



# **INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI**

## **PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY**

**Zakład Systemów Radiowych (Z-1)**

**Badanie rozchodzenia się fal radiowych wewnątrz budynków.  
Opracowanie metody prognostycznej przydatnej w praktyce,  
wykorzystując istniejące wyniki badań**

**Etap 1:**

**Opracowanie metody prognostycznej przydatnej w praktyce,  
wykorzystując istniejące wyniki badań światowych**

**Praca nr 01300085**

Warszawa, grudzień 2005

Badanie rozchodzenia się fal radiowych wewnątrz budynków. Opracowanie metody prognostycznej przydatnej w praktyce, wykorzystując istniejące wyniki badań

Etap 1:

Opracowanie metody prognostycznej przydatnej w praktyce, wykorzystując istniejące wyniki badań światowych

Praca nr 01300085

Autor sprawozdania: Andrzej Dusiński

Słowa kluczowe (maksimum 5 słów):  
mikrofale, sieć bezprzewodowa, budynek, projektowanie

Kierownik pracy: inż. Andrzej Dusiński

Wykonawcy pracy: inż. Andrzej Dusiński,  
inż. Krzysztof Kaczan,  
mgr inż. Przemysław Socha,  
st. progr. Ewa Wielowieyska

Kierownik Zakładu: mgr inż. Aleksander Orłowski.

## Spis treści

<b>1</b>	<b>Wstęp .....</b>	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>Lokalizacje radiowych sieci bezprzewodowych w budynkach.....</b>	<b>5</b>
<b>3</b>	<b>Powszechne wymagania dotyczące pokrycia .....</b>	<b>6</b>
3.1	<i>Wymagania pokryciowe.....</i>	<i>6</i>
<b>4</b>	<b>Radiowy kanał propagacyjny .....</b>	<b>7</b>
4.1	<i>Kanał propagacyjny .....</i>	<i>7</i>
4.2	<i>Wolna przestrzeń .....</i>	<i>9</i>
4.3	<i>Odbicie i przejście .....</i>	<i>11</i>
4.4	<i>Rozproszenie i odbicie.....</i>	<i>16</i>
4.5	<i>Moc, odbicia i załamanie .....</i>	<i>18</i>
<b>5</b>	<b>Modele .....</b>	<b>19</b>
5.1	<i>Charakterystyki modeli.....</i>	<i>19</i>
5.1.1	<i>Ray-tracing .....</i>	<i>19</i>
5.1.2	<i>Model eliptyczny .....</i>	<i>19</i>
<b>6</b>	<b>Algorytmy.....</b>	<b>21</b>
6.1	<i>Algorytm modelu przyjętego przez ITU i IEEE .....</i>	<i>21</i>
6.2	<i>Algorytm nowego modelu statystycznego .....</i>	<i>23</i>
<b>7</b>	<b>Zakończenie.....</b>	<b>29</b>
	<b>Literatura .....</b>	<b>29</b>

## 1 Wstęp

Technologia bezprzewodowych lokalnych sieci radiowych WLAN (*Wireless Local Area Network*) umożliwia łatwy i szybki dostęp do Internetu lub do innych sieci lokalnych. Ta technologia, zgodna ze standardem IEEE 802.11x i nazywana również Wi-Fi (*Wireless Fidelity*), przeżywa obecnie bardzo dynamiczny rozwój. Większość produkowanych obecnie laptopów i palmtopów jest wyposażana w karty Wi-Fi. Oznacza to, że coraz więcej osób może korzystać z bezprzewodowego dostępu do różnych sieci, np. do Internetu.

Sieci Wi-Fi stały się wszechobecne. W czasie niespełna pięciu lat do połowy 2004 r. liczba gospodarstw domowych w USA posiadających sieć Wi-Fi osiągnęła wartość 4,3 mln. I jak podaje [22], w większości dużych miast USA można spotkać niewiele skrzyżowań ulic, na których nie znajdowałyby się publiczne hotspoty Wi-Fi.

San Francisco przygotowało wymagania dla propozycji bezpłatnego dostępu do Internetu w całym mieście, [20]. Planuje się zainstalowanie 1500 punktów dostępowych. Po przeprowadzeniu rozpoznania sytuacji interferencyjnej w mieście firma produkująca sprzęt dla bezprzewodowych sieci radiowych i instalująca ten sprzęt obiecuje przepływność do końcowego użytkownika większą niż 1 Mb/s.

W Polsce, w różnych województwach, na koniec listopada 2005 r. zarejestrowanych było w PDA Club Hotspoty 412 hotspotów, tzn. punktów z szerokopasmowym dostępem do Internetu, [20]. Według Computerworld w Polsce jest ponad 550 komercyjnych hotspotów, [26].

Obecnie technologia Wi-Fi dostarcza nowych udogodnień, nowych kierunków pracy i stale rozwija się. Z tych udogodnień korzystają również gospodarstwa domowe. Wi-Fi pozwala na korzystanie z internetu, na porozumiewanie się głosem i na mobilność końcowych urządzeń, którymi są palmtopy i często laptopy. Technologia bezprzewodowych radiowych sieci WLAN jest wykorzystywana do monitorowania różnych służb.

Wi-Fi jest na dobrej drodze, aby stać się ogromnym hitem. Rośnie liczba klientów tej technologii. W świecie, rozwój Wi-Fi jest dominującym i najlepsze jeszcze nie nastąpiło, czego przykładem jest pojawienie się następnej generacji tej technologii Wi-max pozwalającej na łączność na odległości kilkunastu kilometrów zamiast kilku setek metrów, [18].

Zastosowanie WLAN osiąga zdumiewający sukces w prywatnych mieszkaniach. Oprócz łączności z internetem w tradycyjnym znaczeniu wzrasta powodzenie na odbiór wideo w czasie rzeczywistym. Wówczas nadawana treść w postaci obrazu i głosu jest odbierana przez użytkownika natychmiast, a ich jakość jest istotna ze względu na doznania odbiorcy, [1].

Różne zastosowania i usługi radiowych sieci dostępowych wymagają infrastruktury, która pozwoli na działanie z dużą szerokością pasma, pokrycie wszystkich pożądaných obszarów oraz solidne możliwości dostarczania produktów WLAN.

Dla zapewnienia odpowiedniej jakości działania infrastruktury WLAN wymagane jest spełnienie dwóch warunków, [3]:

- przepustowość - niezbędna dla szerokopasmowych intensywnych zastosowań i rosnącej liczby użytkowników, od której oczekuje się, że przekroczy lub co najmniej osiągnie wartości występujące w sieciach przewodowych.

- pokrycie – spełniające potrzeby użytkowników na danym obszarze, a mianowicie we wszystkich zakątkach domu, biura, zakładu przemysłowego lub tereny na którym znajdują się punkty dostępowe publicznej sieci.

O ile przepustowość przede wszystkim zależy od zastosowanego systemu a w następnej kolejności od odległości i otoczenia, to właściwe pokrycie jest silnie związane z środowiskiem. Klient, przyszły użytkownik, szczególnie użytkownik prywatny, wiąże swoją opinię o poprawności działania zakupionego produktu, w postaci sieci dostępowej, w momencie jej uruchamiania na podstawie uzyskiwanej łączności lub jej braku. To oznacza, że decydującym dla tej opinii jest pełny zasięg uwzględniający rozwiązania dla miejsc z zanikami łączności. To dotyczy nie tylko prywatnych, domowych użytkowników, ale jest adresowane również do użytkowników i administratorów sieci.

Radiowy kanał propagacyjny charakteryzuje się ogromną ilością zjawisk, które powodują utrudnienia w rozchodzeniu się fal radiowych i dużą zmiennością w czasie i przestrzeni. Z tego powodu tworzenie narzędzi prognostycznych jest dużym wyzwaniem dla twórców tych narzędzi. W rozpatrywanym tu przypadku zadaniem narzędzia prognostycznego jest uzyskanie informacji o poprawności przyjętych lokalizacji punktów dostępowych w warunkach wnętrza budynku. Chodzi, zatem o opracowanie modelu kanału radiowego, który powinny cechować sprawność i dokładność.

Sprawność modelu jest mierzona złożonością obliczeń, natomiast miarą dokładności jest błąd prognozy z porównania z pomiarami lub rzeczywistą pracą zaprojektowanej sieci.

W opracowaniu przedstawiono dwa algorytmy do prognozowania rozkładów mocy w bezprzewodowych sieciach dostępowych w budynkach.

Pierwszy algorytm wykorzystuje, znany i zalecany przez ITU, [13], statystyczny model tłumienia z wykładnikiem. Pozwala on na oszacowanie spodziewanego tłumienia w dowolnych środowiskach wewnątrz budynków.

Drugi algorytm to model, którego podstawą jest podział środowiska na prostokąty i wykorzystanie elipsy do oszacowania wpływu rozproszenia fal radiowych na moc w punkcie odbioru, [16].

Stosunkowo szczegółowo opisano zagadnienia odbicia i przechodzenia przez przeszkody. Wiedza na ten temat jest niezbędna przy szczegółowej analizie toru fali od nadajnika do odbiornika.

## **2 Lokalizacje radiowych sieci bezprzewodowych w budynkach**

Lokalizacje zastosowań bezprzewodowych radiowych sieci WLAN można podzielić trzy grupy: dom mieszkalny, zakład pracy (biura, fabryki, sklepy), publiczne obszary (lotniska, hotele, dworce, ulice).

### *A. Dom mieszkalny*

Typowy pojedynczy punkt dostępowy AP-router (*Access Point- router*) daje dostęp do kosztownych usług szerokopasmowych i koordynuje siećową aktywność w całym domu i jego otoczeniu jak np. podwórko, ogród, plac. Projektując sieć w konkretnym domu można natknąć się na następujące trudności:

- potrzeba centralnego zlokalizowania radiowego punktu dostępowego względem wymaganego otoczenia oddalonego od lokalizacji modemu szerokopasmowego lub punktu dostępowego do sieci zewnętrznej;

- wykonanie dodatkowego przewodowego połączenia dla dodatkowych punktów dostępowych AP;
- zróżnicowanie rozkładów wewnątrz domów zawierające takie elementy jak użytkowe piwnice, strychy, piętra często oddzielone od głównej części cementowymi stropami lub garaże;
- istnienie szerokiej gammy materiałów konstrukcyjnych jak cegła, bloki cementowe, tynk, pręty i siatki metalowe, drewno, szkło.
- wykorzystywanie urządzeń multimedialnych jak np. radiowe odtwarzacze, które są mniej odporne na zaniki sygnału.

