



**POLITECHNIKA  
GDAŃSKA**

WYDZIAŁ ELEKTRONIKI,  
TELEKOMUNIKACJI I INFORMATYKI



Imię i nazwisko autora rozprawy: **Krzysztof Kamil Cwalina**  
Dyscyplina naukowa: **Telekomunikacja**

## ROZPRAWA DOKTORSKA

Tytuł rozprawy w języku polskim: Badanie i analiza efektywności alokacji strumieni danych w heterogenicznej sieci WBAN.

Tytuł rozprawy w języku angielskim: Research and Analysis of the Efficiency of the Data Streams Allocation in Heterogeneous WBAN Network.

Promotor  <i>podpis</i>	Drugi promotor  <i>podpis</i>
dr hab. inż. Jacek Stefański, prof. nadzw. PG	-
Promotor pomocniczy  <i>podpis</i>	Kopromotor  <i>podpis</i>
dr inż. Sławomir J. Ambroziak	-

Gdańsk, rok 2017



*Mojej Mamie, Mistrzowi i Babusi.*

*To wszystko dla Was i dzięki Wam.*



## *Składam serdeczne podziękowania*

*Kierownikowi Katedry Systemów i Sieci Radiokomunikacyjnych*

*Panu prof. dr. hab. inż. Ryszardowi J. Katulskiemu,  
za umożliwienie mi rozpoczęcia przygody ze światem nauki.*

*Promotorowi,*

*Panu dr. hab. inż. Jackowi Stefańskiemu,  
za wsparcie, cierpliwość, pomoc i naukowe dyskusje.*

*Promotorowi pomocniczemu,*

*Panu dr. inż. Sławomirowi J. Ambroziakowi,  
za efektywną współpracę, merytoryczne dyskusje,  
oraz ogromny wkład w mój rozwój naukowy.*

*Panu dr. inż. Jarosławowi Sadowskiemu,*

*za konstruktywne wskazówki, pomysły i wszelką pomoc.*

*Moim przyjaciołom,*

*Piotrkowi Rajchowskiemu i Pawłowi Koszowi,  
za nieocenioną pomoc, wsparcie, motywację,  
unikatową atmosferę w pracy i poza nią.*

*Wszystkim pracownikom Katedry,*

*za wszelką pomoc i życzliwość.*

*Wszystkim,*

*którzy mieli swój udział w powstaniu niniejszej rozprawy.*



# Spis treści

---

Streszczenie .....	9
Abstract .....	11
Wykaz ważniejszych oznaczeń .....	13
Wykaz ważniejszych skrótów .....	17
Rozdział 1. Wprowadzenie .....	19
1.1. Uzasadnienie przeprowadzonych prac badawczych .....	20
1.2. Cel i teza rozprawy .....	21
1.3. Zawartość rozprawy .....	22
Rozdział 2. Charakterystyka radiowych sieci WBAN .....	25
2.1. Typy komunikacji w sieciach WBAN .....	25
2.2. Wykorzystywane pasma częstotliwościowe .....	26
2.3. Zastosowanie sieci WBAN .....	28
2.4. Wymagania stawiane sieciom WBAN .....	29
2.5. Metody adaptacyjnej alokacji strumieni danych w sieciach WBAN .....	30
2.5. Autorska modyfikacja metod adaptacyjnej alokacji strumieni danych.....	33
Rozdział 3. Nowa metoda adaptacyjnej alokacji strumieni danych.....	35
3.1. Cel i założenia proponowanego rozwiązania .....	35
3.2. Propozycja nowej metody adaptacyjnej alokacji strumieni danych.....	36
3.3. Regresja liniowa .....	42
3.4. Realizacja radiowych pomiarów odległości.....	43
Rozdział 4. Prototyp heterogenicznej sieci WBAN .....	45
4.1. Węzły sieci WBAN .....	47
4.1.1. Wąskopasmowy interfejs radiowy.....	48
4.1.2. Ultraszerokopasmowy interfejs radiowy .....	50
4.1.3. Realizacja sprzętowa węzłów .....	52
4.2. Serwer akwizycji danych.....	53

Rozdział 5. Symulator heterogenicznej sieci WBAN .....	55
5.1. Założenia i realizacja symulatora heterogenicznej sieci WBAN .....	55
5.2. Wyniki badań pomiarowych wykorzystywanych w symulatorze .....	59
5.2.1. Scenariusze pomiarowe .....	60
5.2.2. Pomiarów parametrów kanałów radiowych .....	67
5.2.2.1. Składowa tłumienia średniego .....	76
5.2.2.2. Składowa zaników wolnozmiennych .....	82
5.2.2.3. Składowa zaników szybkozmiennych .....	90
5.2.2.4. Analiza statystyczna wyznaczonego modelu propagacyjnego .....	94
5.2.2.5. Tłumienie propagacyjne kanału ultraszerokopasmowego .....	97
5.2.3. Pomiarów parametrów związanych z interfejsami radiowymi .....	99
5.2.3.1. Dokładność realizacji radiowych pomiarów odległości .....	99
5.2.3.2. Prawdopodobieństwo detekcji warunków bezpośredniej widoczności anten .	102
5.2.3.3. Wskaźnik jakości kanału radiowego .....	103
5.2.3.4. Charakterystyki szumowe interfejsów radiowych .....	105
5.2.3. Podsumowanie badań pomiarowych .....	109
Rozdział 6. Analiza przydatności algorytmów .....	111
6.1. Scenariusz S1 .....	113
6.2. Scenariusz S2 .....	127
6.3. Analiza wpływu ruchu człowieka na efektywność proponowanej metody .....	139
6.4. Podsumowanie badań symulacyjnych – wykazanie tezy .....	141
Podsumowanie .....	143
Załącznik A. Wyniki analizy zaników wolnozmiennych .....	147
Załącznik B. Wyniki analizy zaników szybkozmiennych .....	155
Załącznik C. Wyniki analizy statystycznej opracowanego modelu propagacyjnego .....	173
Literatura .....	177
Spis rysunków .....	187
Spis tabel .....	193





## Streszczenie

---

W niniejszej dysertacji doktorskiej poddano dyskusji efektywność alokacji strumieni danych w heterogenicznej radiowej sieci WBAN (*Wireless Body Area Networks*). Biorąc pod uwagę dynamiczny rozwój nowoczesnych sieci radiokomunikacyjnych piątej generacji (5G), którego część stanowią radiowe sieci działające w obrębie ciała człowieka, bardzo ważnym aspektem są metody maksymalizujące wykorzystanie dostępnych zasobów czasowo–częstotliwościowych w tychże sieciach. Przedstawione w niniejszej rozprawie znane metody adaptacyjnej alokacji strumieni danych zwiększają efektywność wykorzystania tychże zasobów, np. poprzez dynamiczną zmianę przepływności na podstawie krótkookresowej ramkowej stopy błędów, czy estymacji parametrów kanału radiowego dla sieci z pojedynczym interfejsem radiowym i dotyczą głównie wąskopasmowych sieci sensorowych. Użycie tychże algorytmów w heterogenicznej sieci szczególnie przy współistnieniu interfejsu wąskopasmowego oraz szerokopasmowego jest możliwe, jednak nie są wykorzystywane współdzielone informacje dla obu interfejsów, które mogłyby zwiększyć ich efektywność. Przedstawiono propozycję nowej metody, której celem jest zwiększenie wykorzystania dostępnych zasobów czasowo–częstotliwościowych w sieciach z wieloma interfejsami radiowymi poprzez lokalną estymację i predykcję parametrów jakościowych kanału radiowego, z wykorzystaniem radiowych pomiarów odległości, estymat parametrów ruchu oraz analizy odpowiedzi impulsowej kanału.

Przeprowadzone prace badawcze umożliwiły ocenę efektywności proponowanej metody w heterogenicznej sieci WBAN w porównaniu ze znanymi metodami, dla zdefiniowanych metryk oceny wykorzystania dostępnych zasobów. Prace badawcze zrealizowano z wykorzystaniem opracowanych w ramach projektu badawczo-rozwojowego urządzeń prototypowych dla komunikacji typu *off-body* oraz kilku miejsc montażu anteny na ciele człowieka. Oryginalny materiał badawczy zebrany w środowisku promu pasażerskiego oraz środowisku wewnątrzbudynkowym, umożliwił realizację symulatora wiernie oddającego specyfikę heterogenicznej sieci WBAN i analizę porównawczą efektywności zaproponowanej metody względem znanych metod.



## Abstract

---

In this dissertation the efficiency of the allocation of data streams in heterogeneous radio WBAN (*Wireless Body Area Networks*) network is discussed. Taking into consideration the dynamic development of modern fifth generation (5G) radiocommunication networks, which are part of the radio network within the human body, the methods that maximize the use of available time-frequency resources in these networks are very important. Presented in this dissertation known methods of adaptive data streams allocation increase the usage efficiency of these resources, e.g. by dynamically changing the bit rate based on the short-term frame error rate or the radio channel parameters estimation for a single radio interface and are mainly related to narrowband sensor networks.

The use of these algorithms on a heterogeneous network, especially with coexistence of narrowband and wideband interfaces, is possible, but global information is not used for both interfaces, which could improve their efficiency. A new method is proposed in order to increase the use of available time-frequency resources in multiple radio interfaces by means of local estimation and prediction of radio channel quality parameters using radio distance measurements, movement parameters estimation and channel impulse response analysis.

Conducted research has allowed to assess the effectiveness of the proposed method in the WBAN heterogeneous network as compared to known existing methods for defined metrics for evaluating the use of available resources. The research work was carried out within the research project with the use of the prototype equipment developed for the *off-body* communication and for several places of antenna locations on the human body. Collected original research material, in the passenger ferry environment and in the indoor environment, enabled to accomplish the simulator accurately reflecting the specifics of the WBAN heterogeneous network and to perform a comparative analysis of the effectiveness of the proposed method with known methods.



## Wykaz ważniejszych oznaczeń

---

$A, B$	parametry funkcji regresji liniowej
$A_{UWB}$	stała interfejsu UWB
$\hat{A}, \hat{B}$	estymatory parametrów funkcji regresji liniowej
$a_{CS}, b_{CS}$	współczynniki funkcji charakterystyki szumowej
$a_{RPO}, b_{RPO}$	współczynniki funkcji błędu radiowych pomiarów odległości
$\alpha$	współczynnik filtracji przestrzennej
$D_i$	liczba użytecznych danych wysłanych w pojedynczej transmisji
$D_U$	wskaźnik efektywności transmisji
$d_0$	odległość referencyjna
$\Delta D_U$	zysk efektywności transmisji
$\Delta F$	parametry określające wpływ zaników sygnału na rozkład tłumienia propagacyjnego
$\Delta L_{BS[dB]}$	składowa efektu cienia radiowego
$\Delta L_{MF[dB]}$	składowa zjawiska zaników szybkozmiennych
$\Delta RMS$	zysk wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych
$F_1, F_2, F_3$	amplitudy pierwszej ścieżki wyznaczone w punkcie 1, 2 oraz 3
$FPP$	moc pierwszej składowej sygnału odbieranego
$f_{LQI}(RSSI)$	funkcja regresji parametru LQI
$f_1(p), f_2(p)$	liniowe funkcje odzwierciedlające rozkład prawdopodobieństwa pomiędzy progami wyznaczonych pakietowych stóp błędów
$H\{\Delta L_{BS}\}$	histogram empirycznego rozkładu składowych dla zaników wolnozmiennych
$H\{\Delta L_{MF}\}$	histogram empirycznego rozkładu składowych dla zaników szybkozmiennych
$h_{HE_R}, h_{TO_F}, h_{AB_L}$	wysokości zawieszenia anteny mobilnej
$J(\alpha)$	funkcja optymalizacyjna filtra średniej ruchomej

$L_p$	średnie tłumienie propagacyjne
$LP_{ODB}$	liczba pakietów odebranych
$LP_{WSZ}$	liczba pakietów wysłanych
$LPR$	przewidywane tłumienie propagacyjne
$L_{PT[dB]}$	rozkład tłumienia dla komunikacji typu <i>off-body</i>
$\overline{L_{P[dB]}}$	składowa średniego tłumienia
$\overline{L_{PT}(d)}$	składowa złożona tłumienia propagacyjnego
$\overline{L_p(d_0)}$	średnie tłumienie propagacyjne w odległości referencyjnej
$\ell(\cdot)$	funkcja wiarygodności rozkładu prawdopodobieństwa
$\lambda$	długość fali
$\mu_\sigma$	średnia odchyłeń standardowych
$P_{NAD}$	moc sygnału nadawanego
$P_O$	moc sygnału odebranego
$P_{ODB}(P_O)$	prawdopodobieństwo odbioru pakietu
$P_{PROG}$	próg prawdopodobieństwa odbioru pakietu
$P(\Delta l_{BS})$	dyskretna funkcja gęstości prawdopodobieństwa składowej dla zaników wolnozmiennych
$P(\Delta l_{MF})$	dyskretna funkcja gęstości prawdopodobieństwa składowej dla zaników szybkozmiennych
$P(xLOS)$	prawdopodobieństwo poprawnej detekcji warunków bezpośredniej widoczności anten
$P_k(x,y)$	współrzędne punktu końca trasy
$P_o(x,y)$	współrzędne punktu startu trasy
$R$	przepływność
$r$	współczynnik korelacji Pearsona
$R_i$	przepływność użyteczna pojedynczej transmisji
$R_{MEAN}$	średnia przepływność użyteczna
$R_{TRANS}$	przepływność transmisji przy prawidłowym odbiorze pakietu
$r_{TH}$	próg akceptowalności współczynnika korelacji Pearsona

$T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$	znaczniki czasu wyznaczane podczas radiowego pomiaru odległości
$T_{PROP}$	całkowity czas propagacji sygnału radiowego
$t_{INT}$	opóźnienie interfejsu radiowego
$t_{OBS}$	czas obsługi pakietów
$t_{PO}$	czas trwania przedziałów ochronnych
$t_{RPO}$	czas trwania radiowych pomiarów odległości
$t_{SZ}$	czas trwania pojedynczej szczeliny czasowej
$\nu$	liczba stopni swobody testu chi-kwadrat
$X(\mu_B, \sigma_B)$	zmienna losowa reprezentująca składową efektu cienia radiowego
$X(\mu_F, \sigma_F)$	zmienna losowa reprezentująca składową zaników szybkozmiennych
$xLOS, xLOS'$	parametry określające warunki bezpośredniej widoczności obu anten
$x_i$	zmienne objaśniające (niezależne)
$\chi^2$	test zgodności chi-kwadrat
$y_i$	zmienne objaśniane (zależne)







## Wykaz ważniejszych skrótów

---

AES	Advanced Encryption Standard
ALBS	Adaptive Low Bitrate Streaming
AMASD	Adaptacyjna Metoda Alokacji Strumieni Danych
APR	Approaching
ARF	Automatic Rate Fallback
BAN	Body Area Networks
BER	Bit Error Rate
BLE	Bluetooth Low Energy
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
DEP	Departing
FIFO	First In First Out
FIR	Finite Impulse Response
FPP	First Path Power
GPIO	General Purpose Input/Output
GSM	Global System for Mobile Communications
GUT-IST	Gdańsk University of Technology – Instituto Superior Técnico
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IIR	Infinite Impulse Response
IoT	Internet of Things
IRACON	The Inclusive Radio Communications
LA	Link Adaptation in Wireless Body Area Networks
LOS	Line of Sight
LQI	Link Quality Indicator
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MAF	Moving Average Filter
ME	Mean Error
MLE	Maximum Likelihood Estimation
NB	Narrowband
NLOS	Non Line of Sight
PER	Packet Error Rate

QoS	Quality of Service
RMS	Root Mean Square
RSSI	Received Signal Strength Indication
SDS-TWR	Symmetrical Double-Sided Two-Way Ranging
SEE	Standard Error of Estimate
SHF	Super High Frequency
SPI	Serial Peripheral Interface
TDMA	Time Division Multiple Access
TP	Total Power
UHF	Ultra High Frequency
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
USART	Universal Synchronous and Asynchronous Receiver and Transmitter
UWB	Ultra-WideBand
WBAN	Wireless Body Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network
WMTS	Wireless Medical Telemetry Service
WSN	Wireless Sensor Network

# Rozdział 1. Wprowadzenie

---

Rozwój systemów radiokomunikacji ruchomej związany jest z ciągle rosnącymi oczekiwaniami i potrzebami użytkowników. Pierwsza generacja telefonii komórkowej (1G) została uruchomiona w 1979 roku i oparta była na transmisji analogowej. Na początku lat 90. XX wieku nastąpił znaczący przełom w standaryzacji telefonii komórkowej, a wdrożona sieć drugiej generacji (2G) GSM (*Global System for Mobile Communications*), oferująca usługi nie tylko transmisji sygnałów mowy, ale również danych, wiadomości tekstowych oraz multimedialnych, jest szeroko wykorzystywana do dzisiaj i wskazywana jako kamień milowy postępu technologicznego. Następnie na przełomie XX i XXI wieku wprowadzono system UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), który stanowi standard telefonii komórkowej trzeciej generacji (3G). Niemal dekadę później, miniaturyzacja urządzeń elektronicznych i postęp technologiczny w zakresie mocy obliczeniowej urządzeń oraz rosnące oczekiwania wobec różnorodnych usług świadczonych przez operatorów, wymusiły rozwój systemu LTE (*Long Term Evolution*) oraz LTE Advanced uznanego za system czwartej generacji (4G). Zwiększenie szybkości przesyłu danych, efektywności wykorzystania dostępnych zasobów widmowych, czy zmniejszenie opóźnień transmisji punkt-punkt w całej sieci to niektóre z głównych celów osiągniętych przy wdrażaniu tego systemu [30, 38, 61, 86, 108].

Można zauważyć trend wprowadzania kolejnych generacji systemów co dekadę, więc należy spodziewać się uruchomienia pierwszych systemów piątej generacji (5G) w okolicy 2020 roku. Mają one być ogromnym skokiem technologicznym względem istniejących systemów nie tylko ze względu na znaczący wzrost przepływności sięgający 10 Gb/s, zmniejszenie opóźnień transmisji do maksymalnie 1 ms, niezawodność sieci i energooszczędność urządzeń, ale również zmianę wykorzystywanych pasm częstotliwości, techniki wieloantenowe i opracowanie zupełnie nowej architektury połączeń. Pojawienie się koncepcji Internetu rzeczy IoT (*Internet of Things*), tj. gromadzenia i wymiany danych przez urządzenia "inteligentne" (*Smart Devices*) sprawiło, że nastąpił bardzo dynamiczny rozwój komunikacji radiowej pomiędzy takimi urządzeniami zamontowanymi w domach, samochodach, na ulicach, czy nawet na i w ciele człowieka. W szczególności znaczenie zyskały urządzenia pracujące w obrębie ciała człowieka, monitorujące parametry życiowe, realizujące usługi lokalizacyjne, czy dostarczające usługi medialne. Według danych firm

analitycznych już w 2016 roku liczba urządzeń nasobnych była większa od liczby smartfonów, a w kolejnych latach dysproporcja ta będzie się znacznie powiększać ze względu na wykładniczy przyrost liczby urządzeń nasobnych [48]. Oznacza to, że urządzenie pełniące rolę telefonu komórkowego przestało być głównym urządzeniem telemetrycznym, a stało się właściwie sterownikiem połączonym i kontrolującym urządzenia peryferyjne znajdujące się wokół niego, które tworzą radiową sieć urządzeń nasobnych pracujących w obrębie ciała człowieka WBAN (*Wireless Body Area Networks*), określanych również jako BAN (*Body Area Networks*). Występujące w tychże sieciach problemy badawcze znane są z systemów poprzednich generacji, czy nawet bezprzewodowych sieci sensorowych WSN (*Wireless Sensor Networks*) i uwzględniają m.in. energochłonność węzłów, jakość transmisji QoS (*Quality of Service*), dynamiczne zarządzanie pasmem częstotliwościowym oraz wykorzystanie dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych. Należy jednak pamiętać, iż w przypadku sieci WBAN ogromny wpływ na łącze radiowe ma ciało (ludzkie bądź zwierzęce), w obrębie którego dana sieć funkcjonuje, sposób jego poruszania, miejsce montażu urządzenia oraz typu danych, które mają być przesyłane w tejże sieci [6, 7, 10, 13, 14, 31, 38, 40, 64, 74, 91].

### **1.1. Uzasadnienie przeprowadzonych prac badawczych**

Efektywne wykorzystanie dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych jest wskazywane jako jeden z kluczowych aspektów w sieciach WBAN. Obecnie istnieją jedynie algorytmy zwiększające tę efektywność np. poprzez dynamiczną zmianę przepływności na podstawie krótkookresowej pakietowej stopy błędów, czy estymacji parametrów kanału radiowego dla sieci z pojedynczym interfejsem radiowym i przeznaczone są głównie dla wąskopasmowych sieci sensorowych. Aktualnie w literaturze znane są także algorytmy przeznaczone homogenicznym sieciom WBAN wykorzystującym dostęp do medium z nasłuchiowaniem nośnej. Zastosowanie tychże algorytmów w sieci heterogenicznej – szczególnie przy współistnieniu interfejsu wąskopasmowego oraz szerokopasmowego – jest możliwe, jednak w przypadku niezależnej modyfikacji parametrów pracy dwóch interfejsów o znacząco różnych charakterystykach, algorytmy nie wykorzystujące w procesie podejmowania decyzji jednocześnie wszystkich dostępnych danych z obu interfejsów cechują się ograniczoną efektywnością pracy w takiej sieci [26, 32, 37, 41, 59, 60, 66 – 71].

Rozwiązaniem tego problemu może być zastosowanie metody wykorzystującej informacje uzyskiwane z jednego interfejsu radiowego, by zwiększyć efektywność

wykorzystania łącza radiowego w kolejnym interfejsie radiowym. Aktualnie prowadzone prace nad systemami do lokalizacji osób oraz obiektów RTLS (*Real Time Location System*) i stosowane w nich radiowe pomiary odległości mogą być wykorzystywane nie tylko do georoutingu w sieciach sensorowych, ale także do wspomaganie procesu estymacji parametrów kanału radiowego. Znane metody dynamicznego przydziału strumieni danych nie wykorzystują także dostępnych informacji z analizy odpowiedzi impulsowej kanału. Mając na uwadze powyższe określono, iż wykorzystanie dodatkowych informacji globalnych, spójnych dla obu interfejsów, może znacząco zwiększyć efektywność ich działania związaną z wykorzystaniem dostępnych zasobów widmowych w czasie pracy tejże sieci [18, 19, 34, 65, 78, 82, 106, 107, 110].

## 1.2. Cel i teza rozprawy

Za cel prowadzonych prac badawczych przyjęto opracowanie rozwiązania algorytmicznego, umożliwiającego zwiększenie efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo–częstotliwościowych w sieciach WBAN z wieloma interfejsami radiowymi, poprzez lokalną estymację i predykcję parametrów jakościowych kanału radiowego z wykorzystaniem radiowych pomiarów odległości, estymaty parametrów ruchu oraz analizy odpowiedzi impulsowej kanału.

Mając na uwadze powyższe, sformułowano następującą tezę niniejszej rozprawy doktorskiej:

**Zastosowanie nowej adaptacyjnej metody alokacji strumieni danych w heterogenicznej sieci WBAN, uwzględniającej estymację parametrów jakości kanału radiowego przez węzły, umożliwi zwiększenie efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych.**

Potwierdzenie słuszności powyższej tezy wymagało przeprowadzenia prac badawczych, mających określić parametry jakościowe kanałów radiowych, a w szczególności charakter rozkładu tłumienia propagacyjnego oraz wpływ zaników wolnozmiennych i szybkozmiennych, a także parametry statystyczne błędów radiowych pomiarów odległości oraz prawdopodobieństwo wykrycia linii bezpośredniej widoczności pomiędzy antenami urządzeń na podstawie analizy odpowiedzi impulsowej kanału. Warto zaznaczyć, iż ze względu na typowe zastosowania sieci WBAN w pracach badawczych, uwzględniono kilka miejsc montażu urządzenia nasobnego na ciele człowieka oraz środowiska zamknięte, trudne pod względem propagacji fal radiowych.

Okolicznościami sprzyjającymi była realizacja w Katedrze Systemów i Sieci Radiokomunikacyjnych Politechniki Gdańskiej projektu badawczo - rozwojowego pt. *System i urządzenia do zdalnego monitoringu położenia osób w środowiskach zamkniętych SALON*, nr DOBR-BIO4/058/13045/2013, finansowanego przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju. W trakcie opracowywania protokołów komunikacyjnych tegoż systemu wskazano brak istniejących metod zarządzania zasobami w sieciach WBAN dla węzłów posiadających wiele równolegle pracujących interfejsów radiowych. Na podstawie tychże prac zaproponowano nowatorską metodę adaptacyjnej alokacji strumieni danych, wykorzystującą estymację odległości i parametrów ruchu osoby do określania parametrów jakościowych kanałów radiowych. Przeprowadzone w ramach niniejszej rozprawy badania pomiarowe parametrów kanałów radiowych oraz wybranych interfejsów radiowych zrealizowano wykorzystując zminiaturyzowane urządzenia nasobne, wykonane w ramach projektu badawczo-rozwojowego [88, 89].

### **1.3. Zawartość rozprawy**

Niniejszą dysertację doktorską, dotyczącą efektywności alokacji strumieni danych w heterogenicznej sieci WBAN, przedstawiono w sześciu rozdziałach.

Rozdział drugi zawiera charakterystykę radiowych sieci BAN w tym m.in. rodzaje łącza radiowego, standardy opisujące sposób komunikacji urządzeń, wykorzystywane zakresy częstotliwościowe oraz zastosowania tychże sieci w życiu codziennym. Wskazano także główne sposoby wielodostępu do medium transmisyjnego oraz definicję homogenicznych i heterogenicznych sieci WBAN. Zdefiniowano także zagadnienie wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych i przedstawiono znane współcześnie metody zwiększające wykorzystanie tychże zasobów poprzez dynamiczną zmianę przepływności w sieciach homogenicznych.

Rozdział trzeci zawiera opis opracowanej nowej adaptacyjnej metody alokacji strumieni danych (AMASD) z równolegle pracującymi interfejsami radiowymi, mającej zwiększyć efektywność wykorzystania dostępnych zasobów. Scharakteryzowano cel oraz założenia proponowanego rozwiązania, a także szczegółowo opisano elementy składowe opracowanej metody, która możliwa jest do zaimplementowania na mikrokontrolerach nieposiadających dużej mocy obliczeniowej oraz pamięci danych.

W rozdziale czwartym przedstawiono zrealizowany prototyp heterogenicznej sieci WBAN, który składa się z nasobnych węzłów mobilnych, stacjonarnych węzłów

referencyjnych i serwera akwizycji danych oraz sposób organizacji transmisji ramkowej. Przedstawiono konstrukcję sprzętową i programową zrealizowanego prototypu z uwzględnieniem dwóch interfejsów radiowych.

Rozdział piąty zawiera szczegółowy opis opracowanego autorskiego symulatora heterogenicznej radiowej sieci BAN, który korzystając z wyników rzeczywistych pomiarów jako parametrów wejściowych umożliwia wierne odtworzenie specyfiki łącza radiowego takiej sieci. Zdefiniowano metryki oceny efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych. Opiszano także metodyki przeprowadzonych badań pomiarowych, uzyskane wyniki oraz statystyczny opis najważniejszych, z punktu widzenia analizy efektywności alokacji strumieni danych, parametrów, które uwzględniono w niniejszej rozprawie.

W rozdziale szóstym przedstawiono analizę efektywności działania algorytmów adaptacyjnej alokacji strumieni danych z wykorzystaniem zrealizowanego przez autora rozprawy narzędzia symulacyjnego. Analizę przeprowadzono z zastosowaniem zdefiniowanych metryk oceny efektywności tych algorytmów. Sprawdzono również wpływ parametrów ruchu osoby na efektywność zaproponowanej metody.

W zakończeniu niniejszej rozprawy przedstawiono podsumowanie wyników prac badawczych, przeprowadzonych w środowiskach trudnych pod względem propagacji fal radiowych, wykazując słuszność postawionej tezy oraz przedstawiono główne osiągnięcia autora niniejszej rozprawy.

Trzy załączniki zamieszczone na końcu pracy przedstawiają szczegółowe wyniki analizy dopasowania do empirycznych danych zaników wolnozmiennych i szybkozmiennych mocy sygnału wybranych rozkładów prawdopodobieństw oraz wyniki analizy statystycznej opracowanego modelu propagacyjnego.



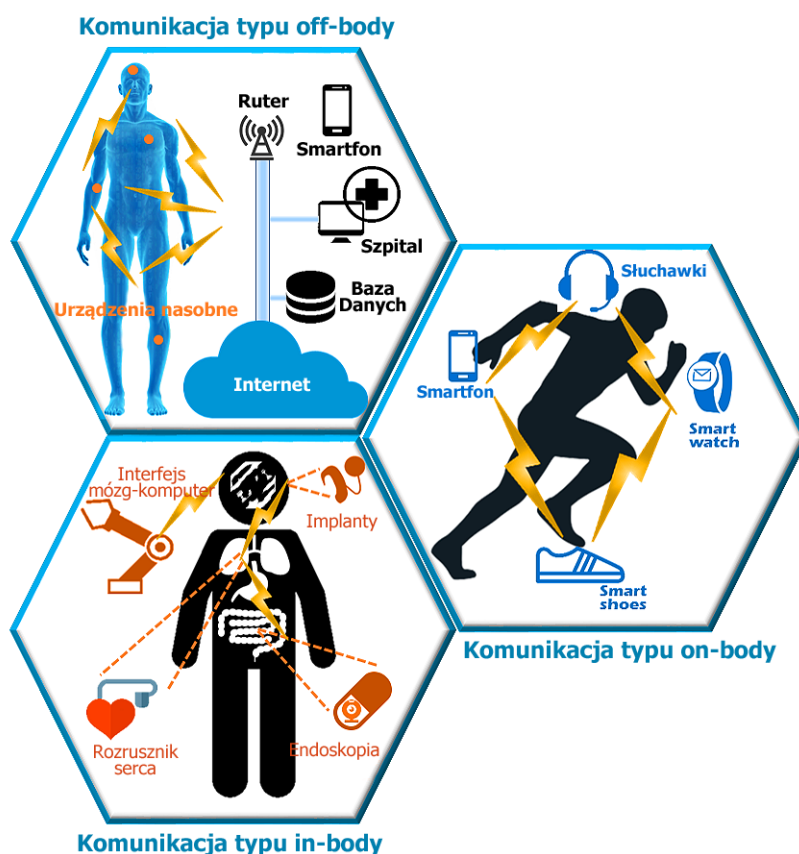


## Rozdział 2. Charakterystyka radiowych sieci WBAN

Rosnąca liczba urządzeń nasobnych monitorujących parametry zdrowotne lub rejestrujących parametry ruchu, przyczynia się do dynamicznego rozwoju sieci WBAN (*Wireless Body Area Network*) działających w obrębie ciała człowieka, które stanowią istotny kierunek rozwoju nowoczesnych sieci radiokomunikacyjnych piątej generacji. Wzrost popularności tychże urządzeń (zwanymi również węzłami sieci) oraz szerokie spektrum ich zastosowania w medycynie, rozrywce, a nawet w sferach bezpieczeństwa, determinuje coraz większą liczbę badań i prac nad ich rozwojem [6, 7, 40, 59, 73, 77, 113].

### 2.1. Typy komunikacji w sieciach WBAN

W ogólności sieci WBAN można sklasyfikować ze względu na rodzaj łącza radiowego pomiędzy węzłami tj. komunikację typu *in-body*, *on-body* oraz *off-body*. Na rys. 2.1 przedstawiono koncepcję sieci WBAN z zaznaczonymi typami łącza radiowego działającymi w obrębie ludzkiego ciała.



Rys. 2.1. Koncepcja sieci WBAN z zaznaczonymi typami łącza radiowego działającymi w obrębie ludzkiego ciała.

Komunikacja typu *in-body* realizowana jest pomiędzy węzłami, przy czym przynajmniej jeden z nich jest umieszczony wewnątrz ciała ludzkiego. Licznie prowadzone badania kanałów radiowych w takich sieciach uwzględniają m.in. wpływ wewnętrznej struktury ciała ludzkiego na propagację fali radiowej, czy też zjawiska wnikania fali radiowej w ludzkie ciało. Sieć WBAN typu *on-body* uwzględnia komunikację pomiędzy węzłami nasobnymi znajdującymi się blisko powierzchni ludzkiego ciała, przy czym węzły te znajdują się na tym samym ciele. W ramach niniejszej rozprawy badania skupiono wokół komunikacji typu *off-body*, gdzie ciało ludzkie oddziałuje na jedną stronę łącza radiowego, a drugi węzeł jest umieszczony w większej odległości. Jest to jeden z rodzajów komunikacji typu *out-of-body*. Drugim jest komunikacja typu *body-to-body*, gdzie oba węzły nasobne działają w obrębie dwóch oddalonych od siebie ciał ludzkich [6, 7].

W ramach wymienionych rodzajów sieci WBAN wskazano standardy, opisujące sposób komunikacji urządzeń na poziomie warstwy fizycznej (PHY) oraz podwarstwy łącza danych MAC (*Medium Access Control*): IEEE 802.15.6, Bluetooth Low Energy, a także IEEE 802.15.4. Opublikowany w 2003 roku standard IEEE 802.15.4 opisuje komunikację krótkiego zasięgu, charakterystyczną dla urządzeń o niskim poborze energii i niskich przepływnościach transmisji. Został on wskazany jako możliwy do użycia przy projektowaniu sieci WBAN. Standard IEEE 802.15.6, opublikowany w 2012 roku, dotyczy sieci działających w obrębie ciała ludzkiego. Standard Bluetooth Low Energy (BLE), opublikowany w 2010 roku, jest energooszczędnym rozwinięciem technologii Bluetooth, wskazującym możliwości komunikacji zminiaturyzowanych, zasilanych bateryjnie urządzeń w sieciach sensorowych [14, 46, 47, 59, 62].

## 2.2. Wykorzystywane pasma częstotliwościowe

Wzrost popularności sieci WBAN wymusił określenie zakresów pasm częstotliwości, wraz z obszarami ich dostępności, w jakich mogą pracować. W tab. 2.1 przedstawiono pasma częstotliwości dostępne dla sieci WBAN.

Tab. 2.1. Pasma częstotliwości dostępne dla sieci WBAN [7].

Nazwa pasma częstotliwości	Częstotliwości wykorzystywane w Europie	Częstotliwości wykorzystywane w pozostałej części świata
HBC	5 MHz – 50 MHz	
MICS	401 MHz – 406 MHz (Europa, USA, Japonia, Korea, Australia)	
WMTS	433,05 MHz – 434,79 MHz 863 MHz – 870 MHz	608 MHz – 614 MHz (USA), 902 MHz – 928 MHz (USA), 1395 MHz – 1400 MHz (USA), 1427 MHz – 1429,5 MHz (USA), 420 MHz – 430 MHz (Japonia), 440 MHz – 450 MHz (Japonia), 433,05 MHz – 434,79 MHz (Australia), 520 MHz – 666 MHz (Australia), 915 MHz – 928 MHz (Australia),
ISM	433,05 MHz – 434,79 MHz	433,05 MHz – 434,79 MHz (Australia), 902 MHz – 928 MHz (USA, Australia),
	2400 MHz – 2500 MHz	
MBAN	–	2360 MHz – 2400 MHz (USA)
UWB	3100 MHz – 10600 MHz (Europa, USA, Japonia, Korea, Chiny)	

Do realizacji usług telemetrii medycznej w Europie jest przeznaczony pasmo WMTS (*Wireless Medical Telemetry Service*), które uwzględnia pasma częstotliwościowe 433,05 MHz – 434,79 MHz oraz 863 MHz – 870 MHz. Bardzo popularne pasmo ISM (*Industrial, Scientific, Medical*), które obejmuje częstotliwości 433,05 MHz – 434,79 MHz, 2400 MHz – 2500 MHz (w Polsce wydzielono dwa pasma w tym zakresie tj. 2400 MHz – 2483,5 MHz do ogólnego przeznaczenia oraz 2483,5 MHz – 2500 MHz do implantów medycznych), wykorzystywane jest w ogólnie stosowanych systemach komunikacji radiowej krótkiego zasięgu (m.in. Bluetooth, ZigBee). Oba pasma – WMTS oraz ISM – przeznaczone są do niskoprzepływnościowej komunikacji wąskopasmowej NB (*Narrowband*), gdzie definiowane pojedyncze kanały transmisyjne charakteryzują się szerokościami do 200 kHz. Rozwijająca się technika ultraszerokopasmowa UWB (*Ultra-WideBand*), odporna na zakłócenia i osiągająca przepływności nawet kilkuset Mb/s, ze względu na dużą szerokość zajmowanego pasma stosowana jest przy częstotliwościach powyżej 3 GHz, tj. 3100 MHz – 10600 MHz. Zgodnie z polską normą PN/ETSI EN 302 065-1 V2.1.1, uznaje się transmisję za ultraszerokopasmową, gdy szerokość zajmowanego pasma częstotliwościowego przekracza 50 MHz [6, 7, 14].

### 2.3. Zastosowanie sieci WBAN

Możliwość umieszczenia zminiaturyzowanych urządzeń nasobnych na ciele człowieka, komunikujących się z zewnętrzną infrastrukturą, ma szerokie spektrum zastosowań w życiu codziennym. Wykorzystanie sieci WBAN w medycynie jest aktualnie głównym kierunkiem rozwoju i aplikacji tychże sieci. Przesyłanie telemetrycznych danych o stanie zdrowia pacjenta ma pomóc w monitorowaniu i rejestrowaniu parametrów życiowych, szczególnie osób starszych. Umożliwia to szybszą reakcję na pojawiające się anomalie zdrowotne przy zachowaniu komfortu samych pacjentów. Znane jest zastosowanie sieci WBAN jako urządzeń wspomagających elektrokardiografię (ECG), elektroencefalografię (EEG), elektromiografię (EMG), pomiary pulsu, dostarczanie leków, monitorowanie temperatury po operacjach, poziomu glukozy, itd. [14, 40, 43, 103].

Prócz zastosowań stricte medycznych, sieci WBAN stosowane są często w sporcie, gdzie plany treningowe dostosowywane są na podstawie ciągłych pomiarów wybranych parametrów życiowych oraz ruchu sportowców, aby zwiększyć ich osiągi i zminimalizować prawdopodobieństwo kontuzji. Spotykane są również coraz częściej urządzenia monitorujące położenie sportowca np. podczas meczu piłki nożnej montowane na klatce piersiowej bądź plecach.

Popularne urządzenia WBAN rejestrujące ruch człowieka, umożliwiają użytkownikom użycie własnego ciała jako kontrolera do gier wideo, czy też do poruszania się w wirtualnej rzeczywistości. Przymocowane na ciele człowieka urządzenia WBAN, ze zintegrowanymi żyroskopami i akcelerometrami, używają transmisji radiowej do przesłania danych w celu ich interpretacji przez urządzenia wizualizujące. Znane jest również wykorzystywanie takich technik rejestrowania ludzkiego ruchu, np. przy produkcji filmów, czy gier wideo, by wiernie odwzorować ludzkie zachowania i odruchy w wirtualnej rzeczywistości.

Koncepcja sieci WBAN nie umknęła również sektorowi militarnemu i służbom mundurowym. Prócz rejestracji parametrów zdrowotnych i przesyłania ich do dowództwa, zainteresowanie wzbudza m.in. możliwość wyznaczania położenia funkcjonariuszy, zwiększania zdolności bojowych pojedynczego żołnierza, jak i całej grupy, poprzez dostarczanie informacji o otaczającym ich środowisku w trakcie działań operacyjnych. Wszystkie te informacje mają na celu zwiększenie bezpieczeństwa człowieka podczas służby i skuteczności w czasie walki [14, 88].

## 2.4. Wymagania stawiane sieciom WBAN

Wymagania stawiane sieciom WBAN są determinowane przez ich docelowe zastosowanie, a najważniejsze opisane zostały przez grupę techniczną IEEE TG6 (*IEEE Technical Group*) [47, 62]. W szczególności uwzględniają one zagadnienia przepływności bitowej, jakości usług QoS (*Quality of Service*), topologii sieci i zasięgu ich działania oraz kwestie bezpieczeństwa transmisji i energochłonności węzłów.

Wymagane zakresy przepływności bitowej transmisji różnią się w zależności od zastosowania danej sieci WBAN. Listę potencjalnych aplikacji i odpowiadające im docelowe przepływności określono w [14]. W tab. 2.2. przedstawiono listę wymagań przepływności i jakości QoS dla różnych zastosowań sieci WBAN.

Tab. 2.2. Lista wymagań przepływności i jakości QoS dla różnych zastosowań sieci WBAN.

Zastosowanie	Przepływność bitowa	Opóźnienie	Bitowa stopa błędów
Stymulacja mózgu	< 320 kb/s	< 250 ms	< $10^{-10}$
Dozowanie leków	< 16 kb/s	< 250 ms	< $10^{-10}$
Endoskopia	1 Mb/s	< 250 ms	< $10^{-10}$
ECG	192 kb/s	< 250 ms	< $10^{-10}$
EEG	86,4 kb/s	< 250 ms	< $10^{-10}$
EMG	1,536 Mb/s	< 250 ms	< $10^{-10}$
Poziom glukozy	< 1 kb/s	< 250 ms	< $10^{-10}$
Strumieniowanie audio	1 Mb/s	< 20 ms	< $10^{-5}$
Strumieniowanie wideo	< 10 Mb/s	< 100 ms	< $10^{-3}$
Sygnaly mowy	50 kb/s – 100 kb/s	< 100 ms	< $10^{-3}$

Szybkości bitowe transmisji zaczynają się od wartości mniejszych niż pojedyncze kb/s przy aplikacjach do monitorowania poziomu glukozy, a kończą nawet na przepływnościach kilkudziesięciu Mb/s dla strumieniowania obrazu wideo. Prócz tego, jako ważne parametry jakościowe, wskazano opóźnienie przesyłu danych oraz bitową stopę błędów BER (*Bit Error Rate*).

Topologia sieci WBAN zwykle formowana jest w tzw. topologię gwiazdy charakteryzującą się scentralizowanym zarządzaniem, małą skalowalnością, ograniczonym zasięgiem oraz wysoką awaryjnością, ponieważ awaria węzła koordynującego powoduje

awarię całej podsieci przez niego zarządzanej. Zasięg takiej sieci określa się na kilka metrów tj. od 3 m do 6 m, przy czym dopuszcza się wartości większe do kilkudziesięciu metrów. Wskazano dwa główne sposoby wielodostępu do medium transmisyjnego przez węzły w sieci hierarchicznej, tj. wielodostęp ze śledzeniem stanu kanału i unikaniem kolizji CSMA/CA (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*) oraz wielodostęp czasowy TDMA (*Time Division Multiple Access*). W niniejszej rozprawie wzięto pod uwagę wielodostęp czasowy TDMA, ze względu na przyjęte założenie periodyczności wysyłanych strumieni danych pomiędzy węzłami w sieci [6, 14, 15, 62, 100].

## 2.5. Metody adaptacyjnej alokacji strumieni danych w sieciach WBAN

Innym rodzajem klasyfikacji sieci WBAN może być liczba zastosowanych interfejsów radiowych w węźle sieci. W bieżącym stanie techniki występują homogeniczne oraz heterogeniczne sieci WBAN. Heterogeniczna sieć zdefiniowana jest jako sieć złożona z węzłów posiadających wiele równoległe pracujących interfejsów radiowych, w której należy alokować (przydzielać) generowane strumienie danych do wysłania przez dostępne łącza radiowe. Biorąc pod uwagę powyższe, jednym z kluczowych aspektów staje się zagadnienie efektywnego wykorzystywania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych w czasie ich pracy. Analizowane zagadnienie nie jest charakterystyczne jedynie dla sieci WBAN i jest znane sieciom sensorowym, komórkowym, systemom dostępowym, czy radiu kognitywnemu [9, 12, 16, 31, 38, 42, 63, 72, 108].

W sieciach sensorowych oraz sieciach WBAN zwykle stosuje się statyczny przydział tychże strumieni danych z niezmiennymi parametrami warstwy fizycznej w trakcie pracy węzła. Zapewnia to zmniejszenie redundancji danych sterujących wymienianych pomiędzy węzłami w sieci oraz uproszczenie protokołu kontroli dostępu węzłów do medium transmisyjnego MAC (*Medium Access Control*). Pomimo tych zalet wiadomo, że efektywność wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych można zwiększyć np. poprzez dynamiczną zmianę przepływności transmisji w zależności od zmieniających się parametrów kanału radiowego, bądź krótkookresowej ramkowej stopy błędów [111, 112, 114].

Aktualnie prowadzone są badania mające zwiększyć efektywność wykorzystania zasobów czasowo-częstotliwościowych głównie w homogenicznych sieciach sensorowych, czy sieciach komunikacji bezprzewodowej zgodnej ze standardem 802.11 [114]. Większość dostępnych algorytmów dostosowana jest do wielodostępu CSMA/CA i związana jest

głównie z sieciami WLAN (*Wireless Local Area Network*). Niewiele jest również algorytmów umożliwiających dynamiczną alokację strumieni danych w sieciach sensorowych zgodnych ze standardem 802.15.4. Istnieją rozwiązania protokolarne, które uwzględniają dynamiczną zmianę przepływności, jednak ich zastosowanie jest ograniczone tylko do wybranych typów sieci oraz aplikacji [26, 32, 68–70, 114, 116].

Tematyka adaptacyjnej alokacji strumieni danych w sieciach WBAN cieszy się obecnie coraz większą popularnością, a wiodącą rolę w tym zakresie odgrywają naukowcy obecnie wchodzący w skład międzynarodowego projektu IRACON, którzy w 2010 roku opublikowali przeznaczoną dla sieci WBAN metodę dynamicznej zmiany przepływności [68, 69]. Warto nadmienić, iż autor niniejszej rozprawy od 2016 roku również jest aktywnym uczestnikiem tego projektu.

Na podstawie dostępnej literatury wybrano kilka znanych algorytmów, które adaptacyjnie alokują strumień danych w sieciach homogenicznych poprzez dynamiczną zmianę przepływności transmisji pomiędzy dwoma węzłami:

- ARF (*Automatic Rate Fallback*) [114],
- ALBS (*Adaptive Low Bitrate Streaming*) [26],
- LA (*Link Adaptation in Wireless Body Area Networks*) [68, 69].

Wybór tychże algorytmów determinowano możliwością ich stosowania w opisanej sieci WBAN typu *off-body* z wielodostępem TDMA. Wybrane algorytmy wyczerpują możliwości aktualnie stosowanych metod dynamicznej zmiany przepływności, które uwzględniają krótkookresową estymację pakietowej stopy błędów oraz estymują parametry kanałów radiowych w szczególności moc sygnału odbieranego oraz parametr jakości łącza radiowego LQI (*Link Quality Indicator*).

Algorytm ARF jest szeroko stosowany w sieciach zgodnych ze standardem IEEE 802.11. Przepływność dla kolejnej transmisji wybierana jest na podstawie krótkookresowej estymaty pakietowej stopy błędów w węźle źródłowym. Decyzja o utraconym pakiecie podejmowana jest w przypadku nieodebrania pakietu potwierdzającego od węzła docelowego. Zmiana przepływności wykonywana jest skokowo, w przypadku spełnienia jednego z dwóch warunków:

1. Jeżeli 2 kolejne pakiety potwierdzeń nie zostały odebrane – obniżana jest przepływność kolejnej transmisji.

2. Jeżeli 10 kolejnych pakietów potwierdzeń zostało odebranych – zwiększana jest przepływność kolejnej transmisji.

Algorytm ALBS wykorzystuje parametr estymacji jakości łącza radiowego LQI, który ze względu na swoją specyfikę może być zastosowany jedynie w interfejsie radiowym zgodnym ze standardem IEEE 802.15.4 [46]. Podobnie jak w algorytmie ARF wymagana jest transmisja z potwierdzeniami, a informacja zwrotna od węzła docelowego wpływa na decyzję o przepływności kolejnej transmisji. Autorzy metody ALBS zdefiniowali następujący algorytm postępowania przez węzły w sieci:

1. Węzeł źródłowy zaczyna wysyłanie danych z nominalną przepływnością  $R_b$  [kb/s].
2. Węzeł docelowy przy odbiorze pakietu estymuje jakość łącza radiowego LQI zgodnie ze specyfikacją standardu IEEE 802.15.4. Jeżeli parametr LQI jest mniejszy od przyjętej wartości progowej, to wysyłana jest informacja zwrotna do węzła źródłowego z sugestią zmniejszenia przepływności kolejnej transmisji.
3. Węzeł źródłowy podejmuje decyzję o zmniejszeniu przepływności kolejnych transmisji na podstawie porównania liczby pakietów zwrotnych  $N_{ack}$  w oknie czasu  $W$  z określoną progową wartością liczby tych pakietów  $N_{th}$ .
4. Węzeł źródłowy podejmuje decyzję o zwiększeniu przepływności kolejnych transmisji, jeżeli w oknie czasu  $X$  nie otrzymał informacji zwrotnych z sugestią zmniejszenia przepływności od węzła źródłowego.

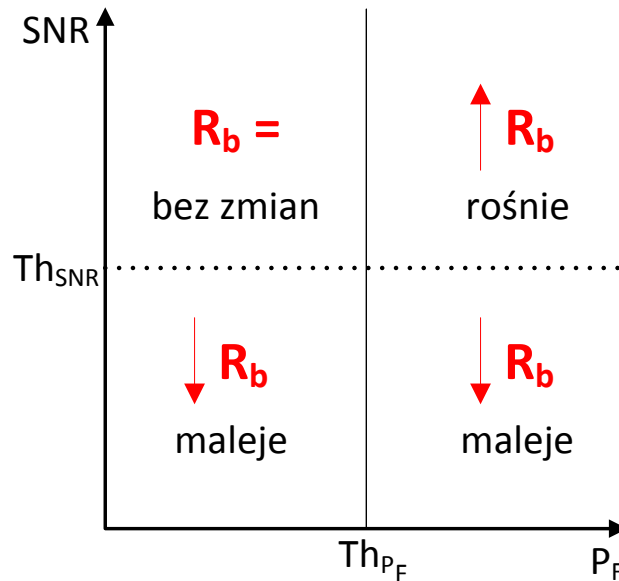
Autorzy algorytmu ALBS nie określili metod wyznaczania przedstawionych parametrów. Wskazano jednak ich przykładowe wartości, tj.  $N_{th}=4$ ,  $W=1$  s oraz  $X=5$  s.

Ostatnim wybranym algorytmem jest, przeznaczony do pracy w sieciach WBAN, algorytm LA, wykorzystujący prawdopodobieństwo utraty pakietu (krótkookresową estymację pakietowej stopy błędów) oraz estymatę parametru jakości kanału radiowego. Decyzja o przepływności  $R_b$  kolejnej transmisji podejmowana jest na podstawie pojedynczej wartości stosunku mocy sygnału odbieranego do mocy szumów SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) i krótkookresowej ramkowej stopy błędów. Zasada działania algorytmu LA przedstawiono na rys. 2.2.

Algorytm LA zakłada, że węzeł źródłowy estymuje SNR na podstawie otrzymywanych pakietów rozgłoszeniowych, ale może być do tego również wykorzystywany pakiet potwierdzający transmisję. Decyzja o zmianie przepływności podejmowana jest dwuetapowo:



1. Jeżeli estymowana wartość SNR jest mniejsza od określonego progu  $Th_{SNR}$  to przepływność kolejnej transmisji jest zmniejszana.
2. W innym przypadku wyznaczane jest krótkookresowe prawdopodobieństwo poprawnego wysłania pakietu  $P_F$ , definiowane jako stosunek nieodebranych pakietów potwierdzających poprawny odbiór do wszystkich wysłanych pakietów w oknie 20 ramek. Wyznaczona wartość  $P_F$  jest porównywana z wartością progową  $Th_{P_F}$  i na jej podstawie zwiększana jest ewentualnie przepływność kolejnej transmisji.



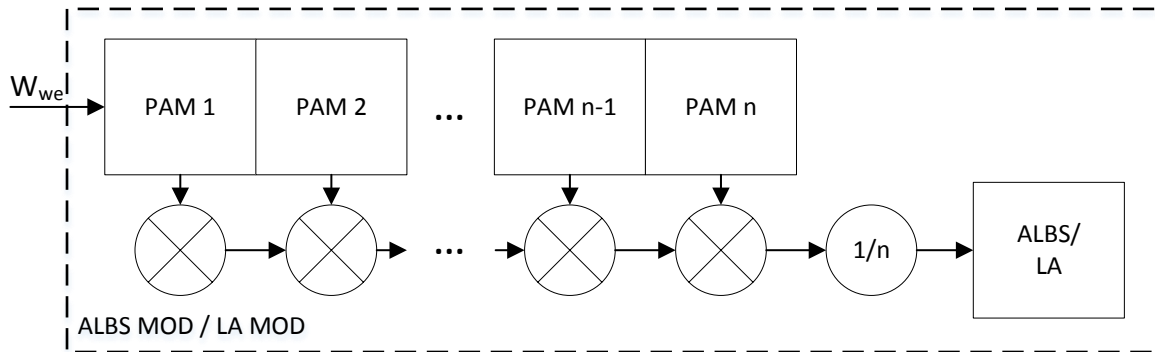
Rys. 2.2. Zasada działania algorytmu LA.

O ile określona wartość progowa  $Th_{P_F}$  jest stała w trakcie pracy sieci o tyle wartość  $Th_{SNR}$  musi być zmieniana w zależności od parametrów interfejsu radiowego i wyznaczonych charakterystyk szumowych. Warto również zaznaczyć, iż moduły radiowe mogą zwykle estymować jedynie wskaźnik mocy sygnału odbieranego RSSI (*Received Signal Strength Indication*), zamiast stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy szumu SNR. W niniejszej rozprawie wskaźnik RSSI należy rozumieć bezpośrednio jako wartość mocy sygnału odbieranego. W takim przypadku algorytm musi być adaptowany do możliwości zastosowanego modułu radiowego.

## 2.5. Autorska modyfikacja metod adaptacyjnej alokacji strumieni danych

Warto zwrócić uwagę, iż zastosowanie algorytmu ALBS oraz LA powoduje podjęcie decyzji o przepływności kolejnej transmisji na podstawie aktualnej estymaty parametru LQI bądź mocy sygnału odbieranego, co w przypadku środowisk o dużej częstotliwości

występowania zaników prowadzić może do nieefektywnego wykorzystania dostępnych zasobów poprzez obniżanie przepływności kolejnej transmisji po wystąpieniu zaniku sygnału. Z tego względu zaproponowano autorską modyfikację obu algorytmów tj. ALBS MOD oraz LA MOD przedstawioną na rys. 2.3.



Rys. 2.3. Schemat blokowy autorskiej modyfikacji algorytmów ALBS oraz LA.

W zaproponowanej modyfikacji nie uległy zmianom same algorytmy ALBS oraz LA, a jedynie sposób przygotowania danych wejściowych na podstawie których podejmowana jest decyzja o przepływności kolejnej transmisji. Wykorzystano rejestr przesuwny, którego każda z wartości w  $n$  komórkach pamięci PAM tego rejestru jest sumowana a wynik końcowy jest dzielony przez jego długość  $n$ . Zastosowanie przedstawionego na rys. 2.3. schematu połączeń sprawia, iż dane wejściowe dla algorytmów ALBS oraz LA są wynikiem filtracji wartości chwilowych parametru LQI lub poziomu RSSI w liniowym filtrze średniej ruchomej MAF (*Moving Average Filter*) [94].

Określenie długości  $n$  rejestru przesuwnego jest kluczowe z punktu widzenia działania zaproponowanej modyfikacji ALBS MOD oraz LA MOD. Zbyt mała długość rejestru  $n$  sprawia, iż na wynik końcowy większy wpływ mają nagle wahania wartości wejściowych, natomiast duża długość rejestru może spowodować zbyt duże opóźnienie w działaniu algorytmów przy systematycznej zmianie wartości chwilowych spowodowanych np. przejściem pomiędzy warunkami LOS/NLOS. Empirycznie określono, iż długość filtra średniej ruchomej  $n=10$  jest wartością akceptowalną z punktu widzenia analizowanej sieci WBAN.

Wyniki badań porównawczych efektywności wykorzystania łącza radiowego z wykorzystaniem algorytmów ALBS oraz LA, jak też wersjami zmodyfikowanymi ALBS MOD oraz LA MOD przedstawiono w rozdziale 6. niniejszej rozprawy.

## Rozdział 3. Nowa metoda adaptacyjnej alokacji strumieni danych

---

Biorąc pod uwagę ograniczenia metod możliwych do wykorzystania w heterogenicznych sieciach WBAN z wielodostępem TDMA, istnieje potrzeba opracowania nowej metody alokacji strumieni danych z równoległe pracującymi interfejsami radiowymi.

### 3.1. Cel i założenia proponowanego rozwiązania

Celem opracowania nowej metody jest zwiększenie efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych poprzez lokalną estymację i predykcję parametrów kanału radiowego w węźle sieci. Założono, że sieć WBAN pracuje w trybie wielodostępu z podziałem czasowym TDMA bez etapu rywalizacji o szczeliny, w której szczeliny czasowe organizowane są w ramki o stałej długości, a dane użyteczne generowane są ze stałą lub zmienną przepływnością i przesyłane periodycznie. Zakłada się również, iż węzły posiadają informację *a priori* o mocy sygnału nadawanego przez inne węzły w sieci. Przy czym moc nadawana rozumiana jest jako moc na wejściu anteny nadawczej. Założono, iż każdy węzeł posiada dwa, równoległe pracujące interfejsy radiowe tj. interfejs wąskopasmowy NB oraz ultraszerokopasmowy UWB. Przy czym możliwe jest wykonywanie radiowych pomiarów odległości z wykorzystaniem interfejsu UWB pomiędzy węzłami w tejże sieci.

Opracowana nowa adaptacyjna metoda alokacji strumieni danych (AMASD) zakłada synchronizację czasową obu interfejsów radiowych, np. poprzez linię sygnałową, wykonywanie radiowych pomiarów odległości przez interfejs UWB na początku trwania szczeliny czasowej, estymację parametrów ruchu poruszającej się osoby, na której umieszczony jest węzeł sieci oraz określanie warunków bezpośredniej widoczności anten LOS (*Line of Sight*) lub NLOS (*Non Line of Sight*) na podstawie odpowiedzi impulsowej kanału ultraszerokopasmowego. Wymienione dane, ze względu na synchronizację czasową obu interfejsów radiowych, traktowane są jako spójne źródła informacji dla obu interfejsów, które wykorzystano w procesach predykcji tłumienia zarówno w kanale wąskopasmowym oraz ultraszerokopasmowym. Informacje o estymowanych parametrach kanału uzyskiwane są przy odbiorze pakietu potwierdzającego w przypadku interfejsu NB oraz w przypadku wykonywania radiowych pomiarów odległości dla interfejsu UWB. W takim przypadku jedna jednostka sterująca, posiada informacje o obu interfejsach radiowych.

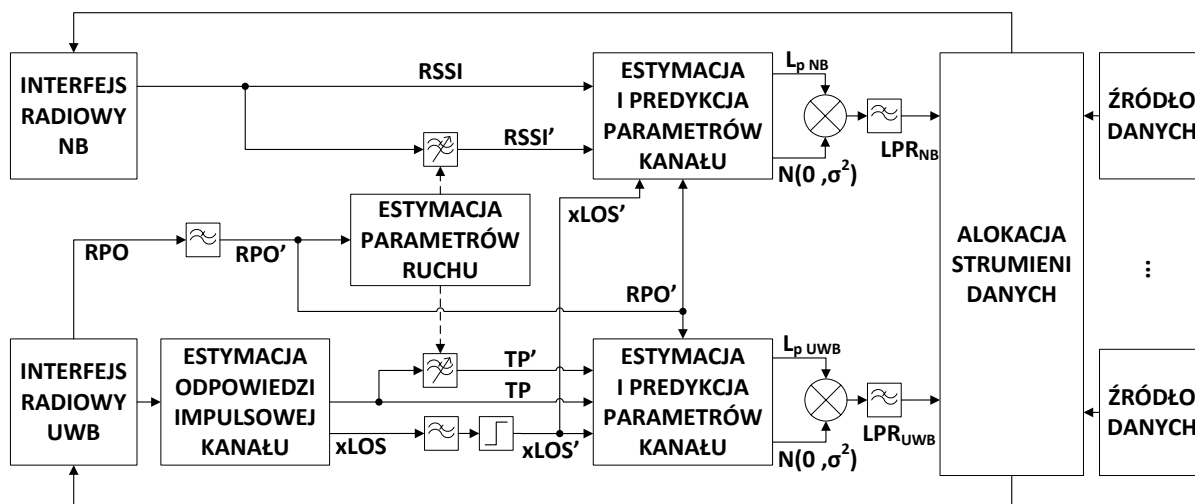


Na podstawie analizy literatury przedmiotu oraz własnych badań opisanych szczegółowo w rozdziale 5.2.3.3. zdecydowano, że parametr LQI, będący miarą jakości pracy łącza radiowego dostarczaną przez niektóre typy modemów wąskopasmowych, nie będzie wykorzystywany w proponowanej metodzie.

Empirycznie określono także, iż pamięć algorytmu AMASD, ze względu na jego charakter i możliwość implementacji na mikrokontrolerach nieposiadających dużej mocy obliczeniowej oraz pamięci danych, nie powinna przekraczać 100 transmisji. Sam algorytm musi też działać w czasie rzeczywistym.

### 3.2. Propozycja nowej metody adaptacyjnej alokacji strumieni danych

Uwzględniając cele i założenia proponowanego rozwiązania, opracowano nową metodę adaptacyjnej alokacji strumieni danych AMASD, której schemat blokowy przedstawiono na rys. 3.1.



Rys. 3.1. Schemat blokowy działania nowej metody adaptacyjnej alokacji strumieni danych AMASD.

Przedstawiona na rys. 3.1 opracowana metoda AMASD wykorzystuje następujące dane do estymacji i predykcji parametrów kanałów radiowych:

- moc sygnału odbieranego RSSI [dBm] uzyskiwana z wąskopasmowego interfejsu radiowego, przy zachowaniu maksymalnie 1 dB rozdzielczości pomiarowej,
- całkowita moc sygnału odbieranego TP (*Total Power*) [dBm] uzyskiwana z ultraszerokopasmowego interfejsu radiowego, przy zachowaniu maksymalnie 1 dB rozdzielczości pomiarowej,

- parametr określający warunki bezpośredniej widoczności obu anten łącza radiowego  $xLOS$  [dB] uzyskiwany na podstawie odpowiedzi impulsowej kanału CIR (*Channel Impulse Response*) kanału ultraszerokopasmowego,
- radiowy pomiar odległości RPO [m], gdzie błąd estymacji odległości nie powinien przekraczać 2 m.

Estymacja odpowiedzi impulsowej CIR (*Channel Impulse Response*) kanału pozwala na określenie warunków LOS/NLOS na podstawie mocy pierwszej składowej FPP (*First Path Power*) i całkowitej mocy sygnału odbieranego TP. W tym celu zdefiniowano parametr  $xLOS$  wyrażony następującą zależnością [24, 25]

$$xLOS = TP - FPP. \quad (3.1)$$

Wynikowa, zmiennoprzecinkowa wartość  $xLOS$  jest poddawana filtracji dolnoprzepustowej, która ma za zadanie wyeliminować pojedyncze fałszywe alarmy o zmianie warunków LOS/NLOS poprzez minimalizację fluktuacji różnicy mocy sygnału oraz mocy pierwszej ścieżki, jednocześnie szybko reagując na rzeczywistą zmianę tych warunków. Filtrację można zrealizować z wykorzystaniem liniowego filtra średniej ruchomej MAF, którego długość  $M=10$  określono empirycznie. Filtr ten można opisać następującą zależnością

$$\bar{y}[n] = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} \bar{x}[n-j], \quad (3.2)$$

gdzie  $\bar{x}$  to wektor danych wejściowych, natomiast  $\bar{y}$  to wektor danych wyjściowych. Filtr MAF, który jest specjalnym przypadkiem filtra FIR (*Finite Impulse Response*), ze względu na swoje wady, tj. opóźnienie filtra, złożoność obliczeniowa oraz zapotrzebowanie na pamięć operacyjną, można także zastąpić realizacją jednodrzewowego filtra o nieskończonej odpowiedzi impulsowej IIR (*Infinite Impulse Response*) wyrażonego zależnością [118]

$$y[n] = \alpha \cdot x[n] + (1 - \alpha) \cdot y[n-1], \quad (3.3)$$

gdzie parametr  $\alpha$  to współczynnik tego filtra. Zgodnie z [94] istnieje wiele metod na obliczenie wartości parametru  $\alpha$  na podstawie długości  $M$  filtra MAF. Jedną z nich bazuje na minimalizacji funkcji

$$J(\alpha) = \sum_{i=0}^{M-1} \left( \alpha(1-\alpha)^i - \frac{1}{M} \right)^2. \quad (3.4)$$

Rozwiązując numerycznie zależność (3.4) dla zakresu wartości  $\alpha \in [0; 1]$  wyznaczono wartość  $\alpha_{min}=0,13$  minimalizującą funkcję  $J(\alpha)$  dla realizacji filtra MAF o długości  $M=10$ .



Następnie wykorzystano binarny układ decyzyjny, zrealizowany zgodnie z zależnością

$$xLOS' = \begin{cases} 0, & \text{gdy } xLOS < 6dB \text{ (warunkiLOS)} \\ 1, & \text{gdy } xLOS \geq 6dB \text{ (warunkiNLOS)} \end{cases} \quad (3.5)$$

gdzie  $xLOS'$  jest informacją o warunkach bezpośredniej widoczności obu anten, wykorzystywaną w bloku estymacji i predykcji parametrów kanału do grupowania danych tłumienia propagacyjnego.

