

Univerzita Pardubice

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Zpracování signálu s komplikovaným dopplerovským spektrem v systému
primárního radaru

Disertační práce

2023

Karel Juryca

Prohlašuji:

Práci s názvem „Zpracování signálu s komplikovaným dopplerovským spektrem v systému primárního radaru“ jsem 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., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, 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.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 7/2019 Pravidla pro odevzdávání, zveřejňování a formální úpravu závěrečných prací, ve znění pozdějších dodatků, bude práce zveřejněna prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 10. 8. 2023

Karel Juryca v.r.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval svému školiteli disertační práce prof. Ing. Pavlu Bezouškovi, CSc. a školiteli specialistovi Ing. Janu Pidaničovi, Ph.D. za cenné rady a podporu při celé době studia. Poděkování patří také mým kolegům Ing. Tomáši Zálabskému, Ph.D. a Ing. Luboši Rejfkovi, Ph.D. za pomoc při realizaci měření. Dále bych rád poděkoval své rodině a přátelům za jejich podporu a trpělivost při mém studiu a psaní této práce.

ANOTACE

Disertační práce se zaměřuje na možnosti potlačení vlivu nezájmových cílů radarových systémů, které mají komplikované dopplerovské spektrum. Především se jedná o větrné elektrárny, které svým pohybem listů silně ovlivňují detekční schopnosti radarových systémů v rozlišovacích buňkách, kde se daná větrná elektrárna nachází. K analýze vlivu větrných elektráren na radarové systémy se používá navržený SW simulátor odraženého signálu, který byl experimentálně ověřen měřením na několika exemplářích větrných elektráren s použitím měřicího řetězce navrženého a zhotoveného v rámci disertace k tomuto účelu. Data SW simulátoru byla využita k vývoji predikčních a potlačovacích algoritmů, které byly otestovány na reálných měřených datech.

KLÍČOVÁ SLOVA

Radar, Dopplerův jev, zpracování signálů, predikce, Kálmánův filtr, filtrace

TITLE

Signal processing with complicated Doppler spectrum in a primary radar system

ANNOTATION

This dissertation thesis deals with suppress of the effect of uninteresting radar targets with complicated Doppler spectra. In particular, these are wind turbines, which due to their moving blades strongly affect the detection capabilities of radar systems mainly in the resolution cells occupied by the turbine. For analysis of wind turbines impact on radar systems the SW simulator was developed and subsequently experimentally verified on several wind turbines using a measurement chain designed and made for this aim. The SW simulator data were used for the design of prediction and suppression algorithms, which were then tested on real measured data.

KEYWORDS

Radar, Doppler effect, signal processing, prediction, Kalman filter, filtering

OBSAH

SEZNAM ILUSTRACÍ	8
SEZNAM TABULEK	13
SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK	14
SEZNAM POUŽITÝCH PROMĚNNÝCH	16
ÚVOD.....	22
1.1. Vysvětlení problému a motivace	23
1.2. Cíle disertační práce a metodika.....	24
1.3. Přínosy disertační práce	24
1.4. Struktura disertační práce	25
2. REŠERŠE SOUČASNÉHO STAVU	26
2.1. Současný stav potlačení vlivů VE na PR.....	26
3. TEORETICKÝ ZÁKLAD	31
3.1. Primární radar	31
3.1.1. Dopplerovské spektrum	34
3.2. Větrné elektrárny	35
3.2.1. Popis VE	37
3.2.2. Geometrie jedné VE vzhledem k PR	38
3.2.3. Odrazy mezi VE.....	39
3.3. Popis vlivů VE na PR a jejich ukázka na datech ze simulátoru	40
3.3.1. Dominantní Spektrální Složky.....	40
3.3.2. Záblesky „Flash“.....	41
3.3.3. Parametry PR ovlivňující dopplerovské spektrum odražených signálů od VE	43
3.3.4. Detailní vysvětlení vysoké variability odražených signálů	44
3.4. Možnosti filtrace dopplerovského spektra u VE.....	45
3.5. Kálmánův filtr a EKF	46

3.5.1.	UKF	51
4.	SIMULÁTOR VE	60
4.1.	Blokové schéma simulátoru	60
4.2.	Matematický model simulátoru	62
4.2.1.	Výpočet základních parametrů a geometrie simulátoru	63
4.2.2.	Výpočet matice viditelnosti	70
4.2.3.	Výpočet dopplerovského frekvenčního posuvu	73
4.2.4.	Výpočet zpoždění odražených signálu od VE	74
4.2.5.	Výpočet přijatých odražených signálů od VE	74
4.3.	Ukázka shody výstupů simulátoru a reálného měření	75
4.3.1.	Popis scénáře	76
4.3.2.	Analýza vlivu rychlosti otáčení VE	78
4.3.3.	Analýza v závislosti na natočení gondoly VE (směr větru)	80
4.4.	Ověření simulátoru reálným měřením	83
4.4.1.	Navržení měřicího řetězce pro měření odražených signálů od VE	83
4.4.2.	Porovnání reálných dat se simulovanými daty pro reálný scénář	84
5.	SYSTÉM PRO POTLAČENÍ VLIVU VE NA PR	88
5.1.	Popis systému	88
5.2.	Extrakce DSS	89
5.2.1.	Princip AMPD	90
5.2.2.	Testování AMPD	92
5.3.	Predikce DSS založená na UKF	94
5.4.	Potlačení DSS na základě predikce z UKF	100
5.5.	Potlačení DSS při konstantní změně frekvence otáčení listů VE	103
5.6.	Popis jednotlivých simulovaných scénářů a dosažené výsledky	107
5.7.	Využití algoritmu na měřených datech	110
5.8.	Popis jednotlivých měřených scénářů a dosažené výsledky	114

ZÁVĚR	117
POUŽITÁ LITERATURA	121
Vlastní publikace a výstupy VaV	129
SEZNAM PŘÍLOH.....	133

SEZNAM ILUSTRACÍ

Obr. 2.1:	Radar SCANTER 4002 [10].	26
Obr. 2.2:	Zobrazený princip využití infill radaru pro potlačení vlivu větrných elektráren.	27
Obr. 2.3:	RADIX: Digital Clutter Mitigation System (DCMS). [15]	27
Obr. 2.4:	3D Holografický radar THEIA 16A. [17]	28
Obr. 2.5:	Radar LIGHTWAVE RADAR. [18]	29
Obr. 2.6:	Systém SMARTENER. [20]	29
Obr. 3.1:	Blokový diagram vysílací a přijímací části radaru.	32
Obr. 3.2:	Základní princip signálového zpracování u PR.	34
Obr. 3.3:	Názorná ukázka dopplerovského spektra.	35
Obr. 3.4:	Ukázka dopplerovského spektrogramu.	35
Obr. 3.5:	Vývoj velikosti VE.	36
Obr. 3.6:	Rozdělení VE z hlediska osy otáčení.	37
Obr. 3.7:	Grafické znázornění geometrie navrženého simulátoru.	38
Obr. 3.8:	Graficky znázornění princip dvou odrazu mezi třemi VE.	39
Obr. 3.9:	Ukázka spektrogramu z navrženého simulátoru (vlevo), Ukázka doplněna vývojem DSS – dominantních spektrálních složek. (vpravo).	41
Obr. 3.10:	Dopplerovské spektrum v čase $t = 0$ s (vlevo), Stejně spektrum doplněné popisem části spektra (vpravo).	42
Obr. 3.11:	Ukázka principu vzniku fenoménu „flash“.	42
Obr. 3.12:	Simulace bez vymazáním záblesků (vlevo) a jejich vymazání (vpravo).	43
Obr. 3.13:	Ukázka vlivu nosné frekvence na změnu dopplerovské frekvence při různých radiálních rychlostech.	44
Obr. 3.14:	Vliv opakovací periody na jednoznačnost určení dopplerovské frekvence.	44
Obr. 3.15:	Ukázka RCS větrné elektrárny Enercon E70 při frekvenci 3 GHz. [40]	45
Obr. 3.16:	Ilustrativní příklad Kálmánova filtru.	48
Obr. 3.17:	Změna Gaussova rozdělení pravděpodobnosti při využití lineární transformace (zelená přímka).	49
Obr. 3.18:	Algoritmus obecného Kálmánova filtru.	49
Obr. 3.19:	Realizace nelinerárního dynamického systému.	50
Obr. 3.20:	Změna Gaussovského rozdělení pravděpodobnosti při využití nelineární transformace (zelená křivka).	50

Obr. 3.21:	Změna Gaussovského rozdělení pravděpodobnosti při využití linearizované nelineární transformace.....	51
Obr. 3.22:	Základní koncepce linearizace nelineární funkce.....	52
Obr. 3.23:	Názorná ukázka výběru sigma bodu v závislosti na velikosti vstupního stavového vektoru \mathbf{x}	54
Obr. 3.24:	Ukázka vlivu změny parametru α při fixní nastavením parametru $\kappa = 2$	55
Obr. 3.25:	Ukázka vlivu změny parametru κ při fixní nastavením parametru $\alpha = 0,3$	56
Obr. 3.26:	Názorná ukázka využití Unscented transform.	57
Obr. 3.27:	Kompletní algoritmus UKF (využito v Obr. 5.8).	58
Obr. 3.28:	Porovnání rozložení, vypočtených EKF a UKF.	59
Obr. 3.29:	Chyba linearizace v závislosti na délce kroku. t – okamžik linearizace, $t + 1$ – následující krok.....	59
Obr. 4.1:	Zjednodušené blokové schéma principu postupu výpočtu simulátoru.	61
Obr. 4.2:	Grafické znázornění podmínky pro zahrnutí VE do výpočtu z hlediska vzdálenosti od PR (jednoznačnost určení).	64
Obr. 4.3:	Grafické znázornění výpočtu základních parametrů.	66
Obr. 4.4:	Grafické znázornění výpočtu vektoru Φ	67
Obr. 4.5:	Názorná reprezentace úhlu natočení 1.listu VE Θ pouze pro jednu VE.....	69
Obr. 4.6:	Ukázka oblasti zájmu.....	70
Obr. 4.7:	Mapa pozice radaru a větrných elektráren.	75
Obr. 4.8:	Digitální elevační model oblasti zadaného scénáře.	76
Obr. 4.9:	Profil terénu mezi radarem a VE1.	77
Obr. 4.10:	Rozlišovací buňka pro zadaný scénář.....	78
Obr. 4.11:	Vývoj dopplerovského spektra pro rychlosti otáčení větrné elektrárny (1,13 – 13,13 ot/min).	80
Obr. 4.12:	Vývoj dopplerovského spektra pro směr větru od 0° (ze severu) do 150°	81
Obr. 4.13:	Vývoj dopplerovského spektra pro směr větru od 180° (z jihu) do 330°	82
Obr. 4.14:	Blokové schéma měřicího řetězce.	84
Obr. 4.15:	Mapa scénáře pro stanoviště Kámen.	85
Obr. 4.16:	Měření Kámen – Horizontální polarizace: měřená data (levý sloupec), simulovaná data (pravý sloupec).	86
Obr. 4.17:	Měření Kámen – Vertikální polarizace: měřená data (levý sloupec), simulovaná data (pravý sloupec).	87

Obr. 5.1: Blokové schéma systému pro potlačení vlivu VE na PR (Barevně jsou zvýrazněny klíčové bloky).	89
Obr. 5.2: Simulovaný dopplerovský spektrogram bez potlačení nulové frekvence (vlevo) a simulovaný dopplerovský spektrogram s potlačením nulové frekvence (vpravo).	90
Obr. 5.3: Blokové schéma extrakce DSS.	90
Obr. 5.4: Testování algoritmu AMPD na signálu bez šumu.	92
Obr. 5.5: Testování algoritmu AMPD na signálu se šumem.	93
Obr. 5.6: Porovnání (horní graf) detekce vrcholů pro situaci se šumem (Obr. 5.4) a bez šumu (Obr. 5.5), Vývoj chyby extrakce z důvodu šumu (dolní graf).	93
Obr. 5.7: Simulovaný dopplerovský spektrogram bez potlačení nulové dopplerovské frekvence (vlevo) a vyznačení výstupů extrakce DSS přímo do simulovaného dopplerovského spektrogramu (vpravo).	94
Obr. 5.8: Blokové schéma predikce DSS (UKF algoritmus Obr. 3.27).	95
Obr. 5.9: Simulovaná data – Zobrazení extrahovaných (oranžové kroužky) a predikovaných DSS (modré tečky) + přiblížení na konkrétní oblast.	99
Obr. 5.10: Simulovaná data – Zobrazení chyby predikce DSS kompletní (vlevo) a bez prvních dvou otáček radarové antény pro názornější vývoj chyby (vpravo) + zobrazení střední chyby predikce DSS e a směrodatné odchylky chyby predikce DSS σe	99
Obr. 5.11: Blokové schéma potlačení DSS.	100
Obr. 5.12: Pozice nul a pólů pro navržený komplexní číslicový filtr v konkrétním časovém okamžiku (vlevo), přiblížení pro snadnější pochopení umístění nul a pólů.	101
Obr. 5.13: Simulovaná data – Zobrazení kompletní dvourozměrné přenosové funkce závislé na čase a dopplerovské frekvenci (vlevo) a řez přenosové funkce v konkrétním čase (vpravo), zvolený časový okamžik je zobrazen pomocí zelené úsečky na levém grafu.	102
Obr. 5.14: Simulovaná data – Zobrazení původního dopplerovského spektra bez potlačení nulové dopplerovské frekvence (vlevo) a odfiltrované dopplerovské spektrum pomocí predikovaných DSS (vpravo).	102
Obr. 5.15: Zobrazení úrovně potlačení DSS v konkrétním okamžiku pro simulovaná data. Modrý průběh –původní dopplerovské spektrum s potlačenou nulovou dopplerovskou frekvencí, Oranžový průběh – dopplerovské spektrum po potlačení DSS. Hodnoty v grafu uvádějí míru potlačení DSS.	103
Obr. 5.16: Průběh vývoje frekvence otáčení listů VE.	103

Obr. 5.17:	Dopplerovský spektrogram bez potlačení nulové frekvence (vlevo) a dopplerovský spektrogram s potlačením nulové frekvence (vpravo).....	104
Obr. 5.18:	Vývoj extrahovaných hodnot DSS s využitím AMPD algoritmu pro zrychlující se frekvenci otáčení listů VE.	104
Obr. 5.19:	Simulovaná data – Zobrazení extrahovaných (oranžové kroužky) a predikovaných DSS (modré tečky).....	105
Obr. 5.20:	Simulovaná data – Zobrazení chyby predikce DSS kompletní (vlevo) a bez prvních dvou otáček radarové antény pro názornější vývoj chyby (vpravo) + zobrazení střední chyby predikce DSS e a směrodatné odchylky chyby predikce DSS σ_e	106
Obr. 5.21:	Simulovaná data – Zobrazení kompletní dvourozměrné přenosové funkce závislé na čase a dopplerovské frekvenci (vlevo) a řez přenosové funkce v konkrétním čase (vpravo), zvolený časový okamžik je zobrazen pomocí zelené úsečky na levém grafu.	106
Obr. 5.22:	Simulovaná data – Zobrazení původního dopplerovského spektra bez potlačení nulové dopplerovské frekvence (vlevo) a odfiltrované dopplerovské spektrum pomocí predikovaných DSS (vpravo).....	107
Obr. 5.23:	Zobrazení úrovně potlačení DSS v konkrétním okamžiku pro simulovaná data. Modrý průběh –původní dopplerovské spektrum s potlačenou nulovou dopplerovskou frekvencí, Oranžový průběh – dopplerovské spektrum po potlačení DSS. Hodnoty v grafu uvádějí míru potlačení.	107
Obr. 5.24:	Dopplerovský spektrogram z měřených dat bez potlačení nulové dopplerovské frekvence (vlevo) a dopplerovský spektrogram z měřených dat s potlačením nulové dopplerovské frekvence (vpravo).	111
Obr. 5.25:	Vývoj extrahovaných hodnot DSS pro reálně měřená data.....	111
Obr. 5.26:	Měřená data – Zobrazení extrahovaných (oranžové kroužky) a predikovaných DSS (modré tečky) + přiblížení na konkrétní oblast.	112
Obr. 5.27:	Měřená data – Zobrazení chyby predikce DSS kompletní (vlevo) a pouze pro časový interval 0 až 1 s (vpravo) + zobrazení střední chyby predikce DSS e a směrodatné odchylky chyby predikce DSS σ_e	112
Obr. 5.28:	Měřená data – Zobrazení kompletní dvourozměrné přenosové funkce závislé na čase a dopplerovské frekvence (vlevo) a řez přenosové funkce v konkrétním čase (vpravo), zvolený časový okamžik je zobrazen pomocí zelené úsečky na levém grafu.	113

Obr. 5.29: Měřená data – Zobrazení původního dopplerovského spektra bez potlačení nulové dopplerovské frekvence (vlevo) a odfiltrované dopplerovské spektrum pomocí predikovaných DSS (vpravo).....	113
Obr. 5.30: Zobrazení úrovně potlačení DSS pro reálně měřená data v konkrétním okamžiku. Modrý průběh –původní dopplerovské spektrum s potlačenou nulovou dopplerovskou frekvencí, Oranžový průběh – dopplerovské spektrum po potlačení DSS. Hodnoty v grafu uvádějí míru potlačení.	114
Obr. 5.31: Dopplerovský spektrogram pro měření 14 – křížová polarizace.....	115

SEZNAM TABULEK

Tab. 4.1: Ukázka matice viditelnosti	71
Tab. 4.2: Tabulka rozsahů dopplerovského spektra v závislosti na rychlosti otáčení listů větrné elektrárny.	79
Tab. 4.3: Parametry VE Vestas V90.....	85
Tab. 5.1: Parametry scénáře pro ověření systému	89
Tab. 5.2: Seznam a popis scénářů společně s průměrným potlačením DSS	109
Tab. 5.3: Seznam a popis měření společně s průměrným potlačením DSS.....	116

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

Zkratka	Anglický název	Český název
ACMS	Analogue Clutter Mitigation System	Analogový systém pro zmírnění rušení
AMPD	Automatic Multiscale-based Peak Detection	Automatická detekce víceúrovňových maxim
DCMS	Digital Clutter Mitigation System	Digitální systém pro zmírnění rušení
DEM	Digital Elevation Model	Digitální elevační model
DFT	Discrete Fourier Transform	Diskrétní Fourierova transformace
DSS	Dominant Spectral Components	Dominantní Spektrální Složky
EKF	Extended Kalman Filter	Rozšířený Kálmánův filtr
FFT	Fast Fourier Transform	Rychlá Fourierova transformace
GPS	Global Positioning System	Globální polohový systém
HAWT	Horizontal-Axis Wind Turbine	Větrná elektrárna s horizontální osou
HW	Hardware	
LSS	Low-Slow-Small	Malé, pomalé a nízko letících cílů
LMSC	Local Maxima Scalogram	Místní scalogram maxima
MIMO	Multiple-Input and Multiple-Output	Více vstupů více výstupů
MTD	Moving Target Detection	Detekce pohyblivých cílů
MTI	Moving Target Indication	Indikace pohyblivého cíle
NATS	National Air Traffic Services	Britské národní služba letového provozu
PPR	Primary Surveillance Radar	Primární Přehledový Radar
PR	Primary Radar	Primární Radar
PRI	Pulse Repetition Interval	Interval opakování impulzu
RAM	Radiation-Absorbent Material	Materiál pohlcující záření

RCS	R adar C ross- S ection	Efektivní odrazná plocha
SDR	S oftware- D efined R adio	Softwarově definované rádio
SRTM	S huttle R adar T opography M ission	
SW	S oftware	
UKF	U nscented K alman F ilter	Unscented Kálmánův filtr
USRP	U niversal S oftware R adio P eripheral	Univerzální softwarová rádiová periferie
UT	U nscented T ransform	Unscented transformace
VAWT	V ertical- A xis W ind T urbine	Větrná elektrárna se svislou osou
VE	W ind T urbine	Větrná Elektrárna

SEZNAM POUŽITÝCH PROMĚNNÝCH

Proměnná	Popis	Rozměr	Jednotky
A	Útlum signálu	1×1	–
A_t	Stavová matice v čase t	$n \times n$	–
α, β	Parametry definující výběr vzdálenosti od střední hodnoty μ	1×1	–
B	Vektor pořadí listů	$1 \times N_b$	–
$b(x_t)$	Korekce stavu na základě měření	1×1	
$\bar{b}(x_t)$	Predikce nového stavu	1×1	
B_t	Matice vlivu řídicího vektoru u_t v čase t	$n \times q$	–
BW_{dop}	Celková šířka dopplerovského spektra	1×1	Hz
c	Rychlost světla	1×1	ms^{-1}
C_t	Matice vlivu vektoru měření z_t v čase t	$k \times n$	–
δ_t	Vektor náhodných proměnných pro rovnici měření v čase t	$k \times 1$	–
$\Delta\Phi$	Rozsah azimutů pro všechny detekované větrné elektrárny	1×1	rad
Δl	Délka elementu listu větrné elektrárny	1×1	m
$\Delta\Theta$	Změna natočení listu	1×1	rad
e	Index konkrétního elementu listu větrné elektrárny	1×1	–
ϵ_t	Vektor náhodných proměnných pro stavovou rovnici v čase t	$n \times 1$	–
E	Vektor elevací středů gondol větrných elektráren vůči primárnímu radaru	$1 \times N_W$	rad
f	Vektor diskretních frekvencí	$1 \times N_{\text{fft}}$	Hz
f_c	Nosná frekvence vysílaného radarového signálu	1×1	Hz

f_{dop}	Dopplerovská frekvence	1×1	Hz
\mathbf{f}_{dop}	5D matice popisující dopplerovskou frekvenci všech elementů, všech větrných elektráren, pro všechny otáčky antény radaru a všech opakovacích period	$N_{\text{rot}} \times N_{\text{W}} \times N_{\text{b}} \times N_{\text{rep}} \times l_{\text{w}}/\Delta l$	Hz
f_{s}	Vzorkovací frekvence	1×1	Hz
$f(\varphi, \vartheta)$	Charakteristika antény	1×1	–
f_{OP}	Opakovací frekvence vysílaného radarového signálu	1×1	Hz
f_{Rrot}	Frekvence otáčení antény primárního radaru	1×1	ot/min
$\mathbf{f}_{\text{VERot}}$	Vektor frekvence otáčení jednotlivých větrných elektráren	$1 \times N_{\text{W}}$	ot/min
φ	Azimut antény radarového systému	1×1	rad
Φ	Vektor natočení os rotace gondol větrných elektráren vůči primárnímu radaru	$1 \times N_{\text{W}}$	rad
Φ_0	Vektor natočení větrných elektráren vůči x-ové ose	$1 \times N_{\text{W}}$	rad
Φ_{ve}	Vektor azimutů natočení primárního radaru vůči středům gondol větrných elektráren	$1 \times N_{\text{W}}$	rad
g	Zisk filtru	1×1	–
\mathbf{G}	Matice zisků	$N_{\text{rep}} \times N_{\text{W}}$	–
h	Výška stožáru větrné elektrárny	1×1	m
$H(\omega)$	Obecná charakteristika přizpůsobeného filtru	1×1	V
$\chi^{[i]}$	Pozice i -tého sigma bodu	$1 \times N_{\chi}$	–
j	Index konkrétního listu větrné elektrárny	1×1	–
\mathbf{J}	Vektor samých jedniček	$1 \times N_{\text{rot}}$	–
k	Dimenze měřícího vektoru \mathbf{z}	1×1	–
\mathbf{K}_t	Matice Kálmánova zesílení v čase t	$n \times k$	–

κ	Parametr pro výpočet parametru měřítka λ	1×1	–
ξ	Parametr měřítka volby Unscented Kalman Filter (UKF) sigma bodů	1×1	–
l	Délka listu větrné elektrárny	1×1	m
L	Celkový počet sloupců matice \mathbf{M}_n , kde $L = \lceil N_{\text{fft}}/2 \rceil - 1$	1×1	–
λ	Vlnová délka	1×1	m
\mathbf{m}	Vektor indexů vysílané opakovací periody	$1 \times N_{\text{rep}}$	–
\mathbf{M}	Matice viditelnosti	$N_{\text{rep}} \times N_{\text{W}}$	–
\mathbf{M}_n	Matice přepočítaná z $S_n(\mathbf{f})$ pomocí LMSC (<i>Local Maxima Scalogram</i>)	$N_{\text{fft}} \times L$	–
\mathbf{M}'_n	Redukovaná matice \mathbf{M}_n	$N_{\text{fft}} \times \eta$	–
$\boldsymbol{\mu}$	Střední hodnota	$n \times 1$	–
n	Dimenze stavového vektoru \mathbf{x}	1×1	–
\mathbf{n}	Vektor otáček primárního radaru	$1 \times N_{\text{rot}}$	–
N_{b}	Počet listů větrné elektrárny	1×1	–
N_{χ}	Celkový počet sigma bodů	1×1	–
N_{rep}	Počet opakovacích period v oblasti zájmu, kde se nacházejí větrné elektrárny	1×1	–
N_{rot}	Počet otáček radarového systému	1×1	–
N_{s}	Počet vzorků signálu v jedné opakovací periodě	N_{s}	–
N_{VE}	Počet větrných elektráren	1×1	–
N_{W}	Počet větrných elektráren splňující podmínku vzdálenosti od primárního radaru $\langle R_{\text{p}}, R_{\text{max}} \rangle$	1×1	–
η	redukovaný počet sloupců matice \mathbf{M}'_n	1×1	–
o	Index konkrétní otáčky radarového systému	1×1	–

ω	Úhlová rychlost	1×1	rad/s
Ω	Výčtový vektor zařazených větrných elektráren do výpočtu	$1 \times N_{VE}$	–
p	Index konkrétní vysílací opakovací periody	1×1	–
p_n	n -tý vektor maxim pomocí algoritmu AMPD	$1 \times N_{fft}$	–
$p(x y)$	Pravděpodobnost stavu x podmíněna stavem y	1×1	–
Ψ	Natočení antény primárního radaru za jednu opakovací periodu $T_{OP}(s)$	1×1	rad
q	Dimenze řídicího vektoru \mathbf{u}	1×1	–
Γ	Výsledný rozsah azimutů výseče	1×1	rad
Q_t	Kovarianční matice šumu pro rovnici měření v čase t	$k \times k$	–
r	Vzdálenost primárního radaru od objektu	1×1	m
\mathbf{r}	4D matice obsahující informaci o vzdálenosti všech elementů, všech větrných elektráren vůči primárnímu radaru, pro všechny opakovací periody a všechny otáčky radaru	$N_{rot} \times N_W \times N_b \times l_w/\Delta l$	m
\mathbf{R}	Vektor euklidovské vzdálenosti mezi větrnými elektrárnami a primárním radarem bez uvažování výškového rozdílu	$1 \times N_W$	m
R_{max}	Maximální vzdálenost objektu od primárního radaru při jednoznačném určení vzdálenosti	1×1	m
R_p	Slepá vzdálenost primárního radaru	1×1	m
\mathbf{R}_{RV}	Vektor šikmé vzdálenosti mezi radarem a jednotlivými gondolami větrných elektráren	$1 \times N_{VE}$ ($1 \times N_W$)	m
$R(t)$	Autokorelační funkce	1×1	V^2
\mathbf{R}_t	Kovarianční matice šumu pro stavovou rovnici v čase t	$n \times n$	
ρ	Konstanta v množině \mathbb{N}	1×1	–
$s_{in}(\cdot)$	Vstupní signál v časové oblasti	1×1	V
$s_{in}^*(\cdot)$	Vstupní komplexně sdružený signál v časové oblasti	1×1	V

S_i	Hustota dopadajícího výkonu na objekt	1×1	W/m^2
$S_{in}(\omega)$	Vstupní spektrum signálu	1×1	V
$ S_{in}(\omega) ^2$	Výkonové spektrum vstupního signálu	1×1	V^2
$S_{in}^*(\omega)$	Vstupní spektrum komplexně sdruženého signálu	1×1	V
$S_n(f)$	n -té diskretní dopplerovské spektrum signálu	$1 \times N_{fft}$	V
$S_{out}(\omega)$	Výstupní spektrum signálu	1×1	V
S_s	Hustota rozptýleného výkonu ve vzdálenosti r	1×1	W/m^2
σ	Efektivní odrazná plocha	1×1	m^2
σ_i	Směrodatná odchylka	$1 \times N_{fft}$	–
σ_{VE}	Efektivní plocha větrné elektrárny	1×1	m^2
Σ	Kovarianční matice	$n \times n$	
t_d	4D matice obsahující informaci o časovém zpoždění příchodu odražených signálů všech elementů, všech větrných elektráren vůči primárnímu radaru, pro všechny opakovací periody a všechny otáčky radaru	$N_{rot} \times N_W \times N_b \times l_w/\Delta l$	s
t_{rec}	Doba obnovy	1×1	s
t_{Rrot}	Doba jedné rotace jedné otáčky antény primárního radaru	1×1	s
T_0	Časové zpoždění přijatého signálu oproti vysílanému	1×1	s
T_{OP}	Doba opakovací periody vysílaného radarového signálu	1×1	s
T_s	Vzorkovací perioda	1×1	s
τ_p	Šířka impulzu vysílaného radarového signálu	1×1	s
ϑ	Elevace antény radarového systému	1×1	rad
Θ	Vektor natočení 1. listu větrné elektrárny pro jednotlivé otáčky primárního radaru	$N_{rot} \times N_W$	rad

Θ_0	Vektor inicializačních úhlů natočení 1. listu větrných elektráren.	$1 \times N_W$	rad
\mathbf{u}_t	Řídící vektor v čase t	$q \times 1$	–
v_b	Slepá rychlost primárního radaru	1×1	ms^{-1}
v_r	Radiální rychlost cíle	1×1	ms^{-1}
\mathbf{V}	Tečná rychlost jednotlivých elementů všech větrných elektráren	$N_W \times l_w / \Delta l$	ms^{-1}
\mathbf{V}_{dop}	5D matice popisující rychlost všech elementů, všech větrných elektráren, pro všechny otáčky antény radaru a všech opakovacích period	$N_{\text{rot}} \times N_W \times N_b \times N_{\text{rep}} \times l_w / \Delta l$	ms^{-1}
w	Index konkrétní větrné elektrárny	1×1	–
$w^{[i]}$	Váha i -tého sigma bodu	$1 \times N_\chi$	–
W_R	Šířka hlavního anténního svazku radarové antény	1×1	rad
x_r, y_r, z_r	Kartézské souřadnice primárního radaru	1×1	m
\mathbf{x}_t	Stavový vektor v čase t	$n \times 1$	–
$\mathbf{x}_{ve}, \mathbf{y}_{ve}, \mathbf{z}_{ve}$	Vektory kartézských souřadnic větrných elektráren	$1 \times N_{VE}$ ($1 \times N_W$)	m
\mathbf{y}_n	n -tý vektor reprezentuje informaci o všech lokálních maximech	$1 \times N_{\text{fft}}$	–
\mathbf{Y}	3D matice popisující sumaci všech přijatých odražených signálů pro všechny otáčky antény radaru a všechny opakovací periody	$N_{\text{rot}} \times N_{\text{rep}} \times N_s$	V
\mathbf{Y}	4D matice obsahující informaci o natočení všech listů, všech větrných elektráren, pro všechny opakovací periody a všechny otáčky radaru	$N_{\text{rot}} \times N_W \times N_b \times N_{\text{rep}}$	rad
\mathbf{z}_t	Vektor měření (pozorování) v čase t	$k \times 1$	–
ζ	Normalizační konstanta	1×1	–
\mathbf{Z}	6D matice popisující všechny přijaté odražené signály od všech elementů, všech větrných elektráren, pro všechny otáčky antény radaru a všech opakovacích period	$N_{\text{rot}} \times N_W \times N_b \times l_w / \Delta l \times N_{\text{rep}} \times N_s$	V

ÚVOD

Důraz na výrobu energií s využitím obnovitelných (ekologických) zdrojů začal hrát v posledních 30-ti letech významnou roli v našich životech. Jedním z nejdůležitějších zdrojů této obnovitelné energie je větrná energie, která pro její výrobu využívá větrné elektrárny (VE). Masivní rozšíření větrných elektráren přináší negativní vliv na funkčnost radarových systémů (zejména primárních) [1] – [4], a to zejména ve zhoršení jejich detekčních schopností či jejich maskování. Moderní radarové systémy přitom musí umožnit detekci malých, pomalých a nízko letících cílů (LSS - např. dronů), které se staly v posledním desetiletí velmi rozšířené. Drony obsahují velké množství pokročilých funkcí (např. automatický let po předem definované trajektorii, rostoucí index zatížení atd.) díky jejich možnému zneužití, narůstá množství bezpečnostních hrozeb (teroristické útoky, útoky na kritickou infrastrukturu, sběr citlivých informací atd).

LSS cíle se často pohybují v prostředí mezi velkými objekty, které způsobují velmi silné odrazy a komplikují tak detekci těchto cílů.

Obvyklé umístění VE je na pobřeží, na moři, na vrcholu kopců nebo na horských hřebenech. Nejběžnějším typem VE jsou elektrárny se třemi listy, a proto se tato práce zaměří pouze na tento typ. Dále se tato práce věnuje vlivu na primární radarové systémy (PR).

Hlavním vlivem větrných elektráren na PR je maskování nebo zhoršení detekčních schopností (zejména cílů LSS) v příslušné rozlišovací buňce. Vliv VE však může způsobit i další problémy, jako jsou falešná detekce, ztráta sledování cíle, či snížení pravděpodobnosti detekce cílů atd.

Obecné detekční schopnosti radarového systému mohou být omezeny (1) nežádoucími odrazy z přírodního prostředí, obytných nebo průmyslových budov atd. (obecně statické objekty) a (2) nežádoucími odrazy se silnými mikro-Dopplerovými posuny způsobenými pohybujícími se částmi objektů. První typ nežádoucích ozvěn získaných od statických objektů lze snadno potlačit standardními technikami [5] – [8].

Pro primární radary představuje překážku VE, která ovlivňuje přijímaný radarový signál. VE zahrnuje statickou (věž, gondola) a pohyblivou část (vrtulové listy). Odrazy získané vlivem této překážky lze rozdělit do kategorií, jako jsou (1) zpětné odrazy, (2) zrcadlové odrazy, (3) difrakce vln a (4) stínění objektů za překážkou. Kategorie (2)-(4) obvykle nepředstavují významný problém. Zanedbání těchto odrazů/dějů je přípustné, pokud jsou rozměry vrtulových

listů nebo věže VE výrazně menší než plocha pokrytá hlavním paprskem radarové antény. V tomto případě většina vysílané energie prochází kolem těchto překážek.

Hlavní problém tedy představují zpětné odrazy. Současné nejmodernější techniky zmírnění aktivního potlačení vlivu VE na PR systém představují velmi složitý problém.

1.1. Vysvětlení problému a motivace

Větrné elektrárny představují významný zdroj rušení pro většinu radarových systémů. Jde zejména o přehledové radary středního a dlouhého dosahu nebo meteorologické radary. Dále lze nepříznivý vliv VE pozorovat i u sekundárních radarů pro řízení letového provozu a u některých pasivních radarových systémů. [1] – [4] Proto je pochopitelná všeobecná snaha o potlačení tohoto vlivu a otázka výzkumu a vývoje různých metod potlačení je nyní velmi aktuální.

Část metod se zaměřuje na samotné elektrárny (snížení odrazné plochy VE, instalace aktivních odpovídačů apod.) a byly zde i pokusy o legislativní řešení (např. zákaz výstavby VE ve vymezených místech v okolí letišť). Rozšiřuje se i použití tzv. vyplňujících radarů, které prostor sledují z jiné pozice (např. uprostřed farmy VE) a poskytují hlavnímu radaru potřebné doplňující informace. Pokud se omezíme jen na metody aplikované na vlastní RS, pak část současně používaných metod využívá úpravy anténního diagramu radaru (např. zúžení svazku nebo adaptivní potlačení postranních laloků). Další možnosti jsou pak v oblasti softwarového zpracování přijatého signálu např. adaptivní vymazání (odečtení) odrazů ve vybraném prostoru nebo adaptivní dopplerovská filtrace přijímaného signálu.

Možnosti snížení odrazné plochy VE jsou zatím velmi omezené a drahé a lze s nimi počítat nanejvýš u nově budovaných VE (a i tam v omezené míře). Metody, založené na adaptivitě antén také nejsou levné a lze je aplikovat jen u nových RS. Naopak metody, zasahující pouze do zpracování signálů jsou relativně levné, a přitom je lze (omezeně) aplikovat i zpětně u stávajících zařízení formou jejich modernizace.

Hlavním problémem softwarového potlačení odrazů od VE je to, že jde o velmi komplikovaný signál se širokým spektrem a velmi proměnlivý v čase, a proto zatím není spolehlivá metoda odstranění těchto jevů známa. Je zřejmé, že, vzhledem k variabilitě signálu, odraženého od VE musí být úspěšná metoda značně adaptabilní a musí využívat nejmodernější prostředky predikce vývoje systému. Tyto okolnosti tedy byly motivací pro zaměření mé disertační práce

na výzkum metody potlačení vlivů VE na radarové systémy prostřednictvím adaptivního zpracování přijatého signálu.

1.2. Cíle disertační práce a metodika

Z výše uvedené motivace byly odvozeny i cíle mé disertační práce:

- Navrhnout a realizovat experimentální pracoviště pro měření odrazů od VE.
- Vytvořit počítačový model (simulátor) signálu, odraženého od VE a ověřit ho na experimentálních datech
- Na základě tohoto modelu navrhnout metodu adaptivního potlačení těchto odrazů a v prostředí Matlab vypracovat její model a ověřit funkčnost této metody potlačení jak na modelu signálu, tak také na experimentálních datech.

Při práci jsem uplatnil tyto kroky:

1. Navrhl jsem obecný simulátor, který generuje dopplerovskou signaturu VE u primárních radarů a také umožňuje generování libovolného scénáře v závislosti na nastavitelných parametrech větrných elektráren a primárního radarového systému.
2. Se simulovanými daty jsem navrhl metodu pro extrakci významných složek v dopplerovském spektru a následnou predikci pomocí EKF, UKF.
3. Navrhl a oživil jsem měřící řetězec pro reálné měření odrazů od větrných elektráren pomocí softwarově definovaného rádia (SDR).
4. Provedl jsem reálné měření odrazů od konkrétních větrných elektráren.
5. Ověřil jsem výsledky simulátoru na základě reálného měření
6. Metodu z bodu 2 pro predikci jsem ověřil na reálných datech
7. Na základě predikční metody významných složek v dopplerovském spektru jsem navrhl metodu potlačení tohoto rušení.

1.3. Přínosy disertační práce

V dnešní době se rozlišovací buňka radaru, která obsahuje přítomnost větrné elektrárny obecně vymaže a radarový systém přijde o veškerou informaci uvnitř této rozlišovací buňky. V případě offshorových větrných farem na pobřeží by tak došlo k vymazání velkého množství rozlišovacích buněk (celé pásy). Tím by radarový systém nemohl detekovat zajímavé, popřípadě nepřátelské cíle v těchto zaslepených pásách. Hlavními přínosy této práce je nástin možného

řešení, který by umožnil po nasazení na reálný hardware potlačovat vliv větrných elektráren na primární radarový systém, bez trvalého vymazání části prostoru.

1.4. Struktura disertační práce

Tato disertační práce je členěna do čtyř kapitol. První kapitola uvádí dostupný stav současného poznání pro potlačení vlivu větrných elektráren na primární radarové systémy. Druhá kapitola je zaměřena na teoretický základ, pro pochopení všech aspektů, které jsou potřebné pro pochopení zbytku disertační práce. Třetí kapitola popisuje navržený simulátor, který sloužil pro ověření a generování simulovaných radarových dat obsahující dopplerovskou signaturu větrných elektráren pro konkrétní nastavení vstupních parametrů. V závěru této kapitoly je uvedeno i ověření simulátoru na mnou naměřených datech společně s popisem samotného navrženého měřícího řetězce. Čtvrtá kapitola popisuje navržený systém, který umožňuje potlačovat vliv větrných elektráren na primární radarové systémy. Systém je ověřen na simulovaných i na naměřených datech.

Z důvodu velkého množství proměnných v kapitolách 3 a 4 byl vytvořen před tímto úvodem seznam použitých proměnných, který by měl čtenáři usnadnit sledování výkladu problematiky a matematických vztahů.

2. REŠERŠE SOUČASNÉHO STAVU

V posledních 15-20 letech je kladen velký důraz na ekologickou výrobu elektrické energie, kde jeden z nejdůležitějších zdrojů představují větrné elektrárny. Pohyb listů větrných elektráren (VE) představuje významný zdroj rušení pro všechny druhy primárních radarů (PR), které může způsobit zaslepení radarového systému v určité oblasti nebo vytvoření falešných odrazů, které se mohou jevit jako falešné cíle. Díky prudkému nárůstu objemu letecké dopravy a zvyšování hustoty leteckého provozu je nutná eliminace těchto vlivů větrných elektráren na radarové systémy. Díky vysoké variabilitě odrazu vysílaného radarového signálu od větrné elektrárny (výška, počet listů, zakřivení listů, druh použitých materiálů, natočení vůči radaru, rychlost otáčení atd.) je to velmi obtížná úloha, která vyžaduje vývoj specializovaného hardwaru, případně pokročilých adaptivních algoritmů signálového zpracování. Tato kapitola sumarizuje metody potlačení vlivu větrných elektráren na radarové systémy, které dnes nabízejí jednotlivé komerční subjekty. Mnoho „dostupných“ řešení je však součástí vojenských či polovojenských systémů, které již ze své podstaty informace nezveřejňují.

2.1. Současný stav potlačení vlivů VE na PR

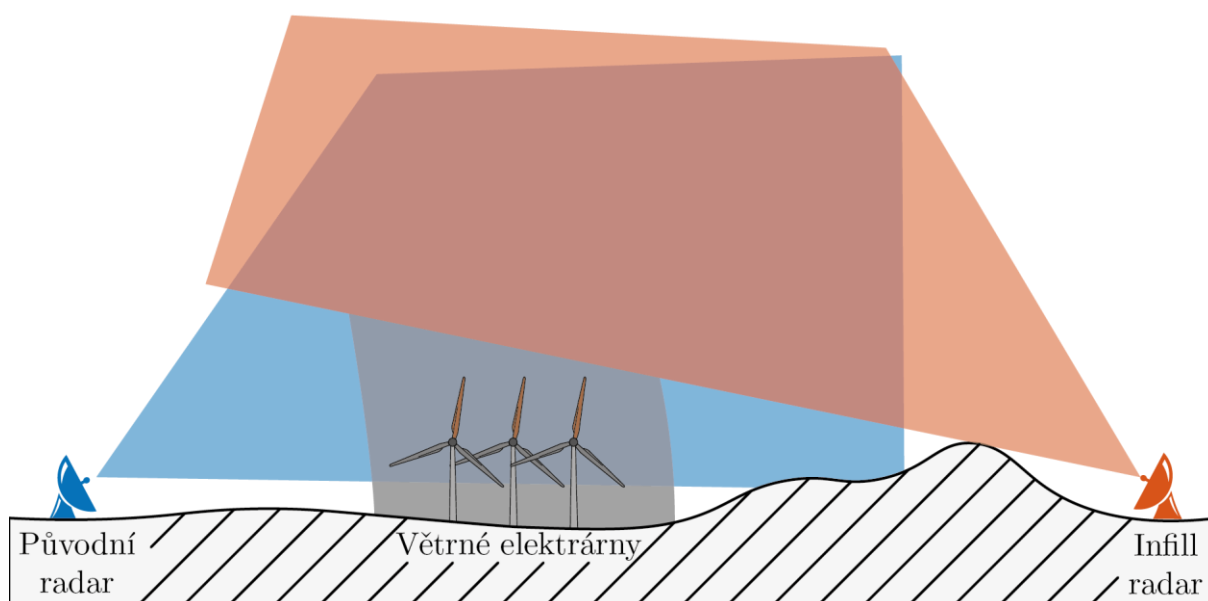
Firma TERMA [9] vyvinula infill (vyplňující) radar SCANTER 4002 (viz Obr. 2.1) [10], který umožňuje oddělit malé pohyblivé objekty od velkých plošných objektů, jako jsou např. větrné elektrárny. Jedná se o dvourozměrný koherentní radar, který pracuje v pásmu X (8 GHz – 12 GHz), s kompresí impulsu a s pokročilým Dopplerovským zpracováním.



Obr. 2.1: Radar SCANTER 4002 [10].

Infill radar je "vyplňující" radar, který je nasazen v oblastech, kde primární radar má snížené detekční vlastnosti z důvodů zastínění, např. vlivu větrných elektráren. Názorné schéma využití infill radaru je uvedeno na Obr. 2.2.

Další společnost, která se touto problematikou zabývá je firma Raytheon Technologies [11]. Stejně jako u firmy TERMA se věnuje principu snížení vlivu VE na PR a tím zlepšuje detekční schopnosti PR. Firma provedla zkoušky a demonstrace pro britské národní služby letového provozu (NATS), federální leteckou správu a americké ministerstvo obrany. [12]



Obr. 2.2: Zobrazený princip využití infill radaru pro potlačení vlivu větrných elektráren.

Britská firma Thruput [13] nabízí několik možných HW řešení pro potlačení vlivu VE na PR. První dvě řešení jsou vhodná pro potlačení vlivu jednotlivých VE či malých farem a jsou založena na vývoji specializovaného HW, který je založen na korelaci odražených signálů od VE a následného jejího potlačení (systém MIDAS III ACMS (Analogue Clutter Mitigation System) [14], RADIX: DCMS (Digital Clutter Mitigation System), který je zobrazen na Obr. 2.3. [15].



Obr. 2.3: RADIX: Digital Clutter Mitigation System (DCMS). [15]

Dalším nabízeným řešením je vyvinutý Infill Radar [16]. Jedná se o využití vyplňovacího radaru, který poskytuje přehledovému PR další sadu informací o oblasti s větrnými

elektrárnami. Hlavní výhodou je možnost integrity přehledovými radary od společností AVEILLANT [17], C-SPEED [18], nebo TERMA [9].

Další společnost, která se zaměřuje na potlačení vlivů VE pomocí vyplňovacího radaru je společnost AVEILLANT [19], která nabízí 3D Holografický radar THEIA 16A (viz

Obr. 2.4), který pracuje v L-pásmu (1–2 GHz), s dosahem od 0,5 km do 9,26 km. Holografický radar pracuje na odlišném přístupu než klasický přehledový radar. Tento typ radaru využívá patentovanou technologii firmou AVEILLANT, která umožňuje pomocí statického a kruhového pole nepřetržitě monitorovat veškerý vzdušný prostor v jeho rozsahu pokrytí (90° x 90°). [17]



Obr. 2.4: 3D Holografický radar THEIA 16A. [17]

Společnost C-SPEED představuje mobilní doplňkový radar LIGHTWAVE RADAR (viz Obr. 2.5). Jedná se o 2D primární přehledový radar, který pracuje v S-pásmu (2,7 – 3,1 GHz) s dosahem do 37 km. [18]



Obr. 2.5: Radar LIGHTWAVE RADAR. [18]

Společnost Cyrrus vyvinula systém SMARTENER (viz

Obr. 2.6). Systém využívá data z existujícího přehledového radaru a ze známých pozic VE určuje, zda odrazy pocházejí od VE nebo od hledaného cíle. SMARTENER využívá pouze data z jednoho senzoru (radaru) a nevyžaduje pro svoji činnost jiné informace. [20]



Obr. 2.6: Systém SMARTENER. [20]

Nejjednodušším (a nejméně vhodným) řešením, je ignorování (vymazání) konkrétních rozlišovacích buněk radaru, ve kterých se větrné elektrárny nacházejí. Touto technikou dojde k potlačení problému, ale také k znemožnění detekce zájmových cílů v dané rozlišovací buňce radaru. Toto řešení může být vhodné pro osamocené VE, kdy ztráta informace o detekovaných zájmových cílech je v rámci jedné či pár rozlišovacích buněk radaru. U větrných farem nelze tuto techniku použít, protože by došlo k vymazání velké části zájmové oblasti (např. větrné farmy u místěné u pobřeží Velké Británie. [21]

Dalším řešením, které se přímo netýká PR, je potlačení odrazu vysílaného radarového signálu od vlastních VE, založené na použití absorpčních materiálů, tzv. RAM (Radiation-absorbent material) nátěrů, které výrazně snižují efektivní odraznou plochu RCS. Nevýhodou tohoto přístupu je především cena a dostupnost tohoto nátěru. [22]

Všechna výše zmíněná řešení jsou buď řešena pomocí přídavného HW (popřípadě dalšího PR). Řešení s pokročilým zpracováním signálu zatím není veřejně známo nebo s největší pravděpodobností je radarovými společnostmi toto know-how utajeno.

3. TEORETICKÝ ZÁKLAD

Tato práce se zabývá potlačením vlivů větrných elektráren (VE) u primárních radarů (PR). Hlavní část této kapitoly bude zaměřena na popis obecného PR, dopplerovského spektra a VE z hlediska pohledu PR. Hlavní vlivu VE na PR budou na ukázkách podrobněji vysvětleny včetně dalších variabilních parametrů, které ovlivňují dopplerovské spektrum u signálů odražených od VE. Dále zde budou teoreticky popsány metody, které sloužily pro potlačení některých vlivů VE na PR.

3.1. Primární radar

Princip primárního radaru (PR) je založen na vysílání elektromagnetických vln, které se odráží od okolního prostředí či objektů (budov, stromů, letadel, mraků, země atd). Odražené signály dopadají zpět na anténu a jsou dále zpracovávány. Ze zpoždění mezi vysílaným a přijímaným signálem lze zjistit vzdálenost objektu (cíle) od radaru. Pokud se objekt pohybuje vůči radaru dochází ke změně frekvence přijímaného signálu. Tomuto jevu se říká Dopplerův jev [23] – [27]. Tato změna frekvence se také nazývá dopplerovská frekvence f_{dop} a pomocí ní lze zjistit radiální rychlost objektu (cíle). Základní části radarového systému jsou zobrazeny na Obr. 3.1. Radarový systém lze rozdělit do čtyř částí dle [24], [28]:

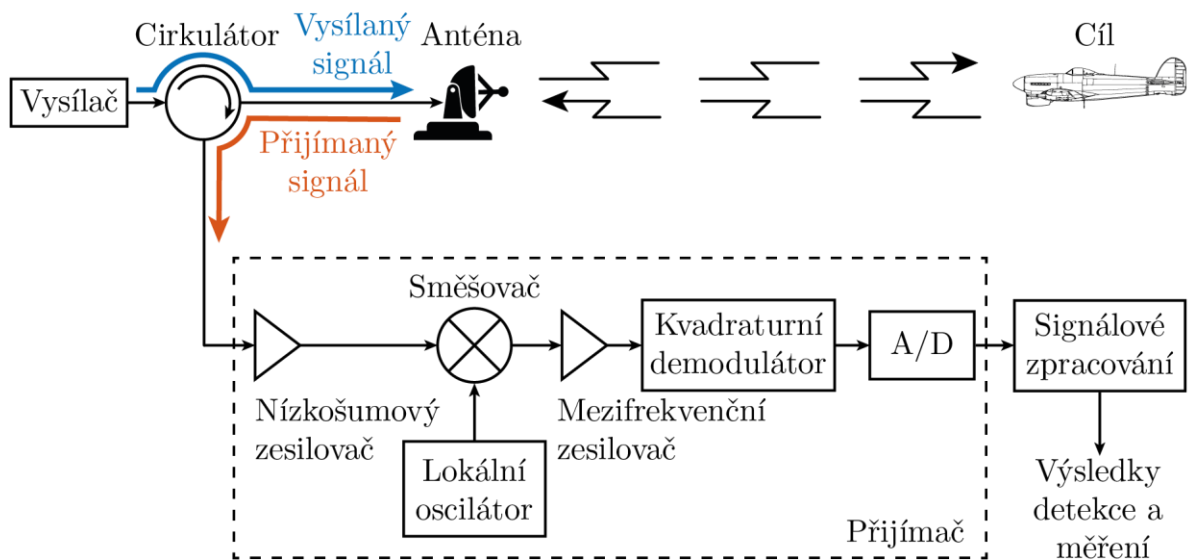
- Anténní část
- Vysílací část
- Přijímací část
- Část signálového zpracování

Anténní část obsahuje samotnou *anténu*, která nám umožňuje vysílání elektromagnetických vln do prostoru v určitém směru. Tento směr je dán charakteristikou antény $f(\varphi, \vartheta)$, kde φ je reálná proměnná reprezentující azimut (rad) a ϑ reprezentující elevaci (rad). Tato část dále obsahuje *cirkulátor*, který slouží k ochraně přijímací části, která je velmi citlivá pro příjem nízkovýkonových (slabých) odražených signálů. Tato ochrana je nutná v případě, pokud systém využívá jenom jednoho anténního systému pro vysílání a příjem. Jedná se o obvod, který zajišťuje, aby se vysílací signál nemohl dostat do přijímací části a tím citlivý přijímač poškodit, či zničit. Vysílací část je tvořena *vysílačem*, který generuje vysílací signál. Ten je u primárních radarů tvořen periodickými promodulovanými impulzy s krátkou šířkou $\tau_p(s)$, které se opakují po tzv. opakovací periodě $T_{\text{OP}}(s)$ (též známé pod zkratkou PRI – *Pulse Repetition Interval*). Šířka impulzů $\tau_p(s)$ jsou mnohonásobně kratší než opakovací perioda $T_{\text{OP}}(s)$ ($\tau_p \ll T_{\text{OP}}$).

