

Wyznaczanie strat propagacji w obszarach zabudowanych

Streszczenie. Systemy komunikacji radiowej wykorzystywane są w różnorodnych środowiskach. Jednym z najbardziej złożonych pod względem oszacowania możliwości propagacyjnych fali radiowej jest teren zurbanizowany. W pracy przedstawiono i przeanalizowano model ujednoczonej teorii dyfrakcji oraz w oparciu przedstawiono wyniki modelowania na skrzyżowaniu ulic.

Abstract. Radio communication systems are used in a variety of environments. Urbanized area is one of the most complex in terms of estimating radio wave propagation possibilities. The paper presents and analyzes a model of the unified theory of diffraction and based on the results of modeling at the intersection of streets. (**Determination of propagation losses in built-up areas**)

Słowa kluczowe: propagacja fal elektromagnetycznych, metoda UTD, propagacja w środowisku miejskim, algorytm obliczeń strat propagacji.

Keywords: propagation of electromagnetic waves, UTD method, propagation in an urban environment, calculation algorithm of propagation losses.

Wstęp

Charakterystyczną cechą każdego systemu radiokomunikacyjnego jest przekazywanie informacji przez ośrodek propagacji fal radiowych. W przeciwieństwie do urządzeń zarówno nadawczych jak i

odbiorczych, droga przesyłania sygnałów w łączności radiowej jest w dużej mierze niezależna od człowieka. Przetwarzanie wiadomości i nadawanie sygnałów, a także ich odbiór i odtwarzanie zależą od układu i konstrukcji urządzeń przeznaczonych do tych celów; natomiast warunki propagacji fal radiowych są zależne od wielu czynników i okoliczności pozostających poza wpływem działania ludzkiego. W każdym miejscu, czasie i zakresie częstotliwości istnieją określone, w sensie statystycznym, warunki propagacyjne, których znajomość jest konieczna do optymalnego projektowania i wykorzystywania systemów radiokomunikacyjnych [1].

Jednym z najbardziej złożonych pod względem oszacowania możliwości propagacyjnych fali radiowej jest teren zurbanizowany. Odkąd użytkownicy tych systemów są mobilni i poruszają się wewnątrz jak i pomiędzy zabudowaniami, bardzo ciężko jest przeprowadzić dokładną analizę modelu propagacyjnego. Niewystarczające planowanie takiego systemu telekomunikacyjnego może doprowadzić do projektowania ze zbyt dużą rezerwą i w konsekwencji stratą zasobów, albo projektowania, w którym zasoby są niewystarczające, a system ma bardzo słabe parametry. Dlatego też bardzo ważne jest, aby przy jego tworzeniu mieć odpowiednie informacje dotyczące modelu propagacyjnego dotyczącego używanych sygnałów [2]. Model taki opiera się na wielu parametrach, którymi między innymi są: moc odebranego sygnału, szumy jakie towarzyszą temu sygnałowi, interferencje wprowadzane przez kanały z tego samego jak i z innych systemów, oraz wpływ takich zjawisk jak wielodrogowość.

Istnieje bardzo duża ilość pozycji [3][4][5] literackich mówiących o propagacji fal elektromagnetycznych oraz o modelach opisujących jakościowo oraz ilościowo to zjawisko. Pierwsze z nich pojawiły się już w latach 30-tych. Wielu badaczy rozwinęło różnorodne empiryczne jak i teoretyczne modele służące do wyznaczania propagacji radiowej zarówno dla wielu zakresów częstotliwości jak i różnych rodzajów dróg transmisji. Wiele z nich zostało rozwiniętych tak, aby mogły uwzględniać dużą liczbę parametrów, takich jak: wysokość anten, długość drogi propagacji, krzywiznę Ziemi, zróżnicowanie terenu, geometryczną orientację ulic i budynków, tuneli itp.

Generalnie modele predykcyjne dzieli się na kilka kategorii [6]. Najbardziej popularny podział uwzględnia modele: empiryczne (również znane jako statystyczne), teoretyczne (deterministyczne) oraz mieszane (złożone z obu powyższych). Kiedy modele empiryczne opierają się na pomiarach, teoretyczne bazują na fundamentalnych podstawach fizycznych zjawiska propagacji fal radiowych.

W modelach statystycznych, całkowity wpływ środowiska jest brany pod uwagę, bez względu na jego charakter i źródło. To jest główna korzyść tego rodzaju modeli. Ich minusem jest zazwyczaj fakt, że są one wyznaczone w ściśle określonym środowisku dlatego nie muszą być bardzo dokładne przy ich wykorzystaniu w innym.

Ponieważ modele deterministyczne opierają się na podstawach fizycznych mogą być użyte w różnorodnych środowiskach bez utraty ich dokładności [7]. W praktyce jednak, ich zastosowanie wymaga dużej ilości danych. W wielu przypadkach ich zebranie jest albo niepraktyczne, albo wręcz niemożliwe do wykonania. Algorytmy wykorzystywane przez modele teoretyczne są zazwyczaj bardzo złożone i brak im efektywności obliczeniowej. Dlatego też zazwyczaj stosuje się je tylko w zakresie mniejszych obszarów: mikro- i pikokomórek [8].

Model propagacji UDT w środowisku miejskim

Na podstawie środowisk propagacyjnych możemy dokonać też podziału modeli na te używane wewnątrz i na zewnątrz budynków.

Metody analityczne stosowane w badaniach propagacji fal, a w szczególności rozkładu pola promieniowanego przez nadajniki, dzielą się na dwie podstawowe grupy: metody deterministyczne i metody empiryczne. Do pierwszej grupy zalicza się nowoczesne metody „śledzenia promieni” (*ang.: Ray Tracing*) [9].

Bazują one na przybliżeniu optyki geometrycznej i jednolitej teorii dyfrakcji (UTD). Uzyskanie rozwiązań na podstawie zależności analitycznych wykorzystywanych w tych teoriach wymaga znajomości: geometrii otoczenia i przeszkód (budynków i ich części składowych, elementów konstrukcyjnych) występujących w obszarze propagacji fal, oraz wartości ich parametrów elektrycznych w analizowanym paśmie częstotliwości [10].

Specyfika obszarów zabudowanych przyczyniła się do wprowadzenia w badaniach propagacji fal radiowych ich podziału na przestrzeń zewnętrzną budynków wraz z ich otoczeniem (*ang.: Outdoor*) i przestrzeń wewnętrzną (*ang.: Indoor*). Metro, tunele i przejścia podziemne można również

traktować jako przestrzeń Indoor. Metody empiryczne stosowane w obszarach zabudowanych to głównie metoda: Okumura-Haty, COST Walfish-Ikegami. W przestrzeni Indoor wykorzystuje się metody analityczne ujęte w postaci modeli OSM, LAM, MWM służące głównie do wyznaczania strat propagacji i uwzględniające w sposób uproszczony zależność tych strat od zmienności geometrii ścian oraz ich technologii. Nie ujmuje się natomiast zależności polaryzacyjnych. Stosuje się w nich empiryczne współczynniki tłumienia relatywnie reprezentowanego zbioru ścian dla różnych pasm częstotliwości wykorzystywanych w systemach radiokomunikacji wielu krajów. Ich przydatność do modelowania kanałów radiowych, szczególnie szerokopasmowych w dokładnych badaniach propagacyjnych jest bardzo ograniczona [11].

Na bazie modelu można prognozować rozkład pola elektromagnetycznego w obszarze funkcjonowania systemu. Aby przewidzieć rozkład pola w terenie zurbanizowanym trzeba uwzględnić cały szereg dodatkowych czynników, mających istotny wpływ na propagację fal radiowych w tym terenie. A są to:

- odbicie lub rozproszenie fal radiowych padających na powierzchnie graniczne dwóch ośrodków oraz fal rozchodzących się w ośrodku wielowarstwowym;
- przenikanie (wnikanie) fal w głąb sąsiedniego ośrodka, czemu towarzyszy refrakcja (załamanie) i tłumienie fal przy przejściu fali przez granice ośrodków o różnych parametrach elektrycznych;
- dyfrakcje, powodująca odchylenie biegu promieni fal na krawędziach wąskich szczelin, ekranów lub na powierzchniach brył o krzywiznach porównywalnych z długością fal;
- interferencje dwóch lub więcej fal o jednakowych częstotliwościach będącą wynikiem występowania wyżej wymienionych zjawisk.

Przy analizie warunków propagacji oprócz wyżej opisanych zjawisk, należy również uwzględnić rodzaj środowiska miejskiego, które jest silnie zróżnicowane. Na ogół wyróżnia się cztery kategorie zabudowy miejskiej:

- gęsta i wysoka zabudowę śródmieść („city”) miast dużych,
- stosunkowo niska zabudowę miast średnich i małych oraz zabudowę podmiejska,
- osiedla mieszkaniowe niskich domków wokół terenów o zwartej zabudowie,
- teren o charakterze wiejskim, okalający tereny zabudowane.

Wymienione kategorie środowisk różnią się w sposób istotny warunkami propagacji fal radiowych. Warunki te zależą od położenia anteny stacji bazowej i stacji ruchomej względem siebie i otaczającej je zabudowy. Propagacja fal może odbywać się ponad dachami budynków, w przypadku wysoko wzniesionej anteny stacji bazowej. Jeżeli antena ta nie góruje nad zabudową, fale radiowe rozchodzą się poniżej dachów wśród ulic.