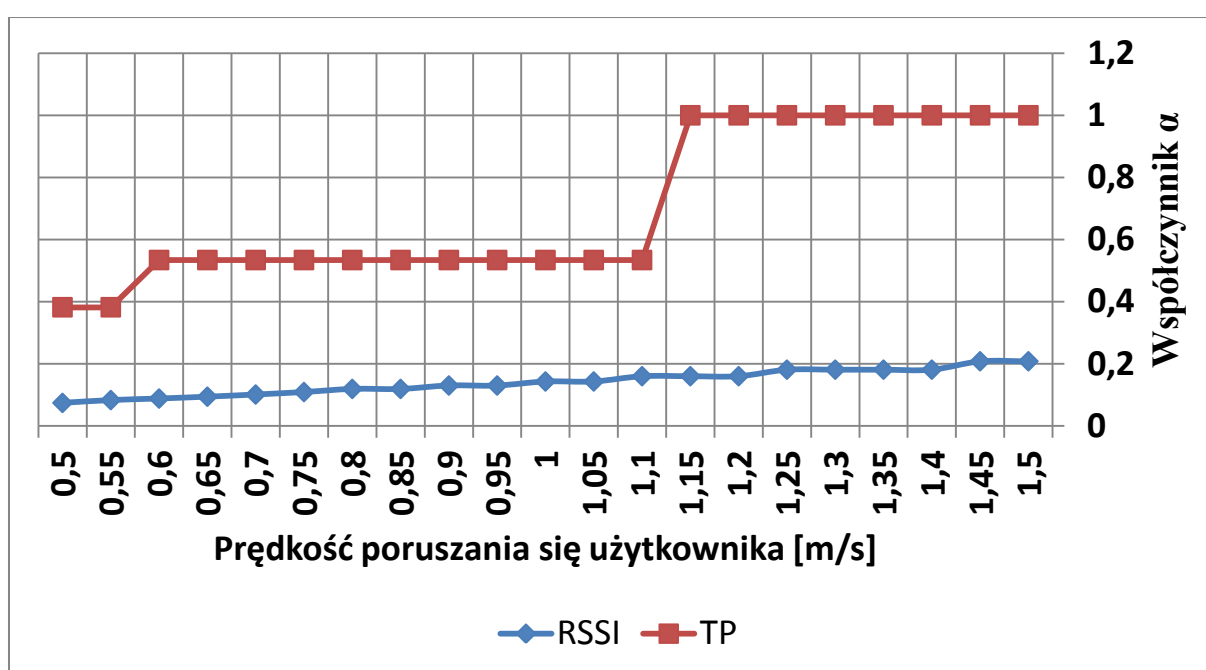
Nowatorskim elementem opracowanego algorytmu jest zastosowanie radiowych pomiarów odległości do estymacji parametrów ruchu poruszającego się użytkownika, a w konsekwencji parametrów filtracji przestrzennej estymat mocy sygnałów odbieranych oraz dynamicznego wyznaczania odległościowego współczynnika spadku mocy sygnału odbieranego. Założono, iż radiowe pomiary odległości wykonywane są na początku trwania szczeliny czasowej przed wysłaniem pakietu danych użytkownika, co zapewnia dodatkową funkcję algorytmu w postaci minimalizacji utraconych danych wysyłanych przez węzły. Oznacza to, że w sytuacji utraty pakietu radiowych pomiarów odległości, w danej szczelinie czasowej nie będą wysyłane dane użytkownika ze względu na wysokie prawdopodobieństwo ich straty w tej samej szczelinie czasowej. Minimalizuje to ilość energii zużywanej przez interfejs radiowy UWB, ponieważ nie są wysyłane dane w aktualnej szczelinie czasowej, jeżeli warunki propagacyjne (np. ze względu na zanik sygnału) powodują utratę pakietu RPO.

Szczegółowy opis sposobu realizacji radiowych pomiarów odległości przedstawiono w dalszej części rozprawy, w rozdziale 3.4. Wiadomo, iż radiowe pomiary odległości obarczone są pewnym błędem pomiarowym [34, 78–82]. Występujący rozrzut wartości RPO wokół wartości średniej zminimalizowano poprzez zastosowanie filtracji dolnoprzepustowej (3.3) z wyznaczonym parametrem  $\alpha=0,13$ .

Na podstawie obliczania różnic wyników kolejnych pomiarów odległości, realizowanych ze stałym i znanym okresem powtarzania, wyznaczana jest estymata składowej prędkości chwilowej wzajemnego ruchu węzłów w danej parze pomiarowej. Na podstawie uzyskanej prędkości określone są parametry  $\alpha$  dwóch filtrów dolnoprzepustowych estymat mocy sygnałów odbieranych RSSI oraz TP, których wartości wyjściowe wykorzystywane są do określenia parametrów zaników sygnału w kanale radiowym. Zgodnie z [3] parametry zaników tych sygnałów można określić na podstawie wartości chwilowych tłumienia propagacyjnego poprzez zastosowanie odpowiedniego filtra średniej ruchomej, gdzie długość tego filtra wskazywana jest na  $10\lambda$ , przy czym  $\lambda$  to długość fali. Tłumienie propagacyjne w niniejszej rozprawie rozumiane jest jako tłumienie systemowe, tj. różnicę mocy

dostarczonej na zaciski anteny nadawczej i mocy dostępnej na zaciskach anteny odbiorczej, zdefiniowane w [49]. Jako że opracowana metoda ma działać w czasie rzeczywistym, zdecydowano się na wybranie długości filtra  $M$  będącej odpowiednikiem pojedynczej długości fali  $\lambda$ , mając na uwadze nieznaczne zmniejszenie dokładności filtracji przestrzennej danych przy znacznym zwiększeniu responsywności filtrów, tj. zmniejszeniu ich opóźnienia.

Wykorzystując zależność (3.3) możliwe jest określenie parametru  $\alpha$  obu filtrów w funkcji prędkości poruszania się osoby dla wybranej częstotliwości transmisji. Biorąc pod uwagę prędkość poruszania się człowieka w zakresie od 0,5 m/s do 1,5 m/s oraz przyjętą okresowość transmisji równą 40 ms, na rys. 3.2. przedstawiono wykres parametru  $\alpha$  obu filtrów w funkcji prędkości poruszania się użytkownika.



Rys. 3.2. Wykres parametru  $\alpha$  obu filtrów w funkcji prędkości poruszania się użytkownika.

Jako że długość fali  $\lambda$  dla wybranego interfejsu UWB pracującego na częstotliwości 6489 MHz wynosi ok. 4,6 cm i jest ponad siedmiokrotnie krótsza niż dla interfejsu NB pracującego na częstotliwości 868 MHz (34,6 cm), to zgodnie z oczekiwaniami wyznaczona wartość parametru  $\alpha$  dla interfejsu UWB, uzależniona od prędkości ruchu, jest zdecydowanie większa i zawiera się w trójwartościowym zbiorze  $\{0,382; 0,534; 1\}$ . Zgodnie z zależnością (3.3) wartość parametru  $\alpha=1$  należy interpretować jako brak filtracji danych. Dla interfejsu NB i filtracji empirycznych danych mocy sygnału odbieranego RSSI, wartość współczynnika  $\alpha$  zawiera się w przedziale  $[0,074; 0,208]$ .

W przypadku użytkownika nie poruszającego się, bądź poruszającego się z prędkością mniejszą od 0,5 m/s wybierane są parametry filtracji  $\alpha$  dla prędkości 0,5 m/s, tj.  $\alpha=0,074$  dla interfejsu wąskopasmowego oraz  $\alpha=0,382$  dla interfejsu ultraszerokopasmowego. Taki wybór determinuje fakt, iż występujące błędy radiowych pomiarów odległości bezpośrednio wpływają na estymowaną, niezerową prędkość poruszania się użytkownika nawet w przypadku jego postoju, dlatego ograniczono minimalną wartość parametru  $\alpha$ . Dla obu parametrów możliwe jest zatem stabelaryzowanie kilkudziesięciu wartości współczynników filtrów dla estymowanych parametrów ruchu osoby, co znacznie zmniejsza złożoność obliczeniową algorytmu AMASD.

Następnie opisywane w niniejszym rozdziale estymaty danych pomiarowych trafiają do wydzielonych bloków estymacji i predykcji parametrów kanałów. Znając moc sygnału nadawanego zgodnie z [3, 45, 53, 91, 93, 103], można wyznaczyć odległościowe współczynniki spadku mocy sygnału odbieranego  $n$  oraz średnie tłumienie  $L_p$  zgodnie z zależnością

$$L(d) = L_p + 10 \cdot n \cdot \log_{10}(d), \quad (3.5)$$

gdzie odległość  $d$  stanowi wynik radiowych pomiarów odległości RPO'. Do wyznaczenia tych parametrów wykorzystano jednowymiarową regresję liniową z metodą najmniejszych kwadratów, opisaną szerzej w rozdziale 3.3.

Jako że zrealizowana filtracja przestrzenna danych empirycznych odpowiada pojedynczej długości fali  $\lambda$ , przyjęto, że wartości tłumienia  $L(d)_{[dB]}$  wyznaczone są przy znajomości mocy nadawanej i wartości mocy sygnału odbieranego RSSI' oraz mocy całkowitej TP' po filtracji. Jest to równoważne z wyznaczeniem parametrów kanału dla wartości empirycznych częściowo uwzględniających efekt cienia radiowego, co w dalszej części rozprawy określano również mianem dynamiki kanału radiowego [3]. Jeżeli jednak wartość parametru  $\alpha=1$  filtracji danych, to parametry kanału wyznaczone są na podstawie wartości empirycznych uwzględniających zarówno efekt cienia radiowego jak i zaników szybkozmiennych, co może negatywnie wpłynąć na uzyskiwane wyniki predykcji tłumienia propagacyjnego. Następnie, odejmując od chwilowych wartości RSSI oraz TP funkcję tłumienia (3.5), wyznaczono wariancję  $\sigma^2$  rozkładu normalnego  $N(0, \sigma^2)$  uzyskanych wartości wynikowych  $\Delta F$ , określającą wpływ zaników wolnozmiennych oraz szybkozmiennych na przewidywane tłumienie średnie zgodnie ze znanym modelem



wielodrogowym [53]. Wariancję obliczono wykorzystując nieobciążony estymator największej wiarygodności [23, 27, 28], który można zapisać w sposób następujący

$$\sigma^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\Delta F_i - \overline{\Delta F})^2, \text{ dla } n=100 \quad (3.6)$$

gdzie  $\overline{\Delta F}$  jest wartością średnią wartości wynikowych  $\Delta F$ . Przy czym, w zależności od estymowanych warunków bezpośredniej widoczności, dane są grupowane, a opisywana metodyka stosowana jest dla nich niezależnie względem siebie. Dzięki temu algorytm szybko reaguje na rzeczywistą zmianę tychże warunków i adaptuje się do nich.

Filtracja dolnoprzepustowa opisana zależnością (3.2) z wyznaczonym parametrem  $\alpha=0,13$  przed blokiem alokacji strumieni danych ogranicza wpływ zaników szybkozmiennych na uzyskiwany wynik predykcji tłumienia propagacyjnego jednocześnie szybko reagując na systematyczną zmianę tłumienia np. przez wystąpienie warunków NLOS.

Ostatnim elementem opracowanej metody jest blok alokacji strumieni danych, który na podstawie liczby bajtów danych bieżących i archiwalnych, ze źródeł danych oraz informacji o przewidywanym stanie kanału radiowego, wybiera przepływność oraz parametry interfejsów radiowych i przydziela dane do transmisji w kolejnej szczelinie czasowej zgodnie z wyznaczonymi charakterystykami szumowymi obu interfejsów dla pakietowej stopy błędów PER (*Packet Error Rate*) wynoszącej  $10^{-3}$ . Przykładowo charakterystyki te mogą być przybliżone funkcjami o charakterze liniowym (tj. mocy sygnału odbieranego w funkcji przepływności), wtedy przepływność  $R$  można wyznaczyć korzystając z zależności

$$R = \frac{(P_{NAD} - LPR) - b_{CS}}{a_{CS}}, \quad (3.7)$$

gdzie  $P_{NAD}$  to znana moc sygnału nadawanego,  $LPR$  to przewidywana wartość tłumienia propagacyjnego,  $a_{CS}$  to współczynnik kierunkowy funkcji charakterystyki szumowej, a  $b_{CS}$  to wyraz wolny tej funkcji. W przypadku, gdy funkcja charakterystyki szumowej jest nieciągła, to uzyskana wartość  $R_{NC}$  obliczona z zależności (3.7), przy czym  $a_{CS}=1$  oraz  $b_{CS}=0$ , jest porównywana z wartościami tej funkcji i wybierana jest maksymalna przepływność  $R$  kolejnej transmisji spełniająca warunek  $R < R_{NC}$ .

Warto pamiętać, iż wyznaczona wartość przepływności  $R$  musi zawierać się w określonym przedziale  $[R_{MIN}; R_{MAX}]$  w zależności od przyjętych założeń pracy danego interfejsu radiowego.

### 3.3. Regresja liniowa

Regresja liniowa jest wykorzystywaną w algorytmie AMASD metodą estymowania zależności pomiędzy zmiennymi objaśniającymi (niezależnymi)  $x_i$ , a zmiennymi objaśnianymi (zależnymi)  $y_i$  za pomocą funkcji liniowej o postaci [27, 28, 33]

$$\hat{y}_i = A + Bx_i, \quad (3.8)$$

gdzie  $A$  jest punktem przecięcia prostej z osią rzędnych (wyrazem wolnym), a więc przewidywaną wartością zmiennej objaśnianej gdy zmienna objaśniająca jest równa 0, natomiast  $B$  jest współczynnikiem kierunkowym prostej. Jedną z najczęściej stosowanych metod analitycznych wyznaczania współczynników funkcji regresji jest metoda najmniejszych kwadratów [2, 27, 28]. Kryterium tej metody, zakładające że suma kwadratów odchyłeń empirycznych wartości zmiennej zależnej  $y_i$  od wartości estymowanych przy użyciu funkcji liniowej  $\hat{y}_i$  powinna przyjmować wartość minimalną, wyraża się zależnością

$$Q = \min \left( \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2 \right). \quad (3.9)$$

Najmniejszą wartość sumy kwadratów odchyłeń  $Q$  uzyskuje się poprzez obliczenie dwóch pochodnych cząstkowych względem obu parametrów funkcji regresji i przyrównaniu ich do zera

$$\frac{\partial Q}{\partial A} = 0, \quad \frac{\partial Q}{\partial B} = 0, \quad (3.10)$$

uzyskując właściwe estymatory parametrów  $A$  i  $B$  tj.  $\hat{A}$  oraz  $\hat{B}$ . Rozwiązując zależność (3.8) korzystając z (3.9, 3.10) uzyskano wyrażenia na estymatory  $\hat{A}$  i  $\hat{B}$  z wykorzystaniem metody najmniejszych kwadratów tj.

$$\hat{A} = \bar{y} - \hat{B}\bar{x} = \frac{1}{n} \left( \sum_{i=1}^n y_i - \hat{B} \sum_{i=1}^n x_i \right) \quad (3.11)$$

oraz

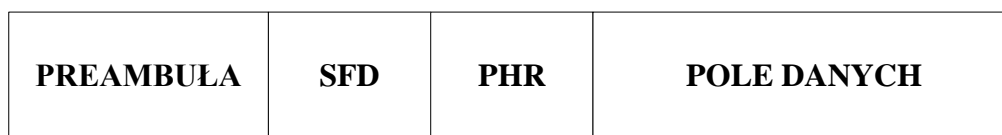
$$\hat{B} = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i y_i - \frac{1}{n} \left( \sum_{i=1}^n x_i \right) \left( \sum_{i=1}^n y_i \right)}{\sum_{i=1}^n x_i^2 - \frac{1}{n} \left( \sum_{i=1}^n x_i \right)^2}, \quad (3.12)$$

gdzie  $\bar{x}$  jest wartością średnią zmiennej objaśniającej, natomiast  $\bar{y}$  jest wartością średnią zmiennej objaśnianej.

### 3.4. Realizacja radiowych pomiarów odległości

Wyniki radiowych pomiarów odległości stanowią jedną z informacji dostępnych dla obu interfejsów radiowych. Synchronizacja czasowa obu interfejsów radiowych, za pomocą linii sygnałowej, umożliwia uzyskanie informacji o wartości tłumienia propagacyjnego i odpowiadającej jej wartości odległości pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem w danej chwili. Tym samym, wszystkie dane mogą być rejestrowane i analizowane niezależnie od prędkości poruszania się danej osoby, czy też czasu postoju.

Do estymacji odległości pomiędzy dwoma węzłami wykorzystano interfejs radiowy UWB z transmisją impulsową w warstwie fizycznej oraz asynchroniczną metodę SDS-TWR (*Symmetrical Double-Sided Two-Way Ranging*), zgodną ze standardem 802.15.4-2011 [78, 79, 106, 107]. Na rys. 3.3 przedstawiono strukturę pakietu warstwy fizycznej interfejsu UWB.



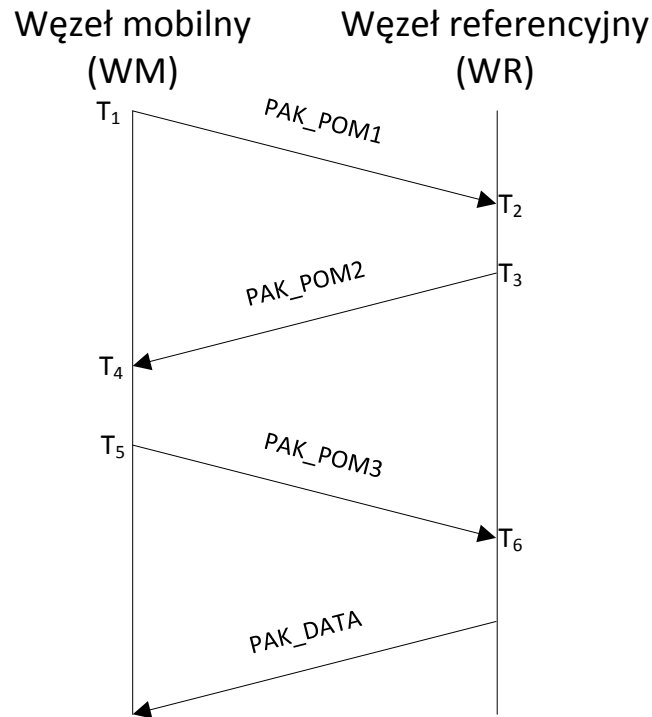
Rys. 3.3. Struktura pakietu warstwy fizycznej interfejsu UWB.

Ciąg preambuły ma bardzo dobre właściwości autokorelacyjne, które wykorzystywane są w koherentnym odbiorniku do określenia odpowiedzi impulsowej kanału radiowego. Umożliwia to kompensowanie wpływu efektu propagacji wielodrogowej i precyzyjnego określenia czasu nadejścia pierwszej składowej sygnału nadanego, co przekłada się na zwiększenie dokładności wyznaczania położenia w systemach radiolokalizacyjnych. Pole SFD (*Start of Frame Delimiter*) wyznacza koniec preambuły i moment rozpoczęcia demodulacji BPM/BPSK (*Burst Position Modulation/Binary Phase Shift Keying*) nagłówka warstwy fizycznej PHR (*PHY Header*). Pole to jest przesyłane zawsze ze stałą szybkością transmisji, jednak zawiera informacje o szybkości transmisji dla pola danych.

Na podstawie wyników pomiarów wybrano podstawowe parametry warstwy fizycznej modułu radiowego, jako kryterium przyjmując maksymalizację prawdopodobieństwa prawidłowego zrealizowania radiowego pomiaru odległości, przy zachowaniu centymetrowej dokładności tego pomiaru tj. długość preambuły: 256 symboli i szybkość powtarzania impulsów PRF (*Pulse Repetition Frequency*) 64 MHz [24, 25, 34, 78, 79, 106, 107].

Opisana struktura pakietu warstwy fizycznej umożliwia realizację asynchronicznej metody SDS-TWR z centymetrową dokładnością nawet w środowiskach

wewnątrzbudynkowych [80, 81, 87–89]. Wymiana trzech pakietów pomiarowych (PAK\_POM1, PAK\_POM2, PAK\_POM3) umożliwia dodatkowe zwiększenie dokładności pomiaru oraz zmniejszenie wpływu odstrojenia częstotliwości oscylatorów lokalnych w komunikujących się węzłach na uzyskiwaną dokładność pomiaru odległości. Na rys. 3.4 przedstawiono sposób wymiany danych w metodzie SDS-TWR pomiędzy dwoma węzłami.



Rys. 3.4. Sposób wymiany danych w zaimplementowanej metodzie SDS-TWR.

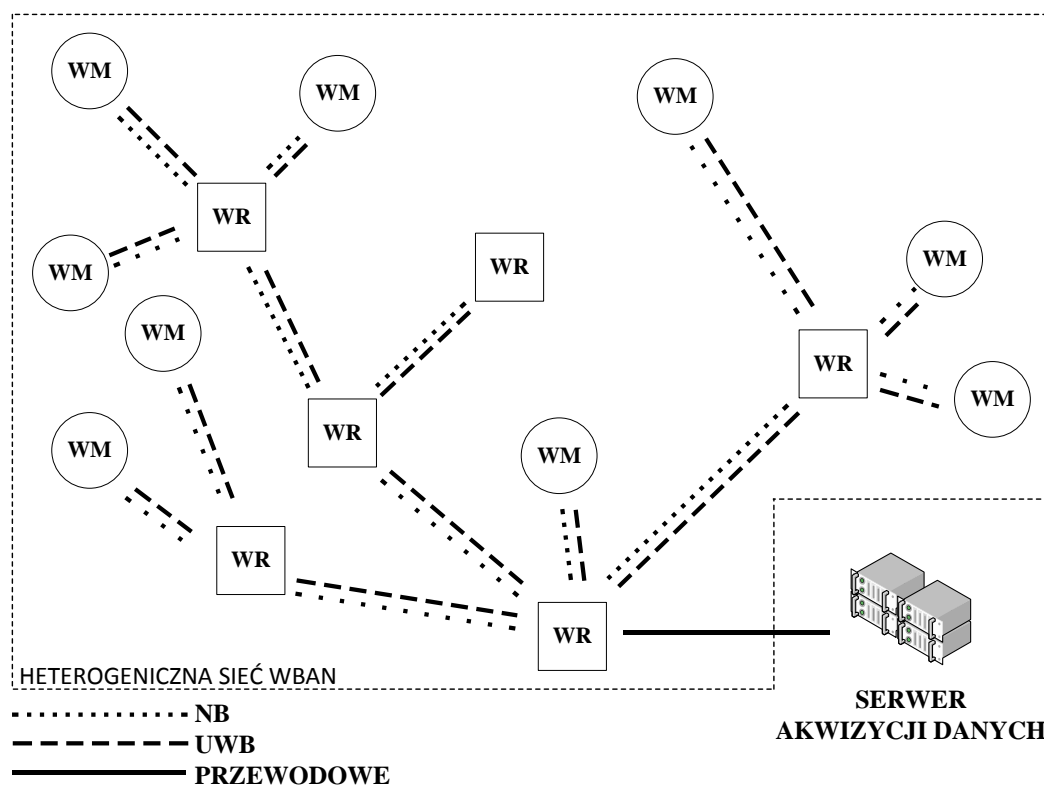
Wyznaczone z rozdzielczością wynoszącą 15,65 ps znaczniki czasu ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_5$ ,  $T_6$ ) umożliwiają określenie całkowitego czasu propagacji sygnału radiowego [99], na podstawie którego obliczana jest estymata odległości pomiędzy dwoma urządzeniami, zgodnie z zależnością

$$T_{PROP} = \frac{(T_4 - T_1) - (T_3 - T_2) - (T_6 - T_3) - (T_5 - T_4)}{4} \quad (3.13)$$

Pakiet PAK\_DATA przesyłany jest do węzła inicjującego pomiar, w celu przekazania mu wszystkich znaczników czasu, na podstawie których zgodnie z zależnością (3.13) może on wyznaczyć czas propagacji, a w konsekwencji estymatę odległości pomiędzy węzłami. Czas trwania pojedynczej realizacji radiowego pomiaru odległości określono na podstawie danych pomiarowych i wynosi około 2 ms.

## Rozdział 4. Prototyp heterogenicznej sieci WBAN

Przeprowadzenie badań pomiarowych w rzeczywistym środowisku wymagało opracowania stanowiska badawczego zawierającego heterogeniczne węzły przystosowane do pracy w obrębie ciała ludzkiego. Do budowy prototypu heterogenicznej sieci WBAN częściowo wykorzystano zminiaturyzowane urządzenia nasobne opracowane, w Katedrze Systemów i Sieci Radiokomunikacyjnych Politechniki Gdańskiej, w ramach demonstratora technologicznego projektu badawczo - rozwojowego pt. *System i urządzenia do zdalnego monitoringu położenia osób w środowiskach zamkniętych SALON*, nr DOBR-BIO4/058/13045/2013, finansowanego przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju [88, 89]. Autor niniejszej rozprawy był jednym z głównych wykonawców projektu i brał czynny udział przy projektowaniu urządzeń, opracowaniu oprogramowania demonstratora oraz protokołów komunikacji bezprzewodowej pomiędzy węzłami.



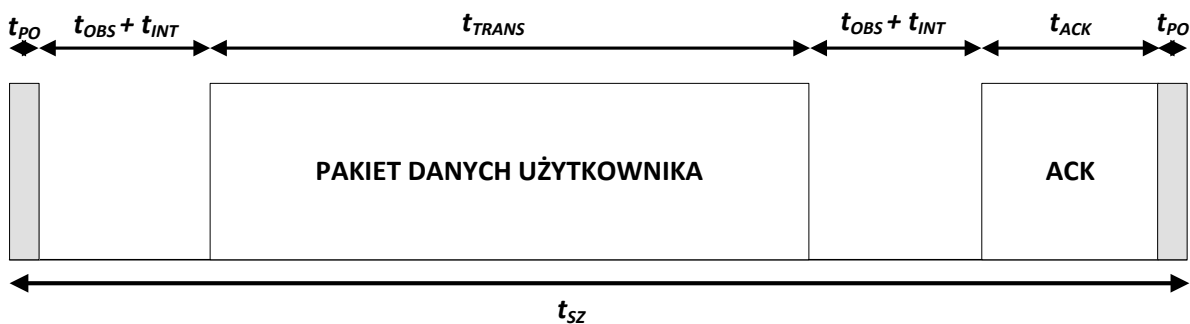
Rys. 4.1. Przykładowy schemat połączeń w sieci.

Opracowany prototyp heterogenicznej sieci WBAN składa się z trzech rodzajów urządzeń, które posiadają unikatowy adres w obrębie całej sieci: nasobnych węzłów mobilnych WM, stacjonarnych węzłów referencyjnych WR oraz serwera akwizycji danych SAD. Węzły WM oraz węzły WR wyposażone są w dwa interfejsy radiowe, tj. interfejs

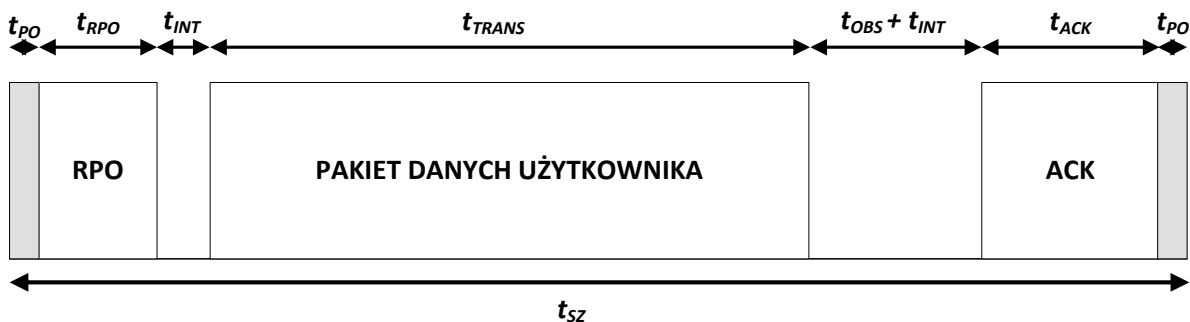


wąskopasmowy NB oraz interfejs ultraszerokopasmowy UWB. Na rys. 4.1 przedstawiono przykładowy schemat połączeń w sieci.

Sieć organizowana jest w szeroko wykorzystywaną w sieciach BAN [7, 14] strukturę hierarchiczną, w której urządzenia nadrzędne WR przekazują telemetryczne dane pomiarowe z urządzeń WM do serwera SAD. W sieci znajduje się dokładnie jeden wydzielony węzeł WR, który poprzez interfejs RS232 jest przewodowo połączony z serwerem SAD. Na rys. 4.2 oraz 4.3 przedstawiono zastosowaną strukturę szczeliny czasowej z uwzględnieniem przedziałów ochronnych w wielodostępie TDMA kolejno dla interfejsu wąskopasmowego oraz ultraszerokopasmowego.



Rys. 4.2. Struktura szczeliny czasowej dla interfejsu wąskopasmowego.



Rys. 4.3. Struktura szczeliny czasowej dla interfejsu ultraszerokopasmowego.

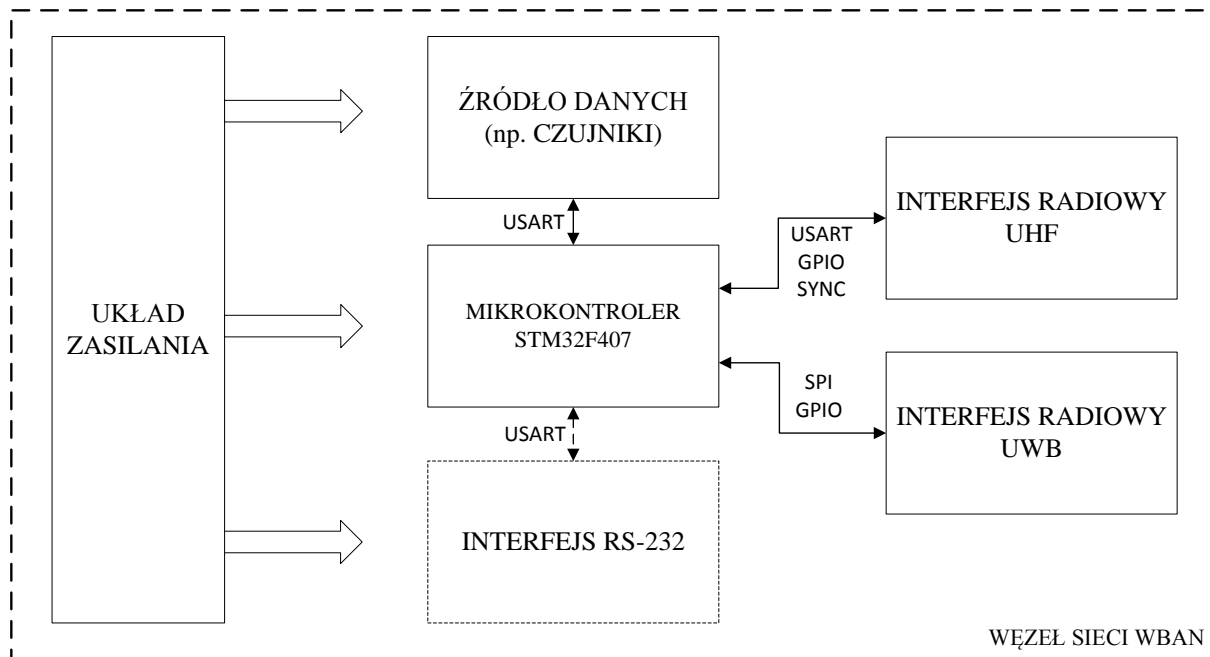
Czas trwania pojedynczej szczeliny określono na  $t_{SZ} = 20$  ms z uwzględnieniem dwóch przedziałów ochronnych  $t_{PO} = 0,5$  ms. W przypadku interfejsu UWB na początku szczeliny czasowej wykonywane są radiowe pomiary odległości o czasie trwania  $t_{RPO}$ . W interfejsie wąskopasmowym zdefiniowano czas obsługi pakietów  $t_{OBS}$ , który pokrywa się z czasem wykonywania RPO w interfejsie UWB. Oprócz czasu obsługi pakietów należy brać pod uwagę opóźnienie samego interfejsu radiowego  $t_{INT}$ . Zgodnie z dotychczasowym opisem oprócz danych użytkownika, o czasie transmisji  $t_{TRANS}$  w tej samej szczelinie czasowej

wysyłany jest również pakiet potwierdzający ACK o czasie transmisji  $t_{ACK}$  od węzła docelowego.

Opracowane oraz zaimplementowane rozwiązania protokolarne sieci WBAN wykorzystujące oba interfejsy radiowe, sposób samoorganizacji węzłów mobilnych i referencyjnych, ochrona przed nieautoryzowanym dostępem oraz protokoły komunikacji bezprzewodowej opisano szerzej w [20–22].

#### 4.1. Węzły sieci WBAN

Węzły mobilne WM oraz referencyjne WR posiadają zbliżoną konstrukcję sprzętową. Jedyną różnicą z punktu widzenia schematu elektrycznego jest istnienie interfejsu przewodowego RS-232 w węzłach WR. Na rys 4.4. przedstawiono schemat blokowy węzła sieci.



Rys. 4.4. Schemat blokowy węzła sieci WBAN.

Źródłem danych telemetrycznych mogą być np. dane z pulsometru, zarejestrowane dane z czujników inercyjnych, kamery wideo, czy mikrofonu. Centralną jednostką sterującą jest mikrokontroler STM32F407, który jest połączony ze wszystkimi elementami węzła sieci WBAN poprzez interfejsy komunikacyjne USART (*Universal Synchronous and Asynchronous Receiver and Transmitter*) oraz SPI (*Serial Peripheral Interface*) [96, 97].

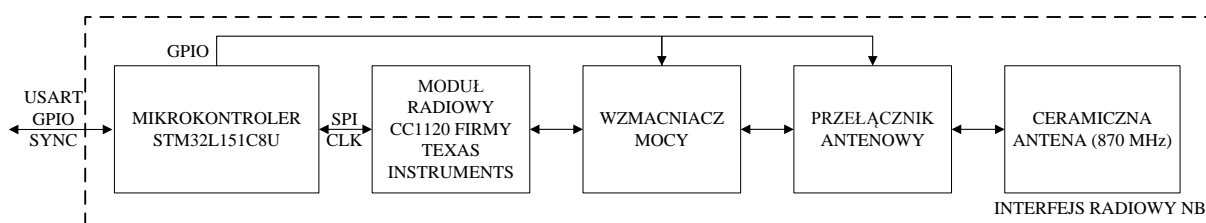
Każdy węzeł mobilny oraz referencyjny jest heterogeniczny, w takim sensie, że posiada dwa równoległe pracujące, zsynchronizowane czasowo interfejsy radiowe:

- wąskopasmowy moduł radiowy CC1120 firmy Texas Instruments, pracujący w paśmie UHF (*Ultra High Frequency*) 868 MHz [1],
- ultraszerokopasmowy moduł radiowy UWB DW1000 firmy DecaWave, pracujący w paśmie SHF (*Super High Frequency*) 6489 MHz [25].

Oba wybrane interfejsy radiowe pracują zgodnie ze standardem IEEE 802.15.4, który jest wskazywany jako możliwy do wykorzystania w sieciach WBAN. Częstotliwości ich pracy są zgodne ze standardem IEEE 802.15.6 i zawierają się w pasmach WMTS oraz UWB dla obszaru Europy.

#### 4.1.1. Wąskopasmowy interfejs radiowy

Wąskopasmowy interfejs radiowy NB stanowi programowo zmodyfikowany zintegrowany układ ARF7763BA firmy Adeunis RF. Zdecydowano się na zastąpienie oprogramowania producenta modemu autorskim oprogramowaniem (napisanym w języku C oraz assembler) sterującym warstwą fizyczną tzn. modułem radiowym CC1120, wzmacniaczem mocy oraz przełącznikiem antenowym poprzez energooszczędny mikrokontroler STM32L151C8U [1, 52, 76, 95, 98]. Dobór parametrów pracy CC1120 wspomagano oprogramowaniem SmartRF Studio producenta Texas Instruments. Na rys. 4.5 przedstawiono schemat blokowy interfejsu NB.



Rys. 4.5. Schemat blokowy interfejsu NB.

Po włączeniu zasilania realizowany jest sprzętowy reset modułu radiowego CC1120, po którym następuje proces jego inicjalizacji, który trwa 100  $\mu$ s. Komunikacja z układem CC1120 odbywa się poprzez 4 Mb/s interfejs SPI z programowym wyborem układu podrzędnego CS (*Chip Select*). Aby uzyskać stabilne źródło taktu zegarowego dla mikrokontrolera sterującego, na jeden z portów GPIO CC1120 wyprowadzony został takt zegara o częstotliwości 8 MHz. Po konfiguracji modułu, przełączane jest źródło zegara w mikrokontrolerze z wewnętrznego 8 MHz oscylatora lokalnego RC na zewnętrzne źródło taktowania z modułu radiowego. Konfigurację modułu zrealizowano zgodnie z jego notą



katalogową uwzględniającą m.in. sposób przesyłania do niego danych, organizację pamięci, odwoływanie się do rejestrów sterujących, czy przesyłanie komend sterujących *STROBE* [22].

Niskopoziomowa konfiguracja warstwy fizycznej łącza radiowego umożliwiła m.in. wykorzystanie maksymalnej (obsługiwanej sprzętowo) przepływności w kanale radiowym, tj. 200 kb/s, zwiększenie częstotliwości i precyzji pomiarów mocy sygnału odbieranego RSSI oraz estymacji jakości kanału radiowego LQI. Pomierzono opóźnienie transmisji interfejsu NB, tj. czas przetwarzania danych przez jednostkę radiową. Opóźnienie to zdefiniowano jako czas od momentu wysłania pierwszego bitu poprzez interfejs komunikacyjny SPI, do momentu wykrycia transmisji przez tester radiokomunikacyjny ESVD firmy Rohde&Schwarz na wyjściu antenowym modułu. Wyznaczony czas wyniósł 880  $\mu$ s z dewiacją  $\pm 20$   $\mu$ s, co w porównaniu z oprogramowaniem producenta, gdzie opóźnienie wynosiło 4 ms z dewiacją  $\pm 0,3$  ms, ponad czterokrotnie zwiększyło możliwe efektywne wykorzystanie kanału radiowego [29].

Uzyskanie prawidłowych wartości RSSI wymaga procesu kalibracji każdego modułu radiowego. Kalibrację zrealizowano przy użyciu sygnału o znanej mocy -50 dBm, którego wartość RSSI po odebraniu przez moduł CC1120 odczytano, a wyznaczoną różnicę pomiędzy wartością rzeczywistą, a zwróconą przez moduł, wpisano jako korektę do rejestru modułu. Wartość korekty przypisana jest na stałe do danego urządzenia i wpisywana jest podczas konfiguracji każdego modułu CC1120. Uzyskana z modułu wartość estymaty mocy odebranego sygnału radiowego jest wartością uśrednioną z kilku kolejno odebranych symboli. Liczba symboli uwzględnionych w procesie uśredniania jest modyfikowana w rejestrze modułu. Przeprowadzone badania pomiarowe wykazały, iż wartość pięciu kolejno odebranych symboli daje satysfakcjonujące wyniki, których odchylenie standardowe nie przekracza jednego decybel, przy stosunkowo krótkim czasie możliwości odczytu kolejnych wartości, tj. około 270  $\mu$ s z dewiacją  $\pm 5$   $\mu$ s. Wynikowa wartość estymaty RSSI dla pojedynczego punktu pomiarowego jest średnią arytmetyczną pomiarów w trakcie trwania pojedynczej transmisji danych.

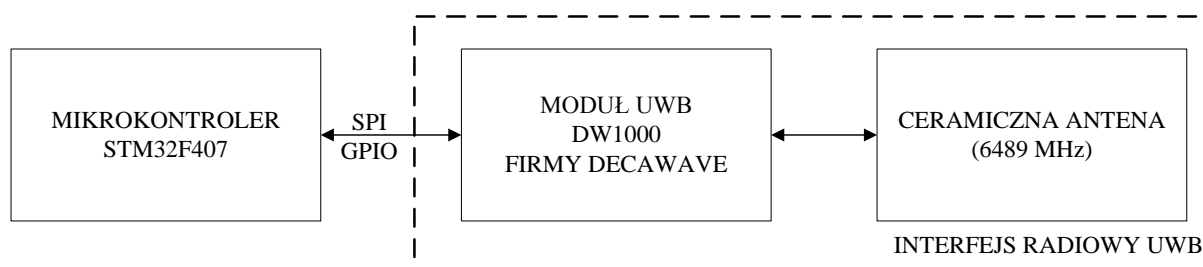
Wskaźnik LQI stanowi metrykę jakości kanału radiowego estymowaną na podstawie odebranego pakietu poprzez gromadzenie estymat błędu pomiędzy idealną konstelacją sygnału, a odebrany sygnałem w trakcie trwania 64 symboli bezpośrednio występujących po słowie synchronizacyjnym. Wartości parametru LQI zawierają się w przedziale od 0 do

128 z jednostkowym krokiem kwantyzacji, przy czym im mniejsza wartość tego wskaźnika, tym lepsza jest jakość kanału.

Element antenowy dla interfejsu NB stanowi wybrana kompaktowa antena ceramiczna ANT1204F007R0870A firmy Yageo, charakteryzująca się następującymi parametrami: 1,67 dBi zysku, częstotliwością rezonansową równą 870 MHz oraz stratami odbiciowymi -28 dB. Na wybór anteny największy wpływ miał jej fizyczny wymiar i możliwość zastosowania w zminiaturyzowanych urządzeniach nasobnych [22, 50].

#### 4.1.2. Ultraszerokopasmowy interfejs radiowy

Na mikrokontrolerze STM32F405RGT, posiadającym sprzętowe wsparcie dla obliczeń zmiennoprzecinkowych pojedynczej precyzji, zaimplementowano oprogramowanie sterujące pracą modułu UWB DW1000 firmy DecaWave [24, 25, 76, 96, 97]. Obsługę modułu oraz transmisję zrealizowano z wykorzystaniem wielopoziomowej procedury przerwaniowej, ponieważ założono, iż większość czasu przetwarzania mikrokontrolera zajmować będzie akwizycja danych telemetrycznych. Na rys. 4.6. przedstawiono schemat blokowy interfejsu UWB.



Rys. 4.6. Schemat blokowy interfejsu UWB.

W procesie inicjalizacji, poza aktywacją układów peryferyjnych mikrokontrolera, następuje programowa konfiguracja modułu UWB. Komunikacja odbywa się poprzez interfejs SPI, pracujący z szybkością 6 Mb/s. Po wymaganym przez układ DW1000 10 ms czasie stabilizacji po włączeniu zasilania rozpoczynany jest proces konfiguracji modułu. Większość rejestrów modułu ma długość 32 bitów, a w przypadku rejestru przechowującego znacznik czasu, wykorzystywany w procedurze radiowego pomiaru odległości maksymalna długość sięga 112 bitów. Aby możliwie maksymalnie skrócić czas komunikacji z modułem UWB zastosowano bezpośredni sposób adresowania bajtów rejestru w tzw. trybie *burst*. Rozwiązanie to zostało zaimplementowane w przypadku odwołań do długich rejestrów, z racji wydłużenia komendy sterującej. Umożliwiło to skrócenie czasu komunikacji

z modułem radiowym o około 1 ms podczas pełnej procedury pomiaru odległości. Zastosowany moduł posiada sprzętowe wsparcie standardu IEEE 802.15.4-2011 w zakresie warstwy fizycznej łącza radiowego, co umożliwi precyzyjne określenie czasu odebrania i wysłania pakietów. Pomiar czasu realizowany jest z rozdzielczością 15,65 ps, co bezpośrednio przekłada się na centymetrową rozdzielczość pomiarową wykonywanych radiowych pomiarów odległości [24, 25, 105].

Zastosowany moduł UWB umożliwia uzyskanie estymaty odpowiedzi impulsowej kanału CIR. W niniejszej rozprawie analizie poddawane są jedynie moc pierwszej składowej FPP oraz całkowita moc sygnału odbieranego TP. Uzyskiwane z modułu UWB wartości parametrów kanału radiowego należy przeliczyć zgodnie z zależnościami określonymi przez producenta. Całkowita moc sygnału odbieranego obliczana jest przez mikrokontroler STM32 z zależności

$$TP[dBm] = 10 \times \log_{10} \left( \frac{C \times 2^{17}}{N^2} \right) - A_{UWB}, \quad (4.1)$$

gdzie:

$C$  – wartość mocy sygnału odbieranego,

$N$  – narastający licznik preambuły PAC (*Preable Accumulation Count*),

$A_{UWB}$  – stała wynosząca 121,74 dB.

Następnie wyznaczana jest moc pierwszej składowej sygnału zgodnie z zależnością

$$FPP[dBm] = 10 \times \log_{10} \left( \frac{F_1^2 + F_2^2 + F_3^2}{N^2} \right) - A_{UWB}, \quad (4.2)$$

gdzie  $F_1$ ,  $F_2$  oraz  $F_3$  to amplitudy pierwszej składowej FPA (*First Path Amplitude*), wyznaczone w punktach pomiarowych 1, 2, 3 zgodnie z [24].

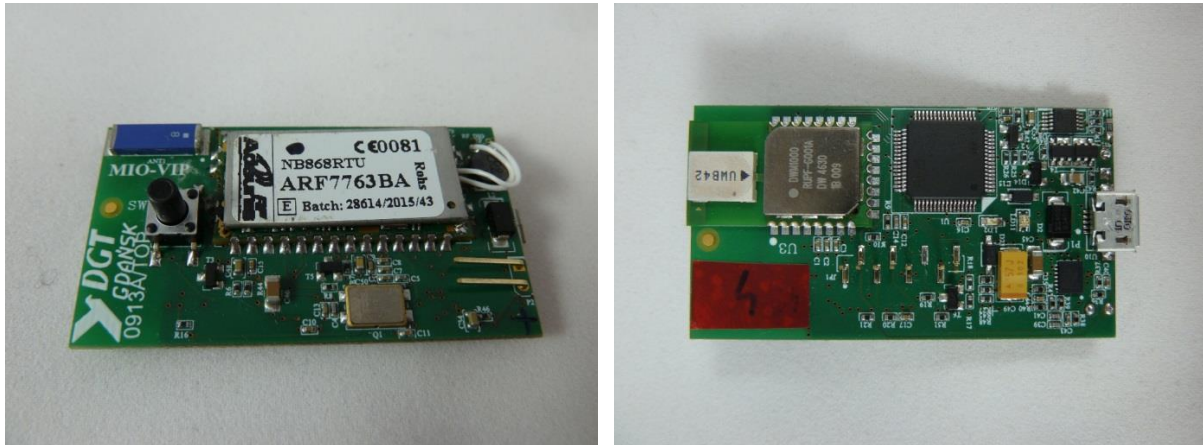
Wykorzystując wartości uzyskane z zależności (4.1) oraz (4.2) możliwe jest estymowanie warunków bezpośredniej widoczności obu anten

$$\begin{aligned} & \text{warunki LOS, gdy } TP - FPP < 6dB \\ & \text{warunki NLOS, gdy } TP - FPP \geq 6dB \end{aligned} \quad (4.3)$$

Element antenowy dla interfejsu UWB stanowi zintegrowana z modułem DW1000, ceramiczna antena dookólna ACS5200HFAUWB.

### 4.1.3. Realizacja sprzętowa węzłów

Ze względu na miejsce montażu na ciele człowieka, węzeł mobilny został zminiaturyzowany do wymiarów 58 mm x 35 mm x 16 mm i zasilany jest z akumulatora litowo-polimerowego o pojemności 400 mAh. Na rys. 4.7. przedstawiono widok obwodu drukowanego prototypu węzła mobilnego.



Rys. 4.7. Widok z góry (lewe zdjęcie) oraz widok z dołu (prawe zdjęcie) obwodu drukowanego prototypu węzła mobilnego.

Na rys. 4.8 przedstawiono widok obwodu drukowanego prototypu węzła referencyjnego.



Rys. 4.8. Widok z góry (górne zdjęcie) oraz widok z dołu (dolne zdjęcie) obwodu drukowanego prototypu węzła referencyjnego.

Zważywszy na docelowe miejsce montażu węzła referencyjnego, np. na ścianie czy suficie oraz uwzględnienie dodatkowego złącza interfejsu RS232 do komunikacji przewodowej z serwerem SAD, nie istniała potrzeba miniaturyzacji urządzenia w takim stopniu jak węzła mobilnego. WR posiada wymiary 131 mm x 65 mm x 30,5 mm i zasilany jest z akumulatora litowo-polimerowego o pojemności 3200 mAh.

## 4.2. Serwer akwizycji danych

Serwer akwizycji danych stanowi tablet przemysłowy GETAC F110 wraz z uruchomioną aplikacją serwera SAD o nazwie *WBAN\_SAD*. Oprogramowanie zostało napisane w języku C# .NET 4.0 Framework i przystosowane jest do uruchamiania w 32-bitowym oraz 64-bitowym systemie Windows 7 [83]. Graficzny interfejs użytkownika wykonano przy użyciu API (*Application Programming Interface*) graficznych aplikacji Windows Forms, które jest integralną częścią Microsoft .NET Framework. Oprogramowanie *WBAN\_SAD* jest aplikacją wielowątkową, która podczas jednoczesnego wykonywania wielu zadań nie blokuje interfejsu graficznego GUI (*Graphical User Interface*), co umożliwia ciągłe monitorowanie uzyskiwanych danych telemetrycznych i statusu poszczególnych węzłów sieci. W trakcie inicjalizacji aplikacji uruchamiane są trzy wątki:

- wątek główny, mający za zadanie m.in. akwizycję danych telemetrycznych przesyłanych przez węzły mobilne, uwierzytelnianie węzłów mobilnych w sieci na podstawie unikatowego identyfikatora, przesyłanie danych do węzłów mobilnych, realizację i obsługę graficznego interfejsu użytkownika;
- wątek komunikacyjny, mający za zadanie wykrywanie połączonego węzła referencyjnego oraz asynchroniczną komunikację z nim poprzez interfejs RS-232 z wykorzystaniem zdarzeń .NET Framework opartych na modelu delegata;
- wątek zapisu danych pomiarowych, który nie zaburzając działania serwera SAD zapisuje dane pomiarowe do pliku tekstowego.

Wymiana danych pomiędzy wątkami odbywa się z wykorzystaniem kolejek FIFO (*First In First Out*) bezpiecznych pod względem przetwarzania wielowątkowego.



## Rozdział 5. Symulator heterogenicznej sieci WBAN

---

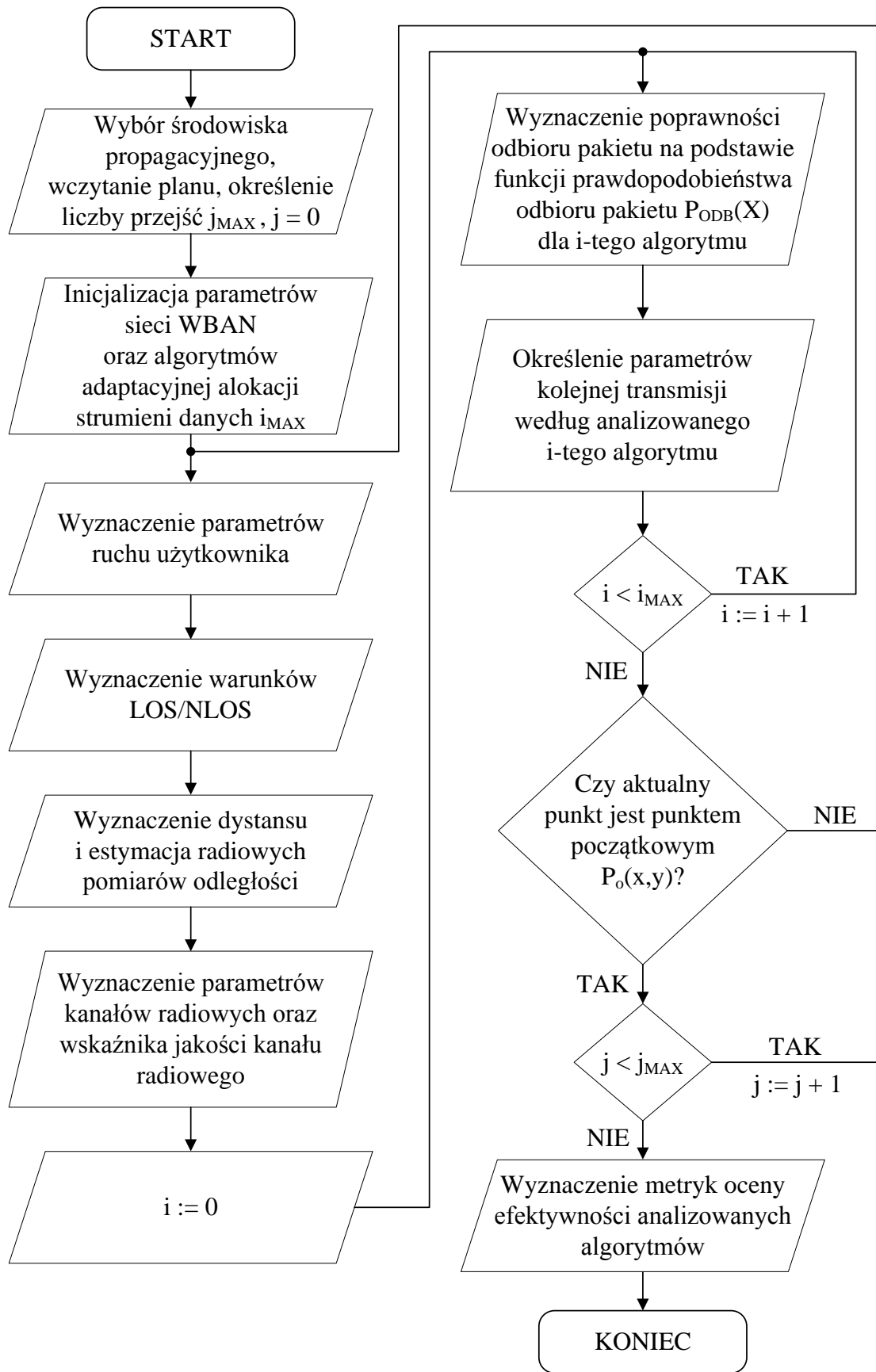
Analiza przydatności wybranych algorytmów adaptacyjnej alokacji strumieni danych wymagała opracowania wiarygodnego symulatora heterogenicznej radiowej sieci WBAN typu *off-body*. Przez wiarygodność rozumiane jest tu jak najdokładniejsze odwzorowanie rzeczywistych zjawisk zachodzących w tychże sieciach, począwszy od rozkładu tłumienia średniego, przez zaniki, a skończywszy na rozrzucie wartości radiowych pomiarów odległości w zależności od miejsca montażu węzła mobilnego.

W obecnym stanie literatury przedmiotu analizę efektywności działania algorytmów adaptacyjnej alokacji strumieni danych realizuje się z wykorzystaniem symulatorów, które umożliwiają określenie parametrów kanału, rozlokowania węzłów sieci, czy też implementację protokołów komunikacyjnych. Symulatory te, np. OMNeT++, NetworkSimulator, umożliwiają efektywną wielowymiarową analizę sieci sensorowych dla tych samych środowisk propagacyjnych, bez czasochłonnej implementacji poszczególnych algorytmów na rzeczywistych urządzeniach. Umożliwia to porównanie wszystkich metod w tych samych warunkach, co daje wiarygodną ocenę ich przydatności i efektywności pracy.

Jednakże ciągle rozwijające się oprogramowania symulacyjne przeznaczone są w większości dla ustandaryzowanych homogenicznych sieci sensorowych, jak np. ZigBee, czy Bluetooth, a implementacja w nich heterogenicznej radiowej sieci BAN, która wykorzystuje opisane dotychczas metody adaptacyjnej alokacji strumieni danych byłaby mocno utrudniona. Z tego względu autor niniejszej rozprawy podjął zadanie opracowania autorskiego narzędzia symulacyjnego, które korzystając z wyników rzeczywistych pomiarów jako parametrów wejściowych symulatora, umożliwia wierne odtworzenie specyfiki łącza radiowego heterogenicznej radiowej sieci BAN, w tym m.in. parametrów kanałów radiowych, zmiennej prędkości poruszania się osoby z zamontowanym węzłem mobilnym, konstrukcji korytarza, czy jednoczesnej pracy wąskopasmowego oraz ultraszerokopasmowego interfejsu radiowego.

### 5.1. Założenia i realizacja symulatora heterogenicznej sieci WBAN

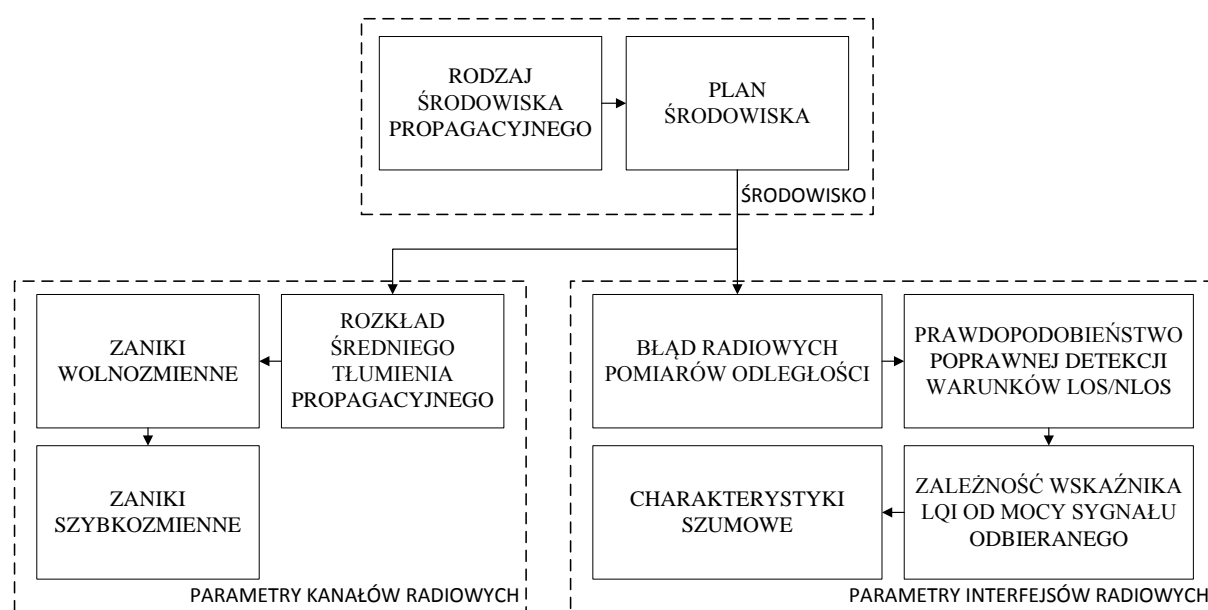
Symulator heterogenicznej sieci WBAN zrealizowano z wykorzystaniem środowiska programistycznego MATLAB, a oprogramowanie zorganizowano w strukturę modułową. Na rys. 5.1 przedstawiono algorytm opracowanego oprogramowania symulatora.



Rys. 5.1. Algorytm opracowanego oprogramowania symulatora.



Wybór środowiska propagacyjnego determinuje kolejno wczytany plan tegoż środowiska, tablice z parametrami kanałów radiowych oraz parametrami związanymi z wybranymi interfejsami radiowymi. Wybierana jest również liczba przejść osoby według wyznaczonej trasy, przy czym punkt początkowy  $P_o(x,y)$  i końcowy trasy  $P_k(x,y)$  są jednakowe. Na rys. 5.2 przedstawiono schemat blokowy struktury inicjalizującej najważniejsze parametry symulatora heterogenicznej sieci WBAN.



Rys. 5.2. Schemat blokowy struktury inicjalizującej najważniejsze parametry symulatora heterogenicznej sieci WBAN.

Wybrane środowisko propagacyjne determinuje wybór parametrów kanałów radiowych, tj. rozkładu średniego tłumienia propagacyjnego, zaników wolnozmiennych oraz zaników szybkozmiennych oraz parametrów związanych z wybranymi interfejsami radiowymi, tj. błąd radiowych pomiarów odległości, prawdopodobieństwo poprawnej detekcji warunków LOS/NLOS na podstawie odpowiedzi impulsowej kanału, zależność wskaźnika jakości kanału LQI od mocy sygnału odbieranego RSSI oraz charakterystyki szumowe interfejsów radiowych. Symulacja opisanych parametrów wymaga jak najdokładniejszego odwzorowania rzeczywistych zjawisk zachodzących w heterogenicznych sieciach WBAN w zależności np. od miejsca montażu urządzenia nasobnego. Z tego względu zdecydowano się przeprowadzić kompleksowe pomiary parametrów obu kanałów radiowych, tj. wąskopasmowego kanału w paśmie 868 MHz i ultraszerokopasmowego kanału w paśmie 6489 MHz oraz parametrów związanych bezpośrednio z wykorzystywanymi interfejsami

radiowymi w rzeczywistych środowiskach propagacyjnych i przeprowadzić ich szczegółową analizę statystyczną. Uzyskane wyniki przedstawiono w rozdziale 5.2.

Kolejne bloki algorytmu odpowiadają za wyznaczenie parametrów ruchu użytkownika (tj. prędkości poruszania się, wyznaczenia kolejnego punktu trasy, czy czasu postoju) oraz określenia warunków bezpośredniej widoczności obu anten na podstawie przecięcia odcinka pomiędzy lokalizacją węzła referencyjnego i bieżącej lokalizacji węzła mobilnego z wczytanym planem budynku. Jeżeli wyznaczony odcinek przecina się w jakimś punkcie z elementem konstrukcyjnym środowiska, wtedy podejmowana jest decyzja o warunkach NLOS co wpływa bezpośrednio na zastosowanie innych parametrów kanałów radiowych, interfejsów radiowych, czy radiowych pomiarów odległości. W przeciwnym przypadku uwzględniane są wartości parametrów dla warunków bezpośredniej widoczności obu anten LOS. Następnie dla wszystkich algorytmów wyznaczana jest decyzja o poprawności odbioru pakietu na podstawie funkcji prawdopodobieństwa odbioru pakietu  $P_{ODB}(P_o)$  (gdzie  $P_o$  to moc sygnału odebranego) oraz określone są parametry kolejnej transmisji.

Po zakończeniu symulacji analizowanego scenariusza pomiarowego wyznaczane są metryki oceny efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych analizowanych algorytmów:

- pierwiastek średniokwadratowy RMS (*Root Mean Square*) określony zależnością

$$RMS = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (G_i - R_i)^2}{n-1}}, \quad (5.1)$$

gdzie  $n$  to liczba transmisji,  $G_i$  to graniczne wartości przepływności, reprezentujące maksymalne wykorzystanie dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych wyznaczone przy założeniu znajomości parametrów kanału radiowego podczas kolejnej transmisji Natomiast  $R_i$  to uzyskana przepływność użyteczna wyrażona zależnością

$$R_i = \begin{cases} R_{TRANS}, & \text{gd}y P_{ODB}(X) = 1 \\ 0, & \text{gd}y P_{ODB}(X) = 0 \end{cases}, \quad (5.2)$$

gdzie  $R_{TRANS}$  to przepływność transmisji przy prawidłowym odbiorze pakietu.

- średnia przepływność użyteczna  $R_{MEAN}$  wyrażona zależnością

$$R_{MEAN} = \frac{\sum_{i=1}^n R_i}{n}, \quad (5.3)$$

gdzie  $R_i$  to uzyskana przepływność użyteczna transmisji w pojedynczej szczelinie czasowej (5.2),  $n$  to liczba szczelin,

- pakietowa stopa błędów PER wyrażona zależnością

$$PER = \frac{LP_{ODB}}{LP_{WSZ}}, \quad (5.4)$$

gdzie  $LP_{ODB}$  to liczba pakietów odebranych, natomiast  $LP_{WSZ}$  to liczba pakietów nadanych,

- wskaźnik efektywności transmisji  $D_U$  wyrażony jako liczba bajtów danych przesłanych i utraconych pomiędzy węzłami

$$D_U = \sum_{i=1}^n c \cdot D_i \text{ [B]}, \quad (5.5)$$

gdzie  $D_i$  to liczba bajtów użytecznych danych wysłanych w pojedynczej szczelinie czasowej, a dwuwartościowa zmienna  $c=\{1, -1\}$  reprezentuje kolejno przypadek poprawnego odbioru pakietu i braku poprawnego odbioru pakietu. Wskaźnik efektywności  $D_U$  liczony jest przy założeniu pełnego obciążenia łącza zgodnie ze strukturą szczeliny przedstawioną na rys. 4.2 oraz 4.3, dla następujących parametrów:  $t_{SZ} = 20ms$ ,  $t_{PO} = 0,5ms$ ,  $t_{RPO} = t_{OBS} = 2ms$ ,  $t_{INT} = 0,9ms$ ,  $t_{TRANS} = 10,2ms$  oraz  $t_{ACK} = 3ms$ . Warto wspomnieć, iż wartości te dobrano na podstawie zrealizowanej rzeczywistej sieci WBAN opracowanej w ramach demonstratora technologicznego projektu badawczo-rozwojowego, w którym autor niniejszej rozprawy był jednym z głównych wykonawców [88, 89].

## 5.2. Wyniki badań pomiarowych wykorzystywanych w symulatorze

Większość aktualnie projektowanych sieci WBAN znajduje zastosowanie w środowiskach zamkniętych, w których propagacja fal radiowych jest znacznie utrudniona względem środowisk otwartych, głównie przez wzgląd na uwydatniony efekt propagacji wielodrogowej. Z tego powodu zdecydowano się przeprowadzić pomiary w dwóch

środowiskach trudnych pod względem propagacji fal radiowych tj. środowisku promu pasażerskiego oraz środowisku wewnątrzbudynkowym.

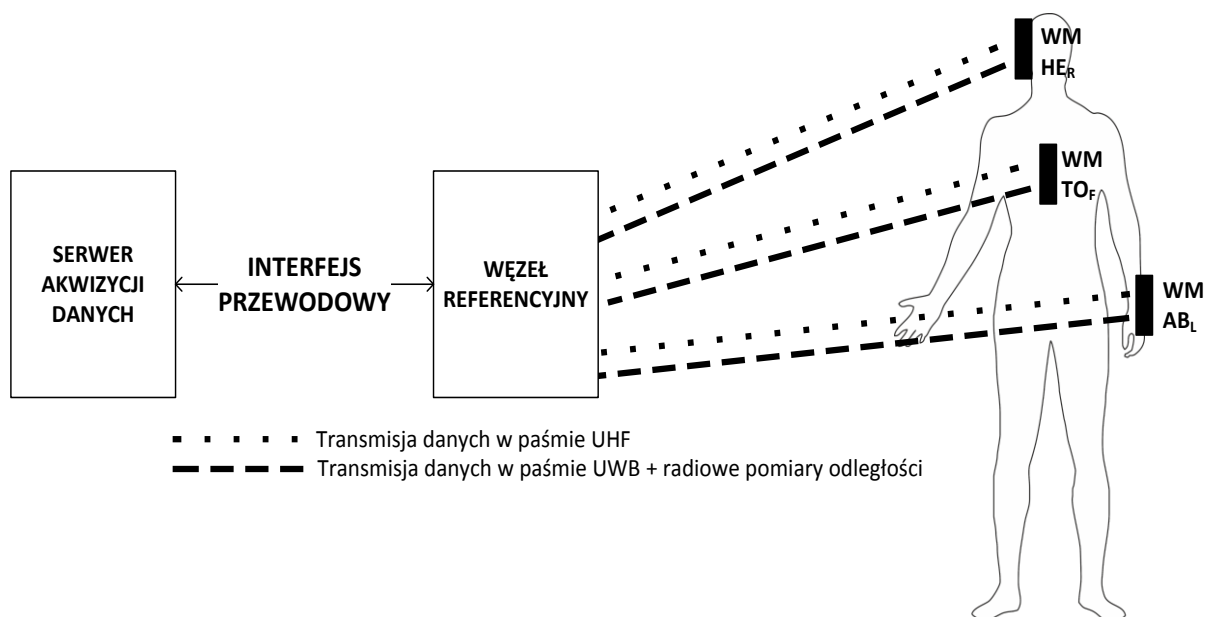
Warto zaznaczyć, iż analizowane w niniejszej rozprawie środowisko promu pasażerskiego, z racji swojej metalowej konstrukcji, nie powinno być traktowane jako typowe środowisko wewnątrzbudynkowe [55, 56, 93, 109, 115]. Biorąc pod uwagę znacznie ograniczoną liczbę publikacji traktującą o modelowaniu tłumienia propagacyjnego w środowisku promu pasażerskiego i rosnące zainteresowanie zastosowaniem sieci WBAN w takim środowisku, zarówno w rozwiązaniach cywilnych jak i wojskowych, przeprowadzone badania pomiarowe oraz opracowanie modelu propagacyjnego należy uznać za unikatowe.

