

**RADA NAUKOWA DISCYPLINY
INFORMATYKA TECHNICZNA I TELEKOMUNIKACJA POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ**

zaprasza na
PUBLICZNĄ OBRONĘ ROZPRAWY DOKTORSKIEJ

mgr. inż. Marcina ŻYWKA

która odbędzie się w dniu **14 listopada 2024 roku**, o godzinie **09:00** w trybie stacjonarnym

Temat rozprawy:

„Optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym”

Promotor: dr hab. inż. Jacek Misiurewicz, prof. uczelni – Politechnika Warszawska

Promotor pomocniczy: prof. dr hab. inż. Mateusz Małanowski

Recenzenci: dr hab. inż. Janusz Dudczyk, prof. uczelni – Wojskowa Akademia Techniczna w Warszawie

dr hab. inż. Ewa Świercz, prof. uczelni – Politechnika Białostocka

Obrona odbędzie się w trybie stacjonarnym na Wydziale Elektroniki i Techniki Informatycznych Politechniki Warszawskiej, ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa w sali nr 116. Osoby zainteresowane uczestnictwem w obronie proszone są o zgłoszenie chęci uczestnictwa w formie elektronicznej na adres sekretarza komisji: dr hab. inż. Andrzej Bęben, email: andrzej.beben@pw.edu.pl, do dnia 13.11.2024 godz. 23:59.

Z rozprawą doktorską i recenzjami można zapoznać się w Czytelni Biblioteki Głównej Politechniki Warszawskiej, Warszawa, Plac Politechniki 1.

Streszczenie rozprawy doktorskiej i recenzje są zamieszczone na stronie internetowej: <https://www.bip.pw.edu.pl/Postepowania-w-sprawie-nadania-stopnia-naukowego/Doktoraty/Wszczete-do-30-kwietnia-2019-r/Dyscyplina-informatyka-techniczna-i-telekomunikacja-dziedzina-nauk-inzynieryjno-technicznych/mgr-inz.-Marcin-Zywek>

Przewodniczący Rady Naukowej Dyscypliny
Informatyka Techniczna i Telekomunikacja
Politechniki Warszawskiej
prof. dr hab. inż. Jarosław Arabas

Streszczenie

W rozprawie przedstawiono zagadnienie optymalizacji metod wykrywania obiektów szybkich (o dużej prędkości lub dużym przyspieszeniu) w radarze z pasywną koherentną lokalizacją obiektów (ang. Passive Coherent Location – PCL). Radar pasywny PCL charakteryzuje się tym, że do detekcji obiektów wykorzystuje zewnętrzne źródła promieniowania elektromagnetycznego, takie jak nadajniki radiowe oraz telewizyjne. Radiolokacja pasywna z uwagi na wiele unikatowych zalet takich jak m.in. skrytość działania oraz stosunkowo niski koszt budowy oraz utrzymania radaru przeżywa w ostatnich latach dynamiczny rozwój skutkujący pojawieniem się na rynku pierwszych systemów komercyjnych. Technologia ta jest wciąż badana oraz rozwijana pod kątem wykorzystania do wykrywania różnego rodzaju obiektów. Jednym z mniej zbadanych zagadnień jest wykrywanie obiektów szybkich, które to z uwagi na dużą prędkość lub duże przyspieszenie stanowią wciąż wyzwanie dla radaru pasywnego. Temu zagadnieniu jest poświęcona niniejsza praca.

Celem rozprawy była optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich tak, aby zwiększyć szansę na wykrycie przez radar pasywny tego rodzaju obiektów.

W pracy przeprowadzono analizę wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym, uwzględniającą charakterystykę tych obiektów, ograniczenia i wyzwania w ich wykrywaniu oraz analizę przydatności różnych rodzajów sygnałów z nadajników okazjonalnych do ich wykrywania.

Otrzymane wyniki analizy posłużyły do sformułowania konkretnych problemów optymalizacji. Optymalizacji podlegał odpowiedni wybór sygnałów z nadajników okazjonalnych, czas integracji oraz sposób kompensacji migracji echa dla obiektów szybkich. Jako funkcję celu przyjęto maksymalizację stosunku sygnału do szumu echa oraz modułu funkcji nieoznaczoności wzajemnej, która to bezpośrednio wpływa na zwiększenie szans na detekcji obiektów szybkich. Przy optymalizacji zwrócono uwagę na aspekt praktyczny wykorzystania metod w rzeczywistym systemie poprzez uwzględnienie rzeczywistych ograniczeń systemu takich jak zasoby obliczeniowe oraz dostępność sygnałów od nadajników okazjonalnych.

W rezultacie uzyskano zestaw metod pozwalających na optymalizację wykrywania obiektów szybkich przez radar pasywny.

Otrzymane wyniki pozwalają zarówno na odpowiedni wybór nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowej jak i opracowanie właściwej architektury oraz algorytmów dla radaru pasywnego do wykrywania obiektów szybkich. Uzyskane rezultaty teoretyczne zostały zweryfikowane zarówno za pomocą symulacji komputerowych jak i sygnałów rzeczywistych.

Słowa kluczowe: radar, radar pasywny, PCL

Marcin Zywek

Białystok, 09 września 2024 r.

Dr hab. inż. Ewa Świercz, prof. PB
Katedra Fotoniki, Elektroniki i Techniki Światłnej
Wydział Elektryczny Politechniki Białostockiej
ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok

RECENZJA ROZPRAWY DOKTORSKIEJ DLA RADY NAUKOWEJ DYSCYPLINY
INFORMATYKA TECHNICZNA I TELEKOMUNIKACJA POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ

Tytuł rozprawy

Optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym

Autor rozprawy

mgr inż. Marcin Żywek

1. Ogólna charakterystyka rozprawy

Rozprawa doktorska mgr inż. Marcina Żywka zawiera 143 strony i składa się z następujących części:

1. *Wprowadzenia*, w którym Autor przedstawia informacje wstępne dotyczące radiolokacji pasywnej, motywację do podjęcia badań nad algorytmami optymalizacji wykrywania obiektów szybkich, cel, dwie tezy pracy oraz charakterystykę własnego wkładu.
2. *Podstaw radiolokacji pasywnej* zawierającej charakterystykę nadajników okazjonalnych, opis geometrii bistatycznej, wykorzystywane modele sygnału, równanie zasięgu pracy radaru pasywnego, zagadnienia odbioru i przetwarzania sygnałów.
3. *Analizy wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym*, obejmującej charakterystykę obiektów szybkich, charakterystykę możliwych źródeł oświetlenia obiektów szybkich oraz analizę i redukcję niepożądanego migracji echa do kolejnych komórek rozdzielczości.
4. *Metod optymalizacji wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym*, które obejmują analizę teoretyczną i symulacje oraz scenariusz doświadczeń na przykładzie rzeczywistych obiektów.
5. *Optymalizacji wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowej radaru pasywnego* wraz z analizą charakterystyk promieniowania nadajnika i odbiornika, analizą warunków propagacji fali elektromagnetycznej, analizą zakłóceń szumowych w rzeczywistym środowisku pracy radaru pasywnego. Ta część rozprawy uzupełniona jest intensywnymi doświadczeniami symulacyjnymi, które były weryfikowane doświadczalnie, co pozwala na ocenę zgodności zaproponowanych modeli z rzeczywistym eksperymentem.
6. *Podsumowania* uzyskanych wyników, wraz z zarysem kierunków dalszych prac nad problemami poruszonymi w treści rozprawy.
7. *Bibliografii*, która liczy 173 pozycje.

W rozprawie zamieszczono także *Streszczenie*, *Abstract* oraz wykazy stosowanych skrótów, symboli i oznaczeń.

Pierwsze trzy części rozprawy dotyczą podstaw teoretycznych, opartych na przeglądzie literatury światowej, obejmujących ideę radaru pasywnego, charakterystykę źródeł oświetlenia, metod przetwarzania sygnałów występujących w systemie radaru pasywnego prowadzących do detekcji obiektu, wraz z przeglądem istniejących rozwiązań praktycznych.

Cel recenzowanej rozprawy jest merytorycznie rozwijany w rozdziałach 4 i 5 pracy.

W rozdziale 4 wybrano do analizy trzy rzeczywiste obiekty szybkie: startująca rakietą, manewrujący dron i startujący samolot pasażerski. Doświadczenia z obiektami rzeczywistymi poprzedzała wnikliwa analiza teoretyczna i symulacyjna. W symulacjach wykorzystano rozszerzony model funkcji nieoznaczoności radarowej uwzględniający przyspieszenie obiektu, które jest charakterystyczne dla ruchu obiektów szybkich. Wpływa to na znaczną komplikację procesu detekcji w porównaniu z klasyczną funkcją nieoznaczoności. Na przykładzie rakiety przeanalizowano element poprawy detekcji polegający na kompensacji migracji echa. Na przykładzie manewrującego drona Doktorant dokonał analizy i oceny różnych czasów oświetlenia obiektu, proponując rozwiązanie w postaci fuzji plotów. Startujący samolot pasażerski, z dużym przyspieszeniem w czasie startu, był obiektem doświadczeń wykazującym korzyści stosowania dynamicznego wyboru pasma sygnału oświetlającego.

W rozdziale 5 Autor rozprawy zaprezentował kolejny aspekt poprawy detekcji polegający na analizie możliwości wyboru nadajnika na podstawie predykcji zasięgowej radaru. Równanie zasięgu rozszerzono o analizę promieniowania anten nadajnika i odbiornika, wprowadzono rzeczywiste warunki propagacji z uwzględnieniem wielodrogowości i dyfrakcji. W eksperymencie wykorzystano nadajnik radia FM umieszczony na Świętym Krzyżu, zlokalizowany około 160 km na południe od odbiornika w okolicach Warszawy. Wyniki eksperymentu i wyniki symulacyjne wykazują dużą zbieżność, co świadczy o poprawnych założeniach parametrów modelu.

2. Jakie zagadnienia naukowe jest rozpatrzone w pracy/teza rozprawy/ i czy zostało ono dostatecznie jasno sformułowane przez autora? Jaki charakter ma rozprawa (teoretyczny, doświadczalny, inny)?

Celem rozprawy doktorskiej jest próba wypracowania warunków zapewniających najlepszą efektywność procesu detekcji obiektów poruszających się dynamicznie, tzn. z dużą prędkością lub z dużym przyspieszeniem, w pasywnym radarze biostatycznym z ograniczonymi zasobami. Tytuł rozprawy „*Optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym*” sugeruje, że Doktorant opracuje matematyczne procedury optymalizacji, rozumianej jako maksymalizacja lub minimalizacja pewnej funkcji względem pewnego zbioru, często reprezentującego zakres dostępnych wyborów w danej sytuacji. Funkcja ta umożliwiłaby porównanie różnych wyborów w celu określenia, który z nich może być „najlepszy”.

Doktorant jako punkt wyjścia do rozważań o optymalizacji zaproponował kryterium bazujące na maksymalizacji stosunku mocy sygnału echa w odbiorniku do mocy szumu (SNR) w radarach pasywnych. Osiągnięcie globalnego rozwiązania optymalnego dla całego systemu radaru pasywnego z punktu widzenia matematyki jest nieosiągalne ze względu na olbrzymią liczbę uwarunkowań, które należałoby uwzględnić. Przede wszystkim radar pracuje w skomplikowanym środowisku rzeczywistym i niestacjonarnym i jest zbiorem

zaawansowanych technicznie urządzeń, co powoduje, że globalny opis matematyczny obejmujący wszystkie aspekty pracy systemu nie jest możliwy. W związku z tym problem badawczy postawiony przez doktoranta nie jest sensu stricto optymalizacją matematyczną, a „optymalizacją” w znaczeniu praktycznym tzn. oszacowaniem warunków pracy pasywnego systemu radarowego, w których możliwa jest poprawa wartości stosunku SNR pozwalająca na efektywną procedurę wykrywania, rozumianą jako detekcja obiektów szybkich. Taka uznaniowa wymowa terminu „optymalizacja” jest uzasadniona tym bardziej, że Doktorant zredagował frazę: „*Optymalizacji podlegał odpowiedni wybór sygnałów z nadajników okazjonalnych, czas integracji oraz sposób kompensacji migracji echa dla obiektów szybkich*”.

Recenzent akceptuje wykorzystanie słowa „optymalizacja” w rozprawie w znaczeniu praktycznym tj. organizacji działań w celu uzyskania możliwie najlepszego wyniku detekcji przy ograniczeniach środowiskowych, sprzętowych i obliczeniowych. Dlatego też w dalszej części recenzji Recenzent będzie się posługiwał terminem „optymalizacja”, w rozumieniu znaczenia tego słowa zgodnym z treścią rozprawy doktorskiej.

Rozpatrywane zagadnienie naukowe jest określone w tytule rozprawy: „*Optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym*”. Uzyskanie rozwiązania optymalnego prowadzi przez dekompozycję wielowątkowego, złożonego procesu wykrywania (detekcji) na pośrednie etapy optymalizacji obejmujące optymalizację nadajnika, optymalizację wykrywania obiektu i optymalizację procesu przetwarzania sygnałów w odbiorniku.

Doktorant postawił cel badawczy poprzez zdefiniowanie dwóch rozbudowanych tez rozprawy, co zostało przedstawione w rozdziale 1. **Wprowadzenie**

Teza 1

Możliwa jest optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich przez radar pasywny pozwalająca na zwiększenie prawdopodobieństwa detekcji obiektów szybkich przy ograniczonych zasobach poprzez:

- *kompensację migracji echa obiektów szybkich poprzez rozszerzenie funkcji korelacji wzajemnej i odpowiedni dobór siatki uwzględniającej przyspieszenie,*
- *dodanie dodatkowych torów przetwarzania o różnych czasach integracji sygnału wraz z fuzją danych wprowadzanych do układu śledzenia,*
- *dynamiczny wybór transmisji radia FM pochodzących z jednego masztu radiowego pozwalający na zwiększenia stabilności i jakości detekcji obiektów szybkich bez znaczącego zwiększania zasobów obliczeniowych.*

Teza 2

Możliwe jest symulacyjne określenie zasięgu radaru pasywnego odzwierciedlającego rzeczywistą charakterystykę możliwości detekcyjnych przy znajomości parametrów radaru, nadajnika okazjonalnego, typu obiektu oraz właściwości propagacyjnych terenu. Predykcja zasięgowa może zostać wykorzystana do optymalizacji wyboru nadajników.

Recenzent stwierdza, że główny cel badawczy jest określony jasno – pomimo, że jest to cel wielowątkowy i realizowany przez cele cząstkowe.

Rozprawa ma charakter symulacyjno-doświadczalny.

3. Czy w rozprawie przeprowadzono w sposób właściwy analizę źródeł/ w tym literatury światowej, stanu wiedzy i zastosowań w przemyśle/ świadczący o dostatecznej wiedzy autora. Czy wnioski sformułowano w sposób jasny i przekonujący?

W Bibliografii rozprawy zawarto 173 pozycje literaturowe, które są związane z tematyką rozprawy. Autor, w części teoretycznej rozprawy, na podstawie przeglądu literatury przedstawia podstawy radiolokacji pasywnej, która nie jest jeszcze dziedziną tak dobrze rozpoznaną, jak radiolokacja tradycyjna. Na podstawie danych UKE, ogólnie dostępnej dokumentacji technicznej, jak również stron internetowych, Autor przedstawił przegląd i analizę możliwych źródeł sygnału oświetlającego, które mogłyby być wybrane do oświetlenia szybko manewrujących obiektów. Wybór sygnałów użytych w doświadczeniach został ograniczony do sygnałów telewizji cyfrowej DVB-T/T2 oraz radia FM.

W Bibliografii zwraca uwagę mała liczba publikacji zwartych, książkowych, co jest uzasadnione tym, że wiedza z tej dziedziny zmienia się bardzo dynamicznie i wydania książkowe nie nadążają za najnowocześniejszymi rozwiązaniami w dziedzinie. Dlatego też Autor zdecydował się na duży wybór artykułów publikowanych w renomowanych czasopismach i prezentowanych na renomowanych konferencjach związanych z tematyką radarową, a które stanowią główne źródło wiedzy o najnowszych rozwiązaniach światowych z tematyki radiolokacji pasywnej. Ponadto wnioski z przeprowadzonej analizy źródeł literaturowych pozwoliły Doktorantowi na wypracowanie własnych rozwiązań realizacji rozprawy doktorskiej. W szczególności warto wymienić pozycje: [10] M. Malanowski. *Signal Processing for Passive Bistatic Radar*. Artech House, 2019, [28] M. Malanowski, M. Żywek, M. Plotka, and K. Kulpa. *Passive Bistatic Radar Detection Performance Prediction Considering Antenna Patterns and Propagation Effects*. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 60:1–16, 2022, na bazie których zostały opracowane bardzo rozległe rozważania teoretyczne, zamieszczone w rozdziale 2., rozdziale 3. i rozdziale 5. rozprawy.

Doktorant jest autorem lub współautorem 12 publikacji zamieszczonych w Bibliografii, przy czym 2 pozycje są autorskie, a w 7 publikacjach Doktorant jest autorem, wymienionym na pierwszej pozycji na liście autorów.

Publikacje Doktoranta przedstawiają wyniki wieloletnich badań realizowanych z udziałem Doktoranta w Pracowni Technik Radiolokacyjnych PW. Doktorant brał udział w projekcie Systemu Pasywnej Lokacji (SPL), w projekcie ARTURO oraz w projekcie HYPOTENUSE SC2 realizowanym przez Europejską Agencję Obrony. Wszystkie publikowane prace Doktoranta mają ścisły związek z tematyką rozprawy. Udział w międzynarodowych projektach, analiza dorobku Doktoranta oraz wybrany do Bibliografii przegląd osiągnięć światowych wskazuje na bardzo dobrą wiedzę dotyczącą zagadnień radiolokacji w szczególności radiolokacji pasywnej.

4. Czy autor rozwiązał postawione zagadnienia, czy użył właściwej do tego metody i czy przyjęte założenia są uzasadnione?

Zagadnienie optymalizacji realizowane przez Doktoranta jest wieloaspektowe i wymagające wypracowanie najlepszego rozwiązania przez analizę kolejnych etapów przetwarzania z szeregiem założeń upraszczających w radarze pasywnym. Złożony problem badawczy, postawiony w dwóch tezach badawczych został przez Doktoranta rozwiązany prawidłowo przy zastosowaniu zaproponowanych metod badawczych. Analiza wyników symulacyjnych

z przyjętymi założeniami umożliwiła realizację eksperymentów w rzeczywistym środowisku pracy radaru i pozwoliła na weryfikację słuszności założeń.

5. Na czym polega oryginalność rozprawy, co stanowi samodzielny i oryginalny dorobek autora, jaka jest pozycja rozprawy w stosunku do stanu wiedzy czy poziomu techniki reprezentowanych przez literaturę światową?

Oryginalność rozprawy polega na kompleksowym podejściu do optymalizacji całego systemu radaru pasywnego, przyjmując jako główne kryterium optymalizacji maksymalizację współczynnika SNR. Rozprawa zawiera rozważania teoretyczne wsparte badaniami symulacyjnymi i weryfikowane w rzeczywistym środowisku pracy radaru pasywnego. O oryginalności rozprawy decyduje:

- sformułowanie ogólnych zasad optymalnego wyboru źródeł oświetlenia dopasowanego do zakładanego modelu ruchu obiektu szybkiego,
- wybór i analiza algorytmów pozwalających na zwiększenie prawdopodobieństwa detekcji obiektów z szybką dynamiką ruchu poprzez zabezpieczenie migracji echa, fuzji danych otrzymanych z różnych torów przetwarzania z różnymi czasami integracji podczas oświetlenia obiektu, dynamicznego wyboru pasma transmisji przy realizacji oświetlenia obiektu z wykorzystaniem radia FM,
- wybór optymalnego nadajnika okazjonalnego na podstawie predykcji zasięgowej z uwzględnieniem warunków środowiskowych, takich jak: zakłócenia szumowe, propagacja fali w określonym środowisku, wielodrogowość czy dyfrakcja,
- współudział w zaplanowaniu i wykonaniu szeregu eksperymentów rzeczywistych z radarem pasywnym, weryfikujących poprawność rozwiązań symulacyjnych z wykorzystaniem autentycznych obiektów szybkich, takich jak: startująca pół-amatorska rakietą Carbonara, startujący samolot pasażerski Boeing 746-200 na lotnisku Chopina w Warszawie i manewrujący dron.

Oryginalne osiągnięcia były wypracowane w ciągu wielu lat pracy nad tematyką rozprawy doktorskiej i zostały potwierdzone szeregiem publikacji w renomowanych wydawnictwach światowych i prezentowanych na renomowanych konferencjach z tematyki radarowej. Należy podkreślić, że środowisko badań Doktoranta nie ogranicza się do badań laboratoryjnych w ograniczonej niewielkiej przestrzeni, a obejmuje potężny system radarowy, gdzie części systemu są odległe o dziesiątki kilometrów, co wymaga dobrej organizacji eksperymentu, który może okazać się niepowtarzalny.

6. Czy autor wykazał umiejętność poprawnego i przekonującego przedstawienia uzyskanych przez siebie wyników /zwięzłość, jasność, poprawność redakcyjna rozprawy

Zdaniem Recenzenta przyjęty przez Doktoranta układ treści rozprawy jest klarowny, a podział rozprawy na rozdziały prawidłowy. Rozprawa została zredagowana merytorycznie poprawnie, zachowując poprawność opisów rozważań teoretycznych, opisów doświadczeń symulacyjnych oraz opisów scenariusza badań eksperymentalnych. Wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych zostały przez Doktoranta właściwie skomentowane. Można mieć pewne zastrzeżenia co do niektórych sformułowań potocznych, ale one nie wprowadzają nieścisłości co do treści merytorycznych

7. Jakie są słabe strony rozprawy i jej wady

Analiza całego wieloaspektowego toru przetwarzania sygnałów prowadzących do efektywnej detekcji nie jest zadaniem trywialnym i bardzo istotna jest precyzja opisu analizy projektu i opisu doświadczeń pozwalających na końcową weryfikację wyników. Autor nie ustrzegł się pewnych usterek, skrótów i uproszczeń. Recenzent proponuje, aby Doktorant ustosunkował się do następujących pytań i uwag dyskusyjnych.

Str. 39 dotyczy zdania

- „*To prowadzi do sytuacji, gdzie rozkład wartości bezwzględnej funkcji nieoznaczoności wzajemnej również przyjmuje formę rozkładu Rayleigha*”.

Wartość bezwzględna liczby rzeczywistej to nie to samo co moduł liczby zespolonej, a w tym fragmencie ewidentnie chodzi o moduł funkcji nieoznaczoności.

Str. 41 dotyczy sformułowania „*detekuj¹ obiekt*” – zbyt żargonowe określenie detekcji.

Str. 43 dotyczy frazy

- „*Obiekty szybkie w kontekście niniejszej rozprawy odnoszą się do obiektów latających, które zdolne są do osiągania dużych prędkości lub przyspieszeń. Takie wyodrębnienie klasy obiektów szybkich wynika z faktu, że ciężko jednoznacznie określić m.in. zakres prędkości i przyspieszeń jakie powodują trudności dla radaru pasywnego z uwagi, że w zależności od wykorzystywanego rodzaju sygnału (por. p. 3.2) oraz innych czynników przedstawionych w pracy, ulegają one zmianie*”.

Zdaniem recenzenta przedstawiono lakoniczną definicję obiektów szybkich. Takie określenie obiektów szybkich w zasadzie nie precyzuje pojęcia „obekt szybki”. Dlatego też można było podać konkretną listę obiektów „szybkich”, będących przedmiotem zainteresowania w rozprawie i dla tych obiektów podać ich szczególne cechy na samym początku rozważań, a więc można było podać zakresy osiąganych prędkości czy przyspieszeń uzasadniających nazwę „obiekty szybkie”.

Str. 47 dotyczy frazy

- „*Szerokość pasma sygnału DAB wynosi 1.5MHz, co zapewnia lepszą rozróżnialność odległości i prędkości niż w przypadku radia FM*”.

W jaki sposób szerokość pasma sygnału zapewnia lepszą rozróżnialność w prędkości, biorąc pod uwagę wzór (2.9)?

Str. 55 dotyczy opisu

- „*Transformata ta modyfikuje funkcję nieoznaczoności wzajemnej, aby skompensować ruch obiektu w czasie integracji sygnału. Wykorzystuje ona w tym celu liniową zależność między przesunięciem Dopplera a częstotliwością dzięki czemu możliwa jest redukcja migracji ech obiektów w wymiarze odległości [116]*”.

W rozprawie brak jest opisu transformacji Keystone i dlatego ta wzmianka o transformacji niesie niewiele informacji. Dlatego też proszę o krótki komentarz o tej transformacji.

Str. 62 równanie (4.3) wykorzystuje filtr SOI, ale nie wiadomo, jak wybrać długość filtru i jak zaprojektować współczynniki tego filtru.

Str. 67 niejasność dotyczy fraz

- „*Wyniki te zostały przedstawione za pomocą kolorów w skali decybelowej a próg detekcji D został ustalony na 13 dB*”.

Na podstawie jakich przesłanek został ustalony próg detekcji? Proszę o dokładniejszy opis.

- „Przy obliczeniach wykorzystano skalowanie rozszerzonej funkcji nieoznaczności wzajemnej $|\Psi_A(\mathbf{R}, \mathbf{V}, A)|$ przez medianę jej wartości. Dzięki temu możliwe jest przedstawienie wyników równie jako SNR.”

Poproszę o bliższe wyjaśnienie relacji skalowania i przedstawienia wyników jako SNR w [dB].

Str. 72 analiza Rys. 4.10 wskazuje raczej na małe podobieństwo między analizą a doświadczeniem, ale można mówić o trendach wyników doświadczenia, które podążają za wyznaczoną symulacyjnie trajektorią detekcji.

Str. 76 dotyczy pojęć:

- zysk przetwarzania G_i z równania (2.17)
- zysk integracji G_i

Czy autor traktuje te pojęcia jako tożsame i wykorzystuje je zamiennie?

Str. 86 dotyczy fraz:

- „oznacza widmową gęstość mocy” i to jest poprawna nazwa,
- „gęstość mocy widmowej o szerokości B ” natomiast gęstość mocy widmowej nie jest spotykanym określeniem.

Str. 89 dotyczy frazy

- „Dzięki parametryzacji metody, można ją dostosować do konkretnych parametrów radaru, np. modułu śledzenia”

Jest to niezręczne sformułowanie, ponieważ moduł śledzenia nie jest parametrem radaru, a jego funkcją jest monitorowanie i przewidywanie pozycji, prędkości i innych parametrów ruchomych obiektów wykrytych przez system.

Str. 96 dotyczy frazy

- „W rozprawie wykorzystano filtrację adaptacyjną w dziedzinie czasu, w której sygnał referencyjny jest adaptacyjnie odejmowany od sygnału echa”.

Na czym polega taka adaptacja?

Str. 99 dotyczy frazy

- „W drugim przypadku, czyli przy wypełnieniu zer, w symulacji użyto prostej procedury polegającej na przesunięciu pierwiastków wielomianu tak, aby zera charakterystyki nie były bardzo głębokie [152]”.

O jakim wielomianie wspomina Autor?

Na Rys. (5.16), (5.18-5.19), (5.21-5.22) zasięg jest określony przez wartość współczynnika SNR. Czy SNR kodowany barwnie jest obliczany zgodnie ze wzorem (2.17)? O ile moc sygnału echa P_r jest obliczana z równania (5.1), moc szumów P_n jest obliczana na podstawie analizy z punktu 5.3, to pozostaje do określenia zysk przetwarzania $G_i = B \cdot T$. Proszę o komentarz.

Str. 120 We wzorze (5.30) pojawia się indeks d przy funkcji nieoznaczoności $\Psi_d(\mathbf{R}, \mathbf{V})$ w liczniku ułamek. Czy to jest zwykłe przeoczenie edytorskie?

Wymienione uwagi nie wpływają na ocenę zawartości merytorycznej rozprawy.

Recenzent miałby dodatkowo pytania natury dyskusyjnej:

- Czy możliwy byłby projekt radaru pasywnego do optymalnej detekcji szybko obracających się śmieci kosmicznych, wykonujących w przestrzeni kosmicznej ruchy nieograniczone do stałego przyspieszenia, a nawet chaotyczne?
- Czy zwiększenie prawdopodobieństwa detekcji p_d można rozszerzyć o dodatkowe metody nieuwzględnione w Tezie 1?
- Czy możliwy byłby kompleksowy projekt optymalnych metod detekcji od startu poprzez możliwe manewry i lądowanie na bazie metodologii przedstawionej w rozprawie dla jednego konkretnego obiektu szybkiego, być może wspomagany procesem śledzenia, czy też radiolokacją aktywną?

8. Jaka jest przydatność rozprawy dla nauk technicznych

Technologia radaru pasywnego stanowi rozwiązanie alternatywne do radiolokacji aktywnej, Jest to technologia tańsza, bowiem nie wymaga własnego nadajnika, ale odbywa się to kosztem zwiększenia złożoności procesu przetwarzania sygnałów i procesu detekcji. Jest też to radar znacznie trudniej wykrywalny, stąd ma kolosalne znaczenie w systemach rozpoznawczych ELINT czy też COMINT. Każdy aspekt projektu systemu radaru pasywnego, poprawiający jego funkcjonalność, jest wart przeanalizowania i zbadania. Recenzowana rozprawa doktorska jest przykładem takiego nurtu badań naukowych i doświadczalnych, skupionych na ocenie optymalnej detekcji obiektów szybkich w radarze pasywnym.

W opinii Recenzenta rozprawa Pana mgr inż. Marcina Żywka przedstawia metodologię samodzielnego rozwiązania problemu badawczego, potwierdzając umiejętność samodzielnego prowadzenia przez Doktoranta pracy naukowej. Treść rozprawy świadczy również o dobrym poziomie wiedzy Doktoranta w dyscyplinie naukowej, w której jest ulokowana rozprawa doktorska.

Pomimo sformułowanych powyżej uwag i komentarzy do treści recenzowanej pracy stwierdzam, że opiniowana praca spełnia z wyraźnym nadmiarem warunki i wymagania stawiane rozprawom doktorskim, określone w przepisach *Ustawy z dnia 20 lipca 2018 r. Prawo o szkolnictwie wyższym i nauce* (t.j. Dz. U. z 2023 r., poz. 742 z późn. zm.).

Stawiam zatem wniosek o dopuszczenie rozprawy doktorskiej „*Optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym*” mgr inż. Marcina Żywka do publicznej obrony przed Radą Naukową Dyscypliny Informatyka Techniczna i Telekomunikacja.

Ewa Śmierzch



dr hab. inż. Janusz DUDCZYK, prof. WAT
Instytut Systemów Łączności
Wydział Elektroniki
Wojskowa Akademia Techniczna

Warszawa, dn. 02 września 2024 r.

**KWESTIONARIUSZ – RECENZJA ROZPRAWY DOKTORSKIEJ DLA RADY
NAUKOWEJ DYSCYPLINY INFORMATYKA TECHNICZNA
I TELEKOMUNIKACJA
POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ**

Tytuł rozprawy: **Optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym**

Autor rozprawy: **mgr inż. Marcin ŻYWEK**

1. Jakie zagadnienie naukowe jest rozpatrzone w pracy /teza pracy/ i czy zostało ono dostatecznie jasno sformułowane przez autora? Jaki charakter ma rozprawa (teoretyczny, doświadczalny, inny)?

Rozprawa doktorska mgra inż. Marcina ŻYWKI dotyczy optymalizacji metod wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym PCL/PBR (ang. *Passive Coherent Location/Passive Bistatic Radar*) na bazie opracowanych przez Autora następujących metod:

- quasi-optymalnego wyboru nadajnika FM w czasie rzeczywistym opartego na krótkoterminowej analizie pasma w celu maksymalizacji detekcji obiektu w radarze PCL;
- predykcji zasięgowej radaru pasywnego z uwzględnieniem wzorów anten i efektów propagacji dla sygnału DVB-T w paśmie VHF (ang. *Very High Frequency*);
- optymalizacji wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie przewidywania zasięgu wykrywania radaru PCL;
- eksperymentalnej analizie szumu otoczenia dla radaru pasywnego działającego z wykorzystaniem sygnału radiowego FM.

Praca składa się z wprowadzenia (w którym przedstawiony został cel, motywacja, tezy pracy i wkład własny Autora dysertacji) oraz czterech kolejnych rozdziałów wraz z podsumowaniem, w których opisane zostały podstawy radiolokacji pasywnej w kontekście poruszanych zagadnień tj. znaczenie nadajników okazjonalnych, geometria bistatyczna, model sygnału, równanie zasięgu oraz proces przetwarzania i detekcji obiektów, charakterystyki obiektów szybkich (w kontekście radaru PCL) oraz migracja ech tych obiektów wraz ze sposobami redukcji ww. zjawiska.

Dysertabilną część rozprawy stanowią rozdziały czwarty i piąty dotyczące odpowiednio: metod optymalizacji wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym w oparciu o sygnał DVB-T w paśmie VHF, techniki jednoczesnego przetwarzania z wykorzystaniem różnych czasów integracji, metody dynamicznego wyboru transmisji sygnału radiowego FM na podstawie krótkoterminowej analizy szerokości pasma sygnału oraz metody optymalizacji wyboru nadajników radiowych na podstawie predykcji zasięgowej radaru PCL.

Autor sformułował *explicite* dwie tezy, którym poświęcił odpowiednio trzeci, czwarty i piąty rozdział pracy, w następującym brzmieniu:

Teza 1: „*Możliwa jest optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich przez radar pasywny pozwalająca na zwiększenie prawdopodobieństwa detekcji obiektów szybkich przy ograniczonych zasobach poprzez: kompensację migracji echa obiektów szybkich poprzez rozszerzenie funkcji korelacji wzajemnej i odpowiedni dobór siatki uwzględniającej przyspieszenie, dodanie dodatkowych torów przetwarzania o różnych czasach integracji sygnału wraz z fuzją danych wprowadzanych do układu śledzenia, dynamiczny wybór transmisji radia FM pochodzących z jednego masztu radiowego pozwalający na zwiększenia stabilności i jakości detekcji obiektów szybkich bez znaczącego zwiększania zasobów obliczeniowych*”

Teza 2: „*Możliwe jest symulacyjne określenie zasięgu radaru pasywnego odzwierciedlającego rzeczywistą charakterystykę możliwości detekcyjnych przy znajomości parametrów radaru, nadajnika okazjonalnego, typu obiektu oraz właściwości propagacyjnych terenu. Predykcja zasięgowa może zostać wykorzystana do optymalizacji wyboru nadajników*”.

Sformułowanie powyższych tez jest logiczne i racjonalne, szczególnie biorąc pod uwagę fakt, iż w obecnym czasie poszukuje się efektywnych rozwiązań w szeroko pojętych obszarach WRE (Walki Radioelektronicznej), co daje możliwość maksymalizacji cech LPD (ang. *Low Probability of Detection*) w przypadku rozpoznania radioelektronicznego.

Opiniowana rozprawa doktorska ma charakter teoretyczno-symulacyjny, o czym świadczy analiza teoretyczna oraz praktyczna adaptacja opracowanych rozwiązań w technologii radarów pasywnych. Recenzent pragnie zauważyć, iż Doktorant nabył dużego doświadczenia zarówno merytorycznego jak i praktycznego, bowiem w okresie 2015-2023 realizował projekt NCBiR (nr DOBR/0043/R/ID1/2012/03) dotyczący Systemu Pasywnej Lokacji, którego produktem było wykonanie prototypu multistatycznego systemu SPL zwieńczonego pozytywnymi badaniami kwalifikacyjnymi. Autor pracy uczestniczył również w dwóch projektach, tj. projekcie Europejskiej Agencji Obrony pk. „ARTURO” (jako wykonawca z ramienia firmy XY-Sensing sp. z o.o.) oraz w projekcie HYPOTENUSE SC2, pełniąc funkcję kierownik tego projektu z ramienia Politechniki Warszawskiej.

Należy zwrócić uwagę na fakt, iż we wskazanych powyżej przedsięwzięciach projektowych Doktorant brał czynny udział i miał znaczący wkład w opracowaniu oraz integracji opracowanych rozwiązań na platformie lądowej (Rys. 1.2, str. 20).

2. Czy w rozprawie przeprowadzono w sposób właściwy analizę źródeł /w tym literatury światowej, stanu wiedzy i zastosowań w przemyśle/ świadczący o dostatecznej wiedzy autora. Czy wnioski z przeglądu źródeł sformułowano w sposób jasny i przekonujący?

Bibliografia zawiera 173 pozycje, w tym artykuły, książki, materiały konferencyjne oraz źródła internetowe, które w ocenie recenzenta są dobrane właściwie, a bogaty spis literatury oraz wynikająca z nich obszerna analiza aktualnego stanu nauki i badań w skali światowej świadczy o dużej wiedzy i kompetencjach Doktoranta. Tym samym Autor pracy w poprawny sposób powołuje się na literaturę w treści swej dysertacji.

We wprowadzeniu, formułując cel i tezę pracy oraz dwóch kolejnych rozdziałach, Autor powołując się na literaturę przedstawił w jasny i zrozumiały dla czytelnika sposób, zagadnienia dotyczące dziedziny radiolokacji w aspekcie jej dynamicznego rozwoju z uwzględnieniem technologii radiolokacji pasywnej PCL/PBR oraz możliwości jej wykorzystania w nisko kosztowych rozwiązaniach cywilnych i wojskowych, (Rys. 1.1, str. 17). Autor, w przejrzysty sposób opisał podstawowe cechy radaru PCL, w zakresie szybkości odświeżania, braku konieczności przydziału częstotliwości pracy, multistatyczności, efektywnego wykorzystania



wielu nadajników pracujących z różnych obszarów oraz swoistej fuzji funkcjonalnej radiolokacji aktywnej i pasywnej [16], [17÷21].

Na uwagę zasługuje gruntowna analiza literatury światowej w pkt. 2.1 oraz 3.2, w których wskazane zostały możliwości detekcji różnego typu obiektów przez radary pasywne [30÷37] oraz możliwości zastępowania analogowych źródeł radiowych źródłami generującymi cyfrowe sygnały radiowe i telewizyjne, takie jak DAB/DAB+/DVB-T/DVB-T2 oraz sygnały satelitarne (DVB-S, GPS, STARLINK) i technologie komórkowe (scharakteryzowane w pkt. 3.2.4).

W podrozdziale 3.3 Autor pracy, powołując się na doniesienia literaturowe [10, 109, 110÷117] opisał problem migracji ech obiektów szybkich w radarze PCL wraz ze sposobami redukcji tych zjawisk w wymiarze odległości i prędkości. W powyższym aspekcie Doktorant poddał analizie tzw. rozciąganie sygnału (ang. *Stretch Processing*) jako jeden ze sposobów korekcji migracji ech obiektów pomiędzy komórkami w odległości, wskazując na jej słabą wydajność ze względu na fakt „przepróbkowania” sygnału referencyjnego i obliczeń funkcji nieoznaczoności wzajemnej dla wielu wartości prędkości.

Innym sposobem, wskazanym przez Autora, jest zastosowanie transformaty Keystone, która modyfikuje funkcję nieoznaczoności wzajemnej w celu kompensacji ruchu obiektu w czasie integracji sygnału, bazując na liniowej zależności między przesunięciem Dopplera a częstotliwością. Doktorant, co jest bardzo istotnym elementem procesu przetwarzania sygnałów, wskazał na złożoność obliczeniową transformaty Keystone w aspekcie kilku różnych implementacji, tj. zastosowania algorytmów FFT/IFFT, zastosowania funkcji interpolującej sinus cardinalis, zastosowania transformaty Chirp-Z oraz zastosowania transformacji skali [109].

Przedstawione przez Autora podjęcie badań (pkt. 1.1 Motywacje) uważam za uzasadnione i przekonujące oraz wynikające z poprawnej oceny stanu wiedzy fachowej w przedmiotowym obszarze, w tym także istotnych osiągnięć badaczy polskich.

3. Czy autor rozwiązał postawione zagadnienia, czy użył właściwej do tego metody i czy przyjęte założenia są uzasadnione?

Optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich przez radar pasywny, której funkcją celu jest zwiększenie prawdopodobieństwa detekcji obiektów szybkich poprzez kompensację migracji echa tych obiektów, zwielokrotnienie torów przetwarzania o różnych czasach integracji wraz z końcową fuzją danych oraz dynamiczny wybór transmisji sygnału radiowego FM została udowodniona przez Doktoranta eksperymentami obliczeniowymi oraz potwierdzona analizą na bazie rzeczywistych sygnałów pomiarowych.

Optymalizacja wyboru nadajnika w procesie akwizycji sygnałów w radarze pasywnym, na bazie symulacyjnego określenia zasięgu radaru PCL, odzwierciedlając tym samym rzeczywistą charakterystykę możliwości detekcyjnych została potwierdzona w procesie porównania wyników symulacyjnych z wynikami rzeczywistymi.

Podejście zaprezentowane przez Doktoranta jest ciekawe i nowatorskie nie mające swego odzwierciedlenia w „doniesieniach” literaturowych w skali międzynarodowej. Zatem zagadnienia, które rozpatrywał Doktorant zostały szczegółowo rozważone i w pełni rozwiązane.

4. Na czym polega oryginalność rozprawy, co stanowi samodzielny i oryginalny dorobek autora, jaka jest pozycja rozprawy w stosunku do stanu wiedzy czy poziomu techniki reprezentowanych przez literaturę światową?

W opinii recenzenta, poczynione przez Autora analizy w przedmiotowej dysertacji oraz w publikacjach współautorskich [11, 14, 24÷29, 65, 77, 122] można uznać za w pełni oryginalne. Zaproponowanie i opracowanie nowatorskich metod optymalizujących detekcję obiektów szybkich w radarze pasywnym, takich jak: procedurze wyboru nadajnika FM w czasie rzeczywistym opartym na krótkoterminowej analizie pasma w celu maksymalizacji detekcji



objektu, predykcji zasięgowej radaru pasywnego z uwzględnieniem wzorów anten i efektów propagacji dla sygnału DVB-T w paśmie VHF, optymalizacji wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie przewidywania zasięgu wykrywania radaru PCL oraz eksperymentalnej analizie szumu otoczenia z wykorzystaniem sygnału radiowego FM, jednoznacznie świadczy o istotnym wkładzie własnym Autora pracy i znacząco poszerza wiedzę w zakresie wybranych zagadnień technik detekcji i rozpoznania radiolokacyjnego.

Na wysoką ocenę zasługują również liczne publikacje naukowe, których Doktorant jest współautorem. Szczególnie należy wskazać pracę pod tytułem „*Passive Bistatic Radar Detection Performance Prediction Considering Antenna Patterns and Propagation Effects*” z listy JCR (IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing).

Recenzent pozytywnie ocenia także możliwość zastosowania technicznych uzyskanych przez Doktoranta wyników w procesie przetwarzania sygnałów oraz metodach optymalizujących detekcję obiektów szybkich w radarach pasywnych. Mając na myśli technologie, jakie towarzyszą walce radioelektronicznej oraz technikom akwizycji, przetwarzania i rozpoznawania sygnałów, osiągnięte przez Autora wyniki mogą zostać wykorzystane praktycznie.

5. Czy autor wykazał umiejętność poprawnego i przekonującego przedstawienia uzyskanych przez siebie wyników /zwięzłość, jasność, poprawność redakcyjna rozprawy/?

Rozprawa doktorska wraz z bibliografią oraz wykazem stosowanych skrótów ma objętość 143 stron i jest napisana w sposób ścisły i zwięzły. Układ pracy, kolejność i kompletność poszczególnych rozdziałów recenzent uważa za dostosowany do tematyki i zakresu badań jakie zostały podjęte przez Autora. Rozprawa jest przygotowana w języku polskim i pod względem poprawności językowej nie budzi większych zastrzeżeń, natomiast omówienie badań przeprowadzonych przez Autora jest na tyle klarowne i wyczerpujące, że pozwala na ich pełną ocenę w procesie recenzji.

W odniesieniu do podstawowych zasad pisowni polskiej, należy wskazać pewną liczbę błędów, jakie znajdują się w rozprawie. Wprawdzie nie umniejszają one wartości merytorycznej pracy i przeważnie nie przeszkadzają w odbiorze treści, niemniej jednak należy zwrócić na nie uwagę:

- a) brak należytej staranności w zakresie poprawności dotyczącej składu i łamania tekstu. Błąd techniczny, jaki często można zaobserwować w pracy to tzw. „sierota”, czyli spójnik pozostawiony na końcu wiersza (str. 15, 17, 19, 25, itd.). Uznaje się to za błąd rażący i w każdym przypadku podlega korekcie. Sieroty dzielą się na jednoliterowe i wieloliterowe. W zależności od wymaganego stopnia poprawności tekstu, korekcie należy poddawać spójniki i partykuły o długości od jednej do trzech liter;
- b) szereg błędów gramatycznych, w tym fleksyjnych, charakteryzujących się niepoprawną końcówką fleksyjną, np. str. 55, pierwszy akapit, „... Transformata ta modyfikuje funkcję nieoznaczności...”, str. 68, opis Rys. 4.4, „Konwersja wewnętrzne zarejestrowanych...”;
- c) błędów leksykalnych związanych z niepoprawnym użyciem frazeologizmu powodowane umieszczaniem go w takim kontekście, który powoduje ożywienie znaczenia dosłownego, np. str. 22, ostatni akapit, „... W rozdziale 3 przedyskutowano analizę wykrywania obiektu...”;
- d) błędów powtórzeniowych, polegających na powieleniu tego samego elementu językowego w niewielkiej odległości od siebie, np. str. 27, pierwszy akapit. „... Dokładne omówienie sygnałów z nadajników okazjonalnych w kontekście możliwości wykrywania obiektów szybkich zostało omówione w punkcie 3.2...”.



6. Jakie są słabe strony rozprawy i jej główne wady?

Praca nie posiada zasadniczych wad, które znacząco obniżyłyby jej wartość. Niemniej jednak, recenzent pragnie zwrócić uwagę na kilka istotnych faktów, jakie nasunęły się w trakcie jej recenzowania, tj.

- a) w rozdziale 4, Autor pracy zaproponował trzy różne metody pozwalające na optymalizację wykrywania obiektów szybkich, tj. metodę bazującą na wykorzystaniu algorytmów kompensujących migrację echa obiektów szybkich w wymiarze prędkości, metodę polegającą na jednoczesnym przetwarzaniu danych z wykorzystaniem różnych czasów integracji i dalszym procesie fuzji tych danych oraz metodę polegającą na dynamicznym wyborze transmisji sygnału radiowego FM na podstawie krótkoterminowej analizy szerokości pasma sygnału. W celu akwizycji sygnałów rzeczywistych, Doktorant użył demonstratora radaru pasywnego (pasma VHF) skonstruowanego w Politechnice Warszawskiej (str. 66). Do rejestracji sygnałów wykorzystano platformę PXIe (*National Instruments*) wraz z komputerem, sześcioma niezależnymi koherentnymi odbiornikami wraz z systemem antenowym Uda-Yagi o zdefiniowanych charakterystykach kierunkowych oraz szerokości pasma akwizycji sygnałów. Zastosowany przez Doktoranta system pomiarowo-odbiorczy nie jest komercyjnym produktem typu COTS (ang. *Commercial Off The Shelf*). Zdaniem Recenzenta, celowym byłoby przedstawienie w pracy kilku zdjęć obrazujących ww. system akwizycji danych. Podobna sytuacja, gdzie również celowym byłoby przedstawienie kilku zdjęć układu pomiarowego, została opisana w pkt. 4.3.1, w której Autor samodzielnie przeprowadził eksperyment polegający na detekcji Boeinga 777-20, (str. 83).
- b) W czasie kampanii pomiarowej dokonano rejestracji sygnałów pochodzących od różnych obiektów, tj. rakiet Carbonara (firmy Space Forest), samolotu Cessna oraz innych latających obiektów wojskowych. W dalszej kolejności, na podstawie uzyskanych rejestracji, Autor pracy dokonał przetwarzania offline, koncentrując się na różnych obiektach współpracujących (str. 66). Odnosząc się do „dalszego przetwarzania offline” – brak jest informacji na temat platformy, na której odbyło się dalsze przetwarzanie sygnałów w trybie postmisyjnym.
- c) Biorąc pod uwagę aspekt merytoryczny niniejszej dysertacji, w całym „łańcuchu” analizy i przetwarzania sygnału (domyślnie należy rozumieć w trybie offline) dochodzi jeszcze etap tzw. wstępnej obróbki danych, zanim zostaną zastosowane zoptymalizowane metody detekcji obiektów szybkich - jakie proponuje Doktorant. „Charakter” detekowanego sygnału nie jest wolny od szumów i zniekształceń, które mają bezpośredni wpływ na kształt funkcji niejednoznaczności. Czy zatem, sygnał akwizowany przez demonstrator radaru pasywnego podlega procesowi obróbki wstępnej, zanim użyte zostaną algorytmy quasioptymalizujące detekcję obiektów szybkich? Jeżeli proces „wstępnego przetwarzania danych” ma miejsce, należałoby również dokonać określenia jego złożoności obliczeniowej (np. w aspekcie czasu bądź pamięci) przy jednoczesnym określeniu klasy tej złożoności, np. logarytmicznej $\Theta(\log n)$, liniowej $\Theta(n)$, kwadratowej $\Theta(n^2)$, sześcienniej $\Theta(n^3)$ czy wielomianowej $\Theta(nk+nk-1 + \dots + n)$, tak, jak zostało to wykonane w procesie symulacji, pkt. 4.1.2, str. 63). W szeroko pojętej algorytmice, problemy złożoności obliczeniowej bezpośrednio przekładają się na możliwość „wykonania” algorytmu na współczesnych maszynach obliczeniowych, a ponadto istotnie wpływają na czas obliczeń. Czas obliczeń, a tym samym czas odpowiedzi systemu od momentu wykrycia sygnału do momentu wygenerowania informacji zwrotnej o rodzaju obiektu (jego cechach, przynależności, stopniu zagrożenia, itd.) jest parametrem kluczowym



Mając na myśli potencjalne wykorzystanie opracowanych rozwiązań optymalizujących detekcję obiektów szybkich we współczesnych urządzeniach rozpoznania i walki radioelektronicznej, powyższe zagadnienie staje się istotne.

7. Jaka jest przydatność rozprawy dla nauk technicznych?

Jak już zostało wspomniane we wcześniejszych fragmentach recenzji, rozprawa wnosi istotny wkład w zakresie technik radiolokacyjnych, a w szczególności wykorzystania potencjału radarów pasywnych w praktyce.

Z całą pewnością można wskazać dwa obszary użyteczności rozprawy. Pierwszy z nich to nauki techniczne, w którym zawartość koncepcyjna pracy poszerza zbiór metod i sposobów pozwalających na skuteczne wykrywanie obiektów szybkich w radarze PCL. Drugi obszar, bardzo istotny ze względu na bezpieczeństwo i obronność kraju, to quasi-optymalizacja metod detekcji obiektów w technologii PCL. Mając na uwadze szczególną cechę radaru pasywnego jaką jest niskie prawdopodobieństwo detekcji tego typu sensora na polu walki, zasadnym jest wykorzystanie technik maksymalizujących skuteczność wykrywania obiektów szybkich (o dużym współczynniku zagrożenia) w obszarze rozpoznania i walki radioelektronicznej.

8. Do której z następujących kategorii Recenzent zalicza rozprawę:

- a. ~~Nie spełniająca wymagań stawianych rozprawom doktorskim przez obowiązujące przepisy~~
- b. ~~Wymagająca wprowadzenia poprawek i ponownego recenzowania~~
- c. ~~Spełniająca wymagania~~
- d. **Spełniająca wymagania z wyraźnym nadmiarem**
- e. ~~Wybitnie dobra, zasługująca na wyróżnienie~~

Po zapoznaniu się z przedłożoną do recenzji rozprawą doktorską mgra inż. Marcina ŻYWKA, stwierdzam, że praca **spełnia wymagania z wyraźnym nadmiarem**, a tym samym spełnia wymagania art. 13, ust. 1 Ustawy o stopniach naukowych i tytule naukowym oraz o stopniach i tytule w zakresie sztuki z dnia 14 marca 2003 r. z późniejszymi zmianami, gdzie mowa o oryginalnym rozwiązaniu problemu naukowego, ogólnej wiedzy teoretycznej kandydata w danej dyscyplinie naukowej oraz umiejętności samodzielnego prowadzenia pracy naukowej. W związku z tym, stawiam wniosek o przyjęcie tego opracowania jako rozprawy doktorskiej i dopuszczenie mgra inż. Marcina ŻYWKA do jej obrony publicznej.

Jednocześnie na obronie publicznej, w zależności od prezentacji pracy i odpowiedzi Doktoranta na postawione pytania, pozostawiam sobie możliwość wnioskowania o zmianę kategorii i wybór kategorii.

Warszawa, 02 września 2024 r.


.....
Janusz Dudczyk

POLITECHNIKA WARSZAWSKA

Dyscyplina naukowa–Informatyka Techniczna i Telekomunikacja
Nauki Inżynieryjno-Techniczne

ROZPRAWA DOKTORSKA

mgr inż. Marcin Żywek

**Optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich w radarze
pasywnym**

Promotor
dr hab. inż. Jacek Misiurewicz, prof. uczelni

Promotor pomocniczy
prof. dr hab. inż. Mateusz Malanowski

Warszawa 2024

Podziękowania

Szczególne słowa podziękowania kieruję do całej Pracowni Technik Radiolokacyjnych, a w szczególności do prof. dr. hab. inż. Mateusza Malanowskiego, dr hab. inż. Jacka Misiurewicza oraz prof. dr hab. inż. Piotra Samczyńskiego za zainteresowanie tematyką radiolokacji oraz nieocenione wsparcie przy opracowywaniu niniejszej rozprawy doktorskiej.

Chciałbym podziękować również mojej narzeczonej, Julii, za wyrozumiałość i wsparcie podczas pisania niniejszej rozprawy.

Streszczenie

W rozprawie przedstawiono zagadnienie optymalizacji metod wykrywania obiektów szybkich (o dużej prędkości i/lub dużym przyspieszeniu) w radarze z pasywną koherentną lokalizacją obiektów (ang. *Passive Coherent Location* – PCL). Radar pasywny PCL charakteryzuje się tym, że do detekcji obiektów wykorzystuje zewnętrzne źródła promieniowania elektromagnetycznego, takie jak nadajniki radiowe oraz telewizyjne. Radiolokacja pasywna, z uwagi na wiele unikatowych zalet takich jak m.in. skrytość działania oraz stosunkowo niski koszt budowy oraz utrzymania radaru, przeżywa w ostatnich latach dynamiczny rozwój skutkujący pojawieniem się na rynku pierwszych systemów komercyjnych. Technologia ta jest wciąż badana oraz rozwijana pod kątem wykorzystania do wykrywania różnego rodzaju obiektów. Jednym z mniej zbadanych zagadnień jest wykrywanie obiektów szybkich, które z uwagi na dużą prędkość lub duże przyspieszenie wciąż stanowią wyzwanie dla radaru pasywnego. Temu zagadnieniu jest poświęcona niniejsza rozprawa. Celem rozprawy jest optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich tak, aby zwiększyć szansę na wykrycie przez radar pasywny tego rodzaju obiektów. W pracy przeprowadzono analizę wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym, uwzględniającą charakterystykę tych obiektów, ograniczenia i wyzwania w ich wykrywaniu oraz analizę przydatności różnych rodzajów sygnałów z nadajników okazjonalnych do ich wykrywania. Otrzymane wyniki analizy posłużyły do sformułowania konkretnych problemów optymalizacji. Optymalizacji podlegał odpowiedni wybór sygnałów z nadajników okazjonalnych, czas integracji oraz sposób kompensacji migracji echa dla obiektów szybkich. Jako funkcję celu przyjęto maksymalizację stosunku sygnału do szumu echa, która bezpośrednio wpływa na zwiększenie szans detekcji obiektów szybkich. Przy optymalizacji zwrócono uwagę na aspekt praktyczny wykorzystania metod poprzez uwzględnienie rzeczywistych ograniczeń systemu, takich jak zasoby obliczeniowe oraz dostępność sygnałów od nadajników okazjonalnych. W rezultacie uzyskano zestaw metod i parametrów pozwalających na poprawę wykrywania obiektów szybkich przez radar pasywny. Otrzymane wyniki pozwalają na odpowiedni wybór nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowej jak i na opracowanie właściwej architektury oraz algorytmów dla radaru pasywnego do wykrywania obiektów szybkich. Uzyskane rezultaty teoretyczne zostały zweryfikowane zarówno za pomocą symulacji komputerowych jak i sygnałów rzeczywistych.

Słowa kluczowe: radar, radar pasywny, PCL

Abstract

The PhD dissertation presents the issue of optimizing methods for detecting fast-moving targets (with high speed and/or acceleration) in Passive Coherent Location (PCL) radar. PCL passive radar is characterized by using external sources of electromagnetic radiation, such as radio and television transmitters, for target detection. Due to its unique advantages, like operational stealth and relatively low construction and maintenance costs, passive radar technology has recently experienced rapid development, resulting in the emergence of the first commercial systems. This technology continues to be researched and developed for detecting various types of targets. One of the less explored issues is detecting fast-moving targets, which pose a challenge for passive radar due to their high speed or acceleration. This work is dedicated to this issue. The objective of the PhD dissertation is to optimize the methods for detecting fast-moving targets to increase the chances of their detection. The work included an analysis of fast targets detection in passive radar, considering the characteristics of these targets, the limitations and challenges in their detection, and the analysis of the suitability of various types of signals from transmitters of opportunity for their detection. The results of the analysis were used to formulate specific optimization problems. The optimization involved the appropriate selection of signals from transmitters of opportunity, integration time, and methods of target echo migration compensation for fast-moving targets. The cost function was designed to maximize the echo's signal-to-noise ratio, which directly enhances the chances of detecting fast-moving targets. The optimization also considered practical aspects of applying these methods in a real system, taking into account actual system limitations such as computational resources and the availability of signals from transmitters of opportunity. As a result, a set of methods and parameters was obtained that allow for the optimization of fast-moving targets detection by passive radar. The obtained results enable both the appropriate choice of transmitters of opportunity based on detection range prediction and the development of proper passive radar architecture and algorithms for detecting fast-moving targets. The theoretical results were validated both through computer simulations and real signals.

