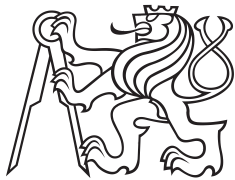


Diplomová práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra radioelektroniky

Využití diverzitních postupů pro identifikaci a lokalizaci zdrojů rádiového signálu

Bc. Jakub Pilař

Vedoucí: Ing. Pavel Puričer, Ph.D.

Obor: Elektronika a komunikace

Studijní program: Rádiové komunikace a systémy

Květen 2022

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval Ing. Pavlu Puričerovi, Ph.D. za odborné vedení, cenné připomínky a rady, které mi poskytl při tvorbě této práce.

Prohlášení

Nemám závažný důvod proti užívání tohoto školního díla ve smyslu § 60 Zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon).

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

V Praze, 13. května 2022

Abstrakt

Tato práce se zabývá detekcí, identifikací a lokalizací zdrojů rádiového signálu. Jsou představeny základní architektury přijímačů a popsány hlavní metody detekce signálů. Práce se dále zaměřuje na metody lokalizace, které jsou založené na prostorové a frekvenční diverzitě. Zvláštní pozornost je věnována algoritmům, které se využívají v multilateračních systémech. Cílem práce je využít zmíněné teoretické základy v rámci digitálního zpracování reálných naměřených dat. Byly implementovány postupy pro určení azimutů letadel vysílajících zprávy módu S. Pro určení směru příchodu signálu byly konkrétně použity algoritmy ESPRIT a MUSIC. Reálná data byla naměřena pomocí čtyřkanalového koherentního SDR.

Klíčová slova: ADS-B, AOA, MUSIC, ESPRIT, multilaterace, SDR

Vedoucí: Ing. Pavel Puričer, Ph.D.
ČVUT FEL,
Technická 2,
166 27 Praha 6

Abstract

This thesis deals with detection, identification and localization of radio signal sources. The basic architecture of receivers will be introduced and the major methods of radio signal detection will also be described within this document. The thesis also looks to examine localization methods that are based on spatial and frequency diversity. Special attention is paid to algorithms that are included in multilateral systems. The object of this thesis is to apply the mentioned theoretical principles within the digital processing of real measured data. Procedures are implemented to estimate the azimuths of aircraft transmitting Mode S replies. ESPRIT and MUSIC algorithms are used specifically to estimate the direction of arrival. Real data was measured using a coherent SDR with four channels.

Keywords: ADS-B, AOA, MUSIC, ESPRIT, multilateration, SDR

Title translation: Use of Diversity Techniques for Identification and Localization of Radiosignal Sources

Obsah

1 Úvod	1	6 Implementace detekce signálů	41
2 Přehledové systémy	3	6.1 Experimentální měření	41
2.1 Sekundární přehledový radar	3	6.2 Metody detekce	43
2.2 ADS	6	6.3 Popis skriptů	45
2.3 Extended Squitter	8	6.4 Výsledky	47
3 Detekce signálů	11	7 Implementace lokalizace zdrojů signálu	49
3.1 Architektury přijímačů	11	7.1 Kalibrace	49
3.2 Základní zpracování signálů	12	7.2 Předpoklady	50
3.3 Detekce signálů	14	7.3 Popis skriptů	51
3.4 Detekce ADS-B signálů	17	7.4 Výsledky	54
3.5 Integrace pulsů	18	8 Závěr	59
4 Lokalizace zdrojů rádiového signálu	21	A Literatura	61
4.1 Techniky určování polohy	21	B Seznam zkratk	69
4.2 Multilaterace	25	C Zadání práce	73
4.3 Přesnost odhadu polohy	27		
5 Lokalizační algoritmy	29		
5.1 Popis systému	29		
5.2 Otevřené algoritmy	32		
5.3 Uzavřené algoritmy	33		
5.4 Popis základních algoritmů	34		

Obrázky

2.1	Struktura SLM zpráv	5
2.2	Časový průběh ES zprávy	8
2.3	Bloková struktura ES zprávy	9
2.4	Spektrální maska ES signálu	10
3.1	Architektury přijímačů	12
3.2	Kvadrurní homodyn	13
3.3	Průběh P_{CD} v závislosti na SNR	20
4.1	Princip metody AOA	22
4.2	Princip metody RSS	23
4.3	Princip metody TDOA	24
5.1	Dvourozměrný popis systému	30
5.2	Uniformní lineární řada antén	31
5.3	Popis FDOA	32
6.1	KerberosSDR	42
7.1	Histogramy měření na ULA s rozestupy antén $\lambda_c/2$	56
7.2	Histogramy měření na ULA s rozestupy antén $\lambda_c/6$	56
7.3	Mapa	57

Tabulky

2.1	Formáty zpráv módu S	6
5.1	Vlastnosti algoritmů	38
6.1	Parametry měření	42
6.2	Označení naměřených dat	43
6.3	Prahovací hodnoty	44
6.4	Porovnání detekčních metod	47
7.1	Azimuty ULA	50
7.2	Statistika počtu použitých zpráv	55
7.3	Statistika výsledků lokalizace	57
7.4	Hodnoty SNR	58

Kapitola 1

Úvod

Díky rozvoji elektroniky a vzrůstajícím nárokům na přenos dat neustále vznikají nová bezdrátová spojení. Z tohoto důvodu přibývají zařízení pracující s rádiovými signály, které nahrazují klasickou drátovou komunikaci. Frekvenční spektrum je proto čím dál více obsazené. Mezi jednotlivými rádiovými službami mohou nastávat interference. Tím může dojít až k vyřazení dotčených služeb z provozu. U kritických služeb, jako je například řízení letového provozu, jsou proto interference nežádoucí. Z těchto důvodů nabývá na důležitosti umět detekovat a případně i lokalizovat užitečné i rušivé signály. Zdroje rušivých signálů mohou být následně identifikovány a upraveny tak, aby nerušily dané služby.

Zvýšení pravděpodobnosti detekce rádiových signálů je možné například využitím diverzitního příjmu. Mezi rozšířené diverzitní přístupy patří prostorová, časová nebo frekvenční diverzita. S jejich využitím lze lokalizovat zdroje rádiových signálů i pomocí relativně levných zařízení. Lokalizace založená na příjmu rádiového signálu několika přijímači se nazývá multilaterace. Ta nachází široké uplatnění v navigačních systémech. Multilaterace má významnou roli i při přechodu ze sekundárních přehledových radarů na systém ADS-B. Multilaterace usnadňuje přechod a zároveň nevyžaduje další nákladná rádiová zařízení instalovaná do letadel. Systém ADS-B výrazně zvýší bezpečnost a spolehlivost civilní letecké dopravy.

Právě diverzitními metodami příjmu rádiových signálů se zabývá předkládaná práce. Jsou popsány principy detekce rádiových signálů i lokalizace jejich zdrojů. Určení polohy zdrojů signálů je založené na prostorové a frekvenční diverzitě. Součástí práce je i popis konkrétních lokalizačních algoritmů

založených na časových rozdílech příchodu signálu na měřicí stanice. Kromě toho jsou představeny i algoritmy pro odhad úhlu příchodu rádiového signálu. V rámci praktické části práce proběhlo měření reálných signálů vysílaných letadly. K měření se využila uniformní lineární řada skládající se ze čtyř antén. Cílem práce je implementovat představené postupy a na základě měření určit azimuty poloh detekovaných letadel.

Kapitola 2

Přehledové systémy

Hustota letecké dopravy se posledních několik let neustále zvyšuje. Je zřejmé, že bez nových technologií by systém řízení letového provozu nebyl schopen zvládnout nárůst poptávky po letecké dopravě. V této souvislosti se předpokládá potřeba nových systémů, které budou schopny zpracovávat a poskytovat vylepšené přehledové informace. Nedávno byla Federálním úřadem pro letectví FAA v USA a Evropskou organizací pro bezpečnost letového provozu EUROCONTROL v Evropě standardizována nová technologie pro řízení letového provozu s názvem Automatic Dependent Surveillance – Broadcast (ADS-B). Tato technologie nahradí konvenční radarové systémy a bude součástí systému letecké dopravy nové generace. Mezi konvenční dohledové systémy patří i sekundární přehledový radar, který bude stručně představen v této kapitole. V druhé části kapitoly bude popsán samotný systém ADS-B. Závěr kapitoly představuje zprávy používané v obou zmíněných systémech, které mohou být zároveň použity pro multilaterační účely. [1] [2]

2.1 Sekundární přehledový radar

Řízení letového provozu (ATC) pracuje s různými rádiovými zařízeními. Mezi používané technologie patří radarové systémy. Řízení letového provozu v současné době využívá kombinaci několika radarových systémů. Letištní přehledový radar (ASR) se uplatňuje pro sledování leteckého provozu v oblasti letišť a na střední vzdálenost. Obecně se v ASR používá primární i sekundární přehledový radar. Primární přehledový radar umožňuje nezávislé sledování.

Nicméně v běžném provozu se v ATC uplatňuje především sekundární přehledový radar, který přinesl několik vylepšení oproti primárnímu radaru. [3]

Sekundární přehledový radar (SSR) je sledovací a lokalizační systém. Pracuje na principu dotaz-odpověď. Využívá tedy dvoucestnou komunikaci mezi pozemní stanicí a sledovaným cílem. Pozemní stanice vysílá dotazovací signály směrem k cíli. Cíl tyto signály zpracuje a vyšle signál s odpovědí. Znamená to, že cíl musí být vybaven aktivním transpondérem. Dotazovací i odpovídající signály se vysílají na odlišných nosných frekvencích. Tím se zamezí možným přeslechům a sníží se nároky na rádiové vybavení. Dotazy se vysílají na frekvenci 1 030 MHz. Odpovědi mají alokovanou frekvenci 1 090 MHz. [4]

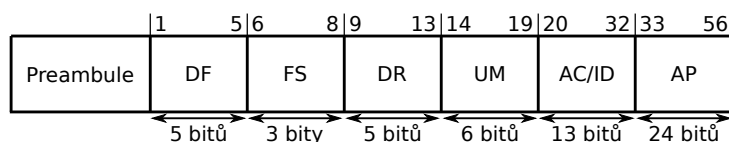
SSR patří mezi nezávislé přehledové systémy. To znamená, že SSR dokáže určit polohu cíle bez interakce s dalšími systémy. Polohu cíle určí pomocí kombinace vzdálenosti cíle od radaru a azimutem cíle. Vzdálenost cíle se stanoví pomocí prodlevy mezi vysláním dotazu a příjmem odpovědi. Směr, ve kterém se cíl nachází, se určí pomocí rotační antény nebo pomocí anténních fázových polí. Jedná se tedy o kombinaci metod Round Trip Time a Angle of Arrival. V přijaté odpovědi navíc může být obsažena informace o barometrické výšce cíle, která se určí palubními sensory. Díky této informaci lze určit polohu cíle v prostoru jednoznačně.

SSR může pracovat v několika módech. Vojenské módy se označují 1, 2 a 3. Civilní módy jsou A, B, C, D a S. Nejčastěji se používají módy A, C a S. Jednotlivé módy se odlišují tvarem dotazovacího signálu a informacemi v odpovědi. Obsahem odpovědi módu A je identifikační kód letadla. Kód je dlouhý 12 bitů. Počet možných identifikačních kódů je tedy 4096. Tento počet je v dnešní době nedostačující, protože nelze rozlišit všechna letadla jednoznačně. Odpověď v módu C obsahuje barometrickou výšku letadla. Výška je zapsaná pomocí Gillhamova kódu a má rozlišení 100 stop. Nevýhodou módů A a C je, že pozemní stanice vysílají obecné dotazovací signály. Na dotazy odpovídají všechny cíle v dosahu. Nelze se tedy dotazovat jednoho konkrétního cíle. U těchto módů se navíc objevují problémy označované jako FRUIT a garbling. [4]

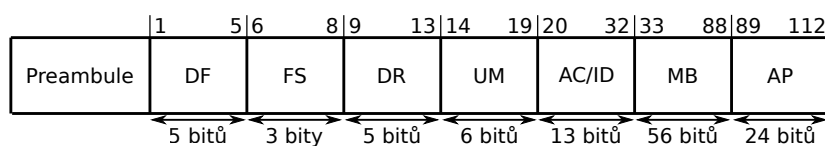
Mód S přináší několik vylepšení oproti předchozím módům. Hlavní rozdíl je v možnosti selektivního dotazování. V selektivním dotazu je obsažen jednoznačný identifikátor letadla. Pouze letadlo s tímto identifikátorem na dotaz odpoví. Letadla jsou identifikována pomocí ICAO adresy, která se skládá z 24 bitů. Jedná se o jednoznačný globální identifikátor letadla. Název je odvozen od Mezinárodní organizace pro civilní letectví (ICAO). Tato organizace má na starost přidělování ICAO adres letadlům. Adresa je v dotazovací zprávě modulována pomocí DPSK.

Formát odpovědi se liší od předchozích módů. Odpověď módu S se skládá z preamble a vlastní zprávy. Preambuli tvoří čtyři impulsy o délce $0,5 \mu\text{s}$. Poloha impulsů je přesně definována. Druhý, třetí a čtvrtý impuls začínají 1, 3,5 a $4,5 \mu\text{s}$ od začátku prvního pulsu. Celková délka preamble je $8 \mu\text{s}$. Po $8 \mu\text{s}$ následuje samotná zpráva. Zpráva je modulována pulzně polohovou modulací (PPM). Jeden bit trvá $1 \mu\text{s}$. Délka celé zprávy se mění podle zvoleného protokolu. Zprávy mohou mít standardní délku (SLM) nebo rozšířenou délku (ELM). SLM zprávy mají délku 56 nebo 112 bitů. ELM zprávy se skládají vždy ze 112 bitů. Nicméně jejich struktura se od SLM zpráv liší. Díky odlišnému formátu mohou ELM zprávy přenášet více informací.

SLM zprávy se skládají z několika bloků. První blok se nazývá Downlink Format (DF) a určuje typ odpovědi. Podle hodnoty DF se rozlišuje několik druhů zpráv. Selektivní odpovědi módu S ve formě krátké SLM zprávy mají v bloku DF hodnotu 4 nebo 5. Další bloky těchto zpráv se označují Flight Status (FS), Downlink Request (DR) a Utility Message (UM). Předposlední blok se označuje Altitude Code (AC), pokud je v DF hodnota 4. V případě, že DF je rovno 5, označuje se předposlední blok jako Identity (ID). Poslední blok Address/Parity (AP) obsahuje kombinaci ICAO adresy a parity. Delší verze individuálních SLM zpráv módu S mají v bloku DF hodnotu 20, respektive 21. Jejich struktura je podobná kratším variantám. Obsahují navíc pouze blok Message Comm-B (MB), který nese různé informace. Bloková struktura popsaných SLM zpráv je zobrazena na obrázku 2.1. [4]



(a)



(b)

Obrázek 2.1: Struktura SLM zpráv s DF = 4, respektive DF = 5 (a) a SLM zpráv s DF = 20, respektive DF = 21 (b)

V současnosti musí být všechna letadla vybavena transpondérem pro vysílání odpovědi v módu A a C. Nabízí se tedy využít tyto signály v rámci multilaterace. Nicméně signály v módu A a C mají několik omezení. Jedním z problémů je nejednoznačná identifikace letadla v módu A. Dalším omezením je nízká rychlost aktualizace dat a krátký maximální dosah signálů. Zprávy módu S s DF = 4, 5, 20 nebo 21 řeší tyto problémy jen částečně. Jako nejvý-

hodnější signály pro multilateraci se tak jeví speciální skupina zpráv módu S, jež se nazývá Extended Squitter (ES). DF v těchto zprávách má hodnotu 17, 18 nebo 19. ES zprávy se vysílají periodicky, bez nutnosti předchozího dotazu. Zpráva obsahuje preambuli, ICAO adresu a několik dalších informací. Preambuli lze využít pro detekci signálů a měření parametrů potřebných pro multilateraci. Mezi signály Extended Squitter patří i zprávy systému ADS-B, o kterém pojednává následující podkapitola. Tabulka níže obsahuje přehled zpráv s různými hodnotami DF a jejich základní vlastnosti. [5] [4]

DF	Formát zprávy	Typ zprávy	Počet bitů
0	Krátká SLM	Krátká zpráva systému ACAS	56
4	Krátká SLM	Individuální odpověď obsahující výšku letu	56
5	Krátká SLM	Individuální odpověď obsahující identifikaci letadla	56
11	Krátká SLM	Obecná odpověď obsahující ICAO adresu letadla	56
16	Dlouhá SLM	Dlouhá zpráva systému ACAS	112
17	Dlouhá SLM	Extended Squitter zpráva	112
18	Dlouhá SLM	Extended Squitter zpráva z letadla, které nemá transpondér	112
19	Dlouhá SLM	Vojenská Extended Squitter zpráva	112
20	Dlouhá SLM	Individuální odpověď obsahující výšku letu a blok MB	112
21	Dlouhá SLM	Individuální odpověď obsahující identifikaci letadla a blok MB	112
24	ELM	Zpráva s rozšířeným datovým blokem	112

Tabulka 2.1: Formáty zpráv módu S

2.2 ADS

Automatic Dependent Surveillance (ADS) je závislý systém určování polohy objektů ve vzdušném prostoru. Patří mezi spolupracující automatické lokalizační systémy. To znamená, že letadla a další sledované objekty vysílají zprávy automaticky. Pozemní stanice nemusí vysílat dotazovací signály. Zprávy se vysílají samy v daných okamžicích nebo za daných podmínek. Vysílané zprávy mohou obsahovat informace například o zeměpisné šířce a délce, nadmořské výšce nebo o vertikální a horizontální rychlosti, které jsou určeny prostřednictvím palubních přístrojů. Zprávy se vysílají na nosné frekvenci 1 090 MHz.

Systém tedy pracuje na stejné frekvenci jako sekundární přehledový radar. Vysílaný signál využívá vertikální polarizaci. Zprávy mohou přijímat jak pozemní stanice, tak i ostatní letadla. Díky tomu je systém nezávislý na pozemním řízení letového provozu. [4]

Používají se dvě verze systému, které se liší především podmínkami vysílání zpráv. Systém Automatic Dependent Surveillance – Contract (ADS-C) vysílá informace z letadla ke konkrétní pozemní stanici za předem dohodnutých podmínek. Zprávy se mohou vysílat na vyžádání poskytovatele leteckých navigačních služeb (ANSP), v pravidelných intervalech nebo při určitých událostech (změna nadmořské výšky, dosažení navigačního bodu nebo odchýlení od trasy letu). Každá ADS-C zpráva obsahuje informace o poloze a času. Zprávy mohou dále obsahovat informace o vertikální a horizontální rychlosti letadla, o následujícím kontrolním bodu nebo o počasí. [6]

Automatic Dependent Surveillance – Broadcast (ADS-B) je nejrozšířenější verze ADS systému. Zprávy se vysílají v pravidelných intervalech ke všem přijímačům v dosahu. Formát ADS-B zpráv je otevřený a pevně definovaný. Obsahem zpráv jsou nejrůznější informace získávané pomocí navigačních a palubních systémů. ADS-B zprávy mohou nést informace například o identifikaci, poloze, nadmořské výšce, rychlosti, přesnosti informací nebo o počasí. Poloha letadla se určuje pomocí globálního družicového polohového systému (GNSS). To znamená, že poloha poskytovaná ADS-B systémem se určuje pomocí jiného systému. ADS-B neurčuje polohu samostatně. Patří proto mezi závislé lokalizační systémy. [4]

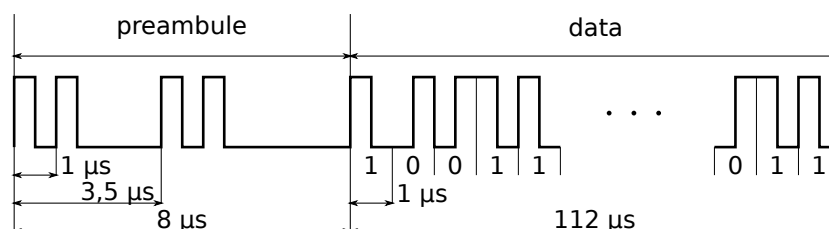
ADS-B se skládá ze dvou částí. ADS-B Out představuje periodické vysílání informací k pozemním stanicím a okolním letadlům. Jde o hlavní komponentu celého ADS-B systému. Podle nařízení Federálního úřadu pro letectví v USA musí být od 1. ledna 2020 všechna letadla vybavena ADS-B Out transpondérem. Druhou komponentou je ADS-B In, která zůstává nepovinná. ADS-B In umožňuje přijímat informace například o leteckém provozu nebo o počasí. Informace vysílají buď pozemní stanice, nebo okolní letadla. ADS-B In poskytuje přesnější a detailnější informace, než dosud používaný systém TCAS. [7]

ADS-B se společně s multilaterací považují za technologie, které budou schopné podporovat Pokročilý systém pro navádění a řízení pohybu po zemi (ASMGCS) a to díky poskytování přesnějších informací o poloze letadel a dalších údajů. Mezi výhody nasazení ADS-B v letectví patří zvýšení bezpečnosti letového provozu, navýšení kapacity vzdušného prostoru, snížení investičních nákladů a zjednodušení údržby navigačního vybavení. ADS-B je také vhodný pro poskytování přehledových dat v oblastech, kde v současné době není k dispozici žádná radarová infrastruktura. K rychlejšímu přechodu od konvenč-

ních radiolokátorů na systém ADS-B napomáhá evropský program SESAR a americký program NextGen. Společně s ADS-B se rozšiřuje také systém multilaterace, který přispívá k plynulejšímu přechodu na novou technologii. [8] [2]

