

**Univerzita Pardubice**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**

**Disertační práce**

**System pro přesné určování polohy vysílače v  
komplikovaném prostředí**

**Autor: Ing. Marek Pola**

**Školitel: prof. Ing. Pavel Bezoušek, CSc.**

**Pardubice, 2016**

# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji:

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

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

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne

Marek Pola

## **PODĚKOVÁNÍ**

Zde bych rád poděkoval všem, díky kterým mi bylo umožněno tuto práci vytvořit. Zejména prof. Ing. Pavlu Bezouškovi, CSc. za odborné vedení, cenné rady, trpělivost, ochotu vysvětlovat tytéž věci pořád znovu a za jeho lidský přístup. Dále bych chtěl poděkovat svým rodičům, prarodičům a své ženě, kteří mi vždy přáli to nejlepší. A v neposlední řadě svým duchovním učitelům, kteří člověku umožňují nejenom zestárnout, ale i zmoudřet.

## **ANOTACE**

Dizertační práce je věnována radarovému systému pro určování polohy vysílače v budovách a dalších prostředích s mnoha překážkami. Systém je koncipován jako časoměrný hyperbolický radarový systém vyhodnocující rozdíly časů příchodů vysílaných signálů na přenosných stanicích, rozmístěných vně sledovaného prostoru. Vysílaný signál je širokopásmový impulzní s vnitropulzní modulací OFDM.

V práci je provedena analýza metod výpočtu polohy zahrnující vliv chyb, způsobených průchodem signálu zdmi. Na modelu jsou zde také analyzovány metody odhadu zpoždění signálů a odhadnuta velikost chyb v důsledku šumu, vícecestného šíření a nedokonalostí synchronizace oscilátorů. Nakonec bylo provedeno experimentální ověření hlavních charakteristik navržených metod v reálných podmínkách.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Určování polohy uvnitř budov, TDOA, multilaterace, radar, OFDM,

## **TITLE**

System for precision localization of transmitter in complicated environments

## **ANNOTATION**

This dissertation thesis deals with a radar system for transmitter position localization in buildings and further areas with many obstacles. It is proposed as a hyperbolic time-measurement multilateration system evaluating time differences of arrivals (TDOA's) of transmitted signal received at several portable stations situated outside the surveilled area. As the transmitted signal a wideband OFDM modulated pulsed signal is used.

In the thesis the methods of transmitter position estimation are analyzed taking into account errors due to the signal passing through walls. Also signal TDOA's computation methods are analyzed and estimation errors due to noise, multipath and synchronization imperfections are estimated using nonlinear computer model simulations.

Finally selected characteristics of the proposed system were verified experimentally in real conditions.

## **KEYWORDS**

Indoor positioning, TDOA, multilateration, radar, OFDM

## SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK

Obr. 1: Princip rozlišování .....	17
Obr. 2: Princip přizpůsobeného filtru na signál $s_V(t)$ .....	19
Obr. 3: Měření radiální rychlosti.....	20
Obr. 4: Ukázka charakteristiky antény k prohledávání prostoru .....	21
Obr. 5: Použití potlačovací antény .....	21
Obr. 6: Časový průběh signálu, přijatého hlavní anténou a směru natočení osy hlavního svazku .....	22
Obr. 7: Zobrazení situace k radarové rovnici primárního radaru.....	22
Obr. 8: Zobrazení situace k radarové rovnici sekundárního radaru .....	24
Obr. 9: Princip směroměrného systému .....	26
Obr. 10: Interferometr se dvěma bázemi .....	27
Obr. 11: Princip multistatického systému .....	28
Obr. 12: Hyperbolický TDOA systém .....	30
Obr. 13: Ukázka situace s mnohacestným šířením .....	35
Obr. 14: Ukázka konfigurace hyperbolického systému [3] .....	37
Obr. 15: Nalezené sub – optimální rozložení přijímačů kolem budovy o rozměrech 50 m x 20 m, výška 15 m.....	42
Obr. 16: Výpočet horizontální chyby pro konfiguraci 4 přijímačů.....	43
Obr. 17: Výpočet vertikální chyby.....	43
Obr. 18: Výpočet polohy metodou 3D postupné aproximace s počátečním odhadem ve středu budovy.....	46
Obr. 19: Výpočet polohy metodou 2D postupné aproximace s počátečním odhadem ve středu budovy.....	46
Obr. 20: Výpočet polohy metodou 3D postupné aproximace s počátečním odhadem pomocí 2D metody.....	47
Obr. 21: Porovnání chyb metod pro různý počet stanic.....	48
Obr. 22: 3D iter metoda pro 10 přijímačů.....	48
Obr. 23: 2D iter. Metoda pro 10 přijímačů .....	49
Obr. 24: Modif. Iter 3D metoda pro 10 přijímačů .....	49
Obr. 25: Situace při měření pseudovzdáleností a úhlů elevace a azimutu vysílače.....	50
Obr. 26: Horizontální chyba polohy vysílače při současném měření azimutu a elevace stanicí P2.....	55

Obr. 27: Vertikální chyba polohy vysílače při současném měření azimutu a elevace stanicí P2.....	56
Obr. 28: Horizontální chyba polohy vysílače při současném měření azimutu a elevace všemi stanicemi.....	56
Obr. 29: Vertikální chyba polohy vysílače při současném měření azimutu a elevace všemi stanicemi.....	57
Obr. 30: Výpočet se zohledněním měření úhlů na jedné stanici.....	58
Obr. 31: Výpočet se zohledněním měření úhlů na čtyřech stanicích.....	58
Obr. 32: Spektrum vysílaného signálu.....	61
Obr. 33: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 0.65 m u metody SAM.....	66
Obr. 34: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 1.6 m u metody SAM.....	66
Obr. 35: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 3.5 m u metody SAM.....	67
Obr. 36: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 0.65 m u metody CCF.....	67
Obr. 37: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 1.6 metru u metody CCF.....	68
Obr. 38: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 3.5 m u metody CCF.....	68
Obr. 39: Výpočet DOD pomocí CCF, vzdálenost repliky od přímého signálu je 1.6 m. ....	69
Obr. 40: Výpočet DOD pomocí SAM, vzdálenost repliky od přímého signálu je 1.6 m. ....	70
Obr. 41: Schéma pro výpočet rozdílu drah přímého a odraženého paprsku. ....	78
Obr. 42: Průběh v logaritmické reprezentaci $\ln(p(\Delta R))$ s proložením přímkou.....	79
Obr. 43: Chyba vícecestným šířením vypočtená pomocí CCF.....	80
Obr. 44: Chyba vícecestným šířením vypočtená pomocí SAM.....	81
Obr. 45: Závislost chyby rozdílu pseudovzdáleností na rozladění místních oscilátorů stanic P1 a P2 u metody SAM. Na P2 je přítomna druhá replika ve vzdálenosti 0.65 m repliky od přímého signálu.....	83

Obr. 46: Závislost chyby určení rozdílů pseudovzdáleností na rozladění místních oscilátorů stanic P1 a P2 u metody SAM. Vzdálenost repliky od přímého signálu je 0.85 m .83	
Obr. 47: Závislost chyby určení rozdílů pseudovzdáleností na rozladění místních oscilátorů stanic P1 a P2 u metody SAM. Vzdálenost repliky od přímého signálu je 1.25 m .83	
Obr. 48: Závislost chyby určení rozdílů pseudovzdáleností na rozladění místních oscilátorů stanic P1 a P2 u metody CCF vzdálenost repliky od přímého signálu je 1.25 m ...84	
Obr. 49: Přiblížení CCF metody .....	85
Obr. 50: Přiblížení SAM metody .....	85
Obr. 51: Závislost chyby určení rozdílu pseudovzdáleností na změně vzorkovacích frekvencí vzorkovačů P1 a P2 oproti vzoru signálu u metody CCF.....	86
Obr. 52: Závislost chyby určení DOD na změně vzorkovacích frekvencí vzorkovačů P1 a P2 oproti vysílači u metody SAM.....	86
Obr. 53: Vliv různých fází vzorkovačů na stanicích P1 a P2 u metody CCF.....	87
Obr. 54: Vliv různých fází vzorkovače na jednotlivých stanicích P1 a P2 u metody SAM .....	88
Obr. 55: Ukázka rádiového pozadí změřeného v budově Univerzity Pardubice .....	89
Obr. 56: Hardwarový řetězec pro první test systému.....	90
Obr. 57:Měřicí pracoviště první verze .....	91
Obr. 58: Výkonové spektrum přijatého signálu na P1 .....	92
Obr. 59: Výkonové spektrum přijatého signálu na P2 .....	93
Obr. 60: Hledání počátku paketů pomocí vzájemné korelační funkce CCF.....	93
Obr. 61: Ukázka přiblížené CCF funkce.....	94
Obr. 62:Modifikovaná kovarianční funkce (SAM metoda).....	95
Obr. 63: DOD v závislosti na signálových paketech .....	95
Obr. 64: Ukázka měření bez překážky.....	96
Obr. 65: Střední chyba DOD stanic P1 a P2 .....	97
Obr. 66: Spektrum signálu přijatého anténou P1 .....	98
Obr. 67: Spektrum signálu přijatého anténou P2 .....	98
Obr. 68: Vzájemná korelační funkce, její maxima ukazují doby příchodu signálů .....	99
Obr. 69: Modifikovaná kovarianční funkce .....	99
Obr. 70: DOD stanic P1 a P2 v závislosti na pořadí paketu .....	100
Obr. 71: Druhá verze HW řetězce.....	101
Obr. 72: Měřicí pracoviště .....	102

Obr. 73: Střední chyba DOD stanic P1 a P2 měřená v chodbě.....	103
Obr. 74: Spektrum signálu přijatého anténou P1 .....	104
Obr. 75: Spektrum signálu přijatého anténou P2 .....	104
Obr. 76: Vzájemná korelační funkce, její maxima ukazují doby příchodu signálů ....	105
Obr. 77: SAM funkce.....	105
Obr. 78: DOD stanic .....	106
Obr. 79: Měření kancelář-chodba .....	107
Obr. 80: Měření bez přímé viditelnosti typu kancelář-kancelář .....	108
Obr. 81: Spektrum signálu přijatého anténou P1 .....	108
Obr. 82: Spektrum signálu přijatého anténou P2 .....	109
Obr. 83: CCF funkce.....	109
Obr. 84: SAM funkce.....	110
Obr. 85: Odhadnuté DOD v metrech .....	110
Obr. 86: Měření kancelář chodba.....	111
Obr. 87: Výkonové spektrum P1.....	111
Obr. 88: Výkonové spektrum P2.....	112
Obr. 89: Graf CCF funkce.....	112
Obr. 90: SAM metoda.....	113
Obr. 91: DOD stanic .....	113
Obr. 92: Vliv rozladění místních oscilátorů.....	114
Tab. 1: Tabulka výsledků numerické analýzy spektrálních metod.....	63
Tab. 2: Hodnoty středních chyb a směrodatných odchylek .....	81
Tab. 3.: Výsledky měření DOD na kabelech .....	91
Tab. 4: Měření DOD za pomoci antén.....	96



## SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

BW	Bandwidth	Šířka pásma
CAF	Cross Ambiguity Function	Vzájemná funkce neurčitosti
CW	Continuous Wave	Spojité vlna
DOP	Dilution Of Precision	Zhoršení přesnosti
FIR	Finite impulse response	Konečná časová odezva
GPS	Global Positioning System	Globální poziční systém
GSM	Global System for Mobile Communications	Globální systém pro mobilní komunikace
HDOP	Horizontal DOP	Horizontální zhoršení přesnosti
LTI	Linear time invariant	Lineární časově nezávislý
MDL	Minimum Detection Level	Minimální úroveň detekce
MTL	Minimum Triggering Level	Minimální prahová úroveň
PASLOC	Passive Coherent Location	Pasivní koherentní lokace
ŘLP		Řízení letového provozu
TDOA	Time Difference of Arrival	Časový rozdíl příchodu
TOA	Time Of Arrival	Čas příchodu
VDOP	Vertical DOP	Vertikální zhoršení přesnosti
DOD	Difference of distance	Rozdíl vzdálenosti (mezi dvěma přijímači)
LO	Local oscillator	Místní oscilátor jednotlivých stanic
SAM	Spectral analysis method	Metoda spektrální analýzy
SNR	Signal to noise ratio	Odstup signál-šum
CCF	Cross correlation function	Vzájemná korelační funkce

# OBSAH

ÚVOD .....	13
1 Přehled radiolokačních systémů .....	16
1.1 Aktivní radary .....	16
1.1.1 Primární radary .....	16
1.1.2 Sekundární radary .....	23
1.2 Pasivní radary .....	25
1.2.1 Směroměrný systém .....	25
1.2.2 Eliptický časoměrný systém .....	28
1.2.3 Hyperbolický časoměrný systém .....	30
2 Výběr radarového systému a metody určování polohy .....	32
2.1 Specifika rádiové lokalizace objektů na krátké vzdálenosti komplikovaném prostředí .....	32
2.1.1 Důsledky průchodu signálu zdmi .....	32
2.1.2 Důsledky mnohacestného šíření signálu .....	33
2.1.3 Vliv chyb určení poloh stanic .....	33
2.1.4 Chyby měření času v důsledku šumu .....	34
2.1.5 Chyby vlivem nepřesné synchronizace .....	34
2.1.6 Chyby vlivem mnohacestného šíření signálu .....	35
2.2 Výběr systému .....	36
2.3 Metody výpočtu polohy .....	36
2.3.1 Metoda postupných aproximací s linearizací soustavy rovnic .....	38
2.3.2 Koeficienty DOP .....	39
2.4 Rozložení přijímacích stanic .....	41
2.5 Nelineární analýza výpočetních metod .....	44
2.5.1 Chyby měření pseudovzdáleností .....	44
2.5.2 Výpočet polohy vysílače v případě 4 přijímacích stanic .....	45

2.5.3	Zvýšení počtu přijímacích stanic.....	47
2.5.4	Přidání informace o měření úhlu.....	50
2.5.5	Linearizovaný výpočet chyby polohy vysílače.....	54
2.5.6	Chyby určení polohy vysílače při nelineárním výpočtu.....	57
2.6	Zhodnocení multilateračních metod.....	58
3	Návrh signálu pro lokační systém a jeho zpracování.....	60
3.1	Modely signálů.....	60
3.1.1	Model vysílaného signálu.....	60
3.1.2	Model přijatého signálu.....	61
3.2	Nalezení časového zpoždění přímého signálu.....	61
3.2.1	Použití vzájemné korelační funkce.....	62
3.2.2	Použití adaptivních spektrálních metod s vysokým rozlišením.....	62
3.2.3	Přehled adaptivních metod spektrální analýzy s vysokým rozlišením.....	63
3.3	Volba šířky pásma.....	65
3.4	Volba kmitočtového pásma.....	70
4	Chyby měření časů příchodů signálu na jednotlivé stanice.....	72
4.1	Cramer Raova mez.....	72
4.2	Korelační estimátor.....	74
4.2.1	Jednocestné šíření - lineární přiblížení.....	75
4.2.2	Vícecestné šíření - lineární přiblížení.....	75
4.3	Spektrální estimátor.....	76
4.4	Vliv vícecestného šíření.....	76
4.4.1	Model kanálu s vícecestným šířením uvnitř budov.....	77
4.4.2	Korelační estimátor.....	79
4.4.3	Spektrální estimátor.....	80
4.5	Problémy synchronizace oscilátorů.....	82
4.5.1	Rozladění místních oscilátorů LO.....	82

4.5.2	Rozladění frekvence vzorkovačů .....	85
4.5.3	Rozdíly fází vzorkovačů.....	87
5	Experimentální část .....	89
5.1	První verze signálového řetězce .....	89
5.1.1	Měření na kabelech .....	91
5.1.2	Měření na anténách bez překážek .....	96
5.1.3	Měření přes zdi a zhodnocení první verze signálového řetězce .....	100
5.2	Druhá verze signálového řetězce .....	100
5.2.1	Měření bez překážky .....	102
5.2.2	Zhodnocení měření v chodbě bez překážek .....	106
5.2.3	Měření s překážkami .....	106
5.2.4	Zhodnocení měření s překážkami.....	114
5.3	Ověření vlivu rozladění místních oscilátorů .....	114
5.4	Zhodnocení všech měření s anténami .....	115
6	Závěr.....	116
	Seznam použité literatury.....	119
	Seznam vlastních publikací.....	127

## ÚVOD

Předmětem dizertační práce je systém pro lokalizaci polohy osob v komplikovaném prostředí, který je určen pro lokalizaci členů záchranných týmů, případně robotických platform při průzkumu uzavřených prostorů (vnitřků budov, podzemních prostorů) nebo vnějších prostorů s množstvím překážek (např. urbanizovaného prostoru, průmyslových areálů, lesu, hornatého terénu) v kritických a životu nebezpečných podmínkách a situacích nastávajících při požárech budov a průmyslových objektů nebo při přírodních katastrofách. Jde tedy o určení polohy kooperujících objektů, vybavených technickým zařízením, umožňujícím jejich identifikaci, které se mohou na určování své polohy podílet. V této situaci informaci o poloze objektů potřebuje primárně obsluha systému vně prostoru zásahu, zatím co požadavek, aby tuto informaci měl objekt, jehož poloha se zjišťuje je až druhotný.

Polohu objektů ve vnějším prostředí na Zemi lze dnes jednoduše zjišťovat prostřednictvím satelitních navigačních systémů, zejména GPS [52]. Pokud je tato informace vyžadována na jiném místě, než u vlastního objektu, lze ji u kooperujících objektů přenést datovým komunikačním prostředkem na příslušné místo. Jiná situace nastává v budovách a v dalších prostorech s omezenou dostupností signálů navigačních satelitů. Určitou možnost poskytuje využití pseudolitů, které mohou takové zastíněné prostory vykrývat. Lze si však jen stěží představit, že by byly touto technikou vybaveny všechny budovy a průmyslové areály. Dostupnější asi je vybavení budov vlastní technikou, umožňující lokalizaci osob např. do určité místnosti, případně její části. Ale ani v tomto případě nelze předpokládat, že by byly takovou infrastrukturou vybaveny univerzálně všechny prostory, v nichž je v případě zásahu nutno určovat polohu zasahujících. A i kdyby takto vybaveny byly, v případě havárií a požárů na jejich funkčnost spoléhat nelze.

V současné době existuje velké množství výzkumu zabývající se lokalizací vysílače v uzavřených prostorech nejčastěji s využitím ultra-širokopásmového (UWB) vysokofrekvenčního signálu [4]. Použití UWB signálu má mnoho výhod, např.

- Dobrý průchod signálu skrze překážky daný velkou šířkou pásma.
- Přesnější určení času příchodu signálu eliminací mnohacestného šíření.
- Možnost vysokorychlostního přenosu dat
- Cenově dostupná technologie
- V případě použití vnitropulzní modulace, např. OFDM, i snadná identifikace vysílače.

Co se týče systémů, s přijímači rozestavěnými kolem budovy přičemž lokalizovaný vysílač je uvnitř již daleko méně výzkumů dosahuje přesvědčivých výsledků. Slibný výzkum je veden například na Worcesterseké Univerzitě (WPI) podporovaný programem vlády Spojených Států Amerických v důsledku tragického úmrtí 6 hasičů ve Worcesteru v roce 1999. Zde je zkoumaný systém fúzi inerciálních pohybových senzorů a UWB radarového systému což umožňuje sledovat pohyb uvnitř budovy [9] s velkou úspěšností i v případě použití v prostředích s velkým množstvím kovu ve zdech popř. lokalizace v objektech velkých stovky metrů, kde použití vysokofrekvenčního signálu naráží na své meze. Navržený lokalizační systém na WPI [11], uvažuje lokalizaci záchranných složek v USA, kde je možné si všimnout, že autoři nepočítají s použitím v hustě zastavěných centrech měst, jako jsou historická centra v Evropě (počítají s umístěním venkovních antén na karoserii hasičského vozu).

V současné době existují i komerční systémy lokalizace uvnitř budov jako jsou např. systém GLANSER, vyvíjený firmou Honeywell [18] a systém vyvíjený firmou TRX [25], oba dva systémy využívají současně inerciálních pohybových senzorů a UWB radaru. Systém od firmy NAVISEER [26] je založený na čistě inerciálních senzorech s počáteční kalibrací pomocí GPS. Jako nadějný se jeví i projekt POINTER [27] (NASA), založený na elektricky malých smyčkách magnetického pole, projekt by měl mít publikovány výsledky výzkumu ještě během roku 2016.

Předmětem výzkumu v této práci je lokalizační systém, založený na širokopásmové rádiové komunikaci s objektem, jehož poloha se zjišťuje. Z uvedených důvodů se nepředpokládá využití jakékoliv zabudované infrastruktury.

Cílem dizertační práce bylo:

- Analýza metod výpočtu polohy z hlediska robustnosti v prostředí s velkými chybami měření pseudovzdáleností a výběr optimální metody.
- Návrh vysílaného signálu, analýza metod odhadu času příchodu signálu a jejich výběr. Analýza vlivu šumu, vícecestného šíření, a nepřesností synchronizace oscilátorů na chyby měření času příchodu signálu pomocí simulace.
- Experimentální ověření hlavních charakteristik systému.

První kapitola této práce je věnována přehledu a stručnému popisu funkce jednotlivých radiolokačních systémů. Ve druhé kapitole je zdůvodněn výběr radarového systému, jsou zde popsány a analyzovány používané metody výpočtu polohy, aplikované v hyperbolických systémech včetně analýzy a návrhu optimálního rozmístění stanic. Ve třetí kapitole jsou navrženy modely vysílaného a přijímaného signálu a popsány a analyzovány metody odhadu

času příchodu signálu na jednotlivé přijímací stanice. Čtvrtá kapitola je věnována rozboru chyb měření polohy v komplikovaném prostředí s překážkami a metod jejich potlačení. Pátá kapitola je věnována popisu experimentálního ověření vybraných charakteristik systému.

# 1 PŘEHLED RADIOLOKAČNÍCH SYSTÉMŮ

Pod pojem radiolokátory nebo zkráceně radary zahrnujeme zařízení, která umožňují s využitím elektromagnetických (rádiových) vln určit polohu jiného tělesa, na rozdíl od navigačních zařízení, která určují polohu vlastní. Radary je možné rozdělit na aktivní a pasivní. Aktivní radary samy vysílají i přijímají rádiové vlnění, zatímco pasivní ho pouze přijímají. Aktivní radary potom je možné rozdělit na primární a sekundární, pasivní dělíme podle metody určení polohy na časoměrné, směroměrné systémy, případně kombinované.

## 1.1 Aktivní radary

### 1.1.1 Primární radary

Tyto radary samy vysílají elektromagnetické vlnění, kterým ozařují okolní prostor. Přijímají signál, odražený od okolních objektů a časoměrnou metodou určují vzdálenost odrazu ze zpoždění odraženého signálu. Směr objektů se určuje pomocí směrových vlastností antény radaru. S využitím Dopplerova jevu může radar určovat rychlost sledovaného objektu.

#### 1.1.1.1 Určování vzdálenosti cíle

Pro zpoždění  $T_D$  přijatého signálu, odraženého od objektu ve vzdálenosti  $R$  za vyslaným signálem platí:

$$T_D = \frac{2R}{c} \quad 1.$$

Kde  $c$  je rychlost světla.

Signál je obvykle vysílán periodicky např. s opakovací periodou  $T_{OP}$ , která omezuje maximální dosah radaru. Aby se neuplatňovala neurčitost měření vzdálenosti, musí být  $T_{OP}$  delší, než největší zpoždění přijatého signálu:

$$T_{OP} \geq \frac{2R_{max}}{c} \quad 2.$$

kde  $R_{max}$  je maximální dosah radaru.

Na druhé straně tato podmínka omezuje maximální dosah radaru při zvolené opakovací periodě. Podmínku (2) lze za určitých podmínek obejít použitím tzv. staggeru, což je střídání period  $T_{OP}$  (např. [1]).



Základem pro určení vzdálenosti u primárních radarů je tedy měření zpoždění přijatého a vyslaného signálu. Předpokládá se, že přijatý signál  $s_P$  je časově posunutou a amplitudově změněnou replikou vyslaného signálu  $s_V$ . Přijatý signál poté můžeme popsat vztahem:

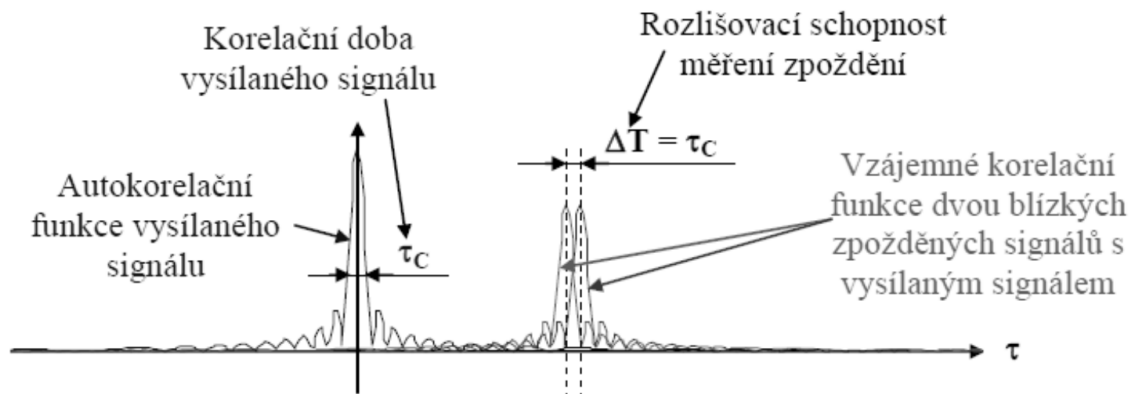
$$s_P(t) = a s_V(t - T_D) \quad 3.$$

Úloha určit vzájemný časový posuv signálů  $T_D$  se řeší pomocí jejich vzájemné korelační funkce (Cross correlation function)

$$B_{s_P, s_V}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_V^*(t) s_P(t + \tau) dt = a \int_{-\infty}^{+\infty} s_V^*(t) s_V(t - T_D + \tau) dt = a R_{s_V}(\tau - T_D) \quad 4.$$

Kde  $R_{s_V}(\tau)$  je autokorelační funkce vyslaného signálu  $s_V$ . Absolutní hodnota vzájemné korelační funkce  $B_{s_P, s_V}(\tau)$  dosahuje maxima v bodě  $\tau = T_D$ .

Velmi důležitou charakteristikou u měření časového zpoždění signálů je rozlišovací schopnost měřicího zařízení v čase  $\Delta T$ . Tím je myšlen nejmenší časový posuv signálů o stejné amplitudě tak aby byly rozlišitelné. Na Obr. 1 je znázorněn princip rozlišování v čase.



Obr. 1: Princip rozlišování

Za mezní schopnost rozlišení signálů v čase se považuje šířka  $\tau_c$  hlavního laloku autokorelační funkce signálu. Signály, jejichž zpoždění se liší o méně než  $\Delta T = \tau_c$  jsou nerozlišitelné.

Protože mezi autokorelační funkcí signálu a spektrální hustotou výkonu (energie) je vztah:  $S_P(\omega) = F[R(\tau)]$  [15], lze říci, že mezi šířkou hlavního laloku autokorelační funkce a šířkou spektra  $BW$  platí vztah:

$$\tau_c = 1/BW. \quad 5.$$

Proto:

$$\Delta T = \tau_c = 1/BW \quad 6.$$

a dále:

$$\Delta D = c \cdot \tau_c = c/BW, \quad 7.$$

kde:  $\Delta D$  je rozlišovací schopnost měření rozdílu drah signálů a  $c$  je rychlost světla.

Měření zpoždění signálů z praktických důvodů neprobíhá přímo na kmitočtu vysílaného signálu. Signál je nejprve konvertován na komplexní obálku. Vzájemnou korelační funkci přijatého analytického signálu  $s_{HP}(t)$  a vyslaného  $s_{HV}(t)$  lze vyjádřit pomocí komplexních obálek  $V_P(t)$  a  $V_V(t)$  těchto signálů:

$$\begin{aligned} B_{HPV}(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s_{HV}^*(t) s_{HP}(t+\tau) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} V_V^*(t) \exp(-j\omega_c t) V_P(t+\tau) \exp[j\omega_c(t+\tau)] dt = \\ &= \exp(j\omega_c \tau) \int_{-\infty}^{+\infty} V_V^*(t) V_P(t+\tau) dt = \exp(j\omega_c \tau) B_{V_V V_P}(\tau) = \\ &= a \cdot \exp(j\omega_c \tau) \int_{-\infty}^{+\infty} V_V^*(t) V_V(t-T_D+\tau) dt = a \cdot \exp(j\omega_c \tau) R_{V_V}(\tau-T_D) \end{aligned} \quad 8.$$

Kde:

- $B_{V_V V_P}(\tau) \dots$  Je vzájemná korelační funkce komplexních obálek vysílaného a přijatého signálu
- $R_{V_V}(\tau) \dots$  Je autokorelační funkce komplexní obálky vysílaného signálu.
- $a \dots$  Je konstanta (zeslabení přijatého signálu)
- $\omega_c \dots$  Je nosná vysílaného signálu.

Potom je absolutní hodnota vzájemné korelační funkce analytických signálů přijatého a vyslaného signálu rovna:

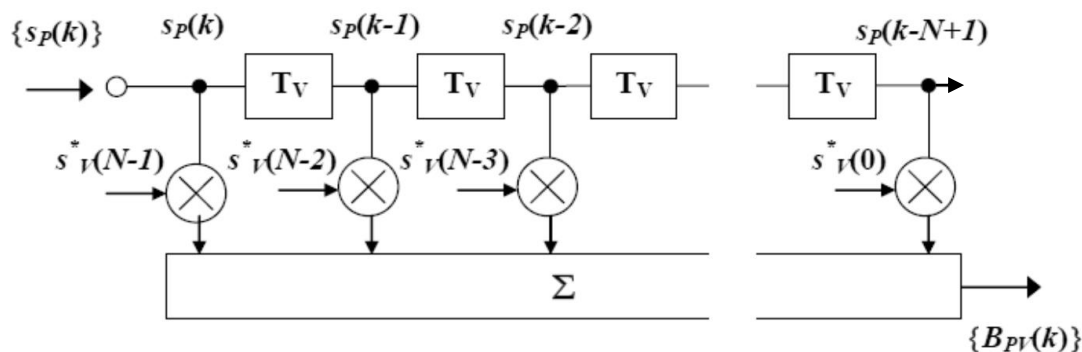
$$|B_{HPV}(\tau)| = |B_{V_V V_P}(\tau)| = |a| |R_{V_V}(\tau-T_D)| \quad 9.$$

Ze vztahu (9) vyplývá, že časový posun přijatého signálu vůči vyslanému lze měřit i vzájemnou korelací komplexních obálek obou signálů.

Vztah pro vzájemnou korelační funkci (4) lze interpretovat také tak, že jde o odezvu LTI obvodu s impulzní odezvou  $h(t) = s_V^*(-t)$  na signál  $s_P(t)$  [1]. Tento obvod je nazýván přizpůsobený filtr. Pro digitální zpracování je poté možné použít vztah:

$$B_{s_P, s_V}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_V^*(N-1-n) s_P(k-n) \quad 10.$$

$N$  stupňový přizpůsobený filtr poté může vypadat takto viz. Obr. 2



Obr. 2: Princip přizpůsobeného filtru na signál  $s_v(t)$

Jde o  $N$  stupňový FIR filtr, jehož počet stupňů je dán počtem vzorků, které chceme vzájemně korelovat. Při tomto procesu probíhá koherentní integrace, která vede ke zvýšení odstupů signál/šum a v případě, že je na vstupu bílý (nekorelovaný) šum dosahuje tento filtr pro daný signál nejlepšího odstupů signál/šum ze všech LTI soustav.

### 1.1.1.2 Určování rychlosti cíle

Rychlost cíle je možné určovat dvěma způsoby. První způsob předpokládá znalost polohy cíle v různých časových okamžicích.

$$\bar{\mathbf{v}} = \frac{\mathbf{r}(t_2) - \mathbf{r}(t_1)}{t_2 - t_1} \quad 11.$$

Kde  $\bar{\mathbf{v}}$  je vektor střední rychlosti v intervalu  $(t_1; t_2)$  a  $\mathbf{r}(t)$  je polohový vektor bodu v okamžiku  $t$ . U primárních radarů je rozptyl určení polohy objektu dán rozlišovací schopností radaru, která, podle typu radaru, činí desítky až stovky metrů. Proto je pro určení rychlosti tímto způsobem nutno použít delší časový úsek  $t_2 - t_1$ .

K okamžitému určení rychlosti lze použít Dopplerův jev. Ten souvisí se změnou fáze signálu při změně délky jeho dráhy. Fáze přijímaného signálu závisí na čase a délce dráhy paprsku mezi přijímačem a vysílačem

$$\Psi = \omega_0 t - 2\pi \cdot D / \lambda \quad 12.$$

kde  $D$  je dráha paprsku a  $\lambda$  je vlnová délka.

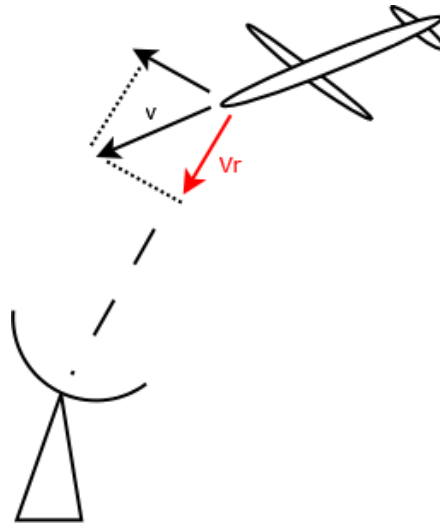
Změna délky dráhy paprsku mezi vysílačem a přijímačem v čase pak způsobuje přídatnou změnu fáze přijímaného signálu s časem, což odpovídá změně přijímaného kmitočtu o  $\omega_d$ :

$$\frac{d\Psi}{dt} = \omega_0 - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{dD}{dt} \equiv \omega_0 + \omega_d \quad 13.$$

U monostatického radaru je  $D = 2R$ , takže  $dD/dt = 2v_r$ , kde  $v_r$  je tzv. radiální rychlost objektu (Obr. 3). Díky Dopplerovu jevu je tedy možné u monostatických radarů určovat radiální rychlost v objektů pomocí vztahu:

$$v_r = -f_d \frac{\lambda}{2} = -\frac{c}{2} \frac{f_d}{f_c} \quad 14.$$

kde  $f_d$  je Dopplerův kmitočet,  $f_c$  je kmitočet nosné, na níž se signál šíří prostorem.



Obr. 3: Měření radiální rychlosti

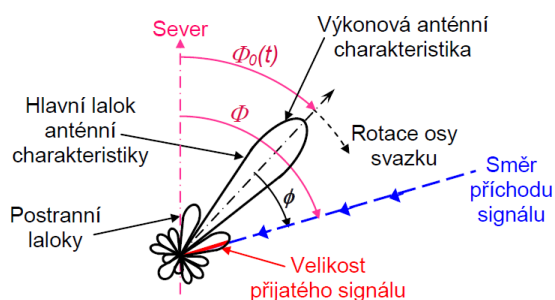
Dopplerův posuv lze vyhodnotit pouze tehdy, pokud můžeme měřit rozdíl fází vyslaného a přijatého signálu. To vyžaduje, aby bylo zpracování signálu v přijímači koherentní s vysílačem. Radarové systémy, které toto zpracování umožňují se nazývají koherentní, případně pseudokoherentní (např. [1]).

### 1.1.1.3 Určování směru cíle

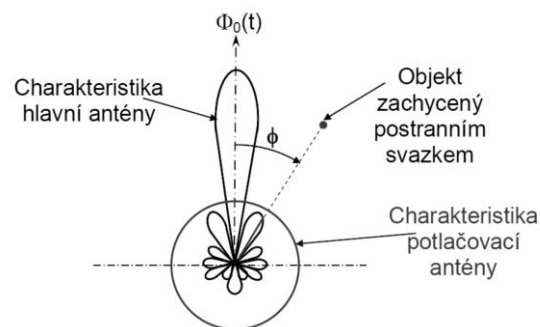
Pro určování směru cíle se využívá směrových vlastností antény. Radar zpravidla vysílá úzký svazek, kterým prohledává (snímá) určenou část prostoru. Nejtypičtějším příkladem snímání prostoru je snímání pohybem anténního svazku (Obr. 4). Docílení pohybujícího se svazku je možné dvěma způsoby a to mechanickým pohybem antény anebo elektronicky řízeným vychylováním svazku. V obou případech, ale snadno dochází k nejednoznačnostem

určení polohy vlivem příjmu signálů postranními laloky anténní charakteristiky. To se eliminuje s pomocí tzv. potlačovací antény (Obr. 5). Pohybu svazku při snímání prostoru lze současně využít k určení směru příchodu signálu. Průběh výkonu signálu, přijatého hlavní anténou kopíruje výkonovou charakteristiku antény (Obr. 6) [12]. Tato metoda určení směru ale v zásadě vyžaduje, aby signál na anténu přicházel trvale s konstantní amplitudou a svazek se otáčel plynule nebo po velmi malých skocích. Tyto podmínky, ale často nejsou splněny a v takových případech se používá tzv. monopolzní metoda určení úhlu příchodu signálu. Existují dva typy těchto metod, amplitudová a fázová (blíže např. v [1])

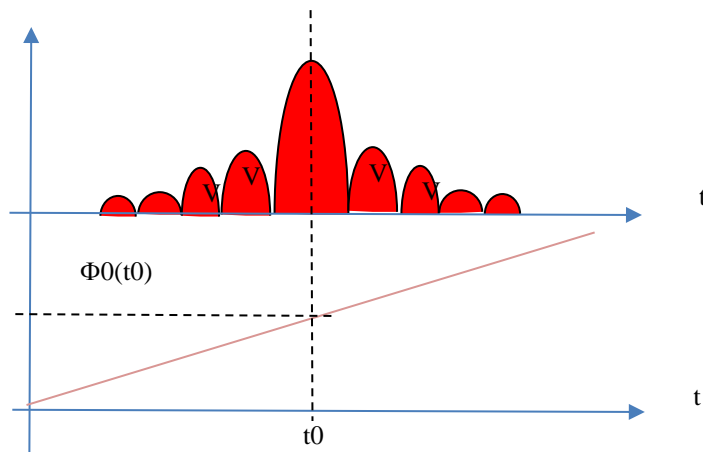
Jiný přístup aplikují systémy s vícesvazkovou anténou. Taková anténa vykrývá vymezený prostor několika pevnými svazky najednou a přesný směr příchodu signálu se pak určuje také pomocí monopolzu.



Obr. 4: Ukázka charakteristiky antény k prohledávání prostoru



Obr. 5: Použití potlačovací antény

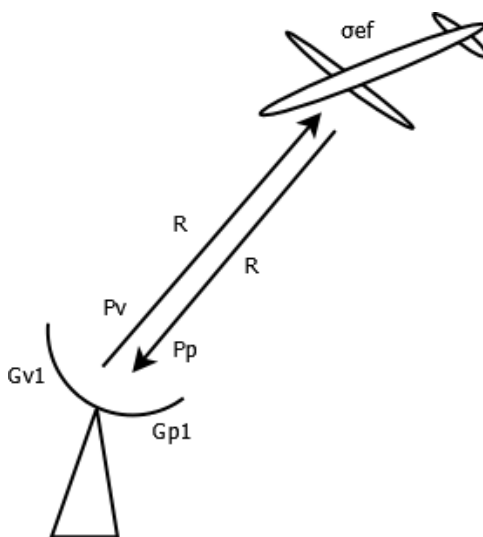


Obr. 6: Časový průběh signálu, přijatého hlavní anténou a směru natočení osy hlavního svazku

Za minimální rozlišitelnou úhlovou separaci cílů (tedy za nejlepší rozlišovací schopnost) se považuje šířka svazku antény. Objekty, jejichž směry příchodu signálu se liší méně, než o šířku svazku nelze rozlišit. V praxi však je rozlišovací schopnost radaru ovlivněna ještě řadou dalších vlastností radaru a je tedy obvykle mnohem horší.

#### 1.1.1.4 Podmínky detekce cíle

Primární radar může detekovat cíl, pouze tehdy, pokud je přijatý výkon, odražený od tohoto cíle větší, než určitý minimální detekční výkon  $P_{\min}$ . Mezi výkonem přijatého  $P_P$  a vyslaného  $P_V$  signálu platí tzv. radarová rovnice (15). Obr. 7 ilustruje situaci a použité proměnné.



Obr. 7: Zobrazení situace k radarové rovnici primárního radaru

$$\begin{aligned}
P_P &= W_1 \frac{\sigma_{ef}}{4\pi R^2} \frac{1}{L_1} G_{P1} f_{P1}^2(\Phi_1, \Theta_1) \frac{\lambda^2}{4\pi} = \\
&= P_{V1} G_{V1} G_{P1} f_{V1}^2(\Phi_1, \Theta_1) f_{P1}^2(\Phi_1, \Theta_1) \frac{\lambda^2 \sigma_{ef}}{(4\pi)^3 R^4 L_1^2}
\end{aligned}
\tag{15}$$

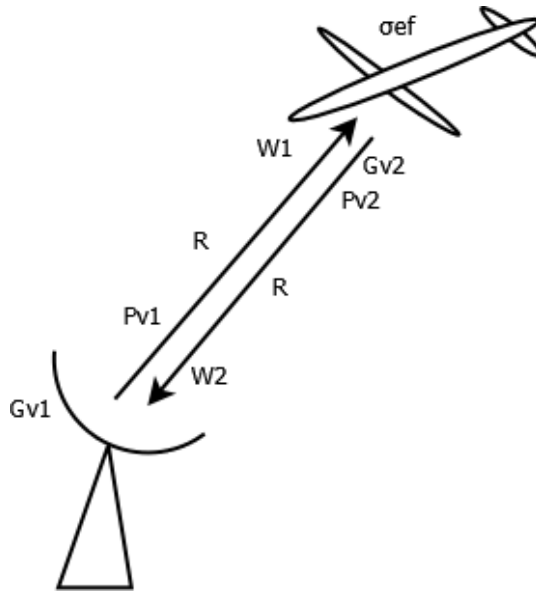
Kde:

- $P_{V1}$  je vyslaný výkon,
- $G_{V1}G_{P1}$  je vynásobení zisků vysílací a přijímací antény
- $f_{V1}$  a  $f_{P1}$  jsou směrové charakteristiky vysílací a přijímací antény
- $\lambda$  je vlnová délka
- $\sigma_{ef}$  je efektivní odrazná plocha objektu
- $L_1$  je dvoucestný útlum v prostředí mezi radarem a cílem
- $R$  je vzdálenost od antény radaru k objektu

Minimální přijatý výkon  $P_{min}$  závisí především na podmínkách detekce (požadované pravděpodobnosti detekce  $P_d$  a pravděpodobnosti falešného poplachu  $P_{fa}$ ), vlastnostech cíle (typu a rychlosti fluktuace odrazné plochy), a způsobu a parametrech zpracování signálu (systémové ztráty a zisky jednotlivých bloků zpracování signálu) – např. [1], [12].

### 1.1.2 Sekundární radary

Sekundární radary vysílají svůj signál a přijímají odpověď od objektů (odpovídačů). Nejvíce využívané jsou tyto radary pro řízení letového provozu (ŘLP). Často se používají v kombinaci s primárním radarem, kde je anténa sekundárního systému instalována na společnou točnu s anténou primárního systému. Sekundární radar je schopen určovat pouze kooperující cíle, ale tato nevýhoda je kompenzována zvětšením dosahu (až 500 km), možností přenášení informace mezi objektem a radarem a nezávislostí na efektivní odrazné ploše cíle. Dotazovač a odpovídač sekundárního radaru pracují na různých frekvencích. Situace je zobrazena na Obr. 8.