Typicky je šířka impulzu 100 až 1000 krát kratší než opakovací perioda. Opakovací doba $T_{OP}(s)$ ovšem nemusí být konstantní, ale může se podle nastavené sekvence měnit. Tomuto nerovnoměrnému vzorkování se říká *stagger* a umožňuje nám potlačit slepé rychlosti [23],[29], které jsou dány vztahem (3.1). Na přijímací část přichází silně zeslabený přijímaný signál, který je zapotřebí pomocí *nízkošumového zesilovače* zesílit, následně je signál posunut na nižší frekvenci (mezifrekvenci) pomocí *směšovače* a *lokálního oscilátoru*. Po směšování je ovšem nutné signál opět zesílit, a to pomocí *mezifrekvenčního zesilovače*. Následuje *kvadrurní demodulátor*, který odstraňuje ze signálu nosný signál $f_c(\text{Hz})$ a na jehož výstupu je již jen komplexní obálka. Komplexní obálka vysílaného signálu je na příkladu ukázána na Obr. 3.14 (vlevo). Signál je následně konvertován do digitální podoby komplexní obálky (IQ složky) pomocí *A/D* převodníku.

$$v_b = \rho \frac{c f_{OP}}{2 f_c} \quad (\text{ms}^{-1}) \quad (3.1)$$

- kde: ρ je konstanta $\rho \in \mathbb{N} (-)$,
 c je rychlost světla (ms^{-1}),
 f_{OP} je opakovací frekvence $f_{OP} = 1/T_{OP}$ (Hz),
 f_c je nosná frekvence vysílaného signálu (Hz).



Obr. 3.1: Blokový diagram vysílací a přijímací části radaru.

IQ složky z *A/D* převodníku jsou vstupními hodnotami pro *signálové zpracování*. Zpracování radarového signálu se rozděluje do dvou částí. Primární zpracování, které se vykonává

v signálovém procesoru a obsahuje kompresi impulzu, dopplerovskou filtraci a detekci a extrakci cílů. Sekundární zpracování, které se zpracovává v datovém procesoru, je tvořeno částí pro sledování extrahovaných cílů. [23], [24], [28], [30]

Kompresi impulzů

V první řadě je nutné zjistit, v jakých vzdálenostech od radaru se jednotlivé objekty (cíle), od kterých se vysíláný signál odrazil, nacházejí. Tuto vzdálenost zjistíme z časového zpoždění, s kterým byly přijaty odražené signály od objektů (cílů). Toto stanovení vzdálenosti se provádí pro jednotlivé opakovací periody $T_{OP}(s)$ (také označováno jako jednotlivé oběhy), jak je uvedeno na Obr. 3.2. Kompresní filtr je zpravidla FIR filtr a může realizovat buď přizpůsobenou filtraci tzv. *matched filter*, nebo nepřizpůsobenou filtraci. Obecná charakteristika přizpůsobeného filtru $H(\omega)$ je uvedena ve vztahu (3.2). Výstupní spektrum signálu $S_{out}(\omega)$ je rovno součinu charakteristiky filtru $H(\omega)$ a spektra vstupního signálu $S_{in}(\omega)$ viz (3.3). [24], [25], [28], [31]

$$H(\omega) = gS_{in}^*(\omega)e^{-j\omega T_0} \quad (V) \quad (3.2)$$

kde: g je zisk filtru (-),
 $S_{in}^*(\omega)$ je spektrum komplexně sdruženého vstupního signálu (V),
 T_0 je časové zpoždění filtru (s).

$$S_{out}(\omega) = H(\omega)S_{in}(\omega) = ge^{-j\omega T_0}|S_{in}(\omega)|^2 \quad (V^2) \quad (3.3)$$

kde: $|S_{in}(\omega)|^2$ je výkonové spektrum vstupního signálu $S_{in}(\omega)$ (V^2).

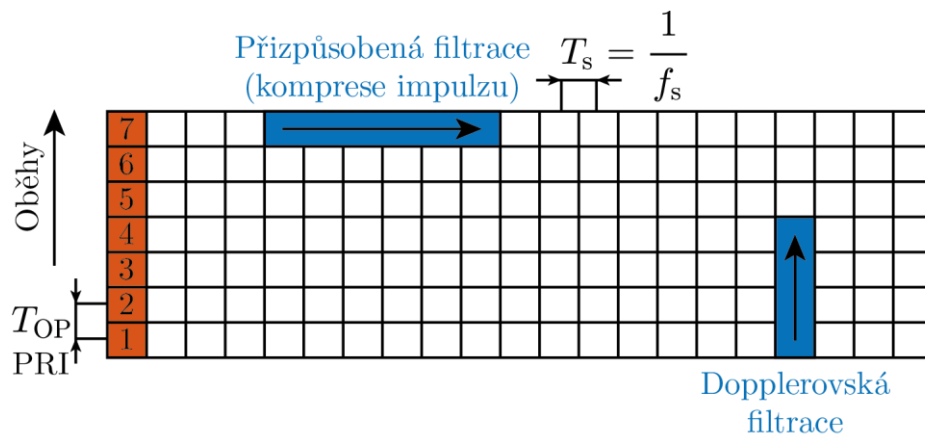
V časové oblasti tento filtr realizuje korelaci mezi vysílaným signálem a přijatým signálem v každém odběhu. Vztah pro autokorelační funkci je uveden ve vztahu (3.4). [28]

$$R(t - T_0) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{in}^*(t') s_{in}(t' + t - T_0) dt' \quad (V^2) \quad (3.4)$$

kde: $s_{in}(\cdot)$ je vstupní signál v časové oblasti (V),
 $s_{in}^*(\cdot)$ je vstupní komplexně sdružený signál v časové oblasti (V),
 T_0 je zpoždění přijatého signálu oproti vyslanému (s).
 t' je integrační proměnná (s).

Dopplerovská filtrace

Dopplerovská filtrace se provádí v jednotlivých dálkových kvantech přes jednotlivé oběhy, jak je zobrazeno na Obr. 3.2. Především využívá spojitosti fáze (koherence) mezi vysílanými a přijímanými impulzy. V prvé řadě se zaměřujeme na potlačení pozemních cílů tzv. *ground clutteru*. Většina pozemních objektů nevykonává skoro žádný pohyb až na mírné fluktuace, které se označují jako mikro dopplerovské posuvy (mikrodopplery) [32]. Toto potlačení se také označuje jako MTI (Moving Target Indication) a umožňuje lepší detekci slabších signálů odražených od pohyblivých cílů. Pokud ovšem vezmeme v úvahu rotující VE, tak fluktuace dopplerovských posuvů bude významná a bude zasahovat i do pásma, kde se nacházejí pohybující se cíle. Existuje i vhodnější přístup dopplerovského zpracování, a to detekce pohyblivých cílů označováno zkratkou MTD (Moving Target Detection), který využívá banky dopplerovských filtrů [23], [24], [28], [31].

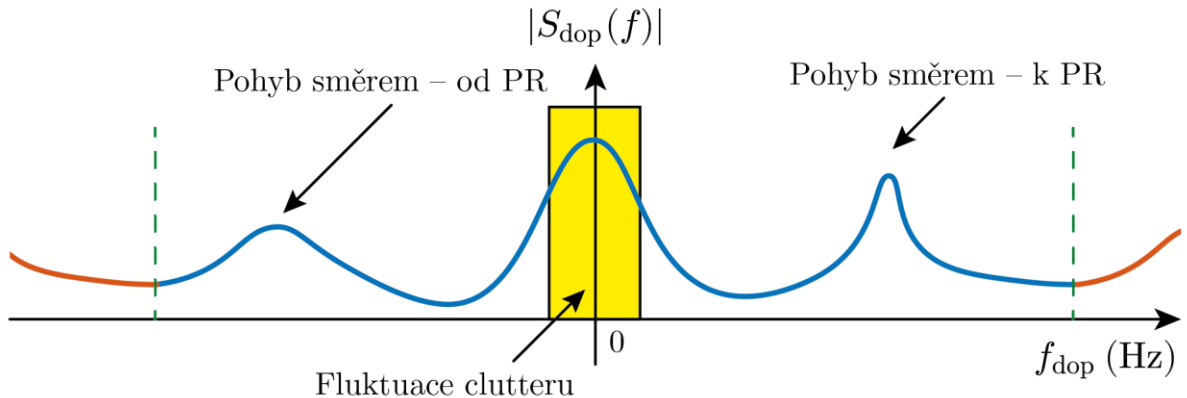


Obr. 3.2: Základní princip signálového zpracování u PR.

3.1.1. Dopplerovské spektrum

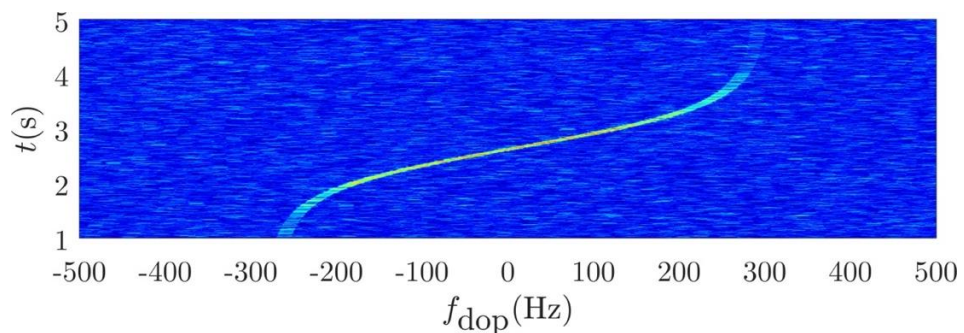
Většina vlivů VE na PR je viditelná v dopplerovském spektru přijatých signálů. Dopplerovské spektrum je výkonové spektrum, které vystihuje, jaké dopplerovské frekvenční posuvy se vyskytují (jsou dominantní) v příchozím signálu v konkrétní dálkovém kvantu, kde byl detekován cíl. Princip výpočtu dopplerovského spektra je popsán pomocí Obr. 3.2, kde se pro dané dálkové kvantum dopočítá spektrum přes jednotlivé oběhy pomocí rychlé Fourierovy transformace (FFT – Fast Fourier Transform). Čím vícekrát detekuje radar cíl po sobě jdoucích obězích, tím přesnější je výpočet dopplerovského spektra. Názorná ukázka dopplerovského spektra je uvedena na Obr. 3.3, kde na x -ové ose (nezávislá proměnná) je dopplerovská frekvence. Vypočtené spektrum je periodické, protože se počítá pomocí DFT (viz [33]) z diskrétních vzorků signálu přes jednotlivé oběhy s periodou vzorkování T_{OP} . Základní zóna

dopplerovského spektra je znázorněna modrou barvou. Oranžovou barvou v obrázku jsou reprezentovány další Nyquistovy zóny spektra. Šířka jedné zóny dopplerovského spektra je tedy rovna $1/T_{OP}$. Základní zóna dopplerovského spektra je v intervalu $\langle -1/2T_{OP}; 1/2T_{OP} \rangle$. Pokud cíl vykazuje kladný dopplerovský posuv, tak se přibližuje k radaru a vice versa (znázorněno na Obr. 3.3). V okolí nulové dopplerovské frekvence se nacházejí cíle, který nevykazují žádnou radiální rychlost, a jsou klasifikovány jako statické cíle (žlutý obdélník v Obr. 3.3). Mezi stacionární cíle lze zařadit budovy, lesy, ale i stožár VE. [24], [28], [31].



Obr. 3.3: Názorná ukázka dopplerovského spektra.

Dopplerovské spektrum je závislé na čase, a proto se častěji vykresluje jako spektrogram (vodopád, waterfall). Příklad simulovaného dopplerovského spektrogramu je uveden na Obr. 3.4. Pokud se popisuje dané dopplerovské spektrum jako komplikované, jedná se o silnou časovou závislost a velmi fluktuující vrcholy v dopplerovském spektrum v průběhu času.



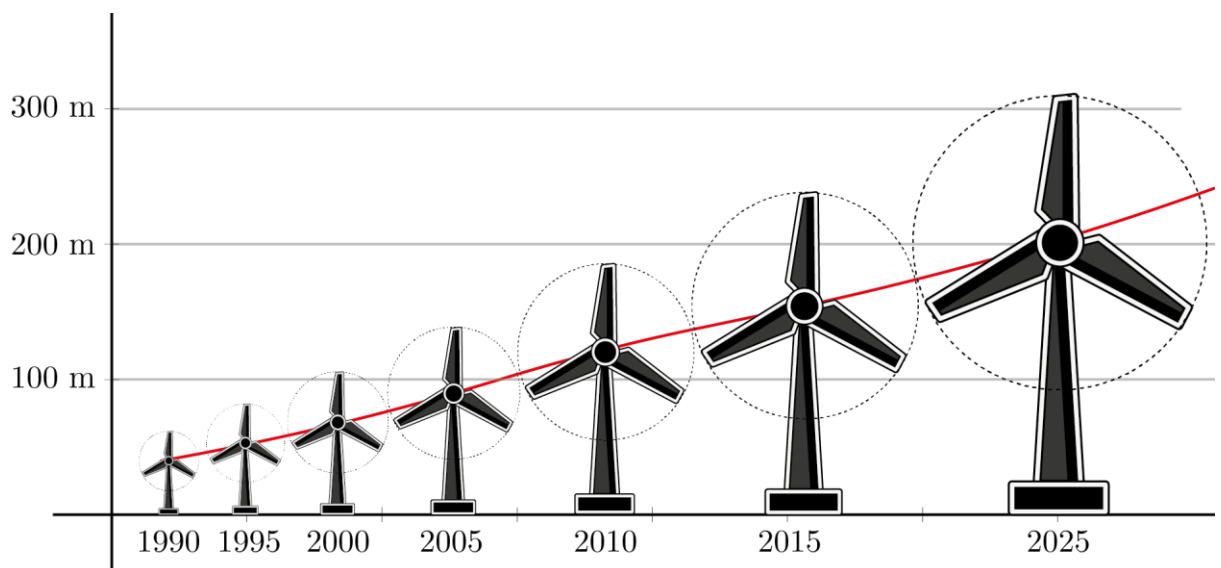
Obr. 3.4: Ukázka dopplerovského spektrogramu.

3.2. Větrné elektrárny

Mezi typické představitele nežádoucích odrazů s komplikovaným dopplerovským spektrem patří odrazy od VE, odrazy od rychle se pohybujících objektů nacházejících se v zájmové oblasti (např. auta/vlaky pohybující se v obou směrech po silnici/trati). V posledních 30-ti letech došlo k výraznému rozvoji výstavby větrných elektráren. Nerostl ovšem jen jejich počet,

ale i velikost samotných větrných elektráren. Na Obr. 3.5 je znázorněn vývoj růstu velikosti větrných elektráren v posledních 30-ti letech. Větší rozměry větrné elektrárny přispívají k většímu generovanému výkonu.[34]

Česká republika disponuje 202 větrnými elektrárnami o celkovém výkonu 326 MW (zahrnuty jsou pouze větší větrné elektrárny s minimálním výkonem 100 kW). Největší větrná farma v České republice je v lokalitě Kryštofovy Hamry v Ústeckém kraji. Tato farma zahrnuje celkem 21 turbín s celkovým výkonem 42 MW. [35]



Obr. 3.5: Vývoj velikosti VE.

Hlavní zájem bude zaměřen na potlačení vlivu větrných elektráren u primárních radarů (PR).

Vliv VE lze rozdělit zejména na oblasti:

- Odrazy od statických částí větrné elektrárny
- Odrazy od pohybujících se částí větrné elektrárny.

Výčet negativních vlastností větrných elektráren na PR:

- Velká odrazná plocha způsobující „oslepení“ PR v daném směru (při natočení listů v přímém směru)
- Dopplerovský posuv způsobený rychlostí otáčení listů
- Natáčení větrných elektráren ve směru větru
- Vysoký rozsah rychlostí otáčení
- Různorodá konstrukce (počet listů, tvar listů atd.)
- Farmy větrných elektráren (onshorové, offshorové)

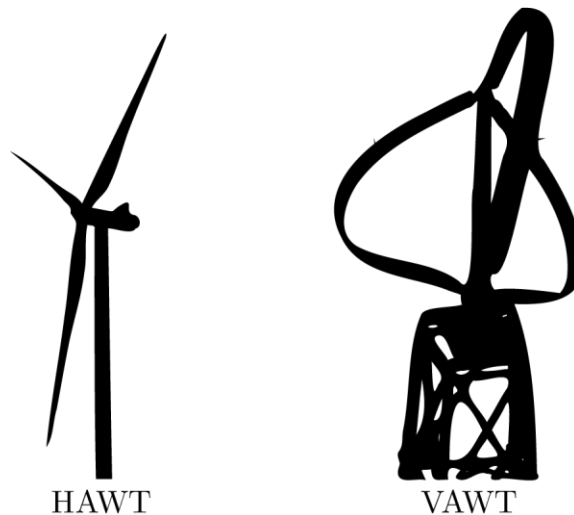
- Vysoká variabilita rozměrů větrných elektráren
- Různé typy větrných elektráren

3.2.1. Popis VE

Existují základní dva typy VE, které se dělí z hlediska osy otáčení na:

- Vodorovné HAWT (horizontal-axis wind turbine) jsou VE, které mají horizontální osu otáčení. Tento typ patří k nejběžnějším. [36]
- Svislé VAWT (vertical-axis wind turbine) je druhou skupinou VE, které mají vertikální osu otáčení. Existují jich několik typů jako například Savonius, Darrieus nebo Giromill [36]

Vizuální zobrazení těchto dvou základních typů (HAWT a VAWT-Darrieus) je uvedeno na Obr. 3.6.



Obr. 3.6: Rozdělení VE z hlediska osy otáčení.

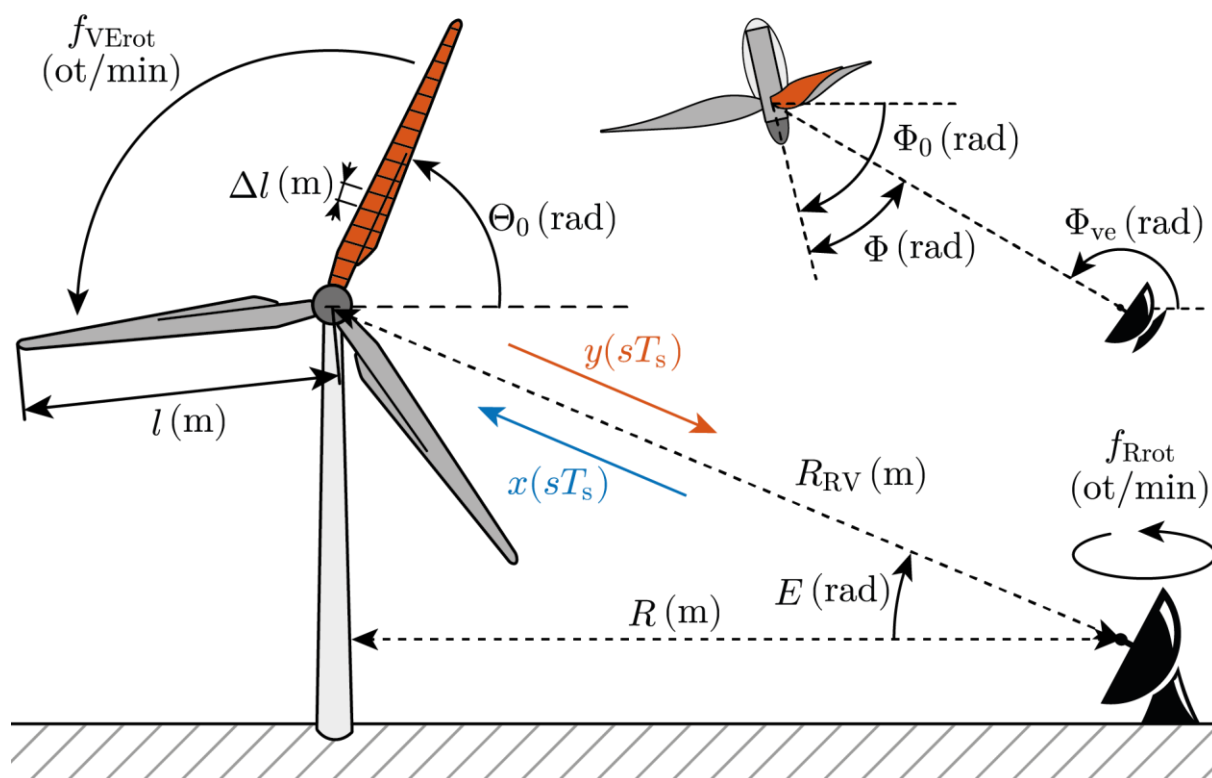
Tato práce se bude zabývat pouze těmi nejběžnějšími typy VE tedy HAWT. Větrná elektrárna se skládá ze tří základních částí (stožár, gondola a rotor s listy). Stožár je vyroben z oceli a železobetonu (jeho spodní část), aby mohl odolat náročným povětrnostním podmínkám. Gondola obsahuje hlavní řídicí prvky a generátor, který přeměňuje mechanickou energii na energii elektrickou. Listy, které tvoří rotor větrné elektrárny jsou vyráběny většinou z vyztuženého sklolaminátu nebo uhlíkového vlákna. [37] Základními parametry, které popisují VE a zároveň ovlivňují dopplerovské spektrum odražených signálů od VE, jsou:

- Pozice VE vůči PR v kartézských souřadnicích (m)
- Počet listů (–): ve většině případech je roven 3

- Výška stožáru (m): 40–260 m
- Délka listů VE (m): 30–100 m
- Rozmezí frekvencí otáčení listů VE (ot/min): 5–20 ot/min
- Natočení gondoly vůči pozici PR (°)
- Výkon VE (W) - (Ovlivněn délkou listů VE a rozmezím frekvencí otáčení listů VE)

3.2.2. Geometrie jedné VE vzhledem k PR

Základní princip geometrie VE vzhledem k PR je postaven na následujícím základu, viz Obr. 3.7. Základními prvky modelu je vlastní VE a PR. Z jejich vzájemné polohy lze stanovit model odraženého signálu. V prvním kroku se jednotlivé listy větrné elektrárny nejdříve rozdělí na jednotlivé elementy (od středu otáčení). V závislosti na frekvenci otáčení listů VE, počtu listů a času, (který je vzorkován s určitou periodou), je možno vypočítat pozici jednotlivých elementů listů. Díky vysoké setrvačnosti listů se jejich frekvence otáčení listů VE i při velkých změnách větru mění velice pomalu a po dobu snímání prostorového úhlu svazku radarem lze tuto frekvenci považovat za konstantní. Takto vypočítaná závislost změny úhlu jednotlivých listů na čase bude dále použita pro výpočet změny vzdálenosti odrážejících bodů od PR a úhlu natočení, včetně elevace.

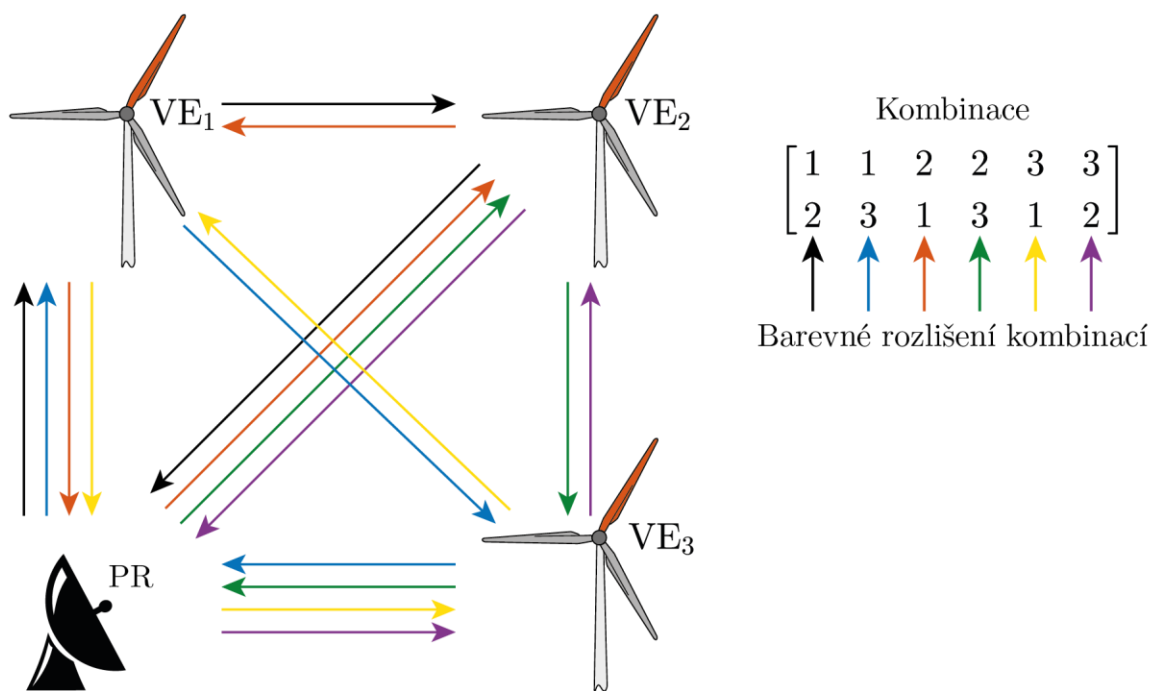


Obr. 3.7: Grafické znázornění geometrie navrženého simulátoru.

Pro získání celkového odraženého signálu je nutné sčítat všechny odrazy signálů od jednotlivých elementů listů. Komplexnost a přesnost modelu závisí pouze na nastavení vstupních parametrů. Základními vstupními parametry jsou:

- Nastavení parametrů PR (vysílací signál, typ modulace nebo komprese signálu, opakovací frekvence f_{OP} (Hz), nosná frekvence f_c (Hz))
- Počet a rozměry jednotlivých VE (Pozice, výška, délka listů l (m), ...)
- Frekvence otáčení listů jednotlivých VE f_{VErot} (ot/min)
- Inicializační úhel natočení listů VE θ_0 (rad)
- Počet elementů na jednom listu (vzorkování listů VE) $l/\Delta l$ (-)
- Natočení osy rotace gondoly VE vůči PR (směr větru) Φ_0 (rad)

Parametry uvedené v Obr. 3.7 budou podrobněji popsány v kapitole 4, která se zaměřuje na navrhovaný simulátor odrazů radarových signálů od VE.



Obr. 3.8: Graficky znázornění princip dvou odrazů mezi třemi VE.

3.2.3. Odrazy mezi VE

Pokud bude umístěn větší počet větrných elektráren blízko sebe bude docházet i k odrazům signálu mezi jednotlivými VE. Přijatý signál bude ovlivněn hlavně v případě, že se VE nacházejí v jedné rozlišovací buňce radaru. Při každém odrazu se amplituda odraženého signálu významně snižuje, takže jejich příspěvek k celkovém odraženém signálu klesá. Vzhledem k velké komplexnosti výpočtů je nutno maximálně omezit počet uvažovaných odrazů mezi VE.

Na základě modelu bylo zjištěno, že postačuje brát v úvahu maximálně 3 odrazy. Na Obr. 3.8 je znázorněn princip odrazů mezi VE pro přehlednost pouze pro 2 odrazy, kde jednotlivé barevné šipky prezentují konkrétní odrazy. Tyto odrazy se dají také reprezentovat maticí všech možných kombinací, které jsou také doplněny barevnými šipkami, pro snadnější pochopení.

3.3. Popis vlivů VE na PR a jejich ukázka na datech ze simulátoru

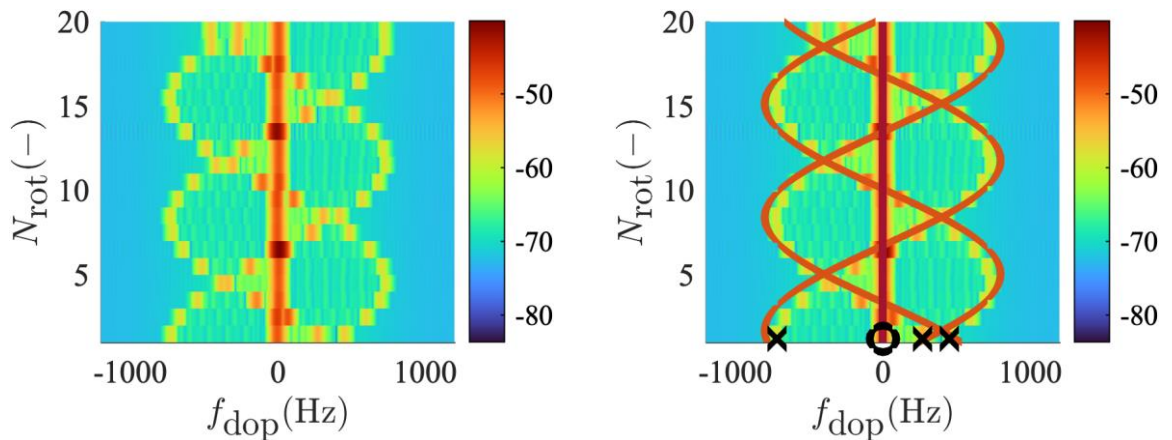
Problém se zpětnými odrazy od VE je především v tom, že jednotlivé elementy listů vrtule VE se pohybují v širokém rozsahu rychlostí od 0 až 220 m/s (791 km/h). Dopplerovské spektrum (viz 3.1.1) těchto odrazů tedy obecně překrývá celý rozsah zpracovávaných frekvencí odrazů od hledaných cílů, přitom se mění v čase velmi komplikovaným způsobem a intenzita těchto odrazů značně převyšuje odrazy od hledaných cílů. Největší šířku spektra mají odrazy od VE v případě, že osa rotace vrtule VE je kolmá na spojnici VE – radar. V tomto případě šířka dopplerovského spektra může dosahovat až intervalu $\langle -1200; 1200 \rangle$ Hz.

Nejvýznamnějšími vlivy jsou velmi široké a velmi variabilní spektrum odražených signálů od VE, které závisí na parametrech samotných VE a i samotného PR. Tyto parametry byly popsány v 3.1 a 3.2.1. Dopplerovské spektrum odrazů od VE lze popsat dvěma fenomény dominantními spektrálními složkami (DSS) a záblesky (také označovány jako „Flash“).

3.3.1. Dominantní Spektrální Složky

Dominantní spektrální složky (DSS) jsou dopplerovské frekvence, které jsou ve spektru dominantní a jsou způsobeny konci listů VE. Veškeré následující ukázky dopplerovských spektrogramů byly vygenerovány pomocí navrženého simulátoru, který bude popsán v kapitole 4. Typickým spektrogramem DSS je ukázka, zobrazená na Obr. 3.9 (vlevo). Při bližším pozorování tohoto spektrogramu jsou vidět spektrální složky, které výrazně dominují. Především je to dopplerovská složka na nulové frekvenci, která je způsobena nepohyblivou částí VE, tedy jejím stožárem. Tato složka je zvýrazněna svislou přímkou tmavě červené barvy na Obr. 3.9 (vpravo) a nemá ovšem vliv na detekční vlastnosti PR, protože ji lze velmi snadno potlačit pomocí MTI, který byl probrán v 3.1. Další významné složky spektrogramu jsou tři komponenty v každé otáčce PR, které mají periodický vývoj. Důvod, proč jsou zrovna tři je ten, že tento spektrogram reprezentuje odrazy signálů od třílistové VE. Vývoj těchto dominantních složek má průběh tří sinusových průběhů, které mají stejnou amplitudu, frekvenci a jsou fázově posunuty o $2\pi/3$ rad. Tyto složky budeme nazývat dominantní spektrální složky

(DSS), jejich průběhy jsou zvýrazněny na Obr. 3.9 (vpravo) pomocí světle červenými sinusovými průběhy.

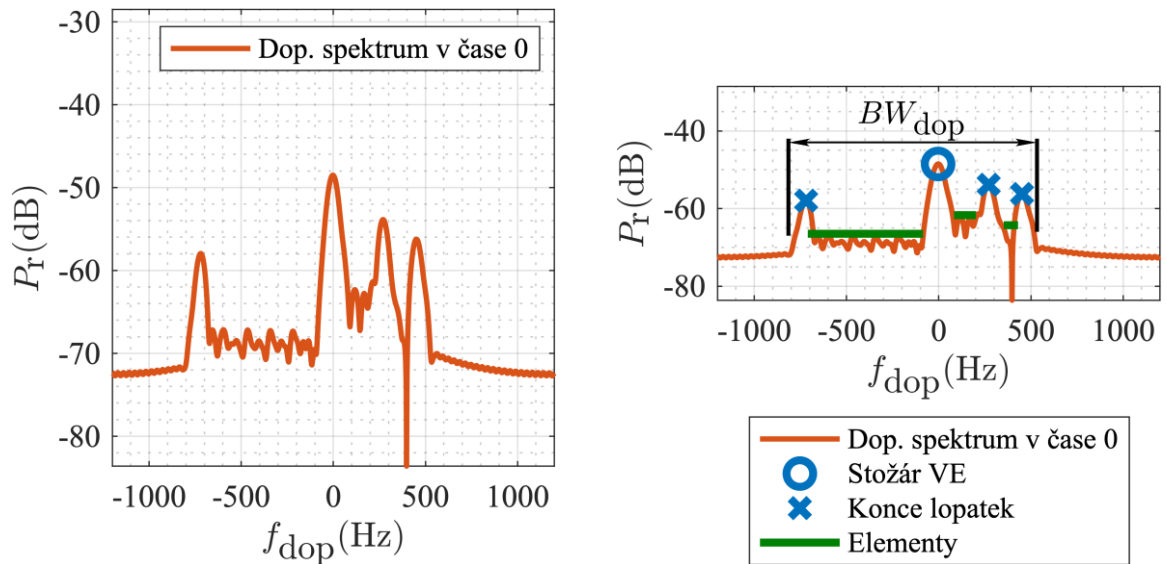


Obr. 3.9: Ukázka spektrogramu z navrženého simulátoru (vlevo), Ukázka doplněna vývojem DSS – dominantních spektrálních složek. (vpravo).

Ukázka řezu spektrogramu v $t = 0$ s je uvedena na Obr. 3.10 (vlevo). Jeho detailnější popis je na Obr. 3.10 (vpravo), kde je kroužkem označen nulový dopplerovský posuv (způsobený stožárem VE). Dále jsou zde označeny tři křížky, které reprezentují dopplerovské frekvence konců listů VE. Zelené čáry v grafu označují části spektra, která jsou ovlivněna zbytkem listů VE (jednotlivými elementy listů). Celková šířka ovlivňujícího spektra je v obrázku vyznačena jako BW_{dop} . Tomto případě je šířka spektra přibližně rovna 1200 Hz. Tato šířka je proměnlivá a závislá na čase.

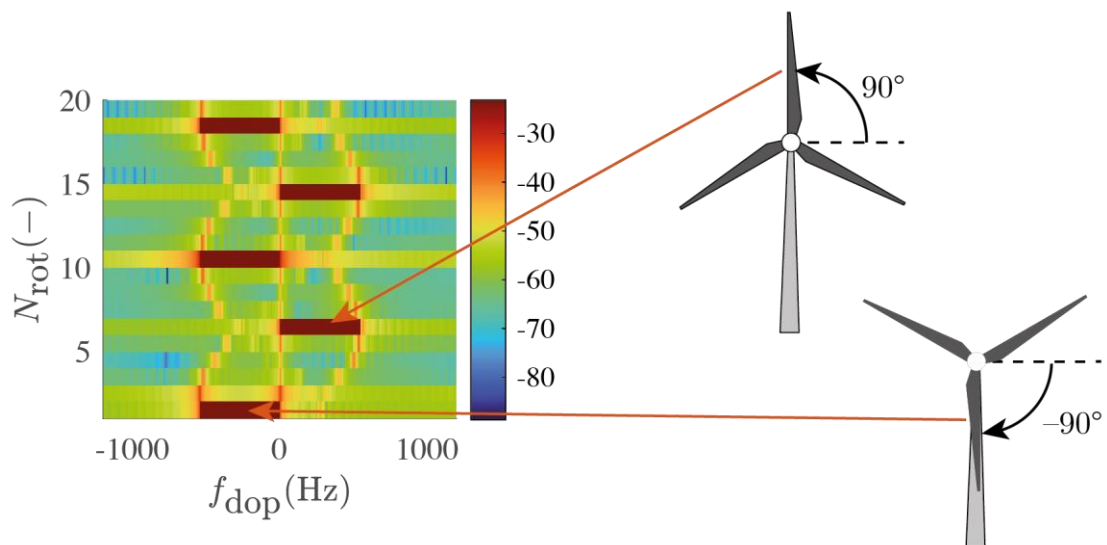
3.3.2. Záblesky „Flash“

Druhý fenoménem, který již byl v úvodu tohoto oddílu zmíněn, jsou tzv. záblesky častěji označované anglickým slovem „flash“ [38]. Záblesky způsobují úplné zahlcení půlky šířky dopplerovského spektra v kladné nebo záporné části spektra. Tento fenomén nastává jen za určitých podmínek. Při vertikální polarizaci radarového signálu vznikají, pokud se list větrné elektrárny ocitne ve vertikální poloze (tj. list směřuje nahoru nebo dolů). V tomto případě jsou samotné odrazy od jednotlivých elementů listu maximální a všechny jsou ve fázi a vytvářejí tak velmi silný odraz, který obsahuje všechny dopplerovské frekvence v rozsahu od 0 Hz do maximální (popř. minimální) možné frekvence způsobené koncem listů. Tato situace je reprezentována na Obr. 3.11, kde je znázorněno, jak obě polohy ovlivňují dopplerovský spektrogram.



Obr. 3.10: Dopplerovské spektrum v čase $t = 0$ s (vlevo), Stejné spektrum doplněné popisem části spektra (vpravo).

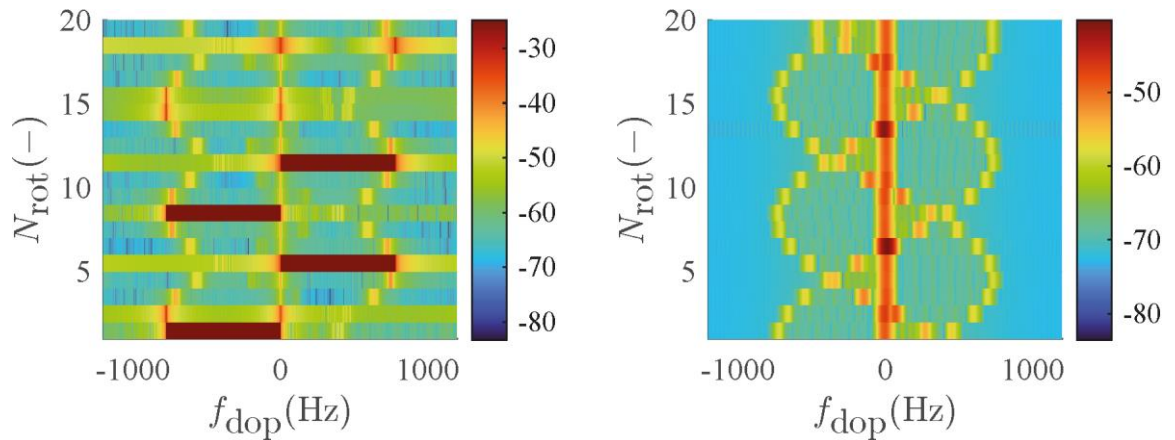
V čase, kdy dojde k těmto zábleskům, dojde současně k překryvu dopplerovských posuvů u zbylých dvou listů. Pro další analýzu vývoje dopplerovského spektra, bylo zapotřebí tyto záblesky potlačit. Porovnání před a po potlačení záblesků je znázorněno na Obr. 3.12.



Obr. 3.11: Ukázka principu vzniku fenoménu „flash“.

Tyto záblesky budou mít významný vliv na ovlivnění detekčních schopností radarového systému. Pro ilustrativní pochopení příčin záblesků je na Obr. 3.11 zobrazena situace, kdy anténa radarového systému je statická (anténa se neotáčí) a směřuje přímo na VE. V levé části obrázku jsou znázorněny pozice listů, které způsobují vznik záblesků. Záblesky trvají po velmi krátkou dobu, než se list pootočí o úhel $\Delta\theta \sim \lambda/l$, kde λ je vlnová délka a l je délka listu VE. V případě VE jde o pootočení o $0,045^\circ$, což může trvat 1 až 2 ms. Tyto záblesky bude velmi

obtížné potlačit filtrací přijímaného signálu u radarového systému z důvodu vysoké amplitudy odrazu a velké šířky pásma dopplerovských frekvencí. Potlačení těchto vlivů se tato práce nebude zabývat.



Obr. 3.12: Simulace bez vymazáním záblesků (vlevo) a jejich vymazání (vpravo).

3.3.3. Parametry PR ovlivňující dopplerovské spektrum odražených signálů od VE

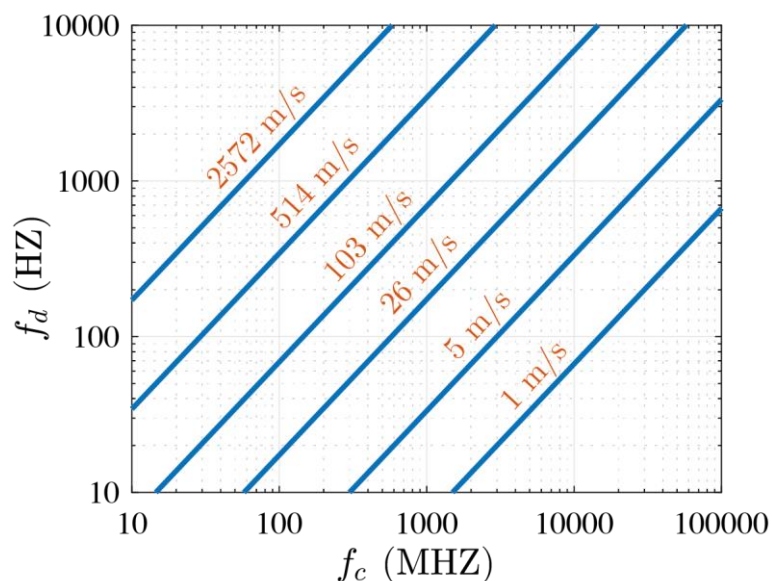
Hlavními vlivy jsou bezesporu komplikované dopplerovské spektrum odražených signálů od VE a velká odrazná plocha (RCS). Oba vlivy budou podrobněji popsány v následujících dvou oddílech (3.3 a 3.3.4). Obecně vztah pro dopplerovské frekvence u radarových systémů je dán

$$f_{\text{dop}} = -\frac{2f_c v_r}{c} \quad (\text{Hz}) \quad (3.5)$$

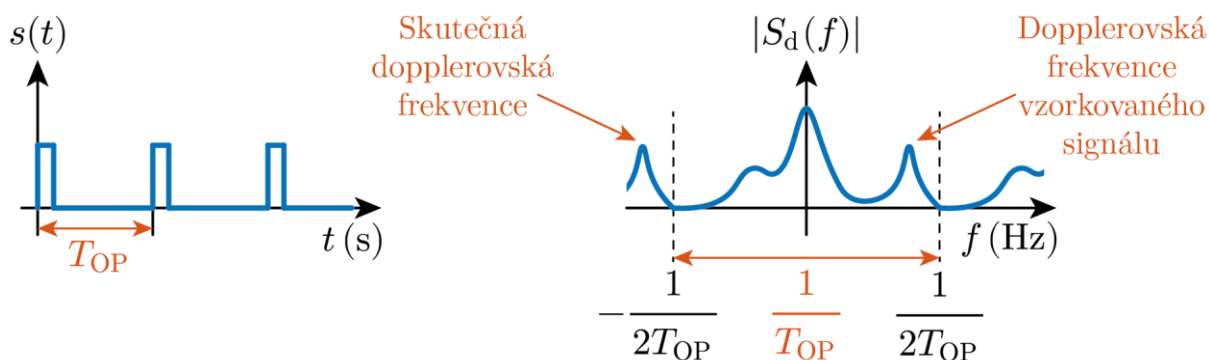
kde: v_r je radiální rychlost cíle (ms^{-1}). [24]

Ze vztahu (3.5) je vidět, že velikost dopplerovské frekvence závisí na nosné frekvenci f_c a radiální rychlosti cíle v_r . Tato závislost je graficky znázorněna pro různé radiální rychlosti na Obr. 3.13.

Dalším parametrem radarového systému, který neovlivňuje přímo dopplerovskou frekvenci, ale definuje interval jednoznačnosti určení dopplerovské frekvence je opakovací perioda $T_{\text{OP}}(\text{s})$ vysílání radaru, která zde figuruje jako vzorkovací perioda. Definuje 1. Nyquistovu zónu jako interval dopplerovských frekvencí $(-1/2T_{\text{OP}}; 1/2T_{\text{OP}})$, jak je znázorněno na Obr. 3.14. Pokud cíl generuje dopplerovské frekvence mimo tento interval, dojde k podvzorkování signálu a dopplerovská frekvence vzorkovaného signálu neodpovídá skutečnosti.[24], [31]



Obr. 3.13: Ukázka vlivu nosné frekvence na změnu dopplerovské frekvence při různých radiálních rychlostech.



Obr. 3.14: Vliv opakovací periody na jednoznačnost určení dopplerovské frekvence.

3.3.4. Detailní vysvětlení vysoké variability odražených signálů

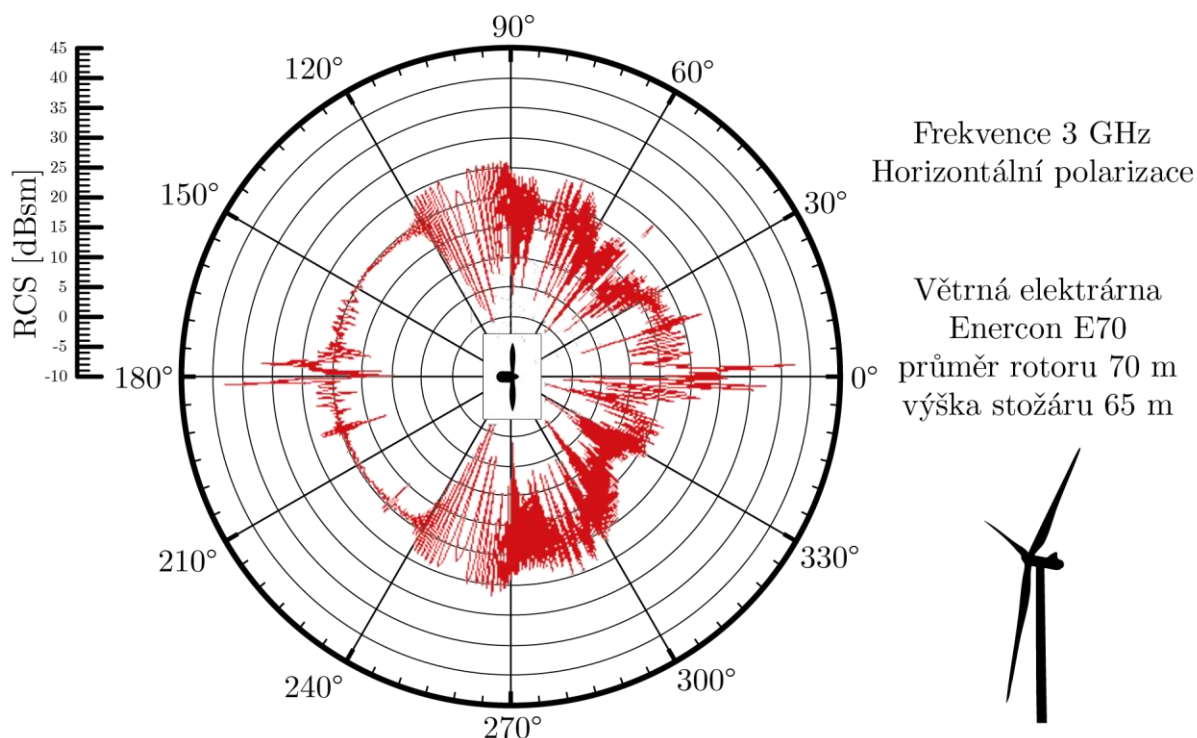
Větrná elektrárna je reprezentována z hlediska PR jako nezájmový cíl (objekt). Velikost odrazu od cíle lze vyjádřit pomocí tzv. efektivní odrazné plochy (Radar Cross Section - RCS). Nejedná se o skutečnou plochu, ale o efektivní plochu zachycující množství výkonu, které při rovnoměrném rozptýlení do všech směrů vytváří odraz k radaru stejný, jako od cíle. RCS (také označováno jako σ) lze popsat pomocí následující rovnice [39]

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{S_s}{S_i} \quad (\text{m}^2) \quad (3.6)$$

kde: r je vzdálenost PR od objektu (m),

S_i je hustota dopadajícího výkonu na objekt (W/m^2),

S_s je hustota rozptýleného výkonu (W/m^2) ve vzdálenosti r .



Obr. 3.15: Ukázka RCS větrné elektrárny Enercon E70 při frekvenci 3 GHz. [40]

RCS větrné elektrárny je velmi variabilní v závislosti na natočení gondoly VE, natočení listů, na polarizaci a na frekvenci signálu vysílaného PR, a i na konkrétním typu VE. Ukázka RCS pro větrnou elektrárnu typu Enercon E70 je uvedena na Obr. 3.15. Na obrázku je uvedeno RCS v závislosti na natočení gondoly VE při nosné frekvenci 3 GHz. Z obrázku je patrné, že efektivní odrazná plocha může dosahovat až hodnot 30 dBsm.

Nežádoucí vliv odrazů od VE se však bude projevovat i v případě, že osa svazku radaru bude směřovat jiným směrem, a to prostřednictvím postranních laloků antény PR. Efektivní odrazná plocha RCS jednoho listu může dosahovat 20 až 30 dBsm (tj. $\sigma_{VE} \cong 100$ až $1\,000\text{ m}^2$), což při potlačení postranních laloků -30 dB (běžná hodnota) při vysílání i příjmu, způsobí pokles velikosti odrazu o 60 dB tedy na efektivní hodnotu 10^{-4} m^2 až 10^{-3} m^2 . Hlavními důsledky jsou překrytí hledaného cíle v oblasti okolo VE odrazy od elektrárny a zhoršení detekčních vlastností PR. Obecně je RCS VE velmi komplexní a je velmi obtížné ji analyticky definovat. O aproximaci RCS u komplexních objektů pojednávají podrobněji [41], [42].