2.3 Extended Squitter

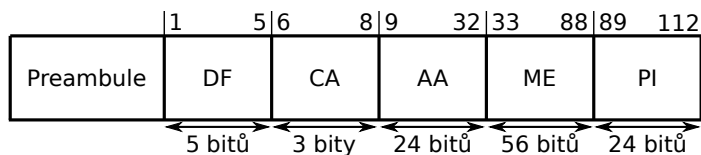
Do skupiny zpráv Extended Squitter (ES) patří jak zprávy ADS-B, tak také určité typy zpráv SSR. ES zprávy jsou speciálním druhem SLM zpráv. Jejich struktura je proto podobná zprávám popsaným v části 2.1. ES zprávy začínají shodnou preambulí. Jak již bylo zmíněno, preambule je složena ze čtyř impulsů a celkově trvá $8 \mu\text{s}$. Preambuli lze využít k synchronizaci vysílače a přijímače. Po preambuli následuje vlastní obsah zprávy. Zprávy jsou složeny ze 112 bitů. Každý bit má délku $1 \mu\text{s}$. Zprávy jsou opět modulovány pomocí binární PPM. O hodnotě bitu tedy rozhoduje, zda byl pulz vyslán v první nebo druhé polovině intervalu. Jeden pulz má délku $0,5 \mu\text{s}$. Celková délka zprávy i s preambulí má hodnotu $120 \mu\text{s}$. Civilní verze ES zpráv mají otevřený formát. Nejsou proto nijak šifrovány. Příklad časového průběhu Extended Squitter signálu je graficky znázorněn na obrázku 2.2. [4]



Obrázek 2.2: Časový průběh Extended Squitter zprávy

Datový obsah ES zpráv je znovu rozdělen do několika bloků. První blok se nazývá Downlink Format (DF). Je dlouhý 5 bitů. Jak již bylo popsáno v části 2.1, DF určuje druh a obsah zprávy. Civilní ES zprávy mají DF rovno 17 nebo 18. Pokud DF blok obsahuje hodnotu 19, pak se jedná o vojenskou verzi ES zpráv. Další bloky zprávy jsou závislé na hodnotě DF. Pokud je DF rovno 17, pak se druhý blok nazývá Capability (CA) a obsahuje 3 bity. CA popisuje úroveň a stav transpondéru na palubě letadla. Následuje blok s označením Address Announced (AA). Tento blok obsahuje ICAO adresu, která je přidělena danému letadlu. Předposlední blok je označen jako Message Extended Squitter (ME) a skládá se z 56 bitů. Obsahuje informace z ADS-B systému. Závěrečný blok Parity/Interrogator Identifier (PI) je dlouhý 24 bitů. PI obsahuje informace o paritě, která je vygenerovaná pomocí cyklických

kódů. Parita umožňuje detekci chyb a jejich případnou opravu. Struktura ES zprávy pro $DF = 17$ je zobrazena na obrázku 2.3. [4]

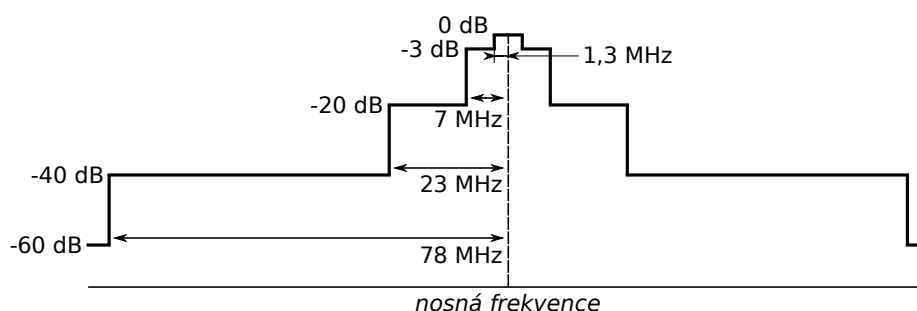


Obrázek 2.3: Bloková struktura ES zprávy ($DF = 17$)

Transpondéry, které nejsou schopny odpovídat na dotazy módu S, vysílají zprávy s $DF = 18$. Druhý blok zprávy se potom označuje Control Field (CF). CF určuje, zda jde o zprávy typu ADS-B, TIS-B nebo ADS-R. Traffic Information Service – Broadcast (TIS-B) je systém, který z pozemních stanic periodicky vysílá přehledové informace získané pozemními radary. TIS-B zprávy se vysílají na frekvenci 1 090 MHz. Letadla vybavená systémem ADS-B In mohou tyto informace přijímat. Automatic Dependent Surveillance – Rebroadcast (ADS-R) je pozemní systém, který vysílá ADS-B zprávy s přehledovými informacemi. ADS-R získává data z jiných systémů nebo je přijímá na jiných frekvencích. Pokud se CF rovná 0, pak se jedná o ADS-B zprávy. Jejich struktura je shodná se zprávami s $DF = 17$. [4] [9]

Blok ME má také svou vlastní strukturu. Prvních pět bitů bloku se označuje Type Code (TC). TC určuje, jaké informace jsou ve zbytku ME bloku obsaženy. Z hodnoty TC lze vyčíst, zda se letadlo nachází na zemi nebo zda se pohybuje ve vzduchu. Hodnota TC dále určuje přesnost informací ve zprávě. Mezi informace, které mohou být přenášeny ME blokem, patří poloha letadla, jeho rychlost, výška nebo stav transpondéru. Poloha letadla je určena zeměpisnou délkou a šířkou. Oba parametry zabírají 17 bitů. Oblast, ve které je poloha jednoznačná, má rozsah 666 km. Pokud se letadlo nachází ve vzduchu, pak je přesnost určení polohy přibližně 5,1 metrů. Výška letu je určena 12 bity. Podle hodnoty TC se rozlišuje, zda výška letu představuje výšku nad referenčním elipsoidem WGS-84 nebo zda reprezentuje barometrickou výšku. Barometrická výška může mít rozlišení 100 stop nebo 25 stop. [9]

Nosná frekvence ES zpráv je 1 090 MHz. Tato frekvence má toleranci ± 1 MHz. Pulsy, ze kterých se zpráva skládá, by měly trvat $0,5 \mu s$ s tolerancí $\pm 0,05 \mu s$. Náběžná hrana pulsu by měla být v intervalu od $0,05 \mu s$ do $0,1 \mu s$. Sestupná hrana by měla trvat od $0,05$ do $0,2 \mu s$. Spodní hodnoty jsou definovány za účelem snížení vyzářovaného výkonu v postranních pásmech. Požadavky na spektrum signálu jsou zobrazeny pomocí spektrální masky na obrázku 2.4. Rozptyl amplitudy pulsů ve zprávě by neměl být větší než 2 dB. [4]



Obrázek 2.4: Spektrální maska ES signálu

Časové intervaly mezi vysíláním informací závisí na stavu letadla a obsahu zpráv. Pokud se letadlo nachází ve vzduchu, pak je rozestup mezi zprávami s polohou letadla v rozsahu od 0,4 do 0,6 sekund. Pokud se letadlo nachází na zemi, pak může být interval mezi zprávami s polohou v rozsahu od 0,4 do 0,6 sekund nebo od 4,8 do 5,2 sekund. Identifikační zprávy se vysílají s intervaly mezi 4,8 a 5,2 sekund nebo mezi 9,8 a 10,2 sekund. Kratší intervaly se používají v případě, že je letadlo ve vzduchu. Zprávy s údaji o rychlosti se posílají s intervaly 0,4 až 0,6 sekund. Pro všechny výše zmíněné typy zpráv platí, že konkrétní rozsahy mezi vysíláním mají náhodný charakter s rovnoměrným rozdělením v daných intervalech. Časová kvantizace však není větší než 15 milisekund.

Bylo zmíněno, že zprávy ze skupiny Extended Squitter, mezi které patří i ADS-B zprávy, začínají vždy preambulí. Preambule je stálá a neměnná. Může tedy posloužit pro detekci těchto zpráv. Preambule může být navíc využita jako referenční signál v multilateračních systémech. Multilaterace určuje pozici letadla na základě měření určitých parametrů signálu. Nevyužívají se tedy informace o poloze ze zprávy. Obsahy zpráv se mohou uplatnit při potvrzování správnosti multilateračních výpočtů.

Kapitola 3

Detekce signálů

Hlavní funkcí ADS-B systému je přenos informací o letovém provozu. Přenosem informací se rozumí vysílání a příjem signálů pomocí rádiových zařízení. Příjem signálů je zkomplikován z důvodů sdílení nosné frekvence ADS-B systému a sekundárního přehledového radaru, velkých vzdáleností mezi vysílačem a přijímačem a z důvodu jejich vzájemného pohybu. Na začátku této kapitoly budou představeny základní typy přijímačů, které je možné využít pro příjem rádiových signálů. Dále budou popsány základy zpracování signálů a možnosti jejich detekce.

3.1 Architektury přijímačů

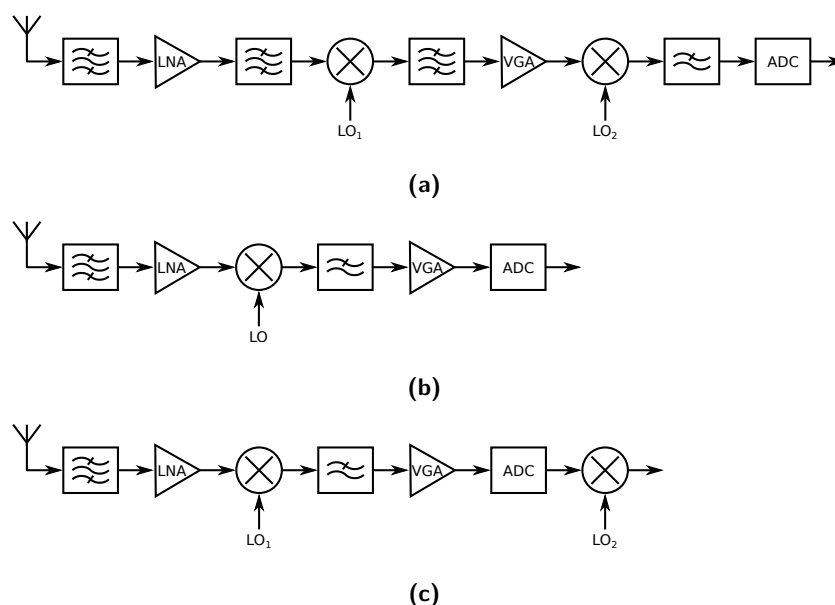
Aby mohly být detekovány ADS-B zprávy, musí být nejprve signál zachycen a překlopen do základního pásma. Obě tyto činnosti provádí přijímač. V dnešní době se používá několik odlišných architektur RF přijímačů. Výběr vhodné architektury závisí například na frekvenčním pásmu, složitosti systému nebo na rozměrech zařízení. Na obrázku 3.1 jsou znázorněna bloková schémata základních architektur.

Jedna z nejčastějších architektur přijímačů se nazývá heterodyn. Jde o robustní přijímač, který převádí rádiový signál do základního pásma pomocí směšování přes několik mezifrekvenčních kmitočtů. Příklad heterodynního přijímače s dvojitým směšováním je na obrázku 3.1a. Volba použitých mezifrekvencí a filtrů je kompromisem mezi výběrem pásma a potlačením zrcadlových

frekvencí. Nevýhodou této architektury je nízká integrace, problémy se zrcadlovým signálem a vysoká spotřeba energie. [10]

Homodynní přijímače směšují rádiový signál přímo do základního pásma. Díky tomu se u nich neobjevuje problém se zrcadlovou frekvencí. Pro jejich výrobu stačí menší počet součástek. Patří tak k nejkompaktnějším architektu-
rám. Nicméně problémy spojené s blikavým šumem, amplitudovou a fázovou nevyvážeností a stejnosměrnou složkou zhoršují parametry systému. [11]

Dobrým kompromisem může být architektura s nízkým mezifrekvenčním kmitočtem. Tento koncept kombinuje výhody obou předchozích struktur. Analogově-digitální převod probíhá na nízké mezifrekvenci. Závěrečné směšování se tak odehrává v digitální doméně a může být optimalizováno. Výhodou této architektury je její adaptabilita na softwarově rádiové aplikace. [10]



Obrázek 3.1: Přijímač typu heterodyn (a), homodyn (b) a s nízkým mezifrekvenčním kmitočtem (c)

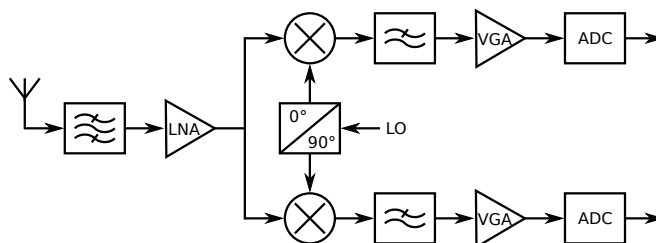
3.2 Základní zpracování signálů

Základní zpracování signálů bude představeno na průchodu signálu homodynním přijímačem. Přijímaný vysokofrekvenční signál je nejprve zachycen anténou přijímače. Signál následně prochází filtrem typu pásmová propust. Tento filtr zajišťuje selekci signálů v požadovaném frekvenčním pásmu. Pásmový signál je zesilován nízkošumovým zesilovačem (LNA). V některých případech

může být nízkošumový zesilovač předřazen před zmíněný filtr. Na následné zpracování signálu nemá pořadí prvních dvou bloků zásadní vliv. Signál může být dále směřován, neboli vynásoben signálem z místního oscilátoru (LO) přijímače. Signál z místního oscilátoru má v ideálním případě harmonický průběh. V případě homodynního přijímače je frekvence harmonického signálu rovna nosné frekvenci pásmového signálu. Díky tomu dochází k přímé konverzi do základního pásma.

Reálný pásmový signál má kladné i záporné frekvenční složky, které jsou navzájem komplexně sdružené. Protože reálný harmonický signál z místního oscilátoru má ve frekvenčním spektru dva impulsy se stejnou amplitudou symetricky rozmístěné kolem nulové frekvence, je spektrum výstupního signálu směšovače superpozicí kladné i záporné části spektra pásmového signálu. Směšování s reálným harmonickým signálem by tak mohlo vést ke ztrátě informace z přijímaného signálu. Tomuto problému se lze vyhnout, pokud bude pásmový signál směšován s komplexní exponenciálou. Ta má pouze jednu frekvenční složku. Spektrum výstupního signálu komplexního směšovače je tak posunutou verzí spektra vstupního reálného signálu. [12]

Násobení vstupního signálu s komplexní exponenciálou probíhá v kvadrurním směšovači. Jedná se o dva reálné směšovače. V jednom z nich je vstupní signál směšován s harmonickým signálem z místního oscilátoru. V druhém směšovači probíhá násobení přijímaného signálu se signálem z místního oscilátoru posunutým o 90° . Výstupní signály ze směšovačů se označují jako soufázová a kvadrurní složka signálu. Složky spolu tvoří komplexní obálku přijímaného signálu. Za oběma směšovači následují filtry typu dolní propust. Tyto filtry potlačují vysokofrekvenční složky vzniklé při směšování. Za filtry mohou být vloženy zesilovače s proměnným ziskem (VGA). Na konci rádiového řetězce je umístěn analogově-digitální převodník (ADC), který vzorkuje přijímaný signál. Signál je tak transformován z analogové domény do digitální. S naměřenými vzorky následně pracují bloky digitálního zpracování signálu. [13]



Obrázek 3.2: Homodynní přijímač s kvadrurním směšovačem

3.3 Detekce signálů

Detekce signálu je založena na testování dvou základních hypotéz. Hypotéza H_0 se označuje jako nultá hypotéza a představuje stav, kdy požadovaný signál není přítomný. Další hypotéza se značí H_1 a popisuje stav, kdy je signál přítomen. H_1 se někdy označuje jako alternativní hypotéza. Detekce signálu je vyhodnocena pomocí testování a výběru hypotézy na základě měření. Rozhodovacím mechanismem je vybrána hypotéza, která nejlépe odpovídá naměřeným datům. [14]

Signály jsou popsány statisticky. Z tohoto důvodu je i rozhodování mezi hypotézami opřené o statistické základy. Naměřené hodnoty lze popsat podmíněnými hustotami pravděpodobnosti, které se liší v závislosti na zvolené hypotéze. Nalezení vhodných modelů těchto hustot je důležitá součást celého procesu detekce. [15]

Pro porovnávání algoritmů detekce se definuje několik veličin. Základním parametrem je pravděpodobnost detekce P_D . P_D je pravděpodobnost, při které je vybrána hypotéza H_1 a signál je skutečně přítomen. Pravděpodobnost falešného alarmu P_{FA} představuje pravděpodobnost, se kterou je vybrána hypotéza H_1 , aniž by byl užitečný signál přítomen. Dále může být definována pravděpodobnost přehlédnutí P_M jako pravděpodobnost, při které je vybrána hypotéza H_0 i přes to, že užitečný signál je přítomen. P_M představuje doplněk k P_D . [15]

Výběr správného rozhodovacího algoritmu je složitý proces. Při výběru lze využít Bayesovské optimalizační kritérium. Při detekci signálu mohou nastat čtyři situace. Buď je vybrána hypotéza H_0 a signál je nebo není přítomen, případně může být vybrána hypotéza H_1 a signál opět je nebo není přítomen. Bayesovské kritérium přiřazuje všem čtyřem případům určitou hodnotu, podle kterých lze porovnávat rozhodovací algoritmy. V radarové technice se často používá Neyman-Pearsonovo kritérium, což je speciální případ Bayesovského kritéria. Cílem kritéria je maximalizovat pravděpodobnost detekce za podmínky, že pravděpodobnost falešného alarmu nepřesáhne určitou mez. Obě pravděpodobnosti jsou spolu navzájem svázány. Pokud se zvýší hodnota P_{FA} , zvýší se i hodnota P_D . Přímá úměra mezi pravděpodobnostmi platí i obráceně. Dosažitelné hodnoty P_D a P_{FA} jsou ovlivněny kvalitou radarového systému a zpracováním signálu. [15]

Nejjednodušší metoda rozeznávání jednotlivých hypotéz spočívá v porovnávání úrovně přijímaného signálu s určitou prahovací hodnotou T . Pokud se úroveň přijatého signálu dostane nad prahovací hranici, užitečný signál

je přítomen. V opačném případě není užitečný signál detekován. Cílem nastavení prahovací úrovně je maximalizovat pravděpodobnost detekce pro danou hodnotu pravděpodobnosti falešného alarmu nebo minimalizovat pravděpodobnost falešného alarmu pro danou hodnotu pravděpodobnosti detekce. [14]

Prahovací úroveň T se určuje pomocí hustoty rozdělení pravděpodobnosti přijímaného signálu. Pokud je užitečným signálem puls s konstantní amplitudou A , pak lze vzorky přijímaného signálu $x[n]$ pro jednotlivé hypotézy vyjádřit pomocí rovnic

$$\begin{aligned} H_0 : x[n] &= w[n] \\ H_1 : x[n] &= w[n] + A, \end{aligned} \quad (3.1)$$

kde $w[n]$ představuje Gaussovský šum s nulovou střední hodnotou a rozptylem σ^2 . Pokud tedy není puls přítomný, má přijímaný signál \mathbf{x} normální rozložení s nulovou střední hodnotou. V případě hypotézy H_1 má signál \mathbf{x} normální rozložení se střední hodnotou A . V obou případech má signál \mathbf{x} rozptyl σ^2 . Podmíněné hustoty pravděpodobnosti pro obě hypotézy lze vyjádřit pomocí rovnic (3.2). N představuje počet přijatých vzorků signálu \mathbf{x} . [15] [16]

$$\begin{aligned} p(\mathbf{x}|H_0) &= \prod_{n=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x[n]}{\sigma}\right)^2} \\ p(\mathbf{x}|H_1) &= \prod_{n=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x[n]-A}{\sigma}\right)^2} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Aplikací Neyman-Pearsonova kritéria lze odvodit věrohodnostní funkci $L(\mathbf{x})$. Pro hypotézu H_1 má věrohodnostní funkce tvar

$$L(\mathbf{x}) = \frac{p(\mathbf{x}|H_1)}{p(\mathbf{x}|H_0)} > \gamma. \quad (3.3)$$

V předchozí rovnici představuje γ prahovací úroveň. Její hodnota je definovaná pomocí rovnice

$$P_{FA} = \int_{\{\mathbf{x}:L(\mathbf{x})>\gamma\}} p(\mathbf{x}|H_0) d\mathbf{x} = \alpha, \quad (3.4)$$

kde α je maximální hodnota P_{FA} . Zlogaritmováním $L(\mathbf{x})$ a dosazením podmíněných pravděpodobností $p(\mathbf{x}|H_0)$ a $p(\mathbf{x}|H_1)$ z (3.2) lze dospět k výrazu (3.5), který představuje rozhodovací kritérium pro přítomnost užitečného pulsu.

$$\sum_{n=0}^{N-1} x[n] > \frac{\sigma^2}{A} \ln \gamma + \frac{1}{2}NA \quad (3.5)$$

Pokud nerovnost (3.5) platí, pak je užitečný puls přítomen. Je tedy vybrána hypotéza H_1 . V opačném případě je vybrána hypotéza H_0 . Na pravé straně

nerovnice jsou pouze konstanty, jejichž hodnoty je možné určit. Celá pravá strana reprezentuje hledanou prahovací hodnotu T . Levá strana obsahuje pouze vzorky signálu \mathbf{x} . Proto se výraz na levé straně někdy označuje jako postačující statistika $S(\mathbf{x})$. Výraz (3.5) lze přepsat jako

$$S(\mathbf{x}) > T. \quad (3.6)$$

Pomocí postačující statistiky při absenci pulsu lze vyjádřit rovnici (3.4) jako

$$P_{FA} = \int_T^{+\infty} p_S(S|H_0) dS = \alpha. \quad (3.7)$$

Pro daný model hustoty pravděpodobnosti lze pomocí předchozí rovnice vypočítat buď hodnotu γ nebo T . Pokud není přítomen puls, má hustota pravděpodobnosti postačující statistiky p_S normální rozložení s nulovou střední hodnotou. Falešný alarm nastává, pokud $S > T$. Platí

$$\begin{aligned} P_{FA} &= \int_T^{+\infty} p_S(S|H_0) dS \\ &= \int_T^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi N\sigma^2}} e^{-\frac{S^2}{2N\sigma^2}} dS \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{T}{\sqrt{2N\sigma^2}}\right) \right], \end{aligned} \quad (3.8)$$

kde $\operatorname{erf}()$ značí chybovou funkci. Definicí chybové funkce lze najít například v [17]. Vyjádřením T z (3.8) vznikne finální rovnice určující prahovací hodnotu pro detekci pulsů v Gaussovském šumu pro dané P_{FA} . [15]

$$T = \sqrt{2N\sigma^2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2P_{FA}) \quad (3.9)$$

Výraz $\operatorname{erf}^{-1}()$ v předchozí rovnici představuje inverzní funkci k $\operatorname{erf}()$.

