



INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY

Zakład Systemów Radiowych (Z-1)

**Prognozowanie łączności radiowej w zakresach częstotliwości 20 – 60 GHz
w cyfrowych systemach dostępowych i liniach radiowych horyzontowych.**

**Zadanie 1: Opracowanie algorytmu oprogramowania do projektowania
radiowych systemów dostępowych zakresu milimetrowego
w terenie zabudowanym w zakresie częstotliwości 20 – 50 GHz**

Praca nr 01300055

Praca nr 09300055

Warszawa, grudzień 2005

Prognozowanie łączności radiowej w zakresach częstotliwości 20 – 60 GHz w cyfrowych systemach dostępowych i liniach radiowych horyzontowych

Zadanie 2: Opracowanie algorytmu oprogramowania do projektowania radiowych systemów dostępowych zakresu milimetrowego w terenie zabudowanym w zakresie częstotliwości 20 – 50 GHz

Praca nr 01300055

Praca nr 09300055

Autorzy sprawozdania: Andrzej Dusiński
 Piotr Jaros
 Ewa Wielowieyska

Słowa kluczowe:

fale milimetrowe, zabudowa miejska, prognozowanie, algorytm, oprogramowanie

Kierownik pracy: inż. Andrzej Dusiński
Wykonawcy pracy: inż. Andrzej Dusiński,
 inż. Jan Bogucki,
 inż. Piotr Jaros
 inż. Krzysztof Kaczan,
 mgr inż. Rafał Pawlak,
 st. progr. Ewa Wielowieyska

Kierownik Zakładu: mgr inż. Aleksander Orłowski.

Spis treści

1	<i>Wprowadzenie</i>	5
2	<i>Środowiska miejskie i ich własności mające wpływ na propagację fal radiowych</i>	7
3	<i>Przyczyny trudności rozchodzenia się fal radiowych</i>	8
3.1	Przyczyny	8
3.2	Odbicia	8
3.3	Dyfrakcja	9
3.4	Rozproszenie	9
3.5	Wielodrogowość	10
3.6	Tłumienie w gazach	10
3.7	Refrakcja	10
3.8	Tłumienie opadowe	11
4	<i>Własności zakresu 20 GHz – 60 GHz</i>	12
5	<i>Modele tłumienia</i>	13
5.1	Tłumienie wolnej przestrzeni	13
5.2	Model tłumienia z wykładnikiem	14
5.3	Model tłumienia fal ponad dachami budynków	14
5.4	Tłumienie dyfrakcyjne	19
5.4.1	Dyfrakcja na klinie	19
5.4.2	Dyfrakcja na walcu	21
5.5	Tłumienie w gazach i parze wodnej	21
5.6	Tłumienie przez deszcz	21
6	<i>Inne zjawiska występujące na odcinku nadajnik – odbiornik</i>	22
6.1	Wielodrogowość (przyczyny i skutki i sposób określenia)	22
6.2	Wpływ roślinności	22
7	<i>Wybór modelu prognostycznego</i>	23
8	<i>Algorytm komputerowego wyznaczania tłumienia</i>	24
8.1	Dane wejściowe dla algorytmu	24
8.2	Budowa mapy zabudowy	24
8.3	Algorytm obliczania tłumienia w oparciu o model Ramakrishna Janaswamy	24
8.4	Obliczenie odległości między antenami	26
8.5	Obliczenie liczby przeszkód	26
8.6	Obliczenie promienia strefy wolnej od przeszkód	28
8.7	Obliczenie całkowitej liczby przeszkód	28

8.8	Obliczenie współczynników pomocniczych	29
8.9	Obliczenie całkowitej liczby pierścieni	29
8.10	Obliczenie liczby gęstości przeszkód	30
8.11	Obliczenie wartości wykładnika tłumienia	30
8.12	Obliczenie wartości tłumienia trasy	30
8.13	Alternatywny sposób wyznaczania tłumienia trasy	31
9	<i>Profile dla wyznaczania dyfrakcji</i>	31
9.1	Profil poziomy	31
9.2	Obliczenie kroku analizy	32
9.3	Profil pionowy	33
10	<i>Obliczanie strat dyfrakcyjnych</i>	33
10.1	Profil terenu	33
10.2	Wysokość punktu oddalonego o x od nadajnika na prostej LoS	34
10.3	Wyznaczenie konieczności uwzględniania punktu w wyznaczaniu tłumienia	34
10.4	Tłumienie od przeszkody typu klin	35
11	<i>Zakończenie</i>	36
12	<i>Literatura</i>	37

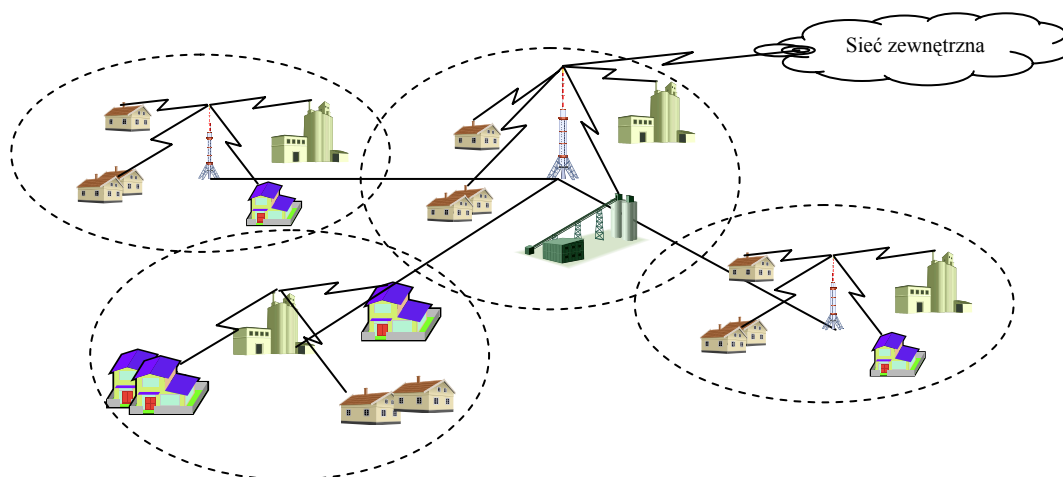
1 Wprowadzenie

W zakresach powyżej 20 GHz możliwe są do wykorzystania duże szerokości pasm umożliwiające otrzymanie systemów o dużej przepływności i stopie błędów porównywalnych z możliwościami światłowodów. Systemy na częstotliwościach powyżej 20 GHz mogą być wykorzystane do bezpośredniej transmisji jak również mogą stanowić podstawowe łącza do transmisji danych w lokalnych sieciach o mniejszych pojemnościach.

Zniekształcenia na trasach łączy radiowych, w zakresach mikrofalowych, są zależne od amplitudy i opóźnienia grupowego w warunkach propagacji wielodrogowej. W analogowych systemach zwiększenie progu zaniku poprawia jakość linii, redukując wpływ szumu termicznego. Jednak w przypadku systemów cyfrowych większy próg tłumienia nie poprawia jakości transmisji w przypadku zaników selektywnych. Kanał propagacyjny jest często kształtowany przez sygnał z kilku tras. Jest to bezpośredni wpływ atmosfery i podłoża. Z obecnością atmosfery związane są zjawiska wielodrogowości i refrakcja. Jeżeli sygnał bezpośredni i odbity o znaczącym opóźnieniu, ale równych amplitudach dociera do odbiornika, to zdarzenie to jest przyczyną interferencji międzysymbolowej a tym samym przyczyną błędów w odbieranej informacji.

W związku z tym w celach prognostycznych wykorzystuje się modele z wieloma promieniami uwzględniając różne zmienne, jak opóźnienie i rozkłady mocy. Jeden z takich modeli wykorzystano w tym opracowaniu.

W rozwiązaniach lokalizacji szerokopasmowych systemów wielopunktowych wykorzystywany jest model komórkowy, rys. 1. Rozmiary komórek zależą od potrzeb, charakterystyk pokrycia i ukształtowania terenu. W warunkach miejskich zależą od rodzaju i gęstości zabudowy. Z tym wiąże się zastosowanie odpowiednich częstotliwości i anten z odpowiednimi charakterystykami.



Rysunek 1, Sieć komórkowa

Każda stacja bazowa składa się z kilku jednostek połączonych z anteną kierunkową. Wtedy każda jednostka obsługuje jeden sektor określony przez charakterystykę anteny.

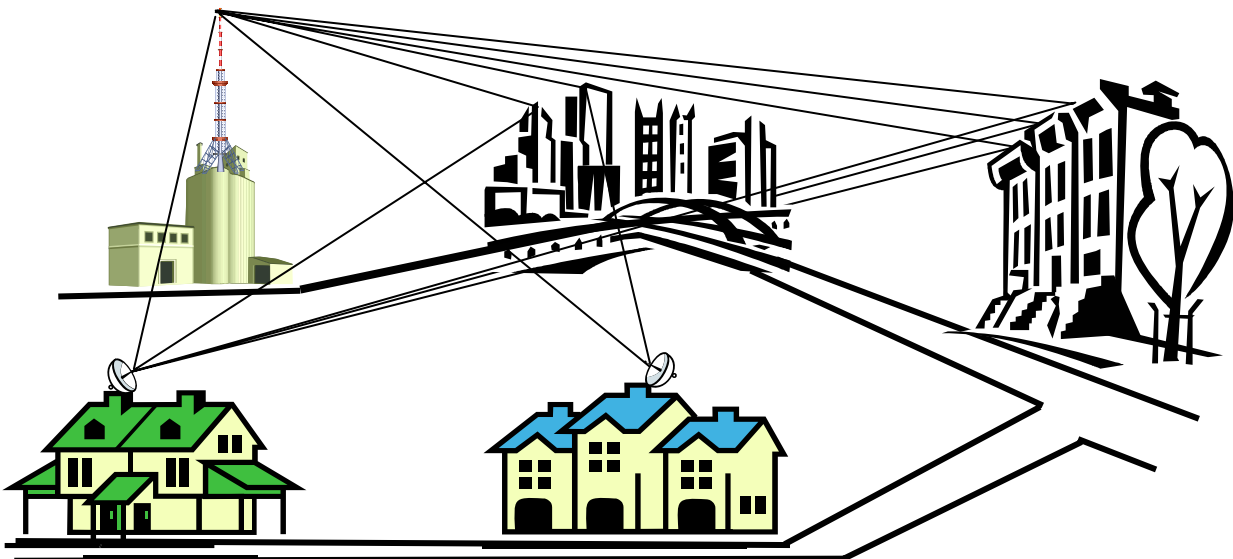
Komórkowe szerokopasmowe systemy do komunikacji w obie strony, między stałymi lub zmieniającymi lokalizację punktami, powinny posiadać połączenie bezpośrednie LoS (*Line-of-Sight*).