3.4. Možnosti filtrace dopplerovského spektra u VE

Vývoj dopplerovského spektra u větrných elektráren je značně komplexní a odvíjí se od spousty parametrů jak VE, tak parametrů PR. Některé parametry jsou nám známy jako například parametry PR (nosná frekvence f_c (Hz), opakovací perioda T_{OP} (s), ...) a také jsou nám známy

některé parametry VE (především jejich výška $h(m)$, délka listů $l(m)$, ...). Pro nás neznámé a proměnlivé parametry VE je možné predikovat. Predikce těchto parametrů představuje nelineární problém, protože samotný vývoj dopplerovského spektra je nelineární. Tento problém nemá analytické řešení a je zapotřebí využít jiných přístupů např. pomocí nelineární estimace (predikce). Predikci dopplerovského spektra (alespoň jejich dominantních částí - DSS) lze teoreticky řešit pomocí několika níže uvedených přístupů.

Kálmánova filtrace

Možným přístupem je nelineární verze Kálmánovy filtrace. Jedná se zejména o rozšířený Kálmánův filtr – EKF (Extended Kalman filter) a UKF (Unscented Kalman filter). [43] EKF linearizuje nelineární vývoj a s pomocí aktuální střední hodnoty a kovariance predikuje vývoj rozložení pravděpodobnosti, této problematice se budeme podrobněji zabývat v oddíle 3.5. Modifikace UKF umožňuje predikci rozložení pomocí tzv. Unscented transform, z využívající střední hodnoty a kovarianční matice, vypočítané pomocí tzv. sigma bodů. [44]. UKF bude podrobněji teoreticky popsán v oddíle 3.5.1.

3.5. Kálmánův filtr a EKF

V roce 1960 byla publikována teorie Kálmánovy filtrace ve vědeckém článku „A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems“ [45], kterou poprvé definoval maďarsko-americký inženýr Rudolf Emil Kálmán (19.5.1930 – 2.7.2016). Sledování (tracking) objektů založené na teorii Kálmánových filtrů se stalo zavedenou technikou jak v inženýrských aplikacích, tak ve vědeckém výzkumu. V oblasti radarové techniky je hojně využívána pro sledování a predikci pozic zájmových cílů. Kálmánova filtrace je dnes součástí základů dalších odvětví, například moderní teorie řízení, statistické teorie rozhodování a mnohé další.

Kálmánův filtr je obecně rekurzivní Bayesův filtr pro lineární systémy a každé zahrnuté rozdělení pravděpodobnosti musí mít Gaussovský tvar. Obecné Gaussovo rozdělení pravděpodobnosti je definováno střední hodnotou μ a kovarianční maticí Σ . Pokud jsou tyto podmínky splněny, tak je Kálmánův filtr optimálním řešením. Je nutné zde zmínit základní princip rekurzivního Bayesova filtru pro estimaci stavového spojitého modelu, který využívá dvou kroků, a to predikci nového stavu $\bar{b}(x_t)$ na základě předpokládaného chování a jeho následnou korekci $b(x_t)$ na základě měření [46], [47]. Pro snadnější vyjádření zavedeme, že x_t je pozice v čase t . Predikce nového stavu pro spojitý stavový model $\bar{b}(x_t)$ je dán

$$\bar{b}(x_t) = \int p(x_t|u_t, x_{t-1})b(x_{t-1}) dx_{t-1} \quad (3.7)$$

kde: $p(x_t|u_t, x_{t-1})$ je pravděpodobnost pozice x_t podmíněna řídicím stavem u_t a předchozí pozicí x_{t-1} ,
 $b(x_{t-1})$ je korekce předchozího stavu.

Řídicí stav u_t nemusí být vždy využit, příkladem je jízda automobilem. Pokud je automobil již rozjetý a přestaneme využívat plynový pedál (řídicí stav $u_t = 0$), tak automobil svou setrvačností stejně nějakou dobu pojede.

Následná korekce predikovaného stavu $b(x_t)$ je dána

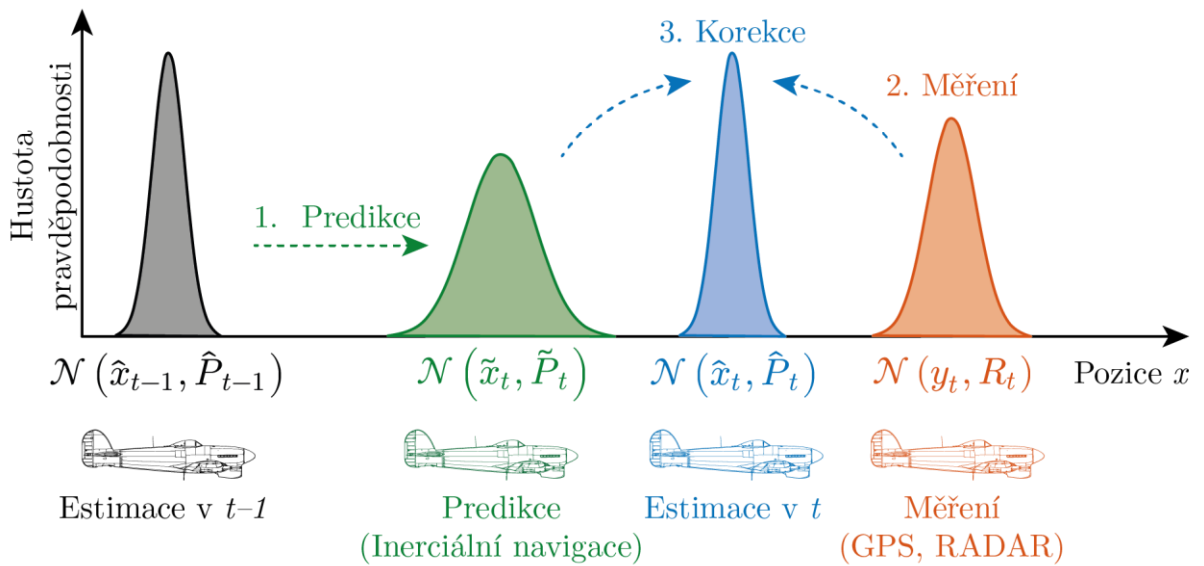
$$b(x_t) = \zeta p(z_t|x_t)\bar{b}(x_t) \quad (3.8)$$

kde: ζ je normalizační konstanta ($-$),
 $p(z_t|x_t)$ je měřicí (pozorovací) model vyjádřený pravděpodobností měření (pozorování) z_t v čase t podmíněné pozicí x_t v čase t .

Korekce tedy upravuje predikovanou hodnotu stavu ze znalosti měření (pozorování).[46], [47]
Nyní se zaměříme na základní Kálmánův filtr. Postup Kálmánova algoritmu je rozdělen do tří základních částí (1) predikce stavu, (2) měření (pozorování) a (3) estimace nového stavu (korekce predikovaného stavu). [48]–[50]. Ilustrativní příklad postupu pro řešení Kálmánova filtru je znázorněn na Obr. 3.16. Mějme estimovanou pozici letadla v čase $t - 1$ (pro jednoduchost se bude letadlo pohybovat přímočaře pouze po x -ové ose). Nejprve pomocí informací z inerciální navigace predikujeme pozici letadla v čase t (realizováno v obrázku zelenou barvou). Druhým krokem je měření pozice pomocí např. GPS nebo informace z radaru (realizováno v obrázku oranžovou barvou). Protože měření, tak predikce jsou zatíženy chybou, je zapotřebí rozhodnout, zda budeme více věřit predikci nebo měření. Toto váhování je v Kálmánově filtru definováno jako tzv. Kálmánovým zesílením K_t , který je definován ve Obr. 3.18. S využitím znalosti Kálmánova zesílení je tedy možné estimovat pozici letadla v čase t (realizováno v obrázku modrou barvou).

Nyní je důležité si uvědomit, že pokud do lineárního modelu vstupuje parametr s Gaussovým rozdělením pravděpodobnosti, pak i výstupní parametr bude mít Gaussovo rozdělení. Tato situace je znázorněna na Obr. 3.17, kde modré rozdělení pravděpodobnosti je transformováno lineární funkcí (lineárním modelem), která je na obrázku znázorněna zelenou přímkou, do

oranžového rozdělení pravděpodobnosti. Jediné, co lineární model v hustotě pravděpodobnosti mění je střední hodnotu a směrodatnou odchylku. Tvar Gaussova rozdělení pravděpodobnosti zůstane stejné, což je podmínka pro použití obecného Kálmánova filtru.

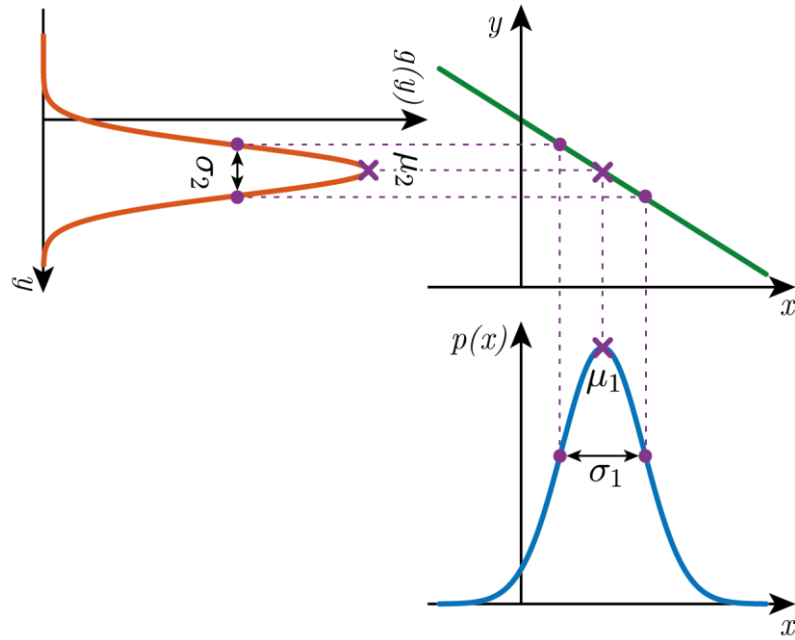


Obr. 3.16: Ilustrativní příklad Kálmánova filtru.

Lineární modely stavu a měření (pozorování) jsou dány

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_t &= \mathbf{A}_t \mathbf{x}_{t-1} + \mathbf{B}_t \mathbf{u}_t + \boldsymbol{\varepsilon}_t \\ \mathbf{z}_t &= \mathbf{C}_t \mathbf{x}_t + \boldsymbol{\delta}_t \end{aligned} \quad (3.9)$$

kde: \mathbf{A}_t je stavová matice ($n \times n$), která popisuje vývoj stavu vektoru \mathbf{x} z $t - 1$ do t ,
 n je dimenze stavového vektoru \mathbf{x} ,
 \mathbf{B}_t je matice ($n \times q$), která popisuje vliv řídicího vektoru \mathbf{u}_t na stav \mathbf{x}_t
 q je dimenze řídicího vektoru \mathbf{u} ,
 \mathbf{C}_t je matice ($k \times n$), která popisuje, závislost měřícího vektoru \mathbf{z} na stavovém vektoru \mathbf{x} ,
 k je dimenze měřícího vektoru \mathbf{z}
 $\boldsymbol{\varepsilon}_t$ je vektor náhodný proměnná reprezentující šum procesu s Gaussovým rozdělením s nulovou střední hodnotou a s kovarianční maticí \mathbf{R}_t ,
 $\boldsymbol{\delta}_t$ je vektor náhodná proměnná reprezentující šum měření s Gaussovým rozdělením s nulovou střední hodnotou a s kovarianční maticí \mathbf{Q}_t . [49], [51]



Obr. 3.17: Změna Gaussova rozdělení pravděpodobnosti při využití lineární transformace (zelená přímka).

Kálmánův algoritmus je znázorněn na Obr. 3.18, kde vstupními hodnotami je vektor předcházejících (nebo inicializačních) středních hodnot $\boldsymbol{\mu}_{t-1}$, kovarianční matice $\boldsymbol{\Sigma}_{t-1}$, aktuální řídicí vektor \mathbf{u}_t (v jistých případech není nutný) a aktuální vektor měření (pozorování) \mathbf{z}_t .

Kálmánův algoritmus ($\boldsymbol{\mu}_{t-1}, \boldsymbol{\Sigma}_{t-1}, \mathbf{u}_t, \mathbf{z}_t$)

- 1: $\bar{\boldsymbol{\mu}}_t = \mathbf{A}_t \boldsymbol{\mu}_{t-1} + \mathbf{B}_t \mathbf{u}_t$ ← Predikce střední hodnoty a kovarianční matice
- 2: $\bar{\boldsymbol{\Sigma}}_t = \mathbf{A}_t \boldsymbol{\Sigma}_{t-1} \mathbf{A}_t^T + \mathbf{R}_t$ ← Predikce střední hodnoty a kovarianční matice
- 3: $\mathbf{K}_t = \bar{\boldsymbol{\Sigma}}_t \mathbf{C}_t^T (\mathbf{C}_t \bar{\boldsymbol{\Sigma}}_t \mathbf{C}_t^T + \mathbf{Q}_t)^{-1}$ ← Výpočet Kálmánova zesílení
- 4: $\boldsymbol{\mu}_t = \bar{\boldsymbol{\mu}}_t + \mathbf{K}_t (\mathbf{z}_t - \mathbf{C}_t \bar{\boldsymbol{\mu}}_t)$ ← Estimace (korekce) střední hodnoty a kovarianční matice
- 5: $\boldsymbol{\Sigma}_t = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_t \mathbf{C}_t) \bar{\boldsymbol{\Sigma}}_t$ ← Estimace (korekce) střední hodnoty a kovarianční matice
- 6: návrat $\boldsymbol{\mu}_t, \boldsymbol{\Sigma}_t$

Obr. 3.18: Algoritmus obecného Kálmánova filtru.

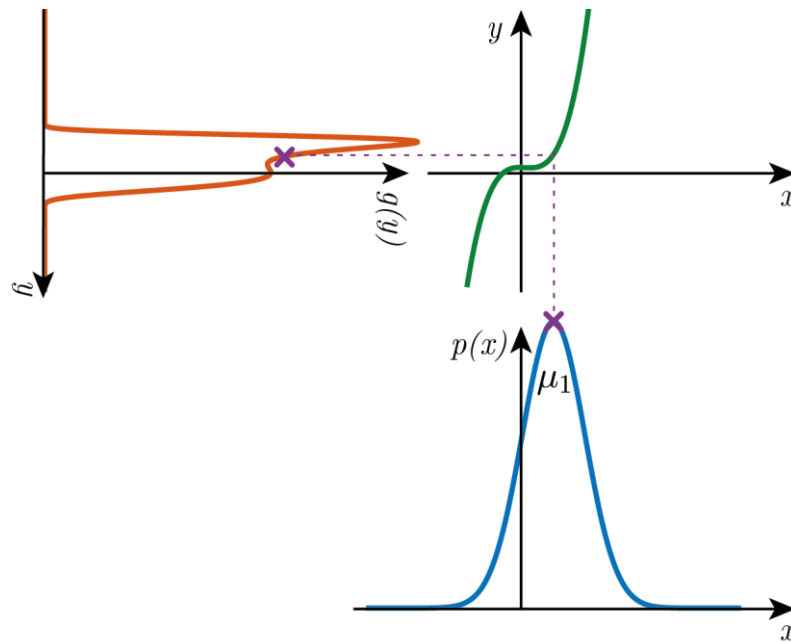
Lineární modely popsány vztahem (3.8) ovšem nejsou běžné v reálném světě. Ukažme si nyní ukázkou, co by se stalo, kdybychom použili nelineární dynamický model. Matice \mathbf{A}_t , \mathbf{B}_t a \mathbf{C}_t by již nemohly být použity a musely by být nahrazeny definovanými nelineárními funkcemi. Tato realizace je znázorněna na Obr. 3.19, kde $g(\mathbf{u}_t, \mathbf{x}_{t-1})$ je nelineární stavová funkce závislá na

řídícím vektoru \mathbf{u}_t a vektoru předcházejících stavů \mathbf{x}_{t-1} a $h(\mathbf{x}_t)$ je nelineární funkce měření závislá na aktuálním vektoru stavů \mathbf{x}_t . [51]–[53]

$$\begin{array}{ccc} \cancel{\mathbf{x}_t = \mathbf{A}_t \mathbf{x}_{t-1} + \mathbf{B}_t \mathbf{u}_t + \varepsilon_t} & & \cancel{z_t = \mathbf{C}_t \mathbf{x}_t + \delta_t} \\ \downarrow & & \downarrow \\ \mathbf{x}_t = g(\mathbf{u}_t, \mathbf{x}_{t-1}) + \varepsilon_t & & z_t = h(\mathbf{x}_t) + \delta_t \end{array}$$

Obr. 3.19: Realizace nelineárního dynamického systému.

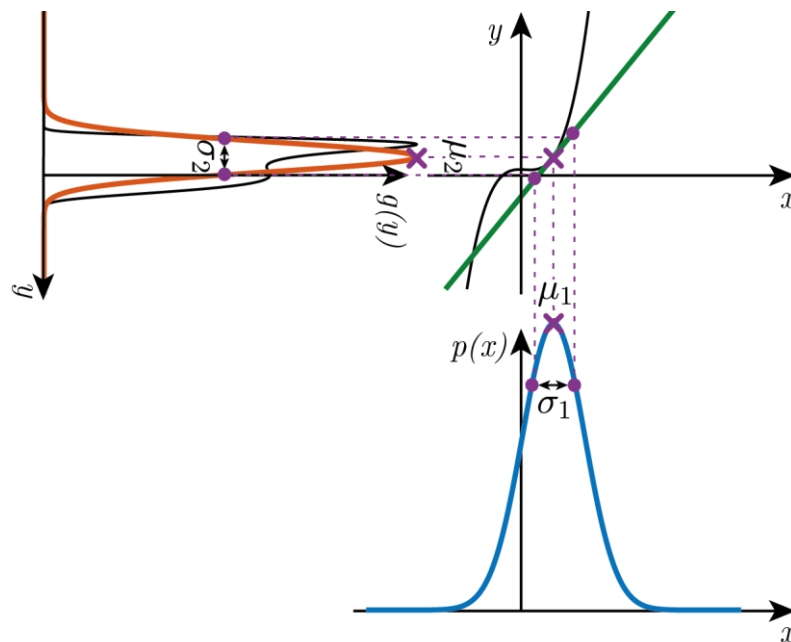
Pokud ovšem využijeme nelineární model, nastává tu problém, že pokud vstupní stav bude mít Gaussovo rozdělení pravděpodobnosti, tak výstupní stav již nebude mít Gaussovo rozdělení. Tato situace je znázorněna na Obr. 3.20, kde modrý průběh reprezentuje vstupní Gaussovo rozdělení, zelený průběh zobrazuje nelineární funkce a oranžový průběh je výstupní rozdělení, které již nemá Gaussov tvar. Tím pádem není možné použít základní Kálmánův filtr. [52]



Obr. 3.20: Změna Gaussovského rozdělení pravděpodobnosti při využití nelineární transformace (zelená křivka).

Je vůbec možné realizovat nějakým způsobem Kálmánův filtr na nelineární systém? Odpověď zní ano, pomocí linearizace nelineární funkce. Existuje celá řada linearizací. Jednou ze základních přístupů využívá rozšířený Kálmánův filtr označován pod zkratkou EKF (Extended Kalman Filter). Ten využívá linearizace v jednom konkrétním bodě (ve své střední hodnotě) pomocí Taylorova rozvoje prvního řádu jak pro predikci, tak i pro měření (pozorování). Na Obr. 3.21 je znázorněn stejný příklad jako na Obr. 3.20 ovšem po linearizaci pomocí Taylorova rozvoje prvního řádu. Linearizace byla provedena na střední hodnotě vstupního Gaussova

rozdělení (modrý průběh). Linearizace původní nelineární transformace je zde zobrazena pomocí zelené přímky. Výsledný stav je nyní Gaussovo rozdělení pravděpodobnosti, které se přibližuje původnímu nelineárnímu rozdělení. Tím je splněna podmínka a je možno rozšířený Kálmánův filtr použít [52]–[54]. Má to ovšem své limity. Pokud jsou funkce $g(\cdot)$ a $h(\cdot)$ silně nelineární, tak zde EKF selhává a je nutné použít sofistikovanější přístupy, které jsou popsány v oddílu 3.5.1. Z tohoto důvodu nebyl pro predikci DSS (Dominantních Spektrálních Složek) použit EKF.



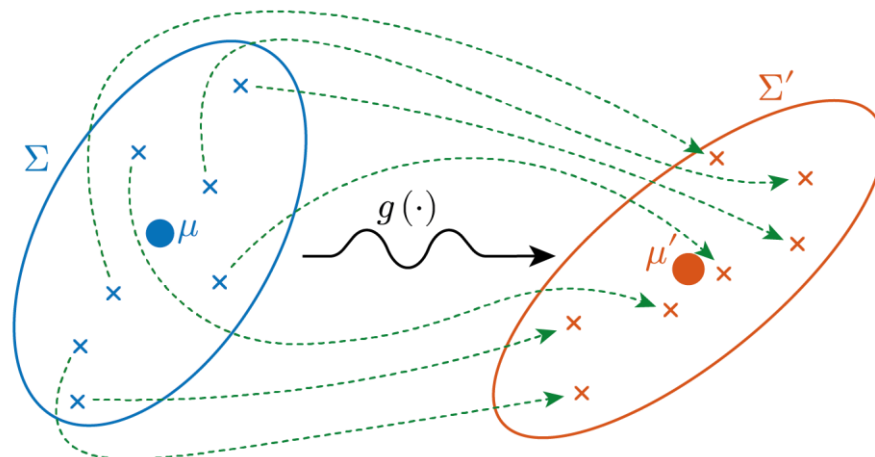
Obr. 3.21: Změna Gaussovského rozdělení pravděpodobnosti při využití linearizované nelineární transformace.

3.5.1. UKF

Jak už bylo zmíněno, tak základní Kálmánův filtr vyžaduje použití lineárních modelů. Pokud modely nejsou lineární, je nutné je linearizovat a nejjednodušším přístupem je linearizace pomocí Taylorova rozvoje, kterého využívá EKF. Teď ovšem nastává otázka, zda neexistuje nějaký přesnější způsob linearizace, se kterým bychom se k nelineární funkci přesněji přiblížili. Jednou z možností je pro více vygenerovaných vstupních stavů z Gaussova rozdělení zjistit, jakých funkčních hodnot skrze nelineární funkci $g(\cdot)$ dosahuje a z těchto funkčních hodnot dopočítat výstupní střední hodnotu μ' a kovarianční matici Σ' a tím tak nadefinovat Gaussovo rozdělení pravděpodobnosti, které se přibližuje k nelineárnímu rozdělení generovanému funkcí $g(\cdot)$. Tento přístup je graficky znázorněn na Obr. 3.22, kde modré křížky definují vybrané vstupní hodnoty dle Gaussova rozdělení (modrá elipsa) definovaného střední hodnotou μ (modrá) a kovarianční maticí Σ (modrá). Z těchto vybraných vstupních hodnot jsou skrze

nelineární funkci $g(\cdot)$ dopočítány výstupní hodnoty (oranžové křížky). Následně z výstupních hodnot je dopočítáno nové Gaussovo rozdělení (oranžová elipsa) s parametry μ' a Σ' (oranžové).

Tento přístup je základním konceptem pro Unscented Kalman Filter (UKF) [47], [49], [55], [56]. Tímto filtrem se nyní budeme zabývat. Ovšem nebudeme vybírat náhodné vstupní stavy, ale zvolí se dle jistých pravidel. Tento přístup se také nazývá Unscented Transform (UT) [47], [51], [56].



Obr. 3.22: Základní koncepce linearizace nelineární funkce.

Unscented Transform

V této transformaci se definuje za jistých pravidel několik bodů v prostoru stavů, které se nazývají „sigma body“. Celý proces Unscented Transform spočívá v několika následujících krocích:

- Výpočet hodnot sigma bodů
- Dopčítání váhy ke každému sigma bodu
- Transformace jednotlivých sigma bodů pomocí nelineární funkce
- Výpočet Gaussova rozdělení z těchto transformovaných váhovaných sigma bodů

Nyní nastává otázka, jak vybrat jednotlivé sigma body a jakou váhu jim přidělit. Volba sigma bodů $\chi^{[i]}$ a je jejich vah $w^{[i]}$ je vázána následujícími podmínkami

$$\begin{aligned}\sum_i w^{[i]} &= 1 \\ \mu &= \sum_i w^{[i]} \chi^{[i]} \\ \Sigma &= \sum_i w^{[i]} (\chi^{[i]} - \mu)(\chi^{[i]} - \mu)^T\end{aligned}\tag{3.10}$$

kde μ a Σ jsou střední hodnota vstupního Gaussova rozdělení a jeho kovarianční matice. Musíme si ovšem uvědomit, že pro tuto podmínku neexistuje pouze jedno řešení volby sigma bodů $\chi^{[i]}$ a jejich vah $w^{[i]}$. [47], [51], [56]

Volba pozice sigma bodů

Počet sigma bodů N_χ je závislý na velikosti n vektoru vstupních stavů:

$$N_\chi = 2n + 1 \tag{-(3.11)}$$

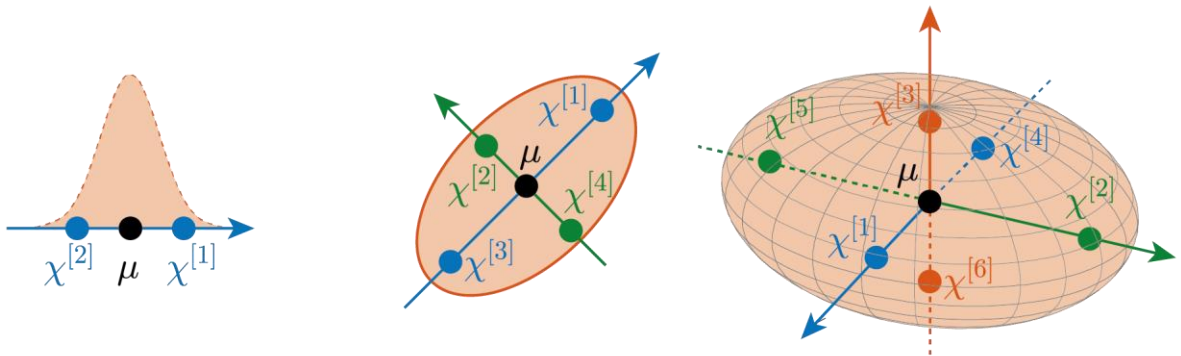
kde: n je dimenze stavového vektoru \mathbf{x} . [47]

Hodnota +1 ve vztahu (3.11) reprezentuje samotnou střední hodnotu μ . Volba prvního sigma bodu je vždy volba střední hodnoty vstupního Gaussova rozdělení, tedy $\chi^{[0]} = \mu$. Ostatní sigma body se vybírají v určité vzdálenosti od střední hodnoty. Nyní je si potřeba uvědomit, v jakých směrech od střední hodnoty tyto body volit. Ke snadnějšímu pochopení nám pomůže názorná ukázka (Obr. 3.23) výběru sigma bodů pro různé velikosti vstupního stavového vektoru \mathbf{x} . V levé části Obr. 3.23 je znázorněna situace pro jednostavový vstup. Tím nám dle rovnice (3.11) vychází jen 3 sigma body (střední hodnota μ a dva další sigma body vzdálené od střední hodnoty ve stejné vzdálenosti $\chi^{[1]}$ a $\chi^{[2]}$). Uprostřed již máme zobrazenou situaci pro dvoustavový vstup, kde je Gaussovo rozdělení reprezentováno elipsou se střední hodnotou μ uprostřed a dalšími čtyřmi sigma body $\chi^{[1]}$ až $\chi^{[4]}$ v hlavní osách elipsy. Poslední ukázka vpravo reprezentuje situaci pro třístavový vstup, kde již musíme Gaussovo rozdělení reprezentovat elipsoidem se střední hodnotou μ v jeho středu a dalšími šesti sigma body $\chi^{[1]}$ až $\chi^{[6]}$ na jednotlivých osách elipsoidu. Jednotlivé osy elipsy či elipsoidu lze popsat pomocí vlastních vektorů.

$$n = 1 \implies N_\chi = 3$$

$$n = 2 \implies N_\chi = 5$$

$$n = 3 \implies N_\chi = 7$$



Obr. 3.23: Názorná ukázka výběru sigma bodů v závislosti na velikosti vstupního stavového vektoru \mathbf{x} .

Přesné pozice všech sigma bodů jsou dány

$$\begin{aligned} \chi^{[0]} &= \mu \\ \chi^{[i]} &= \mu + \left(\sqrt{(n + \xi)\Sigma} \right)_i \quad \text{pro } i = 1, \dots, n \\ \chi^{[i]} &= \mu - \left(\sqrt{(n + \xi)\Sigma} \right)_{i-n} \quad \text{pro } i = n + 1, \dots, 2n \end{aligned} \quad (3.12)$$

kde: n je dimenze stavového vektoru \mathbf{x} ,

ξ je parametrem měřítka. [47], [51]

V rovnici (3.12) je nutné si uvědomit, že odmocnina zde reprezentuje maticovou odmocninu. Maticovou odmocninu lze vypočítat více způsoby. Ovšem UKF využívá tzv. Choleskyho faktorizaci, která byla pojmenována podle francouzském matematikovi André-Louisovi Choleském (1875–1918). Je-li $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ symetrická pozitivně definitní matice, pak existuje jedinečná dolní trojúhelníková matice $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ s kladnými hodnotami na hlavní diagonále, že $\mathbf{A} = \mathbf{G}\mathbf{G}^T$. [57]

Volba vah sigma bodů

Váha sigma bodu 0 je různá pro výpočet střední hodnoty w_m a pro kovarianční matici w_c . U ostatních bodů je pro oba výpočty stejná:

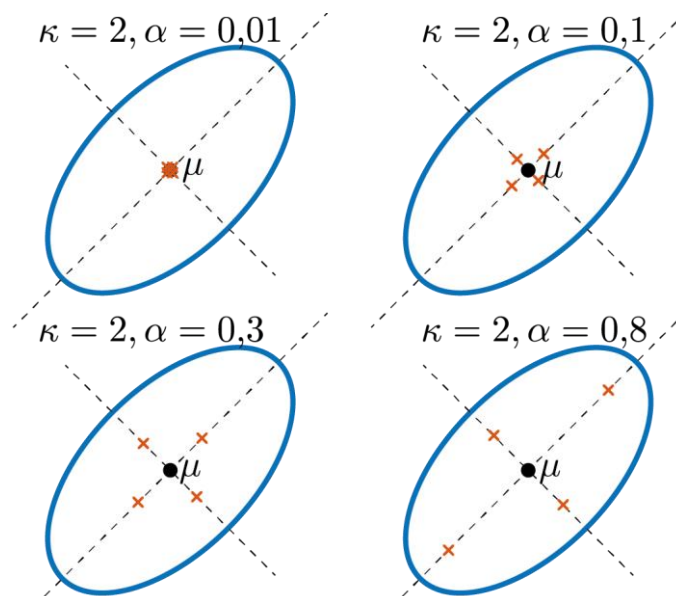
$$\begin{aligned}
w_m^{[0]} &= \frac{\xi}{n + \xi} \\
w_c^{[0]} &= w_m^{[0]} + (1 - \alpha^2 + \beta) \\
w_m^{[i]} = w_c^{[i]} &= \frac{1}{2(n + \xi)} \quad \text{pro } i = 1, \dots, 2n
\end{aligned}
\tag{3.13}$$

kde: α, β jsou parametry definující výběr vzdálenosti od střední hodnoty μ . [51], [56]

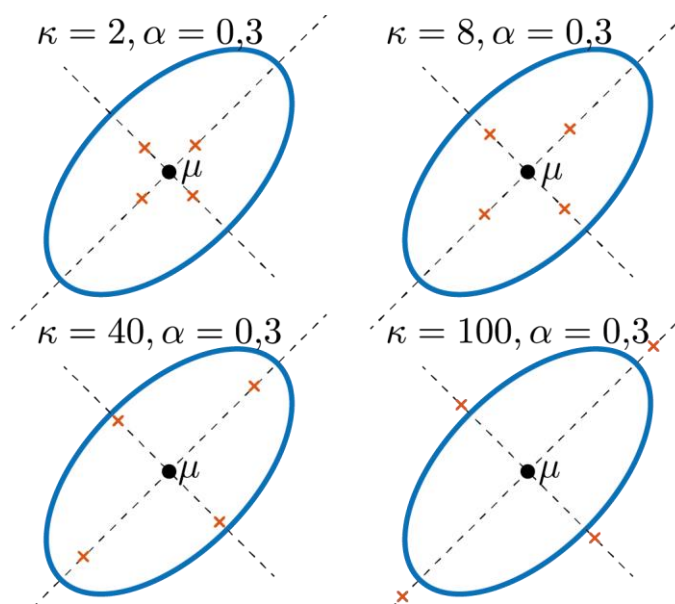
Parametry využité v UT

Ve vztazích (3.12), (3.13) jsme se setkali s parametry α, β a ξ . Volba těchto parametrů je libovolná z důvodů více řešení. Existuje však několik doporučení, jak tyto parametry nadefinovat. K tomu se využívá ještě jeden parametr κ , který si využívá k výpočtu parametru měřítka ξ . Doporučení je definováno následujícími vztahy

$$\begin{aligned}
\kappa &\geq 0 \\
\alpha &\in (0, 1) \\
\xi &= \alpha^2(n + \kappa) - n \\
\beta &= 2
\end{aligned}
\tag{3.14}$$



Obr. 3.24: Ukázka vlivu změny parametru α při fixní nastavením parametru $\kappa = 2$.



Obr. 3.25: Ukázka vlivu změny parametru κ při fixní nastavením parametru $\alpha = 0,3$.

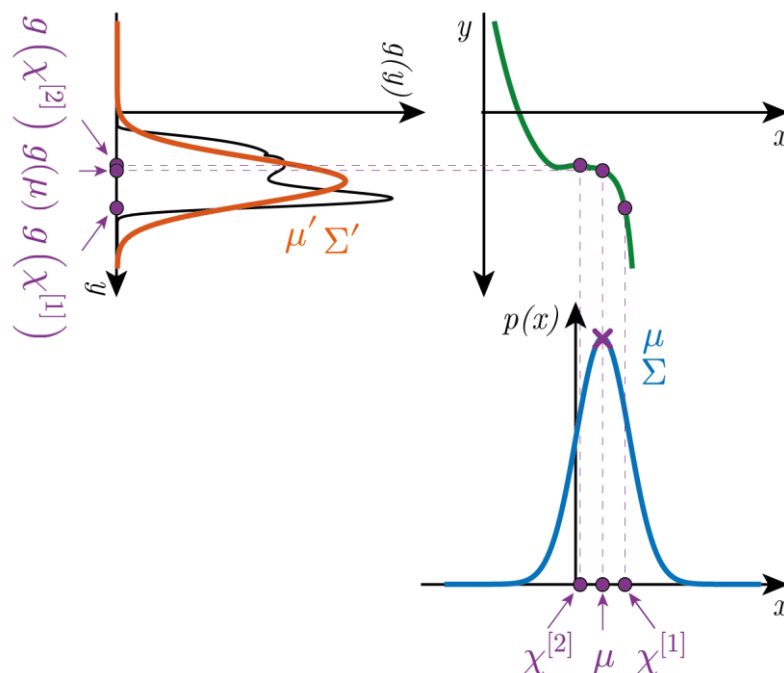
Všechny tyto parametry ovlivňují, jak vzdáleny od střední hodnoty mají být vybírány sigma body a ovlivňují také jejich váhu z hlediska této vzdálenosti. Parametr β má ve vztahu (3.14) přesně definovanou hodnotu, která je pro Gaussovo rozdělení nejvíce optimální. [51] Ukázky změny pozice sigma bodů na základě změny parametrů α a κ jsou uvedeny na Obr. 3.24 a Obr. 3.25.

Dopčet výstupního Gaussova rozdělení pomocí definovaných sigma bodů

Definované sigma body $\chi^{[i]}$ se pomocí nelineární funkce $g(\cdot)$ transformují na sigma body nového rozložení $g(\chi^{[i]})$ a pomocí nich a jejich vah $w_m^{[i]}$, $w_c^{[i]}$ vypočítáme parametry výstupního Gaussova rozdělení: výstupní střední hodnotou μ' a výstupní kovarianční matici Σ'

Grafické znázornění UT

UT pro jednostavový vstup je znázorněna na Obr. 3.26. Ze vstupního Gaussova rozdělení definované střední hodnotou μ a kovarianční maticí Σ jsou vybrány sigma body $\chi^{[0]} = \mu$, $\chi^{[1]}$ a $\chi^{[2]}$. Tyto body jsou transformovány pomocí nelineární rovnice $g(\cdot)$ do transformovaných bodů $g(\mu)$, $g(\chi^{[1]})$ a $g(\chi^{[2]})$, z těchto bodů a jejich konkrétní vah $w_m^{[i]}$ a $w_c^{[i]}$ je následně vypočítáno výstupní Gaussovo rozdělení definované střední hodnotou μ' a kovarianční maticí Σ' dle vztahu (3.10). [51]



Obr. 3.26: Názorná ukázka využití Unscented transform.

Kompletní algoritmus UKF

Na Obr. 3.27 je znázorněn kompletní algoritmus UKF pro nelineární model. První část algoritmu (řádky 1 až 4) definují UT pro stavový model, který obsahuje:

- volbu sigma bodů χ_{t-1} ze znalosti vektoru předcházejících středních hodnot μ_{t-1} a kovarianční matice Σ_{t-1}
- dopočet transformovaných sigma bodů $\bar{\chi}_t^*$ skrze nelineární funkci $g(\mathbf{u}_t, \chi_{t-1})$
- predikce vektoru středních hodnot stavů $\bar{\mu}_t$ a kovarianční matice $\bar{\Sigma}_t$ ze znalosti transformovaných sigma bodů $\bar{\chi}_t^*$ a jejich vah $w_m^{[i]}$ a $w_c^{[i]}$.

Druhá část algoritmu (řádky 5 až 8) definují UT pro měřící model, který obsahuje:

- volbu sigma bodů χ_t ze znalosti vektoru aktuálních predikovaných střední hodnot $\bar{\mu}_t$ a kovarianční matice $\bar{\Sigma}_t$
- dopočet transformovaných sigma bodů $\bar{\mathbf{z}}_t$ skrze nelineární funkci $h(\bar{\chi}_t)$
- predikce vektoru středních hodnot měření $\bar{\mathbf{z}}_t$ a kovarianční matice \mathbf{S}_t ze znalosti transformovaných sigma bodů $\bar{\chi}_t^*$ a jejich vah $w_m^{[i]}$ a $w_c^{[i]}$.

Třetí část algoritmu (řádek 9) dopočítává vzájemnou korelační matici mezi stavovým a měřícím modelem $\bar{\Sigma}_t^{x,z}$. Čtvrtá část algoritmu (řádek 10) vyjadřuje výpočet Kálmánova zesílení \mathbf{K}_t .

Poslední část algoritmu (řádky 11 až 13) reprezentuje estimaci nové středních hodnot μ_t a

kovarianční matice Σ_t , které budou využity v dalším cyklu, kde budou použity jako předcházející hodnoty. [51], [56]

UKF algoritmus ($\mu_{t-1}, \Sigma_{t-1}, \mathbf{u}_t, \mathbf{z}_t$)

- 1: $\chi_{t-1} = (\mu_{t-1}, \mu_{t-1} + \gamma\sqrt{\Sigma_{t-1}}, \mu_{t-1} - \gamma\sqrt{\Sigma_{t-1}})$
- 2: $\bar{\chi}_t^* = g(\mathbf{u}_t, \chi_{t-1})$ UT pro stavový model
se stanovením střední
hodnoty a kovarianční
matice stavového modelu
- 3: $\bar{\mu}_t = \sum_{i=0}^{2n} w_m^{[i]} \bar{\chi}_t^{*[i]}$
- 4: $\bar{\Sigma}_t = \sum_{i=0}^{2n} w_c^{[i]} (\bar{\chi}_t^{*[i]} - \bar{\mu}_t) (\bar{\chi}_t^{*[i]} - \bar{\mu}_t)^T + \mathbf{R}_t$
- 5: $\bar{\chi}_t = (\bar{\mu}_t, \bar{\mu}_t + \gamma\sqrt{\bar{\Sigma}_t}, \bar{\mu}_t - \gamma\sqrt{\bar{\Sigma}_t})$
- 6: $\bar{\mathbf{Z}}_t = h(\bar{\chi}_t)$ UT pro měřicí model
se stanovením střední
hodnoty měření a
kovarianční matice
- 7: $\bar{\mathbf{z}}_t = \sum_{i=0}^{2n} w_m^{[i]} \bar{\mathbf{Z}}_t^{[i]}$
- 8: $\mathbf{S}_t = \sum_{i=0}^{2n} w_c^{[i]} (\bar{\mathbf{Z}}_t^{[i]} - \bar{\mathbf{z}}_t) (\bar{\mathbf{Z}}_t^{[i]} - \bar{\mathbf{z}}_t)^T + \mathbf{Q}_t$
- 9: $\bar{\Sigma}_t^{x,z} = \sum_{i=0}^{2n} w_c^{[i]} (\bar{\chi}_t^{[i]} - \bar{\mu}_t) (\bar{\mathbf{Z}}_t^{[i]} - \bar{\mathbf{z}}_t)^T$ Výpočet vzájemné
kovariční matice
- 10: $\mathbf{K}_t = \bar{\Sigma}_t^{x,z} \mathbf{S}_t^{-1}$ Výpočet Kálmánova zesílení
- 11: $\mu_t = \bar{\mu}_t + \mathbf{K}_t (\mathbf{z}_t - \bar{\mathbf{z}}_t)$ Estimace (korekce)
střední hodnoty
a kovarianční matice
- 12: $\Sigma_t = \bar{\Sigma}_t - \mathbf{K}_t \mathbf{S}_t \mathbf{K}_t^T$
- 13: návrat μ_t, Σ_t

Obr. 3.27: Kompletní algoritmus UKF (využito v Obr. 5.8).

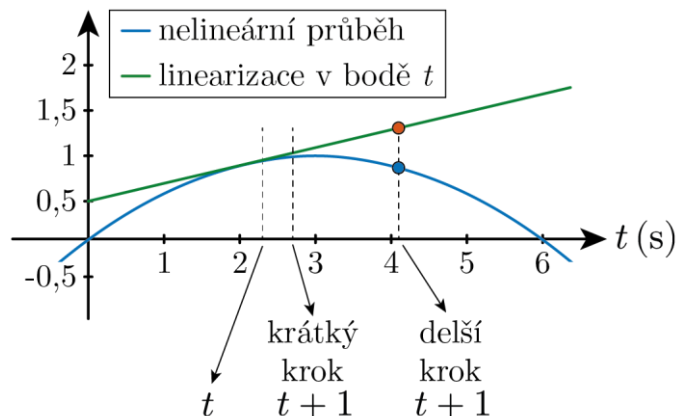
Filtr UKF dosahuje lepších výsledků než EKF zejména v případech větší nelinearity rovnic, kdy se výsledné rozložení více odchyluje od Gaussova rozložení. Toto porovnání je uvedeno na Obr. 3.28, kde v důsledku nelineárního modelu není výsledné rozdělení Gaussovské, ale má

tzv. banánový tvar (oranžově). V tomto případě je vidět, že Gaussovo rozdělení vypočtené pomocí UKF (modře, vpravo) pokrývá banánový tvar daleko lépe než to, vypočtené pomocí EKF. [51]



Obr. 3.28: Porovnání rozložení, vypočtených EKF a UKF.

Dalším kritériem pro volbu mezi UKF a EKF je velikost časového kroku sledování. Použití EKF vyžaduje tak malý krok, aby odchylka funkcí linearizovaných v okamžiku t byla od nelineárních $g_{t+1}(\cdot)$ a $h_{t+1}(\cdot)$ ještě v okamžiku $t + 1$ malá. (obr. Obr. 3.29). V našem případě jsou jednotlivé okamžiky pozorování odděleny jednou otáčkou antény radaru, tj. řádově několik sekund. Při otáčkách rotoru VE kolem 5 – 7 ot/min dojde za sekundu k pootočení rotoru o $30^\circ - 42^\circ$, což je velmi značná změna polohy listů, a proto nebylo možno použít filtr EKF.



Obr. 3.29: Chyba linearizace v závislosti na délce kroku. t – okamžik linearizace, $t + 1$ – následující krok.

4. SIMULÁTOR VE

Reálná radarová data, která by obsahovala odrazy od VE, jsou ve většině případech nedostupná. Z tohoto důvodu bylo zapotřebí navrhnout simulátor, který by s dostatečnou věrností reprezentoval dopplerovskou signaturu odražených signálů od VE. Ovšem samotný simulátor bylo potřeba ověřit, a proto byl navržen i měřicí řetězec, který reprezentoval jednoduchý princip radarového systému. V této kapitole bude navrhovaný simulátor popsán a následně bude porovnán s naměřenými scénáři, které byly realizovány pomocí zmíněného měřicího řetězce, který bude v této kapitole také popsán. Dopplerovskou signaturou VE se zabývala celá řada publikací [58]–[68] včetně několika vlastních publikací [A6]–[A8], [A11].

4.1. Blokové schéma simulátoru

Základní koncepce simulátoru byla realizována v softwaru Matlab [69]. Postup výpočtu odraženého signálu PR od VE je zobrazen na Obr. 4.1 ve formě blokového diagramu.

Jak je vidět, výpočet celkového přijatého signálu z odrazů od větrných elektráren se dá rozdělit na pět samostatných částí:

1. Výpočet vysílaného signálu
2. Útlum signálu
3. Výpočet dopplerovských frekvencí
4. Výpočet zpoždění jednotlivých odrazů.
5. Sumace všech odražených signálů

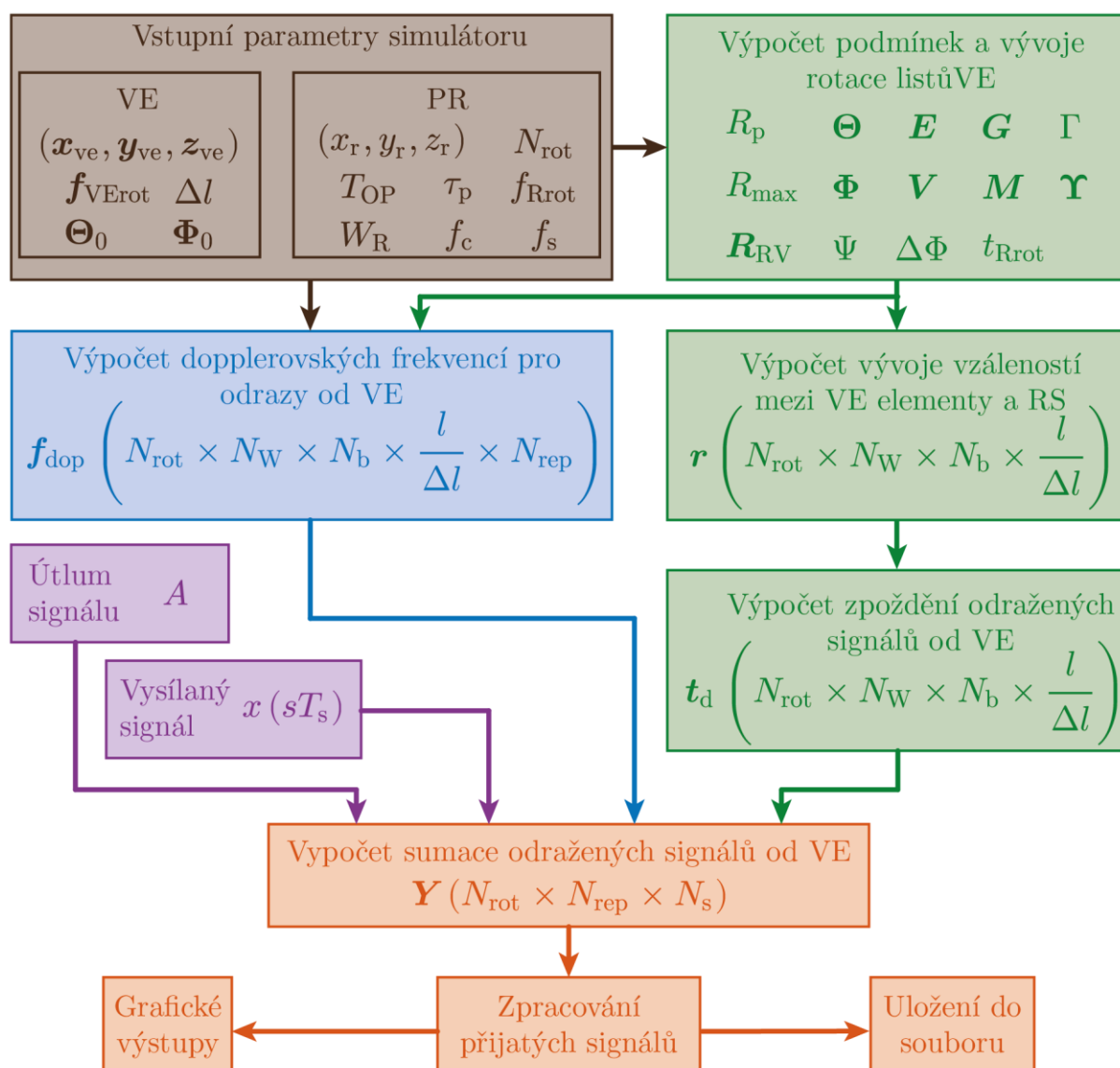
Jednotlivé proměnné vypsané na Obr. 4.1 budou v této kapitole podrobněji popsány.

Výpočet vysílaného signálu

Impulzní radary obecně mohou vysílat, různé typy impulzních signálů od klasického modulovaného obdélníku sinusovým signálem, až po složitější signály pro kompresi impulzu. Z toho důvodu je v simulátoru zahrnut tento blok, který umožňuje měnit charakter vysílaného signálu. Základní parametry pro nastavení vysílaného signálu jsou:

- Nosná frekvence
- Vzorkovací frekvence
- Opakovací perioda
- Šířka impulzu

- Typ modulace signálu, popř. komprese impulzu



Obr. 4.1: Zjednodušené blokové schéma principu postupu výpočtu simulátoru.

Útlum signálu

Útlum přijatého signálu závisí na mnoha faktorech, z nichž mnohé nelze postihnout díky komplexnosti či neznalosti vlivu těchto faktorů (zejména vliv terénu). Z hlediska optimalizace výpočetního algoritmu jsou dále uvažovány pouze ztráty výkonu z důvodu šíření volným prostorem, vyzařovací diagram antény a efektivní odrazná plocha (RCS). Jak již bylo uvedeno v oddíle 3.3.4, je RCS velmi proměnlivé a pro každý typ VE rozdílné, a proto byl RCS v simulátoru nahrazenou pouze konstantní hodnotou. Z hlediska využitelnosti tohoto simulátoru nemá RCS významný vliv na ovlivnění výsledné signatury dopplerovského spektra.

Výpočet dopplerovských frekvencí

Jeden z nejkompexnějších částí simulátoru je výpočet konkrétních dopplerovských frekvencí odrazů signálů od listů VE. Tyto dopplerovské frekvence závisí stejně jako útlum signálu na více aspektech. V první řadě na typu elektrárny (z hlediska geometrických rozměrů), tvaru listu, uvažované velikosti elementu listu, čase a rotaci antény radarového systému vůči VE. Pro stanovení odhadu dopplerovských frekvencí, je nutné nejprve stanovit vývoj radiální rychlosti jednotlivých elementů listu VE vůči radaru. Tento výpočet vývoje radiální rychlosti je možné provést pomocí výpočtu vektorů rychlosti každého elementu vůči radaru ve 3D prostoru.

Výpočet zpoždění jednotlivých odrazů.

Nedílnou součástí simulátoru je i výpočet zpoždění jednotlivých odrazů. Tento výpočet provádí simulátor pomocí výpočtu vývoje vzdálenosti mezi radarem a jednotlivými odrazy (elementy). Z tohoto vývoje vzdáleností je pak simulátor schopen dopočítat konkrétní zpoždění jednotlivých odrazů.