Pro detekci pulsů pomocí rovnice (3.6) jsou již k dispozici všechny potřebné hodnoty. Postačující statistika $S(\mathbf{x})$ je součtem vzorků přijímaného signálu. Prahovací hodnota T je daná počtem vzorků N , rozptylem šumu σ^2 a požadovanou hodnotou pravděpodobnosti falešného alarmu.

V některých případech se požaduje vyjádřit prahovací úroveň T pomocí pravděpodobnosti detekce P_D . Přístup k odvození vztahu je obdobný jako v případě s P_{FA} . P_D se počítá z hustoty pravděpodobnosti postačující statistiky za přítomnosti užitečného signálu.

$$\begin{aligned} P_D &= \int_T^{+\infty} p_S(S|H_1) dS \\ &= \int_T^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi N\sigma^2}} e^{-\frac{(S-NA)^2}{2N\sigma^2}} dS \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{T-NA}{\sqrt{2N\sigma^2}}\right) \right] \end{aligned} \quad (3.10)$$

Prahovací úroveň T pro detekci pulsů v Gaussovském šumu pro dané P_D se určí podle rovnice

$$T = \sqrt{2N\sigma^2} \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2P_D) + NA. \quad (3.11)$$

3.4 Detekce ADS-B signálů

Zprávy systému ADS-B jsou vysílány na stejné nosné frekvenci jako zprávy sekundárního přehledového radaru. Z tohoto důvodu mohou být ADS-B zprávy rušeny zprávami módů A, C i S. Při detekci zpráv je potřeba tento fakt zohlednit. Pro správný příjem ADS-B zpráv je nutné detekovat i preambuli. Pouze zpráva s preambulí může být označena jako ADS-B signál. Detekce preambule je tedy jedním z faktorů ovlivňující výkonnost ADS-B přijímače.

Algoritmy pro detekci ADS-B zpráv pracující v časové doméně hledají posloupnost naměřených dat, jejichž tvar odpovídá tvaru preambule. Znamená to tedy, že se v úseku $8 \mu\text{s}$ hledají polohy pulsů, polohy náběžných hran a polohy sestupných hran. Pulsy se detekují, pokud je úroveň naměřených vzorků vyšší než prahovací hodnota. Pokud se polohy změřených pulsů shodují v rámci tolerance s polohami pulsů ve standardní ADS-B preambuli, pak algoritmus detekuje nalezení ADS-B signálu. Algoritmy v časové doméně jsou jednoduché. Je u nich však velká pravděpodobnost falešného alarmu. [18]

ADS-B signály mají pseudonáhodný charakter. Pro jejich detekci je proto vhodné využít vzájemnou korelaci přijatého signálu a repliky preambule. Tento postup vychází z předpokladu, že přijímaný signál má normální rozložení. Vzorky přijímaného signálu $x[n]$ pro jednotlivé hypotézy lze vyjádřit pomocí rovnic

$$\begin{aligned} H_0 : x[n] &= w[n] \\ H_1 : x[n] &= w[n] + s[n], \end{aligned} \quad (3.12)$$

kde $w[n]$ představuje Gaussovský šum s nulovou střední hodnotou a rozptylem σ^2 a $s[n]$ je ADS-B signál. Podmíněné hustoty pravděpodobnosti obou hypotéz odpovídají rovnicím (3.2). Věrohodnostní funkci $L(\mathbf{x})$ lze upravovat jako v předchozí podkapitole. Rozdíl je pouze v tom, že ADS-B signál není konstantní. Je to posloupnost několika pulsů. Rovnice (3.5) tedy přejde na tvar

$$\sum_{n=0}^{N-1} s[n] \cdot x[n] > \sigma^2 \ln \gamma + \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} s[n]^2, \quad (3.13)$$

který představuje vzájemnou korelaci mezi přijatým signálem a replikou preambule. [14] [19]

Výsledky shodné se vzájemnou korelací poskytuje také postup využívající přizpůsobený filtr. Přizpůsobený filtr je FIR filtr, jehož impulsová odezva má tvar časově převrácené a komplexně sdružené preamble. Popsanou metodu lze použít i v případě, že šum $w[n]$ nemá striktně Gaussovské rozložení.

Výstupní hodnoty korelace, respektive přizpůsobeného filtru jsou opět porovnávány s prahovací úrovní. Problém může nastat při příjmu signálu módu A nebo C s vysokým výkonem. Pokud se totiž na vstupu přijímače objeví signál s dostatečnou energií, můžou se hodnoty korelace dostat nad prahovací úroveň i přes to, že vstupní signál nebude obsahovat ADS-B zprávu. Signály módu A a C tak mohou způsobovat falešné detekce preamble. Pro potlačení interference mezi signály a snížení pravděpodobnosti falešného alarmu existuje řada postupů založených na využití anténních polí. Většina těchto metod je však nákladná a technologicky náročná. Mezi jednodušší metody snižující pravděpodobnost falešného alarmu patří prescreening a potvrzení amplitudy preamble. Pravděpodobnost detekce je od určité hodnoty SNR u algoritmů využívajících vzájemnou korelaci vyšší než u algoritmů v časové doméně. [20]

Tvar korelace je ovlivněn například délkou referenčního signálu, šumem nebo interferencemi. Referenční signál v podobě ADS-B preamble je poměrně krátký úsek. Z tohoto důvodu nejsou vlastnosti korelace ideální. Určení začátku zprávy tedy nemusí být jednoznačné. Ke zmírnění tohoto problému lze pomoci tím, že se jako referenční signál použije preamble i část datové zprávy. Mezi bloky, které lze při korelaci využít, patří například DF, CA nebo ICAO adresa. Další zlepšení výsledků může přinést využití korelace vyššího řádu. [21] [19]

3.5 Integrace pulsů

Ke zvýšení pravděpodobnosti detekce se v radarové technice využívá integrace pulsů. Tato metoda spočívá v potvrzení přítomnosti několika po sobě následujících pulsů. Rozlišuje se koherentní a nekoherentní integrace. Koherentní integrace využívá velikost i fázi přijatých vzorků signálu. Díky tomu se SNR po integraci L vzorků zvýší L krát. Zvýšení SNR se označuje jako integrační zisk. U koherentní integrace má tedy integrační zisk hodnotu L . Koherentní integrace dosahuje největšího zlepšení P_D . Nicméně její implementace je složitá. Nekoherentní integrace pracuje s obálkou signálu. Nevyžaduje proto znalost fáze vzorků. Integrují se absolutní hodnoty vzorků. Integrační zisk nekoherentní integrace je nižší oproti koherentnímu případu. Výpočet zisku je poměrně složitý. Závisí na statistickém popisu signálu. Realizace nekoherentní integrace je výrazně jednodušší v porovnání s koherentní variantou.

Po koherentní nebo nekoherentní integraci vzorků často následuje binární integrace. Jde o techniku, která z N výsledků prvotní integrace rozhodne o přítomnosti nebo nepřítomnosti užitečného signálu. Jejím výstupem je buď hypotéza H_1 , nebo hypotéza H_0 . Pro H_1 musí platit, že alespoň M výsledků prvotní integrace implikuje přítomnost užitečného signálu. V algoritmu je tedy potřeba nastavit dvě hranice. Jednou z nich je prahovací úroveň, která určuje, zda je přítomen puls v rámci koherentní nebo nekoherentní integrace. Druhou hodnotou je počet potřebných úspěšných detekcí M , který deklaruje přítomnost užitečného signálu. [15]

Pro nefluktující signál je pravděpodobnost detekce P_D jednotlivých pulsů shodná. Stejně velikosti tak mají i pravděpodobnosti přehlédnutí P_M , protože $P_M = 1 - P_D$. Pravděpodobnost přehlédnutí N nezávislých pulsů je $(1 - P_D)^N$. Pravděpodobnost detekce alespoň jednoho pulsu z N pokusů se označuje jako kumulativní pravděpodobnost detekce P_{CD} a lze ji vypočítat podle vzorce

$$P_{CD} = 1 - (1 - P_D)^N. \quad (3.14)$$

Pravidlo nalezení alespoň jednoho pulsu z N pokusů velmi zvyšuje pravděpodobnost detekce. Čím vyšší je počet pokusů N , tím je P_{CD} pro dané P_D vyšší. Problém je, že tento postup zvyšuje i pravděpodobnost falešného alarmu. Kumulativní pravděpodobnost falešného alarmu P_{CFA} je možné spočítat vzorcem

$$P_{CFA} = 1 - (1 - P_{FA})^N, \quad (3.15)$$

kde P_{FA} je pravděpodobnost falešného alarmu jednotlivých testů. Pokud je $P_{FA} \ll 1$, lze vztah zjednodušit na

$$P_{CFA} \approx N \cdot P_{FA}. \quad (3.16)$$

P_{CFA} je tedy přibližně N krát větší než P_{FA} . Z tohoto důvodu se častěji používá pravidlo alespoň M úspěšných detekcí z N pokusů. Tato strategie zvyšuje P_{CD} v porovnání s P_D a zároveň udržuje hodnotu P_{CFA} stejnou nebo menší než P_{FA} . Pro P_{CD} a P_{CFA} potom platí

$$P_{CD} = \sum_{n=M}^N \binom{N}{n} P_D^n (1 - P_D)^{N-n}, \quad (3.17)$$

$$P_{CFA} = \sum_{n=M}^N \binom{N}{n} P_{FA}^n (1 - P_{FA})^{N-n}. \quad (3.18)$$

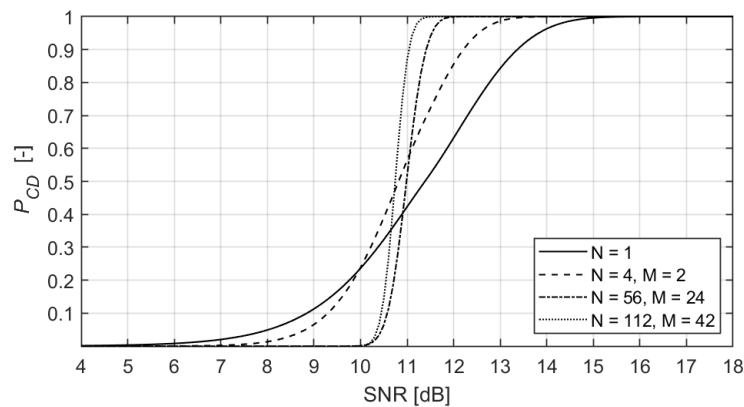
Volba hodnoty M silně ovlivňuje úspěšnost algoritmu. Příliš nízké M zvyšuje P_{CFA} . Příliš vysoké M snižuje P_{CD} . Existuje určitá optimální hodnota M_{OPT} , která maximalizuje P_{CD} a zároveň udržuje P_{CFA} na nízkých úrovních.

V radarové technice byly odvozeny hodnoty M_{OPT} pro Swerlingovy modely cílů, pro určité úrovně P_{FA} , SNR a počty vzorků N . Pro nefluktující cíl se M_{OPT} vypočítá pomocí vztahu

$$M_{OPT} = 10^{-0,02} N^{0,8}. \quad (3.19)$$

Předpoklady pro uvedený vztah jsou $P_D = 0,9$, $10^{-8} \leq P_{FA} \leq 10^{-4}$ a N je z intervalu (5, 700). [15]

Extended Squitter zprávy se skládají ze 112 pulsů. Lze tedy kontrolovat, zda jednotlivé pulsy překročily prahovací úroveň. Pokud alespoň M pulsů stanovenou úroveň překročí, pak lze předpokládat, že je ES signál přítomen. M_{OPT} má pro $N = 112$ hodnotu 42. Na následujícím grafu jsou zobrazeny průběhy P_{CD} pro $P_{FA} = 10^{-6}$ a různá N . Z grafu je vidět, že integrační zisk je kladný jen pro určité hodnoty SNR. Pro příliš nízká SNR se pravděpodobnost detekce integrací pulsů snižuje.



Obrázek 3.3: Průběh kumulativní pravděpodobnosti detekce P_{CD} signálu v závislosti na SNR pro různá N

Kapitola 4

Lokalizace zdrojů rádiového signálu

V předchozí kapitole byly představeny metody příjmu a detekce rádiového signálu. V této kapitole budou popsány základní techniky určování polohy zdroje rádiových signálů. Jedním z navigačních systémů, který tyto techniky využívá, je multilaterace. Její princip bude vysvětlen v druhé části kapitoly. V závěru budou charakterizovány metody určování přesnosti lokalizace.

4.1 Techniky určování polohy

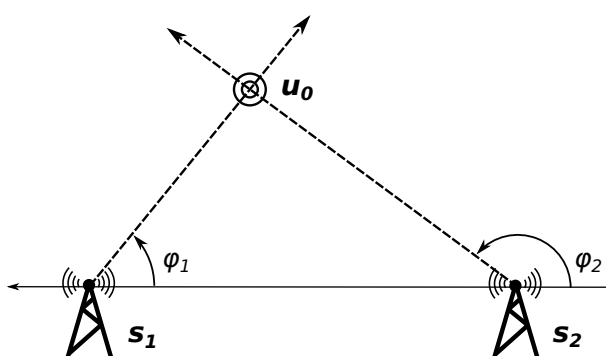
Základní metody určování polohy zdroje signálu lze rozdělit například podle typu rovnic, které se při výpočtu uplatňují. Určité druhy rovnic představují geometrické útvary. Poloha objektu je dána průsečíkem těchto útvarů. V případě technik určujících směr příchodu signálu se objekt nachází v průsečíku polopřímek. Další skupina technik měří vzdálenost objektu od měřicích stanic. Objekt se pak nachází v průsečíku kružnic. Třetí skupinu tvoří systémy, které určují polohu objektu pomocí průsečíku hyperbol. V této části bude představen alespoň jeden zástupce z každé skupiny algoritmů.

4.1.1 Angle of Arrival

Metoda Angle of Arrival (AOA), případně Direction of Arrival (DOA) používá k lokalizaci zdroje rádiového signálu směr příchodu signálů na měřicí stanice.

Směr dopadu signálu lze určit například rotující směrovou anténou. Ta měří výkon dopadajícího signálu v závislosti na úhlu dopadu. Směr, ve kterém je výkon signálu největší, je potom označen za směr příchodu signálu. Další možností, jak určit směr dopadu signálu, je využití anténního fázového pole. Fázové pole se skládá z několika statických antén, které jsou vhodně rozmístěny. Směr příchodu signálu se určuje buď pomocí fázových posunů mezi elementy, nebo pomocí časových rozdílů příchodu signálu. [22]

S rostoucí vzdáleností objektu od měřicí stanice se snižuje přesnost určení směru, ve kterém se objekt nachází. Tato úměra platí pro oba zmíněné typy měřicích stanic. Obecně lze však říci, že určování směru pomocí fázových polí je přesnější než pomocí rotující antény. Také rychlost aktualizace směru je u fázových polí rychlejší. Výsledky AOA mohou být velmi silně ovlivněny vícenásobnými odrazy přijímaného signálu. U AOA je navíc potřeba přímé viditelnosti mezi zdrojem signálu a měřicí stanicí. Metoda AOA není tak citlivá na časovou synchronizaci stanic jako ostatní metody. Zároveň tato metoda potřebuje k jednoznačnému určení polohy zdroje signálu v rovině pouze dvě měřicí stanice. U následujících metod je potřeba k jednoznačnému určení polohy objektu alespoň tři stanice. [23]



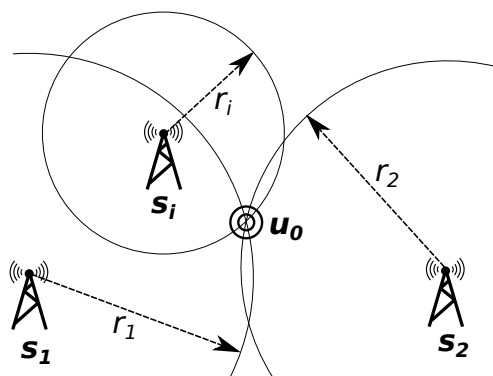
Obrázek 4.1: Princip metody AOA

4.1.2 Received Signal Strength

Technika Received Signal Strength (RSS) patří mezi metody měřící vzdálenost mezi objektem a stanicemi. Vzdálenost se vypočítává z výkonu vyslaného a přijatého signálu. Vzdálenost lze určit díky tomu, že se výkon signálu se vzdáleností snižuje. Ve volném prostoru se výkon snižuje se čtvercem vzdálenosti. Ve složitějších prostorách je výpočet vzdálenosti komplikovanější. Charakteristiky útlumu se navíc mohou lišit v jednotlivých směrech k přijímačům. Výpočtem vzdálenosti mezi objektem a stanicí se určí kulová plocha se středem v měřicí stanici, na které může zdroj signálu ležet. Pro jednoznačné

určení polohy objektu v prostoru je zapotřebí alespoň čtyř přijímačů. V rovině stačí k určení polohy tři přijímače. [24]

Většina integrovaných čipů vybavených vestavěným vysokofrekvenčním systémem v sobě obsahuje i indikátor výkonu přijatého signálu. K určení polohy tedy není potřeba další vybavení. Díky tomu je technika RSS cenově efektivní. RSS má jednoduchou implementaci, proto je vhodná i pro malá mobilní zařízení. Přesnost metody velmi závisí na složitosti okolního prostředí. V členitých prostorech může přesnost lokalizace velmi rychle degradovat. RSS se tak využívá v aplikacích na krátkou vzdálenost. [25] [26]



Obrázek 4.2: Princip metody RSS

4.1.3 Time of Arrival

Metoda Time of Arrival (TOA) určuje vzdálenost objektu od měřicí stanice na základě doby šíření signálu. Vzdálenost objektu je přímo úměrná době šíření signálu. Pro přepočítání časového úseku na vzdálenost je potřeba znát pouze rychlost šíření signálu v daném prostředí. Rychlost šíření rádiového signálu se ve většině případech shoduje s rychlostí šíření světla ve vzduchu. Podobně jako metoda RSS určí i TOA kulovou plochu, na které se může objekt nacházet. Pokud se zná rozmístění měřicích stanic, pak lze určit polohu objektu jako průsečík všech kulových ploch. Schéma na obrázku 4.2 tedy platí i pro metodu TOA. [26]

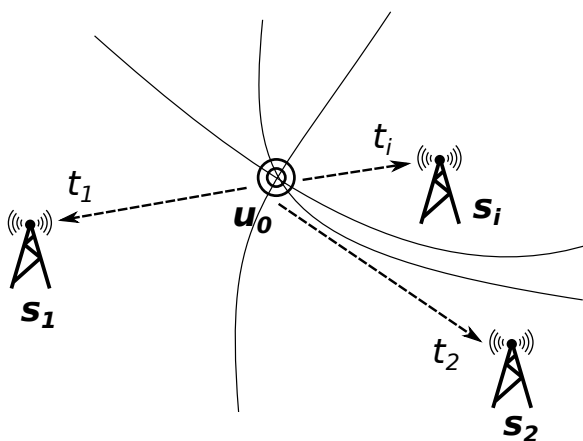
Přesnost TOA závisí na časové synchronizaci mezi vysílačem a přijímačem signálu. Přesně synchronizovat hodiny ve vysílači a přijímačích je velmi obtížné. Může docházet k časovému posunu mezi zdrojem signálu a měřicími stanicemi. Časové posunutí je však shodné vůči všem měřicím stanicím. Díky tomu se za předpokladu synchronizace stanic mezi sebou může vliv časového posunu vysílače kompenzovat. Obecně je TOA přesnější než RSS. V případě

přímé viditelnosti mezi vysílačem a přijímačem může dosahovat TOA až desetkrát přesnějších výsledků v porovnání s RSS. [27] [28]

Obdobnou metodou k TOA je metoda Round Trip Time (RTT). U této metody vysílají stanice dotazovací signál směrem k objektu. Ten na dotaz odpoví vysláním odpovědi. RTT měří čas mezi odesláním dotazu a příjmem odpovědi. Změřená prodleva v podstatě odpovídá dvojnásobku času, který naměří TOA. Je to způsobené tím, že se signál nejprve šíří od stanice k objektu. Následně se signál šíří opačným směrem. U RTT není nutná časová synchronizace mezi objektem a stanicemi. Přesnost metody závisí především na přesnosti určení doby zpracování signálu v objektu, která se musí při výpočtech kompenzovat. [27] [28]

4.1.4 Time Difference of Arrival

Technika Time Difference of Arrival (TDOA) opět pracuje s měřením času. Metoda TDOA konkrétně využívá časové rozdíly příchodu signálu na dvojici stanic. Díky tomu není nutná časová synchronizace mezi stanicemi a zdrojem signálu. U TDOA stačí pouze synchronizace mezi měřicími stanicemi. Tu lze zajistit například pomocí referenčního vysílače se známou polohou nebo pomocí globálního družicového polohového systému (GNSS). [29]



Obrázek 4.3: Princip metody TDOA

Rovnice využívané u metody TDOA mají hyperbolický tvar. Jejich řešením v prostoru jsou hyperboloidy. V ohniscích těchto útvarů se nachází měřicí stanice. Poloha zdroje signálu se určí pomocí průsečíku hyperboloidů. Pro jednoznačné určení pozice objektu v prostoru je potřeba alespoň čtyř měřících stanic.

