



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA INFORMAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF INFORMATION TECHNOLOGY

ÚSTAV POČÍTAČOVÉ GRAFIKY A MULTIMÉDIÍ

DEPARTMENT OF COMPUTER GRAPHICS AND MULTIMEDIA

RADAROVÝ ADAPTIVNÍ TEMPOMAT

RADAR ACTIVE CRUISE CONTROL

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

PETR ROUS

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. LUKÁŠ MARŠÍK

BRNO 2017

Vysoké učení technické v Brně - Fakulta informačních technologií

Ústav počítačové grafiky a multimédií

Akademický rok 2016/2017

Zadání bakalářské práce

Řešitel: **Rous Petr**

Obor: Informační technologie

Téma: **Radarový adaptivní tempomat
Radar Active Cruise Control**

Kategorie: Zpracování signálů

Pokyny:

1. Nastudujte literaturu související se zpracováním radarového signálu, včetně detekce a sledováním vozidel v provozu.
2. Po dohodě vytipujte algoritmus vhodný pro extrakci informace o rychlosti, vzdálenosti a směru pohybu detekovaných vozidel.
3. Navrhněte či zvolte metodu, která na základě extrahovaných informací o vozidlech umožní jejich sledování a vyhodnocení okolního provozu.
4. Implementujte navrženou metodu.
5. Nasbírejte reálná data na zapůjčeném HW v simulovaném i autentickém prostředí. Na těchto datech proveďte sérii vhodných testů pro zjištění výkonnosti a spolehlivosti systému.
6. Diskutujte dosažené výsledky a navrhněte možné pokračování práce.

Literatura:

- M. Skolnik: Radar Handbook, 3rd edition, McGraw-Hill Professional, 2008
- M. Skolnik: Introduction to Radar Systems, McGraw-Hill Science, 3rd edition, 2002
- M. A. Richards: Fundamentals of Radar Signal Processing, 1st edition, McGraw-Hill, 2005
- B. R. Mahafza: Radar Signal Analysis and Processing Using MATLAB, Chapman and Hall, 2008

Pro udělení zápočtu za první semestr je požadováno:

- Body 1 až 3

Podrobné závazné pokyny pro vypracování bakalářské práce naleznete na adrese

<http://www.fit.vutbr.cz/info/szz/>

Technická zpráva bakalářské práce musí obsahovat formulaci cíle, charakteristiku současného stavu, teoretická a odborná východiska řešených problémů a specifikaci etap (20 až 30% celkového rozsahu technické zprávy).

Student odevzdá v jednom výtisku technickou zprávu a v elektronické podobě zdrojový text technické zprávy, úplnou programovou dokumentaci a zdrojové texty programů. Informace v elektronické podobě budou uloženy na standardním nepřepisovatelném paměťovém médiu (CD-R, DVD-R, apod.), které bude vloženo do písemné zprávy tak, aby nemohlo dojít k jeho ztrátě při běžné manipulaci.

Vedoucí: **Maršík Lukáš, Ing.**, UPGM FIT VUT

Datum zadání: 1. listopadu 2016

Datum odevzdání: 17. května 2017

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta informačních technologií
Ústav počítačové grafiky a multimédií
602 00 Brno, Božetěchova 2



doc. Dr. Ing. Jan Černocký
vedoucí ústavu

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá radarovým adaptivním tempomatem. Cílem práce je implementace programové logiky adaptivního tempomatu. Popisuje základní postupy zpracování radarového signálu i různá úskalí, k nimž dochází. Zabývá se také metodami, jež jsou využity pro detekci objektů radarem. V rámci práce jsou také srovnány dva použité radarové moduly podle jejich vhodnosti k využití jako senzory adaptivního tempomatu. Implementovaný systém je nakonec otestován použitím dat nasbíraných v reálném silničním provozu.

Abstract

This bachelor thesis is dedicated to radar active cruise control. The aim of the work is to implement program logic of the adaptive cruise control system. It describes basic techniques of radar signal processing as well as various difficulties during this process. It is also concerned with methods used for radar objects detection. Withing the work, two different radar modules are compared for their suitability to use as sensors of active cruise control. Finally, implemented system is tested using data collected in real road transport.

Klíčová slova

radar, adaptivní tempomat, zpracování signálu, Dopplerův jev, frekvenční modulace

Keywords

radar, active cruise control, signal processing, Doppler effect, frequency modulation

Citace

ROUS, Petr. *Radarový adaptivní tempomat*. Brno, 2017. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta informačních technologií. Vedoucí práce Maršík Lukáš.

Radarový adaptivní tempomat

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně pod vedením pana Ing. Lukáše Maršíka. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

.....

Petr Rous
16. května 2017

Poděkování

Děkuji vedoucímu práce, panu Ing. Lukáši Maršíkovi, za cenné odborné rady, jež mi pomohly hlouběji pochopit danou problematiku, vstřícný přístup a pomoc při sběru testovacích dat.

Obsah

1 Úvod	2
2 Radary a tempomaty	4
2.1 Tempomat	4
2.2 Adaptivní tempomat	4
2.3 Radar	5
2.4 Historie radarů	5
2.5 Dělení radarů	6
2.6 Základní součásti radaru	7
3 Vztah fyziky a radaru	9
3.1 Dopplerův jev	9
3.2 Měření vzdálenosti	11
3.3 Radarová rovnice	16
4 Zpracování radarového signálu	17
4.1 Analogově-digitální převod	17
4.2 Předzpracování signálu	18
4.3 Frekvenční analýza	22
5 Detekce objektů zachycených radarem	24
5.1 CFAR algoritmus	24
5.2 Párovací algoritmus	26
6 Návrh a implementace systému	29
6.1 Návrh řešení	29
6.2 Logika adaptivního tempomatu	31
6.3 Implementace	31
7 Měření a testování	33
7.1 Použité radarové moduly	33
7.2 Sběr dat	34
7.3 Testování systému	35
7.4 Shrnutí	40
8 Závěr	42
Literatura	43
A Obsah příloženého DVD	45

Kapitola 1

Úvod

V dnešním světě automobilové dopravy můžeme pozorovat trendy zvyšování bezpečnosti provozu a usnadnění ovládání vozidel. Tyto oblasti spolu poměrně úzce souvisí. Ve vozidlech se stále častěji objevují různé asistenční systémy, které usnadňují práci řidiči a zároveň přispívají ke zvýšení bezpečnosti. Řidič je totiž náchylný k různým vlivům, jako je únava nebo ztráta koncentrace. Žádný z uvedených vlivů však nehrozí technice, ta vykonává svoji úlohu stále stejně a přesně.

Tato práce se zabývá softwarovým řešením jednoho z asistenčních systémů ve vozidlech – radarovým adaptivním tempomatem. Ten dokáže regulovat rychlost vozidla na základě okolí, v němž se vozidlo aktuálně pohybuje. V rámci práce není řešeno napojení implementovaného systému na plynový a brzdový systém vozidla. Nejpraktičtější je využití adaptivního tempomatu při jízdě po dálnici, kdy mění rychlost vozidla na základě vzdálenosti od vozidla před sebou.

K tomu se nejčastěji využívá radar, který poskytuje signál, jehož analýzou jsme schopni určit vzdálenost vpředu jedoucího vozidla. Oproti jiným sensorům, např. kamerám, je velkou výhodou radarových sensorů fakt, že nejsou citlivé na okolní podmínky a jsou tedy použitelné ve tmě, větru, mlze, dešti apod. Diskutovat budeme radary se spojitou vlnou, u nichž se pro určení vzdálenosti využívá frekvenční modulace signálu. Ke zpracování radarového signálu v dnešní době postačují běžně dostupné výpočetní zařízení. Taktéž lze signál zpracovávat pomocí vestavěného zařízení, což je vhodné například právě pro využití v automobilech.

Kapitola 2 podává stručný náhled na vznik a vývoj radarových systémů, jejich dělení podle různých kritérií a také podrobněji popisuje jednotlivé součásti radarového systému. Zároveň také obsahuje základní informace o tempomatech a principu jejich fungování.

Kapitola 3 podrobně popisuje Dopplerův jev a způsoby, jakými ovlivňuje radarový signál. Další část této kapitoly se zabývá problematikou měření vzdálenosti u radarů se spojitou vlnou. Je vysvětlen princip frekvenční modulace a jsou popsány různé modulační metody. V závěru kapitoly je blíže vysvětlena obecná radarová rovnice.

V kapitole 4 jsou postupně popsány metody pro zpracování radarového signálu počítačem. Nejprve převod signálu z analogového na digitální vzorkováním a kvantováním. Následuje předzpracování signálu, kde jsou vysvětleny metody jako segmentace signálu nebo zero padding. Poslední část kapitoly objasňuje frekvenční analýzu signálu pomocí diskrétní Fourierovy transformace.

Následující kapitola číslo 5 popisuje teorii stěžejních algoritmů systému, jež se starají o detekci objektů před radarem. Kapitola 6 pak obsahuje informace o návrhu systému a jeho implementaci v jazyce Matlab.

Kapitola 7 obsahuje informace o průběhu testování implementovaného systému. Je zde mj. popsáno, jak probíhalo měření dat a s jakými potížemi se bylo nutné v průběhu testování vypořádat. Konec kapitoly krátce shrnuje výsledky provedených testů.

Poslední kapitola 8 obsahuje závěrečné shrnutí dosažených výsledků a možnosti rozšíření práce.

Kapitola 2

Radary a tempomaty

Tato kapitola poskytuje základní informace o systému tempomatu a principu jeho fungování. Dále také popisuje historii a dělení radarů, princip jejich činnosti a další s radarem spojená témata.

2.1 Tempomat

Tempomat je zařízení sloužící k udržování konstantní rychlosti vozidla. Byl vyvinut především pro řízení na dálnicích, tedy silnicích, které jsou velké, široké a rovné. V dnešní době je běžnou výbavou vozidel. Celý systém je poměrně komplexní a skládá se z několika částí. Mozkem je řídicí jednotka, k níž jsou připojeny veškeré podsystémy – čidla, regulátory a podobně. Mezi využívaná čidla patří snímače brzdového a spojkového pedálu, po jejichž sešlápnutí je tempomat odpojen z činnosti, a snímač rychlosti vozidla, na jehož základě se reguluje rychlost. Regulátor slouží k udržení dané rychlosti vozidla tím, že ovládá škrtící klapku motoru, čímž prakticky přidává nebo ubírá plyn.

Klasický tempomat nedokáže jakkoliv reagovat na změny provozu. Dokáže pouze zvýšit rychlost vozidla na zvolenou hodnotu, nedokáže však brzdit. V případě silného provozu přestává být užitečný, dokonce může způsobit dopravní nehodu. Řešení tohoto problému nabízí systém adaptivního tempomatu.

2.2 Adaptivní tempomat

Adaptivní tempomat (anglicky *Active Cruise Control*) dokáže kromě udržování konstantní rychlosti jako u klasického tempomatu navíc kontrolovat a přizpůsobit se dopravní situaci před vozidlem. Můžeme říct, že pracuje ve dvou režimech – udržování konstantní rychlosti a kontrola vzdálenosti. Dokud se před vozidlem nenachází jiné vozidlo či jiná překážka, pracuje adaptivní tempomat v režimu udržování konstantní rychlosti. Pokud před vozidlem jede jiné vozidlo menší rychlostí, začne tempomat ovládat plynový a brzdový systém tak, aby udržel požadovaný a bezpečný rozestup mezi vozidly. V okamžiku, kdy se před vozidlem již nenachází žádná překážka, tempomat zrychlí na zvolenou rychlost a opět začne pracovat v režimu udržení konstantní rychlosti. [13]

Aby se adaptivní tempomat mohl přizpůsobit dopravní situaci před sebou, používá lasery, radary nebo kamery k měření vzdálenosti a relativní rychlosti svého a vpředu jedoucího vozidla. Řídicí jednotka tempomatu zpracuje informace z měřících zařízení a zajistí udržení

bezpečné vzdálenosti. K řídicí jednotce je oproti klasickému tempomatu připojen i regulátor brzd.

Z výše zmíněných druhů senzorů se v dnešních vozidlech nejčastěji používají radary. Hlavním důvodem je jejich nízká ovlivnitelnost nepříznivými povětrnostními podmínkami. Reálné systémy často využívají dva druhy měřicích radarů – jeden pro dlouhé a druhý pro krátké vzdálenosti. Tím je zajištěna větší přesnost měření a detekce v různých dopravních situacích. Díky použití radaru pro krátké vzdálenosti je navíc možné využívat adaptivního tempomatu i při jízdě v pomalu jedoucí koloně. Většina výrobců adaptivních tempomatů udává, že jsou použitelné až do rychlosti okolo 200 km/h. Nicméně taktéž upozorňují, že řidič musí neustále udržovat pozornost a pouze on zodpovídá za chování svého vozidla, přestože je adaptivní tempomat aktivní.

Existující radarové adaptivní tempomaty vyrábějí např. společnosti Bosch [1], Volkswagen [2] a spousta dalších. Jejich systémy dokonce dokáží vozidlo úplně zastavit a následně i opět uvést do pohybu.

2.3 Radar

Slovo radar je zkratkovým slovem odvozeným od anglických slov *R*adio *D*etection *A*nd *R*anging, v překladu rádiové rozpoznávání a zaměřování. Toto zařízení je určené například k vyhledávání cílů, určení jejich polohy a jejich identifikaci pomocí elektromagnetického záření – rádiových vln.

2.4 Historie radarů

Vynález radaru nelze přisoudit pouze jednomu člověku, jelikož na vývoji se různým způsobem podílelo množství vědců. Základ pro vynález radaru položil skotský matematik a fyzik James Clerk Maxwell v roce 1865. Tehdy prezentoval svoji teorii elektromagnetického pole, v níž předpověděl existenci elektromagnetického vlnění šířícího se prostorem rychlostí světla.

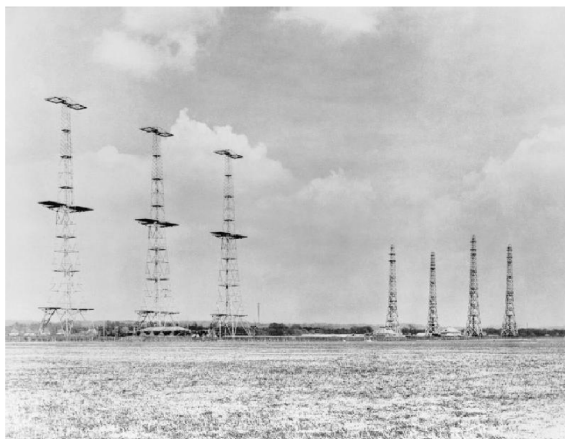
Na jeho práci pak v roce 1888 navázal německý fyzik Heindrich Rudolf Hertz. Při pokusech s jiskrovým výbojem experimentálně prokázal existenci elektromagnetického vlnění, které předpověděl James C. Maxwell. Popsal také základní vlastnosti vlnění – jeho šíření, polarizaci, odraz a lámání.[6]

První opravdový radar vynalezl v roce 1904 německý inženýr Christian Hülsmeier. Svůj vynález pojmenoval *Telemobiloskop* a nechal si jej patentovat. Přístroj se skládal z vysílače a přijímače radarového signálu. Hülsmeier provedl prezentaci svého vynálezu na řece Rýn tak, že vždy, když projela okolo loď, začal zvonit zvonek. O pár týdnů později provedl test přímo na jedné z lodí ve městě Rotterdam – jeho přístroj dokázal detekovat loď ve vzdálenosti až 3 km.

Dalším milníkem v historii radarových technologií bylo vynalezení elektronky německým fyzikem Heindrichem Barkhausenem v roce 1920. Ta umožnila sestavení prvního generátoru mikrovln. Následující vývoj již probíhal rozdílně v různých státech světa. O rozvoj radarových technologií se zasloužili v Německu, Velké Británii, USA, Francii nebo v Sovětském svazu. V roce 1927 německý fyzik Hans Hollmann při pokusech s odrazem rádiových vln od lodí a letadel poprvé použil mikrovlny.

V roce 1935 sestrojil Robert Watson-Watt první opravdový radar – přístroj, který dokázal detekovat objekty. Je tak považován za skutečného vynálezce radaru. Originál jeho vynálezu je vystaven v londýnském vědeckém muzeu.

Radary získávaly stále větší význam v průběhu druhé světové války. Od roku 1939 byly v provozu stanice zvané *Chain Home*, které kontrolovaly celé jižní a východní pobřeží Anglie. První efektivní vzdušný radar byl instalován do britských bojových letounů v roce 1940.



Obrázek 2.1: Radarové stanice Chain Home na východním pobřeží Anglie. Obrázek pochází z https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Chain_Home_radar_installation_at_Poling,_Sussex,_1945._CH15173.jpg.

V témže roce pánové Randall a Boot z Birminghamské university sestrojili magnetron. Jednalo se o speciální elektronku, která se brzy stala nejrozšířenějším zdrojem mikrovln pro radary. Tento vynález umožnil konstruovat radary využívající vyšší vysílací frekvenci.

Postupně v průběhu druhé světové války se radary začaly využívat k navigaci lodí a letadel, k pátrání po nepřátelských lodích a letadlech nebo k navigaci dělostřelecké palby.