Obr. 8: Zobrazení situace k radarové rovnici sekundárního radaru

Pro výkon dotazu přijatý na letadle platí radiokomunikační rovnice:

$$\begin{aligned}
 P_{P2} &= W_1 G_{P2} f_{P2}^2(\Phi_2, \Theta_2) \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{1}{L_1} = \\
 &= P_{V1} G_{V1} G_{P2} f_{V1}^2(\Phi_1, \Theta_1) f_{P2}^2(\Phi_2, \Theta_2) \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \frac{1}{L_1}
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

A pro výkon odpovědi přijatý radarem platí vztah:

$$\begin{aligned}
 P_{P1} &= W_2 G_{P1} f_{P1}^2(\Phi_1, \Theta_1) \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{1}{L_1} = \\
 &= P_{V2} G_{V2} G_{P1} f_{V1}^2(\Phi_1, \Theta_1) f_{P2}^2(\Phi_2, \Theta_2) \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \frac{1}{L_1}
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

Kde:

- $P_{V1}$  je vysílaný výkon dotazovače,
- $P_{V2}$  je vysílaný výkon odpovídače,
- $G_{V1}G_{P2}$  je vynásobení zisků vysílací antény dotazovače a přijímací antény odpovídače
- $G_{V2}G_{P1}$  je vynásobení zisků vysílací antény odpovídače a přijímací antény dotazovače
- $f_{V1}$  a  $f_{P2}$  jsou směrové charakteristiky antén
- $\lambda$  je vlnová délka



- $L_1$  je jednocestný útlum
- $R$  je vzdálenost od antény dotazovače k přijímací anténě odpovídače

Pro úspěšné zachycení a lokalizaci odpovídače musí platit obě podmínky (17,18) současně.

Vzdálenost  $R$  odpovídače se určuje ze zpoždění  $\tau$  přijatého signálu za vyslaným. Po zachycení dotazu vysílá odpovídač svou odpověď s předem určeným zpožděním  $\tau_d$ . Celkové zpoždění signálu  $\tau$  a vzdálenost  $R$  pak určíme ze vztahů:

$$\tau = \frac{2R}{c} + \tau_d$$

$$R = c \frac{\tau - \tau_d}{2}$$
18.

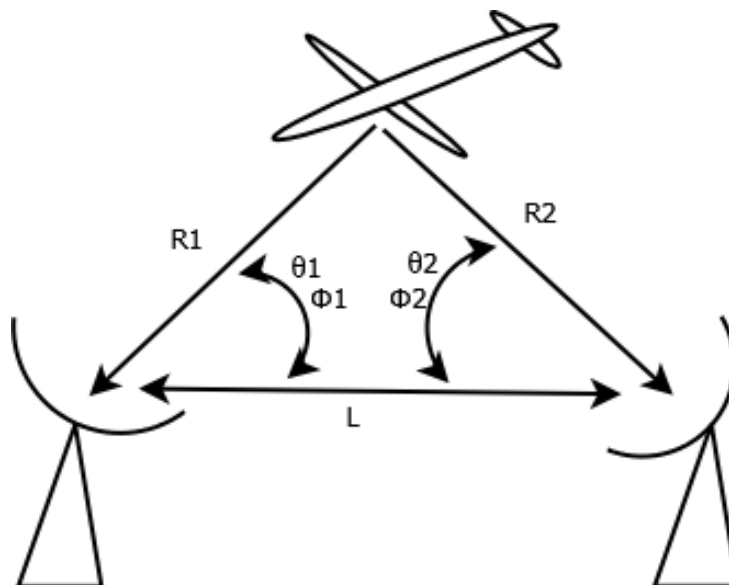
K určení směru příchodu signálu se stejně jako u primárních radarů využívá směrových vlastností antén s pohyblivým svazkem nebo s vícesvazkovou anténou, případně údajů samotných sledovaných objektů (výška u sekundárního radaru pro ŘLP). Dopplerův posun kmitočtů nelze v těchto systémech měřit, protože přijímač dotazovače není koherentní s vysílačem odpovídače.

## 1.2 Pasivní radary

V pasivních systémech hraje zásadní roli multipoziční radar (Obr. 9, Obr. 11). U těchto systémů se nachází jednotlivé přijímací antény na různých místech v prostoru. K určování polohy objektů [57] se poté používají časoměrné, směroměrné nebo Dopplerovské metody a jejich kombinace. Časoměrné systémy je možné dělit na eliptické a hyperbolické.

### 1.2.1 Směroměrný systém

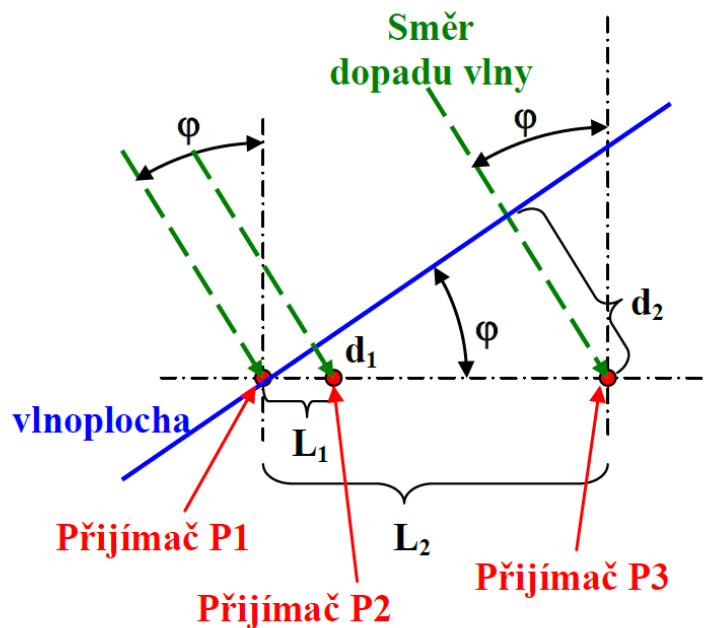
Na Obr. 9 je znázorněn princip směroměrného pasivního systému. Výhodou směroměrného systému je, že již jedna stanice je schopna určit alespoň směr vysílače. Dvě stanice jsou pak schopny určit polohu vysílače. Tento systém využívá směrových vlastností antén.



Obr. 9: Princip směroměrného systému

Vlastní měření směru přicházejícího signálu lze provádět buď s úzkým pohyblivým svazkem, nebo s vícesvazkovou anténou, jako u aktivních radarů nebo s využitím interferometrického principu.

Interferometr je fázoměrný systém, který využívá několika přijímačů, rozmístěných v apertuře antény v nestejných vzdálenostech a vyhodnocuje rozdíly fází přijatých signálů [13]. Ukázka lineární interferometrické anténní řady je na Obr. 10. Skládá se pouze ze tří anténních přijímacích prvků  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ , vytvářejících dvě různě dlouhé báze  $L_1$  a  $L_2$ . Kvůli jednoznačnosti určení směru je kratší báze kratší, než nejkratší vlnová délka v přijímaném spektru. Delší báze zajišťuje požadovanou přesnost měření.



Obr. 10: Interferometr se dvěma bázemi

U krátké báze  $L_1 < \lambda$ , která zajišťuje jednoznačnost je rozdíl fází mezi P2 a P1 roven:

$$\Delta\Psi_1 = 2\pi L_1 \sin \varphi / \lambda \quad 19.$$

Přibližné určení  $\varphi$  potom vychází:

$$\varphi_0 = \text{Arc sin} \left[ \frac{\Delta\Psi_1}{2\pi} \frac{\lambda}{L_1} \right] \quad 20.$$

U dlouhé báze  $L_2 \gg \lambda$ , která zajišťuje přesnost je rozdíl fází mezi P3 a P1 roven:

$$\Delta\Psi_2 = 2\pi L_2 \sin \varphi / \lambda \quad 21.$$

Upřesnění  $\varphi$  pak vypadá takto:

$$\varphi = \text{Arc sin} \left[ \frac{\Delta\Psi_2}{2\pi + N} \frac{\lambda}{L_1} \right] \quad 22.$$

Kde:

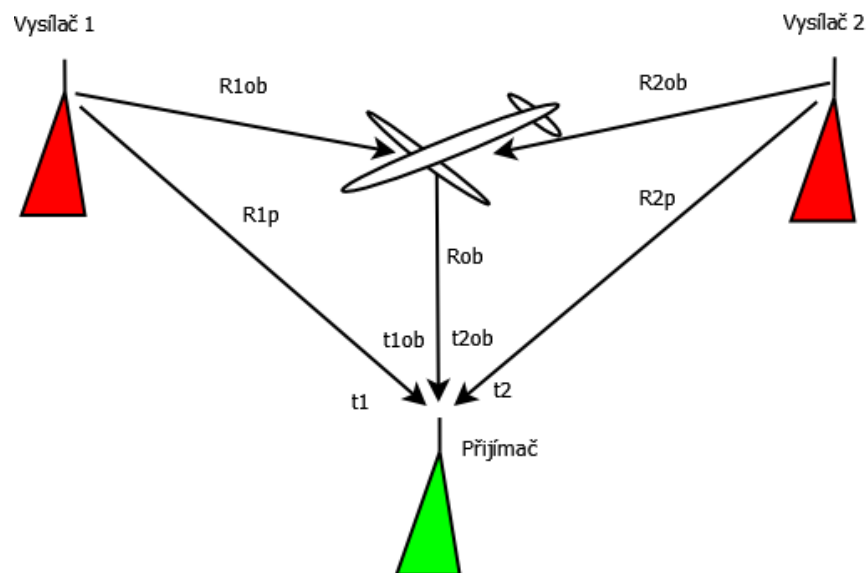
$$N = \left[ \frac{d_2}{\lambda} \right] = \left[ \frac{L_2}{L_1} \frac{d_1}{\lambda} \right] = \left[ \frac{L_2}{\lambda} \sin(\varphi_0) \right] \quad 23.$$

Výhodou tohoto typu určení směru je velká širokopásmovost, jeho nevýhodami jsou nízký zisk antény a malá rozlišovací schopnost v úhlu.

## 1.2.2 Eliptický časoměrný systém

Přijímač získává signály užitečné, odražené od pohyblivých cílů, rušivé - např. odrazy od země (tzv. závoj, angl. clutter) a přímé signály z vysílačů. Vysílače nebývají součástí systému, ale mohou to být například rozhlasové nebo televizní vysílače, nebo vysílače jiných veřejných služeb (GSM, GPS apod.). Proto řadíme tyto systémy k pasivním systémům. Přímý signál z vysílače se používá pro získání koherentní reference. Proto se tyto systémy také nazývají pasivní koherentní systémy - PASLOC.

Nežádoucí odrazy od pozemních cílů se nejprve potlačují adaptivními ekvalizačními filtry. Při separování užitečných signálů od zbytků clutteru se pak využívá Dopplerova jevu. Po separaci jsou pomocí časoměrné metody TDOA (Time Difference Of Arrival) vypočteny polohy cílů a prostřednictvím Dopplerovského zpracování se získává Dopplerovská rychlost.



Obr. 11: Princip multistatického systému

Na Obr. 11 je uvedený multistatický systém. Skládá se ze dvou bistatických radarů: dvou samostatných vysílačů a jednoho společného přijímače. Bistatické vzdálenosti  $R_{B1} = R_{1ob} + R_{ob}$  a  $R_{B2} = R_{2ob} + R_{ob}$  se určují z rozdílů časů příchodů replik signálů odražených od objektu a časů, přijatých přímými cestami od jednotlivých vysílačů:

$$R_{Bk} = R_{kob} + R_{ob} = R_{kp} + c(t_{kob} + t_{ob} - t_k) \quad 24.$$

Geometrické místo bodů se stejnou bistatickou vzdáleností (tedy součtem vzdáleností od vysílače k objektu a od objektu k přijímači) tvoří ve dvou rozměrech elipsu a ve třech rozměrech elipsoid, v jehož ohniskách se nachází přijímač a vysílač. Průnik elips (elipsoidů) poté udává polohu cíle [2].

Dopplerovský frekvenční posuv je možné určovat díky koherentní funkci radaru. V případě bistatického radaru souvisí Dopplerův posuv s aritmetickým součtem složek rychlostí cíle ve směru od vysílače a k přijímači, který tvoří bistatickou rychlost objektu. Zatímco rozlišení ve vzdálenosti  $\Delta R$  závisí převážně na efektivní šířce pásma signálu, rozlišení v Dopplerově frekvenci závisí na integračním čase  $T_i$  [15].

$$\Delta R = \frac{c}{2B}, \quad \Delta f = 1/T_i \quad 25.$$

Radarová rovnice pro bistatický systém je velmi podobná rovnici pro monostatický systém (primární radar) nicméně její použití je daleko složitější [7]:

$$P_R = P_T G_T G_R \frac{f_T^2(\Phi, \Theta) f_R^2(\Phi, \Theta) \lambda^2 \sigma_B}{(4\pi)^3 R_T^2 R_R^2 L_{TR}} \quad 26.$$

Kde

- $P_T$  a  $P_R$  je vyslaný a přijatý výkon,
- $G_T G_R$  je vynásobení zisků vysílací a přijímací antény
- $f_T$  a  $f_R$  jsou směrové charakteristiky vysílací a přijímací antény
- $\lambda$  je vlnová délka
- $\sigma_{ef}$  je efektivní bistatická odrazná plocha objektu
- $L_{TR}$  jsou ztráty na cestě vysílač přijímač
- $R_T$  je vzdálenost od antény radaru k objektu a  $R_R$  je vzdálenost od objektu k anténě přijímače

Při měření rozdílů časů příchodu a Dopplerových posuvů se používá tzv. vzájemná funkce neurčitosti (Cross Ambiguity Function – CAF) mezi přímým signálem z vysílače  $s_V(t)$  a ostatním přijatým signálem  $s_P(t)$  [16]):

$$CAF_{VP}(\tau, f) = \int_{t_0}^{t_0+T_i} s_V^*(t-\tau) s_P(t) \exp(-j\omega\tau) dt \quad 27.$$

Kde:  $CAF_{VP}(\tau, f)$  je vzájemná funkce neurčitosti sinálů  $s_V$  a  $s_P$ .

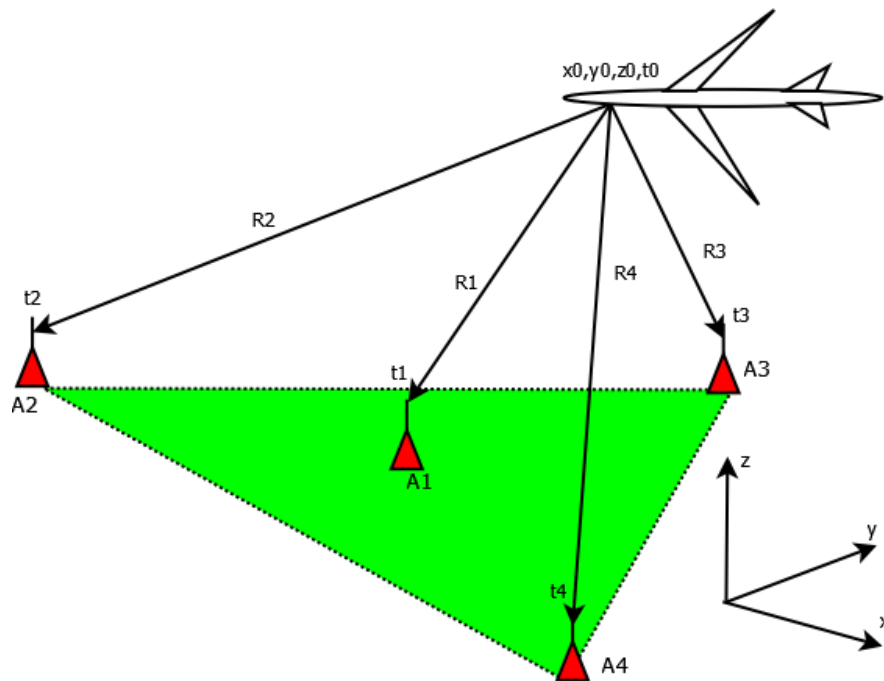
- $\tau$  je časový posuv
- $f$  je posuv frekvence
- $t_0$  je počátek měření
- $T_i$  je integrační doba

Absolutní hodnota této funkce má maxima v místech  $(T_{dk}, f_{dk})$ , kde  $T_{dk}$  a  $f_{dk}$  jsou časové zpoždění a Dopplerův posuv  $k$ -tého odražejícího objektu. Vzájemná korelační funkce se počítá pro každý bistatický radar (každý vysílač) zvlášť. U každé této funkce dostaneme určitý počet maxim  $(T_{dk}, f_{dk})$ , která odpovídají jednotlivým objektům. V dalším kroku je zapotřebí vybrat a přiřadit takto získané dvojice konkrétním objektům. Výpočet vzájemné korelační funkce a asociace měření na různých bistatických radarech konkrétním objektům jsou časově velmi náročné operace [13]).

Výhodou eliptického systému je to, že umožňuje detekovat pohybující se objekty, které samy nevyzařují signál. Jeho nevýhodami jsou vysoká náročnost zpracování signálů (nutnost oddělení slabých užitečných signálů od směsi přímého signálu a clutteru [5v], časová náročnost výpočtu CAF i asociace cílů) a závislost na dostupnosti a kvalitě signálu z vnějších zdrojů.

### 1.2.3 Hyperbolický časoměrný systém

Trochu jiný systém z hlediska použité metody zpracování signálů pro pozemní pasivní radar je hyperbolický časoměrný systém (Obr. 12).



Obr. 12: Hyperbolický TDOA systém

Na Obr. 12 je znázorněna situace kdy čtyři pozemní stanice měří okamžiky příchodu  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ ,  $t_4$  signálu, vysílaného letadlem v okamžiku  $t_0$  v místě  $(x_0, y_0, z_0)$ . Protože okamžik  $t_0$  vysílání signálu není znám, lze zjistit pouze rozdíly mezi časy příchodu signálu na jednotlivé stanice:  $t_2-t_1$ ,  $t_3-t_1$ ,  $t_4-t_1$ , které odpovídají rozdílům vzdáleností:  $R_2-R_1$ ,  $R_3-R_1$ ,  $R_4-R_1$ . Potom

geometrické místo bodů, které mají ke dvojici bodů konstantní rozdíl vzdáleností (např.  $R_2-R_1$  k bodům  $A_2, A_1$ ) je rotační hyperboloid (v rovině hyperbola). V tomto případě tak tři dvojice přijímacích stanic (např:  $A_1-A_2, A_1-A_3, A_1-A_4$ ) generují 3 hyperboloidy, které se v ideálním případě protínají v místě letadla.

Soustavu radiolokačních rovnic tvoří rádiokomunikační rovnice mezi vysílačem a jednotlivými přijímači, označenými indexem  $k = 1$  až  $K$  ([1]):

$$P_{Rk} = P_T G_T G_{Rk} \left( \frac{\lambda}{4\pi R_{TRk}} \right)^2 \frac{f_T^2(\Phi_k, \Theta_k) f_{Rk}^2(\Phi_k, \Theta_k)}{L_{TRk}} \quad 28.$$

Kde

- $P_T$  a  $G_T$  jsou vysílaný výkon a zisk antény vysílače
- $P_{Rk}$  a  $G_{Rk}$  jsou přijímaný výkon a zisk antény  $k$ -tého přijímače
- $f_T$  a  $f_{Rk}$  jsou směrové charakteristiky vysílací antény a přijímací antény  $k$ -tého přijímače
- $R_{TRk}, L_{TRk}$  jsou vzdálenost mezi vysílačem a  $k$ -tým přijímačem a útlum signálu na této cestě
- $\lambda$  je vlnová délka

Pro úspěšnou lokalizaci 2D je zapotřebí, aby  $P_{Rk} \geq P_{\min k}$  alespoň pro tři přijímače, pro 3D lokalizaci musí být tato nerovnost splněna alespoň pro čtyři přijímače současně.

## 2 VÝBĚR RADAROVÉHO SYSTÉMU A METODY URČOVÁNÍ POLOHY

### 2.1 Specifika rádiové lokalizace objektů na krátké vzdálenosti komplikovaném prostředí

V našem případě pod pojmem krátké vzdálenosti se myslí desítky až stovky metrů a za komplikované prostředí považujeme venkovní prostředí s překážkami nebo vnitřek budovy.

V takovém prostředí ovlivňuje u všech radarových systémů detekci objektů a přesnost určení jejich polohy několik specifických faktorů:

- Odrazy signálu od překážek
- Zpoždění signálu v důsledku průchodu signálu zdmi
- Mnohcestné šíření signálu
- Chyby určení vlastní polohy radarových stanic (u vícepozičních systémů) [56]

K tomu přistupují standardní vlivy, s nimiž se setkáváme i při určování polohy objektů na velké vzdálenosti ve volném prostoru bez překážek, např.:

- Šum
- Nedostatky v synchronizaci časových základů i kmitočtů oscilátorů
- Vliv vzorkování signálu

V tomto odstavci provedeme předběžný odhad vlivu těchto faktorů.

#### 2.1.1 Důsledky průchodu signálu zdmi

Přímý signál musí projít minimálně jednou zdí a to vnější zdí budovy, ale podle rozlehlosti budovy i větším počtem zdí případně podlah/stropů. Rychlost šíření elektromagnetické vlny se mění podle elektrické permitivity  $\epsilon_r$  a relativní magnetické permeabilitou  $\mu_r$  prostředí, kterým vlna prochází. U stavebních konstrukcí obvykle uvažujeme  $\mu_r = 1$ , a pak lze chybu času průchodu signálu, způsobenou průchodem zdí popsat vztahem ([44]):

$$\Delta t = \frac{D(\sqrt{\epsilon_r} - 1)}{c} \quad 29.$$

Kde  $D$  je celková vzdálenost kterou signál urazí ve zdech a  $\epsilon_r$  je permitivita materiálu zdí. Počítáme-li například s relativní permitivitou materiálu zdi  $\epsilon_r = 5$  ([19]) a průměrnou délkou průchodu signálu zdmi  $D = 1$  m, dostáváme:  $\Delta t \approx 4,12$  ns (1,23 m). Což je již významná chyba.



Délka průchodu signálu zdi závisí také na vzájemném úhlu  $\varphi$  dráhy paprsku a roviny zdi. Chyba bude menší při  $\varphi = 90^\circ$ .

V případě znalosti plánu budovy včetně všech zdí a možnosti vytvořit model budovy, by bylo možné tyto chyby velmi potlačit, na druhou stranu tato možnost je velmi složitá vzhledem obrovským nárokům na databázi a přípravu těchto modelů.

Neznámá zpoždění signálu v důsledku průchodu signálu zdi neovlivňují jen přesnost určení polohy objektu, ale mohou působit velké problémy i při vlastní aplikaci metod výpočtu, které potom buď vůbec nekonvergují, nebo konvergují ale s nesprávným výsledkem.

### 2.1.2 Důsledky mnohacestného šíření signálu

Signál se díky odrazům od zdí a stropů/podlah dostává od cíle k přijímači po mnoha cestách. Pro co nejpřesnější určení polohy je důležité vybrat mezi přichozími signály pouze přímý paprsek vysílač-přijímač, který odpovídá nejkratší trase mezi cílem a přijímačem. Problémy nastávají zejména v případě, že odražený signál, jehož dráha může být delší o několik metrů, má vyšší výkon než přímý paprsek z důvodu průchodu přes menší počet zdí nebo přes slabší zdi atd. Jeho vliv na výsledky měření by pak mohl zcela znehodnotit určování polohy objektu v těchto podmínkách. Přitom chyba měření času příchodu, způsobená touto cestou by mohla být až 13 ns (4 m), viz kap. 4.4.1. Nejkratší paprsek však nelze jednoduše separovat od celé směsi replik. Problém potlačení vlivu vícecestného šíření bude řešen v dalších kapitolách.

### 2.1.3 Vliv chyb určení poloh stanic

Chyby zaměření polohy stanic  $\delta x_i, \delta y_i, \delta z_i, i = 1, 2, \dots, N$  se projeví v chybě měření času příchodu signálu na jednotlivé stanice  $\delta t_i$ . Při malých odchylkách určení polohy stanic (v našich podmínkách až kolem 1 m), můžeme závislosti vzdálenosti  $r_i$  objektu od stanice na chybách určení jejich polohy linearizovat a dostaneme:

$$c \delta t_i = \frac{\partial r_i}{\partial x_i} \delta x_i + \frac{\partial r_i}{\partial y_i} \delta y_i + \frac{\partial r_i}{\partial z_i} \delta z_i = \frac{x_i - x_0}{r_i} \delta x_i + \frac{y_i - y_0}{r_i} \delta y_i + \frac{z_i - z_0}{r_i} \delta z_i; \quad 30.$$

Předpokládáme, že všechny odchylky  $\delta x_i, \delta y_i, \delta z_i$  jsou vzájemně nekorelované a mají stejný rozptyl  $\sigma_x^2$ . Pak pro rozptyl chyb  $\sigma_{t_i}^2$  měření času příchodu na  $i$ -tou stanicí, způsobený chybami určení polohy této stanice platí:

$$\sigma_{t_i}^2 = \left( \frac{\partial r_i}{\partial x_i} \right)^2 \frac{\sigma_x^2}{c} + \left( \frac{\partial r_i}{\partial y_i} \right)^2 \frac{\sigma_x^2}{c} + \left( \frac{\partial r_i}{\partial z_i} \right)^2 \frac{\sigma_x^2}{c} = \frac{\sigma_x^2}{c} = \sigma_t^2 \quad 31.$$

V praxi lze počítat se standardní odchylkou určení souřadnice stanice řádově 0,5 m, což by odpovídalo střední chybě určení času příchodu asi 1,7 ns.

#### 2.1.4 Chyby měření času v důsledku šumu

Pro odhad střední kvadratické chyby měření času  $\sigma_{TD}$ , způsobené šumem lze použít například Cramer – Raovu mez (CRB – blíže viz odst. 4.1):

$$\sigma_{t_d} = \frac{1}{\frac{\pi}{\sqrt{3}} BW \sqrt{2 \frac{S}{N}}} \quad 32.$$

Kde (S/N) je výkonový poměr signál/ šum v místě měření času,  $BW$  je šířka pásma signálu.

Ze vztahu vyplývá, že zásadní vliv zde mají šířka pásma signálu a odstup signál/šum. Například při typickém odstupu 10 dB vychází  $\sigma_{TD} \approx 0,12/BW$ . Například při šířce pásma 300 MHz lze chybu měření odhadnout přibližně na:  $\sigma_{TD} \approx 0,4$  ns, což by odpovídalo chybě vzdálenosti asi 13 cm.

#### 2.1.5 Chyby vlivem nepřesné synchronizace

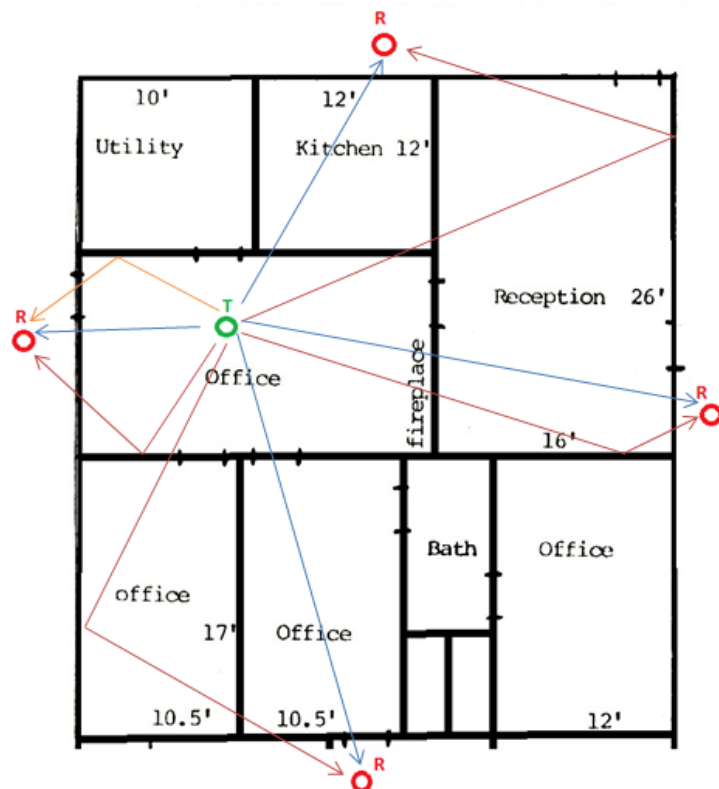
Pro měření rozdílů časů příchodu signálu na jednotlivé přijímače se v zásadě používají dva způsoby: centralizované nebo distribuované měření časů příchodů. Při centralizovaném měření se z jednotlivých přijímačů přeposílá přijatý signál v reálném čase spojem s přesně kalibrovanou dobou přenosu do centrálního měřicího zařízení, které měří rozdíly časů příchodů společnými hodinami. Rozdíly časů příchodu se měří korelační metodou, popsanou v odst.1.1.1.1. Tento způsob je závislý především na přesnosti a stálosti doby přenosu signálu mezi jednotlivými přijímači a centrálním měřicím pracovištěm. To vyžaduje širokopásmový přenosový systém s vysoce stabilními vlastnostmi. Při druhém způsobu se čas příchodu měří přímo na každém přijímači, ale hodiny přijímačů musí být velmi přesně synchronizovány. Opět je nutno v reálném čase přenášet širokopásmový signál při stabilním a přesně ocejchovaném zpoždění, ale teď jde o signál periodický což umožňuje provádět jeho odhad na jednotlivých přijímačích a při dnešním stavu techniky poněkud usnadňuje realizaci tohoto systému. Budeme tedy počítat s distribuovaným způsobem měření TDOA.

Pro přesný odhad polohy cíle při distribuovaném měření časů příchodu je tedy nutné mít přesnou synchronizaci interních hodin jednotlivých přijímačů. V tomto případě je potřeba zajistit synchronizaci v řádu zlomků až jedné nanosekundy. Chyba času jedné nanosekundy

odpovídá chybě vzdálenosti vysílače od přijímače 0,3 m. V tomto případě je velmi vhodné použití optických vláken k synchronizačnímu propojení jednotlivých přijímacích stanic.

### 2.1.6 Chyby vlivem mnohacestného šíření signálu

Na Obr. 13 je ukázka možného schématu mnohacestného šíření signálu. Pro co nejpřesnější určení polohy je zásadní vybrat z příchozího signálu pouze přímý paprsek vysílač-přijímač (modrá čára na Obr. 13). Odpovídá nejkratší trase mezi cílem a přijímačem. Problémy nastávají zejména v případě, že odražený signál, jehož dráha může být delší o několik metrů, má vyšší výkon než přímý paprsek z důvodu průchodu přes menší počet zdí nebo přes slabší zdi atd. Jeho vliv na výsledky měření by pak mohl zcela znehodnotit určování polohy vysílače časoměrnou metodou v těchto podmínkách. Odhadujeme, že chyba měření času příchodu, způsobená touto cestou by mohla být klidně i 13 ns (4 m), viz kap. 4.4.1. Nejkratší paprsek však nelze jednoduše separovat od celé směsi replik. Problém potlačení vlivu vícecestného šíření bude řešen v dalších kapitolách.



Obr. 13: Ukázka situace s mnohacestným šířením

## 2.2 Výběr systému

V našem případě jak už bylo řečeno, jde o určování polohy objektu na krátké vzdálenosti, čímž se myslí desítky až stovky metrů v komplikovaném prostředí s mnoha překážkami. V takovém prostředí hrají velkou roli odrazy od těchto překážek a mnohacestné šíření signálu (Multipath). Vzhledem k tomu, by využití systémů, pracujících s odrazy od objektů (primární radary, eliptické časoměrné systémy) vyžadovalo náročné potlačení silných odrazů od překážek. Tento problém je naopak zcela eliminován u systémů s kooperujícími objekty, jako jsou sekundární radar nebo s vlastním vysílačem jako je hyperbolický časoměrný systém. Princip sekundárního radaru by však vyžadoval dotazovače a odpovídače včetně signálového zpracování na všech stanicích i na sledovaných objektech, tedy mnohem komplikovanější vybavení. Proto jsme pro náš systém zvolili hyperbolický časoměrný systém, případně časoměrný kombinovaný se směroměrným systémem. Dále tedy probereme jen metody určování polohy v hyperbolických systémech (TDOA – Time Difference of Arrival).

## 2.3 Metody výpočtu polohy

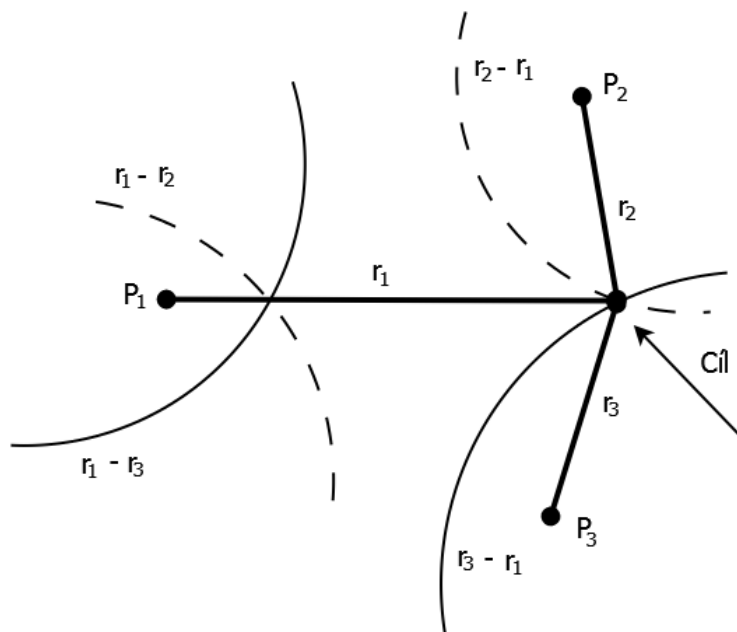
Konfigurace hyperbolického systému, k němuž se vztahuje následující označování veličin, s nimiž zde budeme pracovat, je uvedena na Obr. 14. Vztah mezi rozdílem vzdáleností a TDOA mezi přijímači je dána soustavou rovnic

$$r_{i,j} = c\tau_{i,j} = |r_i - r_j| \quad 33.$$

Kde  $c$  je rychlost světla a  $\tau_{ij}$  je TDOA mezi přijímači  $i$  a  $j$ . Hyperboloidy, které přísluší rozdílům vzdáleností  $r_{ij}$  ve 3-D systému jsou dány rovnicemi

$$\begin{aligned} r_{i,j} = & \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2} \\ & - \sqrt{(x_j - x_0)^2 + (y_j - y_0)^2 + (z_j - z_0)^2} \end{aligned} \quad 34.$$

Kde  $(x_i, y_i, z_i)$  a  $(x_j, y_j, z_j)$  definují polohy přijímačů  $i$  a  $j$ .  $r_{ij}$  je potom vypočtený rozdíl vzdáleností vysílače od stanic  $i$  a  $j$  a  $(x_0, y_0, z_0)$  jsou souřadnice vysílače.



Obr. 14: Ukázka konfigurace hyperbolického systému [3]

Cílem metody je určit souřadnice vysílače  $[x_0, y_0, z_0]$  a čas  $t_0$  což je moment vyslání signálu ze změřených okamžiků příchodů signálů na jednotlivé přijímače:  $\mathbf{t} = [t_1, \dots, t_N]$ . Souřadnice přijímačů jsou známé  $\mathbf{P}_i = [x_i, y_i, z_i]^T$ ,  $i = 1$  až  $N$ . Časy příchodů signálů  $\mathbf{t} = [t_1, \dots, t_N]$  lze vyjádřit takto:

$$t_i = t_0 + \tau_i = t_0 + r_i / c + \delta t \quad 35.$$

Kde  $\tau_i$  odpovídá době, kterou signál potřebuje k překonání vzdálenosti mezi vysílačem a přijímačem na  $i$ -té stanici,  $\delta t_i$  jsou chyby měření časů příchodů a  $r_i$  odpovídá vzdálenosti, kterou signál urazil:

$$r_i = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2} \quad 36.$$

pro  $i = 1$  až  $N$

Pro odhady polohy v hyperbolických systémech se používá tzv. pseudovzdáleností:

$$\rho_i = ct_i = ct_0 + \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2} \quad 37.$$

Jak už bylo řečeno, pro řešení této soustavy je zapotřebí minimálně čtyř rovnic. Při větším počtu rovnic lze za určitých podmínek odhad polohy vysílače zpřesnit.

Pro výpočet polohy vysílače ze znalostí pseudovzdáleností je možné použít celou řadu metod. Základní metodou by byla minimalizace rozdílu nelineárních hyperbolických rovnic pro všechna  $i$ :

$$\rho_i - ct_0 - \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2} \rightarrow 0 \quad 38.$$

To by však byla výpočetně velmi složitá úloha, zejména při použití více přijímačů. Pro 4 přijímače by se například jednalo o optimalizaci 12 parametrů. Proto se používají jiné metody: např. přímé metody [35] výpočtu (Ralph Bucher [30], Chan-Ho [32], Smith [34] atd.), iterační metody (postupné aproximace) - viz odst. 2.3.1., případně metoda založená na Kalmanově filtraci [63] nebo metoda založená na změně polohy jediného použitého přijímače V-TDOA [6]. Výhoda přímých metod, je nízká výpočetní náročnost, metody pracují s algebraicky upraveným vztahem (37). Metoda Ralph-Bucher je ale limitována pouze na 4 přijímače a obecně generuje dva kořeny, a výběr správného řešení není příliš dobře definován. Dále v případě chyb pseudovzdáleností mohou kořeny poloh vycházet komplexní, což znehodnocuje výsledek. V případě metody Chan-Ho je nevýhodou nutnost použít více než 4 přijímače pro jednoznačný výsledek. Při použití 4 přijímačů je výsledek metody vypočten z kvadratické rovnice, která dává dvě možnosti a určení správné z nich závisí na dodatečné informaci o poloze vysílače. Smith ve svém článku sice také nabízí několik verzí přímého výpočtu polohy vysílače, nicméně dodává, že jeho metody nedosahují přesností metod postupné aproximace (maximalizace věrohodnosti odhadu polohy), ale jsou vhodné pro určení výchozího bodu. V literatuře se od dob příchodu těchto přímých metod moc nového neobjevuje, nicméně jsou snahy alespoň stávající metody vylepšovat viz. vylepšená Chan-Ho metoda[33].

Potom existuje skupina metod založených na řešení nelineárních rovnic pseudovzdáleností pomocí postupných aproximací. Výhodou těchto metod je, že pokud konvergují, přibližuje se jejich výsledek k optimálnímu odhadu polohy vysílače ve smyslu maximální věrohodnosti. Postupné aproximace je možné dělat více způsoby - existují hlavní dva druhy metod tj. Taylorův rozvoj [37] a lineární [38], nelineární [40] a totální metoda nejmenších čtverců popř. další množství modifikací obou [39], [36]. Všechny tyto metody však vyžadují zadat počáteční bod odhadu souřadnic vysílače, jehož poloha pak ovlivňuje jejich konvergenci. Jsou také náročnější na výpočetní dobu v důsledku opakovaných iterací.

### 2.3.1 Metoda postupných aproximací s linearizací soustavy rovnic

Často používaná je iterační metoda, při níž se soustava v bodě současného odhadu polohy vysílače  $\hat{\mathbf{T}} = [\hat{x}_0, \hat{y}_0, \hat{z}_0, \hat{t}_0]$  linearizuje a další přiblížení se hledá jako řešení této

linearizované soustavy. Odchylku skutečné polohy od současného odhadu označíme  $\Delta\widehat{\mathbf{T}} \equiv \mathbf{T} - \widehat{\mathbf{T}} = [\Delta\widehat{x}_0, \Delta\widehat{y}_0, \Delta\widehat{z}_0, \Delta\widehat{t}_0]$ , kde  $\Delta\widehat{x}_0 = x_0 - \widehat{x}_0, \dots, \Delta\widehat{t}_0 = c \cdot (t_0 - \widehat{t}_0)$ . Potom má linearizovaná soustava tvar:

$$\Delta\boldsymbol{\rho} = \boldsymbol{\rho} - \widehat{\boldsymbol{\rho}} = \mathbf{H} \cdot \Delta\widehat{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \rho_1}{\partial \widehat{x}_0} & \frac{\partial \rho_1}{\partial \widehat{y}_0} & \frac{\partial \rho_1}{\partial \widehat{z}_0} & \frac{\partial \rho_1}{\partial \widehat{t}_0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \rho_N}{\partial \widehat{x}_0} & \frac{\partial \rho_N}{\partial \widehat{y}_0} & \frac{\partial \rho_N}{\partial \widehat{z}_0} & \frac{\partial \rho_N}{\partial \widehat{t}_0} \end{bmatrix} \cdot \Delta\widehat{\mathbf{T}} \quad 39.$$

Kde  $\widehat{\boldsymbol{\rho}}$  je vektor pseudovzdáleností pro polohu určenou vektorem  $\widehat{\mathbf{T}}$  a  $\boldsymbol{\rho}$  je naměřený vektor pseudovzdáleností. Matice  $\mathbf{H}$  je v bodě  $\widehat{\mathbf{T}}$  rovna:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \left( \frac{\widehat{x}_0 - x_i}{\widehat{r}_i} \right) & \left( \frac{\widehat{y}_0 - y_i}{\widehat{r}_i} \right) & \left( \frac{\widehat{z}_0 - z_i}{\widehat{r}_i} \right) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \left( \frac{\widehat{x}_0 - x_N}{\widehat{r}_N} \right) & \left( \frac{\widehat{y}_0 - y_N}{\widehat{r}_N} \right) & \left( \frac{\widehat{z}_0 - z_N}{\widehat{r}_N} \right) & 1 \end{bmatrix}. \quad 40.$$

Kde

$$\widehat{r}_i = \sqrt{(x_i - \widehat{x}_0)^2 + (y_i - \widehat{y}_0)^2 + (z_i - \widehat{z}_0)^2} \quad 41.$$

Pokud není systém přeúčtený, tzn. počet stanic je roven čtyřem, a matice  $\mathbf{H}$  je regulární, je možné maticovou rovnicí (34) vyřešit inverzí matice soustavy:

$$\Delta\widehat{\mathbf{T}} = \mathbf{H}^{-1} \Delta\boldsymbol{\rho} \quad 42.$$

V případě že je systém přeúčtený, je možno použít například metodu nejmenších čtverců [16], která dává vztah:

$$\Delta\widehat{\mathbf{T}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \Delta\boldsymbol{\rho}$$

K tomu je ale zapotřebí, aby byla matice  $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})$  regulární. O regularitě matice  $\mathbf{H}$  případně  $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})$  rozhoduje poloha bodu  $[\widehat{x}_0, \widehat{y}_0, \widehat{z}_0]$  a prostorové rozložení přijímacích stanic  $\mathbf{P}_i$ . Tento problém bude podrobněji analyzován v odst. 2.4.

### 2.3.2 Koeficienty DOP

Nepřesnost měření pseudovzdáleností  $\rho_1$  má za následek chybné určení polohy vysílače a okamžiku vysílání [10]. Jsou-li chyby měření pseudovzdáleností malé, lze očekávat, že způsobí i malé chyby v určení polohy. V takovém případě lze vztahy (37) v bodě řešení  $\mathbf{T} = [x_0$

$y_0, z_0, t_0$ ] linearizovat což vede na soustavu  $N$  lineárních rovnic mezi odchylkami (chybami)  $\{\delta\rho_i\}$ ,  $i = 1$  až  $N$  měření pseudovzdáleností a chybami v určení polohy  $\delta x_0, \delta y_0, \delta z_0$  a času vysílání  $\delta t_0$ :

$$\mathbf{H} \cdot \boldsymbol{\varepsilon}_T = \boldsymbol{\varepsilon}_\rho \quad 43.$$

kde:  $\boldsymbol{\varepsilon}_\rho = [\delta\rho_1 \delta\rho_2 \delta\rho_3 \dots \delta\rho_N]^T$  je sloupcový vektor chyb měření pseudovzdáleností  $\boldsymbol{\varepsilon}_T = [\delta x_0 \delta y_0 \delta z_0 \delta t_0]^T$  je sloupcový vektor chyb polohy a času vysílání.

Řešením této soustavy, za předpokladu regulárnosti matice  $\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{H}$ , je vztah:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_T = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \boldsymbol{\varepsilon}_\rho \quad 44.$$

který v případě  $N = 4$  a když  $\mathbf{H}$  je matice regulární, přechází ve vztah:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_T = \mathbf{H}^{-1} \boldsymbol{\varepsilon}_\rho \quad 45.$$

Pokud mají chyby měření pseudovzdáleností nulové střední hodnoty, bude mít i vektor chyb polohy nulové střední hodnoty a pro kovarianční matici chyb polohy  $\text{cov}(\boldsymbol{\varepsilon}_T)$  bude platit:

$$\text{cov}(\boldsymbol{\varepsilon}_T) = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \text{cov}(\boldsymbol{\varepsilon}_\rho) \cdot \mathbf{H} \cdot (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \quad 46.$$

Pokud ještě dále nejsou chyby měření pseudovzdáleností  $\{\delta\rho_i\}$  korelované a mají stejný rozptyl  $\sigma_\rho^2$  lze kovarianční matici  $\text{cov}(\boldsymbol{\varepsilon}_T)$  vyjádřit takto:

$$\text{cov}(\boldsymbol{\varepsilon}_T) = \sigma_\rho^2 (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} = \sigma_\rho^2 \mathbf{D} \quad 47.$$

Pro popis vlastností systému v závislosti na chybách se používají koeficienty zhoršení přesnosti DOP (Dilution of Precision) [52]. Střední kvadratickou odchylku horizontální  $\sigma_H$  nebo vertikální  $\sigma_V$  polohy vysílače potom popisuje vztah

$$\begin{aligned} \sigma_H &= HDOP \cdot \sigma_\rho \\ \sigma_V &= VDOP \cdot \sigma_\rho \end{aligned} \quad 48.$$

kde:  $\sigma_\rho$  je střední kvadratická chyba měření času příchodu.

