



**POLITECHNIKA
GDAŃSKA**

WYDZIAŁ ELEKTRONIKI,
TELEKOMUNIKACJI I INFORMATYKI



Imię i nazwisko autora rozprawy: Paweł Gadka
Dyscyplina naukowa: Telekomunikacja

ROZPRAWA DOKTORSKA

Tytuł rozprawy w języku polskim: Badanie i analiza dokładności radiolokalizowania terminali ruchomych w środowisku miejskim w systemie LTE.

Tytuł rozprawy w języku angielskim: An Investigation and Analysis of Mobile Terminals Radio Localization in Urban Environment in LTE System.

Promotor	Drugi promotor
<i>Podpis</i> <i>Podpis</i>
Dr hab. inż. Jacek Stefański, prof. nadzw. PG	
Promotor pomocniczy	Kopromotor
<i>Podpis</i> <i>Podpis</i>
Dr inż. Jarosław Sadowski	

Gdańsk, rok 2017

Serdeczne podziękowania

*Kierownikowi Katedry Systemów i Sieci Radiokomunikacyjnych,
Panu prof. dr. hab. inż. Ryszardowi Katulskiemu,
dzięki któremu mogłem rozpocząć prawdziwą przygodę z nauką.*

*Promotorowi,
Panu dr. hab. inż. Jackowi Stefańskiemu,
za nieocenione wsparcie we wszystkich sprawach.*

*Promotorowi pomocniczemu,
Panu dr. inż. Jarosławowi Sadowskiemu,
za cenne uwagi przy tworzeniu niniejszej rozprawy.*

*Młodym doktorantom i Kierownikowi Pokoju,
za wspianą, niepowtarzalną atmosferę pracy.*

*Wszystkim pracownikom Katedry,
za wszelką pomoc i wspólnie spędzony czas.*

*Wszystkim,
którzy służyli radą, pomocą i wsparciem.*

SPIS TREŚCI

Spis ważniejszych oznaczeń.....	4
Spis skrótów	6
Rozdział 1. Wstępny opis problemu radiolokalizowania	9
1.1 Metody lokalizowania terminali ruchomych w sieciach radiokomunikacyjnych	12
1.2 Wpływ środowiska propagacyjnego na proces radiolokalizowania	14
1.3 Cel, teza i zakres pracy	16
Rozdział 2. Podstawowa charakterystyka warstwy fizycznej systemu LTE	19
Rozdział 3. Lokalizowanie terminala ruchomego metodą OTDoA	25
3.1 Sygnały referencyjne lokalizowania	29
3.2 Synchronizacja częstotliwości, czasu i fazy pracy sieci	32
3.3 Źródła błędów w metodzie OTDoA	35
3.4 Lokalizowanie hybrydowe	37
3.4.1 Metoda A – GNSS	37
3.4.2 Metoda E – CID	38
3.4.3 Lokalizowanie terminala w łączu w górę	39
3.5 Zastosowanie sygnałów SoO	40
Rozdział 4. Algorytmy określania czasu nadejścia sygnałów radiowych.....	43
4.1 Algorytmy opisane w literaturze	44
4.2 Nowy algorytm detekcji czasu nadejścia sygnałów radiowych	45
4.2.1 Model symulacyjny i wyniki badań symulacyjnych	53
4.2.2 Zapis formalny opracowanego algorytmu	63
4.2.3 Układ pomiarowy i wyniki badań pomiarowych	64
4.2.3.1 Wpływ odchyłki częstotliwości próbkowania na jakość detekcji w systemie LTE.....	66
4.2.3.2 Filtracja cyfrowa sygnału odebranego.....	72
4.2.3.3 Poszukiwanie sygnału PSS	73
4.2.3.4 Detekcja sygnału SSS	75
4.2.3.5 Weryfikacja pomiarowa opracowanego algorytmu	77
Rozdział 5. Badania pomiarowe dokładności radiolokalizowania w sieci LTE	81
5.1 Obszar badawczy I	91
5.2 Obszar badawczy II	100
Podsumowanie	105
Literatura	109
Spis rysunków	117
Spis tabel	121

SPIS WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

b_i	Błąd estymacji położenia terminala ruchomego w i – tym punkcie pomiarowym
BW_{ref}	Szerokość pasma sygnałów referencyjnych wyrażona w MHz
c	Prędkość rozchodzenia się fal radiowych w próżni
f_{samp}	Częstotliwość próbkowania sygnału w paśmie podstawowym
$h(t)$	Odpowiedź impulsowa kanału radiowego
\hat{h}_k	Estymata parametrów kanału radiowego dla k – tej częstotliwości podnośnej
j	Jednostka urojona
J_R	Miara jakości radiolokalizowania
l	Numer symbolu OFDM w szczeliny
N_d	Liczba składowych sygnału zbiorczego docierającego do anteny odbiorczej
N_{ID}^{cell}	Identyfikator warstwy fizycznej komórki
N_{ID1}	Identyfikator grupy komórek
N_{ID2}	Identyfikator komórki
N_{rbsc}	Liczba podnośnych w jednym bloku zasobów
N_{DLRB}	Liczba bloków zasobów w dziedzinie częstotliwości siatki zasobów czasowo – częstotliwościowych
N_{DLsymb}	Liczba symboli OFDM w dziedzinie czasu w jednym bloku zasobów czasowo – częstotliwościowych
N_k	Estymata poziomu składowych niepożądanych w funkcji korelacji wynikających z obecności szumu i interferencji
N_{kor}	Długość korelacji sygnału odebranego z sygnałem wzorcowym
N_{PRS}	Liczba podramek w jednej tzw. okazji lokalizowania
n_s	Numer szczeliny w ramce radiowej
N_s	Liczba próbek w części użytecznej symbolu OFDM
N_{RB}^{PRS}	Szerokość pasma sygnału PRS wyrażona w liczbie bloków zasobów
P_{det}	Próg detekcji sygnału odebranego w funkcji korelacji sygnału odebranego z sygnałem wzorcowym
$RSTD_{ji}$	Różnica momentów odbioru podramki ze stacji bazowej j oraz następującej po tej podramce, podramki ze stacji bazowej i

SNR_k	Stosunek kwadratu modułu maksymalnej wartości funkcji korelacji sygnału referencyjnego z sygnałem wzorcowym do poziomu składowych niepożądanych korelacji powstałych w wyniku oddziaływania szumu i interferencji
T_{CP}	Czas trwania prefiksu cyklicznego dla wszystkich symboli OFDM za wyjątkiem pierwszego symbolu OFDM w szczelinie
$T_{CP,0}$	Czas trwania prefiksu cyklicznego dla pierwszego symbolu OFDM w szczelinie
T_f	Czas trwania ramki radiowej
T_{podr}	Czas trwania podramki radiowej
T_{PRS}	Okres powtarzania tzw. okazji lokalizowania
T_s	Czas trwania części użytecznej symbolu OFDM
T_{samp}	Okres próbkowania odebranego sygnału radiowego w paśmie podstawowym
T_{slot}	Czas trwania szczeliny
$T_{SubframeRxj}$	Moment odbioru początku podramki zawierającej referencyjne sygnały lokalizacyjne nadanej z komórki j
ν_{shift}	Przesunięcie częstotliwości podnośnych w siatce zasobów czasowo – częstotliwościowych
W_M	Wartościowość modulacji
$\Gamma(\cdot)$	Funkcja korelacji sygnału odebranego z sygnałem wzorcowym generowanym w odbiorniku
Δf	Odstęp pomiędzy podnośnymi w systemie LTE
ε_s	Odchyłka częstotliwości próbkowania od nominalnej częstotliwości próbkowania
ε_f	Odchyłka częstotliwości nośnej od nominalnej częstotliwości nośnej

SPIS SKRÓTÓW

3GPP	3rd Generation Partnership Project
A – GNSS	Assisted – GNSS
AoA	Angle of Arrival
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CFR	Channel Frequency Response
CID	Cell Identification
CP	Cyclic Prefix
CSRS	Cell – Specific Reference Signals
D2D	Device – to – Device
DAC	Digital – to – Analog Converter
DFT	Discrete Fourier Transform
E – CID	Enhanced – CID
EPA	Extended Pedestrian A
E – SMLC	Evolved-Serving Mobile Location Centre
ETU	Extended Typical Urban
E – UTRAN	Evolved – Universal Terrestrial Radio Access Network
FCC	Federal Communication Commission
FDD	Frequency Division Duplex
FIR	Finite Impulse Response
GLONASS	GLOBAL'naya NAVigatsionnaya Sputnikowa Sistema
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communication
ICI	Inter – Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
ISI	Inter – Symbol Interference
LBS	Location Based Services
LCS	LoCation Services
LIS	Low Interference Subframes
LMU	Location Measurement Unit

LOS	Line of Sight
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple Input Multiple Output
NLOS	Non Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OTDoA	Observed Time Difference of Arrival
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PBCH	Physical Broadcast Channel
PDP	Power Delay Profile
PRS	Positioning Reference Signals
PSS	Primary Synchronization Signal
RB	Resource Block
RE	Resource Element
RSRP	Reference Signal Received Power
RSRQ	Reference Signal Received Quality
RSSI	Received Signal Strength Indicator
RSTD	Received Signal Time Difference
SBAS	Space Based Augmentation System
SC – FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access
SDR	Software Defined Radio
SFO	Sampling Frequency Offset
SINR	Signal to Interference and Noise Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SoO	Signals of Opportunity
SPS	GPS Standard Positioning Service
SSS	Secondary Synchronization Signal
TA	Timing Advance
TDD	Time Division Duplex
ToA	Time of Arrival
UE	User Equipment
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
UTDoA	Uplink Time Difference of Arrival

UWB	Ultra WideBand
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QZSS	Quasi Zenith Satellite System

Rozdział 1

Wstępny opis problemu radiolokalizowania

W świecie radiokomunikacji dokonuje się formalnego rozróżnienia pomiędzy systemami radiolokalizacyjnymi i radionawigacyjnymi [92]. W dokumencie przygotowanym przez Międzynarodowy Związek Telekomunikacyjny ITU (*International Telecommunication Union*), radionawigacja jest definiowana jako wyznaczanie pozycji, prędkości i/lub innych parametrów obiektu lub też pozyskiwanie informacji związanych z tymi parametrami, z wykorzystaniem właściwości fal radiowych, dla potrzeb prowadzenia obiektu do punktu docelowego, włączając w to ostrzeganie przed przeszkodami znajdującymi się na trasie ruchu obiektu. Radiolokalizacja natomiast jest definiowana jako wyznaczanie wartości wyżej określonych wielkości dla potrzeb innych niż prowadzenie obiektu do celu według wyznaczonej trasy [44]. Przedstawione w niniejszej pracy zagadnienia odnoszą się do samego wyznaczania położenia geograficznego obiektu, bez prowadzonej interpretacji celu jakiego ma ono służyć. Wyznaczone położenie może zatem być użyte zarówno do radionawigacji jak i radiolokalizacji.

W celu uściślenia nomenklatury, w sieciach komórkowych powszechnie stosuje się podział usług związanych z radiolokalizowaniem na usługi lokalizacyjne LCS (*LoCation Services*) oraz usługi o wartości wzbogaczonej LBS (*Location Based Services*). Usługi lokalizacyjne LCS są to usługi, które ograniczają się do pozyskiwania danych o położeniu geograficznym obiektu w sieci radiowej. Usługi LBS natomiast, powszechnie nazywane usługami o wartości dodanej, są to usługi, które wymagają przetworzenia informacji o położeniu [81].

Usługi lokalizacyjne mogą mieć wiele zastosowań. Informacja o położeniu terminala ruchomego może być wykorzystywana do efektywnego zarządzania zasobami sieci komórkowej, np. poprzez przyporządkowanie większej ilości zasobów radiowych na obszarach o większej koncentracji powierzchniowej urządzeń radiokomunikacyjnych [14]. Kolejne zastosowania to lokalizowanie terminali ruchomych na żądanie użytkownika, poszukiwanie najbliższych punktów charakterystycznych (apteki, przystanków autobusowych, sklepów), reklamy lokalne, lokalna prognoza pogody, a nawet lokalna zmiana taryfy cenowej połączeń. Oddzielnym i niezwykle istotnym obszarem zastosowań usług lokalizacyjnych jest ratownictwo. Ustalając dokładne położenie osoby wykonującej połączenie alarmowe,

znacząco zwiększa się szanse udzielenia fachowej pomocy we właściwym czasie [61]. Usługi takie mogą również stanowić nieocenioną pomoc w ustaleniu miejsca pobytu osób poszukiwanych przez takie służby jak policja, wywiad, czy wojsko. Widzimy zatem, że wachlarz zastosowań usług LCS jest bardzo szeroki, a o ich przydatności do konkretnych zastosowań decyduje jakość ich działania. Do głównych miar jakości usług lokalizacyjnych należą [1]:

- dokładność pozioma oraz pionowa ustalania położenia,
- czas oczekiwania na wynik usługi lokalizacyjnej,
- niezawodność procesu lokalizowania,
- niezależność działania od środowiska propagacyjnego,
- bezpieczeństwo i prywatność procesu lokalizowania.

Dokładność, zarówno ta pozioma jak i pionowa, opisuje różnicę pomiędzy rzeczywistym położeniem terminala ruchomego, a położeniem wyznaczonym w procesie lokalizowania. Dokładność estymacji położenia terminala ruchomego metodami radiowymi zależy od wielu czynników, takich jak zastosowana metoda lokalizowania, dynamicznie zmieniające się warunki środowiska propagacyjnego, topografia sieci (gęstość i wzajemne położenie stacji bazowych) oraz możliwości sprzętowe stacji bazowych i terminali ruchomych, np. zastosowane algorytmy służące do pomiarów parametrów sygnałów radiowych, czy częstotliwość próbkowania odbieranego sygnału.

Czas oczekiwania na wynik usługi lokalizacyjnej jest to czas niezbędny na wykonanie całego procesu ustalania położenia terminala ruchomego i zwrócenie odpowiedzi do klienta żądającego usługi, liczony od momentu wystąpienia żądania usługi. Generalnie rzecz ujmując, im proces pomiaru położenia obiektu trwa dłużej, tym oczekiwana dokładność wyniku pomiaru jest większa. Różne usługi mogą mieć różne wymagania co do czasu oczekiwania na wynik procesu wyznaczania położenia. W zależności od wymagań dotyczących czasu oczekiwania oraz dokładności wyznaczania położenia, niezbędne jest wypracowanie odpowiedniego kompromisu pomiędzy oczekiwanymi wartościami tych wielkości.

Niezawodność stanowi miarę mówiącą jak często proces lokalizowania kończy się powodzeniem, tj. jak często do klienta żądającego usługę zwracana jest odpowiedź z informacją o położeniu terminala z żadaną dokładnością.

Niezależność od środowiska propagacyjnego określa w jakim stopniu usługa jest przystosowana do operowania w różnych środowiskach propagacyjnych. Pożądane jest, aby usługi lokalizowania realizowane przez daną sieć radiową działały z podobną jakością w różnych środowiskach, np. miejskim i wiejskim.

Niezwykle istotną kwestią jest prywatność użytkownika. Jeżeli lokalne prawo nie stanowi inaczej, każdy użytkownik terminala powinien mieć możliwość akceptacji/odrzućenia konkretnej próby realizacji usługi lokalizacyjnej podejmowanej wobec jego urządzenia. Możliwość ta może zostać ograniczona w przypadku wykonywania połączeń alarmowych, prawomocnych procesach ustalania położenia terminala użytkownika przez służby (np. Policję), a także w przypadku realizacji usług związanych z utrzymaniem sieci radiowej [1]. Informacje o położeniu terminala powinny być chronione przed nieautoryzowanym dostępem, np. poprzez zastosowanie odpowiednich mechanizmów szyfrowania danych, a także dostarczane w bezpieczny i wiarygodny sposób, tak aby uniknąć strat i błędów w wiadomościach wymienianych podczas realizacji procesu radiolokalizowania.

W ostatnich latach nałożono na operatorów restrykcyjne wymagania dotyczące dokładności określania położenia urządzeń w sieciach komórkowych. Przykładem może być amerykańska Federalna Komisja Łączności FCC (*Federal Communication Commission*) [107], która w 1999 roku przyjęła raport stanowiący, że przedsiębiorstwa świadczące usługi radiokomunikacji ruchomej powinny dostarczyć do odpowiednich centrów zarządzania kryzysowego położenie terminala ruchomego z następującymi dokładnościami [31]:

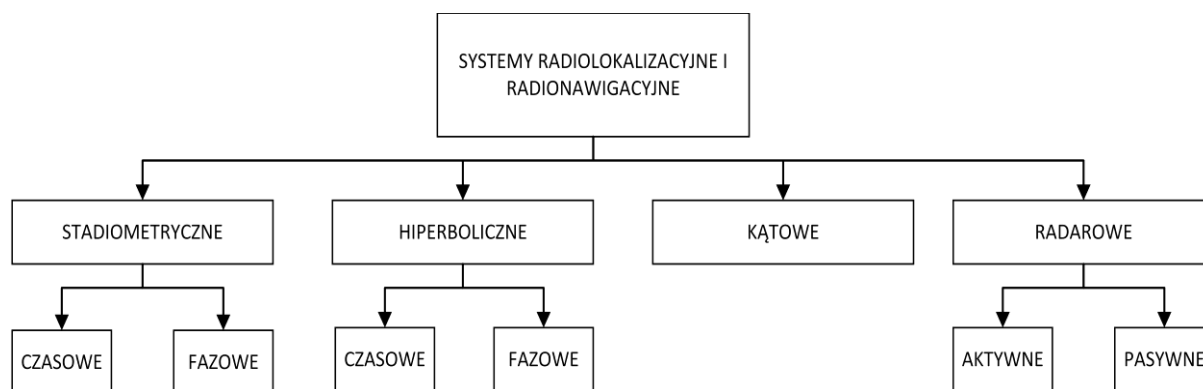
- dla metod typu „*handset based*“, w których zarówno pomiar parametrów sygnałów radiowych jak i obliczenie położenia odbywa się w terminalu ruchomym (np. lokalizowanie w oparciu o systemy GNSS (*Global Navigation Satellite System*)): 50 m dla 67 % wszystkich połączeń alarmowych oraz 150 m dla 95 % wszystkich połączeń alarmowych,
- dla metod typu „*network based*“, w których pomiary parametrów sygnałów radiowych odbywają się w terminalu ruchomym i/lub sieci, natomiast obliczenie położenia terminala jest realizowane w sieci: 100 m dla 67 % wszystkich połączeń alarmowych oraz 300 m dla 95 % wszystkich połączeń alarmowych.

Ta sama instytucja w 2015 roku zaproponowała jeszcze bardziej restrykcyjne wymagania dotyczące dokładności informacji o położeniu dostarczanej podczas realizacji połączeń alarmowych. Operatorzy mają być zobligowani do dostarczenia adresu lub

współrzędnych położenia terminala ruchomego wykonującego połączenie alarmowe z dokładnością horyzontalną 50 m, niezależnie od tego czy jest to połączenie pochodzące z wnętrza budynku, czy z zewnątrz. W ciągu dwóch lat od przyjęcia ustawy operatorzy będą mieć obowiązek dostarczenia położenia z dokładnością 50 m w przypadku 40 % wszystkich połączeń alarmowych, a po sześciu latach już w 80 % wszystkich tych połączeń [32]. Z kolei Unia Europejska w rekomendacji z 2003 roku, wymaga od operatorów dostarczenia wszystkich dostępnych danych dotyczących położenia terminala, z którego pochodzi połączenie alarmowe [74]. Coraz częściej również pojawiają się informacje o rozwoju technik lokalizacji w trzech wymiarach, a więc oprócz określenia współrzędnych horyzontalnych, także określaniu wysokości na jakiej znajduje się lokalizowany obiekt [23]. Coraz bardziej restrykcyjne obowiązki dotyczące lokalizowania terminali nakładane na operatorów radiokomunikacyjnych, ukazują jak ważną gałęzią rozwoju są techniki lokalizowania. Opisane regulacje prawne, a także komercyjne usługi radiolokalizacyjne/radionawigacyjne, stymulują dynamiczny rozwój technik i usług lokalizacyjnych z wykorzystaniem fal radiowych.

1.1. Metody lokalizowania terminali ruchomych w sieciach radiokomunikacyjnych

Istnieje wiele metod lokalizowania w sieciach radiokomunikacyjnych. Na rys. 1.1 została przedstawiona klasyfikacja systemów radionawigacyjnych i radiolokalizacyjnych ze względu na metodę określania położenia [92].



Rys. 1.1. Podział systemów radiolokalizacyjnych i radionawigacyjnych ze względu na metodę określania położenia.

Systemy stadiometryczne określają położenie obiektu lokalizowanego na podstawie pomiarów wzajemnych odległości obiektu i stacji referencyjnych. Odległości te są

wyznaczane na podstawie pomiaru czasu propagacji pomiędzy stacjami a obiektem lub też na podstawie pomiaru fazy sygnału radiowego. Systemy hiperboliczne, działają podobnie do systemów stadiometrycznych, z tą różnicą, że zamiast pomiarów bezwzględnych odległości pomiędzy stacją i obiektem, wykonuje się pomiary różnic odległości obiektu i stacji referencyjnych. Systemy kątowe, które wymagają rozbudowanych systemów antenowych, obliczają położenie obiektu w oparciu o pomiar kąta nadejścia sygnałów radiowych z różnych stacji referencyjnych. Kombinacja pomiarów z kilku stacji umożliwia wyznaczenie położenia obiektu. Ostatnią kategorią systemów radiolokalizacyjnych są systemy radarowe. Służą one do wykrywania i śledzenia obiektów w przestrzeni, np. samolotów, czy wystrzelonych pocisków raketowych. Systemy radarowe można podzielić na dwa typy: aktywne i pasywne. Aktywne, są to systemy, które emitują sygnały radiowe, a następnie rejestrują sygnały odbite od potencjalnych obiektów w przestrzeni. W przeciwieństwie do systemów aktywnych, systemy pasywne odbierają fale radiowe emitowane przez obiekty znajdujące się w przestrzeni, a także fale odbite od tych obiektów, a pochodzące z innych źródeł, np. nadajników telewizyjnych, nadajników radiowych czy nadajników sieci telefonii komórkowej [106]. Poprzez odpowiednie przetwarzanie odebranych sygnałów radiowych dokonuje się oceny obecności obiektów w przestrzeni.

Powyższy podział pokazuje jak wiele jest opracowanych metod określania położenia obiektów. Jednakże najpowszechniej obecnie stosowaną metodą w radiolokalizacji/radionawigacji jest metoda stadiometryczna, zaadaptowana dla systemów opartych o segment satelitarny, tzw. systemów GNSSs (*Global Navigation Satellite Systems*). Najszerzej wykorzystywanym na świecie takim systemem jest system GPS (*Global Positioning System*), należący do rządu amerykańskiego. W systemie tym, w podstawowej konfiguracji, 24 satelity okrążają nieustannie Ziemię, nadając sygnały radiowe, w których znajduje się informacja m. in. o położeniu danego satelity i dokładnym czasie nadania sygnału. Aby możliwe było obliczenie położenia odbiornika GPS znajdującego się na Ziemi, do odbiornika tego muszą docierać sygnały radiowe o odpowiedniej mocy pochodzące z co najmniej czterech satelitów [29]. Dokładność horyzontalna wyznaczania położenia w systemie GPS zależy od wielu czynników, chociażby takich jak warunki atmosferyczne, liczba widocznych satelitów, występujące przeszkody na drodze sygnału radiowego, czy jakość odbiornika [8]. Na oficjalnej rządowej stronie dotyczącej systemu GPS, można znaleźć informacje, że wysokiej klasy odbiorniki GPS SPS (*GPS Standard Positioning Service*), dostarczają informacje



o położeniu z dokładnością lepszą niż 3,5 metra w środowisku otwartym, bez przeszkód terenowych [108].

Pomimo niemal globalnego pokrycia są miejsca gdzie systemy GNSS nie działają z pożądaną dokładnością i niezawodnością [99]. W środowiskach o ograniczonej widoczności konstelacji satelitów: w środowiskach wewnątrzbudynkowych, w miastach o gęstej i wysokiej zabudowie, a nawet w gęstym lesie poziomy sygnałów GNSS mogą być zbyt niskie, aby była możliwa ich poprawna detekcja lub sygnały GNSS mogą być zbyt rozproszone na okolicznych przeszkodach, aby zapewnić odpowiednią dokładność estymacji położenia odbiornika [26], [27]. W takich sytuacjach, w celu dokładnego określenia położenia obiektu, należy zastosować inne rozwiązania. Jednym z rozwiązań komplementarnych do systemów GNSS, mogą być systemy lokalizacyjne oparte o systemy radiokomunikacji ruchomej lądowej, np. o stosowane na całym świecie systemy telefonii komórkowej jak GSM (*Global System for Mobile Communication*), UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*), czy ostatnio wdrażanym na szeroką skalę LTE (*Long Term Evolution*). Systemy te oferują wyższą jakość odbioru w stosunku do systemów GNSS, z powodu dużo większej mocy sygnałów odbieranych. Systemy te także zapewniają duże pokrycie w środowisku miejskim [98]. Systemy komórkowe oferują możliwość lokalizowania terminali ruchomych w oparciu o różne metody, takie jak: CID (*Cell IDentification*), AoA (*Angle of Arrival*), ToA (*Time of Arrival*), czy OTDoA (*Observed Time Difference of Arrival*).

1.2. Wpływ środowiska propagacyjnego na proces radiolokalizowania

Głównym czynnikiem, obok zastosowanej metody i jakości użytych urządzeń, wpływającym w istotny sposób na dokładność procesu lokalizowania obiektu w systemach radiokomunikacyjnych jest środowisko rozchodzenia się fal radiowych. Największą dokładność lokalizowania można osiągnąć w środowisku o płaskiej rzeźbie terenu, bez występowania znaczących przeszkód naturalnych lub sztucznych, np. na nizinnych terenach wiejskich. W takim środowisku sygnał radiowy będzie docierał bezpośrednio ze stacji referencyjnych do odbiornika, czyli spełnione będą warunki widoczności anten łącza radiowego – tzw. warunki LOS (*Line of Sight*). Im teren jest bardziej zróżnicowany lub zawiera więcej przeszkód, dokładne wyznaczenie położenia obiektu staje się trudniejsze. Trudnym i powszechnie występującym środowiskiem propagacyjnym jest środowisko wielkomiejskie, z gęsto usytuowanymi wysokimi budynkami. W środowisku miejskim rzadko

występuje bezpośrednia widoczność obu anten łączy radiowego, a sygnał odbijając się od kolejnych przeszkód rozchodzi się wieloma drogami od anteny nadawczej do anteny odbiorczej. Mówimy wówczas o zjawisku wielodrogowości rozchodzenia się fal radiowych i tzw. warunkach NLOS (*Non Line of Sight*) [85]. Z jednej strony, zjawiska odbicia, ugięcia czy rozproszenia fali elektromagnetycznej, które odpowiadają za propagację wielodrogową, są niezwykle pożądane, ponieważ tylko dzięki tym zjawiskom, komunikacja radiowa w przypadku braku wzajemnej widoczności anten jest możliwa. Z drugiej strony, superpozycja w odbiorniku sygnałów radiowych docierających różnymi drogami często powoduje zaniki mocy sygnałów radiowych z powodu różnych faz poszczególnych składowych w punkcie odbioru. Zaniki te z kolei mogą prowadzić do pogorszenia jakości transmisji [45]. W przypadku lokalizowania obiektów za pomocą metod czasowych takich jak ToA czy OTDoA, zjawisko wielodrogowości oraz warunki NLOS utrudniają dokładny pomiar odległości/różnicy odległości do stacji referencyjnych [100], [36]. Po pierwsze, w warunkach NLOS nie występuje sygnał bezpośrednio docierający do anteny odbiorczej. To powoduje, że rzeczywisty sygnał przemierza dłuższą drogę zanim dotrze do odbiornika, niż hipotetyczny sygnał bezpośredni. W takiej sytuacji, nawet w przypadku bardzo dokładnego pomiaru momentu odbioru sygnału radiowego, wystąpi błąd pomiaru zależny od różnicy pomiędzy długością rzeczywistej trasy propagacji, a długością odcinka łączącego stację referencyjną i lokalizowany obiekt. Po drugie, w sytuacji, gdy do anteny odbiorczej dociera wiele kopii sygnału różnymi drogami, odbiornik powinien wybrać do pomiaru chwili nadejścia sygnału ten sygnał, który dotarł jako pierwszy. Wówczas odbiornik zmierzy moment przyjścia sygnału, który rozchodzi się bezpośrednio między antenami w przypadku warunków LOS, lub sygnału najbardziej zbliżonego do sygnału bezpośredniego w przypadku warunków NLOS. Niestety, często się zdarza, że jest to zadanie trudne, szczególnie w warunkach NLOS. W warunkach LOS, najczęściej pierwsza, bezpośrednia składowa sygnału odebranego jest dominująca [16]. W takiej sytuacji detekcja sygnału docierającego do anteny najkrótszą drogą sprowadza się do wyznaczenia położenia komponentu sygnału zbiorczego o największej mocy. W warunkach NLOS, szczególnie w środowisku miejskim, często się zdarza, że składowa sygnału, która została odebrana najszybciej nie ma największej mocy [47], co pokazują profile PDP (*Power Delay Profile*) kanałów radiowych, definiowane chociażby w projekcie WINNER II [53]. W takim przypadku, wyznaczenie czasu odbioru składowej sygnału o największej mocy wiązałoby się z błędem określenia momentu nadejścia komponentu sygnału zbiorczego odpowiadającego najkrótszej drodze propagacji. Należy zatem stosować bardziej wyrafinowane algorytmy, które pozwolą na detekcję pierwszej

składowej docierającego do anteny odbiorczej sygnału radiowego. Na dodatek, często występuje sytuacja, w której pewna liczba odebranych w rzeczywistości składowych sygnału radiowego, podczas sumowania się w antenie odbiorczej, tworzy z punktu widzenia odbiornika inną (zazwyczaj mniejszą) liczbę odebranych składowych. Wówczas pomiar rzeczywistego momentu nadejścia pierwszej składowej jest obciążony dodatkowym błędem [50].

Z powodu wielodrogowej propagacji sygnałów radiowych, także w systemach kątowych określanie położenia lokalizowanego obiektu jest dużym wyzwaniem, ze względu na fakt, że różne składowe sygnału zbiorczego docierają do anteny odbiorczej z różnych kierunków.

Dołączając do powyższej charakterystyki nieustanną zmienność warunków propagacyjnych, związaną np. z ruchem obiektu lokalizowanego, czy ruchem obiektów znajdujących się w jego otoczeniu, a biorących udział w propagacji sygnałów radiowych, można stwierdzić, że proces dokładnego lokalizowania jest zadaniem trudnym, a jego złożoność jest określona przez środowisko propagacyjne i aktualnie panujące w nim warunki.

1.3. Cel, teza i zakres pracy

Jak zostało wspomniane wcześniej w tym rozdziale, radiolokalizowanie obiektów pozostaje ważną i ciągle rozwijaną gałęzią współczesnej techniki. Powszechnie stosowane są systemy radiolokalizacji/radionawigacji satelitarnej, jednakże posiadają one pewne wady, np. niedostępność lub niewystarczającą jakość usługi lokalizacyjnej wewnątrz budynków, czy chociażby zależność działania systemu od decyzji rządu jednego kraju. Dlatego też, pożądanym jest rozwijanie systemów komplementarnych. Ze względu na możliwość wykorzystania już istniejącej infrastruktury, często jako systemy komplementarne stosuje się systemy telefonii komórkowej. Implementacja usługi lokalizowania w takich systemach, często odbywa się jedynie kosztem rozszerzenia oprogramowania stosowanego w systemie. We współczesnych standardach systemów radiokomunikacji komórkowej definiuje się różne metody radiolokalizacji i związane z nimi protokoły. We wdrażanym na całym świecie w ostatnich latach systemie LTE zdefiniowano m. in. metodę OTDoA [6], która należy do metod hiperbolicznych określania położenia. Dla potrzeb tej metody, zdefiniowano specjalne sygnały PRS (*Positioning Reference Signals*) [4], nadawane przez stacje bazowe w celu poprawy detekcji czasu odbioru tych sygnałów w terminalach ruchomych. Jednakże, zastosowanie sygnałów PRS wiąże się z dodatkowym narzutem dla ograniczonych zasobów

radiowych. Większa zajętość zasobów, spowodowana wprowadzeniem sygnałów lokalizacyjnych PRS, przekłada się na mniejszą ilość zasobów przeznaczoną na dane użyteczne użytkowników, co prowadzi do zmniejszenia przepływności, a tym samym do potencjalnie mniejszego zadowolenia klientów/abonentów. To w konsekwencji może prowadzić do odpływu klientów do innych operatorów działających na danym obszarze.

Biorąc powyższe pod uwagę, w ramach niniejszej pracy wykonano analizę możliwości realizacji usługi lokalizacyjnej w sieci LTE bez użycia sygnałów PRS, a w szczególności :

- Możliwości wykorzystania sygnałów referencyjnych CSRS (*Cell – Specific Reference Signals*) służących do estymacji parametrów kanału radiowego [4], zamiast sygnałów PRS, dla celów lokalizowania terminala ruchomego za pomocą metody OTDoA, co w znaczącym stopniu zmniejszyłoby zajętość zasobów.
- Dokładności radiolokalizowania metodą OTDoA w systemie LTE w środowisku miejskim.
- Wpływu różnych algorytmów detekcji pierwszej składowej odebranego sygnału radiowego na dokładność określania położenia metodą OTDoA.

Badania te zostały przeprowadzone głównie na bazie pomiarów parametrów sygnałów radiowych w rzeczywistym środowisku propagacyjnym w mieście Gdańsk z użyciem platformy radia programowalnego SDR (*Software Defined Radio*). Wykonane badania posłużyły do realizacji głównego celu pracy, jakim było opracowanie algorytmu, który pozwoli zwiększyć dokładność estymacji położenia terminala ruchomego w sieci LTE, bez obciążania sieci emisją specjalnych sygnałów lokalizacyjnych. Weryfikacja efektywności zaproponowanego algorytmu odbyła się poprzez analizę wyników rzeczywistych pomiarów położenia odbiornika pomiarowego zrealizowanych przy użyciu platformy radia programowalnego.

Przeprowadzone prace analityczne i pomiarowe miały na celu wykazanie prawdziwości następującej tezy: w sieci komórkowej LTE możliwe jest zwiększenie dokładności estymacji położenia terminala ruchomego poprzez zastosowanie odpowiedniego algorytmu detekcji składowych odbieranego sygnału radiowego, uwzględniającego dynamicznie zmieniające się warunki propagacyjne w kanale radiokomunikacyjnym.

W kolejnych rozdziałach niniejszej rozprawy zobrazowano wyniki rozważań analitycznych, a także prac symulacyjnych i pomiarowych wraz z opisem zaprojektowanych i zaimplementowanych narzędzi pracy. W rozdziale 2 została przedstawiona podstawowa

charakterystyka warstwy fizycznej systemu LTE stanowiąca bazę dla dalszych rozważań. W rozdziale 3 scharakteryzowano metodę określania położenia terminali ruchomych w sieci LTE typu OTDoA. W rozdziale 4 przedstawiono istniejące rozwiązania algorytmów detekcji pierwszej składowej sygnału radiowego docierającego do anteny odbiorczej, a także zaproponowano autorskie rozwiązanie tego problemu z adaptacyjnym doбором progu detekcyjnego. W rozdziale 5 opisano metodykę przeprowadzonych badań pomiarowych i ich wyniki. Na końcu podsumowano wyniki prac i nakreślono dalsze kierunki badań.

Rozdział 2

Podstawowa charakterystyka warstwy fizycznej systemu LTE

Celem tego rozdziału jest krótkie przedstawienie podstawowych wiadomości na temat warstwy fizycznej systemu LTE, tak, aby umożliwić opis kolejnych zagadnień w sposób uporządkowany i zrozumiały.

System LTE opiera się na dwóch różnych metodach dostępu do medium transmisyjnego w łączu w górę, tzn. od terminala ruchomego do stacji bazowej i w łączu w dół, tzn. od stacji bazowej do terminala ruchomego. W łączu w górę jest to SC – FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*) [48], podczas gdy w łączu w dół jest to OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) [57]. Zastosowanie różnych metod wielodostępu w różnych kierunkach łącza radiowego systemu LTE wynika z osiągniętych wartości PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) nadawanych sygnałów radiowych: realizacja metody OFDMA prowadzi do dużych wartości PAPR transmitowanych sygnałów, co jest szczególnie niepożądane w łączu w górę. Wysokie wartości parametru PAPR emitowanych sygnałów przekładałyby się na większy koszt, rozmiar, a także zużycie energii we wzmacniaczu mocy terminala ruchomego. Wielodostęp SC – FDMA pozwala na uzyskanie wielu pożądanых charakterystyk metody OFDMA, a jednocześnie uzyskiwać mniejsze wartości parametru PAPR [87].

System LTE może pracować w dwóch trybach: FDD (*Frequency Division Duplex*) oraz TDD (*Time Division Duplex*). W trybie FDD transmisja danych w łączu w dół i w łączu w górę odbywa się równocześnie na różnych częstotliwościach nośnych. W odróżnieniu od FDD, tryb TDD polega na naprzemiennej transmisji w łączu w dół i w górę z wykorzystaniem jednej częstotliwości nośnej [20]. Pomimo istnienia pewnych zalet trybu pracy TDD w stosunku do trybu FDD, jak np. możliwość wykorzystania tańszego sprzętu z powodu braku filtrów rozdzielających częstotliwości w łączu w górę i w łączu w dół, mniejsza zajętość widmowa systemu, czy elastyczność w doborze konfiguracji przydziału zasobów w łączu w górę i w dół, operatorzy często decydują się na budowę i eksploatację wyłącznie systemów w trybie FDD. Jest to związane z mniejszymi kosztami budowy sieci – tryb FDD wymaga mniejszej liczby stacji bazowych do pokrycia tego samego obszaru. Tryb ten umożliwia także osiąganie większej przepływności, ponieważ nie wymaga zastosowania

dużych przedziałów ochronnych pomiędzy przełączeniem transmisji w łączu w górę i w dół, jakie są niezbędne w trybie TDD [82], [52].

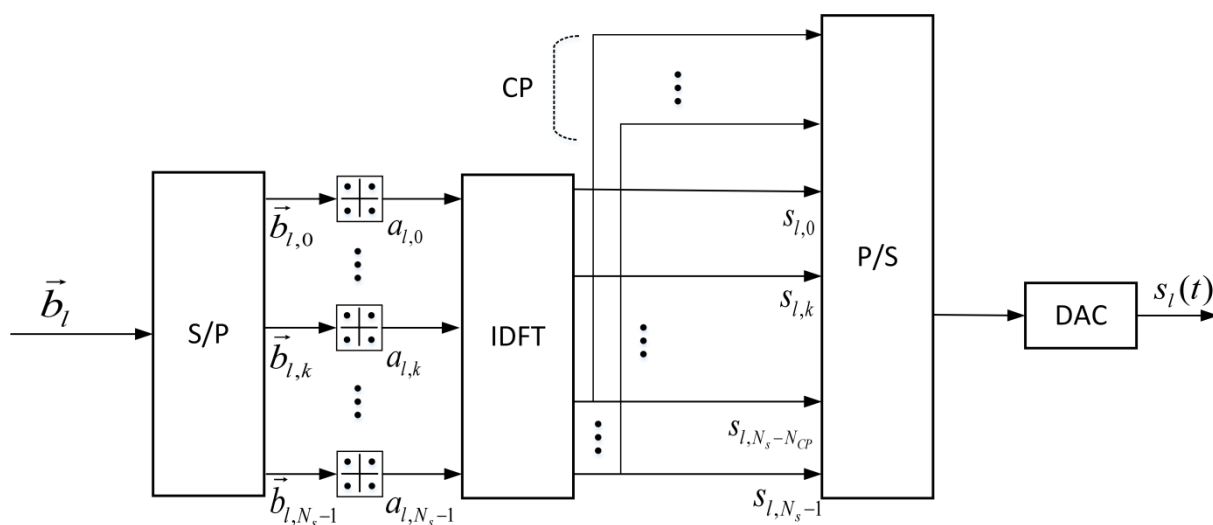
Niniejsza rozprawa została ograniczona do rozważań odnoszących się do działania systemu LTE w trybie FDD, ze względu na szerokie zastosowanie tego trybu pracy w Polsce. Ze względu na tematykę pracy, dalsze rozważania ograniczono także do łącza w dół, które jest istotne w procesie estymacji położenia terminala ruchomego w metodzie OTDoA.

Stosowana w łączu w dół metoda wielodostępu OFDMA jest rozszerzeniem techniki OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), które umożliwia korzystanie z systemu wielu użytkowników jednocześnie. Technika OFDM polega na podziale selektywnego częstotliwościowo szerokopasmowego kanału na wiele sąsiadujących, w idealnym przypadku częstotliwościowo nieselektywnych wąskopasmowych podkanałów. Co więcej, pomimo, że widma sygnałów nadawanych w tych podkanałach częściowo nachodzą na siebie, to sygnały te pozostają wzajemnie ortogonalne. Ta właściwość pozwala uniknąć potrzeby stosowania przedziałów ochronnych pomiędzy podkanałami, co przekłada się na wysoką efektywność widmową techniki OFDM [80]. W metodzie OFDMA przyporządkowuje się aktywnym łączom radiowym związanym z różnymi użytkownikami różne podkanały w tym samym czasie. Dla prostoty, na potrzeby łącza związanego z danym użytkownikiem przeważnie przydziela się grupę przylegających do siebie podkanałów, tak aby zminimalizować ilość informacji sterujących, dotyczących tego, które podkanały są przeznaczone do obsługi danego łącza radiowego.