### B. Zakłady pracy

Środowiska zakładów pracy, nie wyłączając z tego środowisk biurowych, są również podatne na występowanie miejsc z brakiem łączności. Bieżącym rozwiązaniem jest ulokowanie dodatkowych punktów dostępowych, co jest oczywiście kosztowną instalacją i ćwiczeniem konfiguracyjnym. Inicjatywa umieszczenia punktu dostępowego z rozszerzeniem pokrycia jest preferowana w tym scenariuszu z powodu prostoty zarządzania konfiguracją i redukcją kosztów.

### C. Publiczne obszary

Najprościej jest stwierdzić, że powinny posiadać najlepsze możliwe zasięgi lub miejsca lokalizacji punktów dostępowych przekazujących do wielu użytkowników, klientów możliwości dostępu do sieci. Spełnienie tych oczekiwań zapewnia sieci jej przydatność.

Trudności wymienione w p.A mogą dotyczyć również i punktów B i C w zależności od wymagań stawianych planowanej bezprzewodowej sieci, od planów budowlanych budynków, rozkładów wewnątrz budynków, rozwiązań konstrukcyjnych i użytych materiałów.

Wymienione tu grupy lokalizacji radiowych sieci doświadczają problemów związanych z pokryciem zasięgiem łączności.

## 3 Powszechne wymagania dotyczące pokrycia

### 3.1 Wymagania pokryciowe

Nie zależnie od tego, jaka jest stosowna technologia pracy systemu dostępowego: 802.11, poprawione technologie 802.11 jak XR czy WiMax, to nie zmieniają się podstawowe metody prognozowania. Nie zmieniają tych zasad ani potrzeba zmiany zasięgu ani pojawienie się przeszkód w postaci ściany czy obniżenie się natężenia pola z innych przyczyn, które mogą być powodem pojawiania się przerw w zasięgu łączności w istniejącej sieci. Propagacyjne własności sieci można scharakteryzować następującymi parametrami:

A. *Zasięg*, który jest określony jako odległość, dla której jeszcze istnieje łączność lub odległość, dla której przepustowość nie spada poniżej wskazanej wartości. Architektura WLAN musi dostosować się do długości zasięgu, stosunku sygnału do szumów tak, aby osiągnąć maksymalną przepustowość dla danego środowiska.

B. *Solidne pokrycie* powinno być takie, w którym nie ma „białych plam”, tzn. miejsc, z których nie można uzyskać połączenia. Takie pokrycie daje możliwość dostępu do sieci ze wszystkich miejsc danego obszaru, i musi być uzyskane rzeczywiście wszędzie, niezależnie od materiałów, z których jest wykonany budynek. Charakterystyki tłumienia materiałów budowlanych zmieniają się bardzo w sensie zmian budynków i rozwiązania łączności radiowej muszą być dość odporne na te zmiany.

C. *Poziom odbieranej mocy* spada szybko wraz ze wzrostem odległości między nadajnikiem i odbiornikiem. W związku z pojawianiem się przeszkód występuje tłumienie trasy. Tłumienie trasy jest miarą możliwości pracy systemu z niskimi wartościami sygnału radiowego spełniającymi wymagany stosunek tego sygnału względem szumów SNR (*Signal Noise Ratio*) w danym środowisku. Poza tym tłumienie tras wewnątrz budynku jest dużo większe niż na zewnątrz z powodu występowania licznych ścian i innych przedmiotów. Różnorodność środowisk powoduje zmienność przyczyn wpływających na tłumienie trasy.

## 4 Radiowy kanał propagacyjny

### 4.1 Kanał propagacyjny

W każdym systemie łączności radiowej transmitowany sygnał w danym kanale częstotliwościowym oddziałuje z otoczeniem na bardzo złożonej drodze. Szczególnie złożone jest to oddziaływanie w wewnątrz budynku, w pomieszczeniach. Występują tam odbicia od obiektów, dyfrakcja fal elektromagnetycznych na obiektach, rozproszenie sygnału i tłumienie przez przedmioty znajdujące się na drodze fal elektromagnetycznych w szczególności ściany i stropy. Wynik tych złożonych wzajemnych oddziaływań jest przedstawiany jako składowe wielu sygnałów lub sygnał zjawisk wielodrogowych na wejściu odbiornika.

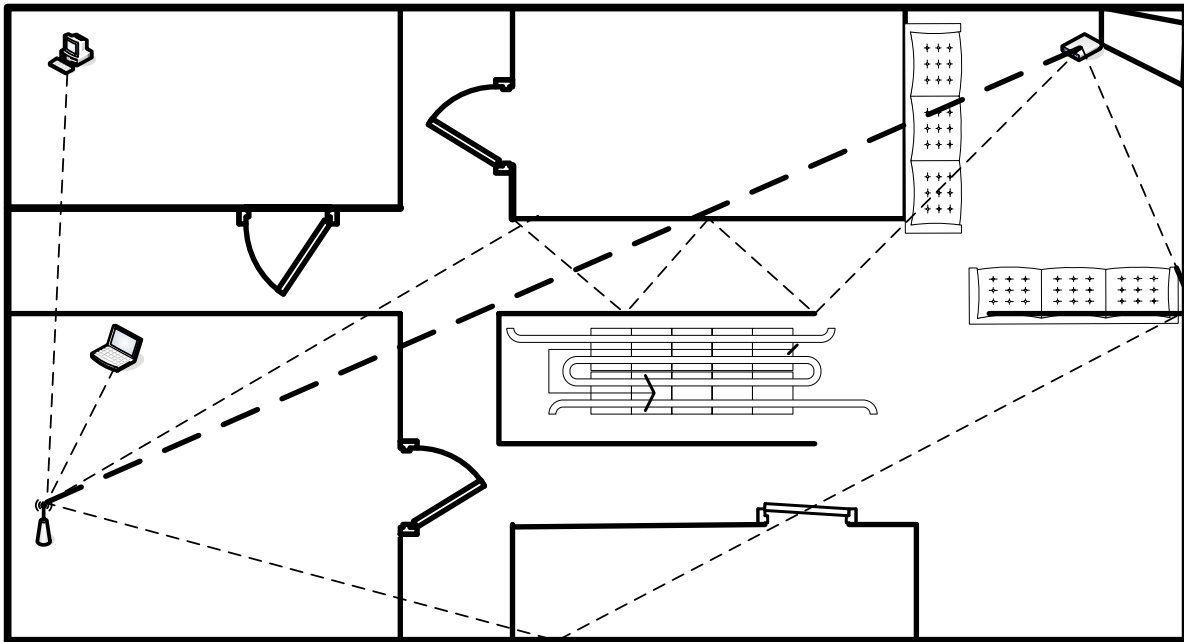
Jeśli między antenami nadajnika i odbiornika istnieje linia o bezpośredniej widzialności LoS (*Line-of-Sight*), to wielodrogowe składowe o bezpośredniej widzialności będą zawsze przychodziły pierwsze. Dodatkowe fizyczne trasy fali radiowej przechodzące przez środowisko otaczające nadajnik, linię bezpośredniej widzialności i odbiornik powodują pojawienie się na wejściu odbiornika opóźnionych licznych składowych.

Sytuację pogarszają przypadki, kiedy na wejściu odbiornika pojawia się kilku sygnałów z tym samym opóźnieniem, co skutkuje sumowaniem się tych sygnałów i w zależności od ich faz może powodować zaniki odbieranego sygnału.

Względny czas propagacji nadchodzących później sygnałów jest różnicą między czasami składowych wielodrogowościowych a składowymi LoS.

Dyspersja w czasie powoduje powstawanie interferencji między symbolami, co uwidacznia się pogorszeniem jakości transmisji. Zatem względny czas propagacji wielodrogowych składowych jest ważniejszy aniżeli czas bezwzględny. Jest to najbardziej zauważalne w systemach łączności z dużą przepływnością, kiedy przekraczane opóźnienie może poważnie ograniczyć działanie systemu [23], [27].

Generalnie występują trzy fizyczne mechanizmy rozchodzenia się fal radiowych: *odbicia*, *dyfrakcja* i *rozproszenie*. W przypadku wnętrza budynków mamy fale elektromagnetyczne rozchodzące się przez regiony przestrzeni, gdzie znajdują się małe obiekty rozlokowane gęsto lub występują nierówności na dużych obiektach jak ma to miejsce w przypadku nierównych ścian. Najbardziej widocznymi przeszkodami na drodze fal wewnątrz budynku są ściany i sufity, które mogą zachowywać się jak przeszkody tłumiące fale radiowe a jednocześnie jak lustro wprowadzając dodatkowe odbite promienie.



Rys. 1. Przykład przestrzennego kanału radiowego w budynku.

Propagacyjny kanał radiowy można opisać na kilka sposobów. Jednym z nich jest znany zapis w postaci odpowiedzi kanału na impuls delta, [19], [23], [27]. Ze względów praktycznych, zastępując impuls Diraca wąskim impulsem odpowiedź kanału ma postać:

$$h(t, \phi_k, \tau_k) = \sum_{k=0}^K \alpha_k e^{j\theta_k} p(t - \tau_k) \quad (1)$$

gdzie:

- $t$  – czas,
- $k$  – numer składowej wielodrogowości,
- $\phi_k$  – kąt nadejścia  $k$  składowej,
- $\alpha_k$  – moc  $k$  składowej,
- $\tau_k$  – względny czas opóźnienia  $k$  składowej,
- $\theta_k$  – faza każdej składowej,
- $p(t)$  – bardzo wąski impuls
- $i^2 = -1$ .

Przykłady wyników symulacji podanych w [23] wykonanych dla typowych sytuacji propagacyjnych przedstawiono w tabl. 1.

Tabl.1. Wartości tłumienia i rozrzutu opóźnienia składowych wielodrogowościowych, [23].

