

TRANSMISJA BEZPRZEWODOWA I ANTENY (TBAT)

LABORATORIUM

Ćwiczenie TB4

Radiowy kanał propagacyjny

**Instrukcja
v.1.0**

opracowanie
dr inż. Krzysztof Kurek



POLITECHNIKA WARSZAWSKA
Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych
Instytut Radioelektroniki i Technik Multimedialnych

Warszawa 2021

1. Ćwiczenie 4: Radiowy kanał propagacyjny

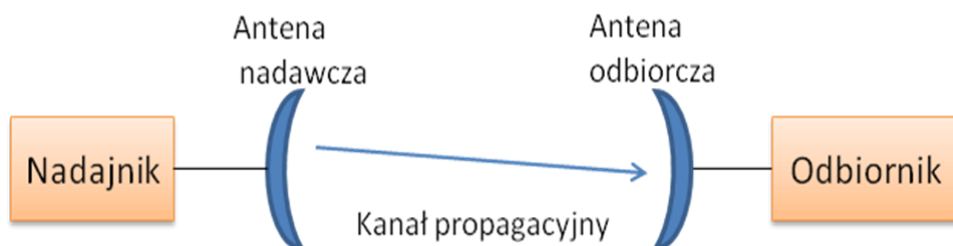
1. Cel i zakres ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie studentów z podstawowymi zagadnieniami dotyczącymi kanału propagacyjnego w systemach łączności radiowej, takich jak radiolinie, systemy łączności ruchomej. W ramach ćwiczenia pokazana będzie analiza bilansu mocy sygnału w łączu radiowym na przykładzie linii radiowej (program komputerowy) oraz wielodrogowej propagacji sygnału wewnątrz budynku (symulacje i pomiary).

2. Teoretyczne wprowadzenie do ćwiczenia

2.1. System łączności radiowej

System łączności radiowej wykorzystuje fale elektromagnetyczne do transmisji informacji między nadajnikiem i odbiornikiem (Rys. 1.1). Sygnał wyjściowy z nadajnika o mocy P_T doprowadzony jest do anteny nadawczej, która zamienia sygnał elektryczny na falę elektromagnetyczną i wypromieniowuje ją do przestrzeni otaczającej antenę – radiowy kanał propagacyjny. Sygnał radiowy odbierany jest przez antenę odbiorczą i doprowadzany do odbiornika.



Rys. 1.1 Schemat systemu łączności radiowej

Transmisja radiowa może być realizowana w różnych zakresach częstotliwości (podział fal radiowych na pasma częstotliwości stosowany przez Międzynarodową Unię Telekomunikacyjną ITU przedstawiono w Tab. 1.1), w zależności od zakładanego zasięgu transmisji, rodzaju przesyłanych sygnałów (przepływności danych w przypadku transmisji cyfrowej) i pojemności systemu (liczby jednocześnie nadających użytkowników). Obecnie najczęściej wykorzystywane w systemach łączności radiowej zakresy częstotliwości to pasmo fal ultrakrótkich (VHF) i mikrofal (UHF, SHF).

Tab. 1.1 Podział fal radiowych na pasma częstotliwości według ITU

Oznaczenie pasma	Nazwa pasma	Zakres częstotliwości	Zakres długość fali
ELF	Extremaly Low Frequency (Ekstremalnie Niskie Częstotliwości)	30 Hz - 300 Hz	10 000 km - 1000 km
ULF	Ultra Low Frequency (Ultra Niskie Częstotliwości)	300 Hz - 3 kHz	1 000 km - 100 km
VLF	Very Low Frequency (Bardzo Niskie Częstotliwości)	3 kHz - 30 kHz	100 km - 10 km
LF	Low Frequency (Niskie Częstotliwości)	30 kHz - 300 kHz	10 km - 1 km
MF	Medium Frequency (Średnie Częstotliwości)	300 kHz - 3 MHz	1 km - 100 m
HF	High Frequency (Wysokie Częstotliwości)	3 MHz - 30 MHz	100 m - 10 m
VHF	Very High Frequency (Bardzo Wysokie Częstotliwości)	30 MHz - 300 MHz	10 m - 1 m
UHF	Ultra High Frequency (Ultra Wysokie Częstotliwości)	300 MHz - 3 GHz	1 m - 10 cm
SHF	Super High Frequency (Super Wysokie Częstotliwości)	3 GHz - 30 GHz	10 cm - 1 cm
EHF	Extremaly High Frequency (Ekstremalnie Wysokie Częstotliwości)	30 GHz - 300 GHz	1 cm - 1 mm

W zależności od zastosowań można wyróżnić:

1. systemy łączności stałej – realizującej połączenia między nieruchomymi nadajnikiem i odbiornikiem, przy czym najczęściej wysokość zawieszenia obu anten dobiera się tak, aby zapewnić istnienie bezpośredniej widoczności między nimi (co pozwala zastosować model propagacji w wolnej przestrzeni) oraz stosuje się anteny o wąskich charakterystykach promieniowania (w odbiorniku) – np. linie radiowe, połączenia punkt – punkt P-P, połączenia punkt – wiele punktów P-MP,
2. systemy łączności ruchomej – realizujące połączenia z użytkownikiem będącym w ruchu, gdy antena terminala użytkownika umieszczona jest poniżej otaczających ją obiektów (tak że nie istnieje bezpośrednia widoczność między antenami terminala a stacji bazowej) i ma często dookólną charakterystykę promieniowania.

Fala elektromagnetyczna propagując między antenami nadajnika i odbiornika ulega tłumieniu, zależnemu od częstotliwości fali, odległości między antenami oraz konfiguracji

środowiska propagacyjnego (typów i rozmieszczenia obiektów otoczenia, lokalizacji i wysokości zawieszenia anten). Propagacja sygnału radiowego komplikuje się w przypadku systemów łączności ruchomej, w których wykorzystuje się często anteny o dookólnej charakterystyce promieniowania, a jednocześnie antena terminala ruchomego umieszczona jest poniżej otaczających ją przeszkód (np. budynki.). Powoduje to docieranie sygnału do odbiornika wieloma drogami – **propagacja wielodrogowa**. Dodatkowo względny ruch między antenami powoduje dopplerowskie przesunięcie częstotliwości odbieranego sygnału oraz zmiany właściwości kanału w czasie.

Znajomość właściwości radiowego kanału propagacyjnego konieczna jest zarówno w procesie projektowania systemu łączności radiowej pozwalając na wybór odpowiednich rozwiązań systemowych i układowych (zapewniających odpowiednią jakość i niezawodność łączności), jak również podczas uruchamiania systemu, pozwalając na optymalny wybór lokalizacji anten oraz liczby stacji bazowych w systemach ruchomych, tak, aby zapewnić pokrycie zasięgiem pożądanego obszaru przy minimalnej ich liczbie.

2.2. Propagacja fal radiowych w otoczeniu Ziemi

W przypadku systemów łączności radiowej działających w otoczeniu Ziemi, wpływ na propagację sygnału radiowego mogą mieć powierzchnia Ziemi i gazy tworzące atmosferę wokół Ziemi. Wpływ ten zależy od wysokości zawieszania anten nad Ziemią i częstotliwości propagującego sygnału radiowego.

Powierzchnię Ziemi można opisać jako niejednorodny ośrodek półprzewodzący, którego parametry elektryczne (przenikalność elektryczna, przenikalność magnetyczna i przewodność elektryczna) zależą od rodzaju i struktury gruntu.

Zależnie od wysokości umieszczenia anten nad powierzchnią Ziemi można wyróżnić dwa możliwe mechanizmy propagacji fali radiowej:

- fala powierzchniowa (Rys. 1.2a) rozchodząca się wzdłuż granicy dwóch ośrodków (Ziemia - powietrze), gdy anteny są zawieszone bardzo nisko nad powierzchnią Ziemi (wysokość zawieszania mniejsza niż długość promieniowanej fali radiowej λ);

Taką propagację można obserwować dla sygnałów o niskich częstotliwościach, (o długości fali większej niż kilkadziesiąt-kilkaset metrów), gdy stosowane są po stronie nadawczej długie, pionowo ustawione, anteny dipolowe.

- fala przestrzenna (Rys. 1.2b) rozchodząca się w powietrzu, gdy co najmniej jedna z anten jest zawieszona na wysokości wielokrotnie większej niż długość promieniowanej fali radiowej (wysokość większa niż 10λ);

W takim przypadku do anteny odbiorczej może docierać fala bezpośrednia i fala odbita od powierzchni Ziemi (**propagacja dwudrogowa**), jeśli odległość między antenami jest mniejsza niż maksymalny zasięg widoczności anten (**zasięg horyzontu radiowego**), wynikająca z kulistości Ziemi (Rys. 1.3), a anteny są umieszczone na dużej wysokości.

Jeśli anteny są umieszczone poniżej otaczających je obiektów terenowych lub takie obiekty powodują przesłanianie bezpośredniej widoczności między antenami, to w wyniku odbić, dyfrakcji i rozpraszania do anteny odbiorczej może docierać wiele fal propagujących różnymi drogami (**propagacja wielodrogowa**).

Zasięg horyzontu radiowego (pomijając wpływ warstw atmosfery na tor propagacji fali radiowej) można określić na podstawie następującej zależności:

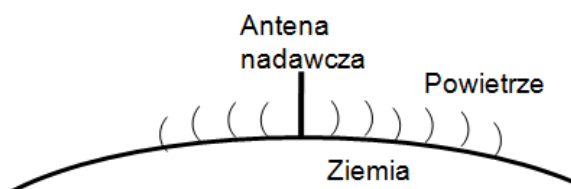
$$d_{\max} = \sqrt{2R_z}(\sqrt{h_T} + \sqrt{h_R}) \quad (1.1)$$

gdzie:

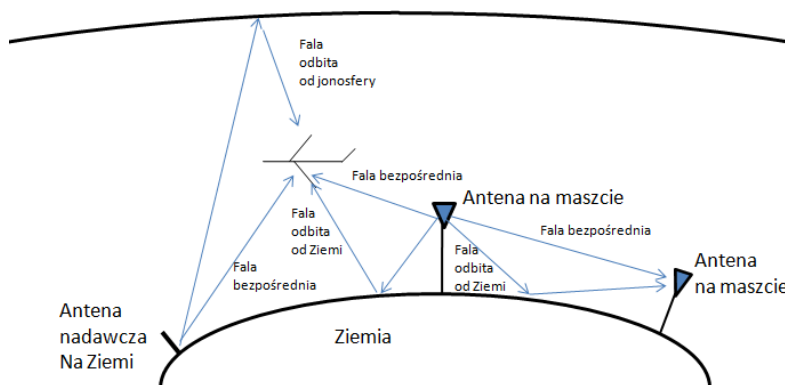
R_z - promień Ziemi,

h_T, h_R - wysokości umieszczenia anten nadajnika i odbiornika nad powierzchnią Ziemi.

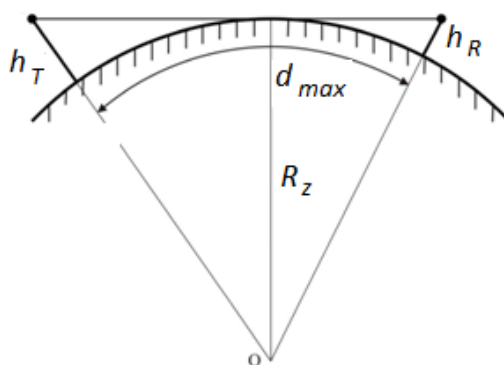
a)



b)



Rys. 1.2 Mechanizmy propagacji fal radiowych w otoczeniu Ziemi: a) fala powierzchniowa propagująca wzdłuż powierzchni Ziemi; b) fala przestrzenna propagująca w powietrzu



Rys. 1.3 Zasięg widoczności między antenami ograniczony kulistością Ziemi

Taką propagację można obserwować dla sygnałów o wysokich częstotliwościach, dla których długości fali są mniejsze niż 1 m, lub dla sygnałów o niskich częstotliwościach, gdy jedna z anten umieszczona jest na dużej wysokości, np. na samolocie.