W środowisku wysokiej zabudowy miejskiej występują „kaniony” utworzone przez ulice, wzdłuż których zlokalizowane są wielopiętrowe budynki. W przypadku znacznej wysokości budynków propagacja fal radiowych w dużej części odbywa się w wyżej wymienionych „kanionach”, [12]. W tym przypadku składowa natężenia pola wypadkowego powstającego na poziomie ulicy, związana z propagacją fal radiowych ponad dachami budynków, nie ma istotnego znaczenia.

W przypadku stosunkowo niskiej zabudowy miast średnich i miast małych oraz zabudowy podmiejskiej, antena zwykle góruje nad otaczającą ją zabudową, a ulice są stosunkowo szerokie względem wysokości zabudowy. W takich warunkach dominuje na ogół składowa natężenia

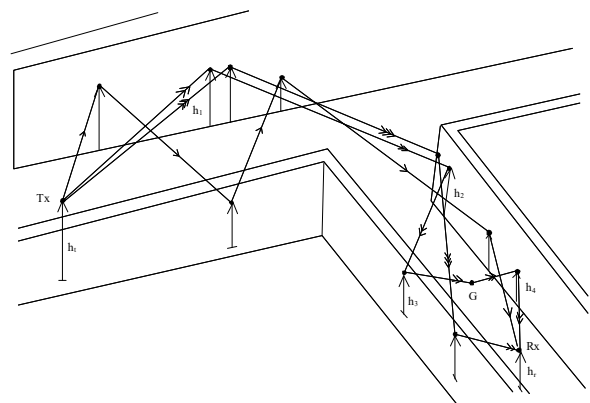
pola powstająca na skutek dyfrakcji fal rozchodzących się ponad budynkami na krawędziach dachów budynków.

Na obszarze osiedli niskie domki rozmieszczone są stosunkowo rzadko, a wzdłuż ulic znajdować się mogą rzędy parkujących samochodów. Może okazać się także konieczne uwzględnienie wpływu tłumienia zwartej roślinności, w postaci krzewów i drzew parków itp., a nie tylko wpływu pojedynczych drzew rosnących wzdłuż ulic jak to ma miejsce najczęściej w przypadku kategorii środowiska omówionego wyżej.

W terenie o charakterze wiejskim okalającym teren miejski zabudowa jest jeszcze bardziej luźna. Domy są zwykle małe często otoczone dużymi ogrodami. Ze względu na ogół większe długości tras propagacji, wpływ ukształtowania terenu na warunki propagacji powinien być w tym przypadku analizowany [13].

Model propagacji UDT (ang. *Uniform Theory of Diffraction*) to trójwymiarowy model propagacji dla radiokomunikacji mikrokomórkowej w środowisku miejskim. Model ten uwzględnia wielokrotne odbicia typu ściana-ściana, ściana-ziemia, ziemia-ściana, a także dyfrakcję na rogach budynków oraz wielokrotne odbicia ugiętych sygnałów. Oparty jest na jednorodnej teorii dyfrakcji. Geometria promienia jest dość złożona ze względu na występowanie odbić od powierzchni ziemi oraz szeregu odbić i dyfrakcji na ścianach, krawędziach budynków oraz powierzchni ziemi. Zasadniczą trudnością w tworzeniu tego trójwymiarowego modelu jest określenie dokładnego punktu odbicia na powierzchni i dokładnego punktu ugięcia na krawędzi oraz odpowiednich płaszczyzn padania. Jest to konieczne do obliczenia składowych polaryzacji odbitych i ugiętych promieni i ich dalszych trajektorii. W każdym punkcie odbicia lub ugięcia użyto systemu współrzędnych z „ustalonym promieniem” lub „ustalonej krawędzi” oraz podwójne matryce współczynników odbicia lub ugięcia. Dobra zgodność wyników teoretycznych z pomiarami praktycznymi wskazuje na poprawność metody UTD w modelowaniu propagacji w radiokomunikacji miejskiej [14] [15].

Geometrię modelu propagacji pokazano na Rys 1, gdzie T_x oznacza umiejscowienie nadajnika na głównej ulicy o szerokości W_1 , a boczna ulica o szerokości W_2 znajduje się w odległości d_1 od punktu T_x .



Rys.1 Geometria propagacji fali

Przy ulicach znajdują się wysokie budynki, których ściany, jak założono, są gładkimi powierzchniami ze średnią przenikalnością dielektryczną ϵ i przewodnością σ . Nadajnik umieszczony jest na wysokości h_t nad ulicą oraz w odległości x_0 od prawej ściany.

Pionowo spolaryzowana antena odbiorcza R_x umieszczona jest h_r nad powierzchnią ulicy, a jej pozycja przesunięta jest wzdłuż ulicy głównej (obszar widoczności

LOS) do ulicy bocznej (obszar niewidoczności optycznej OOS). W każdym punkcie obliczono amplitudę i fazę pionowego pola dla określenia mocy sygnału. Na rysunku 1 pokazano trzy typowe drogi promienia dla fali docierającej do R_x w obszarze niewidoczności. Ilustrują one kilka z prostszych odbić ścianowych, od ziemi i ugięć na krawędziach. Teoria tu zastosowana uwzględnia więcej kombinacji rozpraszania tego rodzaju. Rysunek 2 przedstawia zjawiska z rysunku 1 z dodatkowo zaznaczonymi obrazami pozornych źródeł na ścianach i ziemi. Obrazy oznaczono $L(m,n)$ lub $R(m,n)$ gdzie L i R oznaczają pozycję obrazu po lewej L lub prawej R stronie głównej ulicy, a (m,n) oznaczają ilość odbić na ścianach głównej i bocznej ulicy odpowiednio dla fali bądź promienia docierającego do R_x .

Dla każdego z obrazów $L(m,n)$ i $R(m,n)$ występują odpowiednie obrazy na ziemi $L(m,n,G)$ i $R(m,n,G)$. Wszystkie te obrazy tworzą układ, siatkę pozornych źródeł promieni pochodzących z wielokrotnych odbić na ścianach i ziemi. Dla obliczenia pola zgodnie z obrazami przyjmuje się notację gdzie m i n posiadają dodatnie wartości, gdy obrazy znajdują się po lewej stronie ulicy głównej oraz ujemne wartości, gdy znajdują się one po prawej stronie. Użyteczność tej koncepcji polega na tym, że umożliwia ona określenie dokładnego punktu odbicia na ścianie lub na powierzchni podłoża oraz w przypadku dyfrakcji umożliwia lokalizację punktu dyfrakcji na krawędzi. Główna trudność wynika z zastosowania geometrii trójwymiarowej oraz występowania wielokrotnych odbić i ugięć. Przy modelowaniu UTD punkt odbicia czy ugięcia ma zasadniczy wpływ na falę odbitą bądź ugiętą z powodu tego, że fala padająca na daną powierzchnię może nie być dokładnie płaska lub krawędź może być zakrzywiona. Przy każdym odbiciu czy ugięciu stosowany jest „system koordynacji promienia” i „system koordynacji krawędzi” oraz odpowiednie podwójne współczynniki odbicia lub dyfrakcji, charakteryzujące powierzchnię w zależności od ich względnej przenikalności dielektrycznej i przewodności. Dodatkową zaletą zastosowania metody obrazów jest możliwość wnioskowania na jej podstawie o wpływie, bądź jego braku sygnałów rozpraszanych na całkowity sygnał odbierany. Jest to znacznie prostsze niż alternatywna metoda śledzenia trajektorii promieni docierających do odbiornika w strefie niewidoczności OOS. Dla odbicia lub dyfrakcji promienia w punkcie Q , fala padająca $E^i(Q)$ dokłada się do fali odbitej lub ugiętej w punkcie S , danej przez $E^{r,d}(S)$ gdzie:

$$(1) \quad E^{r,d}(s) = E^i(Q) \cdot H(Q,S) \cdot e^{-jks}$$

gdzie:

$$H(Q,S) = \begin{cases} R \cdot A_s & \text{dla odbicia} \\ D \cdot A_d & \text{dla dyfrakcji} \end{cases}$$

R - podwójny współczynnik odbicia; D - podwójny współczynnik dyfrakcji; A_s - współczynnik rozszerzania dla odbicia od powierzchni; ; A_d - współczynnik rozszerzania dla dyfrakcji na krawędzi; k - stała propagacji; s - odległość Q_i do Q_{i+1} , Q - punkt dyfrakcji lub odbicia promienia; λ - długość fali

Tłumienie sygnału od T_x do R_x wynosi:

$$(2) \quad L = 20 \log_{10} \left| \frac{\lambda}{4\pi} \frac{E_r}{E_i} \right|$$

gdzie: E_r - całkowite pole elektryczne przy odbiorniku R_x ; E_i - pole elektryczne generowane przez nadajnik T_x

Fala przychodząca w punkcie R_x w obszarze niewidocznym ulega m wielokrotnym odbiciom od ścian ulicy głównej, n odbiciom od ścian ulicy bocznej i ewentualnie jednemu odbiciu o powierzchnię ziemi bez ugięcia lub z ugięciem na rogach budynków przy skrzyżowaniu. Oznacza to uwzględnienie obrazów z argumentami (m,n,G) gdzie $G=0$, gdy nie ma odbicia o ziemię i $G=1$, gdy odbicie to występuje. Jeżeli dodatkowo dochodzi ugięcie wtedy element z podwójnym współczynnikiem odbicia D_0 pojawi się w E_r .

Wartości m , n i G użyte do obliczania E_r w miejscu R_x wyznacza się z analizy względnych pozycji obrazów w stosunku do R_x [16].