Określenie przestrzeni rozchodzenia się fal radiowych wewnątrz budynku	Mediana skutecznej wartości rozrzutu opóźnienia	Maksymalna skuteczna wartość rozrzutu opóźnienia	n	$\sigma$
	ns	ns		dB
LoS w otwartej	76	172	2,0	5,0



Określenie przestrzeni rozchodzenia się fal radiowych wewnątrz budynku	Mediana skutecznej wartości rozrzutu opóźnienia	Maksymalna skuteczna wartość rozrzutu opóźnienia	n	$\sigma$
	ns	ns		dB
przestrzeni				
Przeszkody w otwartej przestrzeni	109	191	2,3	5,0
LoS w solidnej konstrukcji	27	144	2,3	5,4
Przeszkody w solidnej konstrukcji	34	127	2,9	5,8
LoS w lekkiej konstrukcji	24	112	2,5	5,4
Przeszkody w lekkiej konstrukcji	30	114	3,1	5,8

*Otwarta przestrzeń* to wnętrza budynków typu magazyn, hala fabryczna, sala treningowa, duże centra konferencyjne i port lotniczy. W tych przestrzeniach występują przeszkody często w postaci dużych, izolowanych obiektów takie jak maszyny, informacyjne stoiska, kioski, regały, wózki transportowe i inne obiekty, które nie konieczne dosięgają sufitu. Można je przez analogie przyrównać do dużego pudełka o różnych wysokościach.

*Solidna konstrukcja* charakteryzuje średniej wielkości, wielopiętrowe budynki, w których zazwyczaj znajdują się biura, szkoły, szpitale, hotele i które zawierają wiele wewnętrznych ścian działowych zbudowanych z betonu lub płyt gipsowych mocowanych na metalowych lub grubych drewnianych wspornikach odległych od siebie o ok. 40 cm. Korytarz w tego typu budynkach ma szerokość od 2 do 3 m. Ściany odgradzające pokoje od holi i korytarzy rozciągają się od podłogi do sufitu, jak w Instytucie Łączności, przez to zmniejszają możliwość występowania linii o bezpośredniej widzialności LoS.

*Lekkie budynki* są trochę podobne do budynków z otwartą przestrzenią tym, że często zawierają duże otwarte obszary. Różni je to, że te obszary są przedzielone ruchomymi plastikowymi ściankami (parawanami) pokrytymi tkaniną tworząc biurowe kabiny o wysokości 1,5 m. Dodatkowo w tym modelu wnętrza budynku zakłada się, że budynki są wielokrotną kopią jednostkowego budynku o dużej przestrzeni ograniczonej ścianami sięgającymi sufitu.

## 4.2 Wolna przestrzeń

Tłumienie wolnej przestrzeni związane jest z maleniem gęstości mocy  $W$  z odległością:

$$W = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2}, \quad (2)$$

gdzie:

$p_T$  - moc nadawana, [W],

$g_T$  - zysk anteny nadawczej,

$d$  - odległości od anteny nadawczej w kierunku zysku  $g_T$ , [km].

Natomiast moc na wyjściu anteny odbiorczej  $p_R$  zależy od długości fali nadawanego sygnału i po przebyciu odległości  $d$  wynosi:

$$p_R = p_T g_T \frac{1}{4\pi d^2} A_R, \quad (3)$$

gdzie:

$A_R$  - powierzchnia skuteczna anteny odbiorczej:

$$A_R = \frac{\lambda^2}{4\pi} g_R, [\text{m}^2], \quad (4)$$

gdzie:

$g_R$  - zysk anteny odbiorczej.

Idealny izotropowy radiator (o zysku = 1) ma skuteczną powierzchnię proporcjonalną do kwadratu długości fali, i wówczas:

$$A_{\text{izotropowa}} = \frac{\lambda^2}{4\pi}, [\text{m}^2]. \quad (5)$$

Ponieważ moc odbieranego sygnału, a zatem i natężenie pola są wyrażane zależnością od charakterystyki anteny odbiorczej należy założyć, że nadawanie sygnału od anteny 1 do anteny 2 daje takie same wyniki jak nadawanie w przeciwną stronę t.zn od anteny 2 do anteny 1 [9], [25]:

$$p_T g_T \frac{1}{4\pi d^2} A_R = p_R g_R \frac{1}{4\pi d^2} A_T \quad (6)$$

gdzie:

$g_T$  – zysk anteny nadawczej,

$g_R$  – zysk anteny odbiorczej.

Tłumienie propagacyjne dla przestrzeni znajdującej się między antenami nadawczą i odbiorczą, z danymi zyskami anten wynosi:

$$\frac{p_R}{p_T} = g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (7)$$

skąd

$$p_R = p_T l(d, \lambda) \quad (8)$$

gdzie:

$\lambda$  - długość fali, [m,],

$d$  – długość trasy, [m]

$l(d, \lambda)$  - tłumienie:

$$l(d, \lambda) = g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2. \quad (9)$$

Tłumienie to można przedstawić w postaci:

$$l\left(\frac{1}{d^2}\right) = l_0 \frac{1}{d^2} \quad (10)$$

gdzie:

$$l_0 = g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 = g_T g_R \left( \frac{c}{4\pi f} \right)^2, \quad (11)$$

$c = 3 \cdot 10^8$  m/s - szybkość światła,

$f$  – częstotliwość, [MHz].

Tłumienie wolnej przestrzeni wyrażone w mierze logarytmicznej wynosi:

$$L_0 = -52,44 + G_T + G_R - 20 \log f, \text{ [dB]}, \quad (12)$$

gdzie:

$G_T$  - zysk anteny nadawczej, [dB],

$G_R$  - zysk anteny odbiorczej, [dB],

$f$  – częstotliwość, [GHz].

Tłumienie trasy w mierze logarytmicznej ma postać:

$$L = L_0 - 20 \log d, \text{ [dB]} \quad (13)$$

Dla wolnej przestrzeni, w odległości 1 m moc odbierana wynosi:

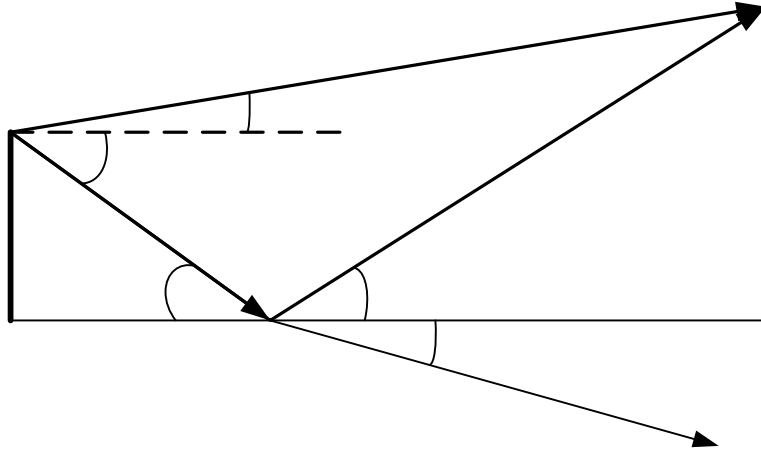
$$p_0 = p_T l_0 \quad (14)$$

lub wyrażona w dB wynosi:

$$P_0 = P_T + L_0. \quad (15)$$

### 4.3 Odbicie i przejście

Kiedy czoło fali, przechodzącej przez dane środowisko napotyka powierzchnię płaszczyzny granicznej, rys.2, która oddziela pierwsze środowisko od drugiego, część energii fali jest odbijana od granicznej powierzchni i kontynuuje przechodzenie przez pierwsze środowisko, podczas gdy reszta energii fali podlega załamaniu (refrakcji) na powierzchni granicznej i wnika w drugie środowisko.



Rys.2. Zjawiska na granicy różnych ośrodków

Amplituda i faza odbicia od powierzchni zależą od współczynnika odbicia w punkcie odbicia:

$$R = |R|e^{i\Phi}, \quad (16)$$

gdzie:

$$R = \frac{E_p}{E_r}, \quad (17)$$

$E_p$  - natężenie pola fali padającej, [V/m],

$E_r$  - natężenie pola fali odbitej, [V/m].

W praktyce współczynnik odbicia zależy od parametrów elektrycznych powierzchni odbijającej, a w szczególności od konduktywności  $\sigma$ , przenikalności elektrycznej  $\epsilon$  i przenikalności magnetycznej  $\mu$  oraz od polaryzacji fali. Dla gładkiej powierzchni i dla polaryzacji pionowej względem płaszczyzny padania na nią i równoległej do niej współczynniki odbicia wynoszą odpowiednio, [2]:

$$R_V = \frac{\eta_2 \sin \psi_1 - \eta_1 \sin \psi_2}{\eta_2 \sin \psi_1 + \eta_1 \sin \psi_2} \quad (18)$$

$$R_H = \frac{\eta_2 \sin \psi_2 - \eta_1 \sin \psi_1}{\eta_2 \sin \psi_2 + \eta_1 \sin \psi_1}, \quad (19)$$

gdzie:

$\psi_1$  – kąt nadejścia (elewacji),

$\psi_2$  – kąt przejścia (transmisji),

$\eta$  - zespolona przenikalność:

$\theta_r$

$\psi_1$

$$\eta_1 = \sqrt{\frac{i\omega\mu_1}{\sigma_1 + i\omega\varepsilon_1}} \quad (20)$$

$$\eta_2 = \sqrt{\frac{i\omega\mu_2}{\sigma_2 + i\omega\varepsilon_2}}, \quad (21)$$

gdzie:

$\mu$  - przenikalność magnetyczna względna,

$\sigma$  - konduktywność powierzchni odbijającej,

$\omega = 2\pi f$ ,

$i$  – symbol liczby urojonej.

Dla materiałów niemagnetycznych, kiedy  $\mu = 1$  współczynnik odbicia ma postać

$$R_V = \frac{n^2 \sin \psi_1 - \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi_1}}{n^2 \sin \psi_1 + \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi_1}} \quad (22)$$

$$R_H = \frac{\sin \psi_1 - \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi_1}}{\sin \psi_1 + \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi_1}} \quad (23)$$

gdzie:

$n^2 = \varepsilon - i60\lambda\sigma$  - względna zespolona przenikalność elektryczna elementu odbijającego,

$\varepsilon$  - przenikalność względna,

$\lambda$  - długość fali.

