



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

SIMULÁTOR PRO PASIVNÍ MULTISTATICKÝ RADAR S POUŽITÍM WIFI/WIMAX

SIMULATOR FOR PASSIVE MULTI-STATIC RADAR USING WIFI/WIMAX

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Ondřej Sládek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor Elektronika a sdělovací technika
Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Ondřej Sládek

ID: 154870

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Simulátor pro pasivní multistatický radar s použitím WiFi/WiMAX

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte principy a metody pasivních multistatických radarů, které využívají pro měření signálů jiných umělých zdrojů elmag. energie jako jsou VKV FM vysílače, DVB-T vysílače apod. Proveďte analýzu možností využití systémů WiFi a WiMax v aplikaci pasivních multistatických radarů a proveďte odhad dosažitelných parametrů takového systému. Sestavte základní kostru simulátoru pasivního multistatického radaru v Matlabu. Doplněte simulátor o další funkce a rozšíření umožňující použít jak syntetický, tak i reálný signál. Proveďte sérii simulací s ohledem na reálnou aplikaci pasivního radaru a verifikujte odhad dosažitelných parametrů systému.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KULPA, K. Signal Processing in Noise Waveform Radar. Norwood: Artech House, 2013.

[2] Radio-Electronics. IEEE 802.16 WiMAX standards [online]. [cit. 14. 5. 2015]. Dostupné na [www:
<http://www.radio-electronics.com/info/wireless/wimax/ieee-802-16-standards.php>](http://www.radio-electronics.com/info/wireless/wimax/ieee-802-16-standards.php).

[3] Radio-Electronics. IEEE 802.11 Wi-Fi Standards [online]. [cit. 14. 5. 2015]. Dostupné na [www:
<http://www.radio-electronics.com/info/wireless/wi-fi/ieee-802-11-standards-tutorial.php>](http://www.radio-electronics.com/info/wireless/wi-fi/ieee-802-11-standards-tutorial.php).

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 16.5.2017

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

Konzultant:

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá konceptem pasivního multistatického radaru. Radiolokačním signálem zkoumaného radaru je signál WiFi nebo WiMAX, který je vysílán nespolupracujícím vysílačem. Diplomová práce vyhodnocuje omezení, vyplývající z použití WiFi nebo WiMAX signálů. V rámci práce byl sestaven simulátor v prostředí Matlab, který ověřil základní myšlenku tohoto konceptu. Na základě výsledků simulací s reálnými parametry jsou formulovány závěry směrem k možnému využití WiFi/WiMAX radaru.

KLÍČOVÁ SLOVA

Multistatický radar, pasivní radar, simulátor, Matlab, WiFi, WiMAX, analýza signálů

ABSTRACT

This master's thesis deals with the concept of passive multistatic radar. The radar system exploits WiFi or WiMAX transmitters as the source of radiolocation signal. The transmitters are considered non-cooperative. The master's thesis evaluates limitations arising from utilization of WiFi or WiMAX signals. A Matlab simulator was created as a part of the thesis, which was used to verify the basic idea behind this concept. Based on the results of real-life simulations, conclusions are suggested towards a possible application of WiFi/WiMAX radar.

KEYWORDS

Multistatic radar, passive radar, simulator, Matlab, WiFi, WiMAX, signal analysis

SLÁDEK, O. *Simulátor pro pasivní multistatický radar s použitím WiFi/WiMAX*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 72 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Simulátor pro pasivní multistatický radar s použitím WiFi/WiMAX jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(Bc. Ondřej Sládek)

PODĚKOVÁNÍ

Chtěl bych poděkovat panu Ing. Radku Baladovi a panu doc. Jiřímu Šebestovi za podnětné připomínky, rady a konzultace během vypracovávání diplomové práce. Také děkuji své rodině a přátelům za trpělivost a podporu během celého studia.

OBSAH

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xi
Úvod	1
1 Pasivní multistatické radary	2
1.1 Rozdělení radarů	2
1.2 Metody určování veličin	3
1.2.1 Určování vzdálenosti monostatický radar	3
1.2.2 Určování vzdálenosti bistatický radar	3
1.2.3 Určování polohy v prostoru	3
1.2.4 Určování rychlosti	4
1.3 Funkce neurčitosti	6
1.4 Parametry radarů	7
1.4.1 Rozlišení v dálce	7
1.4.2 Dosah radaru	7
1.4.3 Rozlišení v rychlosti	9
1.5 Šumový radar	9
1.5.1 Zpracování signálu v šumovém radaru	10
1.6 Princip realizace pasivního radaru	12
1.7 Existující pasivní multistatické radary	13
1.7.1 Využití digitálního televizního vysílání	13
1.7.2 Využití analogového rozhlasu	14
1.8 Maskování cíle	14
1.8.1 Metody odstranění clutteru	14
1.9 Efektivní odrazná plocha cíle	15
2 Standardy IEEE 802.11 a 802.16	16
2.1 Základní vlastnosti 802.11	16
2.2 Struktura standardu 802.11	16
2.2.1 Vrstva MAC	17

2.2.2	Vrstva PHY	17
2.3	Původní verze 802.11 - Legacy	17
2.3.1	Podvrstva PMD	18
2.3.2	Podvrstva PLCP	18
2.4	802.11b - DSSS	19
2.4.1	Modulace CCK	19
2.4.2	Podvrstva PMD	20
2.4.3	Podvrstva PLCP	20
2.5	802.11a - OFDM	20
2.5.1	Postup vytvoření PPDU rámce	21
2.6	802.11g	22
2.7	802.11n	23
2.7.1	802.11n signál	23
2.7.2	MIMO	24
2.8	802.11ac	25
2.9	Standard 802.16	25
3	Odhad parametrů radaru založeného na WiFi	26
3.1	Dosah radaru	26
3.1.1	Povolené vysílací výkony	26
3.1.2	Pásmo 2,4 GHz	26
3.1.3	Pásmo 5 GHz	26
3.1.4	Energetická bilance referenčního signálu	27
3.1.5	Detekovatelnost odražených signálů	28
3.2	Teoretické hodnoty rozlišení	30
3.2.1	Rozlišení ve vzdálenosti	30
3.2.2	Rozlišení v rychlosti	30
3.3	Vliv vzorkování přijímače	30
3.4	Vliv MIMO	33
3.4.1	Určení Direction-of-Arrival	33
3.4.2	Zpřesnění rozlišení	33
3.5	Veličiny v časové ose funkce neurčitosti	34
3.5.1	Skript pro simulace v časové ose	34
3.5.2	Definice výkonových veličin	35

3.5.3	Definice časových veličin	35
3.5.4	Vliv preambule paketu na tvar funkce neurčitosti	37
3.6	Úroveň postranních laloků v čase	38
3.6.1	Úroveň prvního postranního laloku	38
3.6.2	Vliv ochranného intervalu	41
3.6.3	Šumová hladina.....	41
3.7	Rozlišení v dálce.....	43
3.8	Veličiny ve frekvenční ose	44
3.8.1	Skript pro výpočet řezu funkce neurčitosti pro nulové zpoždění	44
3.8.2	Rozlišení ve frekvenci	44
3.8.3	Úroveň prvního postranního laloku	45
4	Popis simulátoru	46
4.1	Základní koncept simulátoru	47
4.1.1	Vysílací část	48
4.1.2	Modelování statického clutteru.....	48
4.1.3	Modelování cílů	48
4.1.4	Zpracování v přijímači	49
4.1.5	Výpočet vzájemné funkce neurčitosti	49
4.2	Výkonový simulátor	50
4.3	Ukázky simulací	51
4.3.1	Vliv vícecestného šíření	51
4.3.2	Simulace reálných cílů.....	53
5	Závěr	56
	Literatura	57
	Seznam symbolů, veličin a zkratek	60

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1 - Letištní radar [2]	2
Obrázek 1.2 - Význam úhlů v rovnici 1.4 [3], upraveno	5
Obrázek 1.3 - Tvar funkce neurčitosti obdélníkového pulsu.....	6
Obrázek 1.4 - Cassiniho ovály (převzato z [6]).....	9
Obrázek 1.5 - Bloková struktura šumového radaru [4], upraveno.....	10
Obrázek 1.6 - Volba prahu detektoru.....	11
Obrázek 1.7 - Princip pasivního radaru	12
Obrázek 1.8 - RCS bombardéru B-26 [15]	15
Obrázek 2.1 - Způsob zapouzdření dat ve vrstvě MAC a PLCP [17], upraveno.....	16
Obrázek 2.2 - Spektrální maska pro DSSS PHY [18], upraveno	18
Obrázek 2.3 - Struktura PPDU rámce [18].....	18
Obrázek 2.4 - Určení počtu stejných a nestejných dvojic pro vzdálenost = 1 [21], upraveno	19
Obrázek 2.5 - Struktura MAC hlavičky a rámce MPDU verze 802.11b [17]	20
Obrázek 2.6 - Struktura PPDU rámce [18], upraveno	21
Obrázek 2.7 - Spektrální maska pro 802.11 (OFDM) [18], upraveno.....	22
Obrázek 3.1 - Závislost střední kvadratické chyby časování na počtu vzorků CP [34], upraveno.....	31
Obrázek 3.2 - Závislost střední kvadratické chyby frekvenčního offsetu na počtu vzorků CP [34], upraveno	32
Obrázek 3.3 - Spektrum filtrovaného signálu 802.11 (OFDM-BPSK)	34
Obrázek 3.4 - Výkonové parametry v časové ose AF - OFDM	35
Obrázek 3.5 - Časové parametry v časové ose AF - OFDM	36
Obrázek 3.6 - Výkonové parametry v časové ose - DSSS modulace.....	36
Obrázek 3.7 - Vliv preamble na tvar AF (802.11 OFDM-BPSK).....	37
Obrázek 3.8 - Graf závislosti úrovně prvního postranního laloku na délce paketu (OFDM, 20 MHz, ideální přenosový kanál).....	38
Obrázek 3.9 - Závislost úrovně prvního postranního laloku na délce paketu (OFDM, 20 MHz, SNR = -20 dB).....	39
Obrázek 3.10 - Porovnání PSL1R pro různé SNR (OFDM-BPSK, 20 MHz).....	40
Obrázek 3.11 - Porovnání PSL1R pro různé SNR (DSSS-DBPSK)	40

Obrázek 3.12 - Závislost odstupů hlavního laloku od GI na délce paketu	41
Obrázek 3.13 - Závislost odstupů hlavního laloku od šumové hladiny na délce paketu	41
Obrázek 3.14 - Závislost odstupů hlavního laloku od šumové hladiny na délce paketu (DSSS, ideální přenosový kanál)	42
Obrázek 3.15 - Porovnání PNFR pro modulaci BPSK (OFDM, 20 MHz)	42
Obrázek 3.16 - Porovnání PNFR pro modulaci DBPSK (DSSS - 802.11b)	43
Obrázek 3.17 - Porovnání odstupů laloků Barkerova kódu pro modulaci DSSS-DBPSK	43
Obrázek 3.18 - Veličiny odečítané v řezu AF pro nulové zpoždění	44
Obrázek 3.19 - Graf závislosti šířky hlavního laloku na době trvání paketu.....	45
Obrázek 3.20 - Graf závislosti úrovně prvního postranního laloku na době trvání paketu	45
Obrázek 4.1 - Blokové schéma simulátoru	47
Obrázek 4.2 - Zobrazení cílů v CAF	49
Obrázek 4.3 - Trojrozměrné zobrazení CAF	50
Obrázek 4.4 - Vliv vícecestného šíření na tvar AF	52
Obrázek 4.5 - Výsledek simulace reálných cílů bez AWGN a bez vícecestného šíření. 53	
Obrázek 4.6 - Výsledek simulace reálných cílů se šumem a bez vícecestného šíření	54
Obrázek 4.7 - Výsledek simulace reálných cílů se šumem a aplikací modelu C pro vícecestné šíření	54
Obrázek 4.8 - Výsledek simulace reálných cílů s redukcí DPI	55

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1.1 - Typické hodnoty Dopplerova posunu frekvence.....	5
Tabulka 2.1 - Přehled verzí standardu 802.11 [20].....	17
Tabulka 2.2 - Souhrn stejných a nestejných párů pro jednotlivé vzdálenosti bitů	19
Tabulka 2.3 - Přehled vnitřních modulací a datových rychlostí OFDM u standardu verze 802.11a.....	21
Tabulka 2.4 - Specifikace využití subnosných OFDM pro různé módy standardu 802.11n	24
Tabulka 3.1 - Odhadovaný dosah přímé cesty signálu pro verzi 802.11b.....	27
Tabulka 3.2 - Odhadovaný dosah přímé cesty signálu pro verzi 802.11g.....	27
Tabulka 3.3 - Odhadovaný dosah přímé cesty signálu pro verzi 802.11a	28
Tabulka 3.4 - Dosah radaru vzhledem k odraženému signálu	29
Tabulka 3.5 - Bistatická vzdálenost pro rozlišení dvou cílů.....	30
Tabulka 3.6 - Střední kvadratická chyba časové synchronizace a její důsledky	32
Tabulka 3.7 - Střední kvadratická chyba kmitočtové synchronizace a její důsledky	32
Tabulka 3.8 - Porovnání šířky hlavního laloku MLW	44
Tabulka 4.1 - Modely prostředí HIPERLAN/2	48
Tabulka 4.2 - Nastavitelné parametry výkonového simulátoru.....	50
Tabulka 4.3 - Parametry simulovaných cílů	53

ÚVOD

Tato práce se zabývá možnostmi využití WiFi/WiMAX signálu v radarových aplikacích. Výhoda při použití WiFi nebo WiMAX signálu spočívá ve znemožnění odhalení radarového přijímače a také v úspoře prostředků za vysílač. Pasivní radar sám radiolokační signál nevyzařuje a není tedy běžnými prostředky zjištělný.

Hlavním cílem celé práce je ověření konceptu pasivního multistatického radaru využívajícího WiFi/WiMAX a odhad jeho parametrů. V rámci práce je proto nejprve provedena teoretická analýza, na kterou navazují simulace v prostředí Matlab, podle jejichž výsledků jsou stanoveny dosažitelné parametry radaru pro různé verze standardu WiFi. Vytvořený simulátor byl dále rozšířen o možnost pracovat s výkonovými hodnotami signálu a dalšími reálnými parametry systému, díky čemuž je možné simulovat chování radaru v libovolné aplikaci.

Tato diplomová práce se skládá ze čtyř částí. První část je věnována radarům, jejich základním principům a metodám pro určování cílů. Ve druhé části se nachází popis vybraných verzí standardu 802.11 (WiFi) a 802.16 (WiMAX), jejichž technické specifikace jsou uvedeny s ohledem na implementaci simulátoru v Matlabu. Ve třetí kapitole je provedena analýza parametrů radaru s využitím teoretických poznatků z minulých kapitol a jsou vyhodnoceny výsledky simulací. Na základě výsledků simulací jsou formulovány závěry ohledně rozlišení radaru a úrovní postranních laloků pro vybrané standardy. V poslední části práce je popsán vytvořený simulátor a jsou ukázány výsledky simulací pro cíle v reálném prostředí.

1 PASIVNÍ MULTISTATICKÉ RADARY

Radary jsou zařízení nebo systémy, jejichž úkolem je detekovat cíle, tedy určit jejich polohu a také rychlost. Radary ke své činnosti využívají odrazů elektromagnetických vln od pohybujících se objektů. Označení RADAR vychází z anglického „Radio Detection And Ranging“. V této kapitole bude popsáno základní členění radarů, jejich principy a budou uvedeny metody pro zjišťování cíle.

1.1 Rozdělení radarů

Podle povahy objektu, ze kterého je vyslán radiolokační signál lze radary rozdělit na aktivní, poloaktivní a pasivní. Aktivní radary se skládají z vysílače a přijímače radiolokačního signálu, oproti tomu pasivní radary určují polohu cíle pouze na základě příjmu elektromagnetické energie vyzářené cílem [1]. U poloaktivních radarů se ozařování cíle uskutečňuje z jiných míst, než kde se nachází přijímač.

Radary se také často dělí na primární a sekundární podle toho, jestli jsou určeny pro zjišťování spolupracujících nebo nespolupracujících cílů. Primární radar předpokládá cíl jako odražeč elektromagnetické energie. Poloha a rychlost cíle je určována na základě vlastností odraženého pulsu. Sekundární radary předpokládají, že je cíl vybaven aktivním odpovídačem, který na dotazovací signál reaguje vysláním odpovědi. Hlavní výhodou sekundárních radarů je, že mají daleko větší dosah než primární. Je to způsobeno tím, že aktivní odpovídač cíle výrazně zlepšuje energetickou bilanci celého systému. Nevýhodou naopak je, že sekundární radary nedokáží odhalit nespolupracující cíle. Aby bylo možné využívat obou výhod, jsou například letiště vybavena oběma typy radarů (obr. 1.1).



Obrázek 1.1 - Letištní radar [2]

Dále jsou radary označovány jako monostatické, bistatické, nebo multistatické. Monostatický radar používá pro vysílání i příjem stejnou anténu, zatímco u bistatického radaru jsou použity různé antény, které jsou v prostoru nezanedbatelně vzdáleny od sebe.

Vzdálenost přijímací a vysílací antény u bistatického radaru zhruba odpovídá očekávané vzdálenosti antén od cíle. Multistatický radar sestává z několika komponent – monostatických nebo bistatických radarů, které jsou umístěny v různých místech prostoru. Mezi jednotlivými komponentami probíhá výměna dat, jejichž zpracováním dosahuje tento systém velké přesnosti.

Pasivní multistatický radar, který je předmětem této práce, bude pro zjišťování cíle využívat příležitostné signály WiFi/WiMAX vysílačů. Konstrukční řešení takového radaru by se tedy skládalo z několika bistatických radarů se společným nekooperujícím vysílačem.

1.2 Metody určování veličin

V této kapitole jsou představeny základní metody, kterými je v radiolokačních systémech zjišťována poloha a rychlost cíle. Základní principy budou vysvětleny na příkladu monostatického pulsního radaru a budou dále rozšířeny pro pasivní multistatické systémy. Největší pozornost bude náležet metodám, které se používají v pasivních multistatických radarech nebo mají pro využití v těchto typech radarů potenciál.

1.2.1 Určování vzdálenosti monostatický radar

Dílčím krokem při zjišťování polohy cíle je určení vzdálenosti cíle od přijímače. V případě monostatického pulsního se pro jednoduchý nedomulovaný puls určí vzdálenost na základě znalosti zpoždění signálu. V monostatické konfiguraci se cíl nachází na kružnici (resp. kouli) o poloměru daném zpožděním. Vzdálenost cíle určíme ze vztahu:

$$D = \frac{c \cdot \Delta t}{2}, \quad (1.1)$$

kde D je vzdálenost cíle, c je rychlost světla a Δt je zpoždění přijatého signálu oproti vyslanému.

1.2.2 Určování vzdálenosti bistatický radar

U pasivních radarů, které využívají odrazu příležitostných signálů od cíle, je vysílač a přijímač prostorově oddělen. Na základě porovnání signálu přímé a odražené cesty je přijímač schopen určit zpoždění mezi těmito signály. Ze zpoždění signálu nejsme schopni stanovit přesnou vzdálenost cíle od přijímače, ale pouze rozdíl mezi vzdálenostmi, kterou urazila přímá a odražená vlna. Tento rozdíl vzdáleností určuje, o kolik je součet vzdáleností vysílač-cíl a cíl-přijímač větší než vzdálenost vysílač-přijímač (přímá cesta). Z geometrického hlediska tvoří plocha, pro kterou je splněno, že součet vzdáleností od dvou pevných bodů je konstantní rotační elipsoid.

1.2.3 Určování polohy v prostoru

Pro přesné určení polohy je nutné kromě vzdálenosti cíle znát i jeho azimut. Metoda určení polohy se odvíjí od konfigurace radarového systému. Monostatický systém, jakým

je třeba primární radar, využívá směrovosti antény, díky které dokáže informaci o vzdálenosti spojit s informací o směru. Požadovaného vychylování anténního svazku lze dosáhnout buď mechanickým natáčením antény, nebo vhodným fázováním anténního pole.

Multistatické radary mohou pro určení polohy využít výpočetní metody, kdy díky informacím získaným z několika přijímacích stanic dokáží při vhodném uspořádání určit polohu velmi přesně. Dalšího zpřesnění potom lze dosáhnout přidáním dalšího (redundantního) přijímače. Metoda výpočtu je založena na hledání jediného společného řešení pro všechny možné polohy cíle, které byly získány ze signálu přijatého jediným přijímačem. Z geometrického hlediska jde tedy o hledání průsečíku ploch. Tyto plochy představují množinu všech možných poloh cíle z hlediska signálu přijatého jedním přijímačem.

Při použití metody průsečíků ploch má na přesnost určení polohy velký vliv rozmístění přijímacích stanic vůči poloze cíle. Vlivem systematických chyb měření se totiž množina všech možných poloh cíle vzhledem k jednomu přijímači nedá popsat plochou, ale pouze prostorovým tělesem (např. dutý elipsoid pro pasivní multistatický radar). Průsečíkem tří takovýchto těles tedy získáme prostorový útvar. Aby měl tento útvar co nejmenší objem (nejpřesnější určení polohy), musí se být na sebe plochy těles v místě průsečíku kolmé.

Další způsobem pro zjištění polohy cíle u bistatického radaru je použití směrových antén u přijímače. Pokud jsme schopni v místě přijímače určit směr, ze kterého přichází odražený signál, je možné určit polohu cíle, a to průsečíkem daného směru s elipsoidem. Vztah pro výpočet vzdálenosti cíle potom bude [3]:

$$R_R = \frac{(R_T + R_R)^2 - L^2}{2 \cdot (R_T + R_R + L \cdot \sin \theta_R)}, \quad (1.2)$$

kde R_R je vzdálenost přijímače od zdroje, R_T je vzdálenost vysílače od zdroje, L je vzdálenost přijímače od vysílače a θ_R určuje orientaci přijímače (viz obr. 1.2).

1.2.4 Určování rychlosti

Radary pro měření rychlosti cíle využívají Dopplerova jevu. Dopplerův jev popisuje změnu vlnové délky pro pozorovatele, který je v relativním pohybu vzhledem ke zdroji periodického signálu. Pokud se zdroj periodického signálu pohybuje směrem k pozorovateli, dochází z pohledu pozorovatele ke zkrácení vlnové délky. Při pohybu zdroje od pozorovatele se naopak vlnová délka zdánlivě zvětšuje. Velikost změny vlnové délky, resp. frekvence při dané rychlosti pohybu zdroje závisí na rychlosti signálu. V radarové technice, kdy jsou vysílány elektromagnetické vlny je změna kmitočtu v důsledku pohybu zdroje dána rovnicí:

$$\Delta f = \frac{2 \cdot \Delta v}{c} \cdot f_0, \quad (1.3)$$

kde Δf je absolutní změna kmitočtu (Dopplerův posun frekvence), Δv je rychlost zdroje signálu vzhledem k přijímači, c je rychlost světla a f_0 je kmitočet signálu zdroje.

V tabulce 1.1 jsou uvedeny Dopplerovy posuny frekvence pro typické rychlosti pohybujících se objektů.

Tabulka 1.1 - Typické hodnoty Dopplerova posunu frekvence

Kmitočet nosné (GHz)	Rychlost objektu (km/h)	Dopplerův posun (Hz)	Typ cíle
2,4	4	20	člověk v chůzi
2,4	50	220	automobil v obci
2,4	160	710	vlak na koridoru
5,8	4	40	člověk v chůzi
5,8	50	540	automobil v obci
5,8	160	1720	vlak na koridoru

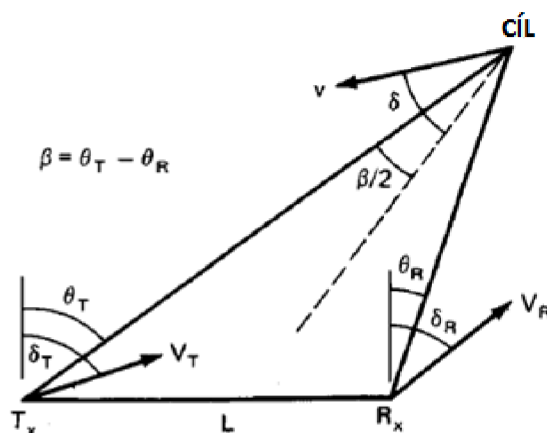
Je nutné si uvědomit, že při použití vztahu 1.3 pro získání rychlosti pohybu cíle získáme pouze radiální složku vektoru rychlosti, tedy rychlost cíle ve směru k přijímači. Rychlost cíle je dána vektorovým součtem rychlostí v jednotlivých směrech. V případě, že je Dopplerův posun odraženého signálu malý (špatně měřitelný), lze použít místo měření posuvu frekvence měření změny fáze [4].

Bistatický Dopplerův posun

V případě odděleného vysílače a přijímače nelze použít pro Dopplerův posun vztah 1.3. Při statickém vysílači i přijímači je velikost Dopplerova posunu dána rovnicí 1.4 [3]:

$$\Delta f_B = \frac{2 \cdot \Delta v}{c} \cdot f_0 \cdot \cos(\delta) \cdot \cos(\beta/2), \quad (1.4)$$

kde Δf_B je absolutní změna kmitočtu (Dopplerův posun frekvence), Δv je rychlost zdroje signálu vzhledem k zemskému povrchu, c je rychlost světla, f_0 je kmitočet signálu zdroje. Význam úhlů δ a β je patrný z obrázku 1.2. Z rovnice 1.4 je zřejmé, že bistatický Dopplerův posun nebude nikdy větší než monostatický.