Parametry  $HDOP$  a  $VDOP$  (horizontální DOP a vertikální DOP) je možné vyjádřit pomocí prvků matice  $\mathbf{D}$  takto

$$\begin{aligned} HDOP &= \sqrt{D_{11} + D_{12}} \\ VDOP &= \sqrt{D_{13}} \end{aligned} \quad 49.$$



Pokud jsou chyby měření pseudovzdáleností způsobeny pouze chybami měření času příchodů signálů lze  $\sigma_p$  v rov. (47) nahradit výrazem  $c \cdot \sigma_t$ , kde  $c$  je rychlost světla a  $\sigma_t$  je střední kvadratická chyba měření času příchodu.

## 2.4 Rozložení přijímacích stanic

Vztahy (43) až (49) jsou za podmínek uvedených u těchto vztahů - mj. při regulárnosti matice  $\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{H}$  - platné pro mezní chyby určení polohy, způsobené chybami měření pseudovzdáleností nezávisle na použité metodě výpočtu. Pokud by nebyla matice  $\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{H}$  regulární, může sice řešení soustavy rovnic (37) existovat, bude však nestabilní – tj. extrémně závislé i na velmi malých chybách měření  $\{\delta\rho_i\}$ . Vysoká citlivost vypočítané polohy vysílače na chybách měření pseudovzdáleností se však projeví i v blízkosti míst, kde je matice  $\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{H}$  neregulární. Mírou této citlivosti mohou být právě koeficienty *HDOP* a *VDOP*, které jsou vypočítány z matice  $\mathbf{D} = (\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{H})^{-1} \cdot \mathbf{H}^T$ .

Matice  $\mathbf{H}$  a tedy i koeficienty *HDOP* a *VDOP*, které, jak jsme už uvedli, nezávisí na metodě výpočtu polohy, však závisí na poloze vysílače  $[x_0, y_0, z_0]$  i na polohách všech přijímacích stanic  $[x_i, y_i, z_i]$ ,  $i = 1$  až  $N$  viz (40). Toho využijeme v další analýze při výběru optimálního rozložení přijímacích stanic.

Možností rozmístění přijímacích stanic kolem samostatně stojící budovy (vysílače) je celá řada. Na druhou stranu v reálných situacích například v centrech měst je pravděpodobnější pouze jedna možnost rozložení a to rozložit přijímače v úzkém pruhu před zkoumanou budovou. Pro TDOA systém je geometrie rozložení velmi kritická. Pokusili jsme se najít sub optimální polohu přijímačů u budovy zvolených rozměrů podle obr. 15 pomocí minimalizace koeficientů DOP pro jednotlivé konfigurace přijímačů. Poloha přijímačů byla omezena 10 metrů širokým pásem před budovou. Byla vyhledávána poloha 4 přijímačů znamenající optimalizaci 12 proměnných, což je dost výpočetně náročná úloha. Vysílač měnil polohu po skocích 1 m. Protože výsledná závislost má mnoho lokálních minim, bylo výchozí nastavení poloh přijímačů voleno náhodně metodou Monte Carlo při 1000 opakováních. Nalezené sub-optimální polohy přijímačů u budovy o rozměrech 50 x 20 metrů (viz. Obr. 15) bylo následující:

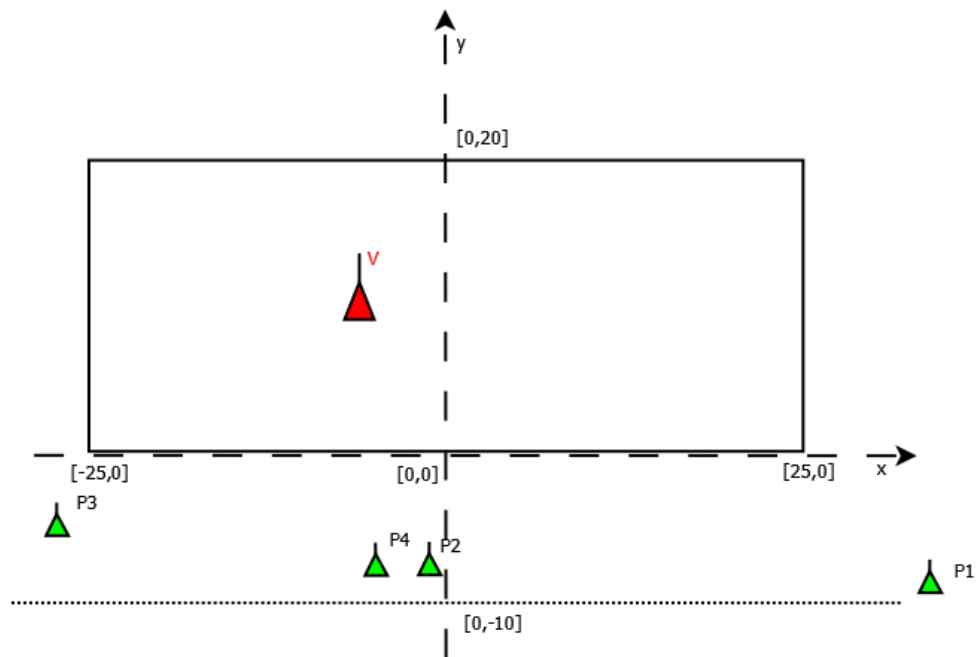
$$P1(x,y,z) = 33.2000 \quad -8.9000 \quad 1.4000$$

$$P2(x,y,z) = -1.6000 \quad -7.1000 \quad 6.7000$$

$$P3(x,y,z) = -26.5000 \quad -5.0000 \quad 5.2000$$

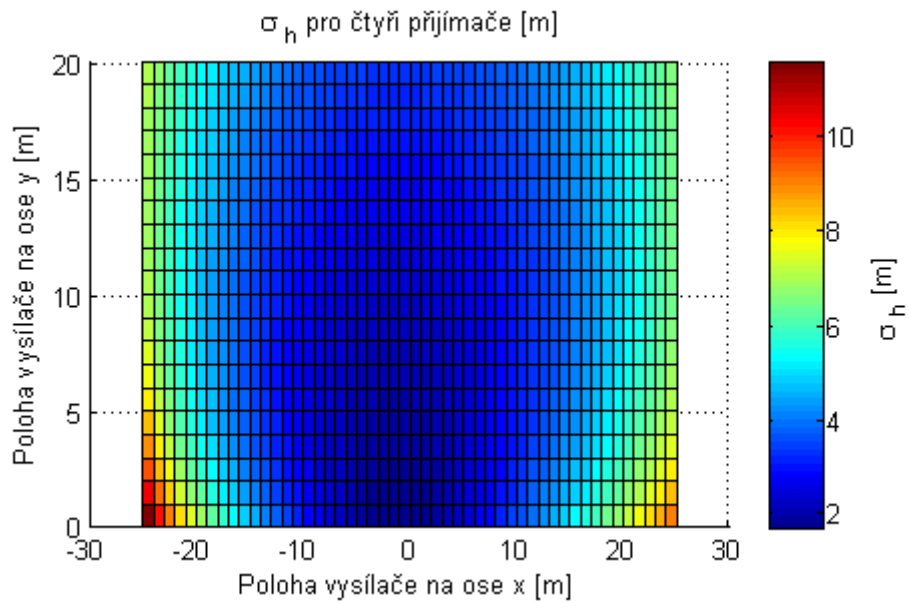
$$P4(x,y,z) = -5.2000 \quad -7.1000 \quad 0$$

Kde výsledné souřadnice jsou zaokrouhleny na 1 desetinné místo. Bylo ověřeno, že výsledky nejsou kriticky závislé na přesné poloze stanic (tedy, že optima jsou plochá). Do oceňovací funkce byla přibližně zahrnuta i chyba, způsobená průchodem signálu obvodovou zdí o tloušťce 0,5 m a relativní permitivitě  $\epsilon_r = 5$  prostřednictvím vztahu (44) resp. (45).



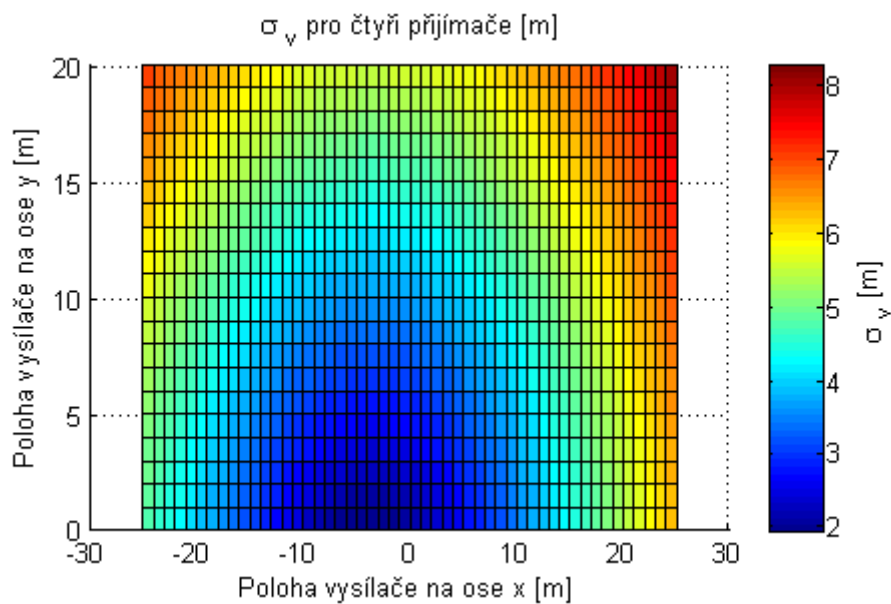
Obr. 15: Nalezené sub – optimální rozložení přijímačů kolem budovy o rozměrech 50 m x 20 m, výška 15 m.

Jako ukázkou výsledků uvádím výpočet horizontální i vertikální chyby polohy při optimalizovaných polohách přijímacích stanic na obr. 16 a 17. Vysílač se pohybuje po budově v jedné rovině  $z = 7$  m po 1 metrových krocích. Chyby pseudovzdáleností byly  $c.\sigma_t = 1m$ .



Obr. 16: Výpočet horizontální chyby pro konfiguraci 4 přijímačů

Horizontální chyba  $\sigma_H$  je nejmenší ve středu budovy a největší ve spodních rozích.



Obr. 17: Výpočet vertikální chyby

Vertikální chyba  $\sigma_V$ , je vidět největší ve vzdálených rozích a nejmenší chyby jsou ve středu osy x a při nižších polohách na ose y. Střední  $\sigma_H$  z celého grafu vyšla 4,08 m a střední  $\sigma_V$  vyšla 4,87 m.

Na vypočtených DOP charakteristikách jsou dobře vidět potenciálně problémová místa budovy pro tuto konfiguraci přijímačů. Na základě velkého množství výpočtů jsme si ověřili,

že při respektování výše uvedených omezení na možnosti rozložení stanic nelze nikdy beze zbytku pokrýt celý vnitřní prostor budovy. Jinak řečeno, že uvnitř budovy budou vždy místa, která budou mít matici  $\mathbf{H}^T \cdot \mathbf{H}$  blízkou neregulární matici a že tedy vždy půjde pouze o minimalizaci těchto prostorů.

Naším úkolem je teď najít výpočetní metodu, která bude pro nalezené sub-optimální rozložení přijímačů konvergovat v největším počtu poloh vysílače uvnitř budovy, případně bude dosahovat nejlepší přesnost.

## 2.5 Nelineární analýza výpočetních metod

Dosud jsme se zabývali pouze chybami určení polohy, způsobenými malými náhodnými chybami s nulovou střední hodnotou a se stejným rozptylem na všech stanicích, vypočítaných linearizací soustavy pomocí parametrů DOP. Z hlediska celého systému bylo pro nás důležité ověřit, zda je možné najít uspokojivý odhad polohy vysílače i při velkých chybách měření zdánlivých vzdáleností v důsledku průchodů signálu zdmi a působení dalších faktorů. Za tím účelem bylo nutno numericky simulovat hledání řešení zvolenou metodou z naměřených pseudovzdáleností. Nejprve jsme zhodnotili vybrané metody při výše uvedené sub-optimální konfiguraci pro čtyři přijímače. Následovalo použití metod při konfiguraci 5 až 10 přijímačů a nakonec byly metody doplněny o současné zpracování měření úhlů azimutu a elevace příchozího signálu. Určování polohy vysílače při současném měření úhlu a času příchodu signálu je v literatuře popisováno např. v [64],[4].

### 2.5.1 Chyby měření pseudovzdáleností

Konfigurace stanic odpovídá odstavci 2.4, obr. 15. Polohy vysílače budou počítány pro směs chyb měření pseudovzdáleností naznačených v odst. 2.1 a to zejména chyb určení polohy přijímačů, chyb synchronizace, chyb v důsledku vícecestného šíření (viz odst. 4.4) a chyb průchodem signálu obvodovou zdí.

Samozřejmě co se týče zpoždění signálu průchodem vnitřními zdmi, je velmi složité říci něco obecného, jelikož je to velmi závislé na množství zdí, jejich rozložení v budově atd. V ideálním případě by byl znám plán budovy převedený na model. Potom by bylo možné přibližně určit zpoždění signálu šířícího se z libovolného místa budovy například pomocí paprskového modelu šíření signálu ve vnitřních prostorách ([41], [42]).

V našem případě jsme do chyb pseudovzdáleností zahrnuli chyby, způsobené průchodem signálu obvodovou zdí tloušťky 0,5 m, rovnoběžnou s osou x (obr. 15) z materiálu o  $\varepsilon_r = 5$  (viz odstavec 2.1.1).

Pro výpočet střední chyby odhadu polohy u jednotlivých metod byly náhodné chyby měření pseudovzáleností voleny metodou Monte Carlo s 1 000 pokusy. V každém pokusu je generována směs náhodných chyb s normálním rozložením v metrech a to:

$$\begin{aligned}\mu_s &= 0m; \sigma_s = 0,3m; \mu_x = 0m; \sigma_x = 0,5m; \\ \mu_m &= 0,042m; \sigma_m = 0,064m;\end{aligned}\tag{50.}$$

kde index:

- $s$  - označuje chybu synchronizací (viz odst. 2.1.5)
- $x$  - označuje chybu určení polohy přijímačů (viz odst. 2.1.3)
- $m$  - označuje chybu způsobenou vícecestným šířením (odst. 4.4.3, modifikovaná kovarianční metoda při hodnotách S/N 10 dB).

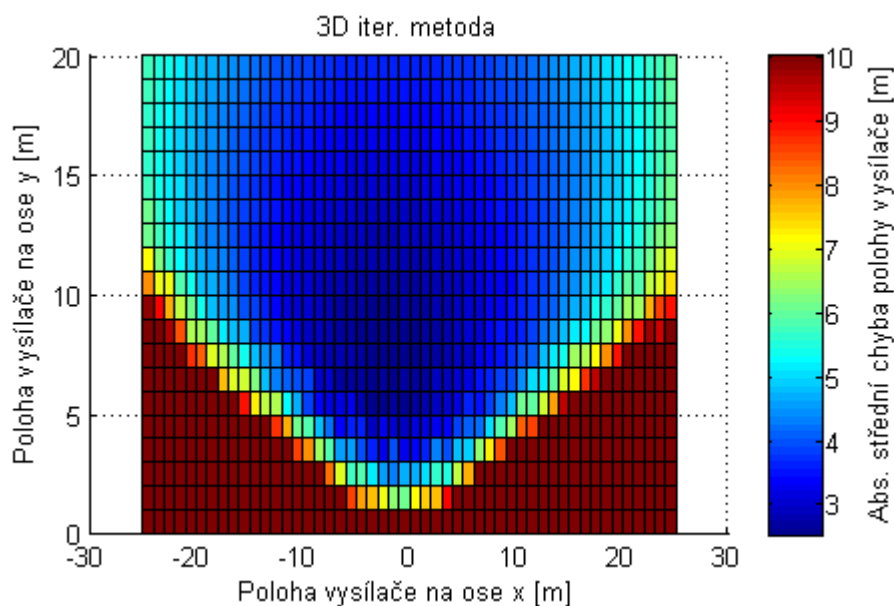
### 2.5.2 Výpočet polohy vysílače v případě 4 přijímacích stanic.

Protože přímé metody v konfiguraci pouze 4 přijímačů nedávají příliš dobré výsledky byla pro tuto simulaci vybrána základní 2D a 3D iterační metoda naznačené v odstavci 2.3.1

Konvergence metod postupné aproximace je dost závislá na výběru výchozího bodu a proto byla ještě přidána 3D iterační metoda jejíž výchozí bod byl nalezen pomocí 2D iterační metody (modifikovaná 3D metoda). Výchozí bod obou metod byl volen ve středu budovy.

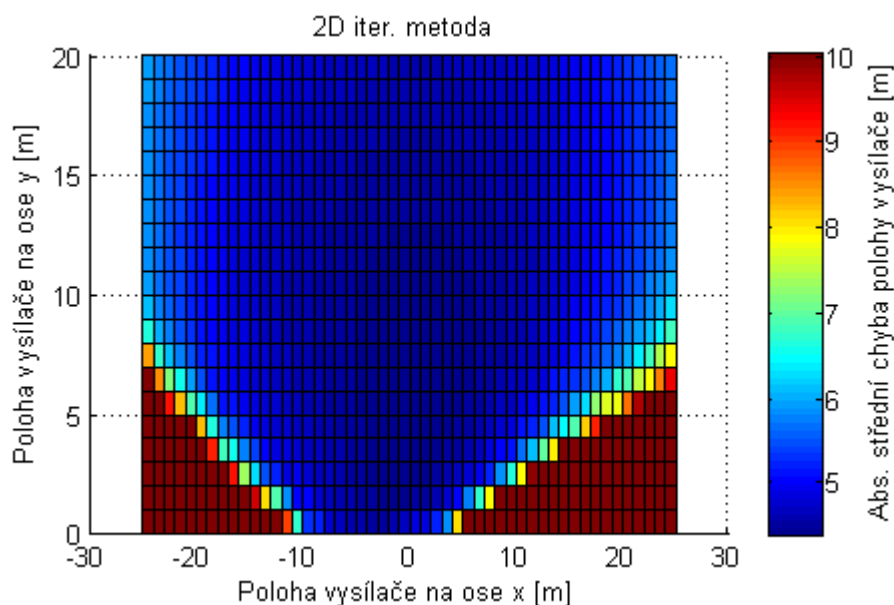
Poté je hodnotám chyb větším než 100 m popř. nečíselným hodnotám přiřazena hodnota chyby 100 m, což při průměrování z 1 000 hodnot znamená zvětšení střední chyby o 0,1 m s každou takovou chybou. Tím jsou ohodnocena místa, kde metoda nefunguje, popř. nefunguje v určitém počtu případů.

Na Obr. 18 jsou ukázány chyby polohy vysílače, vypočtené pomocí základní iterační 3D metody. Vidíme, že vysílač nebyl vůbec nalezen s uspokojivou chybou do 10 m na poměrně velké části budovy. Kvůli lepšímu zobrazení grafu byly chyby nad 10 metrů změněny na hodnotu 10 m.



Obr. 18: Výpočet polohy metodou 3D postupné aproximace s počátečním odhadem ve středu budovy

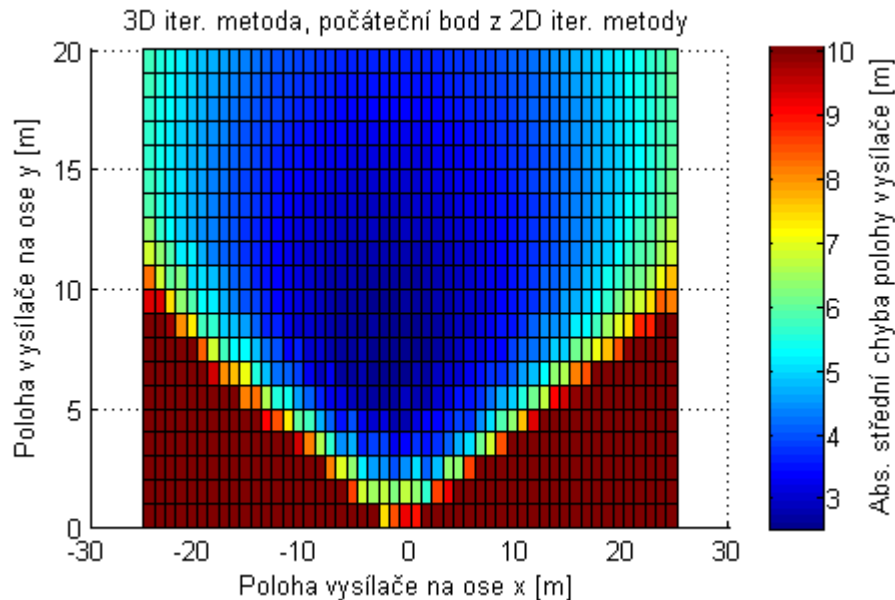
Střední chyba z celého grafu vychází 12,12 metrů. Na Obr. 19 je ukázka chyb při použití iterační metody 2D. Oproti oběma 3D metodám je budova z větší části pokryta uspokojivě. Střední horizontální chyba vychází 8.65 m.



Obr. 19: Výpočet polohy metodou 2D postupné aproximace s počátečním odhadem ve středu budovy

Na Obr. 20 je vypočtena poloha vysílače pomocí 3D iterační metody jejíž počáteční bod byl vypočten pomocí 2D metody. Protože metody postupné aproximace závisí do velké míry na zvoleném počátečním bodu odhadu hledané polohy, nabízí se zde využít informaci o

odhadnuté poloze vypočtené z 2D metody. I když z grafu není příliš zaznamenanatelný rozdíl mezi oběma 3D metodami, přece jen metoda našla vysílač na více místech budovy, což ale na střední chybu, která je zde 12,19 m nemělo přílišný vliv.

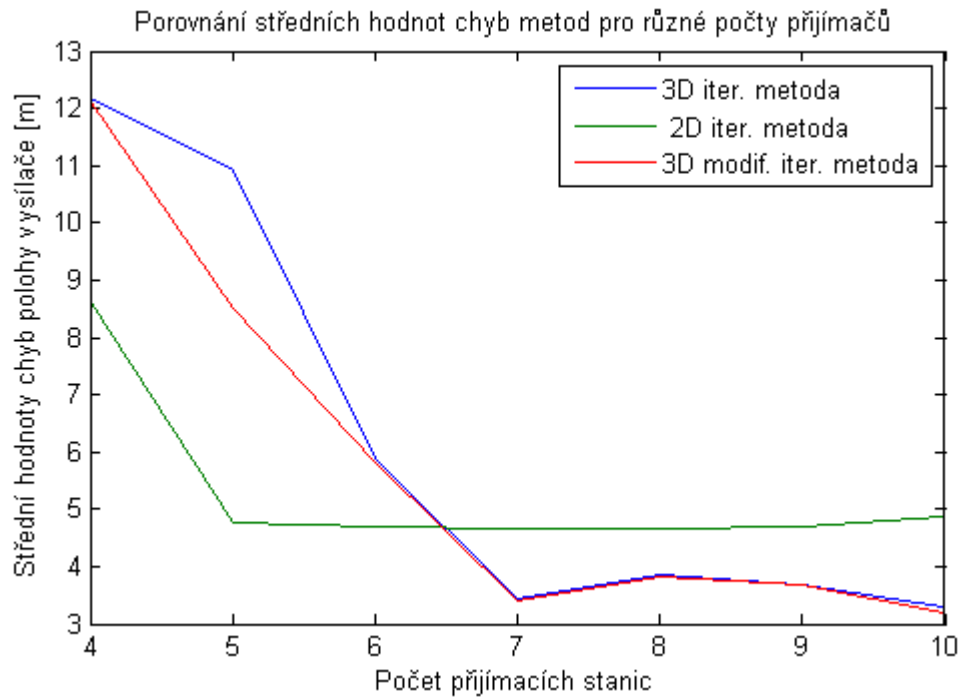


Obr. 20: Výpočet polohy metodou 3D postupné aproximace s počátečním odhadem pomocí 2D metody

Z grafů výpočtů poloh vysílače vyplývá nutnost vylepšení přesnosti metod. Toho je možné dosáhnout v zásadě dvěma způsoby a to zvětšením počtu přijímacích stanic, popřípadě modifikací iteračních metod při znalosti dodatečné informace, např. znalosti úhlu dopadu signálu. Tzn. přidáním ideálně měření elevace a azimutu vysílače, popř. alespoň jedno z toho.

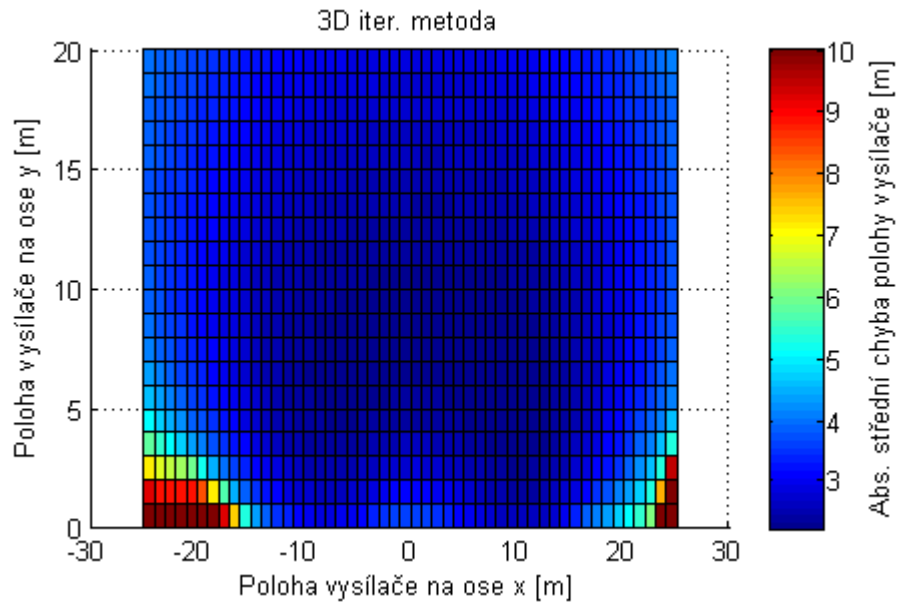
### 2.5.3 Zvýšení počtu přijímacích stanic.

Stejnými metodami byla vypočtena poloha vysílače a chyba jejího určení také pro rozložení s 5 až 10 přijímači. Rozložení přijímačů bylo pro každý počet přijímacích stanic opět nalezeno sub-optimální metodou. Následně byla porovnána střední hodnota celkové chyby. Na Obr. 21 vidíme grafy středních hodnot chyb všech 3 metod počítaných pro 4 až 10 přijímačů. Z grafu je patrné, že chyba 3D metod klesá s počtem přijímačů. Nejlepší výsledek vyšel pro 10 přijímačů. U 2D metody je možné pozorovat téměř konstantní chování od počtu 5 přijímačů výše. 2D metoda se také osvědčila jako nejrobustnější. Modifikace výchozího bodu u 3D metody nalezeného pomocí 2D metody se ukázalo, že nemá valný význam, obě 3D metody vykazují téměř stejnou chybu od 6 přijímačů výše.



Obr. 21: Porovnání chyb metod pro různý počet stanic

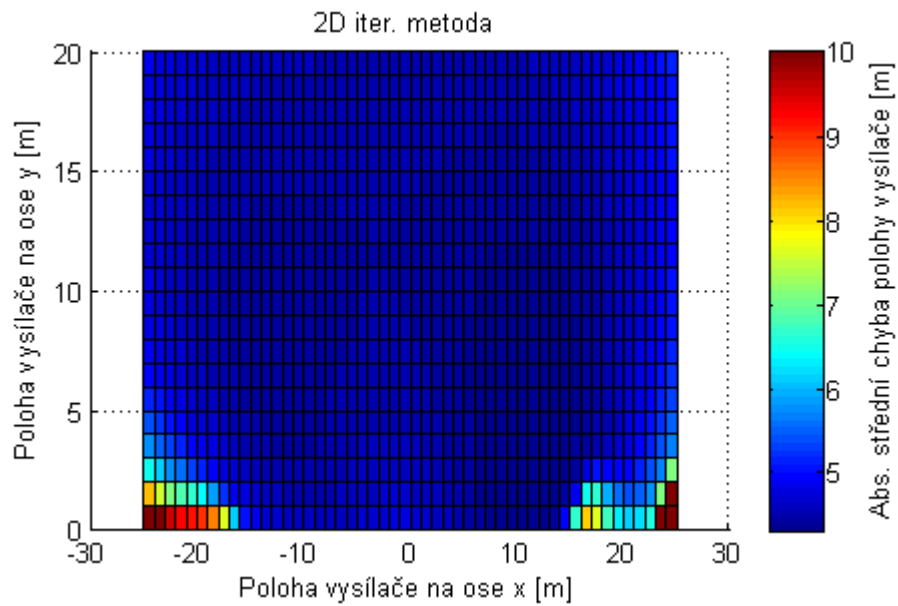
Ukázka výpočtu pro 10 přijímacích stanic je na Obr. 22, Obr. 23 a Obr. 24.



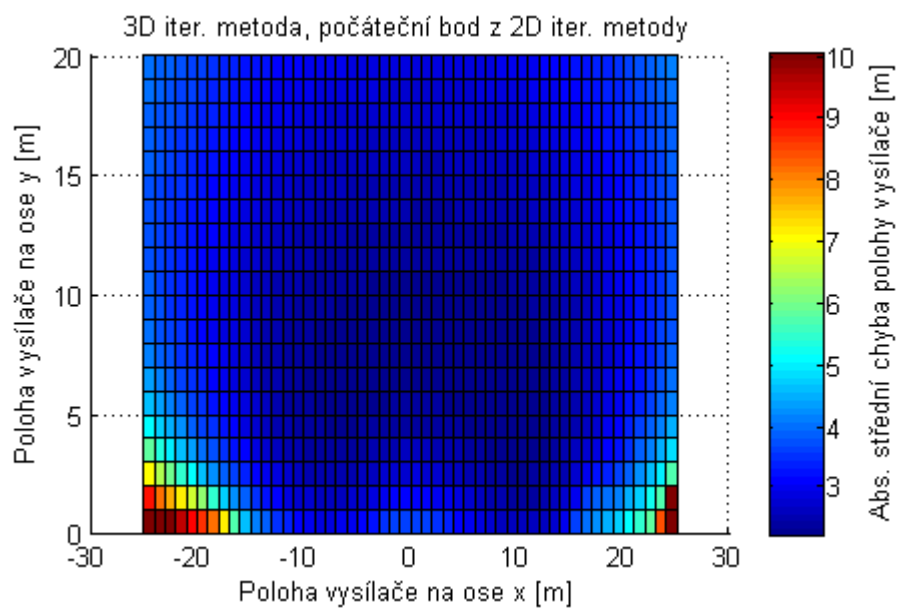
Obr. 22: 3D iter metoda pro 10 přijímačů

Na grafech vidíme, že metody pokrývají s nižší chybou větší část prostoru oproti výpočtu pouze ze 4 přijímačů.





Obr. 23: 2D iter. Metoda pro 10 přijímačů

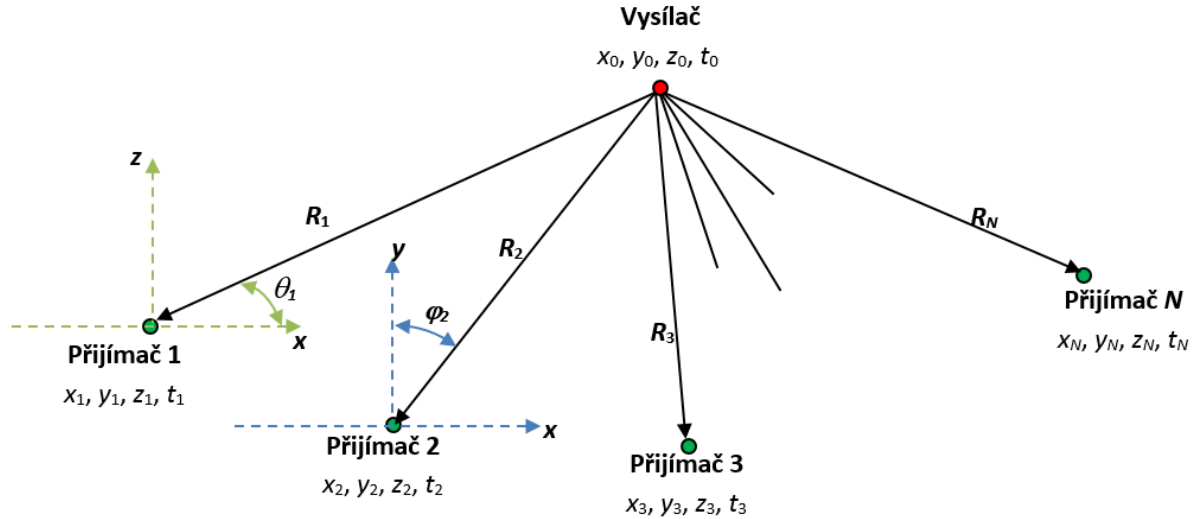


Obr. 24: Modif. Iter 3D metoda pro 10 přijímačů

Navýšit počet přijímačů se jeví jako jedna z možných cest jak zvýšit přesnost systému. Na druhou stranu proti zvyšování počtu stanic mluví složitost rozmístění těchto stanic, zvláště pokud by měly být synchronizovány pomocí optických kabelů, dále systémová složitost a složitější optimalizace polohy přijímačů.

## 2.5.4 Přidání informace o měření úhlu

Na Obr. 25 vidíme nastínění situace při měření jak doby příchodu signálu  $t_1$  až  $t_N$ , tak i úhlů dopadu vlny v azimutu  $\varphi_1$  až  $\varphi_N$  a v elevaci  $\theta_1$  až  $\theta_N$ .



Obr. 25: Situace při měření pseudovzdáleností a úhlů elevace a azimutu vysílače

Rovnice popisují toto měření takto:

$$\begin{aligned} \frac{R_n}{c} + t_0 + \delta t_n &= t_n \\ \frac{(x_0 - x_n)}{R_{0n}} + \delta[\sin(\varphi_n)] &= \sin(\varphi_n) \\ \frac{(z_0 - z_n)}{R_n} + \delta[\sin(\theta_n)] &= \sin(\theta_n) \end{aligned} \quad 51.$$

pro  $n = 1$  až  $N$ , kde:

$$\begin{aligned} R_n &= \sqrt{(x_0 - x_n)^2 + (y_0 - y_n)^2 + (z_0 - z_n)^2} \\ R_{0n} &= \sqrt{(x_0 - x_n)^2 + (y_0 - y_n)^2} \\ \delta[\sin(\varphi_n)] &= \sin(\varphi_n + \delta\varphi_n) - \sin(\varphi_n) \\ \delta[\sin(\theta_n)] &= \sin(\theta_n + \delta\theta_n) - \sin(\theta_n) \end{aligned} \quad 52.$$

z čehož po úpravách vychází:

$$\begin{aligned}
R_n + ct_0 - ct_n &= -c\delta t_n \\
\frac{(x_0 - x_n)}{R_{0n}} - \sin(\varphi_n) &= -\delta s\varphi_n \\
\frac{(z_0 - z_n)}{R_n} - \sin(\theta_n) &= -\delta s\theta_n
\end{aligned} \tag{53}$$

kde:  $\delta s\varphi_n = \delta[\sin(\varphi_n)]$  a  $\delta s\theta_n = \delta[\sin(\theta_n)]$

Počet rovnic je  $3N$ , takže tyto rovnice nelze splnit současně. Proto hledáme alespoň optimální řešení této soustavy. To znamená, že rovnice nebudou přesně splněny, ale bude platit:

$$\begin{aligned}
R_n + ct_0 - ct_n &= -c\delta t_n + \tau_n \\
\frac{(x_0 - x_n)}{R_{0n}} - \sin(\varphi_n) &= -\delta s\varphi_n + \varepsilon_n \\
\frac{(z_0 - z_n)}{R_n} - \sin(\theta_n) &= -\delta s\theta_n + \varrho_n
\end{aligned} \tag{54}$$

kde  $n=1$  až  $N$  a  $\tau_n, \varepsilon_n$  a  $\varrho_n$  jsou odchylky rovnic pro  $t_n, \sin(\varphi_n)$  a  $\sin(\theta_n)$ .

Při malých chybách měření lze rovnice (54) linearizovat. Dostaneme tak soustavu lineárních rovnic mezi chybami měření ( $c\delta t_n, \delta s\varphi_n, \delta s\theta_n$ ), chybami parametrů cíle (tedy polohy cíle a času vysílání) a chybami odhadu řešení rovnic ( $\tau_n, \varepsilon_n, \varrho_n$ ):

$$\begin{aligned}
\frac{\partial R_n}{\partial x_0} \delta x_0 + \frac{\partial R_n}{\partial y_0} \delta y_0 + \frac{\partial R_n}{\partial z_0} \delta z_0 + c\delta t_0 &= -c\delta t_n + \tau_n \\
A_n \delta x_0 + B_n \delta y_0 &= -\cos(\varphi_n) \delta \varphi_n + \varepsilon_n \\
E_n \delta x_0 + F_n \delta y_0 + G_n \delta z_0 &= -\cos(\theta_n) \delta \theta_n + \varrho_n
\end{aligned} \tag{55}$$

kde:

$$\begin{aligned}
A_n &= \frac{R_{0n} - (x_0 - x_n) \frac{\partial R_{0n}}{\partial x_0}}{R_{0n}^2}; & B_n &= -\frac{(x_0 - x_n) \frac{\partial R_{0n}}{\partial y_0}}{R_{0n}^2} \\
E_n &= -\frac{(z_0 - z_n) \frac{\partial R_n}{\partial x_0}}{R_n^2}; & F_n &= -\frac{(z_0 - z_n) \frac{\partial R_n}{\partial y_0}}{R_n^2}; & G_n &= \frac{R_n - (z_0 - z_n) \frac{\partial R_n}{\partial z_0}}{R_n^2}
\end{aligned} \tag{56}$$

Potom je možné rovnice (55) zapsat maticově:

$$\mathbf{C} \cdot \delta \mathbf{P} = \delta \mathbf{\Gamma} + \mathbf{\Phi} \tag{57}$$

kde:

- $\delta \mathbf{P}$  je vektor chyb polohy (času) vysílače
- $\delta \mathbf{\Gamma}$  je vektor chyb měření

- $\mathbf{C}$  je diferenciální matice
- $\Phi$  je vektor odchylek od splnění podmínek

Potom:

$$\delta\mathbf{P} = \begin{Bmatrix} \delta x_0 \\ \delta y_0 \\ \delta z_0 \\ \delta t_0 \end{Bmatrix}; \quad \delta\mathbf{\Gamma} = \begin{Bmatrix} \delta\rho_1 \\ \delta\rho_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \delta\rho_{3N} \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{Bmatrix} \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{C}_2 \\ \mathbf{C}_3 \end{Bmatrix}; \quad \Phi = \begin{Bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_{3N} \end{Bmatrix} \quad 58.$$

a dále:

$$\mathbf{C}_1 = \begin{Bmatrix} \frac{\partial R_1}{\partial x_0} & \frac{\partial R_1}{\partial y_0} & \frac{\partial R_1}{\partial z_0} & 1 \\ \frac{\partial R_2}{\partial x_0} & \frac{\partial R_2}{\partial y_0} & \frac{\partial R_2}{\partial z_0} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial R_N}{\partial x_0} & \frac{\partial R_N}{\partial y_0} & \frac{\partial R_N}{\partial z_0} & 1 \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{C}_2 = \begin{Bmatrix} A_1 & B_1 & 0 & 0 \\ A_2 & B_2 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A_N & B_n & 0 & 0 \end{Bmatrix}; \quad 59.$$

$$\mathbf{C}_3 = \begin{Bmatrix} E_1 & F_1 & G_1 & 0 \\ E_2 & F_2 & G_2 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ E_N & F_n & G_N & 0 \end{Bmatrix};$$

kde:

pro  $n = 1$  až  $N$ :  $\delta\rho_n = c\delta t_n$  a  $\eta_n = \tau_n$ ; pro  $n = N+1$  až  $2N$ :  $\delta\rho_n = \delta\mu_{n-N} \cdot \cos\varphi_{n-N}$  a  $\eta_n = \varepsilon_n$  a pro  $n = 2N+1$  až  $3N$ :  $\delta\rho_n = \delta v_{n-2N} \cdot \cos\theta_{n-2N}$  a  $\eta_n = \nu_n$ .

Odhad vektoru chyb  $\delta\mathbf{P}$  polohy a času lze provést různě, podle požadavků, kladených na odchylky  $\Phi$ . Nejvěrohodnějším odhadem, pokud jsou jednotlivé složky vektoru  $\Phi$  nezávislé a Gaussovské a pokud mají stejný rozptyl je odhad metodou nejmenších čtverců (LMS). To znamená, že se minimalizuje  $\Phi^H \cdot \Phi$  tj. součet kvadrátů složek vektoru  $\Phi$ .

Pak lze postupovat např. takto:

$$\mathbf{C} \cdot \delta\mathbf{P} = \delta\mathbf{\Gamma} + \Phi \quad | \mathbf{C}^H.$$

$$\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{C} \cdot \delta\mathbf{P} = \mathbf{C}^H \cdot (\delta\mathbf{\Gamma} + \Phi) \quad | (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{C})^{-1} \quad 60.$$

$$\delta\mathbf{P} = (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot (\delta\mathbf{\Gamma} + \Phi) = (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot \delta\mathbf{\Gamma} + (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot \Phi$$

LMS odhad chyb pak bude:  $\delta\mathbf{P} = (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot \delta\mathbf{\Gamma} = \mathbf{D} \cdot \delta\mathbf{\Gamma}$ , kde:  $\mathbf{D} = (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{C})^{-1} \cdot \mathbf{C}^H$ .

Pokud však nemají složky vektoru  $\Phi$  stejný rozptyl, zbytečně bychom tím potlačovali ty, které mají menší rozptyl. Nejlepší proto bude, když vynásobíme všechny proměnné takovými činiteli, aby rozptyly všech složek  $\Phi$  byly stejné. Vycházíme z toho, že známe varianční matici chyb měření  $\mathbf{W} = \text{var}[\delta\mathbf{\Gamma}] = \text{cov}[\delta\mathbf{\Gamma}]$  což je diagonální matice rozměru  $3N \times 3N$ ,  $W_{ii} = c^2 \sigma_{\tau}^2$  pro  $i = 1$  až  $N$  a  $W_{ii} = \cos^2(\varphi_{i-N}) \cdot \sigma_{\varphi}^2$  pro  $i = N + 1$  až  $2N$  a  $W_{ii} = \cos^2(\theta_{1-2N}) \cdot \sigma_{\theta}^2$  pro  $i = 2N + 1$  až  $3N$

Budeme tedy postupovat takto:

$$\mathbf{C} \cdot \delta\mathbf{P} = \delta\mathbf{\Gamma} + \Phi \quad | \cdot \mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1}$$

$$\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C} \cdot \delta\mathbf{P} = \mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot (\delta\mathbf{\Gamma} + \Phi) \quad | (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C})^{-1}$$

$$\delta\mathbf{P} = (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot (\delta\mathbf{\Gamma} + \Phi) =$$

$$= (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \delta\mathbf{\Gamma} + (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \Phi$$

61.

Vektor  $(\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \Phi$  má nyní nezávislé složky s Gaussovským rozložením (tedy i s nulovou střední hodnotou) ale se stejným rozptylem a proto je LMS odhad chyb parametrů cíle v tomto případě roven:

$$\delta\mathbf{P} = (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \delta\mathbf{\Gamma}$$

62.

Pokud by měl vektor  $\delta\mathbf{\Gamma}$  stejné rozptyly všech složek  $\sigma^2$ , bude matice  $\mathbf{W}^{-1}$  násobkem jednotkové matice  $\mathbf{W}^{-1} = \sigma^{-2} \cdot \mathbf{I}$  a dostaneme známý vztah:

$$\delta\mathbf{P} = (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot \delta\mathbf{\Gamma}$$

63.