Całkowite pole przy odbiorniku można zapisać jako:

$$(3) \quad E_r = \sum_{w=-m}^m \sum_{v=0}^n \sum_{G=e}^1 E(Q_1) \cdot \prod_{k=1}^{|w|} R_{0j}(w) \cdot \prod_{k=1}^{|v|} R_{0k}(v) \cdot R_o^G(w,v) \prod_{k=1}^{|w|} R_{0j}(w) \cdot \theta_s(w,v) + \prod_{k=1}^{|u|} R_{0i}(u) \cdot R_o^G(u) D_o(u) \theta_d(u)$$

W równaniu tym pierwszy element reprezentuje tylko zwierciadlane odbicia, gdzie ujemne i dodatnie wartości m oznaczają wpływy od obrazów po lewej i prawej stronie ulicy głównej. Parametr n przybiera tylko dodatnie obrazu (po lewej stronie), ponieważ tylko fala od obrazów z lewej strony głównej ulicy (oraz $m=0$ źródło) będą propagować się w ulicy bocznej jak na rysunku.1. Drugi element wzoru (3) reprezentują fale, które uwzględniają składowe z dyfrakcji z dwóch rogów budynku. Należy tu uwzględnić źródła z $(m.>=0, n=0)$, ponieważ tylko ten układ źródeł będzie promieniował falę padającą na dwa rogi budynku. Obrazy, które należy wykluczyć to te z $n>0$, ponieważ reprezentują one fale już propagowane w ulicy bocznej, podczas gdy obrazy z $m.<0$ (po prawej stronie) nie oświetlają rogów.

$\theta_d(u)$ = współczynnik fazy odpowiednio :

$$(4) \quad \prod_{i=1}^{|u|} R_{oi}(u) \cdot R_o^G(u) \cdot D_o(u) \cdot e^{-jks}$$

$$(5) \quad \prod_{j=1}^{|v|} R_{oj}(u) \cdot \prod_{k=1}^n R_{ok}(v) \cdot R_o^G(w,v) \cdot e^{-jks}$$

gdzie: R_o - jest podwójnym współczynnikiem odbicia ze współczynnikiem rozszerzania A_s ; $D_o(u)$ - jest podwójnym współczynnikiem dyfrakcji związanym z współczynnikami rozszerzania i współczynnikami kolejnych odbić; u , v - są liczbami odbić zwierciadlanych od ścian ulicy głównej; u - jest liczbą odbić zwierciadlanych od ścian ulicy bocznej; G - jest liczbą odbić zwierciadlanych od ziemi

W rezultacie otrzymujemy następujące równanie:

$$(6) \quad L = 20 \log_{10} \left| \frac{\lambda}{4\pi} \left\{ \sum_{w=-m}^m \sum_{v=0}^n \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \cdot \prod_{j=1}^{|w|} R_{oj}(w) \cdot \prod_{k=1}^v R_{ok}(v) \cdot R_o^G(w,v) \cdot \theta_s(w,v) \right\} \right|$$

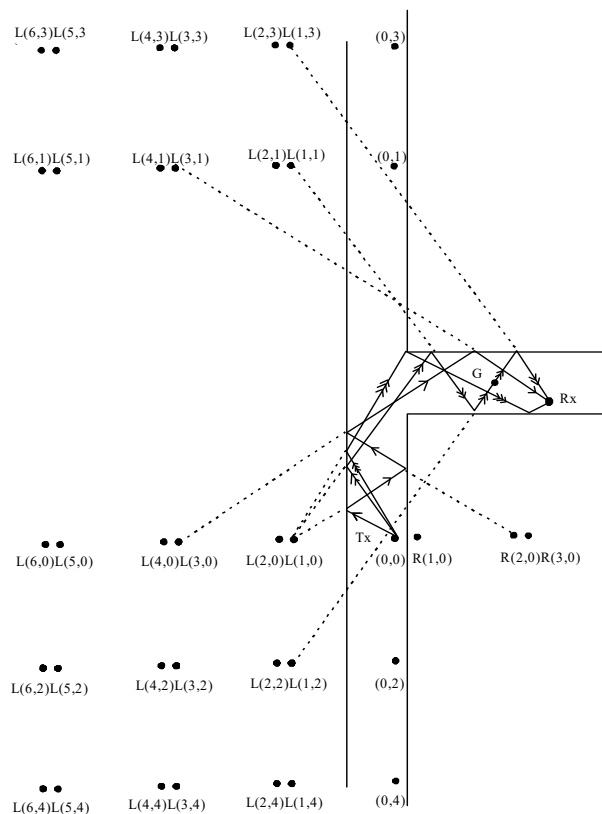
Przy odpowiednich założeniach teoria UTD zapewnia zgodność z wynikami osiągniętymi przy zastosowaniu modeli promieniowo-optycznych proponowanych przez innych autorów :

Obszar widoczności (LOS). W obszarze widoczności LOS na głównej ulicy, zasadniczy wpływ na E_r ma bezpośrednia fala z T_x oraz fala odbita od ścian i ziemi. Ugięte fale mogą być pominięte. Przy tych założeniach mamy $n=0$, a drugi element w równaniu (3) jest pominięty. Wynik przedstawia się następująco:

$$(7) \quad E_r = \sum_{w=-m}^m \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \cdot \prod_{k=1}^{|w|} R_{oj}(w) \cdot \Theta_s(w)$$

Zakładając brak odbić od ścian w głównej ulicy poprzez podstawienie $m=0$ równanie (5) daje wyniki zgodne z wynikami przy zastosowaniu modeli dwupromieniowych. Przyjmując że ilość odbić od ścian wynosi dwa to występują tylko odbicia od ścian ulicy głównej tzn. $m=-2$ do $m=2$. Podstawiając do równania (7) otrzymujemy model z dziesięcioma promieniami, mianowicie: jeden promień odbity od ziemi, dwa odbite od ściany, dwa podwójnie

odbite od ścian, dwa odbite od ściany i ziemi oraz dwa podwójnie odbite od ściany i raz od ziemi. Ilość odbić, które należy wziąć pod uwagę w każdym z przypadków zależy od wartości ϵ , σ ścian i powierzchni ziemi oraz geometrii modelu propagacji. Sytuacja taka wynika z faktu, że każde odbicie powoduje spadek mocy sygnału. Należy zsumować wszystkie wpływy pochodzące od odbić dopóki nie osiągnie się wystarczająco niskich poziomów sygnału.



Rys.2. Geometria propagacji fali z uwzględnieniem źródeł pozornych na ścianach i ziemi

Obszar niewidoczności (OOS) [17]. W obszarze niewidoczności w ulicy bocznej z pominięciem wpływów dyfrakcji na rogach, bierze się pod uwagę tylko trzy pierwsze elementy wzoru (3). Jeżeli pominiemy odbicia od ziemi wtedy wzór (3) upraszcza się do postaci

$$(8) \quad E_r = \sum_{w=-m}^m \sum_{v=0}^n E(Q_1) \cdot \prod_{j=1}^{|w|} R_{oj}(w) \cdot \prod_{k=1}^{|v|} R_{ok}(v) \cdot \Theta_s(w, v)$$

Jest to ekwiwalentne wyrażeniu otrzymanemu z modelu „promieniowo-optycznego”.

Przedstawiona analiza modelu ograniczona jest tylko do pojedynczej ulicy OOS, przy założeniu braku innych ulic na drodze ruchomego odbiornika.

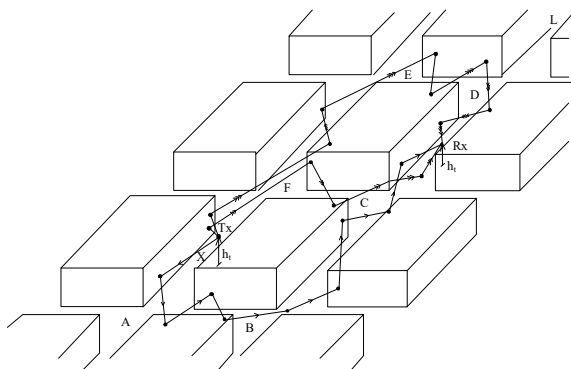
Kolejny model oparty na UTD uwzględni wielokrotne odbicia typu ściana-ściana, ściana-ziemia, ziemia-ściana, ugięcia na rogach budynków przy skrzyżowaniach oraz następne odbicia ugiętych sygnałów. W celu ułatwienia obliczeń złożonej geometrii promienia, w związku z wielokrotnymi odbiciami i ugięciami, zastosowano metodę obrazów wielokrotnych i uogólnione prawo Fermata. Daje to

możliwość określenia, który z promieni lub wiązek (stożków) promieni wpływa na całkowity sygnał przy odbiorniku. Rozszerzenie zastosowanego modelu poprzez dodanie siatki ulic i budynków powoduje dość znaczne jego skomplikowanie, ponieważ każdy dodatkowy róg na drodze propagacji promienia do odbiornika powoduje konieczność dołączenia dodatkowego zestawu obrazów [18].

Dodatkową komplikacją jest fakt, że na rogach ulic zmieniał się będzie rozmiar wiązki propagowanych promieni. W celu poprawnego określenia, który z obrazów przyczyni się do całkowitego sygnału dochodzącego do odbiornika należy więc uwzględniać te wiązki.

