



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
Fakulta elektrotechnická
Katedra elektromagnetického pole

Detekce dronů pomocí CW radarových senzorů

Bakalářská práce

Filip Vladimír Setnička

Praha, květen 2024

STUDIJNÍ PROGRAM: Elektronika a komunikace

VEDOUcí: doc. Ing. Přemysl Hudec, CSc.

Abstract

The problem of detection of flying drones is a current one. As the dimensions and achievable velocities of drones may be comparable to other flying objects (most notably birds) the identification using basic radar systems is complicated.

This thesis studies methods of detection and identification of drones based on specific frequency modulation of the reflected signal from observed target termed Micro-Doppler effect. Specifically, identification based on CW and FMCW radars is examined. Basic principle of operation of these radars and method of extraction of Micro-Doppler characteristics from measured data is presented.

A numerical simulator capable of generating Micro-Doppler signatures of drones with customizable parameters is developed as part of this work. This simulator is used to present basic characteristics of such signals and design considerations such as operating frequency of the radar.

All theoretical conclusions about Micro-Doppler modulations are successfully confirmed by measurements of two drones and numerous birds. Basic radar equation is calculated and effective radar cross sections of birds and drones are estimated as -35 dBsm and -15 dBsm respectively.

Keywords

Doppler effect, Micro-Doppler effect, radar, CW, FMCW, PRN, IQ, UAV, drones, birds, FFT, STFT

Abstrakt

Problém detekce letících dronů je dnes velmi aktuální. Protože velikosti i rychlosti dronů mohou být srovnatelné s dalšími létajícími objekty, jako jsou ptáci, je identifikace pomocí běžných radarových systémů velmi ztížena.

Tato práce se věnuje detekci a identifikaci dronů založené na specifické frekvenční modulaci odraženého signálu od sledovaného cíle označené jako Mikro-Dopplerův jev. Specificky jde o identifikaci za využití CW a FMCW radarů. Zároveň je vysvětlen základní princip těchto radarů a způsob získání mikro-dopplerovských charakteristik z naměřených dat.

Součástí práce je i návrh numerického simulátoru, který umí generovat mikro-dopplerovské signály dronů s nastavitelnými parametry. Ten je využit k předvedení základních mikro-dopplerovských charakteristik dronů a vlivu důležitých parametrů radarového systému, jako je volba frekvence.

Všechny teoretické závěry o mikro-dopplerovských modulacích jsou úspěšně ověřeny měřeními s dvěma drony a volně žijícími ptáky. V rámci základní výkonové bilance jsou stanoveny přibližné efektivní odrazné plochy ptáků a dronů jako -35 dBsm, respektive -15 dBsm.

Klíčová slova

Dopplerův jev, Mikro-Dopplerův jev, radar, CW, FMCW, PRN, IQ, UAV, drony, ptáci, FFT, STFT

Poděkování

Rád bych poděkoval panu doc. Ing. Přemyslu Hudcovi, CSc. jak za zapůjčení radarových komponent, díky kterým jsem mohl provádět praktické experimenty, tak hlavně za vedení této práce, přínosné konzultace a řadu dobrých návrhů. Panu Ing. Viktoru Adlerovi, Ph.D. bych rád poděkoval za zapůjčení FMCW radaru a pomoc při jeho zprovoznění.

Rád bych poděkoval své rodině a přátelům, jejichž podpora byla velkou pomocí během celého studia i psaní této práce. Zvláštní poděkování patří Ondřeji Markovi za zapůjčení jednoho z měřených dronů.

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Setnička** Jméno: **Filip Vladimír** Osobní číslo: **507390**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Detekce dronů pomocí CW a FMCW radarových senzorů

Název bakalářské práce anglicky:

Detection of Drones Using CW and FMCW Sensors

Pokyny pro vypracování:

Prostudujte principy činnosti a vlastnosti radarových senzorů typu CW a FMCW. Navrhněte, jak tyto senzory použít pro detekci malých letících dronů. Zaměřte se i na zkoumání možností identifikace, tedy na odlišení dronů od jiných obdobně velkých letících cílů (ptáci). Výsledky ověřte pomocí experimentů.

Seznam doporučené literatury:

[1] Chen V. C., „The Micro-Doppler Effect in Radar“, Artech House 2011.
[2] Hasch, J.; Topak, E.; Schnabel, R.; et al. Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2012, 60, pp. 845-860.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

doc. Ing. Přemysl Hudec, CSc. katedra elektromagnetického pole FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **06.02.2024**

Termín odevzdání bakalářské práce: **24.05.2024**

Platnost zadání bakalářské práce: **21.09.2025**

doc. Ing. Přemysl Hudec, CSc.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

22. 5. 2024, Praha

.....

Podpis studenta

Obsah

Abstrakt, Klíčová slova	i
Poděkování	ii
1 Úvod	1
2 Zpracování signálů	2
2.1 Komplexní obálka a analytický signál	2
2.2 Nástroje spektrální analýzy	2
3 Dopplerův jev	4
4 Radarové systémy	5
4.1 Dělení dle modulace vysílaného signálu	5
4.2 Princip a vyhodnocení FMCW radaru	5
4.2.1 Vyhodnocení rychlosti cíle	6
4.2.2 2D FFT	7
4.2.3 2D FFT limity a rozlišení	10
4.3 Využití radary	11
5 Radarová rovnice	13
5.1 Radarová rovnice	13
5.2 Šum	13
5.2.1 Šumové číslo a ekvivalentní šumová teplota	14
5.3 Minimální signál na přijímači	15
6 Simulátor	16
7 Charakteristiky dronů a ptáků	18
7.1 Spektrální charakteristiky dronů	18
7.1.1 Teoretické odvození záblesků	21
7.1.2 Spektrální analýza pomocí krátkých oken	23
7.1.3 Spektrální analýza pomocí dlouhých oken	26
7.2 Spektrální charakteristiky ptáků	26
7.3 Extrakce charakteristik při využití FMCW radaru	27
8 Měření Mikro-Dopplerova jevu u ptáků	31
8.1 Měřicí stanoviště	31
8.2 Naměřené záběry	32
9 Měření Mikro-Dopplerova jevu u dronů	34
9.1 Naměřené záběry	34

10	Zpracování naměřených signálů	38
10.1	Zpracování signálů dronů	38
10.2	Zpracování signálů ptáků	40
10.3	Dosah radaru	42
10.3.1	Tepelný šum	42
10.3.2	Kvantizační šum	42
10.3.3	Detekce ptáků	43
10.3.4	Detekce dronů	45
11	Závěr	46
	Bibliografie	47
	Seznamy:	
	Seznam zkratek	50
	Seznam obrázků	51
	Seznam tabulek	53

1 Úvod

S rychle narůstajícím počtem aktivně užívaných dronů a to jak civilních, tak hlavně vojenských [1, 2], se problém jejich efektivní detekce pomocí radarových systémů stává velmi aktuálním. Drony jsou rozměry i běžně dosahovanými rychlostmi velmi podobné dalším létajícím objektům, jako jsou ptáci. To vylučuje jejich identifikaci pomocí běžných metod.

Lze však využít takzvaný Mikro-Dopplerův jev [3]. Mikro-Dopplerův jev popisuje složitější frekvenční modulaci signálu odraženého od letícího objektu danou vzájemným pohybem dílčích částí sledovaného objektu. Sem spadají modulace dané máváním křídly [4] a modulace dané otáčející se vrtulí [3, 5, 6]. Jejich odlišnosti lze využít k rozlišení dronů a ptáků.

V rámci této práce budou nejdříve stručně popsány důležité metody zpracování signálů v kapitole 2 a bude odvozen Dopplerův jev v kapitole 3. Následně v kapitole 4 budou popsány vlastnosti CW a FMCW radarových systémů a to jak obecně, tak jejich konkrétní využití implementace. Dále bude uvedena radarová rovnice pro vypočtení výkonové bilance v kapitole 5.

Princip navrženého simulátoru dopplerovských signálů bude předveden v kapitole 6. S jeho využitím budou v kapitole 7 předvedeny důležité charakteristiky mikro-dopplerovské modulace od vrtulí a křídel, které lze využít pro správnou identifikaci sledovaného objektu.

Konkrétní měření těchto charakteristik u ptáků a dronů bude popsáno spolu se zajímavými naměřenými průběhy v kapitole 8, respektive 9. Následující kapitola 10 se věnuje zpracování naměřených dat. To jak z hlediska návrhu jednoduchých rozpoznávacích algoritmů, tak vypočítání výkonové bilance a určení efektivních odrazných ploch měřených ptáků a dronů. Tyto výsledky jsou porovnány s literaturou.

2 Zpracování signálů

2.1 Komplexní obálka a analytický signál

V radarové technice se často setkáváme s pásmovými signály – tj. signály, které mají zanedbatelné frekvenční zastoupení mimo určitého intervalu vzdáleného od nulového kmitočtu [7]. Takové signály je vhodné reprezentovat pomocí komplexní obálky a to hned ze dvou důvodů.

Pro reálné signály nese frekvenční spektrum symetrii okolo počátku [7] – pro kompletní popis signálu tedy stačí jedna polovina spektra. Vynulováním jedné poloviny spektra pásmového signálu¹ dostáváme analytický signál. V radarových systémech navíc většinou nenese volba nosného kmitočtu žádnou informaci, jde pouze o technický parametr. Oddělením nosné od analytického signálu dostáváme komplexní obálku.

Pokud bychom tedy například měli signál o frekvenci ω_0 modulovaný signálem $x(t)$, jehož maximální přítomná frekvence je mnohem menší než ω_0

$$s(t) = x(t) \sin(\omega_0 t), \quad (2.1)$$

tak mu odpovídá analytický signál

$$\tilde{s}(t) = x(t)e^{j\omega_0 t}, \quad (2.2)$$

kde $e^{j\omega_0 t}$ je nosnou vlnou a $x(t)$ komplexní obálkou.

2.2 Nástroje spektrální analýzy

Spektrální analýza se zabývá rozkladem signálů do jiné báze, ve které signály mohou být jednodušší na analýzu, zpracování [8]. . . Jeden z nejvýznamnějších rozkladů je Fourierova transformace, která jako bázi využívá harmonické složky². V praxi se využívá její numerická implementace **DFT**, respektive algoritmicky efektivní **FFT**. Dalšími referencemi na spektrální analýzu budou myšleny specificky nástroje založené na Fourierově transformaci.

Fourierova transformace však vyžaduje stacionární signály [9]. Pro analýzu nestacionárních signálů se využívá například **STFT** [8]. Signál je segmentován na úseky, během kterých ho lze považovat za stacionární. Dále je váhováno oknem pro utlumení nespojitostí na krajích a pro každý takový úsek je provedena **FFT**. Výsledek se většinou zobrazuje v grafu, kde na osách je čas a frekvence. Zastoupení dané frekvence v daném čase je zvýrazněno například barvou. Tomuto zobrazení se říká spektrogram. Příklad spektrogramu je na obrázku 8.3.

Základním problémem při použití **STFT** je rozlišení jednoho pixelu – tj. jak přesně umíme rozlišit od sebe dvě různé frekvence ve stejném čase a jak přesně je v čase umíme lokalizovat. Lokalizaci v čase určuje šířka okna M – víme jen, že dané frekvence se udály v rámci daného okna, tedy

$$\Delta t = \frac{M}{f_s}, \quad (2.3)$$

¹V této práci navíc budeme uvažovat násobení 2.

²Podle aplikace buď siny a cosiny nebo obecně komplexní exponenciály

2 Zpracování signálů

kde f_s je vzorkovací frekvence. Rozlišení ve frekvenci je dané rozlišením dílčích FFT podle vztahu [10]

$$\Delta f = \frac{f_s}{M}. \quad (2.4)$$

Toto rozlišení lze zvýšit například doplněním nulami, ale v takovém případě jde pouze o interpolaci spektra [3, 10].

Ze vztahů vidíme, že součin rozlišení v čase a frekvenci (odpovídající ploše jednoho pixelu ve spektrogramu) je konstantní. Volbou parametrů si můžeme vybírat, zda chceme s lepším rozlišením určovat čas nebo frekvenci, ale existuje fundamentální limit na vzájemnou přesnost.

3 Dopplerův jev

Dopplerův jev popisuje změnu frekvence vlnění při vzájemném pohybu pozorovatele a cíle [11]. Mikro-Dopplerův jev je potom označení pro specifickou frekvenční modulaci přijímaného signálu, která je způsobena *dílčími* pohyby částí sledovaného objektu [3].

Vztah pro dopplerovský frekvenční posun způsobený pohybem objektu lze odvodit následovně (další odvození lze najít např. v [12]). Radar vysílá harmonický signál o frekvenci ω_0 , který lze reprezentovat analytickým signálem (sekce 2.1)

$$\tilde{s}_{\text{TX}}(t) = e^{j\omega_0 t}. \quad (3.1)$$

Cíl se nachází v určité radiální vzdálenosti od radaru R_0 a radiálně se od něj vzdaluje rychlostí v_r

$$R(t) = R_0 + v_r t. \quad (3.2)$$

To způsobuje fázové zpoždění (a obecně zeslabení, které však pro toto odvození není důležité) přijímaného signálu odpovídající délce dvoucestného (od radaru k cíli a zpět) šíření

$$\Phi(t) = 2\pi \frac{2R(t)}{\lambda_0} = \omega_0 \frac{2R(t)}{c}. \quad (3.3)$$

kde λ_0 je vlnová délka záření. Byl využit vztah mezi vlnovou délkou a frekvencí platný ve volném prostředí $\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{2\pi c}{\omega_0}$ [11]. Přijímaný signál má potom tvar

$$\tilde{s}_{\text{RX}}(t) = e^{j(\omega_0 t - \Phi(t))} = e^{j(\omega_0 [1 - 2\frac{v_r}{c}]t - 2R_0 \frac{\omega_0}{c})} = e^{j(\omega_d t - \phi)} e^{j\omega_0 t}, \quad (3.4)$$

kde $\omega_d = -2\omega_0 \frac{v_r}{c}$ a ϕ je konstanta daná počáteční vzdáleností cíle. Ze vztahu (3.4) je patrné, že dopplerovský posun je reprezentován komplexní obálkou přijímaného signálu

$$s_d(t) = e^{j\omega_d t - \phi}. \quad (3.5)$$

Dopplerovský posun frekvence přijímaného signálu tedy je

$$f_d = -2f_0 \frac{v_r}{c}. \quad (3.6)$$

Ze zvolené orientace je vidět, že pokud se cíl k radaru přibližuje, je frekvenční posun směrem k vyšším frekvencím (v_r je záporná), zatímco při vzdalování se cíle od radaru je posun k nižším frekvencím.

4 Radarové systémy

Radar je zařízení, které vysíláním elektromagnetické energie a přijímáním jejích odrazů od cílů zjišťuje řadu charakteristik o sledovaných objektech (vzdálenost, rychlost. . .) [13]. Existují různé druhy radarových systémů, přičemž v této kapitole budou stručně srovnány pulzní, **CW** a **FMCW** radary, další informace jsou dostupné například v [7, 13]. Dále budou popsány tři systémy použité při měření.

4.1 Dělení dle modulaace vysílaného signálu

Pulzní radary vysílají signál na nosné frekvenci vždy jen určité procento času a poté poslouchají, zda se od nějakého cíle vlna neodrazí zpět [7]. Z doby šíření vlny je možné určit vzdálenost cíle a přes Dopplerův posun (viz kapitola 3) lze dopočítat i jeho radiální rychlost. Aby však byla vyzářena určitá střední hodnota výkonu, musí mít pulzy větší špičkový výkon (pulzy jsou vysílány jen dané procento času). To znamená dražší a rozměrnější komponenty.

Oproti tomu **CW** radary vysílají energii kontinuálně. V základu jde o harmonický signál na určité frekvenci. Přijímaný signál je vlivem Dopplerova jevu na jiné frekvenci. Srovnáním rozdílu frekvencí lze určit velikost radiální rychlosti cíle. Směr této rychlosti ovšem bez specifických komponent není možné zjistit. To řeší **IQ** radary, které přijímaný signál porovnávají jednak s vysílaným a jednak s jeho o 90° posunutou replikou. U základního **CW** systému však z principu není možné určit vzdálenost cíle ze zpoždění – energie je vysílána kontinuálně a tak neexistuje časová reference, od které by se zpoždění počítalo.

Problém určení vzdálenosti lze vyřešit například modulací signálu s kódovou posloupností o vhodných autokorelačních vlastnostech [14, 15] nebo využitím **FMCW** radaru. Ten nevysílá stále na stejné frekvenci, ale frekvenci s časem například lineárně v určitém pásmu zvyšuje [7]. Vyhodnocení přijatého signálu u takovýchto radarů se věnuje následující kapitola.

4.2 Princip a vyhodnocení **FMCW** radaru

Popis **FMCW** modulaace bude proveden pomocí analytického signálu podle vztahu (2.2)

$$\tilde{s}(t) = x(t)e^{j2\pi f_0 t} = /x(t) = Ce^{j\Phi_{\text{mod}}(t)} / = Ce^{j\Phi_{\text{mod}}(t) + 2\pi f_0 t} = Ce^{j\Phi(t)}. \quad (4.1)$$

Protože amplituda zde nebude důležitá, budeme uvažovat $C = 1$ a dále budeme pracovat jen s fází. Časový průběh analytického signálu lze později obnovit dosazením do rovnice (4.1).

Radar s lineární frekvenční modulací vysílá signál, jehož fáze lze vyjádřit následujícím způsobem [7]

$$\Phi(t) = 2\pi\left(\frac{\mu}{2}t^2 + f_0 t\right), \mu \equiv \frac{B_{\text{mod}}}{T_c}, \quad (4.2)$$

kde f_0 značí základní frekvenci, B_{mod} šířku pásma vysílaných frekvencí a T_c dobu jedné rampy. Okamžitá vysílaná frekvence se dostane jako derivace fáze [9]

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt} = \mu t + f_0. \quad (4.3)$$

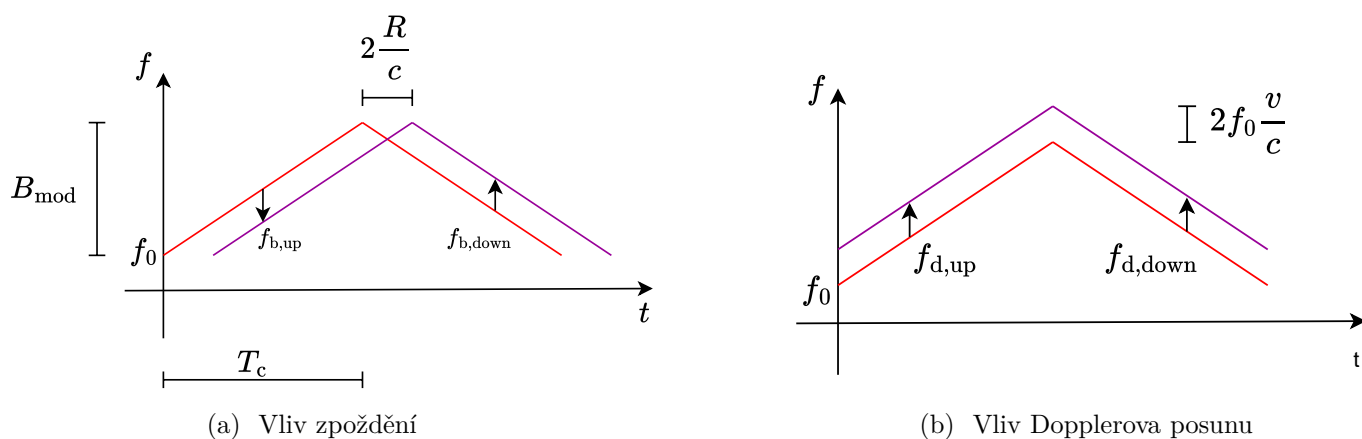
4 Radarové systémy

Frekvence tedy lineárně roste nebo klesá podle znaménka B_{mod} . Oba případy jsou naznačeny červenou křivkou na obrázku 4.1a.

Přijímaný signál je zpožděnou replikou vysílaného, přičemž zpoždění odpovídá dvojnásobku vzdálenosti R (signál se šíří k cíli a zpět) a rychlosti šíření elektromagnetické vlny c podle vztahu [11]

$$\tau = 2\frac{R}{c}. \quad (4.4)$$

V době příjmu tedy radar vysílá odlišnou frekvenci. Směšováním přijímaného a vysílaného signálu dostáváme signál na rozdílové frekvenci f_b . Její znaménko se liší při využití rostoucí nebo klesající modulace, jak je znázorněno na obrázku.