Łącza radiowe mogą być projektowane ogólnie jako łącza punkt – punkt (PTP) i punkt - wielopunkt (PTMP). Podstawowe łącza PTP polega na nawiązaniu łączności między jednym nadajnikiem i jednym odbiornikiem. W związku z tym przy projektowaniu łącza tego typu stosuje się anteny kierunkowe o wąskiej wiązce, których zysk uwzględnia się w bilansie mocy łącza. Wąska wiązka anteny jest możliwa, dlatego, że przy łączu PTP położenie nadajnika i odbiornika jest stałe. Ponadto projekt łącza powinien być wykonany tak, aby możliwa była bezpośrednia widzialność między obiema antenami.

Inaczej wygląda sprawa łącz PTMP. W tym wypadku odbiorników może być dużo i odbiór danych jest możliwy przez zastosowanie odpowiednich urządzeń radiowych i protokołów. Anteny stosowane przy tego typu łączach mają charakterystyki dookólne lub sektorowe. Jest to niezbędne, dlatego, że przy łączach PTMP położenie poszczególnych odbiorników względem nadajnika może być dowolne, a często może być zmienne (radiokomunikacja ruchoma). W systemie punkt- wielopunkt ważną rolę w ograniczaniu wielodrogowości interferencji odgrywa charakterystyka anteny odbiorczej. Zyski anten stacji odbiorczych są duże i różnica między nimi jest nieznaczna. Zysk anteny stacji bazowej jest mały ze względu na sektorową charakterystykę.

Zmniejszenie wpływu interferencyjnych tłumień w radiowych systemach łączności może być wyliczone za pomocą różnych metod. Jedną z nich jest dokonanie wyboru architektury projektu systemu, a zatem wyboru anten z odpowiednimi charakterystykami, zyskami i wysokościami zawieszania. Konieczne jest uwzględnienie przy tym wpływu zmiennych warunków atmosferycznych na warunki rozchodzenia się fal.

Na propagację fal w warunkach zabudowy miejskiej na trasach o długości rzędu 1 km. największy wpływ mają budynki i drzewa, natomiast mniejszy wpływ ma ukształtowanie terenu, rys. 2. Sprawy budynków należy poświęcić szczególną uwagę zważywszy, że łącza radiowe krótkiego zasięgu stają się coraz bardziej popularne w środowisku miejskim i na przedmieściach.



Rysunek 2, Propagacja w środowisku miejskim

Opracowanie to zawiera opis podstawowych zjawisk mających wpływ na propagację fal w warunkach miejskich, a także propozycję metody prognozowania tłumienia fal z wykorzystaniem zaleceń ITU - R.

2 Środowiska miejskie i ich własności mające wpływ na propagację fal radiowych

W kanale radiowym występują trzy fizyczne mechanizmy powodujące trudności w rozchodzenia się fal radiowych w dowolnym propagacyjnym kanale radiowym a zatem i w warunkach łączności miejskiej. Te trzy mechanizmy to odbicia, dyfrakcja i rozproszenie [22]. W środowisku na zewnątrz budynków w warunkach miejskich głównymi przeszkodami są wysokie obiekty, w zasadzie w postaci budynków, które mogą być przyczyną powstawania dyfrakcji. Natomiast przeszkody w postaci dużych płaszczyzn będą przyczyną odbić. Źródłem rozproszeń są małe obiekty i nierówności na dużych płaszczyznach, jakimi są dachy, boczne ściany budynków, nawierzchnie ulic i placów. Ze względu na warunki propagacyjne, można dokonać pewnego podziału środowisk [8]. Jest on zamieszczony w poniższej tabeli:

Tab. 1, Cechy typowych środowisk propagacyjnych

Typ środowiska	Charakterystyczne cechy środowiska
miejski /gęste zabudowania/	<ul style="list-style-type: none"> • ulice z wysokimi budynkami ze znaczną ilością kondygnacji • wysokość budynków; (rzędy wysokich budowli są przyczyną opóźnień czasowych) • średnia prędkość pojazdów: 50 km/h i pieszych: 5,4 km/h
miejski /średnie zabudowania/	<ul style="list-style-type: none"> • szerokie ulice, • niższe budynki (znaczący wpływ dyfrakcji na krańcach dachów) • poruszające się obiekty (znaczące opóźnienia czasowe i przesunięcie dopplerowskie) • pojazdy i piesi (średnia prędkość pojazdów: 50 km/h lub 100 km/h na drogach ekspresowych i prędkość pieszych: 5,4 km/h)
willowy	<ul style="list-style-type: none"> • budynki jedno- i dwukondygnacyjne • zaparkowane samochody po obu stronach dwujezdniowych dróg • pasy roślinności • średnie natężenie ruchu drogowego • średnia prędkość pojazdów: 40 km/h i pieszych: 5,4 km/h
wiejski	<ul style="list-style-type: none"> • małe domy otoczone przez duże ogrody • znaczący wpływ wysokości (ukształtowania) terenu • pasy roślinności • możliwe spore natężenie ruchu drogowego • pojazdy i piesi (średnia prędkość pojazdów: 80-100 km/h i pieszych: 5,4 km/h)

Poniższa tabela przedstawia klasyfikację komórek według wielkości. Ze względu na możliwe zasięgi w omawianym zakresie częstotliwości rozważania dotyczą makrokomórki o promieniu do 1 km. W Stanach Zjednoczonych prowadzone były prace badawcze nad możliwością zwiększenia zasięgu [17] do 1,5 km. Proponowana metoda polegała na zwiększeniu wartości gęstości mocy szczytowej z 500 mW/cm² do 1 W/cm².

Tab. 2, Klasyfikacja komórek pod względem wielkości [8]

Rodzaj komórki	Promień	Usytuowanie anten stacji bazowych
mała makrokomórka	0,5 – 3 km.	Zewnętrzne; wysokości niektórych budynków z otoczenia mogą być wyższe niż wysokość anteny
mikrokomórka	100 – 500 m.	Zewnętrzne poniżej szczytu dachu
pikokomórka	do 100 m.	Wewnętrzne lub zewnętrzne poniżej szczytu dachu

3 Przyczyny trudności rozchodzenia się fal radiowych

3.1 Przyczyny

Następujące zjawiska fizyczne mają udział w całkowitym tłumieniu fali radiowej:

- rozproszenie
- odbicia
- dyfrakcja
- wielodrogowość
- refrakcja
- tłumienie w gazach i parze wodnej
- tłumienia opadowe

Wpływ tych zjawisk na rozchodzenie się fal w łączu radiowym w warunkach miejskich jest uwzględniony w opracowaniu algorytmu prognostycznego.

Należy zwrócić uwagę na fakt, że tłumienie fali rośnie wraz z odległością od punktu jej wyemitowania. Szybkość narastania tłumienia z odległością ściśle zależy od częstotliwości i warunków propagacyjnych.

3.2 Odbicia

Każda fala padająca pod pewnym kątem na granicę dwóch ośrodków w większości wypadków zostaje po części odbita i po części wnika do drugiego ośrodka. Jest możliwa sytuacja, gdy cała fala zostaje odbita lub sytuacja, gdy cała fala wnika do drugiego ośrodka. Specyfika zjawiska odbicia zależy od parametrów elektrycznych i magnetycznych obu ośrodków (przenikalności elektrycznej, magnetycznej, konduktywności) oraz kąta padania fali na granicę ośrodków i polaryzacji fali padającej.

Zgodnie z prawem odbicia kąt padania fali jest równy kątowi odbicia. Kąt załamania fali można wyznaczyć z zależności:

$$\frac{\sin(\pi - \theta_1)}{\sin(\pi - \theta_2)} = \frac{\sqrt{\mu_2 \varepsilon_2}}{\sqrt{\mu_1 \varepsilon_1}} \quad (1)$$

gdzie:

θ_1 - kąt padania,

θ_2 - kąt załamania,

μ_1, μ_2 - przenikalności magnetyczne poszczególnych ośrodków,

$\varepsilon_1, \varepsilon_2$ - przenikalności elektryczne tych ośrodków.

Falę odbitą charakteryzuje współczynnik odbicia. Wyznacza on jej amplitudę oraz fazę. Współczynnik odbicia ma różne wartości dla różnych polaryzacji fal. Dla polaryzacji liniowej jest inny dla wariantu równoległego i prostopadłego. Dla polaryzacji kołowej i eliptycznej można go określić traktując te fale jako superpozycję odpowiednich fal o polaryzacji liniowej.

W warunkach miejskich rozpatruje się odbicia od przeszkód terenowych takich jak budynki, drzewa oraz odbicia od gruntu.

3.3 Dyfrakcja

Zjawisko dyfrakcji to ugięcie się fali na przeszkodzie. W efekcie w cieniu przeszkody pojawia się pole elektromagnetyczne. W praktyce rozważa się najczęściej dyfrakcję na klinie lub na cylindrze. Są to modele, które stosuje się do opisu propagacji fal, gdy w torze znajduje się wysokie drzewo, budynek lub inna przeszkoda o znacznej wysokości. W przypadku wielu przeszkód tego typu postępowanie sprowadza się do wyznaczenia jednej przeszkody wypadkowej, nieistniejącej w rzeczywistości i obliczenia prowadzi się w sposób typowy, jednak dla hipotetycznych danych.

W warunkach miejskich najczęściej oblicza się wpływ dyfrakcji na szczytach dachów, rogach budynków i szczytach drzew.

3.4 Rozproszenie

Rozpraszanie fal jest ściśle związane z nieregularnością powierzchni. Zjawisko to polega na emitowaniu fali we wszystkich kierunkach zgodnie z zasadą Huyghensa (każdy punkt ośrodka, do którego dochodzi czoło fali staje się źródłem wtórnym promieniującym izotropowo). Czasem jest ono nazywane odbiciem dyfuzyjnym.

Powierzchnię nazywamy gładką (występuje wtedy klasyczne odbicie), jeżeli przesunięcie fazy między promieniem padającym na pewną powierzchnię i promieniem padającym na nierówność tej powierzchni jest rzędu 0,1 rad. Powierzchnię nazywamy porowatą (tylko rozpraszanie), jeżeli przesunięcie fazy jest rzędu 10 rad.

Dla różnic fazy pomiędzy 0,1 i 10 rad mamy sytuację zarówno z rozproszeniem jak i odbiciem fal. Zakładając kąt padania fali θ możemy wyznaczyć odchylenie standardowe wysokości terenu:

$$\Delta h < \frac{0,1 \cdot \lambda}{4\pi \sin(\theta)} \quad (2)$$

Rozpraszanie prowadzi do powstawania fal i innej polaryzacji (cross-polaryzacji). Mierzy się wówczas wskaźnik XPR, który jest zdefiniowany jako:

$$XPR = \frac{\text{moc_fali_spolaryzowanej_jak_nadawcza}}{\text{moc_fali_spolaryzowanej_prostopadle_do_nadawczej}} \quad (3)$$

Zjawisko rozpraszania jest trudne do predykcji i modelowania, szczególnie dla małych przeszkód. Rozważa się, więc głównie rozpraszanie na ścianach, drzewach, pojazdach. Silne rozpraszanie powstaje od linii elektrycznych.