Pro rozptylovou matici chyb odhadu polohy platí:

$$\mathbf{S} = \text{var}[\delta\mathbf{P}] = (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{E}[\delta\mathbf{\Gamma} \cdot \delta\mathbf{\Gamma}^H] \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C} \cdot (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C})^{-1} =$$

$$= (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C})^{-1}$$

64.

kde:  $\mathbf{W} = \mathbf{E}[\delta\mathbf{\Gamma} \cdot \delta\mathbf{\Gamma}^H]$ .

### 2.5.4.1 Výpočet polohy pomocí metody postupných aproximací s využitím informace o úhlech

Pro metodu postupných aproximací budou rozdíly parametrů cíle reprezentovány vektorem  $\Delta\mathbf{\Gamma}$ :

$$\Delta\mathbf{\Gamma} \equiv \begin{bmatrix} \|\Delta\mathbf{\Gamma}_a\| \\ \|\Delta\mathbf{\Gamma}_b\| \\ \|\Delta\mathbf{\Gamma}_c\| \end{bmatrix}; \quad \Delta\mathbf{\Gamma}_a \equiv \begin{bmatrix} \|\Delta\rho_1\| \\ \|\Delta\rho_2\| \\ \vdots \\ \|\Delta\rho_N\| \end{bmatrix};$$

$$\Delta\mathbf{\Gamma}_b \equiv \begin{bmatrix} \|\Delta\sin(\varphi_1)\| \\ \|\Delta\sin(\varphi_2)\| \\ \vdots \\ \|\Delta\sin(\varphi_N)\| \end{bmatrix}; \quad \Delta\mathbf{\Gamma}_c \equiv \begin{bmatrix} \|\Delta\sin(\theta_1)\| \\ \|\Delta\sin(\theta_2)\| \\ \vdots \\ \|\Delta\sin(\theta_N)\| \end{bmatrix} \quad 65.$$

Algoritmus metody:

1. Změříme  $\rho_{10}, \rho_{20}, \dots, \rho_{N0}, \sin\varphi_1, \sin\varphi_{20}, \dots, \sin\varphi_{N0}, \sin\theta_{10}$  až  $\sin\theta_{N0}$ . Vybereme výchozí polohu a čas vysílání:  $x_0, y_0, z_0, t_0 \equiv$  vektor  $\mathbf{P}_0$ .
2. Vypočteme hodnoty  $\rho_{11}, \rho_{21}, \dots, \rho_{N1}, \sin\varphi_{11}, \sin\varphi_{21}, \dots, \sin\varphi_{N1}, \sin\theta_{11}$  až  $\sin\theta_{N1}$  v bodě  $\mathbf{P}_0$
3. Vyhodnotíme rozdíly:  $\Delta\rho_{11}, \Delta\rho_{21}, \dots, \Delta\rho_{N1}, \Delta\sin\varphi_{11}, \Delta\sin\varphi_{21}, \dots, \Delta\sin\varphi_{N1}, \Delta\sin\theta_{11}$  až  $\Delta\sin\theta_{N1}$  ( $\equiv$  vektor  $\Delta\mathbf{\Gamma}_1$ )
4. Vypočteme matice  $\mathbf{C}$  a  $\mathbf{W}$  v bodě  $\mathbf{P}_0$  a korekci polohy a času vysílače:

$$\Delta\mathbf{P}_1 = (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C})^{-1} \cdot \mathbf{C}^H \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \Delta\mathbf{\Gamma}_1$$

5. Vypočteme nový vektor polohy vysílače:  $\mathbf{P}_1 = \mathbf{P}_0 + \Delta\mathbf{P}_1$
6. Pokračujeme opět bodem 3.

### 2.5.5 Linearizovaný výpočet chyby polohy vysílače

Pomocí vztahu (64) je možné vypočítat opět chyby  $\sigma_H$  a  $\sigma_V$  v lineárním přiblížení tentokrát i s využitím měření úhlů. Při výpočtech byly použity následující odhadnuté chyby měření:

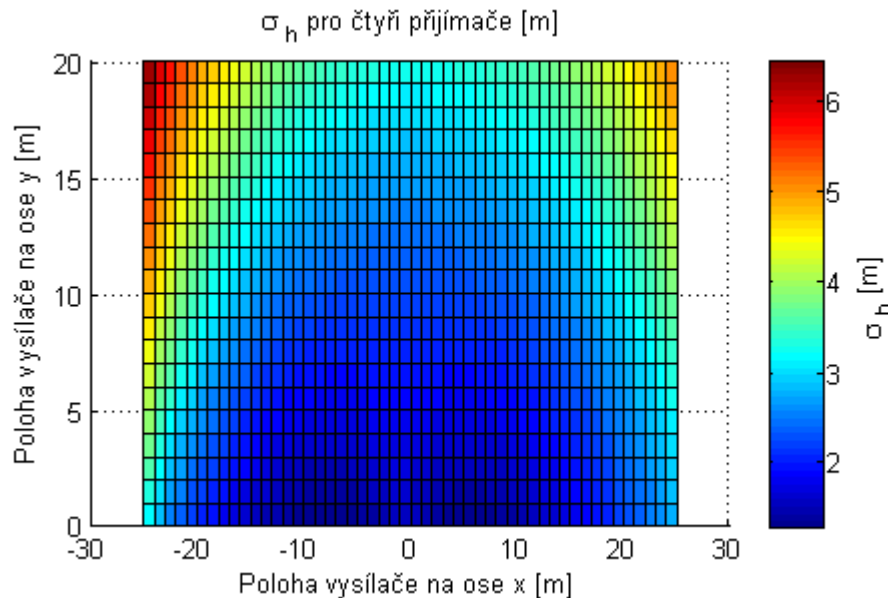
- $c \cdot \sigma_r = 1m$
- $\sigma_\varphi = 5^\circ$
- $\sigma_\theta = 5^\circ$

Výpočet byl proveden nejprve tak, že pouze stanice P2 (viz. Obr. 15), měřila jak azimut, tak elevaci vysílače. (Při výpočtech se totiž ukázalo, že pokud byla pouze jedna stanice vybavena měřením úhlů, pak to právě u stanice P2 vedlo na nejmenší chyby polohy vysílače).

Na Obr. 26 je vypočtena horizontální chyba  $\sigma_h$ , je vidět, že oproti Obr. 16 se chyba snížila a má i jiný průběh. Chyba se zvětšuje s narůstající souřadnicí y. Střední hodnota  $\sigma_h$  z grafu vyšla 2,9 m.

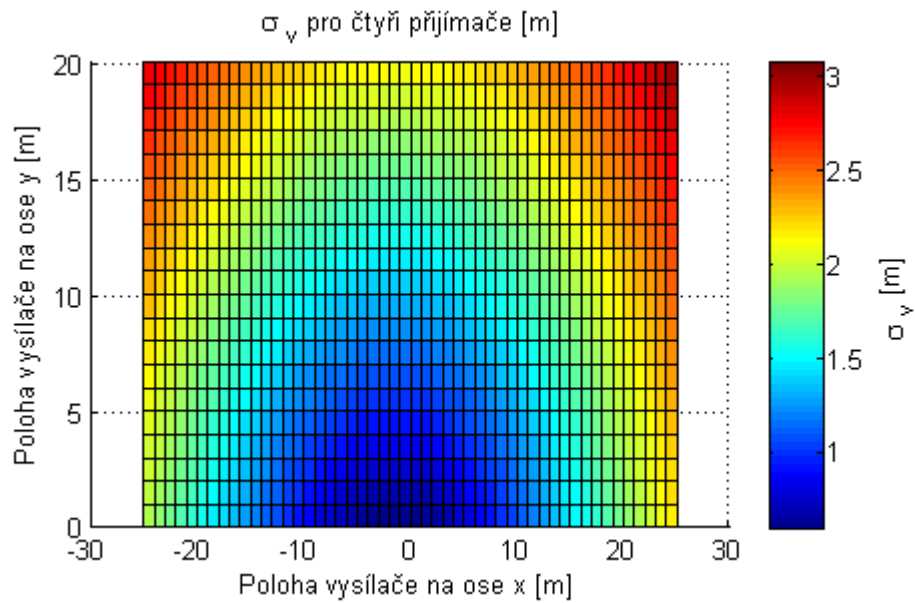
Na Obr. 27 je možné vidět výpočet vertikální chyby  $\sigma_v$ . Můžeme si všimnout, že charakteristika je velmi podobná té z Obr. 17. Nicméně velikosti chyb jsou oproti měření bez vyhodnocování úhlů výrazně menší.

Střední hodnota vertikální chyby  $\sigma_v$  vyšla 1,82 m což je velmi dobrá hodnota, vzhledem k tomu, že vertikální charakteristiky u těchto hyperbolických systémů obecně vycházejí méně příznivě než horizontální.



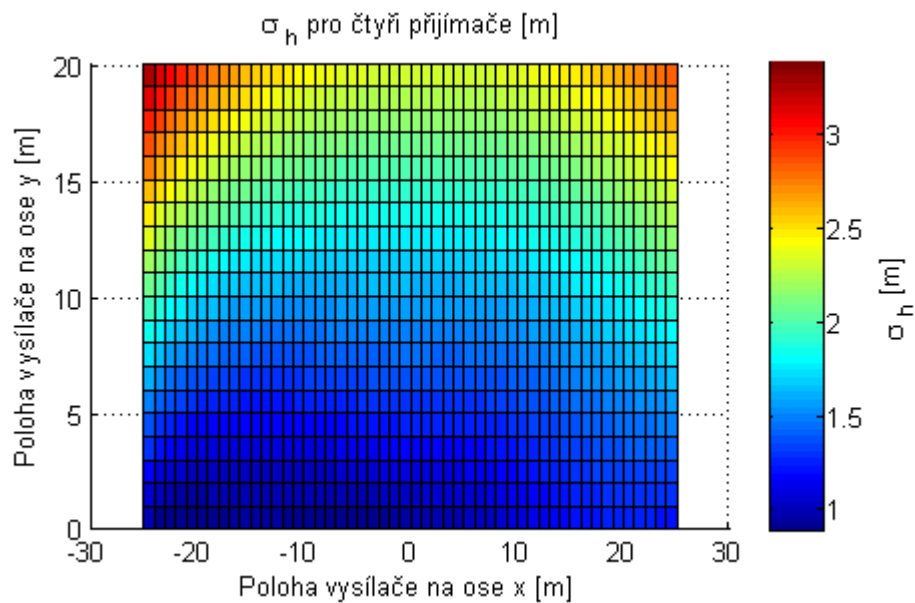
Obr. 26: Horizontální chyba polohy vysílače při současném měření azimutu a elevace stanic P2

Pokud porovnáme střední chyby pro metodu bez měření úhlů a s měřením úhlů, tak střední hodnota  $\sigma_h$  se snížila 1,41 krát a střední hodnota vertikální chyby  $\sigma_v$  se snížila 2,68 krát.



Obr. 27: Vertikální chyba polohy vysílače při současném měření azimutu a elevace stanicí P2

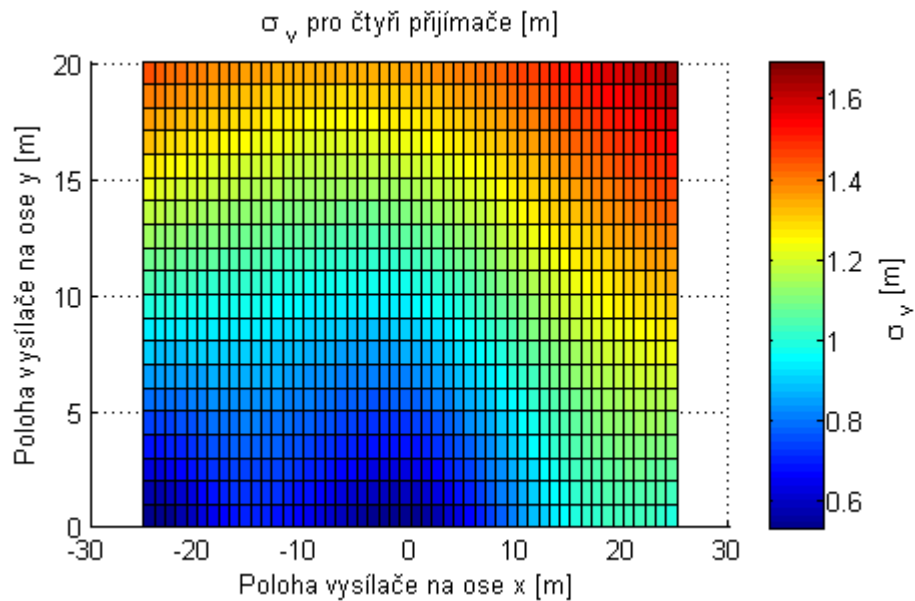
Pro úplnost přidáváme ještě výpočet chyb s použitím měření úhlů na všech čtyřech stanicích. Je to sice možnost obtížně realizovatelná, nicméně ukáže nám hranice, kam až se dá dostat se snižováním chyb u těchto kombinovaných metod.



Obr. 28: Horizontální chyba polohy vysílače při současném měření azimutu a elevace všemi stanicemi

Na Obr. 28 vidíme  $\sigma_H$  která se opět snížila. Střední hodnota  $\sigma_H$  z grafu vyšla 1,76 m.





Obr. 29: Vertikální chyba polohy vysílače při současném měření azimutu a elevace všemi stanicemi

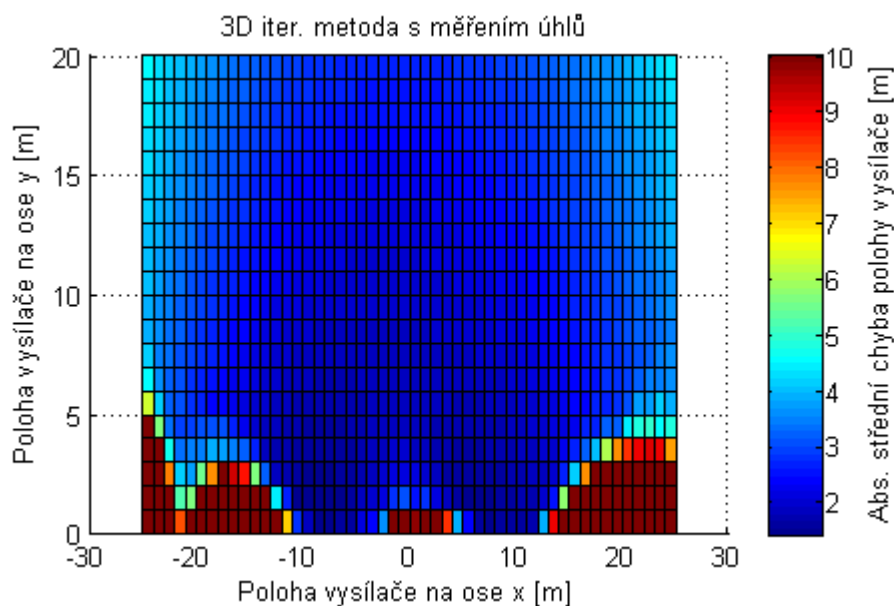
Na Obr. 29 vidíme vertikální chybu  $\sigma_v$ , jejíž hodnota se také oproti předchozím případům výrazně snížila. Střední hodnota vertikální chyby  $\sigma_v$  vyšla 1,09 m.

S pomocí měření úhlů na všech stanicích bylo možné dosáhnout snížení horizontální chyby oproti měření bez využití úhlů 2,32 krát a u vertikální chyby 4,47 krát.

### 2.5.6 Chyby určení polohy vysílače při nelineárním výpočtu

Pro praktické využití je potřeba ukázat chování metod v „reálných“ situacích, což v tomhle případě znamená nechat metody spočítat polohu vysílače pro stejné parametry chyb a rozložení přijímačů, včetně chyb zdmi, jako v experimentu v kap. 2.5.2. Numerický výpočet byl proveden podle algoritmu, uvedeném v odst. 2.5.4.1.

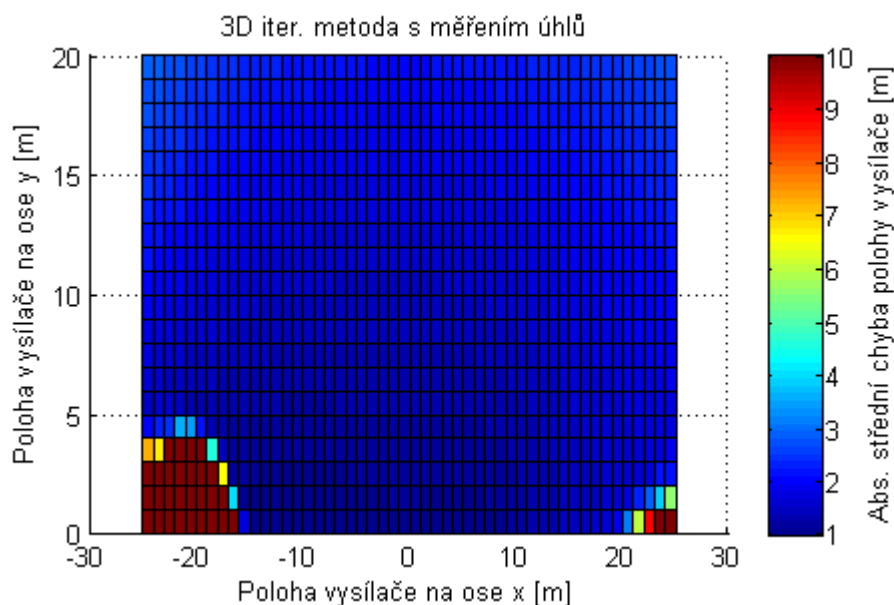
Na Obr. 30 vidíme situaci při použití měření elevace a azimutu na jednom přijímači.



Obr. 30: Výpočet se zohledněním měření úhlů na jedné stanici

Výsledky jsou srovnatelné s 3D metodou měření pomocí 10 přijímačů. Střední chyba je 3,88 metrů.

Poslední graf na Obr. 31 ukazuje situaci při měření elevace a azimutu u čtyř stanic, střední chyba je zde 2,24 metrů. Nicméně tato konfigurace je už dost technologicky náročná.



Obr. 31: Výpočet se zohledněním měření úhlů na čtyřech stanicích

## 2.6 Zhodnocení multilateračních metod

Cílem této kapitoly bylo nastínění problému, se kterými se takovýto systém potýká. Jednalo se o vliv chyb měření pseudovzdáleností, z nichž jako nejzávažnější se ukázaly chyby

v důsledku průchodu signálu zdmi. Bylo ukázáno, že TDOA metody, použité pro hledání polohy vysílače, jsou na tyto chyby velmi citlivé. Možností jak tuto situaci řešit je vícero:

- Mít model sledované budovy a dopočítat korekce k pseudovzdálenostem ze znalosti cest signálu jeho zpoždění a poloh přijímačů.
  - To je metoda velmi komplikovaná, vyžaduje rozsáhlou databázi modelů budov založených na aktuálních stavebních plánech
- Mít statistický model několika typů budov a pomocí něho korigovat chyby pseudovzdálenosti.
  - V literatuře (viz kap. 2.5.1) jsou naznačeny měření a statistické modely, které nicméně neklasifikují budovy do více tříd a jen velmi obecně definují měřený prostor jako kancelářské prostory. Autoři také připouštějí silnou závislost jejich modelů na konkrétních budovách.
- V této kapitole bylo ukázáno, že základní 3D iterační metody docházejí k dobrému pokrytí budovy se střední chybou do 4 m v případě, že je použito alespoň 7 přijímačů.
  - Větší počet přijímačů klade vyšší nároky na celkovou technologii systému, a především komplikuje rozmístění přijímačů kolem budovy (synchronizace se předpokládá pomocí optických kabelů).
- Pro předchozí důvod by bylo vhodné vylepšit klasickou 3D iterační metodu také o zpracování měření úhlů azimutu a elevace.
  - Toto vylepšení umožnilo použití pouhých 4 přijímačů za předpokladu, že jeden z nich měřil také azimut i elevaci vysílače. Střední chyba poté vyšla 3,88 m, což bylo srovnatelné s použitím 7 a více vysílačů bez měření úhlu. Variantně by však mohla jedna stanice měřit azimut a druhá elevaci.
- Nakonec bylo ukázáno použití 4 přijímačů, kde každý měřil úhly a toto řešení dosáhlo nejlepších výsledků. Střední chyba zde byla 2,24 m.

## 3 NÁVRH SIGNÁLU PRO LOKAČNÍ SYSTÉM A JEHO ZPRACOVÁNÍ

Jednou z největších výzev u tohoto systému je separace přímého signálu od změní jeho replik. To umožní pouze signál s dostatečně velkou šířkou pásma při použití metod, které mají velkou rozlišovací schopnost. Přitom případ, uváděný v odst. 2.1.2, kdy by zpožděná replika měla větší amplitudu, než signál, šířící se po nejkratší dráze nebude příliš častý, ale odražený signál bude mít s velkou pravděpodobností výkon stejný nebo nižší než přímý signál a to z důvodu útlumu při odrazu [20] i útlumu na delší dráze.

Ze signálů použitelných pro tento typ systému jsou velmi používané zejména dva druhy [6] a to buď signál ve tvaru úzkého impulzu (IR-UWB, [48]) nebo signál s mnoha nosnými vlnami (MC-UWB).

Nevýhodou úzkého širokopásmového impulzu IR-UWB je nutnost generovat impulz velmi vysoké amplitudy, která zajistí vyzáření dostatečné energie. Po zhodnocení obou typů signálu jsme tedy pro náš systém zvolili signál s mnoha nosnými vlnami, konkrétně OFDM [49], [50], jehož jednotlivé subnosné jsou modulovány modulací BPSK. Výběr koeficientů této modulace umožní identifikaci jednotlivých vysílačů pomocí unikátního kódu každého z nich, a tato modulace současně rozloží výkon signálu v čase, což eliminuje výkonovou špičku. Navíc OFDM signál umožňuje, jak bude vysvětleno v odst. 3.3.3, jednoduché použití metod se super rozlišením.

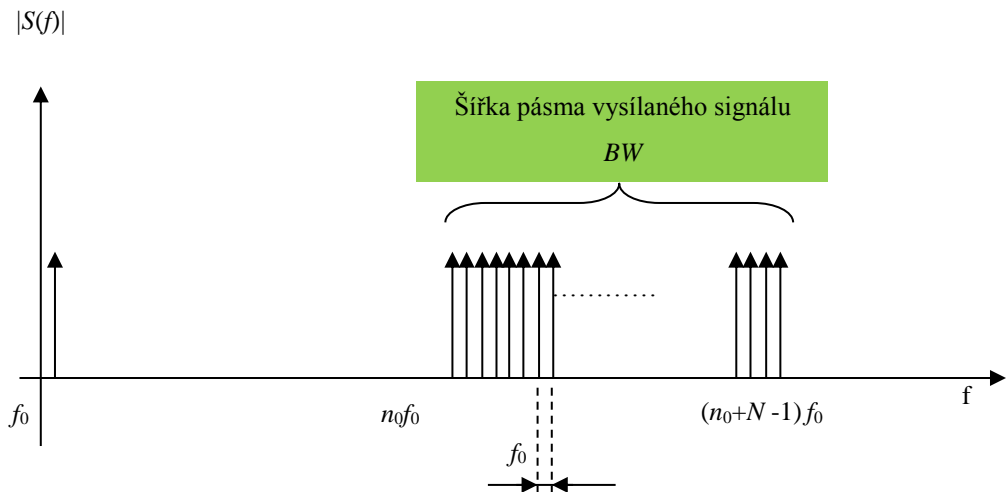
### 3.1 Modely signálů

#### 3.1.1 Model vysílaného signálu

Vysílaný signál  $s_1(t)$  je tvořen subnosnými vlnami o frekvencích  $f_n = (n_0 + n - 1)f_0$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ . Každá subnosná je modulována BPSK, tedy násobená koeficientem  $A_n = \pm 1$ . Spektrum vysílaného signálu je naznačeno na Obr. 32. Šířka pásma signálu je rovna  $BW = N \cdot f_0$ . Délka vysílaného impulzu  $T_s$  musí být větší, než délka intervalu ortogonality  $T_0 = 1/f_0$ . V čase tedy představuje vysílaný signál impuls délky  $T_s$  s počátkem v okamžiku  $t_0$  (jde tedy vlastně o jeden symbolový interval modulace OFDM):

$$s_1(t) = \sum_{n=1}^N A_n \exp[j2\pi f_0(n_0 + n - 1)t] \quad 66.$$

pro  $t \in \langle t_0, t_0 + T_s \rangle$



Obr. 32: Spektrum vysílaného signálu

### 3.1.2 Model přijatého signálu

Díky vícecestnému šíření signálu dorazí vysílaný signál k přijímači jako lineární kombinace přímého signálu a jeho replik a Gaussovského šumu  $\eta$ . Model přijatého signálu  $s_2(t)$  je pak možné zapsat takto ([5v]):

$$s_2(t) = \sum_{l=0}^L a_l s_1(t - \tau_l) + \eta(t) \quad 67.$$

Přijatý signál obsahuje informaci o zpoždění přímého signálu a jeho komplexní amplitudě. Za přímý signál můžeme považovat příspěvek  $a_0 s_1(t - \tau_0)$ . Posloupnost zpoždění dalších replik je pak  $\{\tau_l\}_{l=1} \text{ až } L$ .

Po přijetí je signál  $s_2(t)$  nejprve konvertován do základního pásma a navzorkován:

$$s_{2s}(t_k) = s_2(t_k) \exp(-j2\pi n_0 f_0 t_k) \quad 68.$$

Vzorkovaný signál  $s_{2s}(t_k)$  představuje vzorky komplexní obálky přijatého signálu. V našem případě musí vzorkovací kmitočet  $f_s$  splňovat podmínku  $f_s \geq 2.BW$ . Z důvodů vyšší přesnosti určení času příchodu volíme hodnotu podstatně větší, než je mezní hodnota  $2.BW$ . Počet vzorků uvnitř intervalu ortogonality  $T_0$  roven  $M = f_s.T_0$ .

### 3.2 Nalezení časového zpoždění přímého signálu

Odhad časového zpoždění přímého signálu je možný udělat více způsoby. Typicky se k tomuto účelu používají buď metoda vzájemné korelační funkce (CCF), nebo některá z adaptivních metod spektrální analýzy s vysokou rozlišovací schopností [22] (SAM).

### 3.2.1 Použití vzájemné korelační funkce

Navzorkovaný signál  $s_{2s}(t_k)$  je korelován se vzorem  $s_{1s}(t_k)$  a výsledkem je korelační funkce (4) s maximem v bodě odpovídajícím zpoždění přímého signálu  $\tau = \tau_0 + t_0$  obsahující ovšem také neznámý okamžik vyslání impulsu  $t_0$ . Neznámý okamžik  $t_0$ , který obsahují měření časů na všech stanovištích, se při aplikaci metody TDOA eliminuje (odst. 2.3). Cílem metody měření zpoždění je tedy nalezení počátku přijatého impulsu. Tento údaj je však nutný i při využití spektrálních metod.

V dalším textu bude tato metoda označována zkráceně jen metoda CCF (Cross Correlation Function).

### 3.2.2 Použití adaptivních spektrálních metod s vysokým rozlišením

Po nalezení počátku impulsu s pomocí korelační funkce, je vybrána část signálu o délce [5v]  $T_0$ , vzorkovaného  $N (> 2M)$  vzorky:

$$s_{2s}(t_k) = \sum_{n=1}^N b_n A_n \exp[j2\pi f_0(n-1)t_k] + \eta(t_k) \exp(-j2\pi m_0 f_0 t_k) \quad 69.$$

Kde:  $k = 1$  až  $M$  a

$$b_n = \sum_{l=0}^L a_l \exp[-j2\pi f_0(n-1)\tau_l] \quad 70.$$

je komplexní amplituda  $n$ -té subnosné. Vidíme, že komplexní amplitudy  $\{b_n\}$  subnosných přijatého signálu obsahují informaci o zpožděních  $\{\tau_l\}$  přímého signálu ( $l = 0$ ) i všech dalších replik  $l = 1$  až  $L$ .

Pro získání koeficientů  $b_n$  je nutné provést DFT získaných  $M$  vzorků signálu a prvních  $N$  komplexních amplitud se pak násobí koeficienty  $A_n$  což zajistí demodulaci signálu. Výsledkem je posloupnost koeficientů  $\{d_n\} = \{b_n\} + \{\eta_n\}$ , které se skládají z komplexních amplitud subnosných  $b_n$  a šumových složek  $\eta_n$ :

$$\mathbf{d} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{DFT}[s_{2s}(t_k)]_{n=1}^N \quad 71.$$

Kde:  $\mathbf{DFT}[s_{2s}(t_k)]_{n=1}^N$

je sloupcový vektor prvních  $N$  koeficientů DFT

$\mathbf{A}$

je diagonální matice  $N \times N$ , jejíž diagonální elementy tvoří vektor modulačních koeficientů  $\{A_n\}$

$\mathbf{d}$

je sloupcový vektor o  $N$  elementech  $d_n = b_n + \eta_n$

Výsledný vektor  $\mathbf{d}$  je tedy tvořen lineární kombinací komplexních exponenciál  $\exp[-j2\pi f_0(n-1)\tau_l]$  a bílého šumu  $\{\eta_n\}$ . Spektrum vektoru  $\mathbf{d}$  (tedy posloupnosti  $\{d_n\}$ ) bude mít tedy zřejmě maxima na frekvencích těchto komplexních exponenciál  $\theta_l = 2\pi f_0\tau_l$ . Výsledná zpoždění  $\tau_l$  je pak možné získat spektrální analýzou posloupnosti  $\{d_n\}$  a to buď prostřednictvím dalšího použití DFT na posloupnost  $\{d_n\}$  nebo aplikací adaptivních metod spektrální analýzy s vysokým rozlišením na tuto posloupnost ([22]).

### 3.2.3 Přehled adaptivních metod spektrální analýzy s vysokým rozlišením

Adaptivní metody spektrální analýzy odhadují kmitočty a komplexní amplitudy komplexních exponenciál v signálu za přítomnosti nekorelovaného Gaussova šumu [21]. Je možné je dělit na několik typů a to na neparametrické, parametrické a podprostorové [8v]. K neparametrickým metodám lze zařadit například periodogram nebo metody Capon. K parametrickým patří například Burgova metoda, kovarianční a modifikovaná kovarianční metoda a do podprostorových lze zařadit metody MUSIC, metodu vlastních vektorů (MinNorm), ESPRIT a dal.

Analýzou přesnosti a rozlišovací schopnosti metod se zabýváme v [5v], [8v]. Adaptivní metody spektrální analýzy zde byly testovány numericky. Pro každou metodu byl nejprve vyhledán sub-optimální řád  $p$ . Poté byla počítána chyba RMS určení přímého signálu za přítomnosti jedné repliky se stejnou amplitudou jako přímý signál, která je zpožděna v důsledku trajektorie delší o 0,05 až 3 m za přímým signálem. Přijímaný signál také obsahoval několik dalších vzdálenějších replik. Všechny metody vykazují velmi ploché minimum RMS v závislosti na zvoleném řádu, takže volba řádu  $p$  není kritická. Výsledky této analýzy shrnuje tabulka Tab.1. Jako nejpřesnější vychází za těchto podmínek modifikovaná kovarianční metoda [23]. Velmi podobných hodnot dosahují i některé varianty metody Capon, ale při podstatně vyšším řádu modelu, což značně komplikuje výpočty. Kovarianční metoda dává obecně horší výsledky při vysokém odstupu signál šum [62], Metody Min-Norm a MUSIC jsou velmi citlivé na přítomnost blízkých replik. To vše byly důvody, proč byla pro tuto práci vybrána modifikovaná kovarianční metoda.

Tab. 1: Tabulka výsledků numerické analýzy spektrálních metod

Metody	Optimální řád metody $p$	RMS chyba [m]
Modifikovaná kovarianční metoda	250	0,1497

FB-PSC Capon	850	0,1520
FB-ASC Capon	800	0,1530
F-PSC Capon	800	0,1652
F-ASC Capon	600	0,1977
Yule-Walker	450	0,2245
Kovarianční metoda	250	0,2452
Periodogram	50	0,2828
Burg	300	0,2960
Metoda vlastních vektorů	150	0,3828
MUSIC	150	0,3940

Modifikovaná kovarianční metoda patří mezi autoregresivní parametrické metody odhadu výkonu spektra signálu.

Obecně je autoregresivní proces (AR)  $\mathbf{x} = \{x_n\}$  modelován jako výstup filtru buzený bílým šumem o jednotkovém rozptylu. Přenos tohoto filtru je ukázán zde:

$$H(z) = \frac{b_0}{1 + \sum_{k=1}^p a_k z^{-k}} \quad 72.$$

Potom je možno odhad výkonu spektra zkoumaného procesu  $x_n$  popsat vztahem:

$$P_{xx}(\omega) = \frac{|b_0|^2}{\left|1 + \sum_{k=1}^p a_k e^{-jk\omega}\right|^2} \quad 73.$$

kde  $b_0$  a  $a_p$  jsou odhadnuté koeficienty AR modelu. Tyto koeficienty je možné vypočítat ze soustavy lineárních rovnic:

$$\begin{bmatrix} r_x(1,1) & r_x(2,1) & \cdots & r_x(p,1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_x(1,p) & r_x(2,p) & \cdots & r_x(p,p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_x(0,1) \\ \vdots \\ r_x(0,p) \end{bmatrix} \quad 74.$$



kde  $r_x$  jsou členy kovarianční matice  $\mathbf{R} = \mathbf{E}[\mathbf{x}^H\mathbf{x}]$ . Existují různé metody odhadu členů kovarianční matice  $\mathbf{R}$ . U modifikované kovarianční metody se vypočítají pomocí minimalizace součtu čtverců zpětných a dopředných chyb predikce podle vztahu:

$$r_x(k, l) = \sum_{n=p}^{N-1} [x_{n-l}x_{n-k}^* + x_{n-p+l}x_{n-p+k}^*] \quad 75.$$

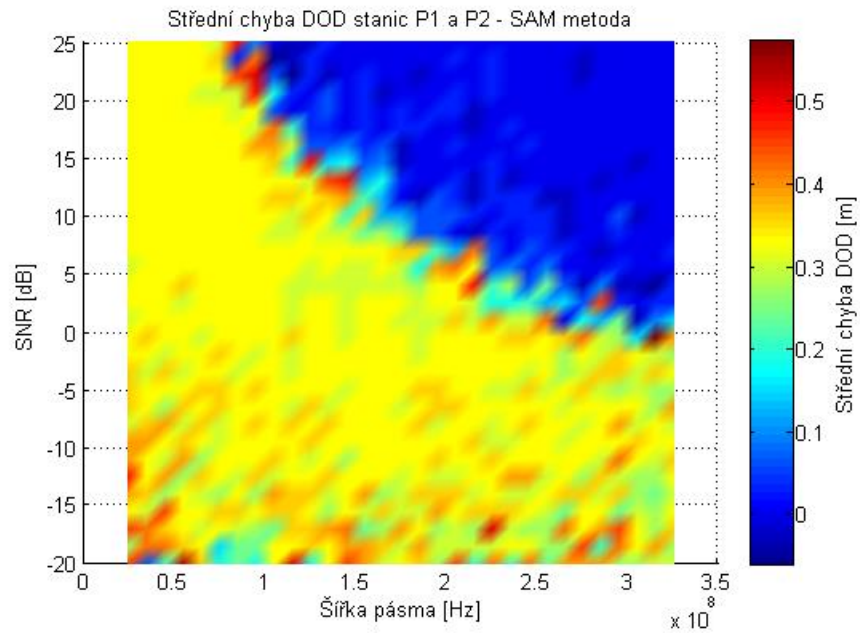
Vybraná modifikovaná kovarianční metoda bude v dalším textu označována zkráceně jako metoda SAM (Spectrum Analysis Method).

### 3.3 Volba šířky pásma

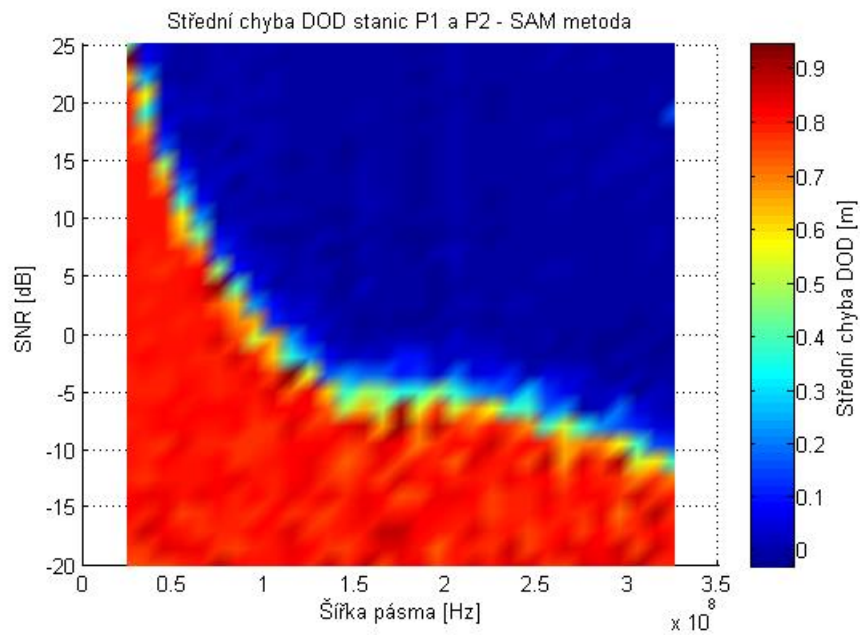
V časoměrných systémech je šířka pásma ( $BW$ ) signálu určujícím parametrem z hlediska rozlišovací schopnosti ve vzdálenosti. Ta pak přímo ovlivňuje dosažitelnou chybu měření pseudovzdálenosti, způsobenou šumem, ale i chybu v důsledku vícecestného šíření (přítomnost dalších zpožděných replik vysílaného signálu). V případě použití vzájemné korelační funkce (CCF) se dá rozlišovací schopnost určit ze vztahu (7). V tomto oddíle podrobíme analýze závislost rozlišovacích schopností obou metod na šířce pásma. Důležité parametry z hlediska chyby měření pseudovzdáleností jsou tedy šířka pásma  $BW$ , amplitudy, fáze a časová zpoždění dalších replik přijatého signálu a odstup signál šum ( $SNR$ ). Následující simulace ukazují závislost chyb měření pseudovzdálenosti u obou metod na šířce pásma a  $SNR$ . Pro tuto simulaci jsme zvolili model dvou přijímačů P1 a P2 s anténami ve stejné vzdálenosti od antény vysílače. Na první z přijímačů P1 přichází tzv. referenční signál, který obsahuje pouze přímý signál. Na P2 přichází přímý signál včetně jedné repliky, která má stejnou amplitudu jako přímý signál. Takto zjednodušený model je vhodný pro demonstraci vlastností systému. Šířka pásma generovaného signálu se mění od 25 MHz do 325 MHz.  $SNR$  se mění od -20 do 25 dB.

Na obrázcích Obr. 33, Obr. 34 a Obr. 35 jsou znázorněny závislosti střední chyby rozdílu pseudovzdáleností, které zde označujeme zkratkou DOD (Difference of Distances) na šířce pásma  $BW$  a odstupu  $SNR$ , pro tři vybrané vzdálenosti repliky od přímého signálu 0,65, 1,6 a 3,5 m. Zde byla použita metoda SAM. Je zřejmé, že chyba klesá s šířkou pásma i s odstupem signál šum.

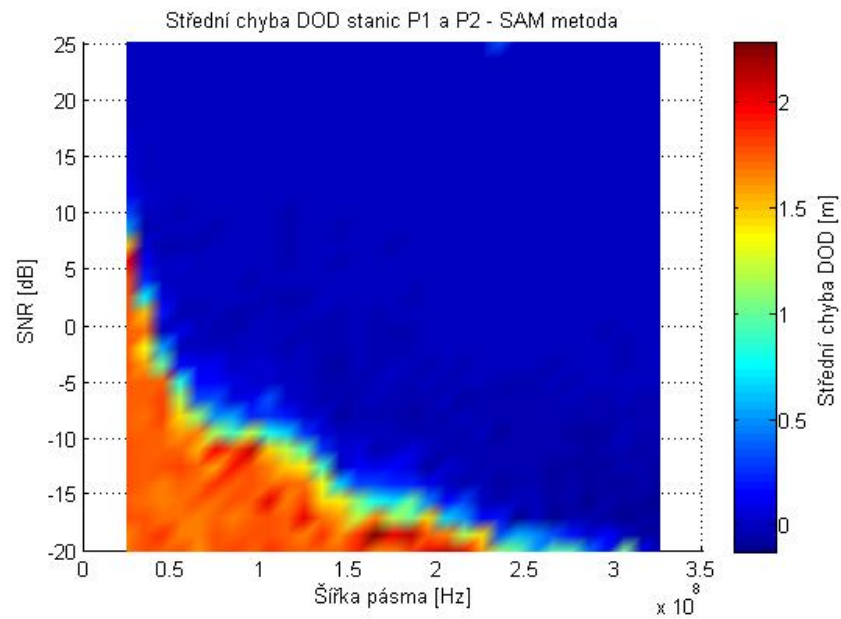
Na obrázcích Obr. 36, Obr. 37a Obr. 38 jsou znázorněny opět závislosti střední chyby DOD na  $BW$  a  $SNR$ , ale tentokrát byl výpočet proveden metodou CCF. Metoda CCF má schodovitý průběh, oproti metodě SAM a chyby DOD nezávisí tolik na odstupu  $SNR$ , ale o to více na šířce pásma, to je dáno nižší rozlišovací schopností metody.



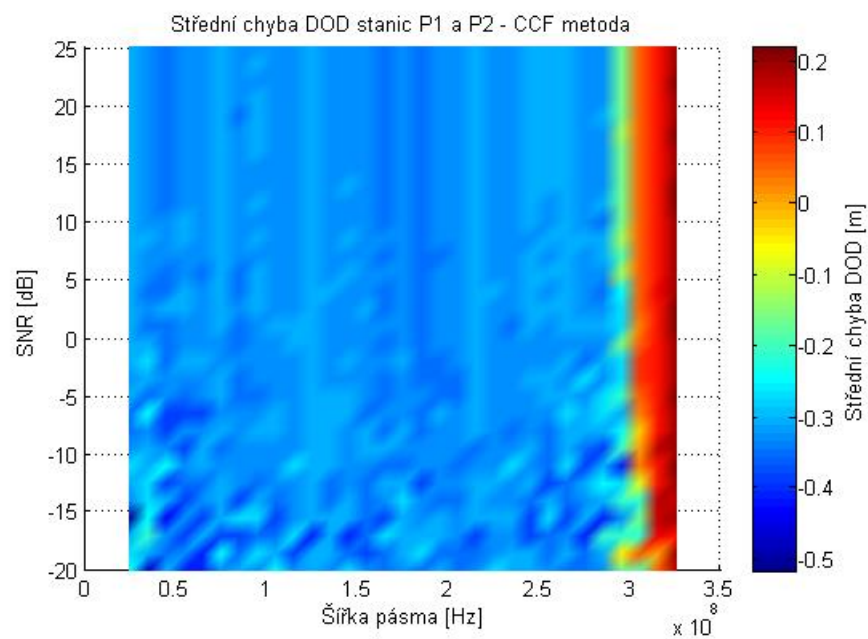
Obr. 33: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 0.65 m u metody SAM



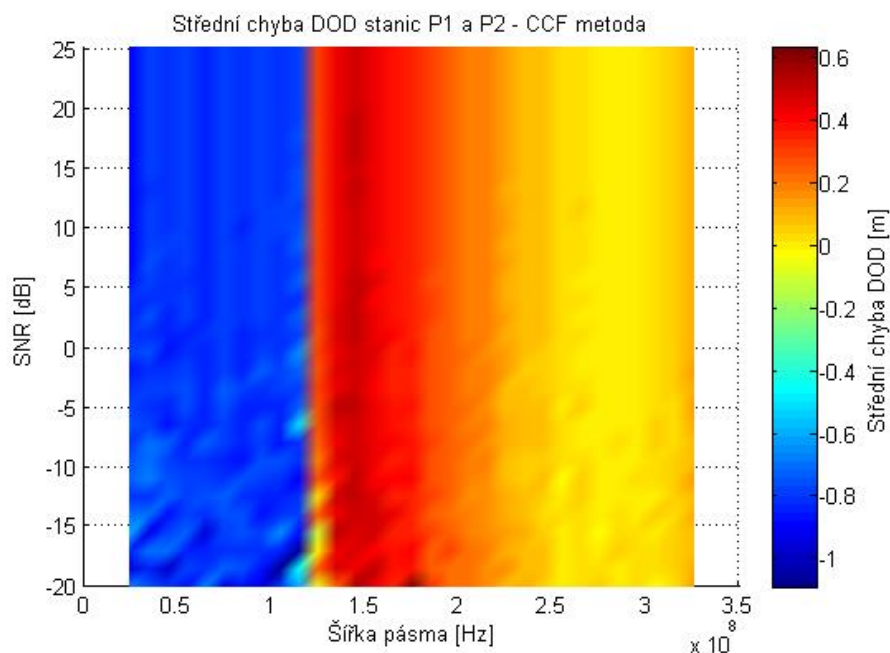
Obr. 34: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 1.6 m u metody SAM



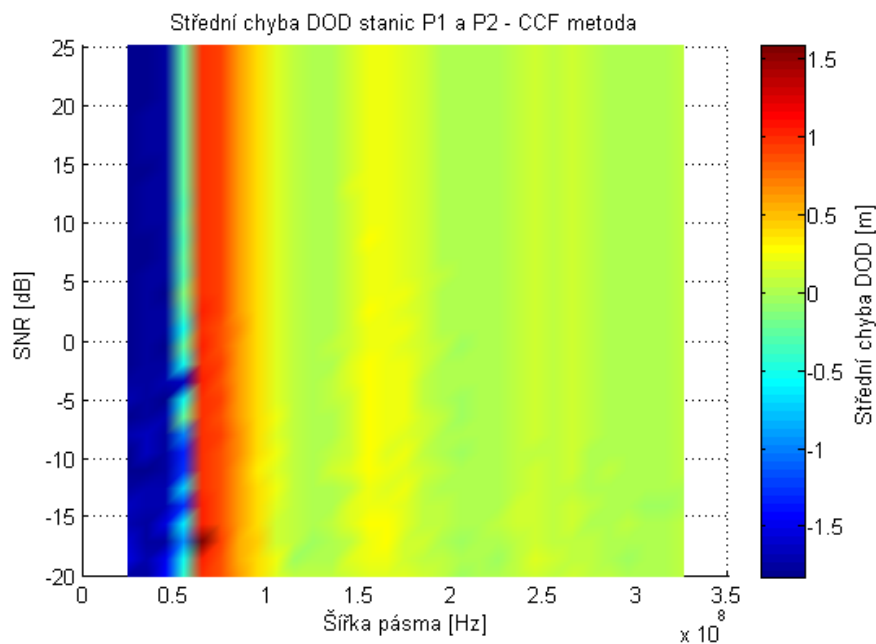
Obr. 35: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 3.5 m u metody SAM



Obr. 36: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 0.65 m u metody CCF.