Obrázek 4.1: Vliv zpoždění a Dopplerova posunu na FMCW modulaci

4.2.1 Vyhodnocení rychlosti cíle

Je-li sledovaný objekt v pohybu, projevuje se navíc u přijímaného signálu vliv Dopplerova posunu. Posun pro cíl přibližující se rychlostí v bez uvažování zpoždění je znázorněn na obrázku 4.1b.

Je patrné, že rozdílová frekvence nezávisí na tom, zda je využita rostoucí nebo klesající modulace. Na tom lze založit jednoduchý vyhodnocovací princip. V praxi je totiž rozdílová frekvence částečně daná vlivem zpoždění a částečně vlivem Dopplerova posunu. Je tedy nutné např. měřit dvě rozdílové frekvence – jednu při stoupající a jednu při klesající modulaci. Jejich součtem a rozdílem pak izolujeme vliv Dopplerova posunu, respektive zpoždění šířením [16].

Pokud však sledujeme N cílů, rozdílová frekvence je kombinací zpoždění a Dopplerových posunů všech cílů a potřebovali bychom $2N$ ramp s různými sklony, abychom výslednou soustavu rovnic mohli vyřešit a získat jejich vzdálenosti a rychlosti.

Popsané řešení je jednoduché na implementaci, ale při sledování více cílů se rychle stává nepraktickým. Výhodnější je potom využití 2D FFT metody, která je popsána v následující kapitole.

4.2.2 2D FFT

V této kapitole je předveden princip a důležité závěry z odvození metody zpracování přijatých FMCW signálů za použití dvou FFT. Detailnější rozbor lze nalézt např. v [17, 18].

Vztah pro fázi vysílaného signálu je uveden v rovnici (4.2). Fáze přijatého signálu je zpožděná faktorem podle rovnice (4.4)

$$\Phi_{\text{RX}}(t) = 2\pi \left(\frac{\mu}{2}(t - \tau)^2 + f_0(t - \tau) \right) = 2\pi \left(\frac{\mu}{2}t^2 - \mu t\tau + \frac{\mu}{2}\tau^2 + f_0t - f_0\tau \right). \quad (4.5)$$

Při směřování dochází k odečítání fáze přijímaného a vysílaného signálu. Fáze rozdílového signálu vypadá následovně

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{mix}}(t) &= 2\pi \left(-\mu t\tau + \frac{\mu}{2}\tau^2 - f_0\tau \right) = -2\pi f_{\text{R}}t + \theta \\ f_{\text{R}} &= \mu\tau, \theta = \pi\mu\tau^2 - 2\pi f_0\tau. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Fáze byla dopředu rozdělena na část vypovídající o vzdálenosti cíle a část vypovídající o rychlosti, ačkoliv pro pohybuující se cíle je τ a tedy i θ také funkcí času. Ukáže se ale, že θ se mění mnohem pomaleji oproti změně fáze dané f_{R} .

Uvažujeme-li pohybuující se cíl rychlostí v směrem radiálně od radaru v počáteční vzdálenosti R_0 , dostáváme

$$\tau = 2 \frac{R_0 + vt}{c} \quad (4.7)$$

$$f_{\text{R}} = 2\mu \frac{R_0 + vt}{c} = 2\mu \frac{R(t)}{c} \quad (4.8)$$

$$\theta = \frac{4\pi\mu}{c^2} \left(R_0^2 + 2R_0vt + v^2t^2 \right) - 4\pi f_0 \frac{v}{c}t - 4\pi f_0 \frac{R_0}{c}. \quad (4.9)$$

Následuje motivace pro zjednodušení posledního vztahu, detailnější analýzu lze nalézt v literatuře [17, 18]. V další analýze se ukáže jako důležitý parametr rozdíl θ pro dvě po sobě jdoucí rampy. První a poslední členy, které jsou konstantní, lze tedy hned vyloučit. Protože $T_c \ll 1$, tak třetí člen s druhou mocninou času je zanedbatelný a lze ho také vyloučit. Poměr druhého a čtvrtého členu vychází jako

$$\frac{\left(\frac{8\pi\mu}{c^2} R_0 vt \right)}{\left(4\pi f_0 \frac{v}{c} t \right)} = \frac{2\mu R_0}{c f_0} = \frac{2B_{\text{mod}} R_0}{T_c c f_0}. \quad (4.10)$$

Šířku pásma budeme očekávat přibližně o řád menší než f_0 ($\frac{B_{\text{mod}}}{f_0} \approx 10^{-1}$), $R_{0,\text{max}} \approx 10^2$. Pokud tedy T_c není v řádu stovek nanosekund, bude druhý člen řádově menší než čtvrtý. Ve výsledku můžeme tedy psát, že za dobu jedné rampy T_c se θ změní o

$$\Delta\theta \approx -4\pi f_0 \frac{v}{c} T_c = -2\pi f_v T_c, f_v \equiv 2f_0 \frac{v}{c}, \quad (4.11)$$

kde poznáváme vztah pro Dopplerovu frekvenci (3.6).

Nyní budeme uvažovat radar, který vysílá rampy pouze s rostoucí frekvencí. Přijímaný signál je vzorkován tak, že během každé rampy je odebráno N_s vzorků a měření probíhá po dobu trvání N_r ramp.

4 Radarové systémy

Přijímaná data jsou formátována v matici tak, že každé rampě odpovídá jeden sloupec. Schematicky je proces naznačen na obrázku 4.2. Protože aplikací stejných úvah jako v odstavci výše vychází $f_v \ll f_r$, chová se signál v daném sloupci jako

$$s[k, l = \text{const}] \approx e^{-2\pi j f_R (kT_s)}, f_R = 2\mu \frac{R(t)}{c} \quad (4.12)$$

kde T_s je vzorkovací perioda.

Oproti tomu zafixujeme-li řádek, tak příspěvek od f_R je zanedbatelný – fáze daná počáteční vzdáleností je pro $k = \text{const}$ také konstantní a člen s rychlostí závisí na druhé mocnině T_c , tj. pro dostatečně krátkou periodu rampy je zanedbatelný. Dostáváme tedy průběh

$$s[k = \text{const}, l] \approx e^{-2\pi j f_v (lT_c)}, f_v = 2f_0 \frac{v}{c}. \quad (4.13)$$

Výsledky odvození lze tedy shrnout následovně. Při sledování pohybujícího cíle lze vhodnou volbou parametrů FMCW radaru a schématem vzorkování přes více ramp dosáhnout oddělení vlivu vzdálenosti a vlivu rychlosti. Vzdálenost se projevuje jako harmonický signál dané frekvence v jednotlivých sloupcích. Rychlost se projevuje jako harmonický signál dané frekvence při řezem vzorkovaných dat přes řádek odpovídající vzdálenosti cíle. Pro detekci frekvence a tedy vzdálenosti nebo rychlosti lze využít Fourierova transformace, viz sekce 2.2. Zpracování bude předvedeno přes sloupce pro získání radiální vzdálenosti, rychlost cíle by se získala obdobným způsobem.

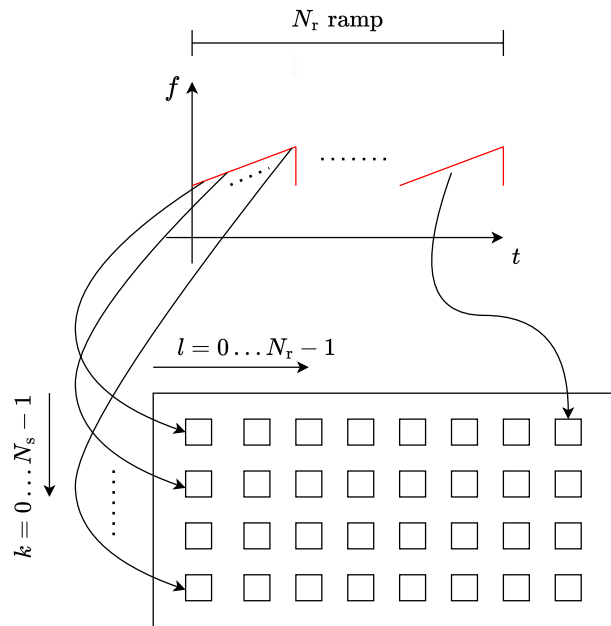
Analyzujeme-li pouze daný sloupec, dostáváme při sledování jednoho cíle harmonický signál s frekvencí úměrnou vzdálenosti cíle podle vztahu (4.12). Tento proces je znázorněn na obrázku 4.3³. Použitím FFT dostáváme spektrální složky signálu – zastoupení daných frekvencí v signálu a tedy zastoupení daných vzdáleností. Jedna harmonická se transformuje na Dirakův pulz odpovídající frekvenci f_R [19]⁴, ze které je možné přímo vyjádřit vzdálenost cíle. Při sledování více cílů v odlišných vzdálenostech bychom obdobně dostali významné zastoupení na různých frekvencích.

Provedením stejné analýzy pro zvolený řádek bychom dostali obdobné pulzy na frekvencích odpovídajících rychlosti sledovaných cílů podle vztahu (4.13). Dohromady po provedení obou FFT dostáváme z původních časových indexů k, l indexy jednotlivých harmonických a tedy indexy odpovídající vzdálenosti respektive rychlosti, jak je naznačeno na obrázku 4.4.

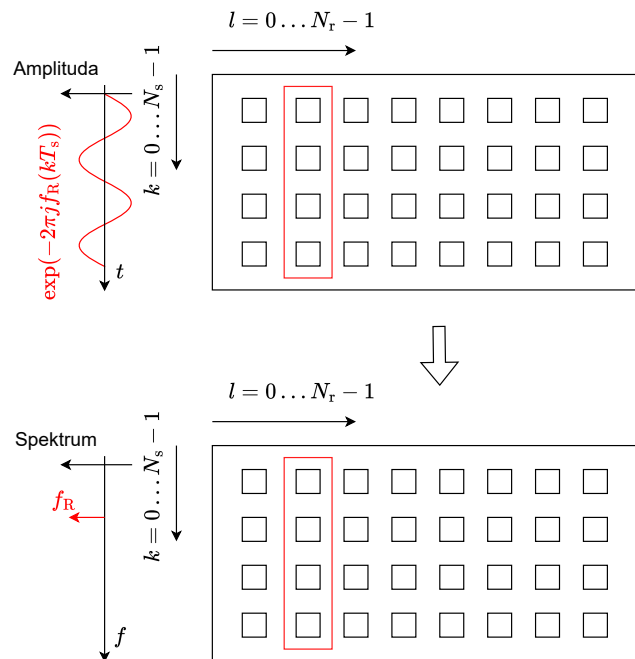
³Komplexní exponenciála je zde pro ilustraci znázorněna sinusovým průběhem. Skutečně by šlo o reálnou část této exponenciály.

⁴V praxi však rozprostřena vlivem konečného okna

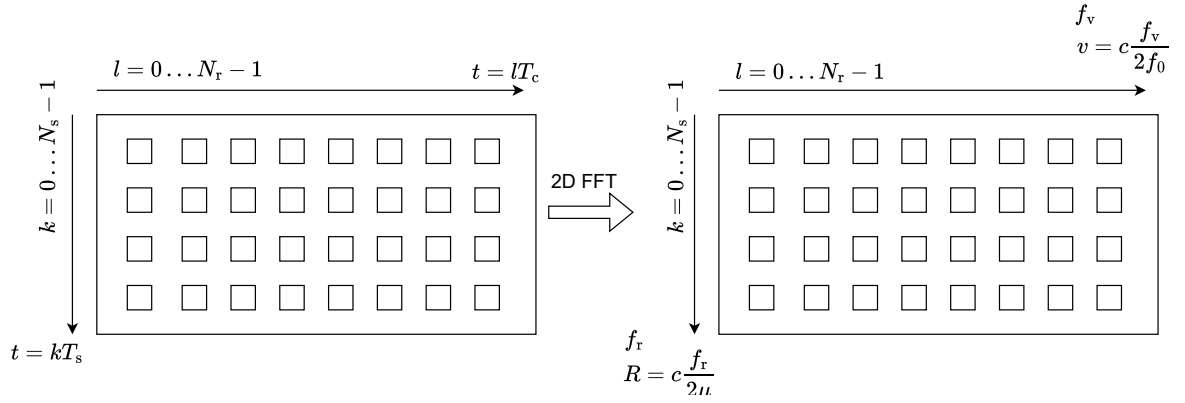
4 Radarové systémy



Obrázek 4.2: Formátování přichozích dat z více ramp



Obrázek 4.3: Extrakce f_R



Obrázek 4.4: Přechod k osám vzdálenosti a rychlosti

4.2.3 2D FFT limity a rozlišení

Ze vztahů (4.12) a (4.13) vyplývají jak maximální měřitelné hodnoty, tak rozlišení vzdálenosti a rychlosti. Vzorkovací teorém [10] říká, že harmonický signál musí být vzorkován tak, aby se jeho fáze za vzorkovací periodu v absolutní hodnotě změnila o méně než π . Z (4.12) respektive (4.13) vyplývají podmínky

$$2\pi f_{R,\max} T_s < \pi \quad (4.14)$$

$$2\pi f_{v,\max} T_c < \pi \quad (4.15)$$

neboli (dosazením (4.12), respektive (4.13))

$$R_{\max} < \frac{c}{4\mu T_s} \quad (4.16)$$

$$v_{\max} < \frac{c}{4f_0 T_c}. \quad (4.17)$$

Rozlišení vzdálenosti a rychlosti je dáno rozlišením FFT při určování dílčích frekvencí f_R a f_v podle vztahu (2.4). Ten říká, že frekvenční rozlišení je převrácenou hodnotou času, po který byl signál vzorkován. Pro f_R tomuto času odpovídá doba jedné rampy T_c , pro f_v doba trvání všech ramp $N_r \cdot T_c$. Platí tedy

$$\Delta f_R = 2\frac{\mu}{c} \Delta R = \frac{1}{T_c} \quad (4.18)$$

$$\Delta f_v = 2\frac{f_0}{c} \Delta v = \frac{1}{N_r T_c} \quad (4.19)$$

neboli

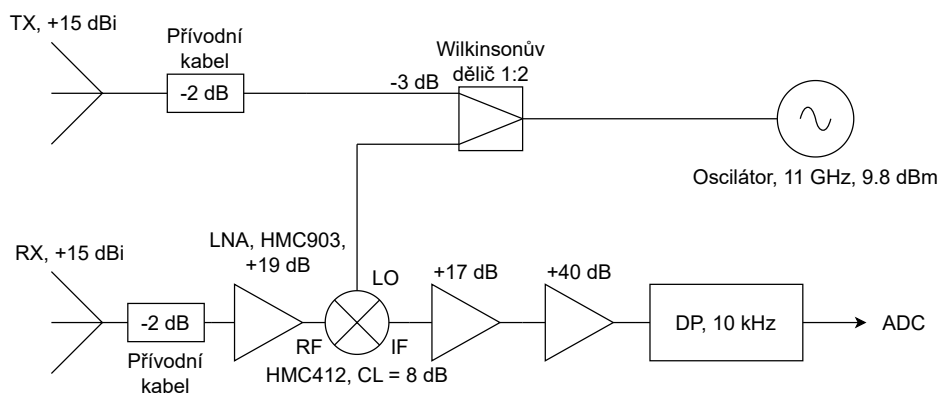
$$\Delta R = \frac{c}{2\mu T_c} = \frac{c}{2B_{\text{mod}}} \quad (4.20)$$

$$\Delta v = \frac{c}{2f_0 N_r T_c}. \quad (4.21)$$

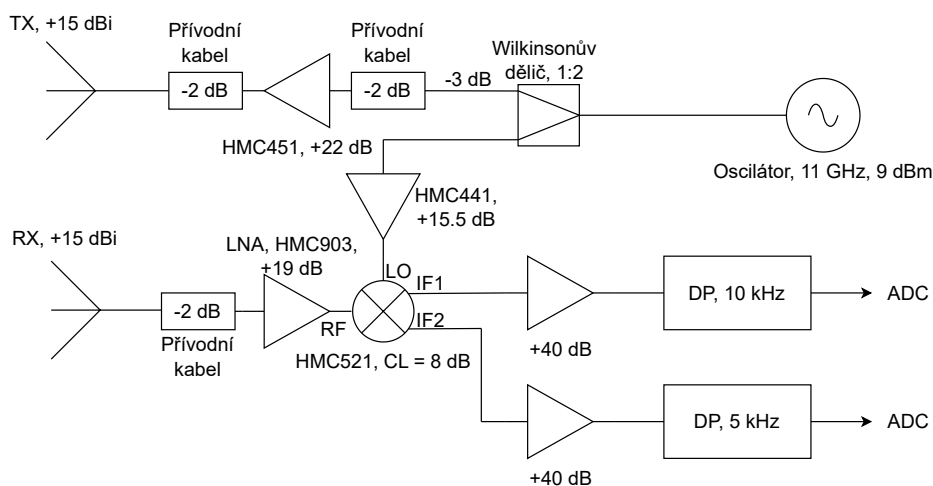
Alternativně bychom mohli uvažovat, že rozlišení FFT z N vzorků signálu odebraných frekvencí f_s odpovídá $\frac{f_s}{N}$ [10]. Maxima podle (4.18) a (4.19) odpovídají polovině vzorkovací frekvence, pak rozlišení odpovídá této hodnotě vynásobené $\frac{2}{N_s}$, respektive $\frac{2}{N_r}$ a dostaneme stejné vztahy jako (4.20) a (4.21).

4.3 Využití radary

V rámci práce byly využity tři radarové systémy. V první fázi šlo o dva **CW** radary, jejichž schematická zapojení jsou znázorněna na obrázcích 4.5 a 4.6. První byl jednoduchý **CW** radar, který byl využit pro měření letů ptáků. Druhý byl **IQ CW** radar, který byl použit při měření dronů. **CW** radar byl jako první zvolen pro jednoduché vyhodnocení a skvělé spektrální rozlišení [7], které umožnilo dobře identifikovat mikro-dopplerovské charakteristiky v signálu. K **IQ** radaru se přecházelo vzhledem k jeho širší aplikovatelnosti – při sledování cíle nás v praxi zajímá jak velikost radiální rychlosti, tak její směr.



Obrázek 4.5: Schéma využitého **CW** radaru



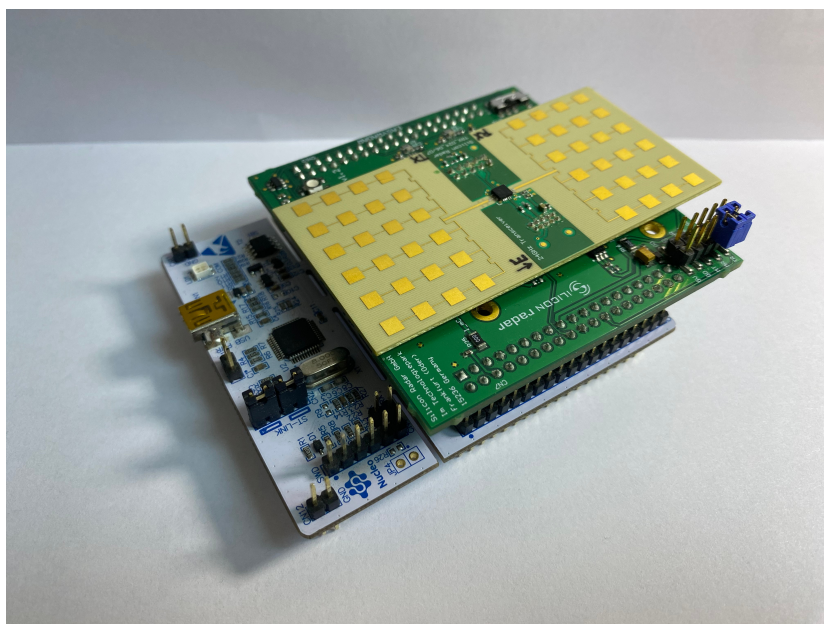
Obrázek 4.6: Schéma využitého **IQ CW** radaru

V reálných aplikacích však bude nezbytné určovat kromě rychlosti i vzdálenost cíle. Přes skvělé spektrální rozlišení tedy prostý **CW** radar nebude stačit. Proto bylo testováno i s **FMCW** vývojovou deskou SiRad Easy od firmy Silicon Radar⁵ [20]. Ta je implementována jako přídatný modul vývojové desky společnosti STMicroelectronics Nucleo-F303RE [21]. Díky to-

⁵Později přejmenované na indie Semiconductor

4 Radarové systémy

muto návrhu lze radarový systém ovládat pomocí sériového portu z počítače a nastavovat jednotlivé parametry (základní frekvenci, šířku pásma, dobu rampy...). Celý systém je zobrazen na obrázku 4.7.