W zasadzie współczynnik odbicia zależy od nierówności powierzchni, [2]:

$$R = R_s g, \quad (24)$$

gdzie:

$R_s$  – współczynnik odbicia od gładkiej powierzchni, o którym mowa wyżej,

$g$  – współczynnik tłumienia związanym z nierównością powierzchni i w przybliżeniu wynosi on :

$$g^2 = e^{-2\Delta\rho} \quad (25)$$

gdzie  $\Delta\rho$  jest standardową dewiacją rozkładu normalnego zmian nierówności powierzchni równą:

$$\Delta\rho = \frac{4\pi\Delta h}{\lambda} \sin \psi. \quad (26)$$

Zatem tłumienie spowodowane odbiciem wyrażone w dB wynosi:

$$L_{od} = -10 \log |R|^2 \quad (27)$$

Kiedy fala pada na przeszkodę to część jej energii odbija się a część przenika przez graniczną powierzchnię zmieniając kierunek rozchodzenia się. Do opisu ilości energii fali rozchodzącej się w nowym ośrodku służy współczynnik transmisji, który dla polaryzacji pionowej (prostopadłej) wynosi, [2]:

$$T_V = \frac{2\eta_2 \sin \psi_1}{\eta_2 \sin \psi_1 + \eta_1 \sin \psi_2} \quad (28)$$

i dla polaryzacji poziomej (równoległej) wynosi:

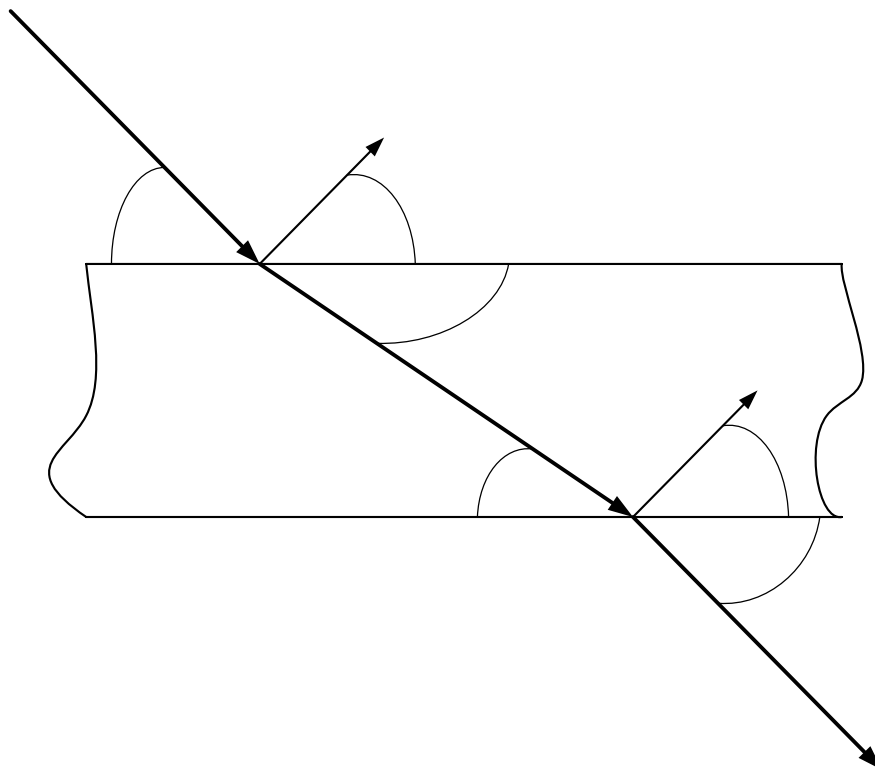
$$T_H = \frac{2\eta_2 \sin \psi_1}{\eta_2 \sin \psi_2 + \eta_1 \sin \psi_1} \quad (29)$$

Jeśli omówione wyżej współczynniki odbicia i transmisji oznaczyć odpowiednio przez  $R_E$  i  $T_E$  to dla określania omawianych zjawisk w kategoriach transmisji mocy współczynniki odbicia i przenikania wynoszą:

$$R = |R_E|^2, \quad T = |T_E|^2 \quad (30)$$

$$R + T + A = 1, \quad (31)$$

gdzie A jest współczynnikiem pochłaniania energii przez materiał przeszkody, [28].



Rys.3. Wpływ obecności przeszkody na drogę fali elektromagnetycznej.

W rzeczywistości sygnał przechodzi z jednego środowiska, którym na ogół jest wolna przestrzeń do drugiego, którym jest materiał przeszkody, a następnie po przejściu przez przeszkodę wraca do wolnej przestrzeni, rys.3. Zatem procedura obliczania współczynników  $R$  i  $T$  z jednej strony materiału powinna być powtórzona dla drugiej strony.

W rzeczywistości ściany budynków wykonane są w różnych środowiskach, różnych krajach z różniących się materiałów. Materiały budowlane cechuje złożoność wykorzystana w konkretnych konstrukcjach. Zatem podejmowane są próby oszacowania typowych konstrukcji czy materiałów za pomocą pomiarów. Niektóre wyniki tych pomiarów przedstawiono w [28].

Przyjmując następujące podstawienia

$$\theta_1 = 90^\circ - \psi_1 - \text{kąt padania,}$$

$$\theta_2 = 90^\circ - \psi_2 - \text{kąt załamania,}$$

i zakładając, że środowisko jest niemagnetyczne, otrzymuje się wygodną postać wzorów na współczynniki odbicia  $R$  i transmisji  $T$ , [17]:

$$R_V = -\frac{\sin(\theta_1 - \theta_2)}{\sin(\theta_1 + \theta_2)}, \quad (32)$$

$$R_H = -\frac{\text{tg}(\theta_1 - \theta_2)}{\text{tg}(\theta_1 + \theta_2)}, \quad (33)$$

$$T_V = \frac{2 \sin \theta_2 \cos \theta_1}{\sin(\theta_1 + \theta_2)}, \quad (34)$$

$$T_H = \frac{2 \sin \theta_2 \cos \theta_1}{\sin(\theta_1 + \theta_2) \cos(\theta_1 - \theta_2)}. \quad (35)$$

Dla bezstratnego dielektryka,  $\sigma_2 = 0$ , mamy:

$$n_{21} = \frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2} = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}, \quad (36)$$

co, przy znanym kącie  $\theta_1$  i danych  $\epsilon_1, \epsilon_2$  pozwala wyznaczyć wartość kąta  $\theta_2$  lub kąta  $\psi_2$  dla obliczenia współczynników.

*Przypadek gdy  $\epsilon_1 < \epsilon_2$ , [17]*

Fala pada na ośrodek o większej przenikalności względnej. Wówczas:

- kąt nadejścia  $\psi_1$  jest mniejszy od kąta przejścia  $\psi_2$ ,
- wartości współczynników transmisji są dodatnie a zatem fala padająca i przechodząca są zawsze w fazie nie zależnie od polaryzacji,
- składowa odbitego pola elektrycznego o polaryzacji pionowej  $E_V$  zmienia fazę o  $\pi$  względem fali padającej,
- składowa odbitego pola elektrycznego o polaryzacji poziomej (równoległej)  $E_H$ :

zmienia fazę o  $\pi$  dla  $\psi_1 + \psi_2 > 90^\circ$ ,

jest w fazie z falą padającą dla  $\psi_1 + \psi_2 < 90^\circ$ ,

znika dla  $\psi_1 + \psi_2 = 90^\circ$  i kąt  $\psi_1$  przy którym to zachodzi nazywa się kątem Brewstera.

Dla polaryzacji równoległej różnica między fazami fali padającej i odbitej jest bliska  $180^\circ$  dla wszystkich kątów padania. Dla bardzo małych wartości kąta nadejścia amplituda fali odbitej jest równa amplitudzie fali padającej a przesunięcie fazy wynosi dokładnie  $180^\circ$  dla wszystkich częstotliwości i wszystkich wartości konduktywności tzn., że  $R_H = -1$ .

Dla polaryzacji pionowej wyniki są zupełnie inne. Przy pewnych wartościach kąta wzniesienia i dla idealnego dielektryka, tzn., gdy  $\sigma = 0$  a  $n^2$  przyjmuje wartości rzeczywiste, współczynnik odbicia  $R_v$  znika i zachodzi to dla kąta wzniesienia  $\psi$  takiego, dla którego spełnione jest równanie:

$$\sin \psi_1 = \frac{1}{\sqrt{1+n^2}}, \text{ lub} \quad (37)$$

$$\text{tg}(\theta_1) = n_{21} \quad (38)$$

Przy tej wartości kąta cała energia fali padającej przenika w postaci fali załamanej w drugi ośrodek, a promień odbity zanika.

*Przypadek, gdy  $\varepsilon_1 > \varepsilon_2$ , [17]*

W tym przypadku kąt nadejścia  $\psi_1$  jest większy od kąta przejścia  $\psi_2$ . Wówczas:

– fazy składowych są przeciwne

– dla  $\text{tg}(\theta_1) = n_{12} \quad (39)$

występuje kąt Brewstera.

Dla kątów nadejścia  $\psi_1$  mniejszych niż poprzednio, dla których spełnione są równości:

$$\sin(\theta_2) = 1, \quad (40)$$

$$\sin(\theta_1) = n_{21}, \quad (41)$$

zachodzi całkowite odbicie, dla którego wartości współczynników wynoszą:

$$R_v = R_H = 1, \quad (42)$$

$$T_v = T_H = 0. \quad (43)$$

#### 4.4 Rozproszenie i odbicie

Z rozproszenie powstaje wówczas, gdy rozmiary nierówności płaszczyzny bądź przedmiotu są małe w porównaniu z długością  $\lambda$  padającej na nie fali, [9], [25]. Znany kryterium odróżnienia powierzchni gładkiej od nierównej jest wartość przesunięcia fazowego  $\Delta\varphi$  między odbitymi promieniami 1 i 2, rys.4:

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi h}{\lambda} \sin \gamma, \quad (44)$$



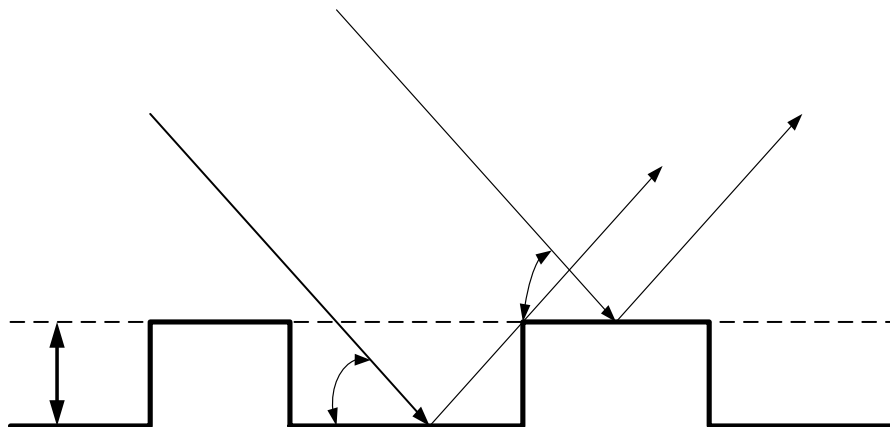
gdzie :

$h$  – wysokość przeszkód,

$\lambda$  - długość fali,

$\gamma$  - kąt wzniesienia.

