

碩士學位論文

都心地에서 GTD 理論에 의한
經路損失과 遲延時間分散

濟州大學校 大學院

通信工學科



제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

金 栽 弘

1998年 6月


都心地에서 GTD 理論에 의한
經路損失과 遲延時間分散

指導教授 梁 斗 榮

金 栽 弘

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

1998 年 6 月

 제주대학교 중앙도서관
金栽弘의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 金 興 洙 印

委 員 李 鎔 鶴 印

委 員 梁 斗 榮 印

濟州大學校 大學院

1998 年 6 月

Path-Loss and Time Delay Spread
by GTD Theory in Urban

Jae-hong Kim

(Supervised by professor Doo-yeong Yang)

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING
GRADUATE SCHOOL
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

1998. 6

목 차

Abstract	1
I. 서 론	2
II. 마이크로셀 전파 모델	4
1. 도심사거리의 기본구조	4
2. 마이크로셀에서의 기하광학	6
3. 마이크로셀에서의 회절	10
4. 경로손실과 지연시간분산	15
III. 시뮬레이션	18
1. 도심사거리에서의 전파특성	18
2. 도로구조 변수의 지연시간분산	21
IV. 측정시스템 및 측정환경	24
1. 측정시스템 구성 및 제원	24
2. 사거리 모델 측정	26
V. 결과 및 고찰	34
1. 도심지 사거리 모델	34
2. 실내 건물 모델	36
VI. 결 론	38
참고문헌	39

Abstract

In development of mobile communication, personal communication system(PCS) for commercial service is growing with cellular in mobile communication. Cell design methods of PCS were presented by several papers based electromagnetic-theory. But the measurement value does not usually agree with theoretical value on the propagation environment for out-of-sight region. It is reason for difficulty to apply them. To settle the problem, analysis model about out-of-sight include the propagation path-loss and time-delay-spread is proposed at ultra-high-frequency bandwidth.

In this paper, the basic structure to design the cell of PCS on cross-road in urban is analyzed and the propagation model about ultra-high-frequency in out-of-sight region is proposed. It is based on image-theory and ray-tracing theory included GTD theory. In order to get the propagation model on a cross-road in urban and analyze the propagation path, the diffraction-coefficient is found by the variable factor of road which is from transmitting point to receiving point. Therefor the simulation effect of these methods is proposed. A similar cross-road model of urban for actually urban is selected. Finally, to apply this propagation model at actual environment, we compared the field strength of geometric-optics wave with edge-diffraction wave according to change of the cross-angle and width of cross-road. Also, a time-delay-spread by the change of road factor is analyzed.

I. 서 론

음성뿐만 아니라 문자정보와 향후의 영상정보를 포함하여 언제 어디서나 누구와도 통신 상호간에 정보를 주고받을 수 있는 개인휴대통신 서비스는 국내에서도 UHF 대역으로 상용서비스를 제공하고 있다. 이 개인휴대통신의 마이크로셀 설계의 기준은 지금까지 발표된 전자기 이론을 근거로 해석한 이론식이 주로 활용되고 있으나, 송수신점 간에 장애물이 있을 경우 가장 기본적인 이론식으로 경로손실을 계산한 knife-edge 모델(Anderson과 Trolese, 1958)과 지표면상의 구조 profile을 이용하여 적분방정식으로 유도하는 Hufford 모델(1952)이 개발되어 Ott와 Berry 등이 사용하였다. 그러나 측정 결과는 가시거리 영역에서의 적용 기준(Rustaco 등, 1991)에는 적합하지만 비가시거리 영역(Games, 1986) 즉, 건물이 있는 도심지처럼 불규칙한 장애물이 존재할 경우에는 상당한 오차가 발생하는 문제점이 있다. 이어 최근에는 고주파대 비가시거리 영역에서의 전파손실 계산식은 기하광학적 회절(GTD)(Born과 Wolf, 1975)이론에 근거하여 계산하는 Ikegami 모델(1991)과 Iwama 모델(1992)에 이어서, 2GHz 대역에서 광선추적이론만으로 경로손실과 지연시간 분산까지 계산한 Erceg 모델(1992)이 제시되기도 하였다.

본 논문에서는 일반적인 도시지의 교차된 사거리 도로구조에서의 개인휴대통신을 위한 마이크로셀 설계시 일반적으로 적용되고 있는 광선추적이론과 기하광학적 회절이론을 근거로 도시지의 교차된 사거리에서의 비가시거리 영역에 대한 전파모델식을 제시하고자 한다.

