



## Tłumienia łącza kierunkowego w zakresie fal milimetrowych na bazie modyfikacji modelu empirycznego

DAWID PAWLAK, JAN M. KELNER

Wojskowa Akademia Techniczna, Wydział Elektroniki, Instytut Systemów Łączności  
ul. gen. S. Kaliskiego 2, 00-908 Warszawa,  
dawid.pawlak@student.wat.edu.pl, jan.kelner@wat.edu.pl

**Streszczenie.** Systemy telefonii komórkowej piątej i następnych generacji będą wykorzystywały nie tylko zakresy częstotliwości poniżej 6 GHz, lecz także pasma w zakresie fal milimetrowych oraz terahercowych. Z praktycznego punktu widzenia podejście to wymaga stosowania anten kierunkowych lub systemów z formowaniem wiązki. W celu zapewnienia większej efektywności energetycznej łącza bezprzewodowego istotne jest, aby wiązki radiowe po stronie nadawczej i odbiorczej były współosiowe. Modele tłumienia są powszechnie wykorzystywane przy projektowaniu systemów i sieci łączności radiowej. Należy jednak podkreślić, że w literaturze nie ma dostępnych odpowiednich metod modelowania tłumienia dla przypadków braku współosiowości wiązek antenowych. W artykule zaproponowano sposób modyfikacji modelu tłumienia bazujący na wieloeliptycznym modelu propagacyjnym. W tym celu opracowano specjalne oprogramowanie w środowisku MATLAB, które posłużyło do przeprowadzenia badań symulacyjnych. W dalszej części przedstawiono przykładowe wyniki adaptacji empirycznych modeli tłumienia w zakresie fal milimetrowych, które otrzymano, wykorzystując opracowany program.

**Słowa kluczowe:** łączność bezprzewodowa, propagacja fal radiowych, modele tłumienia, wieloeliptyczny model propagacyjny, anteny kierunkowe, kierunkowe łącza radiowe, fale milimetrowe, systemy 5G, badania symulacyjne

**DOI:** 10.5604/01.3001.0053.6745

## Wykaz akronimów

<b>Akronim</b>	<b>Nazwa w języku angielskim</b>	<b>Nazwa w języku polskim</b>
2G	— <i>second generation</i>	— druga generacja
3G	— <i>third generation</i>	— trzecia generacja
3GPP	— <i>Third Generation Partnership Project</i>	— nazwa organizacji (tł. Projekt Partnerski 3G)
4G	— <i>four generation</i>	— czwarta generacja
5G	— <i>fifth generation</i>	— piąta generacja
AOA	— <i>angle of arrival</i>	— kąt nadejścia
CI	— <i>close-in free space reference distance path loss model</i>	— model tłumienia zbliżony do modelu wolnej przestrzeni dla odległości referencyjnej
FI	— <i>floating intercept path loss model</i>	— model tłumienia ze zmiennym punktem przecięcia (osi rzędnych)
FSPL	— <i>free space path loss</i>	— tłumienie wolnej przestrzeni
G	— <i>gain</i>	— zysk
HPBW	— <i>half-power beamwidth</i>	— szerokość wiązki na poziomie połowy spadku mocy
LOS	— <i>line-of-sight</i>	— bezpośrednia widoczność
MIMO	— <i>multiple-input multiple-output</i>	— wiele wejść wiele wyjść
MPM	— <i>multi-elliptical propagation model</i>	— wieloeliptyczny model propagacyjny
NLOS	— <i>non-line-of-sight</i>	— brak bezpośredniej widoczności
PAS	— <i>power azimuth spectrum</i>	— kątowne rozproszenie mocy
PDP	— <i>power delay profile</i>	— profil opóźnienia mocy
PLE	— <i>path loss exponent</i>	— wykładnik tłumienia
Rx	— <i>receiver</i>	— odbiornik
TDL	— <i>tapped delay line</i>	— linia opóźniająca z odczepami
Tx	— <i>transmitter</i>	— nadajnik

## 1. Wprowadzenie

Z punktu widzenia stacji bazowej w telefonii komórkowej drugiej (2G), trzeciej (3G) lub czwartej generacji (4G) makro- i mikrokomórki były zwykle dzielone na trzy lub cztery sektory. W systemach piątej generacji (5G) każdy sektor w makro- lub mikrokomórce jest zwykle dodatkowo podzielony na kilka wiązek (tzw. *beamów*). Podejście takie jest możliwe dzięki zastosowaniu technologii formowania wiązek (*beamforming*) oraz systemów wieloantenowych w technologii *massive*-MIMO (*multiple-input multiple-output*) [1, 2]. Ograniczenie szerokości wiązek wpływa na redukcję dyspersji kątowej odbieranych sygnałów, ale przekłada się również na ich inne parametry, w tym na tłumienie. Warto zaznaczyć, że zjawiska te zależą od szerokości i kierunku wiązki antenowej [3, 4].

Celem artykułu jest ocena zmiany tłumienia kierunkowego łącza radiowego w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej. Jako modele referencyjne dla przypadku współosiowości wiązek wykorzystano empiryczne modele tłumienia CI (*Close-In free space reference distance path loss model*) oraz FI (*Floating Intercept path loss model*) dla wybranych pasm fal milimetrowych systemu 5G dostępne w literaturze [5, 6]. Metoda modyfikacji parametrów tych modeli dla przypadków niewspółosiowości wiązek bazuje na wieloeliptycznym modelu propagacyjnym MPM (*multi-elliptical propagation model*) [7, 8]. Oryginalność zaproponowanego rozwiązania polega na wykorzystaniu MPM do modyfikacji empirycznych modeli tłumienia w sytuacjach braku współosiowości wiązek antenowych. Przypadek taki ma miejsce w systemach 5G, gdy zarówno stacja bazowa, jak i mobilna (tj. telefon użytkownika) wykorzystują wiązki kierunkowe. Ruch użytkownika oraz poruszanie przez niego telefonem w trakcie transmisji uniemożliwiają odpowiednie dostosowanie orientacji wiązek antenowych.

Druga część artykułu zawiera opis modeli tłumienia CI i FI oraz wyznaczone parametry tych modeli bazujące na pomiarach empirycznych dla wybranych pasm fal milimetrowych. W części trzeciej przedstawiono metodę modyfikacji parametrów tych modeli, która bazuje na geometrycznym MPM. Autorską aplikację do badań symulacyjnych zaprezentowano w rozdziale czwartym. Oprogramowanie to było podstawą przeprowadzonych badań symulacyjnych. W części piątej przedstawiono wyniki symulacji dla wybranych kierunków anteny odbiorczej, natomiast syntezę wyników opisano w sekcji szóstej. Podsumowanie artykułu zawarto w części końcowej.

## 2. Modele tłumienia łącza radiowego

Artykuł skupia się na ocenie zmian tłumienia łącza radiowego w funkcji kierunku anteny odbiorczej. Jako modele referencyjne dla przypadku współosiowości wiązek wykorzystano empiryczne modele tłumienia CI i FI dla wybranych pasm fal milimetrowych systemu 5G dostępne w literaturze.

### 2.1. Model CI

Model CI, czyli model zbliżony do modelu tłumienia w wolnej przestrzeni dla odległości referencyjnej, można wyrazić zależnością [5, 6]:

$$L(D)[\text{dB}] = FSPL(D_0) + PLE \cdot 10 \log_{10}(D/D_0) + X_\sigma \quad (1)$$

gdzie  $PLE$  (*path loss exponent*) to wykładnik tłumienia,  $X_\sigma$  jest zmienną losową o zerowej wartości średniej i dewiacji równej  $\sigma$  [dB], a  $FSPL(D_0)$  [dB] (*free space path loss*) to wartość tłumienia w wolnej przestrzeni dla odległości referencyjnej  $D_0 = 1$  m. Tłumienie w wolnej przestrzeni wyznaczone jest na podstawie równania [5, 6]

$$FSPL(D_0)[\text{dB}] = 20 \log_{10}(4\pi D_0 f/c) = 20 \log(D_0) + 20 \log(f) - 147.55 \quad (2)$$

gdzie  $f$  jest częstotliwością transmitowanego sygnału, a  $c$  prędkością fali elektromagnetycznej w ośrodku.

### 2.2. Model FI

Model FI, tj. model tłumienia ze zmiennym punktem przecięcia, zwany również modelem tłumienia  $\alpha$ - $\beta$  (*alpha-beta path loss model*), definiowany jest następująco [5, 6]:

$$L(D)[\text{dB}] = \alpha + \beta \cdot 10 \log_{10}(D/D_0) + X_\sigma \quad (3)$$

gdzie:  $\alpha$  [dB] to punkt przecięcia z pionową osią współrzędnych (dla  $D_0 = 1$  m),  $\beta$  jest wykładnikiem tłumienia,  $X_\sigma$  normalną zmienną losową o zerowej wartości średniej i dewiacji równej  $\sigma$  [dB].