Wyniki przeprowadzonych obliczeń poziomu sygnału wzdłuż ulic LOS, OOS i ulic OOS równoległych do ulicy głównej, gdzie umiejscowiono nadajnik (Rys.3) wskazują, że wzdłuż ulicy LOS tłumienie sygnału można opisać dwoma zbroczami i punktem wstrzymania (załamania). Za tym punktem sygnał posiada wyższy poziom porównywalny z modelem promieniowo-optycznym. Dla ulicy bocznej jak podkreślono w poprzednim modelu tłumienie sygnału zależy od parametrów jak odległość od nadajnika do

skrzyżowania, szerokości ulic głównej i bocznej oraz współczynnika odbicia powierzchni. Względne położenie ulic bocznych może mieć znaczący wpływ na tłumienie wzdłuż ulicy OOS. Wzdłuż ulicy równoległej do ulicy głównej sygnał w dowolnym punkcie zależy od względnych przyczynków różnych dróg propagacji poprzez dostępne ulice boczne.



Rys.3 Geometria modelu propagacji

Analiza propagacji na skrzyżowaniu ulic

Geometria modelu propagacji przedstawiona została na rysunku 3 który przedstawia punkt źródłowy nadajnika T_x w punkcie X na głównej ulicy o szerokości $W1$, trzy ulice o szerokości $W2$ i równoległą ulicę o szerokości $W1$ oddaloną o jeden szereg budynków od nadajnika. Przy ulicach znajdują się wysokie budynki, których ściany, jak założono, są gładkimi płaskimi powierzchniami ze średnią przenikalnością dielektryczną ϵ i przewodnością σ . Nadajnik T_x umiejscowiono h_t metrów nad powierzchnią drogi i x_0 metrów od prawej ściany. Pionowo spolaryzowana antena odbiorcza umiejscowiona jest h_r metrów nad powierzchnią drogi, a jej pozycja przesunięta jest wzdłuż ulicy głównej AXFE (obszar LOS) w kierunku ulic bocznych AB, FC, lub ED (obszar OOS), a także wzdłuż ulicy równoległej BCD (obszar OOS), przy czym w każdym punkcie obliczono amplitudę i fazę pionowego pola w celu określenia mocy sygnału. Geometria i parametry streszczono w tabeli 1

Tabela 1. Geometria ulic i parametry

Parametry propagacji	Wartość
Szerokość ulicy głównej $W1$	30 m
Szerokość ulicy bocznej	20 m
Odległość od T_x do ściany X_0	3.5 m
Częstotliwość T_x	1.956 MHz
Wysokość T_x nad powierzchnią ziemi h_t	6,6 m
Wysokość R_x nad powierzchnią ziemi h_r	1,5 m
Średnia przenikalność dielektryczna ϵ_r	15
Przewodność σ	2 S/m

Teoria dotycząca tłumienia sygnału propagowanego wzdłuż ulicy głównej AXFE i ulic bocznych AB, FC i ED może być tu zastosowana tylko przy wprowadzeniu modyfikacji czynników charakteryzujących ugięcie. Przy wprowadzeniu modyfikacji uwzględnione zostaje rozproszenie na rogach budynków. Dodatkowo należało uwzględnić straty sygnału przy propagacji w innych ulicach.

Rysunek 3 przedstawia trzy typowe drogi sygnału dla sygnałów docierających do R_x wzdłuż równoległej ulicy BCD. Ilustrują one kilka z prostszych kombinacji odbić od ścian, od ziemi i ugięć na krawędziach. Teoria ta

uwzględnia wiele kombinacji tego typu w przypadkach rozproszenia.

Użyteczność koncepcji obrazów wynika z możliwości wyznaczenia dokładnego punktu odbicia na ścianie lub w przypadku ugięcia lokalizację punktu ugięcia na krawędzi [19]. Główną trudnością jest tu operowanie geometrią trójwymiarową z wielokrotnymi odbiciami i ugięciami. Dla obliczeń UTD punkt odbicia lub ugięcia ma zasadniczy wpływ na falę ugiętą lub odbitą, ponieważ powierzchnia, na którą pada fala nie musi być płaska, a w przypadku krawędzi może być ona zakrzywiona.

W każdym punkcie ugięcia lub odbicia zastosowano „system (układ) koordynacji umiejscowienia promienia” lub „system (układ) koordynacji umiejscowienia krawędzi” oraz odpowiednie podwójne współczynniki odbicia lub ugięcia charakteryzujące powierzchnię o określonej przenikalności dielektrycznej ϵ i przewodności σ .

Dodatkową zaletą zastosowania teorii obrazów jest możliwość określenia na podstawie względnego położenia, które z obrazów dodają się do odbieranego sygnału, a które na niego nie wpływają z powodu zasłonięcia przez budynki i ich rogi lub gdy sygnał zostaje wytłumiony w innych ulicach przed osiągnięciem R_x .

Dla odbicia lub ugięcia w punkcie Q fala padająca $E_i(Q)$ zwiększa falę odbitą lub ugiętą w punkcie S daną przez $E_{r,d}(S)$ gdzie:

$$(9) \quad E^{r,d}(s) = E^i(Q) \cdot H(Q,S) \cdot e^{-jks}$$

$$H(Q,S) = \begin{cases} R \cdot A_s & \text{dla odbicia} \\ D \cdot A_d & \text{dla dyfrakcji} \end{cases}$$

Tłumienie sygnału na drodze od T_x do R_x opisane jest zależnością (2)

Przy dowolnym położeniu R_x do sygnału odbieranego przyczyni się wiele z promieni. Założeniem UTD jest badanie pojedynczych promieni składających się na całkowity sygnał odbierany jako suma wszystkich promieni odbitych i ugiętych. Każdy z tych promieni można potraktować jakby został wypromieniowany przez odpowiedni obraz, którego względna moc w stosunku do T_x pozostaje do obliczenia. Promień dochodzący do R_x w obszarze OOS ulegnie (u) wielokrotnym odbiciom od ścian ulicy głównej, (v) odbiciom od ścian ulicy bocznej, (w) odbiciom od ścian ulicy równoległej, w najlepszym wypadku jednym odbiciu na powierzchni ziemi, bez lub z ugięciem na rogach budynków skrzyżowania. Jest to równoważne uwzględnieniu obrazów z etykietami (u,v,w,G). Całkowite pole przy odbiorniku może być ogólnie zapisane jako:

$$(10) \quad E_r = \sum_l E_{rl}$$

$$(11) \quad E_{rl} = \sum_{u=-m}^m \sum_{v=0}^n \sum_{w=0}^p \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(|m|+v+w+G)} R_{pi} + \sum_{u=0}^m \sum_{v=0}^n \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(u+v+G)} R_{pi} D_p + \sum_{u=-m}^m \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(|u|+G)} R_{pi} D_p$$

gdzie: l - oznacza liczbę różnych dróg, które pokonuje sygnał docierający do odbiornika; $E(Q_1)$ - pole padające przy punkcie pierwszego odbicia lub ugięcia; R_p -

podwójny współczynnik odbicia z czynnikiem rozszerzania A_s i czynnikiem fazy $e^{(-jks)}$; D_p - podwójny współczynnik ugięcia z czynnikiem rozszerzania A_d , czynnikiem fazy $e^{(-jks)}$, współczynnikami następnymi odbić; m, n, p - maksymalna liczba odbić wzdłuż ulicy głównej, ulicy bocznej i ulicy równoległej.

Każda ścieżka wymaga innego układu obrazów do wyznaczenia punktów odbicia i ugięcia [20].

Ponieważ każde odbicie czy ugięcie powoduje spadek mocy sygnału, wartości m, n, p użyte w równaniu (6), które należy uwzględnić w poszczególnych przypadkach, zależą od wartości σ, ε ścian i powierzchni ziemi, a także od geometrii modelu propagacji. Należy zsumować wpływy wszystkich promieni o odpowiednio dużym poziomie sygnału.

W równaniu (11) pierwszy składnik reprezentuje tylko zwierciadlane odbicia z dodatnimi i ujemnymi wartościami U oznaczającymi wpływy od obrazów odpowiednio po lewej i prawej stronie ulicy głównej. Wartości (u, v) przyjmują tylko wartości dodatnie lub zerowe ponieważ tylko bezpośrednia fala ($u=0$) i fale odpowiadające obrazom po lewej stronie ulicy głównej będą propagować się w ulicy bocznej. Dla odbić od powierzchni ziemi $G=1$, jeśli takie odbicie występuje, a $G=0$ gdy nie ma takiego odbicia. Drugi i trzeci składnik równania (11) reprezentuje fale, która pochodzi od składników zwierciadlanych i dyfrakcyjnych związanych z rogami na ulicy AXFE (LOS) i równoległej ulicy BCD (OOS). W obszarze LOS nie występują wpływy z odbić w ulicy BCD i innych bocznych ulic. Mamy tu $l=1, v=0, w=0$, a ugięcie na rogach budynków wzdłuż ulicy OOS może zostać pominięte. Wynik przedstawia się następująco:

$$(12) \quad E_r = \sum_{u=-m}^m \sum_{v=0}^n \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(|u|+G)} R_{pi} + \sum_{u=-m}^m \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(|u|+G)} R_{pi} D_p$$

Wzdłuż dowolnej ulicy bocznej np. AB, FC, czy ED nie mają wpływu odbicia w ulicy równoległej BCD i tylko fale, pochodzące od obrazów z lewej strony ulicy głównej będą propagować się w ulicach bocznych. I tak mamy $l=1, w=0$ i $u \geq 0$ w składniku równania (11). Całkowite pole w ulicach bocznych wynosi:

(13)

$$E_r = \sum_{u=-m}^m \sum_{v=0}^n \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(u+v+G)} R_{pi} + \sum_{u=0}^m \sum_{v=0}^n \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(u+v+G)} R_{pi} D_p + \sum_{u=-m}^m \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(|u|+G)} R_{pi} D_p$$