Výpočet sumace všech odražených signálů

Poslední část simulátoru se zaměřuje na součet všech odražených signálů vypočtených v předchozích krocích simulátoru. Tato část představuje fúzi všech odražených signálů, tj. výsledný přijatý signál. Výstupem simulátoru je 3D matice přijatých odražených signálů \mathbf{Y} od VE, pro definovaný počet otáček radarové antény N_{rot} , pro všechny opakovací periody N_{rep} (kde byly detekovány VE) a pro všechny vzorky signálu v jedné opakovací periodě N_s (všechna dálková kvanta). Tuto matici, lze interpretovat pomocí rozdílných grafických výstupů z hlediska potřeby uživatele. Základními grafickými výstupy jsou:

- Dopplerovské spektrum pro daný scénář
- Vývoj dopplerovského spektra v čase (spektrogram neboli waterfall)

4.2. Matematický model simulátoru

Matematický popis simulátoru zde není kompletně sepsán z důvodu rozsáhlosti, ale jsou tu popsány jen výpočet základních podstatných veličin, které přímo souvisí s výpočtem přijímaného signálu s dopplerovskou signaturou VE.

4.2.1. Výpočet základních parametrů a geometrie simulátoru

V prvé řadě je zapotřebí znát informace o pozici větrných elektráren a konkrétního radarového systému. Z těchto informací lze vypočítat vektor vzdálenosti mezi radarem a jednotlivými gondolami VE $\mathbf{R}_{RV}(m)$ (Jedná se o vektor šikmých vzdáleností). Tento vztah je dán

$$\mathbf{R}_{RV} = \sqrt{(\mathbf{x}_{ve} - x_r)^2 + (\mathbf{y}_{ve} - y_r)^2 + (\mathbf{z}_{ve} - z_r)^2} \quad (m)(4.1)$$

kde: \mathbf{x}_{ve} je vektor $(x_{ve1}, x_{ve2}, \dots, x_{veN_{VE}})$ horizontální x -ových souřadnic VE (m),
 \mathbf{y}_{ve} je vektor $(y_{ve1}, y_{ve2}, \dots, y_{veN_{VE}})$ horizontální y -ových souřadnic VE (m),
 \mathbf{z}_{ve} je vektor $(z_{ve1}, z_{ve2}, \dots, z_{veN_{VE}})$ nadmořský výšek středů gondol VE (m),
 x_r, y_r, z_r jsou souřadnice PR (m).

Pro snadnější interpretaci jsou pozice definovány v kartézských souřadnicích v metrech. Další důležitou informací je slepá vzdálenost radaru a jednoznačnost určení cíle ve vzdálenosti. Samotný dosah PR závisí především na vysílaném výkonu a citlivosti přijímače (a mnohých dalších parametrech, které popisuje radarová rovnice), ale pokud se zaměříme pouze na jednoznačné určení cíle, tak to ovlivňují u PPR (*Primární Přehledový Radar*) dva parametry. Tím prvním je šířka vysílaného impulzu, který ovlivňuje tzv. slepou vzdálenost radaru (*blind range*). Ve slepé vzdálenosti PR, také pro ochranu vlastního přijímače, nepřijímá odrazy signálů od blízkých cílů. U simulátoru odrazů od větrných elektráren definujeme slepou vzdálenost pomocí rovnice (4.2) [28]

$$R_p = \frac{c(\tau_p + t_{rec})}{2} \quad (m)(4.2)$$

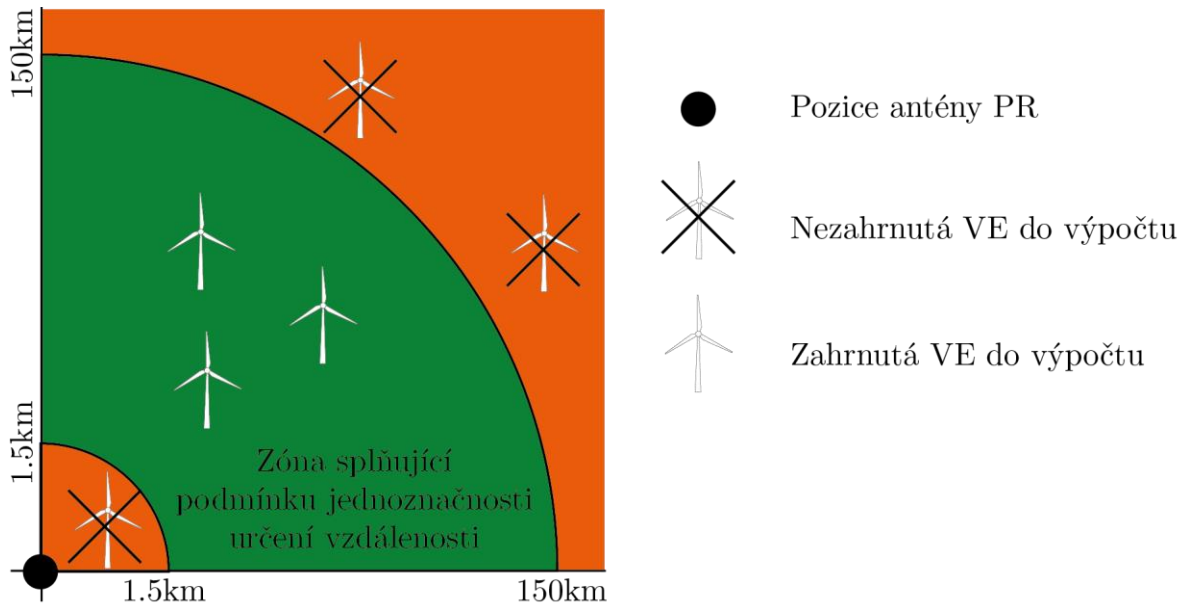
kde: c je rychlost světla (m/s),
 τ_p je šířka impulzu (s),
 t_{rec} je doba obnovy (s).

Druhým parametrem, který ovlivňuje jednoznačnost určení vzdálenosti PR od cíle je opakovací perioda $T_{Op}(s)$. Pomocí tohoto parametru lze definovat maximální vzdálenost cíle od radaru, při kterém bude ještě jednoznačně určena jejich vzájemná vzdálenost. Tato jednoznačná vzdálenost se dá ovšem ještě prodloužit při použití tzv. *staggeru*, o kterém bylo zmíněno

v oddíle 3.1. V tomto simulátoru ovšem není *stagger* využit, a proto je jednoznačná vzdálenost definována vztahem (4.3) [28]

$$R_{\max} = \frac{cT_{\text{OP}}}{2} \quad (\text{m})(4.3)$$

kde: T_{OP} je opakovací perioda (s).



Obr. 4.2: Grafické znázornění podmínky pro zahrnutí VE do výpočtu z hlediska vzdálenosti od PR (jednoznačnost určení).

Simulátor podporuje výpočet odražených signálů i od více VE s libovolnou volbou jejich pozice. V případě, že je v oblasti rozsahu radaru umístěno více VE, dojde k ovlivnění vysílaného signálu všemi VE, které se nacházejí ve stejné rozlišovací buňce (*radar resolution cell*). Pro tento případ, lze model výpočtu odražených signálů upravit tak, že se uvažují odrazy od více VE. Náročnost výpočtu velmi významně narůstá s počtem VE a uvažovaným počtem vícenásobných odrazů signálu od VE. Vícenásobné odrazy byly popsány v oddíle 3.2.3. Aby model pracoval co možná nejefektivněji jsou VE, které nesplňují podmínky slepé vzdálenosti a jednoznačnosti určení vzdálenosti od PR (viz (4.2) a (4.3)), hned vyřazeny z výpočtu. Výpočet včtového vektoru $\Omega = (\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_i, \dots, \Omega_{N_{\text{VE}}})$, kde N_{VE} je celkový počet VE. Vektor Ω definuje VE, které se nacházejí ve intervalu $\langle R_p, R_{\max} \rangle$ a výpočet jeho složek V_i je uveden v vztahu (4.4). Názorně je tato situace zobrazena na Obr. 4.2.

$$\Omega_i = \begin{cases} 1 & \text{pokud } (R_{RV_i} \geq R_p) \wedge (R_{RV_i} \leq R_{\max}) \\ 0 & \text{jinde} \end{cases} \quad (-)(4.4)$$

kde: R_{RV_i} je šikmá vzdálenost i -té VE od PR (m) a tato složka tvoří vektor, který je definovaný jako $\mathbf{R}_{RV} = (R_{RV_1}, R_{RV_2}, \dots, R_{RV_i}, \dots, R_{RV_{N_{VE}}})$ dle vztahu (4.1),

R_p je slepá vzdálenost PR (m) definovaná ve vztahu (4.2),

R_{\max} je maximální vzdálenost VE od PR (m) pro jednoznačné určení vzdálenosti cíle definované vztahem (4.3).

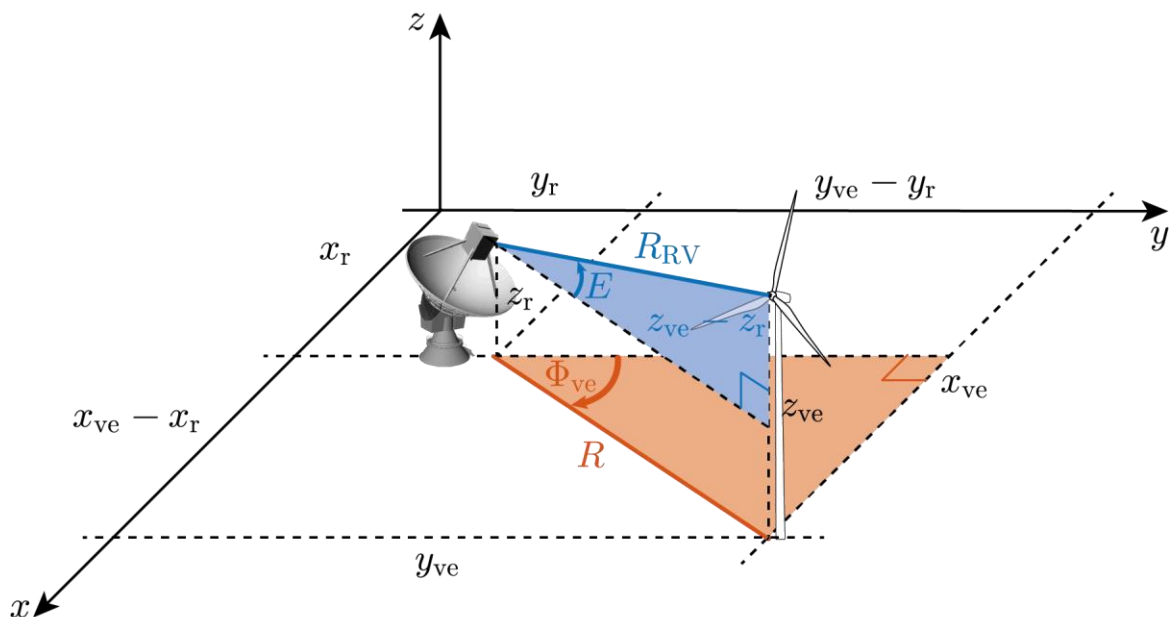
Následně dochází k odstranění elektráren, které tuto podmínku nespĺňují. Počet využitých VE pro výpočet se změní z N_{VE} na N_W . Počet použitých VE N_W je definován jako $N_W = \sum_{i=1}^{N_{VE}} \Omega_i$, což reprezentuje sumu vektoru $\mathbf{\Omega}$ ze vztahu (4.4)). Odstranění VE zapříčiní ovšem i odstranění konkrétních prvků ze vektorů \mathbf{R}_{RV} , \mathbf{x}_{ve} , \mathbf{y}_{ve} a \mathbf{z}_{ve} . Všechny zmíněné vektory, po odstranění VE nespĺňující podmínku, mají počet prvků roven N_W .

Ze znalosti vektorů pozic VE (\mathbf{x}_{ve} , \mathbf{y}_{ve} a \mathbf{z}_{ve}), pozice radaru (x_r , y_r a z_r) a vektoru vzdálenosti VE–radar \mathbf{R} (jedná se o vektor vzdáleností mezi PR a jednotlivých VE dopočítaný pomocí euklidovské vzdálenosti bez uvažování výškového rozdílu) lze vypočítat další dva vektory, a to azimuty $\mathbf{\Phi}_{ve}(\text{rad}) = (\Phi_{ve_1}, \Phi_{ve_2}, \dots, \Phi_{ve_{N_W}})$ a elevace středů gondol VE vůči PR $\mathbf{E}(\text{rad}) = (E_1, E_2, \dots, E_{N_W})$. Výpočet vektorů azimutů a elevací jsou uvedeny ve vztazích (4.5) a (4.6). U výpočtu vektoru úhlů mezi osou vrtule (směr gondol VE) a PR $\mathbf{\Phi}(\text{rad}) = (\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{N_W})$ je nutné ovšem brát v potaz i vektor azimutů os gondol jednotlivých VE vůči x -ové ose $\mathbf{\Phi}_0(\text{rad}) = (\Phi_{0_1}, \Phi_{0_2}, \dots, \Phi_{0_{N_W}})$, který bude mít významný vliv na výsledné dopplerovské spektrum.

$$\mathbf{\Phi} = \mathbf{\Phi}_0 - \mathbf{\Phi}_{ve}; \quad \mathbf{\Phi}_{ve} = \tan^{-1} \left(\frac{\mathbf{y}_{ve} - \mathbf{y}_r}{\mathbf{x}_{ve} - \mathbf{x}_r} \right) \quad (\text{rad})(4.5)$$

$$\mathbf{E} = \tan^{-1} \left(\frac{\mathbf{z}_{ve} - \mathbf{z}_r}{\mathbf{R}} \right) \quad (\text{rad})(4.6)$$

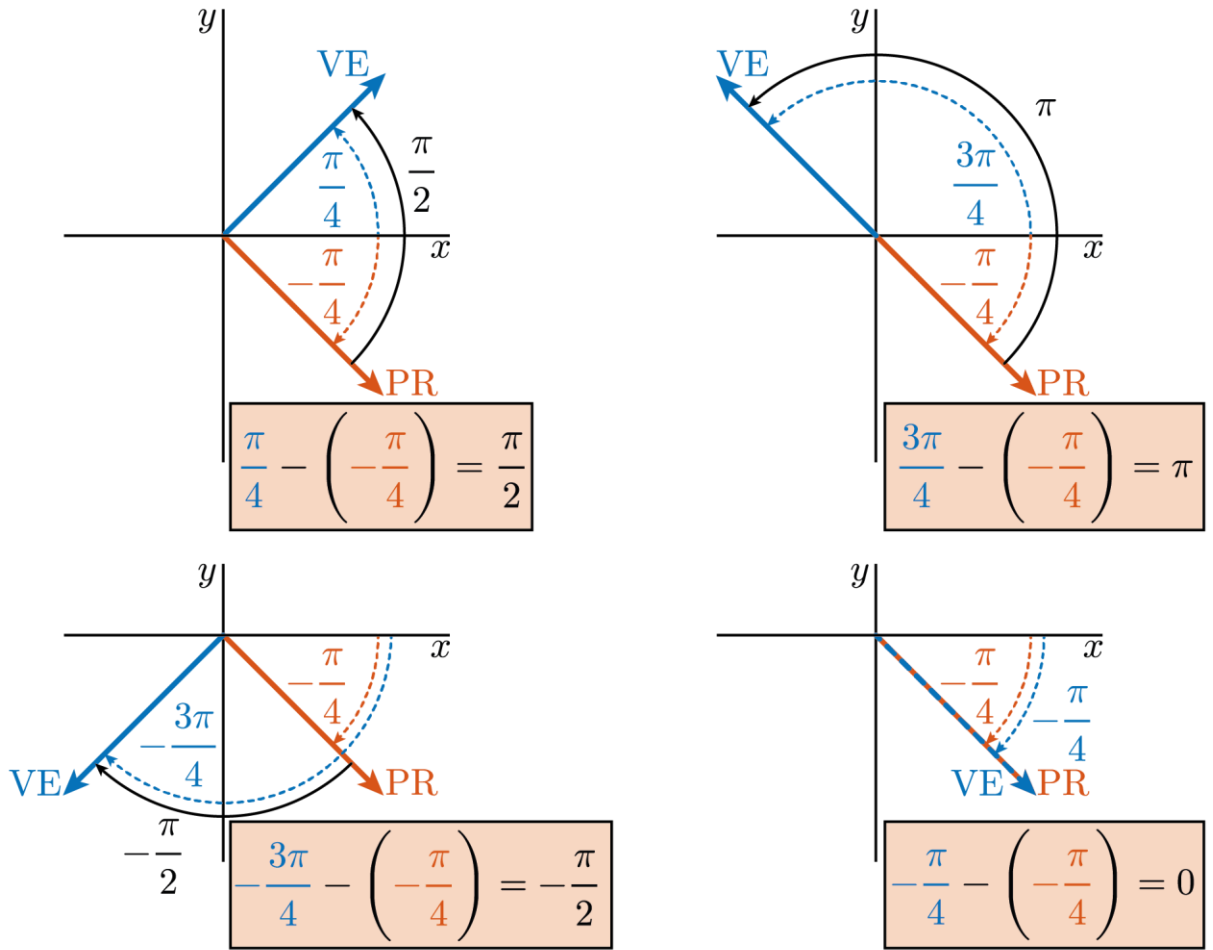
kde: \mathbf{R} je vektor $(R_1, R_2, \dots, R_{N_W})$ vzdálenosti antény radaru a pat sloupů větrných elektráren (m).



Obr. 4.3: Grafické znázornění výpočtu základních parametrů.

Pro pochopení jednotlivých proměnných je přiložena názorná ilustrace (viz Obr. 4.3). Ovšem v Obr. 4.3 není naznačený vztah (4.5) vlevo, kde dochází k rozdílu vektorů Φ_0 a Φ_{ve} , především kvůli přehlednosti. Proč je tento rozdíl podstatný, protože nám určuje, v jakém směru bude PR nasměrován vůči natočení gondol VE. Na Obr. 4.4 je znázorněný na čtyřech konkrétních případech dopočet hodnoty vektoru Φ pro jednotlivé kvadranty dvourozměrného kartézského systému. Na všech čtyřech případech jsou znázorněny oranžovými šipkami směry PR vůči pozici VE, který jsou pro všechny případy stejné $\Phi_{ve1,\dots,4} = -\pi/4$. Modré šipky zde reprezentují směr natočení gondol VE vůči x -ové ose a odpovídají následujícím hodnotám $\Phi_{01,\dots,4} = \{\pi/4; 3\pi/4; -3\pi/4; -\pi/4\}$. Dle vztahu (4.5) vlevo lze tedy dopočítat úhly směru antény PR vůči natočení gondoly VE a výsledné hodnoty jsou tedy $\Phi_{1,\dots,4} = \Phi_{01,\dots,4} - \Phi_{ve1,\dots,4} = \{\pi/2; \pi; -\pi/2; 0\}$, jak je také zobrazeno na Obr. 4.4.

Dalším vstupním parametrem je frekvence otáčení antény PR f_{Rot} (Hz). Tuto frekvenci lze pomocí vztahu (4.7) převést na parametr t_{Rot} (s), který nám udává dobu rotace jedné otáčky antény PR.



Obr. 4.4: Grafické znázornění výpočtu vektoru Φ .

$$t_{\text{Rrot}} = \frac{60}{f_{\text{Rrot}}} \quad (\text{s})(4.7)$$

kde: f_{Rrot} je frekvence otáčení radaru (ot/min).

Hodnota 60 ve vztahu (4.7) je zde zařazena z důvodů převodu jednotek z minut na sekundy. Z času otáčky PR t_{Rrot} (s) se dá vyjádřit parametr Ψ (rad), který nám udává natočení antény PR za jednu opakovací periodu T_{OP} (s). Výpočet je dán pomocí vztahu (4.8).

$$\Psi = \frac{2\pi T_{\text{OP}}}{t_{\text{Rrot}}} \quad (\text{rad})(4.8)$$

Pro správný výpočet dopplerovského spektra u VE je zapotřebí znát, také vektor inicializačních úhlů natočení listu jednotlivých VE Θ_0 (rad) = $(\theta_{0_1}, \theta_{0_2}, \dots, \theta_{0_{N_W}})$ a to vždy pro jednu konkrétní list – budeme ji označovat jako 1. list. Informace o inicializačním úhlu 1. listu je

neznámá a nelze ji změřit a jedná se o náhodnou proměnnou v závislosti na časovém údaji zapnutí počátku měření. Z pohledu simulátoru budeme tuto informaci brát, jako vstupní parametr stejně jako celkový počet otáček PR N_{rot} , který si při inicializaci nadefinujeme. Nyní je již možné dopočítat matici o rozměrech $(N_{\text{rot}} \times N_{\text{W}})$, která reprezentuje, v jakých úhlech budou natočeny 1. listy jednotlivých VE pro jednotlivé otáčky PR $\Theta(\text{rad})$. Tato matice je definována vztahem (4.9). Pro stanovení vyjdeme ze znalosti vektoru frekvence otáčení jednotlivých VE $\mathbf{f}_{\text{Verot}}(\text{ot/min}) = (f_{\text{Verot}_1}, f_{\text{Verot}_2}, \dots, f_{\text{Verot}_{N_{\text{W}}}})$ a radaru $f_{\text{Rrot}}(\text{ot/min})$ a předpokladu, že frekvence otáčení všech VE je po dobu měření konstantní. Tento předpoklad lze považovat za splněný, protože změna ve frekvenci otáčení VE během několika otáček radaru (cca 1 min) je zanedbatelná.

$$\Theta = \mathbf{J}^T \Theta_0 + \frac{2\pi \mathbf{n}^T \mathbf{f}_{\text{Verot}}}{60} t_{\text{Rrot}} \quad (\text{rad})(4.9)$$

- kde: \mathbf{J} je vektor $(1 \times N_{\text{rot}})$ a obsahuje samé jedničky $(1, 1, \dots, 1)$ (–),
 Θ_0 je vektor $(1 \times N_{\text{W}})$ inicializačních úhlů 1. listů jednotlivých VE (rad),
 $\mathbf{f}_{\text{Verot}}$ je vektor $(1 \times N_{\text{W}})$ frekvence otáčení jednotlivých VE (ot/min),
 \mathbf{n} je vektor $(1 \times N_{\text{rot}})$ otáček PR $(0, 1, 2, \dots, N_{\text{rot}} - 1)$ (–),
 N_{rot} je celkový počet otáček PR (–).

Uveďme si názorný příklad pro ilustraci pouze pro jednu VE. Mějme definované následující parametry $f_{\text{VErot}} = 7 \text{ ot/min}$, $f_{\text{Rrot}} = 10 \text{ ot/min}$, $\Theta_0 = \pi/9 \text{ rad}$ a $N_{\text{rot}} = 10$. Ze vztahu (4.7) je možné dopočítat $t_{\text{Rrot}} = 6 \text{ s}$. Nyní lze vyjádřit vektor $\Theta(\text{rad})$ dle vztahu (4.9) v tomto případě jde pouze o vektor, protože uvádíme příklad pouze pro jednu VE, obecně jde o matici. Výsledky pro $n = 0$ až $n = 2$ jsou znázorněny na Obr. 4.5 včetně grafické reprezentace pozic listů VE. Na obrázku je oranžovou barvou definována námi vybraný 1. list, ke kterému je vektor $\Theta(\text{rad})$ spjatý.

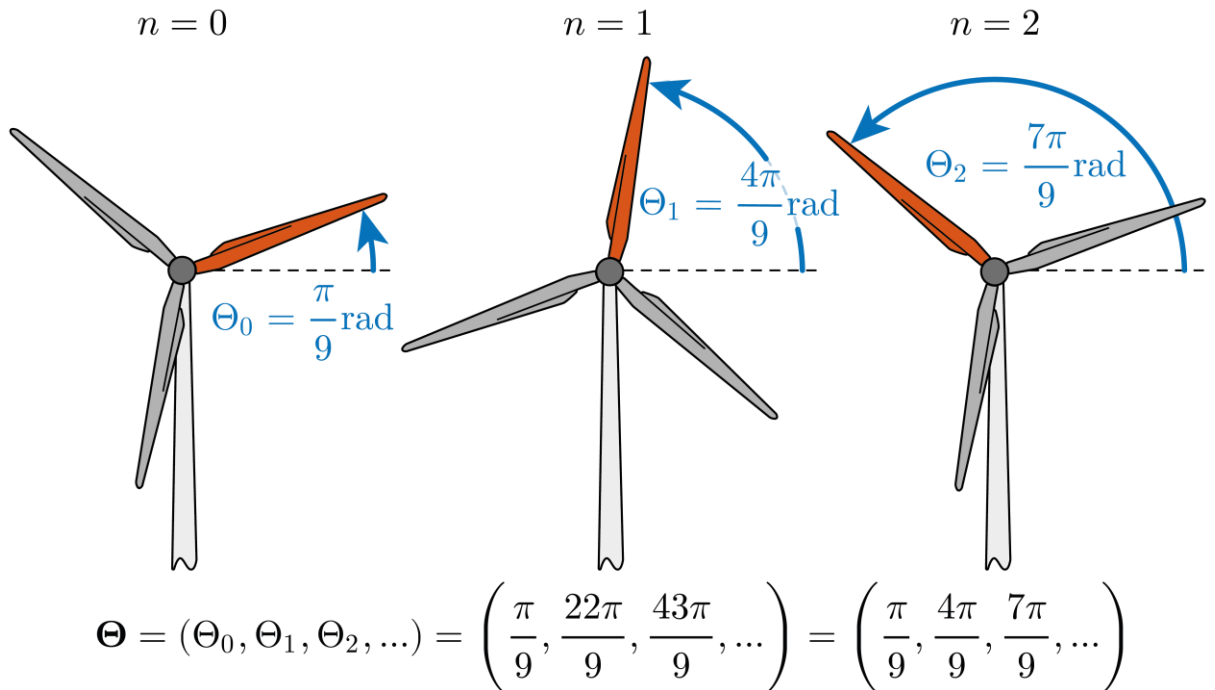
Pro snížení datového toku a rychlosti algoritmu simulátoru je nutné si vymezit oblast (v azimutu), ve které budeme pro každou otáčku antény PR dopočítávat odrazy od VE. Z toho důvodu je zapotřebí si určit rozsah azimutů pro všechny *viditelné* VE (viditelné – tím je myšleno detekovatelné a že splňují podmínku dle rovnice (4.4)). Tento rozsah azimutů $\Delta\Phi$ je vyjádřen následujícím vztahem

$$\Delta\Phi = \max(\Phi) - \min(\Phi) \quad (\text{rad})(4.10)$$

Rozsah azimutů $\Delta\Phi(\text{rad})$ představuje teoretický rozsah v němž se nachází *viditelné* VE, bez uvažování anténní charakteristiky PR. S uvažováním anténní charakteristiky PR $f(\Phi, E)$ s šířkou hlavního laloku W_R bude výsledný rozsah azimutů výseče $\Gamma(\text{rad})$ dán vztahem

$$\Gamma = W_R + \Delta\Phi \quad (\text{rad})(4.11)$$

kde: W_R je šířka hlavního svazku antény PR v azimutu (rad).

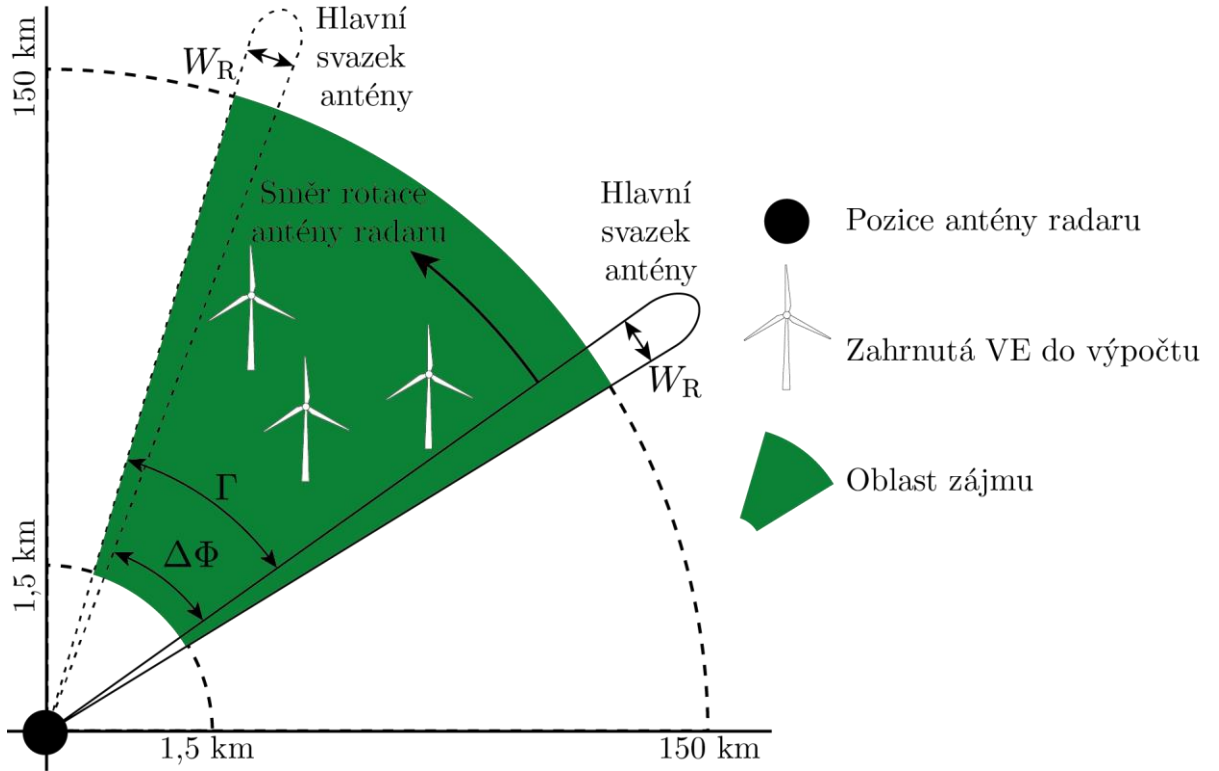


Obr. 4.5: Názorná reprezentace úhlu natočení 1.listu VE Θ pouze pro jednu VE.

Na Obr. 4.6 je uvedena situace, kde se nacházejí tři VE. Zelená výseč zde reprezentuje oblast, kterou bude využívat simulátor pro výpočet. Tuto oblast budeme nazývat jako *oblast zájmu*. K tomuto kroku bylo přistoupeno, abychom zjednodušili komplexnost simulace a prováděli tak výpočty pouze v místech, kde se nacházejí VE.

Při znalosti úhlů kompletní výseče v azimutu $\Gamma(\text{rad})$ dle vztahu (4.11) a natočení antény PR za 1 sekundu $\Psi(\text{rad})$ dle vztahu (4.8), jsme schopni vyjádřit počet opakovacích period $N_{\text{rep}}(-)$, které budou v *oblasti zájmu* (zelená oblast na Obr. 4.6) každou otáčku radarové antény vyslány. Tento počet lze vyjádřit jako podíl kompletní výseče $\Gamma(\text{rad})$ a natočení antény PR za 1 sekundu $\Psi(\text{rad})$. Podíl ovšem nemusí vyjít v množině \mathbb{Z} , pokud se tak stane, je nutné oříznout desetinné číslo (jinými slovy zaokrouhlit na nejbližší nižší celé číslo), jak je uvedeno ve vztahu (4.12)

$$N_{\text{rep}} = \left\lceil \frac{\Gamma}{\Psi} \right\rceil \quad (-)(4.12)$$



Obr. 4.6: Ukázka oblasti zájmu.

4.2.2. Výpočet matice viditelnosti

Následně je model schopen dopočítat tzv. *matici viditelnosti*. Matice viditelnosti \mathbf{M} je matice o rozměrech $(N_{\text{rep}} \times N_W)$, kde $N_{\text{rep}}(-)$ je počet opakovacích period dle vztahu (4.12) a $N_W(-)$ je celkový počet *viditelných* VE, které splňují podmínku ve vztahu (4.4). Tato matice obsahuje informace o ziscích $\mathbf{G}(-)(N_{\text{rep}} \times N_W)$ anténní charakteristiky PR $f(\varphi, \vartheta)$ pro konkrétní VE a natočení antény PR. Jednotlivé prvky G_{pw} matice \mathbf{G} jsou definovány následujícím vztahem

$$G_{pw} = 10^{-0,3 \left(\frac{2 \left| \min(\Phi + m_p \Psi) - \frac{W_R}{2} - \Phi_w \right|}{W_R} \right)^2} \quad (-)(4.13)$$

Kde: m_p je p -tý prvek vektoru $\mathbf{m}(1 \times N_{\text{rep}})$, který reprezentuje index $(-)$ vyslané opakovací periody T_{OP} , $\mathbf{m} = (1, 2, \dots, m_p, \dots, m_{N_{\text{rep}}})$,

Φ_w je w -tý prvek vektorů $\Phi(1 \times N_W)$ popisující azimutální úhel (rad) mezi osou vrtule VE a PR a je definován vztahem (4.5).

V jednotlivých prvcích $M_{p,w}$ matici viditelnosti $\mathbf{M}(-)(N_{\text{rep}} \times N_W)$ budou brány v potaz pouze zisky $G_{p,w}$, které podléhají podmínce definované vztahem (4.14), ostatní prvky budou nulové.

$$M_{pw} = \begin{cases} G_{pw} & \text{pokud } \Phi_w \leq \min(\Phi + m_p \Psi) \wedge \\ & \Phi_w \geq \max(\Phi + m_p \Psi) \\ 0 & \text{jinde} \end{cases} \quad (-)(4.14)$$

V Tab. 4.1 je uvedena matice viditelnosti pro konkrétní situaci. Jak je možné vidět z tabulky, tak se v oblasti zájmu nacházely tři větrné elektrárny (VE₁, VE₂ a VE₃). Na některých pozicích jsou uvedeny 0 a to znamená, že hlavní svazek antény radaru v tomto azimutu není schopen detekovat konkrétní VE. Na prvních několika řádcích je zeleně označená oblast, která nám udává situaci, kdy PR v intervalu azimutů $(-0,0122; -0,0013)$ (rad) detekoval pouze jednu větrnou elektrárnu, a to elektrárnu VE₁. V intervalu azimutů $(0,0003; -0,005)$ (rad) je možné pozorovat, že v těchto azimutech hlavní svazek antény PR detekoval dvě větrné elektrárny (VE₁ a VE₂). Takto bychom mohli pokračovat dále. Pomocí této matice, lze velmi snadno zefektivnit algoritmus výpočtu odražených signálů od VE, protože v situaci, kdy anténa PR nesměruje na žádnou VE (neboli PR nedetekuje žádnou VE) se v matici viditelnosti zaznamenají v celém řádku samé nuly. V tomto případě model tento krok, přeskočí a tím urychlí celý algoritmus.

Tab. 4.1: Ukázka matice viditelnosti

Azimut antény PR (rad)	Matice viditelnosti \mathbf{M}			Poznámka
	VE ₁	VE ₂	VE ₃	
-0,0122	0,5012	0,0000	0,0000	PR detekuje pouze VE ₁
-0,0107	0,6224	0,0000	0,0000	
-0,0091	0,7421	0,0000	0,0000	
-0,0075	0,8496	0,0000	0,0000	
-0,0060	0,9340	0,0000	0,0000	
-0,0044	0,9860	0,0000	0,0000	
-0,0028	0,9994	0,0000	0,0000	
-0,0013	0,9727	0,0000	0,0000	
0,0003	0,9091	0,5566	0,0000	PR detekuje VE ₁ a VE ₂
0,0019	0,8158	0,6784	0,0000	
0,0034	0,7030	0,7939	0,0000	
0,0050	0,5816	0,8921	0,0000	

0,0065	0,0000	0,9625	0,0000	PR detekuje pouze VE ₂
0,0081	0,0000	0,9972	0,0000	
0,0097	0,0000	0,9920	0,0000	
0,0112	0,0000	0,9476	0,0000	
0,0128	0,0000	0,8692	0,5633	PR detekuje VE ₂ a VE ₃
0,0144	0,0000	0,7655	0,6850	
0,0159	0,0000	0,6474	0,7998	
0,0175	0,0000	0,5257	0,8967	
0,0191	0,0000	0,0000	0,9654	PR detekuje pouze VE ₃
0,0206	0,0000	0,0000	0,9980	
0,0222	0,0000	0,0000	0,9906	
0,0237	0,0000	0,0000	0,9441	
0,0253	0,0000	0,0000	0,8641	
0,0269	0,0000	0,0000	0,7593	
0,0284	0,0000	0,0000	0,6407	

Ze znalosti matice viditelnosti \mathbf{M} , vektoru natočení 1. listu jednotlivých VE pro jednotlivé otáčky antény PR Θ dle vztahu (4.9) a vstupních parametrech lze vyjádřit matici \mathbf{Y} (rad) popisující natočení jednotlivých listů větrných elektráren pro jednotlivé opakovací periody a jednotlivé otáčky PR. Matice \mathbf{Y} (rad) má tedy čtyři rozměry ($N_{\text{rot}} \times N_W \times N_b \times N_{\text{rep}}$), která jsou závislé na čtyřech parametrech, a to na konkrétní otáčce antény PR, konkrétní VE (pokud jich je v oblasti zájmu více), konkrétním listu (ve většině případů se jedná o tři listové VE) a na jednotlivých násobcích opakovací periody T_{OP} . Tento výpočet je nezbytný pro následující výpočet radiální rychlosti listů větrných elektráren vůči PR a je definován následujícím vztahem

$$Y_{owjp} = \frac{2\pi f_{\text{VErot}_w} m_p T_{\text{OP}}}{60} + \frac{2\pi b_j}{N_b} + \Theta_{ow} \quad (\text{rad})(4.15)$$

kde: f_{VErot_w} je frekvence otáčení w -té VE (ot/min), definovaná vektorem $\mathbf{f}_{\text{VErot}}$ o rozměru ($1 \times N_W$), $\mathbf{f}_{\text{VErot}} = (f_{\text{VErot}_1}, f_{\text{VErot}_2}, \dots, f_{\text{VErot}_w}, \dots, f_{\text{VErot}_{N_W}})$,

m_p je p -tý prvek vektoru $\mathbf{m}(1 \times N_{\text{rep}})$, který reprezentuje index $(-)$ vyslané opakovací periody T_{OP} , $\mathbf{m} = (1, 2, \dots, m_p, \dots, m_{N_{\text{rep}}})$, některé indexy p mohou vynechány, z důvodů nedetekování žádné VE v matici viditelnosti \mathbf{M} ,

b_j je j -tý prvek vektoru pořadí listu $\mathbf{b} = (1, 2, \dots, b_j, \dots, N_b)$, typickým počtem listů je $N_b = 3$,

Θ_{ow} je prvek matice $\Theta(-)$ na o -tém řádku (konkrétní otáčka antény PR) a w -tém sloupci (konkrétní VE).

4.2.3. Výpočet dopplerovského frekvenčního posuvu

U odrazů od VE je zapotřebí znát tečnou rychlost otáčení jednotlivých elementů listů VE. Elementy jsou názorně ukázány na Obr. 3.7. Rychlost se lineárně snižuje od konců listu až ke středu otáčení na gondole. Lze ho reprezentovat vektorem $\mathbf{V}(N_w \times l_w/\Delta l)$ a předpokladem je, že $l_w/\Delta l \in \mathbb{N}$. Výpočet prvků vektoru $\mathbf{V}(\text{ms}^{-1})$ je dán

$$V_{we} = \frac{2\pi f_{\text{VErot}w}}{60} k_{we} \Delta l \quad (\text{ms}^{-1})(4.16)$$

kde: k_{we} je k -tý prvek vektoru $\mathbf{k}_w = (0, 1, 2, \dots, k_e, \dots, l_w/\Delta l)$ pro w -tou VE $(-)$,

l_w je délka listů w -té VE (m),

Δl je délka elementu listu (m), která musí být pro správnost výpočtu definována alespoň menší, než je $\lambda/4$.

Ze znalosti vztahů (4.5), (4.6), (4.15) a (4.16) je možné vyjádřit radiální rychlost všech elementů VE vůči PR. Vztah pro výpočet radiální rychlosti je tedy dán

$$V_{\text{dop}_{owjep}} = V_{we} \cos\left(\left|\frac{\pi}{2} - E_w - Y_{owjp}\right|\right) \cos(\Phi_w) \quad (\text{ms}^{-1})(4.17)$$

Z radiální rychlosti uvedené na (4.17) lze dopočítat frekvenci dopplerovských frekvencí jednotlivých elementů v následujícím vztahu

$$f_{\text{dop}_{owjep}} = -2f_c \frac{V_{\text{dop}_{owjep}}}{c} \quad (\text{Hz})(4.18)$$

kde: f_c je nosná frekvence (Hz).

4.2.4. Výpočet zpoždění odražených signálu od VE

Pro výpočet zpoždění příchodu odraženého signálu od každého elementu a každého listu je zapotřebí vypočítat vzdálenost každého elementu, každého listu a pro všechny otáčky antény radarového systému. Vycházíme ze znalosti ze vztahů (4.1), (4.6) a (4.9). Vztah pro výpočet těchto vzdáleností je dán

$$r_{owje} = \sqrt{(k_{we}\Delta l)^2 + R_{RV_w}^2 - 2k_{we}\Delta l R_{RV_w} \cos\left(\Theta_{ow} + E_w + \frac{2\pi b_j}{N_b}\right)} \quad (m)(4.19)$$

kde: R_{RV_w} je w -tý prvek vektoru \mathbf{R}_{RV} (m) dle vztahu (4.1).

Uvedené vzdálenosti z rovnice (4.19) se přepočítají na zpoždění pro přijaté odražené signály od VE. Vztah pro výpočet zpoždění je dán

$$t_{dowje} = 2 \frac{r_{owje}}{c} \quad (s)(4.20)$$

4.2.5. Výpočet přijatých odražených signálů od VE

Ze vztahů (4.18) a (4.20) lze dopočítat všechny přijaté odražené signály od větrných elektráren. Je ovšem nutné brát v úvahu vzorkování signálů pomocí vzorkovací periody $T_s = 1/f_s$ a také útlum signálu. Ten je ve vztahu (4.21) vyjádřen pouze konstantou A , i když reálný útlum vysílaného signálu $x(t)$ závisí na mnoho parametrech. Nejvýznamnějším parametrem je bezpochyby vzdálenost cíle od PR, protože útlum výkonu vysílaného signálu roste se vzdáleností se čtvrtou mocninou. Dalšími významnými vlivy, které ovlivňuje útlum, je efektivní odrazná plocha RCS, o které bylo zmíněno v oddíle 3.3.4., zisky přijímací a vysílací antény PR (pro náš účel totožné) a vlnová délka λ . Pro naše účely je postačující si zvolit pouze konstantu, protože tento simulátor byl určen pouze ke zkoumání dopplerovské signatury. Všechny přijaté odražené signály jsou dány

$$Z_{owjep_s} = Ax\left(sT_s - t_{dowje}\right) e^{j2\pi f_{dop_{owjep}} sT_s} \quad (V)(4.21)$$

kde: $x(sT_s)$ je vzorkovaný vysílací signál (V) vzorkovací periodou T_s , s zde reprezentuje indexy jednotlivých vzorků signálu.

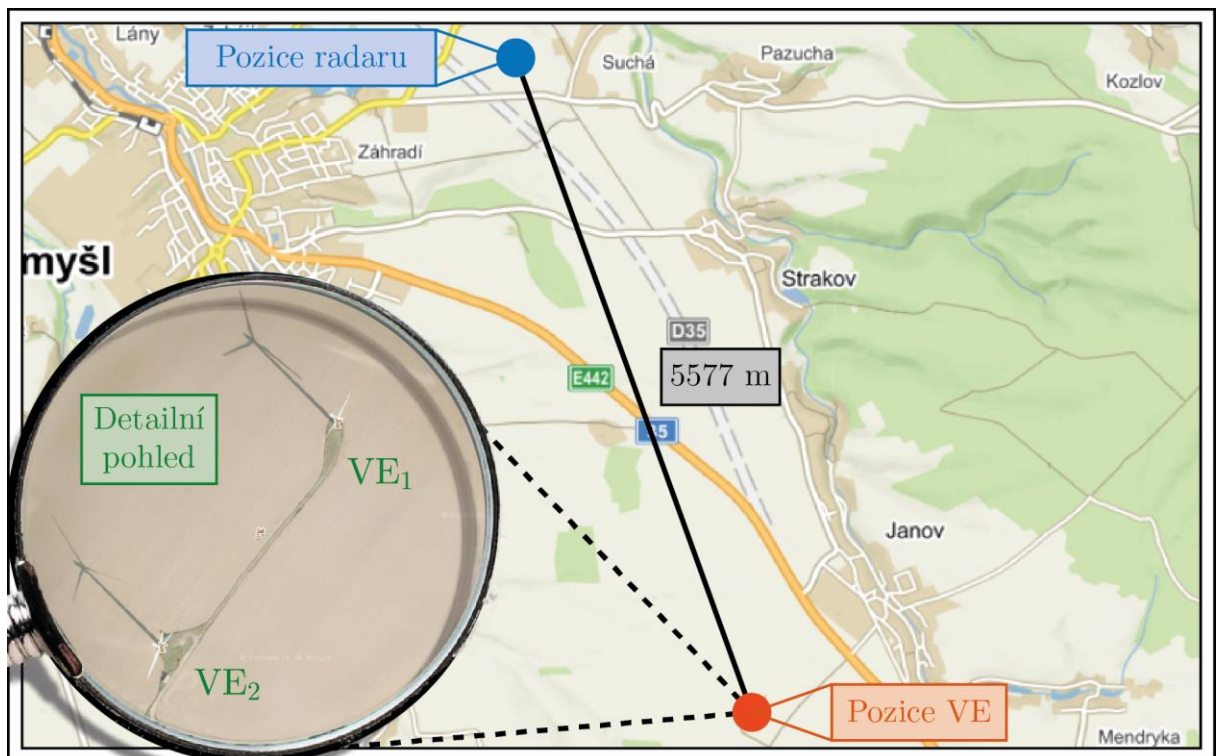
Výpočet přijatého signálu je dán sumací individuálních odražených signálů od jednotlivých elementů, listů v jedné rozlišovací buňce. Vztah (4.22) představuje trojrozměrnou matici všech přijatých signálů \mathbf{Y} , která má rozměr (N_{rot}, N_{rep}, N_s) , kde $N_s(-)$ je počet vzorků vysílaného signálu

$$Y_{ops} = \sum_{w=1}^{N_W} \sum_{j=1}^{N_b} \sum_{e=1}^{l/\Delta t} Z_{owjeps} \quad (V)(4.22)$$

Výsledek vztahu (4.22) je použit pro analýzu vlivů VE na PR pomocí dopplerovského zpracování, tj. ve frekvenční oblasti. Odrazy od stožáru větrné elektrárny jsou simulovány samostatně, a nakonec přičteny ke vztahu (4.22).

4.3. Ukázka shody výstupů simulátoru a reálného měření

Navrhovaný simulátor lze použít na libovolný scénář. Pro naše účely analýzy vývoje dopplerovského spektra byl navrhnut scénář odpovídající skutečným pozicím a typům větrných elektráren. Analýzy jsou doplněny popisem a grafy vývoje dopplerovského spektra.

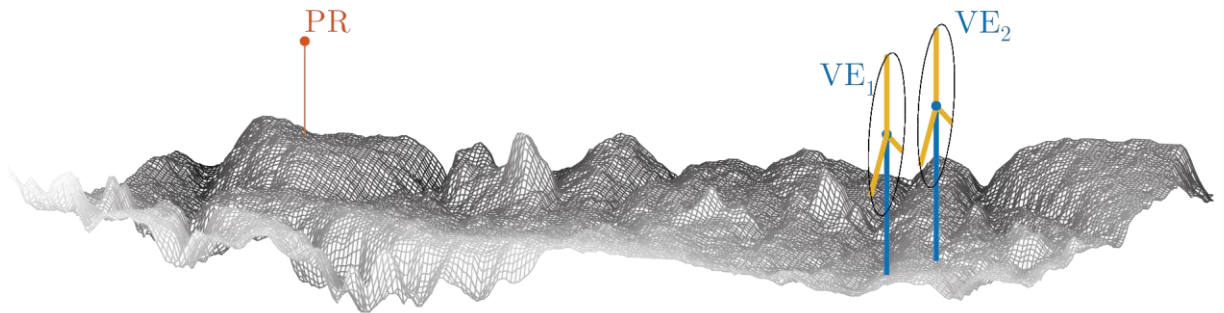


Obr. 4.7: Mapa pozice radaru a větrných elektráren.

4.3.1. Popis scénáře

Pro otestování simulátoru byla zvolena lokalita poblíž města Litomyšl, kde se nacházejí u obce Janov dvě větrné elektrárny (budou následně označeny jako VE_1 a VE_2). Větrné elektrárny jsou typu W 2000 SPG od firmy Wikow Wind, a. s. s jmenovitým výkonem 2 000 kW. Tyto elektrárny byly vystavěny v období duben až srpen roku 2009 [70]. Umístění radaru bylo zvoleno poblíž obce Suchá. Vzdálenost mezi pozicí radaru a větrnými elektrárnami byla 5577 metrů. Kompletní mapa s pozicemi a detailním pohledem na větrné elektrárny je zobrazen na Obr. 4.7.

Terén v této oblasti je rovinný a anténa radaru má přímý výhled na větrné elektrárny. Přitom vycházíme z digitálního elevačního modelu (DEM) terénu – Obr. 4.8, který představuje 3D popis reálného povrchu země bez uvažování porostu, zástavby atd. Pro analýzu vlivu zde byla využita volně dostupná SRTM data (Shuttle Radar Topography Mission) s rozlišením 30 m. [71]



Obr. 4.8: Digitální elevační model oblasti zadaného scénáře.

Profil terénu mezi radarem a elektrárnou VE_1 je na Obr. 4.9.