Určení časových rozdílů příchodu signálu na dvojice stanic je možné stanovit dvěma způsoby. Jednou možností je využití vzájemné korelace mezi přijatými signály. Jde o obecnou metodu, která může být aplikována na jakékoliv signály. Přesnost závisí na autokorelačních vlastnostech konkrétního signálu. Druhou možností je prostý rozdíl okamžiků příchodu signálu. Tato možnost se využívá v případech, ve kterých lze snadno změřit náběžné a sestupné hrany pulsů. Mezi takové signály patří například zprávy SSR. [29]

TDOA je poměrně přesná a výpočetně nenáročná metoda. Při implementaci není potřeba znát pokročilé informace o vysílaném signálu. Díky těmto vlastnostem se TDOA rozšířila v multilateračních systémech. TDOA je také základem několika navigačních systémů, mezi které patří například Gee, Omega, Decca nebo Loran C. [30] [31]

■ 4.1.5 Kombinace technik

V navigačních systémech se často využívá kombinace výše popsaných technik. Spojením různých metod lze snížit počet požadovaných měřicích stanic. Případně se může i zvýšit přesnost a spolehlivost systému. Častou kombinací je měření úhlu dopadu signálu a vzdálenosti zdroje signálu. Touto kombinací lze určit polohu objektu pomocí jedné jediné měřicí stanice. Zmíněná kombinace je základem primárního i sekundárního přehledového radaru. [32]

■ 4.2 Multilaterace

Multilaterace je systém na určování polohy objektů pomocí několika měřicích stanic. Multilaterační systémy patří mezi spolupracující nezávislé přehledové systémy. Hledaný objekt musí vysílat rádiové signály k měřicím stanicím. Vysílání může probíhat automaticky nebo na vyžádání. Měřicí stanice signál přijmou a identifikují objekt. Pomocí lokalizačních technik se určí poloha zdroje signálu. K určení polohy stačí změřit určité parametry přijímaného signálu. Díky tomu je multilaterace nezávislá na jiných přehledových systémech. [29]

Multilaterační systémy lze rozdělit na pasivní a aktivní. Pasivní systémy se skládají pouze z přijímačů signálu. Aktivní systémy zahrnují i vysílače, které mohou vysílat zprávy k cílům. Mohou se například vysílat dotazy SSR, na které transpondér v letadle odpoví. Aktivní systémy využívají všesměrové

nebo sektorové vysílače. K pokrytí požadované oblasti často stačí nižší vysílaný výkon než u klasického SSR. Výhodou aktivního uspořádání je, že není závislé na dotazování cíle jiným systémem. Navíc rychlost aktualizace dat může být u aktivního uspořádání vyšší. [29]

Mezi signály vhodné pro multilateraci v letecké dopravě patří Extended Squitter zprávy. Konkrétně preamble těchto zpráv může být využita jako referenční signál. ICAO adresa obsažená ve zprávě může následně pomoci při identifikaci objektů. Multilaterace tedy může spolupracovat se SSR v módu S i s ADS-B. Toho se využívá například na letištích, kde multilaterace zvyšuje přesnost a pokrytí dosavadních přehledových systémů. [5]

Bylo zmíněno, že k určení polohy multilaterací stačí změřit parametry referenčního signálu. Mezi vhodné parametry patří směr příchodu signálu, čas příchodu signálu nebo rozdíl časů příchodu signálu. Pokud jsou známy vzájemné polohy měřicích stanic a rychlost šíření signálu prostředím, lze pomocí těchto údajů určit polohu objektu. V leteckých multilateračních systémech se často využívá metoda TDOA. Rovnice popisující systém mají v tomto případě hyperbolický tvar. Navigační systémy pracující s TDOA se proto označují jako hyperbolické systémy.

Přesnost určení pozice objektu závisí na přesnosti měření parametrů signálu, na zvoleném lokalizačním algoritmu, na vzájemné poloze měřicích stanic a na poloze objektu vůči stanicím. Obecně lze říci, že multilaterace poskytuje přesnější výsledky, pokud se hledaný objekt nachází uvnitř obrazce vytvořeného z přijímačů. Přesnost určení parametrů signálu závisí na přesnosti měření pozemních stanic. Měření je zatíženo celou řadou chyb. Chyby lze rozdělit podle jejich zdroje na interní a externí. Obě třídy chyb mohou ovlivňovat každou stanicí jiným způsobem. Vliv chyb na měření se navíc mění v závislosti na čase. Chyby měření jsou tedy náhodné veličiny, které se musí analyzovat statisticky. [5]

Mezi externí zdroje chyb patří mnohacestné šíření signálu, garbling, útlum signálu nebo zkreslení způsobené na straně vysílače. Vliv těchto chyb lze pomocí určitých technik kompenzovat. Jejich úplné odstranění však není možné. Mezi interní zdroje chyb patří například nepřesnosti přístrojů a analogově-digitálních převodníků, nepřesnost časové synchronizace nebo zpoždění na přenosových vedeních. Interní zdroje chyb jsou přítomny vždy a jejich velikost je nezávislá na poloze lokalizovaného objektu. Při výpočtech lze předpokládat, že chyby měření jsou náhodné veličiny s normálním rozdělením o nulové střední hodnotě a s rozptylem σ^2 . [5]

Přesnost lokalizace také souvisí s pravděpodobností detekce komunikačních

signálů vysílaných z letadla. Pravděpodobnost detekce je ovlivněna vícecestným šířením, garblingem nebo interferencemi. Může nastat situace, že signál bude úspěšně rozpoznán, ale jeho deformace zhorší přesnost měření TDOA. Vysoká přesnost lokalizace může být zachována, pokud se signály s nízkým SNR do výpočtů nepoužijí. To znamená, že se záměrně sníží pravděpodobnost detekce.

Faktorem ovlivňujícím pokrytí a přesnost multilateračních systémů je také počet pozemních stanic, jejich rozmístění a vzájemná vzdálenost. Při využití TDOA jsou pro jednoznačné určení polohy zdroje signálu v prostoru zapotřebí minimálně čtyři přijímače. Pro monitorování nízkých letových hladin se často používá rozestup stanic 10 až 20 námořních mil. Při větším rozestupu stanic se sice zvětší hlídané území, nicméně pokrytí v této oblasti nemusí být rovnoměrné. Navíc geometrické vlivy způsobují, že některá uspořádání přijímačů jsou pro daný počet vhodnější než jiné konfigurace. [29]

4.3 Přesnost odhadu polohy

V předchozí části bylo zmíněno, že v leteckých multilateračních systémech se často využívá technika TDOA. Určení časových rozdílů příchodu signálu je zatíženo určitou nepřesností. Velikost nepřesnosti měření je ovlivněna například nepřesností přístrojů, použitými anténami, kvalitou přijímaného signálu, časovou synchronizací, kvantizační nepřesností nebo mnohacestným šířením. Odhad velikosti nepřesnosti určení polohy objektu se nejčastěji určuje pomocí maxima věrohodnostní funkce (ML) nebo pomocí metody nejmenších čtverců (LS). Společnou vlastností ML i LS je, že za určitých okolností mohou dosáhnout Cramer-Raovy dolní meze. [5] [19]

Cramer-Raova dolní mez (CRLB) vyjadřuje nejmenší možnou hodnotu rozptylu určení polohy objektu. CRLB lze tedy využít jako měřítko kvality odhadu polohy. Nalezení polohy s rozptylem menším než CRLB není možné. Výsledné rozptyly mohou být pouze větší nebo rovny hodnotě CRLB. Cramer-Raova dolní mez v sobě zahrnuje jak geometrické rozmístění měřicích stanic a hledaného objektu, tak také přesnost měření jednotlivých stanic. Vliv počtu měřicích stanic a geometrického uspořádání soustavy na hodnoty CRLB je podrobněji rozebrán v bakalářské práci [33]. [34]

Parametr, který zahrnuje pouze geometrické uspořádání systému, se nazývá Dilution of Precision (DOP). Jde o veličinu, která popisuje vliv rozmístění měřicích stanic na přesnost výsledné polohy objektu. DOP v sobě tedy

nezahrnuje přesnost měření stanic. Hodnota DOP je ovlivněna i počtem měřících stanic. S větším počtem stanic se DOP většinou zmenšuje. DOP lze rozdělit do několika složek. Geometric Dilution of Precision (GDOP) vyjadřuje velikost oblasti, ve které se může objekt nacházet. GDOP lze dále dělit na horizontální část HDOP a vertikální část VDOP. [35] [36]

Kapitola 5

Lokalizační algoritmy

Začátek této kapitoly se zabývá popisem systému, ve kterém se bude hledat zdroj rádiového signálu. Zavádí se používané veličiny a jejich značení. Jsou představeny základní rovnice popisující danou situaci. V dalších částech kapitoly jsou popsány algoritmy schopné lokalizovat cíl v daném systému. Algoritmy jsou nejprve rozděleny do základních skupin. Následně jsou stručně charakterizovány konkrétní postupy výpočtu polohy cíle.

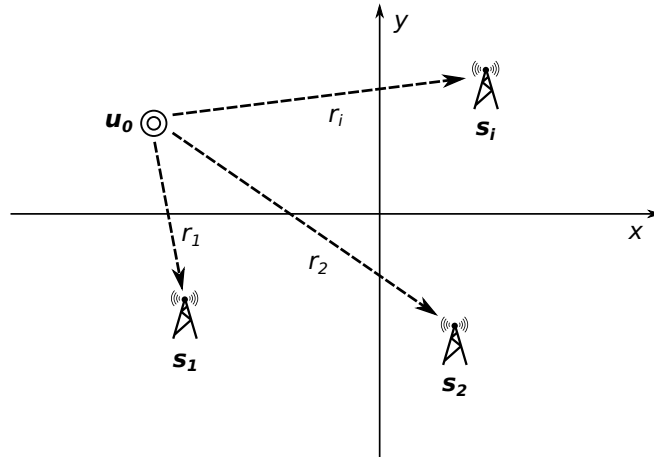
5.1 Popis systému

U multilateračních systémů vysílá cíl signál do svého okolí. Tento signál je zachycen sadou pozemních měřicích stanic. Stanice signál zpracují a vyhodnotí požadované parametry. Mezi parametry, které jsou vhodné k lokalizaci cíle, patří směr příchodu signálu, výkon přijatého signálu, čas příchodu signálu, zpoždění mezi vysláním a přijetím signálu nebo rozdíl časů příchodu signálu na stanice. Často se využívá právě rozdílů časů příchodu signálu (TDOA). Také je možné aplikovat kombinaci metod, které pracují s rozdílnými parametry. Díky tomu lze zvýšit přesnost a spolehlivost celého systému. Společně s TDOA se tak někdy používá i lokalizace pomocí směru příchodu signálu (AOA).

Uvažujeme-li třírozměrný prostor, pak cílem multilateračních systémů je určit souřadnice zdroje signálu $\mathbf{u}_0 = (x_0, y_0, z_0)$. Předpokládá se znalost polohy všech měřicích stanic. Stanice i má souřadnice $\mathbf{s}_i = (x_i, y_i, z_i)$. Celkem je k dispozici M stanic. Bez újmy na obecnosti se jako referenční stanice

volí stanice 1. Při využití metody TDOA se dále předpokládá časová synchronizace mezi stanicemi a znalost rychlosti šíření signálu c . Naopak se nevyžaduje časová synchronizace cíle s měřicími stanicemi. Výhodou AOA je, že nepředpokládá žádnou časovou synchronizaci.

V případě TDOA jsou výstupem měření časy, ve kterých signál dorazil na stanice. Tyto parametry označme t_i . Díky časové synchronizaci stanic lze přímo dopočítat rozdíly časů příchodu signálu. Časový rozdíl příchodu signálu na stanici i a na referenční stanici se může označit jako t_{i1} a platí $t_{i1} = t_i - t_1$. Vynásobením t_i rychlostí šíření signálu c dostaneme vzdálenost cíle od stanice i . Necht' je tento parametr označen jako r_i . Pro rozdíl vzdáleností stanice i a referenční stanice od cíle r_{i1} pak platí rovnice $r_{i1} = c \cdot t_{i1} = r_i - r_1$. Vzhledem k tomu, že měření jsou zatížena určitou nepřesností, jsou všechny zmíněné parametry pouze odhady skutečných hodnot. Například r_{i1} lze popsat rovnicí $r_{i1} = r_{i1}^0 + n_{i1}$, kde r_{i1}^0 je přesná hodnota rozdílu vzdáleností a n_{i1} představuje chybu měření. Nepřesnost měření má charakter normálně rozloženého náhodného šumu s nulovou střední hodnotou a rozptylem σ_{i1}^2 . Na následujícím obrázku je situace zobrazena pro dvourozměrný systém. [37]



Obrázek 5.1: Dvourozměrný popis systému

Pro vzdálenost cíle od stanice i zároveň platí rovnice

$$r_i = \sqrt{(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2 + (z_0 - z_i)^2} + n_i, \text{ pro } i = 1, \dots, M. \quad (5.1)$$

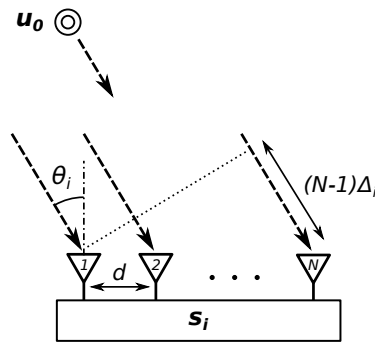
Již bylo zmíněno, že rozdíl vzdáleností mezi cílem a stanicí i a referenční stanicí lze vyjádřit jako

$$r_{i1} = r_i - r_1, \text{ pro } i = 2, \dots, M. \quad (5.2)$$

Dosazením rovnic (5.1) do (5.2) vznikne soustava $M - 1$ nelineárních rovnic. Konkrétně se jedná o hyperbolické rovnice. V rovnicích je neznámým

parametrem pouze poloha cíle \mathbf{u}_0 . Řešením soustavy rovnic (5.2) se zabývají lokalizační algoritmy určené pro hyperbolické navigační systémy. [5]

V případě AOA se na jednotlivých stanicích měří úhel příchodu signálu vůči referenčnímu směru. Měřit úhel dopadu je možné dvěma způsoby. Jednou z možností je měření pomocí rotující směrové antény, která měří výkon přichozícího signálu v závislosti na úhlu natočení. Druhý způsob využívá k určení směru dopadu anténní fázové pole. Pro zjednodušení lze uvažovat uniformní lineární řadu skládající se z N antén. Vzdálenost mezi sousedními anténami je d . Předpokládá se, že na pole antén dopadá rovinná vlna vyslaná cílem. Na jednotlivé antény stanice \mathbf{s}_i dopadá signál pod úhlem θ_i . Díky prostorové diverzitě jsou mezi jednotlivými anténami a cílem rozdílné vzdálenosti. Dráhový rozdíl mezi sousedními anténami stanice \mathbf{s}_i je $\Delta_i = d \sin \theta_i$. Z toho vyplývá, že signál dopadá na antény s různým časovým zpožděním. Přijaté signály jsou tak mezi sebou fázově posunuty. Z fázového posunu a prostorového rozložení anténního pole lze určit směr příchodu signálu. Aby byl výsledek jednoznačný, musí pro vzdálenost antén platit $d \leq \lambda/2$, kde λ je vlnová délka přijímaného signálu. [38] [39]



Obrázek 5.2: Uniformní lineární řada antén

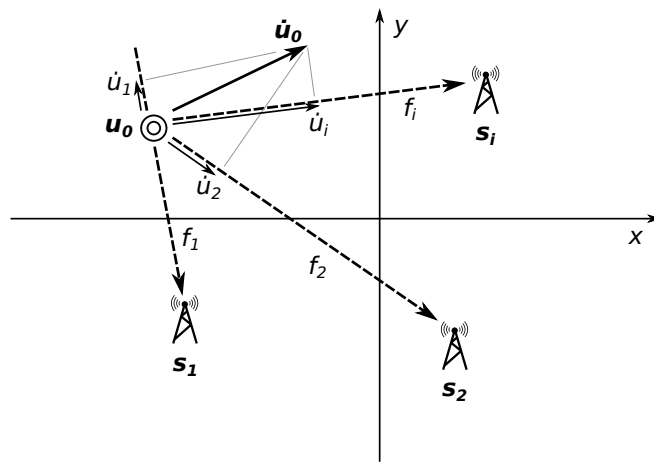
Pokud se změří směr příchodu signálu, pak lze v dvoudimenzionálním prostoru sestavit přímku, na které se nachází cíl. Přímka má stejný směr jako přichozící signál a prochází danou měřicí stanicí. V případě, že je k dispozici více stanic, lze určit polohu cíle jednoznačně pomocí průsečíku přímek. Výhodou AOA je, že k určení polohy cíle stačí pouze dvě stanice.

Cíl se může pohybovat rychlostí $\dot{\mathbf{u}}_0 = (\dot{x}_0, \dot{y}_0, \dot{z}_0)$. Po navigačních algoritmech se potom požaduje vypočítat nejen jeho polohu, ale i jeho rychlost. Odhad rychlosti cíle se může určit na základě měření frekvence přichozícího signálu. Vzájemný pohyb cíle a stanice totiž způsobí Dopplerův posun frekvence. Každá stanice tak přijímá signál s jinou frekvencí v závislosti na poloze a směru pohybu cíle. Necht' stanice i přijímá signál s frekvencí f_i . Pro tuto

frekvenci platí vztah

$$f_i = f_0 - \frac{f_0 (\mathbf{u}_0 - \mathbf{s}_i) \dot{\mathbf{u}}_0}{c \|\mathbf{u}_0 - \mathbf{s}_i\|}, \quad (5.3)$$

kde $\|\cdot\|$ představuje Eukleidovskou normu a f_0 je frekvence, na které vysílá cíl. Ke změně frekvence na stanici i tak přispívá pouze radiální složka rychlosti \dot{u}_i . Ze zmíněných parametrů lze dopočítat rozdíl frekvence signálu na stanici i a na referenční stanici. Rozdíly frekvencí si označíme f_{i1} a platí pro ně $f_{i1} = f_i - f_1$. Měření určující rychlost cíle pomocí rozdílů frekvencí se označuje FDOA. Některé navigační algoritmy umí určit současně polohu i rychlost cíle. V následujících podkapitolách jsou prozkoumány základní typy lokalizačních algoritmů. [40]



Obrázek 5.3: Popis FDOA

5.2 Otevřené algoritmy

Otevřené algoritmy jsou založené na linearizaci rovnic. Hledají lineární vztah mezi naměřenými hodnotami r_{i1} a neznámou polohou cíle \mathbf{u}_0 . Otevřené algoritmy využívají k nalezení polohy cíle iterační proces. Ten na svém začátku požaduje počáteční odhad polohy cíle. Při dalších iteracích se přesnost odhadu polohy cíle postupně zvyšuje. To znamená, že otevřené algoritmy přesnou polohu neurčí. Výsledkem je pouze odhad polohy cíle. [5]

Hlavní nevýhodou otevřených algoritmů je nutnost apriorní informace o poloze cíle. Počáteční odhad polohy se určí podle zvoleného systému. V některých případech se volí počáteční poloha jako pevně daný bod v určité oblasti. Při lokalizaci letadel kolem letišť lze jako počáteční bod zvolit střed

letiště. Tato volba je nejjednodušší a často vede k uspokojivým výsledkům. Při hledání polohy letadla mezi letišti je přijatelnější určit počáteční bod pomocí uzavřených algoritmů. Otevřeným algoritmem se následně odhad polohy letadla zpřesní. Jako počáteční bod lze zvolit i naposledy známou polohu. V tomto případě algoritmus v podstatě aktualizuje polohu cíle.