Badania wykonano również w typowym środowisku wewnątrzbudynkowym. Wykorzystanie tej samej metodyki pomiarów i scenariuszy pomiarowych umożliwiło bezpośrednie porównanie uzyskanych parametrów, zarówno kanału radiowego, jak i interfejsów radiowych dla obu środowisk propagacyjnych, które posłużyły jako parametry wejściowe symulatora heterogenicznej radiowej sieci WBAN.

### 5.2.1. Scenariusze pomiarowe

Pomiary propagacyjne w środowisku promu pasażerskiego przeprowadzono w maju 2016 roku na promie MF WAWEL zacumowanym przy nabrzeżu portowym. W trakcie pomiarów na promie znajdowała się jedynie załoga. Elementy konstrukcyjne badanego środowiska propagacyjnego (tj. ściany, sufit, podłoga, drzwi, poręcze) wykonane były ze stali o różnej grubości [44].

Wszystkie scenariusze pomiarowe dla sieci typu *off-body* zrealizowano, przymocowując stacjonarny węzeł referencyjny do ściany korytarza na wysokości 1,2 m na siódmym pokładzie pasażerskim. Pojedynczy węzeł mobilny umieszczony był na ciele osoby poruszającej się wzdłuż osi wąskiego korytarza. Separacja między skórą człowieka a elementami promieniującymi wynosiła około 1 cm. Pomiary były przeprowadzane przez jedną osobę: mężczyznę o wzroście 1,72 m, wadze 60 kg i wskaźniku BMI (ang. *Body Mass Index*) 20,3.



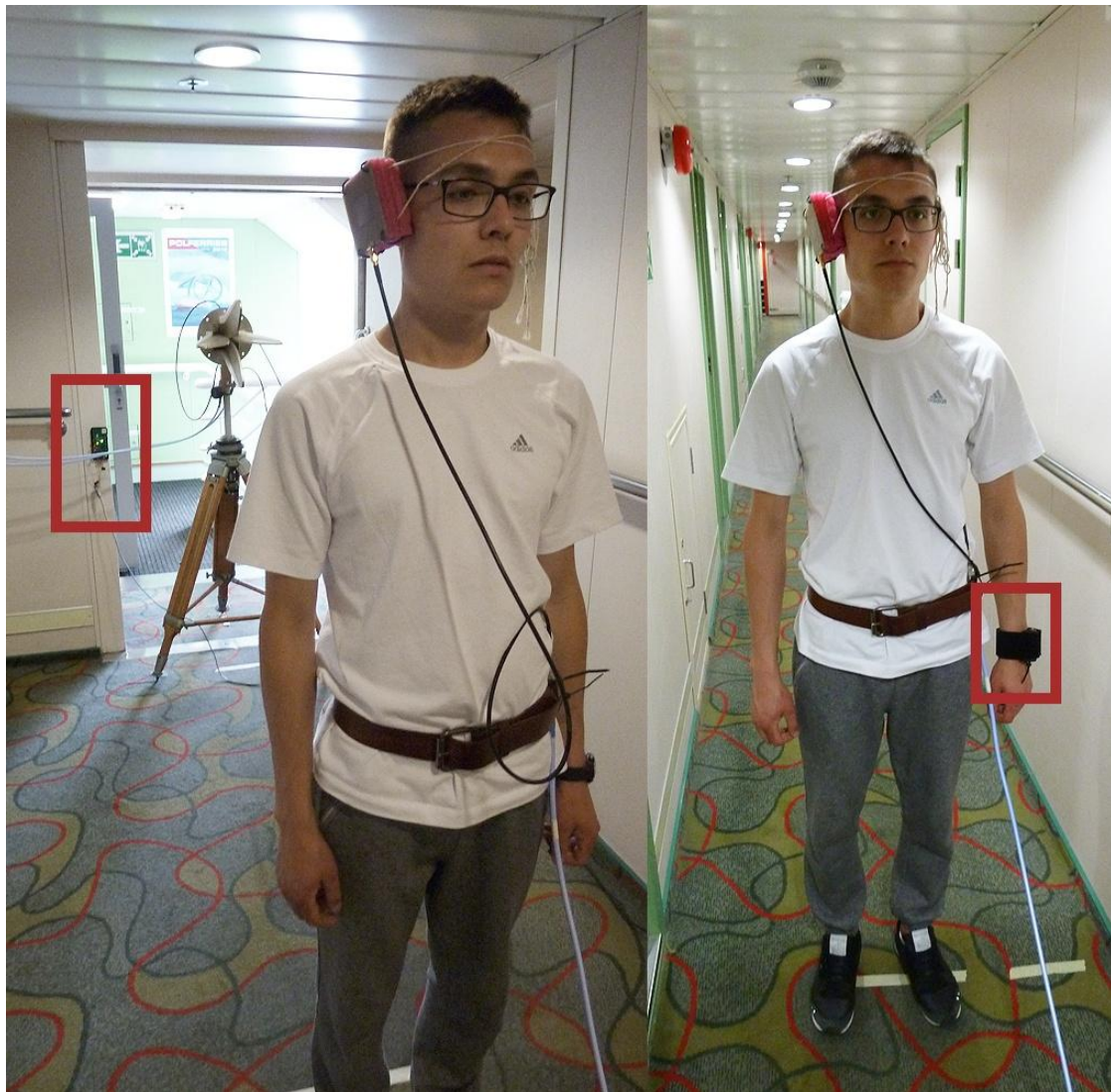
Rys. 5.3. Schemat połączeń stanowiska pomiarowego z uwzględnieniem miejsc montażu węzłów mobilnych na ciele człowieka.

Na rys. 5.3 przedstawiono schemat połączeń stanowiska pomiarowego z uwzględnieniem miejsc montażu węzłów mobilnych na ciele człowieka. Z wielu typowo wybieranych miejsc montażu urządzeń nasobnych wybrano trzy, jako reprezentatywne do zastosowań w sieciach WBAN, m.in w smartwatchach, pulsometrach, okularach multimedialnych, itd. [14, 59, 73]. Są to:

- prawa strona głowy (HE<sub>R</sub>), wysokość  $h_{HE_R} = 1,65$  m,
- klatka piersiowa (TO<sub>F</sub>), wysokość  $h_{TO_F} = 1,35$  m,
- lewy nadgarstek (AB<sub>L</sub>), wysokość  $h_{AB_L} = 0,9$  m.

W większości dotychczas prowadzonych badań [3, 4, 8] odległość pomiędzy kolejnymi próbkami pomiarów tłumienia propagacyjnego wyznaczana była na podstawie średniej prędkości z jaką porusza się osoba w trakcie pomiaru. Wymaga to ciągłego nadzoru podczas przeprowadzania pomiarów oraz ręcznego wyznaczania początku i końca rejestrowania danych pomiarowych. Radiowe pomiary odległości, opisane szerzej w rozdziale 3., umożliwiły pełną automatyzację procesu pomiarowego. Synchronizacja czasowa obu interfejsów radiowych, przy pomocy dedykowanej linii sygnałowej, umożliwiła uzyskanie informacji o wartości tłumienia propagacyjnego i odpowiadającej jej wartości odległości pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem w danej chwili. Tym samym, wszystkie dane podczas sesji pomiarowej były rejestrowane i analizowane niezależnie od prędkości poruszania się danej osoby w różnych fazach pomiarów, czy też czasu postoju pomiędzy kolejnymi seriami.

Na rys. 5.4 przedstawiono umieszczenie węzła referencyjnego oraz przykładowy montaż węzła mobilnego (oznaczone czerwonymi znacznikami) podczas pomiarów w rzeczywistym środowisku propagacyjnym. Widoczna antena mikropaskowa oraz antena dwupolaryzacyjna służyły do pomiarów innego systemu w paśmie częstotliwościowym 2,45 GHz (które ze względu na ograniczenia czasowe na promie pasażerskim były wykonywane jednocześnie) i nie miały wpływu na opisywane w niniejszej rozprawie uzyskane wyniki tłumienia. Jednoczesne współlistnienie obu stanowisk pomiarowych wymusiło jednak przyjęcie 2 m odległości referencyjnej, ze względu na wyznaczoną strefę bliską anteny dwupolaryzacyjnej równą 1,6 m dla częstotliwości 2,45 GHz, również dla badań przeprowadzonych w ramach niniejszej rozprawy [101].



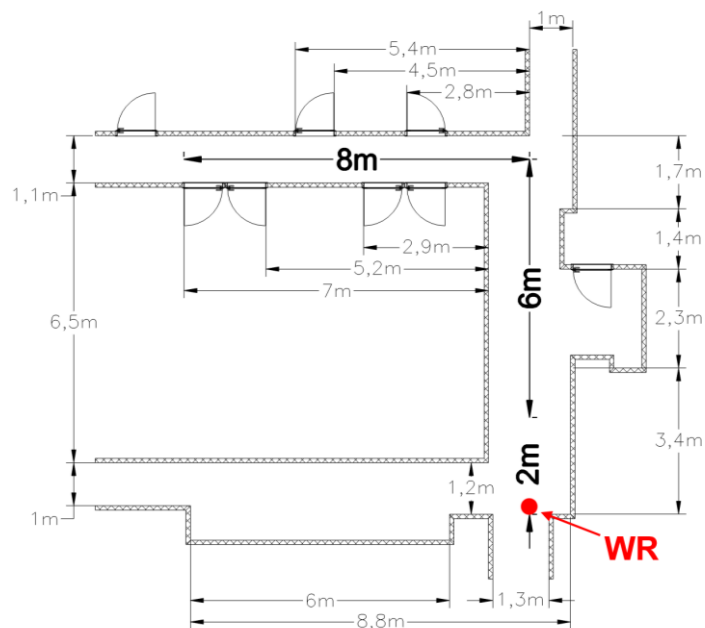
*Rys. 5.4. Zdjęcie stanowiska pomiarowego w rzeczywistym środowisku propagacyjnym promu pasażerskiego z zaznaczonymi sposobami umiejscowienia węzła referencyjnego (lewe zdjęcie) oraz montażu węzła mobilnego (prawe zdjęcie).*

Wiadomo, że scenariusze statyczne charakteryzują się mniejszym rozrzutem wartości tłumienia propagacyjnego wokół wartości średniej, czy też mniejszym błędem estymacji odległości z wykorzystaniem radiowych pomiarów odległości, m.in. ze względu na brak występowania składowej zaników szybkozmiennych związanej z ruchem, czy też brakiem zmian ułożenia ciała charakterystycznego podczas chodu [3, 4, 5, 8]. Z tego względu zdecydowano się przeanalizować jedynie scenariusze dynamiczne, które traktowano jako warunki trudniejsze pod względem propagacji fal radiowych.

Pomiary przeprowadzono dla dwóch dynamicznych scenariuszy, tj. przybliżania (APR) oraz oddalania (DEP) względem węzła referencyjnego. Są to dwa scenariusze odzwierciedlające typowe zachowanie człowieka w środowisku zamkniętym i szeroko stosowane w badaniach pomiarowych BAN typu *off-body* [3, 4]. Umożliwiają one przeanalizowanie danych pomiarowych niezależnie od strony ciała, na której umieszczony jest węzeł, tj. np. niezależnie od montażu anteny na lewym bądź prawym nadgarstku. Dla scenariusza oddalania się osoba rozpoczynała ruch w odległości referencyjnej 2 m od węzła referencyjnego przy bezpośredniej widoczności obu anten łącza radiowego LOS w kierunku punktu końcowego trasy o kształcie litery „L”, z tym zastrzeżeniem, iż po około 6,5 m drogi można wyróżnić przejście pomiędzy strefą z zapewnioną bezpośrednią widocznością obu anten łącza radiowego (LOS) a strefą, w której pomiędzy antenami znajdowały się stalowe ściany kajut promu (NLOS). Marsz kończył się po przebyciu dystansu równego 14 m. Na rys. 5.5 przedstawiono zwymiarowany, plan części siódmego pokładu promu pasażerskiego, w której przeprowadzane były pomiary z zaznaczonymi długościami poszczególnych odcinków trasy poruszania się osoby, tj. 6 m i 8 m.

Warunki LOS i NLOS rozróżniono występowaniem metalowych przeszkód na drodze propagacji. W literaturze dotyczącej sieci WBAN często używany jest również warunek QLOS, który określa stan częściowego przysłonięcia linii bezpośredniej widoczności anten nadajnika i odbiornika [3]. Z racji bardzo krótkiego występowania takiego stanu dla obu scenariuszy i tym samym małej liczebności zbioru pomiarów, zdecydowano się przeprowadzić analizę jedynie dla warunków LOS i NLOS. Scenariusz przybliżania się jest odwrotny w odniesieniu do scenariusza oddalania się w aspekcie kierunku poruszania się oraz punktów początku i końca trasy.





Rys. 5.5. Zwymiarowany plan środowiska promu pasażerskiego.

W tab. 5.1 oraz tab. 5.2 przedstawiono wybrane parametry pracy modułu NB oraz UWB wykorzystane do pomiarów.

Tab. 5.1. Wybrane parametry pracy modułu radiowego NB.

Pasmo częstotliwościowe NB 868 MHz		
Parametr	Wartość	Jednostka
Częstotliwość środkowa	868,3	MHz
Dewiacja częstotliwości	50	kHz
Szerokość pasma filtru odbiorczego	100	kHz
Moc sygnału nadawanego	5	dBm
Modulacja	2-GFSK	-
Szybkość bitowa	50	kb/s
Uprządkowanie danych DW (Data Whitening)	włączone	-
Sprzętowa suma kontrolna	włączona	-
Preambuła	3	B
Długość pakietu	67	B



Tab. 5.2. Wybrane parametry pracy modułu radiowego UWB.

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz		
Częstotliwość środkowa	6489	MHz
Widmowa gęstość mocy sygnału nadawanego	-41,3	dBm/MHz
Modulacja	BPM/BPSK	-
Szybkość bitowa	6800	kb/s
Częstotliwość powtarzania impulsów PRF	64	MHz
Długość preambuły	256	symboli

Dla każdego scenariusza oraz miejsca montażu pojedynczego węzła mobilnego pomiary zostały wykonane 20 razy. Pomiary nie były zakłócone przez osoby trzecie, a w kabinach pasażerskich występujących na drodze propagacji nie przebywały żadne osoby.

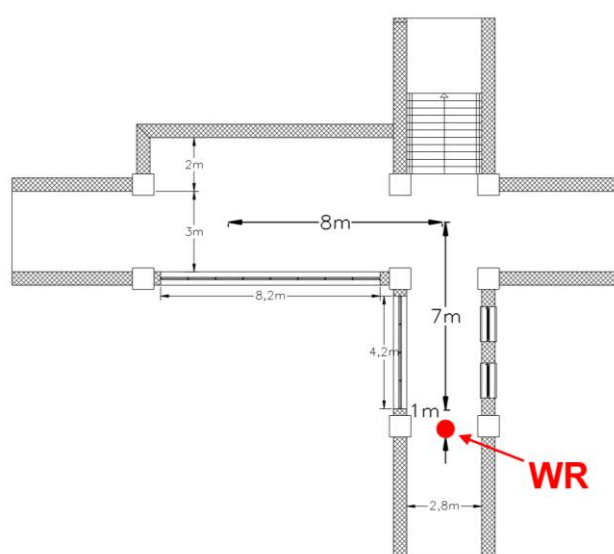
Pomiary propagacyjne przeprowadzono również w środowisku wewnątrzbudynkowym Gmachu Głównego Politechniki Gdańskiej. W trakcie pomiarów na drodze propagacji pomiędzy WR a WM nie znajdowały się osoby trzecie. Elementy konstrukcyjne badanego środowiska propagacyjnego wykonane były głównie z betonu oraz cegieł z tym zastrzeżeniem, iż pomiędzy punktem początkowym a punktem końcowym trasy linia bezpośredniej widoczności była ograniczona jedynie dwiema szybami. Na rys. 5.6 przedstawiono zdjęcie stanowiska pomiarowego w rzeczywistym wewnątrzbudynkowym środowisku propagacyjnym.

Zastosowano metodykę pomiarową zbliżoną do tej w środowisku promu pasażerskiego z tą jedyną różnicą, iż stacjonarny węzeł referencyjny przymocowany był do statywu na wysokości 1,2 m, a odległość referencyjna wynosiła 1 m. Pomiary przeprowadzono przez tę samą osobę.



Rys. 5.6. Zdjęcie stanowiska pomiarowego w rzeczywistym wewnątrzbudynkowym środowisku propagacyjnym.

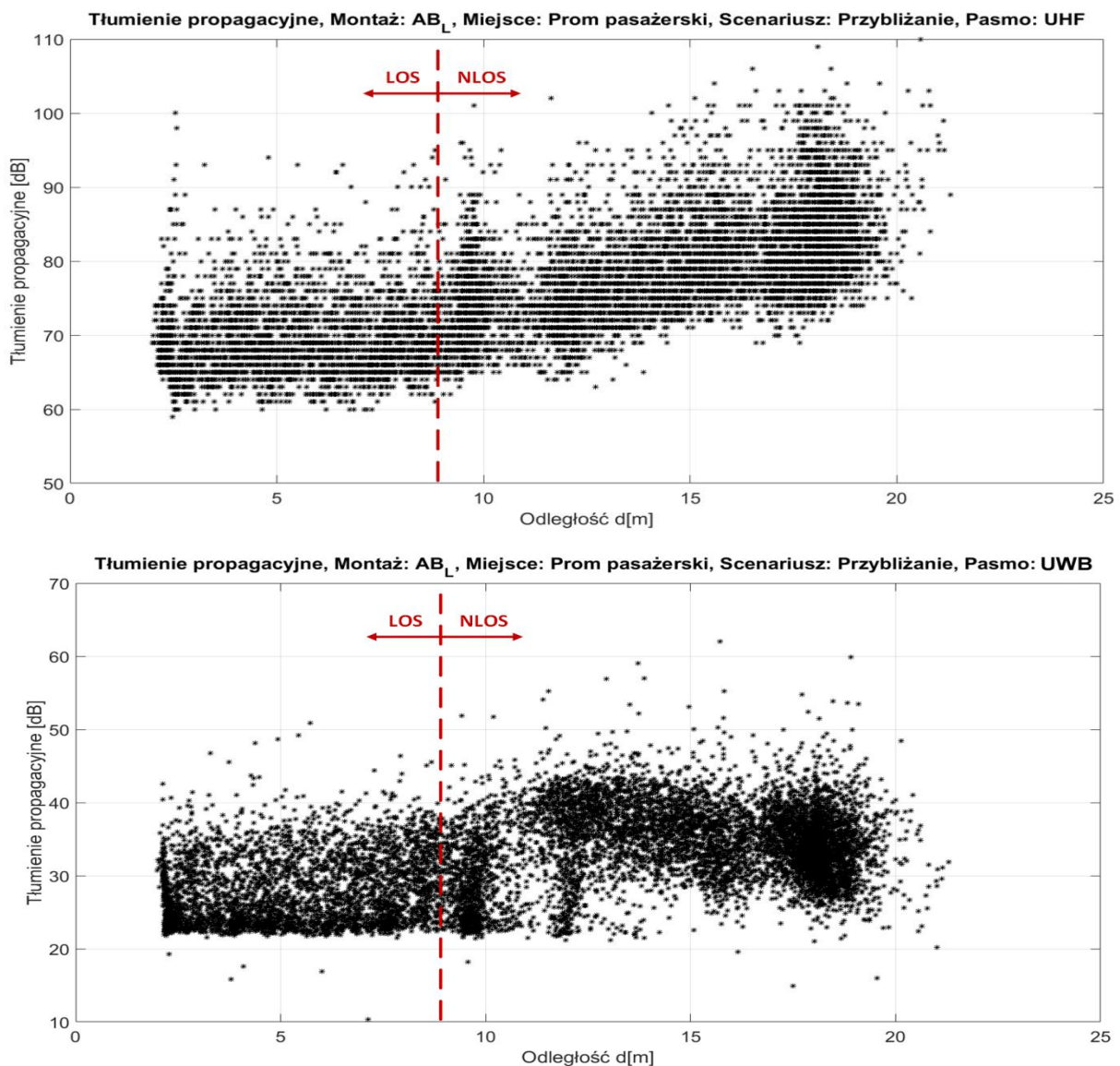
Na rys. 5.7 przedstawiono zwymiarowany, plan części korytarza Gmachu Głównego Politechniki Gdańskiej, w której wykonywane były pomiary z zaznaczonymi długościami trasy poruszania się osoby, tj. 7 m i 8 m.



Rys. 5.7. Zwymiarowany plan części korytarza, w której wykonywane były pomiary.

### 5.2.2. Pomiary parametrów kanałów radiowych

W trakcie pomiarów zarejestrowano 43 626 wartości tłumienia propagacyjnego dla pasma UHF i tyle samo dla pasma UWB w środowisku promu pasażerskiego oraz 39 305 wartości tłumienia propagacyjnego dla pasma UHF i tyle samo wartości dla pasma UWB w środowisku wewnątrzbudynkowym dla obu scenariuszy pomiarowych i trzech miejsc montażu WM oraz odpowiadające im radiowe pomiary odległości. Na rys. 5.8 przedstawiono przykładowe wykresy tłumienia propagacyjnego w funkcji odległości dla montażu anteny na nadgarstku i scenariusza przybliżania się do węzła referencyjnego w środowisku promu pasażerskiego.

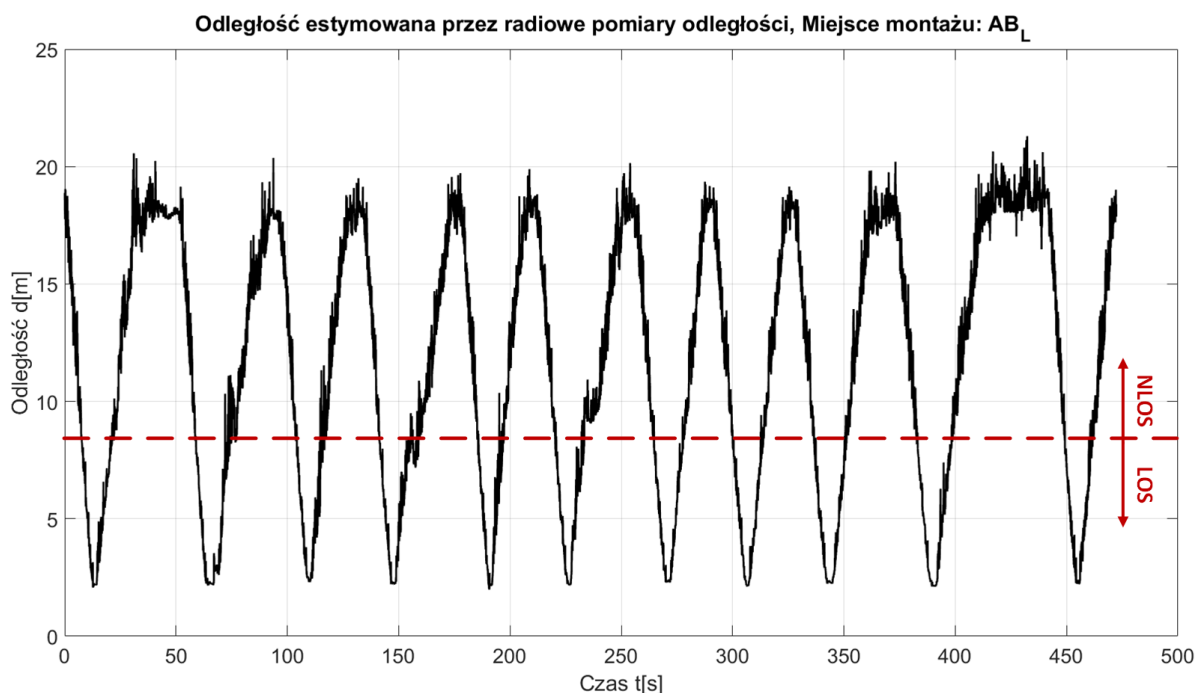


Rys. 5.8. Przykładowe wykresy tłumienia propagacyjnego w funkcji odległości, dla montażu anteny na nadgarstku oraz scenariusza przybliżania się do węzła referencyjnego w środowisku promu pasażerskiego dla pasma UWB.

Zauważono, że tłumienie propagacyjne w warunkach LOS (tj. do około 8 m odległości od węzła WR) dla pasma UHF rośnie nieznacznie wraz ze wzrostem odległości, co jest spowodowane metalową konstrukcją korytarza oraz jego wymiarami, które wywołują efekt falowodowy dla mierzonego pasma częstotliwościowego. Dla pasma UWB widoczna jest niemal skokowa zmiana tłumienia propagacyjnego w warunkach NLOS, która również wynika z geometrii korytarza.

W obu przypadkach w odległości powyżej 8 m uwydatniła się zależność pomiędzy wartością tłumienia propagacyjnego a odległością pomiędzy węzłem mobilnym i referencyjnym. Warto zauważyć, iż głębokość zaników nie jest silnie zależna od odległości. Błąd estymacji odległości RPO spowodował, iż zarejestrowano wyniki tłumienia propagacyjnego w odległościach do 22 m, która to odległość jest większa od maksymalnego dystansu pomiędzy węzłami, występującego podczas pomiarów.

Na rys. 5.9 przedstawiono wykres wyników radiowych pomiarów odległości uzyskany w ciągu ośmiominutowej próby pomiarowej.



*Rys. 5.9. Wykres wyników uzyskanych z radiowych pomiarów odległości, dla montażu anteny na nadgarstku i scenariusza przybliżania oraz oddalania się do węzła referencyjnego w środowisku promu pasażerskiego.*

Zgodnie z opisanymi scenariuszami pomiarowymi i przedstawionym na rys. 5.5 planem pokładu, rzeczywista odległość w linii prostej pomiędzy WM i WR w najdalszym punkcie pomiaru wynosiła około 11,3 m. Ze względu na konstrukcję pokładu i falowodowy

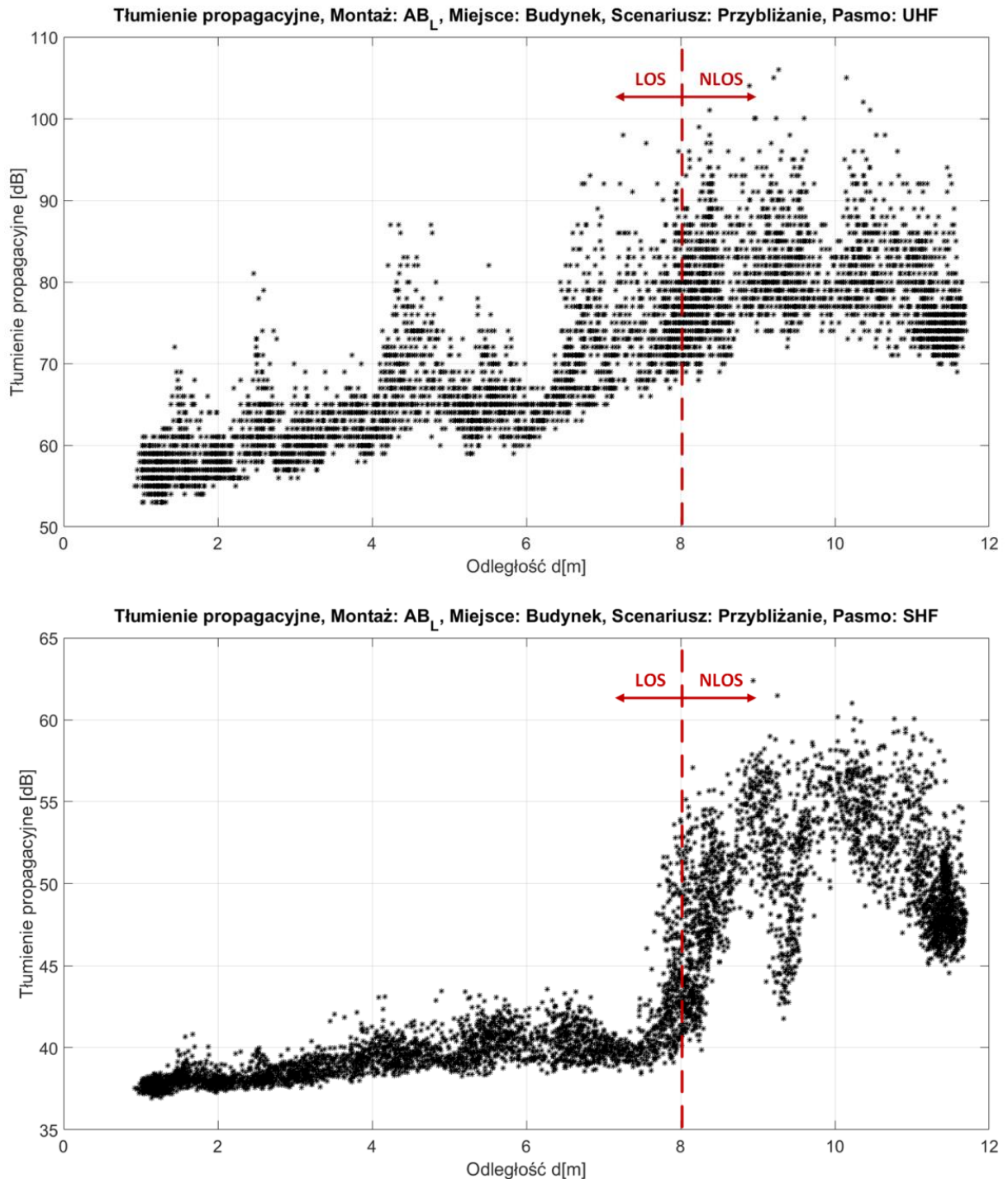
charakter środowiska propagacyjnego, odbierane są składowe fali radiowej rozchodzącej się jedynie wzdłuż korytarzy, co skutkuje m.in. przedstawionymi wynikami radiowych pomiarów odległości. W opisywanym środowisku promu pasażerskiego widoczny jest także wzrost błędu radiowych pomiarów odległości wraz z odległością, który jest szczególnie uwydatniony w warunkach NLOS. Zauważono, iż błąd ten ma charakter dodatni, tj. estymaty odległości są zawyżane, co pokrywa się z dotychczasowymi badaniami radiowych pomiarów odległości w środowiskach wewnątrzbudynkowych [34, 78]. Tym samym wartości dystansu dla najdalszego punktu pomiarowego obarczone są największym błędem estymaty odległości. W celu jego minimalizacji zdecydowano się na wyznaczenie liniowej funkcji błędu RPO na podstawie wszystkich wyników zebranych w warunkach NLOS niezależnie od scenariusza, miejsca montażu anteny i znanej odległości pomiędzy punktem początkowym a końcowym trasy. Wyznaczone współczynniki tej funkcji tj. współczynnik kierunkowy  $a_{RPO} = 0,923$  oraz wyraz wolny  $b_{RPO} = 0,615$ , uwzględniają pomiar odległości wzdłuż korytarza. Dodatkowo występujący rozrzut wartości RPO wokół wartości średniej zminimalizowano poprzez zastosowanie filtracji dolnoprzepustowej zrealizowanej jako decymalny filtr średniej ruchomej wartości wynikowych.

Na rys. 5.8 wyróżnić można również jednostkowe różnice pomiędzy poziomami kwantyzacji mierzonego tłumienia propagacyjnego dla pasma UHF. Wynika to z przyjętej dokładności estymacji mocy odbieranego sygnału RSSI uzyskiwanej z modułu CC1120 opisaną szerzej w podrozdziale 4.1.1. Ruch użytkownika oraz analizowane środowisko propagacyjne powodowało pojedyncze braki wartości radiowych pomiarów odległości w trakcie wszystkich sesji pomiarowych. Utracone pomiary zostały aproksymowane za pomocą wartości filtru średniej ruchomej.

Na rys. 5.10 przedstawiono analogiczne wykresy tłumienia propagacyjnego w funkcji odległości dla montażu anteny na nadgarstku i scenariusza przybliżania się do węzła referencyjnego w środowisku wewnątrzbudynkowym.

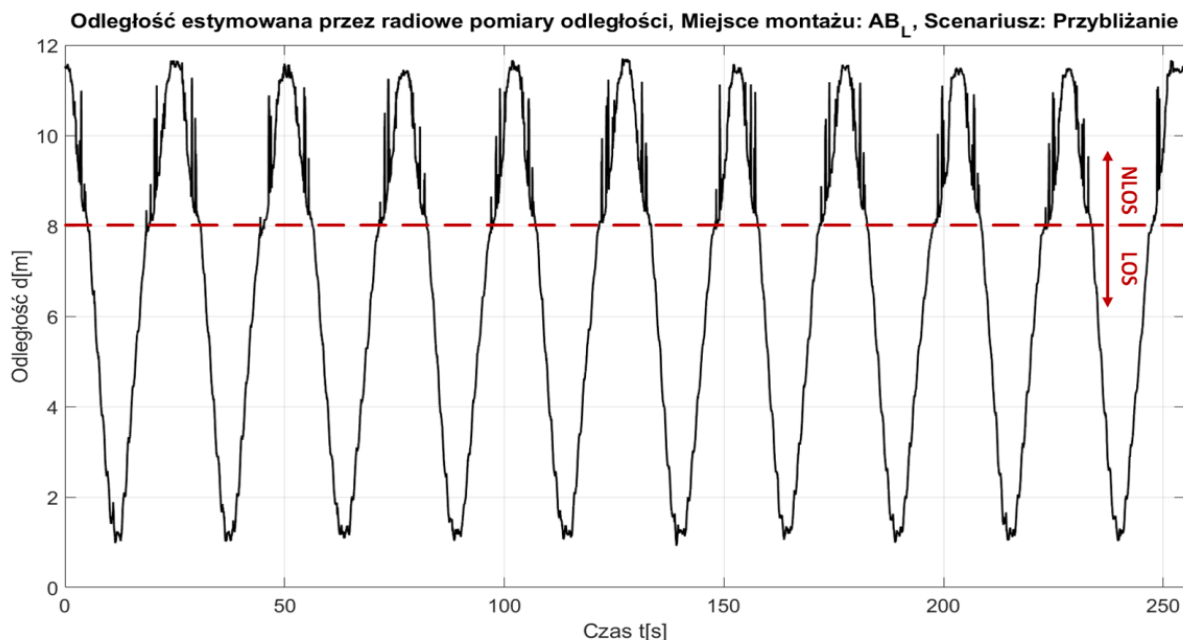
Dla pasma UHF widoczna jest silna zależność rozkładu tłumienia propagacyjnego od geometrii i niejednorodnej konstrukcji korytarza analizowanego środowiska wewnątrzbudynkowego. Zmienna wysokość stropów na drodze poruszania się użytkownika, liczne okna oraz ceglane ściany, mają widoczny wpływ na rozkład tłumienia propagacyjnego. W obu przypadkach w odległości powyżej 8 m uwydatniła się zależność pomiędzy wartością

średnią oraz rozrzutem tłumienia propagacyjnego a odległością pomiędzy węzłem mobilnym i referencyjnym.



Rys. 5.10. Wykresy tłumienia propagacyjnego w funkcji odległości, dla montażu anteny na nadgarstku i scenariusza przybliżania się do węzła referencyjnego w środowisku wewnątrzbudynkowym.

Zarejestrowano wyniki tłumienia propagacyjnego w odległościach do 11,8 m, która to odległość jest nieco większa od maksymalnego dystansu między węzłami, występującego podczas pomiarów. Na rys. 5.11 przedstawiono wykres wyników radiowych pomiarów odległości uzyskany w ciągu ponad 4 minutowej próby pomiarowej.



Rys. 5.11. Wykres wyników uzyskanych z radiowych pomiarów odległości, dla montażu anteny na nadgarstku i scenariusza przybliżania i oddalania się do węzła referencyjnego w środowisku wewnątrzbudynkowym.

Zgodnie z opisanymi scenariuszami pomiarowymi i przedstawionym na rys. 5.7 planem części korytarza rzeczywista odległość w linii prostej pomiędzy WM i WR w najdalszym punkcie pomiaru wynosiła około 11,3 m. Brak falowodowego charakteru środowiska spowodował, iż estymowana była odległość w linii prostej pomiędzy WM i WR. Widoczny jest również wzrost rozrzutu radiowych pomiarów odległości wraz z odległością, który jest szczególnie uwydatniony w warunkach NLOS. W celu minimalizacji rozrzutu wartości estymat odległości zastosowano, podobnie jak dla środowiska promu pasażerskiego, filtr średniej ruchomej wartości wyników obejmujący 10 próbek.

Warto również zaznaczyć, że zarejestrowana (na podstawie wyników radiowych pomiarów odległości oraz znanego odstępu czasu pomiędzy pomiarami) zmienna prędkość chodu w trakcie pomiarów wahała się pomiędzy 1,1 m/s a 1,7 m/s. Można zatem stwierdzić, iż opracowana i zastosowana metoda pomiarów tłumienia propagacyjnego zsynchronizowana czasowo z radiowymi pomiarami odległości, umożliwia wierniejsze określenie zależności tłumienia propagacyjnego od odległości, a także dokładniejsze sklasyfikowanie pomierzonych

wartości tego tłumienia dla warunków LOS i NLOS na podstawie pomiarów rzeczywistych, niż miałyby to miejsce w przypadku przyjęcia wartości średniej prędkości poruszania się osoby, która wynosiłaby 1,4 m/s.

Na podstawie uzyskanych wyników zdecydowano, iż opracowywany model propagacyjny powinien uwzględniać szacowanie tłumienia propagacyjnego osobno dla warunków LOS i NLOS. Zgodnie z oczekiwaniami indeksy odległościowego spadku mocy sygnału radiowego oraz dewiacja ich wartości dla obu warunków są znacząco różne niezależnie od analizowanego środowiska propagacyjnego. Analizę uzyskanych wyników przeprowadzono zatem odrębnie dla warunków LOS i NLOS, które rozróżniano na podstawie estymaty odległości uzyskanej z interfejsu UWB.

Wyniki wartości średniej  $\mu$  oraz odchylenia standardowego  $\sigma$  dla wąskopasmowej transmisji w paśmie UHF obliczono osobno dla obu scenariuszy pomiarowych oraz trzech miejsc montażu węzła mobilnego i przedstawiono w tab. 5.3.

Tab. 5.3. Wyniki wartości średniej oraz odchylenia standardowego tłumienia propagacyjnego dla wąskopasmowej transmisji w paśmie UHF.

Pasma częstotliwościowe NB 868 MHz						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	PROM		BUDYNEK	
			$\mu$ [dB]	$\sigma$ [dB]	$\mu$ [dB]	$\sigma$ [dB]
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	74,5	5,7	67,1	4,8
		NLOS	78,5	5,6	77,5	4,8
	DEP	LOS	72,9	5,2	68,2	4,9
		NLOS	76,6	5,5	76,4	4,1
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	64,1	3,9	61,4	4,9
		NLOS	73,0	5,2	77,0	4,6
	DEP	LOS	72,1	4,9	69,7	5,4
		NLOS	77,0	5,6	78,4	5,6
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	68,9	4,8	64,3	4,8
		NLOS	79,2	5,6	79,0	5,6
	DEP	LOS	71,4	5,2	66,4	4,5
		NLOS	78,7	5,5	74,3	4,8



Zdecydowanie najmniejszą wartość średnią tłumienia propagacyjnego kanału UHF uzyskano dla scenariusza przybliżania się (APR) i umieszczenia węzła na klatce piersiowej ( $TO_F$ ) tj. 64,1 dB dla środowiska promu pasażerskiego i 61,4 dB dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Warunki LOS, brak przysłonięcia ciałem człowieka anteny węzła mobilnego oraz wysokość jej montażu zbliżona do wysokości węzła referencyjnego były podstawowymi czynnikami warunkującymi uzyskane wartości. Dla tych samych warunków w środowisku promu pasażerskiego największą wartość średnią tłumienia  $\mu$  oraz odchylenie standardowe  $\sigma$  uzyskano dla scenariusza montażu węzła mobilnego przy prawej stronie głowy ( $HE_R$ ). Związane jest to z częściowym przysłonięciem anteny przez ciało człowieka oraz prostopadłym zwróceniem głównego kierunku promieniowania anteny węzła mobilnego względem głównego kierunku promieniowania anteny węzła referencyjnego. W przypadku środowiska wewnątrzbudynkowego, dla analizowanych warunków (LOS), największą wartość średnią tłumienia  $\mu$  (69,7 dB) oraz odchylenia standardowego  $\sigma$  (5,4 dB) uzyskano dla scenariusza montażu węzła mobilnego na klatce piersiowej ( $TO_F$ ) i scenariusza DEP. Różnice wynikają ze specyfiki środowiska, w którym mamy do czynienia z mniejszym wpływem efektu wielodrogowości i faktem odbierania bezpośredniej składowej fali tłumionej przez ciało ludzkie.

Dla warunków NLOS, zgodnie z oczekiwaniami zarówno wartość średnia tłumienia oraz odchylenie standardowe są większe niż w przypadku warunków LOS dla większości scenariuszy. W środowisku promu pasażerskiego najmniejszą wartość średnią (73 dB) uzyskano również dla montażu anteny na klatce piersiowej ( $TO_F$ ) i scenariusza przybliżania się osoby (APR). Kolejne scenariusze pomiarowe uzyskały ponad 3 dB większe wartości, przy czym największą wartość średnią tłumienia uzyskano dla montażu anteny na lewym nadgarstku ( $AB_L$ ) i przybliżania się od węzła referencyjnego (APR). Spowodowane jest to specyfiką chodu człowieka i naturalnego ruchu ręką, podczas którego antena zwrócona była prostopadle do głównego kierunku promieniowania WR. Wartości odchylenia standardowego  $\sigma$  dla wszystkich miejsc montażu są zbliżone do siebie. W środowisku wewnątrzbudynkowym najmniejsze tłumienie średnie uzyskano dla montażu anteny na lewym nadgarstku ( $AB_L$ ) i scenariusza oddalania się. Wynika to z korzystnego wzajemnego ułożenia głównych kierunków promieniowania anten w trakcie ruchu osoby (podobnie jak dla montażu węzła na klatce piersiowej w warunkach LOS i scenariusza przybliżania APR). Pozostałe scenariusze charakteryzują się o około 3–4 dB większą wartością średnią tłumienia.

Wyniki wartości średniej  $\mu$  oraz odchylenia standardowego  $\sigma$  dla ultraszerokopasmowej transmisji UWB obliczono osobno dla obu scenariuszy pomiarowych oraz trzech miejsc montażu węzła mobilnego i przedstawiono w tab. 5.4.

Tab. 5.4. Wyniki wartości średniej oraz odchylenia standardowego tłumienia propagacyjnego dla ultraszerokopasmowej transmisji UWB.

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	PROM		BUDYNEK	
			$\mu$ [dB]	$\sigma$ [dB]	$\mu$ [dB]	$\sigma$ [dB]
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	25,6	3,6	40,2	2,1
		NLOS	34,9	4,6	51,6	2,8
	DEP	LOS	28,1	4,7	40,9	2,9
		NLOS	35,4	4,9	54,2	2,0
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	24,4	3,0	39,4	1,7
		NLOS	34,1	4,0	48,3	3,3
	DEP	LOS	31,6	4,0	49,8	2,9
		NLOS	34,7	5,1	55,7	2,7
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	27,4	4,5	39,5	1,5
		NLOS	33,8	5,2	50,2	3,9
	DEP	LOS	28,1	4,4	45,3	3,1
		NLOS	34,3	5,2	52,1	3,2

Pomimo, iż drugi analizowany kanał radiowy jest kanałem ultraszerokopasmowym w paśmie UWB, to wyznaczone zależności pomiędzy empirycznymi wartościami tłumienia propagacyjnego a miejscami montażu anten i warunkami LOS i NLOS są zbliżone do tych z wąskopasmowego kanału UHF. Dla warunków LOS najmniejszą wartość średnią tłumienia propagacyjnego kanału UWB uzyskano dla scenariusza przybliżania się (APR) i umieszczenia węzła na klatce piersiowej (TO<sub>F</sub>), tj. 24,4 dB dla środowiska promu pasażerskiego i 39,4 dB dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Natomiast największe wartości średniego tłumienia propagacyjnego uzyskano dla scenariusza oddalania się (DEP) i umieszczenia węzła na klatce piersiowej (TO<sub>F</sub>), co ma bezpośredni związek z efektem cienia radiowego i tłumieniem bezpośredniej składowej fali radiowej przez ciało ludzkie.



W warunkach NLOS wszystkie scenariusze pomiarowe charakteryzują się zbliżoną wartością tłumienia średniego w środowisku promu pasażerskiego. Jednak w środowisku wewnątrzbudynkowym widoczny jest zdecydowanie mniejszy wpływ efektu wielodrogowości. Najmniejsze tłumienie średnie (48,3 dB) uzyskano dla scenariusza przybliżania się i montażu węzła na klatce piersiowej ( $TO_F$ ), natomiast największe tłumienie (55,7 dB) uzyskano dla scenariusza oddalania się. Różnica około 7,4 dB wynika z wpływu ciała ludzkiego na tłumienie fali radiowej w analizowanym paśmie SHF. Widoczny jest również ponad 10 dB wzrost tłumienia w środowisku wewnątrzbudynkowym względem środowiska promu pasażerskiego, jednak odpowiadają mu zdecydowanie mniejsze odchyłki wartości względem wartości średniej. W skrajnym przypadku różnica wynosi niemal 3 dB.

Warto również zauważyć, iż znana w literaturze odporność interfejsu UWB na zaniki [119] została potwierdzona w przedstawionych wynikach. W każdym analizowanym scenariuszu i miejscu montażu anteny wartość odchylenia standardowego danych empirycznych jest mniejsza niż odpowiadająca jej wartość dla interfejsu UHF.

Przeprowadzona wstępna analiza wyników empirycznych tłumienia propagacyjnego dla obu pasm częstotliwościowych UHF i UWB dowiodła, iż opracowywany model propagacyjny powinien uwzględniać szacowanie tłumienia propagacyjnego osobno dla warunków LOS i NLOS. Wyniki estymacji odległości z wykorzystaniem radiowych pomiarów odległości w interfejsie UWB wskazały znaczące różnice w sposobie rozchodzenia się fal w obu analizowanych środowiskach propagacyjnych. W środowisku promu pasażerskiego z racji metalowej konstrukcji i falowodowego charakteru odbierane są fale propagujące się wzdłuż korytarza. Natomiast w środowisku wewnątrzbudynkowym interpretowane są głównie składowe fali odbierane w bezpośredniej linii pomiędzy WM i WR.

Modelowanie tłumienia propagacyjnego dla analizowanej komunikacji typu *off-body* zrealizowano z wykorzystaniem ogólnej postaci modelu GUT-IST powstałego w wyniku współpracy Katedry Systemów i Sieci Radiokomunikacyjnych Politechniki Gdańskiej z Instituto Superior Technico, University of Lisbon [3, 7]. Parametry tego modelu zostały wyznaczone przez autora niniejszej rozprawy. Model zakłada, że rozkład tłumienia sygnału  $L_{PT[dB]}$  dla komunikacji typu *off-body* modelowany jest zależnością

$$L_{PT[dB]} = \overline{L_{P[dB]}} + \Delta L_{BS[dB]} + \Delta L_{MF[dB]} \quad (5.6)$$

gdzie:

$\overline{L_{P[dB]}}$  jest składową średniego tłumienia,

$\Delta L_{BS[dB]}$  jest składową efektu cienia radiowego reprezentowaną przez zmienną losową,

$\Delta L_{MF[dB]}$  jest składową zjawiska zaników szybkozmiennych reprezentowaną przez zmienną losową.

### 5.2.2.1. Składowa tłumienia średniego

Składowa tłumienia średniego reprezentuje spadek mocy sygnału wskutek absorpcji i rozproszenia energii w medium propagacyjnym oraz rozproszenia powierzchni falowej wraz ze wzrostem odległości, co określa się zależnością

$$\overline{L_{P[dB]}} = \overline{L_P(d_0)} + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right), \quad (5.7)$$

gdzie:

$\overline{L_P(d_0)}$  jest wartością średnią tłumienia propagacyjnego w odległości referencyjnej  $d_0 [m]$ ,

$n$  jest odległościowym indeksem spadku mocy sygnału odbieranego,

$d$  jest odległością pomiędzy nadajnikiem i odbiornikiem.

Składową tłumienia średniego  $\overline{L_{P[dB]}}$  uzyskano poprzez dopasowanie logarytmicznej funkcji odległości do empirycznych danych pomiarowych. Zastosowano regresję liniową z jedną zmienną niezależną wraz z metodą najmniejszych kwadratów, opisaną w rozdziale 3. niniejszej rozprawy.

Do analizy jakości przystawalności wyników empirycznych do logarytmicznej funkcji odległości zastosowano popularnie wykorzystywane [2, 27, 57] dwie miary wyrażające rozrzut otrzymywanych wyników wokół regresji, tj. standardowy błąd estymacji SEE (*Standard Error of Estimate*) określony zależnością

$$SEE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}{n-1}}, \quad (5.8)$$

gdzie:

$\hat{y}_i$  –  $i$ -ta wartość zmiennej objaśnianej, oszacowana na podstawie przyjętego modelu regresji,

$y_i$  – pomierzona  $i$ -ta realizacja zmiennej objaśnianej,

$n$  – liczebność próby.

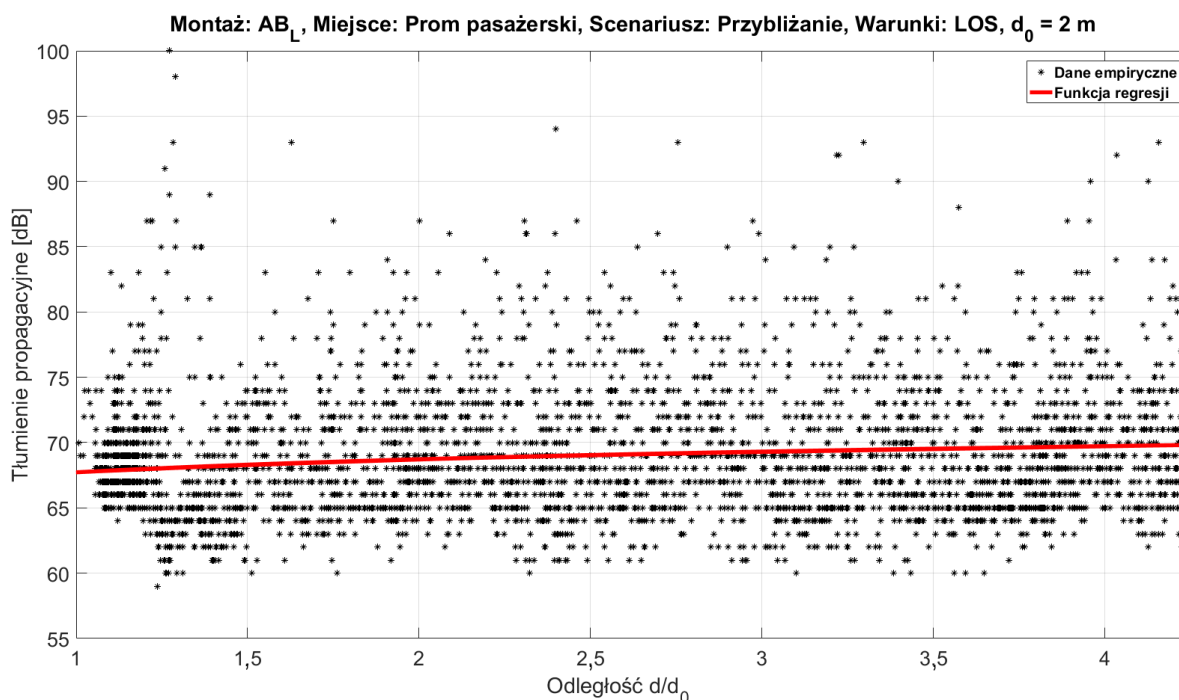
Przy czym wzór ten jest prawdziwy przy założeniu, że liczba zmiennych objaśniających jest dużo mniejsza od liczby wartości empirycznych. Zależność (5.8) określa odchylenie standardowe rozproszenia wyników empirycznych wokół prostej regresji.

Drugą miarą jakości przystawalności danych empirycznych do funkcji wyznaczonej metodą regresji liniowej jest błąd średni ME (*Mean Error*) określony zależnością

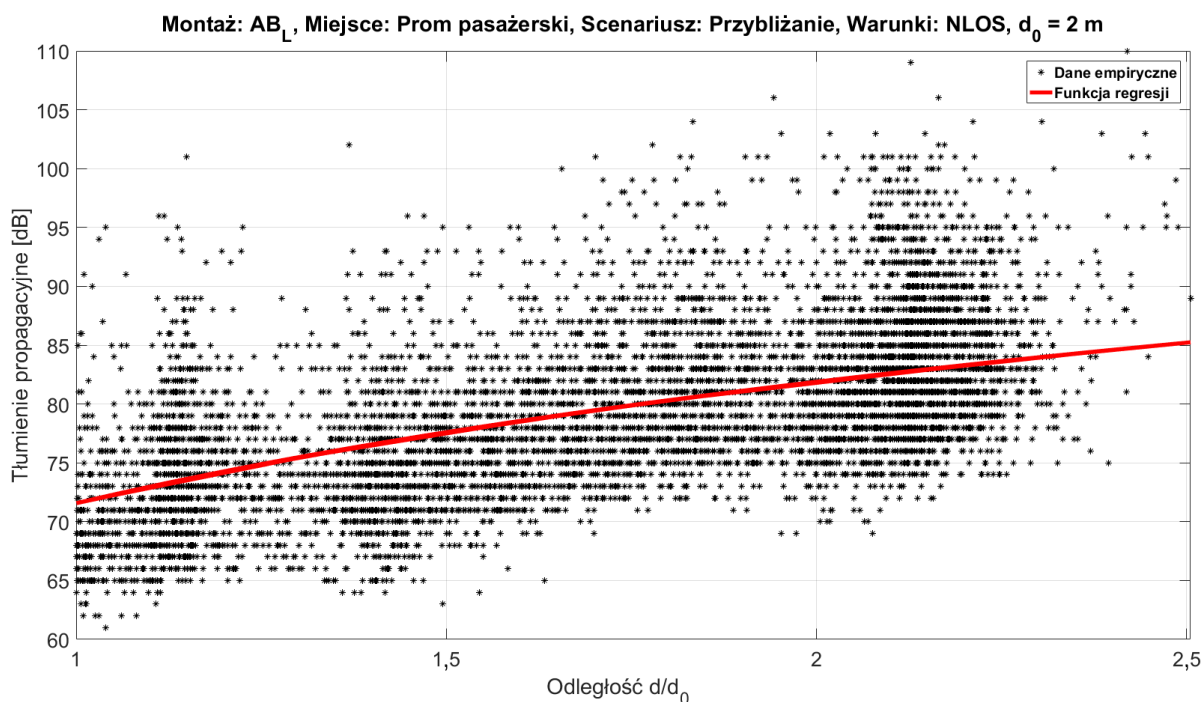
$$ME = \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)}{n}, \quad (5.9)$$

przy czym wartość ME określa, czy średnia wartość danych empirycznych jest równa średniej wartości danej wyznaczonej przy zastosowaniu przyjętej logarytmicznej funkcji odległości.

Na rys. 5.12a oraz 5.12b przedstawiono przykładowe wykresy wyników dopasowania logarytmicznej funkcji odległości do empirycznych danych pomiarowych kanału NB na częstotliwości 868 MHz dla środowiska promu pasażerskiego, montażu WM na nadgarstku, scenariusza przybliżania się APR dla warunków LOS i NLOS.



Rys. 5.12 a. Przykładowe wykresy wyników dopasowania logarytmicznej funkcji odległości do empirycznych danych pomiarowych kanału NB dla środowiska promu pasażerskiego, montażu WM na nadgarstku, scenariusza przybliżania się APR dla warunków LOS.



Rys. 5.12 b. Przykładowe wykresy wyników dopasowania logarytmicznej funkcji odległości do empirycznych danych pomiarowych kanału NB dla środowiska promu pasażerskiego, montażu WM na nadgarstku, scenariusza przybliżania się APR dla warunków NLOS.

Wyznaczone wartości odległościowego indeksu spadku mocy sygnału odbieranego  $n$  oraz średniej wartości tłumienia propagacyjnego  $\overline{L_P(d_0)}$  w odległości referencyjnej  $d_0$  dla kanału 868 MHz przedstawiono w tab. 5.5. Odległość referencyjna  $d_0$  dla środowiska promu pasażerskiego wynosiła 2 m, natomiast dla środowiska wewnątrzbudynkowego wynosiła 1 m.

Widoczne są różnice pomiędzy parametrami składowej tłumienia średniego  $\overline{L_{P[dB]}}$  dla różnych scenariuszy poruszania się osoby, różnych miejsc montażu anten oraz obu analizowanych środowisk propagacyjnych. W każdym analizowanym scenariuszu pomiarowym uwydatniono znaczną różnicę obu parametrów dla warunków LOS i NLOS. Uzyskany błąd SEE nie przekraczał wartości 3,0 dB dla środowiska promu pasażerskiego oraz 2,1 dB dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Dla wszystkich scenariuszy, błąd ME wynosił 0 co oznacza, że logarytmiczne funkcje odległości na podstawie danych empirycznych wyznaczono poprawnie.

Tab. 5.5. Wyniki wartości odległościowego indeksu spadku mocy sygnału odbieranego oraz średniej wartości tłumienia dla kanału wąskopasmowego 868 MHz.

Pasma częstotliwościowe NB 868 MHz						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	PROM, $d_0=2\text{ m}$		BUDYNEK, $d_0=1\text{ m}$	
			$n$	$\overline{L_p(d_0)}$ [dB]	$n$	$\overline{L_p(d_0)}$ [dB]
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	0,32	75,9	1,3	59,8
		NLOS	2,56	72,1	0,32	77,1
	DEP	LOS	0,34	71,9	1,25	62,3
		NLOS	0,16	76,2	0,35	76,6
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	0,24	64,7	1,80	51,4
		NLOS	2,51	65,9	-1,6	78,4
	DEP	LOS	0,34	73,3	1,33	62,0
		NLOS	1,40	73,6	-0,1	78,4
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	0,16	68,3	1,76	55,0
		NLOS	3,80	69,7	-2,0	80,8
	DEP	LOS	0,21	70,8	1,04	60,4
		NLOS	2,95	71,9	-4,5	79,1

W środowisku promu pasażerskiego widoczny jest znaczący wpływ efektu propagacji wielodrogowej oraz falowodowego charakteru korytarza dla częstotliwości 868 MHz. Wartości parametru  $n$  dla warunków LOS zawierają się w przedziale [0,16; 0,34] zdecydowanie poniżej wartości 2 dla odległościowego indeksu spadku mocy sygnału odbieranego w wolnej przestrzeni propagacyjnej [53]. Dla warunków NLOS wartości parametru  $n$  zawierają się w przedziale [1,40; 3,80] oprócz scenariusza montażu anteny przy głowie HE<sub>R</sub>. Wyniki są zgodne z dotychczas przeprowadzonymi analizami tłumienia propagacyjnego i są związane z dużym poziomem składowych propagacji wielodrogowej docierających do węzła względem mocy składowej bezpośredniej [5, 53, 54]. Zgodnie z oczekiwaniami dla wszystkich analizowanych scenariuszy wartość średniego tłumienia w odległości referencyjnej jest większa w warunkach NLOS.

Uzyskane wyniki dla środowiska wewnątrzbudynkowego potwierdzają wstępne analizy tłumienia i wpływu geometrii korytarza opisane we wcześniejszej części niniejszego

rozdziału. Dla warunków LOS wartości parametru  $n$  zawierają się w przedziale [1,04; 1,80], czyli również poniżej wartości dla wolnej przestrzeni propagacyjnej. Wartości średniego tłumienia są mniejsze niż w przypadku odpowiadających im scenariuszy pomiarowych na pokładzie promu pasażerskiego nawet o 16 dB, przy czym należy pamiętać o różnicy wartości odległości referencyjnej w obu scenariuszach. Zdecydowanie mniejszy wpływ efektu propagacji wielodrogowej w środowisku wewnątrzbudynkowym uwydatnia większą zależność zmiany tłumienia w funkcji odległości dla warunków LOS. Uzyskane natomiast wartości parametru  $n$ , który zawiera się w przedziale [-4,5; 0,35] dla warunków NLOS należy traktować jedynie jako statystyczne ujęcie empirycznych wartości rozkładu tłumienia dla wybranego korytarza w środowisku wewnątrzbudynkowym. Ujemny parametr  $n$  oznacza bowiem, że tłumienie propagacyjne maleje wraz ze wzrostem odległości, na pozór wbrew oczekiwaniom. Jeżeli jednak weźmiemy pod uwagę specyfikę środowiska dla warunków NLOS, tj. występowanie na małej odległości betonowego filaru, który zwiększa tłumienie sygnału radiowego o kilkanaście decybeli, a następnie w większej odległości dwóch szyb, które w porównaniu z betonowym filarem tłumią sygnał słabiej (rys. 5.6), to uzyskana ujemna wartość parametru  $n$  jest uzasadniona w tych warunkach [53].

Należy również zwrócić uwagę na znaczną różnicę tłumienia średniego dla warunków NLOS względem warunków LOS, która jest większa nawet o 30 dB. Jest to również spowodowane opisywaną konstrukcją korytarza, w którym przeprowadzane były badania pomiarowe.

Wyznaczone wartości odległościowego indeksu spadku mocy sygnału odbieranego  $n$  oraz średniej wartości tłumienia propagacyjnego  $\overline{L_p(d_0)}$  w odległości referencyjnej  $d_0$  dla kanału ultraszerokopasmowego 6489 MHz przedstawiono w tab. 5.6.

Podobnie jak dla kanału wąskopasmowego UHF widoczne są różnice pomiędzy parametrami składowej tłumienia średniego  $\overline{L_{p[dB]}}$  dla różnych scenariuszy poruszania się osoby, różnych miejsc montażu anten oraz obu analizowanych środowisk propagacyjnych. Uzyskany błąd SEE nie przekraczał wartości 3,1 dB dla środowiska promu pasażerskiego oraz 2,9 dB dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Dla wszystkich scenariuszy, błąd ME wynosił 0 co oznacza, że logarytmiczne funkcje odległości na podstawie danych empirycznych wyznaczono poprawnie.



Tab. 5.6. Wyniki wartości odległościowego indeksu spadku mocy sygnału odbieranego oraz średniej wartości tłumienia dla kanału ultraszerokopasmowego 6489 MHz.

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	PROM, $d_0=2\text{ m}$		BUDYNEK, $d_0=1\text{ m}$	
			$n$	$\overline{L_p(d_0)}$ [dB]	$n$	$\overline{L_p(d_0)}$ [dB]
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	0,61	23,4	0,56	37,1
		NLOS	3,46	26,1	-1,2	52,7
	DEP	LOS	0,79	25,7	0,75	37,5
		NLOS	3,12	27,7	1,96	53,1
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	0,13	24,0	0,46	36,8
		NLOS	2,41	27,3	-1,6	49,6
	DEP	LOS	0,85	28,4	0,86	44,4
		NLOS	2,16	29,5	1,24	55,2
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	0,54	25,6	0,47	36,9
		NLOS	1,25	30,7	0,61	49,6
	DEP	LOS	0,27	28,9	0,42	42,7
		NLOS	2,58	28,4	0,92	51,4

Uzyskane wyniki dla środowiska promu pasażerskiego wykazują znaczną różnicę parametru  $n$  dla warunków LOS i NLOS analizowanego kanału UWB. Podobne wnioski na podstawie danych empirycznych przedstawiane są w dostępnej literaturze [35, 58, 102]. Dla warunków LOS wartości parametru  $n$  zawierają się w przedziale [0,13; 0,85]. Zgodnie z oczekiwaniami, są to wartości poniżej wartości nominalnej  $n=2$  dla wolnej przestrzeni propagacyjnej, co związane jest z silnie oddziałującym efektem wielodrogowości w analizowanym środowisku propagacyjnym. Zauważono także, iż identycznie jak dla interfejsu NB, największą wartość parametru  $n$  otrzymano dla scenariusza oddalania się DEP i montażu anteny na klatce piersiowej TO<sub>F</sub>. Uzyskane natomiast wartości parametru  $n$  dla warunków NLOS zawierają się w przedziale [1,25; 3,46], jednak dla montażu węzła przy głowie uzyskano dwie największe wartości tego parametru. Niemal wszystkie scenariusze charakteryzują się większą wartością średniego tłumienia w odległości referencyjnej dla

warunków NLOS względem warunków LOS. Wyznaczona różnica tego tłumienia nie przekracza jednak 5,1 dB.

W środowisku wewnątrzbudynkowym średnia wartość tłumienia propagacyjnego  $\overline{L_p(d_0)}$  w odległości referencyjnej  $d_0$  dla wszystkich scenariuszy jest większa o nawet 25 dB względem odpowiadających im pomierzonych wartości w środowisku promu pasażerskiego. Słabiej oddziałujący efekt propagacji wielodrogowej względem środowiska promu pasażerskiego można zauważyć w wynikach wartości odległościowego indeksu spadku mocy sygnału odbieranego. Największą wartość parametru  $n$  (0,86) dla warunków LOS uzyskano dla scenariusza oddalania się i montażu anteny na klatce piersiowej  $TO_F$ , co jest związane z przysłanianiem ciałem anteny modułu radiowego i silnym tłumieniem składowej bezpośredniej. Natomiast najniższą wartość (0,42), ze względu na bezpośrednią widoczność obu anten węzła WM i WR, uzyskano dla scenariusza oddalania się i montażu anteny na lewym nadgarstku  $AB_L$ . Dla pozostałych scenariuszy wartość parametru  $n$  zawiera się w przedziale [0,46; 0,75]. Warunki NLOS charakteryzują się bardziej widoczną zależnością tłumienia propagacyjnego w funkcji odległości. Parametr  $n$  zawiera się w przedziale [0,61; 1,96] dla dodatnich wartości. Przy czym podobnie jak dla wąskopasmowego sygnału UHF, wyznaczono scenariusze, które charakteryzują się ujemnym odległościowym współczynnikiem mocy sygnału odbieranego i są spowodowane konstrukcją korytarza omawianą we wcześniejszej części niniejszego rozdziału.