Gdy odległość między antenami jest większa od zasięgu widoczności, lub widoczność między antenami przesłonięta jest przez przeszkody terenowe, to do anteny odbiorczej dociera fala radiowa po dyfrakcji na powierzchni Ziemi lub przeszkodach terenowych.

Propagacja fal radiowych zależy również od właściwości atmosfery otaczającej Ziemię, przy czym znaczący wpływ mają dwie warstwy:

- troposfera - warstwa o największej gęstości powietrza, położona najbliżej powierzchni Ziemi, do wysokości 7 - 15 km nad powierzchnią Ziemi, zależnie od szerokości geograficznej;

Podczas propagacji w troposferze sygnał radiowy może podlegać:

- zakrzywieniu trajektorii propagacji fali (**refrakcja**) w kierunku warstw o większej wartości przenikalności dielektrycznej
- rozpraszaniu na lokalnych niejednorodnościach
- dodatkowemu tłumieniu powodowanym przez gazy obecne w troposferze, oraz cząsteczki wody w postaci ciekłej (deszcz) i stałej (śnieg, chmury)
- depolaryzacji na cząsteczkach wody

Bardziej szczegółowy wpływ troposfery na propagację sygnału przedstawiono w następnym podrozdziale.

- jonosfera - warstwa gazów częściowo zjonizowanych pod wpływem głównie promieniowania słonecznego, rozciągająca się na wysokościach około 50 km do 500 km nad powierzchnią Ziemi;

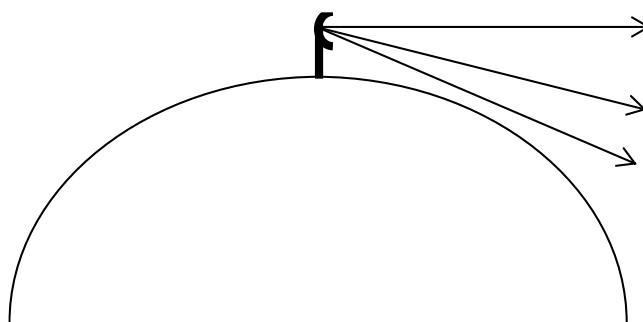
Obecność jonosferycznej na drodze propagacji fali radiowej może powodować:

- odbicia fali o częstotliwości niższej niż częstotliwość krytyczna, zależna od koncentracji elektronów w warstwach jonosfery
- refrakcję fali radiowej podczas propagacji w warstwach jonosfery o zmieniającej się koncentracji elektronów
- skręcenie polaryzacji fali propagującej w jonosferze pod wpływem pola magnetycznego Ziemi

Ze wzrostem częstotliwości sygnału radiowego wpływ jonosfery na jego propagację ulega zmniejszeniu.

2.3. Propagacja fal radiowych o częstotliwościach mikrofalowych w atmosferze ziemskiej

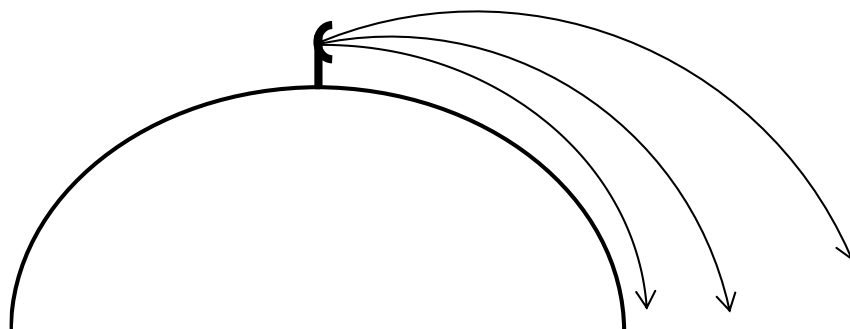
Fale radiowe w wolnej przestrzeni rozchodzą się prostoliniowo tak jak promienie świetlne. Taki model propagacji można przyjąć dla fal ultrakrótkich i mikrofalowych rozchodzących się w otoczeniu sferycznej Ziemi, jeśli pominie się wpływ atmosfery (Rys. 1.4) (fala przestrzenna dla sytuacji umieszczenia anten powyżej powierzchni Ziemi). Maksymalny zasięg widoczności anten zapewniający łączność między nadajnikiem i odbiornikiem zależy od wysokości zawieszenia anten i jest ograniczony krzywizną Ziemi.



Rys. 1.4 Rozchodzenie się fal radiowych wokół sferycznej Ziemi z pominięciem wpływu atmosfery (w próżni)

Przenikalność elektryczna atmosfery otaczającej Ziemię zmienia się z wysokością i zależy od położenia geograficznego oraz chwilowych warunków klimatycznych (temperatury, ciśnienia, zawartości pary wodnej). Lokalne zmiany współczynnika załamania fal elektromagnetycznych poszczególnych warstw powietrza powodują krzywoliniowe rozchodzenie się fal radiowych (następuje zakrzywienie toru w stronę warstw o większym współczynniku załamania). W normalnych warunkach współczynnik załamania atmosfery maleje ze wzrostem wysokości, co powoduje zakrzywienie toru fal radiowych w stronę Ziemi (Rys. 1.5). Różne anomalie i lokalne niejednorodności atmosfery powodują ciągle losowe

zmiany gęstości powietrza i związane z tym zmiany toru propagacji fal radiowych, dlatego ich wpływ opisywany jest w ujęciu statystycznym.



Rys. 1.5 Rozchodzenie się fal radiowych wokół Ziemi w rzeczywistej atmosferze

Promienie łuków, po którym rozchodzą się fale elektromagnetyczne w atmosferze zależą od szybkości zmian współczynnika załamania w funkcji wysokości

$$\frac{1}{r} = -\frac{1}{n} \cdot \frac{dn}{dh} \cdot \cos \alpha \quad (1.2)$$

gdzie:

n – współczynnik załamania atmosfery względem próżni,

α – kąt wypromieniowania fali względem płaszczyzny poziomej (kąt elewacji wiązki głównej anteny nadawczej),

h - wysokość nad poziomem terenu.

W przypadku systemów naziemnych o propagacji sygnału decyduje najniższa warstwa atmosfery - troposfera - i można przyjąć, że $\alpha \approx 0$.

Analiza krzywoliniowej propagacji fal radiowych w atmosferze wiązałaby się z pewnymi komplikacjami. Dlatego rzeczywisty układ krzywoliniowej propagacji po łukach o promieniu r w otoczeniu Ziemi o rzeczywistym promieniu R_z (Rys. 1.6a), zastępuje się równoważnym układem propagacji prostoliniowej w otoczeniu hipotetycznej Ziemi o zastępczym promieniu R_e (Rys. 1.6b)

$$R_e = \frac{R_z}{1 + \frac{dn}{dh} \cdot R_z} = k \cdot R_z \quad (1.3)$$

gdzie:

R_e – zastępczy promień Ziemi,

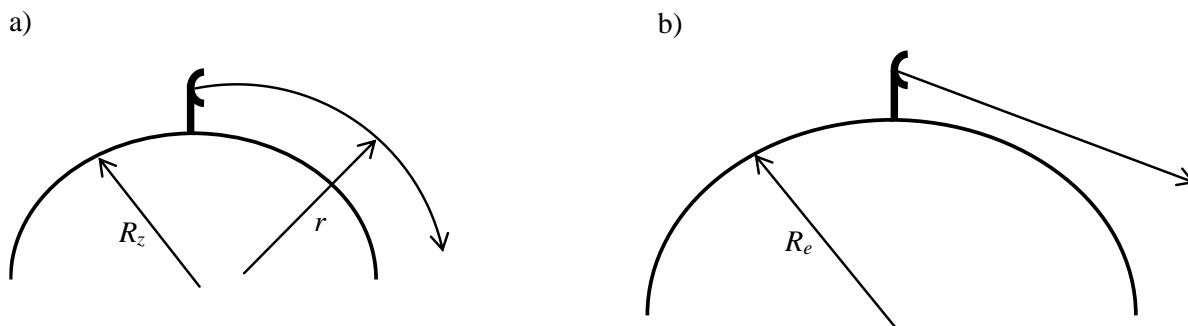
R_z – rzeczywisty promień Ziemi (6370 km),

$\frac{dn}{dh}$ – szybkość zmian współczynnika załamania ze zmianą wysokości,

k – współczynnik krzywizny Ziemi, określający stosunek promienia zastępczego do rzeczywistego.

$$k = \frac{1}{1 + \frac{dn}{dh} \cdot R_z} \quad (1.4)$$

Dla atmosfery normalnej $k = 4/3$ i $R_e = 4/3R_z = 8493$ km.



Rys. 1.6a) Krzywoliniowa propagacja fal radiowych po łukach o promieniu r wokół Ziemi o rzeczywistym promieniu R_z ; b) Równoważny układ zastępczy: prostoliniowa propagacja fal radiowych wokół Ziemi o zastępczym promieniu R_e

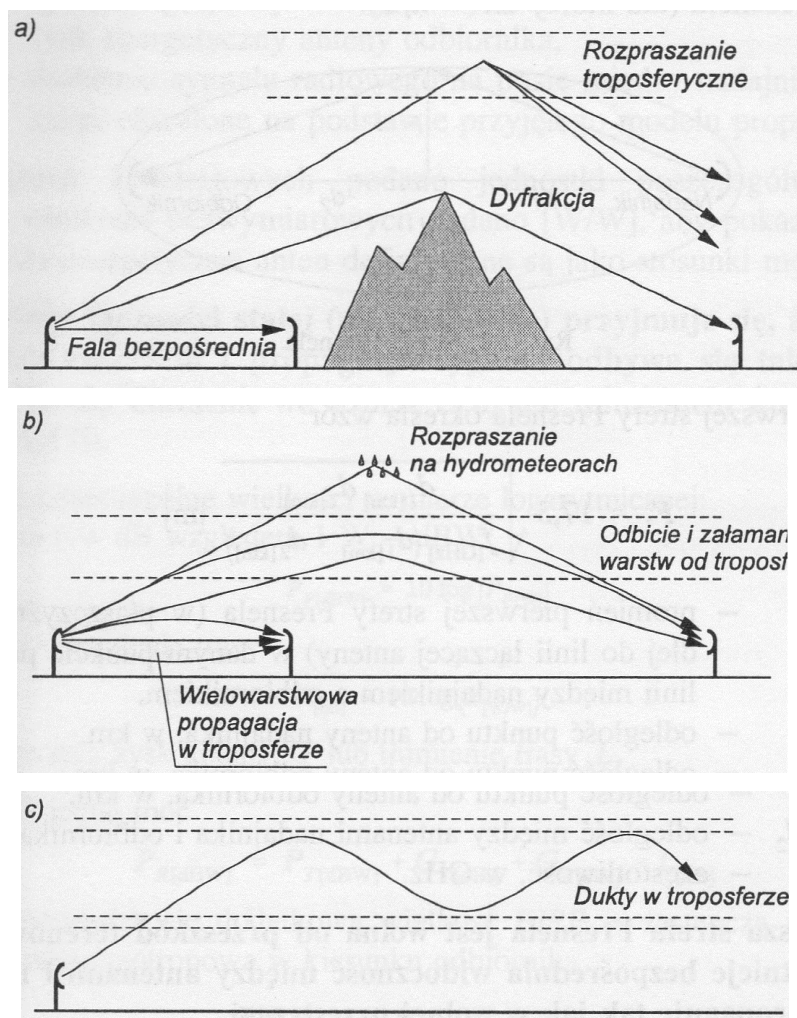
Mechanizmy propagacji fal radiowych, o częstotliwościach mikrofalowych, w atmosferze