Obrázek 1.2 - Význam úhlů v rovnici 1.4 [3], upraveno

1.3 Funkce neurčitosti

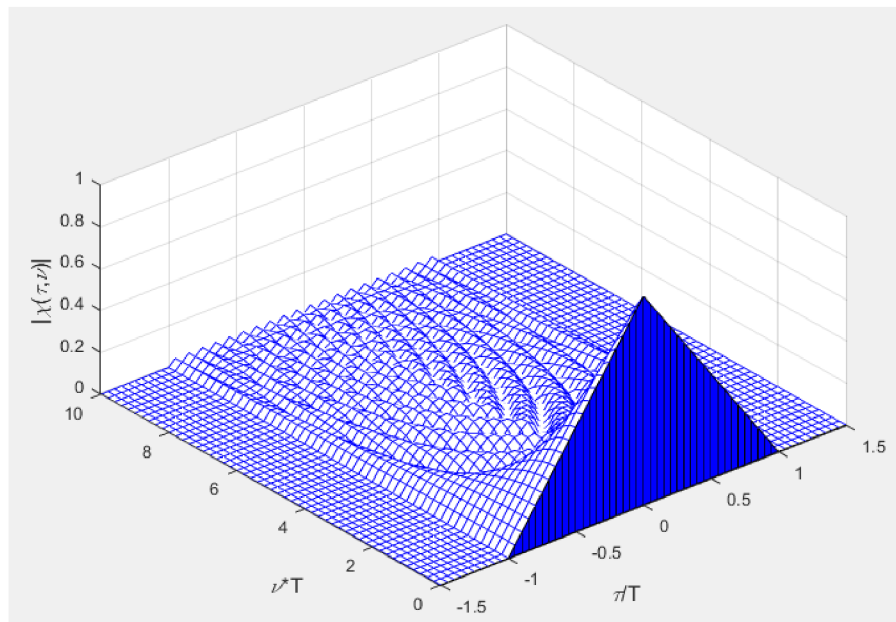
Pro odhad parametrů radarů, které používají obecný radiolokační signál, lze použít funkci neurčitosti (Ambiguity Function AF). Jako AF se obvykle označuje taková implementace, při které je uvažován jediný vstupní signál. Tento přístup je používán pro základní odhad vlastností signálu. Na AF logicky navazuje vzájemná funkce neurčitosti (Cross-Ambiguity Function CAF). Do výpočtu CAF vstupují dva různé signály přijaté radarovým přijímačem, na základě výsledku CAF je potom vyhodnocován výskyt cílů.

Samotná funkce neurčitosti AF je v [5] definována rovnicí 1.5:

$$|\chi(\tau, \nu)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot u^*(t + \tau) \exp(j \cdot 2\pi \cdot \nu \cdot t) dt \right|, \quad (1.5)$$

kde $|\chi(\tau, \nu)|$ je hodnota AF pro dané zpoždění signálu τ a Dopplerův posun frekvence ν . Symbol hvězdičky představuje operátor pro komplexně sdružené číslo.

Funkce neurčitosti má několik významných vlastností. Maximum AF se bude vždy nacházet v bodě nulového zpoždění a Dopplerova posunu. Dále platí, že objem pod normovanou AF bude vždy roven 1, tedy je konstantní pro libovolný signál [5]. Další důležitou vlastností AF je symetrie, díky které stačí zobrazovat pouze jediný kvadrant AF (např. jen pro kladný Dopplerův posun a kladná zpoždění), a na zbylou část aplikovat pravidlo symetrie. Obrázek 1.3 ukazuje tvar AF pro nemodulovaný puls s dobou trvání T :



Obrázek 1.3 - Tvar funkce neurčitosti obdélníkového pulsu

Na obr. 1.3 značí osa τ/T zpoždění normované k době trvání pulsu T a osa $\nu \cdot T$ značí Dopplerův posun frekvence normovaný k $1/T$. Pomocí řezů grafem funkce na obrázku 1.3 lze také ukázat některé vlastnosti AF. Řez konstantním Dopplerovým posunem $\nu = 0$ tvoří výsledek autokorelace vstupního signálu, v tomto případě je výsledkem

autokorelace obdélníkového pulsu trojúhelníková autokorelační funkce. Naopak řez grafem AF v ose nulového zpoždění $\tau = 0$ má tvar spektra vstupního signálu, pro případ na obr. 1.3 tedy tvar funkce $\text{sinc}()$. Ke stejným závěrům lze dospět dosazením $\tau = 0$ (rovnice 1.6) a $\nu = 0$ (rovnice 1.7) do definičního vztahu pro AF v rovnici 1.5.

$$|\chi(\tau, \nu)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot u^*(t + \tau) dt \right| = |R(\tau)| \quad (1.6)$$

$$|\chi(\tau, \nu)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 \exp(j \cdot 2\pi \cdot \nu \cdot t) dt \right| \quad (1.7)$$

Pro přesné určení vzdálenosti a rychlosti cíle je potřeba znát co nejpřesnější hodnotu zpoždění a Dopplerova posuvu odraženého signálu. Je tedy vhodné, aby graf funkce neurčitosti AF obsahoval jeden úzký puls s velkou strmostí hran. Pokud má tvar AF pozvolný průběh bez výrazného extrému, je přesnost určení parametrů cíle výrazně snížena. Dalším nežádoucím tvarem AF je průběh, který obsahuje několik výrazných špiček, v důsledku kterých vzniká neurčitost, tedy nelze určit, která špička AF odpovídá skutečné poloze nebo rychlosti cíle. Proto není vhodné, aby radiolokační signál obsahoval opakující se sekvence dat.

1.4 Parametry radarů

1.4.1 Rozlišení v dálce

Rozlišovací schopnost radaru v dálce definuje minimální vzdálenost dvou cílů, při které je radar schopen určit, že se jedná o dva odlišné cíle [1]. Rozlišení v dálce závisí na době, po kterou je cíl ozařován, tedy na době trvání radiolokačního signálu. Jednoduchou úvahou lze dospět ke vztahu pro rozlišení v dálce monostatického impulsního radaru:

$$R = \frac{c \cdot \tau}{2}, \quad (1.8)$$

kde R je rozlišení v dálce, c je rychlost světla a τ je doba trvání signálu. Chceme dosáhnout co nejmenší hodnoty R , proto je nutné, aby byl signál co nejkratší.

Při určování rozlišení v dálce pro složitější signály lze s výhodou použít AF a z tvaru AF rozlišení odhadnout. Z obrázku 1.3 je vidět, že rozlišení nemodulovaného pulsu o době trvání T v dálce odpovídá zpoždění odražené cesty o T (za předpokladu, že je požadováno, aby se signály odražené od jednotlivých cílů nepřekrývaly). V případě digitálního signálu s náhodnými daty lze v ideálním případě rozlišit dva cíle, pro které bude rozdíl zpoždění roven době trvání bitu. Pro takové signály závisí rozlišení ve zpoždění na šířce pásma signálu $\Delta t = 1/B$ [4].

1.4.2 Dosah radaru

Při uvažování jediného pulsu radiolokačního signálu závisí dosah monostatického radaru na schopnosti přijímače detekovat odražený signál, tedy na celkové energetické bilanci

spoje vysílač-přijímač.

Na straně vysílače lze bilanci zlepšit zvýšením energie vyzářené k cíli. Toho je možné dosáhnout zvýšením vysílacího výkonu a prodloužením doby trvání pulsu. Obě metody ale narážejí na omezení. U zvýšení výkonu spočívá toto omezení ve velkých nárocích na koncový stupeň vysílače, při prodlužování doby pulsu se zase automaticky zhoršuje rozlišení v dálce. Také je nutné vzít v úvahu, že radar pracuje v režimu periodického ozařování cíle, tedy pro určení vzdálenosti cíle musí být odražený puls přijat dříve, než dojde k vyslání dalšího pulsu, jinak by docházelo k nejednoznačnosti určení vzdálenosti. Maximální dosah radaru při uvážení opakovaného vysílání pulsu je dán rovnicí:

$$R_{MAX} = \frac{c}{2 \cdot PRF}, \quad (1.9)$$

kde R_{MAX} je dosah radaru, c je rychlost světla a PRF je opakovací kmitočet pulsu.

Pro činnost bistatického radaru je potřeba, aby byl přijímač schopen detekovat přímý i odražený signál. Při uvážení energetické bilance odraženého směru lze pro dosah bistatického radaru zapsat omezení dané rovnicí [3]:

$$(R_T R_R)_{MAX} = \left(\frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_B}{(4\pi)^3 \cdot K \cdot T \cdot B \cdot (S/N)_{min} \cdot L_T \cdot L_R} \right)^{1/2}, \quad (1.10)$$

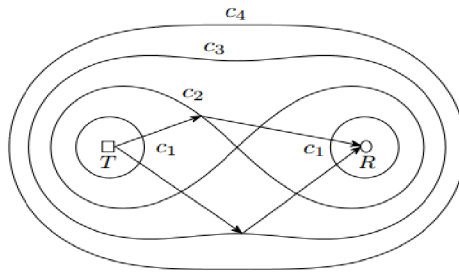
kde $(R_T R_R)_{MAX}$ je maximální součin vzdáleností vysílač-cíl a přijímač-cíl, P_T je výkon vysílače, G_T je zisk antény vysílače, G_R je zisk antény přijímače, λ je vlnová délka signálu, σ_B je bistatický RCS cíle, K je Boltzmannova konstanta, T je systémová šumová teplota přijímače, B je šumová šířka pásma předdetekčního filtru, $(S/N)_{min}$ je minimální poměr signál-šum potřebný pro detekci a L_T a L_R jsou výkonové ztráty na trase vysílač-cíl, resp. cíl-přijímač. Rovnice 1.10 předpokládá šíření vln vakuem.

Druhou možností, jak vyjádřit dosah bistatického radaru, je rovnice 1.11 [4]:

$$(R_T R_R)_{MAX} = \left(\frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_B \cdot t_i}{(4\pi)^3 \cdot K \cdot T \cdot D_0 \cdot L_T \cdot L_R} \right)^{1/2}, \quad (1.11)$$

kde oproti původnímu S/N_{min} vystupuje integrační čas t_i a detekční faktor (Detectability Factor) D_0 .

Křivky vymezující teoretický dosah bistatického radaru jsou určeny Cassiniho ovály. Cassiniho ovály označují takovou křivku, pro kterou platí, že součin vzdáleností ke dvěma pevným bodům je konstantní. Na základě rovnic 1.10 a 1.11 potom lze pro vysílač, cíl a přijímač s danými parametry definovat pomocí Cassiniho oválu dosah radaru, resp. pozice cíle v prostoru vzhledem k vysílači a přijímači radaru. Z Cassiniho oválů na obr. 1.4 je patrné, že pro menší hodnoty součinu dochází k roztržení oválu a jeho rozdělení na dvě části.



Obrázek 1.4 - Cassiniho ovály (převzato z [6])

1.4.3 Rozlišení v rychlosti

Rozlišení v dálce a rozlišení v úhlu určují rozlišovací buňku radaru. Cíle, které se nacházejí ve stejné rozlišovací buňce monostatického radaru je možné od sebe rozlišit pouze v případě, že je rozdíl jejich radiálních rychlostí větší než hodnota daná vztahem [4]:

$$\Delta v = \frac{2 \cdot \lambda}{\tau_i} = \frac{2 \cdot c}{\tau_i \cdot F}, \quad (1.12)$$

kde Δv rozlišení radaru v rychlosti, λ je vlnová délka signálu, τ_i je integrační čas signálu a F je kmitočet signálu. Integrační čas signálu odpovídá době trvání bloku signálu, který byl použit pro Dopplerovu frekvenční analýzu. Integrační čas signálu nemůže být větší, než je doba, po kterou je cíl ozářen. Dalším omezením pro integrační čas τ_i je, že cíl musí po celou dobu být v prostoru rozlišovací buňky radaru, a to jak v prostoru, tak v rychlosti. Omezení pro integrační čas plynoucí z nutnosti zachování rozlišovací buňky rychlosti je vyjádřeno vztahem [4]:

$$\tau_i < \sqrt{\frac{2 \cdot \lambda}{a_{\max}}}, \quad (1.13)$$

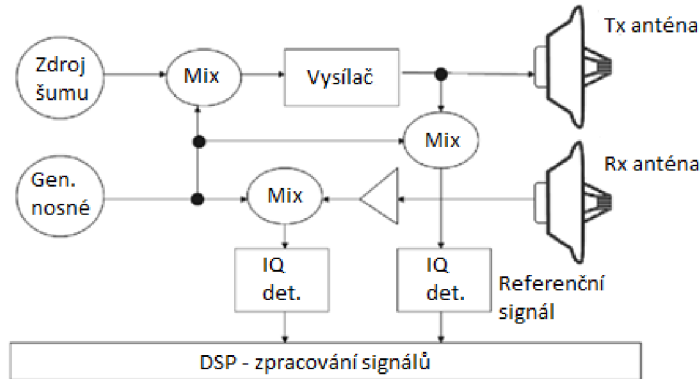
kde τ_i je integrační čas signálu, λ je vlnová délka signálu a a_{\max} určuje nejvyšší radiální zrychlení cíle. Z pohledu přijímače tedy může cíl měnit radiální rychlost cíle (tzn. pohyb s nenulovým zrychlením) i přesto, že se cíl pohybuje konstantní rychlostí (nemanévrující cíl).

Pro odhad rozlišení v rychlosti složitějších signálů lze opět použít zobrazení AF daného signálu. Aby bylo možné odlišit dva cíle na stejné pozici, ale s různou rychlostí, musí být rozdíl Dopplerova posunu jimi odražených signálů větší než šířka hlavního laloku signálu ve spektru. Pro pulsní radar s konstantním kmitočtem je rozlišení v Dopplerově frekvenci rovno převrácené hodnotě integračního času $\Delta f = 1/\tau_i$. Uvedený vztah lze s uspokojivou přesností použít i pro digitální signál s náhodnými daty.

1.5 Šumový radar

Šumový radar je koncept, který pro ozařování cíle používá pseudonáhodného signálu.

Radar tohoto typu má výborné vlastnosti, co se týká rozlišení v dálce a také je těžko zjistitelný. Naopak šumový radar vyžaduje velký výpočetní výkon kvůli náročnému signálovému zpracování. Principiální bloková struktura šumového radaru je ukázána na obr. 1.5:



Obrázek 1.5 - Bloková struktura šumového radaru [4], upraveno

Z obr. 1.5 je vidět, že šumový radar zpracovává dva signály, referenční a odražený. Oba tyto signály jsou před zpracováním převedeny do základního pásma na komplexní signály. Tento koncept je aplikovatelný i na multistatický radar využívající náhodných signálů WiFi/WiMAX s tím rozdílem, že referenční signál bude získán z přímé cesty mezi vysílačem a přijímačem.

1.5.1 Zpracování signálu v šumovém radaru

Zpracování signálů a detekce cíle je u šumových radarů založena na korelaci referenčního signálu a signálu odraženého od cíle. Na první pohled by se mohlo zdát, že způsob získání referenčního signálu na obr. 1.5 je zbytečně složitý, neboť IQ signál šumu je převeden do přeneseného pásma a poté opět směřován do základního pásma. Při praktické realizaci šumového radaru je ale vhodné, aby referenční signál prošel stejným downkonvertujícím kanálem, jako odražený signál. Pokud by pro korelační zpracování jako reference byl použit původní IQ signál šumu, byly by do měření vneseny chyby, způsobené odchylkou kmitočtů oscilátorů vysílací a přijímací části.

Vzájemná korelace mezi přímým a odraženým signálem u bistatického radaru je dána vztahem [4]:

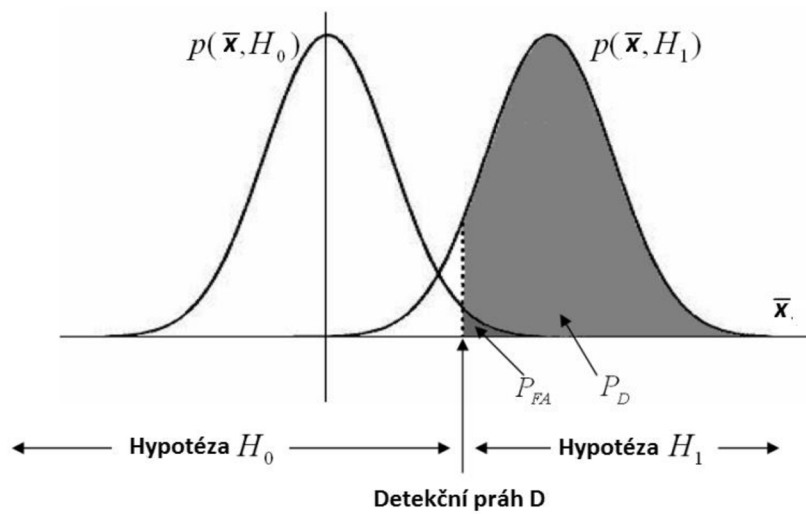
$$y_r(r) = \int_{t=0}^{t_i} x_T(t) \cdot x_R^* \left(t - \frac{R_T + R_R}{c} \right) dt, \quad (1.14)$$

kde τ_i je integrační čas signálu, x_T je komplexní obálka přímého signálu, x_R je komplexní obálka odraženého signálu, R_T je vzdálenost cíle od vysílače, R_R je vzdálenost cíle od přijímače a c je rychlost světla.

Výsledkem autokorelační funkce bílého šumu by teoreticky byl Diracův impuls, tedy funkce nabývající nekonečné hodnoty pro nulové zpoždění a s nulovou hodnotou

v ostatních časech. Vzhledem k omezením daným konečnou šířkou pásma prakticky dojde k rozšíření původně nekonečně úzkého impulsu a autokorelační funkce bude nenulová i pro jiné zpoždění než nulové. Korelační přijímač zlepšuje poměr signál-šum přijímaného signálu faktorem $T_i B$, kde T_i je integrační čas vysílaného signálu a B je jeho šířka pásma.

V případě šumových radarů se pro realizaci korelačního přijímače využívá přizpůsobený filtr. Cíl je detekován, když výstup přizpůsobeného filtru překročí nastavený práh pro detekci. Jako detektor se v radarové technice nejčastěji používá Neyman-Pearsonův detektor [4] s CFAR (constant false alarm rate). Tento detektor pracuje s hypotézou H_0 - v přijatém signálu se nachází pouze šum, a H_1 - v přijatém signálu je i odraz od cíle. Jak ukazuje obrázek 1.6, na základě požadavku na velikost pravděpodobnosti falešného poplachu P_{FA} lze v přijímači nastavit detekční práh D .



Obrázek 1.6 - Volba prahu detektoru

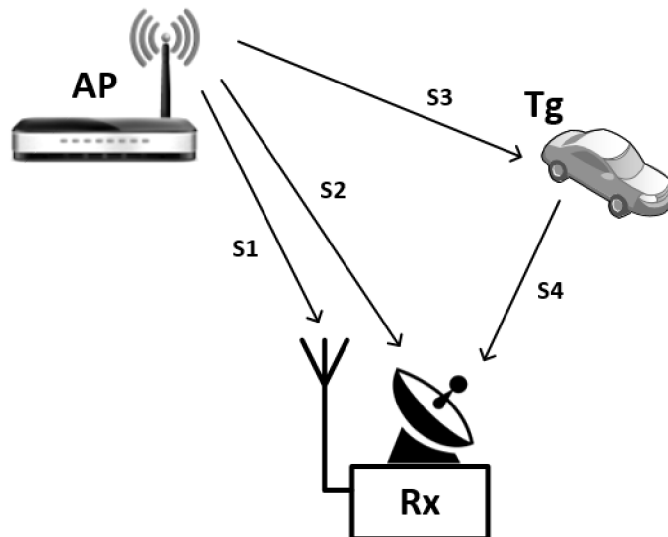
Uvedená rovnice 1.14 předpokládá pouze nepohyblivé cíle a znalost zpoždění (tedy bistatické vzdálenosti cíle). Protože rychlost a pozice cíle jsou neznámé, nelze přizpůsobený filtr přímo sestavit, ale musí být sestavena dvourozměrná banka přizpůsobených filtrů, které budou představovat všechny očekávané rychlosti a pozice cíle. V literatuře [4] se tento přístup označuje jako range-Doppler korelační funkce, která má tvar:

$$y_r(r, \nu) = \int_{t=0}^{t_i} x_T(t) \cdot x_R^* \left(t - \frac{R_T + R_R}{c} \right) \exp(-j \cdot 2\pi(-\Delta f_b) \cdot t) dt, \quad (1.15)$$

kde t_i je integrační čas signálu, x_T je komplexní obálka přímého signálu, x_R je komplexní obálka odraženého signálu, R_T je vzdálenost cíle od vysílače, R_R je vzdálenost cíle od přijímače, c je rychlost světla a Δf_b je bistatický Dopplerův posun, definovaný v rovnici 1.4. Při aplikování rovnice 1.15 se v ose Dopplerova posunu objeví vlivem obdélníkového okna (integrál přes čas t_i) postranní laloky. Ty je možné redukovat použitím jiné okénkové funkce, například Hammingova okna.

1.6 Princip realizace pasivního radaru

Přijímací část pasivního radaru musí být schopna oddělit dva signály: referenční a odražený signál. Referenční signál je nutný pro výpočet vzájemné korelace se signálem v dohledovém kanálu, a také slouží pro potlačení DPI (Direct Path Interference) v dohledovém kanálu. Proto se jako nejvhodnější řešení jeví realizace, kdy je referenční signál zpracováván zvláštním kanálem. Situace je zobrazena ve schématu na obr. 1.7.



Obrázek 1.7 - Princip pasivního radaru

Uvedené schéma představuje situaci, kdy vysílač WiFi (AP na obrázku 1.7) všesměrově vysílá signál a popisuje jednotlivé cesty signálu. Přijímač má nainstalovány dvě antény, jednu pro příjem referenčního signálu (referenční kanál) a druhou pro signál odražený cílem (dohledový kanál).

Cesta S1 představuje referenční signál, který je přijímačem Rx demodulován a použit pro rekonstrukci vyslaného signálu. Při rekonstruování signálu musí být zachována informace frekvenčním offsetu AP. Demulaci a rekonstrukci S1 je zároveň potlačen vliv přenosového prostředí na referenční signál. S2 představuje přímou cestu signálu mezi AP a anténou dohledového kanálu, doplněnou o příspěvek vícecestného šíření. Příspěvek vícecestného šíření v signálu S2 bude obecně odlišný od příspěvku v S1, jelikož přijímací antény mají rozdílnou polohu. Nelze tedy očekávat, že bychom se mohli zcela zbavit projevu DPI v dohledovém kanále prostým odečtením referenčního signálu od signálu v dohledovém kanálu. Signály S3 a S4 modelují cesty vysílač-cíl a cíl-přijímač, samotný S4 potom představuje příspěvek signálu odraženého od cíle v dohledovém kanále.

Klasický přijímač pasivního radaru se skládá z analogové a digitální části. V analogové části dochází k filtraci, zesílení a downkonverzi signálu. Po navzorkování je potřeba z kanálu, ve kterém je zachycen odražený signál odstranit DPI. DPI signál je korelován s referenčním signálem a ve vzdálenostně-dopplerovském zpracování vytváří postranní laloky, které mohou mít o několik řádů vyšší úroveň, než signál odražený od cíle [7], čímž dochází k maskování cíle. Zpracování signálu v přijímači se odehrává

v základním pásmu, kdy se pracuje s komplexní obálkou signálu. Proto se používá kvadrurní demodulátor, který převede RF signál na komplexní obálku. Kvůli rekonstrukci referenčního signálu musí být přijímač koherentní, tzn. musí být schopen přesně rekonstruovat nosnou.

Pro snížení nároků na dynamický rozsah AD převodníku je vhodné snížit úroveň DPI už při analogovém zpracování. Toho lze dosáhnout např. orientací dohledové antény tak, aby její vyzařovací diagram měl nulu ve směru vysílače, případně beamformingem. Další možností je použít analogový obvod pro odstranění DPI, čímž lze dosáhnout snížení DPI až o 30 dB [8].

Ani tato redukce DPI není dostačující, proto je potřeba implementovat další algoritmy, které potlačí DPI i signál clutteru v digitální části ještě před aplikací přizpůsobené filtrace. K tomuto účelu je možné použít adaptivní filtraci (Adaptive M-stage Lattice Predictor) spolu s adaptivní zpožďovací linkou (Adaptive Tapped Delay Line). Při použití této metody jsou nejprve odhadnuty komponenty přímého signálu a signálu clutteru, které jsou následně odečteny od signálu v dohledovém kanálu [7]. V ideálním případě by potom signál v dohledovém kanálu byl tvořen pouze signály odraženými od cílů. Tento výsledek je v praxi samozřejmě nedosažitelný kvůli nepřesnostem v odhadu signálu DPI a clutteru.

Dalším krokem je přizpůsobená filtrace (označováno taktéž jako CAF), realizovaná bankou filtrů. Jde vlastně o výpočet rovnice 1.5 v diskrétní oblasti s daným rozlišením v časové a kmitočtové ose. Pro jednotlivé buňky, ve kterých byla CAF počítána, se provádí detekce cíle, např. podle CFAR algoritmu. Pokud je vyžadováno sledování cíle ve vzdálenostně-Dopplerovském zobrazení, používá se standardní Kalmanův filtr. Posledním krokem je odhad skutečných parametrů cíle, jako je vzdálenost, rychlost a směr. Pro tyto účely se používá rozšířený Kalmanův filtr [8].

1.7 Existující pasivní multistatické radary

Koncept pasivního multistatického radaru je známý již delší dobu, často je také označován jako pasivní koherentní radar PCL (Passive Coherent Location). V současné době je na trhu několik PCL radarů, například Silent Sentry od společnosti Lockheed Martin a Homeland Alerter 100 společnosti Thales. Vlastní PCL radar s označením Silent Guard vyvíjí také česká společnost Era [9]. Uvedené systémy využívají pro lokalizaci cíle signálů nekooperujících vysílačů FM rádií, a DVB-T či DAB vysílačů.

1.7.1 Využití digitálního televizního vysílání

Standard DVB-T je jeden z nejrozšířenějších standardů pro pozemní televizní vysílání [10]. Díky širokému pokrytí a vysokým vysílacím výkonům splňuje požadavky na dosah radaru pro vzdušný prostor.