#### 5.2.2.2. Składowa zaników wolnozmiennych

Zgodnie z zależnością (5.6) opisującą rozkład tłumienia sygnału dla komunikacji typu *off-body*, jednym z elementów tego tłumienia jest składowa związana z efektem cienia radiowego  $\Delta L_{BS[dB]}$ . Reprezentuje ona tłumienie sygnału spowodowane przysłonięciem ciałem ludzkim drogi propagacji bezpośredniej składowej sygnału radiowego, powodując zmiany sygnału podobne do tych, które określane są jako zaniki wolnozmiennych. Z powodu losowej natury ludzkiego ruchu, składowa  $\Delta L_{BS[dB]}$  ma również charakter losowy i jest reprezentowana przez zmienną losową.

Uzyskanie składowej  $\Delta L_{BS[dB]}$  możliwe jest poprzez filtrację dolnoprzepustową analizowanych danych empirycznych. Sposób tej filtracji zależy od analizowanego scenariusza pomiarowego. W przypadku statycznych scenariuszy pomiarowych dane empiryczne są uśredniane w czasie, co prowadzi do uzyskania tzw. składowej złożonej

$\overline{L_{PT}(d)}$ , zawierającej składową średniego tłumienia  $\overline{L_{P[dB]}}$  oraz składową cienia radiowego  $\Delta L_{BS[dB]}$

$$\overline{L_{PT}(d)} = \overline{L_P(d)} + \Delta L_{BS} = \frac{1}{N_t} \sum_{i=0}^{N_t} L_{PT}(d, i), \quad (5.10)$$

gdzie  $N_t$  to liczba próbek sygnału, uzyskanych w określonym przedziale czasu dla analizowanej odległości.

W niniejszej rozprawie ze względu na potrzebę stosowania algorytmów alokacji strumieni danych, szczególnie w przypadku zmiennego charakteru tłumienia propagacyjnego w funkcji czasu, badania pomiarowe i analizę zrealizowano jedynie dla scenariuszy dynamicznych. W takim przypadku procedura filtracji danych empirycznych nie może być wykonywana bezpośrednio (5.10) i wymaga filtracji przestrzennej ze względu na zmienną odległość pomiędzy węzłami pomiarowymi. Taką filtrację zrealizowano z wykorzystaniem liniowej średniej kroczącej MAF, którą można opisać zależnością

$$\overline{L_{PT}(d)}_n = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} L_{PT}[n-j], \quad n = M, M+1, M+2, \dots, N_t, \quad (5.11)$$

gdzie  $M$  to długość okna uśredniania, które obejmuje liczbę próbek odpowiadającą dziesięciokrotnej długości fali  $10\lambda$ . Jest to wybrana wartość rozdzielczości filtracji przestrzennej określona na podstawie badań empirycznych tłumienia propagacyjnego w środowisku wewnątrzbudynkowym [3]. Należy przy tym wspomnieć, iż prędkość poruszania się użytkownika w trakcie pomiarów jest zmienna i tym samym długość zastosowanego filtru również może być zmienna. Niniejsze czynniki determinowały opracowanie adaptacyjnego filtru, którego długość dobierana jest na podstawie estymowanych parametrów ruchu użytkownika w trakcie pomiarów. Sposób tej estymacji opisano szerzej w rozdziale 4. W wynikach końcowych uwzględniono również opóźnienie grupowe zastosowanego filtru, które wynosi  $\frac{M+1}{2}$ , gdy  $M$  jest liczbą nieparzystą oraz  $\frac{M}{2}$ , gdy  $M$  jest liczbą parzystą [118].

Składową efektu cienia radiowego uzyskuje się poprzez odejmowanie tłumienia średniego (5.7) od składowej złożonej tłumienia (5.11)

$$\Delta L_{BS} = \overline{L_{PT}(d)}_n - \overline{L_P(d)}. \quad (5.12)$$

Do wyznaczonych wartości zaników wolnozmiennych należy dopasować rozkład prawdopodobieństwa najlepiej przystający do uzyskanych danych empirycznych. W kanale



radiowym w sieciach BAN występuje duża liczba czynników wpływających na tłumienie sygnału radiowego w tym m.in. dyfrakcja, odbicia, absorpcja energii, które sumują się w domenie logarytmicznej. Zgodnie z bieżącym stanem literatury przedmiotu i prowadzonymi licznymi badaniami nad estymacją parametrów wąskopasmowych oraz ultraszerokopasmowych kanałów radiowych w sieciach BAN, składową efektu cienia radiowego  $\Delta L_{BS[dB]}$  zdecydowano się opisać zmienną losową (ZL) o rozkładzie logarytmiczno-normalnym (LG) [36]. Funkcję gęstości prawdopodobieństwa (FGP) takiej zmiennej losowej opisuje się zależnością

$$p(u) = \frac{10}{u\sigma_{LG}\sqrt{2\pi}\ln 10} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{10\log_{10}u - \mu_{LG}}{\sigma_{LG}}\right)^2\right], \quad u > 0, \quad (5.13)$$

gdzie  $\mu_{LG}$  i  $\sigma_{LG}$  (wyrażone w dB) są odpowiednio wartością średnią i odchyleniem standardowym zaników.

Uzyskane wartości  $\Delta L_{BS[dB]}$  przekształcono do postaci liniowej, aby uzyskać dodatnie wartości empirycznego rozkładu zaników i spełnić warunek (5.13)

$$\Delta l_{BS} = 10^{\frac{\Delta L_{BS[dB]}}{10}}. \quad (5.14)$$

Następnie na podstawie wartości wynikowych wyznaczono histogramy zaników dzieląc  $N_t$  wartości na  $B$  przedziałów, przy czym liczbę tych przedziałów określono na  $B=200$ . Histogram empirycznych wartości rozkładu zaników  $H\{\Delta l_{BS}\}$ , znormalizowano według zależności

$$P(\Delta l_{BS}) = \frac{H\{\Delta l_{BS}\}}{N \cdot W}, \quad (5.15)$$

gdzie  $N$  to liczba wartości empirycznych, a  $W$  to szerokość pojedynczego przedziału określona zależnością

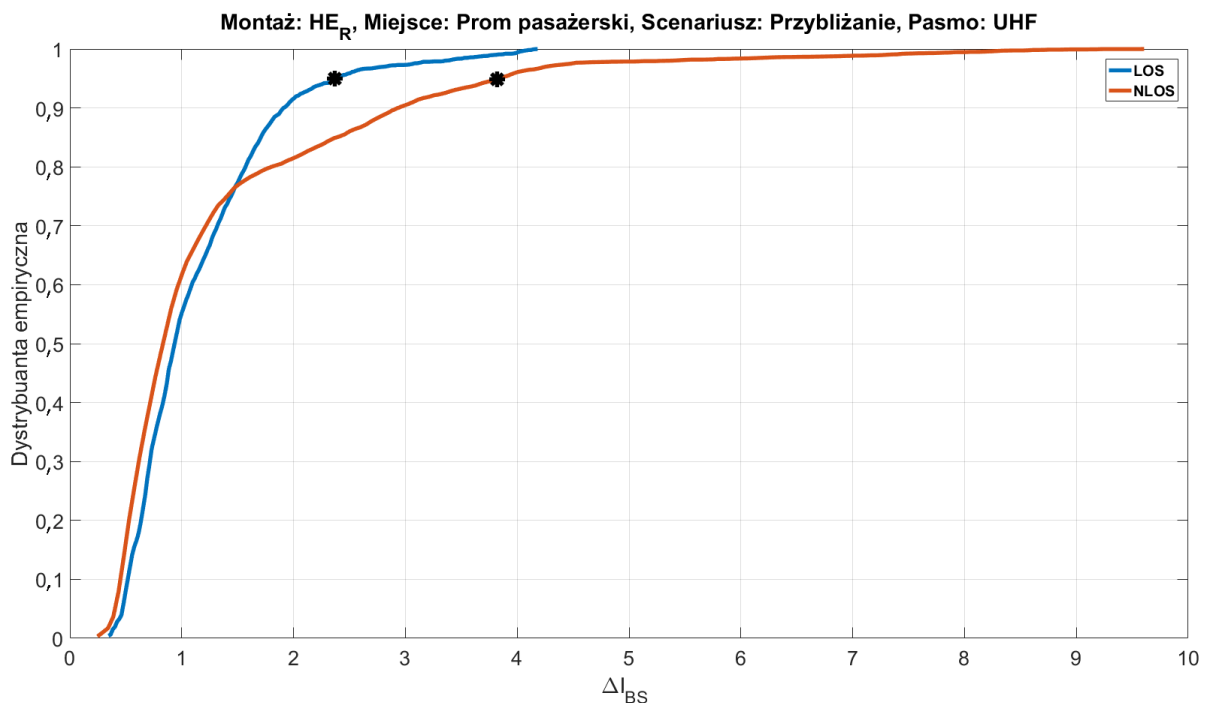
$$W = \frac{\max(\Delta l_{BS}) - \min(\Delta l_{BS})}{B}. \quad (5.16)$$

Normalizacja (5.15) umożliwiła uzyskanie dyskretnej funkcji gęstości prawdopodobieństwa  $P(\Delta l_{BS})$ , której dystrybuenta posłużyła do redukcji wartości wynikowych. Progową wartość  $\Delta l_{BS_{TH}}$ , powyżej której wyniki uznawano za mało istotne z punktu widzenia liczebności próby pomiarowej, wyznaczano adaptacyjnie dla wszystkich analizowanych zbiorów danych, przy założeniu uwzględniania 95% wszystkich wyników.

Miało to na celu eliminację wartości granicznych, mogących zaburzyć proces dopasowania funkcji rozkładu prawdopodobieństwa zmiennej losowej do danych empirycznych. Jednak wiadomo jest, iż przy zastosowaniu jednego z rozkładów zmiennej losowej nadal istnieje prawdopodobieństwo wystąpienia tychże wartości granicznych w symulowanym rozkładzie tłumienia propagacyjnego. Na rys. 5.13. przedstawiono przykładowy wykres empirycznej dystrybuanty uzyskanych wyników dla jednego ze scenariuszy pomiarowych, z zaznaczoną progową wartością  $\Delta l_{BS TH}$  (kolorem czarnym) osobno dla warunków LOS i NLOS.

Zgodnie z oczekiwaniami wartość progowa  $\Delta l_{BS TH}$  w warunkach NLOS jest większa od odpowiadającej jej wartości progowej w warunkach LOS ze względu na występowanie liczniejszych zaników sygnału, tym samym większą dewiację wartości tłumienia, związanych właśnie z brakiem bezpośredniej widoczności obu anten łącza radiowego.

W dalszej części niniejszej rozprawy empiryczny rozkład zaników  $\Delta l_{BS}$  utożsamiany będzie z uzyskanymi wartościami po opisanym dotychczas procesie redukcji danych. Po zredukowaniu wartości empirycznych ponownie wyznaczono histogramy zaników  $H\{\Delta l_{BS}\}$ , które znormalizowano zgodnie z zależnością (5.15) dla liczby przedziałów  $B=20$ . Jest to wartość stosowana w pomiarach propagacyjnych sieci WBAN [3, 8].



Rys. 5.13. Przykładowy wykres empirycznej dystrybuanty uzyskanych wyników kanału UHF dla środowiska promu pasażerskiego, montażu WM przy głowie, scenariusza przybliżania się APR dla warunków LOS i NLOS.

Dopasowanie rozkładu logarytmiczno-normalnego, tj. określenie parametrów tego rozkładu, który najlepiej opisuje dane empiryczne, uzyskano przy wykorzystaniu metody największej wiarygodności MLE (*Maximum Likelihood Estimation*), która jest jedną z metod estymacji punktowej [23]. Ogólnie metoda MLE polega na określeniu estymowanych parametrów domniemanego rozkładu prawdopodobieństwa opisującego zbiór prób  $x_i$ . Dla analizowanego rozkładu logarytmiczno-normalnego parametry te stanowią wartość średnią  $\mu$  oraz wariancję  $\sigma^2$ . Na podstawie wyznaczonego rozkładu można określić prawdopodobieństwo *a posteriori* zbioru prób  $x_i$ . Funkcją wiarygodności nazywany jest iloczyn prawdopodobieństwa *a posteriori* dla  $N$  dostępnych prób, który dla analizowanego rozkładu przyjmuje postać

$$L(\mu, \sigma^2 | x) = \prod_{i=1}^N f(x_i | \mu, \sigma^2), \quad (5.17)$$

którą, korzystając z zależności (5.13) z podstawą logarytmu naturalnego, można zapisać jako

$$L(\mu, \sigma^2 | x) = \prod_{i=1}^N (2\pi\sigma^2)^{-1/2} x_i^{-1} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln x_i - \mu}{\sigma}\right)^2\right], \quad (5.18)$$

a następnie

$$L(\mu, \sigma^2 | x) = (2\pi\sigma^2)^{-N/2} \prod_{i=1}^N x_i^{-1} \exp\left[\sum_{i=1}^N -\frac{1}{2}\left(\frac{\ln x_i - \mu}{\sigma}\right)^2\right]. \quad (5.19)$$

Funkcję wiarygodności rozkładu logarytmiczno-normalnego wyprowadza się korzystając z logarytmu naturalnego

$$\ell(\mu, \sigma^2 | x) = \ln\left\{(2\pi\sigma^2)^{-N/2} \prod_{i=1}^N x_i^{-1} \exp\left[\sum_{i=1}^N -\frac{1}{2}\left(\frac{\ln x_i - \mu}{\sigma}\right)^2\right]\right\}, \quad (5.20)$$

która po przekształceniu przyjmuje postać

$$\ell(\mu, \sigma^2 | x) = -\frac{N}{2} \ln(2\pi\sigma^2) - \sum_{i=1}^N \ln(x_i) - \frac{\sum_{i=1}^N \ln(x_i)^2}{2\sigma^2} + \frac{\sum_{i=1}^N \ln(x_i)\mu}{\sigma^2} - \frac{N\mu^2}{2\sigma^2}. \quad (5.21)$$

Następnie należy wyznaczyć estymatory  $\hat{\mu}$  oraz  $\hat{\sigma}^2$  maksymalizujące funkcję wiarygodności  $\ell(\mu, \sigma^2 | x)$ . Można to osiągnąć poprzez wyliczenie gradientu funkcji  $\ell$  względem parametrów  $\mu$  i  $\sigma^2$  oraz przyrównanie ich do 0. Gradient funkcji  $\ell$  względem parametru  $\mu$  można opisać równaniem

$$\frac{\partial \ell}{\partial \mu} = \frac{\sum_{i=1}^N \ln(x_i)}{\hat{\sigma}^2} - \frac{2N\hat{\mu}}{2\hat{\sigma}^2} = 0, \quad (5.22)$$

którego rozwiązanie umożliwia uzyskanie estymatora  $\hat{\mu}$

$$\hat{\mu} = \frac{\sum_{i=1}^N \ln(x_i)}{N}. \quad (5.23)$$

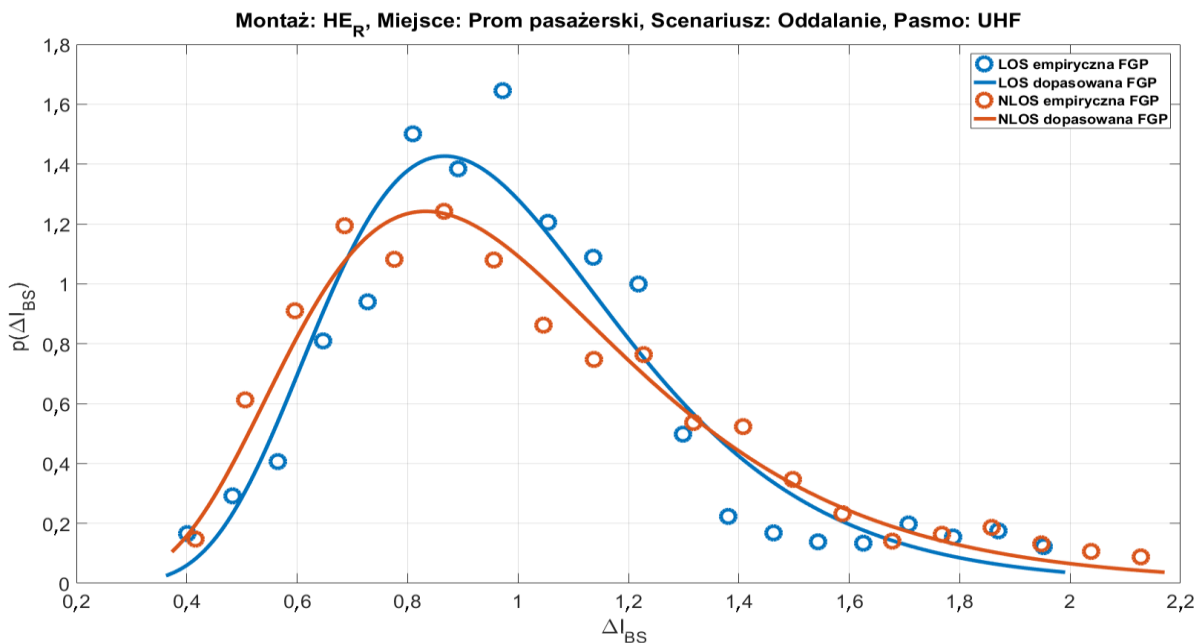
Podobnie gradient funkcji  $\ell$  względem parametru  $\sigma^2$  można opisać równaniem

$$\frac{\partial \ell}{\partial \sigma^2} = -\frac{N}{2} \frac{1}{\hat{\sigma}^2} - \frac{\sum_{i=1}^N (\ln(x_i) - \hat{\mu})^2}{2} (-\hat{\sigma}^2)^{-2} = 0, \quad (5.24)$$

którego rozwiązanie umożliwia uzyskanie estymatora  $\hat{\sigma}^2$

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\sum_{i=1}^N \left\{ \ln(x_i) - \frac{\sum_{i=1}^N [\ln(x_i)]}{N} \right\}^2}{N}. \quad (5.25)$$

Na rys. 5.14 przedstawiono przykładowe wyniki funkcji gęstości prawdopodobieństw dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych do empirycznych rozkładów zaników, dla jednego ze scenariuszy pomiarowych, pasma częstotliwościowego UHF w środowisku promu pasażerskiego dla warunków LOS i NLOS.



Rys. 5.14. Przykładowe wyniki funkcji gęstości prawdopodobieństw dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych do empirycznych rozkładów zaników dla jednego ze scenariuszy pomiarowych, pasma częstotliwościowego UHF w środowisku promu pasażerskiego dla warunków LOS i NLOS.

Zgodnie z oczekiwaniami, wartości empiryczne w warunkach LOS posiadają mniejszą wartość odchylenia standardowego, co skutkuje większym skupieniem danych wokół wartości średniej. Warto również zwrócić uwagę na usytuowanie maksimów wyznaczonych FGP, które są mniejsze od jedności. W skali logarytmicznej odpowiada to wartościom mniejszym od 0 dB i oznacza, że najczęściej występujące wartości pomierzonego sygnału nie są równe wartościom średnim, co jest typowe dla niesymetrycznych rozkładów prawdopodobieństwa.

Wymagana jest jednak numeryczna ocena przystawalności pomierzonych wyników empirycznych zaników wolnozmiennych do estymowanego rozkładu logarytmiczno-normalnego określonego parametrami (5.23), (5.25). Dlatego wykorzystano dwie metody statystycznej oceny przystawalności estymowanych rozkładów prawdopodobieństw do danych, tj. współczynnika korelacji Pearsona oraz testu zgodności chi-kwadrat  $\chi^2$  [17, 27].

Istnienie oraz istotność związku pomiędzy danymi empirycznymi, a estymowanym rozkładem prawdopodobieństwa można określać za pomocą współczynnika korelacji  $\rho_{XY}$  określanego dla dwóch zmiennych losowych  $X$  i  $Y$  przy pomocy ilorazu kowariancji i iloczynu odchyłeń standardowych tych zmiennych

$$\rho_{XY} = \frac{C_{XY}}{\sigma_X \sigma_Y}, \quad (5.26)$$

gdzie  $C_{XY}$  jest kowariancją zmiennych  $X$  i  $Y$ . W szczególności dla zmiennych losowych o dyskretnych rozkładach, gdzie w analizowanym przypadku liczba par wartości jest równa liczbie wybranych przedziałów  $B$ , zależność (5.26) można przedstawić jako

$$r_{XY} = \frac{\sum_{i=1}^B (X_i - \bar{X})(Y_i - \bar{Y})}{\left[ \left( \sum_{i=1}^B (X_i^2 - B\bar{X}^2) \right) \left( \sum_{i=1}^B (Y_i^2 - B\bar{Y}^2) \right) \right]^{1/2}}, \quad (5.27)$$

gdzie  $\bar{X}$  oraz  $\bar{Y}$  są wartościami średnimi obu zmiennych losowych. Współczynnik korelacji  $r_{XY}$  jest zawarty w przedziale od  $-1$  do  $+1$  i osiąga wartości graniczne, gdy wyniki obserwacji wykazują zależność ściśle liniową [17, 27]. Dla analizowanych danych określono zatem, iż wyznaczona wartość współczynnika korelacji powinna być bliska jedności i większa od empirycznie dobranego progu akceptowalności  $r_{TH} = 0,90$  dla przystawalności pomierzonych wyników empirycznych zaników wolnozmiennych do estymowanego rozkładu logarytmiczno-normalnego.



Drugą analizą równoważności empirycznej gęstości prawdopodobieństwa zaników z wyznaczonym rozkładem logarytmiczno-normalnym gęstości prawdopodobieństwa jest szeroko stosowany test zgodności  $\chi^2$ . Polega on na zastosowaniu statystyki o przybliżonym rozkładzie  $\chi^2$  jako miary rozbieżności między empiryczną funkcją gęstości prawdopodobieństwa a teoretyczną funkcją gęstości prawdopodobieństwa [17, 27]. Statystyka ta określona jest zależnością

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^B \frac{(f_i - F_i)^2}{F_i}, \quad (5.28)$$

gdzie  $f_i$  jest częstością obserwowaną w  $i$ -tym przedziale, a  $F_i$  jest częstością oczekiwaną w  $i$ -tym przedziale. Obliczona z zależności (5.28) rozbieżność porównywana jest z przedziałem akceptacji

$$\chi^2 \leq \chi_{v;\alpha}^2, \quad (5.29)$$

gdzie  $\alpha$  jest poziomem istotności, a  $v$  to liczba stopni swobody

$$v = B - c - 1, \quad (5.30)$$

gdzie  $c$  to liczba parametrów rozkładu teoretycznego szacowanego na podstawie danych pomiarowych. Jeżeli spełniony jest warunek (5.29), czyli  $\chi^2$  jest mniejsze lub równe  $\chi_{d;\alpha}^2$ , to przyjmuje się rozkład teoretyczny na poziomie istotności  $\alpha$ . Dla wszystkich analizowanych w niniejszej rozprawie wyników przyjęto poziom istotności  $\alpha=0,05$ . Wartość progową przedziału akceptacji  $\chi_{v;\alpha}^2 = 27,58$ , dla  $v=17$  wyznaczono z wykorzystaniem odwrotnej funkcji dystrybuanty rozkładu  $\chi^2$  i jest to wartość zgodna z powszechnie dostępnymi tabelaryzowanymi danymi [117].

Na podstawie opisanych dotychczas zależności (5.10 – 5.30) wyznaczono dopasowane do empirycznych danych zaników mocy sygnału  $\Delta I_{BS[dB]}$  logarytmiczno-normalne rozkłady prawdopodobieństw. Proces ten wspomagano środowiskiem programistycznym MATLAB wykorzystując metodę *fitdist*, która jest implementacją metody największej wiarygodności MLE. Oceniono również numerycznie przystawalność wyników empirycznych do estymowanych rozkładów za pomocą współczynnika korelacji Pearsona  $r$  oraz testu zgodności  $\chi^2$ .

Szczegółowe wyniki analizy dopasowania wraz z numeryczną oceną przystawalności rozkładów logarytmiczno-normalnych do empirycznych danych zaników mocy sygnału

przedstawiono w załączniku A. Uzyskane wyniki wykazały jednak, że przyjęty rozkład logarytmiczno-normalny dobrze opisuje empiryczne wartości zaników niezależnie od miejsca montażu anteny, scenariusza pomiarowego, warunków bezpośredniej widoczności obu anten, czy środowiska propagacyjnego.

### 5.2.2.3. Składowa zaników szybkozmiennych

Opis rozkładu tłumienia sygnału dla komunikacji typu *off-body* (5.6) uwzględnia składową zjawiska zaników szybkozmiennych  $\Delta L_{MF[dB]}$ . Reprezentuje ona wpływ ruchu ludzkiego ciała i zjawiska wielodrogowości w analizowanym środowisku propagacyjnym. Z powodu losowej natury tego zjawiska, składowa  $\Delta L_{MF[dB]}$  ma również charakter losowy i jest reprezentowana przez zmienną losową.

Wyodrębnienie składowej zjawiska zaników szybkozmiennych  $\Delta L_{MF[dB]}$  możliwe jest poprzez odjęcie wartości składowej złożonej  $\overline{L_{PT[dB]}(d)}$  (5.10) (zawierającej składową średniego tłumienia  $\overline{L_{P[dB]}}$  oraz składową cienia radiowego  $\Delta L_{BS[dB]}$ ) od chwilowych wartości tłumienia propagacyjnego  $L_{PT[dB]}(d)$

$$\Delta L_{MF[dB]} = L_{PT[dB]}(d) - \overline{L_{PT[dB]}(d)}, \quad (5.31)$$

Metodyka wyznaczania wartości empirycznego rozkładu zaników szybkozmiennych i estymacja rozkładu prawdopodobieństw jest bardzo zbliżona do tej zastosowanej dla zaników wolnozmiennych. Uzyskane wartości amplitud zaników  $\Delta L_{MF[dB]}$  przekształcono do postaci liniowej, tak by uzyskać jedynie dodatnie wartości

$$\Delta l_{MF} = 10^{\frac{\Delta L_{MF[dB]}}{20}}. \quad (5.32)$$

Następnie wyznaczono znormalizowane histogramy zaników  $P(\Delta l_{MF})$ , analogicznie do zależności (5.15) oraz (5.16) dla liczby przedziałów  $B=200$ , których dystrybuanta posłużyła do redukcji wartości wynikowych. Wartość progową  $\Delta l_{MFTH}$  akceptowalności wyników wyznaczano adaptacyjnie, przy założeniu uwzględnienia 95% wyników do dalszej analizy. Podobnie jak dla zaników wolnozmiennych, miało to na celu eliminację wartości granicznych zaników, mogących zaburzać proces dopasowania funkcji rozkładu prawdopodobieństwa zmiennej losowej do danych empirycznych. Jednak wiadomo, że przy zastosowaniu jednego z rozkładów zmiennej losowej nadal istnieje prawdopodobieństwo wystąpienia tychże wartości granicznych w symulowanym rozkładzie tłumienia

propagacyjnego. W dalszej części niniejszej rozprawy empiryczny rozkład zaników  $\Delta l_{MF}$  utożsamiany będzie z uzyskanymi zredukowanymi wartościami empirycznymi. Następnie, zgodnie z zależnościami (5.15) i (5.16), wyznaczono znormalizowane histogramy zaników  $P(\Delta l_{MF})$  dla liczby przedziałów  $B=20$ , które posłużyły do dalszej analizy.

Na podstawie dostępnych w literaturze przedmiotu analiz zaników szybkozmiennych, zarówno dla kanałów wąskopasmowych, jak i ultraszerokopasmowych, wybrano najczęściej dopasowywane rozkłady prawdopodobieństw do wartości empirycznych tj. normalny, logarytmiczno-normalny, Rice'a, Rayleigha, Weibulla oraz Nakagami-m. Dla komunikacji w sieciach WBAN wskazano rozkład logarytmiczno-normalny oraz Weibulla jako te, które najdokładniej odzwierciedlają rozkład amplitudy zaników krótkookresowych. Z mniejszym powodzeniem rozkład Nakagami-m znajduje zastosowanie w opisie wyników tychże zaników. Statystycznie rozkłady Rice'a oraz Rayleigha w sieciach BAN zwykle nie znajdują zastosowania, ze względu na ich niski współczynnik przystawalności do wartości empirycznych [11, 17, 51, 92].

Funkcje gęstości prawdopodobieństwa wybranych rozkładów określających empiryczne wartości zaników krótkookresowych opisano zależnościami (5.33) – (5.40) oraz dla rozkładu logarytmiczno-normalnego opisanego zależnością (5.13).

Rozkład normalny (zwany również rozkładem Gaussa) jest w pełni opisany przez jego wartość średnią  $\mu_N$  oraz odchylenie standardowe  $\sigma_N$ , a jego funkcja gęstości prawdopodobieństwa  $p(u)$  określona jest jako

$$p(u) = \frac{1}{\sigma_N \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{u - \mu_N}{\sigma_N} \right)^2 \right], \quad -\infty < u < +\infty. \quad (5.33)$$

Funkcję gęstości prawdopodobieństwa zmiennej losowej o rozkładzie Rayleigha opisuje się zależnością

$$p(u) = \frac{u}{\sigma_{RAY}^2} \exp \left( -\frac{u^2}{2\sigma_{RAY}^2} \right), \quad u \geq 0, \quad (5.34)$$

gdzie  $\sigma_{RAY}$  jest tzw. parametrem skali, a zmienna losowa  $u$  stanowi średnią geometryczną dwóch niezależnych zmiennych losowych o rozkładzie normalnym z zerową wartością średnią. Zgodnie z powyższym oraz z zależnością (5.30) liczba stopni swobody rozkładu wynosi  $\nu=18$ , co wpływa na inną wartość progową przedziału akceptacji  $\chi_{\nu,\alpha}^2 = 28,87$  względem pozostałych rozpatrywanych rozkładów.

Rozkład Rice'a (zwany również rozkładem Nakagamię-n) stanowi uogólnienie rozkładu Rayleigha i wyrażony jest zależnością

$$p(u) = \frac{u}{\sigma_R^2} \exp\left(-\frac{u^2 + s_R^2}{2\sigma_R^2}\right) I_0\left(\frac{u \cdot s_R}{\sigma_R^2}\right), \quad u \geq 0, \quad (5.35)$$

gdzie  $I_0(\cdot)$  to zmodyfikowana funkcja Bessel'a pierwszego rodzaju i zerowego rzędu,  $\sigma_R$  jest dominantą, a  $s_R$  składową deterministyczną.

Funkcję gęstości prawdopodobieństwa zmiennej losowej o rozkładzie Nakagamię-m opisuje się zależnością

$$p(u) = \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega^m} u^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega}u^2\right), \quad u \geq 0, m \geq \frac{1}{2}, \quad (5.36)$$

gdzie:

$m$  jest parametrem kształtu:

$$m = \frac{[E(u^2)]^2}{S^2(u^2)} \geq \frac{1}{2}, \quad (5.37)$$

$\Omega$  jest parametrem skali tj. momentem drugiego rzędu zmiennej losowej  $u$

$$\Omega = E(u^2), \quad (5.38)$$

$\Gamma$  jest funkcją Gamma opisaną zależnością

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} t^{m-1} e^{-t} dt. \quad (5.39)$$

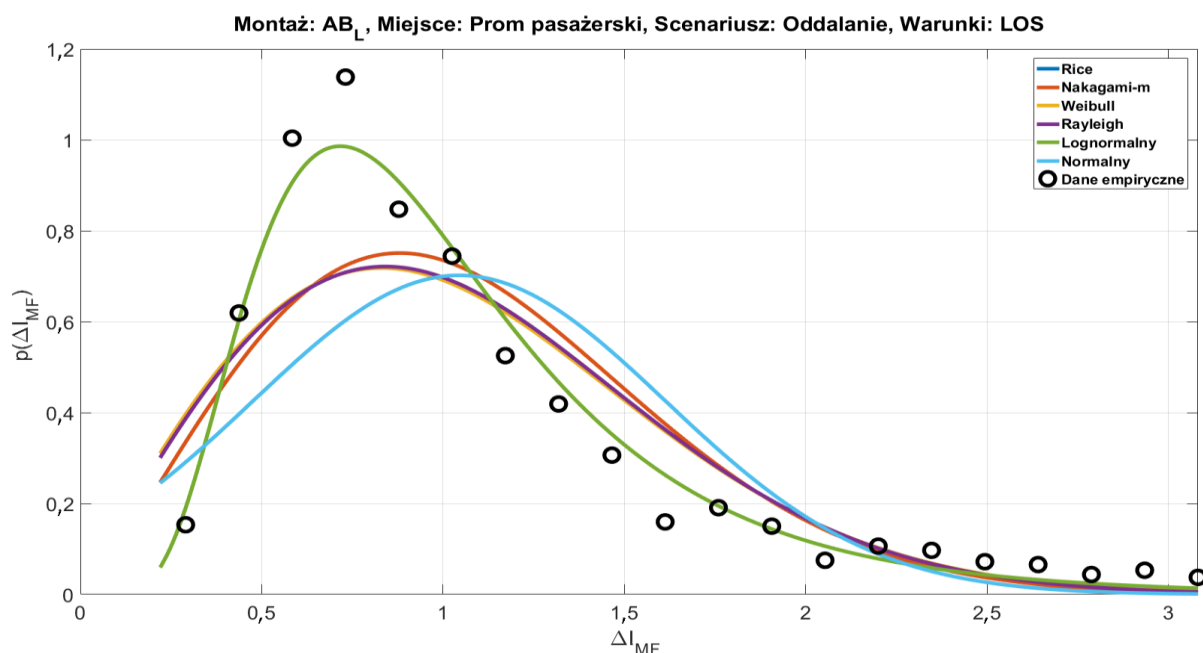
Funkcję gęstości prawdopodobieństwa zmiennej losowej o rozkładzie Weibulla opisuje się zależnością

$$p(u) = \frac{\alpha_W}{\beta_W} \left(\frac{u}{\beta_W}\right)^{\alpha_W-1} \exp\left[-\left(\frac{u}{\beta_W}\right)^{\alpha_W}\right], \quad u \geq 0, \alpha_W, \beta_W > 0, \quad (5.40)$$

gdzie  $\alpha_W$  jest parametrem kształtu, a  $\beta_W$  jest parametrem skali.

Opisane rozkłady prawdopodobieństw dopasowano do empirycznego rozkładu zaników krótkookresowych przy wykorzystaniu funkcji wiarygodności MLE (5.17) zaimplementowanej w metodzie *fitdist*, która stanowi integralną część narzędzi do statystyki i uczenia maszynowego środowiska programistycznego MATLAB [75]. Na rys. 5.15 przedstawiono przykładowe wyniki funkcji gęstości prawdopodobieństw zmiennych losowych dopasowanych do empirycznych rozkładów zaników dla jednego ze scenariuszy pomiarowych, pasma częstotliwościowego UHF w środowisku promu pasażerskiego dla

warunków NLOS. Widoczna asymetria wyników oraz ich skupienie wokół wartości średniej sprawia, iż dla przedstawionego rozkładu amplitud najlepsze dopasowanie uzyskał rozkład logarytmiczno-normalny. Prócz subiektywnej oceny wykresów wyznaczono numeryczne wskaźniki przystawalności wyników empirycznych do estymowanych rozkładów wykorzystując do tego współczynnik korelacji Pearsona  $r$  (5.27) oraz test zgodności  $\chi^2$  (5.28).



Rys. 5.15. Przykładowe wyniki funkcji gęstości prawdopodobieństw zmiennych losowych dopasowanych do empirycznych rozkładów zaników dla jednego ze scenariuszy pomiarowych, pasma częstotliwościowego UHF w środowisku promu pasażerskiego dla warunków NLOS.

Szczegółowe wyniki analizy dopasowania, wraz z numeryczną oceną przystawalności, wybranych rozkładów prawdopodobieństw zmiennych losowych do empirycznych danych zaników krótkookresowych mocy sygnału przedstawiono w załączniku B.

Na podstawie uzyskanych wyników i wielowymiarowej analizy danych zdecydowano, iż zarówno dla kanału wąskopasmowego, jak również dla kanału ultraszerokopasmowego, rozkład amplitudy zaników krótkookresowych powinien być modelowany rozkładem logarytmiczno-normalnym. Zróżnicowanie tłumienia propagacyjnego względem m.in. scenariuszy pomiarowych, czy miejsc montażu anten ograniczono do wyboru parametrów tego rozkładu na podstawie uzyskanych wyników.

#### 5.2.2.4. Analiza statystyczna wyznaczonego modelu propagacyjnego

Mając na uwadze uzyskane wyniki przedstawione w rozdziałach 5.2.2.1 – 5.2.2.3 i załącznikach A oraz B, wyznaczony autorski model propagacyjny, którego składowe określono zależnościami (5.7), (5.12) i (5.31) można wyrazić następująco

$$L_{PT[dB]} = \overline{L_P(d_0)} + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + 10 \cdot \log_{10} (LG(\mu_B, \sigma_B)) + 20 \cdot \log_{10} (LG(\mu_F, \sigma_F)), \quad (5.41)$$

gdzie:

$\overline{L_P(d_0)}$  – średnia wartość tłumienia propagacyjnego w odległości referencyjnej  $d_0$ [m],

$n$  – odległościowy indeks spadku mocy sygnału odbieranego,

$LG(\mu_B, \sigma_B)$  – zmienna losowa o rozkładzie logarytmiczno-normalnym reprezentująca zmianę mocy chwilowej spowodowaną efektem cienia radiowego, przy czym  $\mu_B$  oraz  $\sigma_B$  (wyrażone w skali liniowej) są odpowiednio wartością średnią i odchyleniem standardowym tego rozkładu,

$LG(\mu_F, \sigma_F)$  – zmienna losowa o rozkładzie logarytmiczno-normalnym reprezentująca zmianę amplitudy chwilowej sygnału w postaci zaników szybkozmiennych spowodowanych efektem propagacji wielodrogowej, przy czym  $\mu_F$  oraz  $\sigma_F$  (wyrażone w skali liniowej) są odpowiednio wartością średnią i odchyleniem standardowym tego rozkładu.

W załączniku C przedstawiono szczegółową analizę przystawalności opracowanego modelu propagacyjnego do danych empirycznych z wykorzystaniem dwóch miar oceny statystycznej tj. błędu standardowego estymacji SEE opisanego zależnością (5.8) oraz błędu średniego ME opisanego zależnością (5.9). Na podstawie uzyskanych wyników stwierdzono, że opracowany model wystarczająco dokładnie opisuje rozkład tłumienia propagacyjnego dla analizowanego wąskopasmowego i ultraszerokopasmowego kanału pracującego na częstotliwości odpowiednio 868 MHz oraz 6489 MHz.

Mając na uwadze uzyskane wyniki określono zakresy parametrów modelu propagacyjnego (5.41) dla pasm częstotliwościowych, środowisk propagacyjnych, miejsc montażu węzła mobilnego oraz warunków bezpośredniej widoczności obu anten. Stabelaryzowane parametry przedstawiono w tab. 5.7 oraz w tab. 5.8. Przy czym, możliwe jest zastosowanie uogólnionego modelu, w którym podane zakresy można zredukować do pojedynczej wartości parametru poprzez obliczenie średniej arytmetycznej jego wartości granicznych.

Tab. 5.7. Parametry modelu propagacyjnego dla pasma częstotliwościowego UHF.

Pasma częstotliwościowe NB 868 MHz							
Środowisko promu pasażerskiego							
MIEJSCE MONTAŻU	xLOS	$n$	$\overline{L_P(d_0)}$	$\mu_B$	$\sigma_B$	$\mu_F$	$\sigma_F$
HE <sub>R</sub>	LOS	[0,32; 0,34]	[71,9; 75,9]	[-0,057; -0,048]	[0,308; 0,405]	[-0,081; -0,083]	[0,434; 0,484]
	NLOS	[0,16; 2,56]	[72,1; 76,2]	[-0,087; -0,052]	[0,361; 0,605]	[-0,083; -0,087]	[0,423; 0,457]
TO <sub>F</sub>	LOS	[0,24; 0,34]	[64,7; 73,3]	[-0,072; -0,002]	[0,194; 0,467]	[-0,070; -0,049]	[0,347; 0,360]
	NLOS	[1,40; 2,51]	[65,9; 73,6]	[-0,043; -0,039]	[0,371; 0,439]	[-0,080; -0,095]	[0,412; 0,477]
AB <sub>L</sub>	LOS	[0,16; 0,21]	[68,3; 70,8]	[-0,061; -0,045]	[0,265; 0,425]	[-0,087; -0,078]	[0,399; 0,405]
	NLOS	[2,95; 3,80]	[69,7; 71,9]	[-0,071; -0,045]	[0,346; 0,436]	[-0,082; -0,084]	[0,464; 0,498]
Środowisko wewnątrzbudynkowe							
MIEJSCE MONTAŻU	xLOS	$n$	$\overline{L_P(d_0)}$	$\mu_B$	$\sigma_B$	$\mu_F$	$\sigma_F$
HE <sub>R</sub>	LOS	[1,25; 1,30]	[59,8; 62,3]	[-0,032; -0,029]	[0,233; 0,296]	[-0,091; -0,083]	[0,385; 0,419]
	NLOS	[0,32; 0,35]	[76,6; 77,1]	[-0,029; -0,009]	[0,070; 0,247]	[-0,076; -0,058]	[0,401; 0,409]
TO <sub>F</sub>	LOS	[1,33; 1,80]	[51,4; 62,0]	[-0,039; -0,005]	[0,304; 0,442]	-0,089	[0,363; 0,457]
	NLOS	[-1,63; -0,10]	78,4	[-0,032; -0,017]	[0,104; 0,229]	[-0,072; -0,076]	[0,396; 0,534]
AB <sub>L</sub>	LOS	[1,04; 1,76]	[55,0; 60,4]	[-0,041; -0,038]	[0,225; 0,327]	[-0,086; -0,083]	[0,385; 0,389]
	NLOS	[-4,48; -2,02]	[79,1; 80,9]	[-0,031; -0,024]	[0,177; 0,272]	[-0,084; -0,088]	[0,422; 0,480]

Tab. 5.8. Parametry modelu propagacyjnego dla pasma częstotliwościowego UWB.

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz							
Środowisko promu pasażerskiego							
MIEJSCE MONTAŻU	xLOS	$n$	$\overline{L_P(d_0)}$	$\mu_B$	$\sigma_B$	$\mu_F$	$\sigma_F$
HE <sub>R</sub>	LOS	[0,61; 0,79]	[23,4; 25,7]	[-0,070; -0,047]	[0,290; 0,497]	[-0,061; -0,056]	[0,275; 0,354]
	NLOS	[3,12; 3,46]	[26,1; 27,7]	[-0,064; -0,048]	[0,403; 0,515]	[-0,058; -0,055]	[0,387; 0,395]
TO <sub>F</sub>	LOS	[0,13; 0,85]	[24,0; 28,4]	[-0,049; -0,039]	[0,289; 0,394]	[-0,055; -0,052]	[0,169; 0,312]
	NLOS	[2,16; 2,41]	[27,3; 29,5]	[-0,059; -0,039]	[0,397; 0,600]	[-0,062; -0,046]	[0,332; 0,392]
AB <sub>L</sub>	LOS	[0,27; 0,54]	[25,6; 28,9]	[-0,072; -0,058]	[0,475; 0,515]	-0,061	[0,313; 0,348]
	NLOS	[1,25; 2,58]	[28,4; 30,7]	[-0,077; -0,072]	[0,634; 0,644]	[-0,077; -0,072]	[0,398; 0,401]
Środowisko wewnątrzbudynkowe							
MIEJSCE MONTAŻU	xLOS	$n$	$\overline{L_P(d_0)}$	$\mu_B$	$\sigma_B$	$\mu_F$	$\sigma_F$
HE <sub>R</sub>	LOS	[0,56; 0,75]	[37,1; 37,5]	[-0,102; -0,080]	[0,228; 0,457]	[-0,022; -0,027]	[0,111; 0,130]
	NLOS	[-1,21; 1,96]	[52,7; 53,1]	[-0,047; -0,039]	[0,343; 0,425]	[-0,030; -0,035]	[0,239; 0,254]
TO <sub>F</sub>	LOS	[0,46; 0,86]	[36,8; 44,4]	[-0,059; -0,053]	[0,255; 0,527]	[-0,031; -0,014]	[0,069; 0,207]
	NLOS	[-1,55; 1,24]	[49,6; 55,2]	[-0,068; -0,029]	[0,391; 0,517]	[-0,040; -0,038]	[0,288; 0,298]
AB <sub>L</sub>	LOS	[0,42; 0,47]	[36,9; 42,7]	[-0,049; -0,040]	[0,139; 0,528]	[-0,036; -0,021]	[0,103; 0,241]
	NLOS	[0,61; 0,92]	[49,6; 51,4]	[-0,063; -0,046]	[0,440; 0,607]	[-0,044; -0,040]	[0,317; 0,331]

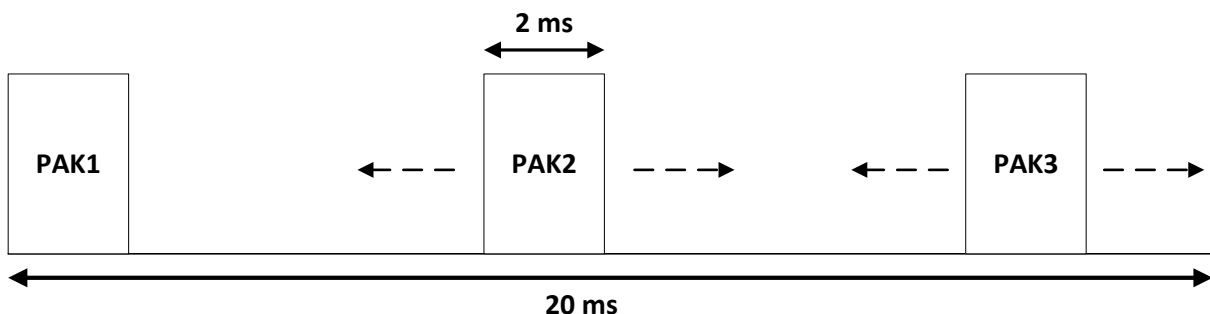


### 5.2.2.5. Tłumienie propagacyjne kanału ultraszerokopasmowego

Wyjaśnienia wymaga zagadnienie modelowania tłumienia propagacyjnego kanału ultraszerokopasmowego. Gdy pasmo sygnału nadanego jest większe od pasma koherencji kanału, a taki warunek jest spełniony dla analizowanego interfejsu ultraszerokopasmowego, to mamy do czynienia z kanałem z zanikami selektywnymi częstotliwościowo [86]. Oznacza to, iż różne częstotliwości składowe sygnału doznają zaniku o różnej głębokości. Biorąc pod uwagę powyższe oraz możliwości zastosowanego modemu radiowego DWM1000 opisanego szerzej w rozdziale 4, w celu dokładniejszego odwzorowania rzeczywistego kanału propagacyjnego zdecydowano się oszacować zmianę całkowitej mocy sygnału odbieranego w trakcie 20 ms szczeliny czasowej, którą należy ewentualnie uwzględnić w opracowanym modelu propagacyjnym.

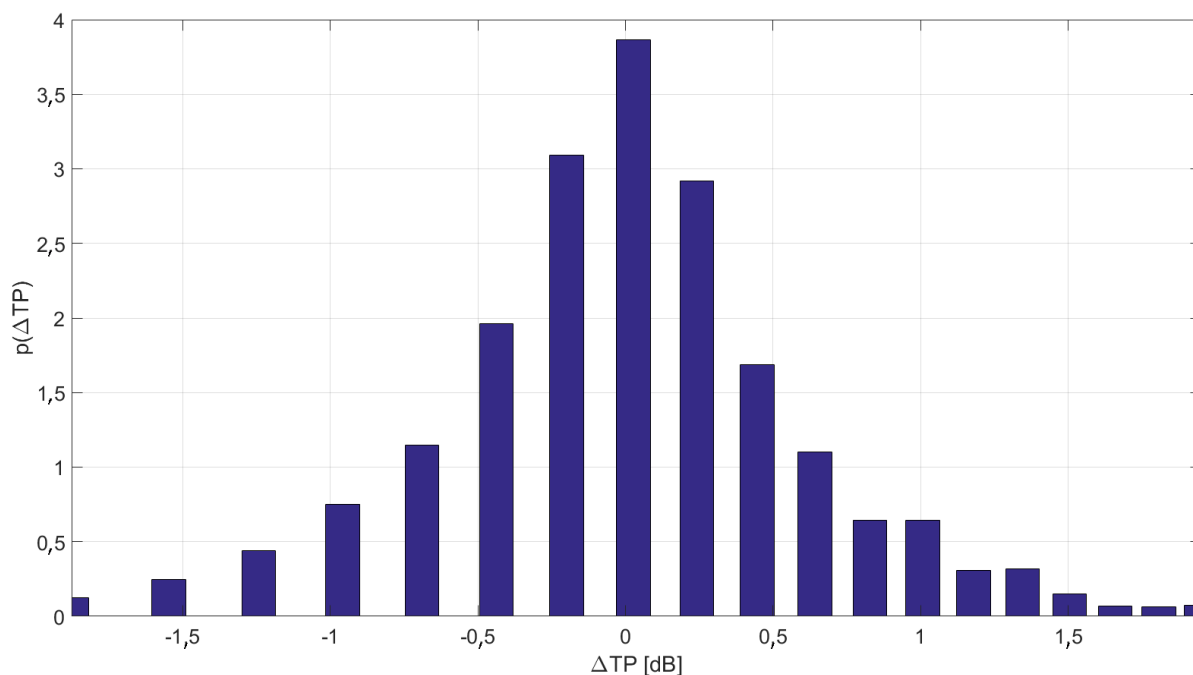
Długość szczeliny czasowej dobrano empirycznie na podstawie przeprowadzonych badań w ramach projektu badawczo-rozwojowego pt. *System i urządzenia do zdalnego monitoringu położenia osób w środowiskach zamkniętych SALON*, nr DOBR-BIO4/058/13045/2013, w którym autor niniejszej rozprawy był jednym z głównych wykonawców. Zdecydowano, iż wybrana wartość 20 ms stanowi, również z punktu widzenia radiowych sieci BAN, istotny kompromis pomiędzy czasem trwania pojedynczej transmisji a pojemnością całej sieci [21, 22, 88, 89].

Zmianę całkowitej mocy sygnału odbieranego zdecydowano się zarejestrować poprzez przesyłanie trzech pakietów (PAK1, PAK2, PAK3) o czasie trwania 2 ms w trakcie 20 ms szczeliny czasowej, przy czym początek transmisji dwóch z tych trzech pakietów (PAK2, PAK3) był losowany w przedziałach odpowiednio 2 ms – 9 ms oraz 11 ms – 18 ms by uzyskać dane w całej 20 ms szczelinie czasowej. Zobrazowanie opracowanej metody pomiarowej przedstawiono na rys. 5.16.



Rys. 5.16. Sposób transmisji pakietów opracowanej metody pomiarowej zmiany całkowitej mocy sygnału odbieranego w trakcie 20 ms szczeliny czasowej dla interfejsu UWB.

Pomiary przeprowadzono dla scenariuszy dynamicznych i zebrano około 30 000 empirycznych wartości całkowitej mocy sygnału odbieranego dla wszystkich trzech pakietów. Wyznaczono empiryczny rozkład funkcji gęstości prawdopodobieństwa różnicy wartości całkowitej mocy sygnału odbieranego pomiędzy pakietami PAK2 i PAK3 a pakietem PAK1, by wyznaczyć dewiację tej mocy względem pakietu referencyjnego transmitowanego zawsze na początku szczeliny czasowej. Na rys. 5.17 przedstawiono empiryczny rozkład funkcji gęstości prawdopodobieństwa dewiacji mocy całkowitej sygnału odbieranego  $\Delta TP$  względem pakietu referencyjnego.



Rys. 5.17 Empiryczny rozkład funkcji gęstości prawdopodobieństwa dewiacji mocy całkowitej sygnału odbieranego względem pakietu referencyjnego.

Zgodnie z uzyskanymi wynikami 90% wartości zawiera się w przedziale  $\pm 1$  dB, natomiast 96% wartości zawiera się w przedziale  $\pm 1,5$  dB, przy czym kształt rozkładu empirycznej funkcji gęstości prawdopodobieństwa jest quasi-symetryczny z wartością średnią 0 dB. Na podstawie niniejszych wyników uznano, że podobnie jak dla kanału wąskopasmowego, można odwzorowywać tłumienie propagacyjne kanału ultraszerokopasmowego pojedynczą wartością wyznaczoną na podstawie autorskiego modelu (5.41) w trakcie trwania 20 ms szczeliny czasowej. Tym samym, można także wykorzystać charakterystykę szumową interfejsu radiowego do wyznaczenia prawdopodobieństwa odbioru pakietu, gdzie rozkład tłumienia sygnału radiowego (5.41) jest definiowany przez

estymowane parametry modelu propagacyjnego bez uwzględniania dodatkowej składowej dewiacji mocy dla interfejsu UWB wynikającej z charakterystyki kanału ultraszerokopasmowego.

### 5.2.3. Pomiary parametrów związanych z interfejsami radiowymi

Wyznaczenie parametrów kanałów radiowych analizowanych w niniejszej rozprawie jest jej kluczowym elementem ze względu na analizowane metody adaptacyjnego przydziału strumieni danych działających w oparciu o estymatę parametrów jakościowych tychże kanałów. Jednak opracowanie wiarygodnego symulatora sieci WBAN, dzięki któremu można porównać te metody, wymaga również uwzględnienia innych aspektów związanych w szczególności z zastosowanymi interfejsami radiowymi. Są to:

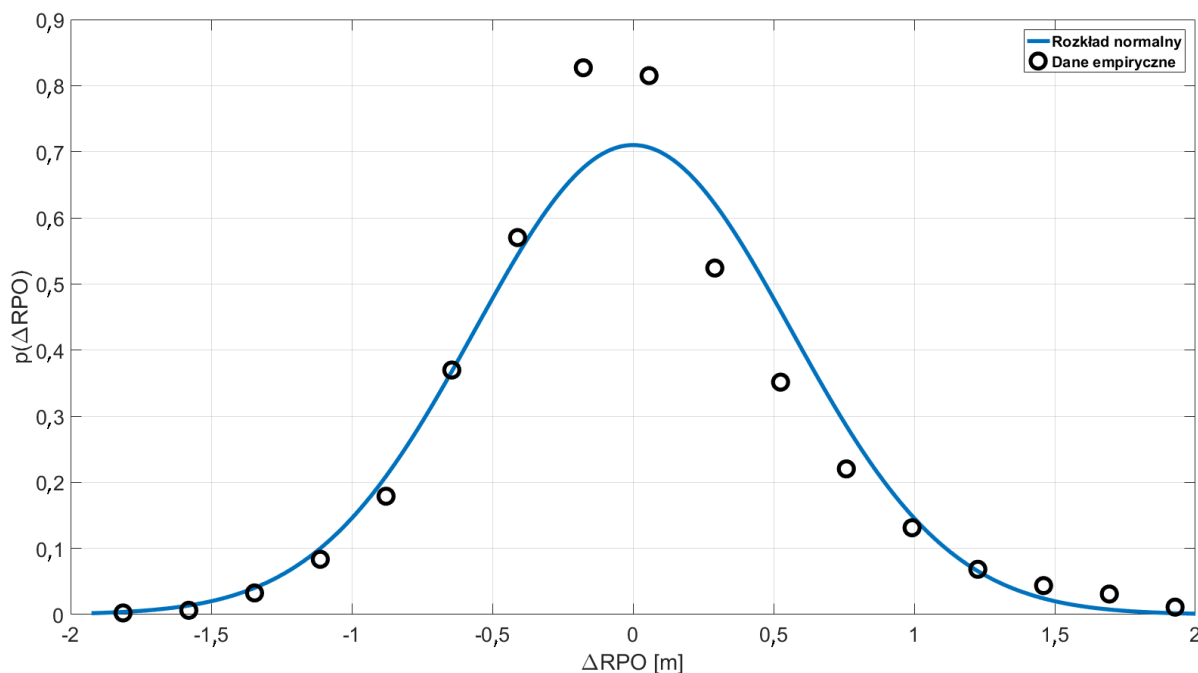
- dokładność realizacji radiowych pomiarów odległości,
- prawdopodobieństwo poprawnej detekcji warunków bezpośredniej widoczności anten,
- zależność wskaźnika jakości kanału radiowego od mocy sygnału odbieranego,
- charakterystyki szumowe obu interfejsów radiowych.

#### 5.2.3.1. Dokładność realizacji radiowych pomiarów odległości

Jak wiadomo, radiowe pomiary odległości obarczone są pewnym błędem pomiarowym [34, 78]. Zgodnie z wcześniejszym opisem dla środowiska promu pasażerskiego konieczne było wyznaczenie funkcji błędu RPO na podstawie wszystkich wyników zebranych w warunkach NLOS, której współczynnik kierunkowy wynosi  $a_{RPO} = 0,923$  oraz wyraz wolny  $b_{RPO} = 0,615$ . Dla środowiska promu pasażerskiego liniowa funkcja błędu nie została wyznaczona ze względu na wysoką dokładność uzyskiwanych wyników. Duże znaczenie ma również określenie rozkładu błędu estymowanej odległości, ze względu na wykorzystanie wyniku RPO w opracowanej w ramach niniejszej rozprawy metodzie AMASD.

Zgodnie z wynikami pomiarów dokładności wykorzystywanej metody SDS-TWR, opisanych w [78–82], zarówno w środowisku wewnątrzbudynkowym jak i w środowisku promu pasażerskiego, rozkład błędów wokół wartości średniej wyznaczania odległości dla stacjonarnych scenariuszy pomiarowych miał rozkład normalny. Założono, że dla analizowanej komunikacji typu *off-body* dla scenariuszy dynamicznych rozkład tego błędu wokół wartości średniej również będzie można przybliżyć rozkładem Gaussa, przy czym parametry tego rozkładu będą różne dla każdego ze scenariuszy pomiarowych w obu środowiskach propagacyjnych. Błąd  $\Delta RPO$  wyznaczono poprzez odjęcie wartości

empirycznych RPO od wartości wyjściowych filtra średniej ruchomej o długości  $M=10$ . Przy czym dla środowiska promu pasażerskiego były to wartości po zastosowaniu liniowej funkcji błędów RPO. Na rys. 5.18 przedstawiono przykładową empiryczną funkcję gęstości prawdopodobieństwa błędu radiowych pomiarów odległości  $\Delta RPO$  wokół wartości średniej z dopasowanym rozkładem normalnym dla jednego ze scenariuszy pomiarowych w środowisku promu pasażerskiego.



Rys. 5.18. Przykładowa empiryczna funkcja gęstości prawdopodobieństwa błędu radiowych pomiarów odległości z dopasowanym rozkładem normalnym dla jednego ze scenariuszy pomiarowych w środowisku promu pasażerskiego.

Wyznaczono wartości odchyleń standardowych dopasowanych rozkładów normalnych do empirycznych wartości błędu estymacji odległości dla wszystkich scenariuszy pomiarowych i przedstawiono w postaci tabelaryzowanej (tab. 5.9). W wynikach nie uwzględniono niemal zerowej wartości średniej dla wszystkich scenariuszy. Należy jednak pamiętać o liniowej funkcji błędu RPO dla środowiska promu pasażerskiego, którą przy symulacji rozkładu wartości RPO trzeba również uwzględnić.

Zgodnie z oczekiwaniami, dla wszystkich scenariuszy pomiarowych wartości błędów estymacji RPO są większe w warunkach NLOS, a wartości wyznaczone w środowisku wewnątrzbudynkowym są mniejsze od odpowiadających im wartości w środowisku promu pasażerskiego. Wynika to z omawianego dotychczas bardzo silnego tłumienia składowej

propagacji bezpośredniej w warunkach NLOS w środowisku promu pasażerskiego, przy mniejszym tłumieniu tej składowej w środowisku wewnątrzbudynkowym. W środowisku promu pasażerskiego największą wartość odchylenia standardowego  $\sigma=0,43$  m w warunkach LOS uzyskano dla montażu węzła na klatce piersiowej, co można wyjaśnić pełnym przysłonięciem ciała ludzkiego bezpośredniej widoczności anten węzła mobilnego oraz referencyjnego. Podobnie dla warunków NLOS uzyskano wartość odchylenia standardowego  $\sigma=0,66$  m. Również w środowisku wewnątrzbudynkowym w warunkach LOS największą wartość parametru  $\sigma=0,17$  m uzyskano dla montażu węzła na klatce piersiowej i jest to wartość niemal czterokrotnie mniejsza niż ta w środowisku promu pasażerskiego. Jednak największą wartość odchylenia standardowego  $\sigma=0,52$  m w warunkach NLOS uzyskano dla montażu węzła przy głowie  $HE_R$ , co spowodowane jest przysłonięciem głową bezpośredniej składowej docierającej do węzła mobilnego. Jest to jednak wartość mniejsza niż ta wyznaczona dla środowiska promu pasażerskiego.

Tab. 5.9. Wartości odchyłeń standardowych dopasowanych rozkładów normalnych do empirycznych wartości błędu estymacji odległości dla wszystkich scenariuszy pomiarowych.

Radiowe pomiary odległości				
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	PROM	BUDYNEK
			$\sigma$ [m]	$\sigma$ [m]
$HE_R$	APR	LOS	0,18	0,03
		NLOS	0,52	0,11
	DEP	LOS	0,28	0,03
		NLOS	0,56	0,52
$TO_F$	APR	LOS	0,09	0,03
		NLOS	0,49	0,17
	DEP	LOS	0,43	0,17
		NLOS	0,66	0,44
$AB_L$	APR	LOS	0,26	0,05
		NLOS	0,44	0,29
	DEP	LOS	0,25	0,07
		NLOS	0,48	0,13

### 5.2.3.2. Prawdopodobieństwo detekcji warunków bezpośredniej widoczności anten

Różnica estymowanej wartości mocy całkowitej sygnału odbieranego (4.1) oraz estymowanej wartości mocy pierwszej składowej (4.2) umożliwia określenie warunków bezpośredniej widoczności anten węzła mobilnego oraz węzła referencyjnego zgodnie z zależnością (4.3). Określenie warunków LOS i NLOS jest wykorzystywane w opracowanej metodzie AMASD jako czynnik warunkujący przyporządkowanie innych parametrów kanałów radiowych. W rzeczywistym środowisku propagacyjnym nie zachodzi stuprocentowe prawdopodobieństwo detekcji warunków bezpośredniej widoczności obu anten ze względu na fluktuacje amplitud sygnałów, selektywność częstotliwościową kanału i wpływ efektu wielodrogowości. Zdecydowano się wyznaczyć prawdopodobieństwa poprawnej detekcji warunków LOS i NLOS  $P(xLOS)$ , które determinują jakość działania metody AMASD i bezpośrednio wpływają na uzyskiwane przez nią wyniki.

Tab. 5.10. Wyniki wyznaczonych prawdopodobieństw poprawnej detekcji warunków bezpośredniej widoczności obu anten dla wszystkich scenariuszy pomiarowych.

Prawdopodobieństwo detekcji warunków bezpośredniej widoczności anten						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	PROM		BUDYNEK	
			$P(xLOS)$	$P(xLOS')$	$P(xLOS)$	$P(xLOS')$
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	0,89	0,98	0,98	0,97
		NLOS	0,95	0,97	0,94	0,97
	DEP	LOS	0,89	0,98	0,94	0,99
		NLOS	0,95	0,97	0,87	0,97
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	0,88	0,99	0,97	0,98
		NLOS	0,95	0,97	0,82	0,98
	DEP	LOS	0,83	0,99	0,85	0,99
		NLOS	0,97	0,97	0,92	0,98
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	0,91	0,98	0,98	0,97
		NLOS	0,93	0,97	0,84	0,99
	DEP	LOS	0,88	0,98	0,84	0,98
		NLOS	0,96	0,99	0,91	0,99

Wyznaczone na podstawie znanej geometrii korytarza i radiowych pomiarów odległości wyniki prawdopodobieństw dla wszystkich scenariuszy pomiarowych w obu środowiskach propagacyjnych przedstawiono w tab. 5.10.

Wszystkie wyniki prawdopodobieństw są większe od wartości 0,83, jednak biorąc pod uwagę duże znaczenie decyzji wynikowej na funkcjonowanie metody AMASD jest to wartość poniżej 0,95 progu akceptowalności ustalonego przez autora niniejszej rozprawy. Dlatego też zdecydowano się zastosować filtrację dolnoprzepustową opisaną szerzej w rozdziale 3., aby zminimalizować pojedyncze fluktuacje różnicy mocy sygnału oraz mocy pierwszej ścieżki, jednocześnie szybko reagując na rzeczywistą zmianę warunków. Zastosowanie filtracji umożliwiło uzyskanie wartości prawdopodobieństw minimum  $P(xLOS')=0,97$ , co jest wartością akceptowalną, a wyniki detekcji warunków bezpośredniej widoczności obu anten nie będą znacząco wpływały na wyniki metody AMASD.

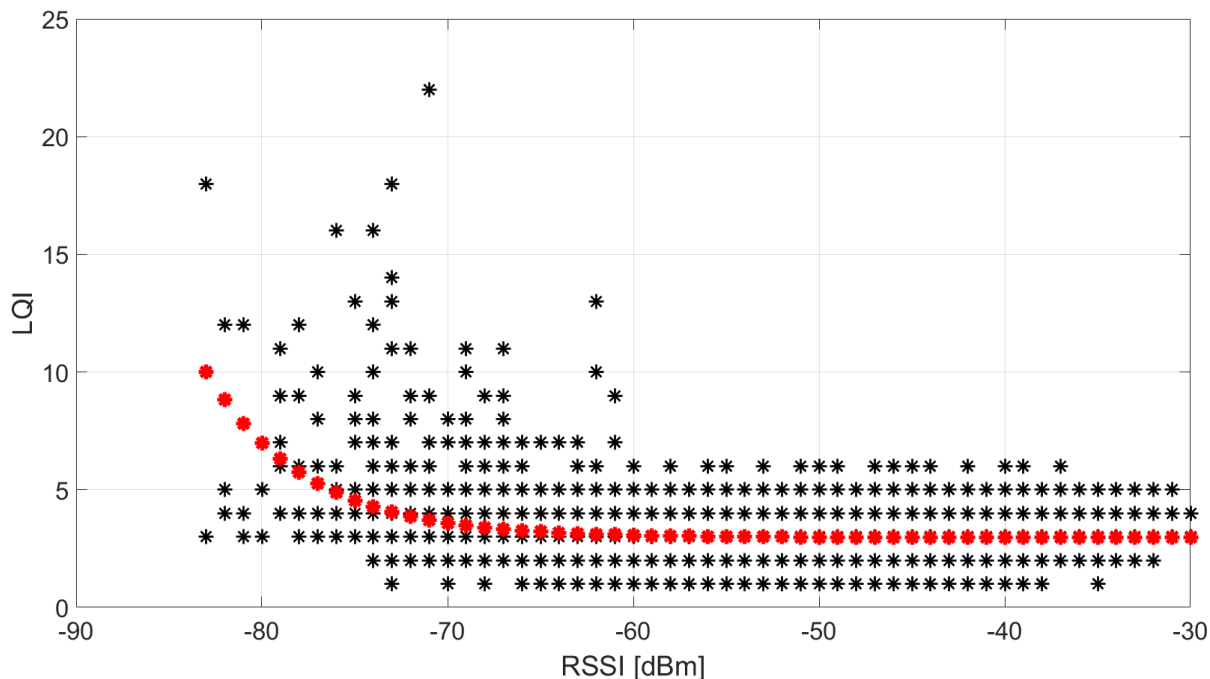
### 5.2.3.3. Wskaźnik jakości kanału radiowego

Wskaźnik jakości kanału radiowego LQI, zdefiniowany w standardzie 802.15.4, ma na celu parametryczną ocenę mocy i/lub jakości odebranego pakietu. Szczegółowy opis tego wskaźnika przedstawiono w rozdziale 4.1.1. Z bieżącego stanu literatury przedmiotu wynika, iż parametr ten jest bardzo często sprzężony ze wskaźnikiem mocy odbieranego sygnału RSSI, a prowadzone badania wykazują wykładniczą zależność obu tych parametrów względem siebie [20, 46].