3.5 Wielodrogowość

Wielodrogowość to efekt będący konsekwencją poprzednio wymienionych zjawisk fizycznych. Polega to na tym, że oprócz fali bezpośredniej, nadanej z nadajnika, do odbiornika docierać może wiele fal będących skutkami odbić i rozproszeń. Fale te sumują się w odbiorniku, ale mogą powodować zakłócenia w pracy łącza radiowego. Fale mogą być wzdłuż trasy odbijane i rozpraszane. Powoduje to zmianę ich polaryzacji, amplitudy oraz fazy. Ponadto każda z nich może doznać przesunięcia Dopplera. Wszystkie te zjawiska mogą prowadzić do zaników łączności.

Obecnie systemy projektuje się tak, by były odporne na zanik trwający do pewnego ustalonego czasu progowego.

3.6 Tłumienie w gazach

Tlen i para wodna znajdujące się w powietrzu powodują dodatkowe tłumienia dla fal radiowych. To tłumienie może być oszacowane dokładnie dla danych wartości ciśnienia, temperatury i wilgotności za pomocą sumowania indywidualnych rezonansowych linii dla tlenu i pary wodnej. Tłumienie spowodowane absorpcją w tlenie i parze wodnej musi być uwzględniane w całkowitym tłumieniu fali radiowej na danej trasie dla częstotliwości powyżej 10 GHz.

3.7 Refrakcja

Refrakcja jest to efekt zakrzywienia promienia fali w ośrodku, którego współczynnik załamania zmienia się w sposób ciągły [3]. Zjawisko to charakteryzuje się przez podanie pionowego gradientu wskaźnika refrakcji. Współczynnik załamania atmosfery względem próżni dany jest wzorem:

$$n = 1 + N \cdot 10^{-6} \quad (4)$$

gdzie:

N - wskaźnik refrakcji.

Aby nie posługiwać się współczynnikiem załamania troposfery n , którego wartość jest niewiele większa od jedności, wprowadzono pojęcie wskaźnika refrakcji N , jako wielkość bezwymiarową wyrażoną przez zależność:

$$N = \frac{77,6}{T} \left(P + 4810 \frac{e}{T} \right) \quad (5)$$

gdzie:

T – temperatura, [K],

P – ciśnienie atmosferyczne, [hPa],

e – ciśnienie pary wodnej, [hPa].

To wyrażenie może być używane do częstotliwości 100 GHz z błędem mniejszym niż 0,5%.

Szczegółowe metody obliczania parametrów środowiska związanych ze zjawiskiem refrakcji znajdują się w [12].

3.8 Tłumienie opadowe

Wiatr, temperatura i woda mogą się łączyć na wiele sposobów w atmosferze. Deszcz, kryształki lodu w chmurach, grad i inne formy opadów mogą być przyczyną rozproszenia lub pochłaniania sygnałów radiowych. Inwersja temperatury, spowodowana przez ciepłe masy wnoszące się powyżej zimnych powierzchni mas powietrza mogą spowodować, że drogi sygnału radiowego będą znacznie wydłużone niż ma to miejsce normalnie. Nie ma ustalonych reguł dotyczących pogody i propagacji.

Woda i para wodna występują zawsze w atmosferze w różnych formach. Tłumienie spowodowane przez deszcz silnie zależy od częstotliwości. Wysokie częstotliwości, jak np. mikrofałe są bardziej podatne (wrażliwe) na tłumienie przez wodę znajdującą się w atmosferze niż częstotliwości niższe, jak np. VHF lub HF.

Tłumienie powodowane przez krople deszczu jest większe niż przez inne typy opadów. Kropla deszczu zachowuje się jak słaby dielektryk, który absorbuje moc z fali przez zamianę na ciepło [2].

Mgła składa się z kropelek wody zawieszonych w powietrzu, i może być, dla potrzeb określenia charakterystyk tłumienia, rozważana jako inna forma deszczu. Współczynniki takie jak ilość wody na jednostkę objętości, czyli gęstość i rozmiary kropelek określają poziom tłumienia, które występuje w danych warunkach. Tłumienie powodowane przez mgłę jest małe i na ogół jest pomijane poniżej 2 GHz.

Tłumienie powodowane przez śnieg nie jest na ogół dobrze rozpoznane, ale jest mniejsze niż tłumienie powodowane przez deszcz. Deszcz jest ok. 8 razy gęstszy niż śnieg i w wyniku tego objętość opadów deszczowych mierzona jako wysokość opadu w mm na godzinę jest dużo większa od ilości wody zawartej w opadach śniegu mierzonej dla tych samych parametrów.

Tłumienie spowodowane przez grad zależy od rozmiarów lodu, gęstości i intensywności opadu. Tłumienie przez grad uważa się, że jest mniejsze od wnoszonego przez deszcz.

4 Własności zakresu 20 GHz – 60 GHz

Fale zakresu 20 – 60 GHz to fale milimetrowe, których zasięg jest relatywnie mały. Jest to spowodowane dużym tłumieniem wnoszonym przez wolną przestrzeń, gazy i opady. Analizując charakterystyki tłumienia gazowego można zauważyć, że tłumienie to rośnie z częstotliwością. Ponadto ma swoje maksimum przy około 24 i 60 GHz. W okolicach 60 GHz pasmo absorpcji rozciąga się od 51,4 do 66 GHz [22]. O ile na dużych wysokościach tłumienie gazowe jest pomijalne ze względu na mniejszą gęstość cząsteczek, to w pobliżu Ziemi jest ono już znaczne i wynosi ok. 14 dB/km.

Kolejny wpływ na zmniejszenie zasięgu przy tych częstotliwościach to odbicia od ścian betonowych i od drewna, a także tłumienie wprowadzane przez te elementy. Tłumienie wprowadzane przez roślinność należy uwzględniać przy łączu na falach milimetrowych ze względu na to, że jest znaczące nawet dla cienkich pasów roślinności. Ze wzrostem rozmiarów pasa roślin tłumienie wzrasta, ale nie tak gwałtownie jak dzieje się to przy niższych częstotliwościach fal.

Oczywiste również jest, że wraz ze wzrostem częstotliwości pracy zwiększa się ilość zjawisk fizycznych, które mają istotny wpływ na propagację. Dzieje się, tak, gdyż z częstotliwością zmienia się głębokość wnikania fal oraz dlatego, że rozmiary nawet małych przeszkód stają się znaczące przy tych długościach fali.

Częstotliwościom od 20 do 60 GHz odpowiadają długości fali odpowiednio od 15 do 5 mm. W związku z tym opis propagacji fal jest zbliżony do opisu optyki geometrycznej. Powierzchnie, które są typowo odbijającymi dla niższych częstotliwości, stają się powierzchniami o własnościach rozpraszających. Dzieje się to, dlatego, że nierówności powierzchni mają wymiary zbliżone do długości fali. Jakkolwiek może to być utrudnieniem dla projektowania łącz ruchomych, staje się dość korzystne dla łącz stałych gdyż fala po rozproszeniu może dotrzeć do odbiornika z poziomem mocy niższym od jęgo czułości.

Zjawisko dyfrakcji dla 60 GHz w przypadku mikrokomórki ma znaczenie w odległości około metra od przeszkody, dlatego mikrokomórkę traktuje się często jako obszar propagacji LoS.

Bierze się to z faktu, że w przypadku mikrokomórki mamy do czynienia z zasięgami około 1 km, a dla trasy o długości 1 km maksymalna wartość promienia strefy Fresnela wynosi 1,94 m. Jako że na propagację mają wpływ przeszkody zajmujące powyżej 60% strefy Fresnela straty dyfrakcyjne są do pominięcia. Poniższa tabela przedstawia użyteczne dane uzyskane z pomiarów w budynkach przy częstotliwościach około 60 GHz.

Tab. 3, Współczynniki odbicia i transmisji dla najczęściej spotykanych materiałów

L.p.	Materiał	Wsp. transmisji [%]	Wsp. odbicia [%]
1	aluminium / blacha	poniżej 0,06	powyżej 99
2	drewno	6,13	2
3	ścianka otynkowana	63	3
4	szkło	25	16

Tłumienie sygnału na zewnątrz budynków w warunkach miejskich, zostało zmierzone [5] w momencie, kiedy przeszkoda danego typu przekracza linię LoS i zestawione w tabeli 4.

Istotnym problemem dla pracy na częstotliwości 60 GHz jest działalność ludzka w otoczeniu trasy linii radiowej. W [1] przedstawiono wyniki pomiarów wpływu ciała ludzkiego na rozchodzenie się fal radiowych. Stwarza ono jakościowe problemy dla systemów radiowych z dużą przepływnością. Zasłonięcie bezpośredniej trasy fali radiowej przez osoby powoduje wprowadzenie dodatkowego tłumienia większego niż 20 dB. Oszacowano, że kanał może być nieosiągalny w ok. od 1% do 2% przy obecności od 1 do 5 osób.

Tab. 4, Tłumienie przeszkód przy propagacji na zewnątrz budynków

L.p.	Przeszkoda	Tłumienie [dB]
1	przechodnie	8
2	samochody	10 – 14
3	motocykle	4
4	autobusy	16

5 Modele tłumienia

5.1 Tłumienie wolnej przestrzeni

Pierwszym zakłóceniem, jakie występuje w procesie rozchodzenia się fal radiowych jest zmniejszanie się wartości sygnału radiowego ze wzrostem odległości od źródła promieniowania. Nazywa się to tłumieniem wolnej przestrzeni i wyznacza z zależności:

$$L_B = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{4\pi d \cdot f}{c} \right)^2 \quad (6)$$

gdzie:

d - odległość punktu obserwacji od anteny nadawczej [m],

λ - długość fali sygnału radiowego [m],

f - częstotliwość sygnału radiowego [Hz],

$c = 3 \cdot 10^8$ [m/s].

Tłumienie wolnej przestrzeni między antenami izotropowymi wyrażone w decybelach, dla częstotliwości f w GHz, i odległości d w km wynosi:

$$L_B = 92,44 + 20 \log f + 20 \log d \quad [\text{dB}] \quad (7)$$

Mając wartość tłumienia wolnej przestrzeni dla anten izotropowych można automatycznie wyznaczyć bilans łącza radiowego z użyciem anten kierunkowych.

Robi się to korzystając z poniższej zależności:

$$P_R = P_T + G_T + G_R - L_B \quad (8)$$

gdzie:

P_R – moc odebrana, [dBW],

P_T – moc nadawana [dBW],

G_T – zysk anteny nadawczej [dB],

G_R – zysk anteny odbiorczej [dB],

L_B – tłumienie wolnej przestrzeni [dB].

Bilans jest poprawny wtedy, kiedy moce P_R i P_T podane są w takich samych jednostkach. Zamiast dBW mogą to być dBm, dB μ itp.

5.2 Model tłumienia z wykładnikiem

Model tłumienia z wykładnikiem jest znany jako tzw. prawo n-tej potęgi. Jest on uogólnieniem prawa drugiej potęgi, które obowiązuje dla wolnej przestrzeni i wówczas wykładnik n ma wartość równą 2.

Tłumienie dla modelu z wykładnikiem określa następująca zależność:

$$L(r_a) = -10n \log\left(\frac{r_a}{r_0}\right) \quad [\text{dB}] \quad (9)$$

gdzie:

r_a – odległość od nadajnika

r_0 – odległość, do której mamy wolną przestrzeń bez przeszkód

Wartość wykładnika najczęściej jest wyznaczana na podstawie pomiarów przeprowadzonych w danym środowisku propagacji.