Dla położenia odbiornika wzdłuż ulicy BCD (OOS) mamy $l=3, u \geq 0$ w pierwszym składniku równania (11), całkowite pole wynosi:

$$(14) \quad E_r = \sum_{l=1}^3 E_{rl}$$

gdzie:

(15)

$$E_{rl} = \sum_{u=-m}^m \sum_{v=0}^n \sum_{w=0}^p \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(u+v+w+G)} R_{pi} +$$

$$+ \sum_{u=0}^m \sum_{v=0}^n \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(u+v+G)} R_{pi} D_p + \sum_{u=-m}^m \sum_{G=0}^1 E(Q_1) \prod_{i=1}^{(|u|+G)} R_{pi} D_p$$

Określenie sygnału dla obrazu (1,3,4,1). Zakładamy, że ustalono już, że obraz (1,3,4,1) ma wpływ na odbierany sygnał, określiliśmy także liczbę odbić od ścian na ulicy głównej, ulicy bocznej i ulicy równoległej, a także odbicie od ziemi $G=1$. Znajomość samego położenia obrazu jest niewystarczająca do określenia szeregu odbić tzn. potrzebne jest także określenie miejsca odbicia od ziemi. Będzie to zależało od geometrii. Informacja ta wymagana jest w celu określenia szeregu obrazów potrzebnych do obliczenia punktów odbicia i ugięcia. Zakładamy w tym przypadku, że odbicia następują po sobie jak pokazano na rysunku 3 tzn. T_x -Wm-Ws-Ws-Ws-G-Wp-Wp-Wp-Wp- R_x [21]. Wtedy szereg obrazów zastosowanych do obliczenia punktów odbicia przedstawia się następująco:

$$T_x \xrightarrow{Wm} (1,0,0,0) \xrightarrow{Ws} (1,1,0,0) \xrightarrow{Ws} (1,2,0,0) \xrightarrow{Ws} (1,3,0,0) \xrightarrow{G} (1,3,0,0) \xrightarrow{Wp} (1,3,1,1) \xrightarrow{Wp} (1,3,2,1) \xrightarrow{Wp} (1,3,3,1) \xrightarrow{Wp} (1,3,4,1) \longrightarrow R_x$$

gdzie:

$$\xrightarrow{Wm,s,p} \xrightarrow{G} \text{ reprezentują odbicia od ścian i ziemi,}$$

a $\xrightarrow{Wm,s,p}$ oznacza odpowiednio odbicia w ulicy głównej, ulicy bocznej i ulicy równoległej.

Punkty odbicia mogą być wyznaczone w następujący sposób. Zaczynając od punktu R_x i obrazu (1,3,4,1) obliczamy punkt odbicia od ściany (ostatnie odbicie przed dotarciem sygnału do R_x). Następnie na podstawie tego punktu (odbicia od ściany i obrazu (1,3,3,1)) obliczamy poprzedni punkt odbicia. Procedura ta jest powtarzana do momentu znalezienia punktu pierwszego odbicia.

Na końcu potrzebujemy wyznaczenia wyrażenia na pole pochodzące od tego obrazu (1,3,4,1). Niech Q_1, Q_2, \dots, Q_9 będą pierwszym, drugim punktem odbicia itd. Dla względnego położenia T_x w stosunku do Q_1 i Q_2 przy zastosowaniu (9), pole dla Q_2 wynosi:

$$(15) \quad E(Q_2) = E(Q_1) R_{A_{s1}} e^{-jks} = E(Q_1) R_{p1}$$

gdzie $E(Q_1)$ oznacza pole padające w Q_2 od T_x .

Pole $E(R_x)$ związane z tą drogą sygnału można otrzymać przez zastosowanie równania (9) jak poniżej:

$$(17) \quad E(Q_3) = E(Q_2) R_{p2} = E(Q_1) R_{p1} R_{p2}$$

$$(18) \quad E(Q_9) = E(Q_8) R_{p8} = E(Q_1) \prod_{i=1}^8 R_{pi}$$

$$(19) \quad E(R_x) = E(Q_9) R_{p9} = E(Q_1) \prod_{i=1}^9 R_{pi}$$

Podobnie można obliczyć wpływy od innych obrazów.

W powyższej metodzie uwzględniono pojedyncze ugięcia na rogach. Dla przypadku z ugięciem na dwóch rogach pole wynosi:

$$(20) E^d(s^1, s^2) = E(Q_1) D^1 D^2 A_d^1 A_d^2 e^{-jks^1} e^{-jks^2} = \\ = E(Q^2) D^2 A_d^2 e^{-jks^1}$$

gdzie: $E(Q^2)$ - jest polem padającym na punkt ugięcia na drugim rogu od promienia ugiętego na pierwszym rogu; $Q^{1,2}$ - punkty ugięcia odpowiednio na rogach 1 i 2; $D^{1,2}$ - podwójny współczynnik ugięcia odpowiednio na rogach 1 i 2; $A_d^{1,2}$ - czynnik rozszerzania dla ugięcia odpowiednio na rogach 1 i 2; s^1 - odległość Q_1 do Q_2 ; s^2 - odległość Q_2 do R_x

Względne wpływy składowych z ugięcia i odbicia na całkowity sygnał odbierany wzdłuż ulicy bocznej zależy od parametrów takich jak odległość (d_1) od T_x do skrzyżowania, szerokość ulic głównej i bocznej, współczynniki odbicia branych pod uwagę powierzchni itd. Składowe zwierciadlane decydują o całkowitym sygnale, gdy R_x znajduje się blisko rogu, kiedy to sygnał ugięty staje się porównywalny lub nawet większy od sygnału z odbicia zwierciadlanego, przy odległościach 300-600 m od skrzyżowania, gdy (d_1) zmienia się odpowiednio 360-160 m. W siatce ulic z rysunku 3 gdy d_1 zmienia się w zakresie 20-250 m. Składowe z ugięcia są porównywalne ze składnikami związanymi z odbiciami zwierciadlanymi przy odległościach powyżej 300 m od skrzyżowania. Odległość ta wynosi ponad AB, tzn. więcej niż odległość między ulicą XFE (LOS) i ulicą równoległą BCD. Składniki z odbić zwierciadlanych na skrzyżowaniach B, C i D są zawsze porównywalne z sygnałami ugiętymi na rogach odpowiednio A, F i E. W wyniku kolejne ugięcia na dwóch rogach tj. rogach na skrzyżowaniach A, F i E poprzedzające rogi na skrzyżowaniach B, C i D są zawsze mniejsze niż pojedynczo ugięty sygnał na rogach B, C i D. Wyrażone to zostało przez wyrażenia:

$$(21) \sum_{u=0}^m \sum_{v=0}^n \sum_{G=0}^l E(Q_1) \prod_{i=1}^{(u+v+G)} R_{pi} > \\ > E(Q^2) \sum_{u=0}^m \sum_{v=0}^n \sum_{G=0}^l E(Q_1) \prod_{i=1}^{(u+v+G)} R_{pi} D_p \\ > E^d(s^1, s^2)$$

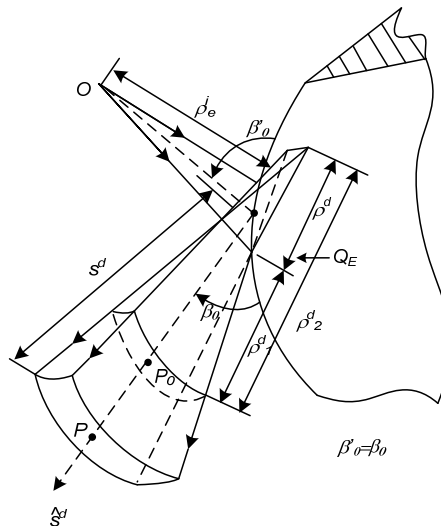
Innymi słowy $E_d(s^1, s^2)$ jest zawsze mniej porównywalny z drugim składnikiem równania (13) lub (15) i dlatego może być pominięty w siatce ulic branych pod uwagę.

Z obliczeń wynika, że wpływ sygnałów z odbić zwierciadłowych dominuje w całkowitym sygnale odbieranym wzdłuż ulic OOS. Natomiast dla przypadków, kiedy odbicia od ścian i ziemi wprowadzają nadmierne straty, powinny zostać uwzględnione kolejne ugięcia, ponieważ mogą być one porównywalne lub nawet większe od pojedynczo ugiętych sygnałów i sygnałów z odbić zwierciadłowych.

Oporając się na uogólnionym prawie Fermata, które mówi, że ugięty na krawędzi promień pomiędzy punktem S i innym punktem P jest krzywą o ustalonej długości optycznej, Keller wypracował następujące prawo dyfrakcji: promień ugięty i odpowiadający mu promień padający wyznaczają równe kąty w stosunku do krawędzi ugięcia w punkcie ugięcia pod warunkiem, że propagują się one w tym samym ośrodku. Leżą one po przeciwnych stronach płaszczyzny normalnej do krawędzi w punkcie ugięcia.