Počáteční bod má velký vliv na konvergenci metody. Při špatně zvoleném počátečním bodu může být konvergence pomalá nebo může algoritmus skončit v lokálním minimu. V krajním případě může algoritmus i divergovat. Nicméně divergenci lze jednoduše detekovat. Otevřeným algoritmům navíc stačí menší počet měřicích stanic. Výpočetní náročnost je menší než u Kalman-Bucyho filtru, který se používá na zvýšení přesnosti odhadu polohy. Další výhodou je jednoznačnost řešení. Tyto metody také zachovávají lineární šum díky linearizaci rovnic. [41]

5.3 Uzavřené algoritmy

Uzavřené algoritmy poskytují přímé numerické řešení. Často se skládají z jednoho nebo dvou kroků. Nevýhodou je, že na jejich výstupu může být více než jedno řešení. Které řešení je správné, se musí rozhodnout pomocí dalších kritérií. Druhou nevýhodou oproti otevřeným algoritmům je zanesení kvadratického nebo i kubického šumu do výsledku. To znamená, že nepřesnost řešení může být vyšší. Poskytnutý výsledek je navíc často vychýlený. Nejedná se tedy o optimální řešení ve statistickém smyslu. [5]

Apriorní informace o poloze cíle u uzavřených algoritmů není potřeba. Není proto nutné odhadovat počáteční bod. Díky tomu jsou uzavřené algoritmy vhodnější volbou v případě neznámých počátečních podmínek nebo složité topologie systému. Navíc mají tyto algoritmy menší výpočetní nároky oproti otevřeným metodám.

Většina metod je založená na numerické aproximaci vztahu mezi polohou cíle a jeho dalšími parametry. Aproximace jsou nezávislé na statistickém rozložení chyb měření. Algoritmy často vycházejí z metody nejmenších čtverců. To znamená, že minimalizují součet kvadrátů odchylek. Některé metody jsou založené na algebraickém přístupu. Tyto metody používají jednoduché modely. Na druhou stranu vyžadují vyšší počet měřicích stanic. [5]

5.4 Popis základních algoritmů

V této části jsou charakterizovány základní výpočetní postupy pro nalezení cíle na základě měření TDOA, případně FDOA. Algoritmy nemají oficiální názvy. Jsou označeny jménem autora nebo jmény autorů, kteří tyto postupy poprvé popsali. Výjimkou je Taylorův algoritmus, který své označení získal díky využití Taylorova rozvoje funkce. Na konci této sekce jsou představeny i dvě metody na určení směru příchodu signálu. Tyto metody patří tedy mezi AOA postupy. Směr příchodu signálu je určen na základě měření anténních fázových polí.

5.4.1 Taylor

Tato metoda je založená na rozvoji rovnic do Taylorovy řady. To znamená, že se soustava rovnic (5.2) zlinearizuje a díky tomu se může jednodušeji řešit. Pro linearizaci lze zvolit algebraický nebo statistický přístup. Tato metoda patří mezi otevřené algoritmy. Jde o nejrozšířenější iterační algoritmus v multilateračních systémech. [41] [42]

Rozvoj funkcí do Taylorovy řady probíhá nad určitým bodem. V blízkém okolí tohoto bodu je aproximace funkce nejpřesnější. Nepřesnosti jsou tedy nejmenší. V lokalizačním algoritmu tvoří tento bod počáteční odhad polohy cíle. Výstupem každé iterace je bod, který se získá pomocí maximalizace věrohodnostní funkce. Výstupní bod představuje přesnější odhad polohy cíle a může sloužit jako počáteční odhad v další iteraci. Proces může mít různá ukončující kritéria. Jedním z nejběžnějších kritérií je rozdíl mezi posledním a předposledním výsledkem. Pokud je tento rozdíl dostatečně malý, tak se algoritmus ukončí.

Pokud jsou naměřená data dostatečně přesná, tak tato metoda poskytuje nevyčýlený odhad a kovarianční matice se blíží CRLB. Nicméně v reálné situaci za zhoršených podmínek může tento algoritmus produkovat velké chyby. Nemusí tedy poskytovat dostatečně přesné výsledky. Metoda však vnáší do výsledku pouze lineární šum. Naproti tomu uzavřené algoritmy produkují minimálně kvadratický šum. Algoritmus však může divergovat. V takovém případě jsou výsledky neplatné a výpočty musí začít znovu s novým počátečním bodem. Výpočetní složitost tohoto postupu je vyšší ve srovnání s uzavřenými algoritmy, protože se počítá odhad polohy v každém iteračním kroku. [5]

■ 5.4.2 Schmidt

Schmidtův algoritmus patří mezi nehyperbolické navigační metody. Sestavení charakteristické rovnice vyžaduje tři měřicí stanice. Rozdíly vzdáleností cíle k těmto třem stanicím umožní v dvourozměrném případě nalezení přímky, na které se hledaný cíl vyskytuje. Přímka geometricky představuje hlavní osu kuželosečky, například elipsy. Kuželosečka je dána polohou stanic. Cíl se nachází v ohnisku kuželosečky. [43]

Jde tedy o obrácenou úlohu v porovnání s hyperbolickými algoritmy. Tradiční hyperbolické systémy vyžadují k sestavení rovnic dvě stanice. Rozdíl vzdáleností k těmto stanicím vytvoří hyperbolu. Stanice se nachází v ohniskách hyperboly. Cíl naopak leží na dané hyperbole. Jednoznačné umístění cíle se najde pomocí průniku hyperbol.

Algoritmus nevyžaduje referenční stanici. Všechny měřicí stanice mají stejnou roli. Jde o uzavřený neiterativní proces. Tento postup může být použit v systémech, v nichž signál vysílají stanice a cíl jej přijímá, nebo i v systémech, ve kterých signál emituje samotný cíl a stanice ho detekují. Postup může být navíc upraven pro velké oblasti pokrytí, kdy je potřeba zohlednit zakřivení Země. [43]

Patří mezi jednokrokové procesy. Na vytvoření charakteristické rovnice jsou zapotřebí tři stanice. Aby bylo řešení jednoznačné, tak je potřeba $D + 2$ měřicích stanic, kde D je počet dimenzí. Algoritmus zavádí do výsledku kubický šum, což podstatně snižuje přesnost výsledku v systémech s velkým šumem. Výpočetní nároky tohoto postupu jsou velmi nízké. [5]

■ 5.4.3 Smith a Abel

Algoritmus poskytnutý Smithem a Abelem je založen na sférické interpolaci. Rozdíl vzdáleností cíle od stanice i a od referenční stanice si lze představit jako vzdálenost stanice i od povrchu koule, která má střed v cíli a prochází referenční stanicí. Poloměr koule je tak roven vzdálenosti cíle a referenční stanice. Poloměr koule je neznámý a závislý na poloze cíle. Tento problém je vyřešen pomocí dvou chybových funkcí založených na metodě nejmenších čtverců. Výsledné řešení je nicméně závislé na volbě referenční stanice. Tuto závislost lze potlačit tím, že se proces M krát opakuje. M je počet měřicích stanic. Při každém spuštění algoritmu se zvolí jiná referenční stanice. Výsledná poloha cíle se vypočte z M mezivýsledků podle zvoleného kritéria. [5] [44]

Naměřenou vzdálenost stanice i od kulové sféry se středem v cíli \mathbf{u}_0 si označíme d_{i1} . Vzdálenost stanice i od sféry se středem v bodě $\hat{\mathbf{u}}_0$ si pojmenujeme \hat{d}_{i1} . Metoda se snaží odhadnout střed sféry tak, aby minimalizovala součet kvadrátů rozdílů $(d_{i1} - \hat{d}_{i1})$. Výsledný střed sféry potom odpovídá odhadnuté poloze cíle. Sférická interpolace je tedy určitou obdobou metody maximální věrohodnosti v případě, že je měření zatížené bílým šumem s nulovou střední hodnotou. [44]

Jde o jednokrokovou metodu. K sestavení jedné charakteristické rovnice jsou potřeba dvě stanice. Poskytuje jedno řešení, pokud je k dispozici $D + 1$ stanic, kde D je počet dimenzí. Výsledná poloha cíle je však statisticky vychýlená kvůli závislosti polohy cíle a vzdálenosti cíle od referenční stanice. Metoda zavádí do výsledku kvadratický šum, i přes to je rozptyl metody srovnatelný s CRLB. Algoritmus má díky své jednoduchosti velmi nízkou výpočetní složitost. [45]

■ 5.4.4 Friedlander

Friedlanderova metoda je také založena na sférické interpolaci. Podobně jako Smith-Abelův algoritmus obsahuje v charakteristických rovnicích dva závislé neznámé parametry. Těmito parametry jsou poloha cíle a vzdálenost cíle od referenční stanice. Rozdíl od předchozí metody je ve vyřešení této závislosti. Friedlanderova metoda vyloučí z rovnic vzdálenost cíle od referenční stanice v datovém modelu. Parametr se eliminuje díky přenásobení datového modelu maticí \mathbf{M} , která ve svém jádru obsahuje naměřené hodnoty r_{i1} . [5]

V případě, že se společně s časovými rozdíly příchodů signálu na stanice měří také Dopplerovy posuvy frekvence pohybujícího se cíle, je možné touto metodou spočítat i rychlost cíle. Postup je obdobný jako při výpočtu polohy. V rovnicích se navíc vyskytují časové derivace parametrů. Rychlost cíle je vypočtena na základě metody nejmenších čtverců. Odhad polohy cíle pouze z naměřených Dopplerových posuvů frekvence bez znalosti TDOA je velmi složitý. Dokonce se zvažuje, že není možné zformulovat lineární rovnice popisující tuto úlohu. [46]

Patří mezi jednokrokové algoritmy. K sestavení charakteristické rovnice jsou potřeba dvě stanice. Pro jednoznačné určení polohy i rychlosti cíle je potřeba $D + 1$ stanic, kde D je počet dimenzí uvažovaného prostoru. Autor metody však uvádí, že matice \mathbf{M} je vždy singulární s hodnotí $M - 1$. Z tohoto důvodu se doporučuje, aby byl minimální počet stanic $D + 2$. Odhady polohy a rychlosti cíle nejsou statisticky optimální, protože jsou vychýlené. Velikost

vychýlení je možné dopočítat. Ukazuje se, že za přítomnosti malého šumu je vychýlení často menší než rozptyl výsledku. Postup vnáší do výsledku kvadratický šum. Výpočetní nároky algoritmu jsou stále velmi malé.

■ 5.4.5 Chan a Ho

Chan-Ho algoritmus je také založen na sférické interpolaci jako předchozí dvě metody. Algoritmus však přináší vylepšení v podobě kvadratické korekce. Díky korekci je výsledek statisticky optimální. Ze simulací však vyplývá, že za přítomnosti šumu může korekce podstatně snížit přesnost výsledku. Bez použití korekce má algoritmus podobné výsledky jako Smith-Abelův postup. [47]

Algoritmus se skládá ze dvou kroků. V prvním kroku se počítá základní odhad polohy cíle a jeho vzdálenost od referenční stanice. Charakteristické rovnice jsou podobné jako u Smith-Abelova algoritmu. Při výpočtu se předpokládá vzájemná nezávislost obou parametrů. Ve skutečnosti jsou ale parametry na sobě velmi závislé. Druhý krok se označuje jako kvadratická korekce. Spočívá v kompenzaci závislosti parametrů a ve zvýšení přesnosti odhadu polohy cíle. Kompenzace je možná díky nadbytečné informaci vyplývající ze sférické interpolace. Kompenzace přímo závisí na výsledcích z prvního kroku. Pokud jsou počáteční odhady parametrů nepřesné, pak druhý krok může přesnost výsledku snížit. [48]

Metoda tedy patří mezi dvoukrokové algoritmy. K sestavení charakteristické rovnice jsou potřeba dvě měřicí stanice. Metoda vyžaduje alespoň $D + 2$ stanic, kde D je počet dimenzí. Výsledkem jsou dvě řešení. Metoda není jednoznačná a je potřeba implementovat další kritérium, které rozhodne o správném výsledku. Výsledné řešení je nevychýlené. Rozptyl této metody se blíží CRLB, pokud se v měření vyskytuje pouze nízká hladina šumu. Postup zavádí do výsledku kvadratický šum. Výpočetní náročnost je vyšší oproti předchozím algoritmům založených na sférické interpolaci. [5]

■ 5.4.6 Zhang

Postup popsáný Zhangem a jeho kolegy je určený pro výpočet polohy a rychlosti cíle. Rychlost se počítá na základě měření frekvenčního rozdílu signálu FDOA přicházejícího na měřicí stanici. Metoda funguje i v případě, že se

pohybují měřicí stanice. Je pouze potřeba znát rychlost a směr pohybu stanic. Algoritmus patří mezi metody založené na váhované sférické interpolaci. Výsledek není statisticky optimální. Nicméně ze simulací vyplývá, že vychýlení je velmi malé. [37]

Zhangův postup se podobá Chan-Ho algoritmu. Také se skládá ze dvou kroků. V prvním kroku se odhadne počáteční poloha a rychlost cíle. K výpočtu se používá váhovaná metoda nejmenších čtverců. První krok se opakuje dvakrát. V prvním běhu obsahuje váhovací matice rozptyly měření jednotlivých stanic. Při druhém výpočtu se do váhovací matice přidají odhady vzdáleností cíle od stanic. Druhá část prvního kroku se při vysoké úrovni šumu doporučuje vynechat. V druhém kroku se odhad polohy i rychlosti zpřesní díky parametrům vypočteným v prvním kroku. [37]

Jde o dvoukrokovou metodu. Nicméně první krok se opakuje dvakrát. Pro metodu je vhodné použít alespoň $D+2$ stanic, kde D je počet dimenzí. Metoda je jednoznačná. Výsledkem jsou souřadnice polohy a vektor rychlosti cíle. Pro vytvoření charakteristické rovnice jsou potřeba dvě stanice. Výsledné řešení je vychýlené. Analyticky lze dokázat, že rozptyl algoritmu může dosáhnout Cramer-Raovy dolní meze za předpokladu nízké úrovně šumu. Výpočetní složitost algoritmu je vyšší kvůli opakování prvního kroku a častému váhování.

V tabulce 5.1 jsou přehledně zobrazeny základní charakteristiky výše popsaných algoritmů. Pro srovnání je uveden počet měřících stanic nutných pro vytvoření charakteristické rovnice. Také je zmíněn minimální počet stanic pro nalezení cíle v prostoru s D dimenzemi. Pro dvourozměrný prostor je $D = 2$ a pro třírozměrný prostor je $D = 3$. Dále je předložen počet řešení, která z algoritmů vystupují. V posledním sloupci je popsán řád šumu, který algoritmus vnáší do výsledku.

Algoritmus	Počet stanic pro 1 rovnici	Minimální počet stanic	Typ řešení	Počet řešení	Řád šumu
Taylor	2	$D + 1$	iterační	1	lineární
Schmidt	3	$D + 2$	přímá	1	kubický
Smith a Abel	2	$D + 1$	přímá	1	kvadratický
Friedlander	2	$D + 1$	přímá	1	kvadratický
Chan a Ho	2	$D + 2$	přímá	2	kvadratický
Zhang	2	$D + 2$	přímá	1	kvadratický

Tabulka 5.1: Vlastnosti lokalizačních algoritmů pro TDOA

■ 5.4.7 MUSIC

Algoritmus Multiple Signal Classification (MUSIC) patří mezi AOA metody. Využívá se tedy k odhadu směru příchodu signálu na anténní pole. Umí určit azimut i elevaci signálu. MUSIC je nelineární spektrální metoda s velkým rozlišením a přesností. Výsledný odhad je asymptoticky nevychýlený. Jde o vyhledávací algoritmus, protože výstupem je MUSIC spektrum. V něm se hledají špičky, které odpovídají úhlu příchodu signálu. Metodu lze využít i v případě nerovnoměrně rozloženého anténního pole. Další výhodou je, že pokud se anténní pole skládá z N antén, pak algoritmus umí najít směr až $N - 1$ zdrojů signálu za předpokladu, že signály jsou nekorelované. Také umí určit šířku pásma a polarizaci signálů. Postup lze využít i v prostředí s vícecestným šířením. [49]

Prvním krokem algoritmu je odhadnutí kovarianční matice vstupních signálů. Následně se určí vlastní vektory a vlastní čísla této matice. Podle velikosti vlastních čísel lze stanovit, které vlastní vektory patří do signálového podprostoru a které patří do šumového podprostoru. Nastává tak dekompozice prostoru do dvou ortogonálních podprostorů na základě vlastních čísel kovarianční matice. Podle počtu vlastních vektorů signálového podprostoru lze určit počet přijímaných signálů. Následně lze vygenerovat řídicí vektory anténního pole. Tvar řídicích vektorů závisí na počtu a vzdálenosti antén. Řídicí vektory ve směru příchodu signálu jsou kolmé na šumový podprostor. Převrácená hodnota součinu vlastních vektorů z šumového podprostoru a řídicích vektorů proto nabývá velkých hodnot. Ve spektru se tedy objeví špičky, které odpovídají danému směru příchodu signálu. [39]

Pokud se určí úhel příchodu signálu alespoň na dvou stanicích, lze stanovit polohu cíle v rovině jednoznačně. Odhad polohy je statisticky optimální. Rozptyl metody se blíží CRLB. Výpočetní náročnost algoritmu je velmi vysoká kvůli vyhledávání špiček ve spektru. Složitost algoritmu lze snížit použitím pokročilejších technik, jako je prostorové vyhlazování. [49]

■ 5.4.8 ESPRIT

Algoritmus Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT) patří stejně jako MUSIC mezi metody určující směr příchodu signálu. ESPRIT i MUSIC jsou založeny na podprostorové dekompozici. MUSIC nicméně pracuje s šumovým podprostorem, zatímco ESPRIT hledá signálový podprostor. Další rozdíl je v tom, že ESPRIT je algebraický algo-

ritmus, který poskytuje AOA přímo. Nemusí se tedy prohledávat spektrum jako v případě MUSIC. Díky tomu má ESPRIT menší výpočetní náročnost. ESPRIT je také méně citlivý na nepřesnosti anténního pole a počet elementů pole. S využitím určitého signálového předzpracování umí určit i směry, ve kterých leží zdroje koherentních signálů. Pokud se využijí 2D anténní řady, lze určit azimut i elevaci signálů. ESPRIT je vhodný do prostředí s nízkým SNR. Metodu ESPRIT lze použít i k odhadu frekvence signálu. [49] [50]

ESPRIT předpokládá, že se anténní pole skládá ze dvou identických řad. Není však potřeba znát geometrické rozložení těchto řad. Nutné je pouze prostorové posunutí mezi řadami. Prvky musí splňovat translační invarianci. Povolené je částečné překrytí řad. To znamená, že prvek jedné řady může být i prvkem druhé řady. Nejjednodušší anténní pole, které splňuje všechny podmínky, je uniformní lineární řada antén s N elementy. Řadu lze rozdělit na dvě virtuální anténní pole například tak, že jedno pole je tvořené prvním až $N - 1$. prvkem a druhé pole je tvořené druhým až N . prvkem. Vzniknou tak dvě identické řady antén, které lze využít pro algoritmus ESPRIT.

První kroky algoritmu jsou podobné jako u metody MUSIC. Algoritmus ESPRIT začíná výpočtem kovarianční matice vstupních signálů z obou řad. Dále se stanoví vlastní vektory i vlastní čísla. Podle velikosti vlastních čísel se určí, které vlastní vektory přísluší signálovému podprostoru. Tyto vlastní vektory se rozdělí na dvě části podle vzájemného uspořádání obou anténních řad. Pomocí metody nejmenších čtverců aplikované na rozdělené vlastní vektory se vypočte nová matice. Argument vlastních čísel vzniklé matice odpovídá prostorové frekvenci. Z té lze přímo spočítat úhly, ze kterých přichází signály. [51]

V některých případech může ESPRIT poskytovat přesnější výsledky než metoda MUSIC. Při vysokých hodnotách SNR se rozptyl metody blíží CRLB. Se zvyšujícím se počtem prvků anténního pole se však rozptyl výsledků nesnižuje tak výrazně jako v případě metody MUSIC. Velkou výhodou algoritmu ESPRIT je jeho výpočetní nenáročnost. [51]

Kapitola 6

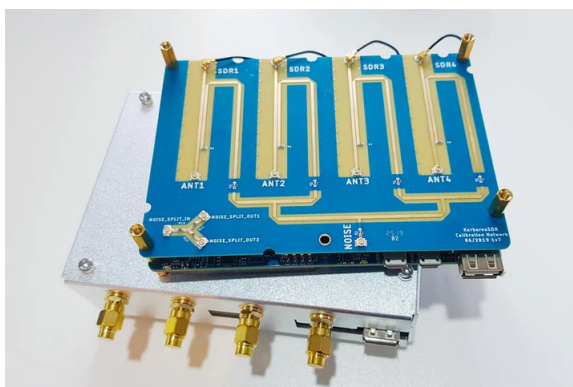
Implementace detekce signálů

Tato kapitola představí průběh měření experimentálních dat, která byla následně podrobena detekci signálů i lokalizaci jejich zdrojů. Budou popsány a porovnány navržené metody detekce zpráv módu S. Pro zpracování naměřených dat byl použit program Matlab. Použité skripty jsou součástí přílohy této práce. Kapitola obsahuje i krátký popis skriptů. V následující kapitole budou předvedeny i postupy a výsledky pro určení směru příchodu detekovaných zpráv v horizontální rovině.