Tab. 5, Przykładowe wartości wykładnika tłumienia

n	Opis środowiska propagacji
4,4	brak bezpośredniej widoczności; zasięg około 15 m.
1,88 – 2	bezpośrednia widoczność; zasięg do 70 m.
1,5 – 2	korytarze budynków, zasięg do 50 m.
0,78 – 2,54	bezpośrednia widoczność
1,75	bezpośrednia widoczność, odległość do 44m., korytarze budynków

5.3 Model tłumienia fal ponad dachami budynków

Przy tym zjawisku należy rozważać dwa przypadki:

- gdy wysokości szczytów dachów budynków są zbliżone wzdłuż trasy i nie różnią się od siebie o więcej niż promień strefy Fresnela
- gdy wysokości te są różne o więcej niż promień strefy Fresnela

Dane wejściowe:

f – częstotliwość [Hz]

d – zasięg [m]

b – odstęp między budynkami [m]

φ - kąt padania fali w stosunku do osi jezdni

h_r – średnia wysokość dachów [m]

h_m – wysokość anteny stacji ruchomej [m]

h_b – wysokość anteny stacji nadawczej [m]

α - kąt rogu budynku

l – długość trasy pokryta budynkami

x_1 – odległość stacji bazowej od skrzyżowania ulic

x_2 – odległość stacji ruchomej od skrzyżowania ulic

w_1 – szerokość ulicy na wysokości stacji bazowej

w_2 – szerokość ulicy na wysokości stacji ruchomej

Zatem pierwszym krokiem obliczania tłumienia przy takiej propagacji jest wyznaczenie promienia strefy Fresnela. Dany jest on wzorem:

$$R_F = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad [\text{m}] \quad (10)$$

gdzie:

λ – długość fali [m]

d_1 – odległość od nadajnika [m]

d_2 – odległość do odbiornika [m]

Następnie wyznacza się parametry poszczególnych budynków.

Określanie parametrów budynków i otoczenia

Jeżeli dach jest płaski, to jego wysokość $h_r = 0$ m.

Jeżeli dach jest pochylony, to przyjmuje się jego wysokość $h_r = 3$ m.

Wysokość budynku, zatem ma postać:

$$h_b = h_f \cdot k_f + h_r \quad (11)$$

gdzie k_f jest liczbą pięter, a h_f średnią wysokością jednej kondygnacji budynku. Standardowo jest to 3 m. Pozostałe parametry środowiska propagacji określa się następująco:

Odstęp między budynkami: $b = 20$ do 50 m.

Szerokość ulicy [m]:

$$w = \frac{1}{2} b \quad (12)$$

Kąt między budynkiem, a osią drogi: $\varphi = 90^\circ$

Następnie można policzyć różnice wysokości dachów dh_r na podstawie uprzednio wyznaczonych parametrów budynków i wziąć ich wartość średnią, a następnie porównać ją z promieniem strefy Fresnela R_F . Na podstawie porównania mamy:

1) *Wysokości dachów różnią się od siebie o więcej niż promień strefy Fresnela*

W tym wypadku należy liczyć tłumienie jak dla przeszkody typu klin. Jest to opisane w stosownym paragrafie tego opracowania.

2) *Wysokości dachów różnią się od siebie o mniej niż promień strefy Fresnela*

Dane wejściowe:

h_b – wysokość anteny stacji bazowej [m]

h_r – średnia wysokość dachów [m]

d – zasięg [m]

f – częstotliwość pracy [Hz]

w – szerokość ulicy [m]

φ - kąt padania fali do osi ulicy [rad]

l – długość trasy otoczona budynkami [m]

W pierwszym etapie należy sprawdzić poniższy warunek i rozróżnić dwa przypadki:

$l > d_s$

Na wstępie wyznacza się wartość pomocniczą Δh_b :

$$\Delta h_b = h_b - h_r \quad (13)$$

Na tej podstawie określa się straty zależne od wysokości umieszczenia anteny stacji bazowej. Jeżeli wysokość anteny stacji bazowej jest mniejsza od średniej wysokości budynków, to straty te są równe 0. Przy okazji wyznacza się pomocnicze współczynniki k_a i k_d .

$h_b > h_r$

$$L_{bsh} = -10 \log(1 + \Delta h_b) \quad [\text{dB}] \quad (14)$$

$k_d = 18$

$k_a = 54$

$h_b \leq h_r$

$L_{bsk} = 0$

$$k_d = 18 - 15 \frac{\Delta h_b}{h_r} \quad (15)$$

do wyznaczenia współczynnika k_a rozpatrujemy warunek:

$d < 500 \text{ m}$.

$$k_a = 54 - 0,8 \Delta h_b \quad (16)$$

$d \geq 500$ m.

$$k_a = 54 - 1,6\Delta h_b \frac{d}{1000} \quad (17)$$

Obliczenia współczynnika pomocniczego k_f :

dla centrum dużego miasta mamy:

$$k_f = 1,5 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) \quad (18)$$

dla mniejszych miast i przedmieścia:

$$k_f = 0,7 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) \quad (19)$$

Obliczenie strat dyfrakcyjnych od rzędów budynków L_{msd} :

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log\left(\frac{d}{1000}\right) + k_f \log(f) - 9 \log(b) \quad [\text{dB}] \quad (20)$$

$l < d_s$

W tym przypadku należy policzyć pomocniczy współczynnik Q_m . Wyznaczamy go dla trzech przypadków:

$h_b = h_r$

$$Q_m = \frac{b}{d} \quad (21)$$

$h_b < h_r$

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (22)$$

$$\rho = \sqrt{(\Delta h_b)^2 + b^2} \quad (23)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{\Delta h_b}{b}\right) \quad (24)$$

$$Q_m = \frac{b}{2\pi d} \sqrt{\frac{\lambda}{\rho}} \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right) \quad (25)$$

$h_b > h_r$

$$Q_m = \left(\frac{\Delta h_b}{d} \sqrt{\frac{b}{\lambda}} \right)^{0,9} \quad (26)$$

Obliczenie strat dyfrakcyjnych od rzędów budynków L_{msd} :

$$L_{msd} = -10 \log(Q_m^2) \quad (27)$$

Tłumienie związane ze sprzężeniami fali propagującej się wzdłuż ulicy, gdzie znajduje się wiele powierzchni odbijających i stacja ruchoma

Na początku wyznacza się współczynnik korekcji dla dyfrakcji na szczytach dachów domów przy ulicach, które nie są prostopadłe do kierunku propagacji fali. Rozpatruje się trzy przedziały kątów:

$$0^\circ \leq \varphi < 35^\circ$$

$$L_{ori} = -10 + 0,354\varphi \quad (28)$$

$$35^\circ \leq \varphi < 55^\circ$$

$$L_{ori} = 2,5 + 0,075(\varphi - 35) \quad (29)$$

$$55^\circ \leq \varphi < 90^\circ$$

$$L_{ori} = 4 - 0,114(\varphi - 55) \quad (30)$$

Mając ten współczynnik można ostatecznie policzyć tłumienie L_{rts}

$$\Delta h_m = h_r - h_m \quad (31)$$

$$L_{rts} = -8,2 - 10 \log(w) + 10 \log(f) + 20 \log(\Delta h_m) + L_{ori} \quad [\text{dB}] \quad (32)$$

Tłumienie wolnej przestrzeni:

$$L_{bf} = 32,4 + 20 \log\left(\frac{d}{1000}\right) + 20 \log(f) \quad (33)$$

Ostatecznie tłumienie przy propagacji nad szczytami dachów wyliczamy rozważając dwa przypadki:

$$L_{rts} + L_{msd} > 0$$

$$L_{NLOS1} = L_{rts} + L_{msd} + L_{bf} \quad (34)$$

$$L_{rts} + L_{msd} \leq 0$$

$$L_{NLOS1} = L_{bf} \quad (35)$$

Powyższy model ma jednak szereg ograniczeń w swoim zastosowaniu:

- wysokość anten stacji bazowej 4 – 50 m
- wysokość anten stacji ruchomej 1 – 3 m
- częstotliwość pracy 800 – 2000 MHz
- zasięg 20 – 5000 m

5.4 Tłumienie dyfrakcyjne

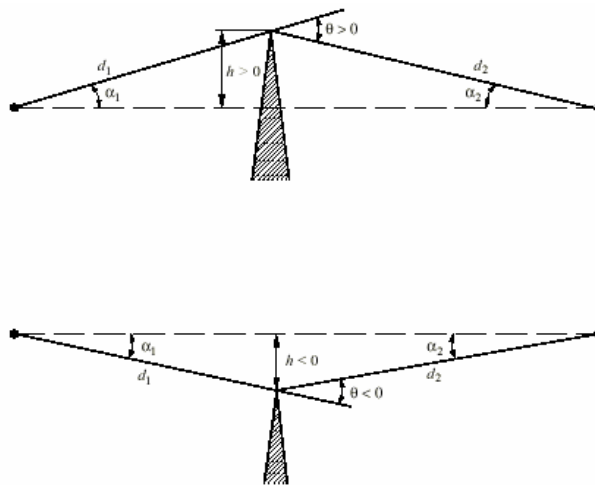
Dyfrakcja jest zjawiskiem, które dotyczy uginania się fal na przeszkodzie. Zgodnie z zasadą Huygensa każdy punkt czoła fali zachowuje się jak źródło fal, które poruszają się z tą samą szybkością jak fala pierwotna.

Rozpatrując zjawisko dyfrakcji najczęściej rozpatrujemy dwa rodzaje przeszkód:

- klin
- walec

Rodzaj przeszkody dobieramy do właściwości obiektu naturalnego znajdującego się w torze propagacji. Najczęściej opisujemy w ten sposób wysokie drzewo, słup czy na przykład budynek znacznie wyższy od reszty zabudowań w otoczeniu.