Po válce sloužily radary pro vojenské i civilní účely. První významné poválečné využití radarů bylo na letištích, kde radary poskytovaly dohled nad trasami letadel a taktéž pomáhaly letadlům s navigací při přistání. Radary také měly významnou roli při zkoumání vesmíru. Již v roce 1946 byl proveden první experiment, při kterém se podařilo zachytit odražený radarový paprsek od povrchu Měsíce. Později, v roce 1961, se podařil stejný experiment s odrazem od povrchu Venuše a o další dva roky později i experiment s odrazem od Marsu.

Velký význam radary měly a stále mají v meteorologii. První meteorologický radar byl na území Československa instalován v roce 1968 na observatoři Praha-Libuš.

Vývoj radarů také ovlivnil vynález polovodičů, díky nimž se zvýšil výkon antén, dosah a přesnost radarů.

2.5 Dělení radarů

Různých druhů radarů existuje velké množství, každý typ má své uplatnění. Lze je tedy rozdělit podle více různých kritérií.

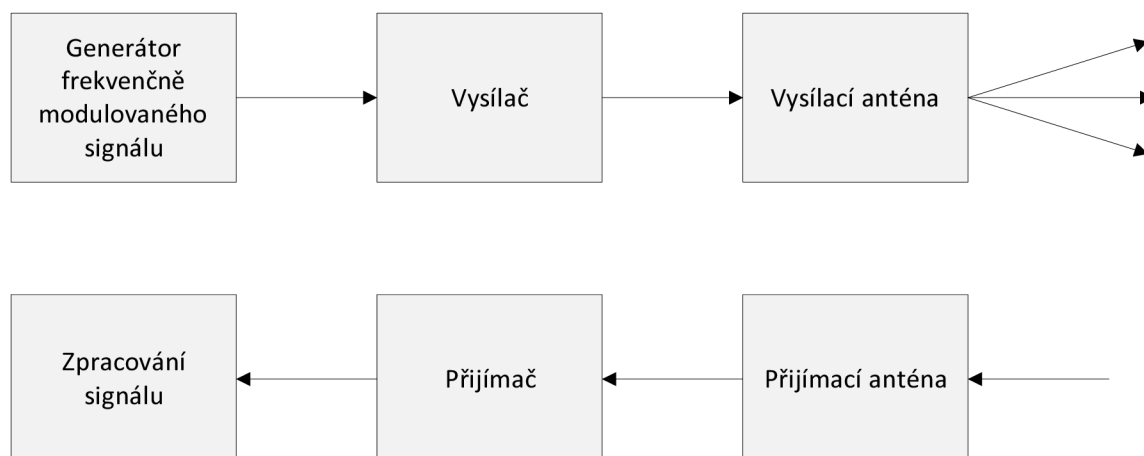
Podle způsobu vysílání a přijímání signálu lze radary rozdělit na aktivní a pasivní. Aktivní radary samy vysílají elektromagnetické vlnění do svého okolí a následně přijímají odražené paprsky. Tyto radary lze dále rozdělit na primární a sekundární. Primární radary

jednoduše vysílají i přijímají elektromagnetické vlnění bez nutnosti spolupráce sledovaných objektů. Již první typy radarů pracovaly právě tímto způsobem. Sekundární radary naopak vyžadují interakci sledovaného cíle. Vysílací anténa vyšle signál (dotaz) a čeká, až cílový objekt zareaguje. Tyto radary se využívají zejména při řízení letového provozu, kdy je na letišti umístěno vysílací zařízení, tzv. dotazovač, a na palubě letadla jiné vysílací zařízení, tzv. odpovídač, který svým vlastním signálem odpovídá na dotazy z letiště. Tento systém se používá pro identifikaci jednotlivých letadel. Pasivní radary nevysílají žádný signál, pouze monitorují veškeré elektromagnetické vlnění v dané oblasti a na jeho základě si vytvářejí její model.[10]

Radary lze rozdělit také podle režimu vysílání signálu. Dvě hlavní skupiny jsou pulzní radary a radary s kontinuální vlnou. Pulsní radar v režimu vysílání vyšle signál a poté se přepne do přijímacího režimu, kde čeká na návrat odraženého signálu, který dříve vyslal. Tento proces se stále opakuje. V důsledku přepínání jednotlivých režimů činnosti postačuje k činnosti pulzních radarů pouze jedna anténa, která vysílá i přijímá signál. Naopak radary s kontinuální vlnou (také CW radary z anglického *Continuous wave*) signál nepřerušovaně vysílají i přijímají. Ke své činnosti tedy potřebují dvě antény – jednu pro vysílání a druhou pro příjem signálu. Tyto radary se používají např. při měření rychlosti vozidel policií. Pro detekci pohybujících se objektů nebo pro měření rychlosti se téměř vždy využívá působení Dopplerova jevu, blíže vysvětleného v kapitole 3.1.[10][19]

2.6 Základní součásti radaru

Přestože radary mají různá využití a existuje obrovské množství různých konstrukcí, princip jejich fungování je společný, stejně jako základní součásti. Obrázek 2.2 ukazuje základní schéma komponent radaru s kontinuální vlnou a tok signálu mezi nimi. Informace uvedené v této kapitole byly čerpány ze zdrojů [19], [10] a [21].



Obrázek 2.2: Základní blokové schéma frekvenčně modulovaného radaru s kontinuální vlnou.

Vysílač zpracovává elektromagnetické vlnění vytvořené v generátoru a posouvá je dále na anténu. Generátorem bývá většinou buď oscilátor, nebo zesilovač signálu. Je nutné, aby vytvářel stabilní signál s vhodným tvarem vlny. V závislosti na typu radaru je pak signál generován nepřetržitě, nebo po jednotlivých pulzech v daném čase.

Přijímač zpracovává odražený radarový signál zachycený anténou. Zároveň jej také zesílí, jelikož přijatý signál je velmi slabý. Ideální přijímač by měl signál zesílit bez jakéhokoli zkreslení, např. šumu. Protože přijatý signál obsahuje i různé nežádoucí odezvy okolí, zvané *clutter*, je nutné, aby měl přijímač dostatečně velký dynamický rozsah, aby nedošlo k jeho zahlcení. V praxi se používá rozsah okolo 80 dB. Přijímač by také měl zabránit interferenci signálů, aby požadovaná informace mohla být optimálně detekována.

Duplexor lze do češtiny přeložit jako přepínač. Tato součástka se nachází v pulsních radarech, které využívají pouze jednu anténu na vysílání i přijímání signálu. Zajišťuje přepínání mezi přijímacím a vysílacím módem radaru. Duplexor musí také zajistit, aby nedošlo ke vzájemnému rušení obou signálů. Jelikož přepínání musí probíhat velice rychle (v několika mikrosekundách), neexistují žádné prakticky použitelné mechanické přepínače. Tudíž se musí používat přepínače elektronické.

Anténa je zařízení umožňující přenést vysílaný signál do prostoru a přijímat odražený signál. Téměř vždy umožňuje usměrnit signál do úzkého paprsku, čímž se zvýší jeho výkon. Taková anténa má obvykle velkou oblast pro příjem signálu, aby bylo možné zachytit i velmi slabé odezvy signálu od cílového objektu. Tato anténa taktéž slouží jako prostorový filtr pro určení úhlu, v jakém se objekt vůči radaru nachází.

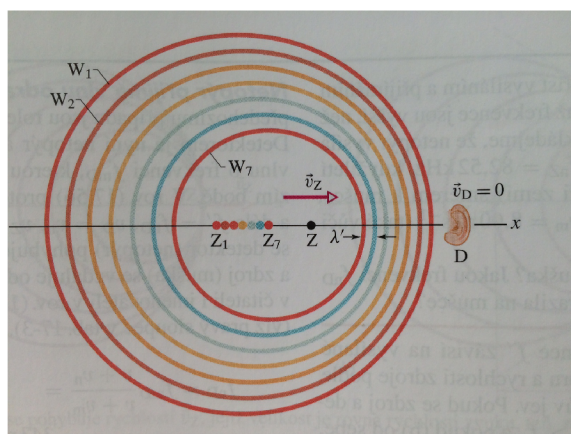
Kapitola 3

Vztah fyziky a radaru

3.1 Dopplerův jev

Dopplerův jev popisuje závislost změny frekvence vlnění na vzájemném pohybu vysílače a přijímače. Tento jev popsal v roce 1842 rakouský fyzik Johann Christian Doppler během svého působení v Praze. Experimentálně pak existenci jevu potvrdil o tři roky později holandský vědec C. H. D. Buys Ballot. Dopplerův jev lze nejnadhěji pozorovat u zvukového vlnění. Nicméně vzniká i u elektromagnetického vlnění včetně mikrovln, rádiových vln a viditelného světla. Informace použité v této kapitole byly čerpány ze zdrojů [5] a [11].

Podstatou Dopplerova jevu je změna frekvence vlnění. Jestliže se zdroj vlnění přibližuje k pozorovateli, každá vlna je směrem k pozorovateli odeslána z bližší pozice, než vlna předchozí. Tím pádem každá další vlna potřebuje méně času k překonání vzdálenosti od zdroje k pozorovateli. Pro něj je tedy každý časový interval mezi přijetím vln zkrácen, čímž se zvyšuje frekvence tohoto vlnění. Při opačném pohybu, kdy se zdroj vzdaluje od pozorovatele, dochází ke snížení frekvence vlnění, jelikož časový interval mezi jednotlivými vlnami se prodlužuje. Obrázek 3.1 ilustruje Dopplerův jev v situaci, kdy je detektor v klidu a zdroj se pohybuje směrem k detektoru.



Obrázek 3.1: Dopplerův efekt zvukového vlnění. Zdroj vlnění se pohybuje po ose x směrem k detektoru D . Vlnoplocha W_1 byla vyslána v okamžiku, kdy se zdroj nacházel v poloze Z_1 , vlnoplocha W_7 byla vyslána, když se zdroj nacházel v poloze Z_7 . Detektor D přijímá vlnění s vyšší frekvencí, protože pohybující se zdroj dohání již vyslané vlnění, resp. vysílá zkrácené vlnové délky λ' , ve směru svého pohybu. Obrázek je přejat ze zdroje [5].

V následujících vztazích budeme uvažovat pouze elektromagnetické vlnění, jehož rychlost šíření je rovna rychlosti světla, tedy přibližně $300\,000\text{ km} \cdot \text{s}^{-1}$.

Pokud jsou zdroj i detektor vlnění v klidu, nedochází k Dopplerovu jevu a pro frekvenci vlnění procházející detektorem platí vztah

$$f = \frac{v}{\lambda}. \quad (3.1)$$

V rovnici 3.1 je f frekvence vlnění, v je rychlost šíření vlnění a λ je vlnová délka. Jestliže je zdroj vlnění v klidu, zatímco detektor je v pohybu, vzniká Dopplerův jev. Frekvence vlnění změřená detektorem závisí na směru pohybu detektoru a vypočítá se podle vztahu

$$f' = f \frac{v \pm v_D}{v}. \quad (3.2)$$

Ve vztahu 3.2 značí f' frekvenci vlnění procházející detektorem, f je původní frekvence bez vlivu Dopplerova jevu, v je rychlost šíření vlnění a v_D je rychlost pohybu detektoru. Pokud se detektor pohybuje směrem ke zdroji vlnění, pak se operátor \pm nahradí znaménkem $+$, v opačném případě znaménkem $-$. Pokud je v pohybu zdroj, mění se vlnová délka vlnění a tedy i frekvence zaznamenaná detektorem. Pro tu platí vztah

$$f' = f \frac{v}{v \pm v_Z}. \quad (3.3)$$

Veličiny f' , f a v mají ve vztahu 3.3 stejný význam jako veličiny v rovnici 3.2. v_Z je rychlost pohybu zdroje vlnění a operátor \pm se nahradí znaménkem $+$ při pohybu zdroje k detektoru a znaménkem $-$ při pohybu opačném. Spojením rovnic 3.2 a 3.3 vznikne vztah pro obecný Dopplerův jev, kdy se pohybuje jak zdroj, tak i detektor vlnění. Tato rovnice má tvar

$$f' = f \frac{v \pm v_D}{v \pm v_Z}. \quad (3.4)$$

Veličiny v rovnici 3.4 mají stejný význam, jako v rovnicích 3.2 a 3.3.

Měření rychlosti

V radarových technologiích se Dopplerova jevu využívá mimo jiné při měření rychlosti objektu vzhledem k radaru. Pokud se cílový objekt pohybuje, jsou vlny zpětně rozptýleny a cíl se stává vysílačem v pohybu. Tento jev se nazývá Dopplerův posun. Relativní rychlost cílového objektu vzhledem k radaru pak lze vyjádřit vztahem

$$v_r = \frac{f_d}{2f_t}c, \quad (3.5)$$

kde v_r je relativní rychlost objektu v jednotkách $m \cdot s^{-1}$, f_d je Dopplerova frekvence, f_t je frekvence vysílaná radarem a c je rychlost světla ve vakuu. Je-li hodnota relativní rychlosti kladná, pak se objekt pohybuje směrem k radaru, naopak pohybem od radaru získáme zápornou rychlost.

3.2 Měření vzdálenosti

Měření vzdálenosti u radarů se spojitou vlnou není triviální úloha. Tyto radary totiž neposkytují žádnou možnost, jak zjistit délku časového intervalu mezi vysláním signálu a návratem odpovídajícího signálu zpět k radaru. Není tedy možné zjistit z dostupných údajů vzdálenost detekovaného objektu od radaru. Tento problém řeší frekvenčně modulované radary s kontinuální vlnou (FMCW radar – *Frequency-Modulated Continuous-Wave Radar*). Informace v této kapitole byly převzaty zejména ze zdrojů [9], [21] a [18].

Frekvenční modulace

Je základní technika pro měření vzdálenosti radarem se spojitou vlnou. Frekvenční modulace se používá kvůli potřebě vložit do signálu časovou stopu, aby bylo možné určit dobu mezi odesláním a přijetím odraženého signálu. Její podstatou je periodická změna frekvence vysílaného signálu. Ta je v čase lineárně zvyšována nebo snižována. Tato technika zanechává v signále časovou značku ve frekvenci, protože vyslaná a přijatá frekvence se bude lišit. Díky znalosti průběhu modulace signálu a rozdílu ve frekvencích vyslaného a přijatého signálu je možné vypočítat vzdálenost objektu od radaru. Navíc lze pomocí modulace řešit problém detekce nepohybujících se objektů, diskutovaný v kapitole 3.1.

Frekvenční modulace je tedy okamžitá změna kmitočtu vlny, dochází ke změně vysílané frekvence signálu, amplituda se nemění. U radarů je frekvenční modulace prováděna změnou napětí na oscilátoru generujícím signál. Existuje také amplitudová modulace, kde dochází ke změně amplitudy signálu a frekvence se nemění. Tato metoda však není u radarů prakticky využitelná, protože by bylo téměř nemožné rozlišit signál s různou amplitudou od signálů šumu způsobených interferencí původního signálu s okolním prostředím.

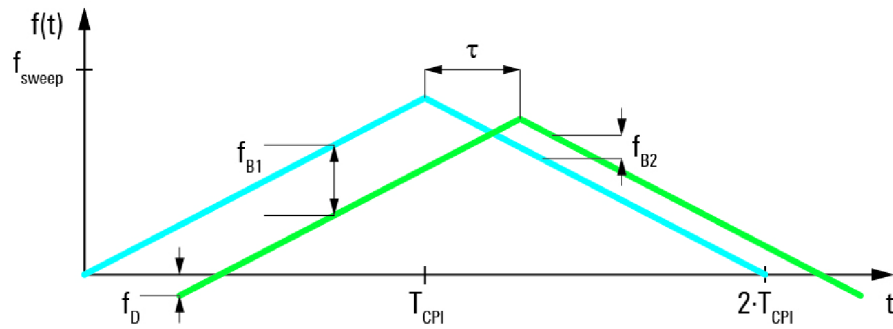
Za předpokladu, že vysílač i přijímač jsou umístěny na stejném zařízení a elektromagnetické vlny se šíří rychlostí světla, můžeme obecně vypočítat vzdálenost objektu od radaru vztahem

$$R = \frac{\Delta t}{2} \cdot c; \quad (3.6)$$

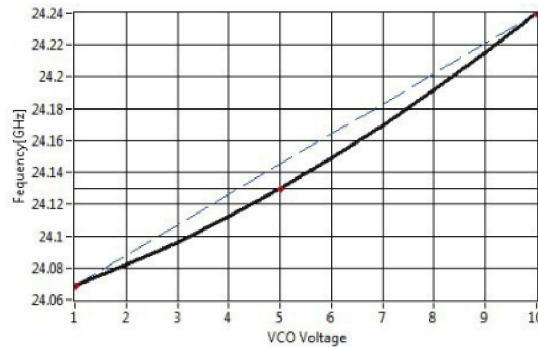
kde R je výsledná vzdálenost v metrech, Δt je časový rozdíl mezi vyslaným a přijatým signálem a c je rychlost světla. Rovnice je dělena dvěma, protože výsledná vzdálenost je poloviční, než jakou urazí signál, jež absolvuje cestu od zdroje k cíli a zároveň i opačnou od cíle ke zdroji.