도시지 교차로에서 임의의 방향을 갖는 확장된 사거리 구조에 대한 전파모델식을 송신점으로부터 수신점에 도달되는 직접파와 지표면 반사파, 건물에 의한 반사파 및 건물모서리에 의한 회절파를 고려하여 유도한다. 또한 비가시거리 영역의 전파모델식은 영상법(Born과 Wolf, 1975)을 도입하고, 건물 모서리에서의 회절계

수는 Luebbers(1984)가 구한 손실이 있는 유전체 쇄기의 회절계수를 물리적으로 이해하기 쉬운 형태로 바꾸어 사용하였다. 이를 이용하여 기지국 안테나와 수신점에 대한 각각의 영상점들로부터 전파경로를 계산한 후 도로의 폭과 교차각도, 영상점간의 거리 등과 같은 도로구조 변수가 경로손실에 미치는 영향과 지연시간 분산을 실제의 도심 사거리에서 측정하여 이론값과 실제 측정값을 수치 계산하여 비교한다.

본 논문은 도심지 사거리에서의 전파환경을 분석하여 마이크로셀 전파모델을 해석하므로써 시뮬레이션 결과를 유도하고, 실제 도심 지형의 사거리 모델에서 측정 결과를 이론값과 비교 분석하여 본 논문에서 제시한 도심지 사거리에 대한 전파모델의 타당성을 입증한다. 논문의 구성은 I 장에서는 도심지 마이크로셀 환경에서 경로손실과 지연시간분산 연구의 필요성과 연구방향을 제시하고, II 장에서는 마이크로셀 전파모델을 이론적으로 유도한다. III 장에서는 시뮬레이션 결과를 해석하며, IV 장에서는 도심 사거리에서 측정환경을 설정하고 측정 데이터를 분석하여 전파특성을 확인하며, V 장에서 도로구조 변수에 따른 측정 결과를 비교하여 고찰한다. 마지막으로 VI 장에서 본 논문의 결론을 맺는다.



II. 마이크로셀 전파 모델

1. 도심사거리의 기본구조

마이크로셀 내에 포함되는 도심사거리의 기본 구조를 Fig.1에 도시하였다. 즉, 송신점을 축으로 도로폭이 w_1 인 직선도로와 교차하는 폭이 w_2 인 도로는 교차지점인 네거리에서 우측으로 난 도로가 임의의 각 θ_s 만큼 기울어져 있다. 그리고 기지국 안테나는 평면인 지표면으로부터 $+z$ 방향으로 h_b 의 높이에 위치하고, 수신기 안테나는 $z=0$ 로부터 h_m 의 높이에 위치하고 있다.

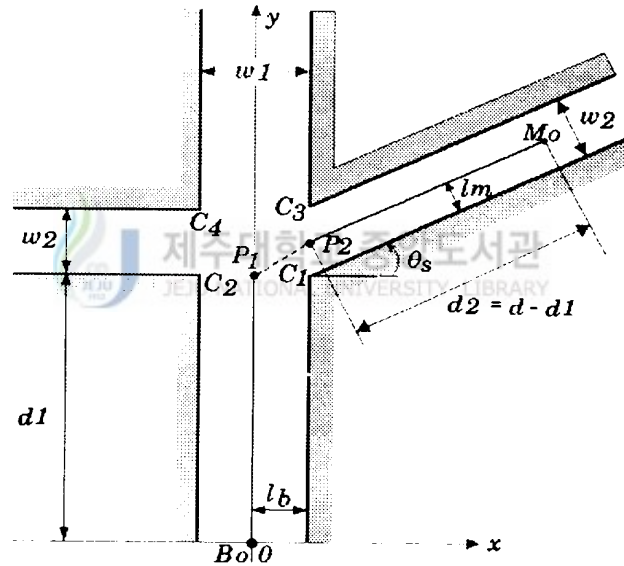


Fig.1 Geometry of an intersection with cross-angle θ_s

통상 마이크로셀에서는 기지국 안테나의 높이를 주변건물의 높이에 비해 충분히 낮게 설치하므로, 도로 주변의 모든 건물들의 높이를 무한대라고 가정하여 해석상

편의를 위하여 건물의 꼭대기나 지붕에서 회절되어 전파되는 ray들의 영향을 무시하였다.

Fig.1에서 임의의 방향으로 난 교차로로부터 거리 d_1 만큼 떨어진 곳에 위치한 기지국 안테나는 폭이 w_1 인 직선도로에서 오른쪽 가장자리 $x=0$ 로 부터 $-x$ 방향으로 l_b 만큼 떨어진 곳에 위치해 있다.