Obrázek 4.7: Modul SiRad Easy na Nucleu F303RE

FMCW radar může vysílat frekvence v rozsahu 23.1 až 26.5 GHz, což udává limit na základní frekvenci a šířku pásma. Dále lze nastavovat počet odebraných vzorků za rampu a počet ramp viz 4.2.2 do hodnot 2048, respektive 128. Doba rampy se nastavuje pomocí vzorkovací frekvence vnitřního **ADC** a počtu odebraných vzorků na rampu. Teoreticky je nastavitelná od desítek μ s do desítek ms. Při měření však po nastavení doby rampy kratší než 1 ms docházelo k saturaci mezifrekvenčního signálu nízkofrekvenční složkou a takový signál nebylo možné využít.

Toto omezení doby jedné rampy se promítlo výrazným snížením maximální bez překryvu detekovatelné rychlosti podle (4.19). Dále byl problém s relativně malou propustností sériové linky vzhledem k velkému množství dat, které bylo nutné při každé rampě přenášet. S tímto radarem byla tedy nakonec pouze sledována rychlost otáčející se vrtule dronu s překryvem a ověřeno měření odrazné plochy hrdličky. Detailní mikro-dopplerovské modulace měřeny nebyly, viz kapitola 8 a 9.

5 Radarová rovnice

Při návrhu radarového systému je nutné brát v úvahu výkonovou bilanci. Ta určuje dosah, na který je daný cíl možné detekovat. Zde bude odvození jen naznačeno, detailně je uvedeno například v [7]. Dále budou uvažovány základní typy šumů a bude předveden jejich vliv na maximální dosah radaru.

5.1 Radarová rovnice

Radar vysílá signál o výkonu P_T , který je zesílen ziskem antény G_{ant} . Na cestě k cíli ve vzdálenosti R výkon klesá vlivem rozprostírání. Od cíle se tedy odrazí

$$P_{\text{ref}} = \frac{P_T G_{\text{ant}} \sigma}{4\pi R^2 L}, \quad (5.1)$$

kde σ je efektivní odrazná plocha cíle (viz níže, dále **RCS**) a L v sobě zahrnuje všechny možné ztráty po cestě (v přírodních kabelech antén, útlum atmosférou. . .).

Efektivní odrazná plocha je základní parametr sledovaného cíle. Určuje poměr dopadajícího a odraženého výkonu od cíle a je definována vztahem (5.1) [13]. **RCS** je funkcí geometrických rozměrů, materiálu cíle. . . Lze ji určit měřením ve vhodně vybavených laboratořích, simulacemi nebo empiricky [12]. Součástí této práce bude empirický odhad **RCS** ptáků a dronů a jeho porovnání s údaji uváděnými v literatuře [5] (sekce 10.3).

Odražený signál se po cestě zpět k radaru rozprostírá na stejné vzdálenosti. Na přijímač se tedy dostává (za předpokladu, že zisk přijímací a vysílací antény je stejný) výkon [7]

$$P_{\text{RX},i} = \frac{P_T G_{\text{ant}}^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L},$$

kde λ je vlnová délka záření. Byl využit vztah mezi efektivní aperturou antény a jejím ziskem [15] $A_{\text{ef}} = \frac{G\lambda^2}{4\pi}$. Signál následně prochází dalšími obvody (nízkošumový zesilovač, směšovač, různé filtry. . .), jejichž souhrnný zisk je označen jako G_{RX} . Vzorkovaný signál na výstupu radaru nese výkon

$$P_{\text{RX}} = \frac{P_T G_{\text{ant}}^2 \sigma \lambda^2 G_{\text{RX}}}{(4\pi)^3 R^4 L}. \quad (5.2)$$

5.2 Šum

Šum je důležitým parametrem radarových obvodů. Jde o náhodné signály, které se při zpracování přidávají k užitečnému signálu a interferují s ním [22]. Anténa například sleduje určité šumové pozadí. Další šum přidávají jednotlivé komponenty, ať už jde o tepelný, výstřelový nebo blikavý šum [22]. Zde budou uvedeny dva důležité druhy šumu – tepelný a kvantizační.

Tepelný šum je šum daný náhodným tepelným pohybem nosičů náboje [15, 22] a lze ho při pokojové teplotě a rádiových frekvencích ($hf \ll kT$ pro h, k Planckovu, respektive Boltzmannovu konstantu) dobře aproximovat jako bílý aditivní šum [15], tj. šum s konstantní

spektrální výkonovou hustotou danou vztahem

$$P_n = kT_0B, \quad (5.3)$$

kde k je Boltzmannova konstanta, T_0 je teplota generující šum a B je šířka pásma, ze které je šum přijímán.

Dalším zdrojem chybového signálu a tedy šumu je kvantizace při převodu analogového signálu na digitální. Měřené spojité hodnoty jsou ukládány do proměnných s konečným počtem bitů. Ze spojitého spektra tedy přecházíme k diskrétní sadě N různých hodnot. Uvažujme-li, že kódované hodnoty (např. měřeného napětí) jsou od sebe vzdálené o Δ a že chyba je rovnoměrně rozložená v intervalu $-\frac{\Delta}{2} \leq \epsilon \leq \frac{\Delta}{2}$, má šumový signál nulovou střední hodnotu a rozptyl [22]

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (5.4)$$

Jde-li o kvantizaci měřeného napětí na rezistoru R , pak vzhledem k nulové střední hodnotě odpovídá odmocnina rozptylu efektivní hodnotě a výkon šumového signálu daného kvantizací je

$$P_{n,q} = \frac{U_{n,q}^2}{R} = \frac{\sigma_q^2}{R}. \quad (5.5)$$

Respektive při vzorkování frekvencí f_s šum v šířce pásma B odpovídá [18]

$$P_q = \frac{\sigma_q^2 B}{R f_s}. \quad (5.6)$$

5.2.1 Šumové číslo a ekvivalentní šumová teplota

Radarový systém přijímá určitou kombinaci užitečného signálu s a šumu n o výkonech P_s , respektive P_n

$$s_{RX} = s + n. \quad (5.7)$$

Důležitým parametrem je pak odstup signálu od šumu **SNR** definovaný jako [22]

$$\text{SNR} \equiv \frac{P_s}{P_n}. \quad (5.8)$$

Komponenty radarových systémů bývají charakterizovány šumovým číslem, které je definováno jako poměr **SNR** vstupního signálu a výstupního signálu [22] pro vstupní šum generovaný bezodrazovou koncovkou podle (5.3)

$$F = \frac{\text{SNR}_{\text{in}}}{\text{SNR}_{\text{out}}}. \quad (5.9)$$

Vyjadřuje tedy, jak daná komponenta zhoršuje šumové vlastnosti procházejícího signálu.

Šumové číslo pasivní komponenty s útlumem L je poté z definice následující. Na vstupu je signál o výkonu P_s a tepelný šum podle (5.3). Na výstupu je opět ten samý tepelný šum, ale výkon signálu je L -krát menší. **SNR** se tedy L -krát zhoršilo a pro šumové číslo platí

$$F = L. \quad (5.10)$$

Pro šumové číslo kaskády prvků o šumových číslech F_i a ziscích G_i platí Friisův vztah [15, 22]

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (5.11)$$

Z něj vyplývá, že pokud umístíme zesilovač s velkým ziskem (oproti zisku zbytku obvodu) a malým šumovým číslem na začátek řetězce zpracování, potlačíme zároveň tímto ziskem šumová čísla všech ostatních komponent.

Alternativní popis šumových vlastností komponenty je ekvivalentní šumová teplota [15, 22]. Komponenta je uvažována jako bezšumová a její šumové vlastnosti jsou respektovány přidáním virtuální bezodrazové koncovky na vstup obvodu. Teplota této virtuální koncovky je

$$T_e = (F - 1)T_0. \quad (5.12)$$

Ta se na výstupu komponenty o zisku G projeví přidáním šumem

$$N_a = kT_eBG. \quad (5.13)$$

5.3 Minimální signál na přijímači

Jak bylo stanoveno, důležitým parametrem je odstup signálu od šumu **SNR**. Čím blíže je šum užitečnému signálu, tím náročnější je správné vyhodnocení. V praxi je tedy stanoven určitý limit SNR_{\min} , při kterém je přichodzí signál ještě možné vyhodnotit. Je-li přijímací obvod zatížen šumem o výkonu P_n , platí pro minimální hodnotu přijímaného užitečného signálu

$$P_{\text{RX},\min} = \text{SNR}_{\min}P_n \quad (5.14)$$

a pro maximální vzdálenost za konstantního vysílaného výkonu z rovnice (5.2)

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{TX}}G_{\text{ant}}^2\sigma\lambda^2G_{\text{RX}}}{(4\pi)^3L\text{SNR}_{\min}P_n}}. \quad (5.15)$$

Dále můžeme řešit inverzní úlohu, tj. jaký potřebujeme vysílat výkon, abychom dosáhli požadované detekovatelné vzdálenosti. Přeskupením rovnice (5.15) dostáváme

$$P_{\text{TX},\min} = \frac{R^4(4\pi)^3L\text{SNR}_{\min}P_n}{G_{\text{ant}}^2\sigma\lambda^2G_{\text{RX}}}. \quad (5.16)$$

6 Simulátor

Letící drony se vyznačují zvláštními charakteristikami ve spektrální oblasti dané Mikro-Dopplerovým jevem [3]. Ty jsou závislé na parametrech dronu (počtu vrtulí, čepelí, jejich geometrických rozměrech) i radaru, kterým jsou sledovány (vysílaná frekvence). Při návrhu systému, který má za cíl rozpoznat drony od dalších létajících objektů, lze tyto charakteristiky s výhodou využít.

Pro usnadnění zkoumání vlivu jednotlivých parametrů na spektrální charakteristiky byl v rámci práce vyvinut skript v prostředí Matlab, který je schopen generovat dopplerovské signály od vrtulí s nastavitelným počtem a rozmístěním čepelí a různou vzdáleností a rychlostí dronu. To navíc při ozařování různými modulacemi radaru (CW a FMCW). Generované signály lze dále analyzovat nástroji popsány v sekci 2.2.

Prvním krokem simulace je získání datové struktury, která obsahuje pozice všech bodů čepele (respektive libovolného sledovaného objektu) pro všechny časové okamžiky. To lze provést libovolným způsobem např. známým analytickým předpisem pohybu. Zajímavé by mohlo být využití kinematického modelu pohybu ptačího křídla jako například [23] a použít simulátor i k analýze ptačího letu. Zde byl však použit numerický výpočet polohy bodů pro čepele dronu na základě zadané frekvence otáčení, středu dronu a jeho celkové rychlosti.

Čepele vrtulí jsou rozsekány na stejné úseky o délce $\Delta l = \frac{L}{N}$, kde L je délka čepele a N je počet segmentů, kterým se nastavuje kompromis mezi věrohodností a výpočetní náročností. Každý úsek je dále reprezentován bodem a je rotován kolem osy otáčení násobením příslušnou rotační maticí [3] pro stanovené časové okamžiky. Ty jsou dány nastavenou vzorkovací frekvencí a požadovanou délkou simulace. Otočený bod je dále posunut o vektor reprezentující střed dronu, přičemž ten se s časem může měnit při simulaci letícího dronu. Získává se datová struktura, která obsahuje pozice všech bodů čepele pro všechny časové okamžiky.

Generování signálu je založeno na principu směšování vysílaného signálu a jeho přijaté zpožděné repliky. Směšování harmonických signálů lze modelovat jako jejich násobení [15]. Při zápisu pomocí komplexních exponenciál

$$e^{j\Phi_{RX}(t)} \cdot e^{-j\Phi_{TX}(t)} = e^{j(\Phi_{RX}(t) - \Phi_{TX}(t))}. \quad (6.1)$$

Například pro CW modulaci vysíláme signál o konstantní frekvenci a přijímáme jeho repliku posunutou o Dopplerovu frekvenci f_d , tedy

$$e^{2\pi j(f_0 + f_d)t} \cdot e^{-2\pi j f_0 t} = e^{2\pi j f_d t}, \quad (6.2)$$

kde po směšování zbyl pouze signál na Dopplerově frekvenci.

Simulátor pracuje podle rovnice (6.1). Uživatel dodá vztah pro vysílanou fázi Φ_{TX} (např. (4.2)). Poté pro každý čas simulace (specifikovaný indexem n) a bod čepele (specifikovaný indexem i) je spočítána fáze signálu po směšování

$$\Phi_i[n] = \Phi_{TX}[n - \eta_i] - \Phi_{TX}[n], \eta_i = 2 \frac{R_i[n]}{c}, \quad (6.3)$$

6 Simulátor

kde η_i je dvoucestné zpoždění dané šířením signálu k bodu i a zpět. Jde o směšování momentálně vysílaného signálu a signálu vysílaného před dobou η_i . Přijatý signál způsobený odrazem od i -tého bodu má tvar

$$s_i[n] = e^{j\Phi_i[n]} \quad (6.4)$$

Signály od jednotlivých bodů jsou sečteny a vynásobeny délkou jednoho dílku Δl – jde o aproximaci integrace odražených signálů přes čepel (vztah (6.5)). Tím je získán signál od celé čepele, který je připraven na zpracování nástroji z kapitoly 2.2

$$s[n] = \sum_{i=1}^N s_i[n] \Delta l. \quad (6.5)$$

7 Charakteristiky dronů a ptáků

V této kapitole budou popsány základní charakteristiky signálů odražených od letících dronů a ptáků. To bude provedeno pro časovou i frekvenční oblast. Bude uvažován radar s **CW** modulací, pro který byl Dopplerův posun odvozen v kapitole 3. Extrakci těchto charakteristik při ozařování modulací **FMCW** se věnuje následující sekce 7.3.

Popsané signály budou u dronů doplněny o průběhy simulované pomocí simulátoru z kapitoly 6. Pokud nebude uvedeno jinak, simulace budou pro jednu vrtuli vzdálenou 100 m od radaru s parametry dle tabulky 7.1. Ty jsou blízké parametrům dronu měřeného v kapitole 9. Simulovaný radar vysílá signál o frekvenci $f_0 = 11$ GHz, což také odpovídá později použitému radaru. Signál je vzorkován frekvencí $f_s = 24$ kHz.

Tabulka 7.1: Parametry simulované vrtule

Parametr	Hodnota
Délka čepelí [cm]	8
Frekvence otáčení [Hz]	50
Počet úseků pro dělení čepelí	1000

7.1 Spektrální charakteristiky dronů

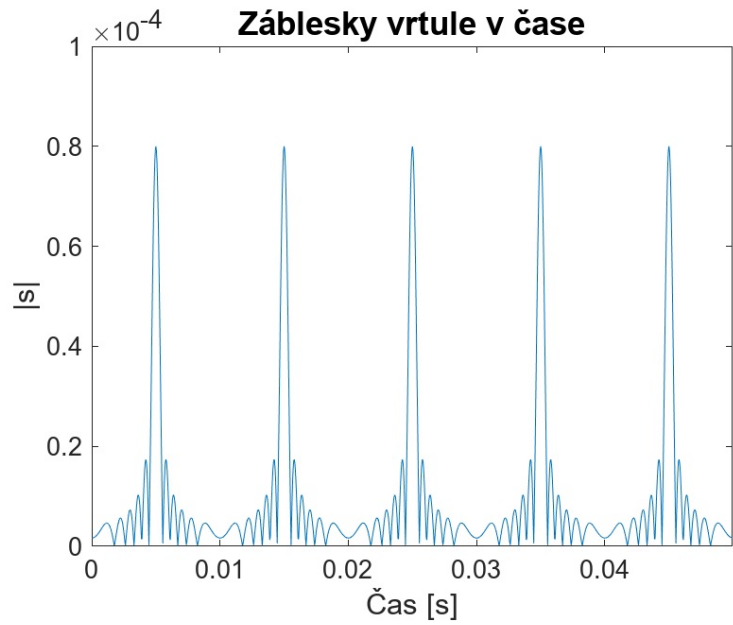
Odražený signál od letícího dronu (a dalších vrtulových zařízení) nese mikro-dopplerovský otisk otáčejících se vrtulí [4]. V časové oblasti má signál charakter záblesků⁶ [3], které se periodicky opakují v momenty, kdy je rovina daná čepelí a osou otáčení kolmá na **LOS** radaru (například na obrázku 7.2 horní čepel, pokud je radar umístěn nalevo od vrtule). Simulované záblesky jsou vidět na obrázku 7.1.

Záblesky jsou dány vzájemnou interferencí signálů z jednotlivých úseků vrtule, jak je vidět na následujících průbězích (obrázky 7.3, 7.4 a 7.5). Ty ukazují součet signálů odražených od prvních $M = 50, 200, 500$ úseků vrtule od středu – tj. vztah (6.5) pro $N = 50, 200, 500$. Vrtule s malým počtem úseků a zvýrazněnými prvními $M = 4$ úseky je předvedena na obrázku 7.2. Jak suma probíhá delší kus vrtule, tak se záblesky stávají dominantnějšími, zatímco signál ve zbytku doby otáčení je výrazně potlačen.

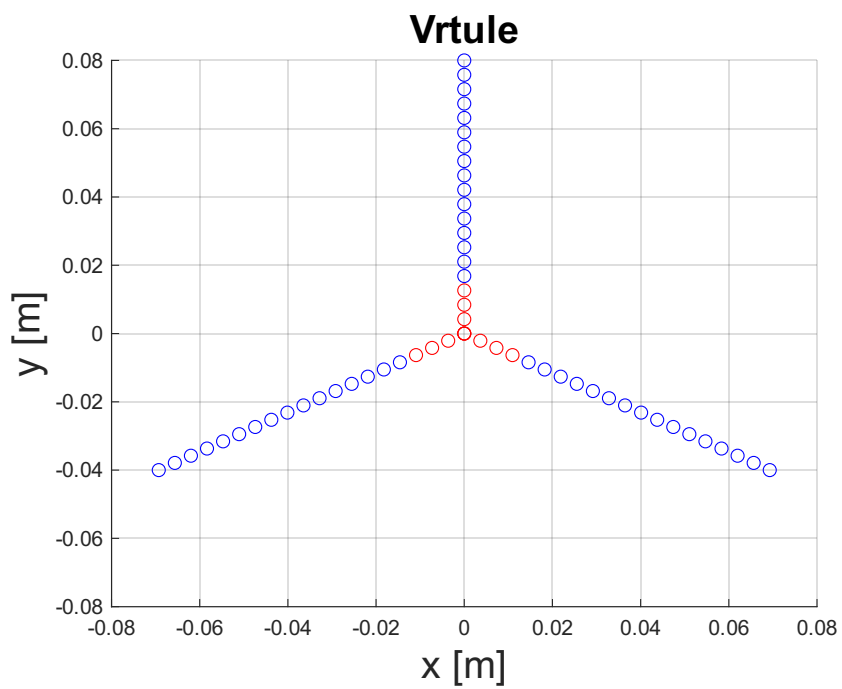
Toto však neznamená, že pro delší vrtule by se záblesky projevovaly dominantněji. Pro kratší vrtule bychom museli délku vrtule rozdělit na více bodů a k interferenci by došlo stejně. Obrázky s různými počty bodů slouží jen k předvedení, jak spolu jednotlivé části čepelí interagují pro vznik záblesků.