Signál DVB-T využívá OFDM modulaci se šířkou pásma 6, 7 nebo 8 MHz. Přenášená digitální data mohou být považována za náhodná s výjimkou ochranných intervalů a pilotních nosných, které se ve tvaru AF projevují jako parazitní špičky [11]. Rozlišení v dálce odpovídající uvedené šířce pásma je přibližně 30-40 metrů. Vysílání DVB-T je realizováno pomocí rámců, kdy čtyři rámce tvoří jeden superrámec. Každý rámec se skládá z 68 OFDM symbolů. V závislosti na délce ochranného intervalu a módu

(2K, 8K) může mít superrámeček délku 63-305 ms [12], což odpovídá frekvenčnímu rozlišení 3-16 Hz.

1.7.2 Využití analogového rozhlasu

Dalším celosvětově rozšířeným vysíláním je analogové FM rádio. Podobně jako u-DVB-T je jeho předností dostupnost po celém světě a vysoké vysílací výkony. Navíc není VHF pásmo obvykle předmětem zájmu „stealth“ technologií (technologie pro zamezení radarové detekce cíle), proto slibuje taktické výhody ve vojenském sektoru [8]. Vzhledem k tomu, že u FM rádií je přenášený signál modulován analogově na nosnou vlnu, je tvar funkce neurčitosti silně závislý na povaze modulačního akustického signálu. Analýzou tvaru AF různých rozhlasových programů bylo zjištěno, že výborné vlastnosti má například rychlá jazzová hudba, zatímco mluvené slovo je méně vhodné [8].

1.8 Maskování cíle

V reálném prostředí se v přijatém signálu kromě šumu a cíle vyskytují také další objekty. Těmito objekty mohou být další cíle a také rozměrné odrazné plochy, označované jako clutter (v češtině také závoj). Clutter může být jak statický (terénní útvary, klidná vodní hladina), tak dynamický (atmosférické jevy, les ve větru).

Detekce jednoho cíle, popsána v kapitole 1.5.1 předpokládá použití banky přizpůsobených filtrů. Signál jednoho cíle se neprojeví pouze v jediném z filtrů (detekujícím cíl), ale příspěvky tohoto cíle se promítnou i do výstupů sousedních filtrů. Při uvažování více cílů a clutteru pak jejich příspěvky zvyšují úroveň šumu pro danou buňku a mohou zamaskovat slabý cíl i přesto, že se jejich maximum nachází mimo rozlišovací buňku maskovaného cíle. Abychom se tomuto jevu vyhnuli, je vhodné implementovat metody, které dokáží odstranit efekt clutteru.

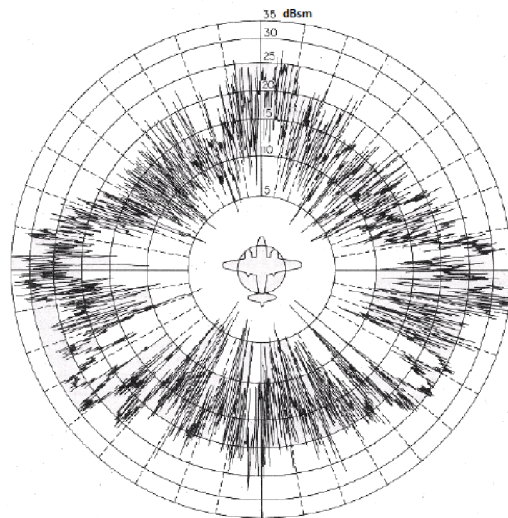
1.8.1 Metody odstranění clutteru

V prostředí, kde se vyskytuje více cílů s různě silnými odezvami, tak můžeme za clutter považovat i silné signály cílů, které maskují slabší signály jiných cílů. Úkolem radaru je detekovat všechny cíle. Z tohoto pohledu je tedy výhodnější odstraňovat odražené signály z dohledového kanálu postupně, a rozhodnutí, zda se jedná o cíl, nebo ne, přenechat dalšímu zpracování. Toto rozhodování potom může být založeno na údajích o aktuální rychlosti a poloze, na rychlosti pohybu a porovnání s očekávanými hodnotami.

Pro odstraňování jednotlivých signálů lze použít CLEAN algoritmus. Při použití tohoto algoritmu je nejprve adaptivní filtrací odstraněn statický clutter a poté je proveden výpočet CAF. V grafu CAF je detekován nejsilnější signál a je odhadnuta jeho bistatická vzdálenost a rychlost. Na základě těchto parametrů je odražený signál cíle zpětně odhadnut a odečten od celkového přijatého signálu. Z upraveného přijatého signálu je opět vypočítána CAF a celý proces je opakován dokola, dokud není dosaženo požadovaného výsledku [13].

1.9 Efektivní odrazná plocha cíle

Elektromagnetická energie, kterou je cíl ozářen, může být odražena, pohlcena nebo může cílem projít. Jak velká část energie bude odražena záleží především na materiálu, rozměru, tvaru cíle a vlnové délce záření, svou roli také hraje polarizace [1]. Efektivní odrazná plocha cíle je označována jako RCS (Radar Cross-Section) a má rozměr m^2 . Pro reálné cíle se hodnota RCS mění podle orientace cíle, proto se často vyjadřuje graficky v polárních souřadnicích, jako na obr. 1.8. V praxi je místo metrů čtverečních používán jejich logaritmický ekvivalent dBsm (decibel nad metrem čtverečním).



Obrázek 1.8 - RCS bombardéru B-26 [15]

Ačkoliv pro elementární cíle existují vztahy pro výpočet RCS, v praxi se zejména pro komplexnější cíle určuje RCS empiricky pomocí měření. Výsledky provedených měření lze použít i v této práci pro přibližné stanovení RCS cílů. Pro lidské cíle bylo v [14] změřeno, že na frekvenci 2,4 a 5 GHz lze očekávat efektivní odraznou plochu 0,3 - 1,5 m^2 . V [15] bylo proměřeno RCS v S pásmu také pro ptáky, jejichž efektivní odrazná plocha se pohybovala od 10 cm^2 (špaček) po 100 cm^2 (kachna). U osobních automobilů lze předpokládat RCS v jednotkách m^2 [4].

Protože RCS vyjadřuje míru energie, kterou cíl odrazí směrem k přijímači, je nutné rozlišovat mezi monostatickým a bistatickým RCS. Bistatický RCS závisí nejen na úhlu natočení mezi vysílačem a osou cíle, ale také na bistatickém úhlu.

2 STANDARDY IEEE 802.11 A 802.16

V této kapitole je popsán standard 802.11, označovaný často jako Wi-Fi. Vzhledem k obsáhlosti standardu bude převážná část textu věnována fyzické vrstvě, a to konkrétně těm jejím aspektům, které mohou mít vliv na vlastnosti signálu s ohledem na zpracování v radaru. Závěrečná podkapitola je věnována standardu 802.16, známému pod označením WiMAX. Poznatky získané z této kapitoly jsou nezbytným základem pro vytvoření simulátoru v Matlabu a pro analýzu dosažitelných parametrů simulovaného radaru.

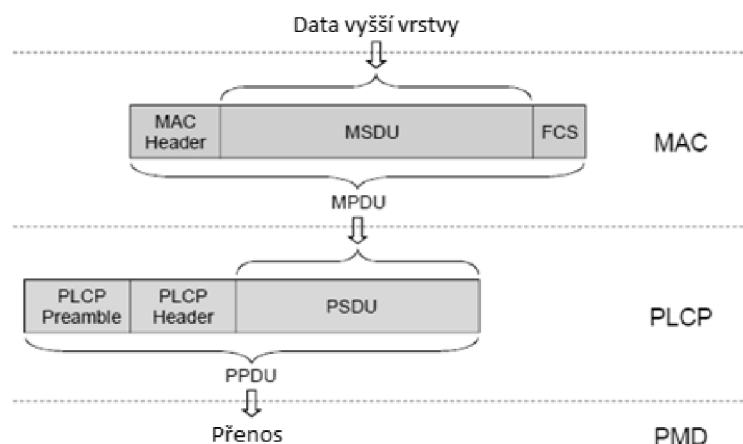
2.1 Základní vlastnosti 802.11

IEEE standard 802.11 je celosvětově používaný standard pro WLAN aplikace, pro který se vžilo označení Wi-Fi. Tento standard umožňuje vytvářet lokální bezdrátové sítě, ve kterých běžně dosahuje přenosové rychlosti 54 MBit/s [16], čímž dokáže konkurovat klasickým kabelovým LAN přenosům. Standard 802.11 se těší velké oblibě, alternativní evropský standard pro bezdrátové sítě HiperLAN je v praxi implementován velmi zřídka.

Standard 802.11 nabízí dvě možnosti topologie WLAN sítě: infrastrukturní a ad-hoc topologie. Infrastrukturní topologie využívá pro připojení uživatelských zařízení přístupový bod („hotspot“), prostřednictvím kterého zařízení navzájem komunikují. Dosah přístupového bodu se pohybuje mezi 30 a 300 metry, v závislosti na prostředí [16]. Naproti tomu ad-hoc síť neobsahuje centrální nadřazený síťový prvek, data tak putují přímo mezi uživateli.

2.2 Struktura standardu 802.11

Standard 802.11 vytváří specifikace pro fyzickou vrstvu (označována PHY) a vrstvu řízení přístupu k médiu (označení MAC). V referenčním modelu ISO/OSI je PHY totožná s fyzickou vrstvou a MAC vrstva spadá pod linkovou vrstvu referenčního modelu. Obrázek 2.1 ukazuje způsob zapouzdření dat standardu 802.11. Z obrázku je patrné, že rámce vrstvy MAC jsou dále opatřeny PLCP preambulí a hlavičkou.



Obrázek 2.1 - Způsob zapouzdření dat ve vrstvě MAC a PLCP [17], upraveno

2.2.1 Vrstva MAC

Vrstva MAC realizuje řízení přístupu k médiu, v tomto případě rádiovému prostředí. K tomu využívá techniku DCF (funkce rozložené koordinace). Základním prostředkem pro předcházení kolizím při použití DCF je metoda vícenásobného přístupu CSMA/CA. Stanice, která si přeje vysílat, nejprve po specifikovaný čas naslouchá, jestli je kanál obsazen. Po uvolnění kanálu stanice čeká náhodnou dobu, než začne vysílat. Pokud mezitím dojde k obsazení kanálu, stanice se opět přepne do režimu vyčkávání na volný kanál [18], [19]. Popis kompletních funkcionalit vrstvy MAC by byl nad rámec tohoto dokumentu. Pro účely této práce je dostačující informace, že vrstva MAC přijímá data z vyšší vrstvy LLC, opatří je svou hlavičkou a kontrolním součtem a předá nižší vrstvě PLCP, jak ukazuje obr. 2.1.

2.2.2 Vrstva PHY

V současné době existuje několik verzí standardu 802.11, které se liší specifikací fyzické vrstvy, a další verze jsou vyvíjeny. Označují se písmenným sufixem, v současnosti nejpoužívanější jsou verze 802.11b, 802.11a, 802.11g, 802.11n, a 802.11ac. Tyto verze se liší především ve využívaných frekvenčních pásmech, způsobu modulace a šířce pásma. Základní srovnání těchto parametrů je uvedeno v tabulce 2.1. Je zde uveden i standard 802.11-1997, který byl původním 802.11 standardem. Kvůli nízké přenosové rychlosti (1 Mbit/s nebo 2 Mbit/s) se dnes prakticky nevyužívá. Někdy označován také jako Legacy.

Tabulka 2.1 - Přehled verzí standardu 802.11 [20]

Verze	Rok zavedení	Frekvence (GHz)	Šířka pásma (MHz)	Modulace	MIMO technika
802.11-1997	1997	2,4	22	DSSS, FHSS	ne
802.11b	1999	2,4	22	DSSS	ne
802.11a	1999	3,7/5	20	OFDM	ne
802.11g	2003	2,4	20	OFDM	ne
802.11n	2009	2,4/5	20/40	OFDM	ano
802.11ac	2013	5	20/40/80/160	OFDM	ano

Fyzická vrstva se u standardu 802.11 skládá ze dvou podvrstev s označením PLCP (Physical Layer Convergence Protocol) a PMD (Physical Medium Dependent). Podvrstva PLCP upravuje data MAC vrstvy do finální podoby, která je potom přenášena rádiovým prostředím, tedy přidá preambuli a hlavičku, jejichž funkcí je usnadnit přijímači synchronizaci a demodulaci [17]. Podvrstva PMD tvoří rozhraní mezi rádiovým prostředím a PLCP. PMD tedy zajišťuje modulaci, demodulaci a filtraci signálu.

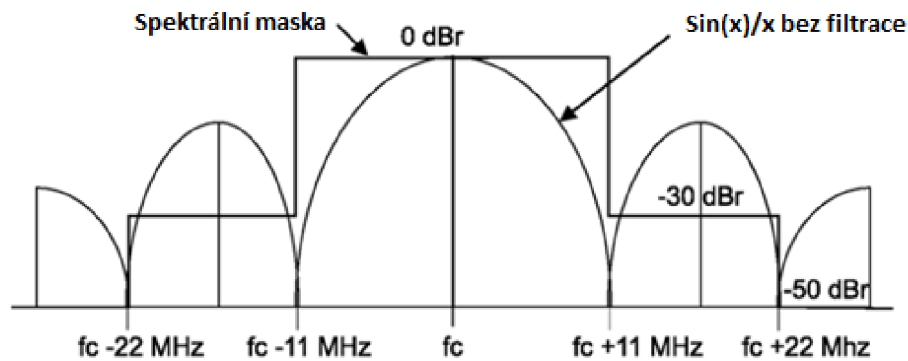
2.3 Původní verze 802.11 - Legacy

Původní standard 802.11 (Legacy) definoval tři typy fyzické vrstvy, z toho byly dva založeny na rozprostřeném spektru, a třetí pracoval v infračerveném (IR) spektru. PHY pracující v optickém spektru není vhodná pro radarové aplikace, proto se jí tato práce

nebude zabývat. Pro realizaci rozprostřeného spektra bylo využíváno kmitočtového skákání (FHSS) anebo rozprostírání (DSSS). Dokumentace ke standardu IEEE 802.11 z roku 2012 [18] obsahuje informaci, že použití techniky FHSS je zastaralé a bude v budoucnu odstraněno. Proto ani technika FHSS a její možné využití pro radarové aplikace nebude předmětem této práce.

2.3.1 Podvrstva PMD

Při použití techniky přímého rozprostření spektra (DSSS) se používá v základním pásmu modulace DBPSK nebo DQPSK s rychlostí 1 Mbit/s, resp. 2 Mbit/s. Aby byl zajištěn náhodný charakter signálu, jsou data před modulací skramblována polynomem $G(z) = z^{-7} + z^{-4} + 1$. Namodulovaná data jsou poté rozprostřena Barkerovým kódem o délce 11 chipů. Před vysláním dochází k filtraci signálu. Standard 802.11 přímo nepředepisuje typ filtru, musí ale být splněna spektrální maska, která je uvedena na obr. 2.2. Jednotka dBr udává relativní odstup výkonu signálu od nejvyšší výkonové složky signálu.

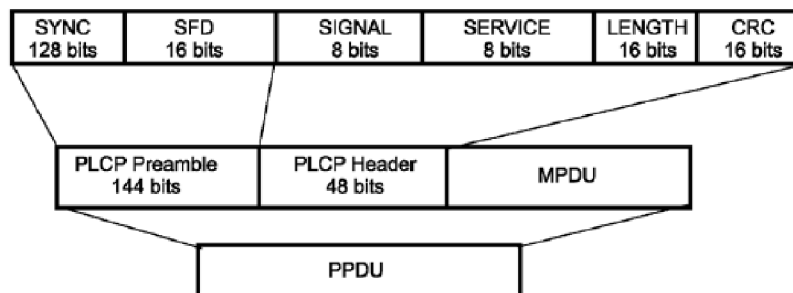


Obrázek 2.2 - Spektrální maska pro DSSS PHY [18], upraveno

Minimální vysílaný výkon je 1 mW, maximální výkon závisí na omezení lokální regulační autority. Ve spektru vysílaného signálu musí být potlačena nosná, a to nejméně o 15 dB oproti odpovídajícímu sinc(x) výkonovému spektru [18].

2.3.2 Podvrstva PLCP

V podvrstvě PLCP jsou vytvářeny PPDU rámce, což jsou konečné bloky dat, které jsou přenášeny rádiovým prostředím. Struktura PPDU rámce je ukázána na obr. 2.3.



Obrázek 2.3 - Struktura PPDU rámce [18]

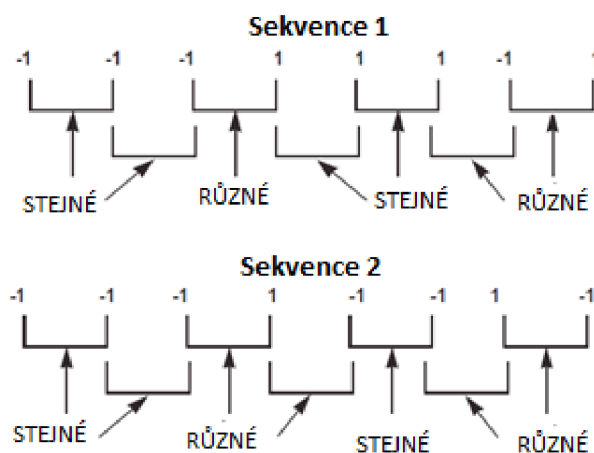
Preamble i hlavička rámce je vždy přenášena s použitím DBPSK modulace s rychlostí 1 Mbit/s. Pole „SYNC“ sestává ze samých jedniček. Pole „SFD“ indikuje místo, od kterého už je obsah preamble závislý na parametrech PHY. Pole „SIGNAL“ určuje typ modulace, „SERVICE“ je rezervováno pro budoucí použití. Šestnáctibitové číslo v poli „LENGTH“ určuje počet mikrosekund, potřebných k přenesení MPDU. Samotná hlavička je zabezpečena kontrolním součtem CRC-16.

2.4 802.11b - DSSS

Verze 802.11b umožňuje zvýšení datového toku z původních 1 Mbit/s, resp. 2 Mbit/s na 5,5 Mbit/s, resp. 11 Mbit/s. Toho je dosaženo použitím techniky CCK (Complementary Code Keying). Samotná CCK modulace má rozprostírací schopnost, proto není signál při použití CCK rozprostírán Barkerovou posloupností.

2.4.1 Modulace CCK

Modulační technika CCK využívá dobrých korelačních vlastností polyfázových komplementárních kódů, které jsou zobecněním binárních komplementárních kódů. Binární komplementární kód je tvořen dvojicí sekvencí o stejném počtu bitů, pro které platí, že počet párů bitů se stejnou hodnotou pro libovolnou zvolenou vzdálenost bitů v první sekvenci je stejný, jako počet párů bitů s různou hodnotou při stejné vzdálenosti ve druhé sekvenci. Situaci názorně popisuje obrázek 2.4 a tabulka 2.2.



Obrázek 2.4 - Určení počtu stejných a nestejných dvojic pro vzdálenost = 1 [21], upraveno

Tabulka 2.2 - Souhrn stejných a nestejných párů pro jednotlivé vzdálenosti bitů

VZDÁLENOST BITŮ	SEKVENCE 1		SEKVENCE 2	
	Stejná hodnota	Různá hodnota	Stejná hodnota	Různá hodnota
1	4	3	3	4
2	4	3	3	4
3	1	5	5	1

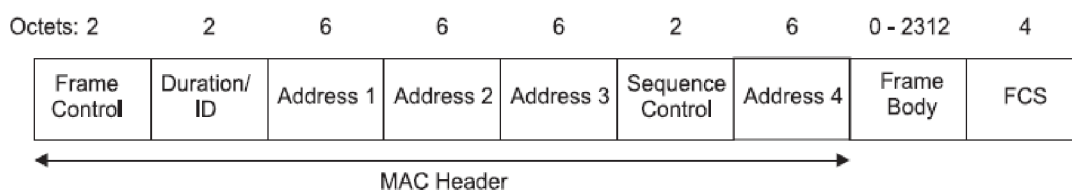
Charakteristickou vlastností binárních komplementárních kódů je, že výsledek jejich autokorelace je nulový ve všech bodech, kromě nulového posunu. Tuto vlastnost mají i polyfázové komplementární kódy. Elementy polyfázových komplementárních kódů jsou obecně komplexní čísla.

2.4.2 Podvrstva PMD

Standard 802.11b pracuje s kódy o délce 8 chipů a chipovou rychlostí 11 Mchip/s, zabírá tedy ve spektru stejnou šířku pásma, jako původní 802.11 [18]. Rozprostření Barkerovými kódy se nepoužívá, protože už samotná CCK modulace vytváří rozprostřené spektrum. Každý CCK symbol je modulátorem sestaven na základě osmi bitů datového signálu. Jednotlivé komplexní chipy CCK symbolu jsou sestaveny podle DQPSK a QPSK kódovacích tabulek a pravidel, dostupných v [18].

2.4.3 Podvrstva PLCP

PLCP preamble a hlavička je stejná, jako u původního 802.11 (viz obr. 2.3). Preamble i hlavička se přenáší použitím 1 Mbit/s DBPSK modulace. Skramblovací polynom je stejný, jako v předchozím případě. Data ve vrstvě MAC tvoří rámce, opatřené hlavičkou a kontrolním součtem FCS. Z hlavičky uvedené na obr. 2.5 může být u některých typů rámců vynecháno pole Adresa 2-4, Sequence Control a Frame Body [17]. Z obrázku 2.5 tak můžeme určit strukturu hlavičky, a maximální i minimální délku rámce.



Obrázek 2.5 - Struktura MAC hlavičky a rámce MPDU verze 802.11b [17]

2.5 802.11a - OFDM

Standard 802.11a byl ratifikován ve stejné době jako 802.11b, využívá ale několika vylepšení, které umožňují dosažení přenosové rychlosti až 54 Mbit/s. Pracuje výhradně v ISM pásmu 5,8 GHz, které je výhodnější z hlediska interferencí s jinými službami. Vyšší frekvence ale také vyžaduje vyšší náklady na zařízení, což byl hlavní důvod nízké popularity této verze standardu [16]. Další novinkou je využití modulace OFDM. Standard 802.11a podporuje přenosové rychlosti v rozmezí 6-54 Mbit/s, které závisí na použité vnitřní modulaci. Přehled vnitřních modulací spolu s odpovídajícími přenosovými rychlostmi ukazuje tabulka 2.3 [18]. Uvedená přenosová rychlost platí při vzdálenosti kanálů 20 MHz.

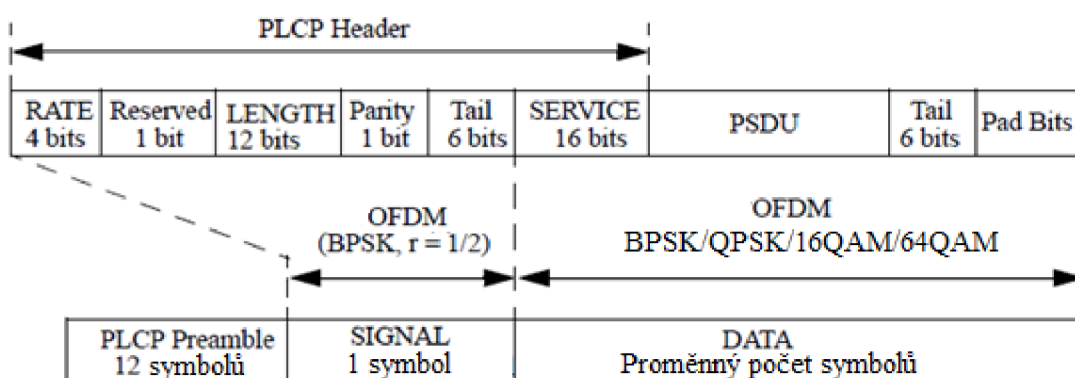
Tabulka 2.3 - Přehled vnitřních modulací a datových rychlostí OFDM u standardu verze 802.11a

Modulace	Kódový poměr	Přenosová rychlost (Mbit/s)	Datových bitů na OFDM symbol
BPSK	1/2	6	24
BPSK	3/4	9	36
QPSK	1/2	12	48
QPSK	3/4	18	72
16-QAM	1/2	24	96
16-QAM	3/4	36	144
64-QAM	2/3	48	192
64-QAM	3/4	54	216

OFDM využívá k přenosu informací větší množství subnosných, na kterých je vnitřní modulaci (zde např. PSK, QAM) namodulován datový signál. Aby nedocházelo k interferencím mezi jednotlivými subnosnými, jsou subnosné navzájem ortogonální, tedy vzdálené ve spektru o převrácenou hodnotu symbolové periody. Protože jsou data simultánně přenášena na několika subnosných současně, je u OFDM M-krát zvýšena symbolová perioda na jednotlivých subnosných, kde M je počet datových subnosných. Celý systém tím získá větší odolnost vůči mezisymbolovým přeslechům, způsobených vícecestným šířením [22].

2.5.1 Postup vytvoření PPDU rámce

V následující části bude popsáno sestavení PPDU rámce, což už je výsledný WiFi paket, který se přenáší rádiovým prostředím. Jeho strukturu z hlediska obsahu lze vyčíst z obr. 2.6. Opět se skládá z preamble, hlavičky a datové části. Data vyšší vrstvy jsou vsazena do části PSDU. Celá datová část je zarovnána nulovými bity na takovou délku, aby tvořila celý OFDM symbol.



Obrázek 2.6 - Struktura PPDU rámce [18], upraveno

Preamble sestává z deseti opakování krátké tréninkové sekvence a dvou opakování dlouhé sekvence. Z preamble následuje pole SIGNAL, které tvoří jeden OFDM symbol, modulované BPSK-OFDM. Pole DATA může být modulováno libovolnou metodou z tabulky 2.3.