### 2.3. Empiryczne modele tłumienia

W badaniach symulacyjnych jako modele referencyjne wykorzystano modele CI i FI dla wybranych zakresów fal milimetrowych, które zostały przedstawione w [9].

W tabeli 1 przedstawiono wartości parametrów tych modeli, które są zdefiniowane dla współosiowych wiązek antenowych (tj.  $\alpha_T = 180^\circ$ ,  $\alpha_R = 0^\circ$ ). Parametry modeli empirycznych zostały zdefiniowane dla warunków bezpośredniej widoczności i braku bezpośredniej widoczności anten, czyli odpowiednio tzw. warunków LOS (*line-of-sight*) i NLOS (*non-line-of-sight*).

TABELA 1

Parametry empirycznych modeli CI i FI [9]

Częstotliwość		$f$ [GHz]	28	38	73
model CI	warunki LOS	$PLE$	1,9	1,9	2,2
		$\sigma$ [dB]	1,1	4,6	5,2
	warunki NLOS	$PLE$	4,5	3,3	4,7
		$\sigma$ [dB]	10,0	12,3	12,6
model FI	warunki LOS	$\alpha$ [dB]	45,3	68,8	126,2
		$\beta$	2,9	1,7	-1,2
		$\sigma$ [dB]	0,04	4,4	4,4
	warunki NLOS	$\alpha$ [dB]	57,6	125,4	122,6
		$\beta$	4,7	0,55	1,8
		$\sigma$ [dB]	10,0	8,3	11,2

W tabeli 2 zestawiono natomiast wartości parametrów anten nadawczych i odbiorczych pracujących w poszczególnych pasmach częstotliwości, które zostały wykorzystane w pomiarach empirycznych [9]. Wśród parametrów wyszczególniono zysk anteny  $G$  (*gain*) oraz szerokości wiązek anten ( $HPBW$ , *half-power beamwidth*) w płaszczyźnie azymutu  $HPBW_\varphi$  i elewacji  $HPBW_\theta$ .

TABELA 2

Parametry anten wykorzystywanych w pomiarach empirycznych [9]

Częstotliwość	$f$ [GHz]	28	38	73
zysk anteny nadawczej/odbiorczej	$G$ [dBi]	24,5	25	27
szerokość wiązki anteny w płaszczyźnie azymutu	$HPBW_\varphi$ [°]	10,9	7,8	7
szerokość wiązki anteny w płaszczyźnie elewacji	$HPBW_\theta$ [°]	8,6	7,8	7

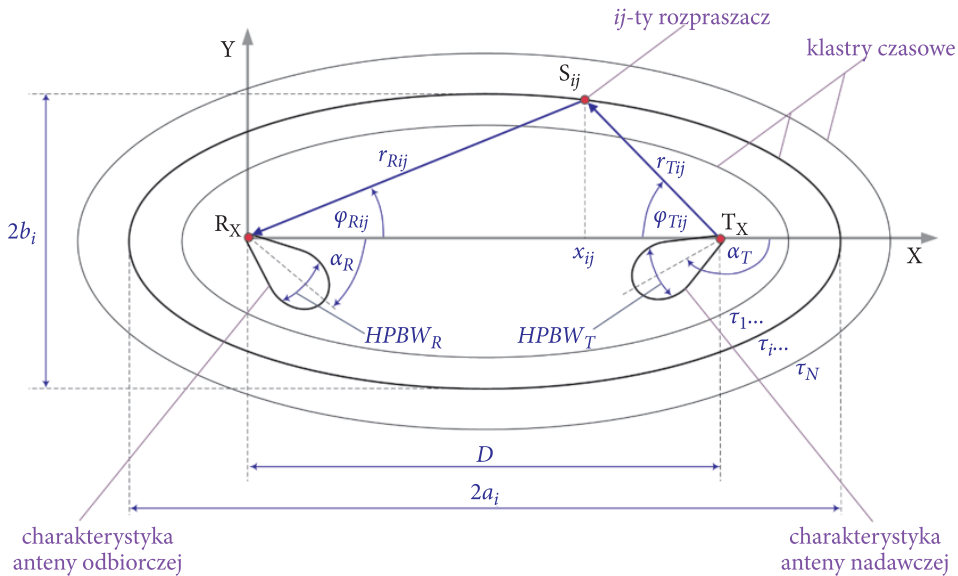
### 3. Metodyka modyfikacji modelu tłumienia

Wstępną wersję metody modyfikacji modelu tłumienia przedstawiono w [7]. Jej podstawą jest wieloeliptyczny model propagacyjny (MPM) [8].

#### 3.1. Wieloeliptyczny model propagacji

MPM bazuje na wieloeliptycznych modelach Parsonsa–Bajwy [10] oraz Oestgesa–Ercega–Paulraja [11]. Ich elementem wspólnym jest wieloeliptyczna geometria lokalizacji potencjalnych miejsc występowania rozprożeń transmitowanego sygnału. W MPM za pomocą rozkładu von Misesa zostały dodatkowo uwzględnione rozproszenia lokalne występujące w pobliżu anten [8].

MPM to model statystyczny bazujący na geometrii, który wykorzystuje zbiór współosiennych elips. W ogniskach tych elips położone są nadajnik (Tx) oraz odbiornik (Rx), co przedstawiono na rysunku 1 [12].



Rys. 1. Geometria rozprożeń w MPM [12]

MPM zapewnia możliwość wyznaczania charakterystyki PAS (*power azimuth spectrum*), czyli kąтового rozproszenia mocy dla dyspersyjnych kanałów radiowych. Podstawą MPM jest odległość  $D$  pomiędzy nadajnikiem Tx i odbiornikiem Rx oraz profil opóźnienia mocy PDP (*power delay profile*). PDP jest reprezentowany przez zbiór par  $\{(\tau_i, P_i)\}$  opóźnień  $\tau_i$  oraz mocy  $P_i$ , gdzie  $i = 0, 1, 2, \dots, N$ .

Wartości opóźnień PDP wraz z odległością  $D$  definiują strukturę geometryczną modelu (tj. rozmiary elips — rys. 1). Wartości mocy PDP wpływają natomiast na rozkłady definiujące tłumienia ścieżek propagacyjnych. Szczegółowy opis modelu zawarto m.in. w [8].

Na postać otrzymywanych PAS mają wpływ kształt charakterystyk oraz parametry anten, w tym: zysk energetyczny  $G$ , szerokości wiązki HPBW oraz kierunki anten (nadawczej  $\alpha_T$  i odbiorczej  $\alpha_R$ ). W przypadku ogólnym PAS jest funkcją kąta nadejścia AOA (*angle of arrival*)  $\varphi_R$ , jednak formalnie zależy od wszystkich wymienionych parametrów i charakterystyk, tj.

$$PAS(\varphi_R) = PAS(\varphi_R, D, PDP, \alpha_T, HPBW_T, G_T(\varphi_T), \alpha_R, HPBW_R, G_R(\varphi_R)) \quad (4)$$

Ze względu na zakres realizowanych badań symulacyjnych w dalszej części artykułu opis charakterystyki PAS zostanie ograniczony do zapisu

$$PAS(\varphi_R) = PAS(\varphi_R, D, \alpha_T, \alpha_R) \quad (5)$$

Na podstawie PAS można wyznaczyć moc  $P$  odbieranego sygnału:

$$P = \int_{-180^\circ}^{180^\circ} PAS(\varphi_R) d\varphi_R \longrightarrow P(D, \alpha_T, \alpha_R) = \int_{-180^\circ}^{180^\circ} PAS(\varphi_R, D, \alpha_T, \alpha_R) d\varphi_R \quad (6)$$

która w tym przypadku zależy od ukierunkowania anteny nadawczej  $\alpha_T$  i odbiorczej  $\alpha_R$ , co pozwala wykorzystać MPM przy wyznaczaniu bilansu energetycznego łącza radiowego. Z tego też powodu model ten został użyty m.in. do oceny interferencji [13, 14] czy przepustowości [15] łącza radiowego. W tych przypadkach wykorzystano rzeczywiste charakterystyki anten.

### 3.2. Modyfikacja modelu tłumienia

Modyfikacja modelu tłumienia bazuje na MPM oraz podejściu przedstawionym w [7]. W przypadkach, gdy anteny są skierowane na siebie (tj.  $\alpha_T = 180^\circ$ ,  $\alpha_R = 0^\circ$ ), tłumienie ścieżki w wolnej przestrzeni można zdefiniować jako [7]

$$PL_0(D)(W/W) = PL(D, \alpha_T = 180^\circ, \alpha_R = 0^\circ) = \frac{P_T G_T G_R}{P_R(D)} \quad (7)$$

gdzie  $P_T$  i  $P_R$  są odpowiednio mocami na wyjściu Tx i wejściu Rx,  $G_T$  i  $G_R$  są odpowiednio zyskami anteny nadawczej i odbiorczej.