Powszechnie występującym problemem w systemach radiokomunikacyjnych jest występowanie zjawiska interferencji międzysymbolowych ISI (*Inter – Symbol Interference*). Zjawisko to wynika z wielodrogowej propagacji sygnału radiowego: różne kopie sygnału nadanego docierają do punktu odbioru drogami o różnej długości. To z kolei implikuje fakt, że kopie sygnału nadanego docierające różnymi drogami są odbierane w różnych momentach czasu. Superpozycja różnie opóźnionych kopii w antenie odbiorczej prowadzi do zniekształcenia sygnału zbiorczego, które jest określane mianem interferencji międzysymbolowych. Przedział czasu pomiędzy momentem odbioru kopii pierwszej oraz kopii ostatniej sygnału nadanego jest definiowany jako rozrzut opóźnienia propagacji fal radiowych w kanale. Im rozrzut opóźnienia jest większy w porównaniu do czasu trwania pojedynczego symbolu przesyłanego przez kanał radiowy, tym zniekształcenia spowodowane przez ISI są większe. Wynika stąd, że systemy, w których występuje duża szybkość transmisji w pojedynczym kanale radiowym są szczególnie wrażliwe na zniekształcenia wynikające ze

zjawiska ISI. W takich systemach niezbędne jest wdrożenie skomplikowanych algorytmów w odbiorniku, które zmniejszają wpływ tych zniekształceń na jakość transmisji [94], [83], [51].

W technice OFDM, podział szerokopasmowego kanału na wiele podkanałów o mniejszej szerokości pasma, umożliwia podział strumienia o dużej przepływności na wiele podstrumieni o mniejszej przepływności, które są następnie przesyłane równolegle w różnych podkanałach (za pomocą różnych podnośnych). Zabieg ten wielokrotnie wydłuża czas trwania nadawanych symboli, które stają się znacząco dłuższe niż rozrzut opóźnienia w kanale. Aby jeszcze bardziej zmniejszyć wpływ ISI stosuje się dodatkowy przedział ochronny nazywany prefiksem cyklicznym CP (*Cyclic Prefix*) [24]. Prefiks cykliczny jest tworzony poprzez skopiowanie ostatnich próbek symbolu przed nadaniem i dodanie ich na jego początku. Wpływ ISI zostanie wyeliminowany całkowicie, jeżeli długość CP będzie większa niż najdłuższa odpowiedź impulsowa kanału radiowego. Na rys. 2.1, schematycznie przedstawiono nadajnik w systemie OFDM [42].



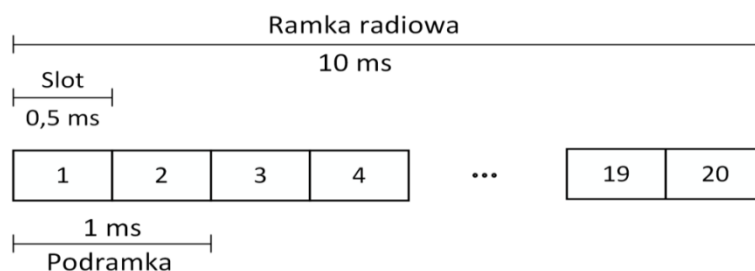
Rys. 2.1. Schemat nadajnika OFDM.

Ciąg danych binarnych, reprezentowany przez wektor \vec{b}_l , które są przesyłane przez system w ramach l – tego symbolu OFDM, jest dzielony na N_s ciągów $\vec{b}_{l,k}$ o mniejszej długości. Każdy z tych ciągów zawiera dane przenoszone w innym, k - tym podkanałe. Długość D_M każdego z ciągów zależy od zastosowanego schematu modulacji w danym podkanałe i jest określona przez $D_M = \log_2 W_M$, gdzie W_M oznacza wartościowość modulacji. Ciągi $\vec{b}_{l,k}$ są odwzorowywane w symbole modulacji $a_{l,k}$ określone w dziedzinie częstotliwości.

W zależności od przeznaczenia danych, a także panujących warunków propagacyjnych stosowane są różne rodzaje modulacji: BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), 16QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) oraz 64QAM. Generalnie, możliwe jest stosowanie różnych schematów modulacji w każdym podkanale (na każdej częstotliwości podnośnej), jednakże takie rozwiązanie wymagałoby relatywnie dużego obciążenia łącza wiadomościami sygnalizacyjnymi, informującymi terminal o zastosowanym schemacie, szczególnie przy transmisji szerokopasmowej. W praktycznych rozwiązaniach, włączając w to system LTE, przyporządkowuje się dany schemat modulacji do grupy sąsiadujących ze sobą częstotliwości podnośnych, osiągając kompromis pomiędzy narzutem informacji sygnalizacyjnych i dopasowaniem parametrów transmisji do aktualnie panujących warunków w kanale. Realizacja ta zakłada, że charakterystyka kanału nie różni się znacząco w ramach grupy podnośnych.

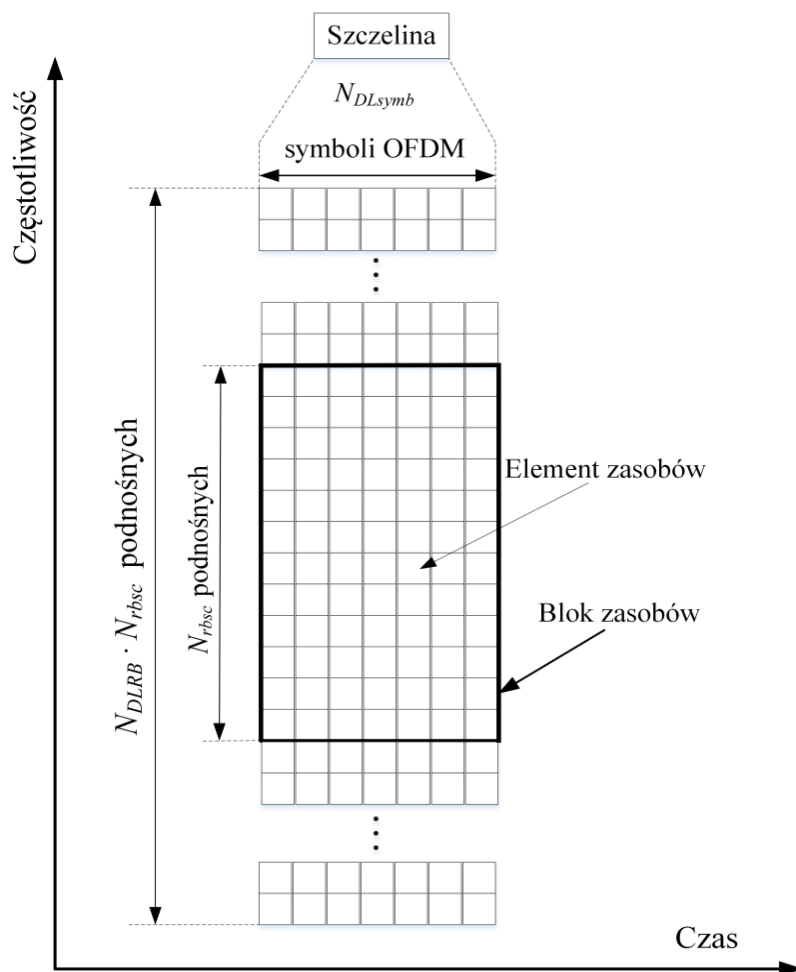
W kolejnym kroku wykonuje się odwrotne przekształcenie Fouriera IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) przekształcając symbole modulacji w dziedzinę czasu oraz dodaje się prefiks cykliczny poprzez skopiowanie N_{CP} ostatnich próbek sygnału na początek symbolu OFDM. Tak utworzony symbol w dziedzinie czasu jest zamieniany na postać analogową $s_l(t)$ w przetworniku cyfrowo – analogowym DAC (*Digital – to – Analog Converter*). Ostatecznie sygnał $s_l(t)$ jest przenoszony na właściwą częstotliwość nośną w modulatorze kwadraturowym i po filtracji oraz wzmacnieniu jest emitowany za pomocą anteny nadawczej.

Transmisja w łączu w dół w dziedzinie czasu jest zorganizowana w ramki radiowe o czasie trwania $T_f = 10$ ms. Każda ramka radiowa jest podzielona na 10 podramek o jednakowym czasie trwania $T_{podr} = 1$ ms. Z kolei każda podramka jest podzielona na dwie równe szczeliny (sloty) o czasie trwania $T_{slot} = 0,5$ ms. W jednej szczelinie znajduje się od 3 do 7 symboli OFDM, w zależności od zastosowanej długości prefiksu cyklicznego oraz od wielkości odstępów między podnośnymi. Na rys. 2.2 przedstawiono schemat ramki radiowej w systemie LTE.



Rys. 2.2. Struktura czasowa ramki radiowej w łączu w dół w trybie FDD.

Rozszerzając opis struktury zasobów na dziedzinę częstotliwości otrzymuje się siatkę zasobów czasowo – częstotliwościowych. Schemat struktury zasobów odpowiadający jednej szczelinie przedstawiono na rys. 2.3. W strukturze tej najmniejszym elementem jest element zasobów RE (*Resource Element*). W celu usystematyzowania opisu siatki zasobów definiuje się również tzw. blok zasobów RB (*Resource Block*). Składa się on z N_{DLsymb} symboli OFDM oraz N_{rbsc} podnośnych. Wartości N_{DLsymb} oraz N_{rbsc} zależą od konfiguracji systemu. W zależności od skonfigurowanej szerokości pasma pracy sieci, w dziedzinie częstotliwości w łączu w dół jest zdefiniowanych łącznie N_{DLRB} bloków zasobów.



Rys. 2.3. Ilustracja siatki zasobów czasowo – częstotliwościowych.

W niniejszej rozprawie, w analizach i symulacjach zastosowano tzw. normalny prefiks cykliczny. Jest to podstawowa konfiguracja pracy sieci LTE, odpowiednia dla większości scenariuszy pracy sieci radiowej LTE [11]. Czas trwania części użytecznej symbolu $T_s = 66,67 \mu s$, czas trwania prefiksu $T_{CP,0} = 5,2 \mu s$ lub $T_{CP} = 4,68 \mu s$ odpowiednio dla pierwszego symbolu w szczelinie oraz dla pozostałych symboli w szczelinie. W bloku zasobów znajduje się 7 symboli OFDM, a odstęp pomiędzy podnośnymi wynosi $\Delta f = 15 \text{ kHz}$.

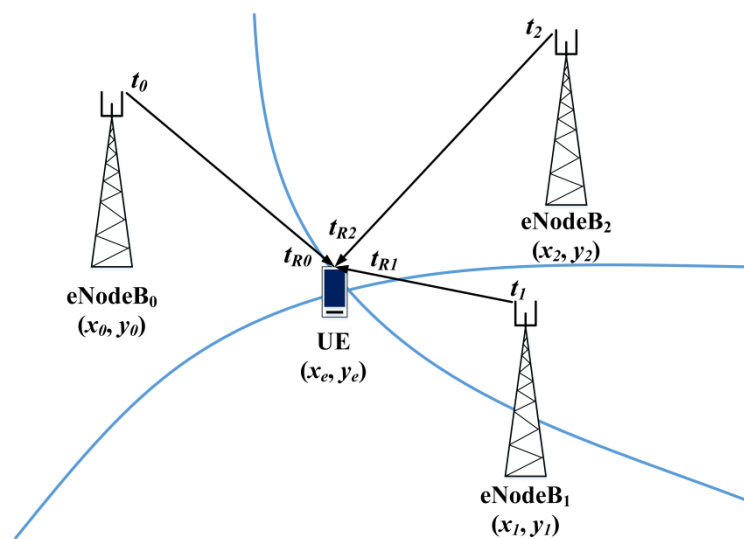
Standard LTE definiuje 6 różnych szerokości pasma pracy sieci, tj. 1,4; 3; 5; 10; 15 oraz 20 MHz, co umożliwia operatorom dość dużą elastyczność we wdrażaniu systemu.

Wyjaśnienia wymaga także zdefiniowany w specyfikacji termin portu antenowego, który jest związany z wykorzystywaniem w stacjach bazowych wielu anten nadawczych i technik MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). Pojęcie portu antenowego nie jest jednak tożsamy z fizyczną anteną emitującą sygnały radiowe. Port antenowy może być zaimplementowany zarówno jako pojedyncza antena fizyczna, bądź jako kombinacja wielu fizycznych elementów antenowych. Z punktu widzenia terminala ruchomego UE (*User Equipment*), sygnały odbierane w łączu w dół, które są powiązane z tym samym portem antenowym, podlegają tym samym charakterystykom kanału radiowego, niezależnie od tego, czy są to sygnały nadane przez jedną fizyczną antenę, czy przez wiele takich anten. Dla odbieranych sygnałów określonych przez różne porty antenowe, UE wykonuje estymację kanału dla sygnałów powiązanych z każdym portem oddzielnie. Dla każdego portu zostały zaprojektowane inne sygnały referencyjne, w taki sposób, aby zminimalizować interferencje wewnątrzkomórkowe pomiędzy sygnałami przyporządkowanymi do danych portów antenowych: jeżeli w danym elemencie zasobów przesyłanym za pomocą danego portu znajduje się sygnał referencyjny, to elementy zasobów przesyłane za pomocą wszystkich innych portów antenowych w tym samym czasie i zakresie częstotliwości nie przenoszą żadnej informacji.

Rozdział 3

Lokalizowanie terminala ruchomego metodą OTDoA

W metodzie OTDoA położenie terminala ruchomego jest obliczane na podstawie wyników pomiarów różnic czasów nadejścia sygnałów radiowych do anteny terminala użytkownika, pochodzących od różnych stacji bazowych (co najmniej trzech), informacji o położeniu geograficznym tych stacji, a także znajomości zależności czasowych jakim podlegają sygnały przez nie nadawane. Zaletą metody OTDoA w porównaniu z metodą ToA, w której dokonuje się pomiarów bezwzględnych momentów czasu nadejścia sygnału do anteny odbiorczej terminala, jest brak konieczności dokładnej synchronizacji pomiędzy terminalem i stacjami bazowymi [79]. Niech t_0, t_1, t_2 będą odpowiednio momentami czasu transmisji sygnałów s_0, s_1, s_2 ze stacji bazowych eNodeB₀, eNodeB₁, eNodeB₂ o znanych współrzędnych $(x_0, y_0), (x_1, y_1), (x_2, y_2)$ (rys. 3.1).



Rys. 3.1. Ilustracja metody OTDoA.

Stację bazową eNodeB₀ nazwijmy stacją odniesienia, a sygnał przez nią transmitowany sygnałem odniesienia. Stacje eNodeB₁ oraz eNodeB₂ nazwijmy stacjami sąsiednimi. Dalej, niech t_{R0}, t_{R1}, t_{R2} będą momentami odbioru odpowiednich sygnałów w terminalu. Wówczas różnice momentów transmisji sygnałów s_1, s_2 względem momentu transmisji sygnału odniesienia s_0 wynoszą odpowiednio:

$$dt_{1-0} = t_1 - t_0, \quad (3.1)$$

$$dt_{2-0} = t_2 - t_0. \quad (3.2)$$

Różnice momentów dotarcia do terminala UE sygnałów s_1 , s_2 względem chwili dotarcia do UE sygnału odniesienia s_0 wynoszą odpowiednio:

$$dt_{R1-0} = t_{R1} - t_{R0}, \quad (3.3)$$

$$dt_{R2-0} = t_{R2} - t_{R0}. \quad (3.4)$$

Różnice czasów propagacji sygnałów s_1 i s_0 oraz s_2 i s_0 wynoszą odpowiednio:

$$dt_{R1-0} - dt_{1-0} = t_{R1} - t_{R0} - (t_1 - t_0), \quad (3.5)$$

$$dt_{R2-0} - dt_{2-0} = t_{R2} - t_{R0} - (t_2 - t_0). \quad (3.6)$$

Różnice odległości terminala od stacji eNodeB₁ i eNodeB₀ oraz od stacji eNodeB₂ i eNodeB₀ wynoszą odpowiednio:

$$dd_{1-0} = (dt_{R1-0} - dt_{1-0}) \cdot c, \quad (3.7)$$

$$dd_{2-0} = (dt_{R2-0} - dt_{2-0}) \cdot c, \quad (3.8)$$

gdzie c reprezentuje prędkość rozchodzenia się fal radiowych w środowisku propagacyjnym (w przybliżeniu za c przyjmuje się prędkość światła: $c \approx 2,99792458 \cdot 10^8$ m/s).

Wykorzystując powyższe zależności, poszukiwane współrzędne terminala (x_e, y_e) mogą być wyznaczone na podstawie zależności:

$$dd_{1-0} = \sqrt{(y_1 - y_e)^2 + (x_1 - x_e)^2} - \sqrt{(y_0 - y_e)^2 + (x_0 - x_e)^2}, \quad (3.9)$$

$$dd_{2-0} = \sqrt{(y_2 - y_e)^2 + (x_2 - x_e)^2} - \sqrt{(y_0 - y_e)^2 + (x_0 - x_e)^2}. \quad (3.10)$$

Współrzędne terminala ruchomego (x_e, y_e) stanowią punkt przecięcia krzywych hiperbolicznych określonych równaniami (3.9) oraz (3.10).

Dla potrzeb metody OTDoA, specyfikacja techniczna systemu LTE definiuje pomiar różnicy momentów odbioru sygnałów radiowych pochodzących z różnych stacji bazowych.

Wynik tego pomiaru jest nazywany *RSTD* (*Received Signal Time Difference*) i określony jako [5]

$$RSTD_{ji} = T_{SubframeRxj} - T_{SubframeRxi}, \quad (3.11)$$

gdzie:

$T_{SubframeRxj}$ jest momentem odbioru początku podramki, która zawiera referencyjne sygnały lokalizacyjne i została nadana z komórki j ,

$T_{SubframeRxi}$ jest momentem odbioru początku pierwszej podramki zawierającej referencyjne sygnały lokalizacyjne nadanej z komórki i , następującej po odbiorze podramki nadanej z komórki j .

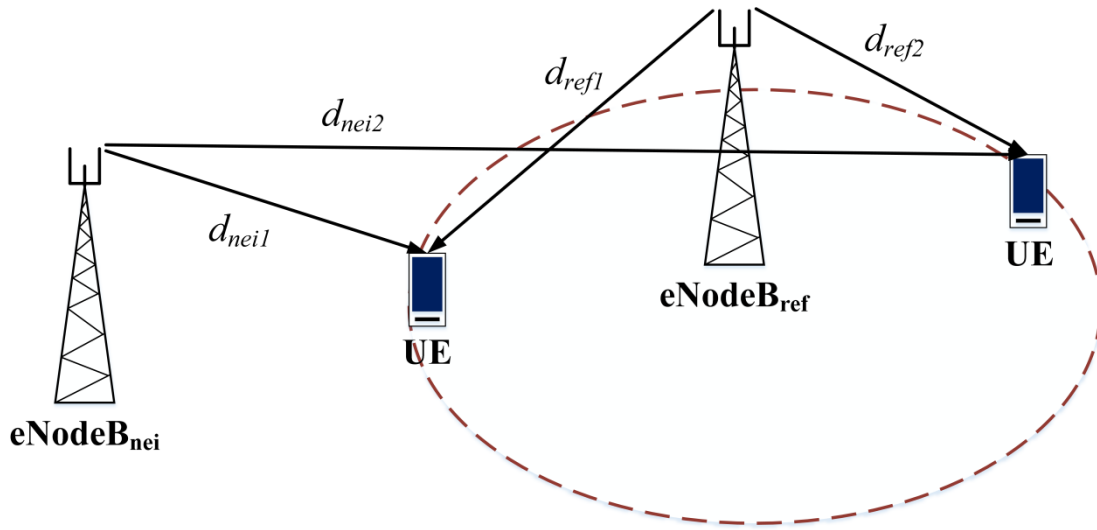
W trakcie procesu lokalizowania terminal ruchomy jest zsynchronizowany ze stacją bazową odniesienia. Terminal zostaje poinformowany o numerze podramki, w której powinien poszukiwać referencyjnego sygnału lokalizacyjnego pochodzącego ze stacji odniesienia. Ponieważ UE nie jest w stanie synchronizacji ze stacją sąsiednią, należy wyznaczyć przedział poszukiwań referencyjnego sygnału lokalizacyjnego pochodzącego ze stacji sąsiedniej. Wielkość tego przedziału przekłada się na dokładność i czas realizacji pomiaru wartości parametru RSTD [38]. Specyfikacja systemu LTE definiuje przedział poszukiwań za pomocą parametrów *expectedRSTD* oraz *expectedRSTD-Uncertainty*, określające odpowiednio oczekiwaną wartość RSTD oraz niepewność z jaką wartość oczekiwana RSTD jest wyznaczona [7]. Wartości tych parametrów są wyznaczane przez serwer lokalizacyjny E – SMLC (*Evolved – Serving Mobile Location Centre*) i dostarczane do UE przed pomiarem wartości RSTD. Minimalna oraz maksymalna wartość parametru RSTD, jaka może zostać zmierzona przez UE, są opisane zależnościami (rys. 3.2) [89]:

$$RSTD_{\min} = \frac{|d_{nei1} - d_{ref1}|}{c}, \quad (3.12)$$

$$RSTD_{\max} = \frac{|d_{nei2} - d_{ref2}|}{c}, \quad (3.13)$$

gdzie d_{nei1} oraz d_{nei2} są odpowiednio minimalną i maksymalną odległością pomiędzy anteną sąsiedniej stacji bazowej a granicą zasięgu stacji odniesienia, natomiast d_{ref1} oraz d_{ref2} są zasięgami stacji bazowej odniesienia odpowiednio w kierunku sąsiedniej stacji bazowej

i w kierunku przeciwnym do sąsiedniej stacji bazowej. Odległości d_{ref1} oraz d_{ref2} mogą być także estymowane na podstawie wyników pomiarów parametru TA (*Timing Advance*) [5].



Rys. 3.2. Ilustracja do obliczania wartości parametrów *expectedRSTD* oraz *expectedRSTD-Uncertainty*.

Wówczas można zapisać:

$$RSTD_{\min} = \frac{|d_{ref-nei} - 2d_{ref}|}{c}, \quad (3.14)$$

$$RSTD_{\max} = \frac{|d_{ref-nei}|}{c}, \quad (3.15)$$

gdzie $d_{ref-nei}$ jest odległością pomiędzy eNodeB_ref i eNodeB_nei oraz $d_{ref} = d_{ref1} = d_{ref2}$. Parametr *expectedRSTD* stanowi wartość średnią z wartości $RSTD_{\min}$ oraz $RSTD_{\max}$, tzn.

$$expectedRSTD = \frac{|RSTD_{\min} + RSTD_{\max}|}{2}. \quad (3.16)$$

Ostatecznie, przedział poszukiwań referencyjnego sygnału lokalizacyjnego można zapisać w postaci

$$\langle RSTD_{\min}, RSTD_{\max} \rangle, \quad (3.17)$$

a jego środek umiejscowiony w momencie czasu

$$T_{odb} = T_{ref} + \text{expectedRS TD}, \quad (3.18)$$

gdzie T_{ref} to moment odbioru referencyjnego sygnału lokalizacyjnego od stacji eNodeB_{ref}.

3.1. Sygnały referencyjne lokalizowania

Dla potrzeb lokalizowania terminala ruchomego w łączu w dół zostały przewidziane specjalne referencyjne sygnały lokalizacyjne PRS umieszczane w określonych miejscach siatki zasobów czasowo – częstotliwościowych [4]. Sygnały PRS mogą mieć różny czas trwania, różny okres powtarzania, a także różną szerokość pasma częstotliwości, pozwalając operatorom na elastyczność w realizacji usług lokalizacyjnych. Sekwencja symboli modulacji referencyjnych sygnałów lokalizacyjnych PRS $d_{l,n_s}^{PRS}(m)$ jest zdefiniowana jako

$$d_{l,n_s}^{PRS}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot p(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot p(2m+1)), \quad (3.19)$$

$$m = 0, 1, \dots, 2N_{RB}^{\max, DL} - 1,$$

gdzie n_s jest numerem szczeliny w ramce, l jest numerem symbolu OFDM w szczelinie, $N_{RB}^{\max, DL}$ jest liczbą bloków zasobów w dziedzinie częstotliwości odpowiadającą maksymalnej szerokości pasma sygnału w sieci LTE, natomiast $p(n)$ jest sekwencją pseudoprzypadkową zdefiniowaną przez ciąg Golda o długości 31 [54], [39]:

$$p(n) = (x_1(n + N_C) + x_2(n + N_C)) \bmod 2, \quad (3.20)$$

$$x_1(n + 31) = (x_1(n + 3) + x_1(n)) \bmod 2, \quad (3.21)$$

$$x_2(n + 31) = (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n)) \bmod 2, \quad (3.22)$$

gdzie $N_C = 1600$, $x_1(0) = 1$, $x_1(n) = 0$, $n = 1, 2, \dots, 30$ oraz

$$\sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i = 2^{10} \cdot (7 \cdot (n_s + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{cell} + 1) + 2 \cdot N_{ID}^{cell} + K_{CP}, \quad (3.23)$$

gdzie N_{ID}^{cell} jest identyfikatorem warstwy fizycznej komórki oraz

$$K_{CP} = \begin{cases} 1 & \text{dla standardowego CP} \\ 0 & \text{dla rozszerzonego CP} \end{cases} \quad (3.24)$$

Sekwencja $d_{l,n_s}^{PRS}(m)$ jest odwzorowywana w zespolone symbole modulacji usytuowane w odpowiednich miejscach siatki zasobów $a_{k,l}^{PRS}$ według zależności

$$a_{k,l}^{PRS} = d_{l,n_s}^{PRS}(m'), \quad (3.25)$$

gdzie w przypadku stosowania standardowego prefiksu cyklicznego:

$$k = 6 \cdot (m + N_{DLRB} - N_{RB}^{PRS}) + (6 - l + v_{shift}) \bmod 6, \quad (3.26)$$

$$l = \begin{cases} 3,5,6 & \text{dla } n_s \bmod 2 = 0 \\ 1,2,3,5,6 & \text{dla } n_s \bmod 2 = 1 \quad (\text{Przypadek 1}) \\ 2,3,5,6 & \text{dla } n_s \bmod 2 = 1 \quad (\text{Przypadek 2}) \end{cases}, \quad (3.27)$$

$$m = 0, 1, \dots, 2 \cdot N_{RB}^{PRS} - 1,$$

$$m = m + N_{RB}^{\max, DL} - N_{RB}^{PRS},$$

gdzie: N_{RB}^{PRS} jest szerokością pasma sygnału PRS wyrażoną w liczbie bloków zasobów RB, v_{shift} jest przesunięciem częstotliwości zależnym od identyfikatora warstwy fizycznej komórki. *Przypadek 1* odnosi się do sytuacji, w której sygnały w kanale PBCH (*Physical Broadcast CHannel*) są nadawane z jednego lub dwóch portów antenowych, natomiast *Przypadek 2*, gdy sygnały PBCH są transmitowane z czterech portów antenowych. Kanał fizyczny PBCH jest kanałem rozsiewczym i służy do transportu podstawowych informacji o konfiguracji sieci, np. konfiguracji szerokości pasma w łączu w dół.

Przedziały czasu, w których nadawane są sygnały PRS są nazywane *okazjami lokalizowania*. Każda okazja lokalizowania zawiera określoną liczbę N_{PRS} kolejnych podramek przenoszących sygnały PRS. Okazje lokalizowania powtarzają się periodycznie, co dany odstęp czasu T_{PRS} . Liczba bloków zasobów w dziedzinie częstotliwości N_{RB}^{PRS} sygnału

PRS, liczba N_{PRS} oraz okres T_{PRS} są konfigurowane przez wyższe warstwy sieci i mogą przyjmować wartości zestawione w tab. 3.1.

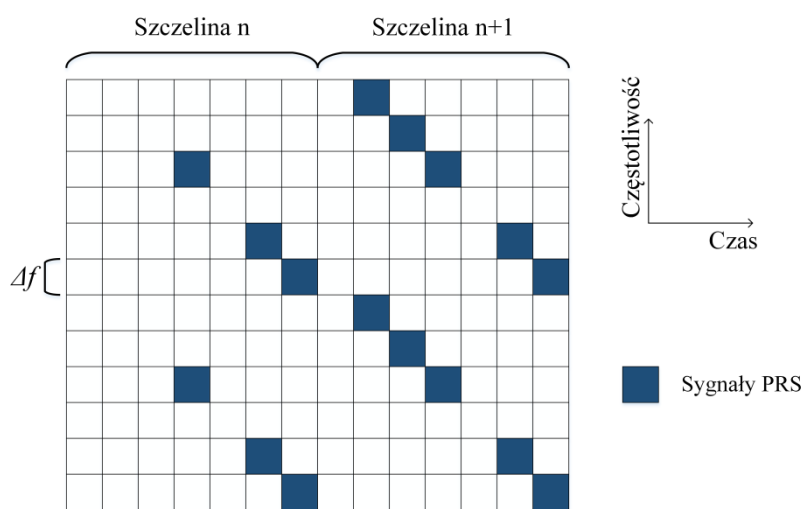
Tab. 3.1. Parametry konfiguracyjne sygnałów PRS.

N_{RB}^{PRS} [liczba bloków zasobów]	6 15 25 50 75 100
N_{PRS} [liczba podramek]	1 2 4 6
T_{PRS} [liczba podramek]	160 320 640 1280

Sygnały PRS nadawane z sąsiadujących komórek są przesunięte względem siebie w dziedzinie częstotliwości, a wartość przesunięcia v_{shift} jest zależna od identyfikatora warstwy fizycznej komórki i można ją zapisać jako

$$v_{shift} = N_{ID}^{cell} \bmod 6. \quad (3.28)$$

Zabieg ten pozwala uniknąć tzw. efektu „near – far”, w wyniku którego sygnały pochodzące z poszczególnych stacji bazowych zakłócałyby się wzajemnie [76].



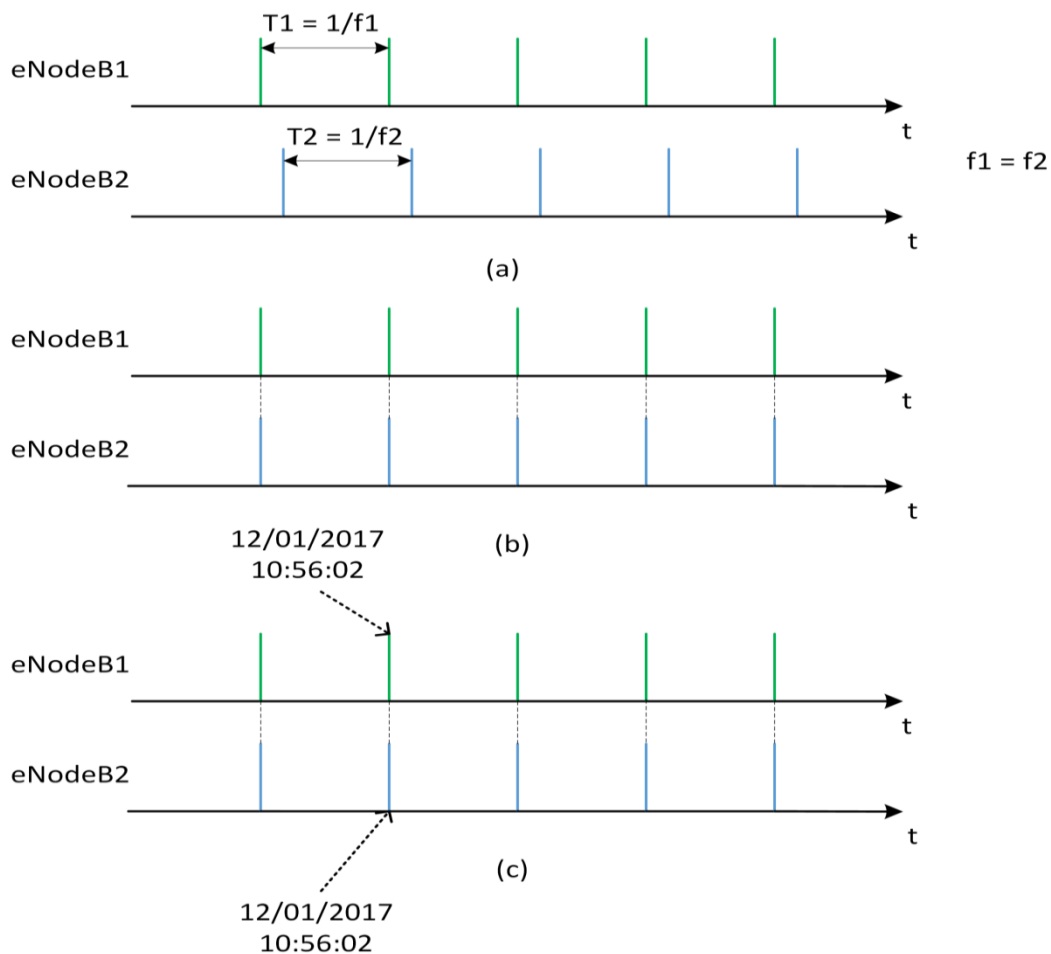
Rys. 3.3. Przykładowe rozmieszczenie sygnałów PRS w jednym bloku zasobów siatki czasowo – częstotliwościowej OFDM.

Ponadto, w celu zwiększenia prawdopodobieństwa detekcji sygnałów PRS z różnych stacji bazowych, podramki, w których znajdują się sygnały PRS są definiowane jako podramki LIS (*Low Interference Subframes*), w których nie występuje transmisja danych użytkowych. Dzięki takiemu podejściu, w sieci idealnie zsynchronizowanej, sygnały PRS

nadawane z danej stacji bazowej będą interferowały jedynie z sygnałami referencyjnymi emitowanymi z innych stacji bazowych mających przyporządkowaną tę samą wartość v_{shift} [59]. Przykładowe rozmieszczenie sygnałów PRS w podramce przedstawiono na rys. 3.3.

3.2. Synchronizacja częstotliwości, czasu i fazy pracy sieci

W celu uzyskania wysokiej jakości procesu radiolokalizowania, częstotliwość, czas i faza pracy elementów sieci (stacji bazowych) biorących udział w tym procesie powinny być ze sobą zsynchronizowane. Poprzez synchronizację częstotliwości elementów sieci rozumie się sytuację, w której odpowiadające sobie zbrocza zegarów występują z tym samym okresem w różnych elementach sieci (rys. 3.4 (a)). Synchronizacja fazy oznacza, że odpowiadające sobie zbrocza zegarów występują w tych samych momentach czasu (rys. 3.4 (b)). W końcu, synchronizacja czasu występuje, gdy różne elementy sieci dzielą tę samą skalę czasu absolutnego (rys. 3.4 (c)).

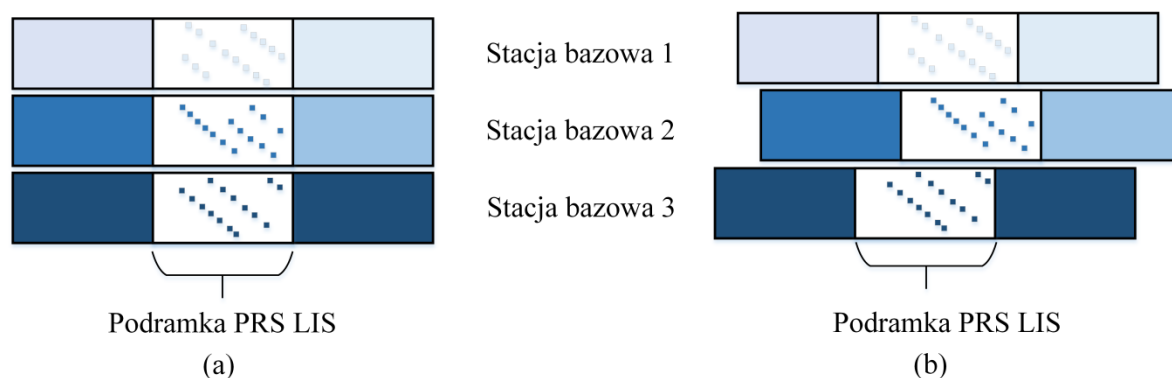


Rys. 3.4. Ilustracja zagadnienia synchronizacji częstotliwości (a), fazy (b) i czasu (c).

Przytoczone definicje rodzajów synchronizacji, zamiast odnosić się do odpowiadających sobie zbroczy zegarów, mogą równoważnie mówić o początkach odpowiadających sobie symboli/podramek/ramek transmitowanych przez anteny nadawcze stacji bazowych.

W sytuacji uzyskania idealnej synchronizacji pracy sieci, okazje lokalizowania dla wszystkich stacji bazowych występują w tym samym czasie (Rys. 3.5 (a)). Oczywiście, wymaga to zastosowania tych samych konfiguracji T_{PRS} , N_{PRS} , N_{RB}^{PRS} sygnałów referencyjnych we wszystkich stacjach bazowych pracujących z użyciem tej samej częstotliwości nośnej. W przeciwnym razie sygnały ze stacji bazowych położonych bliżej lokalizowanego obiektu mogą uniemożliwić odbiór sygnałów ze stacji bardziej odległych.

Specyfikacja systemu LTE definiuje maksymalne przesunięcie pomiędzy transmisją podramek zawierających sygnały referencyjne z dwóch dowolnych stacji bazowych równe 0,5 ms, a więc połowę czasu trwania podramki. Częściowe wzajemne przesunięcie okazji lokalizowania (rys. 3.5 (b)) komplikuje proces lokalizowania, ponieważ przesunięcie musi być dokładnie znane w sieci i uwzględnione podczas wyznaczania położenia lokalizowanego obiektu. Dodatkowo, częściowe wzajemne nakładanie się podramek przenoszących sygnały referencyjne zwiększa interferencje pomiędzy sygnałami, zmniejszając szansę na poprawną detekcję każdego sygnału z osobna.



Rys. 3.5. Ilustracja idealnej synchronizacji emisji podramek lokalizowania (a) i częściowego wzajemnego przesunięcia (b).

Obecnie rozważane są dwa typy rozwiązań dotyczących synchronizacji pracy sieci [95], [15]:

- synchronizacja za pomocą odbiorników GNSS instalowanych we wszystkich stacjach bazowych,
- synchronizacja za pomocą dystrybucji parametrów czasowych w sieci pakietowej.

Synchronizacja pracy sieci za pomocą odbiorników GNSS, jakkolwiek prosta w implementacji, może nastręczać trudności, szczególnie w małych komórkach. Komórki te (w zależności od rozmiaru nazywane też mikrokomórkami, pikokomórkami lub femtokomórkami) są najczęściej instalowane w miejscach, gdzie niezbędne jest uzyskanie dużej pojemności systemu, np. w halach sportowych, w centrach handlowych, w metrze, czy tunelach drogowych. W takich miejscach, sygnały GNSS są często tłumione do poziomu poniżej progu czułości odbiornika, a montaż anten na zewnątrz budynku może być utrudniony. Problemy z odbiorem sygnałów GNSS mogą wystąpić również w przypadku komórek zainstalowanych w środowisku zewnętrznym, w głównej mierze w środowisku silnie zurbanizowanym o gęstej zabudowie, w którym stacje bazowe pozostają w cieniu wysokich konstrukcji, co może ograniczać odbiór sygnałów pochodzących z krążących wokół globu satelitów. Praca systemów GNSS jest także podatna na zaburzenia spowodowane takimi czynnikami jak: złe warunki atmosferyczne, propagacja wielodrogowa, zakłócenia intencjonalne (jamming, spoofing), czy promieniowanie elektromagnetyczne z działających nieprawidłowo urządzeń.

Wysokiej klasy odbiorniki GNSS pozwalają na synchronizację z dokładnością większą niż 50 ns [97], [102].

Alternatywą dla systemów synchronizacji opartych o odbiór sygnałów GNSS w każdej stacji bazowej, są systemy, w których parametry dotyczące synchronizacji urządzeń są dystrybuowane z jednego lub więcej elementów sieci do pozostałych elementów. Przykładem może być protokół IEEE 1588 PTP (*Precision Time Protocol*), który został zaprojektowany do synchronizacji częstotliwości, czasu i fazy w sieciach pakietowych. Dokładność synchronizacji osiągnięta przy użyciu protokołu PTP wynosi od 20 do 100 ns i zależy od wielu czynników [63], [71]. Po pierwsze, protokół nie specyfikuje częstotliwości pracy zegarów w sieci – zegary o mniejszej częstotliwości gwarantują mniejszą rozdzielczość czasową pracy, co powoduje mniej dokładne określanie momentów czasu transmisji/odbioru wymienianych wiadomości. Po drugie, zegary rozproszone w sieci mogą mieć różną stabilność pracy – zegary wykorzystujące oscylatory TCXO (*Temperature – Controlled Crystal Oscillators*) oraz OCXO (*Oven – Controlled Crystal Oscillators*) mają większą stabilność w porównaniu z zegarami opartymi o niekontrolowane oscylatory kwarcowe. Kolejnym czynnikiem jest topologia sieci: sieć o dużej liczbie węzłów, skomplikowanej topologii oraz dużych wzajemnych odległościach węzłów, będzie wprowadzać większe opóźnienia w dostarczaniu pakietów przekazujących informacje dotyczące synchronizacji, a także będzie wprowadzać

większą zmienność tych opóźnień, w porównaniu z prostą siecią, składającą się z niewielu węzłów.