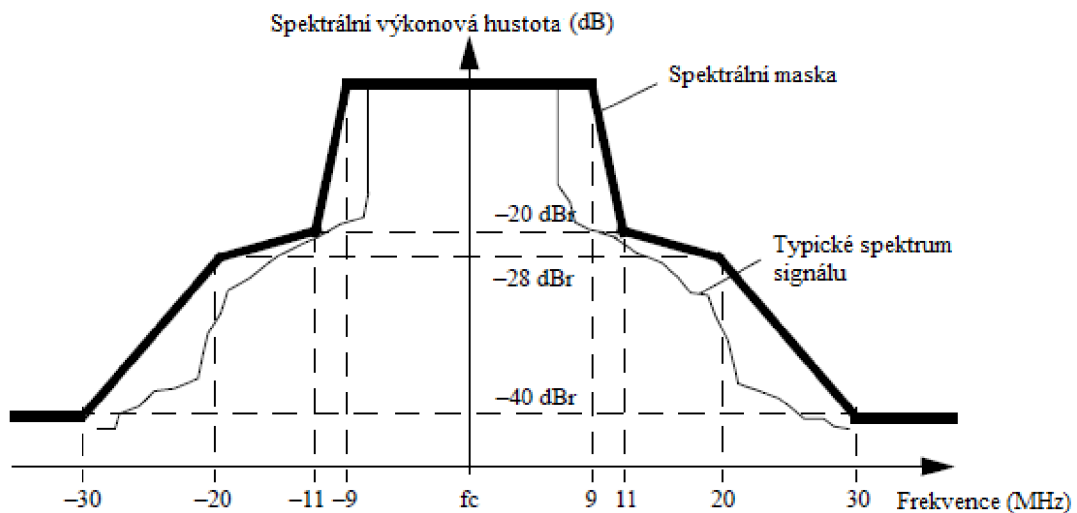
Pole DATA prochází před modulací několika úpravami. Nejprve jsou skramblována polynomem $G(z) = z^{-7} + z^{-4} + 1$, poté prochází konvolučním kódem s kódovacím poměrem 1/2. Jiné hodnoty kódovacích poměrů jsou dosaženy tzv. tečkovaním (puncturing), tedy vynecháním některých bitů. Po konvolučním kódování je změněna struktura dat prokládáním (interleaving). Následně je na odpovídající bloky dat aplikována vnitřní modulace (BPSK, DBPSK, 16-QAM nebo 64-QAM) a poté OFDM. Standard 802.11a používá 52 subnosných, z toho 4 jsou pilotní. Pilotní subnosné nenesou data, ale jsou modulovány náhodným BPSK signálem.

Další důležité parametry OFDM signálu při použití 20 MHz oddělení kanálů jsou:

- vzdálenost subnosných $\Delta f = 312,5$ kHz
- délka ochranného intervalu $T_{GI} = 0,8$ μ s
- doba trvání OFDM symbolu (včetně ochranného intervalu) $T_{SYM} = 4$ μ s
- 52 subnosných (index -26 až 26)
- DC nosná je potlačena (index 0)
- 4 pilotní nosné (index -21, -7, 7, 21)

Spektrální maska, kterou musí OFDM signál standardu 802.11 splňovat, je zobrazena na obr. 2.7. Šířka kanálu vypočtená z počtu subnosných a jejich vzdálenosti Δf je rovna 16,6 MHz. Zbývající část 20 MHz kanálu tedy slouží jako ochranné pásmo.

Ochranný interval je u WiFi tvořen cyklickým prefixem, tedy zopakováním části vysílaného symbolu. Pro datové symboly se používá délka 0,8 μ s, a pro dlouhou tréninkovou sekvenci 1,6 μ s, zatímco krátká tréninková sekvence ochranný interval nepoužívá.



Obrázek 2.7 - Spektrální maska pro 802.11 (OFDM) [18], upraveno

2.6 802.11g

Oproti 802.11a pracuje standard 802.11g opět v ISM pásmu 2,4 GHz, což snižuje výrobní náklady na zařízení tohoto standardu. Hlavní modulační metodou je OFDM, stejně jako u verze 802.11a. Kvůli sdílení pásma se standardem 802.11b a zajištění zpětné

kompatibility jsou definovány čtyři specifikace fyzické vrstvy [16], tři z nich jsou označovány zkratkou ERP (Extended Rate Physical). ERP atributy upravují dobu trvání slotu a umožňují tak lepší využití kapacity přenosového kanálu, mohou ale být použity pouze v případě, že veškeré zařízení v dané WLAN podporují verzi 802.11g - ERP-OFDM. Ze všech čtyř specifikací jsou v současnosti používány pouze první dvě uvedené:

- **ERP-DSSS-CCK:** Tato specifikace zachovává kompatibilitu se zařízeními standardu 802.11b použitím stejných kódovacích schémat (DSSS a CCK). Podpora této specifikace je povinná.
- **ERP-OFDM:** Využívá OFDM modulaci ve stejném formátu, jako 802.11a, podpora této specifikace je povinná.
- **ERP-DSSS/PBCC:** Rozšiřuje kódovací schéma DSSS a CCK podporou vyšších přenosových rychlostí 22 a 33 Mbps při zachování stejné šířky pásma. Podpora této vrstvy není povinná, ve standardu IEEE z roku 2012 byla označena za obsoletní [18], proto lze předpokládat minimální využívání této verze.
- **DSSS-OFDM:** Tato specifikace používala hybridní kombinaci DSSS a OFDM, kdy hlavička byla přenášena použitím DSSS, zatímco data byla přenášena pomocí OFDM. Používání této verze není v současné době schváleno [18].

2.7 802.11n

Velkým skokem v dosažitelné přenosové rychlosti WLAN sítí bylo uvedení standardu s označením 802.11n, jehož maximální přenosová rychlost je 600 Mbps [16]. Kromě úprav v implementaci OFDM modulace a možnosti fungování v obou ISM pásmech (2,4 a 5 GHz) bylo radikálního zvýšení přenosové rychlosti dosaženo zejména změnou šířky pásma a zavedením MIMO techniky. Uvedená přenosová rychlost je dosažitelná pouze v módu „Greenfield“.

2.7.1 802.11n signál

V této verzi byly definovány dva nové formáty PLCP, Mixed a Greenfield, které jsou označovány jako HT (High Throughput) módy. Třetí mód - Legacy je zaveden kvůli zachování zpětné kompatibility. Módy se mezi sebou liší formátem přenášených rámců, přičemž v módu Legacy jsou rámce kompatibilní s 802.11a/g OFDM a v Mixed módu je s 802.11a/g kompatibilní pouze preambule. Mód „Greenfield“ je použit pouze v případě, že se v síti nacházejí pouze zařízení podporující verzi 802.11n. Potom nemusí být přenášena režijní data, zajišťující zpětnou kompatibilitu s ostatními verzemi standardu.

Standard 802.11n nabízí možnost využít 40 MHz šířky pásma místo předchozích 20 MHz. V praxi je signál s šířkou pásma 40 MHz použitelný pouze v pásmu 5 GHz, kde je k dispozici více kanálů, pásmo 2,4 GHz pojme v jeden okamžik pouze jediný 40 MHz signál. Tabulka 2.4 shrnuje využívání subnosných v závislosti na módu a šířce pásma kanálu. Mezi indexy subnosných jsou zahrnuty i pilotní nosné.

Tabulka 2.4 - Specifikace využití subnosných OFDM pro různé módy standardu 802.11n

Mód	Šířka pásma (MHz)	Počet datových subnosných	Indexy subnosných
Legacy	20	48	-26 až -1 a 1 až 26
	40	96*	-58 až -6 a 6 až 58
Mixed	20	52	-28 až -1 a 1 až 28
	40	108	-58 až -2 a 2 až 58
Greenfield	20	52	-28 až -1 a 1 až 28
	40	108	-58 až -2 a 2 až 58

* V případě legacy módu pro 40 MHz jsou ve dvou sousedních 20 MHz kanálech přenášena stejná data.

Možnosti vnitřní modulace OFDM jsou shodné jako pro standard 802.11a (tabulka 2.3) s výjimkou BPSK s kódovým poměrem 3/4, která byla nahrazena možností poměru 5/6 u modulace 64-QAM. Oproti 802.11a je možnost použít ochranný interval s dobou trvání $T_{GI} = 0,4 \mu\text{s}$, nebo předchozí $T_{GI} = 0,8 \mu\text{s}$, vzdálenost subnosných je stejná jako u 802.11a.

2.7.2 MIMO

Technologie MIMO (Multiple Input - Multiple Output) využívá současně několik antén ve vysílači i přijímači. Tímto přístupem je možné jednak snížit BER kanálu, způsobené vícecestným šířením (přepínání antén), a také zvýšit přenosovou kapacitu vytvořením dalších, navzájem prostorově oddělených kanálů. Konfigurace MIMO systému se udává ve tvaru $a \times b : c$ (např. $2 \times 3 : 2$), kde a je počet vysílacích antén, b počet přijímacích antén a c určuje, kolik cest signálu je schopen přijímač a vysílač zpracovat. Standard 802.11n využívá tímto způsobem prostorové diverzity k dosažení vysoké přenosové rychlosti. Maximální konfigurace MIMO standardu 802.11n je $4 \times 4 : 4$.

Standards 802.11n a 802.11ac mohou využívat několika MIMO technik:

- **Cyclic Shift Diversity (CSD):** Na straně vysílače je z každé antény vyslán signál lišící se pouze o konstantní hodnotu fázového posuvu, a přijímač vybírá nejlepší signál.
- **Space Time Block Coding (STBC):** Může být použito v případě, že vysílač má k dispozici více antén než přijímač. Kopie datových paketů jsou kódovány po blocích a poté rozděleny k vysílání jednotlivým anténám.
- **Spatial Division Multiplex (SDM):** Odlišení prostorově oddělených kanálů je na straně přijímače dosaženo analyzováním tréninkové sekvence v každém rámci.
- **Maximal Ratio Combining (MRC):** Technika používaná v přijímači, kdy je stejný kanál (prostorově oddělený od ostatních) přijímaný několika anténami současně. Dalším zpracováním signálu pak může být dosaženo lepšího SNR.

2.8 802.11ac

Standard IEEE 802.11ac pracuje výhradně v 5 GHz pásmu, opět využívá modulaci OFDM. Podporuje kanály o šířce 20, 40, 80 a 160 MHz a nově zavádí vnitřní modulaci 256-QAM. MIMO je rozšířeno až do konfigurace 8 x 8 : 8, dále je možné využít beamformingu, při kterém AP upravuje vyzařovací diagram antén tak, aby měl maximální zisk ve směru komunikujícího zařízení. Zůstává zachována vzdálenost subnosných a možnost dvou délek ochranného intervalu, definovaných ve verzi 802.11n.

2.9 Standard 802.16

Standard IEEE 802.16, označovaný také jako WiMAX, je zaměřen na síť WMAN. Je určen především poskytovatelům datových připojení pro překlenutí tzv. poslední míle. Z hlediska fyzické vrstvy je základním znakem WiMAX využití OFDM modulace a techniky MIMO. Na rozdíl od WiFi je kolizím zabráněno plánováním provozu s využitím časového a frekvenčního multiplexu [23]. Komunikace probíhá pomocí rámců s délkou trvání 2 - 20 ms. Šířka pásma může být nastavena na hodnotu 1,25 - 20 MHz, přičemž vzdálenost subnosných je pevně nastavena na hodnotu 11,16 kHz [24].

WiMAX byl v původní verzi 802.11a určen pro pásmo 10 - 66 GHz, v současnosti používaná verze 802.11d pracuje v pásmu 2 - 11 GHz. Z uvedeného kmitočtového rozmezí je nejčastěji využito pásmo 2300, 2500, 3500 a 5800 MHz, nicméně se velmi liší podle lokální regulační autority [23]. V České republice je pro WiMAX určeno pásmo okolo 3,5 GHz, které podléhá individuálnímu oprávnění ČTÚ [41]. Verze 802.16d slouží jako bezdrátová alternativa ke klasickému DSL připojení, průměr buňky může být až 75 km [23]. Oproti tomu verze 802.16e je zaměřena na pohyblivé uživatelské stanice, kterým nabízí rychlost až 15 Mbit/s při buňce o průměru 2 - 4 km [23].

3 ODHAD PARAMETRŮ RADARU ZALOŽENÉHO NA WIFI

V této kapitole je proveden odhad základních parametrů multistatického pasivního radaru využívajícího standardu 802.11 (WiFi). Zkoumanými veličinami je dosah radaru, rozlišení v dálce a rychlosti, a úrovně postranních laloků ve frekvenční a časové ose.

Dosah radaru byl odhadován na základě výpočetních metod, vycházejících z energetické bilance přímého a odraženého signálu. Pro odhad ostatních veličin byly nejprve provedeny teoretické odhady parametrů, které byly poté ověřeny pomocí skriptu v Matlabu. Jádrem tohoto skriptu je výpočet odpovídající části funkce neurčitosti, hodnoty rozlišení byly odečítány z grafického výstupu programu.

3.1 Dosah radaru

3.1.1 Povolené vysílací výkony

Všechny verze standardu 802.11 využívají frekvenční pásma ISM (Industry, Science, Medical), a to pásmo 2400-2500 MHz a 5725-5875 MHz [16]. V těchto pásmech je možný provoz bez licenčních poplatků, avšak tato pásma jsou sdílena s jinými službami, proto nelze garantovat úroveň rušení. Maximální povolený vyzářený výkon stanic v těchto pásmech je stanoven lokální telekomunikační autoritou. Na území České republiky je maximální vysílací výkon omezen na 25 mW e.i.r.p. [25], v USA povoluje FCC (Federal Communications Commission) výkon 4 W, pro point-to-point spojení je při použití směrových antén omezení ještě menší [26]. Evropský standard ETSI povoluje vyšší výkon při používání OFDM modulace (20 dBm oproti 18 dBm pro CCK) díky lepšímu tvaru spektra OFDM signálu [27].

3.1.2 Pásmo 2,4 GHz

Pásma 2,4 GHz a 5 GHz jsou dále rozdělena na kanály, přičemž využívání některých kanálů může být omezeno příslušnou regulační autoritou, rozdily jsou například mezi evropským regionem, Severní Amerikou a Japonskem. Pásmo 2,4 GHz je rozděleno na celkem 14 kanálů s šířkou pásma 22 MHz, nosné v jednotlivých kanálech jsou vzdáleny 5 MHz (s výjimkou kanálů 13 a 14). V jeden okamžik je v tomto pásmu možné provozovat tři nepřekrývající se kanály. S příchodem verze 802.11n se objevily signály se šířkou pásma 40 MHz, při použití těchto signálů lze v pásmu 2,4 GHz současně využívat pouze dva nepřekrývající se kanály [16].

3.1.3 Pásmo 5 GHz

Z hlediska vývoje standardu 802.11 je pásmo 5 GHz novější, proto u něj lze očekávat menší rušení nejen co se týče WiFi sítí v okolí, ale také od jiných služeb a zařízení (např. mikrovlnné trouby pracují pouze v pásmu 2,4 GHz). Ačkoliv pásmo ISM je definováno v rozmezí 5725-5875 MHz, WiFi využívá i kanály mimo ISM. Na provoz WiFi na těchto kmitočtech se potom vztahují lokální omezení týkající se nejen vyzářeného výkonu, ale také technické způsobilosti zařízení a další restriktce (např. výhradně indoor použití) [16].

3.1.4 Energetická bilance referenčního signálu

První omezení dosahu radaru lze získat vyjádřením výkonu referenčního signálu v místě přijímače, který musí být dostatečně velký na to, aby jej přijímač byl schopen správně demodulovat. Tato hodnota je zjevně závislá na typu použitého přijímače. Jako referenční zdroj dat pro určení prahové hodnoty výkonu pro úspěšné demodulování signálu byla vybrána platforma Cisco Aironet 3600 Series, pro kterou jsou na stránkách výrobce [28] dostupné minimální citlivosti pro různé verze protokolu 802.11.

Pro různé verze protokolu 802.11 byl proveden výpočet maximálního dosahu radaru. Výpočet byl proveden zvlášť pro maximální hodnotu výkonu (resp. e.i.r.p.), která je dána lokální regulační autoritou, a pro minimální výkon vysílače, který je specifikován protokolem 802.11. Mezi výkonové ztráty byl uvažován pouze útlum šíření volným prostorem. Dosah přímé cesty radaru potom lze vypočítat úpravou klasické radiokomunikační rovnice [4] do tvaru:

$$20\log(d_{\max}) = EIRP_{TX} - P_{RX} + 147,56 - 20\log(f), \quad (3.1)$$

kde d_{\max} je dosah radaru, $EIRP_{TX}$ je ekvivalentní izotropní vyzářený výkon vysílače, P_{RX} je minimální výkon v přijímači (citlivost přijímače) a f je kmitočet nosné.

Tabulka 3.1 - Odhadovaný dosah přímé cesty signálu pro verzi 802.11b

EIRP Tx (mW)	Citlivost Rx (dBm)	Přenos. rychlost (Mb/s)	Dosah (m)	Poznámka
1	-101	1	1090	nejnižší výkon, nejnižší rychlost
1	-89	11	280	nejnižší výkon, nejvyšší rychlost
25	-101	1	5470	nejvyšší výkon ČR
25	-89	11	1370	nejvyšší výkon ČR
63	-101	1	8680	nejvyšší výkon ETSI
63	-89	11	2180	nejvyšší výkon ETSI

Tabulka 3.2 - Odhadovaný dosah přímé cesty signálu pro verzi 802.11g

EIRP Tx (mW)	Citlivost Rx (dBm)	Přenos. rychlost (Mb/s)	Dosah (m)	Poznámka
25	-91	6-12	1730	nejvyšší výkon ČR
25	-79	54	430	nejvyšší výkon ČR
100	-91	6-12	3460	nejvyšší výkon ETSI
100	-79	54	870	nejvyšší výkon ETSI

Tabulka 3.3 - Odhadovaný dosah přímé cesty signálu pro verzi 802.11a

EIRP Tx (mW)	Citlivost Rx (dBm)	Přenos. rychlost (Mb/s)	Dosah (m)	Poznámka
25	-90	6-12	650	nejvyšší výkon ČR (zařízení krátkého dosahu)
25	-77	54	150	nejvyšší výkon ČR (zařízení krátkého dosahu)
4000	-90	6-12	8230	nejvyšší výkon ETSI
4000	-77	54	1840	nejvyšší výkon ETSI

Uvedené hodnoty představují pouze hrubé vymezení dosahu. Je nutné vzít v úvahu, že výrobci uvádí ideální parametry zařízení, a pro zaručení správné činnosti radaru je nutné nejen bezchybně demodulovat signál, ale také zajistit precizní časovou a kmitočtovou synchronizaci. Na základě provedených výpočtů tak lze na otevřeném prostranství předpokládat dosah pro referenční signál v řádu maximálně několik set metrů.

3.1.5 Detekovatelnost odražených signálů

Cíl, na který dopadá elektromagnetické záření se sám stává zdrojem záření, a úkolem radaru je zachytit tento signál. Výkon vyzářený cílem je dán vztahem [1]:

$$P_{TG} = |\Pi_{TG}| \cdot \sigma, \quad (3.2)$$

kde $|\Pi_{TG}|$ je hustota energie v prostoru cíle a σ je efektivní odrazná plocha cíle. Veličina $|\Pi_{TG}|$ závisí na vyzářeném výkonu vysílače $EIRP_{TX}$ a na vzdálenosti mezi cílem a vysílačem r [1]:

$$|\Pi_{TG}| = \frac{EIRP_{TX}}{4\pi \cdot r^2}. \quad (3.3)$$

Další útlum šířením nastává mezi cílem a přijímačem. Z trojúhelníkové nerovnosti je zřejmé, že hodnota útlumu odražené cesty v decibelech bude vždy alespoň dvakrát vyšší, než útlum přímé cesty (také vyjádřený v decibelech). Rozhodující vliv na dosah radaru proto bude mít výkon odraženého signálu, a výsledný dosah lze určit pomocí Cassiniho oválů, popsanych v kapitole 1.4.2. Rovnice 1.10 a 1.11 je potřeba upravit od tvaru, kdy se na pravé straně nevyskytuje útlum šířením, který je závislý na vzdálenosti. Upravené rovnice mají tvar 3.4, resp. 3.5:

$$(R_T R_R)_{MAX} = \left(\frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^6 \cdot \sigma_B}{(4\pi)^7 \cdot K \cdot T \cdot B \cdot (S/N)_{min}} \right)^{1/4}, \quad (3.4)$$

$$(R_T R_R)_{MAX} = \left(\frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^6 \cdot \sigma_B \cdot t_i}{(4\pi)^7 \cdot K \cdot T \cdot D_0} \right)^{1/4} \quad (3.5)$$

Podle rovnice 3.5 byl proveden výpočet dosahu pro signál cíle. Vzhledem k velké variabilitě možných vstupních parametrů jsou v této práci uvedeny pouze výsledky pro modelovou situaci, při které bylo několik parametrů považováno za konstantní:

- Šumová teplota $T = 300 \text{ K}$
- Zisk přijímací antény $G_{RX} = 20 \text{ dBi}$ (odpovídající šířka svazku parabolické antény je 30°)
- Integrační čas $t_i = 10 \text{ ms}$ (maximální délky paketů se pro různé verze 802.11 pohybují v rozmezí 5-12 ms)
- Detekční faktor $D_0 = 12 \text{ dB}$ (podle požadované hodnoty CFAR se obvykle pohybuje v rozmezí 12-16 dB [4])

Výsledky odhadovaného dosahu radaru jsou uvedeny v tabulce 3.4. Pro snazší představu reálného dosahu bylo v posledním sloupci tabulky provedeno zjednodušení $R_T = R_R$ (cíl je stejně vzdálen od vysílače, jako od přijímače).

Tabulka 3.4 - Dosah radaru vzhledem k odraženému signálu

EIRP Tx (mW)	RCS (m ²)	Frekvence (GHz)	(R _T R _R) _{max} (m ²)	Dosah pro R _T = R _R (m)
25	1	2,4	13,1	3,6
100	1	2,4	18,5	4,3
4000	1	2,4	46,6	6,8
25	10	2,4	23,3	4,8
100	10	2,4	32,9	5,7
4000	10	2,4	82,8	9,1
25	1	5,8	3,5	1,9
100	1	5,8	4,9	2,2
4000	1	5,8	12,4	3,5
25	10	5,8	6,2	2,5
100	10	5,8	8,8	3,0
4000	10	5,8	22,0	4,7

Z provedených výpočtů vyplývá, že dosah radaru se bude pohybovat okolo deseti metrů. Úpravami vstupních parametrů lze dosáhnout pouze malého zlepšení, jelikož v rovnici 3.5 figuruje čtvrtá odmocnina. Výsledky reálných měření v jiných publikacích [13], [29], [30] a [31] ovšem ukazují, že vhodným zpracováním signálu lze detekovat jedoucí automobil či běžícího člověka i na vzdálenost 50-100 metrů.

Kromě dosahu je také nutné zvážit oblast pokrytí signálem, při využití nespolupracujících WiFi AP bude radar omezen převážně na městské oblasti, protože pro určení pozice cíle v prostoru jsou potřeba alespoň čtyři AP nepříliš vzdálené od sebe. V případě dostupnosti jediného AP lze uvažovat o detekci cíle (bez určení skutečné pozice a rychlosti) na základě změn v CAF.

3.2 Teoretické hodnoty rozlišení

3.2.1 Rozlišení ve vzdálenosti

Jak bylo popsáno v kapitole 1.4.1, rozlišení v dálce je určeno tvarem AF v řezu pro nulový Dopplerův posuv. Tvar AF závisí především na použité modulaci (OFDM nebo DSSS), zatímco vliv modulační šířky pásma a příspěvek pilotních subnosných je zanedbatelný [32]. Teoretická hodnota rozlišení v ose zpoždění ve smyslu šířky hlavního laloku odpovídá poměru:

$$\Delta t = \frac{1}{B}, \quad (3.6)$$

kde Δt je rozlišení v ose zpoždění a B je šířka pásma radiolokačního signálu. Očekávaná hodnota bistatické vzdálenosti pro rozlišení dvou cílů je uvedena v tabulce 3.5. Z tabulky je patrné, že při využití OFDM je možné díky větší šířce pásma dosáhnout lepšího rozlišení.

Tabulka 3.5 - Bistatická vzdálenost pro rozlišení dvou cílů

Modulace	Šířka pásma (MHz)	Minimální zpoždění (ns)	Bistatická vzdálenost (m)
DSSS	11	90,9	27,3
OFDM	16,56	60,4	18,1
OFDM	35,63	28,1	8,4

3.2.2 Rozlišení v rychlosti

Z radarové teorie vyplývá, že šířka hlavního laloku v ose frekvence funkce neurčitosti závisí na integračním čase, tedy době trvání signálu na cíli podle vztahu $\Delta f = 1/t_i$ [4]. Ověření tohoto poznatku pro WiFi signály bylo provedeno např. v [33]. Integrační čas ale nemůže být neomezeně zvyšován, musí být kompromisem mezi rozlišením v rychlosti, rychlostí změny polohy cíle a výpočetními nároky. Při uvážení paketového provozu je integrační čas limitován dobou trvání paketu. Pro délky WiFi paketu okolo 10 ms tak je rozlišení ve frekvenci přibližně 100 Hz.

Zlepšení rozlišení je možné dosáhnout, pokud bude zpracován signál několika paketů v řadě, je ale potřeba mít na paměti, že zpracovávaný signál může být negativně ovlivněn vysíláním jiných vysílačů, které vysílají v přestávkách mezi pakety primárního vysílače.

3.3 Vliv vzorkování přijímače

Pokud je přijímaný signál vzorkován s minimální rychlostí (dva vzorky na chip signálu), je nejistota času příchodu signálu půl chipové periody ($\pm 0,25$ chipu). Tuto nejistotu má přímý i odražený signál, v nejhorším případě tedy vykazuje graf AF chybu odpovídající

zpoždění o dobu trvání chipu. Pro modulaci DSSS je doba trvání chipu 91 ns, odpovídající maximální chyba určení bistatické vzdálenosti je $\pm 13,5$ metrů při vzorkovací rychlosti 22 Msps.