Rysunek 4 zobrazowuje powstający przy ugięciu stożek, gdy promień padający znajduje się pod kątem β'_0 w stosunku do krawędzi. Z prawa ugięcia wynika, że pół kąta β_0 stożka wynosi β'_0 . Każdy promień padający powoduje powstanie nieskończonej liczby promieni ugiętych znajdujących się w stożku dyfrakcyjnym. Dla przypadków

dalszych rozprożeń opisane promienie ugięte nie różnią się od promieni pochodzących z odbić zwierciadlanych. Obecność stożka dyfrakcyjnego zbadano eksperymentalnie. Który z promieni ugiętych dotrze do odbiornika R_x zależy od położenia odbiornika R_x . Promienie, które nie dotrą do odbiornika R_x uważane są za pasyżnicze i mogą być pominięte. Natężenia promieni docierających do R_x zależą od liczby kolejnych rozprożeń, jak odbicia od ścian i powierzchni ziemi oraz ugięcia.



Rys. 4 Stożek promieni dyfrakcji na krawędzi

Model propagacji fal w obszarze zurbanizowanym.

Wyznaczanie natężenia pola elektrycznego przeprowadzono w obszarze przedstawionym na rysunkach 5, 6. Obejmuje on układ dwóch ulic o szerokości odpowiednio W_1 i W_2 krzyżujące się pod kątem α . Nadajnik T_x umieszczony jest w pierwszej ulicy w punkcie 0 w którym również przyjęto układ współrzędnych $OXYZ$. W punkcie 0 umieszczono drugi układ współrzędnych $O'X'Y'Z'$ obrócony względem pierwszego o kąt α . W pierwszej ulicy natężenie pola elektrycznego wyznacza się z zagadnienia propagacji i odbicia fali od granicy ulicy. W przestrzeni nieograniczonej rozwiązanie dla fali kulistej wyraża się formułą:

$$(23) E(\rho, t) = \frac{C_0}{4\pi\rho} e^{i(\omega t - k\rho)}$$

gdzie: C_0 - określa natężenie pola w bezpośrednim otoczeniu nadajnika; $\rho = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ - odległość nadajnik - odbiornik; ω - częstotliwość fali generowanej przez nadajnik; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - stała propagacji, λ - długość fali

Modyfikując wyrażenie (23) można skonstruować rozwiązanie uwzględniające odbicia w ulicy o szerokości W_1 które w ogólnej postaci przyjmują postać:

$$(24) E(\rho_{n,m}, t) = e^{i\omega t} \left[\sum_{n=0}^{N_p} \sum_{m=0}^1 (-1)^m \frac{C_{0n;P}}{4\pi\rho_{n,m}} e^{-ik\rho_{n,m}} + \sum_{n=0}^{N_l} \sum_{l=0}^1 (-1)^{l+1} \frac{C_{0nL}}{4\pi\rho_{n,l}} e^{-ik\rho_{n,l}} + \frac{C_0}{4\pi\rho} e^{-ik\rho} \right]$$

gdzie;

$$\rho = \sqrt{x^2 + y^2 + (z - h_{Tx})^2}$$

Wskaźnik „m” oznacza odbicia fal od lewej ściany rozprzestrzeniających się zgodnie ($m=0$, fala padająca) lub przeciwnie ($m=1$, fala odbita) z kierunkiem osi OX , zaś wskaźnik „l” oznacza analogicznie odbicia fal od prawej

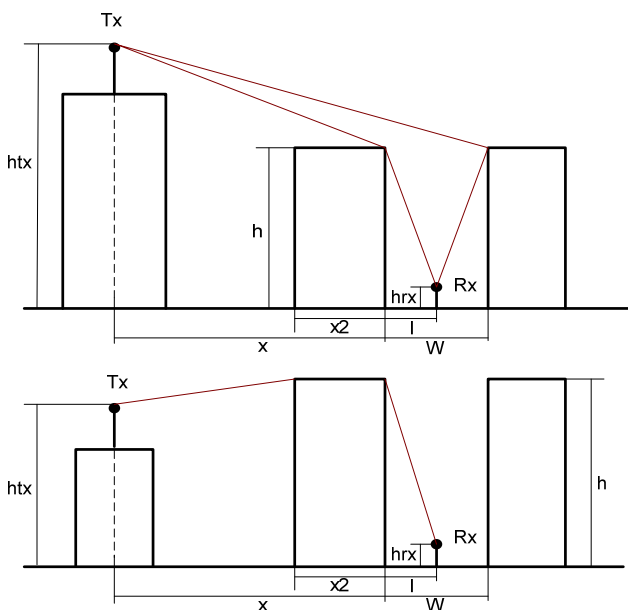
ściany, natomiast „n” określa liczbę pełnych odbić fal od prawej i lewej ściany.

Opracowanie i analiza algorytmu do wyznaczania wartości sygnału.

Poniżej zaprezentowany zostanie algorytm do wyznaczania wartości sygnału w miejscu odbioru. Jego działanie będzie bazowało na metodzie Uniform Theory of Diffraction (UTD). Aplikacja wyznaczająca wartości sygnału została zaimplementowana w środowisku MATLAB z wykorzystaniem pakietu GUIDE [22], służącym do programowania graficznego interfejsu użytkownika. Została on napisana dla dwóch środowisk propagacyjnych przedstawionych na poniższych rysunkach.

Na rysunku 5a skrzyżowanie dwóch ulic, tworzących kanion, w którym sygnał propaguje się odbijając od jego ścian oraz uginając się na jego krawędziach. Na ulicy W1 umieszczony jest nadajnik (T_x), a na ulicy W2 odbiornik (R_x). Drogę sygnału zaznaczono kolorem czerwonym (nie zaznaczono odbić o budynkach stojących przy ulicach). Na rysunku widać także niektóre z parametrów, które można zmienić w celu odpowiedniego dopasowania środowiska do warunków rzeczywistych.

Na rysunku 5b przedstawione zostało kolejne ze środowisk propagacyjnych możliwe do badania za pomocą aplikacji. Mogą być wybrane w nim dwa warianty: pierwszy z nadajnikiem umieszczonym powyżej przeszkód, oraz drugi, gdzie nadajnik jest umieszczony poniżej przeszkód. W zależności od wybranego wariantu działanie algorytmu wyliczającego wartości sygnału jest nieco inne. Przedstawiają to zaznaczone na rysunku drogi sygnału (nie zaznaczono tu odbić sygnału od przeszkód). W powyżej opisanym środowisku także możliwe jest użycie wielu parametrów w celu zwiększenia dokładności badań.

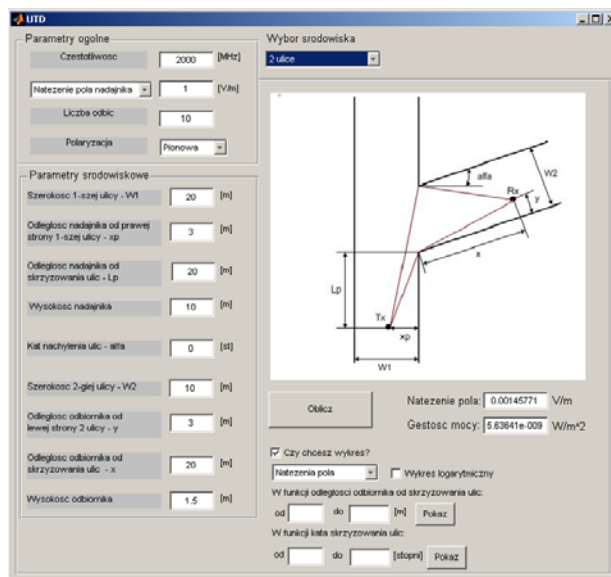


Rys. 5.1 a) i b) Geometria środowisk propagacyjnych wykorzystanych w programie

Zaimplementowany program bazuje na graficznym interfejsie użytkownika, pozwalającym na szybkie i łatwe dokonywanie zmian parametrów wyżej opisanych środowisk propagacyjnych. Rysunek 6 zobrazowuje główne okno programu. Składa się ono z 4 części: panelu parametrów głównych, panelu parametrów związanych z geometrią danego środowiska propagacyjnego, okna pokazującego dane środowisko oraz panelu wyników w postaci liczbowej lub różnego rodzaju wykresów. Do

wyznaczania wartości sygnału użyto metody UTD. Emitowany przez nadajnik sygnał propagując się natrafia na różnego rodzaju przeszkodę. Sygnał EM będący falą może się od nich odbić lub ugiąć na ich krawędziach. Te dwa zjawiska wykorzystywane są w metodzie UTD. Punkt (lub krawędź) na, którym następuje ugięcie staje się nowym źródłem fali emitowanej w każdym kierunku. W ten sposób do odbiornika może docierać bardzo dużo składowych, których wypadkowa tworzy całkowitą wartość sygnału w miejscu odbioru.

W aplikacji dokonano kilku uproszczeń w celu zmniejszenia jego skomplikowania, co prowadzi do jego szybszego działania. Jednakże uproszczenia te nie wpływają znacząco na wyniki i dokładność działania programu.



Rys. 6 Główne okno programu.

Algorytm aplikacji wykorzystuje podstawowe zależności optyki geometrycznej), oraz wzór na amplitudę natężenia pola fali w postaci:

$$(24) \quad E(\rho) = \frac{C_0}{4\pi\rho} e^{i(-k\rho)}$$

gdzie: C_0 – wartość natężenia pola w odległości 1m od źródła [V/m], ; ρ - odległość od źródła do punktu pomiaru [m], k – liczba falowa.