Existuje několik možných vzorů frekvenční modulace. Každý z nich může být použit pro různé měřicí účely. V následujícím textu si některé z nich podrobněji rozebereme.

Lineární frekvenční modulace Při použití této metody je frekvence vysílaného signálu v čase lineárně zvyšována nebo snižována. Díky tomu se liší frekvence přijatého a vyslaného signálu. Tento frekvenční rozdíl se nazývá *Beat frekvence*. Vypočte se jednoduše tak, že od sebe odečteme vysílaný a přijatý signál. Na jejím základě jsme schopni spočítat délku mezi odesláním a přijetím signálu – čím vzdálenější předmět měříme, tím je frekvenční rozdíl větší. Současně je nutné počítat s přítomností Dopplerova jevu, pokud se objekt pohybuje. Důležité je, aby byla modulace lineární, jinak dojde ke zkreslení výsledků. Většina výrobců radarových systémů však poskytuje software, který zajistí přesnou linearitu modulovaného signálu. Grafické znázornění lineární modulace se nachází na obrázku 3.2. Modulační charakteristika použitého radaru pak na obrázku 3.3.



Obrázek 3.2: Porovnání přijatého a vysílaného lineárně frekvenčně modulovaného signálu. Modrá barva reprezentuje vysílaný signál a zelená přijatý. f_B je beat frekvence, z níž je možné vypočítat vzdálenost objektu. Obrázek byl převzat ze zdroje <http://www.electronicweeky.com/news/design/test-and-measurement-2/putting-car-radar-technology-test-2014-08/>.



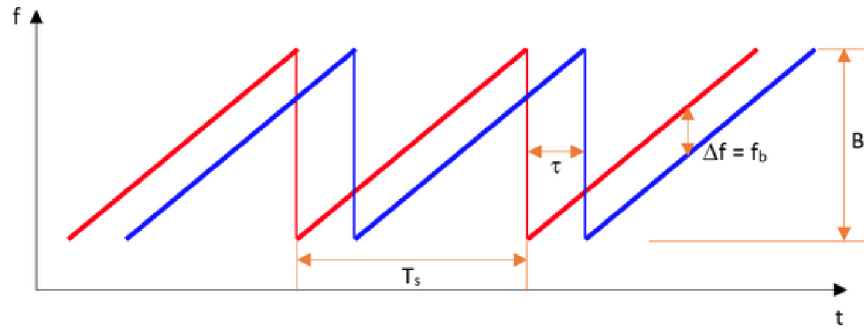
Obrázek 3.3: Graf znázorňuje typický průběh frekvence signálu při zvyšujícím se vstupním napětí. Vidíme, že průběh (plná čára) není zcela lineární (přerušovaná čára). Výrobce však poskytuje software přepočítávající nelinearitu na přesný lineární průběh. Obrázek převzat z [14].

Sawtooth modulace Jedná se o vylepšení lineární frekvenční modulace. Frekvence je lineárně zvětšována nebo zmenšována, v určitém okamžiku pak dojde ke skokovému zmenšení na nejnižší/nejvyšší hodnotu. Průběh signálu připomíná (obrázek 3.4) zuby na pile – odtud pochází název této modulace. Nevýhodou této metody je nemožnost určit vzdálenost pohybujících se objektů, protože od sebe nelze jednoznačně oddělit beat frekvenci a Dopplerovu frekvenci. Vlivem Dopplerova jevu by se výsledná vzdálenost prodloužila nebo zkrátila podle směru pohybu objektu. Vzdálenost lze vypočítat vztahem

$$R = \frac{cT_s}{2B} f_b, \quad (3.7)$$

kde R a c mají stejný význam jako v rovnici 3.6, B je rozsah maximálních frekvencí, f_b je beat frekvence a T_s je perioda signálu.

Trojúhelníková modulace Tato metoda vylepšuje předchozí Sawtooth modulaci. Frekvence je v průběhu času periodicky lineárně zvyšována a snižována, čímž vytváří trojúhel-



Obrázek 3.4: Graf průběhu Sawtooth modulace signálu. Červeně je znázorněn vysílaný a modře přijímaný signál. Rozdíl mezi nimi tvoří beat frekvenci f_b . Obrázek převzat z [http://www.emagtech.com/wiki/index.php?title=System-Level_Tutorial_Lesson_7:_Simulating_a_Frequency-Modulated_Continuous-Wave_\(FMCW\)_Radar_System](http://www.emagtech.com/wiki/index.php?title=System-Level_Tutorial_Lesson_7:_Simulating_a_Frequency-Modulated_Continuous-Wave_(FMCW)_Radar_System).

níkový průběh signálu. Náběžnou hranu obvykle označujeme jako *up-chirp*, zatímco hranu sestupnou *down-chirp*. Měření je prováděno na obou hranách signálu. Touto metodou lze určit, zda se objekt pohybuje nebo ne. Frekvence pro určení vzdálenosti je pro *up-chirp* část trojúhelníku záporná, zatímco pro *down-chirp* část kladná. Informace v této části jsou čerpány z práce [17].

Pokud je rozdíl absolutních hodnot těchto frekvencí roven nule, objekt se nepohybuje. Signál nepohybujícího se objektu lze vidět na obrázku 3.5. Beat frekvence je v tomto případě rovna hledané frekvenci pro vzdálenost a lze ji vypočítat podle vztahu

$$f_b = f_r = \frac{4\Delta f_m R}{t_m c}, \quad (3.8)$$

kde f_b je beat frekvence, R vzdálenost objektu, f_r frekvence pro výpočet vzdálenosti, t_m perioda modulace, f_m modulační hloubka a c rychlost světla. Úpravou této rovnice dostaneme vztah pro výpočet výsledné vzdálenosti R :

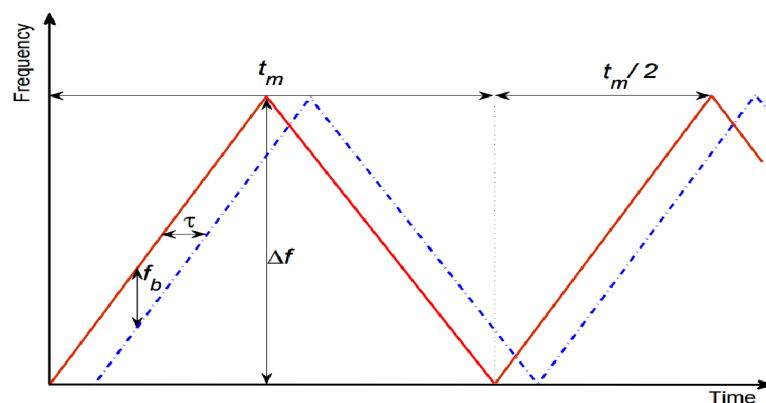
$$R = \frac{t_m c}{4\Delta f_m} f_r. \quad (3.9)$$

Pokud se objekt pohybuje, dojde působením Dopplerova jevu ke změně frekvencí na *up-chirp* a *down-chirp* částech trojúhelníku. To způsobí zvýšení nebo snížení frekvenčního posunu, viz obrázek 3.6.

V případě pohybujícího objektu tedy musíme vypočítat dílčí beat frekvence na obou částech signálu v rámci jedné periody. Beat frekvenci na rostoucí části lze vypočítat podle vztahu 3.10, na klesající pak podle vztahu 3.11.

$$f_{b1} = f_r - f_d \quad (3.10)$$

$$f_{b2} = f_r + f_d \quad (3.11)$$



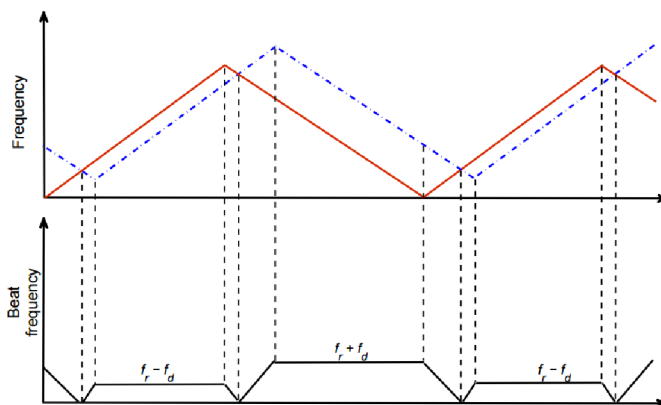
Obrázek 3.5: Graf průběhu trojúhelníkově modulovaného signálu nepohybujícího se objektu. Červená čára představuje vysílaný a modrá přijatý signál. Obrázek převzat z [17].

Frekvence pro výpočet vzdálenosti pak lze získat jako průměrnou beat frekvenci rostoucí a klesající části na základě vztahu 3.12 a Dopplerovu frekvenci vypočteme vztahem 3.13.

$$f_r = \frac{f_{b1} + f_{b2}}{2} \quad (3.12)$$

$$f_d = \frac{f_{b1} - f_{b2}}{2} \quad (3.13)$$

Dosazením těchto frekvencí do vztahů 3.9 a 3.5 vypočítáme vzdálenost a relativní rychlost cílového objektu.



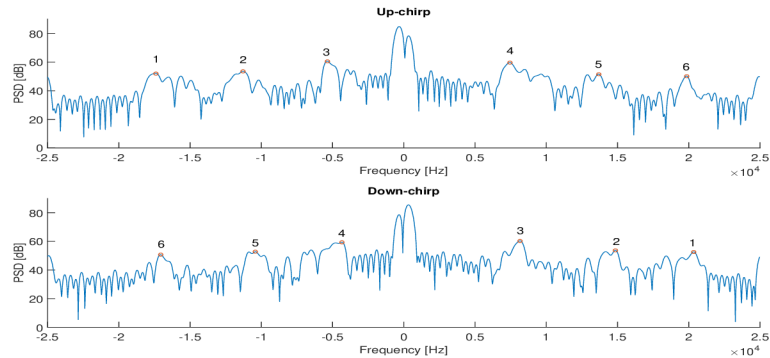
Obrázek 3.6: Graf průběhu trojúhelníkově modulovaného signálu pohybujícího se objektu. Červená čára představuje vysílaný a modrá přijatý signál. Spodní graf ukazuje průběh beat frekvence v jednotlivých částech trojúhelníku. Obrázek převzat z [17].

Metody pro detekci více objektů

Výše zmíněné průběhy frekvenční modulace jsou použitelné pouze v případě, kdy radarem detekujeme právě jeden objekt. Kupříkladu trojúhelníková modulace sice rozliší více ob-

jektů, nicméně nedokáže informace o nich správně asociovat. Frekvence na up-chirp hraně a down-chirp hraně mohou být jinak seřazené vlivem Dopplerova posunu a není možné je sekvenčně párovat mezi sebou. Následkem chybné asociace dochází ke vzniku falešných cílů, duchů (*ghost targets*). Tyto cíle na radaru vystupují jako skutečné, nicméně v reálu vůbec neexistují. Abychom byli schopni správně asociovat odpovídající objekty a redukovat počet falešných cílů, potřebujeme komplexnější frekvenční modulační průběhy.

Problém falešných cílů je naznačen na obrázku 3.7. Zde vidíme frekvenční spektra up-chirp a down-chirp částí trojúhelníkově modulovaného signálu.



Obrázek 3.7: Frekvenční spektrum obou částí trojúhelníkově modulovaného signálu.

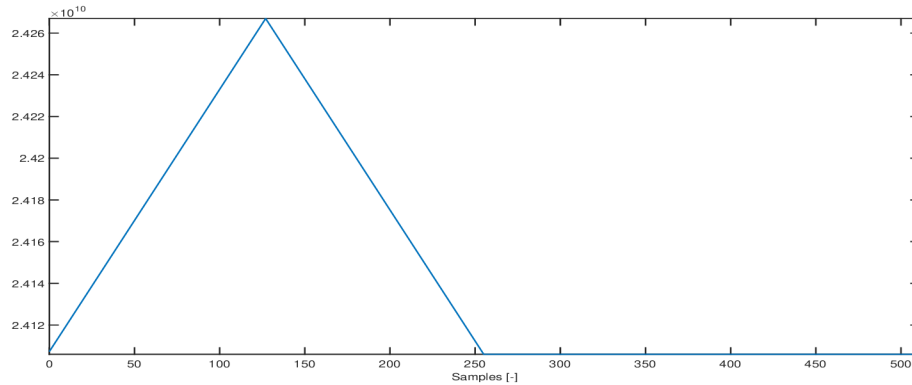
Označená frekvenční maxima znamenají jednotlivé detekované objekty. Abychom mohli správně detekovat a změřit objekty, musíme asociovat odpovídající maxima na obou částech trojúhelníku. Platí, že vrcholy se stejným číslem k sobě patří a v reálné situaci odpovídají konkrétnímu objektu. Asociaci jednotlivých objektů můžeme provést na základě vztahu

$$f_{b+n} = -f_{b-i} + f_d, \quad (3.14)$$

kde f_+ je frekvence na up-chirp části, f_- je frekvence na down-chirp části a f_d je Dopplerova frekvence. Na základě grafů a vztahu 3.14 lze vyčíslit, že spektra jsou ovlivněna Dopplerovým jevem. Protože však nemáme k dispozici žádnou informaci o Dopplerově frekvenci a předpokládáme, že se jednotlivé objekty mohou pohybovat do různých směrů, nejsme schopni deterministicky asociovat konkrétní maxima. Už v případě, kdy by se objevily dvě různé Dopplerovy frekvence, mohlo by dojít k situaci, kdy se na základě vztahu 3.14 spárují vrcholy [4,4] a [4,5]. Tím by došlo ke vzniku výše zmíněného falešného objektu.

Mezi známé a často používané modulační průběhy vycházející ze základního trojúhelníkového tvaru patří trojúhelníková modulace s Dopplerovou frekvencí nebo modulace více trojúhelníků. V této práci je využita první jmenovaná metoda.

Trojúhelníková modulace s Dopplerovou frekvencí Tato metoda využívá kromě běžné trojúhelníkové modulace další část, která není nijak modulována. Na této části lze zachytit a změřit čistou Dopplerovu frekvenci. Díky této nemodulované části je možné eliminovat falešné objekty. Algoritmus eliminace duchů je podrobně popsán v sekci 5.2. Modulační průběh je zobrazen na obrázku 3.8.



Obrázek 3.8: Modulační průběh trojúhelníkové modulace s Dopplerovou frekvencí.

3.3 Radarová rovnice

Radarová rovnice nám umožňuje spočítat teoretický maximální dosah, na který je radar schopný detekovat objekt. Popisuje fyzikální závislosti od šíření vln ze zdroje vlnění, až po zpětné přijímání odraženého signálu. Základní a nejběžnější rovnice pro radary využívající jednu anténu k vysílání i přijímání signálu má tvar

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G_t A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{min}}}, \quad (3.15)$$

kde R_{max} je maximální dosah radaru, P_t je výkon vysílání vlnění, G_t je zisk antény, σ je radiolokační odrazná plocha cíle (měří se v jednotkách plochy a je mírou energie odražené od cíle zpět ve směru radaru), A_e je efektivní plocha antény a S_{min} udává minimální detekovatelný signál. Pro daný radarový systém můžeme hodnoty P_t , G_t a A_e považovat za konstantní, jelikož se příliš nemění. Naopak hodnota radiolokační odrazné plochy σ se může podle potřeby měnit. energii menší než je nejmenší detekovatelná energie S_{min} nelze přijmout, protože se ztratí v okolním šumu. Rovnicí 3.15 tedy lze spočítat maximální dosah radaru, na který je schopen detekovat minimální přijatou energii.

Informace uvedené v této kapitole byly čerpány ze zdrojů [19] a [21].

Kapitola 4

Zpracování radarového signálu

V této kapitole jsou popsány základní principy zpracování signálu, mezi které patří např. převod analogového signálu na digitální nebo frekvenční analýza.

4.1 Analogově-digitální převod

Signál na výstupu radaru je analogový (spojitý). Aby bylo možné jeho digitální zpracování, je nutné jej převést pomocí A/D převodníku. Převod lze rozdělit na dva procesy – vzorkování a kvantování. Informace v této kapitole byly čerpány ze zdrojů [4] a [20].

Vzorkování

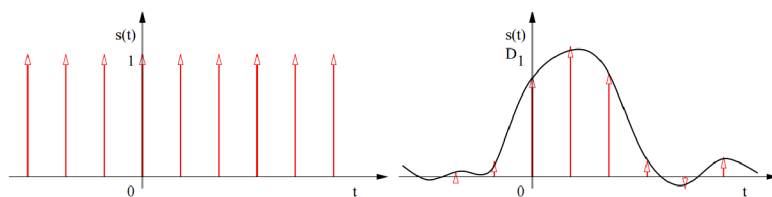
Vzorkování je proces transformace spojitého signálu na odpovídající diskrétní signál. Ideálního vzorkování lze dosáhnout násobením původního analogového signálu periodickým sledem Diracových impulsů, což jsou nekonečně úzké a vysoké impulsy, jejichž mocnost je rovna jedné. Výsledkem pak je opět sled Diracových impulsů, avšak s mocnostmi danými hodnotami původního signálu. Nicméně v praxi takový impuls nelze v počítači vygenerovat. K reálnému vzorkování se využívá periodických sledů obdélníkových impulsů nenulové šířky. Je nutné zajistit, aby nevzniklo zkreslení signálu kvůli zvolené šířce obdélníků. Výsledkem vzorkování je konečný počet vzorků analogového signálu snímaný se vzorkovací frekvencí f_s . Ilustrace signálu navzorkovaného Diracovými impulsy je na obrázku 4.1, příklad praktického vzorkování pak na obrázku 4.2.