이 때 교차로의 네 모서리 C_1, C_2, C_3, C_4 의 위치 좌표는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 C_1 &= (C_{1x}, C_{1y}) = \left(\frac{w_1}{2}, d_1 \right) \\
 C_2 &= (C_{2x}, C_{2y}) = \left(-\frac{w_1}{2}, d_1 \right) \\
 C_3 &= (C_{3x}, C_{3y}) = \left(\frac{w_1}{2}, d_1 + \frac{w_2}{\cos \theta_s} \right) \\
 C_4 &= (C_{4x}, C_{4y}) = \left(-\frac{w_1}{2}, d_1 + w_2 \right)
 \end{aligned} \tag{1}$$

기지국 안테나의 위치는 가시거리 영역의 경우와 동일한 위치에 놓여 있지만, 수신기가 폭 w_1 인 도로의 기지국 안테나로부터 수직으로 거리 d_1 만큼 떨어진 곳에서 $+x$ 축으로부터 θ_s 만큼 기울어진 방향으로 난 폭이 w_2 인 도로를 따라 거리 $d_2 = d - d_1$ 만큼 우측으로 들어간 지점에 있다. 이 때 기준점인 기지국 안테나 B_o 의 위치는 식(2)와 같다.

$$B_o = (B_{ox}, B_{oy}) = (0, 0) \tag{2}$$

또한 수신기의 위치는 폭 w_2 인 도로의 아래쪽 가장자리로부터 l_m 만큼 떨어진 곳에 있으므로 수신기 좌표는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$M_o = (M_{ox}, M_{oy}) = (w_1 + d_2 \cos \theta_s, d_2 \sin \theta_s + d_1 + l_m \sin \theta_s) \tag{3}$$

여기서는 실제 도로주변 환경을 고려하지 않고 해석상의 편의를 위해 실제 도로 변의 건물 구조를 하나의 거대한 건물로 대체하였다. 이 때 건물 매질은 상대유전

상수 ϵ_r 과 도전을 σ 로 표현한다. 일반적으로 많이 사용되는 건물의 등가적인 복소유전상수는 다음과 같이 주어진다.

$$\epsilon_c = \epsilon_r + j60 \sigma \lambda \quad (4)$$

여기서, 상대유전상수와 도전을 통상 사용되는 $\epsilon_r = 15$, $\sigma = 2$ (Tan과 Tan, 1993)를 적용하였다.

2. 마이크로셀에서의 기하광학

Fig.1의 기본적인 구조에서 송신점에서 수신점까지 도달한 기하광학파의 전계를 예측하기 위해서는 우선 기하광학파의 전파경로를 알아야 한다.

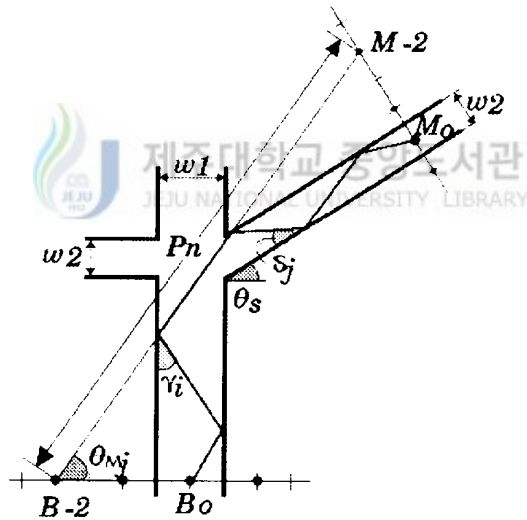


Fig.2 The geometric-optics wave's propagation path used image-method

이 논문에서는 전파경로를 영상법에 의하여 구하였으며, 이 때 ray의 경로는 광선추적법(ray-tracing)을 도입하였다.

Fig.2는 송신점 B_0 에서 출발하여 폭 w_1 인 도로의 양측벽면에서 총 2번 반사하여 비가시거리 영역의 도로에 입사한 다음, 다시 폭 w_2 인 도로에 입사하여 총 2번 반사후 수신기에 도달하는 ray를 도시하였다. 주변 건물들은 z 방향으로 평행하므로 영상점들의 z 방향 위치는 항상 실제 안테나의 높이와 같아져서 영상점의 위치는 xy 평면상의 위치만을 구한다.

i 번째 송신기 영상점 B_i 의 위치를 $(B_{ix}, 0)$ 라 할 때 B_{ix} 의 위치는 다음과 같다.