Keywords: *radar, passive radar, passive coherent location, PCL*

Spis treści

1. Wprowadzenie	15
1.1. Motywacje	19
1.2. Cel i teza pracy	21
1.3. Wkład własny autora	22
1.4. Układ pracy	22
2. Podstawy radiolokacji pasywnej	25
2.1. Nadajniki okazjonalne	25
2.2. Geometria bistatyczna	27
2.3. Model sygnału	32
2.4. Równanie zasięgu	33
2.5. Odbiór i przetwarzanie sygnałów	36
2.5.1. Rejestracja sygnału	36
2.5.2. Formowanie wiązek	37
2.5.3. Wstępne przetwarzanie sygnału	37
2.5.4. Usuwanie zakłóceń biernych	38
2.5.5. Korelacja	38
2.5.6. Detekcja i estymacja parametrów	39
2.5.7. Lokalizacja i śledzenie	40
3. Analiza wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym	43
3.1. Charakterystyka obiektów szybkich	43
3.1.1. Definicja obiektów szybkich	43
3.1.2. Przegląd literatury oraz opis obiektów szybkich	43
3.1.3. Wyzwania w wykrywaniu obiektów szybkich	45
3.2. Charakterystyka nadajników okazjonalnych pod kątem wykrywania obiektów szybkich	46
3.2.1. Radio analogowe FM	46
3.2.2. Radio cyfrowe DAB	47
3.2.3. Telewizja cyfrowa DVB-T/DVB-T2	47
3.2.4. Technologie komórkowe	48
3.2.5. Sygnały telekomunikacyjne WiFi	51
3.2.6. Sygnały satelitarne	51
3.2.7. Zestawienie podstawowych parametrów	51

3.3.	Problem migracji ech obiektów szybkich w radarze pasywnym	52
3.3.1.	Redukcja migracji ech obiektów szybkich w wymiarze odległości	52
3.3.2.	Redukcja migracji ech obiektów szybkich w wymiarze prędkości	56
4.	Metody optymalizacji wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym	59
4.1.	Detekcja startu rakiety za pomocą radaru pasywnego DVB-T w paśmie VHF	60
4.1.1.	Analiza teoretyczna	60
4.1.2.	Symulacje	62
4.1.3.	Wyniki eksperymentalne	65
4.1.4.	Analiza wyników i wnioski	71
4.2.	Jednoczesne przetwarzanie z wykorzystaniem różnych czasów integracji sygnału	73
4.2.1.	Analiza teoretyczna	73
4.2.2.	Symulacje	75
4.2.3.	Wyniki eksperymentalne	79
4.2.4.	Wnioski	81
4.3.	Dynamiczny wybór transmisji radia FM na podstawie krótkoterminowej analizy szerokości pasma sygnału	81
4.3.1.	Wstęp	81
4.3.2.	Pomiar szerokości pasma	85
4.3.3.	Optymalizacja oraz wyniki eksperymentalne	86
4.3.4.	Wnioski	88
5.	Optymalizacja wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowej radaru pasywnego	91
5.1.	Predykcja zasięgu radaru pasywnego	91
5.1.1.	Wstęp	92
5.1.2.	Rozszerzone równanie zasięgu	93
5.1.3.	Charakterystyka promieniowania anten nadajnika	94
5.1.4.	Charakterystyka promieniowania anten odbiornika	94
5.1.5.	Łączny współczynnik propagacji	98
5.1.6.	Wyniki symulacyjne	106
5.1.7.	Zestawienie wyników symulacyjnych z danymi rzeczywistymi	110
5.2.	Wybór nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowych	112
5.2.1.	Sformułowanie problemu	112
5.2.2.	Symulacje	115
5.2.3.	Optymalizacja wyboru nadajników	117
5.2.4.	Wyniki symulacji	117
5.3.	Eksperymentalna analiza szumu otoczenia w radarze pasywnym wykorzystującym sygnał radia FM	119
5.3.1.	Analiza teoretyczna	120
5.3.2.	Analiza danych rzeczywistych	121

5.3.3. Wnioski	125
6. Podsumowanie i kierunki dalszych prac	127
Bibliografia	131

Wykaz stosowanych skrótów

5G	– standard bezprzewodowego przesyłu danych w sieciach komórkowych
ADS-B	– automatyczny system do przesyłania informacji dotyczących lotu (ang. <i>Automatic Dependent Surveillance–Broadcast</i>)
AREPS	– zaawansowane narzędzie do symulacji zjawisk propagacyjnych (ang. <i>Advanced Refractive Effects Prediction System</i>)
ATSC	– standard telewizji cyfrowej wykorzystywanej m. w USA (ang. <i>Advanced Television Systems Committee</i>)
BTS	– stacja bazowa (ang. <i>Base Transceiver Station</i>)
CAF	– funkcja nieoznaczności wzajemnej (ang. <i>Cross-Ambiguity Function</i>)
CFAR	– stabilizacja poziomu fałszywego alarmu, algorytm detekcji (ang. <i>Constant False Alarm Rate</i>)
COMINT	– rozpoznanie emisji radiowych (ang. <i>Communication Intelligence</i>)
DAB	– standard radia cyfrowego (ang. <i>Digital Audio Broadcasting</i>)
DPI	– zakłócenia na drodze bezpośredniej (ang. <i>Direct Path Interferences</i>)
DVB-S	– standard telewizji cyfrowej satelitarnej (ang. <i>Digital Video Broadcasting – Satellite</i>)
DVB-T	– standard telewizji cyfrowej naziemnej (ang. <i>Digital Video Broadcasting–Terrestrial</i>)
DVB-T2	– nowy standard telewizji cyfrowej naziemnej (ang. <i>Digital Video Broadcasting–Terrestrial – Second Generation Terrestrial</i>)
EIRP	– zastępcza moc wypromieniowana izotropowo (ang. <i>Effective Isotropical Radiated Power</i>)
ELINT	– rozpoznanie emisji radarowych (ang. <i>Electronic Intelligence</i>)
ERP	– efektywna moc wypromieniowana (ang. <i>Effective Radiated Power</i>)
FFT	– szybka transformata Fouriera (ang. <i>Fast Fourier Transform</i>)
FM	– transmisja radiowa z modulacją częstotliwości (ang. <i>Frequency Modulation</i>)
FPGA	– bezpośrednio programowalna macierz bramek (ang. <i>Field-Programmable Gate Array</i>)
Galileo	– europejski system nawigacji satelitarnej
GMSK	– odmiana modulacji fal elektromagnetycznych stosowana w GSM (ang. <i>Gaussian Minimum Shift Keying</i>)
GPS	– system nawigacji satelitarnej (ang. <i>Global Positioning System</i>)
GSM	– standard sieci komórkowych (ang. <i>Global System for Mobile Communications</i>)
IFFT	– szybka odwrotna transformata Fouriera (ang. <i>Inverse Fast Fourier Transform</i>)

LOFAR	– sieć radioteleskopów na niskie częstotliwości (ang. <i>Low-Frequency Array for radio astronomy</i>)
LTE	– standard bezprzewodowego przesyłu danych (ang. <i>Long-Term Evolution</i>)
MIMO	– transmisja wieloantenowa (ang. <i>Multiple Input, Multiple Output</i>)
NATO	– Organizacja Traktatu Północnoatlantyckiego (ang. <i>North Atlantic Treaty Organization</i>)
OFDM	– modulacja wykorzystująca wiele ortogonalnych podnośnych (ang. <i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>)
OFDMA	– wielodostęp z ortogonalnym podziałem częstotliwości (ang. <i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access</i>)
PBCH	– fizyczny kanał rozświeczy (ang. <i>Physical Broadcast Channel</i>)
PBR	– pasywny radar bistatyczny (ang. <i>Passive Bistatic Radar</i>)
PCL	– radar z pasywną koherentną lokalizacją obiektów (ang. <i>Passive Coherent Location</i>)
PET	– pasywne namierzanie transmisji (ang. <i>Passive Emitter Tracking</i>)
RCS	– Skuteczna powierzchnia odbicia (ang. <i>Radar Cross Section</i>)
Rx	– pozycja odbiornika (radar pasywny) (ang. <i>Receiver position</i>)
SDR	– odbiornik radiowy oparty na oprogramowaniu (ang. <i>Software Defined Radio</i>)
SFN	– sieć jednoczęstotliwościowa (ang. <i>Single-Frequency Network</i>)
SNR	– stosunek sygnału do szumu (ang. <i>Signal-to-Noise Ratio</i>)
SPL	– system pasywnej lokacji
STARLINK	– telekomunikacyjny system satelitarny
Tx	– pozycja nadajnika okazjonalnego (ang. <i>Transmitter position</i>)
UHF	– zakres fal radiowych o częstotliwości 300–3000 MHz (ang. <i>Ultra High Frequency</i>)
UKE	– Urząd Komunikacji Elektronicznej
UMTS	– uniwersalny system telekomunikacji ruchomej (ang. <i>Universal Mobile Telecommunications System</i>)
USRP	– rodzaj radia programowalnego (ang. <i>Universal Software Radio Peripheral</i>)
VHF	– zakres fal radiowych o częstotliwości 30–300 MHz (ang. <i>Very High Frequency</i>)
WCDMA	– technika związana z dostępem do sieci radiowej UMTS (ang. <i>Wideband Code-Division Multiple Access</i>)
WiFi	– standard bezprzewodowych sieci komputerowych

Wykaz najważniejszych symboli

j	– jedność urojona
$(\cdot)^*$	– operator sprzężenia zespolonego
$ \cdot $	– wartość bezwzględna
c	– prędkość światła 3×10^8 [m/s]
λ	– długość fali [m]
k_B	– stała Boltzmanna 1.380649×10^{-23} [J/K]
f_c	– częstotliwość nośna [Hz]
B	– szerokość pasma sygnału [Hz]
R	– odległość bistatyczna [m]
V	– prędkość bistatyczna [m/s]
A	– przyspieszenie bistatyczne [m/s^2]
$R(t)$	– chwilowa odległość bistatyczna [m]
R_1	– odległość bistatyczna na linii nadajnik-obiekt [m]
R_2	– odległość bistatyczna na linii obiekt-odbiornik [m]
h_t	– wysokość obiektu [m]
P_{fa}	– prawdopodobieństwo fałszywego alarmu
P_d	– prawdopodobieństwo detekcji
D	– próg detekcji [dB]
SNR_{in}	– stosunek sygnału do szumu przed korelacją [dB]
SNR	– stosunek sygnału do szumu po korelacji [dB]
G_i	– zysk przetwarzania [dB]
τ	– opóźnienie sygnału echa względem sygnału referencyjnego [s]
T	– czas integracji [s]
σ	– bistatyczna powierzchnia skuteczna (RCS) [m^2]
ΔR	– rozmiar komórki rozróżnialności odległości bistatycznej [m]
ΔV	– rozmiar komórki rozróżnialności prędkości bistatycznej [m/s]
$\hat{R}$	– estymata odległości bistatycznej [m]
$\hat{V}$	– estymata prędkości bistatycznej [m/s]
$x_r(t)$	– sygnał referencyjny (w paśmie podstawowym)
$x_r^{RF}(t)$	– sygnał referencyjny (radiowy)
$x_e(t)$	– sygnał echa (w paśmie podstawowym)
$x_e^{RF}(t)$	– sygnał echa (radiowy)
C	– amplituda sygnału echa obiektu
C'	– zespolona amplituda sygnału echa obiektu
P_t	– moc nadajnika okazjonalnego [W]
G_t	– zysk anteny nadawczej/szyku nadawczego [dBi]
P_r	– moc echa odebrana przez odbiornik (radar) [W]
G_r	– zysk anteny odbiorczej [dBi]
L	– całkowite tłumienie [dB]
P_n	– całkowita moc szumu w systemie [W]
$\psi_s(R, V)$	– funkcja nieoznaczoności wzajemnej bez przyspieszenia bistatycznego
$\psi_A(R, V, A)$	– funkcja nieoznaczoności wzajemnej z przyspieszeniem bistatycznym
$N_{\max}$	– maksymalna liczba próbek w bloku danych
$V_{\max}$	– maksymalna dopuszczalna prędkość dla danej liczby próbek
$T_{\max}$	– maksymalny czas integracji [s]

$M(f)$	– gęstość mocy widmowej $[W/Hz]$
M_{max}	– maksimum gęstości mocy widmowej $[W/Hz]$
F_i	– łączny współczynnik propagacji (ang. <i>Pattern Propagation Factor</i>)
F_t	– współczynnik propagacji na ścieżce nadajnik-obiekt
F_r	– współczynnik propagacji na ścieżce obiekt-odbiornik
ϕ_t	– kąt azymutalny obiektu względem nadajnika $[rad]$
$L_t(\phi_t)$	– charakterystyka promieniowania anten nadajnika w pł. poziomej
$G_{r\max}$	– maksymalny zysk anteny odbiornika $[dB]$
ϕ_r	– kąt azymutu do obiektu widziany z odbiornika $[rad]$
$L_r(\phi_r)$	– charakterystyka promieniowania odbiornika w pł. poziomej
ϕ_t	– kąt azymutalny obiektu względem nadajnika $[rad]$
$L_t(\phi_t)$	– charakterystyka promieniowania nadajnika w pł. poziomej
$g_{surv}(\theta)$	– charakterystyka promieniowania anteny obserwacyjnej
$g_{ref}(\theta)$	– charakterystyka promieniowania anteny referencyjnej
$g_{surv}^{ef}(\theta)$	– efektywna charakterystyka promieniowania anteny obserwacyjnej
θ_{tx}	– kąt kierunku nadajnika $[rad]$
$L_r(\phi_r)$	– charakterystyka promieniowania anteny obserwacyjnej w pł. poziomej
R_i	– długość ścieżki bezpośredniej $[m]$
R_r	– długość ścieżki odbitej $[m]$
ψ	– kąt odbicia sygnału wielodrogowego od Ziemi $[rad]$
G'	– odległość po powierzchni Ziemi od anteny do punktu odbicia $[m]$
G''	– odległość po powierzchni Ziemi od punktu odbicia do obiektu $[m]$
G	– całkowita odległość po powierzchni Ziemi $[m]$
θ_t	– kąt w pł. pionowej (elewacji) dla sygnału bezpośredniego $[rad]$
θ_b	– kąt odpowiadający maksimum wiązki $[rad]$
$f(\theta)$	– charakterystyka antenowa w płaszczyźnie pionowej
Γ	– zespolony współczynnik odbicia od powierzchni Ziemi
ϵ	– zespolona stała dielektryczna
ϵ_r	– względna stała dielektryczna
σ_e	– przewodność $[S]$
ρ_s	– współczynnik rozpraszania
r_e	– fizyczny promień Ziemi $[m]$
R_e	– efektywny promień Ziemi $[m]$
n_0	– współczynnik załamania światła
F_{d0}	– straty spowodowane dyfrakcją fali elektromagnetycznej $[dB]$
F'_{d0}	– zmodyfikowane straty dyfrakcyjne $[dB]$
F_d	– straty dyfrakcyjne uwzględniające charakterystykę w pł. pionowej $[dB]$
δ	– różnica między ścieżką odbitą a bezpośrednią $[m]$
R_δ	– zasięg odpowiadający różnicy długości ścieżek δ $[m]$
R_h	– początek obszaru dyfrakcji $[m]$
h_a	– wysokość anteny $[m]$

1. Wprowadzenie

Radiolokacja jest jedną z dziedzin ściśle związanych z szeroko pojętym bezpieczeństwem. Od samego początku, czyli od 1904 roku [1], wspierała bezpieczeństwo żeglugi, a następnie odegrała istotną rolę podczas II wojny światowej w wykrywaniu nadlatujących samolotów [2]. Radary są obecnie wykorzystywane w wielu rozwiązaniach, poczynając od lotnictwa, gdzie stanowią jeden z podstawowych systemów zapewniających bezpieczeństwo lotów niezależnie od warunków atmosferycznych. Gwałtowny rozwój technologii cyfrowych w ostatnich latach sprawił, że na rynku pojawia się coraz więcej urządzeń wyposażonych w różnorodne radary. Jednym z przykładów mogą być samochody osobowe, które obecnie trudno wyobrazić sobie bez systemów antykolizyjnych czy też aktywnego tempomatu bezpośrednio poprawiających komfort oraz bezpieczeństwo wszystkich uczestników ruchu drogowego [3, 4, 5]. Co więcej, staje się możliwe konstruowanie pojazdów autonomicznych, które dzięki czujnikom radarowym i optycznym mogą zrewolucjonizować transport. Kolejną interesującą dziedziną są radary umieszczane na satelitach, pozwalające np. na wykonywanie zobrażeń Ziemi. Takie zobrażenia radarowe mogą być wykorzystane do wielu celów, takich jak tworzenie precyzyjnych map wysokościowych wykorzystywanych np. w ocenie skutków powodzi [6], czy też w monitoringu upraw w celu zapobiegania klęskom głodu [7].

Jednakże, najważniejszą dziedziną wykorzystania radiolokacji wydaje się być wciąż bezpieczeństwo lotów oraz systemy antydostępowe zarówno w kontekście cywilnym, jak i militarnym [8]. Powszechnie do tych celów wykorzystuje się radary aktywne, które posiadają własne źródło sygnału służące do oświetlania obszaru zainteresowania. Jeśli w takim obszarze znajduje się obiekt, część energii wypromieniowanej przez radar odbija się od tego obiektu i wraca do odbiornika. Na tej podstawie możliwe jest określenie odległości do obiektu poprzez pomiar opóźnienia, a także jego prędkości radialnej względem radaru, dzięki występowaniu efektu Dopplera.

Radary aktywne posiadają wiele zalet, które zadecydowały o sukcesie tego rozwiązania na przestrzeni kilkudziesięciu lat, takich jak:

- wysoka niezawodność i niezależność systemu, związana z wykorzystaniem własnego źródła emisji,
- możliwość dostosowania parametrów pracy w zależności od wymaganej precyzji i zasięgu,
- dobrze poznana i sprawdzona technologia.

Z drugiej strony, radary te posiadają również kilka istotnych wad, takich jak:

- konieczność alokacji pasma, co z uwagi na rosnące zapotrzebowanie na częstotliwości w systemach telekomunikacyjnych może być trudniejsze,
- łatwość lokalizacji (namierzenia) radaru ze względu na jego własną emisję,
- wysokie koszty produkcji, zwłaszcza w przypadku radarów wykorzystywanych w lotnictwie.

Szczególnie druga wada może prowadzić do prób zakłócenia pracy radaru lub nawet jego zniszczenia poprzez lokalizację emisji nadawanego sygnału.

Możliwe jest jednak wykorzystanie innego rodzaju radaru, który nie posiada własnego nadajnika, lecz do swojej pracy wykorzystuje inne źródła sygnału służące do zupełnie innych celów.

Radar nie posiadający własnego nadajnika, a do swojej pracy wykorzystujący inne niezwiązane z nim nadajniki nazywany jest w tej pracy krótko jako radar pasywny. Choć dopiero w ostatnich latach można zaobserwować gwałtowny wzrost zainteresowania tą technologią, już w 1935 roku szkocki naukowiec Robert Watson-Watt [9] z powodzeniem wykorzystał nadajnik radiowy do wykrywania obiektów latających. W ramach eksperymentu wykorzystano bombowiec RAF (ang. *Royal Air Force*) jako współpracujący obiekt, a jako źródło oświetlenia posłużył nadajnik radiowy BBC (ang. *British Broadcasting Corporation*) zlokalizowany w miejscowości Daventry. Odbiornik radarowy został umieszczony kilka kilometrów od nadajnika, w miejscowości Weedon, co pozwoliło na wykrycie przelatującego bombowca.

Radar pasywny w literaturze anglojęzycznej często nazywany jest radarem PCL (ang. *Passive Coherent Location*) lub PBR (ang. *Passive Bistatic Radar*) [10]. Pierwsze określenie podkreśla pasywną lokalizację obiektów z naciskiem na koherencję odbioru sygnałów, podczas gdy drugie określenie zwraca uwagę na bistatyczną geometrię systemu wynikającą z faktu, że radar pasywny wykorzystuje nadajniki okazjonalne, umieszczone w innych lokalizacjach niż sam radar. Przykłady nadajników okazjonalnych to powszechnie znane i wykorzystywane nadajniki radia FM (ang. *Frequency Modulation*), cyfrowego radia DAB/DAB+ (ang. *Digital Audio Broadcasting*), czy telewizji cyfrowej DVB-T (ang. *Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) oraz DVB-T2 (ang. *Digital Video Broadcasting - Second Generation Terrestrial*).

Inną technologią, często kojarzoną z radarem pasywnym są systemy rozpoznawcze COMINT (ang. *Communication Intelligence*) oraz ELINT (ang. *Electronic Intelligence*), służące do namierzania i identyfikacji źródeł transmisji radiowych oraz radarowych. Jednak nie są one tematem tej rozprawy.

W tym miejscu warto przedstawić najważniejsze cechy radaru pasywnego w kontekście radaru aktywnego, aby lepiej zrozumieć tę technologię.

Istotną cechą radaru pasywnego, z praktycznego punktu widzenia, jest niski koszt budowy i utrzymania. W radarach aktywnych najczęściej najbardziej kosztownym, zaawansowanym technicznie oraz wymagającym elementem jest nadajnik. Coraz częściej stosowane są radary

aktywne z elektronicznie sterowaną wiązką AESA (ang. *Active Electronically Scanned Array*), które choć pozwalają m.in. na wysoką częstotliwość odświeżania informacji, są bardzo kosztowne z uwagi na skomplikowaną konstrukcję układu nadawczego. Radar pasywny nieposiadając wbudowanego nadajnika oraz wykorzystując szyki antenowe (najczęściej kołowe) nie wymaga obracających się elementów, co znacząco obniża koszty budowy takiego systemu i zwiększa jego niezawodność. Dzięki temu radary pasywne mogą być z powodzeniem wykorzystywane, między innymi, do ochrony infrastruktury krytycznej [11, 12] oraz niskokosztowego nadzoru ruchu na lotnisku [13, 14]. Przykładem niskokosztowego radaru pasywnego może być system opracowywany i rozwijany przez Politechnikę Warszawską na lotnisku w Przasnyszu. Zdjęcie jednej z czterech stacji tego systemu na lotnisku w Przasnyszu przedstawiono na rys. 1.1 (maszt antenowy umieszczony jest na dachu).



Rys. 1.1: Zdjęcie budynku z masztem umieszczonym na dachu jednej z czterech stacji radaru pasywnego w Przasnyszu [15]

Dodatkowo, pomimo braku ruchomych elementów, radar pasywny oferuje dużą częstotliwość odświeżania informacji. Wynika to z faktu, że radar pasywny pracuje w trybie ciągłym oraz czas pomiędzy odświeżeniami informacji zależy od długości bloku danych do przetworzenia. Typowo dla sygnału radia FM stosuje się bloki długości 1 s, a dla sygnału telewizji cyfrowej DVB-T/T2 bloki długości 100-200 ms. Dzięki temu, szybkość odświeżania w radarze pasywnym może być wyższa niż w klasycznym radarze aktywnym [16].

Ważną cechą jest również brak niejednoznaczności pomiaru odległości oraz prędkości, co jest typowym problemem radarów aktywnych. Wynika to z braku impulsów sondujących i przetwarzania bloków sygnału o charakterze szumowym metodą korelacyjną.

Kolejną istotną zaletą jest brak konieczności alokacji pasma częstotliwości. Przykłady aukcji radiowych dla sieci komórkowych [17, 18] pokazują, że dostęp do zasobów radiowych

jest bardzo kosztowny, wiąże się z wieloma procedurami i jest czasochłonny. Radar pasywny wykorzystuje komercyjne nadajniki okazjonalne, zarządzane przez ich operatorów.

Istotną cechą radarów pasywnych jest ich trudniejsza wykrywalność, wynikająca z braku własnej emisji sygnałów. Jest to kluczowe w zastosowaniach militarnych, ponieważ tego rodzaju radar może operować w miejscach i sytuacjach, w których użycie radaru aktywnego byłoby niemożliwe ze względu na jego łatwe namierzenie.

Interesującą zaletą jest również potencjalna możliwość wykrywania obiektów typu *stealth*, czyli takich, które mają obniżoną sygnaturę radarową i są trudno wykrywane przez klasyczne radary. Jest to efektem tego, że obiekty tego typu konstruowane są w szczególny sposób. Pierwszym sposobem jest wykorzystanie zaawansowanych technologicznie materiałów, które pochłaniają część promieniowania elektromagnetycznego z pasma częstotliwości pracy radarów aktywnych. Drugim sposobem jest specjalny kształt obiektu, który opracowywany jest w taki sposób, aby fala odbita od obiektu nie wróciła w kierunku oświetlającego go radaru. Jeśli do radaru, w którym nadajnik oraz odbiornik umieszczone są w tym samym miejscu, tak jak w większości radarów aktywnych, nie dotrze lub dotrze znacząco osłabione echo od obiektu to prawdopodobieństwo detekcji obiektu istotnie maleje. Z uwagi, że radar pasywny posiada nadajnik i odbiornik w różnych miejscach, odbicie fali od obiektu *stealth* w kierunku innym niż nadajnik okazjonalny potencjalnie nie musi zmniejszyć prawdopodobieństwa wykrycia. Co więcej, radar pasywny pracuje na niższych częstotliwościach niż większość radarów aktywnych, więc skuteczność absorpcji energii przez wykorzystywane powłoki tych obiektów może być znacząco ograniczona, ponieważ są one projektowane z myślą o wyższych częstotliwościach przeważnie wykorzystywanych w tego typu systemach aktywnych. W [19] przedstawiono dodatkową zaletę polegającą na tym, że radar pasywny jest systemem multistatycznym, czyli obiekt oświetlany jest jednocześnie z wielu różnych kierunków (lub przy wielu odbiornikach odbierany również z wielu kierunków) co zwiększa szansę na wykrycie obiektu.

Warto dodać, że możliwe jest wykorzystanie nadajników z innych sąsiadujących krajów z uwagi na fakt, że m.in. na terenie Europy jest pewna unifikacja standardów nadawczych (np. radia FM, telewizji cyfrowej DVB-T) oraz wykorzystywanych przez nie częstotliwości [20]. Jest to o tyle istotna zaleta, że w przypadku katastrofy naturalnej lub konfliktu zbrojnego na obszarze danego państwa część nadajników mogłaby być wyłączona. Wykorzystanie zagranicznych nadajników może zatem istotnie zwiększyć niezawodność pracy radaru pasywnego oraz zwiększyć ich zasięg działania, szczególnie w okolicy granic danego państwa.

Jak każda technologia, radar pasywny ma również szereg wad. Pierwszą istotną wadą jest pełna zależność od nadajników okazjonalnych. Nadajniki te nie są związane z radarem pasywnym i są projektowane oraz wykorzystywane do zupełnie innych celów, takich jak nadawanie treści lub komunikacja. Ich lokalizacja (rozmieszczenie), konfiguracja, moc oraz

inne parametry są dostosowywane tak, aby maksymalizować dostępność sygnału dla odbiorców na powierzchni ziemi. Dodatkowo, sygnały emitowane przez te nadajniki nie są optymalne z punktu widzenia radaru pasywnego, ponieważ służą przesyłaniu informacji, a nie detekcji obiektów. Drugą znaczącą wadą, choć coraz mniej dotkliwą dzięki rozwojowi technologii, jest skomplikowane przetwarzanie sygnałów, które wymaga zaawansowanych algorytmów i dużej mocy obliczeniowej. Ta wada jest związana z faktem, że technologia radarów pasywnych nadal się rozwija i dopiero wchodzi na rynek. Powoduje to trudności w ocenie pełnej niezawodności oraz skuteczności tego typu radarów. Autor ma jednak nadzieję, że niniejsza praca przyczyni się do lepszego zrozumienia możliwości oraz ograniczeń radaru pasywnego, szczególnie w kontekście wykrywania obiektów szybkich.

W opinii autora, radar pasywny należy traktować jako istotne uzupełnienie systemów aktywnych, a nie jako ich bezpośrednią konkurencję. Może to potwierdzać kierunek rozwoju współczesnych technologii radarowych, który zaczyna łączyć te rozwiązania. Przykładem takiego zintegrowanego systemu jest TwinSens niemieckiej firmy Hensoldt, który łączy radar pasywny Twinvis z zaawansowanym wielofunkcyjnym radarem aktywnym TRML-4D [21].

1.1. Motywacje

Motywacje autora, które skłoniły go do zajęcia się opisaną tematyką, wynikają z kilku przesłanek.

Pierwszą z nich jest chęć jak największego wykorzystania potencjału radarów pasywnych w praktyce. Choć systemy te są jeszcze w fazie wprowadzania na rynek, mają duży potencjał aplikacyjny. W związku z tym konieczna jest kontynuacja badań i prac wdrożeniowych, aby w pełni wykorzystać ich możliwości oraz jak najlepiej dostosować je do wymagań przyszłych użytkowników. Autor, w latach 2015-2023, pracował w Instytucie Systemów Elektronicznych nad projektem Systemu Pasywnej Lokacji (SPL), który w grudniu 2023 roku zakończył badania kwalifikacyjne z wynikiem pozytywnym [22]. Projekt ten był realizowany przez konsorcjum, w którego skład wchodził PIT-RADWAR SA (jako lider), AM Technologies Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością Sp. k. oraz Politechnika Warszawska w ramach konkursu nr 3/2012 Narodowego Centrum Badań i Rozwoju (umowa nr DOBR/0043/R/ID1/2012/03). Efektem prac badawczo-rozwojowych było opracowanie, wykonanie i przebadanie multistatycznego systemu SPL, składającego się z prototypu oraz trzech stanowisk laboratoryjnych. Zdjęcie prototypu systemu SPL przedstawia rys. 1.2.

Druga przesłanka wiąże się z aktywnym uczestnictwem autora w projektach ARTURO (jako wykonawca z ramienia firmy XY-Sensing sp. z o.o.) oraz HYPOTENUSE SC2 (jako kierownik projektu z ramienia Politechniki Warszawskiej). Projekt ARTURO, realizowany pod egidą Europejskiej Agencji Obrony, skupia się na najnowocześniejszych technologiach i



Rys. 1.2: Zdjęcie prototypu systemu SPL (z podniesionymi masztami) [23]

trendach w dziedzinie radarowej, odpowiadając na przyszłe potrzeby operacyjne europejskich sił zbrojnych. Projekt HYPOTENUSE SC2 koncentruje się na wykrywaniu i przeciwdziałaniu współczesnym zagrożeniom hipersonicznym.

Trzecią z przesłanek jest chęć pokazania potencjału radarów pasywnych w zastosowaniu do detekcji obiektów szybkich, które zyskują na znaczeniu w kontekście rozwoju techniki i sytuacji międzynarodowej, podkreślając potrzebę umiejętności obrony przed nowymi zagrożeniami.

Czwarta przesłanka wynika z uczestnictwa autora w latach 2016-2020 w interdyscyplinarnych studiach doktoranckich na Politechnice Warszawskiej, w dziedzinie technologii raketowych i kosmicznych, co dodatkowo pogłębiło zainteresowanie tą tematyką.

Piąta przesłanka odnosi się do praktycznych aspektów precyzyjnego określania zasięgu radaru pasywnego. Z uwagi na zależność od nadajników okazjonalnych i bistatyczną geometrię

systemu, ustalenie rzeczywistego zasięgu radaru pasywnego jest bardziej skomplikowane niż w przypadku tradycyjnych aktywnych radarów monostatycznych. Brak własnego nadajnika sprawia, że zdolności detekcyjne radaru są ściśle związane z dostępnością i rozmieszczeniem nadajników w danym obszarze. Problem ten jest szeroko omówiony w rozdziale 5, gdzie podkreśla się, że narzędzia symulacyjne umożliwiające prognozowanie zasięgu radaru pasywnego są niezbędne dla jego rzetelnej i przewidywalnej pracy.

1.2. Cel i teza pracy

Podstawą działania radaru pasywnego są wiarygodne wykrycia obiektów, przewidywalny sposób działania oraz minimalizacja opóźnień w wydawaniu danych. W tym celu niezbędne jest m.in. dokładne poznanie i określenie charakterystyki systemu poprzez analizy teoretyczne zweryfikowane w rzeczywistych testach. Celem niniejszej rozprawy jest przeanalizowanie i optymalizacja wybranych metod wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym, tak aby można było wykorzystać je z powodzeniem w praktyce. Termin *obiekty szybkie* w niniejszej rozprawie odnosi się do obiektów latających osiągających duże prędkości i/lub przyspieszenia. Integralną częścią pracy jest również predykcja zasięgowa w radarze pasywnym, pozwalająca ocenić symulacyjne możliwości wykrywania obiektów dla zadanej konfiguracji systemu, przybliżonej charakterystyki obiektu oraz terenu. Umożliwia ona optymalizację wyboru nadajników okazjonalnych.

Główne tezy pracy można sformułować następująco:

1. *Możliwa jest optymalizacja metod wykrywania obiektów szybkich przez radar pasywny pozwalająca na zwiększenie prawdopodobieństwa detekcji obiektów szybkich przy ograniczonych zasobach poprzez:*
 - *kompensację migracji echa obiektów szybkich poprzez rozszerzenie funkcji korelacji wzajemnej i odpowiedni dobór siatki uwzględniającej przyspieszenie,*
 - *dodanie dodatkowych torów przetwarzania o różnych czasach integracji sygnału wraz z fuzją danych wprowadzanych do układu śledzenia,*
 - *dynamiczny wybór transmisji radia FM pochodzących z jednego masztu radiowego pozwalający na zwiększenia stabilności i jakości detekcji obiektów szybkich bez znaczącego zwiększania zasobów obliczeniowych.*
2. *Możliwe jest symulacyjne określenie zasięgu radaru pasywnego odzwierciedlającego rzeczywistą charakterystykę możliwości detekcyjnych przy znajomości parametrów radaru, nadajnika okazjonalnego, typu obiektu oraz właściwości propagacyjnych terenu. Predykcja zasięgowa może zostać wykorzystana do optymalizacji wyboru nadajników.*

Tezę pierwszą udowodniono przy pomocy eksperymentów obliczeniowych (symulacji) oraz poprzez analizę zarejestrowanych rzeczywistych sygnałów. Tezę drugą potwierdzono porównując wyniki symulacji z wynikami rzeczywistymi.

1.3. Wkład własny autora

Do głównych dokonań własnych autora można zaliczyć:

- Przeprowadzenie analizy przydatności różnych rodzajów nadajników okazjonalnych do wykrywania obiektów szybkich przez radar pasywny,
- Optymalizację wybranych metod wykrywania obiektów szybkich przez radar pasywny oraz ich weryfikację z danymi rzeczywistych pozyskanymi z demonstratorów radaru pasywnego [24, 25, 26],
- Analiza wpływu zmiany pasma transmisji radia FM w zależności od nadawanej treści i jego wpływu na wykrywanie obiektów przez radar pasywny wraz z zaproponowaniem metod optymalizacji w celu zwiększenia szans na detekcję obiektu [27],
- Opracowanie i weryfikację metod symulacyjnych dotyczących predykcji zasięgowej radaru pasywnego wraz z rozszerzeniem tych wyników w rozprawie dla sygnału DVB-T w paśmie VHF (ang. *Very High Frequency*) [26, 28],
- Zaproponowanie metody optymalizacji wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowej [25],
- Dokonanie eksperymentalnej analizy szumu otoczenia dla radaru pasywnego działającego z wykorzystaniem sygnałów radia FM [29].

1.4. Układ pracy

W rozdziale 2 opisano podstawy radiolokacji pasywnej, gdzie omówiono niezbędne aspekty działania radaru pasywnego w kontekście zagadnień poruszanych w pracy. Do takich aspektów należą: znaczenie nadajników okazjonalnych, geometria bistatyczna, model sygnału, równanie zasięgu oraz proces przetwarzania danych, począwszy od odbioru sygnału aż do lokalizacji obiektów, ze szczególnym naciskiem na detekcję obiektów.

W rozdziale 3 przedyskutowano analizę wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym. Rozpoczęto od scharakteryzowania obiektów szybkich w kontekście radaru pasywnego wraz z przeglądem literatury. Następnie omówiono różne rodzaje nadajników okazjonalnych pod kątem ich przydatności do wykrywania obiektów szybkich. Potem rozważono problem migracji ech obiektów szybkich wraz ze sposobami redukcji tego negatywnego zjawiska.

W rozdziale 4 zaprezentowano metody optymalizacji wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym. Na początku przedstawiono zasadnicze wyzwania na przykładzie wykrycia startującej rakiety za pomocą radaru pasywnego działającego w oparciu o sygnał DVB-T w paśmie VHF, wraz z optymalizacją metod oraz parametrów. Następnie opisano koncepcję jednoczesnego przetwarzania z wykorzystaniem różnych czasów integracji. Na koniec przedstawiono metodę dynamicznego wyboru transmisji radia FM na podstawie krótkoterminowej analizy szerokości pasma sygnału.

W rozdziale 5 omówiono optymalizację wyboru nadajników na podstawie predykcji zasięgowej radaru pasywnego, będącą integralną częścią optymalizacji wykrywania obiektów szybkich. Na początku przedstawiono rozszerzone równanie zasięgowe, sposób predykcji zasięgu w radarze pasywnym. Następnie zaprezentowano koncepcję wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowych. Potem przeprowadzono eksperymentalną analizę szumu otoczenia w radarze pasywnym wykorzystującym sygnał radia FM, która wykazała, że przy wyborze sygnałów z nadajników okazjonalnych należy również rozważyć kwestię szumu otoczenia.

Na koniec, w rozdziale 6 podsumowano wyniki oraz przedstawiono kierunki dalszych badań.

2. Podstawy radiolokacji pasywnej

W rozdziale omówiono niezbędne aspekty działania radaru pasywnego w kontekście zagadnień poruszanych w pracy. Rozpoczęto od ogólnego omówienia nadajników okazjonalnych, które są źródłem oświetlenia dla radaru pasywnego. Następnie omówiono geometrię bistatyczną wynikającą z faktu, że radar pasywny (w rozprawie nazywany również często odbiornikiem) oraz nadajniki okazjonalne znajdują się w różnych lokalizacjach. Potem omówiono model sygnału oraz podstawowe równanie zasięgu dla radaru pasywnego. Na koniec rozdziału przedstawiono najważniejsze informacje dotyczące odbioru sygnału oraz etapów przetwarzania sygnałów. Skupiono się głównie na etapach prowadzących do detekcji obiektów, ponieważ są one pierwotnym źródłem informacji, która definiuje rzeczywisty zasięg i możliwości radaru. Tematykę układów śledzenia oraz lokalizacji przedstawiono wyłącznie w ograniczonym zakresie, omawiając jedynie najistotniejsze kwestie.

2.1. Nadajniki okazjonalne

Zaletą radarów PCL jest możliwość wykorzystania różnorodnych źródeł promieniowania zarówno sygnałów analogowych, jak i cyfrowych. Decydującymi czynnikami wpływającymi na przydatność konkretnego źródła promieniowania dla celów radiolokacji pasywnej są moc i lokalizacja (położenie) nadajnika, pasmo sygnału, częstotliwość nośna oraz rodzaj modulacji sygnału. Moc nadajnika jest kluczowa dla zasięgu działania radaru pasywnego – im większa, tym większy jest zasięg wykrywania. Istotną kwestią jest również lokalizacja, wysokość umieszczenia anten nadajnika okazjonalnego oraz ich charakterystyka promieniowania, które wpływają na sposób oświetlenia obiektów i ewentualne zakrycia sygnału spowodowane przeszkodami terenowymi oraz krzywizną Ziemi. Pasma sygnału wpływa na zdolność systemu do rozróżniania obiektów znajdujących się na różnych odległościach oraz na dokładność samego pomiaru odległości. Częstotliwość nośna sygnału ma natomiast wpływ na jego tłumienie – im wyższa częstotliwość, tym większe tłumienie w atmosferze. Ważnym aspektem jest także rodzaj sygnału pochodzącego z nadajników okazjonalnych, a dokładniej wykorzystywana modulacja oraz charakter transmisji. Dla radarów pasywnych, które wykorzystują odbiór korelacyjny najbardziej pożądanym jest sygnał ciągły o charakterystyce szumu, który umożliwia uzyskanie ostrego maksimum funkcji korelacji oraz niskiego poziomu listków bocznych [10].

Obecnie radar pasywny może wykorzystywać szeroką gamę powszechnie dostępnych sygnałów telekomunikacyjnych. Może on również służyć do detekcji różnego rodzaju obiektów, takich jak samoloty [30, 31, 32], helikoptery [33], drony [34, 35], samochody [36], statki [37], rakiety [38, 39] czy też obiekty kosmiczne, jak np. Międzynarodowa Stacja Kosmiczna [40]. Jednym z podstawowych sygnałów wykorzystywanych przez radary pasywne jest szeroko rozpowszechnione radio analogowe FM. Stanowi ono atrakcyjne źródło oświetlenia dzięki dużej mocy i dużej liczbie nadajników, dogodnej lokalizacji nadajników (często na wysokich masztach oraz wzniesieniach), co przekłada się na szerokie pokrycie geograficzne na terytorium Polski, ale również innych krajów. Moc nadajników FM może dochodzić do setek kilowatów (w Polsce obecnie najsilniejsze nadajniki nadają z mocą 120 kW ERP), co w połączeniu ze stosunkowo niską częstotliwością (88-108 MHz) zapewnia duży zasięg wykrywania (do kilkuset kilometrów). Sygnał ten posiada jednak istotną wadę związaną z szerokością pasma sygnału, która choć nominalnie nie jest duża ponieważ wynosi 150 kHz, nie jest natomiast stała i waha się w zależności od treści programu, co wpływa na niską rozróżnialność odległości bistatycznej radaru i ogólniej jego możliwości detekcyjne, co zostanie omówione dokładniej w dalszej części rozprawy.

W ciągu ostatnich kilkunastu lat można zaobserwować stopniowe zastępowanie technologii analogowych przez bardziej wydajne i odporne na zakłócenia technologie cyfrowe. W przyszłości radio analogowe FM ma zostać zastąpione w Polsce przez naziemne radio cyfrowe DAB/DAB+, które również z powodzeniem można wykorzystać do detekcji obiektów [41, 42]. Z uwagi na wykorzystanie modulacji OFDM (ang. *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), która sprawia, że sygnał zbliżony jest do szumu, posiada on korzystne właściwości dla radiolokacji pasywnej. Jednakże, na chwilę obecną liczba dostępnych transmisji DAB/DAB+ w Polsce jest mocno ograniczona, a tempo wprowadzania tej technologii na tle wciąż powszechnie wykorzystywanego radia FM jest niskie.

Inaczej sytuacja wygląda z sygnałem telewizyjnym. Na przestrzeni ostatnich lat w Polsce mogliśmy zaobserwować całkowitą rezygnację z sygnału analogowego i przejście w pełni na sygnał cyfrowy. W pierwszej kolejności był to standard DVB-T, a obecnie jest to standard DVB-T2. Oba te standardy wykorzystują modulację OFDM (podobnie jak radio cyfrowe DAB/DAB+), która w tym przypadku oferuje szerokie pasmo sygnału (5, 6, 7 lub 8 MHz) co przekłada się na dobrą rozróżnialność odległości (rzędu kilkudziesięciu metrów) i prędkościową, dobre pokrycie na terenie prawie całego kraju oraz dużą moc nadajników.

Sygnały radia FM, DVB-T/T2 oraz DAB/DAB+ są chętnie wykorzystywane w radarach pasywnych, co potwierdzają pojawiające się na rynku komercyjnym systemy takie jak radar TwinVis niemieckiej firmy Hensoldt [31, 43], czy też radar MUSCL fińskiej firmy Patria [32] wykorzystujące właśnie te sygnały.

Istnieje jednak wiele innych sygnałów, które również z powodzeniem można wykorzystać jako oświetlacz dla radaru pasywnego. Są nimi sygnały pochodzące z systemów komórkowych GSM/3G/4G/5G, sygnały WiFi, sygnały satelitarne takie jak telewizja satelitarna DVB-S (ang. *Digital Video Broadcasting – Satellite*), sygnały nawigacyjne GPS (ang. *Global Positioning System*).

Dokładne omówienie sygnałów z nadajników okazjonalnych w kontekście możliwości wykrywania obiektów szybkich zostało omówione w punkcie 3.2.

2.2. Geometria bistatyczna

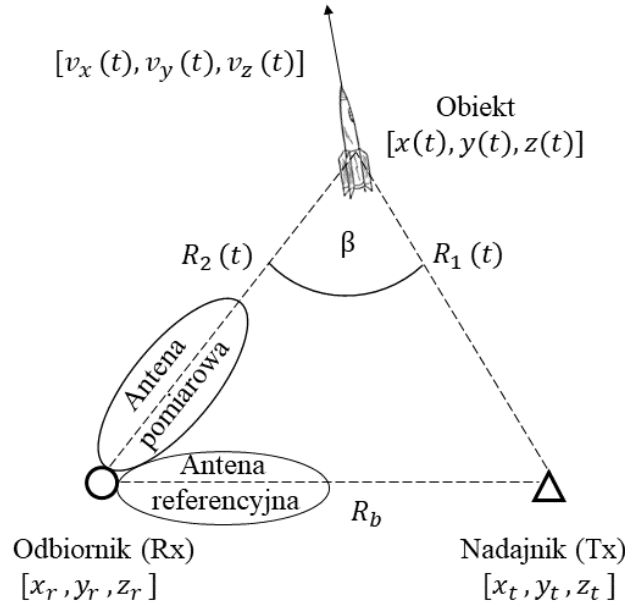
W radarze pasywnym odbiornik zlokalizowany jest w innym miejscu niż nadajnik i z tej przyczyny występuje tutaj geometria bistatyczna. Rys. 2.1 przedstawia geometrię radaru pasywnego w układzie kartezjańskim. Nadajnik, oznaczony jako Tx , znajduje się na współrzędnych $[x_t, y_t, z_t]$, natomiast odbiornik, oznaczony jako Rx , na współrzędnych $[x_r, y_r, z_r]$. W podstawowej konfiguracji odbiornik posiada kierunkową antenę referencyjną skierowaną w kierunku nadajnika oraz kierunkową antenę pomiarową skierowaną w kierunku obszaru zainteresowania, gdzie spodziewane są obiekty. Odbiornik może być zbudowany z wielu anten tworząc np. kołowy szysk odbiorczy z cyfrowym formowaniem wiązek [44], który umożliwia dookólne pokrycie oraz wykorzystanie wielu nadajników okazjonalnych. Poszukiwany obiekt znajduje się na współrzędnych $[x(t), y(t), z(t)]$, a jego wektor prędkości można określić jako $[v_x(t), v_y(t), v_z(t)]$. Istotnym parametrem jest również kąt β pomiędzy linią nadajnik-obiekt oraz obiekt-odbiornik, tzw. kąt bistatyczny.

W niniejszej pracy zakłada się, że pozycja nadajnika oraz odbiornika jest stała, a pozycja obserwowanego obiektu zmienia się z czasem. Jest to powszechne założenie dla większości zastosowań, ponieważ nadajniki okazjonalne, takie jak nadajniki radia oraz telewizji, są z założenia nieruchome, a radar pasywny nie zmienia swojego położenia podczas pracy. Jednakże, w ostatnich latach pojawiają się propozycje rozwiązań z ruchomym odbiornikiem, umieszczonym np. na samolocie [45, 46], bezzałogowym statku [47] czy okręcie [48], które nie są przedmiotem niniejszej rozprawy.

Chwilową odległość od nadajnika do obiektu $R_1(t)$ oraz od obiektu do odbiornika $R_2(t)$ można wyrazić następującymi wzorami:

$$R_1(t) = \sqrt{[x(t) - x_t]^2 + [y(t) - y_t]^2 + [z(t) - z_t]^2}, \quad (2.1)$$

$$R_2(t) = \sqrt{[x(t) - x_r]^2 + [y(t) - y_r]^2 + [z(t) - z_r]^2} \quad (2.2)$$



Rys. 2.1: Geometria w radarze pasywnym.

Odległość, jaką mierzy radar pasywny $R(t)$, zwaną również chwilową odległością bistatyczną, jest sumą odległości $R_1(t)$ i $R_2(t)$ pomniejszoną o odległość bazową (odległość pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem) R_b :

$$R(t) = R_1(t) + R_2(t) - R_b, \quad (2.3)$$

gdzie:

$$R_b = \sqrt{[x_t - x_r]^2 + [y_t - y_r]^2 + [z_t - z_r]^2}. \quad (2.4)$$

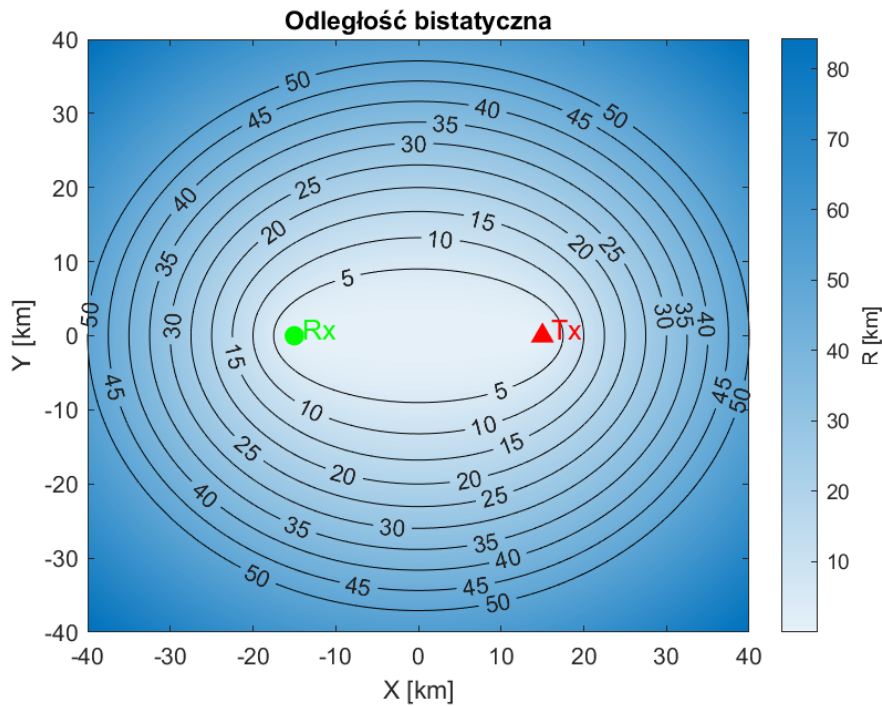
Odległość bistatyczna $R(t)$ mierzona jest poprzez pomiar opóźnienia τ sygnału echa względem sygnału referencyjnego, które to mnożone jest przez prędkość światła:

$$R(t) = c\tau. \quad (2.5)$$

Pomiar ten jest dość intuicyjny i wynika z różnicy dróg sygnału bezpośredniego (dociera najwcześniej do radaru) i sygnału echa (porusza się po dłuższej drodze).

W radarze monostatycznym, czyli takim w którym nadajnik i odbiornik znajdują się w tym samym miejscu, stała odległość definiuje okrąg (w przypadku dwuwymiarowym) lub sferę (w przypadku trójwymiarowym) o środku w miejscu położenia radaru. W radarze bistatycznym miejsce geometryczne wyznaczone przez stałą odległość definiuje elipsę (w przypadku dwuwymiarowym) lub elipsoidę (w przypadku trójwymiarowym) o ogniskach w miejscu położenia nadajnika i odbiornika. Przykładowe elipsy bistatyczne przedstawione są na (rys. 2.2) gdzie nadajnik (Tx) został umieszczony na kartezjańskiej pozycji [15 km, 0],

a odbiornik (Rx) na pozycji [-15 km, 0], oba na zerowej wysokości. Elipsy bistatyczne są kluczowe do poprawnej interpretacji odległości bistatycznej mierzonej przez radar. Najprościej zrozumieć to w ten sposób, że jeśli radar pasywny zmierzy odległość bistatyczną do obiektu równą np. 10 km to znaczy, że obiekt znajduje się na elipsie lub bardziej ogólnie elipsoidzie, oznaczonej na rysunku jako 10 km. Pojedyncza bistatyczna pozycja obiektu nie jest zatem konkretnym punktem w przestrzeni kartezjańskiej tylko zbiorem punktów na elipsoidzie.



Rys. 2.2: Przykład elips bistatycznych dla stałych odległości.

Drugą wielkością mierzoną przez radar jest prędkość bistatyczna. Podobnie jak odległość bistatyczna, jej charakter różni się istotnie od swojego monostatycznego odpowiednika.

Chwilowa prędkość bistatyczna definiowana jest jako pierwsza pochodna odległości bistatycznej po czasie:

$$V(t) = \frac{dR(t)}{dt} = \frac{[x(t) - x_t] \cdot V_x(t) + [y(t) - y_t] \cdot V_y(t) + [z(t) - z_t] \cdot V_z(t)}{R_1(t)} + \frac{[x(t) - x_r] \cdot V_x(t) + [y(t) - y_r] \cdot V_y(t) + [z(t) - z_r] \cdot V_z(t)}{R_2(t)}, \quad (2.6)$$

gdzie $V_x(t) = dx(t)/dt$, $V_y(t) = dy(t)/dt$, $V_z(t) = dz(t)/dt$.

Fizycznie prędkość bistatyczna V wyznaczana jest na podstawie przesunięcia częstotliwości na skutek efektu Dopplera f_d pomiędzy sygnałem referencyjnym a sygnałem echa pomnożonego przez długość fali $\lambda = c/f_c$, gdzie f_c jest częstotliwością nośną:

$$V = -\lambda f_d \quad (2.7)$$

Rys. 2.3 pokazuje przykłady obliczonej prędkości bistatycznej w zależności od położenia oraz kierunku poruszania się obiektu na kartezjańskiej płaszczyźnie XY. Inaczej niż w przypadku odległości bistatycznej, prędkość bistatyczna zależy nie tylko od położenia obiektu, lecz także od wektora jego prędkości. Trzy wykresy pokazane na rysunku odpowiadają obliczeniom wykonanym dla różnych kątów azymutu wektora prędkości: 0° , 45° i 90° . W każdym przypadku długość wektora prędkości wynosiła 1000 m/s. Czarne kontury przedstawiają linie o stałej prędkości bistatycznej w odstępach 500 m/s. Jeśli obiekt porusza się po elipsoidzie bistatycznej, odległość bistatyczna nie zmienia się, a prędkość bistatyczna wynosi wówczas zero. Jeśli obiekt porusza się w kierunku prostopadłym do elipsoidy bistatycznej, uzyskuje on maksymalną prędkość bistatyczną. Oprócz kierunku wektora prędkości względem bistatycznej elipsoidy, ważne jest także położenie obiektu względem nadajnika i odbiornika. Kartezjański wektor prędkości jest zawsze styczny do elipsy bistatycznej i długość tego wektora zależy od kąta bistatycznego β .

Rozróżnialność odległości bistatycznej zależy od możliwości pomiaru względnego opóźnienia pomiędzy sygnałami echa i sygnałem referencyjnym. Rozdzielczość pomiaru opóźnienia $\Delta\tau$ jest odwrotnie proporcjonalna do szerokości pasma sygnału B , zatem $\Delta\tau = 1/B$. Jeżeli uwzględni się zależność pomiędzy opóźnieniem i odległością bistatyczną, rozróżnialność odległości bistatycznej można wyrazić jako:

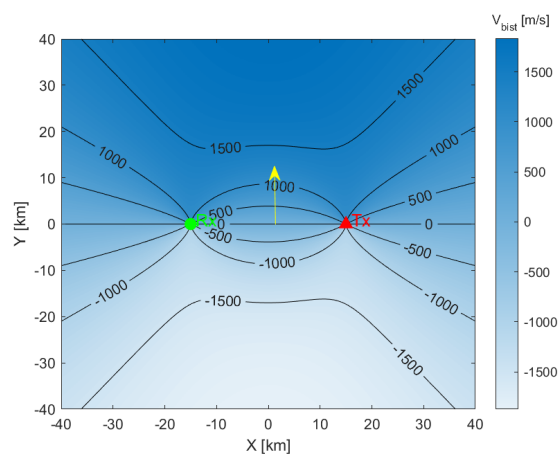
$$\Delta R = c \cdot \Delta\tau = c/B \quad (2.8)$$

Rozróżnialność odległości bistatycznej zależy od szerokości pasma sygnału. W przypadku radaru pasywnego szerokość sygnału zależy od rodzaju wykorzystywanego sygnału.

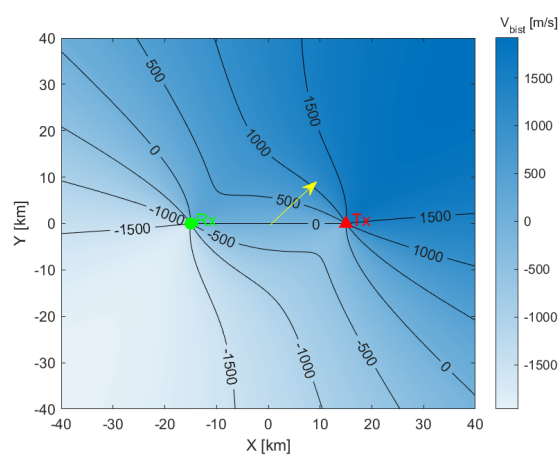
Rozróżnialność częstotliwości Dopplera Δf_d jest odwrotnie proporcjonalna do czasu obserwacji, czyli czasu integracji sygnału T , zatem $\Delta f_d = 1/T$. Wykorzystując zależność (2.7) otrzymuje się wyrażenie na rozróżnialność prędkości bistatycznej:

$$\Delta V = \lambda \cdot \Delta f_d = \lambda/T \quad (2.9)$$

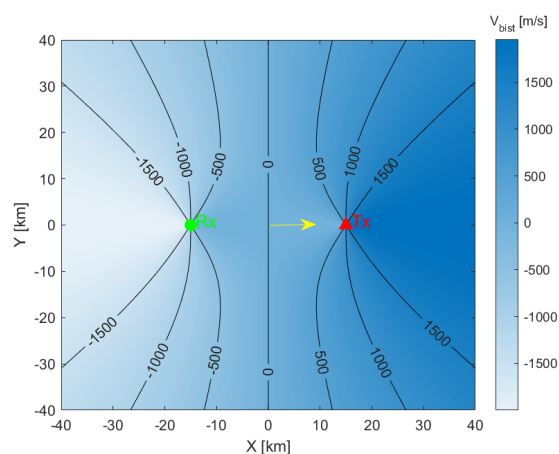
Jak widać ΔV zależy od długości fali (częstotliwości nośnej) sygnału z nadajników okazjonalnych oraz czasu integracji T . O ile pierwszy parametr jest właściwie niezależny od radaru ponieważ wynika z dostępności transmisji na danym obszarze, o tyle drugi parametr, czyli czas integracji T jest jednym z kluczowych parametrów, które należy dobrać w radarze pasywnym. Wpływa on nie tylko na ΔV , ale też na wiele innych czynników takich jak np. stosunek sygnał-szum (SNR). Będzie to omówione w dalszej części pracy.



(a) Azymut obiektu 0°



(b) Azymut obiektu 45°



(c) Azymut obiektu 90°

Rys. 2.3: Prędkość bistatyczna obliczona dla trzech azymutów karezyjańskiego wektora prędkości. Długość wektora wynosiła 1000 m/s we wszystkich trzech przypadkach: (a) Azymut obiektu 0° (b) Azymut obiektu 45° (c) Azymut obiektu 90°

2.3. Model sygnału

W literaturze [49, 50, 51, 52] najczęściej przyjmuje się podstawowy model sygnału bez uwzględnienia przyspieszenia.

Założmy, że $x_r(t)$ to zespolony sygnał w paśmie podstawowym. Postać radiową tego sygnału, czyli taką jaką jest emitowana fizycznie w przestrzeń, można wyrazić jako [10]:

$$x_r^{RF}(t) = \Re \{x_r(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\},$$

gdzie $\Re\{\}$ oznacza część rzeczywistą, $f_c = c/\lambda$ jest częstotliwością nośną, c to prędkość światła, a λ długość fali. W radarach pasywnych sygnał w paśmie podstawowym $x_r(t)$ często modeluje się jako zespolony sygnał szumowy o ograniczonej szerokości pasma [10].