Aliasing a vzorkovací teorém Při vzorkování je vhodné vyhnout se jevu zvanému aliasing. Tento jev nastává při použití příliš nízké vzorkovací frekvence f_s . Dojde k překrytí spekter jednotlivých vzorků a sčítání jejich okrajových částí mezi sebou. Z toho důvodu již není možné rekonstruovat navzorkovaný signál do původní podoby. Grafické znázornění signálu ovlivněného aliasingem se nachází na obrázku 4.3.

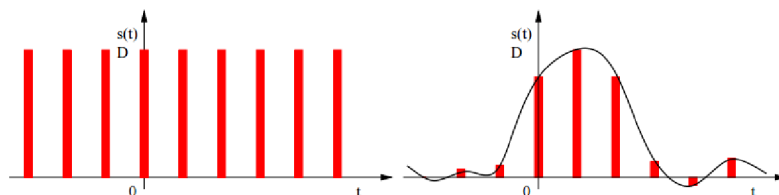
Aliasingu se dá předejít splněním vzorkovacího teorému (také Nyquistův teorém nebo Shannonův-Kotelnikovův teorém). Ten udává podmínku pro ideální vzorkování. Jeho znění se nachází v rovnici 4.1:

$$f_s > 2f_{max}, \quad (4.1)$$

kde f_s je vzorkovací frekvence a f_{max} je maximální frekvence obsažená v signálu.



Obrázek 4.1: Ideální vzorkování signálu užitím sledu Diracových impulsů. Obrázek byl převzat z [4].



Obrázek 4.2: Reálné vzorkování signálu sledem obdélníkových impulsů. Obrázek byl převzat z [4].

Kvantování

Vzorkováním jsme získali konečný počet diskrétních vzorků původního analogového signálu. Nicméně tyto vzorky musí být pro další zpracování dále upraveny, protože obsahují příliš velké množství informací. Aplikuje se proces jednorozměrné úrovněvé diskretizace – kvantování signálu, který provádí tzv. kvantizér. Podstatou kvantování je zaokrouhlení hodnot signálu na předem definované kvantizační hladiny.

Proces kvantování se řídí rozhodovacími úrovněmi, které se v případě lineárního kvantování nachází v polovině vzdálenosti mezi jednotlivými kvantizačními hladinami. Počet bitů, na kterých budou jednotlivé vzorky uloženy, je dán vztahem

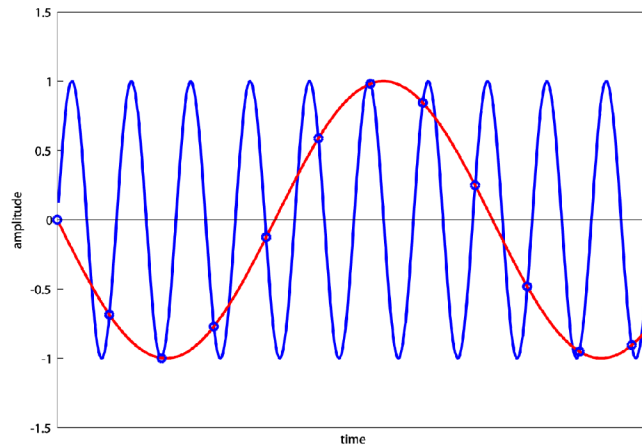
$$L = 2^b. \quad (4.2)$$

Veličina b v rovnici 4.2 je počet bitů pro uložení jednoho vzorku L . Například při hodnotě $b = 8$ máme celkem 256 kvantizačních hladin.

Kvantování také diskrétní signál omezuje. Maximální kvantizační hladina udává hranici, jež amplituda vzorku nikdy nesmí přesáhnout. Pokud je hodnota amplitudy větší než maximální kvantizační hladina, dojde k omezení signálu shora a zároveň dojde k tvarovému zkreslení. Při zpětném převodu z digitálního na analogový signál se nám již nepodaří rekonstruovat původní signál. Toto zkreslení se nazývá kvantizační šum a jeho množství lze zjistit výpočtem poměru signálu šumu. Grafickou ilustraci kvantování lze vidět na obrázku 4.4.

4.2 Předzpracování signálu

Po převodu signálu z analogové podoby do digitální je s ním vhodné provést několik dalších operací. Mezi tyto operace patří například odstranění stejnosměrné složky a segmentace signálu nebo aplikace okénkové funkce. Tyto operace budou popsány v následující kapitole. Informace byly čerpány ze zdrojů [4], [12].



Obrázek 4.3: Příklad vlivu aliasingu na rekonstrukci signálu. Modrý průběh je původní signál, červený průběh je signál rekonstruovaný po vzorkování s nedodržením vzorkovacího teoremu. Obrázek byl převzat z <http://digitalsoundandmusic.com/5-3-4-mathematics-and-algorithms-for-aliasing/>.

Odstranění stejnosměrné složky signálu

Stejnosemřná složka je běžnou, ale v případě radarů nechtěnou součástí signálu. Je vyjádřena jako střední hodnota signálu. Nechtěná je proto, že se ve spektru signálu projevuje na nulové frekvenci. Tím může zastínit požadované informace, které potřebujeme získat ze spektra daného signálu.

Odstranění stejnosměrné složky lze provést odečtením střední hodnoty signálu podle vztahu 4.3:

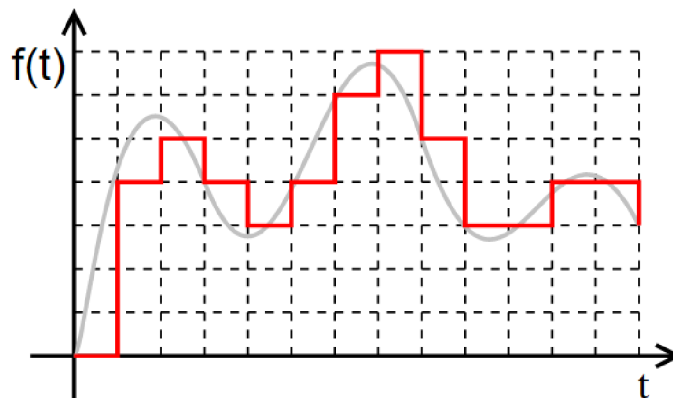
$$s'[n] = s[n] - \mu_s, \quad (4.3)$$

kde $s'[n]$ je hodnota signálu po odečtení stejnosměrné složky, $s[n]$ je původní hodnota signálu a μ_s je střední hodnota signálu, která se vypočte podle vztahu 4.4. [4]

$$s = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N s[n] \quad (4.4)$$

V Matlabu existuje funkce `mean`, která vypočítá střední hodnotu zadaných vzorků. Stejnosemřná složka může být ze signálu odstraněna

- *po segmentech* – lze použít, pokud jsou data doručována po segmentech předem známé velikosti. V každém segmentu je pak spočítána střední hodnota a ta je následně od signálu odečtena. Výhodou tohoto přístupu je větší přesnost (střední hodnota se počítá pouze pro malý vzorek dat).
- *v reálném čase* – pokud radar pracuje v reálném čase, pak je vhodné k odstranění stejnosměrné složky použít filtr. Ten predikuje hodnotu signálu v budoucnosti a na základě této hodnoty pak počítá střední hodnotu vzorků. Přesnost této metody je výrazně ovlivněna kvalitou použitého filtru.



Obrázek 4.4: Příklad procesu kvantování signálu. Šedě je zobrazen původní spojité signál, červeně pak jeho průběh po kvantování. Obrázek byl převzat z [https://cs.wikipedia.org/wiki/Kvantov%C3%A1n%C3%AD_\(sign%C3%A1l\)](https://cs.wikipedia.org/wiki/Kvantov%C3%A1n%C3%AD_(sign%C3%A1l)).

Segmentace signálu

Další využívanou technikou předzpracování signálu je jeho rozdělení na rámce (segmenty). Hlavním důvodem je předpoklad, že signál je stacionární. Radarový signál však můžeme považovat za náhodný a tedy nestacionární. Pokud ovšem rozdělíme signál na menší rámce, zajistíme tím, že v rámci jednotlivých segmentů je signál stacionární. Dalším důvodem segmentace signálu je samotné zpracování diskretní Fourierovou transformací. Tu lze provést pouze nad vzorkem signálu s konečným časovým intervalem. Nekonečný signál tedy lze rozdělit na jednotlivé rámce, jež lze postupně zpracovat diskretní Fourierovou transformací.

Důležitou vlastností rámce je jeho délka, která ovlivňuje rozlišovací schopnost frekvenční analýzy. Ta by měla být dostatečně malá, aby bylo možné pokládat daný úsek signálu za stacionární, zároveň však dostatečně velká, aby bylo možné odhadnout požadované parametry s dostatečnou přesností. Krátké rámce nám poskytují dobré rozlišení v časové oblasti, zatímco dlouhé rámce v oblasti frekvenční. Typicky volíme délku rámce jako mocninu čísla 2 kvůli vhodnosti pro zpracování rychlou Fourierovou transformací (viz kapitola 4.3).

Pro plynulejší přechod změn hodnot ve spektru lze použít techniku překrývání rámců. Existují dva základní přístupy:

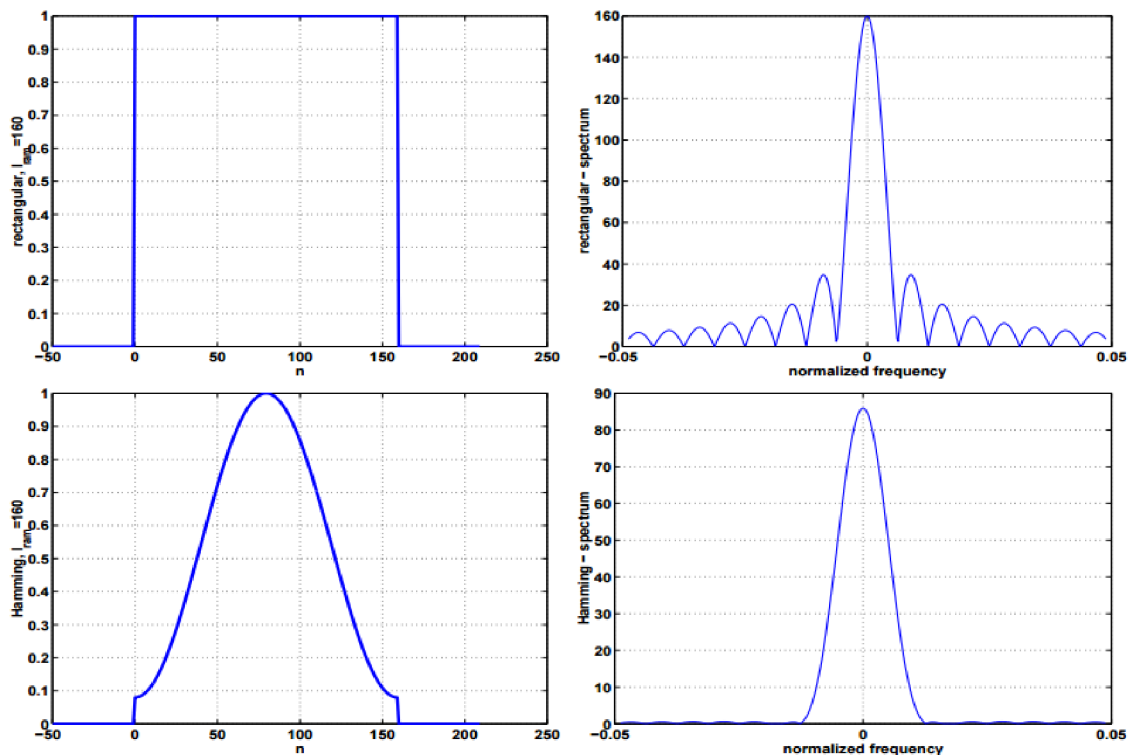
- malé nebo žádné překrytí – malé vyhlazení průběhu signálu, okrajové hodnoty sousedních rámců se mohou skokově lišit, rychlý časový posun v signálu, nízké nároky na výkon procesoru a spotřebu paměti.
- velké překrytí – průběhy jsou vyhlazené, sousední rámce na sebe přesně navazují, pomalý časový posun, velké nároky na výkon procesoru a paměť, příliš velká podobnost jednotlivých rámců.

V případě frekvenčně modulovaného signálu je však použití překrývání rámců prakticky nepoužitelné. Překrytím by došlo k narušení periodického modulačního průběhu a nebylo by tak ze signálu možné získat potřebné informace.

Okénková funkce Při segmentaci signálu se zároveň aplikuje tzv. okénková funkce. Důvodem jejího použití je potřeba mít periodický signál pro zpracování diskretní Fourierovou

transformací. Rámce vzniklé segmentací mají obvykle odlišné okraje a tyto diskontinuity se po provedení DFT negativně projeví ve spektru signálu. Okénkové funkce vhodným způsobem upravují signál tak, aby po provedení diskrétní Fourierovy transformace nevznikl spektrální rozptyl. Aplikace okénkové funkce na rámec spočívá ve vynásobení rámce a okénkové funkce v časové oblasti. Ve spektrální oblasti to představuje konvoluci spekter obou funkcí.

Existuje velké množství různých okénkových funkcí. Nejjednodušší z nich je pravoúhlé okno. To pouze vyřízne danou část vstupního signálu, nijak však neovlivňuje jeho průběh. Nejčastěji používanou funkcí je Hammingovo nebo Hannovo okno (varianta Hammingova okna). Obě tyto funkce vyříznou danou část vstupního signálu a zároveň jej utlumí na okrajích. Tyto funkce mají dobré frekvenční a amplitudové rozlišení a nejefektivněji potlačí spektrální rozptyl. Srovnání pravoúhlého a Hammingova okna v časové a frekvenční oblasti se nachází na obrázku 4.5.



Obrázek 4.5: Srovnání pravoúhlého a Hammingova okna. Vlevo jsou obě funkce v časové oblasti, zatímco vpravo je vidět jejich vliv na spektrum signálu ve frekvenční oblasti. Z obrázků je zjevné, že Hammingovo okno výrazně utlumuje signál na okrajích segmentů. Obrázek byl převzat ze zdroje [4].

Zero padding

Frekvenční spektrum nemusí po provedení diskrétní Fourierovy transformace (viz 4.3) obsahovat dostatečné množství bodů pro přesné určení maximální amplitudy signálu. V takovém případě by bylo nutné hodnoty spektra interpolovat, což je výpočetně náročná operace. Místo interpolace lze před provedením Fourierovy transformace použít metodu *zero padding*, což je přidání nulových hodnot na konec rámce signálu. Tím se prodlouží délka rámce,

avšak bez vlivu na informace v něm obsažené. Po provedení Fourierovy transformace se nám zobrazí více bodů a můžeme tak přesněji určit maximální amplitudu signálu.

Čím více nul na konec signálu přidáme, tím detailnější a přesnější výsledek Fourierovy transformace bude. Nicméně pokud již dosáhneme dostatečného rozlišení, je přidávání dalších nul kontraproduktivní, protože již nebude mít vliv na výsledné spektrum signálu a pouze prodlužuje výpočet spektra.

Kromě rozšíření signálu z důvodu vyššího rozlišení spektra po Fourierově transformaci se zero padding také využívá k rozšíření signálu na délku mocniny čísla 2. Taková délka je vyžadována pro zpracování Fourierovou transformací.

4.3 Frekvenční analýza

Vstupní signál je zaznamenán v časové doméně. Pro další analýzu a zpracování radarového signálu jej však potřebujeme převést do domény frekvenční. Tento převod se nejčastěji realizuje pomocí Fourierovy transformace (FT). Vezmeme-li v úvahu, že jsme vstupní signál navzorkovali, transformaci provedeme pomocí diskretní Fourierovy transformace (DFT). Výsledkem DFT je spektrální funkce (zkráceně spektrum).

Diskretní Fourierova transformace je matematická procedura využívaná k určení harmonického nebo frekvenčního obsahu posloupnosti diskretního signálu. Rovnice DFT má tvar

$$X[m] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi \frac{nm}{N}}, m = [0, N - 1]. \quad (4.5)$$

V rovnici 4.5 značí $x[n]$ diskretní posloupnost vstupních vzorků, e je základ přirozeného logaritmu, j je imaginární složka signálu, n reprezentuje časový index vstupních vzorků, N pak počet vzorků vstupního signálu a zároveň počet frekvenčních bodů ve výstupu DFT, m značí index vzorku ve frekvenční doméně. Konečně, $X[m]$ je výstupní matematická složka DFT vypočtená jako součet komplexních exponenciál ve frekvenční dimenzi.