Gdy ta wartość przekracza  $\pi/2$  mowa jest o powierzchni nierównej.



Rys.4. Schemat odbicia i idealnej sytuacji nierówności powierzchni.

Odbicie ma charakter rozproszenia, gdy zachodzi nierówność (45), zwana kryterium Rayleigha:

$$h < \frac{\lambda}{M \sin \gamma}, \quad (45)$$

gdzie  $M$  jest współczynnikiem gładkości o wartościach od 8 do 32 lub większych, [21], [25].

Ten fakt zależy nie tylko długości fali większej od wysokości  $h$ , ale również od kąta wzniesienia  $\gamma$ . Im kąt wzniesienia jest mniejszy, tym wyższe nierówności powodują rozproszenie.

Przedmioty umieszczone na powierzchni o wysokościach dużo większych niż długość fali traktujemy jako te, które odbijają, pochłaniają i zasłaniają dając „cień”.

W odróżnieniu od rozproszenia typu Rayleigha, teoria Mie obejmuje wszystkie możliwe stosunki średnicy do długości fali, z tym, że dotyczy rozpraszania fal elektromagnetycznych przez sferyczne cząstki.

Rozproszenia, jakie występują wewnątrz budynku, dla częstotliwości z pasm 2,4 i 5 GHz, których długości fal są odpowiednio bliskie 12 cm i 5,5 cm pochodzą od obiektów, które spełniają kryterium Rayleigha oraz wszystkich innych, posiadających kształty sferyczne. Zatem przedmioty mniejsze od długości fali i posiadające np. krawędzie o kształtach cylindrycznych stanowią mniejsze zagrożenie. Zatem przedmioty o rozmiarach większych będą odbijały fale radiowe, co prowadzi do wielodrogowości zaników.

Jeśli w środowisku rozchodzenia się fal znajduje się przedmioty metalowe o małych średnicach rzędu 2 cm to fale o częstotliwości 5,2 GHz będą rozpraszane dziesięciokrotnie silniej niż fale o częstotliwości 2,4 GHz, [9].

#### 4.5 Moc, odbicia i załamanie

Zakłada się, że wewnątrz budynku brane są pod uwagę dwa mechanizmy rozchodzenia się fal radiowych a mianowicie: odbicia od obiektów otaczających środowisko rozchodzenia się fali oraz przejścia przez obiekty pojawiające się na drodze tej fali. Pomija się dyfrakcje i rozproszenie [16].

Na trasie każdej fali radiowej od nadajnika do anteny odbiornika występuje pewna ilość przecięć w postaci odbić i przejść przez obiekty. Rozróżnia się dwa rodzaje tłumienia fali. Pierwsze związane jest z występowaniem odbicia bądź przejścia, drugie wnoszone przez wolną przestrzeń występująca między kolejnymi punktami, w których występują kolejne przecięcia. Każde tłumienie może być wyrażone za pomocą wyrażenia przedstawiającego moc pomnożoną przez współczynnik tłumienia (14).

Fala rozchodząca się wewnątrz budynku, po przebyciu od nadajnika  $d$  metrów może ulec  $n$  przecięciom składającym się z  $m$  odbić i  $(n - m)$  przejść. Średnia moc sygnału występująca w punkcie odbioru tej fali jest określona przez wyrażenie:

$$p(d, n, m) = p_0 d^{-2} R^{2m} T^{2(n-m)} \quad (46)$$

gdzie:

$p_0$  - moc wolnej przestrzeni w odległości 1 m od anteny nadawczej, [W], (14)

$d$  - długość drogi fali od nadajnika do odbiornika, [m],

$R$  - średnia wartość napięciowego współczynnika odbicia, (22, 23)

$T$  - średnia wartość napięciowego współczynnika transmisji, (28, 29).

W wyniku przekształceń związanych z wprowadzeniem funkcji rozkładu prawdopodobieństwa Poissona określonej za pomocą symulacji metodą Monte Carlo i wprowadzeniu średniej drogi,  $1/\xi$ , między dwoma przecięciami fali z obiektami, ostateczny wzór na średnią moc w miejscu odbioru ma postać, [16]:

$$p(l) = p_0 \left( d^{-2} e^{-\xi d} e^{\frac{\xi d (T^2 + R^2)}{2}} e^{\frac{\xi d (T^2 + R^2)}{2}} e^{-\Delta \xi} - D^{-2} e^{-\xi D(1-T^2)} + n \sum_{i=1}^n D^{-2} T_i^2 \right), \quad (47)$$

gdzie:

$D$  - odległość między nadajnikiem i odbiornikiem,

$d = D + \Delta$  - długość drogi fali od nadajnika do odbiornika,

$\Delta = \tau c$  - różnica między całkowitą długością drogi fali i odległością między nadajnikiem i odbiornikiem,

$\tau$  - czas opóźnienia nadejścia fali,

$c = 3 \cdot 10^8$  m/s - szybkość światła,

$\xi d$  - pewna stała rozkładu Poissona.

## 5 Modele

### 5.1 Charakterystyki modeli

#### 5.1.1 Ray-tracing

Ray-tracing RT jest jedną z popularnych technik w prognozowaniu kanału radiowego wykorzystywanej w narzędziach prognozowania wyboru lokalizacji. Technika polegająca na obserwowaniu drogi fali radiowej od nadajnika do odbiornika. Pozwala na wyznaczenie rozkładów natężenia pola i rozrzutu opóźnienia.

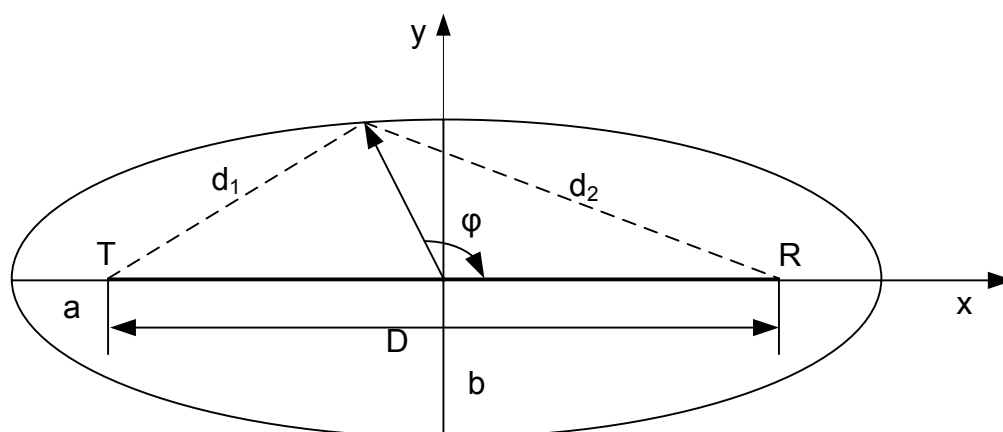
Są dwie metody wykorzystujące technikę promienia śledzącego: *ray tracing* i *ray launching*. Obie mają indywidualne zalety i wady. *Ray-tracing* wyznacza wszystkie promienie dla każdego punktu odbiorczego osobno i rozważa je jak przy założeniu stałego połączenia z uwzględnieniem własności elektrycznych obiektów. Takie indywidualne obliczenie zajmuje dużo czasu [10].

Natomiast w metodzie *ray launching*, promienie wyprowadzane są z nadajnika ze stałym przyrostem kąta. W tej metodzie obiekt może być pominięty, jeśli znajdzie się między dwoma promieniami.

Główną charakterystyką metody ray-tracing jest intensywność obliczeń, która jest główną przyczyną tego, że narzędzia prognostyczne korzystające z tej techniki są wolne i wymagają posiadania baz danych zawierające informacje dotyczące złożonego planu piętra lub nawet wnętrza całego budynku. Natomiast technika ta charakteryzuje się dużą dokładnością w porównaniu z narzędziami bazującymi na modelach statystycznych i została omówiona w [10]. Na bazie tej techniki powstało wiele nowych rozwiązań, jak np [29].

#### 5.1.2 Model eliptyczny

Model eliptyczny służy do przedstawienia wszystkich możliwych miejsc, występujących w otoczeniu obu anten rozpatrywanego łącza radiowego, w których mogą występować rozproszenia fal radiowych. W ogniskach anten ulokowane są nadajnik i odbiornik, rys.5.



Rys.5. Elipsa

Model wykorzystuje własności elipsy polegające na tym, że długość promieni wodzących  $d_1 + d_2$  jest stała i jest równa długości dłuższej osi  $2a$ , co pozwala na wyznaczenie miejsc, w których odbite fale przychodzą do odbiornika ze stałym opóźnieniem  $\tau$ , [14], [24], [25], [22].