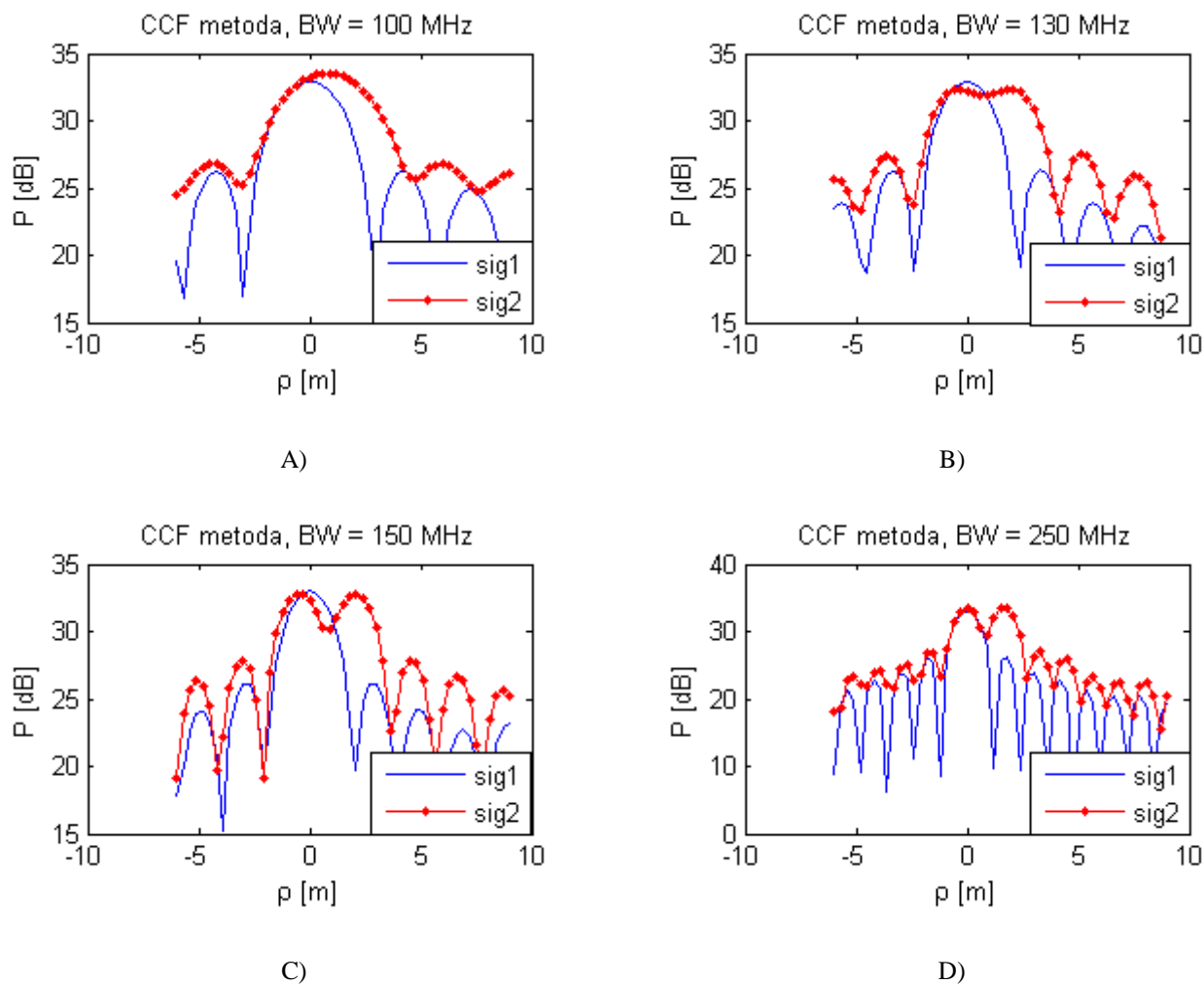


Obr. 37: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 1.6 metru u metody CCF.



Obr. 38: Střední chyba DOD pro vzdálenost repliky od přímého signálu 3.5 m u metody CCF.

U obou metod výpočtu je možné mluvit o několika stupních chování. První stupeň je, když metoda ještě není schopná rozlišit repliku od přímého signálu a to protože má signál malou šířku pásma, nebo replika je příliš blízko. Tato chyba viditelná na obrázcích Obr. 33, Obr. 34, Obr. 35, Obr. 36, Obr. 37, Obr. 38, odpovídá zhruba polovině vzdálenosti repliky a přímého signálu. První stupeň je dobře vidět na Obr. 39 – A) a Obr. 40 – A).

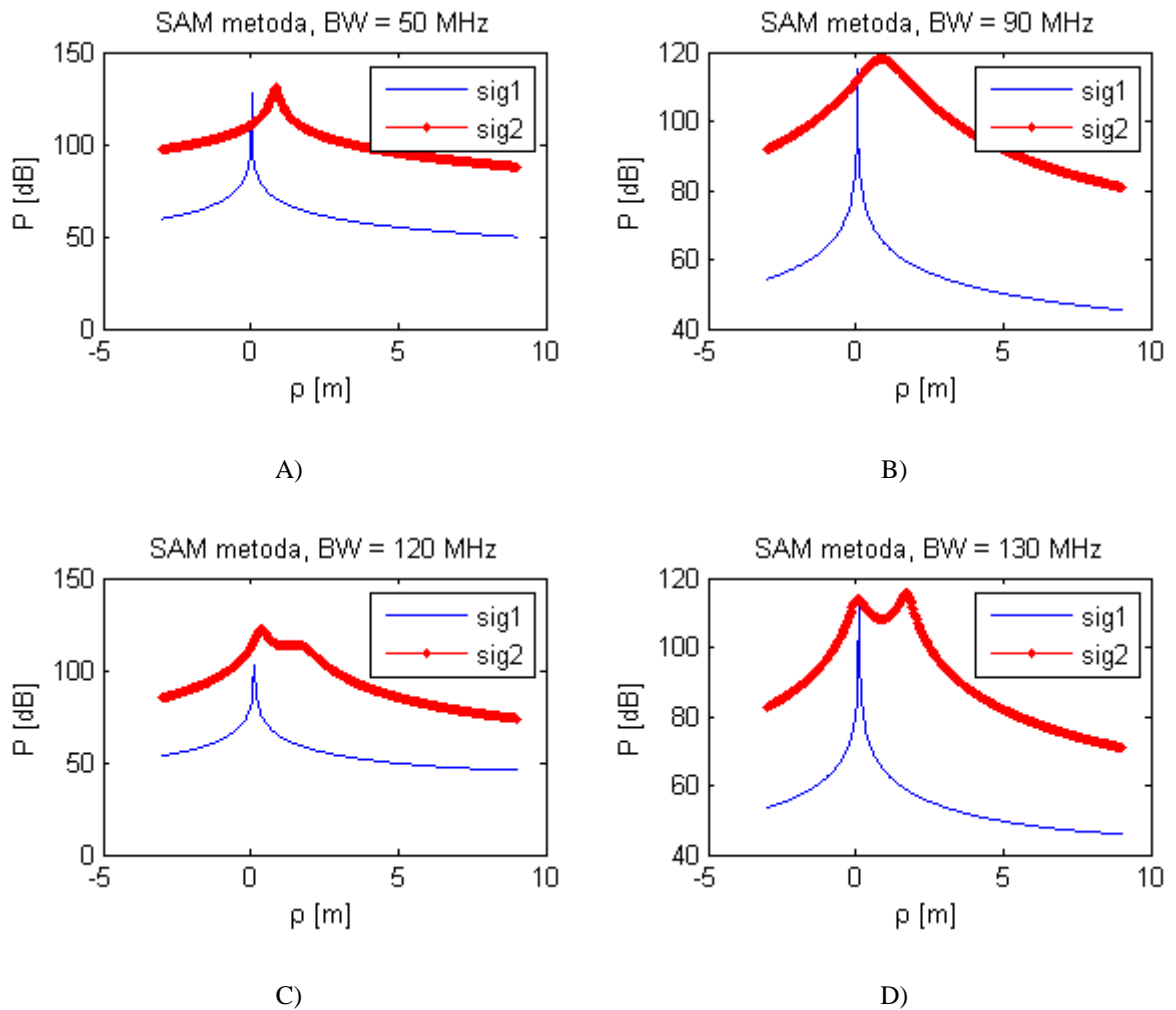


Obr. 39: Výpočet DOD pomocí CCF, vzdálenost repliky od přímého signálu je 1.6 m.

Na obrázcích Obr. 39 a Obr. 40 je vidět porovnání výpočtů DOD pomocí obou metod. Signál sig1 (modrý) znázorňuje referenční signál s maximem v nule. Signál sig2 (červený) znázorňuje přijatý signál s replikou.

Druhý stupeň chování metod nastává v okolí jejich rozlišovací schopnosti. To je vidět na obrázcích Obr. 39 – B) a Obr. 40 – B). U metody CCF zde dochází k přesunu chyby, která byla původně v záporných hodnotách, do kladných. To se děje protože začíná rozlišovat. U metody SAM je situace podobná, i když pro nižší šířku pásma, zde mohou nastávat největší chyby viz. Obr. 40 – B) a chyba zde má hodnotu 1,2 metru.

Třetí stupeň nastává, když metody již rozlišují přímý signál a repliku jako samostatná maxima viz. Obr. 39 – C), D) a Obr. 40 – C), D). Zde je vidět u metody CCF postupné přibližování se k správné hodnotě, což je při  $BW$  zhruba 250 MHz. U SAM metody téměř nulová hodnota chyby nastává kolem  $BW = 130$  MHz.



Obr. 40: Výpočet DOD pomocí SAM, vzdálenost repliky od přímého signálu je 1.6 m.

Ze simulací výše vyplývá nutnost použití dostatečně velké šířky pásma signálu. Například volba šířky pásma 200 MHz by při příznivých hodnotách  $SNR$  kolem 10 dB umožňovala měřit DOD s chybou menší než 1 m i při blízkých replikách.

### 3.4 Volba kmitočtového pásma

Volba kmitočtového pásma je diktována jednak fyzikálními vlastnostmi, jednak realizačními možnostmi ale také předpisy a mezinárodními standardy. Z hlediska prostředí, v němž má systém pracovat je optimální, využít kmitočty do 1 GHz. Na vyšších kmitočtech rychle narůstá útlum šířením přes překážky ([11v]) a zhoršují se i problémy s vícecestným šířením (odrazy od překážek [9v]). Spodní hranice použitelného pásma je omezoována především rozměry antén (zejména u přijímacích stanic). Pásmo 300 MHz – 900 MHz je však

(zatím) alokováno pro pozemní šíření TV signálu. Vzhledem k tomu, že půjde o značně lokalizovaný systém pracující uvnitř budov nebo v jinak omezeném prostoru a je určen jen pro použití ve výjimečných (havarijních) situacích dala by se předpokládat možnost získání výjimky. Jinak v USA už dnes například uvolňují celou řadu TV kmitočtů pro komunikační účely, zejména pro komunikaci v dopravě. V případě nutnosti lze systém konfigurovat i na nespojitě kmitočtové pásmo se souhrnnou šířkou pásma rovnou požadované hodnotě.

## 4 CHYBY MĚŘENÍ ČASŮ PŘÍCHODŮ SIGNÁLU NA JEDNOTLIVÉ STANICE

V odst. 2.3 jsme určili chyby určení polohy vysílače  $[\delta x_0, \delta y_0, \delta z_0]$  v důsledku chyb měření pseudovzdáleností  $\{\delta \rho_i\}$ , které souvisejí s chybami měření časů příchodů  $\{\delta t_i\}$  signálu na jednotlivé stanice. V této kapitole se budeme blíže věnovat rozboru chyb měření časů příchodů signálu v důsledku šumu, nepřesností určení poloh stanic, ale také vlivem vícecestného šíření nebo průchodem signálu zdi. Dalším zdrojem těchto chyb je nepřesná synchronizace časových základů jednotlivých stanic, kmitočtů oscilátorů, rozdíly ve vzorkovacích kmitočtech na jednotlivých stanicích a fázích vzorkovacích oscilátorů.

Chyby měření mohou být systematické nebo náhodné. Systematické chyby se obvykle snažíme eliminovat různými kalibračními postupy. Náhodné chyby je nutno minimalizovat volbou metody výpočtu polohy. U náhodných chyb vyhodnocujeme zejména jejich střední hodnotu a rozptyl (nebo střední kvadratickou chybu) odhadu. Porovnáme zde dvě metody výpočtu (odhadu) času příchodu signálu a to použití vzájemné korelační funkce přijatého a vyslaného signálu (dále korelační estimátor) a modifikovanou kovarianční metodu odhadu spektra přijatého signálu (dále jen spektrální estimátor).

### 4.1 Cramer Raova mez

Dolní mez rozptylu (chyby) odhadu nenáhodného parametru  $\lambda$  (v našem případě času příchodu signálu) na základě měření nějaké veličiny  $X$  pomocí kteréhokoliv nevychýleného estimátoru (metody výpočtu odhadu) představuje tzv. Cramer Raova mez CRB (CRLB) ([25]):

$$CRB(\lambda) = \frac{1}{\mathbf{E} \left[ \left( \frac{\partial}{\partial \lambda} \ln \{p(X|\lambda)\} \right)^2 \right]_X} \quad 76.$$

kde:  $\lambda$  je odhadovaný parametr,

$X$  je naměřená hodnota

$p(X|\lambda)$  je věrohodnostní funkce estimátoru  $\hat{\lambda}(X)$

$\mathbf{E}[y]$  je střední statistická hodnota  $y$

Pokud závisí měření  $X$  nejen na  $\lambda$ , ale i na nezajímavých parametrech  $U$ , pak:

$$p(X|\lambda) = \int_U p(X|\lambda, U) p(U) dU \quad 77.$$

Dle [29] a [30], lze za určitých podmínek CRB vyjádřit také jako:



$$CRB(\lambda) = \frac{1}{\mathbf{E} \left[ \frac{\partial^2}{\partial \lambda^2} \ln \{p(X|\lambda)\} \right]_X} \quad 78.$$

Pro odhad tohoto rozptylu za předpokladu CRB se obvykle považuje za dobrý odhad rozptylu (chyb) odhadu nějakého parametru, ale při aplikaci je zapotřebí mít na zřeteli, že platí pouze pro nevychýlené estimátory, tedy pouze tehdy, když je střední chyba odhadu nulová. Uvidíme, že v některých případech, jimiž se budeme zabývat, však nemusí být tato podmínka splněna. Dolní mez střední kvadratické chyby  $\sigma_{\tau_0}$  měření zpoždění  $\tau_0$  přímého signálu je pak rovna odmocnině CRB.

Mez CRB odhadu času příchodu signálu byla v literatuře odvozena za různých podmínek mnohokrát. Nejčastěji se předpokládá velký odstup signál/šum. V případě jednocestného šíření signálu mezi vysílačem a přijímačem lze tuto mez vyjádřit např. podle [60] takto:

$$CRLB(\hat{\tau}) = \frac{1}{2 \cdot SNR \cdot \beta^2}; \quad \beta^2 = \frac{(2\pi)^2 \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{E_p} \quad 79.$$

kde:  $SNR$  je poměr signál/šum (S/N) v místě měření zpoždění  
 $E_p$  je energie vyslaného signálu  
 $|S(f)|^2$  je energetická spektrální výkonová hustota vyslaného signálu

V našem případě, pokud uvažujeme obdélníkové spektrum komplexní obálky šířky BW: v pásmu  $f \in \langle -BW/2; +BW/2 \rangle$ , dostaneme výraz:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{CRLB(\hat{\tau})} = \frac{1}{\frac{\pi}{\sqrt{3}} BW \sqrt{2 \cdot SNR}} \quad 80.$$

V praktickém případě diskrétního signálu o  $M$  vzorcích uvnitř časovém intervalu  $T$  přejde vztah (80) v následující:

$$\sigma_{\tau M} = \frac{1}{\frac{\pi}{\sqrt{3}} BW \sqrt{2 \cdot SNR \frac{M+2}{M-2}}} \quad 81.$$

který zjevně pro  $M \rightarrow \infty$  přechází v (80).

Pokud jde o vícecestné šíření platí tento vztah přibližně i pro dostatečně separované repliky, u nichž rozdíly časy příchodů  $\Delta\tau$  sousedních replik splňují podmínku:  $BW \cdot \Delta\tau \gg 1$ .

V případě blízkých replik je vyjádření CRB velmi komplikované. Pro obecné determinované rozložení zpoždění replik a jejich komplexních amplitud při mnohacestném šíření odvodili vztah (při velkém S/N) např. autoři [61]. Hodnoty CRB pro první repliku vycházejí podstatně vyšší a ukazuje se, že podstatný vliv má hlavně nejbližší replika v rozsahu rozlišovací schopnosti metody  $1/BW$ .

Estimátor (metoda výpočtu odhadu), maximalizující věrohodnost (MLE – Maximum Likelihood Estimator) meze CRB dosahuje. Tento postup je však v praxi velmi komplikovaný, protože jde o vícerozměrnou nelineární optimalizaci. Proto se většinou používají suboptimální estimátory. Jak už bylo řečeno, v této práci používáme dvě metody a to korelaci přijatého signálu se známým vzorem vysílaného signálu a modifikovanou kovarianční metodu. Budeme se tedy zabývat rozptylem odhadu u těchto metod.

## 4.2 Korelační estimátor

Tento estimátor určuje zpoždění příchozího signálu vyhledáním maxima vzájemné korelační funkce  $B_{1,2}(\theta)$  komplexních obálek vyslaného a přijatého signálu.

$$\begin{aligned} B_{1,2}(\theta) &= \int_{-\infty}^{+\infty} V_1^*(t) V_2(t + \theta) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[ V_1^*(t) \sum_{l=1}^L a_l V_1(t - \tau_l + \theta) + V_1^*(t) v(t + \theta) \right] dt = \\ &= \sum_{l=1}^L \int_{-\infty}^{+\infty} a_l V_1^*(t) V_1(t - \tau_l + \theta) dt + B_{1,v}(\theta) = \sum_{l=1}^L a_l B_1(\theta - \tau_l) + B_{1,v}(\theta) \end{aligned} \quad 82.$$

$$V_1(t) = \sqrt{\frac{2S_1}{M+1}} \sum_{n=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}} \exp(jn\omega_0 t); \quad B_1(\theta) = \int_{-\infty}^{+\infty} V_1^*(t) V_1(t + \theta) dt \quad 83.$$

kde:

- $V_1(t), V_2(t), v(t)$  jsou komplexní obálky vyslaného a přijatého signálu a šumu
- $B_1(\theta)$  je korelační funkce  $V_1(t)$
- $B_{1,2}(\theta)$  je vzájemná korelační funkce  $V_1(t)$  a  $V_2(t)$
- $B_{1,v}(\theta)$  je vzájemná korelační funkce  $V_1(t)$  a  $v(t)$

Definice našeho korelačního estimátoru  $\tau$  tedy zní:

$$\tau \text{ je } l\text{-tý kořen rovnice: } \frac{\partial B_{1,2}(\tau)}{\partial \tau} = 0 \quad \text{při} \quad \frac{\partial^2 B_{1,2}(\tau)}{\partial \tau^2} < 0 \quad 84.$$

#### 4.2.1 Jednocestné šíření - lineární přiblížení

V případě jediné repliky a velkého odstupů S/N, lze rov. (84) linearizovat :

$$\frac{\partial B_1(\theta - \tau_1)}{\partial \theta} \cong \frac{\partial^2 B_1(\theta - \tau_1)}{\partial \theta^2} \Delta \tau_1 \Rightarrow a_1 \Delta \tau_1 \frac{\partial^2 B_1(\theta - \tau_1)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tau_1} + \frac{B_{1,v}(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\tau_1} = 0 \quad 85.$$

A tudíž:

$$\Delta \tau_1 = - \frac{\frac{B_{1,v}(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\tau_1}}{a_1 \frac{\partial^2 B_1(\theta - \tau_1)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tau_1}} \Rightarrow \mathbf{D}[\Delta \tau_1] = \frac{\mathbf{D} \left[ \frac{B_{1,v}(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\tau_1} \right]}{\left[ a_1 \frac{\partial^2 B_1(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=0} \right]^2} \quad 86.$$

Vzhledem k tomu, že náš estimátor je lineární, dosahuje rozptyl měření času příchodu meze CRB pro tento signál. Na druhé straně je zapotřebí poznamenat, že linearizaci estimátoru jsme mohli zavést pouze za předpokladu dostatečně velkého odstupů signál/šum.

#### 4.2.2 Vícecestné šíření - lineární přiblížení

Při amplitudách zpožděných replik malých, vůči amplitudě přímého signálu (LOS) lze vztahy pro korelační estimátor linearizovat. Například v případě pouze dvou replik:

$$\frac{\partial B_{1,2}(\theta)}{\partial \theta} = a_1 \frac{\partial B_1(\theta - \tau_1)}{\partial \theta} + a_2 \frac{\partial B_1(\theta - \tau_2)}{\partial \theta} + \frac{B_{1,v}(\theta)}{\partial \theta} = 0 \quad 87.$$

pro malé amplitudy  $a_2$  druhé repliky lze vztahy linearizovat:

$$\begin{aligned} a_1 \Delta \tau_1 \frac{\partial^2 B_1(\theta - \tau_1)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\tau_1} + a_2 \frac{\partial B_1(\theta - \tau_2)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\tau_1} + \frac{B_{1,v}(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\tau_1} &= 0 \\ a_1 \Delta \tau_1 \frac{\partial^2 B_1(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=0} + a_2 \frac{\partial B_1(\theta - (\tau_2 - \tau_1))}{\partial \theta} \Big|_{\theta=0} + \frac{B_{1,v}(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\tau_1} &= 0 \end{aligned} \quad 88.$$

$$\Delta \tau_1 = - \frac{a_2 \frac{\partial B_1[\theta - (\tau_2 - \tau_1)]}{\partial \theta} \Big|_{\theta=0} + \frac{B_{1,v}(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\tau_1}}{a_1 \frac{\partial^2 B_1(\theta)}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=0}}; \quad 89.$$

V případě definované hodnoty  $\tau_{21} = \tau_2 - \tau_1$

$$\mathbf{E}[\Delta\tau_1] = -\mathbf{E}\left[\frac{a_2}{a_1}\right] \frac{\left.\frac{\partial B_1(\theta - \tau_{21})}{\partial \theta}\right|_{\theta=0}}{\left.\frac{\partial^2 B_1(\theta)}{\partial \theta^2}\right|_{\theta=0}} \quad [\text{s}]$$

$$\sigma_{\Delta\tau_1} = \sqrt{\mathbf{E}\left[(\Delta\tau_1 - \mathbf{E}[\Delta\tau_1])^2\right]} =$$

$$= \sqrt{\mathbf{E}\left[\left(\frac{a_2}{a_1} - \mathbf{E}\left[\frac{a_2}{a_1}\right]\right)^2\right]} \frac{\left.\frac{\partial B_1(\theta - \tau_{21})}{\partial \theta}\right|_{\theta=0}}{\left.\frac{\partial^2 B_1(\theta)}{\partial \theta^2}\right|_{\theta=0}}$$

90.

V případě malé amplitudy, a pokud budou mít poměry komplexních amplitud replik  $a_2/a_1$  nulovou střední hodnotu, bude i tento estimátor z hlediska vícecestného šíření nestranný. Pokud bychom chtěli vypočítat střední hodnotu a rozptyl odhadu přes všechny možné hodnoty rozdílů zpoždění mezi replikami a poměru amplitud  $a_2/a_1$ , museli bychom znát rozložení pravděpodobnosti  $p(\tau_{21}|a_2/a_1)$ .

Velmi často má však blízká druhá replika amplitudu srovnatelnou s první replikou, což vede na nelineární úlohu. Tyto výpočty jsou provedeny numericky na modelu se dvěma replikami v odst. 4.4.2 a 4.4.3.

### 4.3 Spektrální estimátor

Náš spektrální estimátor (pro modifikovanou metodu výpočtu kovarianční matice) je nelineární, nicméně v literatuře (např. [62]) byl odvozen jednoduchý vztah pro CRB v případě použití této metody k odhadu spektra u signálů vzorkovaných  $M$  vzorky při velkém S/N. Vztah sice závisí na zvoleném řádu  $P$  modelu (řádu kovarianční matice signálu). Obecný výraz má však široké minimum v okolí  $P = M/3$ :

$$\text{var}_{SAM}(\hat{\tau}) = \frac{9}{8} \text{CRB}_M(\hat{\tau})$$

Jak je vidět, tato hodnota se velmi blíží minimálnímu možnému rozptylu, danému Cramer - Raovou mezí CRB.

### 4.4 Vliv vícecestného šíření

Jak už bylo řečeno, chyby v důsledku vícecestného šíření by bylo možno do značné míry odstranit, pokud by byl znám přesný plán budovy. V praxi však nebudou jistě modely všech

budov dostupné v těch kritických situacích, kdy se použití navrhovaného systému předpokládá. Pro naše odhady vlivu vícecestného šíření použijeme obecné statistiky šíření signálu v budovách. Odtud lze určit střední chybu určení příchodu signálu případně její rozptyl. Při praktickém použití by se musely budovy rozdělit do několika tříd podle toho, zda se jedná o obytné prostory (rodinné domy, činžovní domy, panelové domy), či komerční prostory (kanceláře, průmyslové prostory, nákupní centra) a bylo by nutno určit statistiky šíření pro tyto třídy ale i pro různé velikosti budov.

Statistikami šíření signálu v budovách se zabývá řada pramenů. Ve [43] se např. zabývají statistickým modelováním šíření UWB signálu v kancelářských budovách. Z měření impulsů s rozlišením 2 ns se vytváří stochastický model rozložení výkonu signálu po budově, důraz se klade na celkovou přijatou energii v různých místech budovy. Závislostí výkonu na vzdálenosti, popř. době zpoždění se zabývají i další autoři [45],[46]. V [47] studují závislost výkonu přijatého signálu i s ohledem na obsazenost budovy lidmi. Přesto, že v citovaných pramenech jsou použité frekvence téměř vždy několikrát větší než plánované frekvence u našeho systému, poskytují nám cenné informace o šíření signálu uvnitř budov.

#### 4.4.1 Model kanálu s vícecestným šířením uvnitř budov

V komplikovaných prostředích, která zde studujeme, obsahují řadu (zpravidla vertikálních a horizontálních překážek, od nichž se signál odráží. Z tohoto hlediska lze všechna tato prostředí v podstatě charakterizovat stejným modelem jako vnitřek budovy. Kanál s vícecestným šířením a spojitým rozložením replik se obvykle popisuje přenosem:

$$s_2(t) = \int_0^{\infty} \alpha(\tau, t) s_1(t - \tau) d\tau \quad 91.$$

kde:  $s_1(t)$  a  $s_2(t)$  jsou vstupní a výstupní signál  
 $\alpha(\tau, t)$  je odezva (obecně nestacionárního) kanálu na jednotkový impuls, závislá na zpoždění  $\tau$  i na čase  $t$

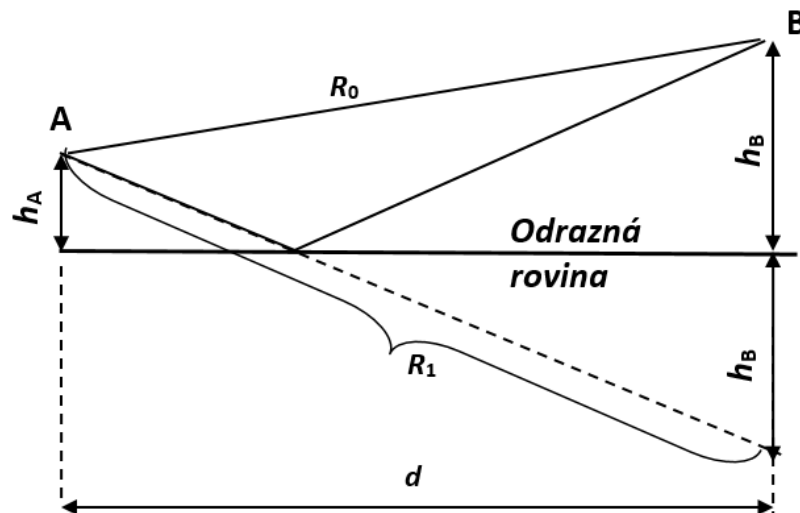
Závislost odezvy na čase je způsobena Dopplerovým efektem ale ten můžeme v našem případě zanedbat, takže odezva zůstává pouze funkcí zpoždění  $\tau$ . Odezva  $\alpha(\tau)$  je náhodná funkce, která se pro dané  $\tau$  považuje za stacionární proces v širším smyslu (WSS) s nulovou střední hodnotou, nekorelovaný pro různé hodnoty  $\tau$  [66]. Proto bude výkon  $P_{\alpha}(\tau)$  tohoto procesu, závislý na zpoždění replik, ale na čase závislý nebude. Existuje celá řada měření a modelování průběhu  $P_{\alpha}(\tau)$  (profilu kanálu) v budovách (např.[58], [59]). Teoretické modely tohoto profilu, založené na paprskovém modelu mají většinou exponenciální průběh ([58]).

Uvedené modely se spojitým rozložením replik se úspěšně používají pro komunikace, ale hodí se spíše pro šíření na větší vzdálenosti nebo u systémů s malou šířkou pásma (malé rozlišení replik v čase), tedy pro systémy s velkým poměrem mezi celkovou dobou šíření a rozlišovací schopností v čase. V našem případě nás zajímá vliv nejbližších replik na přesnost určení času příchodu přímého signálu při malých vzdálenostech. Proto jsme provedli vlastní (nelineární) odvození vlivu nejbližší repliky na chybu měření času a pravděpodobnosti jejího zpoždění za přímým signálem. Odtud lze pak vypočítat střední chybu odhadu času příchodu a jeho rozptyl v důsledku vícecestného šíření signálu.

V tomto odstavci odhadneme pravděpodobnost  $P(\tau)$ , že nejbližší replika bude mít zpoždění  $\tau$  za přímým signálem. Vycházíme z paprskového modelu dvou blízkých drah: přímého signálu a signálu odraženého od nejbližší rovinné překážky. Situace je nakreslena na obr. 41. Bod A představuje polohu vysílače kdekoliv uvnitř budovy a bod B polohu přijímače ve vymezeném prostoru vně budovy. Pro rozdíl drah  $\Delta R$  mezi přímým a odraženým signálem dostaneme vztah:

$$\Delta R \equiv R_1 - R_0 = \sqrt{d^2 + (h_B + h_A)^2} - \sqrt{d^2 + (h_B - h_A)^2} \quad 92.$$

kde význam parametrů  $R_1$ ,  $R_0$ ,  $d$ ,  $h_A$  a  $h_B$  je zřejmý z obrázku.



Obr. 41: Schéma pro výpočet rozdílu drah přímého a odraženého paprsku.

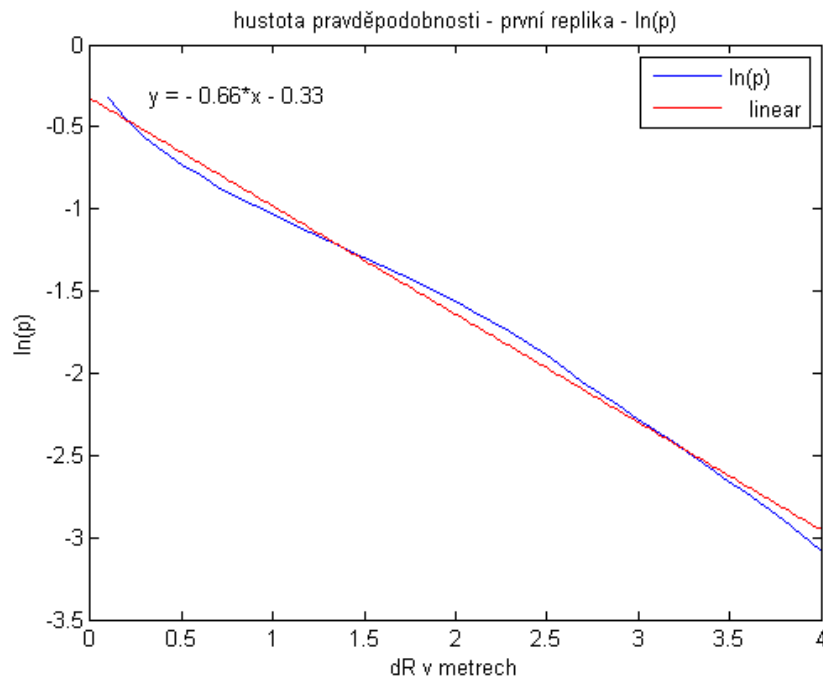
Rozdíl časů příchodu obou paprsků na přijímač bude pak roven:  $\tau_{12} = \Delta R/c$ . Pravděpodobnost  $P(\Delta R)$  bude úměrná poměru počtu možných kombinací poloh přijímače a vysílače  $N(\Delta R)$ , při nichž je rozdíl drah roven právě  $\Delta R$  k celkovému počtu  $N_{\text{celk}}$  možných

kombinací poloh přijímače a vysílače. Protože nám jde o repliku, nejbližší k přímému signálu, musíme vzít v úvahu jen odrazy od stěny (podlahy, stropu) nejbližší k vysílači A. Proto se může  $h_A$  pohybovat jen v rozmezí od 0 do poloviny vzdálenosti mezi rovnoběžnými stěnami v budově. Hustotu pravděpodobnosti  $p(\tau_{12})$  pak dostaneme normalizací veličiny  $P(\Delta R)$ :

$$p(\Delta R) = \frac{P(\Delta R)}{\int_0^{\Delta R_{\max}} P(\Delta R) d\Delta R} \quad 93.$$

Tento výpočet byl proveden numericky pro případ  $h_A \in \langle 0, 2,5 \text{ m} \rangle$ . Průběh takto vypočteného rozložení pravděpodobnosti zpoždění nejbližší repliky  $p(\Delta R)$  je v logaritmickém měřítku uveden na Obr. 42. Je zřejmé, že i zde se dostáváme přibližně k exponenciálnímu průběhu:

$$p(\Delta R) \cong \alpha \cdot \exp(-\alpha \cdot \Delta R) \quad 94.$$



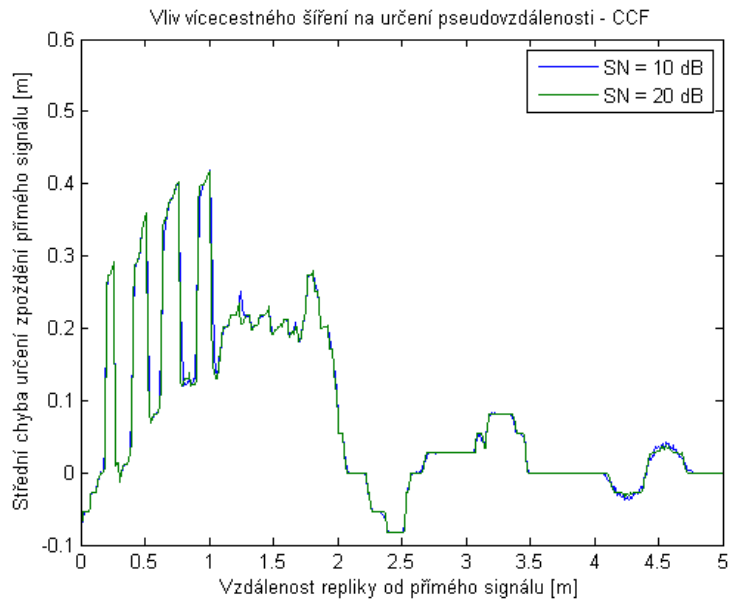
Obr. 42: Průběh v logaritmické reprezentaci  $\ln(p(\Delta R))$  s proložením přímkou.

Numericky odvozená závislost  $p(\Delta R)$  bude dále použita pro výpočet střední chyby a rozptylu odhadu v důsledku vícecestného šíření.

#### 4.4.2 Korelační estimátor

Estimátor byl testován simulací na modelu, který předpokládá přítomnost pouze přímého signálu a jedné (nejbližší) repliky se stejnou amplitudou jako přímý signál, ale s různou fází. Při simulaci se měnila vzdálenost jedné repliky od přímého signálu a její fáze a přitom

byla vyhodnocována chyba určení času příchodu přímého signálu. Tato simulace probíhala pro 2 hodnoty odstupe signál-šum. Výpočet byl proveden pro 11 hodnot fáze repliky v rozmezí od 0 do  $\pm \pi$ .



Obr. 43: Chyba vícecestným šířením vypočtená pomocí CCF

Na Obr. 43 vidíme výsledky pro korelační estimátor (metoda CCF). Zde se téměř neprojevuje závislost na odstupe signál šum, jelikož CCF metoda má velkou schopnost integrace šumu. Chyba narůstá lineárně až po vzdálenost repliky od přímého signálu přibližně 2 metry. Potom metoda začíná rozlišovat a chyba prudce padá k nule.

S použitím rozložení pravděpodobnosti zpoždění repliky (vyjádřeného ovšem prostřednictvím rozdílu drah paprsků  $\Delta R$ ) lze vypočítat střední chybu a rozptyl měření času příchodu v důsledku vícecestného šíření:

$$\mu_{\Delta R} = \int_0^{\Delta R_{\max}} p(\Delta R) \varepsilon(\Delta R) d\Delta R$$

$$\sigma_{\Delta R} = \int_0^{\Delta R_{\max}} p(\Delta R) [\varepsilon(\Delta R) - \mu_{\Delta R}]^2 d\Delta R$$

Výsledky těchto výpočtů jsou uvedeny v tab. 2

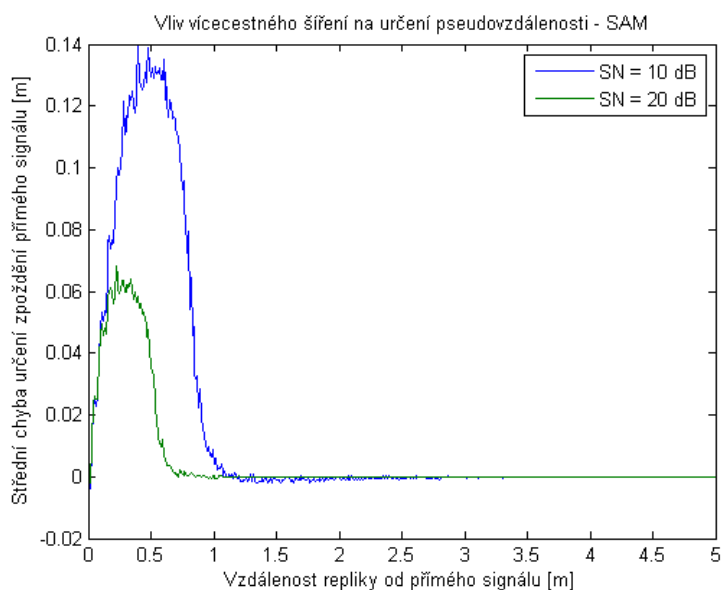
#### 4.4.3 Spektrální estimátor

Na Obr. 44 lze vidět chování chyby při výpočtu SAM metodou při různých odstupech signál-šum. Vidíme opět, že chyba má tendenci lineárně narůstat až po hodnotu, při které metoda začíná rozlišovat repliku a přímý signál.



Zde má odstup signál-šum vliv nejenom na velikost chyby, ale i na rozlišení metody.

Pro obě metody platí, že chyba pseudovzdálenosti má tendenci lineárně narůstat jak se posouvá replika směrem od přímého signálu a poté padá k nule.



Obr. 44: Chyba vícecestným šířením vypočtená pomocí SAM

Tab. 2: Hodnoty středních chyb a směrodatných odchylek

S/N [dB]	Střední hodnota chyby [m] (metoda CCF)	Střední hodnota chyby [m] (metoda SAM)	Směrodatná odchylka chyby [m] (metoda CCF)	Směrodatná odchylka chyby [m] (metoda SAM)
10	0,136	0,042	0,442	0,064
20	0,136	0,015	0,443	0,030

Hodnoty zobrazené v tabulce Tab. 2 bylo poté možné dosadit do simulace výpočtu polohy vysílače v budově, viz kap. 2.5.2.

Výsledky výpočtů v Tab. 2 ukazují, že střední hodnota chyby určení zpoždění přímého signálu při vícecestném šíření je nenulová a kladná. Pro metodu CCF je střední chyba rovná 13,6 cm a pro metodu SAM vychází 4,2 cm při odstupu  $S/N = 10$  dB. Směrodatná odchylka potom vychází pro metodu CCF 44,2 cm a u metody SAM je to 6,4 cm.

## 4.5 Problémy synchronizace oscilátorů

V tomto odstavci se budeme zabývat vlivem nedokonalostí synchronizace kmitočtů a fází oscilátorů přijímačů na chyby určení zpoždění. Těmito otázkami se zabývají např. práce [51] a [55]. Konkrétně jde o tyto jevy:

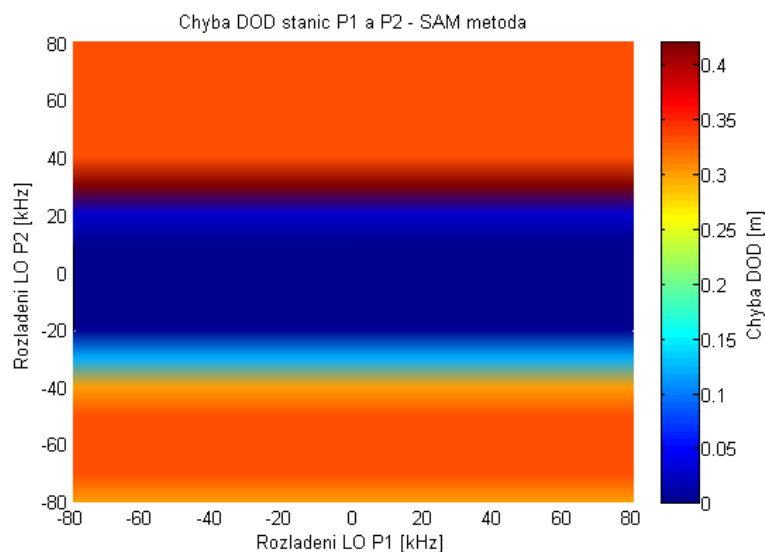
- Rozdíl kmitočtů místních oscilátorů (LO) vysílače a přijímače
- Rozdíl vzorkovacích kmitočtů u různých přijímačů
- Nestejné fáze vzorkovacích oscilátorů u různých přijímačů

Rozladění fáze místního oscilátoru se v chybě určování času příchodu neprojevuje, jelikož zpoždění signálu se určuje ze vzájemných fází jednotlivých subnosných vln. Pokud se pouze posune fáze u LO, posune se fáze všech subnosných stejně a informace o zpoždění se nezmění.