Speciální význam má výpočet DFT pro hodnotu $m = 0$. V tomto případě se úplně vyruší imaginární složka a vypočítáme hodnotu stejnosměrné složky signálu podle vztahu 4.6. Z tohoto důvodu jsme dříve provedli odstranění stejnosměrné složky signálu, pokud bychom to neudělali, v této chvíli by mohla ovlivnit výsledné spektrum signálu.

$$X(0) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]. \quad (4.6)$$

Hodnota prvku DFT $X[m]$ odpovídá zastoupení frekvence f v signálu podle vztahu

$$f = \frac{k}{N}f_s, \quad (4.7)$$

kde N je celkový počet vzorků a f_s je vzorkovací frekvence.

Vstupem DFT může být buď komplexní, nebo reálný signál. Zatímco komplexní vstupní signál má v modulovém spektru pouze jednu frekvenční špičku, reálný signál je symetrický v modulovém spektru (rovnice 4.9) a má opačné fáze v argumentovém spektru (rovnice 4.10). Můžeme říct, že obě poloviny spektra jsou komplexně sdružené podle rovnice 4.8.

$$X[m] = X^*[N - m] \quad (4.8)$$

$$|X[m]| = |X[N - m]| \quad (4.9)$$

$$\arg X[m] = -\arg X[N - m] \quad (4.10)$$

Problém standardní diskrétní Fourierovy transformace je množství provedených komplexních součinů, z nichž část je redundantní (opakující se výpočet stejného výrazu). To klade velké nároky na výpočetní výkon procesoru. Počet provedených operací roste kvadraticky s počtem vstupních vzorků, N^2 .

S řešením tohoto problému přišli v roce 1965 pánové Cooley a Tukey – vytvořili velice efektivní algoritmus nazvaný rychlá Fourierova transformace (FFT z anglického *Fast Fourier Transformation*). Tento algoritmus redukuje počet komplexních součinů, přičemž podává totožné výsledky jako běžná diskrétní Fourierova transformace. Počet provedených operací je logaritmický, $N \cdot \log_2 N$. FFT je implementováno ve většině matematických programů včetně Matlabu. [12]

Spektrální hustota výkonu

Spektrální hustota výkonu je vyjádření, jak jsou konkrétní frekvence ve frekvenčním spektru zastoupeny, tedy jaký mají výkon. Běžně se k jejímu označení používá zkratka PSD (z anglického *Power Spectral Density*). Vstupem pro její výpočet je frekvenční spektrum získané Fourierovou transformací. Hodnota každé frekvence PSD se pak vypočítá podle vztahu

$$X_{dB}(m) = 10 \log_{10}(|X(m)|^2). \quad (4.11)$$

Kapitola 5

Detekce objektů zachycených radarem

Výstupem z Fourierovy transformace je frekvenční spektrum konkrétního rámce signálu. Objekty detekované radarem jsou ve frekvenčním spektru reprezentovány jednotlivými maximy, tzv. *peaky*. Protože potřebujeme detekovat více než jen jeden objekt, nestačí ve spektru najít pouze nejvyšší vrchol reprezentující nejvýraznější objekt před radarem, ale i další, ne tak výrazné peaky reprezentující vzdálenější nebo méně výrazné objekty. Zároveň jsou ve frekvenčním spektru přítomné i různé parazitní frekvence. Potřebujeme tedy nějaký sofistikovaný detekční algoritmus.

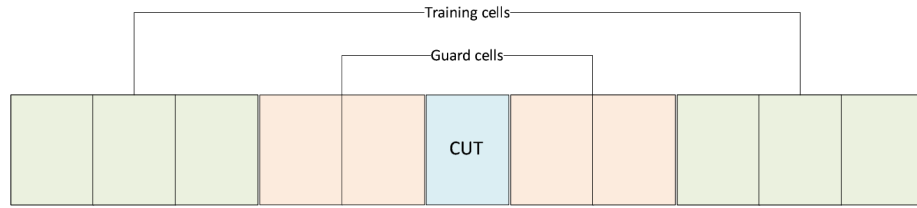
Pokud bychom použili pevný práh, jehož překročení signálem bychom interpretovali jako detekovaný objekt, vedlo by to v případě radarového signálu k nepřesným výsledkům. Zvolíme-li příliš nízkou hodnotu prahu, pak dojde k velkému množství chybně detekovaných objektů. Naopak při zvolení velmi vysokého prahu výrazně snížíme citlivost detekce objektů, nebudeme schopni detekovat cíle s nízkou odezvou. Tyto problémy lze redukovat použitím algoritmů přizpůsobujících detekční práh na základě aktuálních hodnot signálu. [19]

5.1 CFAR algoritmus

Jedním z nejpoužívanějších algoritmů přizpůsobujících detekční práh signálu jsou ve světě radarů CFAR algoritmy. Zkratka CFAR pochází z anglických slov *Constant-False-Alarm Rate*, což bychom mohli volně přeložit jako konstantní míra falešných poplachů, v případě radarů spíše detekcí. Jak již bylo naznačeno, CFAR algoritmus porovnává amplitudu signálu s prahovou hodnotou a na základě tohoto porovnání rozhodne, zda je, či není radarem detekován objekt. Prahová hodnota není konstantní, ale přizpůsobuje se podle hodnot v okolí daného bodu. Informace v této kapitole byly čerpány ze zdrojů [18], [15], [3], [16].

Základní princip variant CFAR algoritmů je podobný. Každý vzorek ve frekvenční oblasti je nazýván buňka. Existuje testovací buňka, obvykle označovaná jako CUT (z anglického *Cell Under Test*). Její okolí považujeme za referenční buňky. Ty se skládají z referenčních (*Reference/Training cells*) a chráněných (*Guard cells*) buněk. Ilustrace uspořádání buněk signálu lze vidět na obrázku 5.1. Na základě hodnot referenčních buněk se vypočítá odhad výkonu. Guard buňky se na výpočtu odhadu nepodílejí, abychom se vyhnuli ovlivnění odhadu blízkým okolím CUT buňky. Hodnota prahu se pak vypočítá na základě odhadu výkonu referenčních buněk a konstanty ovlivňující pravděpodobnost chybné detekce (ang-

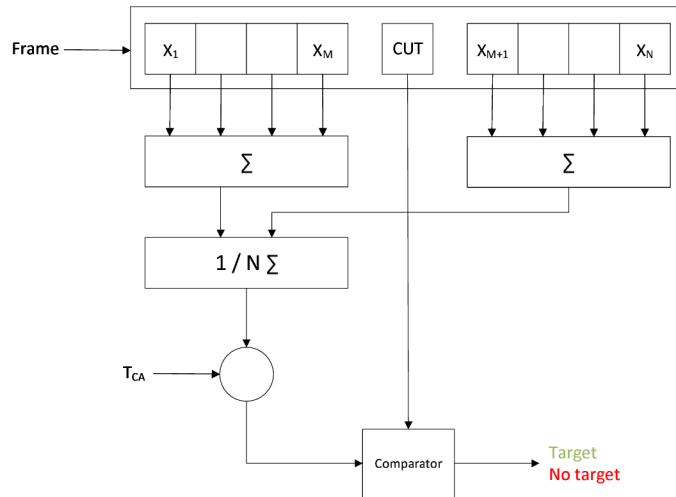
licky probability of false alarm). CFAR algoritmy umožňují udržet tuto pravděpodobnost na konstantní hodnotě.



Obrázek 5.1: Ilustrace významu buněk pro algoritmy CFAR.

Cell-averaging CFAR

Cell-averaging algoritmus je nejzákladnější a nejjednodušší variantou CFAR detekce. Odhad výkonu referenčních buněk se vypočítá jednoduše jako aritmetický průměr výkonů jednotlivých buněk. Tato hodnota je pak vynásobena konstantou ovlivňující pravděpodobnost chybné detekce. Hodnota CUT se porovná s vypočteným lokálním prahem a získáme výsledek detekce pro danou CUT. Schéma výpočtu se nachází na obrázku 5.2.



Obrázek 5.2: Schéma CA CFAR algoritmu.

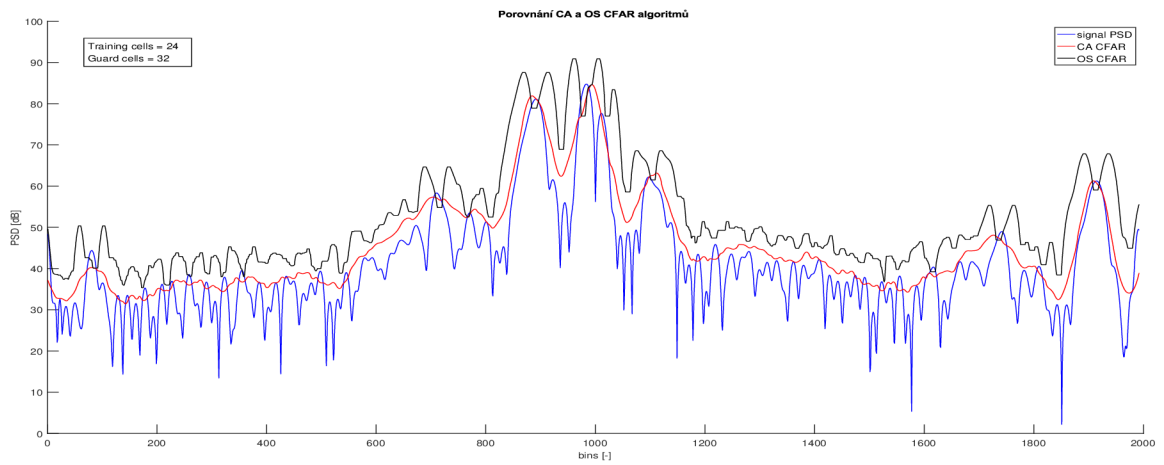
Výkonnost CA CFAR algoritmu je nejlepší, pokud použijeme velké množství referenčních buněk. Zároveň dochází ke zvýšení výpočetní náročnosti. Referenční buňky však musí splňovat několik podmínek – být nezávislé a identicky rozložené a řídit se exponenciálním rozložením. Kvůli přítomnosti interference a rušení signálu však v praxi není možné těmto podmínkám vyhovět. Pokud se například v signálu objevuje několik interferencí, detekční práh je výrazně zvýšen, což vede k maskování cílů. Bylo dokázáno, že již v situaci, kdy se nachází před radarem blízko sebe dva objekty, mohou být oba dva zamaskovány. Z toho důvodu vzniklo množství modifikací základního algoritmu.

Ordered-statistic CFAR

OS CFAR nachází uplatnění zejména v situacích, kdy je detekováno více objektů. Tehdy má mnohem lepší výsledky ve srovnání s CA CFAR algoritmem. Umožňuje detekovat i méně výrazné objekty v těsné blízkosti dominantních objektů.

Na rozdíl od CA CFAR, jenž využívá k odhadu výkonu buněk v referenčním okně aritmetický průměr, OS CFAR získává odhad na základě hodnoty jedné buňky $X_{(k)}$ ze vzestupně seřazené posloupnosti hodnot referenčních buněk. V případě, kdy se v referenčním okně nachází pouze několik velkých amplitud, mají tyto amplitudy velmi malý efekt na odhad a následný výpočet detekční prahu. Díky tomu je možné detekovat i méně výrazné cíle.

Na rozdíl od CA CFAR, OS CFAR není založený na předpokladu homogenní hodnoty šumu a rušení v referenčním okně. Díky tomu lze pro tento algoritmus použít více testovacích buněk. Díky tomu má OS CFAR při použití 24 testovacích buněk lepší detekční výsledky než klasický CA CFAR využívající 16 buněk.



Obrázek 5.3: Porovnání CA a OS CFAR algoritmů na jednom rámcí reálného signálu.

5.2 Párovací algoritmus

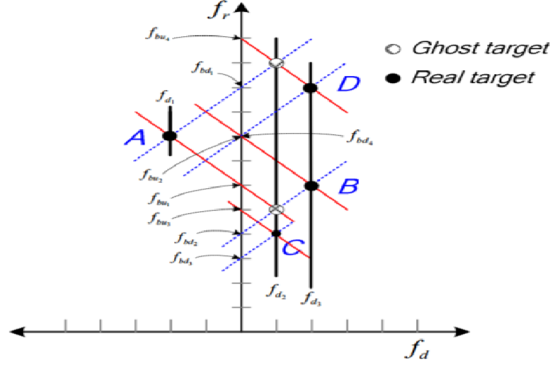
Problém vzniku falešných objektů z důvodu chybného párování odpovídajících beat frekvencí již byl diskutován v části 3.2. Algoritmus eliminující vznik duchů a využívající trojúhelníkové modulace s Dopplerovou frekvencí bude popsán v následující části. Metoda vychází z práce [7].

Při detekci více objektů máme k dispozici větší množství beat frekvencí na up-chirp i down-chirp částech. To vede k nejasnostem při jejich vzájemné asociaci a vzniku falešných objektů. Díky nemodulované části signálu máme k dispozici všechny Dopplerovy frekvence vyskytující se v signálu. Abychom mohli správně rozhodnout o odpovídajících párech beat frekvencí, musíme upravit asociační vztah 3.14 na vztah

$$f_{b+n} = -f_{b-i} - 2f_{d_k}. \quad (5.1)$$

Skutečné objekty jsou pak v range-velocity diagramu průnikem frekvencí rostoucí a klesající části s Dopplerovou frekvencí. Nicméně ani vylepšeným asociačním vztahem nejsme

v některých situacích schopni korektně přiřadit odpovídající beat frekvence. Taková situace může nastat ve chvíli, kdy má více objektů stejnou Dopplerovu frekvenci. Použitím vztahu 5.1 bychom získali místo dvou reálných objektů pouze jeden reálný a jeden falešný. Taková situace je znázorněna na obrázku 5.4



Obrázek 5.4: $f_r - f_d$ diagram čtyř reálných a dvou falešných cílů na průniku up-chirp(modré linie), down-chirp(červené linie) a Dopplerových(tučná černá linie) frekvencí. Obrázek byl převzat z článku [7].

Abychom problém nedetekovaných objektů vyřešili, použijeme algoritmus vycházející z rovnice 5.1. Ten dokáže správně rozpoznat a vyloučit i objekty na společné Dopplerově frekvenci. Jeho jádrem je výpočet množiny korelačních frekvencí f_{bc} podle vztahu

$$f_{bc_i} = f_{b+i} - 2 \sum_{k=1} f_{d_k}. \quad (5.2)$$

Up-chirp beat frekvence f_{b+i} je považována za referenční a ke každé této frekvenci je vypočtena množina korelačních frekvencí závislých na čisté Dopplerově frekvenci naměřené na nemodulované části signálu. Každý prvek množiny f_{bc_i} je následně porovnán se všemi prvky množiny f_b obsahující všechny detekované down-chirp beat frekvence. Na základě výsledků porovnávání je provedeno „hlasování“ k určení pravých objektů. Výsledek hlasování pro situaci z obrázku 5.4 vidíme v tabulce 5.1.

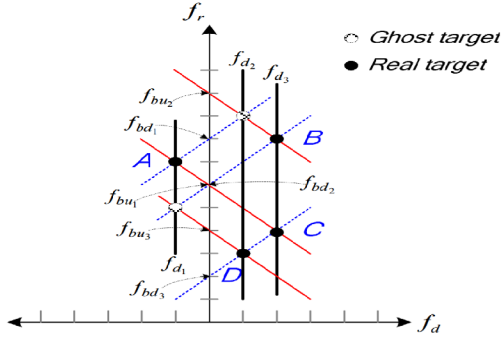
Z tabulky je patrné, že frekvence f_{bu_1} a f_{bu_4} k sobě mají přiřazenu více než jednu down-chirp frekvenci. Za předpokladu, že každá up-chirp beat frekvence může být párována pouze s jednou odpovídající down-chirp beat frekvencí, je možné vytvořit unikátní páry tak, jak je to naznačeno v tabulce 5.2.

f_{bd}	f_{bd_1}	f_{bd_2}	f_{bd_3}	f_{bd_4}
f_{bu_1}	1	1	0	0
f_{bu_2}	0	1	0	0
f_{bu_3}	0	0	1	0
f_{bu_4}	1	0	0	1

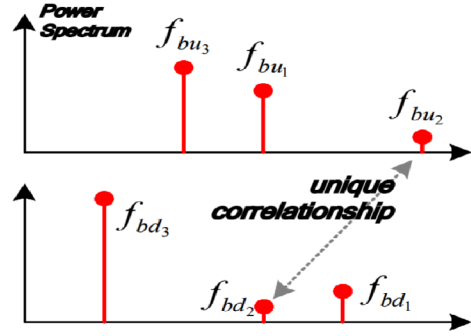
Tabulka 5.1: Výsledek párovací tabulky pro příklad z obrázku 5.4 po fázi hlasování a přidělení frekvencí.

f_{bd}	f_{bd_1}	f_{bd_2}	f_{bd_3}	f_{bd_4}
f_{bu_1}	A			
f_{bu_2}		B		
f_{bu_3}			C	
f_{bu_4}				D

Tabulka 5.2: Finální výsledek párovacího algoritmu pro příklad z obrázku 5.4 po rozdělení na unikátní dvojice.



Obrázek 5.5: $f_r - f_d$ diagram čtyř reálných a dvou falešných objektů. Obrázek pochází z práce [7].



Obrázek 5.6: Spektrální hustoty výkonů frekvencí pro situaci z obrázku 5.5. Obrázek pochází z práce [7].