Jak wiadomo równanie elipsy w przyjętym na rys.5 układzie współrzędnych ma postać:

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1, \quad (48)$$

gdzie dla opisywanego modelu:

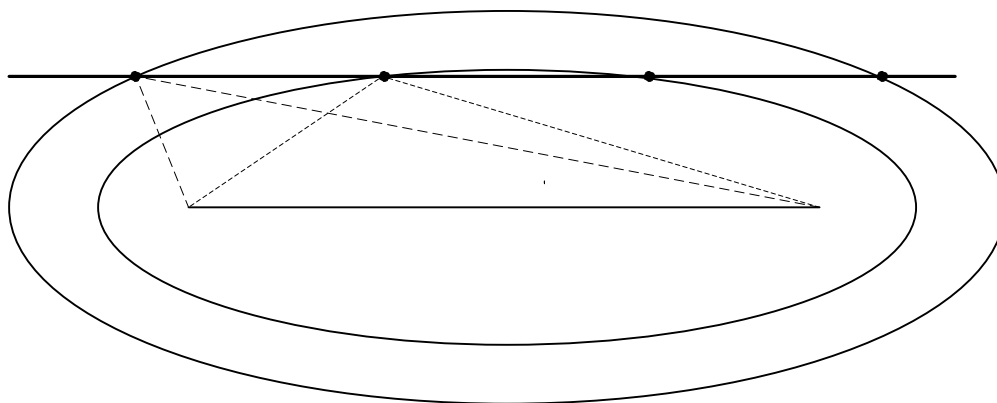
$$a = \frac{1}{2}(D + c\tau) \quad (49)$$

$$b = \frac{1}{2}\sqrt{(D + c\tau)^2 + D^2} \quad (50)$$

$c = 3 \cdot 10^8$  m/s – szybkość światła,

$D$  – odległość nadajnika od odbiornika.

Dobrym przykładem miejsc rozpraszających fale radiowe są wnętrza budynków, w których istnieje dostatecznie dużo okazji do przecięcia się fali radiowej z obiektami tam występującymi. Jak wspomniano wyżej elipsa reprezentuje tutaj miejsca, w których mogą wystąpić rozproszenia będące źródłem wielodrogowych tras. Rys.6 pokazuje sytuację przecięcia się fali radiowej z obiektem reprezentowanym przez cięciwę w punktach  $S_1$  i  $S_2$  generowania fal rozproszonych, odbitych dochodzących do odbiornika  $R$  z różnymi opóźnieniami  $\tau_1$  i  $\tau_2$ .



Rys. 6. Miejsca wystąpień odbić, [22]

Przy założeniu, że rozpatrywane będą rozproszenia, nie przekraczające opóźnienia  $0,98 \tau$ , w sytuacji przedstawionej na rys.6, taka sytuacja występuje dwukrotnie w punktach  $S$  i  $S_1$ .

Należy zauważyć, że miejsca rozproszenia dla każdej, wielodrogowej wiązki opóźnienia czasowego mogą występować w losowo wybranym punkcie na odpowiedniej elipsie.

## 6 Algorytmy

### 6.1 Algorytm modelu przyjętego przez ITU i IEEE

Model ten był omawiany w [10]. Pozwala on na prognozowanie całkowitego tłumienia wewnątrz budynków w funkcji odległości. Jest charakteryzowany przez średnie tłumienie trasy łącza i przez statystykę zaników. Pozwala na obliczanie tłumienia dla sytuacji, gdy sygnał przechodzi przez wiele ścian i pięter. Model daje oszacowanie tłumienia w zakresie średnich wartości, natomiast dla jego wykorzystania niezbędne jest pozyskanie informacji o środowisku, którego ma dotyczyć, [13], [4].

Zatem całkowite tłumienie trasy fali radiowej dla bezprzewodowego systemu łączności w budynku, zgodnie z [10], wynosi:

$$L = 20 \log f + N \log d + L_f(n) - 28 \quad (51)$$

$f$  – częstotliwość, [MHz],

$d$  – odległość między stacją bazową o przenośną stacją końcową, przy założeniu, że  $d > 1$  m,

$N$  – współczynnik tłumienia trasowego, tabl.2,

$L_f$  – współczynnik związany z tłumieniem przez piętra,

$n$  – liczba pięter między stacją bazową a przenośną stacją końcową.

Tabl.2 Wartości parametru N, dla różnych środowisk

f [GHz]	mieszkaniowe	biurowe	handlowe
0,9	-	33	20
1,2 – 1,3	-	32	22
1,8 – 2,0	28	30	22
4	-	28	22
5,2	-	31	-
60 <sup>(1)</sup>	-	22	17

<sup>(1)</sup> - Wartości odnoszące się do 60 GHz dotyczą pojedynczego pokoju lub wolnej przestrzeni i nie zawierają przechodzenia fal przez ściany. Dla tych częstotliwości zauważalny jest wpływ pochłaniania przez gazy dla odległości większych niż 100 m.

Tab.3 Wartości współczynnika tłumienia przez piętra, dla różnych środowisk i dla liczby pięter n przenikanych przez fal radiowe,  $n \geq 1$ .

f [GHz]	mieszkaniowe	biurowe	handlowe
0,9	-	9 (1 piętro)	-

f [GHz]	mieszkaniowe	biurowe	handlowe
		19 (2 piętra) 24 (3 piętra)	
1,8 – 2,0	4 n	15 + 4(n-1)	6 + 3(n-1)
5,2	-	16(1 piętro)	-

Obliczenia za pomocą tego modelu uzupełnione są danymi dotyczącymi zaników występujących w miejscach zacienionych. Te zaniki mają statystyczny rozkład logarytmiczno-normalny a wartości dewiacji standardowej są przedstawione w tab.4.

Tabl.4 Wartości dewiacji standardowej statystycznych rozkładów zaników występujących w miejscach zacienionych

f [GHz]	mieszkaniowe	biurowe	handlowe
1,8 – 2,0	8	10	10
5,2	-	12	-

Przy prognozowaniu należy wykorzystać uwagi przedstawione w tab.5, [16]:

Tabl.5. Uwagi pomocne przy prognozowaniu radiowej sieci bezprzewodowej.

Lp	Uwagi	N
		dB
1	Trasa o bezpośredniej widzialności LoS, w której przeważa transmisja w wolnej przestrzeni	ok. 20
2	Pokój z otwartą przestrzenią (sportowe hale, otwarte przestrzenie hal fabrycznych lub biur)	ok. 20
3	Korytarz (do korytarzy należy zaliczyć długie, wąskie przestrzenie znajdujące się między regałami w halach handlowych)	ok.18
4	Występowanie przeszkód na linii bezpośredniej widzialności włączając trasy między pokojami oddzielonymi ścianami	ok. 40
5	Ze wzrostem częstotliwości rośnie tłumienie przez ściany i meble, maleje udział zjawiska dyfrakcji.	

## 6.2 Algorytm nowego modelu statystycznego

Podstawowym źródłem opisu przedstawianego tu algorytmu przyjętego modelu jest publikacja [16]. Przyjęty model wykorzystuje prawdopodobieństwo rozkładu wnętrza budynku w przestrzeni dwu-wymiarowej, prostokątnej np. rozkładu piętra.

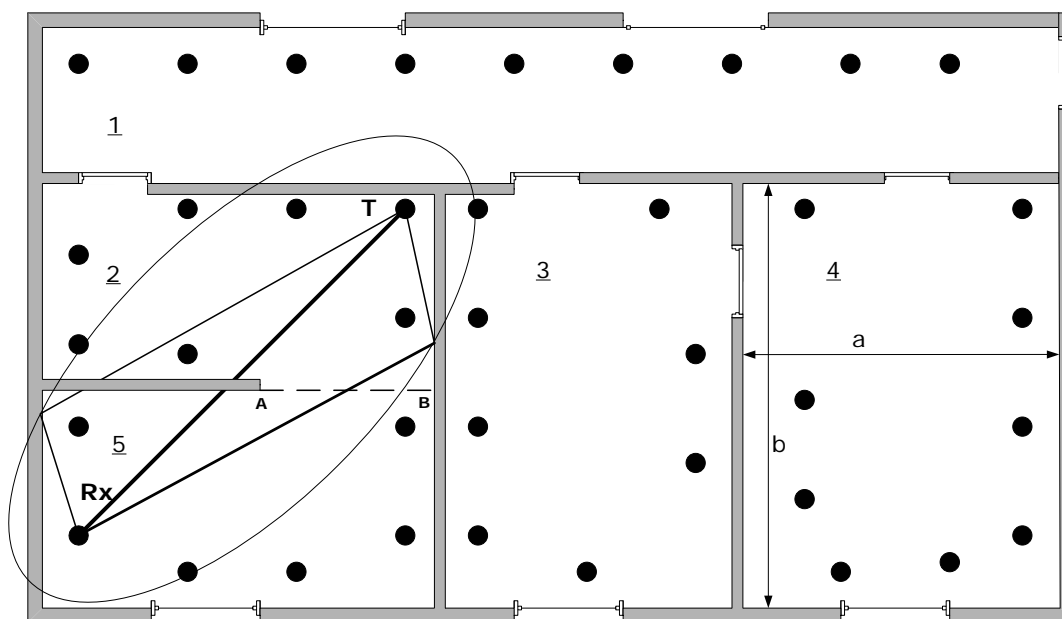
Zakłada się, że przedmiotem zainteresowania jest obszar znajdujący się na piętrze budynku ograniczony zewnętrznymi ścianami, a zatem może to być całe piętro.

Model uwzględnia cechy elektryczne materiałów, z których głównie zbudowane są ściany, drzwi i okna. Wykorzystuje on zjawiska odbicia fal radiowych i ich przechodzenia przez obiekty. Natomiast nie rozważa zjawiska dyfrakcji. Algorytm składa się z sześciu podstawowych kroków.

Krok1: Podział na prostokąty i określenie własności elektrycznych materiałów

A. Podzielenie rozpatrywanego obszaru na prostokąty wyznaczone przez obiekty znajdujące się na trasach fal podążających od nadajnika do odbiornika.

Głównymi elementami wyznaczającym prostokąty wewnątrz budynku są ściany. Przyjmuje się, że wewnątrz budynku, liczba prostokątów związanych z istnieniem ścian jest w przybliżeniu równa  $N/2$ , jeśli  $N$  jest liczbą wszystkich ścian. Na rys.7 przedstawiono przykład planu pomieszczeń na dowolnym poziomie wewnątrz budynku.



Rys.7. Plan pomieszczeń na piętrze.

B. Ustalenie materiałów, z których zbudowane są obiekty i określenie ich własności elektrycznych przez podanie stałej dielektrycznej (względnej przenikalności elektrycznej)  $\epsilon$  i przewodności (konduktywności)  $\sigma$ . Na przedstawionym wyżej planie obiektami, które będą rozpatrywane, są ściany, drzwi i okna.