Tak jak opisano na początku tego rozdziału, radar pasywny dokonuje pomiarów w geometrii bistatycznej, ale w praktyce potrzebne jest przekształcenie do powszechnie wykorzystywanych parametrów kartezjańskich (lub geograficznych). Związek pomiędzy geometrią kartezjańską a bistatyczną jest nieliniowy dlatego nawet dla prostego modelu ruchu liniowego w układzie kartezjańskim, model ruchu bistatycznego jest skomplikowany. To prowadzi do konieczności stosowania ogólniejszego modelu dla chwilowej bistatycznej odległości, reprezentowanego przez nieskończony wielomian [10]:

$$R(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{r^{(k)}(t)}{k!} t^k = R + Vt + \frac{At^2}{2} + \dots, \quad (2.10)$$

gdzie R jest odległością bistatyczną, V prędkością bistatyczną, a A przyspieszeniem bistatycznym. Sygnał odbity od obiektu z chwilową odległością bistatyczną $R(t)$ można wyrazić jako (na częstotliwości radiowej) [10]:

$$x_e^{RF}(t) = \Re \left\{ C \cdot x_r \left(t - \frac{R(t)}{c} \right) \cdot \exp \left(j2\pi f_c \left(t - \frac{R(t)}{c} \right) \right) \right\}, \quad (2.11)$$

gdzie C to amplituda sygnału echa obiektu. Podczas odbioru, sygnał jest konwertowany na postać [10]:

$$x_e(t) = C' \cdot x_r \left(t - \frac{R(t)}{c} \right) \cdot \exp \left(j2\pi f_c \frac{R(t)}{c} \right) \quad (2.12)$$

gdzie C' to zespolona amplituda sygnału echa obiektu. W praktyce najczęściej dokonuje się pewnych uproszczeń tego modelu. Dla obiektów klasycznych, takich jak np. samoloty pasażerskie zakłada się, że podczas czasu integracji T , wielomian nieskończonego stopnia reprezentujący chwilową odległość bistatyczną $R(t)$ można przybliżyć jako:

$$R(t) \approx R + Vt \quad (2.13)$$

W tym modelu uwzględnia się jedynie odległość oraz prędkość bistatyczną, a pomija się wyższe pochodne ruchu, takie jak przyspieszenie czy też zryw. Dodatkowo zakłada się, że chwilowa odległość bistatyczna $R(t)$ wprowadza jedynie stałe opóźnienie sygnału echa, czyli przyjmuje się tutaj pewną średnią wartość odległości chwilowej $R(t)$ bez uwzględnienia jej zmiany w czasie integracji T . Można to wyrazić jako:

$$x_r \left(t - \frac{R + Vt}{c} \right) \approx x_r \left(t - \frac{R}{c} \right) \quad (2.14)$$

Biorąc pod uwagę powyższe założenia, uproszczony model odbieranego sygnału echa można zapisać jako:

$$x_e(t) = C'' \cdot x_r \left(t - \frac{R}{c} \right) \cdot \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} Vt \right) \quad (2.15)$$

gdzie $C'' = C' \cdot \exp(j2\pi R/\lambda)$. Zgodnie z powyższym równaniem, odbierany sygnał echa jest skalowaną (osłabioną), opóźnioną w czasie oraz przesuniętą w częstotliwości kopią sygnału referencyjnego [10].

W rozdziale 3 przedstawiono rozszerzoną postać funkcji nieoznaczności wzajemnej, która to wykorzystywana jest przy wykrywaniu obiektów szybkich.

2.4. Równanie zasięgu

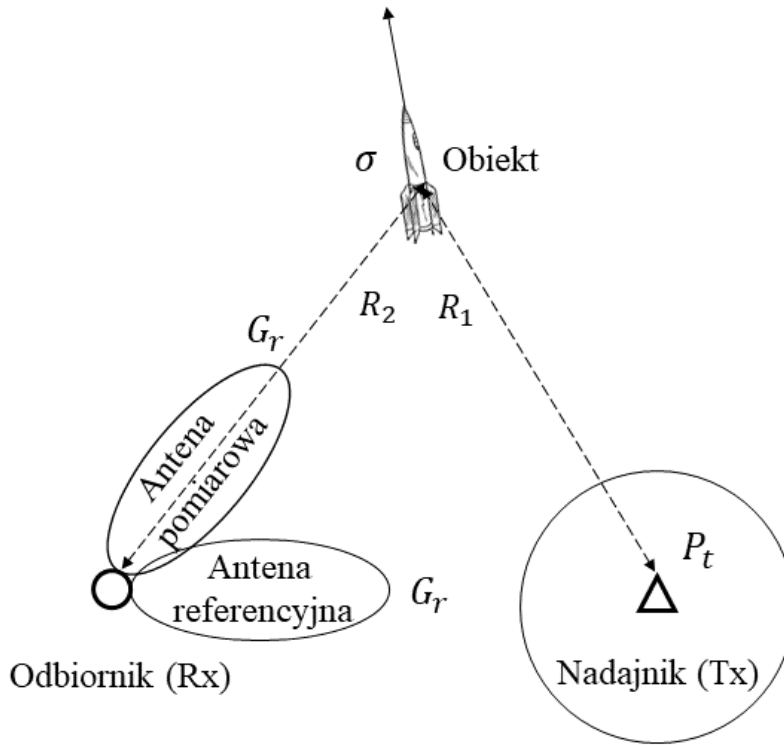
Rys. 2.4 przedstawia geometrię w radarze pasywnym pod kątem analizy zasięgowej. Moc sygnału echa P_r w warunkach propagacji w wolnej przestrzeni może być obliczana w następujący sposób [10]:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2 L}, \quad (2.16)$$

gdzie:

- P_t to moc nadawanego sygnału,
- G_t to zysk anteny nadajnika,
- G_r to zysk anteny odbiornika,
- σ to bistatyczna powierzchnia skuteczna (RCS),
- λ to długość fali,
- R_1 to odległość między nadajnikiem a obiektem,
- R_2 to odległość między odbiornikiem a obiektem,
- L to całkowite tłumienie (straty większe niż 0 dB tłumią sygnał, a niższe niż 0 dB wzmacniają sygnał) [53].

Stosunek sygnału-szum SNR (ang. *Signal-to-Noise Ratio*) można obliczyć w następujący sposób [53]:



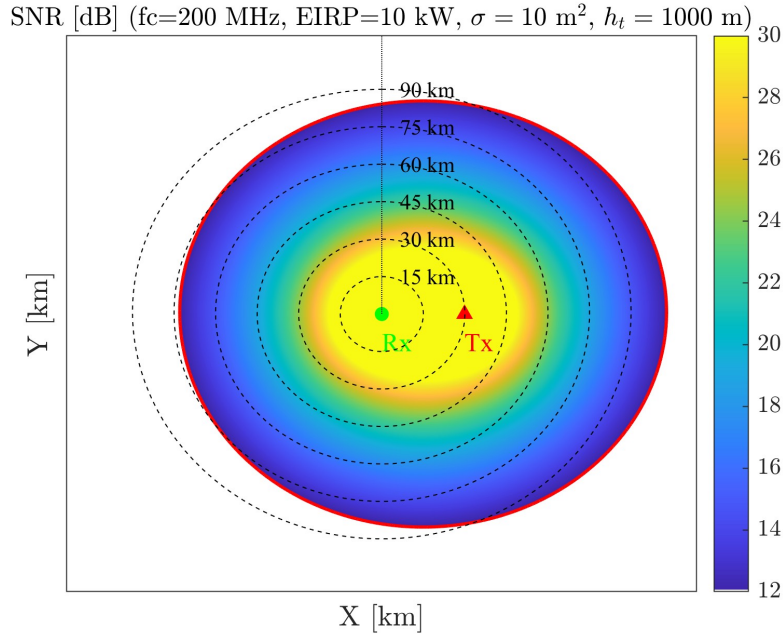
Rys. 2.4: Geometria w radarze pasywnym (dla analizy zasięgowej).

$$\text{SNR} = \frac{P_r}{P_n} \cdot B \cdot T = \frac{P_r}{P_n} \cdot G_i, \quad (2.17)$$

gdzie:

- P_n to całkowita moc szumu w systemie, która zawiera zarówno moc szumu termicznego, jak i zewnętrzny szum odbierany z otoczenia,
- B to szerokość pasma sygnału,
- T to czas integracji,
- G_i to zysk przetwarzania.

Iloczyn $B \cdot T$ jest nazywany zyskiem przetwarzania G_i i osiągany jest poprzez koherentną integrację sygnału o szerokości pasma B w czasie T . Typowe wartości iloczynu $B \cdot T$ dla radarów pasywnych wynoszą 40-60 dB. Szum termiczny można obliczyć jako $k_B T_0 B$, gdzie k_B to stała Boltzmanna, T_0 to temperatura szumu odbiornika, a B to szerokość pasma odbiornika (zakłada się tutaj, że szerokość pasma sygnału i szerokość pasma odbiornika są takie same). Poziom szumu jest zwiększany przez współczynnik szumu odbiornika F , co powoduje, że efektywna moc szumu wynosi $F k_B T_0 B$. Oprócz szumu termicznego, ważnym składnikiem w pasmach VHF i UHF (ang. *Ultra High Frequency*), gdzie radary pasywne zazwyczaj operują, jest szum odbierany z otoczenia, który może być nawet o kilkadziesiąt dB wyższy od poziomu szumu termicznego [54] [55].

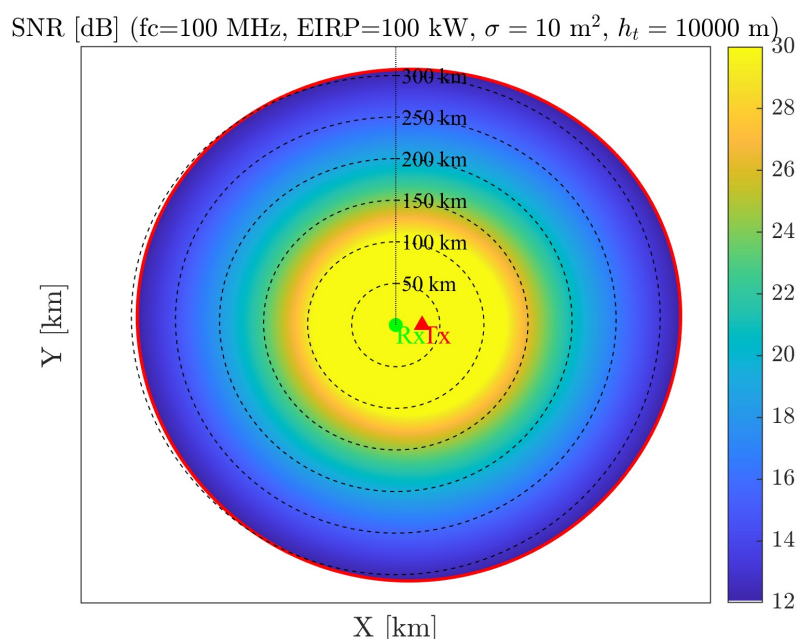


Rys. 2.5: SNR echa symulowanego obiektu w idealnych warunkach propagacji w wolnej przestrzeni (wysokość obiektu 1000 m) dla sygnału DVB-T w paśmie VHF. Czerwony kontur pokazuje zasięg detekcji.

Jeśli wszystkie pozostałe parametry są stałe, to SNR (2.17) zależy od $1/(R_1^2 R_2^2)$. Rys. 2.5 oraz rys. 2.6 przedstawiają przykładowe idealistyczne mapy stosunku sygnał-szum (SNR), odpowiednio dla sygnału telewizji cyfrowej DVB-T w paśmie VHF oraz radia FM. W obu przypadkach odległość pomiędzy nadajnikiem okazjonalnym a odbiornikiem R_b wynosiła 30 km, wysokość masztu nadajnika 2000 m. Wartości stosunku sygnał-szum (SNR) zostały nasycone na poziomie 30 dB w celu poprawienia czytelności i dla dalszych porównań z rozdziału 5. Biały obszar na mapie oznacza SNR poniżej 12 dB, co odpowiada założonemu progu detekcji. Dlatego kontur odpowiadający SNR równemu 12 dB definiuje zasięg detekcji radaru.

W przypadku sygnału telewizji cyfrowej DVB-T w paśmie VHF obliczenia przeprowadzono dla następujących, zbliżonych do występujących w rzeczywistości parametrów: $P_t G_t = 10$ kW, $\sigma = 10$ m², $f_c = 200$ MHz, $B = 6$ MHz, $T = 0.25$ s, $L = 10$ dB, $P_n = F k_B T_0 B$ z $F = 5$ dB, $T_0 = 290$ K. Przyjęto w tym przypadku, że wysokość obiektu h_t wynosiła 1000 m n.p.m (z uwagi na przeprowadzone w dalszej części rozprawy eksperymenty rzeczywiste). Jak można zauważyć na mapie SNR, w tym przypadku zasięg detekcji wynosi ok. 90 km.

W przypadku sygnału radia FM obliczenia przeprowadzono dla następujących parametrów: $P_t G_t = 100$ kW, $\sigma = 10$ m², $f_c = 100$ MHz, $B = 200$ kHz, $T = 1$ s, $L = 10$ dB, $P_n = F k_B T_0 B$ z $F = 5$ dB, $T_0 = 290$ K. W tym przypadku z uwagi na większą moc nadajnika oraz wyższą wysokość symulowanego obiektu zasięg detekcji wynosi około 300 km.



Rys. 2.6: SNR echa symulowanego obiektu w idealnych warunkach propagacji w przestrzeni wolnej (wysokość obiektu 10 000 m) dla sygnału radia FM. Czerwony kontur pokazuje zasięg detekcji.

Prezentowane uproszczone wyniki symulacji zasięgowej służą jako punkt odniesienia do dalszych analiz zaprezentowanych w rozdziale 5.

2.5. Odbiór i przetwarzanie sygnałów

W tym punkcie zostanie omówiony odbiór sygnału oraz przetwarzanie sygnałów w celu uzyskania wykrycia obiektów w radarze pasywnym. Zostaną tutaj omówione podstawowe zagadnienia w celu łatwiejszego zrozumienia analiz i metod wykorzystywanych w kolejnych rozdziałach.

2.5.1. Rejestracja sygnału

W radarach pasywnych odbiór sygnału realizowany jest głównie przez odbiorniki radia programowalnego SDR (ang. *Software-Defined Radio*) minimalizując udział komponentów analogowych. Taka architektura umożliwia skuteczne ograniczenie skomplikowanych układów analogowych, typowych dla radarów aktywnych, na rzecz cyfrowego przetwarzania sygnałów, co zwiększa dokładność i powtarzalność operacji przetwarzania. Część analogowa odbiornika radaru pasywnego sprowadza się zazwyczaj do układu kondycjonującego sygnał, obejmującego wzmacniacz i filtr, a także układ próbkujący, gdzie przemiana sygnału do pasma podstawowego odbywa się cyfrowo [56]. W przypadku sygnałów o wysokiej częstotliwości nośnej, gdzie

bezpośrednie próbkowanie nie jest możliwe, stosowane są dodatkowe etapy przemiany w torze analogowym. Jednakże, dzięki postępowi w technologii przetworników analogowo-cyfrowych, preferowane są rozwiązania eliminujące potrzebę dodatkowej konwersji [57].

Technika SDR opiera się głównie na programowalnych układach FPGA i procesorach sygnałowych, co pozwala na elastyczną rekonfigurację systemu przez zmiany w oprogramowaniu bez ingerencji w wewnętrzną strukturę (hardware). Przykładem takich nowoczesnych rozwiązań może być układ Zynq UltraScale+ RFSoc firmy Xilinx (AMD) [58].

Dużym wyzwaniem jest przetwarzanie dużych strumieni danych w czasie rzeczywistym, co wymaga znacznej mocy obliczeniowej oraz pamięci. W przypadku radaru pasywnego, sygnał z anten jest wzmacniany, filtrowany, a następnie próbkowany w sposób bezpośredni lub poddawany przemianie częstotliwości, a następnie dopiero próbkowany na częstotliwości pośredniej. Operacje takie jak demodulacja kwadraturowa, filtracja, czy demodulacja wykonuje się cyfrowo, minimalizując negatywne skutki zjawiska aliasingu poprzez odpowiedni dobór częstotliwości próbkowania [59].

2.5.2. Formowanie wiązek

Jakość sygnału pomiarowego oraz referencyjnego jest kluczowa dla skuteczności wykrywania obiektów. Pozyskanie sygnału referencyjnego może odbywać się przez zastosowanie kierunkowych anten do obserwacji określonych fragmentów przestrzeni lub przez zastosowanie szczyków antenowych, które umożliwiają cyfrowe formowanie wiązek odbiorczych. Zarówno szczyki liniowe, jak i kołowe są wykorzystywane do różnych celów; pierwsze do obserwacji konkretnych sektorów, drugie do obserwacji dookolnej. W obu przypadkach możliwe jest wyizolowanie sygnału referencyjnego oraz optymalizacja wiązek pomiarowych w celu minimalizacji sygnału referencyjnego. Warto podkreślić, że w radarach pasywnych można korzystać z komercyjnych i łatwo dostępnych anten, co znacząco może ograniczyć koszt systemu. W niniejszej rozprawie skupiono się głównie na rozwiązaniu polegającym na wykorzystaniu anten kierunkowych, z uwagi na większą prostotę konstrukcji systemu wykorzystanego do rejestracji danych rzeczywistych oraz do lepszej separacji sygnału echa od sygnału referencyjnego. W przypadku chęci uzyskania bardziej szczegółach informacji dotyczących formowania wiązek w radarze pasywnym autor odsyła np. do [10] gdzie jeden z rozdziałów jest poświęcony w pełni temu zagadnieniu.

2.5.3. Wstępne przetwarzanie sygnału

W kontekście radarów pasywnych, interesującym rozwiązaniem jest wykorzystanie cyfrowej natury sygnału w systemach z cyfrowymi systemami transmisji. Pozwala to na dekodowanie sygnału pomiarowego do strumienia danych, a następnie ponowne jego przetworzenie do postaci sygnału, tworząc idealną kopię sygnału emitowanego przez nadajnik,

wolną od szumów i zniekształceń nieliniowych torów analogowych [60]. Proces ten umożliwia również modyfikację sygnału na poziomie struktury transmisyjnej, wpływając korzystnie na kształt funkcji niejednoznaczności wzajemnej przez eliminację niepożądanych składników, takich jak np. piloty w sygnale DVB-T [61], DAB [62], czy też inne pojawiające się w sygnale okresowości. Często rozwiązania te wymagają dużego nakładu obliczeniowego.

2.5.4. Usuwanie zakłóceń biernych

Sygnał echa rejestrowany przez radar pasywny zawiera zarówno składniki pożądane od obiektów ruchomych, jak i niepożądane takie jak silny sygnał bezpośredni z nadajnika oraz sygnały odbite od elementów stacjonarnych, na przykład odbicia od budynków i terenu. Oba te rodzaje sygnałów charakteryzują się często na tyle dużą mocą, że mogą maskować słabe echa od obiektów ruchomych, co komplikuje lub może uniemożliwić ich detekcję. Z tego powodu sygnał echa jest przetwarzany przy użyciu filtracji adaptacyjnej [10, 52, 63] lub metody CLEAN [64], aby usunąć nieporządne składniki sygnału. W [65, 66] przedstawiono analizę wpływu jakości sygnału referencyjnego na przetwarzanie oraz analizę wpływu szumu na usuwanie niepożądanych ech obiektów stałych.

2.5.5. Korelacja

Aby wykryć obiekt w radarze pasywnym, wykorzystywana jest funkcja nieoznaczoności wzajemnej sygnału referencyjnego i echa. Ze względu na stosunkowo długi czas integracji sygnału używany zazwyczaj w radarach pasywnych, wynoszący od ułamka sekundy do kilku sekund, rozróżnialność prędkościowa jest duża. W rezultacie przesunięcie sygnału echa obiektu na skutek efektu Dopplera musi być uwzględniane podczas obliczania korelacji. Najczęściej stosuje się uproszczoną funkcję nieoznaczoności wzajemnej bez uwzględnienia przyspieszenia, która jest często wystarczająca dla klasycznych obiektów takich jak np. latające na wysokościach przelotowych samoloty pasażerskie. Dla sygnałów ciągłych definiuje się ją w następujący sposób [10]:

$$\Psi_c(R, V) = \int_{-T/2}^{T/2} x_e(t) \cdot x_r^* \left(t - \frac{R}{c} \right) \cdot \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} V t \right) dt \quad (2.18)$$

gdzie T to czas integracji, a $*$ oznacza sprzężenie zespolone. Funkcja $\Psi(R, V)$ jest również często nazywana funkcją korelacji wzajemnej od jej anglojęzycznego odpowiednika (ang. *Cross Ambiguity Function*).

W praktyce funkcję nieoznaczoności wzajemnej oblicza się dla sygnałów dyskretnych (spróbkowanych) w skończonym czasie integracji T . W takim przypadku otrzymuje się następującą dyskretną funkcję nieoznaczoności wzajemnej [59]:

$$\Psi(R, V) = \sum_{n=-N_s/2}^{N_s/2-1} x_{ef}(n) x_r^* \left(n - \frac{Rf_s}{c} \right) \exp \left(-j2\pi \frac{V}{\lambda f_s} n \right), \quad (2.19)$$

gdzie N_s jest parzystą liczbą przetwarzanych próbek sygnału wynikającą z czasu integracji oraz częstotliwości próbkowania f_s .

W praktyce wartości odległości bistatycznej R , prędkości bistatycznej V obiektu są nieznane. Z tego powodu funkcja nieoznaczoności wzajemnej jest obliczana dla określonego zakresu odległości, prędkości bistatycznych, w którym spodziewa się sygnałów echa obiektu. W rezultacie tworzona jest dwuwymiarowa mapa odległość-prędkość, na której poszukuje się sygnałów echa obiektu. Jeśli opóźnienie, przesunięcie wynikające z efektu Dopplera zastosowane do sygnału odniesienia są takie same (lub zbliżone), jak w przypadku sygnału echa obiektu, pojawia się maksimum korelacji wskazujący bistatyczną odległość oraz prędkość.

W rozdziale 3 zostanie przedstawiona funkcja nieoznaczoności wzajemnej rozszerzona o przyspieszenie, która jest wskazana do efektywnej obserwacji obiektów szybkich.

2.5.6. Detekcja i estymacja parametrów

Radar pasywny w procesie detekcji obiektów wykorzystuje kryterium Neymana-Pearsona, polegające na maksymalizacji prawdopodobieństwa wykrycia przy ustalonym prawdopodobieństwie fałszywego alarmu [10]. Proces ten wymaga progowania modułu funkcji korelacji wzajemnej, która jest obliczana przez sumowanie wielu próbek, których liczba może sięgać tysięcy lub nawet milionów. Dzięki zastosowaniu centralnego twierdzenia granicznego, amplitudy sygnału dla hipotezy zerowej, czyli braku echa obiektu, podlegają rozkładowi Rayleigha, co wynika z sumowania niezależnych zmiennych losowych dążących do rozkładu normalnego. To prowadzi do sytuacji, gdzie rozkład wartości bezwzględnej funkcji nieoznaczoności wzajemnej również przyjmuje formę rozkładu Rayleigha [59].

W praktyce dla zachowania prawdopodobieństwa fałszywego alarmu (P_{fa}) na akceptowalnie niskim poziomie, zakładanym zwykle w przedziale od 10^{-3} do 10^{-6} , stosowane są progi detekcji na poziomie 12-15 dB. To umożliwia efektywne wykrywanie echa obiektu o rozkładzie Rayleigha, jednocześnie zapewniając zadowalającą odporność na zmiany parametrów rozkładu zakłóceń i zachowując niskie prawdopodobieństwo fałszywych detekcji [59].

Dodatkowo, w radarach pasywnych, gdzie suma wielu próbek sygnału skutkuje „ugaussowaniem” szumu, algorytmy takie jak CFAR (ang. *Constant False Alarm Rate*) mogą być zastosowane do adaptacyjnego dostosowywania progu detekcji. Dzięki temu, system radarowy staje się bardziej odporny na nieprzewidziane zmiany w środowisku operacyjnym. Algorytm CFAR, szczególnie w wersji Cell Averaging CFAR (CA-CFAR), pozwala na dynamiczne określanie poziomu mocy szumu wokół testowanej komórki (ang. *cell under*

test) na podstawie średniej arytmetycznej wartości z sąsiednich komórek, przy wykorzystaniu również komórek ochronnych (ang. *guard cells*) co dodatkowo zwiększa skuteczność detekcji.

Proces estymacji opiera się na precyzyjnym określeniu bistatycznej odległości i prędkości na podstawie przekroczenia progów detekcji. Używając metody dopasowywania paraboli do kształtu echa od pojedynczego obiektu możliwe jest uzyskanie dokładniejszych estymat bistatycznej odległości $\hat{R}$ oraz prędkości $\hat{V}$ [10]. Możliwa jest także estymacja dodatkowych parametrów, takich jak bistatyczne przyspieszenie (w przypadku wykorzystania podstawowej postaci funkcji nieoznaczności wzajemnej 2.19), co przyczynia się do lepszego śledzenia ruchu obiektu.

2.5.7. Lokalizacja i śledzenie

Zagadnienie lokalizacji oraz śledzenia w radarze pasywnym jest w ogólności tematem bardzo złożonym. Jednakże, niniejsza rozprawa koncentruje się na detekcji obiektów, ograniczając się do omówienia tylko najistotniejszych kwestii związanych z lokalizacją i śledzeniem.

Kolejność procesów lokalizacji i śledzenia nie jest sztywno ustalona i zależy od specyfiki danej implementacji radaru [56]. Możliwe jest podejście, w którym obiekty są najpierw lokalizowane geograficznie na podstawie danych z radaru, a potem podlegają śledzeniu [67], jak również metoda, gdzie najpierw następuje śledzenie we współrzędnych bistatycznych, a dopiero później lokalizacja [59, 68].

Lokalizacja w kontekście radarów pasywnych odnosi się do ustalania współrzędnych geograficznych obiektów na podstawie ich parametrów bistatycznych. Istnieją dwie główne metody lokalizacji. Pierwsza metoda opiera się na określeniu punktu, w którym przecinają się elipsa definiowana przez parametry bistatyczne oraz kierunek przybycia sygnału echa. Kierunek ten można ustalić przy użyciu szyków antenowych. Głównymi atutami tego podejścia są jego prostota oraz jednoznaczność. Największą jednak wadą jest niska dokładność, wynikająca z trudności w precyzyjnym określeniu kierunku nadejścia fali [56]. Trudność ta, wynika z faktu, że radar pasywny wykorzystuje do swojej pracy sygnały niskich częstotliwości, typowo w zakresie kilkudziesięciu do kilkuset MHz. Niska częstotliwość sygnału wiąże się z większą długością fali, co z kolei komplikuje projektowanie anten o wąskich wiązках. Wymaga to bowiem konstrukcji o dużych rozmiarach. W rezultacie, precyzyjne określenie kierunku, w którym znajduje się obiekt, jest znacząco utrudnione w porównaniu do metod stosowanych w klasycznych radarach [59].

Drugi sposób lokalizacji obiektów, oparty na analizie przecięć elips bistatycznych wyznaczonych z danych pochodzących od różnych par nadajnik-odbiornik, charakteryzuje się większą dokładnością [69]. Do skutecznej lokalizacji w trzech wymiarach niezbędne są co najmniej trzy takie pary, które muszą być odpowiednio rozmieszczone i nie mogą być

zamontowane na tym samym maszcie. Jednakże, metoda ta również napotyka na pewne wyzwania techniczne. Błędy pomiarowe mogą sprawić, że elipsy nie będą przecinać się dokładnie w jednym punkcie, co komplikuje obliczenia. Ponadto, niska moc sygnału echa sprawia, że nie zawsze wszystkie pary nadajnik-odbiornik jednocześnie detekują obiekt, co może prowadzić do fałszywych lokalizacji [56]. Pomimo tych wyzwań metoda polegająca na przecięciu elips jest obecnie chętniej wykorzystywana z uwagi na większą dokładność wyników.

Śledzenie celów w radarze pasywnym może odbywać się zarówno we współrzędnych bistatycznych, jak i kartezjańskich. Wprowadzenie wstępnego śledzenia w układzie bistatycznym znacząco upraszcza proces lokalizacji, ponieważ pozwala na selekcję tylko potwierdzonych tras, co zwiększa precyzję i zmniejsza liczbę fałszywych detekcji [10, 59]. Należy jednak zauważyć, że taki system może wprowadzać opóźnienia w potwierdzaniu obiektów. W procesie lokalizacji i śledzenia powszechnie stosuje się filtry Kalmana, które umożliwiają aktualizację pozycji obiektu i przewidywanie jego przyszłej lokalizacji na podstawie danych historycznych, co jest kluczowe dla precyzyjnego śledzenia obiektów [56].

3. Analiza wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym

3.1. Charakterystyka obiektów szybkich

3.1.1. Definicja obiektów szybkich

W dzisiejszych czasach, wraz z postępem technicznym oraz wydarzeniami geopolitycznymi pojawiają się nowe wyzwania w zakresie identyfikacji i śledzenia różnorodnych obiektów latających. Radary pasywne, z uwagi na ich unikatowe zalety przedstawione w rozdziale 1, mogą być interesującą techniką pozwalającą na ich wykrywanie. Posiadają one potwierdzone w praktyce zdolności do obserwacji zarówno obiektów cywilnych oraz wojskowych takich jak drony [70, 71], samoloty [72, 73], śmigłowce [33, 74] ale czy też rakiet amatorskich [38, 39, 75, 76]. Obiekty te posiadają zróżnicowaną charakterystykę zarówno pod kątem budowy (kształtu, materiałów, rozmiaru), przeznaczenia, osiąganych prędkości, przyspieszeń jak też wysokości lotu co powoduje różnego rodzaju wyzwania w ich skutecznym wykrywaniu. Rzeczywisty system radaru pasywnego, podobnie jak systemy aktywne, powinien pozwalać na wykrywanie szerokiego wachlarza różnego rodzaju obiektów latających. Jednym z istotnych wyzwań w radiolokacji pasywnej jest detekcja obiektów, które posiadają znaczące prędkości i/lub przyspieszenia. Przykładem takich obiektów mogą być samoloty wykonujące dynamiczne manewry (np. start), rakiety oraz manewrujące drony. Obiekty szybkie w kontekście niniejszej rozprawy odnoszą się do obiektów latających, które zdolne są do osiągania dużych prędkości lub przyspieszeń. Takie wyodrębnienie klasy obiektów szybkich wynika z faktu, że ciężko jednoznacznie określić m.in. zakres prędkości i przyspieszeń jakie powodują trudności dla radaru pasywnego z uwagi, że w zależności od wykorzystywanego rodzaju sygnału (por. p. 3.2) oraz innych czynników przedstawionych w pracy, ulegają one zmianie.

3.1.2. Przegląd literatury oraz opis obiektów szybkich

Dobrym przykładem obiektów szybkich są rakiety poruszające się często z prędkościami naddźwiękowymi oraz wykonujące dynamiczne manewry podczas lotu (np. start). Najczęściej są to obiekty o umiarkowanych rozmiarach (od kilku do kilkunastu metrów długości), ale z uwagi na duże siły aerodynamiczne mają dość zbliżoną konstrukcję, przypominającą długie,

ostro zakończony metalowy walec z wystającymi metalowymi płaskimi powierzchniami sterującymi. Symulacje przeprowadzone w [39] dla rakiety o długości 270 cm i średnicy 12 cm pokazały, że dla częstotliwości 680 MHz (pasmo UHF) bistatyczna skuteczna powierzchnia odbicia σ mieści się w zakresie od około 0.1 m^2 do 10 m^2 w zależności od kąta obserwacji. Dla obserwacji bocznej, w której przekrój rakiety jest największy wartość ta jest największa, a dla obserwacji z góry lub dołu jest najmniejsza. Wyniki symulacyjne wydają się być zgodne z przykładowymi wykryciami naddźwiękowych ракет przez radar pasywny wykorzystujący sygnały telewizji cyfrowej DVB-T w paśmie UHF przedstawionymi w [38, 39, 75, 76] z uwagi dobrą widoczność obiektu. Autor przedstawił w pracy (por. p. 4.3) wyniki udanej detekcji startującej rakiety z wykorzystaniem sygnału telewizji cyfrowej DVB-T w paśmie VHF. Uzyskane wyniki mogą świadczyć o dużym potencjale do wykrywania tego rodzaju obiektów przez radar pasywny. Jednakże, jak pokazano w rozprawie istnieje wiele praktycznych problemów jakie należy rozwiązać, aby móc skutecznie wykrywać tego rodzaju obiekty.

Kolejnym przykładem obiektów szybkich mogą być samoloty podczas wykonywania dynamicznych manewrów, które to np. podczas startu posiadają duże przyspieszenie. Z dużym przyspieszeniem możemy powiązać również inne obiekty latające, takie jak bezzałogowe obiekty latające powszechnie nazywane dronami. Obiekty te choć nie poruszają się z bardzo dużymi prędkościami to często są obiektami szybko manewrującymi, które dodatkowo z uwagi na małe rozmiary oraz zróżnicowane materiały wykorzystane do ich budowy (m. duża ilość materiałów niemetalowych, które w ograniczony sposób odbijają fale elektromagnetyczne) są obiektami trudnymi do wykrycia zarówno przez radary pasywne, ale również aktywne. W [24] autor rozprawy pokazał udaną detekcję średniego rozmiaru drona o rozpiętości skrzydeł około 2 m na odległości bistatycznej około 1 km z wykorzystaniem sygnału telewizji cyfrowej DVB-T pasma UHF. Autor rozprawy przeprowadził również udane próby z detekcją małego komercyjnego drona z wykorzystaniem radaru szumowego [77], którego algorytmy przetwarzania są zbliżone do tych w radarze pasywnym. W literaturze m.in. [35, 71] można odnaleźć wiele przykładów udanej detekcji różnego rodzaju dronów przez radar pasywny wykorzystujący sygnały DVB-T, DVB-S, 5G co potwierdza znaczenie tej technologii. Warto dodać, że dużym problemem jest detekcja dronów o małej prędkości oraz na tle silnych ech od innych obiektów, jak np. opisana w [78, 79], ale w tej rozprawie uwaga została skupiona na problemach wynikających z dynamicznego lub szybkiego ruchu.

Innym przykładem obiektów szybkich są obiekty kosmiczne, które poruszają się z bardzo dużymi prędkościami rzędu 28 000 km/h (średnia prędkość Międzynarodowej Stacji Kosmicznej), ale generalnie nie wykonują dynamicznych manewrów i poruszają się po stałej trajektorii (orbicie).

Do tych obiektów możemy zaliczyć wspomnianą już wcześniej Międzynarodową Stację Kosmiczną, Chińską stację orbitalną Tiangong, różnego rodzaju satelity cywilne i wojskowe

oraz inne obiekty poruszające (orbitujące) w okolicy naszej planety. Część z tych obiektów posiada stosunkowo duże rozmiary i z uwagi na zastosowane materiały (w dużej części odbijające fale elektromagnetyczne) oraz kształty posiadają dużą powierzchnię odbicia (RCS). W artykułach [40, 80, 81, 81, 82, 83, 84, 85] pokazano udaną detekcję satelity telekomunikacyjnego oraz Międzynarodowej Stacji Kosmicznej z wykorzystaniem sygnałów DAB/DVB-T oraz odbiorników w postaci radioteleskopów LOFAR (ang. *Low-Frequency Array for radio astronomy*). Z uwagi na duże zakresy odległości oraz prędkości komplikuje to proces przetwarzania tych danych, a dodatkowa konieczność odbierania sygnałów referencyjnych z dużych odległości stanowi duże wyzwanie dla radiolokacji pasywnej. Jednakże, jak pokazano we wspomnianych artykułach jest to możliwe co w przyszłości może skutkować operacyjnym wykorzystaniem tej technologii w zakresie wykrywania obiektów kosmicznych.

3.1.3. Wyzwania w wykrywaniu obiektów szybkich

Pomimo, że zdolności wykrywania przez radar pasywny ściśle zależą od wykorzystywanego sygnału z nadajników okazjonalnych (np. pasma sygnału B , częstotliwości nośnej f_c , liczby oraz lokalizacji nadajników) jest możliwe zdefiniowanie wspólnych czynników, które sprawiają, że obiekty szybkie są trudniej wykrywalne niż obiekty klasyczne (do których można zaliczyć np. samoloty pasażerskie lecące na wysokościach przelotowych).

Pierwszą kluczową kwestią jest duża prędkość lub manewrowość obiektów szybkich. Z uwagi na skończoną rozdzielczość bistatycznej odległości ΔR oraz prędkości ΔV radaru pasywnego, echa obiektów poruszających się zbyt szybko lub wykonujących zbyt gwałtowne manewry mogą w czasie integracji T przemieścić się pomiędzy komórkami rozdzielczości modułu funkcji nieoznaczności wzajemnej. Skutkuje to negatywnym zjawiskiem, które można określić jako rozmycie echa obiektu prowadzące do obniżenia amplitudy, co z kolei może znacząco obniżyć lub uniemożliwić skuteczne wykrycie obiektów szybkich.

Kolejnymi istotnymi wyzwaniami jest pożądana duża częstotliwość odświeżania informacji oraz niskie opóźnienie wydawanych danych, które z uwagi na dynamiczny charakter obiektów szybkich (w szczególności rakiet), prowadzi do ograniczeń w technikach oraz algorytmach z uwagi na zasoby obliczeniowe oraz opóźnienie danych. Pożądana jest również duża precyzja uzyskiwanych danych oraz zadowalająca niezawodność działania systemu.

Ostatnim, również bardzo istotnym czynnikiem, jest przewidywalny sposób działania systemu, który określa jakie są spodziewane możliwości detekcyjne systemu na danym obszarze i z wykorzystaniem danych nadajników oraz pozawala na optymalny ich wybór.

Wszystkie te czynniki autor rozprawy postarał się wziąć pod uwagę przy opracowywaniu metod prezentowanych w pracy.

3.2. Charakterystyka nadajników okazjonalnych pod kątem wykrywania obiektów szybkich

W kontekście wykrywania obiektów szybkich kluczowa wydaje się kwestia wyboru odpowiednich rodzajów nadajników okazjonalnych, które mogą to umożliwić. Tak jak przedstawiono w [49] istnieje wiele potencjalnych sygnałów, które można wykorzystać zaczynając od sygnałów radia analogowego FM, poprzez sygnały sieci lokalnych WiFi czy też WiMAX, radia cyfrowego DAB/DAB+ i telewizji cyfrowej DVB-T/DVB-T2 oraz sygnały satelitarne takie jak DVB-S, GPS, STARLINK.

Jednakże, każdy z tych typów sygnałów ma odmienne właściwości, takie jak np. moc, struktura, częstotliwość nośna, pasmo oraz dostępność sygnału. Właściwości te wpływają bezpośrednio na możliwości wykrywania przez radar pasywny i determinują rodzaje obiektów, jakie mogą być skutecznie wykrywane.

W przypadku obiektów szybkich pożądane są następujące właściwości sygnału. Pierwszym z nich jest duża moc nadawcza nadajnika okazjonalnego, która pozwala na wykrywanie obiektów na dużych odległościach oraz obiektów o mniejszej skutecznej powierzchni odbicia σ (2.16). Drugim z nich jest duża szerokość pasma, która pozwala na zwiększenie zysku integracji oraz zwiększenie rozróżnialności wyznaczania prędkości bistatycznej, która z kolei jest korzystna dla układów śledzenia oraz uzyskiwanych przez radar dokładności lokalizacji. Trzecim istotnym czynnikiem jest struktura sygnału. Im bardziej sygnał jest zbliżony do szumu tym korzystniej. Czwartym bardzo istotnym czynnikiem jest dostępność i powszechność źródeł sygnałów, która w sposób nadrzędny determinuje możliwości wykrywania przez radar. Im więcej dostępnych źródeł sygnałów (nadajników), tym lepiej dla radaru pasywnego.

3.2.1. Radio analogowe FM

Jednym z podstawowych sygnałów wykorzystywanych przez radary pasywne jest szeroko rozpowszechnione radio analogowe FM. Stanowi ono atrakcyjne źródło oświetlenia dzięki dużej mocy nadajników i szerokiemu pokryciu geograficznemu (właściwie na całym świecie kontynentalnym). Moc nadajników FM może dochodzić do setek kilowatów (w Polsce obecnie najsilniejsze nadajniki posiadają moc 120 kW ERP), co zapewnia duży zasięg wykrywania. Jednakże, sygnał ten posiada istotną wadę związaną z szerokością pasma sygnału, która nie jest stała i waha się w zależności od treści programu, co wpływa na rozdzielczość radaru i ogólniej jego możliwości detekcyjne. Szerokość pasma nominalnego sygnału FM wynosi 150 kHz z odstępem międzykanałowym wynoszącym 200 kHz, jednak rzeczywista szerokość pasma zależy od treści transmitowanego programu – dla ciszy lub mowy jest węższa, co znacząco pogarsza rozróżnialność odległości (por. p. 4.3). Często na jednym maszcie nadawanych jest

wiele różnych transmisji (programów radiowych) dzięki czemu możliwa jest optymalizacja wyboru tych transmisji, co autor pokazał w punkcie 4.3.

3.2.2. Radio cyfrowe DAB

System DAB/DAB+ to cyfrowy standard nadawania radiowego, który ma na celu zastąpienie analogowego radia FM. System DAB jest starszą wersją standardu i obecnie wykorzystywana jest w Polsce nowsza wersja DAB+, która wykorzystuje bardziej wydajne kodowanie. DAB/DAB+ wykorzystuje modulację OFDM (ang. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), która ma charakterystykę podobną do szumu (pasmowego), co jest korzystne z punktu widzenia radarów pasywnych. Szerokość pasma sygnału DAB wynosi 1.5 MHz, co zapewnia lepszą rozróżnialność odległości i prędkości niż w przypadku radia FM. Jednakże, mniejsza moc nadajników DAB i ich obecnie mniejsza liczba w porównaniu do nadajników FM ograniczają istotnie zasięg wykrywania.

Z punktu widzenia radaru pasywnego istotną cechą jest obecność przedrostka cyklicznego (ang. *cyclic prefix*) dla ochrony przed interferencją międzysymbolową, co umożliwia transmisję w jednoczęstotliwościowych sieciach SFN (ang. *Single-Frequency Network*) oraz poprawia możliwości odbioru w środowiskach z dużą liczbą odbić sygnału (np. w mieście), ale utrudnia wykrywanie obiektów przez radar pasywny [41, 42]. Prefiks cykliczny jest powtórzeniem części symbolu OFDM, przez co przy korelacji sygnału w radarze pasywnym skutkuje to pojawieniem się maksimów, w których występuje lokalne maksimum przypominające echa obiektów. Aby zredukować ten problem usuwa się te składowe z sygnału przed wykorzystaniem ich w przetwarzaniu lub ogranicza się detekcję w takich miejscach. Przykład sposobu wstępnego przygotowania sygnału DAB przedstawiono w [62].

3.2.3. Telewizja cyfrowa DVB-T/DVB-T2

Sygnały DVB-T i DVB-T2 to zaawansowane standardy cyfrowego nadawania telewizyjnego naziemnego. Dzięki swoim unikalnym cechom, takim jak szerokie pasmo, wysoka moc nadajników oraz generalnie korzystna struktura sygnału zbliżonego do szumu, są obok sygnału FM oraz DAB/DAB+ jednym z podstawowych sygnałów wykorzystywanych obecnie w radarach pasywnych.

DVB-T korzysta z modulacji OFDM, co pozwala na efektywne wykorzystanie pasma i zapewnia zwiększoną odporność na zakłócenia oraz zjawiska propagacyjne takie jak wielodrogowość. Charakteryzując się dużą szerokością pasma (6,7 lub 8 MHz), DVB-T oferuje bardzo dobrą rozróżnialność odległości rzędu kilkunastu-kilkudziesięciu metrów, porównywalną z radarami aktywnymi. Wysoka moc nadajników, sięgająca setek kilowatów, umożliwia wykrywanie obiektów na dużych odległościach. Zgodnie z informacjami z UKE [86], w Polsce obecnie najsilniejszy nadajnik DVB-T ma moc 150 kW ERP. Niemniej jednak,

wykorzystanie jednoczesnościowej transmisji SFN może stwarzać wyzwania związane z przyporządkowaniem wykryć do konkretnych nadajników, co wymaga zaawansowanego przetwarzania sygnału w celu rozwiązania tego problemu [41]. Na chwilę obecną w Polsce nie jest to jednak duży problem, bo duża część transmisji nie jest realizowana jako SFN. Innym problemem jest, podobnie jak w systemach DAB/DAB+, obecność prefiksu cyklicznego.

Ewolucja do standardu DVB-T2, który jest obecnie wykorzystywany w Polsce, przyniosła szereg ulepszeń, w tym większą efektywność spektralną, lepszą jakość obrazu oraz większą odporność na zakłócenia. DVB-T2 wykorzystuje zaawansowane techniki modulacji i kodowania, oferując jeszcze większą przepustowość i lepsze wykorzystanie dostępnego pasma. Z punktu widzenia radaru pasywnego standard DVB-T2 oferuje podobne możliwości, co standard DVB-T, choć wymaga bardziej zaawansowanego i wymagającego przetwarzania sygnałów [87, 88].

Oba standardy, DVB-T oraz DVB-T2, dzięki szerokiej dostępności, dużej mocy nadajników i szerokiemu pasmu transmisji stanowią cenne źródło oświetlenia dla radarów pasywnych, umożliwiając efektywną detekcję i śledzenie obiektów na dużych odległościach [89, 90, 91, 92]. Niemniej jednak, wyzwania takie jak konieczność zaawansowanego przetwarzania sygnałów w celu pokonania ograniczeń związanych z techniką SFN, czy też adaptacją do nowszych standardów (np. DVB-T2) wymagają ciągłego rozwoju metod i technik stosowanych w radiolokacji pasywnej. Warto wspomnieć, że istnieją inne standardy transmisji telewizyjnej wykorzystywane na świecie. Jednym z nich może być ATSC (ang. *Advanced Television Systems Committee*), które jest obecne w większości państw Ameryki Północnej (USA, Kanada, Meksyk). Wydaje się, że taki sygnał można również z powodzeniem wykorzystać w radiolokacji pasywnej [93, 94]. Jednakże, w rozprawie autor skupia główną uwagę na nadajnikach dostępnych w Polsce oraz krajach sąsiednich.

3.2.4. Technologie komórkowe

Ewolucja technologii mobilnych od 2G do 5G stanowi świadectwo znaczącego postępu w efektywności wykorzystania pasma oraz zwiększaniu możliwości komunikacyjnych. Proces ten rozpoczynający się od standardu GSM (2G), następnie obejmujący UMTS (3G) i LTE (4G), a obecnie osiagający 5G zrewolucjonizował komunikację mobilną poprzez stopniowe wprowadzanie bardziej zaawansowanych metod modulacji, przetwarzania sygnału oraz optymalnego wykorzystania spektrum radiowego.

Sygnał GSM zaprojektowany na początku lat 90-tych był dostosowany do ówczesnych możliwości urządzeń mobilnych, co miało swoje odzwierciedlenie w wyborze modulacji GMSK (ang. *Gaussian Minimum Shift Keying*) oraz w sposobie podziału medium radiowego. Te decyzje projektowe, choć optymalne dla potrzeb telekomunikacyjnych tamtego okresu, wpływają na ograniczenia sygnału GSM w kontekście jego wykorzystania w systemach

radiolokacji pasywnej, bo twórcy w sposób oczywisty nie optymalizowali parametrów systemu dla radiolokacji. Modulacja GMSK charakteryzująca się stałością amplitudy pozwalała na efektywne wykorzystanie wzmacniaczy nadawczych. Jednakże, wąskie pasmo około 200 kHz sygnału GSM ogranicza rozróżnialność odległości w systemach PCL, co stanowi znaczące wyzwanie w kontekście wykrywania i rozróżniania obiektów znajdujących się na różnych odległościach lub poruszających się z różnymi prędkościami [66].

Warto zauważyć, że choć pasmo sygnału dla sygnału GSM jest zbliżone do pasma sygnału FM, powszechnie wykorzystywanego w radarach pasywnych, możliwości detekcji obiektów są znacząco ograniczone. Wynika to z kilku czynników.

Pierwszym z nich jest dużo niższa moc nadajników, która bezpośrednio przekłada się na mały zasięg. Moc nadajników GSM różni się od lokalizacji oraz ustawień operatora (od 2.5 W do 320 W dla GSM900 wykorzystywanego w Polsce) [95]. Na terenach słabo zaludnionych moc stacji bazowej jest największa, co wynika z dużego obszaru jaki ma pokryć stacja oraz małej liczby użytkowników. W miastach moc nadajników jest redukowana m.in. z uwagi na ograniczone zasoby radiowe, które powodują, że aby obsłużyć większą liczbę użytkowników potrzebna jest większa liczba stacji bazowych i przez to nadają one z mniejszą mocą, aby wzajemnie się nie zagłuszać.

Kolejnym bardzo istotnym problemem jest niekorzystna struktura sygnału GSM. Wynika ona z obecności tzw. pustych pakietów oraz powtarzalności fragmentów sygnałów, które powodują powstawanie niejednoznaczności w dziedzinie częstotliwości Dopplera. Problem ten opisano dobrze w [66].

Trzecim dodatkowym problemem jest sektorowa praca stacji bazowych BTS (ang. *Base Transceiver Station*). Stacja najczęściej posiada 3 sektory tworząc z pozostałymi stacjami tzw. strukturę plastra miodu z komórkami (od którego nazwę wzięły systemy komórkowe), które operują na danej częstotliwości. Z uwagi na bardzo ograniczone dostępne pasmo na początku tworzenia systemów komórkowych jednym z podstawowych wyzwań było jak najlepsze wykorzystanie zasobów radiowych. Praca sektorowa oświetla w radarze pasywnym prowadzi do znacznego ograniczenia możliwości detekcyjnych z uwagi na fakt, że antena nadawcza jest anteną kierunkową oświetlającą tylko wybrany obszar. Radar pasywny do swojej pracy potrzebuje zarówno sygnału referencyjnego, jak i echa, a taka sektorowa praca powoduje, że radar może detekować obiekty w wąskim zakresie kątowym.

UMTS (ang. *Universal Mobile Telecommunications System*) wprowadzając technologię WCDMA (ang. *Wideband Code-Division Multiple Access*) zwiększył, w stosunku do GSM, szerokość pasma dostępną dla transmisji, co przekłada się na większą rozróżnialność odległości radaru pasywnego. Zwiększona przepustowość i lepsza jakość sygnału oferują lepsze możliwości detekcji oraz śledzenia w porównaniu do GSM. Obszerną analizę można znaleźć w [96].

Technologia LTE i LTE Advanced (ang. *Long Term Evolution*) wykorzystuje modulację OFDM i wprowadziła istotne innowacje w zakresie efektywnego wykorzystania szerokości pasma w systemach komórkowych. OFDM, będąc podstawą dla OFDMA (ang. *Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*) używanego w LTE, pozwala na precyzyjne rozdzielanie szerokiego pasma na mniejsze, ortogonalne kanały częstotliwościowe skierowane do użytkowników sieci. Posiada on dodatkowo szeroką elastyczność w wyborze szerokości pasma (od 1.4 MHz do 20 MHz) oraz w wersji LTE Advanced agregację kilku podpasm tworząc nawet 100 MHz pasma. Jednakże, z uwagi na możliwość stosowania m.in. trybu MIMO (ang. *Multiple Input, Multiple Output*) pojawia się dość istotny problem dla radiolokacji pasywnej. Polega on na tym, że sygnał echa nie jest opóźnioną kopią sygnału referencyjnego tylko może zawierać inny sygnał (np. dla innego odbiorcy) co znacząco komplikuje praktyczne wykorzystanie tego sygnału w radiolokacji pasywnej. Dodatkowym bardzo istotnym problemem jest nieprzewidywalny ruch w sieci z uwagi na OFDMA skutkujący możliwym częstym ograniczeniem pasma transmisji. Autor w ramach pracy inżynierskiej [97] badał sygnały obecne stale niezależnie od obciążenia sieci, takie jak sygnały synchronizacyjne PSS (ang. *Primary Synchronization Signal*) i SSS (ang. *Secondary Synchronization Signal*) oraz sygnały rozsiewcze PBCH (ang. *Physical Broadcast Channel*) zawierające informację m.in. o podstawowych parametrach stacji bazowej łącznie z jej numerem identyfikacyjnym. Jednakże, ich praktyczne wykorzystanie jest trudne i ograniczone co można zauważyć np. w [98].

W ostatnim czasie pojawiły się również publikacje przedstawiające wykorzystanie technologii 5G [35, 99, 100, 101, 102], która pod wieloma względami jest podobna do LTE. Autorzy pokazali tam m.in. wykrywanie drona w oparciu o sygnał stacji bazowej 5G. Jednakże wskazali oni również na bardzo wiele ograniczeń, które w dużej mierze pokrywają się z tymi z systemu LTE, czyli m.in. trybem MIMO, OFDMA oraz względnie małą mocą nadawczą stacji bazowej.

W opinii autora, pomimo wielu ograniczeń technologii mobilnych 2G-5G wykorzystanie kolejnych generacji systemów komórkowych w przyszłości wydaje się możliwe. Po pierwsze, stacje bazowe w przyszłości mogłyby posiadać funkcjonalność radaru aktywnego lub pasywnego ponieważ np. współczesne stacje 5G posiadają właściwie wszystkie niezbędne elementy w tym celu, takie jak możliwość kierowania wiązki poprzez wieloelementowe szyki antenowe MIMO, generacji zaawansowanych sygnałów, które mogłyby być bardziej korzystne dla wykorzystania w radiolokacji, wysokiej jakości i czułości odbiorniki oraz stosunkowo dużą moc obliczeniową. Wydaje się, że takie rozwiązanie mogłoby być korzystne m.in. dla ochrony infrastruktury krytycznej, czy też granic ponieważ liczba stacji bazowych jest już bardzo duża i ciągle rośnie. Posiadanie takiej *opcji radarowej* byłoby też korzystne dla operatorów, którzy w przypadku małego ruchu lub sytuacji wyjątkowej mogliby aktywnie uczestniczyć w ochronie przestrzeni powietrznej i dzięki temu liczyć np. na niższe ceny dostępu

do zasobów widmowych, które obecnie są bardzo kosztowne. Obecnie ten kierunek rozwoju w kierunku połączenia funkcji telekomunikacyjnych oraz radarowych nazywany jest w literaturze anglojęzycznej jako *Join Communication and Sensing* [103, 104].

3.2.5. Sygnały telekomunikacyjne WiFi

WiFi to rodzina standardów stworzonych do budowy bezprzewodowych sieci komputerowych. Działają one w ramach standardów IEEE 802.11, które operują głównie w pasmach 2.4 GHz i 5 GHz. Standardy te jak szeroko stosowane IEEE 802.11a, g, n różnią się między sobą, ale z punktu widzenia radarów pasywnych są do siebie mocno zbliżone. Charakterystyczna dla WiFi jest struktura pakietowa z potencjalnie długimi przerwami między kolejnymi pakietami. Dla sygnałów WiFi kluczowym problemem jest zależność gęstości pakietów od obciążenia sieci, co przypomina sytuację z sygnałem radia FM, gdzie wydajność radaru pasywnego zależy od zawartości transmisji. Jako reprezentatywny przykład można wybrać popularny IEEE 802.11g. Wykorzystuje on modulację OFDM, charakteryzuje się prostokątnym widmem sygnału z pasmem około 16.6 MHz. To szerokie pasmo zapewnia bardzo dużą rozróżnialność odległości rzędu 18 m, co stanowi poprawę w porównaniu do sygnałów DVB-T.

Analiza funkcji nieoznaczności wzajemnej dla sygnału WiFi [10, 105] pokazuje, że wykorzystanie prefiksu cyklicznego, który jest obecny również w innych sygnałach wykorzystujących modulację OFDM, generuje charakterystyczne listki boczne, które mogą maskować słabsze echa.

Niska moc transmisji w połączeniu z wysoką rozróżnialność odległościową sprawia, że oświetlenie WiFi może być przydatne w zastosowaniach radarowych na krótkich dystansach rzędu kilkuset metrów [106].

3.2.6. Sygnały satelitarne

Ciekawym źródłem oświetlenia dla radaru pasywnego są sygnały satelitarne, takie jak telewizja satelitarna DVB-S, sygnały systemów nawigacji satelitarnej GPS/Galileo/GLONASS oraz systemów telekomunikacyjnych, takich jak STARLINK [78, 107, 108, 109]. W ostatnim czasie przeprowadzono wiele eksperymentów z ich wykorzystaniem, jednakże z uwagi na niskie moce sygnałów ich wykorzystanie obecnie jest bardzo ograniczone.

3.2.7. Zestawienie podstawowych parametrów

Na podstawie analizy nadajników okazjonalnych w Tabeli 3.1 przedstawiono parametry nadajników, które można wykorzystać do wykrywania obiektów szybkich przez radar pasywny. Są nimi nadajniki radia FM oraz DAB/DAB+, telewizji cyfrowej DVB-T zarówno w paśmie VHF, jak i UHF oraz standardzie T1 i T2. Pozostałe nadajniki, takie jak 4G, 5G oraz sygnały

Tab. 3.1: Podstawowe parametry nadajników okazjonalnych do wykrywania obiektów szybkich

Rodzaj nadajnika	Częstotliwość (MHz)	Szerokość pasma (MHz)	Moc nadajnika (w Polsce)	Uwagi
FM	88-108	0,01-0,15 (zmiennie)	Do 120 kW	niska dokład., daleki zasięg
DAB/DAB+	174-230 1452-1480	1,5	Do 35 kW	średnia dokład., średni zasięg
DVB-T VHF	174-230	5, 6, 7 lub 8	Do 40 kW	wysoka dokład., średni zasięg
DVB-T UHF	470-860	5, 6, 7 lub 8	Do 150 kW	wysoka dokład., średni zasięg

satelitarne wydają się nieodpowiednie do praktycznego wykrywania obiektów szybkich, ale nie oznacza to, że w nowszych generacjach tych systemów nie będzie to możliwe. Jak można zauważyć, wybór źródła oświetlenia dla radarów pasywnych zależy od bardzo wielu czynników, w tym od wymaganego zasięgu detekcji, rozróżnialności odległości i prędkości, a także od specyficznych wymagań aplikacyjnych. Dodatkowo, może on zmieniać się w czasie z uwagi na zmiany standardów nadawania oraz zależeć od aktualnych regulacji prawnych i systemowych (nadawczych) w danym kraju.

3.3. Problem migracji ech obiektów szybkich w radarze pasywnym

W tym punkcie omówiono problem migracji echa obiektów szybkich w radarze pasywnym wraz z metodami redukcji tego niekorzystnego zjawiska. W pierwszej kolejności omówiono migrację echa obiektów szybkich w wymiarze odległości, a następnie omówiono zagadnienie migracji echa obiektów szybkich w wymiarze prędkości wraz ze sposobami redukcji tych zjawisk.

3.3.1. Redukcja migracji ech obiektów szybkich w wymiarze odległości

Jednym z problemów w obserwacji obiektów szybkich przez radar pasywny jest migracja echa obiektu między komórkami odległości. Aby przeanalizować ten problem należy zrezygnować z uproszczenia stałego opóźnienia (2.14) i założyć, że chwilowa odległość bistatyczna wynosi $r(t) = R + Vt$. Wtedy model odbieranego sygnału jest następujący [10]:

$$x_e(t) = C'' \cdot x_r \left(t - \frac{R + Vt}{c} \right) \cdot \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} Vt \right) \quad (3.1)$$

Różnicą między uproszczonym modelem (2.15) a (3.1) jest zmienne opóźnienie sygnału $x_r(t)$. Jeśli uwzględnimy to rozszerzenie w funkcji nieoznaczoności wzajemnej $\Psi_s(R, V)$ otrzymamy wówczas:

$$\Psi_s(R, V) = \int_{-T/2}^{T/2} x_e(t) \cdot x_r^* \left(t - \frac{R + Vt}{c} \right) \cdot \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} Vt \right) dt \quad (3.2)$$

gdzie $\Psi_s(R, V)$ oznacza funkcję nieoznaczoności wzajemnej z tzw. rozciągnięciem (ang. *stretch*) sygnału. Wymaga to dokładnej analizy zmiennego opóźnienia sygnału referencyjnego. Sygnał $x_r(t)$ można przekształcić w następujący sposób [10]:

$$x_r \left(t - \frac{R + Vt}{c} \right) = x_r \left(t \left(1 - \frac{V}{c} \right) - \frac{R}{c} \right) = x_r \left(t \cdot \alpha - \frac{R}{c} \right) \quad (3.3)$$

gdzie $\alpha = 1 - \frac{V}{c}$. Widać, że poza stałym opóźnieniem, równym R/c , skala czasu ulega zmianie o współczynnik α . W tym przypadku, jeśli nastąpi znacząca zmiana skali czasu spowodowana dużą prędkością obiektu podczas czasu integracji T , należy oczekiwać strat SNR przy detekcji obiektu. Straty te będą tym większe im większy będzie stosunek V/c oraz długość korelowanego sygnału. W praktyce długość sygnałów mierzona jest poprzez liczbę próbek sygnału.