W trakcie realizacji opisywanych dotychczas scenariuszy pomiarowych, z interfejsu NB uzyskiwana była również informacja o wskaźniku LQI, który był zsynchronizowany czasowo z wartością RSSI. Na tej podstawie wyznaczono wykładniczą funkcję regresji dla obu środowisk propagacyjnych, o postaci

$$f_{LQI}(RSSI) = e^{(-b \cdot RSSI + c)} + d, \quad (5.42)$$

gdzie  $b$ ,  $c$  i  $d$  to parametry tej funkcji. Na rys. 5.19 przedstawiono wykres wyników dopasowania wykładniczej funkcji regresji do empirycznych danych pomiarowych wskaźnika jakości kanału radiowego dla środowiska promu pasażerskiego.



Rys. 5.19. Wykres wyników dopasowania wykładniczej funkcji regresji do empirycznych danych pomiarowych wskaźnika jakości kanału radiowego dla środowiska promu pasażerskiego.

Jak można zauważyć wartości parametru LQI nie są silnie zależne od mocy sygnału odbieranego RSSI. Można jednak zauważyć niewielkie zmiany ich wartości w przypadku małej mocy sygnału odbieranego RSSI w warunkach NLOS. Wyznaczone parametry funkcji wykładniczej wynoszą  $b = 0,188$ ,  $c = -13,61$  oraz  $d = 2,972$ . Rozkład wartości wokół wyznaczonej funkcji regresji zdecydowano się opisać rozkładem normalnym o wartości średniej  $\mu = 0$  i odchyleniu standardowym  $\sigma = 0,779$ , co wskazuje na mały rozrzut tych wartości wokół wyznaczonej funkcji regresji liniowej.

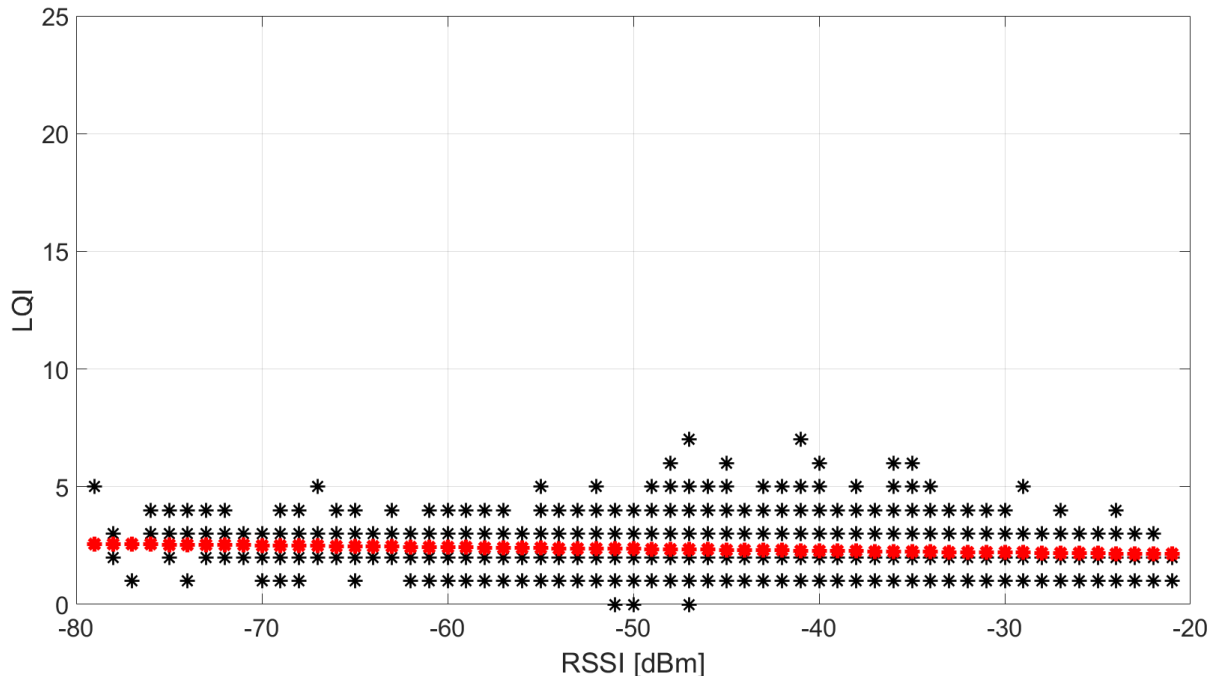
Podobną analizę przeprowadzono dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Na rys. 5.20 przedstawiono wykres wyników dopasowania funkcji regresji do empirycznych danych pomiarowych wskaźnika jakości kanału radiowego dla środowiska wewnątrzbudynkowego.

Uzyskane wyniki wskazują niemal liniową zależność parametru LQI od mocy odbieranego sygnału RSSI. Zdecydowano się zatem opisać tę zależność funkcją liniową

$$f_{LQI}(RSSI) = a \cdot RSSI + b, \quad (5.43)$$



gdzie  $a = -0.008$  jest współczynnikiem kierunkowym tej funkcji, a  $b = 1,976$  jest wyrazem wolnym. Wyznaczono również odchylenie standardowe  $\sigma = 0,541$  rozkładu wyników empirycznych wokół wyznaczonej funkcji regresji.



Rys. 5.20. Wykres wyników dopasowania funkcji regresji do empirycznych danych pomiarowych wskaźnika jakości kanału radiowego dla środowiska wewnątrzbudynkowego.

Przedstawione wyniki potwierdzają, iż dla analizowanej radiowej sieci BAN, gdzie nie występują interferencje pomiędzy transmisjami od poszczególnych węzłów, wskaźnik LQI nie może być parametrem determinującym przydział strumieni danych w interfejsie wąskopasmowym. Spodziewać się również można, iż algorytm ALBS wykorzystujący ten parametr do przydziału strumieni danych będzie uzyskiwał gorsze wyniki względem innych metod, ze względu na brak zmian wskaźnika LQI niezależnie od mocy odbieranego sygnału w analizowanej radiowej sieci BAN.

#### 5.2.3.4. Charakterystyki szumowe interfejsów radiowych

Symulacje radiowych sieci BAN, czy też radiowych sieci sensorowych wymagają określenia poziomu mocy sygnału, który wyznacza granicę poprawnego odbioru pakietu [68, 69]. Analizowane w niniejszej rozprawie zagadnienie adaptacyjnego przydziału strumieni danych poprzez dynamiczną zmianę przepływności transmisji wymaga zatem wyznaczenia charakterystyki szumowej interfejsu wąskopasmowego oraz ultraszerokopasmowego w funkcji przepływności. Zdecydowano, iż wartości tychże charakterystyk szumowych należy

wyznaczyć pomiarowo, nie uwzględniając wartości podawanych przez producentów [1, 24, 25], co umożliwi lepsze odwzorowanie rzeczywistej stopy utraty pakietów radiowej sieci BAN.

Badania pomiarowe obu interfejsów radiowych przeprowadzono w środowisku wewnątrzbudynkowym rejestrując około 50000 wartości dla wybranych przepływności transmisji tj.

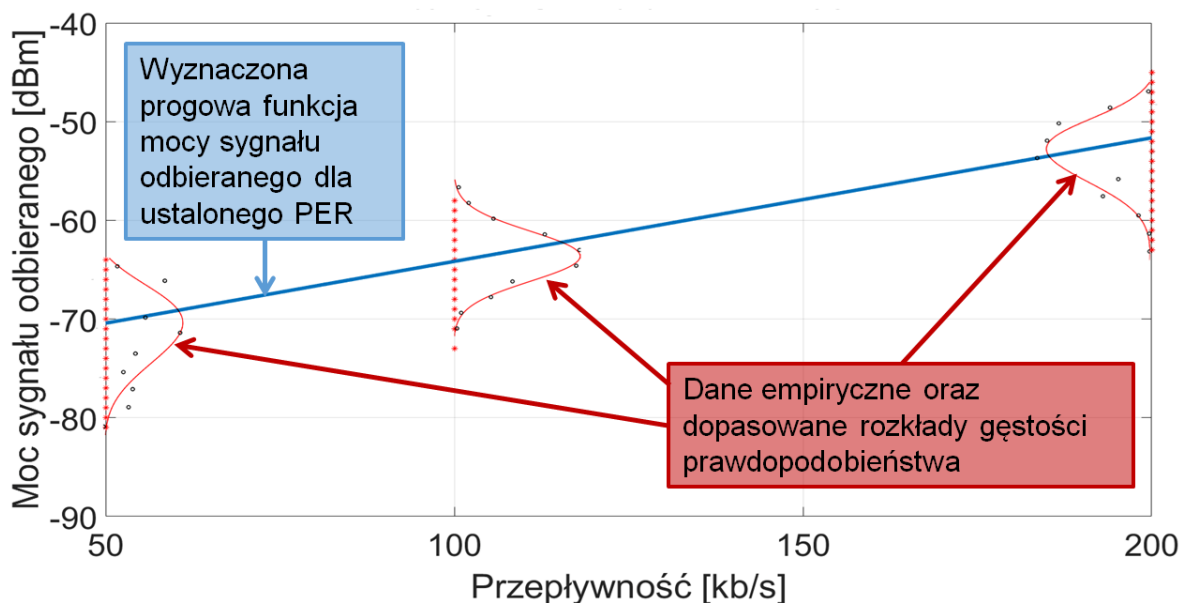
- 50kb/s, 100 kb/s oraz 200 kb/s dla interfejsu wąskopasmowego,
- 850 kb/s, 6800 kb/s dla interfejsu ultraszerokopasmowego.

Uzyskane wartości umożliwiły wyznaczenie charakterystyk szumowych obu interfejsów radiowych dla ustalonych pakietowych stóp błędów PER na poziomie  $10^{-3}$ ,  $10^{-2}$  oraz  $10^{-1}$  przy wybranych przepływnościach bitowych transmisji.

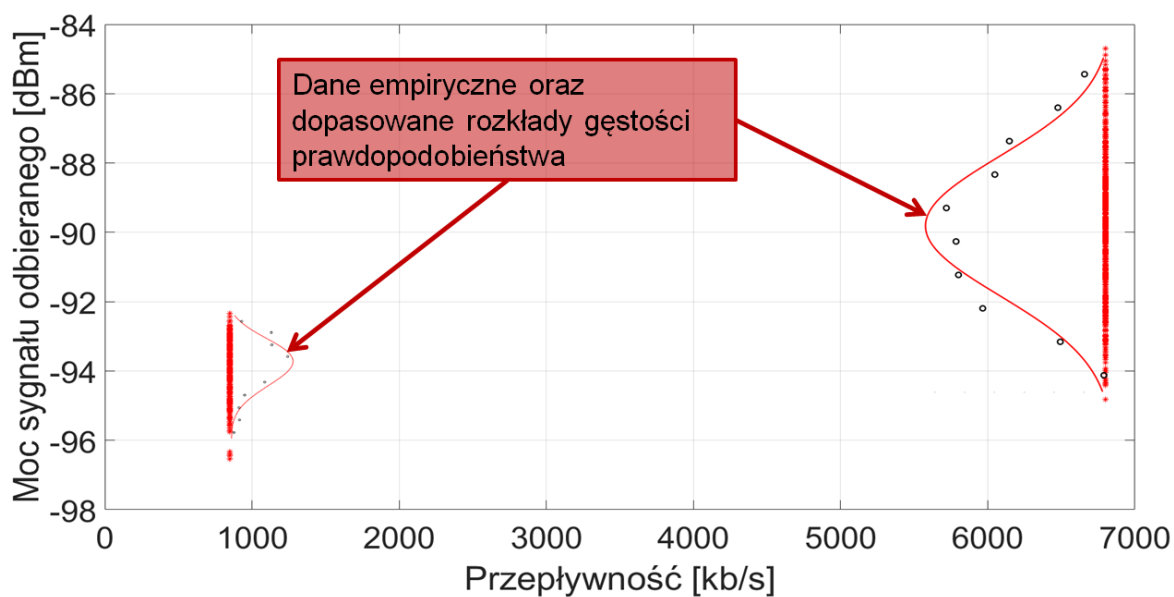
Interfejs wąskopasmowy UHF charakteryzuje się możliwością płynnej zmiany przepływności w zakresie 10 kb/s – 200 kb/s. Dlatego wyznaczona charakterystyka szumowa reprezentowana jest przez funkcję liniową, wyznaczoną za pomocą regresji liniowej, minimalizującej standardowy błąd estymacji SEE (5.8) pomiędzy maksimami rozkładów normalnych funkcji gęstości prawdopodobieństw empirycznych danych, zarejestrowanych dla wybranych przepływności. Na rys. 5.21 przedstawiono graficznie metodę wyznaczania charakterystyk szumowych interfejsu NB z empirycznych danych pomiarowych dla przykładowej pakietowej stopy błędów  $PER=10^{-3}$ .

Wartość współczynnika kierunkowego wyznaczonej funkcji liniowej wynosi  $a=0,125$  natomiast wyraz wolny zależny jest od przyjętej pakietowej stopy błędów, tj.  $b=-76,7$  dla  $PER=10^{-3}$ ,  $b=-78,9$  dla  $PER=10^{-2}$ ,  $b=-80,0$  dla  $PER=10^{-1}$ .

Podobną metodę wyznaczania charakterystyk zastosowano dla interfejsu ultraszerokopasmowego z tą różnicą, iż przyjmuje ona jedynie dyskretne wartości dla dwóch przepływności zgodnie z możliwościami modułu DWM1000 [24, 25]. Jako wartość progową dla ustalonej pakietowej stopy błędów przyjmowano wartość średnią  $\mu$  rozkładu normalnego dopasowanego do danych empirycznych. Na rys. 5.22 przedstawiono graficznie metodę wyznaczania charakterystyk szumowych interfejsu UWB z empirycznych danych pomiarowych dla przykładowej pakietowej stopy błędów  $PER=10^{-3}$ .



Rys. 5.21. Metoda wyznaczenia charakterystyki szumowej interfejsu NB dla pakietowej stopy błędów  $PER=10^{-3}$  przy wybranych przepływnościach bitowych transmisji.



Rys. 5.22. Metoda wyznaczenia charakterystyki szumowej interfejsu UWB dla pakietowej stopy błędów  $PER=10^{-3}$  przy wybranych przepływnościach bitowych transmisji.

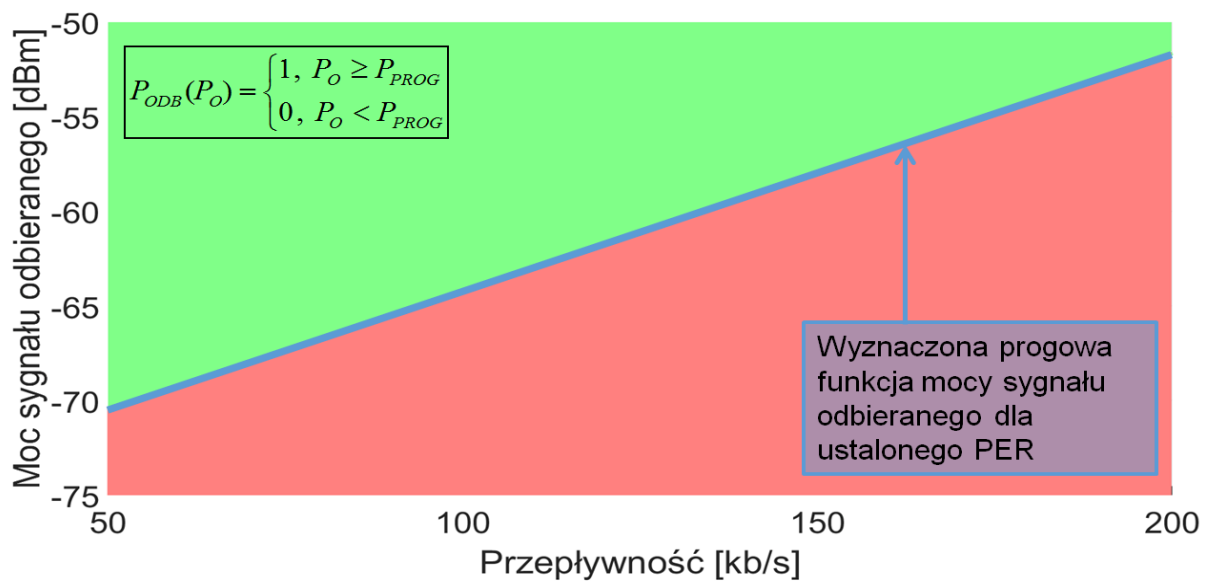
Wyznaczone wartości dyskretnej charakterystyki szumowej interfejsu UWB wynoszą  $b_{850} = -93,9$  oraz  $b_{6800} = -89,7$  dla  $PER=10^{-3}$ ,  $b_{850} = -94,4$  oraz  $b_{6800} = -90,2$  dla  $PER=10^{-2}$  i  $b_{850} = -94,9$  oraz  $b_{6800} = -90,6$  dla  $PER=10^{-1}$ .

Spotykane w literaturze opisy badań i symulacje sieci WBAN oraz sieci sensorowych zakładają podjęcie decyzji o utracie pakietu na podstawie pojedynczej progowej wartości

charakterystyki szumowej interfejsu. Tym samym prawdopodobieństwo odbioru pakietu  $P_{ODB}(P_O)$  można określić zależnością

$$P_{ODB}(P_O) = \begin{cases} 1, & P_O \geq P_{PROG} \\ 0, & P_O < P_{PROG} \end{cases}, \quad (5.44)$$

gdzie  $P_O$  to moc sygnału odebranego, a progową wartość  $P_{PROG}$  należałoby wybrać ze zbioru wyznaczonych wartości charakterystyk szumowych dla wybranej przepływności. Na rys. 5.23 przedstawiono graficzny rozkład prawdopodobieństwa utraty pakietu stosowany w bieżącym stanie literatury przedmiotu [68, 69].

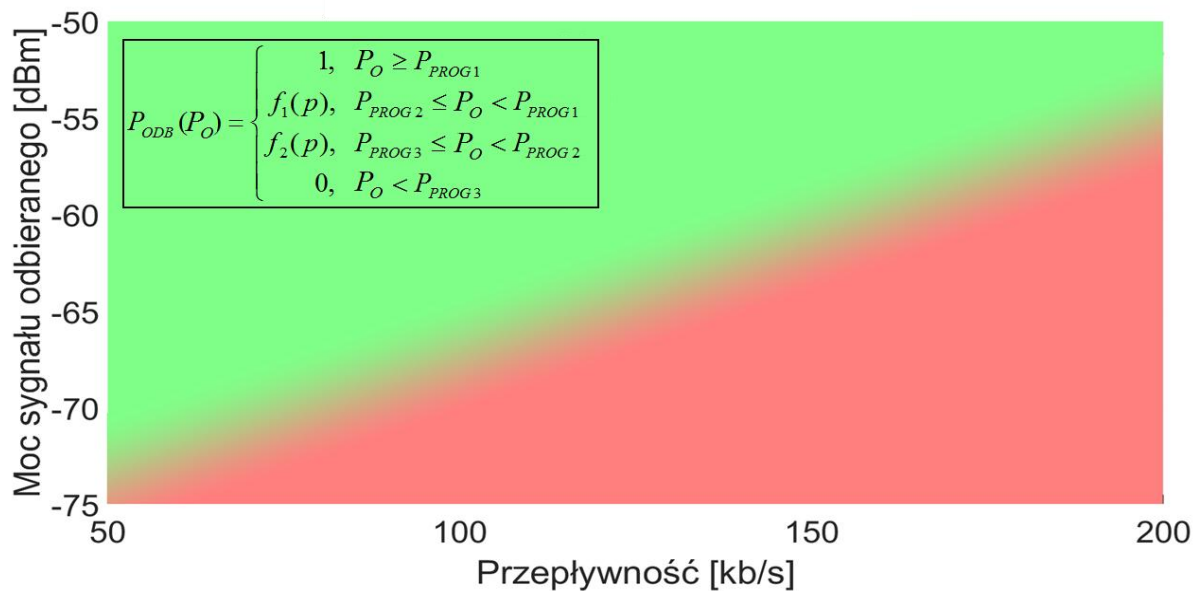


Rys. 5.23. Rozkład prawdopodobieństwa utraty pakietu na podstawie pojedynczej progowej wartości charakterystyki szumowej interfejsu radiowego.

Kolorem zielonym zaznaczono decyzję o poprawnym odebraniu pakietu, natomiast kolorem czerwonym utratę pakietu. Ponieważ w rzeczywistych warunkach odbiór pakietu o określonym poziomie mocy jest zdarzeniem losowym, co potwierdzają choćby różne wartości progowe dla różnych ustalonych poziomów pakietowej stopy błędów, zaproponowano zróżnicowanie prawdopodobieństwa odbioru pakietu w funkcji kilku wartości progowych mocy, zgodnie z zależnością

$$P_{ODB}(P_O) = \begin{cases} 1, & P_O \geq P_{PROG1} \\ f_1(p), & P_{PROG2} \leq P_O < P_{PROG1} \\ f_2(p), & P_{PROG3} \leq P_O < P_{PROG2} \\ 0, & P_O < P_{PROG3} \end{cases}, \quad (5.45)$$

gdzie wartości progowe  $P_{PROG1}$ ,  $P_{PROG2}$  oraz  $P_{PROG3}$  należy wyznaczyć na podstawie zbioru wartości charakterystyk szumowych dla wybranej przepływności, a funkcje  $f_1(p)$  oraz  $f_2(p)$  są funkcjami liniowymi, odzwierciedlającymi rozkład prawdopodobieństwa pomiędzy progami wyznaczonych pakietowych stóp błędów. Można tu zauważyć podobieństwo takiego podejścia do modelowania prawdopodobieństwa odbioru pakietu do tzw. logiki rozmytej. W niniejszej rozprawie wartości progowe  $P_{PROG1}$ ,  $P_{PROG2}$  oraz  $P_{PROG3}$  obliczane są zgodnie z opisanymi wartościami charakterystyk szumowych w zależności od przyjętej pakietowej stopy błędów dla wybranej przepływności. Na rys. 5.24 przedstawiono graficzny rozkład prawdopodobieństwa utraty pakietu zaproponowany przez autora niniejszej rozprawy.



Rys. 5.24. Rozkład prawdopodobieństwa autorskiej metody wyznaczania utraty pakietu.

Kolorem zielonym zaznaczono decyzję o poprawnym odebraniu pakietu, natomiast kolorem czerwonym utratę pakietu. Obszar płynnego przejścia kolorów oznacza, że o odbiorze pakietu decyduje realizacja funkcji losowej.

### 5.2.3. Podsumowanie badań pomiarowych

W niniejszym rozdziale przedstawiono metodykę pomiarów oraz uzyskane wyniki najważniejszych, z punktu widzenia analizy efektywności alokacji strumieni danych, aspektów, które uwzględniono w symulatorze heterogenicznej, radiowej sieci WBAN.

Badania pomiarowe wymagały opracowania i przeprowadzenia scenariuszy pomiarowych uwzględniających montaż opracowanych heterogenicznych węzłów mobilnych na ciele człowieka oraz węzła referencyjnego przymocowanego do elementów

konstrukcyjnych badanego środowiska. Zrealizowano dynamiczne scenariusze odzwierciedlające typowe zachowanie człowieka w środowisku zamkniętym, przy czym rozróżniono warunki braku bezpośredniej widoczności obu anten wskutek występowania elementów konstrukcyjnych środowiska na drodze propagacji sygnału radiowego.

Przeprowadzono szczegółową analizę parametrów obu kanałów radiowych w dwóch zamkniętych środowiskach propagacyjnych. Dzięki zgodzie armatora promu pasażerskiego MF WAWEL możliwe było zebranie danych pomiarowych w tymże środowisku, trudnym pod względem propagacji fal radiowych. Wykonano analizę rozkładów tłumienia propagacyjnego dla komunikacji *off-body*, wartości odległościowego współczynnika mocy sygnału odbieranego, tłumienia średniego, zaników wolnozmiennych związanych z efektem cienia radiowego oraz zaników szybkozmiennych związanych ze zjawiskiem wielodrogowości zarówno dla interfejsu wąskopasmowego 868 MHz jak i dla interfejsu ultraszerokopasmowego 6489 MHz. Uzyskane wyniki porównano z odpowiadającymi im wartościami dla scenariuszy pomiarowych przeprowadzonych w środowisku wewnątrzbudynkowym Gmachu Głównego Politechniki Gdańskiej. Wskazano również rozkłady logarymiczno-normalne (z różnymi parametrami) jako te najlepiej opisujące zaniki w łączu radiowym WBAN dla obu środowisk propagacyjnych, niezależnie od miejsca montażu węzła mobilnego. Dokonano także statystycznej analizy wyznaczonych parametrów modelu propagacyjnego i wykazano jego dobre dopasowanie do danych empirycznych.

Prócz analizy parametrów kanałów radiowych zrealizowano pomiary parametrów związanych z interfejsami radiowymi, które obok rozkładu tłumienia propagacyjnego, są ważnym aspektem przy realizacji symulatora sieci WBAN. Wyznaczono parametry rozkładu normalnego błędu estymacji odległości z wykorzystaniem metody SDS-TWR dla poszczególnych scenariuszy pomiarowych oraz prawdopodobieństwo poprawnej detekcji warunków bezpośredniej widoczności anten na podstawie odpowiedzi impulsowej kanału ultraszerokopasmowego. Przedstawiono również charakterystykę wskaźnika jakości kanału radiowego LQI i udowodniono, iż ze względu na jego brak zmian niezależnie od mocy sygnału odbieranego RSSI nie powinien być on traktowany jako estymator jakości kanału radiowego dla metod adaptacyjnej zmiany przepływności. Następnie przeprowadzono badania pomiarowe charakterystyk szumowych zastosowanych interfejsów radiowych oraz przedstawiono autorską metodę wyznaczenia prawdopodobieństwa odbioru pakietu.

## Rozdział 6. Analiza przydatności algorytmów

---

Na podstawie planów przedstawionych na rys. 5.5 oraz rys. 5.7 określono, iż przeanalizowane zostaną dwa scenariusze poruszania się osoby, które wiarygodnie określą przydatność analizowanych algorytmów do zastosowania w sieciach WBAN ze zmiennymi warunkami środowiska propagacyjnego:

- scenariusz S1, tj. poruszanie się wzdłuż korytarza jedynie w warunkach linii bezpośredniej widoczności obu anten LOS,
- scenariusz S2, tj. poruszanie się wzdłuż korytarza w kształcie litery "L" gdzie występują zarówno warunki LOS jak i NLOS,

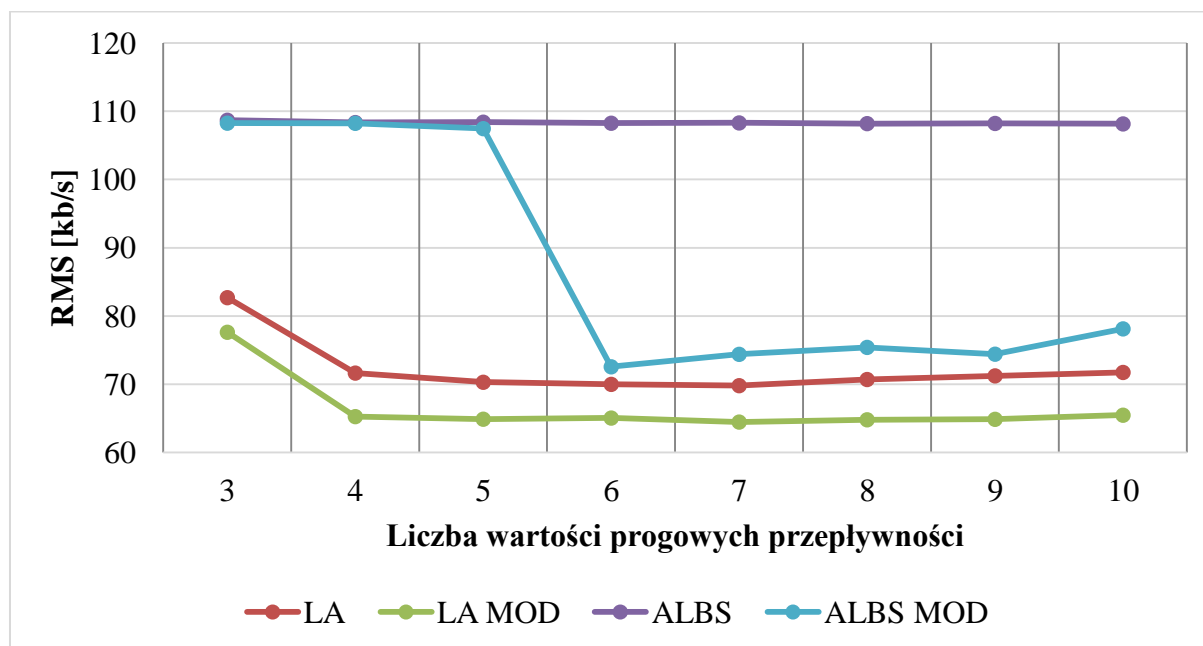
Parametry początkowe sieci WBAN uwzględniają m.in. moc sygnału nadawanego przez węzły w sieci, liczbę tychże węzłów oraz sposób organizacji ramki TDMA i czas trwania pojedynczej szczeliny czasowej. Prócz przepływności początkowych dla interfejsu wąskopasmowego ważnym parametrem znanych algorytmów adaptacyjnej alokacji strumieni danych (tj. ARF, ALBS, LA) jest liczba dostępnych wartości progowych. W przypadku interfejsu ultraszerokopasmowego dostępne są jedynie dwie przepływności.

Zdecydowano się wyznaczyć wartość optymalną (pod względem skumulowanej wartości RMS) liczby progów, którą należy zastosować, aby zmaksymalizować efektywność działania analizowanych algorytmów (prócz algorytmu AMASD, który płynnie zmienia przepływność w wyznaczonym zakresie).

Analizę przeprowadzono dla symulacji scenariusza S2 ze zmienną prędkością poruszania się użytkownika pomiędzy 0,5 m/s a 1,5 m/s, gdzie w odległości większej od 8 m można wyróżnić warunki NLOS, w środowisku promu pasażerskiego oraz wewnątrzbudynkowego. Jako miarę efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych przyjęto pierwiastek średniokwadratowy RMS określony zależnością (5.1).

Analizę wpływu liczby wartości progowych na efektywność algorytmów przeprowadzono dla identycznego zestawu danych, a wyniki uśredniono dla wszystkich miejsc montażu anten oraz obu środowisk propagacyjnych. Im wartość RMS jest bliższa 0, tym algorytm efektywniej wykorzystuje dostępne zasoby. Aby uniknąć czynnika losowego, liniowe funkcje rozkładu prawdopodobieństwa pomiędzy progami wyznaczonych pakietowych stóp błędów określono jako  $f_1(p) = f_2(p) = 0$ . Uzyskane wyniki efektywności

analizowanych algorytmów w funkcji deterministycznej liczby wartości progowych przedstawiono na rys. 6.1.



Rys. 6.1. Uzyskane wyniki efektywności analizowanych algorytmów w deterministycznej funkcji liczby wykorzystywanych wartości progowych przepływności dla interfejsu wąskopasmowego.

Na podstawie uzyskanych wyników określono, iż wartość 6. dostępnych progów zmiany przepływności jest wartością optymalną biorąc pod uwagę najmniejszą, skumulowaną wartość RMS dla wszystkich algorytmów. Warto również zauważyć, iż liczba progów większa od 6 nie wpływa znacząco na efektywność wykorzystania dostępnych zasobów przez analizowane algorytmy, a nawet ją pogarsza. Wynika to z wykorzystywania zbyt dużej liczby progów zmiany przepływności, co prowadzi do zwiększenia bezwładności wybranych algorytmów (poprzez zbyt wolną zmianę przepływności) i utraty pakietów przy nagłej zmianie parametrów np. wskutek zmiany warunków bezpośredniej widoczności anten obu stron łącza radiowego LOS/NLOS.

Ze względu na niedeterministyczny charakter opracowanego modelu propagacyjnego (5.41), radiowych pomiarów odległości (tab. 5.9), detekcji warunków bezpośredniej widoczności anten (tab. 5.10), wskaźnika jakości kanału radiowego LQI (5.42), (5.43), prawdopodobieństwa odbioru pakietu (5.45) oraz ruchu osoby z zamontowanym węzłem mobilnym, wszystkie scenariusze analizowano dla 10 przejść użytkownika dla każdego miejsca montażu WM na ciele człowieka w czasie około 6 minut, co odpowiadało około 9 000 transmisjom danych użytkownika w równomiernie przydzielonych 20 ms szczelinach



czasowych. Przy czym odstęp czasu pomiędzy początkami dwóch kolejnych szczelin do wysłania danych użytkownika wynosił 40 ms. Taka liczba transmisji umożliwia wiarygodną ocenę przydatności analizowanych algorytmów adaptacyjnej alokacji strumieni danych w sieciach WBAN. W tab. 6.1. przedstawiono przyjęte parametry symulatora heterogenicznej sieci WBAN dla wybranych środowisk propagacyjnych.

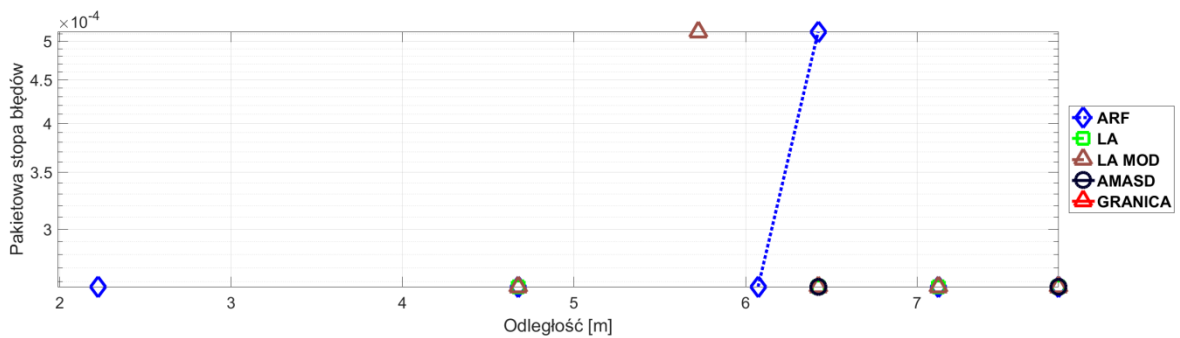
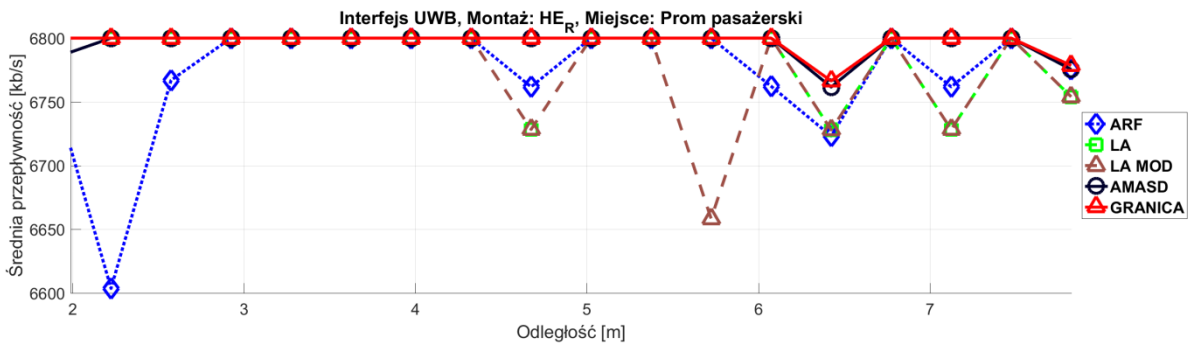
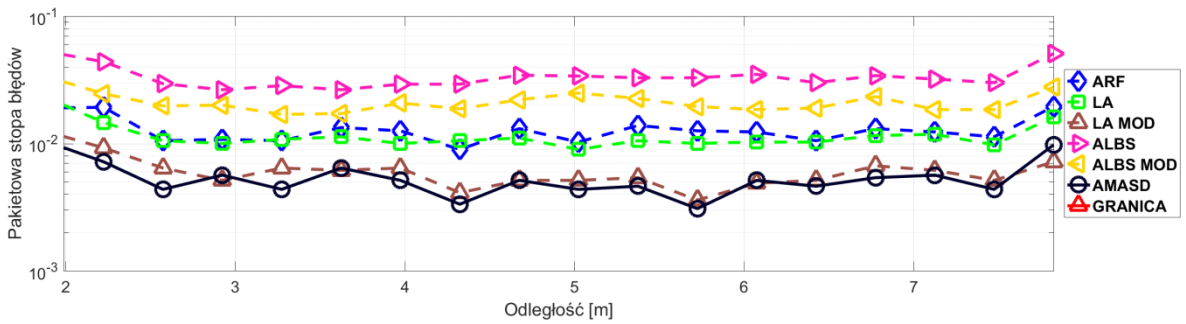
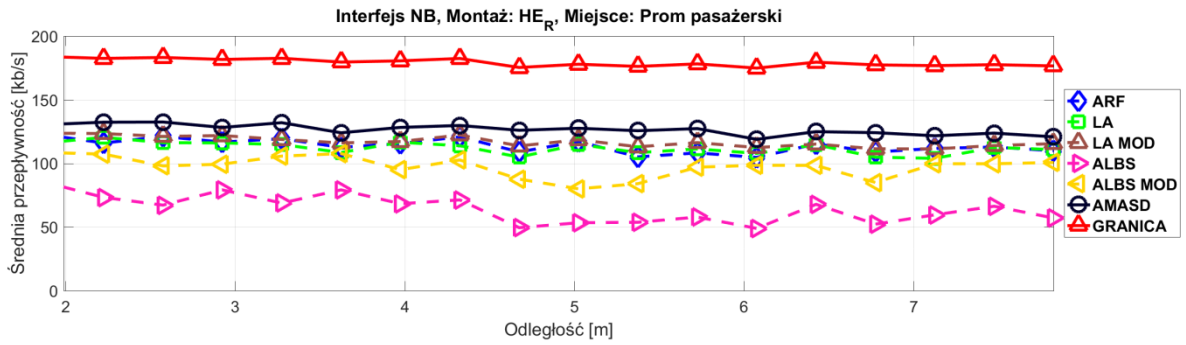
Oprócz wartości przedstawionych w tab. 6.1, uwzględniono wyniki pomiarów przedstawione szczegółowo w rozdziale 5. niniejszej rozprawy, w tym m.in. parametry modelu propagacyjnego, parametry rozkładów błędów estymacji radiowych pomiarów odległości itd. Warto zaznaczyć, że moce sygnału nadawanego w obu interfejsach dostosowano w taki sposób, aby wzdłuż trasy propagacji sygnału następowały zmiany mocy sygnału odbieranego wymuszające obliczanie wartości prawdopodobieństwa odbioru pakietu  $P_{ODB}(X)$  z wykorzystaniem liniowych funkcji  $f_1(p)$  oraz  $f_2(p)$  zgodnie z zależnością (5.45). Uwypukla to zasadność stosowania algorytmów adaptacyjnej alokacji strumieni danych oraz różnice w ich działaniu.

Tab. 6.1. Przyjęte parametry symulatora heterogenicznej sieci WBAN.

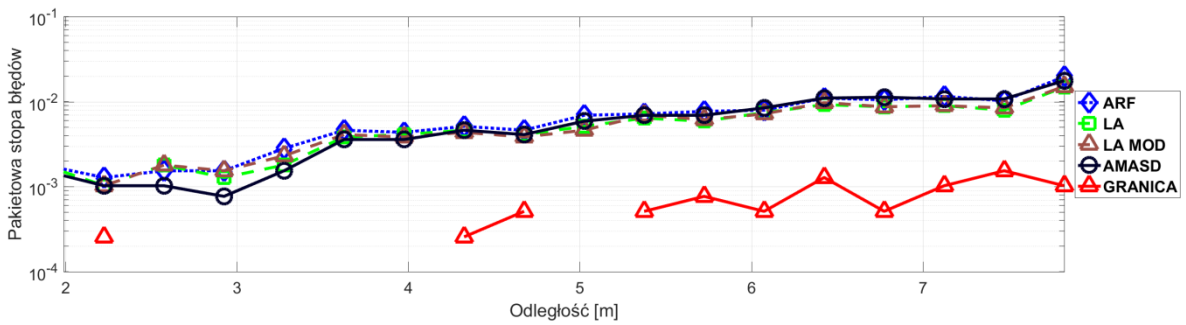
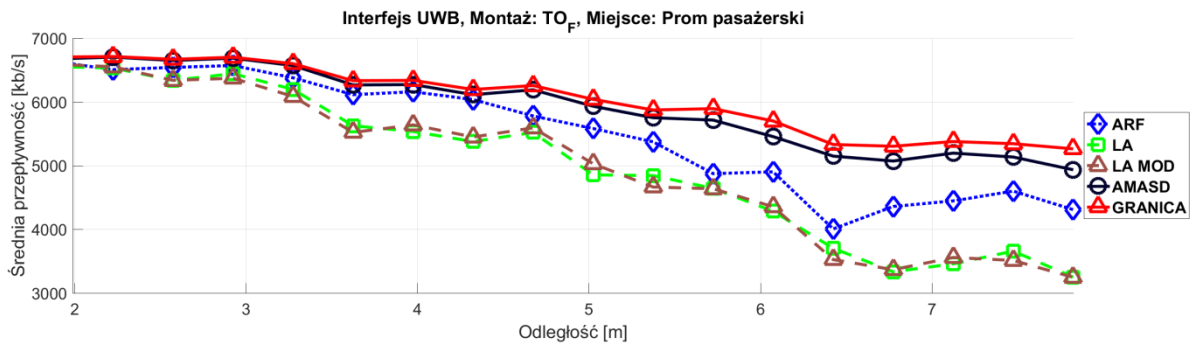
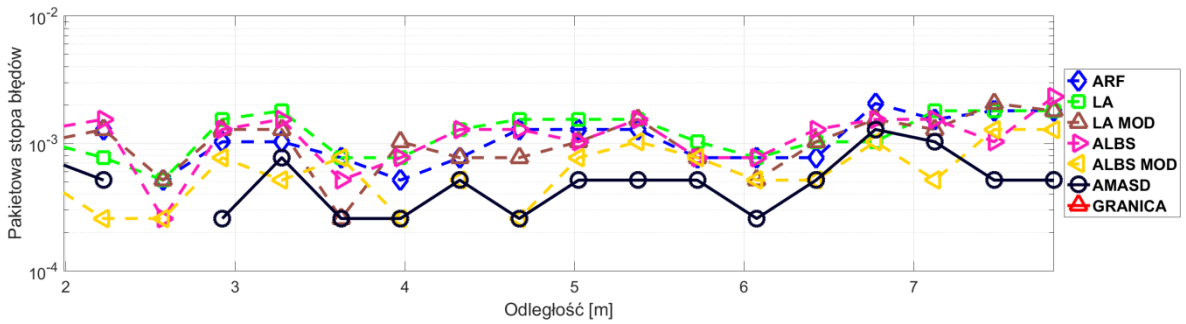
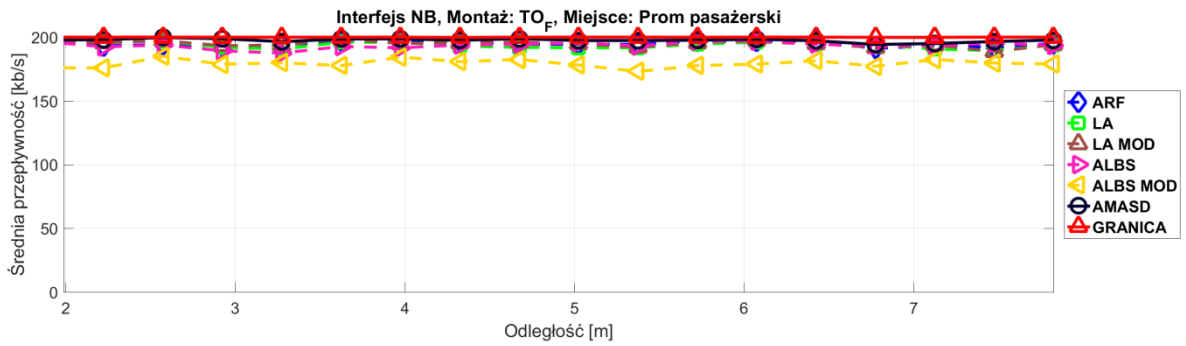
PARAMETR	WARTOŚĆ		JEDNOSTKA
	PROM	BUDYNEK	
Prędkość poruszania się użytkownika	[0,5; 1,5]		m/s
Czas postoju w punktach startowych i końcowych trasy	[1; 5]		s
Liczba przejść	10		–
Moc sygnału nadawanego w interfejsie NB	[5; 17]		dBm
Widmowa gęstość mocy sygnału nadawanego w interfejsie UWB	[-56,3; -41,3]	[-51,3; -41,3]	dBm/MHz

## 6.1. Scenariusz S1

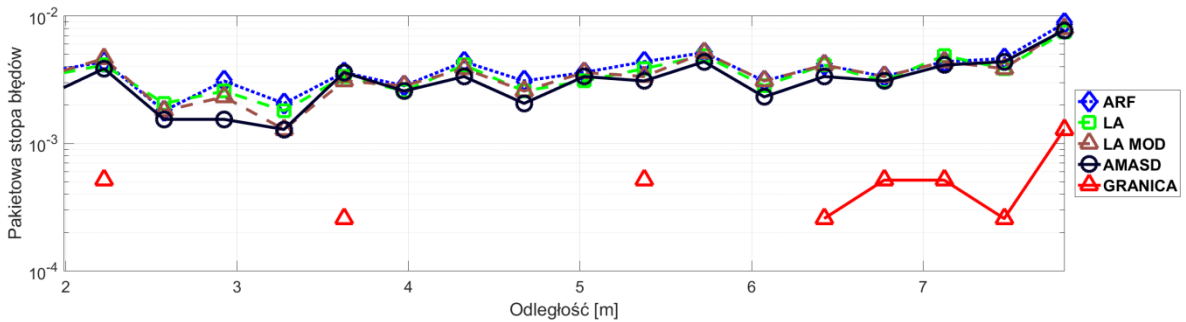
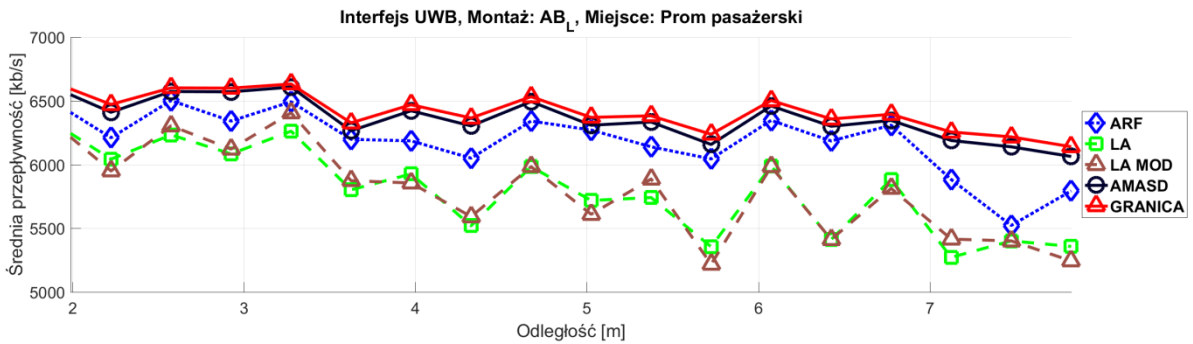
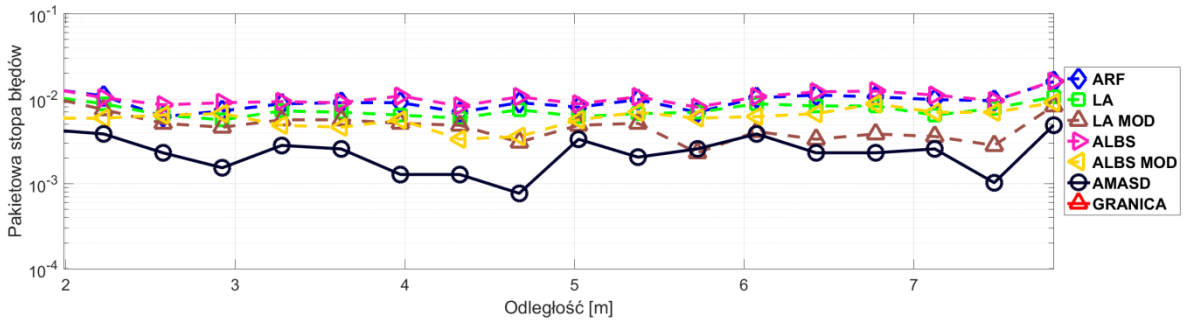
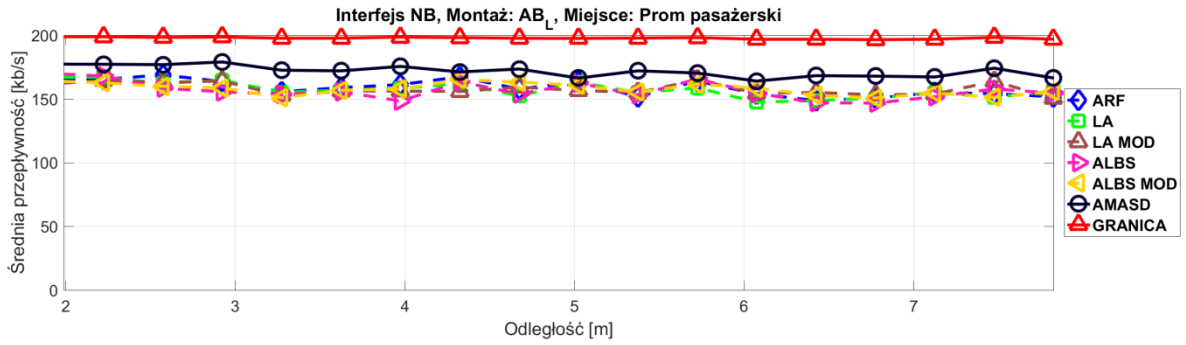
Na rys. 6.2 – 6.4 przedstawiono wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów wyznaczonych w 20 równomiernych przedziałach odległości pomiędzy WM i WR dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego. W przeprowadzonej analizie uzyskanych wyników nie uwzględniano doboru stałych przepływności.



Rys. 6.2. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny przy głowie HE<sub>R</sub>.



Rys. 6.3. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny na klatce piersiowej  $TO_F$ .



Rys. 6.4. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny na nadgarstku AB<sub>L</sub>.

Przedstawione wyniki dowodzą wzrostu efektywności wykorzystania dostępnych zasobów w heterogenicznej sieci WBAN przy zastosowaniu algorytmu AMASD niezależnie od miejsca montażu anteny na ciele człowieka. Ciągłe warunki bezpośredniej widoczności anten węzła mobilnego oraz węzła referencyjnego sprawiają, że zmiany średniego tłumienia nie są znaczące, tym samym uzyskiwane średnie przepływności w większości przypadków nie są silnie zależne od odległości pomiędzy węzłami. Efekt ten szczególnie uwytatniony jest dla przypadku montażu anteny na klatce piersiowej i interfejsu NB, gdzie tłumienie jest na tyle małe i wolnozmiennie, że wszystkie algorytmy uzyskują wartości średniej przepływności bliskie wartościom granicznym.

Uzyskiwane średnie przepływności dla wszystkich miejsc montażu anteny na ciele człowieka są największe dla opracowanego algorytmu AMASD zarówno dla interfejsu wąskopasmowego, jak i ultraszerokopasmowego. Zgodnie z oczekiwaniami, najmniejszą efektywność wykazuje algorytm ALBS, w interfejsie wąskopasmowym, oparty na analizie parametru LQI, który nie jest silnie zależny od mocy odbieranego sygnału. Natomiast uzyskane wyniki efektywności dla interfejsu ultraszerokopasmowego, pod względem średniej przepływności, są najniższe wykorzystując algorytm LA dedykowany sieciom WBAN.

Nieciągłość wyników PER prezentowanych na wykresach, należy interpretować, jako miejscową zerową pakietową stopę błędów dla danego zakresu odległości. Zauważono także znaczną różnicę pomiędzy oboma interfejsami. O ile dla interfejsu NB możliwa jest maksymalizacja średniej przepływności przy minimalizacji pakietowej stopy błędów, o tyle dla interfejsu UWB widoczna jest proporcjonalna wymiennosc pomiędzy danymi parametrami. Wynika to m.in. z faktu, że możliwa jest płynna zmiana przepływności w interfejsie NB, przy jedynie dwuwartościowej przepływności w interfejsie UWB. Pomimo tego, dzięki algorytmowi AMASD znacząco zwiększono wykorzystanie dostępnych zasobów, zachowując bardzo zbliżoną do reszty algorytmów pakietową stopę błędów.

W tab. 6.2. przedstawiono wyniki numeryczne wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych (tj. przesyłania danych z możliwie największą przepływnością w trakcie pracy sieci) dla środowiska promu pasażerskiego, uwzględniające również przypadki, w których wybrano stałe przepływności, bez stosowania algorytmów opisanych w niniejszej rozprawie. Kolorem zielonym zaznaczono najlepszy wynik dla danego parametru oceny efektywności, biorąc pod uwagę analizowane w niniejszej rozprawie algorytmy, natomiast kolorem pomarańczowym drugi wynik.

Tab. 6.2. Uzyskane wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego.

UHF	RMS [kb/s]			R <sub>MEAN</sub> [kb/s]			PER		
	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>
10 kb/s	164,73	184,86	182,68	8,99	9,00	8,99	1,3*10 <sup>-3</sup>	2,6*10 <sup>-4</sup>	5,1*10 <sup>-4</sup>
48 kb/s	127,83	147,91	145,74	43,12	43,16	43,15	1,5*10 <sup>-3</sup>	7,7*10 <sup>-4</sup>	1,0*10 <sup>-3</sup>
86 kb/s	91,04	110,95	108,74	77,14	77,34	77,36	2,8*10 <sup>-3</sup>	7,7*10 <sup>-4</sup>	5,1*10 <sup>-4</sup>
124 kb/s	59,68	74,10	71,79	106,13	111,41	111,53	4,5*10 <sup>-2</sup>	1,5*10 <sup>-3</sup>	5,1*10 <sup>-4</sup>
162 kb/s	61,42	37,08	37,69	104,64	145,64	143,07	2,6*10 <sup>-1</sup>	1,0*10 <sup>-3</sup>	1,7*10 <sup>-2</sup>
200 kb/s	111,54	5,10	40,17	58,46	175,51	141,40	6,2*10 <sup>-1</sup>	2,2*10 <sup>-2</sup>	1,9*10 <sup>-1</sup>
ARF	63,80	5,29	38,30	102,36	175,34	142,86	2,3*10 <sup>-1</sup>	2,0*10 <sup>-2</sup>	1,7*10 <sup>-1</sup>
LA	65,47	6,52	39,70	100,81	174,26	141,52	2,1*10 <sup>-1</sup>	2,2*10 <sup>-2</sup>	1,3*10 <sup>-1</sup>
LA MOD	60,62	5,54	39,05	105,26	175,24	141,97	1,1*10 <sup>-1</sup>	2,0*10 <sup>-2</sup>	9,1*10 <sup>-2</sup>
ALBS	112,09	6,62	40,41	57,92	174,19	140,97	6,1*10 <sup>-1</sup>	2,2*10 <sup>-2</sup>	1,9*10 <sup>-1</sup>
ALBS MOD	79,85	20,27	39,11	87,72	161,38	141,94	3,9*10 <sup>-1</sup>	1,2*10 <sup>-2</sup>	1,1*10 <sup>-1</sup>
AMASD	51,32	2,66	25,54	113,88	177,75	154,53	9,9*10 <sup>-2</sup>	9,2*10 <sup>-3</sup>	4,6*10 <sup>-2</sup>
UWB	RMS [kb/s]			R <sub>MEAN</sub> [kb/s]			PER		
	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>
6800 kb/s	37,09	1253,96	755,32	6098,66	4355,62	5093,20	3,3*10 <sup>-3</sup>	2,5*10 <sup>-1</sup>	1,5*10 <sup>-1</sup>
850 kb/s	5788,7	5082,24	5425,50	764,64	754,66	760,41	5,1*10 <sup>-4</sup>	1,2*10 <sup>-2</sup>	5,6*10 <sup>-3</sup>
ARF	49,71	631,53	264,31	6096,11	4958,02	5566,19	1,8*10 <sup>-3</sup>	1,2*10 <sup>-1</sup>	7,0*10 <sup>-2</sup>
LA	25,76	1167,28	636,05	6106,11	4506,89	5216,30	1,0*10 <sup>-3</sup>	9,9*10 <sup>-2</sup>	6,4*10 <sup>-2</sup>
LA MOD	41,47	1175,91	639,04	6099,03	4501,12	5220,69	1,5*10 <sup>-3</sup>	1,0*10 <sup>-1</sup>	6,4*10 <sup>-2</sup>
AMASD	3,98	147,35	53,85	6116,03	5322,39	5728,09	5,1*10 <sup>-4</sup>	1,1*10 <sup>-1</sup>	5,8*10 <sup>-2</sup>

Niezależnie od analizowanego interfejsu radiowego i miejsca montażu anteny na ciele człowieka, najlepsze wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych uzyskano wykorzystując algorytm AMASD. Wyjątek stanowi wartość pakietowej stopy błędu dla interfejsu UWB i montażu TO<sub>F</sub>, jednak w tym przypadku uzyskane wyniki dla różnych algorytmów są zbliżone. Drugi wynik, pod względem efektywności,

uzyskano dla algorytmu ARF i montażu TO<sub>F</sub> i AB<sub>L</sub>, natomiast dla montażu anteny przy głowie HE<sub>R</sub> dla algorytmu LA przeznaczonego dla sieci WBAN, bądź jego autorską modyfikację LA MOD.

Zysk wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych,  $\Delta RMS$  dla poszczególnych miejsc montażu węzła mobilnego, poprzez zastosowanie algorytmu AMASD względem drugiego (biorąc pod uwagę efektywność) algorytmu wynosi odpowiednio  $\Delta RMS_{HE} = 9,3$  kb/s (15%),  $\Delta RMS_{TO} = 2,6$  kb/s (49%),  $\Delta RMS_{AB} = 12,8$  kb/s (33%) dla interfejsu NB oraz  $\Delta RMS_{HE} = 21,8$  kb/s (85%),  $\Delta RMS_{TO} = 484,2$  kb/s (77%),  $\Delta RMS_{AB} = 210,5$  kb/s (80%) dla interfejsu UWB.

Przedstawione dotychczas wyniki są określonymi parametrami łącza radiowego, które przekładają się bezpośrednio na liczbę bajtów wysyłanych danych w sieci pomiędzy węzłami. W tab. 6.3 przedstawiono wyniki analizy liczby bajtów danych poprawnie przesłanych  $D_P$ , utraconych  $D_S$  pomiędzy węzłami oraz wskaźnik efektywności transmisji  $D_U$ . Kolorem zielonym zaznaczono najlepszy wynik dla danego parametru oceny efektywności, natomiast kolorem pomarańczowym drugi wynik.

Tab. 6.3. Ilości danych przesłanych i utraconych pomiędzy węzłami dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego.

UHF	HE <sub>R</sub>			TO <sub>F</sub>			AB <sub>L</sub>		
	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]
ARF	732,86	267,52	465,34	1253,82	29,04	1224,78	1019,39	243,49	775,90
LA	720,74	249,58	471,16	1245,75	32,67	1213,08	1014,78	187,67	827,12
LA MOD	751,31	118,22	633,09	1252,86	28,38	1224,48	1013,61	122,21	891,40
ALBS	414,60	862,62	-448,02	1245,21	32,01	1213,20	1008,27	268,95	739,32
ALBS MOD	630,39	497,66	132,73	1150,30	16,70	1133,60	1016,03	152,29	863,74
AMASD	812,57	101,18	711,39	1270,35	13,50	1256,85	1104,66	59,68	1044,98
UWB	HE <sub>R</sub>			TO <sub>F</sub>			AB <sub>L</sub>		
	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]
ARF	43,571	0,079	43,493	34,618	5,949	28,669	39,863	3,355	36,508
LA	43,664	0,045	43,619	31,793	4,916	26,878	37,423	3,066	34,357
LA MOD	43,601	0,079	43,522	31,713	4,956	26,757	37,413	3,066	34,347
AMASD	43,726	0,002	43,724	37,639	0,441	37,198	40,967	0,210	40,757

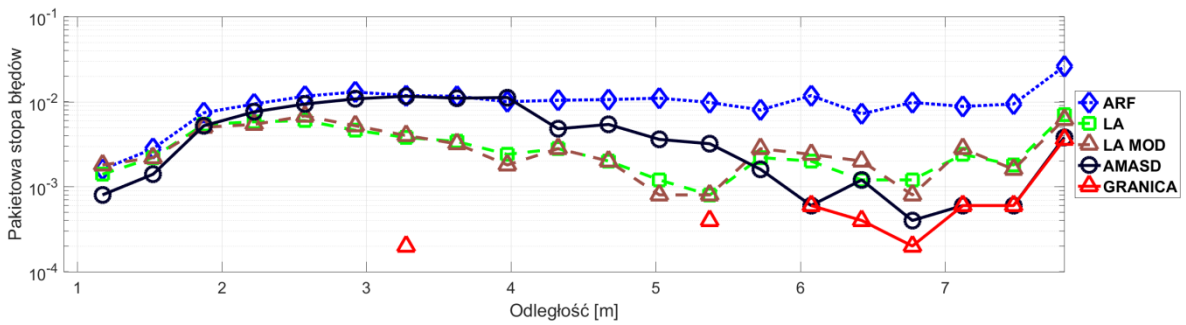
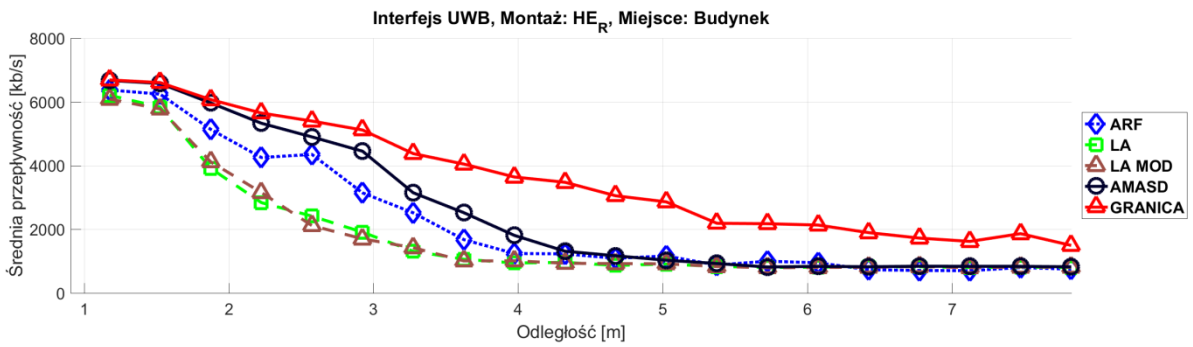
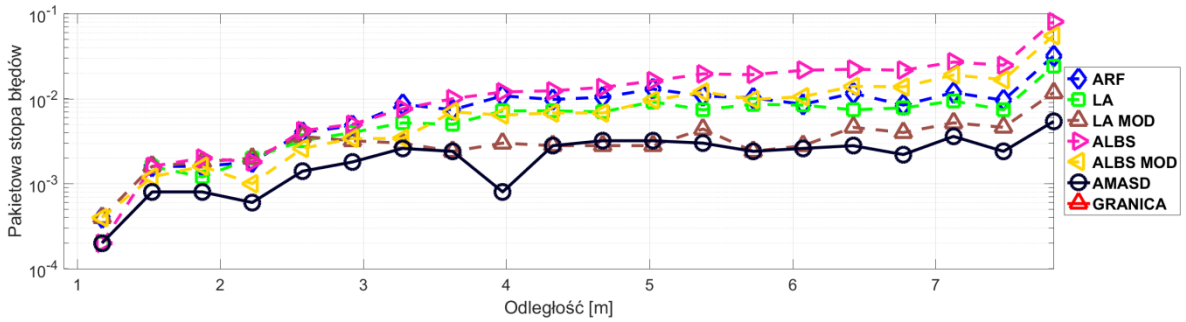
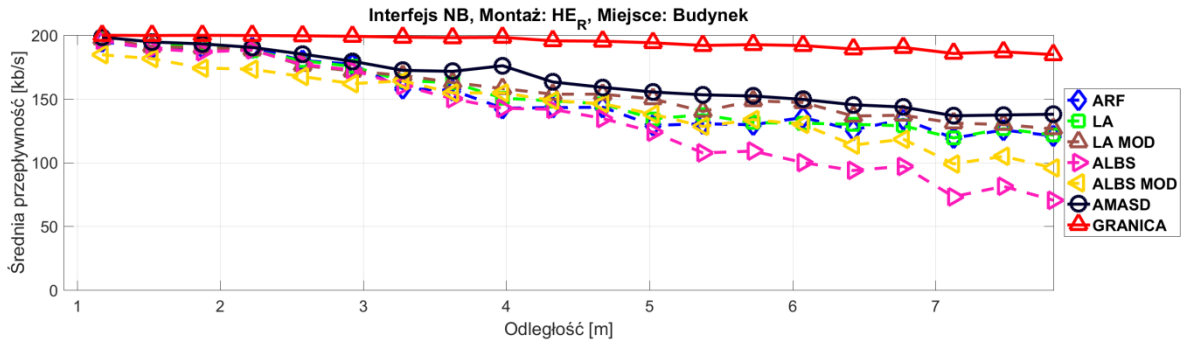
Uwzględnienie ilości danych przesłanych i utraconych umożliwiło ocenę przydatności algorytmów przy założeniu pełnego obciążenia łącza radiowego. W niektórych przypadkach minimalizacja PER nie gwarantowała uzyskania najwyższego wskaźnika efektywności transmisji. Przedstawione wyniki w tab. 6.3. potwierdzają zasadność wykorzystywania algorytmu AMASD dla analizowanej heterogenicznej sieci WBAN względem innych analizowanych algorytmów. Wyznaczone wskaźniki efektywności transmisji  $D_U$  są największe dla algorytmu AMASD niezależnie od analizowanego miejsca montażu anteny i interfejsu radiowego. Przy porównywalnej pakietowej stopie błędów dla interfejsu UWB, liczba danych straconych  $D_S$  przy zastosowaniu AMASD jest mniejsza niż dla reszty algorytmów. Wynika to z opisywanego w rozdziale 3.2. mechanizmu minimalizującego utracone dane na podstawie pakietowej stopy błędów radiowych pomiarów odległości. Algorytm LA oraz jego autorska modyfikacja LA MOD uzyskały drugie wyniki kolejno dla interfejsu UWB oraz NB.