⁶ Anglicky tzv. „blade flashes“

7 Charakteristiky dronů a ptáků

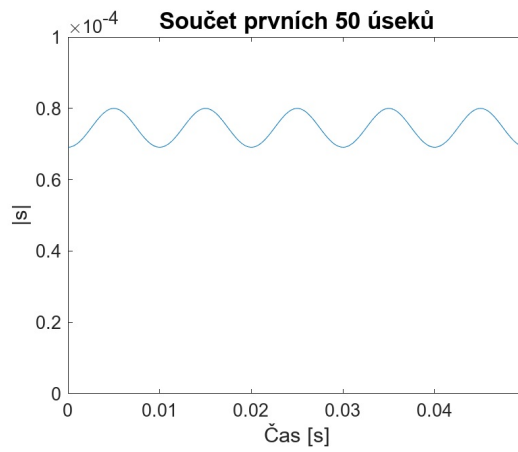


Obrázek 7.1: Záblesky vrtulí

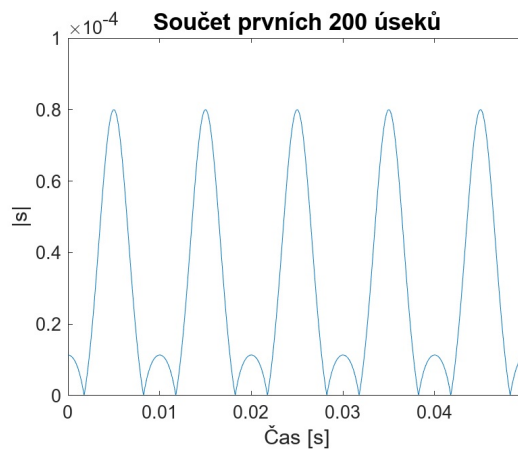


Obrázek 7.2: Vrtule o třech čepelích

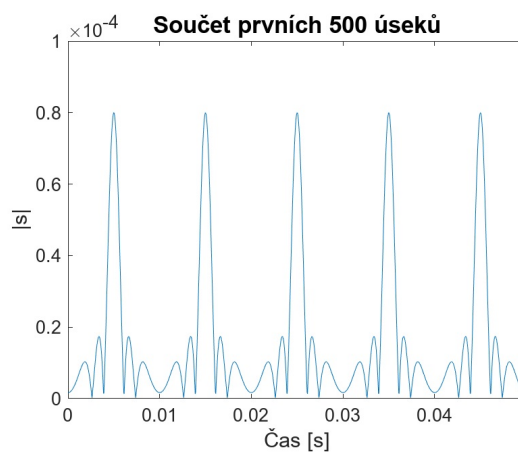
7 Charakteristiky dronů a ptáků



Obrázek 7.3: Signál od prvních 50 úseků vrtule



Obrázek 7.4: Signál od prvních 200 úseků vrtule



Obrázek 7.5: Signál od prvních 500 úseků vrtule

7.1.1 Teoretické odvození záblesků

Výsledky v souladu se simulacemi lze odvodit pomocí podobného uvažování, na kterém je založen Fermantův princip pro šíření světla [11]. Ten říká, že světlo se šíří po takové dráze, na které celkový čas šíření nabývá extrému nebo inflexe.

V tomto případě se světlo šíří volným prostorem rychlostí světla c_0 , čas šíření je tedy přes tuto konstantu přímo svázaný se vzdáleností bodu na vrtuli. Dále budeme uvažovat vrtuli o jedné čepeli s geometrickým rozložením jako na obrázku 7.6. Vzájemná poloha radaru a středu otáčení je dána vektorem \vec{R} . Pozice zkoumaného bodu na čepeli je dána vektorem \vec{l} . Pak pro vzdálenost bodu od radaru platí

$$r(l) = \|\vec{R} + \vec{l}\| = \sqrt{((\vec{R} + \vec{l}) \cdot (\vec{R} + \vec{l}))} = R \sqrt{\left(1 + \frac{2l \cos(\theta)}{R} + \left(\frac{l}{R}\right)^2\right)}, \quad (7.1)$$

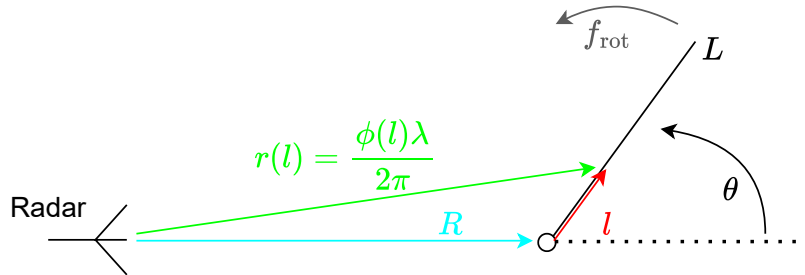
kde veličiny bez šipky značí velikost daného vektoru. Pro $l \ll R$ (vrtule podstatně menší než její vzdálenost od radaru) lze třetí člen pod odmocninou zanedbat a odmocninu aproximovat Taylorovým rozvojem prvního řádu [24]

$$(1 + x)^n \approx 1 + nx, \text{ pro } x \ll 1, \quad (7.2)$$

tedy

$$r(l) \approx R \left(1 + \frac{l \cos(\theta)}{R}\right) = R + l \cos(\theta). \quad (7.3)$$

Tento vztah tedy do vzdálenosti bodu uvažuje pouze horizontální projekci a výšku nad osou zanedbává.



Obrázek 7.6: Geometrické uspořádání pro odvození interference

Vzdálenost bodu lze převést na fázový posun vysílaného signálu za cestu šíření pomocí vztahu [11]⁷

$$\phi(t, l) = 2\pi \frac{r(t, l)}{\lambda}. \quad (7.4)$$

přičemž signál CW radaru po směšování odpovídá přímo této fázi (viz kapitola 3)

$$s(t, l) = e^{j\phi(t, l)}. \quad (7.5)$$

Celkový signál je dán sečtením příspěvků z celé vrtule

$$s(t) = \int_0^L e^{j\phi(t, l)} dl. \quad (7.6)$$

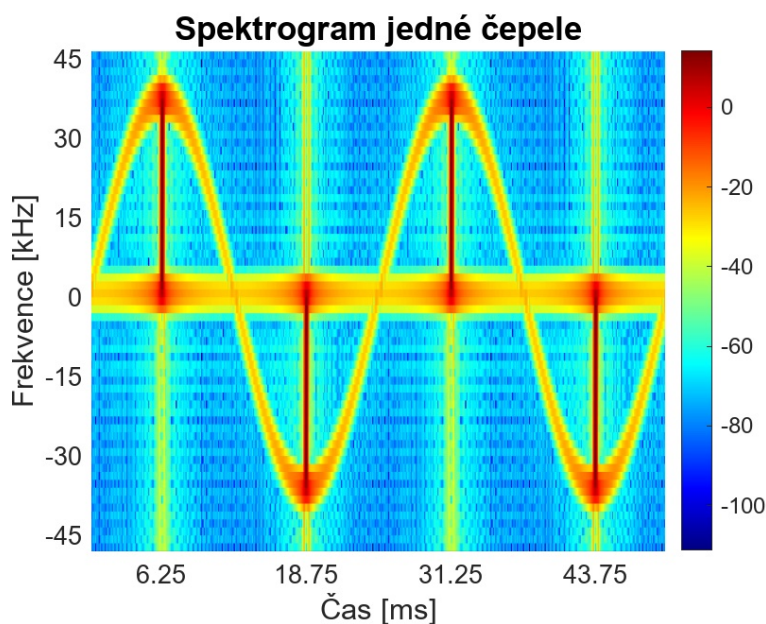
⁷Do vztahu byla explicitně připsána časová závislost – úhel θ se s časem vyvíjí, jak vrtule rotuje.

Motivace k připodobnění k Fermantově principu může vypadat následovně (nelze o rigorózní odvození). Pokud se bude $\phi(t, l)$ podél l rychle měnit, budeme integrovat harmonický signál o velké frekvenci a dostaneme výsledek odpovídající nulové střední hodnotě. Jediné nenulové příspěvky tedy budou tam, kde se $\phi(t, l)$ nebude měnit – bude mít nulovou derivaci a půjde o bod podezřelý z extrému (minimum nebo inflexe).

Jde tedy o nalezení bodů podezřelých z extrému $\phi(t, l)$ na omezené množině $l = \langle 0, L \rangle$. Sem automaticky patří hraniční body uzavřené množiny $l = 0$ a $l = L$. Dále položíme derivaci fázového posunu podle (7.4) rovnou nule. Ta ale přes konstanty, které lze oproti nule pokrátit, odpovídá vzdálenosti podle (7.3). Můžeme tedy rovnou derivovat

$$\frac{dr(l)}{dl} = \cos(\theta) = 0. \quad (7.7)$$

Dostáváme tedy následující výsledky. Signál ze začátku a konce čepele přijímáme neustále. Navíc v momenty, kdy kosinus sevřeného úhlu je nulový, dostáváme podle (7.7) signál od celé čepele, nezávisle na l . To přesně odpovídá momentům, kdy je čepel kolmá na LOS radaru a simulovanému spektrogramu na obrázku 7.7 (2 m dlouhá čepel⁸ vzdálená 200 m od radaru). Podrobnější rozbor viditelných charakteristik je v následující kapitole.



Obrázek 7.7: Čepel vzdálená od radaru

Pro ověření úvahy bude prozkoumáno, co se stane, neprovedeme-li Taylorovu aproximaci a derivujeme-li rovnou vztah (7.1)

$$\frac{dr(l)}{dl} = \frac{R}{2} \left(1 + \frac{2l \cos(\theta)}{R} + \left(\frac{l}{R} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \left(\frac{2 \cos(\theta)}{R} + \frac{2l}{R^2} \right) = 0. \quad (7.8)$$

⁸Čepel je zde brána velmi dlouhá, aby průběhy byly názornější.

Normy vektorů jsou nezáporné a proto pro hledání bodů podezřelých z extrému platí

$$\cos(\theta) + \frac{l}{R} = 0, \quad (7.9)$$

$$l = -\cos(\theta)R. \quad (7.10)$$

Nyní jsou body podezřelými z extrému kromě koncových také ty, u kterých kosinem zmenšená vzdálenost radaru odpovídá vzdálenosti na čepeli. Čekali bychom tedy, že záblesk nebude pro jeden čas jako na předchozím spektrogramu 7.7, ale bude probíhat postupně jednotlivé body na čepeli a tím i jednotlivé rychlosti a dopplerovské posuny. Pro R podstatně větší než délka čepele je rovnice splněna pouze tehdy, je-li kosinus zanedbatelně malý a získáváme stejný výsledek jako při Taylorově rozvoji.

Protože normy vektorů jsou nezáporné, musí být pro platnost rovnosti záporný kosinus. Pokud má být projekce vzdálenosti dronu od radaru srovnatelná, se vzdáleností bodu od středu čepele, musí dále platit

$$|\cos(\theta)| < \frac{L}{R}. \quad (7.11)$$

Budeme-li opět uvažovat $L = 2$ m, $R = 4$ m a frekvenci otáčení 40 Hz, obě rovnosti jsou poprvé splněny pro

$$0 \geq \cos(\theta) \geq -\frac{L}{R} = -\frac{1}{2} \quad (7.12)$$

$$\frac{\pi}{2} \leq \theta = 2\pi f_{\text{rot}} t \leq \frac{2\pi}{3} \quad (7.13)$$

$$\frac{1}{4f_{\text{rot}}} \leq t \leq \frac{1}{3f_{\text{rot}}} \quad (7.14)$$

$$6.25 \text{ ms} \leq t \leq 8.33 \text{ ms}. \quad (7.15)$$

Spektrogram odpovídající simulace je na obrázku 7.8. Záblesk opravdu probíhá dopplerovské posuny postupně. Navíc teoreticky odvozené časy prvního záblesku (zvýrazněny černými čarami) dobře sedí na simulovaný průběh.

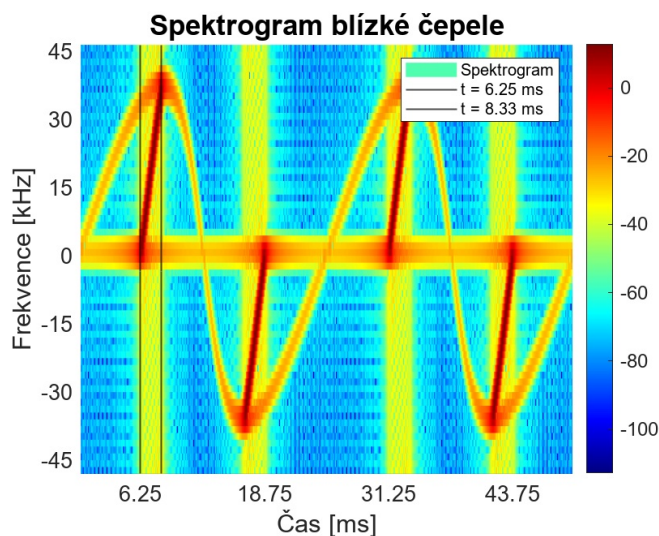
7.1.2 Spektrální analýza pomocí krátkých oken

Při spektrální analýze signálu odraženého od dronu pomocí **STFT** hraje významnou roli volba délky okna. Při oknech podstatně kratších než perioda záblesků se objevuje periodická struktura spektrogramu v čase, kdy jsou záblesky stále patrné [3]. Příklady spektrogramů získaných pomocí simulátoru pro vrtuli o 2 a 3 čepelích⁹ jsou na obrázcích 7.9 a 7.10. Okno je dlouhé přibližně 3 ms, což je kratší než perioda záblesků.

Z těchto spektrogramů lze o vrtuli získat řadu informací, viz [3]. Záblesky od jedné čepele se opakují dvakrát za periodu rotace (jednou s kladným f_d , jednou se záporným) a lze tedy určit frekvence otáčení vrtule. Záblesky od jednotlivých čepelí jsou posunuté o fázi odpovídající jejich geometrickému rozložení na vrtuli. Z počtu posunutých průběhů a jejich vzájemných fází lze určit počet čepelí a jejich rozložení na vrtuli. Maximální frekvenční posun odpovídá rychlosti krajních bodů čepelí, pro které platí vztah [11]

$$v = 2\pi f_{\text{rot}} L, \quad (7.16)$$

⁹Zbylé parametry podle tabulky 7.1



Obrázek 7.8: Čepel blízko radaru

kde L je délka čepel, f_{rot} frekvence otáčení. Pomocí něj je možné určit délku čepel.

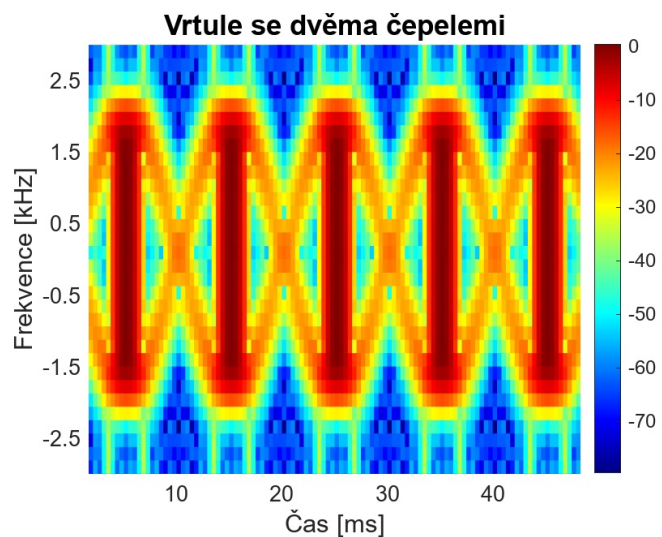
Je však nutné využít IQ radar, aby byl vysílán signál s definovaným znaménkem frekvence (viz kapitola 4). Drony navíc mají více vrtulí, které se mohou otáčet s různým fázovým posuvem (při provádění různých manévrů, stabilizaci ve vzduchu, rozdílnou vzdáleností od radaru. . .). To způsobuje, že i průběhů záblesků se ve spektrogramu objeví více, budou fázově posunuté a požadavky na rozlišení v čase mohou významně narůstat.

V praxi tedy bude extrakce záblesků pomocí krátkých oken náročná. To obzvláště pro malé drony, jejichž krátké vrtule dosáhnou při stejné frekvenci otáčení menší rychlosti a vyvolají tak menší Dopplerův posun. Velikost pixelu spektrogramu je fundamentálně omezena, jak bylo popsáno v sekci 2.2. Přitom maximální čas vzorkování je omezen frekvencí otáčení a tím udává i nejmenší možné frekvenční rozlišení. Snižujeme-li tedy délku čepel, dostáváme při stejném otáčení stále horší rozlišení záblesků. Už na obrázku 7.10 je patrné, že pro jedinou vrtuli o třech čepelích jsou si signály od jednotlivých čepelí tak blízké, že rozlišení téměř nedostačuje¹⁰.

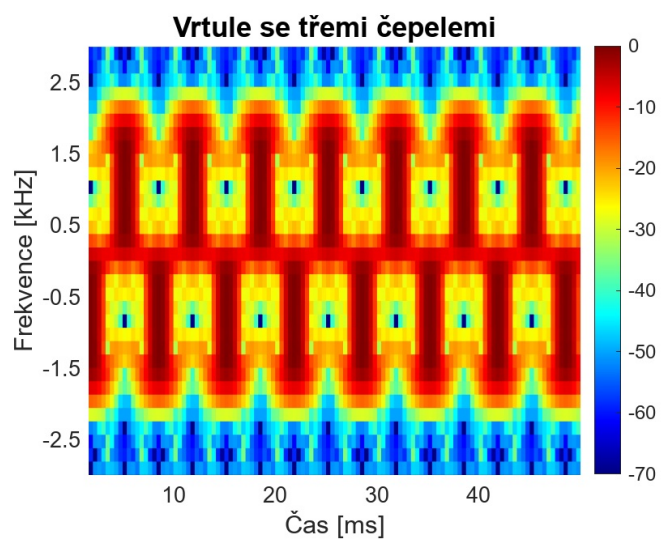
Proto hlavní užitečná informace, kterou z tohoto spektrogramu bude možné v praxi vyčíst, bude šířka pásma obsažených frekvencí. Ta přímo odpovídá produktu délky čepel a frekvenci otáčení (maximální zastoupená rychlost otáčení) $L f_{\text{rot}}$.

Problém nastane, pokud by se v zorném poli radaru mohl objevit pták, který by při mávnutí křídly dosahoval stejné rychlosti jako maximální rychlost na hraně čepel dronu. Poté by bylo nutné bližší zkoumání modulací a dostatečné frekvenční rozlišení by bylo nezbytné (například navýšením základní frekvence radaru). Alternativou je využití metody dlouhých oken popsané v následující kapitole.

¹⁰Pro takto malou čepel a vysílanou frekvenci 11 GHz



Obrázek 7.9: Spektrogram (krátké okno) vrtule o 2 čepelích



Obrázek 7.10: Spektrogram (krátké okno) vrtule o 3 čepelích

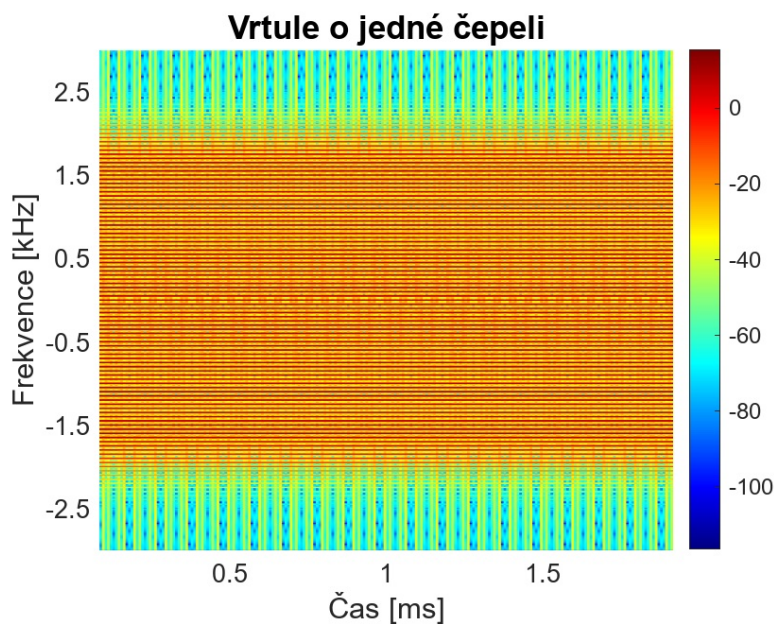
7.1.3 Spektrální analýza pomocí dlouhých oken

Pro okna delší než je perioda záblesků se v každém okně objeví více záblesků. Jde tedy o frekvenční analýzu periodického signálu a výsledkem jsou viditelné spektrální čáry na celočíselných násobcích základní frekvence (frekvence záblesků) jako při využití rozkladu do Fourierovy řady [8]. Přitom frekvence záblesků odpovídá $2f_{\text{rot}}N_{\text{blade}}$ (pro sudé počty čepelí poloviční), kde N_{blade} je počet čepelí na vrtuli – každá čepel způsobí dva záblesky za periodu (ale pro sudé počty záblesky dvou protichůdných čepelí probíhají současně).

Simulovaný průběh je předveden na obrázku 7.11. Délka okna je přibližně 167 ms, do každého okna se tedy vejde přes 16 záblesků. Periodicky se opakující spektrální čáry jsou jasně patrné, přičemž se opakují po 100 Hz. To odpovídá frekvenci záblesků – vrtule se otáčí s frekvencí 50 Hz a každému otočení odpovídají dva záblesky.