Zvolené parametry modelu:

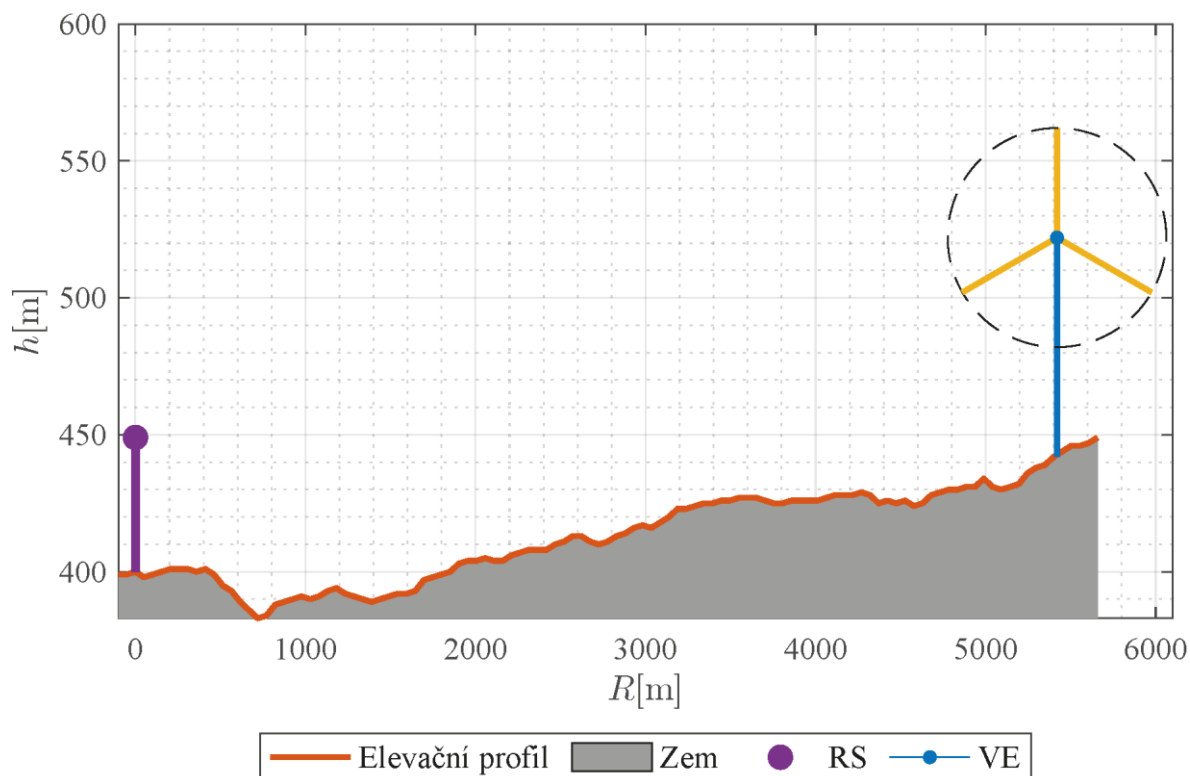
Nastavené parametry pro radarový systém

- Pozice radarové antény 49.8793872 N, 16.3424036E, 449 m
- Nosná frekvence $f_c = 3$ GHz
- Frekvence otáčení antény PR $f_{\text{Rot}} = 6$ ot/min
- Šířka hlavního svazku antény $W_R = 4^\circ$
- Šířka vysílaného impulzu $\tau_p = 2$ μs
- Nastavený počet otáček radarové antény pro výpočet byl zvolen na $N_{\text{rot}} = 20$ otáček
- Opakovací perioda $T_{\text{OP}} = 0,5$ ms

- Vf impuls nebyl modulován (komprese impulsu nebyla použita)

Nastavené parametry pro větrné elektrárny

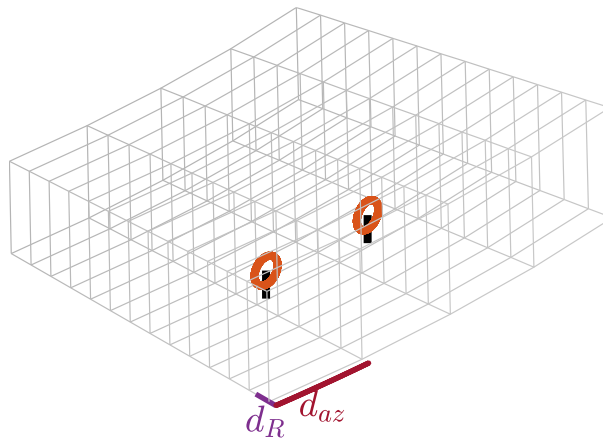
- Pozice větrných elektráren
 - VE1 49.8346500 N, 16.3717969E, 436 m
 - VE2 49.8323722 N, 16.3690572E, 442 m
- Výška stožárů 80 m
- Průměr rotoru 80 m (délka listu $l = 40$ m)
- Inicializační úhel listu větrných elektráren $\Theta_0 = \left(\frac{\pi}{15}, \frac{\pi}{15}\right)$ rad
- Variabilní parametry v závislosti na konkrétní analýze
 - Frekvence otáčení VE f_{VErot} (ot/min)
 - Natočení gondoly VE vůči PR (směr větru) Φ (rad)



Obr. 4.9: Profil terénu mezi radarem a VE1.

Ze znalostí parametrů radarového systému je nutné zjistit, zda obě větrné elektrárny budou obsaženy v jedné rozlišovací buňce radaru. Rozlišovací schopnost PR v dálce $d_R = 300$ m a rozlišovací schopnost v azimutu $d_{az} = W_R$ odpovídá šířce hlavního svazku antény PR. Z parametrů PR a polohy VE lze zjistit, že VE jsou umístěny v rozdílných (individuálních) rozlišovacích buňkách radarového systému. Díky této vlastnosti, lze provést analýzu vlivu VE

na PR pro jednotlivé větrné elektrárny zvlášť. Tato vlastnost ve 3D je zobrazena na Obr. 4.10. Pro následující analýzy byla použita pouze větrná elektrárna VE₁, protože výsledky pro větrnou elektrárnu VE₂ by byly téměř totožné jako u VE₁.



Obr. 4.10: Rozlišovací buňka pro zadaný scénář.

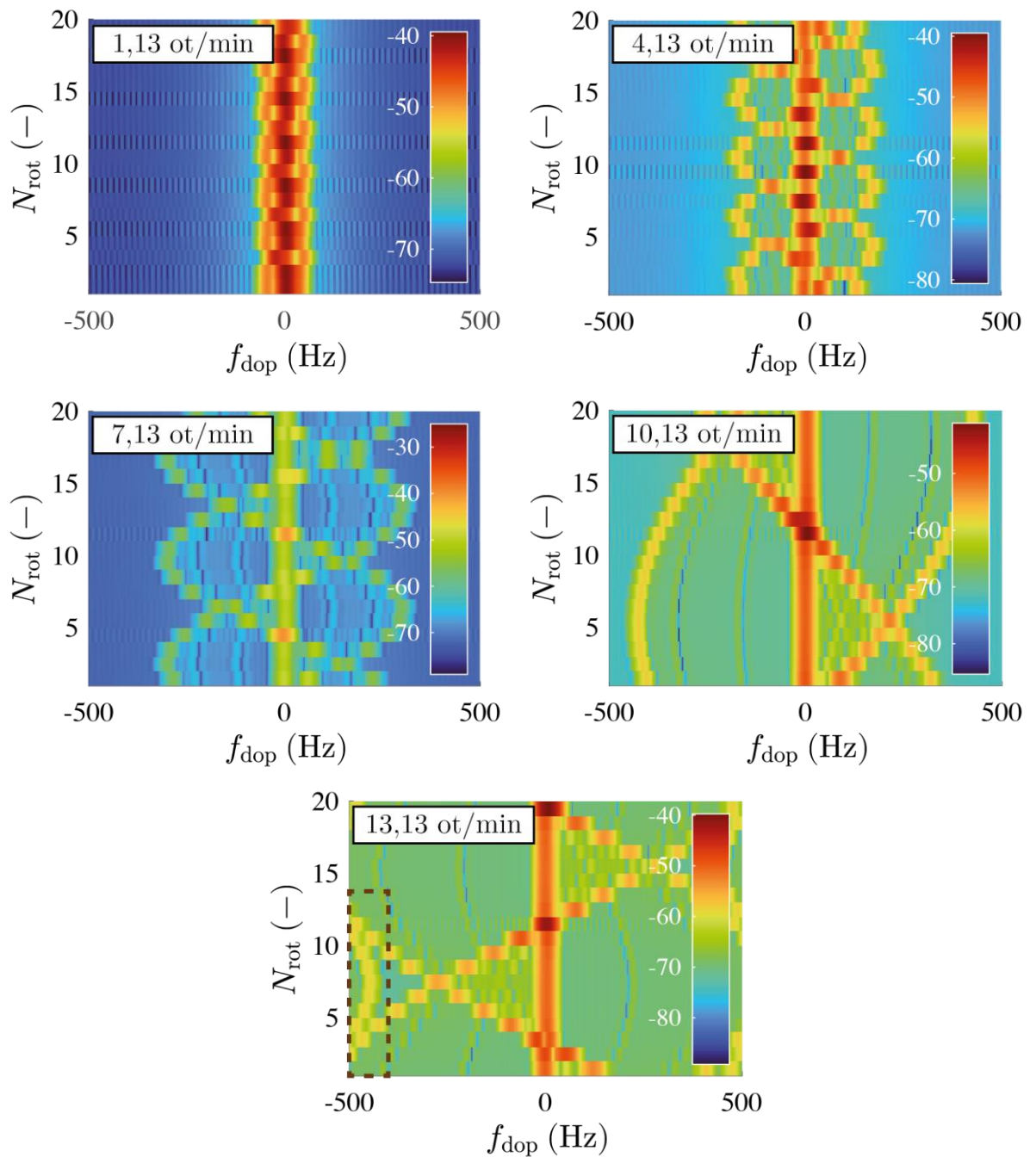
4.3.2. Analýza vlivu rychlosti otáčení VE

Frekvence otáčení listů větrných elektráren f_{VErot} mají významný vliv na vývoj dopplerovského spektra. Jak už bylo zmíněno v předcházející části, tak vývoj dopplerovského posuvu u větrných elektráren je dán třemi (pokud větrná elektrárna obsahuje pouze tři listy $N_b = 3$) sinusovkami, které jsou v čase posunuty o $2\pi/3$ rad a dále obsahují statický clutter, který je způsoben sloupem větrné elektrárny. Analýza byla provedena pro zvyšující se frekvenci otáčení listů od hodnoty 1,13 až po frekvenci 13,13 ot/min. Jak je vidět na Obr. 4.11, tak se zvyšující se frekvencí otáčení listů f_{VErot_1} se rozšiřuje dopplerovské spektrum (jinými slovy zvětšuje se amplituda a frekvence všech tří sinusovek). Při této frekvenci otáčení VE a délce listů, které jsou pro tento typ větrné elektrárny rovny 40 m, je možno snadno dopočítat maximální rychlost otáčení na koncích listů větrné elektrárny. Maximální rychlost je pouze na koncích listů větrných elektráren. Tyto konce vytvářejí tzv. dominantní spektrální složky DSS a jejich vývoj je dán třemi sinusovkami (jejich počet roven počtu listů) o stejné frekvenci, amplitudě a jsou fázově posunuty. Tento fázový posun mezi jednotlivými sinusovými průběhy závisí na tom, jak moc jsou od sebe jednotlivé listy nakloněny. Pro typickou větrnou elektrárnu, která je konstruována se třemi listy, bude fázový posun $2\pi/3$ rad.

Tab. 4.2: Tabulka rozsahů dopplerovského spektra v závislosti na rychlosti otáčení listů větrné elektrárny.

Frekvence otáčení [ot/min]	Maximální rychlost konců listů [m/s]	Rozsah dopplerovského spektra [Hz]
1,13	4,73	(-47,37; 47,37)
4,13	17,30	(-173,12; 173,12)
7,13	29,87	(-298,87; 298,87)
10,13	42,43	(-424,62; 424,62)
13,13	55,00	(-550,37; 550,37)

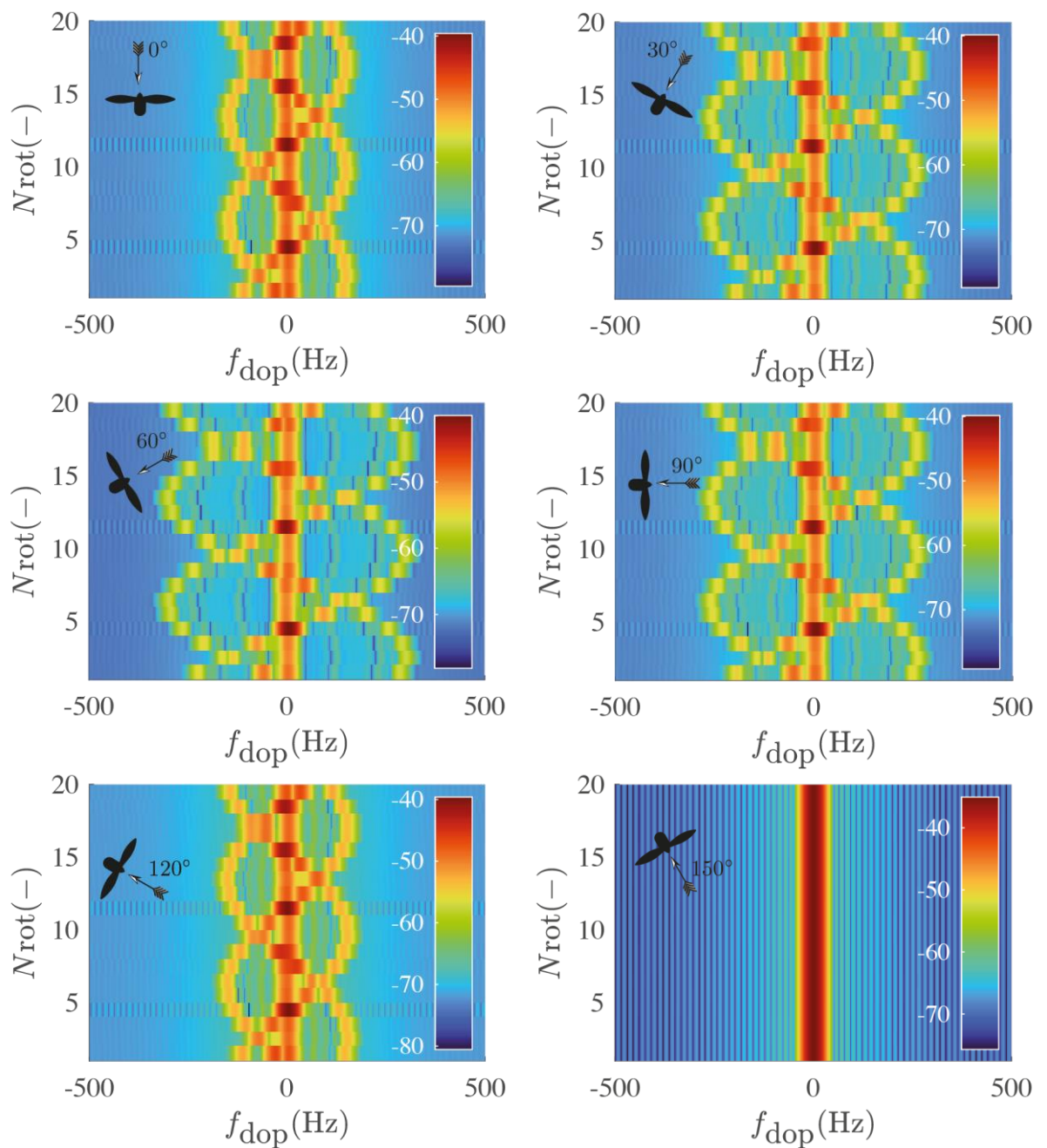
Radarový systém byl pro tuto analýzu nastaven s opakovací periodou rovnou 1 ms, což odpovídá jednoznačnému určení dopplerovského spektra od -500 Hz do 500 Hz. Pokud se podíváme u Obr. 4.11 na poslední graf vývoje dopplerovského spektra, tak je vidět, že zde již nejsou patrné žádné sinusové průběhy. Je to způsobeno tím, že došlo k aliasingu ve frekvenční oblasti, jak je vidět na označeném hnědém čárkovaném obdélníku. Dopplerovský posuv přesáhl hranici 500 Hz a přešel zpět do záporného dopplerovského posuvu. Tento nedostatek zabraňuje jednoznačnému určení konkrétního dopplerovského posuvu (viz [72]) a tím samozřejmě neumožňuje predikci dopplerovského vývoje. Teoretické rozsahy šířek dopplerovského spektra pro konkrétní frekvence otáčení listů větrných elektráren jsou uvedeny v Tab. 4.2. Z výsledků je patrné, že změna frekvence otáčení listů větrných elektráren nám mění amplitudu a frekvenci sinusovek, které reprezentují vývoj dominantních spektrálních složek DSS.



Obr. 4.11: Vývoj dopplerovského spektra pro rychlosti otáčení větrné elektrárny (1,13 – 13,13 ot/min).

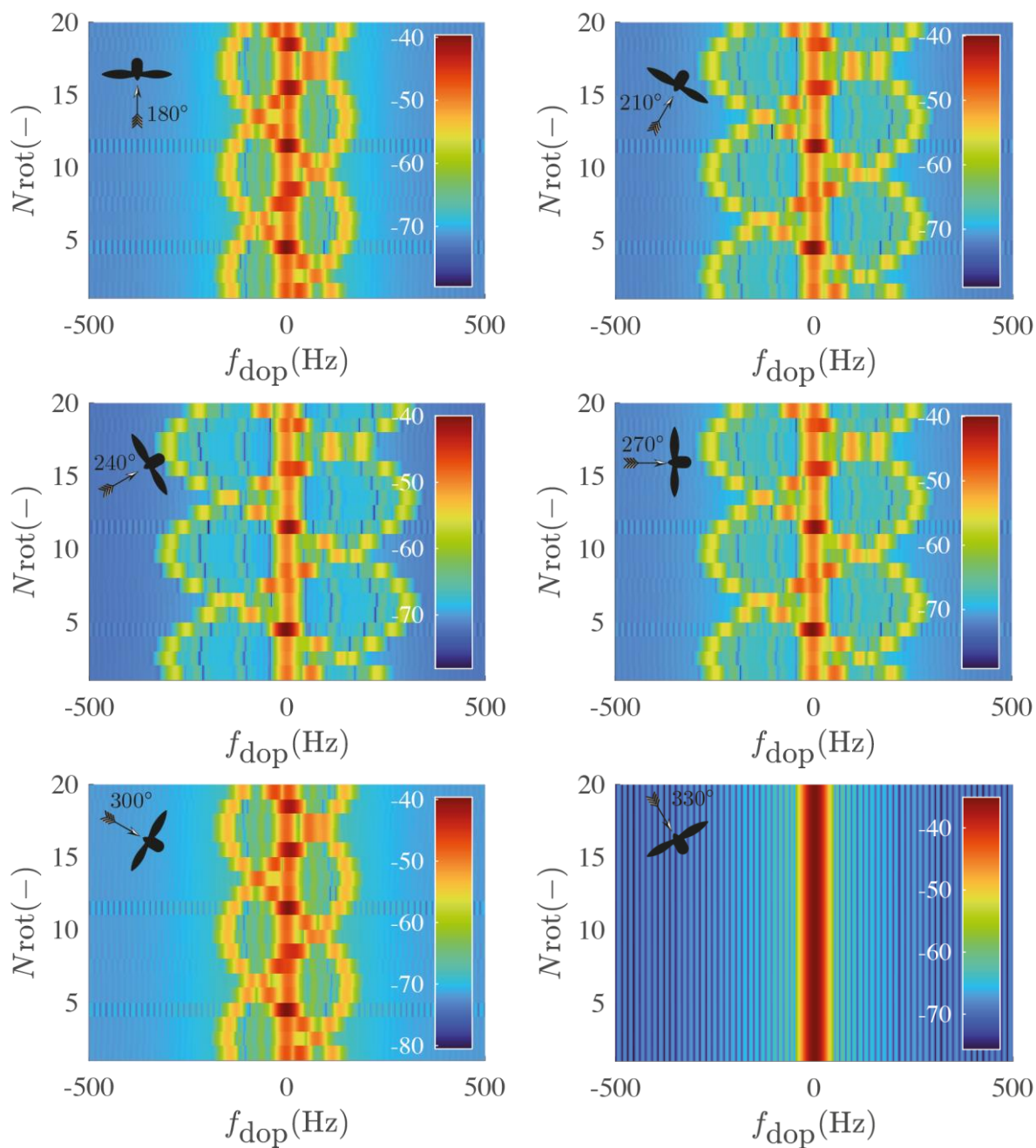
4.3.3. Analýza v závislosti na natočení gondoly VE (směr větru)

V praxi není větrná elektrárna nasměrována pouze na jeden směr, ale otáčí se v závislosti na směru větru. Natočení gondoly vůči radarovému systému má významný vliv na šířku a vývoj dopplerovského spektra. Proto byl azimut osy turbíny v našem scénáři nastavován po 30°. Celkem tedy byly provedeny výpočty pro 12 poloh. Na Obr. 4.12 a Obr. 4.13 jsou uvedeny vývoje dopplerovského spektra pro konkrétní směr větru.



Obr. 4.12: Vývoj dopplerovského spektra pro směr větru od 0° (ze severu) do 150° .

Na každém grafu je vlevo nahoře uveden směr větru reprezentován ve stupních a natočená silueta větrné elektrárny pro snadnější představu. Úhel mezi radarovým systémem a větrnou elektrárnou VE_1 je přibližně $29,5^\circ$. U směru větru 150° a 330° je vidět, že při těchto úhlech je gondola větrné elektrárny natočena přibližně čelem a zády k radarovému systému. V těchto dvou případech je radiální rychlost nulová nebo se také dá říct, že se listy větrné elektrárny při rotaci nepřibližují směrem k radarovému systému. Z toho důvodu se pro tyto dva směry větru jeví větrná elektrárna jako statický objekt.



Obr. 4.13: Vývoj dopplerovského spektra pro směr větru od 180° (z jihu) do 330°.

Čím je gondola větrné elektrárny natočena více kolmo vůči radarovému systému, tím je dopplerovské spektrum širší. Nejhorší případ (nejširší dopplerovské spektrum) je možno vidět na obrázcích pro úhly 60° a 240°. Vývoje těchto dopplerovských spekter jsou takřka stejné až na to, že jsou zrcadlově obrácené. To je způsobeno tím, že v jednom případě se listy otáčejí jedním směrem a u druhého případu právě naopak.

Z uvedených zobrazení je patrné, že směr větru má významný vliv na šířku dopplerovského spektra. U všech případů je zde vidět odraz od sloupu větrné elektrárny, který je reprezentován

nulovým dopplerovským posuvem. Listy, tvoří tři sinusovky, které pro tuto simulaci nemění frekvenci, protože je nastavena rychlost otáčení VE na stejnou hodnotu pro všechna natočení gondoly (pro všechny směry větru). Ovšem samotné natočení gondoly mění pouze amplitudu všech tří sinusových průběhů dopplerovského spektra.

Vliv jednotlivých parametrů je také popsána v mém konferenčním příspěvku [A11].

4.4. Ověření simulátoru reálným měřením

Nezbytnou součástí bylo ovšem nutné simulátor ověřit na reálných datech. Reálná radarová data jsou většinou nedostupná, a proto připadlo v úvahu navrzení vlastního měřicího řetězce, které by alespoň do jisté míry simulovalo PR. Metodika reálného měření je popsána v užitém vzoru [A18].

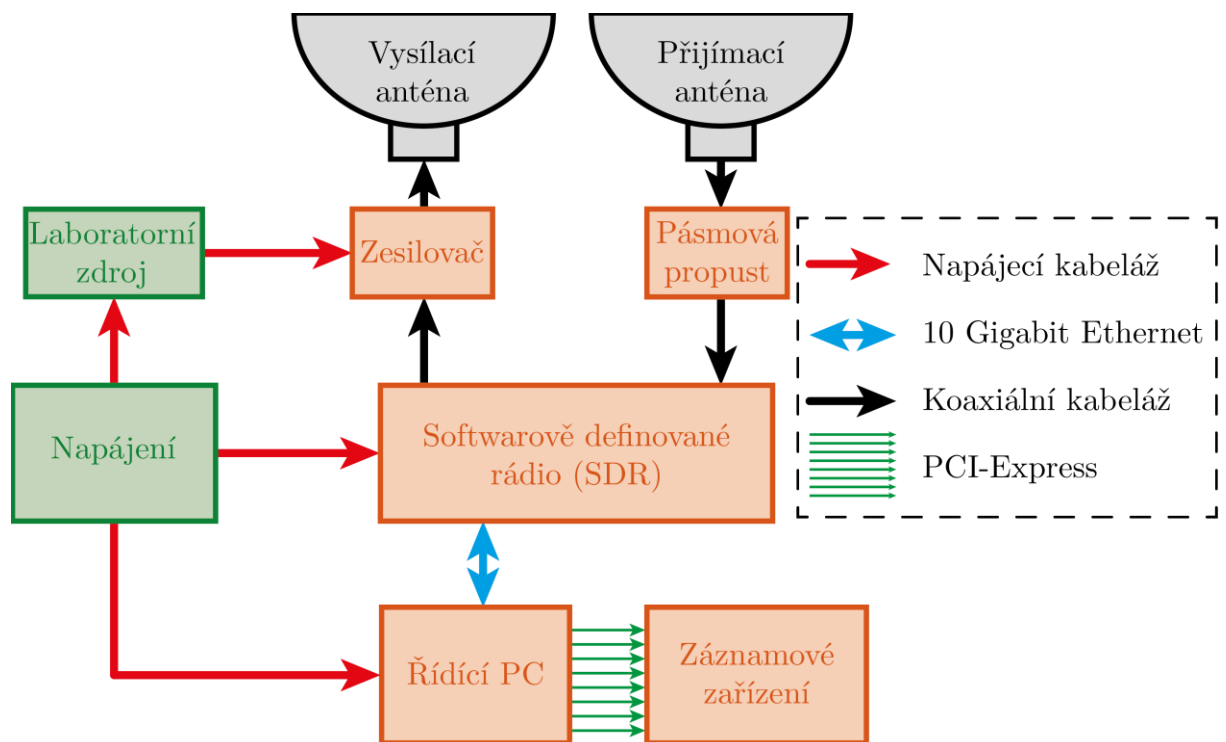
4.4.1. Navrzení měřicího řetězce pro měření odražených signálů od VE

Tato část se věnuje popisu měřicího pracoviště a jeho parametrů pro měření charakteristik odrazů radarového signálu od VE, které byli následně porovnány s navrhovaným simulátorem. Je zde uveden popis vlastního měřicího zařízení a postupu měření. Blokové schéma měřicího řetězce je uvedeno na Obr. 4.14. Jeho jádro tvoří SDR (Softwarově Definované Rádio) od firmy National Instruments typ URSP-2954R [73] ovládaného pomocí řídicího PC, ke kterému je připojeno záznamové zařízení (SSD disk) pro ukládání dat. SDR obsahuje vysílací (TX) a přijímací (RX) část, ke které jsou připojeny parabolické antény. Vysílací i přijímací anténa je shodná. Antény byly použity oddělené kvůli omezení proniku vysílaného signálu do přijímače. Podle uvedených parametrů je max. přijímaný výkon SDR rádia -15 dBm. Výkon přiváděný na anténu je 8-10 dBm. Mezi anténami jsme schopni dosáhnout izolace kolem 60-70 dB.

K výstupu na vysílací straně SDR (TX) byl připojen zesilovač, který vysílací signál zesílí na požadovanou úroveň, tak aby přijímaný signál odražených signálů byl nad úroveň šumu a bylo tak možné detekovat signály odražené od VE. Na přijímací straně je za anténou připojena pásmová propust pro omezení šířky pásma přijímaného signálu. Přijímač provádí demodulaci až na úroveň IQ složek, následovaný záznamem dat na záznamovém zařízení. Celkové zpracování zaznamenaných dat je provedeno off-line v jazyce Matlab, kde pro tento účel byly vyvinuty potřebné skripty pro jejich zpracování. SDR je softwarově ovládané pomocí řídicího PC, pomocí programu GNURadio 3.8.4.0 [74], které běží na operačním systému Linux založeném na distribuci Ubuntu. Jelikož se jedná o venkovní měření, bez možnosti přístupu

k elektrickému rozvodu, bylo nutno k napájení jednotlivých komponent měřicího řetězce, použít benzínový agregát.

Vysílací a přijímací antény byly parabolické reflektorové antény JRC-1200-2.9 MIMO [75], s šířkou svazku $6,3^\circ$ a se dvěma lineárními polarizacemi: horizontální a vertikální. Měření na dvou polarizacích a na jejich kombinaci je důležité proto, že některé PR pracují s oběma polarizacemi při vysílání i při příjmu. Jako zesilovač vysílače byl použit výkonový širokopásmový zesilovač ZHL-16W-43-S+ [76] od firmy Mini Circuits s výstupním výkonem 16 W. Za vstupní anténu je připojena pásmová propust VBF-2900+ [77] s propustným pásmem 2,7 – 3,1 GHz, která potlačuje rušení z jiných zdrojů, zejména od komunikací. Parametry hlavních částí měřicího řetězce a popis jejich funkcí jsou uvedeny v Příloha A:.



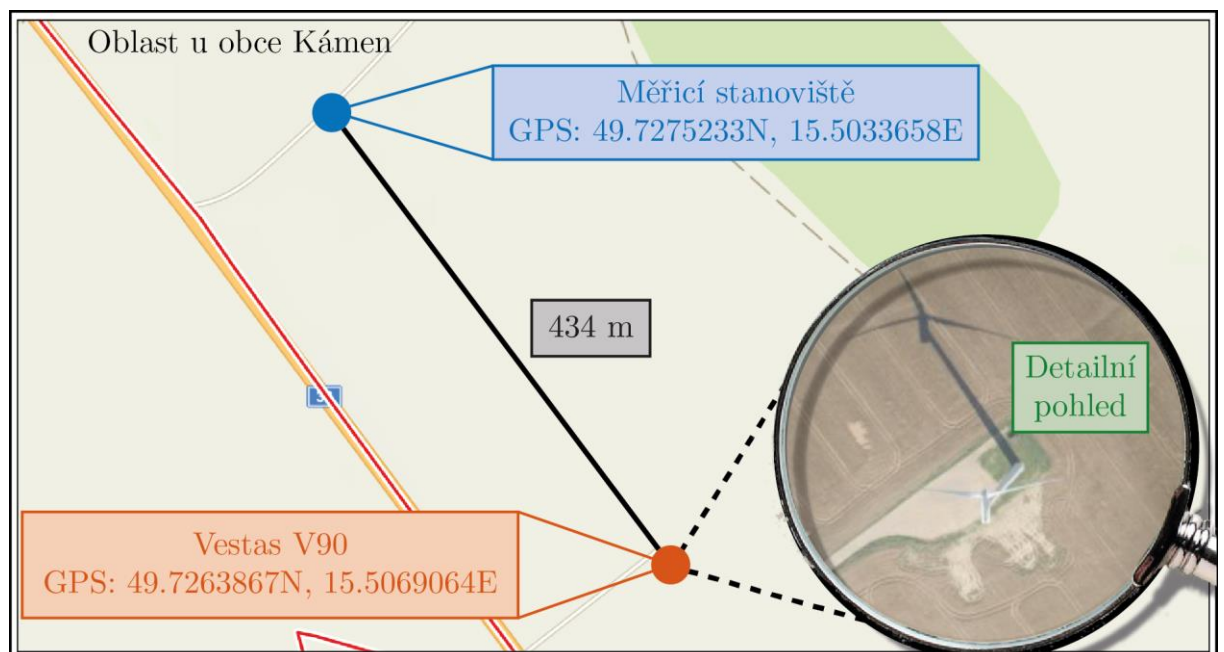
Obr. 4.14: Blokové schéma měřicího řetězce.

4.4.2. Porovnání reálných dat se simulovanými daty pro reálný scénář

Měření odrazů signálů od VE u obce Kámen bylo provedeno pro ověření měřicího řetězce a ověření možností záznamu a vyhodnocení naměřených dat. V této oblasti se nachází větrná elektrárna typu Vestas V90. Základní parametry větrné elektrárny jsou uvedeny v Tab. 4.3. Pozice měřicího stanoviště a větrné elektrárny je graficky znázorněna na Obr. 4.15. Vzdálenost měřicího systému od větrné elektrárny je 434 metrů. Úhel natočení gondoly VE Kámen byl přibližně 65° , pokud 0° je situace, kdy antény směřují přímo do osy otáčení větrné elektrárny.

Tab. 4.3: Parametry VE Vestas V90

VESTAS V90	
Poloha (souřadnice WGS-84)	49.7263867N, 15.5069064E
Nadmořská výška	553 m
Nominální výkon	2 MW
Průměr rotoru	90 m
Výška stožáru	80 m
Celková výška	125 m



Obr. 4.15: Mapa scénáře pro stanoviště Kámen.

Základní nastavení bylo přizpůsobeno zvolené větrné elektrárně a prostředí, kde bylo měření realizováno.

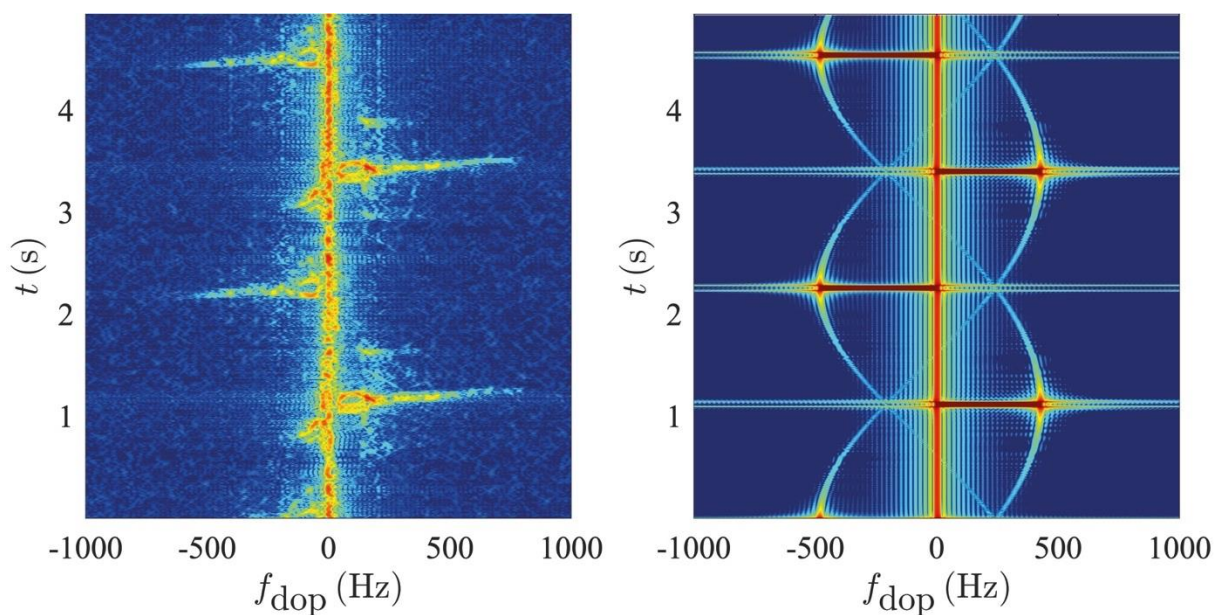
Nastavení parametrů systému:

- Vzorkovací frekvence $f_s = 40$ MHz
- Délka opakovací periody $T_{OP} = 500$ μ s
- Šířka impulzu $\tau_p = 200$ ns
- Nosná frekvence $f_c = 3$ GHz

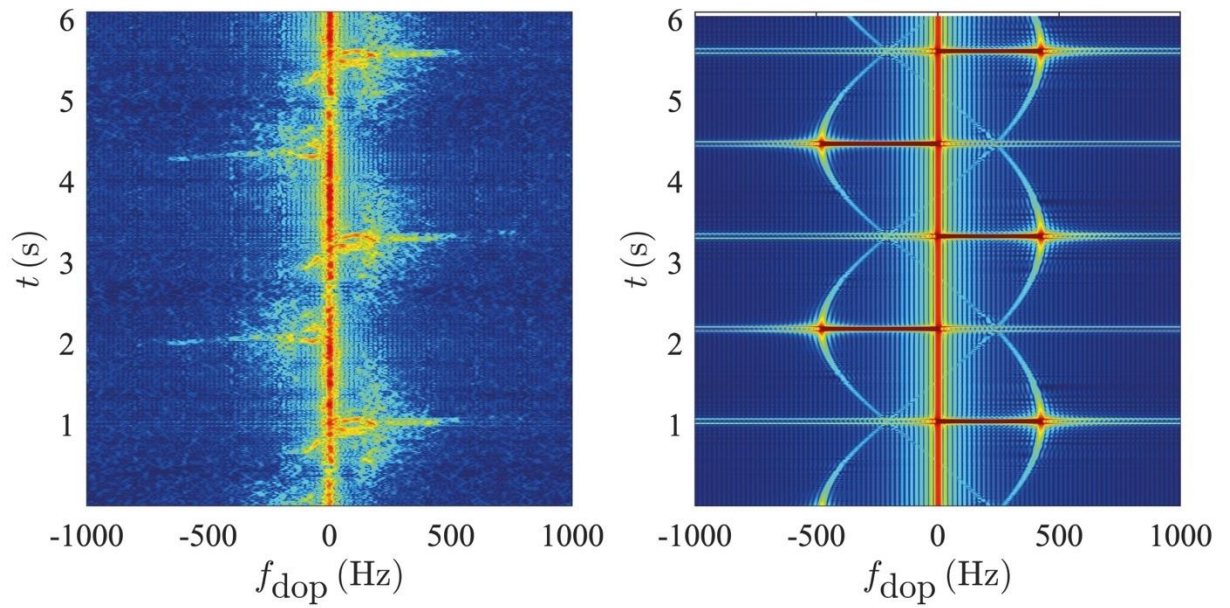
- Použitá polarizace: vertikální, horizontální
- Doba měření cca 5 s

Výsledkem měření jsou spektrogramy vývoje dopplerovských frekvencí. Měření probíhalo pro horizontální i vertikální nastavení polarizace antén. Výsledky jsou porovnány s nasimulovanými daty z vytvořeného simulátoru. Bylo provedeno cca 6 měření různě dlouhých časových úseků, jejichž výsledky byly porovnány a byla zjištěna shoda všech šesti výsledků měření. Pro přehlednost jsou uvedena pouze dvě měření, a to pro horizontální a vertikální polarizaci. Výsledky pro horizontální polarizaci jsou zobrazeny na Obr. 4.16, kde na levé straně je uvedeno reálné měření a na straně pravé jsou uvedeny výsledky ze simulátoru.

Odchytky reálného měření a simulace jsou zejména v nepřesnosti nastavení inicializačního úhlu natočení listů u simulace, protože tento úhel není u reálného měření známý. Tato nepřesnost se projevuje malým offsetem časové osy. Dále jsou zřejmé odchytky u dopplerovského vývoje zákmitů od jednotlivých listů, kdy u simulace nedochází k jejich útlumu a jsou „protaženy“, v rozsahu dopplerovských frekvencí ($-1000; 1000$) Hz.



Obr. 4.16: Měření Kámen – Horizontální polarizace: měřená data (levý sloupec), simulovaná data (pravý sloupec).



Obr. 4.17: Měření Kámen – Vertikální polarizace: měřená data (levý sloupec), simulovaná data (pravý sloupec).

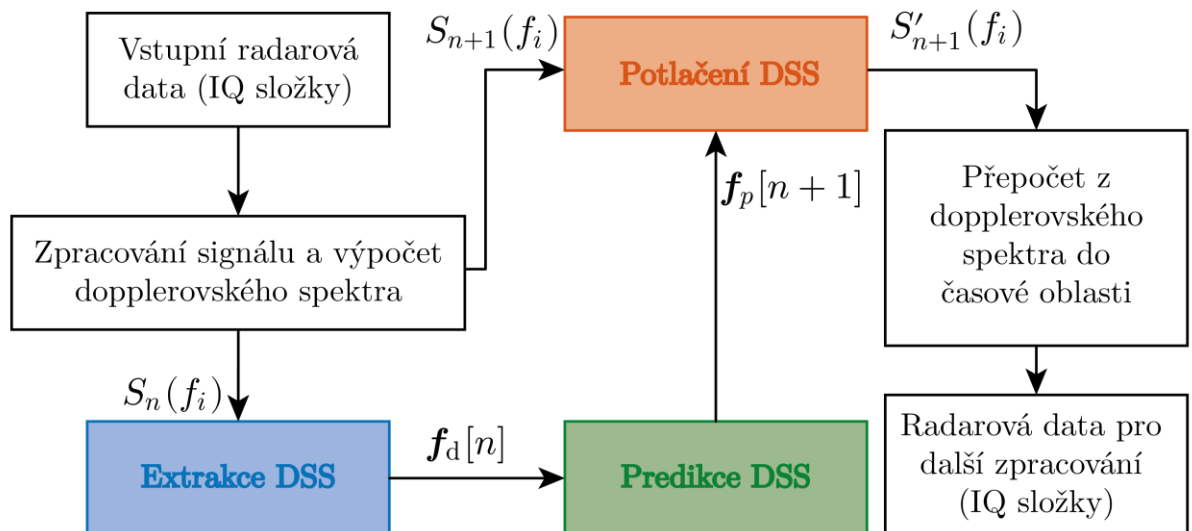
Lze tedy konstatovat, že výsledky testovacího měření potvrdily dostatečnou shodu se simulovanými výsledky. Obdobných výsledků bylo dosaženo i pro nastavení antén s vertikální polarizací, které jsou zobrazeny na Obr. 4.17.

5. SYSTÉM PRO POTLAČENÍ VLIVU VE NA PR

V této kapitole bude popsán algoritmus na potlačení vlivu VE na PR. Jednotlivé části algoritmu budou podrobněji rozebrány a ověřeny na simulovaných i měřených (reálných) radarových datech. Jak známo, nežádoucí ovlivňování radarů větrnými elektrárnami se skládá ze dvou hlavních fenoménů. Jsou to tzv. flashe – velmi silné, krátké odrazy s velkým rozptylem Dopplerových kmitočtů v okamžicích, když je některý list ve svislé poloze a z rušení proměnným Dopplerovým kmitočtem, které zde označujeme jako dominantní spektrální složky (DSS) – viz např. Obr. 4.12 a dal. a které vyplňují celý zbývající čas. Při počtu 3 listů u jedné elektrárny dochází k flashím 6x za jednu otáčku vrtule, tedy v průměru asi 30x za minutu. Radar snímá prostor VE vždy po dobu asi 20 ms s frekvencí, danou počtem otáček antény, řekněme $N_{rot} = 6 \text{ ot/min}$, tedy po dobu 120 ms/min. Protože otáčky radaru a VE nejsou synchronizovány, můžeme říci, že pravděpodobnost, že radar zachytí některou fleš je rovna $P_f = 30 \cdot 0,12/60 = 0,06$ (6%). Takže lze odhadovat, že radar zachytí velký odraz (flash) průměrně jednou za 16 otáček. Fleše zřejmě nepůjde potlačit jinak než vyblokováním příjmu z dané rozlišovací buňky na základě synchronizace, odvozené od synchronizace DSS. Pro potlačení DSS pak slouží postup, popsáný v této kapitole.

5.1. Popis systému

Systém je založen na principu, který je zobrazen na blokovém schématu na Obr. 5.1. Vstupem do systému jsou radarové IQ složky, u kterých se nejprve provede primární radarové zpracování, které bylo popsáno v oddíle 3.1, a dopočítá se dopplerovské spektrum. Po této části následuje extrakce dominantních spektrálních složek (DSS), která je v blokovém schématu znázorněna v modrém bloku. Z těchto extrahovaných DSS se predikují DSS pro následující časový okamžik. Tato operace je vyobrazena zeleným blokem. Pomocí predikovaných DSS a vstupních radarových datech v následujícím časovém okamžiku můžeme tyto DSS potlačit pomocí číslicového filtru (oranžový blok ve schématu). Výstupem tohoto filtru jsou již radarová data, která mají potlačené predikované DSS. Popis parametrů simulovaných dat využitých pro ověření algoritmu jsou popsány v Tab. 5.1. Extrakce a predikce DSS byla popsána také v mé publikaci v impaktovaném časopise [A16].



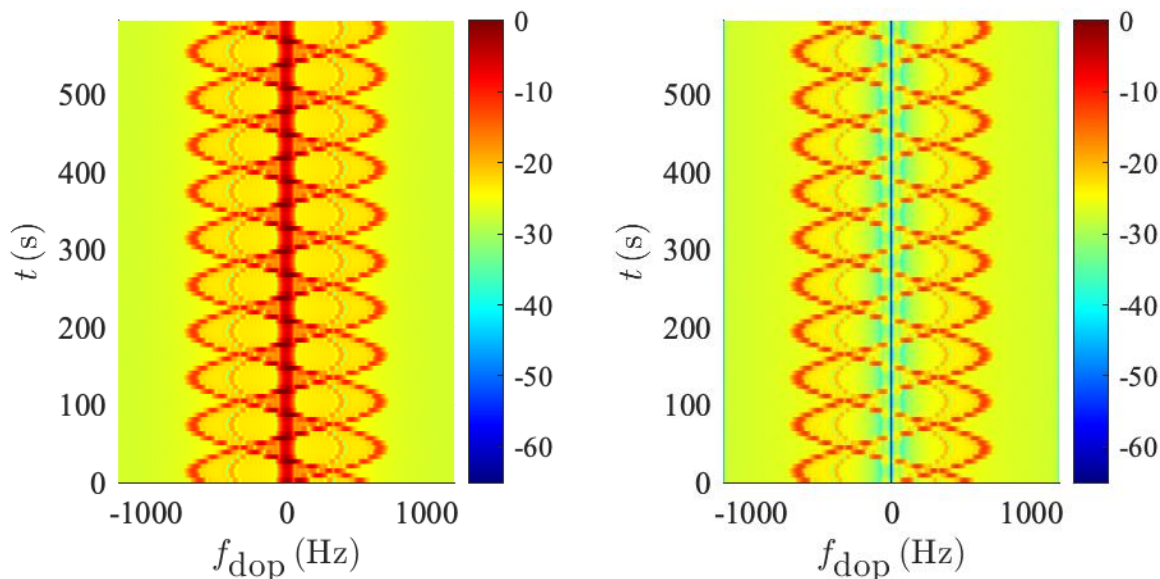
Obr. 5.1: Blokové schéma systému pro potlačení vlivu VE na PR (Barevně jsou zvýrazněny klíčové bloky).

Tab. 5.1: Parametry scénáře pro ověření systému

Scénář simulovaných dat	
Frekvence otáčení listů VE – f_{VErot}	7 ot/min
Frekvence otáčení radarové antény – f_{Rot}	10 ot/min
Nosná frekvence – f_c	3 GHz
Průměr rotoru	90 m
Natočení gondoly VE – Φ	$\pi/2$ rad
Inicializační úhel prvního listu VE – θ_0	$\pi/12$ rad

5.2. Extrakce DSS

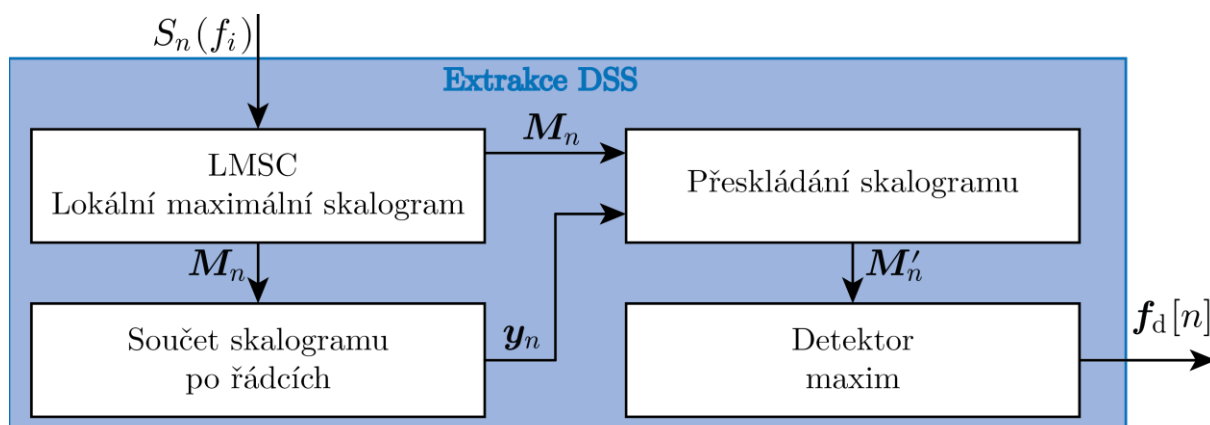
Pro potlačení a predikci dominantních spektrálních složek (DSS) je nutná jejich správná extrakce. Tato část je v systému reprezentována modrým blokem na Obr. 5.1. Bylo nutné najít řešení, jak správně identifikovat (extrahovat) pouze složky DSS, a to z důvodu, že původní dopplerovské spektrum obsahuje velké množství frekvenčních složek, která představují řadu lokálních maxim. Tyto maxima jsou přirozeně zatížena šumem. Z těchto důvodů byla extrakce DSS založena na principu algoritmu Automatic Multiscale-based Peak Detection (AMPD) [78]. Před samotnou extrakcí je nutné vždy odfiltrovat nulovou dopplerovskou frekvenci. Ukázka potlačení na simulovaných datech je uvedena na Obr. 5.2.



Obr. 5.2: Simulovaný dopplerovský spektrogram bez potlačení nulové frekvence (vlevo) a simulovaný dopplerovský spektrogram s potlačením nulové frekvence (vpravo).

5.2.1. Princip AMPD

Algoritmus AMPD je postaven na čtyřech základních krocích, které jsou znázorněny na blokovém schématu na Obr. 5.3, které budou popsány níže.



Obr. 5.3: Blokové schéma extrakce DSS.

Výpočet LMSC

Vstupem do tohoto bloku je diskretní dopplerovský spektrogram $S_n(\mathbf{f})$, který byl zpracován z naměřených (popř. simulovaných) IQ složek. Proměnná n zde reprezentuje n -té diskretní dopplerovské spektrum signálu a \mathbf{f} je vektor diskretních frekvencí. Prvky tohoto vektoru jsou frekvence f_i , kde $i \in \{1; N_{\text{fft}}\}$ a N_{fft} je počet vzorků pro výpočet FFT (*Fast Fourier Transform*). Každé spektrum je dle nastavení počítáno typicky z 10-20 opakovacích period.

Prvním krokem algoritmu je přepočítání n -té diskrétního dopplerovského spektra signálu $S_n(\mathbf{f})$ pomocí LMSC (*Local Maxima Scalogram*) na matici \mathbf{M}_n , která je dána

$$m_{k,i} = \begin{cases} 0, & S_n(f_{i-1}) > S_n(f_{i-k-1}) \wedge \\ & S_n(f_{i-1}) > S_n(f_{i+k-1}) \\ p, & \text{jinde} \end{cases} \quad (-)(5.1)$$

kde: p je náhodná proměnná s rovnoměrným rozdělením v intervalu $\langle 1; 2 \rangle$,

k je index vektoru \mathbf{f} , kde $k = 1, \dots, L$, a $L = \lceil N_{\text{fft}}/2 \rceil - 1$.

Rád bych poznamenal, že algoritmus LMSC byl původně jeho autorem v publikaci [78] označován LMS, ale aby nedošlo k záměně se známým algoritmem LMS (*Least Mean Square*), upravil jsem je zde na LMSC.

Vytvoření vektoru \mathbf{y}_n

V této části dojde k součtu jednotlivých řádků matice \mathbf{M}_n ze vztahu (5.1), což je dáno vztahem

$$y_k = \sum_{i=1}^{N_{\text{fft}}} m_{k,i} \quad (-)(5.2)$$

Tímto dostaneme n -tý vektor \mathbf{y}_n , který obsahuje prvky y_k . Tyto prvky reprezentují informaci o všech lokálních maximech.

Přeskládání matice \mathbf{M}_n

Ze znalosti n -tého vektoru \mathbf{y}_n lze dopočítat globální minimum, které může být vyjádřeno jako $\eta = \arg \min(y_k)$. Tento parametr je pro tento krok podstatný a udává nám hodnotu váhy pro nejvyšší lokální maximum. Pomocí parametru η můžeme redukovat matici \mathbf{M}_n a získat tak novou matici \mathbf{M}'_n . Tato nová matice \mathbf{M}'_n obsahuje prvky $m_{k,i}$ pouze za podmínky $k < \eta$. Velikost matice \mathbf{M}'_n byla tedy zmenšena na velikost $(\eta \times N_{\text{fft}})$.

Detektor maxim

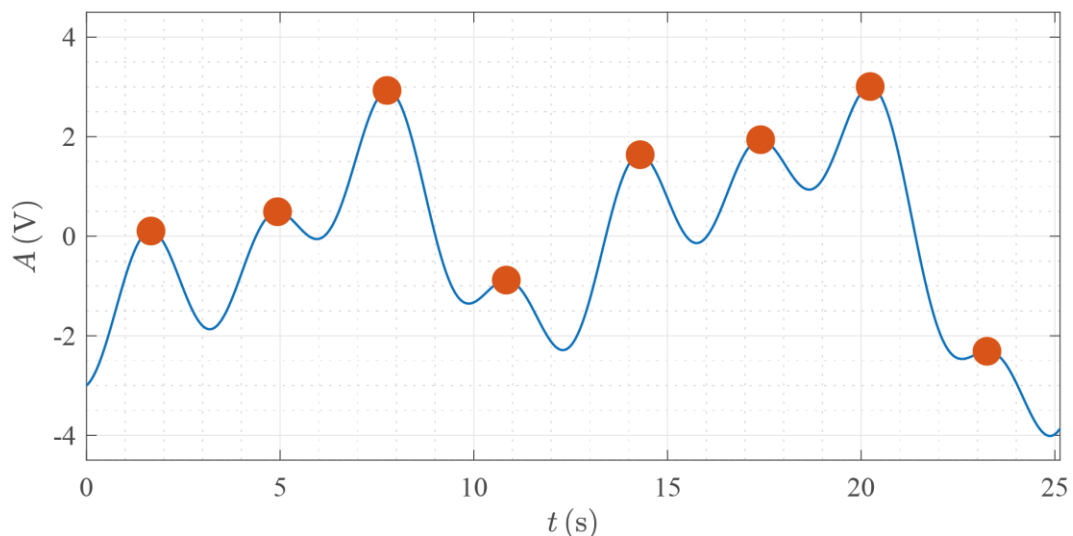
V posledním kroku algoritmu z matice \mathbf{M}'_n vypočítáme směrodatnou odchylku σ_i pomocí vztahu

$$\sigma_i = \sqrt{\frac{1}{\eta - 1} \sum_{k=1}^{\eta} \left(m_{k,i} - \frac{1}{\eta} \sum_{k=1}^{\eta} m_{k,i} \right)^2} \quad (-)(5.3)$$

Z vektoru směrodatných odchylek daný vztahem (5.3) lze dopočítat vektor maxim \mathbf{p}_n . Vektor maxim získáme tak, že nalezneme pozice, kde jsou směrodatné odchylky nulové, tj. je na této pozici lokální maximum. Pro naše účely jsou vždy vybrány dvě nejvíce dominantní maxima, jež se nenacházejí v oblasti kolem nulové dopplerovské frekvence (vliv stožáru VE). Ze zvolených dvou DSS vrcholů je dopočítán třetí DSS tak, aby jejich součet byl roven nule.