W przypadku, gdy anteny skierowane są w innych kierunkach ( $\alpha_T, \alpha_R$ ), trzeba wprowadzić współczynnik korygujący  $K$  dla mocy odbieranego sygnału. Wówczas tłumienie ścieżki w pewnej odległości  $D$  można opisać jako [7]

$$\begin{aligned} PL(D, \alpha_T, \alpha_R) &= \frac{P_T G_T G_R}{K(D, \alpha_T, \alpha_R) P_R(D)} = \\ &= \frac{PL(D, \alpha_T = 180^\circ, \alpha_R = 0^\circ)}{K(D, \alpha_T, \alpha_R)} = \frac{PL_0(D)}{K(D, \alpha_T, \alpha_R)} \end{aligned} \quad (8)$$

Powyższe równanie można uogólnić dla miar logarytmicznych [7]

$$PL(D, \alpha_T, \alpha_R) [\text{dB}] = PL_0(D) [\text{dB}] - 10 \log_{10} K(D, \alpha_T, \alpha_R) \quad (9)$$

gdzie  $PL_0(D)$  jest tłumieniem ścieżki w odległości  $D$  od Tx dla analizowanych anten o współosiowych wiązках, natomiast  $PL(D, \alpha_T, \alpha_R)$  to tłumienie zmodyfikowane w tej samej odległości  $D$  oraz anten Tx i Rx zorientowanych odpowiednio w kierunkach  $\alpha_T$  i  $\alpha_R$ .

Współczynnik korygujący  $K(D, \alpha_T, \alpha_R)$  mocy widzianej na wejściu Rx jest określany na podstawie MPM. W tym przypadku przy danej odległości  $D$  wyznaczone są dwie charakterystyki PAS dla dwóch konfiguracji kierunków anten:  $PAS_0(\varphi_R) = PAS(\varphi_R, D, \alpha_T = 180^\circ, \alpha_R = 0^\circ)$  oraz  $PAS_0(\varphi_R) = PAS(\varphi_R, D, \alpha_T, \alpha_R)$ . Na ich podstawie wyznaczone są moce odbieranych sygnałów  $P_0$  i  $P$  zgodnie z zależnością (6) oraz współczynnika korygującego  $K$  [7]

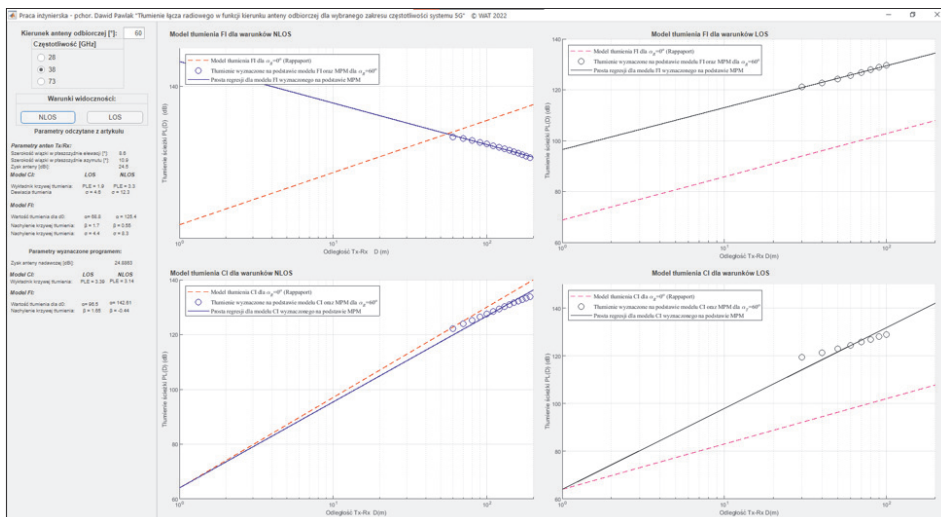
$$K(D, \alpha_T, \alpha_R) = \frac{P(D, \alpha_T, \alpha_R)}{P_0(D, \alpha_T = 180^\circ, \alpha_R = 0^\circ)} \quad (10)$$

W celu otrzymania zmodyfikowanego modelu tłumienia  $PL(D, \alpha_T, \alpha_R)$  referencyjny model tłumienia  $PL_0(D)$  dla anten współosiowych oraz wyznaczony współczynnik korygujący  $K$  opisany równaniem (10) należy podstawić do zależności (8) lub (9).

#### 4. Program do badań symulacyjnych

W przeprowadzonych badaniach symulacyjnych wykorzystano autorską aplikację opracowaną w środowisku MATLAB z wykorzystaniem narzędzia *App Designer*, co pozwoliło wyposażyć program w graficzny interfejs użytkownika pokazany na rysunku 2 [16].

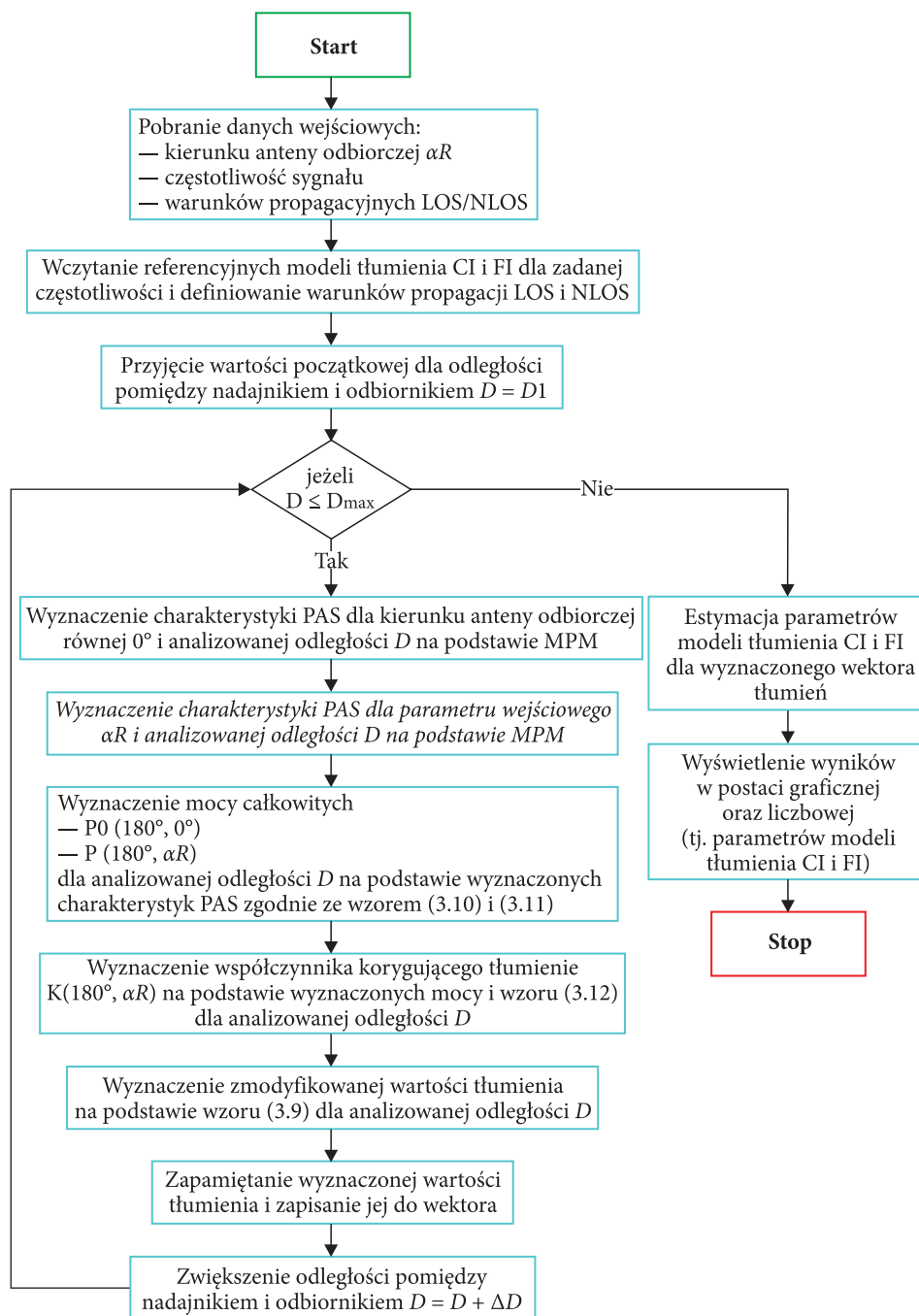




Rys. 2. Graficzny interfejs użytkownika z przykładowymi wynikami [16]

Opracowane oprogramowanie bazuje na algorytmie przedstawionym na rysunku 3 [16]. Przed wykonaniem obliczeń program powinien wczytać odpowiednie dane wejściowe. Pewne parametry, jak analizowany kierunek anteny odbiorczej  $\alpha_R$ , częstotliwość sygnału  $f$  czy warunki propagacyjne LOS/NLOS, są wczytywane z graficznego interfejsu użytkownika aplikacji.