5.4.1 Dyfrakcja na klinie



Rysunek 3, Parametry klinu do wyznaczania strat

Dla sytuacji zdefiniowanej na powyższym rysunku obliczanie tłumienia dyfrakcyjnego polega na wyznaczeniu wartości parametru Fresnela-Kirchoffa i zastosowania odpowiedniej formuły podanej poniżej:

parametr Fresnela – Kirchoffa :

$$\nu = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad \text{lub} \quad \nu = \theta \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)^{-1}} \quad \text{lub}$$

$$\nu = \sqrt{\frac{2d}{\lambda}} \alpha_1 \alpha_2 \quad (36 - 38)$$

gdzie:

$$\text{sgn}[\nu] = \text{sgn}[\alpha_1] = \text{sgn}[\alpha_2]$$

h – wysokość przeszkody [m]

d_1 – długość odcinka od nadajnika do szczytu przeszkody

d_2 - długość odcinka od odbiornika do szczytu przeszkody

d – długość trasy

θ – kąt dyfrakcji [rad]

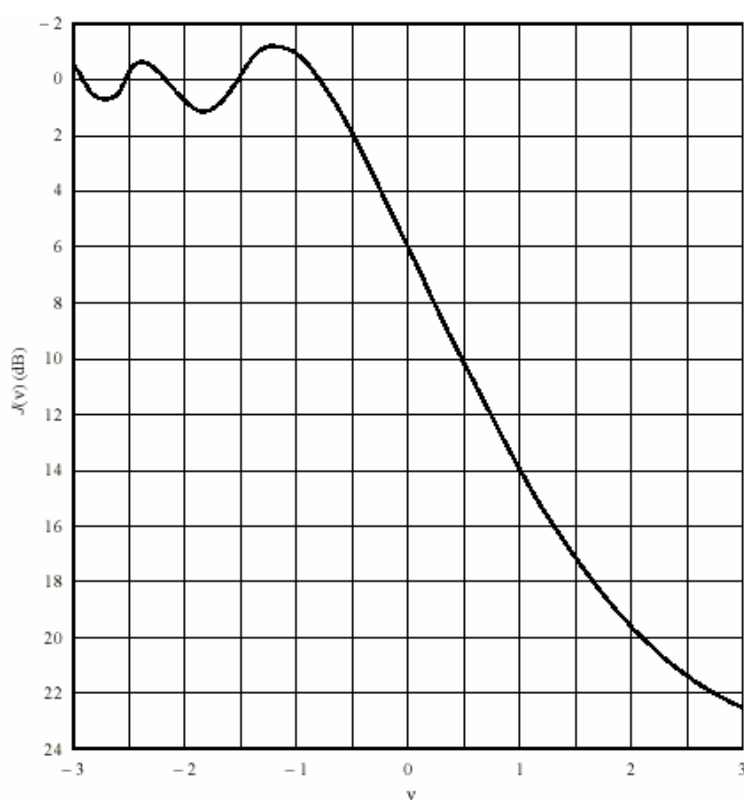
α_1 – kąt linii od nadajnika do szczytu przeszkody wzięty do poziomu

α_2 - kąt linii od odbiornika do szczytu przeszkody wzięty do poziomu

Wartość tłumienia można, zatem oszacować korzystając z zależności:

$$J(v) = 6,9 + 20 \log \left(\sqrt{(v - 0,1)^2 + 1} + v - 0,1 \right) \quad [\text{dB}] \quad (39)$$

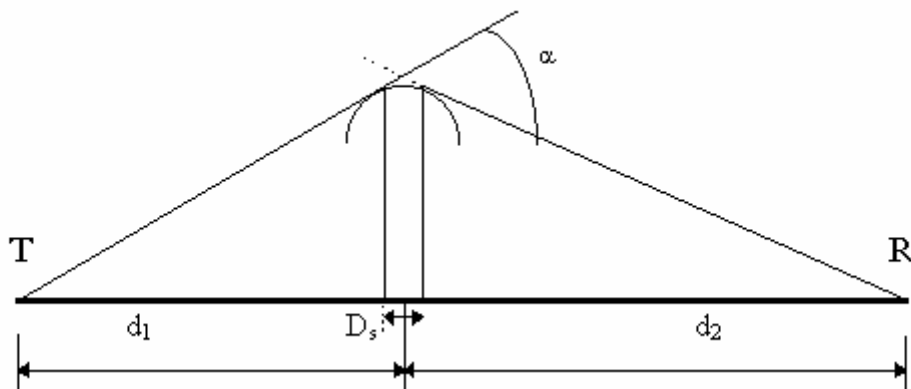
Przebieg aproksymowanej w ten sposób funkcji wygląda następująco:



Rysunek 4, Zależność tłumienia na klinie od parametru Fresnela-Kirchhoffa

5.4.2 Dyfrakcja na walcu

Jeżeli przeszkody nie można określić jako klin, stosuje się model cylindra. Jest on przedstawiony na poniższym rysunku:



Rysunek 5, Parametry cylindra do wyznaczania strat dyfrakcyjnych

Tłumienie w takiej sytuacji można wyznaczyć tak, że do tłumienia, które wprowadziłby klin dodaje się poprawkę:

$$L_d = 11,7 \sqrt{\frac{\pi r}{\lambda}} \alpha \quad [\text{dB}] \quad (40)$$

gdzie:

r - promień cylindra dany wzorem:

$$r = \frac{2D_s d_1 d_2}{\alpha(d_1^2 + d_2^2)} \quad (41)$$

5.5 Tłumienie w gazach i parze wodnej

Tłumienie gazowe na trasie o długości r_0 jest określone zależnością:

$$A = \gamma r_0 = (\gamma_o + \gamma_w) r_0, \quad [\text{dB}] \quad (42)$$

gdzie:

γ , γ_o , γ_w - tłumienia jednostkowe odpowiednio atmosfery, tlenu, pary wodnej odczytywane z krzywych [dB/km]

r_0 - długość trasy [km]

Krzywe opadowe znajdują się na przykład w zaleceniu ITU-R P.676.

5.6 Tłumienie przez deszcz

Tłumienie jednostkowe dla deszczu wyznacza się następująco:

$$\gamma_R = kR\alpha, \quad [\text{dB/km}] \quad (43)$$

gdzie:

k, α – współczynniki regresji podane w ITU-R P.838-2

R – intensywność opadu.

Dla mgły tłumienie jednostkowe określa się według:

$$\gamma_c = K_1 * M, \text{ [dB/km]} \quad (44)$$

gdzie:

K_1 – współczynnik tłumienia, [(dB/km)/(g/m³)]

M – zawartość wody w postaci pynu, [g/m³].

Typowa zawartość wody dla przeciętnej mgły, o widzialności w niej rzędu 300m, wynosi ok. 0,05 g/m³ i 0,5 g/m³ dla mgły z widzialnością ok. 50 m.

Istotną sprawą przy obliczaniu tłumienia deszczowego na trasach o krótkim zasięgu w środowiskach miejskich jest przyjęcie, że opady trwają na całej długości trasy, co nie zawsze zdarza się przy obliczaniu tłumienia opadowego w przypadku łącz horyzontalnych.

6 Inne zjawiska występujące na odcinku nadajnik – odbiornik

6.1 Przyczyny, skutki i sposób określenia wpływu wielodrogowości

Wielodrogowość przy propagacji fal radiowych to zjawisko dość powszechne. Polega to na tym, że fala nadawana dociera do odbiornika z różnych kierunków. Dzieje się tak głównie wskutek dyfrakcji i odbić od przeszkód znajdujących się w otoczeniu trasy łącza radiowego.

Skutkiem wielodrogowości jest to, że nadana w jednym momencie sygnał radiowy może docierać do odbiornika wielokrotnie z różnymi opóźnieniami czasowymi. Fale odbite od różnych przeszkód mają różne przesunięcia fazowe. Odbiornik może nieprawidłowo odebrać nadaną w ten sposób informację.

Negatywne skutki wielodrogowości można zmniejszać stosując specjalne protokoły transmisji zależne od rodzaju przeszkód.

6.2 Wpływ roślinności

Wpływ roślinności dla częstotliwości 20 – 60 GHz w mieście należy rozpatrywać w zasadzie jako wpływ pojedynczych drzew. Jest to związane z faktem, że w warunkach silnie zurbanizowanych nie występują szerokie pasy roślinności, jak na przykład na terenie otwartym poza miastem. Ogólnie wpływ roślinności możemy podzielić na dyfrakcyjny i rozproszeniowy. Składnik dyfrakcyjny można oszacować traktując drzewa jako przeszkody typu klin. Rozproszenie zaś można policzyć zgodnie z [6]- §3.2.

Wartości podstawowych parametrów [21] dla typowej roślinności przedstawia poniższa tabela:

Tab. 6, Wykaz parametrów dla typowej roślinności

	kasztan	klon srebrzysty		płatan klonolistny		lipa		klon	
	liść	liść	poza liściem	liść	poza liściem	liść	poza liściem	liść	poza liściem
LAI		1,691		1,93		1,475		1,631	0,483
rozmiar liścia	0,3	0,15		0,25		0,1		0,15	
f [GHz]	ψ								
1,3	0,9	0,95	0,9	0,95	0,9	0,9	0,95		0,95
2	0,75		0,95	0,95			0,95		0,95
2,2			0,95	0,5					
11	0,85	0,9		0,7	0,95	0,95	0,95		0,95
37				0,95					
61,5		0,8		0,25				0,9	

ψ – współczynnik rozpraszania

LAI – współczynnik powierzchni liścia

$$\psi = \frac{\text{moc}_{\text{rozpraszana_do_przodu}}}{\text{moc}_{\text{rozpraszana_izotropowo}}} \quad (45)$$

Tłumienie fali przez drzewa nie pokryte liśćmi typowo wynosi od 2 do 4 dB, a tłumienie fali przez drzewa pokryte liśćmi wynosi typowo od 10 do 22 dB.

7 Wybór modelu prognostycznego

Metody planowania systemów łączności radiowej o krótkich zasięgach w zakresie częstotliwości 20 – 60 GHz korzystają z doświadczeń przy opracowywaniu metod dla zakresów niższych częstotliwości. Zalecenie ITU-R [8] proponuje prognostyczne metody w zakresie od 300 MHz do 100 GHz. Dla interesującego nas zakresu proponowany jest statystyczny model z wykładnikiem o wartości 2,2 [20] uzupełniony o tłumienie gazowe i opadowe.

Tłumienia w parze wodnej i w powietrzu przedstawia zalecenie ITU-R [11], natomiast tłumienie powodowane przez deszcze opisuje zalecenie [14]. W zakresie częstotliwości 20 – 60 GHz ważną rolę odgrywa refrakcja atmosferyczna przedstawiona w zaleceniach [13] i [15]. Wszelkie zjawiska fizyczne oraz metody szacowania zależnego od nich tłumienia opisuje zalecenie [10]. Wszystkie te materiały zostaną wykorzystane w opisie algorytmu.

W celach prognostycznych do oszacowania tłumienia wykorzystywane są różne modele oparte o oszacowanie rozproszenia w otoczeniu jednej ze stacji łącza radiowego. Wykorzystuje się w tym celu otoczenie kołowe GBSBM, (*Geometrical Based Single Bounce Macrocell Channel Model*), eliptyczne GBSBEM, (*Geometrical Based Single Bounce Macrocell Channel Elliptical Model*), wycinek pierścienia USD (*Uniform Sectored Distribution*) [4].

W związku z proponowanym przez ITU-R modelem z wykładnikiem istnieje potrzeba oszacowania wartości wykładnika w określonym środowisku. Spośród przestudiowanych metod prognozowania tłumienia, łącznie z wymienionymi wyżej, wybrany został model Ramakrishna Janaswamy [16]. Model ten pozwala określić wartość wykładnika tłumienia dowolnego otoczenia jednej ze stacji łącza radiowego. Wykorzystuje przy tym model USD.

8 Algorytm komputerowego wyznaczania tłumienia

Jest to algorytm oparty na statystycznym modelu Ramakrishna Janaswamy szacującym wartość wykładnika tłumienia na podstawie ilości i rozkładu przeszkód na trasie.