6.1 Experimentální měření

Cílem měření bylo zachytit zprávy módu S, které vysílají letadla v okolí přijímače. Jako přijímač bylo zvoleno softwarově definované rádio (SDR). SDR patří mezi přijímače s přímou konverzí do základního pásma. Jeho struktura tak odpovídá schématu 3.1b. Konkrétně bylo použito zařízení KerberosSDR. Jedná se o koherentní SDR se čtyřmi kanály. Frekvenční rozsah zařízení je od 24 do 1700 MHz. Maximální vzorkovací frekvence je 2,4 MHz. Výstupní soufázové a kvadrurní vzorky mají šířku 8 bitů. KerberosSDR také obsahuje zdroj širokopásmového šumu, který lze využít pro synchronizační a kalibrační účely. Díky synchronizaci kanálů lze KerberosSDR potenciálně aplikovat i pro určování směru příchodu signálu. [52]

Pro KerberosSDR existuje volně dostupný software, který lze najít na webové stránce <https://github.com/rfjohnso/kerberossdr>. Pomocí soft-



Obrázek 6.1: KerberosSDR [53]

waru lze nastavit přijímanou frekvenci, vzorkovací frekvenci, zisk a několik dalších parametrů. Nastavené hodnoty parametrů jsou v tabulce 6.1. Po prvotním nastavení lze pomocí vestavěného zdroje šumu synchronizovat a kalibrovat jednotlivé kanály. Po této proceduře jsou vzorky z kanálů synchronní a mají mezi sebou nulový fázový posun. Zmíněný software byl upraven tak, aby mohl ukládat kalibrované vzorky do binárních souborů.

Parametr	Hodnota
Přijímaná frekvence	1090 MHz
Vzorkovací frekvence	2 MHz
Zisk	40 dBi

Tabulka 6.1: Parametry měření

Bylo zmíněno, že zprávy módu S používají modulaci PPM a pulsy jsou dlouhé $0,5 \mu\text{s}$. Při vzorkovací frekvenci 2 MHz to znamená, že na každý puls připadá jeden vzorek. Jeden bit je tedy tvořen dvěma sousedními vzorky. Bit má hodnotu jedna, pokud první vzorek je vyšší než druhý. Bit má hodnotu nula, pokud první vzorek má hodnotu nižší než druhý vzorek.

Samotná měření probíhala ve třech konfiguracích antén. Jednou konfigurací byla uniformní lineární řada (ULA) s rozestupem antén $\Delta_1 = \lambda_c/2$. Pro $f_c = 1090 \text{ MHz}$ je Δ_1 rovno přibližně 138 mm. Druhým uspořádáním antén byla ULA s $\Delta_2 = \lambda_c/6 \approx 46 \text{ mm}$. Při třetím uspořádání byly antény těsně nad sebou. Tímto sestavením se simulovaly nulové rozestupy mezi anténami v horizontální rovině. Analogicky k předchozím případům lze tedy psát $\Delta_3 \approx 0 \text{ mm}$. Antény jsou vysoké přibližně 300 mm. Vertikální vzdálenost jejich vrcholů při třetí konfiguraci byla přibližně 320 mm. Všechny uniformní lineární řady byly při měření umístěny na venkovním parapetu. To znamená, že mezi anténami a zdroji signálu byla přímá viditelnost.

Měření bylo realizováno následujícím způsobem. Nejprve proběhla synchronizace a kalibrace kanálů SDR. Při tomto procesu byly na anténních konektorech SDR připojeny bezodrazové koncovky s charakteristickou impedancí 50Ω . Po kalibraci se k SDR připojily antény s rozestupy Δ_1 . V této konfiguraci se uložily kalibrované IQ vzorky. Vytvořily se celkem dva soubory s daty. Soubory se označily čísly 4 a 5. Každý soubor obsahoval $2 \cdot 10^6$ IQ vzorků z každého kanálu. Dále se antény přemístily na ULA s Δ_2 . V tomto rozložení se opět uložily dva soubory o stejné velikosti jako v předchozím případě. Soubory nesou označení 6 a 7. Nakonec se antény umístily nad sebe. Opět se dvakrát změřily a uložily IQ vzorky. Soubory s těmito vzorky mají označení 8 a 9. Celkem tedy bylo naměřeno a uloženo 6 binárních souborů s kalibrovanými IQ vzorky z každého kanálu. Celý popsaný postup kalibrace a měření se opakoval třikrát. Jednotlivé série měření se označily pomocí písmen A , B a C . Z celého experimentálního měření bylo tedy k dispozici 18 binárních souborů. Každý soubor obsahoval $2 \cdot 10^6$ IQ vzorků ze všech čtyř kanálů. Pro přehlednost jsou použita označení naměřených dat v následující tabulce.

Rozestupy antén	Naměřená data					
Δ_1	A_4	A_5	B_4	B_5	C_4	C_5
Δ_2	A_6	A_7	B_6	B_7	C_6	C_7
Δ_3	A_8	A_9	B_8	B_9	C_8	C_9

Tabulka 6.2: Označení naměřených dat

6.2 Metody detekce

Základní algoritmus detekce zpráv módu S je založen na faktu, že se zprávy skládají z několika pulsů. Díky tomu lze využít integraci pulsů a zvýšit tak pravděpodobnost detekce. Algoritmus tedy porovnává velikosti vzorků s danou prahovací hodnotou T . Pokud hodnotu T přesáhlo alespoň M pulsů z celkového počtu N pulsů zprávy, pak se očekává přítomnost zprávy módu S. Dlouhé verze zpráv módu S se skládají ze 112 datových pulsů a 4 pulsů v preambuli. Celkem je tedy N rovno 116. Podle rovnice (3.19) pro $N = 116$ je M_{OPT} rovno 43. Aby se však detekovaly i krátké verze SLM zpráv, bylo zvoleno $N = 60$. Krátké zprávy totiž obsahují 56 datových pulsů a 4 pulsy v preambuli. Pro $N = 60$ je M_{OPT} rovno 25.

Pokud je splněna podmínka pro dostatečný počet pulsů nad prahovací hodnotou, pak se hledá začátek zprávy. K tomu se využije vzájemná korelace mezi preambulí zpráv a sekvencí vzorků z okolí prvního detekovaného pulsu.

Pro tyto účely je preambule definována jako

$$\left[1 \ -\frac{1}{2} \ 1 \ -\frac{1}{2} \ -\frac{1}{2} \ -\frac{1}{2} \ -\frac{1}{2} \ -\frac{1}{2} \ 1 \ -\frac{1}{2} \ 1 \ -\frac{1}{2} \ -\frac{1}{2} \ -\frac{1}{2} \ -\frac{1}{2} \ -\frac{1}{2} \ -\frac{1}{2} \right]. \quad (6.1)$$

To znamená, že pulsy preambule jsou reprezentovány hodnotou 1. Vzorky preambule, na kterých se puls nevyskytuje, mají hodnotu $-\frac{1}{2}$. Následně stačí najít maximum korelace, které odpovídá začátku zprávy. Tímto krokem je nalezení zprávy dokončeno.

Vznikly tři metody pro detekci zpráv, které využívají různé kombinace vzorků ze čtyř kanálů. První metoda separátně hledá zprávy v jednotlivých kanálech. Pokud jsou zprávy detekovány alespoň ve dvou kanálech, pak se předpokládá, že je zpráva skutečně přítomna. Další přístup předpokládá koherentní vzorky v kanálech. Ze vzorků se totiž počítá střední hodnota napříč kanály. Při výpočtu střední hodnoty se zohledňuje jak velikost vzorků, tak i jejich fáze. Ve vypočítaných středních hodnotách se následně hledají zprávy podle výše popsaného algoritmu. Třetí metoda předpokládá nekoherentní vzorky v kanálech. Střední hodnota napříč kanály se tedy počítá pouze z velikostí vzorků. Nebere se v úvahu jejich fáze. Porovnání detekčních schopností všech tří postupů je v závěrečné části této kapitoly.

Zmíněné metody se také liší prahovací hodnotou T . Hodnoty T byly určeny empiricky. K tomu se využila měření ze série A s rozestupy antén Δ_3 . Prahovací hodnoty T jednotlivých metod byly nastaveny tak, aby pravděpodobnost falešného alarmu měla hodnotu nejvýše 0,05. Tato hodnota je poměrně vysoká. V rámci pozdější lokalizace se zprávy dále zpracovávají. Pokud se ve zprávě dekóduje chyba, je zpráva zahozena. Díky tomuto postupu může být přípustná hodnota P_{FA} vyšší. Hodnoty prahovacích úrovní jsou v následující tabulce. Bylo zmíněno, že naměřené IQ vzorky mají šířku 8 bitů. To znamená, že mohou nabývat hodnot od -127 do 128. Absolutní hodnoty vzorků jsou tedy v rozmezí od 0 do 181. Prahovací hodnoty v 6.3 jsou nastaveny právě pro tento rozsah. Z tohoto důvodu není u parametru T uvedena jednotka. Tabulka 6.3 slouží pouze pro porovnání detekčních metod mezi sebou z pohledu prahovacích hodnot.

Metoda detekce	Prahovací hodnota T
separátní	1,30
koherentní	0,85
nekoherentní	1,15

Tabulka 6.3: Prahovací hodnoty

6.3 Popis skriptů

Pro zpracování naměřených dat se využilo programové prostředí Matlab. Použité skripty jsou v elektronické příloze této práce. Základní skript, který porovnává detekční výkonnost navržených postupů, se nazývá *detecting.m*. Funkce a soubory, které tento skript volá, jsou vypsány níže. U hlavičky každé funkce je i krátký popis činnosti dané funkce.

- *config.m*

Soubor *config.m* se volá na začátku skriptu *detecting.m*. V *config.m* jsou nastaveny základní parametry. Mezi nejdůležitější parametry patří nosná frekvence, vzorkovací frekvence nebo počet bitů krátké a dlouhé verze SLM zpráv. V *config.m* se také nastavuje, s jakým datovým souborem se bude pracovat. Výběr datového souboru se uskutečňuje pomocí dvou parametrů. Parametr *foldername* volí konkrétní sérii měření. Jeho hodnoty tedy jsou 'A', 'B' nebo 'C'. Soubor z dané série měření se vybírá pomocí parametru *filename*. Jeho hodnoty jsou *'iq_samples_0x.bin'*, kde *x* je číslo měření.

- $[\textit{samples}] = \textit{loadsamples_iq}(\textit{foldername}, \textit{filename}, \textit{channel_number}, \textit{block_size})$

Funkce *loadsamples_iq()* se volá v rámci skriptu *config.m*. Funkce načte IQ vzorky z vybraného souboru. Parametry *foldername* i *filename* byly již popsány u *config.m*. Parametr *channel_number* označuje počet kanálů, ze kterých se měřilo. V našem případě je *channel_number* = 4. Parametr *block_size* je hodnota použitá při ukládání vzorků softwarem pro KerberosSDR. Výstupní parametr *samples* obsahuje IQ vzorky.

- $[\textit{msg}, \textit{idx}] = \textit{detectmsg}(\textit{samples}, \textit{alg})$

Zprávy módu S se v naměřených vzorcích vyhledávají pomocí funkce *detectmsg()*. IQ vzorky vstupují do funkce pomocí proměnné *samples*. Druhý parametr funkce slouží pro výběr detekční metody. Lze vybírat ze tří metod označených 'separate', 'coherent' a 'noncoherent'. Přístupy všech tří metod k detekci byly vysvětleny v části 6.2. Funkce *detectmsg()* vrací vzorky nalezených zpráv včetně preamble *msg* a indexy jejich prvních vzorků *idx*.

- $[\textit{pr_d}, \textit{pr_fa}] = \textit{comparison_idx}(\textit{idx_ref}, \textit{idx}, \textit{label})$

Funkce *comparison_idx()* porovnává indexy detekovaných zpráv *idx* s referenčními indexy *idx_ref*. Indexy detekovaných zpráv jsou výstupem předchozí funkce. Každá detekční metoda může obecně nalézt jiné indexy. Referenční indexy zpráv byly objeveny ručně prohledáváním časového průběhu vzorků

z druhého kanálu. Lze tedy předpokládat, že tyto zprávy jsou v naměřených datech skutečně přítomny. Vyhledání referenčních indexů proběhlo na naměřených souborech označených 8 a 9 ze všech tří sérií měření. Referenční indexy jsou zapsány ve skriptu *save_idx.m*. Pomocí téhož skriptu jsou uloženy do souborů s koncovkou *.mat*. Skript *config.m* odpovídající referenční vzorky nahrává z uložených souborů. Při porovnávání referenčních a detekovaných indexů je nastavena tolerance přesnosti indexů na ± 1 . Tato tolerance je zvolena z toho důvodu, že i při ručním prohledávání bylo v některých případech obtížné určit, kterým vzorkem zpráva začíná. Bylo zmíněno, že na každý puls zprávy připadá jeden naměřený vzorek. Nicméně vzorkování signálu není se zprávou vždy synchronní. Vzorky u některých zpráv mohly být naměřeny na sestupných nebo náběžných hranách pulsů. V takových případech je složité určit, kterým indexem zpráva začíná. Proto je nutné nastavit určitou toleranci. Funkce *comparison_idx()* určí, které detekované indexy odpovídají v rámci tolerance referenčním indexům. Z jejich počtu se následně vypočítá pravděpodobnost detekce a pravděpodobnost falešného alarmu. Pravděpodobnosti a celkový počet nalezených zpráv příslušnou detekční metodou jsou následně vypsány na příkazový řádek. K odlišení detekčních metod slouží parametr *label*, který je součástí výpisu. Do tohoto parametru lze zadat jakékoliv slovo. Parametr pouze zjednodušuje orientaci uživatele ve výpisech. Výstupní parametry *pr_d* a *pr_fa* představují hodnoty P_D a P_{FA} .

- *showmsg(s, idx, surround, label, graphs)*

Pro zobrazení nalezených zpráv slouží funkce *showmsg()*. Funkce zobrazuje časový průběh absolutních hodnot vzorků signálu *s* z jednoho kanálu. Zobrazí se zprávy, jejichž indexy jsou v *idx*. V grafech se vykreslí i určitý počet vzorků před zprávou a po zprávě. Počet přidávaných vzorků je daný parametrem *surround*. Grafy nesou označení *label*. Parametr *graphs* udává, jaké zprávy z *idx* se vyobrazí.

- *showmsg(s, idx, n, surround)*

Funkce *showmsg()* se velmi podobá předchozí funkci. Parametry *s*, *idx* i *surround* mají stejný význam. Rozdíl je v tom, že tato funkce zobrazí časový průběh pouze jedné zprávy. Zpráva je vybrána parametrem *n*. Zobrazí se jak absolutní hodnoty vzorků, tak i jejich reálné a imaginární složky. Díky tomu zobrazí funkce *showmsg()* podrobnější informace o dané zprávě.

- $[snr] = snrdb(s, idx)$

Možným rozšířením práce by bylo zkoumání vlivu SNR zpráv na jejich detekci. Pro tyto účely vznikla funkce *snrdb()*, která vrací hodnoty SNR zpráv na indexech *idx*. Výkon šumu se počítá ze 112 vzorků před zprávou. Výkon signálu se určí z rozdílu výkonu prvních 112 vzorků datové části zprávy a výkonu šumu. Výstupní hodnoty SNR jsou v dB.

6.4 Výsledky

Detekční metody byly porovnávány na souborech 8 a 9 ze všech tří sérií měření. Tyto soubory byly naměřeny s horizontálními rozestupy antén $\Delta_3 \approx 0$ mm. Fakticky byly antény umístěny nad sebe s rozestupy 320 mm. V případě, že jsou zdroje signálů dostatečně vzdáleny, odpovídá toto uspořádání antén téměř nulovému fázovému posunu mezi kanály. Vzorky z jednotlivých kanálů lze tedy považovat za koherentní. Pravděpodobnosti detekce P_D a pravděpodobnosti falešného alarmu P_{FA} navržených detekčních metod jsou v tabulce 6.4. Pravděpodobnosti jsou uvedeny v procentech.

Metoda detekce	Pravděpodobnosti	Měření					
		A8	A9	B8	B9	C8	C9
separátní	P_D	72	60	69	66	83	81
	P_{FA}	2	4	3	2	5	6
koherentní	P_D	95	85	71	62	52	48
	P_{FA}	4	4	4	2	9	9
nekoherentní	P_D	91	73	68	64	90	85
	P_{FA}	4	5	5	3	8	6

Tabulka 6.4: Porovnání detekčních metod

Z tabulky vyplývá, že v případě měření A má nejvyšší pravděpodobnosti detekce koherentní metoda. Nejhorší detekční schopnosti má separátní metoda. U měření B jsou výsledky všech metod vyrovnané. V případě měření C má nejvyšší hodnoty P_D nekoherentní metoda. Velký pokles pravděpodobnosti detekce lze pozorovat u koherentní metody. Při pozdějším zkoumání se ukázalo, že v okamžiku měření souborů C8 a C9 prolétávalo nad uniformní lineární řadou letadlo. Pro zprávy od tohoto letadla neplatí podmínky koherentního příjmu. Tato skutečnost zřejmě zapříčinila pokles P_D koherentní metody.

Další možností porovnávání detekčních metod je jejich výpočetní náročnost. Koherentní i nekoherentní metody potřebují pro nalezení zpráv obdobné množství času. Nicméně separátní metoda je výpočetně mnohem náročnější. Tato metoda totiž prochází všechny čtyři kanály zvlášť. Základní algoritmus detekce tedy musí proběhnout čtyřikrát. U předchozích dvou metod se základní algoritmus detekce provede pouze jednou.

Z pozorování dále vyplývá, že falešné detekce zpráv módu S jsou nejčastěji způsobené zprávami módu A nebo C s vysokým výkonem. Zprávy těchto módů sice obsahují mnohem menší počet pulsů než zprávy módu S, nicméně při vysokých výkonech se nad prahovací hodnotu dostanou i vzorky mimo

pulsy. To zapříčiní, že podmínku prahovací úrovně splňuje M a více vzorků. Nastane tedy falešná detekce. Potlačení falešných alarmů by bylo možné realizovat zvýšením hodnoty M .

Následující kapitola se věnuje určování směru příchodu signálu. Směr se stanoví na základě měření, při kterých byly rozestupy antén $\Delta_1 = \lambda_c/2$ a $\Delta_2 = \lambda_c/6$. Kanály u těchto měření nejsou koherentní. Detekce zpráv pro lokalizační účely pomocí koherentní metody je tedy nevyhovující. Separátní metoda má vysoké výpočetní nároky. Z těchto důvodů se pro detekci zpráv v rámci lokalizace zvolila nekoherentní metoda. Z tabulky 6.4 je navíc patrné, že tato metoda má vysoké hodnoty pravděpodobnosti detekce.

Kapitola 7

Implementace lokalizace zdrojů signálu

Implementovaná lokalizace zdrojů signálu je založená na metodě AOA s využitím uniformní lineární řady antén skládající se ze čtyř elementů. Lokalizační algoritmy byly aplikovány na data naměřená na ULA s rozestupy antén $\lambda_c/2$ a $\lambda_c/6$. Pro určování směru příchodu zpráv módu S byly konkrétně využity a porovnány algoritmy ESPRIT a MUSIC. V rámci této kapitoly jsou popsány klíčové kroky a předpoklady nutné pro určení azimutů zdrojů signálu v horizontální rovině. V závěru kapitoly jsou shrnuty dosažené výsledky a porovnány oba použité algoritmy v kombinaci s různými vzdálenostmi mezi anténami uniformní lineární řady.

7.1 Kalibrace

Pro určování azimutu zdroje signálu pomocí uniformní lineární řady antén je nejprve potřeba určit natočení samotné lineární řady. Pro tyto účely se využil televizní a rozhlasový vysílač, který se nacházel přibližně 4,8 km od přijímací řady antén. Mezi vysílačem a přijímacími anténami byla přímá viditelnost. Obdobným způsobem, který byl popsán v podkapitole 6.1, se naměřila další data. Rozdíl od předchozích měření je pouze v přijímací frekvenci. Ta byla nastavena na 93,9 MHz. Na této frekvenci je vysílána FM rádiová stanice. Lze tedy detekovat spojitý signál. Naměřené vzorky proto mají odlišný charakter. Nemusí se hledat jednotlivé zprávy. Signál je přítomen v průběhu celého měření. Série těchto měření nese označení D . Opět platí, že soubory dat D_4 a D_5 byly naměřeny na ULA s $\Delta_1 \approx 138$ mm. Data D_6 a D_7 byla naměřena na ULA s $\Delta_2 \approx 46$ mm. Nosné frekvenci 93,9 MHz odpovídá vlnová

Bylo zmíněno, že při jednotlivých měřeních se zaznamenalo $2 \cdot 10^6$ IQ vzorků z každého kanálu. Při vzorkovací frekvenci 2 MHz to znamená, že každé měření trvalo 1 sekundu. Letadla se pohybovala rychlostí menší než 300 m/s. Během měření tedy urazila vzdálenost menší než 300 metrů. Při určování směru se uvažovala pouze letadla vzdálenější více než 20 km od přijímacích antén v horizontální rovině. Při těchto omezeních je jisté, že se azimut letadla během doby měření nezměnil více než o 1° . S ohledem na předpokládanou přesnost výpočtu azimutů lze proto polohy letadel v rámci daného měření aproximovat jako statické body.

Na tomto místě by se také mělo uvést, že uniformní lineární řady antén ze svého principu určují směr příchodu signálu nejednoznačně. V horizontální rovině existují dva směry, které vyhovují naměřeným signálům. Tyto směry jsou osově symetrické, kde osa symetrie prochází anténami. V našem případě byla ULA umístěna u okna. Díky tomu byly přijímány signály pouze z jedné poloroviny. Směry příchodu signálu jsou proto jednoznačné. To znamená, že i vypočítané azimuty jsou jednoznačné.

7.3 Popis skriptů

V této části budou popsány skripty a funkce použité při určování azimutů letadel. Jedním z hlavních skriptů je *aoa_fm.m*, který určuje natočení uniformní lineární řady antén. Skript *aoa.m* vykonává samotnou lokalizaci letadel. Popis skriptů a použitých funkcí je obdobný jako v části 6.3.