Można wyróżnić następujące mechanizmy propagacji fal radiowych w atmosferze ziemskiej (Rys. 1.7):

1. Propagacja w wolnej przestrzeni, jeśli istnieje widoczność między antenami nadajnika i odbiornika. Sygnał może docierać do odbiornika również wielodrogowo (promień bezpośredni, promień załamany w troposferze, ewentualnie odbity od Ziemi, promienie odbite od obiektów otoczenia – każdy z nich modeluje się jako propagację w wolnej przestrzeni). Losowe zmiany faz sygnałów wielodrogowych powodują znaczne wahania poziomu odbieranego sygnału (zaniki propagacyjne).
2. Dyfrakcja na przeszkodach terenowych - dominująca przy braku bezpośredniej widoczności między antenami (przesłonięcie przez przeszkody terenowe).
3. Rozpraszanie w troposferze - w wyniku lokalnych fluktuacji wskaźnika refrakcji atmosfery fala radiowa ulega rozpraszaniu, docierając do miejsc poza horyzontem radiowym - efekt istotny dla odległości większych niż 100 - 150 km (szczególnie istotny dla systemów nadających z dużą mocą np. stacje radarowe).
4. Dukty powstałe wskutek anomalii atmosfery (lokalnej inwersji zmian współczynnika załamania powietrza w funkcji wysokości nad powierzchnią Ziemi prowadzących do

powstania falowodu powietrznego) - krótkoterminowy mechanizm propagacji sygnałów na odległości większe niż 500 km (głównie nad terenami płaskimi i wodami); dla pewnych warunków sygnał propagujący duktem może być mniej tłumiony niż w wolnej przestrzeni.

5. Odbicia i załamanie fal na warstwach troposfery - propagacja sygnału na odległości 250 - 300 km.
6. Rozpraszanie na hydrometeorach (cząsteczkach wody zawartych w powietrzu: deszcz, mgła, lód).



Rys. 1.7 Mechanizmy propagacji sygnałów w atmosferze: a) występujące zawsze; b) i c) krótkotrwale spowodowane zjawiskami atmosferycznymi i anomaliami w atmosferze;

2.4. Strefy Fresnela

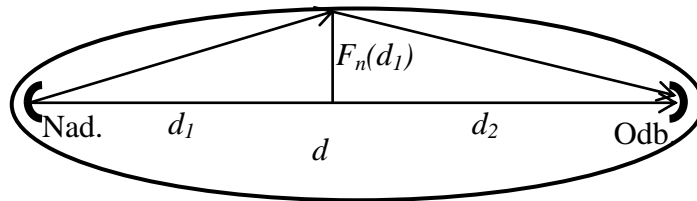
Strefy Fresnela definiowane są jako zbiory punktów (tworzących elipsoidy w przestrzeni trójwymiarowej dla nadajnika i odbiornika umieszczonych w ogniskach) (Rys. 1.8), dla których różnica dróg propagacji między falą, która odbiłaby się od takich punktów a falą bezpośrednią docierającą do odbiornika bez odbić jest wielokrotnością połowy długości fali

$$\Delta l = n \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (1.5)$$

gdzie:

λ – długość fali,

n – numer strefy Fresnela.



Rys. 1.8 Strefy Fresnela

Różnicy dróg między falą odbitą a bezpośrednią, będącej wielokrotnością połowy długości fali, odpowiada przesunięcie fazy równe wielokrotności 180° . Czyli faza natężenia pola elektromagnetycznego pochodzącego od danej strefy Fresnela będzie w przeciwfazie względem pól pochodzących od stref sąsiednich. Wypadkowe natężenie pola elektromagnetycznego w punkcie umieszczenia anteny odbiorczej można przedstawić jako sumę natężeń pól propagujących w kolejnych strefach Fresnela.

Promień strefy Fresnela w płaszczyźnie prostopadłej do kierunku propagacji fali radiowej (linii łączącej punkty umieszczenia anteny nadawczej i odbiorczej) wyraża zależność

$$F_n(d_1) = \sqrt{\frac{n \cdot \lambda \cdot d_1 \cdot d_2}{d}} \quad (1.6)$$

gdzie:

F_n - promień n -tej strefy Fresnela w punkcie położonym na linii między nadajnikiem a odbiornikiem, w odległości d_1 od nadajnika,

d - odległość między antenami nadajnika i odbiornika,

d_1 - odległość punktu od anteny nadajnika,

d_2 - odległość punktu od anteny odbiornika $d_2 = d - d_1$.

Praktycznie wykorzystuje się pierwszą strefę Fresnela, (dla której $\Delta l = \lambda/2$), której promień można opisać następującym wzorem

$$F_{1[m]} = 17,3 \cdot \sqrt{\frac{d_{1[km]} \cdot d_{2[km]}}{f_{[GHz]} \cdot (d_{1[km]} + d_{2[km]})}} \quad (1.7)$$

gdzie

f - częstotliwość fali radiowej w GHz.

Jeżeli pierwsza strefa Fresnela jest wolna od przeszkód terenowych, to zakłada się, że istnieje bezpośrednia widoczność między antenami i można przyjąć, że sygnał propaguje tak jak w wolnej przestrzeni.

Dla realizacji praktycznych systemów linii radiowych przyjmuje się, że 60 % pierwszej strefy Fresnela wolnej od przeszkód wystarczające jest do przyjęcia istnienia widoczności między antenami (zgodnie z zaleceniami ITU – Rec. P.530)

2.5. Bilans mocy sygnału w łączu radiowym

Moc odbierana

Bilans mocy sygnału w łączu radiowym pozwala na wyznaczenie nominalnego (średniego, nie uwzględniając zaników) poziomu mocy sygnału pojawiającego się na wejściu odbiornika. Moc odbieraną przez antenę odbiorczą można określić zależnością

$$P_{R[W]} = \frac{P_{T[W]} G_{T[W/W]} G_{R[W/W]}}{L_{[W/W]}} \quad (1.8)$$

gdzie:

P_R - moc sygnału na wyjściu anteny odbiorczej, doprowadzonego do odbiornika,

P_T - moc sygnału z nadajnika, doprowadzonego do anteny nadawczej,

G_T - zysk energetyczny anteny nadajnika,

G_R - zysk anteny energetyczny odbiornika,

L - tłumienie sygnału radiowego na trasie między nadajnikiem i odbiornikiem, określone na podstawie przyjętego modelu propagacji sygnału.

W nawiasach kwadratowych podano jednostki poszczególnych wielkości, w przypadku wielkości bezwymiarowych podano [W/W] dla pokazania, że tłumienie trasy oraz zyski energetyczne anten definiowane są jako stosunki mocy sygnałów.

Dla systemów łączności stałej (np. radiolinie) przyjmuje się, że istnieje widoczność między antenami i propagacja sygnału odbywa się tak jak w wolnej przestrzeni. Wtedy tłumienie we wzorze (1.7) jest tłumieniem wolnej przestrzeni (1.21 lub 1.22).

Wyrażając poszczególne wielkości w mierze logarytmicznej:

- poziom mocy w dB względem 1W – dBW¹

$$P_{R[dBW]} = 10 \log(P_{R[W]}) \quad (1.9)$$

- zysk anten i tłumienie trasy

$$X_{[dB]} = 10 \log(X_{[W/W]}) \quad (1.10)$$

gdzie X – wyraża zysk anteny G lub tłumienie trasy L
uzyskamy odbieraną moc

$$P_{R[dBW]} = P_{T[dBW]} + G_{T[dBi]} + G_{R[dBi]} - L_{[dB]} \quad (1.11)$$

Często wprowadza się dodatkową wielkość EIRP – zastępczą moc promieniowaną przez antenę izotropową w kierunku odbiornika:

$$EIRP_{[W]} = P_{T[W]} G_{T[W/W]} \quad (1.12)$$

$$EIRP_{[dBW]} = P_{T[dBW]} + G_{T[dBi]} \quad (1.13)$$

EIRP określa moc, jaką należałoby doprowadzić z nadajnika do anteny izotropowej aby natężenie pola elektromagnetycznego w punkcie odbioru było takie same jak dla przypadku użycia anteny kierunkowej o zysku energetycznym G_T , do której doprowadzono moc P_T . Wartość $EIRP$, tak jak zysk energetyczny anteny kierunkowej maleje przy odchyleniu od kierunku maksymalnego promieniowania anteny.

Stosunek sygnał szum

O jakości odbieranego sygnału świadczy odstęp poziomu mocy sygnału użytecznego od poziomu mocy szumów i zakłóceń. Jeśli przyjmie się, że na wejściu odbiornika razem z sygnałem pojawiają się szумы modelowane jako addytywny szum gaussowski o stałej gęstości widmowej (model szumu termicznego), jakość odbioru zależy od stosunku mocy sygnału do mocy szumów C/N . W zależności od rodzaju modulacji i konstrukcji odbiornika, dla zapewnienia poprawnego odbioru wymagane jest zapewnienie wartości stosunku sygnał/szum powyżej określonego poziomu minimalnego $(C/N)_{min}$, co przy określonym poziomie mocy szumów pozwala wyznaczyć minimalną wartość odbieranej mocy P_{Rmin} . W systemach łączności radiowej wymagany poziom mocy odbieranego sygnału, przy którym spełnione są wymagania dotyczące jakości transmisji, może być określony przez podanie:

¹ poziom mocy można wyrazić również w jednostkach dBm – dla logarytmu z mocy wyrażonej w [mW]: $P_{[dBm]} = 10 \log(P_{[mW]})$

1. minimalnej wartości $(C/N)_{min}$ na wejściu odbiornika (na wyjściu anteny odbiorczej, uwzględniając szумы odbierane przez antenę) dla konkretnej konstrukcji odbiornika, typu modulacji i rodzaju przesyłanych informacji (głos, obraz),
2. minimalnego poziomu odbieranej mocy P_{Rmin} , odpowiadającej wartości $(C/N)_{min}$ podanej w punkcie 1,
3. minimalnej wartości $(C/N)_{min}$ na wejściu demodulatora w odbiorniku (uwzględniając szумы odbierane przez antenę i generowane wewnątrz odbiornika i opisane przez współczynnik szumów F) dla określonego typu modulacji.

Rozpatrując sytuację określoną w punkcie 3 otrzymujemy w mierze logarytmicznej:

- **moc odbieranego sygnału**

$$P_{R[dBW]} = EIRP_{dB[W]} + G_{R[dB]} - L_{[dB]} \quad (1.14)$$

- **moc szumów** na wejściu demodulatora w odbiorniku

$$N_{[W]} = 10 \log(k_{[W/Hz/K]}) + 10 \log(B_{[Hz]}) + 10 \log(T_{z[K]}) \quad (1.15)$$

gdzie:

k – stała Boltzmanna,

B – szerokość pasma odbiornika,

T_z – temperatura szumowa systemu odbiorczego (suma temperatur szumowych anteny i odbiornika)

$$T_z = T_A + T_R \quad (1.16)$$

przy czym temperaturę szumową odbiornika określa zależność

$$T_{R[K]} = T_{o[K]} (F_{[W/W]} - 1) \quad (1.17)$$

dla:

T_o – temperatury odniesienia 290 K,

F – współczynnika szumów odbiornika w mierze liniowej².