8.1 Dane wejściowe dla algorytmu

Obliczenie tłumienia wymaga od użytkownika wprowadzenia następujących danych wejściowych:

- plan rozmieszczenia budynków w płaszczyźnie poziomej
- współrzędne i wysokości anten na planie zabudowy

Dodatkowo użytkownik powinien podać:

f [Hz] – częstotliwość pracy łącza

8.2 Budowa mapy zabudowy

Użytkownik powinien na początku ustalić mapę terenu przyporządkowując punktom o współrzędnych (x, y) odpowiednią wysokość. Każdy punkt odpowiada w rzeczywistości kwadratowi o boku długości 1 metra. Jeśli dla danego (x, y) nie ma żadnej przeszkody, wartość tego punktu jest równa 0. Jeśli jest przeszkoda, należy wstawić wartość równą wysokości tej przeszkody.

8.3 Algorytm obliczania tłumienia w oparciu o model Ramakrishna Janaswamy

Niniejszy model pozwala na oszacowanie wartości wykładnika α występującego w zależności (46) określającej tłumienie trasy.

$$L(r_a) = -10\alpha \log\left(\frac{r_a}{r_0}\right) \quad [\text{dB}] \quad (46)$$

gdzie:

r_a [m] – odległość między nadajnikiem i odbiornikiem,

r_0 [m] – promień strefy wolnej od przeszkód terenowych (propagacja LOS)

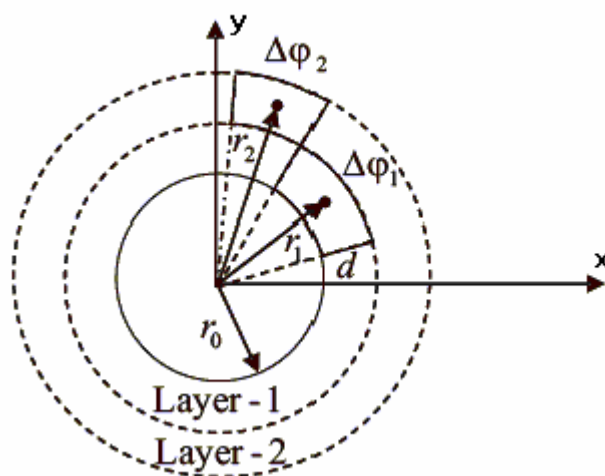
α – wykładnik tłumienia

Jest on słuszny przy założeniu, że wszelkie powierzchnie nieodbijające mają rozkład normalny. Ponadto pomija on efekt dyfrakcji. Należy go rozpatrywać oddzielnie. Jednak przy propagacji na częstotliwościach bardzo wysokich, rzędu 60 GHz, zjawisko to może zostać pominięte.

W literaturze np. [16] często spotyka się stabilizowane wartości wykładnika tłumienia zmierzone dla różnych warunków propagacji. Przykładowe z nich zawarte są w tabeli 5.

Model Ramakrishna Janaswamy [16] opiera się na badaniu obszaru między nadajnikiem i odbiornikiem pod względem rozmieszczenia przeszkód. Zakłada on, że znane jest średnie tłumienie wprowadzanie przez pojedynczą przeszkodę na trasie i na podstawie wartości tego tłumienia, ilości przeszkód oraz ich rozmieszczenia daje pewną estymatę wykładnika tłumienia.

Stosując ten model zakłada się, że obszar między dwiema antenami dzieli się na pierścienie, z których każdy poza pierwszym ma stałą szerokość określoną w modelu jako d . Pierwszy pierścień jest kołem o promieniu r_0 , którego wartość jest zależna od położenia pierwszej przeszkody, bo wyraża on strefę czystą – tłumienie wprowadza jedynie wolna przestrzeń. W szczególnym przypadku zamiast pierścieni, można analizować wycinki pierścieni o szerokości kątowej ϕ . Szerokość tą nazywamy dalej kątem badania rozchodzenia się fal radiowych. Powyższą sytuację ilustruje rys. 6.



Rysunek 6, Plan obszaru w otoczeniu nadajnika

Do obliczeń używa się następujących wielkości:

r_0 [m] – promień strefy czystej – bez przeszkód

r_a [m] – odległość między antenami

d [m] – rozmiar pierścienia

μ_L [dB] – średnia wartość tłumienia pojedynczej przeszkody

N_c – liczba plasterów w rozpatrywanym rejonie

N_o – liczba całkowita przeszkód w rozpatrywanym rejonie

P_0 – gęstość przeszkód

Wartości $r_k = \{r_1, r_2, r_3 \dots\}$ to odległości od nadajnika do środków kolejnych pierścieni. Poniżej znajduje się propozycja wykorzystania tego modelu do obliczeń komputerowych.

Dane wejściowe:

(x_a, y_a) – współrzędne pierwszej anteny

(x_b, y_b) – współrzędne drugiej anteny

ϕ [rad] – kąt badania obszaru rozchodzenia się fal

d [m] – rozmiar pierścienia

plan zabudowy

8.4 Obliczenie odległości między antenami

Najprościej zrobić to z wzoru (47) na odległość między dwoma punktami o znanych współrzędnych:

$$r_a(A, B) = \sqrt{(x_a - x_b)^2 + (y_a - y_b)^2} \quad (47)$$

8.5 Obliczenie liczby przeszkód

Procedura obliczania liczby przeszkód opiera się na przedstawieniu parametrycznym okręgu (współrzędne biegunowe). Określa ją układ równań (48).

$$\begin{aligned} x &= r \cos \varphi \\ y &= r \sin \varphi \end{aligned} \quad (48)$$

gdzie:

r – promień okręgu

φ - kąt

Układ jest prawdziwy, gdy okrąg ma środek w punkcie (0,0).

Działanie procedury jest takie, że użytkownik musi podać jedynie zakres kątowny Φ , w jakim ma być badana mapa. Jeśli nie poda, program powinien przyjąć jakąś wartość domyślną, na przykład 360 stopni. Szczegóły przedstawia schemat blokowy dany na rys. 7.

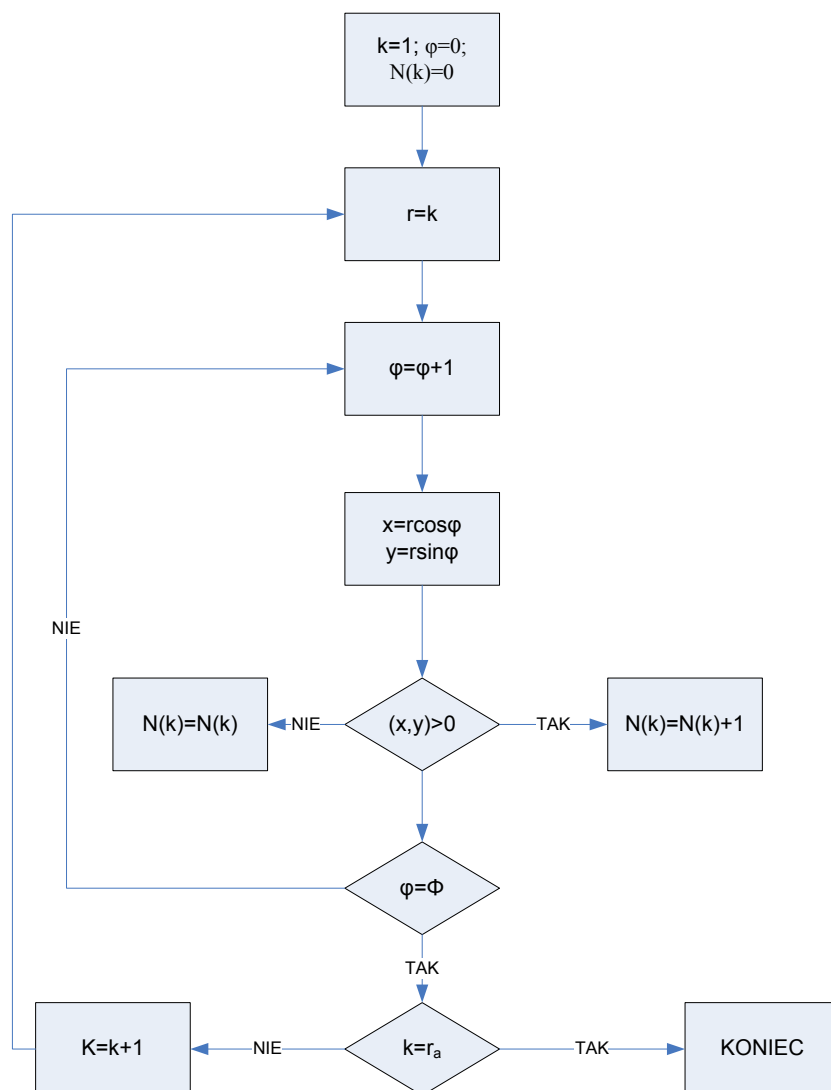
Zmienne stosowane w programie to:

k – zmienna indeksowa

φ - chwilowa wartość kąta

r – chwilowa wartość promienia okręgu

$N(k)$ – ilość przeszkód w odległości k metrów od nadajnika



Rysunek 7, Algorytm procedury obliczania liczby przeszkód

Na początku program ma zerowe wartości wszystkich zmiennych, poza indeksem $k=1$. Przypisuje wartość liczby indeksowej do promienia i taką wartość promienia wstawia do równania okręgu. Wartość chwilowa kąta φ jest zmieniana od 0 do 359 stopni i dla każdej z nich wyznacza się wartości (x,y) . Dla obliczonych współrzędnych (x,y) pobierana jest wartość wysokości z planu rozmieszczenia budynków.

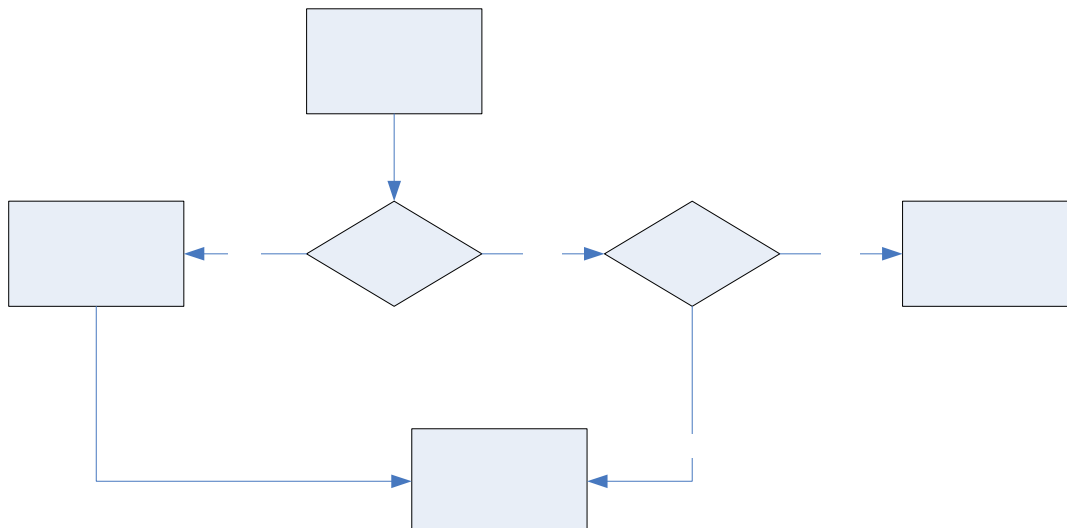
Jeśli jest równa 0 to wartość $N(k)$ zostaje niezmienną. Jeśli jest różna od 0, to $N(k)$ jest zwiększana o 1, czyli liczba przeszkód oddalonych od nadajnika o k metrów wzrasta o 1.