■ *aoa_fm.m*

V rámci skriptu *aoa_fm.m* se načtou naměřené soubory *D4*, *D5*, *D6* i *D7*. Pro každý načtený soubor se určí úhly příchodu signálu pomocí algoritmů ESPRIT a MUSIC. Vypočítané úhly ve stupních jsou uloženy v proměnné *aoa_deg*. Následně se pomocí souřadnic vysílače *llh_tx* a přijímače *llh_rx* určí azimut vysílače z pohledu přijímače. Na závěr se porovná vypočítaný azimut a úhly příchodu signálu. Střední hodnota všech azimutů lineární řady *ula_azimuth* je hlavním výstupem tohoto skriptu.

■ *aoa.m*

Skript *aoa.m* začíná voláním souboru *config.m*, který byl popsán v části 6.3. Zde stačí zmínit, že v rámci *config.m* se nastavuje i hodnota parametru *ula_azimuth*. V rámci skriptu *aoa.m* se dále hledají zprávy módu S obsažené v naměřených souborech. Pro detekci byl zvolen nekoherentní přístup. V nalezených zprávách je dekódována ICAO adresa. Ze zpráv se shodnou ICAO

Ve funkci *aoa_estimation()* probíhá odhad směru příchodu zpráv od letadel. Vstupní parametr *idx* obsahuje indexy nalezených zpráv v rámci datového souboru. Jde o indexy vzorků ve vektoru všech IQ vzorků, na kterých začínají zprávy. Parametr *samples* představuje IQ vzorky ze všech kanálů. Zbylé vstupní parametry byly již popsány výše. Funkce vyhledá zprávy, ve kterých byly nalezeny ICAO adresy obsažené v *icao_important_bin*. Odpovídající IQ vzorky těchto zpráv jsou vkládány do funkcí *aoa_esprit()* a *aoa_music()*. O tom, jaký počet vzorků se do funkcí vkládá, rozhoduje hodnota v *df_dec*. Pro *df_dec* menší nebo rovno 11 se vkládá pouze 112 IQ vzorků z každého kanálu. Pro ostatní hodnoty *df_dec* se vkládá 224 IQ vzorků z každého kanálu. To je dané tím, že zprávy s $DF > 11$ mají dvojnásobnou délku. Ze všech spočtených azimutů pro dané letadlo je následně vybrán medián. Azimuty pro všechny potvrzené ICAO adresy jsou vráceny funkcí v parametru *azimuths*. Druhý výstupní parametr *num_used* obsahuje počty zpráv, které vyhovují algoritmu ESPRIT, respektive MUSIC.

■ $[aoa_deg] = aoa_esprit(samples, space_coef)$

Výpočet úhlu příchodu signálu pomocí algoritmu ESPRIT probíhá ve funkci *aoa_esprit()*. Vstupní parametr *samples* obsahuje IQ vzorky signálů ze čtyř kanálů. V rámci funkce *aoa_estimation()* se do *samples* vkládají IQ vzorky datových částí jednotlivých ADS-B zpráv. Parametr *space_coef* představuje koeficient, který v součinu s vlnovou délkou udává rozestupy mezi elementy ULA. Tedy pro měření 4 a 5 je $space_coef = 1/2$. Pro měření 6 a 7 platí $space_coef = 1/6$. Výstupní hodnotou funkce je úhel příchodu signálu *aoa_deg* z pohledu uniformní lineární řady ve stupních. Pokud jsou vstupní signály v pořádku, nabývá *aoa_deg* hodnoty od -90° do $+90^\circ$.

■ $[aoa_deg] = aoa_music(samples, space_coef)$

Výpočet úhlu příchodu signálu pomocí algoritmu MUSIC probíhá ve funkci *aoa_music()*. Struktura funkce je velmi podobná předchozí funkci. Vstupní parametr *samples* opět obsahuje IQ vzorky signálů ze čtyř kanálů. Parametr *space_coef* má totožný význam jako v předchozím případě. Návrátová hodnota funkce *aoa_deg* znovu nabývá hodnoty od -90° do $+90^\circ$.

■ $[azimuths_important, distance] = aoa_actually(foldername, filename, folderopensky, icao_important_bin)$

Skutečné hodnoty azimutů se počítají pomocí funkce *aoa_actually()*. Parametr *icao_important_bin* obsahuje potvrzené ICAO adresy v binární soustavě. Parametry *foldername* i *filename* jsou definované v *config.m* a byly popsány v části 6.3. Parametr *folderopensky* je také definovaný v *config.m* a představuje název složky obsahující záznamy o detekovaných letadlech. Záznamy jsou založené na informacích z databáze OpenSky Network. Záznam pro

Rozestupy antén	N_{det}	N_{ICAO}	N_E	N_M
$\lambda_c/2$	650	394	394	394
$\lambda_c/6$	491	256	196	229

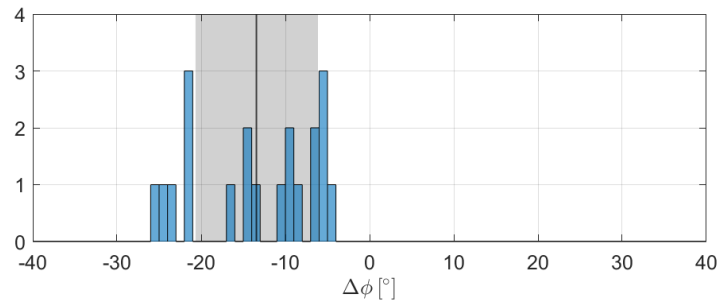
Tabulka 7.2: Statistika počtu použitých zpráv (N_{det} je počet detekovaných zpráv, N_{ICAO} je počet zpráv s potvrzenou ICAO adresou, N_E je počet zpráv použitých pro výpočet azimutů metodou ESPRIT a N_M je počet zpráv použitých pro výpočet azimutů metodou MUSIC)

Z tabulky 7.2 vyplývá, že přes 60 % všech detekovaných zpráv na ULA s rozestupy antén $\lambda_c/2$ bylo možné použít na určení azimutů. Zároveň všechny tyto zprávy vyhovují algoritmům ESPRIT i MUSIC. Z měření na ULA s rozestupy antén $\lambda_c/6$ bylo možné použít pro lokalizační účely 52 % všech detekovaných zpráv. Algoritmus MUSIC využil necelých 90 % z těchto zpráv. Algoritmu ESPRIT vyhovovalo pouze 77 % zpráv s ICAO adresou. Při měření na ULA s rozestupy antén $\lambda_c/2$ tedy bylo možné využít pro lokalizační účely větší procento všech zachycených zpráv.

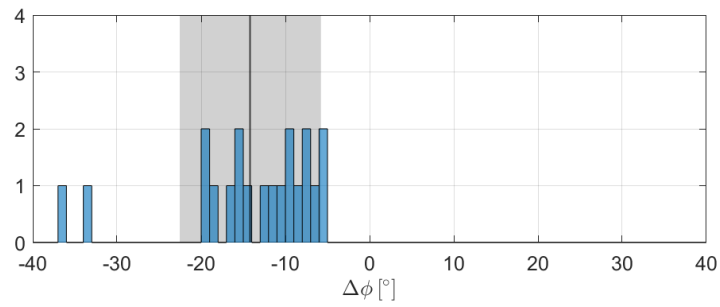
Na histogramech 7.1 a 7.2 jsou graficky zobrazeny rozdíly mezi odhadnutými azimuty a skutečnými azimuty. Jak již bylo zmíněno, skutečné azimuty se určovaly na základě informací z databáze OpenSky Network. V histogramech jsou použity pouze azimuty letadel, jejichž horizontální vzdálenost od přijímacích antén byla větší než 20 km. Azimuty bližších letadel byly velmi nepřesné. Navíc letadla vzdálenější méně než 20 km nelze v rámci měření považovat za statické body. Histogramy jsou opět rozděleny pro algoritmy ESPRIT a MUSIC a pro ULA s rozestupy antén $\lambda_c/2$ a $\lambda_c/6$. V histogramech jsou zároveň naznačeny střední hodnoty odchylek azimutů. Šířka šedé oblasti grafu po obou stranách střední hodnoty odpovídá směrodatné odchylce.

V tabulce 7.3 jsou sepsány střední hodnoty a směrodatné odchylky vypočítané ze znázorněných histogramů. Na první pohled je vidět, že odhady všech azimutů jsou vychýlené. Střední hodnoty se pohybují od $-14,2$ do $-10,0$. V použitém postupu je tedy zřejmě určitá systémová chyba, která způsobuje toto vychýlení výsledků. Mezi možné příčiny vychýlení může patřit nepřesné určení natočení přijímací uniformní lineární řady antén. Natočení ULA se určilo pomocí hodnot v tabulce 7.1. Použitá hodnota $\phi_{RX} \approx 224^\circ$ zřejmě nebude dostatečně přesná. Dalším parametrem, u kterého je důležitá vysoká přesnost, je poloha přijímače. Souřadnice ULA byly určeny na základě měření v mapě. Přesnost souřadnic proto nemusí vyhovovat naší aplikaci.

Větší rozptyl odchylek odhadnutých azimutů je patrný při použití ULA s rozestupy antén $\lambda_c/6$. V případě algoritmu ESPRIT je směrodatná odchylka při použití ULA s $\lambda_c/6$ více než dvakrát větší než při použití ULA s $\lambda_c/2$. Střední hodnoty i směrodatné odchylky algoritmů ESPRIT i MUSIC mají

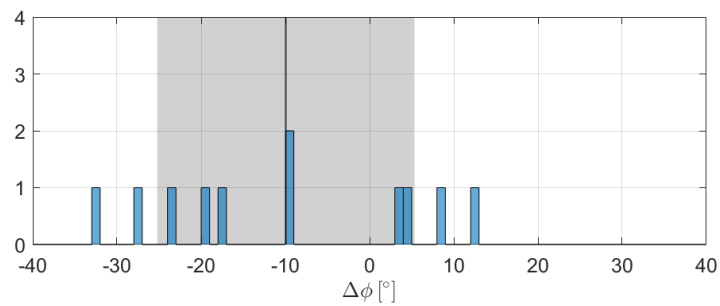


(a)

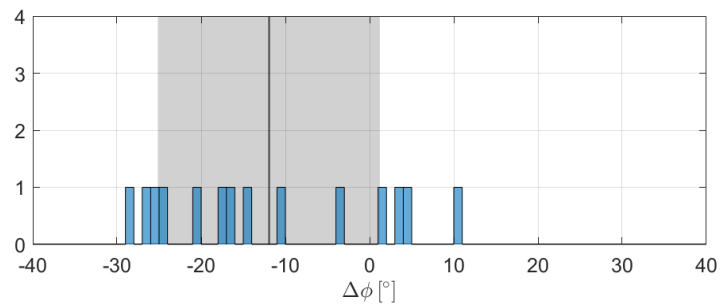


(b)

Obrázek 7.1: Histogramy odchylek azimutů $\Delta\phi$ vypočítaných algoritmem ESPRIT (a) a MUSIC (b) pro měření na ULA s rozestupy antén $\lambda_c/2$



(a)



(b)

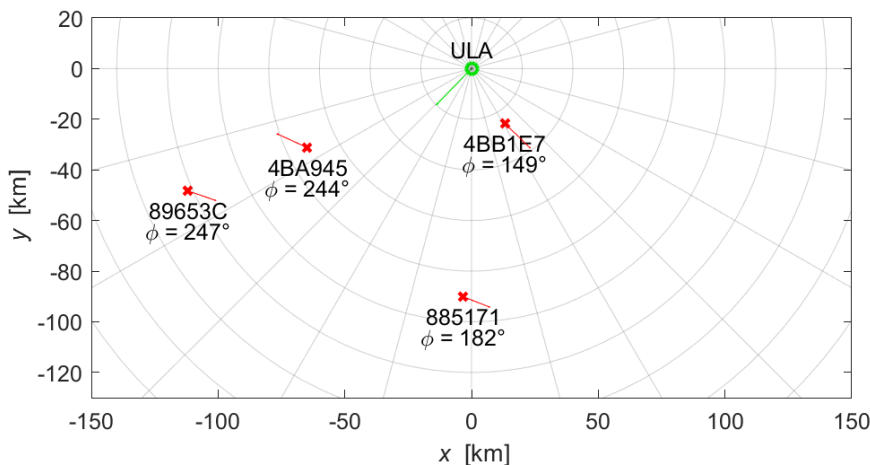
Obrázek 7.2: Histogramy odchylek azimutů $\Delta\phi$ vypočítaných algoritmem ESPRIT (a) a MUSIC (b) pro měření na ULA s rozestupy antén $\lambda_c/6$

Rozestupy antén	$\overline{\Delta\phi_E}$ [°]	σ_E [°]	$\overline{\Delta\phi_M}$ [°]	σ_M [°]
$\lambda_c/2$	-13,4	7,3	-14,2	8,4
$\lambda_c/6$	-10,0	15,3	-12,0	13,2

Tabulka 7.3: Statistika výsledků lokalizace ($\overline{\Delta\phi_E}$ je střední hodnota odchylek azimutů vypočítaných algoritmem ESPRIT, σ_E je směrodatná odchylka odchylek azimutů vypočítaných algoritmem ESPRIT, $\overline{\Delta\phi_M}$ je střední hodnota odchylek azimutů vypočítaných algoritmem MUSIC a σ_M je směrodatná odchylka odchylek azimutů vypočítaných algoritmem MUSIC)

obdobné hodnoty. Při tak malém počtu měření nelze určit, který z algoritmů je pro danou aplikaci vhodnější. Naměření většího množství dat v rámci této práce nebylo z časových důvodů možné. Z dosažených výsledků nicméně vyplývá, že i s jednoduchým a relativně levným přijímačem lze určovat směry příjmu velmi krátkých pulsních signálů. Zachycené zprávy se skládají pouze ze 112 nebo 224 IQ vzorků. Jde o důležitý poznatek, protože algoritmy typu ESPRIT a MUSIC se typicky používají na určování směru příchodu dlouhého spojitého signálu.

Zprávy byly přijímány od letadel z rozsáhlé oblasti. Nejvzdálenější letadlo, od kterého byla úspěšně zachycena zpráva, bylo vzdáleno přes 160 km. Naopak nejbližší letadlo bylo horizontálně vzdáleno přibližně 2,5 km. Azimuty letadel se pohybovaly v rozmezí od 170° do 290°. Pro názornost je na obrázku 7.3 uveden příklad rozložení letadel a přijímače vůči sobě v horizontální rovině. U letadel je zobrazena ICAO adresa a odpovídající azimut. Šipky znázorňují směr letu. Šipka u uniformní lineární řady ukazuje směr, ve kterém je fázový posun mezi anténami nulový.



Obrázek 7.3: Mapa (o představuje uniformní lineární řadu antén, x znázorňuje polohu letadla s odpovídající ICAO adresou a azimutem ϕ)

Při příjmu zpráv se zkoumaly i hodnoty SNR. V tabulce 7.4 jsou zobrazeny střední hodnoty a směrodatné odchylky SNR zpráv, u kterých byla správně dekodována ICAO adresa. Pro porovnání jsou zobrazeny i stejné parametry pro SNR zpráv, které nebyly použity pro lokalizaci. Jednotlivé hodnoty jsou podobné pro obě konfigurace ULA. V grafu 3.3 jsou znázorněny průběhy kumulativních pravděpodobností detekce P_{CD} v závislosti na SNR pro počet pulsů $N = 56$ i $N = 112$. Pro obě hodnoty N je vidět rychlý přechod P_{CD} od hodnot menších než 1 % k hodnotám větším než 99 %. Konkrétně v grafu 3.3 je tento přechod v rozsahu SNR od 10 do 12 dB. Nicméně graf byl vytvořen pro $P_{FA} = 10^{-6}$. Při experimentálním měření bylo P_{FA} nastaveno přibližně na hodnotu $5 \cdot 10^{-2}$. Pro graf P_{CD} s touto pravděpodobností falešného alarmu by to znamenalo, že zmiňovaný ostrý zlom P_{CD} se posune k menším hodnotám SNR. P_{CD} by tedy nabývalo hodnoty větší než 99 % už pro SNR > 8 dB. Všechny střední hodnoty SNR zpráv v tabulce 7.4 jsou větší než 8 dB. Zprávy, u kterých nebylo možné správně dekodovat datový obsah, nebyly použity pro lokalizaci. Mezi nepoužité zprávy patří i falešné alarmy. Falešných alarmů bylo malé množství. Nicméně i tak mohly nepatrně ovlivnit hodnoty v tabulce 7.4. Největší hodnoty SNR, kterých se při příjmu zpráv dosahovalo, byly okolo 20 dB.

Rozestupy antén	\overline{SNR}_P [dB]	σ_P [dB]	\overline{SNR}_N [dB]	σ_N [dB]
$\lambda_c/2$	12,8	3,9	9,5	6,0
$\lambda_c/6$	12,2	3,8	9,5	4,1

Tabulka 7.4: Hodnoty SNR (\overline{SNR}_P je střední hodnota SNR zpráv použitelných pro lokalizaci, σ_P je směrodatná odchylka SNR zpráv použitelných pro lokalizaci, \overline{SNR}_N je střední hodnota SNR zpráv nepoužitých pro lokalizaci a σ_N je směrodatná odchylka SNR zpráv nepoužitých pro lokalizaci)

Kapitola 8

Závěr

Detekce rádiových signálů a lokalizace jejich zdrojů jsou základními prvky nejrůznějších systémů. Detekce, identifikace a lokalizace zdrojů signálů se využívají například v mobilních sítích, Internetu věcí, dopravě nebo v průmyslové automatizaci. Na navigační systémy se kladou stále přísnější požadavky. Určení polohy musí být velmi přesné, spolehlivé a rychlé. Důležitým parametrem všech systémů je také cena. Pořizovací a provozní náklady na potřebné vybavení musí být co nejmenší.

Pro pasivní lokalizaci zdrojů signálu se často využívají diverzitní přístupy. Diverzita může být v prostorové, časové nebo ve frekvenční doméně. Diverzita většinou vzniká příjmem signálu z různých míst. V takovém případě je lokalizace zdrojů signálu založená na multilateraci, což je spolupracující nezávislý navigační systém. Multilaterace může pro určení polohy objektu využívat metody AOA, RSS, TOA nebo TDOA. Výběr konkrétní metody záleží na prostředí, hardwarovém vybavení, požadované výpočetní náročnosti nebo na přesnosti.

V předkládané práci byla provedena implementace detekce i lokalizace letadel na základě příjmu zpráv módu S. K lokalizaci se využila technika AOA, pomocí které se určovaly azimuty letadel v horizontální rovině. K příjmu zpráv posloužilo koherentní SDR se čtyřmi kanály. Díky umístění antén na ULA byla uplatněna prostorová diverzita. Použité SDR má nízkou vzorkovací frekvenci. I díky tomu jsou pořizovací náklady tohoto zařízení výrazně nižší oproti profesionálním systémům používaných na letištích. Zpracování naměřených dat bylo realizováno pomocí skriptů v programovém prostředí Matlab.

V první fázi se zkoumala samotná detekce zpráv módu S. Porovnávaly se tři detekční algoritmy. Všechny tři algoritmy využívají faktu, že se zprávy skládají z velkého počtu pulsů. Díky tomu lze aplikovat integraci pulsů. Detekce probíhala v časové oblasti. Prahovací hodnoty byly zvoleny tak, aby pravděpodobnosti falešného alarmu byly přibližně 5 %. Jako nejvhodnější algoritmus pro detekci zpráv se jeví nekoherentní přístup. Jeho výpočetní náročnost je výrazně nižší oproti separátní detekci. Na rozdíl od koherentního přístupu lze nekoherentní detekci použít i při různém prostorovém rozložení antén. Pravděpodobnost detekce nekoherentního algoritmu dosahovala hodnoty i přes 90 %.

Pro určování azimutů letadel se využily algoritmy ESPRIT a MUSIC. Zároveň se porovnávalo měření na uniformní lineární řadě s rozestupy mezi anténami $\lambda/2$ a $\lambda/6$. Na ULA s rozestupy $\lambda/2$ bylo možné využít pro lokalizační účely větší procento detekovaných zpráv. Odhadnuté azimuty letadel mají při tomto rozložení antén i menší směrodatné odchylky. Rozdíly mezi výsledky algoritmu ESPRIT a MUSIC jsou minimální. Při tak malém množství měření nelze rozhodnout, který algoritmus je pro danou aplikaci vhodnější. Nasbírat dostatečné množství dat, ze kterého by šlo vyvodit podrobnější statistické údaje, nebylo kvůli časové náročnosti možné. Lze pouze poznamenat, že algoritmus MUSIC je výrazně výpočetně náročnější. Na druhou stranu při měření na ULA s rozestupy $\lambda/6$ vyhovovalo podmínkám algoritmu MUSIC více zpráv než podmínkám algoritmu ESPRIT.

V navrženém řešení je pravděpodobně přítomna určitá systémová chyba, protože střední hodnoty odchylek odhadnutých azimutů jsou vychýlené. Vychýlení má podobné hodnoty pro obě konfigurace ULA i oba lokalizační algoritmy. V případě měření na ULA s rozestupy $\lambda/2$ je směrodatná odchylka odhadnutých azimutů přibližně 8° . V letecké navigaci je to nepřijatelná hodnota. V rámci této práce se nicméně dokázalo, že i tak krátké signály jako jsou zprávy módu S, lze využít pro multilateraci. Charakter zpracovávaných zpráv se výrazně liší od spojitého signálu, který se pro určování směru již používá. Pro příjem zpráv navíc posloužilo cenově dostupné SDR.