Zjawisko migracji komórek odległości można przeanalizować w następujący sposób. Obiekt o prędkości bistatycznej równej V przesuwa się podczas czasu integracji T o odległość bistatyczną VT . To przesunięcie powinno być małe w porównaniu z rozróżnialnością komórki odległości bistatycznej c/B ; w przeciwnym razie dojdzie do migracji echa obiektu pomiędzy kilkoma komórkami odległości, czyli jego echo znajdzie się w więcej niż jednej komórce odległości.

Zakładając, że szerokość pasma sygnału B jest bliska częstotliwości próbkowania $B \approx fs$, to rozróżnialność odległości bistatycznej (2.8) może być przybliżona jako c/fs . Wówczas można sformułować następujący warunek [10]:

$$VT < \frac{c}{fs} \quad (3.4)$$

co oznacza, że przesunięcie echa obiektu VT nie powinno przekraczać rozmiaru komórki rozróżnialności odległości c/fs . Ponieważ iloczyn czasu integracji T i częstotliwości próbkowania fs daje liczbę korelowanych próbek ($Tfs = N$), można przekształcić to do następującej postaci [10]:

$$N_{\max} < \frac{c}{V} \quad (3.5)$$

Można to zinterpretować w następujący sposób. Maksymalna liczba próbek w bloku danych $N_{\max}$ o czasie integracji T jest ograniczona przez maksymalną oczekiwaną prędkość bistatyczną obiektu. Warto dodać, że z uwagi na geometrię bistatyczną w radarze pasywnym zakres prędkości może być duży, ponieważ tak jak pokazano na rys. 2.3 przekształcenie pomiędzy prędkością kartezjańską a bistatyczną nie jest liniowe.

Innym sposobem patrzenia na to ograniczenie jest obliczenie maksymalnej dopuszczalnej prędkości $V_{\max}$ dla danej liczby próbek N :

$$V_{\max} < \frac{c}{N} \quad (3.6)$$

Ten wzór można zestawzić z typowymi parametrami stosowanymi w radarach pasywnych opartych na np. radiu FM i telewizji cyfrowej DVB-T. Nominalna szerokość pasma sygnału FM wynosi 200 kHz , a typowa częstotliwość próbkowania f_s sygnału FM to około 150 kHz . Czas integracji T dla radia FM wynosi zwykle około 1 s ; dlatego liczba próbek wynosi $N = 150 \cdot 10^3$. Maksymalna prędkość bistatyczna obiektu dla takiej sytuacji, która nie wprowadzi znaczących strat bez kompensacji wynosi $V_{\max} = 2000 \text{ m/s}$.

W przypadku sygnału DVB-T szerokość pasma sygnału zależy od wersji standardu i wynosi 6 MHz , 7 MHz lub 8 MHz , a częstotliwość próbkowania f_s mieści się w zakresie do około 10 MHz . Typowy czas integracji T dla DVB-T pasma UHF wynosi 100 ms lub 200 ms a szerokość pasma B w Polsce 8 MHz . W tym przypadku maksymalna wartość prędkości bistatycznej $V_{\max}$ wynosi odpowiednio około 375 m/s dla $T = 100 \text{ ms}$ oraz 187 m/s dla $T = 200 \text{ ms}$. Dla sygnału DVB-T pasma VHF typowe pasmo B w Polsce wynosi 6 MHz , co sprawia, że maksymalne wartości prędkości bistatycznej $V_{\max}$ wynoszą odpowiednio około 500 m/s dla $T = 100 \text{ ms}$ oraz 250 m/s dla $T = 200 \text{ ms}$.

W przypadku sygnału DVB-T wartości $V_{\max}$ są wartościami stosunkowo małymi w przypadku obiektów szybkich z uwagi na geometrię bistatyczną.

Rozciąganie sygnału

Jednym ze sposobów korekcji migracji ech obiektów pomiędzy komórkami odległości w praktyce jest rozciąganie sygnału (ang. *Stretch Processing*) [10, 110, 111, 112].

Z równania (3.3) wynika, że dla każdej pożądanej prędkości bistatycznej współczynnik α jest nieco inny; dlatego w teorii sygnał referencyjny powinien być przepróbkowany ponownie osobno dla każdej z tych prędkości. Nie jest to jednak rozwiązanie praktyczne. Niemniej jednak, można zauważyć, że prędkość bistatyczna przyjęta przy próbkowaniu nie musi dokładnie odpowiadać prędkości obiektu; sygnał referencyjny próbkowany przy jednej prędkości może być używany dla pewnego zakresu prędkości, zgodnie z równaniem (3.6). Zakres ten można obliczyć jako c/N , gdzie N to liczba próbek, c to prędkość światła.

Po pierwsze, sygnał referencyjny jest rozciągany (lub ściskany, w zależności od znaku prędkości) poprzez następującą operację [10]:

$$x_r(t) \rightarrow x_r(t \cdot \alpha) \quad (3.7)$$

dla określonej wartości prędkości bistatycznej, która wpływa na współczynnik skali $\alpha = 1 - V/c$. Przepróbkowanie można zrealizować kilkoma sposobami [10], na przykład

interpolacją spline [113], lub przy użyciu FFT lub transformaty świergotowej (ang. *Chirp-Z transform*)[114, 115]. Następnie oblicza się funkcję nieoznaczoności wzajemnej (2.19), ale zamiast oryginalnego sygnału referencyjnego używa się sygnału referencyjnego poddanego przepróbkowaniu. Obliczona funkcja nieoznaczoności wzajemnej jest dopasowywana do określonej prędkości lub zakresu prędkości. Poprzez wykonywanie rozciągania dopasowanego do różnych prędkości, obliczanie funkcji nieoznaczoności wzajemnej i wydobywanie tylko odpowiednich fragmentów, można zbudować ostateczną macierz korelacji.

Transformata Keystone

Metoda z rozciągnięciem sygnału nie jest zbyt wydajna, ponieważ wymaga osobnego przepróbkowania sygnału referencyjnego i obliczeń funkcji nieoznaczoności wzajemnej dla wielu wartości prędkości. Inne podejście polega na wykorzystaniu transformaty *Keystone* [10, 109, 115, 116, 117]. Transformata ta modyfikuje funkcję nieoznaczoności wzajemnej, aby skompensować ruch obiektu w czasie integracji sygnału. Wykorzystuje ona w tym celu liniową zależność między przesunięciem Dopplera a częstotliwością dzięki czemu możliwa jest redukcja migracji ech obiektów w wymiarze odległości [116].

W [109] omówiono dokładnie podstawy transformaty *Keystone* oraz zaprezentowano w sposób symulacyjny wykorzystanie tej techniki do radaru pasywnego opartego na sygnale GPS. Przedstawiono tam również porównanie złożoności obliczeniowej czterech różnych implementacji. Pierwszą z nich było zastosowanie algorytmów FFT oraz IFFT ze złożonością: $N_R N_V^2 + N_R N_V + (N_R N_V \log_2 N_V)$, gdzie N_R oznacza liczbę komórek odległościowych a N_V liczbę komórek prędkościowych. Następnie przedstawiono metodę z wykorzystaniem funkcji interpolacji sinc (łac. *sinus cardinalis*) ze złożonością: $N_R N_V^2 + N_R N_V + (N_R N_V \log_2 N_V) / 2$. Kolejną metodą było wykorzystanie transformaty świergotowej (*Chirp-Z*) ze złożonością obliczeniową: $N_R (8N_V + 3N_V \log_2 2N_V) + 3N_V \log_2 N_V / 2$. Ostatnim analizowanym algorytmem była transformacja skali (ang. *scale transformation*), która została dokładnie opisana w artykule i posiada najmniejszą złożoność obliczeniową wynoszącą: $N_R (6N_V + 3N_V \log_2 N_V)$.

W [116] przedstawiono analizę oraz wyniki symulacyjne wykorzystania transformaty *Keystone* w radarze pasywnym do redukcji migracji ech obiektów w wymiarze odległości. W symulacjach przyjęto pasmowy sygnał szumowy, który miał odpowiadać sygnałowi telewizji cyfrowej. Pokazano tam, że w przypadku obiektów o istotnym przyspieszeniu należy wykorzystać podwójną transformatę *Keystone* (ang. *The Double Keystone Transform*). Z uwagi na dużą złożoność tego algorytmu autor rozprawy nie prezentuje tutaj jego opisu i zachęca do zapoznania się z nim w [116]. Dodatkową zaletą zastosowania tego rozszerzonego algorytmu jest możliwość korekcji echa obiektu zarówno w wymiarze odległości jak i prędkości. Jednakże należy podkreślić, że wymaga to dużej złożoności obliczeniowej.

3.3.2. Redukcja migracji ech obiektów szybkich w wymiarze prędkości

W podstawowym modelu sygnału (2.15) założono, że chwilowa odległość bistatyczna $R(t)$ może być przybliżona za pomocą wielomianu pierwszego stopnia. Jest to równoważne założeniu, że prędkość bistatyczna nie zmienia się znacząco podczas czasu integracji T . W przypadku obiektów szybkich warunek ten jest często niespełniony. Rozważmy rozszerzony model ruchu bistatycznego obiektu. Zamiast używać wielomianu pierwszego stopnia, zastosowano w modelu ruchu wielomian drugiego stopnia z dodatkowym składnikiem odpowiadającym przyspieszeniu bistatycznemu A [10]:

$$R(t) \approx R + Vt + \frac{At^2}{2} \quad (3.8)$$

Jeśli rozszerzony model ruchu zostanie zastosowany do równania sygnału odbieranego (3.8) to otrzymamy następujący wynik [10]:

$$x_e(t) = C''' \cdot x_r \left(t - \frac{R}{c} \right) \cdot \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda} \left(Vt + \frac{At^2}{2} \right) \right) \quad (3.9)$$

Można dostrzec, że w równaniu (3.9) pojawiła się dodatkowa składowa kwadratowa związana z przyspieszeniem bistatycznym A . Opóźnienie sygnału $x_r(t)$ nadal jest traktowane jako stałe (równe R/c). W takim przypadku korelacja sygnałów referencyjnych oraz echa prowadzi do zmodyfikowanej funkcji nieoznaczoności wzajemnej [10]:

$$\begin{aligned} \Psi_A(R, V, A) &= \int_{-T/2}^{T/2} x_e(t) x_r^* \left(t - \frac{R}{c} \right) \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(Vt + \frac{At^2}{2} \right) \right) dt \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} x_e(t) x_r^* \left(t - \frac{R}{c} \right) \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} Vt \right) \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \frac{At^2}{2} \right) dt \end{aligned} \quad (3.10)$$

gdzie $\Psi_A(R, V, A)$ oznacza funkcję nieoznaczoności wzajemnej z przyspieszeniem bistatycznym. Funkcja nieoznaczoności wzajemnej (3.10) zależy nie tylko od odległości bistatycznej R oraz prędkości bistatycznej V , ale także od przyspieszenia bistatycznego A .

Oznacza to, że można utworzyć zestaw funkcji nieoznaczoności wzajemnej, każdą dla innej wartości A . W ten sposób uzyskuje się trójwymiarową macierz danych (R, V, A) .

Ograniczenia dotyczące migracji komórek prędkości można sformułować w następujący sposób: obiekt o przyspieszeniu bistatycznym A zmienia prędkość podczas czasu integracji T na AT . Jednak rozmiar komórki rozróżnialności prędkości bistatycznej wynosi λ/T .

Dlatego można sformułować następujący warunek [10]:

$$AT < \frac{\lambda}{T} \quad (3.11)$$

który oznacza, że przesunięcie prędkości obiektu nie powinno przekraczać komórki rozróżnialności prędkości bistatycznej. Warunek ten można przekształcić jako [10]:

$$A_{\max} < \frac{\lambda}{T^2} \quad (3.12)$$

co pozwala obliczyć maksymalne przyspieszenie A_{max} , przy założonym czasie integracji T . Alternatywnie, można obliczyć maksymalny czas integracji T_{max} na podstawie przewidywanego przyspieszenia bistatycznego obiektu. [10]:

$$T_{\max} < \sqrt{\frac{\lambda}{A}} \quad (3.13)$$

Analogicznie powyższe rozważania można rozszerzyć dla wyższych pochodnych ruchu.

4. Metody optymalizacji wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym

Z uwagi na brak własnego nadajnika i wynikającą z tego zależność od dostępnych źródeł sygnału na danym obszarze, optymalizacja wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym jest stosunkowo szerokim zagadnieniem. Radar pasywny różni się od tradycyjnych systemów radarowych, wykorzystując sygnały emitowane przez zewnętrzne źródła, takie jak stacje radiowe oraz telewizyjne, do wykrywania i śledzenia obiektów. Każdy z tych sygnałów ma pewne szczególne cechy i właściwości, które wpływają na efektywność detekcji obiektów. Przykładowo, sygnał radia FM ma zmienne pasmo, które zależy od aktualnie nadawanej treści i bezpośrednio wpływa na możliwości detekcyjne radaru.

Dodatkowo, algorytmy przetwarzania sygnałów w radarach pasywnych wymagają dużej mocy obliczeniowej, przez co konieczne jest stosowanie pewnych ograniczeń zarówno w procesie przetwarzania (np. w celu redukcji opóźnienia wydawanych danych), jak i liczby jednocześnie przetwarzanych sygnałów z nadajników okazjonalnych. W ogólności wykrywanie obiektów szybkich wymaga bardziej złożonych algorytmów przetwarzania sygnałów, dlatego istotne jest, aby te metody oraz algorytmy działały w sposób optymalny z punktu widzenia dostępnych zasobów obliczeniowych.

W poniższym rozdziale przedstawiono trzy różne metody pozwalające na optymalizację wykrywania obiektów szybkich. Pierwsza metoda opiera się na wykorzystaniu algorytmów kompensujących migrację echa obiektów szybkich w wymiarze prędkości, co pozwala na poprawę wykrywania na przykładzie startującej rakiety. Druga metoda polega na jednoczesnym przetwarzaniu danych z wykorzystaniem różnych czasów integracji, a następnie fuzji tych danych w celu zwiększenia prawdopodobieństwa detekcji obiektów szybkich, na przykładzie szybko manewrującego drona. Trzecia metoda polega na dynamicznym wyborze transmisji radia FM na podstawie krótkoterminowej analizy szerokości pasma sygnału. Jej głównym zadaniem jest redukcja liczby przetwarzanych przez radar sygnałów z nadajników okazjonalnych bez utraty zdolności detekcyjnych. Jako przykład przedstawiono wykrycie startującego samolotu pasażerskiego, który posiada duże przyspieszenie.

4.1. Detekcja startu rakiety za pomocą radaru pasywnego DVB-T w paśmie VHF

Jednym z kluczowych wyzwań w radiolokacji pasywnej i aktywnej, szczególnie w aspekcie militarnym, jest wykrywanie różnego rodzaju rakiet. Obiekty te, z uwagi na swoje znaczenie, duże prędkości oraz przyspieszenia, jakie mogą osiągać, a także małe skuteczne powierzchnie odbicia (RCS), są wymagającymi obiektami do wykrywania i śledzenia. Powszechnie do wykrywania tego rodzaju obiektów wykorzystuje się radary aktywne, które poprzez optymalizację parametrów ich pracy oraz rozwój technologii (np. AESA) pozwalają na skuteczną obserwację tych obiektów zarówno na małych, jak i dużych zasięgach, często z dużą częstotliwością odświeżania informacji oraz dużą dokładnością. Jednakże te systemy mają dwie podstawowe i bardzo istotne wady: możliwość ich namierzenia i eliminacji przez przeciwnika oraz wysoki koszt. Radar pasywny, wśród wielu zalet i wad jakie posiada, które zostały omówione w rozdziale 1, ma unikatową cechę w postaci braku emisji sygnałów własnych, co sprawia, że taki radar może pracować (obserwować przestrzeń powietrzną) i nie zostać wykryty przez przeciwnika.

W tym punkcie zaprezentowano detekcję startującej pólamatorskiej rakiety za pomocą radaru pasywnego w paśmie VHF wraz z optymalizacją wybranych parametrów. Część prezentowanych wyników została przedstawiona w autorskim artykule [26].

4.1.1. Analiza teoretyczna

Kluczowym parametrem w przetwarzaniu radaru pasywnego jest dobór czasu integracji T , który wpływa na wiele krytycznych kwestii. Pierwszą z nich jest czas odświeżania informacji, który w przypadku obiektów szybkich powinien być mały, aby zapewnić skuteczną detekcję i śledzenie. Drugą kwestią jest zysk przetwarzania G_i , który jest kluczowy dla radaru pasywnego z uwagi na niską moc odbieranego echa obiektu. Obliczenie funkcji nieoznaczoności wzajemnej pozwala na koherentną integrację sygnału. Gdy opóźnienie i przesunięcie częstotliwości sygnału referencyjnego pokrywają się z tymi dla echa obiektu, sygnał jest sumowany koherentnie, podczas gdy składowa szumów w sygnale echa akumuluje się niekoherentnie. W konsekwencji, otrzymywany jest zysk przetwarzania G_i , który zależy zarówno od czasu integracji, jak i szerokości pasma sygnału (2.17). Zysk ten zwiększa się ogólnie tak długo jak obserwowane echo obiektu nie wychodzi poza komórkę rozdzielczości funkcji nieoznaczoności wzajemnej. Na podstawie równania (2.9) można zauważyć, że im dłuższy czas integracji T , tym większa jest rozróżnialność prędkości bistatycznej ΔV . Prowadzi to do tego, że przy dłuższych czasach integracji echo obiektu szybkiego może rozprzestrzenić się na wiele komórek rozróżnialności prowadząc do zmniejszenia amplitudy echa co przekłada się również na niższy poziom stosunku sygnał-szum.

Aby lepiej wyobrazić sobie zależność czasu integracji T i rozróżnialności prędkości bistatycznej ΔV , w tabeli 4.1 przedstawiono przykładowe wyniki dla sygnału DVB-T w paśmie VHF wykorzystanego w omówionym dalej eksperymencie. Założono częstotliwość nośną f_c równą $184,5 \text{ MHz}$. Jak widać, zwiększenie czasu integracji T ma pozytywny wpływ na rozróżnialność prędkości bistatycznej, co bezpośrednio wpływa na dokładność uzyskiwanych danych, co jest korzystne dla działania systemu (do momentu, kiedy echo obiektu pozostaje w pojedynczej komórce rozdzielczości).

Tab. 4.1: Czas integracji i rozróżnialność prędkości bistatycznej ($f = 184,5 \text{ MHz}$)

$T \text{ [ms]}$	$\Delta V \text{ [m/s]}$
10	138,4
50	69,2
100	13,9
200	6,9
500	2,8

Dla ruchu z jednostajnym przyspieszeniem zmiana prędkości jest równa $\Delta V = AT$ i zgodnie z równaniem (3.13) oraz po przekształceniu do postaci z częstotliwością f_c , maksymalny czas integracji T_{max} jest ograniczony przez:

$$T_{max} < \sqrt{\frac{c}{A \cdot f_c}}, \quad (4.1)$$

gdzie A to stałe przyspieszenie bistatyczne obiektu. Na podstawie (4.1) w tabeli 4.2 przedstawiono ograniczenia czasu integracji T dla różnych przyspieszeń.

Tab. 4.2: Ograniczenia czasu integracji T dla różnych przyspieszeń ($f_c = 184,5 \text{ MHz}$)

$A \text{ [m/s}^2\text{]}$	$T \text{ [ms]}$
50	187,8
100	132,8
200	93,9
500	59,4
1000	42,0

Na podstawie równania (4.1), rozróżnialność przyspieszenia bistatycznego można obliczyć jako:

$$\Delta A = \frac{f_c}{T^2 \cdot c} \quad (4.2)$$

Przykładowe wyniki przedstawiono w tabeli 4.3. Ze względu na zależność T^2 , dla krótkiego czasu integracji T , ΔA jest małe, podczas gdy dla dłuższego T wzrasta.

Tab. 4.3: Rozróżnialność przyspieszenia bistatycznego w stosunku do czasu integracji ($f_c=184,5$ MHz)

T [ms]	ΔA [m/s ²]
100	61,5
200	15,4
500	2,5
1000	0,6

4.1.2. Symulacje

Zgodnie z tym co opisano w punkcie 3.3, wykorzystanie rozszerzonej funkcji nieoznaczoności wzajemnej (3.10) może poprawić zdolności wykrywania dla obiektów szybkich dzięki kompensacji migracji echa obiektu pomiędzy komórkami rozdzielczości w wymiarze prędkości. Korelację tą można wykonać wprost z definicji lub wykorzystać przybliżenie przedstawione w [118], które znacząco redukuje moc obliczeniową. Przybliżenie to opiera się na wyznaczeniu w pierwszej kolejności klasycznej funkcji nieoznaczoności wzajemnej (2.18) a następnie filtracji tego wyniku w wymiarze prędkości bistatycznych dla określonych wartości przyspieszenia bistatycznego. Można to wyrazić następującym równaniem [118]:

$$\begin{aligned}\Psi_A(R, V, A) &= \Psi(R, V) * \mathcal{F} \left\{ \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \frac{At^2}{2} \right) \right\} \\ &= \Psi(R, V) * h_A(V)\end{aligned}\tag{4.3}$$

W [118] wskazano, że odpowiedź impulsowa filtru $h_A(V)$ posiada tylko kilka istotnych wartości i z tej przyczyny długość tego filtru może być znacznie ograniczona bez znaczącego wpływu na otrzymywane wyniki. W praktyce, aby wykorzystać równanie (4.3) należy dobrać dwa podstawowe parametry. Pierwszą z nich jest siatka przyspieszeń dla których dokonywane są obliczenia a drugą długość filtru $h_A(V)$, którą możemy oznaczyć jako N_h . Konieczność wykorzystania siatki przyspieszeń zamiast jednego konkretnego wyniku z faktu, że w praktyce radar nie wie a priori jakie parametry posiada obserwowany obiekt lub obiekty i musi za każdym razem przeliczyć wartości dla zakładanego zakresu parametrów.

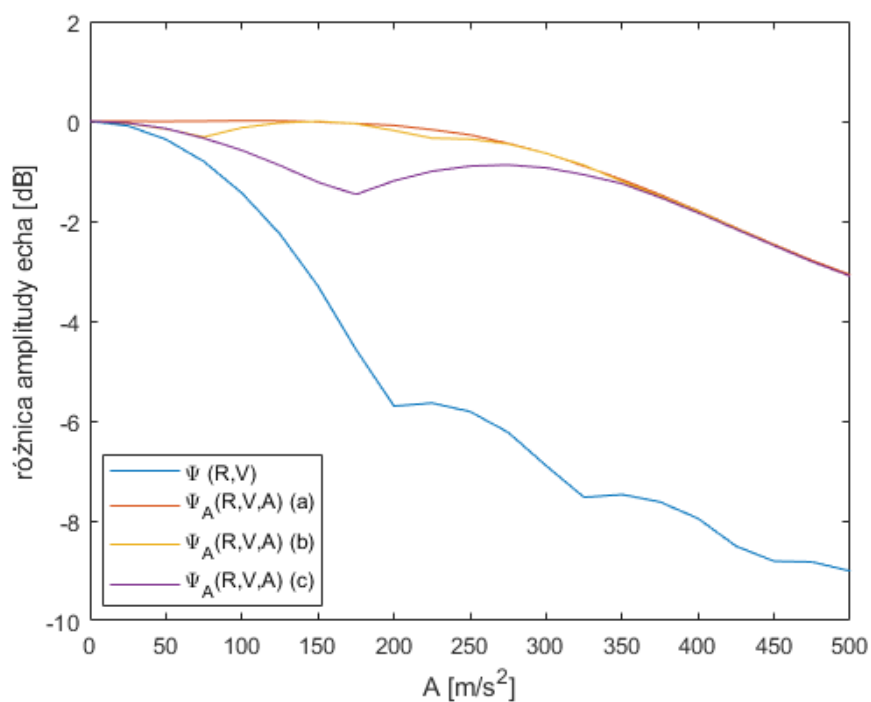
W idealnym przypadku siatka przyspieszeń powinna wynikać z rozróżnialności przyspieszenia bistatycznego (4.2). Jednakże wraz ze wzrostem czasu integracji rozróżnialność ta wzrasta, a co za tym idzie, zwiększa się gęstość siatki, która z kolei pociąga za sobą wzrost złożoności obliczeniowej. Dla przykładu, przy czasie integracji typowym dla sygnału DVB-T wynoszącym 200 ms, rozróżnialność przyspieszenia bistatycznego ΔA wynosi ok. 15.4 m/s². W przypadku potrzeby obserwacji przyspieszeń bistatycznych np. w zakresie od -500 m/s² do 500 m/s², wymaga to siatki przyspieszeń składającej się z 65 wartości.

W tym miejscu warto oszacować złożoność obliczeniową dla obliczeń wykonywanych wprost z definicji (3.10) oraz z wykorzystaniem przybliżenia (4.3). Na początku należy zdefiniować podstawowe parametry. Dla sygnału DVB-T pasma VHF i 200 ms, liczba próbek w bloku danych wynosi $N = 1.2 \cdot 10^6$. Liczbę komórek odległościowych można przyjąć jako $N_R = 200$ dla zasięgu bistatycznego 10 km, liczbę komórek prędkościowych jako $N_V = 150$ dla maksymalnej prędkości bistatycznej równej 1000 m/s, a długość filtru $N_h = 11$.

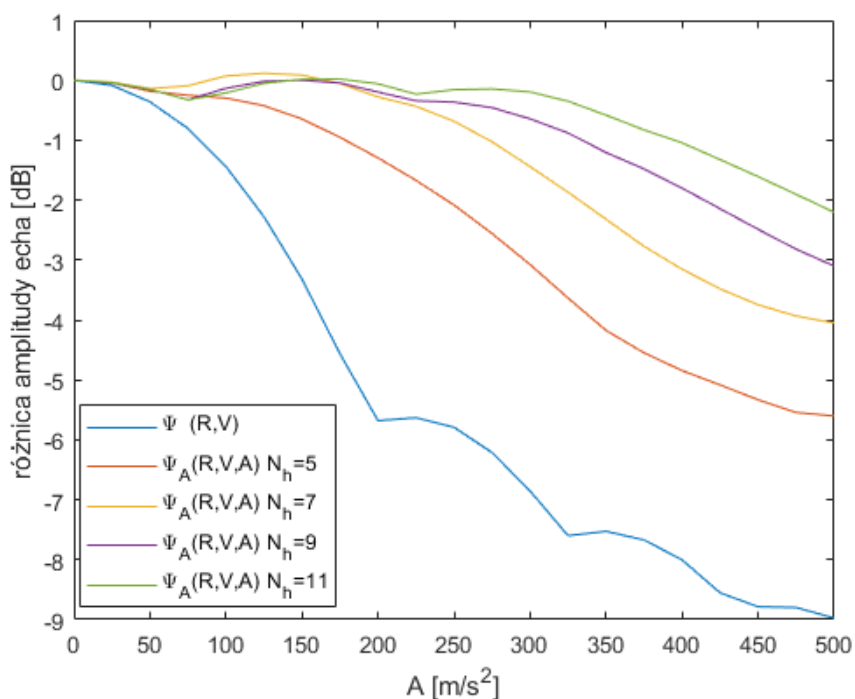
W przypadku obliczeń dokonywanych wprost z definicji (3.10) dla każdego z przyspieszeń należy wyznaczyć funkcję nieoznaczoności wzajemnej. Na podstawie analizy przeprowadzonej w [118] można przyjąć, że główny nakład obliczeniowy przy wyznaczaniu funkcji nieoznaczoności wzajemnej pochodzi z mnożenia sygnału referencyjnego oraz sygnału echa, co wymaga około $N_R \cdot N = 240 \times 10^6$ i odpowiada około 1.44×10^9 flops (mnożenie zespolone to 4 operacje mnożenia oraz 2 operacje dodawania). Pozostałe operacje zajmują ok. 10×10^6 flops. Wynika z tego, że łączna złożoność to około 1.45×10^9 dla pojedynczego przyspieszenia, co w przypadku 65 różnych przyspieszeń przekłada się na około 94.25×10^9 flops.

W przypadku obliczeń z wykorzystaniem przybliżenia (4.3) na początku wyznaczana jest klasyczna funkcja nieoznaczoności wzajemnej $\Psi(R, V)$ i złożoność tej operacji wynosi 1.45×10^9 flops, czyli tyle samo ile dla pojedynczego przyspieszenia dla obliczeń z definicji. Następnie dla kolejnych przyspieszeń dokonywana jest filtracja każdego z profili prędkościowych filtrem $h_A(V)$. Dla pojedynczego przyspieszenia złożoność filtracji składa się z dwóch głównych czynników. Pierwszym z nich jest liczba mnożeń liczb zespolonych, która wynosi $N_R \cdot N_V \cdot N_h = 330 \times 10^3$. Drugim z nich jest liczba dodawań liczb zespolonych, która wynosi $N_R \cdot N_V \cdot (N_h - 1) = 297 \times 10^3$. W sumie odpowiada to złożoności około 2.27×10^6 flops. Uwzględniając 65 różnych przyspieszeń, łączna złożoność obliczeniowa w tym przypadku wynosi 1.75×10^9 flops i jest nadal znacząco niższa od tej dla obliczeń z definicji, choć minimalnie wyższa niż przy $N_h = 10$. Ta duża redukcja złożoności obliczeniowej wynika z faktu, że obliczenie funkcji nieoznaczoności wzajemnej jest operacją wymagającą obliczeniowo z uwagi na dużą liczbę próbek wykorzystywanych w korelacji. Natomiast w przypadku wykorzystania przybliżenia (4.3) filtracja dokonywana jest już na wyniku funkcji nieoznaczoności wzajemnej, co bardzo znacząco redukuje moc obliczeniową.

W praktyce optymalizację można przeprowadzić jeszcze w wymiarze rozmiaru siatki przyspieszeń bistatycznych. W tym celu przeprowadzono symulację wpływu rozmiaru siatki przyspieszeń na amplitudę echa obiektu. Wyniki symulacji dla czasu integracji $T = 200$ ms przedstawiono na rys. 4.1. Na osi poziomej widoczne są przyspieszenia bistatyczne symulowanego obiektu, a na osi pionowej przedstawiono różnicę amplitudy echa odczytaną z modułu funkcji nieoznaczoności wzajemnej. Niebieska linia pokazuje wpływ przyspieszenia bistatycznego A na amplitudę echa obiektu dla klasycznej funkcji nieoznaczoności wzajemnej. Widać, że wraz ze wzrostem przyspieszenia następuje zmniejszenie amplitudy echa i dla



Rys. 4.1: Symulowana różnica amplitudy echa obiektu między klasyczną a rozszerzoną funkcją nieoznaczności wzajemnej dla różnej długości siatki przyspieszeń bistatycznych.



Rys. 4.2: Symulowana różnica amplitudy echa obiektu między klasyczną a rozszerzoną funkcją nieoznaczności wzajemnej dla różnej długości filtra $h_A(V)$ i 10-krotnej redukcji siatki przyspieszeń bistatycznych

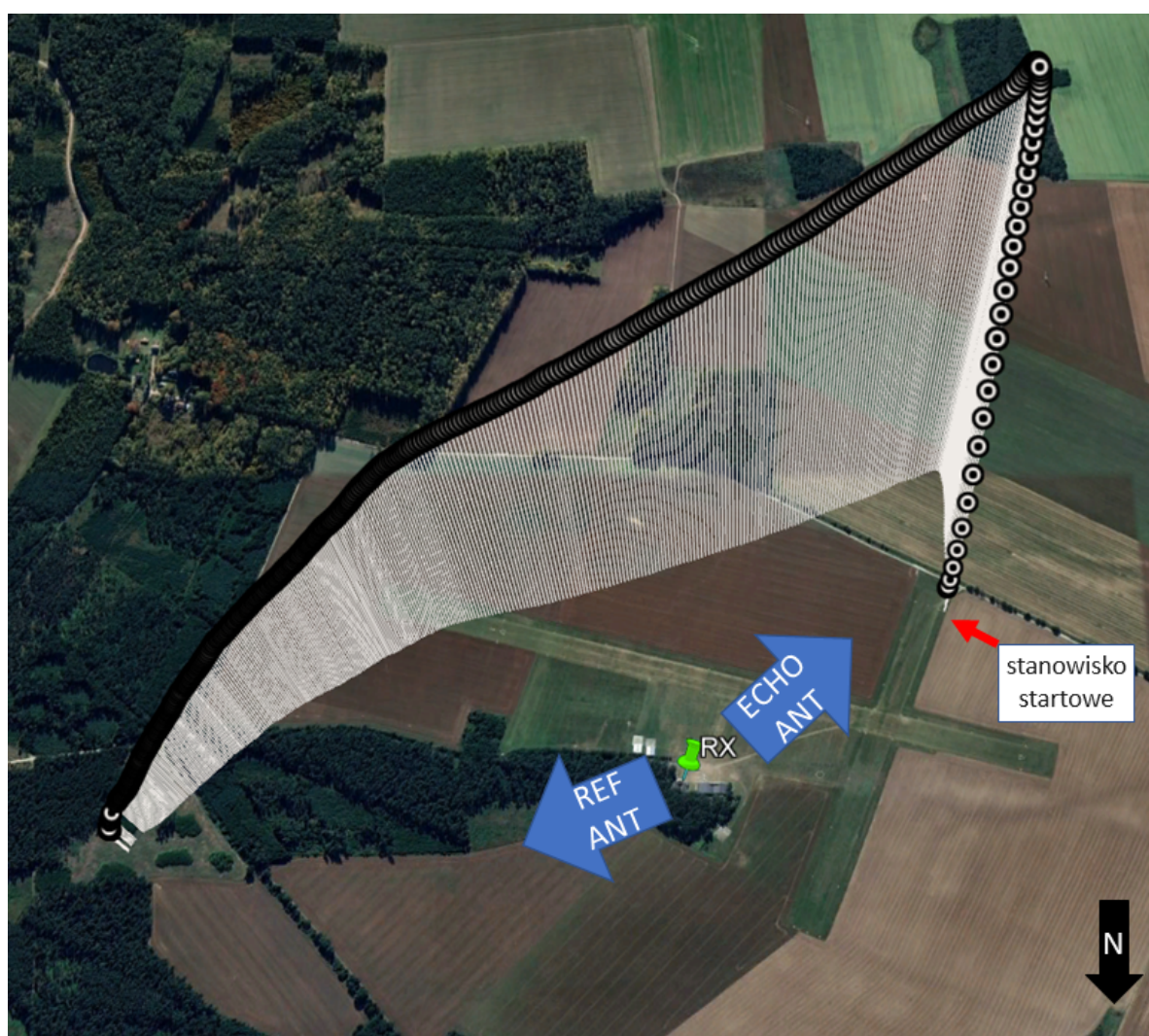
wartości np. 200 m/s^2 wynosi ona około 6 dB. Czerwoną linią (a) oznaczono przypadek obliczeń dla wszystkich 65 wartości przyspieszenia bistatycznego. Widać, że do wartości około $250\text{--}250 \text{ m/s}^2$ amplituda echa nie ulega zmniejszeniu, a dla wyższych wartości zaczyna maleć, co jest związane z migracją echa obiektu między komórkami odległości. Żółtą linią (b) oznaczono przypadek z 10-krotnym zmniejszeniem siatki przyspieszeń bistatycznych, czyli do 7 wartości. Jak widać, nie wprowadza to znaczących zmian w odniesieniu do przypadku (a). Dodatkowo filetowym kolorem oznaczono przypadek z wykorzystaniem siatki przyspieszeń bistatycznych składających się tylko z 3 wartości przyspieszenia. Można zaobserwować już pogorszenie wyników (do około 2 dB), ale wciąż uzyskiwane wyniki są znacznie lepsze niż dla klasycznej funkcji nieoznaczoności wzajemnej. Na podstawie uzyskanych wyników symulacyjnych można stwierdzić, że możliwe jest wykorzystanie 10-krotnie mniejszej siatki przyspieszeń bistatycznych bez znaczącego wpływu na wyniki, co dodatkowo redukuje potrzebną moc obliczeniową.

Drugim parametrem jaki należy dobrać w równaniu (4.3) jest długość filtra N_h . W tym przypadku również wykorzystano symulacje komputerowe, aby zbadać wpływ długości filtra N_h na amplitudę echa symulowanego obiektu. Wyniki symulacji, z zastosowaniem 10-krotnej redukcji siatki przyspieszeń, przedstawiono na rys. 4.2. Na osi poziomej widoczne są przyspieszenia bistatyczne symulowanego obiektu a na osi pionowej przedstawiono różnicę amplitudy echa odczytaną z modułu funkcji nieoznaczoności wzajemnej. Niebieska linia pokazuje wpływ przyspieszenia bistatycznego A na amplitudę echa obiektu dla klasycznej funkcji nieoznaczoności wzajemnej (bez uwzględnienia przyspieszenia). Kolejne linie pokazują wyniki dla rozszerzonej funkcji nieoznaczoności wzajemnej $\Psi_A(R, V, A)$ z zastosowaniem filtrów o różnej długości. Kolorem czerwonym został oznaczony przypadek dla $N_h = 5$, kolorem żółtym dla $N_h = 7$, kolorem filetowym dla $N_h = 9$ oraz kolorem zielonym dla $N_h = 11$. Widać, że wraz ze wzrostem długości okna poprawia się zakres przyspieszeń dla których różnica amplitudy echa jest mniejsza niż 1 dB. Wynika to z faktu, że im obiekt ma większe przyspieszenie tym migracja jego echa jest większa i potrzebny jest dłuższy filtr, aby móc to skompensować. Dzieje się to aż do momentu kiedy echo zmienia komórkę odległości. W praktyce długości filtrów N_h równe 7, 9 lub 11 wydają się być wystarczające.

4.1.3. Wyniki eksperymentalne

W celu weryfikacji przedstawionych metod przetworzono dane rzeczywiste pochodzące z kampania pomiarowej, która odbyła się w ramach prób NATO Science and Technology Organization (STO) APART-GAS (ang. *Active Passive Radar Trials – Ground-based, Airborne, Seaborne*). Kampania ta miała miejsce na północy Polski w dniach 3–13 września 2019 roku i było w niej zaangażowanych niemal 70 uczestników z 10 krajów oraz wiele systemów radarowych aktywnych i pasywnych [119]. Jednym z wykorzystanych systemów był

demonstrator radaru pasywnego w paśmie VHF, skonstruowany w Politechnice Warszawskiej. Był on wykorzystywany do rejestrowania sygnałów, które następnie można było przetworzyć w trybie offline, koncentrując się na różnych obiektach współpracujących. W czasie prób obserwowano różne rodzaje obiektów, takich jak: rakieta o nazwie Carbonara polskiej firmy SpaceForest, mały samolot Cessna (przykładowe wyniki wykrycia można zobaczyć w [120]), wojskowy samolot transportowy, myśliwce oraz inne obiekty. Sygnały rzeczywiste wykorzystane w wynikach eksperymentalnych zostały udostępnione autorowi przez Pracownię Techniki Radiolokacyjnych Politechniki Warszawskiej



Rys. 4.3: Scenariusz pomiarowy (Narzędzie: Google Earth)

Do rejestracji sygnałów została wykorzystana platforma PXIe firmy National Instruments wyposażona w wbudowany komputer, sześć niezależnych koherentnych odbiorników wraz z analogowym układem wejściowym (ang. *front-end*) wyposażonym w wzmacniacze oraz filtry. Dodatkowo system ten posiadał układy synchronizacji na bazie sygnału GPS oraz macierze dyskowe pozwalające na kilkugodzinne rejestracje sygnałów. Rejestrator był w stanie

rejestrować sygnały w zakresie częstotliwości od 10 MHz do 6.6 GHz z szerokością pasma do 50 MHz. Do odbioru sygnału DVB-T VHF użyto komercyjnych układów analogowych w połączeniu z 4-elementowymi antenami Uda-Yagi. Anteny te posiadały kierunkową charakterystykę o kierunkowości od 6 dBi do 8 dBi i były przeznaczone do pracy w paśmie częstotliwości od 170 MHz do 230 MHz.

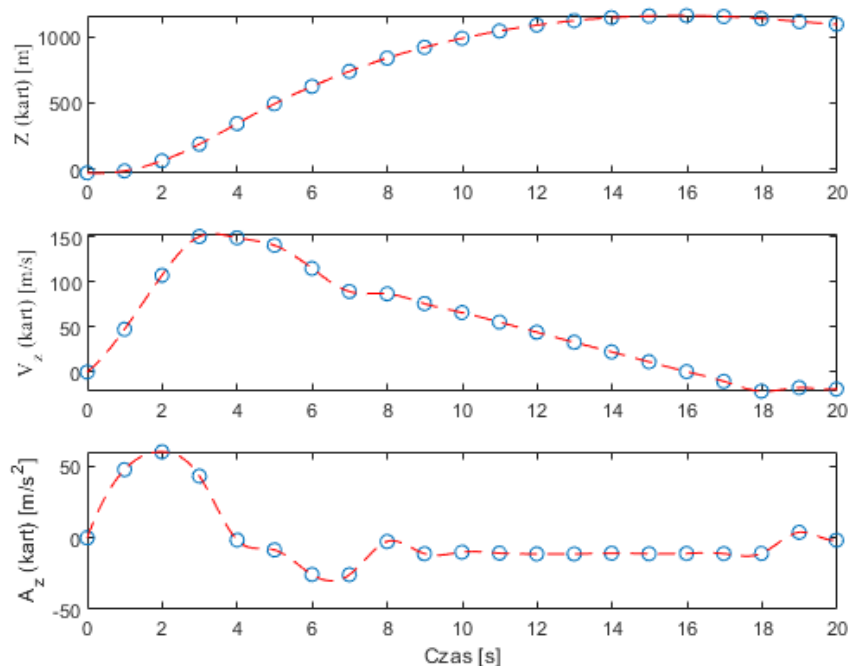
Rysunek 4.3 ilustruje lokalizację rejestratora sygnałów (Rx) na trawiastym lotnisku w Słupsku-Krępce należącego do Aeroklubu Słupskiego. Dwie anteny (w polaryzacjach pionowej i poziomej) były skierowane w stronę nadajnika w celu rejestracji sygnału referencyjnego. Jako nadajnik okazjonalny wykorzystano nadajnik zlokalizowany w pobliżu miasta Lębork, który oddalony był od rejestratora o około 27 km. Podstawa nadajnika znajdowała się na wysokości około 97 m n.p.m., a maszt miał wysokość 95 m n.p.t. Transmisja telewizji cyfrowej DVB-T w paśmie VHF realizowana była na częstotliwości 184.5 MHz z mocą 10.4 kW w polaryzacji pionowej. Dwie dodatkowe anteny, również o polaryzacjach pionowej i poziomej, były skierowane w stronę wyrzutni rakiet umieszczonej na krańcu lotniska. Czarne i białe znaczniki reprezentują kolejne punkty położenia odczytanego z umieszczonego w rakiecie rejestratora GPS, podczas gdy białe linie przedstawiają profil wysokości trajektorii startującej rakiety. Obserwowana rakietą była półamatorską rakieta Carbonara o długości około 1.5 m i średnicy około 30 cm. Obserwacja w polaryzacjach pionowej oraz poziomej była realizowana w celu przyszyłych badań związanych z polarymetrią.

Rysunek 4.4 pokazuje konwersję danych GPS zarejestrowanych przez wewnętrzny system rakiety na współrzędne kartezjańskie Z , V_z i A_z .

Rysunek 4.5 pokazuje wynik konwersji danych GPS zarejestrowanych przez rakieta na bistatyczne współrzędne odległość, prędkość oraz przyspieszenie. Wyraźnie widać, że podczas początkowej fazy lotu wystąpiło znaczne przyspieszenie równe około 60 m/s^2 . Widoczny jest również moment otwarcia spadochronu, który skutkuje wystąpieniem ujemnego przyspieszenia.

Rys. 4.6 pokazuje wyniki wykrycia na mapie odległość bistatyczna - prędkość bistatyczna obliczone przy wykorzystaniu $|\Psi_A(R, V, A)|$ (dla $N_h = 11$ oraz 10-krotnej redukcji siatki przyspieszeń). Wyniki te zostały przedstawione za pomocą kolorów w skali decybelowej a próg detekcji D został ustalony na 13 dB. Czas integracji T został ustalony na 200 ms i został wybrany jako kompromis między osiągalnym stosunkiem sygnał-szum (SNR) a maksymalnym oczekiwanym bistatycznym przyspieszeniem (Tabela 4.2). Przy obliczeniach wykorzystano skalowanie rozszerzonej funkcji nieoznaczności wzajemnej $|\Psi_A(R, V, A)|$ przez medianę jej wartości. Dzięki temu możliwe jest przedstawienie wyników również jako SNR.

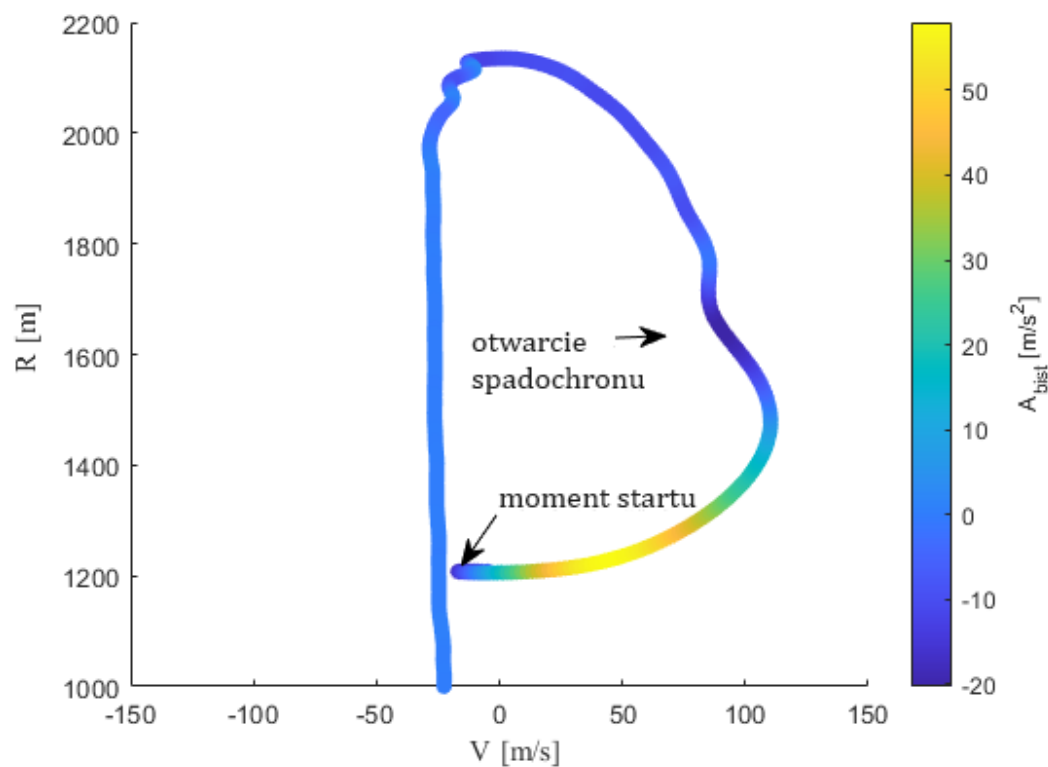
Na podstawie wyników symulacji (por. rys. 4.1) można zauważyć, że dla przyspieszenia bistatycznego $A = 60 \text{ m/s}^2$, które wystąpiło w omawianym eksperymencie, spodziewany zysk zastosowania rozszerzonej funkcji nieoznaczności wzajemnej jest niewielki (około 1 dB). Z tego powodu, aby zademonstrować skuteczność działania omawianych technik, wydłużono



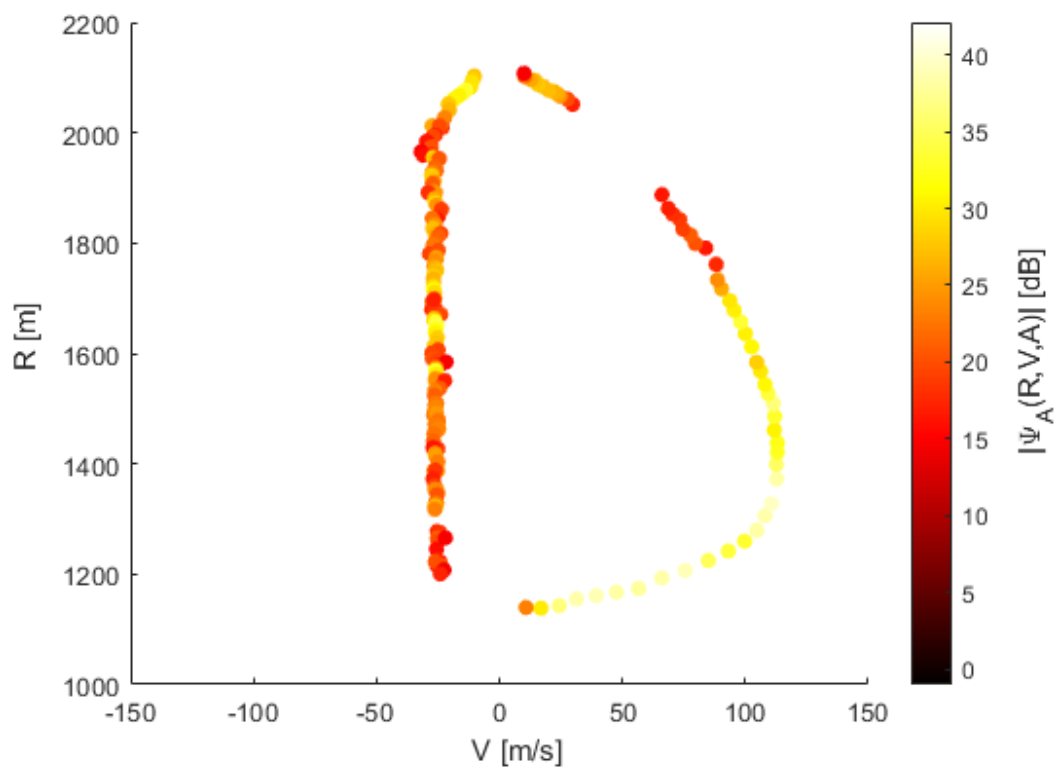
Rys. 4.4: Konwersja wewnętrzne zarejestrowanych danych GPS rakiety na współrzędne kartezjańskie Z , V_z , A_z .

czas integracji T do 500 ms. Jak za chwilę zostanie to pokazane, zastosowanie metod korekcji echa obiektu w połączeniu z wydłużeniem czasu integracji T może prowadzić do zwiększenia amplitudy echa, a co za tym idzie, zwiększenia możliwości detekcyjnych radaru dla obiektów szybkich. W tym celu przeprowadzono eksperyment dla chwili, kiedy obiekt posiadał istotne przyspieszenie równe około 60 m/s^2 . Na rys. 4.7 przedstawiono moduł funkcji nieoznaczoności bez korekcji, czyli w klasycznej postaci bez uwzględnienia przyspieszenia bistatycznego. Widać na nim, że echo obiektu znajdującego się na odległości bistatycznej $R = 1.2 \text{ km}$ oraz prędkości bistatycznej $V = 50 \text{ m/s}$ jest wyraźnie rozmyte na kilka komórek w wymiarze prędkości. Maksymalna amplituda echa rakiety wynosi w tym przypadku 41 dB. Na rys. 4.8 przedstawiono moduł rozszerzonej funkcji nieoznaczoności wzajemnej z uwzględnieniem przyspieszenia. Widać na nim, że echo jest skupione w jednym punkcie, a amplituda echa wzrosła do około 47 dB, czyli o około 6 dB względem klasycznej postaci funkcji nieoznaczoności wzajemnej. Z uwagi, że w prezentowanym przypadku echo rakiety nie migrowało w wymiarze odległości (rakieta posiadała duże przyspieszenie, ale stosunkowo nie dużą prędkość) to nie zastosowano w tym przypadku metod kompresji w wymiarze odległości (por. punkt 3.3.1).

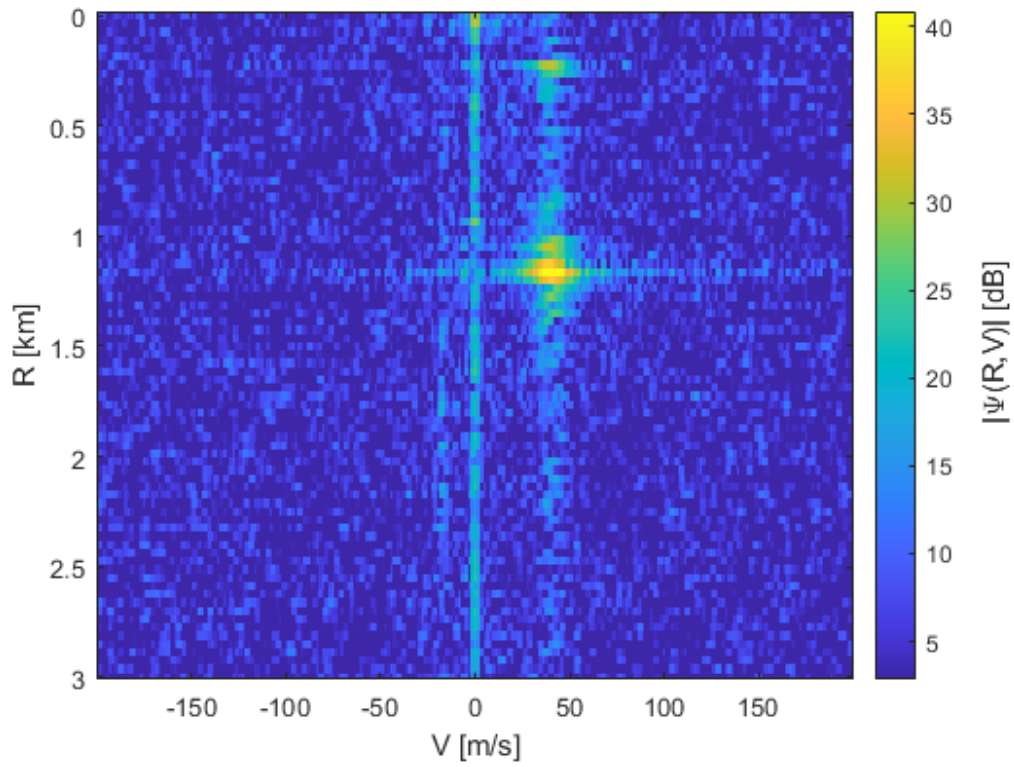
Rys. 4.9 przedstawia amplitudę echa dla kolejnych przyspieszeń w dokładnie tej samej chwili, dla której wykonywane były obliczenia na rys. 4.7 oraz rys. 4.8. Widać na nim, że maksimum przypada na około 60 m/s^2 , co jest wartością zgodną z oczekiwaną.



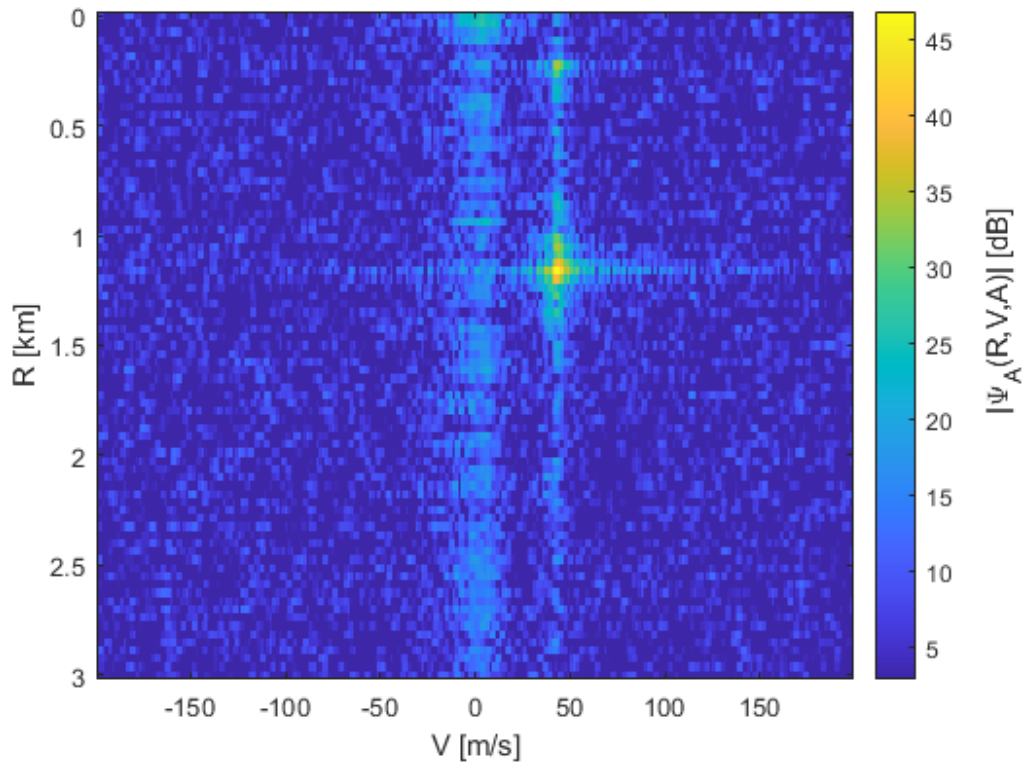
Rys. 4.5: Konwersja danych nawigacyjnych rakiety na bistatyczną odległość R , prędkość V oraz przyspieszenie A



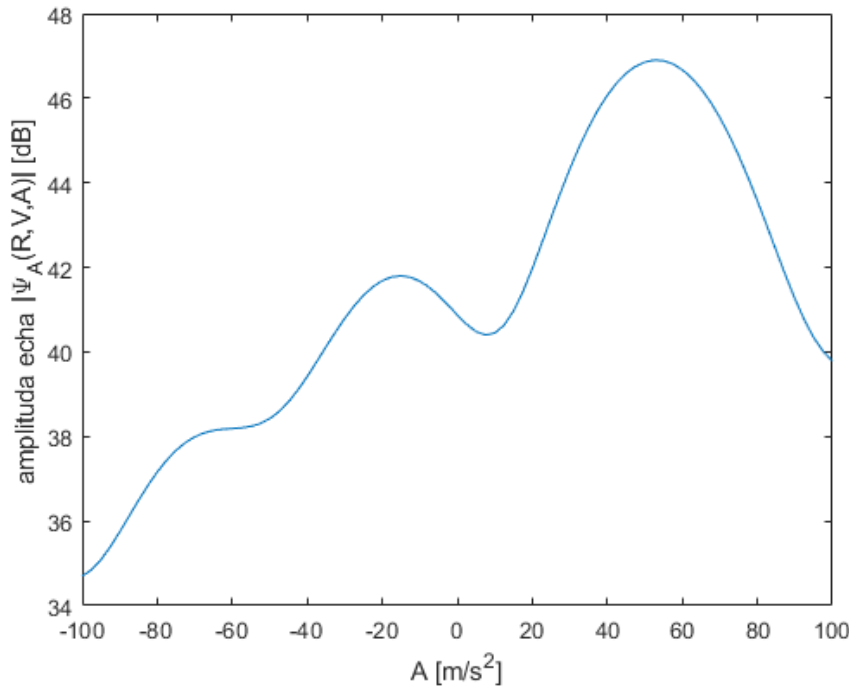
Rys. 4.6: Wykrycia rakiet ($T=200$ ms).