W tabl.6 podano przykład wyznaczonych obiektów, które zostały pogrupowane ze względu na jednakowe własności elektryczne. Wartości  $\varepsilon$  i  $\sigma$  wzięto z [28], zakładając, że ściany zewnętrzne zostały wykonane z bloku żużlowego, ściany wewnętrzne z cegły, okna ze szkła a drzwi ze sklejki. Dla porównania, w [16], dla rozpatrywanego tam wnętrza budynku, przyjęto dla ścian  $\varepsilon=10$  i  $\sigma=0,001$ .

Tabl. 6. Własności elektryczne obiektów.

Nazwa obiektu	$\varepsilon$	$\sigma$ dla $f=2,4$ GHz
ściana wewnętrzna	5,86	0,091
ściana zewnętrzna	7,4	0,439
okno	6,38	0,022
drzwi	2,47	0,042

Dla tych obiektów (materiałów) należy, ze wzorów (32, 33, 34, 35), wyznaczyć współczynniki: odbicia  $R_r(n, \psi_1)$  i transmisji  $T_r(n, \psi_1)$ , ( $r = 1, 2, \dots M$ ,  $M$  –liczba ustalonych materiałów).

Każdy ze wspomnianych współczynników zależy nie tylko od przenikalności elektrycznej  $\varepsilon$  i przewodności  $\sigma$ , ale również od kąta nadejścia  $\psi_1$ , np. współczynnik odbicia dla polaryzacji pionowej jest funkcją w postaci:

$$R_r(n^2, \psi_1) = \frac{n^2 \sin \psi_1 - \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi_1}}{n^2 \sin \psi_1 + \sqrt{n^2 - \cos^2 \psi_1}}, \quad (52)$$

gdzie

$$n^2 = \varepsilon - i60\lambda\sigma \quad (53)$$

Zamiast wzorów (28, 29) na współczynnik transmisji, można zgodnie z propozycją [16], używać następującej zależności:

$$T(n^2, \psi_1) = \sqrt{\chi(1 - R^2(n^2, \psi_1))}, \quad (54)$$

przyjmując, że  $\chi=0,5$ .

C. Dla każdego materiału, z którego zbudowany jest obiekt należy wyznaczyć średnie wartości tych współczynników dla kątów z przedziału  $[0, \pi/2]$ :

$$R_s = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} R(n^2, \psi_1) d\psi_1 \quad (55)$$

$$T_s = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} T(n^2, \psi_1) d\psi_1. \quad (56)$$



Dzieląc przedział  $[0, \pi/2]$  na  $N$  równych odcinków, np.;  $N=90$  i oznaczając współczynniki odbicia i transmisji, dla  $j$ -tego kąta z tego przedziału

$$\psi_{1j} = \frac{1}{N} \frac{\pi}{2} j, (j=0, 1, \dots, N), \quad (57)$$

odpowiednio przez

$$R_j = R(n^2, \psi_{1j}), \quad (58)$$

można zastąpić całkowanie skończonymi szeregami:

$$R_s = \frac{1}{(N+1)} \sum_{j=0}^N R_j, T_s = \frac{1}{(N+1)} \sum_{j=0}^N T_j. \quad (59)$$

W tabl.7 przedstawiono średnie wartości współczynników odbicia i transmisji wyznaczone za pomocą procedury przedstawionej w p.C, dla kątów nadejścia z przedziału  $[0, \pi/2]$  i dla obiektów występujących w rozpatrywanym, przykładzie, Rys.7.

Tabl.7. Średnie wartości współczynników odbicia i transmisji obiektów, dla kątów nadejścia z przedziału  $[0, \pi/2]$  obiektów występujących w prezentowany przykładzie.

Nazwa obiektu	$\varepsilon$	$\sigma$ dla $\lambda=2,4\text{GHz}$	Współczynniki odbicia i transmisji			
			$R_H$	$T_H$	$R_V$	$T_V$
		S/m				
ściana wewnętrzna	5,86	0,091	0,59	0,54	0,33	0,65
ściana zewnętrzna	7,4	0,439	0,65	0,51	0,39	0,63
okno	6,38	0,022	0,61	0,53	0,34	0,64
drzwi	2,47	0,042	0,42	0,61	0,24	0,66
uzupełnienie AB			0	1	0	1

*Krok2: Obliczenie współczynników odbicia  $R$ , przejścia  $T$  i średniej drogi  $\lambda$*

A. Dla każdego prostokąta należy określić rozmiary występujących tam obiektów  $S_i$  ( $i=1,2, \dots, L$ , gdzie  $L$  – liczba wszystkich obiektów w prostokącie). Następnie należy posegregować obiekty ze względu na ich jednakowe własności elektryczne, reprezentowane przez średnie wartości współczynników odbicia  $R$  i transmisji  $T$ , tabl. 7, i obliczyć ich udział w długości wszystkich obiektów w tym prostokącie:

$$s_i^r = \frac{\sum_{j=1}^{M_r} S_j^r}{\sum_{i=1}^L S_i}, \quad (60)$$

gdzie:

- $r$  – numer grupy obiektów, w danym prostokącie, o ustalonych wartościach elektrycznych,  $r=1,..R$ ,  $R$ - liczba grup,  
 $S_j^r$  – długości obiektów z grupy o numerze  $r$ , np. ściana wewnętrzna,  
 $Mr$  – liczba obiektów w grupie  $r$ ,  
 $L$  – liczba wszystkich obiektów w prostokącie,  
 $i$  – numer prostokąta.

B. Dla każdego prostokąta należy wyznaczyć średnie wartości współczynników odbicia  $R$  i transmisji  $T$  za pomocą następujących wzorów:

$$R_i = \sum s_i^r R^r, \quad (61)$$

$$T_i = \sum s_i^r T^r, \quad (62)$$

gdzie:  $R^r, T^r$  – odpowiednio współczynniki odbicia i transmisji dla danej grupy obiektów.

W tym celu, dla każdego obiektu z planu obszaru budynku, należy wyznaczyć: długości obiektów  $S_i$ , i przypisać im ustalone wcześniej współczynniki odbicia  $R$  i transmisji  $T$  podobnie jak to uczyniono w tabl.8.

Tabl.8. Przykład wyznaczonych rozmiarów obiektów w prostokącie nr 2, na rys.7.

Nazwa obiektu	R	T	k - ilość elementów w	$S_i$ - długości obiektów ze stałymi parametrami elektrycznymi	$\sum_{i=1}^k S_i$
				m	m
ściana wewnętrzna	0,59	0,54	4	0,5; 4,1; 3; 3	10,6
ściana zewnętrzna	0,65	0,51	1	3	3
okno	0,61	0,53	0	0	0
drzwi	0,42	0,61	1	0,9	0,9
uzupełnienie	0	1,0	1	2,5	2,5
Razem	-	-	7	-	17

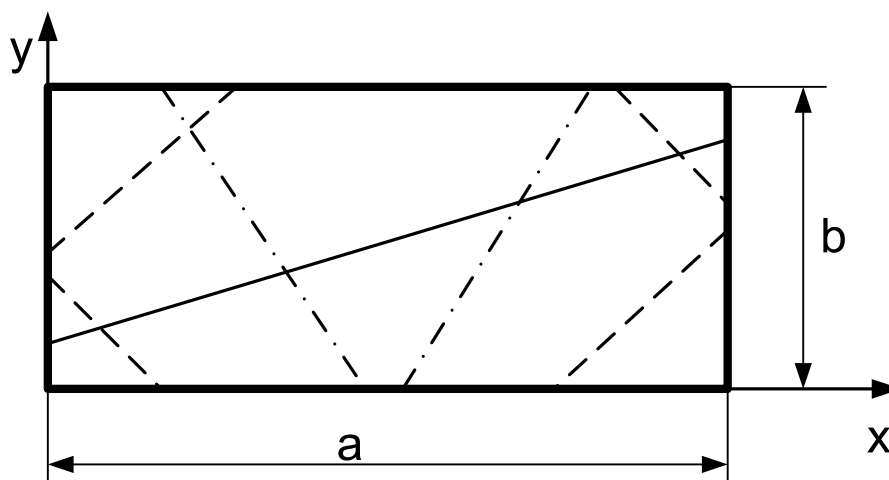
C. Rozpatrywany obszar przedstawiony na rys.7 został podzielony na 5 prostokątów. Dla każdego prostokąta należy wyznaczyć średnią odległość  $1/\xi$ , jaką przebywa fala w wolnej przestrzeni przed przecięciem obiektu. Przyjęty model podziału przestrzeni na prostokąty zmusza do oszacowania tej odległości we wewnątrz prostokąta.

W tym celu należy obliczyć gęstości prawdopodobieństwa długości drogi fali w prostokącie. Rozróżnia się trzy rodzaje dróg fali nazywanych tu promieniami:

$\rho_A$  - między sąsiednimi ścianami,

$\rho_W$  - między przeciwległymi ścianami dla rozmiaru szerokości prostokąta, np.  $a$ ,

$\rho_L$  - między przeciwległymi ścianami dla rozmiaru wysokości prostokąta  $\rho_L$ , np.  $b$ , rys.8.



Rys.8. Prostokąt z różnymi promieniami fali przechodzącymi przez jego wnętrze, [16].

Wartości tych promieni oblicza się z następujących wzorów:

$$\rho_A = \frac{a^2}{6b} \ln\left(\frac{b + \sqrt{a^2 + b^2}}{a}\right) + \frac{b^2}{6a} \ln\left(\frac{a + \sqrt{a^2 + b^2}}{b}\right) + \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{3} \quad (63)$$

$$\rho_W = \frac{b^2}{a} \ln\left(\frac{a + \sqrt{a^2 + b^2}}{b}\right) + \frac{a^2 - 2b^2}{3a^2} \sqrt{a^2 + b^2} + \frac{2b^3}{3a^2} \quad (64)$$

$$\rho_L = \frac{a^2}{b} \ln\left(\frac{b + \sqrt{a^2 + b^2}}{a}\right) + \frac{b^2 - 2a^2}{3b^2} \sqrt{a^2 + b^2} + \frac{2a^3}{3b^2} \quad (65)$$

Średnia długość drogi fali w prostokącie wynosi:

$$\frac{1}{\xi} = \frac{4}{6} \rho_A + \frac{1}{6} \rho_W + \frac{1}{6} \rho_L \quad (66)$$

### Krok3: Wyznaczenie lokalizacji nadajnika i odbiornika

Wyznaczenie lokalizacji nadajnika T i odbiornika Rx polega na określeniu współrzędnych w przyjętym układzie współrzędnych:  $(x_T, y_T)$ ,  $(x_R, y_R)$  wraz z zaznaczeniem tych punktów na planie budynku (piętra), rys.7. Odległość między tymi punktami D jest odległością między nadajnikiem i odbiornikiem po linii LoS.