Stosunek sygnał/szum opisuje w mierze logarytmicznej zależność

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{[dB]} = P_{R[dBW]} - N_{[dBW]} = EIRP_{[dBW]} + G_{R[dB]} - L_{[dB]} - 10 \log k_{[W/Hz/K]} - 10 \log B_{[Hz]} - 10 \log T_{z[K]} \quad (1.18)$$

² współczynnik szumów F często podawany jest w mierze logarytmicznej w dB, konieczne jest więc przeliczenie na miarę liniową $F_{[W/W]} = 10^{\frac{F_{[dB]}}{10}}$

Wymaganą wartość stosunku sygnał/szum (C/N), zapewniającą odpowiednią jakość odbieranych sygnałów (większą niż $(C/N)_{min}$) można uzyskać przez:

1. zwiększenie mocy wypromieniowanej przez nadajnik, lecz powoduje to wzrost zakłóceń do innych systemów radiowych stosujących takie same częstotliwości,
2. zwiększenie zysku energetycznego anteny odbiorczej,
3. zastosowanie układów odbiorczych o mniejszych szumach.

Wybór odpowiedniego rozwiązania zależy od ograniczeń i wymagań stawianych systemowi łączności. Taką samą jakość transmisji można uzyskać nadając sygnał o dużej mocy i stosując prosty odbiornik o dużych szumach (duży współczynnik szumów) lub małą antenę odbiorczą (mały zysk energetyczny), jak również stosując odbiornik o lepszych parametrach szumowych lub dużą antenę o dużym zysku energetycznym, przy mniejszej mocy nadawanej.

2.6. Tłumienie sygnału radiowego między antenami

W zależności od odległości między antenami można wyróżnić różne modele propagacji sygnału:

1. strefa propagacji w wolnej przestrzeni,
2. strefa odbicia od Ziemi (model dwudrogowy),
3. strefa dyfrakcji (przesłonięcie widoczności między antenami),

2.6.1. Tłumienie wolnej przestrzeni

Fala radiowa wypromieniowana przez antenę nadawczą rozchodzi się we wszystkich kierunkach, przy czym natężenie pola elektromagnetycznego w konkretnym kierunku zależy od charakterystyki promieniowania anteny i od jej orientacji w przestrzeni. Dla anteny odbiorczej umieszczonej w strefie dalekiej antenę nadawczą można traktować jako punktowe źródło fali. Przy założeniu, że antena nadawcza jest izotropowa, moc doprowadzona do anteny z nadajnika wypromieniowana jest jednakowo we wszystkich kierunkach, tworząc falę kulistą wokół anteny. Antena odbiorcza umieszczona w strefie dalekiej odbiera sygnał malejący ze wzrostem odległości między antenami. (całkowita moc wypromieniowana przez izotropową antenę nadawczą rozkłada się na powierzchni kuli o promieniu równym odległości między antenami). Zmniejszanie odbieranej mocy ze wzrostem odległości określa się jako **tłumienie wolnej przestrzeni**, które wyraża się wzorem

$$L_{FS} = \left(\frac{4\pi d_{[m]}}{\lambda_{[m]}} \right)^2 = \left(\frac{4\pi d_{[m]} f_{[Hz]}}{c_{[m/s]}} \right)^2 \quad (1.19)$$

gdzie:

d – odległość między antenami,

λ – długość propagującej fali,

f – częstotliwość propagującej fali,

c – prędkość rozchodzenia się fali.

Wyrażając tłumienie wolnej przestrzeni w mierze logarytmicznej

$$L_{FS[dB]} = 10 \log \left(\left(\frac{4\pi d_{[m]}}{\lambda_{[m]}} \right)^2 \right) = 20 \log \left(\frac{4\pi d_{[m]} f_{[Hz]}}{c_{[m/s]}} \right) \quad (1.20)$$

W praktyce inżynierskiej do wyznaczenia **tłumienia wolnej przestrzeni** wykorzystuje się jeden z poniższych wzorów, w zależności czy częstotliwość sygnału radiowego wyrazimy w MHz czy w GHz:

$$L_{FS[dB]} = 32.44 + 20 \log(f_{[MHz]}) + 20 \log(d_{[km]}) \quad (1.21)$$

$$L_{FS[dB]} = 92.44 + 20 \log(f_{[GHz]}) + 20 \log(d_{[km]}) \quad (1.22)$$

Dla propagacji w wolnej przestrzeni tłumienie kanału radiowego proporcjonalne jest do kwadratu odległości między antenami.

Model propagacji w wolnej przestrzeni można stosować, jeśli pierwsza strefa Fresnela wolna jest od przeszkód terenowych.

2.6.2. Tłumienie modelu dwudrogowego

Dla sytuacji, gdy odległość między antenami jest na tyle duża (lub wysokości zawieszenia anten są małe), że w pierwszej strefie Fresnela znajdują się przeszkody terenowe (nie przesłaniając widoczności między antenami) tłumienie sygnału radiowego wyznaczane jest na podstawie **modelu dwudrogowego**. Zakłada się, że do odbiornika docierają dwie fale (Rys. 1.9): fala bezpośrednia i fala odbita od powierzchni Ziemi, a wypadkowy sygnał jest wektorową sumą tych fal. Przesunięcie faz obu sygnałów zależy od różnicy długości ich dróg propagacji. Jeśli odległość między antenami jest równa d a anteny są umieszczone nad poziomem terenu na wysokościach h_T i h_R , to różnica dróg między falą bezpośrednią i odbitą wynosi

$$\Delta d \approx \frac{2h_T h_R}{d} \quad (1.23)$$

Przy założeniu, że odległość między antenami d jest znacznie większa niż wysokości ich zawieszenia, fala odbita pada na powierzchnię Ziemi pod bardzo małym kątem φ , co powoduje, że współczynnik odbicia dąży do -1 i przesunięcie fazy między obu falami w miejscu odbioru jest równe

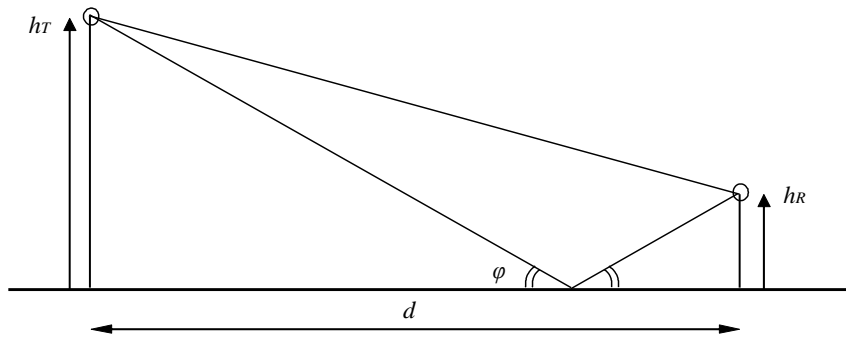
$$\Delta\phi = \pi + 2\pi \frac{\Delta d}{\lambda} \quad (1.24)$$

Wypadkowa amplituda natężenia pola elektrycznego w punkcie odbioru, będąca wektorową sumą natężeń pól fali bezpośredniej i odbitej, wynosi

$$|E(d)| = 2|E_o(d)| \left| \sin \left(\pi \frac{\Delta d}{\lambda} \right) \right| \quad (1.25)$$

gdzie

$E_o(d)$ - natężenie pola elektrycznego fali bezpośredniej w miejscu odbioru (w odległości d od nadajnika)



Rys. 1.9 Dwudrogowa propagacja sygnału radiowego między antenami

Przy założeniu, że natężenia pola elektrycznego fali bezpośredniej i odbitej zmieniają się w funkcji odległości tak jak dla propagacji fali w wolnej przestrzeni, moc sygnału odbieranego może być opisana zależnością:

$$P_{R[W]} = P_{T[W]} G_{T[W/W]} G_{R[W/W]} \cdot \left(\frac{\lambda \cdot \left| \sin \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) \right|}{2\pi d} \right)^2 \quad (1.26)$$

Czyli tłumienie wnoszone przez kanał radiowy dla propagacji dwudrogowej wyraża zależność

$$L_{2d[W/W]} = \left(\frac{2\pi d_{[m]}}{\lambda_{[m]} \left| \sin \left(\frac{2\pi h_{T[m]} h_{R[m]}}{\lambda_{[m]} d_{[m]}} \right) \right|} \right)^2 \quad (1.27)$$

Tłumienie wyrażone w mierze logarytmicznej wynosi

$$L_{2d[dB]} = 10 \log \left(\frac{2\pi d_{[m]}}{\lambda_{[m]} \left| \sin \left(\frac{2\pi h_{T[m]} h_{R[m]}}{\lambda_{[m]} d_{[m]}} \right) \right|} \right)^2 = 20 \log \left(\frac{2\pi d_{[m]}}{\lambda_{[m]} \left| \sin \left(\frac{2\pi h_{T[m]} h_{R[m]}}{\lambda_{[m]} d_{[m]}} \right) \right|} \right) \quad (1.28)$$

Jeśli założyć, że spełniona jest zależność

$$\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \ll 1 \quad (1.29)$$

to **tłumienie modelu dwudrogowego** upraszcza się w mierze liniowej do zależności

$$L_{2d[W/W]} = \frac{d_{[m]}^4}{h_{T[m]}^2 h_{R[m]}^2} \quad (1.30)$$

i w mierze logarytmicznej

$$L_{2d[dB]} = 10 \log \left(\frac{d_{[m]}^4}{h_{T[m]}^2 h_{R[m]}^2} \right) = 40 \log(d_{[m]}) - 20 \log(h_{T[m]} \cdot h_{R[m]}) \quad (1.31)$$

Dla propagacji dwudrogowej tłumienie kanału radiowego proporcjonalne jest do czwartej potęgi odległości między antenami

2.6.3. Tłumienie dla propagacji wielodrogowej

W praktyce propagacja sygnału radiowego między antenami nadajnika i odbiornika może odbywać się w sposób wielodrogowy (oprócz sygnału bezpośredniego do odbiornika docierają sygnały odbite od różnych przeszkód terenowych, ulegające dyfrakcji na przeszkodach, odbite i rozpraszane w atmosferze), w takim wypadku natężenie pola elektrycznego fali elektromagnetycznej w punkcie odbioru jest wektorową sumą wszystkich fal docierających do anteny odbiorczej. W najprostszym przybliżeniu średnie tłumienie kanału propagacyjnego w

funkcji odległości między antenami dla propagacji wielodrogowej może być opisane modelem potęgowym

$$L(d) \propto d^\gamma \quad (1.32)$$

gdzie

γ – wykładnik modelu tłumienia zależny od konfiguracji środowiska propagacyjnego.

Dla wolnej przestrzeni $\gamma = 2$, dla propagacji dwudrogowej $\gamma = 4$, natomiast dla propagacji wielodrogowej γ może się zmieniać w zakresie 2 - 6 w zależności od konfiguracji środowiska propagacyjnego (istnienie lub brak widoczności między antenami, rodzaj przeszkód w otoczeniu anten, wysokości umieszczenia anten).

Praktycznie średnią odbieraną moc w systemach ruchomych w funkcji odległości od nadajnika określa się na podstawie zależności

$$P_{R[W]}(d) = P_{o[W]}(d_o) \cdot \left(\frac{d_o}{d} \right)^\gamma \quad (1.33)$$

gdzie:

$P_o(d_o)$ – średnia wartość mocy odbieranej w odległości odniesienia d_o od nadajnika.

Odległość odniesienia d_o zależy od systemu łączności i może wynosić 1km dla modelowania propagacji w dużych komórkach, 100 m dla propagacji w mikrokomórkach i 1 m dla propagacji wewnątrz budynków.