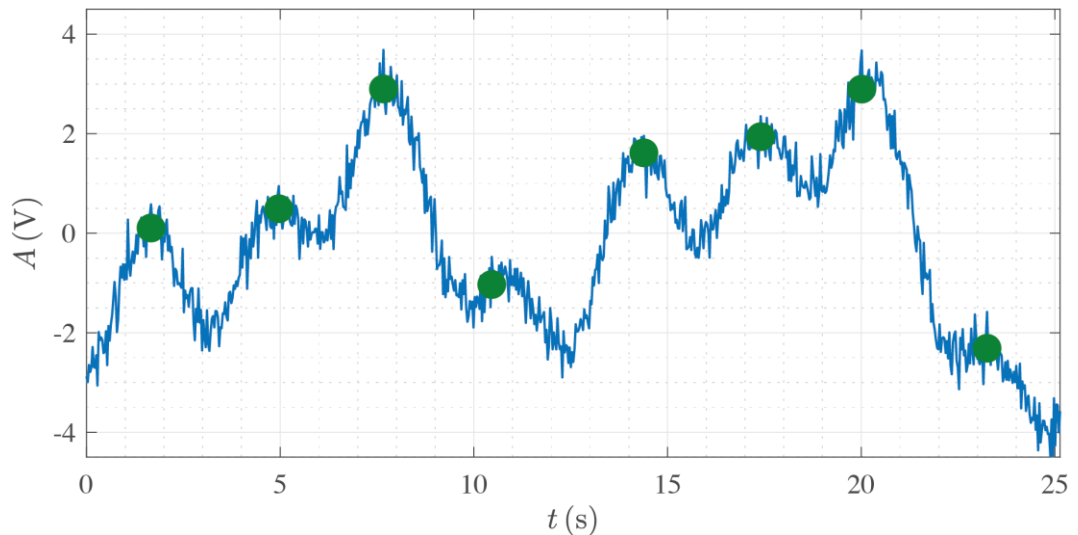
5.2.2. Testování AMPD

Algoritmus AMPD byl otestován, zdali je vhodný pro extrakci DSS z naměřených dopplerovských spektrogramů. Nejprve byl v softwaru Matlab [69] vygenerován signál, který obsahoval více lokálních maxim. Tento signál byl využit jako vstupní signál pro extrakční algoritmus AMPD. Výsledky extrakce jsou zobrazeny na Obr. 5.4, kde modrá čára reprezentuje vstupní signál a oranžové značky jsou extrahované vrcholy pomocí algoritmu AMPD.



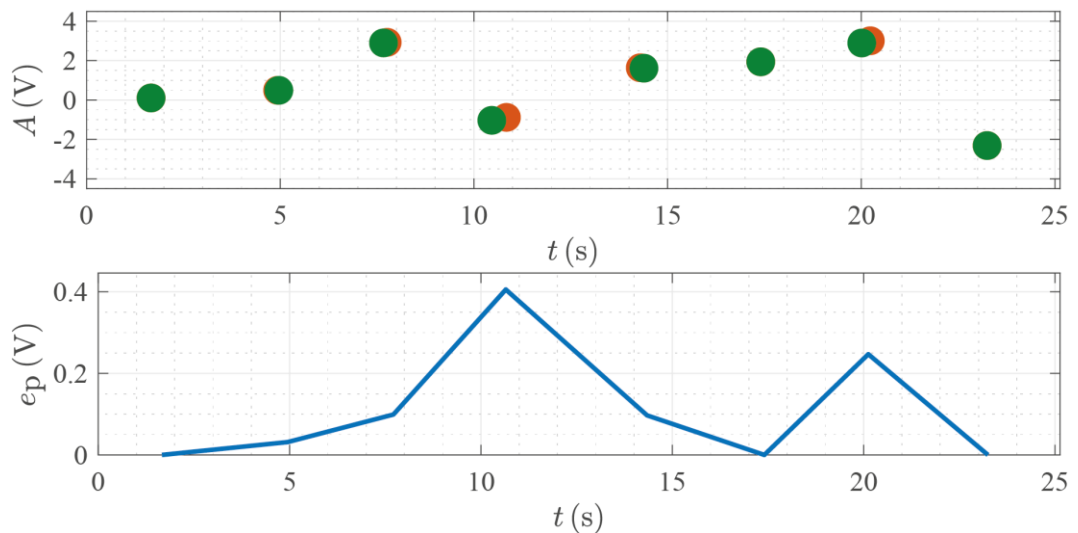
Obr. 5.4: Testování algoritmu AMPD na signálu bez šumu.

Po prvotním ověření funkčnosti algoritmu, bylo ovšem nutné ověřit jeho funkčnost v přítomnosti šumu. Proto byl k původnímu signálu připočten šum s rozptylem 0,1 V, který měl Gaussovo rozdělení. Výsledky extrakce jsou uvedeny na Obr. 5.5, kde extrahované vrcholy pomocí algoritmu AMPD jsou vyznačeny zelenými značkami.



Obr. 5.5: Testování algoritmu AMPD na signálu se šumem.

Při porovnání obou testů bez přidaného šumu (Obr. 5.4) a s přidaný šumem (Obr. 5.5) je možné pozorovat, že algoritmus generuje stejný počet vrcholů a přibližně na stejném místě. Pro porovnání extrakce vrcholů bez a se šumem byl proveden výpočet chyb extrakce způsobených přítomností šumu, který je zobrazen na Obr. 5.6, kde horní graf reprezentuje pozici vrcholů bez využití šumu (oranžové značky) a s využitím šumu (zelené značky). V dolním grafu je pak vyznačena chyba mezi jednotlivými vrcholy, která reprezentuje jejich vzdálenost od sebe.

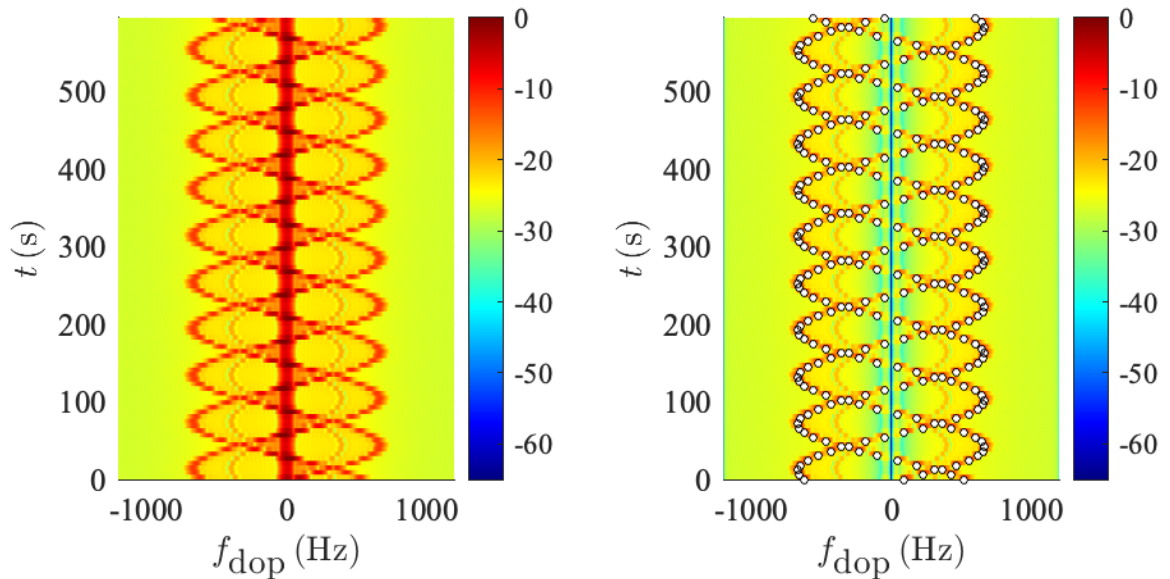


Obr. 5.6: Porovnání (horní graf) detekce vrcholů pro situaci se šumem (Obr. 5.4) a bez šumu (Obr. 5.5), Vývoj chyby extrakce z důvodu šumu (dolní graf).

Po prvotním ověření algoritmu došlo k jeho využití na simulovaných a měřených dopplerovských spektrogramech se signaturou VE.

Použití algoritmu AMPD na simulovaných datech

První ověření algoritmu bylo provedeno na simulovaných datech pomocí navrženého simulátoru, viz kapitole 4. Na Obr. 5.7 vlevo je zobrazen výsledný dopplerovský spektrogram nasimulované signatury VE, kde každý řádek je vstupem do algoritmu AMPD. Na pravé straně obrázku jsou znázorněny extrahované hodnoty DSS, která jsou zde reprezentovány pomocí bílých značek (teček). Jak je na obrázku vidět, tak algoritmus velmi dobře extrahuje DSS.



Obr. 5.7: Simulovaný dopplerovský spektrogram bez potlačení nulové dopplerovské frekvence (vlevo) a vyznačení výstupů extrakce DSS přímo do simulovaného dopplerovského spektrogramu (vpravo).

5.3. Predikce DSS založená na UKF

Tato část je v systému reprezentována zeleným blokem na Obr. 5.1. Hlavní jádro predikčního algoritmu je založeno na UKF, který byl teoreticky popsán v oddíle 3.5.1. Nyní si probereme jednotlivé dílčí části, které do tohoto algoritmu vstupují.

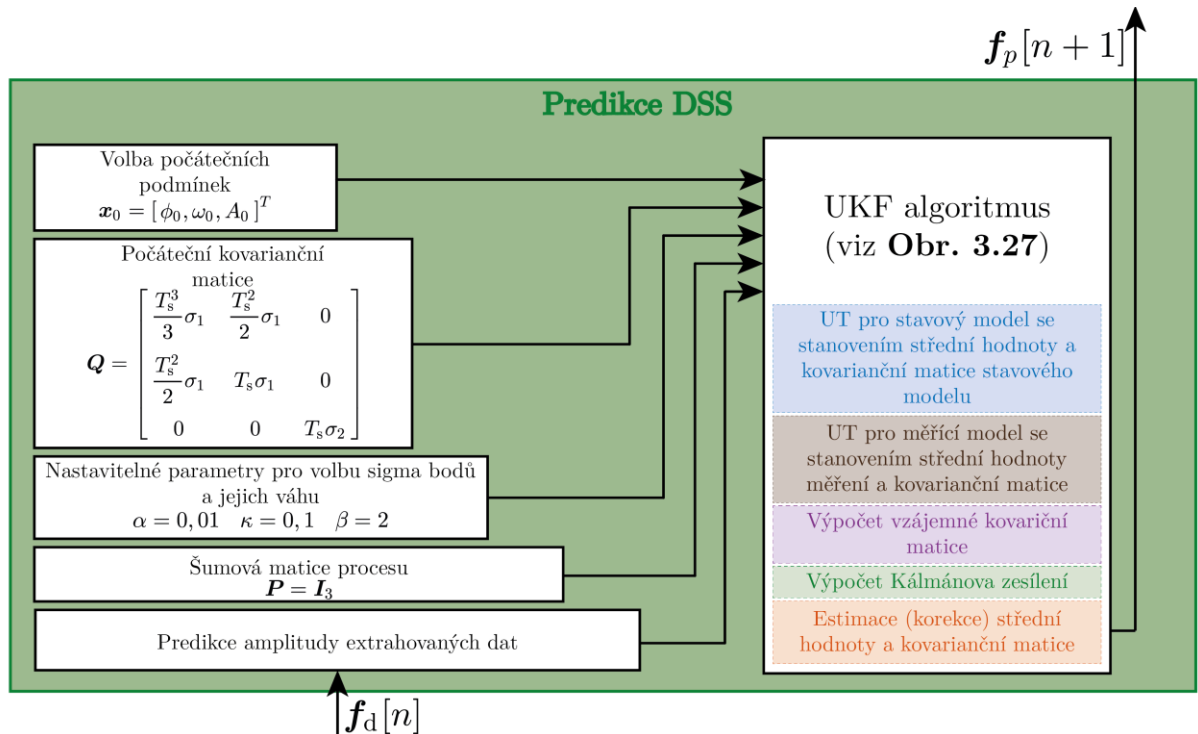
Volba počátečních podmínek

Počáteční podmínky v tomto predikčním algoritmu se dají volit libovolně, pro naše případy byly použity nulové počáteční podmínky.

Počáteční kovarianční matice

Počáteční kovarianční matice uvedená na Obr. 5.8 závisí na třech proměnných, a to na vzorkovací periodě (T_s), směrodatné odchylce změny fáze a frekvence (σ_1) a směrodatné

odchylce změny amplitudy (σ_2). Odvození kovarianční matice je uvedeno v příloze na straně 141.



Obr. 5.8: Blokové schéma predikce DSS (UKF algoritmus Obr. 3.27).

Nastavitelné parametry pro volbu sigma bodů a jejich vah

Přesnost predikce závisí na volbě nastavitelných parametrů UKF α , β a κ , které byly zmíněny ve vztazích (3.12), (3.13) a (3.14). Parametr β byl nastaven dle podmínky (3.14) na hodnotu 2. Vliv parametrů α a κ je velmi významný pro volbu a váhu sigma bodů, které ovlivňují přesnost aproximace Gaussova rozdělení, tj. přesnost predikce. Tento vliv je uveden na Obr. 3.24 a Obr. 3.25. Z těchto důvodů bylo provedeno pomocí nasimulovaných extrahovaných dat a UKF velké množství simulací, které pomohly nadefinovat optimální nastavení těchto dvou parametrů. V těchto simulacích byly zohledněny následující parametry VE a PR:

- frekvence otáčení radaru $f_{\text{Rot}}(\text{ot/min})$, která se pohybuje u PR přibližně v intervalu od 5 ot/min do 12 ot/min.
- frekvence otáčení listů VE $f_{\text{Verot}}(\text{ot/min})$, která u tří listových VE je typicky v intervalu od 6 ot/min do 20 ot/min.
- délka listů VE $l(\text{m})$, s typickými hodnotami od 20 do 100 m.
- natočení VE úhlů mezi osou vrtule (směr gondol VE) a PR $\Phi(\text{rad})$, pro různé natočení VE.

Nejlepších výsledků predikce bylo dosaženo při nastavení těchto parametrů $\alpha = 0,01$ a $\kappa = 0,1$. Toto nastavení bylo použito pro všechny predikce DSS.

Predikce inicializační amplitudy ze znalosti extrahovaných hodnot DSS

DSS mají tvar tří sinusových průběhů $f_{d_1}(t)$, $f_{d_2}(t)$ a $f_{d_3}(t)$ a jsou dány

$$\begin{aligned} f_{d_1}(t) &= A_b \sin(2\pi f_b t + \theta_b) \\ f_{d_2}(t) &= A_b \sin\left(2\pi f_b t + \theta_b + \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{d_3}(t) &= A_b \sin\left(2\pi f_b t + \theta_b + \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{Hz})(5.4)$$

kde: A_b je amplituda DSS (Hz),

f_b je frekvence DSS (Hz),

θ_b je počáteční fáze DSS (rad).

Z pohledu radarového systému ovšem tyto sinusové průběhy nemohou být spojitě, a proto je nutné DSS reprezentovat jako tři diskrétní sinusové průběhy $f_{d_1}[n]$, $f_{d_2}[n]$ a $f_{d_3}[n]$ dle následujícího vztahu

$$\begin{aligned} f_{d_1}[n] &= A_b \sin(2\pi F_b n + \theta_b) \\ f_{d_2}[n] &= A_b \sin\left(2\pi F_b n + \theta_b + \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{d_3}[n] &= A_b \sin\left(2\pi F_b n + \theta_b + \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{Hz})(5.5)$$

kde $F_b(-) = f/f_s$ a $f_s(\text{Hz})$ je vzorkovací frekvence vyjádřená ze vzorkovací periody $T_s(\text{s}) = 1/f_s$. Pro náš případ je perioda dána dobou otáčky antény PR $t_{\text{Rot}}(\text{s})$ dle vztahu (4.7), nebo počtem použitých impulzů odrazů od VE (typická hodnota je mezi 10–20) a opakovací periodou $N_p T_{\text{OP}}(\text{s})$.

Vztahy ve (5.5) lze následně upravit, tak že obě strany rovnice vydělíme amplitudou A_b a následně na obě strany rovnic uplatníme funkci arkus-sinus a dostaneme následující vztah

$$\begin{aligned}
\sin^{-1}\left(\frac{f_{d_1}[n]}{A_b}\right) &= 2\pi F_b n + \theta_b \\
\sin^{-1}\left(\frac{f_{d_2}[n]}{A_b}\right) &= 2\pi F_b n + \theta_b + \frac{2\pi}{3} \\
\sin^{-1}\left(\frac{f_{d_3}[n]}{A_b}\right) &= 2\pi F_b n + \theta_b + \frac{4\pi}{3}
\end{aligned} \tag{5.6}$$

Nyní se zaměříme pouze na první dvě rovnice ve vztahu (5.6) a provedeme jejich rozdíl, následně převedeme jednu cyklometrickou funkci na pravou stranu rovnice a obě rovnice položíme goniometrické funkci sinus.

$$\begin{aligned}
\sin^{-1}\left(\frac{f_{d_2}[n]}{A_b}\right) - \sin^{-1}\left(\frac{f_{d_1}[n]}{A_b}\right) &= \frac{2\pi}{3} \\
\sin^{-1}\left(\frac{f_{d_2}[n]}{A_b}\right) &= \sin^{-1}\left(\frac{f_{d_1}[n]}{A_b}\right) + \frac{2\pi}{3} \\
\sin\left[\sin^{-1}\left(\frac{f_{d_2}[n]}{A_b}\right)\right] &= \sin\left[\sin^{-1}\left(\frac{f_{d_1}[n]}{A_b}\right) + \frac{2\pi}{3}\right]
\end{aligned} \tag{5.7}$$

Dle vztahu (5.7) na levé straně rovnice si můžeme všimnout, že se zde nacházejí dvě funkce k sobě inverzní (sinus a arkus sinus), a tudíž se mezi sebou vyruší. Pravou stranu rovnice upravíme dle součtového vzorce sinusové funkce.

$$\frac{f_{d_2}[n]}{A_b} = \sin\left[\sin^{-1}\left(\frac{f_{d_1}[n]}{A_b}\right)\right] \cos\frac{2\pi}{3} + \cos\left[\sin^{-1}\left(\frac{f_{d_1}[n]}{A_b}\right)\right] \sin\frac{2\pi}{3} \tag{5.8}$$

Nyní je nezbytné provést úpravy na pravé straně rovnice ve vztahu (5.8). Je vidět, že se zde opět nachází dvě funkce k sobě inverzní (sinus a arkus sinus) stejně jako ve vztahu (5.7), tj. dojde k jejich vyrušení. Je zde ovšem vidět výpočet dvou vnořených funkcí $\cos[\sin^{-1}(x)]$, který lze vyjádřit jako $\sqrt{1-x^2}$ dle odvození v příloze na straně 139.

$$\frac{f_{d_2}[n]}{A_b} = -\frac{1}{2} \frac{f_{d_1}[n]}{A_b} + \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{f_{d_1}[n]}{A_b}\right)^2} \tag{5.9}$$

Ze vztahu (5.9) lze pozorovat, že se nyní jedná pouze o algebraickou rovnici, kterou lze postupně upravit do následujících vztahů

$$2f_{d_2}[n] = -f_{d_1}[n] + \sqrt{3} \sqrt{A_b^2 - f_{d_1}^2[n]}$$

$$\sqrt{A_b^2 - f_{d_1}^2[n]} = \frac{2f_{d_2}[n] + f_{d_1}[n]}{\sqrt{3}} \quad (5.10)$$

$$A_b^2 - f_{d_1}[n]^2 = \frac{4f_{d_2}^2[n] + 4f_{d_1}[n]f_{d_2}[n] + f_{d_1}^2[n]}{3}$$

Výsledný výpočet amplitudy z naměřených hodnot $f_{d_1}[n]$ a $f_{d_2}[n]$ je dán následujícím vztahem

$$A_b = \pm \frac{2\sqrt{3}}{3} \sqrt{f_{d_1}^2[n] + f_{d_1}[n]f_{d_2}[n] + f_{d_2}^2[n]} \quad (\text{Hz})(5.11)$$

Pokud bychom použili ve vztahu (5.7) rozdíl 1. a 3. rovnice nebo 2. a 3. rovnice došli bychom stejným způsobem ke následujícím dvěma vztahům

$$A_b = \pm \frac{2\sqrt{3}}{3} \sqrt{f_{d_1}^2[n] + f_{d_1}[n]f_{d_3}[n] + f_{d_3}^2[n]} \quad (\text{Hz})(5.12)$$

$$A_b = \pm \frac{2\sqrt{3}}{3} \sqrt{f_{d_2}^2[n] + f_{d_2}[n]f_{d_3}[n] + f_{d_3}^2[n]}$$

Ze vztahů (5.11) a (5.12) je vidět, že lze predikovat amplitudu DSS signatury A_b pomocí libovolné dvojice DSS z $f_{d_1}[n]$, $f_{d_2}[n]$ a $f_{d_3}[n]$. Tyto vztahy ovšem platí pouze pro sinusovky, které jsou definovány dle vztahu (5.5). Tuto predikovanou amplitudu A_b budeme ovšem využívat pouze jako inicializační vstupní parametr pro UKF.

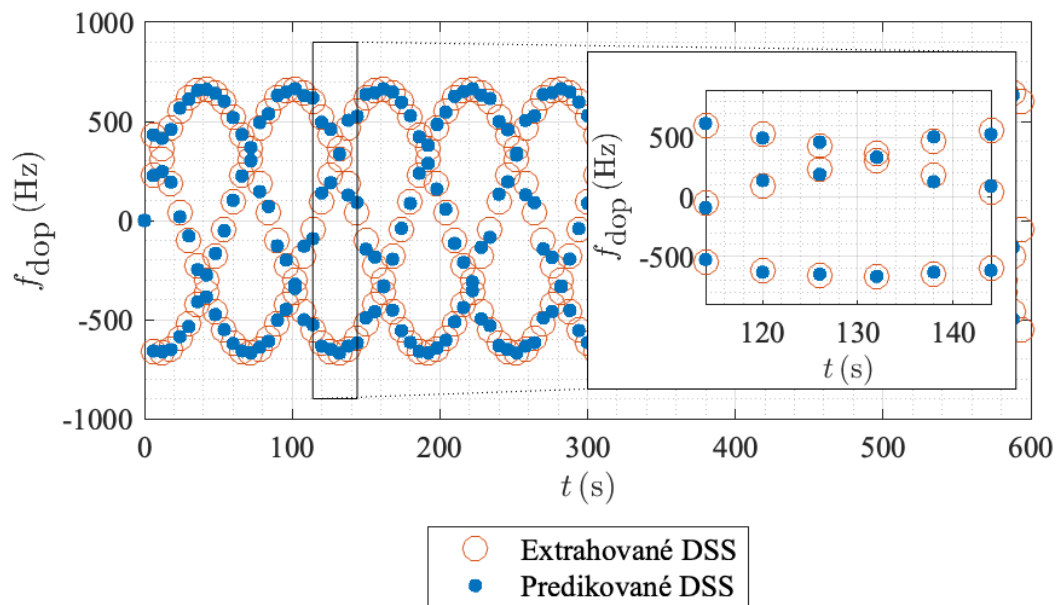
Algoritmu UKF

Samotný algoritmus byl podrobně popsán na Obr. 3.27.

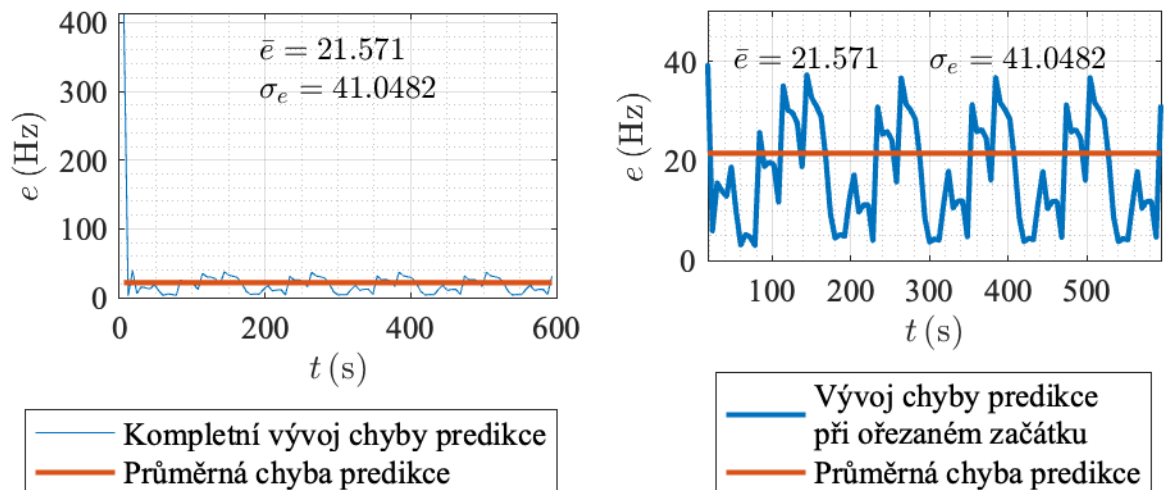
Predikce DSS z extrahovaných simulovaných dat

Extrahovaná DSS ze simulovaných dat jsou vstupem pro UKF algoritmus, jehož výstupem je predikce DSS v následujícím časovém okamžiku. Ukázka porovnání extrahovaných a predikovaných DSS je zobrazena na Obr. 5.9, kde extrahované DSS jsou vyznačeny oranžovými kroužky a predikovaná DSS modrými tečkami. Součástí tohoto grafu je i přiblížení na kratší časovou oblast pro lepší vizualizaci. Rozdílem mezi extrahovanými a predikovanými

DSS získáme tzv. chybu predikce, která je uvedena na Obr. 5.10 (vlevo), kde na grafu je modrou barvou znázorněna aktuální chyba predikce a oranžovou barvou je znázorněna přímka, která udává průměrnou hodnotu chyby predikce. Průměrná hodnota chyby predikce \bar{e} je v grafu také znázorněna numericky, společně se směrodatnou odchylkou σ_e . Pro názornější vývoj chyby predikce okolo její střední hodnoty je na Obr. 5.10 (vpravo) uveden vývoj chyby predikce bez prvních dvou hodnot, které dosahovaly vysokých hodnot.



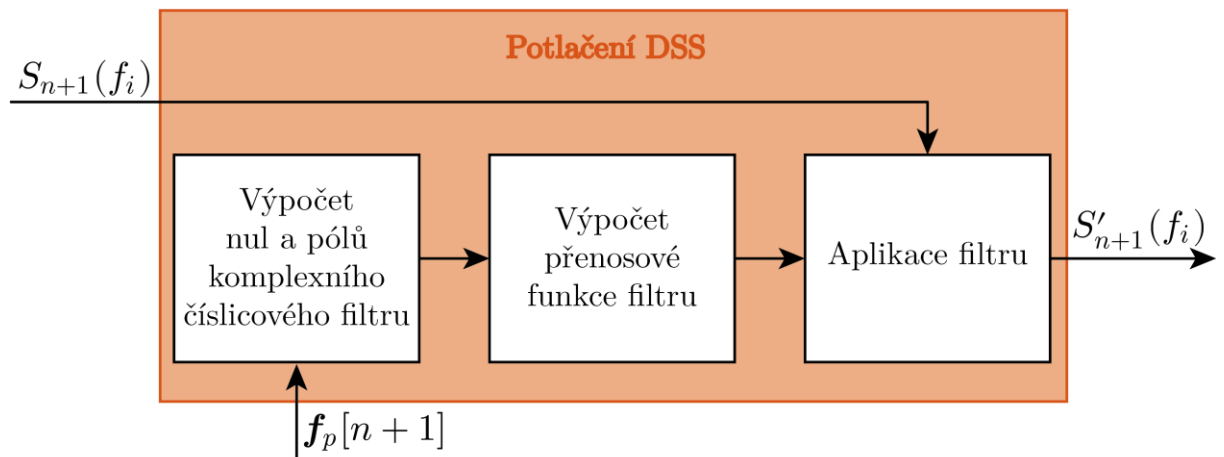
Obr. 5.9: Simulovaná data – Zobrazení extrahovaných (oranžové kroužky) a predikovaných DSS (modré tečky) + přiblížení na konkrétní oblast.



Obr. 5.10: Simulovaná data – Zobrazení chyby predikce DSS kompletní (vlevo) a bez prvních dvou otáček radarové antény pro názornější vývoj chyby (vpravo) + zobrazení střední chyby predikce DSS \bar{e} a směrodatné odchylky chyby predikce DSS σ_e .

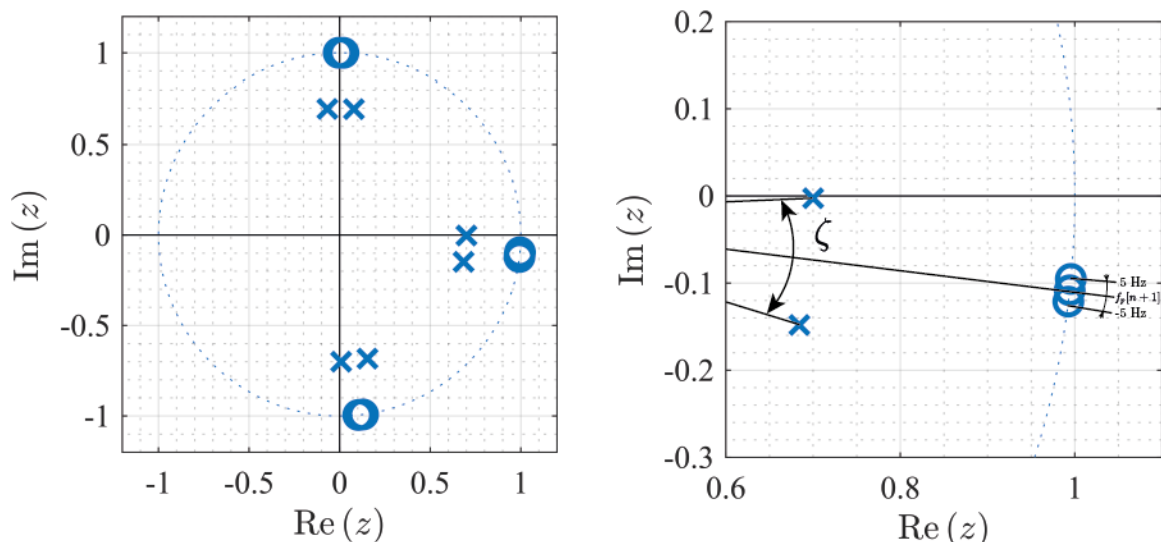
5.4. Potlačení DSS na základě predikce z UKF

Ze znalosti predikovaných DSS je možné navrhnout filtr, který umožní predikované DSS potlačit v následující otáčce radarové antény. Tato část je v systému reprezentována oranžovým blokem na Obr. 5.1. Podrobnější popis principu potlačení DSS je uveden na Obr. 5.11. V každém časovém okamžiku je nutné navrhnout číslicový filtr ze znalosti predikovaných DSS $f_p[n + 1]$. Filtr bude v následující otáčce radaru potlačovat predikované DSS. Číslicový filtr byl navrhnout vhodným umístěním nul a pólů v komplexní rovině. Z vývoje DSS je patrné, že nepůjde o reálný číslicový filtr nýbrž o číslicový filtr komplexní, a to z toho důvodu, že přenosová funkce filtru nebude sudá funkce. Počet nul bude vždy devět (počet DSS v jednom časovém okamžiku $\times 3$) a budou vždy umístěny na jednotkové kružnici. Argument nul je nutné dopočítat ze znalosti maximální a minimální měřitelné dopplerovské frekvence na radiány pomocí přímé úměry. První tři nuly budou ležet na jednotkové kružnici přesně na argumentu, který odpovídá aktuálním predikovaným DSS. V okolí každé nuly jsou umístěny další dvě nuly na pozicích $f_p[n + 1] \pm 5$ Hz (viz. Obr. 5.12 (vpravo)). Pólů bude vždy 6 (dvojnásobek počtu DSS) jejich umístění bude s amplitudou 0.5 a argument pólů bude $f_p[n + 1] \pm$ mez, než je argument nul. Tato situace je znázorněna na Obr. 5.12 (vpravo), kde úhel ζ reprezentuje dvojnásobnou hodnotu meze. Tímto způsobem se navrhuje číslicový filtr pro každou otáčku radarové antény.



Obr. 5.11: Blokové schéma potlačení DSS.

Při znalosti pozic nula a pólů je vypočítána přenosová funkce filtru $H_{n+1}(f_i)$. Tato přenosová funkce je pak vynásobena s Dopplerovským spektrem v následující otáčce radaru $S_{n+1}(f_i)$ a výsledné dopplerovské spektrum s potlačenými DSS je dáno $S'_{n+1}(f_i)$.

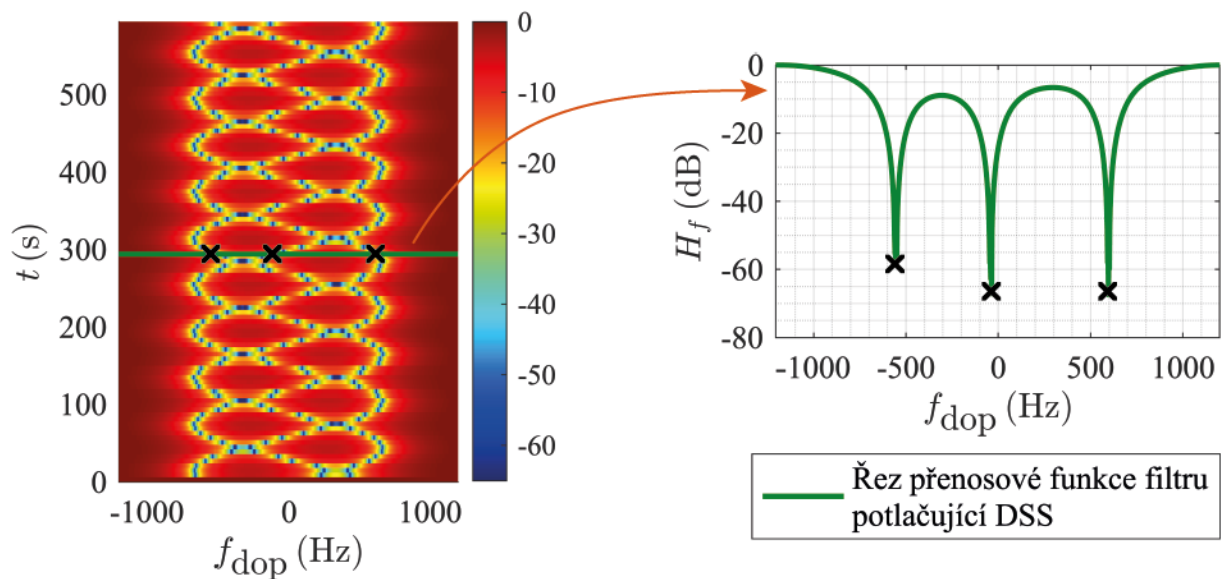


Obr. 5.12: Pozice nul a pólů pro navržený komplexní číslicový filtr v konkrétním časovém okamžiku (vlevo), přiblížení pro snadnější pochopení umístění nul a pólů.

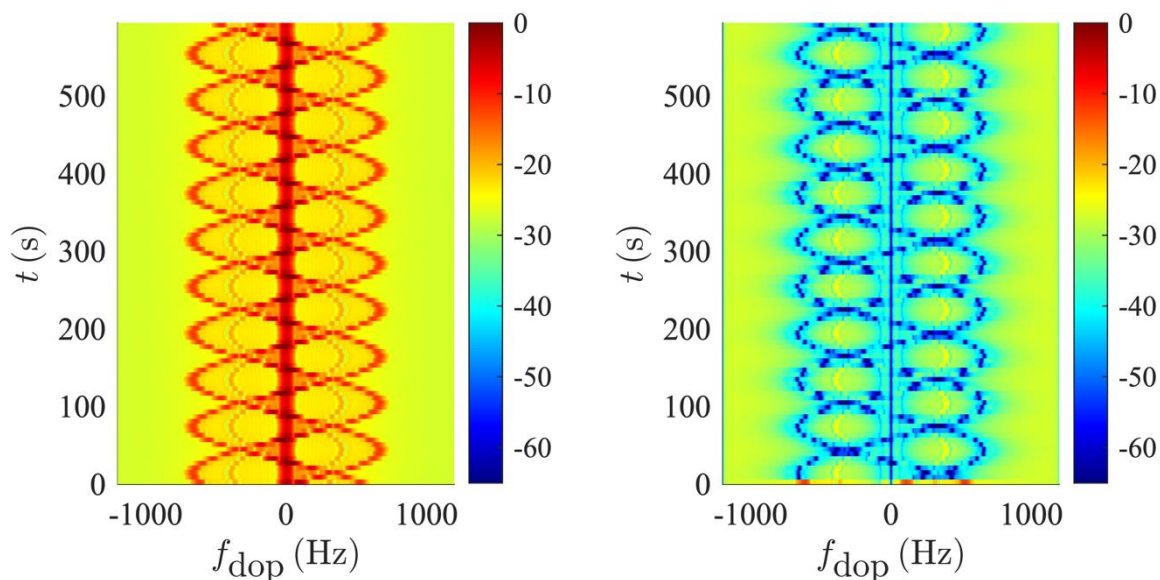
Potlačení DSS z predikovaných simulovaných dat

Pro scénář s predikovanými hodnotami DSS uvedenými na Obr. 5.9 je možno dopočítat kompletní přenosovou funkci filtru, která je zobrazena na Obr. 5.13 vlevo. Pro lepší názornost, je zde pro konkrétní časový okamžik proveden řez touto dvourozměrnou přenosovou funkcí. Výsledkem je přenosová funkce číslicového filtru $H_{n_1}(f_i)$ pro konkrétní časový okamžik n_1 , která je uvedena na Obr. 5.13 vpravo. DSS jsou v grafu reprezentovány pomocí černých křížků. Využití tohoto filtru na dopplerovské spektrum pro každý časový okamžik je zobrazeno na Obr. 5.14, kde na levém grafu je znázorněn původní kompletní dopplerovský spektrogram ještě bez potlačení nulové frekvence a na pravém grafu je již uveden kompletní dopplerovský spektrogram s potlačenými DSS. Při bližším pozorování je zřejmé, že v prvním časovém okamžiku není potlačení dostatečné. Tato situace je způsobena tím, že v prvním časovém okamžiku ještě predikční algoritmus nepredikuje správně DSS. Po několika iteracích (otáčkách radarové antény) se predikční algoritmus založený na UKF zpřesní a tím se sníží chyba predikce, jak bylo možné vidět na grafu vývoje chyby predikce na Obr. 5.10.

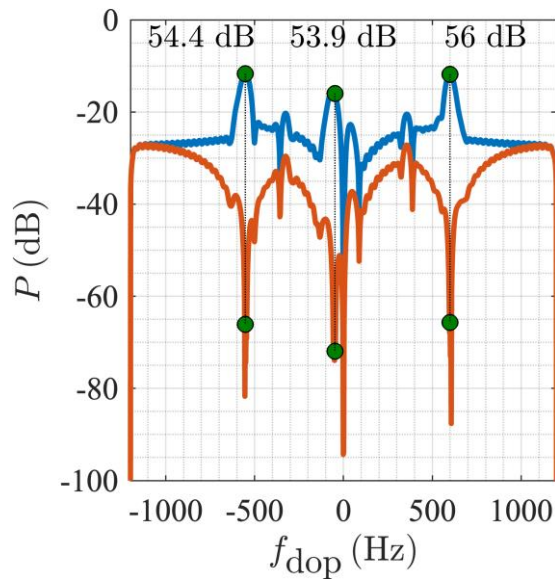
Bylo nutné zjistit, do jaké míry byly DSS v tomto scénáři potlačeny. Na Obr. 5.15 jsou znázorněna dvě dopplerovská spektra v totožném čase. Modrý průběh reprezentuje originální dopplerovský spektrogram po potlačení nulové dopplerovské frekvence a oranžový průběh, který znázorňuje dopplerovské spektrum s potlačenými DSS. Extrahované a potlačené DSS jsou vyznačeny zelenými tečkami. V obrázku jsou také uvedeny konkrétní hodnoty potlačení DSS v tomto časovém okamžiku. Průměrná hodnota potlačení pro tento scénář byla 43,23 dB.



Obr. 5.13: Simulovaná data – Zobrazení kompletní dvourozměrné přenosové funkce závislé na čase a dopplerovské frekvenci (vlevo) a řez přenosové funkce v konkrétním čase (vpravo), zvolený časový okamžik je zobrazen pomocí zelené úsečky na levém grafu.



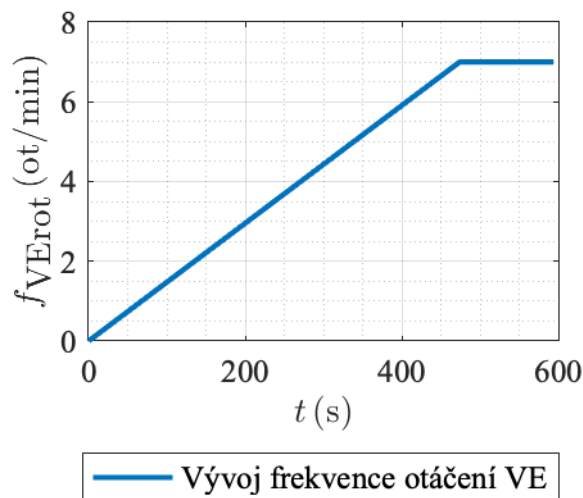
Obr. 5.14: Simulovaná data – Zobrazení původního dopplerovského spektra bez potlačení nulové dopplerovské frekvence (vlevo) a odfiltrované dopplerovské spektrum pomocí predikovaných DSS (vpravo).



Obr. 5.15: Zobrazení úrovně potlačení DSS v konkrétním okamžiku pro simulovaná data. Modrý průběh – původní dopplerovské spektrum s potlačenou nulovou dopplerovskou frekvencí, Oranžový průběh – dopplerovské spektrum po potlačení DSS. Hodnoty v grafu uvádějí míru potlačení DSS.

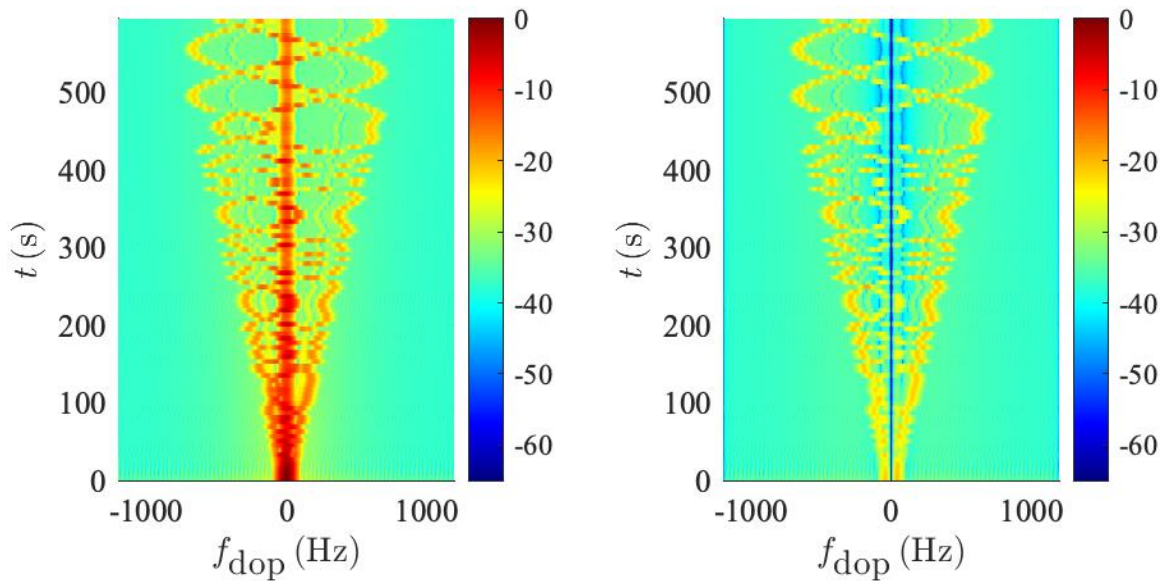
5.5. Potlačení DSS při konstantní změně frekvence otáčení listů VE

Následující scénář byl zvolen z důvodů, že frekvence otáčení VE f_{VErot} není stále konstantní, ale může se v průběhu času měnit. Ovšem není možné, aby tato změna byla příliš rychlá. Abychom ověřili, zda algoritmus je funkční i pro změnu frekvence otáčení listů VE, tak jsme nasimulovaly data, kde dochází ke konstantnímu zrychlování frekvence otáčení listů VE od hodnoty 0 až po 7 ot/min. Vývoj této frekvence je uveden na Obr. 5.16. Posledních 20 otáček radarové antény (v našem případě posledních 36 s) byla frekvence f_{VErot} již konstantní na hodnotě 7 ot/min.



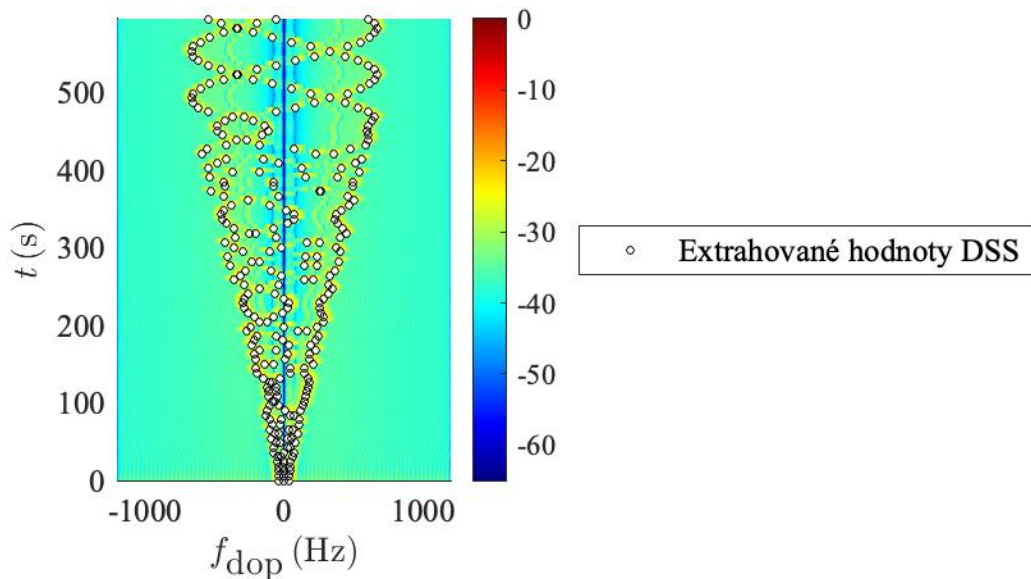
Obr. 5.16: Průběh vývoje frekvence otáčení listů VE

Výsledkem vývoje této frekvence otáčení listů VE f_{VErot} se změní i vývoj dopplerovského spektrogramu. Kompletní původní dopplerovský spektrogram je uveden na Obr. 5.17 vlevo a vpravo je uveden spektrogram již s potlačenou nulovou dopplerovskou frekvencí.

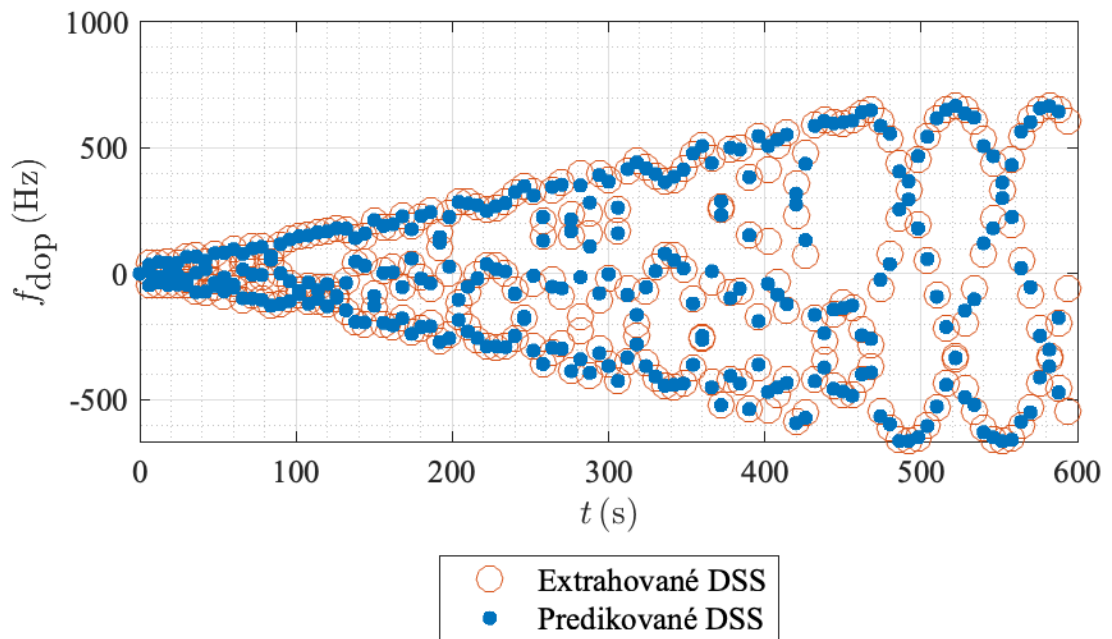


Obr. 5.17: Dopplerovský spektrogram bez potlačení nulové frekvence (vlevo) a dopplerovský spektrogram s potlačením nulové frekvence (vpravo)

Extrahování DSS bylo provedeno s využitím výše zmíněného algoritmu AMPD a kompletní extrahované hodnoty jsou uvedeny na Obr. 5.18, kde bílé tečky reprezentují extrahované DSS.



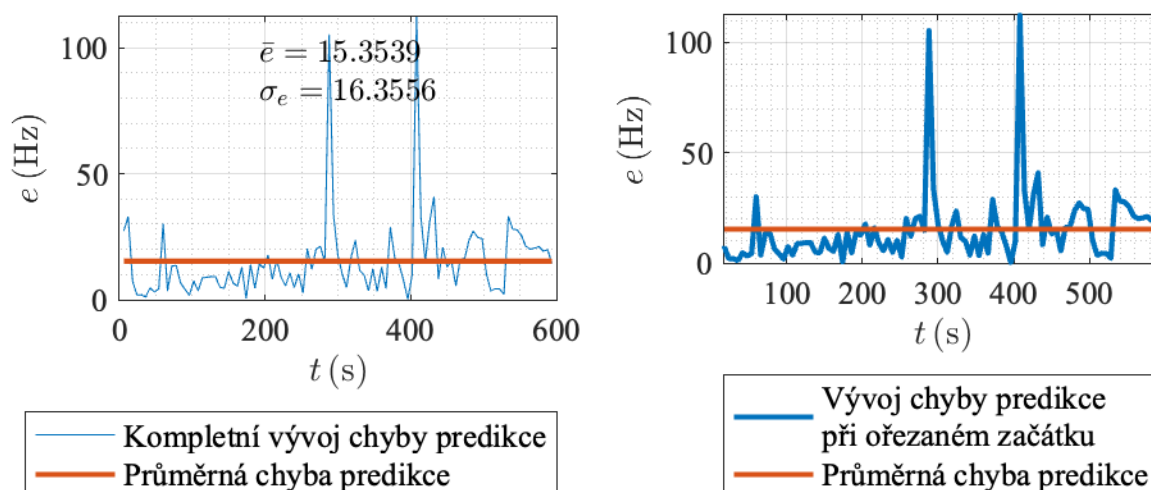
Obr. 5.18: Vývoj extrahovaných hodnot DSS s využitím AMPD algoritmu pro zrychlující se frekvenci otáčení listů VE.