Rys. 4.7: Moduł funkcji nieoznaczoności wzajemnej bez korekcji przyspieszenia w wymiarze prędkości ($T = 500$ ms).



Rys. 4.8: Moduł funkcji nieoznaczoności wzajemnej z korekcją przyspieszenia w wymiarze prędkości ($T = 500$ ms).



Rys. 4.9: Amplituda echa rakiety dla przekroju wartości przyspieszenia ($T=500$ ms, $R=1.2$ km, $V=50$ m/s)

4.1.4. Analiza wyników i wnioski

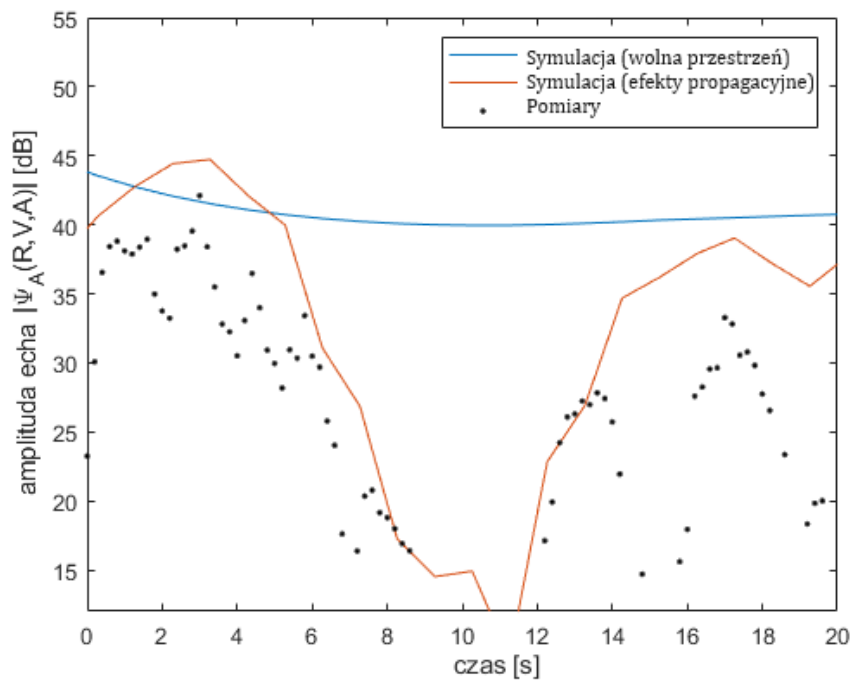
Analizując uzyskane wyniki, można zauważyć, że mimo istotnego przyspieszenia (około 60 m/s^2), rakietę była detekowana przez znaczną część lotu, szczególnie podczas startu co wspiera *Tezę 1* rozprawy. Wynika to częściowo z faktu, że odbiornik znajdował się blisko miejsca startu rakiety. Jednak można zauważyć dwa zaniki w wykrywaniu rakiety. Pierwszy zanik można zaobserwować w okolicy zera prędkości bistatycznej i odległości bistatycznej 2.1 km. Zanik ten wynika z użycia filtrów do usuwania zakłóceń biernych. Drugi zanik występuje na odległości bistatycznej około 1.9 km i prędkości bistatycznej 50 m/s do 70 m/s . Może on wynikać z dwóch głównych przyczyn. Pierwsza z nich to możliwe zanikanie sygnału spowodowane efektami propagacyjnymi (wielodrogowością), charakterystykami anten nadajnika i odbiornika oraz ukształtowaniem terenu. Druga przyczyna może wynikać z obrotu/ułożenia rakiety w taki sposób, że jej skuteczna powierzchnia odbicia (RCS) była mała.

Aby zbadać pierwszą potencjalną przyczynę, wykorzystano zweryfikowane modele do nowych symulacji, opartych na tych użytych w [28], oraz opisanych dalej w punkcie 5.1. Modele te pierwotnie opracowano dla sygnałów radiowych FM, ale ze względu na niską częstotliwość sygnału DVB-T VHF, są one również odpowiednie dla tego sygnału. Szerokość pasma sygnału DVB-T VHF przyjęto w symulacji na 6 MHz .

Wyniki analizy przedstawione są na rys. 4.10. Czarne punkty (kropki) reprezentują wykrycia rakiety dla $T = 200$ ms. Niebieska linia reprezentuje amplitudę echa obiektu w wolnej

przestrzeni, gdzie nie obserwuje się nagłego zaniku sygnału. Czerwona linia przedstawia wartość stosunku sygnał-szum (SNR) echa obiektu, uwzględniając charakterystyki anten nadajnika i odbiornika oraz efekty wielodrogowości. Wyniki symulacji przedstawione w [39] wskazują, że bistatyczny RCS rakiety podobnej do obserwowanej mieści się w zakresie od 0.1 m^2 do 2.5 m^2 . Na podstawie tych danych przyjęto wartość $\sigma = 1 \text{ m}^2$ do użycia w tej symulacji.

W przypadku symulacji uwzględniającej efekty propagacyjne oraz charakterystykę anten nadajnika i odbiornika, widoczny jest wyraźny zanik w wykrywaniu rakiety (między 8-12 s), który odpowiada uzyskanym danym rzeczywistym. Wydaje się zatem, że zanik spowodowany jest głównie tymi efektami, a zmiany RCS rakiety mają tutaj mniejszy wpływ.



Rys. 4.10: Symulowana i zmierzona amplituda echa ($T = 200 \text{ ms}$, $\sigma = 1 \text{ m}^2$).

Przy bliższej analizie wykresu (por. rys. 4.10) np. dla czasu 14 – 18 s można zaobserwować, że wyniki detekcji posiadają dodatkowe minima oraz maksima. Mogą one zarówno ze zmian w RCS rakiety oraz dodatkowych efektów propagacyjnych wynikających np. z ukształtowania gruntu, który nie jest idealnie płaski. Jednakże uzyskane wyniki symulacyjne oraz pomiary wykazują duże podobieństwo. Pozwala to na określenie przybliżonych możliwości pracy prezentowanego systemu co jest kluczowe do praktycznej możliwości jego wykorzystania. Wyniki te wspierają *Tezę 2* rozprawy.

4.2. Jednoczesne przetwarzanie z wykorzystaniem różnych czasów integracji sygnału

W tym punkcie została rozważona koncepcja jednoczesnego przetwarzania z wykorzystaniem różnych czasów integracji sygnału zaprezentowana przez autora rozprawy w [24]. W przedstawionej koncepcji, te same sygnały są dzielone na bloki o różnej długości i przetwarzane jednocześnie równolegle do siebie.

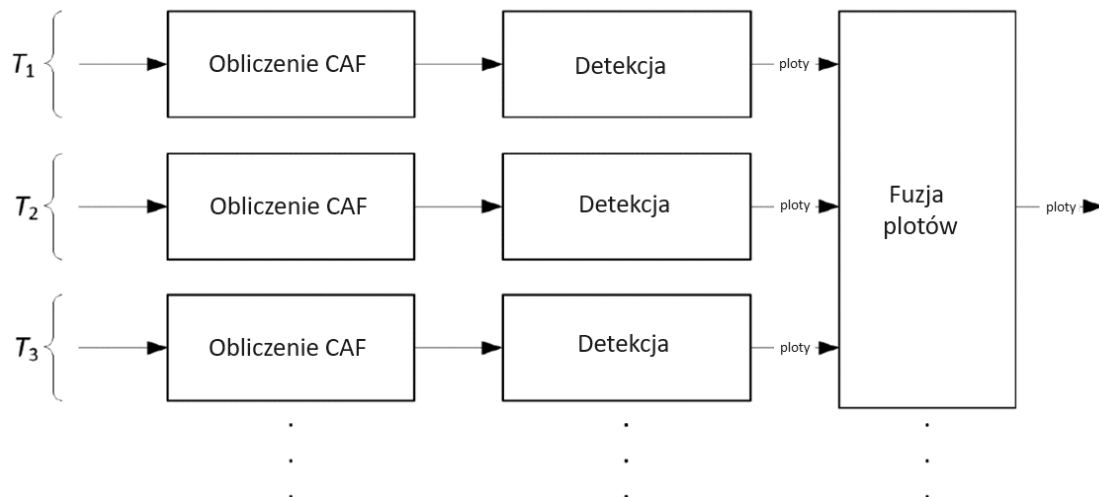
Często, z uwagi na różne właściwości obserwowanych obiektów i wykorzystywanych sygnałów czas integracji dobierany jest wraz z innymi parametrami pracy radaru w procesie optymalizacji, który opiera się na kompromisie między prawdopodobieństwem wykrycia, precyzją lokalizacji, średnim czasem inicjalizacji trasy, ograniczeniami sprzętowymi itp. Ostateczny zestaw parametrów jest często odpowiedni dla większości typowych scenariuszy jak np. obserwacja cywilnych samolotów pasażerskich. Jednakże w przypadku obiektów szybkich ciężko jest dobrać jeden zestaw parametrów, w szczególności jeden czas integracji, aby skutecznie je wykrywać. Z tej przyczyny autor rozprawy zaproponował jednoczesne przetwarzanie sygnału z różnymi czasami integracji (ew. rozszerzone o inne parametry przetwarzania), aby móc skutecznie wykrywać szeroką gamę obiektów, w tym obiekty szybkie.

Prezentowane są zarówno wyniki symulacyjne jak i eksperymentalne. Jako przykład wyników eksperymentalnych przedstawiono wykrywanie stałopłatowego drona za pomocą demonstratora radaru pasywnego opartego na sygnale telewizji cyfrowej DVB-T w paśmie UHF. Na podstawie uzyskanych danych pokazano, że stosowanie różnych czasów integracji przynosi korzyści w porównaniu do używania jednego czasu integracji bez korekcji przyspieszenia. Zastosowanie funkcji nieoznaczności wzajemnej z korekcją przyspieszenia może dodatkowo pomóc w torach przetwarzania dla obiektów szybkich.

4.2.1. Analiza teoretyczna

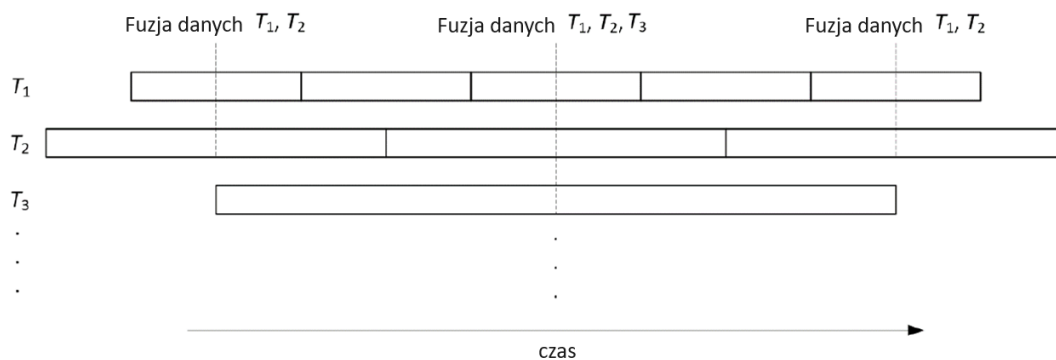
Koncepcja jednoczesnego przetwarzania z wykorzystaniem różnych czasów integracji sygnału przedstawiona jest w postaci uproszczonego schematu na rys. 4.11. Odbierany sygnał ciągły dzielony jest na bloki o długościach odpowiadającym różnym czasom integracji T_i . Dla każdej długości bloku obliczana jest osobno funkcja nieoznaczności wzajemnej $\Psi(R, V)$ lub $\Psi_A(R, V, A)$ (CAF). Następnie wyniki przetwarzania z każdego z torów przetwarzania są ze sobą łączone w postaci tzw. plotów bistatycznych (wykryć), które następnie są przekazywane do układu śledzenia.

Jednym z możliwych sposobów podziału czasu na bloki jest sposób pokazany na rys. 4.12. Wygodnie jest wykorzystywać długości bloków, które są wielokrotnościami względem siebie. W rozpatrywanym przypadku, każdy kolejny blok jest dwa razy dłuższy niż poprzedni. Ponadto, bloki dla różnych czasów integracji są ułożone w taki sposób, że ich środki odpowiadają



Rys. 4.11: Koncepcja jednoczesne przetwarzanie z wykorzystaniem różnych czasów integracji sygnału

sobie nawzajem. W rezultacie, co drugi blok o długości T_1 , dokonywana jest fuzja plotów bistatycznych z czasów integracji T_1 i T_2 . Co cztery bloki o długości T_1 , wykonana jest fuzja plotów pochodzących z czasów integracji T_1, T_2 i T_3 .



Rys. 4.12: Koncepcja podziału danych i ich łączenia

Fuzja plotów bistatycznych może być oparta na teście asocjacyjnym (ang. *association test*) sformułowanym w następujący sposób [121]. Załóżmy dla uproszczenia, że detekcje z różnych torów przetwarzania są niezależnymi pomiarami. Następnie zdefiniujmy wektor parametrów plotu bistatycznego jako:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} R \\ V \\ A \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

gdzie R to odległość bistatyczna, V to prędkość bistatyczna A to przyspieszenie bistatyczne. Wektor różnicy parametrów plotu bistatycznego jest obliczany jako:

$$\Delta_{ij} = \mathbf{W}_i - \mathbf{W}_j. \quad (4.5)$$

Zakładając, że każdy plot ma macierz kowariancji zdefiniowaną następująco:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \sigma_R^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_V^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_A^2 \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

gdzie σ_R^2 , σ_V^2 oraz σ_A^2 to odpowiednio wariancje pomiarów odległości, prędkości oraz przyspieszenia bistatycznego.

Następnie można obliczyć macierz kowariancji:

$$\mathbf{T}_{ij} = \mathbf{P}_i + \mathbf{P}_j. \quad (4.7)$$

Dwa ploty są łączone, jeśli spełniony jest następujący warunek:

$$\Delta'_{ij} \mathbf{T}_{ij}^{-1} \Delta_{ij} < D, \quad (4.8)$$

gdzie D jest progiem zależnym od założonego prawdopodobieństwa asocjacji [121]. Jeśli warunek fuzji plotów jest spełniony, parametry połączonego plotu bistatycznego są obliczane w następujący sposób:

$$\mathbf{W} = P_i \mathbf{T}_{ij}^{-1} \mathbf{W}_j + P_j \mathbf{T}_{ij}^{-1} \mathbf{W}_i. \quad (4.9)$$

Kowariancja połączonego plotu bistatycznego jest obliczana w następujący sposób:

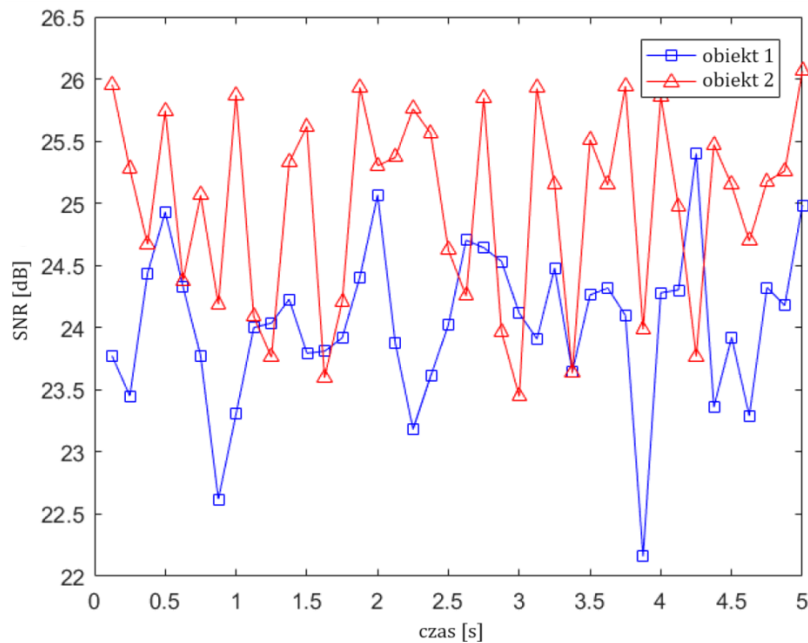
$$\mathbf{P} = \mathbf{P}_i (\mathbf{P}_i + \mathbf{P}_j)^{-1} \mathbf{P}_j. \quad (4.10)$$

Gdy ploty bistatyczne są połączone, należy uwzględnić prawdopodobieństwo fałszywego alarmu (P_{fa}). Jeśli dane z N_{ch} niezależnych torów przetwarzania zostało ze sobą połączonych to P_{fa} wzrosłoby N_{ch} razy. W rozpatrywanym przypadku, tory przetwarzania są częściowo zależne, więc należy oczekiwać, że P_{fa} wzrośnie nieco mniej niż N_{ch} razy.

4.2.2. Symulacje

Aby zademonstrować problem pogorszenia stosunku sygnał-szum (SNR), zasymulowano dwa obiekty o różnym zachowaniu. Pierwszy obiekt (obiekt 1) poruszał się z stałą prędkością bistatyczną. Drugi obiekt (obiekt 2) był wysoce manewrowy i miał znaczne przyspieszenie bistatyczne (20 m/s^2). Aby uzyskać wartość SNR z dwóch symulowanych

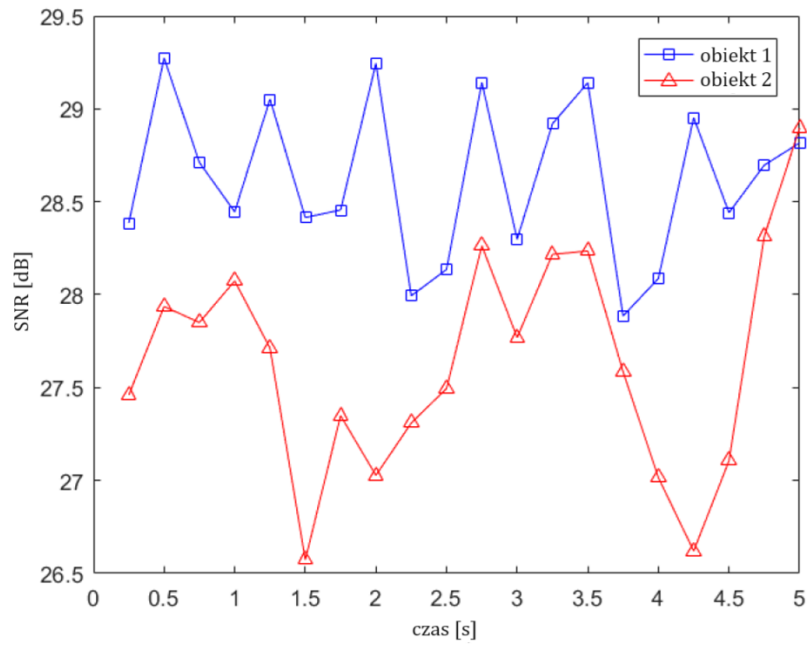
obiektów dla różnych czasów integracji, obliczono klasyczną funkcję nieoznaczności wzajemnej (2.18). W celu zwiększenia wiarygodności symulacji, sygnał referencyjny był rzeczywistym zarejestrowanym sygnałem DVB-T pasma UHF. Sygnał echa został stworzony na podstawie równania (3.9) przez odpowiednie opóźnienie sygnału i modulację sygnału odniesienia z dodatkowym szumem oraz jednostkową amplitudą (bez bezpośredniego sygnału i zakłóceń biernych zwanych clutterem). Do symulacji wykorzystano opracowany przez autora symulator [122]. Na rys. 4.13-4.15 przedstawiono wykresy SNR dla różnych czasów integracji równych 0.125 s, 0.25 s i 0.5 s oraz dwóch symulowanych obiektów w zależności od czasu.



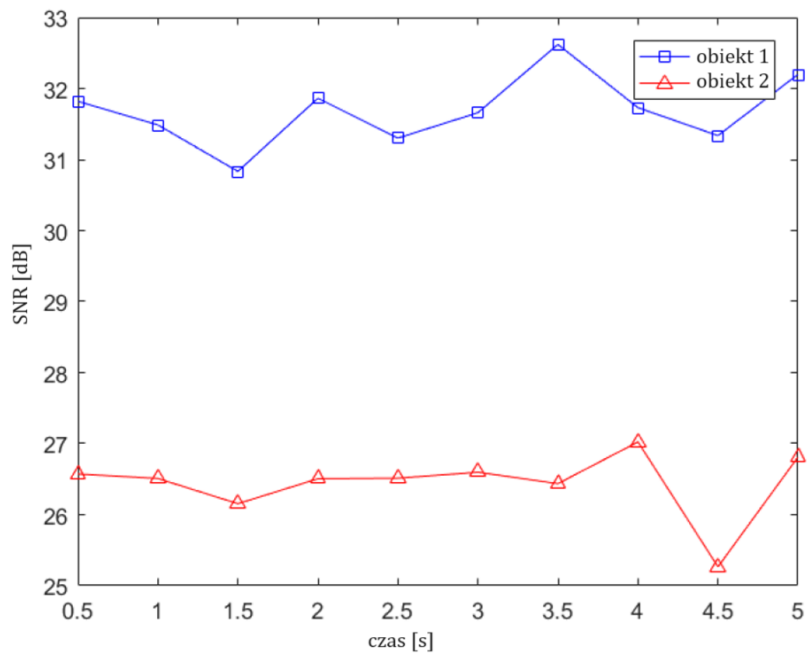
Rys. 4.13: Stosunek sygnał-szum (SNR) dwóch symulowanych obiektów dla czasu integracji $T = 0,125$ s.

Stosunek sygnał-szum (SNR) zmierzono jako stosunek maksimum echa do średniego poziomu funkcji nieoznaczoności wzajemnej (mierzonej na obszarze bez echa). Stosunek kolejnych czasów integracji wynosił 2 (np. $2 \cdot 0.125 \text{ s} = 0.25 \text{ s}$), dlatego, zgodnie z równaniem (2.17), zysk integracji (a co za tym idzie SNR) powinien wzrosnąć teoretycznie o 3 dB przy każdym podwojeniu czasu integracji. Dla obiektu 1 jest to spełnione, ponieważ echo obiektu pozostaje w tej samej komórce rozdzielczości. Jednakże dla obiektu 2, zwiększenie czasu integracji nie prowadzi do oczekiwanego wzrostu SNR. Wynika to z faktu znaczącego przyspieszenia obiektu, co prowadzi do migracji echa obiektu pomiędzy komórkami rozdzielczości.

Ten efekt można lepiej zrozumieć, obserwując moduł funkcji nieoznaczoności wzajemnej. Rys. 4.16 przedstawia wyniki funkcji nieoznaczoności wzajemnej $\Psi(R, V)$ obliczonej dla trzech czasów integracji: 0.125 s, 0.25 s, 0.5 s oraz dla dwóch momentów $t_1 = 0.5$ s i $t_2 = 5$ s. Jak można zauważyć, echo obiektu 1 pozostaje skoncentrowane w wymiarze prędkościowym

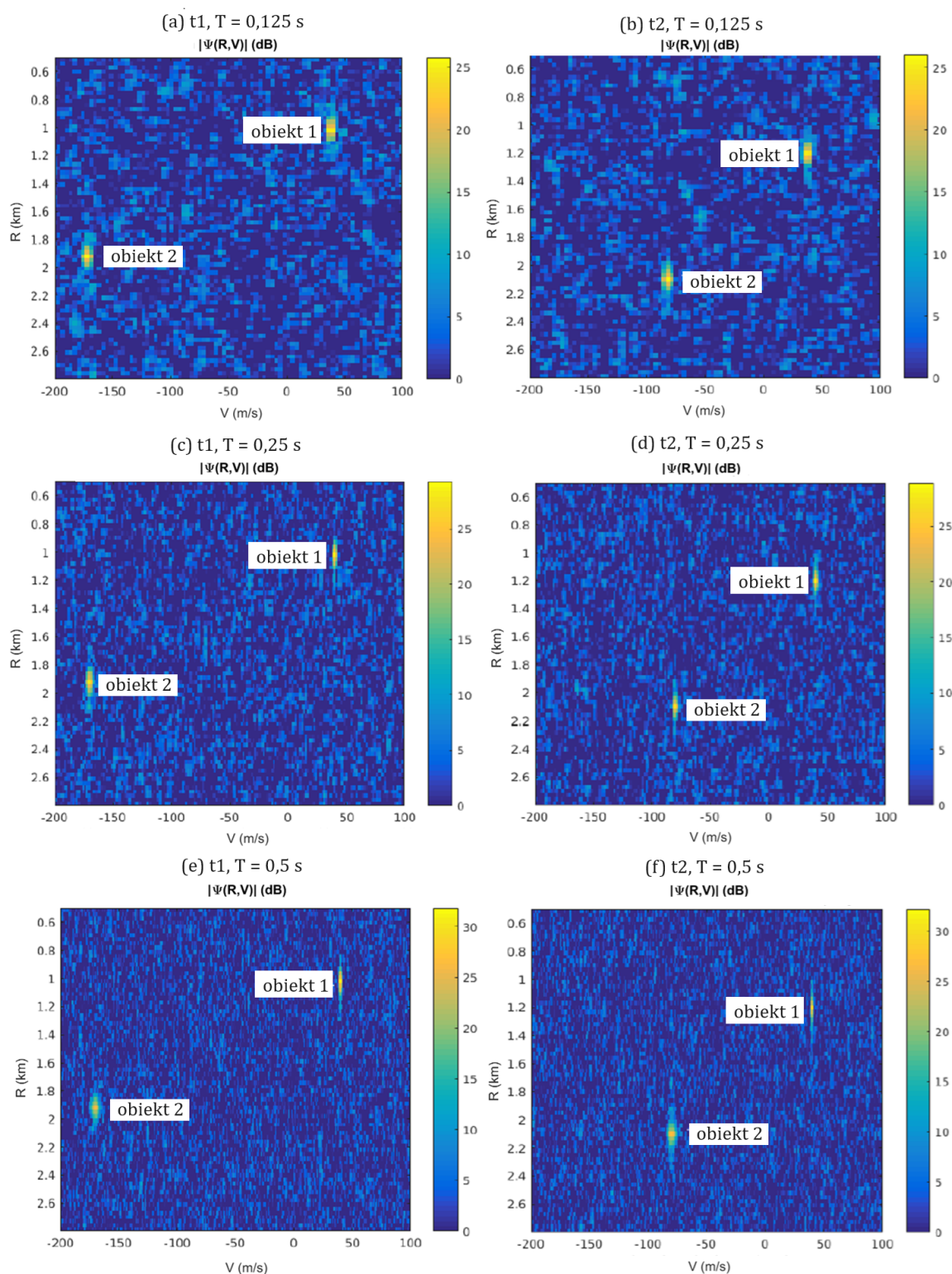


Rys. 4.14: Stosunek sygnał-szum (SNR) dwóch symulowanych obiektów dla czasu integracji $T = 0,25$ s.



Rys. 4.15: Stosunek sygnału do szumu dwóch symulowanych obiektów dla czasu integracji $T = 0,5$ s.

dla wszystkich trzech czasów integracji. Echo obiektu 2, rozprzestrzenia się przez różne komórki rozdzielczości prędkości dla dłuższego czasu integracji, co jest widoczne szczególnie dla czasu integracji równego 0.5 s (rys. 4.16e oraz rys. 4.16f).

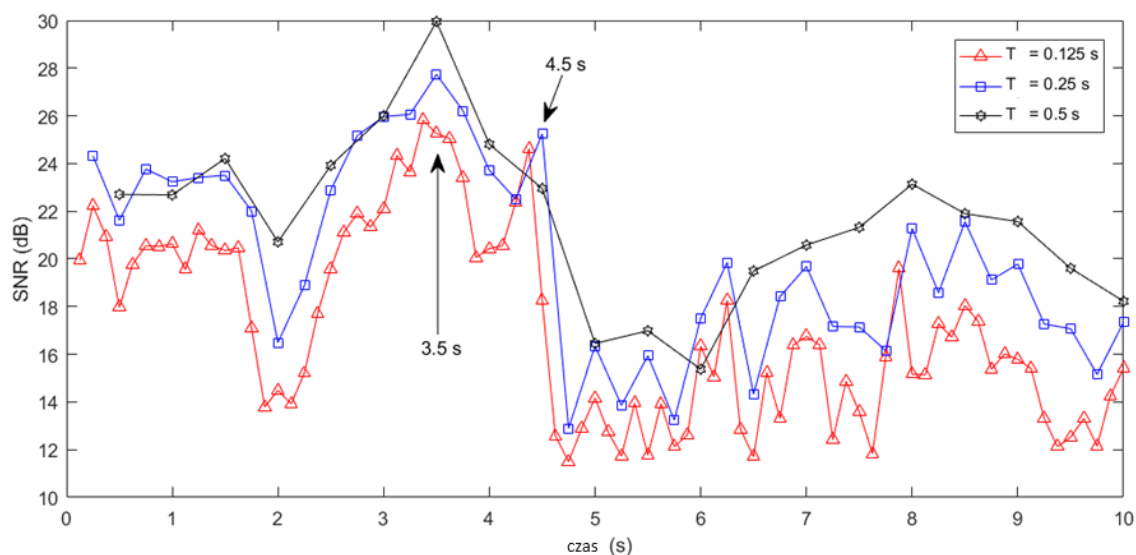


Rys. 4.16: Moduł funkcji nieoznaczoności wzajemnej dla dwóch symulowanych obiektów, różnych czasów integracji oraz chwil czasowych t_1 oraz t_2 ; (a) chwila czasowa t_1 i czas integracji $T = 0.125$ s, (b) chwila czasowa t_2 i czas integracji $T = 0.125$ s, (c) chwila czasowa t_1 i czas integracji $T = 0.25$ s, (d) chwila czasowa t_2 i czas integracji $T = 0.25$ s, (e) chwila czasowa t_1 i czas integracji $T = 0.5$ s, (f) chwila czasowa t_2 i czas integracji $T = 0.5$ s.

4.2.3. Wyniki eksperymentalne

Dane rzeczywiste pozyskano za pomocą demonstratora radaru pasywnego, który wykorzystywał sygnał DVB-T w paśmie UHF. Radar ten wyposażony był w dwie anteny: jedną referencyjną skierowaną w kierunku nadajnika okazjonalnego pasma UHF a drugą antenę echa skierowaną w obszar gdzie poruszał się dron. Nadajnikiem okazjonalnym był nadajnik telewizji cyfrowej DVB-T o mocy 100 kW, zlokalizowany około 40 km od radaru. Obserwowanym obiektem kooperującym był stałopłatowy dron o rozpiętości skrzydeł około 2 m, latający kilkaset metrów od radaru.

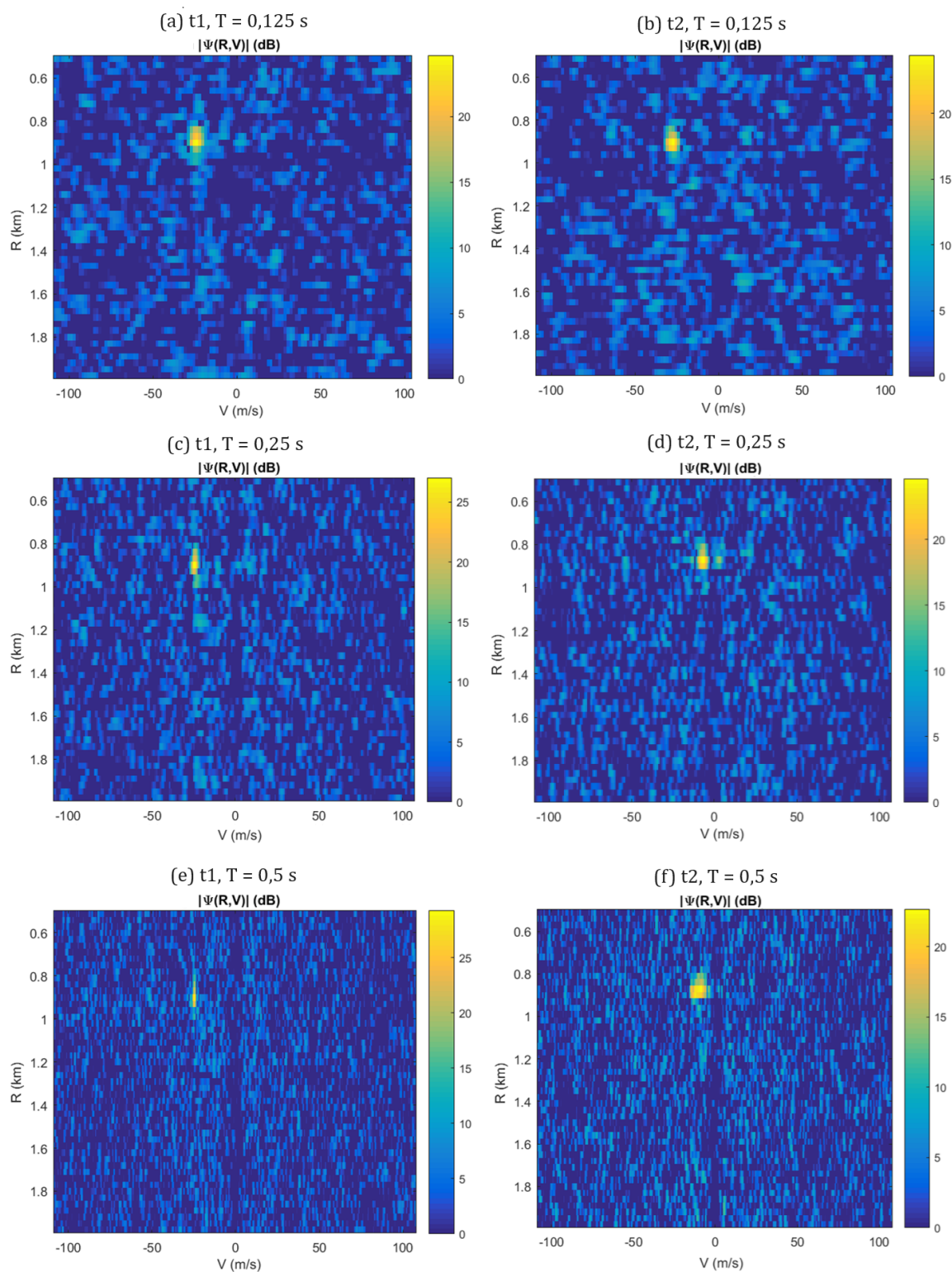
Na rys. 4.17 przedstawiono wykres stosunku sygnał-szum (SNR) dla detekcji drona w czasie. Różne krzywe odpowiadają różnym czasom integracji: 0.125 s, 0.25 s i 0.5 s. SNR zmierzono podobnie jak w symulacjach jako stosunek echa obiektu do średniego poziomu funkcji nieoznaczoności wzajemnej (zmierzonej na obszarze bez echa obiektów).



Rys. 4.17: Stosunek sygnał-szum (SNR) echa drona w zależności od czasu dla różnych czasów integracji.

Stosunek kolejnych czasów integracji wynosi 2 (np. $2 \cdot 0.125 \text{ s} = 0.25 \text{ s}$), dlatego, zgodnie z (2.17), zysk integracji teoretycznie powinien wzrosnąć o 3 dB (jak pokazano w symulacjach). Jak widać na rys. 4.17, nie zawsze tak jest. Zazwyczaj czerwona krzywa (odpowiadająca $T = 0.125 \text{ s}$) jest najniższa, niebieska krzywa ($T = 0.25 \text{ s}$) jest pośrodku, a czarna krzywa ($T = 0.5 \text{ s}$) jest najwyższa. W pewnych momentach jednak krzywa czarna jest poniżej niebieskiej, a nawet czerwonej. Taka sytuacja występuje, gdy obiekt wykonywał gwałtowne manewry, co spowodowało rozprzestrzenienie się echa obiektu (głównie w kierunku prędkości).

Na rys. 4.18 przedstawiono wyniki korelacji dla dwóch różnych chwil czasowych, odpowiadających $t_1 = 3.5 \text{ s}$ i $t_2 = 4.5 \text{ s}$ oznaczonym na rys. 4.17. Wyniki modułu funkcji nieoznaczoności wzajemnej przedstawione po lewej stronie odpowiadają czasowi $t_1 = 3.5 \text{ s}$,



Rys. 4.18: Moduł funkcji korelacji wzajemnej dla różnych czasów integracji oraz chwil czasowych t_1 oraz t_2 (dane rzeczywiste); (a) chwila czasowa t_1 i czas integracji $T = 0.125 \text{ s}$, (b) chwila czasowa t_2 i czas integracji $T = 0.125 \text{ s}$, (c) chwila czasowa t_1 i czas integracji $T = 0.25 \text{ s}$, (d) chwila czasowa t_2 i czas integracji $T = 0.25 \text{ s}$, (e) chwila czasowa t_1 i czas integracji $T = 0.5 \text{ s}$, (f) chwila czasowa t_2 i czas integracji $T = 0.5 \text{ s}$.

natomiast te po prawej stronie - czasowi $t_2 = 4.5$ s. Rysunki w kolejnych rzędach odpowiadają różnym czasom integracji T : 0.125 s, 0.25 s, 0.5 s.

Dla chwili czasowej $t_1 = 3.5$ s można zaobserwować wzrost stosunku sygnał-szum (SNR) (por. rys. 4.17). Obserwując moduł funkcji nieoznaczności wzajemnej przedstawiony na rys. 4.18a, rys. 4.18c, rys. 4.18e, można zauważyć, że echo obiektu jest dobrze skupione w komórce rozdzielczości (pewne rozprzestrzenianie echa dla $T = 0.125$ s jest widoczne, ale jest spowodowane nadpróbkowaniem sygnału oraz oknowaniem w wymiarze prędkości). Dla chwili czasowej $t_2 = 4.5$ s (rys. 4.18b, rys. 4.18d, rys. 4.18f) rozprzestrzenianie echa obiektu jest wyraźnie widoczne dla czasu integracji $T = 0.5$ s. Jest to spowodowane gwałtownymi manewrami drona, który szybko zmieniał swoją prędkość.

4.2.4. Wnioski

W tym punkcie zaprezentowano metodę przetwarzania w radarze pasywnym, wykorzystującą jednocześnie różne czasy integracji. Wykazano za pomocą danych symulacyjnych i rzeczywistych, że stosowanie różnych czasów integracji może być korzystne, gdy jednocześnie obserwuje się obiekty o zróżnicowanym zachowaniu. W ten sposób pokazano, że można osiągnąć wyższy stosunek sygnał-szum (SNR) zarówno dla obiektów o małej dynamice ruchu (np. samolotów pasażerskich) poprzez wykorzystanie dłuższego czasu integracji jak i obiektów szybkich (np. szybko manewrujący dron) poprzez użycie krótszego czasu integracji zapobiegającego migracji echa obiektu pomiędzy komórkami odległości oraz prędkości. Dzięki fuzji danych możliwe jest łączenie wykryć z różnych potoków przetwarzania, aby móc łatwo wykorzystać te dane w układach śledzenia. Dodanie rozszerzonej podstawy funkcji nieoznaczności wzajemnej może pozwolić na uzyskanie lepszych wyników, szczególnie przy obserwacji obiektów szybkich. Wyniki te wspierają *Tezę 1* rozprawy.

4.3. Dynamiczny wybór transmisji radia FM na podstawie krótkoterminowej analizy szerokości pasma sygnału

W tym punkcie przedstawiono koncepcję dynamicznego wyboru transmisji radia FM (rozumianych jako różne kanały częstotliwościowe) pochodzących z tego samego masztu radiowego (tej samej lokalizacji) na podstawie krótkoterminowej analizy szerokości pasma sygnału. Koncepcja ta została zaprezentowana przez autora rozprawy w [27].

4.3.1. Wstęp

Z uwagi, że radar pasywny nie posiada własnego nadajnika, potrzebuje on informacji o dostępnych źródłach sygnałów, które może wykorzystać do swojej pracy. W praktyce oznacza to, że taki radar musi posiadać aktualną bazę danych dostępnych źródeł emisji z

uwagi na konieczność znajomości położenia nadajnika okazjonalnego. Taka baza danych nadajników musi zawierać precyzyjne i syntetyczne informacje, takie jak położenie geograficzne, częstotliwość, moc i rodzaj transmisji. W Polsce te parametry można uzyskać z ogólnodostępnych wykazów publikowanych internetowo przez Urząd Komunikacji Elektronicznej [123]. Często przydatne są również informacje o nadajnikach zagranicznych znajdujących się blisko Polskiej granicy i w tym celu można skorzystać m.in. z źródeł internetowych takich jak np. [124].

W idealnym przypadku radar pasywny mógłby wykorzystywać do swojej pracy wszystkie dostępne na danym obszarze nadajniki okazjonalne. Jednakże ze względu na wysoką złożoność obliczeniową algorytmów używanych do przetwarzania sygnałów w celu detekcji obiektów, liczba jednocześnie przetwarzanych sygnałów z nadajników okazjonalnych jest najczęściej ograniczona. Innym ograniczeniem jest fizyczna liczba kanałów częstotliwości/szerokości pasma, które można odbierać jednocześnie.

Jednym z podstawowych problemów w radarze pasywnym jest wybór transmisji maksymalizujących zdolność radaru do wykrywania obiektów i niezawodność jego działania przy ograniczonych zasobach, takich jak moc obliczeniowa i liczba kanałów odbiorczych (rozumianych jako liczba transmisji jakie jednocześnie może przetworzyć radar pasywny). Często wiele różnych transmisji jest emitowanych z jednego masztu radiowego ze zbliżoną mocą. Dla przykładu maszt w Raszynie koło Warszawy emituje (na dzień 01.03.2024) trzy transmisje radia FM na częstotliwościach 91.0 MHz (Radio RMF FM), 98.8 MHz (Polskie Radio Program 3) oraz 102.4 MHz (Polskie Radio Program 1) w polaryzacji pionowej i o mocy 120 kW ERP. Z punktu widzenia radaru pasywnego wystarczające jest teoretycznie wykorzystanie tylko jednej z tych transmisji ponieważ do lokalizacji obiektu radar potrzebuje różnych par nadajnik - odbiornik, czyli nadajników znajdujących się w różnych lokalizacjach. Czyli wykorzystanie trzech jednakowych transmisji (pod względem mocy i polaryzacji) z jednego nadajnika wydaje się w pewnym sensie nadmiarowe ponieważ nie dostarczy to dla radaru dodatkowej informacji. Jest to szczególnie istotne z uwagi, że radar posiada ograniczone zasoby do jego dalszego przetworzenia. Pojawia się zatem pytanie, który z sygnałów emitowanych przez dany nadajnik wybrać.

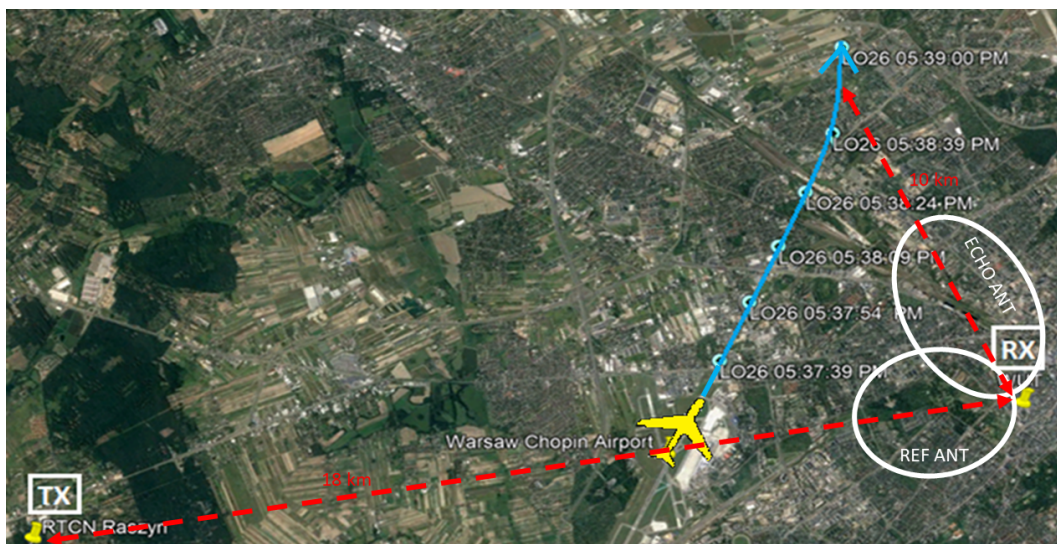
W przypadku sygnału radia FM, ten wybór nie jest oczywisty, ponieważ szerokość pasma sygnału zmienia się w czasie w zależności od jego zawartości. Najbardziej pożądanym scenariuszem to szerokie pasmo transmisji, które występuje na przykład podczas nadawania muzyki rockowej. Najmniej pożądana jest cisza, która odpowiada niemodulowanej fali sinusoidalnej o zerowej szerokości pasma i jest to mocno niepożądany scenariusz dla detekcji obiektu z uwagi, że rozróżnialność odległości dąży do nieskończoności. Ponieważ zawartość audycji radiowych jest zróżnicowana i dość nieprzewidywalna (różne gatunki muzyki, wywiady, wiadomości, reklamy, itp.), jedna stacja o konkretnej porze może oferować lepsze możliwości detekcji niż

inna, podczas gdy ta druga będzie lepsza w innym czasie. Ponieważ zmiana częstotliwości odbioru jest stosunkowo łatwa przy użyciu nowoczesnych odbiorników cyfrowych SDR, można je szybko przełączać podczas pracy systemu. Zastosowane algorytmy śledzenia bistatycznego lub kartezjańskiego mogą płynnie i łatwo przełączać się między transmisjami/częstotliwościami z tego samego nadajnika okazjonalnego. Jest to możliwe, ponieważ geometria bistatyczna jest nadal taka sama i nie ma potrzeby ponownej rekonfiguracji systemu. Dodatkowo, jest to praktycznie niezauważalne dla układu śledzącego (zmienia się jedynie częstotliwość nośna, która wpływa na rozróżnialność prędkościową), i wszystkie obiekty śledzone przez daną parę nadajnik-odbiornik są utrzymane. W porównaniu, przełączanie między różnymi lokalizacjami prowadzi do konieczności ponownej inicjalizacji układu śledzenia bistatycznego, co trwa od kilku do kilkunastu sekund. W tym czasie dana para nadajnik-odbiornik jest praktycznie bezużyteczna dla systemu.

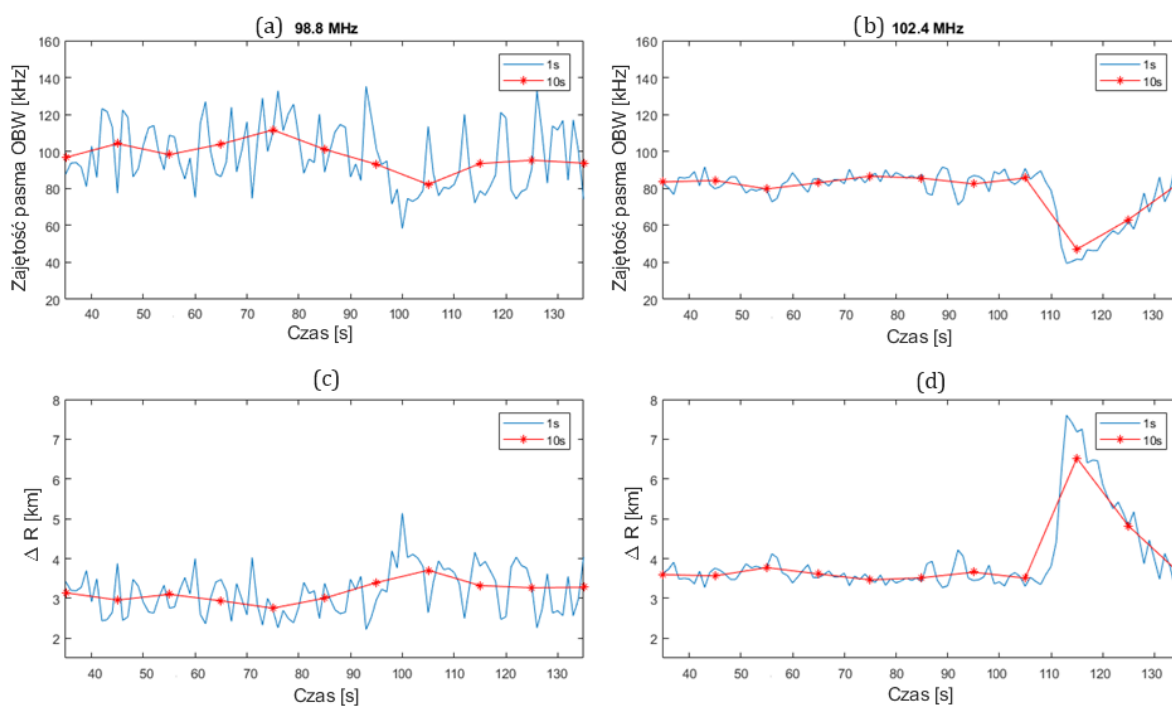
Problem ten nabiera na znaczeniu przy obserwacji obiektów szybkich z uwagi na potrzebę szybkiego oraz stabilnego odświeżania informacji.

Aby przedstawić omawiany problem autor rozprawy samodzielnie przeprowadził eksperyment polegający na jednoczesnej detekcji startującego z Lotniska Okęcie samolotu pasażerskiego Boeing 777-200 na dwóch częstotliwościach radia FM 98.8 MHz oraz 102.4 MHz emitowanych ze wspomnianego wcześniej nadajnika z Raszyna [27]. Demonstrator radar pasywnego składał się z dwóch anten, jednej referencyjnej skierowanej w kierunku nadajnika oraz drugiej skierowanej w kierunku startującego samolotu. Do rejestracji sygnału wykorzystano urządzenie USRP N200 oraz anteny kierunkowe dla pasma radia FM. Dane były przetwarzane offline. Odbiornik był umieszczony na balkonie budynku wydziału Elektroniki i Technik Informacyjnych Politechniki Warszawskiej. Pozycja geograficzna samolotu i jego identyfikator został uzyskany poprzez dane ADS-B zarejestrowane specjalizowanym odbiornikiem Kinetic SBS-3. Scenariusz pomiarowy przedstawia rys. 4.19. Widać na nim trajektorię startującego samolotu oznaczoną kolorem niebieskim wraz z punktami odczytanymi z odbiornika sygnału ADS-B. Nadajnik (ozn. Tx) był oddalony od demonstratora radaru (ozn. Rx) o około 18 km, a samolot znajdował się na odległości około 5-10 km również względem radaru. W sposób przybliżony przedstawiono kierunki w które była skierowana antena referencyjna (ozn. REF ANT) oraz antena echa (ozn. ECHO ANT).

Rys. 4.20a oraz rys. 4.20b przedstawiają chwilą szerokość pasma sygnału dla dwóch transmisji radia FM oraz dla kolejnych bloków sygnału odpowiadających czasowi integracji $T=1\text{ s}$ (kolor niebieski) oraz w sposób uśredniony (kolor czerwony) dla 10 s. Widać na nich, że dla chwili czasowej $t=112\text{ s}$ fragmentu dłuższej rejestracji (por. p. 4.3.3) i dla częstotliwości 102.4 MHz następuje znaczące obniżenie szerokości pasma transmisji odpowiadającej chwilowej ciszy pod koniec trwania utworu muzycznego. Warto zwrócić uwagę, że chwila ta trwała około 10 s. W sygnale dla częstotliwości 98.8 MHz nie widać

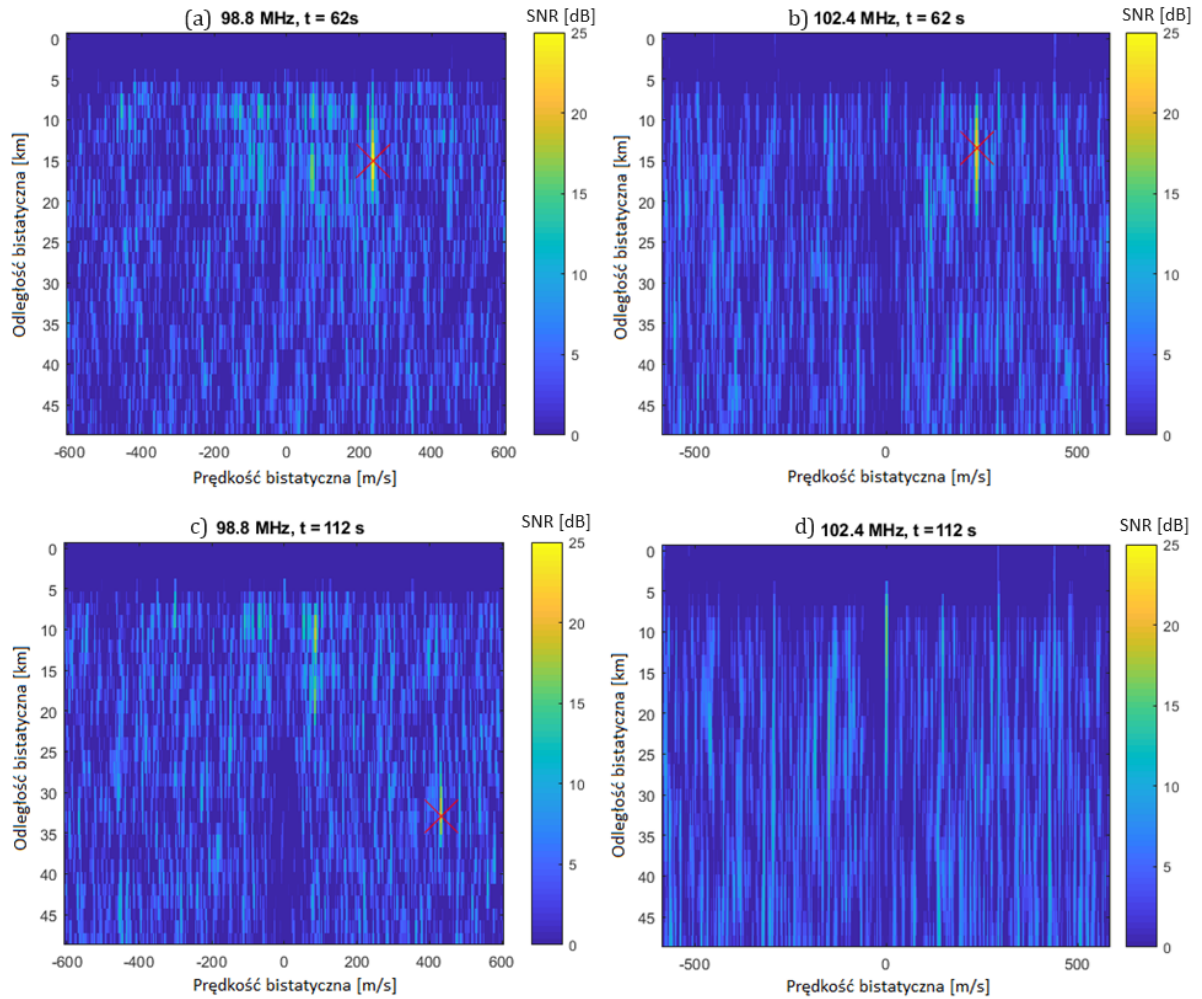


Rys. 4.19: Scenariusz pomiarowy (na podstawie zdjęcia lotniczego pozyskanego z Google Earth)



Rys. 4.20: Chwilowa szerokość pasma transmisji dla częstotliwości 98.8 MHz oraz 102.4 MHz fragmentu rejestracji.

takiego obniżenia pasma transmisji. Dodatkowo na rys. 4.20c oraz 4.20d przedstawiono przeliczoną rozróżnialność odległości, na której widać, że przez większość czasu oscylowała ona wokół wartości 3-4 km dla obu częstotliwości, ale dla chwili $t=112s$ gwałtownie spada. Aby lepiej przedstawić istotę problemu na rys. 4.21 pokazano moduł funkcji nieoznaczoności wzajemnej $\Psi(R, V)$ dla przypadku gdy startujący samolot był detekowany prawidłowo dla



Rys. 4.21: Moduł funkcji nieoznaczoności wzajemnej w chwilach 62 s i 112 s fragmentu rejestracji

obu częstotliwości (rys. 4.21a oraz rys. 4.21b) oraz gdy dla częstotliwości 102.4 MHz pojawia się umiarkowana cisza. Widać wyraźnie, że dla tej chwili $t=112$ s obiekt nie jest praktycznie widoczny dla częstotliwości 102.4 MHz (rys. 4.21d) i nie został zdetekowany (czerwony krzyżyk). Natomiast dla częstotliwości 98.8 MHz jest widoczny bez przeszkód (rys. 4.21c).