Warto zauważyć, iż autorskie modyfikacje algorytmu LA oraz ALBS umożliwiły zwiększenie efektywności tych algorytmów względem ich znanej postaci z literatury dla interfejsu NB. Uzyskana ujemna wartość wskaźnika efektywności transmisji  $D_U$  algorytmu ALBS, montażu węzła przy głowie dla interfejsu wąskopasmowego wskazuje, że więcej danych zostało utraconych, niż poprawnie przesłanych. Wynika to z wykorzystywania przez ten algorytm parametru jakości kanału radiowego LQI, który wykazuje znikomą zależność od mocy sygnału odbieranego, do wyznaczania parametrów kolejnych transmisji.

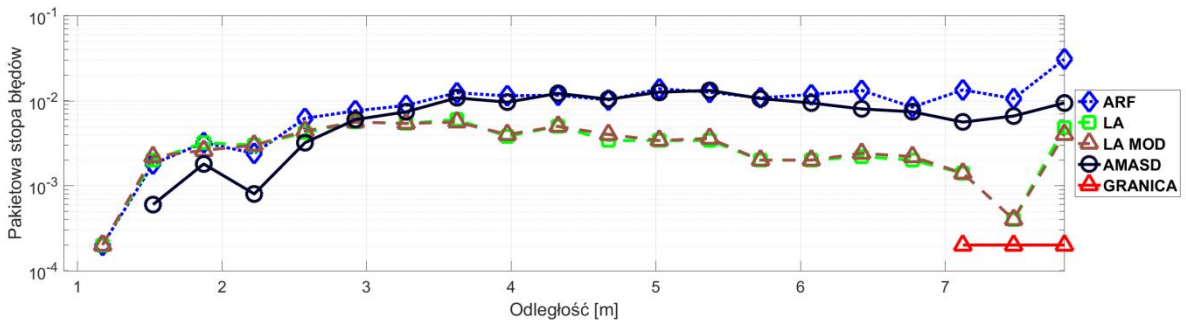
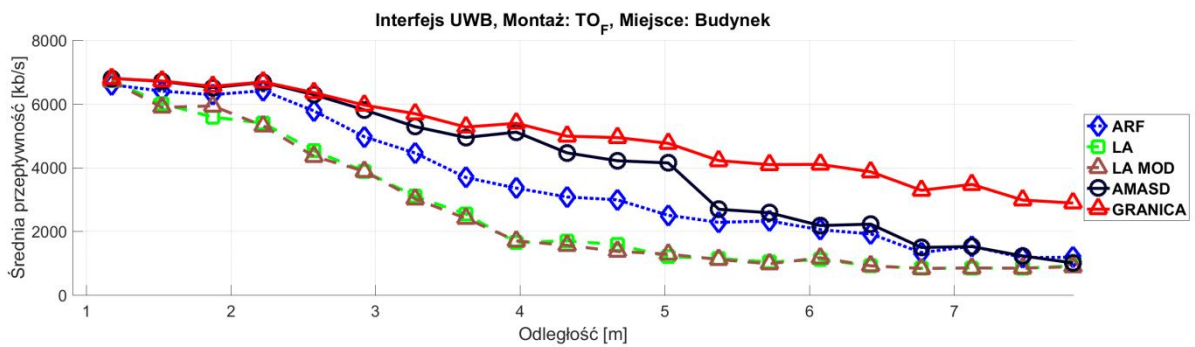
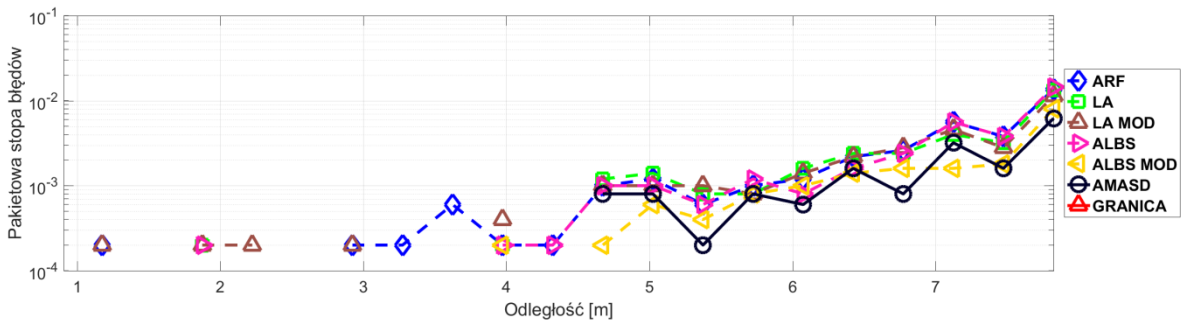
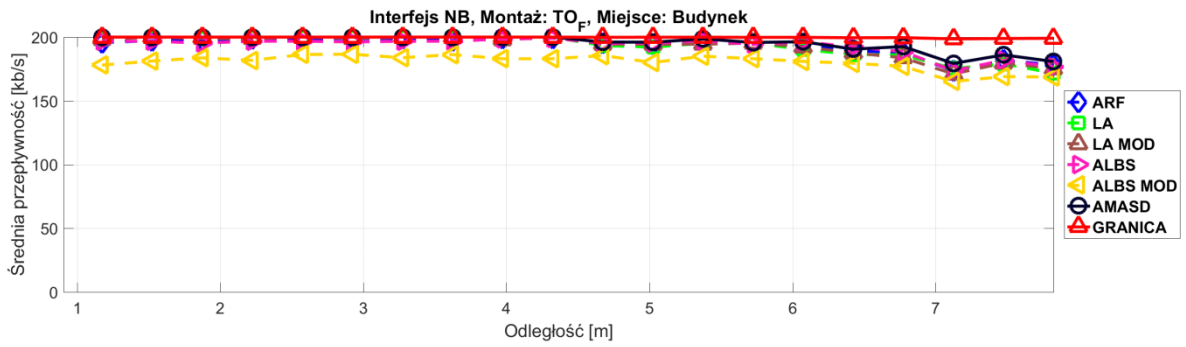
Podobnie jak podczas analizy parametru RMS, możliwe jest wyznaczenie zysku efektywności transmisji  $\Delta D_U$  przy zastosowaniu algorytmu AMASD względem drugiego pod względem efektywności algorytmu. Zysk ten wynosi odpowiednio  $\Delta D_{U_{HE}} = 78,3$  kB (12%),  $\Delta D_{U_{TO}} = 32,07$  kB (3%),  $\Delta D_{U_{AB}} = 153,6$  kB (17%) dla interfejsu NB i  $\Delta D_{U_{HE}} = 0,105$  MB (0,2%),  $\Delta D_{U_{TO}} = 8,5$  MB (30%),  $\Delta D_{U_{AB}} = 4,2$  MB (12%) dla interfejsu UWB. Zgodnie z oczekiwaniami najmniejsze wartości zysku  $\Delta D_U$  uzyskano dla przypadków bardzo niewielkiej zmiany tłumienia propagacyjnego, która nie wpływa znacząco na moc sygnału odbieranego w odbiorniku, a tym samym możliwą uzyskiwaną przepływność.

Analogicznie jak w środowisku promu pasażerskiego przeprowadzono badania dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Na rys. 6.5 – 6.7 przedstawiono wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości pomiędzy WM i WR dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym.

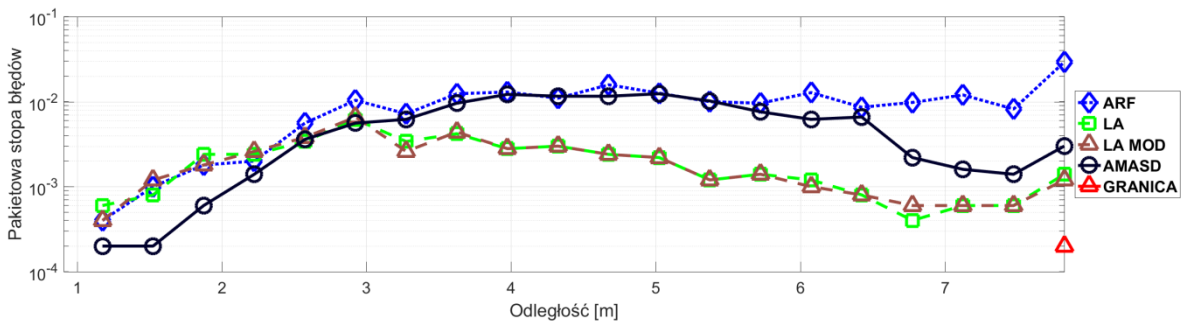
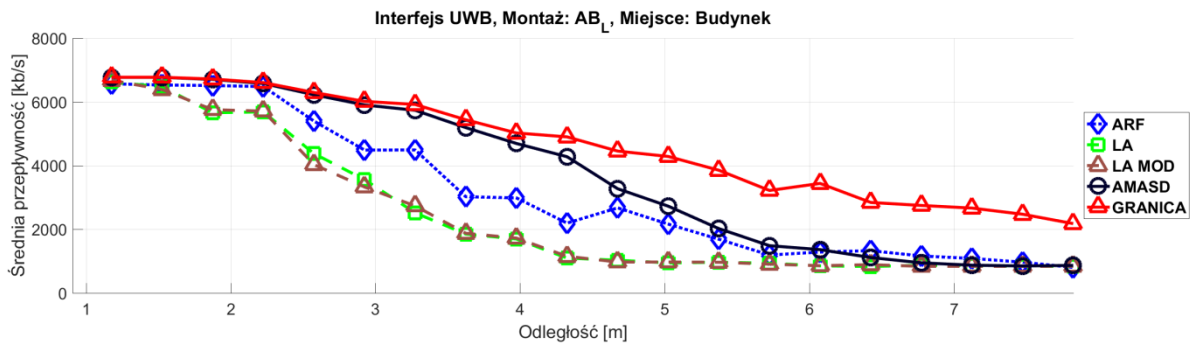
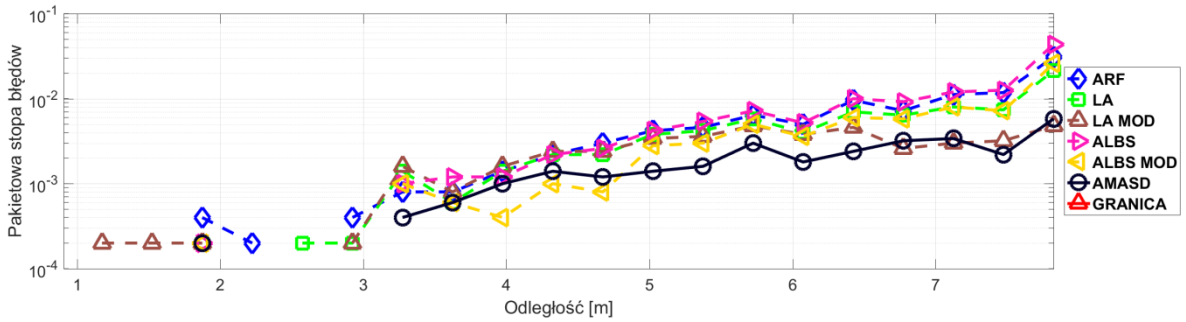
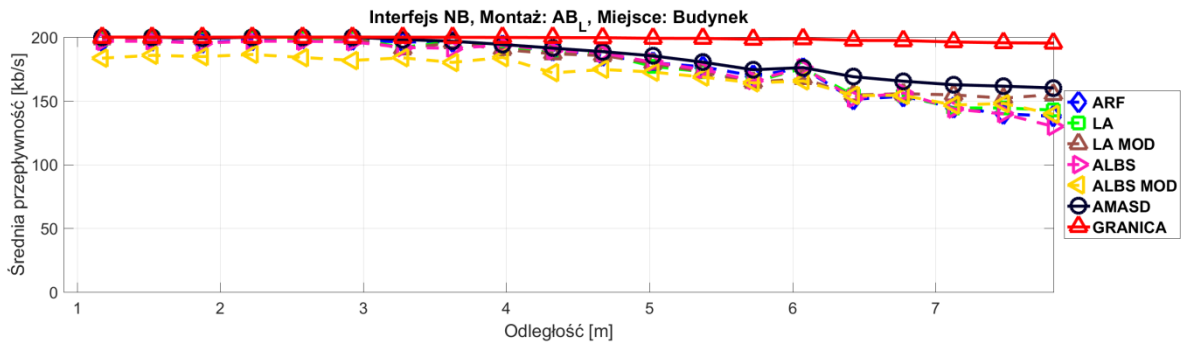




Rys. 6.5. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny przy głowie HE<sub>R</sub>.



Rys. 6.6. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny na klatce piersiowej  $TO_F$ .



Rys. 6.7. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny na nadgarstku AB<sub>L</sub>.

Przedstawione wyniki dowodzą wzrostu efektywności wykorzystania dostępnych zasobów w heterogenicznej sieci WBAN przy zastosowaniu algorytmu AMASD w środowisku wewnątrzbudynkowym, niezależnie od miejsca montażu anteny na ciele człowieka. Widoczne jest również zmniejszenie efektywności działania opracowanego algorytmu wraz z odległością co związane jest rosnącym błędem estymacji radiowych pomiarów odległości. Uwydatniona została również proporcjonalna wymiennosc pomiędzy uzyskiwaną średnią przepływnością a pakietową stopą błędów dla interfejsu UWB w analizowanym środowisku wewnątrzbudynkowym.

W tab. 6.4. przedstawiono wyniki numeryczne wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych, przedstawiające również wybrane stałe przepływności bez stosowania algorytmów opisanych w niniejszej rozprawie dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Podobnie jak dotychczas kolorem zielonym zaznaczono najlepszy wynik dla danego parametru oceny efektywności, natomiast kolorem pomarańczowym drugi wynik.

Tab. 6.4. Uzyskane wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym.

UHF	RMS [kb/s]			R <sub>MEAN</sub> [kb/s]			PER		
	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>
10 kb/s	189,36	194,69	193,69	9,99	9,98	9,99	1,0*10 <sup>-3</sup>	1,4*10 <sup>-3</sup>	6,0*10 <sup>-4</sup>
48 kb/s	150,42	155,71	154,74	47,96	47,98	47,95	1,0*10 <sup>-3</sup>	4,0*10 <sup>-4</sup>	8,0*10 <sup>-4</sup>
86 kb/s	111,54	116,77	115,77	85,89	85,94	85,94	1,2*10 <sup>-3</sup>	1,0*10 <sup>-3</sup>	6,0*10 <sup>-4</sup>
124 kb/s	72,95	77,84	76,80	123,53	123,88	123,93	4,4*10 <sup>-3</sup>	8,0*10 <sup>-4</sup>	6,0*10 <sup>-4</sup>
162 kb/s	43,94	39,12	39,53	152,05	161,62	160,25	6,9*10 <sup>-2</sup>	2,4*10 <sup>-3</sup>	1,3*10 <sup>-2</sup>
200 kb/s	71,75	9,52	30,23	135,19	194,08	178,77	3,3*10 <sup>-1</sup>	3,4*10 <sup>-2</sup>	1,2*10 <sup>-1</sup>
ARF	50,03	9,59	28,77	150,78	193,42	178,70	1,8*10 <sup>-1</sup>	3,4*10 <sup>-2</sup>	1,0*10 <sup>-1</sup>
LA	48,01	10,96	28,13	152,81	193,02	178,99	1,3*10 <sup>-1</sup>	3,2*10 <sup>-2</sup>	7,6*10 <sup>-2</sup>
LA MOD	41,41	10,91	25,72	157,91	193,04	180,00	6,9*10 <sup>-2</sup>	3,0*10 <sup>-2</sup>	4,3*10 <sup>-2</sup>
ALBS	71,46	9,66	29,83	134,78	193,06	177,55	3,2*10 <sup>-1</sup>	3,3*10 <sup>-2</sup>	1,2*10 <sup>-1</sup>
ALBS MOD	56,81	20,68	31,79	143,64	180,39	170,70	2,0*10 <sup>-1</sup>	1,8*10 <sup>-2</sup>	7,1*10 <sup>-2</sup>
AMASD	34,42	7,45	19,47	164,72	195,61	185,14	4,5*10 <sup>-2</sup>	1,7*10 <sup>-2</sup>	3,0*10 <sup>-2</sup>

UWB	RMS [kb/s]			R <sub>MEAN</sub> [kb/s]			PER		
	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>
6800 kb/s	2802,8	3496,08	3575,06	995,01	1635,74	1296,95	6,8*10 <sup>-1</sup>	7,2*10 <sup>-1</sup>	7,7*10 <sup>-1</sup>
850 kb/s	3343,1	4405,27	4205,65	837,57	847,91	848,79	1,6*10 <sup>-2</sup>	2,6*10 <sup>-3</sup>	2,0*10 <sup>-3</sup>
ARF	1523,1	1637,18	1704,65	2246,61	3515,59	3150,63	2,0*10 <sup>-1</sup>	2,0*10 <sup>-1</sup>	1,9*10 <sup>-1</sup>
LA	2086,5	2629,74	2514,46	1784,51	2578,00	2425,66	6,0*10 <sup>-2</sup>	6,3*10 <sup>-2</sup>	4,1*10 <sup>-2</sup>
LA MOD	2088,5	2664,40	2520,35	1783,34	2550,55	2414,63	6,0*10 <sup>-2</sup>	6,3*10 <sup>-2</sup>	4,1*10 <sup>-2</sup>
AMASD	1229,7	1174,09	1233,46	2581,59	4093,51	3717,87	9,5*10 <sup>-2</sup>	1,5*10 <sup>-1</sup>	1,1*10 <sup>-1</sup>

Niezależnie od analizowanego interfejsu radiowego i miejsca montażu anteny na ciele człowieka, najlepsze wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych uzyskano wykorzystując algorytm AMASD. Najbliższe do opracowanego algorytmu wyniki uzyskały algorytmy LA MOD oraz ARF dla interfejsu NB i ARF dla interfejsu UWB.

Porównując uzyskane wyniki z tymi otrzymanymi w środowisku promu pasażerskiego można stwierdzić, że w zależności od miejsca montażu anteny, interfejsu radiowego oraz środowiska propagacyjnego w warunkach LOS należałoby wybrać odpowiedni algorytm znany z literatury, który maksymalizowałby efektywność wykorzystania dostępnych zasobów. Taki wybór wymagałby redundancji warstwy protokolarnej oraz wymiany zdecydowanie większej liczby danych sterujących, tym samym zmniejszając liczbę danych użytkownika możliwych do przesłania. W praktyce właściwie nie stosuje się więcej niż jednego algorytmu dynamicznej zmiany przepływności w obrębie działania jednej sieci. Zatem zastosowanie algorytmu AMASD nie tylko zwiększa efektywność działania łączy punkt-punkt w heterogenicznej sieci WBAN, ale również wspomaga ujednoczenie warstwy protokolarnej implementowanej w węzłach niezależnie od miejsca montażu czy środowiska propagacyjnego.

Zysk wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych  $\Delta RMS$  poprzez zastosowanie algorytmu AMASD względem drugiego najbardziej efektywnego algorytmu wynosi odpowiednio  $\Delta RMS_{HE} = 7$  kb/s (17%),  $\Delta RMS_{TO} = 2,14$  kb/s (22%),  $\Delta RMS_{AB} = 6,3$  kb/s (25%) dla interfejsu NB oraz  $\Delta RMS_{HE} = 293,4$  kb/s (19%),  $\Delta RMS_{TO} = 463,1$  kb/s (28%),  $\Delta RMS_{AB} = 471,2$  kb/s (28%) dla interfejsu UWB.

W tab. 6.5 przedstawiono wyniki analizy ilości danych poprawnie przesłanych  $D_P$ , utraconych  $D_S$  pomiędzy węzłami oraz wskaźnik efektywności transmisji  $D_U$ . Wyznaczone wskaźniki efektywności transmisji  $D_U$  są największe dla algorytmu AMASD, niezależnie od

analizowanego miejsca montażu anteny i interfejsu radiowego. Algorytm LA oraz jego autorska modyfikacja LA MOD uzyskały drugie najlepsze wyniki kolejno dla interfejsu UWB oraz NB. Warto zwrócić uwagę, iż pomimo określenia mniejszej wartości RMS dla algorytmu ARF (tab. 6.4), sumaryczna liczba danych utraconych predysponuje algorytm LA do zastosowania dla interfejsu UWB.

Zysk efektywności transmisji  $\Delta D_U$  przy zastosowaniu algorytmu AMASD względem drugiego w kolejności algorytmu wynosi odpowiednio  $\Delta D_{U_{HE}} = 90,75$  kB (7%),  $\Delta D_{U_{TO}} = 44,55$  kB (3%),  $\Delta D_{U_{AB}} = 62,75$  kB (4%) dla interfejsu NB oraz  $\Delta D_{U_{HE}} = 7,91$  MB (55%),  $\Delta D_{U_{TO}} = 13,5$  MB (70%),  $\Delta D_{U_{AB}} = 10,8$  MB (56%) dla interfejsu UWB.

Tab. 6.5. Ilości danych przesłanych i utraconych pomiędzy węzłami dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym.

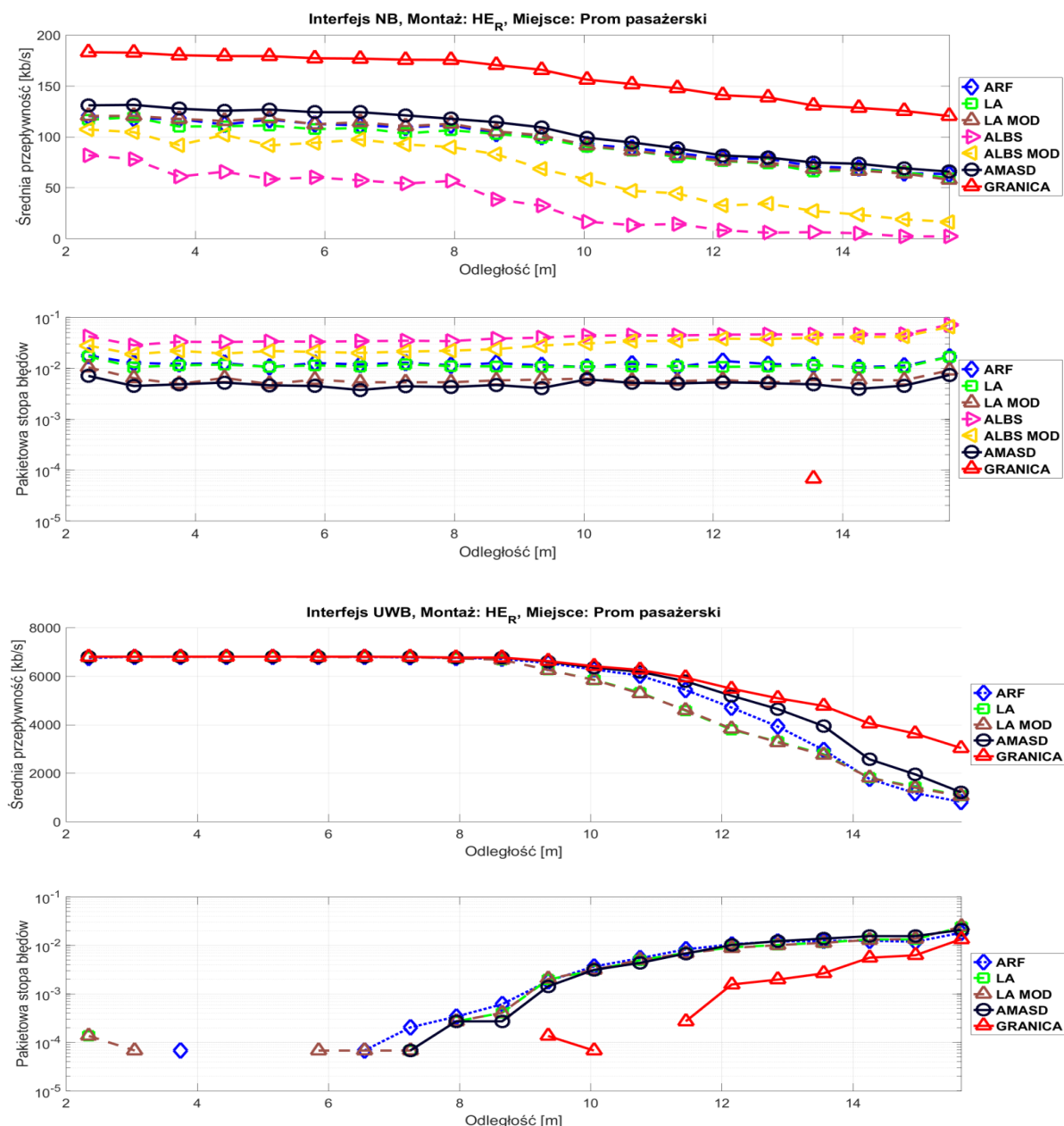
UHF	HE <sub>R</sub>			TO <sub>F</sub>			AB <sub>L</sub>		
	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]
ARF	1252,2	278,07	974,19	1589,43	56,76	1532,67	1459,63	164,52	1295,12
LA	1266,5	207,03	1059,50	1582,22	52,08	1530,14	1464,90	124,56	1340,34
LA MOD	1306,0	99,75	1206,27	1584,91	49,77	1535,14	1480,33	68,92	1411,41
ALBS	1105,9	534,60	571,35	1586,10	54,45	1531,65	1446,18	194,37	1251,81
ALBS MOD	1175,8	323,25	852,60	1481,70	28,73	1452,97	1394,93	116,18	1278,75
AMASD	1361,3	64,28	1297,02	1606,54	26,85	1579,69	1519,51	45,35	1474,16
UWB	HE <sub>R</sub>			TO <sub>F</sub>			AB <sub>L</sub>		
	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]
ARF	20,136	10,823	9,313	29,381	11,219	18,162	26,558	10,792	15,766
LA	16,896	2,606	14,290	22,650	3,429	19,221	21,538	2,254	19,284
LA MOD	16,869	2,672	14,198	22,423	3,470	18,953	21,398	2,266	19,132
AMASD	22,583	0,382	22,201	33,295	0,617	32,678	30,582	0,484	30,098

Analiza scenariusza S1, w którym użytkownik poruszał się wzdłuż korytarza jedynie w warunkach linii bezpośredniej widoczności obu anten, dowiodła przydatności stosowania algorytmu AMASD dla obu środowisk propagacyjnych i trzech miejsc montażu anten w heterogenicznej sieci WBAN. Opracowany algorytm we wszystkich przypadkach umożliwił zwiększenie efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo

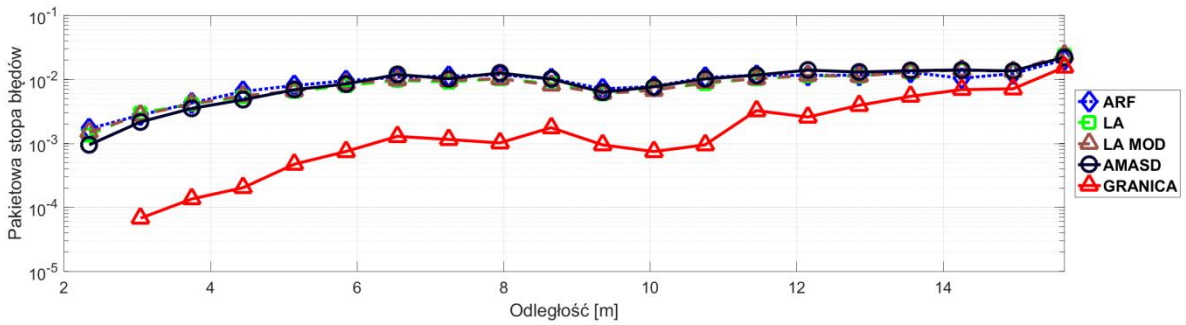
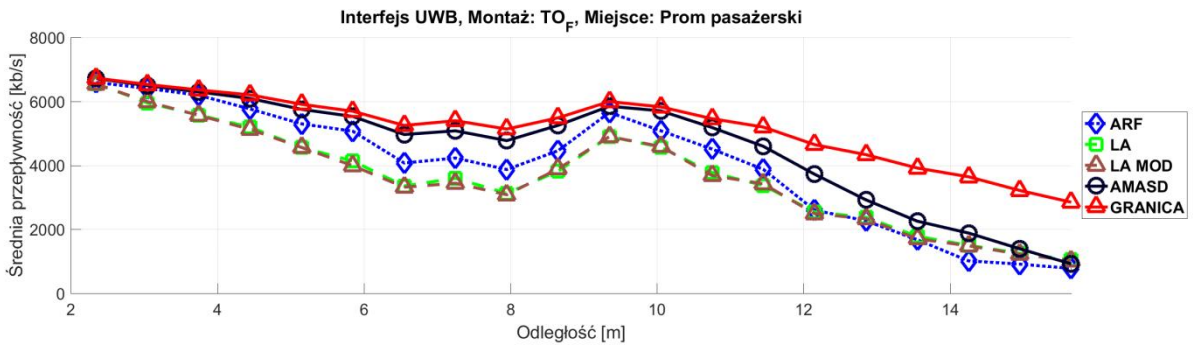
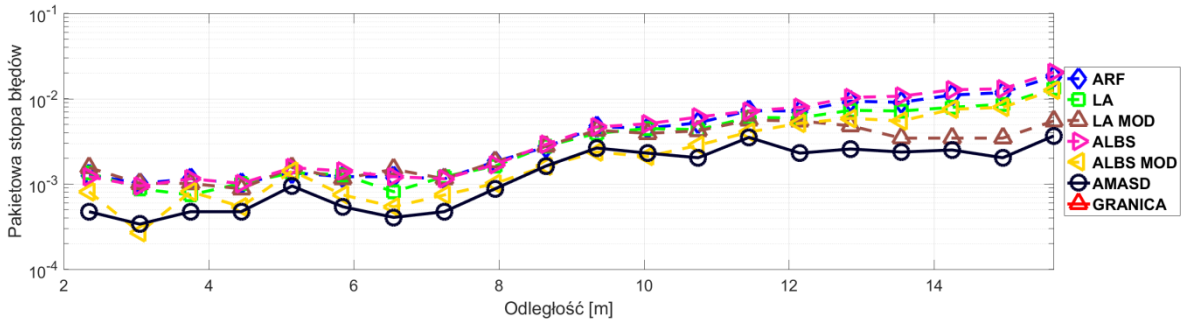
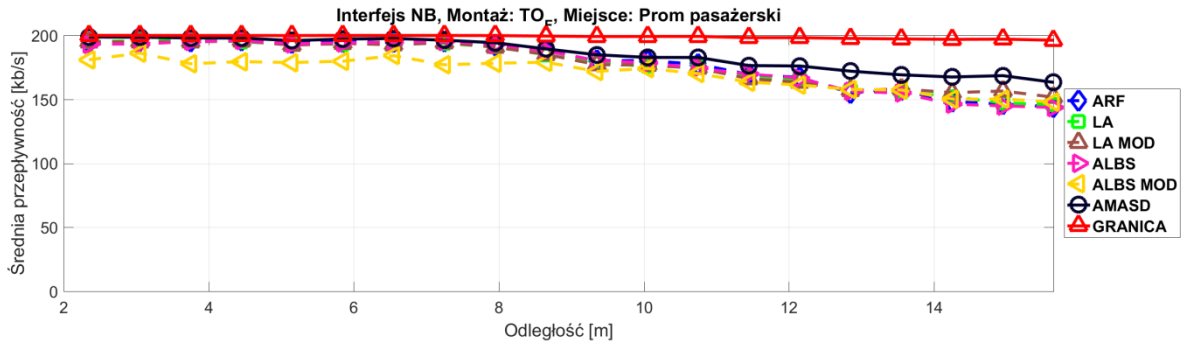
-częstotliwościowych, w porównaniu do znanych z literatury algorytmów wraz z ich autorską modyfikacją, która dodatkowo zwiększa efektywność ich działania.

## 6.2. Scenariusz S2

Na rys. 6.8 – 6.10 przedstawiono wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości pomiędzy WM i WR dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego.

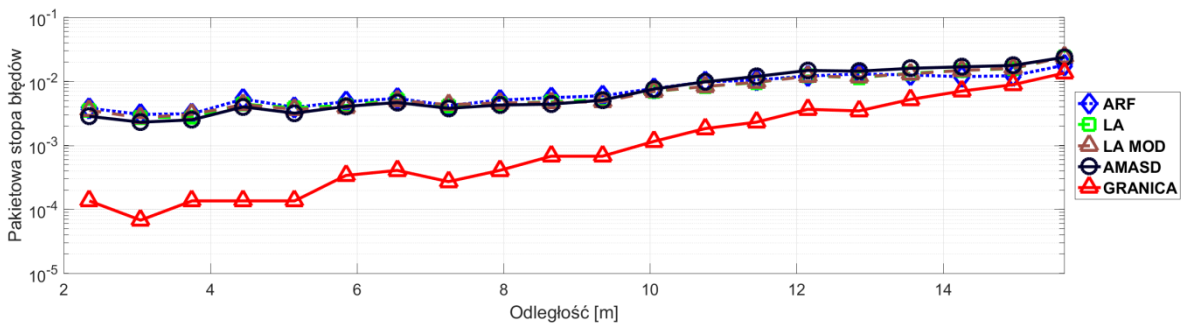
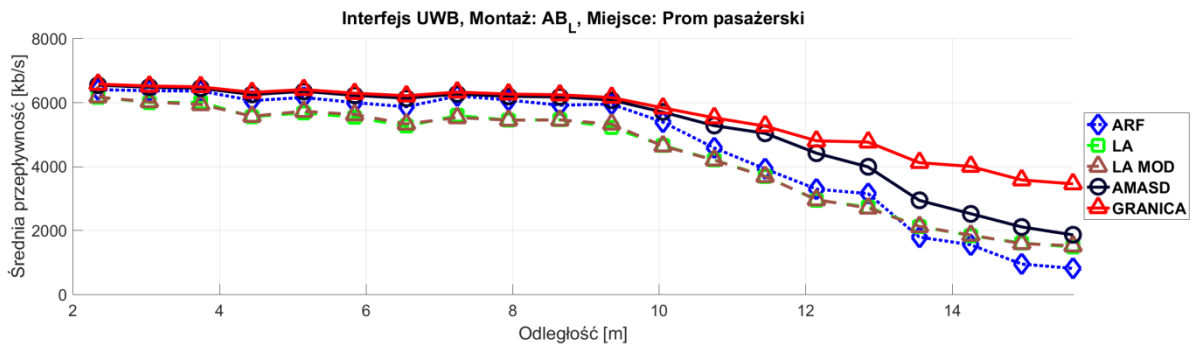
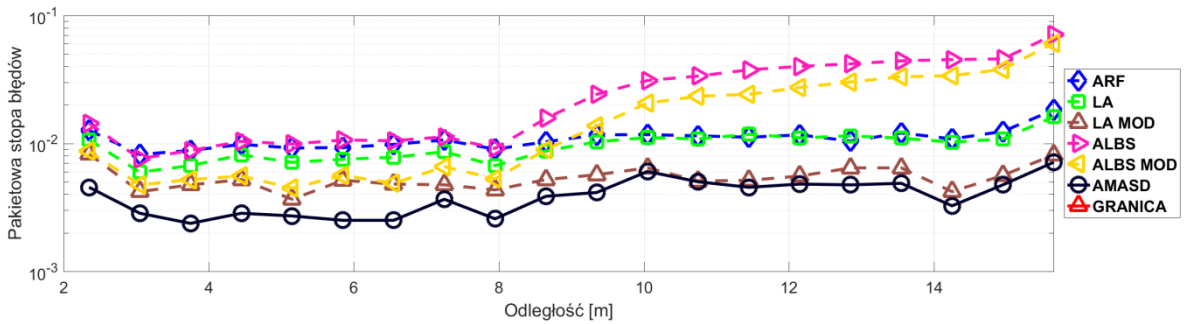
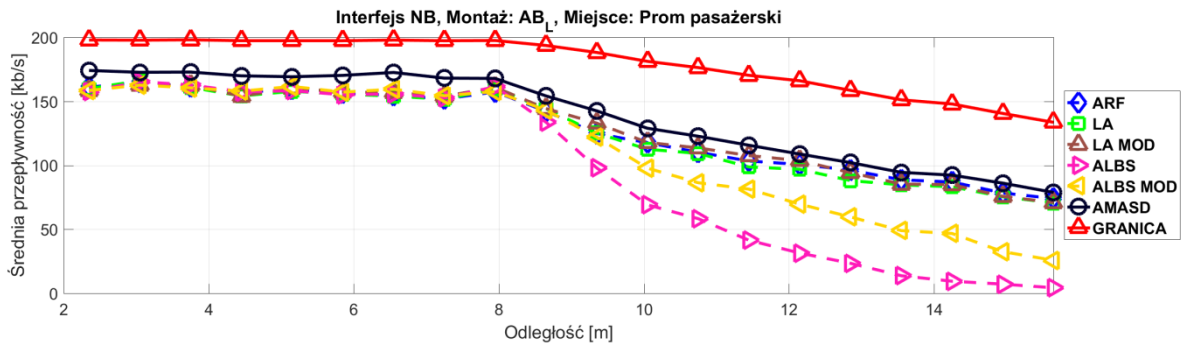


Rys. 6.8. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny przy głowie HE<sub>R</sub>.



Rys. 6.9. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny na klatce piersiowej TO<sub>F</sub>.





Rys. 6.10. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny na nadgarstku  $AB_L$ .

Przedstawione wyniki dowodzą wzrostu efektywności wykorzystania dostępnych zasobów w heterogenicznej sieci WBAN przy zastosowaniu algorytmu AMASD, niezależnie od miejsca montażu anteny na ciele człowieka w środowisku promu pasażerskiego. Zgodnie z oczekiwaniami wraz ze wzrostem odległości (a tym samym dewiacji RPO) oraz pojawieniem się warunków NLOS, efektywność algorytmu maleje ze względu na liczniejsze występowanie zaników sygnału, co wraz ze wzrostem średniego tłumienia zwiększa pakietową stopę błędów i pogarsza wyniki krótkookresowej predykcji parametrów kanału radiowego. Zauważalną różnicę średnich przepływności dla interfejsu UWB można dostrzec dopiero w warunkach NLOS, gdzie moc sygnału odbieranego znacząco maleje wraz z odległością.

Widoczna jest także znaczna różnica pomiędzy interfejsem wąskopasmowym, a ultraszerokopasmowym, wynikająca z możliwości wyboru przepływności i charakterystyk kanałów radiowych. O ile w interfejsie UHF możliwe było znalezienie rozwiązania maksymalizującego średnią przepływność i minimalizującego PER względem dostępnych algorytmów, o tyle interfejs UWB charakteryzuje się proporcjonalną wymiennością pomiędzy tymi parametrami. Dodatkowo warto zauważyć, iż w charakterystyce kanału UWB można wyróżnić moment gwałtownego wzrostu tłumienia, który przekłada się na znaczne obniżenie przepływności transmisji. Zwiększono jednak średnią użyteczną przepływność transmisji na całej długości trasy. Należy mieć jednak na uwadze uzyskaną podobną pakietową stopę błędów względem innych metod w warunkach LOS oraz większą w warunkach NLOS. Wynika to zarówno ze zwiększenia wpływu zaników sygnału, jak i dewiacji RPO.

W tab. 6.6. przedstawiono wyniki numeryczne wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych uwzględniające również wybrane stałe przepływności bez stosowania algorytmów opisanych w niniejszej rozprawie dla środowiska promu pasażerskiego.

Niezależnie od analizowanego interfejsu radiowego i miejsca montażu anteny na ciele człowieka najlepsze wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych uzyskano wykorzystując algorytm AMASD. Umożliwia on nawet kilkukrotnie efektywniejsze wykorzystanie zasobów w heterogenicznej sieci BAN względem wyboru stałych przepływności oraz zastosowania dostępnych algorytmów. Biorąc pod uwagę drugi, pod względem efektywności, algorytm, najlepsze wyniki uzyskano dla algorytmu ARF dla interfejsu UWB oraz algorytmu ARF i LA MOD dla interfejsu NB. Uzyskane wyniki znanych algorytmów są jednak bardzo zbliżone do siebie.

Tab. 6.6. Uzyskane wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego.

UHF	RMS [kb/s]			R <sub>MEAN</sub> [kb/s]			PER		
	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>
10 kb/s	154,71	193,76	175,14	9,98	9,99	9,99	1,6*10 <sup>-3</sup>	6,1*10 <sup>-4</sup>	1,5*10 <sup>-3</sup>
48 kb/s	116,49	154,83	136,65	47,68	47,94	47,87	7,1*10 <sup>-3</sup>	1,3*10 <sup>-3</sup>	2,9*10 <sup>-3</sup>
86 kb/s	81,65	115,88	99,34	81,30	85,91	84,42	5,7*10 <sup>-2</sup>	1,0*10 <sup>-3</sup>	2,0*10 <sup>-2</sup>
124 kb/s	64,56	76,90	69,12	96,47	123,90	112,28	2,3*10 <sup>-1</sup>	8,1*10 <sup>-4</sup>	1,0*10 <sup>-1</sup>
162 kb/s	86,22	39,31	67,98	77,31	160,54	118,14	5,2*10 <sup>-1</sup>	9,5*10 <sup>-3</sup>	2,8*10 <sup>-1</sup>
200 kb/s	127,22	27,98	97,17	35,67	177,97	95,21	8,2*10 <sup>-1</sup>	1,1*10 <sup>-1</sup>	5,3*10 <sup>-1</sup>
ARF	64,89	27,53	54,68	96,08	178,24	127,38	2,5*10 <sup>-1</sup>	1,0*10 <sup>-1</sup>	2,2*10 <sup>-1</sup>
LA	68,14	27,65	57,01	92,93	177,63	125,45	2,3*10 <sup>-1</sup>	8,2*10 <sup>-2</sup>	1,9*10 <sup>-1</sup>
LA MOD	65,12	26,12	54,11	95,81	178,30	127,92	1,2*10 <sup>-1</sup>	5,9*10 <sup>-2</sup>	1,1*10 <sup>-1</sup>
ALBS	127,09	28,26	96,71	35,81	177,54	95,82	8,2*10 <sup>-1</sup>	1,1*10 <sup>-1</sup>	5,2*10 <sup>-1</sup>
ALBS MOD	96,22	31,31	74,87	66,15	170,26	112,19	6,1*10 <sup>-1</sup>	6,4*10 <sup>-2</sup>	3,6*10 <sup>-1</sup>
AMASD	56,85	17,91	44,40	103,91	185,33	138,21	9,9*10 <sup>-2</sup>	3,3*10 <sup>-2</sup>	8,0*10 <sup>-2</sup>
UWB	RMS [kb/s]			R <sub>MEAN</sub> [kb/s]			PER		
	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>
6800 kb/s	1004,4	1515,99	1078,99	5287,88	3755,79	4538,67	2,3*10 <sup>-1</sup>	4,5*10 <sup>-1</sup>	3,4*10 <sup>-1</sup>
850 kb/s	5399,1	4621,95	4972,74	819,03	798,05	801,99	4,0*10 <sup>-2</sup>	6,4*10 <sup>-2</sup>	5,9*10 <sup>-2</sup>
ARF	1070,2	1445,87	1330,66	5368,00	4013,90	4634,72	9,8*10 <sup>-2</sup>	1,9*10 <sup>-1</sup>	1,6*10 <sup>-1</sup>
LA	1188,2	1675,36	1365,79	5198,26	3647,37	4356,07	9,9*10 <sup>-2</sup>	1,8*10 <sup>-1</sup>	1,6*10 <sup>-1</sup>
LA MOD	1196,6	1712,24	1359,77	5190,08	3615,50	4364,97	9,9*10 <sup>-2</sup>	1,9*10 <sup>-1</sup>	1,6*10 <sup>-1</sup>
AMASD	700,78	936,47	695,60	5616,62	4566,41	5143,42	1,0*10 <sup>-1</sup>	2,0*10 <sup>-1</sup>	1,7*10 <sup>-1</sup>

Zysk wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych  $\Delta RMS$  poprzez zastosowanie algorytmu AMASD względem drugiego, pod względem efektywności, algorytmu wynosi odpowiednio  $\Delta RMS_{HE} = 8$  kb/s (12%),  $\Delta RMS_{TO} = 8,2$  kb/s (31%),  $\Delta RMS_{AB} = 9,7$  kb/s (18%) dla interfejsu NB oraz  $\Delta RMS_{HE} = 369,4$  kb/s (37%),

$\Delta RMS_{TO} = 509,4$  kb/s (35%),  $\Delta RMS_{AB} = 635,1$  kb/s (48%) dla interfejsu UWB. Porównując te wyniki z odpowiadającymi im przypadkami dla scenariusza S1 można zauważyć zwiększenie efektywności działania algorytmu, która wiąże się z występowaniem zmiennych warunków LOS i NLOS na drodze propagacji sygnału. Widoczny jest wpływ nagłej zmiany tłumienia propagacyjnego, który był wykrywany przez algorytm, a przepływności kolejnych transmisji były dostosowywane do aktualnych parametrów kanałów radiowych.

W tab. 6.7 przedstawiono wyniki analizy liczby bajtów danych poprawnie przesłanych  $D_P$ , utraconych  $D_S$  pomiędzy węzłami oraz wskaźnik efektywności transmisji  $D_U$ .

Tab. 6.7. Uzyskane wyniki liczby danych przesłanych i utraconych pomiędzy węzłami dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego.

UHF	HE <sub>R</sub>			TO <sub>F</sub>			AB <sub>L</sub>		
	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]
ARF	2339,5	852,48	1487,02	4337,20	497,74	3839,46	3096,04	893,33	2202,7
LA	2261,6	815,11	1446,53	4323,25	397,20	3926,04	3048,86	783,16	2265,7
LA MOD	2330,3	367,35	1962,98	4340,87	279,75	4061,12	3105,54	415,99	2689,6
ALBS	883,55	3979,5	-3096,1	4318,50	547,80	3770,70	2322,46	2543,8	-221,4
ALBS MOD	1610,8	2548,9	-938,10	4145,09	310,59	3834,50	2714,68	1570,6	1144,1
AMASD	2529,1	288,55	2240,58	4514,31	150,66	4363,65	3358,46	286,94	3071,5
UWB	HE <sub>R</sub>			TO <sub>F</sub>			AB <sub>L</sub>		
	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]
ARF	129,08	12,460	116,598	97,624	25,712	71,912	111,866	20,855	91,011
LA	125,35	12,855	112,459	89,271	25,053	64,218	105,664	22,462	83,202
LA MOD	125,13	12,881	112,232	88,501	25,410	63,090	105,899	22,385	83,513
AMASD	135,03	1,128	133,946	110,560	2,195	108,365	124,346	2,026	122,32

Wyznaczone wskaźniki efektywności transmisji  $D_U$  są największe dla algorytmu AMASD niezależnie od analizowanego miejsca montażu anteny i interfejsu radiowego. Zgodnie z wynikami z tab. 6.7 drugim, pod względem efektywności, algorytmem jest algorytm ARF. Taki wynik algorytmu analizującego jedynie krótkookresową pakietową stopę błędów wskazuje na dużą losowość parametrów kanałów radiowych w tym środowisku

i analizowanym scenariuszu oraz fakt niedostatecznej predykcji tłumienia przez algorytm LA przeznaczony do stosowania w łączach sieci WBAN.

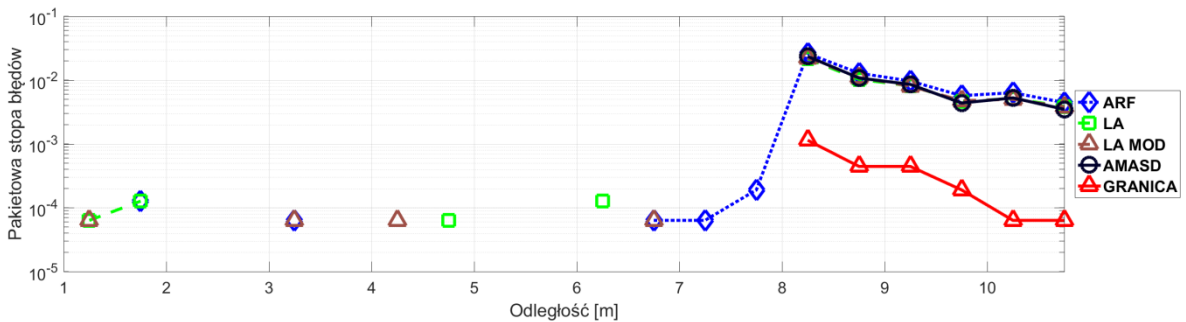
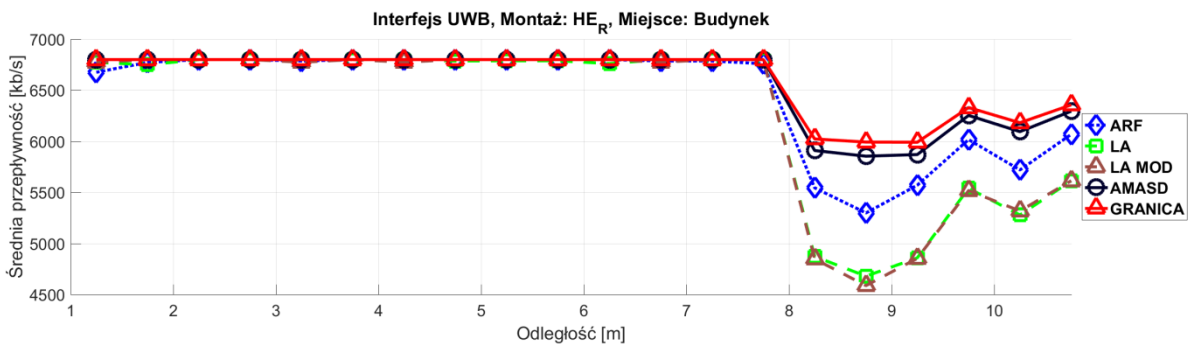
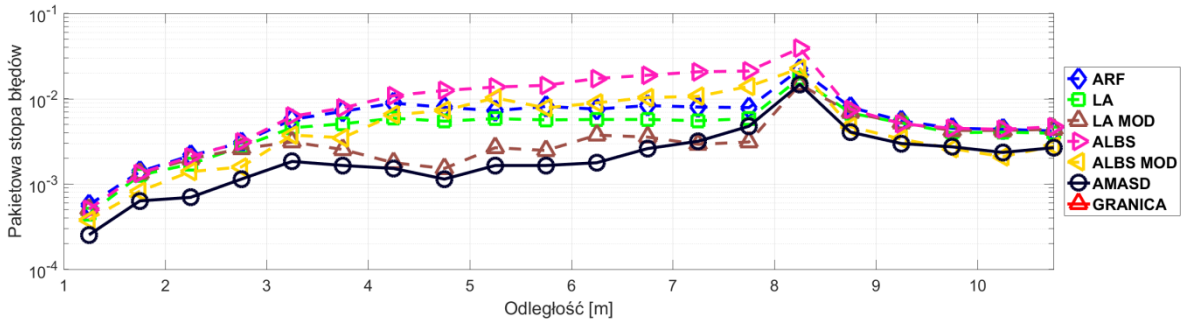
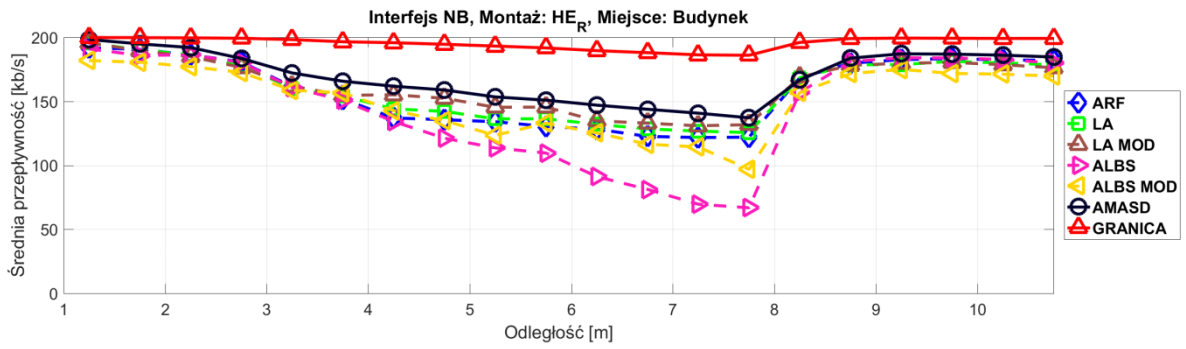
Zysk efektywności transmisji  $\Delta D_U$  przy zastosowaniu algorytmu AMASD względem drugiego w kolejności algorytmu wynosi odpowiednio  $\Delta D_{U_{HE}} = 277,6$  kB (14%),  $\Delta D_{U_{TO}} = 302,5$  kB (7%),  $\Delta D_{U_{AB}} = 382$  kB (14%) dla interfejsu NB oraz  $\Delta D_{U_{HE}} = 17,3$  MB (15%),  $\Delta D_{U_{TO}} = 36,5$  MB (51%),  $\Delta D_{U_{AB}} = 32,31$  MB (36%) dla interfejsu UWB.

Analogicznie jak w środowisku promu pasażerskiego przeprowadzono badania dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Na rys. 6.11 – 6.13 przedstawiono wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości pomiędzy WM i WR dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym.

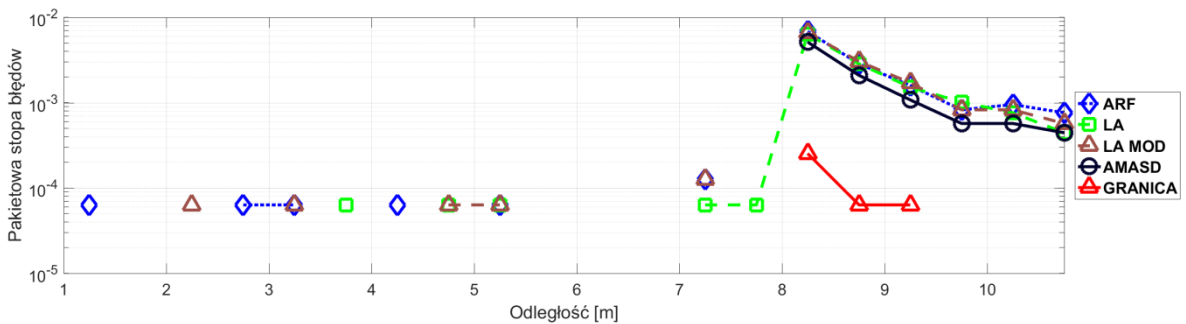
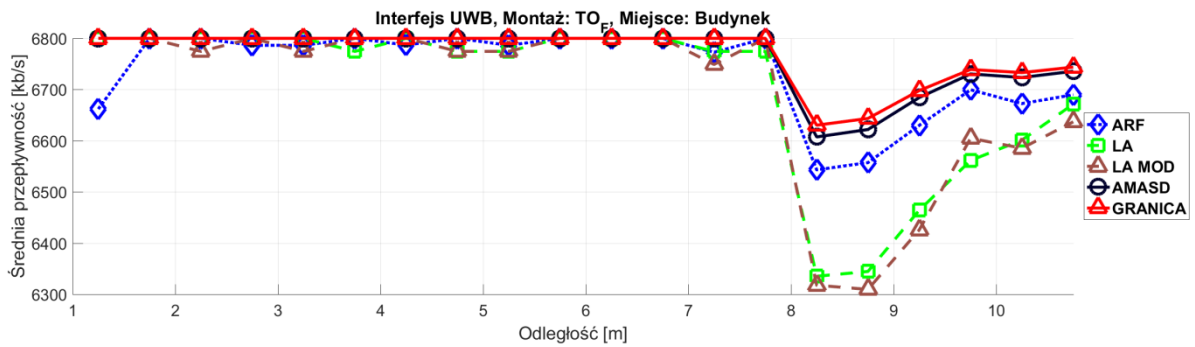
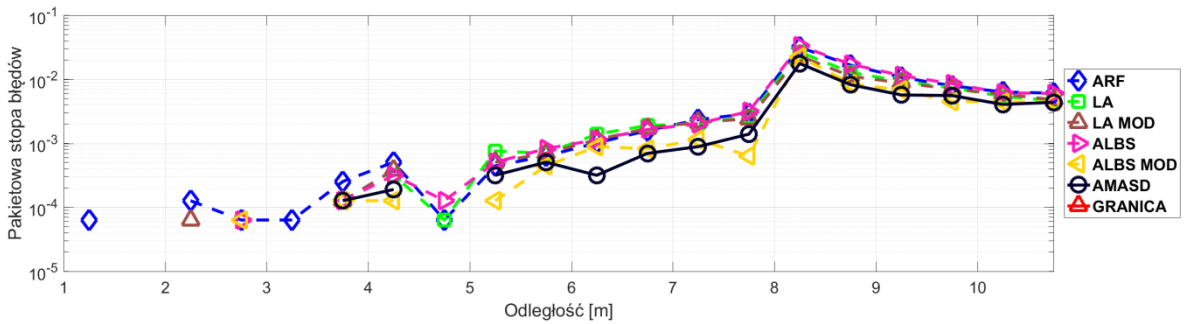
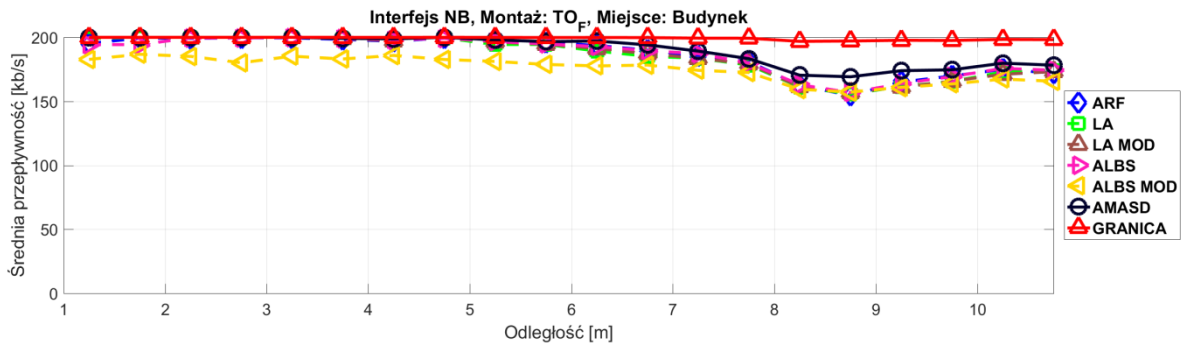
W przeciwieństwie do środowiska promu pasażerskiego, widoczna jest nagła zmiana rozkładu tłumienia średniego, przy zmianie warunków linii bezpośredniej widoczności obu anten, która znacząco wpływa na uzyskiwane średnie przepływności oraz pakietową stopę błędów. Przedstawione wyniki udowadniają jednak wzrost efektywności wykorzystania dostępnych zasobów w heterogenicznej sieci WBAN, przy zastosowaniu algorytmu AMASD, niezależnie od miejsca montażu anteny na ciele człowieka i charakterystyk kanałów radiowych w tym środowisku.

Uzyskane średnie przepływności z uwzględnieniem straty pakietów dla obu interfejsów wskazują, iż opracowany algorytm AMASD wykazuje większą efektywność względem analizowanych algorytmów zarówno w przypadku nagłych jak i łagodnych zmian wartości tłumienia propagacyjnego. Widoczne pogorszenie warunków propagacyjnych w warunkach NLOS wpływa bezpośrednio na uzyskiwaną efektywność wykorzystania zasobów czasowo–częstotliwościowych dla interfejsu UWB. W przypadku montażu anteny przy głowie  $HE_R$  oraz na klatce piersiowej  $TO_F$  zmiana tłumienia propagacyjnego jest na tyle duża, iż destabilizuje działanie algorytmu LA dedykowanego sieciom WBAN. W przypadku montażu anteny na nadgarstku  $AB_L$  algorytm LA nadal uzyskuje najgorsze wyniki średniej przepływności dla interfejsu UWB przy porównywalnej pakietowej stopie błędów względem ARF oraz AMASD. Warto jednak zauważyć, iż dla interfejsu NB algorytm LA oraz jego autorska modyfikacja LA MOD wykazują większą efektywność działania względem algorytmu ARF.

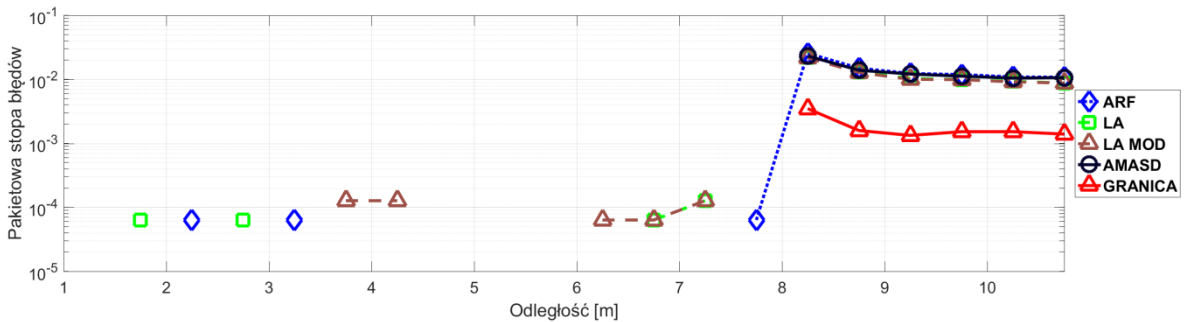
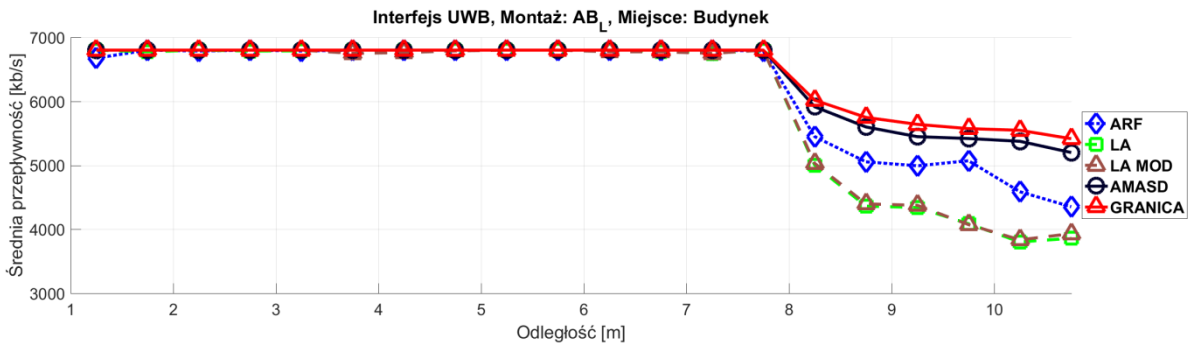
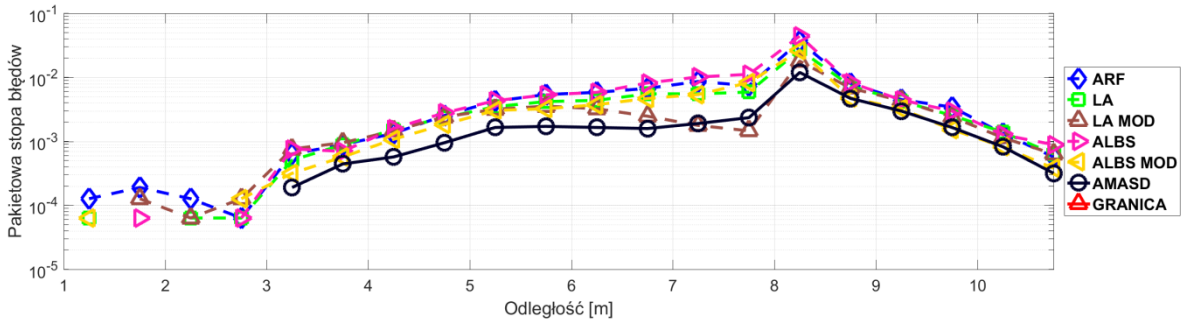
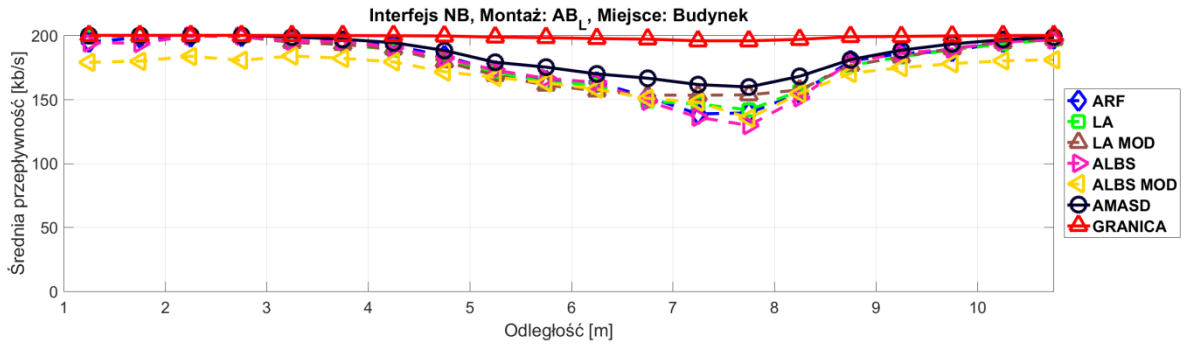




Rys. 6.11. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny przy głowie HE<sub>R</sub>.



Rys. 6.12. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny na klatce piersiowej  $TO_F$ .



Rys. 6.13. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny na nadgarstku AB<sub>L</sub>.



W tab. 6.8 przedstawiono wyniki numeryczne wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych uwzględniające również wybrane stałe przepływności bez stosowania algorytmów opisanych w niniejszej rozprawie dla środowiska wewnątrzbudynkowego.

Tab. 6.8. Uzyskane wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym.