$$B_{ix} = i \times w_1 \quad (5)$$

여기서 i 가 0이면 기지국의 실제 위치를 가리키고, i 가 음수이면 폭 w_1 인 도로의 좌측에 위치한 영상점, i 가 양수이면 폭 w_1 인 도로의 우측에 위치한 영상점을 가리킨다. 수신기의 영상점들은 $+x$ 축에 대해 θ_s 만큼 기울어진 비가시거리 영역 도로에 수직인 직선에 존재하며, 수신기의 위치 M_0 를 기준으로 반사횟수 j 에 따라 거리 l_{mj} 만큼 떨어진 곳에 위치하므로 l_{mj} 는 다음과 같이 주어진다.

$$l_{mj} = \begin{cases} j \times w_2, & j = \text{짝수 일 때} \\ (j + 1) \times w_2 - 2 l_m, & j = \text{홀수 일 때} \end{cases} \quad (6)$$

따라서 임의의 j 번째 수신기 영상점의 위치 $M_j (M_{jx}, M_{jy})$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$M_{jx} = M_{0x} + l_{mj} \sin \theta_s \quad (7a)$$

$$M_{jy} = M_{0y} - l_{mj} \cos \theta_s \quad (7b)$$

그러므로 Fig.2는 $i=-2, j=-2$ 일 때 기지국 영상점 B_{-2} 와 M_{-2} 에 의한 ray의 전파경로로 폭 w_1 인 도로의 양측벽면에서 총 $|i|=2$ 번 반사하여 폭 w_2 인 도로에

입사하여 총 $|j|=2$ 번 반사한 후 수신기에 도달함을 알 수 있다. 폭 w_1 인 도로에 ray가 입사할 때의 입사각 γ_i 와 폭 w_2 인 도로에 ray가 입사할 때의 입사각 δ_j 는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma_i = \tan^{-1} \left(\frac{M_{ix} - B_{ix}}{\sqrt{(h_b - h_m)^2 + M_{iy}^2}} \right) \quad (8a)$$

$$\delta_j = \tan^{-1} \left(\frac{d_{ij} - \sin(|\theta_{M_i} - \theta_s|)}{\sqrt{(d_{ij} \cos(\theta_{M_i} - \theta_s))^2 + (h_b - h_m)^2}} \right) \quad (8b)$$

여기서 d_{ij} 는 기지국의 i 번째 영상점과 수신기의 j 번째 영상점 사이의 거리를 z 평면상으로 투영한 길이를 나타낸 것이다. 그런데 비가시거리 영역인 경우, 기지국의 영상점과 수신기의 영상점을 잇는 직선들 가운데 C_1 과 C_3 사이로 입사하는 ray만이 전파 가능하므로 그러한 제한조건에 있는 ray를 고려하여야 한다.

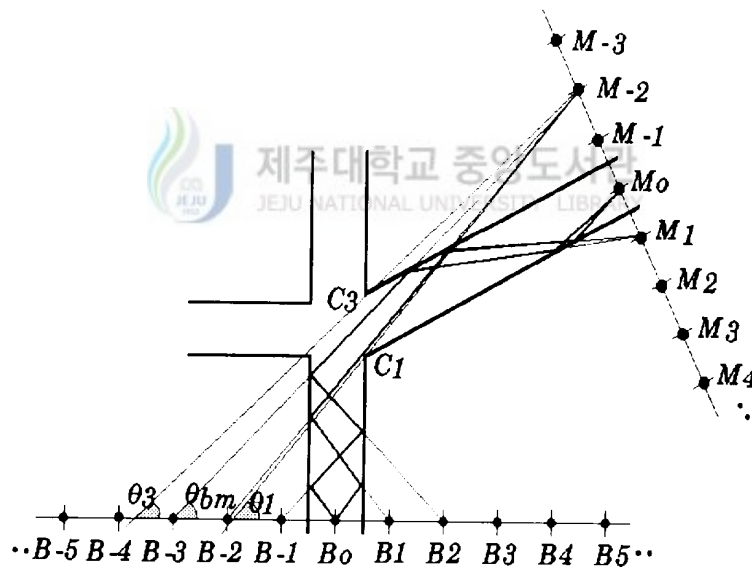


Fig.3 The limit conditions of out-of-sight region

Fig.3은 비가시거리 영역에서의 제한조건을 나타낸 그림이다. 수신기의 영상점이 선택되면 선택된 수신기의 영상점 위치 (M_{ix}, M_{iy})와 모서리 C_1, C_3 를 잇는 직선안에 놓인 기지국의 영상점만이 선택되고 나머지 기지국의 영상점들은 제한조건에서 벗어나므로 고려하지 않아도 된다. 이 때 제한조건은 다음과 같이 주어진다.