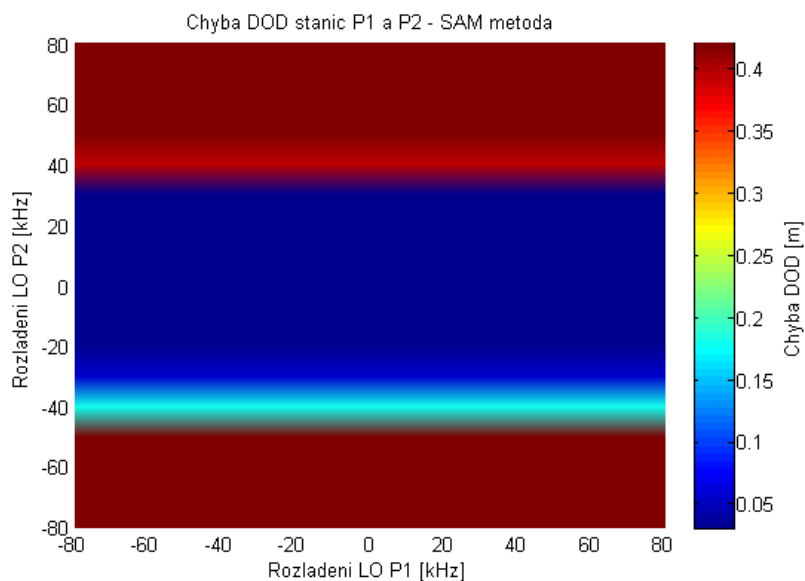
V tomto oddíle budeme modelovat a posuzovat vliv těchto nedokonalostí na rozdíl pseudovzdáleností, naměřených na dvou stanicích P1 a P2.

### 4.5.1 Rozladění místních oscilátorů LO

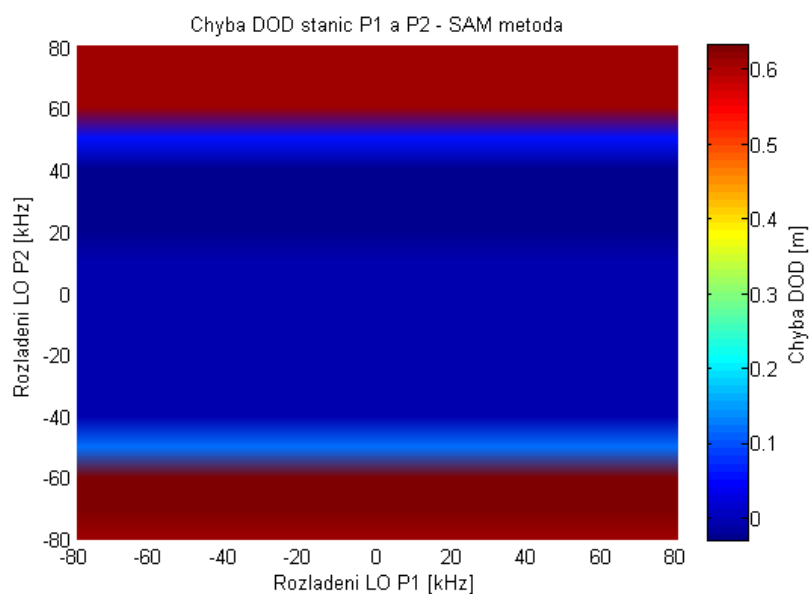
Na obrázcích Obr. 45, Obr. 46 a Obr. 47 jsou vidět závislosti chyb na rozladění místních oscilátorů LO jednotlivých stanic P1 a P2. Hodnoty rozladění na osách x a y jsou odchylky kmitočtu místních oscilátorů jednotlivých stanic oproti oscilátoru vysílače. U metod SAM byly oscilátory rozladěny v rozmezí  $\pm 80$  kHz, při větších hodnotách již metoda přestávala fungovat spolehlivě. Metoda CCF fungovala pro rozladění  $\pm 200$  kHz a v intervalu  $\pm 80$  kHz dávala konstantní chybu a to v závislosti na vzdálenosti repliky od přímého signálu na stanici P2 viz Obr. 48.



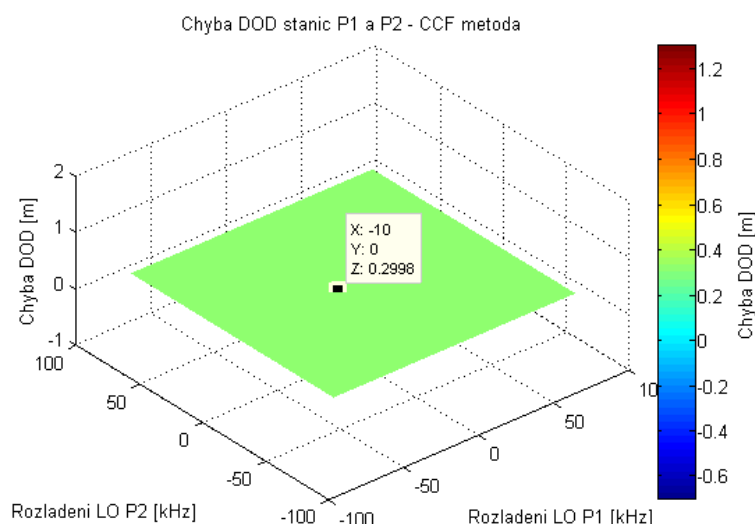
Obr. 45: Závislost chyby rozdílu pseudovzdáleností na rozladění místních oscilátorů stanic P1 a P2 u metody SAM. Na P2 je přítomna druhá replika ve vzdálenosti 0.65 m repliky od přímého signálu



Obr. 46: Závislost chyby určení rozdílů pseudovzdáleností na rozladění místních oscilátorů stanic P1 a P2 u metody SAM. Vzdálenost repliky od přímého signálu je 0.85 m



Obr. 47: Závislost chyby určení rozdílů pseudovzdáleností na rozladění místních oscilátorů stanic P1 a P2 u metody SAM. Vzdálenost repliky od přímého signálu je 1.25 m



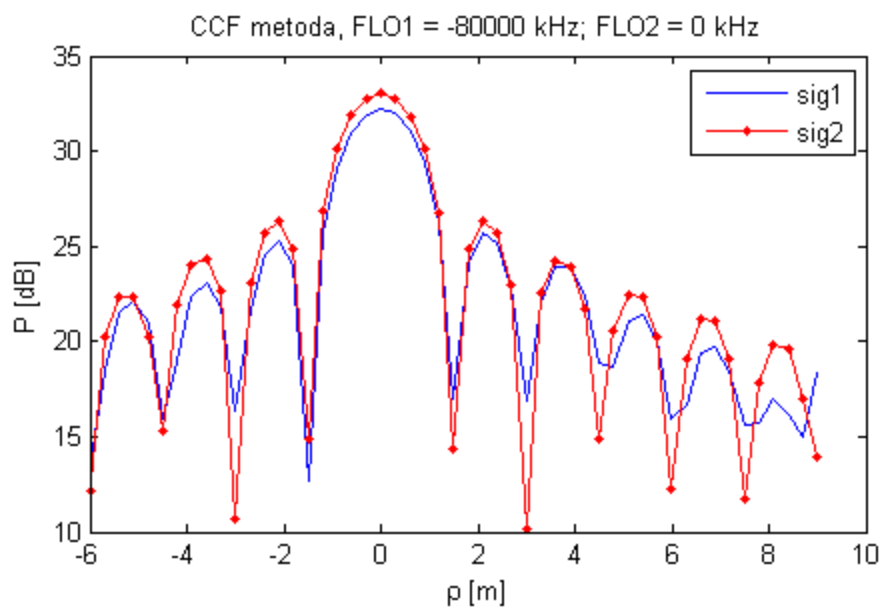
Obr. 48: Závislost chyby určení rozdílů pseudovzdáleností na rozladění místních oscilátorů stanic P1 a P2 u metody CCF vzdálenost repliky od přímého signálu je 1.25 m

Díky tomu, že na P1 přicházel pouze přímý signál, chyba DOD v simulovaném intervalu nezávisela na rozladění LO P1. Při rozladování LO P2 vůči LO vysílače pak dochází chybě vlivem vzdálenosti repliky. Pro repliku vzdálenou 0.65 m od přímého signálu je pás nejmenší chyby široký zhruba  $\pm 20$  kHz, pro repliku 0.85 m je tento pás široký zhruba  $\pm 25$  kHz a pro repliku vzdálenou 1.25 m je tento pás široký  $\pm 45$  kHz. Pás se tedy rozšiřuje úměrně se vzdáleností repliky a přímého signálu, maximálně však do hodnoty kolem  $\pm 80$  kHz kde metoda začíná selhávat.

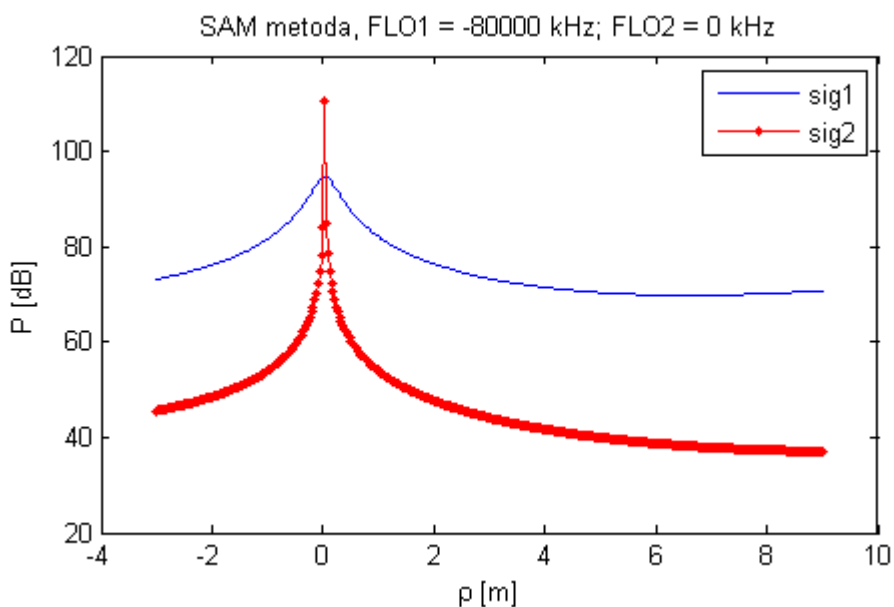
Pokud bychom tedy chtěli dosáhnout co nejmenší chyby vlivem rozladění lokálních oscilátorů přijímačů, bude nutno použít kvalitní krystalový oscilátor který má chybu maximálně  $\pm 20$  kHz po dobu používání systému. Takže při nosné 600 MHz a době použití např. 10 hodin při OCXO který má 1 ppb stabilitu bude chyba v nejhorším případě 21600 Hz [53].

Z tohoto vyplývá, že buď bude nutné pořídit drahý OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator) nebo bude nutné synchronizovat přijímací LO a vysílací LO. U komunikačních systémů se tato synchronizace uskutečňuje pomocí pilotních kmitočtů, kterými jsou vybrané subnosné, vysílané trvale bez modulace. V našem případě však tento postup není možný. Pro synchronizaci LO vysílačů a přijímačů našeho systému by bylo nutno vysílat nějaký referenční signál, na nějž by se pak všechny vysílače i přijímače synchronizovaly.

Nakonec je ještě ukázáno přiblížení průběhů CCF a SAM metod při rozladění oscilátoru na přijímači P1 o  $-80$  kHz proti LO druhé stanice a LO vysílače.



Obr. 49: Přiblížení CCF metody



Obr. 50: Přiblížení SAM metody

Na Obr. 49 vidíme že CCF funkce není příliš postižena různými frekvencemi lokálních oscilátorů stanic. Na Obr. 50 je zobrazena SAM metoda a tam již je vidět výrazné rozšíření hlavního maxima pro sig1 (signál na P1). Metoda potom tedy ztrácí rozlišovací schopnost.

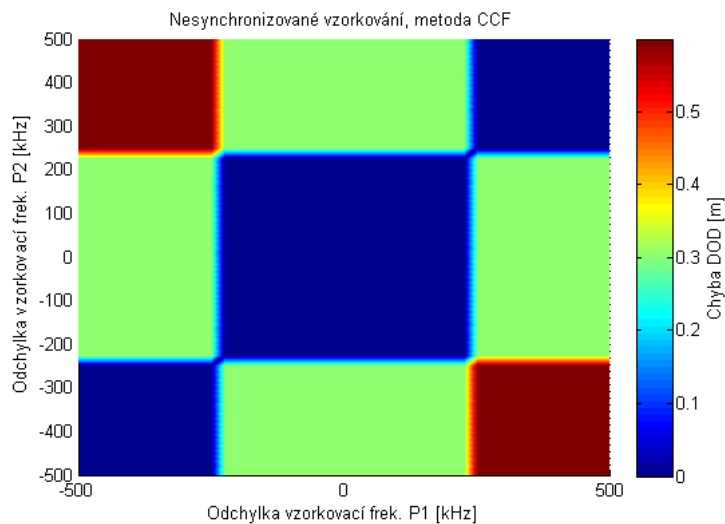
#### 4.5.2 Rozladění frekvence vzorkovačů

Pro jednodušší znázornění situace byly zvoleny tyto parametry simulace:

- Vzorkovací frekvence 1GHz
- Vzdálenost vysílače a přijímacích stanic P1 a P2 byla stejná a to 3m

- Byl vysílán pouze přímý signál

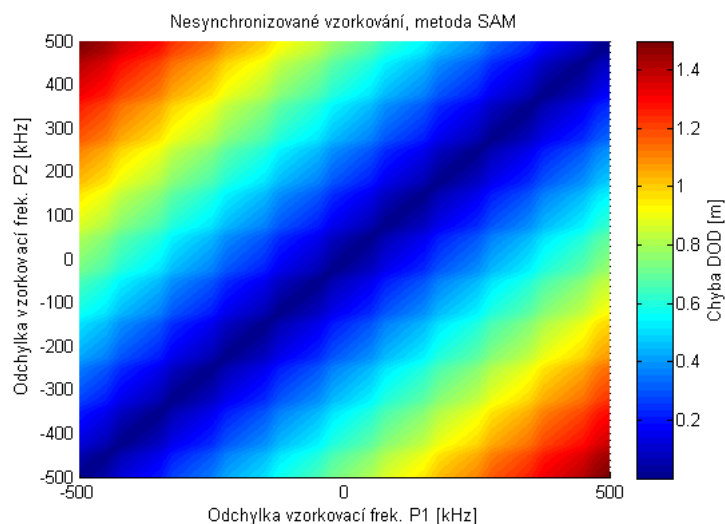
Na Obr. 51 jsou vidět chyby DOD v závislosti na rozladění frekvencí vzorkovacích oscilátorů, při výpočtu metodou CCF. Metoda CCF ukazuje nižší citlivost na rozladění vzorkovacích oscilátorů. Modrý čtverec nulové chyby má délku strany zhruba 200 KHz.



Obr. 51: Závislost chyby určení rozdílu pseudovzdáleností na změně vzorkovacích frekvencí vzorkovačů P1 a P2 oproti vzoru signálu u metody CCF.

Na Obr. 52 jsou vidět chyby určení rozdílu pseudovzdáleností v závislosti na rozdílných frekvencích vzorkovačů při výpočtu metodou SAM.

Chyba závisí v tomto případě téměř lineárně na rozladění.

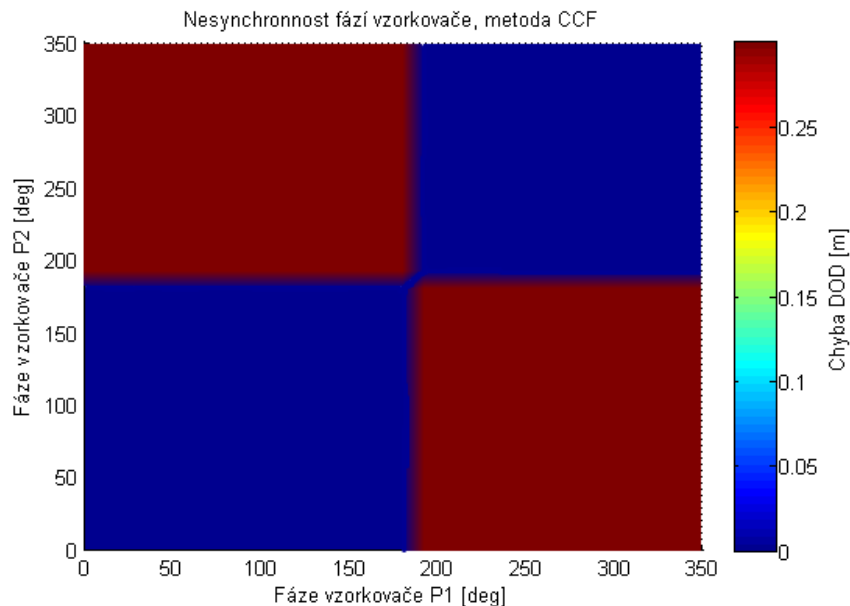


Obr. 52: Závislost chyby určení DOD na změně vzorkovacích frekvencí vzorkovačů P1 a P2 oproti vysílači u metody SAM.

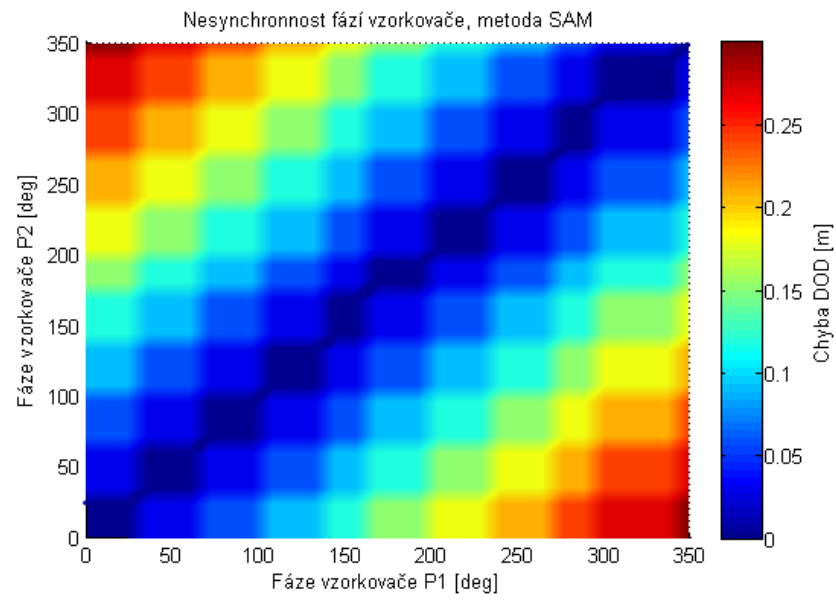
Vidíme, že nesynchronnost frekvence vzorkování ovlivňuje chybu určení rozdílu pseudovzdáleností celkem výrazně. Díky výpočetní složitosti nebylo možné zobrazit detailněji strukturu chyb kolem hodnot několika kHz, nicméně chyby do velikosti jednoho vzorku tzn. 0,3 m bylo možné dosáhnout odchylkou frekvence vzorkovačů menší než  $\pm 25$  kHz. Z toho vyplývá potřeba použití kvalitního zdroje vzorkovacího kmitočtu a dobré frekvenční synchronizace mezi jednotlivými přijímači.

### 4.5.3 Rozdíly fází vzorkovačů

Tento problém souvisí s různým zpožděním příchodu signálu na jednotlivé stanice. Signály tak jsou přirozeně vzorkované s jinou fází vzorkovače. Na obrázcích Obr. 53 a Obr. 54 jsou vypočtené chyby rozdílu pseudovzdáleností v závislosti na fázi vzorkovačů jednotlivých stanic vůči fázi vzorkování vzoru, s nímž přijatý signál koreluje. Chyby dosahují maximálně velikosti 0.3 m což odpovídá rozdílu pseudovzdáleností o 1 vzorek, při použité vzorkovací frekvenci 1 GHz. Chyba pseudovzdáleností závisí v tomto případě na posuvu fáze lineárně, což je vidět u výpočtu metodou SAM, každý schod odpovídá desetině vzdálenosti vzorku. Metoda CCF má schopnost rozlišovat pouze po jednotlivých vzorcích, takže tam je chyba pouze 0 nebo  $\pm 0.3$  m.



Obr. 53: Vliv různých fází vzorkovačů na stanicích P1 a P2 u metody CCF



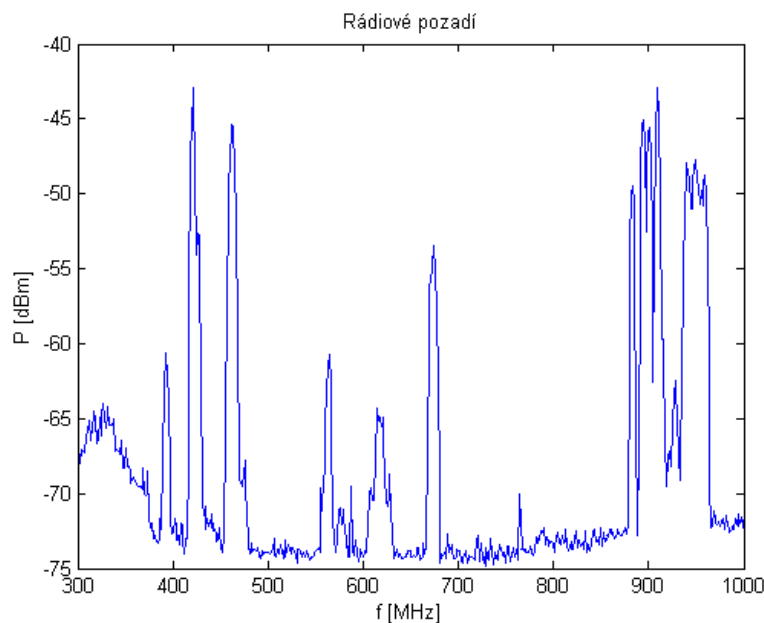
Obr. 54: Vliv různých fází vzorkovače na jednotlivých stanicích P1 a P2 u metody SAM



## 5 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

Pro ověření vlastností a parametrů systému jsme provedli měření v reálném prostředí v budově fakulty s vlastním HW. Experimentální pracoviště se skládala vždy z vysílače a dvou přijímacích stanic. Cílem vyhodnocování bylo měření rozdílu pseudovzdáleností těchto stanic (DOD – Difference of Distances).

Vzhledem k výsledkům předcházejících analýz a s ohledem na naše realizační možnosti jsme zvolili šířku pásma signálu 200 MHz. Pro experiment bylo dále potřeba stanovit nosnou frekvenci. Za tím účelem byla proměřena úroveň rádiového pozadí v budově v pásmu 300 MHz až 1 000 MHz. Ukázka výsledků tohoto měření je na Obr. 55. Vidíme zde signál několika komerčních služeb, který je nejsilnější mezi 400 až 500 MHz a přibližně od 870 MHz výše. Služby do 870 MHz jsou úzkopásmové o šířce pásma přibližně 15 MHz. Z těchto důvodů jsme se rozhodli pro frekvenční pásmo od 500 do 700 MHz. Toto pásmo obsahuje  $N = 2000$  subnosných modulace OFDM s roztečí  $f_0 = 100$  kHz.

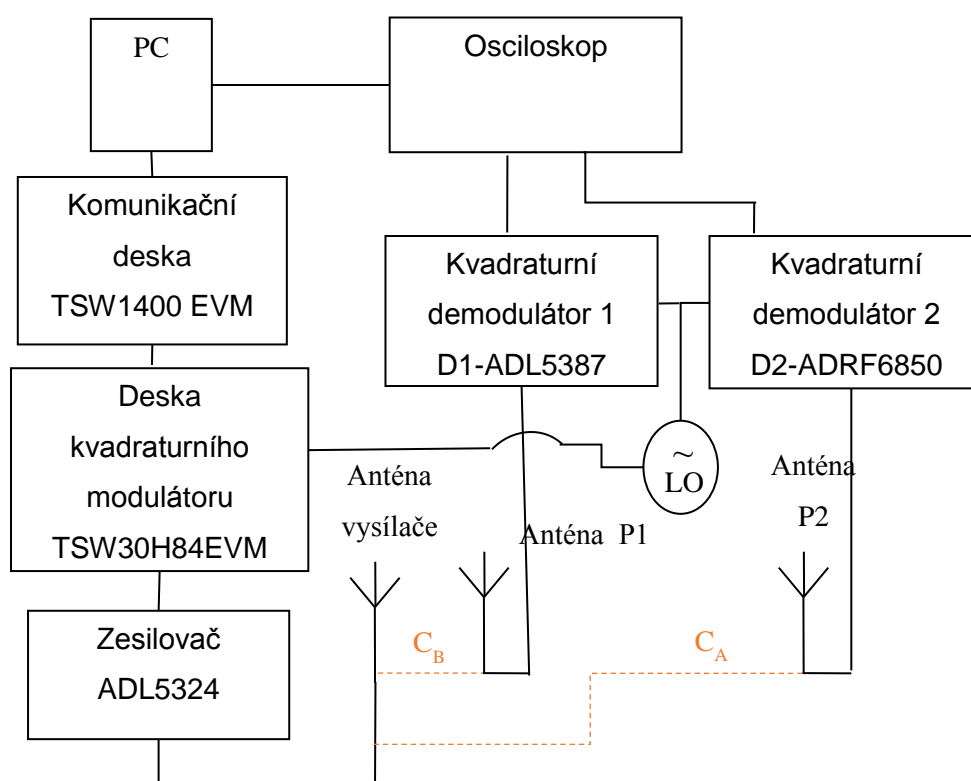


Obr. 55: Ukázka rádiového pozadí změřeného v budově Univerzity Pardubice

### 5.1 První verze signálového řetězce

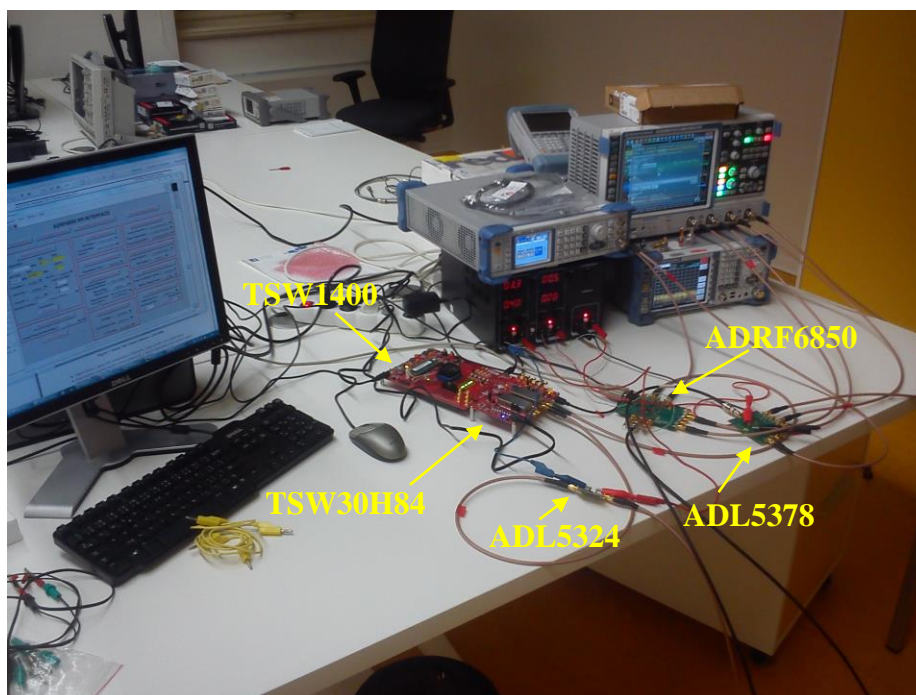
Pro první test systému byl vytvořen signálový řetězec podle obrázku Obr. 56. V SW Matlab byl na PC vygenerován signál v základním pásmu, skládající se z 2 000 subnosných s rozestupem 100 kHz. Jednotlivé subnosné byly vynásobeny modulačními koeficienty  $A_n$  (kód vysílače). Vzorkovací frekvence generovaného signálu byla 614,4 MHz. Signál se skládal z většího množství periodicky se opakujících základních paketů délky 10  $\mu$ s. Tento signál,

vypočtený v PC byl načten do ovládacího SW desky TSW1400, což je rychlé programovatelné pole FPGA, které zajišťovalo přesun dat do rychlého digitálně analogového převodníku DAC34H84. Z něho již analogový signál šel do kvadrurního modulátoru TRF3705 a obojí bylo fyzicky obsaženo na desce TSW30H84 (DAC34H84 je 16 bitový, 4 kanálový DAC s rychlostí 1250 MSPS, TRF3705 je širokopásmový kvadrurní modulátor efektivně fungující od 500 MHz do 4GHz). Signál byl poté zesílen zesilovačem ADL5324 a vyslán širokopásmovou anténou, popřípadě kabely.



Obr. 56: Hardwarový řetězec pro první test systému

Přijímací větve obsahovaly širokopásmové demodulátory ADL5378 a ADRF6850 se společným koherentním oscilátorem (LO). Deska demodulátoru ADRF6850 byla určena pro vzdálenější demodulátor, protože na rozdíl od druhého demodulátoru obsahuje ještě nízkošumový předzesilovač. Demodulované signály (I a Q složky) z obou demodulátorů byly přivedeny do čtyřkanálového osciloskopu. Vzorkovací frekvence osciloskopu byla 1 GHz. Navzorkované signály byly zaznamenány a off-line načteny do PC, kde byly dále zpracovávány v Matlabu. V tomto případě šlo tedy o systém s centralizovaným měřením časů příchoď.



Obr. 57: Měřící pracoviště první verze

### 5.1.1 Měření na kabelech

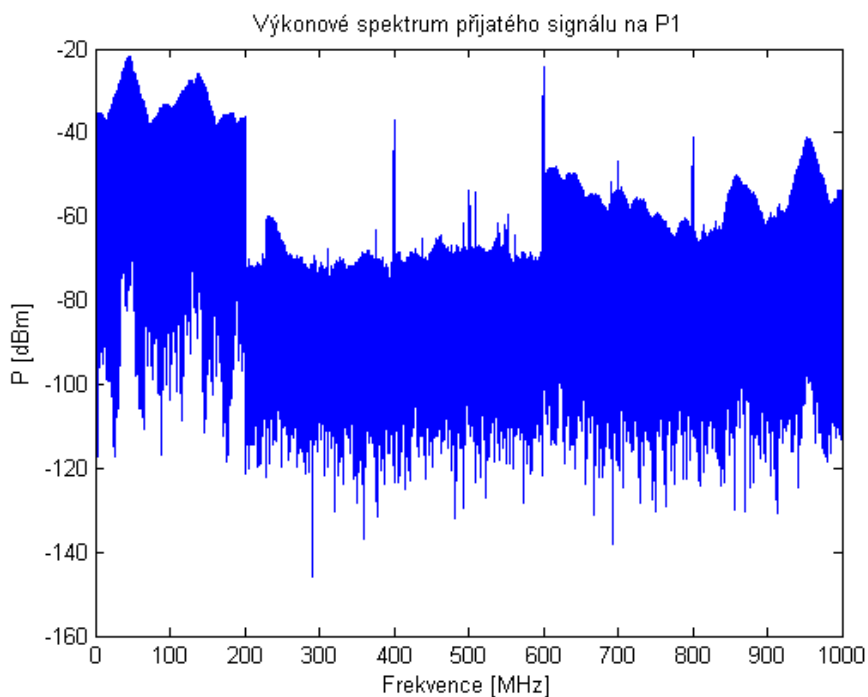
První test systému probíhal propojením vysílače s přijímacími stanicemi (demodulátory D1 a D2) za pomoci kabelů  $C_A$  a  $C_B$ . Byly použity kabely typu RG58 délky 1 m a 10 m a jejich kombinace. Rychlost šíření signálu po těchto kabelech byla zjištěna experimentálně. V tabulce Tab. 3 jsou vidět výsledky měření na kabelech. Střední chyba byla počítána z 20 přijatých paketů (period) signálu.

Tab. 3: Výsledky měření DOD na kabelech

Zapojení kabelů	$C_A = 1 \text{ m}, C_B = 1 \text{ m}$	$C_A = 1 \text{ m}, C_B = 10 \text{ m}$	$C_A = 1 \text{ m}, C_B = 20 \text{ m}$	$C_A = 10 \text{ m}, C_B = 1 \text{ m}$	$C_A = 20 \text{ m}, C_B = 1 \text{ m}$	$C_A = 10 \text{ m}, C_B = 10 \text{ m}$
Správné DOD [m]	0	-9	-19	9	19	0
Střední chyba měření DOD [m]	-0,0240	-0,1796	-0,092	0,0837	0,0237	0,1025
CCF metoda						

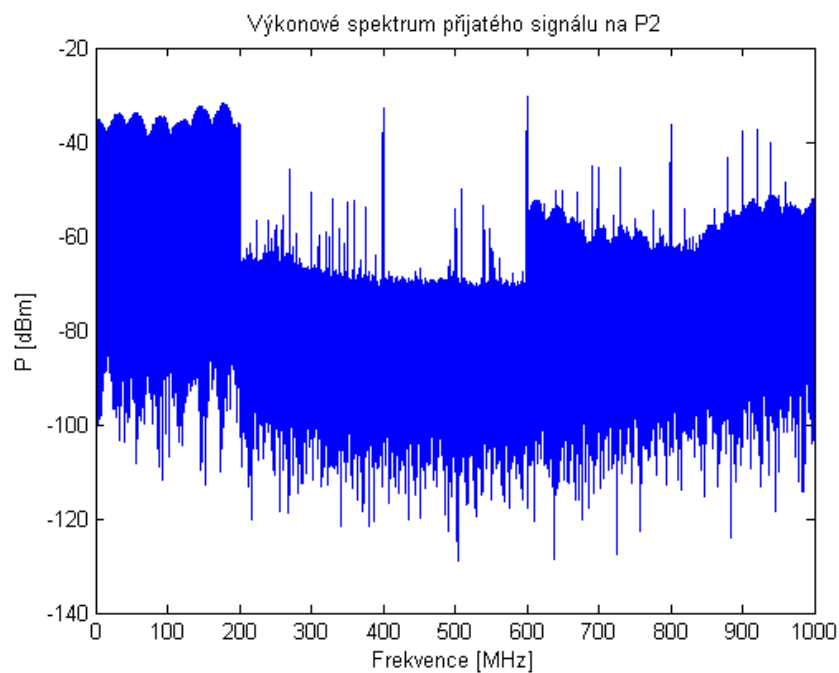
Sřední chyba měření DOD [m] SAM metoda	0,00	-0,2127	-0,2108	0,1796	0,1759	0,1337
---	------	---------	---------	--------	--------	--------

Maximální střední chyba metody CCF nepřesahovala -18 cm. U metody SAM to bylo -22 cm. Na chybách se pravděpodobně podílelo složení obvodů přijímačů, nedokonalé přizpůsobení kabelů a nedokonale určený koeficient šíření. Nicméně tento pokus ukázal, že koncept funguje. Ukázka signálu pro konfiguraci  $C_A = 20$  m,  $C_B = 1$  m následuje.



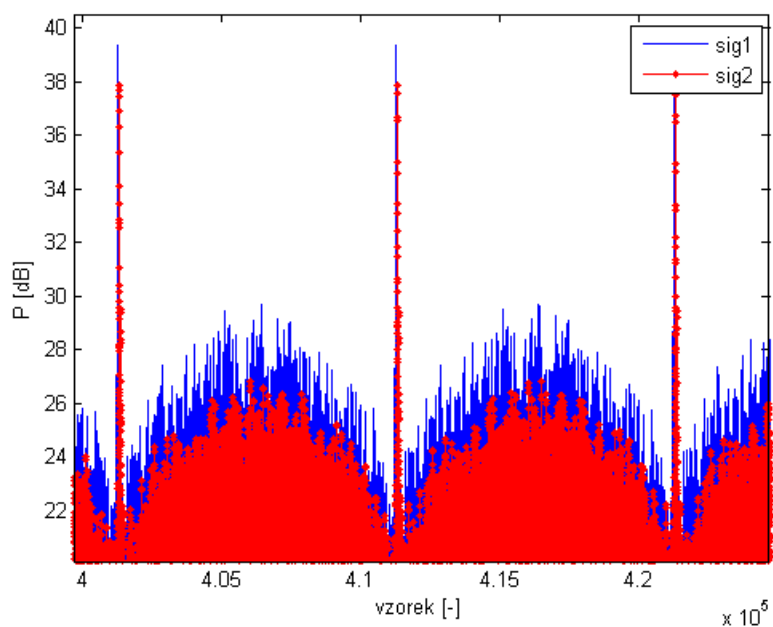
Obr. 58: Výkonové spektrum přijatého signálu na P1

Změřená spektra signálů na přijímacích stanicích jsou ukázána na Obr. 58 a Obr. 59. Je zde vidět pracovní signál na frekvencích 100kHz až 200MHz. Signál na stanici P1 byl dodatečně zesílen zesilovačem na desce demodulátoru ADRF.



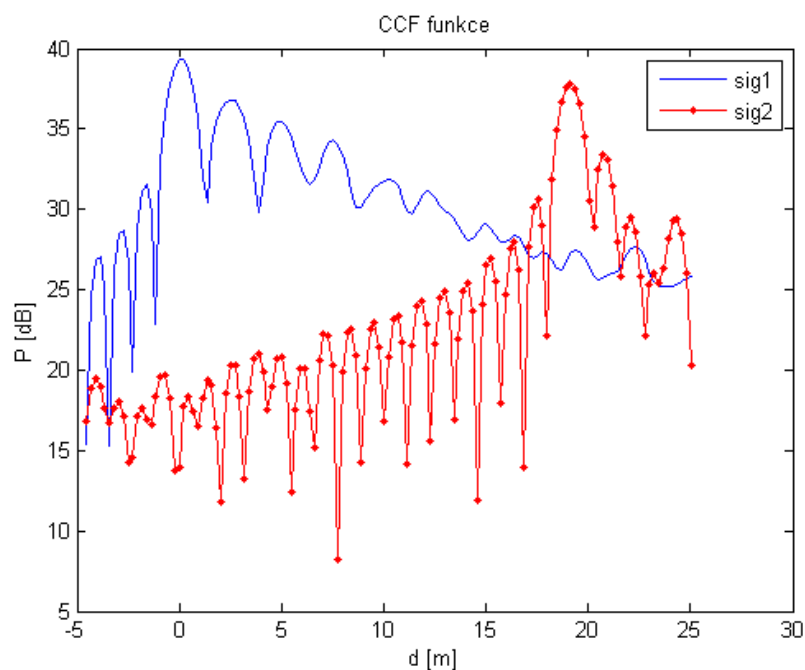
Obr. 59: Výkonové spektrum přijatého signálu na P2

Ukázka vyhledání počátků paketů je na Obr. 60. Vidíme zde i periodicitu po sobě jdoucích paketů. Počátky paketů jsou určeny maximy vzájemné korelační funkce signálů přijatých na P1 a P2 se vzorem vysílaného signálu.



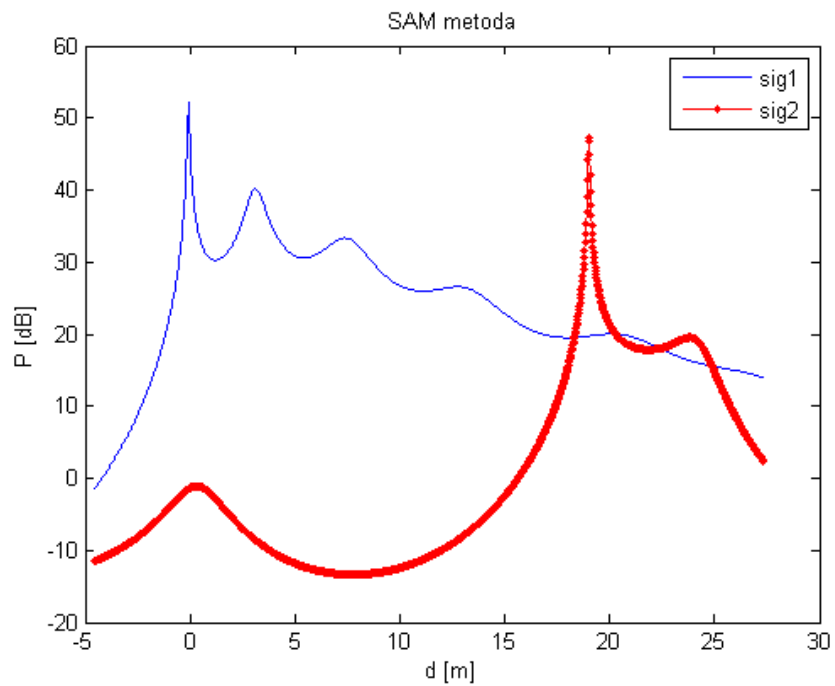
Obr. 60: Hledání počátku paketů pomocí vzájemné korelační funkce CCF

Na obrázku také vidíme zeslabení signálu 2 (červená) z důvodu útlumu kabelu. Obr. 61 ukazuje detail CCF funkce. Rozdíl mezi maximy modré a červené křivky odpovídá měřené vzdálenosti DOD v metrech.



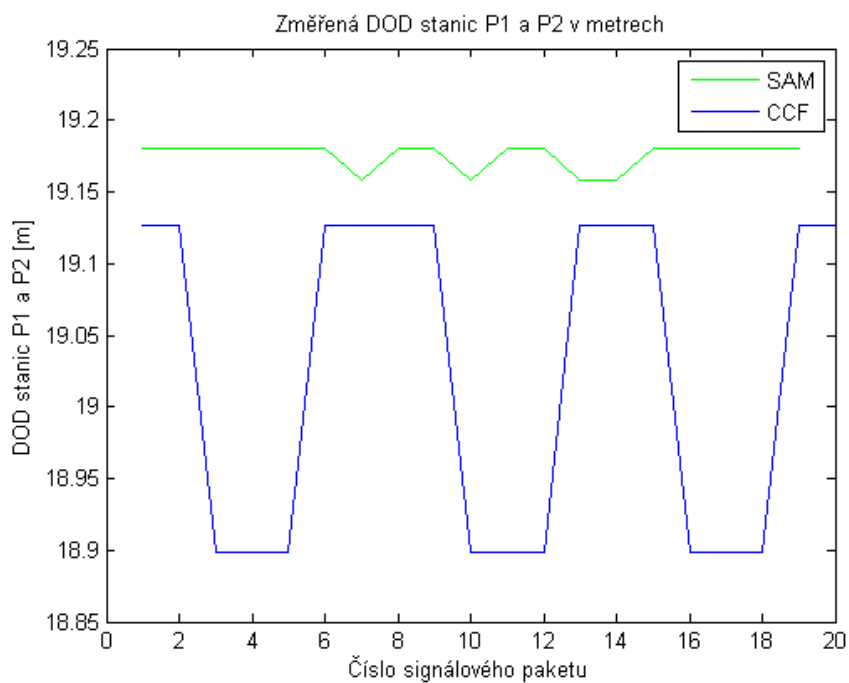
Obr. 61: Ukázka přibližné CCF funkce

Na Obr. 62 vidíme výsledky pro metodu SAM. Rozdíl v poloze maxim obou křivek udává naměřenou hodnotu DOD v metrech. Lze si povšimnout daleko užších špiček SAM metody oproti CCF metodě.



Obr. 62: Modifikovaná kovarianční funkce (SAM metoda)

Obr. 63 uvádí odhadovanou DOD pro všechny zpracované pakety a pro obě metody výpočtu.



Obr. 63: DOD v závislosti na signálových paketech

### 5.1.2 Měření na anténách bez překážek

Jako druhý test systému bylo provedeno měření DOD při použití širokopásmových antén pro přenos signálu. Na Obr. 64 je ukázána konfigurace antén vysílače - AV a antén přijímacích stanic AP1 a AP2. Obě přijímací antény a vysílací anténa leží přibližně na jedné přímce. Ve výchozí pozici byl naměřen rozdíl pseudovzdáleností DOD roven 7,435 m. Poté se vzdálenější anténa AP2 přibližovala směrem k vysílači po skocích jeden metr. Výchozí hodnota byla pak odečítána od naměřených rozdílů pseudovzdáleností při různých polohách antén.