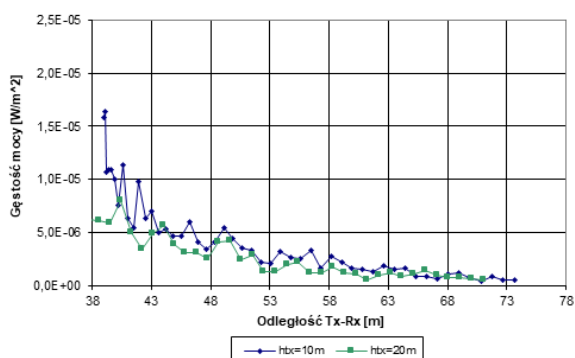
Wyniki obliczeń i pomiarów

Poniżej przedstawione zostaną wykresy przedstawiające działanie programu. Jest to zestaw wykresów zobrazowujących podstawowe zasady propagacji sygnału oraz wartości sygnału w punktach odbioru dla każdego z wyżej opisanych środowisk. Następnie zostanie przytoczony wykres porównujący wyniki otrzymane przy pomocy aplikacji oraz pomierzone w rzeczywistym środowisku.

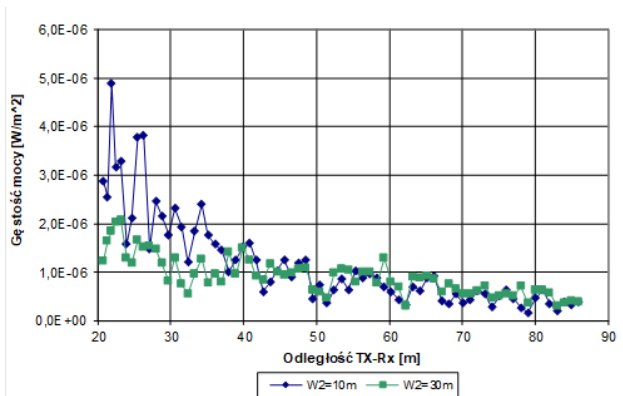
Wykres na rys. 7 przedstawia zależność wartości sygnału od odległości pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem dla skrzyżowania ulic pod kątem 90 stopni, dla dwóch wartości wysokości nadajnika. Jak widać dla tych samych odległości T_x - R_x sygnał dla $h_t=20m$ jest słabszy. Spowodowane jest to faktem, że w założonym środowisku pomiędzy T_x a R_x nie istnieją żadne przeszkody. Dlatego też wyżej położony nadajnik nie „ułatwia” sygnałowi dotarcie do punktu odbioru. Jednocześnie jednak wyżej położony nadajnik powoduje wydłużenie drogi propagacji a przez to zmniejszenie wartości sygnału.

Wyniki dla środowiska propagacyjnego z rys. 5a

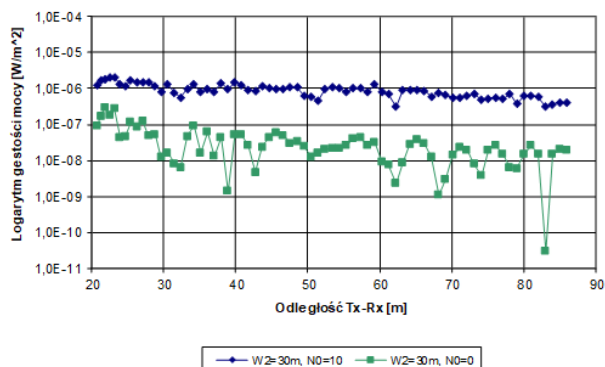
Wykres na rysunku 8 przedstawia zależność wartości sygnału w punkcie odbioru od szerokości ulicy W2 (ulica, na której umieszczony jest odbiornik). Obliczenia zostały wykonane dla dwóch wartości szerokości ulicy W2 równych 10m i 30m. Emitowane fale EM zostają ugięte w dwóch punktach dyfrakcji (pokazanych na rys 5a w kierunku ulicy W2). Propagują się one jako wiele składowych, odbitych od budynków sąsiadujących z ulicą W2. Wartość tych składowych zależy między innymi od ilości odbić (jak na rysunku 9 oraz od drogi jaką muszą one pokonać do odbiornika. Większa wartość szerokości ulicy W2 sprawia, że sygnał (składowe odbijane od budynków) musi pokonać większą drogę, a zatem w punkcie odbioru będzie miał mniejszą wartość. Takie zależności zostały uwzględnione podczas opracowywania programu czego potwierdzeniem jest wykres na rysunku 9.



Rys. 7 Zależność wartości sygnału od wysokości nadajnika



Rys 8 Zależność wartości sygnału od szerokości ulicy W2



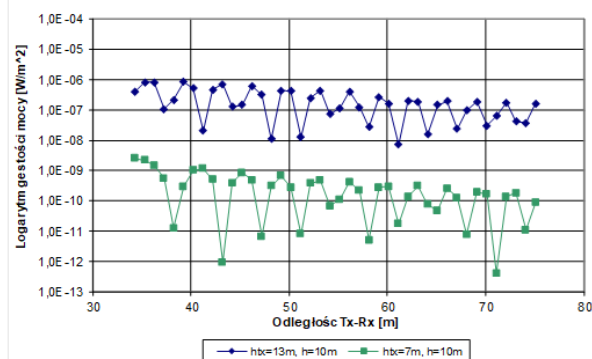
Rys.9 Zależność wartości sygnału od ilości odbić

Rysunek 9 przedstawia zależność wartości sygnału od ilości odbić w ulicy W2. Jak to już zostało opisane powyżej ilość odbić może mieć znaczny wpływ na wartość sygnału a przez to na jakość odbioru. Przedstawiony wykres pokazuje, że przy uwzględnieniu odpowiednio dużej ilości odbić obliczona wartość sygnału wypadkowego w punkcie

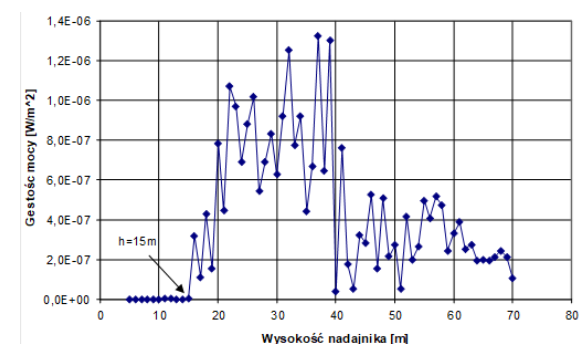
odbioru może się zwiększyć nawet 100-krotnie. Jest to bardzo ważne przy opracowywaniu tego typu programów. Uproszczenie programu przez nie uwzględnienie tego zjawiska, albo założenie stosunkowo małej ilości odbić może powodować otrzymanie bardzo niedokładnych wyników. W analizowanym programie możliwy jest wybór dowolnej ilości odbić składowych sygnałów. Pamiętając jednak należy, że użycie bardzo dużej wartości powoduje znaczne zwiększenie liczby obliczeń, a przez to i wolniejszej pracy programu.

Wyniki obliczeń dla środowiska propagacyjnego z rys.5b

Aplikacja opracowana w celu wyznaczania strat propagacyjnych w środowisku z rysunku 5b umożliwia także zbadanie wpływu wysokości nadajnika na wartość sygnału. Przykładowe wyniki są przedstawione na rysunkach 10 i 11. Na rysunku 10 przedstawiono zależność wartości sygnału od wysokości nadajnika i przeszkody, natomiast rysunku 11 przedstawiono wyniki na którym źródło zostaje umieszczane na wysokości od 5 do 70 metrów. Przeszkoda przesłaniająca punkt odbioru umieszczona została na wysokości 15 metrów. Jest to bardzo dobrze czytelne z wykresu, na którym moc sygnału emitowanego przez nadajnik wznoszący się poniżej tej wysokości jest znacznie słabszy niż przez nadajnik w położeniu powyżej tej wysokości. Analizując dalszą część wykresu widzimy, że wyniki zwrócone przez program są zgodne z przewidywaniami. Moc odbieranego sygnału wraz ze wzrostem wysokości nadajnika rośnie do momentu, gdy negatywny wpływ wzrostu odległości T_x-R_x jest większy niż pozytywny wpływ zmniejszania kąta ugięcia na krawędzi dachu.



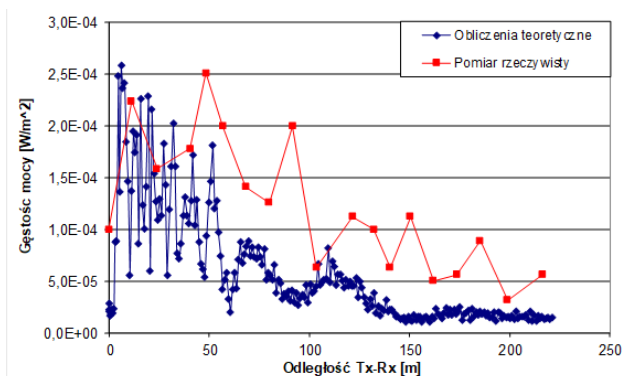
Rys. 10 Zależność wartości sygnału od wysokości nadajnika i przeszkody



Rys. 11 Zależność wartości sygnału od wysokości instalacji anteny nadajnika

Analiza porównawcza wyników pomiarów i obliczeń.

W celu uzyskania bardziej miarodajnej analizy działania programu dokonano porównania wyników teoretycznych wykonanych przez ten program z rzeczywistymi pomiarami. Pomiary te zostały wykonane w centrum Warszawy przez jednego z operatorów sieci komórkowej.



Rys. 12 Porównanie obliczeń teoretycznych i pomiarów rzeczywistych

Środowisko propagacyjne, w którym dokonano zestawienia wyników jest zbliżone do otoczenia przedstawionego na rysunku 13.



Rys. 13 Otoczenie miejsca przeprowadzonych pomiarów.