Nejhorší případ, jaký může nastat, ukazuje obrázek 5.5. V této situaci mohou být všechny up-chirp frekvence spárovány se dvěma down-chirp frekvencemi. Mimo jiné to znamená, že některý z reálných objektů má stejnou Dopplerovu frekvenci s jiným objektem. Tabulka 5.3 ukazuje, že není možné získat výše uvedeným párovacím algoritmem unikátní frekvenční páry, protože při pokusu o odstranění falešných cílů hrozí riziko odstranění reálného cíle.

f_{bd}	f_{bd_1}	f_{bd_2}	f_{bd_3}
f_{bu}			
f_{bu_1}	1	0	1
f_{bu_2}	1	1	0
f_{bu_3}	0	1	1

Tabulka 5.3: Párovací tabulka po hlasování na základě korelace frekvencí.

f_{bd}	f_{bd_1}	f_{bd_2}	f_{bd_3}
f_{bu}			
f_{bu_1}	1	0	1
f_{bu_2}	1	2	0
f_{bu_3}	0	1	1

Tabulka 5.4: Párovací tabulka po hlasování na základě korelace spektrálních hustot výkonu.

f_{bd}	f_{bd_1}	f_{bd_2}	f_{bd_3}
f_{bu}			
f_{bu_1}	A		C
f_{bu_2}		B	
f_{bu_3}			D

Tabulka 5.5: Výsledná párovací tabulka obsahující čtyři reálné objekty.

V takovém případě se využívá druhého hlasování, tentokrát na základě spektrální hustoty výkonu jednotlivých frekvencí. Ta určuje, jak je která frekvence ve frekvenčním spektru výrazná. Lze předpokládat, že up-chirp i down-chirp beat frekvence odražené od stejného objektu mají stejnou nebo blízkou podobnou hodnotu spektrální hustoty výkonu. Provedeme tedy porovnání kombinací získaných prvním hlasováním a asociujeme spolu frekvence s největší korelací spektrálních hustot výkonu. Z obrázku 5.6 je zřejmé, že nejpodobnější hodnoty spektrální hustoty výkonu mají frekvence f_{bu_2} a f_{bd_2} . Díky tomu můžeme tuto dvojici jednoznačně spárovat a přidělit jí další hlas, jak je znázorněno v tabulce 5.4. V tuto chvíli je možné vyloučit páry $[f_{bu_2}, f_{bd_1}]$ a $[f_{bu_3}, f_{bd_2}]$, protože jeden z jejich členů je již jednoznačně spárován s jinou frekvencí. Výsledné objekty získané tímto párovacím algoritmem obsahuje tabulka 5.5.

Kapitola 6

Návrh a implementace systému

V této kapitole je popsán model systému a jeho následná implementace v prostředí Matlab.

6.1 Návrh řešení

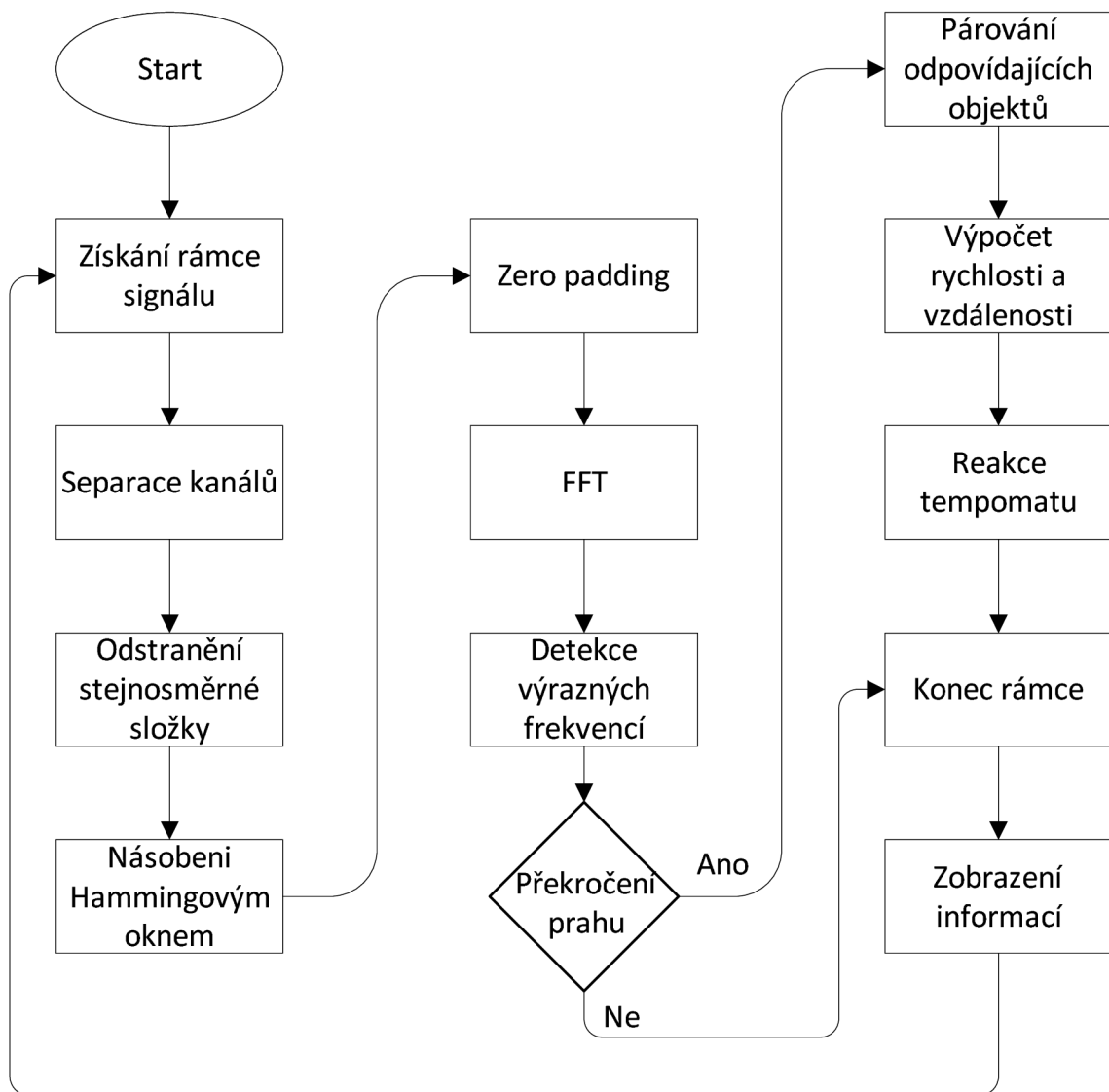
Navržený systém vychází z postupů popsaných v teoretické části práce a jeho schéma se nachází na obrázku 6.1.

Nejprve je potřeba získat rámec signálu, jenž se bude zpracovávat. Signál lze rozdělit na rámce díky přítomnosti synchronizačního bitu, reprezentovaného vysokou hodnotou, kterou signál nemůže nabýt. Rámec signálu pokrývá právě jednu modulační periodu.

Rámec se následně rozdělí na jednotlivé části, segmenty, podle zvoleného modulačního průběhu – při použití trojúhelníkové modulace s Dopplerovou frekvencí dojde k rozdělení na tři části – up-chirp, down-chirp a Dopplerovu. Každý segment pak projde samostatnou fází předzpracování vycházející z kapitoly 4.2. Nejprve se odstraní stejnosměrná složka v signálu. Následně se celý signál vynásobí okénkovou funkcí, v našem případě Hammingovým oknem. Díky tomu vypadá signál periodicky, což je vhodné pro následnou Fourierovu transformaci. Ještě před ní se aplikuje metoda zero padding, která zvětší rozlišení frekvenčního spektra po transformaci.

Fourierova transformace se provede implementačně optimální metodou - Rychlou Fourierovou transformací (FFT). Po ní získáme frekvenční spektra, která pro lepší vizualizaci převedeme na spektrální hustoty výkonů podle vztahu 4.11 a dále již pracujeme pouze se vzniklým výkonovým spektrem. Detekci nejvýraznějších frekvencí provedeme OS CFAR algoritmem popsaným v kapitole 5.1. Nalezené frekvenční vrcholy (peaky) pak korektně spárujeme algoritmem popsaným v kapitole 5.2.

Po úspěšném spárování vypočteme rychlost a vzdálenost detekovaných objektů a na základě těchto informací nastavíme vhodnou reakci tempomatu podle logiky v sekci 6.2. Celý proces se pro další segmenty opakuje.



Obrázek 6.1: Schéma navrženého systému.

6.2 Logika adaptivního tempomatu

Reakce navrženého adaptivního tempomatu se řídí pěti informacemi – vzdáleností k objektu, relativní rychlostí objektů vůči vozidlu, zvolenou rychlostí, kterou má tempomat udržovat, aktuální rychlostí vozidla a nastavením hranice bezpečné vzdálenosti. Navržený tempomat rozlišuje tři reakce na nastalou situaci – brzdění, udržování rychlosti a akceleraci.

Pokud před vozidlem není detekován žádný objekt, reakcí je zrychlení na nastavenou rychlost a její konstantní udržování. V případě detekovaného objektu záleží nejprve na jeho relativní rychlosti vůči vozidlu. Pokud se objekt vzdaluje a nachází se ve zvolené bezpečné vzdálenosti, reakcí tempomatu je zrychlení až na nastavenou rychlost. Pokud se nenachází v bezpečné vzdálenosti, reakcí je udržování aktuální rychlosti. Ta samá reakce nastane i v situaci, kdy se objekt přibližuje k vozidlu, ale stále se nachází v bezpečné vzdálenosti. Pokud se přibližující objekt dostane do kratší vzdálenosti než je bezpečná, dojde k brzdění.

6.3 Implementace

Implementace navrženého systému probíhala v prostředí Matlab. To je velmi vhodné pro zpracování signálů, jelikož obsahuje velké množství funkcí k tomu přímo určených. Většina z nich je k dispozici v rámci Signal processing toolboxu.

Základní skript zajišťující správné načítání radarových dat do Matlabu poskytl vedoucí práce, pan Ing. Maršík. Tento skript také provádí segmentaci signálu na základě synchronizačních bitů v modulovaném signálu.

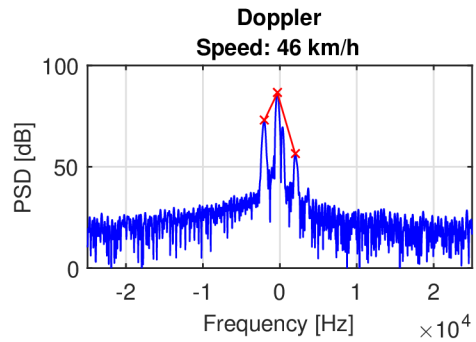
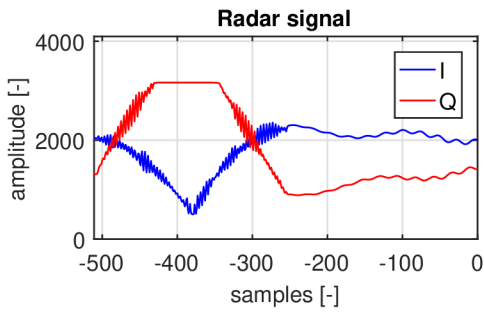
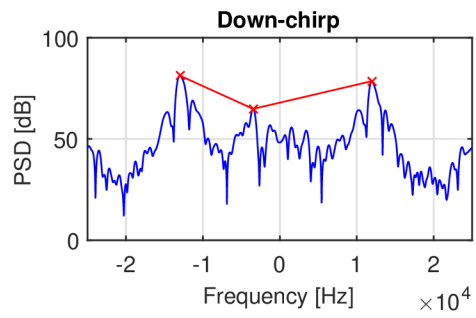
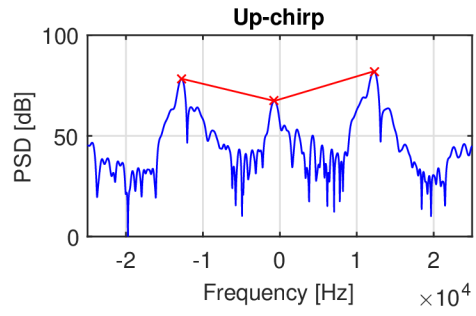
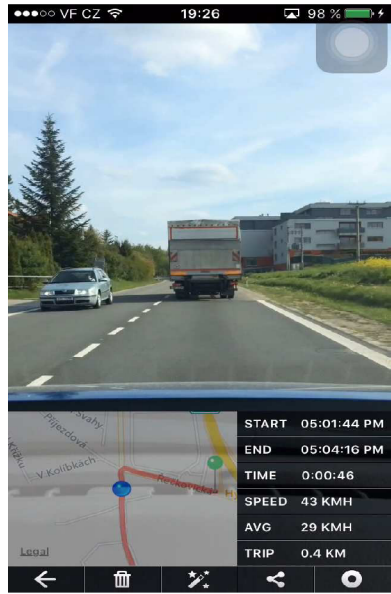
Předzpracování signálu probíhá podle postupů popsaných v kapitole 4. Dojde k odstranění stejnosměrné složky ze segmentu, aplikaci Hammingova okna a zero-paddingu. Ten se provede až v rámci Fourierovy transformace. Po té dojde k převodu frekvenčních spekter na spektrální hustoty výkonů.

Detekci dominantních frekvencí zajišťuje funkce `osCfarDetection`. Její implementace se řídí teorií uvedenou v kapitole 5.1. Použitý párovací algoritmus, popsaný v kapitole 5.2, implementují funkce `pairBeatFreqs` a `resolveDuplicates`.

Výpočet rychlostí a vzdáleností detekovaných objektů zajišťují funkce `computeRelativeSpeeds` a `computeObjectsRanges`. Logiku adaptivního tempomatu implementuje funkce `cruiseControlReaction`. Jejím výstupem je pouze textový řetězec popisující reakci na situaci.

Pro vizualizaci výsledků zpracování signálu bylo vytvořené jednoduché grafické rozhraní přímo v Matlabu. Levé části okna dominuje video záznam z testovací jízdy a spodní graf zobrazuje vstupní radarový signál. Grafy na pravé straně zobrazují po řadě výkonová spektra up-chirp, down-chirp a Dopplerovy části aktuálního segmentu. Video záznam je synchronní s aktuálně zpracovávaným rámcem signálu. Ve spodní části se nacházejí informace o relativní rychlosti a vzdálenosti nejvýraznějšího objektu a odpovídající reakce tempomatu. Ukázka grafického rozhraní je vidět na obrázku 6.2.

Parametry zadávané při spouštění jsou dva - první obsahující název souboru s nahranými daty (bez přípony `.rrc`) a druhým parametrem je číselná konstanta nastavující požadovanou rychlost tempomatu.



Closest object relative speed:-2.21 km/h Closest object range:9.21 m Action:Approaching, keep speed

Obrázek 6.2: Ukázka grafického rozhraní.

Kapitola 7

Měření a testování

Tato kapitola popisuje průběh měření testovacích dat a samotné testování implementované aplikace.

7.1 Použité radarové moduly

K-MC4 Analyzovaná data byla získána pomocí radarového modulu K-MC4 od společnosti RFbeam Microwave GmbH. Ten je zobrazen na obrázku 7.1. Informace o radarovém modulu pochází ze zdroje [14] a také z informací poskytnutých vedoucím práce.

Jedná se o FMCW radar se spojitou vlnou a schopností frekvenční modulace. Díky tomu je možné měřit rychlost i vzdálenost pozorovaného objektu současně. K-MC4 má jednu vysílací a dvě přijímací antény. Díky těmto vlastnostem je vhodný pro použití v dopravě nebo jako průmyslový senzor.

Základní charakteristiky modulu:

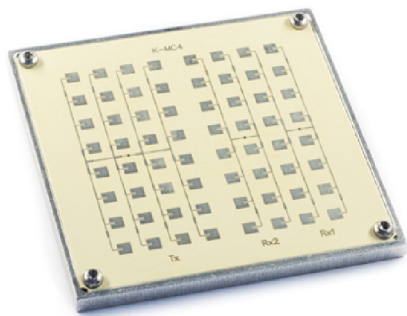
- Anténa vysílající s frekvencí 24 GHz
- Anténa pracující s azimutem 30° a elevací 12° (obrázek 7.2)
- Duální přijímací i vysílací antény
- Výstupní signál I (imaginární) a Q (reálný) pro každou anténu
- Frekvenční modulace v rozsahu 180 MHz
- Technologie Rapid Sleep Wakeup pro šetření energie
- Kompaktní konstrukce o rozměrech 78 mm x 98 mm x 7 mm

Protože radar disponuje dvěma přijímacími anténami, je možné provádět porovnání fáze mezi nimi a měřit úhel, ve kterém se objekt vzhledem k radaru nachází. Úhel objektu α lze vypočítat podle následující rovnice:

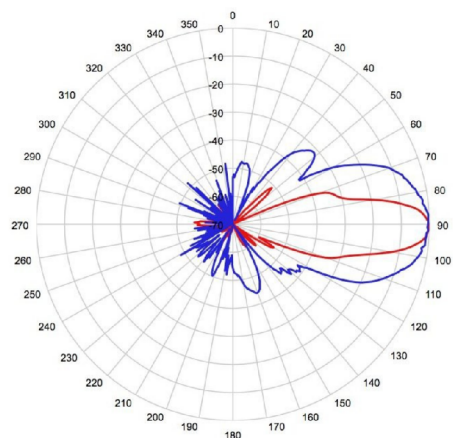
$$\alpha = \frac{\phi}{k}, \quad (7.1)$$

kde ϕ je fázový posun mezi signály z obou přijímacích antén a k je konstanta závisující na vzdálenosti antén a vlnové délce signálu, jejíž hodnota pro modul je 6,7.