Następnie dokonywane jest sprawdzenie, czy wartość chwilowa kąta φ jest równa Φ . Jeśli tak, to wartość indeksu k jest zwiększana o 1 i program wykonywany jest od początku. Jeśli nie, to wartość k zostaje niezmienną, a wartość chwilowa kąta wzrasta o 1 stopień i program wykonuje się od początku.

Jeśli wartość chwilowa kąta φ jest równa Φ to wtedy dokonywane jest sprawdzenie, czy wartość k nie jest równa odległości między antenami. Jeśli nie, to zwiększany jest indeks k o 1 i program wykonuje się dalej, jeśli nie, to program kończy działanie i zwraca tablicę $N(k)$ – ilość przeszkód.

8.6 Obliczenie promienia strefy wolnej od przeszkód

Obliczenie promienia strefy wolnej od przeszkód r_0 polega na znalezieniu takiej wartości odległości od nadajnika r_k , dla której $N(r_k)=0$ i $N(r_{k+1})\neq 0$. Wykonuje to procedura pokazana na rys. 8.



Rysunek 8, Algorytm procedury obliczającej promień strefy wolnej od przeszkód

r – tymczasowa wartość promienia strefy wolnej od przeszkód

$N(r)$ – ilość przeszkód w odległości r metrów od nadajnika

$N(r+1)$ – ilość przeszkód w odległości $(r+1)$ metrów od nadajnika

Na początku tymczasowa wartość promienia r_0 , czyli r ma wartość równą 1 m. Program sprawdza ilość przeszkód oddaloną o r metrów od nadajnika. Jeśli jest różna od zera, to program kończy działanie i zwraca promień strefy wolnej od przeszkód równy 0. Jeśli ilość przeszkód jest równa 0, to program w następnym kroku sprawdza, czy 1 metr dalej liczba przeszkód również jest równa zero. Jeśli tak jest, to wartość r jest zwiększana o 1 metr i program działa od początku. Jeśli natomiast w odległości r nie ma przeszkód, a w odległości $(r+1)$ przeszkody istnieją, czyli $N(r+1) \neq 0$, to program kończy działanie zwracając promień strefy wolnej od przeszkód równy r .

8.7 Obliczenie całkowitej liczby przeszkód

Całkowitą liczbę przeszkód N_o obliczamy sumując wartości $N(k)$ dla każdego k . Pokazuje to wzór (49).

$$N_o = \sum_{k=1}^{r_1} N(k) \quad (49)$$

r=0

NIE

8.8 Obliczenie współczynników pomocniczych

Do wyznaczenia wykładnika tłumienia potrzebne są współczynniki pomocnicze. Można je uzyskać korzystając z zależności (50) i (51).

$$N_a = \frac{r_a - r_0}{d} \quad (50)$$

$$n_0 = \frac{r_0}{d} \quad (51)$$

8.9 Obliczenie całkowitej liczby pierścieni

Aby wyznaczyć całkowitą liczbę pierścieni wygodnie posłużyć się wzorem (52) na pole takiego pierścienia (ściśle – pole wycinka pierścienia kołowego). Dla danych z rysunku 6 wzór ten wygląda następująco:

$$Sn = \frac{1}{2} \Phi [(r_0 + nd)^2 - r_0^2] = \frac{1}{2} \Phi [r_0^2 + 2nd + (nd)^2 - r_0^2] = \Phi nd \left[1 + \frac{nd}{2} \right] \quad (52)$$

Jest to wzór na pole pierścienia o szerokości Φ i promieniu równym nd . Jest to postać wygodna z punktu widzenia zadania, bo d to rozmiar pojedynczego pierścienia w rozważanym modelu, a n to liczba naturalna. Dla jednego pojedynczego pierścienia w zadaniu pole ma postać daną wzorami (53) i (54).

$$S_1 = \Phi d \left[1 + \frac{d}{2} \right] \quad (53)$$

$$S_1 = \Delta \varphi_k d \cdot r_k \quad (54)$$

Na tej podstawie szerokość kątową pierścienia w k -tej warstwie wyznaczamy z wzoru (55):

$$\Delta \varphi_k = \frac{\Phi \left(1 + \frac{d}{2} \right)}{r_k} \quad (55)$$

Następnie należy rozważyć zbiór promieni środkowych wyznaczających poszczególne pierścienie. Jest to zbiór $r_k = \{r_1, r_2, \dots, r_{N_A}\}$, gdzie $\dim(r_k) = N_A$. Można, więc wyznaczyć liczbę pierścieni dla warstw wyznaczanych przez każdy element zbioru r_k . Posłuży to ostatecznie do wyznaczenia całkowitej liczby pierścieni w całym rozważanym rejonie. Liczba pierścieni utworzonych dla k -tego promienia środkowego jest dana wzorem (56):

$$L_k = \max \left(1; \frac{\Phi}{\Delta \varphi_k} \right) \quad (56)$$

Wzięcie maksimum rozstrzyga sprawę, gdy istnieje tylko jeden pierścień o większej szerokości kątowej niż szerokość obszaru obserwacji zadana przez użytkownika. Ostatecznie liczba pierścieni N_c wyraża się wzorem (57):

$$N_c = \sum_{i=1}^{N_A} L_i \quad (57)$$

8.10 Obliczenie liczby gęstości przeszkód

Mając uprzednio policzone wartości N_o i N_c można wyznaczyć gęstość przeszkód w rejonie. Robi się to korzystając z wzoru (58).

$$P_o = \frac{N_o}{N_c} \quad (58)$$

gdzie:

N_o – całkowita liczba przeszkód w rejonie

N_c – całkowita liczba pierścieni w rejonie

8.11 Obliczenie wartości wykładnika tłumienia

Wykładnik tłumienia α dany wzorem (59) zawiera w sobie zarówno tłumienie wolnej przestrzeni, jak i tłumienie wynikające z rozkładu przeszkód w rejonie. Jak zaznaczono na początku tego opracowania, nie uwzględnia on strat związanych z dyfrakcją na przeszkodach znajdujących się na trasie.

$$\alpha = 2 + \frac{\mu_L P_o}{10} \cdot \frac{\sum_{n_a=1}^{N_a} (n_a - n_0) \log(n_a)}{\sum_{n_a=1}^{N_a} [\log(n_a)]^2} \quad (59)$$

Wzór (59) składa się z wykładnika wolnej przestrzeni równego 2 oraz wykładnika tłumienia przeszkód w rozpatrywanym rejonie.

8.12 Obliczenie wartości tłumienia trasy

Tłumienie trasy o długości r_a według rozważanego modelu określa następująca zależność:

$$L(r_a) = -10\alpha \log\left(\frac{r_a}{r_0}\right) \quad [dB] \quad (60)$$

gdzie:

r_a [m] – odległość między nadajnikiem i odbiornikiem,

r_0 [m] – promień strefy wolnej od przeszkód terenowych (propagacja LOS)

α – wykładnik tłumienia

8.13 Alternatywny sposób wyznaczania tłumienia trasy

Posługując się modelem opisanym w poprzednim paragrafie można wyznaczyć moc odebraną w odbiorniku za pomocą innej zależności. Wymaga to dodatkowo podania częstotliwości pracy łącza f [Hz] i odchylenia standardowego tłumienia wprowadzanego przez jedną przeszkodę σ_L [dB]. Długość fali o częstotliwości f będzie się wyrażać wzorem (61):

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad [\text{m}] \quad (61)$$

gdzie c to prędkość fali elektromagnetycznej w próżni. W kolejnym kroku określa się średnią wartość tłumienia L_{ex} . Wyznacza to wzór (62):

$$L_{ex} = \mu_L P_0 N_A \quad (62)$$

Moc odebrana w odbiorniku będzie dana wzorem (63):

$$P_{ODB} = 20 \log \frac{4\pi r_A}{\lambda} + L_{ex} + \sigma_L \quad [\text{dB}] \quad (63)$$

9 Profile dla wyznaczania dyfrakcji

W celu próby wyznaczenia tłumienia fal radiowych w danym środowisku należy mieć informacje o jego cechach charakterystycznych. Dla programu komputerowego najbardziej ważne są profile terenu wzdłuż trasy. Profile powinny zaczynać się w miejscu położenia nadajnika, a kończyć w miejscu położenia odbiornika i zawierać w sobie charakterystykę terenu w obszarze o rozmiarze nie mniejszym, niż 2 promienie H strefy Fresnela.

Do obliczeń niezbędny jest rzut z góry (profil poziomy) i profil pionowy. Profil pionowy powinien być utworzony pod kątem, którego wartość wynika z wysokości anten.

9.1 Profil poziomy

Użytkownik powinien wprowadzić odległości punktów charakterystycznych budynków od linii bezpośredniej widzialności wraz z ich odległościami od punktu nadawczego. Punkty charakterystyczne dla budynków w przypadku dyfrakcji to ich rogi. Program wtedy ustaliłby krok analizy profilu automatycznie tak, by wszystkie punkty charakterystyczne zostały wzięte pod uwagę.

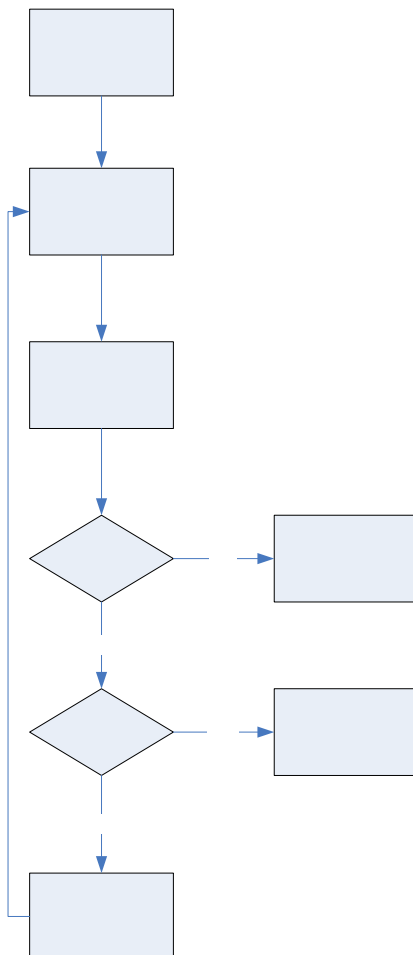
Wprowadzanie danych należałoby podzielić dla części powyżej i poniżej linii bezpośredniej widzialności. Pozwoli to rozwiązać również przypadki, dla których rogi budynków znajdują się po obu stronach tej linii. W ten sposób dla profilu poziomego powstałaby następująca tabela:

Tab. 7, Sposób wprowadzania danych o profilu poziomym trasy

	L.p.	1	2	3	4	5
nad LOS	od nadajnika					
	od prostej LoS					
pod LOS	od nadajnika					
	od prostej LoS					

9.2 Obliczenie kroku analizy

Krok analizy można ustalić na podstawie tablicy zadanej przez użytkownika. Robi się to na podstawie następującego algorytmu:



Rysunek 9, Algorytm obliczania kroku analizy

i – numer indeksu $i = 1 \dots N$

N – ilość punktów zadanych przez użytkownika

dx – obliczana wartość kroku analizy

tmp – zmienna pomocnicza

Na początku procedura rusza ze wszystkimi zmiennymi o wartościach równych zero. Następnie pobierana jest wartość odległości od nadajnika dla punktu o indeksie i , czyli $x[i]$. W kolejnym kroku program wyznacza różnicę odległości z kroku i -tego i poprzedniego.