Specyfikacja systemu LTE określa wymagania dotyczące synchronizacji fazy i czasu pracy elementów sieci, jedynie w przypadku konfiguracji trybu TDD oraz w przypadku świadczenia przez sieć usług MBMS (*Multimedia Broadcast Multicast Service*). Specyfikacja określa także wymagania dotyczące dokładności synchronizacji częstotliwości w interfejsie radiowym, niezależnie od zastosowanego trybu pracy i świadczonych przez sieć usług, na poziomie 50 ppb. W tab.3.2 zestawiono zdefiniowane wymagania dotyczące synchronizacji częstotliwości oraz fazy/czasu w interfejsie radiowym LTE [95].

Tab. 3.2. Wymagania dotyczące synchronizacji pracy sieci LTE.

Zastosowanie	Dokładność synchronizacji częstotliwości	Dokładność synchronizacji fazy/czasu	Komentarz
LTE FDD	50 ppb	---	---
LTE TDD		$\pm 1,5 \mu\text{s}$	Promień komórki $\leq 3 \text{ km}$
LTE MBMS (LTE FDD oraz LTE TDD)		$\pm 5 \mu\text{s}$	Promień komórki $> 3 \text{ km}$
		$\pm 10 \mu\text{s}$	---

Zdefiniowane wymagania nie zapewniają działania metody OTDoA z dużą dokładnością, ponieważ każda mikrosekunda przesunięcia momentu nadawania sygnału referencyjnego odpowiada drodze propagacji sygnału radiowego równej około 300 m. Należy zatem zdefiniować nowe, bardziej restrykcyjne wymagania dotyczące synchronizacji pracy sieci dla celów radiolokalizowania przy zastosowaniu metody czasowej OTDoA.

3.3. Źródła błędów w metodzie OTDoA

Do głównych czynników wpływających na dokładność określania położenia metodą OTDoA należą:

- geometria pomiaru,
- dokładność pomiaru wartości RSTD,
- synchronizacja pracy stacji bazowych,
- środowisko propagacyjne,

- sposób przydziału zasobów radiowych do stacji bazowych,
- dokładność informacji w bazie danych o sieci komórkowej.

W metodzie OTDoA, podobnie jak w innych metodach estymacji położenia obiektów, geometryczna zależność pomiędzy położeniem UE oraz stacji bazowych w sposób znaczący wpływa na dokładność estymacji położenia terminala [22]. Najmniej korzystną zależnością geometryczną jest położenie wszystkich stacji referencyjnych i terminala w jednej linii [19]. W takim przypadku, najdrobniejsze błędy pomiaru wartości RSTD będą powodowały duże błędy określania położenia. Im stacje referencyjne będą rozłożone w sposób bardziej równomierny wokół lokalizowanego obiektu oraz im tych stacji będzie więcej, tym błędy spowodowane geometrią sieci będą mniejsze.

Dokładność pomiaru różnic momentów odbioru sygnałów radiowych pochodzących z różnych stacji bazowych zależy od wielu czynników, m.in. od zastosowanego algorytmu detekcji momentu odbioru sygnału referencyjnego, częstotliwości próbkowania w odbiorniku, a także chwilowych warunków propagacyjnych panujących w kanale radiowym.

Niezwykle istotnym aspektem jest synchronizacja stacji referencyjnych biorących udział w procesie lokalizowania. Aby uzyskać wysoką dokładność estymacji położenia terminala, należy zapewnić bardzo dokładną synchronizację częstotliwości, fazy i czasu zegarów stacji bazowych. Dla przykładu, zakładając, że

- UE znajduje się w środku trójkąta równobocznego utworzonego przez 3 stacje bazowe, których współrzędne są dokładnie znane,
- błąd pomiaru RSTD jest równy 0,
- dokładność synchronizacji faz zegarów stacji bazowych wynosi $\pm 0,1 \mu\text{s}$,

maksymalny błąd estymacji położenia wynosi 40 m [33].

Dokładność radiolokalizowania w różnych środowiskach propagacyjnych jest różna. W środowisku, w którym sygnał radiowy napotyka na swojej drodze propagacji wiele przeszkód, np. w obszarach silnie zurbanizowanych, znacznie trudniej jest uzyskać dokładną estymatę położenia terminala ruchomego w porównaniu z sytuacją, gdy proces radiolokalizowania odbywa się w środowisku bez przeszkód o płaskiej rzeźbie terenu, np. w słabo zaludnionych terenach nizinnych (por. rozdz. 1.).

Niemalże znaczenie dla jakości procesu lokalizowania ma także sposób przydziału zasobów radiowych do poszczególnych stacji bazowych. Jak to zostało opisane wcześniej

w niniejszym rozdziale, zdefiniowanych jest sześć możliwych przesunięć sygnałów referencyjnych w dziedzinie częstotliwości. Wartość przesunięcia jest określona przez identyfikator warstwy fizycznej komórki. Jeżeli dwie komórki mają tę samą wartość $\text{mod}(N_{ID}^{cell}, 6)$ sygnały referencyjne emitowane z tych komórek będą umieszczone w tych samych miejscach siatki czasowo – częstotliwościowej. Oznacza to możliwość występowania wzajemnych interferencji sygnałów referencyjnych. Z tego powodu pożądane jest, aby komórki o tej samej wartości $\text{mod}(N_{ID}^{cell}, 6)$ nie sąsiadowały ze sobą [33].

Błędy w określaniu położenia mogą być spowodowane również przez niedokładne informacje znajdujące się w bazie danych serwera lokalizacyjnego. Do takich informacji należą współrzędne anten stacji referencyjnych oraz różnice momentów nadania sygnałów referencyjnych z poszczególnych stacji w przypadku sieci nieskoordynowanej, to jest takiej, w której nie jest realizowana synchronizacja fazy.

3.4. Lokalizowanie hybrydowe

Specyfikacja systemu LTE definiuje możliwość zastosowania lokalizowania hybrydowego, które polega na zastosowaniu dwóch lub więcej metod lokalizowania jednocześnie w celu poprawy jakości procesu estymacji położenia terminala ruchomego UE w sieci dostępu radiowego E – UTRAN (*Evolved – Universal Terrestrial Radio Access Network*) [37]. Oprócz metody OTDoA, dokumenty standaryzacyjne specyfikują dwie inne metody, które mogą być zastosowane wspólnie z metodą OTDoA w koncepcji lokalizowania hybrydowego:

1. Metoda A – GNSS (*Assisted – GNSS*)
2. Metoda E – CID (*Enhanced – Cell IDentification*)

Dodatkowo, specyfikacja określa kategorię metod lokalizowania w łączu w górę, jednakże nie definiuje konkretnej metody, a jako przykład możliwej implementacji wskazuje metodę UTDoA (*Uplink Time Difference of Arrival*).

3.4.1. Metoda A – GNSS

Lokalizowanie w oparciu o systemy satelitarne bazuje na sygnałach GNSS emitowanych przez satelity krążące po orbitach okołozemskich [41]. Specyfikacja systemu LTE obejmuje możliwość użycia sygnałów z systemów GNSS takich jak GPS, Galileo,

GLONASS (*GLO*bal'na*y*a *NA*vigatsionna*y*a *S*putnikowa *S*istema), czy QZSS (*Quasi Zenith Satellite System*) [30], [25], [46]. Różne systemy GNSS mogą być stosowane pojedynczo lub w kombinacji z innymi. Zastosowanie kombinacji różnych systemów satelitarnych może poprawić dostępność usługi lokalizacyjnej, a także jej wiarygodność oraz dokładność. Możliwość zastosowania metody A – GNSS jest uwarunkowana obecnością oraz aktywnością odbiornika GNSS w terminalu ruchomym, którego położenie ma być ustalone, a także środowiskiem pracy odbiornika. Sieć E – UTRAN wspomaga odbiornik GNSS terminala ruchomego w celu poprawy efektywności procesu wyznaczania położenia, redukując czas całego procesu lokalizowania, pozwalając na pracę odbiornika sygnałów GNSS w warunkach mniejszych wartości SNR (*Signal to Noise Ratio*), a także ograniczając zużycie energii w terminalu [96]. Metoda A – GNSS opiera się na wymianie sygnalizacji pomiędzy odbiornikiem GNSS w terminalu oraz siecią zawierającą odbiornik odniesienia GNSS, usytuowany w miejscu bezpośredniej widoczności konstelacji satelitów GNSS. Specyfikacja systemu LTE definiuje dwa tryby pracy metody A – GNSS:

1. *Terminal – Assisted*: Terminal wykonuje pomiary parametrów sygnałów GNSS, a ich wyniki wysyła do serwera lokalizacyjnego, gdzie obliczane jest położenie terminala ruchomego z użyciem dodatkowych danych.
2. *Terminal – Based*: Terminal wykonuje pomiary parametrów sygnałów GNSS oraz oblicza swoje własne położenie, wykorzystując dodatkowe informacje odebrane z sieci.

Do danych, które wspomagają proces określania położenia terminala i są dostarczane przez sieć do terminala ruchomego należą m.in.:

1. Estymata czasu systemu GNSS lub relacja pomiędzy czasem systemu GNSS i czasem w interfejsie radiowym E – UTRAN.
2. Estymata a priori położenia terminala ruchomego (uzyskana poprzez inne metody lokalizacji, np. OTDoA, E – CID).
3. Modele jonosferyczne – dostarczają dane dla modelowania opóźnień propagacyjnych sygnałów GNSS występujących przy przejściu przez jonosferę.

3.4.2. Metoda E – CID

Metoda E – CID jest rozszerzeniem metody CID (*Cell IDentification*), w której położenie terminala jest określone na podstawie wiedzy o stacji bazowej oraz sektorze,

który obsługuje dany terminal. Informacja ta może zostać uzyskana np. poprzez procedurę aktualizacji obszaru wywoławczego (*tracking area update*) wykonywaną przez terminal periodycznie lub na żądanie sieci. W metodzie CID, dokładność estymacji położenia terminala ruchomego może się wahać od kilku metrów do kilkunastu kilometrów, w zależności od rozmiaru komórki, w której znajduje się terminal [91]. Rozszerzenie wprowadzane w metodzie E – CID polega na wykorzystaniu dodatkowych informacji z pomiarów wykonywanych przez terminal ruchomy i/lub sieć E – UTRAN w celu poprawy dokładności estymacji położenia terminala [93]. Pomiarów te obejmują:

- moc średnią odbieranego przez UE sygnału referencyjnego RSRP (*Reference Signal Received Power*),
- jakość odbieranego przez UE sygnału referencyjnego RSRQ (*Reference Signal Received Quality*), zdefiniowana jako iloraz RSRP oraz parametru RSSI (*Received Signal Strength Indicator*), będącego średnią mocą odbieranych sygnałów ze wszystkich źródeł w paśmie i momentach czasu odbioru sygnału referencyjnego,
- parametr *Timing Advance* określający czas propagacji sygnału radiowego pomiędzy UE oraz eNodeB,
- kierunek nadejścia sygnału radiowego do stacji bazowej.

Warto zwrócić uwagę, że w tej metodzie, terminal nie wykonuje żadnych dodatkowych pomiarów bezpośrednio dla celów lokalizacyjnych, raportując tylko te, które są dla niego zdefiniowane dla potrzeb zarządzania i kontroli pracy sieci [5].

3.4.3. Lokalizowanie terminala w łączu w górę

W metodzie lokalizowania w łączu w górę, położenie terminala jest ustalane na podstawie pomiarów czasów nadejścia sygnałów z terminala do kilku stacji bazowych lub do specjalnych stacji pomiarowych LMU (*Location Measurement Unit*) oraz wiedzy o położeniu geograficznym tych stacji. Czas niezbędny dla dotarcia sygnału nadawanego z terminala do stacji bazowej jest proporcjonalny do odległości między terminalem a stacją bazową. Specyfikacja techniczna systemu LTE nie określa konkretnej metody lokalizacyjnej wykorzystującej wyżej opisane pomiary. Na przykład w [64], autorzy proponują dla potrzeb metody UTD0A zastosować, obok tradycyjnej komunikacji terminal ruchomy – stacja bazowa, komunikację pomiędzy samymi terminalami UE, tzw. komunikacja D2D (*Device –*

to – Device), co mogłoby zaowocować zwiększeniem możliwości radiolokalizowania, w tym dokładności estymacji położenia.

3.5. Zastosowanie sygnałów SoO

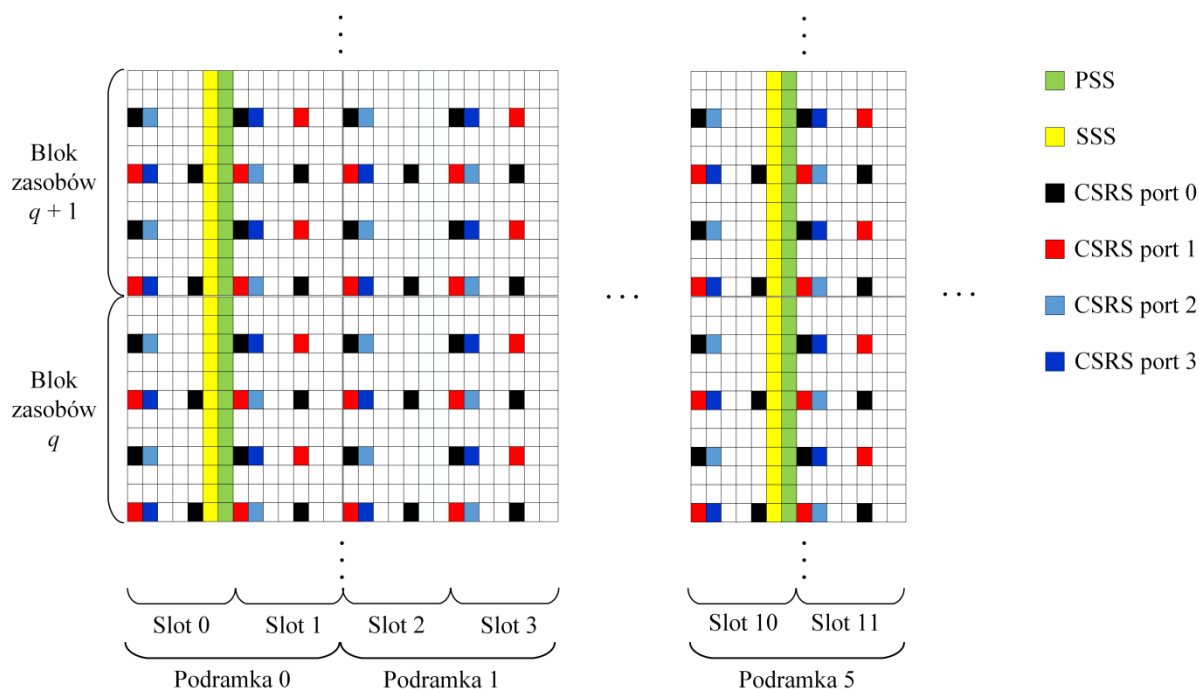
Jak zostało wspomniane w rozdziale 1, umieszczenie sygnałów PRS w siatce zasobów czasowo – częstotliwościowych OFDM wiąże się z dodatkową zajętością tych zasobów. W tab. 3.3 zestawiono procentowe wartości narzutu w zasobach spowodowanego przez zastosowanie sygnałów PRS w różnych definiowanych w standardzie konfiguracjach: dla różnych szerokości pasma sygnałów referencyjnych BW_{ref} oraz dla różnej liczby podramek PRS (N_{PRS}) w jednej okazji lokalizowania. Przy obliczaniu wartości narzutu przyjęto, że stosowane są podramki zawierające sygnały PRS typu LIS, a okres $T_{PRS} = 160$ ms [33]. Zastosowanie największych zdefiniowanych zasobów dla celów lokalizowania, które potencjalnie przyniosłyby najlepszą jakość procesu określania położenia terminali, wiąże się z dodatkowym obciążeniem zasobów w łączu w dół rzędu 4 %, co może być nieakceptowane przez operatorów przy znaczącej zajętości zasobów danymi użytkowymi.

Tab. 3.3. Procentowe zużycie zasobów spowodowane zastosowaniem sygnałów PRS w ramach typu LIS.

BW_{ref} [MHz]	N_{PRS}			
	1	2	4	6
1,4	0,0438	0,0875	0,1750	0,2625
3	0,0938	0,1875	0,3750	0,5625
5	0,1563	0,3125	0,6250	0,9375
10	0,3125	0,6250	1,25	1,875
15	0,4688	0,9375	1,875	2,8125
20	0,625	1,25	2,5	3,75

Zamiast dedykowanych sygnałów referencyjnych, możliwe jest zastosowanie dla celów radiolokalizacji metodą OTDoA tak zwanych sygnałów SoO (*Signals of Opportunity*). Sygnały SoO, są to sygnały, które nie są przeznaczone dla celów lokalizacyjnych, ale ich właściwości pozwalają na ich użycie w procesie estymacji położenia. Do tych właściwości należą periodyczność transmisji, dobre właściwości korelacyjne, a także odpowiednio wysoki poziom mocy w obszarze, w którym odbywa się radiolokalizacja [73]. Sygnałami SoO, które spełniają wymienione warunki w sieci LTE, są sygnały referencyjne CSRS (*Cell – Specific Reference Signals*).

Innymi sygnałami SoO występującymi w sieci LTE są sygnały synchronizacyjne PSS (*Primary Synchronization Signal*) oraz SSS (*Secondary Synchronization Signal*). Są to sygnały wykorzystywane do synchronizacji terminala ruchomego z siecią LTE. Ich detekcja pozwala m.in. na wykrycie początku ramki radiowej, długości prefiksu cyklicznego, czy trybu pracy sieci LTE (FDD/TDD). Jednakże, ze względu na niewielką liczbę symboli OFDM tworzących te sygnały, mają one niewielką moc i ich detekcja może okazać się niemożliwa w sąsiedztwie innej stacji bazowej pracującej z tą samą częstotliwością nośną [4]. Na dodatek, sygnały te zajmują jedynie 62 środkowe częstotliwości podnośne, a więc ich szerokość pasma wynosi około 1 MHz, co skutkuje małą rozdzielczością czasową wyznaczania kolejnych składowych sygnału radiowego docierającego do odbiornika (zob. rozdz. 4). Na rys. 3.6 przedstawiono przykładową siatkę zasobów radiowych z zaznaczeniem sygnałów synchronizacyjnych PSS, SSS oraz sygnałów referencyjnych CSRS.



Rys. 3.6. Przykładowa siatka zasobów radiowych z uwzględnieniem sygnałów synchronizacyjnych PSS, SSS oraz sygnałów referencyjnych CSRS.

W niniejszej pracy, w celu pomiarów wartości RSTD proponuje się zastosowanie, zamiast dedykowanych sygnałów PRS, sygnałów referencyjnych CSRS jak to również zaproponowano w [77] lub [101].

Po pierwsze, sygnały CSRS występują zawsze w siatce zasobów OFDM w łączu w dół niezależnie od konfiguracji sieci. Wykorzystując je jako sygnały SoO, możliwe jest zatem wyznaczenie wartości RSTD bez zajmowania dodatkowych zasobów sieci.

Po drugie, według wiedzy autora niniejszej rozprawy, w chwili wykonywania pomiarów, żaden z operatorów sieci komórkowych LTE w Polsce, nie posiadał zaimplementowanych sygnałów PRS w swojej sieci LTE.

Sygnały referencyjne CSRS są sygnałami wykorzystywanymi do wykonywania różnych pomiarów w łączu w dół, np. RSRP, a także w procesie demodulacji przesyłanych danych poprzez estymację parametrów kanału radiowego [103]. Zespółone symbole modulacji $a^{CSRS}_{k,l}$ sygnału CSRS mają identyczną postać jak symbole PRS, różnią się tylko rozmieszczeniem i licznością w siatce zasobów radiowych. Można zatem zapisać

$$a^{CSRS}_{k,l} = a^{PRS}_{k,l}, \quad (3.29)$$

dla

$$k = 6m + (v + v_{shift}) \bmod 6, \quad (3.30)$$

$$l = \begin{cases} 0, N_{symp}^{DL}, & \text{dla } p \in \{0,1\} \\ 1, & \text{dla } p \in \{2,3\} \end{cases}, \quad (3.31)$$

$$m = 0, 1, \dots, 2 \cdot N_{DLRB} - 1,$$

$$m' = m + N_{RB}^{\max, DL} - N_{DLRB},$$

gdzie p jest numerem portu antenowego. Wartość v zależy od numeru symbolu w podramce oraz numeru portu:

$$v = \begin{cases} 0 & \text{dla } p = 0, \quad l = 0 \\ 3 & \text{dla } p = 0, \quad l \neq 0 \\ 3 & \text{dla } p = 1, \quad l = 0 \\ 0 & \text{dla } p = 1, \quad l \neq 0 \\ 3(n_s \bmod 2) & \text{dla } p = 2 \\ 3 + 3(n_s \bmod 2) & \text{dla } p = 3 \end{cases}, \quad (3.32)$$

a wartość v_{shift} , podobnie jak dla sygnałów PRS, jest obliczana według (3.28).

Rozdział 4

Algorytmy określania czasu nadejścia sygnałów radiowych

Jak to zostało opisane w rozdziale 1., aby uzyskać jak największą dokładność lokalizowania metodą OTDoA, niezbędna jest jak najdokładniejsza detekcja czasu nadejścia pierwszej składowej sygnału docierającego do anteny odbiorczej. Zadanie to nie należy do prostych, ze względu na występujące, w szczególności w środowisku miejskim, zjawisko propagacji wielodrogowej. Różne składowe sygnału docierają do odbiornika drogami o różnej długości, a tym samym są odbierane w pewnych odstępach czasu. Składowe te są także poddane różnym tłumieniom. Dla przykładu, w tab. 4.1 przedstawiono profil kanału radiowego definiowanego przez 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) dla środowiska miejskiego ETU (*Extended Typical Urban*) [2].

Tab. 4.1. Parametry modelu statycznego kanału radiowego 3GPP ETU.

Względne opóźnienie składowej sygnału [ns]	Względna moc składowej sygnału [dB]
0	- 1,0
50	- 1,0
120	- 1,0
200	0,0
230	0,0
500	0,0
1600	-3,0
2300	-5,0
5000	-7,0

W tab. 4.1 można zaobserwować, że w przypadku tego środowiska, pierwsza składowa sygnału, statystycznie rzecz biorąc, nie jest składową o największej mocy. W związku z tym, zastosowanie algorytmu detekcji położenia sygnałów, opierającego się o wykrywanie składowej o największej mocy, z czym mamy do czynienia zazwyczaj w systemach GNSS [76], może wiązać się z niewystarczającą dokładnością wyznaczania położenia. Niezbędne jest zatem opracowanie bardziej wyrafinowanego algorytmu, który będzie w stanie dokonać detekcji i wyznaczyć położenie w czasie pierwszej składowej sygnału odebranego.

4.1. Algorytmy opisane w literaturze

W literaturze jest opisanych kilka propozycji koncepcji algorytmów detekcji czasu nadejścia sygnału referencyjnego. W [13] przedstawiono algorytm, w którym wykonywana jest interpolacja paraboliczna wokół maksimum funkcji korelacji sygnału odebranego z sygnałem wzorcowym. Moment nadejścia sygnału radiowego przyjmuje się jako wartość czasu, dla której funkcja paraboliczna osiąga swoje maksimum. Algorytm, chociaż atrakcyjny ze względu na małą złożoność obliczeniową, nie jest odpowiedni dla detekcji pierwszej składowej sygnału radiowego, która może być oddalona od składowej maksymalnej we wspomnianej funkcji korelacji [26].

W [65] zaproponowano algorytm, który wykrywa pierwszą składową znajdującą się powyżej poziomu -30dB w stosunku do mocy najsilniejszej składowej. Jeżeli zakres dynamiczny PDP, definiowany jako stosunek pomiędzy największą i najmniejszą obserwowaną wartością, jest mniejszy niż 30 dB , wówczas wybierana jest pierwsza składowa znajdującą się znacząco powyżej poziomu szumu. Nie jest jednak opisane co oznacza sformułowanie „znacząco powyżej poziomu szumu”.

Z kolei w [43], po wykonaniu korelacji sygnału odebranego z sygnałem wzorcowym generowanym w odbiorniku, ograniczony zostaje obszar poszukiwań pierwszej składowej w funkcji korelacji do rozmiaru prefiksu cyklicznego CP. Zabieg ten realizowany jest poprzez zastosowanie przesuwne okna o rozmiarze CP w funkcji korelacji – dla danego przesunięcia obliczana jest suma wszystkich składowych korelacji mieszczących się w oknie. Wartość maksymalna obliczonej sumy w grupie wszystkich przesunięć okna oznacza miejsce położenia sygnału zbiorczego. Zabieg ten pozwala w sposób wiarygodny wykryć obszar, w którym znajduje się sygnał zbiorczy i wyeliminować duże błędy w wyznaczaniu położenia pierwszej składowej sygnału odebranego. Po ograniczeniu obszaru poszukiwań wybierana jest pierwsza składowa korelacji, dla której stosunek wartości mocy tej składowej do wartości średniej mocy składowych korelacji wynikających z szumów i interferencji w kanale (czyli tych znajdujących się poza ograniczonym obszarem) przekracza wartość -13 dB .

W [75] zaproponowano podejście, w którym detekcja momentów czasu, w których odbierane są sygnały referencyjne w celu wyznaczenia wartości RSTD odbywa się w dwóch etapach. W pierwszej kolejności wykonuje się zgrubną synchronizację czasu z sygnałami referencyjnych stacji sąsiednich z błędem co najwyżej połowy czasu trwania prefiksu

cyklicznego. W drugim etapie realizowana jest dokładna synchronizacja czasu w czterech krokach:

- Estymacja odpowiedzi częstotliwościowej CFR (*Channel Frequency Response*) kanału radiowego dla wybranych RE przenoszących sygnały PRS.
- Wykonanie korelacji skrośnej pomiędzy wybranymi parami CFR dla sąsiadujących ze sobą RE. Zakładając, że CFR dla dwóch sąsiadujących ze sobą RE jest niemal identyczna, faza korelacji skrośnej jest liniowo proporcjonalna do poszukiwanego opóźnienia sygnału radiowego.
- Uśrednienie wyniku dla wszystkich podramek przenoszących sygnały PRS.
- Obliczenie poszukiwanego opóźnienia z wyznaczonej (uśrednionej) fazy korelacji skrośnej.

4.2. Nowy algorytm detekcji czasu nadejścia sygnałów radiowych

Zaproponowany w niniejszej pracy algorytm detekcji pierwszej odebranej składowej sygnału radiowego opiera się na ustaleniu progu detekcji zależnego od funkcji korelacji $\Gamma(m)$ sygnału odebranego $r(n)$ z sygnałem wzorcowym $x_{ref}(n)$ generowanym w odbiorniku

$$\Gamma(m) = \frac{1}{N_{kor}} \sum_{n=0}^{N_{kor}-1} r(n+m) \cdot x_{ref}^*(n), \quad (4.1)$$

gdzie $*$ oznacza operację sprzężenia wartości zespolonej, a N_{kor} określa długość korelacji. Sygnał $r(n)$ jest dyskretną formą odebranego sygnału ciągłego $r(t)$, będącego sumą poddanych różnym tłumieniom i opóźnieniom kopii sygnału nadanego $s(t)$ oraz szumu i interferencji $w(t)$

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) + w(t), \quad (4.2)$$

gdzie \otimes oznacza operację splotu liniowego, a $h(t)$ jest odpowiedzią impulsową kanału zdefiniowaną jako [62]

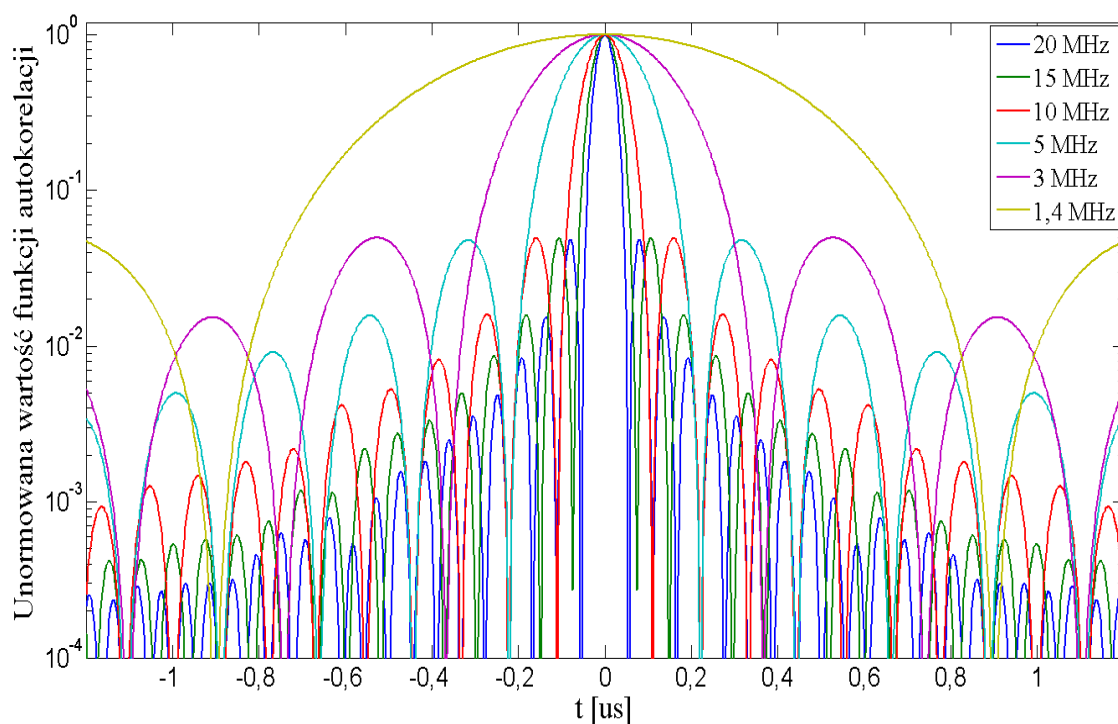
$$h(t) = \sum_{d=0}^{N_d-1} h_d \cdot \delta(t-t_d), \quad (4.3)$$

gdzie N_d jest liczbą składowych sygnału docierających do anteny odbiorczej, h_d jest zespolonym współczynnikiem określającym tłumienie i zmianę fazy danej składowej sygnału

w wyniku przejścia sygnału przez kanał, a t_d opóźnieniem d - tej składowej sygnału odebranego.

Pierwsze wystąpienie składowej korelacji powyżej wybranego progu detekcji jest uważane za reprezentację pierwszej ścieżki odebranego sygnału. Sposób ustalania wartości progu detekcji jest opisany w dalszej części pracy i jest opracowaniem własnym autora.

W typowej organizacji sieci LTE, współczynnik ponownego wykorzystania częstotliwości, tzw. FRF (*Frequency Reuse Factor*) wynosi 1, a więc wszystkie stacje bazowe pracują z jednakową częstotliwością nośną [28]. Wynika stąd, że oprócz składowych reprezentujących sygnał użyteczny i szum różnego pochodzenia, np. termiczny, powstający w wyniku promieniowania słonecznego, czy obecności linii wysokiego napięcia [18], w funkcji korelacji sygnału odebranego oraz sygnału wzorcowego występować będą także składowe, za których powstawanie są odpowiedzialne interferencje pochodzące z sąsiednich komórek. Składowe korelacji powstające w wyniku występowania interferencji są skutkiem niezerowej korelacji skrośnej pomiędzy sygnałami emitowanymi przez sąsiednie stacje bazowe oraz sygnałem użytecznym i są tym większe im większy jest stosunek mocy sygnałów interferujących do mocy sygnału użytecznego.

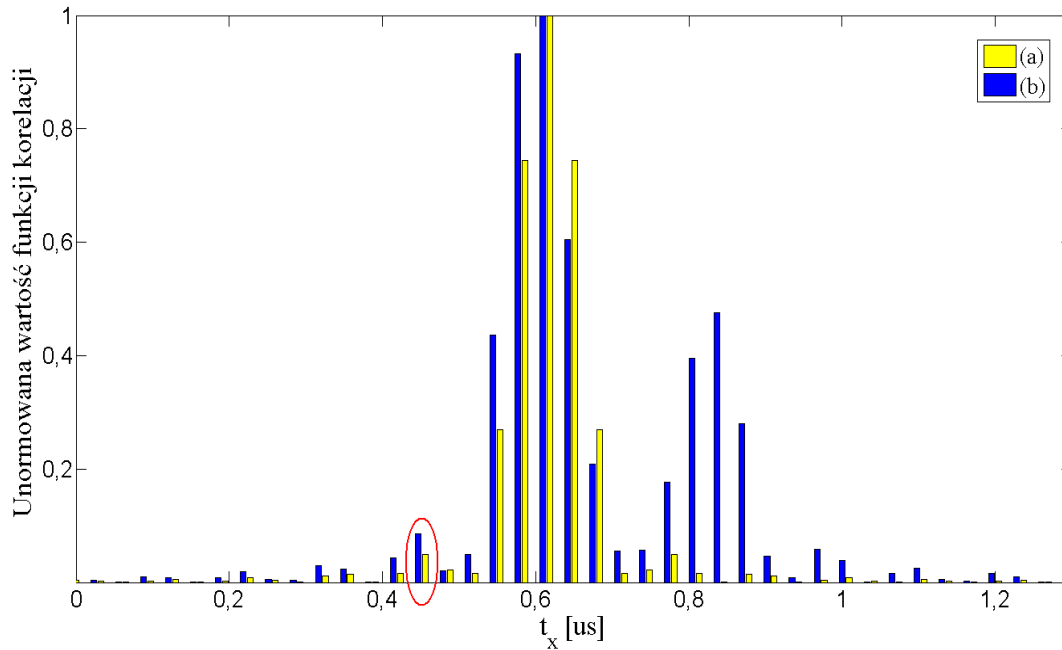


Rys. 4.1. Rodzina funkcji autokorelacji sygnałów referencyjnych o długości 1 ms dla różnych szerokości pasma.

Innymi składowymi niepożądanymi, istotnymi z punktu widzenia detekcji pierwszej ścieżki odbieranego sygnału radiowego, są składowe tworzone przez tzw. listki boczne korelacji (ang. *sidelobes*). Wynikają one z nieidealnych właściwości autokorelacyjnych zastosowanych sygnałów referencyjnych. Na rys. 4.1 zilustrowano rodzinę funkcji autokorelacji dla różnych szerokości pasma sygnałów referencyjnych.

Ustalając próg detekcji należy zatem mieć na uwadze wysokość składowych korelacji reprezentujących listki boczne, tak aby próg detekcji nie znalazł się poniżej tych składowych. W szczególności dotyczy to sytuacji dużych wartości parametru SINR (*Signal to Interference and Noise Ratio*), określającego stosunek mocy sygnału użytecznego do sumy mocy szumów i interferencji, w których to sytuacjach poziom listków bocznych znacząco przewyższa poziom składowych wynikających z obecnego szumu i interferencji. Warto zauważyć, że im szerokość pasma sygnałów referencyjnych jest większa, tym listki boczne w funkcji autokorelacji opadają szybciej w miarę zwiększania wzajemnego przesunięcia w czasie korelowanych sygnałów. Zatem, jeżeli próg detekcji zostanie ustalony poniżej poziomu listków bocznych, to błąd określenia położenia sygnału referencyjnego będzie tym większy, im węższe pasmo sygnału.

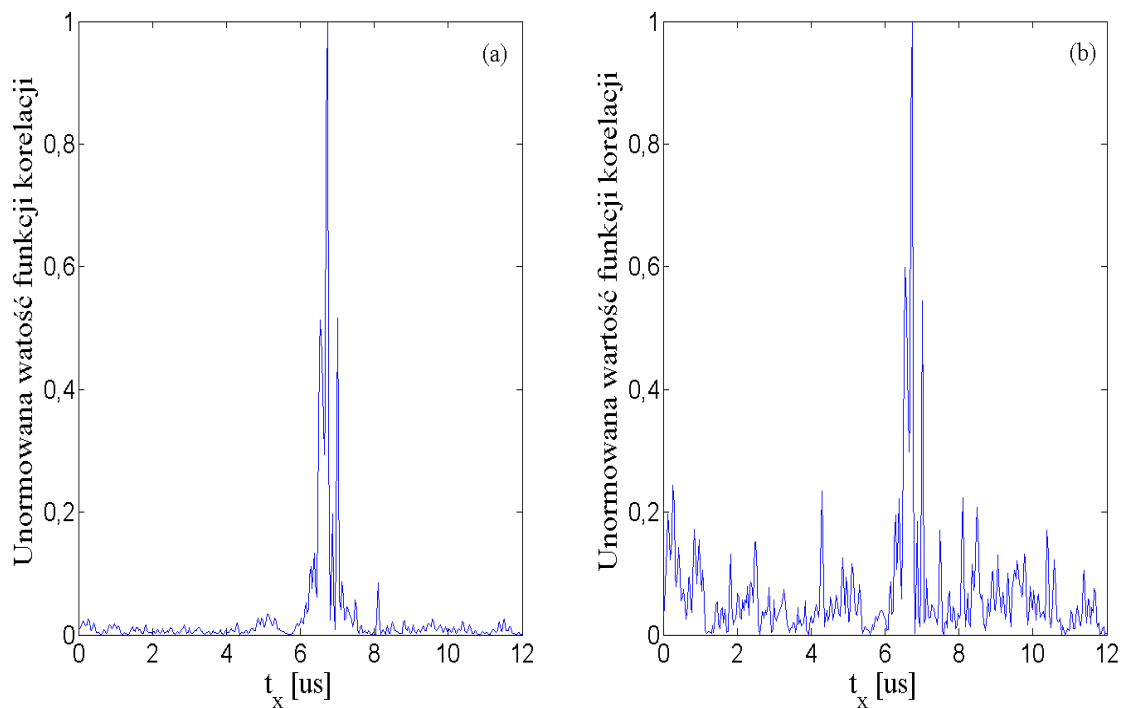
Dodatkowym czynnikiem wpływającym na poziom listków bocznych jest liczba, wzajemne moce i rozkład w czasie odebranych składowych sygnału zbiorczego. Obecność dodatkowej składowej, w szczególności położonej w bezpośrednim sąsiedztwie pierwszej składowej sygnału odebranego, może zmienić poziom listków bocznych. Na rys. 4.2, przedstawiono funkcje korelacji w przypadku obecności tylko jednej składowej sygnału odebranego (a) oraz w przypadku odbioru dwóch kopii sygnału nadanego oddalonych od siebie o $0,2 \mu\text{s}$ (b). Funkcje korelacji przedstawione na rys. 4.2 jak i na wszystkich kolejnych rysunkach, są wyznaczone według zależności (4.1), a wartość t_x jest wartością argumentu funkcji $\Gamma(\cdot)$ wyrażoną w $[\mu\text{s}]$. W przypadku (b) pierwsza składowa ma moc identyczną z tą z przypadku (a), natomiast druga kopia ma moc o 50 % mniejszą. Maksymalna wartość składowej niepożądanej funkcji korelacji należącej do listka bocznego, który znajduje się przed pierwszą kopią sygnału (zaznaczony fragment wykresu na rys. 4.2), wzrosła w przypadku (b) o około 75 % w stosunku do przypadku (a).



Rys. 4.2. Funkcje korelacji sygnałów referencyjnych w przypadku: odbioru jednej kopii sygnału (a), odbioru dwóch kopii sygnału oddalonych od siebie o $0,2 \mu\text{s}$ (b).

Oczywiście, poziom listków głównych i bocznych zależy także od obecnego szumu i interferencji, a im wartość SINR jest większa tym ta zależność jest mniejsza. Na rys. 4.3 zostały przedstawione funkcje korelacji sygnału odebranego z sygnałem wzorcowym dla dwóch różnych wartości SINR. Interferencje zostały zamodelowane jako suma sygnałów pochodzących z dwóch sąsiednich stacji bazowych. Sygnały odebrane z każdej stacji sąsiedniej mają jednakowe moce i były poddane działaniu kanału radiowego wg charakterystyki statycznej 3GPP ETU. W sygnałach tych występują sygnały PSS, SSS, CSRS, tak, ażeby uwzględnić niezerowe korelacje skrośne pomiędzy sygnałami referencyjnymi pochodzącymi ze stacji bazowych o różnych numerach komórek, a reszta siatki zasobów czasowo – częstotliwościowych jest wypełniona sygnałami zmodulowanymi QPSK. Wszystkie sygnały przenoszące symbole w siatce zasobów mają jednakową moc. Do sumy sygnałów interferujących został dodany zespolony szum AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) o mocy o 10 dB mniejszej w porównaniu do mocy każdego z sygnałów interferujących.