K-MC4 dokáže detekovat pohybujícího se člověka až na vzdálenost 37 metrů a pohybující se vozidlo až do vzdálenosti 93 metrů.



Obrázek 7.1: K-MC4 Radar Transceiver. Obrázek pochází ze zdroje [14].



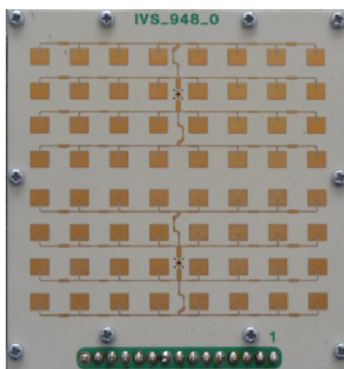
Obrázek 7.2: Charakteristika antény u K-MC4. Modrou barvou je znázorněn azimut a červenou elevace. Obrázek pochází ze zdroje [14].

IVS-948 Dalším použitým radarovým modulem byl IVS-948 od německé společnosti InnoSenT. Informace o modulu pochází z [8].

Základní charakteristiky modulu:

- Vysílací frekvence antény modulu je 24 GHz
- Frekvenční modulace v rozsahu 240 MHz
- Dva kanály umožňující detekci směru pohybu

Radarový modul je stejně jako K-MC4 vhodný pro monitorování dopravy nebo jako průmyslový senzor. Na rozdíl od K-MC4 neposkytuje možnost měřit úhel detekovaného objektu. Na druhou stranu disponuje lepšími modulačními vlastnostmi.



Obrázek 7.3: IVS-948 Radar Transciever. Obrázek pochází ze zdroje [8].

7.2 Sběr dat

Sběr dat proběhl ve spolupráci s panem Ing. Maršíkem, který poskytl oba výše zmíněné radarové moduly. Ty byly připevněny na čelní masku vozidla, tedy do míst, kde obvykle



Obrázek 7.4: Vozidlo s instalovaným K-MC4 radarovým modulem.



Obrázek 7.5: Vozidlo s instalovaným IVS-948 radarovým modulem.

mívají vozidla vybavená adaptivními tempomaty umístěny měřicí radary. Datové nahrávky byly zaznamenány k tomu určeným softwarem pana vedoucího. Nahrávky byly uloženy do speciálního souboru s příponou .rrc. Tento soubor obsahuje kromě samotných radarových dat také informace o nastavení radarového modulu, například údaj o vzorkovací periodě nebo délky jednotlivých modulačních částí. Tyto informace jsou v rámci rrc souboru uloženy ve formátu JSON.

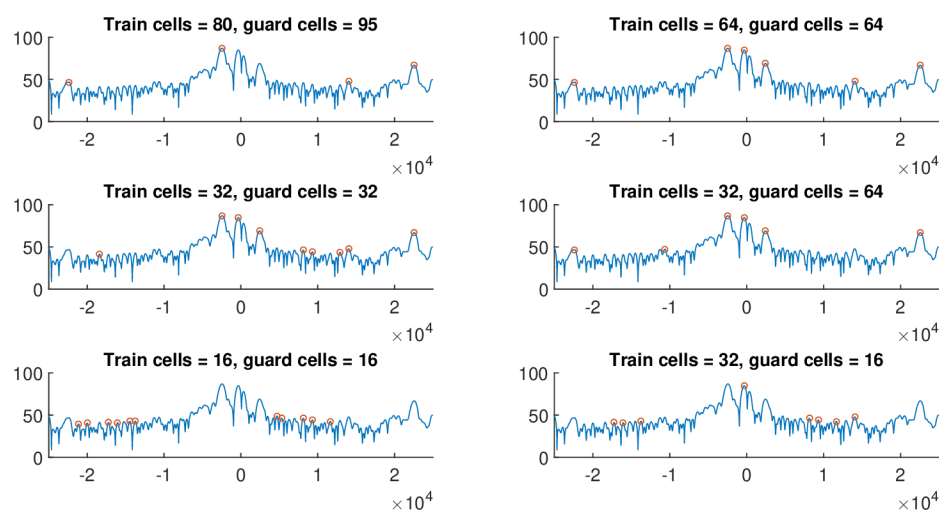
Měření probíhalo v městské části Brno – Královo pole. Zaznamenány byly různé dopravní situace, od pomalé jízdy v jednosměrné ulici, až po rychlou jízdu po dálnici. Při měření byl, kromě záznamu radarového signálu, vytvořen také video záznam z paluby vozidla, aby bylo možné výsledky analýzy signálu ověřit a demonstrovat.

7.3 Testování systému

Testování aplikace spočívalo v ověřování výsledků systému s vizuálním záznamem z palubní kamery. Synchronizace výsledků s video záznamem byla možná díky uložení informace o aktuálním unixovém čase v jednotlivých rámcích signálu. Jedna sekunda reálného času odpovídá 98 rámcům zachycených radarem, což mj. znamená, že k úpravě reakce tempomatu dojde přibližně každé 0,01 sekundy.

Nastavení OS CFAR algoritmu Nejvýznamnější vliv na detekci objektů má nastavení implementovaného detekčního OS CFAR algoritmu. Experimentování s hodnotami training a guard buněk bylo věnováno velké množství času. Z důvodu velké různorodosti frekvenčních spekter rámců nebylo možné najít úplně ideální řešení. Výsledné nastavení je jakýmsi kompromisem mezi příliš velkým počtem detekovaných vrcholů a naopak co nejmenším počtem nedetekovaných významných vrcholů. Srovnání vlivu nastavení algoritmu na detekci frekvenčních maxim se nachází na obrázku 7.6.

Na základě provedených testů různých nastavení byla zvolena varianta se 64 tréninkovými a 80 chráněnými buňkami. Navíc byl algoritmus rozšířen o práh, který zajišťuje, že nejsou detekovány vrcholky s nízkými hodnotami výkonu.



Obrázek 7.6: Srovnání detekce maxim v signálu s různým nastavením počtu tréninkových a chráněných buněk použitého OS CFAR algoritmu.

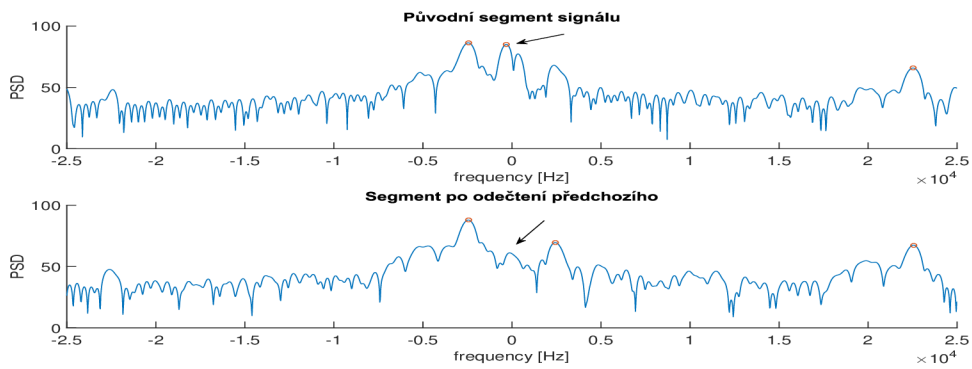
Parazitní frekvence radarového modulu Při testování bylo zjištěno, že při použití radarového modulu K-MC4 se v signálu nachází tzv. parazitní frekvence. Projevují se jako nízké frekvence s velkým výkonem ve frekvenčním spektru. Příčinou vzniku tohoto jevu zanášení stejnosměrné složky při změně napětí na napětím řízeném oscilátoru. Parazitní jev je na horním grafu obrázku 7.7 označen šipkou.

Parazitní frekvence způsobují potíže zejména při detekci objektů, které jsou velmi blízko radaru. Frekvence, na základě kterých bychom mohli tento blízký objekt detekovat, splynou s parazitními frekvencemi a dojde k zamaskování reálného objektu. Výrazně se tak sníží minimální vzdálenost, na kterou je možné detekovat objekt. Z tohoto důvodu bylo nutné se parazitních frekvencí zbavit.

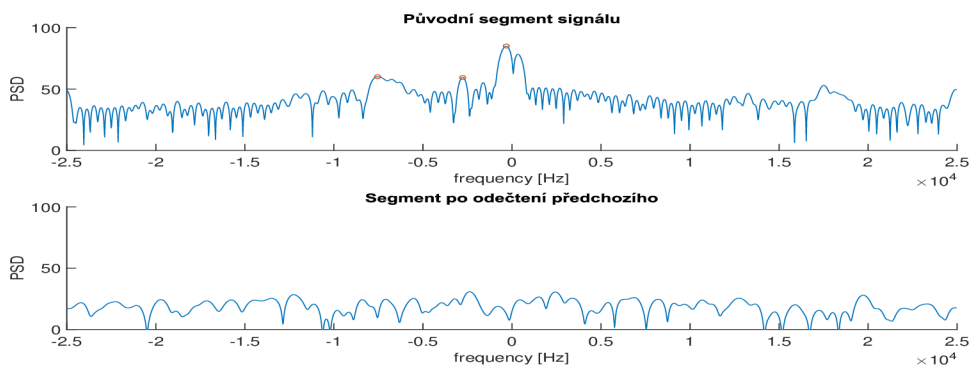
Jedním z možných způsobů řešení je nahrání kalibračních dat, díky kterým by bylo možné vykompenzovat parazitní jev. Za kalibrační data bychom mohli považovat signál, na němž se nenachází vůbec žádné objekty a obsahuje pouze samotný parazitní jev. Toho dosáhneme například natočením radaru vzhůru směrem do atmosféry, čímž je zajištěno, že nedojde k detekci žádných objektů. Protože se však parazitní frekvence mění na základě okolní teploty, není je vždy možné odstranit použitím pouze jednoho kalibračního signálu.

Další z možností je odečtení aktuálního a předchozího rámce signálu v komplexní oblasti, tedy ještě před zpracováním Fourierovou transformací. Tím vždy dojde k odstranění parazitního jevu, protože ten je mezi jednotlivými dvěma rámci konstantní. Spodní graf obrázku 7.7 demonstruje odstranění parazitního jevu z rámce na horním grafu, zatímco ostatní významné frekvence nebyly ovlivněny. Při pohybujících se objektech totiž dochází k dostatečně velké fluktuaci signálu mezi rámci a dojde tedy k odstranění pouze konstantního parazitního jevu. Problém však nastává v případech, že objekty nejsou v relativním pohybu k radaru. Tuto situaci demonstrují grafy na obrázku 7.8 - vidíme, že došlo po odečtení rámců k odečtení všech významných frekvencí.

Protože adaptivní tempomat je ze své podstaty používán v pohybu, byla pro konečnou implementaci zvolena metoda odečítání rámců, která pro pohybující se objekty vykazuje



Obrázek 7.7: Spektra segmentu s pohybujícími se objekty.



Obrázek 7.8: Spektra signálu s nepohybujícími se objekty.

dobré výsledky. Testováním bylo ověřeno, že při pohybu vozidla je fluktuace signálu dostatečná a vlivem odečítání rámců tak nedochází k maskování objektů. Při stojícím vozidle k maskování sice dochází, ale v takové situaci není nutné regulovat rychlost vozidla.

Nelinearita frekvenční modulace Průběh frekvenční modulace je nelineární, jak je znázorněno na obrázku 3.3. Tato nelinearita negativně ovlivňuje měření vzdálenosti, protože beat frekvence použitá pro její výpočet bude nabývat nesprávných hodnot.

Řešení této situace nabízí použití napětím řízeného oscilátoru (zkratka VCO z anglického *Voltage-controlled oscillator*). Před samotným měřením byla vytvořena tabulka hodnot napětí na VCO a jim odpovídajících vysílacích frekvencí tak, aby interpolací těchto bodů vznikl lineární modulační průběh. Jednotlivé napětí a k nim příslušející frekvence bylo nutné experimentálně změřit. Údaje jsou uloženy v databázi použitých radarových modulů. Díky tomuto řešení se daří kompenzovat nelinearitu modulačního průběhu u obou použitých radarových modulů.

Vliv vysílací charakteristiky antény Vlivem charakteristik antén obou použitých radarových modulů dochází k detekci objektů po stranách vozidla. Radar K-MC4 byl při měření na vozidle orientován tak, že širší detekční úhel (azimut 30° , viz obrázek 7.2) zabíral okolí vozidla do šířky. To vedlo k detekci množství různých postranních objektů, které však

pro tempomat neměly žádný význam. Nicméně docházelo k situacím, kdy tyto postranní objekty byly výraznější, než významné objekty z hlediska tempomatu.

Naopak při druhém testování byl radar IVS-948 orientován opačně – širší detekční pásmo mířilo svisle. Tím byla částečně potlačena detekce objektů po stranách vozidla, nicméně se objevil jiný problém – docházelo k silnému odrazu signálu od vozovky. Ve spektru se pak objevovaly frekvence s vysokým výkonem, které maskovaly jiné, významné objekty. Řešením této situace by mohla být např. filtrace těchto frekvencí – nicméně tím bychom riskovali, že dojde i k odfiltrování reálného objektu.

Lepším řešením by bylo zmenšení úhlů azimutu a elevace vysílací antény. Omezením by došlo k vysílání užších paprsků, které by se soustředily pouze na prostor před vozidlem, který je pro adaptivní tempomat nejdůležitější.

Měření rychlosti vozidla Při testování bylo zjištěno, že díky použití modulačního trojúhelníku s Dopplerovou frekvencí je možné přibližně změřit aktuální rychlost vozidla. Kvůli umístění radaru v relativně nízké výšce nad vozovkou dochází k odrazu signálu od vozovky. Díky tomu můžeme detekovanou čistou Dopplerovu frekvenci z nemodulované části interpretovat jako rychlost vozidla vzhledem k vozovce.

Podle údajů v [14] platí pro modul K-MC4 následující převodní vztah z Dopplerovy frekvence na rychlost:

$$v = \frac{f_d}{44 \cos \alpha}, \quad (7.2)$$

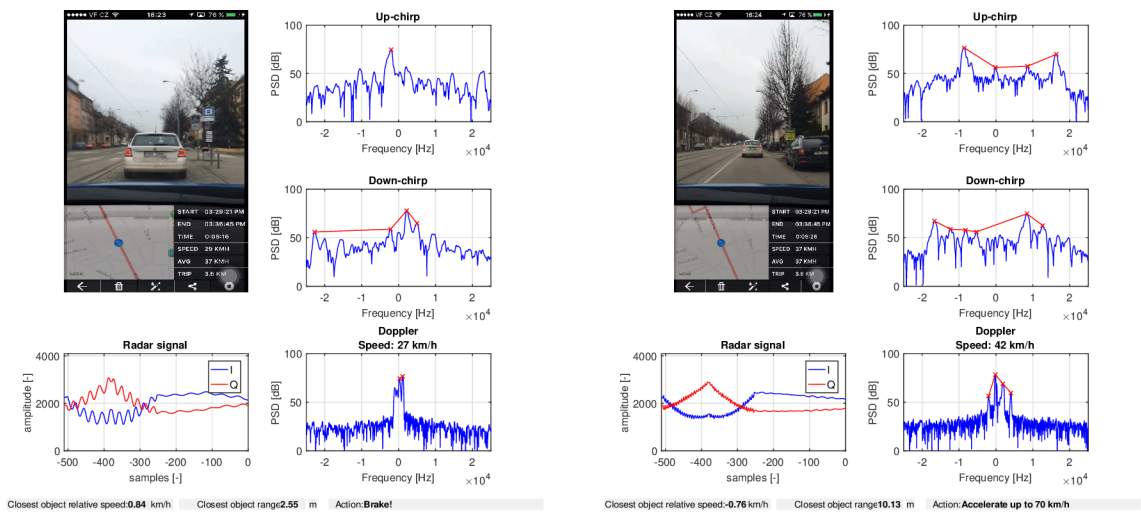
kde v je rychlost vozidla, f_d je Dopplerova frekvence a $\cos \alpha$ je kosinový faktor ovlivňující naměřenou rychlost. Pokud je tento úhel známý, lze zkruslení rychlosti kompenzovat. Konstanta 44 Hz je frekvence, jíž odpovídá 1 km/h rychlosti[14].

Měření v implementovaném systému je však spíše rozšiřující záležitostí. V případě implementace přímo pro nějaké vozidlo je předpoklad, že údaj o aktuální rychlosti by dodal jiný měřicí systém k tomu přímo určený. V této práci tak měření rychlosti supluje roli tachometru.