Moc w mierze logarytmicznej wynosi

$$P_{R[dBW]}(d) = P_{o[dBW]}(d_o) - 10\gamma \log \left(\frac{d}{d_o} \right) \quad (1.34)$$

2.6.4. Tłumienie dyfrakcyjne wnoszone przez przeszkody terenowe

Gdy widoczność między antenami przesłonięta jest przez przeszkody terenowe, to następuje dyfrakcja propagującej fali radiowej. Tłumienie z tym związane uwzględnia się jako dodatkowe straty dyfrakcji fal na tych przeszkodach. Całkowite tłumienie kanału propagacyjnego w takim przypadku można przedstawić w skali logarytmicznej

$$L = L_{FS} + L_d \quad (1.35)$$

gdzie:

L - tłumienie całkowite w dB,

L_{FS} - tłumienie wolnej przestrzeni w dB,

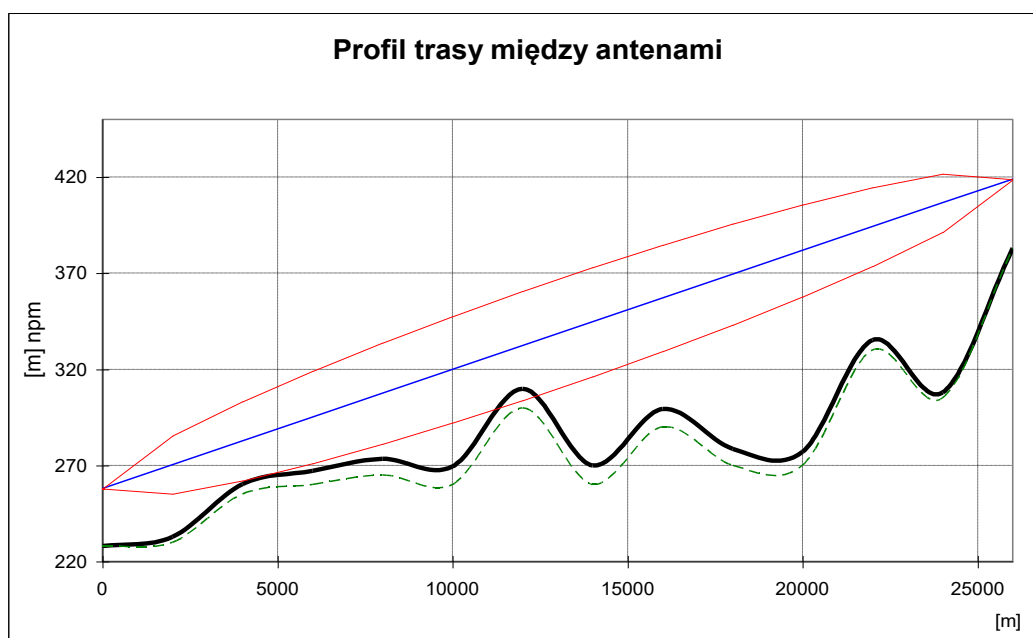
L_d - tłumienie powodowane dyfrakcją na przeszkodach terenowych w dB.

W systemach linii radiowych, przy prawidłowo dobranych wysokościach anten zapewniających ich wzajemną widoczność, tłumienie dyfrakcyjne nie występuje. Potrzeba uwzględnienia dyfrakcji może zachodzić w procesach analizy zakłóceń interferencyjnych, gdy brak jest widoczności między anteną zakłócanego odbiornika a anteną zakłócającego nadajnika (co jest efektem pożądanym).

2.7. Przekrój trasy

Dla systemów łączności stałej dąży się do takiego umieszczenia anten, aby zapewnić istnienie bezpośredniej widoczności między antenami, tak aby w pierwszej strefie Fresnela nie było przeszkód terenowych. Brak widoczności powoduje dodatkowe straty mocy sygnału z powodu odbicia sygnału lub jego dyfrakcji na przeszkodach terenowych.

Aby określić warunki widoczności między antenami konieczna jest znajomość profilu terenu wzdłuż linii łączącej anteny nadajnika i odbiornika. Na podstawie informacji o ukształtowaniu terenu i wysokości obiektów otoczenia, wyznacza się lokalizacje anten i ich wysokości, tak aby zapewnić bezpośrednią widoczność między nimi.



Rys. 1.10 Przykładowy przekrój trasy między antenami nadajnika i odbiornika; zaznaczono linię widoczności optycznej między antenami oraz promień pierwszej strefy Fresnela; Profil terenu narysowany linią przerywaną nie uwzględnia krzywizny Ziemi.

Analizując profil terenu określa się wysokości wszystkich przeszkód na linii łączącej anteny nadajnika i odbiornika. Należy uwzględnić wpływ krzywizny Ziemi przez dodanie do rzeczywistej wysokości przeszkody poprawkę

$$x = \frac{d_1 \cdot d_2}{12,74 \cdot k} \text{ [m]} \quad (1.36)$$

gdzie:

d_1 - odległość przeszkody od nadajnika w km,

d_2 - odległość przeszkody od odbiornika w km,

k - współczynnik krzywizny Ziemi zdefiniowany wzorem (1.3).

2.8. Propagacja fal radiowych w systemach ruchomych

Propagacja fal radiowych w systemach ruchomych jest znacznie bardziej skomplikowana niż w systemach łączności stałej, w których typowo zapewniona jest bezpośrednia widoczność między antenami nadajnika i odbiornika. W systemach łączności ruchomej, gdy antena terminala użytkownika umieszczona jest poniżej obiektów otoczenia i ma dookólną charakterystykę promieniowania, odbierany sygnał ulega zniekształceniom powodowanym przez:

1. **propagację wielodrogową** (Rys. 1.12) – do odbiornika dociera wiele fal radiowych z różnych kierunków (każda z różną amplitudą, fazą i opóźnieniem) w wyniku:
 - odbić od otaczających obiektów o wymiarach znacznie większych od długości fali propagującego sygnału,
 - dyfrakcji na obiektach o krzywiznach porównywalnych z długością fali,
 - rozpraszania na obiektach mniejszych niż długość propagującej fali,
2. zmiany właściwości kanału propagacyjnego w czasie, spowodowane **ruchem anten lub obiektów w ich otoczeniu**.

W wyniku propagacji wielodrogowej, ze względu na różne opóźnienia, amplitudy i fazy każdej składowej wielodrogowej, następują zniekształcenia odbieranego sygnału:

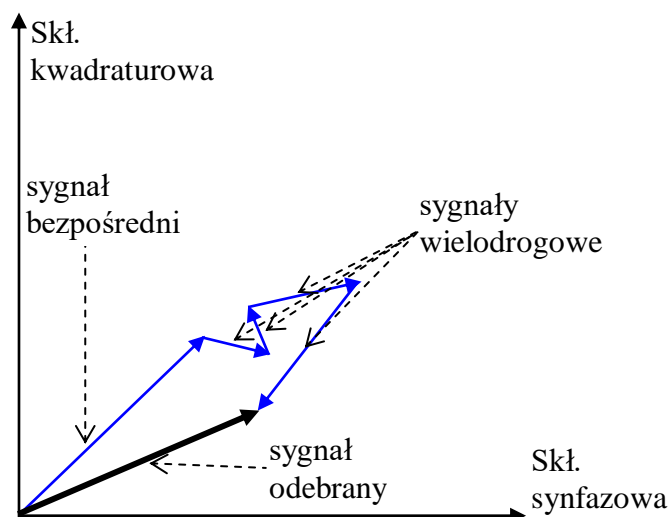
1. **Zaniki sygnału** – szybkie zmiany mocy odbieranego sygnału przy niewielkich zmianach przestrzennych lub czasowych (ruch obiektów otoczenia) spowodowane różnymi fazami składowych wielodrogowych, zależnymi od długości przebytej drogi przez każdą składową (Rys. 1.11). W zależności od różnicy faz składowe mogą się sumować lub kompensować, prowadząc do zmian mocy odbieranego sygnału o 10-30 dB dla zmian pozycji odbiornika mniejszych niż długość fali. Efekt ten jest dominujący dla transmisji wąskopasmowych, dla których odbiornik ze względu na rozdzielczość czasową nie jest w stanie rozróżnić składowych, docierających do niego z różnymi opóźnieniami. Lokalizacja punktów, w których następują zaniki odbieranego sygnału, zależy od rozmieszczenia obiektów w otoczeniu anten, od częstotliwości sygnału oraz typów użytych anten. W sytuacji, gdy odbiornik znajdzie się w punkcie zaniku sygnału łączność

pomiędzy nim a nadajnikiem może być niemożliwa. Aby się przed tym zabezpieczyć zwiększa się moc transmitowanego sygnału (margines zanikowy) oraz techniki odbioru zbiorczego (ang. diversity).

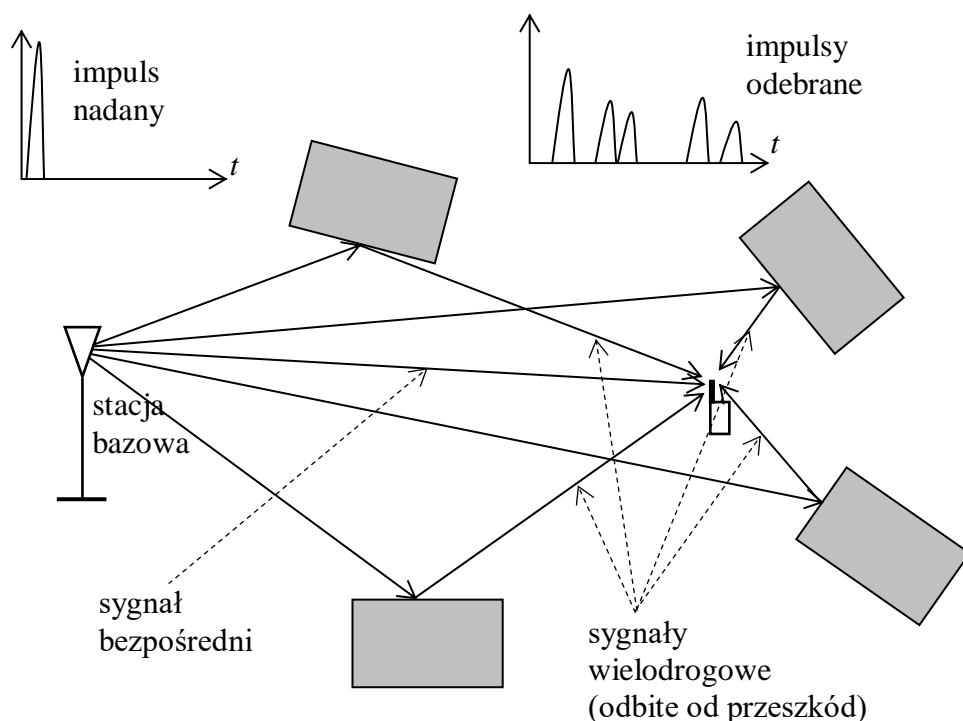
2. **Dyspersja czasowa** odbieranego sygnału (Rys. 1.12) – wydłużenie czasu trwania odebranego sygnału w porównaniu do sygnału transmitowanego spowodowana różnymi opóźnieniami składowych wielodrogowych docierających do odbiornika. Powoduje to błędy dla transmisji szerokopasmowych, gdy czas trwania przesyłanych symboli jest krótszy niż opóźnienia składowych wielodrogowych. W takim przypadku odbiornik odbiera opóźnione echa poprzedniego symbolu wraz z sygnałem aktualnym, co powoduje zakłócenia międzysymbolowe i do uzyskania bezbłędnej łączności konieczne jest stosowanie odpowiednich układów korekcyjnych w odbiorniku.