4.3.2. Pomiar szerokości pasma

Szerokość pasma sygnału można mierzyć na wiele sposobów. Jednym z podejść jest pomiar szerokości, w której znajduje się większość mocy sygnału (np. 99 %). To podejście zostało przetestowane z wykorzystaniem sygnałów rzeczywistych i nie dostarczyło satysfakcjonujących wyników - szerokość mierzona w ten sposób nie korelowała z uzyskaną rozdzielczością zasięgu ΔR . Kolejnym podejściem może być obliczenie funkcji autokorelacji sygnału referencyjnego i pomiar jej szerokości, co bezpośrednio pokazuje rozdzielczość bistatyczną zasięgu. Jednakże jest to dość niepraktyczne rozwiązanie, ponieważ wymaga dużego nadpróbkowania sygnału, aby uzyskać odpowiednią dokładność pomiaru. Innym

rozwiązaniem jest obliczenie efektywnej szerokości pasma sygnału (ang. *Root-Mean-Square Bandwidth*) [125]. Metoda, która została tutaj użyta do obliczeń chwilowej szerokości pasma transmisji, korzysta z następującego wzoru:

$$B \cdot M_{max} = \int M(f) \cdot df \quad (4.11)$$

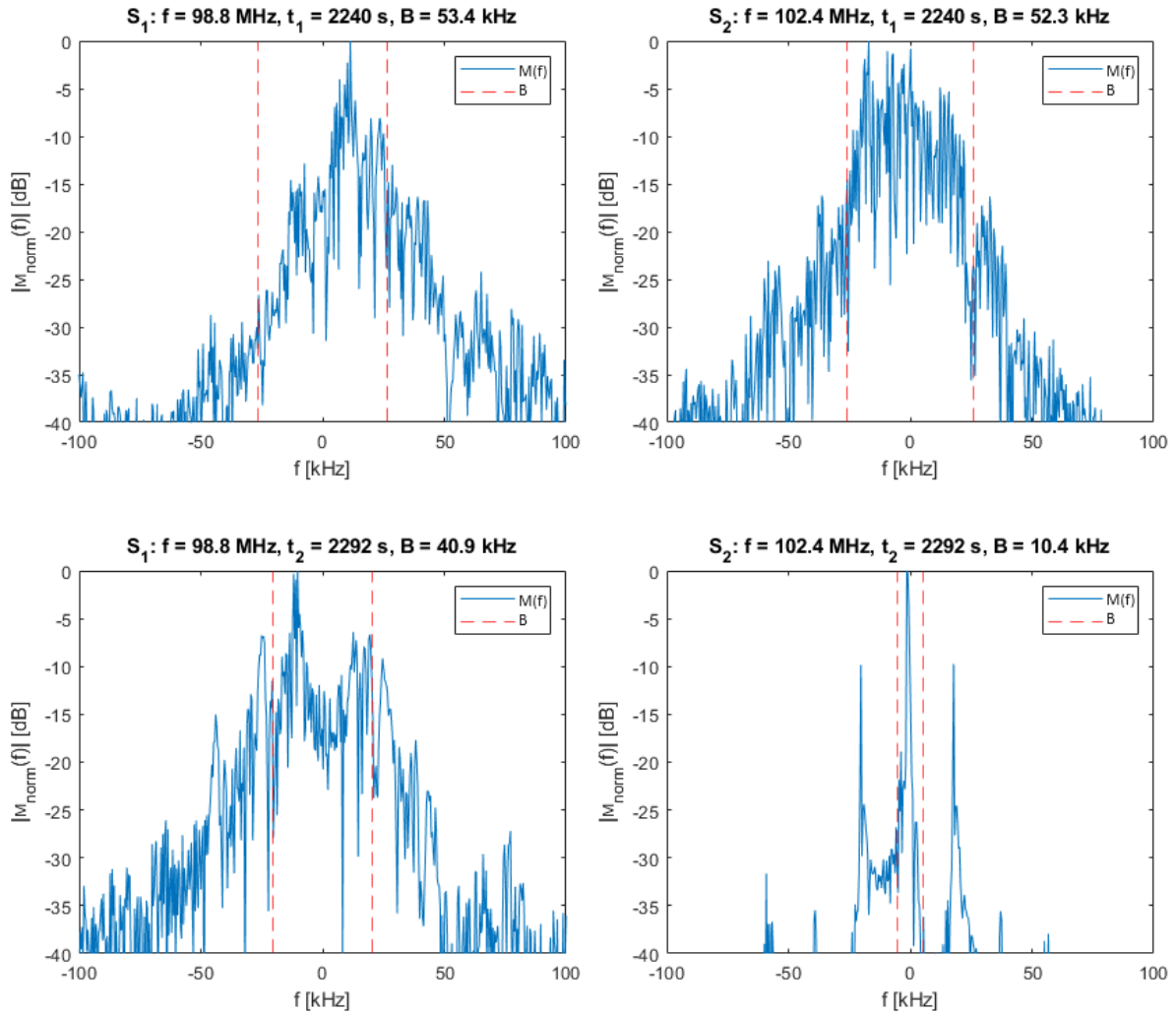
gdzie $M(f)$ oznacza widmową gęstość mocy, a M_{max} to jej maksimum. Można to interpretować w następujący sposób. Definiujemy prostokątną gęstość mocy widmowej o szerokości B i wysokości M_{max} . Szerokość efektywna B jest taka, że pole prostokąta ($B \cdot M_{max}$), które stanowi moc sygnału, jest równe polu pod krzywą gęstości mocy widmowej ($\int M(f) \cdot df$). Ta metoda pomiaru szerokości pasma daje wyniki zgodne z rzeczywistą rozdzielczością zasięgu.

Rys. 4.22 przedstawia przykładowe widmo chwilowe $M(f)$ sygnałów FM podczas startu samolotu Boeing 777-200. Chwile analizy odpowiadają tym z rys. 4.21. Efektywna szerokość pasma zmierzona za pomocą (4.11) jest zaznaczona czerwonymi przerywanymi liniami. Jak widać, szerokości pasma sygnału dla stacji S_1 i S_2 w chwili czasowej t_1 są podobne i wynoszą około 50 kHz. Dla chwili czasowej t_2 szerokości pasm dla S_1 i S_2 różnią się zasadniczo. W tym przypadku szerokość pasma dla S_2 jest bardzo mała i wynosi około 10 kHz co spowodowało brak wykrycia obiektu.

4.3.3. Optymalizacja oraz wyniki eksperymentalne

W tej sekcji zaproponowano algorytm do dynamicznego wyboru stacji radia FM dla radaru pasywnego. Algorytm wykorzystuje pomiary szerokości pasma sygnału i wybiera kanał częstotliwości (transmisję) radia FM z pojedynczego masztu do przetwarzania. Pomiar szerokości pasma może być wykonany na kilka sposobów. Jednym z nich jest użycie dodatkowego jedno-kanałowego odbiornika, który odbiera sygnał z całego pasma FM i oblicza bieżącą szerokość pasma dla wszystkich dostępnych transmisji radiowych. Drugim podejściem może być obliczenie szerokości pasma bezpośrednio w wielokanałowym odbiorniku radaru pasywnego, ponieważ w większości przypadków przed podziałem na odpowiednie kanały częstotliwościowe dostępne jest tam całe pasmo radia FM (20 MHz).

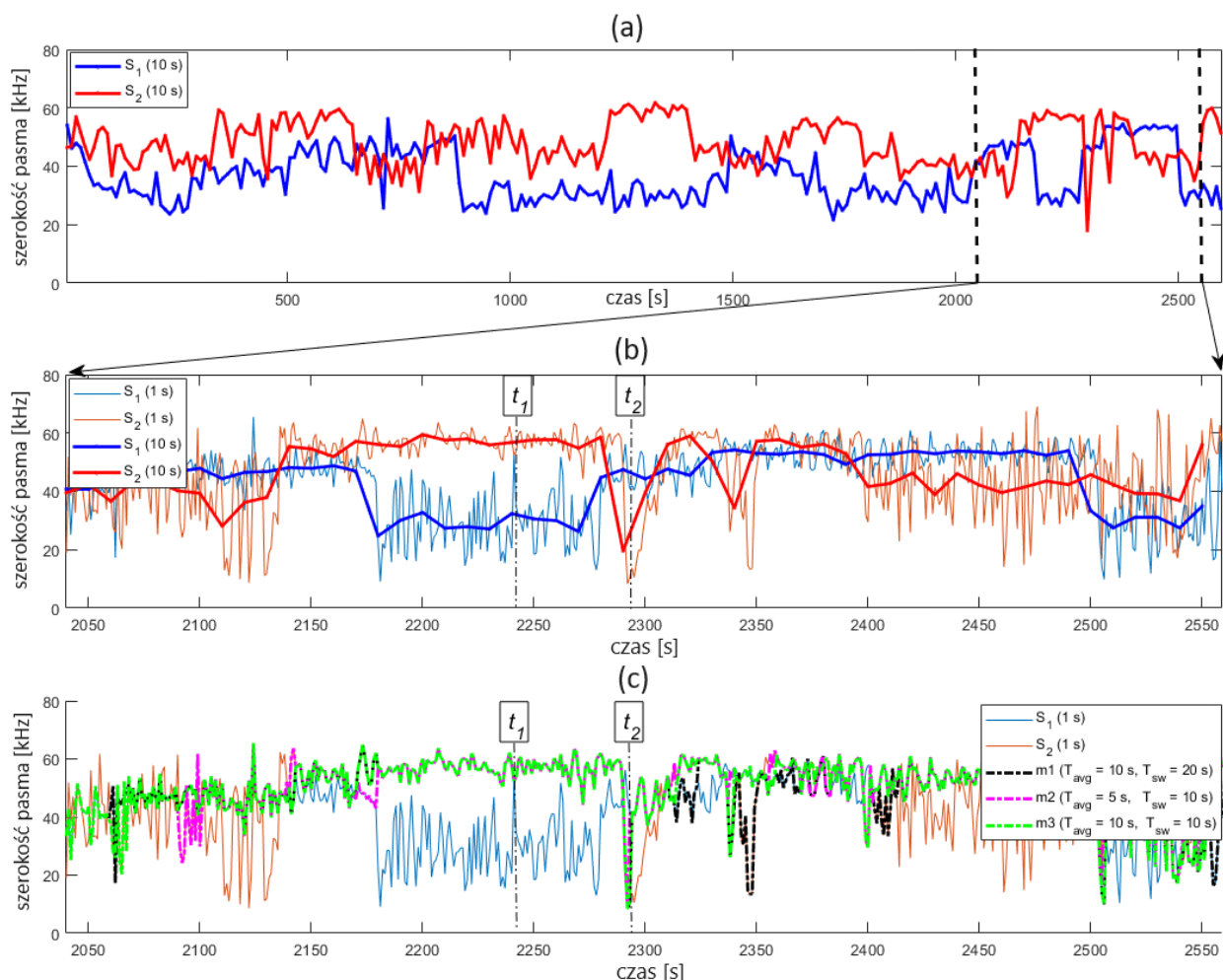
Rys. 4.23a przedstawia średnią z 10 s pomiarów szerokości pasma dla stacji S_1 i S_2 przez 2600 s rejestracji. W większości przypadków dla tej rejestracji można zauważyć, że S_2 ma szersze pasmo, a więc oferuje lepszą rozróżnialność odległości niż S_1 . Jednak czasami S_1 oferuje lepsze wyniki, w niektórych przypadkach nawet przez ponad 100 s (np. od 2400 s do 2500 s). Rys. 4.23b pokazuje 500 s zbliżenie fragmentu rejestracji. Czasy oznaczone jako t_1 i t_2 odpowiadają wynikom pokazanym na rys. 4.21. W chwili t_1 szerokość pasma S_2 jest podobna do S_1 , a detekcja jest możliwa w obu przypadkach. W chwili t_2 można zaobserwować gwałtowne zmniejszenie się szerokości pasma dla S_2 uniemożliwiające detekcję startującego



Rys. 4.22: Przykład widma chwilowego sygnałów z obliczaniem chwilowej szerokości pasma podczas startu samolotu Boeing 777-200

samolotu. Jednak dla S_1 szerokość pasma jest większa, co umożliwia detekcję. Stąd widać, że gdyby system mógł zmieniać częstotliwość w takiej sytuacji, mógłby skutecznie wykryć obiekt.

Zakładając, że system może przełączać się między częstotliwościami z tego samego masztu radiowego i ciągle monitorować szerokość pasma, można użyć autorskiego Algorytmu 1. Parametry wejściowe algorytmu to: T – czas integracji, T_{avg} – czas uśredniania, T_{sw} – minimalny czas przełączania. Zakłada się, że T_{avg} i T_{sw} są wielokrotnościami całkowitymi czasu integracji T . Pomiarom B_{S_1} i B_{S_2} przypisuje się chwilowe szerokości pasma, obliczone w blokach danych odpowiadającym czasom integracji T . Analiza polega na porównywaniu średnich wartości z ostatnich pomiarów umieszczonych w buforach cyklicznych V_{c1} i V_{c2} oraz wyborze transmisji (S_{sel}), która oferuje wyższy średni poziom szerokości pasma. Parametrem ograniczającym działanie algorytmu jest minimalny czas przełączania T_{sw} . Zakłada się, że ze względu na ograniczenia sprzętowe, przełączanie między różnymi stacjami trwa pewien czas



Rys. 4.23: Pomiary i wyniki; (a) Długoterminowa średnia z 10 s pomiarów szerokości pasma dla stacji S_1 oraz S_2 ; (b) 500 s zbliżenie fragmentu rejestracji; (c) wyniki działania algorytmu dla różnych parametrów wejściowych

(około czasu integracji T). Dlatego kosztem przełączania jest utrata pomiaru. Z tego powodu lepiej jest nie przełączać się zbyt często.

Wyniki działania algorytmu dla różnych parametrów wejściowych są pokazane na rys. 4.23c). Czas integracji T wynosił 1 s, co jest typowe dla radaru pasywnego wykorzystującego sygnał FM. Wyniki dla parametrów algorytmu równe $T_{avg}=10$ s i $T_{sw}=20$ s są oznaczone jako $m1$. Wyniki dla $T_{avg}=5$ s i $T_{sw}=10$ s są oznaczone jako $m2$. Wyniki dla $T_{avg}=10$ s i $T_{sw}=10$ s są oznaczone jako $m3$. Widać, że dla $T_{avg}=10$ s i $T_{sw}=10$ s następuje znacząca poprawa, szczególnie w chwili t_2 .

4.3.4. Wnioski

W tym punkcie przedstawiono problem zmienności szerokości pasma sygnału FM i jego wpływu na wyniki radaru pasywnego wykorzystującego sygnał radia FM przypadku ograniczonych zasobów przetwarzania i wielu dostępnych nadajników z tej samej lokalizacji.

Analiza chwilowej szerokości pasma umożliwia przełączanie między dostępnymi stacjami, które w danym momencie oferują lepsze parametry detekcji. W rezultacie radar pasywny działa bardziej niezawodnie i jest bardziej odporny na tymczasowe oraz długotrwałe pogorszenie jakości sygnału. Jak pokazano na rzeczywistym przykładzie, może to być szczególnie istotne w krytycznej części lotu samolotu, na przykład podczas startu. Dotyczy to również wykrywania obiektów szybkich, które dynamicznie zmieniają swoje parametry. Dzięki parametryzacji metody, można ją dostosować do konkretnych parametrów radaru, np. modułu śledzenia, i łatwo rozbudować o więcej niż dwie częstotliwości z jednej lokalizacji.

Radar pasywny oparty na sygnale radia FM wyposażony w przedstawiony algorytm byłby bardziej odporny na zmiany szerokości pasma przy ograniczonych zasobach przetwarzania. Parametry T_{avg} i T_{sw} mogą być dopasowane do parametrów układów śledzenia i charakteru zmienności obserwowanych stacji radiowych. Wyniki te wspierają *Tezę 1* rozprawy.

Algorytm 1: Algorytm wyboru transmisji na podstawie krótkoterminowej analizy pasma (pseudokod języka Matlab)

Data: $T, T_{avg}, T_{sw}, B_{S_1}, B_{S_2}$

Result: S_{sel}

% inicjalizacja;

$[\sim, S_{sel}] = \max(B_{S_1}, B_{S_2});$

$t = T_{sw};$

$V_{c1} = \text{zeros}(T_{avg}/T, 1);$

$V_{c2} = \text{zeros}(T_{avg}/T, 1);$

$V_{c1}(1) = B_{S_1};$

$V_{c2}(1) = B_{S_2};$

$v_{idx} = 1;$

% działanie programu;

while 1 **do**

$[\sim, S_{curr}] = \max(\text{mean}(V_{c1}), \text{mean}(V_{c2}));$

if $(S_{sel} \neq S_{curr})$ **AND** $(t == 0)$ **then**

$S_{sel} = S_{curr};$

$t = T_{sw};$

end

$t = \max(0, t - T);$

if $v_{idx} \cdot T > T_{avg}$ **then**

$v_{idx} = 1;$

else

$v_{idx} = v_{idx} + 1;$

end

$V_{c1}(v_{idx}) = B_{S_1};$

$V_{c2}(v_{idx}) = B_{S_2};$

end

5. Optymalizacja wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowej radaru pasywnego

Jednym z fundamentalnych aspektów radaru pasywnego jest określenie jego rzeczywistego zasięgu, który pozwala poznać możliwości radaru pasywnego na danym obszarze oraz pozwala na przewidywalny sposób jego działania. W przeciwieństwie do radarów aktywnych, które mają ściśle określone parametry nadawanych sygnałów i dzięki temu pozwalają dość precyzyjnie określić ich zasięg (w obszarze bez większych przeszkód terenowych), radary pasywne są w pełni zależne od dostępności sygnałów z nadajników okazjonalnych na danym obszarze. W szczególności nawet najlepsze algorytmy do detekcji obiektów (również szybkich) będą nieskuteczne jeśli na danym obszarze nie będzie nadajników okazjonalnych lub jeśli radar pasywny nie będzie wykorzystywał odpowiednich sygnałów.

Okazuje się, że predykcja zasięgowa w radarze pasywnym jest zagadnieniem złożonym z uwagi na wiele czynników jakie należy wziąć pod uwagę. Jednakże jak pokazano w tym rozdziale jest możliwa i pozwala ona na przybliżone określenie rzeczywistego zasięgu radaru pasywnego.

W niniejszym rozdziale połączono teorię, symulacje i wyniki rzeczywiste. Przedstawiono rozszerzone równanie zasięgowe dla radaru pasywnego zawierające następujące czynniki: charakterystykę promieniowania anten nadajnika oraz odbiornika (radaru), zjawisko wielodrogowości i dyfrakcji. Zbadano również eksperymentalnie wpływ szumu otoczenia dla wykorzystania sygnału radia FM. Na bazie tych wyników zaproponowano optymalizację wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowej radaru pasywnego.

5.1. Predykcja zasięgu radaru pasywnego

W tym punkcie przedstawiono zagadnienie predykcji zasięgu radaru pasywnego. Na bazie modeli symulacyjnych oraz wyników rzeczywistych dla sygnału radia FM przedstawionych w [28] rozszerzono w rozprawie analizę o sygnały telewizji cyfrowej DVB-T pasma VHF, które zostały wykorzystane przez autora rozprawy do skutecznego wykrycia startującej rakiety (por. p. 4.1). Z uwagi, że sygnały telewizji cyfrowej DVB-T pasma VHF wykorzystują stosunkowo

niską częstotliwość, bliską sygnałowi radia FM, to w praktyce możliwe jest wykorzystanie tych samych modeli symulacyjnych.

5.1.1. Wstęp

W ostatnich 10-15 latach można zaobserwować znaczne zainteresowanie tematyką radiolokacji pasywnej. Pojawiło się wiele nowych publikacji dotyczących wykorzystania nadajników okazjonalnych, ulepszania algorytmów oraz detekcji nowych rodzajów obiektów, takich jak drony. Jednak zaskakująco mało jest prac dotyczących przewidywania zasięgów detekcji. Jest to szczególnie zaskakujące, biorąc pod uwagę typowe efekty występujące w praktyce, takie jak propagacja wielodrogowa, dyfrakcja oraz realistyczne charakterystyki antenowe nadajnika i odbiornika (radaru).

Jedną z pierwszych znaczących publikacji związanych z przewidywaniem zasięgu radaru pasywnego był artykuł [126]. Przedstawione są tam ogólne wyniki przewidywanego zasięgu detekcji, stosunku sygnał-szum (SNR) oraz dane rzeczywiste. Brakuje tam jednak m. in. równań do symulacji oraz szczegółowego porównania przewidywanych wyników z rzeczywistymi detekcjami obiektów. Druga publikacja z tego samego okresu to [127], ale analiza zasięgowa wykonana jest tam w znacznym uproszczeniu i ma na celu wskazanie tylko krytycznych ograniczeń. Następnie, bardziej zaawansowane modele prezentowane są w [128, 129, 130, 131], ale korzystają one z gotowego narzędzia AREPS (ang. *Advanced Refractive Effects Prediction System*) [132] i nie prezentują porównania z wynikami rzeczywistymi. Z tej przyczyny trudno określić dokładność tych symulacji. Artykuł [133] przedstawia przykład analizy zasięgowej dla sygnału radia FM. Jednak nadal brakuje porównania z danymi rzeczywistymi i dokładnego opisu używanych modeli propagacji. W [134] podjęto próbę przeprowadzenia bardziej szczegółowej analizy zasięgu pasywnego radaru wykorzystującego sygnał radia FM z prezentacją danych rzeczywistych, ale wiele istotnych kwestii nie zostało wtedy uwzględnionych. Liczba publikacji przedstawiających wyniki rzeczywiste z działania radaru pasywnego jest wciąż dość ograniczona. Może to wynikać z wielu przyczyn, a jedną z nich może być fakt, że radary pasywne dopiero wchodzi na rynek i nie są jeszcze szeroko wykorzystywane w praktyce. Kolejną z przyczyn może być opisana w [135] wysoka złożoność symulacji dla radarów pasywnych wynikająca z konieczności uwzględnienia wielu czynników, co może być jednym z powodów małej liczby publikacji dotyczących przewidywania zasięgu radaru pasywnego. Większość wyników dostępnych w literaturze pochodzi z systemów opartych na sygnale FM i DVB-T. Często pokazywane są tylko wyniki krótkoterminowe, jak w przypadku sygnału FM: [136, 137, 138] oraz sygnału DVB-T: [89, 90, 91, 92]. Jednak można znaleźć wyniki z dłuższego czasu obserwacji, jak w [139, 140, 141, 142, 143, 144]. Pokazują one, że czasami można zaobserwować zaniki w wykrywaniu obiektu, co może być wynikiem wielu różnych czynników. Jednak bez możliwości przewidywania rzeczywistego

zasięgu, często nie jest jasne, co mogłoby być ich przyczyną. Czy tak jak w przypadku sygnału radia FM może to być opisane przez autora rozprawy w [27] zmniejszenie pasma transmisji, czy może powtarzający się fizyczny zanik związany z propagacją fali, czy może gwałtowna zmiana bistatycznego RCS obiektu.

5.1.2. Rozszerzone równanie zasięgu

W punkcie 2.4 przedstawiono uproszczone równanie zasięgu (2.16), ale nie uwzględnia ono wielu istotnych aspektów występujących w praktyce. Z tej przyczyny niezbędne jest wprowadzenie rozszerzonego równania zasięgu pozwalającego na wyznaczenie odbieranej przez radar pasywny mocy echa obiektu [28], które jest punktem wyjścia do analizy zasięgowej:

$$P_r = \frac{\text{EIRP}}{L_t(\phi_t)} \frac{G_{r\max}}{L_r(\phi_r)} \frac{\sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2 L F_t^2 F_r^2}. \quad (5.1)$$

W tym równaniu, EIRP oznacza zastępczą izotropową moc promieniowania (ang. *Effective Isotropical Radiated Power*), która odpowiada mocy nadawanego sygnału obserwowanego w punkcie maksimum charakterystyki promieniowania. Wartość ta jest używana, ponieważ zwykle dostępna jest ona w ogólnodostępnych bazach danych [123, 124]. Wpływ charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej (azymutalnej) nadajnika opisuje $L_t(\phi_t)$, gdzie ϕ_t to kąt azymutalny obiektu względem nadajnika. Minimalna wartość $L_t(\phi_t)$ wynosi 0 dB i odpowiada EIRP. Dodatnie wartości (w dB) $L_t(\phi_t)$ oznaczają straty w stosunku do nominalnej wartości EIRP. Wartość $G_{r\max}$ oznacza maksymalny zysk anteny odbiornika, a $L_r(\phi_r)$ modeluje wpływ efektywnej charakterystyki promieniowania anteny odbiornika w płaszczyźnie poziomej. Podobnie jak w przypadku nadajnika, minimalna wartość $L_r(\phi_r)$ wynosi 0 dB i odpowiada $G_{r\max}$. Dla dodatnich wartości (w dB) oznacza to straty w stosunku do maksimum (gdzie ϕ_r to kąt azymutalny do obiektu widziany z odbiornika). Należy zaznaczyć, że $L_t(\phi_t)$ i $L_r(\phi_r)$ uwzględniają tylko charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej i nie uwzględniają charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej (elewacji). Wpływ charakterystyki promieniowania nadajnika w płaszczyźnie pionowej jest uwzględniony w obliczeniach współczynników propagacji F_t i F_r odpowiadających odpowiednio drodze nadajnik-obiekt i odbiornik-obiekt (wynika to z powiązania go z efektami propagacyjnymi). To podejście jest podobne do przedstawionego w [145]. Oprócz charakterystyki anten nadajnika i odbiornika w płaszczyźnie pionowej uwzględniono w F_t i F_r efekty wielodrogowości oraz dyfrakcji. Jeśli charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej jest taka sama lub podobna w każdym kierunku azymutu (co jest często spotykane w praktyce) to wpływ charakterystyki promieniowania w kierunku azymutalnym można stosować oddzielnie, z wykorzystaniem $L_t(\phi)$ i $L_r(\phi)$. Rozdzielenie charakterystyk antenowych w płaszczyznach poziomych oraz pionowych jest

tylko przybliżeniem i nie wprowadza istotnych błędów w typowych scenariuszach. Ułatwia to jednak zrozumienie omawianych zjawisk.

5.1.3. Charakterystyka promieniowania anten nadajnika

W uproszczonych obliczeniach mocy sygnału zgodnie z równaniem (2.16) zakłada się, że symulowany obiekt jest oświetlany przez maksimum charakterystyki promieniowania nadajnika. W praktyce jednak sytuacja ta jest rzadko spotykana. Zarówno charakterystyka promieniowania nadajnika w płaszczyźnie poziomej, jak i pionowej, mogą znacząco wpływać na prognozowanie zasięgów wykrywania. W niniejszym podpunkcie analizowany jest wpływ charakterystyki nadajnika w płaszczyźnie poziomej, podczas gdy charakterystyka w płaszczyźnie pionowej jest uwzględniana przy obliczaniu współczynnika propagacji.

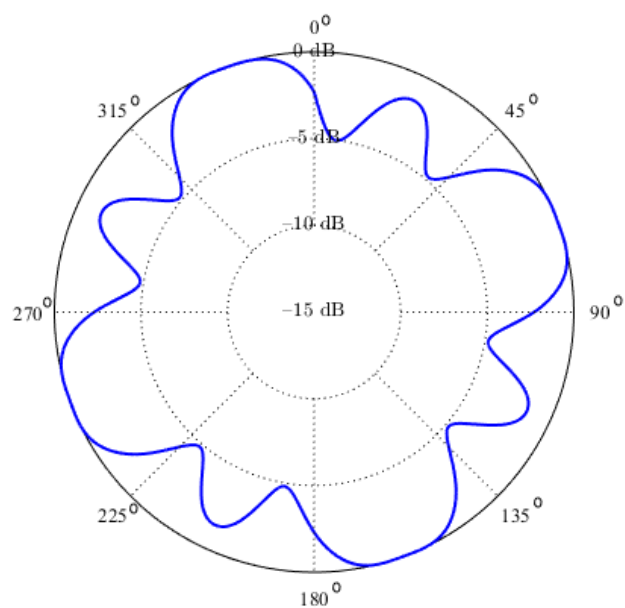
Informacje na temat źródeł oświetlenia dla pasywnych radarów, takich jak radio FM czy telewizja cyfrowa DVB-T, można zazwyczaj znaleźć w internecie [123, 124]. Dane te są często dostarczane przez operatorów nadajników, władze krajowe lub pasjonatów. Zazwyczaj obejmują one podstawowe informacje, takie jak częstotliwość i moc nadawania (najczęściej EIRP). W niektórych przypadkach, na przykład w Polsce, dostępne są również bardziej szczegółowe dane dotyczące nadajników, takie jak konfiguracja anteny i charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie poziomej [123].

Na rysunku 5.1 przedstawiono przykład charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej, pobranej ze strony Urzędu Komunikacji Elektronicznej [123]. W opisie tego nadajnika charakterystyka ta jest określana jako dookólna. Jednak bardziej szczegółowa analiza ujawnia, że różnice między maksimum a minimum charakterystyki mogą wynosić nawet 5 dB. Dlatego zakładanie dookólnej charakterystyki promieniowania nie jest precyzyjne. Przyczyną tych różnic jest konstrukcja anteny nadawczej, która zazwyczaj składa się z wielu paneli nadawczych, umieszczonych wokół szczytu masztu lub wieży, aby uzyskać pokrycie 360° za pomocą 3, 4 lub 5 paneli. Ponieważ charakterystyki promieniowania poszczególnych paneli nie odpowiadają idealnie sektorom 120°, 90° czy też 72°, obserwuje się zmienność ogólnej charakterystyki promieniowania jako sumy charakterystyk poszczególnych paneli [28].

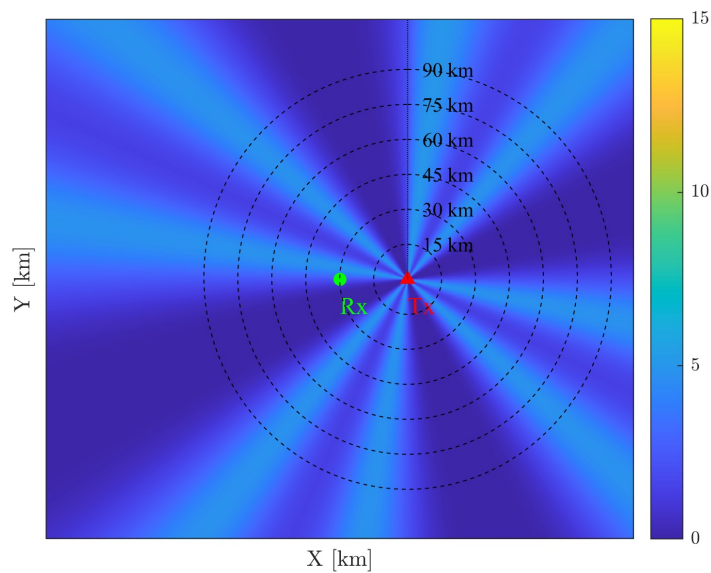
Rys. 5.2 pokazuje mapę strat spowodowanych charakterystyką promieniowania w płaszczyźnie poziomej nadajnika. Przyjęto wstępnie, że charakterystyka w płaszczyźnie pionowej jest dookólna. Jak widać, oświetlenie obiektu na pewnych kierunkach może być niższe w stosunku do deklarowanej mocy EIRP dla nadajnika.

5.1.4. Charakterystyka promieniowania anten odbiornika

W najprostszym przypadku radar pasywny można skonstruować, używając dwóch anten kierunkowych. Jedna z nich powinna być skierowana w stronę źródła oświetlenia, aby odebrać sygnał referencyjny. Idealnie, sygnał referencyjny nie powinien posiadać szumu,



Rys. 5.1: Przykład rzeczywistej charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie poziomej nadajnika telewizji cyfrowej DVB-T w paśmie VHF (pobranej z bazy danych UKE).



Rys. 5.2: Straty spowodowane charakterystyką promieniowania w płaszczyźnie poziomej nadajnika.

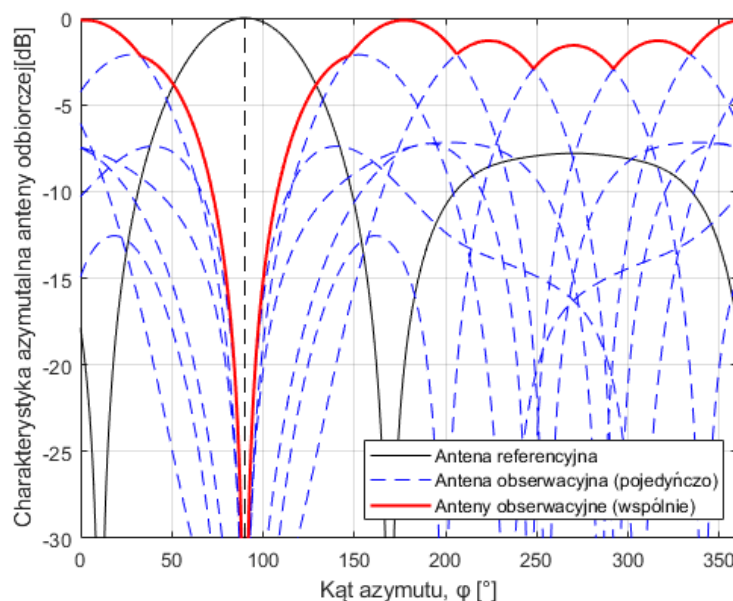
wielodrogowości, ech obiektów i innych zakłóceń. Druga antena powinna być skierowana w kierunku obszaru zainteresowania, gdzie spodziewane są obiekty, pełniąc rolę anteny do obserwacji. Idealnie, sygnał z anteny obserwacyjnej powinien zawierać tylko sygnał echa od obiektów, bez szumu, sygnału referencyjnego, zakłóceń i innych zniekształceń. Jednakże w praktyce z uwagi np. na obecność listków bocznych w charakterystyce anten odbierane sygnały są zniekształcone. W przypadku radaru pasywnego, najważniejszym skutkiem tego faktu jest to, że sygnał z anteny obserwacyjnej zawiera silny składnik sygnału bezpośredniego, który można nazwać jako zakłócenia na drodze bezpośredniej i oznaczyć w skrócie jako DPI (ang. *Direct Path Interference*) [146]. W praktyce niemal wszystkie radary pasywne wykorzystują eliminację DPI z kanału obserwacyjnego, ponieważ bez tego wykrywanie ech obiektów byłoby poważnie utrudnione [10] z uwagi na maskowanie słabych ech obiektów. Usuwanie DPI można zrealizować poprzez formowanie wiązki w dziedzinie przestrzennej [147, 148], lub filtrację adaptacyjną w dziedzinie czasu lub częstotliwości [52, 63, 149]. W rozprawie wykorzystano filtrację adaptacyjną w dziedzinie czasu, w której sygnał referencyjny jest adaptacyjnie odejmowany od sygnału echa. Ponieważ sygnał referencyjny może zawierać echa obiektów, odejmowanie usuwa nie tylko DPI, ale częściowo osłabia echa obiektów. W rezultacie zmienia się efektywna charakterystyka promieniowania anteny obserwacyjnej. Aby uzyskać efektywną charakterystykę promieniowania anteny obserwacyjnej, odejmuje się od niej złożoną charakterystykę promieniowania anteny referencyjnej, dostosowując różnicę poprzez stosunek wartości charakterystyk obu anten w kierunku nadajnika. W praktyce oznacza to, że należy od charakterystyki promieniowania anteny obserwacyjnej $g_{\text{surv}}(\theta)$ odjąć charakterystykę promieniowania anteny referencyjnej $g_{\text{ref}}(\theta)$, skalując tę różnicę stosunkiem wartości obu charakterystyk zmierzonych w kierunku nadajnika. Można to opisać następującym równaniem [28]:

$$g_{\text{surv}}^{\text{ef}}(\theta) = g_{\text{surv}}(\theta) - g_{\text{ref}}(\theta) \cdot \frac{g_{\text{surv}}(\theta_{\text{tx}})}{g_{\text{ref}}(\theta_{\text{tx}})} \quad (5.2)$$

W tym równaniu, $g_{\text{surv}}^{\text{ef}}(\theta)$ reprezentuje efektywną charakterystykę promieniowania anteny obserwacyjnej. Operacja odejmowania jest modyfikowana przez stosunek $\frac{g_{\text{surv}}(\theta_{\text{tx}})}{g_{\text{ref}}(\theta_{\text{tx}})}$, gdzie $g_{\text{surv}}(\theta_{\text{tx}})$ oznacza wartość charakterystyki anteny obserwacyjnej w kierunku nadajnika, a $g_{\text{ref}}(\theta_{\text{tx}})$ oznacza wartość charakterystyki anteny referencyjnej w tym samym kierunku.

Efektywna charakterystyka promieniowania odbiornika $g_{\text{surv}}^{\text{ef}}(\phi)$ jest powiązana z charakterystyką promieniowania anteny obserwacyjnej (echa) w płaszczyźnie poziomej $L_r(\phi_r)$ używanym w (5.1) w [28]:

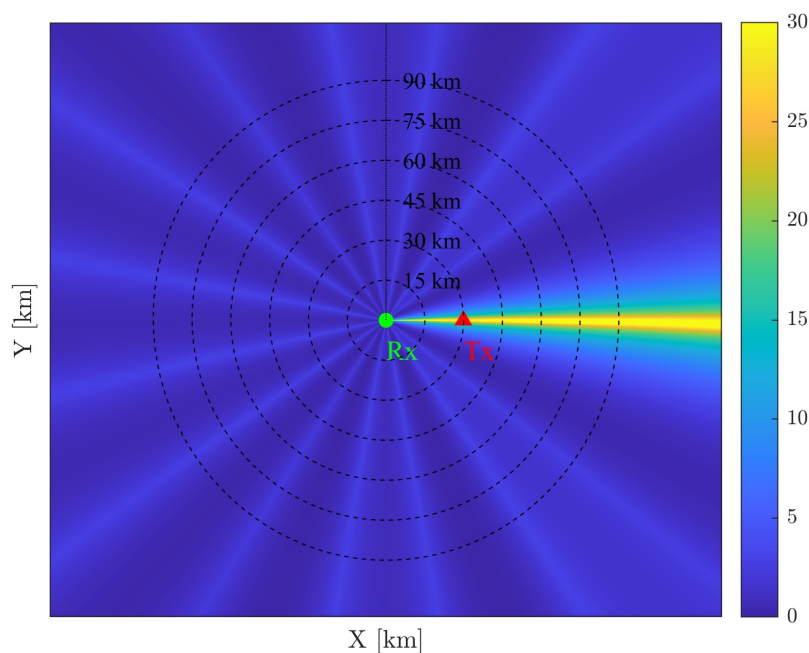
$$L_r(\phi) = -20 \cdot \log_{10} |g_{\text{surv}}^{\text{ef}}(\phi)| \quad (5.3)$$



Rys. 5.3: Przykład efektywnej charakterystyki antenowej odbiornika w płaszczyźnie poziomej z uwzględnieniem usuwania DPI.

Najprostszy przypadek radaru pasywnego z dwiema opisanymi powyżej antenami zazwyczaj jest w praktyce rozszerzany, aby zapewnić szerokie pokrycie kątowe. Zazwyczaj robi się to za pomocą szyków antenowych. Jednym z najpopularniejszych podejść jest dookólny szyk kołowy, który oferuje pokrycie bliskie 360° [150]. Na rys. 5.3 pokazano efektywną charakterystykę promieniowania anten odbiornika utworzoną przy użyciu 8-elementowego szyku kołowego z uwzględnieniem usuwania DPI (5.2). W tym przypadku 8 dookólnych anten szyku (pionowo zorientowane dipole o długości fali) zostało umieszczonych na kole o promieniu 1 m. 8-elementowe szyki w radarach pasywnych są często stosowane z uwagi na aspekt praktyczny, czyli fizyczne wymiary anten pasma VHF/UHF oraz dostępną liczbę kanałów odbiorczych w odbiornikach SDR. Kolejne anteny zostały rozłożone równomiernie, każda oddzielona od kolejnej o 45° . Spośród tych wiązek, jedna skierowana w kierunku symulowanego nadajnika 90° została wybrana jako wiązka referencyjna. Warto dodać, że ten sam szyk kołowy może służyć do odbioru sygnału z różnych nadajników, wtedy anteną referencyjną będzie ta, która jest skierowana na dany nadajnik. Wynika to z faktu, że antena odbiera cały sygnał z danego pasma a dopiero w odbiorniku dokonywane jest wyodrębnianie odpowiednich transmisji.

Przykład strat spowodowanych przez efektywną charakterystykę promieniowania anten odbiornika z usuwaniem DPI pokazano na rys. 5.4. Odpowiada to $L_r(\phi_r)$ z równania (5.1). Wyraźnie widać, że straty w kierunku nadajnika sprawiają, że radar pasywny na tym kierunku ma bardzo ograniczone możliwości detekcji obiektów.



Rys. 5.4: Straty spowodowane przez efektywną charakterystykę w płaszczyźnie poziomej odbiornika z wykorzystaniem DPI.

5.1.5. Łączny współczynnik propagacji

Łączny współczynnik propagacji F_i (ang. *Pattern Propagation Factor*) może znacząco wpływać na równanie zasięgu w wolnej przestrzeni poprzez swoje trzy główne składniki: charakterystykę promieniowania anten w płaszczyźnie pionowej, wielodrogowość i dyfrakcję. Charakterystyki anten nadajnika oraz odbiornika w płaszczyźnie pionowej są ściśle związane z wielodrogowością, ponieważ wpływają one zarówno na ścieżkę bezpośrednią, jak i odbitą. Z tej przyczyny zależności amplitudy i fazy wynikające z charakterystyk w płaszczyźnie pionowej muszą być uwzględnione podczas obliczania strat wynikających z wielodrogowości.

W miarę wzrostu zasięgu efekty propagacji są zdominowane przez dyfrakcję ze względu na kulistość Ziemi (lub dyfrakcję na terenie niejednorodnym). W tym punkcie analizowana jest najpierw charakterystyka anten w płaszczyźnie pionowej. Następnie przedstawiona jest propagacja wielodrogowa, z uwzględnieniem wpływu charakterystyki w płaszczyźnie pionowej. Następnie obliczane są straty związane z dyfrakcją. Na końcu prezentowany jest połączony współczynnik propagacji F_i , uwzględniający charakterystykę w płaszczyźnie pionowej, wielodrogowość oraz dyfrakcję.

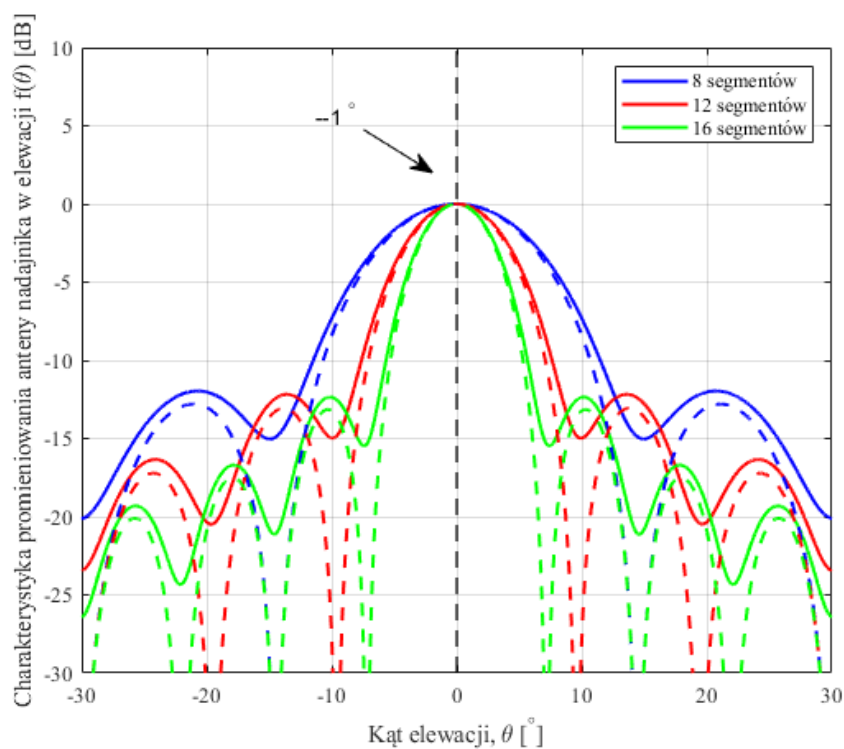
Charakterystyka promieniowania nadajnika w płaszczyźnie pionowej

W odniesieniu do wykrywania obiektów szybkich istotną kwestią jest charakterystyka promieniowania anten nadajnika w płaszczyźnie pionowej. Wynika to z tego, że obiekty szybkie

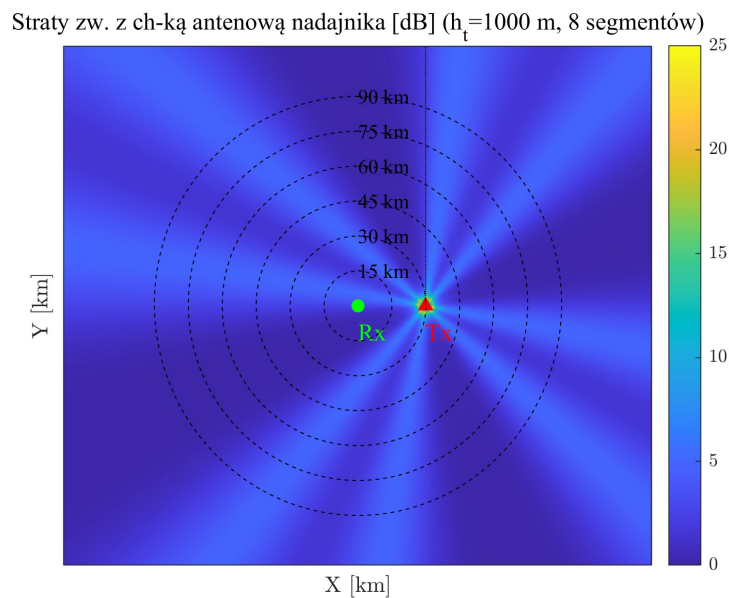
mogą gwałtownie zmieniać wysokość (np. przy pionowym starcie) co może powodować zaniki w detekcji tego rodzaju obiektów. Problem ten został zauważony oraz częściowo omówiony w [38, 39].

Charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej nadajnika FM/DVB-T jest zazwyczaj kształtowana tak, aby moc była skierowana w stronę użytkowników, którzy znajdują się na powierzchni Ziemi [39, 151]. Dlatego pożądane jest formowanie wąskiej wiązki w płaszczyźnie pionowej, tak aby nadajnik oświetlał stosunkowo wąski sektor kątowy skierowany do odbiorców. Ponadto, z uwagi, że nadajnik jest zwykle umieszczony na wysokim maszcie lub budynku (o wysokości dziesiątek lub setek metrów), wiązka jest skierowana w dół. Może mieć to swoje wymierne zalety przy detekcji obiektów niskolegających [28]. Szerokość charakterystyki promieniowania w płaszczyźnie pionowej jest kształtowana poprzez liczbę zastosowanych sekcji (segmentów), z których składa się antena. Im więcej segmentów, tym węższy jest listek główny. Przykład symulowanej charakterystyki w płaszczyźnie pionowej przedstawiono na rys. 5.5. Założono, że szkielet antenowy składa się odpowiednio z 8, 12 lub 16 elementów, z odstępem półfalowym. Na rys. 5.5 pokazano zarówno charakterystyki z idealnie dodanymi zerami (linie przerywane), jak i z tzw. wypełnieniem zer charakterystyki (ang. *null filling*). W drugim przypadku, czyli przy wypełnieniu zer, w symulacji użyto prostej procedury polegającej na przesunięciu pierwiastków wielomianu tak, aby zera charakterystyki nie były bardzo głębokie [152]. We wszystkich przypadkach maksimum charakterystyki jest przesunięte o -1° (wartość często używana w praktyce [28]), co oznacza, że antena skierowana jest w dół. Jak widać, szerokość listka głównego może wynosić nawet kilka stopni. Jest to istotny wynik dla radaru pasywnego, gdyż obiekt poruszający się na stałej wysokości lub gwałtownie ją zmieniający może znaleźć się w minimum charakterystyki elewacyjnej lub być oświetlony tylko przez listek boczny.

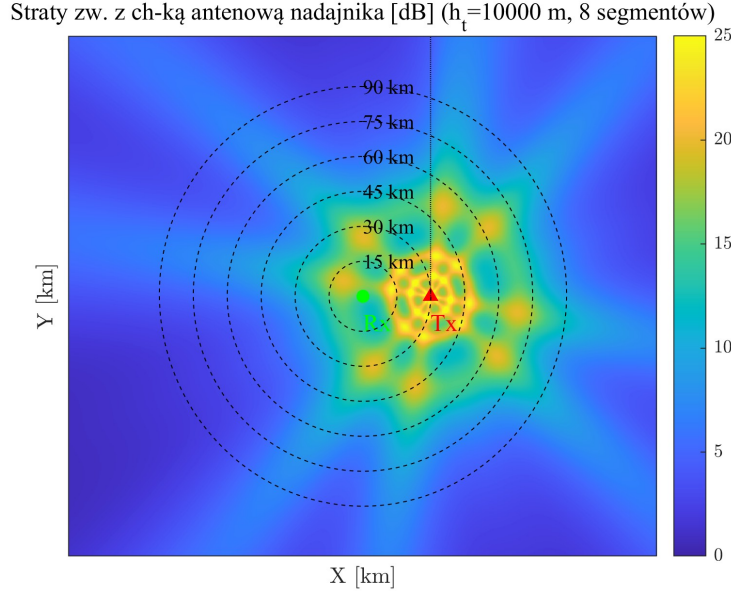
Przykład połączenia realistycznych charakterystyk nadajnika w płaszczyźnie poziomej (rys. 5.1) oraz pionowej (rys. 5.5) przedstawiono na rys. 5.6 i 5.7. W pierwszym przypadku wysokość obiektu wynosi 1000 m, a w drugim 10 000 m. W obu przypadkach można zaobserwować wzór przypominający promień słońca. Wynika to z charakterystyki w płaszczyźnie poziomej (rys. 5.1) z minimami do 5 dB. W pierwszym przypadku znaczne straty występują tylko w pobliżu nadajnika. Wynika to z faktu, że obiekt latający na stosunkowo niskiej wysokości 1000 m jest oświetlany przez główny listek charakterystyki w płaszczyźnie pionowej prawie cały czas [28]. Sytuacja jest inna dla obiektu na wysokości 10 000 m (typowa wysokość przelotowa samolotów pasażerskich). W tym przypadku, okręgi są widoczne wokół nadajnika, co odpowiada minimom charakterystyki w płaszczyźnie pionowej.



Rys. 5.5: Przykład symulacji charakterystyki promieniowania nadajnika w płaszczyźnie pionowej (elewacji). Linia przerywana przedstawia charakterystyki z idealnymi zerami, linia ciągła charakterystyka z wypełnieniem zerami.



Rys. 5.6: Straty spowodowane przez charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej oraz pionowej nadajnika (wysokość docelowa 1000 m, 8 segmentów antenowych)



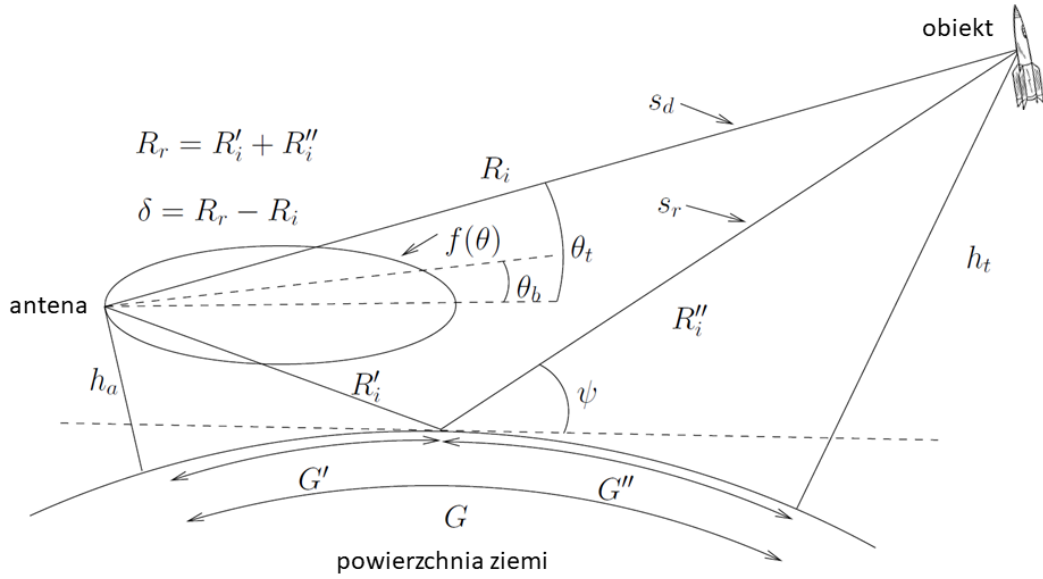
Rys. 5.7: Straty spowodowane przez charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej oraz pionowej nadajnika (wysokość docelowa 10 000 m, 8 segmentów antenowych)

Wielodrogowość

Efekt wielodrogowości wpływa na rozszerzone równanie zasięgowe, ponieważ sygnał bezpośredni interferuje z sygnałem odbitym (echa), co może powodować zarówno tłumienie, jak i wzmocnienie odbieranego sygnału [53] [153] [154]. Zazwyczaj rozważa się model z dwoma promieniami: jednym bezpośrednim i jednym odbitym [28].

Przy analizie wielodrogowości zastosowano podejście z [145]. Na początku należy rozważyć geometrię propagacji wielodrogowej przedstawioną na rys. 5.8, przy założeniu kulistej Ziemi. Ta sama geometria jest wykorzystywana zarówno dla ścieżki obiekt-nadajnik, jak i obiekt-odbiornik. Wynika to z faktu, że wielodrogowość występuje na każdej z dwóch dróg. Po lewej stronie jest antena, umieszczona na wysokości h_a . Może ona reprezentować zarówno antenę nadajnika, jak i odbiornika. Po prawej stronie znajduje się obiekt na wysokości h_t . Długość ścieżki bezpośredniej wynosi R_i , gdzie $i = 1, 2$, a są to odległości używane w (5.1), które odpowiadają ścieżką nadajnik-obiekt (R_1) i odbiornik-obiekt (R_2). Długość ścieżki odbitej to $R_r = R'_i + R''_i$. Różnica między ścieżką odbitą a bezpośrednią to $\delta = R_r - R_i$. Kąt, pod jakim sygnał wielodrogowy jest odbijany od Ziemi, to ψ . Odległość po powierzchni Ziemi od anteny do punktu odbicia wynosi G' , a od punktu odbicia do obiektu G'' . Całkowita odległość po powierzchni Ziemi to $G = G' + G''$.

Na sygnał bezpośredni s_d wpływa charakterystyka antenowa w płaszczyźnie pionowej $f(\theta_t - \theta_b)$, gdzie θ_t to kąt elewacyjny dla sygnału bezpośredniego, a θ_b to kąt odpowiadający maksimum wiązki. Na sygnał odbity od powierzchni Ziemi wpływa charakterystyka w



Rys. 5.8: Geometria odbicia wielodrogowego.

płaszczyźnie pionowej $f(-\psi - \theta_b)$. W tym przypadku kąt sygnału odbitego s_r jest taki sam jak ujemny kąt padania ψ .

Najpierw należy obliczyć parametry geometryczne: kąt padania ψ i różnicę między ścieżkami δ . Mając długość ścieżki bezpośredniej R_i , można obliczyć odległość po powierzchni Ziemi jako [145]

$$G = 2R_e \sin^{-1} \sqrt{\frac{R_i^2 - (h_t - h_a)^2}{4(R_e + h_a)(R_e + h_t)}} \quad (5.4)$$

gdzie R_e to efektywny promień Ziemi (wynikający z refrakcji atmosferycznej) uwzględniający załamanie fali elektromagnetycznej. W normalnych warunkach propagacji przyjmuje się, że $R_e = \frac{4}{3}r_e$, gdzie r_e to promień fizyczny Ziemi (przyjęto 6371 km).

Następnie oblicza się odległość po powierzchni Ziemi od anteny do punktu odbicia [28]:

$$G' = \frac{G}{2} - p \cos \left(\frac{\Phi + \pi}{3} \right) \quad (5.5)$$

gdzie:

$$p = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{R_e(h_a + h_t) + \left(\frac{G}{2} \right)^2} \quad (5.6)$$

$$\Phi = \cos^{-1} \left(\frac{2R_e G (h_t - h_a)}{p^3} \right) \quad (5.7)$$

Odległość po powierzchni Ziemi od punktu odbicia do obiektu to $G'' = G - G'$.

Odległość pomiędzy anteną a punktem odbicia jest obliczana jako [28]:

$$R'_i = \sqrt{h_a^2 + 4R_e(R_e + h_a) \sin^2(G'/(2R_e))} \quad (5.8)$$

natomiast odległość pomiędzy punktem odbicia a obiektem jest obliczana jako:

$$R_i'' = \sqrt{h_t^2 + 4R_e(R_e + h_t) \sin^2(G''/(2R_e))} \quad (5.9)$$

Różnica drogi jest obliczana jako [28]:

$$\delta = R_i' + R_i'' - R_i \quad (5.10)$$

Następnie kąt padania może zostać obliczony jako [28]:

$$\psi = \sin^{-1} \left(\frac{2R_e h_a + h_a^2 + R_i'^2}{2(R_e + h_a)R_i'} \right) \quad (5.11)$$

Kąt elewacji obiektu to [28]:

$$\theta_t = \sin^{-1} \left(\frac{2R_e(h_t - h_a) + h_t^2 - h_a^2 - R_i^2}{2(R_e + h_a)R_i} \right) \quad (5.12)$$

Po obliczeniu parametrów geometrycznych należy rozważyć sumę sygnału bezpośredniego s_d i odbitego s_r [28]:

$$s = s_d + s_r = f(\theta_t - \theta_b)A \cdot \exp \left(-j \frac{2\pi R_i}{\lambda} \right) + \\ + \Gamma \cdot f(-\psi - \theta_b) \cdot A \cdot \exp \left(-j \frac{2\pi R_r}{\lambda} \right) \quad (5.13)$$

gdzie Γ jest zespolonym współczynnikiem odbicia od powierzchni Ziemi, a A jest zespoloną amplitudą sygnału,

Współczynnik propagacji F_i spowodowany interferencją wielodrogową można wyrazić jako [28]:

$$F_i = \left| f(\theta_d - \theta_b) + \Gamma \cdot f(-\psi - \theta_b) \exp \left(-j \frac{2\pi \delta}{\lambda} \right) \right| \quad (5.14)$$

Jak widać ten współczynnik zależy od różnicy drogi δ , współczynnika odbicia Γ i charakterystyki elewacyjnej $f(\theta)$.

Współczynnik odbicia można obliczyć odpowiednio dla polaryzacji poziomej (H) i pionowej (V) jak w [145]:

$$\Gamma_H = \frac{\sin \psi - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \psi}} \quad (5.15)$$

$$\Gamma_V = \frac{\epsilon \sin \psi - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \psi}}{\epsilon \sin \psi + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \psi}} \quad (5.16)$$

gdzie ϵ jest zespoloną stałą dielektryczną, obliczaną jako [28]:

$$\epsilon = \epsilon_r - j60\lambda\sigma_e \quad (5.17)$$

gdzie ϵ_r to względna stała dielektryczna, a σ_e to przewodność.

Efektywny współczynnik odbicia można obliczyć jako [28]:

$$\Gamma = \rho_s \Gamma_{H,V} \quad (5.18)$$

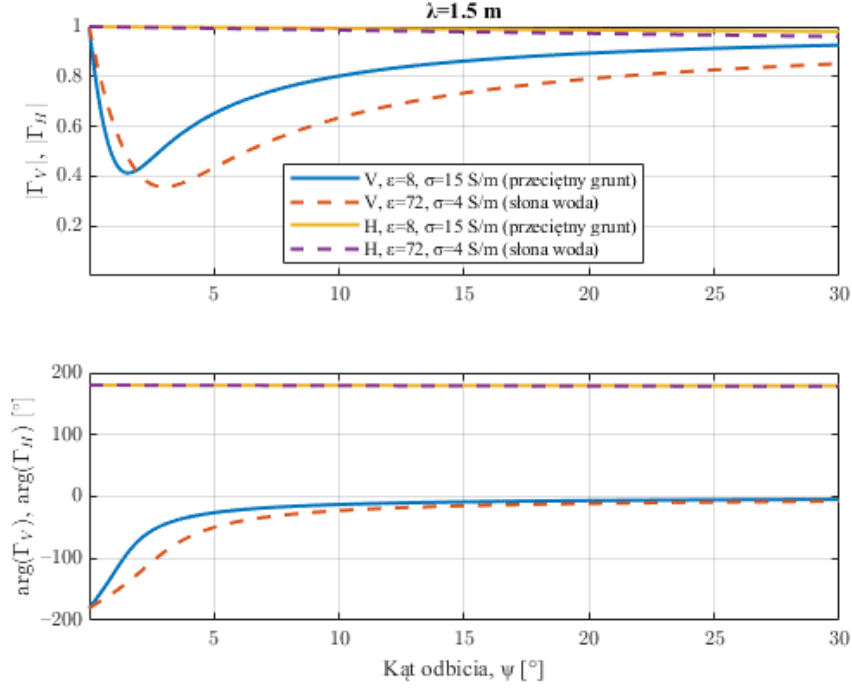
gdzie ρ_s jest współczynnikiem rozpraszania [145], który związany jest z chropowatością powierzchni, która zmniejsza wartość współczynnika odbicia, ponieważ $\rho_s \leq 1$. Wartość ρ_s jest parametryzowana w zależności od rodzaju terenu, np. trawa, drzewa, morze.