W miarę, gdy wartość SINR staje się mniejsza, wpływ szumów i interferencji na kształt funkcji korelacji staje się większy, a od odpowiednio małej wartości SINR składowe niepożądane spowodowane obecnością szumów i interferencji przewyższają listki boczne.



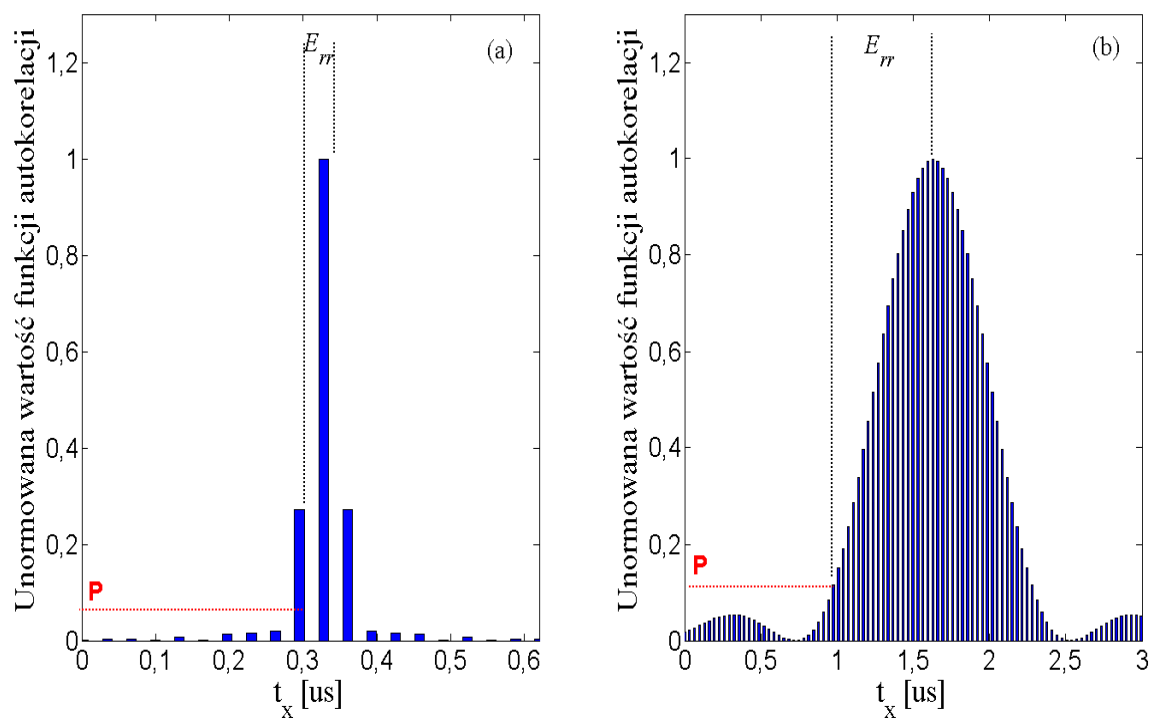
Rys. 4.3. Funkcje korelacji sygnału odebranego z sygnałem wzorcowym dla (a) SINR = -2 dB oraz (b) SINR = -12 dB.

W takiej sytuacji kryterium wyboru wartości progu detekcji może nie uwzględniać poziomu listków bocznych i opierać się wyłącznie o poziom składowych występujących z powodu interferencji i szumu, ponieważ listki boczne są „ukryte” w tych składowych.

Jak również można zobaczyć na rys. 4.1, listki główne funkcji autokorelacji sygnałów referencyjnych zmieniają swoją szerokość w funkcji szerokości pasma. Im większa jest szerokość pasma, tym listek główny jest węższy, a więc większa staje się rozdzielczość czasowa wyznaczania poszczególnych składowych sygnału radiowego. Oznacza to, że możliwe jest wyznaczenie odrębnych składowych odebranego sygnału zbiorczego, które są położone bliżej siebie na osi czasu. Dzięki temu możliwe jest dokładniejsze wyznaczenie pierwszej składowej sygnału odebranego, a co za tym idzie zwiększenie jakości procesu radiolokalizowania.

Dokładne ustalenie położenia składowej sygnału odebranego wymaga uwzględnienia szerokości listka głównego. Problem został zilustrowany na rys. 4.4 dla dwóch szerokości pasma sygnałów referencyjnych. W funkcji autokorelacji został wybrany przykładowy próg detekcji P powyżej składowych korelacji reprezentujących listki boczne. Pierwsza składowa funkcji powyżej progu nie odpowiada rzeczywistemu położeniu sygnału referencyjnego, a błąd jest tym większy im węższe pasmo sygnału. Błąd E_{rr} określenia położenia składowej

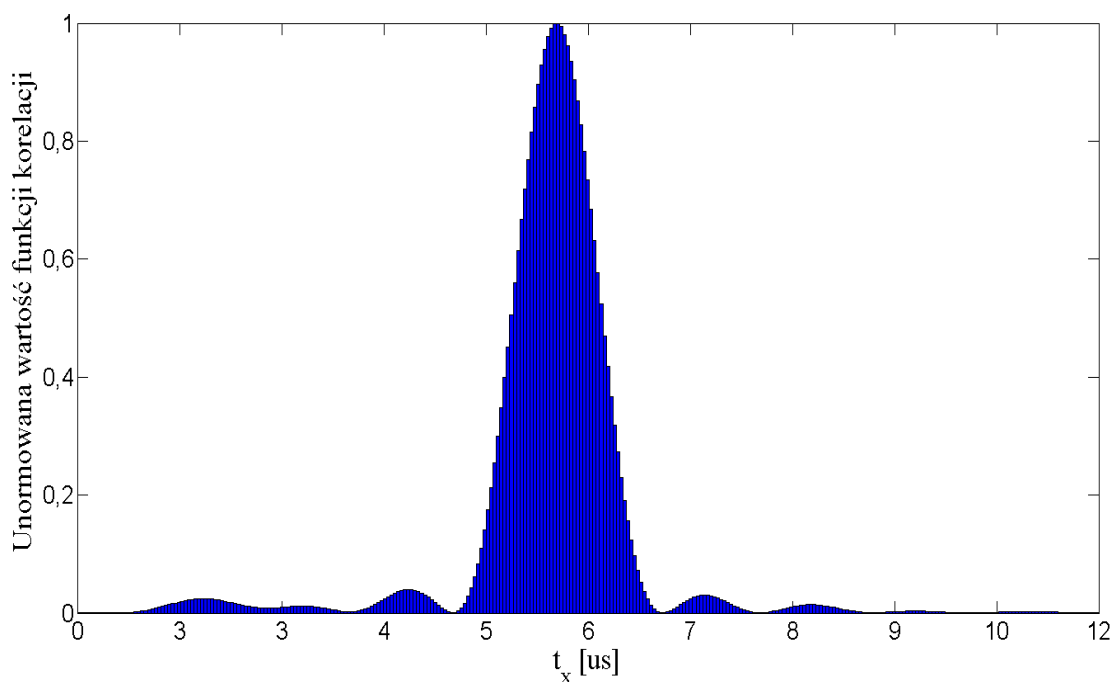
sygnału w przypadku szerokości pasma 20 MHz wynosi zaledwie 32 ns, podczas gdy, dla szerokości pasma 1,4 MHz wynosi aż 650 ns, co mogłoby spowodować duże błędy w określaniu wartości RSTD. W takiej sytuacji, po ustaleniu progu detekcji, należałoby znaleźć położenie pierwszego lokalnego maksimum powyżej progu detekcji.



Rys. 4.4. Ilustracja problemu wpływu szerokości listka głównego funkcji autokorelacji na błąd wyznaczania położenia w czasie sygnału referencyjnego o szerokości pasma 20 MHz (a) i 1,4 MHz (b).

Jednakże, dla mniejszych szerokości pasma, w przypadku odpowiednio bliskiego wzajemnego położenia kolejnych składowych sygnału odebranego, lokalne maksimum odpowiadające położeniu pierwszej składowej odebranego sygnału może nie istnieć, ponieważ wszystkie składowe będą reprezentowane w funkcji korelacji poprzez jeden szeroki listek główny. Maksimum tego listka będzie funkcją rozkładu momentów odbioru kolejnych składowych i ich wzajemnych mocy. Na rys. 4.5 przedstawiono funkcję korelacji odebranego sygnału zbiorczego po przejściu przez kanał 3GPP ETU dla szerokości pasma 1,4 MHz. Dla celów niniejszej analizy w modelu kanału pominięto wpływ szumu, interferencji i wzajemnego ruchu nadajnika i odbiornika. Pomimo, że sygnał odebrany składa się z 9 składowych o różnych mocach rozrzuconych w 5 μ s. przedziale czasu, jest on reprezentowany przez jeden szeroki listek główny na wykresie funkcji korelacji wzajemnej.

Biorąc pod uwagę dodatkowo fakt, że rozrzut opóźnień poszczególnych składowych odbieranego sygnału zbiorczego w środowisku miejskim ma statystycznie rzecz ujmując rozkład lognormalny i najbardziej prawdopodobne jest bliskie wzajemne położenie kolejnych składowych sygnału w sąsiedztwie składowej pierwszej [40], istnieje duże prawdopodobieństwo, że całkowity odebrany sygnał będzie reprezentowany przez jeden listek główny w funkcji korelacji.

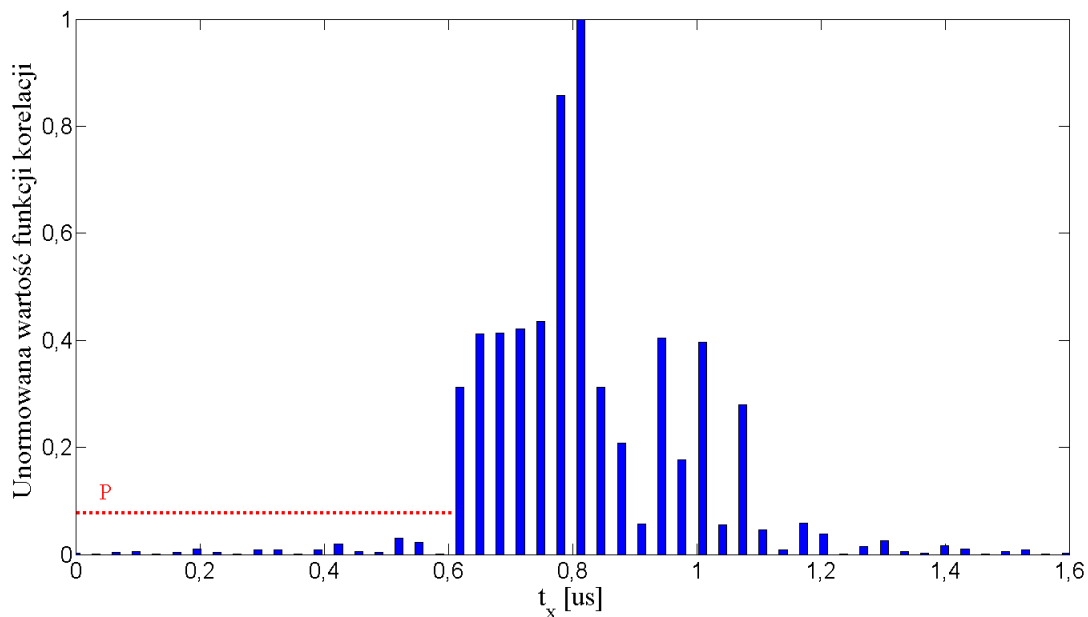


Rys. 4.5. Funkcja korelacji referencyjnego sygnału wzorcowego z sygnałem odebrany zamodelowanym według charakterystyki statycznej 3GPP ETU.

Większe szerokości pasma zapewniają możliwość wyodrębnienia bliżej położonych składowych sygnału. Wówczas często możliwe jest odnalezienie pierwszego lokalnego maksimum znajdującego się powyżej progu detekcji. Jednakże w pewnych sytuacjach, np. gdy kolejne składowe sygnału mają coraz większe moce (rys. 4.6), odnalezienie lokalnego maksimum może narażać na pewne trudności.

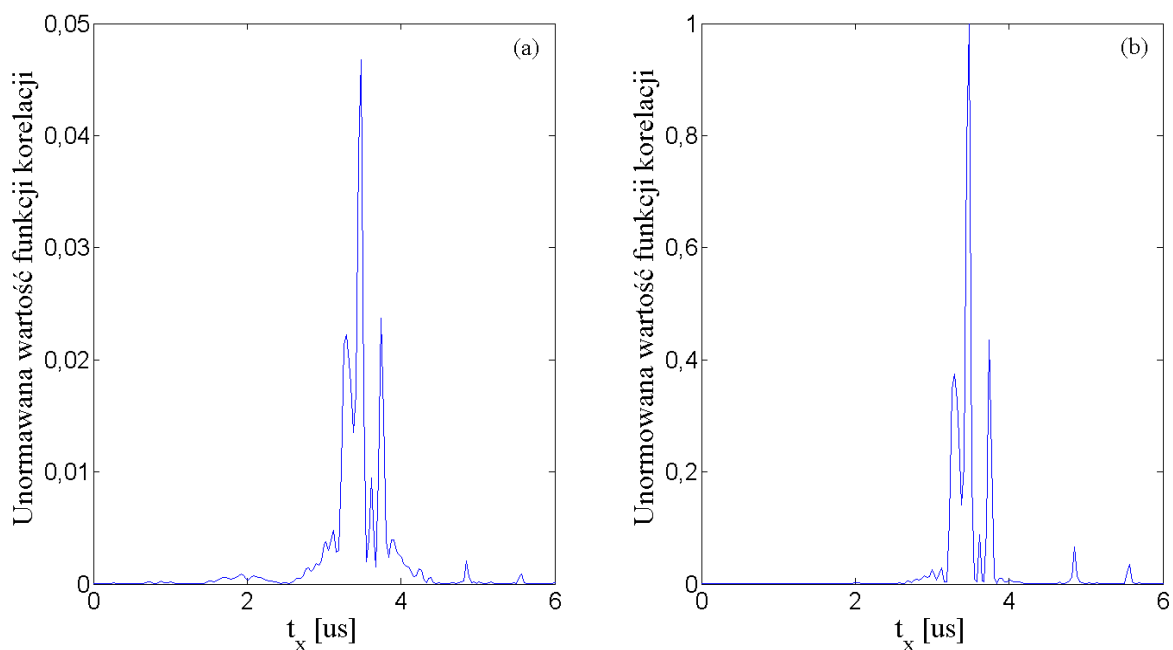
W przykładzie z rys. 4.6, pierwsze lokalne maksimum jest jednocześnie maksimum globalnym i znajduje się w znacznej odległości od reprezentacji pierwszej odebranej składowej sygnału. Rozwiązaniem tego problemu może być ograniczenie rozmiaru okna poszukiwań lokalnego maksimum do połowy szerokości listka głównego funkcji autokorelacji sygnału referencyjnego, liczonego od momentu przekroczenia wartości progowej.





Rys. 4.6. Przykładowa funkcja korelacji zbiorczego sygnału odebranego o szerokości pasma 20 MHz z sygnałem wzorcowym.

Jeszcze jednym czynnikiem wpływającym na funkcję $\Gamma(\cdot)$ jest długość korelacji N_{kor} . Przy tych samych wartościach SINR, im wartość N_{kor} jest większa (a więc sygnał referencyjny składa się z większej liczby elementów zasobów RE), tym listki boczne są mniejsze względem listka głównego.



Rys. 4.7. Unormowane (względem wartości maksymalnej z przypadku b) funkcje korelacji skrośnej odebranego sygnału zbiorczego i sygnału wzorcowego dla a) $N_{kor} = 1$ podramka oraz b) $N_{kor} = 6$ podramek.

Wówczas też, funkcja korelacji przyjmuje większe wartości dla argumentów odpowiadających obecności składowych użytecznych odebranego sygnału radiowego. Oczywiście, zwiększają się również wartości funkcji $\Gamma(\cdot)$ odpowiadające składowym niepożądanym, jednakże wzrost ich wartości jest mniejszy w porównaniu do wzrostu wartości składowych odpowiadających sygnałowi użytecznemu. Zwiększa się zatem różnica w funkcji korelacji pomiędzy składowymi wynikającymi ze składowych użytecznych i niepożądanych. To w konsekwencji pozytywnie przekłada się na możliwości detekcji sygnału użytecznego w funkcji korelacji spośród obecnych szumów i interferencji (co zostanie pokazane w dalszej części niniejszego rozdziału). Na rys. 4.7 przedstawiono funkcje korelacji sygnału odebranego z sygnałem wzorcowym dla dwóch różnych wartości N_{kor} . Dla uproszczenia, nie uwzględniono tutaj szumu i interferencji występujących w kanale.

4.2.1. Model symulacyjny i wyniki badań symulacyjnych

Dla mniejszych szerokości pasma sygnałów referencyjnych, tj. 1,4 MHz, 3 MHz oraz 5 MHz, ze względu na szerokie listki główne w funkcji autokorelacji sygnałów referencyjnych, w niniejszej pracy proponuje się zastosować algorytm detekcji pierwszej składowej sygnału odebranego polegający na wyznaczeniu wartości maksymalnej w funkcji korelacji i przyjęcie jej położenia jako położenia pierwszej składowej sygnału odebranego. Podejście takie wynika z opisanego w poprzednim punkcie łączenia się listków głównych poszczególnych składowych sygnału odebranego w jeden wspólny listek główny w funkcji korelacji, co skutkuje brakiem możliwości detekcji poszczególnych składowych sygnału.

Natomiast dla większych szerokości pasma sygnałów referencyjnych, tj. 10 MHz, 15 MHz oraz 20 MHz, proponuje się wyznaczenie progu detekcji P_{det} , a następnie odnalezienie maksimum lokalnego funkcji korelacji znajdującego się powyżej tego progu, z tym, że obszar poszukiwań jest ograniczony do połowy szerokości listka głównego, licząc od momentu dla którego został określony próg P_{det} . Położenie odnalezionego maksimum lokalnego jest przyjmowane za położenie reprezentacji pierwszej składowej odebranego sygnału w funkcji korelacji.

Dotychczasowe rozważania pokazują, że ustalenie wartości progu detekcji nie jest zadaniem prostym i wymaga uwzględnienia wielu czynników, takich jak:

- wartość SINR,
- szerokość pasma sygnałów referencyjnych,

- długość korelacji N_{kor} ,
- rozkład opóźnień i mocy poszczególnych składowych sygnału zbiorczego.

Dla potrzeb niniejszej pracy, zdefiniowano parametr SNR korelacji, oznaczany przez SNR_k , który określa stosunek kwadratu modułu maksymalnej wartości funkcji korelacji do poziomu składowych niepożądanych korelacji powstałych w wyniku oddziaływania szumu i interferencji. Parametr SNR_k jest określony jako

$$SNR_k = 10 \log_{10} \left(\frac{m_{\max}}{N_k} \right), \quad (4.4)$$

gdzie

$$m_{\max} = \max_m (|\Gamma(m)|^2), \quad m = 0, 1, \dots, M_{det} - 1, \quad (4.5)$$

przy czym M_{det} reprezentuje rozmiar przedziału, w którym wykonywana jest korelacja (poszukiwana jest pierwsza składowa sygnału odebranego), a parametr N_k jest estymatą poziomu składowych niepożądanych w funkcji $|\Gamma(m)|^2$, wynikających z obecności szumu i interferencji i jest zdefiniowany jako

$$N_k = N_k^{avg} + a_w \cdot \sigma_k, \quad (4.6)$$

gdzie $a_w = 6$ (uzasadnienie znajduje się w dalszej części tego rozdziału), N_k^{avg} jest wartością średnią składowych funkcji $|\Gamma(m)|^2$ odległych od składowej o największej wartości o więcej niż $T_{okno} = 4 \mu s$, tak aby w obliczeniach nie były uwzględnione składowe sygnału użytecznego. Parametr N_k^{avg} można zdefiniować w następujący sposób

gdzie:

$$N_k^{avg} = \frac{\sum_{m=0}^{M_{det}-1} |\Gamma(m)|^2}{N_{szumu}}, \quad (4.7)$$

$$m \notin \left\langle m_{\max} - \lceil f_{samp} \cdot T_{okno} \rceil, m_{\max} + \lceil f_{samp} \cdot T_{okno} \rceil \right\rangle,$$

$$N_{szumu} = N_{kor} - 2 \cdot \lceil f_{samp} \cdot T_{okno} \rceil \quad (4.8)$$

a f_{samp} jest częstotliwością próbkowania w odbiorniku w paśmie podstawowym, $\lceil \cdot \rceil$ jest funkcją zaokrąglenia w górę do wartości całkowitych, natomiast σ_k jest pierwiastkiem nieobciążonego estymatora wariancji składowych niepożądanych

$$\sigma_k = \sqrt{\frac{\sum_{m=0}^{M_{det}-1} \left(|\Gamma(m)|^2 - N_k^{avg} \right)^2}{N_{szumu} - 1}}, \quad (4.9)$$

przy czym

$$m \in \left\langle m_{max} - \lceil f_{samp} \cdot T_{okno} \rceil, m_{max} + \lceil f_{samp} \cdot T_{okno} \rceil \right\rangle.$$

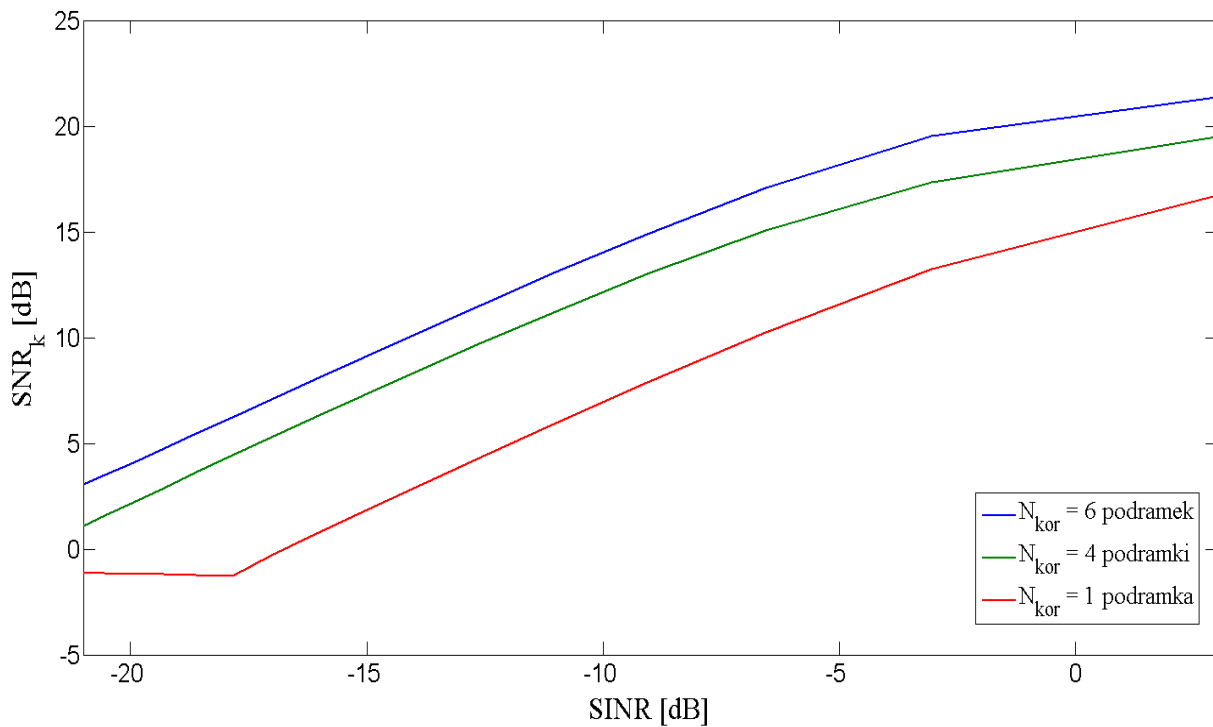
Parametr SNR_k określa możliwości wyodrębnienia (detekcji) w funkcji korelacji składowych reprezentujących sygnał użyteczny (a co najmniej składowej o maksymalnej mocy) spośród składowych wynikających z obecności interferencji i szumu w kanale radiowym. Im parametr SNR_k przyjmuje większe wartości, tym te możliwości są większe. Wartość SNR_k zależy nie tylko od warunków panujących w kanale, ale także od długości korelacji N_{kor} (rys. 4.7) i szerokości pasma sygnałów referencyjnych, które razem określają liczbę elementów zasobów RE tworzących sygnał referencyjny.

W niniejszej pracy, proponuje się ująć problem wyznaczania progu detekcji P_{det} jako określenie funkcji

$$P_{det} = F(SNR_k, N_k, N_{kor}). \quad (4.10)$$

Ponieważ dla celów radiolokalizacji metodą OTDoA w systemie LTE zaproponowano w rozdziale 3 zastosowanie sygnałów CSRS zamiast dedykowanych sygnałów PRS, długość N_{kor} może być dowolna, ze względu na to, że sygnały CSRS powtarzają się cyklicznie bez przerw w siatce zasobów radiowych. Im wartość N_{kor} będzie większa, tym większa będzie złożoność obliczeniowa procesu wyznaczania wartości parametru RSTD i tym dłużej będzie ten proces trwał. Na rys. 4.8 przedstawiono zależność SNR_k w funkcji SINR dla różnych wartości N_{kor} . Analizę wykonano przy użyciu modelu kanału 3GPP ETU i wcześniej opisanego modelu interferencji i szumu. Oczywiście w miarę zwiększania długości korelacji, wartości SNR_k zwiększają się przy tych samych wartościach SINR. W niniejszej pracy do dalszych analiz wybrano wartość $N_{kor} = 6$ podramek, która zapewnia wysokie wartości SNR_k nawet przy niewielkich wartościach SINR. Jest to szczególnie ważne podczas detekcji

położenia odebranych sygnałów w sieci niesynchronizowanej, w której nie występują podramki LIS, ze względu na występujące wzajemne interferencje.



Rys. 4.8. Zależność SNR_k w funkcji SINR dla różnych wartości N_{kor} .

Na dodatek, jeżeli terminal znajdzie się w bezpośrednim sąsiedztwie jednej ze stacji referencyjnych, to sygnał odebrany z tej stacji będzie miał znacząco większą moc niż sygnały odbierane z innych stacji referencyjnych. Ponieważ wszystkie stacje pracują z jednakową częstotliwością nośną, sygnały pochodzące z odległych stacji będą poddane silnym interferencjom. W opisanych warunkach uzyskanie odpowiednio wysokiej wartości SNR_k dla poprawnej detekcji sygnału odebranego wymaga zastosowania dużych wartości N_{kor} .

W świetle przytoczonych rozważań, zakładając stałą wartość $N_{kor} = 6$ podramek, funkcję (4.10) można uprościć do

$$P_{det} = F(SNR_k, N_k). \quad (4.11)$$

Przy wyznaczaniu postaci $F(\cdot)$ przyjęto następujący model funkcji

$$P_{det} = F(SNR_k, N_k) = F_p(SNR_k) \cdot N_k. \quad (4.12)$$

Próg detekcji jest zatem wyznaczany na podstawie poziomu składowych niepożądanych wynikających z obecności szumu i interferencji N_k ważonego współczynnikiem $F_p(SNR_k)$.

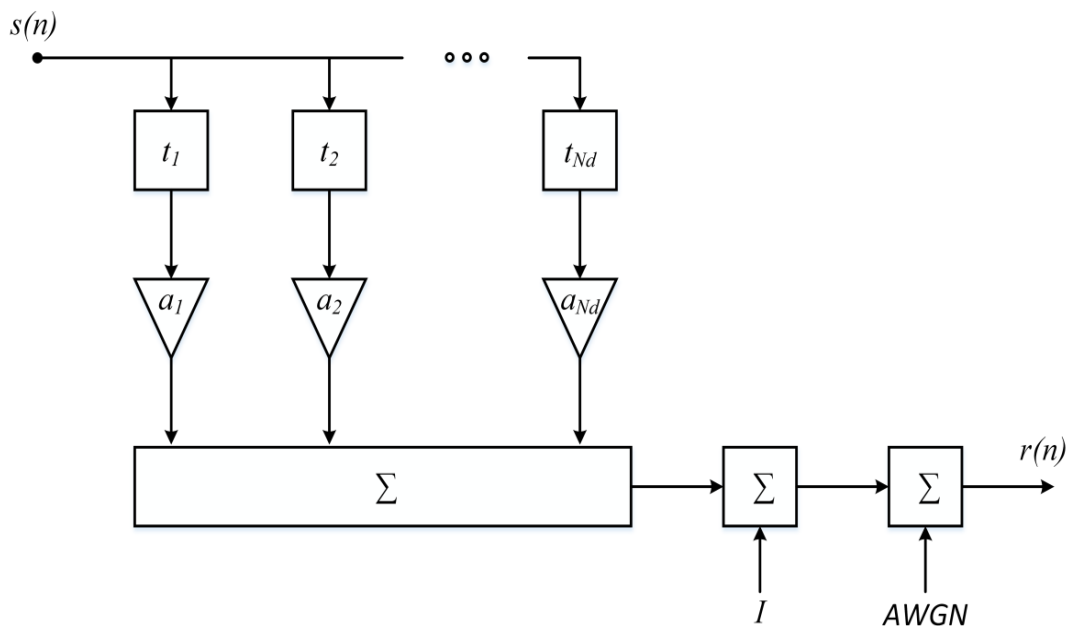
Wartość N_k jest obliczana na podstawie zależności (4.6), w której wybór wartości parametru a_w wynika bezpośrednio z nierówności Czebyszewa – Bienayme [86]. Nierówność ta ogranicza z góry prawdopodobieństwo wystąpienia wartości dowolnej zmiennej losowej X , powyżej pewnej wartości

$$P(|X - \mu| \geq \lambda) \leq \frac{\sigma^2}{\lambda^2}, \quad (4.13)$$

gdzie μ jest wartością oczekiwaną zmiennej losowej X , a σ jest odchyleniem standardowym tejże zmiennej. Dla wybranej wartości $a_w = 6$, prawdopodobieństwo wystąpienia składowej w funkcji korelacji powyżej wyznaczonej wartości poziomu szumu N_k jest niewielkie i wynosi 0,02(7).

W celu wyznaczenia postaci funkcji $F_p(SNR_k)$, został zaprojektowany i zaimplementowany model symulacyjny składający się z części nadawczej, części odbiorczej oraz kanału radiowego.

W części nadawczej modelu generowano próbki sygnałów siatki zasobów czasowo – częstotliwościowych zawierające sygnały referencyjne CSRS, sygnały synchronizacyjne PSS oraz SSS, a także sygnały „danych” zmodulowane za pomocą czterowartościowej modulacji fazy QPSK. Sygnały przenoszone we wszystkich symbolach OFDM miały jednakową moc.



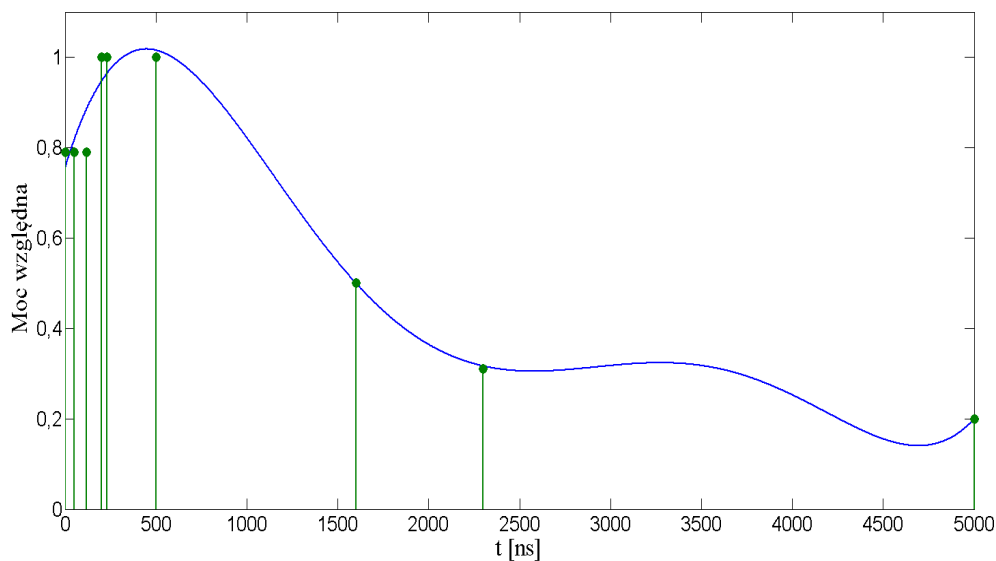
Rys. 4.9. Schemat zaprojektowanego modelu kanału radiowego do symulacji.

Utworzony w części nadawczej sygnał był poddawany filtracji w filtrze o skończonej odpowiedzi impulsowej FIR (*Finite Impulse Response*), który reprezentował model kanału radiowego (rys. 4.9). Kolejne odczepy filtru reprezentują kolejne, odpowiednio opóźnione i poddane różnym tłumieniom, składowe sygnału nadanego, przemieszczające się różnymi drogami pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem.

Kolejne wartości opóźnień t_i były generowane zgodnie z procesem losowym zdefiniowanym jako

$$t_i = N(\tau_M^i, \sigma_{\tau_M}^2), \quad i = 1, 2, \dots, N_d, \quad (4.14)$$

gdzie $N(\cdot)$ oznacza realizację rozkładu normalnego, τ_M^i jest i -tym średnim opóźnieniem składowej sygnału radiowego zgodnie z charakterystyką statyczną kanału 3GPP ETU (zob. tab. 4.1), natomiast σ_{τ_M} jest odchyleniem standardowym odpowiadającym drodze propagacji równej 20 m [78]. W przypadku realizacji procesu (4.14), w której wylosowana wartość t_i jest mniejsza niż zero, przyjmuje się, że $t_i = 0$.



Rys. 4.10. Interpretacja graficzna funkcji $f_a(t)$. Zielonymi punktami zaznaczono wartości względnych tłumień (tab. 4.1), na podstawie których przeprowadzono interpolację.

Wartości tłumienia a_i były wyznaczone według funkcji o postaci

$$a_i = f_a(t_i) = 8,54 \cdot 10^{-1} + 1,34 \cdot 10^{-1} t_i - 2,11 \cdot 10^{-2} t_i^2 + 1,02 \cdot 10^{-9} t_i^3 - 2,08 \cdot 10^{-13} t_i^4 + 1,51 \cdot 10^{-17} t_i^5, \quad (4.15)$$

będącej interpolacją wielomianową wartości statycznej charakterystyki 3GPP ETU (rys. 4.10) [35].

Do sumy sygnałów z poszczególnych odczepów zaprojektowanego filtra dodawane są sygnały interferujące I pochodzące z 4 sąsiednich komórek, tj.

$$I = \sum_{s=1}^4 I_s, \quad (4.16)$$

gdzie I_s jest sygnałem pochodzącym z s – tej komórki sąsiedniej. Sygnał I_s jest tworzony w analogiczny sposób co sygnał użyteczny oraz jest poddany działaniu tego samego modelu kanału radiowego (z wyłączeniem dodania składowych I oraz AWGN). Podobnie jak sygnał użyteczny, sygnał I_s składa się z sygnałów CSRS, PSS, SSS oraz sygnałów danych i ma tę samą szerokość pasma co sygnał użyteczny. Sygnały CSRS, PSS oraz SSS dla stacji interferujących są jednak generowane z innymi wartościami identyfikatora warstwy fizycznej komórki N_{ID}^{cell} . Dodatkowo, sygnały interferujące są przesunięte w czasie względem sygnału użytecznego, tj. odpowiadające sobie podramki sygnału użytecznego i każdego z sygnałów interferujących nie występują w tym samym czasie. Poszczególne sygnały interferujące różnią się także między sobą co do swojej mocy. Wartości względnych mocy sygnałów interferujących, a także ich przesunięcia w czasie względem sygnału użytecznego przedstawiono w tab. 4.2. Wartości te były dobierane w ten sposób, aby uwzględnić brak synchronizacji stacji bazowych w sieci, a także różne odległości stacji interferujących od lokalizowanego terminala ruchomego.

Tab. 4.2. Względne moce sygnałów interferujących i ich przesunięcia względem sygnału użytecznego.

Sygnał interferujący	Względna moc sygnału (względem sygnału I_1)	Przesunięcie sygnału względem sygnału użytecznego
I_1	1	+ 1 ms
I_2	0,8	- 0,7 ms
I_3	0,5	- 2 ms
I_4	0,3	+ 1,2 ms

Na końcu, do sumy sygnału użytecznego i sygnałów interferujących jest dodawany szum AWGN o mocy o 10 dB mniejszej niż suma mocy sygnałów interferujących, otrzymując na wyjściu kanału sygnał postaci

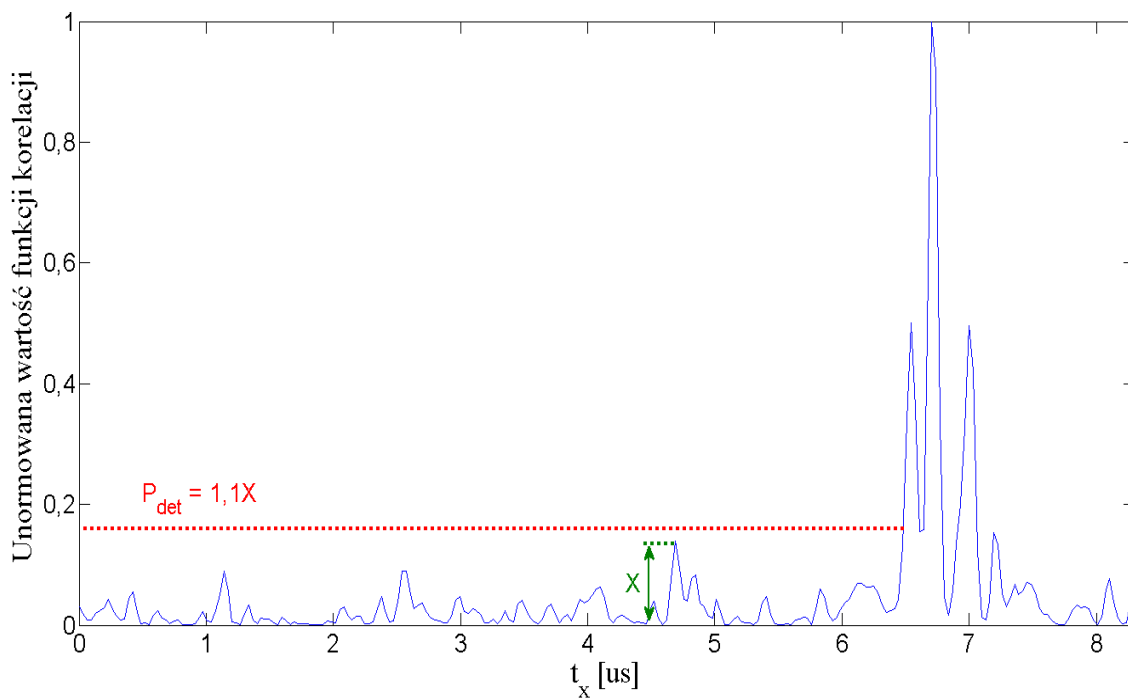
$$r(n) = \sum_{i=0}^{N_d-1} a_i \cdot s(n-t_i) + I + AWGN. \quad (4.17)$$

W części odbiorczej modelu symulacyjnego wykonywana była korelacja skrośna sygnału odebranego $r(n)$ z referencyjnym sygnałem wzorcowym $x_{ref}(n)$.

Wyznaczenie funkcji $F_p(SNR_k)$ polegało na określeniu progu P_{det} detekcji pierwszej składowej odebranego sygnału 10 % powyżej najwyższej składowej niepożądaney w funkcji korelacji dla kolejnych wartości SNR_k , a następnie skorzystaniu z zależności

$$F_p(SNR_k) = \frac{P_{det}}{N_k}. \quad (4.18)$$

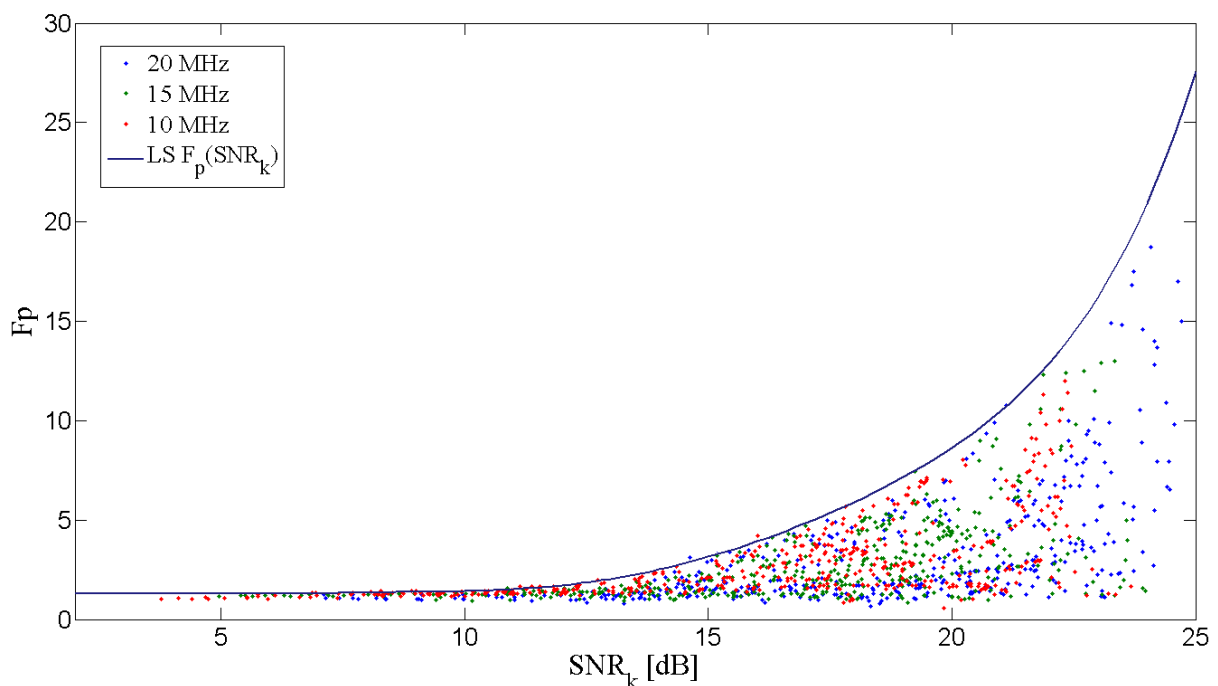
Ilustrację wyznaczenia progu detekcji w przykładowej funkcji korelacji przedstawiono na rys. 4.11.