$$\text{제한조건} : \theta_3 \leq \theta_{bm} \leq \theta_1 \quad (9a)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{M_{iy} - C_{1y}}{M_{ix} - C_{1x}} \right) \quad (9b)$$

$$\theta_3 = \tan^{-1} \left(\frac{M_{iy} - C_{3y}}{M_{ix} - C_{3x}} \right) \quad (9c)$$

$$\theta_{bm} = \tan^{-1} \left(\frac{M_{iy}}{M_{ix} - B_{ix}} \right) \quad (9d)$$

Fig.3에서 수신기의 영상점 M_{-2} 에 대하여 제한조건을 만족하는 기지국의 영상점은 B_{-2} 와 B_{-3} 뿐이고, 그 때의 ray의 전파경로를 나타내었다. 식 (9a)의 제한조건을 만족한 기지국의 i 번째 영상점과 수신기의 j 번째 영상점을 잇는 길이가 n 번째인 ray의 총반사계수 R_n 은 다음과 같다.

$$R_n = [R(\gamma_i)]^{|i|} \times [R(\delta_j)]^{|j|} \quad (10)$$

이 때 입사각 γ_i 나 δ_j 를 임의의 변수 θ 라고 할 때, 각각의 반사계수는 다음과 같이 편파에 따라 정의된다.

$$R(\theta) = \begin{cases} \frac{\sin \theta - \sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \theta}}, & \text{수직편파일 때} \\ \frac{\epsilon_c \sin \theta - \sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \theta}}{\epsilon_c \sin \theta + \sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \theta}}, & \text{수평편파일 때} \end{cases} \quad (11)$$

여기서 ϵ_c 는 식(4)의 복소유전상수를 나타낸다.

이 때 건물벽면에서 ray가 반사될 경우 수평편파 반사계수를 적용하고, 지면에

서 반사될 경우 수직편과 반사계수를 적용한다. 영상점들을 잇는 ray 중에서 직선 거리가 짧은 순서대로 $n = 1, 2, \dots, N$ 의 번호를 붙인다. 따라서, 최종적으로 비가시거리 영역에서의 수신 전체 E_{GO} 는 기지국의 i 번째 영상점과 수신기의 j 번째 영상점을 잇는 n 번째 ray의 기하광학파를 구하고, 이러한 ray가 총 N 개 있으므로 이들을 더하면 비가시거리 영역에서의 수신전계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{GO} = \sum_{n=1}^N \frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_n}{P_n} e^{-j\frac{2\pi P_n}{\lambda}} \quad (12)$$

여기서 P_n 은 기지국의 i 번째 영상점과 수신기의 j 번째 영상점을 잇는 n 번째 ray의 직선거리로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_n = \sqrt{(M_{ix} - B_{ix})^2 + M_{iy}^2 + (h_b - h_m)^2} \quad (13)$$

3. 마이크로셀에서의 회절

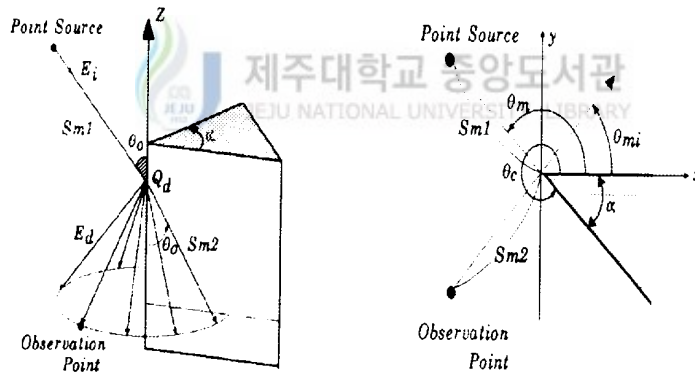


Fig.4 The edge-diffraction wave

전파 전파를 해석함에 있어서 기지국 안테나를 점전원(point source)으로 간주

하였기 때문에 모서리에 입사하는 파는 구형파(spherical wave)이지만, 본 논문에서는 해석상 원통형파(cylindrical wave)로 가정하여 해석하였다.

점전원에서 출발한 전계 E_i 가 모서리에서 회절되어 관찰점(observation point)으로 반사되어 나갈 때 회절된 전계 E_d 는 다음과 같다.

$$E_d = E_i(Q_d) \cdot D_m \cdot A \cdot e^{-j\beta s} \quad (14)$$

여기서 $E_i(Q_d)$ 는 기준점 Q_d 에서의 전계이다. 윗식에서 회절계수 D_m 은 경사각을 가지며, 벽면으로 입사되는 회절계수를 Games의 식(1986)으로 나타내면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$D_m \cong \frac{\frac{2}{N} \sin \frac{\pi}{N} \csc \theta_0}{\sqrt{8j\pi k}} \left\{ \left(\cos \frac{\pi}{N} - \cos \frac{\theta_m - \theta_{mi}}{N} \right)^{-1} - \left(\cos \frac{\pi}{N} - \cos \frac{\theta_m + \theta_{mi}}{N} \right)^{-1} \right\} \quad (15)$$