Zaniki odbieranego sygnału dzieli się umownie na:

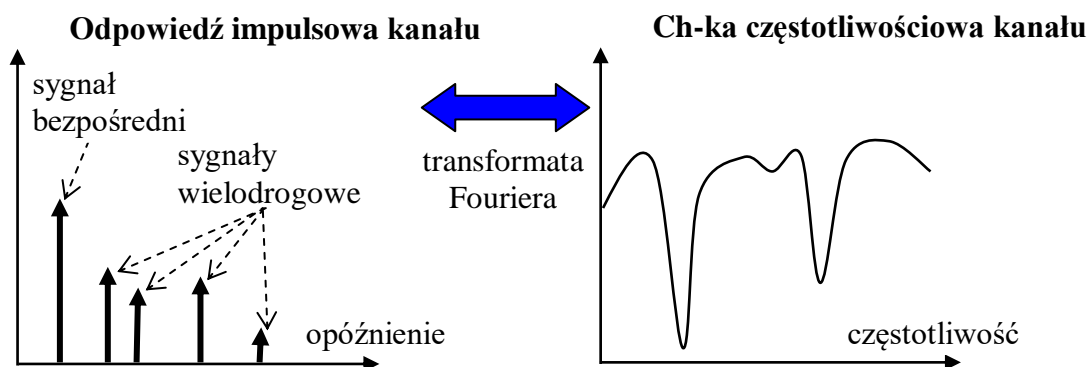
- zaniki małej skali (szybkie) – wynikające ze zmian faz poszczególnych składowych wielodrogowych docierających do odbiornika przy bardzo małych zmianach położenia anten (rzędu pojedynczej długości fali)
- zaniki dużej skali (wolne, przesłanianie) – wolne zmiany uśrednionej mocy odbieranego sygnału przy dużych zmianach położenia anten, wynikające ze zmian liczby składowych wielodrogowych docierających do odbiornika i ich amplitud



Rys. 1.11 Wektorowe sumowanie sygnałów wielodrogowych docierających do anteny odbiorczej – powodujące zaniki dla transmisji wąskopasmowych (z powodu różnych zmian faz poszczególnych sygnałów wielodrogowych)



Rys. 1.12 Propagacja wielodrogowa sygnału radiowego powodująca dyspersję czasową odbieranego sygnału dla transmisji szerokopasmowych (z powodu różnych opóźnień składowych wielodrogowych, porównywalnych z czasem trwania pojedynczego symbolu nadawanego sygnału)



Rys. 1.13 Odpowiedź impulsowa radiowego kanału propagacyjnego obrazująca dyspersję czasową odbieranego sygnału i odpowiadająca jej charakterystyka częstotliwościowa kanału – **zaniki selektywne**

Dodatkowo w systemach ruchomych następuje ruch odbiornika względem nadajnika, powodujący dopplerowskie przesunięcie częstotliwości odbieranego sygnału, które jest proporcjonalne do względnej prędkości między nadajnikiem i odbiornikiem, długości fali oraz kąta między kierunkiem ruchu a kierunkiem przychodzenia fali radiowej

$$f_D = \frac{V}{\lambda} \cos(\varphi_d) \quad (1.37)$$

gdzie:

f_D - dopplerowska zmiana częstotliwości,

V - względna prędkość odbiornika względem nadajnika,

λ - długość fali,

φ_d - kąt między kierunkiem ruchu a kierunkiem odbioru fali.

W sytuacji, gdy zarówno nadajnik jak i odbiornik są statyczne efekt Dopplera może być powodowany ruchem obiektów, od których następują odbicia fali radiowej.

Ruch odbiornika w wielodrogowym środowisku propagacyjnym może powodować następujące efekty:

1. **Dyspersję częstotliwości** odbieranego sygnału – rozszerzenie widma częstotliwościowego sygnału spowodowane różnymi częstotliwościami Dopplera składowych wielodrogowych docierających do odbiornika z różnych kierunków, szczególnie widoczne dla transmisji sygnałów wąskopasmowych. Przykładowo dla transmisji sygnału harmonicznego o częstotliwości f_c , widmo odebranego sygnału zawiera się w paśmie $[f_c - f_{D_{\max}}, f_c + f_{D_{\max}}]$, gdzie $f_{D_{\max}}$ jest maksymalnym przesunięciem częstotliwości Dopplera. Powyższy zakres częstotliwości nazywany jest rozproszeniem Dopplera.
2. **Czasowe zmiany parametrów kanału propagacyjnego** powodowane ruchem odbiornika lub obiektów otoczenia. Dla transmisji wąskopasmowych o długim czasie trwania pojedynczego symbolu sygnału, parametry kanału mogą znacząco zmienić się w czasie jego transmisji, powodując znaczne zniekształcenia odbieranego sygnału.

3. Przebieg ćwiczenia

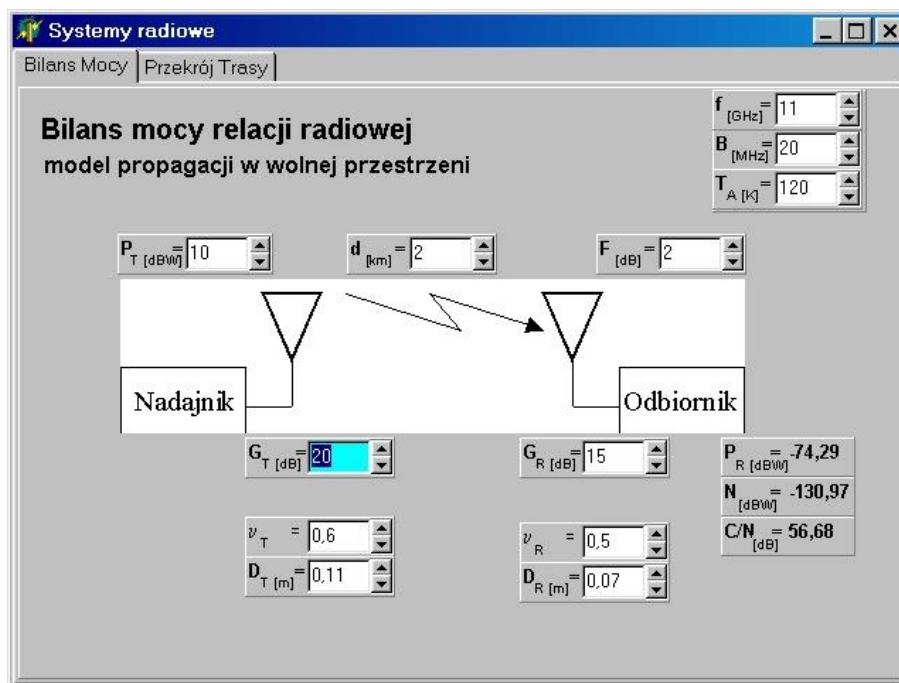
3.1. Analiza bilansu mocy sygnału w łączu radiowym

Wykorzystując program komputerowy do analizy bilansu mocy linii radiowych (Rys. 1.14):

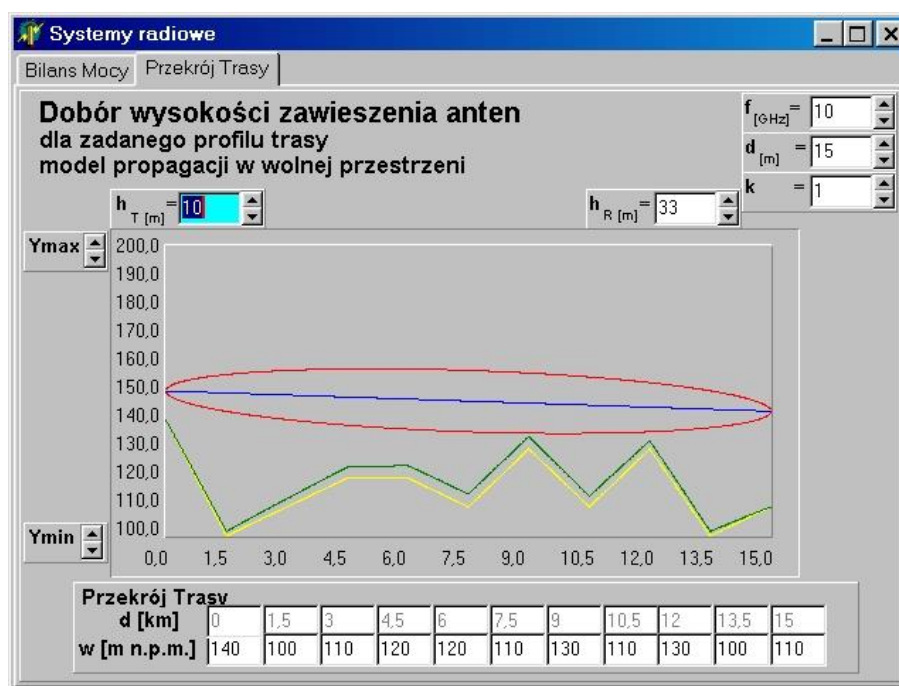
1. Narysować wykresy przedstawiające zależność mocy odbieranego sygnału, mocy szumów i stosunku sygnał/szum od poszczególnych parametrów systemu radiowego (moc nadawanego sygnału, odległość między antenami, częstotliwość sygnału, zyski energetyczne anten, szerokość pasma sygnału, temperatury szumowej anteny odbiorczej, współczynnika szumów odbiornika).
2. Określić zależność warunków bezpośredniej widoczności między antenami (dobór wysokości anten dla zadanego przekroju trasy między antenami) (Rys. 1.15), od parametrów łączy radiowych (częstotliwość sygnału, odległość między antenami) oraz od konfiguracji środowiska propagacyjnego (profilu trasy, współczynnika krzywizny Ziemi modelu propagacyjnego).
3. Zaprojektować system linii radiowej:
 - wyznaczyć parametry nadajnika i odbiornika, takie aby uzyskać wymaganą jakość transmisji dla zadanego zestawu parametrów wejściowych (częstotliwość sygnału, szerokość pasma sygnału, odległość między antenami, temperatura szumowa anteny odbiorczej, minimalny stosunek sygnał/szum).

Rozpatrzyć następujące przypadki:

- ograniczenia mocy nadajnika P_{Tmax} ,
 - ograniczenia zysków energetycznych anten nadawczej i odbiorczej (anten o małych wymiarach) G_{Tmax} , G_{Rmax} ,
 - ograniczenia szumów odbiornika F (odbiornik o dużych szumach).
- Dobrać wysokości zawieszenia anten nadajnika i odbiornika tak, aby dla zadanego profilu i długości trasy uzyskać warunki bezpośredniej widoczności między antenami.



Rys. 1.14 Okno obrazujące bilans mocy systemu radiowego

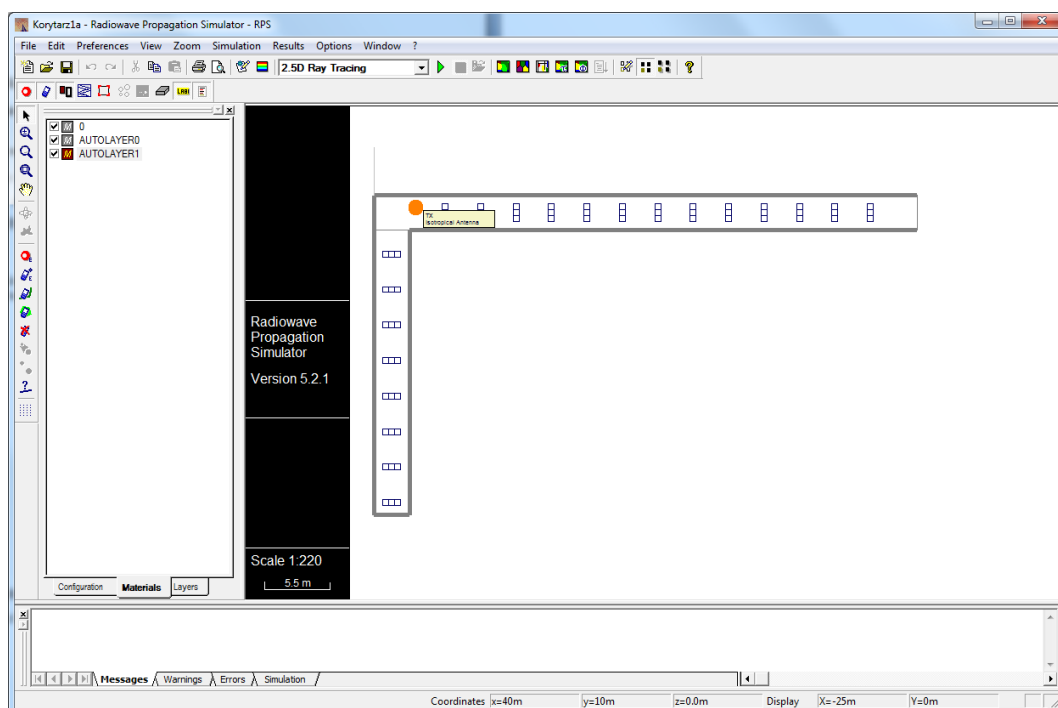


Rys. 1.15 Okno obrazujące dobór wysokości anten nadajnika i odbiornika dla zapewnienia bezpośredniej widoczności między antenami.