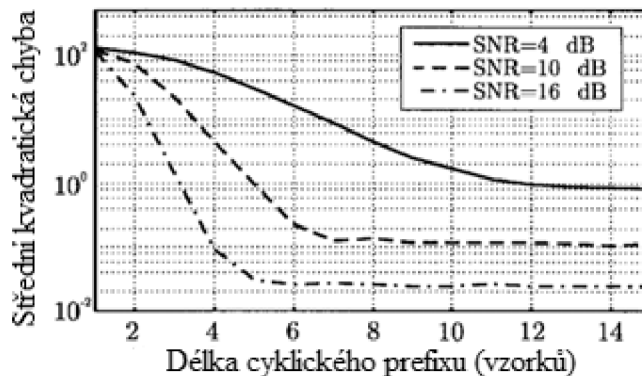
Základní dosažená přesnost je pro radar nedostačující, proto je nutné obnovit časování symbolů. Obnova časování může být realizována pomocí Early-Late korelátoru, který upravuje časování vzorkování na základě porovnání hodnoty brzkého a pozdního vzorku. Po obnovení časování symbolů (resp. vzorkování v ideálním okamžiku) bude stále přetrvávat odchylka daná jitterem vzorkovací periody. Hodnota jitteru periody u běžně dostupných oscilátorů nepřesahuje 100 ps, ze vzorce 3.7 vyplývá, že příspěvek jitteru k celkové chybě vzdálenosti bude maximálně v řádu centimetrů.

$$\Delta d = c \cdot \Delta t , \quad (3.7)$$

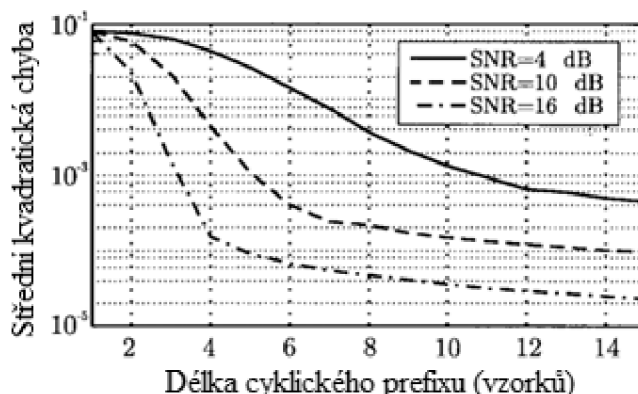
kde Δd je odchylka vzdálenosti, c rychlost světla a Δt je jitter periody vzorkovacího signálu.

U OFDM signálů lze podobně jako v případě DSSS signálu dosáhnout zvýšené přesnosti časové synchronizace použitím několikanásobně vyšší vzorkovací rychlosti. Takový přístup vede ke zvyšování výpočetních nároků a může se neúměrně promítnout do výsledné ceny zařízení. Vhodnější možností zajištění časové i frekvenční synchronizace OFDM symbolů je využití pilotních nosných nebo cyklického prefixu.

V článku [34] byl analyzován maximum likelihood odhad chyby časování symbolů a frekvenčního offsetu subnosných při synchronizaci založené na využití cyklického prefixu. Bylo zde zjištěno, že pro dostatečnou délku cyklického prefixu se hodnoty střední kvadratické chyby časování a offsetu frekvence limitně blíží k hodnotě, závislé pro AWGN kanál pouze na SNR signálu (viz obr. 3.1 a 3.2).



Obrázek 3.1 - Závislost střední kvadratické chyby časování na počtu vzorků CP [34], upraveno



Obrázek 3.2 - Závislost střední kvadratické chyby frekvenčního offsetu na počtu vzorků CP [34], upraveno

Z grafů na obr. 3.1 a 3.2 je patrné, že pro dosažení maximální přesnosti pro dané SNR je dostačující délka cyklického prefixu přibližně 14 vzorků. Pro WiFi-OFDM je doba trvání cyklického prefixu $T_{CP} = 0,8 \mu\text{s}$, při kritickém vzorkování rychlostí 16,6 Msps potom připadá 13 vzorků na jeden CP. Zjištěná střední kvadratická chyba časové a kmitočtové synchronizace je shrnuta v tabulkách 3.6 a 3.7. Střední kvadratická chyba je udávána relativně vzhledem k vzorkovací periodě, resp. ke vzdálenosti subnosných, absolutní chyby byly počítány pro kritickou vzorkovací rychlost. Chyba rychlosti byla vypočítána na základě vztahu 1.3 pro Dopplerův posun.

Tabulka 3.6 - Střední kvadratická chyba časové synchronizace a její důsledky

SNR (dB)	Střední kvadratická chyba časování (-)	Absolutní chyba zpoždění (ns)	Chyba vzdálenosti (m)
4	1	60	19
10	0,1	6,2	1,9
16	0,02	1,2	0,36

Tabulka 3.7 - Střední kvadratická chyba kmitočtové synchronizace a její důsledky

SNR (dB)	Střední kvadratická chyba frekvence (-)	Absolutní chyba frekvence (Hz)	Chyba rychlosti pro $f_c = 2,4 \text{ GHz}$ (m/s)	Chyba rychlosti pro $f_c = 5,8 \text{ GHz}$ (m/s)
4	$6 \cdot 10^{-4}$	188	11,7	4,85
10	10^{-4}	31,3	1,95	0,81
16	$3 \cdot 10^{-5}$	9,38	0,59	0,24

Uvedené tabulky popisují dosažitelnou přesnost časové a kmitočtové synchronizace přímého signálu při vzorkovací rychlosti 16,6 Msps. Bylo zjištěno, že ačkoliv střední kvadratická chyba vzorkovací periody je od určitého počtu analyzovaných vzorků přibližně konstantní, lze dalším zkrácením vzorkovací periody snížit absolutní chybu zpoždění. Například pro vzorkovací rychlost 100 Msps a SNR 10 dB lze dosáhnout chyby časování 1 ns ($\approx 0,3$ metrů). Z obr. 3.2 je rovněž zřejmé, že při zvyšování vzorkovací

rychlosti nad hodnotu 16,6 Msps (tedy zvýšením počtu vzorků cyklického prefixu) bude dále docházet ke zlepšování přesnosti kmitočtové synchronizace. Z uvedených výsledků vyplývá, že pro zamezení vlivu chyby vzdálenosti a rychlosti cíle je nutné zajistit dostatečné SNR a/nebo vzorkovací rychlost pro referenční kanál.

3.4 Vliv MIMO

Při použití novějších standardů 802.11 se nabízí možnost využití MIMO, kdy je z vysílacího AP přenášeno současně několik různých signálů. V důsledku více stupňů volnosti takového systému lze dosáhnout lepšího rozlišení radaru, což bylo ukázáno např. v [35] na úhlovém rozlišení radaru.

Existuje několik možných konfigurací MIMO radaru. Statistický (nekoherentní) MIMO radar má vysílací i přijímací antény vzdálené od sebe alespoň několik vlnových délek, aby signály odražené od cíle nebyly navzájem korelované [36]. Nekoherentním zpracováním signálů odražených do různých směrů lze dosáhnout procesního zisku, podobně jako při MIMO komunikaci.

Pro vysílání WiFi je typičtější rozložení, kdy jsou jednotlivé antény vysílače i přijímače v malé vzdálenosti od sebe, přibližně odpovídající pracovní vlnové délce. V této konfiguraci lze dosáhnout lepšího prostorového rozlišení kombinací informací, které jsou získány z jednotlivých přijímacích kanálů. Zpracování signálů různých přenosových cest v přijímači je koherentní.

3.4.1 Určení Direction-of-Arrival

Při určování parametrů cíle lze u bistatického radaru získat informaci o bistatické rychlosti a vzdálenosti z jediného přijímače. Pro určení pozice v prostoru jsou potom potřebné 3 přijímače (při uvažování všesměrových antén), umístěné vhodně v prostoru. Použitím MIMO je možné dosáhnout podobného efektu pro jediný přijímač s více anténami, pokud bude ve zpracování signálu zahrnuta některá z technik pro odhad DOA.

V úzkopásmových MIMO radarech, kde šířka pásma signálu je menší než jedna desetina středního kmitočtu, nalézají uplatnění techniky Capon beamformer, MUSIC algoritmus a zobecněný test poměru pravděpodobnosti GLRT (Generalized Likelihood Ratio Test). Nejlepšího rozlišení v úhlu dosahuje MUSIC algoritmus, který dokáže rozpoznat dva cíle několik stupňů vzdálené. Naopak pro cíle s nízkou odrazivostí (nízké SNR) nebo pro velký rozdíl v dynamice odražených signálů se jako nejvhodnější ukazuje metoda GLRT [36].

3.4.2 Zpřesnění rozlišení

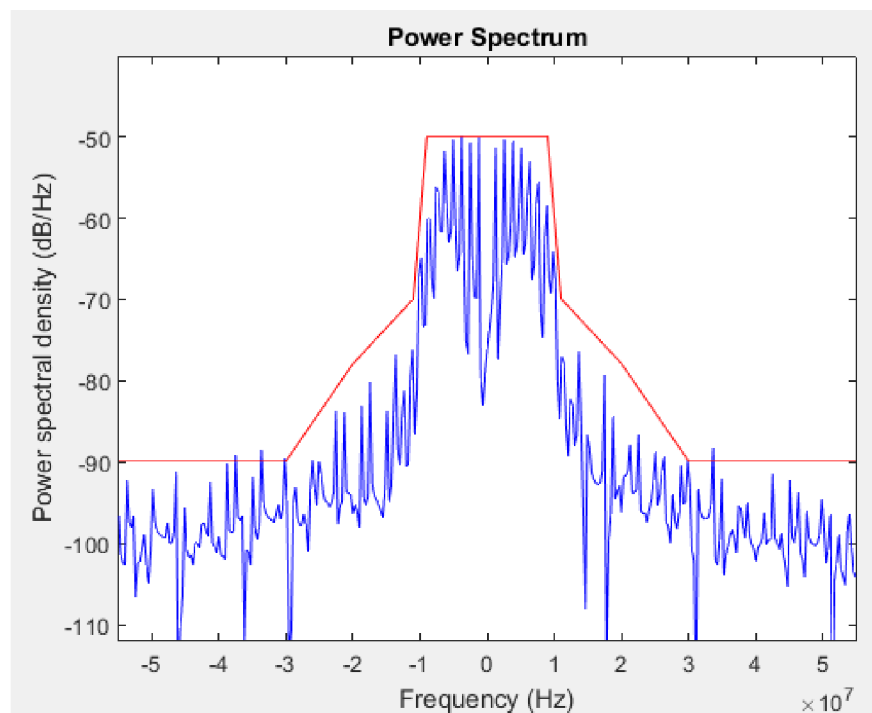
Detekce cíle je založena na výpočtu vzdálenostně-Dopplerově korelační funkce. V případě MIMO je tedy tato funkce počítána pro všechny přenosové cesty mezi vysílačem a přijímačem. Pokud signál jedné vysílací antény není korelovaný s ostatními signály, výsledná CAF bude obsahovat také příspěvky ostatních vysílaných signálů, které zvýší úroveň šumu. Zvýšení šumu má stejný efekt jako clutter, který maskuje slabé cíle. I v tomto případě je tedy nutné implementovat algoritmus CLEAN pro potlačení clutteru, který bude upraven do vektorové podoby [4].

3.5 Veličiny v časové ose funkce neurčitosti

V této části byly provedeny simulace, jejichž cílem bylo zjistit parametry radaru, odvíjející se od tvaru AF ve směru časové osy (řez AF pro nulový Dopplerův posuv). Byly zkoumány časové veličiny, které jsou rozhodující pro rozlišení v dálce, a veličiny výkonové, mající vliv na dynamický rozsah radaru.

3.5.1 Skript pro simulace v časové ose

Skript sestává ze dvou hlavních částí. Nejprve je sestaven model signálu na základě zvolených parametrů (délka signálu, modulace), který je převzorkován a filtrován filtrem typu Square Root Raised Cosine, aby průběh signálu odpovídal skutečně vysílanému signálu a zároveň splňoval spektrální masku (viz obr. 3.3). Na filtrovaný signál je volitelně aplikován bílý šum a poté je vypočítána vzájemná korelace mezi zašuměným a nezašuměným signálem.



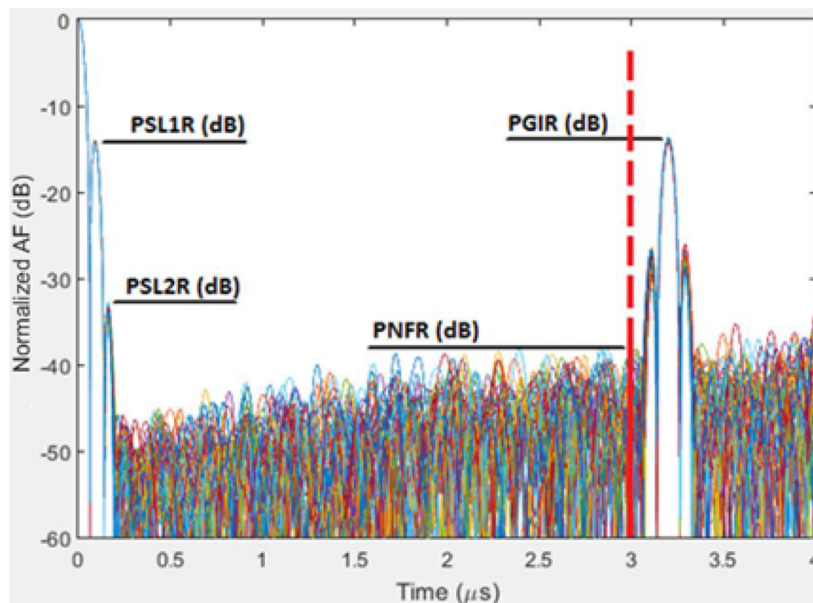
Obrázek 3.3 - Spektrum filtrovaného signálu 802.11 (OFDM-BPSK)

Pro jedno nastavení simulátoru je provedeno 50 simulací s pseudonáhodnými hodnotami v datových polích WiFi paketu. Všechny výsledky pro dané nastavení jsou vykresleny do jediného grafu. Nejhorší případ je potom možné definovat jako obálku všech 50 výsledků simulací. Odečítání nejhoršího výsledku simulace má význam z hlediska stanovení mezních parametrů radaru. Určování střední hodnoty a další statistické metody zpracování dat by zvýšily výpočetní náročnost, a pro přibližný odhad parametrů radaru je nemá smysl provádět.

3.5.2 Definice výkonových veličin

Na obr. 3.4 jsou uvedeny výkonové veličiny zkoumané pro OFDM modulaci, jejich význam je následující:

- PSL1R (Peak to Side Lobe One Ratio) - Udává odstup hlavního laloku od prvního postranního laloku. Při rozlišovací buňce výpočtu AF odpovídající šířce hlavního laloku způsobuje první postranní lalok maskování slabších cílů v blízkosti silnějšího cíle.
- PSL2R (Peak to Side Lobe Two Ratio) - Udává odstup hlavního laloku od druhého postranního laloku. Podobně jako PSL1R může druhý postranní lalok maskovat slabší cíle.
- PNFR (Peak to Noise Floor Ratio) - Udává odstup hlavního laloku od šumové hladiny. Šumová úroveň určuje maximální rozdíl v dynamice přijímaných signálů v celém dosahu radaru.
- PGIR (Peak to Guard Interval Ratio) - Udává odstup hlavního laloku od špičky způsobené ochranným intervalem. Červená svislice na obr. 3.4 vymezuje hlavní oblast měření radaru. Při zpracování signálů s větším zpožděním je potřeba vzít v úvahu projev ochranného intervalu.



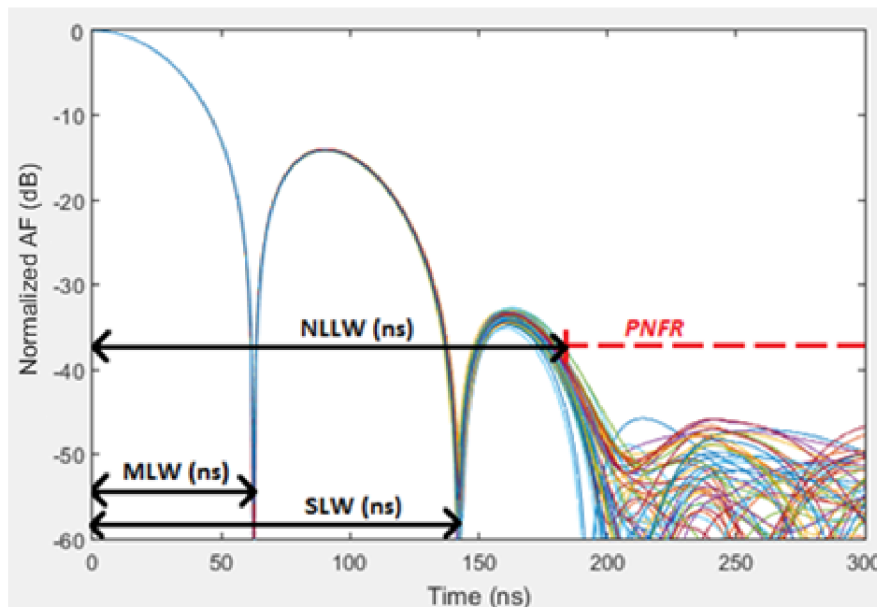
Obrázek 3.4 - Výkonové parametry v časové ose AF - OFDM

3.5.3 Definice časových veličin

Obr. 3.5 popisuje časové veličiny, které byly v simulacích zjišťovány pro OFDM modulaci. Rozlišení radaru v dálce je omezeno šířkou hlavního laloku, případně i šířkou postranních laloků. Význam veličin je tento:

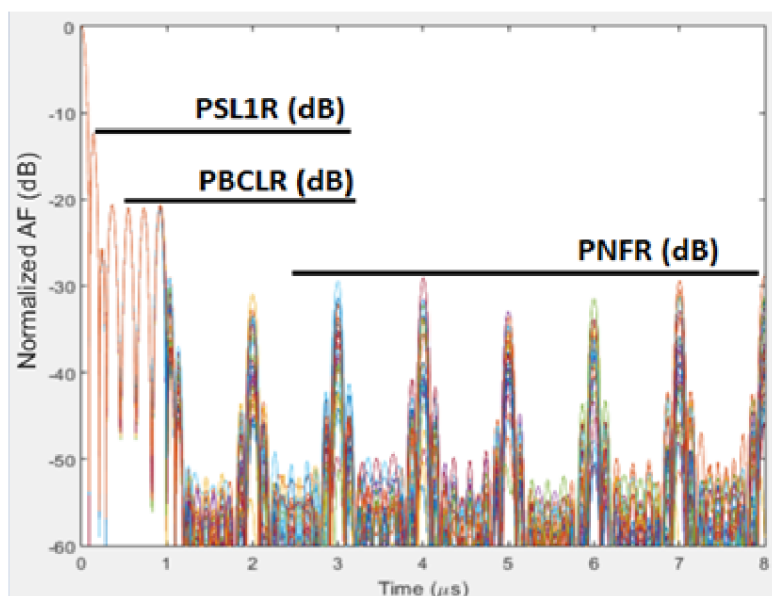
- MLW (Main Lobe Width) - Měřeno jako polovina šířky hlavního laloku, tedy časové zpoždění pro nulu hlavního laloku.
- SLW (Side Lobe Width) - Udává zpoždění odpovídající druhé nule v řezu CAF.

- NLLW (Noise Level Lobe Width) - V případě, že je šumová úroveň PNFR nižší než úroveň druhého postranního laloku, je možné dále zvýšit dynamický rozsah na hodnotu PNFR za současného snížení rozlišení v dálce na vzdálenost odpovídající zpoždění NLLW.



Obrázek 3.5 - Časové parametry v časové ose AF - OFDM

Tvar AF pro signál rozprostřený Barkerovým kódem je jiný než pro OFDM signál. Při odhadu parametrů 802.11b proto byla zavedena nová veličina PBCLR (Peak to Barker Code Lobes Ratio, Odstup hlavního laloku od laloků Barkerova kódu). Způsob odečítání výkonových veličin je znázorněn na obr. 3.6. Je zde patrný i vliv rozprostírací sekvence (11 chipů s rychlostí 11 Mchip/s), která vytváří špičky ve vzdálenosti 1 μ s (300 metrů).

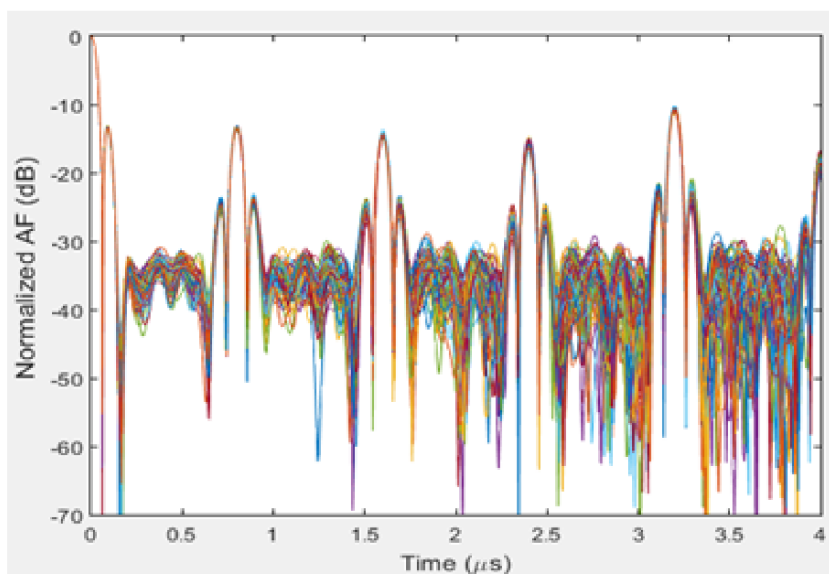


Obrázek 3.6 - Výkonové parametry v časové ose - DSSS modulace

Při simulacích 802.11b s DBPSK a DQPSK modulací odpovídá tvar AF obr. 3.6. Pro CCK modulaci se tvar AF skládá z několika postranních laloků, proto je vhodnější popisovat AF pomocí stejných veličin, jako OFDM.

3.5.4 Vliv preamble paketu na tvar funkce neurčitosti

Výpočet funkce neurčitosti je založen na autokorelaci signálu. Z toho je zřejmé, že ideálního tvaru AF s jedinou špičkou je možné dosáhnout pouze v případě, že signál není korelovaný pro hodnoty zpoždění $\tau \neq 0$. WiFi pakety, stejně jako jiné digitální radiokomunikační signály, začínají preamble a hlavičkou, které obsahují opakující se sekvence dat. Vliv preamble na tvar AF je zachycen na obr. 3.7.



Obrázek 3.7 - Vliv preamble na tvar AF (802.11 OFDM-BPSK)

Parazitní špičky na obr. 3.7 jsou způsobeny krátkou tréninkovou sekvencí v preamble paketu. Krátká tréninková sekvence se skládá z deseti stejných symbolů o délce 0,8 μ s. Před zpracováním signálu je vhodné celou preamble odstranit, aby byl průběh zbaven nežádoucích špiček. Odstranění preamble je ale možné pouze v případě, že je úroveň přijatého signálu dostatečná na zajištění synchronizace a demodulace. Protože lze předpokládat, že výkon signálů odražených od cíle bude pod úroveň šumu, je možné odstranit preamble pouze z přímého signálu. Negativním důsledkem odstranění preamble je snížení integračního času, který ovlivňuje rozlišení v rychlosti. Přesto je ve výsledku vhodnější preamble z přímého signálu odstranit, proto byl v následujících simulacích pro OFDM uvažován přímý signál bez preamble.

Preamble se vyskytuje také ve verzi 802.11b se signálem DSSS nebo CCK. Na základě simulací bylo potvrzeno, že v případě verze 802.11b nemá odstranění preamble podstatný vliv na autokorelační vlastnosti a tedy tvar AF v řezu pro nulový Dopplerův posuv. Při odhadu parametrů signálu 802.11b tedy preamble odstraněna nebyla.

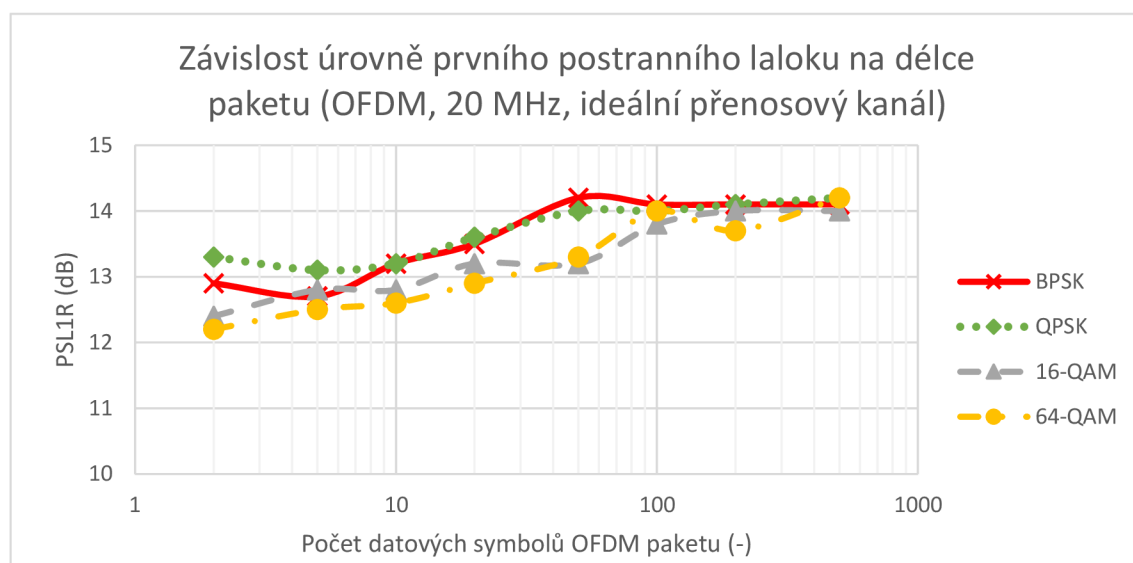
3.6 Úroveň postranních laloků v čase

V této části byl zjišťován odstup postranních laloků od maxima AF (v literatuře označováno jako PSLR - Peak to Side Lobe Ratio). Postranní laloky AF mohou vést k detekci neexistujících cílů, proto je vhodné, aby PSLR nabývalo co největších hodnot.