Rys. 4.11. Ustalanie progu detekcji P_{det} w funkcji korelacji. $BW_{ref} = 15$ MHz, $SNR_k = 16$ dB, $N_{kor} = 6$ podramek.

W wyniku przeprowadzonych symulacji otrzymano wartości funkcji $F_p(SNR_k)$ przedstawione na rys. 4.12 dla trzech szerokości pasma sygnałów referencyjnych: 10 MHz, 15 MHz oraz 20 MHz. Analiza wyznaczonych wartości $F_p(SNR_k)$ prowadzi do następujących wniosków:

- Wyznaczone wartości F_p mogą być ograniczone z góry przez wspólną krzywą $LS_F_p(SNR_k)$ (która została analitycznie opisana w dalszej części opracowania), niezależnie od zastosowanej szerokości pasma sygnału referencyjnego.
- Dla mniejszych wartości SNR_k (< 8 dB) wartości F_p mają stały poziom równy około 1,35. Odpowiada to sytuacji, w której dominujące składowe niepożądane funkcji korelacji reprezentują interferencje i szumy występujące w kanale. Wówczas dobrym estymatorem wartości progu jest wartość $1,35 \cdot N_k$ wyznaczana na podstawie nierówności Czebyszewa – Bienayme.
- W miarę wzrostu wartości SNR_k (≥ 8 dB) listki boczne funkcji korelacji zaczynają przewyższać składowe reprezentujące interferencje i szum. Wówczas niezbędne jest odpowiednie zwiększenie wartości progu detekcji z poziomu $1,35 \cdot N_k$, tak aby próg znajdował się powyżej poziomu listków bocznych.
- Różnice w wartościach F_p dla danej wartości SNR_k wynikają z różnego rozkładu poszczególnych składowych sygnału odebranego (różnych wzajemnych opóźnień i mocy składowych sygnału zbiorczego) w kolejnych realizacjach przeprowadzonych symulacji, prowadzącego do wzmocnienia lub zaniku listków bocznych w funkcji korelacji.



Rys. 4.12. Wartości F_p w funkcji SNR_k dla różnych szerokości pasma sygnałów referencyjnych otrzymane metodą symulacji (punkty czerwone, zielone i niebieskie), a także funkcja $LS_F_p(SNR_k)$.

Krzywa $LS_{F_p}(SNR_k)$ została wyznaczona metodą najmniejszych kwadratów na podstawie 19 wybranych punktów (SNR_{ki}, F_{pi}) znajdujących się na granicy obszaru wykresu określonego przez wyznaczone podczas symulacji wartości. Ze względu na kształt tej granicy wybrano regresję wielomianową, w której poszukiwano współczynników rzeczywistych z_0, \dots, z_n takich, że [17]

$$z_0 + z_1 \cdot SNR_{ki} + \dots + z_n \cdot (SNR_{ki})^n \approx F_{pi},$$

$$i = 1, \dots, 19,$$
(4.19)

minimalizując przy tym błąd

$$ERR = \sum_{i=1}^{19} (z_0 + z_1 \cdot SNR_{ki} + \dots + z_n \cdot (SNR_{ki})^n - F_{pi})^2.$$
(4.20)

Wykonano regresję dla stopni $n = 2, 3, 4, 5, 6$ i otrzymano wartości błędu ERR zestawione w tab. 4.3.

Tab. 4.3. Błąd ERR w funkcji stopnia wielomianu regresji.

n	2	3	4	5	6
ERR	3,78	0,173	0,168	0,13	0,068

Ze względu na najmniejszą wartość błędu ERR , wybrano wielomian LS stopnia $n = 6$, który przyjmuje postać

$$LS = 6,78 - 4,1 \cdot SNR_k + 1,13 \cdot (SNR_k)^2 - 0,15 \cdot (SNR_k)^3 + 0,01 \cdot (SNR_k)^4 - 0,00035 \cdot (SNR_k)^5 + 4,7 \cdot (SNR_k)^6.$$
(4.21)

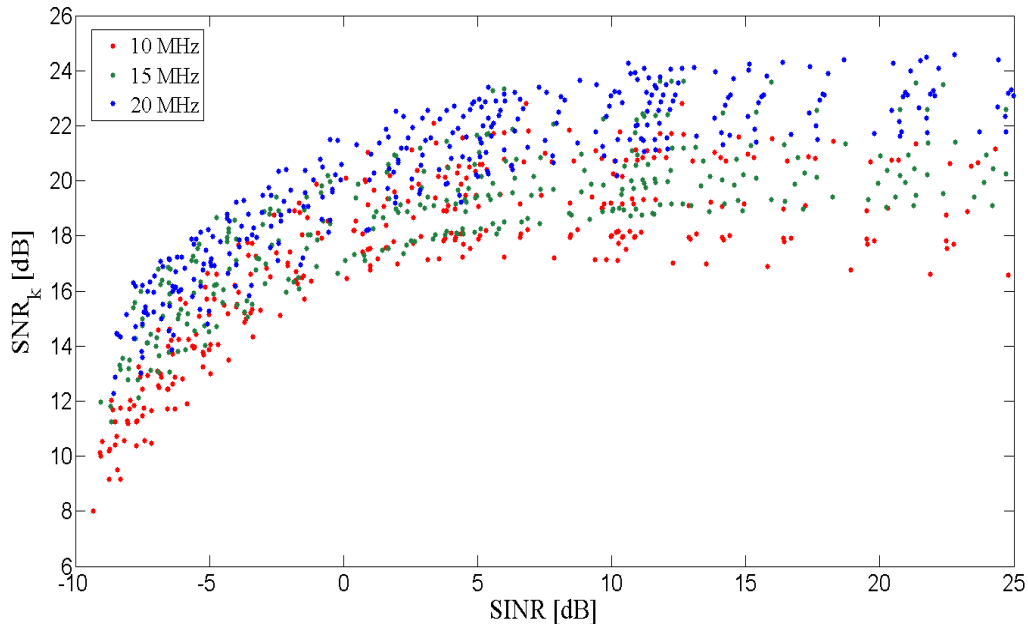
Ostatecznie, funkcję $LS_{F_p}(SNR_k)$ zdefiniowano jako

$$LS_{F_p}(SNR_k) = \begin{cases} 1,35 & SNR_k \leq 8 \text{ dB} \\ LS & SNR_k > 8 \text{ dB} \end{cases}.$$
(4.22)

Mając na uwadze (4.12) wartość progę P_{det} można określić zależnością

$$P_{det} = LS_{F_p}(SNR_k) \cdot N_k.$$
(4.23)

Warto również tutaj zauważyć, że szerokość pasma sygnałów referencyjnych wpływa nie tylko na rozdzielczość czasową wyznaczania składowych sygnału odebranego, ale także na wartość SNR_k . Im szerokość pasma jest większa, tym średnio wartość SNR_k jest większa przy tych samych wartościach SINR, co zostało pokazane na rys. 4.13.



Rys. 4.13. Wartości SNR_k w funkcji SINR dla różnych szerokości pasma sygnałów referencyjnych.

4.2.2. Zapis formalny opracowanego algorytmu

Ostatecznie podsumowując dotychczasowe rozważania i wnioski, zaproponowany w niniejszej pracy algorytm detekcji położenia t_{PS} pierwszej składowej sygnału odebranego w funkcji korelacji $\Gamma(\cdot)$ można opisać jako

$$t_{PS} = \begin{cases} t_{LOW}, & BW_{ref} = 1,4 \text{ MHz}, 3 \text{ MHz}, 5 \text{ MHz} \\ t_{HIGH}, & BW_{ref} = 10 \text{ MHz}, 15 \text{ MHz}, 20 \text{ MHz} \end{cases}, \quad (4.24)$$

gdzie

$$t_{LOW} = \arg \max_m (|\Gamma(m)|^2), \quad (4.25)$$

dla

$$m = 0, 1, 2, \dots, M_{det} - 1,$$

oraz

$$t_{HIGH} = \arg \max_w \left(|\Gamma(w)|^2 \right) \quad (4.26)$$

dla

$$w = w_{det}, \dots, w_{det} + W_{LG} - 1,$$

przy czym W_{LG} jest wartością połowy szerokości listka głównej funkcji autokorelacji zależną od szerokości pasma sygnału referencyjnego (tab. 4.5), a w_{det} jest argumentem, dla którego wartość funkcji $|\Gamma(w)|^2$ po raz pierwszy przekracza próg P_{det} licząc od początku zdefiniowanej dziedziny $|\Gamma(w)|^2$.

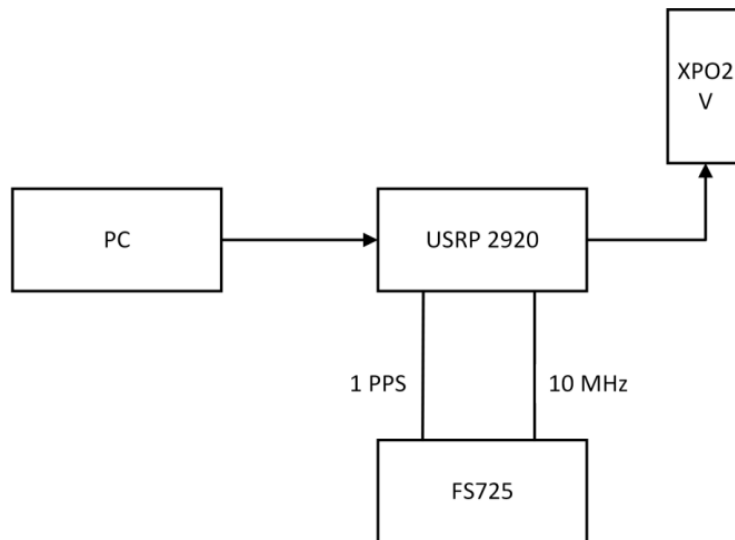
Tab. 4.4. Wartości W_{LG} w funkcji BW_{ref} .

BW_{ref} [MHz]	10	15	20
W_{LG}	$1 \cdot 10^{-6} \cdot f_{samp}$	$7 \cdot 10^{-8} \cdot f_{samp}$	$5 \cdot 10^{-8} \cdot f_{samp}$

Wielkość dziedziny $|\Gamma(w)|^2$ zależy m.in. od niepewności estymacji a priori wartości RSTD (zob. rozdz. 3). Wartość progu P_{det} jest zależna od warunków panujących w kanale radiowym i opisana zależnością (4.23).

4.2.3. Układ pomiarowy i wyniki badań pomiarowych

W celu weryfikacji postaci funkcji $LS_{F_p}(SNR_k)$ wyznaczonej na podstawie symulacji (a tym samym poprawności zaprojektowanego modelu symulacyjnego), przeprowadzono badania pomiarowe w rzeczywistej sieci komórkowej LTE w środowisku miejskim. Sygnały łączy w dół ze stacji bazowych jednego z krajowych operatorów telekomunikacyjnych były odbierane z różnych miejsc sieci, tak, aby były poddane różnym warunkom propagacyjnym. Jako odbiornik zastosowano zestaw składający się ze sterowanej za pomocą komputera PC platformy radia programowalnego USRP 2920 [72], anteny XPO2V [10] oraz rubidowego wzorca częstotliwości FS725 [90]. Schemat blokowy stanowiska badawczego przedstawiono na rys. 4.14. Praca radia programowalnego USRP 2920 sterowanego za pomocą komputera PC, była stabilizowana przez sygnały wzorcowe pochodzące z generatora rubidowego FS725. Wzorcowy sygnał harmoniczny o częstotliwości 10 MHz pozwalał na dokładną stabilizację częstotliwości nośnej odbiornika, natomiast dzięki zastosowaniu sygnału 1PPS możliwy był odbiór sygnału LTE w ściśle określonych momentach czasu. Podczas odbioru, antena XPO2V była umieszczona nieruchomo na dachu samochodu osobowego.



Rys. 4.14. Schemat stanowiska badawczego do odbioru sygnałów LTE z sieci rzeczywistej.

Platforma radia programowalnego USRP 2920 dokonywała konwersji sygnału odebranego w dół do pasma podstawowego, zamieniała sygnał na postać cyfrową i przesyłała jego próbki do komputera PC w postaci wartości zespolonych. Podstawowe parametry odbioru sygnału LTE zebrano tab. 4.5.

Tab. 4.5. Podstawowe parametry odbioru sygnału LTE.

Parametr	Wartość
Częstotliwość nośna	1815 MHz
Częstotliwość próbkowania	25 MHz
Szerokość pasma	20 MHz

W pierwszej kolejności, po wykonaniu wstępnej filtracji cyfrowej, w odebranym sygnale LTE poszukiwano sygnału synchronizacji PSS o największej mocy. Następnie, poprzez detekcję symboli sygnału PSS i sąsiadującego z nim sygnału SSS, określano wartości identyfikatora warstwy fizycznej komórki N_{ID}^{cell} . Znajomość N_{ID}^{cell} umożliwiła określenie postaci i położenia sygnałów CSRS w siatce zasobów radiowych. W kolejnym kroku wykonywano korelację odebranego sygnału z referencyjnym sygnałem wzorcowym, a na końcu przeprowadzono procedurę wyznaczania funkcji F_p wyjaśnioną w poprzednim rozdziale.

Obok wszystkich oferowanych zalet, technika OFDM jest szczególnie wrażliwa na błędy synchronizacji pracy nadajnika i odbiornika [60]. W celu poprawnej detekcji

w odbiorniku przesyłanych danych, niezbędne jest uzyskanie dokładnej synchronizacji czasu, częstotliwości nośnej, a także częstotliwości próbkowania sygnału odebranego. Odbiór sygnałów LTE za pomocą platformy radia programowalnego SDR (*Software Defined Radio*) może nastęrczać trudności, ze względu na to, że platformy te umożliwiają wybór częstotliwości próbkowania jedynie z pewnego skończonego zbioru wartości. Odchyłka częstotliwości próbkowania od częstotliwości nominalnej (rozumianej tutaj jako takiej, dla której sygnały podnośne zachowują swoją ortogonalność na wyjściu demodulatora), tzw. SFO (*Sampling Frequency Offset*), może pociągać za sobą pogorszenie jakości detekcji w sygnale odebranym [70]. Z tego powodu przeprowadzono dodatkową analizę wpływu odchyłki częstotliwości próbkowania występującej w platformie radia programowalnego od częstotliwości nominalnej na jakość detekcji w sygnale odebranym LTE.

4.2.3.1. Wpływ odchyłki częstotliwości próbkowania na jakość detekcji w systemie LTE

Sygnał OFDM jest sumą zmodulowanych sygnałów podnośnych, które są wzajemnie ortogonalne. Wzajemna ortogonalność sygnałów zmodulowanych jest niezbędna, aby w odbiorniku można było niezależnie wydzielić z sygnału zbiorczego każdą ze zmodulowanych podnośnych i dokonać detekcji przesyłanego przez nią symbolu. Dwa sygnały, które należą do przestrzeni unitarnej są ortogonalne, gdy ich iloczyn skalarny jest równy zero. Dla funkcji kosinusoidalnych, które opisują sygnały podnośne OFDM, relację ortogonalności można zapisać jako [68]

$$\frac{1}{L_x} \int_0^{2L_x} \cos\left(n \frac{\pi}{L_x} t\right) \cos\left(m \frac{\pi}{L_x} t\right) dt = \begin{cases} 1, & n = m \neq 0 \\ 0, & n \neq m \\ 2, & n = m = 0 \end{cases}, \quad (4.27)$$

gdzie

$$m, n \in C \text{ i } L_x \in R,$$

a C oraz R oznaczają odpowiednio zbiór liczb całkowitych i rzeczywistych.

Z zależności (4.27) jasno wynika, że dwie funkcje kosinusoidalne są ortogonalne względem siebie tylko w przedziale, w którym występuje całkowita liczba okresów obu tych funkcji. Stąd też, aby podnośne w sygnale OFDM były wzajemnie ortogonalne, czas trwania symbolu musi być ściśle określony i równy wielokrotności okresów sygnałów podnośnych. Odchyłka częstotliwości próbkowania powoduje skrócenie lub wydłużenie czasu trwania symbolu

OFDM, odpowiednio dla przypadku większej i mniejszej częstotliwości próbkowania w porównaniu do częstotliwości nominalnej. Większa częstotliwość próbkowania spowoduje zaburzenie ortogonalności, to jest wystąpienie interferencji pomiędzy sygnałami znajdującymi się na różnych częstotliwościach podnośnych, tzw. ICI (*Inter-Carrier Interference*), w momencie przeniesienia sygnałów z dziedziny czasu w dziedzinę częstotliwości za pomocą przekształcenia DFT (*Discrete Fourier Transform*). Mniejsza częstotliwość próbkowania, oprócz ICI, spowoduje także wystąpienie interferencji międzysymbolowych, tzw. ISI, z powodu spróbkowania części kolejnego symbolu [58]. Występowanie ICI oraz ISI może prowadzić do pogorszenia jakości detekcji. Zatem wielkość zniekształceń występujących w sygnale OFDM z powodu odchyłki częstotliwości próbkowania jest określona przez wartości interferencji ICI oraz ISI. Z uwagi na fakt znikomego wpływu ISI na położenie symbolu modulacji w konstelacji w dalszej części opracowania rozpatrywany będzie jedynie wpływ ICI [34]. Przekształcając (4.2) dla l – tego symbolu OFDM w dziedzinę częstotliwości otrzymujemy

$$R_{k_x,l} = S_{k_x,l} H_{k_x,l} + W_{k_x,l}, \quad (4.28)$$

gdzie: $S_{k_x,l}$, $H_{k_x,l}$, $W_{k_x,l}$ są reprezentacjami w dziedzinie częstotliwości odpowiednio sygnału nadanego, odpowiedzi impulsowej kanału oraz szumu AWGN. Indeks k_x odnosi się do częstotliwości podnośnej $k_x \Delta f$ w sygnale OFDM.

Uwzględniając odchyłkę częstotliwości próbkowania oraz zakładając idealną synchronizację czasu i częstotliwości nośnej pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem, relację (4.28) można przekształcić do

$$R_{k_x,l} = a_{k_x,l} H_{k_x,l} + ICI_{k_x,l} + W_{k_x,l}, \quad (4.29)$$

gdzie:

$$ICI_{k_x,l} = \frac{1}{N_s} \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{\substack{k=-K/2 \\ k \neq k_x \\ k \neq 0}}^{K/2} a_{k,l} H_{k,l} e^{j2\pi(k-k_x)\Delta f n(T_{smp} + \varepsilon_s)}, \quad (4.30)$$

oraz N_s – liczba próbek w części użytecznej symbolu OFDM, T_{smp} – nominalny okres próbkowania, ε_s – odchyłka od nominalnego okresu próbkowania, K – liczba aktywnych podnośnych.

Interferencje ICI, spowodowane odchyłką okresu próbkowania, objawiają się występowaniem niepożądanego składowej $ICI_{k_x,l}$, która powstaje podczas przekształcenia symbolu odebranego za pomocą transformaty Fouriera. Analiza zależności (4.30) pozwala zauważyć, iż wartość składowej niepożądanego $ICI_{k_x,l}$ zależy od:

- odchyłki ε_s ,
- liczby podnośnych,
- wartości k_x ,
- transmitancji kanału $H_{k_x,l}$,
- rozkładu symboli modulujących w konstelacji.

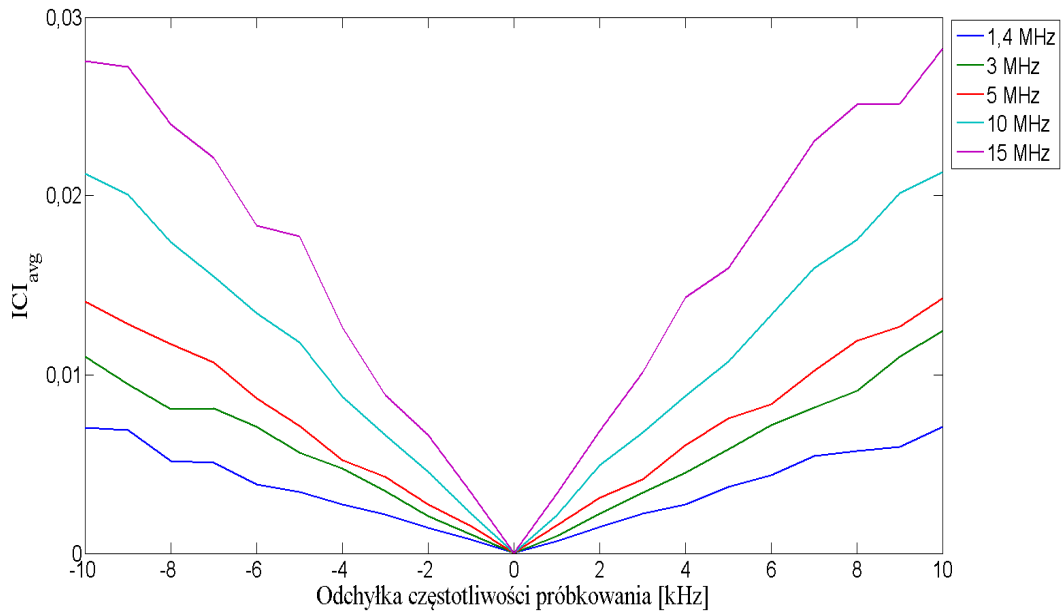
Wartość średnią składowej niepożądanego wynikającej ze zjawiska ICI można zdefiniować (pomijając tutaj wpływ kanału radiowego) jako

$$ICI_{avg} = \frac{1}{d_{norm}} \cdot \frac{\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{\substack{k_x=-K/2 \\ k_x \neq 0}}^{K/2} |R_{k_x,l} - a_{k_x,l}|}{KL}, \quad (4.31)$$

gdzie: L – liczba symboli OFDM w dziedzinie czasu, d_{norm} – najmniejsza odległość pomiędzy dwoma symbolami konstelacji.

Na rys. 4.15 przedstawiono wykres ICI_{avg} dla różnych szerokości pasma w funkcji odchyłki częstotliwości próbkowania. Wybrana do badań nominalna częstotliwość próbkowania to $f_{samp} = 16,665$ MHz. Wybór został podyktowany przez możliwości platformy radia programowalnego USRP 2920, w której wartość częstotliwości próbkowania może być wybrana jedynie ze skończonego zbioru wartości: częstotliwości próbkowania są parzystymi dzielnikami wartości 100, np. 50 MHz, 25 MHz, 16,666667 MHz, 12,5 MHz, itd. Dla odbioru sygnału o szerokości pasma 10 MHz (a dla takiej zostały przeprowadzone niniejsze obliczenia), najkorzystniejszy jest wybór częstotliwości próbkowania równej 16,666667 MHz, która jest najbliższej częstotliwości nominalnej. Wówczas, różnica pomiędzy częstotliwością próbkowania rzeczywistą i nominalną wynosi około 1,6667 kHz.

Z rys. 4.15 wynika, że wartość średnia ICI_{avg} składowej niepożądanego wynikającej ze zjawiska ICI rośnie liniowo w funkcji odchyłki częstotliwości próbkowania, tym szybciej im większa jest szerokość pasma sygnału OFDM.



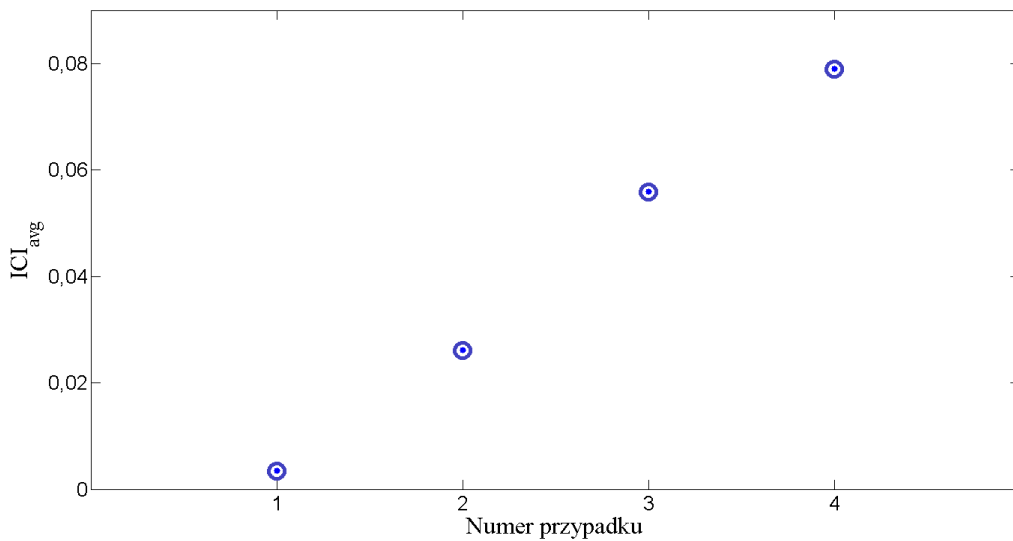
Rys. 4.15. Wielkość zniekształceń spowodowanych przez odchyłkę częstotliwości próbkowania dla różnych szerokości pasma: $L = 100$, modulacja 16QAM, $f_{samp} = 16.665$ MHz, równomierny rozkład symboli modulacji w konstelacji.

Na rys. 4.16 przedstawiono wielkość zniekształceń ICI w funkcji rozkładu symboli modulujących w konstelacji. Badanie zostało przeprowadzone dla 4 przypadków, w których symbole modulacji były równomiernie rozłożone w konstelacji odpowiednio: 1 – we wszystkich ćwiartkach konstelacji; 2 – w trzech ćwiartkach konstelacji; 3 – w dwóch ćwiartkach konstelacji; 4 – w jednej ćwiartce konstelacji. Badanie to pokazało, że rozkład symboli modulacji w konstelacji znacząco wpływa na wielkość zniekształceń spowodowanych odchyłką częstotliwości próbkowania. Im rozkład symboli w konstelacji jest bardziej równomierny, tym zniekształcenia ICI są mniejsze. Jest to spowodowane wzajemną, przynajmniej częściową, kompensacją interferencji pochodzących z podnośnych modulowanych symbolami z różnych części konstelacji.

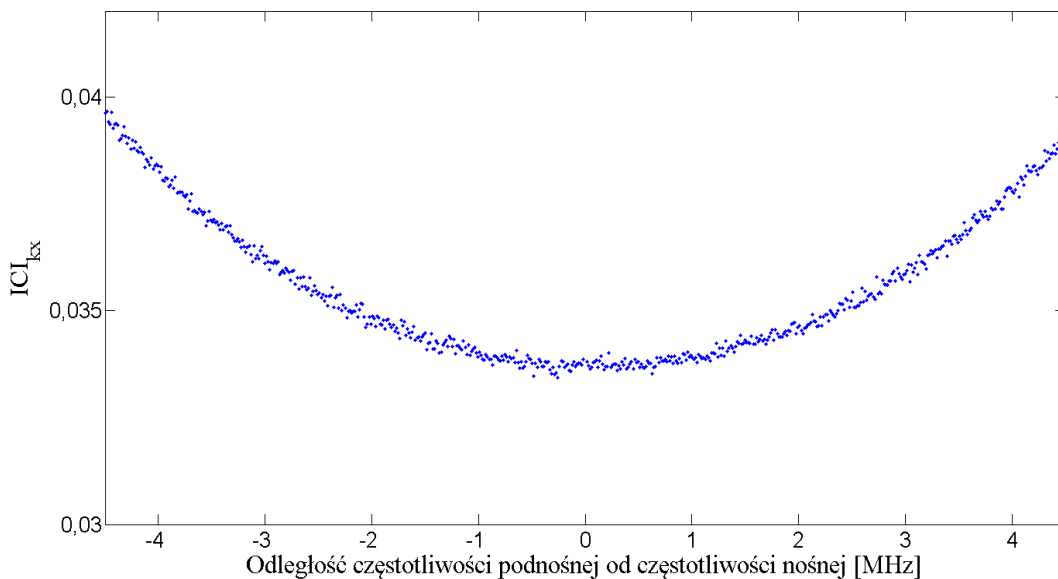
Na rys. 4.17 zilustrowano wpływ odległości częstotliwości podnośnej od częstotliwości nośnej na wielkość zniekształceń sygnału, której wartość została zdefiniowana jako

$$ICI_{kt} = \frac{1}{d_{norm}} \cdot \frac{\sum_{l=0}^{L-1} |R_{k_x, l} - a_{k_x, l}|}{L}. \quad (4.32)$$

Podnośne częstotliwościowe bardziej oddalone od częstotliwości środkowej (nośnej) są narażone na większe zniekształcenia spowodowane odchyłką częstotliwości próbkowania.



Rys. 4.16. Wielkość zniekształceń spowodowanych przez odchyłkę częstotliwości próbkowania dla różnych przypadków rozkładu symboli w konstelacji: $K = 600$, $L = 100$, modulacja 16QAM, $f_{samp} = 16.665$ MHz, $\varepsilon_s = 1,667$ kHz.



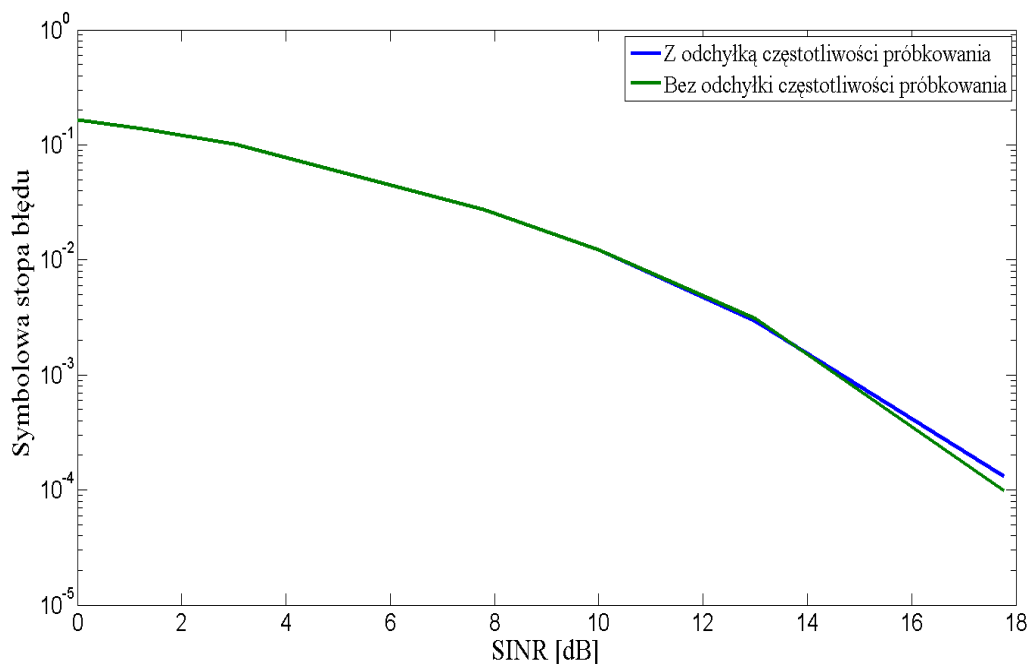
Rys. 4.17. Wielkość zniekształceń spowodowanych przez odchyłkę częstotliwości próbkowania dla różnych częstotliwości podnośnych: $L = 100$, modulacja 16QAM, $f_{samp} = 16.665$ MHz, $\varepsilon_s = 1,667$ kHz.

Aby ocenić wpływ odchyłki częstotliwości próbkowania na jakość detekcji w systemie LTE przeprowadzono symulację, której celem było zbadanie symbolowej stopy błędu w warunkach występowania odchyłki częstotliwości próbkowania oraz w warunkach

niewystępowania tej odchyłki, a następnie porównanie wyników. Parametry i założenia symulacji były następujące:

- model kanału radiowego: 3GPP EPA (*Extended Pedestrian A*),
- szerokość pasma: 10 MHz,
- nominalna częstotliwość próbkowania: 16,665 MHz,
- odchyłka częstotliwości próbkowania: 1,667 kHz,
- modulacja: QPSK,
- równomierny rozkład symboli w konstelacji,
- estymacja kanału za pomocą symboli CSRS: estymacja kanału dla *symboli danych* za pomocą interpolacji liniowej [104],
- synchronizacja czasu za pomocą korelacji w dziedzinie czasu z sygnałem PSS,
- idealna synchronizacja częstotliwości nośnej pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem.

Wyniki symulacji zobrazowano na rys. 4.18.



Rys. 4.18. Symbolowa stopa błędów w funkcji SINR dla przypadku gdy występuje odchyłka częstotliwości próbkowania oraz, gdy odchyłka częstotliwości próbkowania nie występuje.

Wykonane symulacje pokazały, że zniekształcenia sygnału wprowadzane przez odchyłkę częstotliwości próbkowania w radiu programowalnym w niewielkim stopniu wpływają na

pracę systemu dla przyjętych założeń i można pominąć ich wpływ w pomiarach opisanych w następnych rozdziałach.

4.2.3.2. Filtracja cyfrowa sygnału odebranego

Wstępna filtracja sygnału odebranego jest dokonywana w urządzeniu USRP. Parametry filtra są ustawione w ten sposób, aby sygnał po przejściu przez filtr miał szerokość pasma równą 20 MHz. Dodatkowa filtracja cyfrowa wykonywana już w komputerze PC na próbkach sygnału z pasma podstawowego ma na celu stłumienie ewentualnych pozostałości składowych niepożądanych po filtracji wykonywanej w radiu programowalnym oraz ograniczenie pasma sygnału do pożądanej wartości, np. 10 MHz, czy 5 MHz.

Utworzony filtr cyfrowy jest filtrem o skończonej odpowiedzi impulsowej FIR i został zaprojektowany metodą okien [88], [105]. Odpowiedź impulsową filtra dolnoprzepustowego o paśmie przepustowym BW_{filtru} zdefiniowano jako

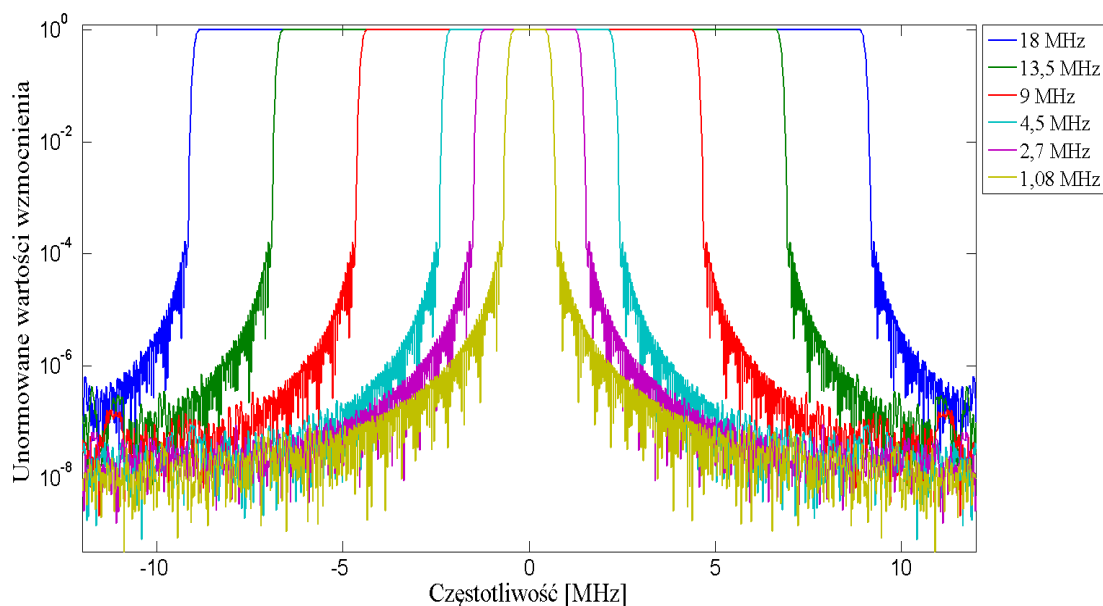
$$h_{LP}[n] = \begin{cases} 2F_0 \frac{\sin(2\pi F_0 n)}{2\pi F_0 n}, & n \neq 0 \\ 2F_0, & n = 0 \end{cases}, \quad (4.33)$$

gdzie $F_0 = BW_{\text{filtru}} / f_{\text{samp}}$.

Tak zdefiniowana odpowiedź impulsowa została ograniczona do jej najbardziej znaczącego fragmentu o długości $N_{\text{filtru}} = 2M_{\text{filtru}} + 1$ (symetrycznie wokół wartości $n = 0$). Po ograniczeniu odpowiedzi $h_{LP}[n]$ została ona wymnożona przez funkcję $w_{BL}[n]$ określaną mianem okna Blackmana [9]

$$w_{BL}[n] = 0,42 + 0,5 \cos\left(\frac{2\pi n}{2M_{\text{filtru}} + 1}\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi n}{2M_{\text{filtru}} + 1}\right). \quad (4.34)$$

Wybór rodzaju okna oraz długości filtra wpływa na jego charakterystykę, w tym: liniowość charakterystyki amplitudowej w paśmie przepustowym, tłumienie w paśmie zaporowym, stromość charakterystyki filtra. Okno Blackmana zostało wybrane, ponieważ jego zastosowanie pozwala na uzyskanie dużych wartości tłumienia w paśmie zaporowym.



Rys. 4.19. Charakterystyki amplitudowe stosowanych filtrów cyfrowych.

Ostatecznie filtracja odbywa się za pomocą splotu sygnału odebranego i odpowiedzi impulsowej filtru $h_{filtru}[n]$

$$h_{filtru}[n] = h_{LP}[n] \otimes w_{BL}[n]. \quad (4.35)$$

Charakterystyki amplitudowe zaprojektowanych filtrów przedstawia rys. 4.19. Dla niniejszych prac wybrano wartość $M_{filtru} = 200$.

Wyjaśnienia wymagają tutaj wartości szerokości pasma przepustowego zaprojektowanego filtru. Pomimo, że w specyfikacji systemu LTE zdefiniowane są szerokości pasma: 20 MHz, 15 MHz, 10 MHz, 5 MHz, 3 MHz oraz 1,4 MHz, to szerokości te zawierają w sobie także odstępy ochronne. Rzeczywiste szerokości pasma sygnałów LTE, to jest szerokości pasma jakie zajmują aktywne podnośne częstotliwościowe wynoszą odpowiednio: 18 MHz, 13,5 MHz, 9 MHz, 4,5 MHz, 2,7 MHz, 1,08 MHz.

4.2.3.3. Poszukiwanie sygnału PSS

Sygnał PSS jest wykorzystywany w pierwszym kroku synchronizacji terminala z siecią radiową LTE [69]. Detekcja sygnału PSS pozwala na odczytanie wartości numeru komórki N_{ID2} , której znajomość jest niezbędna do odczytania wartości N_{ID}^{cell} , wyznaczonej na podstawie

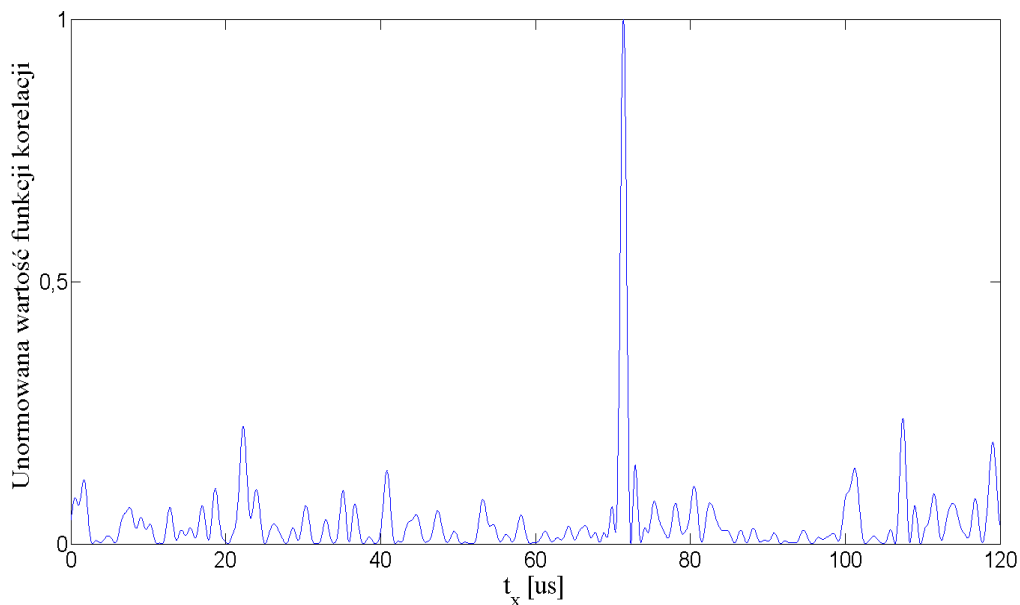
$$N_{ID}^{cell} = 3N_{ID1} + N_{ID2}, \quad (4.36)$$

gdzie N_{ID1} jest numerem grupy komórek, którego poznanie wartości jest możliwe po poprawnej detekcji sygnału SSS [56]. Oprócz tego, sygnał PSS może służyć do synchronizacji symbolowej/szczelinowej, a także do estymacji parametrów kanału radiowego. Estymata parametrów kanału dla symboli PSS może pomóc w demodulacji sygnału SSS ze względu na sąsiednie położenie obu sygnałów [49], [87].