Opracowany program do badań symulacyjnych ma zaimplementowane w kodzie MPM oraz parametry referencyjnych modeli tłumienia CI i FI, a także wykorzystanych anten zawarte w tabelach 1 i 2. Na potrzeby przeprowadzonych badań jako dane wejściowe dla MPM wykorzystano PDP opisane przez modele linii opóźniającej z odczepami TDL (*tapped delay line*). W tym przypadku wykorzystano modele TDL zdefiniowane w standardzie 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) [17] dla określonych zakresów częstotliwości fal milimetrowych oraz warunków LOS/NLOS. Analizę modeli tłumienia ścieżki wykonano dla zakresu zmienności odległości  $D$  zdefiniowanej w [9] dla poszczególnych pomiarów empirycznych.



Rys. 3. Algorytm autorskiej aplikacji do badań symulacyjnych [16]

## 5. Badania symulacyjne

### 5.1. Założenia

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone przy następujących założeniach:

- parametry zmodyfikowanych modeli tłumienia CI i FI dla różnych kierunków anteny odbiorczej  $\alpha_R$  zostały wyznaczone zgodnie z metodyką przedstawioną w podrozdziale 3.2 na podstawie MPM zaimplementowanego w autorskiej aplikacji;
- strukturę geometryczną modelu MPM wygenerowano na podstawie modeli TDL dla odpowiednich zakresów fal milimetrowych zdefiniowanych przez standard 3GPP [17];
- jako modele referencyjne zastosowano empiryczne modele tłumienia CI i FI zdefiniowane w tabeli 1 [9];
- charakterystyki PAS wyznaczone w MPM na potrzeby wyliczenia współczynnika korygującego  $K$  uwzględniały parametry anten zdefiniowane w tabeli 2 [9];
- badania symulacyjne zostały przeprowadzone dla dwóch typów modeli CI i FI, trzech zakresów częstotliwości (28, 38 i 73 GHz) oraz warunków propagacyjnych LOS i NLOS;
- zakres zmienności odległości  $D$  wynosił od 30 do 100 m lub od 60 do 200 m z krokiem co 10 m odpowiednio w warunkach LOS i NLOS;
- analizowany zakres zmienności kierunku anteny odbiorczej  $\alpha_R$  wynosił od 0 do 60°;
- parametry zmodyfikowanych modeli tłumienia były wyznaczone metodą najmniejszych kwadratów przez dopasowanie prostych regresji (w skali logarytmicznej) dla modeli CI i FI zdefiniowanych odpowiednimi wzorami (1) i (3).

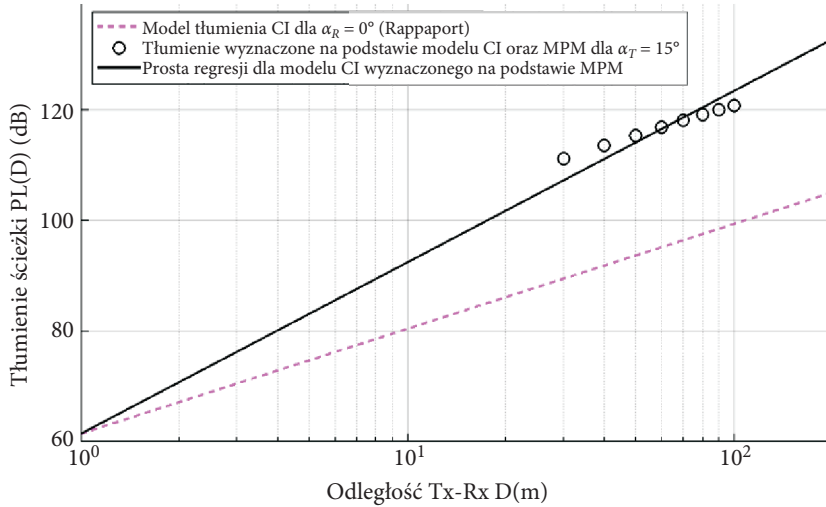
### 5.2. Wyniki badań symulacyjnych

#### 5.2.1. Przykładowe wyniki dla częstotliwości 28 GHz

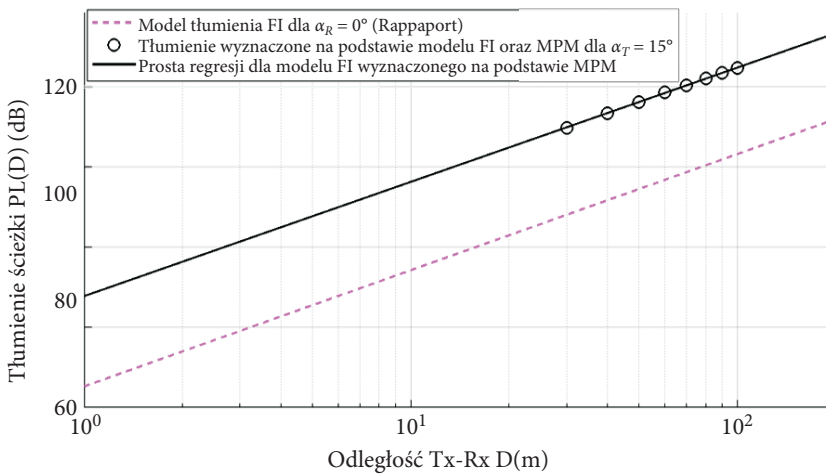
Na rysunkach 4 i 5 zilustrowano odpowiednio referencyjny model tłumienia CI i FI (różowe linie przerywane) dla częstotliwości 28 GHz i warunków LOS oraz przykładowe ich modyfikacje dla  $\alpha_R = 15^\circ$  (ciągłe linie czarne).

Referencyjne i zmodyfikowane modele tłumienia CI charakteryzują się stałą wartością przecięcia z osią rzędnych, co wynika z przyjętego założenia stałej wartości tłumienia dla odległości referencyjnej  $D_0 = 10$  m i określonej częstotliwości. W przypadku modeli FI występuje istotna zmiana parametru  $\alpha$ . Porównując uzyskane wyniki, można zauważyć, że modele te charakteryzują się lepszym dopasowaniem prostej regresji do wyznaczonych punktów pomiarowych uwzględniających współczynniki

korekcyjne  $K$  niż modele CI. Należy jednak podkreślić, że modele FI są trudniejsze w interpretacji niż modele CI.

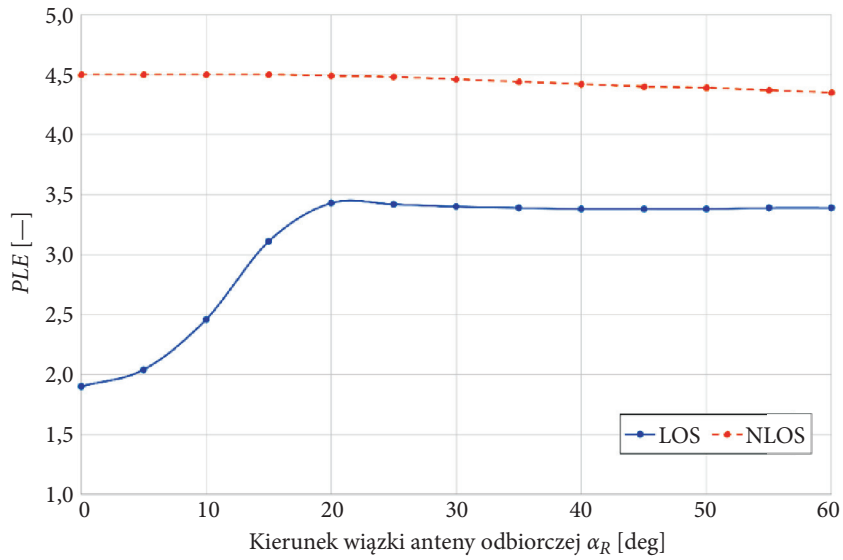


Rys. 4. Modyfikacja modelu tłumienia CI dla 28 GHz, warunków LOS i  $\alpha_R = 15^\circ$