$\rho_{A1}$

*Krok 4: Określenie obszarów wspólnych dla prostokątów i elipsy*

W tym celu należy na planie budynku, narysować elipsy, których ogniska będą pokrywały się z lokalizacjami nadajnika i odbiornika. Długości półosi tych elips należy określić za pomocą wzorów (47), (48) przyjmując przedtem dopuszczalne opóźnienie  $\tau$ . W ten sposób zostaną wyznaczone zaznaczone na planie prostokątne obszary, które będą brane pod uwagę w dalszych obliczeniach. W przykładzie, rys.7, narysowana elipsa identyfikuje prostokątne obszary oznaczone numerami 1, 2, 3, 5.

Dla każdego prostokąta  $i$  posiadającego wspólny obszar z daną elipsą należy określić powierzchnię tego obszaru  $\alpha_i$ , przy czym

$$P_e = \sum_{i=1}^r \alpha_i \quad (67)$$

jest powierzchnią elipsy.

*Krok 5: Wyznaczenie średnich współczynników odbicia R, przejścia T i średniej drogi  $1/\xi$  dla danej elipsy*

Obszar z numerem 1 jest brany pod uwagę, ze średnią długością równą zero, ponieważ elipsa nie obejmuje żadnego obiektu, z którym mogłyby się przeciąć drogi fal przechodzących do tego prostokąta.

Jak zaznaczono w kroku 2, podstawą do wyznaczenia średniej długości  $1/\xi$  w prostokącie są jego rozmiary  $a$  i  $b$ . Do dalszych obliczeń brana jest średnia długość tras fali znajdujących się w części powierzchni prostokąta  $\alpha_i$  obejmowanej przez elipsę:

$$\frac{1}{\xi} = \frac{\sum_{i=1}^r \alpha_i \xi_i}{\sum_{i=1}^r \alpha_i} \quad (68)$$

Uśrednianie wartości współczynników R i T może być przeprowadzone na dwa sposoby.

W pierwszym należy ocenić procentowy udział poszczególnych obiektów w przestrzeni obejmowanej przez elipsę. W przypadku ścian należy zmierzyć ich długości pozostające wewnątrz danej elipsy.

Drugi sposób - dużo łatwiejszy, wykorzystuje powierzchnie prostokątów wspólne z powierzchnią elipsy.

$$R_s = \frac{\sum_{i=1}^r \alpha_i R_i}{\sum_{i=1}^r \alpha_i} \quad (69)$$

$$T_s = \frac{\sum_{i=1}^r \alpha_i T_i}{\sum_{i=1}^r \alpha_i} \quad (70)$$

gdzie:

$r$  – liczba wszystkich prostokątów obejmowanych przez daną elipsę,

$R_i, T_i, 1/\xi_i$  – wartości dotyczące  $i$ -tego prostokąta obejmowanego przez rozpatrywaną elipsę wyznaczone wcześniej w kroku 2.

*Krok 6.* Obliczenie średniej mocy w punkcie odbioru

Do obliczenia średniej mocy wszystkich sygnałów dochodzących do anteny odbiorczej wykorzystywany jest wzór (47). W tych obliczeniach wykorzystywane są parametry wyznaczone w kroku poprzednim.

Dla odbiornika szerokopasmowego moc składników wielodrogowych jest określona jako suma mocy indywidualnych składników bez zwracania uwagi na fazę indywidualnej trasy, [16].

## 7 Zakończenie

Przedstawiony algorytm modelu wyznaczania średnich wartości mocy występującej w punkcie odbioru cechuje stosunkowo przyzwoite oszacowanie w porównaniu z wynikami uzyskanymi w tych samych warunkach metodą *ray-tracing*. Dodatkową zaletą jest mała liczba niezbędnych obliczeń. Stosunek liczby obliczeń potrzebnych w metodzie *ray-tracing* w stosunku do liczby obliczeń niezbędnych w prezentowanej metodzie w przybliżeniu wynosi jak 2700 do 50, [16].

Chociaż mówi się o wadzie metody, że pozwala na prowadzenie obliczeń tylko w przestrzeni dwuwymiarowej, to nic nie stoi na przeszkodzie, aby tę przestrzeń obracać. Narzuca to wymóg posiadania trójwymiarowego planu wnętrza budynku.

## Literatura

- [1] A Farpoint Group: *Residual media distribution: The Wireless Alternative*. A Farpoint Group White Paper. Document FPG 2005-061.1. February 2005
- [2] Anderson H.R.: *Fixed broadband wireless system design*. John Wiley & Sons Ltd. 2003.
- [3] Atheros: *Atheros eXtended Range HR™ Technology. Going the Distance*. White Paper. Atheros Communications Inc. 2004
- [4] *Bandspeed: Propagation Models for Indoor Wireless LANS*. Bandspeed White Paper. Bandspeed Inc. 2004.
- [5] Bogucki J., Wielowieyska E.: *Niezawodność horyzontowych linii radiowych- aspekt praktyczny*. KKRRiT, Wrocław, 25-27 czerwca 2003.
- [6] Bråten (Ed.) L.E., Chira L., Craig K, Grøndalen O. Habalau C, Palade T, Puschita E, Thomas N, Tjelta T, Willis M. J.: *Interference in and between wireless access systems*. W: 001930 BROADWAN, Deliverable D10. Information Society Technologies, 2005.
- [7] Computerworld: *WiFi*. Computerworld Polska Online, Tygodnik menadżerów i informatyków. <http://www.computerworld.pl/hotspot/>
- [8] CSE: 6347, *Wireless Networking & Mobile Computing Introduction to Wireless Communication* (1.ReviewofCommThy-Sprawozdanie F)

- [9] Dobkin D.: *Indoor propagation issues for wireless LANs*. RF EMC/RFI. [www.rfdesign.com](http://www.rfdesign.com). Sept.2002.
- [10] Dusiński A.: *Badanie rozchodzenia się fal radiowych wewnątrz budynków. Analiza dotychczasowych badań i istniejących regulacji; ustalenie niezbędnego programu badań*. Etap 1 w: Problemy propagacyjne w środkach przekazu radiowego. Warszawa, Instytut Łączności, 2004.
- [11] Dusiński A., Bogucki J., Wielowieyska E.: *Opracowanie oprogramowania dla potrzeb projektowania horyzontowych linii radiowych pracujących na częstotliwościach zakresu fal milimetrowych*. Etap 2 w: Problemy propagacyjne w środkach przekazu radiowego. Warszawa, Instytut Łączności, 2004
- [12] ITU-R P.530-10: 2003: *Propagation data and prediction methods for required for the design of terrestrial line-of-sight systems*. Recommendation
- [13] ITU-R P.1238: 2003 *Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz*. Recommendation.
- [14] Ertel R.B., Cordieri P., Sowerby K.W., Rappaport T.S., Reed J.H.: *Overview of spatial channel models for antenna array communication systems*. IEEE Personal Communications, Febr. 1998, s.10-22.
- [15] Fortune S. *Algorithms for prediction of indoor propagation*. Bell Laboratories, 1998
- [16] Hassan-Ali M. M., Pahlavan K.: *A New Statistical Model for Site-Specific Indoor Radio Propagation Prediction Based on Geometric Optics and Geometric Probability*. IEEE Transactions on wireless communications, vol. 1, no. 1, January 2002
- [17] Hippel A.R.: *Dielektryki i Fale*. PWN, Warszawa, 1963.
- [18] Kargaard R.: *The Great Disrupter*. Commentary. Forbes.com. 07.06.2004
- [19] Kurek L, Modelski J.: *Analiza przestrzennego rozkładu sygnałów wielodrogowych propagujących wewnątrz pomieszczenia*. W: Materiały z Krajowej Konferencji Radiokomunikacji Radiofonii i Telewizji. Wrocław 2003.
- [20] Lawson S.: *San Francisco gets Wi-Fi feet wet with 'hot zones'*. *Wireless mesh network gear maker MetroFi sets up three zones in the city*. IDG News service. InfoWorld. Specjal reports. November 22, 2005
- [21] Lo Y.T., Lee S.W.: *Antenna handbook: Theory, applications and design*. Van Nostrand Reinhold Company, New York. 1998
- [22] Noer M.: *Wi-Fi today*. Wireless. Forbes.com. 04.06.2004
- [23] Nuckols J. E.: *Implementation of geometrically based single-bounce models for simulation of angle-of-arrival of multipath delay components in the wireless channel simulation tools, smrcim and sircim*. Blecksburg, Virginia, Virginia Polytechnic Institute and State Univesity, 1999
- [24] Oestges C., Erceg V., Paulraj A.J.: *A phisical scattering model for MIMO macrocellular broadband wireless channels*. IEEE Journal on Selected Areas Communications, t.21, nr 5, 2003, s.721-729.
- [25] Persons J.D. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Pentech Press limiteded. London 1992.
- [26] PDA Club Hotspoty. <http://www.pdaclub.pl/hs/>

- [27] Wesolowski K.: *Systemy radiokomunikacji ruchomej*. Warszawa, WKŁ, 1999
- [28] Wilson R.: *Propagation Losses Through Common Building Materials 2.4 GHz vs 5 GHz. Reflection and Transmission Losses Through Common Building Materials*. Magis Networks, Inc. 2002
- [29] Wölfle G., Hoppe R., Landstorfer F.M.: *A Fast and Enhanced Ray Optical Propagation Model for Indoor and Urban Scenarios, Based on an Intelligent Preprocessing of the Database*. [www.ihf.uni-stuttgart.de](http://www.ihf.uni-stuttgart.de).