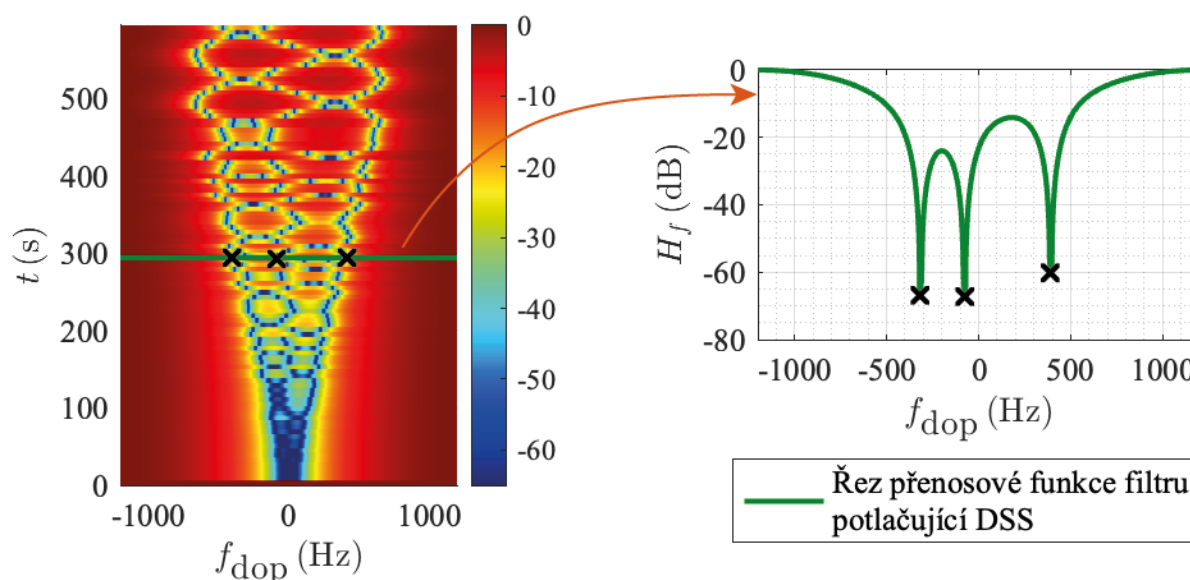
Obr. 5.19: Simulovaná data – Zobrazení extrahovaných (oranžové kroužky) a predikovaných DSS (modré tečky).

Z extrahovaných DSS v každém časovém okamžiku (v každé otáčce radarové antény) byla predikována následující DSS. Celý vývoj extrahovaných a predikovaných DSS je zobrazen na Obr. 5.19, kde oranžové kroužky reprezentují extrahované DSS a modré tečky predikované DSS. Z obrázku je vidět, že v některých časových okamžicích jsou predikované hodnoty na jiné dopplerovské frekvenci než extrahované DSS. Celkový vývoj chyby predikce je uveden na Obr. 5.20, kde chyba predikce DSS ve dvou časových okamžicích narostla až na hodnotu okolo 100 Hz. Je ovšem vidět, že v následující otáčce radarové antény se chyba predikce pomocí UKF algoritmu opět snížila. Průměrná hodnota chyby predikce se v tomto scénáři rovnala přibližně 15,35 Hz se směrodatnou odchylkou 16,36 Hz.

V každé otáčce radarové antény je nutné navrhnout digitální komplexní filtr, který predikované DSS v následující otáčce potlačí. Kompletní vývoj dvourozměrné přenosové funkce je vidět na Obr. 5.21 vlevo a na pravém obrázku je znázorněn řez pro konkrétní časový okamžik (konkrétní otáčku radarové antény). Černými křížky jsou zde znázorněny predikované DSS v konkrétním okamžiku. Tento navržený filtr je v každém časovém okamžiku použit na původní dopplerovské spektrum s potlačenou nulovou frekvencí. Porovnání mezi původním dopplerovským spektrogramem a spektrogramem s potlačením DSS je vidět na Obr. 5.22. Ovšem bylo nutné porovnat míru potlačení numericky, a na Obr. 5.23 je zobrazen řez v konkrétním časovém okamžiku pro oba spektrogramy. Modrý graf reprezentuje původní spektrum s potlačením nulové frekvence a oranžový průběh spektrum po potlačení DSS.

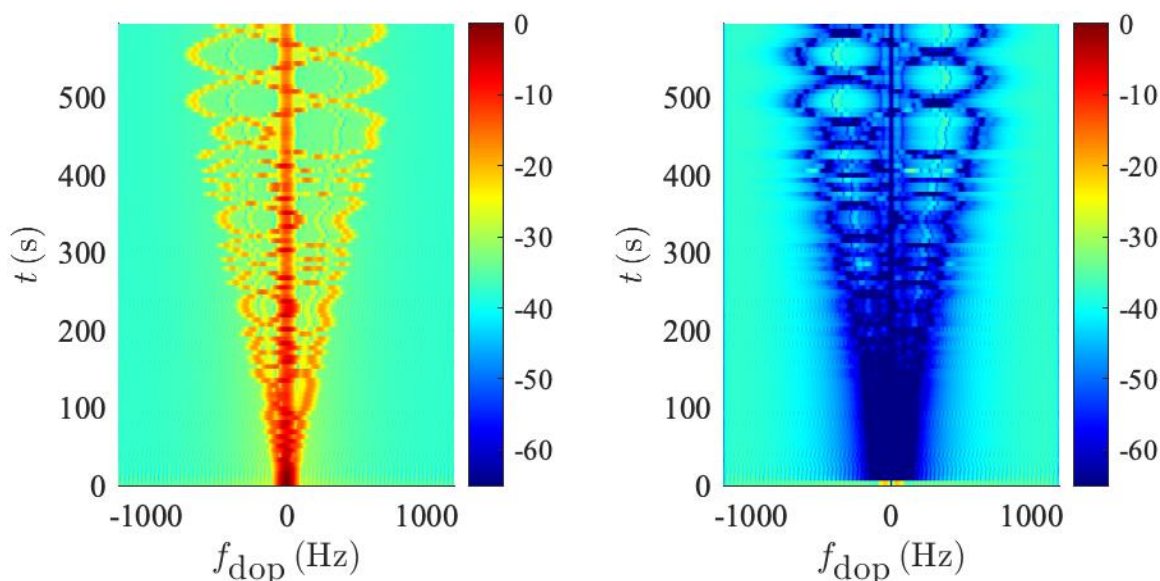


Obr. 5.20: Simulovaná data – Zobrazení chyby predikce DSS kompletní (vlevo) a bez prvních dvou otáček radarové antény pro názornější vývoj chyby (vpravo) + zobrazení střední chyby predikce DSS \bar{e} a směrodatné odchylky chyby predikce DSS σ_e .

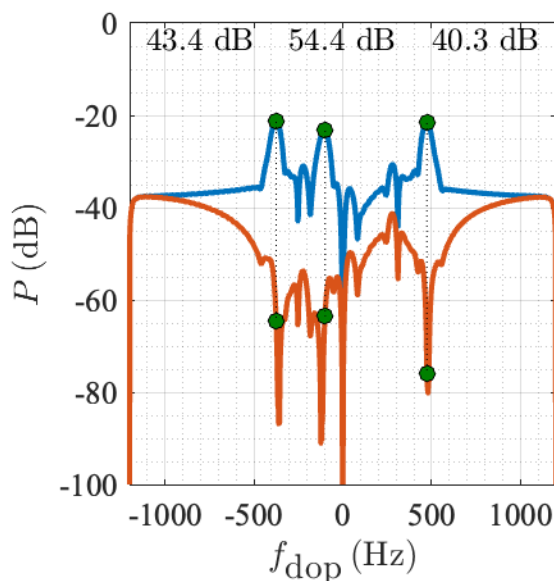


Obr. 5.21: Simulovaná data – Zobrazení kompletní dvourozměrné přenosové funkce závislé na čase a dopplerovské frekvenci (vlevo) a řez přenosové funkce v konkrétním čase (vpravo), zvolený časový okamžik je zobrazen pomocí zelené úsečky na levém grafu.

Z výpočtů vychází, že v tomto konkrétním časovém okamžiku jsou jednotlivé DSS potlačeny o 43,4 dB, 54,4 dB a 40,3 dB. Průměrná hodnota míry potlačení pro celý scénář byla přibližně 59,54 dB, což je vyšší hodnota než u předchozího scénáře, kde byla konstantní frekvence otáčení listů VE 7 ot/min. Toto je zapříčiněno tím, že první čtvrtina tohoto zrychlujícího se scénáře má velmi nízké hodnoty frekvence otáčení listů VE. Při těchto nízkých frekvencích jsou DSS velmi blízku u sebe a dochází tak k markantnějšímu potlačení DSS a další důvod je, že již frekvence okolo nulové hodnoty byly potlačeny na začátku algoritmu.



Obr. 5.22: Simulovaná data – Zobrazení původního dopplerovského spektra bez potlačení nulové dopplerovské frekvence (vlevo) a odfiltrované dopplerovské spektrum pomocí predikovaných DSS (vpravo).



Obr. 5.23: Zobrazení úrovně potlačení DSS v konkrétním okamžiku pro simulovaná data. Modrý průběh –původní dopplerovské spektrum s potlačenou nulovou dopplerovskou frekvencí, Oranžový průběh – dopplerovské spektrum po potlačení DSS. Hodnoty v grafu uvádějí míru potlačení.

5.6. Popis jednotlivých simulovaných scénářů a dosažené výsledky

Pro zhodnocení kvality a funkčnosti algoritmu na potlačení DSS bylo zapotřebí ho ověřit na více scénářích, pro různé změny jednotlivých parametrů, jako například vliv na změnu frekvence otáčení listů VE f_{VErot} (rad), či na změnu frekvence otáčení radarové antény f_{Rrot} (ot/min) nebo na změně inicializačního úhlu listu θ_0 (rad). Kompletní seznam scénářů

společně s jejich popisem je uveden v Tab. 5.3. V tabulce jsou dále obsaženy hodnoty průměrných chyb predikce \bar{e} (Hz) a průměrné hodnoty míry potlačení DSS (Hz). Celkem bylo aplikováno 18 scénářů.

Scénáře 1–6 ukazují vliv změny frekvence otáčení listů VE f_{VErot} (rad), kde si můžeme všimnout, že nejnižší potlačení pro tyto scénáře je Scénář 6, kde míra potlačení dosahuje hodnoty 27,66 dB. Tento scénář je zajímavý tím, že se obě frekvence otáčení rovnají $f_{VErot} = f_{Rrot}$. To zapříčiní to, že pro každou otáčku radarové antény, budou vždy stejné DSS. Scénář 3 byl použit pro ověření algoritmu a byl podrobně popsán v oddílech 5.1 až 5.4. Dále je důležité si uvědomit, že při zvyšující se f_{VErot} dochází k rozšíření šířky pásma, kde se mohou nacházet DSS. Čím větší bude f_{VErot} , tím nám bude narůstat chyba predikce \bar{e} a klesat průměrné potlačení DSS až na Scénář 6, kdy jsou DSS v každé otočce radarové antény stejné.

Scénáře 7–8 jsou samostatné scénáře, které ukazují situace, kdyby f_{VErot} nebyla po celou dobu konstantní a měnila by se. U scénáře 7 došlo k lineárnímu zpomalování od 7 – 0 ot/min. Scénář 8 popisuje situaci, kde se lineárně zrychluje f_{VErot} od 0 – 7 ot/min a poté do konce simulace zůstává na konstantní hodnotě 7 ot/min. Tento scénář byl podrobně popsán v oddíle 5.5.

Scénáře 3 a 9–15 ukazují vliv změny inicializačního úhlu listu VE θ_0 (rad) při konstantních frekvencích otáčení $f_{VErot} = 7$ ot/min a $f_{Rrot} = 10$ ot/min. Při bližším pozorování je zřejmé, že chyba predikce se příliš mnoho neliší a pohybuje se v intervalu $\langle 21,57; 35,14 \rangle$ Hz.

Scénáře 16–18 ukazují vliv změny frekvence otáčení radarové antény f_{Rrot} v intervalu $\langle 5; 7 \rangle$ ot/min.

Průměrná chyba predikce DSS je 26,53 Hz se směrodatnou odchylkou 11,09 Hz. Průměrná chyba míry potlačení DSS je 43,72 dB se směrodatnou odchylkou 10,79 dB.

Tab. 5.2: Seznam a popis scénářů společně s průměrným potlačením DSS

Název	Frekvence otáčení listů VE f_{VErot} (ot/min)	Frekvence otáčení radarové antény f_{Rrot} (ot/min)	Inicializační úhel listu VE θ_0 (rad)	Průměrná chyba predikce (Hz)	Průměrné potlačení DSS (dB)
Scénář 1	5	10	$\pi/12$	13,76	48,29
Scénář 2	6	10	$\pi/12$	17,08	52,32
Scénář 3	7	10	$\pi/12$	21,57	43,23
Scénář 4	8	10	$\pi/12$	48,85	30,46
Scénář 5	9	10	$\pi/12$	47,90	33,81
Scénář 6	10	10	$\pi/12$	33,35	27,66
Scénář 7	Lineární zpomalování od 7 do 0	10	$\pi/12$	22,86	59,54
Scénář 8	Lineární zrychlení od 0 do 7 a poté konstantní frekvence 7	10	$\pi/12$	15,35	56,69
Scénář 9	7	10	0	26,57	45,07
Scénář 10	7	10	$\pi/6$	28,03	36,08
Scénář 11	7	10	$\pi/4$	33,81	35,56
Scénář 12	7	10	$\pi/3$	22,02	44,27
Scénář 13	7	10	$5\pi/12$	29,06	43,27
Scénář 14	7	10	$\pi/2$	35,14	36,02
Scénář 15	7	10	$7\pi/12$	28,63	36,70
Scénář 16	7	5	$\pi/12$	31,74	35,95
Scénář 17	7	6	$\pi/12$	10,45	56,63
Scénář 18	7	7	$\pi/12$	11,43	65,38

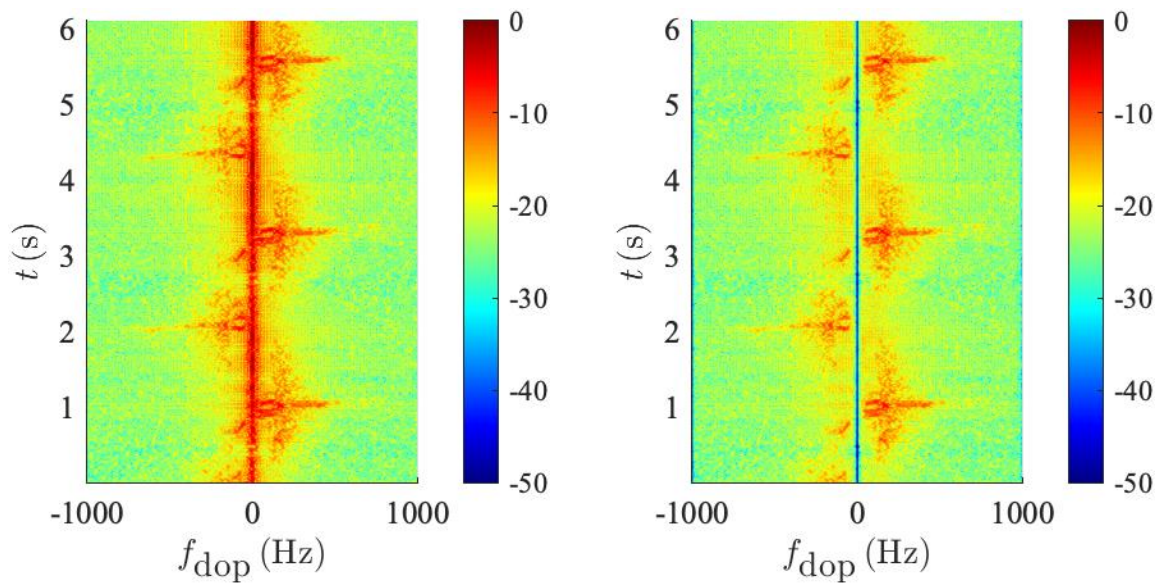
5.7. Využití algoritmu na měřených datech

Bylo ovšem nutné otestovat navržený systém také na měřených datech, která byla naměřena pomocí měřicího řetězce popsaného v oddíle 4.4.1 (podrobnější popis využitého HW je popsáno v příloze na straně 134).

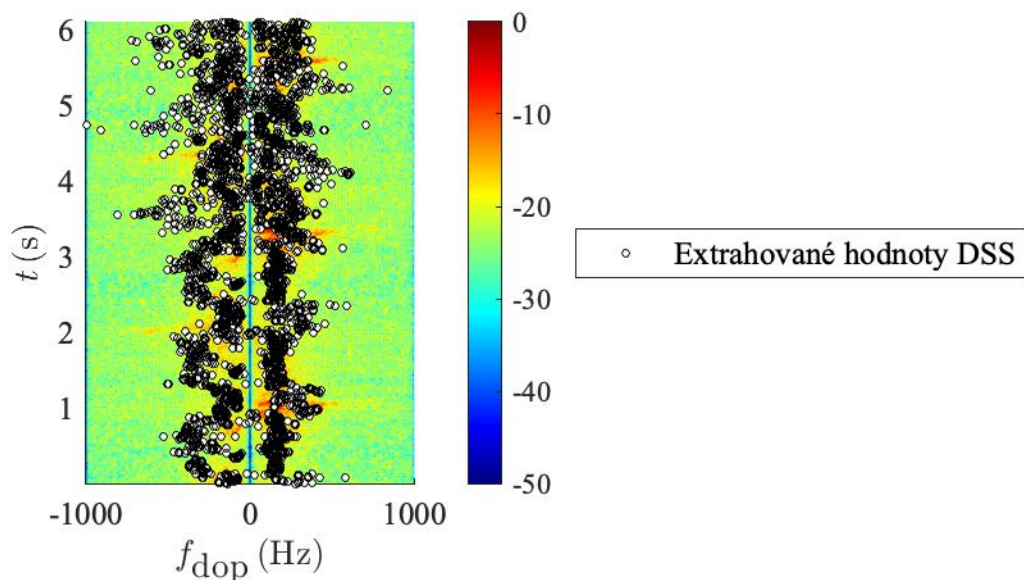
Měřicí řetězec měl statické parabolické antény a nebylo možné měřit dlouhodobé záznamy z důvodů velkého množství dat. Maximální délky měření byly okolo 15 sekund. Tím ovšem nebylo možné výsledky navzorkovat na námi definovanou frekvenci otáčení radarové antény. Při běžné frekvenci $f_{\text{Rrot}} = 10$ ot/min je doba jedné otáčky 6 sekund. To ovšem pro 15 sekundový záznam znamená jen 2-3 dopplerovská spektra, na kterých nelze ověřit funkčnost tohoto systému.

Z toho důvodů bylo rozhodnuto, že bude systém otestován na kontinuálním vývoji dopplerovského spektra odrazů od VE, protože se extrakce, predikce i návrh filtru dělá stejně po každé otáčce znovu. Ukázka dopplerovského spektrogramu z reálných dat je na Obr. 5.24 (vlevo). Nejprve byla potlačena nulová dopplerovská frekvence a výsledek je uveden na Obr. 5.24 (vpravo).

Dále v každém časovém okamžiku byla provedena extrakce DSS pomocí zmíněného algoritmu AMPD (princip je popsán v oddíle 5.2.1). Kompletní extrahované hodnoty DSS pro celý měřený scénář jsou zobrazeny na Obr. 5.25. Extrahované hodnoty DSS budou realizovány jako vstupní hodnoty do predikčního algoritmu realizovaného pomocí UKF. Jak je vidět na Obr. 5.25, jsou extrahované roztrženy z důvodu šumu a variabilním hodnotám RCS. I přesto nejvíce dominantní složky nesou signaturu tří sinusových průběhů, tak jako teoretické DSS.

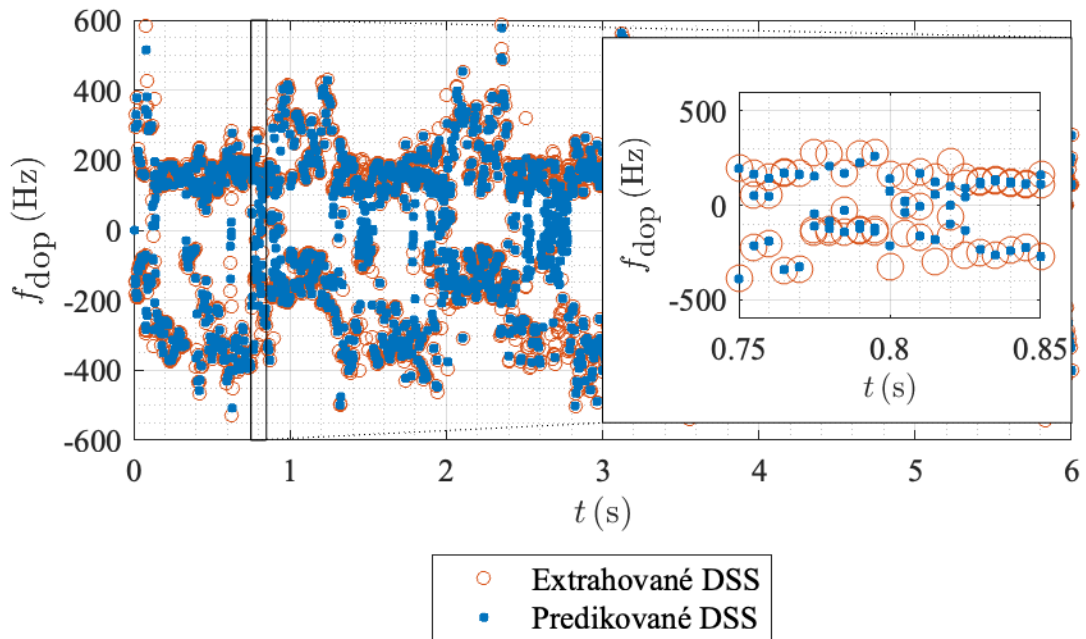


Obr. 5.24: Dopplerovský spektrogram z měřených dat bez potlačení nulové dopplerovské frekvence (vlevo) a dopplerovský spektrogram z měřených dat s potlačení nulové dopplerovské frekvence (vpravo).

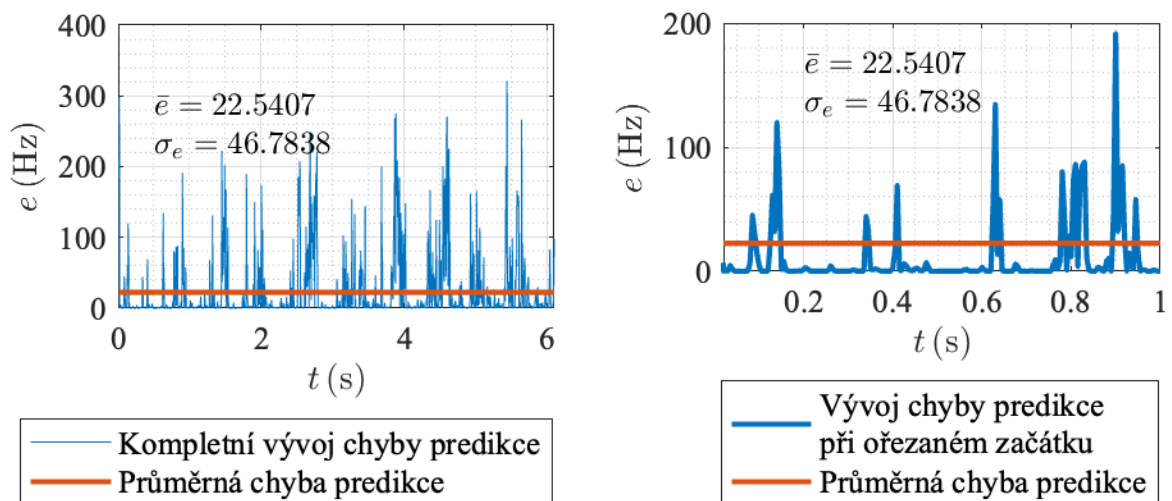


Obr. 5.25: Vývoj extrahovaných hodnot DSS pro reálně měřená data.

Stejným způsobem jako u simulovaných dat byla predikce provedena i na měřených reálných radarových datech. Na Obr. 5.26 je uveden vývoj extrahovaných a predikovaných hodnot DSS společně s přiblížením na kratší časový úsek. Vývoj chyby predikce včetně numerického vyčíslení průměrné chyby predikce a směrodatné odchylky, je uveden na Obr. 5.27 vlevo a na tomto samém obrázku vpravo je uvedeno přiblížení pouze pro kratší časový úsek. Je patrné, že chyba predikce je větší než u simulovaných dat. Tato skutečnost se ovšem dala předpokládat z důvodu zatížení šumem a větší chyby extrakce DSS.

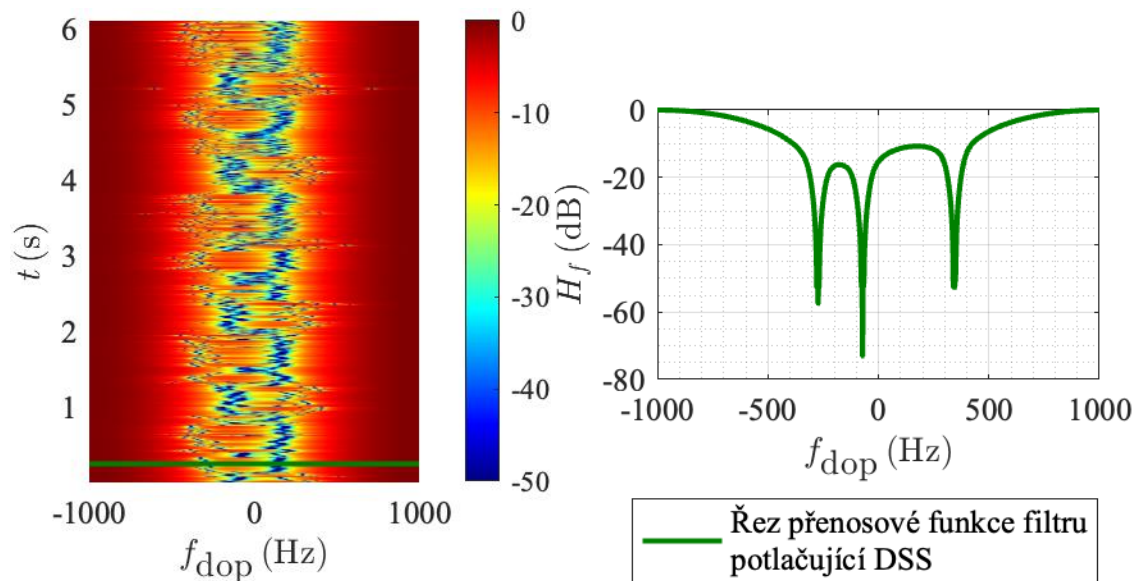


Obr. 5.26: Měřená data – Zobrazení extrahovaných (oranžové kroužky) a predikovaných DSS (modré tečky) + přiblížení na konkrétní oblast.

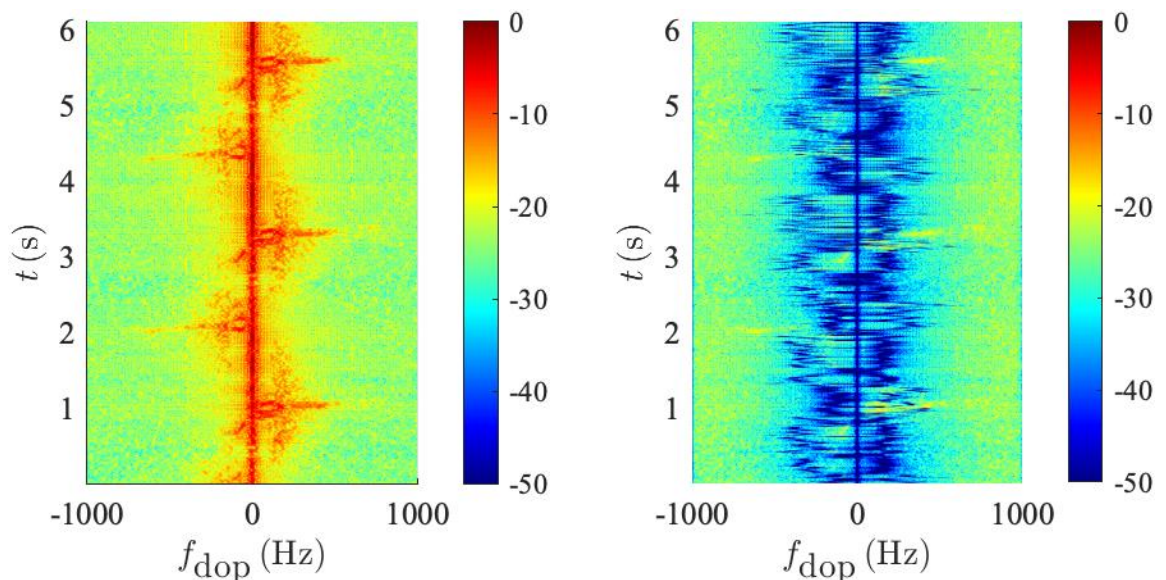


Obr. 5.27: Měřená data – Zobrazení chyby predikce DSS kompletní (vlevo) a pouze pro časový interval 0 až 1 s (vpravo) + zobrazení střední chyby predikce DSS \bar{e} a směrodatné odchylky chyby predikce DSS σ_e .

Následně bylo nutné reálná data, ze znalosti predikovaných hodnoty DSS v konkrétním okamžiku, potlačit pomocí navrženého komplexního filtru. Na Obr. 5.28 vlevo je zobrazena kompletní dvourozměrná přenosová funkce číslicového filtru a vpravo je zobrazen pouze řez pro konkrétní časový okamžik. Porovnání původního a odfiltrovaného spektragramu je zobrazeno na Obr. 5.29, kde na levém grafu je znázorněn kompletní dopplerovský spektragram ještě bez potlačení nulové frekvence a na pravém grafu je již uveden kompletní odfiltrovaný dopplerovský spektragram.

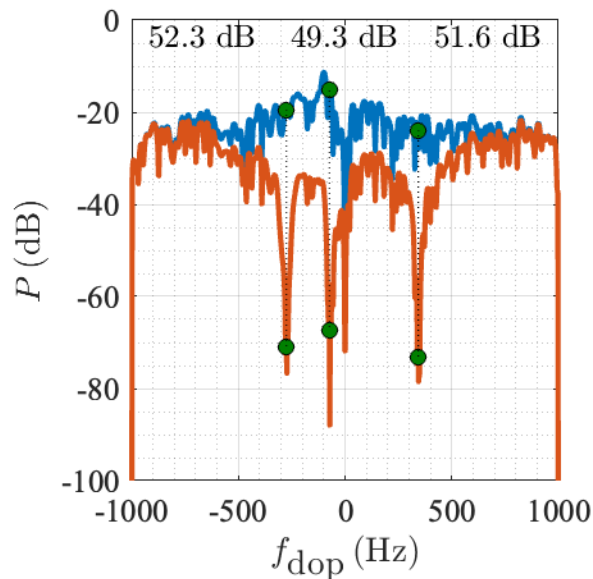


Obr. 5.28: Měřená data – Zobrazení kompletní dvourozměrné přenosové funkce závislé na čase a dopplerovské frekvence (vlevo) a řez přenosové funkce v konkrétním čase (vpravo), zvolený časový okamžik je zobrazen pomocí zelené úsečky na levém grafu.



Obr. 5.29: Měřená data – Zobrazení původního dopplerovského spektra bez potlačení nulové dopplerovské frekvence (vlevo) a odfiltrované dopplerovské spektrum pomocí predikovaných DSS (vpravo).

Na Obr. 5.30 je znázorněna míra potlačení DSS. Jsou zde uvedena dvě dopplerovská spektra v totožném čase (Modrý průběh – originální dopplerovský spektrogram po potlačení nulové dopplerovské frekvence, oranžový průběh – dopplerovské spektrum s potlačenými DSS). Zelené tečky reprezentují extrahované a potlačené DSS. V obrázku jsou také uvedeny konkrétní hodnoty potlačení DSS v tomto časovém okamžiku. Průměrná hodnota potlačení pro tato měřená data byla 48,73 dB.



Obr. 5.30: Zobrazení úrovně potlačení DSS pro reálně měřená data v konkrétním okamžiku. Modrý průběh – původní dopplerovské spektrum s potlačenou nulovou dopplerovskou frekvencí, Oranžový průběh – dopplerovské spektrum po potlačení DSS. Hodnoty v grafu uvádějí míru potlačení.

5.8. Popis jednotlivých měřených scénářů a dosažené výsledky

Celkem bylo realizováno 17 měření na čtyřech různých lokalitách. Dvě lokality byly zvoleny na území České republiky a dvě lokality na území Rakouska.

Lokality:

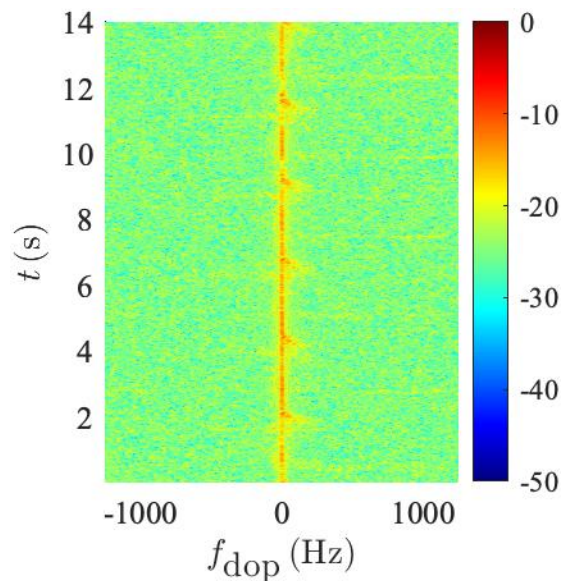
- Měřicí stanoviště u obce Kámen u Habrů – podrobnější popis (viz Obr. D-1 v příloze).
- Měřicí stanoviště u městyse Groß-Schweinbart 1.pozice – podrobnější popis (viz Obr. D-2 v příloze).
- Měřicí stanoviště u městyse Groß-Schweinbart 2.pozice – podrobnější popis (viz Obr. D-3 v příloze).
- Měřicí stanoviště u městyse Protivanov – podrobnější popis (viz Obr. D-4 v příloze).

Kompletní seznam měření s popisem lokality, nastavené polarizaci, průměrnou chybou predikce a mírou potlačení DSS je uveden v Tab. 5.3. Délka jednotlivých měření se pohybovala v intervalu $\langle 5; 15 \rangle$ s.

Z informací z tabulky je zřejmé, že průměrná chyba predikce a průměrná chyba potlačení DSS je řádově v jednotlivých lokalitách velmi podobná. Měření 4 bylo podrobněji prezentováno v oddíle 5.7.

U měření 10 a měření 14, kde byla využita křížová polarizace, tento algoritmus nefungoval správně, a to z toho důvodu, že dopplerovská signatura VE se v křížové polarizaci neprojevila, jak je vidět na Obr. 5.31. Ve spektrogramu na obrázku je pouze dominantní část odrazů od sloupu VE, který byl následně potlačen.

Měření 7–14, která probíhala v Rakousku bylo nutné změnit opakovací periodu vysílaných signálu z důvodů jednoznačnosti určení dopplerovských frekvencí u těchto velkých VE typu Vestas V150.



Obr. 5.31: Dopplerovský spektrogram pro měření 14 – křížová polarizace.

Průměrná chyba predikce DSS je 34,42 Hz se směrodatnou odchylkou 8,76 Hz. Průměrná chyba míry potlačení DSS je 48,28 dB se směrodatnou odchylkou 2,85 dB.

Tab. 5.3: Seznam a popis měření společně s průměrným potlačením DSS

Název	Polarizace	Lokalita	Průměrná chyba predikce (Hz)	Průměrné potlačení DSS (dB)
Měření 1	vertikální	Kámen (CZE)	34,56	49,83
Měření 2	vertikální	Kámen (CZE)	32,74	49,24
Měření 3	vertikální	Kámen (CZE)	22,67	49,61
Měření 4	horizontální	Kámen (CZE)	22,54	48,73
Měření 5	horizontální	Kámen (CZE)	27,73	49,43
Měření 6	horizontální	Kámen (CZE)	25,00	48,47
Měření 7	horizontální	Groß-Schweinbart 01(AUT)	29,72	47,86
Měření 8	horizontální	Groß-Schweinbart 01(AUT)	29,16	43,15
Měření 9	vertikální	Groß-Schweinbart 01(AUT)	34,95	49,90
Měření 10	křížová	Groß-Schweinbart 01(AUT)	Selhalo	Selhalo
Měření 11	vertikální	Groß-Schweinbart 02(AUT)	47,31	44,20
Měření 12	vertikální	Groß-Schweinbart 02(AUT)	44,33	44,42
Měření 13	horizontální	Groß-Schweinbart 02(AUT)	50,95	44,59
Měření 14	křížová	Groß-Schweinbart 02(AUT)	Selhalo	Selhalo
Měření 15	vertikální	Protivanov (CZE)	34,34	51,87
Měření 16	vertikální	Protivanov (CZE)	38,29	51,28
Měření 17	horizontální	Protivanov (CZE)	41,94	51,59

ZÁVĚR

Disertační práce byla zaměřena na zpracování radarových signálů s komplikovaným dopplerovským spektrem především na nastínění možnosti potlačení vlivů větrných elektráren na primární radary. Větrná elektrárna vytváří specifickou dopplerovskou signaturu, která má dva základní fenomény. První fenomén je nazvaný v publikacích jako záblesky „Flash“, těmto fenoménům se tato disertační práce nezabývala a zaměřila se na druhý fenomén, který byl v této práci označen jako dominantní spektrální složky (DSS). Dále jsme všude předpokládali, že v dané rozlišovací buňce radaru je jen jedna VE, což však lze předpokládat jen ve vzdálenostech asi do 30 km. Příklad většího počtu VE v jedné buňce bude nutno řešit samostatně.

Z důvodů nedostatku reálných radarových dat, která by zahrnovala odrazy od větrných elektráren, byl navržen simulátor, který umožňuje generovat odrazy radarových signálů od větrných elektráren. Základní aspekt tohoto simulátoru byl možnost nastavení libovolného scénáře včetně všech příslušných parametrů. Nastavitelné parametry popisovaly nastavení primárního radaru tak i geometrie a umístění větrných elektráren.

Další důležitou funkcí tohoto simulátoru bylo nalezení vlivu parametrů na primární radar a větrných elektráren. Pro analýzu vlivů parametrů primárního radaru a větrných elektráren bylo zapotřebí provést velké množství simulací. Pro tyto účely byla navržena nástavba simulátoru, která v závislosti na zadané množině všech parametrů vypočítala celkový počet možných kombinací scénářů. Tyto scénáře pak byly vygenerovány a výsledky uloženy. Z tohoto velkého setu scénářů (cca 300) byly provedeny analýzy vlivu parametrů VE a PR na vývoj dopplerovského spektra (spektrogramu). V práci jsou uvedeny pouze nejvýznamnější vlivy, které ovlivňovali parametry VE. Simulátor byl postupně během mého studia zdokonalován a zpřesňován. O tomto simulátoru a vlivech byly sepsány 4 konferenční příspěvky [A6]–[A8], [A11].

Navržený simulátor bylo ovšem nutné ověřit a porovnat s reálnými naměřenými daty. I přestože jsou radarová data málo dostupná, tak byl navržen měřicí řetězec, který mohl reálná radarová data nahradit. Metodika měření byla popsána v užitém vzoru [A18] Hlavním jádrem měřicího řetězce bylo softwarově definované rádio od firmy National Instruments. Pomocí něj, dvou parabolických antén, výkonového zesilovače a pásmové propusti bylo možné si odrazy od VE naměřit sami. Samotný měřicí řetězec a hardwarové vybavení bylo v této práci podrobně popsáno. Samostatné měření bylo provedeno kontinuálně bez otáčení parabolických antén

(statické) po krátký časový úsek z důvodu velkého datového toku. Hlavní významnou výhodou byla možnost měřit odrazy v blízkosti VE a přímo odhadnout z video záznamu parametry VE, které sloužili pro ověření simulátoru a které se mohou měnit jako například frekvence otáčení listů VE, natočení gondoly VE. Při měření byly použity tři typy polarizace, vertikální, horizontální a křížová.

Následně došlo k ověření simulátoru pomocí naměřených dat, které byly provedeny na čtyřech lokalitách pro různé typy větrných elektráren.

Simulovaná data nám tedy sloužili také k ověření navrženého algoritmu na potlačení vlivů VE na PR (DSS). Bylo nutné ovšem v každé otáčce radarové antény správně extrahovat DSS. Proto byl využit algoritmu AMPD, který adaptivně vyhledává lokální maxima, z těchto lokálních maxim byly nalezeny DSS. Algoritmus AMPD byl otestován na simulovaných datech, které obsahovali více lokálních maxim. Došlo také k otestování tohoto algoritmu při zatížení signálu šumem. V neposlední řadě byl algoritmus otestován na velkém množství scénářů simulované dopplerovské signatury VE z navrženého simulátoru.

Ze znalosti extrahovaných DSS bylo nutné nalézt řešení, který by umožňovalo dostatečně přesně predikovat DSS v následující otáčce radarové antény. Jak bylo v práci zmíněno a ukázáno, tak signatura DDS jsou tři sinusové průběhy fázově posunuté o 120 stupňů a se stejnou amplitudou a frekvencí. Vývoj amplitudy tohoto systému je ovšem silně nelineární a nebylo tedy možné použít lineární predikční metody. Pro tyto účely byl vybrán Unscented Kálmánův filtr (UKF), který dokáže provést linearizaci daleko lépe než například rozšířený Kálmánův filtr (EKF), který byl také otestován. Bohužel EKF nedokázal správně predikovat DSS z důvodů jednodušší linearizace pomocí Taylorova rozvoje prvního řádu. Výhodou UKF je využití Unscented transformace (UT), která linearizuje pomocí zvolených sigma bodů a tím věrohodněji linearizovat systém. Dále zde pro přesnější odhad DSS hraje významnou roli i odhady amplitud pomocí odvozeného vztahu (viz (5.11) a (5.12)). Bylo analyticky odvozeno, že pro odhad vstupních amplitudy pro UKF stačí pouze libovolná dvojice DSS v konkrétním čase. Extrakce a predikce DSS byla popsána v mé publikaci v impaktovaném časopise [A16]

Dále byla také otestována možnost predikce pomocí Particle Filters, který se také nazývá jako sekvenční Monte Carlo, tato metoda ovšem nebyla do práce zařazena. Její výsledky nevycházeli, tak přesné jako UKF. V některých případech by mohl být Particle filter dokonce

lepší než UKF, ovšem na cenu velmi vysoké početní náročnosti a velmi komplikovaného nastavení všech parametrů tohoto algoritmu.

Z predikovaných DSS pomocí UKF bylo možné navrhnout v každé otáčce radarové antény komplexní digitální filtr, kterým byly DSS potlačeny. Filtr je adaptivní a poloha pólů a nul je ovlivněna predikovanými DSS.

Kompletní algoritmus na potlačení DSS, obsahující extrakci, predikci a potlačení DSS, byl použit na celé řadě scénářů, které byly vygenerovány pomocí navrženého simulátoru. V práci jsou uvedeny jen ty nejvýznamnější a to 18 scénářů. Z výsledků je vidět, že průměrná chyba predikce DSS se pohybuje přibližně okolo 34,42 Hz se směrodatnou odchylkou 11,09 Hz pro šířku dopplerovského spektra 1kHz. Průměrné potlačení DSS bylo přibližně 43,72 dB se směrodatnou odchylkou 10,79 dB.

Algoritmus byl ovšem využit i na naměřená data. Ovšem je zde třeba připomenout, že v tomto případě šlo pouze o kontinuální extrakci, predikci a potlačení DSS (vždy po 10-20 opakovacích periodách). Navržený měřicí řetězec neumožňoval otáčení antény a navzorkování, které by toto otáčení simulovalo, nebyly záznamy dostatečně dlouhé z důvodu vysokého datového toku. Systém byl použit na celkem 17 měřeních ze 4 lokalit s různými typy větrných elektráren. Z výsledků je vidět, že průměrná chyba predikce DSS pro měřená data se pohybuje přibližně okolo 26,53 Hz se směrodatnou odchylkou 8,76 Hz. Průměrné potlačení DSS pro měřená data bylo přibližně 48,28 dB se směrodatnou odchylkou 2,85 dB. Šířka dopplerovského spektra pro měření nebyla stejná pro Měření 1–6 a 15–17 byla šířka pro jednoznačné určení spektra 1 kHz a pro ostatní měření byla 1,5 kHz. Nižší opakovací perioda byla využita z důvodů přítomnosti větších větrných elektráren typu Vestas V150, která mají průměr rotoru 150 metrů a při využití nosné frekvenci 3 GHz generují vyšší maximální dopplerovské frekvence. Proto v měřeních, kde byla využita kratší opakovací perioda, vycházejí výsledky s vyšší chybou predikce DSS. Při křížové polarizaci systém selhává, protože při této polarizaci není v dopplerovském spektru patrná dopplerovská signatura VE.

Zde je uvedeno několik dalších možností vylepšení tohoto systému. Hlavní část budoucí práce se dají rozdělit na dvě základní klíčové aktivity:

- Implementace a ověření současného systému na reálném hardwaru (FPGA)
- Vylepšení a zpřesnění současného systému. Je nutné si uvědomit, že nepřesná extrakce DSS má na celý algoritmus zásadní vliv, a proto by se budoucí práce měla zaměřit na

nalezení, popřípadě návrh přesnějšího algoritmu pro extrakci DSS z naměřených dat. Dalším vylepšením je nalezení kvalitnějšího návrhu komplexního digitálního filtru, který by potlačoval DSS v užším pásmu. V neposlední řadě je ovšem nutné hledat i sofistikovanější predikční algoritmy, který by přesněji predikovali DSS. Dalším postupem pro rozšíření této práce by bylo otestování algoritmu na reálných datech včetně přítomnosti žádaného cíle.