Parametry elektryczne ϵ_r i σ_e powierzchni zależą od rodzaju terenu [28]. Przykład amplitudy i kąta współczynnika odbicia dla $\lambda=1.5$ m przedstawiono na rys. 5.9. Rozważano dwa przypadki terenu [145]: przeciętny grunt o $\epsilon_r=8$ i $\sigma_e=15$ S/m oraz woda morska o $\epsilon_r=72$ i $\sigma_e=4$ S/m. Analizując wykresy, można wyciągnąć następujące wnioski: dla polaryzacji poziomej amplituda współczynnika odbicia jest bliska 1, a przesunięcie kątowe jest bliskie 180° dla całego zakresu analizowanych kątów padania i obu rodzajów terenu (przeciętny grunt i woda morska). Wskazuje to, że fala odbita będzie silna w porównaniu do fali bezpośredniej i przesunięta fazowo o 180° (nieuwzględniając zmiany fazy spowodowanej różnicą drogi δ), co może znacząco przyczynić się do interferencji destrukcyjnej. W przypadku polaryzacji pionowej można zaobserwować pewne zmiany w zależności od kąta padania i rodzaju terenu, co sugeruje, że efekt interferencji wielodrogowej będzie nieco słabszy niż w przypadku polaryzacji poziomej. Powinno to skutkować mniejszymi wahaniami odbieranego sygnału. Należy zauważyć, że w radarach pasywnych punkt odbicia przy wielodrogowości zazwyczaj znajduje się na powierzchni ziemi, a nie od powierzchni morskiej. Wynika to z faktu, że nadajnik i odbiornik znajdują się zazwyczaj na lądzie, a nie na morzu. Ponadto punkt odbicia znajduje się zazwyczaj blisko odbiornika lub nadajnika, a nie obiektu, ponieważ wysokość obiektu jest większa od wysokości anten. Dlatego nawet w przypadku obiektu nad morzem punkt odbicia najprawdopodobniej znajdzie się w pobliżu nadajnika lub odbiornika, które znajdują się na lądzie [28].

Dyfrakcja

Straty spowodowane dyfrakcją fali elektromagnetycznej na krzywiznie Ziemi można obliczyć jako (w dB) [145]:

$$F_{d0}^{dB} = V \left(\frac{R_i}{L} \right) + U \left(\frac{h_a}{H} \right) + U \left(\frac{h_t}{H} \right) \quad (5.19)$$



Rys. 5.9: Przykład amplitudy i kąta współczynnika odbicia dla różnych polaryzacji oraz powierzchni.

gdzie:

$$L = \sqrt[3]{\frac{R_e^2 \lambda}{\pi n_0}} \quad (5.20)$$

$$H = \sqrt[3]{\frac{R_e \lambda^2}{8\pi^2 n_0}} \quad (5.21)$$

gdzie $n_0 = 1,000313$ jest współczynnikiem załamania światła, oraz:

$$V(X) = 10,99 + 10 \log_{10} X - 17,55X \quad (5.22)$$

$$U(Z) = \begin{cases} 20 \log_{10} Z & Z \leq 0,6 \\ -4,3 + 51,04 \left(\log_{10} \frac{Z}{0,6} \right)^{1,4} & 0,6 < Z < 1 \\ 19,85 (Z^{0,47} - 0,9) & Z \geq 1 \end{cases} \quad (5.23)$$

Aby zapewnić płynne przejście z obszaru wielodrogowości, wykonuje się następującą operację na F_{d0} w skali liniowej [28]:

$$F'_{d0} = \sqrt{\frac{F_{d0}^2}{F_{d0}^2 + 1}} \quad (5.24)$$

co stopniowo nasycza straty dyfrakcyjne na poziomie 1 (co odpowiada 0 dB).

Uwzględnienie wzoru charakterystyki amplitudowej w zależności od kąta elewacji $f(\theta)$ prowadzi do obliczenia strat dyfrakcyjnych jako [28]:

$$F_d = f(\theta_t - \theta_b)F'_{d0} \quad (5.25)$$

5.1.6. Wyniki symulacyjne

W oparciu o [145] można założyć, że zależność łącznego współczynnika propagacji od odległości do obiektu można podzielić na trzy obszary. Dla krótszych zasięgów dominującym efektem jest interferencja wielodrogowa. Dla dalszych zasięgów propagację determinuje efekt dyfrakcji. Między tymi dwoma obszarami istnieje obszar przejściowy, w którym straty propagacyjne są interpolowane.

Definiuje się R_δ , który odpowiada zasięgowi odpowiadającemu różnicy długości ścieżek δ obliczonej przy użyciu (5.10) równej $\lambda/6$ [145]. Jest to zakres definiujący koniec obszaru interferencji wielodrogowej.

Następnie oblicza się poziomy zasięg widzialności jako [28]:

$$R_h = \sqrt{2R_e} \left(\sqrt{h_a} + \sqrt{h_t} \right) \quad (5.26)$$

Łączny współczynnik propagacji oblicza się jako [28]:

$$F^{\text{dB}}(R_i) = \begin{cases} F_i^{\text{dB}}(R_i) & R_i \leq R_\delta \\ (1-x)F_i^{\text{dB}}(R_\delta) + xF_d^{\text{dB}}(R_h) & R_\delta < R_i < R_h \\ F_d^{\text{dB}}(R_i) & R_i \geq R_h \end{cases} \quad (5.27)$$

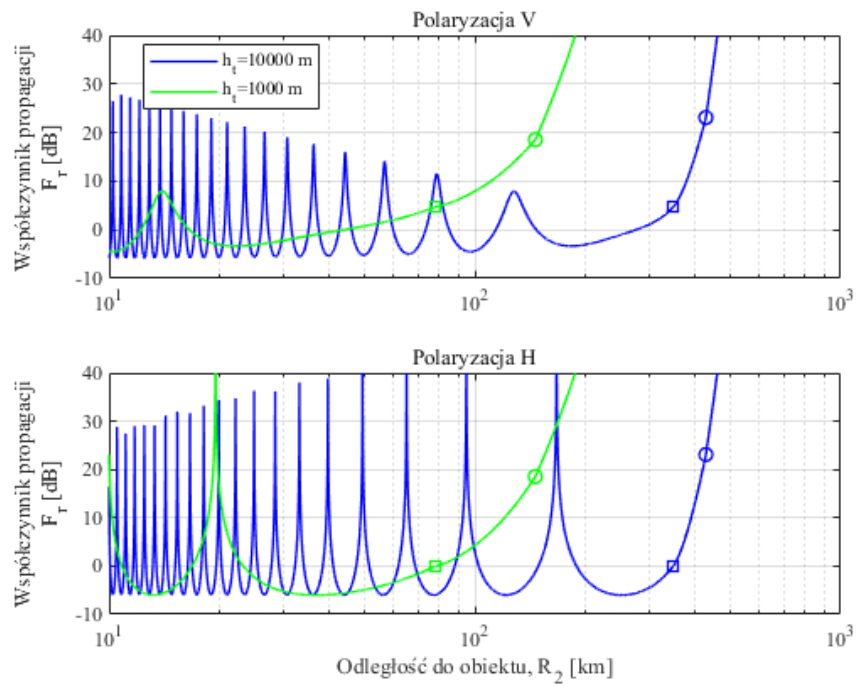
gdzie:

$$x = \left(\frac{R_i - R_\delta}{R_h - R_\delta} \right)^{1+0,2\lambda} \quad (5.28)$$

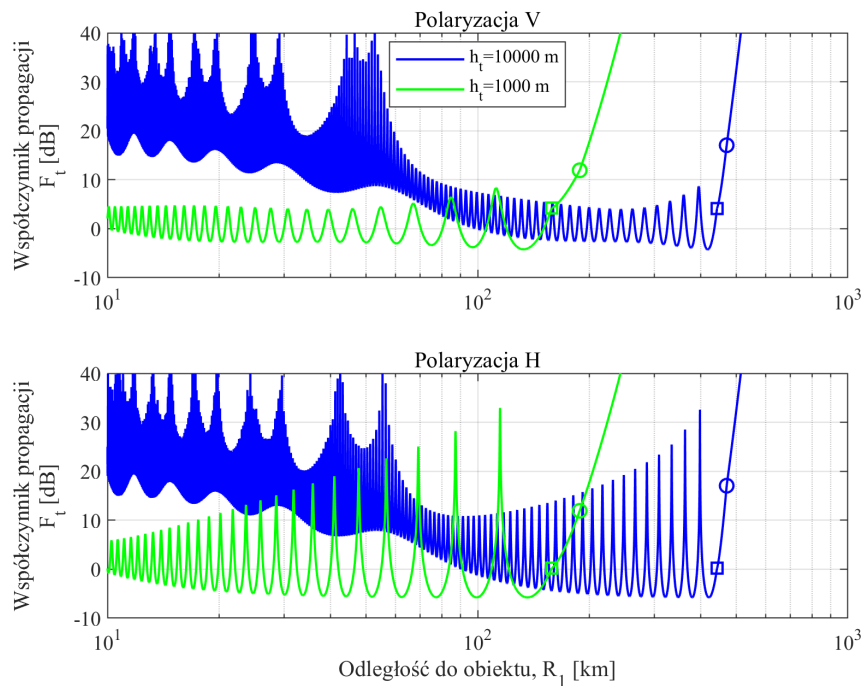
W zależności od tego, która ścieżka jest analizowana (nadajnik-obiekt lub odbiornik-obiekt), można obliczyć F_t lub F_r z (5.1) przy użyciu (5.27).

Aby ocenić sposób zachowania łącznego współczynnika propagacji, przeprowadzono obliczenia dla różnych zasięgów, wysokości i polaryzacji obiektu. Symulacje przeprowadzono dla przeciętnego gruntu ($\epsilon_r=8$ i $\sigma_e=15 \text{ S/m}$). W przypadku charakterystyki elewacyjnej nadajnika założono 12-segmentową antenę o szerokości wiązki 9° dla standardowego 3 dB spadku. Antena nadajnika była pochylona o 1° w dół. W przypadku anteny odbiornika przyjęto, że charakterystyka promieniowania w płaszczyźnie pionowej jest opisana jako $\cos(\theta)$, co jest bliskim przybliżeniem charakterystyki dla dipola półfalowego [28].

Przykład współczynnika propagacji w zależności od odległości dla ścieżki odbiornik-obiekt pokazano na rys. 5.10, a dla trasy nadajnik-obiekt na rys. 5.11. Górny wykres przedstawia



Rys. 5.10: Współczynnik propagacji dla ścieżki od odbiornika do obiektu (kwadrat wskazuje koniec obszaru wielodrogowości R_δ , a okrąg wskazuje początek obszaru dyfrakcji R_h).



Rys. 5.11: Współczynnik propagacji dla ścieżki od nadajnika do obiektu (kwadrat wskazuje koniec obszaru wielodrogowości R_δ , a okrąg wskazuje początek obszaru dyfrakcji R_h).

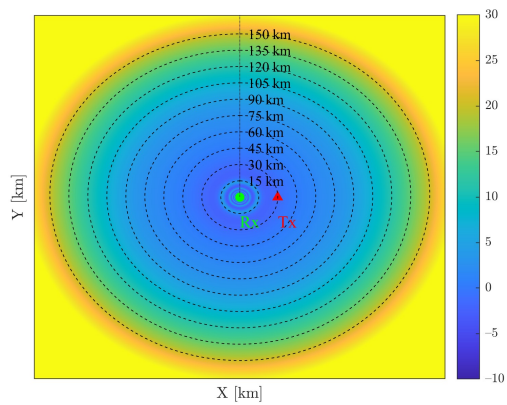
wyniki dla polaryzacji pionowej (V), a dolny odpowiada polaryzacji poziomej (H). Oś pozioma odpowiada odległości obiektu od odbiornika lub nadajnika. Zielona krzywa odpowiada wysokości obiektu 1000 m, natomiast niebieska krzywa odpowiada wysokości 10 000 m. Kwadratowy znacznik oznacza R_δ (koniec obszaru wielodrogowości), a okrągły znacznik pokazuje R_h (początek obszaru dyfrakcji).

Rozważmy najpierw ścieżkę odbiornik-obiekt (rys. 5.10), gdzie założono, że antena odbiornika znajduje się na wysokości $h_a=15$ m. Dla obiektu o dużej wysokości ($h_t=10\,000$ m), można wyraźnie zauważyć strukturę wielodrogową aż do około 150 km. Straty dyfrakcji stają się znaczące na odległości ok. 350 km. Zgodnie z oczekiwaniami, efekt wielodrogowości dla polaryzacji H jest silniejszy niż w przypadku polaryzacji pionowej (V) ze względu na amplitudę współczynnika odbicia zbliżoną do 1 dla polaryzacji poziomej (H). Efekt wielodrogowości dla niższego obiektu ($h_t=1000$ m) jest znacznie mniej widoczny. Wynika to z faktu, że dla niższego obiektu różnica drogi δ zmienia się znacznie wolniej wraz z odległością niż dla wyższego obiektu, dlatego struktura charakterystyki antenowej nie jest tak skomplikowana. Straty dyfrakcji zaczynają dominować na zasięgu około 90 km, co jest wynikiem krótszego horyzontu radiowego dla niższego obiektu. W obu przypadkach wpływ charakterystyki w płaszczyźnie pionowej jest znikomy na dłuższych zasięgach. Pewien wpływ jest widoczny dla obiektu o dużej wysokości i krótkich zasięgach, ponieważ wówczas kąt elewacji jest największy.

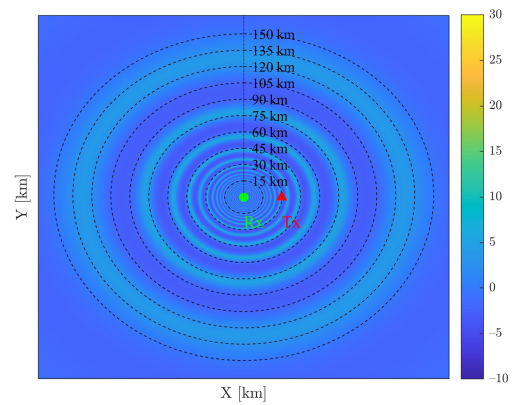
Na rys. 5.11 przedstawione są wyniki dla ścieżki od nadajnika do obiektu. Główną różnicą między tą a poprzednią sytuacją jest wysokość anteny. W tym przypadku antena znajduje się na wysokości $h_a=200$ m, co może być reprezentatywne dla nadajników radiowych i telewizyjnych.

Ze względu na wyższe położenie anteny, obszar wielodrogowości rozciąga się dalej: do około 50 km dla niższego obiektu ($h_t=1000$ m) i 250 km dla wyższego obiektu ($h_t=10\,000$ m). Podobnie, efekt dyfrakcji zaczyna dominować na większym dystansie: 150 km i 350 km odpowiednio dla obiektu niższego i wyższego. Struktura wielodrogowości zmienia się znacznie szybciej niż w przypadku ścieżki od odbiornika do obiektu. Ze względu na stosunkowo wąski kąt wiązki, wpływ charakterystyki w płaszczyźnie pionowej anteny nadajnika jest istotny dla wyżej poruszającego się obiektu. Warto zauważyć, że w przypadku nadajnika i odbiornika straty mogą być ujemne, co oznacza, że sygnał będzie wzmocniony w porównaniu z propagacją w wolnej przestrzeni. Wynika to z konstruktywnej interferencji sygnałów bezpośredniego i odbitego.

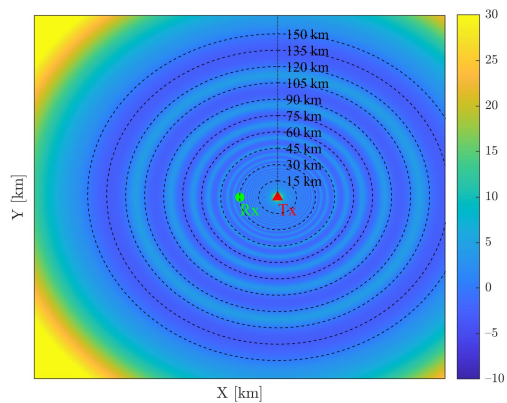
Mapy strat spowodowanych przez współczynnik propagacji dla ścieżki od odbiornika do obiektu zostały przedstawione na rys. 5.12 i 5.13, dla wysokości obiektu h_t odpowiednio 1000 m i 10 000 m. Obliczenia przeprowadzono dla polaryzacji pionowej (V) i przeciętnego gruntu. Wokół odbiornika można zaobserwować koncentryczne pierścienie. Dla wyższego obiektu widocznych jest kilka obszarów wielodrogowości na dystansach mniejszych niż 50 km.



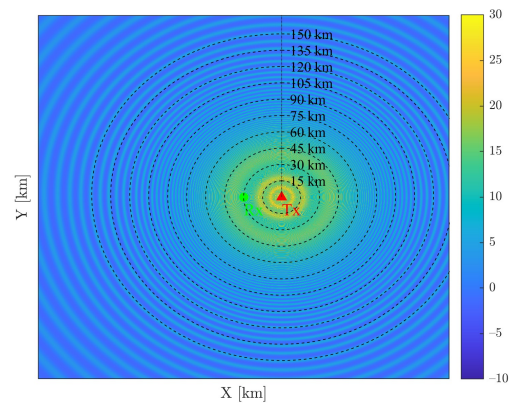
Rys. 5.12: Zobrazowanie współczynnika propagacji dla ścieżki obiekt-odbiornik (wysokość obiektu 1000 m, wysokość odbiornika 15 m, polaryzacja V, dł. fali 1.5 m)



Rys. 5.13: Zobrazowanie współczynnika propagacji dla ścieżki obiekt-odbiornik (wysokość obiektu 10 000 m, wysokość odbiornika 15 m, polaryzacja V, dł. fali 1.5 m)



Rys. 5.14: Zobrazowanie współczynnika propagacji dla ścieżki nadajnik-obiekt (wysokość obiektu 1000 m, wysokość anten nadajnika 200 m, polaryzacja pionowa (V), dł. fali 1.5 m)



Rys. 5.15: Zobrazowanie współczynnika propagacji dla ścieżki nadajnik-obiekt (wysokość obiektu 10 000 m, wysokość anten nadajnika 200 m, polaryzacja pionowa (V), dł. fali 1.5 m)

Rys. 5.14 i 5.15 przedstawiają mapę strat współczynnika propagacji dla ścieżki od nadajnika do obiektu dla wysokości obiektu h_t odpowiednio 1000 m oraz 10 000 m. Najważniejszą różnicą między wynikami dla odbiornika i nadajnika jest to, że w przypadku tego ostatniego obserwuje się znacznie gęstsza strukturę obszarów wielodrogowości.

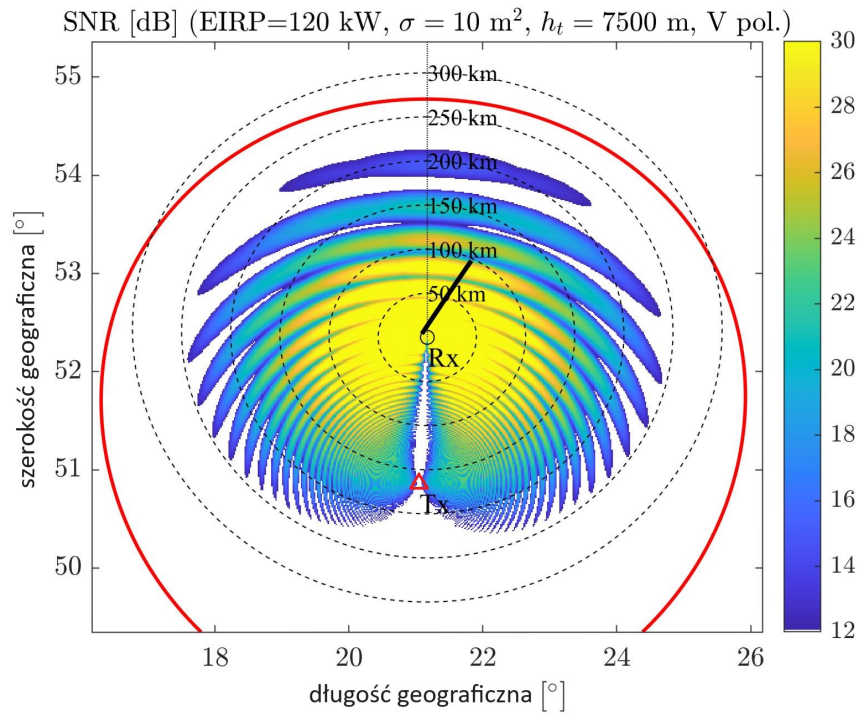
5.1.7. Zestawienie wyników symulacyjnych z danymi rzeczywistymi

Przedstawione modele symulacyjne zostały eksperymentalnie zweryfikowane na podstawie obserwacji samolotów z wykorzystaniem radaru pasywnego wykorzystującego sygnały radia FM [28]. Na początku przedstawiono przykładowe zestawienie symulacji i wyników dla sygnałów radia FM. Następnie przedstawiono wyniki symulacji dla sygnału DVB-T pasma VHF, które zostały wykorzystane w rys. 4.10.

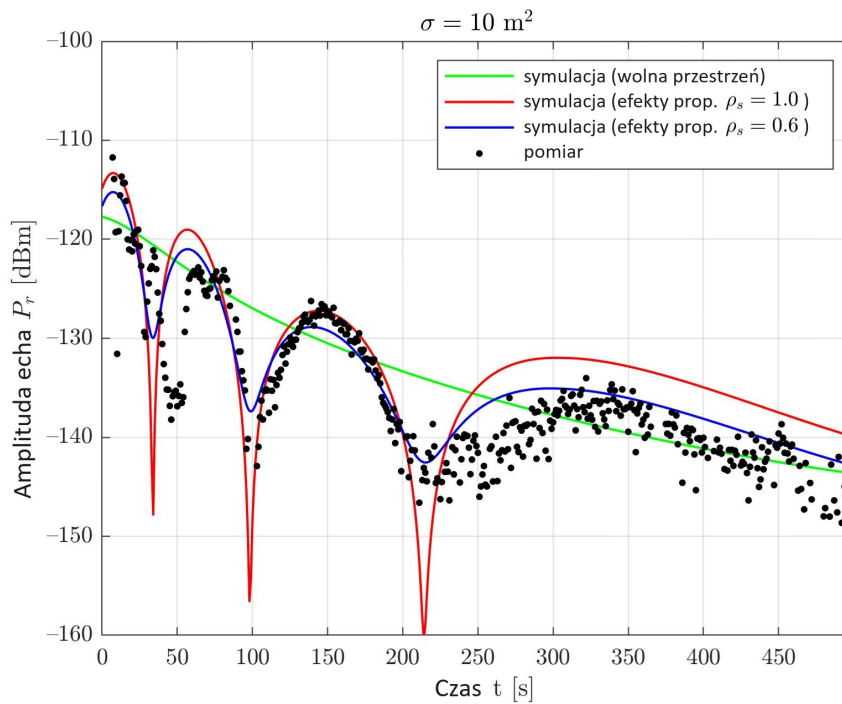
W eksperymencie opisanym w [28] wykorzystano nadajnik radia FM umieszczony na Świętym Krzyżu zlokalizowany około 160 km na południe od odbiornika zlokalizowanego w okolicach Warszawy. Moc EIRP nadajnika wynosiła 120 kW i emitował on transmisję radia FM na częstotliwości 88.2 MHz w polaryzacji pionowej (V). Antena nadajnika posiadała konfigurację 12x5 [123], co oznacza, że wokół masztu zamontowanych było 5 paneli po 12 sekcji. Na podstawie danych ADS-B zidentyfikowano typ obserwowanego samolotu jako Boeing 737-400. Samolot pasażerski leciał na stałej wysokości przelotowej około 7500 m n.p.m. podczas pomiarów. Mapa symulowanego poziomu sygnał-szum (SNR) dla tego scenariusza została przedstawiona na rys. 5.16. Czarna linia pokazuje trajektorię samolotu nałożoną na symulację. Jak widać, samolot w czasie pomiaru przemieszcza się przez kilka minimów spowodowanych efektem wielodrogowości na ścieżce nadajnik-obiekt.

Wartość bistatycznego RCS obiektu użyta w równaniach (2.16) i (5.1) nie była znana i została ustalona na 10 m^2 , aby uzyskać zgodność pomiarów oraz symulacji [28]. Założenie o stałym RCS nie jest prawdziwe, jako że analizowane dane pochodzą z dość długiego okresu (ok. 8 minut), a geometria nadajnik-obiekt-odbiornik uległa w tym czasie znacznym zmianom. Dlatego w rzeczywistości należy oczekiwać zmian RCS [155, 156, 157]. Dodatkowo warto dodać, że RCS bistatyczny jest trudniejszy w wyznaczeniu w sposób pomiarowy lub symulacyjny od jego monostatycznego odpowiednika z uwagi na geometrię bistatyczną. Niemniej jednak, pomimo założenia w symulacji stałego RCS obiektu, można zidentyfikować w rzeczywistych wynikach charakterystyczne cechy spowodowane przez efekty propagacji oraz DPI.

Porównanie zmierzonej i symulowanej mocy sygnału jest przedstawione na rys. 5.17. Zielona krzywa pokazuje wynik obliczeń dla wolnej przestrzeni, gdzie moc echa obiektu została obliczona za pomocą (2.16). Jak widać, krzywa jest gładka i podąża za trendem obserwowanym w wartościach zmierzonych, jednak charakterystyczna struktura minimów i maksimów nie jest widoczna. Czerwona krzywa przedstawia symulację uwzględniającą wszystkie efekty



Rys. 5.16: Symulacja stosunku sygnał-szum (SNR) echa obiektu dla rzeczywistej trajektorii samolotu pasażerskiego Boeing 737-400 (średnia wysokość samolotu wynosi około 7500 m). Czarna linia pokazuje trajektorię samolotu. Czerwony kontur pokazuje zasięg wykrywania dla propagacji w wolnej przestrzeni dla tej samej wysokości obiektu.



Rys. 5.17: Symulowana i zmierzona moc sygnału echa dla Boeinga 737-400.

rozważane w tym punkcie: charakterystyki anten i efekty propagacji (ze współczynnikiem rozproszenia $\rho_s=1.0$). W tym przypadku (5.1) zostało użyte do obliczenia odbieranej mocy. Ta struktura minimów odpowiada tej z pomiarów. Niemniej jednak, można zauważyć, że głębokość minimów w symulacji jest większa niż ta obserwowana w pomiarach. Wskazuje to, że efekt wielodrogowości nie jest tak silny jak w symulacji. Jest to najprawdopodobniej spowodowane tłumieniem fali odbitej, np. z powodu odbicia lustrzanego. Niebieska krzywa pokazuje symulację przeprowadzoną dla $\rho_s=0.6$). W tym przypadku głębokość minimów jest niższa, a symulacja dobrze odpowiada pomiarom.

Tak jak pokazano w punkcie 4.1 przedstawione w niniejszym punkcie modele symulacyjne można również zastosować do sygnałów telewizji cyfrowej DVB-T pasma VHF z uwagi na pracę na niskich częstotliwościach VHF. Z uwagi, że obserwowana rakietę wznosiła się pionowo to obliczenia były przeprowadzane kolejno dla różnych wysokości. Przykładowe dwa wyniki dla wysokości 500 m n.p.m oraz 1200 m n.p.m zostały przedstawione odpowiednio na rys. 5.18 oraz 5.19. Dla wysokości 500 m, czyli chwili czasowej $t_1=5$ s odczytanej z rys. 4.4 można zauważyć, że rakietę był dobrze detekowana z amplitudą około 35 dB (por. rys. 4.10). Potwierdzają to wyniki symulacji przedstawione na rys. 5.18, które pokazują, że w okolicy odbiornika należy spodziewać się dla tej wysokości powyżej 30 dB SNR. Inna sytuacja następuje dla wysokości 1200 m n.p.m. W przypadku danych rzeczywistych (por. rys. 4.10) dla tej wysokości odpowiadającej chwili $t_2=12$ s nastąpił brak detekcji. Analizując wyniki symulacyjne dla tej wysokości przedstawione na rys. 5.19 można zauważyć, że w okolicy odbiornika (Rx) można zauważyć silną destruktywną wielodrogowość, która ogranicza możliwość detekcji startującej rakietę.

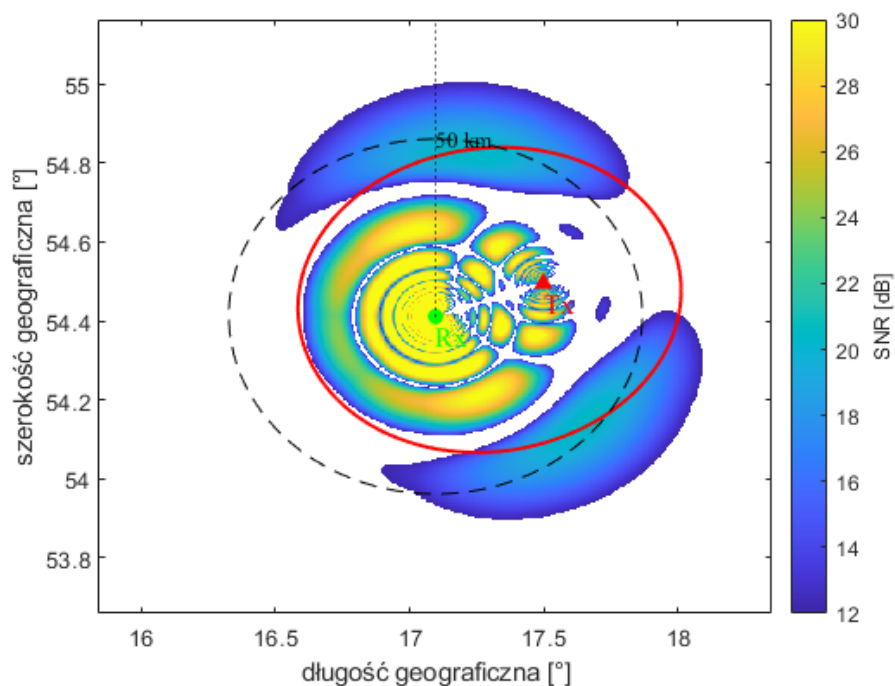
Przedstawione wyniki symulacyjne oraz rzeczywiste wspierają *Tezę 2* rozprawy potwierdzając poprawność wykorzystanych modeli, które mogą służyć do przewidywania zdolności detekcyjnych radaru pasywnego.

5.2. Wybór nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowych

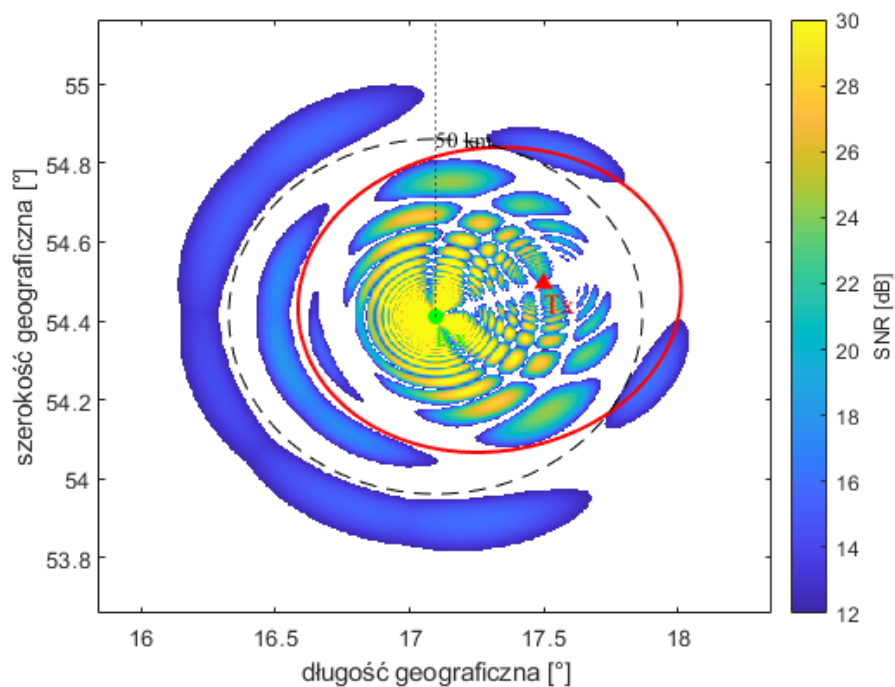
W niniejszym punkcie omówiono problem wyboru nadajników okazjonalnych, na przykładzie sygnałów radia FM [25]. Skupiono się na optymalizacji zdolności detekcyjnych na podstawie predykcji zasięgowych co jest kluczowe przy obserwacji obiektów szybkich. Inne kryteria, takie jak dokładność lokalizacji [158, 159, 160], nie są tutaj analizowane.

5.2.1. Sformułowanie problemu

Ze względu na brak własnego nadajnika, zdolności detekcyjne radaru pasywnego PCL są uzależnione od wykorzystywanych nadajników okazjonalnych. W idealnych warunkach



Rys. 5.18: Symulacja stosunku sygnał-szum (SNR) echa rakiety dla wysokości 500 m. Czerwony kontur pokazuje zasięg wykrywania dla propagacji w wolnej przestrzeni dla tej samej wysokości rakiety.



Rys. 5.19: Symulacja stosunku sygnał-szum (SNR) echa rakiety dla wysokości 1200 m. Czerwony kontur pokazuje zasięg wykrywania dla propagacji w wolnej przestrzeni dla tej samej wysokości rakiety.

Tab. 5.1: Przykład liczby dostępnych nadajników w centralnej Polsce.

Nadajniki radiowe FM (obszar 300 km x 300 km)		
EIRP [kW]	Łączna liczba	Unikalne pozycje
≥ 1	418	190
≥ 10	141	62
≥ 100	38	13

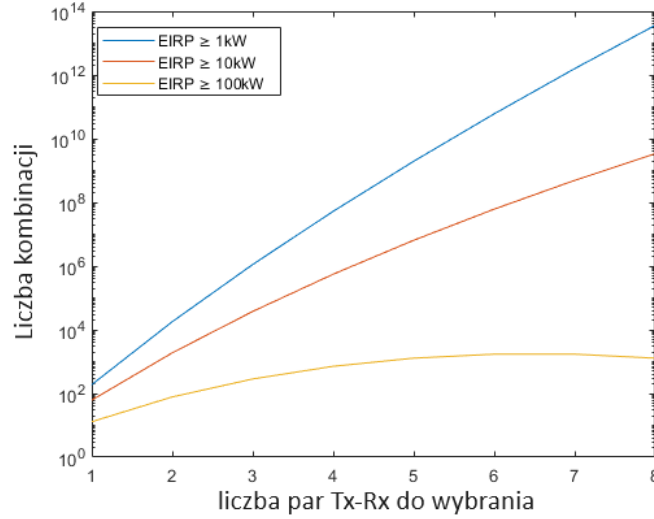
radar pasywny mógłby korzystać z wszystkich dostępnych sygnałów nadawczych do detekcji obiektów. Niestety, jak wspomniano wcześniej w rozprawie (por. p. 4.3), najczęściej nie jest to możliwe ze względu na ograniczone zasoby obliczeniowe. Stąd pojawia się problem wyboru odpowiednich nadajników okazjonalnych.

Wybór źródeł sygnału jest zadaniem skomplikowanym, ponieważ zdolności detekcyjne radaru pasywnego zależą od wielu czynników, takich jak lokalizacja i konfiguracja radaru, dostępność i charakterystyki nadajników, kierunek obserwacji oraz typ obiektu (por. 5.1). W literaturze można znaleźć kilka rozwiązań tego problemu.

Jednym z rozwiązań mogą być metody analityczne oparte na przewidywaniu zasięgu detekcji [28, 127, 130, 134], dokładności lokalizacji [158, 159, 160, 161, 162, 163] lub inne podejścia [164]. Innym rozwiązaniem może być automatyczna optymalizacja oparta na rzeczywistych danych referencyjnych [165, 166]. Wadą tego podejścia jest optymalizacja dla typowych obiektów (np. samoloty na wysokości ok. 10 km), a nie dla obiektów niekooperujących, które są istotne w aplikacjach militarnych czy systemach ochrony kluczowej infrastruktury. Kolejnym podejściem mogą być systemy ekspertowe oparte na sztucznej inteligencji [167], jednakże jest to dość nowoczesne podejście, które na tym etapie ciężko zweryfikować.

Problem, który jest rozważany w tym punkcie, można zdefiniować następująco. Odbiornik radaru pasywnego może wykorzystać jednocześnie do swojej pracy ograniczoną liczbę sygnałów z różnych nadajników okazjonalnych. Ta liczba jest zwykle mniejsza niż liczba dostępnych źródeł sygnału, które mogłyby być potencjalnie używane przez radar pasywny. Problem polega zatem na tym, jak wybrać nadajniki okazjonalne, aby uzyskać optymalną wydajność systemu np. pod kątem maksymalizacji obszaru, w którym możliwe jest zlokalizowanie obiektów (detekcja na co najmniej trzech parach nadajnik-odbiornik) o założonej wartości bistatycznego RCS obiektu.

Tabela 5.1 pokazuje liczbę nadajników FM w centralnej Polsce [123]. Wiersze odpowiadają różnym wartościom EIRP nadajnika. Ostatnia kolumna wskazuje liczbę unikalnych pozycji nadajników, które, jak wcześniej wspomniano, są wymagane do prawidłowego działania radaru pasywnego (lokalizacji obiektów).



Rys. 5.20: Liczba kombinacji dla wyboru par nadajnik-odbiorca.

Liczba kombinacji unikalnych pozycji nadajników w odniesieniu do liczby par nadajnik-odbiorca, które są używane przez radar pasywny N_{comb} , można obliczyć jako:

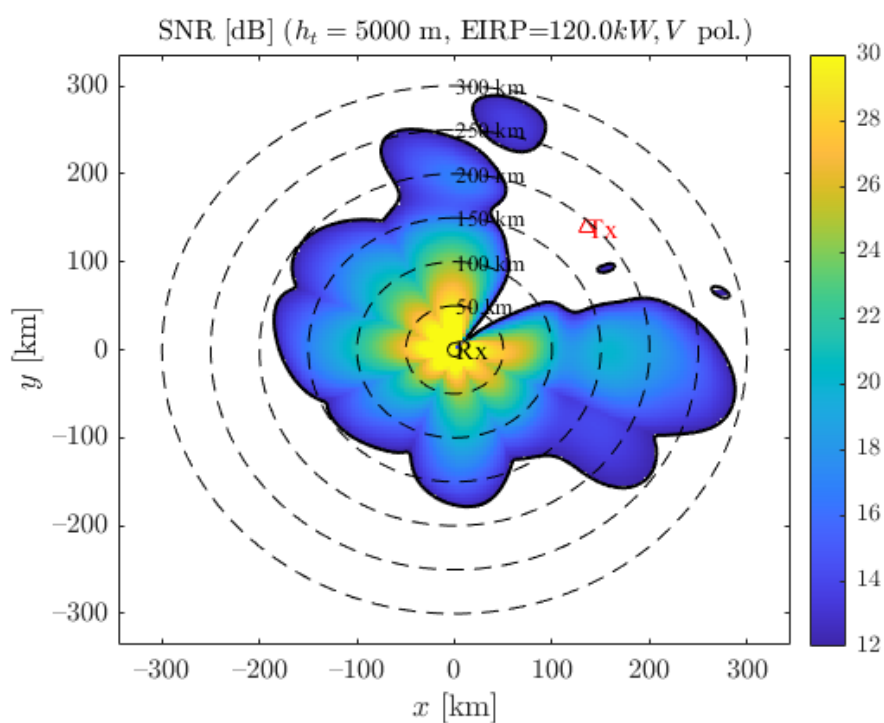
$$N_{\text{comb}} = \binom{N_{\text{tx}}}{N_{\text{chan}}} \quad (5.29)$$

gdzie N_{tx} to liczba nadajników o unikalnych pozycjach, N_{chan} to liczba możliwych do wybrania nadajników w radarze pasywnym.

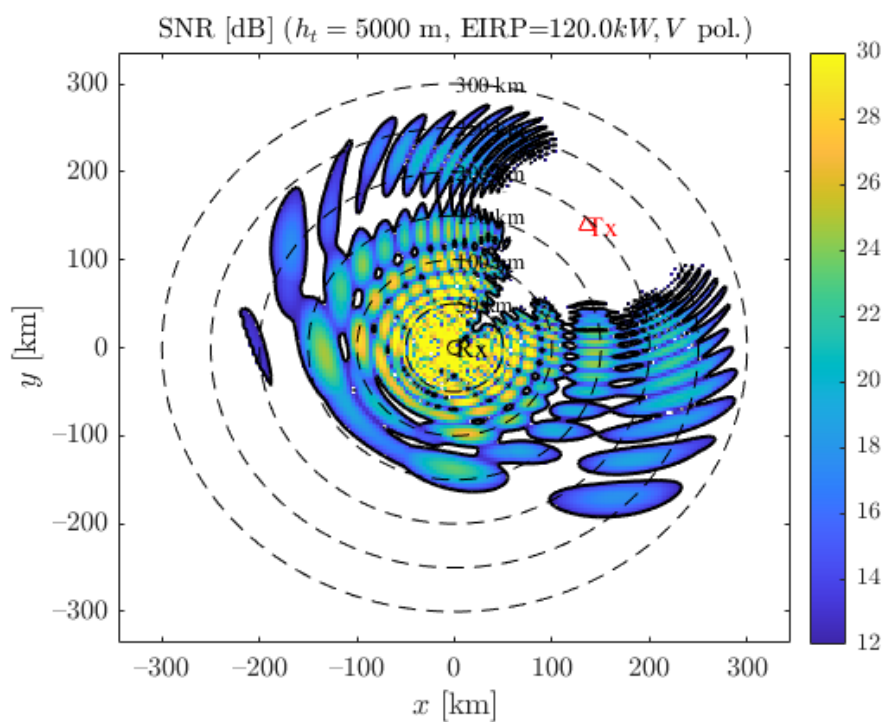
Przykładowy wykres przedstawiający liczbę możliwych kombinacji jest pokazany na rys. 5.20. Jak widać, liczba kombinacji rośnie bardzo szybko wraz z liczbą dostępnych nadajników okazjonalnych oraz z liczbą nadajników do wybrania. W praktyce analiza wszystkich kombinacji nie jest realistyczna. Z tego powodu w niniejszym punkcie proponowane są praktyczne algorytmy wyboru nadajników.

5.2.2. Symulacje

Na rys. 5.21 przedstawiono przykład mapy detekowanego poziomu sygnał-szum (SNR) dla pojedynczej pary nadajnik-odbiorca wyznaczonej z wykorzystaniem omówionych na początku tego rozdziału zależności (por. p. 5.1) oraz w [28]. Parametry nadajnika FM zostały pozyskane ze strony internetowej Polskiego Urzędu Komunikacji Elektronicznej [123] ($\text{EIRP} = 120 \text{ kW}$, $\lambda = 2.92 \text{ m}$, co odpowiada częstotliwości nośnej 102.4 MHz). Założona wysokość obiektu to 5000 m n.p.m., bistatyczny RCS symulowanego obiektu to 10 m^2 , kierunkowość anteny odbiornika to 6 dBi , straty systemu to 10 dB , pasmo sygnału B to 50 kHz , czas integracji T to 1 s . Mapa SNR została nasycona przy $\text{SNR}_{\text{min}} = 12 \text{ dB}$, co odpowiada minimalnej wartości SNR obiektu wymaganej do wykrycia obiektu. Dlatego mapa SNR przekraczająca ten próg definiuje zasięg detekcji radaru dla obiektu o założonym RCS oraz wysokości lotu. Wartości



Rys. 5.21: Przykład mapy SNR dla pojedynczej pary nadajnik-odbiornik bez propagacji wielodrogowej (sygnał FM).



Rys. 5.22: Przykład mapy SNR dla pojedynczej pary nadajnik-odbiornik z propagacją wielodrogową (sygnał FM).

SNR są nasycane na 30 dB dla lepszej wizualizacji. W symulacji uwzględniono następujące czynniki: charakterystykę antenową nadajnika i odbiornika, usuwanie DPI oraz dyfrakcję. Rys 5.22 pokazuje przykład symulowanej mapy SNR dla tego samego scenariusza, ale z propagacją wielodrogową [28]. Jak widać, obszar detekcji jest nieregularny, trudno więc podać jedną liczbę, która określałaby zasięg detekcji, jak w przypadku aktywnego radaru monostatycznego. Kształt obszaru detekcji zależy od wielu parametrów, takich jak geometria nadajnik-odbiornik, charakterystyki promieniowania anten, wysokość obiektu, efekty propagacji i inne. W celu uzyskania bardziej realistycznych wyników należy uwzględnić efekty wielodrogowości. Jednak dla przejrzystości prezentacji metod optymalizacyjnych przedstawiono wyniki bez uwzględnienia wielodrogowości.

W dalszej części tego punktu będzie rozważane podejście z wieloma parami nadajnik-odbiornik. Z tego powodu, aby zdefiniować obszar detekcji dla całego systemu radaru pasywnego, konieczne jest uwzględnienie konieczności użycia wielu par nadajnik-odbiornik.

5.2.3. Optymalizacja wyboru nadajników

Rozważono dwie metody wyboru nadajników. W obu przypadkach obliczenia mapy SNR dla żądanego obszaru są przeprowadzane dla wszystkich nadajników. Następnie obliczany jest obszar detekcji dla każdego nadajnika. Dla przejrzystości prezentacji, tak jak wspomniano wcześniej, propagacja wielodrogowa nie jest tutaj uwzględniona (wyniki takie jak przedstawione na rys. 5.21 są używane zamiast tych pokazanych na rys. 5.22). Obszar detekcji jest zdefiniowany jako obszar, w którym SNR przekracza minimalną wartość wymaganą do wykrycia (SNR_{min}). Nadajniki są sortowane według wielkości obszaru detekcji w porządku malejącym. Jako początkowe rozwiązanie wybierany jest pierwszy nadajnik z największym obszarem detekcji. Od tego momentu zachowanie dwóch rozważanych metod różni się.

Metoda 1

W tej metodzie kolejne nadajniki są dodawane z listy posortowanych wielkości obszarów detekcji. W ten sposób dodawane są nadajniki z największymi obszarami detekcji.

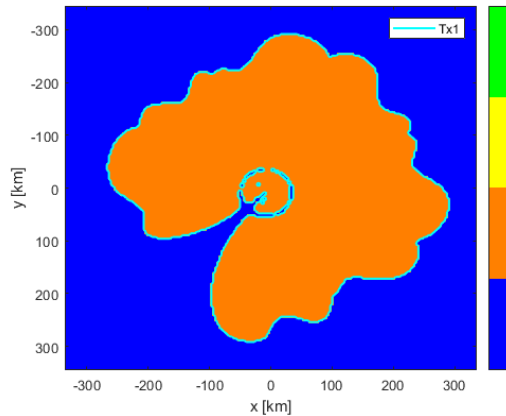
Metoda 2

W tej metodzie wszystkie pozostałe nadajniki na liście są weryfikowane w każdej iteracji, biorąc pod uwagę wzrost obszaru detekcji, co pozwala na lokalizację względem obecnego obszaru detekcji. Wybierany jest nadajnik, który zapewnia największy wzrost obszaru detekcji.

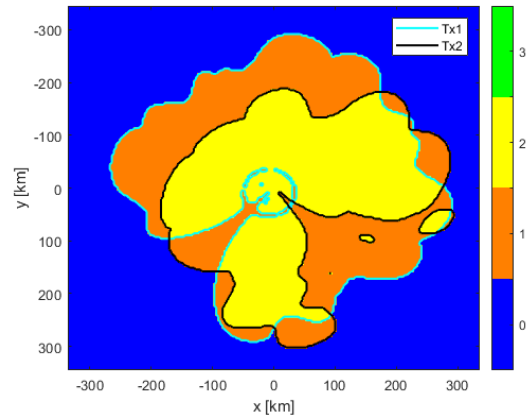
5.2.4. Wyniki symulacji

Rys. 5.23–5.26 pokazują kolejne cztery kroki w optymalizacji wyboru nadajników w Metodzie 2. Zielony obszar odpowiada obszarowi, w którym co najmniej trzy unikalne pary

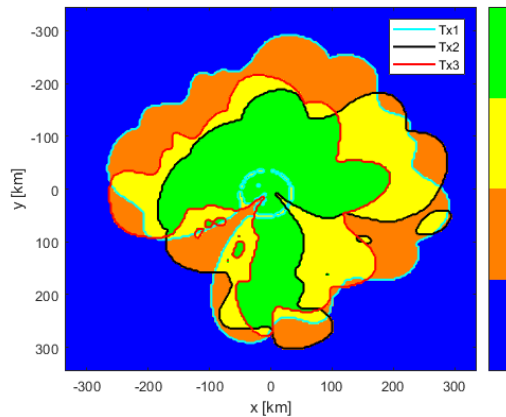
mogą wykryć i zlokalizować obiekt. Kontur w kolorze jasnoniebieskim odpowiada pierwszemu wybranemu nadajnikowi, czarny drugiemu, czerwony trzeciemu, a różowym czwartemu. Skomplikowany kształt obszaru detekcji jest wyraźnie widoczny. Prosta modyfikacja Metody 2 pozwala na odpowiedni dobór nadajników w celu maksymalizacji wydajności radaru również w określonym kierunku i różnych wysokościach obiektu.



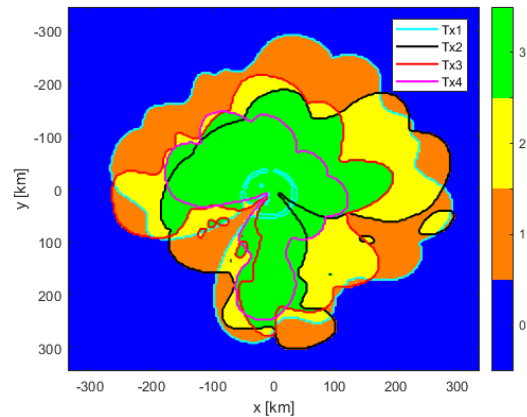
Rys. 5.23: Przewidywany obszar detekcji dla wysokości obiektu 5000 m z 1 parą nadajnik-odbiornik.



Rys. 5.24: Przewidywany obszar detekcji dla wysokości obiektu 5000 m z 2 parami nadajnik-odbiornik.

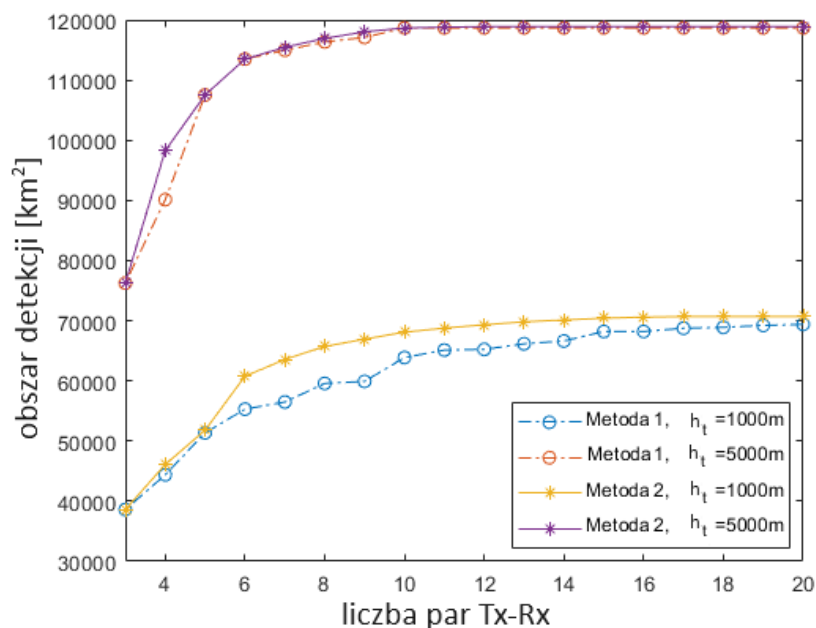


Rys. 5.25: Przewidywany obszar detekcji dla wysokości obiektu 5000 m z 3 parami nadajnik-odbiornik.



Rys. 5.26: Przewidywany obszar detekcji dla wysokości obiektu 5000 m z 4 parami nadajnik-odbiornik.

Rys. 5.27 pokazuje przewidywany obszar detekcji jako funkcję liczby par nadajnik-odbiornik dla dwóch metod i dwóch wysokości obiektu (1000 m i 5000 m n.p.m.). Jak widać, Metoda 2 przewyższa Metodę 1 dla obu wysokości obiektu. Różnica między dwiema metodami jest większa przy niższej wysokości. W przypadku wyższej wysokości obszar detekcji jest nasycony przy około 10 parach nadajnik-odbiornik. Oznacza to, że dodanie większej liczby nadajników nie zwiększy obszaru detekcji. Jednak należy zauważyć, że inne



Rys. 5.27: Przewidywany obszar detekcji z liczbą par nadajnik-odbiorca dla wysokości obiektu 1000 m i 5000 m n.p.m.

miary wydajności, takie jak prawdopodobieństwo wykrycia czy dokładność lokalizacji, mogą być zwiększone.

Przedstawiona metoda optymalizacji wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowych pokazuje, że posiadając zaawansowane modele symulacyjne zweryfikowane z danymi rzeczywistymi (por. p. 4.1) możliwe jest określenie charakterystyk systemu oraz wybór takich nadajników, które dla danego obiektu będą maksymalizować zdolności detekcyjne radaru pasywnego. Wspiera to *Tezę 2* rozprawy.

5.3. Eksperymentalna analiza szumu otoczenia w radarze pasywnym wykorzystującym sygnał radia FM

W rzeczywistości prawidłowy wybór nadajników okazjonalnych może zależeć od wielu innych czynników oprócz tych przedstawionych przy predykcji zasięgowej radaru pasywnego. Jednym z takich czynników może być poziom szumów otoczenia, który może się znacząco różnić pomiędzy różnymi kanałami częstotliwościowymi. W tym punkcie przedstawiono eksperymentalna analiza szumu otoczenia w radarze pasywnym wykorzystującym sygnał radia FM, aby pokazać jakie mogą być rzeczywiste poziomy oraz wahania poziomu szumu, który może pochodzić z innych nadajników np. operujących na tej samej lub bliskiej częstotliwości.

5.3.1. Analiza teoretyczna

Ze względu na zależność od nadajnika okazjonalnego, radar pasywny powinien zapewnić jak najwyższą dynamikę odbieranego sygnału i zminimalizować możliwie wszystkie niepożądane sygnały, które można zidentyfikować jako szумы i zakłócenia. W rezultacie analiza odbieranego szumu oraz zakłóceń staje się dość złożona i składa się z wielu czynników, które zostaną omówione w tym punkcie. Ponadto poziom szumu może znacząco różnić się w zależności od wykorzystywanej częstotliwości nośnej, mocy i rodzaju sygnału (np. modulacji), jakości odbiornika (przetworników analogowo-cyfrowych), kształtu terenu i obecności przeszkód w postaci wysokich budynków, temperatury oraz obecności innych niepożądanych sygnałów. Kluczowe znaczenie mają również możliwości i skuteczność algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnałów.

W tym punkcie przedstawiono przeprowadzoną przez autora rozprawy w [29] analizę względnego poziomu szumu w radarze pasywnym wykorzystującym sygnały radia FM, a dokładniej zmiany poziomu szumu w czasie oraz różnice w poziomie szumu dla różnych częstotliwości.

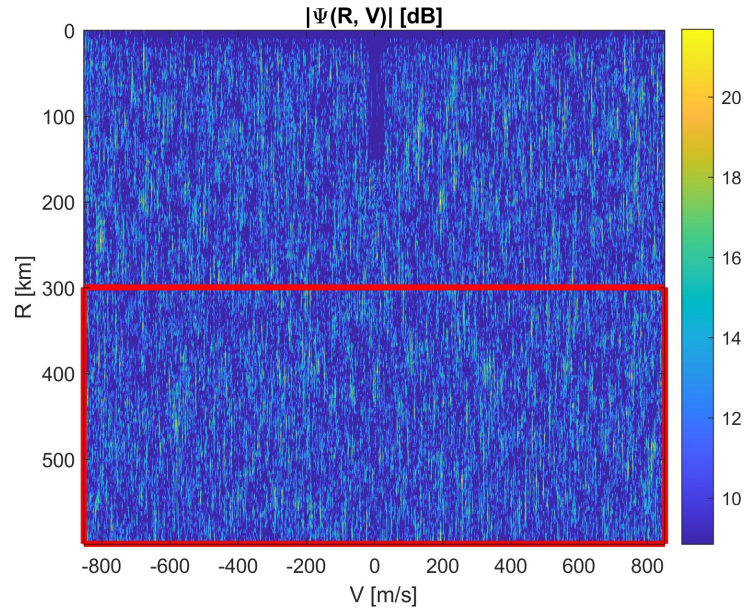
Szum jest zwiększany przez poziom szumu odbiornika F , tak że efektywna moc szumu wynosi $Fk_B T_0 B$. Oprócz szumu termicznego, szum odbierany ze środowiska jest ważnym składnikiem w pasmach VHF i UHF, gdzie zwykle działają radary pasywne. Przykładem takiego szumu środowiskowego może być: szum związany z zjawiskami pogodowymi i termicznymi; zakłócenia z innymi systemami komunikacyjnymi; promieniowanie kosmiczne; fabryki przemysłowe; urządzenia zakłócające. Poziom szumu zewnętrznego może być nawet o dziesiątki dB wyższy od poziomu szumu termicznego [54, 55, 168, 169, 170, 171, 172].

W celu wyeliminowania zmian mocy sygnału referencyjnego, wykonano następującą normalizację:

$$\Psi_n(R, V) = \frac{\Psi_d(R, V)}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x_r(t)| dt}} \quad (5.30)$$

Na rys. 5.28 przedstawiono przykładowy wynik obliczenia modułu funkcji nieoznaczoności wzajemnej dla rzeczywistych danych sygnału radia FM. Oś pozioma pokazuje prędkość bistatyczną V . Oś pionowa pokazuje odległość bistatyczną R . Moduł funkcji nieoznaczoności wzajemnej jest przedstawiony przy pomocy kolorów i wyrażony w dB.

Na rys. 5.28 można zaobserwować jednolity poziom szumu. Zazwyczaj echa obiektów znajdują się na bliższych odległościach bistatycznych. Dla radaru wykorzystującego sygnał FM ech obiektów należy spodziewać się w większości do 300 km odległości bistatycznej. Jednakże wykrycia na dystansie 600 km odległości bistatycznej są również możliwe [173] choć występują one w mocno sprzyjającym warunkach (np. silny nadajnik okazjonalny oraz duży samolot pasażerski lub transportowy na dużej wysokości). Niemniej z uwagi na charakter



Rys. 5.28: Przykład modułu funkcji nieoznaczności wzajemnej obliczonego dla sygnału rzeczywistego FM. Czerwony prostokąt wskazuje obszar, na podstawie którego określano poziom szumu.