Terminal UE musi wykryć sygnał PSS bez posiadania jakiegokolwiek wiedzy a priori na temat charakterystyk kanału, dlatego też niezbędne do tego celu jest zastosowanie niekoherentnej metody detekcji. Zastosowano tutaj detektor największej wiarygodności, który znajduje położenie $i_{PSS}^{N_{ID2}}$ danego sygnału PSS w czasie, odpowiadające maksimum korelacji [87]

$$i_{PSS}^{N_{ID2}} = \arg \max_i \left| \sum_{n=0}^{N_{PSS}-1} r[n+i] (s_{PSS}^{N_{ID2}}[n])^* \right|^2, \quad (4.37)$$

gdzie i jest przesunięciem w czasie, N_{PSS} jest długością sygnału PSS w dziedzinie czasu, $s_{PSS}^{N_{ID2}}[n]$ jest wzorcem sygnału PSS przechowywanym w odbiorniku dla danej wartości N_{ID2} .



Rys. 4.20. Przykładowa funkcja korelacji wzorcowego sygnału PSS z sygnałem odebrany.

Ponieważ dla potrzeb niniejszych badań wybierana była komórka, której sygnał PSS był odbierany z największą mocą, korelację ze wzoru (4.37) wykonywano dla wszystkich trzech możliwych wartości N_{ID2} , a następnie wybierano tę, która osiągała największą wartość. Przykładowa funkcja korelacji wzorcowego sygnału PSS i sygnału odebranego w sieci rzeczywistej została pokazana na rys. 4.20. Opisana korelacja pozwala na zgrubną synchronizację w dziedzinie czasu z odebranym sygnałem, a także na wyznaczenie wartości N_{ID2} .

4.2.3.4. Detekcja sygnału SSS

Sygnał SSS służy do detekcji początku ramki radiowej, wartości N_{ID1} , długości prefiksu cyklicznego, a także trybu pracy (FDD/TDD) [87]. Sygnał SSS sąsiaduje z sygnałem PSS w siatce zasobów radiowych (patrz rys. 3.6).

Detekcja sygnału SSS jest realizowana po uprzedniej detekcji sygnału PSS. Zakładając, że charakterystyka kanału nie zmieni się znacząco w czasie trwania jednego symbolu OFDM, detekcja sygnału SSS może odbywać się w sposób koherentny po wcześniejszej estymacji charakterystyk kanału na podstawie odebranego sygnału PSS [55]. W niniejszej pracy detekcja odebranego sygnału SSS \hat{S}_{SSS} polegała na porównaniu wszystkich zdefiniowanych w standardzie wersji sygnałów SSS (dla danej wartości N_{ID2} odczytanej podczas detekcji sygnału PSS) oraz sygnału odebranego i wybraniu tej wersji, która różni się najmniej od sygnału odebranego:

$$\hat{S}_{SSS} = \arg \min_{S_{N_{ID1}, S_n}^{SSS}} (W_{SSS}(S_{N_{ID1}, S_n}^{SSS})), \quad (4.38)$$

$$W_{SSS}(S_{N_{ID1}, S_n}^{SSS}) = \sum_{k=1}^{62} |R_k^{SSS} - a_{N_{ID1}, S_n, k}^{SSS} \hat{h}_k|^2, \quad (4.39)$$

gdzie S_{N_{ID1}, S_n}^{SSS} jest reprezentacją sygnału SSS w dziedzinie częstotliwości dla danego N_{ID1} oraz numeru podramki S_n , $a_{N_{ID1}, S_n, k}^{SSS}$ oznacza symbole modulacji sygnału odpowiedniego sygnału SSS, \hat{h}_k jest estymatą parametrów kanału radiowego dla k – tej częstotliwości podnośnej, R_k^{SSS} jest reprezentacją częstotliwościową sygnału odebranego, wyznaczoną za pomocą odwrotnego przekształcenia Fouriera po uprzedniej synchronizacji częstotliwości nośnej

$$R_k^{SSS} = \sum_{n=0}^{N_s} r_{SSS}^{sync}[n + N_{CP}] e^{-j \frac{2\pi n \Delta f}{f_{samp}}}, \quad (4.40)$$

gdzie N_{CP} jest liczbą próbek prefiksu cyklicznego, $r_{SSS}^{sync}[n]$ jest reprezentacją odebranego sygnału SSS w dziedzinie czasu po wykonaniu operacji synchronizacji częstotliwości nośnej

$$r_{SSS}^{sync}[n] = r_{SSS}[n] e^{-j \frac{2\pi n \varepsilon_f}{f_{samp}}}, \quad (4.41)$$

gdzie $r_{SSS}[n]$ jest reprezentacją odebranego sygnału SSS w dziedzinie czasu, ε_f jest odchyłką częstotliwości nośnej od częstotliwości nominalnej, wynikającą głównie z niedopasowania częstotliwości generatorów w części nadawczej i odbiorczej. Synchronizacja częstotliwości nośnej była realizowana wykorzystując obecność prefiksu cyklicznego [12]

$$\varepsilon_f = -\frac{1}{2\pi} \arg(\gamma(i_{SSS})), \quad (4.42)$$

gdzie i_{SSS} oznacza początek symbolu zawierającego sygnał SSS, $\arg(\cdot)$ jest argumentem liczby zespolonej, natomiast $\gamma(i_{SSS})$ jest określone jako

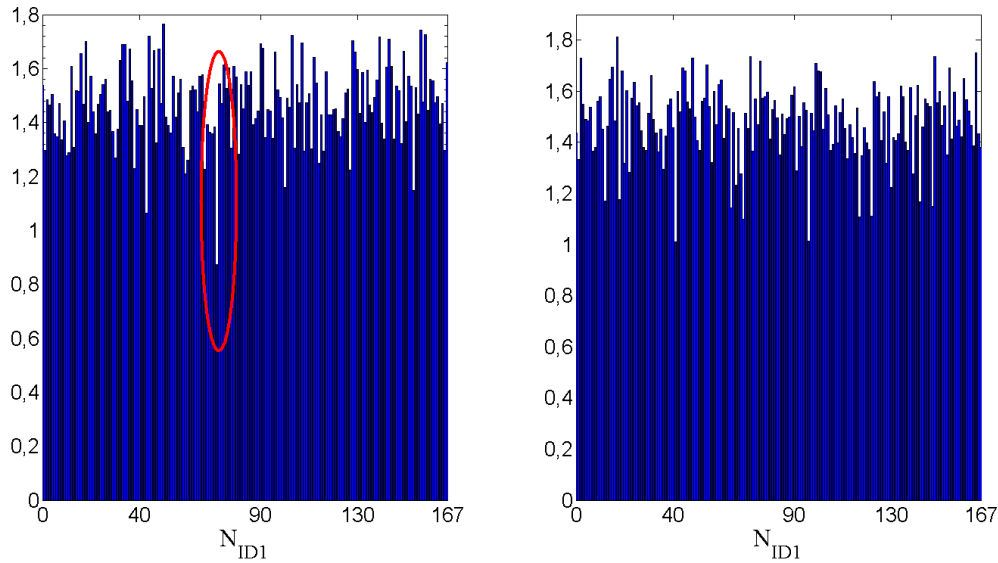
$$\gamma(i_{SSS}) = \sum_{n=i_{SSS}}^{i_{SSS}+N_{CP}-1} r_{SSS}[n] r_{SSS}^*[n + N_s]. \quad (4.43)$$

Estymata \hat{h}_k była obliczona na podstawie

$$\hat{h}_k = R_k^{PSS} \cdot (a_k^{PSS})^*, \quad (4.44)$$

gdzie a_k^{PSS} reprezentuje symbole sygnału PSS w dziedzinie częstotliwości, a R_k^{PSS} jest reprezentacją częstotliwościową odebranego sygnału PSS, w którym uprzednio dokonano synchronizacji częstotliwości również wykorzystując obecność prefiksu cyklicznego.

Po detekcji sygnału PSS nie wiadomo jeszcze, czy odnaleziony sygnał znajduje się w podramce numer 0 czy numer 5. Wykrycie numeru podramki jest możliwe dzięki wygenerowaniu wszystkich funkcji $W_{SSS}(S_{N_{ID1}, S_n}^{SSS})$ odpowiadających obu podramkom i poszukiwaniu najmniejszej wartości \hat{S}_{SSS} .



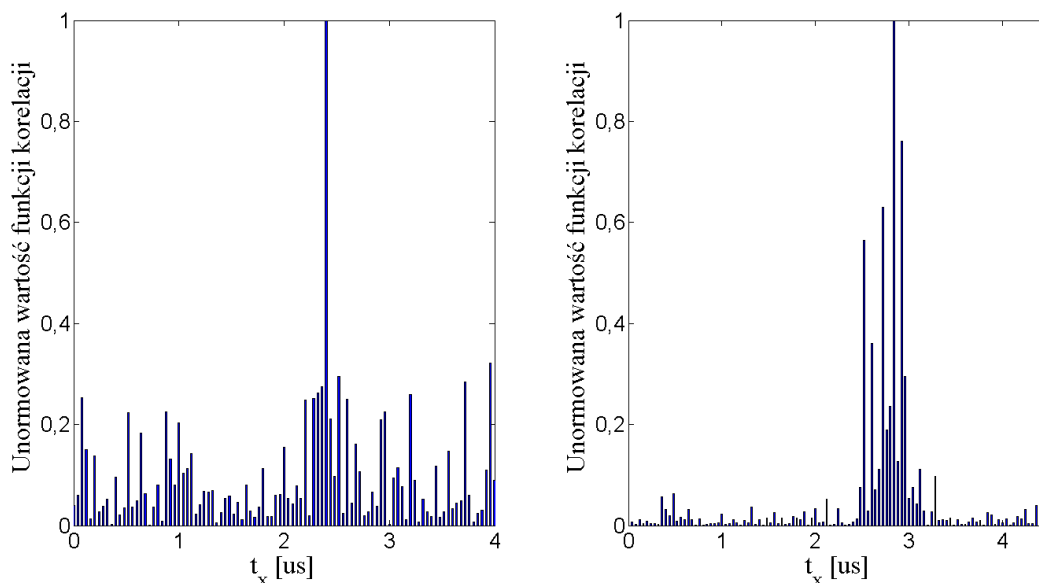
Rys. 4.21. Wartości $W_{SSS}(S_{N_{ID1}, S_n}^{SSS})$ dla podramki 0 i 5 w funkcji N_{ID1} .

Na rys. 4.21 jest przedstawiona rodzina funkcji $W_{SSS}(S_{N_{ID1}, S_n}^{SSS})$ dla dwóch podramek wyznaczonych na podstawie odebranego sygnału z sieci rzeczywistej, dla której $\hat{S}_{SSS} = S_{70,0}^{SSS}$ (wartość zaznaczona kolorem czerwonym).

4.2.3.5. Weryfikacja pomiarowa opracowanego algorytmu

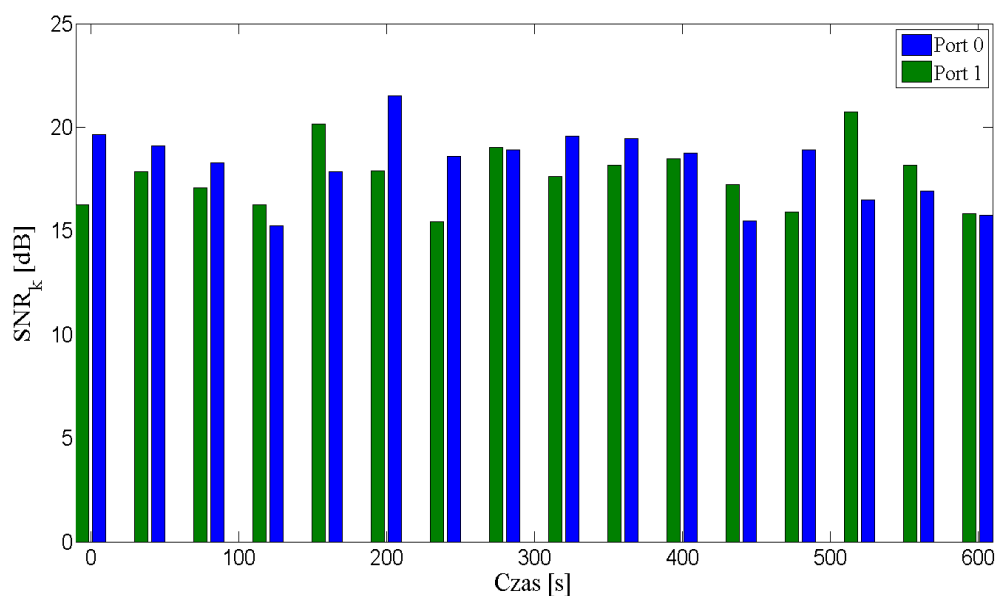
Znalezienie położenia sygnałów PSS oraz SSS w siatce zasobów, a także wyznaczenie identyfikatora warstwy fizycznej komórki N_{ID}^{cell} , pozwala na utworzenie wzorcowego sygnału referencyjnego (opisanego w rozdziale 3.) i wykonanie korelacji (4.1) z sygnałem odebrany. Przykłady korelacji sygnału odebranego z sygnałem wzorcowym przedstawiono na rys. 4.22 dla dwóch różnych przypadków propagacyjnych.

Sygnały referencyjne CSRS mogą być nadawane z różnych portów antenowych. Sygnał pochodzący z każdego portu podlega innym warunkom propagacyjnym [84], dlatego też korelacja była wykonywana dla każdego portu oddzielnie (jedynie portu numer 0 i 1, porty 2 i 3 nie były stosowane w stacjach bazowych, których sygnały były rejestrowane podczas pomiarów), a następnie była wybierana ta, w której wartość SNR_k była większa. Na rys. 4.23 został przedstawiony wykres wartości SNR_k dla dwóch różnych portów antenowych w funkcji czasu. W tym przypadku, odbiór sygnałów odbywał się w warunkach bezpośredniej widoczności anten stacji bazowej oraz stanowiska badawczego.

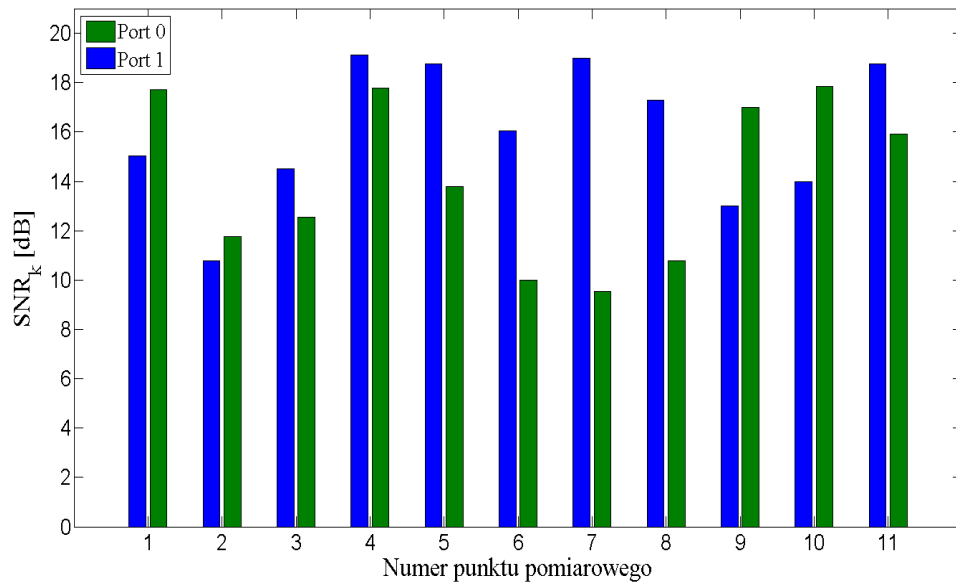


Rys. 4.22. Przykłady unormowanych funkcji korelacji sygnału odebranego i wzorca sygnału referencyjnego o szerokości pasma 20 MHz w różnych warunkach propagacyjnych.

Sygnał był odbierany co okres 40 s. W trakcie pomiarów antena odbiorcza pozostawała nieruchomo w jednym miejscu. Różnice w kolejnych obliczonych funkcjach korelacji pokazują zmienność charakterystyk kanału radiowego w czasie. W warunkach NLOS oraz w różnych odległościach od stacji bazowej, różnice pomiędzy maksymalnymi wartościami SNR_k dla różnych portów mogą być znacznie większe, co zostało pokazane na rys. 4.24.

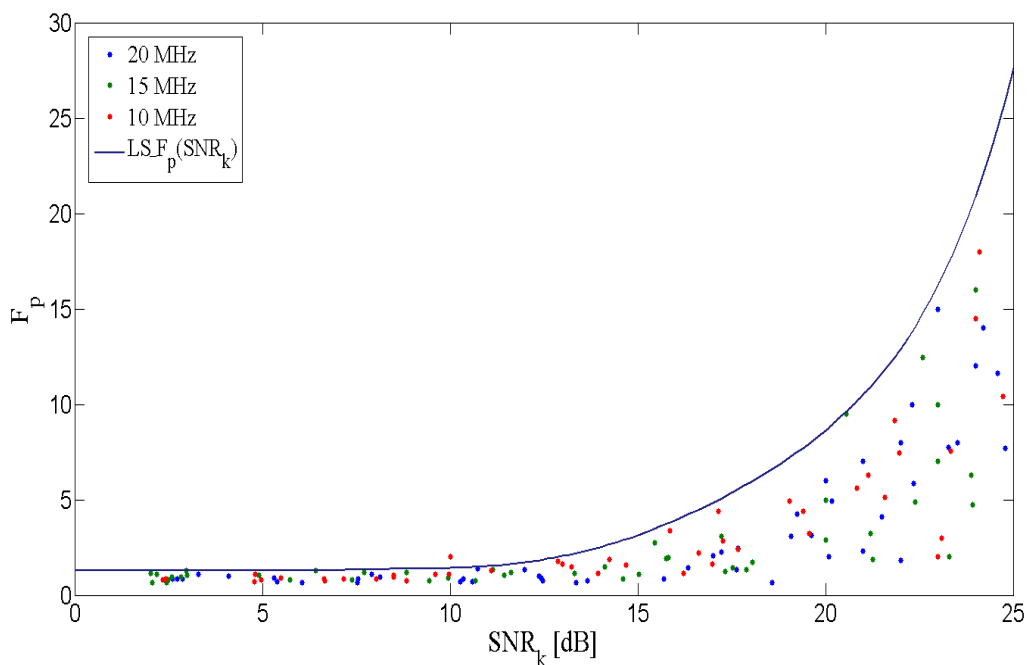


Rys. 4.23. Wartości SNR_k dla portu 0 i portu 1 w funkcji czasu w warunkach LOS.



Rys. 4.24. Wartości SNR_k dla portu 0 i portu 1 w różnych punktach pomiarowych w warunkach NLOS.

Na podstawie wykonanych pomiarów sygnałów radiowych LTE w sieci rzeczywistej, wyznaczono wartości F_p w funkcji SNR_k , w sposób analogiczny do przedstawionego w punkcie 4.2.1 niniejszego rozdziału. Na rys. 4.25 przedstawiono uzyskane wyniki wraz z funkcją $LS_F_p(SNR_k)$ opisaną równaniem (4.22).



Rys. 4.25. Uzyskane wartości $F_p(SNR_k)$ na podstawie pomiarów w sieci rzeczywistej przy zastosowaniu sygnałów referencyjnych o szerokości pasma 10 MHz, 15 MHz oraz 20 MHz.

Rys. 4.25 ujawnia wysoką zbieżność wyników badań symulacyjnych i badań pomiarowych, co przemawia za właściwą konfiguracją środowiska symulacyjnego oraz poprawnym wyznaczeniem postaci analitycznej funkcji $LS_{F_p}(SNR_k)$.

Rozdział 5

Badania pomiarowe dokładności radiolokalizowania w sieci LTE

W celu weryfikacji przydatności opracowanego algorytmu detekcji pierwszej składowej odbieranego sygnału radiowego dla celów estymacji położenia terminala ruchomego, wykonano pomiary dokładności radiolokalizowania w sieci rzeczywistej LTE. Pomiary były wykonane na dwóch różnych obszarach Gdańska. W każdym z obszarów, w procesie radiolokalizowania brały udział 3 stacje bazowe. Stacje bazowe były niesynchronizowane – momenty nadawania odpowiadających sobie sygnałów referencyjnych były przesunięte względem siebie w czasie, co utrudniało wyznaczenie wartości parametru RSTD. Stąd też, przed wyznaczeniem położenia terminala konieczne było określenie tego przesunięcia. W dodatku, wzajemne przesunięcie czasowe z jakim były nadawane sygnały zmieniało się w czasie, różnie dla każdej pary stacji bazowych. Niezbędne zatem było wyznaczenie wzajemnego przesunięcia nadawanych sygnałów, a także funkcji, która opisuje jak te przesunięcia zmieniają się w czasie. Funkcje te także zmieniały się w czasie, jednakże na tyle wolno, że możliwe było wykonanie wiarygodnych pomiarów zaraz po wyznaczeniu postaci tych funkcji, co zostało pomiarowo potwierdzone.

Ze względu na opisane trudności, badanie dokładności radiolokalizowania w sieci LTE odbywało się w czterech etapach:

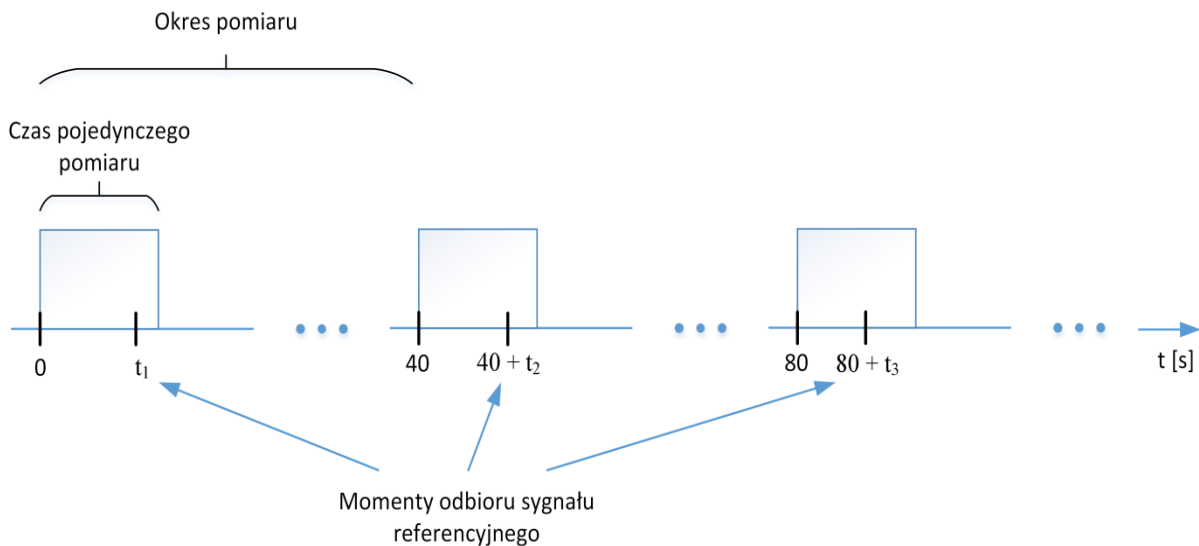
1. Pomiar momentów transmisji odpowiadających sobie, to jest o tych samych numerach, podramek zawierających sygnały CSRS w funkcji czasu. Odpowiadające sobie sygnały referencyjne są nadawane ze stacji bazowej co pewien, ściśle określony okres. Ze względu na stosowanie nieidealnych zegarów w stacjach bazowych czas trwania tego okresu zmienia się wraz z upływem czasu. Celem tego etapu było wyznaczenie funkcji opisującej zależność długości tego okresu od czasu. W etapie 1., również poznano identyfikatory warstwy fizycznej wszystkich sektorów stacji bazowych biorących udział w badaniu.
2. Pomiary różnicy momentów transmisji sygnałów referencyjnych z poszczególnych stacji bazowych.
3. Pomiary RSTD.

4. Obliczenie położenia terminala na podstawie pomiarów RSTD, z uwzględnieniem różnicy momentów transmisji sygnałów referencyjnych.

Procedura realizacji etapu 1., była następująca:

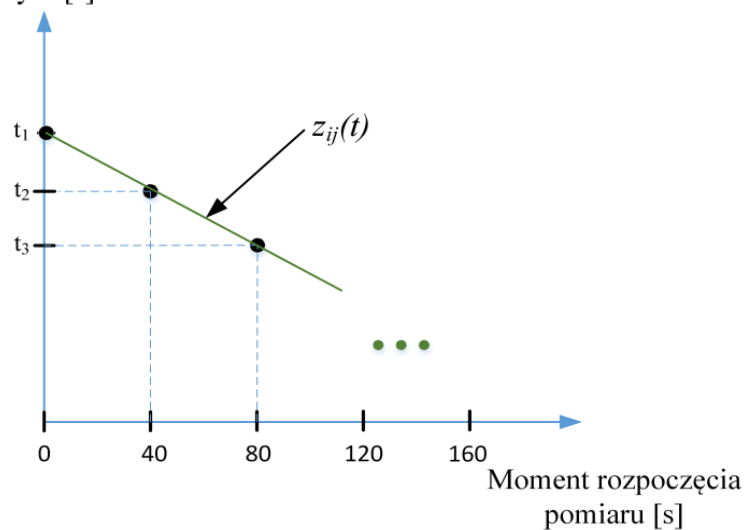
- Ustawienie anteny odbiorczej w bezpośrednim sąsiedztwie stacji bazowej w warunkach bezpośredniej widoczności anteny stacji bazowej.
- Odbiór sygnałów emitowanych przez stację bazową przez czas 30 ms, co okres 40 s.
- Dla sygnału odebranego w pierwszym okresie:
 - odnalezienie sygnału PSS oraz SSS,
 - detekcja identyfikatora warstwy fizycznej komórki,
 - utworzenie wzorcowego sygnału CSRS,
 - wykonanie korelacji sygnału wzorcowego z sygnałem odebranym,
 - odnalezienie maksimum funkcji korelacji i jego położenia w czasie.
- Dla każdego kolejnego okresu:
 - wykonanie korelacji sygnału wzorcowego z sygnałem odebranym w określonym przedziale czasu, którego środek był wyznaczony na podstawie wiedzy o położeniu w czasie referencyjnego sygnału w poprzednim okresie.
 - odnalezienie maksimum korelacji i jego położenia w czasie.
- Obserwacja zmian położenia w czasie sygnału referencyjnego w sygnale odebranym względem momentu rozpoczynającego dany okres pomiaru.
- Wyznaczenie postaci funkcji opisującej te zmiany.

Ustawienie anteny odbiorczej w bezpośrednim sąsiedztwie stacji bazowej w warunkach bezpośredniej widoczności anteny stacji minimalizowało wpływ zmiennych w czasie właściwości kanału radiowego na wykonywane pomiary. Momenty rozpoczęcia kolejnych pomiarów były wyznaczane przy użyciu bardzo dokładnego generatora rubidowego [90], co gwarantowało precyzję i wiarygodność wykonania kolejnych pomiarów. Opisaną procedurę zilustrowano na rys. 5.1 i rys. 5.2.



Rys. 5.1. Ilustracja pomocnicza dla pokazania sposobu pomiaru zmian okresów nadawania sygnału referencyjnego.

Moment odbioru sygnału referencyjnego CSRS względem początku czasu pomiaru w danym okresie pomiarowym [s]



Rys. 5.2. Ilustracja pomocnicza dla pokazania sposobu wyznaczenia funkcji zmian okresów nadawania sygnału referencyjnego. W przypadku zastosowania idealnych zegarów, wyznaczona funkcja byłaby funkcją stałą. Im zegar jest bardziej odstrojony od przypadku idealnego, tym nachylenie prostej jest większe. Jeżeli odstrojenie zegara zmienia się w czasie, ilustracją graficzną opisywanej funkcji byłaby krzywa.

Realizacja etapu 1. kończyła się wyznaczeniem funkcji $z_{ij}(t)$ zmian okresów nadawania sygnałów referencyjnych w czasie dla każdego j – tego sektora i – tej stacji bazowej. Badania pokazały, że wszystkie sektory (w wybranych obszarach badawczych każda stacja bazowa miała 3 sektory) stacji bazowych były ze sobą zsynchronizowane, tzn. funkcja $z_{ij}(t)$ była

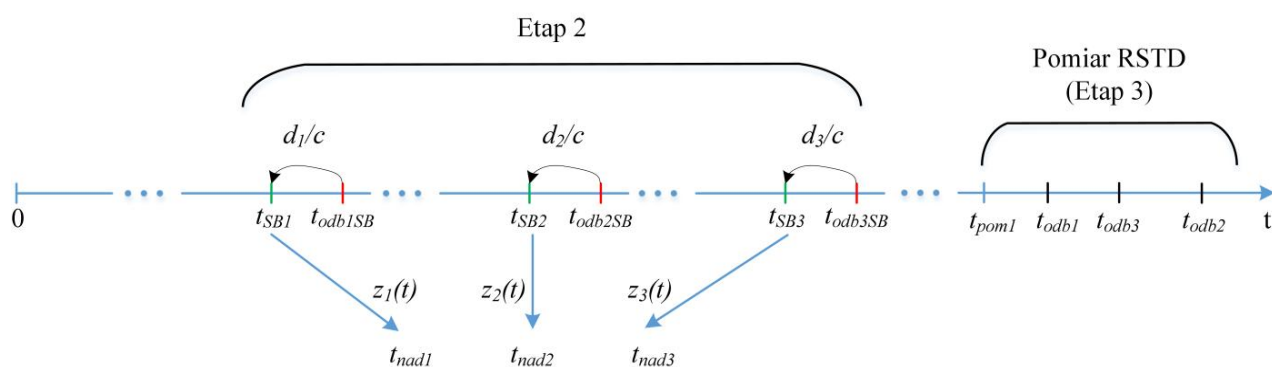
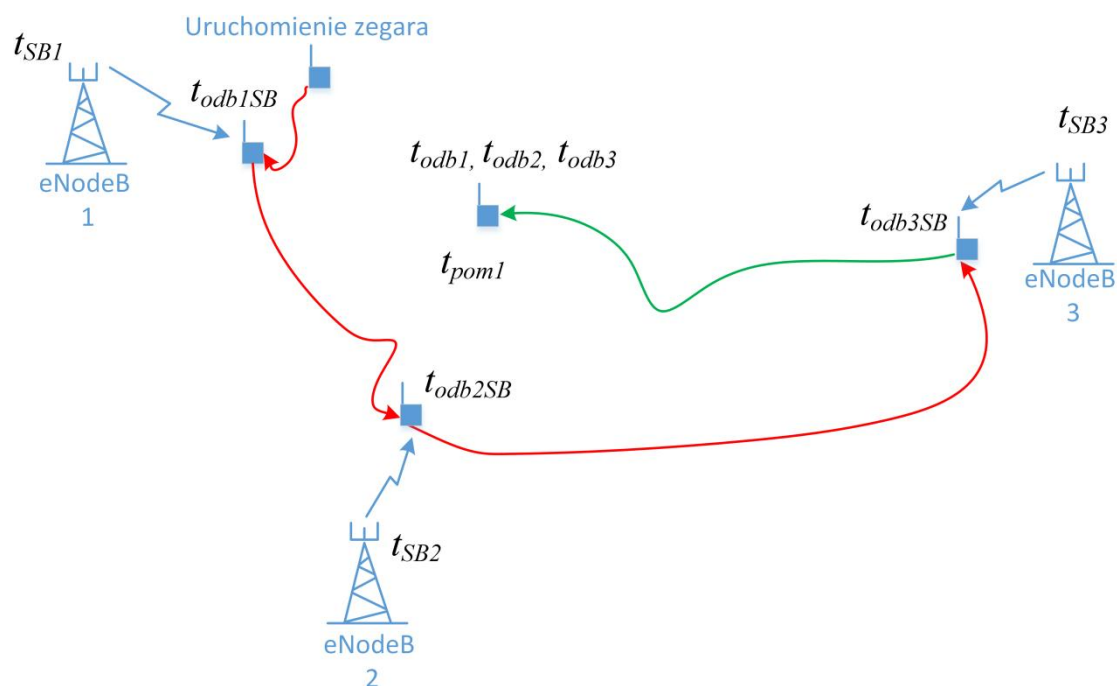
jednakowa dla wszystkich sektorów i – tej stacji bazowej. Wówczas funkcję $z_{ij}(t)$ można zapisać jako $z_i(t)$.

W etapie 2., wyznaczone były wzajemne przesunięcia momentów nadawania sygnałów referencyjnych przez poszczególne stacje bazowe, a kolejne kroki procedury realizacji tego etapu były następujące:

- Uruchomienie dokładnego zegara stabilizowanego rubidowym wzorcem częstotliwości.
- Ustawienie anteny odbiorczej układu pomiarowego w bezpośrednim sąsiedztwie i bezpośredniej widoczności anteny sektora pierwszej stacji bazowej.
- Obliczenie momentu nadania sygnału referencyjnego CSRS poprzez:
 - odbiór sygnału nadawanego przez pierwszą stację bazową,
 - odnalezienie w sygnale odebranym sygnałów PSS oraz SSS,
 - odczyt wartości N_{ID}^{cell} i utworzenie referencyjnego sygnału wzorcowego CSRS,
 - wykonanie korelacji sygnału odebranego z referencyjnym sygnałem wzorcowym,
 - odnalezienie argumentu funkcji korelacji, dla którego przyjmuje ona wartość maksymalną (argument ten wskazuje moment odbioru sygnału CSRS),
 - obliczenie momentu nadania sygnału CSRS dzięki znajomości odległości anten nadawczej i odbiorczej (odbiór był realizowany we wcześniej ustalonym położeniu anteny układu badawczego).
- Nie przerywając działania zegara, przemieszczenie układu pomiarowego w bezpośrednie sąsiedztwo sektora drugiej stacji bazowej z bezpośrednią widocznością anteny sektora drugiej stacji bazowej, a następnie wyznaczenie momentu nadania sygnału referencyjnego w sposób opisany w poprzednim punkcie.
- Powtórzenie czynności z poprzedniego punktu dla kolejnej stacji bazowej.

Etap 3., czyli pomiary wartości RSTD w różnych punktach na obszarze pomiędzy stacjami bazowymi był kontynuacją etapu 2. Po wykonaniu wszystkich czynności etapu 2., nie przerywając działania zegara dokonywano odbioru sygnałów nadawanych ze wszystkich stacji bazowych, rejestrując przy tym moment ich odbioru.

Schemat działania w etapach 2 i 3 pokazano na rys. 5.3. Po uprzednim uruchomieniu zegara, w chwili t_{odb1SB} odebrano sygnał referencyjny z pierwszej stacji bazowej. Na podstawie znajomości wzajemnego położenia anteny stacji bazowej i anteny zaprojektowanego stanowiska badawczego, obliczono odległość d_1 pomiędzy nimi (jak wspomniano wcześniej, anteny stacji bazowej i stanowiska badawczego znajdowały się w warunkach bezpośredniej wzajemnej widoczności). Następnie, przyjmując za prędkość rozchodzenia się fal radiowych prędkość światła w próżni c , wyznaczono moment czasu t_{SB1} nadania sygnału referencyjnego.



$$RSTD_{21} = t_{odb2} - t_{odb1} - (t_{nad2} - t_{nad1})$$

$$RSTD_{31} = t_{odb3} - t_{odb1} - (t_{nad3} - t_{nad1})$$

Rys. 5.3. Ilustracja etapów 2 i 3 procedury pomiarów w sieci rzeczywistej.

Znając moment nadania t_{SB1} (cały czas względem pracującego zegara) oraz postać funkcji $z_1(t)$ (wyznaczoną w etapie 1.) możliwe staje się wyznaczenie momentu nadania sygnału referencyjnego w późniejszych momentach czasu z zachowaniem wystarczającej dokładności. Powtarzając ten schemat działania dla dwóch kolejnych stacji referencyjnych (wyznaczając momenty nadania t_{SB2} oraz t_{SB3}), otrzymuje się pełną informację o momentach nadania odpowiednich sygnałów przez wszystkie stacje bazowe w późniejszych chwilach czasu, większych niż t_{odb3SB} .

Zatem od chwili t_{odb3SB} możliwy staje się pomiar wartości RSTD dla każdej pary stacji bazowych (sektorów) z uwzględnieniem wzajemnego przesunięcia chwil nadawania sygnałów z poszczególnych sektorów.

Na rys. 5.3, zaprezentowano sytuację, w której w chwili t_{pom1} rozpoczyna się pomiar wartości RSTD w celu estymacji położenia terminala ruchomego. W momentach czasu t_{odb1} , t_{odb2} , t_{odb3} , zostają odebrane sygnały referencyjne odpowiednio ze stacji eNodeB1, eNodeB2 oraz eNodeB3. Na podstawie wyznaczonych w etapie 2. czasów t_{SB1} , t_{SB2} , t_{SB3} oraz odpowiednich funkcji $z_1(t)$, $z_2(t)$, $z_3(t)$ określonych w etapie 1., zostają obliczone chwile nadania sygnałów referencyjnych CSRS z odpowiednich stacji bazowych: t_{nad1} , t_{nad2} , t_{nad3} . Znajomość chwil nadania i odbioru sygnałów referencyjnych umożliwia wyznaczenie wartości parametrów $RSTD_{21}$ oraz $RSTD_{31}$ zdefiniowanych na rys. 5.3.

W każdym punkcie pomiarowym obszaru wyznaczonego przez referencyjne stacje bazowe, odbierano sygnały radiowe przez okres $T_{pom} = 100$ ms. W sygnale odebranym w każdym okresie pomiarowym wyodrębniano $A_{ref} = 5$ sąsiadujących ze sobą sygnałów referencyjnych i wykonywano z każdym z nich niezależnie korelacje z odpowiadającym mu wzorcem. W następnym kroku, obliczano dla każdej z A_{ref} korelacji wartość SNR_k . Korelacja, dla której parametr SNR_k był największy, była wykorzystywana do obliczenia wartości RSTD.

Co więcej, pomimo wykonania wstępnych pomiarów, autor nie posiadał dokładnej informacji o topografii sektorów stacji bazowych – nie było wiadomo, przez który sektor stacji bazowej jest obsługiwany dany punkt obszaru, szczególnie w okolicach granic zasięgów sektorów. Niezbędne więc było, w każdym punkcie pomiarowym, porównanie mocy sygnałów pochodzących z różnych sektorów stacji bazowych. Dla potrzeb pomiarów RSTD wybierany był ten sektor, dla którego sygnał odznaczał się największą wartością parametru SNR_k .

Przy realizacji każdego pomiaru wartości RSTD, w pierwszej kolejności estymowano położenie w dziedzinie czasu przedziałów, w których należy poszukiwać sygnałów referencyjnych CSRS (zob. rozdz. 3.). Środek $T_{odbi,i}(t_{pom,k})$ przedziału poszukiwań sygnału referencyjnego pochodzącego z i – tej stacji bazowej w $t_{pom,k}$ chwili pomiaru był określany na podstawie:

- wyniku pomiaru t_{odbi} momentu odbioru sygnału referencyjnego w poprzednim punkcie pomiarowym, tj. w chwili $t_{pom,k-1}$,
- czasu jaki upłynął od poprzedniego pomiaru wartości RSTD, tj. $t_{pom,k} - t_{pom,k-1}$ oraz
- funkcji $z_i(t)$,

a zatem można zapisać

$$T_{odbi,i}(t_{pom,k}) = t_{odbi} + z_i(t_{pom,k} - t_{pom,k-1}). \quad (5.1)$$

Długość *okna korelacji* (przedziału, w którym jest poszukiwany sygnał referencyjny), a więc parametr zdefiniowany w rozdziale 3., jako *expectedRSTD-Uncertainty*, został określony na podstawie największej odległości (około 1100 m) pomiędzy referencyjnymi stacjami bazowymi w rozpatrywanych obszarach badawczych, oszacowanego maksymalnego wydłużenia drogi propagacji sygnału radiowego spowodowanego warunkami braku bezpośredniej widoczności anten (przyjęto 2 – krotne wydłużenie drogi propagacji), a także oczekiwanego rozrzutu opóźnienia sygnałów radiowych na podstawie modelu statycznego 3GPP ETU (tab. 4.1). W rezultacie, przyjęto wartość *expectedRSTD-Uncertainty* = 12 μ s. Analiza około 200 funkcji korelacji odbieranych sygnałów referencyjnych i generowanego w odbiorniku sygnału wzorcowego pokazała, że wybrana długość okna poszukiwań jest wystarczająca.