Jeśli jest ona mniejsza od kroku analizy ustalonego dotychczas, to wartość kroku zmieniamy na wyliczoną różnicę.

Następnie zwiększamy indeks o 1. Jeśli indeks jest równy liczbie punktów zadanych użytkownikowi, to program kończy pracę zwracając wartość kroku analizy dx . Jeżeli indeks nie jest równy ilości punktów, to program zaczyna obliczenia od początku.

9.3 Profil pionowy

Profil pionowy to dla programu zbiór wysokości przeszkód nad poziom terenu wraz z ich odległościami od nadajnika. Na tej podstawie program może oszacować zajętość strefy Fresnela i wyznaczyć straty. Użytkownik podaje niezbędne parametry w postaci następującej tabeli:

Tab. 8, Sposób wprowadzania danych o profilu pionowym trasy

	1	2	3	4	5
odległość					
wysokość					

Aby ustalić minimalny krok analizy profilu można zastosować procedurę opisaną dla przypadku profili poziomych.

10 Obliczanie strat dyfrakcyjnych

Niniejsze opracowanie przedstawia propozycję metody komputerowego szacowania strat dyfrakcyjnych na trasie o zadanym profilu.

Dane wejściowe:

profil terenu

częstotliwość pracy f [Hz]

wysokości anten h_A i h_B [m]

krok dla profilu terenu dx [m]

położenie anten x_A i x_B [m]

10.1 Profil terenu

W celu umożliwienia obliczeń użytkownik powinien zadać profil terenu. Profil ten to ciąg wysokości odpowiadającym punktom oddalonym od nadajnika o równy krok dx . Program będzie numerował kolejne punkty profilu liczbami całkowitymi $k= 1, 2, 3, \dots$ a dla ustalenia właściwej odległości w jednostkach metrycznych niezbędna jest znajomość wartości dx .

Wygodnie będzie utworzyć tablicę $h[x]$, która przechowywałaby wartości wysokości obiektów nad poziom terenu niezależnie od typu tego obiektu (słup, budynek, itp.).

10.2 Wysokość punktu oddalonego o x od nadajnika na prostej LoS

Dane:

x_A – położenie nadajnika [m] najlepiej przyjąć $x_A = 0$

h_A – wysokość anteny nadawczej [m]

x_B – położenie odbiornika [m]

h_B – wysokość anteny odbiorczej [m]

x – chwilowe położenie [m]

y – chwilowa wysokość punktu x nad poziom terenu na prostej LoS [m]

Korzystając z równania prostej przechodzącej przez dwa punkty o znanych współrzędnych dostajemy:

$$y = (x - x_A) \frac{(h_B - h_A)}{(x_B - x_A)} + y_A \quad (64)$$

10.3 Wyznaczenie konieczności uwzględniania punktu w wyznaczaniu tłumienia

Dane:

f - częstotliwość pracy [Hz]

W pierwszym kroku wyznaczana jest długość trasy. Jeżeli antena nadawcza znajduje się w punkcie $x_A = 0$ to długość trasy jest równa:

$$d = x_B \quad (65)$$

Jeśli antena nadawcza znajduje się w punkcie $x_A \neq 0$, to długość trasy jest równa:

$$d = x_B - x_A \quad (66)$$

Następnie wyznacza się promień strefy Fresnela R_F :

$$R_F(x) = \sqrt{\lambda \frac{x(d-x)}{d}} \quad (67)$$

Aby sprawdzić czy dany punkt powinien być uwzględniony w obliczeniach oblicza się pomocniczy parametr h_F . Robi się to w następujący sposób:

$$h_F(x) = y(x) - 0,6R(x) \quad (68)$$

Jeżeli spełniony jest warunek, że $h > h_F(x)$ to punkt x powinien zostać uwzględniony w obliczeniach. Należy, zatem utworzyć tablicę $\text{licz}[x]$, w której dla każdego x branego pod uwagę w obliczeniach $\text{licz}[x] = 1$. W przeciwnym wypadku $\text{licz}[x] = 0$.

10.4 Tłumienie od przeszkody typu klin

Najczęściej oblicza się tłumienie dyfrakcyjne przeszkody typu klin. Jest to model podstawowy przydatny dla dalszych obliczeń. Pierwszym krokiem do wyznaczenia tłumienia takiej przeszkody jest określenie wartości parametru Fresnela-Kirchhoffa:

$$v = \sqrt{\frac{2d}{\lambda}} \cdot \alpha_1 \alpha_2 \quad (69)$$

$$\alpha_1 = \arctg\left(\frac{h}{x}\right) \quad (70)$$

$$\alpha_2 = \arctg\left(\frac{h}{d-x}\right) \quad (71)$$

α_1 – kąt między nadajnikiem i szczytem przeszkody

α_2 – kąt między odbiornikiem i szczytem przeszkody

h – wysokość przeszkody; jeśli przeszkoda jest poniżej linii LoS, to $h < 0$

d – długość trasy [m]

λ – długość fali [m]

Znak kątów jest zgodny ze znakiem wysokości h .

Straty na klinie określa się wzorem zależnym od całek Fresnela:

$$J(v) = -20 \log \left(\frac{\sqrt{[1 - C(v) - S(v)]^2 + [C(v) - S(v)]^2}}{2} \right) \quad (72)$$

Całki Fresnela dane są zależnościami:

$$C(v) = \int_0^v \cos\left(\frac{\pi s^2}{2}\right) ds \quad (73)$$

$$S(v) = \int_0^v \sin\left(\frac{\pi s^2}{2}\right) ds \quad (74)$$

Nie są one dane funkcjami elementarnymi i ich wartości można znaleźć metodami numerycznymi. Robi się to dla wartości v dodatnich. Jeżeli $0 < v < 1.5$ to całki Fresnela obliczamy rozwijając funkcję podcałkową w szereg potęgowy i całkując go wyraz po wyrazie.

Otrzymamy odpowiednio:

$$S(v) = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{2n-1} \left(\frac{\pi}{2}\right)^{2n-1} \frac{v^{4n-1}}{(4n-1)(2n-1)!} \quad (75)$$

$$C(v) = v + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{2n-1} \left(\frac{\pi}{2}\right)^{2n} \frac{v^{4n+1}}{(4n+1)(2n)!} \quad (76)$$

dla dużych v mamy:

$$C(v) \cong \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi v} \sin\left(\frac{\pi}{2} x^2\right) \quad (77)$$

$$S(v) \cong \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi v} \cos\left(\frac{\pi}{2} x^2\right) \quad (78)$$

Dla v ujemnych mamy:

$$\begin{aligned} C(-v) &= -C(v) \\ S(-v) &= -S(v) \end{aligned} \quad (79)$$

Jeżeli wartość parametru v jest większa niż $-0,78$ można posłużyć się wyrażeniem aproksymującym funkcję tłumienia w postaci:

$$J(v) = 6,9 + 20 \log\left(\sqrt{(v-0,1)^2 + 1} - 0,1 + v\right) \quad (80)$$

11 Zakończenie

Opisany w tym opracowaniu algorytm jest dobrym uzupełnieniem metody prognostycznej, którą zaleca ITU-R w [8]. Pozwala on dostosowywać tę metodę do dowolnego otoczenia stacji z możliwością rozszerzenia do otoczenia części trasy łącza. Jego zaletą jest stosunkowa prostota implementacji oraz to, że w przyszłości można będzie nim obliczać tłumienie zarówno łącz PTP jak i PTMP. Jest tak ze względu na strukturę opartą na okręgu wokół jednej z anten łącza radiowego. Nie uwzględnia on jednak dyfrakcji.

To opracowanie zawiera procedurę wyznaczania strat dyfrakcyjnych na podstawowych typach przeszkód, by w razie potrzeby można było rozszerzyć algorytm.

Otrzymanie wartości tłumienia fal radiowych w danym obszarze wymaga więc:

- znajomości planu terenu
- sporządzenia rozkładu przeszkód terenowych
- wyznaczenia wykładnika tłumienia z użyciem przedstawionego modelu
- wyznaczenia tłumienia wolnej przestrzeni i przeszkód
- wyznaczenia tłumienia w gazach i powodowanego przez opady

Tłumienie fal radiowych otrzymane zaproponowaną metodą jest dobrą prognozą i niezbędną informacją przy projektowaniu łącza radiowego.

12 Literatura

- [1] Collonge S., Zaharia G. El Zein G.: "Influence of the Human Activity on Wide-Band Characteristics of the 60 GHz Indoor Radio Channel", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 3, no. 6, 2004,
- [2] Dusiński A. - „Wybrane aspekty propagacji fal radiowych i zasady wymiarowania i projektowania systemów RST – materiały szkoleniowe dla MSWiA”
- [3] 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
- [4] 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
- [5] Hjelt A. - „Evaluation of ray-tracing in wideband characterisation of microcellular propagation”; Helsinki University of Technology, Department of Electrical and Communications Engineering
- [6] ITU-R P.526-9: Propagation by diffraction
- [7] ITU-R P.310-9: Definitions of terms relating to propagation in non-ionized media
- [8] ITU-R P.1411-3: Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz
- [9] ITU-R P.833-4: Attenuation in vegetation
- [10] ITU-R P.530-10: Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems
- [11] ITU-R P.676-5: Attenuation by atmospheric gases

- [12] ITU-R P.834-5: Effects of tropospheric refraction on radiowave propagation
- [13] ITU-R P.835-4: Reference standard atom spheres
- [14] ITU-R P.838-3: Specific attenuation model for rain for use in prediction methods
- [15] ITU-R P.453-8: The radio refractive index: its formula and refractivity data
- [16] Janaswamy R. - „A New Shadow Fading Model For 60 GHz”; University of Massachusetts
- [17] Levine G. - “Co-existence of 60 GHz window links and indoor WLAN system”
- [18] Mahmoud S.S., Hussain Z. M. O’Shea P. : Space-Time Geometrical-Based Channel Models: A Comparative Study; School of Electrical and Computer Engineering, Melbourne
- [19] Press W. H. Teukolsky S. A. - „Numerical Recipes in C – the art. of scientific computing 2nd Edition”; Cambridge University Press
- [20] Rappaport T. S., Blankenship K., Xu. H.: Propagation and Radio system Design Issues in Mobile, Radio Systems for the GloMo Project; Virginia Polytechnic Institute and State University, 1997
- [21] Shukla A. - „A generic vegetation attenuation model”; Centre for RF propagation and atmospheric research COST 280 - Propagation impairment mitigation for mm- wave systems (2.07.2002)
- [22] Steel R. - „Mobile radio communication”; Pentech Press Publisher, London 1992