여기서 $N = \frac{2\pi - \alpha}{\pi}$ 이고 α 는 벽면 모서리각, θ_0 는 입사파와 z 축이 이루는 각, k 는 자유공간 전파상수, θ_{mi} 는 회절영역각, θ_m 은 반사 회절영역각이다. 이 때 A 는 공간감쇄율로서 식(15a)와 같이 나타낼 수 있으며, 식(15b)는 위상항을 의미한다.

$$A = \sqrt{\frac{s_{m1}}{s_{m2}(s_{m1} + s_{m2})}} \quad (15a)$$

$$e^{-j\beta s} = e^{-j\beta s_{m2}} \quad (15b)$$

기지국에서 수신기까지의 총 전파경로를 m 번째 ray로 표현하면, m 번째 ray의 기지국 영상점에서 모서리까지의 거리는

$$s_{m1} = \frac{\sqrt{(C_{kx} - B_{ix})^2 + C_{kv}^2}}{\cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta_o\right)} \quad (16a)$$

로 구할 수 있으며, 모서리에서 수신기의 영상점까지의 거리 s_{m2} 는

$$s_{m2} = \frac{\sqrt{(M_{ix} - C_{kx})^2 + (M_{iy} - C_{ky})^2}}{\cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta_o\right)} \quad (16b)$$

가 된다. 그리고, z 평면상에서 기지국에서 수신기까지의 입사각 θ_o 는

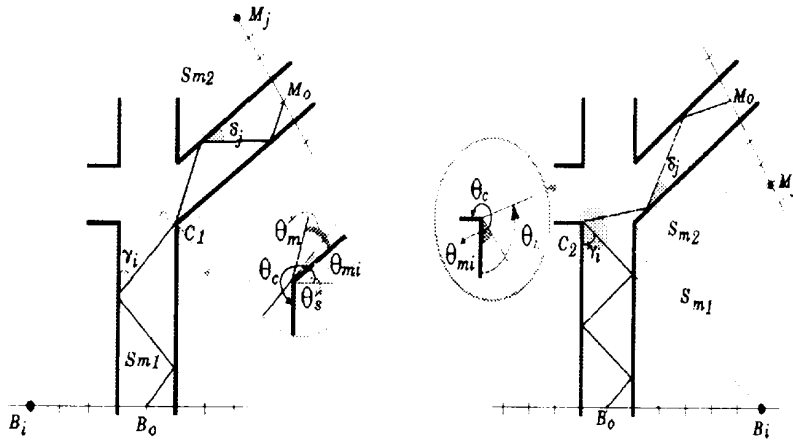
$$\theta_o = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{(C_{kx} - B_{ix})^2 + C_{ky}^2} + \sqrt{(M_{ix} - C_{kx})^2 + (M_{iy} - C_{ky})^2}}{h_b - h_m}\right) \quad (16c)$$

이다. 또한 가시영역과 비가시영역에서 건물의 반사계수를 구하기 위해 건물벽과 이루는 각들을 각각 표현하면 다음과 같다.

$$\gamma_i = \tan^{-1}\left(\frac{|B_{ix} - C_{kx}|}{|B_{iy} - C_{ky}|}\right) \quad (17a)$$

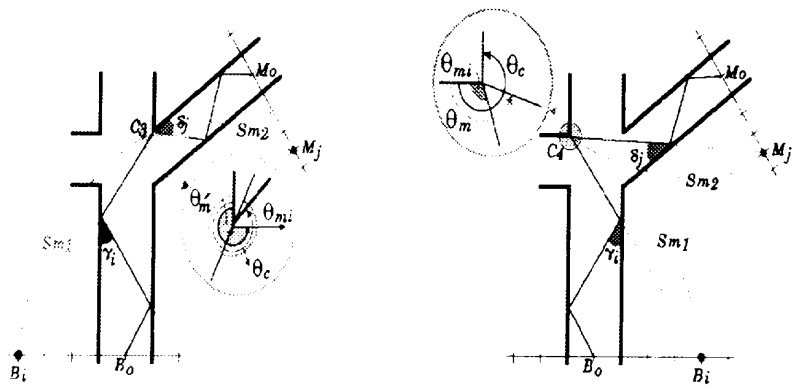
$$\delta_j = \cos^{-1}\left(\frac{(M_{ix} - C_{kx}) \cos \theta_s + (M_{iy} - C_{ky}) \sin \theta_s}{\sqrt{(M_{ix} - C_{kx})^2 + (M_{iy} - C_{ky})^2}}\right) \quad (17b)$$