W etapie 4 wyznaczano położenie (współrzędne geograficzne) stanowiska badawczego na podstawie pomiarów RSTD wykonanych w etapie 3 oraz znajomości współrzędnych geograficznych anten stacji bazowych. Współrzędne stacji bazowych wyznaczono na podstawie pomiarów z zastosowaniem odbiornika sygnałów GPS.

Do estymacji położenia stanowiska wykorzystano algorytm Chana [21], w którym nieznanne położenie terminala ruchomego na płaszczyźnie (x_{un}, y_{un}) w przypadku obecności

trzech stacji referencyjnych można określić na podstawie zależności

$$\begin{bmatrix} x_{un} \\ y_{un} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} r_{2,1} \\ r_{3,1} \end{bmatrix} r_1 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ r_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \end{bmatrix} \right\}, \quad (5.2)$$

oraz

$$r_1^2 = (x_1 - x_{un})^2 + (y_1 - y_{un})^2, \quad (5.3)$$

gdzie $x_{i,1} = (x_i - x_1)$ oraz $y_{i,1} = (y_i - y_1)$, a x_i oraz y_i są współrzędnymi i – tej stacji referencyjnej. Wartości $r_{i,1}$ są różnicami odległości terminala od i – tej oraz pierwszej stacji bazowej wyznaczanymi na podstawie pomiarów RSTD. Parametr K_i jest wyznaczany według

$$K_i = x_i^2 + y_i^2. \quad (5.4)$$

Poprzez podstawienie x_{un} oraz y_{un} z zależności (5.2) do zależności (5.3), otrzymuje się równanie kwadratowe ze względu na parametr r_1 . Wyznaczenie dodatniego pierwiastka i podstawienie go z powrotem do zależności (5.2) umożliwi obliczenie poszukiwanych współrzędnych (x_{un}, y_{un}) . W niektórych przypadkach może się zdarzyć, że w otrzymanym równaniu kwadratowym oba pierwiastki będą miały wartość dodatnią. Ta dwuznaczność może być rozwiązana poprzez ograniczenie obszaru, w którym poszukiwane współrzędne mogą się znajdować.

Pomiary dokładności estymacji położenia terminala ruchomego zostały wykonane na dwóch różnych obszarach miasta Gdańska. W pierwszym obszarze zrealizowano badania zarówno w warunkach statycznych, w których stanowisko badawcze było nieruchomo usytuowane względem stacji bazowych, jak i w warunkach dynamicznych, w których stanowisko pomiarowe znajdowało się w ruchu w odniesieniu do stacji bazowych. Przeprowadzono badania dokładności radiolokalizowania przy zastosowaniu różnych algorytmów detekcji pierwszej składowej sygnału odebranego, w tym algorytmu zaproponowanego przez autora w rozdziale 4. W obszarze drugim zbadano dokładność estymacji położenia w warunkach statycznych z wykorzystaniem opracowanego w niniejszej pracy autorskiego algorytmu.

Dla celów badania procesu radiolokalizowania w niniejszej pracy zdefiniowano błąd estymacji położenia terminala b_i w i -tym punkcie pomiarowym jako

$$b_i = \sqrt{(x_e^i - x_{ref}^i)^2 + (y_e^i - y_{ref}^i)^2}, \quad (5.5)$$

gdzie x_e^i , y_e^i są współrzędnymi UTM (*Universal Transverse Mercator*) terminala wyznaczonymi w procesie radiolokalizowania metodą OTDoA, a x_{ref}^i , y_{ref}^i są współrzędnymi odniesienia UTM, wyznaczonymi na podstawie pomiarów z zastosowaniem odbiornika sygnałów GPS.

W celu zweryfikowania efektywności zaproponowanego w niniejszej pracy nowego algorytmu detekcji chwili czasu odbioru pierwszej składowej sygnału radiowego, proponuje się użycie miary radiolokalizowania J_R . Przed formalnym zapisem miary J_R przedstawiono założenia i rozważania prowadzące do jej ostatecznej formy.

W rozważaniach dotyczących tej miary proponuje się użycie pojęcia *zadowolenie*, oznaczającego odczuwaną satysfakcję z wyniku pomiaru położenia lokalizowanego obiektu. Generalnie rzecz ujmując, im dokładność lokalizowania jest większa, tym *zadowolenie* także.

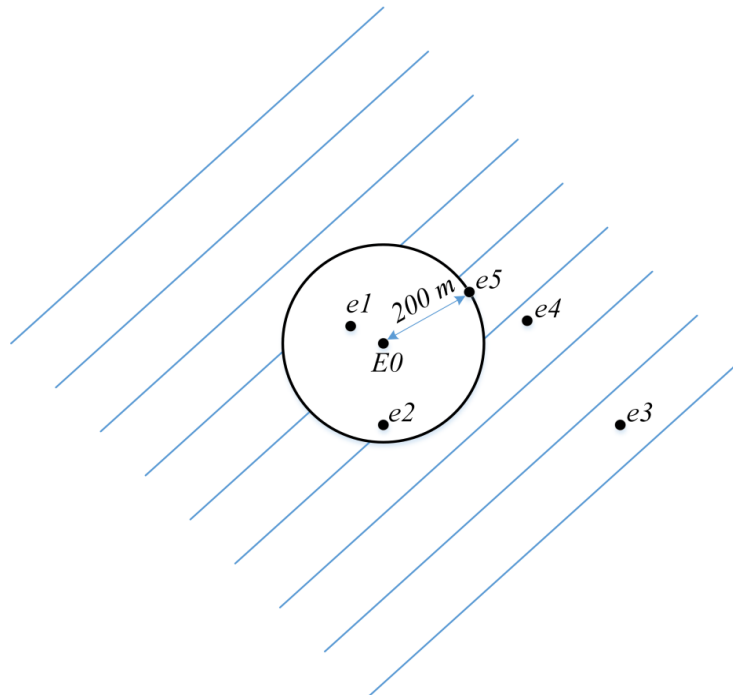
Podstawowym założeniem zastosowanej miary jest fakt, że pomiar uznaje się za udany, gdy błąd estymacji położenia terminala ruchomego jest mniejszy niż 200 m. Podejście takie wynika z powierzchni obszaru, na którym były wykonywane pomiary RSTD, ograniczonego przez stacje referencyjne. Jeżeli zatem błąd określania położenia byłby większy niż 200 m, wówczas otrzymuje się jedynie informację o tym, że terminal znajduje się „gdzieś” w okolicy referencyjnej stacji bazowej. Taką informację można uzyskać nie stosując skomplikowanych metod radiolokalizowania, typu OTDoA.

Z założenia powyżej wynika, że gdy błąd lokalizowania jest większy niż 200 metrów, to niezależnie od wartości tego błędu *zadowolenie* z wyniku pomiaru będzie jednakowe, ponieważ pomiar będzie uznany za nieudany.

Oczywiście, kolejnym założeniem czynionym w tym miejscu wobec definiowanej miary będzie wskazanie, że jeżeli błąd estymacji położenia jest mniejszy niż 200 m, wówczas *zadowolenie* jest tym większe, im ten błąd jest mniejszy.

Ilustrację powyższych rozważań można odnaleźć na rys. 5.4, gdzie punkt $E0$ będący środkiem okręgu o promieniu 200 m reprezentuje rzeczywiste położenie lokalizowanego terminala

ruchomego. Punkty $e1, e2, e3, e4, e5$ symbolizują przykładowe położenia estymowane w procesie lokalizacji.



Rys. 5.4. Ilustracja pomocnicza dla wyjaśnienia zdefiniowanej miary J_R jakości procesu radiolokalizowania.

Niech $z1, z2, \dots, z5$, oznaczają *zadowolenie* z wyników odpowiednich estymacji $e1, e2, \dots, e5$. Wówczas, w świetle dotychczasowych rozważań oraz mając na uwadze rys. 5.4, można zapisać:

$$z1 > z2 > z5, \quad (5.6)$$

oraz

$$z3 = z4 = z5. \quad (5.7)$$

Aby w sposób ilościowy określić *zadowolenie*, należy przyporządkować mu wartości liczbowe. Ponieważ, im błąd estymacji położenia terminala jest mniejszy, tym *zadowolenie* większe, proponuje się zastosować przyporządkowanie przeciwne, tj.:

$$z_i = -b_i, \quad i = 1, 2, \dots. \quad (5.8)$$

Oczywiście porzuca się przy tym wymiar jednostki metra – *zadowolenie* z_i jest wielkością bezwymiarową. O ile przyporządkowanie (5.8) jest oczywiste dla wartości błędów estymacji mniejszych niż 200 metrów, to nie jest ono oczywiste dla błędów większych lub równych

200 metrów. Dla błędów estymacji położenia większych lub równych 200 m, *zadowolenie* jest takie samo, pomimo różnych wartości tych błędów. Z tego względu przyjmuje się trzecie założenie dla miary J_R , nazwane tutaj *brzegowym zadowoleniem łącznym*, które mówi o całkowitej satysfakcji z estymacji położenia dla dwóch punktów: jednej odznaczającej się zerowym błędem, drugiej natomiast charakteryzującej się błędem większym niż 200 m. Wówczas *brzegowe zadowolenie łączne* z_b określa się jako

$$z_b = \frac{z_{b=0} + z_{b>200}}{2} = -100, \quad (5.9)$$

gdzie $z_{b=0}$ oraz $z_{b>200}$ oznaczają odpowiednio *zadowolenie* dla przypadku zerowego błędu estymacji oraz *zadowolenie* dla przypadku błędu większego niż 200 m. Wartość $z_b = -100$ jest naturalną konsekwencją tego, że $z_{b=0} = 0$ oraz przyjęcia za $z_{b>200} = -200$. Założono więc, że średnie *zadowolenie* z tego, że jeden z pomiarów zostanie wykonany bezbłędnie, a drugi będzie uznany za nieudany, leży pośrodku skali *zadowolenia*.

Wobec powyższych rozważań, mając na uwadze koncepcję pojęcia *zadowolenia*, która służy uzasadnieniu definicji miary, jako miarę jakości procesu radiolokalizowania J_R w niniejszej pracy proponuje się

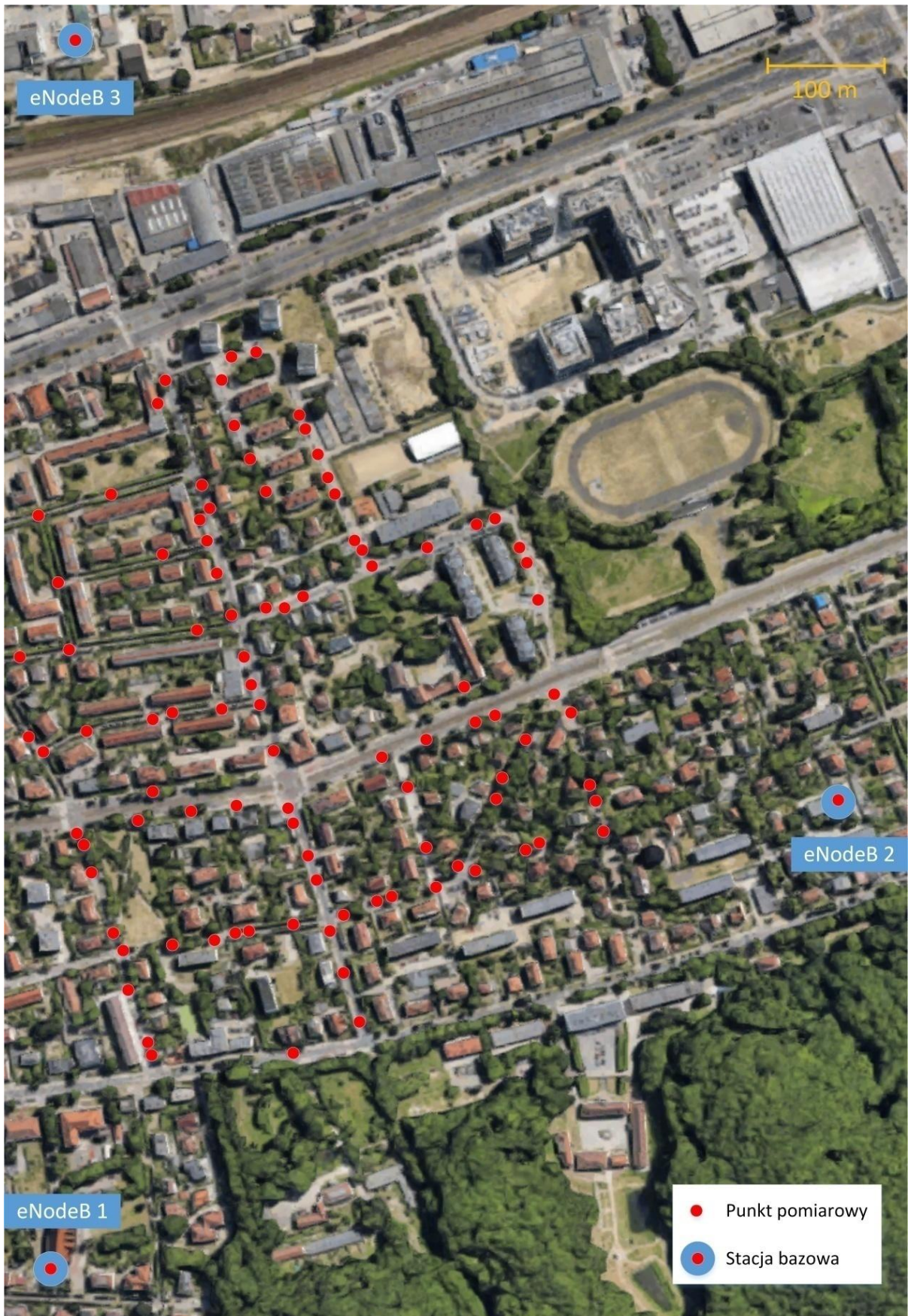
$$J_R = \frac{\sum_{l=0}^{L_{pp}-1} b_l}{L_{pp}}, \quad (5.10)$$

gdzie L_{pp} jest liczbą punktów pomiarowych, a b_l jest błędem estymacji położenia w l -tym punkcie pomiarowym, przy czym jeżeli wartość $b_l \geq 200$ m, wówczas przyjmuje się $b_l = 200$ m. Im wartość J_R jest mniejsza, tym proces ustalania położenia lokalizowanego obiektu odznacza się większą jakością.

5.1. Obszar badawczy I

Pierwszym z obszarów, na którym były prowadzone pomiary efektywności procesu radiolokalizowania w sieci LTE, był fragment dzielnicy Oliwa w mieście Gdańsk. W obszarze dominuje gęsta zabudowa domami jedno-, dwu- i trzypiętrowymi o różnych rozmiarach, poprzecinana wąskimi drogami. Znajduje się tutaj także kilkanaście wyższych, nawet 10 – piętrowych bloków, mogących skutecznie odbijać/rozpraszać sygnały radiowe.





Rys. 5.5. Mapa obszaru badawczego Gdańsk – Oliwa wraz z zaznaczonymi stajami bazowymi biorącymi udział w badaniu oraz punktami pomiarowymi (zdjęcie satelitarne *Google Maps*).

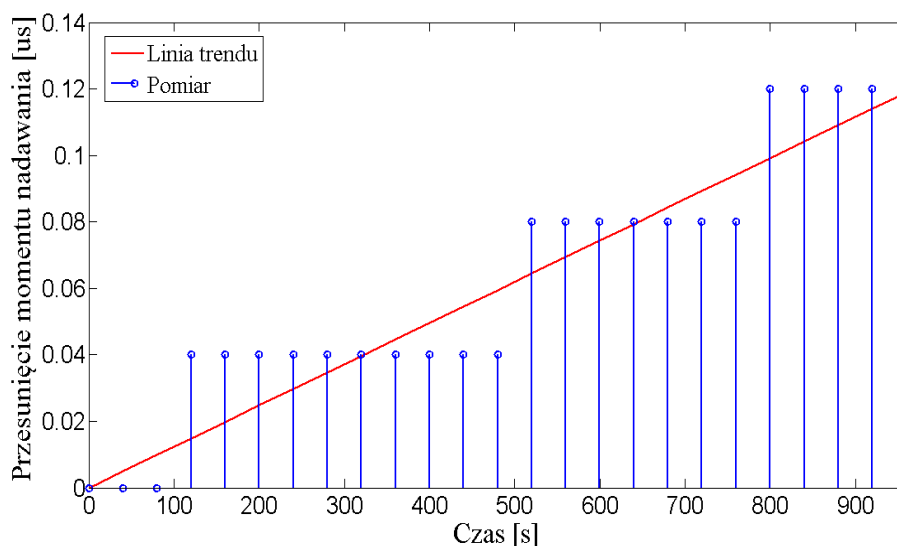
Zdjęcie satelitarne obszaru wraz z zaznaczonymi stacjami bazowymi biorącymi udział w badaniu oraz punktami, w których był dokonywany pomiar przedstawiono na rys. 5.5. W ramach badania przeprowadzono pomiary w 98 punktach zaprezentowanego obszaru (punkty pomiarowe zaznaczono punktami koloru czerwonego).

Pomiary były wykonywane w warunkach statycznych, to znaczy w trakcie każdego pomiaru antena stanowiska badawczego była unieruchomiona. Obszar badawczy jest ograniczony trzema stacjami bazowymi LTE, dla których zostały wyznaczone funkcje zmian okresów nadawania sygnałów referencyjnych $z_i(t)$ przedstawione w tab. 5.1.

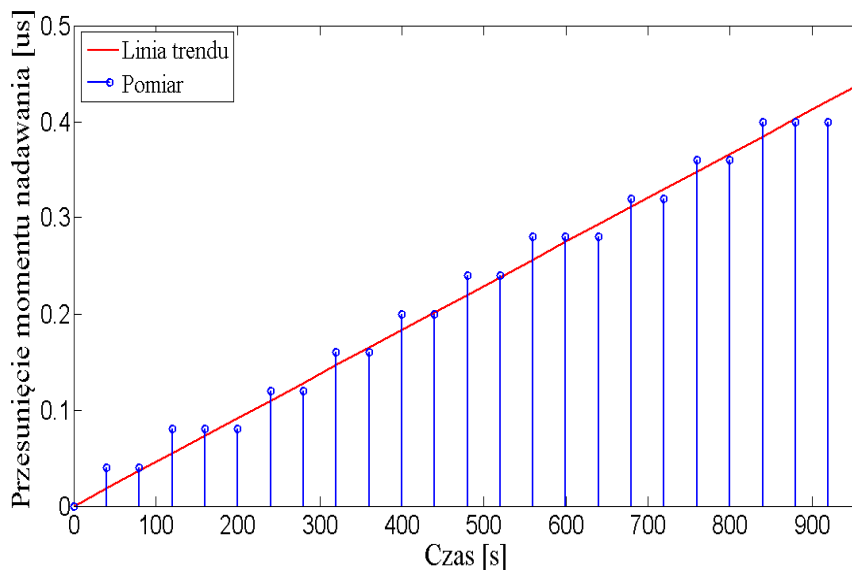
Tab. 5.1. Funkcje $z_i(t)$ wyznaczone dla każdej z trzech stacji bazowych pracujących na wybranym obszarze badawczym I.

Nr porządkowy eNodeB	N_{ID}^{cell}	$z_i(t)$
1	18/19/20	$z_1(t) = 0,000124 \cdot t$
2	282/283/284	$z_2(t) = 0,000768 \cdot t$
3	216/217/218	$z_3(t) = 0,000458 \cdot t$

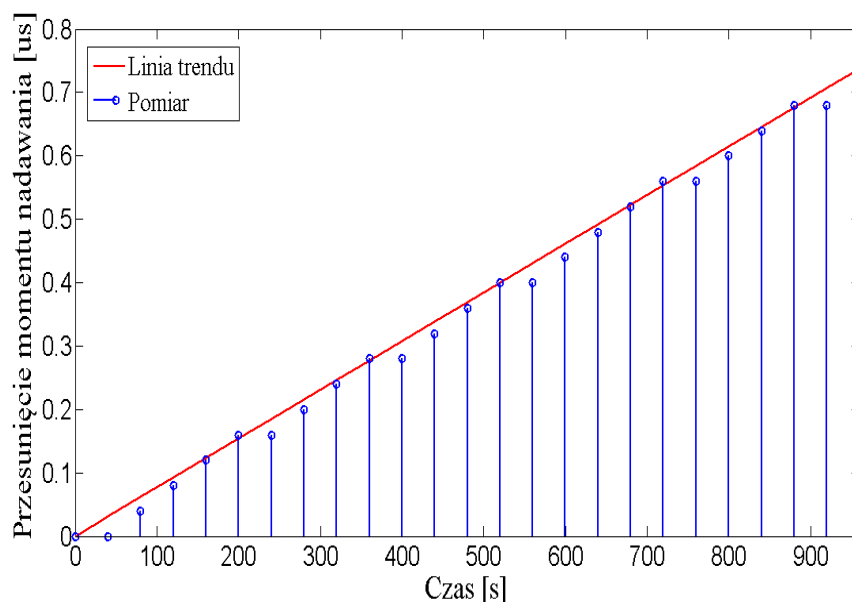
Interpretację graficzną określonych funkcji $z_i(t)$ przedstawiono kolejno na rys. 5.6, rys. 5.7 oraz rys. 5.8.



Rys. 5.6. Wyznaczona funkcja $z_1(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych.



Rys. 5.7. Wyznaczona funkcja $z_2(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych.



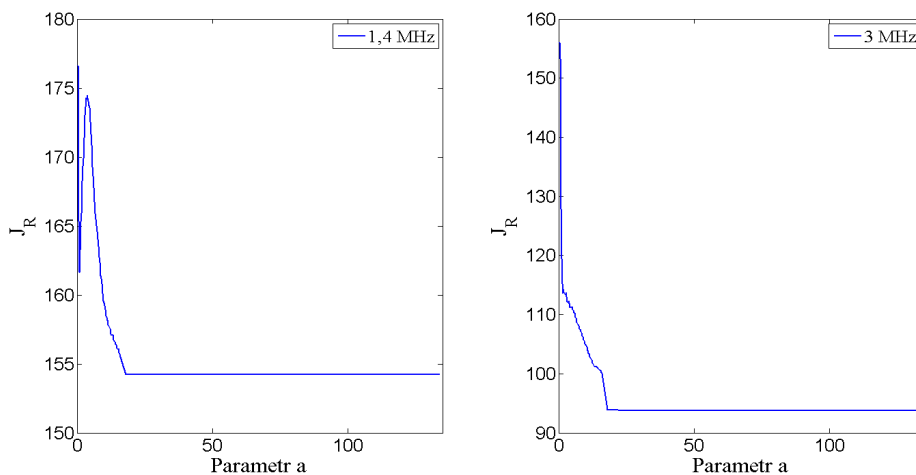
Rys. 5.8. Wyznaczona funkcja $z_3(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych.

W pierwszej kolejności zbadano dokładność estymacji położenia terminala ruchomego w przypadku zastosowania podejścia, w którym ustalany jest stały próg detekcji sygnału w funkcji korelacji powyżej poziomu szumu (nazywany dalej stałym progiem). Wartość stałego progu P_{const} była ustalana na podstawie poziomu składowych niepożądanych N_k w funkcji korelacji, wynikających z obecnych w kanale szumów i interferencji, według

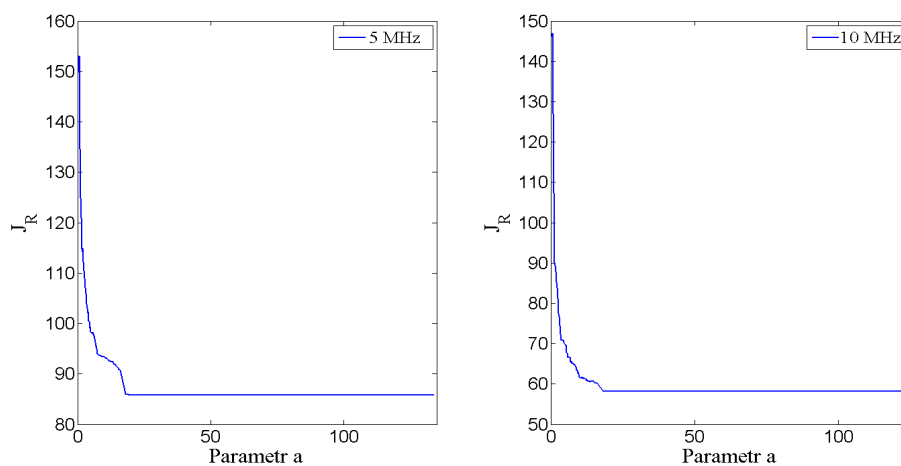
$$P_{const} = a \cdot N_k, \tag{5.11}$$

gdzie a jest wartością stałą.

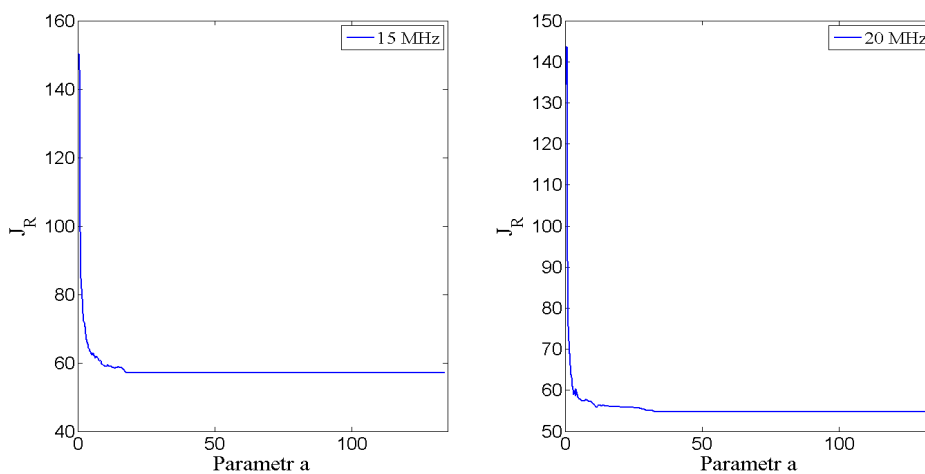
Wyniki wyznaczonej jakości J_R procesu radiolokalizowania dla różnych wartości parametru a oraz różnych szerokości pasma sygnałów referencyjnych przedstawiają rys. 5.9 – 5.11.



Rys. 5.9. Wartości $J_R(a)$ dla szerokości pasma 1,4 MHz oraz 3 MHz.



Rys. 5.10. Wartości $J_R(a)$ dla szerokości pasma 5 MHz oraz 10 MHz.



Rys. 5.11. Wartości $J_R(a)$ dla szerokości pasma 15 MHz oraz 20 MHz.

W każdym z przypadków, dla małych wartości parametru a estymacja położenia jest obciążona dużymi błędami. Jest to wynikiem zbyt małej wartości progu detekcji, co powoduje uznanie za reprezentację sygnału użytecznego składowych niepożądanych (wynikających z szumów i interferencji w kanale radiowym) znajdujących się wcześniej niż składowe reprezentujące sygnał użyteczny w funkcji korelacji. W miarę zwiększania wartości parametru a (podnoszenia poziomu progu w funkcji korelacji) jakość radiolokalizowania zdefiniowana przez miarę J_R się zwiększa, a następnie stabilizuje na pewnym poziomie, zależnym od szerokości pasma.

Po zbadaniu jakości procesu radiolokalizowania z zastosowaniem stałego progu detekcji, zbadano jakość tego procesu z zastosowaniem zaproponowanego w ramach niniejszej rozprawy nowego algorytmu detekcji pierwszej składowej sygnału odbieranego. W tab. 5.2 porównano wyniki jakości procesu radiolokalizowania dla dwóch rozważanych algorytmów. Oprócz miary J_R , w tab. 5.2 przedstawiono także wartości średnie błędów estymacji B_R położenia dla prób, które zakończyły się sukcesem (tzn. błąd estymacji położenia był mniejszy niż 200 m) oraz procentowe wartości L_o liczby nieudanych pomiarów w stosunku do wszystkich wykonanych pomiarów.

Należy tutaj podkreślić, że w przypadku algorytmu, który pracuje w oparciu o stały próg detekcji, do porównania algorytmów w tab. 5.2, wybrano najlepsze uzyskane wyniki w procesie radiolokalizowania, to znaczy te, dla których miara J_R przyjmuje wartości najmniejsze. Dla tego algorytmu, w warunkach przeprowadzanych eksperymentów, najlepsze wyniki uzyskano dla dużych wartości parametru a . Warto zauważyć, że dla każdej zdefiniowanej szerokości pasma sygnału referencyjnego, dla wartości parametru a większych niż około 30 uzyskano jednakowe wyniki jakości radiolokalizowania.

Tab. 5.2. Wyniki badań jakości radiolokalizowania w systemie LTE przy zastosowaniu różnych algorytmów detekcji pierwszej składowej sygnału odebranego.

BW_{ref} [MHz]	Próg stały			Zaproponowany algorytm		
	B_R [m]	L_o [%]	J_R	B_R [m]	L_o [%]	J_R
1,4	59,84	67,35	154,23	59,84	67,35	154,23
3	53,42	27,55	93,81	53,42	27,55	93,81
5	50,74	23,47	85,77	50,74	23,47	85,77
10	45,63	8,16	58,45	45,76	6,12	55,20
15	44,92	8,16	57,10	46,14	4,08	52,42
20	44,06	7,14	54,93	42,34	3,06	47,17

Ponieważ dla mniejszych szerokości pasma sygnałów referencyjnych (1,4 MHz, 3 MHz oraz 5 MHz) proponuje się w niniejszej pracy zastosowanie algorytmu detekcji w oparciu o detekcję maksymalnej wartości w funkcji korelacji (zob. rozdz. 4), wyniki zestawione w tab. 5.2 dla tych szerokości pasma są identyczne dla obu badanych algorytmów.

Dla szerokości pasma sygnałów referencyjnych większych bądź równych 10 MHz, uzyskane wyniki procesu radiolokalizowania są lepsze w przypadku zastosowania zaproponowanego algorytmu. Zaproponowany algorytm pozwala na udaną estymację położenia terminala dla większej liczby przypadków. Jest to szczególnie ważne, ze względu na to, że system LTE został zaprojektowany z myślą o szybkiej transmisji danych – dlatego też w rzeczywistych sieciach LTE dominują zastosowania większych szerokości pasma sygnałów radiowych – od 10 MHz wzwyż.

Większa liczba estymacji zakończonych sukcesem może powodować nieco większe błędy średnie estymacji położenia, dlatego też niezbędne jest zastosowanie miary, która uwzględnia nie tylko błąd średni estymacji, ale także liczbę pomiarów zakończonych sukcesem. Przykładem takiej miary, jest miara J_R zastosowana w niniejszej pracy.

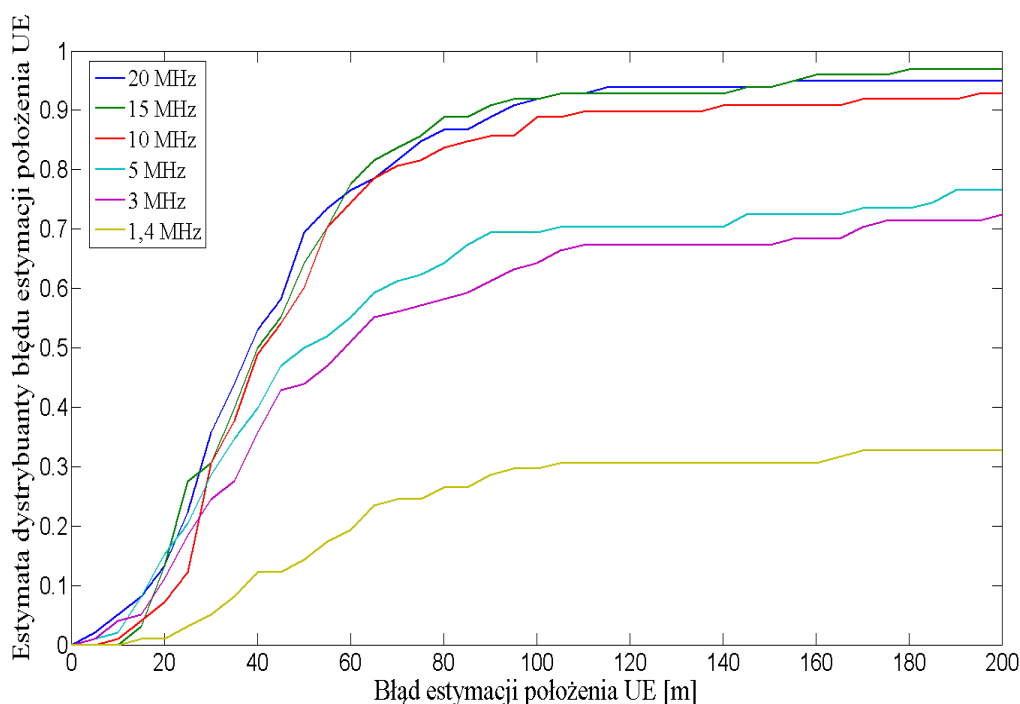
Na rys. 5.12, przedstawiono estymaty dystrybuant błędu określania położenia terminala zdefiniowanego w (5.5) dla różnych szerokości pasma sygnałów referencyjnych. Estymaty były wyznaczone dla przypadku zastosowania zaproponowanego algorytmu detekcji pierwszej składowej odebranego sygnału radiowego.

Obliczone estymaty pokazują, że przy zastosowaniu większych szerokości pasma sygnałów referencyjnych, to jest 10, 15 oraz 20 MHz, możliwe jest spełnienie wymagań FCC z 1999 roku oraz I fazy nowych wymagań zaproponowanych w 2015 roku. Około 90 % wyników charakteryzuje się błędem określenia położenia mniejszym niż 100 m, natomiast około 50 % wyników jest z błędem mniejszym niż 40 m. Biorąc pod uwagę fakt występowania czynników, które mogły powodować dodatkowe błędy określania położenia stanowiska badawczego, takich jak:

- brak synchronizacji pracy sieci i związana z tym skomplikowana procedura wyznaczania wzajemnych przesunięć momentów nadawania odpowiadających sobie sygnałów referencyjnych przez poszczególne stacje bazowe, a także zmienność tych przesunięć w czasie,
- ograniczona dokładność estymacji położenia odbiornika GPS, stosowanego do wyznaczenia punktów referencyjnych,

- mniejsza częstotliwość próbkowania zastosowana w platformie USRP (25 MHz w porównaniu do nominalnej częstotliwości próbkowania w systemie LTE równej 30,72 MHz),

otrzymane w trakcie badania wyniki są obiecujące dla wdrożenia usług lokalizacyjnych opartych na metodzie OTDoA w sieci LTE, z zastosowaniem zaproponowanego algorytmu dynamicznego doboru wartości progowej detekcji czasu odbioru sygnałów radiowych. Warto podkreślić, że zadowalające wyniki otrzymano pomimo braku, w sygnałach łącza w dół sieci LTE, specjalnych sygnałów lokalizacyjnych PRS.



Rys. 5.12. Estymata dystrybuanty błędów określania położenia terminala w warunkach statycznych w obszarze badawczym I.

Po wykonaniu badań w warunkach statycznych, przeprowadzono pomiary w warunkach dynamicznych. Antena stanowiska badawczego była zamontowana na dachu samochodu osobowego. Samochód przemieszczał się wzdłuż drogi oznaczonej żółtym kolorem (rys. 5.13), z prędkością w zakresie 0 – 50 km/h. Długość przebytej trasy wyniosła około 850 metrów, a pomiary RSTD były wykonywane co 2 sekundy. Szerokość pasma sygnałów referencyjnych wynosiła 20 MHz. Zaprezentowane wyniki wskazują na dużą zbieżność wyników estymacji położenia w kolejnych punktach trasy pomiarowej z rzeczywistą drogą poruszania się stanowiska badawczego. Dla niemal wszystkich punktów

pomiarowych, odchylenia wyników estymacji położenia od wyrysowanej trasy wynoszą nie więcej niż około 30 m.



Rys. 5.13. Mapa obszaru badawczego Gdańsk – Oliwa wraz z zaznaczonymi stajami bazowymi biorącymi udział w badaniu, rzeczywistą trasą ruchu odbiornika oraz estymowanymi położeniami w kolejnych chwilach czasu (zdjęcie satelitarne *Google Maps*).

5.2. Obszar badawczy II

Badanie jakości procesu radiolokalizowania wykonano również w centrum miasta Gdańska. Na rys. 5.14 przedstawiono zdjęcie satelitarne opisanego obszaru badań.



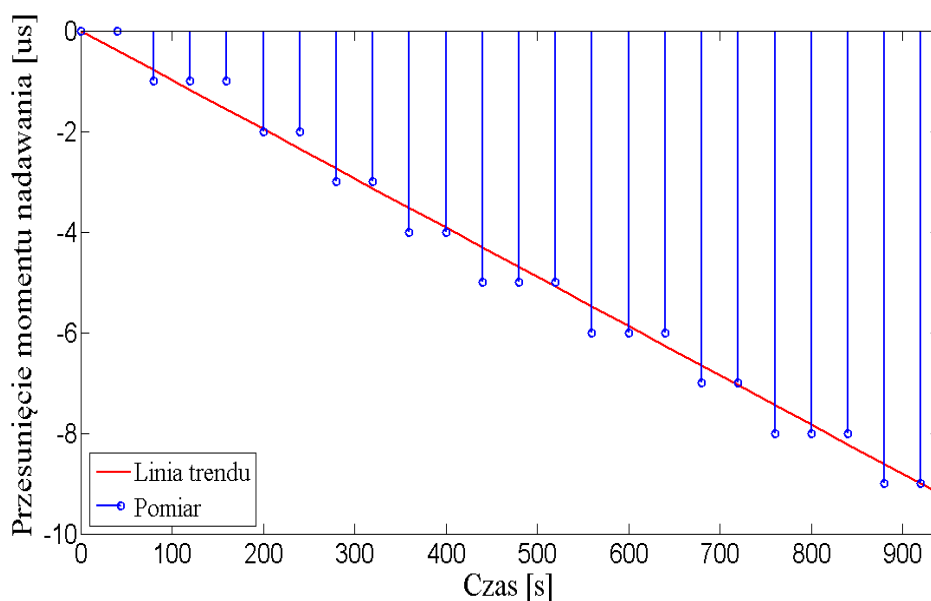
Rys. 5.14. Mapa obszaru badawczego Gdańsk – Centrum wraz z zaznaczonymi stacjami bazowymi biorącymi udział w badaniu oraz punktami pomiarowymi (zdjęcie satelitarne *Google Maps*).

W tym przypadku, środowisko propagacyjne było trudniejsze w porównaniu do obszaru I. Wiele przylegających do siebie kamienic o grubych ścianach, wysokie kościoły, kilkunastopiętrowe bloki, a nawet wieżowce stanowiły trudne środowisko, w którym rzadko występowały warunki LOS, a wielokrotne odbicia sygnału radiowego w gęstej sieci budynków utrudniały poprawną detekcję różnic czasów propagacji sygnałów pomiędzy stacjami bazowymi i terminalem. Również geometria wzajemnego położenia stacji bazowych nie była korzystna – trzy referencyjne stacje bazowe tworzyły trójkąt rozwartokątny, przez co nawet małe błędy w określeniu wartości RSTD mogły powodować stosunkowo duże błędy w określaniu współrzędnych terminala.

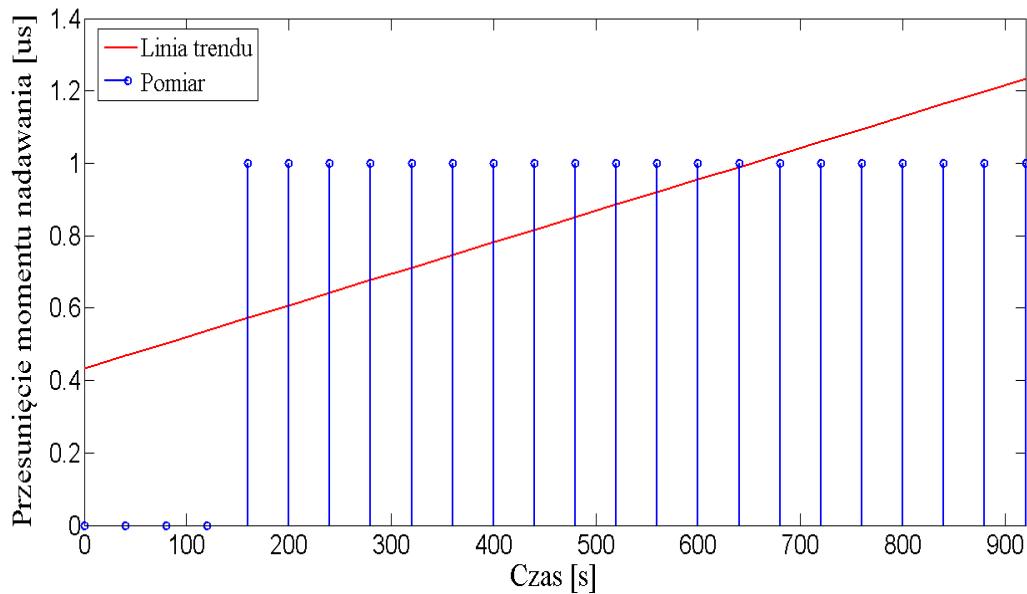
Podobnie jak w poprzednim przypadku, w pierwszej kolejności wyznaczono funkcje $z_i(t)$ dla każdej stacji bazowej (tab. 5.3 oraz rys. 5.15 – rys. 5.17).