3.2. Analiza zjawisk powodowanych propagacją wielodrogową w systemach łączności ruchomej wewnątrz budynku

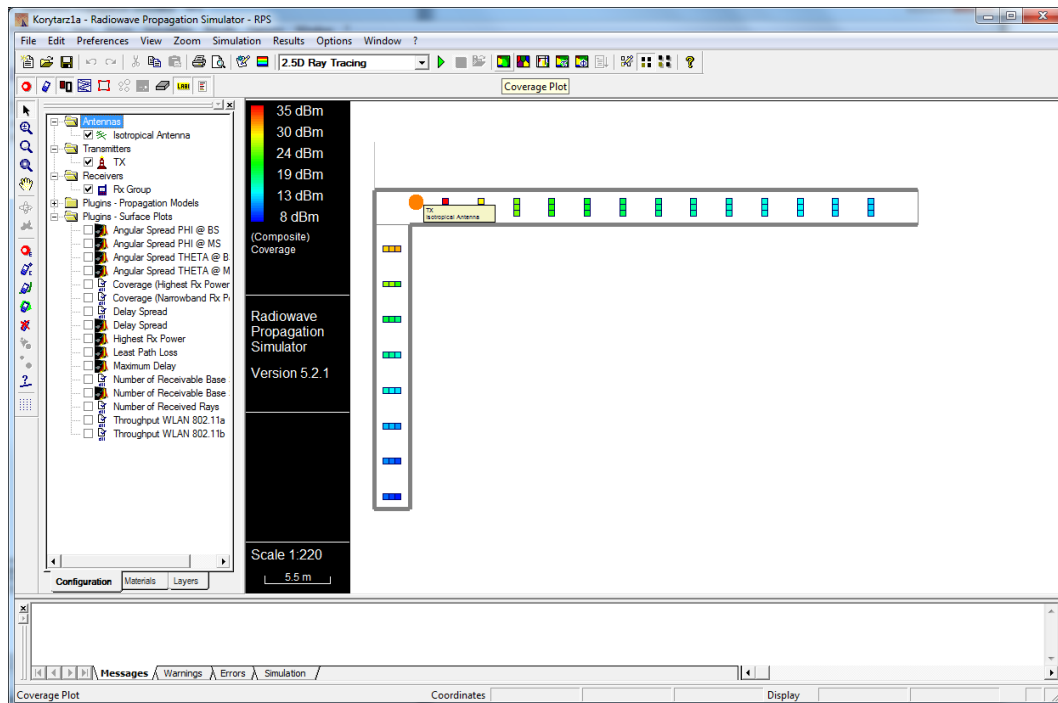
3.2.1. Symulacje komputerowe

Wykorzystując program RPS (Radiowave Propagation Simulator) uruchomić symulację propagacji sygnału radiowego na korytarzu budynku Wydziału Elektroniki i Technik Informatycznych Politechniki Warszawskiej (Rys. 1.17)

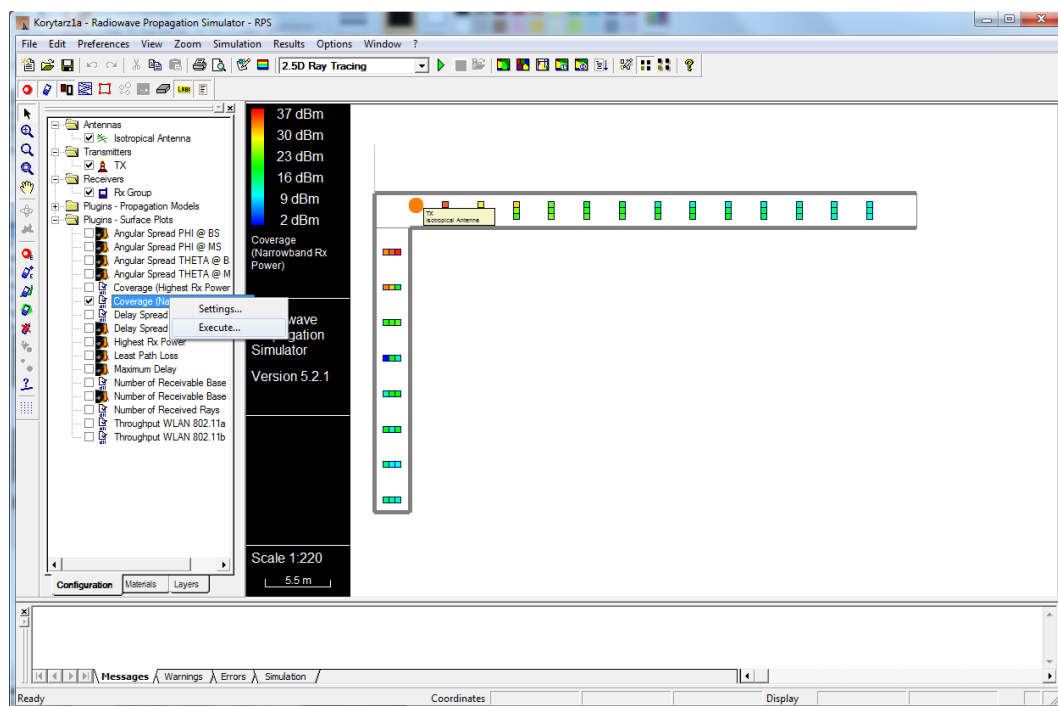


Rys. 1.16 Model środowiska propagacyjnego na korytarzu Wydziału Elektroniki i Technik Informatycznych Politechniki Warszawskiej w programie RPS

1. Zbadać zmiany odbieranej mocy (szerokopasmowo i wąskopasmowo) dla zmian położenia odbiornika wzdłuż korytarza i wyjaśnić zaobserwowane różnice.

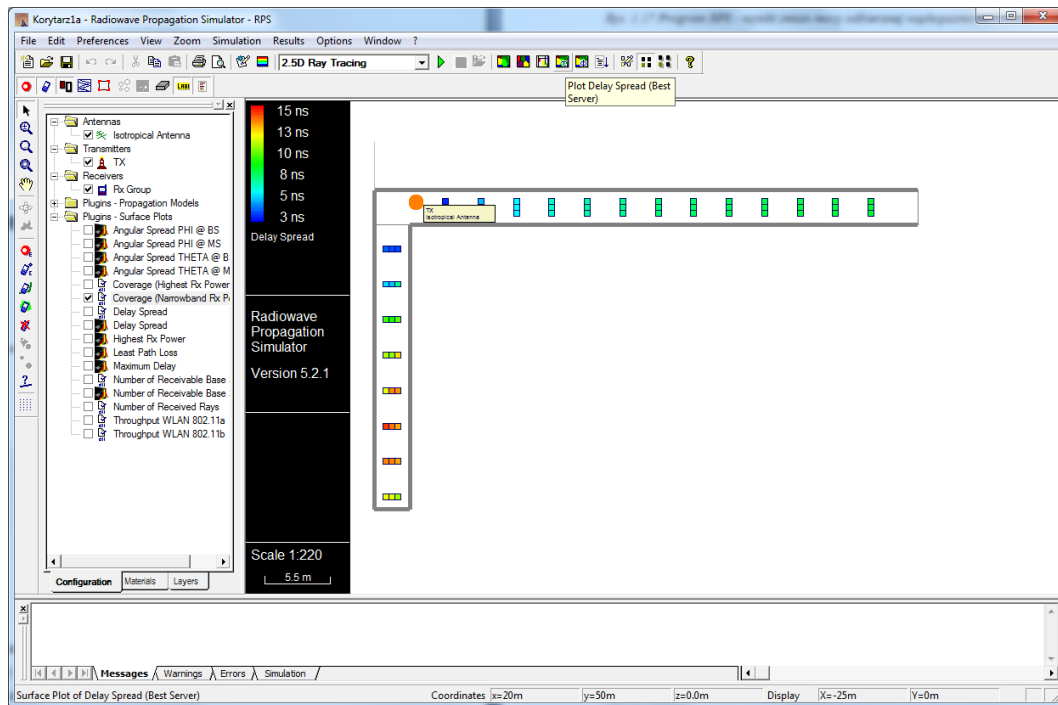


Rys. 1.17 Program RPS - wyniki zmian mocy odbieranej szerokopasmowo



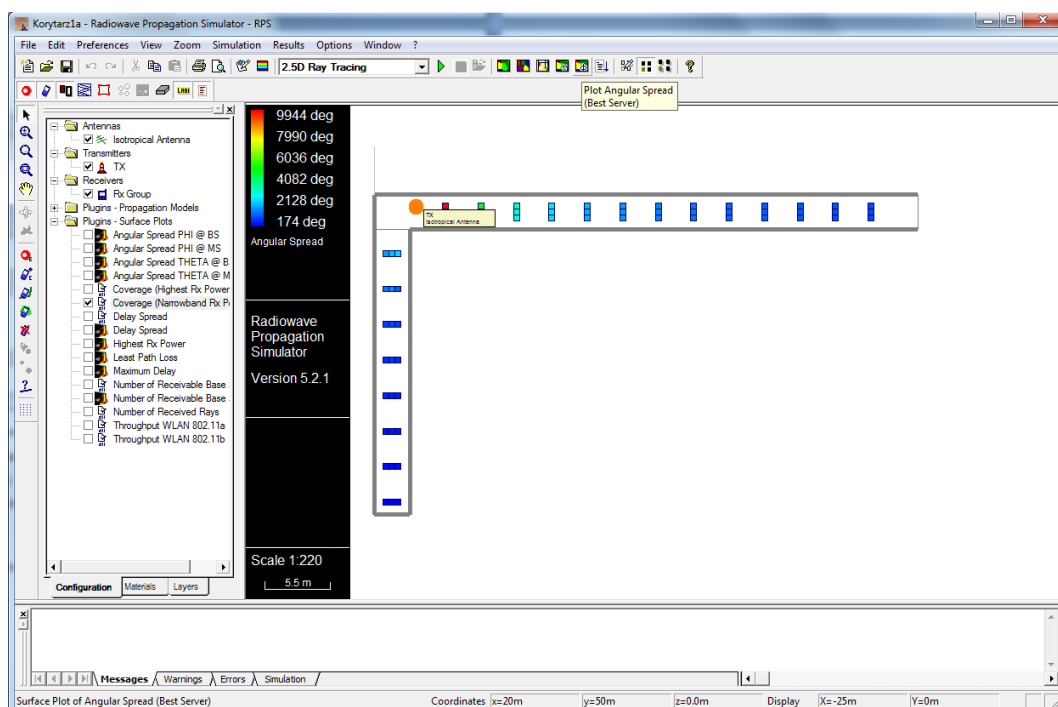
Rys. 1.18 Program RPS - wyniki zmian mocy odbieranej wąskopasmowo

2. Zbadać zmiany wartości standardowej dewiacji opóźnienia DS (delay spread) dla zmian położenia odbiornika wzdłuż korytarza i wyjaśnić zaobserwowane różnice.