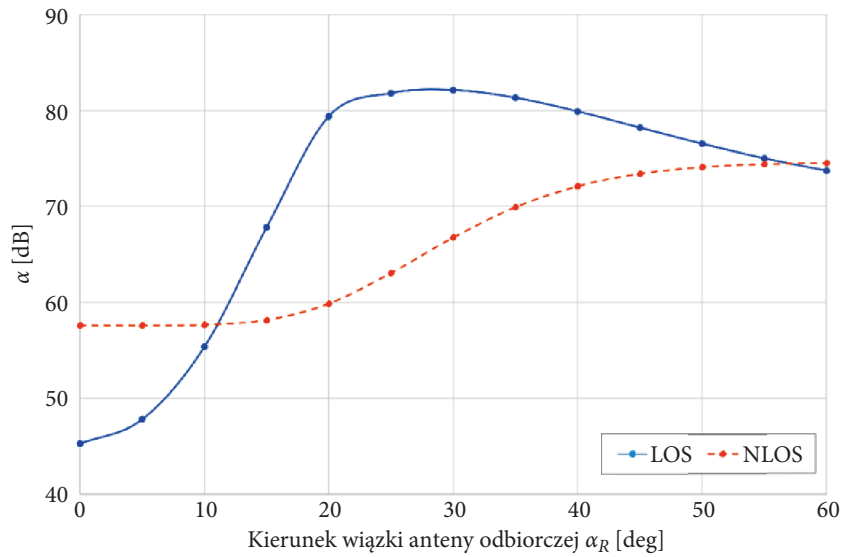


Rys. 5. Modyfikacja modelu tłumienia FI dla 28 GHz, warunków LOS i  $\alpha_R = 15^\circ$

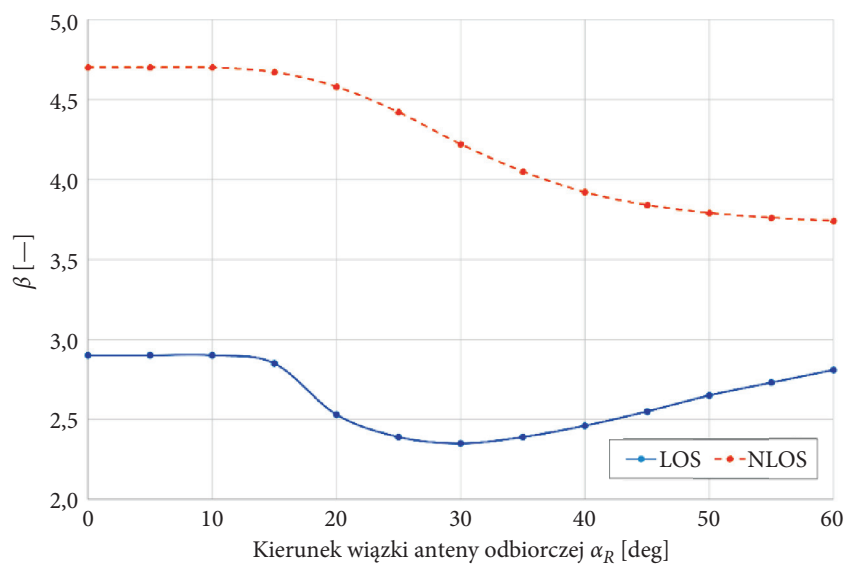
W wyniku badań symulacyjnych dla zakresu częstotliwości 28 GHz uzyskano przebiegi parametrów  $PLE$  (dla modelu CI) oraz  $\alpha$  i  $\beta$  (dla modelu FI) w funkcji kierunku anteny odbiorczej  $\alpha_R$ , które przedstawiono odpowiednio na rysunkach 6-8. Szczegółową analizę zmian parametrów modeli tłumienia zawarto w tabeli 3.



Rys. 6. Zmiana  $PLE$  w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej dla 28 GHz oraz warunków LOS i NLOS



Rys. 7. Zmiana  $\alpha$  w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej dla 28 GHz oraz warunków LOS i NLOS



Rys. 8. Zmiana  $\beta$  w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej dla 28 GHz oraz warunków LOS i NLOS

TABELA 3

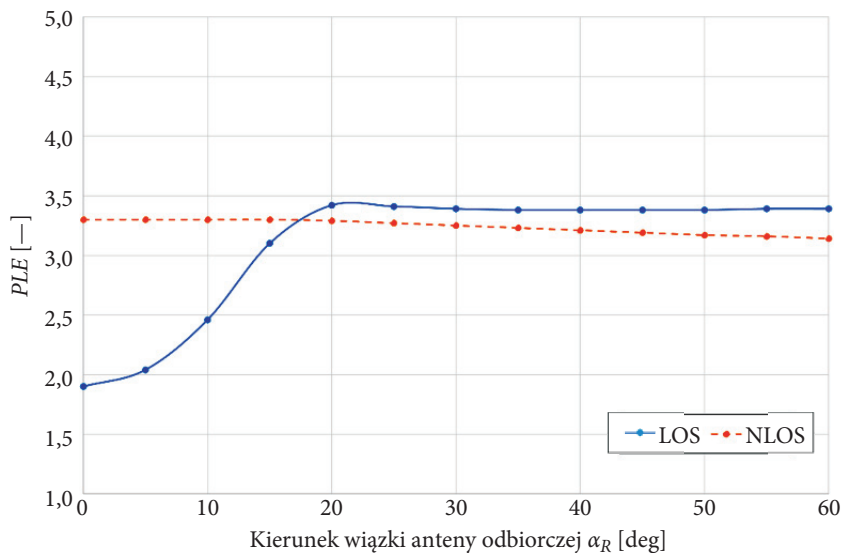
Wartości parametrów zmodyfikowanych modeli tłumienia dla częstotliwości 28 GHz

$\alpha_R$ [°]	Warunki LOS			Warunki NLOS		
	<i>PLE</i>	$\alpha$ [dB]	$\beta$	<i>PLE</i>	$\alpha$ [dB]	$\beta$
0	1,90	45,30	2,90	4,50	57,60	4,70
5	2,04	47,83	2,90	4,50	57,60	4,70
10	2,46	55,39	2,90	4,50	57,67	4,70
15	3,11	67,83	2,85	4,50	58,15	4,67
20	3,43	79,39	2,53	4,49	59,88	4,58
25	3,42	81,81	2,39	4,48	63,07	4,42
30	3,40	82,13	2,35	4,46	66,77	4,22
35	3,39	81,32	2,39	4,44	69,93	4,05
40	3,38	79,89	2,46	4,42	72,11	3,92
45	3,38	78,21	2,55	4,40	73,41	3,84
50	3,38	76,53	2,65	4,39	74,10	3,79
55	3,39	75,01	2,73	4,37	74,42	3,76
60	3,39	73,72	2,81	4,35	74,54	3,74

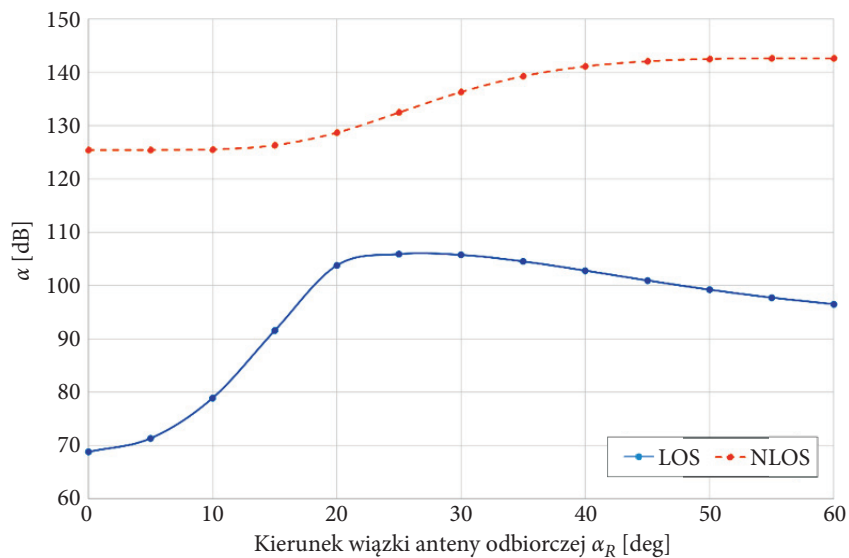
Zarówno wartości  $PLE$ , jak i  $\beta$  są znacznie większe dla warunków NLOS dla każdej wartości kierunku nachylenia anteny odbiorczej. Natomiast wartości  $\alpha$  dla kierunku nachylenia anteny odbiorczej w zakresie od  $12^\circ$  do  $57^\circ$  są większe dla warunków LOS niż warunków NLOS, a dla pozostałych wartości kąta  $\alpha_R$  NLOS są większe. Dla warunków NLOS wartość współczynników  $PLE$  i  $\beta$  ulega niewielkiej zmianie dla  $\alpha_R < 20^\circ$ , natomiast dla większych kierunków wiązki anteny odbiorczej wartość tych współczynników ulega redukcji. Oznacza to, że przy większych kierunkach anteny odbiorczej następuje zmniejszenie tłumienia. Wynika to z faktu braku składowej bezpośredniej oraz wzmocnienia składowych opóźnionych odbieranego sygnału z kierunku  $\alpha_R$ .

### 5.2.2. Przykładowe wyniki dla częstotliwości 38 GHz

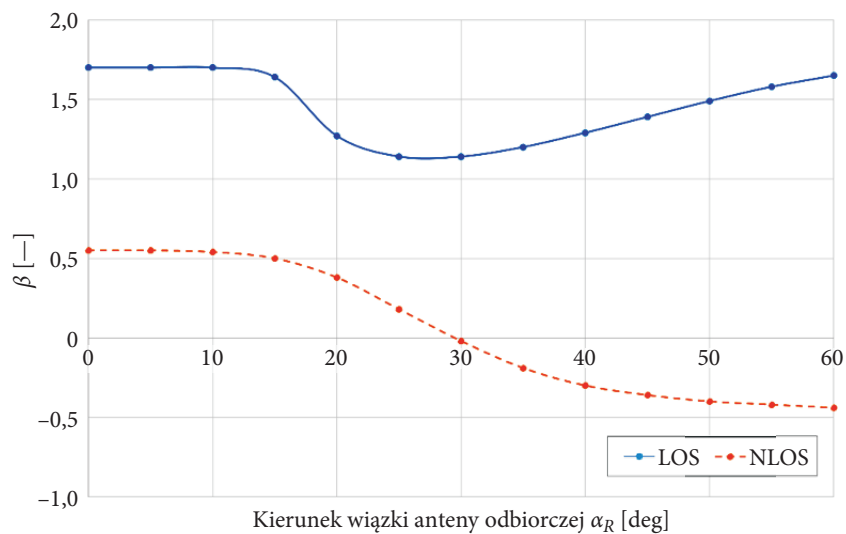
W wyniku badań symulacyjnych dla zakresu częstotliwości 38 GHz uzyskano przebiegi parametrów  $PLE$  (dla modelu CI) oraz  $\alpha$  i  $\beta$  (dla modelu FI) w funkcji kierunku anteny odbiorczej  $\alpha_R$ , które przedstawiono odpowiednio na rysunkach 9-11. Szczegółową analizę zmian parametrów modeli tłumienia zawarto w tabeli 4.



Rys. 9. Zmiana  $PLE$  w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej dla 38 GHz oraz warunków LOS i NLOS



Rys. 10. Zmiana  $\alpha$  w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej dla 38 GHz oraz warunków LOS i NLOS



Rys. 11. Zmiana  $\beta$  w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej dla 38 GHz oraz warunków LOS i NLOS



TABELA 4

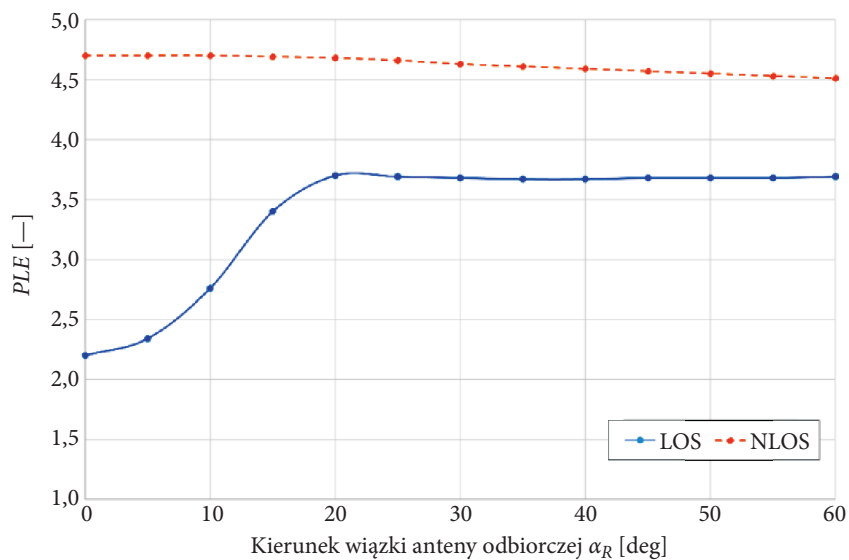
Wartości parametrów zmodyfikowanych modeli tłumienia dla częstotliwości 38 GHz

$\alpha_R$ [°]	Warunki LOS			Warunki NLOS		
	<i>PLE</i>	$\alpha$ [dB]	$\beta$	<i>PLE</i>	$\alpha$ [dB]	$\beta$
0	1,90	68,80	1,70	3,30	125,40	0,55
5	2,04	71,33	1,70	3,30	125,41	0,55
10	2,46	78,90	1,70	3,30	125,52	0,54
15	3,10	91,55	1,64	3,30	126,30	0,50
20	3,42	103,77	1,27	3,29	128,66	0,38
25	3,41	105,88	1,14	3,27	132,45	0,18
30	3,39	105,73	1,14	3,25	136,31	-0,02
35	3,38	104,51	1,20	3,23	139,27	-0,19
40	3,38	102,78	1,29	3,21	141,11	-0,30
45	3,38	100,94	1,39	3,19	142,08	-0,36
50	3,38	99,21	1,49	3,17	142,50	-0,40
55	3,39	97,72	1,58	3,16	142,63	-0,42
60	3,39	96,50	1,65	3,14	142,61	-0,44

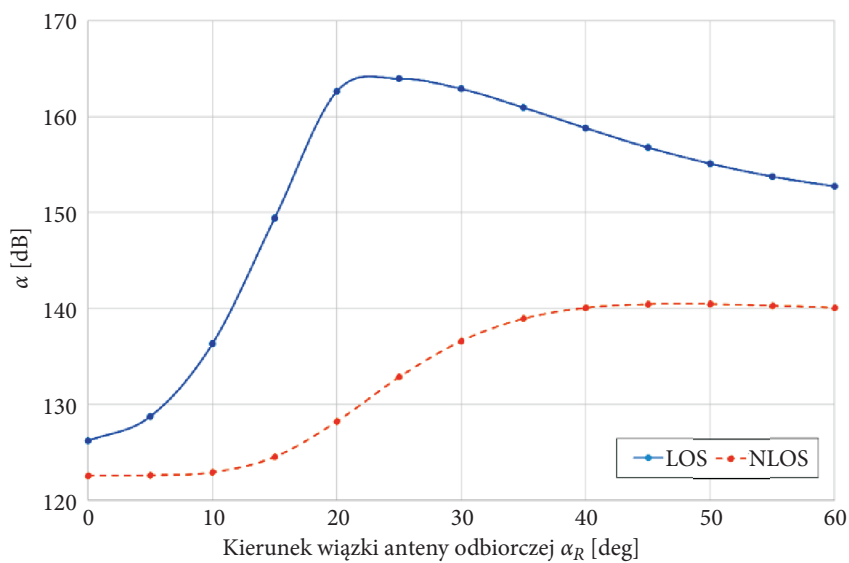
Analizując powyższe przebiegi, można zauważyć, że wykładnik krzywej tłumienia *PLE* dla warunków LOS jest mniejszy dla  $\alpha_R < 17^\circ$ , co oznacza, że do tej wartości kierunku wiązki anteny odbiorczej tłumienie będzie rosło dużo wolniej, ze wzrostem odległości między antenami w porównaniu do warunków NLOS. Wartość  $\alpha$  dla warunków LOS jest dużo niższa niż dla warunków NLOS. Dla warunków NLOS wartość  $\beta$  maleje, co oznacza, że tłumienie będzie malało wraz ze wzrostem kąta kierunku wiązki anteny odbiorczej. Jest to szczególnie widoczne dla  $\alpha_R > 30^\circ$ , wówczas  $\beta$  przyjmuje wartości ujemne i tłumienie rośnie wraz z odległością. Ten efekt pokazuje istotną wadę modeli FI związaną z interpretacją takich przypadków.

### 5.2.3. Przykładowe wyniki dla częstotliwości 73 GHz

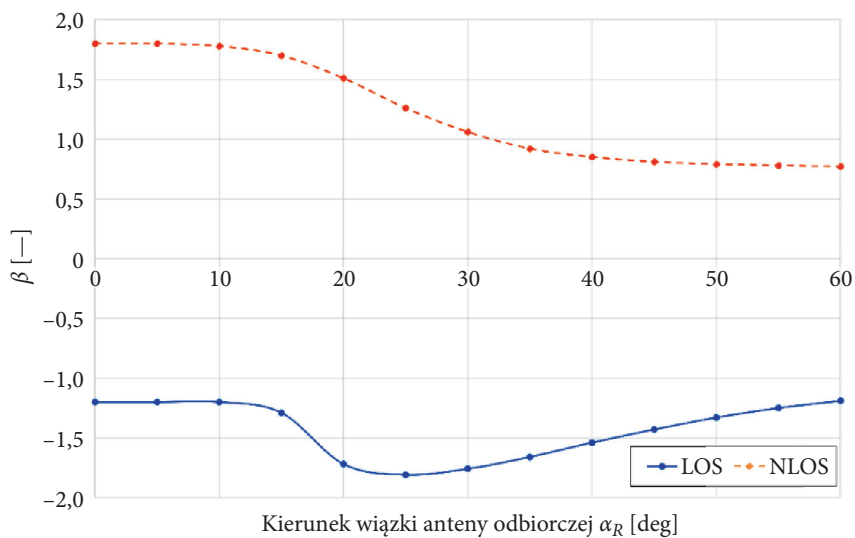
W wyniku badań symulacyjnych dla zakresu częstotliwości 73 GHz uzyskano przebiegi parametrów *PLE* (dla modelu CI) oraz  $\alpha$  i  $\beta$  (dla modelu FI) w funkcji kierunku anteny odbiorczej  $\alpha_R$ , które przedstawiono odpowiednio na rysunkach 12-14. Szczegółową analizę zmian parametrów modeli tłumienia zawarto w tabeli 5.