Tab. 5.3. Funkcje $z_i(t)$ wyznaczone dla każdej z trzech stacji bazowych pracujących na wybranym obszarze badawczym II.

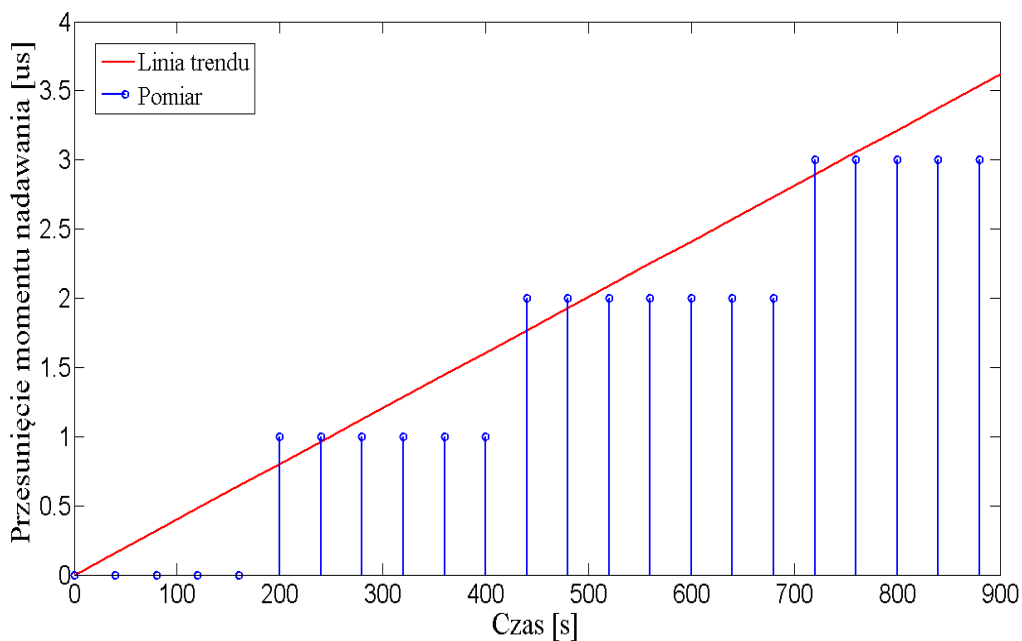
Nr porządkowy eNodeB	N_{ID}^{cell}	$z_i(t)$
1	117/118/119	$z_1(t) = -0,00979 \cdot t$
2	444/445/446	$z_2(t) = 0,00087 \cdot t$
3	453/454/455	$z_3(t) = 0,00402 \cdot t$



Rys. 5.15. Wyznaczona funkcja $z_i(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych.

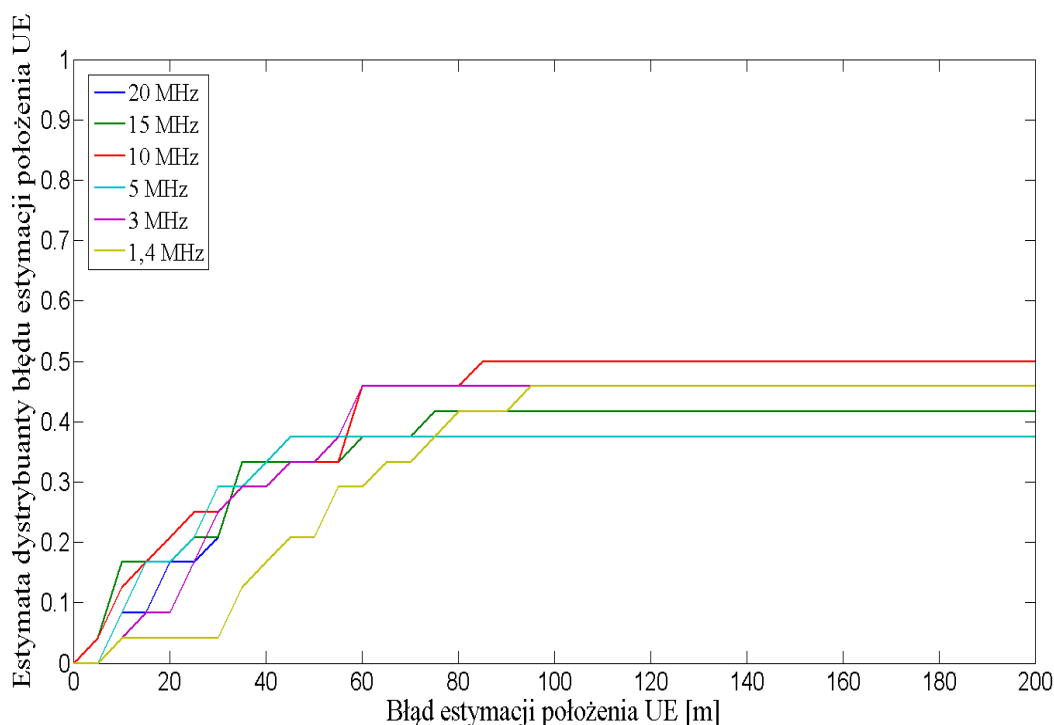


Rys. 5.16. Wyznaczona funkcja $z_2(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych. W postaci funkcji $z_2(t)$ w tab. 5.3 pominięto wpływ składowej stałej, ponieważ do wyznaczania kolejnych momentów nadawania sygnałów referencyjnych niezbędny był jedynie współczynnik kierunkowy funkcji.



Rys. 5.17. Wyznaczona funkcja $z_3(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych.

W tym przypadku, przeprowadzono badania dla opracowanego algorytmu detekcji pierwszej składowej sygnału radiowego na podstawie pomiarów w sieci rzeczywistej. Estymaty dystrybuant błędu określania położenia przedstawiono na rys. 5.18.



Rys. 5.18. Estymaty dystrybuant błędu określania położenia terminala w warunkach statycznych w obszarze badawczym II.

Wyniki dokładności radiolokalizowania na tym obszarze nie są zadowalające. Statystycznie rzecz biorąc, jedynie blisko co drugi pomiar kończył się sukcesem, niezależnie od zastosowanej szerokości pasma sygnału referencyjnego. W pozostałych przypadkach błąd estymacji położenia terminala ruchomego był powyżej 200 metrów, co dla rozpatrywanego badania dawało jedynie informację, że terminal znajduje się gdzieś w okolicy, dla której stacje referencyjne świadczą usługi. Wynikało to z trudniejszych warunków propagacyjnych w porównaniu z pierwszym badanym obszarem. Rzeczywiste drogi pokonywane przez sygnały radiowe w warunkach NLOS w stosunku do hipotetycznych dróg LOS przy braku przeszkód terenowych, były w tym przypadku większe, co prowadziło do większych błędów w wyznaczaniu wartości RSTD. Średni błąd pomiaru RSTD w centrum miasta wyniósł 0,16 μ s, podczas gdy, w Oliwie 0,13 μ s. Przy niewątpliwie niekorzystnej topografii stacji bazowych, uzyskane wartości błędów RSTD przekładały się bezpośrednio na bardzo niedokładne ustalenie położenia. Aby poprawić jakość radiolokalizowania należałoby w tym przypadku zwiększyć liczbę stacji referencyjnych. Można także skorzystać z metod komplementarnych określania położenia. Połączenie kilku metod radiolokalizacyjnych może w znaczącym stopniu poprawić jakość procesu wyznaczania położenia [67], [66].

Podsumowanie

W ramach niniejszej pracy, przeprowadzono kompleksową analizę i badanie efektywności metody OTDoA, służącej do estymacji położenia terminala w sieci LTE. Skupiono się przy tym na fundamencie tej metody, a więc pomiarze wartości parametru RSTD, czyli różnicy czasów nadejścia sygnałów radiowych pochodzących z wybranej pary stacji bazowych. Dokładność pomiarów RSTD w bezpośredni sposób przekłada się na dokładność określenia poszukiwanych współrzędnych wyposażenia użytkownika UE. Idąc dalej, dokładność pomiaru RSTD jest wypadkową dokładności wskazania momentu odbioru sygnału radiowego pochodzącego z każdej stacji bazowej biorącej udział w procesie radiolokalizowania. W trudnych środowiskach propagacyjnych, np. w miastach, gdzie sygnały są propagowane pomiędzy skomunikowanymi antenami wieloma drogami, ulegając odbiciom od kolejnych napotykanym przeszkód, sprecyzowanie momentu odbioru składowej, która poruszała się drogą najkrótszą nie jest zadaniem prostym. W pracy opracowano algorytm, którego zastosowanie, pozwoli na wyznaczenie pierwszej składowej odebranego sygnału zbiorczego z możliwie dużą dokładnością w możliwie dużej liczbie przypadków. W pierwszej kolejności przeprowadzono dokładne analizy struktury sygnałów odbieranych w różnych warunkach propagacyjnych poprzez wykonane symulacje komputerowe. Na ich podstawie wyznaczono algorytm detekcji pierwszej odbieranej składowej, który opiera się na dynamicznym wyznaczeniu progu detekcji w funkcji korelacji sygnału odebranego z wzorcowym sygnałem referencyjnym przechowywanym w odbiorniku. Wartość obliczanego progu jest uzależniona od warunków panujących w kanale, a także od konfiguracji parametrów sygnałów referencyjnych nadawanych przez stacje bazowe LTE. W kolejnym kroku przeprowadzono weryfikację pomiarową opracowanego algorytmu, która potwierdziła poprawność wyznaczonej postaci funkcji określającej wartość progową detekcji w algorytmie podczas obliczeń symulacyjnych. Ostatecznie, przeprowadzono badania pomiarowe jakości procesu radiolokalizowania w sieci rzeczywistej LTE z zastosowaniem opracowanego algorytmu. Badania odbyły się na dwóch różnych obszarach, w warunkach statycznych oraz w warunkach ruchu stacji odbiorczej. Wyniki prób pokazały, że opracowany algorytm detekcji momentu odbioru pierwszej składowej sygnału odebranego, pozwala na zwiększenie dokładności estymacji położenia terminala ruchomego w sieci, co ostatecznie potwierdziło postawioną tezę, że w sieci komórkowej LTE możliwe jest zwiększenie dokładności estymacji położenia terminala ruchomego poprzez zastosowanie odpowiedniego

algorytmu detekcji składowych odbieranego sygnału radiowego, uwzględniającego dynamicznie zmieniające się warunki propagacyjne w kanale radiokomunikacyjnym.

W pracy pokazano także, że możliwe jest wykorzystanie sygnałów stosowanych do estymacji charakterystyk kanału dla celów lokalizowania za pomocą metody OTDoA, zamiast dedykowanych dla tego celu specjalnych sygnałów PRS. Podejście takie pozwoliłoby na zaoszczędzenie ograniczonych zasobów radiowych.

W świetle powyższego, do najważniejszych osiągnięć niniejszej rozprawy należy zaliczyć:

- Opracowanie nowego algorytmu wykrywania położenia na osi czasu pierwszej składowej odbieranego sygnału zbiorczego w sieci LTE z dynamicznie określonym progiem detekcji, zależnym od aktualnie panujących warunków w kanale radiokomunikacyjnym, który pozwala na zwiększenie jakości procesu radiolokalizowania metodą OTDoA.
- Zaprojektowanie i zaimplementowanie narzędzia do przeprowadzania symulacji komputerowych dla celów badania i analiz postaci sygnałów radiowych LTE w punkcie odbioru, po przejściu przez kanał radiokomunikacyjny.
- Zaprojektowanie i zaimplementowanie stanowiska badawczego do odbioru i analizy sygnałów radiowych w rzeczywistej sieci LTE w oparciu o platformę radia programowalnego.
- Zbadanie dokładności radiolokalizowania przy użyciu metody OTDoA w sieci rzeczywistej LTE w środowisku miejskim, zarówno w warunkach statycznych, jak i dynamicznych.
- Wykazanie, że w badanym środowisku propagacyjnym jest możliwe wykorzystanie sygnałów referencyjnych CSRS, służących m.in. do estymacji parametrów kanału radiowego, dla celów radiolokalizowania metodą OTDoA, zamiast dedykowanych sygnałów PRS, co pozwoliłoby na zmniejszenie zajętości zasobów.
- Zaprojektowanie i zdefiniowanie miary jakości radiolokalizowania, uwzględniającej błąd średni estymacji, a także liczbę pomiarów zakończonych sukcesem.

Dalsze kierunki badań w zakresie radiolokalizowania metodą OTDoA w sieciach LTE powinny skupić się na wyznaczaniu położenia obiektów w środowisku wewnątrzbudynkowym, a także w trzech wymiarach przestrzeni. Dodatkowo, warte uwagi mogą być rozwiązania dotyczące radiolokalizacji, w których terminal dokonuje jednocześnie pomiarów i przetwarzania sygnałów radiowych z różnych sieci (technologii), np. LTE, UMTS, WiFi, UWB (*Ultra WideBand*).

LITERATURA

1. 3GPP TS 22.071, *Digital Cellular Telecommunication System (Phase 2+); Universal Mobile Telecommunication System (UMTS); LTE; Location Services (LCS); Service description; Stage 1*, ver. 11.0.0, 2012.
2. 3GPP TS 36.101; *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception*, ver. 10.3.0, 2011.
3. 3GPP TS 36.133; *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Requirements for Support of Radio Resource Management*; ver. 10.1.0, 2011.
4. 3GPP TS 36.211, *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-Utra); Physical Channels and Modulation*, ver. 11.0.0, 2012.
5. 3GPP TS 36.214, *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Layer; Measurements*, ver. 11.1.0, 2013.
6. 3GPP TS 36.305, *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Stage 2 Functional Specification of User Equipment (UE) Positioning in E-UTRAN*, ver. 11.2.0, 2013.
7. 3GPP TS 36.355; *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE Positioning Protocol (LPP)*, ver. 9.2.1, 2010.
8. Agrawal D., Zeng Q., *Introduction to Wireless & Mobile Systems*, 3rd Edition, CENGAGE Learning, 2011.
9. Agarwal P., Singh S., Pandey V., *Mathematical Analysis of Blackman Window Function in Fractional Fourier Transform Domain*, International Conference on Medical Imaging, m – Health and Emerging Communication Systems (MedCom), 11/2014.
10. Antena XPO2V, <http://www.european-antennas.co.uk/media/1911/ds1060-080410.pdf>, data dostępu: 09/2016.
11. Astrly D., Dahlman E., Furuskar A., Lindstrom M., Parkvall S., *LTE: The Evolution of Mobile Broadband*, IEEE Communication Magazine, 04/2009.
12. Beek J., Sandell M., Borjesson P., *ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems*, IEEE Transactions on Signal Processing, 07/1997.
13. Benedetto F., Giunta G., Guzzon E., *Enhanced TOA – Based Indoor – Positioning Algorithm for Mobile LTE Cellular Systems*, 8th Workshop on Positioning Navigation and Communication (WPNC), 04/2011.

14. Bensky A., *Wireless Positioning Technologies and Applications: Second Edition*, Artech House, 2016.
15. Bladsjo D., Hogan M., Ruffini S., *Mobile Backhaul for Small Cells: Synchronization Aspects in LTE Small Cells*, IEEE Communication Magazine, 09/2013.
16. Blaunstein N., Andersen J., *Multipath Phenomena in Cellular Network*, Artech House OUSE, 2002.
17. Boyd S., *Least-Squares Applications*, <https://see.stanford.edu/materials/Isoldsee263/06-ls-app.pdf>, data dostępu: 10/2016.
18. Boyes W., *Instrumentation Reference Book*, Fourth Edition, Elsevier, 2010.
19. Bronk K., Stefański J., *Bad Geometry Influence on Positioning Accuracy in Wireless Networks*, The International Conference on “Computer as a Tool” EUROCON, 09/2007.
20. Brown J., Khan J., *Performance Analysis of an LTE TDD Based Smart Grid Communications Network for Uplink Biased Traffic*, IEEE Globecom Workshops, 12/2012.
21. Chan Y., *A Simple and Efficient Estimator for Hyperbolic Location*, IEEE Transaction on Signal Processing, 08/ 1994.
22. Chen C., Feng K., *Enhanced Distance and Location Estimation for Broadband Wireless Networks*, IEEE Transactions on Mobile Computing, 10/2015.
23. Chen C., Wu W., *3D Positioning for LTE Systems*, IEEE Transaction on Vehicular Technology, 07/2016.
24. Chiueh T., Tsai P., *OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communication*, John Wiley & Sons, 2007.
25. Coordination Scientific Information Centre, *Global Navigation Satellite System GLONASS: Interface Control Document*, ver. 5, 2002.
26. Driusso M., Marshall C., Sabathy M., *Vehicular Position Tracking Using LTE Signals*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 08/2016.
27. Drypczewski K., Moszyński M., Bikonis K., Stepnowski A., *Design of the Dual Constellation GPS/Galileo Mobile Device for Improving Navigation of the Visually Impaired in an Urban Area*, Polish Maritime Research 4(88), Vol. 22, 2015.
28. Elfadil H., Ali M., Abas M., *Fractional Frequency Reuse in LTE Networks*, 2nd World Symposium on Web Application and Networking (WSWAN), 03/2015.
29. El – Rabbany A. *Introduction to GPS – The Global Positioning System*, Artech House, 2002.



30. European Space Agency, *Galileo OS Signal in Space ICD*, Draft 0, Galileo Joint Undertaking, 05/2006.
31. Federal Communications Commission, Third Report and Order, 10/1999.
32. Federal Communications Commission, Fourth Report and Order, 02/2015.
33. Fischer S., *Observed Time Difference Of Arrival (OTDOA) Positioning in 3GPP LTE*, Qualcomm Technologies INC, 06/2014.
34. **Gadka P., *Analiza wpływu błędności częstotliwości próbkowania na sygnały odbierane w systemie LTE*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, 06/2016.**
35. **Gadka P., *Analiza wpływu szerokości pasma referencyjnych sygnałów lokalizacyjnych na dokładność estymacji odległości terminala ruchomego od stacji bazowej w systemie LTE*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, 6/2014.**
36. **Gadka P.: *Badanie dokładności określania odległości w środowisku zamkniętym przy użyciu modemów UWB w standardzie 802.15.4-2011*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, 04/2015.**
37. **Gadka P., *Lokalizowanie terminala ruchomego w sieci LTE*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, 12/2014.**
38. **Gadka P., *New First – Path Detector for LTE Positioning Reference Signals*, The Eight International Conference on Mobile Ubiquitous Computing, Systems, Services and Technologies UBICOMM 2014.**
39. Gong G., Helleseth T., Song H., Yang K., *Sequences and Their Applications – SETA 2006*, 4th International Conference, Beijing, 9/2006.
40. Greenstein L., Erceg V., Yeh Y., Clark M., *A New Path-Gain/Delay-Spread Propagation Model for Digital Cellular Channels*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 05/1997.
41. Guang – Hua Z., Wei – Xiao M., He Y., *Research on the Service Range of Reference Receiver in AGNSS Mobile Positioning*, International Conference on Communications and Mobile Computing (CMC), 04/2010.
42. Holma H., Toskala A., *LTE for UMTS OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*, John Wiley & Sons, 2009.
43. Huang M., Xu W., *Enhanced LTE TOA/TDOA Estimation with First Arriving Path Detection*, IEEE Wireless Communication and Networking Conference (WCNC), 04/2013.
44. ITU, *Radio Regulations: Articles*, 2012.

45. ITU-R Recommendation P.1407-5, *Multipath Propagation and Parametrization of its Characteristics*, 09/2013.
46. Japan Aerospace Exploration Agency, *Quasi Zenith Satellite Navigation Service: Interface Specifications for QZSS*, ver. 1.8, 10/2016.
47. Jativa R., Vidal J., *First Arrival Detection for Positioning in Mobile Channels*, The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 09/2002.
48. Kamal S., Meza C., Tran N., Lee K., *Low – PARP Hybrid Filter for SC – FDMA*, IEEE Communication Letters, 10/2016.
49. Kim J., Han J., Roh H., Choi H., *SSS Detection Method for Initial Cell Search in 3GPP LTE FDD/TDD Dual Mode Receiver*, 9th International Symposium on Communications and Information Technology, 09/2009.
50. Kong S., Kim B., *Error Analysis of the OTDOA From the Resolved First Arrival Path in LTE*, IEEE Transactions on Wireless Communications, 10/2016.
51. Kosanyakun C., Kotchasern C., *A Study of Insufficient Cyclic Prefix by using Precoding for MIMO – OFDM Systems*, 17th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), 07/2015.
52. Krishnamurthy T., Shetty R., *4G: Deployment Strategies and Operational Implications*, Apress, 2014.
53. Kyosti P., Meinila J., Hentila L. i inni, IST – 4 – 027756 WINNER II, D1.1.2 V1.2, Part 1 Channel Models, 09/2007.
54. Kythe P., *Sinusoids: Theory and Technological Application*, CRC Press, 2015.
55. Li B., Sun G., Wang X., *SSS Detection Scheme for Neighbor Cell Search in 3GPP LTE Systems*, IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM 2011), 12/2011.
56. Li B., Wang X., *Efficient SSS Detection for Neighbor Cell Search in 3GPP LTE TDD Systems*, IEEE International Conference on Communication (ICC), 06/2011.
57. Li J., Wu X., Laroia R., *OFDMA Mobile Broadband Communications: A system Approach*, Cambridge University Press, 2013.
58. Lin K., Deng J., Lin Y., *Iterative Receiver Design with CFO, SFO, Channel Estimation and Equalization for OFDM Systems*, IEEE Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile, 08/2014.
59. Liu J., Feng S., *RSTD Performance for Small Bandwidth of OTDOA Positioning in 3GPP LTE*, IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 09/2013.

60. Ma J., Sun Z., Wu G., *Joint Carrier and Sampling Frequency Synchronization for OFDM Systems*, IET International Conference on Communication Technology and Application (ICCTA 2011), 10/2011.
61. Madadipouya K., *An Examination and Report on Potential Methods of Strategic Location – Based Service Applications on Mobile Networks and Devices*, International Journal of Managing Public Sector Information and Communication Technologies, 09/2014.
62. Manolakis K., Esteves D., Jungnickel V., Xu W., Drewes., *A Closed Concept for Synchronization and Cell Search in 3GPP LTE Systems*, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 04/2009.
63. Matson J., *Choosing the Correct Time Synchronization Protocol and Incorporating the 1756-TIME Module into Your Application*, Rochwell Automation, 05/2013.
64. McDermott K., Vaghefi R., Buehrer R., *Cooperative UTDOA Positioning in LTE Cellular Systems*, IEEE Globecom Workshops, 12/2015.
65. Medbo J., Siomina I., Kangas A., *Propagation Channel Impact on LTE Positioning Accuracy: A Study Based on Real Measurements of Observed Time Difference of Arrival*, IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 09/2009.
66. Mensing C., Sand S., *Performance Enhancement of GNSS Positioning in Critical Scenarios by Wireless Communications Systems*, IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium, 05/2008.
67. Mensing C., Sand S., Damman A., *GNSS Positioning in Critical Scenarios: Hybrid Data Fusion with Communications Signals*, IEEE International Conference on Communications Workshops, 06/2009.
68. MIT OpenCourseWare: *Orthogonality Relations*, [http://ocw.mit.edu/courses/mathematics/18-03sc-differential-equations-fall-2011/unit-iii-fourier-series-and-laplace-transform/fourier-series-basics/ MIT18_03SCF11_s21_7text.pdf](http://ocw.mit.edu/courses/mathematics/18-03sc-differential-equations-fall-2011/unit-iii-fourier-series-and-laplace-transform/fourier-series-basics/MIT18_03SCF11_s21_7text.pdf), data dostępu: 02/2016.
69. Morelli M., Moretti M., *A Robust Maximum Likelihood Scheme for PSS Detection and Integer Frequency Offset Recovery in LTE Systems*, IEEE Transactions on Wireless Communications, 10/2015.
70. Morelli M., Moretti M., *Fine Carrier and Sampling Frequency Synchronization in OFDM Systems*, IEEE Transactions on Wireless Communications, 04/2010.

71. National Instruments, *Special Focus: Understanding the IEEE 1588 Precision Time Protocol*, Instrumentation Newsletter, 06/2015.
72. National Instruments USRP 2920, <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-355>, data dostępu: 09/2016.
73. Navratil V., Karasek R., Vejrazka F., *Position Estimate Using Radio Signals from Terrestrial Sources*, IEEE Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), 04/2016.
74. Official Journal of the European Union, *Commission Recommendation on the Processing of Caller Location Information in Electronic Communication Networks for the Purpose of Location – Enhanced Emergency Call Services*, 2003/558/EC.
75. Panchetti M., Carbonelli C., Horvat M., Luise M., *Performance Analysis of PRS – Based Synchronization Algorithms for LTE Positioning Applications*, 10th Workshop on Positioning Navigation and Communication (WPNC), 03/2013.
76. Peral – Rosado J., Lopez-Salcedo J., Seco – Granados G, Zanier F., Crisci M., *Achievable Localization Accuracy of the Positioning Reference Signal of 3GPP LTE*, 2012 International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS), 07/2012.
77. Peral – Rosado J., Lopez – Salcedo J., Seco – Granados G., Crosta P., Zanier F., Crisci M., *Downlink Synchronization of LTE Base Stations for Opportunistic ToA Positioning*, International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS), 06/2015.
78. Peral – Rosado J., Lopez – Salcedo J., Seco – Granados G., Zanier F., Crosci M., *Evaluation of the LTE Positioning Capabilities Under Typical Multipath Channels*, 6th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop (SPSC), 09/2012.
79. Porcino D., *Performance of a OTDOA – IPLD Positioning Receiver for 3GPP – FDD Mode*, Second International Conference on 3G Mobile Communication Technologies, 03/2001.
80. Prasad R., *OFDM for Wireless Communication Systems*, Artech House, 2004.
81. *Prawo telekomunikacyjne*, Dz.U. 2004 nr 171, 07/2004.
82. Qualcomm Technolgies, Inc., *FDD/TDD Comparison – Key Messages*, <https://www.qualcomm.com/documents/fddtdd-comparison>, data dostępu: 10/2016.
83. Randhawa N., Sharma S., *A Survey of Equalization Techniques for an Effective Equalizer Design in MIMO – OFDM Systems*, International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 03/2015.

84. Rohde & Schwarz News Magazine, *Continuing in the Direction of LTE-Advanced: the Latest Test Signals for LTE Rel. 9*, https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_news_from_rs/204/NEWS_204_english_LTE_Option_K84.pdf, data dostępu: 10/2016.
85. Sasaoka H., *Wave Summit Course: Mobile Communication*, Ohmska, 1997.
86. Savage R., *Probability Inequalities of the Tchebycheff Type*, Journal of Research of the National Bureau of Standards – B. Mathematics and Mathematical Physics, vol. 65B, NO. 3, 08/1961.
87. Sesia S., Toufik I., Baker M., *LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*, John Wiley & Sons, 2009.
88. Sinha D., Kumar S., *FIR Filter Compensator for CIC Filter Suitable for Software Defined Radio*, World Conference on Futuristic Trends in Research and Innovation for Social Welfare, 03/2016.
89. Siomina I. and Zhang Y., *Method and Arrangement of Determining Timing Uncertainty*, Patent Application Publication, PCT/CN2010/000217, 2011.
90. Stanford Research Systems FS725, <http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/Catalog/FS725c.pdf>, data dostępu: 09/2016.
91. Stefański J., *Accuracy Analysis of Mobile Station Location in Cellular Networks*, 2nd International Conference on Information Technology, 06/2010.
92. Stefański J., *Badanie metod i projektowanie usług lokalizacyjnych w sieciach radiokomunikacyjnych*, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk, 2012.
93. Su B., Cui J., Li A., *Performance Study on the ECID Positioning Enhancement in LTE – A Het – Net with RRH*, IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 09/2015.
94. Sun Y., Tong, L., *Channel Equalization for Wireless OFDM Systems with ICI and ISI*, IEEE International Conference on Communication, 06/1999.
95. Symmetricom, *Timing and Synchronization for LTE – TDD and LTE – Advanced Mobile Networks*, 2013.
96. Tam S., Lee H., *MSF Whitepaper on Location Services In LTE Networks*, MultiService Forum, 04/2009.
97. Texas Instruments, *TI GPS PPS Timing Application Note*, 01/2012.
98. Ulmschneider M., Gentner C., *Multipath Assisted Positioning for Pedestrians using LTE Signals*, IEEE/ION Positioning, Location and Navigation Symposium (PLANS), 04/2016.

99. United States of America: Department of Defense, *Global Positioning System: Standard Positioning Capabilities; Performance Standard*, 09/2008.
100. Vaghefi R., Buehrer R., *Cooperative RF Pattern Matching Positioning for LTE Cellular Systems*, IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIRMC), 09/2014.
101. Vaghefi R., Buehrer R., *Improving Positioning in LTE through Collaboration*, 11th Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC), 03/2014.
102. Valiant Communications, *VCL-2145 GPS Primary Reference Clock with IEEE-1588v2 Grandmaster and NTP Server*, 05/2016.
103. Zarrinkoub H., *Understanding LTE with MATLAB: From Mathematical Modeling to Simulation and Prototyping*, John Wiley & Sons, 2014.
104. Zhang J., Qui K., Li Y., Zhang H., Deng M., *Channel Estimation Based on Linear Interpolation Algorithm in DDO – OFDM System*, Asia Communication and Photonics Conference and Exhibition (ACP), 12/2010.
105. Zieliński T., *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów od teorii do zastosowań*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa, 2005.
106. Zhang C., Wu Y., Wang J., Luo Z., *FM – Based Multi – Frequency Passive Radar System*, IEEE International Conference on Signal Processing, Communication and Computing, 08/2016.
107. <https://www.fcc.gov/about/overview>, data dostępu: 09/2016.
108. <http://www.gps.gov/systems/gps/performance/accuracy/>, data dostępu: 09/2016.

SPIS RYSUNKÓW

- Rys. 1.1. Podział systemów radiolokalizacyjnych i radionawigacyjnych ze względu na metodę określania położenia (str. 12).
- Rys. 2.1. Schemat nadajnika OFDM (str. 21).
- Rys. 2.2. Struktura czasowa ramki radiowej w łączu w dół w trybie FDD (str. 22).
- Rys. 2.3. Ilustracja siatki zasobów czasowo – częstotliwościowych (str. 23).
- Rys. 3.1. Ilustracja metody OTDoA (str. 25).
- Rys. 3.2. Ilustracja do obliczania wartości parametrów *expectedRSTD* oraz *expectedRSTD-Uncertainty* (str. 28).
- Rys. 3.3. Przykładowe rozmieszczenie sygnałów PRS w jednym bloku zasobów siatki czasowo – częstotliwościowej OFDM (str. 31).
- Rys. 3.4. Ilustracja zagadnienia synchronizacji częstotliwości (a), fazy (b) i czasu (c) (str. 32).
- Rys. 3.5. Ilustracja idealnej synchronizacji emisji podramek lokalizowania (a) i częściowego wzajemnego przesunięcia (b) (str. 33).
- Rys. 3.6. Przykładowa siatka zasobów radiowych z uwzględnieniem sygnałów synchronizacyjnych PSS, SSS oraz sygnałów referencyjnych CSRS (str. 41).
- Rys. 4.1. Rodzina funkcji autokorelacji sygnałów referencyjnych o długości 1 ms dla różnych szerokości pasma (str. 46).
- Rys. 4.2. Funkcje korelacji sygnałów referencyjnych w przypadku: odbioru jednej kopii sygnału (a), odbioru dwóch kopii sygnału oddalonych od siebie o $0,2 \mu\text{s}$ (b) (str. 48).
- Rys. 4.3. Funkcje korelacji sygnału odebranego z sygnałem wzorcowym dla (a) $\text{SINR} = -2 \text{ dB}$ oraz (b) $\text{SINR} = -12 \text{ dB}$ (str. 49).
- Rys. 4.4. Ilustracja problemu wpływu szerokości listka głównego funkcji autokorelacji na błąd wyznaczania położenia sygnału referencyjnego o szerokości pasma 20 MHz (a) i 1,4 MHz (b) (str. 50).
- Rys. 4.5. Funkcja korelacji referencyjnego sygnału wzorcowego z sygnałem odebranym zamodelowanym według charakterystyki statycznej 3GPP ETU (str. 51).

- Rys. 4.6. Przykładowa funkcja korelacji zbiorczego sygnału odebranego o szerokości pasma 20 MHz z sygnałem wzorcowym (str. 52).
- Rys. 4.7. Unormowane (względem wartości maksymalnej z przypadku b) funkcje korelacji skróśnej odebranego sygnału zbiorczego i sygnału wzorcowego dla a) $N_{kor} = 1$ podramka oraz b) $N_{kor} = 6$ podramek (str. 52).
- Rys. 4.8. Zależność SNR_k w funkcji SINR dla różnych wartości N_{kor} (str. 56).
- Rys. 4.9. Schemat zaprojektowanego modelu kanału radiowego do symulacji (str. 57).
- Rys. 4.10. Interpretacja graficzna funkcji $f_d(t)$. Zielonymi punktami zaznaczono wartości względnych tłumień (tab. 4.1), na podstawie których przeprowadzono interpolację (str. 58).
- Rys. 4.11. Ustalanie progu detekcji P_{det} w funkcji korelacji. $BW_{ref} = 15$ MHz, $SNR_k = 16$ dB, $N_{kor} = 6$ podramek (str. 60).
- Rys. 4.12. Wartości F_p w funkcji SNR_k dla różnych szerokości pasma sygnałów referencyjnych (punkty czerwone, zielone i niebieskie), a także funkcja $LS_{F_p}(SNR_k)$ (str. 61).
- Rys. 4.13. Wartości SNR_k w funkcji SINR dla różnych szerokości pasma sygnałów referencyjnych (str. 63).
- Rys. 4.14. Schemat stanowiska badawczego do odbioru sygnałów LTE z sieci rzeczywistej (str. 65).
- Rys. 4.15. Wielkość zniekształceń spowodowanych przez odchyłkę częstotliwości próbkowania dla różnych szerokości pasma: $L = 100$, modulacja 16QAM, $f_{samp} = 16.665$ MHz, równomierny rozkład symboli modulacji w konstelacji (str. 69).
- Rys. 4.16. Wielkość zniekształceń spowodowanych przez odchyłkę częstotliwości próbkowania dla różnych przypadków rozkładu symboli w konstelacji: $K = 600$, $L = 100$, modulacja 16QAM, $f_{samp} = 16.665$ MHz, $\varepsilon_s = 1,667$ kHz (str. 70).
- Rys. 4.17. Wielkość zniekształceń spowodowanych przez odchyłkę częstotliwości próbkowania dla różnych częstotliwości podnośnych: $L = 100$, modulacja 16QAM, $f_{samp} = 16.665$ MHz, $\varepsilon_s = 1,667$ kHz (str. 70).
- Rys. 4.18. Symbolowa stopa błędów w funkcji SINR dla przypadku gdy występuje odchyłka częstotliwości próbkowania oraz, gdy nie występuje (str. 71).

- Rys. 4.19. Charakterystyki amplitudowe stosowanych filtrów cyfrowych (str. 73).
- Rys. 4.20. Przykładowa funkcja korelacji wzorcowego sygnału PSS z sygnałem odebrany (str. 74).
- Rys. 4.21. Wartości $W_{SSS}(S_{N_{ID1}, S_n}^{SSS})$ dla podramki 0 i 5 w funkcji N_{ID1} (str. 77).
- Rys. 4.22. Przykłady unormowanych funkcji korelacji sygnału odebranego i wzorca sygnału referencyjnego o szerokości pasma 20 MHz w różnych warunkach propagacyjnych (str. 78).
- Rys. 4.23. Wartości SNR_k dla portu 0 i portu 1 w funkcji czasu w warunkach LOS (str. 78).
- Rys. 4.24. Wartości SNR_k dla portu 0 i portu 1 w różnych punktach pomiarowych w warunkach NLOS (str. 79).
- Rys. 4.25. Uzyskane wartości $F_p(SNR_k)$ na podstawie pomiarów w sieci rzeczywistej przy zastosowaniu sygnałów referencyjnych o szerokości pasma 10 MHz, 15 MHz oraz 20 MHz (str. 79).
- Rys. 5.1. Ilustracja pomocnicza dla pokazania sposobu pomiaru zmian okresów nadawania sygnału referencyjnego (str. 83).
- Rys. 5.2. Ilustracja pomocnicza dla pokazania sposobu wyznaczenia funkcji zmian okresów nadawania sygnału referencyjnego. W przypadku zastosowania idealnych zegarów, wyznaczona funkcja byłaby funkcją stałą. Im zegar jest bardziej odstrojony od przypadku idealnego, tym nachylenie prostej jest większe. Jeżeli odstrojenie zegara zmienia się w czasie, ilustracją graficzną opisywanej funkcji byłaby krzywa (str. 83).
- Rys. 5.3. Ilustracja Etapów 2 i 3 procedury pomiarów w sieci rzeczywistej (str. 85).
- Rys. 5.4. Ilustracja pomocnicza dla wyjaśnienia zdefiniowanej miary J_R jakości procesu radiolokalizowania (str. 90).
- Rys. 5.5. Mapa obszaru badawczego Gdańsk – Oliwa wraz z zaznaczonymi stajami bazowymi biorącymi udział w badaniu oraz punktami pomiarowymi (zdjęcie satelitarne *Google Maps*) (str. 92).
- Rys. 5.6. Wyznaczona funkcja $z_1(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych (str. 93).
- Rys. 5.7. Wyznaczona funkcja $z_2(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych (str. 94).

- Rys. 5.8. Wyznaczona funkcja $z_3(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych (str. 94).
- Rys. 5.9. Wartości $J_R(a)$ dla szerokości pasma 1,4 oraz 3 MHz (str. 95).
- Rys. 5.10. Wartości $J_R(a)$ dla szerokości pasma 5 oraz 10 MHz (str. 95).
- Rys. 5.11. Wartości $J_R(a)$ dla szerokości pasma 15 oraz 20 MHz (str. 95).
- Rys. 5.12. Estymata dystrybuanty błędu określania położenia terminala w warunkach statycznych w obszarze badawczym I (str. 98).
- Rys. 5.13. Mapa obszaru badawczego Gdańsk – Oliwa wraz z zaznaczonymi stajami bazowymi biorącymi udział w badaniu, rzeczywistą trasą ruchu odbiornika oraz estymowanymi położeniami w kolejnych chwilach czasu (zdjęcie satelitarne *Google Maps*) (str. 99).
- Rys. 5.14. Mapa obszaru badawczego Gdańsk – Centrum wraz z zaznaczonymi stajami bazowymi biorącymi udział w badaniu oraz punktami pomiarowymi (zdjęcie satelitarne *Google Maps*) (str. 100).
- Rys. 5.15. Wyznaczona funkcja $z_1(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych (str. 101).
- Rys. 5.16. Wyznaczona funkcja $z_2(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych (str. 102).
- Rys. 5.17. Wyznaczona funkcja $z_3(t)$ jako linia trendu dla kolejnych wartości pomiarowych (str. 102).
- Rys. 5.18. Estymaty dystrybuant błędu określania położenia terminala w warunkach statycznych w obszarze badawczym II (str. 103).

SPIS TABEL

- Tab. 3.1. Parametry konfiguracyjne sygnałów PRS (str. 31).
- Tab. 3.2. Wymagania dotyczące synchronizacji pracy sieci LTE (str. 35).
- Tab. 3.3. Procentowe zużycie zasobów spowodowane zastosowaniem sygnałów PRS w ramach typu LIS (str. 40).
- Tab. 4.1. Parametry modelu statycznego kanału radiowego 3GPP ETU (str. 43).
- Tab. 4.2. Względne moce sygnałów interferujących i ich przesunięcia względem sygnału użytecznego (str. 59).
- Tab. 4.3. Błąd ERR w funkcji stopnia wielomianu regresji (str. 62).
- Tab. 4.4. Wartości W_{LG} w funkcji BW_{ref} . (str. 64).
- Tab. 4.5. Podstawowe parametry odbioru sygnału LTE (str. 65).
- Tab. 5.1. Funkcje $z_i(t)$ wyznaczone dla każdej z trzech stacji bazowych pracujących na wybranym obszarze badawczym I (str. 93).
- Tab. 5.2. Wyniki badań jakości radiolokalizowania w systemie LTE, przy zastosowaniu różnych algorytmów detekcji pierwszej składowej sygnału odebranego (str. 96).
- Tab. 5.3. Funkcje $z_i(t)$ wyznaczone dla każdej z trzech stacji bazowych pracujących na wybranym obszarze badawczym II (str. 101).