Tato metoda má oproti krátkým oknům výhodu, že integrační doba signálu může být delší než jeden záblesk, čímž lze docílit lepšího spektrálního rozlišení. Ovšem nemůže být libovolně dlouhá, protože dron bude provádět různé manévry a tak se i rychlosti otáčení vrtulí budou měnit. Maximální integrační doba tedy bude dána náhodností pohybu dronu.

Charakteristika, která je opět nejsnadněji zjistitelná, je šířka obsažených frekvencí a tedy odpovídající produkt délky čepelí a frekvence otáčení Lf_{rot} .



Obrázek 7.11: Spektrogram vrtule o 2 čepelích, STFT okno dlouhé ≈ 167 ms

7.2 Spektrální charakteristiky ptáků

Analýza signálu odraženého od letícího ptáka je založena na faktu, že kromě dopplerovského posunu od letícího těla, je v signálu navíc přítomná modulace od mávání křídly [4]. Ta se projevuje pravidelnou přítomností vyšších a nižších frekvencí (oproti pohybu těla) ve spektrogramu, které odpovídají jednotlivým půlperiodám mávnutí (naměřené průběhy jsou v sekci 8.2).

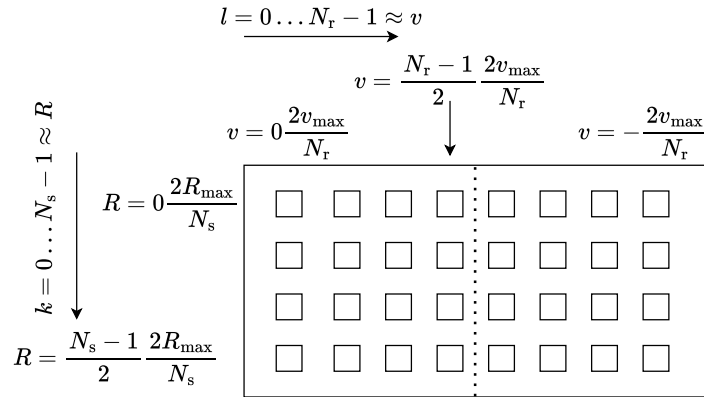
Charakteristiky mávnutí mohou do určité míry připomínat záblesky od vrtulí, ale opakují se s podstatně nižší frekvencí. Ptáci většinou mávají křídly do 10 Hz [25]. Například hrdličky, které byly hlavním objektem pozorování, mávají křídly s frekvencí okolo 7 Hz. Rozdíl v naměřené frekvenci tedy lze využít k rozlišení letícího dronu od ptáka.

Ptáci však nemusí mávat křídly po celou dobu letu, ale mohou střídat fáze mávání a plachtění. Pro úspěšné rozpoznání ptáka tedy může být nutná delší doba pozorování. Výhodou však je, že během fáze plachtění se šířka zastoupených frekvencí okolo pohybujícího těla výrazně zúží, což je další faktor, který lze využít k identifikaci.

7.3 Extrakce charakteristik při využití FMCW radaru

Pro CW radar stačí směřovat přijímaný signál s vysílaným (v reálných aplikacích také filtrovat dolní propustí pro potlačení dalších produktů směřování [15]) a rovnou dostáváme signál na Dopplerově frekvenci. Při využití FMCW modulace je zpracování složitější a věnovala se mu sekce 4.2.2. Bylo však objeveno, že při využití 2D FFT je harmonický signál na Dopplerově frekvenci dominantním signálem napříč sloupci.

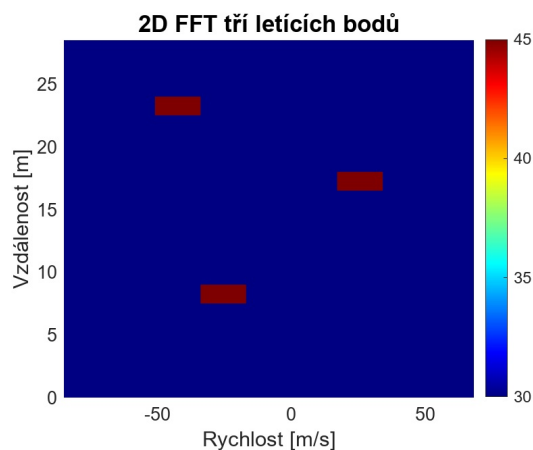
Po aplikaci 2D FFT index řádku k odpovídá vzdálenosti cíle a index sloupce l odpovídá jeho rychlosti, viz obrázek 7.12. Pro jeden pohybující se bod, FFT odpovídá Dirakovým pulzům ve vzdálenosti i rychlosti. Jediný nenulový příspěvek tedy bude na průniku vzdálenosti R a rychlosti v sledovaného bodu. Tyto hodnoty jsou reprezentativní pro dobu měření, tedy $N_r \cdot T_c$ (přelétal-li by bod během této doby mezi různými vzdálenostními biny, byl by výsledek rozostřen). Při sledování více bodů bychom mohli vidět nenulové příspěvky ve více binech (na obrázku znázorněny jako malé čtverce) dané souřadnicemi $(R_1, v_1), (R_2, v_2), \dots (R_i, v_i)$, kde R_i, v_i je vzdálenost a rychlost i -tého sledovaného bodu. Simulace pro tři letící body je předvedena na obrázku 7.13.



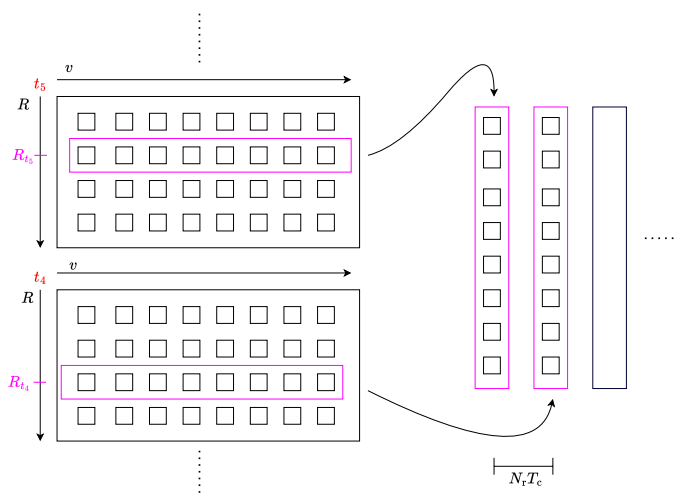
Obrázek 7.12: Osy po aplikaci 2D FFT

Budeme-li sledovat letící dron za předpokladu, že rozlišení ve vzdálenosti je menší než velikost dronu, tak dominantní příspěvek 2D FFT bude pro jedinou vzdálenost R . V ose rychlosti je však přítomná (při dostatečném rozlišení) mikro-dopplerovská modulace, jak bylo probíráno v předchozí kapitole 7. Výsledky 2D FFT pro různá natočení čepele jsou znázorněny na obrázcích 7.15, 7.16 a 7.17. V této simulaci byl radar na frekvenci 88 GHz posazen do bodu $(x, y) = (-15, 0)$ m.

7 Charakteristiky dronů a ptáků



Obrázek 7.13: 2D FFT pro tři letící body



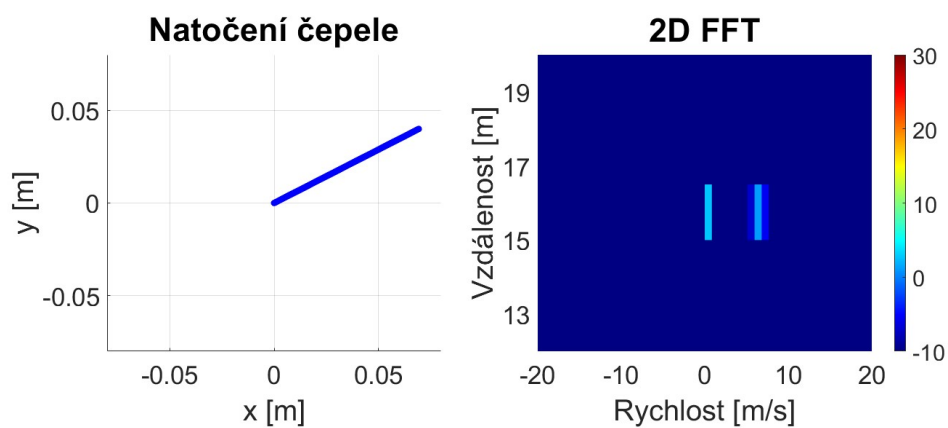
Obrázek 7.14: Extrakce CW modulace z 2D FFT

Vidíme, že signál v daném vzdálenostním binu pro daný čas odpovídá CW spektrogramu téhož času (například na třetím obrázku je jasně patrný záblesk). Pokud tedy extrahujeme z každé 2D FFT pouze řádek odpovídající momentální vzdálenosti dronu a uspořádáme je za sebe, jak je znázorněno na obrázku 7.14, dostáváme zpět čistou CW modulaci. Výsledek procesu je zobrazen na 7.18. Simulace je nastavena stejně, jako při dílčích 2D FFT na 7.15 – 7.17, ale dron se navíc pohybuje rychlostí 10 m s^{-1} od radaru. Celé spektrum je tedy posunuté o 10 m s^{-1} . Průběh lze porovnat s CW simulací na obrázku 7.9. Je vidět, že modulace je stejná¹¹.

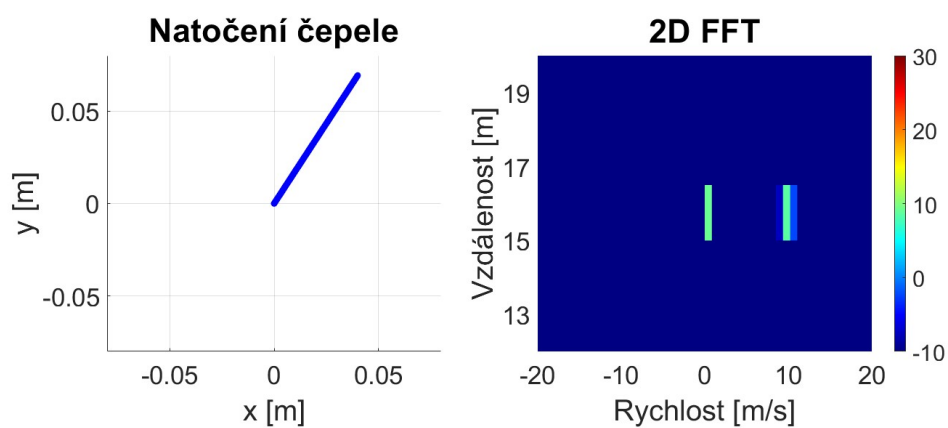
Extrakci signálu (jak je znázorněno na 7.14) z řádku odpovídajícího aktuální vzdálenosti cíle lze provést už před aplikací 2D FFT. Výsledkem je opět signál identický získanému základním CW radarem. Příklad je na obrázku 7.19. Podle očekávání jsou vidět záblesky v čase, které lze porovnat s obdobnou CW simulací na 7.1.

¹¹Zde byla simulovaná jediná čepel, u CW radaru byly simulovány dvě.

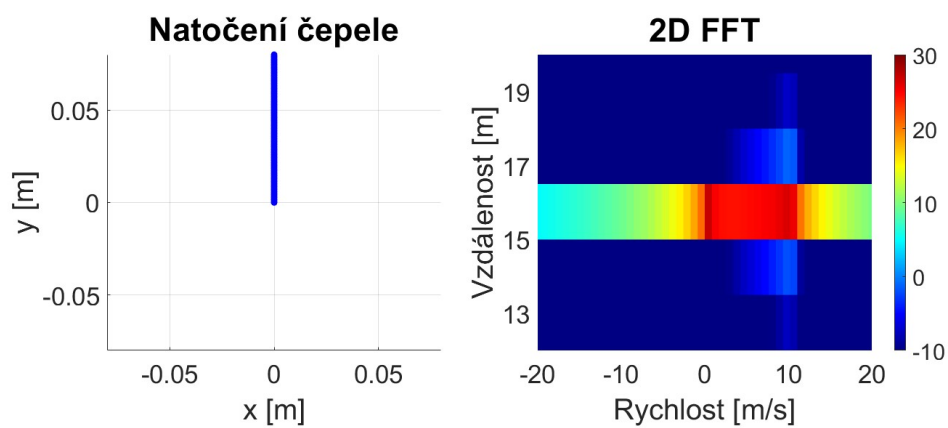
7 Charakteristiky dronů a ptáků



Obrázek 7.15: 2D FFT čepele při 30°



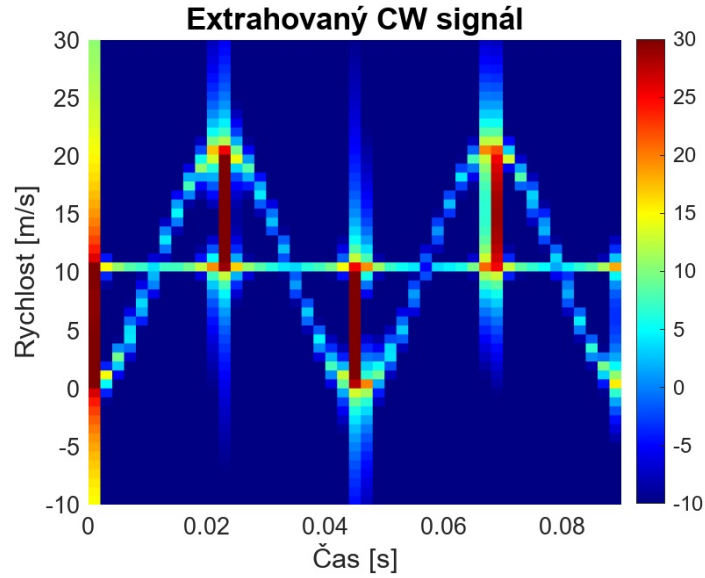
Obrázek 7.16: 2D FFT čepele při 60°



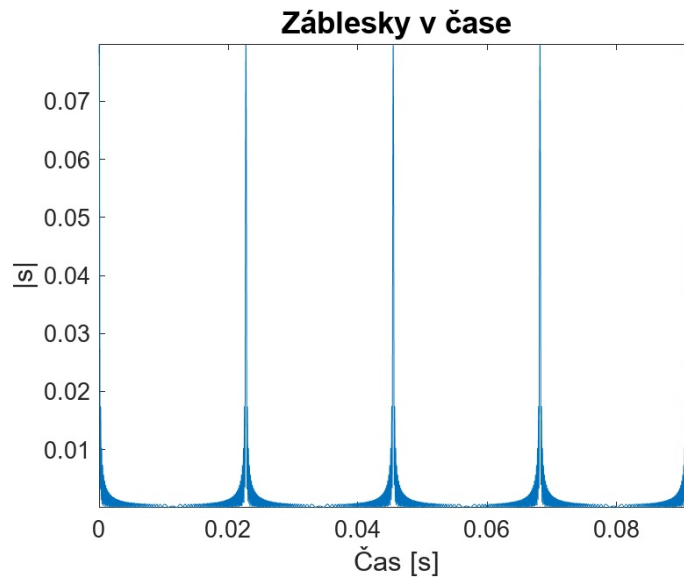
Obrázek 7.17: 2D FFT čepele při 90°

7 Charakteristiky dronů a ptáků

Při fyzické implementaci takového radaru je však nutné dbát na sladění doby vzorkování a časování FMCW ramp [26]. Jednotlivé vzorky je nutné odebírat vždy ve stejné části rampy – (4.13) je nezávislá na f_R pouze, pokud kT_s (tedy doba mezi začátkem rampy a odebráním vzorku) je stejná mezi všemi rampami.



Obrázek 7.18: Extrahovaná CW modulace



Obrázek 7.19: Extrahované záblesky v čase

8 Měření Mikro-Dopplerova jevu u ptáků

Měření probíhalo na volně žijících ptácích. Šlo výhradně o hrdličky, které jsou tvarem těla i mechanikou letu velmi podobné dalším běžně se vyskytujícím ptákům (holubi...).

Ty byly pravidelně krmení, aby se naučily létat na jedno místo. Při jejich pozorování bylo odhaleno, že za krmením pravidelně přilétají s mezipřistáním na anténu naproti pozorovacímu stanovišti (viz obrázek 8.1). Namíření radaru na tuto anténu tedy bylo ideální volbou jak pro zaznamenání letu samotného, tak mávání křídlů při vzletu a přistání.



Obrázek 8.1: Anténa, na které hrdličky pravidelně přistávaly

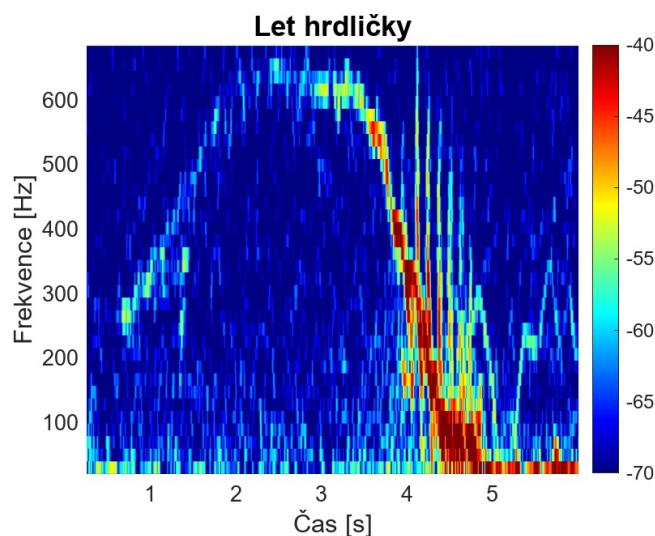
8.1 Měřicí stanoviště

Pro měření hrdliček byl používán výhradně jednoduchý CW radar (viz kapitola 4). Pro zlepšení dosahu byly použity antény směřující ve vertikální rovině. Cílem bylo dobře zaznamenat odrazy od křídel v okamžiku přistání a vzletu v místě antény - vertikální úroveň antény tedy byla známá, ale hrdličky mohly přilétat z různých úhlů.

Hrdličky byly volně žijící a tak nešlo přesně určit okamžik, kdy budou přilétat. Záznam byl tedy pořizován mnoho dní a spolu s ním byl nahráván videozáznam outdoorovou kamerou umístěnou poblíž. Ten bylo později možné rychle projít a určit rámcové okamžiky, kdy detailněji zkoumat spektrum signálu (protože se v zorném poli radaru pohybovaly hrdličky).

8.2 Naměřené záběry

V této kapitole budou uvedeny dva zajímavé spektrogramy letu hrdliček. Spektrogramy byly spočítány z dat navzorkovaných 40 kHz pomocí **STFT** o délce okna 4000 vzorků s překryvem 3500 vzorků.



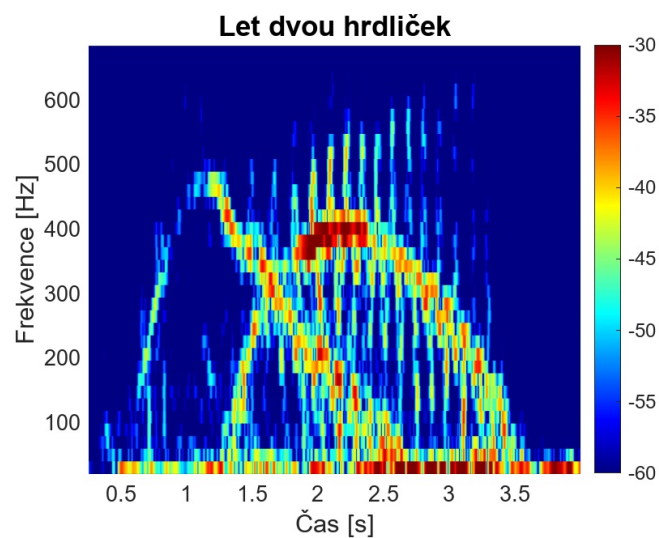
Obrázek 8.2: Spektrogram celého letu hrdličky

Obrázek 8.2 zaznamenává téměř celý let hrdličky. Během něj se hrdlička spouští z protější střechy a mává křídly, aby zrychlila. Zde je zachyceno přibližně od času 1 s zrychlující tělo. Pro zaznamenání křídel je hrdlička ještě moc daleko. Poté je na záznamu dobře vidět fáze plachtění v čase 2 - 3,5 s. Následně hrdlička roztáhne křídla a začne zpomalovat pasivně, přičemž od času 4 s zpomaluje aktivně máváním křídly, které je patrné i na spektrogramu.