UHF	RMS [kb/s]			R <sub>MEAN</sub> [kb/s]			PER		
	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>
10 kb/s	190,42	194,12	193,71	9,98	9,99	9,99	1,3*10 <sup>-3</sup>	1,0*10 <sup>-3</sup>	7,6*10 <sup>-4</sup>
48 kb/s	151,49	155,21	154,78	47,94	47,92	47,94	1,1*10 <sup>-3</sup>	1,5*10 <sup>-3</sup>	1,2*10 <sup>-3</sup>
86 kb/s	112,60	116,28	115,86	85,87	85,87	85,88	1,2*10 <sup>-3</sup>	1,3*10 <sup>-3</sup>	1,2*10 <sup>-3</sup>
124 kb/s	74,10	77,34	76,92	123,41	123,82	123,84	4,0*10 <sup>-3</sup>	2,0*10 <sup>-3</sup>	1,3*10 <sup>-3</sup>
162 kb/s	42,44	39,56	39,65	154,40	160,64	160,16	3,7*10 <sup>-2</sup>	1,3*10 <sup>-2</sup>	1,3*10 <sup>-2</sup>
200 kb/s	63,52	18,62	29,50	146,48	186,65	178,81	2,1*10 <sup>-1</sup>	9,4*10 <sup>-2</sup>	1,1*10 <sup>-1</sup>
ARF	43,99	18,90	27,49	158,66	186,42	179,41	1,3*10 <sup>-1</sup>	9,0*10 <sup>-2</sup>	9,8*10 <sup>-2</sup>
LA	41,35	20,02	27,20	160,09	185,59	179,19	1,0*10 <sup>-1</sup>	7,6*10 <sup>-2</sup>	7,7*10 <sup>-2</sup>
LA MOD	37,49	19,91	25,61	162,70	185,86	179,92	7,3*10 <sup>-2</sup>	7,0*10 <sup>-2</sup>	5,5*10 <sup>-2</sup>
ALBS	64,24	18,61	29,41	145,57	186,50	178,22	2,2*10 <sup>-1</sup>	9,3*10 <sup>-2</sup>	1,1*10 <sup>-1</sup>
ALBS MOD	49,97	25,85	32,10	151,51	175,43	170,00	1,3*10 <sup>-1</sup>	5,6*10 <sup>-2</sup>	6,9*10 <sup>-2</sup>
AMASD	30,48	14,01	18,59	169,77	190,13	185,79	5,4*10 <sup>-2</sup>	5,0*10 <sup>-2</sup>	3,5*10 <sup>-2</sup>
UWB	RMS [kb/s]			R <sub>MEAN</sub> [kb/s]			PER		
	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>	HE <sub>R</sub>	TO <sub>F</sub>	AB <sub>L</sub>
6800 kb/s	713,81	226,28	731,65	6227,41	6655,14	6070,44	1,4*10 <sup>-1</sup>	3,9*10 <sup>-2</sup>	1,6*10 <sup>-1</sup>
850 kb/s	5913,9	6074,56	5786,34	847,78	848,87	841,59	4,1*10 <sup>-3</sup>	1,6*10 <sup>-3</sup>	1,4*10 <sup>-2</sup>
ARF	261,75	50,45	432,17	6459,20	6738,65	6227,01	6,6*10 <sup>-2</sup>	1,4*10 <sup>-2</sup>	8,7*10 <sup>-2</sup>
LA	577,29	123,22	805,29	6294,30	6702,53	6026,36	5,4*10 <sup>-2</sup>	1,3*10 <sup>-2</sup>	7,4*10 <sup>-2</sup>
LA MOD	590,04	133,71	787,88	6291,68	6696,37	6032,00	5,5*10 <sup>-2</sup>	1,4*10 <sup>-2</sup>	7,3*10 <sup>-2</sup>
AMASD	58,01	8,60	94,60	6573,81	6765,17	6407,80	5,6*10 <sup>-2</sup>	9,9*10 <sup>-3</sup>	8,2*10 <sup>-2</sup>

Niezależnie od analizowanego interfejsu radiowego i miejsca montażu anteny na ciele człowieka, najlepsze wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo–częstotliwościowych uzyskano wykorzystując algorytm AMASD. Warto zauważyć, iż oprócz algorytmu LA MOD dobry wynik uzyskano dla algorytmu ALBS dla jednej z analizowanych prób. Wynika to z wartości tłumienia propagacyjnego, które nie wpływają znacząco na interfejs NB i umożliwiają transmisję z przepływnością bliską 200 kb/s. Podobnie do poprzednich wyników, dla interfejsu UWB drugi, pod względem efektywności, algorytm stanowi ARF, co wskazuje, iż za pomocą algorytmu LA uzyskuje się lepsze wyniki dla kanału NB niż UWB.

Zysk wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych  $\Delta RMS$  poprzez zastosowanie algorytmu AMASD względem drugiego algorytmu wynosi odpowiednio  $\Delta RMS_{HE} = 7$  kb/s (19%),  $\Delta RMS_{TO} = 4,6$  kb/s (25%),  $\Delta RMS_{AB} = 7$  kb/s (27%) dla interfejsu NB oraz  $\Delta RMS_{HE} = 203,74$  kb/s (79%),  $\Delta RMS_{TO} = 41,85$  kb/s (83%),  $\Delta RMS_{AB} = 337,6$  kb/s (78%) dla interfejsu UWB.

W tab. 6.9 przedstawiono wyniki analizy ilości danych poprawnie przesłanych  $D_P$ , utraconych  $D_S$  pomiędzy węzłami oraz wskaźnik efektywności transmisji  $D_U$ .

Uzyskane wyniki wskazują jednoznacznie, iż w środowisku wewnątrzbudynkowym największy wskaźnik efektywności transmisji uzyskano dla algorytmu AMASD, niezależnie od miejsca montażu anteny. Biorąc pod uwagę również kolejne wyniki, to algorytmy LA MOD oraz ARF są predysponowane do implementacji kolejno w interfejsie NB oraz UWB.

Zysk efektywności transmisji  $\Delta D_U$  przy zastosowaniu algorytmu AMASD względem drugiego w kolejności algorytmu wynosi odpowiednio  $\Delta D_{U_{HE}} = 252,5$  kB (6%),  $\Delta D_{U_{TO}} = 267,4$  kB (6%),  $\Delta D_{U_{AB}} = 257,1$  kB (6%) dla interfejsu NB oraz  $\Delta D_{U_{HE}} = 16,5$  MB (11%),  $\Delta D_{U_{TO}} = 3,47$  MB (2%),  $\Delta D_{U_{AB}} = 24,1$  MB (18%) dla interfejsu UWB. Uzyskane wyniki wskazują bardzo duży zysk przy zastosowaniu algorytmu AMASD, szczególnie biorąc pod uwagę stosunkowo niewielkie ilości danych, które są wymieniane w sieciach sensorowych, czy sieciach WBAN.

Tab. 6.9. Uzyskane wyniki liczby danych przesyłanych i utraconych pomiędzy węzłami dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym.

UHF	HE <sub>R</sub>			TO <sub>F</sub>			AB <sub>L</sub>		
	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]	D <sub>P</sub> [kB]	D <sub>S</sub> [kB]	D <sub>U</sub> [kB]
ARF	4301,2	697,77	3603,43	4679,01	495,63	4183,38	4639,00	512,90	4126,10
LA	4312,6	538,68	3773,99	4653,01	418,36	4234,65	4635,17	401,50	4233,67
LA MOD	4355,4	384,48	3970,98	4656,80	387,89	4268,91	4654,02	278,56	4375,46
ALBS	4041,3	1155,1	2886,30	4681,50	514,80	4166,70	4606,26	590,04	4016,22
ALBS MOD	4081,6	652,60	3429,05	4455,32	300,86	4154,46	4412,45	358,26	4054,19
AMASD	4498,6	275,22	4223,47	4810,13	273,80	4536,34	4806,88	174,31	4632,57
UWB	HE <sub>R</sub>			TO <sub>F</sub>			AB <sub>L</sub>		
	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]	D <sub>P</sub> [MB]	D <sub>S</sub> [MB]	D <sub>U</sub> [MB]
ARF	161,45	12,421	149,034	174,206	2,693	171,513	151,450	17,054	134,396
LA	153,18	10,261	142,927	172,106	2,495	169,611	143,115	14,237	128,879
LA MOD	153,14	10,296	142,847	171,824	2,649	169,175	143,553	14,045	129,508
AMASD	166,34	0,796	165,550	175,123	0,142	174,981	159,774	1,268	158,507

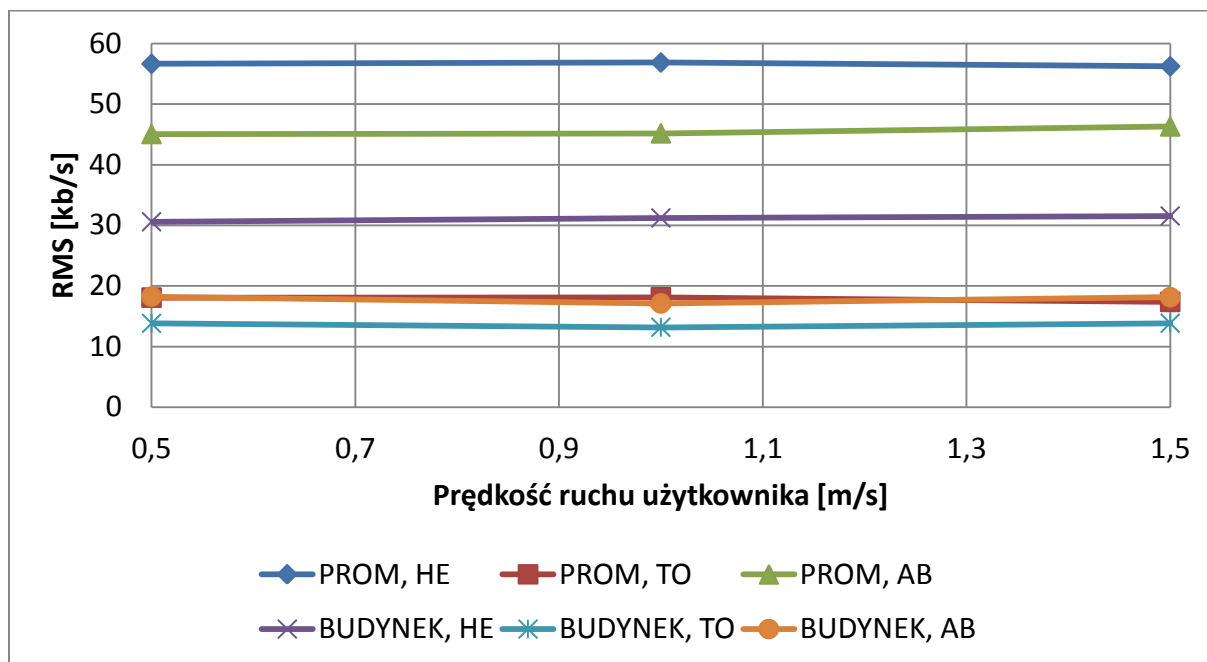
Reasumując, uzyskane wyniki dla scenariusza S2, w którym występowały zmienne warunki propagacyjne, dowodzą przydatności stosowania algorytmu AMASD niezależnie od miejsca montażu anteny i środowiska propagacyjnego w heterogenicznej sieci WBAN. Wszystkie próby wykazały zwiększenie efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo–częstotliwościowych dla obu interfejsów radiowych w heterogenicznej sieci WBAN, a zmienne warunki propagacyjne uwydatniły przydatność opracowanego algorytmu.

Wskazano także, iż pozostałe algorytmy (w szczególności LA oraz ARF) mogą być stosowane w tychże sieciach wymiennie w zależności od aktualnego scenariusza pomiarowego. Jednakże zwykle nie stosuje się więcej niż jednego algorytmu przydziału strumieni danych, nawet w sieciach z więcej niż jednym interfejsem radiowym.

### 6.3. Analiza wpływu ruchu człowieka na efektywność proponowanej metody

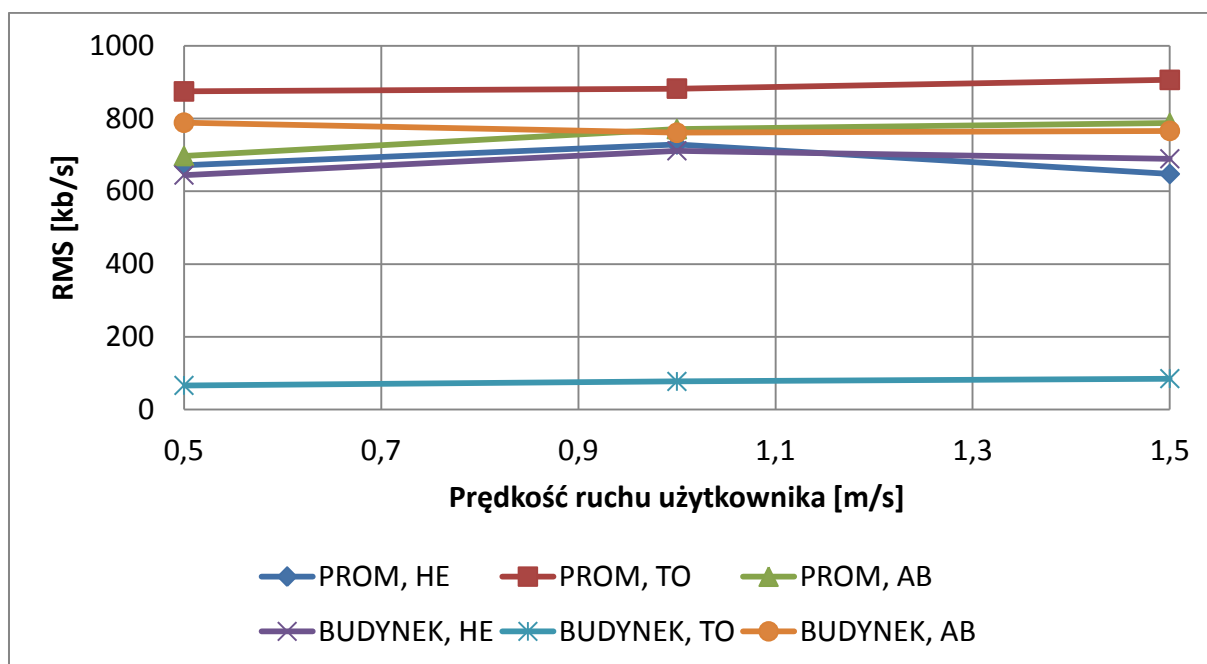
Biorąc pod uwagę dynamiczne scenariusze ze zmiennymi parametrami ruchu użytkownika, w tym prędkości poruszania się wzdłuż korytarza, zdecydowano się

przeanalizować wpływ tych parametrów ruchu na uzyskaną efektywność proponowanej metody AMASD. Badania przeprowadzono z wykorzystaniem scenariusza S2 dla dwóch środowisk propagacyjnych z tym założeniem, iż każdą próbę zrealizowano przy określonej stałej prędkości poruszającej się osoby tj. 0,5 m/s, 1 m/s oraz 1,5 m/s dla tych samych parametrów kanałów radiowych. Na rys. 6.14 przedstawiono uzyskane wyniki efektywności proponowanej metody w funkcji prędkości poruszania się osoby z zamontowanym węzłem mobilnym dla interfejsu wąskopasmowego NB.



Rys. 6.14. Uzyskane wyniki efektywności proponowanej metody w funkcji prędkości poruszania się osoby z zamontowanym węzłem mobilnym dla interfejsu wąskopasmowego.

Analizując uzyskane wyniki stwierdzono, iż zmienna prędkość poruszania się w wyznaczonym zakresie nie ma znaczącego wpływu na uzyskaną efektywność proponowanej metody AMASD dla interfejsu wąskopasmowego. W szczególności mowa tu o realizowanej filtracji przestrzennej estymat mocy sygnału odbieranego RSSI oraz częstotliwości wykonywania radiowych pomiarów odległości względem zmiennego dystansu, która umożliwia estymację dynamiki kanału. Wyniki odchyleń standardowych parametru RMS dla poszczególnych miejsc montażu anteny, niezależnie od środowiska propagacyjnego, nie przekraczają wartości 1 kb/s. Analogicznie jak dla interfejsu wąskopasmowego zbadano wpływ prędkości poruszania się użytkownika na efektywność pracy algorytmu AMASD dla interfejsu UWB. Na rys. 6.15 przedstawiono uzyskane wyniki efektywności proponowanej metody w funkcji prędkości poruszania się osoby z zamontowanym węzłem mobilnym dla interfejsu ultraszerokopasmowego UWB.



Rys. 6.15. Uzyskane wyniki efektywności proponowanej metody w funkcji prędkości poruszania się osoby z zamontowanym węzłem mobilnym dla interfejsu ultraszerokopasmowego.

Biorąc pod uwagę uzyskane wyniki określono, iż zmienne parametry ruchu użytkownika nie mają znaczącego wpływu na uzyskaną efektywność metody AMASD dla interfejsu ultraszerokopasmowego. Wyniki odchyłeń standardowych parametru RMS dla poszczególnych miejsc montażu anteny, nie przekraczają 35 kb/s. Wartość ta jest większa niż dla interfejsu NB ze względu na inną charakterystykę kanału radiowego oraz brak możliwości płynnej zmiany przepływności. Różnice pomiędzy poszczególnymi próbami wynikają głównie z losowego charakteru zastosowanego sposobu wyznaczania prawdopodobieństwa odbioru pakietu (5.45), a nie zmiennej prędkości chodu.

#### 6.4. Podsumowanie badań symulacyjnych – wykazanie tezy

Obszerne badania pomiarowe i wyniki ich analiz przedstawione w rozdziale 5. niniejszej rozprawy stanowiły parametry wejściowe do autorskiego narzędzia symulacyjnego, które umożliwiło wierne odtworzenie specyfiki łącza radiowego heterogenicznej sieci WBAN. Przydatność analizowanych algorytmów adaptacyjnej alokacji strumieni danych do zastosowania w tychże sieciach przeanalizowano dla dwóch dynamicznych scenariuszy poruszania się wzdłuż korytarza jedynie w warunkach linii bezpośredniej widoczności obu anten LOS oraz poruszania się wzdłuż korytarza w kształcie litery "L", gdzie występują zarówno warunki LOS, jak i NLOS. Określono, także optymalną

(biorąc pod uwagę najmniejszą, skumulowaną wartość RMS średniej przepływności dla wszystkich algorytmów) liczbę dostępnych wartości przepływności dla znanych algorytmów progowych.

Na podstawie określonych metryk oceny efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo–częstotliwościowych, wykazano nawet kilkukrotne zwiększenie efektywności wykorzystania tychże zasobów przy zastosowaniu opracowanego algorytmu AMASD, niezależnie od miejsca montażu węzła mobilnego na ciele człowieka dla obu interfejsów radiowych w środowisku promu pasażerskiego oraz w środowisku wewnątrzbudynkowym.

Wskazano także różnicę w wymienności uzyskiwanej średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów pomiędzy interfejsem NB i interfejsem UWB. Pomimo tego, algorytm AMASD znacząco zwiększa wykorzystanie dostępnych zasobów zachowując bardzo zbliżoną do reszty algorytmów pakietową stopę błędów dla interfejsu UWB oraz minimalizując ją dla interfejsu NB.

Określone parametry transmisji w łączu radiowym pomiędzy dwoma węzłami sieci WBAN przełożono bezpośrednio na liczbę bajtów poprawnie i niepoprawnie odebranych danych, wyrażonej poprzez wskaźnik efektywności transmisji. Uwzględnienie tych danych umożliwiło ocenę przydatności analizowanych algorytmów przy założeniu pełnego obciążenia łącza radiowego. Wskazano, że minimalizacja PER nie gwarantuje uzyskania najwyższego wskaźnika efektywności transmisji. Uzyskane wyniki potwierdzają zasadność wykorzystania algorytmu AMASD względem innych znanych algorytmów dla analizowanej heterogenicznej sieci WBAN. Wyznaczone wskaźniki efektywności transmisji są również największe dla algorytmu AMASD niezależnie od analizowanego miejsca montażu anteny, interfejsu radiowego oraz środowiska propagacyjnego. Sprawdzone także, iż prędkość poruszającej się osoby nie ma znaczącego wpływu na efektywność opracowanego algorytmu AMASD.

Przeprowadzona w niniejszym rozdziale analiza efektywności działania algorytmów adaptacyjnej alokacji strumieni danych dowiodła słuszności postawionej tezy niniejszej rozprawy, że zastosowanie nowej adaptacyjnej metody alokacji strumieni danych w heterogenicznej sieci WBAN, uwzględniającej estymację parametrów jakości kanału radiowego przez węzły, umożliwia zwiększenie efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych.



## Podsumowanie

---

Rosnące zapotrzebowanie na urządzenia monitorujące parametry zdrowotne, rejestrujące parametry ruchu, czy udostępniające treści multimedialne, przyczyniły się do znacznego rozwoju radiowych sieci pracujących w obrębie ciała człowieka, bądź jego bezpośredniej bliskości. Mowa tu o ewolucji sieci WBAN, które stanowią aktualnie istotny kierunek rozwoju nowoczesnych sieci radiokomunikacyjnych piątej generacji i oprócz medycyny, znajdują szerokie zastosowanie w sferach rozrywki, marketingu oraz bezpieczeństwa. W realizowanych homogenicznych oraz heterogenicznych sieciach, rozróżnialnych liczbą zastosowanych interfejsów radiowych, kluczowym aspektem jest zagadnienie efektywnego wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych. W niniejszej rozprawie zaproponowano metodę adaptacyjnej alokacji generowanych strumieni danych, która może wpływać na maksymalizację przepływności transmisji węzłów oraz minimalizację energochłonności pomiędzy nimi.

Pierwszym etapem przeprowadzonych prac badawczych było określenie struktury i organizacji heterogenicznej sieci WBAN typu *off-body*, które determinowało wybór znanych algorytmów, które adaptacyjnie przydzielają strumienie danych pomiędzy dwoma węzłami poprzez dynamiczną zmianę przepływności transmisji. Wybrane algorytmy wyczerpują możliwości aktualnie stosowanych metod, uwzględniających krótkookresową estymację ramkowej stopy błędów oraz estymację parametrów kanałów radiowych w szczególności mocy sygnału odbieranego oraz parametru jakości łącza radiowego.

Zaproponowano następnie nową adaptacyjną metodę alokacji strumieni danych (AMASD), której celem jest zwiększenie efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych przy zastosowaniu dwóch równolegle pracujących interfejsów radiowych: wąskopasmowego NB oraz ultraszerokopasmowego UWB. Nowatorskim elementem zaproponowanej metody jest zastosowanie radiowych pomiarów odległości do estymacji parametrów ruchu poruszającej się osoby, a w konsekwencji parametrów filtracji przestrzennej estymat mocy sygnałów odbieranych, w celu określenia dynamiki kanału oraz dynamicznego wyznaczania odległościowego współczynnika spadku mocy sygnału odbieranego. Parametry te są wyznaczone osobno dla warunków LOS i NLOS, które określane są na podstawie odpowiedzi impulsowej kanału UWB. Uzyskane wyniki predykcji tłumienia propagacyjnego wykorzystywane są wraz z wyznaczonymi funkcjami



charakterystyk szumowych obu interfejsów do przydziału strumieni danych dla kolejnej transmisji.

Trzecim etapem badań było zrealizowanie stanowiska badawczego zawierającego heterogeniczne węzły przystosowane do pracy w obrębie ciała ludzkiego. Opracowany prototyp heterogenicznej sieci WBAN składał się z trzech rodzajów urządzeń: zminiaturyzowanych nasobnych węzłów mobilnych, stacjonarnych węzłów referencyjnych oraz serwera akwizycji danych. Węzły sieci stanowią zrealizowaną konstrukcję sprzętową oraz autorskie oprogramowanie sterujące warstwą fizyczną obu interfejsów radiowych. Warto zaznaczyć, iż zastąpiono oprogramowanie wąskopasmowego interfejsu radiowego dostarczonego przez producenta, aby możliwe było m.in. wykorzystanie maksymalnej przepływności w kanale radiowym, zwiększenie częstotliwości i precyzji pomiarów mocy sygnału odbieranego RSSI oraz estymacji jakości kanału radiowego LQI. Serwer akwizycji danych stanowi wysokopoziomowe, wielowątkowe autorskie oprogramowanie przeznaczone do stosowania w zrealizowanym prototypie heterogenicznej sieci WBAN. Oprogramowanie umożliwia ciągłe monitorowanie uzyskiwanych danych telemetrycznych, statusu poszczególnych węzłów sieci oraz zapis danych pomiarowych.

Czwartym elementem badań było opracowanie autorskiego narzędzia symulacyjnego, które korzystając z wyników rzeczywistych pomiarów jako parametrów wejściowych symulatora umożliwia wierne odtworzenie specyfiki łącza radiowego heterogenicznej radiowej sieci BAN. Opracowano metodykę pomiarową, w tym dynamiczne scenariusze pomiarowe, odzwierciedlające typowe zachowanie człowieka w środowisku zamkniętym, w dwóch rzeczywistych środowiskach propagacyjnych z utrudnioną propagacją fal radiowych i uwydatnionym efektem wielodrogowości, tj. środowisku promu pasażerskiego oraz wewnątrzbudynkowym. Na podstawie uzyskanych wyników przeprowadzono szczegółową analizę i opisano statystycznie parametry kanałów radiowych oraz parametry związane z wykorzystanymi interfejsami radiowymi, które obok rozkładu tłumienia propagacyjnego są ważnym aspektem przy realizacji wiarygodnego symulatora sieci WBAN. Zaimplementowano także wybrane algorytmy adaptacyjnej alokacji strumieni danych oraz proponowaną nową metodę i określono metryki oceny ich efektywności pracy.

Ostatnim elementem badań było przeprowadzenie analizy przydatności wybranych metod adaptacyjnej alokacji strumieni danych z wykorzystaniem opracowanego symulatora heterogenicznej sieci WBAN. W badaniach uwzględniono m.in. parametry kanałów radiowych, zmienną prędkość poruszania się użytkownika z zamontowanym węzłem mobilnym, konstrukcję



korytarza, czy jednoczesną pracę wąskopasmowego oraz ultraszerokopasmowego interfejsu radiowego. Określono także liczbę przedziałów przepływności dla znanych algorytmów progowych, aby zmaksymalizować efektywność ich działania. Zbadano także wpływ parametrów ruchu na uzyskiwane wyniki efektywności metody AMASD.

Przeprowadzone badania i analizy uzyskanych wyników wykazały słuszność tezy postawionej w pierwszym rozdziale niniejszej rozprawy doktorskiej, tj.:

**Zastosowanie nowej adaptacyjnej metody alokacji strumieni danych w heterogenicznej sieci WBAN, uwzględniającej estymację parametrów jakości kanału radiowego przez węzły, umożliwi zwiększenie efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych.**

Do najważniejszych oryginalnych osiągnięć niniejszej rozprawy należy:

- Opracowanie nowej adaptacyjnej metody alokacji strumieni danych, przystosowanej do pracy w czasie rzeczywistym oraz możliwej do zaimplementowania na mikrokontrolerze.
- Zaprojektowanie i zbudowanie mobilnego stanowiska pomiarowego.
- Implementacja oprogramowania w języku C oraz assembler na mikrokontrolerach, uwzględniającego sterowanie warstwą fizyczną interfejsów radiowych oraz realizację protokołów komunikacji bezprzewodowej.
- Implementacja wielowątkowej aplikacji serwera akwizycji danych w języku C#.
- Zebranie oryginalnego materiału badawczego w rzeczywistym środowisku promu pasażerskiego oraz środowisku wewnątrzbudynkowym.
- Analiza statystyczna parametrów kanału radiowego, w tym tłumienia propagacyjnego oraz odpowiedzi impulsowej kanału ultraszerokopasmowego w środowiskach trudnych pod względem propagacji fal radiowych, w tym środowisku promu pasażerskiego.
- Przeprowadzenie pomiarów parametrów pracy wykorzystanych interfejsów radiowych.
- Realizacja symulatora heterogenicznej sieci WBAN w środowisku MATLAB uwzględniającego uzyskane wyniki pomiarów.
- Implementacja znanych algorytmów adaptacyjnej alokacji strumieni danych i ich autorska modyfikacja.
- Zdefiniowanie miary oceny efektywności wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych analizowanych metod.



- Wykonanie analizy porównawczej efektywności nowej metody względem znanych dotychczas metod.

Wybrane wyniki prac badawczych autora niniejszej rozprawy opublikowano na łamach czasopism naukowych, a także zaprezentowano na konferencjach międzynarodowych oraz krajowych [18–22, 50, 79–81, 87, 88]. Wyniki badań zostały również docenione i nagrodzone w kraju oraz za granicą prestiżową nagrodą *Young Scientist Award* ufundowaną przez Międzynarodową Unię Nauk Radiowych *URSI (International Union of Radio Science)*.

Przedstawione w niniejszej rozprawie wyniki mogą stanowić przyczynek dalszych analiz metod adaptacyjnej alokacji strumieni danych w heterogenicznych sieciach WBAN dla komunikacji typu *body-to-body*, czy *on-body*, również przy zastosowaniu metodyki pomiarowej oraz narzędzia symulacyjnego przedstawionych w niniejszej rozprawie.

## Załącznik A. Wyniki analizy zaników wolnozmiennych

W niniejszym załączniku przedstawiono szczegółowe wyniki analizy dopasowania, wraz z numeryczną oceną przystawalności, wybranych rozkładów prawdopodobieństw zmiennych losowych do empirycznych danych zaników wolnozmiennych mocy sygnału.

Wyniki oceny statystycznej spełniającej warunek przystawalności zaznaczono kolorem zielonym. Dla lepszego zobrazowania uzyskanych wyników zdecydowano się przedstawić parametry rozkładu tj. wartość średnią  $\mu$  oraz odchylenie standardowe  $\sigma$  w mierze logarytmicznej. W tab. A.1. przedstawiono wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UHF i środowiska promu pasażerskiego.

Tab. A.1. Wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UHF i środowiska promu pasażerskiego.

Pasma częstotliwościowe UHF 868 MHz, prom pasażerski						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	$\mu$ [dB]	$\sigma$ [dB]	$\chi^2$	$r$
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	-0,3	1,8	8,91	0,84
		NLOS	-0,4	2,7	13,38	0,92
	DEP	LOS	-0,2	1,3	2,94	0,96
		NLOS	-0,2	1,6	6,92	0,98
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	-0,1	0,8	0,78	0,37
		NLOS	-0,2	1,9	15,41	0,70
	DEP	LOS	-0,3	2,0	7,01	0,96
		NLOS	-0,2	1,6	7,04	0,89
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	-0,2	1,2	0,34	0,96
		NLOS	-0,3	1,9	6,92	0,99
	DEP	LOS	-0,3	1,8	7,35	0,97
		NLOS	-0,2	1,5	4,59	0,97

Z tab. A.1 wynika, że wartość średnia uzyskanych wyników oscyluje wokół 0 dB, co jest zgodne z oczekiwaniami i wynikami prezentowanymi w literaturze [2, 8]. Oznacza to również, iż prawidłowo zrealizowano adaptacyjny filtr dolnoprzepustowy opisany zależnością (5.6), którego długość dobierano na podstawie estymowanych parametrów ruchu osoby podczas pomiarów oraz analizę tłumienia średniego z wykorzystaniem metody najmniejszych kwadratów regresji liniowej z jedną zmienną niezależną. Odchylenie standardowe rozkładu zawiera się w przedziale [0,8; 2,7] dla wszystkich scenariuszy pomiarowych, przy czym dolną

granicę uzyskano dla warunków LOS, natomiast górną dla warunków NLOS. Jest to zakres zdecydowanie szerszy względem tego, który prezentowany jest w literaturze dla scenariuszy dynamicznych w środowisku wewnątrzbudynkowym, tj. [1,49; 1,52] [3]. Spowodowane jest to m.in. falowodowym charakterem środowiska, które wywołuje większy rozrzut wyników dla różnych miejsc montażu węzła mobilnego.

Wszystkie rozkłady dopasowane do danych empirycznych zawierają się w przedziale akceptacji testu  $\chi^2$ . Wartość współczynnika korelacji w większości przypadków jest większa od progu akceptowalności  $r_{TH} = 0,90$ , przy czym jedynie dla scenariusza APR i montażu anteny na klatce piersiowej  $TO_F$  widoczny jest znacząco niski współczynnik  $r$ . Dlatego przy uwzględnieniu zakresów odchylenia standardowego dla modelowania składowej  $\Delta I_{BS[dB]}$  ten scenariusz nie był brany pod uwagę.

Podobnie wyniki przeanalizowano dla odpowiadających scenariuszy w środowisku wewnątrzbudynkowym. W tab. A.2 przedstawiono wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UHF i środowiska wewnątrzbudynkowego.

Analogicznie do środowiska promu pasażerskiego wartość średnia uzyskanych wyników oscyluje wokół 0 dB. Warto jednak zauważyć, iż wyznaczony przedział odchylenia standardowego dla środowiska wewnątrzbudynkowego [0,3; 1,9] jest mniejszy, niż odpowiadający mu przedział dla środowiska promu pasażerskiego. Wynika to z mniejszej liczby składowych docierających do węzła (mniejszy wpływ efektu wielodrogowości), a tym samym zwiększenia wpływu tłumienia składowej bezpośredniej. Warto zwrócić uwagę na wyniki montażu anteny na klatce piersiowej, gdzie teoretycznie większą dewiację wyników rozkładu uzyskano dla scenariusza APR, a nie oddalania DEP pomimo, że to w drugim przypadku antena była bezpośrednio przysłonięta ciałem ludzkim. Przy czym, wartości współczynników korelacji dla dwóch scenariuszy nie spełniły warunku akceptowalności wyniku dopasowania rozkładu. Z tego względu oraz stosunkowo niewielkiej różnicy wartości odchyżeń, które wynoszą około 0,6 dB, można traktować ich średnią jako wartość reprezentatywną do modelowania składowej efektu cienia radiowego  $\Delta I_{BS[dB]}$  dla obu scenariuszy. Pozostałe wyniki współczynnika korelacji w przeważającej mierze są większe od progu akceptowalności  $r_{TH} = 0,9$ , przy czym nie zanotowano wartości mniejszych od 0,7. Stosunkowo duża liczba scenariuszy, dla których współczynnik korelacji jest mniejszy od progu akceptowalności, wynika ze wspomnianej wcześniej geometrii korytarza, która

wpływała na rozkład maksimum i minimum tłumienia propagacyjnego w funkcji odległości (rys. 5.10). Zauważono także, iż wszystkie rozkłady dopasowane do danych empirycznych zawierają się w przedziale akceptacji testu  $\chi^2$ .

Tab. A.2. Wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UHF i środowiska wewnątrzbudynkowego.

Pasma częstotliwościowe UHF 868 MHz, budynek						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	$\mu$ [dB]	$\sigma$ [dB]	$\chi^2$	$r$
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	-0,1	1,0	0,38	0,98
		NLOS	-0,1	1,1	0,49	0,89
	DEP	LOS	-0,1	1,3	0,10	0,88
		NLOS	0	0,3	22,20	0,71
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	-0,2	1,9	7,17	0,85
		NLOS	-0,1	1,0	0,64	0,95
	DEP	LOS	-0,2	1,3	7,20	0,96
		NLOS	-0,1	0,5	0,53	0,81
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	-0,2	1,4	0,40	0,90
		NLOS	-0,1	1,2	1,05	0,92
	DEP	LOS	-0,2	1,0	0,54	0,97
		NLOS	-0,1	0,8	1,81	0,95

Stosując identyczną metodykę badań przeanalizowano tłumienie propagacyjne dla kanału ultraszerokopasmowego. W tab. A.3 przedstawiono wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UWB i środowiska promu pasażerskiego.

Widoczne jest, iż wartość średnia uzyskanych wyników oscyluje wokół 0 dB, co dowodzi poprawnego doboru rzędu filtru adaptacyjnego opisanego zależnością (5.11) również dla kanału UWB, gdzie długość fali  $\lambda$  jest znacząco krótsza niż dla kanału UHF. Wyznaczone wartości odchylenia standardowego zawierają się w przedziale [1,3; 2,8], przy czym podobnie jak dla kanału UHF dolną granicę wyznaczono dla warunków LOS, natomiast górną dla warunków NLOS.

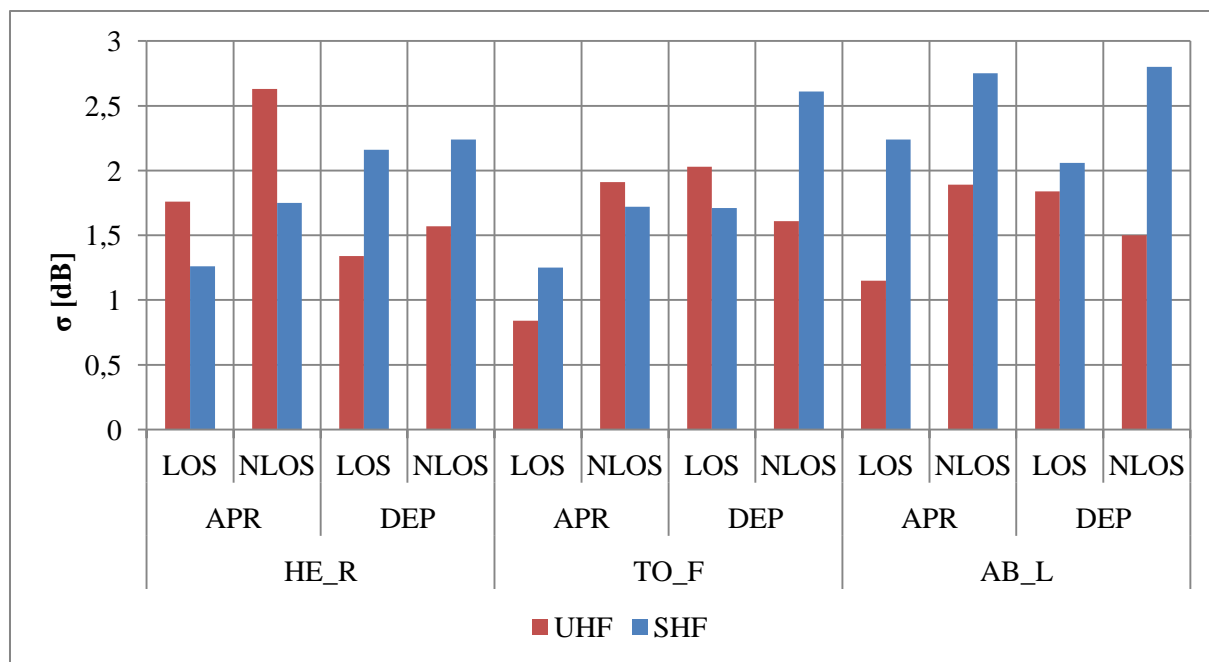
Tab. A.3. Wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UWB i środowiska promu pasażerskiego.

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz, prom pasażerski						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	$\mu$ [dB]	$\sigma$ [dB]	$\chi^2$	$r$
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	-0,2	1,2	3,74	0,98
		NLOS	-0,2	1,8	8,97	0,99
	DEP	LOS	-0,3	2,1	18,88	0,96
		NLOS	-0,3	2,2	17,59	0,91
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	-0,2	1,3	5,20	0,67
		NLOS	-0,2	1,7	10,74	0,74
	DEP	LOS	-0,2	1,7	4,79	0,94
		NLOS	-0,3	2,6	40,34	0,97
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	-0,3	2,2	10,11	0,94
		NLOS	-0,3	2,8	21,84	0,99
	DEP	LOS	-0,3	2,1	12,26	0,95
		NLOS	-0,3	2,8	20,34	0,94

Określone granice wskazują również, iż wartości składowej  $\Delta l_{BS[dB]}$  są większe niż uzyskane wartości dla kanału wąskopasmowego w odpowiadających scenariuszach. Warto jednak porównać uzyskane wartości dla obu pasm częstotliwościowych. Na rys. A.1 przedstawiono wykresy wartości odchyłeń standardowych dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu cienia radiowego obu pasm częstotliwościowych w środowisku promu pasażerskiego.

W większości analizowanych scenariuszy wartości parametru  $\sigma$  rozkładu logarytmiczno-normalnego są większe dla kanału ultraszerokopasmowego UWB. Pomimo iż oba pasma częstotliwościowe są znacząco różne pod względem m.in. częstotliwości, szerokości zajmowanego pasma podczas transmisji, odporności na efekt propagacji wielodrogowej, czy też selektywności częstotliwościowej, to można zauważyć, iż wartości odchyłeń standardowych zaników wolnozmiennych (a tym samym również ich rozkłady, jeżeli przyjąć wartość średnią  $\mu$  bliską 0 dB) są względem siebie proporcjonalne, jeżeli weźmie się pod uwagę jedynie różnicę wartości pomiędzy poszczególnymi scenariuszami. Przykładowo, najniższą wartość parametru  $\sigma$  uzyskano dla scenariusza APR, montażu anteny na klatce TO<sub>F</sub> i warunków LOS. Wyznaczone wartości średnie odchyłeń standardowych dla obu interfejsów wynoszą  $\mu_{\sigma}=1,7$  dB dla kanału UHF oraz  $\mu_{\sigma}=2$  dB dla kanału UWB. Pomimo uzyskania większych wartości odchyłeń standardowych dla interfejsu UWB, tym samym

większego wpływu efektu cienia radiowego, spodziewano się, iż amplitudy zaników szybkozmiennych będą mniejsze dla interfejsu ultraszerokopasmowego, co przy niewielkiej różnicy pomiędzy parametrami rozkładów zaników wolnozmiennych w efekcie końcowym będzie skutkowało zdecydowanie mniejszym rozrzutem wartości chwilowych tłumienia propagacyjnego dla kanału ultraszerokopasmowego.



Rys. A.1. Wartości odchyłek standardowych dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu cienia radiowego obu pasm częstotliwościowych w środowisku promu pasażerskiego.

Większość rozkładów dopasowanych do danych empirycznych zawiera się w przedziale akceptacji testu  $\chi^2$  oraz współczynnika korelacji  $r$ . Podobnie wyniki przeanalizowano dla odpowiadających scenariuszy w środowisku wewnątrzbudynkowym. W tab. A.4 przedstawiono wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UWB i środowiska wewnątrzbudynkowego.

Podobnie jak dla poprzednich wyników, wartość średnia  $\mu$  jest bliska 0 dB, przy czym nie jest ona mniejsza niż -0,5 dB. Wartości parametru  $\sigma$  rozkładu logarytmiczno-normalnego zawierają się w przedziale [0,6; 2,6] i podobnie jak dla interfejsu UHF są wartościami mniejszymi od odpowiadającym im parametrom  $\sigma$  dla środowiska promu pasażerskiego. Różnica pomiędzy pojedynczymi wartościami dla analizowanych scenariuszy sięga niemal 2 dB.

Tab. A.4. Wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UWB oraz środowiska wewnątrzbudynkowego.

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz, budynek						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	$\mu$ [dB]	$\sigma$ [dB]	$\chi^2$	$r$
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	-0,4	1,0	15,91	0,85
		NLOS	-0,2	1,9	14,21	0,89
	DEP	LOS	-0,4	2,0	14,92	0,91
		NLOS	-0,2	1,5	11,97	0,61
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	-0,3	1,1	30,08	0,77
		NLOS	-0,3	2,2	11,22	0,87
	DEP	LOS	-0,2	2,3	21,96	0,92
		NLOS	-0,1	1,7	9,34	0,60
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	-0,2	0,6	0,66	0,96
		NLOS	-0,3	2,6	16,80	0,94
	DEP	LOS	-0,2	2,3	23,70	0,50
		NLOS	-0,2	1,9	16,93	0,97

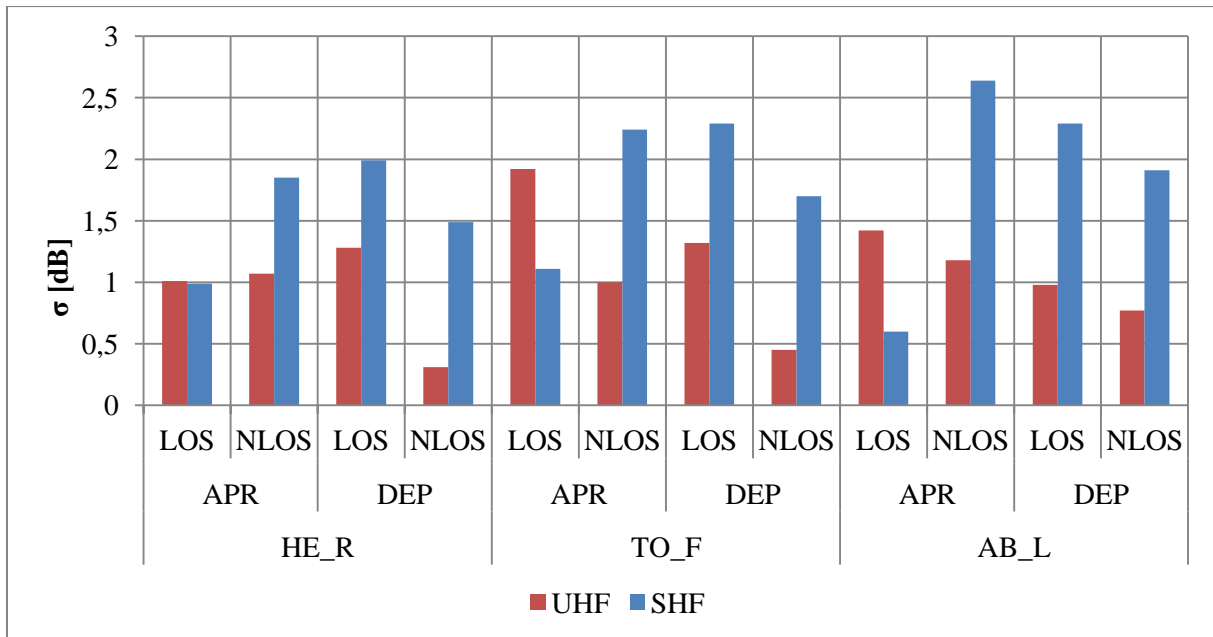
Zdecydowano się porównać również wartości odchyłeń standardowych odpowiadającym im wartościom uzyskanych dla kanału UHF. Na rys. A.2 przedstawiono wykresy wartości odchyłeń standardowych dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu cienia radiowego obu pasm częstotliwościowych w środowisku wewnątrzbudynkowym.

W większości analizowanych scenariuszy wartości parametru  $\sigma$  rozkładu logarytmiczno-normalnego są większe dla kanału ultraszerokopasmowego UWB. Gdyby wyznaczyć średnią wartość odchyłeń standardowych dla obu interfejsów, to wynosiłaby ona  $\mu_\sigma=1,1$  dB dla kanału UHF oraz  $\mu_\sigma=1,8$  dB dla kanału UWB. Są to wartości mniejsze niż dla środowiska promu pasażerskiego, co wskazuje na mniejszy wpływ efektu cienia radiowego w środowisku wewnątrzbudynkowym dla obu interfejsów radiowych.

Większość rozkładów dopasowanych do danych empirycznych zawiera się w przedziale akceptacji testu  $\chi^2$ . Jednak większa część wyznaczonych współczynników korelacji  $r$  jest mniejsza od progu akceptowalności. Wynika to ze wspomnianej wcześniej geometrii korytarza, która wpływała na rozkład maksimum i minimum tłumienia propagacyjnego w funkcji odległości również dla kanału ultraszerokopasmowego (rys. 5.10)



i skutkowałą zaburzeniem histogramów empirycznych rozkładów mocy zaników efektu cienia radiowego  $\Delta l_{BS[dB]}$ .



Rys. A.2. Wartości odchyłek standardowych dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu cienia radiowego obu pasm częstotliwościowych w środowisku wewnątrzbudynkowym.

Rekapitulując, większość estymowanych rozkładów prawdopodobieństw wyrażonych zależnością (5.13) dopasowanych do danych empirycznych zawiera się w przedziale akceptacji testu  $\chi^2$  oraz współczynnika korelacji  $r$ . Oznacza to, iż przyjęty rozkład logarytmiczno–normalny dobrze opisuje empiryczne wartości zaników niezależnie od miejsca montażu anteny, scenariusza pomiarowego, warunków bezpośredniej widoczności obu anten, czy nawet środowiska propagacyjnego, co potwierdza dotychczas prowadzone badania [92]. Wskazano jednak, iż dla niektórych scenariuszy estymowane rozkłady logarytmiczno–normalne nie spełniały warunku przystawalności pomierzonych wyników empirycznych zaników wolnozmiennych, szczególnie w środowisku wewnątrzbudynkowym. Wynika to z określonej metodyki analizowania danych na potrzeby wybranego modelu propagacyjnego, która zakłada równomierny rozkład chwilowych wartości tłumienia wzdłuż drogi propagacyjnej. Warunek ten nie jest spełniony dla analizowanego środowiska wewnątrzbudynkowego (rys. 5.8) co, pomimo przeprowadzonej redukcji granicznych wartości danych empirycznych, prowadzi do zaburzenia histogramów uzyskanych wyników. Z tego też względu lepsze wyniki dopasowań uzyskano dla środowiska promu pasażerskiego, gdzie liczba i głębokość zaników nie jest silnie zależna od odległości (rys. 5.6).



## Załącznik B. Wyniki analizy zaników szybkozmiennych

---

W niniejszym załączniku przedstawiono szczegółowe wyniki analizy dopasowania, wraz z numeryczną oceną przystawalności, wybranych rozkładów prawdopodobieństw do empirycznych danych zaników krótkookresowych mocy sygnału.

Wyznaczono numeryczne wskaźniki przystawalności wyników empirycznych do estymowanych rozkładów wykorzystując do tego współczynnik korelacji Pearsona  $r$  (5.27) oraz test zgodności  $\chi^2$  (5.28). Warto nadmienić, iż uzyskane parametry rozkładów są wynikiem analizy w mierze liniowej zgodnie z (5.32). W porównaniu z analizą składowej zaników wolnozmiennych do analizy zaników szybkozmiennych wzięto pod uwagę także rozkłady Rice'a, Nakagamiego- $m$ , Weibulla, Rayleigha, lognormalny oraz normalny. Oznacza to, iż liczba uzyskanych wartości wskaźników współczynnika korelacji  $r$  oraz testu zgodności  $\chi^2$  jest kilkukrotnie większa. Z tego względu do znalezienia rozkładu najlepiej, z punktu widzenia statystycznego, przystającego do danych empirycznych, zdecydowano się wyznaczyć średnie wskaźniki obu ocen zgodności dla trzech grup danych, które wyznaczono według miejsca montażu, scenariusza pomiarowego oraz warunków bezpośredniej widoczności anten.

Przy przedstawianiu wyników w postaci tabelarycznej zastosowano ujednolicony opis parametrów rozkładów  $P_1$  oraz  $P_2$  gdzie:

- dla rozkładu Rice'a,  $P_1$  jest zmienną deterministyczną  $s_R$  natomiast  $P_2$  jest dominantą  $\sigma_R$ ,
- dla rozkładu Nakagamiego- $m$ ,  $P_1$  jest parametrem kształtu  $m$  natomiast  $P_2$  jest parametrem skali  $\Omega$ ,
- dla rozkładu Weibulla,  $P_1$  jest parametrem kształtu  $\alpha_W$  natomiast  $P_2$  jest parametrem skali  $\beta_W$ ,
- dla rozkładu Rayleigha,  $P_1$  jest parametrem skali  $\sigma_{RAY}$ ,
- dla rozkładu lognormalnego,  $P_1$  jest wartością średnią  $\mu$  natomiast  $P_2$  jest odchyleniem standardowym  $\sigma$ ,
- dla rozkładu normalnego  $P_1$  jest wartością średnią  $\mu_N$  natomiast  $P_2$  jest odchyleniem standardowym  $\sigma_N$ .

W tab. B.1. przedstawiono wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników krótkookresowych dla pasma UHF i środowiska promu pasażerskiego.

Tab. B.1. Wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników szybkozmiennych dla pasma UHF i środowiska promu pasażerskiego.

Pasma częstotliwościowe UHF 868 MHz, prom pasażerski							
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	ROZKŁAD	$P_1$	$P_2$	$\chi^2$	$r$
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	Rice	0,036	0,831	13,72	0,90
			Nakagami-m	1,164	1,384	12,45	0,88
			Weibull	1,181	2,036	11,61	0,89
			Rayleigh	0,832		13,72	0,90
			Lognormalny	-0,081	0,484	10,66	0,97
			Normalny	1,041	0,549	14,08	0,79
		NLOS	Rice	0,814	0,523	7,70	0,91
			Nakagami-m	1,552	1,209	7,87	0,94
			Weibull	1,138	2,398	7,65	0,92
			Rayleigh	0,777		7,34	0,90
			Lognormalny	-0,083	0,423	7,64	0,99
			Normalny	1,007	0,443	9,12	0,88
	DEP	LOS	Rice	0,062	0,792	6,44	0,90
			Nakagami-m	1,410	1,258	11,32	0,91
			Weibull	1,150	2,252	8,04	0,90
			Rayleigh	0,793		6,43	0,90
			Lognormalny	-0,083	0,434	8,46	0,99
			Normalny	1,015	0,478	12,72	0,83
		NLOS	Rice	0,053	0,806	9,53	0,90
			Nakagami-m	1,286	1,301	11,73	0,89
			Weibull	1,160	2,152	10,75	0,89
			Rayleigh	0,807		9,52	0,90
			Lognormalny	-0,087	0,457	10,74	0,98
			Normalny	1,022	0,507	13,24	0,80
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	Rice	0,934	0,369	8,18	0,91
			Nakagami-m	2,304	1,144	7,39	0,92
			Weibull	1,131	3,034	7,92	0,91
			Rayleigh	0,756		4,05	0,87
			Lognormalny	-0,049	0,347	4,44	0,92
			Normalny	1,011	0,352	8,48	0,90
		NLOS	Rice	0,686	0,617	9,38	0,87
			Nakagami-m	1,507	1,231	11,04	0,87
			Weibull	1,144	2,320	10,45	0,86
			Rayleigh	0,785		10,98	0,88
			Lognormalny	-0,080	0,412	11,48	0,97
			Normalny	1,010	0,460	8,93	0,79
	DEP	LOS	Rice	0,908	0,384	8,28	0,94
			Nakagami-m	2,140	1,119	7,55	0,97
			Weibull	1,115	2,874	7,85	0,94
			Rayleigh	0,748		4,25	0,83
			Lognormalny	-0,070	0,360	6,41	0,98
			Normalny	0,994	0,361	8,66	0,94
		NLOS	Rice	0,051	0,813	14,02	0,89
			Nakagami-m	1,204	1,323	12,87	0,88
			Weibull	1,161	2,082	12,11	0,88
			Rayleigh	0,813		14,01	0,89
			Lognormalny	-0,095	0,477	11,51	0,98
			Normalny	1,023	0,527	11,78	0,78



Pasma częstotliwościowe UHF 868 MHz, prom pasażerski							
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	ROZKŁAD	$P_1$	$P_2$	$\chi^2$	$r$
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	Rice	0,831	0,503	8,47	0,87
			Nakagami-m	1,640	1,196	8,71	0,90
			Weibull	1,135	2,441	8,34	0,88
			Rayleigh	0,773		8,14	0,89
			Lognormalny	-0,078	0,399	5,95	0,98
			Normalny	1,004	0,433	9,22	0,83
		NLOS	Rice	0,049	0,811	12,54	0,91
			Nakagami-m	1,277	1,317	15,15	0,91
			Weibull	1,166	2,146	13,89	0,91
			Rayleigh	0,811		12,54	0,91
			Lognormalny	-0,082	0,464	10,57	0,99
			Normalny	1,028	0,511	16,90	0,83
	DEP	LOS	Rice	0,815	0,510	13,59	0,87
			Nakagami-m	1,607	1,184	13,92	0,91
			Weibull	1,128	2,411	13,47	0,89
			Rayleigh	0,769		7,98	0,88
			Lognormalny	-0,087	0,405	8,98	0,97
			Normalny	0,998	0,435	11,12	0,84
		NLOS	Rice	0,040	0,840	13,59	0,90
			Nakagami-m	1,107	1,414	15,23	0,89
			Weibull	1,186	1,977	13,35	0,90
			Rayleigh	0,841		13,58	0,90
			Lognormalny	-0,084	0,498	12,86	0,99
			Normalny	1,045	0,568	17,05	0,80

Wszystkie testy zgodności  $\chi^2$  oraz większość współczynników korelacji  $r$  spełniają warunki akceptowalności rozkładów dla wszystkich analizowanych scenariuszy pomiarowych dla pasma UHF w środowisku promu pasażerskiego. Zweryfikowano również poprawny sposób wyznaczania amplitud zaników krótkookresowych na podstawie wartości średniej rozkładu normalnego, która oscyluje wokół jedności w skali liniowej, co w mierze decybelowej wyraża się 0 dB.

Do znalezienia rozkładu najlepiej, z punktu widzenia statystycznego, przystającego do danych empirycznych, zdecydowano się wyznaczyć średnie wskaźniki obu ocen zgodności. Analizę wyników przeprowadzono dla trzech grup danych, które wyznaczono według miejsca montażu, scenariusza pomiarowego, warunków bezpośredniej widoczności anten. Wyniki tej analizy przedstawiono w tab. B.2.

Tab. B.2. Średnie wskaźniki obu ocen zgodności trzech grup danych dla pasma UHF w środowisku promu pasażerskiego.

Pasma częstotliwościowe UHF 868 MHz, prom pasażerski			
MIEJSCE MONTAŻU	ROZKŁAD	$\chi^2$	$r$
HE <sub>R</sub>	Rice	9,35	0,90
	Nakagami-m	10,84	0,91
	Weibull	9,51	0,90
	Rayleigh	9,25	0,90
	Lognormalny	9,38	0,98
	Normalny	12,29	0,83
TO <sub>F</sub>	Rice	9,97	0,90
	Nakagami-m	9,71	0,91
	Weibull	9,58	0,90
	Rayleigh	8,32	0,87
	Lognormalny	8,46	0,96
	Normalny	9,46	0,85
AB <sub>L</sub>	Rice	12,05	0,89
	Nakagami-m	13,25	0,90
	Weibull	12,26	0,90
	Rayleigh	10,56	0,90
	Lognormalny	9,59	0,98
	Normalny	13,57	0,83
SCENARIUSZ	ROZKŁAD	$\chi^2$	$r$
APR	Rice	10,00	0,90
	Nakagami-m	10,44	0,90
	Weibull	9,98	0,90
	Rayleigh	9,46	0,89
	Lognormalny	8,46	0,97
	Normalny	11,12	0,84
DEP	Rice	10,91	0,90
	Nakagami-m	12,10	0,91
	Weibull	10,93	0,90
	Rayleigh	9,30	0,88
	Lognormalny	9,83	0,98
	Normalny	12,43	0,83
xLOS	ROZKŁAD	$\chi^2$	$r$
LOS	Rice	9,78	0,90
	Nakagami-m	10,22	0,92
	Weibull	9,54	0,90
	Rayleigh	7,43	0,88
	Lognormalny	7,48	0,97
	Normalny	10,71	0,86
NLOS	Rice	11,13	0,90
	Nakagami-m	12,32	0,90
	Weibull	11,37	0,89
	Rayleigh	11,33	0,90
	Lognormalny	10,80	0,98
	Normalny	12,84	0,81

Na podstawie przedstawionych wyników niezależnie od sposobu grupowania danych, najlepsze wyniki przystawalności rozkładu do wartości empirycznych uzyskano dla rozkładu logarytmiczno-normalnego. Zauważono, iż jest to rozkład, który spełniał kryterium akceptowalności dla obu ocen zgodności, niezależnie od grupy analizowanych danych i uzyskiwał znacząco większy współczynnik korelacji względem innych rozkładów. Tym samym uznano, iż dla analizowanych danych w skali liniowej, zaniki krótkookresowe najlepiej odzwierciedla zmienna losowa o rozkładzie logarytmiczno-normalnym.

Podobną analizę przeprowadzono dla tego samego pasma częstotliwościowego UHF pracującego na częstotliwości 868 MHz i danych empirycznych zarejestrowanych w środowisku wewnątrzbudynkowym. W tab. B.3. przedstawiono wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników krótkookresowych dla pasma UHF i środowiska wewnątrzbudynkowego.

Tab. B.3. Wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników szybkozmiennych dla pasma UHF i środowiska wewnątrzbudynkowego.

Pasma częstotliwościowe UHF 868 MHz, budynek							
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	ROZKŁAD	$P_1$	$P_2$	$\chi^2$	$r$
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	Rice	0,826	0,485	5,71	0,82
			Nakagami-m	1,693	1,152	5,64	0,86
			Weibull	1,115	2,454	8,94	0,84
			Rayleigh	0,759		6,17	0,83
			Lognormalny	-0,091	0,385	6,68	0,96
		Normalny	0,987	0,421	6,51	0,79	
		NLOS	Rice	0,864	0,467	8,68	0,88
			Nakagami-m	1,715	1,183	8,43	0,91
			Weibull	1,133	2,525	8,26	0,89
			Rayleigh	0,769		7,72	0,85
	Lognormalny		-0,076	0,401	5,81	0,96	
	Normalny	1,005	0,417	8,93	0,86		
	DEP	LOS	Rice	0,703	0,605	8,63	0,86
			Nakagami-m	1,495	1,227	9,82	0,89
			Weibull	1,141	2,314	9,39	0,87
			Rayleigh	0,783		9,88	0,87
			Lognormalny	-0,083	0,419	9,81	0,97
		Normalny	1,008	0,460	11,07	0,82	
		NLOS	Rice	0,874	0,485	13,61	0,83
			Nakagami-m	1,672	1,235	13,25	0,85
Weibull			1,158	2,530	13,32	0,84	
Rayleigh			0,786		9,96	0,88	
Lognormalny	-0,058		0,409	11,14	0,91		
Normalny	1,025	0,430	14,87	0,79			

Pasma częstotliwościowe UHF 868 MHz, budynek							
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	ROZKŁAD	$P_1$	$P_2$	$\chi^2$	$r$
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	Rice	0,872	0,415	7,74	0,86
			Nakagami-m	1,949	1,105	7,31	0,90
			Weibull	1,102	2,666	7,30	0,87
			Rayleigh	0,743		4,54	0,87
			Lognormalny	-0,089	0,363	6,30	0,98
			Normalny	0,979	0,383	8,29	0,84
		NLOS	Rice	0,873	0,459	11,49	0,87
			Nakagami-m	1,750	1,184	11,12	0,91
			Weibull	1,135	2,552	10,97	0,88
			Rayleigh	0,769		7,57	0,84
			Lognormalny	-0,072	0,396	8,12	0,98
			Normalny	1,007	0,413	11,63	0,86
	DEP	LOS	Rice	0,050	0,804	13,00	0,91
			Nakagami-m	1,289	1,294	12,29	0,90
			Weibull	1,156	2,150	11,66	0,90
			Rayleigh	0,805		13,00	0,91
			Lognormalny	-0,089	0,457	11,21	0,99
			Normalny	1,019	0,506	13,83	0,82
		NLOS	Rice	0,042	0,872	17,85	0,88
			Nakagami-m	1,007	1,523	17,96	0,88
			Weibull	1,216	1,888	16,23	0,90
			Rayleigh	0,873		17,85	0,88
			Lognormalny	-0,076	0,534	12,73	0,98
			Normalny	1,072	0,613	20,08	0,77
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	Rice	0,809	0,513	10,39	0,82
			Nakagami-m	1,655	1,180	10,96	0,86
			Weibull	1,126	2,394	10,29	0,84
			Rayleigh	0,768		10,88	0,82
			Lognormalny	-0,083	0,385	7,78	0,96
			Normalny	0,996	0,434	10,86	0,80
		NLOS	Rice	0,040	0,835	12,40	0,83
			Nakagami-m	1,132	1,397	13,47	0,83
			Weibull	1,180	1,985	12,25	0,84
			Rayleigh	0,836		12,40	0,83
			Lognormalny	-0,084	0,480	12,21	0,95
			Normalny	1,039	0,564	12,01	0,73
	DEP	LOS	Rice	0,849	0,467	7,55	0,88
			Nakagami-m	1,730	1,156	7,39	0,92
			Weibull	1,120	2,513	7,25	0,89
			Rayleigh	0,760		4,69	0,88
			Lognormalny	-0,086	0,389	5,58	0,99
			Normalny	0,992	0,414	8,44	0,85
		NLOS	Rice	0,047	0,786	10,56	0,88
			Nakagami-m	1,432	1,237	10,18	0,88
			Weibull	1,140	2,237	9,50	0,87
			Rayleigh	0,787		10,56	0,88
			Lognormalny	-0,088	0,422	10,24	0,95
			Normalny	1,006	0,475	11,38	0,81



Wszystkie rozkłady dopasowane do danych empirycznych zawierają się w przedziale akceptowalności testu  $\chi^2$ . Zauważono jednak, iż wartość współczynnika korelacji  $r$  w nielicznych przypadkach jest większa od wybranego progu akceptowalności  $r_{TH} = 0,90$ , a w większości oscyluje blisko jego wartości granicznej. Do określenia najlepiej pasującego rozkładu zastosowano identyczną metodykę analizy danych, jak dla środowiska promu pasażerskiego, poprzez wyznaczenie średnich wskaźników obu ocen zgodności dla zdefiniowanych wcześniej trzech grup danych. Uzyskane wyniki tychże wskaźników przedstawiono w tab. B.4.

Tab. B.4. Średnie wskaźniki obu ocen zgodności trzech grup danych dla pasma UHF w środowisku wewnątrzbudynkowym.