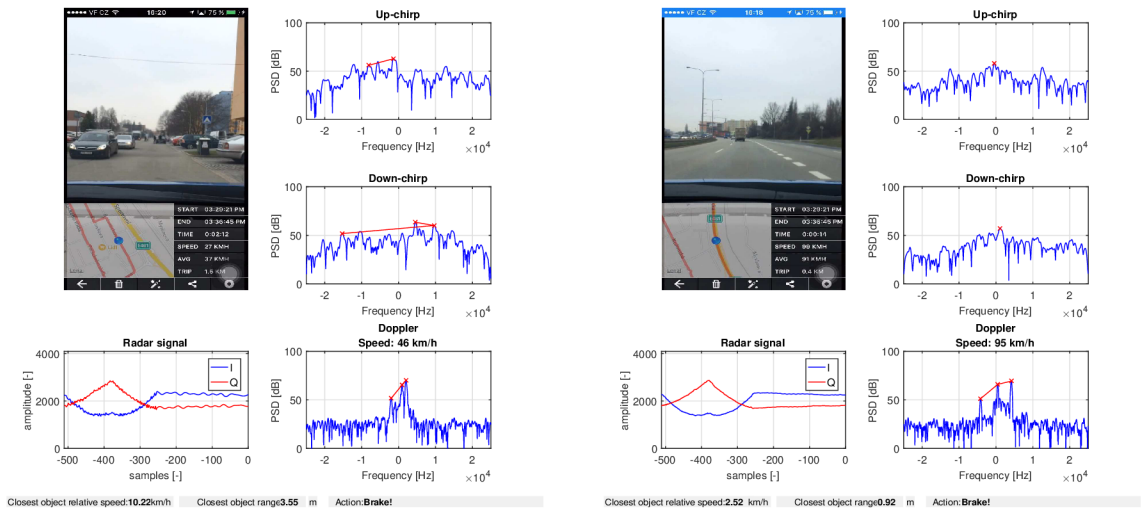
Provedené testy Celkem proběhla dvě testovací měření, první s modulem K-MC4 a druhé s IVS-948.

K-MC4 Reakce systému byly testovány v různých dopravních situacích. Nejlepších výsledků dosahoval tempomat při jízdě za jiným vozidlem v krátké vzdálenosti - přibližně do osmi metrů. Frekvence odražené od vpředu jedoucího vozidla mají velký výkon a nejsou příliš kolísavé, což umožňuje spolehlivou detekci. Příklady správně detekovaných vozidel jsou na obrázcích 7.9.

Vlivem orientace modulu K-MC4, popsané v části 7.3, jsou detekovány i objekty nacházející se po stranách. To místy vede k detekci protijedoucích vozidel ve vedlejším jízdním pruhu. Tempomat na tato vozidla reaguje tak, jako by se nacházela přímo před naším vozem a provede nesprávnou akci – např. brzdění v situaci na obrázku 7.10 místo akcelerace na zvolenou rychlost. Nesprávná detekce se občas objeví i v situaci, kdy naše vozidlo jede po silnici a okolo něj se nenachází žádná jiná vozidla. Krátkodobě může dojít ke zvýšení výkonu frekvencí šumu, které jsou tak reprezentovány jako objekty, protože se v daném okamžiku před radarem nenachází žádný výraznější objekt. Tato situace je ilustrována na obrázku 7.11.

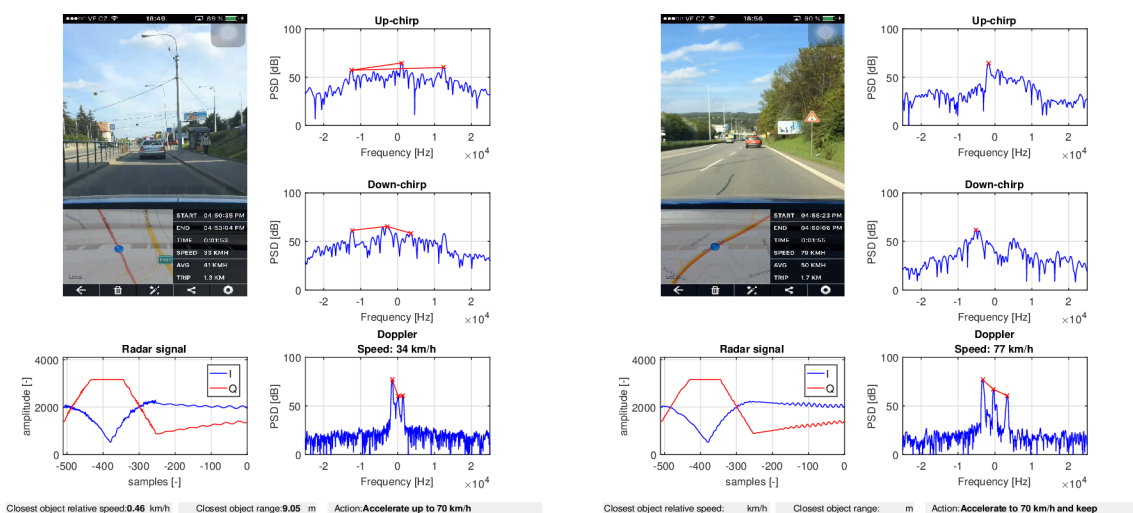


Obrázek 7.9: Příklady správně detekovaných situací s radarem K-MC4.



Obrázek 7.10: Špatná detekce – vozidlo v protějším pruhu, radar K-MC4.

Obrázek 7.11: Špatná detekce – prázdná dálnice, radar K-MC4.



Obrázek 7.12: Příklady správně detekovaných situací s radarem IVS-948.

Maximální vzdálenost, kdy ještě bylo možné korektně detekovat objekty, přibližně 12 metrů. Při větší vzdálenosti již měly odražené frekvence slabý výkon, který splynul s okolním šumem a detekce nebyla možná.

IVS-948 Tento modul má oproti K-MC4 větší modulační rozsah a obecně lepší vlastnosti. To se testováním potvrdilo, adaptivní tempomat dosahoval poměrně uspokojivých výsledků. Příklady správně detekovaných a vyhodnocených situací jsou vidět na obrázku 7.12.

Frekvenční spektrum IVS-948 je ve srovnání s K-MC4 mnohem čistější. Nedochozí k detekci tak velkého množství méně výrazných objektů. To je částečně způsobeno orientací radaru, jenž snímá více svislého prostoru před vozidlem. Nicméně se objevily potíže s výrazným odrazem signálu od vozovky, viz 7.3. Po experimentech a zaznamenávání maximálních hodnot výkonu frekvencí odrazu byla stanovena hladina, přes kterou se výkon nikdy nedostal. Zároveň bylo zjištěno, že odraz nastává ve vzdálenosti přibližně jednoho metru od vozidla. Na základě těchto informací dochází k rozeznání odrazu a jeho ignorování tempomatem.

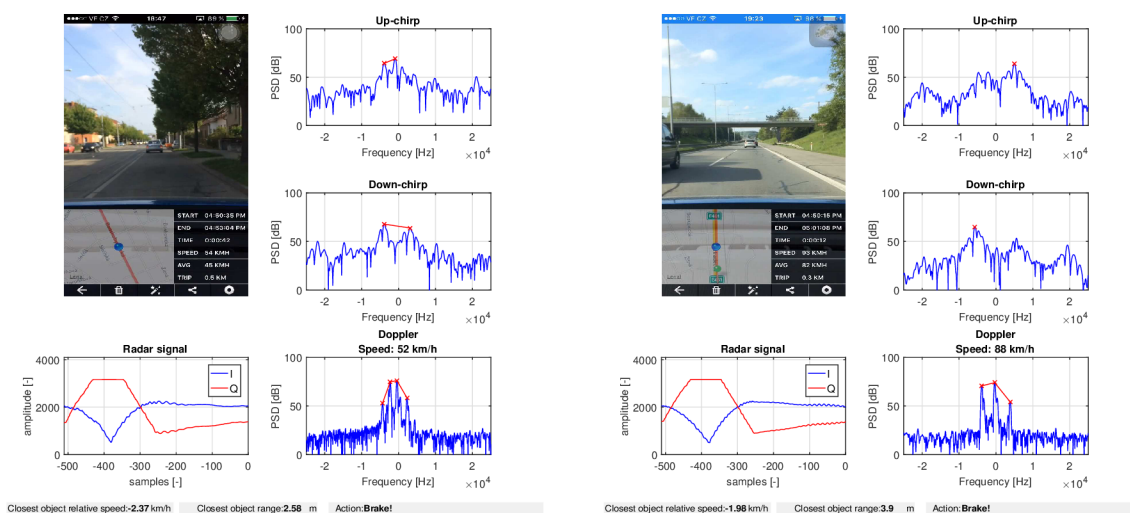
Při použití modulu IVS-948 samozřejmě také docházelo k občasným chybným detekcím, jejich četnost však byla nižší, než u modulu K-MC4. Nejčastěji se jednalo o detekci postranních objektů, viz příklady na obrázku 7.13.

Maximální detekovatelný dosah modulu je podobný, jako u K-MC4, přibližně 13 metrů.

7.4 Shrnutí

Testy provedené implementovaným systémem ukázaly, že je s výhradami funkční.

Porovnáme-li oba dva použité radarové moduly, lepší výsledky poskytuje modul IVS-948. Je to způsobeno jeho lepšími modulačními vlastnostmi a také orientací, v níž byl umístěn na vozidlu. Ukázalo se, že pokud detekujeme v užším prostoru, dochází k menšímu vlivu okolních objektů. Pro oba radary platí, že nejpřesnější a nejspolehlivější výsledky poskytují v situacích, kdy naše vozidlo jelo blízko vozidla před sebou, přibližně ve vzdálenosti



Obrázek 7.13: Příklady špatně vyhodnocených situací při použití radaru IVS-948.

do osmi metrů. Špatnou detekci nejčastěji způsobovaly postranní objekty nebo protijedoucí vozidla.

Maximální dosah obou radarů je přibližně 10-15 metrů. Vzdálenější objekty již splynou s okolním šumem. To je jedním z důvodů, proč ani jeden z nich není vhodný k reálnému využití, protože zde je nutné rozeznávat objekty na mnohem delší vzdálenost. Ke zvýšení maximálního dosahu by mohla pomoci vyšší vzorkovací frekvence, čímž bychom zabránili aliasingu. Pomohla by také anténa s užší charakteristikou. Zmenšením úhlů azimutu a elevace by docházelo k menšímu počtu detekcí nežádoucích postranních objektů a zároveň by se díky užšímu vysílacímu paprsku zvětšil dosah. K dosažení lepších výsledků by pomohla také integrace různých měřicích systému (např. tachometr), které by poskytovaly další informace usnadňující správné vyhodnocení situace.

Kapitola 8

Závěr

Cílem bakalářské práce bylo vytvořit software fungující jako adaptivní radarový tempomat a následně ověřit, zda použité radarové moduly mohou sloužit k tomuto účelu. Výsledný systém je implementován v programovacím jazyce Matlab.

Pro důkladné pochopení problému byly nastudovány informace, na jejichž základě bylo možné splnit cíl práce. Mezi tyto informace patří obecné principy fungování radarů popsané v kapitolách 2 a 3, postupy zpracování radarového signálu v kapitole 4 a algoritmy umožňující správnou detekci objektů před radarem, popsané v kapitole 5. Návrh a implementace jsou popsány v kapitole 6, zatímco jejímu testování a vyhodnocení výsledků je věnována kapitola 7.

Implementovaným systémem byly provedeny testy na nasbíraných radarových datech. Jako vhodnější radar pro tuto úlohu se ukázal modul IVS-948. Po vypořádání se s různými potížemi se signálem vykazoval systém v určitých situacích, zejména při blízkém následování vpředu jedoucího vozidla, velmi dobré výsledky. Navíc se podařilo systém rozšířit o měření aktuální rychlosti vozidla. Nicméně i při použití tohoto radaru občas dochází k chybným reakcím tempomatu na nastalou situaci. Bohužel, oba testované moduly mají relativně krátký dosah, který by nedostačoval potřebám reálného adaptivního tempomatu. Určitě by nebylo možné postavit reálný systém na použitých modulech a zajistit bezchybnost a spolehlivost. Výhodou těchto radarových modulů je pořizovací cena 200 Euro, která je činí velmi dostupnými.

Další pokračování práce by mohlo spočívat v optimalizaci zpracování signálu. Toho by se dalo dosáhnout např. implementací v jiném programovacím jazyce nebo výpočetní optimalizací některých částí systému. Vylepšení OS CFAR algoritmu by mohlo zpřesnit detekci objektů. Zajímavé by také bylo vytvoření nějakého sofistikovanějšího algoritmu pro klasifikaci různých objektů před radarem.

Literatura

- [1] *Bosch Adaptive cruise control*. [Online; navštíveno 15.5.2017].
URL <http://www.bosch-mobility-solutions.com/en/products-and-services/passenger-cars-and-light-commercial-vehicles/driver-assistance-systems/adaptive-cruise-control/>
- [2] *Volkswagen Adaptive cruise control*. [Online; navštíveno 15.5.2017].
URL <http://www.volkswagen.co.uk/technology/adaptive-cruise-control-acc>
- [3] Cao, T.-T. V.: *A CFAR Algorithm for Radar Detection Under Severe Interference. Proceedings of the 2004 Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing Conference*, 2004: s. 167–172, doi:10.1109/ISSNIP.2004.1417456.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/1417456/>
- [4] Černocký, J.: *Zpracování řečových signálů*. FIT VUT Brno, 2006, studijní opora.
URL http://www.fit.vutbr.cz/study/courses/ZRE/public/opora/zre_opora.pdf
- [5] Halliday, D.; Resnick, R.; Walker, J.: *Fyzika 1*. VUTIUM, druhé vydání, 2013, ISBN 978-80-214-4123-1, 479-482 s., editor Petr Dub.
- [6] Hollp, W.: *The Century of Radar*. [Online; navštíveno 25. 12. 2016].
URL http://www.100-jahre-radar.fraunhofer.de/vortraege/Holpp-The_Century_of_Radar.pdf
- [7] Hyun, E.; Lee, J.-H.: *A meethod for multi-target range and velocity detection in automotive FMCW radar. 2009 12th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems*, 2009: s. 1–5, doi:10.1109/ITSC.2009.5309873.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/5309873>
- [8] InnoSenT GmbH: *IVS-948 Datasheet*. [Online; navštíveno 10.5.2017].
URL <http://www.innosent.de/fileadmin/media/dokumente/datasheets/IVS-948.pdf>
- [9] Kurt, S.: *Range Resolution Improvement of FMCW Radars*. Middle East Technical University, 2007, ISBN 0-87259-929-9, master of Science Thesis.
- [10] Kusala, J.: *Radarová encyklopedie*. [Online; navštíveno 27. 12. 2016].
URL http://www.army.cz/images/id_8001_9000/8753/radar/radar.htm
- [11] Lepil, O.: *Fyzika pro gymnázia - mechanické kmitání a vlnění*. Prometheus, třetí vydání, 2007, ISBN 978-80-7196-216-8, 92-96 s.
- [12] Lyons, R. G.: *Understanding Digital Signal Processing*. Prentice Hall PTR, první vydání, 2004, ISBN 0-201-63467-8.

- [13] Pananurak, W.; Thanok, S.; Parnichkun, M.: *Adaptive Cruise Control for an Intelligent Vehicle. 2008 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, 2009: s. 1794–1799, doi:10.1109/ROBIO.2009.4913274.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/4913274>
- [14] RFbeam Microwave GmbH: *K-MC4 Radar Transceiver Datasheet*. 2013, [Online; navštíveno 29. 12. 2016].
URL https://www.rfbeam.ch/files/products/15/downloads/Datasheet_K-MC4.pdf
- [15] Rohling, H.: *Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1983: s. 608–621, doi:10.1109/TAES.1983.309350.
URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/4102829/>
- [16] Rohling, H.: *Some radar topics: Waveform design, range CFAR and target recognition. Advances in Sensing with Security Applications*, 2006: str. 293, doi:10.1007/1-4020-4295-7_13.
URL http://link.springer.com/10.1007/1-4020-4295-7_13
- [17] Sekera, T.: *Měření vzdálenosti s použitím radaru*. FIT VUT v Brně, 2013, bakalářská práce.
- [18] Skolnik, M. I.: *Introduction to radar systems*. The McGraw-Hill Companies, třetí vydání, 2003, ISBN 0-07-044533-8.
- [19] Skolnik, M. I.: *Radar handbook*. The McGraw-Hill Companies, třetí vydání, 2008, ISBN 978-0-07-148547-0.
- [20] Všetická, M.; Reichl, J.: *Encyklopedie fyziky*. [Online; navštíveno 11. 01. 2017].
URL <http://fyzika.jreichl.com/>
- [21] Wolff, C.: *Radartutorial*. [Online; navštíveno 25. 12. 2016].
URL <http://www.radartutorial.eu/index.en.html>

Příloha A

Obsah příloženého DVD

Příložené DVD obsahuje ve své kořenové složce obsahuje soubor `readme`, který obsahuje informace o týkající se spuštění aplikace v Matlabu a následující složky:

- `records` – obsahuje všechny použité datové soubory a k nim příslušející video záznamy
- `source` – obsahuje zdrojové kódy implementovaného systému
- `thesis` – obsahuje zdrojové kódy v Latexu a další soubory a obrázky použité v textu práce