3.6.1 Úroveň prvního postranního laloku

Úroveň prvního postranního laloku určuje dynamický rozsah radaru při rozlišení v dálce daném šířkou hlavního laloku. Úroveň prvního postranního laloku tak určuje výkonovou hladinu, pod kterou není schopen přijímač jednoduše rozlišit, jestli je špička ve vzdálenostně-dopplerovském zobrazení způsobena odrazem od cíle, nebo postranním lalokem blízkého cíle. V této diplomové práci je pro odstup hlavního laloku od postranního použito označení PSL1R (Peak to Sidelobe One Ratio).

Na obr. 3.8 je ukázán výsledek simulace závislosti PSL1R na počtu datových symbolů WiFi paketu. Pro každý bod křivky byla provedena Monte Carlo simulace s 50 opakováními pro pseudonáhodný obsah datového paketu. Hodnoty zobrazené v grafu odpovídají nejhoršímu výsledku ze všech padesáti simulací. Účelem této simulace bylo získat představu o vlastnostech používaného signálu. Proto byl použit ideální přenosový kanál a převzorkování 20x (325 Msps), čímž bylo zajištěno dostatečné rozlišení simulovaných křivek.

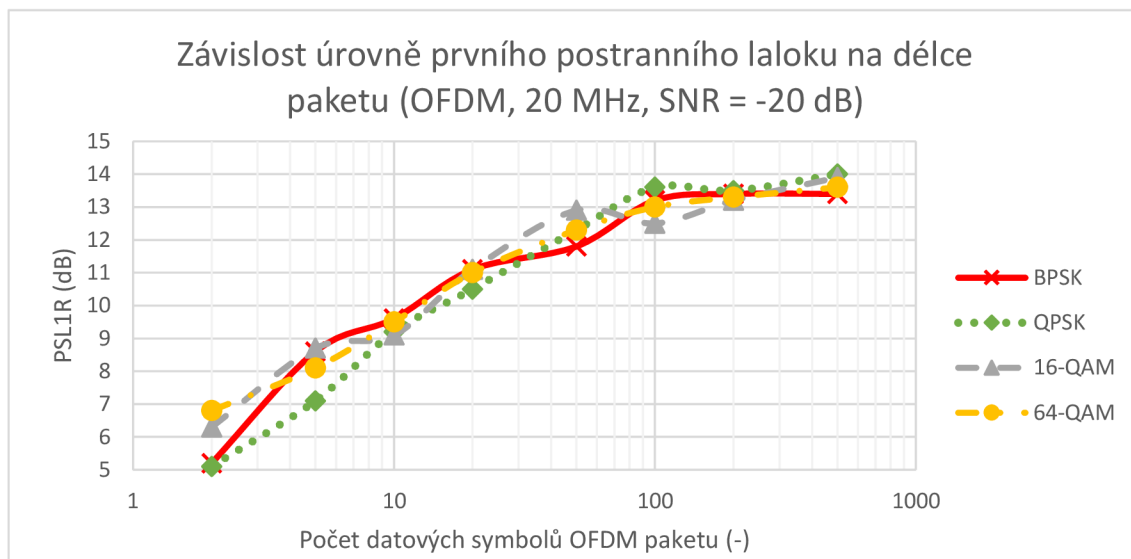


Obrázek 3.8 - Graf závislosti úrovně prvního postranního laloku na délce paketu (OFDM, 20 MHz, ideální přenosový kanál)

Graf na obr. 3.8 ukazuje, že pro delší pakety se hodnota PSL1R zvyšuje a dochází tak ke zlepšení dynamiky radaru, nicméně rozdíl mezi nejhorším a nejlepším případem je méně než 3 dB. Na základě uvedeného grafu je zřejmé, že hodnota PSL1R se pro ideální přenosový kanál pohybuje v rozmezí 12-14,2 dB, při použití ideálně přizpůsobeného filtru tedy nelze dosáhnout vyššího potlačení prvního postranního laloku, než o 14,2 dB.

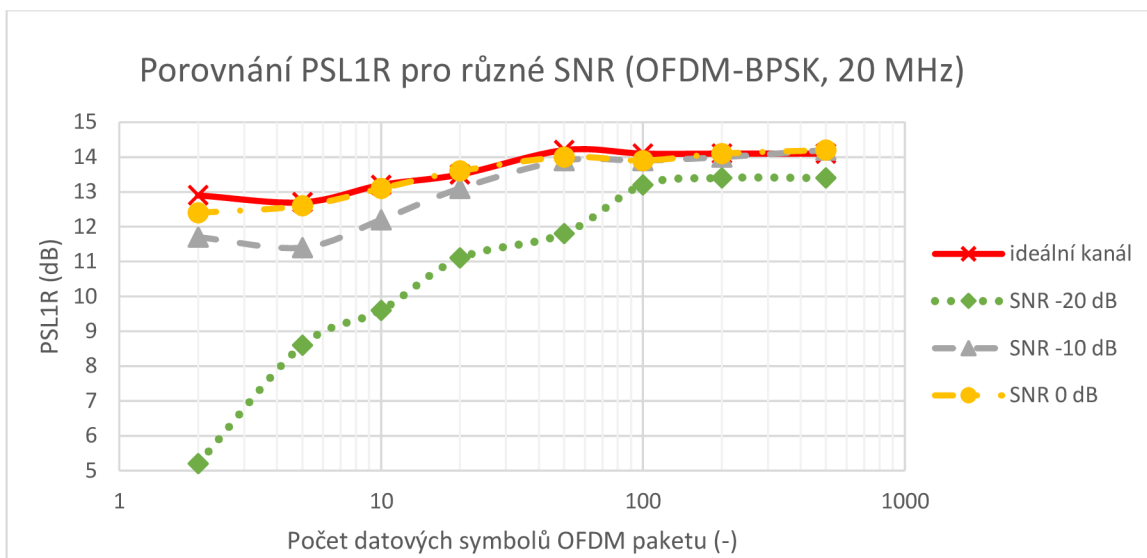
Dále byla ověřována změna PSL1R pro kanál s bílým šumem. Výsledek simulace

pro SNR -20 dB odraženého signálu je ukázán na obr. 3.9. Tento případ odpovídá situaci, kdy je přijat signál s výkonem 20 dB pod úrovní šumu přijímače. Z grafu je patrné, že špatná výkonová bilance odraženého signálu může být kompenzována větší délkou paketu. Porovnáním s grafem na obr. 3.8 lze dojít k závěru, že závislost veličiny PSL1R na vnitřní modulaci není významná.



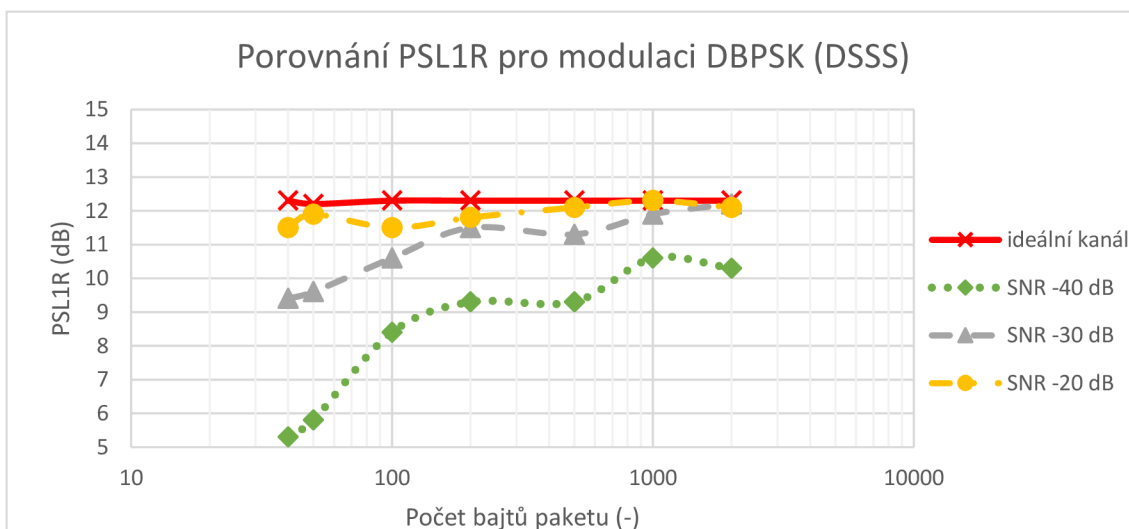
Obrázek 3.9 - Závislost úrovně prvního postranního laloku na délce paketu (OFDM, 20 MHz, SNR = -20 dB)

Obdobné simulace, jako na obr. 3.9 byly provedeny pro hodnoty SNR -40, -30, -20, -10 a 0 dB. Pro SNR menší než -20 dB bylo zjištěno, že pro kratší pakety jsou parametry signálu nevhodné pro radar. Graf na obr. 3.10 porovnává hodnoty PSL1R pro relevantní hodnoty SNR. Z tohoto porovnání plyne, že rozdíl při použití SNR 0 dB a ideálního přenosového kanálu je zanedbatelný, pro zpracování odraženého signálu je tedy dostačující, aby jeho výkon odpovídal výkonu šumu v přijímací cestě. Je zřejmé, že obdobné vlastnosti budou vykazovat také ostatní modulační schémata.



Obrázek 3.10 - Porovnání PSL1R pro různé SNR (OFDM-BPSK, 20 MHz)

Nezávislost PSL1R na modulaci byla zjištěna také pro DBPSK a DQPSK signály 802.11b. Pro ideální kanál je úroveň prvního postranního laloku 12,3 dB nezávislá také na délce paketu. Porovnání při průchodu odraženého signálu AWGN kanálem je zobrazeno na obr. 3.11. Z uvedeného grafu je patrné, že už pro SNR -20 dB se výsledky simulací blíží ideálnímu kanálu. Pro OFDM modulaci bylo podobného výsledku simulace dosaženo při SNR 0 dB.

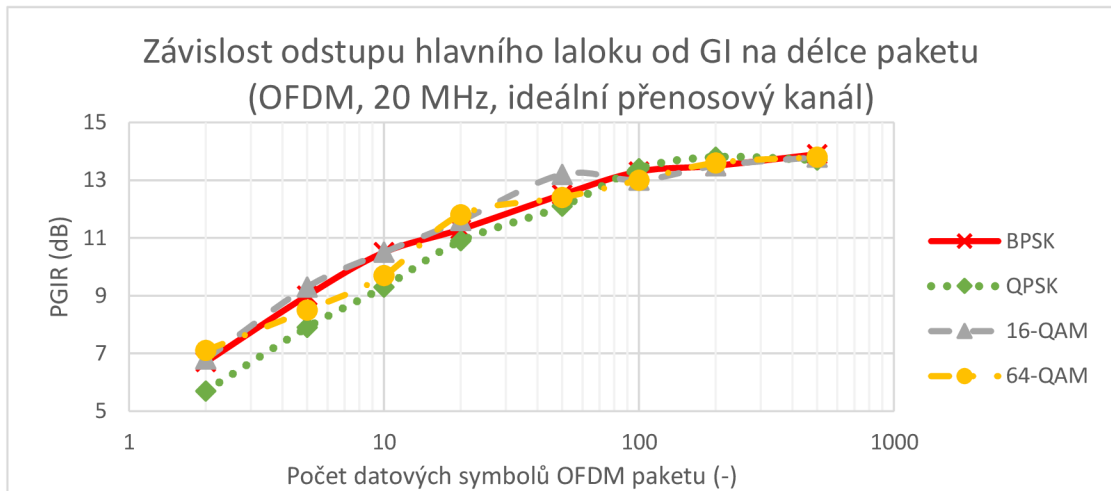


Obrázek 3.11 - Porovnání PSL1R pro různé SNR (DSSS-DBPSK)

Zcela odlišné chování vykazuje CCK modulace 5,5 Mbps, při které s rostoucí délkou paketu klesá úroveň prvního postranního laloku (se sklonem přibližně 10 dB pro 10x delší paket), zároveň se ale výrazně zužuje, a naopak roste úroveň i šířka druhého postranního laloku. Pro radiolokační signál je tedy CCK 5,5 Mbps vhodné jen pro krátké pakety (max. 50 bajtů). Pro modulaci CCK 11 Mbps se PSL1R pohybovalo v rozmezí 12-14 dB.

3.6.2 Vliv ochranného intervalu

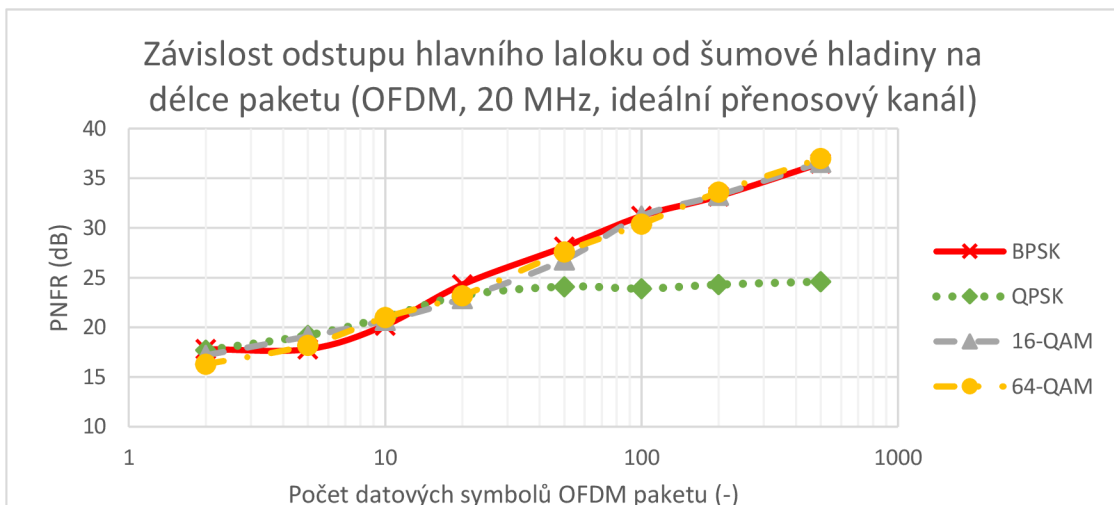
Na obr. 3.4 byl demonstrován projev ochranného intervalu ve tvaru AF. Graf na obr. 3.12 ukazuje závislost odstupe špičky ochranného intervalu od hlavního laloku PGIR (Peak to Guard Interval Ratio) na délce vysílaného paketu. Opět je zde patrná nezávislost veličiny PGIR na vnitřní modulaci. Pro případ použití radaru pro bistatické vzdálenosti větší než 900 metrů je potřeba počítat s tím, že PGIR nebude nabývat hodnoty lepší než 14 dB.



Obrázek 3.12 - Závislost odstupe hlavního laloku od GI na délce paketu

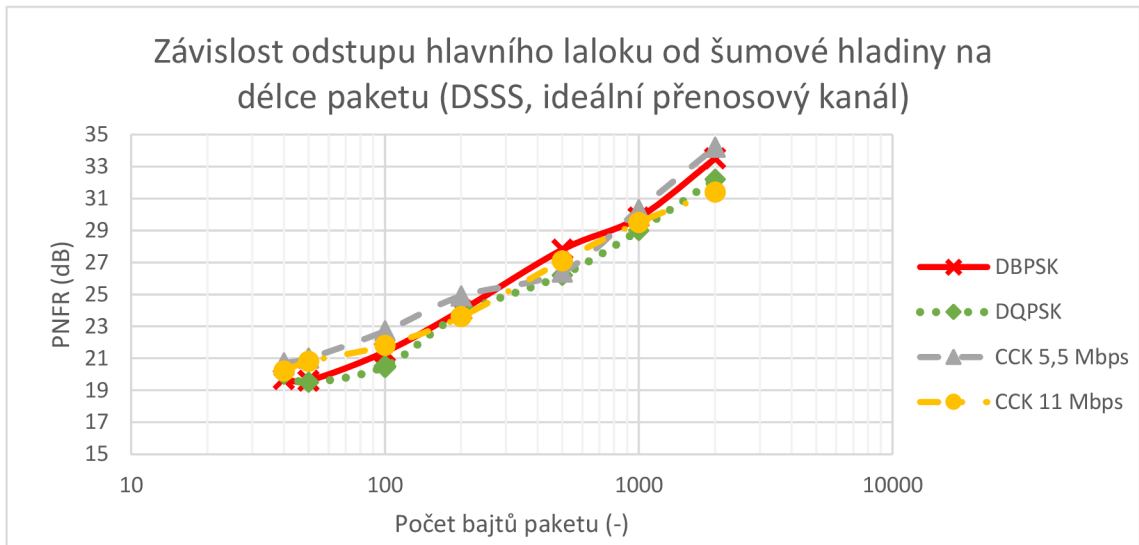
3.6.3 Šumová hladina

Šumová hladina PNFR v oblasti mimo rozeznatelné postranní laloky určuje maximální rozdíl v dynamice přijímaných signálů, kdy je radar schopen detekovat cíle. Na obr. 3.13 jsou porovnány jednotlivé vnitřní modulace. Z grafu je patrné, že pro BPSK, 16-QAM a 64-QAM roste PNFR lineárně s rostoucím počtem datových symbolů, a rozdíl pro tyto modulace je minimální. Naopak výsledky simulací pro QPSK ukazují, že ani zvyšováním délky paketu nelze dosáhnout PNFR lepšího než 25 dB.



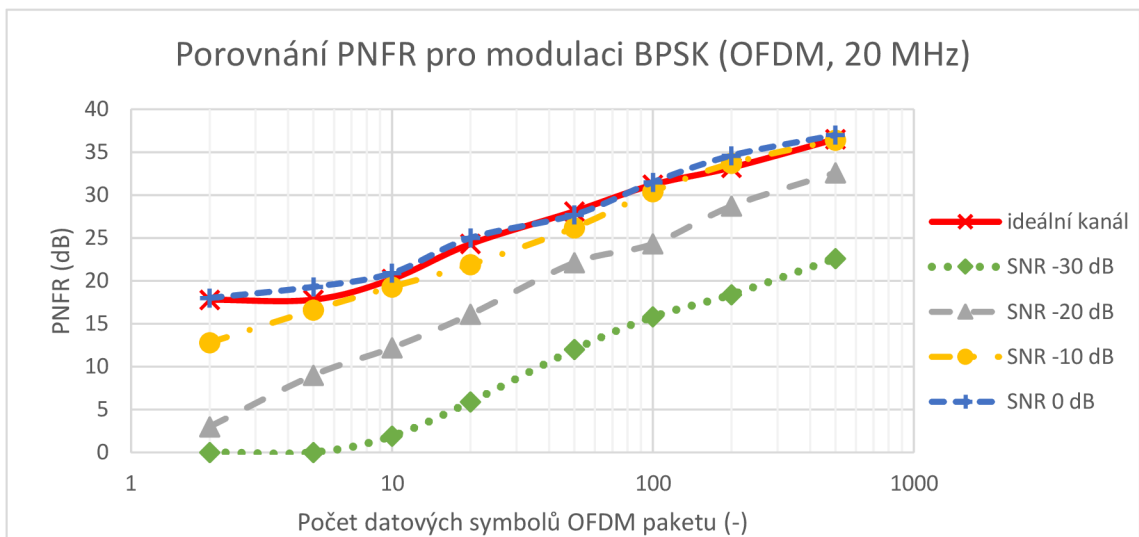
Obrázek 3.13 - Závislost odstupe hlavního laloku od šumové hladiny na délce paketu

Pro signály standardu 802.11b nebyl zjištěn žádný výraznější rozdíl v závislosti PNFR na délce paketu, viz obr. 3.14.

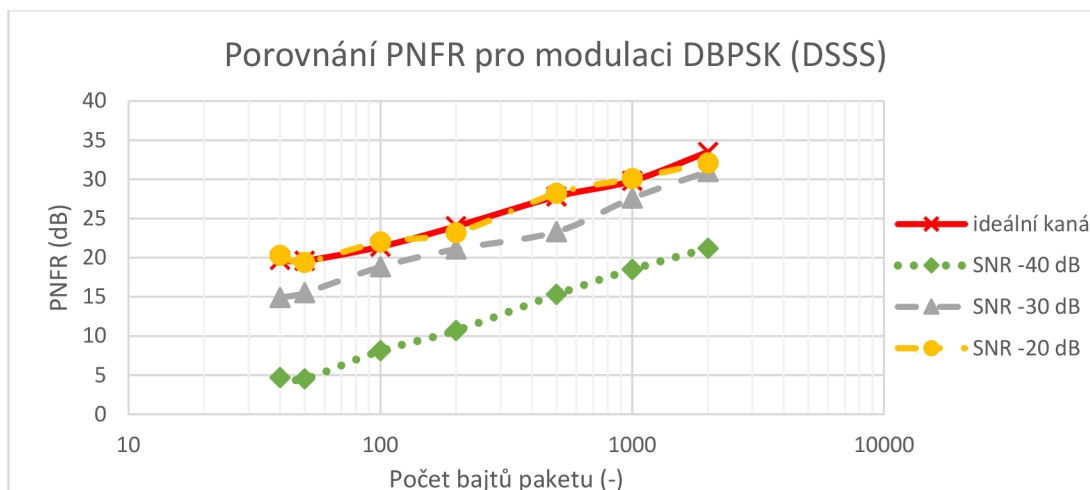


Obrázek 3.14 - Závislost odstupů hlavního laloku od šumové hladiny na délce paketu (DSSS, ideální přenosový kanál)

V další fázi simulací byla porovnávána hodnota PNFR po průchodu odraženého signálu AWGN kanálem s daným SNR. Výsledky v grafu na obr. 3.15 ukazují, že pro OFDM pakety s více než 5 datovými symboly je pro SNR -10 dB nebo lepší minimální rozdíl v hodnotě PNFR oproti ideálnímu kanálu. Na základě předchozích simulací lze také říci, že pro modulace 16-QAM a 64-QAM bude dosaženo velmi podobných výsledků. Obdobný průběh byl zjištěn i DSSS signál, kde bylo shody s výsledky pro ideální kanál dosaženo už při SNR -20 dB (viz obr. 3.16).

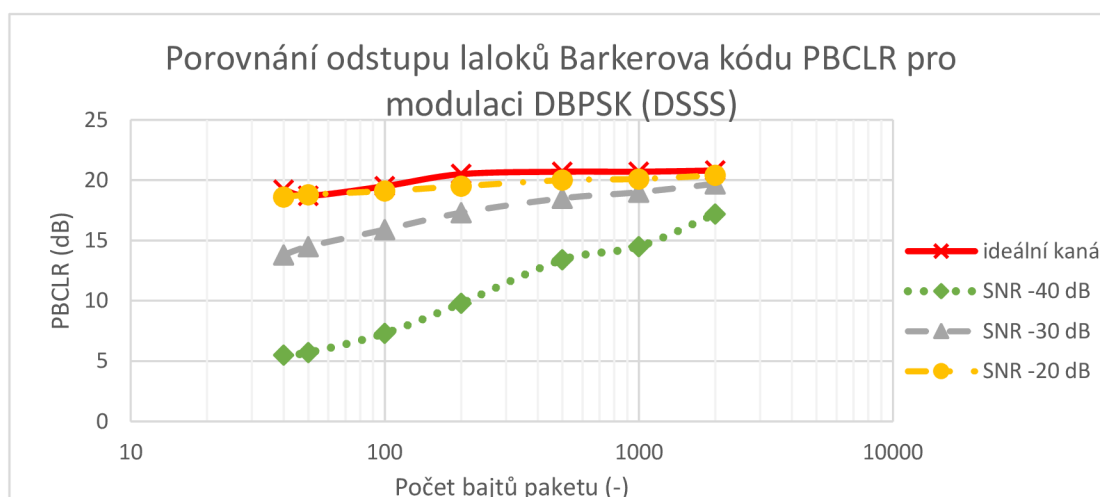


Obrázek 3.15 - Porovnání PNFR pro modulaci BPSK (OFDM, 20 MHz)



Obrázek 3.16 - Porovnání PNFR pro modulaci DBPSK (DSSS - 802.11b)

Na obr. 3.17 je zobrazeno porovnání odstupe hlavního laloku od laloků způsobených Barkerovým kódem pro různé hodnoty SNR. Opět je zde patrná větší odolnost DSSS proti šumu v porovnání s OFDM, už pro SNR -20 dB bude přijímač pracovat s téměř ideálními parametry.



Obrázek 3.17 - Porovnání odstupe laloků Barkerova kódu pro modulaci DSSS-DBPSK

3.7 Rozlišení v dálce

Výsledky simulací pro šířku hlavního laloku MLW jsou v tabulce 3.8 porovnány s teoretickými hodnotami. Simulace ukázaly, že pro nízké hodnoty SNR a kratší pakety dochází k rozšíření hlavního laloku. Hodnoty uvedené v tabulce 3.8 jsou výsledkem aritmetického průměru výsledků pro různou délku paketu, sloupec „SNR $\rightarrow \infty$ “ představuje výsledky pro ideální přenosový kanál.

Z tabulky 3.8 je patrné, že výsledky simulací šířky hlavního laloku se od teoretických hodnot nepatrně liší, zejména při nízkém SNR. Ovšem vliv tohoto parametru na rozlišení v dálce je zanedbatelný a lze očekávat, že větší vliv bude mít vícecestné šíření.