Pasma częstotliwościowe UHF 868 MHz, budynek			
MIEJSCE MONTAŻU	ROZKLAD	$\chi^2$	$r$
<b>HE<sub>R</sub></b>	Rice	9,35	0,90
	Nakagami-m	10,84	0,91
	Weibull	9,51	0,90
	Rayleigh	9,25	0,90
	Lognormalny	9,38	0,98
	Normalny	12,29	0,83
<b>TO<sub>F</sub></b>	Rice	9,97	0,90
	Nakagami-m	9,71	0,91
	Weibull	9,58	0,90
	Rayleigh	8,32	0,87
	Lognormalny	8,46	0,96
	Normalny	9,46	0,85
<b>AB<sub>L</sub></b>	Rice	12,05	0,89
	Nakagami-m	13,25	0,90
	Weibull	12,26	0,90
	Rayleigh	10,56	0,90
	Lognormalny	9,59	0,98
	Normalny	13,57	0,83
SCENARIUSZ	ROZKLAD	$\chi^2$	$r$
<b>APR</b>	Rice	10,00	0,90
	Nakagami-m	10,44	0,90
	Weibull	9,98	0,90
	Rayleigh	9,46	0,89
	Lognormalny	8,46	0,97
	Normalny	11,12	0,84
<b>DEP</b>	Rice	10,91	0,90
	Nakagami-m	12,10	0,91
	Weibull	10,93	0,90
	Rayleigh	9,30	0,88
	Lognormalny	9,83	0,98
	Normalny	12,43	0,83

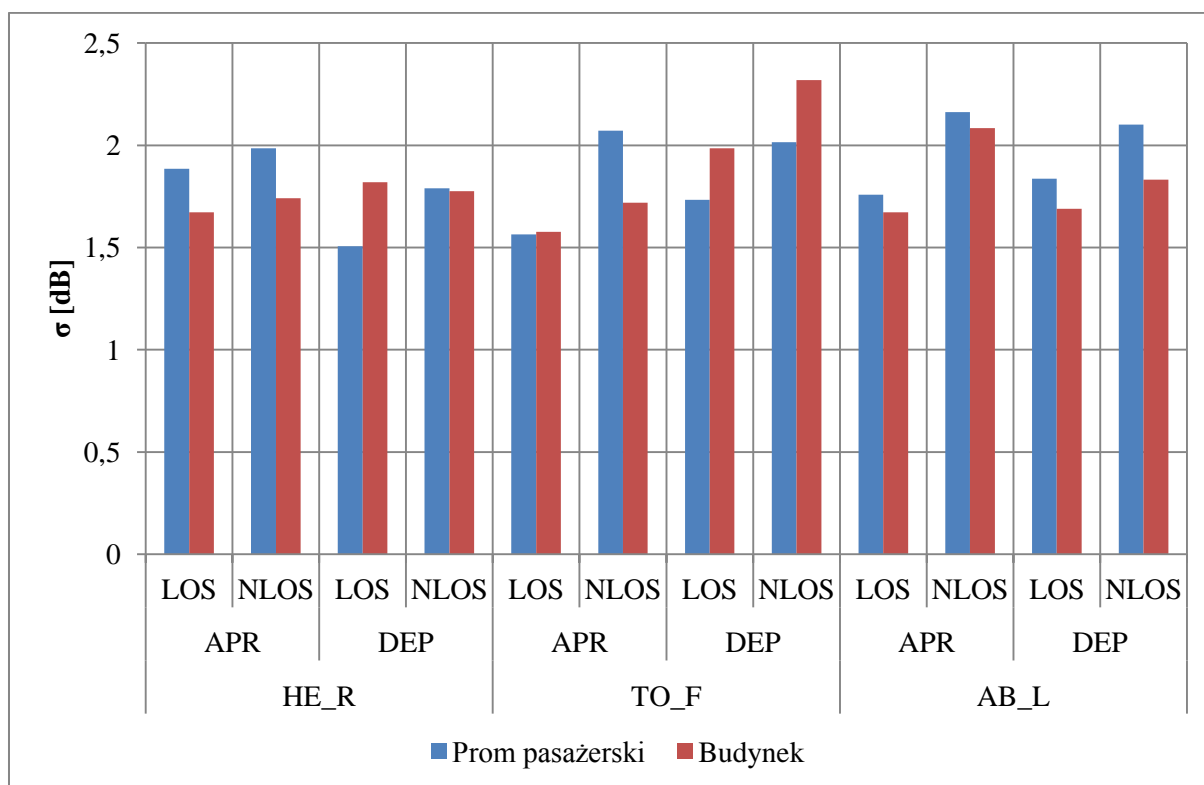
xLOS	ROZKŁAD	$\chi^2$	$r$
LOS	Rice	9,78	0,90
	Nakagami-m	10,22	0,92
	Weibull	9,54	0,90
	Rayleigh	7,43	0,88
	Lognormalny	7,48	0,97
	Normalny	10,71	0,86
NLOS	Rice	11,13	0,90
	Nakagami-m	12,32	0,90
	Weibull	11,37	0,89
	Rayleigh	11,33	0,90
	Lognormalny	10,80	0,98
	Normalny	12,84	0,81

Biorąc pod uwagę wartości minimalne wyników testu  $\chi^2$  oraz maksymalne współczynnika korelacji  $r$  dla środowiska wewnątrzbudynkowego wykazano, iż najlepiej dopasowanym rozkładem zmiennej losowej reprezentującej składową  $\Delta I_{MF}$  jest rozkład logarytmiczno-normalny, niezależnie od sposobu analizy danych. Miejsce montażu anteny oraz warunki bezpośredniej widoczności anten łącza radiowego z punktu widzenia zaników szybkozmiennych rozróżnialne są poprzez wybór parametrów z tab. B.3 dla rozkładu logarytmiczno-normalnego. Wyniki wskazują, iż wartości empirycznego rozkładu amplitud tych zaników są mocno skupione wokół wyznaczonej wartości średniej  $\mu$ .

Jako że dla obu środowisk propagacyjnych, najlepsze dopasowanie wykazano dla rozkładu logarytmiczno-normalnego, można wprost porównać parametry tych rozkładów dla różnych scenariuszy pomiarowych. W szczególności zmienną wartość odchylenia standardowego  $\sigma$ , bowiem wartość średnia  $\mu$  oscyluje wokół 0 dB.

Na rys. B.1 przedstawiono wartości odchyłeń standardowych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu zaników krótkookresowych dla pasma częstotliwościowego UHF w obu środowiskach propagacyjnych.

Uzyskano zbliżone wartości parametrów rozkładów dla obu środowisk propagacyjnych, przy czym zgodnie z oczekiwaniami w większości przypadków środowisko promu pasażerskiego charakteryzowało się niewiele większym rozrzutem wartości wokół wartości średniej. Średnie odchylenie standardowe wyznaczone dla obu środowisk jest zbliżone do siebie i wynosi  $\mu_\sigma = 1,87$  [dB] dla promu pasażerskiego oraz  $\mu_\sigma = 1,82$  [dB] dla środowiska wewnątrzbudynkowego.



Rys. B.1. Wartości odchyleń standardowych dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu zaników wolnozmiennych dla pasma częstotliwościowego UHF w obu środowiskach propagacyjnych.

Podobną analizę przeprowadzono dla interfejsu ultraszerokopasmowego, który charakteryzuje się większą odpornością na efekt wielodrogowości [25, 39, 58]. Analogicznie jak dla wykonanych badań dopasowania rozkładów prawdopodobieństw zmiennych losowych do empirycznych wartości szybkozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma częstotliwościowego 868 MHz wybrano rozkłady Rice'a, Nakagami-m, Weibulla, Ralyleigha, lognormalny oraz normalny do analizy pasma UWB.

Biorąc pod uwagę przedstawione na rys. 5.8 oraz 5.10 wykresy tłumienia propagacyjnego w funkcji odległości spodziewano się, że wpływ zaników szybkozmiennych na tłumienie propagacyjne w środowisku wewnątrzbudynkowym będzie mniejszy niż w środowisku promu pasażerskiego.

W tab. B.5 przedstawiono wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników krótkookresowych dla pasma UWB i środowiska promu pasażerskiego.

Tab. B.5. Wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników szybkozmiennych dla pasma UWB i środowiska promu pasażerskiego.

Pasmo częstotliwościowe UWB 6489 MHz, prom pasażerski							
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	ROZKŁAD	$P_1$	$P_2$	$\chi^2$	$r$
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	Rice	0,934	0,298	5,78	0,86
			Nakagami-m	3,262	1,050	5,23	0,89
			Weibull	1,090	3,363	5,75	0,82
			Rayleigh	0,725		5,74	0,64
			Lognormalny	-0,056	0,275	11,90	0,95
			Normalny	0,983	0,290	5,88	0,85
		NLOS	Rice	0,923	0,400	10,11	0,94
			Nakagami-m	2,001	1,173	9,14	0,98
			Weibull	1,141	2,909	9,91	0,95
			Rayleigh	0,766		5,22	0,85
			Lognormalny	-0,055	0,387	4,87	0,99
			Normalny	1,016	0,375	10,56	0,93
	DEP	LOS	Rice	0,914	0,387	6,20	0,87
			Nakagami-m	2,149	1,136	5,59	0,91
			Weibull	1,124	2,885	6,03	0,87
			Rayleigh	0,754		5,38	0,80
			Lognormalny	-0,061	0,354	4,76	0,98
			Normalny	1,001	0,365	6,49	0,85
		NLOS	Rice	0,919	0,409	10,01	0,94
			Nakagami-m	1,939	1,179	9,06	0,98
			Weibull	1,142	2,871	9,83	0,95
			Rayleigh	0,768		7,17	0,87
			Lognormalny	-0,058	0,395	6,67	0,99
			Normalny	1,016	0,381	10,51	0,93
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	Rice	0,945	0,167	10,30	0,87
			Nakagami-m	8,802	0,948	9,92	0,87
			Weibull	1,030	5,322	7,78	0,83
			Rayleigh	0,689		0,68	0,53
			Lognormalny	-0,055	0,169	8,90	0,85
			Normalny	0,960	0,166	10,31	0,87
		NLOS	Rice	0,948	0,325	5,27	0,96
			Nakagami-m	2,698	1,111	4,51	0,98
			Weibull	1,119	3,478	5,42	0,95
			Rayleigh	0,745		2,09	0,69
			Lognormalny	-0,046	0,332	4,30	0,97
			Normalny	1,006	0,314	5,40	0,95
	DEP	LOS	Rice	0,941	0,313	4,05	0,96
			Nakagami-m	2,889	1,082	3,47	0,98
			Weibull	1,105	3,481	4,20	0,95
			Rayleigh	0,736		3,14	0,73
			Lognormalny	-0,052	0,312	5,49	0,99
			Normalny	0,995	0,303	4,15	0,96
		NLOS	Rice	0,913	0,409	9,91	0,95
			Nakagami-m	1,940	1,169	9,00	0,98
			Weibull	1,137	2,849	9,70	0,96
			Rayleigh	0,765		5,11	0,88
			Lognormalny	-0,062	0,392	9,27	0,99
			Normalny	1,012	0,381	10,40	0,93

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz, prom pasażerski							
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	ROZKŁAD	$P_1$	$P_2$	$\chi^2$	$r$
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	Rice	0,925	0,341	6,56	0,89
			Nakagami-m	2,611	1,088	5,98	0,92
			Weibull	1,106	3,117	6,19	0,87
			Rayleigh	0,738		4,70	0,75
			Lognormalny	-0,060	0,313	4,21	0,98
			Normalny	0,991	0,327	6,76	0,88
		NLOS	Rice	0,915	0,422	9,63	0,93
			Nakagami-m	1,879	1,194	8,76	0,97
			Weibull	1,148	2,797	9,41	0,95
			Rayleigh	0,773		7,44	0,87
			Lognormalny	-0,056	0,400	9,05	0,99
			Normalny	1,020	0,391	10,16	0,92
	DEP	LOS	Rice	0,917	0,378	4,20	0,87
			Nakagami-m	2,219	1,127	3,68	0,92
			Weibull	1,121	2,941	4,08	0,88
			Rayleigh	0,751		3,15	0,80
			Lognormalny	-0,061	0,348	4,58	0,98
			Normalny	0,999	0,358	4,41	0,86
		NLOS	Rice	0,911	0,428	14,22	0,91
			Nakagami-m	1,860	1,195	13,23	0,95
			Weibull	1,148	2,770	13,90	0,92
			Rayleigh	0,773		4,38	0,87
			Lognormalny	-0,057	0,398	5,58	0,99
			Normalny	1,020	0,395	11,27	0,89

Podobnie, jak dla analizowanego tłumienia w kanale wąskopasmowym, wszystkie rozkłady dopasowane do danych empirycznych zawierają się w przedziale akceptowalności testu  $\chi^2$ . Zauważono również, iż wartość współczynnika korelacji  $r$  w nielicznych przypadkach jest większa od wybranego progu akceptowalności  $r_{TH} = 0,90$ , a w większości oscyluje blisko jego wartości granicznej. Dla kanału ultraszerokopasmowego wykazano, że wyniki testów zgodności dla rozkładu Nakagami-m wskazują możliwość jego zastosowania dla tego interfejsu radiowego.

W tab. B.6 przedstawiono wyniki wyznaczonych średnich wskaźników obu ocen zgodności trzech grup danych dla pasma UWB w środowisku promu pasażerskiego.

Tab. B.6. Średnie wskaźniki obu ocen zgodności trzech grup danych dla pasma UWB w środowisku promu pasażerskiego.

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz, prom pasażerski			
MIEJSCE MONTAŻU	ROZKŁAD	$\chi^2$	$r$
HE <sub>R</sub>	Rice	8,03	0,90
	Nakagami-m	7,26	0,94
	Weibull	7,88	0,90
	Rayleigh	5,88	0,79
	Lognormalny	7,05	0,98
	Normalny	8,36	0,89
TO <sub>F</sub>	Rice	7,38	0,94
	Nakagami-m	6,73	0,95
	Weibull	6,78	0,92
	Rayleigh	2,76	0,71
	Lognormalny	6,99	0,95
	Normalny	7,57	0,93
AB <sub>L</sub>	Rice	8,65	0,90
	Nakagami-m	7,91	0,94
	Weibull	8,40	0,91
	Rayleigh	4,92	0,82
	Lognormalny	5,86	0,99
	Normalny	8,15	0,89
SCENARIUSZ	ROZKŁAD	$\chi^2$	$r$
APR	Rice	7,94	0,91
	Nakagami-m	7,26	0,94
	Weibull	7,41	0,90
	Rayleigh	4,31	0,72
	Lognormalny	7,21	0,96
	Normalny	8,18	0,90
DEP	Rice	8,10	0,92
	Nakagami-m	7,34	0,95
	Weibull	7,96	0,92
	Rayleigh	4,72	0,83
	Lognormalny	6,06	0,99
	Normalny	7,87	0,90
xLOS	ROZKŁAD	$\chi^2$	$r$
LOS	Rice	6,18	0,89
	Nakagami-m	5,65	0,92
	Weibull	5,67	0,87
	Rayleigh	3,80	0,71
	Lognormalny	6,64	0,96
	Normalny	6,33	0,88
NLOS	Rice	9,86	0,94
	Nakagami-m	8,95	0,97
	Weibull	9,70	0,95
	Rayleigh	5,24	0,84
	Lognormalny	6,62	0,99
	Normalny	9,72	0,93

Na podstawie przedstawionych wyników można określić, iż dla pasma częstotliwościowego UWB 6489 MHz i środowiska promu pasażerskiego, niezależnie od sposobu grupowania danych, najlepsze wyniki przystawalności rozkładu do wartości empirycznych uzyskano dla rozkładu logarytmiczno–normalnego oraz Nakagamię-m. Zdecydowano się jednak wybrać rozkład logarytmiczno–normalny, który uzyskał minimalnie lepsze wyniki testów zgodności z danymi empirycznymi i jest rozkładem prostszym pod względem obliczeniowym do zaimplementowania. Warto zwrócić uwagę, iż dla analizowanych dotychczas scenariuszy pomiarowych rozkłady Rice'a oraz Rayleigha nie są predysponowane do opisu rozkładu amplitudy zaników krótkookresowych, co potwierdza wnioski z dotychczas przeprowadzanych badań [92].

Analizę przeprowadzono również dla środowiska wewnątrzbudynkowego, a wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników krótkookresowych przedstawiono w tab. B.7.

Tab. B.7. Wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników szybkozmiennych dla pasma UWB i środowiska wewnątrzbudynkowego.

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz, budynek							
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	ROZKŁAD	$P_1$	$P_2$	$\chi^2$	$r$
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	Rice	0,980	0,094	13,40	0,83
			Nakagami-m	25,074	0,977	12,27	0,81
			Weibull	1,020	13,693	17,72	0,87
			Rayleigh	0,699		1,81	-0,25
			Lognormalny	-0,022	0,111	10,65	0,76
			Normalny	0,984	0,094	13,40	0,83
		NLOS	Rice	0,964	0,242	2,08	0,94
			Nakagami-m	4,437	1,047	1,68	0,94
			Weibull	1,088	4,540	2,46	0,91
			Rayleigh	0,724		0,07	0,43
			Lognormalny	-0,035	0,254	1,04	0,92
			Normalny	0,995	0,238	2,11	0,94
	DEP	LOS	Rice	0,974	0,114	72,83	0,79
			Nakagami-m	17,518	0,975	66,99	0,77
			Weibull	1,027	10,012	59,91	0,81
			Rayleigh	0,698		2,73	0,01
			Lognormalny	-0,027	0,130	57,68	0,72
			Normalny	0,981	0,114	72,77	0,79
		NLOS	Rice	0,967	0,245	1,03	0,74
			Nakagami-m	4,574	1,055	0,81	0,79
			Weibull	1,094	4,395	0,03	0,66
			Rayleigh	0,726		0,01	0,68
			Lognormalny	-0,030	0,239	0,38	0,85
			Normalny	0,999	0,241	1,06	0,73

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz, budynek

MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	ROZKŁAD	$P_1$	$P_2$	$\chi^2$	$r$
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	Rice	0,987	0,065	99,80	0,93
			Nakagami-m	56,340	0,982	98,12	0,92
			Weibull	1,017	18,007	68,64	0,94
			Rayleigh	0,701		0,18	-0,39
			Lognormalny	-0,014	0,069	94,84	0,90
			Normalny	0,989	0,065	99,74	0,93
		NLOS	Rice	0,960	0,288	4,57	0,95
			Nakagami-m	3,299	1,086	3,86	0,95
			Weibull	1,109	3,931	4,90	0,93
			Rayleigh	0,737		2,47	0,56
			Lognormalny	-0,038	0,298	2,66	0,91
			Normalny	1,004	0,280	4,65	0,95
	DEP	LOS	Rice	0,970	0,195	0,13	0,98
			Nakagami-m	6,565	1,017	1,81	0,99
			Weibull	1,069	5,697	0,01	0,96
			Rayleigh	0,713		0,22	0,18
			Lognormalny	-0,031	0,207	1,19	0,98
			Normalny	0,990	0,193	0,12	0,98
		NLOS	Rice	0,961	0,263	4,01	0,93
			Nakagami-m	3,729	1,063	3,33	0,92
			Weibull	1,096	4,313	4,49	0,91
			Rayleigh	0,729		2,34	0,38
			Lognormalny	-0,040	0,288	2,33	0,87
			Normalny	0,998	0,258	4,07	0,93
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	Rice	0,979	0,093	24,39	0,95
			Nakagami-m	26,831	0,976	22,66	0,94
			Weibull	1,022	12,817	26,49	0,95
			Rayleigh	0,699		8,77	-0,34
			Lognormalny	-0,021	0,103	19,80	0,92
			Normalny	0,984	0,093	24,39	0,95
		NLOS	Rice	0,946	0,339	5,13	0,95
			Nakagami-m	2,595	1,125	4,44	0,97
			Weibull	1,125	3,302	5,14	0,94
			Rayleigh	0,750		3,61	0,78
			Lognormalny	-0,044	0,331	4,16	0,96
			Normalny	1,009	0,326	5,28	0,94
	DEP	LOS	Rice	0,966	0,219	3,16	0,98
			Nakagami-m	5,146	1,029	2,57	0,97
			Weibull	1,076	5,189	1,01	0,97
			Rayleigh	0,717		1,08	0,31
			Lognormalny	-0,036	0,241	1,71	0,92
			Normalny	0,991	0,216	3,19	0,98
		NLOS	Rice	0,955	0,313	4,60	0,96
			Nakagami-m	2,901	1,107	3,93	0,97
			Weibull	1,118	3,597	4,82	0,94
			Rayleigh	0,744		2,97	0,66
			Lognormalny	-0,040	0,317	5,61	0,95
			Normalny	1,007	0,303	4,70	0,96



Uzyskane wyniki jednoznacznie wykluczają rozkład Rayleigha jako możliwego do zastosowania w opisie składowej  $\Delta L_{MF}$ , a wniosek ten potwierdza analizę pomiarów opisanych w literaturze przedmiotu, która wskazuje na rozkład Rayleigha jako ten, który najgorzej opisuje zjawiska zaników krótkookresowych w radiowych sieciach WBAN [92]. W tab. B.8 przedstawiono wyniki wyznaczonych średnich wskaźników obu ocen zgodności trzech grup danych dla pasma UWB w środowisku wewnątrzbudynkowym.

Tab. B.8. Średnie wskaźniki obu ocen zgodności trzech grup danych dla pasma UWB w środowisku wewnątrzbudynkowym.

<b>Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz, budynek</b>			
<b>MIEJSCE MONTAŻU</b>	<b>ROZKŁAD</b>	$\chi^2$	$r$
<b>HE<sub>R</sub></b>	Rice	22,34	0,83
	Nakagami-m	20,44	0,83
	Weibull	20,03	0,81
	Rayleigh	1,16	0,22
	Lognormalny	17,44	0,81
	Normalny	22,34	0,82
<b>TO<sub>F</sub></b>	Rice	27,13	0,95
	Nakagami-m	26,78	0,95
	Weibull	19,51	0,94
	Rayleigh	1,30	0,18
	Lognormalny	25,26	0,92
	Normalny	27,15	0,95
<b>AB<sub>L</sub></b>	Rice	9,32	0,96
	Nakagami-m	8,40	0,96
	Weibull	9,37	0,95
	Rayleigh	4,11	0,35
	Lognormalny	7,82	0,94
	Normalny	9,39	0,96
<b>SCENARIUSZ</b>	<b>ROZKŁAD</b>	$\chi^2$	$r$
<b>APR</b>	Rice	24,90	0,93
	Nakagami-m	23,84	0,92
	Weibull	20,89	0,92
	Rayleigh	2,82	0,13
	Lognormalny	22,19	0,90
	Normalny	24,93	0,92
<b>DEP</b>	Rice	14,29	0,90
	Nakagami-m	13,24	0,90
	Weibull	11,71	0,88
	Rayleigh	1,56	0,37
	Lognormalny	11,48	0,88
	Normalny	14,32	0,90

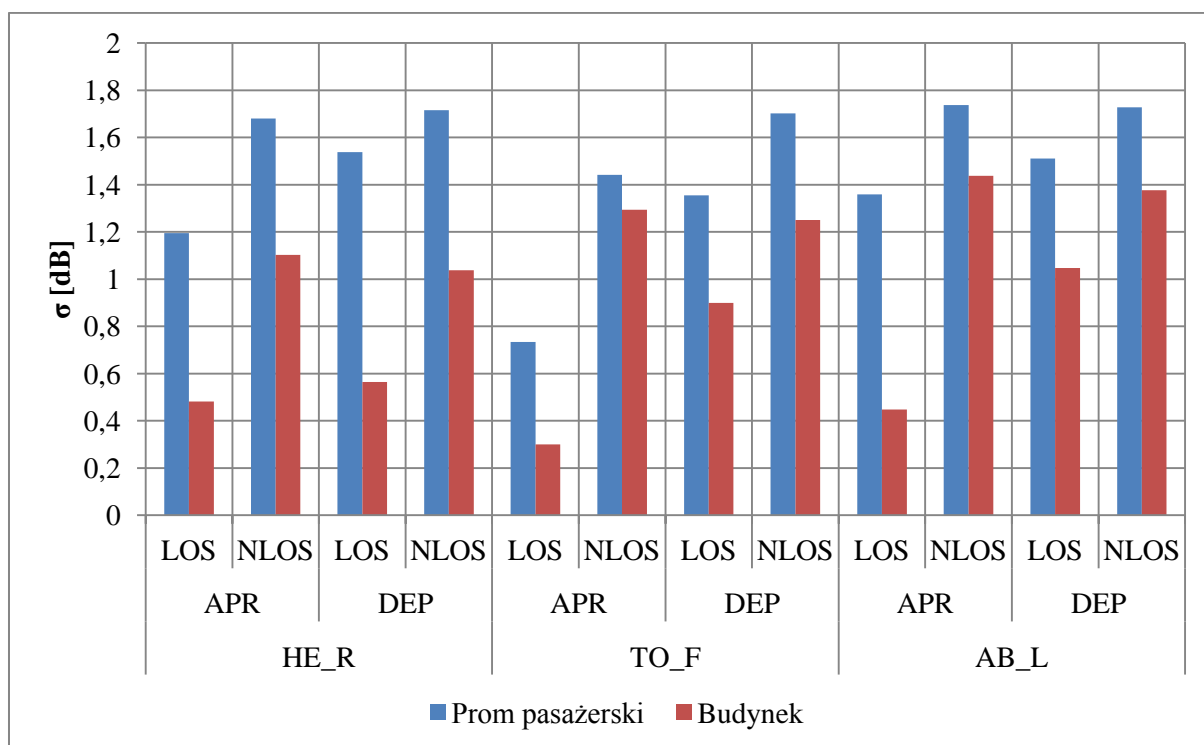
xLOS	ROZKŁAD	$\chi^2$	$r$
LOS	Rice	35,62	0,91
	Nakagami-m	34,07	0,90
	Weibull	28,96	0,92
	Rayleigh	2,47	-0,08
	Lognormalny	30,98	0,87
	Normalny	35,60	0,91
NLOS	Rice	3,57	0,91
	Nakagami-m	3,01	0,92
	Weibull	3,64	0,88
	Rayleigh	1,91	0,58
	Lognormalny	2,70	0,91
	Normalny	3,65	0,91

Uzyskano bardzo zbliżone wyniki współczynnika korelacji wszystkich rozkładów dla wszystkich analizowanych grup danych. Biorąc jednak również pod uwagę wynik testu zgodności  $\chi^2$ , należy wyróżnić rozkład logarytmiczno-normalny oraz Weibulla jako te, które uzyskują najniższe wyniki względem pozostałych rozkładów.

Znaczne uproszczenie modelu oraz mniejsza złożoność obliczeniowa determinowała wybór rozkładu logarytmiczno-normalnego jako reprezentatywnego dla kanału ultraszerokopasmowego w środowisku wewnątrzbudynkowym. Oznacza to, iż podobnie jak dla interfejsu wąskopasmowego, do opisu zaników krótkookresowych wykorzystano rozkład logarytmiczno-normalny, którego parametry były zmieniane w zależności od środowiska propagacyjnego, miejsca montażu, czy warunków bezpośredniej widoczności obu anten.

Na podstawie powyższych wyników, można wprost porównać parametry odchyłeń standardowych rozkładu dla obu środowisk propagacyjnych. Na rys B.2. przedstawiono wartości odchyłeń standardowych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu zaników krótkookresowych dla pasma częstotliwościowego UWB w obu środowiskach propagacyjnych.

Zgodnie z oczekiwaniami widoczny jest mniejszy wpływ zaników szybkozmiennych na tłumienie propagacyjne w środowisku wewnątrzbudynkowym. Średnie odchylenie standardowe wyznaczone dla obu środowisk wynosi  $\mu_\sigma = 1,5$  dB dla promu pasażerskiego oraz  $\mu_\sigma = 0,9$  dB dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Obie wartości są mniejsze od odpowiadających im parametrom rozkładów logarytmiczno-normalnych dla interfejsu wąskopasmowego, co potwierdza większą odporność interfejsu UWB na zaniki szybkozmiennie.



Rys. B.2. Wartości odchyłeń standardowych dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu zaników wolnozmiennych dla pasma częstotliwościowego UWB w obu środowiskach propagacyjnych.

Reasumując, dokonano szczegółowej analizy wybranych rozkładów zmiennych losowych reprezentujących zaniki krótkookresowe w radiowych sieciach WBAN. Dopasowano je do wyznaczonych empirycznych amplitud tychże zaników i dokonano statystycznej oceny ich przystawalności. Wszystkie estymowane rozkłady prawdopodobieństw dopasowane do danych empirycznych zawierają się w przedziale akceptacji testu  $\chi^2$ , natomiast większość z nich spełnia kryterium akceptacji współczynnika korelacji  $r$ .



## Załącznik C. Wyniki analizy statystycznej opracowanego modelu propagacyjnego

---

W celu analizy przystawalności opracowanego modelu propagacyjnego do danych empirycznych wykorzystano dwie miary statystycznej oceny, tj. błąd standardowy estymacji SEE opisany zależnością (5.8) oraz błąd średni ME opisany zależnością (5.9). Jak wiadomo, błąd standardowy estymacji jest miarą dokładności estymacji empirycznych wartości tłumienia propagacyjnego za pomocą opracowanego modelu, a błąd średni określa stopień rozproszenia wyników empirycznych wokół tego modelu. Model jest tym lepiej dopasowany, im wartość błędu SEE jest mniejsza, natomiast wartość błędu ME jest bliższa 0 dB. Przy czym należy zaznaczyć, iż uznaje się, że model jest wystarczająco dokładny, jeżeli wartość błędu SEE nie przekracza 8 dB [84, 85].

Z racji dwóch czynników losowych zawartych w przedstawionym modelu (5.41) zdecydowano się wyznaczyć obie miary oceny statystycznej jako wyniki średniej arytmetycznej tych parametrów z 10000 symulacji modelu. W tab. C.1 przedstawiono analizę statystyczną dopasowania opracowanego modelu do danych empirycznych dla pasma częstotliwościowego NB pracującego na częstotliwości 868 MHz, scenariuszy przybliżania (APR) oraz oddalania (DEP) się użytkownika względem węzła referencyjnego.

Niezależnie od miejsca montażu węzła mobilnego, analizowanego scenariusza pomiarowego oraz środowiska propagacyjnego wyniki obu błędów SEE oraz ME są zbliżone. Wartości błędu średniego ME są ujemne zawierają się w przedziale [-1,1; -0,7] dB dla środowiska promu pasażerskiego oraz [-1,0; -0,6] dB dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Wartość standardowego błędu estymacji SEE jest mniejsza od 8 dB dla wszystkich analizowanych scenariuszy i zawiera się w przedziale [6,1; 7,3] dB dla środowiska promu pasażerskiego oraz [5,5; 7,3] dB dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Oznacza to, iż opracowany model wystarczająco dokładnie opisuje rozkład tłumienia propagacyjnego dla analizowanego wąskopasmowego kanału 868 MHz, przy czym warto zauważyć, iż nieznacznie lepsze dopasowanie uzyskano dla środowiska wewnątrzbudynkowego.

Tab. C.1. Analiza statystyczna dopasowania opracowanego modelu do danych empirycznych dla pasma częstotliwościowego 868 MHz.

Pasma częstotliwościowe NB 868 MHz						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	PROM		BUDYNEK	
			SEE [dB]	ME [dB]	SEE [dB]	ME [dB]
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	7,3	-1,0	6,0	-0,9
		NLOS	7,3	-1,1	6,1	-0,8
	DEP	LOS	6,6	-0,9	6,3	-0,9
		NLOS	7,0	-0,9	5,5	-0,6
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	6,0	-0,7	6,2	-1,0
		NLOS	6,6	-0,9	5,9	-0,8
	DEP	LOS	6,2	-0,9	6,9	-1,0
		NLOS	7,2	-1,0	7,3	-0,8
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	6,1	-0,9	6,1	-0,9
		NLOS	7,2	-1,0	7,1	-0,9
	DEP	LOS	6,7	-0,9	5,8	-0,9
		NLOS	7,2	-0,9	6,2	-0,8

Podobną analizę przeprowadzono dla pasma częstotliwościowego UWB. W tab. C.2 przedstawiono analizę statystyczną dopasowania opracowanego modelu do danych empirycznych dla pasma częstotliwościowego UWB 6489 MHz.

Wartości błędu średniego ME są ujemne zawierają się w przedziale [-0,8; -0,3] dB dla środowiska promu pasażerskiego oraz [-0,6; -0,3] dB dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Świadczy to o przeszacowaniu wartości tłumienia propagacyjnego według tego modelu. Wartość standardowego błędu estymacji SEE jest mniejsza od 8 dB dla wszystkich analizowanych scenariuszy i zawiera się w przedziale [4,9; 7,0] dB dla środowiska promu pasażerskiego oraz [1,7; 5,2] dB dla środowiska wewnątrzbudynkowego. Widoczne jest zdecydowanie lepsze dopasowanie modelu do danych empirycznych dla środowiska wewnątrzbudynkowego, gdzie średnia wartość SEE dla wszystkich analizowanych scenariuszy wynosi 3,4 dB. Oznacza to, iż opracowany model wystarczająco dokładnie opisuje rozkład tłumienia propagacyjnego dla analizowanego ultraszerokopasmowego kanału pracującego na częstotliwości 6489 MHz.

Tab. C.2. Analiza statystyczna dopasowania opracowanego modelu do danych empirycznych dla pasma częstotliwościowego UWB 6489 MHz.

Pasma częstotliwościowe UWB 6489 MHz						
MIEJSCE MONTAŻU	SCENARIUSZ	xLOS	PROM		BUDYNEK	
			SEE [dB]	ME [dB]	SEE [dB]	ME [dB]
HE <sub>R</sub>	APR	LOS	4,9	-0,4	2,3	-0,5
		NLOS	6,1	-0,5	3,6	-0,4
	DEP	LOS	6,4	-0,6	3,6	-0,5
		NLOS	6,5	-0,7	2,5	-0,3
TO <sub>F</sub>	APR	LOS	5,2	-0,3	2,1	-0,3
		NLOS	6,2	-0,6	4,3	-0,4
	DEP	LOS	5,3	-0,6	3,9	-0,4
		NLOS	6,8	-0,8	3,5	-0,3
AB <sub>L</sub>	APR	LOS	6,1	-0,5	1,7	-0,3
		NLOS	7,0	-0,7	5,2	-0,6
	DEP	LOS	6,1	-0,6	4,2	-0,4
		NLOS	7,0	-0,7	4,1	-0,4





## Literatura

---

- [1] AdeunisRF, Narrow Band NB868-500mW RF Module v.2.2.5, 2014
- [2] Ambroziak S. J., *Badania i analiza uwarunkowań propagacyjnych w środowisku uprzemysłowionym*, Rozprawa doktorska, Politechnika Gdańska, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki, Gdańsk, 2012
- [3] Ambroziak S. J., Correia L. M., Katulski R. J., M. Mackowiak, Oliveira C., Sadowski J., Turbic K., *An Off-Body Channel Model for Body Area Networks in Indoor Environments*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, wyd. 9, 2016.
- [4] Ambroziak S. J., Correia L. M., Turbic K., *Radio Channel Measurements in Body-to-body Communications in Different Scenarios*, URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC), Korea Południowa, 2016
- [5] Ambroziak S. J., *Modelowanie kanału radiowego w sieciach WBAN*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 2-3, 2017
- [6] Ambroziak S. J., *Radiowe sieci BAN*, konspekt wykładu, Politechnika Gdańska, 2016
- [7] Ambroziak S. J., *Radiowe sieci BAN*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 2-3, 2017
- [8] Ambroziak S. J., Turbic K., Oliveira C., Correia L. M., Katulski R. J., *Fading Modelling in Dynamic Off-body Channels*, European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Szwajcaria, 2016
- [9] Barbeau M., Kranakis E., *Principles of Ad Hoc Networking*, Wiley & Sons, 2007
- [10] Bednarczyk W., Gajewski P., Nowosielski L., *Energy-efficient Dynamic Spectrum Management in Cognitive Radio Sensor Networks*, Progress In Electromagnetic Research Symposium (PIERS), Shanghai, 2016
- [11] Bendat J. S., Piersol A. G., *Metody analizy i pomiaru sygnałów losowych*, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa, 1976
- [12] Boukerche A., *Algorithms and Protocols for Wireless and Mobile Ad Hoc Networks*, Wiley Series on Parallel and Distributed Computing, Wiley & Sons, 2009
- [13] Cardona N., *Cooperative Radio Communications for Green Smart Environments*, River Publishers Series in Communications, 2016

- [14] Cavallari R., Martelli F., Rosini R., Buratti C., Verdone R., *A Survey on Wireless Body Area Networks: Technologies and Design Challenges*, IEEE Communications Surveys & Tutorials, wol. 16, nr 3, 2014
- [15] Choi B., Kim B., Lee S., Wang K., Kim Y., Chung D., *Narrowband Physical Layer design for WBAN system*, First International Conference on Pervasive Computing, Signal Processing and Applications, 2010
- [16] Cordeiro C. de M., Agrawal D. P., *Ad hoc & Sensor Networks – Theory and Applications*, World Scientific, 2006
- [17] Cramer H., *Metody matematyczne w statystyce*, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa, 1958
- [18] **Cwalina K. K.**, Ambroziak S. J., Rajchowski P., Correia L.M., *Radio Channel Measurements in 868 MHz Off-Body Communications in a Ferry Environment*, XXXII URSI General Assembly & Scientific Symposium, 2017
- [19] **Cwalina K.**, Ambroziak S. J., Rajchowski P., Correia L. M., *Badanie i analiza kanału radiowego 868 MHz do komunikacji typu off-body w środowisku promu pasażerskiego*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 2-3, 2017
- [20] **Cwalina K.**, Ambroziak S. J., Stefański J., *Nowa adaptacyjna metoda alokacji strumieni danych oparta na estymacji parametrów kanału radiowego w heterogenicznej sieci WBAN*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 6, 2017
- [21] **Cwalina K.**, Rajchowski P., *Realizacja samoorganizującej się radiowej sieci ad hoc dedykowanej do pracy w środowiskach zamkniętych*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 6, 2016
- [22] **Cwalina K.**, *Stanowisko do badania adaptacyjnego doboru parametrów interfejsu radiowego sieci ad hoc*, Elektronika - konstrukcje, technologie, zastosowania, nr 10, 2016
- [23] Czepiel S. A., *Maximum Likelihood Estimation of Logistic Regression Models: Theory and Implementation*, <https://czep.net/stat/mlelr.pdf> (data dostępu: 7.26.2017)
- [24] DecaWave, DW1000 User Manual v. 2.07, 2016
- [25] DecaWave, ScenSor, Designing the First Commercial IEEE 802.15.4a chip, 11/2012

- [26] Deshpande S., *Adaptive Low-Bitrate Streaming Over IEEE 802.15.4 Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPAN) Based On Link Quality Indication*, IWCMC, 2006
- [27] Dobosz M., *Wspomagana komputerowo statystyczna analiza wyników badań*, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, Warszawa, 2001
- [28] Durka P. J., *Wstęp do współczesnej statystyki*, Wydawnictwo Adamantan, Warszawa, 2003
- [29] Eriksen F., *CC112X RSSI and CS Response Time*, Design Note DN510, Texas Instruments
- [30] ETSI, *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Evaluation of the Inclusion of Path Loss Based Location Technology in the UTRAN*, Technical Report TR 125 907, V9.0.1, 02/2010
- [31] European Commission, *COST Action 231, Digital mobile radio towards future generation systems*, Final Report, Luksemburg, 1999
- [32] Farhad A., Zia Y., Farid S., Hussain F. B., *A Traffic Aware Dynamic Super-frame Adaptation Algorithm for the IEEE 802.15.4 Based Networks*, IEEE Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile, 2015
- [33] Ferguson G. A., Takane Y., *Analiza statystyczna w psychologii i pedagogice*, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa, 2009
- [34] Gadka P., *Badanie dokładności określania odległości w środowisku zamkniętym przy użyciu modemów UWB w standardzie 802.15.4-2011*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 4, 2015
- [35] Ghassemzadeh S.S., Greenstein L.J., Kavcic A., Sveinsson T., Tarokh V., *UWB Indoor Path Loss Model for Residential and Commercial Buildings*, Vehicular Technology Conference, 2003
- [36] Ginos B., F., *Parameter Estimation for the Lognormal Distribution*, All Theses and Dissertations, Artykuł nr 1928
- [37] Gopalan S. A., Park J.-T., *Energy-Efficient MAC Protocols for Wireless Body Area Networks: Survey*, International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 2010
- [38] Góra J., *Rozwój techniki 5G – od koncepcji do produktu*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 6, 2017



- [39] Górniak P., *Modelowanie ultra szerokopasmowych bezprzewodowych kanałów telekomunikacyjnych zawierających przeszkody wypukłe*, Rozprawa doktorska, Politechnika Poznańska, Wydział Elektroniki i Telekomunikacji, Katedra Telekomunikacji Multimedialnej i Mikroelektroniki, Poznań, 2010
- [40] Hausman S., Korbel P., *Internet rzeczy w medycynie i dla podniesienia komfortu życia*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 6, 2017
- [41] He Y., Zhu W., Guan L., *Optimal Resource Allocation for Pervasive Health Monitoring Systems with Body Sensor Networks*, IEEE Transactions on mobile computing, wol. 10, nr 11, 2011
- [42] Holger K., Willig A., *Protocols and Architectures for Wireless Sensor Networks*, Wiley & Sons, 2005
- [43] Honeine P., Mourad F., Kallas M., Snoussi H., Amoud H., Francis C., *Wireless Sensor Networks in biomedical: Body Area Networks*, Systems, Signal Processing and their Applications, 2011
- [44] <http://www.polferrys.com/ferries/wawel/description> (data dostępu: 7.26.2017)
- [45] Hu Y., Leus G., *Self-Estimation of Path-Loss Exponent in Wireless Networks and Applications*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014
- [46] IEEE 802.15.4 Standard, *Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)*, Nowy Jork, 2006
- [47] IEEE 802.15.6-2012, *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks*, Nowy Jork, 2012
- [48] Iguchi T., *Will Telepathy One be able to change the world?*, (data dostępu: 7.26.2017)
- [49] ITU-R P.341-6, *The Concept of Transmission Loss for Radio Link*, Genewa, 2016
- [50] Jagodzińska K., **Cwalina K.**, Rajchowski P., *Badanie i analiza anten PCB w zastosowaniu ich w urządzeniach o ograniczonych rozmiarach*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 6, 2016
- [51] Kaniewski Z. M., *Rachunek prawdopodobieństwa – Teoria i zastosowania w radiotechnice*, Wydawnictwa naukowo-techniczne, Warszawa, 1969
- [52] Kardaś M., *Mikrokontrolery AVR, Język C – podstawy programowania*, Helion, 2015
- [53] Katulski R. J., *Propagacja fal radiowych w telekomunikacji bezprzewodowej*, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności WKŁ, 2010

- [54] Kaur S., Malhotra J., *Survey on Empirical Channel Models for WBAN*, International Journal of Future Generation Communication and Networking, vol. 8, nr 2, 2015
- [55] Kdouh H., Brousseau C., Zaharia G., Grunfelder G., El Zein G., *Measurements and Path Loss Models for Shipboard Environments at 2.4 GHz*, 41st European Microwave Conference (EuMC), Manchester, UK, 2011
- [56] Kosz P. T., Ambroziak S. J., Correia L. M., *Badania uwarunkowań propagacyjnych w radiowych sieciach BAN w kabinie promu pasażerskiego*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 2-3, 2017
- [57] Krzysztofiak M., Urbanek D., *Metody statystyczne*, wydanie trzecie, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa, 1979
- [58] Kumpuniemi T., Tuovinen T., Hämäläinen M., Yazdandoost K. Y., Vuotoniemi R., Iinatti J., *Measurement-Based On-Body Path Loss Modelling for UWB WBAN Communications*, 7th International Symposium on Medical Information and Communication Technology, 2013
- [59] Latre B., Braem B., Moerman I., Blondia C., Demeester P., *A Survey on Wireless Body Area Networks*, Wireless Networks, vol. 17, wyd. 1, 2011
- [60] Latre B., Mil P., Moerman I., Dhoedt B., Demeester P., *Throughput and Delay Analysis of Unslotted IEEE 802.15.4*, Journal of Networks, vol. 1, nr 1, 2006,
- [61] Lee W. C. Y.: *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, McGraw-Hill, 1989
- [62] Li H.B., Schwoerer J., Yoon Y.M., Farserotu J., Yang W., Sayrafian K., Miniutti D., Lewis D., Gowans A., Moss J., *IEEE 802. 15. 6 Regulation Subcommittee Report*, IEEE 802.15 Working Group Document, IEEE P802.15-08-0034-11-0006, Wrzesień 2008
- [63] Lin C.-H., K. Lin C.-J., Chen W.-T., *Rate Adaptation for Highly Dynamic Body Area Networks*, IEEE International Conference on Cyber, Physical and Social Computing (CPSCom), 2014
- [64] Maćkowiak M. Ł., *Modelling MIMO Systems in Body Area Networks in Outdoors*, Ph.D. Thesis, Universidade Tecnica de Lisboa, Instituto Superior Tecnico, 2013
- [65] Maghsoudlou A., St-Hilaire M., Kunz T., *A Survey on Geographic Routing Protocols for Mobile Ad hoc Networks*, Carleton University, Systems and Computer Engineering, Technical Report SCE-11-03, 2011

- [66] Mahfoudh S., *Energy Efficiency in Wireless Ad Hoc and Sensor Networks: Routing, Node Activity Scheduling and Cross-layering*, Networking and Internet Architecture, Universite Pierre et Marie Curie, Paryż, 2010.
- [67] Marbukh V., Sayrafian-Pour K., Alasti M., *Link Layer Adaptation in Body Area Networks: Balancing Reliability and Longevity*, IEEE 24th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications: Mobile and Wireless Networks, 2013
- [68] Martelli F., Verdone R., Buratti C., *Link Adaptation in IEEE 802.15.4-Based Wireless Body Area Networks*, IEEE 21st International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Workshops, 2010
- [69] Martelli F., Verdone R., Buratti C., *Link Adaptation in Wireless Body Area Networks*, IEEE 73rd Vehicular Technology Conference, 2011
- [70] Mohamed B., Amira Z., Houria R., Tahar E., *Impact of Energy and Link Quality Indicator with Link Quality Estimators in Wireless Sensor Networks*, International Journal on Applications of Graph Theory in Wireless Ad hoc Networks and Sensor Networks (GRAPH-HOC), wol. 6, nr 4, 2014
- [71] Mohammadi M. S., Dutkiewicz E., Zhang Q., Huang X., *Optimal Energy Efficiency Link Adaptation in IEEE 802.15.6 IR-UWB Body Area Networks*, IEEE COmmunications Letters, wol. 18, nr 12, 2014
- [72] Nabar S., Walling J., Poovendran R., *Minimizing Energy Consumption in Body Sensor Networks via Convex Optimization*, International Conference on Body Sensor Networks, 2010
- [73] Negra R., Jemili I., Belghith A., *Wireless Body Area Networks: Applications and Technologies*, Procedia Computer Science, wol. 83, 2016
- [74] Oliveira C., *Characterisation of On-Body Communications*, Ph.D. Thesis, Universidade Tecnica de Lisboa, Institutot Superior Tecnico, 2013
- [75] Osowski S., Cichocki A., Siwek K., *Matlab w zastosowaniu do obliczeń obwodowych i przetwarzania sygnałów*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2006
- [76] Paprocki K., *Mikrokontrolery STM32 w praktyce*, BTC, 2011
- [77] Patel M., Wang J., Philips Research North America, *Applications, Challenges, and Prospective in Emerging Body Area Networking Technologies*, IEEE Wireless Communications, 2010

- [78] Rajchowski P., *Badanie i analiza dokładności estymacji położenia obiektów ruchomych w hybrydowym systemie lokalizacyjnym*, Rozprawa doktorska, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki, Politechnika Gdańska, 2017
- [79] Rajchowski P., **Cwalina K.**, *Badanie i analiza dokładności wyznaczania położenia osób w sieciach WBAN*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 2-3, 2017
- [80] Rajchowski P., **Cwalina K.**, Sadowski J., *Lokalizacja osób w środowisku promu pasażerskiego z wykorzystaniem ultraszerokopasmowego interfejsu radiowego*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, przyjęty do publikacji, 2017
- [81] Rajchowski P., **Cwalina K.**, *Stanowisko badawcze nawigacji radiowej hybrydowego systemu lokalizacyjnego*, Elektronika - konstrukcje, technologie, zastosowania, nr 10, 2016
- [82] Rajchowski P., *Zwiększanie dokładności estymacji położenia obiektów w systemie nawigacji inercyjnej poprzez wykorzystanie radiowych pomiarów odległości*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 4, 2015
- [83] Robinson S. i inni, *Professional C#, 3rd Edition*, Wiley & Sons, 2004
- [84] Rozal E. O. i Palaes E. G.: *Statistical Adjustment of Walfisch-Ikegami Model based in Urban Propagation Measurements*, Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Salvador, Brazylia, 2007
- [85] Sadi Y., Ergen S. C., *Optimal Power Control, Rate Adaptation, and Scheduling for UWB-Based Intravehicular Wireless Sensor Networks*, IEEE Transactions on vehicular technology, wol. 62, nr 1, 2013
- [86] Sadowski J., *Podstawy systemów komórkowych*, konspekt wykładu, Politechnika Gdańska, 2016
- [87] Sadowski J., Rajchowski P., **Cwalina K.**, *Tracking Body Movement for Radio Channel Measurements in BAN with Indoor Positioning System*, 2016, URSI Asia – Pacific Radio Science Conference
- [88] Sadowski J., Stefański J., Rajchowski P., **Cwalina K.**, Gilski P., Magiera J., *System do zdalnego monitoringu położenia osób w środowiskach zamkniętych*, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 6, 2016

- [89] Sadowski J., *System i urządzenia do zdalnego monitoringu położenia osób w środowiskach zamkniętych*, Raport końcowy z realizacji projektu nr DOBR-BIO4/058/13045/2013 finansowanego przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju, Politechnika Gdańska, 2016
- [90] Sijbers J., Dekker A. J., Scheunders P., Dyck D. V., *Maximum-Likelihood Estimation of Rician Distribution Parameters*, IEEE Transactions on Medical Imaging, wol. 17, nr 3, 1998
- [91] Skokowski P., Malon K., Kelner J. M., Dołowski J., Łopatka J., Gajewski P., *Adaptive Channels' Selection for Hierarchical Cluster Based Cognitive Radio Networks*, 8th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS), Australia, 2015
- [92] Smith D. B., Hanlen L. W., *Channel Modeling for Wireless Body Area Networks, Ultra-Low-Power Short-Range Radios, Integrated Circuits and Systems*, Springer International Publishing, 2015
- [93] Smith D. B., Miniutti D., Lamahewa T. A., Hanlen L. W., *Propagation Models for Body-Area Networks: A Survey and New Outlook*, IEEE Antennas and Propagation Magazine, wol. 55, wyd. 5, 2013
- [94] Smith S. W., *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*, California Technical Publishing, 2011
- [95] ST Microelectronics, *STM32L152DISCOVERY*, rew. 3, nr 1, 2013
- [96] ST Microelectronics, *STM32F405xx-STM32F407xx Datasheet-Production Data*, rew. 5, 3/2015
- [97] ST Microelectronics, *STM32F407DISCOVERY*, rew. 1, nr 9, 2011
- [98] ST Microelectronics, *STM32L151x6/8/B-STM32L152x6/8/B Datasheet-Production Data*, rew. 11, 1/2015
- [99] Stefański J., *Badanie metod i projektowanie usług lokalizacyjnych w sieciach radiokomunikacyjnych*, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk, 2012
- [100] Swami A., Zhao Q., Hong Y.-W., Tong L., *Wireless Sensor Networks – Signal Processing and Communications Perspectives*, Wiley & Sons, 2007
- [101] Szóstka J., *Fale i anteny*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2006
- [102] Thotahewa K. M. S., Redoute J.-M., Yuce M. R., *Ultra Wideband Wireless Body Area Networks*, Springer, Szwajcaria, 2014



- [103] Timmons N. F., Scanlon W. G., *An Adaptive Energy Efficient MAC Protocol for the Medical Body Area Network*, 1st International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology, Aalborg, 2009
- [104] Wang J., Wang Q., *Body Area Communications, Channel Modeling, Communication Systems and EMC*, IEEE Wiley & Sons, 2013
- [105] Wang Y., *Localization and Communication for UWB – Based Wireless Sensor Networks*, Proefschrift, Technische Universiteit Delft, nr 11, 2011
- [106] Wei L., Chunzi W., Jian Z., *RSSI – SDSTWR Estimation Method for Indoor Ranging*, Hubei University of Technology, nr 2, 2013
- [107] Wei L., i inni, *Kalman Filter Localization Algorithm Based on SDS-TWR Ranging*, Telekomnika, wol. 11, nr 3, 2013
- [108] Wesółowski K., *Systemy radiokomunikacji ruchomej*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2006
- [109] Xia L., Redfield S., Chiang P., *Experimental Characterization of a UWB Channel for Body Area Networks*, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2011
- [110] Xiang X., Wang X., Zhou Z., *Self-Adaptive On-Demand Geographic Routing for Mobile Ad Hoc Networks*, IEEE Transactions on Mobile Computing, wol. 11, wyd. 9, 2012
- [111] Yazdi E. T., Willig A., Pawlikowski K., *On Channel Adaptation in IEEE 802.15.4 Mobile Body Sensor Networks: What can be Gained?*, 18th IEEE International Conference on Networks (ICON), 2012
- [112] Yoo T., Lavery R. J., Goldsmith A., Goodman D. J., *Throughput Optimization Using Adaptive Techniques*, IEEE International Conference on Communications, 2004
- [113] Yuce M. R., Khan J. Y., *Wireless Body Area Networks, Technology, Implementation and Applications*, Pan Stanford Publishing, 2012
- [114] Yun J.-H., *Throughput Analysis of IEEE 802.11 WLANs with Automatic Rate Fallback in a Lossy Channel*, IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009
- [115] Zhai S., Jiang T., Li D., Li B., *Statistical Characterization of UWB Propagation Channel in Ship Cabin Environment*, IEEE International Conference on Communications (ICC), Kanada, 2012



- [116] Zhang Q., *Energy Saving Efficiency Comparison of Transmit Power Control and Link Adaptation in BANs*, IEEE ICC Ad-hoc and Sensor Networking Symposium, 2013
- [117] Zieliński R., *Tablice statystyczne*, Warszawa: Państwowe Wydawnictwo Naukowe, 1972
- [118] Zieliński T. P., Korohoda P., Rumian R., *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów w telekomunikacji*, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa, 2014
- [119] Zwirello L., *Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems*, KIT Scientific Publishing, 2014

## Spis rysunków

---

Rys. 2.1. Koncepcja sieci WBAN z zaznaczonymi typami łączy radiowego działającymi w obrębie ludzkiego ciała. ....	25
Rys. 2.2. Zasada działania algorytmu LA. ....	33
Rys. 2.3. Schemat blokowy autorskiej modyfikacji algorytmów ALBS oraz LA. ....	34
Rys. 3.1. Schemat blokowy działania nowej metody adaptacyjnej alokacji strumieni danych AMASD. ....	36
Rys. 3.2. Wykres parametru $\alpha$ obu filtrów w funkcji prędkości poruszania się użytkownika. ....	39
Rys. 3.3. Struktura pakietu warstwy fizycznej interfejsu UWB. ....	43
Rys. 4.1. Przykładowy schemat połączeń w sieci. ....	45
Rys. 4.2. Struktura szczeliny czasowej dla interfejsu wąskopasmowego. ....	46
Rys. 4.4. Schemat blokowy węzła sieci WBAN. ....	47
Rys. 4.5. Schemat blokowy interfejsu NB. ....	48
Rys. 4.6. Schemat blokowy interfejsu UWB. ....	50
Rys. 4.7. Widok z góry (lewe zdjęcie) oraz widok z dołu (prawe zdjęcie) obwodu drukowanego prototypu węzła mobilnego. ....	52
Rys. 4.8. Widok z góry (górne zdjęcie) oraz widok z dołu (dolne zdjęcie) obwodu drukowanego prototypu węzła referencyjnego. ....	52
Rys. 5.1. Algorytm opracowanego oprogramowania symulatora. ....	56
Rys. 5.2. Schemat blokowy struktury inicjalizującej najważniejsze parametry symulatora heterogenicznej sieci WBAN. ....	57
Rys. 5.3. Schemat połączeń stanowiska pomiarowego z uwzględnieniem miejsc montażu węzłów mobilnych na ciele człowieka. ....	61
Rys. 5.4. Zdjęcie stanowiska pomiarowego w rzeczywistym środowisku propagacyjnym promu pasażerskiego z zaznaczonymi sposobami umiejscowienia węzła referencyjnego (lewe zdjęcie) oraz montażu węzła mobilnego (prawe zdjęcie). ....	62
Rys. 5.5. Zwymiarowany plan środowiska promu pasażerskiego. ....	64
Rys. 5.6. Zdjęcie stanowiska pomiarowego w rzeczywistym wewnątrzbudynkowym środowisku propagacyjnym. ....	66
Rys. 5.7. Zwymiarowany plan części korytarza, w której wykonywane były pomiary. ....	66



Rys. 5.8. Przykładowe wykresy tłumienia propagacyjnego w funkcji odległości, dla montażu anteny na nadgarstku oraz scenariusza przybliżania się do węzła referencyjnego w środowisku promu pasażerskiego dla pasma UWB.....	67
Rys. 5.9. Wykres wyników uzyskanych z radiowych pomiarów odległości, dla montażu anteny na nadgarstku i scenariusza przybliżania oraz oddalania się do węzła referencyjnego w środowisku promu pasażerskiego. ....	68
Rys. 5.10. Wykresy tłumienia propagacyjnego w funkcji odległości, dla montażu anteny na nadgarstku i scenariusza przybliżania się do węzła referencyjnego w środowisku wewnątrzbudynkowym.....	70
Rys. 5.11. Wykres wyników uzyskanych z radiowych pomiarów odległości, dla montażu anteny na nadgarstku i scenariusza przybliżania i oddalania się do węzła referencyjnego w środowisku wewnątrzbudynkowym.....	71
Rys. 5.12 a. Przykładowe wykresy wyników dopasowania logarytmicznej funkcji odległości do empirycznych danych pomiarowych kanału NB dla środowiska promu pasażerskiego, montażu WM na nadgarstku, scenariusza przybliżania się APR dla warunków LOS. ....	77
Rys. 5.12 b. Przykładowe wykresy wyników dopasowania logarytmicznej funkcji odległości do empirycznych danych pomiarowych kanału NB dla środowiska promu pasażerskiego, montażu WM na nadgarstku, scenariusza przybliżania się APR dla warunków NLOS. ....	78
Rys. 5.13. Przykładowy wykres empirycznej dystrybuanty uzyskanych wyników kanału UHF dla środowiska promu pasażerskiego, montażu WM przy głowie, scenariusza przybliżania się APR dla warunków LOS i NLOS. ....	85
Rys. 5.14. Przykładowe wyniki funkcji gęstości prawdopodobieństw dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych do empirycznych rozkładów zaników dla jednego ze scenariuszy pomiarowych, pasma częstotliwościowego UHF w środowisku promu pasażerskiego dla warunków LOS i NLOS. ....	87
Rys. 5.15. Przykładowe wyniki funkcji gęstości prawdopodobieństw zmiennych losowych dopasowanych do empirycznych rozkładów zaników dla jednego ze scenariuszy pomiarowych, pasma częstotliwościowego UHF w środowisku promu pasażerskiego dla warunków NLOS.....	93



Rys. 5.16. Sposób transmisji pakietów opracowanej metody pomiarowej zmiany całkowitej mocy sygnału odbieranego w trakcie 20 ms szczeliny czasowej dla interfejsu UWB.....	97
Rys. 5.17 Empiryczny rozkład funkcji gęstości prawdopodobieństwa dewiacji mocy całkowitej sygnału odbieranego względem pakietu referencyjnego. ....	98
Rys. 5.18. Przykładowa empiryczna funkcja gęstości prawdopodobieństwa błędu radiowych pomiarów odległości z dopasowanym rozkładem normalnym dla jednego ze scenariuszy pomiarowych w środowisku promu pasażerskiego. ....	100
Rys. 5.19. Wykres wyników dopasowania wykładniczej funkcji regresji do empirycznych danych pomiarowych wskaźnika jakości kanału radiowego dla środowiska promu pasażerskiego. ....	104
Rys. 5.20. Wykres wyników dopasowania funkcji regresji do empirycznych danych pomiarowych wskaźnika jakości kanału radiowego dla środowiska wewnątrzbudynkowego. ....	105
Rys. 5.21. Metoda wyznaczenia charakterystyki szumowej interfejsu NB dla pakietowej stopy błędów $PER=10^{-3}$ przy wybranych przepływnościach bitowych transmisji.....	107
Rys. 5.22. Metoda wyznaczenia charakterystyki szumowej interfejsu UWB dla pakietowej stopy błędów $PER=10^{-3}$ przy wybranych przepływnościach bitowych transmisji.....	107
Rys. 5.23. Rozkład prawdopodobieństwa utraty pakietu na podstawie pojedynczej progowej wartości charakterystyki szumowej interfejsu radiowego. ....	108
Rys. 5.24. Rozkład prawdopodobieństwa autorskiej metody wyznaczania utraty pakietu....	109
Rys. 6.1. Uzyskane wyniki efektywności analizowanych algorytmów w deterministycznej funkcji liczby wykorzystywanych wartości progowych przepływności dla interfejsu wąskopasmowego. ....	112
Rys. 6.2. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny przy głowie HER.....	114
Rys. 6.3. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny na klatce piersiowej TOF. ....	115



Rys. 6.4. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny na nadgarstku ABL. ....	116
Rys. 6.5. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny przy głowie HER. ....	121
Rys. 6.6. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny na klatce piersiowej TOF. ....	122
Rys. 6.7. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny na nadgarstku ABL. ....	123
Rys. 6.8. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny przy głowie HER. ....	127
Rys. 6.9. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny na klatce piersiowej TOF. ....	128
Rys. 6.10. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego i montażu anteny na nadgarstku ABL. ....	129
Rys. 6.11. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny przy głowie HER. ....	134
Rys. 6.12. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny na klatce piersiowej TOF. ....	135
Rys. 6.13. Wykresy średniej przepływności oraz pakietowej stopy błędów w funkcji odległości dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym i montażu anteny na nadgarstku ABL. ....	136
Rys. 6.14. Uzyskane wyniki efektywności proponowanej metody w funkcji prędkości poruszania się osoby z zamontowanym węzłem mobilnym dla interfejsu wąskopasmowego. ....	140



Rys. 6.15. Uzyskane wyniki efektywności proponowanej metody w funkcji prędkości poruszania się osoby z zamontowanym węzłem mobilnym dla interfejsu ultraszerokopasmowego.....	141
Rys. A.1. Wartości odchyłeń standardowych dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu cienia radiowego obu pasm częstotliwościowych w środowisku promu pasażerskiego. ....	151
Rys. A.2. Wartości odchyłeń standardowych dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu cienia radiowego obu pasm częstotliwościowych w środowisku wewnątrzbudynkowym.....	153
Rys. B.1. Wartości odchyłeń standardowych dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu zaników wolnozmiennych dla pasma częstotliwościowego UHF w obu środowiskach propagacyjnych.....	163
Rys. B.2. Wartości odchyłeń standardowych dopasowanych rozkładów logarytmiczno-normalnych składowej efektu zaników wolnozmiennych dla pasma częstotliwościowego UWB w obu środowiskach propagacyjnych. ....	171







## Spis tabel

---

Tab. 2.1. Pasma częstotliwości dostępne dla sieci WBAN [7]. .....	27
Tab. 2.2. Lista wymagań przepływności i jakości QoS dla różnych zastosowań sieci WBAN. ....	29
Tab. 5.1. Wybrane parametry pracy modułu radiowego NB. ....	64
Tab. 5.2. Wybrane parametry pracy modułu radiowego UWB. ....	65
Tab. 5.3. Wyniki wartości średniej oraz odchylenia standardowego tłumienia propagacyjnego dla wąskopasmowej transmisji w paśmie UHF.....	72
Tab. 5.4. Wyniki wartości średniej oraz odchylenia standardowego tłumienia propagacyjnego dla ultraszerokopasmowej transmisji UWB. ....	74
Tab. 5.5. Wyniki wartości odległościowego indeksu spadku mocy sygnału odbieranego oraz średniej wartości tłumienia dla kanału wąskopasmowego 868 MHz. ....	79
Tab. 5.6. Wyniki wartości odległościowego indeksu spadku mocy sygnału odbieranego oraz średniej wartości tłumienia dla kanału ultraszerokopasmowego 6489 MHz.....	81
Tab. 5.7. Parametry modelu propagacyjnego dla pasma częstotliwościowego UHF. ....	95
Tab. 5.8. Parametry modelu propagacyjnego dla pasma częstotliwościowego UWB. ....	96
Tab. 5.9. Wartości odchyżeń standardowych dopasowanych rozkładów normalnych do empirycznych wartości błędu estymacji odległości dla wszystkich scenariuszy pomiarowych. ....	101
Tab. 5.10. Wyniki wyznaczonych prawdopodobieństw poprawnej detekcji warunków bezpośredniej widoczności obu anten dla wszystkich scenariuszy pomiarowych. ....	102
Tab. 6.1. Przyjęte parametry symulatora heterogenicznej sieci WBAN.....	113
Tab. 6.2. Uzyskane wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego. ....	118
Tab. 6.3. Ilości danych przesłanych i utraconych pomiędzy węzłami dla scenariusza S1 w środowisku promu pasażerskiego. ....	119
Tab. 6.4. Uzyskane wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym. ....	124
Tab. 6.5. Ilości danych przesłanych i utraconych pomiędzy węzłami dla scenariusza S1 w środowisku wewnątrzbudynkowym.....	126
Tab. 6.6. Uzyskane wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego. ....	131



Tab. 6.7. Uzyskane wyniki liczby danych przesłanych i utraconych pomiędzy węzłami dla scenariusza S2 w środowisku promu pasażerskiego.....	132
Tab. 6.8. Uzyskane wyniki wykorzystania dostępnych zasobów czasowo-częstotliwościowych dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym. ....	137
Tab. 6.9. Uzyskane wyniki liczby danych przesłanych i utraconych pomiędzy węzłami dla scenariusza S2 w środowisku wewnątrzbudynkowym. ....	139
Tab. A.1. Wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UHF i środowiska promu pasażerskiego.....	147
Tab. A.2. Wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UHF i środowiska wewnątrzbudynkowego. ....	149
Tab. A.3. Wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UWB i środowiska promu pasażerskiego.....	150
Tab. A.4. Wyniki dopasowania rozkładu logarytmiczno-normalnego do empirycznego rozkładu wolnozmiennych zaników mocy sygnału dla pasma UWB oraz środowiska wewnątrzbudynkowego. ....	152
Tab. B.1. Wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników szybkozmiennych dla pasma UHF i środowiska promu pasażerskiego. ....	156
Tab. B.2. Średnie wskaźniki obu ocen zgodności trzech grup danych dla pasma UHF w środowisku promu pasażerskiego. ....	158
Tab. B.3. Wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników szybkozmiennych dla pasma UHF i środowiska wewnątrzbudynkowego. ....	159
Tab. B.4. Średnie wskaźniki obu ocen zgodności trzech grup danych dla pasma UHF w środowisku wewnątrzbudynkowym.....	161
Tab. B.5. Wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników szybkozmiennych dla pasma UWB i środowiska promu pasażerskiego. ....	164
Tab. B.6. Średnie wskaźniki obu ocen zgodności trzech grup danych dla pasma UWB w środowisku promu pasażerskiego. ....	166



Tab. B.7. Wyniki dopasowania wybranych rozkładów zmiennych losowych do empirycznego rozkładu amplitudy zaników szybkozmiennych dla pasma UWB i środowiska wewnątrzbudynkowego.....	167
Tab. B.8. Średnie wskaźniki obu ocen zgodności trzech grup danych dla pasma UWB w środowisku wewnątrzbudynkowym.....	169
Tab. C.1. Analiza statystyczna dopasowania opracowanego modelu do danych empirycznych dla pasma częstotliwościowego 868 MHz. ....	174
Tab. C.2. Analiza statystyczna dopasowania opracowanego modelu do danych empirycznych dla pasma częstotliwościowego UWB 6489 MHz.....	175