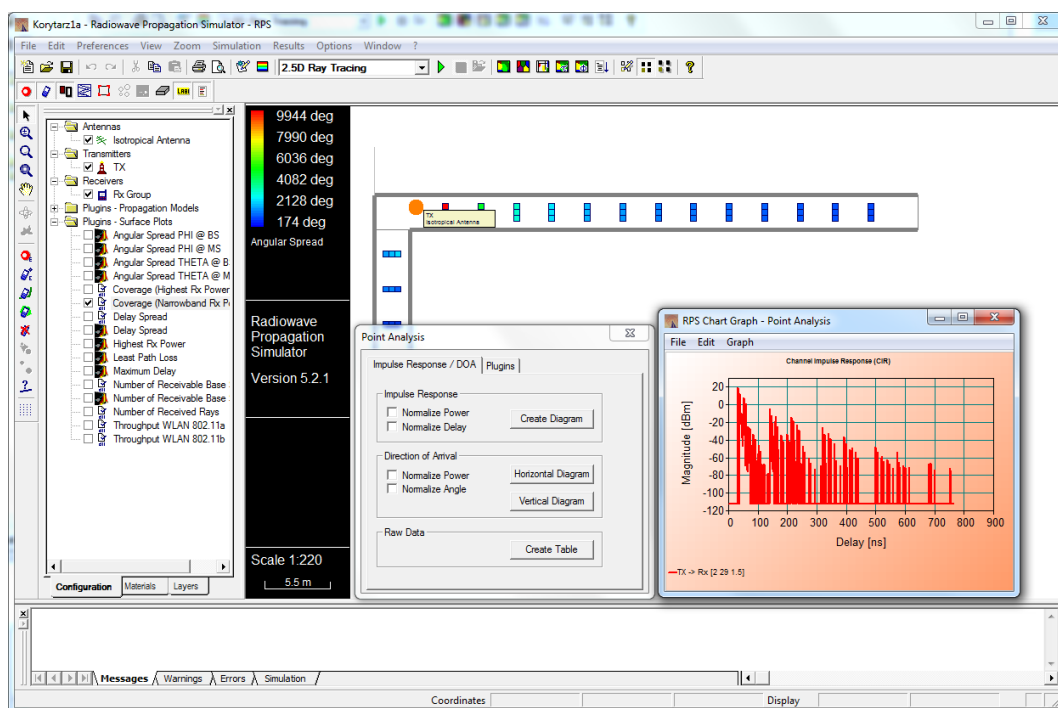
Rys. 1.19 Program RPS - wyniki zmian parametru DS

3. Zbadać zmiany wartości standardowej dewiacji kątów odbioru sygnału AS (angular spread) dla zmian położenia odbiornika wzdłuż korytarza i wyjaśnić zaobserwowane różnice.



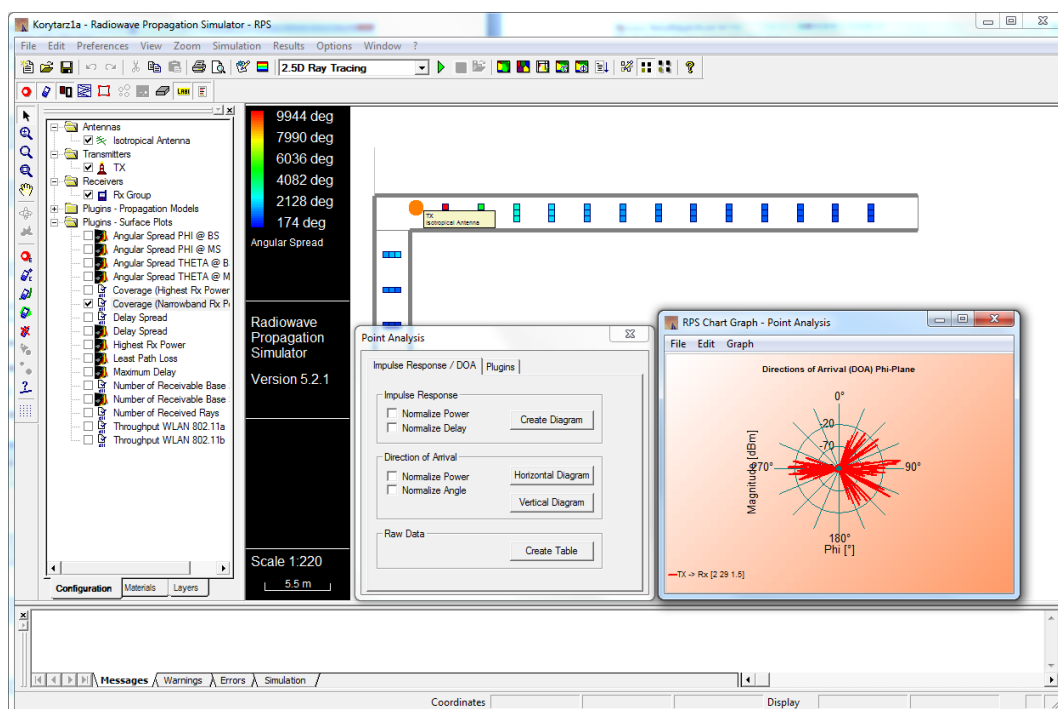
Rys. 1.20 Program RPS - wyniki zmian parametru AS

4. Zbadać zmiany odpowiedzi impulsowej kanału dla punktów odbiornika położonych blisko i daleko od nadajnika i wyjaśnić zaobserwowane różnice.

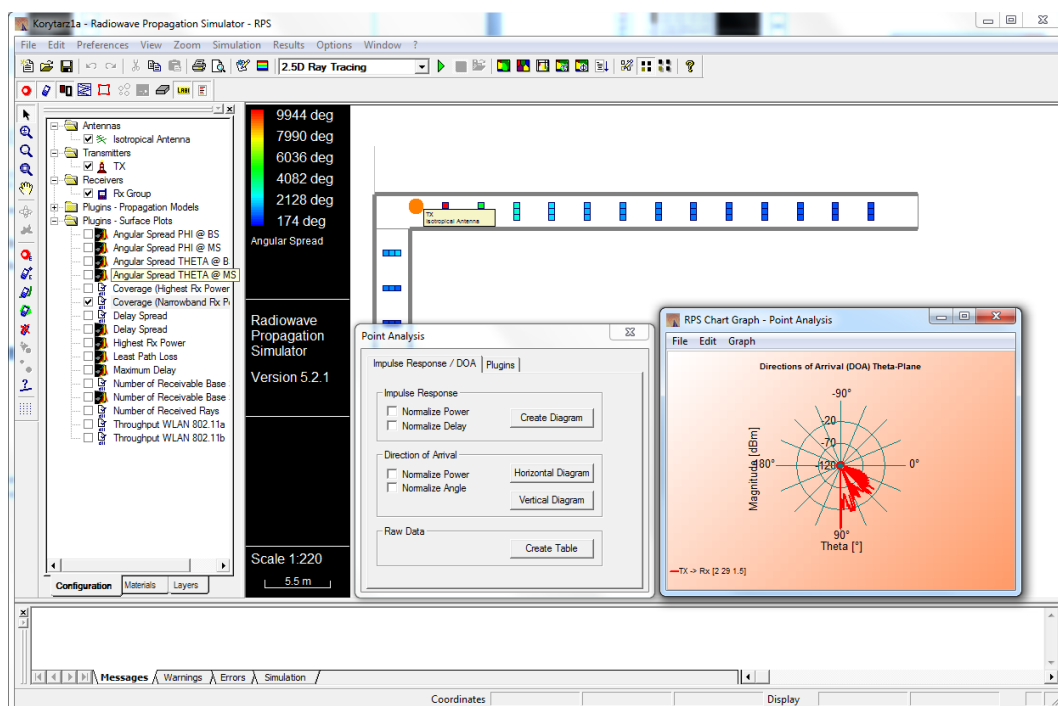


Rys. 1.21 Program RPS - wyniki przedstawiające odpowiedź impulsową kanału w zadanym punkcie lokalizacji odbiornika

5. Zbadać zmiany kierunków odbioru sygnału DOA (direction of arrival) w płaszczyźnie azymutu i elewacji dla punktów odbiornika położonych blisko i daleko od nadajnika i wyjaśnić zaobserwowane różnice.



Rys. 1.22 Program RPS - wyniki przedstawiające kierunki odbioru sygnałów DOA w płaszczyźnie azymutu w zadanym punkcie lokalizacji odbiornika



Rys. 1.23 Program RPS - wyniki przedstawiające kierunki odbioru sygnałów DOA w płaszczyźnie elewacji w zadanym punkcie lokalizacji odbiornika

6. Na podstawie wyników z pkt. 1 dla odbioru mocy wąskopasmowo wyznaczyć wykładnik γ modelu propagacji wzdłuż korytarza.

Analizę w punktach pkt. 1 - pkt. 6 przeprowadzić dla dwóch lokalizacji nadajnika na korytarzu:

- istnienia bezpośredniej widoczności między antenami LOS (line of sight),
- braku bezpośredniej widoczności NLOS (non line of sight).

Wyjaśnić różnice między uzyskanymi wynikami dla obu przypadków.

3.2.2. Pomiary mocy odbieranego sygnału

Wykorzystując radiotelefony pracujące w paśmie 446 MHz oraz analizator widma dokonać pomiarów mocy odbieranego sygnału dla różnych lokalizacji radiotelefonu na korytarzu.

1. Wykonać pomiary odbieranej mocy dla przemieszczania radiotelefonu wzdłuż korytarza, z krokiem 3 m (3 punkty pomiarowe co 30 cm dla każdej odległości).
2. Wyznaczyć wykładnik γ modelu propagacji sygnału dla korytarza na podstawie wykonanych pomiarów i porównać z wynikami uzyskanymi na podstawie symulacji komputerowych.

3. Wykonać pomiary zaników lokalnych – pomiary odbieranej mocy dla przemieszczania radiotelefonu wzdłuż korytarza z krokiem 30 cm na dystansie około 3m, uwzględniając dwie sytuacje:
 - mała odległość między antenami,
 - duża odległość między antenami.

4. Zagadnienia kolokwium wstępnego

1. Podstawowe równanie bilansu mocy łącza radiowego
2. Wpływ zmian odległości i częstotliwości na zmiany tłumienia dla propagacji w wolnej przestrzeni
3. Modele tłumienia radiowego kanału propagacyjnego
4. Czynniki wpływające na wybór modelu propagacji
5. Warunki bezpośredniej widoczności między antenami
6. Mechanizmy propagacji fal radiowych w atmosferze
7. Zjawiska propagacyjne w systemach łączności ruchomej
8. Problemy powodowane propagacją wielodrogową
9. Wyznaczanie czasu propagacji i kierunków odbioru składowych wielodrogowych dla prostej konfiguracji środowiska propagacyjnego, np. prostopadłościennego pomieszczenie

5. Literatura pomocnicza

1. R. J. Katulski, *Propagacja fal radiowych w telekomunikacji bezprzewodowej*, WKiŁ, Warszawa 2014
2. K. Wesołowski, *Systemy radiokomunikacji ruchomej*, WKiŁ, Warszawa 1998
3. D. J. Bem, *Anteny i rozchodzenie się fal radiowych*, WNT, Warszawa 1973

6. Zaliczenie

Ćwiczenie zaliczane jest na podstawie wyniku kolokwium wstępnego i oceny sprawozdania końcowego.

Sprawozdanie zawierające wyniki wykonanych zadań z wnioskami i komentarzami, należy dostarczyć prowadzącemu ćwiczenie w terminie 5 dni akademickich.