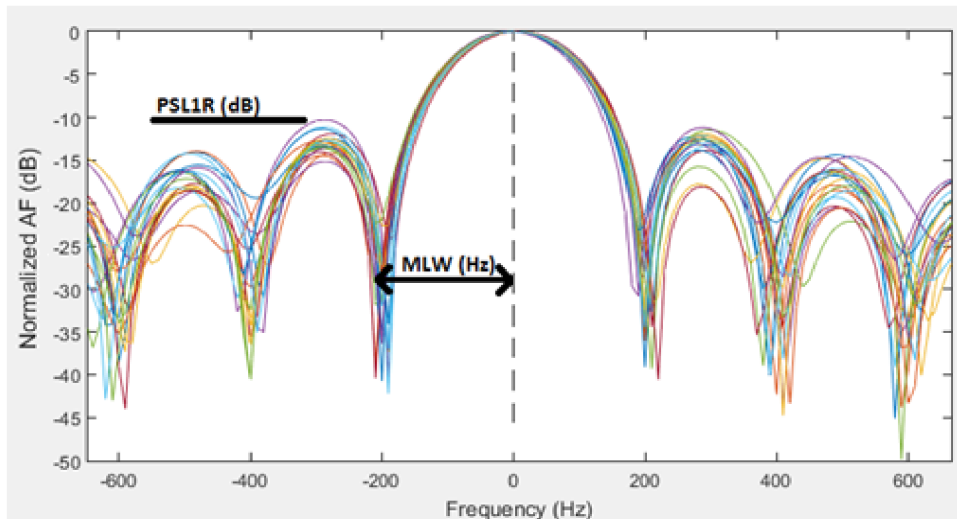
Tabulka 3.8 - Porovnání šířky hlavního laloku MLW

Modulace	Šířka pásma (MHz)	Teoretická hodnota MLW (ns)	Simulovaná hodnota MLW (ns)			
			SNR $\rightarrow \infty$	SNR -30 dB	SNR -20 dB	SNR -10 dB
DSSS - DBPSK	11	90,9	91	93,7	91	91
OFDM - BPSK	16,56	60,4	63,1	72,8	65,5	63,7
OFDM - BPSK	35,63	28,1	29,3	32,5	30,3	29,3

3.8 Veličiny ve frekvenční ose

3.8.1 Skript pro výpočet řezu funkce neurčitosti pro nulové zpoždění

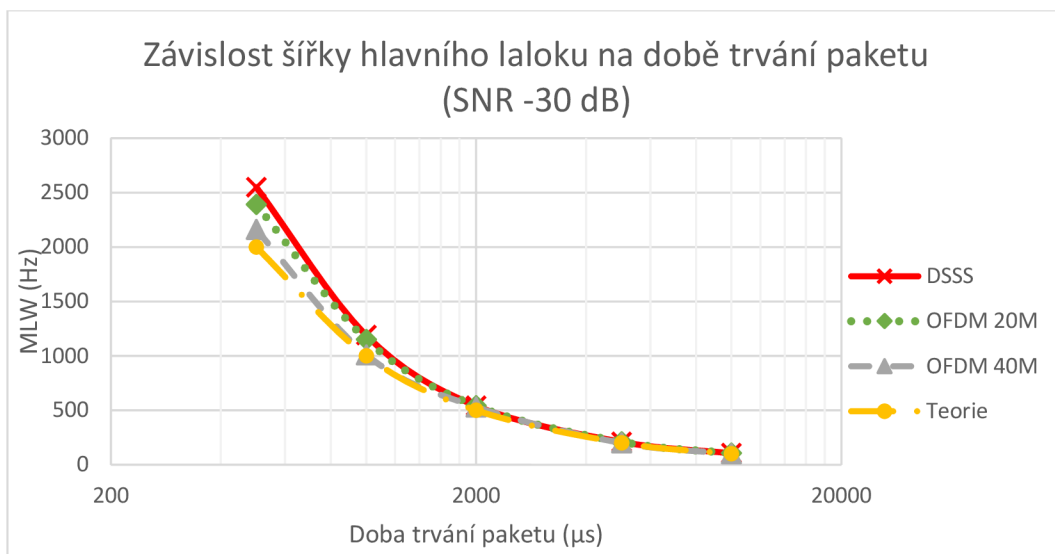
Rozlišení v rychlosti bylo modelováno na základě simulací šířky hlavního laloku (MLW) v řezu AF pro nulové zpoždění, zároveň byla z grafů odečítána úroveň prvního postranního laloku (PSL1R), obě veličiny jsou zobrazeny na obr. 3.18. Simulace byly provedeny použitím skriptu popsaného v kapitole 3.5.1, jehož výpočetní část byla upravena pro výpočet řezu AF pro nulové zpoždění implementací rovnice 1.7. Skript také umožňuje nastavení frekvenčního rozsahu a rozlišení (frekvenční krok).



Obrázek 3.18 - Veličiny odečítané v řezu AF pro nulové zpoždění

3.8.2 Rozlišení ve frekvenci

Teoretická hodnota rozlišení v Dopplerově frekvenčním posuvu byla ověřována pro různé integrační časy a hodnotu SNR. Bylo ověřeno, že simulované hodnoty pro ideální přenosový kanál odpovídají teoretické hodnotě rozlišení podle vztahu $\Delta f = 1/t_i$. Zjištěné šířky hlavního laloku jsou zobrazeny na obr. 3.19 pro SNR = -30 dB. Ve všech případech byla použita vnitřní modulace BPSK resp. DBPSK.

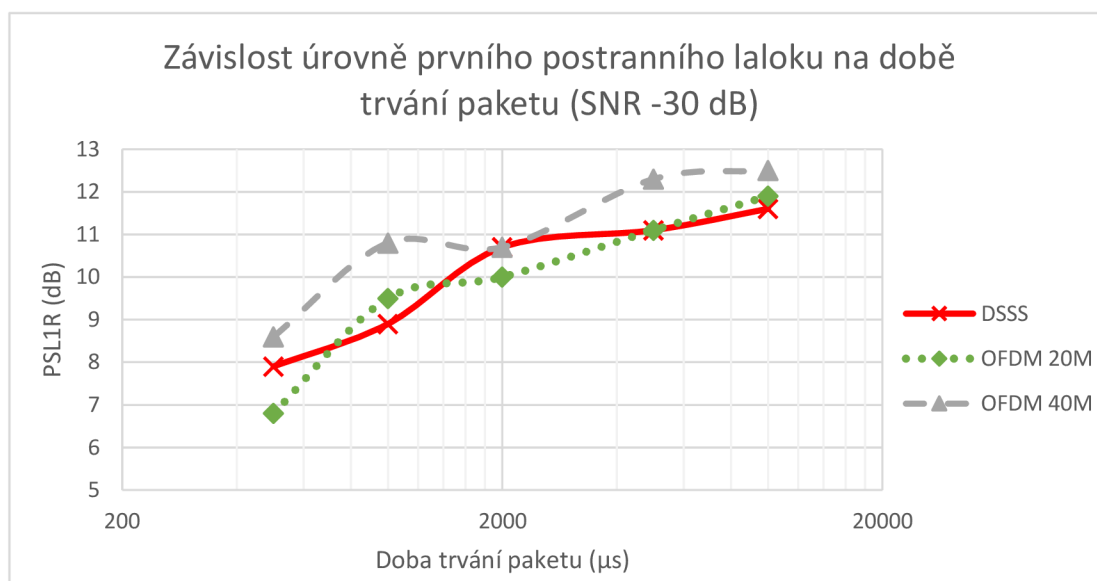


Obrázek 3.19 - Graf závislosti šířky hlavního laloku na době trvání paketu

Z grafu na obr. 3.19 je patrné, že teoretické hodnotě rozlišení ve frekvenci se nejvíce blíží OFDM 40 MHz (standard 802.11n nebo 802.11ac), nicméně rozdíl napříč různými modulacemi není příliš významný. Z dalších výsledků simulací bylo zjištěno, že pro lepší poměr signál-šum se hodnoty přibližují teoretickým očekáváním.

3.8.3 Úroveň prvního postranního laloku

Dále bylo ověřeno, že pro ideální přenosový kanál je úroveň prvního postranního laloku konstantní s hodnotou 13 dB nezávisle na vnitřní modulaci, a to pro DSSS i OFDM signál. V případě zašuměného kanálu byl zjištěn největší odstup hlavního laloku od postranních pro modulaci OFDM 40 MHz (viz obr. 3.20).



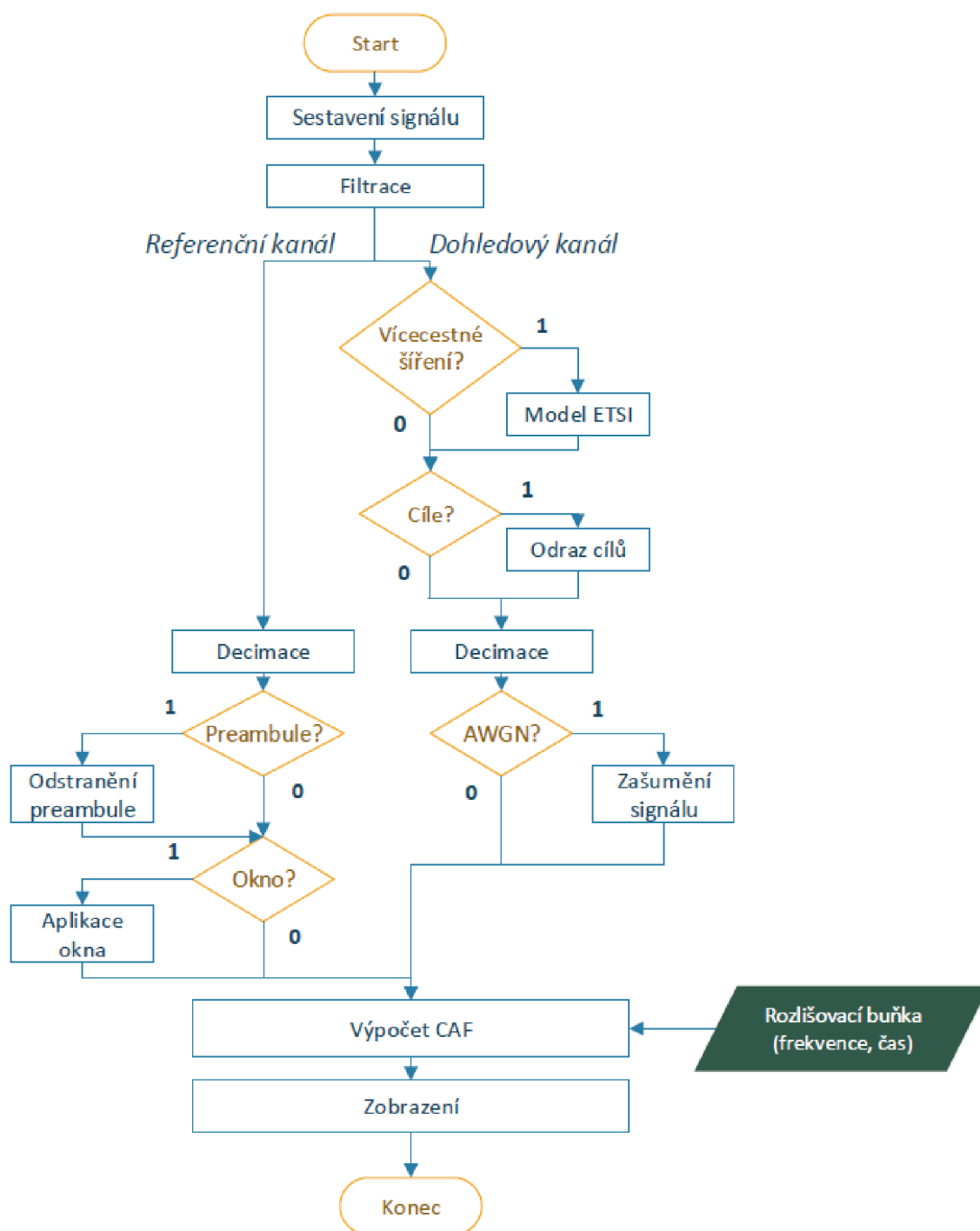
Obrázek 3.20 - Graf závislosti úrovně prvního postranního laloku na době trvání paketu

4 POPIS SIMULÁTORU

V rámci této práce byl vytvořen simulátor pro pasivní bistatický radar. Simulátor byl vytvořen v prostředí Matlab R2015a s využitím následujících toolboxů:

- Communications System Toolbox
- Control System Toolbox
- Image Processing Toolbox
- Model-Based Calibration Toolbox
- Phased Array System Toolbox
- Signal Processing Toolbox

Z důvodu přehlednosti kódu a snadnější implementace byl simulátor rozdělen na dvě samostatné verze. Obě pracují na stejném výpočetním základu a umožňují zobrazení radarové mapy CAF (vzájemné funkce neurčitosti referenčního a odraženého signálu), ale liší se ve způsobu vyhodnocování výkonu signálů. První simulátor neumožňuje nastavit výkonové parametry a vzájemná funkce neurčitosti CAF je normována ke své maximální hodnotě. První simulátor je tedy vhodný především pro analýzu tvaru CAF a vyhodnocování úrovně postranních laloků. Druhý simulátor vyžaduje nastavení vysílacích výkonů, zisku antén apod. a umožňuje modelovat reálnou odezvu radaru. Výsledkem simulace v obou verzích simulátoru je zobrazení CAF pro jeden vysílač a jeden přijímač. Pro přehlednost bude v dalším textu označována první verze jako „normovaný simulátor“, kdežto druhá verze jako „výkonový simulátor“. Blokové schéma simulátoru je ukázáno na obr. 4.1. Ve schématu je patrný rozdíl mezi zpracováním signálu referenčního a dohledového kanálu, kdy u referenčního signálu je počítáno s přesným obnovením vyslaného signálu.



Obrázek 4.1 - Blokové schéma simulátoru

4.1 Základní koncept simulátoru

Základními stavebními bloky vytvořeného simulátoru jsou vysílač, část pro modelování vlivu prostředí a přijímač se zpracováním signálů. Tyto části budou podrobně poslány v následujících podkapitolách s tím, že prvotní popis se bude vztahovat na normovaný simulátor, a odlišnosti výkonového simulátoru budou popsány v pozdější části.

4.1.1 Vysílací část

Vysílací část sestavuje signál standardu 802.11 podle zadaných parametrů. Je možné zvolit mezi modulací DSSS (802.11b) nebo OFDM (802.11a, g, n) a specifikovat jejich vnitřní modulaci. Pro modulaci OFDM jsou dostupné šířky pásma 20 a 40 MHz. Podle předchozího nastavení a požadované délky signálu je poté vytvořen paket v základním pásmu, jehož datová část je tvořena pseudonáhodnými daty.

Paket s namodulovanými daty je poté převzorkován a filtrován, aby splňoval požadavky na spektrální masku. Faktor převzorkování je poměrně vysoký (50-100x), aby se tvar signálu blížil analogovému průběhu.

4.1.2 Modelování statického clutteru

Na vyslaný signál je volitelně aplikován model vícecestného šíření - statického clutteru. V této práci byly jako referenční zdroje pro implementaci modelu prostředí vybrány dokumenty organizací ETSI [37], [38] a IEEE [39]. První dva citované dokumenty se zabývají šířením radiových vln v reálných prostředích a sestavením modelů prostředí pro HIPERLAN/2. Modely prostředí jsou založeny na TDL (Tapped Delay Line), přičemž útlum jednotlivých cest má Rayleighovo rozložení pravděpodobnosti. Každý TDL model obsahuje 18 cest s různou střední hodnotou útlumu a zpoždění. Všechny 5 modelů je popsáno v tabulce 4.1.

Tabulka 4.1 - Modely prostředí HIPERLAN/2

Označení	LOS/NLOS	RMS rozsahu zpoždění (ns)	Popis prostředí
Model A	NLOS	50	indoor - kancelářské prostředí
Model B	NLOS	100	indoor - rozlehlé kanceláře outdoor - otevřené prostranství
Model C	NLOS	150	outdoor - otevřené prostranství
Model D	LOS	140	outdoor - otevřené prostranství
Model E	NLOS	250	outdoor - rozlehlé otevřené prostranství

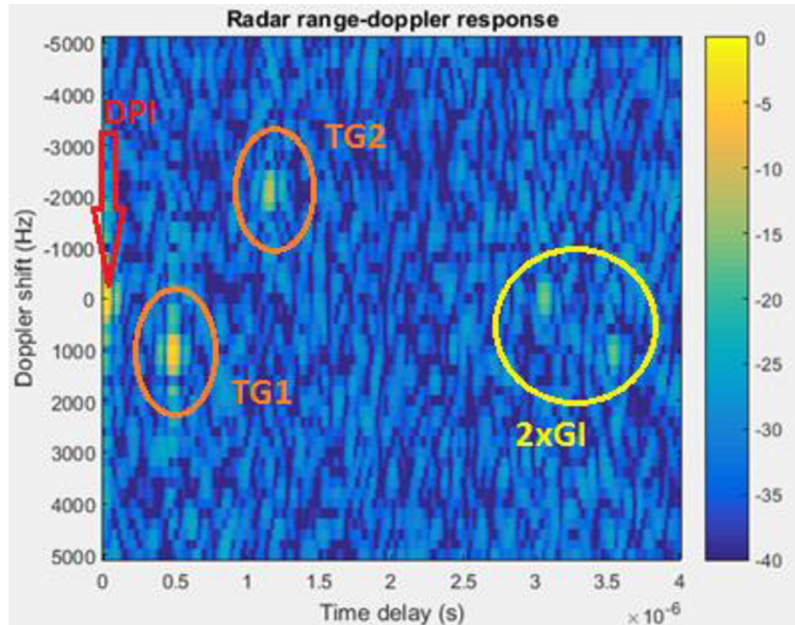
Uvedené modely byly sestaveny pro HIPERLAN/2, který pracuje na frekvenci 5 GHz. V dokumentu IEEE [39] byly tyto modely rozšířeny i na MIMO WLAN systémy. Ačkoliv jsou ztráty šířením závislé na frekvenci, lze modely použít i pro pásmo 2,4 GHz, jelikož při vyvíjení modelů byla uvažována data a experimentální výsledky měření pro obě pásma [39]. Všechny modely předpokládají pohyb terminálu rychlostí 3 m/s, proto je pro jednotlivé cesty předpokládáno Jakeovo Dopplerovo spektrum [38]. Pokud se radarový přijímač ani vysílač pohybovat nebudou, lze Dopplerův posuv v modelech vynechat. Pro účely simulace byla vytvořena funkce, která simuluje vliv libovolného kanálu z tabulky 6.1 pro statický vysílač v SISO systému.

4.1.3 Modelování cílů

Program dále umožňuje simulaci odrazu signálu od cílů. Počet cílů není omezen, pro každý z nich je nutné nastavit zpoždění, Dopplerův posuv frekvence a útlum celé cesty v decibelech. Na základě nastavených hodnot je poté signál každého cíle zpožděn,

frekvenčně posunut a utlumen.

Na obr. 4.2 je vidět zobrazení CAF pro dva cíle s nastavením Dopplerova posuvu na 1000 Hz a -2000 Hz, zpožděním 0,5 μ s a 1,2 μ s, a s útlumy 3 dB a 10 dB. Poměr signál-šum byl nastaven na -30 dB. V zobrazení je nejvýraznější příspěvek DPI, a podle parazitních špiček ochranného intervalu lze vyvodit, že byla použita OFDM modulace.



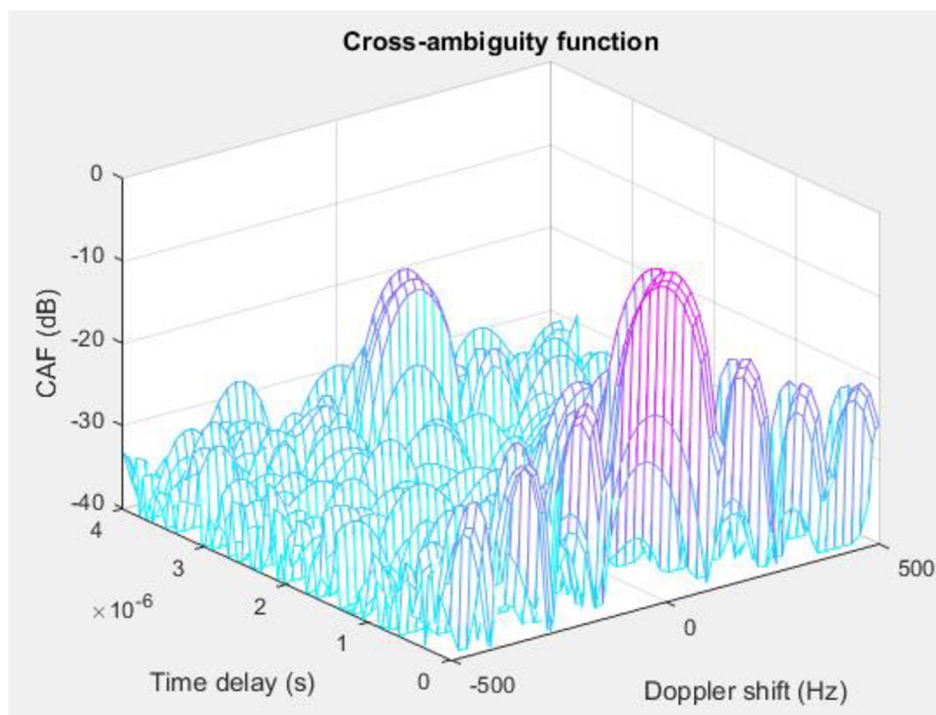
Obrázek 4.2 - Zobrazení cílů v CAF

4.1.4 Zpracování v přijímači

V přijímací části jsou signály obou kanálů nejprve decimovány, aby bylo dosaženo reálné vzorkovací rychlosti. V referenčním signálu je dále možnost odstranění preamble ze signálu jejím nahrazením nulovým vektorem, a váhování referenčního signálu zvoleným typem okénkové funkce. Na signál v dohledovém kanálu je možné aplikovat bílý šum s daným SNR. Takto upravené signály jsou použity pro výpočet CAF.

4.1.5 Výpočet vzájemné funkce neurčitosti

Pro výpočet CAF byla použita maticová metoda výpočtu, popsaná v [40]. Metoda spočívá ve vytvoření matic **A** a **B**, z nichž jedna obsahuje zpožděné repliky referenčního signálu, a druhá je složena z frekvenčně posunutých kopií signálu dohledového kanálu. Vynásobením matic **A** a **B** potom je získána matice CAF, která může být zobrazena např. v grafu jako na obrázcích 4.2 a 4.3. Výsledná matice je diskrétní implementací rovnice 1.5.



Obrázek 4.3 - Trojrozměrné zobrazení CAF

Výpočet CAF probíhá v diskrétní oblasti, proto program umožňuje nastavit rozlišovací buňku výpočtu (rozlišení ve frekvenční a časové ose), a rozsah výpočtu (maximální frekvenční a časový posuv). Simulátor také umožňuje dvourozměrné zobrazení CAF a řezů pro nulový Dopplerův posuv a nulové zpoždění.

4.2 Výkonový simulátor

V této verzi simulátoru je nutné před sestavením signálu nastavit velké množství parametrů, jejichž význam je popsán v tabulce 4.2. Na základě těchto hodnot jsou v simulaci udržovány odpovídající výkony signálů.

Tabulka 4.2 - Nastavitelné parametry výkonového simulátoru

Název proměnné v simulátoru	Význam	Jednotka
f_c	střední kmitočet signálu	Hz
R_{TxRx}	vzdálenost mezi vysílačem a přijímačem	m
$EIRP_{Tx}$	ekvivalentní izotropně vyzářený výkon vysílače	dBm
G_{RxRef}	zisk antény referenčního kanálu přijímače	dBi
G_{RxSur}	maximální zisk antény dohledového kanálu přijímače	dBi
$G_{RxSurDPI}$	zisk antény dohledového kanálu ve směru vysílače	dBi
T_e_{Rx}	ekvivalentní šumová teplota přijímače	K
B_{Rx}	šířka pásma vstupního filtru dohledového kanálu	Hz

Po sestavení a filtraci vysílaného signálu je výkon signálu upraven na hodnotu $EIRP_{Tx}$ pomocí následujícího kódu:

```
P_Tx = rms(bb_signal)^2;          % obtain default signal power
Tx_signal = sqrt((10^((EIRP_Tx)/10))/P_Tx).*bb_signal;      %scale power
P_TxOut = 10*log10(rms(Tx_signal)^2) % check e.i.r.p. output in dBW
```

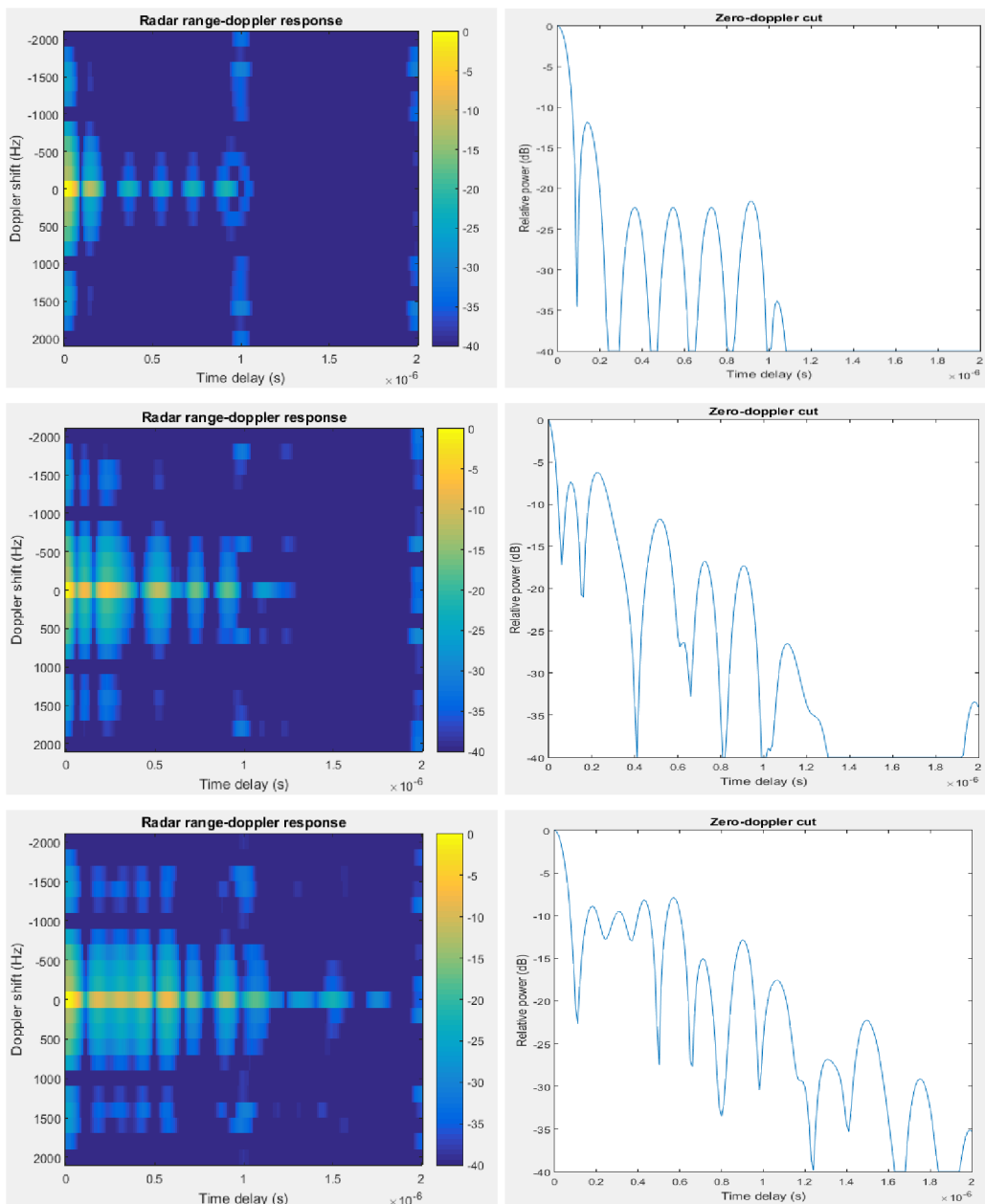
Výkon takto získaného signálu je dále upraven podle ztrát šířením a zisků přijímacích antén. Oproti normovanému simulátoru byl také upraven způsob modelování cílů, kdy pro každý cíl je potřeba zadat vzdálenost mezi vysílačem a cílem, vzdálenost mezi cílem a přijímačem, rychlost a RCS cíle. Pro každý z cílů je takto vypočítán signál v místě přijímací antény a ten je přičten k signálu přímé cesty, představující DPI.