Určování azimutů letadel probíhalo pouze v horizontální rovině. Možným rozšířením práce by mohlo být i určování elevace letadel, neboli určování směru příchodu signálu ve vertikální rovině. Toho by šlo docílit využitím druhého koherentního SDR, jehož antény by byly uspořádané nad sebou v přesně definovaných rozestupech. Obdobnými algoritmy použitými pro výpočet azimutů by bylo možné dopočítat i elevační úhly a získat tak podrobnější informaci o poloze letadla.



Příloha A

Literatura

1. CEDRINI, V.; ZACCHEI, M.; ZAMPOGNARO, V. ADS-B 1090ES Implementation: The CRISTAL-MED Project. In: *2008 Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications – Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles* [online]. Capri: IEEE, 2008, s. 1–5 [cit. 2022-02-16]. ISBN 978-88-903482-0-4. Dostupné z DOI: 10.1109/TIWDC.2008.4649020.
2. PERBAWA, Muhammad Raka; SARI, Riri Fitri. Performance Evaluation of Automatic Dependant Surveillance Broadcast Data Distribution Using Named Data Networking. In: *2018 2nd International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICon EEI)* [online]. Batam, Indonesia: IEEE, 2018, s. 1–6 [cit. 2022-02-16]. ISBN 978-1-5386-6000-3. Dostupné z DOI: 10.1109/ICon-EEI.2018.8784310.
3. OTSUYAMA, Takuya; HONDA, Junichi; SHIOMI, Kakuichi; MINORIKAWA, Gaku; HAMANAKA, Yusuke. Performance Evaluation of Passive Secondary Surveillance Radar for Small Aircraft Surveillance. In: *2015 European Radar Conference (EuRAD)* [online]. Paris, France: IEEE, 2015, s. 505–508 [cit. 2022-02-15]. ISBN 978-2-87487-041-5. Dostupné z DOI: 10.1109/EuRAD.2015.7346348.
4. INTERNATIONAL CIVIL AVIATION ORGANIZATION; COUNCIL. *Aeronautical Telecommunications: International Standards and Recommended Practices. Volume IV*, 2014. ISBN 978-92-9249-537-4.
5. MANTILLA GAVIRIA, Ivan Antonio. *New Strategies to Improve Multilateration Systems in the Air Traffic Control* [online]. Valencia (Spain), 2013 [cit. 2021-11-09]. ISBN 978-84-9048-089-2. Dostupné z DOI: 10.4995/Thesis/10251/29688. Universitat Politècnica de València.

6. INTERNATIONAL CIVIL AVIATION ORGANIZATION. *Procedures for Air Navigation and Air Traffic Management Pans-Atm Doc 4444*. Place of publication not identified: ICAO, 2016. ISBN 978-92-9258-081-0.
7. SHRAVAN, M.; RAKSHIT, R.; SANJANA, P.; PRIYA, B. K.; KUMAR, Nitish. RTL SDR ADS-B Data Analysis for Predicting Airports and ATS Routes. In: *2020 International Conference for Emerging Technology (INCET)* [online]. Belgaum, India: IEEE, 2020, s. 1–7 [cit. 2022-02-16]. ISBN 978-1-72816-221-8. Dostupné z DOI: 10.1109/INCET49848.2020.9154059.
8. ZAIDMAN, S. Vision on Aviation Surveillance Systems. In: *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference [Cat. No. 00CH37037]* [online]. Alexandria, VA, USA: IEEE, 2000, s. 17 [cit. 2022-02-15]. ISBN 0-7803-5776-0. Dostupné z DOI: 10.1109/RADAR.2000.851797.
9. INTERNATIONAL CIVIL AVIATION ORGANIZATION (ed.). *Technical Provisions for Mode S Services and Extended Squitter*. 1. ed. Montréal: International Civil Aviation Organization, 2008. Doc / International Civil Aviation Organization [Englische Ausgabe], no. 9871. ISBN 978-92-9231-117-9.
10. HUETTNER, J.; REINHARDT, S.; HUEMER, M. Low Complex IQ-imbalance Compensation for Low-IF Receivers. In: *2006 IEEE Radio and Wireless Symposium* [online]. San Diego, CA, USA: IEEE, 2006, s. 303–306 [cit. 2022-02-24]. ISBN 0-7803-9412-7. Dostupné z DOI: 10.1109/RWS.2006.1615155.
11. GONZALEZ VILLARRUEL, J. E.; FUENTES, F. R. RF System Concepts Applied to Digital Wireless Receivers Design Based on Wireless Standards. In: *2005 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering* [online]. Mexico City, Mexico: IEEE, 2005, s. 127–131 [cit. 2022-02-24]. ISBN 0-7803-9230-2. Dostupné z DOI: 10.1109/ICEEE.2005.1529589.
12. MIRABBASI, S.; MARTIN, K. Classical and Modern Receiver Architectures. *IEEE Communications Magazine* [online]. Nov./2000, vol. 38, no. 11, s. 132–139 [cit. 2022-02-24]. ISSN 0163-6804. Dostupné z DOI: 10.1109/35.883502.
13. RAZAVI, B. Design Considerations for Direct-Conversion Receivers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing* [online]. 1997, vol. 44, no. 6, s. 428–435 [cit. 2022-02-24]. ISSN 1057-7130. Dostupné z DOI: 10.1109/82.592569.
14. KAY, S. M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory*. Prentice-Hall PTR, 1998. Fundamentals of Statistical Si. ISBN 978-0-13-345711-7. Dostupné také z: <https://books.google.cz/books?id=vA9LAQAATAAJ>.
15. RICHARDS, M. A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. New York: McGraw-Hill, 2005. ISBN 978-0-07-144474-3.

16. PROAKIS, John G.; SALEHI, Masoud. *Digital Communications*. 5th ed. Boston: McGraw-Hill, 2008. ISBN 978-0-07-295716-7.
17. ABRAMOWITZ, Milton. *Handbook of Mathematical Functions: With Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. [online]. Dover Publications, 2012 [cit. 2022-04-05]. ISBN 978-0-486-15824-2. Dostupné z: <https://www.hoopladigital.com/title/11605855>.
18. ZOU, Hanqin; BAN, Tian; ZHUANG, Ziyuan. An S Mode ADS-B Preamble Detection Algorithm. In: *2019 IEEE 5th International Conference on Computer and Communications (ICCC)* [online]. Chengdu, China: IEEE, 2019, s. 178–182 [cit. 2022-03-03]. ISBN 978-1-72814-743-7. Dostupné z DOI: 10.1109/ICCC47050.2019.9064078.
19. PURIČER, Pavel. *ADS-B Signal Processing Improvement in Difficult Environment*. Praha, 2020. Disertační práce. ČVUT.
20. GALATI, G.; GASBARRA, M.; PIRACCI, E. G. Decoding Techniques for SSR Mode S Signals in High Traffic Environment. In: *European Radar Conference, 2005. EURAD 2005*. [online]. La Defense, Paris, France: IEEE, 2005, s. 399–402 [cit. 2022-02-24]. ISBN 2-9600551-3-6. Dostupné z DOI: 10.1109/EURAD.2005.1605644.
21. SANALLAH, M. A Review of Higher Order Statistics and Spectra in Communication Systems. *Global Journal of Science Frontier Research* [online]. 2013, s. 31–50 [cit. 2022-02-24]. ISSN 2249-4626. Dostupné z DOI: 10.34257/GJSFRAVOL13IS4PG31.
22. CHEN, Yinjie; LIU, Zhongli; FU, Xinwen; LIU, Benyuan; ZHAO, Wei. Theory Underlying Measurement of AOA with a Rotating Directional Antenna. In: *2013 Proceedings IEEE INFOCOM* [online]. Turin, Italy: IEEE, 2013, s. 2490–2498 [cit. 2019-10-20]. ISBN 978-1-4673-5946-7 978-1-4673-5944-3 978-1-4673-5945-0. Dostupné z DOI: 10.1109/INFOCOM.2013.6567055.
23. JAMI, I. Comparison of Methods of Locating and Tracking Cellular Mobiles. In: *IEE Colloquium Novel Methods of Location and Tracking of Cellular Mobiles and Their System Applications* [online]. London, UK: IEE, 1999, vol. 1999, s. 1–6 [cit. 2022-03-03]. Dostupné z DOI: 10.1049/ic:19990238.
24. KATIRCIOGLU, Ozkan; ISEL, Hasan; CEYLAN, Osman; TARAKTAS, Firat; YAGCI, H. Bulent. Comparing Ray Tracing, Free Space Path Loss and Logarithmic Distance Path Loss Models in Success of Indoor Localization with RSSI. In: *2011 19th Telecommunications Forum (TELFOR) Proceedings of Papers* [online]. Belgrade, Serbia: IEEE, 2011, s. 313–316 [cit. 2022-03-03]. ISBN 978-1-4577-1498-6 978-1-4577-1499-3. Dostupné z DOI: 10.1109/TELFOR.2011.6143552.
25. LATVALA, Julia; SYRJÄRINNE, Jan; IKONEN, Hannu; NIITTYLAHTI, Jarkko. Evaluation of RSSI-based Human Tracking. In: *2000 10th European Signal Processing Conference*. 2000, s. 1–4. ISBN 978-952-15-0443-3.

26. YAN, Junlin; TIBERIUS, Christian C. J. M.; JANSSEN, Gerard J. M.; TEUNISSEN, Peter J. G.; BELLUSCI, Giovanni. Review of Range-Based Positioning Algorithms. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine* [online]. 2013, vol. 28, no. 8, s. 2–27 [cit. 2022-03-03]. ISSN 0885-8985. Dostupné z DOI: 10.1109/MAES.2013.6575420.
27. VOSSIEK, M.; WIEBKING, L.; GULDEN, P.; WIEGHARDT, J.; HOFFMANN, C.; HEIDE, P. Wireless Local Positioning. *IEEE Microwave Magazine* [online]. 2003, vol. 4, no. 4, s. 77–86 [cit. 2022-03-03]. ISSN 1527-3342. Dostupné z DOI: 10.1109/MMW.2003.1266069.
28. LIU, Hui; DARABI, Houshang; BANERJEE, Pat; LIU, Jing. Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)* [online]. 2007, vol. 37, no. 6, s. 1067–1080 [cit. 2022-03-03]. ISSN 1094-6977. Dostupné z DOI: 10.1109/TSMCC.2007.905750.
29. NEVEN, W. H. L.; QUILTER, T. J.; WEEDON, R.; HOGENDOORN, R. A. *Wide Area Multilateration Report*. Eurocontrol, 2005.
30. HEFLEY, Gifford. *The Development of Loran-C Navigation and Timing*. U.S. Department of Commerce, Washington, D.C., 1972. NBS Monograph, č. 129.
31. YAMASAKI, R.; OGINO, A.; TAMAKI, T.; UTA, T.; MATSUZAWA, N.; KATO, T. TDOA Location System for IEEE 802.11b WLAN. In: *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2005* [online]. New Orleans, LA, USA: IEEE, 2005, vol. 4, s. 2338–2343 [cit. 2022-03-03]. ISBN 0-7803-8966-2. Dostupné z DOI: 10.1109/WCNC.2005.1424880.
32. GALLER, Stefan; GEROK, Waldemar; SCHROEDER, Jens; KYAMAKYA, Kyandoghene; KAISER, Thomas. Combined AOA/TOA UWB Localization. In: *2007 International Symposium on Communications and Information Technologies* [online]. Sydney, Australia: IEEE, 2007, s. 1049–1053 [cit. 2022-03-03]. ISBN 978-1-4244-0976-1 978-1-4244-0977-8. Dostupné z DOI: 10.1109/ISCIT.2007.4392171.
33. PILAŘ, Jakub. *Zpracování signálu ADS-B pro účely multilaterace*. Praha, 2020. Dostupné také z: <https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/87624/F3-BP-2020-Pilar-Jakub-Zpracovani%20signalu%20ADS-B%20pro%20ucely%20multilaterace.pdf?sequence=-1&isAllowed=y>. Bakalářská práce. ČVUT.
34. KAY, S. M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall PTR, 1993. Prentice Hall Signal Processing Series. ISBN 978-0-13-345711-7.
35. LAVETI, Ganesh; RAO, G. Sasibhushana; CHAITANYA, D. Eswara; KUMAR, M. N. V. S. S. TDOA Measurement Based GDOP Analysis for Radio Source Localization. *Procedia Computer Science* [online]. 2016, vol. 85, s. 740–747 [cit. 2022-03-03]. ISSN 1877-0509. Dostupné z DOI: 10.1016/j.procs.2016.05.261.

36. JASCH, Alexander; FEUERLE, Thomas; SCOOR, Guido; HECKER, Peter. Geometrical Siting Considerations for Wide Area Multilateration Systems. In: *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium* [online]. Indian Wells, CA, USA: IEEE, 2010, s. 1304–1308 [cit. 2022-03-03]. ISBN 978-1-4244-5036-7 978-1-4244-5037-4. Dostupné z DOI: 10.1109/PLANS.2010.5507349.
37. ZHANG, Fengrui; LI, Mingbing; SUN, Yimao; ZOU, Jifeng; WAN, Qun. A TDOA-FDOA Localization Method in Closed-form Based on Deviation Refining. In: *2019 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)* [online]. Xi'an, China: IEEE, 2019, s. 1–5 [cit. 2021-11-09]. ISBN 978-1-72813-555-7. Dostupné z DOI: 10.1109/WCSP.2019.8928125.
38. HUANG, Yong J.; WANG, Yu W.; MENG, Fan J.; WANG, Guo L. A Spatial Spectrum Estimation Algorithm Based on Adaptive Beamforming Nulling. In: *2013 Fourth International Conference on Intelligent Control and Information Processing (ICICIP)* [online]. Beijing, China: IEEE, 2013, s. 220–224 [cit. 2021-12-04]. ISBN 978-1-4673-6249-8 978-1-4673-6248-1 978-1-4673-6247-4. Dostupné z DOI: 10.1109/ICICIP.2013.6568071.
39. GUPTA, Pooja; KAR, S. P. MUSIC and Improved MUSIC Algorithm to Estimate Direction of Arrival. In: *2015 International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP)* [online]. Melmaruvathur, India: IEEE, 2015, s. 0757–0761 [cit. 2021-12-03]. ISBN 978-1-4799-8081-9 978-1-4799-8080-2. Dostupné z DOI: 10.1109/ICCSP.2015.7322593.
40. AHMED, Musaab M.; HO, K. C.; WANG, Gang. Localization of a Moving Source by Frequency Measurements. *IEEE Transactions on Signal Processing* [online]. 2020, vol. 68, s. 4839–4854 [cit. 2021-11-15]. ISSN 1053-587X 1941-0476. Dostupné z DOI: 10.1109/TSP.2020.3016133.
41. FOY, Wade. Position-Location Solutions by Taylor-Series Estimation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* [online]. 1976, vol. AES-12, no. 2, s. 187–194 [cit. 2021-11-13]. ISSN 0018-9251 1557-9603 2371-9877. Dostupné z DOI: 10.1109/TAES.1976.308294.
42. TORRIERI, Don. Statistical Theory of Passive Location Systems. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* [online]. 1984, vol. AES-20, no. 2, s. 183–198 [cit. 2021-11-13]. ISSN 0018-9251 1557-9603 2371-9877. Dostupné z DOI: 10.1109/TAES.1984.310439.
43. SCHMIDT, Ralph O. A New Approach to Geometry of Range Difference Location. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* [online]. 1972, vol. AES-8, no. 6, s. 821–835 [cit. 2021-11-14]. ISSN 0018-9251 1557-9603 2371-9877. Dostupné z DOI: 10.1109/TAES.1972.309614.

Příloha B

Seznam zkratk

AA	Address Announced	
AC	Altitude Code	
ACAS	Airborne Collision Avoidance System	Palubní protisrážkový systém
ADC	Analog-to-Digital Converter	Analogově-digitální převodník
ADS	Automatic Dependent Surveillance	Automatický závislý přehledový systém
ADS-B	Automatic Dependent Surveillance – Broadcast	Automatický závislý přehledový systém – vysílání
ADS-C	Automatic Dependent Surveillance – Contract	Automatický závislý přehledový systém – kontrakt
ADS-R	Automatic Dependent Surveillance – Rebroadcast	Automatický závislý přehledový systém – přeposílání
ANSP	Air Navigation Service Provider	Poskytovatelé leteckých navigačních služeb
AOA	Angle of Arrival	Úhel přijetí signálu
AP	Address/Parity	
ASMGCS	Advanced Surface Movement Guidance and Control Systems	Pokročilý systém pro navádění a řízení pohybu po zemi
ASR	Airport Surveillance Radar	Letištní přehledový radar
ATC	Air Traffic Control	Řízení letového provozu
CA	Capability	
CF	Control Field	

CRLB	Cramer-Rao lower bound	Cramer-Raova dolní mez
DF	Downlink Format	
DOA	Direction of Arrival	Směr příchodu signálu
DOP	Dilution of Precision	Činitel zhoršení přesnosti
DPSK	Differential Phase Shift Keying	Diferenciální klíčování fázovým posuvem
DR	Downlink Request	
ELM	Extended Length Message	Rozšířená zpráva
ENU	East North Up	Východ, sever a výška
ES	Extended Squitter	
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques	Odhad parametrů signálu pomocí rotační invariance
FAA	Federal Aviation Administration	Federální letecký úřad
FDOA	Frequency Difference of Arrival	Rozdíl frekvence příchozího signálu
FIR	Finite Impulse Response	Filtr s konečnou impulzní odezvou
FS	Flight Status	
GDOP	Geometric Dilution of Precision	Geometrický činitel zhoršení přesnosti
GNSS	Global Navigation Satellite System	Globální navigační družicový systém
HDOP	Horizontal Dilution of Precision	Horizontální činitel zhoršení přesnosti
ICAO	International Civil Aviation Organization	Mezinárodní organizace pro civilní letectví
ID	Identity	
LLH	Latitude Longitude Height	Zeměpisná šířka, délka a výška
LNA	Low Noise Amplifier	Nízkošumový zesilovač
LO	Local Oscillator	Místní oscilátor
LS	Least squares of errors	Metoda nejmenších čtverců
MB	Message Comm-B	
ME	Message Extended Squitter	
ML	Maximum likelihood	Metoda maximální věrohodnosti
MUSIC	Multiple Signal Classification	Vícesignálové třídění
NextGen	Next Generation Air Transport System	System letecké dopravy nové generace
PI	Parity/Interrogator Identifier	
PPM	Pulse-position modulation	Pulzně polohová modulace

RF	Radio Frequency	Radiofrekvenční
RSS	Received Signal Strength	Síla příchozího signálu
RTT	Round Trip Travel	Obousměrná cesta
SDR	Software Defined Radio	Softwarově definované rádio
SESAR	Single European Sky ATM Research	Výzkum uspořádání letového provozu jednotného evropského nebe
SLM	Standard Length Message	Zpráva standardní délky
SNR	Signal-to-noise ratio	Odstup signálu od šumu
SSR	Secondary Surveillance Radar	Sekundární přehledový radar
TC	Type Code	
TCAS	Traffic Alert and Collision Avoidance System	Provozní výstražný protisrážkový systém
TDOA	Time Difference of Arrival	Rozdíl času přijetí
TIS-B	Traffic Information Service – Broadcast	Služba dopravních informací – vysílání
TOA	Time of Arrival	Čas přijetí
ULA	Uniform Linear Array	Uniformní lineární řada
UM	Utility Message	
VDOP	Vertical Dilution of Precision	Vertikální činitel zhoršení přesnosti
VGA	Variable Gain Amplifier	Zesilovač s proměnným ziskem
WGS84	World Geodetic System 1984	Světový geodetický systém 1984

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Pilař** Jméno: **Jakub** Osobní číslo: **474246**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**
Specializace: **Rádiové komunikace a systémy**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Využití diverzitních postupů pro identifikaci a lokalizaci zdrojů rádiového signálu

Název diplomové práce anglicky:

Use of Diversity Techniques for Identification and Localization of Radiosignal Sources

Pokyny pro vypracování:

Prostudujte metody identifikace, detekce a lokalizace zdrojů rádiového signálu založené na využití diverzitního přístupu (prostorová, kmitočtová diverzita či jejich kombinace). Proveďte rozbor využití těchto metod pro multilaterační systémy, příjem a dekódování signálů ADS-B. Zaměřte se na omezení dané parametry prostředí a hardware, například síly signálu a poměru signál/šum, mnohacestného šíření, šířky pásma, dynamického rozsahu přijímače, vzorkovacího kmitočtu a chyby synchronizace.

Na základě tohoto studia a rozboru navrhnete metodu pro detekci, dekódování a/nebo multilateraci zdroje rádiového signálu (s preferencí ADS-B) a v rámci možností dostupného hardware tyto metody implementujte nebo demonstруйте jejich funkci s použitím simulací.

Seznam doporučené literatury:

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, Digital Communications, 5th edition. McGraw-Hill, 2008.
- [2] C. Griffin and T. A. Sturman, "The Application of Spatial Diversity to Target Location," in 2006 IET Seminar on Waveform Diversity and Design in Communications, Radar and Sonar, Nov. 2006, pp. 99–107.
- [3] W. Pan, J. Wu, Z. Jiang, Y. Wang, and X. You, "Mobile Position Tracking by TDOA-Doppler Hybrid Estimation in Mobile Cellular System," in 2007 IEEE International Conference on Communications, Jun. 2007, pp. 4670–4673. doi: 10.1109/ICC.2007.771.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Pavel Puričér, Ph.D. katedra radioelektroniky FEL

Jméno a pracoviště druhého(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **08.02.2022**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2023**

Ing. Pavel Puričér, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta