

**ANALIZA ZANIKÓW SZYBKOSMIENNYCH W RADIOWYCH SIECIACH BAN
PRACUJĄCYCH W REWERBERACYJNYM ŚRODOWISKU PROPAGACYJNYM**

FAST FADING ANALYSIS FOR BODY AREA NETWORKS
OPERATING IN REVERBERATION PROPAGATION ENVIRONMENT

Sławomir J. Ambroziak¹, Filipe D. Cardoso², Paweł Kosz¹, Manuel M. Ferreira², Luís M. Correia³

¹Politechnika Gdańska, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki, ul. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk
{slawomir.ambroziak, pawkosz}@pg.edu.pl

²EST Setúbal, Polytechnic Institute of Setúbal / INESC-ID, Estefanilha, 2910-761 Setúbal, Portugal
{filipe.cardoso, manuel.ferreira}@estsetubal.ips.pt

³Instituto Superior Técnico, University of Lisbon / INESC-ID, Rua Alves Redol, 9, 1000-029 Lisbon, Portugal
luis.m.correia@tecnico.ulisboa.pt

DOI: 10.15199/59.2022.4.91

Streszczenie: W referacie przedstawiono badania i analizę zaników szybkozmiennych występujących w sieciach BAN, pracujących na częstotliwości 2,45 GHz w środowisku zamkniętym o kształcie cylindrycznym z metalowymi ścianami. Badania przeprowadzono przy użyciu symulatora zweryfikowanego pomiarowo. Uzyskane wyniki wskazują, że w analizowanym środowisku propagacyjnym zaniki szybkozmiennych można modelować przy pomocy rozkładu Rayleigha, nawet w przypadku występowania warunków bezpośredniej widoczności anten łączy radiowego.

Abstract: In the paper the research and analysis of fast fading in Body Area Networks operating at 2.45 GHz in indoor environment with cylindrical shape and metallic walls has been presented. The investigations have been performed with the use of simulator that has been empirically validated. The results shows that fast fading may be modelled by a Rayleigh distribution, even when line-of-sight conditions occurs.

Słowa kluczowe: sieci BAN, charakterystyka zaników szybkozmiennych, modelowanie propagacji fal radiowych.

Keywords: Body Area Networks, fast fading characterization, propagation modelling.

1. WSTĘP

Coraz większe zainteresowanie aplikacjami monitorującymi zdrowie człowieka powoduje, że uwaga naukowców i projektantów systemów bezprzewodowych coraz częściej kierowana jest na radiowe sieci BAN (Body Area Networks). Sieci te zbudowane są ze stosunkowo małych, energooszczędnych urządzeń, które mogą być umieszczone wewnątrz ciała ludzkiego, na jego powierzchni, bądź w bezpośrednim sąsiedztwie, i które zwykle mają na celu monitorowanie parametrów życiowych użytkownika oraz ich przesyłanie między sobą, a także – za pośrednictwem węzła koordynującego – do urządzenia zewnętrznego [1].

Zastosowanie sieci BAN na statkach i promach pasażerskich daje możliwość zwiększenia komfortu oraz bezpieczeństwa pasażerów i pracowników podczas rejsów, co ze strony armatorów powoduje zainteresowanie takimi ich aplikacjami, które umożliwiałyby monitorowanie stanu zdrowia, dostarczałyby informacji o położeniu

osób na statku/promie, a nawet świadczyłyby usługi rozrywkowe. Środowisko propagacyjne, w którym takie sieci miałyby pracować – przez wzgląd na metalowe ściany, sufity i podłogi – należy uznać za nietypowe, wyjątkowo trudne i mające charakter rewerberacyjnego środowiska propagacyjnego. W takim stanie rzeczy istnieje potrzeba prowadzenia badań mających na celu zrozumienie i opisanie za pomocą statystycznych modeli właściwości kanału radiowego dla tego typu środowisk.

W literaturze przedmiotu znaleźć można liczne prace dotyczące modelowania kanału radiowego w sieciach BAN pracujących w różnych środowiskach [2-4], szczególnie dla zastosowań medycznych [5,6], jednakże większość z nich dotyczy łatwo dostępnych typowych środowisk wewnątrzbudynkowych, takich jak sala szpitalna, pomieszczenie biurowe, czy też komora bezodbićciowa. Dostępne są również nieliczne prace dotyczące badań propagacyjnych na pokładach statków [7-11], jednakże nie uwzględniają one specyfiki sieci BAN.

Pierwsze w skali światowej badania dotyczące sieci BAN w trudnym środowisku promu pasażerskiego zostały opisane w [12,13], gdzie zaprezentowano badania pomiarowe, których wyniki posłużyły do opracowania empirycznych modeli tłumienia propagacyjnego oraz zaników dla sieci BAN pracujących na częstotliwościach 868 MHz, 2,45 GHz i 6,489 GHz [14,15]. Modele te dotyczą jednak korytarzy i kabin pasażerskich, podczas gdy w niniejszym artykule nacisk położono na pomieszczenie o kształcie cylindrycznym z hemisferycznym sufitem. Nietypowy kształt tego środowiska oraz fakt wykonania jego ścian, sufitu i podłogi z materiałów przewodzących powoduje, że istnieje potrzeba dokładnego zbadania warunków propagacyjnych w nim występujących.

W rozdziale 2 scharakteryzowano propagację fal radiowych wewnątrz metalowych struktur kolistych. Rozdział 3 zawiera opis wyników badań pomiarowych, natomiast w rozdziałach 4 i 5 przedstawiono analizę wpływu wielokrotnych odbić, wymiarów środowiska i położenia nadajnika na zaniki szybkozmiennych.

2. PROPAGACJA FAL RADIOWYCH WEWNĄTRZ METALOWYCH STRUKTUR KOLISTYCH

Na wstępie przeanalizowano propagację fal radiowych wewnątrz struktur kolistych z idealnie przewodzącymi ścianami, przy czym nacisk położono na sytuacje, w których zaobserwować można różną liczbę odbić składowych odbitych sygnału radiowego w zależności od wzajemnego położenia nadajnika i odbiornika wewnątrz tej struktury. Propagacja wewnątrz struktur metalowych jest zwykle przedstawiana w kontekście falowodów, czy też wnęk rezonansowych [16], których fizyczne rozmiary są rzędu długości fali, podczas gdy dla analizowanej w niniejszym referacie częstotliwości (2,45 GHz) długość fali, wynosząca 12,2 cm, jest zdecydowanie mniejsza niż wymiary analizowanego pomieszczenia o promieniu 8 m.

Wobec powyższego w analizach rozważana jest propagacja w wolnej przestrzeni z uwzględnieniem odbić fali radiowej od przewodzących ścian, dla których współczynnik odbicia jest równy (bądź bardzo zbliżony) do -1. W takich warunkach powierzchniowa gęstość mocy składowych odbitych docierających do anteny odbiorczej przyjmuje wartości porównywalne z powierzchniową gęstością mocy składowej bezpośredniej – przy założeniu porównywalnej długości drogi propagacyjnej dla obu składowych. Dużego znaczenia, z punktu widzenia natężenia pola elektrycznego sygnału odbieranego, nabiera natomiast liczba (krotność) odbić poszczególnych składowych odbitych. Dla ustalonego wzajemnego położenia nadajnika i odbiornika natężenie pola sygnału odbieranego jest sumą wektorową składowej bezpośredniej i składowych odbitych.

Natężenie pola elektrycznego, E_r , w punkcie odbioru, przy założeniu zastosowania anten izotropowych, uwzględnieniu R_m składowych odbitych i maksymalnej krotności odbić równej n_r , można wyrazić poprzez [21]

$$E_{r[V/m]} = \sum_{i=1}^{n_r} \sum_{j=1}^{R_m} \frac{\sqrt{30 \cdot P_{i[W]}}}{d_{i,j[m]}} \Gamma_i e^{-j \frac{2\pi d_{i,j[m]}}{\lambda_{[m]}}} \quad (1)$$

gdzie $d_{i,j}$ to długość drogi propagacyjnej dla j -tej składowej i dla i -krotnego odbicia, P_i to moc nadawana, λ to długość fali, a Γ_i to współczynnik odbicia dla i -krotnego odbicia. Natomiast moc sygnału odbieranego można przy takich założeniach wyrazić w sposób następujący [17]

$$P_{r[dBW]} = 132,8 + 20 \log |E_{r[V/m]}| - 20 \log f_{[Hz]} \quad (2)$$

Analiza odbić wewnątrz struktur kołowych przedstawiona w [18,19] pokazuje, że dla dwóch punktów wewnątrz koła obliczenia przy uwzględnieniu pojedynczych odbić są stosunkowo łatwe. Jednakże uwzględnienie więcej niż jednokrotnego odbicia każdej składowej wymaga dużo większej złożoności obliczeniowej.

Z tego względu w niniejszej pracy zastosowano podejście iteracyjne, na potrzeby którego przyjęto założenie, że odbiornik umieszczony jest w punkcie $R(x_r, y_r)$, a nadajnik w punkcie $T(x_t, y_t)$ wewnątrz koła o promieniu r .

Kiedy rozważane są składowe odbite tylko jeden raz, odcięte, x_i , punktów odbicia na brzegu koła mogą być wyznaczone jako pierwiastki następującego wielomianu 4-tego stopnia [18]

$$y = \sum_{p=0}^4 c_p x^p, \quad (3)$$

przy czym:

$$c_0 = vx_r^2 - vr^2 (1 + 2wx_r + w^2 x_r^2), \quad (4a)$$

$$c_1 = 4vx_r + 2wvx_r^2 + 2w, \quad (4b)$$

$$c_2 = v(1 + 2wx_r) + w^2 - 2u, \quad (4c)$$

$$c_3 = -2u(vr + w), \quad (4d)$$

$$c_4 = u^2, \quad (4e)$$

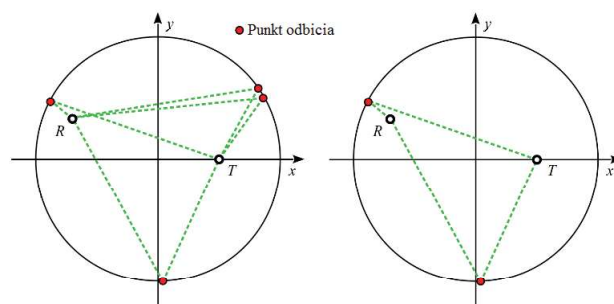
gdzie:

$$u = \frac{2}{r^2}, \quad v = \frac{1}{x_r^2 + y_r^2}, \quad w = \frac{1}{x_t}. \quad (5)$$

Rzędne, y_i , punktów odbicia na brzegu koła można następnie wyznaczyć z następującej zależności

$$y_i = y_r \frac{2x_t x_i - r^2 (x_t + x_i)}{2x_t x_r x_i - r^2 (x_r + x_t)}. \quad (6)$$

Na rys. 1. przedstawiono w sposób graficzny wpływ wzajemnego położenia nadajnika i odbiornika wewnątrz struktury kolistej na liczbę punktów odbicia, a – co za tym idzie – na liczbę składowych odbitych. Jak można zauważyć mogą wystąpić dwie sytuacje, w których istnieją cztery lub dwa punkty odbicia.

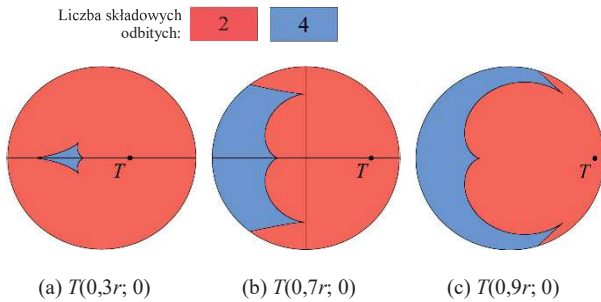


Rys. 1. Ilustracja wpływu wzajemnego położenia nadajnika i odbiornika na liczbę składowych odbitych [21]

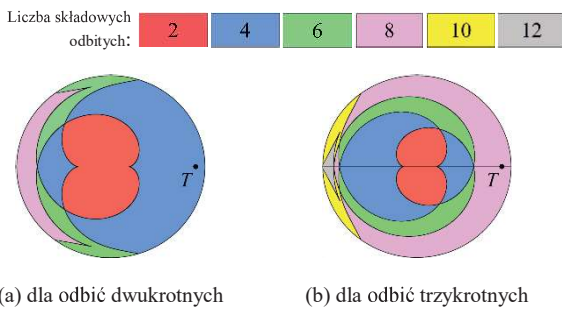
Taki stan rzeczy wynika z faktu, że rozwiązaniem równania (3) mogą być albo cztery liczby rzeczywiste i wtedy występują cztery składowe odbite albo para liczb rzeczywisty i para liczb zespolonych, co skutkuje tylko dwoma składowymi odbitymi. Obszary wewnątrz struktury kolistej, w których występują różne liczby składowych odbitych, nazywane są obszarami katakautycznymi [18].

Na rys. 2. zaprezentowano obszary katakautyczne dla różnego położenia nadajnika i przy uwzględnieniu tylko jednokrotnych odbić. Fakt istnienia tych obszarów implikuje różne warunki propagacyjne w nich występujące, co może mieć istotne znaczenie podczas charakteryzowania m.in. zaników szybkozmiennych.

Z kolei na rys. 3. zaobserwować można obszary katakautyczne powstałe przy uwzględnieniu również odbić dwukrotnych i trzykrotnych oraz dla nadajnika w punkcie $T(0,9r; 0)$. Dla przypadku odbić dwukrotnych można wyróżnić obszary, w których występują 2, 4, 6 i 8 składowych odbitych, natomiast dla przypadku odbić trzykrotnych można dodatkowo wyróżnić obszary, w których występuje 10 i 12 składowych odbitych.



Rys. 2. Obszary katakautyczne przy uwzględnieniu odbić jednokrotnych [21]



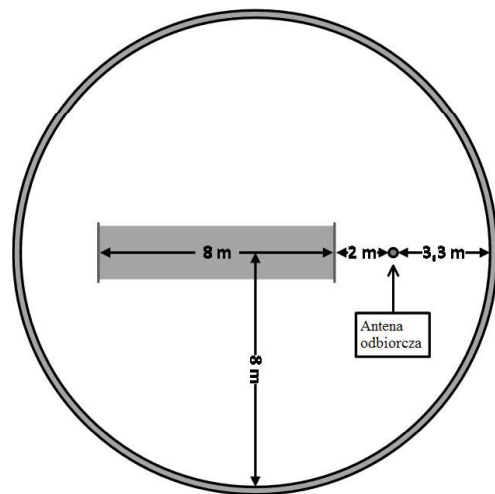
Rys. 3. Obszary katakautyczne przy uwzględnieniu odbić dwukrotnych i trzykrotnych [21]

3. WYNIKI BADAŃ POMIAROWYCH

Badania pomiarowe zrealizowano na pokładzie ósmym w pomieszczeniu dyskoteki promu pasażerskiego M/F Wawel. Należy przypomnieć, że elementy konstrukcyjne pomieszczenia wykonane są ze stali. Badania skupiały się na pomiarach tłumienia fal radiowych o częstotliwości 2,45 GHz w łączu pomiędzy węzłem znajdującym się na ciele człowieka (on-body) a węzłem zewnętrznym (off-body). Pomiary zrealizowano przy zastosowaniu stanowiska pomiarowego i metodyki opisanej w [13,14,20] dla przypadku montażu anteny nadawczej na ciele mężczyzny (1,72 m, 60 kg) oraz dla trzech typowych miejsc jej montażu: prawa strona głowy (HE_R), przód tułowia (TO_F) i lewy nadgarstek (AB_L). Jako antenę odbiorczą zastosowano dwupolaryzacyjną antenę tubową. Na rys. 4. przedstawiono rzut badanego środowiska wraz z miejscem instalacji anteny odbiorczej i zacienionym obszarem poruszania się użytkownika.

Podczas pomiarów zrealizowano trzy scenariusze dynamiczne: zbliżania (Z), oddalania (O) oraz pętli, przy czym ostatni scenariusz nie jest rozpatrywany w tym artykule. Scenariusz Z polegał na rozpoczęciu marszu w odległości 10 m od anteny odbiorczej i zatrzymaniu się

w odległości 2 m. Z kolei scenariusz O stanowił sytuację odwrotną. Podczas realizacji powyższych scenariuszy jedyną przeszkodą zaburzającą linię bezpośredniej widoczności obu anten łącza radiowego było ciało ludzkie. Warunki propagacyjne były zatem uzależnione od orientacji użytkownika w środowisku, przy czym można wyróżnić trzy następujące przypadki: LoS (Line-of-Sight) – kiedy główny kierunek promieniowania anteny nadawczej był zwrócony w stronę anteny odbiorczej; NLoS (Non-Line-of-Sight) – kiedy główny kierunek promieniowania anteny nadawczej był zwrócony w stronę przeciwną; oraz QLoS (Quasi-Line-of-Sight) – kiedy główny kierunek promieniowania anteny nadawczej był ortogonalny względem głównego kierunku promieniowania anteny odbiorczej.



Rys. 4. Rzut badanego środowiska propagacyjnego

W tab. 1. przedstawiono estymaty parametrów rozkładów prawdopodobieństwa dla głębokości zaników szybkozmiennych, przy czym wzięto pod uwagę dwa rozkłady: Rice'a (z parametrem s_{Ri} i parametrem skali σ_{Ri}) oraz Rayleigha (z parametrem skali σ_{Ra}), a podczas wyznaczania estymat parametrów rozkładów zastosowano metodę największej wiarygodności.

Tab. 1. Parametry rozkładów gęstości prawdopodobieństwa dla głębokości zaników szybkozmiennych (na podstawie pomiarów)

				Rice			Rayleigh
				s_{Ri}	σ_{Ri}	K [dB]	σ_{Ra}
LoS	Z	TO F	0,98	0,53	2,3	0,87	
	Z	HE R	0,02	1,00	-37,0	1,00	
AB L		0,65	0,86	-5,4	0,97		
QLoS	O	HE R	0,07	1,04	-26,4	1,04	
		AB L	0,03	1,00	-33,5	1,00	
NLoS	O	TO F	0,08	0,98	-24,8	0,98	

Jak można zaobserwować współczynnik Rice'a, K , jest dodatni tylko dla warunków LoS, dla których wynosi 2,3 dB. Dla warunków QLoS parametr ten zmienia się w zakresie od -37 do -5,4 dB, przy czym największą wartość przyjmuje dla scenariusza Z/AB_L, w którym ruch anteny zamontowanej na nadgarstku powoduje cykliczną zmianę warunków propagacyjnych. Z kolei dla warunków NLoS współczynnik Rice'a wynosi -24,8 dB. Przyczyną tak małych wartości tego współczynnika jest rewerberacyjny charakter badanego środowiska, którego elementy

konstrukcyjne wykonane są z materiałów przewodzących. W takim środowisku moc składowej bezpośredniej oraz składowych odbitych (nawet wielokrotnie) są na porównywalnym poziomie.

4. WPLYW KROTNOŚCI ODBIĆ NA ZANIKI SZYBKOSMIENNE

W celu zbadania wpływu krotności odbić sygnału radiowego na parametry rozkładów prawdopodobieństwa głębokości zaników szybkozmiennych opracowano symulator, który umożliwia określenie mocy sygnału odbieranego dla dowolnego położenia odbiornika wewnątrz dwuwymiarowej struktury kołowej ograniczonej przewodzącymi ścianami, zgodnie z opisem w rozdziale 2. Symulator zaimplementowano przy użyciu oprogramowania Matlab®. Należy przy tym mieć na uwadze fakt, że w rzeczywistości ściany pomieszczenia nie są idealnymi przewodnikami, co – jak wiadomo – ma wpływ na wartość współczynnika odbicia. Ponadto dynamika rzeczywistych scenariuszy, obecność elementów wyposażenia (np. stoły, lampy, itp.) i innych osób w badanym środowisku, hemisferyczny sufit, a także charakterystyki zastosowanych anten nie zostały uwzględnione w symulatorze. Wynika to z faktu, że na obecnym etapie prowadzonych prac, celem było opracowanie możliwie prostego narzędzia symulacyjnego, umożliwiającego przeprowadzenie analiz, przy jednoczesnym odwzorowaniu warunków rzeczywistych na akceptowalnym poziomie.

Badania symulacyjne przeprowadzono z uwzględnieniem maksymalnej krotności odbić od 1 do 5 oraz dla struktury kołowej o promieniu 8 m i dla częstotliwości 2,45 GHz. Położenie zarówno nadajnika jak i odbiornika wewnątrz koła wybierane było losowo, a cały proces powtarzany był 6000 razy. Parametry rozkładów prawdopodobieństwa głębokości zaników szybkozmiennych również i w tym przypadku wyznaczono przy pomocy metody największej wiarygodności.

W tab. 2. przedstawione zostały wyniki symulacji. Jak należało się spodziewać dla warunków LoS współczynnik Rice'a rośnie od -12,1 do 2,9 dB wraz ze zmniejszaniem maksymalnej krotności odbić. Wynika to z faktu, że im mniej składowych odbitych jest uwzględnianych podczas obliczania całkowitej mocy odbieranej, tym mniejsza jest wartość parametru skali σ_{Ri} i tym większy współczynnik K . W warunkach NLoS, czyli bez uwzględnienia składowej bezpośredniej, zmiany współczynnika Rice'a mają podobny charakter, przy czym przyjmują zdecydowanie niższe wartości, tj. od -32,8 do 0,4 dB.

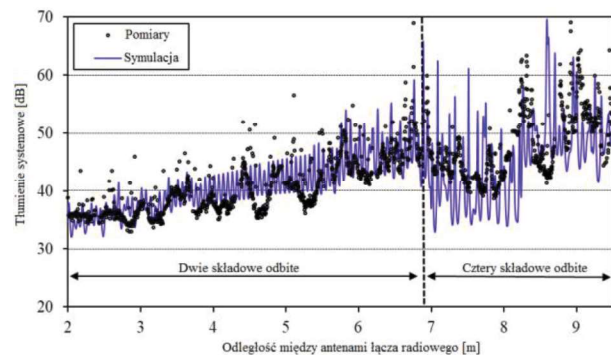
Porównując wyniki symulacji z wynikami pomiarów można zauważyć, że dla warunków LoS empiryczna wartość współczynnika Rice'a znajduje się pomiędzy wartościami symulacyjnymi uzyskanymi dla $n_r=1$ i $n_r=2$. Z kolei dla NLoS wartości empiryczne zbliżone są do symulacyjnych dla $n_r=2$, a różnica wynosi 5,2 dB, przy czym dla wartości na poziomie -25 i -30 dB różnica ta jest nieistotna. Przyczyną większych wartości współczynnika K uzyskanych na podstawie danych empirycznych jest fakt, że podczas pomiarów zastosowano anteny kierunkowe, co miało wpływ na ograniczenie liczby składowych odbitych docierających do odbiornika.

Tab. 2. Parametry rozkładów gęstości prawdopodobieństwa dla głębokości zaników szybkozmiennych (na podstawie symulacji)

		Maksymalna krotność odbić, n_r					
		1	2	3	4	5	
LoS	Rayleigh	σ_{Ra}	0,84	0,86	0,88	0,89	0,89
	Rice	σ_{Ri}	0,97	0,92	0,85	0,53	0,29
		σ_{Ri}	0,49	0,57	0,64	0,76	0,83
		K [dB]	2,9	1,1	-0,5	-6,1	-12,1
NLoS	Rayleigh	σ_{Ra}	0,85	0,89	0,91	0,93	0,93
	Rice	σ_{Ri}	0,87	0,04	0,03	0,03	0,03
		σ_{Ri}	0,59	0,89	0,91	0,93	0,93
		K [dB]	0,4	-30,0	-32,6	-32,8	-32,8

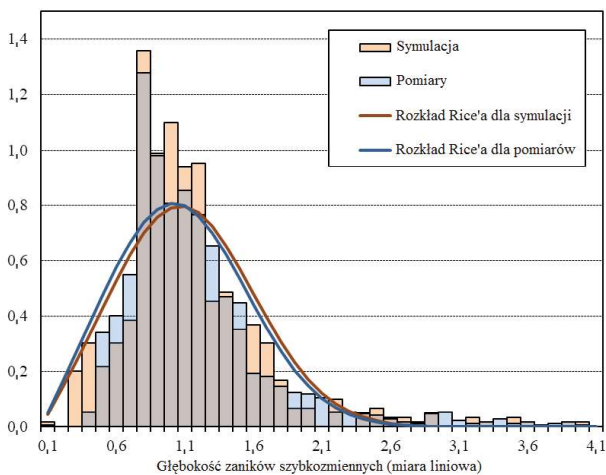
W ogólności można stwierdzić, że w analizowanym środowisku odbicia dwukrotne (obok jednokrotnych) pełnią bardzo istotną rolę, co wydaje się być oczywiste, biorąc pod uwagę fakt, że ściany wykonane są z materiałów przewodzących. Pomimo faktu, że środowisko symulacyjne jest uproszczone do dwóch wymiarów, a co za tym idzie nie uwzględnia odbić od podłogi i hemisferycznego sufitu, można wysnuć wniosek, że zaniki szybkozmiennych w metalowym cylindrycznym środowisku propagacyjnym można modelować z zadowalającą dokładnością przy uwzględnieniu maksymalnie dwukrotnych odbić.

Na rys. 5. przedstawiono przykładowe przebiegi tłumienia systemowego uzyskane w wyniku pomiarów i symulacji dla scenariusza Z/TO_F, czyli dla warunków LoS [21]. Jak można zauważyć istnieje duża korelacja między oboma zestawami danych. Na szczególne podkreślenie zasługuje fakt, że w obu przypadkach można wyraźnie zidentyfikować obszary katakautyczne, w których występują dwie i cztery składowe odbite.



Rys. 5. Przykładowe przebiegi tłumienia systemowego uzyskane w wyniku pomiarów i symulacji (Z/TO_F, LoS)

Rozkłady gęstości prawdopodobieństwa głębokości zaników szybkozmiennych wyznaczonych na podstawie wyżej przedstawionych danych symulacyjnych i pomiarowych zaprezentowano na rys. 6. Uzyskane wartości współczynnika Rice'a wynoszą 0,7 i 1,2 dB, odpowiednio dla pomiarów i symulacji. Są to wartości bardzo zbliżone do tych uzyskanych dla całego zestawu danych pomiarowych (patrz tab. 1., LoS). Również i to porównanie pokazuje, że wystarczające jest uwzględnienie w symulatorze maksymalnej krotności odbić wynoszącej 2.



Rys. 6. Porównanie rozkładów gęstości prawdopodobieństwa dla pomiarów i symulacji (Z/TO_F, LoS) [21]

5. WPLYW PROMIENIA STRUKTURY KOŁOWEJ I OBSZARU KATAKAUSTYCZNEGO NA ZANIKI SZYBKIZMIENNE

W kolejnym etapie prowadzonych prac przeanalizowano wpływ unormowanego względem długości fali promienia struktury kołowej, r/λ , oraz obszaru katakaustycznego, w którym znajduje się odbiornik, na parametry zaników szybkozmiennych. Symulacje przeprowadzono dla unormowanego promienia wynoszącego 33, 49, 66, 82 i 98, co dla rozpatrywanej częstotliwości odpowiada fizycznemu promieniowi o wartościach odpowiednio 4 m, 6 m, 8 m, 10 m i 12 m. Dla każdego położenia nadajnika wyznaczone zostały (z uwzględnieniem maksymalnej krotności odbić równej 2) obszary katakaustyczne, w których występują dwie lub cztery składowe odbite. W tab. 3. zestawione zostały parametry rozkładów gęstości prawdopodobieństwa głębokości zaników szybkozmiennych dla różnych wartości unormowanego promienia, warunków propagacyjnych i obszarów katakaustycznych.

Tab. 3. Parametry rozkładów gęstości prawdopodobieństwa dla różnych wartości unormowanego promienia, warunków propagacyjnych i obszarów katakaustycznych

		Rice				Rayleigh
		r/λ	S_{Ri}	σ_{Ri}	K [dB]	σ_{Rn}
LoS	Dwie składowe odbite	33	0,96	0,52	2,3	0,85
		49	0,96	0,50	2,7	0,85
		66	0,96	0,50	2,7	0,84
		82	0,96	0,49	2,8	0,84
		98	0,97	0,48	3,1	0,83
	Cztery składowe odbite	33	0,86	0,63	-0,3	0,88
		49	0,89	0,60	0,4	0,87
		66	0,90	0,59	0,7	0,87
		82	0,92	0,57	1,1	0,86
		98	0,93	0,55	1,6	0,85
NLoS	Dwie składowe odbite	33	0,08	0,94	-24,4	0,91
		49	0,07	0,91	-25,3	0,88
		66	0,04	0,91	-30,1	0,88
		82	0,05	0,89	-28,0	0,86
		98	0,04	0,89	-30,0	0,86
	Cztery składowe odbite	33	0,05	0,95	-28,6	0,95
		49	0,05	0,91	-28,2	0,91
		66	0,04	0,90	-30,1	0,90
		82	0,04	0,88	-29,9	0,88
		98	0,04	0,87	-29,8	0,87

Dla warunków LoS i obszaru z dwiema składowymi odbitymi współczynnik Rice'a zmienia się w zakresie od 2,3 do 3,1 dB i nieznacznie rośnie wraz ze wzrostem promienia unormowanego – jednakże wzrost ten wynosi zaledwie 0,8 dB, co jest wartością nieistotną. Z kolei dla obszaru z czterema składowymi odbitymi współczynnik ten również nieznacznie rośnie od -0,3 do 1,6 dB i jest od 2,6 do 1,5 dB mniejszy niż dla obszaru z dwiema składowymi odbitymi, przy czym różnica ta maleje wraz ze wzrostem unormowanego promienia.

Analizując wyniki dla warunków NLoS można zaobserwować, że dla obszaru, w którym występują dwie składowe odbite współczynnik Rice'a zmienia się od -30,1 do -24,4 dB. Dla obszaru z czterema składowymi odbitymi wartości tego współczynnika są nieznacznie mniejsze niż dla obszaru z dwiema składowymi i zmieniają się w zakresie od -30,1 do -28,2 dB. Jak wiadomo dla współczynników Rice'a poniżej -3 dB rozkłady gęstości prawdopodobieństwa Rice'a i Rayleigha praktycznie się pokrywają, dlatego zaniki w tym przypadku mogą być modelowane drugim z wymienionych rozkładów, którego zastosowanie wymaga mniejszej złożoności obliczeniowej przez wzgląd na mniejszą liczbę parametrów.

Biorąc pod uwagę rozmiar obszaru katakaustycznego z czterema składowymi odbitymi, w którym zaniki szybkozmiennych są bardziej dotkliwe, można zauważyć, że zmniejsza się on wraz ze zmniejszaniem się odległości nadajnika od środka struktury kołowej (patrz rys. 2.). Im mniejszy jest ten obszar, tym mniejsze jest prawdopodobieństwo, że odbiornik znajdzie się w miejscu, w którym występują cztery składowe odbite. Mając powyższe na względzie można stwierdzić, że umieszczenie nadajnika w środku pomieszczenia o cylindrycznym kształcie spowoduje występowanie tylko jednego obszaru katakaustycznego z dwiema składowymi odbitymi, co pozwoli uzyskać największe wartości współczynnika Rice'a.

6. PODSUMOWANIE

W referacie przedstawiono zagadnienia związane z propagacją fal radiowych wewnątrz metalowych struktur kołowych, ze szczególnym uwzględnieniem zaników szybkozmiennych. Zaproponowano uproszczony model symulacyjny, którego dokładność została zweryfikowana empirycznie na podstawie wyników pomiarów przeprowadzonych w pomieszczeniu dyskoteki o kształcie cylindrycznym, znajdującej się na promie pasażerskim.

Zaobserwowano, że w środowisku tego typu, noszącym cechy środowiska rewerberacyjnego (przez wzgląd na przewodzące ściany, sufit i podłogę), bardzo istotne są składowe dwukrotnie odbite. W ujęciu globalnym, dla wszystkich scenariuszy współczynnik Rice'a rozkładu gęstości prawdopodobieństwa głębokości zaników szybkozmiennych przyjmuje stosunkowo małe wartości i zmienia się w zakresie od -30,1 dB (dla NLoS) do 3,1 dB (dla LoS). Uwzględniając fakt, że w sieciach BAN sytuacja bezpośredniej widoczności anten występuje niezwykle rzadko, co ma bezpośredni związek z ruchem użytkownika, można oczekiwać, że w rzeczywistych warunkach uśredniona wartość współczynnika Rice'a będzie

osiągać wartości znacznie poniżej 3,1 dB. Powyższe pozwala stwierdzić, że zaniki szybkozmienne w takich warunkach mogą być z wystarczającą dokładnością modelowane za pomocą rozkładu Rayleigha, do opisu którego wystarczający jest jeden zamiast dwóch parametrów.

Zauważono również, że najlepszym z punktu widzenia planowania sieci miejscem instalacji nadajnika w analizowanym środowisku jest jego środek. Rozpatrując bilans energetyczny łącza radiowego i kwestię pokrycia radiowego wydaje się to być rzeczą oczywistą. Jednakże, jak dowiedziono w referacie, jest to również istotne z punktu widzenia wpływu zaników szybkozmiennych na moc sygnału odbieranego.

Przyszłe prace dotyczyć będą przeprowadzenia badań pomiarowych mających na celu ocenę wpływu różnych scenariuszy propagacyjnych, różnych charakterystyk promieniowania anten i różnego charakteru ruchu użytkowników na zaniki szybkozmienne oraz opracowanie symulatora uwzględniającego powyższe parametry.

7. PODZIĘKOWANIA

Zaprezentowane w referacie badania prowadzone były w ramach COST Action CA20120, "Intelligence-Enabling Radio Communications for Seamless Inclusive Interactions" (INTERACT), a także w ramach porozumienia o współpracy pomiędzy Wydziałem Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki Politechniki Gdańskiej, a Instituto Superior Técnico, University of Lisbon.

LITERATURA

- [1] A. Reichman, J. Takada, "Body communications", in R. Verdone and A. Zanella (eds.), *Pervasive Mobile and Ambient Wireless Communications*, Springer, Londyn, UK, 2012.
- [2] IEEE, "Channel Model for Body Area Network", IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks, Nowy Jork, USA, 2009.
- [3] D.B. Smith i inni, "Propagation Models for Body Area Networks: A Survey and New Outlook", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, nr 5, 2013.
- [4] S.J. Ambroziak, L.M. Correia, K. Turbic, "Radio channel measurements in body-to-body communications in different scenarios," *URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*, Seul, Korea Południowa, 2016.
- [5] P.A. Catherwood, W. Scanlon, "Link Characteristics for an Off-Body UWB Transmitter in a Hospital Environment", *Loughborough Antennas & Propagation Conference*, Loughborough, UK, 2009.
- [6] P. Cui i inni, "Measurement and Modeling of Wireless Off-Body Propagation Characteristics Under Hospital Environment at 6–8.5 GHz", *IEEE Access*, vol. 5, str. 10915-10923, 2017.
- [7] H. Kdouh i inni, "Measurements and path loss models for shipboard environments at 2.4 GHz", *41st European Microwave Conference*, Manchester, UK, 2011.
- [8] A. Mariscotti, M. Sassi, A. Qualizza, M. Lenardon, "On the propagation of wireless signals on board ships", *IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference*, Austin, USA, 2010.
- [9] X.H. Mao, Y. H. Lee, B.C. Ng, "Wideband channel characterization along a lift shaft on board a ship", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Toronto, Kanada, 2010.
- [10] E. Balboni, J. Ford, R. Tingley, K. Toomey, J. Vytal, "An empirical study of radio propagation aboard naval vessels", *IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications*, Waltham, USA, 2000.
- [11] G.B. Tait, "Electromagnetic Environment Characterization of Below-Deck Spaces in Ships", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Detroit, USA, 2008.
- [12] K.K. Cwalina, S.J. Ambroziak, P. Rajchowski i L.M. Correia, "Radio channel measurements in 868 MHz off-body communications in a ferry environment", *XXXII General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, Montreal, Kanada, 2017.
- [13] P.T. Kosz, S.J. Ambroziak, L.M. Correia, "Radio channel measurements in off-body communications in a ferry passenger cabin", *XXXII General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, Montreal, Kanada, 2017.
- [14] P.T. Kosz, S.J. Ambroziak, J. Stefanski, K.K. Cwalina, L.M. Correia, K. Turbic, "An empirical system loss model for body area networks in a passenger ferry environment", *Baltic URSI Symposium (URSI)*, Poznan, Polska, 2018.
- [15] K.K. Cwalina, S. Ambroziak, P. Rajchowski, "An Off-Body Narrowband and Ultra-Wide Band Channel Model for Body Area Networks in a Ferryboat Environment," *Applied Sciences*, vol. 8, nr 6, str. 1-16, 2018.
- [16] A. Weisshaar, G.C. Alexander, P.C. Magnusson, V.K. Tripathi, "Transmission Lines and Wave Propagation", CRC press, 2000.
- [17] J.D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2000.
- [18] G. Glaeser, "Reflections on Spheres and Cylinders of Revolution", *Journal for Geometry and Graphics*, vol. 3, nr 2, str. 121–139, 1999.
- [19] E.H. Lockwood, *A Book of Curves*, Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1961.
- [20] S.J. Ambroziak, "Measurement Stand and Methodology for Research of the Off-Body and Body-to-Body Radio Channels in WBANs with Different Diversity Schemes", *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2019, Article ID 3837190.
- [21] F.D. Cardoso, P.T. Kosz, M.M. Ferreira, S.J. Ambroziak, L.M. Correia, "Fast Fading Characterization for Body Area Networks in Circular Metallic Indoor Environments", *IEEE Access*, vol. 8, str. 43817-43825, 2020.