Analizując otrzymane wykresy widać wyraźnie, że obliczenia teoretyczne pokazują niższe wartości mocy sygnału w stosunku do danych rzeczywistych. Może to być spowodowane kilkoma uwarunkowaniami, takimi jak: wpływ pobliskich nadajników (pracujących w tym samym/inym systemie), dokładność odwzorowania otoczenia. Dokonano wyboru takiego nadajnika, aby w jego pobliżu (kilkaset metrów) nie znajdował się żaden inny nadajnik pracujący na tych samych kanałach. W ten sposób starano się ograniczyć interferencje. Jednakże, nawet z dalszej odległości, taki wpływ będzie zawsze istniał przez co sygnał w punkcie odbioru może być nieco wyższy niż bez takich oddziaływań. Ponadto w rzeczywistym środowisku do odbiornika dociera nieskończona liczba składowych sygnałów, które są odbijane, uginane, załamywane itp. W programie komputerowym zaś liczba ta, choć duża, zawsze będzie ograniczona. Geometria otoczenia nadajnika i odbiornika nie może być traktowana w sposób idealizowany tak jak to jest w przypadku opracowywania aplikacji.

Te, oraz wiele innych, czynników sprawia, że pomimo starań otrzymane wyniki nie są i nigdy nie będą identyczne. Niemniej jednak prezentowany program ma na celu oszacowywać rzeczywiste straty propagacyjne.

Podsumowanie

Modelowanie strat propagacyjnych na obszarach zurbanizowanych jest trudne i wymaga odpowiedniego przygotowania merytorycznego. Na terenach tych najbardziej widoczny jest wpływ wielu zjawisk propagacyjnych, który w znacznym stopniu może zmienić nadawany sygnał. Dlatego też bardzo ważnym jest ich

odpowiednie sklasyfikowanie i uwzględnienie podczas badań.

Sygnały radiowe propagują się zgodnie z czterema mechanizmami: odbiciem, rozproszeniem, załamaniem i dyfrakcją (ugięciem). Odbicie zwiększa się kiedy fala płaska pada na powierzchnię o rozmiarach, które są znacznie większe porównując do długości fali. Rozproszenie ma miejsce kiedy fala pada na obiekty, których rozmiary są porównywalne lub mniejsze od długości fali i powodują skierowanie energii fali w wielu kierunkach. Załamanie zachodzi w przypadku kiedy fala przechodzi z jednego ośrodka do drugiego, przy czym mają one różne współczynniki załamania. Dyfrakcja zachodzi zgodnie z zasadą Huygen'a, gdzie istnieje przeszkoda pomiędzy antenami nadajnika a odbiornika. Wtedy generuje się druga fala poza przeszkodą. Relatywny wpływ tych czterech mechanizmów jest ściśle związany z danym środowiskiem propagacyjnym, który rozpatrujemy.

Rezultatem powyżej wymienionych zjawisk jest możliwość opisu systemu radiokomunikacyjnego za pomocą trzech prawie niezależnych od siebie zjawisk: zmian strat mocy sygnału w funkcji odległości, powolne maskowanie oraz zaniki szybkie związane z wielodrogowością propagacji.

Każde z tych zjawisk jest powodowane przez inną podstawową zasadę fizyki i każde z ich musi być wzięte pod uwagę podczas projektowania oraz wyznaczania parametrów systemu radiokomunikacyjnego. Najbardziej zmienny wpływ na sygnał mają zaniki wielodrogowe, które powodują gwałtowne zmiany sygnału radiowego. Mają one miejsce kiedy fale płaskie dochodzą do odbiornika z wielu kierunków z różnymi fazami, amplitudami i sumują się wektorowo w antenie odbiorczej. Zazwyczaj, poziom obwiedni odebranego sygnału może się wahać nawet o 30-40dB na przestrzeni ułamka długości fali. Wielodrogowość tworzy także dyspersję, ponieważ wiele replik transmitowanego sygnału propaguje się różnymi drogami, a przez to dociera do odbiornika w różnym czasie.

Dziedzina telekomunikacji jaką jest radiokomunikacja rozwija się już od wielu lat i dlatego dysponujemy wieloma modelami propagacyjnymi. Mają one różnorodne zastosowania co przekłada się na ich przydatność w różnych środowiskach propagacyjnych. W zależności od wielkości obszarów w jakich projektujemy system komórkowy możemy wykorzystywać modele empiryczne jak i deterministyczne. Modele empiryczne, opierające się na rzeczywistych pomiarach wygodnie jest stosować w makrokomórkach. Modele deterministyczne, w których potrzebna jest szczegółowa wiedza dotycząca otoczenia wykorzystuje się w mniejszych obszarach. Osobno można rozpatrywać obszary wewnątrz budynków, dla których opracowane zostały odmiennie modele.

W niniejszej pracy położony został nacisk na metodę UTD. Jest ona bardzo szeroko stosowana w mikrokomórkach, w których znajomość geometrii otoczenia pozwala znacznie zwiększyć skuteczność tej metody. Ponadto jest ona prosta w zaimplementowaniu do programu komputerowego. W ten sposób można stworzyć narzędzie, dzięki któremu bardzo łatwo i szybko można otrzymywać wyniki ułatwiające projektowanie systemów komórkowych.

Rozpatrując dane środowisko propagacyjne i używając odpowiednich narzędzi do wyznaczania strat propagacyjnych opieramy się na pewnych danych. Przy takich operacjach należy pamiętać, że nie jest możliwe idealne odwzorowanie każdego środowiska propagacyjnego. Otrzymane teoretyczne wyniki mogą znacznie różnić się od rzeczywistych parametrów. Z tego względu przy projektowaniu systemów komórkowych ważne

jest zakładanie pewnego marginesu, który będzie uwzględniał możliwe różnice. W rozdziale piątym zostało przedstawione zestawienie działania narzędzia obliczającego wartości sygnału w punkcie odbioru z rzeczywistymi pomiarami. Wyniki z obu źródeł są zbliżone lecz nie jednakowe. Oznacza to, że opracowany algorytm działa wedle założeń teoretycznych i może stanowić narzędzie używane podczas projektowania systemów telekomunikacyjnych.

Autor: prof. dr hab. inż. Marian Wnuk, Wojskowa Akademia Techniczna Wydział Elektroniki Instytut Radiokomunikacji, ul. Gen Sylwestra Kaliskiego 200-908 Warszawa, E-mail: marian.wnuk@wat.edu.pl

LITERATURA

- [1] Webb W., „The Complete Wireless Communications Professional: A Guide for Engineers and Managers”, Artech House, 1999
- [2] Bem, D J., „Anteny i rozchodzenie się fal radiowych”, Wydawnictwo Naukowo – Techniczne, Wrocław 1972
- [3] Stüber, G L., „Principles of Mobile Communication”, Kluwer Academic Publishers, 2000
- [4] Seybold, J S., „Introduction to RF propagation”, John Wiley & Sons, 2005
- [5] Parsons, D. J., „The mobile radio propagation channel. Second Edition”, John Wiley & Sons, 2000
- [6] Lee, S., Ko, H.: “An intelligent Multipath Propagation Prediction Model Using Circular Representation in Microcell Design”, *IEICE Trans. Commun*, wolumin E83-B, number 4, April 2000
- [7] Lal Chand, Godara.: „Handbook Of Antennas In Wireless Communications”, CRC, 2001
- [8] Lee, W.C.Y. “Mobile Communication Design Fundamentals”, John Wiley & Sons, 2003, Second Edition
- [9] Vanhoenacker-Janvier, D., „Propagation models for wireless mobile communications”, *Microwave Lab. UCL*, Louvain-la-euve, Belgium
- [10] Trueman, C.W., Paknys, R., Zhao, J., „Ray Tracing Algorithm for Indoor Propagation”, *EMC Laboratory Concordia University Montreal*
- [11] Dinesh T, “Indoor Propagation Modeling at 2.4 GHz for IEEE 802.11 Networks”, Master of Science, December 2005,
- [12] Jukka R, „COST-231 Path-loss models”, Tampere University of Technology Institute of Communications Engineering, 2003
- [13] Siwiak, K, „Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications”, Artech House, 1995
- [14] Pathak, P.H.: „Uniform Geometrical Theory Of Diffraction”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*, wolumin 54, number 4, April 2006
- [15] Pathak, P.H., Kouyoumjian, R.G: „A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface”, *Proceedings of the IEEE*, wolumin 62, number 11, November 1974.
- [16] Crane. Robert K., „Propagation Handbook for Wireless Communication System Design”, CRC Press, 2003
- [17] Andersen, J. B., Rapaport, T. S., Yoshida, S., „Propagation measurements and models for wireless communications channels”, *IEEE Communication Magazine*, wolumin 33, number 1, January 1995
- [18] Walfish J., Bertoni H.L.: “A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*, wolumin 36, number 12, December 1988
- [19] Abhayawardhana, V.S., Wassell, I.J., Crosby, D., Sellars, M.P., Brown, M.G.: “Comparison of Empirical Propagation Path Loss Models for Fixed Wireless Access Systems”, Ofcom Ref: AY4463, UK
- [20] Zhang, W., Lahteenmaki, J., Vainikainen, P., “A Practical Aspect of Over-Rooftop forward diffraction with a low source”, *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, wolumin 41, number 2, May1999
- [21] Wnuk M „Rotaring polarization microstrip antenna for DSRC system” *Przegląd Elektrotechniczny*, 98 (2022), nr 5,55-161
- [22] MathWorks.: “MATLAB, Creating Graphical User Interfaces, Version 7”, 2012