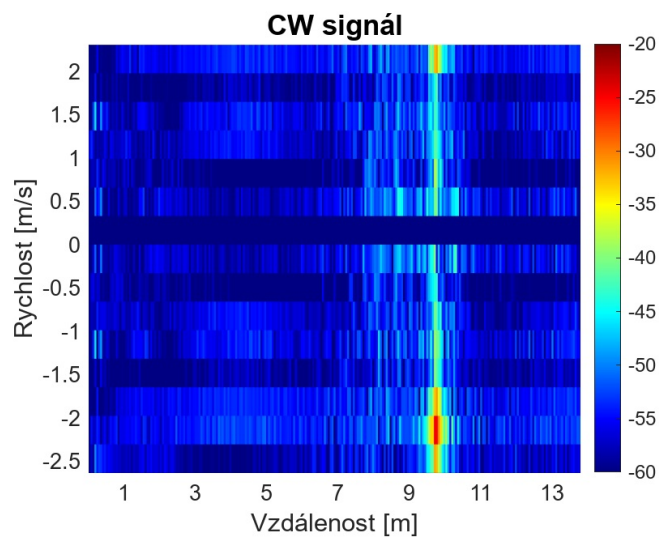
První známky těla se v záznamu objevují již na vzdálenost větší než 25 m. Pohyb křídel je znatelný během přistávání na anténu vzdálenou okolo 10 m, předtím však hrdlička křídly několik sekund nemávala. Je tedy možné, že křídla by byla vidět i na větší vzdálenost, viz sekce 10.3. Patrná jsou hlavně mávnutí směrem k vyšším frekvencím – bylo pozorováno, že hrdličky většinou křídly mávají hlavně ve směru dolů (podél těla), zpět nahoru pak křídla vytahují poměrně pozvolně.

Na obrázku 8.3 je vidět záznam letu dvou hrdliček. První spíše plachtí a mává až v okamžiku dosednutí, kdy už se překrývá s letem druhé hrdličky. Ta však mává delší dobu i za letu a ve spektrogramu jsou pohyby jejích křídel dobře vidět (hlavně mávnutí ve směru radiálně od radaru, posuvy k nižším frekvencím se překrývají s máváním první hrdličky).

Dále bylo testováno měření s **FMCW** radarovým modulem popsáným v sekci 4.3. Měření 2D **FFT** je zobrazeno na obrázku 8.4 (silný signál na nízkých frekvencích byl při digitálním zpracování odfiltrován). Vidíme hrdličku odlétající pryč od radaru. Přitom vzhledem k limitům **FMCW** modulu popsáným v sekci 4.3 je maximální rychlost bez překryvu omezená a vidíme, že dochází k aliasingu. Pohyb křídel se pak projevuje jen jako obecné rozprostření přes všechny rychlosti. Tento průběh tedy nelze použít k bližšímu zkoumání modulace, ale lze spočítat výkon odražený od hrdličky a tedy její **RCS**, viz kapitola 10.



Obrázek 8.3: Spektrogram letu dvou hrdliček



Obrázek 8.4: FMCW záznam letu hrdličky

9 Měření Mikro-Dopplerova jevu u dronů

Při měření byly použity dva drony. Jedním byl jednoduchý dron Dromida Vista UAV s plastovou konstrukcí a čepelemi dlouhými 7 cm. Druhým byl velmi malý dron Dji Mini 2 SE s čepelemi dlouhými 5.5 cm. Druhý dron podporoval automatickou stabilizaci za letu, což umožnilo přesnější kvantitativní měření (měření odrazné plochy zatímco dron se držel na jednom místě apod.). Oba jsou zobrazeny na obrázku 9.1.

Zde budou předvedeny výsledky měření s oběma drony. Bude ilustrována aplikace dlouhých i krátkých oken, viz sekce 7.1. Využití dvou dronů umožňuje předvedení, jak různé parametry (délka čepele, frekvence otáčení) ovlivňují výsledné spektrogramy a nároky na jeho rozlišení. Odpovídající průběhy dronu Dromida Vista UAV budou nalevo, zatímco pro Dji Mini 2 SE budou napravo.



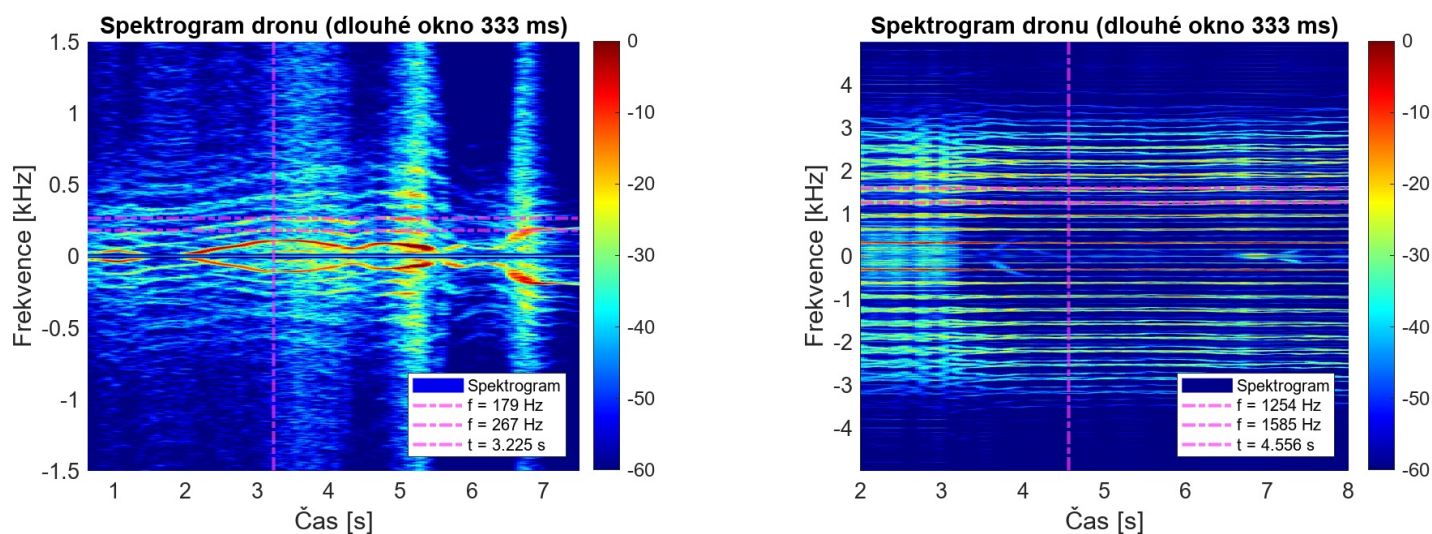
Obrázek 9.1: Použité drony

9.1 Naměřené záběry

Obrázek 9.2 zachycuje několik sekund záběrů, kdy drony poletují okolo jednoho bodu. Signál je analyzován dlouhým oknem (přibližně 333 ms). Na spektrogramu jsou podle očekávání ze sekce 7.1 vidět ekvidistantní frekvenční čáry okolo pohybu těla dronu (zde stacionárního). Dvě po sobě jdoucí spektrální čáry jsou vždy zvýrazněny horizontálními přímkami, přičemž jejich vzdálenost odpovídá frekvenci záblesků a tedy frekvenci otáčení vrtule, viz 7.1. Ty jsou uvedeny v tabulce 9.1.

Dále z těchto průběhů lze určit maximální zastoupená frekvence – ta odpovídá Dopplerově posunu od bodu na kraji čepele, který se pohybuje nejrychleji. Jeho rychlost lze podle

vztahu (7.16)¹² převést na frekvenci otáčení a tedy na frekvenci záblesků. Odpovídající odhady frekvence záblesků získaných z maximálních přítomných frekvencí jsou v tabulce 9.1 (přítom maximální zastoupené frekvence byly brány z výsledků algoritmu v následující sekci 10.1).



Obrázek 9.2: Spektrogram letů dronů analyzovaný dlouhým oknem

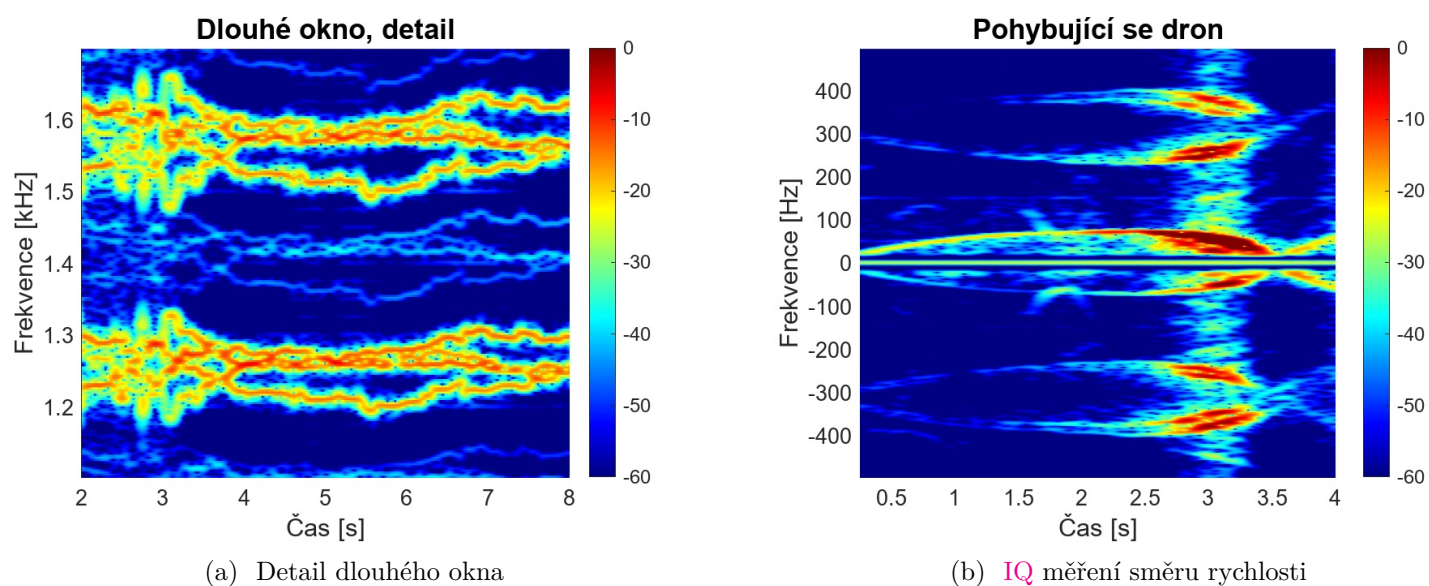
Zatímco u dronu Dromida Vista je rozlišení jen přibližně postačující (vzhledem k menší maximální zastoupené frekvenci a větším fluktuacím rychlosti otáčení), u dronu Dji Mini je výrazně lepší. Detail dvou čar (zvýrazněných na obrázku 9.2) je na 9.3a. Vidíme, že každá čára se rozpadá na čtyři další. Mohlo by jít o čáry dané záblesky každé ze čtyř vrtulí.

Měření směru rychlosti bylo prováděno pouze s dronem Dji Mini, vzhledem k jednoduššímu ovládání. Zpracování naměřených dat však vykazovalo několik problémů. Průběhy I a Q složky byly nejspíše vzhledem k různým filtrům a zesilovacím prvků v cestě (viz sekce 4.3) různě škálované a zpožděné. Po manuální kompenzaci byl získán průběh na obrázku 9.3b. Ten zobrazuje dron letící malou rychlostí směrem k radaru. Opravdu vidíme výraznou spektrální čáru okolo 70 Hz, což odpovídá podle (3.6) rychlosti přibližně 1 m s^{-1} .

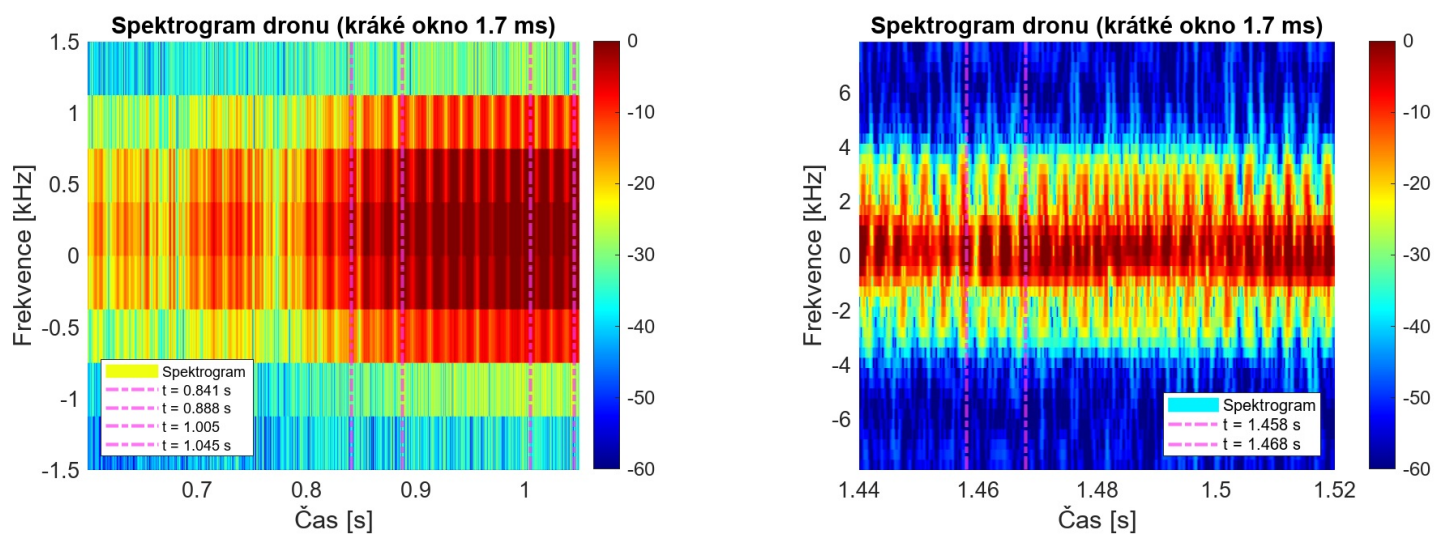
Části letů analyzované krátkým oknem (přibližně 1.7 ms) jsou zobrazeny na obrázku 9.4. Na nich jsou patrné záblesky jen jako čáry, vzhledem k nedostatečnému rozlišení spektrogramu. Přítom podstatně horší situace je u dronu Dromida Vista, jehož vrtule se netočí tak rychle. Celá mikro-dopplerovská modulace je tedy v užším pásmu frekvencí.

Vertikálními přímkami jsou znázorněny časy následujících záblesků (pro odečtení průměrné vzdálenosti záblesků je odečtena vzdálenost ob tří záblesky a frekvence je pak násobena třemi). Frekvence záblesků je uvedena v tabulce 9.1. Zatímco dron Dji Mini stál na místě a točil vrtulemi přibližně konstantní rychlostí, dron Dromida Vista zvyšoval rychlost otáčení. To je patrné na zvyšující se frekvenci záblesků i postupném zastoupení signálu v širším pásmu frekvencí. Proto jsou pro dron Dromida Vista z průběhu odečteny dvě frekvence záblesků – jedna okolo času 0.86 s a jedna okolo času 1.02 s.

¹²Je nutné dopředu znát délku čepele. V praxi by tedy byl postup prováděn opačně a ze známe frekvence záblesků by byla zjišťována délka čepele. Zde však jsou měřené drony známé a lze délku čepele použít pro kontrolu výsledků ostatních metod.



Obrázek 9.3: Detail dlouhého okna a IQ měření pro dron Dji Mini

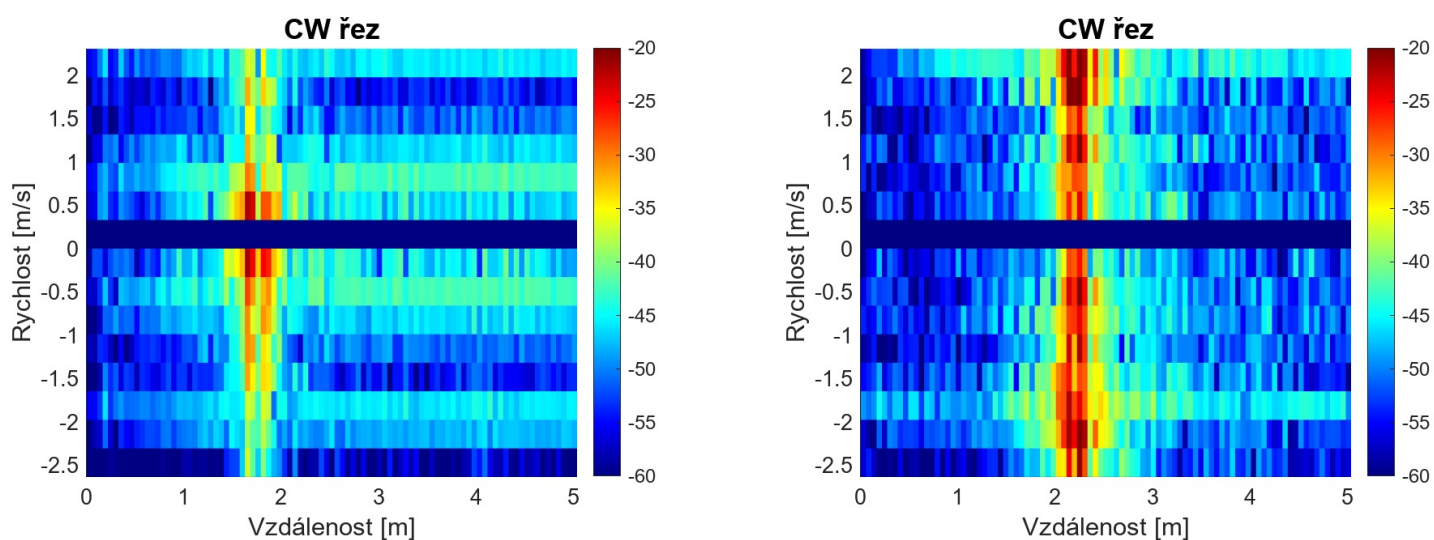


Dron	Dlouhá okna [Hz]	Maximální frekvence [Hz]	Krátká okna [Hz]
Dromida Vista	88	62	63, 75
Dji Mini	331	316	300

Tabulka 9.1: Odhadnuté frekvence záblesků

Tabulka 9.1 obsahuje odhadnuté frekvence záblesků pro oba drony podle všech tří popsaných postupů. Vidíme, že výsledky se poměrně dobře shodují. Větší relativní rozdíly se vyskytují u dronu Dromida Vista, což lze předpokládat. Vzhledem k absenci automatické stabilizace byly jeho lety podstatně dynamičtější a rychlost otáčení vrtule se měnila.

Měření s FMCW modulem jsou předvedena na obrázku 9.5. Drony jsou stacionární, pouze točí svými čtyřmi vrtulemi. Maximální rychlost bez překryvu opět vůbec neodpovídá maximální rychlosti bodů na čepeli a tak se signál rozprostírá jako čára napříč všemi rychlostmi. Zajímavá však je možnost rozlišení předních a zadních vrtulí. Šířka pásma modulace zde poskytovala rozlišení dle (4.20) přibližně 50 mm, což odpovídá asi čtyřem binům na délku dronu Dromida Vista. V měřeném průběhu opravdu vidíme dvě příčné spektrální čáry v odpovídajících vzdálenostech. Pro menší dron Dji Mini čáry splývají.



Obrázek 9.5: Měření dronů pomocí FMCW radaru

10 Zpracování naměřených signálů

V následující kapitole bude uveden návrh postupu pro automatické získání charakteristik popsaných v kapitole 7 z naměřených signálů (kapitola 8 a 9). Zároveň bude spočítána základní výkonová bilance systému a bude odhadnuta efektivní odrazná plocha ptáků a dronů. Z toho bude odhadnut maximální dosah systému a případně potřebné navýšení vysílaného výkonu pro dosažení dosahu 100 m.