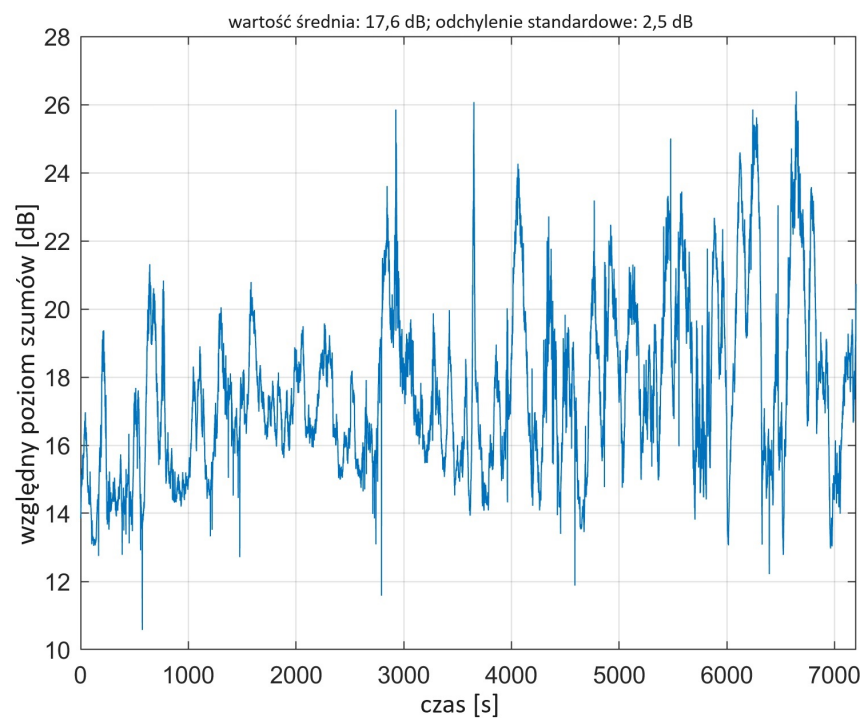
danych wykorzystanych do eksperymentu, można założyć, że moduł funkcji nieoznaczności wzajemnej dla zakresu od 300 km do 600 km odległości bistatycznej będzie zawierać głównie szum. Szacunkowy poziom szumu będzie obliczany jako wartość mediany z modułu funkcji nieoznaczności wzajemnej wyrażonej w dB dla odległości bistatycznych od 300 km do 600 km:

$$N = \text{median} \{ 10 \cdot \log_{10} |\Psi_n(R, V)|^2 \} \quad (5.31)$$

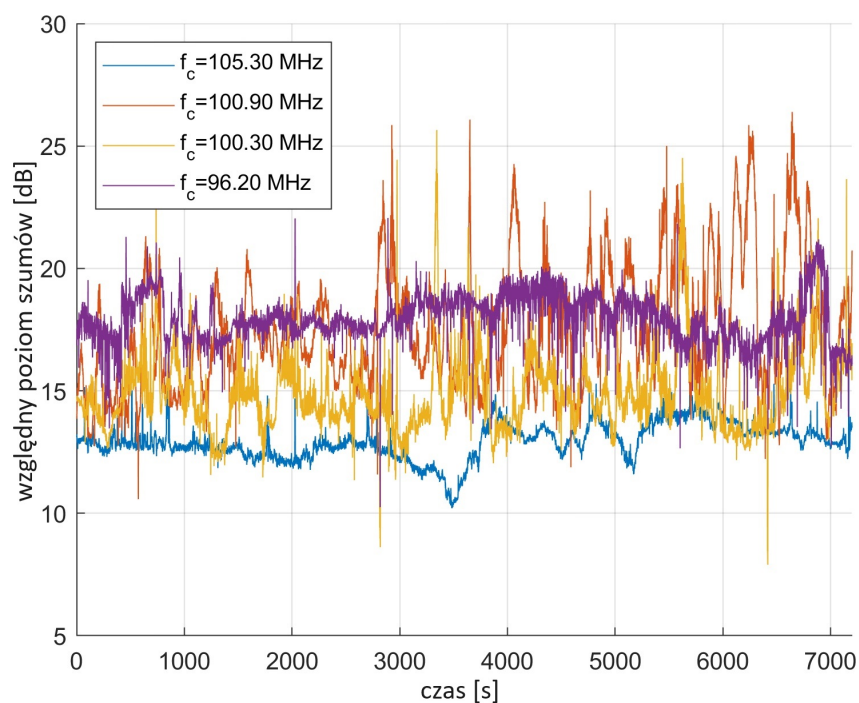
5.3.2. Analiza danych rzeczywistych

Do analizy wykorzystano zestaw danych z demonstratora radaru pasywnego opartego na sygnale radia FM. Wybrano cztery różne transmisje radiowe (na innych częstotliwościach) odpowiadające różnym nadajnikom. Nominalnie szerokość transmisji radia FM wynosi 150 kHz. Pomiary przeprowadzono na otwartej przestrzeni, stosunkowo daleko od miast i nadajników radia FM. Demonstrator wyposażony był w siedem anten kierunkowych skierowanych dookoła tak aby pokryć równomiernie azymut 360° .

Rys. 5.29 przedstawia zależność zmierzonego poziomu szumu w funkcji czasu dla pojedynczej transmisji (nadajnika) i jednej anteny obserwacyjnej (echa). Ponieważ demonstrator nie był skalibrowany pod kątem absolutnego poziomu mocy, prezentowane wartości są względne względem arbitralnego poziomu. Jednakże, poziom odniesienia jest stały w czasie i dla wszystkich analizowanych nadajników. Średnia wartość poziomu szumu wynosi 17.6 dB z odchyleniem standardowym 2.5 dB. Jak widać, chwilowa wartość szumu może zmieniać się o kilka dB, co może wpłynąć na możliwości detekcyjne radaru pasywnego w danej



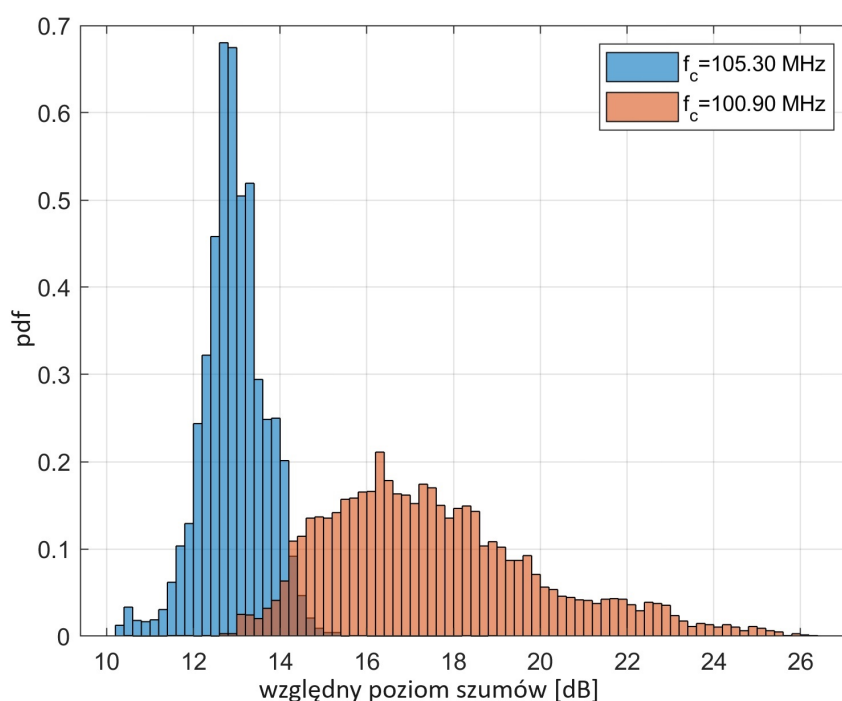
Rys. 5.29: Poziom szumu w funkcji czasu dla pojedynczej transmisji sygnału radia FM.



Rys. 5.30: Poziom szumu w funkcji czasu dla wielu transmisji sygnału radia FM.

chwili. Zmiany mogą mieć różny charakter. W niektórych przypadkach można zaobserwować wolną tendencję zmian. W innych przypadkach można zaobserwować nagłe skoki, które prawdopodobnie są spowodowane zmianą treści transmisji. Na przykład, gdy w radiu FM transmitowana jest mowa, pasmo sygnału jest węższe w porównaniu z muzyką.

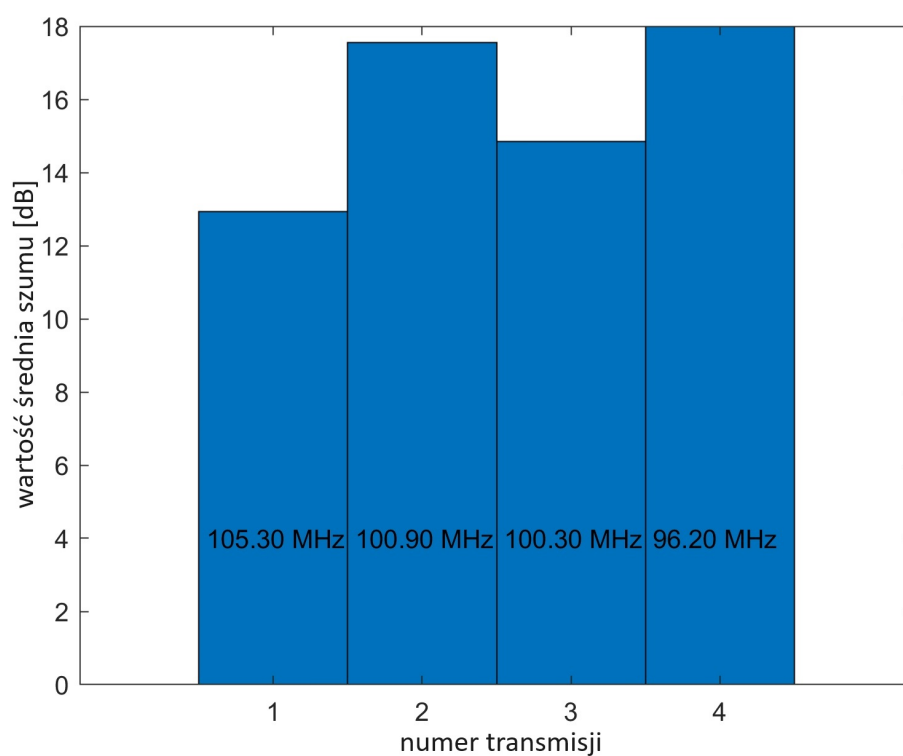
Rys. 5.30 pokazuje wyznaczony poziom szumu w funkcji czasu dla czterech różnych transmisji (nadajników) odbieranych przez pojedynczy radar. Można zaobserwować dużą zmienność poziomu szumu dla wszystkich nadajników. Ponadto, średni poziom dla różnych nadajników może różnić się o kilka dB. Oznacza to, że pewne nadajniki mogą mieć bardziej korzystne właściwości detekcyjne. Najbardziej prawdopodobną przyczyną takiej rozbieżności między transmisjami jest różny poziom zakłóceń od nadajników pracujących na tej samej lub na sąsiednich częstotliwościach.



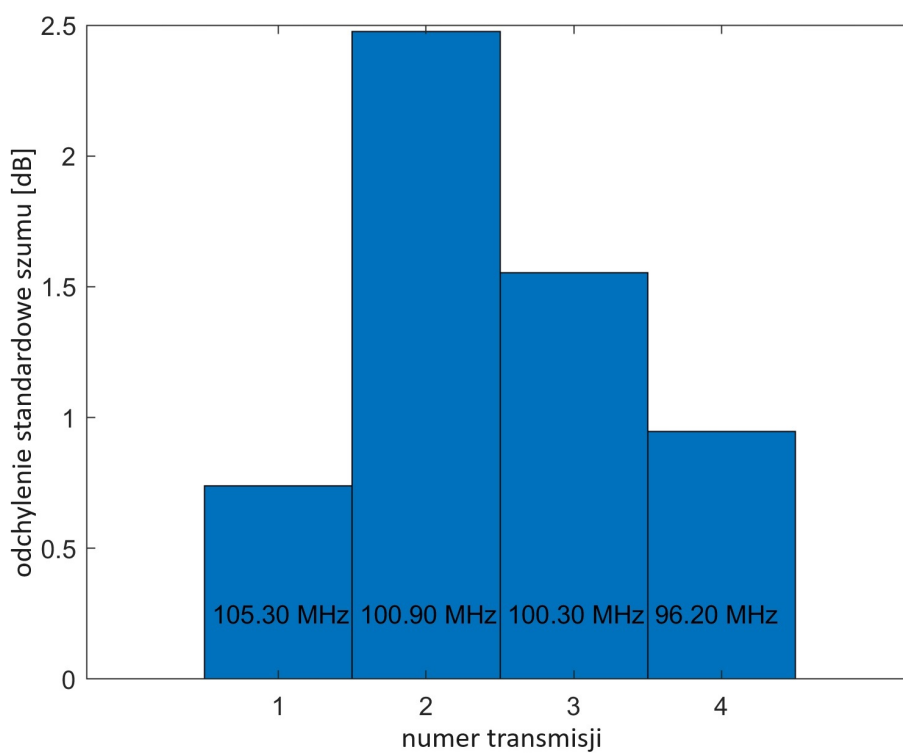
Rys. 5.31: Histogram wartości poziomu szumu dla pojedynczej transmisji radia FM.

Rys. 5.31 przedstawia histogram wartości poziomu szumu dla dwóch wybranych transmisji radia FM w postaci funkcji gęstości prawdopodobieństwa (ang. *Probability Density Function*). Widać wyraźnie, że zarówno wartość średnia, jak i rozkład wartości jest różny.

W przypadku pierwszego nadajnika, pracującego na częstotliwości $f_c = 105.3$ MHz, odległość nadajnika od odbiornika wynosiła 61 km. W przypadku drugiego nadajnika pracującego na częstotliwości $f_c = 100.9$ MHz, odległość do odbiornika wynosiła 27 km. Po sprawdzeniu w bazie danych [123] na obszarze około 300 x 300 km od odbiornika, okazało się, że w przypadku pierwszej transmisji jest relatywnie mało nadajników pracujących na tej samej lub sąsiedniej częstotliwości. Natomiast w przypadku drugiej transmisji okazało się, że



Rys. 5.32: Średni poziom szumu dla wielu transmisji radia FM.

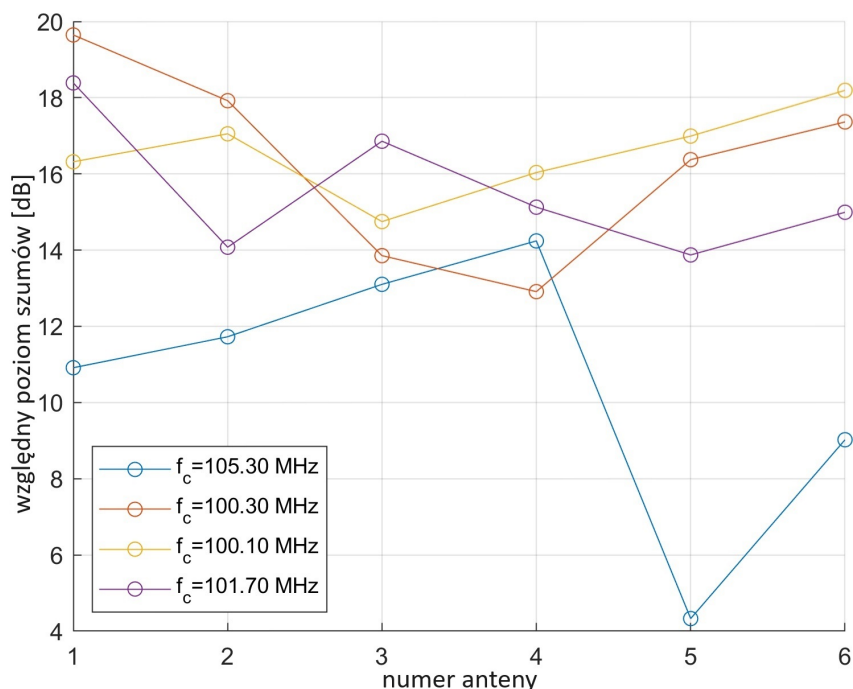


Rys. 5.33: Odchylenie standardowe szumu dla wielu transmisji radia FM.

transmisji jest więcej, co może skutkować zarówno wyższym średnim poziomem szumu, jak i większą jego zmiennością.

Aby porównać średnie poziomy szumu w czasie, na rys. 5.32 przedstawiono uśrednione zmierzone wartości dla czterech różnych transmisji radia FM pochodzących z różnych nadajników. Wyniki wyraźnie pokazują, że poziom szumów dla różnych transmisji może być znacząco różny. Najniższa średnia wartość wynosi około 13 dB, podczas gdy najwyższa wartość jest bliska 18 dB.

Rys. 5.33 pokazuje wyznaczone odchylenia standardowe poziomu szumu dla czterech nadajników. Jak widać, wartości wahają się od około 0.7 dB do około 2.5 dB. Wyniki te wskazują, że dokładne przewidywanie rzeczywistych możliwości radaru pasywnego może być trudne. Nie tylko z powodu różnych poziomów szumu dla różnych nadajników, ale także z powodu różnych, a czasami wysokich, zmienności poziomu szumu.



Rys. 5.34: Poziom szumu dla różnych anten (kierunków).

Na rys. 5.34 pokazano poziom szumu dla różnych kierunków. Wyniki uzyskano, analizując sygnały z anten skierowanych w różnych kierunkach. Poziom szumu może różnić się o kilka dB w zależności od kierunku obserwacji. Wspiera to hipotezę, że głównym źródłem szumu środowiskowego mogą być zakłócenia od nadajników pracujących na tej samej lub sąsiedniej częstotliwości.

5.3.3. Wnioski

W tym punkcie zaprezentowano wpływ szumów otoczenia wyznaczanego na podstawie obserwacji modułu funkcji nieoznaczności wzajemnej, który może bezpośrednio wpływać na

zdolności detekcyjne i ogólną wydajność radaru pasywnego. Jak przedstawiono, poziom szumu może znacznie zmieniać się w czasie, z wariancją sięgającą kilku dB. Ponadto, średni poziom szumu uśredniony w czasie może być znacząco różny dla różnych nadajników. Zmienność poziomu szumu może być również różna w zależności od częstotliwości. Wykazano także, że poziom szumu zależy od kierunku, co sugeruje, że zakłócenia pochodzą z konkretnych kierunków. Wybór transmisji radia FM o mniejszym szumie otoczenia może pozwolić na osiągnięcie lepszych i stabilniejszych wyników detekcji co ma istotne znaczenie przy obserwacji obiektów szybkich. Wspiera to *Tezę 2* rozprawy.

6. Podsumowanie i kierunki dalszych prac

W rozprawie przedstawiono metody optymalizacji wykrywania obiektów szybkich w radarze pasywnym. Termin obiekty szybkie odnosi się tutaj do obiektów latających poruszających się z dużymi prędkościami i/lub osiągających znaczące przyspieszenia – takich jak startujące samoloty oraz rakiety czy też manewrujące drony. Obiekty te, z uwagi na swoje właściwości oraz wyższe wymagania stawiane wykrywaniu tego rodzajów obiektów, tworzą wiele wyzwań dla radarów pasywnych. Do takich wyzwań możemy zaliczyć negatywne zjawisko migracji echa obiektów szybkich pomiędzy komórkami rozdzielczości funkcji nieoznaczoności wzajemnej. Aby temu przeciwdziałać autor zaprezentował w pracy optymalizację metod korekcji migracji echa oraz koncepcję jednoczesnego przetwarzania z wykorzystaniem różnych czasów integracji sygnału co potwierdza *Tezę 1* rozprawy. Innym wyzwaniem może być zapewnienie większej stabilności wykryć, z uwagi na dynamiczny charakter obiektów, przy ograniczonych zasobach obliczeniowych. W tym przypadku autor rozprawy zaproponował dynamiczny wybór transmisji radia FM na podstawie krótkoterminowej analizy szerokości pasma sygnału co dodatkowo potwierdza *Tezę 1* rozprawy. Kolejnym wyzwaniem rozważonym w rozprawie jest zależność radaru pasywnego od znajdujących się na danym obszarze nadajników okazjonalnych, która w sposób nadrzędny warunkuje możliwości wykrywania obiektów przez radar pasywny. Z uwagi na to, że różne rodzaje sygnałów wykorzystywanych przez radar pasywny posiadają różne właściwości (takie jak np. szerokość pasma, moc, modulacja oraz struktura sygnału) niezbędne było wskazanie jakie sygnały można wykorzystać do wykrywania obiektów szybkich. Na podstawie przeprowadzonego przeglądu wskazano, że najbardziej korzystnymi źródłami sygnału są nadajniki: radia FM oferujące duże zasięgi wykrywania, radia cyfrowego DAB/DAB+, telewizji cyfrowej DVB-T/T2 oferujące zarówno duże zasięgi wykrywania jak i dużą dokładność oraz częstotliwość odświeżania informacji. Z uwagi na ograniczenia radaru pasywnego pod kątem możliwości odbioru sygnału oraz mocy obliczeniowej radar ten może najczęściej przetworzyć jedynie część dostępnych sygnałów, przez co musi dokonać wyboru transmisji, które będą właściwe do wykrywania określonych rodzajów obiektów. W rozprawie zaproponowano optymalizację wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowej opartej na modelach symulacyjnych, zweryfikowanych przy pomocy wyników rzeczywistych co potwierdza *Tezę 2* rozprawy.

Głównym celem autora rozprawy było pokazanie, że pomimo wielu ograniczeń jakie posiada radar pasywny, dzięki optymalizacji metod przetwarzania sygnału oraz wyboru nadajników może być on z powodzeniem wykorzystany w praktyce do wykrywania obiektów szybkich. Warto podkreślić, że dzięki unikatowym zaletom, takim jak skrytość działania i niski koszt budowy radaru, może być on dobrym uzupełnieniem systemów aktywnych. W połączeniu z innymi zaletami, takimi jak duża częstotliwość odświeżania informacji, przewidywalność działania, niskie opóźnienia wydawania danych oraz wysoka dokładność (jak np. przy wykorzystaniu sygnału telewizji cyfrowej DVB-T) radar pasywny może znaleźć szerokie zastosowanie zarówno w aspekcie militarnym jak i cywilnym.

Do najważniejszych osiągnięć autora należy zaliczyć:

- Przeprowadzenie analizy przydatności różnych rodzajów nadajników okazjonalnych do wykrywania obiektów szybkich przez radar pasywny,
- Praktyczne zastosowanie opracowanych metod - wykrycie startującej rakiety z wykorzystaniem sygnału telewizji cyfrowej DVB-T VHF wraz z wykorzystaniem metod korekcji migracji echa oraz analizą wyników,
- Zaproponowanie metody jednoczesnego przetwarzania sygnałów z wykorzystaniem różnych czasów integracji sygnału,
- Zaproponowanie metody optymalizacji polegającej na dynamicznym wyborze transmisji radia FM na podstawie krótkoterminowej analizy szerokości pasma sygnału,
- Opracowanie i weryfikacji metod symulacyjnych dotyczących predykcji zasięgowej radaru pasywnego wraz z rozszerzeniem tych wyników w rozprawie dla sygnału DVB-T w paśmie VHF,
- Zaproponowanie metody optymalizacji wyboru nadajników okazjonalnych na podstawie predykcji zasięgowej przy ograniczonych zasobach radaru pasywnego,
- Zaproponowanie włączenia estymacji poziomu szumu otoczenia do procesu wyboru nadajników okazjonalnych radia FM.

Uzyskane przez autora rozprawy wyniki badań mają duże znaczenie praktyczne, co pokazano prezentując rzeczywiste scenariusze pomiarowe. Prezentowane metody nie wyczerpują w pełni omawianego zagadnienia, a są jedynie przykładami sposobów rozwiązania rzeczywistych problemów z jakimi autor rozprawy spotkał się w praktyce. W rzeczywistości, z uwagi na charakter i znaczenie obiektów szybkich, omawiane zagadnienie jest znacznie szersze, ale jego opis w rozprawie stanowi, w opinii autora, dobrą bazę do prowadzenia kolejnych badań w tym zakresie. Jednym z ciekawych kierunków badań jest wykorzystanie metod sztucznej inteligencji do optymalizacji parametrów przetwarzania, w ramach której, w sposób dynamiczny można byłoby dobierać np. czas integracji sygnału, progi detekcji oraz aktualnie wykorzystywane pary nadajnik-odbiornik. Innymi kierunkami dalszych prac

jest analiza uzyskiwanych dokładności dla obiektów szybkich oraz dokładniejsza analiza problemu migracji echa w wymiarze odległości (w szczególności transformaty Keystone) wraz z pozyskaniem odpowiednich danych rzeczywistych.

Bibliografia

- [1] Ch. Huelsmeyer. Wireless transmitting and receiving mechanism for electric waves., U.S. Patent 810150A, 1904.
- [2] M. Guarnieri. The early history of radar [historical]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 4(3):36–42, 2010.
- [3] Ch. Waldschmidt, J. Hasch, W. Menzel. Automotive Radar — From First Efforts to Future Systems. *IEEE Journal of Microwaves*, 1(1):135–148, 2021.
- [4] Heuer, M. and Al-Hamadi, A. and Meinecke, M.-M. and Mende, R. Requirements on automotive radar systems for enhanced pedestrian protection. In *2012 13th International Radar Symposium*, pages 45–48, 2012.
- [5] J. Dickmann, J. Klappstein, M. Hahn, N. Appenrodt, H. Bloecher, K. Werber, A. Sailer. Automotive radar the key technology for autonomous driving: From detection and ranging to environmental understanding. In *2016 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, pages 1–6, 2016.
- [6] J. Ardila, P. Laurila P. Kourkouli S. Strong. Persistent Monitoring and Mapping of Floods Globally Based on the Iceye Sar Imaging Constellation. In *IGARSS 2022 - 2022 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pages 6296–6299, 2022.
- [7] A. S. Moldovan, V. Poncoş, T. Valentin and S.A. Toma, D. Teleagă, F. Şerban C. Moise. T-SAR - A Bi-Static 3D Imaging C-Band Radar for Agriculture Applications – Concept and First Results. In *IGARSS 2022 - 2022 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pages 7479–7482, 2022.
- [8] Z. Czekala. *Parada radarów*. Bellona, 2014.
- [9] H. Griffiths. Early history of bistatic radar. In *2016 European Radar Conference (EuRAD)*, pages 253–257, 2016.
- [10] M. Malanowski. *Signal Processing for Passive Bistatic Radar*. Artech House, 2019.
- [11] P. Samczynski, M. Malanowski, G. Krawczyk, J. Kulpa, and M. Żywek. Passive Radar as a Part of Critical Infrastructure Protection System. In *2018 International Conference on Radar (RADAR)*, pages 1–5, 2018.
- [12] K. Kulpa, M. Malanowski, J. Misiurewicz, P. Samczynski. Passive radar for strategic object protection. In *2011 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS 2011)*, pages 1–4, 2011.

- [13] K. Jedrzejewski and M. Malanowski and K. Kulpa and L. Maslikowski and M. Baczyk. A Concept of a Multiband Passive Radar System for Air Traffic Control on General Aviation Airfields. In *2022 23rd International Radar Symposium (IRS)*, pages 356–360, 2022.
- [14] M. Malanowski, M. Bączyk, M. Płotka, K. Jędrzejewski, M. Bartoszewski, G. Krawczyk, M. Żywek. MATLAB-based Multistatic Passive Radar Demonstrator. In *2023 IEEE International Radar Conference (RADAR)*, pages 1–6, 2023.
- [15] Uroczyste otwarcie OBLOT-u PW!, May 2022. <https://oblot.pw.edu.pl/2022/05/16/>, Dostęp: 08.05.2024.
- [16] H. Kuschel, J. Heckenbach, J. Schell. Deployable multiband passive/active radar for air defense (DMPAR). *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 28(9):37–45, 2013.
- [17] Aukcja LTE zakończona: 5 operatorów kupiło częstotliwości 800 MHz i 2,6 GHz, 2015. <https://polskieradio24.pl/42/273/artukul/1533069> Dostęp: 06.03.2024.
- [18] Aukcja 5G rozstrzygnięta, 2023. <https://www.uke.gov.pl/blog/aukcja-5g-rozstrzygnieta-operatorzy-rozbuduja-swoje-sieci,94.html> Dostęp: 06.03.2024.
- [19] H. Kuschel, J. Heckenbach, St. Muller, and R. Appel. On the potentials of passive, multistatic, low frequency radars to counter stealth and detect low flying targets. In *2008 IEEE Radar Conference*, pages 1–6, 2008.
- [20] European Table of Frequency Allocations and Applications in EFIS, 2023. <https://efis.cept.org/sitecontent.jsp?sitecontent=ecatable> Dostęp: 17.05.2024.
- [21] HENSOLDT. Twinsens. <https://www.hensoldt.net/solutions/twinsens/>, 2024. Dostęp: 2024-05-08.
- [22] Radary pasywnej lokacji PET/PCL dla zestawów wiśla i narew zakończyły badania kwalifikacyjne z wynikiem pozytywnym., 2023. <https://twitter.com/AgencjaUzbr/status/1735709671313289278> Dostęp: 10.03.2024.
- [23] System Pasywnej Lokalizacji. <https://www.pitradwar.com/oferta/1225,system-pasywnej-lokacji#>, Dostęp: 3 kwietnia 2024.
- [24] M. Żywek, M. Malanowski G. Krawczyk, M. Szczepankiewicz, and P. Samczynski. A concept of multi-rate processing for passive radar. In *2017 18th International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–9, 2017.
- [25] M. Żywek and M. Malanowski. Performance Optimization for Passive Bistatic Radar Based on Detection Range Predictions. In *2021 Signal Processing Symposium (SPSympo)*, pages 322–326, 2021.

- [26] M. Żywek. Rocket Launch Detection Using VHF DVB-T Passive Bistatic Radar.
- [27] M. Żywek and M. Malanowski. Real-Time Selection of FM Transmitter in Passive Bistatic Radar Based on Short-Term Bandwidth Analysis. In *2021 21st International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–10, 2021.
- [28] M. Malanowski, M. Żywek, M. Plotka, and K. Kulpa. Passive Bistatic Radar Detection Performance Prediction Considering Antenna Patterns and Propagation Effects. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 60:1–16, 2022.
- [29] M. Żywek and M. Malanowski. Experimental Analysis of the Environmental Noise in Passive Radar Based on FM Radio. In *2022 23rd International Radar Symposium (IRS)*, pages 214–217, Gdansk, Poland, 2022.
- [30] M. Malanowski, J. Kochanski, R. Owczarek. Passive Location System as a combination of PCL and PET technologies. In *2022 IEEE Radar Conference (RadarConf22)*, pages 1–6, 2022.
- [31] Hensoldt TWINVIS Passive Radar. <https://www.hensoldt.net/products/radar-iff-and-datalink/twinvis-passive-radar/>, 2024. Dostęp: 12 marca 2024.
- [32] Patria MUSCL Passive Radar. <https://www.patriagroup.com/products-and-services/battlefield-and-critical-systems/intelligence-and-surveillance/patria-muscl>, 2024. Dostęp: 12 marca 2024.
- [33] J. Tikkinen, K. Hiltunen, K. Martikainen, and M. Isohookana. Helicopter detection capability of Passive Coherent Location (PCL) radar. In *2012 9th European Radar Conference*, pages 138–141, 2012.
- [34] T. Martelli, F. Colone, and R. Cardinali. Simultaneous short and long range surveillance of drones and aircrafts with DVB-T based Passive Radar. In *2019 International Radar Conference (RADAR)*, pages 1–6, 2019.
- [35] R. Maksymiuk, M. Płotka, K. Abratkiewicz, and P. Samczyński. 5G Network-Based Passive Radar for Drone Detection. In *2023 24th International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–10, 2023.
- [36] P. Krysik, K. Kulpa, M. Baczyk, L. Maslikowski, and P. Samczynski. Ground moving vehicles velocity monitoring using a GSM based passive bistatic radar. In *Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar*, volume 1, pages 781–784, 2011.
- [37] F. Santi, D. Pastina, and M. Bucciarelli. Experimental Demonstration of Ship Target Detection in GNSS-Based Passive Radar Combining Target Motion Compensation and Track-before-Detect Strategies. *Sensors (Basel, Switzerland)*, 20(3):599, 2020.
- [38] K. Borowiec and M. Malanowski. Accelerating rocket detection using passive bistatic radar. In *2016 17th International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–5, 2016.

- [39] M. Malanowski, K. Borowiec, and S. Rzewuski. Rocket Detection Using Passive Radar: Challenges and Solutions. In *2018 International Conference on Radar (RADAR)*, pages 1–5, 2018.
- [40] K. Jędrzejewski, K. Kulpa, M. Malanowski, and M. Pożoga. Experimental Trials of Space Object Detection using LOFAR Radio Telescope as a Receiver in Passive Radar. In *2022 IEEE Radar Conference (RadarConf22)*, pages 1–6, 2022.
- [41] M. Daun, U. Nickel, and W. Koch. Tracking in multistatic passive radar systems using DAB/DVB-T illumination. *Signal Processing*, 92(6):1365–1386, 2012.
- [42] M. Weiß. Compressive sensing for passive surveillance radar using DAB signals. In *2014 International Radar Conference*, pages 1–6, 2014.
- [43] M. Edrich, S. Lutz, and F. Hoffmann. Passive radar at hensoldt: A review to the last decade. In *2019 20th International Radar Symposium (IRS)*.
- [44] M. Malanowski and K. Kulpa. Digital beamforming for Passive Coherent Location radar. In *2008 IEEE Radar Conference*, pages 1–6, 2008.
- [45] R. Rytel-Andrianik, K. Kulpa, K. Stasiak, and M. Malanowski. Preliminary Detection Results Obtained with Experimental Airborne Passive Radar. In *2021 Signal Processing Symposium (SPSymo)*, pages 244–247, 2021.
- [46] V. Duk, P. Wojaczek, L. Rosenberg, D. Cristallini, and D. W. O’Hagan. Airborne Passive Radar Detection for the APART-GAS Trial. In *2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20)*, pages 1–6, 2020.
- [47] B. Gabard, V. Wasik, O. Rabaste, T. Deloues, D. Poullin, and H. Jeuland. Airborne Targets Detection by UAV-Embedded Passive Radar. In *2020 17th European Radar Conference (EuRAD)*, pages 346–349, 2021.
- [48] G. Mazurek, K. Kulpa, M. Malanowski, and A. Droszcz. Experimental Seaborne Passive Radar. *Sensors*, 21(6), 2021.
- [49] C.J. Baker H.D. Griffiths. *An Introduction to Passive Radar, Second Edition*. Artech House radar library. Artech House, 2022.
- [50] Nicholas J. Willis and H. Griffiths, editors. *Advances in bistatic radar*. SciTech Pub, Raleigh, NC, 2007. OCLC: ocn122309459.
- [51] R. Dolecek P. Bezousek J. Pidanic, Z. Nemec. Computing of bistatic cross-ambiguity function on gpu. In *2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 1–5, 2013.
- [52] F. Colone, D. W. O’Hagan, P. Lombardo, and C. J. Baker. A Multistage Processing Algorithm for Disturbance Removal and Target Detection in Passive Bistatic Radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 45(2):698–722, April 2009.
- [53] Garry, J. L., Smith, and G. E. Distributed multipath effects with passive radar. In *2016 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, pages 1–6, 2016.

- [54] M. J. Paradie and J. Pernic. Airborne VHF environmental noise measurements. In *Proc. Tactical Communications Conference*, pages 389–395, April-May 1996.
- [55] R. Dalke, R. Achatz, Y. Lo, P. Papazian, and G. Hufford. Measurement and analysis of man-made noise in VHF and UHF bands. In *Proc. Wireless Communications Conference*, pages 229–233, August 1997.
- [56] M. K. Bączyk. *Radar pasywny z odwrotną syntetyczną aperturą*. 2021. Politechnika Warszawska, Rozprawa doktorska.
- [57] M.K. Baczyc, L. Maslikowski, K. Kulpa, A. Macera, and P. Lombardo. Comparison of zero-IF and low-IF receiver structures for image suppression in passive radar based on DVB-T signal. In *2011 12th International Radar Symposium (IRS)*, pages 307–312, 2011.
- [58] F. Michalak, W. Zabołotny, Ł. Podkalicki, M. Malanowski, M. Piasecki, and K. Kulpa. Universal RFSoc-based Signal Recorder for Radar Applications. In *2022 23rd International Radar Symposium (IRS)*, pages 136–140, 2022.
- [59] M. Malanowski. *Optymalizacja przetwarzania sygnałów w radarach z pasywną koherentną lokalizacją obiektów*. 09 2009. Politechnika Warszawska, Rozprawa doktorska.
- [60] M. K. Baczyc and M. Malanowski. Decoding and reconstruction of reference DVB-T signal in passive radar systems. In *11-th INTERNATIONAL RADAR SYMPOSIUM*, pages 1–4, 2010.
- [61] D. A. Kovalev and V. I. Veremyev. Correction of DVB-T2 signal cross-ambiguity function for passive radar. In *2014 International Radar Conference*, pages 1–4, 2014.
- [62] G. Mazurek. DAB Signal Preprocessing for Passive Coherent Location. *Sensors*, 22(1), 2022.
- [63] M. Malanowski. Comparison of Adaptive Methods for Clutter Removal in PCL Radar. In *2006 International Radar Symposium*, pages 1–4, May 2006.
- [64] K.S. Kulpa and Z. Czekala. Masking effect and its removal in PCL radar. *IEEE Proceedings Radar Sonar and Navigation*, 152(3):174–178, June 2005.
- [65] P. Krysik and M. Żywek. Upper limits of passive radar target detection improvement through removal of noise from reference signal. In *2019 Signal Processing Symposium (SPSymo)*, pages 193–198, 2019.
- [66] P. Krysik. *Techniki wykrywania i obrazowania obiektów ruchomych z zastosowaniem radiolokacji pasywnej wykorzystującej sygnał radiowy telefonii mobilnej GSM*. 2023. Politechnika Warszawska, Rozprawa doktorska.
- [67] M. Daun, Ch. R. Berger. Track initialization in a multistatic DAB/DVB-T network. In *2008 11th International Conference on Information Fusion*, pages 1–8, 2008.

- [68] R. E. Umbach, L.K. Patton. A two-stage tracker for passive multistatic radar. In *2014 IEEE Radar Conference*, pages 1476–1481, 2014.
- [69] M. Malanowski and K. Kulpa. Two Methods for Target Localization in Multistatic Passive Radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 48(1):572–580, January 2012.
- [70] P. Karpovich, S. Kareneuski, T. P. Zieliński. Practical Results of Drone Detection by Passive Coherent DVB-T2 Radar. In *2020 21st International Radar Symposium (IRS)*, pages 77–81, 2020.
- [71] M. P. Jarabo-Amores, D. Mata-Moya, P. J. Gómez del Hoyo, J. L. Bárcena-Humanes, J. Rosado-Sanz, N. Rey-Maestre, and M. Rosa-Zurera. Drone detection feasibility with passive radars. In *2018 15th European Radar Conference (EuRAD)*, pages 313–316, 2018.
- [72] M. Edrich, A. Schroeder. Multiband multistatic Passive Radar system for airspace surveillance: A step towards mature PCL implementations. In *2013 International Conference on Radar*, pages 218–223, 2013.
- [73] Ch. Erhart, D. Doser, T. Janner. Availability Analysis of PCL Passive Radar Systems for ATC Applications. In *2022 14th German Microwave Conference (GeMiC)*, pages 128–131, 2022.
- [74] M. K. Bączyk, P. Krysik, P. Samczyński, J. Misiurewicz, K. Kulpa. Identification of helicopter rotor parameters using multistatic passive radar. In *2015 IEEE Radar Conference (RadarCon)*, pages 1464–1467, 2015.
- [75] K. Borowiec S. Rzewuski, K. Kulpa, M. Malanowski, M. K. Baczyc, K. Klinecicz, M. Wielgo, and A. Kurowska. Supersonic target detection in passive radar. In *2015 16th International Radar Symposium (IRS)*, pages 89–94, 2015.
- [76] M. Malanowski, K. Borowiec, S. Rzewuski, and K. Kulpa. Detection of supersonic rockets using passive bistatic radar. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 33(1):24–33, 2018.
- [77] M. Żywek, G. Krawczyk, and M. Malanowski. Experimental Results of Drone Detection Using Noise Radar. In *2018 19th International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–10, 2018.
- [78] T. Martelli, O. Cabrera, F. Colone, and P. Lombardo. Exploitation of Long Coherent Integration Times to Improve Drone Detection in DVB-S based Passive Radar. In *2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20)*, pages 1–6, 2020.
- [79] T. Martelli, F. Filippini, and F. Colone. Tackling the different target dynamics issues in counter drone operations using passive radar. In *2020 IEEE International Radar Conference (RADAR)*, pages 512–517, 2020.

- [80] M. Malanowski, K. Jędrzejewski, J. Misiurewicz, K. Kulpa, A. Gromek, J. Kłos, A. Droszcz, and M. Pożoga. Passive Radar Based on LOFAR Radio Telescope for Air and Space Target Detection. In *2021 IEEE Radar Conference (RadarConf21)*, pages 1–6, 2021.
- [81] K. Jędrzejewski, M. Malanowski, K. Kulpa, P. Krysiak, and M. Pożoga. Passive Space Object Observation using LOFAR Radio Telescope and Software-defined Radio Receiver. In *2022 19th European Radar Conference (EuRAD)*, pages 1–4, 2022.
- [82] K. Jędrzejewski, M. Malanowski, M. Płotka, M. Pożoga, and K. Kulpa. Passive Multistatic Localization of Space Objects using LOFAR Radio Telescope. In *2023 IEEE International Radar Conference (RADAR)*, pages 1–6, 2023.
- [83] K. Jędrzejewski, M. Malanowski, K. Kulpa, M. Pożoga, A. Modrzewski, and M. Karwacki. Long-Distance Bistatic Measurements of Space Object Motion using LOFAR Radio Telescope and Non-cooperative Radar Illuminator. In *2023 IEEE Radar Conference (RadarConf23)*, pages 1–6, 2023.
- [84] B. Hennessy, D. Gustainis, N. Misaghi, R. Young, B. Somers. Deployable Long Range Passive Radar for Space Surveillance. In *2022 IEEE Radar Conference (RadarConf22)*, pages 01–06, New York City, NY, USA, March 2022. IEEE.
- [85] K. Jędrzejewski, M. Malanowski, K. Kulpa, M. Pożoga. Experimental verification of passive radar space object detection with a single low-frequency array radio telescope. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 18(1):68–77, 2024.
- [86] Urząd Komunikacji Elektronicznej. Wykaz obowiązujących pozwoleń i decyzji zezwalających na używanie urządzeń nadawczych w służbie radiodifuzyjnej do emisji programów tv w sposób cyfrowy (w systemach dvb-t, dvb-t2 i dvb-h). https://bip.uke.gov.pl/download/gfx/bip/pl/defaultaktualnosci/140/5/77/telewizja_2024-01-29.xlsx, 2024. Dostęp: 2024-02-06.
- [87] V. Winkler, C. Klöck, M. Edrich. Migration to the DVB-T2-standard for passive radar. In *2017 18th International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–10, 2017.
- [88] D. O’Hagan, M. Motlatsi S. Paine. Signal reconstruction of DVB-T2 signals in passive radar. In *2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)*, pages 1111–1116, 2018.
- [89] M. Conti, C. Moscardini, and A. Capria. Dual-polarization DVB-T passive radar: Experimental results. In *2016 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, pages 1–5, June 2016.
- [90] I. Norheim-Næss, E. Finden, and K. Strøm. Passive Radar detection of small UAV over sea. In *2019 20th International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–10, June 2019.
- [91] O. Mahfoudia, F. Horlin, and X. Neyt. On the feasibility of DVB-T based passive radar with a single receiver channel. In *International Conference on Radar Systems (Radar 2017)*, pages 1–6, October 2017.

- [92] T. Pető, L. Dudás, and R. Seller. DVB-T based passive radar. In *2014 24th International Conference Radioelektronika*, pages 1–4, April 2014.
- [93] V. Winkler and S. Lutz. Blind Signal Processing of digital TV Standards for Passive Sensing. In *2022 23rd International Radar Symposium (IRS)*, pages 202–207, 2022.
- [94] A. Brandewie and R. J. Burkholder. Passive radar downrange imaging with multiple transmitters and one receiver. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 16(8):1316–1329, 2022.
- [95] Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Mobile Application Part (MAP) specification (GSM 09.02 version 8.6.0 Release 1999). Technical Specification ETSITS 100 910 V8.6.0, European Telecommunications Standards Institute (ETSI), June 2000. Dostęp: 2024-02-07.
- [96] S. Gogineni, M. Rangaswamy, B. Rigling, and A. Nehorai. Ambiguity function analysis for passive multistatic radar using umts signals. In *2014 IEEE Radar Conference*, pages 0774–0779, 2014.
- [97] M. Żywek. Programowy odbiornik 3GPP LTE, 2015. Politechnika Warszawska, dyplomowa praca inżynierska.
- [98] A. Taylor and D. Poullin. Experimental UAV detection using 4G-LTE-based passive Radar. In *2023 IEEE International Radar Conference (RADAR)*, pages 1–6, 2023.
- [99] P. Samczyński, K. Abratkiewicz, M. Płotka, T. P. Zieliński, J. Wszolek, S. Hausman, P. Korbel, and A. Księżyk. 5G Network-Based Passive Radar. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 60:1–9, 2022.
- [100] K. Abratkiewicz, A. Księżyk, M. Płotka, P. Samczyński, J. Wszolek, and T. P. Zieliński. Ssb-based signal processing for passive radar using a 5g network. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 16:3469–3484, 2023.
- [101] A. Księżyk, M. Płotka, K. Abratkiewicz, R. Maksymiuk, J. Wszolek, P. Samczyński, and T. P. Zieliński. Opportunities and Limitations in Radar Sensing Based on 5G Broadband Cellular Networks. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 38(9):4–21, 2023.
- [102] P. Lingadevaru, B. Pardhasaradhi, and P. Srihari. Analysis of 5G New Radio Waveform as an Illuminator of Opportunity for Passive Bistatic Radar. In *2021 National Conference on Communications (NCC)*, pages 1–6, 2021.
- [103] X. Fang, W. Feng, Y. Chen, N. Ge, Y. Zhang. Joint communication and sensing toward 6g: Models and potential of using mimo. *IEEE Internet of Things Journal*, 10(5):4093–4116, 2023.
- [104] F. Liu, Ch. Masouros, P. Christos, H. Griffiths, L. Hanzo. Joint radar and communication design: Applications, state-of-the-art, and the road ahead. *IEEE Transactions on Communications*, 68(6):3834–3862, 2020.

- [105] S. Rzewuski. *Pasywne wykrywanie obiektów i ich lokalizacja przy oświetleniu nadajnikami niskiej mocy sieci bezprzewodowych WIFI*. 10 2017. Politechnika Warszawska, Rozprawa doktorska.
- [106] S. Rzewuski, M. Wielgo, K. Kulpa, M. Malanowski, and J. Kulpa. Multistatic passive radar based on WIFI - Results of the experiment. In *2013 International Conference on Radar*, pages 230–234, 2013.
- [107] P. Gomez-Del-Hoyo, K. Gronowski, and P. Samczynski. The STARLINK-based passive radar: preliminary study and first illuminator signal measurements. In *2022 23rd International Radar Symposium (IRS)*, pages 350–355, 2022.
- [108] P. Gomez del Hoyo, P. Samczynski, and F. Michalak. Analysis of Starlink Users' downlink for passive radar applications: signal characteristics and ambiguity function performance. In *2023 IEEE Radar Conference (RadarConf23)*, pages 1–6, 2023.
- [109] J. Lu, B. Wang, H. Cha, Q. Liu. Range Migration Correction Method Based on Improved Keystone Transform for GPS-based Passive Radar. In *2022 Photonics and Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, pages 143–150, 2022.
- [110] K. Kulpa, J. Misiurewicz. Stretch Processing for Long Integration Time Passive Covert Radar. In *2006 CIE International Conference on Radar*, pages 1–4, 2006.
- [111] M. Malanowski, K. Kulpa, K. E. Olsen. Extending the integration time in DVB-T-based passive radar. In *2011 8th European Radar Conference*, pages 190–193, 2011.
- [112] T. Martelli, F. Filippini, F. Pignol, F. Colone, R. Cardinali. Computationally effective range migration compensation in PCL systems for maritime surveillance. In *2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)*, pages 1406–1411, 2018.
- [113] C. De Boor. *A Practical Guide to Splines*. Applied Mathematical Sciences. Springer New York, 1978.
- [114] L. Zuo, J. Wang, N. Li. Detection of weak target based on stretch processing and chirp-z transform in Passive Bistatic Radar. In *2021 CIE International Conference on Radar (Radar)*, pages 2787–2790, 2021.
- [115] F. Pignol, F. Colone, T. Martelli. Lagrange-Polynomial-Interpolation-Based Keystone Transform for a Passive Radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 54(3):1151–1167, 2018.
- [116] K. Scott, W. C. Barott, B. Himed. The keystone transform: Practical limits and extension to second order corrections. In *2015 IEEE Radar Conference (RadarCon)*, pages 1264–1269, 2015.
- [117] A. Strange, W. C. Barott, B. Roberts, B. Himed. A time-domain keystone transform filter. In *2019 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, pages 1–6, 2019.
- [118] M. Malanowski. Detection and parameter estimation of manoeuvring targets with passive bistatic radar. *IET Radar Sonar Navigat.*, 6:739–745, Oct 2012.

- [119] M. Brzozowski, M. Pakowski, Z. Jakielaszek, M. Michalczewski, and M. Myszk. Challenges of preparation and realization of combined field tests of passive and active radar sensors on an example APART-GAS 2019 trials. In *2021 IEEE 8th International Workshop on Metrology for AeroSpace (MetroAeroSpace)*, pages 188–192, Naples, Italy, 2021.
- [120] M. Płotka, M. Malanowski, P. Samczyński, K. Kulpa, and K. Abratkiewicz. Passive Bistatic Radar Based on VHF DVB-T Signal. In *2020 IEEE International Radar Conference (RADAR)*, pages 596–600, Washington, DC, USA, 2020.
- [121] Y. Bar-Shalom and X.R. Li. *Multitarget-multisensor Tracking: Principles and Techniques*. Yaakov Bar-Shalom, 1995.
- [122] M. Żywek, M. Malanowski, M. Baczyk. A signal and plot simulator for passive bistatic radar. In *2016 17th International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–4, 2016.
- [123] Polish Office of Electronic Communications. Public available list of transmitters in Poland.
- [124] Radio Frequencies and Transmitter Maps worldwide.
- [125] R. A. Haddad, A. N. Akansu, and A. Benyassine. Time-frequency localisation in transforms subbands and wavelets: A critical review. *Opt. Eng.*, 32(7):1411–1429, Jul. 1993 1993.
- [126] P. E. Howland, D. Maksimiuk, and G. Reitsma. FM radio based bistatic radar. *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, 152(3):107–115, June 2005.
- [127] H. D. Griffiths and C. J. Baker. Passive coherent location radar systems. Part 1: Performance predictions. *IEE Proc., Radar Sonar Navig.*, 152(3):153–159, June 2005.
- [128] M. Inggs, Y. Paichard, and G. Lange. Passive Coherent Location system planning tool. In *2009 International Radar Conference "Surveillance for a Safer World"(RADAR 2009)*, pages 1–5, October 2009.
- [129] M. Inggs, G. Lange, and Y. Paichard. A quantitative method for mono- and multistatic radar coverage area prediction. In *2010 IEEE Radar Conference*, pages 707–711, May 2010.
- [130] W. C. Barott and B. Himed. Simulation model for wide-area multi-service passive radar coverage predictions. In *2013 IEEE Radar Conference (RadarCon13)*, pages 1–4, April-May 2013.
- [131] T. Dabrowski, W. C. Barott, and B. Himed. Effect of propagation model fidelity on passive radar performance predictions. In *2015 IEEE Radar Conference (RadarCon)*, pages 1503–1508, May 2015.
- [132] R. A. Sprague and P. Babu. A new propagation prediction tool for earth-space geometries for the advanced refractive effects prediction system (AREPS). In *MILCOM 2008 - 2008 IEEE Military Communications Conference*, pages 1–6, November 2008.

- [133] F. Meyer, A. Schroeder, and M. Edrich. Passive Radar Performance Analysis Tool. Technical report, STO-MP-SET-187, 2024. Dostęp: 6 marca 2024.
- [134] M. Malanowski, K. Kulpa, J. Kulpa, P. Samczynski, and J. Misiurewicz. Analysis of detection range of FM-based passive radar. *IET Proceedings Radar Sonar and Navigation*, 8(2):153–159, February 2014.
- [135] W. C. Barott, T. Dabrowski, and B. Himed. Fidelity and Complexity in Passive Radar Simulations. In *2015 IEEE 16th International Symposium on High Assurance Systems Engineering*, pages 277–278, January 2015.
- [136] D. W. O’Hagan and C. J. Baker. Passive Bistatic Radar (PBR) using FM radio illuminators of opportunity. In *2008 New Trends for Environmental Monitoring Using Passive Systems*, pages 1–6, October 2008.
- [137] M. Malanowski et al. Experimental results of the PaRaDe passive radar field trials. In *2012 13th International Radar Symposium*, pages 65–68, May 2012.
- [138] F. Colone, C. Bongioanni, and P. Lombardo. Multi-Frequency Integration in FM Radio Based Passive Bistatic Radar. Part I: Target Detection. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 28(4):28–39, April 2013.
- [139] A. Schroeder, M. Edrich, and V. Winkler. Stationary cassidian FM Passive Radar demonstrator for 24/7 operation and sensor cluster measurements. In *2013 14th International Radar Symposium (IRS)*, pages 161–166, June 2013.
- [140] V. Stejskal et al. DETOUR trials: The mission and its results. In *2017 18th International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–14, June 2017.
- [141] D. Franken and O. Zeeb. Real-Time Creation of a Target Situation Picture with the Hensoldt Passive Radar System. In *2018 21st International Conference on Information Fusion (FUSION)*, pages 500–506, July 2018.
- [142] T. Martelli, R. Cardinali, and F. Colone. Detection performance assessment of the FM-based AULOS® Passive Radar for air surveillance applications. In *2018 19th International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–10, June 2018.
- [143] J. E. Palmer, H. A. Harms, S. J. Searle, and L. Davis. DVB-T Passive Radar Signal Processing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 61(8):2116–2126, April 2013.
- [144] M. Plotka, M. Malanowski, P. Samczynski, K. Kulpa, and K. Abratkiewicz. Passive Bistatic Radar Based on VHF DVB-T Signal. In *2020 IEEE International Radar Conference (RADAR)*, pages 596–600, April-May 2020.
- [145] David K. Barton. *Radar Equations for Modern Radar*. Artech House, Boston, MA, USA, 2012.
- [146] J. L. Garry, C. J. Baker, and G. E. Smith. Evaluation of Direct Signal Suppression for Passive Radar. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 55(7):3786–3799, July 2017.

- [147] N. J. Willis and H. D. Griffiths, editors. *Advances in Bistatic Radar*. SciTech Publishing, Raleigh, NC, USA, 2007.
- [148] M. Malanowski and K. Kulpa. Digital beamforming for Passive Coherent Location radar. In *2008 IEEE Radar Conference*, pages 1–6, May 2008.
- [149] F. Colone, R. Cardinali, P. Lombardo, O. Crognale, A. Cosmi, A. Lauri, and T. Bucciarelli. Space-time constant modulus algorithm for multipath removal on the reference signal exploited by passive bistatic radar. *IET Radar, Sonar and Navigation*, 3(3):253–264, June 2009.
- [150] P. Ioannides and C. A. Balanis. Uniform circular and rectangular arrays for adaptive beamforming applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 4:351–354, 2005.
- [151] D. W. O’Hagan, H. D. Griffiths, S. M. Ummerhofer, and S. T. Paine. Elevation Pattern Analysis of Common Passive Bistatic Radar Illuminators of Opportunity. In *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, volume 53/6, pages 3008–3019, December 2017.
- [152] M. Yamamoto, H. Arai, Y. Ebine, and M. Nasuno. Simple Design of Null-fill for Linear Array. In *Proc. 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pages 410–411, October 2016.
- [153] K. Kulpa, M. Malanowski, and P. Samczynski. Multipath illumination effects in passive radars. In *2011 12th International Radar Symposium (IRS)*, pages 321–326, September 2011.
- [154] J. Klima and M. Mořucha. Influence of terrain on multipath propagation of FM signal. *Journal of Electrical Engineering*, 56(5-6):113–120, 2005.
- [155] M. Meller, M. Wielgo, M. Malanowski, J. Pisane, and S. Azarian. A new method and a case study in statistical modeling of bistatic radar cross section. In *2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20)*, pages 1–6, September 2020.
- [156] S. Mudaliar. Bistatic radar clutter simulations using scattering phenomenology. In *2006 IEEE Conference on Radar*, pages 302–309, April 2006.
- [157] D. Gould, R. Pollard, C. Sarno, and P. Tittensor. A Multiband Passive Radar Demonstrator. In *2006 International Radar Symposium*, pages 1–4, May 2006.
- [158] M. Greco, P. Stinco, F. Gini, A. Farina, and M. Rangaswamy. Cramér-Rao bounds, TX-RX selection in a multistatic radar scenario. In *2010 IEEE Radar Conference*, pages 1371–1376, Arlington, VA, USA, 2010.
- [159] F. Gumiero, C. Nucciarone, V. Anastasio, P. Lombardo, and F. Colone. Multistatic passive radar geometry optimization for target 3D positioning accuracy. In *The 7th European Radar Conference*, pages 467–470, Paris, France, 2010.

- [160] P. Stinco, M. Greco, F. Gini, and A. Farina. Sequential Cramér-Rao Lower Bounds for bistatic radar systems. In *2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pages 2724–2727, Prague, Czech Republic, 2011.
- [161] A. M. Zelnio and B. D. Rigling. Detection-based localization of passive radar receivers. In *2012 IEEE Radar Conference*, pages 0173–0177, Atlanta, GA, USA, 2012.
- [162] Q. He and R. S. Blum. The Significant Gains From Optimally Processed Multiple Signals of Opportunity and Multiple Receive Stations in Passive Radar. *IEEE Signal Processing Letters*, 21(2):180–184, Feb. 2014 2014.
- [163] C. Shi, F. Wang, M. Sellathurai, and J. Zhou. Transmitter Subset Selection in FM-Based Passive Radar Networks for Joint Target Parameter Estimation. *IEEE Sensors Journal*, 16(15):6043–6052, Aug. 1, 2016 2016.
- [164] Y. Li, Q. He, and R. S. Blum. Illuminator of opportunity selection for passive radar. pages 1–5, 2017.
- [165] F. Gumiero and S. Santarelli and C. Bongioanni and F. Colone and P. Lombardo. Using real data for the implementation of multistatic passive radar geometry optimization procedure. In *2011 8th European Radar Conference*, pages 93–96, Manchester, UK, 2011.
- [166] F. D. V. Maasdorp, C. A. Tong, A. Lysko, M. R. Inggs, and D. W. O’Hagan. The design and development of a FM band passive radar test-bed for long term qualification testing. In *2017 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, pages 1515–1520, 2017.
- [167] V. Winkler, S. Lutz, and M. Brandfass. Expert Systems for Passive Radar Configuration. In *2021 21st International Radar Symposium (IRS)*, pages 1–10, 2021.
- [168] N. G. Riley and K. Docherty. Modelling and measurement of man-made radio noise in the VHF-UHF bands. In *Ninth International Conference on Antennas and Propagation, ICAP ’95 (Conf. Publ. No. 407)*, pages 313–316 vol.2, 1995.
- [169] J. Zoellner, J. Robert, M. Slimani, P. Schlegel, and M. Pulsmeier. Analysis of the impact of man-made noise on DVB-T and DVB-T2. In *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, pages 1–6, 2012.
- [170] E. N. Skomal. Analysis of Airborne VHF/UHF Incidental Noise over Metropolitan Areas. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, EMC-11(2):76–83, May 1969.
- [171] H. Griffiths and C. Baker. The Signal and Interference Environment in Passive Bistatic Radar. In *2007 Information, Decision and Control*, pages 1–10, 2007.
- [172] H. Griffiths. The challenge of spectrum engineering. In *2014 11th European Radar Conference*, pages 1–4, 2014.
- [173] M. Malanowski, K. Kulpa, J. Kulpa, P. Samczynski, J. Misiurewicz. Analysis of detection range of FM-based passive radar. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 8(2):153–159, 2014.