Rys. 12. Zmiana  $PLE$  w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej dla 73 GHz oraz warunków LOS i NLOS



Rys. 13. Zmiana  $\alpha$  w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej dla 73 GHz oraz warunków LOS i NLOS



Rys. 14. Zmiana  $\beta$  w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej dla 73 GHz oraz warunków LOS i NLOS

TABELA 5

Wartości parametrów zmodyfikowanych modeli tłumienia dla częstotliwości 73 GHz

$\alpha_R$ [°]	Warunki LOS			Warunki NLOS		
	<i>PLE</i>	$\alpha$ [dB]	$\beta$	<i>PLE</i>	$\alpha$ [dB]	$\beta$
0	2,20	126,20	-1,20	4,70	122,60	1,80
5	2,34	128,73	-1,20	4,70	122,63	1,80
10	2,76	136,32	-1,20	4,70	122,95	1,78
15	3,40	149,41	-1,29	4,69	124,54	1,70
20	3,70	162,62	-1,72	4,68	128,24	1,51
25	3,69	163,95	-1,81	4,66	132,85	1,26
30	3,68	162,87	-1,76	4,63	136,61	1,06
35	3,67	160,94	-1,66	4,61	138,94	0,92
40	3,67	158,79	-1,54	4,59	140,07	0,85
45	3,68	156,78	-1,43	4,57	140,46	0,81
50	3,68	155,09	-1,33	4,55	140,47	0,79
55	3,68	153,74	-1,25	4,53	140,30	0,78
60	3,69	152,73	-1,19	4,51	140,09	0,77

Analizując powyższe przebiegi, można zauważyć, że wykładnik krzywej tłumienia *PLE* dla warunków LOS po osiągnięciu wartości około 3,7 przyjmuje niemal identyczne wartości przy jednoczesnym zwiększaniu kąta kierunku wiązki anteny odbiorczej (tj. dla  $\alpha_R > 20^\circ$ ). Dla warunków NLOS i częstotliwości 73 GHz współczynnik *PLE* zachowuje się bardzo podobnie jak dla niższych zakresów częstotliwości, tzn. nieznacznie maleje wraz ze wzrostem  $\alpha_R$ . W przypadku modelu FI interpretacja wyników modelu dla warunków LOS jest bardzo utrudniona, ze względu na ujemną wartość współczynnika  $\beta$  dla modelu referencyjnego (tj.  $\alpha_R = 0^\circ$ ) oraz w całym analizowanym zakresie zmian kierunku anteny odbiorczej. Dla warunków NLOS model FI zachowuje się bardzo podobnie jak model CI, tzn. wraz ze wzrostem  $\alpha_R$  maleje  $\beta$ , a zatem maleje tłumienie łącza.

## 6. Synteza wyników

Opracowana metodyka modyfikacji modeli tłumienia pozwala na dostosowanie współczynników modeli CI i FI dla zadanych orientacji anten kierunkowych. W przeprowadzonych badaniach symulacyjnych uwzględniono scenariusz, w którym antena nadawcza ukierunkowana jest na antenę odbiorczą ( $\alpha_T = 180^\circ$ ), natomiast orientacja anteny odbiorczej jest zmienna ( $\alpha_R = 0 \div 60^\circ$ ). W tabeli 6 zestawiono zakresy zmian parametrów wyznaczanych modeli tłumienia dla analizowanych pasm częstotliwości fal milimetrowych z wyszczególnieniem warunków LOS i NLOS.

TABELA 6  
Zakresy zmian parametrów modeli CI i FI dla analizowanych częstotliwości fal milimetrowych

$f$ [GHz]	Warunki LOS			Warunki NLOS		
	Model CI	Model FI		Model CI	Model FI	
	<i>PLE</i>	$\alpha$ [dB]	$\beta$	<i>PLE</i>	$\alpha$ [dB]	$\beta$
28	1,90÷3,39	45,30÷82,13	2,35÷2,90	4,35÷4,50	57,60÷74,54	3,74÷4,70
38	1,90÷3,39	68,80÷105,88	1,14÷1,70	3,14÷3,30	125,40÷142,63	-0,44÷0,55
73	2,20÷3,69	126,20÷163,95	-1,81÷-1,19	4,51÷4,70	122,60÷140,47	0,77÷1,80

Analizę uzyskanych wyników należy przeprowadzić ze szczególnym uwzględnieniem referencyjnych wartości parametrów modeli tłumienia CI i FI zdefiniowanych przez modele empiryczne [9] opisane w tabeli 1 (dla  $\alpha_R = 0^\circ$ ).

W przypadku modeli CI i warunków LOS zakres zmian współczynnika *PLE* jest w niewielkim stopniu zależny od częstotliwości i wynosi od 1,9÷2,2 do 3,4÷3,7.

Współczynnik ten szybko narasta od wartości minimalnej (zdefiniowanej przez model empiryczny [9]) występującej dla  $\alpha_R = 0^\circ$  do wartości maksymalnej — dla  $\alpha_R \approx 20^\circ$ , następnie jego wartość powoli maleje lub stabilizuje się wraz z dalszym wzrostem kąta orientacji anteny odbiorczej. W przypadku warunków NLOS współczynnik *PLE* zależy od częstotliwości, natomiast charakter jego zmian jest prawie identyczny dla każdego z analizowanych pasm fal milimetrowych. W tym przypadku *PLE* maleje od wartości maksymalnej (zdefiniowanej przez model empiryczny [9]) występującej dla  $\alpha_R = 0^\circ$  do wartości minimalnej dla  $\alpha_R = 60^\circ$ . Dynamika zmian parametru *PLE* jest różna w zależności od warunków propagacyjnych i wynosi około 2,5 oraz 0,15÷0,19 odpowiednio dla warunków LOS i NLOS. Warto podkreślić, że istotne zróżnicowanie modeli CI od częstotliwości zapewnia wartość tłumienia w wolnej przestrzeni  $FSPL(D_0)$  dla odległości referencyjnej  $D_0 = 1$  m.

Analiza zmian parametrów modeli FI jest nieco trudniejsza. Można zauważyć natomiast pewne analogie do modeli CI. W modelach FI przebiegi zmian parametrów  $\alpha$  i  $\beta$  mają również charakterystyczne kształty, które w niewielkim stopniu zależą od częstotliwości. Na zakresy zmian wartości tych parametrów przedstawione w tabeli 6 istotny wpływ mają natomiast wartości referencyjne dla  $\alpha_R = 0^\circ$ , które zdefiniowane są dla modeli empirycznych [9] w tabeli 1.

Dla warunków LOS przebieg zmian  $\alpha$  jest podobny jak dla *PLE* w modelu CI, tj.  $\alpha$  narasta od wartości minimalnej dla  $\alpha_R = 0^\circ$  do wartości maksymalnej — dla  $\alpha_R \approx 20^\circ$ , następnie jego wartość powoli maleje lub stabilizuje się wraz z dalszym wzrostem  $\alpha_R$ . W przypadku NLOS przebieg zmian  $\alpha$  jest trochę podobny jak dla warunków LOS, tj. wartość  $\alpha$  utrzymuje się na poziomie wartości minimalnej dla  $\alpha_R < 15^\circ$ , następnie dla  $\alpha_R = 15^\circ\text{--}45^\circ$  wartość parametru wzrasta do wartości maksymalnej, po czym stabilizuje się. Istotną różnicę widać w przypadku dynamiki zmian parametru  $\alpha$ , która jest ponad dwukrotnie większa dla warunków LOS (około 37 dB dla analizowanego zakresu zmian  $\alpha_R = 0^\circ\text{--}60^\circ$ ) niż dla warunków NLOS (około 17 dB).

W przypadku  $\beta$  i warunków LOS wartość parametru jest stała dla  $\alpha_R < 10^\circ$ , następnie maleje do wartości minimalnej dla  $\alpha_R \approx 25^\circ$ , po czym wzrasta do wartości zbliżonej do maksymalnej  $\alpha_R = 60^\circ$ . Dla warunków NLOS wartość  $\beta$  jest stała dla  $\alpha_R < 10^\circ$ , po czym maleje do wartości minimalnej. W tym przypadku istotne zmiany zachodzą dla  $15^\circ < \alpha_R < 45^\circ$ . Dynamika zmian parametru  $\beta$  dla warunków LOS (około 0,6) jest prawie dwukrotnie mniejsza niż dla warunków NLOS (około 1,0).