Lze tedy konstatovat, že všechny zadané cíle disertační práce byly splněny.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] GALLARDO-HERNANDO, Beatriz, Flix PREZ-MARTNEZ a Fernando AGUADO-ENCABO. Wind Turbine Clutter. In: KOUEMOU, Guy, ed. Radar Technology [online]. InTech, 2010, 2010-01-01 [cit. 2023-01-09]. ISBN 978-953-307-029-2. Dostupné z: doi:10.5772/7175
- [2] HALL, Will, Miguel A. RICO-RAMIREZ a Stefan KRÄMER. Offshore wind turbine clutter characteristics and identification in operational C-band weather radar measurements. Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society [online]. 2017, 143(703), 720-730 [cit. 2023-01-09]. ISSN 00359009. Dostupné z: doi:10.1002/qj.2959
- [3] WANG, Wen-Qin. Detecting and Mitigating Wind Turbine Clutter for Airspace Radar Systems. The Scientific World Journal [online]. 2013, 2013, 1-8 [cit. 2023-01-09]. ISSN 1537-744X. Dostupné z: doi:10.1155/2013/385182
- [4] ISOM, B. M., R. D. PALMER, G. S. SECREST, et al. Detailed Observations of Wind Turbine Clutter with Scanning Weather Radars. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology [online]. 2009, 2009-05-01, 26(5), 894-910 [cit. 2023-01-09]. ISSN 1520-0426. Dostupné z: doi:10.1175/2008JTECHA1136.1
- [5] TORRES, Sebastián M. a David A. WARDE. Ground Clutter Mitigation for Weather Radars Using the Autocorrelation Spectral Density. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology [online]. 2014, 2014-10-01, 31(10), 2049-2066 [cit. 2023-01-11]. ISSN 0739-0572. Dostupné z: doi:10.1175/JTECH-D-13-00117.1
- [6] KLINTBERG, Jacob, Tomas MCKELVEY a Patrik DAMMERT. Mitigation of Ground Clutter in Airborne Bistatic Radar Systems. In: 2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM) [online]. IEEE, 2020, s. 1-5 [cit. 2023-01-11]. ISBN 978-1-7281-1946-5. Dostupné z: doi:10.1109/SAM48682.2020.9104314
- [7] PELTIER, James Tom. A STUDY OF GROUND CLUTTER SUPPRESSION AT THE CHILL DOPPLER WEATHER RADAR. Champaign, Illinois, 1989. Master thesis. University of Illinois.
- [8] TORRES, Sebastian M. a Dusan S. ZRNIC. Ground Clutter Canceling with a Regression Filter. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology. 1999, 16, 1364-1372. Dostupné z: doi:10.1175/1520-0426(1999)016<1364:GCCWAR>2.0.CO;2
- [9] TERMA [online], 2021. Denmark. Dostupné z: <https://www.terma.com>

- [10] SCANTER 4002: AIRPORT SURVEILLANCE RADAR, 2021. *TERMA* [online]. UK. Dostupné z: https://www.terma.com/media/dogb0jqt/terma-product-folder-scanter-4002_march2021.pdf
- [11] *Raytheon Technologies* [online], 2021. Waltham, MA, USA. Dostupné z: <https://www.rtx.com/>
- [12] Wind Farm Mitigation: ENSURING SAFER SKIES WHILE PROTECTING THE ENVIRONMENT, 2021. *Raytheon Technologies* [online]. UK. Dostupné z: <https://www.raytheon.com/capabilities/products/windfarm>
- [13] THRUPUT [online], 2021. UK. Dostupné z: <http://www.thruput.co.uk/>
- [14] MIDAS III: Analogue Clutter Mitigation System (ACMS), 2021. *THRUPUT* [online]. UK. Dostupné z: [http://www.thruput.co.uk/recording/RADIX%20Digital%20Clutter%20Mitigation%20System%20\(DCMS\)](http://www.thruput.co.uk/recording/RADIX%20Digital%20Clutter%20Mitigation%20System%20(DCMS))
- [15] RADIX: Digital Clutter Mitigation System (DCMS), 2021. *THRUPUT* [online]. UK. Dostupné z: <http://www.thruput.co.uk/home/product/clutterprocessing/MIDASIVDCMS.html>
- [16] Infill Radar Integration, 2021. *THRUPUT* [online]. UK. Dostupné z: <http://www.thruput.co.uk/home/product/clutterprocessing/Infill-integration.html>
- [17] THEIA 16A: Windfarm Tolerant Radar, 2020. *AVEILLANT* [online]. UK. Dostupné z: https://www.aveillant.com/wp-content/uploads/2020/02/Theia_16A.pdf
- [18] LIGHTWAVE RADAR: In-fill Air Surveillance Solutions for Extending Situational Awareness. *C-SPEED* [online]. NY. Dostupné z: https://8ad8bec6-8c01-4eff-b440-7f1ed29130fe.filesusr.com/ugd/624505_7708d0eb2791407d968542d7090666c5.pdf?index=true
- [19] Aveillant [online]. United Kingdom: Aveillant, 2020 [cit. 2023-02-21]. Dostupné z: <https://www.aveillant.com>
- [20] Cyrrus SMARTENER: CYRRUS RADAR MITIGATION TECHNOLOGY OVERVIEW, 2018. : *Cyrrus* [online]. United Kingdom. Dostupné z: <https://www.cyrrus.co.uk/project/cyrrus-radar-mitigation-technology-overview/>
- [21] World's Largest Offshore Wind Farm: Dogger Bank, 2020. *AZO CLEANTECH* [online]. [cit. 2022-10-18]. Dostupné z: <https://www.azocleantech.com/article.aspx?ArticleID=1072>

- [22] L. Rashid and A. Brown, "Partial treatment of wind turbine blades with radar absorbing materials (RAM) for RCS reduction," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, 2010, pp. 1-5.
- [23] SKOLNIK, Merrill Ivan. Introduction to Radar Systems. 2d ed. New York: McGraw-Hill, c1980. ISBN 0-07-057909-1.
- [24] RICHARDS, Mark A. a William L. MELVIN. Principles of Modern Radar: Volume 1: Basic Principles. 2nd edition. London: SciTech Publishing, 2022. ISBN 978-1-83953-381-5.
- [25] MAHAFZA, Bassem R. Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB®. 4th edition. Boca Raton: Chapman and Hall/CRC, 2022. ISBN 9780367507930.
- [26] RICHARDS, M. A. Fundamentals of Radar Signal Processing. Second edition. New York: McGraw-Hill Education, [2014]. ISBN 978-0-07-179832-7.
- [27] KINGSLEY, Simon a Shaun QUEGAN. Understanding Radar Systems. Raleigh: SciTech publishing., 1999. ISBN 1-891121-05-7.
- [28] MAHAFZA, Bassem R., Scott C. WINTON a Atef Z. ELSHERBENI. Handbook of Radar Signal Analysis. Boca Raton: C&HCRC Press, 2022. ISBN 9781138062863.
- [29] BARTON, David Knox a David Knox BARTON. Radar System Analysis and Modelling. Boston, MA: Artech House, c2005. ISBN 1-58053-681-6.
- [30] SKOLNIK, Merrill I. Radar Handbook. 3rd Edition. New York: The McGraw-Hill Companies, 2008. ISBN 978-0-07-148547-0.
- [31] BEZOUŠEK, Pavel a Pavel ŠEDIVÝ. *Radarová technika*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-01-03036-9.
- [32] CHEN, Victor C. The micro-Doppler effect in radar. Second edition. Norwood, MA: Artech House, [2019]. Artech House radar library. ISBN 9781630815462.
- [33] OPPENHEIM, Alan V., Alan S. WILLSKY a Syed Hamid NAWAB. Signals and Systems. New Jersey: Prentice Hall, 1997. ISBN 9780138147570.
- [34] BURTON, Tony, Nick JENKINS, David SHARPE, Ervin BOSSANYI a Michael GRAHAM, 2021. Wind energy handbook. Third edition. Hoboken, NJ: Wiley.
- [35] Větrné elektrárny v ČR, 2021. Česká společnost pro větrnou energii [online]. Praha [cit. 2022-11-15]. Dostupné z: <https://csve.cz/cz/kategorie/vetrne-elektrarny-v-cr/4>
- [36] RASHID, Muhammad H., 2018. *Power Electronics Handbook* [online]. Oxford: Elsevier [cit. 2023-1-15]. ISBN 9780128114070. Dostupné z: doi:10.1016/C2016-0-00847-1

- [37] ANDERSON, Colin, 2020. Wind turbines: theory and practice. New York: Cambridge University Press. ISBN 9781108478328.
- [38] CHEN, Victor C., David TAHMOUSH a William J. MICELI. Radar Micro-Doppler Signatures: Processing and Applications. Stevenage: Institution of Engineering and Technology, 2014. ISBN 9781849197168.
- [39] BALANIS, Constantine A., c2012. *Advanced engineering electromagnetics*. 2nd ed. Hoboken, N.J.: John Wiley. ISBN 978-0-470-58948-9.
- [40] GREVING, G. a M. MALKOMES. "ERAD 2006 Proceedings of On the Concept of the Radar Cross Section RCS of Distorting Objects like Wind Turbines for the Weather Radar." (2006).
- [41] RUCK, George T., Donald E. BARRICK, William D. STUART a Clarence K. KRICHBAUM. Radar Cross Section Handbook: Volume 1. New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1970. ISBN 978-1-4899-5326-1.
- [42] RUCK, George T., Donald E. BARRICK, William D. STUART a Clarence K. KRICHBAUM. Radar Cross Section Handbook: Volume 2. New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1970. ISBN 9780306303432.
- [43] GREWAL, Mohinder S. a Angus P. ANDREWS, 2008. Kalman Filtering: Theory and Practice Using MATLAB [online]. Hoboken: Wiley. ISBN 9780470173664. Dostupné z: doi:10.1002/9780470377819
- [44] JULIER, S.J. a J.K. UHLMANN, 2004. Unscented Filtering and Nonlinear Estimation. Proceedings of the IEEE [online]. 92(3), 401-422. ISSN 0018-9219. Dostupné z: doi:10.1109/JPROC.2003.823141
- [45] KALMAN, R. E. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. *Journal of Basic Engineering* [online]. 1960, **82**(1), 35-45 [cit. 2023-01-08]. ISSN 0021-9223. Dostupné z: doi:10.1115/1.3662552
- [46] CANDY, J. V. Bayesian Signal Processing: Classical, Modern, and Particle Filtering Methods. Hoboken: Wiley, 2009. Wiley series in adaptive learning systems for signal processing, communications and control. ISBN 978-0-470-18094-5.
- [47] RISTIC, Branko, Sanjeev ARULAMPALAM a Neil GORDON. Beyond the kalman filter: practical filters for tracking applications. Boston: Artech House, 2004. ISBN 978-1580536318.

- [48] DINIZ, Paulo S. R. Adaptive Filtering [online]. Cham: Springer International Publishing, 2020 [cit. 2023-02-16]. ISBN 978-3-030-29056-6. Dostupné z: doi:10.1007/978-3-030-29057-3
- [49] BROWN, Robert Grover a Patrick Y. C. HWANG. Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering: WITH MATLAB EXERCISES. 4th Edition. New Jersey: John Wiley, 2012. ISBN 978-0-470-60969-9.
- [50] BARRETO, Armando, Malek ADJOUADI, Francisco R. ORTEGA a Nonnarit O-LARNNITHIPONG. Intuitive Understanding of Kalman Filtering with MATLAB®. Boca Raton,: CRC Press, 2021. ISBN 978-0-367-19135-1.
- [51] STACHNISS, Cyrill. SLAM Course. Youtube [online]. [cit. 2023-02-16]. Dostupné z: https://www.youtube.com/playlist?list=PLgnQpQtFTOGQrZ4O5QzbIHgl3b1JHimN_
- [52] ZARCHAN, Paul a Howard MUSOFF. Fundamentals of Kalman Filtering: A Practical Approach. 3rd Edition. USA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2009. ISBN 978-1-60086-718-7.
- [53] BAR-SHALOM, Yaakov, Xiao-Rong LI a Thiagalingam KIRUBARAJAN. Estimation with applications to tracking and navigation. New York: Wiley, 2001. ISBN 9780471416555.
- [54] HAYKIN, Simon S. Adaptive Filter Theory. 4th ed. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 2002. ISBN 0-13-090126-1.
- [55] SIMON, Dan. Optimal State Estimation: Kalman, H, and Nonlinear Approaches. New Jersey: John Wiley, 2016. ISBN 13 978-0-471-70858-2.
- [56] WAN, E.A. a R. VAN DER MERWE. The unscented Kalman filter for nonlinear estimation. In: Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium (Cat. No.00EX373) [online]. IEEE, 2000, s. 153-158 [cit. 2023-03-21]. ISBN 0-7803-5800-7. Dostupné z: doi:10.1109/ASSPCC.2000.882463
- [57] Cholesky decomposition. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2023-03-21]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Cholesky_decomposition
- [58] DANOON, Laith R. a Anthony K. BROWN. Modelling Methodology for Computing the Radar Cross Section and Doppler Signature of Wind Farms. IEEE Transactions on Antennas and Propagation [online]. 2013, 61(10), 5166-5174 [cit. 2023-03-24]. ISSN 0018-926X. Dostupné z: doi:10.1109/TAP.2013.2272454

- [59] GAO, Feng a Zhenyi NIU. Analysis of the Doppler effect of wind turbines. In: 2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE) [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 464-467 [cit. 2023-04-21]. ISBN 978-1-5090-4743-7. Dostupné z: doi:10.1109/ISAPE.2016.7833990
- [60] KRASNOV, Oleg A. a Alexander G. YAROVOY. Radar micro-Doppler of wind-turbines: Simulation and analysis using slowly rotating linear wired constructions. In: 2014 11th European Radar Conference [online]. IEEE, 2014, 2014, s. 73-76 [cit. 2023-04-21]. ISBN 978-2-8748-7037-8. Dostupné z: doi:10.1109/EuRAD.2014.6991210
- [61] KRASNOV, O.A. a A.G. YAROVOY. Polarimetric micro-Doppler characterization of wind turbines. In: 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 1-5 [cit. 2023-05-01]. ISBN 978-8-8907-0186-3. Dostupné z: doi:10.1109/EuCAP.2016.7481496
- [62] MEDAGLI, Stefano, Oleg A. KRASNOV a Alexander G. YAROVOY. Range segmentation for micro-Doppler of backscattered field by wind turbines. In: 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP) [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 263-267 [cit. 2023-05-01]. ISBN 978-8-8907-0187-0. Dostupné z: doi:10.23919/EuCAP.2017.7928323
- [63] SCHVARTZMAN, David. Mitigation of Wind Turbine Clutter with Digital Phased Array Radar. IEEE Access [online]. 2023, 11, 12911-12924 [cit. 2023-07-26]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2023.3242910
- [64] MUNOZ-FERRERAS, Jose-Maria, Zhengyu PENG, Yao TANG, Roberto GOMEZ-GARCIA, Daan LIANG a Changzhi LI. Short-Range Doppler-Radar Signatures from Industrial Wind Turbines: Theory, Simulations, and Measurements. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement [online]. 2016, 65(9), 2108-2119 [cit. 2023-07-26]. ISSN 0018-9456. Dostupné z: doi:10.1109/TIM.2016.2573058
- [65] MUNOZ-FERRERAS, Jose-Maria, Zhengyu PENG, Yao TANG, Roberto GOMEZ-GARCIA a Changzhi LI. Doppler-radar-based short-range acquisitions of time-frequency signatures from an industrial-type wind turbine. In: 2017 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet) [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 5-7 [cit. 2023-07-26]. ISBN 978-1-5090-3461-1. Dostupné z: doi:10.1109/WISNET.2017.7878741
- [66] NAQVI, Aale, Shang-Te YANG a Hao LING. Investigation of Doppler Features from Wind Turbine Scattering. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters [online].

- 2010, 9, 485-488 [cit. 2023-07-26]. ISSN 1536-1225. Dostupné z: doi:10.1109/LAWP.2010.2050672
- [67] OHS, R. Ryan, Gregory J. SKIDMORE a Gary BEDROSIAN. Modeling the effects of wind turbines on radar returns. In: 2010 - MILCOM 2010 MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE [online]. IEEE, 2010, 2010, s. 272-276 [cit. 2023-07-26]. ISBN 978-1-4244-8178-1. Dostupné z: doi:10.1109/MILCOM.2010.5680316
- [68] YANG, Wei, Conghui QI a Yuyue ZHANG. Evaluation on EM Scattering Properties from a Wind Farm by an Efficient High-Frequency Method. IEEE Access [online]. 2018, 6, 32425-32429 [cit. 2023-07-26]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2018.2837083
- [69] The MathWorks Inc. (2022). MATLAB version: 9.12.0 (R2022a), Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc. <https://www.mathworks.com>
- [70] Větrné elektrárny Janov. ČEZ, a. s. [online]. Praha, 2023 [cit. 2023-01-08]. Dostupné z: <https://www.cez.cz/cs/o-cez/vyrobni-zdroje/obnovitelne-zdroje/vitr/provozovane-vetrne-elektrarny/vetrne-elektrarny-janov-58083>
- [71] APE MAP, 2021. APE MAP [online]. Hallein [cit. 2021-10-15]. Dostupné z: <http://www.apemap.com/downloads/heightdata/t/heightdataneu/>
- [72] NATHANSON, Fred E., J. Patrick REILLY a Marvin COHEN. Radar Design Principles: Signal Processing and the Environment. 2nd Edition. Raleigh (USA): SciTech Publishing, 1999. ISBN 9781891121500.
- [73] USRP-2954 Specifications. NATIONAL INSTRUMENTS CORP [online]. 2023 [cit. 2023-08-01]. Dostupné z: <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/usrp-2954-specs/page/specs.html>
- [74] GNURadio: [software]. Version 3.8.4.0. Dostupné také z: <https://www.gnuradio.org/>
- [75] Jírous Antény [online]. 2023 [cit. 2023-08-01]. Dostupné z: <https://cz.jirous.com>
- [76] MINI-CIRCUITS. High Power Amplifier: ZHL-16W-43-S+. Brooklyn. Dostupné také z: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZHL-16W-43-S+.pdf>
- [77] MINI-CIRCUITS. Bandpass Filter: VBF-2900+. Brooklyn. Dostupné také z: <https://www.minicircuits.com/pdfs/VBF-2900+.pdf>
- [78] SCHOLKMANN, Felix, Jens BOSS a Martin WOLF. An Efficient Algorithm for Automatic Peak Detection in Noisy Periodic and Quasi-Periodic Signals. Algorithms

- [online]. 2012, 5(4), 588-603 [cit. 2023-05-23]. ISSN 1999-4893. Dostupné z: doi:10.3390/a5040588
- [79] NATIONAL INSTRUMENTS. USRP-2954 User Manual. 2016. Dostupné také z: <https://www.apexwaves.com/pdfs/usrp-2954-user-manual.pdf>
- [80] USRP-2954 Block Diagram. NATIONAL INSTRUMENTS CORP [online]. 2023 [cit. 2023-08-01]. Dostupné z: <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/usrp-2954-feature/page/block-diagram.html>

Vlastní publikace a výstupy VaV

Konferenční příspěvky:

- [A1] JURYCA, Karel, Jan PIDANIC, Zdenek NEMEC a H. SUHARTANTO. Targets detection analysis in the passive coherent location system in single frequency network. In: *2016 International Conference on Advanced Computer Science and Information Systems (ICACSIS)* [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 123-129 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-1-5090-4629-4. Dostupné z: doi:10.1109/ICACSIS.2016.7872808
- [A2] JURYCA, Karel, Jan PIDANIC, Zdenek NEMEC a H. SUHARTANTO. DVB-T signal analysis on passive coherent location system in single frequency network. In: *2016 International Conference on Advanced Computer Science and Information Systems (ICACSIS)* [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 43-53 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-1-5090-4629-4. Dostupné z: doi:10.1109/ICACSIS.2016.7872719
- [A3] POLA, Marek, Pavel BEZOUSEK, Jiri SKAPA a Karel JURYCA. OFDM signal bandwidth selection for indoor positioning system. In: *2017 27th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*[online]. IEEE, 2017, 2017, s. 1-4 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-1-5090-4591-4. Dostupné z: doi:10.1109/RADIOELEK.2017.7936652
- [A4] PIDANIC, Jan a Karel JURYCA. Analysis of DVB-T2 signal for exploitation by Passive Coherent Location system. In: *2017 27th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 1-4 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-1-5090-4591-4. Dostupné z: doi:10.1109/RADIOELEK.2017.7937599
- [A5] PIDANIC, Jan, Vojtech VALENTA a Karel JURYCA. The radio coverage monitoring by low-cost system based on SDR. In: *2017 International Symposium ELMAR* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 123-127 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-953-184-225-9. Dostupné z: doi:10.23919/ELMAR.2017.8124450
- [A6] PIDANIC, Jan, Karel JURYCA a Heru SUHARTANTO. The wind farm simulator of reflected signals in primary radar system. In: *2017 International Conference on Advanced Computer Science and Information Systems (ICACSIS)* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 41-46 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-1-5386-3172-0. Dostupné z: doi:10.1109/ICACSIS.2017.8355010

- [A7] PIDANIC, Jan, Karel JURYCA a Heru SUHARTANTO. The modelling of wind turbine influence in the primary radar systems. In: *2017 International Conference on Advanced Computer Science and Information Systems (ICACSIS)* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 47-52 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-1-5386-3172-0. Dostupné z: doi:10.1109/ICACSIS.2017.8355011
- [A8] PIDANIC, Jan, Karel JURYCA a Hem SUHAITANTO. The analysis of wind farm impact in primary radar system. In: *2017 International Conference on Advanced Computer Science and Information Systems (ICACSIS)* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 15-20 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-1-5386-3172-0. Dostupné z: doi:10.1109/ICACSIS.2017.8355006
- [A9] ROLECEK, Jiri, Pavel BEZOUSEK a Karel JURYCA. Simulation of optimized nonlinear frequency modulation in pulse compression radar. In: *31st Annual European Simulation and Modelling Conference 2017, ESM 2017*[online]. Lisbon, 2017, s. 264 - 269 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-949285900-6.
- [A10] MAREK, Jaroslav, Jan PIDANIC a Karel JURYCA. The Estimation of the Transmitter's Coordinates and its Uncertainty. In: *2018 International Symposium ELMAR* [online]. IEEE, 2018, 2018, s. 129-133 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-953-184-244-0. Dostupné z: doi:10.23919/ELMAR.2018.8534659
- [A11] JURYCA, Karel a Jan PIDANIC. The Analysis of Doppler Shift from Wind Farm and a Target in the Primary Radar System. In: *2018 New Trends in Signal Processing (NTSP)* [online]. IEEE, 2018, 2018, s. 1-6 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-80-8040-547-2. Dostupné z: doi:10.23919/NTSP.2018.8524066
- [A12] DWIVEDI, Krishna Mohan, Gaurav TRIVEDI, Tomasz OSUCH, Karel JURYCA a Jan PIDANIC. Theoretical Analysis of Slow-light in π -phase-shifted fiber Bragg grating for sensing applications. In: *2019 Conference on Microwave Techniques (COMITE)* [online]. IEEE, 2019, 2019, s. 1-6 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-1-5386-9337-7. Dostupné z: doi:10.1109/COMITE.2019.8733540
- [A13] MESARCIK, Michael, Simon LEWIS, Amit MISHRA, Jan PIDANIC a Karel JURYCA. Discrete Wavelet Design for Target Classification in Pulse-Doppler Surveillance Radar. In: *2019 29th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)* [online]. IEEE, 2019, 2019, s. 1-6 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-1-5386-9322-3. Dostupné z: doi:10.1109/RADIOELEK.2019.8733551

[A14] JURYCA, Karel, Jan PIDANIC a Heru SUHARTANTO. Prediction of Wind Turbine's Doppler Frequency Shifts. In: *2020 New Trends in Signal Processing (NTSP)* [online]. IEEE, 2020, 2020-10-14, s. 1-5 [cit. 2023-07-25]. ISBN 978-1-7281-6155-6. Dostupné z: doi:10.1109/NTSP49686.2020.9229547

Impaktované časopisy:

[A15] PIDANIC, J., Karel JURYCA, a Amit. K. MISHRA. Analysis of Bistatic Ground Clutter. *Radioengineering* [online]. 2018, **27**(3), 856-863 [cit. 2023-07-25]. ISSN 1210-2512. Dostupné z: doi:10.13164/re.2018.0856

[A16] JURYCA, Karel, Jan PIDANIC, Amit K. MISHRA, Zlatan MORIC a Pavel SEDIVY. Wind Turbine Micro-Doppler Prediction Using Unscented Kalman Filter. *IEEE Access* [online]. 2022, **10**, 109240-109252 [cit. 2023-07-25]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2022.3214232

[A17] REJFEK, Lubos, Karel JURYCA, Tan N. NGUYEN, Ladislav BERAN a Miroslav VOZNAK. Whitening Filters Application for Ionospheric Propagation Delay Extraction. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* [online]. 2023, **72**, 1-8 [cit. 2023-07-25]. ISSN 0018-9456. Dostupné z: doi:10.1109/TIM.2023.3279464

Užité vzory:

[A18] PIDANIC, Jan, Karel JURYCA a Pavel BEZOUSEK. UNIVERZITA PARDUBICE. *Systém pro měření odrazů radarového signálu od větrné elektrárny*. Česká republika. 36060. Přihlášeno 31.03.2022. Zapsáno 26.05.2022.

Dokončené projekty

OP VVV - EF17_049/0008394 Spolupráce Univerzity Pardubice a aplikační sféry v aplikačně orientovaném výzkumu lokačních, detekčních a simulačních systémů pro dopravní a přepravní procesy (PosiTrans), poskytovatel: MŠMT, 2018-2022

Inter-Action - IA 19LTAIN Vývoj bezkontaktní technologie pro inteligentní ochranu zájmových prostor (Mezinárodní spolupráce ve VaV s Indií), LT600100, 2020-2022

TAČR - BETA-GNSS syst. TB690707: Návrh a ověření podmínek pro nasazování bezpečných vlakových lokátorů na bázi GNSS systémů na české železniční síti, poskytovatel TAČR, 2019-2022

MPO TRIO FV10485 Systém pro detekci malých létajících objektů v oblasti letiště poskytovatel: MPO, 2016-2019

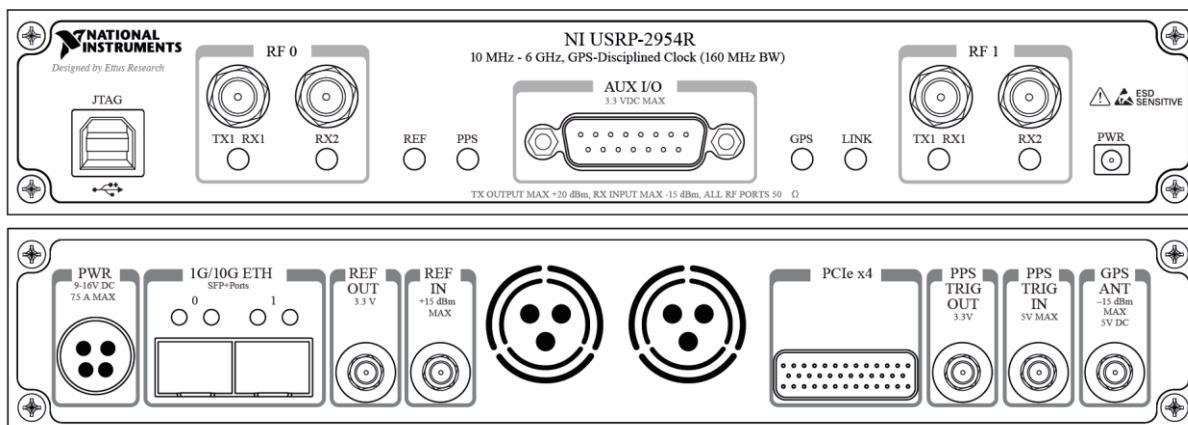
SEZNAM PŘÍLOH

Příloha A:	Hardwarový popis měřícího řetězce	134
Příloha B:	Odvození vztahu pro inicializační predikci amplitud	139
Příloha C:	Odvození vztahu pro výpočet kovarianční matice Q	141
Příloha D:	Popis měřících míst	142

Příloha A: Hardwarový popis měřícího řetězce

SDR USRP-2954R

Zařízení NI USRP-2954R (přední a zadní panel - Obr. A-1) je softwarově definované rádio od firmy National Instruments SDR, které je zejména vhodné na prototypový návrh rádiových komunikačních systémů a radarových senzorů. SDR-2954R má 2 vysílací kanály TX a 2 přijímací kanály RX. [73]



Obr. A-1: Přední a zadní panel SDR USRP-2954R.[79]

SDR také obsahuje GPSDO synchronizaci, které jsou kombinací GPS přijímače a oscilátoru pro synchronizaci více SDR dohromady na úrovni 5 PPB (s GPS přijímačem) či 25 PPB (bez GPS, pouze oscilátor). Základní parametry daného SDR jsou uvedeny v Tab. A-1.

Tab. A-1: Základní parametry SDR USRP-2954R.[73]

NI USRP-2954R	
Vysílací část (RX)	
Počet kanálů	2
Frekvenční rozsah	10 MHz – 6 GHz
Frekvenční krok	≤ 1 kHz
Maximální výstupní výkon	50 mW – 100 mW (17 dBm – 20 dBm)
Zesílení	0 dB až +31,5 dB pro každý kanál zvlášť
Krok nastavení zesílení	0,5 dB
Okamžitá šířka pásma zpracovávaných signálů	160 MHz na kanál
I/Q vzorkovací rychlost	200 MHz
Rozlišení DA převodníku	16 bit

Přijímací část (RX)	
Počet kanálů	2
Frekvenční rozsah	10 MHz – 6 GHz
Frekvenční krok	≤ 1 kHz
Maximální vstupní výkon	-15 dBm
Zesílení	0 dB až +31,5 dB pro každý kanál zvlášť
Krok nastavení zesílení	0,5 dB
Okamžitá šířka pásma zpracovávaných signálů	160 MHz na kanál
I/Q vzorkovací rychlost	200 MHz
Rozlišení AD převodníku	14 bit
Připojení	PCIe-MXI Express, 1GBs/10 GBs LAN
Šumové číslo	5 – 7 dB
Zpracování real-time signálů	Zpracování přijatých signálů v reálném čase s využitím platformy FPGA v celém frekvenčním pásmu
Programování	Programovatelné hradlové pole FPGA

Popis vysílací části (horní část Obr. A-2)

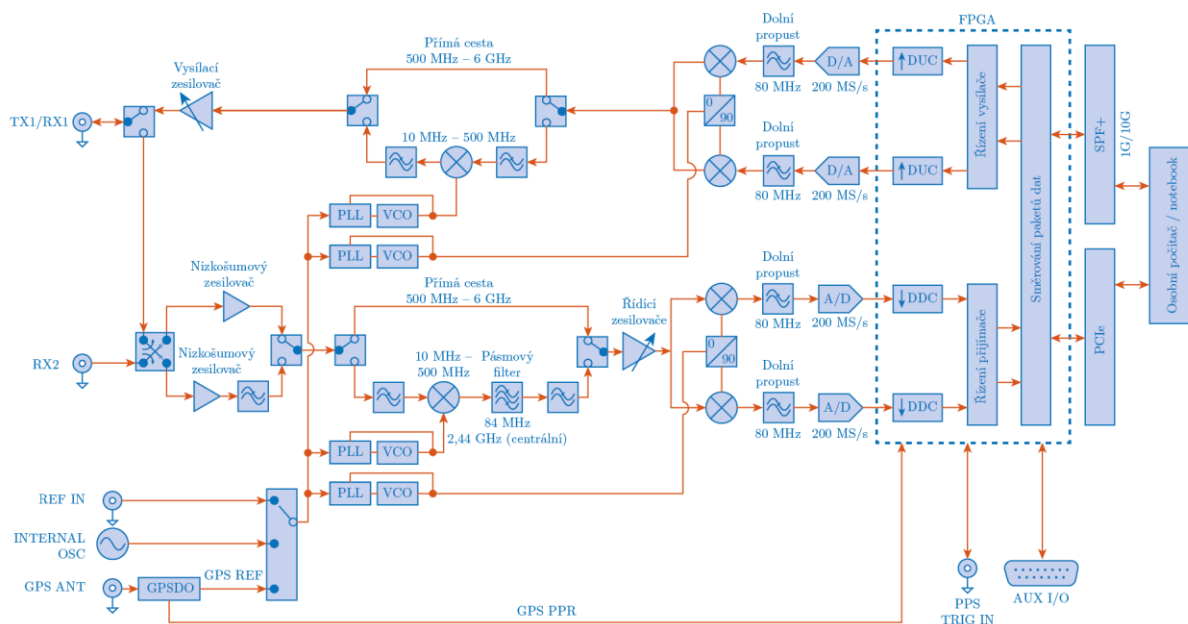
Ovládací modul – obvykle standardní PC (zdroj vysílaného signálu a ovládání SDR) přijímá I/Q složky signálu v základním pásmu a přenáší je na SDR pomocí sběrnice PCIe či 1 GB/10 GB sítě LAN. Digitální UP konvertor směšuje, filtruje (DP) a interpoluje signál na 400 MS/s. DA převodník dále převádí digitální signál na analogový signál, který je filtrován dolní propustí a poté je převeden na požadovanou RF frekvenci. RF signál se šíří po přímé cestě v případě frekvenčního rozsahu signálu 500 MHz – 6 GHz či je frekvenčně upraven (DP) pro rozsah 10 MHz – 500 MHz. Dále je signál zesílen a vyslán pomocí připojené antény.

Popis přijímací části (dolní část Obr. A-2)

Přijímaný signál je (1) zesílen pomocí LNA zesilovače, či (2) využívá kombinaci LNA zesilovače a filtru (DP). Signál dále prochází přímou cestou (pro pásmo 500 MHz – 6 GHz) či je frekvenčně upraven pro rozsah 10 MHz – 500 MHz.

V případě frekvenčního rozsahu 10 MHz – 500 MHz je zde navíc obsažena smyčka fázového závěsu (PLL), která řídí napětově řízený oscilátor (VCO), takže hodiny zařízení a místní oscilátory (LO) mohou být frekvenčně synchronizovány. Dále je signál převeden na nosnou

frekvenci 2,44 GHz a pásmově omezen filtrem typu PP na šířku pásma 84 MHz. Následně je signál z přímé i nepřímé cesty zesílen (pomocí „Drive Amplifier“). Poté je signál pomocí kvadrurního směšovače konvertován na I/Q složky v základním pásmu. I/Q složky jsou filtrovány filtrem typu DP pro odstranění vysokofrekvenčních složek obsažených v signálu a pro snížení šumu. Následně A/D převodník digitalizuje I/Q data a digitální down konvertor (DDC) směšuje, filtruje a decimuje signál dle požadavků. Down konvertované vzorky jsou přenášeny do počítače pomocí připojení PCIe či SPF+ (1 GB/10 GB síť LAN). [73]



Obr. A-2: Blokové schéma SDR USRP-2954R.[80]

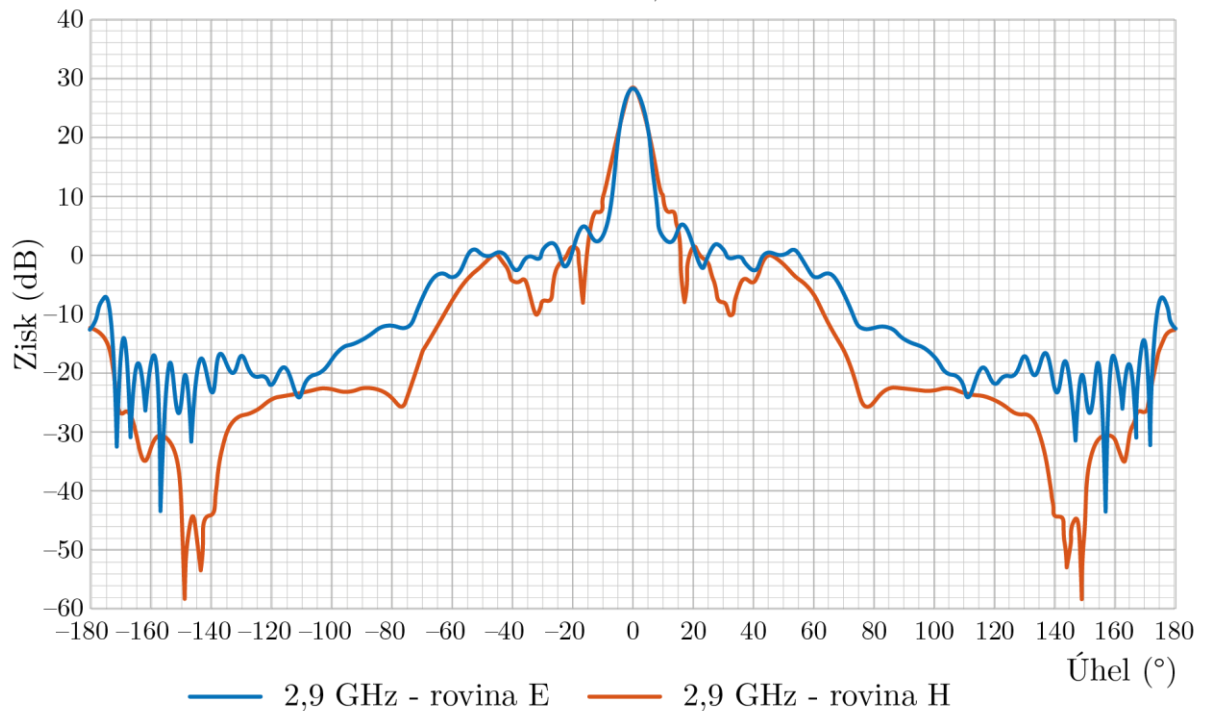
Parabolické antény JRC-1200-2.9 MIMO

Parabolické antény JRC-1200-2.9 MIMO mají své parametry uvedeny v Tab. A-2 a vyzářovací diagram je zobrazen na Obr. A-3.[75]

Tab. A-2: Parametry parabolické antény.[75]

JRC – 1200 – 2.9 MIMO	
Frekvenční rozsah	2,7-3,1 GHz
Zisk	28,0 ±1 dB
PSV	≤1,5
Šířka svazku (-3dB)	6,3°±1°
Izolace polarizací	≥30 dB
Polarizace	Lineární, vertikální/horizontální

JRC – 1200 – 2,9 MIMO



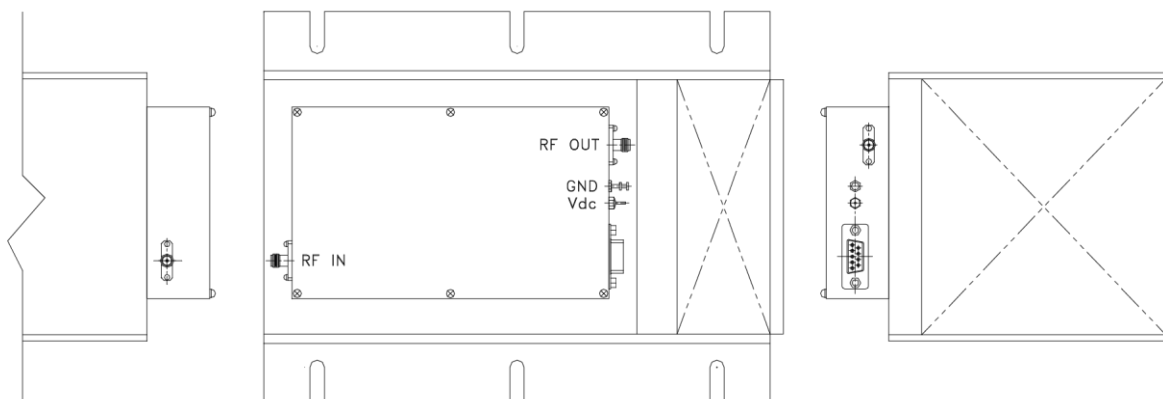
Obr. A-3: Vyzařovací diagram antény JRC – 1200 – 2,9 MIMO.[75]

Vysílací i přijímací anténa umožňují nastavit polarizaci signálu. Polarizace určuje orientaci roviny oscilace vektoru elektrického pole. U každé antény lze nezávisle nastavit lineární polarizaci, a to buď vertikální nebo horizontální. V případě různého nastavení polarizací u vysílací a přijímací antény (křížová polarizace) lze změřit úroveň odrazu signálu v polarizaci ortogonální, vůči vysílané. Měření na dvou polarizacích a na jejich kombinaci je důležité proto, že PR pracují s oběma polarizacemi při vysílání i při příjmu.

Některé cíle s komplikovaným tvarem a proměnnou efektivní odraznou plochou RCS dokážou významně měnit směr polarizace odraženého signálu. Využití různých druhů polarizací má vliv na interferenci s odraženým objektem (každý objekt odráží jiné množství energie signálu v různých polarizacích a též to má zásadní význam na interference dopadajících signálu se signálem odraženým od okolního terénu).

Výkonový širokopásmový zesilovač ZHL-16W-43-S+

Širokopásmový zesilovač ZHL-16W-43-S+ od firmy Mini Circuits pracuje v pásmu 1,8-4 GHz s výkonem 16 W. Tento zesilovač je realizován v odolném provedení, které je vhodné pro venkovní měření. Zisk zesilovače je v rozsahu 40-50 dB s typickou hodnotou 45 dB. Šumové číslo je 6 dB. Nákres zesilovače je vyobrazen na Obr. A-4.[76]



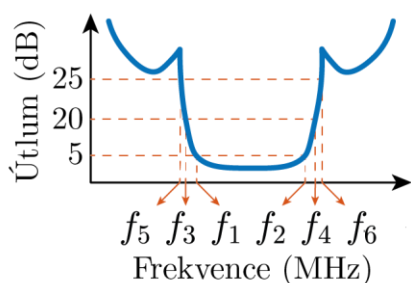
Obr. A-4: Nákres výkonového širokopásmového zesilovače ZHL-16W-43-S+.[76]

Pásmová propust VBF-2900+

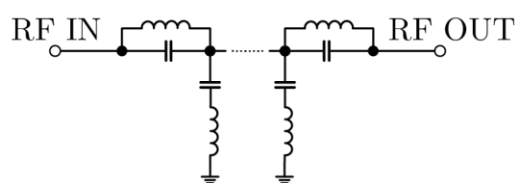
Pásmová propust VBF-2900+ slouží k frekvenčnímu omezení přijímaného signálu. Základní parametry filtru s frekvenční charakteristikou jsou na Obr. A-5.

Centrální frekvence (MHz)	Propustné pásmo (MHz)	Zádržné pásmo (MHz)			Činitel stojatého vlnění ČSV			
		ztráty > 20dB		ztráty 25dB	Propustné pásmo		Zádržné pásmo	
f_c	$f_1 - f_2$	f_3	f_4	f_5	f_6	Typ.	Max.	Typ.
2900	2700 – 3100	1850	4200	1800	4900 – 7000	2,3	3,6	20

Typická frekvenční odezva



Funkční schéma



Obr. A-5: Pásmová propust VBF-2900+.[77]

Příloha B: Odvození vztahu pro inicializační predikci amplitud

Odvození vztahu $\cos[\sin^{-1}(x)]$: Nejprve si definujeme kosinus dle Eulerova vztahu, který je definován

$$e^{jy} = \cos(y) + j \sin(y) \quad (\text{B.1})$$

Kosinový signál se dá vyjádřit dle vztahu (B.1) následujícím vztahem

$$\cos(y) = \frac{e^{jy} + e^{-jy}}{2} \quad (\text{B.2})$$

Pokud budeme předpokládat, že $y = \sin^{-1}(x)$, tak lze dosazením do rovnice (B.2) vyjádřit

$$\cos[\sin^{-1}(x)] = \frac{e^{j \sin^{-1}(x)} + e^{-j \sin^{-1}(x)}}{2} \quad (\text{B.3})$$

Abychom mohli vztah (B.3) dopravit je nutné si vyjádřit $\sin^{-1}(x)$ v jiné formě.

$$x = \sin[\sin^{-1}(x)] \quad (\text{B.4})$$

Stejně jako ve vztahu (B.3) vyjádříme sinus ve vztahu (B.4) pomocí Eulerova vztahu

$$x = \frac{e^{j \sin^{-1}(x)} - e^{-j \sin^{-1}(x)}}{2j} \quad (\text{B.5})$$

Nyní obě strany rovnice ve vztah (B.5) vynásobíme $e^{j \sin^{-1}(x)}$ a získáme

$$xe^{j \sin^{-1}(x)} = \frac{e^{2j \sin^{-1}(x)} - 1}{2j} \quad (\text{B.6})$$

Provedeme substituce $u = e^{j \sin^{-1}(x)}$ ve vztahu (B.6) a dostaneme

$$xu = \frac{1}{2j} u^2 - \frac{1}{2j} \quad (\text{B.7})$$

Po vyřešení kvadratické rovnice (B.7) získáme hodnotu u dle následujícího vztahu

$$u = jx \pm \sqrt{1 - x^2} \quad (\text{B.8})$$

Ze substituce $u = e^{j \sin^{-1}(x)}$ vypočítáme přirozený logaritmus obou stran rovnice a získáme

$$\begin{aligned} \ln u &= j \sin^{-1}(x) \\ \sin^{-1}(x) &= \frac{1}{j} \ln u \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Vztah (B.8) lze dosadit do spodní rovnice ve vztahu (B.9) a získat tím náhradní formu pro výpočet cyklometrické funkce arkus sinus

$$\sin^{-1}(x) = \frac{1}{j} \ln(jx + \sqrt{1 - x^2}) \quad (\text{B.10})$$

Vztah (B.10) dosadíme do vztahu (B.3) a vyjádříme $\cos[\sin^{-1}(x)]$

$$\begin{aligned} \cos[\sin^{-1}(x)] &= \frac{e^{j \frac{1}{j} \ln(jx + \sqrt{1 - x^2})} + e^{-j \frac{1}{j} \ln(jx + \sqrt{1 - x^2})}}{2} \\ &= \frac{e^{\ln(jx + \sqrt{1 - x^2})} + e^{-\ln(jx + \sqrt{1 - x^2})}}{2} \\ &= \frac{jx + \sqrt{1 - x^2} + \frac{1}{jx + \sqrt{1 - x^2}}}{2} \\ &= \frac{2\sqrt{1 - x^2}}{2} \\ \cos[\sin^{-1}(x)] &= \sqrt{1 - x^2} \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

Příloha C: Odvození vztahu pro výpočet kovarianční matice \mathbf{Q}

Odvození vztahu pro výpočet kovarianční matice procesu \mathbf{Q} . Nejprve si definujeme, jaký způsobem vypočítat tuto matici

$$\mathbf{Q} = \int_0^{T_s} \mathbf{F} \mathbf{q} \mathbf{F}^T dt \quad (\text{C.1})$$

kde \mathbf{F} je matice přenosu a matice \mathbf{q} reprezentuje rozptyly chyb na hlavní diagonále, kde předpokládáme, že rozptyl úhlu je nulový, Tím lze do vztahu dosadit a získat následující vztah

$$\mathbf{Q} = \int_0^{T_s} \begin{pmatrix} 1 & T_s & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_\omega^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_A^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ T_s & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} dt \quad (\text{C.2})$$

Tři matice se vynásobí a úprava rovnice (C.2) lze definovat

$$\mathbf{Q} = \int_0^{T_s} \begin{pmatrix} \sigma_\omega^2 T_s^2 & \sigma_\omega^2 T_s & 0 \\ \sigma_\omega^2 T_s & \sigma_\omega^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_A^2 \end{pmatrix} dt \quad (\text{C.3})$$

Po integraci podle času t získáme výsledný vztah matice \mathbf{Q}

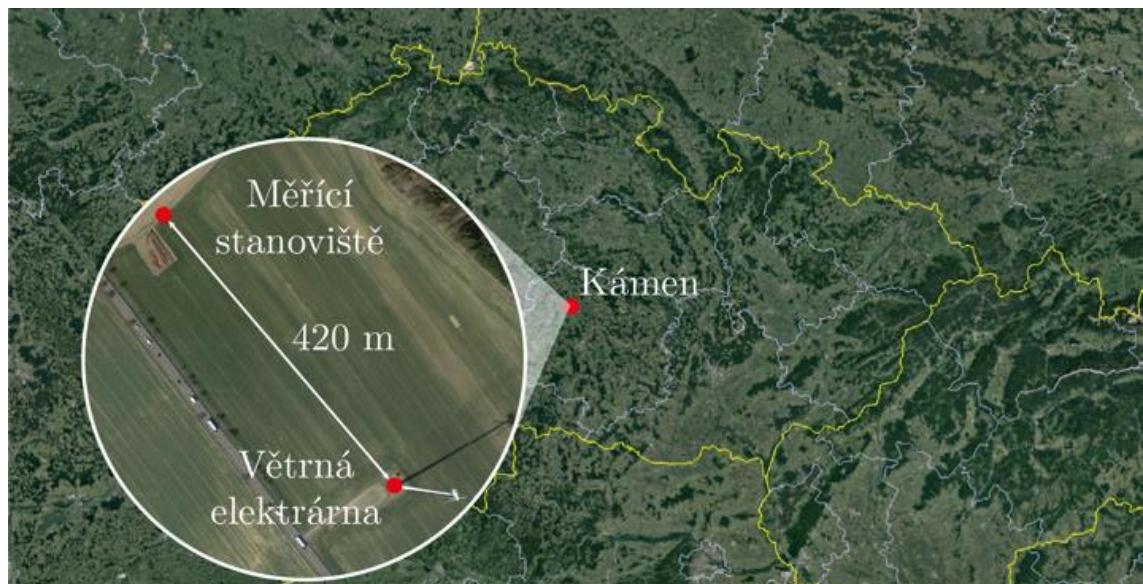
$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} \sigma_\omega^2 \frac{T_s^3}{3} & \sigma_\omega^2 \frac{T_s^2}{2} & 0 \\ \sigma_\omega^2 \frac{T_s^2}{2} & \sigma_\omega^2 T_s & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_A^2 T_s \end{pmatrix} \quad (\text{C.4})$$

Příloha D: Popis měřících míst

Lokalita Kámen

V této lokalitě se nachází pouze jedna větrná elektrárna v blízkosti obce Kámen v okrese Havlíčkův Brod. Měřící stanoviště bylo vzdáleno od VE přibližně 420 metrů, jak je vidět na Obr. D-1. Další parametry tohoto měření:

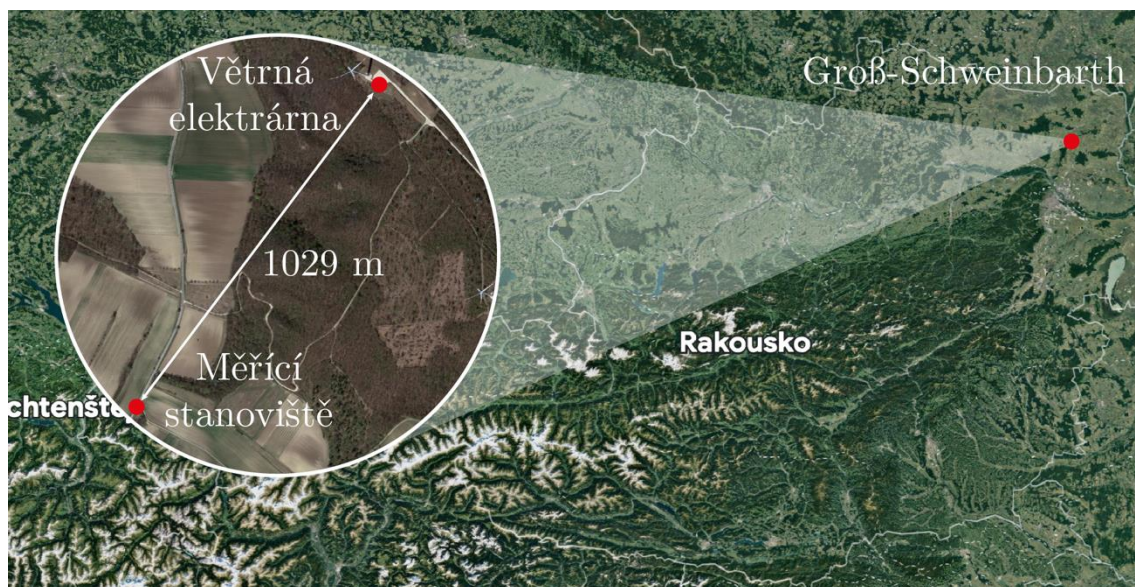
- Pozice měřícího stanoviště: 49,729333N 15,503056E
- Pozice měřené VE: 49,726389N 15,506944E
- Typ VE: Vestas V90
- Výška stožáru: 80 m
- Délka listů VE: 45 m
- Maximální frekvence otáčení listů VE: 14,9 ot/min



Obr. D-1: Lokalizace měřícího stanoviště a VE v oblasti obce Kámen (pro Měření 1 až 6).

Lokalita Groß-Schweinbart 01 (Rakousko)

V této lokalitě v Rakousku se nachází velké množství větrných elektráren. Byla ovšem vybrána ta největší VE, a to VE typu Vestas V150 (s maximální frekvencí otáčení listů VE 12 ot/min), která leží na souřadnicích 48,434934N 16,644383E. Měřící stanoviště bylo vzdáleno od VE přibližně 1029 metrů na souřadnicích 48,426911N 16,636024E, jak je vidět na Obr. D-2. Další parametry tohoto měření: výška stožáru 166 m a délka listů VE 75 m.



Obr. D-2: Lokalizace měřicího stanoviště a VE v oblasti městečka Groß-Schweinbart (pro měření 7 až 10).

Lokalita Groß-Schweinbart 02 (Rakousko)

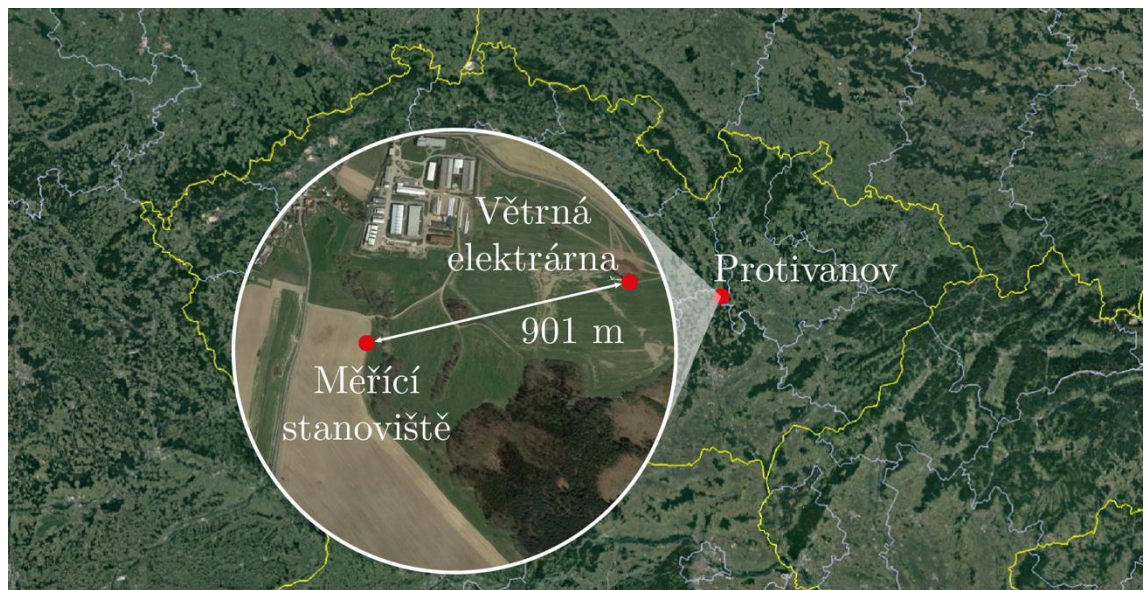
Měřicí stanoviště bylo umístěno na souřadnicích 48,441548N 16,659965E ve stejné lokalitě v Rakousku jako u předcházející. Opět byla vybrána ta největší VE, a to VE typu Vestas V150 (s maximální frekvencí otáčení listů VE 12 ot/min) ovšem jinou na souřadnicích 48,434934N 16,659965E. Vzdálenost mezi VE a měřicím stanoviště bylo přibližně 1322 metrů, jak je vidět na Obr. D-3. Další parametry tohoto měření: výška stožáru 166 m a délka listů VE 75 m.



Obr. D-3: Lokalizace měřicího stanoviště a VE v oblasti městečka Groß-Schweinbart (pro měření 11 až 13).

Lokalita Protivanov

Poslední měřenou lokalitou byla oblast poblíž městyse Protivanov. Zde se nacházejí 3 větrné elektrárny. Pro měření byla vybrána VE typu Repower MD77 (s maximální frekvencí otáčení listů VE 17,3 ot/min), která leží na souřadnicích 49,477290N 16,848708E. Měřicí stanoviště bylo umístěno na souřadnicích 49,4763944N 16,8361E a bylo vzdáleno od zvolené VE 901 metrů, jak je vidět na Obr. D-4. Další parametry tohoto měření: výška stožáru 85 m a délka listů VE 38,5 m.



Obr. D-4: Lokalizace měřicího stanoviště a VE v oblasti městečka Protivanov (pro měření 15 až 17).