Obr. 64: Ukázka měření bez překážky

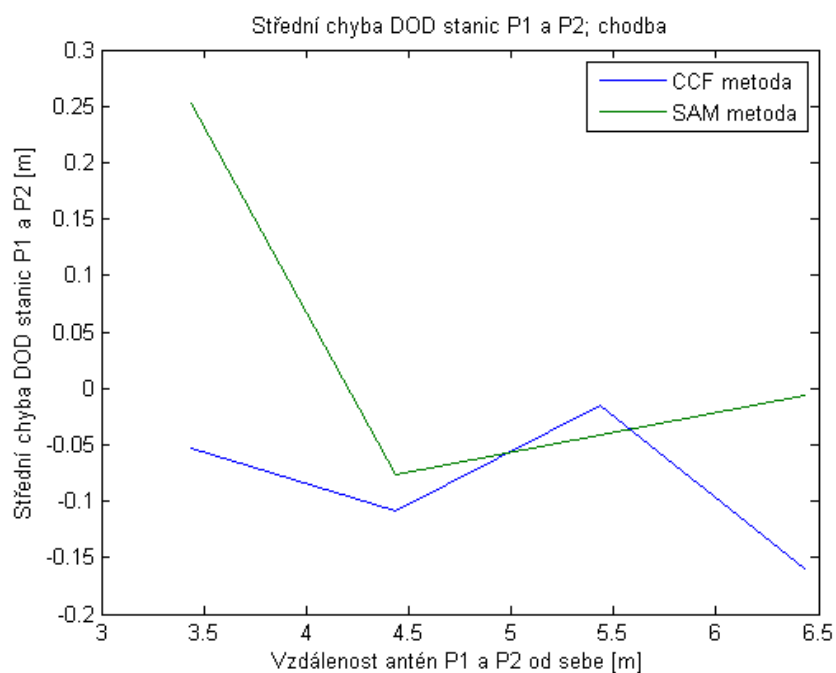
Tabulka Tab. 4 ukazuje výsledky měření. Maximální chyba CCF je zde menší než 17 centimetrů a maximální chyba SAM je menší než 26 cm.

Tab. 4: Měření DOD za pomoci antén

Správná DOD [m]	6,435	5,435	4,435	3,435
Střední chyba měření DOD [m], CCF metoda	-0,1605	-0,0149	-0,1091	-0,0535

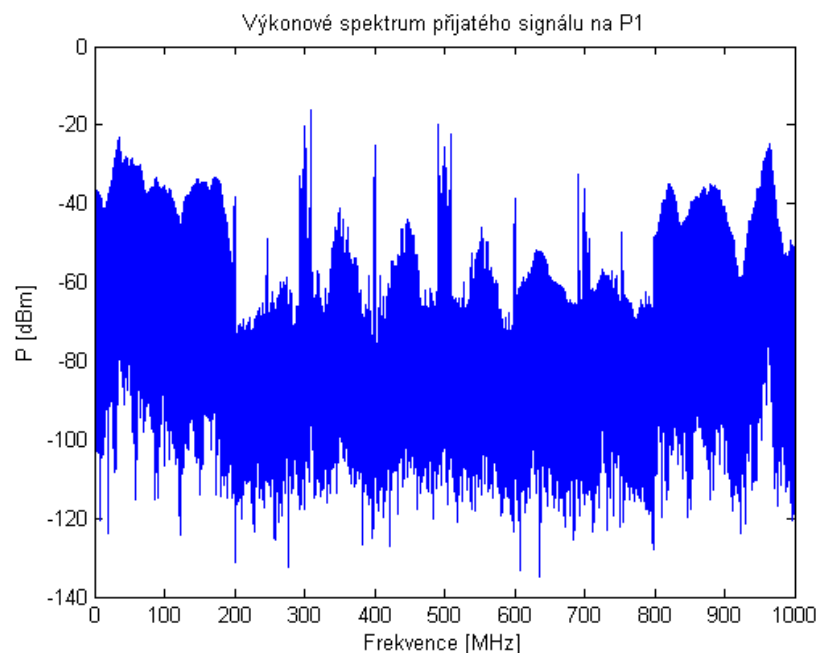


Střední chyba měření DOD [m], SAM metoda	-0,0058	-0,0409	-0,0760	0,2519
--	---------	---------	---------	--------



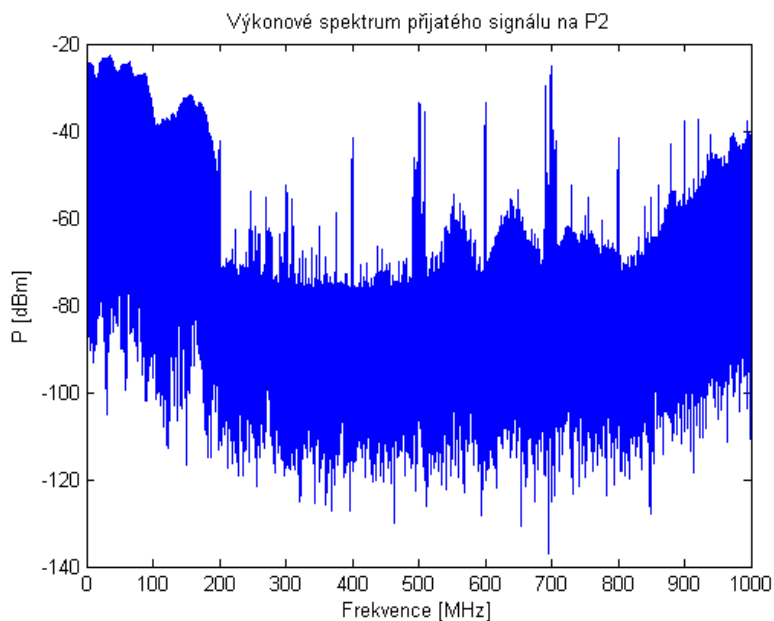
Obr. 65: Střední chyba DOD stanic P1 a P2

Pro lepší znázornění chyb DOD je na Obr. 65 je znázorněn graf středních chyb DOD pro různé polohy vysílače a přijímačů v chodbě dle Obr. 64



Obr. 66: Spektrum signálu přijatého anténou P1

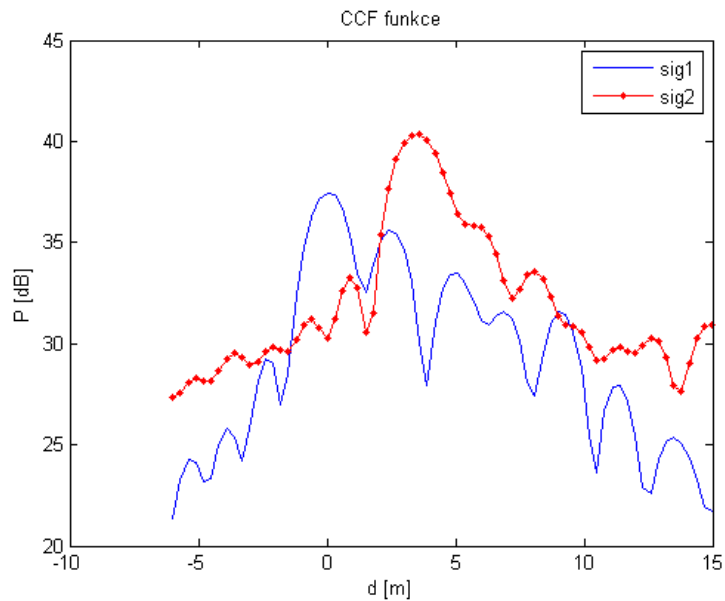
Spektrum signálu na anténě AP1 je zobrazeno na Obr. 66. Na Obr. 67 je ukázáno spektrum přijatého signálu na přijímači P2.



Obr. 67: Spektrum signálu přijatého anténou P2

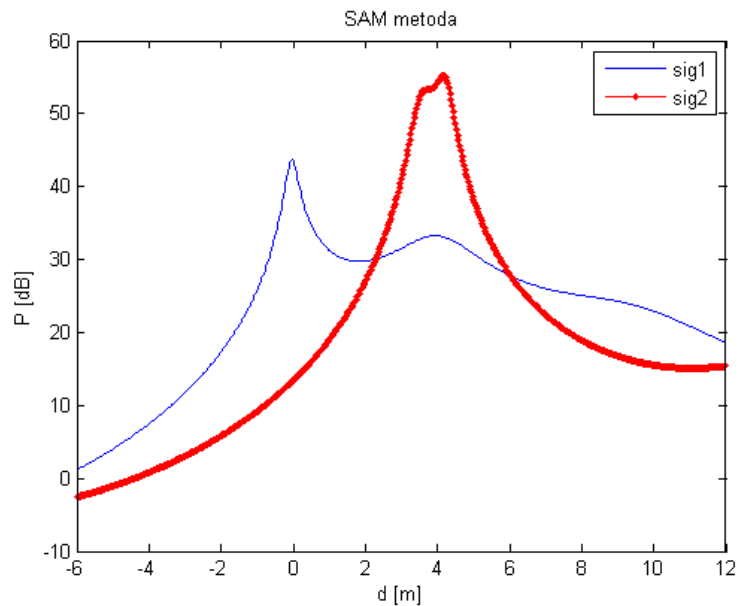
Z porovnání obou spekter je patrné, že užitečné pásmo 100 kHz až 200 MHz je výkonově více zastoupeno u přijímače P2, to je dáno použitím zesilovače na desce ADRF na

stanici P2. U stanice P1 byla použita anténa se zesilovačem, který však způsobuje amplitudové zkreslení signálu na stanici P1, což omezí šířku pásma.



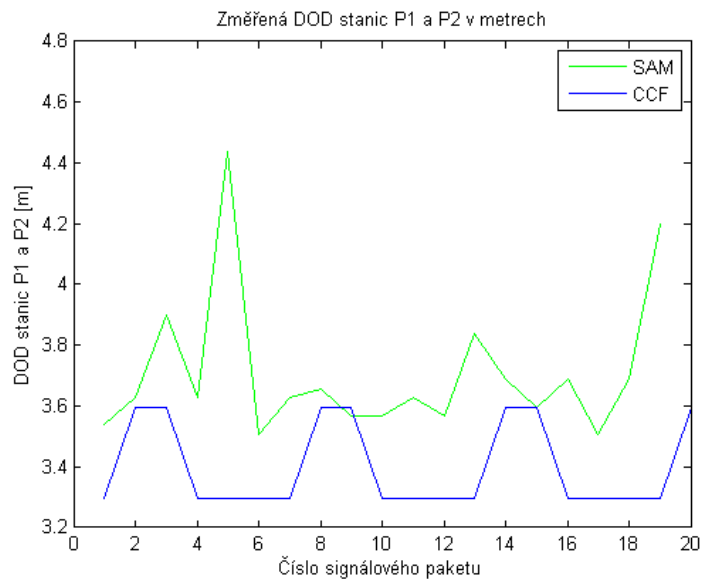
Obr. 68: Vzájemná korelační funkce, její maxima ukazují doby příchodu signálů

Vzájemná korelační funkce je zobrazena na Obr. 68. U signálu P2 naznačuje tvar korelační funkce, že bude přítomná alespoň jedna další replika, to je částečně vidět na výsledcích metody SAM na obr. 72.



Obr. 69: Modifikovaná kovarianční funkce

Na Obr. 69 je znázorněno pseudospektrum, vypočítané metodou SAM, jeho maxima ukazují odhadovanou vzdálenost mezi stanicemi. Metoda SAM je na hraně své rozlišovací schopnosti a proto vychází poloha maxima chybně.



Obr. 70: DOD stanic P1 a P2 v závislosti na pořadí paketu

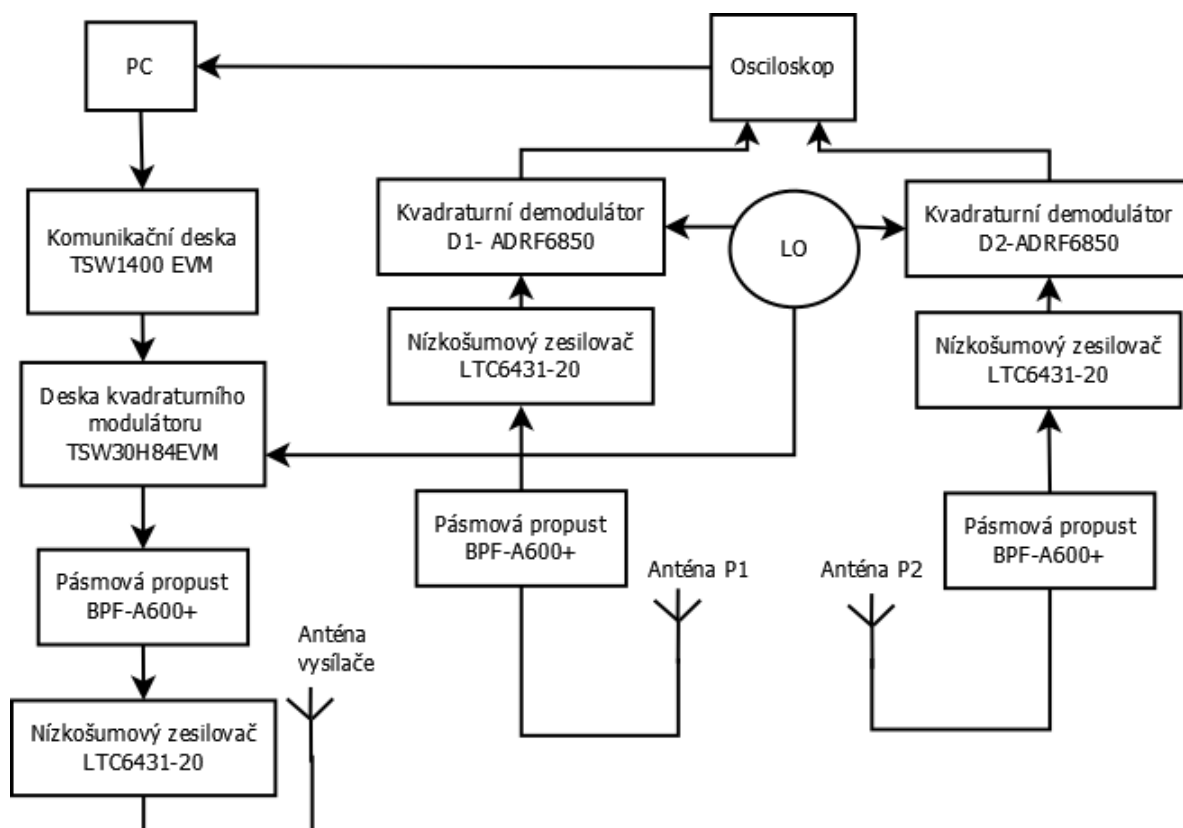
DOD pro jednotlivé pakety je možné pozorovat na Obr. 70. Metoda SAM má větší rozlišovací schopnost, ale také je více závislá na odstupu signál šum.

### 5.1.3 Měření přes zdi a zhodnocení první verze signálového řetězce

Díky ne příliš vhodným amatérsky zhotoveným anténám, absenci vhodného zesilovače a filtru spolu s utlumením signálu průchodem zdmi, systém vykazoval příliš velké zkreslení signálu na to, aby dával užitečné výsledky. Tato HW konfigurace stačila pouze na potvrzení funkčnosti myšlenky systému a ukázala své meze. Pro systém bylo nyní nutné navrhnout nízko šumový širokopásmový předzesilovač společně s pásmovým filtrem a použít vhodnější antény.

## 5.2 Druhá verze signálového řetězce

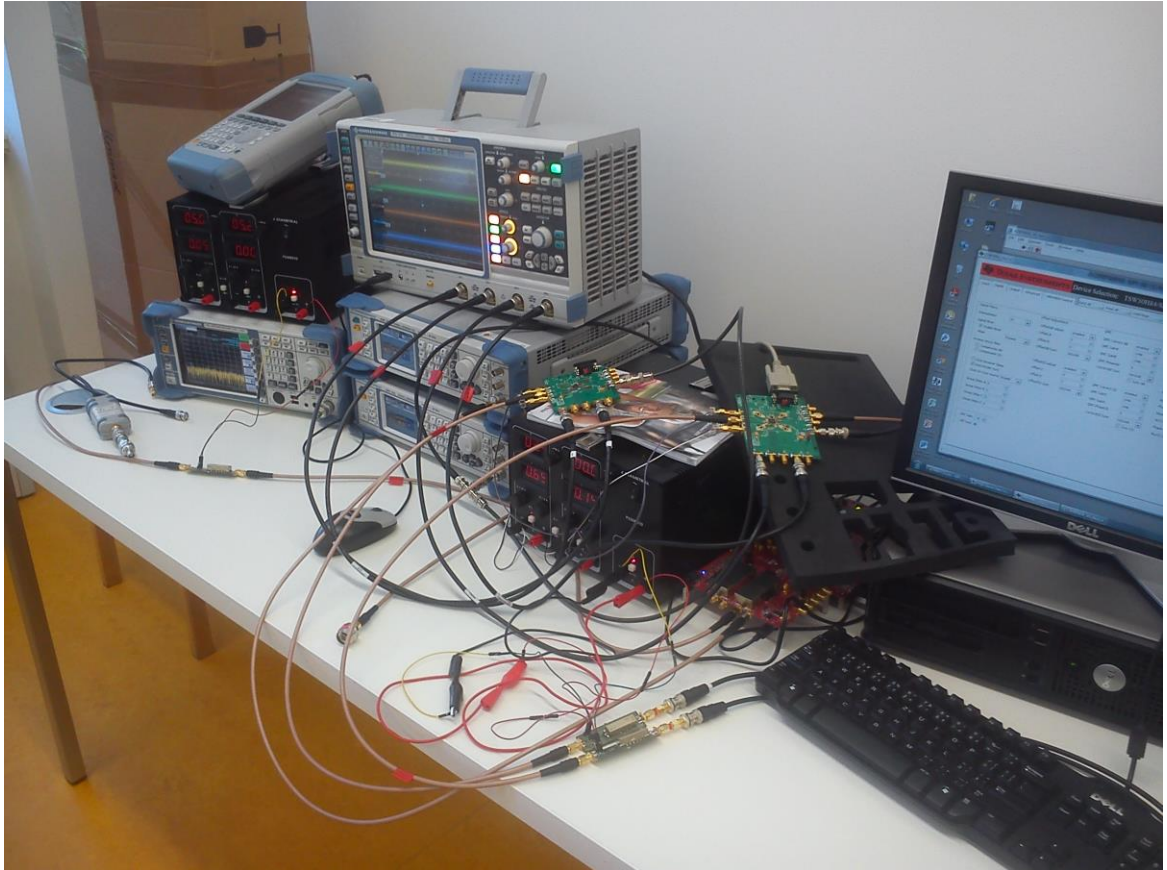
Na Obr. 71 vidíme druhou verzi signálového řetězce.



Obr. 71: Druhá verze HW řetězce

Zde již jsou použity pásmové propusti a nízkošumové zesilovače u vysílače i obou přijímacích stanic. Jako antény jsou použity širokopásmové antény Audio-technica ATW-A49 s rozsahem frekvencí 440 - 900 MHz.

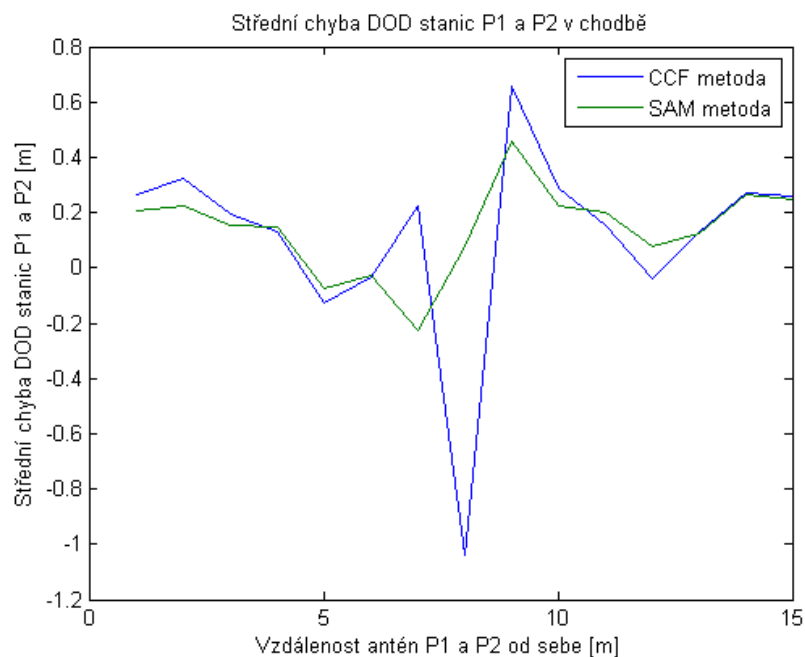
Na Obr. 72 můžeme vidět přístroje použité pro sestavení měřicího řetězce. Dva signálové generátory jsou synchronní a tvoří LO blok systému. Vysokofrekvenční vstup demodulátorů tvoří filtr BPF A600+ a nízkošumový zesilovač LTC6431-20 které jsem oba umístil na jednu DPS. Ostatní bloky a zpracování odpovídají předchozímu zapojení na Obr. 56.



Obr. 72: Měřicí pracoviště

### 5.2.1 Měření bez překážky

První měření tohoto řetězce probíhalo v podmínkách bez překážek v chodbě Univerzity Pardubice (jako zde: Obr. 64, pouze s jinými anténami).



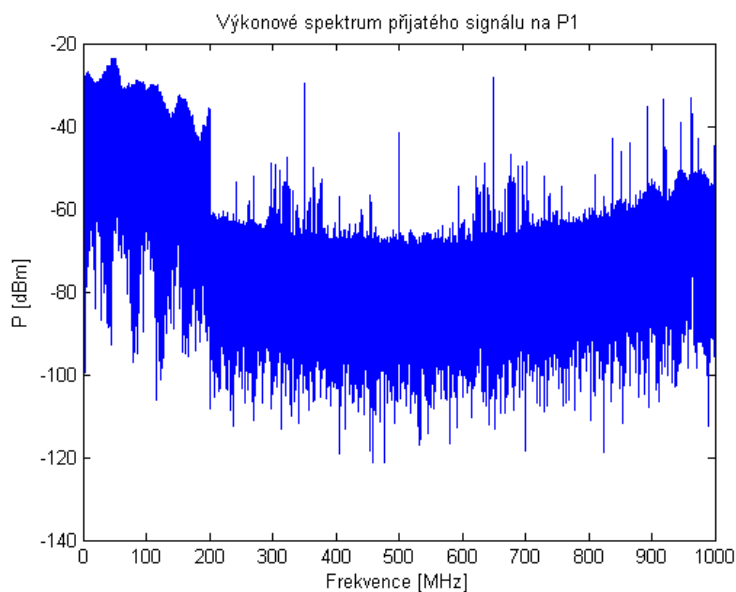
Obr. 73: Střední chyba DOD stanic P1 a P2 měřená v chodbě

Graf na Obr. 73 ukazuje porovnání metod CCF a SAM v prostředí bez překážek mezi vysílačem a přijímači. Střední hodnota chyb CCF vyšla 11 cm a směrodatná odchylka 36,71 cm.

Střední hodnota chyb SAM vyšla 14 cm a směrodatná odchylka 16,18 cm.

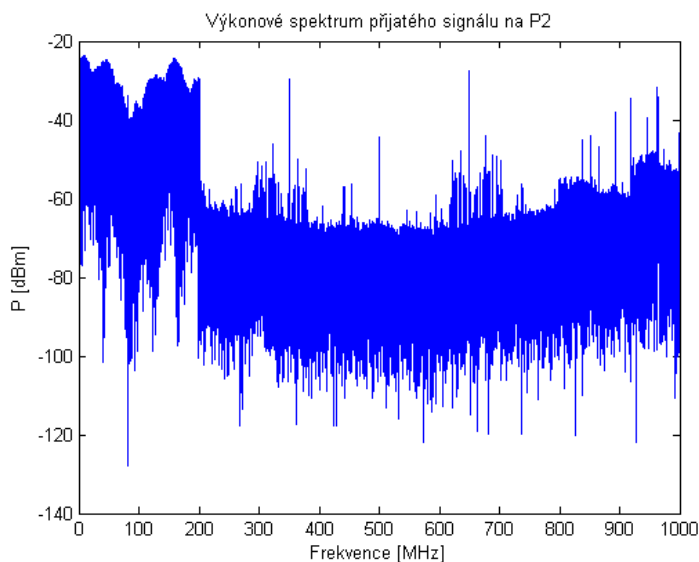
Můžeme si tedy všimnout, že střední hodnota chyb CCF metody vychází nižší, ale směrodatná odchylka snižuje její spolehlivost. Zato SAM metoda má střední hodnotu chyb o 3 cm vyšší, ale směrodatná odchylka je 2x menší.

Pro přiblížení následuje ukázka signálu pro vzdálenost vysílač přijímač 2 metry.



Obr. 74: Spektrum signálu přijatého anténou P1

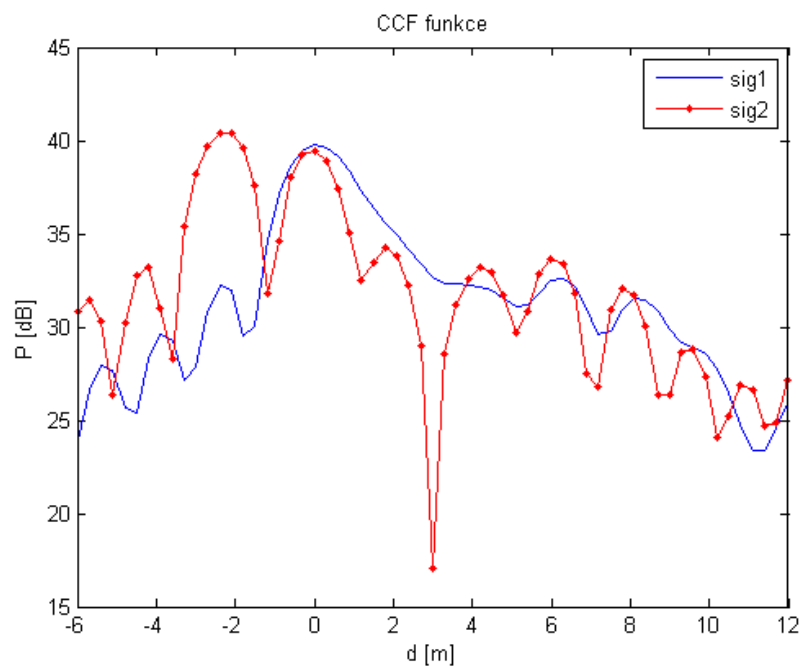
Na Obr. 74 vidíme výkonové spektrum signálu přijatého na stanici P1 a na Obr. 75 výkonové spektrum na stanici P2. U P1 je možné si všimnout klesající tendence u užitečné části výkonu spektra. U P2 je zase potlačena hustota spektra v okolí 100 MHz. To nasvědčuje vlivu mnohacestného šíření.



Obr. 75: Spektrum signálu přijatého anténou P2

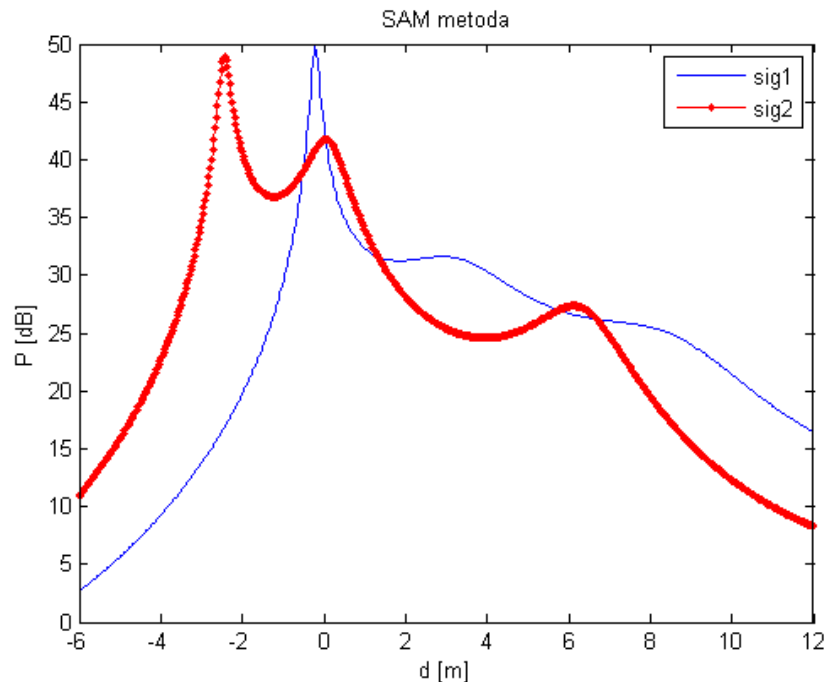
Na Obr. 76 je ukázka CCF funkce. sig. 2 (signál na P2) obsahuje velký odraz ve vzdálenosti cca 2 m od přímého signálu.





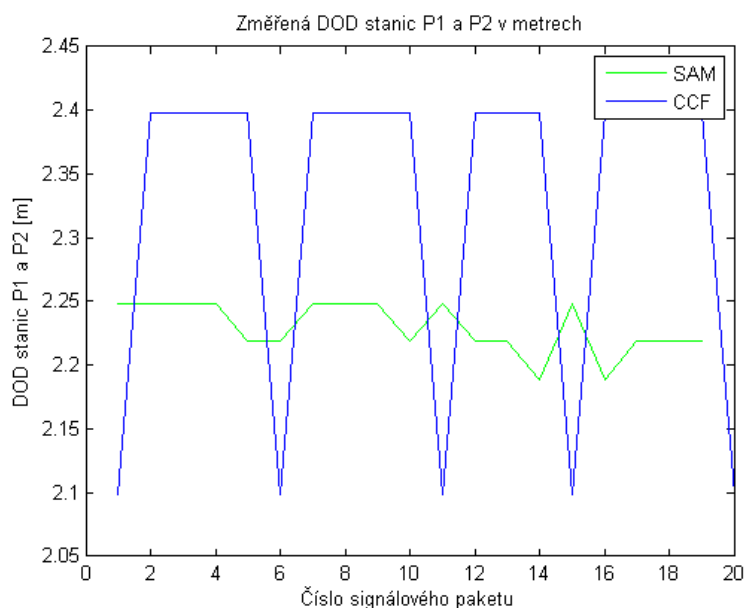
Obr. 76: Vzájemná korelační funkce, její maxima ukazují doby příchodu signálů

Graf SAM metody je zobrazen na Obr. 77. SAM metoda potvrzuje repliku přímého signálu přijatou ve vzdálenosti cirká 2 metry.



Obr. 77: SAM funkce

DOD stanic je zobrazen na Obr. 78. Z tohoto grafu je vidět daleko větší rozptyl odhadu DOD pomocí CCF funkce než u SAM metody.



Obr. 78: DOD stanic

### 5.2.2 Zhodnocení měření v chodbě bez překážek

Bylo změřeno 20 paketů přijatého signálu pro 15 různých poloh a vzdáleností stanic P1 a P2. Střední hodnoty obou metod, přes různé vzdálenosti přijímačů od sebe, nepřesahovaly 15 cm. Směrodatná odchylka byla téměř 2 krát nižší u metody SAM oproti metodě CCF, to bylo dáno zejména větším rozlišením SAM metod.

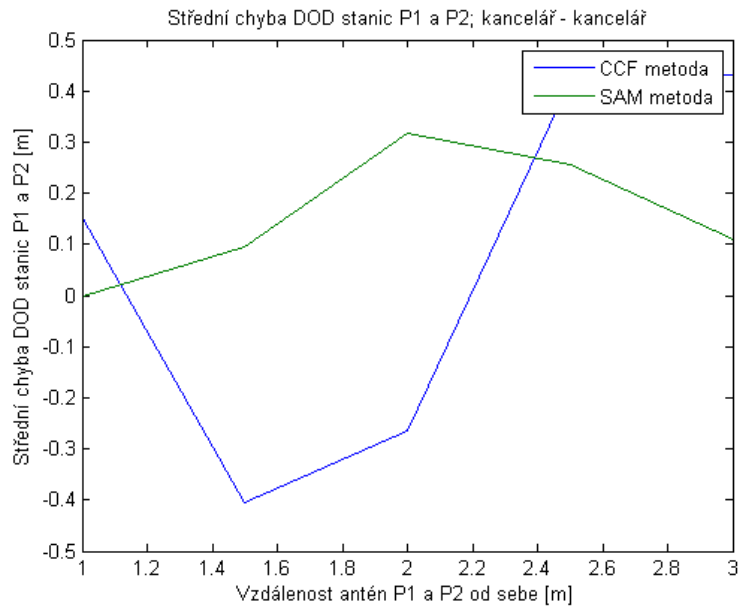
### 5.2.3 Měření s překážkami

Aby byl obraz zpracování signálu v systému a mnohacestného šíření kompletní, bylo nutné ještě zhodnotit schopnost určení DOD při měření přes zdi. Pro toto měření byly použity dvě konfigurace. První konfigurace sestávala z vysílače v jedné kanceláři a dvou přijímačů ve druhé kanceláři (kancelář - kancelář). Vysílač a přijímače byly oddělené zdí. Jednalo se o kanceláře s množstvím elektrotechnických zařízení různých velikostí. Druhé měření probíhalo z kanceláře, kde byl vysílač, a na chodbě, kde byly dva přijímače viz Obr. 79 (kancelář-chodba). Obě měření byla omezena délkou kabelů a velikostí prostorů.



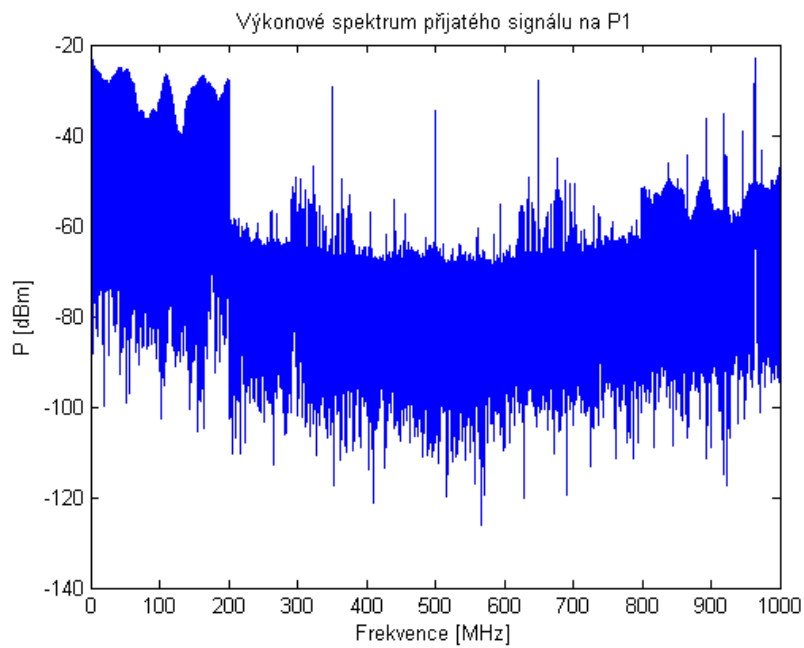
Obr. 79: Měření kancelář-chodba

Výsledek prvního měření kancelář-kancelář je vidět na Obr. 80. Střední hodnota chyb u metody CCF vychází 6,66 cm a směrodatná odchylka je 38,6 cm. Střední hodnota chyb SAM vychází 15,49 cm a směrodatná odchylka je 12,96 cm



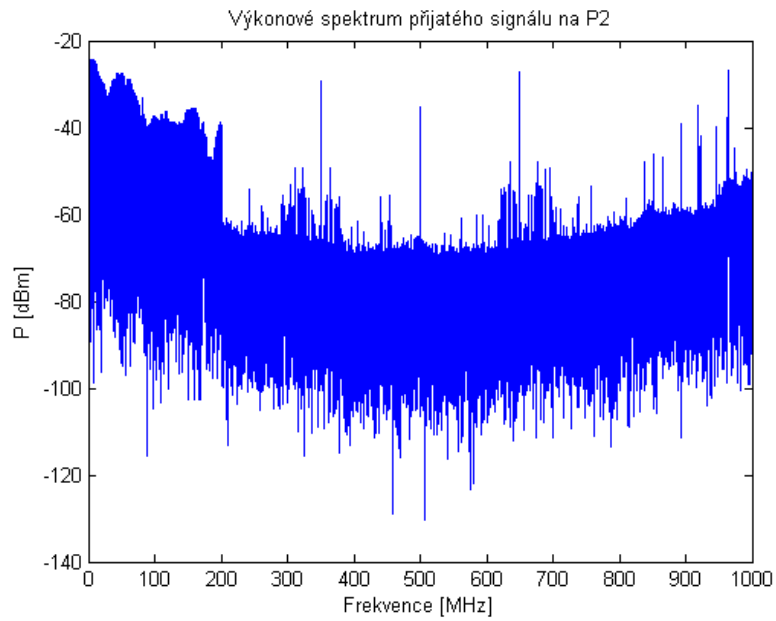
Obr. 80: Měření typu kancelář-kancelář

Ukázka spekter pro vzdálenost vysílač – přijímač 2m následuje na Obr. 81 a Obr. 82.



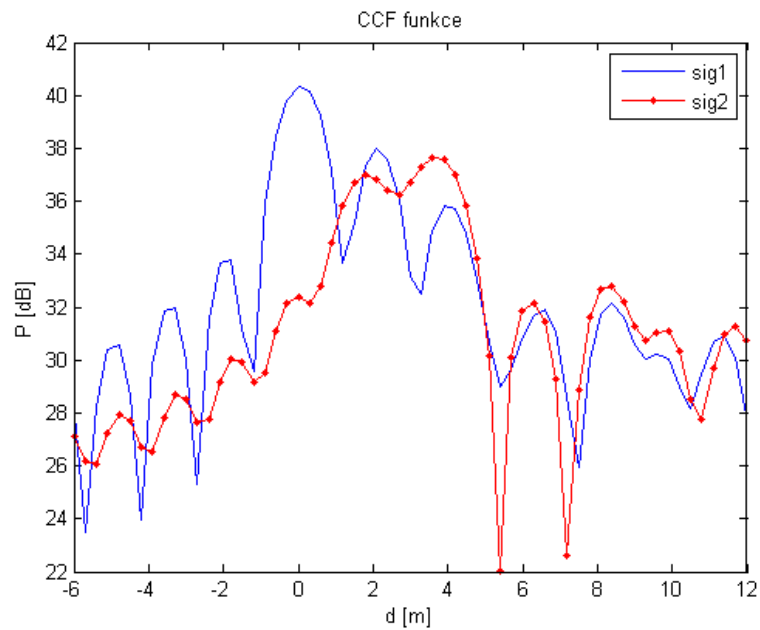
Obr. 81: Spektrum signálu přijatého anténou P1

V užitečné části spekter jdou vidět prohlubně způsobené vícecestným příjmem signálu.



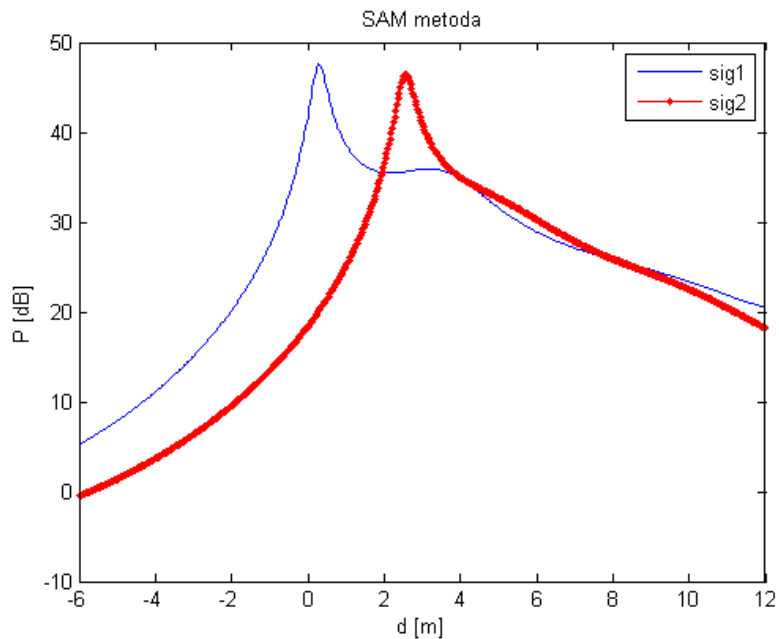
Obr. 82: Spektrum signálu přijatého anténou P2

Přiblížení metod pro výpočet DOD je na Obr. 83 a Obr. 84.



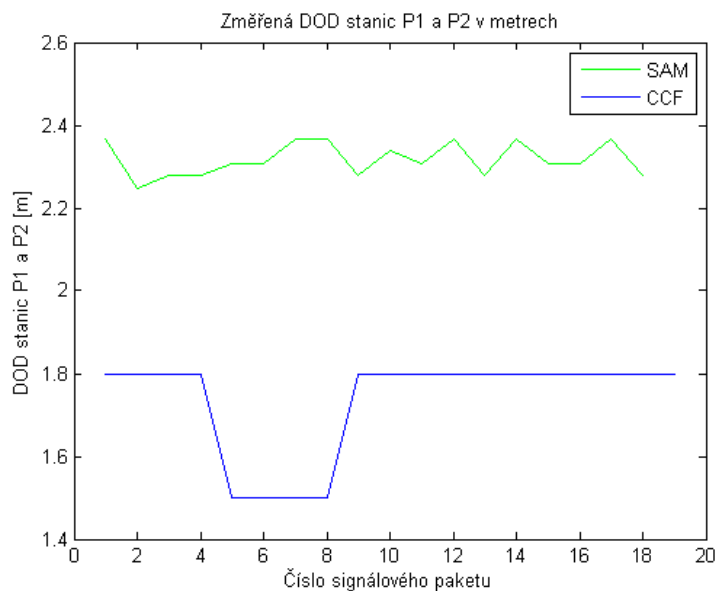
Obr. 83: CCF funkce

Na Obr. 83 vidíme vliv mnohacestného šíření signálu, sig2 na přijímači P2 je viditelně zkreslen blízkým odrazem.



Obr. 84: SAM funkce

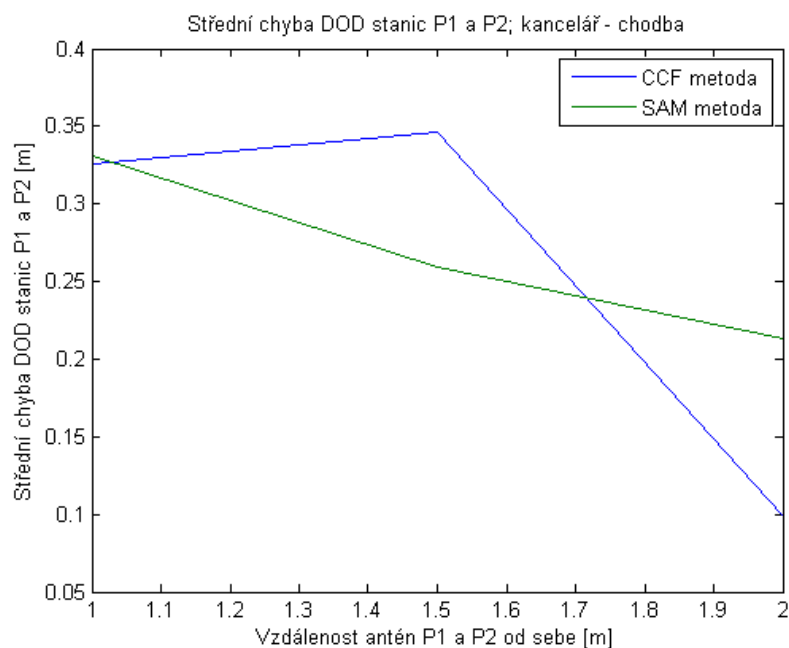
Na Obr. 84 je vidět, že SAM metoda nedosahuje tak úzké špičky jako v případech šíření LOS, to souvisí s vícecestným šířením signálu. Metoda také nezaznamenala s dostatečným rozlišením repliku přímého signálu.