Před zpracováním v přijímači je signál dohledového kanálu zkreslen bílým šumem. Nejprve je vypočten výkon šumu přijímače podle vztahu $N = kTB$. Odečtením výkonu šumu od výkonu přijatého signálu je stanovena hodnota SNR, se kterou je poté aplikován na signál bílý šum. Další zpracování probíhá stejným způsobem, jako v normovaném simulátoru.

4.3 Ukázky simulací

4.3.1 Vliv vícecestného šíření

Bylo provedeno několik simulací pro odhadnutí vlivu vícecestného šíření. Pro implementované modely ETSI byl zjištěn poměrně výrazný vliv na tvar CAF (odezvu banky přizpůsobených filtrů), který je zachycen na obr. 4.4. Uvedené zobrazení jsou výsledkem simulace pro WiFi 802.11b (DSSS modulace) bez uvažování cíle a šumu přijímače.



Obrázek 4.4 - Vliv vícecestného šíření na tvar AF

Na obr. 4.4 je provedeno porovnání tvaru AF pro ideální přenosový kanál (nahore), ETSI model B (uprostřed) a model E (dole). V levé části obrázku 4.4 se nachází zobrazení AF, a v pravé části je odpovídající řez pro nulový Dopplerův posuv. Je možné si všimnout rozdílu mezi modelem B s kvadratickým průměrem zpoždění 100 ns, a modelem E s kvadratickým průměrem zpoždění 250 ns. Pro oba modely je také patrné zvýšení úrovně postranních laloků vzhledem ke tvaru AF pro ideální přenosový kanál.

4.3.2 Simulace reálných cílů

Na základě předchozích výsledků byl pro simulaci reálných cílů vybrán standard 802.11n, který umožňuje dosáhnout při šířce pásma 40 MHz nejlepšího rozlišení v dálce ze všech implementovaných verzí 802.11. Simulace byla provedena pro následující nastavení výkonového simulátoru:

- EIRP vysílače 20 dBm
- Délka paketu 10 ms
- Zisk antén 20 dBi (všechny antény)
- Vzorkovací rychlost přijímače 100 Msps
- Přímá vzdálenost mezi vysílačem a přijímačem 20 metrů

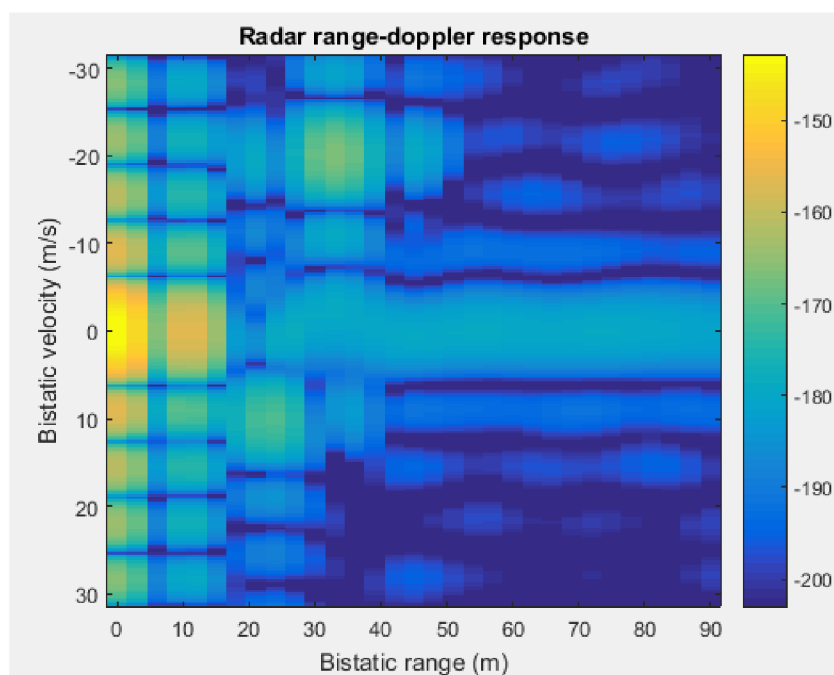
V simulaci byly uvažovány dva cíle, jejichž parametry jsou shrnuty v tabulce 4.3.

Tabulka 4.3 - Parametry simulovaných cílů

Typ cíle	RCS (m ²)	Rychlost (m/s)	Vzdálenost vysílač-cíl (m)	Vzdálenost cíl-přijímač (m)
běžící člověk	1	10	15	10
jedoucí nákladní vozidlo	10	-20*	20	15

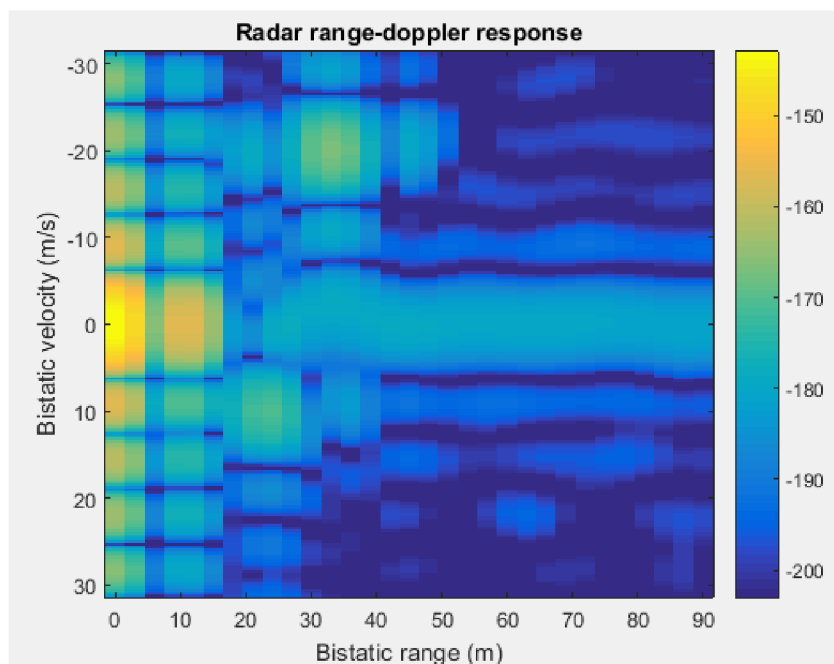
* Záporná bistatická rychlost vyjadřuje pohyb směrem k přijímači.

Výsledek simulace na obr. 4.5 zachycuje odezvu radaru pro signál bez uvažování šumu v přijímači a bez vícecestného šíření. Oba cíle jsou okem identifikovatelné.



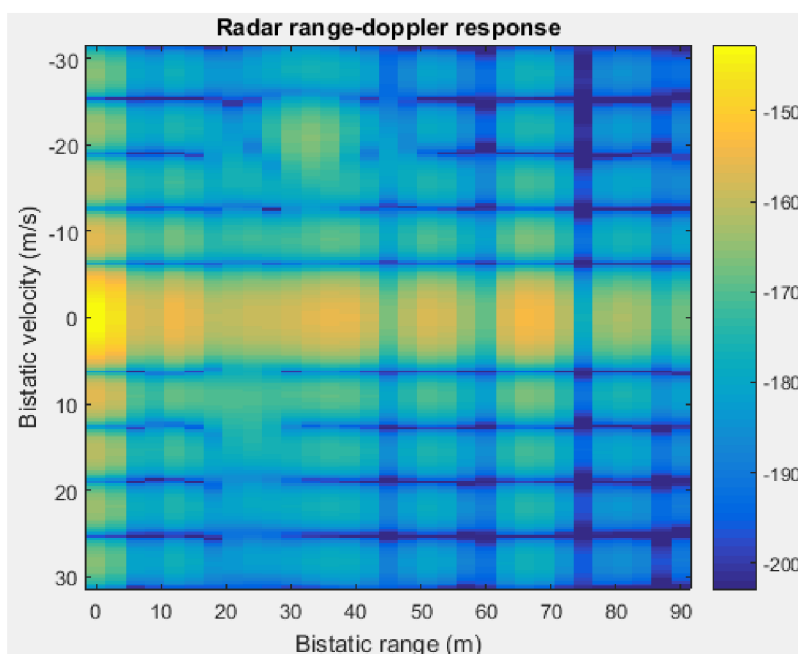
Obrázek 4.5 - Výsledek simulace reálných cílů bez AWGN a bez vícecestného šíření

Porovnáním s výsledkem simulace při uvážení odpovídajícího výkonu šumu v přijímači na obr. 4.6 lze dojít k závěru, že pro dané nastavení vlastní šum přijímače neovlivní odezvu radaru.



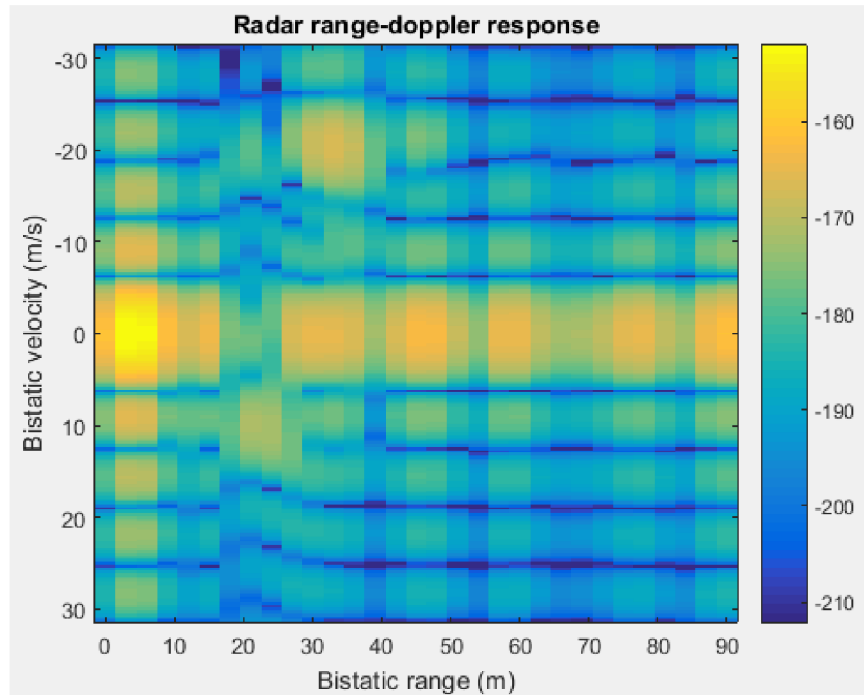
Obrázek 4.6 - Výsledek simulace reálných cílů se šumem a bez vícecestného šíření

K pozorovatelné změně ve tvaru CAF došlo při uvážení vícecestného šíření. Byl použit model C, odpovídající běžnému venkovnímu prostředí. Ve výsledku simulace na obr. 4.7 je vidět, že došlo ke zvýšení úrovně postranních laloků, které zamaskovaly oba cíle.



Obrázek 4.7 - Výsledek simulace reálných cílů se šumem a aplikací modelu C pro vícecestné šíření

Pro omezení vlivu postranních laloků a jejich maskování skutečných cílů jsou v radarech implementovány speciální metody. V této simulaci byla redukce vlivu DPI provedena odečtením přímého signálu od celkového přijatého signálu dohledového kanálu. Z obrázku 4.8 je patrné, že tato operace zvýraznila korelační špičky obou cílů, což je důsledkem potlačení DPI. V porovnání s obr. 4.7 je patrné, že úroveň DPI (nulová bistatická vzdálenost a rychlost) klesla o 15 - 20 dB.



Obrázek 4.8 - Výsledek simulace reálných cílů s redukcí DPI

5 ZÁVĚR

V této diplomové práci byly shrnuty základní teoretické poznatky, které jsou nutné pro implementaci simulátoru pasivního multistatického radaru v Matlabu. Tyto poznatky se týkaly jak radarů, metod zpracování signálů a detekce cíle v radarech, tak i technických specifikací standardů 802.11 a 802.16.

V praktické části se práce zabývala odhadem parametrů radaru využívajícího WiFi signál. Byla provedena série simulací, analyzující tvar funkce neurčitosti různých verzí standardu 802.11, a vliv SNR či délky paketu na její tvar. Výpočty bylo zjištěno, že vzhledem k nízkému povolenému výkonu v bezlicenčních pásmech bude dosah radaru maximálně v řádu desítek metrů. Tento výsledek, spolu s rozlišením v dálce v jednotkách metrů a nutností dlouhého integračního času pro zajištění uspokojivého rozlišení v rychlosti nenechává příliš prostoru pro možné aplikace tohoto konceptu. S ohledem na nutnost dostupnosti alespoň čtyř vhodně umístěných vysílačů WiFi pro určení polohy cíle v prostoru se spíše jako možné využití jeví použití v detektoru pohybu.

Simulátor vytvořený v Matlabu je vhodný jak pro analýzu tvaru funkce neurčitosti radiolokačních signálů, tak i pro odhad odezvy radaru při uvažování reálného prostředí a parametrů. Výsledky simulací s tímto simulátorem ukazují, že dalším krokem k jeho vylepšení by mohla být implementace pokročilejších metod pro odstranění clutteru a signálů nechtěných cílů. Pro lepší automatizaci procesu rozpoznávání cílů by rovněž bylo vhodné pracovat s detekčním algoritmem a nastavením jeho prahu. Vzhledem k nedostupnosti výsledků měření v terénu nebyla implementována možnost použít reálný signál, která by v budoucí práci na tomto projektu mohla hrát významnou roli.

Z možnosti WiFi/WiMAX radar se tato práce výrazně zaměřuje na WiFi především kvůli rozšířenosti tohoto standardu. Funkční WiFi radar by otevřel nové možnosti využití pasivního radaru krátkého dosahu, zatímco WiMAX kvůli horšímu pokrytí a nižším výkonům jako letecký radar těžko obstojí v konkurenci DVB-T a FM radarů. Nicméně většina principů a dosažených výsledků pro WiFi radar je s menší úpravou parametrů aplikovatelná také na WiMAX a DVB-T.

LITERATURA

- [1] ŠEBESTA, J. *Radiolokace a radionavigace: přednášky*. Vyd. 1. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2004. ISBN 80-214-2482-6.
- [2] Radars. ELDIS Pardubice, s.r.o. [online]. [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: www.eldis.cz/en/radars
- [3] SKOLNIK, Merrill I. *Radar Handbook*. 2nd edition. McGraw-Hill, 1990. ISBN 0-07-057913-X.
- [4] KULPA, Krzysztof. *Signal Processing in Noise Waveform Radar*. Norwood: ARTECH HOUSE, 2013. ISBN 978-1-60807-661-1.
- [5] LEVANON, Nadav a Eli MOZESON. *Radar Signals*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2004. ISBN 0-471-47378-2.
- [6] GONG, Xiaowen et al. *Optimal Placement for Barrier Coverage in Bistatic Radar Sensor Networks* [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/TNET.2014.2360849. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6928521/>
- [7] HEUNIS, Francois Sebastiaan. *Passive Coherent Location Radar using Software-Defined Radio techniques*. [online]. Durban, 2010 [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: http://radarmasters.co.za/wp-content/uploads/2014/01/sheunis_thesis.pdf
- [8] O'HAGAN, D. W., C. J. BAKER a H. D. GRIFFITHS. *Signal and Interference Analysis: Proposed Analogue Signal Suppression Techniques for PCL Radar* [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/EURAD.2006.280333. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4058317/>
- [9] News&Events. ERA a.s. [online]. [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://old.era.aero/news/132/59/ERA-launches-its-Silent-Guard-demonstrator-for-passive-detection-of-non-cooperative-flying-targets/>
- [10] *What is DVB-T: Digital Video Broadcasting*. Electronics Notes [online]. [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <https://www.electronics-notes.com/articles/audio-video/broadcast-tv-television/what-is-dvb-t-basics-tutorial.php>
- [11] PALMER, James E. et al. *DVB-T Passive Radar Signal Processing* [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/TSP.2012.2236324. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6395266/>
- [12] ETSI EN 300 744: *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*. V1.5.1. F-06921 Sophia Antipolis Cedex - FRANCE, 2004.
- [13] KULPA, Krzysztof et al. *Concept of multistatic Passive radar based on wireless packet communication systems* [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/CIE-Radar.2011.6159497. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6159497/>
- [14] PIUZZI, E. et al. *Radar cross section measurements of the human body for UWB radar applications* [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/I2MTC.2012.6229134. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6229134/>

- [15] Target and Clutter Characteristics. [online]. [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://www.acfr.usyd.edu.au/pdfs/training/sensorSystems/09%20Target%20and%20Clutter%20Characteristics.pdf>
- [16] IEEE 802.11 Wi-Fi Standards [online]. Radio-Electronics [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: <http://www.radio-electronics.com/info/wireless/wi-fi/ieee-802-11-standards-tutorial.php>
- [17] Generating Signals for Wireless LANs, Part I: IEEE 802.11b: Application Note. In: *Rohde&Schwarz* [online]. [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1gp49/1GP49_1E.pdf
- [18] Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. IEEE Std 802.11™-2012. New York: IEEE Standards Association, 2012.
- [19] Distributed coordination function. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Distributed_coordination_function
- [20] IEEE 802.11. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11
- [21] PEARSON, Bob. Complementary Code Keying Made Simple: Application Note [online]. 2001 [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: www.clemson.edu/sure/2002/paulyang/an9850.pdf
- [22] MARŠÁLEK, R. *Teorie rádiové komunikace: skriptum*. Vyd. 1. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2012. ISBN 978-80-214-4503-1.
- [23] IEEE 802.16 WiMAX Standards [online]. Radio-Electronics [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://www.radio-electronics.com/info/wireless/wimax/ieee-802-16-standards.php>
- [24] COLONE, Fabiola, Paolo FALCONE a Pierfrancesco LOMBARDO. Ambiguity Function analysis of WiMAX transmissions for passive radar [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/RADAR.2010.5494533. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5494533/>
- [25] Všeobecné oprávnění č. VO-R/10/05.2014-3 k využívání rádiových kmitočtů a k provozování zařízení krátkého dosahu. Český telekomunikační úřad [online]. Praha, 2014 [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: https://www.ctu.cz/cs/download/oop/rok_2014/vo-r_10-05_2014-03.pdf
- [26] FCC Rules for Unlicensed Wireless Equipment operating in the ISM bands. Afar communications [online]. [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: <http://www.afar.net/tutorials/fcc-rules>
- [27] WLAN: Maximum Transmission Power (ETSI). WLAN by German Engineering [online]. [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: [20] <https://wlan1nde.wordpress.com/2014/11/26/wlan-maximum-transmission-power-etsi/>
- [28] Cisco Aironet 3600 Series Access Point Data Sheet. CISCO [online]. [cit. 2016-12-13]. Dostupné z: http://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/wireless/aironet-3600-series/data_sheet_c78-686782.html
- [29] RZEWUSKI, Stanislaw et al. Multistatic passive radar based on WIFI - Results of the experiment [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/RADAR.2013.6651990. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6651990/>
- [30] GUO, H., K. WOODBRIDGE a C. J. BARKER. Evaluation of WiFi beacon transmissions for wireless based passive radar [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/RADAR.2008.4720810. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4720810/>

- [31] FALCONE, P. et al. Experimental results for OFDM WiFi-based passive bistatic radar [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/RADAR.2010.5494565. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5494565/>
- [32] COLONE, Fabiola et al. Ambiguity Function Analysis of Wireless LAN Transmissions for Passive Radar [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/TAES.2011.5705673. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5705673/>
- [33] TIGREK, R. F. A Processing Technique for OFDM-Modulated Wideband Radar Signals [online]. Delft University of Technology, 2010 [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://repository.tudelft.nl/islandora/object/uuid:5127253d-2acf-47b0-b4ec-d23ce5ad8267?collection=research>
- [34] BEEK, J. J. van de, M. SANDELL a P. O. BORJESSON. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/78.599949. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/599949/>
- [35] BLISS, D. W. a K. W. FORSYTHE. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution [online]. [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.1109/ACSSC.2003.1291865. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1291865/>
- [36] GÓMEZ, Oscar. Radar MIMO utilisant des antennes colocalisées : étude théorique, simulations et développement d'une plateforme expérimentale [online]. Université Paris-Est, 2014 [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01124326/document>
- [37] MEDBO, Jonas. Radio Wave Propagation Characteristics at 5 GHz with Modeling Suggestions for HIPERLAN/2. ETSI EP BRAN, WG3 [online]. 1998 [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://read.pudn.com/downloads121/ebook/516255/hiperlan/hiperlan%20-%203eri074a.pdf>
- [38] MEDBO, Jonas a Peter SCHRAMM. R Channel Models for HIPERLAN/2 in Different Indoor Scenarios. ETSI EP BRAN 3ERIO85B [online]. 1998 [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://read.pudn.com/downloads121/ebook/516255/Hiperlan/HIPERLAN%20-%203ERI085b.pdf>
- [39] ERCEG, Vinko et al.. IEEE 802.11-03/940r4: TGn Channel Models. [online]. 2004 [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/03/11-03-0940-04-000n-tgn-channel-models.doc>
- [40] Metody pro výpočet vzájemné funkce neurčitosti [online]. Pardubice, 2012 [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: <http://dspace.upce.cz/handle/10195/46507>. Univerzita Pardubice, Dopravní fakulta Jana Pernera.
- [41] Jak žádat o WiMAX licenci v pásmu 3,5 GHz. Intelek [online]. [cit. 2017-05-15]. Dostupné z: http://www.intelek.cz/art_doc-29B0470BE0F689D6C125740C002F6883.html

SEZNAM ZKRATEK

AF	Ambiguity Function, funkce neurčitosti.
AOA	Angle Of Arrival, směr příchodu.
AP	Access Point, přístupový bod.
CAF	Cross-Ambiguity Function.
CCK	Complementary Code Keying.
CFAR	Constant False Alarm Rate.
CP	Cyclic Prefix, cyklický prefix.
CRC	Cyclic Redundancy Check.
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance, vícenásobný přístup s nasloucháním nosné a zamezováním kolizím.
DAB	Digital Audio Broadcasting, digitální rozhlas.
DCF	Distributed coordination function, funkce rozložené koordinace.
DOA	Direction of Arrival.
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum.
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial, pozemní digitální televizní vysílání.
ERP	Extended Rate Physical.
FCC	Federal Communications Commission.
FCS	Frame Check Sequence, kontrolní součet rámce.
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum.
GLRT	Generalized Likelihood Ratio Test, zobecněný test poměru pravděpodobnosti.
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
IR	Infra Red, infračervený.
ISM	Industry, Science, Medical.
LLC	Logical Link Control, řízení logického spoje.
MAC	Medium Acces Control, řízení přístupu k médiu.
MIMO	Multiple Input - Multiple Output.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex.
PCL	Passive Coherent Location, pasivní koherentní lokace.
PHY	Physical layer, fyzická vrstva.

PHY	Physical layer, fyzická vrstva.
PLCP	Physical Layer Convergence Protocol.
PMD	Physical Medium Dependant layer.
PPDU	PLCP Protocol Data Unit.
PRF	Pulse Repetition Frequency, opakovací kmitočet pulsu.
PSLR	Peak-to-Sidelobe Ratio, odstup postranních laloků od maxima.
RCS	Radar Cross Section.
RF	Radio Frequency, radiofrekvenční.
SISO	Single Input Single Output.
SNR	Signal to Noise Ratio, poměr výkonu signálu k výkonu šumu.
TDL	Tapped Delay Line.
WLAN	Wireless Local Area Network.
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network.