Podsumowując, przebiegi zmian parametrów *PLE* (dla modeli CI),  $\alpha$  i  $\beta$  (dla modeli FI) w funkcji orientacji anteny nadawczej  $\alpha_R$  są charakterystyczne dla warunków LOS i NLOS oraz nie zależą istotnie od częstotliwości transmitowanego sygnału. Wpływ częstotliwości w tych modelach zapewnia wartość tłumienia w wolnej przestrzeni  $FSPL(D_0)$  dla modelu CI oraz wartości referencyjne parametrów modeli CI i FI, które zostały zdefiniowane przez modele empiryczne [9] przedstawione w tabeli 1 (dla  $\alpha_R = 0^\circ$ ).

## 7. Podsumowanie

Celem artykułu jest ocena zmian tłumienia kierunkowego łącza radiowego w funkcji kierunku wiązki anteny odbiorczej. Przedstawiono metodykę modyfikacji modeli tłumienia CI i FI, która bazuje na wieloeliptycznym modelu tłumienia MPM oraz adaptacji parametrów empirycznych modeli tłumienia. W artykule zaprezentowano wykorzystanie tej metodyki modyfikacji w odniesieniu do empirycznych modeli tłumienia dla trzech zakresów fal milimetrowych: 28, 38 i 73 GHz. W tym celu wykorzystano autorski program do badań symulacyjnych.

Badania przeprowadzone dla wybranego scenariusza symulacyjnego (stałe  $\alpha_T = 180^\circ$  i zmienne  $0^\circ \leq \alpha_R \leq 60^\circ$ ) z wykorzystaniem opracowanej metodyki i aplikacji pokazały, że przebiegi zmian parametrów analizowanych modeli CI i FI są charakterystyczne dla warunków LOS i NLOS oraz nieznacznie zależą od częstotliwości transmitowanych sygnałów.

Praca była współfinansowana przez Wojskową Akademię Techniczną w ramach Uczelnianych Grantów Badawczych nr UGB/22-740/2022/WAT i UGB/22-863/2023/WAT nt. „Nowoczesne technologie łączności bezprzewodowej i lokalizacji źródeł emisji w zróżnicowanych aplikacjach systemowych”.

Artykuł opracowany na podstawie referatu wygłoszonego na XXXVI Konferencji Elektroniki, Telekomunikacji i Energetyki Studentów i Młodych Naukowców SECON 2022 — zorganizowanej przez Wydział Elektroniki Wojskowej Akademii Technicznej w Warszawie w dniach 26-27 kwietnia 2022 r.

Artykuł wpłynął do redakcji 7.06.2022 r. Zatwierdzono do publikacji 8.03.2023 r.

Dawid Pawlak <https://orcid.org/0000-0001-9703-5055>

Jan M. Kelner <https://orcid.org/0000-0002-3902-0784>

### LITERATURA

- [1] BUSARI S.A., HUQ K.M.S., MUMTAZ S., DAI L., AND RODRIGUEZ J., *Millimeter-wave Massive MIMO Communication for Future Wireless Systems: A Survey*, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 20, 2, 2018, 836–869, DOI: 10.1109/COMST.2017.2787460..
- [2] KUTTY S., SEN D., *Beamforming for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey*, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 18, 2, 2016, 949–973, DOI: 10.1109/COMST.2015.2504600..
- [3] KELNER J.M., ZIÓŁKOWSKI C., *Evaluation of Angle Spread and Power Balance for Design of Radio Links with Directional Antennas in Multipath Environment*, Physical Communication, 32, Feb. 2019, 242–251, DOI: 10.1016/j.phycom.2018.12.005.
- [4] KELNER J.M., ZIÓŁKOWSKI C., *Minimalizacja zjawiska dyspersji kątowej w sieciach komórkowych 5G*, Elektronika – Konstrukcje, Technologie, Zastosowania, vol. 60, no. 2, s. 13–20, Feb. 2019, doi: 10.15199/13.2019.2.2.

- [5] RAPPAPORT T.S., XING Y., MACCARTNEY G.R., MOLISCH A.F., MELLIOS E., AND ZHANG J., *Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-generation (5G) Wireless Networks—With a Focus on Propagation Models*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 65, 12, Dec. 2017, 6213–6230, DOI: 10.1109/TAP.2017.2734243.
- [6] SUN S. et al., *Investigation of Prediction Accuracy, Sensitivity, and Parameter Stability of Large-scale Propagation Path Loss Models for 5G Wireless Communications*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 65, 5, May 2016, 2843–2860, DOI: 10.1109/TVT.2016.2543139.
- [7] KELNER J.M., ZIÓŁKOWSKI C., *Path Loss Model Modification for Various Gains and Directions of Antennas*, [in:] *2018 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, London, UK, Apr. 2018, 1–4, DOI: 10.1049/cp.2018.0387.
- [8] KELNER J.M., ZIÓŁKOWSKI C., *Multi-elliptical Geometry of Scatterers in Modeling Propagation Effect at Receiver*, [in:] *Antennas and Wave Propagation*, [ed.:] P. Pinho, London, UK, IntechOpen, 2018, 115–141, DOI: 10.5772/intechopen.75142.
- [9] RAPPAPORT T.S., MACCARTNEY G.R., SAMIMI M.K., SUN S., *Wideband Millimeter-wave Propagation Measurements and Channel Models for Future Wireless Communication System Design*, IEEE Transactions on Communications, 63, 9, Sep. 2015, 3029–3056, DOI: 10.1109/TCOMM.2015.2434384.4.
- [10] PARSONS J.D., BAJWA A.S., *Wideband Characterisation of Fading Mobile Radio Channels*, IEE Proceedings F Communications, Radar and Signal Processing, 129, 2, Apr. 1982, 95–101, DOI: 10.1049/ip-f-1:19820016.
- [11] OESTGES C., ERCEG V., AND PAULRAJ A.J., *A Physical Scattering Model for MIMO Macrocellular Broadband Wireless Channels*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 21, 5, Jun. 2003, 721–729, DOI: 10.1109/JSAC.2003.810322.
- [12] KELNER J.M., ZIÓŁKOWSKI C., *Interference in Multi-beam Antenna System of 5G Network*, International Journal of Electronics and Telecommunications, 66, 1, Feb. 2020, 17–23, DOI: 10.24425/ijet.2019.130260.
- [13] BECHTA K., ZIÓŁKOWSKI C., KELNER J.M., NOWOSIELSKI L., *Modeling of Downlink Interference in Massive MIMO 5G Macro-cell*, Sensors, 21, 2, 2021, DOI: 10.3390/s21020597.
- [14] BECHTA K., KELNER J.M., ZIÓŁKOWSKI C., NOWOSIELSKI L., *Inter-beam Co-channel Downlink and Uplink Interference for 5G New Radio in mm-Wave Bands*, Sensors, 21, 3, 2021, DOI: 10.3390/s21030793.
- [15] ZIÓŁKOWSKI C., KELNER J.M., KRYGIER J., CHANDRA A., PROKEŠ A., *Radio Channel Capacity with Directivity Control of Antenna Beams in Multipath Propagation Environment*, Sensors, 21, 24, 2021, DOI: 10.3390/s21248296.
- [16] PAWLAK D., *Tłumienie łącza radiowego w funkcji kierunku anteny odbiorczej dla wybranego zakresu częstotliwości systemu 5G*, praca dyplomowa, Wojskowa Akademia Techniczna, Warszawa 2022.
- [17] 3GPP, *5G. Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz (3GPP TR 38.901 version 16.0.0 Release 16)*, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Technical Specification Group Radio Access Network, Valbonne, France, Tech. Rep. 3GPP TR 38.901 V16.0.0 (2019-12), Release 16, Dec. 2019.

D. PAWLAK, J.M. KELNER

**Directional link attenuation in millimeter-wave range based  
on empirical model modification**

**Abstract.** The upcoming fifth and next generation mobile phone systems will use not only the frequency bands of sub-6 GHz but also the millimeter-wave and terahertz bands. From a practical viewpoint, this approach requires the use of directional antennas or beamforming systems. To ensure greater energy efficiency of the wireless link, the radio beams on the transmitting and receiving sides should be aligned ones. Path loss models are commonly used for designing the radio communication systems and networks. However, in the literature, there are no adequate methods of attenuation modelling available for the cases of misalignment of antenna beams. In this paper, a method of modifying the path loss model, based on a multi-elliptical propagation model, is proposed. For this purpose, dedicated software was developed in the MATLAB environment, which was used to conduct simulation tests. In the remainder of the paper, exemplary results of the adaptation of empirical path loss models in the range of millimeter-waves are presented, which were obtained using the developed program.

**Keywords:** wireless communication, radio wave propagation, path loss models, multi-elliptical propagation model, directional antennas, directional radio link, millimeter waves, 5G systems, simulation studies

**DOI:** 10.5604/01.3001.0053.6745