Obr. 85: Odhadnuté DOD v metrech

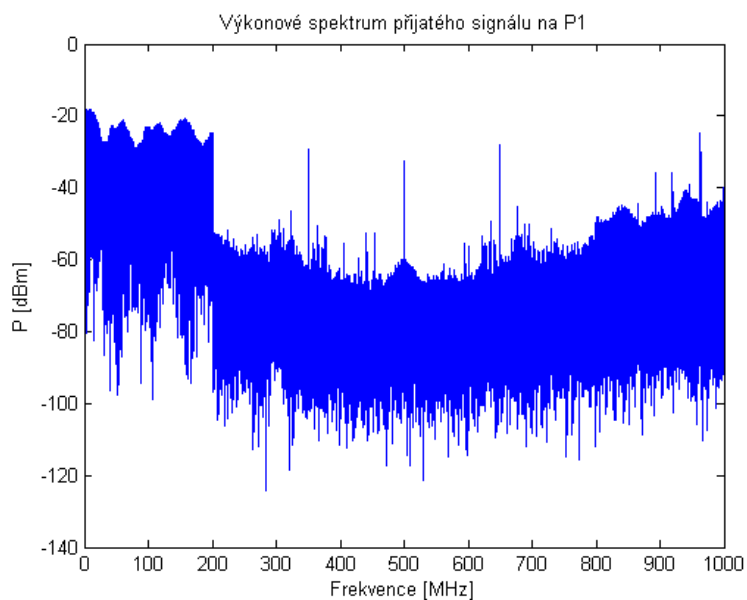
Na Obr. 85 vidíme, že CCF funkce spíše odhaduje menší hodnotu a SAM metoda spíše větší hodnotu než je správná.

Výsledky měření pro případ vysílače v kanceláři a přijímačích na chodbě následují. Díky omezení prostorem byly změřeny pouze 3 hodnoty.

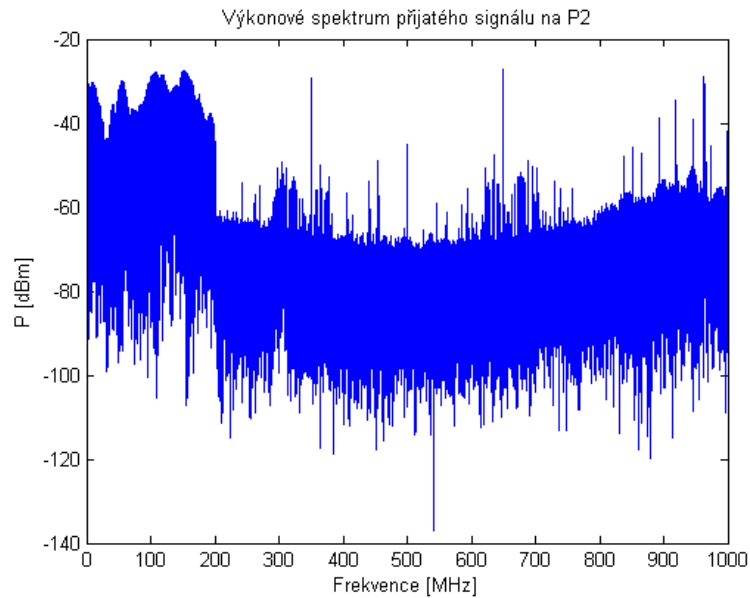


Obr. 86: Měření kancelář chodba

Následují spektra a přiblížení CCF a SAM metod pro vzdálenost 1,5 m na Obr. 87 a Obr. 88.

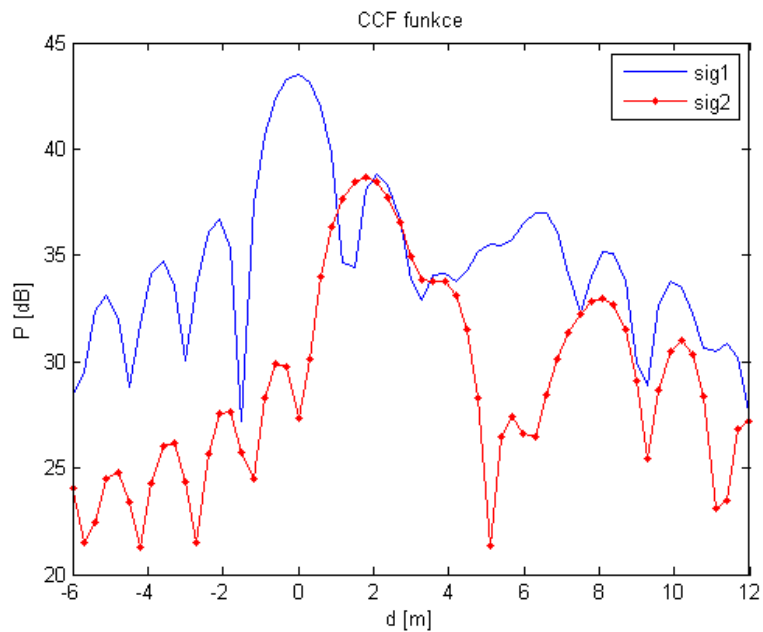


Obr. 87: Výkonové spektrum P1



Obr. 88: Výkonové spektrum P2

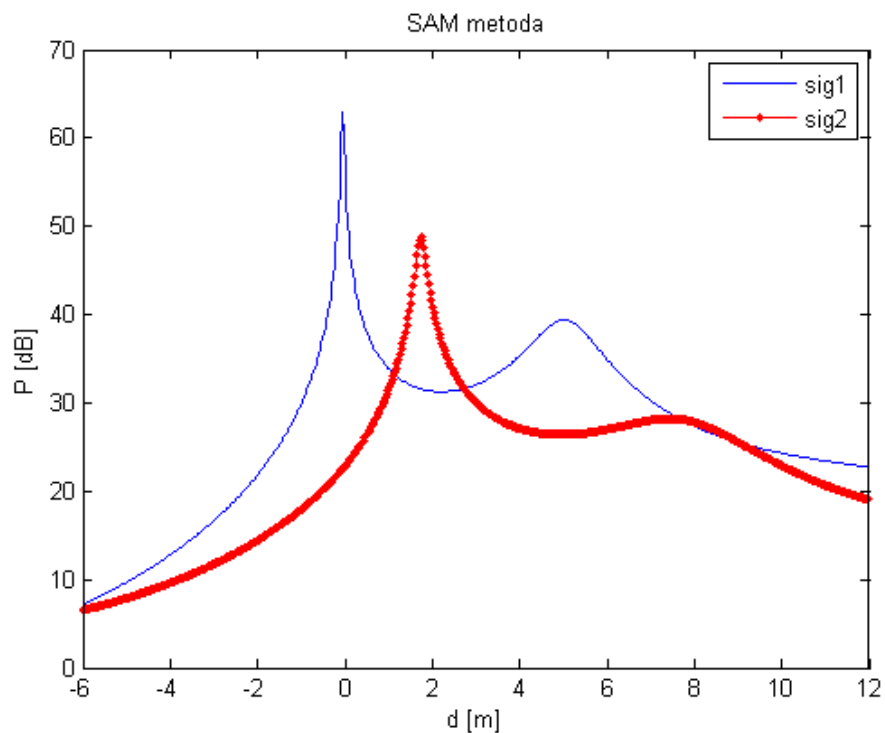
Na Obr. 89 vidíme graf CCF funkcí. Signál na P2 je viditelně zmenšen oproti signálu na P1. To mohlo být způsobeno sečtením přímého a odraženého signálu v protifázi.



Obr. 89: Graf CCF funkce

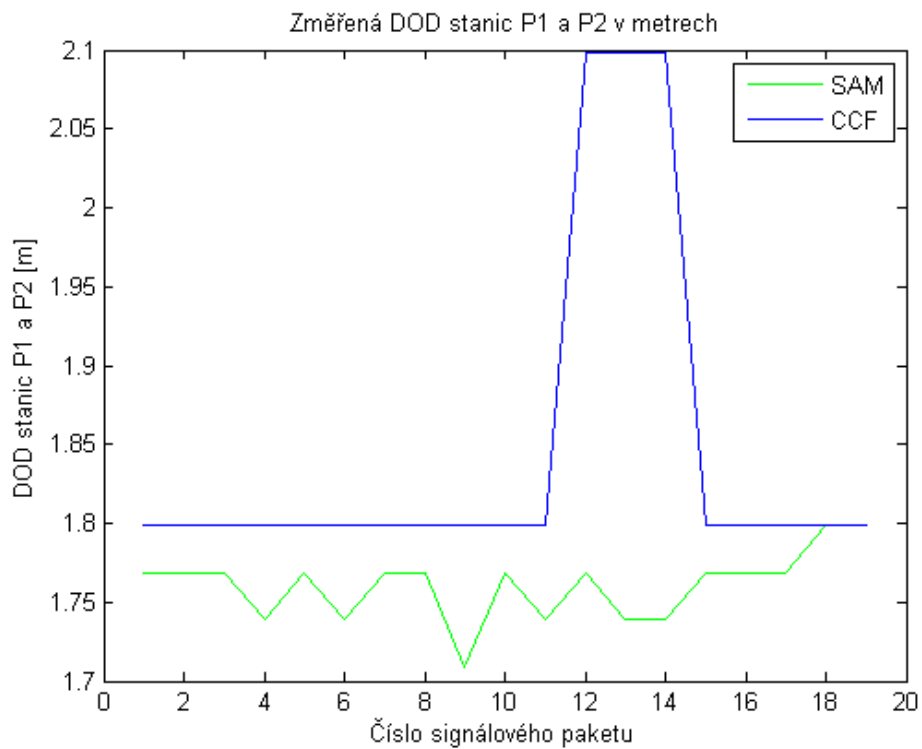
Nicméně graf průběhu pseudospektra metody SAM, který je zobrazen na Obr. 90. nenaznačuje rozlišitelnou blízkou repliku.





Obr. 90: SAM metoda

Výsledný DOD jedné polohy vysílače a přijímačů které jsou vzdálené 1,5 metru od sebe je na Obr. 91. Metoda SAM zde dává přesnější výsledek.



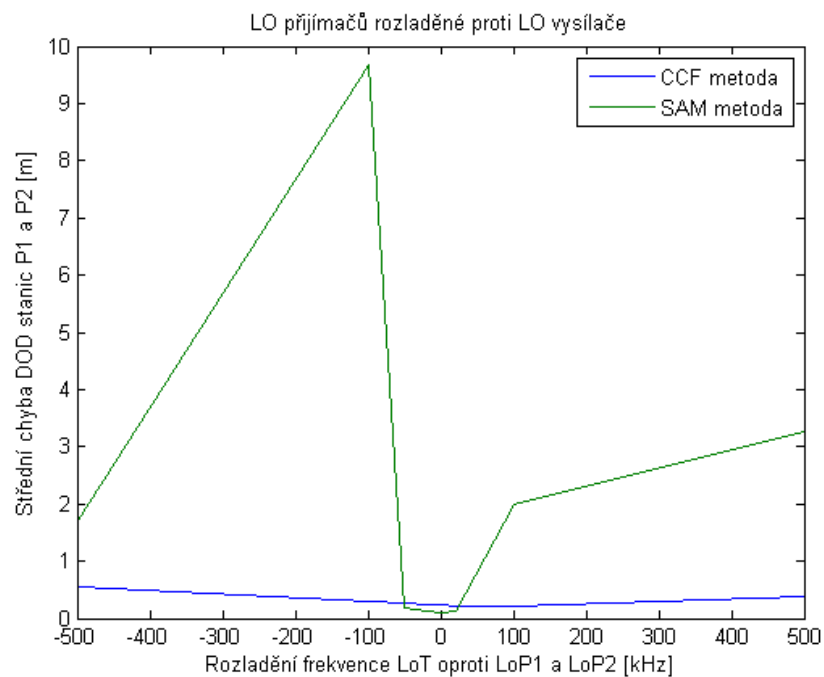
Obr. 91: DOD stanic

### 5.2.4 Zhodnocení měření s překážkami

Pokud dáme výsledky obou měření přes zdi dohromady, vychází střední hodnota chyby CCF přes různé polohy vysílače a přijímačů 13,79 centimetrů a směrodatná odchylka 13,74 cm. V případě SAM metody je střední hodnota 19,72 cm a směrodatná odchylka 5,9 cm. Tyto výsledky ukazují, že systém je schopen pracovat i v prostředí se zdmi a mnoha odražejícími předměty s přesností lepší než 20 cm.

### 5.3 Ověření vlivu rozladění místních oscilátorů

Pro ověření vlivu rozladění místních oscilátorů mezi vysílačem a přijímači bylo provedeno měření. Oba dva přijímače měly společný místní oscilátor nastavený na základní nosný kmitočet, kmitočet oscilátoru vysílače byl rozladován. Vysílač i přijímače byly rozmístěny v jedné místnosti, kde přijímače byly od sebe vzdáleny 1,5 metru. Byla zde použita 2. verze experimentálního HW (Obr. 71). Výsledky experimentu jsou shrnuty na Obr. 92.



Obr. 92: Vliv rozladění místních oscilátorů

Výsledky experimentu potvrzují, že metoda CCF je vysoce tolerantní vůči rozladění místních oscilátorů. U metody SAM byla analýzou zjištěna mez tolerance  $\pm 20$  kHz až  $\pm 80$  kHz podle vzdálenosti první repliky což koresponduje s naměřenými hodnotami.

## 5.4 Zhodnocení všech měření s anténami

V odst. 4.4.2 a 4.4.3 (Tab.2) jsme odhadli střední chyby a směrodatné odchylky měření pseudovzdáleností pod vlivem vícecestného šíření. Pokud by byla měření na stanicích P1 a P2 nezávislá, mohli bychom počítat s tím, že se při měření DOD sečtou rozptyly chyb na jednotlivých stanicích, tedy že měření DOD bude vykazovat dvojnásobný rozptyl oproti měření pseudovzdálenosti na jedné stanici. Odtud by pro směrodatné odchylky měření DOD vycházelo 62,5 cm pro metodu CCF a 9 cm (při  $S/N = 10$  dB) pro metodu SAM. To je srovnatelné s naměřenými hodnotami směrodatných odchylek 32,5 cm pro CCF a 15,2 cm u SAM metod. Střední hodnoty chyb naměřených DOD by v tomto případě měly vyjít nulové. Ve skutečnosti byly naměřeny hodnoty 8,9 cm u metody CCF a 14 cm u metody SAM. Lze se domnívat, že při rozsáhlejších experimentech a měření v různých konfiguracích stanic by mohl být výsledek ještě příznivější.

## 6 ZÁVĚR

V této dizertační práci je navržen a analyzován radarový systém pro určování polohy vysílače v komplikovaném prostředí s mnoha překážkami. Systém je autonomní a nevyužívá žádnou zabudovanou infrastrukturu, takže je vhodný zejména pro monitorování pohybu členů záchranného týmu (případně robotů) při zásazích v budovách nebo v členité zástavbě při požárech nebo při jiných kritických situacích, kdy se nelze na funkčnost zabudovaných zařízení spoléhat.

Systém je koncipován jako časoměrný hyperbolický radarový systém vyhodnocující rozdíly časů příchodů vysílaných signálů na přenosných stanicích, rozmístěných vně sledovaného prostoru. Vysílaný signál je širokopásmový impulzní s vnitropulzní modulací OFDM. Jednotlivé vysílače mají své unikátní kódy, které jsou namodulovány na subnosné OFDM prostřednictvím modulace BPSK.

Jádrem práce jsou tři tematické okruhy:

- Výběr radarového systému a analýza metod výpočtu polohy zahrnující vliv chyb, způsobených průchodem signálu zdmi. Tento jev významně omezuje použitelnost různých metod. Případy úplného zastínění přímého signálu však v úvahu brány nebyly.
  - V této části byla nejdříve provedena analýza vlivu rozložení přijímacích stanic na pokrytí sledovaného prostoru za typických omezujících podmínek ohledně rozložení stanic. Při optimalizaci byly vzaty v úvahu i možnosti zvýšení počtu přijímacích stanic nebo současného měření úhlu příchodu signálu. Jako ukázka řešení bylo navrženo rozložení, minimalizující oblasti vysokých chyb určení polohy u budovy typických rozměrů. Dále byl ukázán vliv počtu přijímacích stanic na chybu polohy vysílače a vliv přidání informace o úhlu příchozího signálu.
  - Výsledkem této analýzy je návrh použít 3D metodu postupných aproximací s linearizací, přičemž pro výpočet výchozí polohy použít 2D metodu postupných aproximací s linearizací s východiskem ve středu budovy, které však vůči samotné 3D metodě postupných aproximací přináší jen drobné výhody.
- Model vysílaného a přijímaného signálu a analýza metod odhadu časů příchodu signálu (resp. pseudovzdáleností) na jednotlivé přijímací stanice. Uvažovaly se zejména dvě metody a to metoda vzájemné korelační funkce CCF a spektrálně

analytická metoda SAM, využívající modifikované kovarianční funkce, které byly dále podrobeny zevrubné výpočetní analýze i experimentálnímu ověření a porovnány mezi sebou v řadě parametrů.

- V této části byly provedeny rozborů vlivu šumu, vícecestného šíření a rozladění místních a vzorkovacích oscilátorů na chyby měření časů příchodu signálu na jednotlivé stanice pro uvedené metody CCF a SAM.
- Pro ohodnocení vlivu samotného šumu na chyby měření pseudovzdáleností byla odvozena mez CRB pro navržený typ modulace OFDM a rozptyl pro vybrané estimátory. Jednalo se o korelační metodu CCF a kovarianční metodu SAM, ale v těchto dvou případech šlo pouze o lineární přiblížení, vhodné pro větší odstupy signál/šum.
- Výpočet vlivu vícecestného šíření na přesnost měření zpoždění (pseudovzdáleností) je v zásadě nelineární úloha. Největší vliv na výsledek měření mají nejbližší repliky, jejichž amplituda je srovnatelná s amplitudou přímého signálu. Byl vytvořen paprskový model, s jehož pomocí byl nalezen průběh hustoty pravděpodobnosti nejbližší repliky na její vzdálenosti. Tak bylo možno vypočítat odhad střední kvadratické chyby určení pseudovzdálenosti v důsledku vícecestného šíření. Vypočtená střední chyba, způsobená tímto efektem byla zanedbatelná (4,2 cm při  $S/N = 10$  dB).
- Vliv rozladění místního a vzorkovacího oscilátoru byl studován také na numerickém modelu. Bez uvažování vlivu vícecestného šíření je systém relativně tolerantní k nesouladu kmitočtů, ale přítomnost blízkých replik signálu citlivost na rozladění podstatně zvyšuje. Ze simulací vyplynuly přísné požadavky na shodu kmitočtů LO (přijímací stanice/vysílač) a vzorkovacích oscilátorů (přijímací stanice/vzor), které by sice mohly být splněny při velmi dobré stabilizaci jak oscilátorů přijímačů, tak i vysílačů, ale zdá se vhodnější doplnit systém o synchronizaci těchto oscilátorů např. majákem, vysílajícím pilotní kmitočty.
- Experimentální ověření vybraných charakteristik subsystému, tvořeného vysílačem a dvojicí přijímacích stanic v reálném prostředí s vícecestným šířením bylo provedeno v budově Univerzity Pardubice a to s vlastním HW ve dvou provedeních.

- V této konfiguraci byla provedena měření rozdílů pseudovzdáleností a výsledky měření byly porovnány s výsledky simulací v teoretické části práce. Byly testovány obě metody CCF i SAM. Potvrdilo se, že při snížení odstupů signál šum metoda SAM rychle ztrácí své přednosti lepší rozlišovací schopnosti.
- Experimentálně byl dále ověřen vliv rozladění místních oscilátorů na měření časů příchodu signálu na stanici s výsledky, korespondujícími se simulacemi.

Předpokládáme, že v dalším výzkumu se zaměříme na zdokonalení experimentálního vybavení vytvořením kompaktního HW i SW pro testování celého systému. V systémové oblasti bychom chtěli jít alternativně cestou rozšíření funkčnosti vysílačů a přijímačů na systém vícepozičního sekundárního radaru a budeme také rozvíjet cestu kombinace časoměrného a směroměrného systému.

## SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] BARTON, David Knox. *Modern radar system analysis*. Norwood, MA: Artech House, c1988. ISBN 089006170X.
- [2] NICHOLAS J. WILLIS. *Bistatic Radar*. 2nd ed. Raleigh: SciTech Pub, 1995. ISBN 1891121456.
- [3] RINGER, M.A., G.J. Frazer, a S. J. Anderson, *Waveform Analysis of Transmitters of Opportunity for Passive Radar* [online]. DSTO Electronics and Surveillance Research Laboratory, Salisbury, 1999. [cit. 2016-07-05]. Dostupné z: <http://digext6.defence.gov.au/dspace/bitstream/1947/4388/1/DSTO-TR-0809.pdf>
- [4] GEZICI, S. a H.V. POOR. Position Estimation via Ultra-Wide-Band Signals. *Proceedings of the IEEE* [online]. 2009, **97**(2), 386-403 [cit. 2016-07-04]. DOI: 10.1109/JPROC.2008.2008840. ISSN 0018-9219. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4796279>
- [5] CHIN-DER WANN, YI-JING YEH a CHIH-SHENG HSUEH. Hybrid TDOA/AOA Indoor Positioning and Tracking Using Extended Kalman Filters. In: *2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference* [online]. IEEE, 2006, s. 1058-1062 [cit. 2016-06-01]. DOI: 10.1109/VETECS.2006.1682996. ISBN 1-7803-9392-9. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1682996>
- [6] QUITIN, Francois, Zahra MADADI a Wee Peng TAY. RF transmitter geolocation based on signal periodicity: Concept and implementation. In: *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*[online]. IEEE, 2015, s. 4593-4598 [cit. 2016-05-18]. DOI: 10.1109/ICC.2015.7249047. ISBN 978-1-4673-6432-4. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7249047>
- [7] PARIKH, Hemish K. *An RF System Design for an Ultra Wideband Indoor Positioning System*[online]. Worcester Polytechnic Institute USA, 2008 [cit. 2016-07-05]. Dostupné z: <https://www.wpi.edu/Pubs/ETD/Available/etd-031108-203800/unrestricted/hparikh.pdf>
- [8] BEZOUŠEK, Pavel a Vladimír SCHEJBAL. Bistatic and Multistatic Radar Systems. *RADIOENGINEERING* [online]. 2008, **17**(3), 4-10 [cit. 2016-07-05]. Dostupné z: [http://www.radioeng.cz/fulltexts/2008/08\\_03\\_053\\_059.pdf](http://www.radioeng.cz/fulltexts/2008/08_03_053_059.pdf)
- [9] CAVANAUGH, A., M. LOWE, D. CYGANOSKI a R. J. DUCKWORTH. WPI precision personnel locator: Inverse synthetic array reconciliation tomography. In: *Proceedings of the 2012 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium* [online]. IEEE, 2012, s. 1189-1194 [cit. 2016-07-04]. DOI: 10.1109/PLANS.2012.6236974. ISBN 978-1-4673-

- 0387-3. Dostupné z:  
<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6236974>
- [10] LANGLEY, Richard B. Dilution of Precision. *GPS World* [online]. **1999**, 52-59 [cit. 2016-07-05]. Dostupné z:  
[http://www.nrem.iastate.edu/class/assets/nrem446\\_546/week3/Dilution\\_of\\_Precision.pdf](http://www.nrem.iastate.edu/class/assets/nrem446_546/week3/Dilution_of_Precision.pdf)
- [11] WOODACRE, Benjamin. WPI Precision Personnel Location System: Automatic Antenna Geometry Estimation [online]. Worcester Polytechnic Institute Worcester, Massachusetts, 2008 [cit. 2016-07-04]. Dostupné z: <https://www.wpi.edu/Images/CMS/PPL/JNC08-benw-gac.pdf>
- [12] PAVEL BEZOUŠEK, Pavel Šedivý. *Radarová technika*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 978-800-1030-363.
- [13] STEPHEN E. LIPSKY., Pavel Šedivý. *Microwave passive direction finding*. Corr. reprinting of the 1987 ed. Norwood Mass: Books24x7.com, 2004. ISBN 18-911-2123-5.
- [14] PIDANIČ, Jan. *Metody pro výpočet vzájemné funkce neurčitosti*, Pardubice, CZ, 2012. Dizertační práce. Dopravní fakulta Jana Pernera, Univerzita Pardubice
- [15] PROAKIS, John G. a Dimitris G. MANOLAKIS. *Digital signal processing*. 4th ed. Upper Saddle River, N.J.: Pearson Prentice Hall, c2007. ISBN 01-318-7374-1.
- [16] EDITED BY MIKHAIL CHERNIAKOV, John G. a David V. Nezlin .. [et al.]. AUTHORS. *Bistatic radar: principles and practice*. 4th ed. Chichester, England: John Wiley, 2007. ISBN 978-047-0026-304.
- [17] HE, Hao, Jian LI a Petre. STOICA. *Waveform design for active sensing systems: a computational approach*. 4th ed. New York: Cambridge University Press, 2012. ISBN 11-070-1969-9.
- [18] MAPAR, Jalal. *Honeywell GLANSER Emergency Responder Locator System* [online]. WPI Workshop, Worcester Polytechnic Institute Worcester, Massachusetts, 2011 [cit. 2016-07-04]. Dostupné z: <https://www.wpi.edu/Images/CMS/PPL/JNC08-benw-gac.pdf>
- [19] THAJUDEEN, C., A. HOORFAR a F. AHMAD. Measured complex permittivity of walls with different hydration levels and the effect on power estimation of twri target returns. *Progress In Electromagnetics Research B* [online]. USA, 2011 [cit. 2016-07-05]. Dostupné z: <http://www.jpier.org/PIERB/pierb30/10.10091004.pdf>
- [20] SCHEJBAL, V. et al. UWB propagation through walls. *Radioengineering*. 2006, vol. 15, no. 1, p. 17 - 24.



- [21] MATARACIOĞLU, Tolga a Ünal TATAR. MATARACIOĞLU, Tolga a Ünal TATAR. Spectral Estimation Methods: Comparison and Performance Analysis on a Steganalysis Application. [online]. [cit. 2015-10-29]. Dostupné z: <http://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1108/1108.2152.pdf>
- [22] STOICA, Petre. a Randolph L. MOSES. *Spectral analysis of signals*. Upper Saddle River, N.J.: Pearson/Prentice Hall, c2005. ISBN 01-311-3956-8.
- [23] VIZINHO, A. a L.R. WYATT. Evaluation of the use of the modified-covariance method in HF radar ocean measurement. *IEEE Journal of Oceanic Engineering* [online]. **26**(4), 832-840 [cit. 2016-07-05]. DOI: 10.1109/48.972123. ISSN 03649059. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=972123>
- [24] HAYES, Monson H. *Statistical digital signal processing and modeling*. New York: John Wiley, c1996. ISBN 04-715-9431-8.
- [25] *TRX NEON* [online]. [cit. 2016-07-04]. Dostupné z: <http://www.trxsystems.com/neon-personnel-tracking>
- [26] *NAViSEER* [online]. [cit. 2016-07-04]. Dostupné z: *NAViSEER* [online]. [cit. 2016-07-04]. Dostupné z: [http://downloads.seertechnology.com/brochures/NAViSEER\\_tri-fold.pdf](http://downloads.seertechnology.com/brochures/NAViSEER_tri-fold.pdf)
- [27] *POINTER* [online]. [cit. 2016-07-04]. Dostupné z: [https://www.dhs.gov/sites/default/files/publications/R-Tech%20Precision%20Outdoor%20and%20Indoor%20Navigationand%20Tracking%20for%20Emergency%20Responders%20One%20Pager\\_1.pdf](https://www.dhs.gov/sites/default/files/publications/R-Tech%20Precision%20Outdoor%20and%20Indoor%20Navigationand%20Tracking%20for%20Emergency%20Responders%20One%20Pager_1.pdf)
- [28] D'ANDREA, A.N., U. MENGALI a R. REGGIANNINI. The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problems. *IEEE Transactions on Communications* [online]. 1994, 42(2/3/4), 1391-1399 [cit. 2016-04-26]. DOI: 10.1109/TCOMM.1994.580247. ISSN 0090-6778. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=580247>
- [29] DELMAS, Jean-Pierre. Closed-form expressions of the true Cramer-Rao bound for parameter estimation of BPSK, MSK or QPSK waveforms. In: *14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2006)*. Florence, Italy: EURASIP, 2006, s. 4-8. ISSN 2219-5491.
- [30] KAY, Steven M. *Fundamentals of statistical signal processing*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall PTR, c2013. Prentice Hall signal processing series. ISBN 978-0-13-280803-3.

- [31] BUCHER, Ralph a D. MISRA. A Synthesizable VHDL Model of the Exact Solution for Three-dimensional Hyperbolic Positioning System. *VLSI Design* [online]. 2002, **15**(2), 507-520 [cit. 2016-05-04]. DOI: 10.1080/1065514021000012129. ISSN 1065-514x. Dostupné z: <http://www.hindawi.com/journals/vlsi/2002/935925/abs/>
- [32] CHAN, Y.T. a K.C. HO. A simple and efficient estimator for hyperbolic location. *IEEE Transactions on Signal Processing* [online]. **42**(8), 1905-1915 [cit. 2016-05-04]. DOI: 10.1109/78.301830. ISSN 1053587x. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=301830>
- [33] AL HARBI, Fatima a Hermann HELGERT. An Improved Chan-Ho Location Algorithm for TDOA Subscriber Position Estimation. *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*. USA, 2010, **2010**(9), 101-105. ISSN 1738-7906. Dostupné také z: [http://paper.ijcsns.org/07\\_book/201009/20100917.pdf](http://paper.ijcsns.org/07_book/201009/20100917.pdf)
- [34] SMITH, J. a J. ABEL. Closed-form least-squares source location estimation from range-difference measurements. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* [online]. 1987, **35**(12), 1661-1669 [cit. 2016-05-04]. DOI: 10.1109/TASSP.1987.1165089. ISSN 0096-3518. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1165089>
- [35] WOODACRE, Benjamin. *TDOA Positioning Algorithms: Evaluation and Implementation* [online]. Worcester Polytechnic Institute, 2003 [cit. 2016-05-04]. Dostupné z: <https://www.wpi.edu/Images/CMS/PPL/tdoa-frls-030923.pdf>
- [36] ZHANG, Lingwen a Zhenhui TAN. A new TDOA algorithm based on Taylor series expansion in cellular networks. *Frontiers of Electrical and Electronic Engineering in China* [online]. 2008, **3**(1), 40-43 [cit. 2016-05-05]. DOI: 10.1007/s11460-008-0018-2. ISSN 1673-3460. Dostupné z: <http://link.springer.com/10.1007/s11460-008-0018-2>
- [37] FOY, WADE. Position-Location Solutions by Taylor-Series Estimation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* [online]. 1976, **AES-12**(2), 187-194 [cit. 2016-05-05]. DOI: 10.1109/TAES.1976.308294. ISSN 0018-9251. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4101619>
- [38] CHEUNG, K.W., H.C. SO, W.-K. MA a Y.T. CHAN. Least Squares Algorithms for Time-of-Arrival-Based Mobile Location. *IEEE Transactions on Signal Processing* [online]. 2004, **52**(4), 1121-1128 [cit. 2016-05-05]. DOI: 10.1109/TSP.2004.823465. ISSN 1053-587x. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1275684>

- [39] BECK, A., P. STOICA a JIAN LI. Exact and Approximate Solutions of Source Localization Problems. *IEEE Transactions on Signal Processing*[online]. 2008, **56**(5), 1770-1778 [cit. 2016-05-05]. DOI: 10.1109/TSP.2007.909342. ISSN 1053-587x. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4472183>
- [40] YE, Meng, Lina WANG, Yu YANG a Shengdong XIE. Localization Algorithm Based on Nonlinear Least Square Principle. *Journal of computational information systems*. 2014, **2014**(10), 6033- 6039. ISSN 1553-9105. Dostupné také z: [http://www.jofcis.com/publishedpapers/2014\\_10\\_14\\_6033\\_6039.pdf](http://www.jofcis.com/publishedpapers/2014_10_14_6033_6039.pdf)
- [41] POLA, Marek. *Modelování vícecestného šíření signálu* [online]. Pardubice, 2009 [cit. 2016-05-09]. Dostupné z: [https://dk.upce.cz/bitstream/handle/10195/35005/PolaM\\_Modelsireni\\_ZN\\_2009.pdf?sequence=1&isAllowed=y](https://dk.upce.cz/bitstream/handle/10195/35005/PolaM_Modelsireni_ZN_2009.pdf?sequence=1&isAllowed=y)
- [42] KIMPE, M., H. LEIB, O. MAQUELIN a T.H. SZYMANSKI. Fast computational techniques for indoor radio channel estimation. *Computing in Science & Engineering* [online]. **1**(1), 31-41 [cit. 2016-05-09]. DOI: 10.1109/5992.743620. ISSN 15219615. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=743620>
- [43] CASSIOLI, D., M.Z. WIN a A.F. MOLISCH. The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* [online]. 2002, **20**(6), 1247-1257 [cit. 2016-05-10]. DOI: 10.1109/JSAC.2002.801228. ISSN 0733-8716. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1021916>
- [44] DARDARI, Davide, Andrea CONTI, Ulric FERNER, Andrea GIORGETTI a Moe Z. WIN. Ranging With Ultrawide Bandwidth Signals in Multipath Environments. *Proceedings of the IEEE* [online]. 2009, **97**(2), 404-426 [cit. 2016-05-10]. DOI: 10.1109/JPROC.2008.2008846. ISSN 0018-9219. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4802191>
- [45] MOSCHITTA, Antonio, David MACII, Fabrizio TRENTI, Stefano DALPEZ a Alessandro BOZZOLI. Characterization of a geometrical wireless signal propagation model for indoor ranging techniques. In: *2012 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings* [online]. IEEE, 2012, s. 2598-2603 [cit. 2016-05-10]. DOI: 10.1109/I2MTC.2012.6229373. ISBN 978-1-4577-1772-7. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6229373>

- [46] DESIMONE, Robert, Betsy Mendieta BRITO a John BASTON. Model of indoor signal propagation using log-normal shadowing. In: *2015 Long Island Systems, Applications and Technology* [online]. IEEE, 2015, s. 1-4 [cit. 2016-05-10]. DOI: 10.1109/LISAT.2015.7160217. ISBN 978-1-4799-8643-9. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7160217>
- [47] KIM, Young-Hoon, Jae-Hyun LEE a Seong-Cheol KIM. Modeling of UWB channel with population density in Indoor LOS Environments. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* [online]. , 1-1 [cit. 2016-05-10]. DOI: 10.1109/LAWP.2015.2512988. ISSN 1536-1225. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7368073>
- [48] SHARP, Ian a Kegen YU. Improved Indoor Range Measurements at Various Signal Bandwidths. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* [online]. , 1-10 [cit. 2016-05-10]. DOI: 10.1109/TIM.2016.2519778. ISSN 0018-9456. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7403977>
- [49] JAMES, Rini Maria, I. MAHALAKSHMI a M. J. S. RANGACHAR. OFDM baseband receiver performance analysis for various received signal impairments. In: *2014 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)* [online]. IEEE, 2014, s. 382-387 [cit. 2016-05-18]. DOI: 10.1109/ICCICCT.2014.6992991. ISBN 978-1-4799-4190-2. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6992991>
- [50] YANG-SEOK CHOI, P.J. VOLTZ a F.A. CASSARA. On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on Communications* [online]. **49**(8), 1375-1387 [cit. 2016-05-18]. DOI: 10.1109/26.939860. ISSN 00906778. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=939860>
- [51] KOU, Yanhong, Xingyun ZHOU, Yu MORTON a Dennis M. AKOS. A software-based receiver sampling frequency calibration technique and its application in GPS signal quality monitoring. In: *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium* [online]. IEEE, 2010, s. 718-727 [cit. 2016-05-18]. DOI: 10.1109/PLANS.2010.5507224. ISBN 978-1-4244-5036-7. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5507224>
- [52] EL-RABBANY, Ahmed. *Introduction to GPS: the Global Positioning System*. Boston, MA: Artech House, c2002. Prentice Hall signal processing series. ISBN 15-805-3183-0.

- [53] KAPLAN, Elliott D. a C. HEGARTY. *Understanding GPS: principles and applications*. 2nd ed. Boston: Artech House, c2006. Prentice Hall signal processing series. ISBN 15-805-3894-0.
- [54] VIG, John. *Quartz Crystal Resonators and Oscillators* [online]. Fort Monmouth, NJ, USA, 2007 [cit. 2016-05-18]. Dostupné z: [http://homepage.ntlworld.com/jan.ooijman/quartz\\_crystal\\_resonators\\_and\\_oscillators\\_for\\_frequency\\_control\\_and\\_timing\\_applications\\_tutorial.pdf](http://homepage.ntlworld.com/jan.ooijman/quartz_crystal_resonators_and_oscillators_for_frequency_control_and_timing_applications_tutorial.pdf)
- [55] ONUNKWO, U., YE LI a A. SWAMI. Effect of timing jitter on OFDM-based UWB systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* [online]. 2006, **24**(4), 787-793 [cit. 2016-05-18]. DOI: 10.1109/JSAC.2005.863830. ISSN 0733-8716. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1618802>
- [56] HO, K. C., Xiaoning LU a L. KOVAVISARUCH. Source Localization Using TDOA and FDOA Measurements in the Presence of Receiver Location Errors: Analysis and Solution. *IEEE Transactions on Signal Processing*[online]. 2007, **55**(2), 684-696 [cit. 2016-05-18]. DOI: 10.1109/TSP.2006.885744. ISSN 1053-587x. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4063553>
- [57] SATHYAN, T., A. SINHA a T. KIRUBARAJAN. Passive geolocation and tracking of an unknown number of emitters. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* [online]. 2006, **42**(2), 740-750 [cit. 2016-05-18]. DOI: 10.1109/TAES.2006.1642587. ISSN 0018-9251. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1642587>
- [58] HANSEN, J. An analytical calculation of power delay profile and delay spread with experimental verification. *IEEE Communications Letters*[online]. 2003, **7**(6), 257-259 [cit. 2016-06-23]. DOI: 10.1109/LCOMM.2003.813815. ISSN 1089-7798. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1206814>
- [59] GHASSEMZADEH, S.S., L.J. GREENSTEIN, T. SVEINSSON, A. KAVCIC a V. TAROKH. UWB Delay Profile Models for Residential and Commercial Indoor Environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*[online]. 2005, **54**(4), 1235-1244 [cit. 2016-06-23]. DOI: 10.1109/TVT.2005.851379. ISSN 0018-9545. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1492676>
- [60] DARDARI, Davide, Chia-chin CHONG a Moe WIN. Improved Lower Bounds on Time-of-Arrival Estimation Error in Realistic UWB Channels. *2006 IEEE International Conference on Ultra-Wideband* [online]. IEEE, 2006, , 531-537 [cit. 2016-07-05]. DOI:

- 10.1109/ICU.2006.281605. ISBN 1-4244-0102-X. Dostupné z:  
<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4059500>
- [61] SERRA, Jordi, Luis BLANCO a Montse NÁJAR. Cramer-Rao bound for time-delay estimation in the frequency domain. *17th European Signal Processing Conference* [online]. 2009, , 1037-1041 [cit. 2016-07-05]. ISSN 2219-5491. Dostupné z:  
<http://www.cttc.es/wp-content/uploads/2013/03/090916-eusipco-2009-64869.pdf>
- [62] LANG, S. a J. MCCLELLAN. Frequency estimation with maximum entropy spectral estimators. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* [online]. 1980, **28**(6), 716-724 [cit. 2016-07-05]. DOI: 10.1109/TASSP.1980.1163467. ISSN 0096-3518. Dostupné z:  
<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1163467>
- [63] CHEN HONGYANG, DENG PING, XU YONGJUN a LI XIAOWEI. A robust location algorithm with biased extended kalman filtering of TDOA data for wireless sensor networks. In: *Proceedings. 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2005* [online]. IEEE, 2005, s. 883-886 [cit. 2016-05-18]. DOI: 10.1109/WCNM.2005.1544192. ISBN 0-7803-9335-X. Dostupné z:  
<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1544192>
- [64] FERREOL, A., J. BOSSE a P. LARZABAL., "A low-cost AOA-TDOA approach for blind geolocation in multi-paths context," *Signal Processing Conference, 2010 18th European, Aalborg, 2010*, pp. 686-690. Dostupné z:  
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7096615&isnumber=7065143>
- [65] Mizusawa, G., Performance of hyperbolic position location techniques for code division multiple access. Thesis approved for Master of Science degree. Virginia polytechnic institute, USA, 1996. Dostupné z WWW: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/public/etd-447221779662291/etd.pdf>
- [66] SÝKORA, Jan. *Teorie digitální komunikace*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2002. ISBN 80-01-02478-4.

## SEZNAM VLASTNÍCH PUBLIKACÍ

- [1v] POLA Marek a Zdeněk NĚMEC, Modelování vícecestného šíření signálu, Software, Univerzita Pardubice, 2009, dostupné z WWW:  
<http://www.upce.cz/fei/veda-vyzkum/software/567168.html>
- [2v] BEZOUSEK, Pavel, Martin HAJEK a Marek POLA. Effects of signal distortion in a FMCW radar on range resolution. In: *15th Conference on Microwave Techniques COMITE 2010* [online]. IEEE, 2010, s. 113-116 [cit. 2016-06-23]. DOI: 10.1109/COMITE.2010.5481557. ISBN 978-1-4244-6341-1. Dostupné z:  
<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5481557>
- [3v] POLA, Marek a Pavel BEZOUŠEK. High Speed Application (up to 200 km/h) of RFID Systems in Railroad Transport. *Perner's Contacts* [online]. 2010, **4**(5), 187-198 [cit. 2016-07-05]. Dostupné z: [http://pernerscontacts.upce.cz/20\\_2010/Pola.pdf](http://pernerscontacts.upce.cz/20_2010/Pola.pdf)
- [4v] POLA, Marek a Josef. MAREK, Pracoviště pro studium RFID systémů, Výzkumná zpráva, Univerzita Pardubice, 2010
- [5v] POLA, Marek a Pavel BEZOUŠEK. Modeling of bistatic radar clutter. *Perner's Contacts*[online]. 2012, **7**(2), 113-119 [cit. 2016-07-05]. Dostupné z:  
[http://pernerscontacts.upce.cz/26\\_2012/Pola.pdf](http://pernerscontacts.upce.cz/26_2012/Pola.pdf)
- [6v] POLA, Marek., Pavel BEZOUSEK a Jan PIDANIC. Model comparison of bistatic radar clutter. In: *2013 Conference on Microwave Techniques (COMITE)* [online]. IEEE, 2013, s. 182-185 [cit. 2016-06-23]. DOI: 10.1109/COMITE.2013.6545066. ISBN 978-1-4673-5515-5. Dostupné z:  
<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6545066>
- [7v] POLA, Marek, Ludek ZAPLATILEK, Martin LAUTERBACH, Pavel BEZOUSEK a Jiri ROLECEK. Application of spectrum analysis methods for accurate transmitter position estimation in complicated environments. 2014 24th International Conference Radioelektronika [online]. IEEE, 2014, : 1-4 [cit. 2015-06-12]. DOI: 10.1109/Radioelek.2014.6828435. ISBN 978-1-4799-3715-8. Dostupné z:  
<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6828435>
- [8v] LAUTERBACH, Martin, Marek POLA, Ludek ZAPLATILEK, Pavel BEZOUSEK. Accuracy of spectral analysis methods for precision indoor positioning system. The 10th International Conference on Digital Technologies 2014 [online]. IEEE, 2014, : 217-220 [cit. 2015-06-12]. DOI: 10.1109/DT.2014.6868716. ISBN 978-1-4799-3303-

7. Dostupné z:

<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6868716>

- [9v] POLA, Marek, Ludek ZAPLATILEK a Pavel BEZOUSEK. Measurement on precise indoor positioning system in the real environment. 2015 Conference on Microwave Techniques (COMITE)[online]. IEEE, 2015, : 1-4 [cit. 2015-06-15]. DOI: 10.1109/COMITE.2015.7120338. ISBN 978-1-4799-8121-2. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7120338>
- [10v] ZAPLATILEK, Ludek, Marek POLA a Pavel BEZOUSEK. Modeling of precise indoor positioning system. 2015 Conference on Microwave Techniques (COMITE) [online]. IEEE, 2015, : 1-4 [cit. 2015-06-15]. DOI: 10.1109/COMITE.2015.7120322. ISBN 978-1-4799-8121-2. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7120322>
- [11v] JERABEK, Jakub, Ludek ZAPLATILEK a Marek POLA. A proposal of radio ultrawideband systems for precision indoor localization. In: *2015 25th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*[online]. IEEE, 2015, s. 355-358 [cit. 2016-06-23]. DOI: 10.1109/RADIOELEK.2015.7129066. ISBN 978-1-4799-8117-5. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7129066>
- [12v] SKAPA, Jiri a Marek, Pola. Ultra Wide Band receiver design, 2016 26th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA), Kosice, Slovakia, 2016, pp. 304-308.doi: 10.1109/RADIOELEK.2016.7477406, URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7477406&isnumber=7477333>