10.1 Zpracování signálů dronů

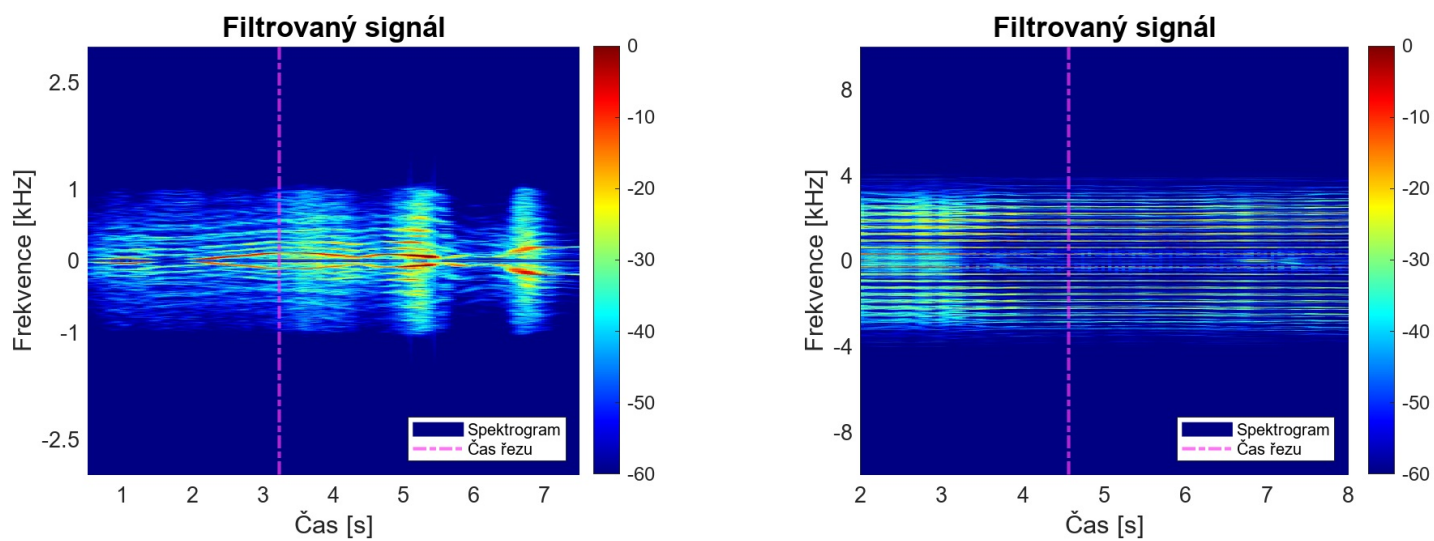
Z teoretického rozboru i naměřených průběhů vyplývá větší náročnost metody krátkých oken na rozlišení spektrogramu. Zkoumaná byla tedy hlavně metoda využívající dlouhá okna. V sekci 7.1 bylo ukázáno, že na delších úsecích je odražený signál periodický. I jeho spektrum tedy bude periodické s periodou odpovídající frekvenci otáčení vynásobené počtem čepelí (perioda záblesků).

Tato periodičita byla detekována a bylo podle její přítomnosti určováno, zda jde o dron. K odhalení periodické struktury v šumu lze využít autokorelace signálu [19]. Signál se svou posunutou replikou tvoří korelační špičky se stejnou periodou, zatímco šum je náhodný proces a z principu mezi sebou jednotlivé hodnoty nejsou korelované [15].

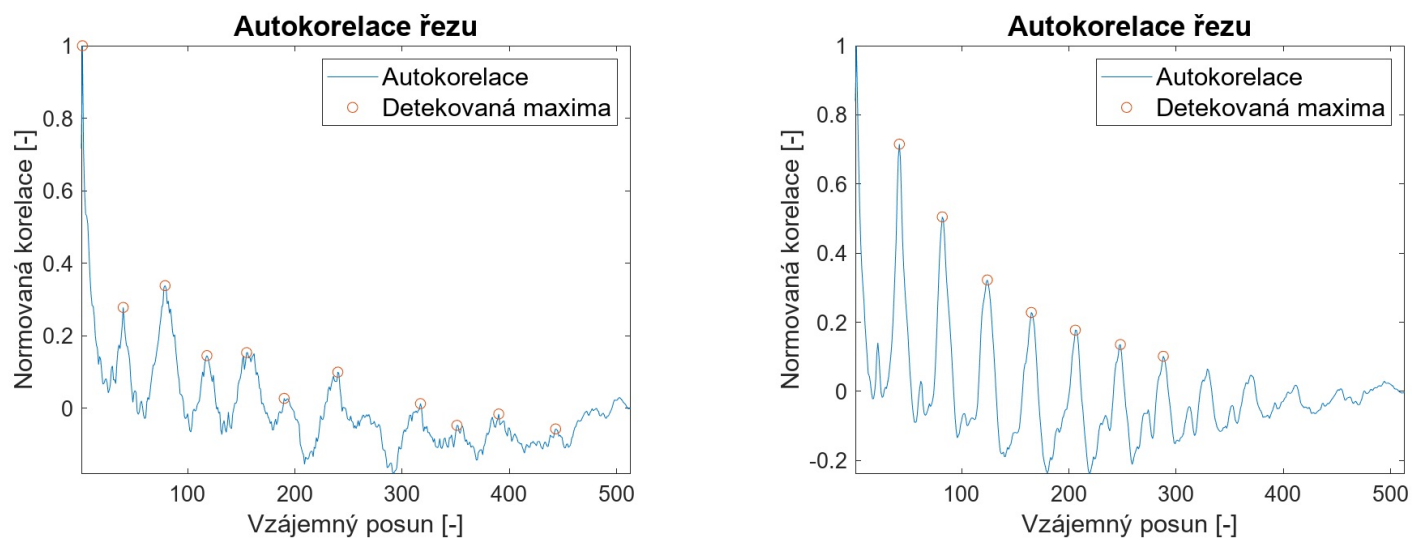
Kroky při zpracování tedy budou následující:

1. Detekce šířky pásma signálu – jak bylo diskutováno v předchozích sekcích, tato informace je nejjednodušeji extrahovatelná.
2. Volitelná decimace – po detekci šířky pásma je možné filtrovat a decimovat [10] a dále zpracovávat jen užitečný signál.
3. Řezy spektrogramem v různých časových úsecích – dostáváme sílu signálu v závislosti na frekvenci pro daný časový okamžik.
4. Aplikace autokorelace na řez – zvýrazní periodicitu signálu.
5. Detekce vrcholů autokorelace s určitou prominencí – vrcholy autokorelace nastávají při vzájemném posunu o periodu signálu.
6. Odečtení periody z průměrné vzdálenosti detekovaných vrcholů.

Zpracování je předvedeno na měřených průbězích podle obrázku 9.2. Signál po detekci pásma zastoupených frekvencí a odfiltrování zbylých je zobrazený na obrázku 10.1. Výsledek autokorelace je pak na 10.2. Červeně zvýrazněná jsou jednotlivá maxima s danou prominencí. Periodičita spektra je v obou případech jasně patrná. Přitom odhadnuté frekvence záblesků z průměrné vzdálenosti maxim jsou 75 Hz, respektive 320 Hz, což dobře odpovídá ručním odhadům z tabulky 9.1.



Obrázek 10.1: Spektrogram letu dronu analyzovaný krátkým oknem



Obrázek 10.2: Spektrogram letu dronu analyzovaný krátkým oknem

10.2 Zpracování signálů ptáků

Jak bylo naznačeno v sekci 7.2, charakteristické pro spektrogramy signálů odražených od letících ptáků jsou záblesky od křídel opakující se s frekvencí okolo 10 Hz [25]. Tuto frekvenci je cílem detekovat.

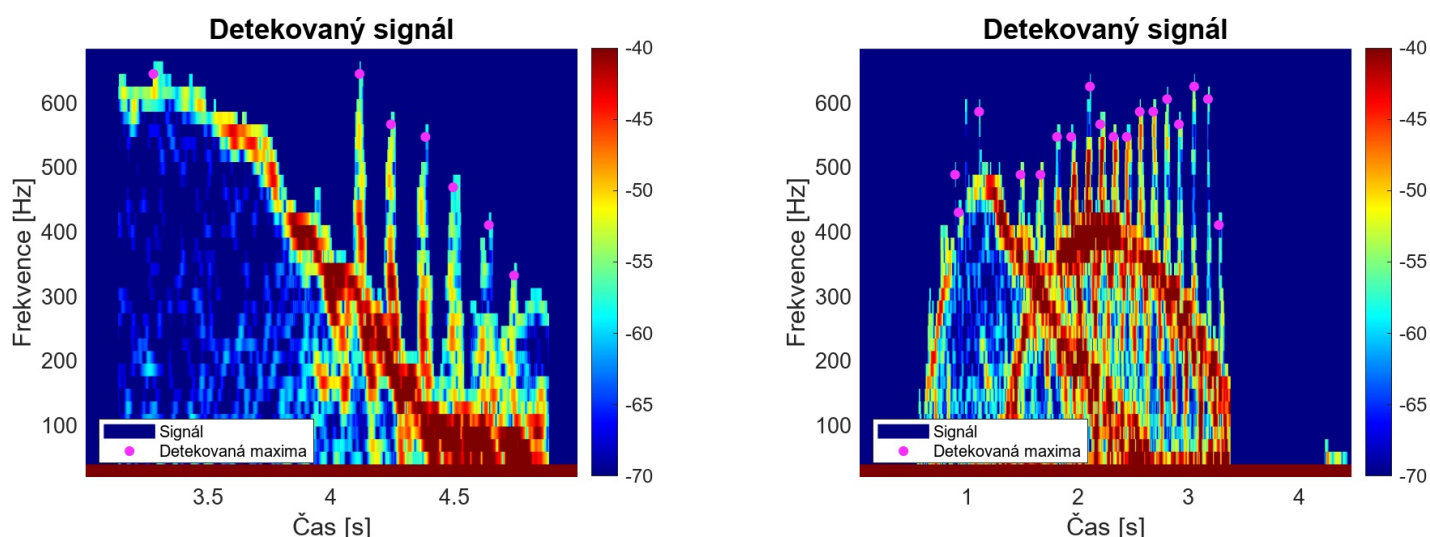
Kroky při zpracování budou následující:

1. Průměrování spektrogramu čtvercovým oknem – výsledkem je zvýšení odstupů signálu a šumu (SNR) ve spektrogramu. Biny s šumem jsou nekorelované, průměrováním jsou potlačeny. Oproti tomu biny se signálem, které obsahují let ptáka, budou zůstat na podobné úrovni.
2. Detekce obálky signálu – se zvýšeným SNR lze zvolit rozhodovací úroveň, nad kterou je signál považován za užitečný (pocházející od ptáka). Dostáváme tedy horní a spodní obálku signálu.
3. Detekce maxim a minim obálek – ukazují momenty mávnutí křídel.
4. Odhadnutí frekvence maxim (a minim) z průměrné vzdálenosti vrcholů – porovnání frekvence se standardním rozsahem mávání ptáků 3 – 10 Hz [25].

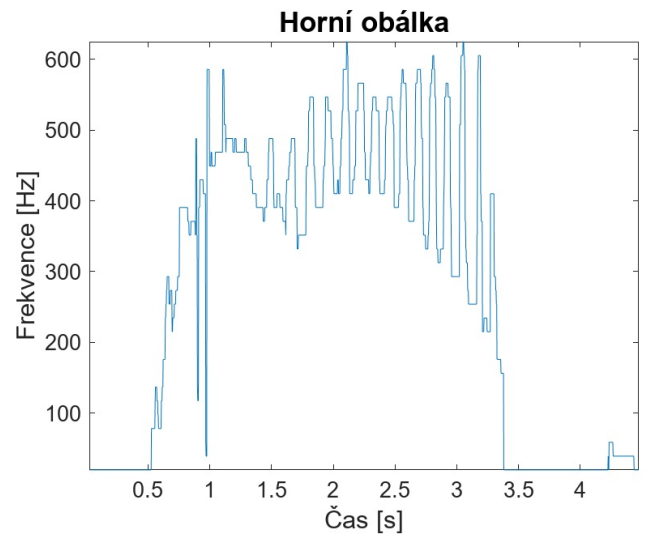
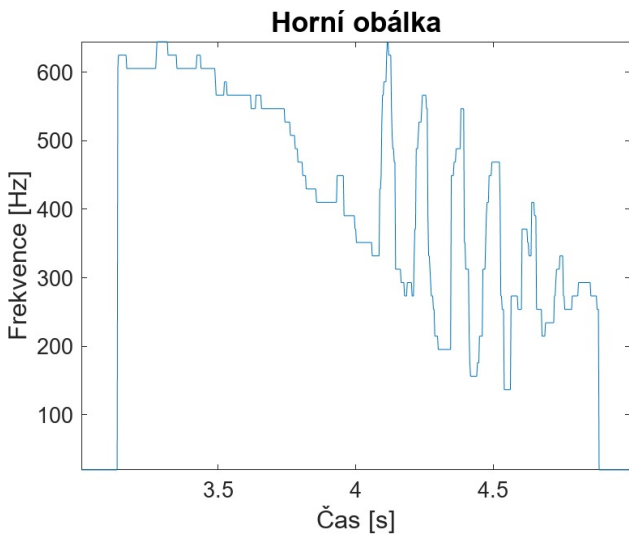
Zpracování je předvedeno pro hrdličky z průběhů na obrázcích 8.2 a 8.3. Jako rozhodovací úroveň bylo zvoleno 20 dB nad úroveň šumu. Signály splňující tuto podmínku po průměrování jsou na obrázku 10.3. Na nich jsou rovnou zvýrazněna detekovaná maxima.

Pro detekci frekvence byla použita pouze maxima. Pozorované hrdličky měly totiž mnohem patrnější části mávnutí podél těla (kapitola 8). Odpovídající horní obálky jsou na obrázku 10.4.

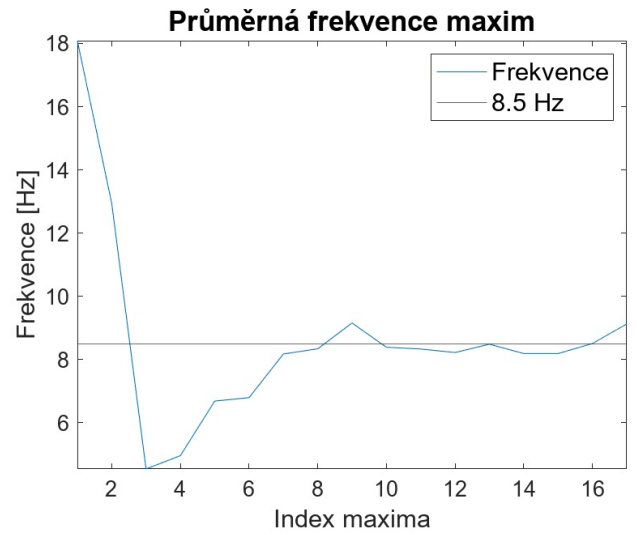
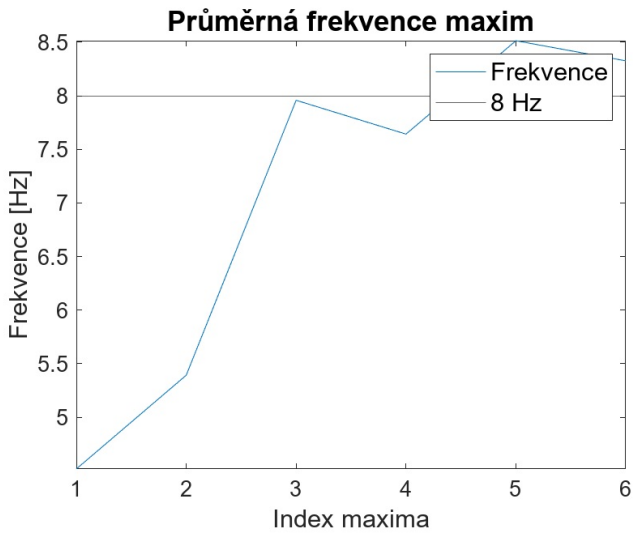
Ze vzdálenosti detekovaných maxim lze určit frekvence mávání křídel. Ta je navíc průměrována přes 3 po sobě jdoucí maxima pro menší rozkmit. Výsledky takto detekované frekvence mávání jsou na obrázku 10.5. Vidíme, že z počátku, kdy je signál od hrdliček slabý, je detekováno pár parazitních maxim, což vede k chybnému určení frekvence. Brzy však výsledky zkonvergují k hodnotám okolo 8 Hz, což dobře odpovídá [25], který pro hrdličky uvádí 7.1 Hz.



Obrázek 10.3: Užitečný signál



Obrázek 10.4: Horní obálka detekovaného signálu od hrdličky



Obrázek 10.5: Detekovaná frekvence

10.3 Dosah radaru

V této sekci bude z měřených průběhů odhadnuta efektivní odrazná plocha hrdličky a měřeného dronu Dji Mini. Dále bude odhadnut maximální dosah systému v této konfiguraci a potřebné navýšení vysílaného výkonu pro dosažení dosahu 100 m podle rovnic (5.15), respektive (5.16).

Pro určení maximálního dosahu je však nutné znát šumový práh přijímacího obvodu. Zde tedy budou odhadnuty dva šумы popsané v kapitole 5.2 – tepelný šum na vstupu ADC a kvantizační šum ADC.

10.3.1 Tepelný šum

Pro tepelný šum budeme uvažovat šumové pozadí sledované anténou a vliv šumových čísel po nízkošumový zesilovač (šumová čísla dalších komponent jsou tlumena ziskem tohoto zesilovače, viz sekce 5.2.1). Šumové číslo tedy bude podle popisu radarů v kapitole 4.3 a rovnice (5.11)

$$F = L_{\text{cab}} + (F_{\text{LNA}} - 1) L_{\text{cab}}, \quad (10.1)$$

kde L_{cab} je útlum přívodních kabelů a F_{LNA} je šumové číslo nízkošumového zesilovače na vstupu. Z něj dostaneme efektivní šumovou teplotu podle (5.12) a systémovou šumovou teplotu danou součtem teploty šumového pozadí sledovaného anténou T_0 a této ekvivalentní šumové teploty přijímacího obvodu. Z ní pomocí vztahu (5.13) a po započtení zisků v cestě dostáváme šum na vstupu ADC. Výsledky všech výpočtů pro jednoduchý CW i IQ CW radar jsou v tabulce 10.1. T_0 je uvažována jako 290 K, B je počítána jako 20 Hz a 3 Hz – šířka binu FFT při zpracování signálu od ptáků respektive od dronů pomocí CW a IQ CW radaru. $P_{\text{n,adc}}$ je pak výsledný šumový výkon v jednom spektrálním binu FFT.

Tabulka 10.1: Šumové parametry CW radarových systémů

Veličina	CW	IQ CW
L_{cab} [dB]	2	2
F_{LNA} [-]	1.45	1.45
F [-]	2.29	2.29
T_e [K]	374	374
T_{sys} [K]	664	664
$P_{\text{n,in}}$ [dBm]	-157	-163
$P_{\text{n,adc}}$ [dBm]	-91	-111

10.3.2 Kvantizační šum

Vzhledem k použití AD převodníků je dále nutné prozkoumat vliv kvantizačního šumu, jak bylo probíráno v sekci 5.2. Rozlišovací kroky ADC použitých spolu s CW a FMCW radary jsou 2.5 mV, respektive 0.81 mV.

Z toho lze vypočítat kvantizační šumový výkon podle vztahu (5.6). Měřicí odpory jsou v obou případech rovny $R = 50 \Omega$. Poměr $\frac{B}{f_s}$ je dán počtem binů FFT.

Výsledky výpočtů jsou sepsány v tabulce 10.2. Vidíme, že pro CW radary vychází kvantizační šum řádově vyšší než tepelný šum podle předchozí sekce a je tedy dominantním vlivem. Pro CW radary hodnoty tohoto šumu přibližně odpovídají pozorovaným šumovým prahům

měření. Měření s **FMCW** radarem vykazují hodnoty přibližně o 10 dBm horší. Vzhledem k tomu, že maximální rozlišitelná rychlost je na úrovni běžných předmětů a poryvů větru, může být toto zhoršení dané rušením okolí. Dohromady tedy budou dále uvažovány šumové prahy **CW**, **IQ CW** a **FMCW** radaru podle tabulky 10.3.

Tabulka 10.2: Kvantizační šumové parametry radarových systémů

Veličina	CW	IQ CW	FMCW
σ_q^2 [mV ²]	0.52	0.52	0.055
$\frac{J_s}{B}$ [-]	2000	8000	16
P_q [dBm]	-83	-89	-72

Tabulka 10.3: Šumové prahy radarových systémů

Veličina	CW	IQ CW	FMCW
P_n [dBm]	-80	-85	-60

10.3.3 Detekce ptáků

Dosah při detekci ptáků byl určen z průběhů na obrázcích 8.2 a 8.4. Jako první bude rozebráno **CW** měření. Z pořizovacího záznamu bylo odhadnuto, že při roztažení křídel byla hrdlička přibližně 12 m daleko od antény. Tento moment lze dobře synchronizovat se spektrogramem – odpovídá času 3.5 s, kdy hrdlička začne zpomalovat.

RCS získáme vyjádřením z rovnice (5.2)

$$\sigma_{\text{hrdlička}} = \frac{P_{\text{RX}}(4\pi)^3 R^4 L}{P_{\text{T}} G_{\text{ant}}^2 \lambda^2 G_{\text{LNA}} G_{\text{amp}}}, \quad (10.2)$$

kde jednotlivé veličiny mají význam a hodnoty podle tabulky 10.4¹³. Útlum se skládá z útlumu přírodních vodičů, dělení výkonu na Wilkinsonově děliči a konverzních ztrátách směšovače, viz sekce 4.3 (při měření hrdliček byl použitý jednoduchý **CW** radar).

Tabulka 10.4: Určení **RCS** hrdličky pomocí **CW** radaru

Veličina	Význam	Hodnota
λ	Vlnová délka záření [mm]	27.3
P_{RX}	Přijímaný výkon [dBm]	-47
P_{T}	Vysílaný výkon [dBm]	4.8
R	Vzdálenost hrdličky [m]	12
L	Útlum [dB]	10
G_{ant}	Zisk antén (stejný pro obě) [dBi]	15
G_{LNA}	Zisk nízkošumového zesilovače [dB]	19
G_{amp}	Zisk následných zesilovačů [dB]	57

Dosažením těchto hodnot dostáváme odhad efektivní odrazné plochy hrdličky $\sigma_{\text{hrdlička}} = -40.4$ dBsm. Toto číslo spadá do intervalů uváděných v [5], ačkoliv je spíše menší vzhledem

¹³Některé hodnoty jsou pro přehlednost uvedeny v dB, ačkoliv vztah (10.2) platí pro lineární měřítko.

k nejčastěji naměřeným. Je však nutné brát v úvahu, že měření ptáci v rámci tohoto článku byly převážně větší než zde měřené hrdličky.

Každý spektrální bin nese šumový výkon podle výsledků předchozí sekce $P_n = -80$ dBm. Budeme-li požadovat SNR aspoň 20 dB, dostáváme z rovnice (5.15) (uvažujeme $G_{RX} = G_{LNA} + G_{amp}$) maximální dosah systému

$$R_{\max} = 25.3 \text{ m.} \quad (10.3)$$

Kdybychom chtěli detekovat hrdličky až na vzdálenost 100 m, bylo by zapotřebí navýšit vysílaný výkon podle rovnice (5.16) na

$$P_{t,\min} = 28.7 \text{ dBm} \quad (10.4)$$

nebo například odpovídajícím způsobem zvýšit zisk antén.

Signál od křídel je přitom po průměrování přibližně o 6 – 10 dBm menší než signál od těla. Pro detekci křídel na odpovídající vzdálenost by tedy vysílaný výkon musel být o tyto hodnoty větší. Jinak lze radar provozovat v režimu, kdy cíl detekuje na vyšší vzdálenost, ale přesně ho identifikuje až po určitém přiblížení.

Při měření pomocí FMCW radaru podle obrázku 8.4 parametry radaru nabývaly hodnot podle tabulky 10.5. Přitom přijímaný výkon je dán integrací výkonu ve všech rychlostních binech okolo dané vzdálenosti. Zisk a vysílaný výkon jsou uvažovány dle nastavení modulu při měření, přičemž lze nastavovat jeden souhrnný zisk a ten je dále zahrnut čistě do G_{amp} .

Tabulka 10.5: Určení RCS hrdličky pomocí FMCW radaru

Veličina	Význam	Hodnota
λ	Vlnová délka záření [mm]	12.1
P_{RX}	Přijímaný výkon [dBm]	-46
P_T	Vysílaný výkon [dBm]	4
R	Vzdálenost hrdličky [m]	9.75
L	Útlum [dB]	0
G_{ant}	Zisk antén (stejný pro obě) [dBi]	20.2
G_{LNA}	Zisk nízkošumového zesilovače [dB]	0
G_{amp}	Zisk následných zesilovačů [dB]	52

Dosažením do (10.2) dostáváme $\sigma_{\text{hrdlička}} = -31.5$ dBsm. Tento výsledek je asi o 10 dBsm větší než určení pomocí CW radaru. Ovšem také spadá do intervalů odrazných ploch ptáků podle [5], kde výsledky měření ptáků v různých situacích fluktovaly i o tři řády.

Každý bin nese šumový výkon podle výsledků předchozí sekce $P_n = -60$ dBm. Budeme-li požadovat SNR aspoň 20 dB¹⁴, dostáváme z rovnice (5.15) (uvažujeme $G_{RX} = G_{amp}$) maximální dosah systému

$$R_{\max} = 6.9 \text{ m.} \quad (10.5)$$

Kdybychom chtěli detekovat hrdličky až na vzdálenost 100 m, bylo by zapotřebí navýšit vysílaný výkon podle rovnice (5.16) na

$$P_{t,\min} = 50.4 \text{ dBm} \quad (10.6)$$

nebo například odpovídajícím způsobem zvýšit zisk antén.

¹⁴Měření z kterého bylo RCS určováno by tedy tuto podmínku nesplnilo.

10.3.4 Detekce dronů

Obdobně bylo postupováno při určení **RCS** dronů. Měření bylo prováděno pouze s dronem Dji Mini 2 SE, který podporoval automatickou stabilizaci a mohl se tedy držet delší dobu v definované vzdálenosti. Měření probíhalo paralelně na **IQ** i **FMCW** radaru, přičemž vzdálenost dronu v daný okamžik byla odečítána z měření **FMCW** radaru.

Dron byl měřen ve stacionární pozici, přijímaný odražený signál po směšování byl tedy okolo stejnosměrné hodnoty, kde je obecně velký vliv šumu. Ten byl kompenzován odečítáním vzorku šumového výkonu v době, kdy se v zorném poli radaru dron nevyskytoval. Parametry radarů při měření jsou uvedeny v tabulce 10.6.

Tabulka 10.6: Určení **RCS** dronu pomocí **IQ CW** a **FMCW** radaru

Veličina	Význam	Hodnota CW IQ	Hodnota FMCW
λ	Vlnová délka záření [mm]	27.3	12.1
P_T	Vysílaný výkon [dBm]	20	4
L	Útlum [dB]	10	0
G_{ant}	Zisk antén (stejný pro obě) [dBi]	15	20.2
G_{LNA}	Zisk nízkošumového zesilovače [dB]	19	0
G_{amp}	Zisk následných zesilovačů [dB]	40	52

Dron se během měření pohyboval přibližně na vertikální úrovni antén a létal pouze v radiálním směru. **RCS** bylo odhadnuto při třech různých vzdálenostech od radaru. Přijímané výkony na daných vzdálenostech pro **IQ** a **FMCW** radar a odpovídající odrazné plochy dronu určené podle (10.2) jsou uvedeny v tabulce 10.7.

Tabulka 10.7: Měření odraženého výkonu od dronů

Vzdálenost [m]	$P_{\text{RX,IQ}}$ [dBm]	$P_{\text{RX,FMCW}}$ [dBm]	$\sigma_{\text{dron,IQ}}$ [dBsm]	$\sigma_{\text{dron,FMCW}}$ [dBsm]
1.25	26.1	7.7	-4.8	-13.4
1.74	12.0	1.3	-13.1	-14.1
2.8	2.2	-11.8	-14.7	-18.9

Vidíme, že výsledky **RCS** podle obou radarů se většinou poměrně shodují, přičemž se většinou pohybují v rozmezí -10 až -20 dBsm, což odpovídá i měřením uváděným v [5]. Zároveň pozorujeme, že se vzdáleností **RCS** klesá. Je možné, že při malých vzdálenostech radary viděly i část spodku dronu. Jak dron letěl dále, splýval více s horizontem a radary sledovaly pouze jeho čelo. I v citované literatuře hodnoty **RCS** při různých manévrech fluktuují až o dva řády.

Pro potřeby určení maximální detekovatelné vzdálenosti budeme uvažovat nejmenší měřená **RCS**. Potom při stanovení požadavku $\text{SNR} = 20$ dB a uvažováním šumových prahů podle tabulky 10.3 dostáváme maximální detekovatelné vzdálenosti 134 m a 14.2 m pro **IQ**, respektive **FMCW** radar. Pokud bychom chtěli navýšit dosah **FMCW** radaru na 100 m, potřebovali bychom navýšit vysílaný výkon na 37 dBm.

11 Závěr

V rámci této práce byl popsán základní princip **CW** a **FMCW** radarů – vysílaná vlna a způsob určení charakteristik sledovaných objektů, jako je jejich vzdálenost a rychlost. Dále byly zkoumány možnosti extrakce frekvenčních modulací přijímaného signálu daných Mikro-Dopplerovým jevem. Bylo předvedeno, že vhodným zpracováním dostáváme i u **FMCW** radaru stejný výstup jako u jednoduchého **CW** radaru a další analýza může být identická.

Byly popsány základní mikro-dopplerovské charakteristiky využitelné pro identifikaci letících dronů a ptáků. U dronů byly charakteristiky popsány jak v časové oblasti, kde otáčející se vrtule způsobují periodické záblesky, tak ve frekvenční oblasti. Tam byly rozebrány dvě metody – využití krátkých a dlouhých oken, přičemž byly představeny výhody a nevýhody obou metod (nároky na spektrální rozlišení, možná integrační doba signálu, množství extrahovatelných charakteristik...). U ptáků šlo o periodické obrazy mávajících křídel.

Pro základní analýzu těchto dopplerovských signálů byl navržen numerický simulátor, který dokáže generovat odražené signály od pohybujících se vrtulí s různou geometrií pro **CW** i **FMCW** modulace. Na něm byly charakteristiky předvedeny a byl odvozen princip vzniku záblesků.

Mikro-dopplerovská modulace byla dále ověřena měřeními na dvou dronech a několika hrdličkách. Měření potvrdila přítomnost výše popsaných charakteristik. U dronů byla všemi navrhovanými metodami ručně určena frekvence záblesků. Pro drony i ptáky byl dále navržen základní algoritmus pro automatickou detekci odpovídajících frekvencí, které mohou být základním indikátorem pro úspěšné rozlišení těchto dvou létajících objektů.

V závěru byla rozebrána výkonová bilance celého systému. Efektivní odrazná plocha měřených hrdliček byla pomocí **CW** a **FMCW** radaru určena okolo -35 dBsm. Obdobně efektivní odrazná plocha jednoho z měřených dronů byla určena jako přibližně -15 dBsm. Výsledky byly srovnány s literaturou [5].

Na tuto práci lze navázat praktickými měřeními s pokročilejšími **FMCW** radary, jejichž parametry by dovolily extrakci mikro-dopplerovské modulace. Dále lze otestovat využití radarů založených na pseudonáhodné posloupnosti, které by mohly být dobrou alternativou k **FMCW** radarům. Z hlediska spektrální analýzy je možné zkoumat pokročilejší techniky s adaptivním rozlišením, protože se však pohybující se dron může vlivem Dopplerova posunu objevit napříč spektrem, může být použití těchto metod náročnější.

Bibliografie

1. C. Enemark, *Moralities of drone violence*. Edinburgh: Edinburgh University Press, [2023], ISBN: 9781474490115.
2. „Defending the Skies : A Comprehensive Analysis of the Military Drones Market Projected to Reach \$34.34 Billion by 2031.“ (2023), URL: <https://www.einpresswire.com/article/673226921/defending-the-skies-a-comprehensive-analysis-of-the-military-drones-market-projected-to-reach-34-34-billion-by-2031> (cit. 2023-12-17).
3. V. C. Chen, *The micro-Doppler effect in radar*, First edition. Norwood: Artech House, c2011, ISBN: 978-1-60807-057-2.
4. S. Rahman a D. A. Robertson, „Radar micro-Doppler signatures of drones and birds at K-band and W-band,“ *Scientific Reports*, 2018. DOI: [10.1038/s41598-018-35880-9](https://doi.org/10.1038/s41598-018-35880-9).
5. S. Rahman a D. A. Robertson, „In-flight RCS measurements of drones and birds at K-band and W-band,“ *IET Radar, Sonar & Navigation*, roč. 13, č. 2, s. 300–309, 2019, ISSN: 1751-8792. DOI: [10.1049/iet-rsn.2018.5122](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2018.5122).
6. A. Huang, P. Seigny, B. Balaji a S. Rajan, „Fundamental Frequency Estimation of HERM Lines of Drones,“ *2020 IEEE International Radar Conference (RADAR)*, s. 1013–1018, 2020. DOI: [10.1109/RADAR42522.2020.9114676](https://doi.org/10.1109/RADAR42522.2020.9114676).
7. B. R. Mahafza, *Radar systems analysis and design using MATLAB*, Fourth edition. Boca Raton, FL: CRC Press, an imprint of Taylor a Francis, 2022, ISBN: 978-036-7507-930.
8. S. L. Brunton a J. N. Kutz, *Data-driven science and engineering, machine learning, dynamical systems, and control*, Second edition. Cambridge: Cambridge University Press, 2019, ISBN: 978-1-108-42209-3.
9. N. E. Huang, Z. Shen, S. R. Long et al., „The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectrum for Nonlinear and Non-Stationary Time Series Analysis,“ *Proceedings: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, roč. 454, č. 1971, s. 903–995, 1998, ISSN: 13645021. URL: <http://www.jstor.org/stable/53161> (cit. 2023-12-15).
10. A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer a J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, Second edition. Prentice-Hall, 1998, ISBN: 0-13-754920-2.
11. R. P. Feynman, R. Leighton a M. Sands, *The Feynman lectures on physics, the complete and definitive issue*, definitive ed. San Francisco: Pearson, c2006, ISBN: 08-053-9046-4.
12. P. Hudec, „Bezpečnostní aplikace mikrovlnné techniky,“ Habilitační práce, ČVUT, Elektrotechnická fakulta, Katedra elektromagnetického pole, Praha, 2010.
13. M. Skolnik, *Radar Handbook ; editor in Chief M. I. Skolnik*, 3. ed. New York: McGraw-Hill Publishing Company, 2008, ISBN: 978-0-07-148547-0.
14. Z.-M. Tsai, P.-H. Jau, N.-C. Kuo et al., „A High-Range-Accuracy and High-Sensitivity Harmonic Radar Using Pulse Pseudorandom Code for Bee Searching,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, roč. 61, č. 1, s. 666–675, 2013, ISSN: 0018-9480. DOI: [10.1109/TMTT.2012.2230020](https://doi.org/10.1109/TMTT.2012.2230020).
15. P. Misra a P. Enge, *Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance*, 2. USA: Ganga-Jamuna Press, 2010, ISBN: 978-0970954428.

Bibliografie

16. J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel et al., „Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, roč. 60, č. 3, s. 845–860, 2012, ISSN: 0018-9480. DOI: [10.1109/TMTT.2011.2178427](https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2178427).
17. B. J. Lipa a D. E. Barrick, *FMCW signal processing*. Sunnyvale, California: Mirage Systems.
18. M. Jankiraman, *FMCW Radar Design*, 1st edition. Massachusetts: Artech House, 2018, ISBN: 13: 978-1-63081-567-7.
19. A. V. Oppenheim, A. S. Willsky a S. H. Nawab, *Signals and systems*, Second edition. Prentice-Hall, 1997, ISBN: 0-13-814757-4.
20. „SiRad Easy - User Guide.“ [Online]. (), URL: https://downloads.ffe.indiesemi.com/datasheets/User_Guide_Easy_Simple_V2.5.pdf (cit. 2024-04-07).
21. „NUCLEO-F303RE.“ [Online]. (), URL: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-f303re.html> (cit. 2024-04-07).
22. J. Dobeš a V. Žalud, *Moderní radiotechnika*. Praha: BEN - technická literatura, 2006, ISBN: 80-730-0132-2.
23. M. Rongfa, T. Pantuphag a S. Srigrarom, „Analysis of Kinematics of Flapping Wing UAV Using OptiTrack Systems,“ *Aerospace*, roč. 3, č. 3, 2016, ISSN: 2226-4310. DOI: [10.3390/aerospace3030023](https://doi.org/10.3390/aerospace3030023).
24. M. L. Boas, *Mathematical methods in the physical sciences*, 3rd ed, ISBN: 04-711-9826-9.
25. B. BRUDERER, D. PETER, A. BOLDT a F. LIECHTI, „Wing-beat characteristics of birds recorded with tracking radar and cine camera,“ *Ibis*, roč. 152, č. 2, s. 272–291, 2010, ISSN: 0019-1019. DOI: [10.1111/j.1474-919X.2010.01014.x](https://doi.org/10.1111/j.1474-919X.2010.01014.x).
26. D. A. Robertson, S. Rahman, K. I. Ranney a A. Doerry, „Coherent 24 GHz FMCW radar system for micro-Doppler studies,“ *Radar Sensor Technology XXII*, s. 17–, 2018-5-17. DOI: [10.1117/12.2304368](https://doi.org/10.1117/12.2304368).

Seznamy

Seznam zkratek

ADC	Analog to Digital Convertor, analogově-digitální převodník.
CW	Continuous Wave, kontinuální vlna.
DFT	Discrete Fourier Transform, diskrétní Fourierova transformace.
FFT	Fast Fourier Transform, rychlá Fourierova transformace.
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave, frekvenčně modulovaná kontinuální vlna.
IQ	In-phase, quadrature, soufázová a kvadraturní.
LOS	Line of Sight, zorné pole.
RCS	Radar Cross Section, radarová odrazná plocha.
SNR	Signal to Noise Ratio, poměr signálu a šumu.
STFT	Short Time Fourier Transform, krátkodobá Fourierova transformace.

Seznam obrázků

4.1	Vliv zpoždění a Dopplerova posunu na FMCW modulaci	6
a	Vliv zpoždění	6
b	Vliv Dopplerova posunu	6
4.2	Formátování příchozích dat z více ramp	9
4.3	Extrakce f_R	9
4.4	Přechod k osám vzdálenosti a rychlosti	10
4.5	Schéma využitého CW radaru	11
4.6	Schéma využitého IQ CW radaru	11
4.7	Modul SiRad Easy na Nucleu F303RE	12
7.1	Záblesky vrtulí	19
7.2	Vrtule o třech čepelích	19
7.3	Signál od prvních 50 úseků vrtule	20
7.4	Signál od prvních 200 úseků vrtule	20
7.5	Signál od prvních 500 úseků vrtule	20
7.6	Geometrické uspořádání pro odvození interference	21
7.7	Čepel vzdálená od radaru	22
7.8	Čepel blízko radaru	24
7.9	Spektrogram (krátké okno) vrtule o 2 čepelích	25
7.10	Spektrogram (krátké okno) vrtule o 3 čepelích	25
7.11	Spektrogram vrtule o 2 čepelích, STFT okno dlouhé ≈ 167 ms	26
7.12	Osy po aplikaci 2D FFT	27
7.13	2D FFT pro tři letící body	28
7.14	Extrakce CW modulace z 2D FFT	28
7.15	2D FFT čepele při 30°	29
7.16	2D FFT čepele při 60°	29
7.17	2D FFT čepele při 90°	29
7.18	Extrahovaná CW modulace	30
7.19	Extrahované záblesky v čase	30
8.1	Anténa, na které hrdličky pravidelně přistávaly	31
8.2	Spektrogram celého letu hrdličky	32
8.3	Spektrogram letu dvou hrdliček	33
8.4	FMCW záznam letu hrdličky	33
9.1	Použité drony	34
9.2	Spektrogram letů dronů analyzovaný dlouhým oknem	35
9.3	Detail dlouhého okna a IQ měření pro dron Dji Mini	36
a	Detail dlouhého okna	36
b	IQ měření směru rychlosti	36
9.4	Spektrogram letu dronu analyzovaný krátkým oknem	36
9.5	Měření dronů pomocí FMCW radaru	37
10.1	Spektrogram letu dronu analyzovaný krátkým oknem	39
10.2	Spektrogram letu dronu analyzovaný krátkým oknem	39

Seznam obrázků

10.3 Užitečný signál	40
10.4 Horní obálka detekovaného signálu od hrdličky	41
10.5 Detekovaná frekvence	41

Seznam tabulek

7.1	Parametry simulované vrtule	18
9.1	Odhadnuté frekvence záblesků	36
10.1	Šumové parametry CW radarových systémů	42
10.2	Kvantizační šumové parametry radarových systémů	43
10.3	Šumové prahy radarových systémů	43
10.4	Určení RCS hrdličky pomocí CW radaru	43
10.5	Určení RCS hrdličky pomocí FMCW radaru	44
10.6	Určení RCS dronu pomocí IQ CW a FMCW radaru	45
10.7	Měření odraženého výkonu od dronů	45