비가시거리 영역의 환경에서 전파되는 모서리회절과의 한 예로 m 번째 ray는 기지국의 i 번째 영상점에서 방사한 후, 교차로의 네 모서리 중 한 모서리에 회절되어 수신기의 j 번째 영상점에 도달할 경우의 전파 경로는 Fig.5와 같다.



a) The diffraction-wave at C_1

b) The diffraction-wave at C_2



c) The diffraction-wave at C_3

d) The diffraction-wave at C_4

Fig.5 The diffraction-waves for four edges

교차로의 각 모서리 끝을 원점으로 하는 새로운 좌표계에서 건물 모서리의 한쪽 면이 $+x$ 축에 접하고, 건물에 해당하는 부분은 항상 $x < 0$ 인 영역에 취하도록 한다. 이 경우 네 모서리의 회절상태는 Fig.5와 같이 모서리 끝점인 원점으로부터 s_{m1} 만큼 떨어진 곳에 있는 기지국 안테나에서 복사된 원통형파가 상대유전상수 ϵ_r 이고, 쇄기각 θ_c 인 유전체에 입사한 후 임의의 θ 방향으로 회절되어 모서리로부터 거리 s_{m2} 만큼 떨어진 곳으로 전파되는 전자파를 구하는 문제로 나타낼 수 있다. 이 때 모서리 쇄기각 θ_c 와 m 번째 회절 ray의 입사각 θ_{mi} 및 회절각 θ_m 은 각 각 실제 건물 모서리의 위치에 따라 다음과 같이 정의된다.

$$\theta_c = \begin{cases} \frac{3\pi}{2} - \theta_s & , C_1 \text{ 일때} \\ \frac{3\pi}{2} & , C_2 \text{ 일때} \\ \frac{3\pi}{2} + \theta_s & , C_3 \text{ 일때} \\ \frac{3\pi}{2} & , C_4 \text{ 일때} \end{cases} \quad (18a)$$

$$\theta_{m_i} = \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{C_{1y}}{C_{1x} - B_{ix}}\right) & , \quad C_1 \text{ 일때} \\ \tan^{-1}\left(\frac{C_{2y}}{C_{2x} - B_{ix}}\right) & , \quad C_2 \text{ 일때} \\ \tan^{-1}\left(\frac{C_{3y}}{C_{3x} - B_{ix}}\right) & , \quad C_3 \text{ 일때} \\ \tan^{-1}\left(\frac{C_{4y}}{C_{4x} - B_{ix}}\right) & , \quad C_4 \text{ 일때} \end{cases} \quad (18b)$$

$$\theta_m = \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{M_{jy} - C_{1y}}{M_{ix} - C_{1x}}\right) - \theta_s & , \quad C_1 \text{ 일때} \\ \tan^{-1}\left(\frac{M_{jy} - C_{2y}}{M_{ix} - C_{2x}}\right) + \frac{\pi}{2} & , \quad C_2 \text{ 일때} \\ \tan^{-1}\left(\frac{M_{jy} - C_{3y}}{M_{ix} - C_{3x}}\right) + \frac{3\pi}{2} & , \quad C_3 \text{ 일때} \\ \tan^{-1}\left(\frac{M_{jy} - C_{4y}}{M_{ix} - C_{4x}}\right) + \pi & , \quad C_4 \text{ 일때} \end{cases} \quad (18c)$$

사거리 건물 모서리에서 회절되어 수신기에 도달하는 모서리회절파인 E_{ED} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E_{ED} = \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M \left(\frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_m}{s_{m1,k}} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} s_{m1,k}} \right) D_m \sqrt{\frac{s_{m1,k}}{s_{m2,k} (s_{m1,k} + s_{m2,k})}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} s_{m2,k}} \quad (19)$$

그러므로 GTD 전파모델의 총 경로손실은 앞에서 구한 식(12)와 (19)의 합으로 다음의 식(20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{GTD} = E_{GO} + E_{ED} = \sum_{n=1}^N \frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_n}{P_n} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} P_n} + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M \left(\frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_m}{s_{m1,k}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} s_{m1,k}} \right) D_m \sqrt{\frac{s_{m1,k}}{s_{m2,k} (s_{m1,k} + s_{m2,k})}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} s_{m2,k}} \quad (20)$$

4. 경로손실과 지연시간분산

GTD 전파모델은 지금까지 구한 기하광학과 E_{GO} 와 모서리회절과 E_{ED} 의 합으로 나타낸 것으로써 비가시거리 영역에서 경로손실을 구하면 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$L = 10 \log(| E_{GTD} |^2) \text{ [dBm]}$$

$$= 10 \log(\sum_{n=1}^N (\frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_n}{P_n})^2 + \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M (\frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_m D_m}{\sqrt{S_{m1,k} S_{m2,k} (S_{m1,k} + S_{m2,k})}})^2) \quad (21)$$

이 때, 경로손실은 각 ray간의 위상차에 의한 영향을 무시하고 각 각의 수신 전력을 합하므로써 구하여 지는데, 수신 안테나에 도달하는 ray들의 지연시간분산 예측을 위하여 시간함수로 표시하면 식 (22)와 같이 쓸 수 있다.

$$P(t) = \sum_{n=1}^N a_n \delta(t - \tau_n) + \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M b_{m,k} \delta(t - \tau_{m,k}) \quad (22)$$

여기서 a_n 과 τ_n 은 각각 기하광학과 중에서 n 번째 ray의 수신 전력과 지연시간이며, $b_{m,k}$ 과 $\tau_{m,k}$ 는 각각의 모서리회절과 중에서 m, k 번째 ray의 수신전력과 지연시간으로 식 (23)과 같이 정의된다.

$$a_n = | (\frac{\lambda}{4\pi}) \frac{R_n}{P_n} |^2 \quad (23a)$$

$$\tau_n = \frac{P_n}{C} \quad (23b)$$

$$b_{m,k} = | (\frac{\lambda}{4\pi}) \frac{R_m D_m}{\sqrt{S_{m1,k} S_{m2,k} (S_{m1,k} + S_{m2,k})}} |^2 \quad (23c)$$

$$\tau_{m,k} = \frac{S_{m1,k} + S_{m2,k}}{C} \quad (23d)$$

여기서 C 는 공기중에서 전자파의 속도, P_n 은 n 번째 ray의 직선거리를 나타낸

다. 일반적으로 임의의 임펄스 응답 $P(t)$ 를 갖는 통신시스템에서 평균지연시간분산 Δ 는 식 (24)와 같이 정의된다.

$$\Delta = \left[\frac{\int_0^{\infty} t^2 P(t) dt}{\int_0^{\infty} P(t) dt} - T_d^2 \right]^{1/2} \quad (24)$$

여기서

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} P(t) dt &= \int_0^{\infty} \left[\sum_{n=1}^N a_n \delta(t - \tau_n) + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k} \delta(t - \tau_{m,k}) \right] dt \\ &= \sum_{n=1}^N a_n \int_0^{\infty} \delta(t - \tau_n) dt + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k} \int_0^{\infty} \delta(t - \tau_{m,k}) dt \\ &= \sum_{n=1}^N a_n + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} t^2 P(t) dt &= \int_0^{\infty} t^2 \left[\sum_{n=1}^N a_n \delta(t - \tau_n) + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k} \delta(t - \tau_{m,k}) \right] dt \\ &= \sum_{n=1}^N a_n \int_0^{\infty} t^2 \delta(t - \tau_n) dt + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k} \int_0^{\infty} t^2 \delta(t - \tau_{m,k}) dt \\ &= \sum_{n=1}^N a_n \tau_n^2 + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k} \tau_{m,k}^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_d &= \frac{\int_0^{\infty} t P(t) dt}{\int_0^{\infty} P(t) dt} \\ &= \left(\frac{\sum_{n=1}^N a_n \tau_n + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k} \tau_{m,k}}{\sum_{n=1}^N a_n + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k}} \right) \end{aligned}$$

이다. 이 때 T_d 는 평균지연시간을 의미하며, 식(22)를 식(24)에 대입하면 평균지연시간분산 Δ 를 다음의 식 (25)와 같이 전개하여 구할 수 있다.

$$\Delta = \left(\left[\frac{\sum_{n=1}^N a_n \tau_n^2 + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k} \tau_{m,k}^2}{\sum_{n=1}^N a_n + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k}} \right] - \left[\frac{\sum_{n=1}^N a_n \tau_n + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k} \tau_{m,k}}{\sum_{n=1}^N a_n + \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M b_{m,k}} \right]^2 \right)^{1/2} \quad (25)$$

또한 가시거리영역 상태에서는 기하광학과만으로 평균지연시간을 구할 수 있는데, 위식의 $b_{m,k}$ 항을 0으로 대입하면 쉽게 구할 수 있다.

일반적으로 도심 환경에서 마이크로 시스템 설계시 평균지연시간분산 Δ 는 통상 $3 \mu s$ 이상을 적용한다.(Lee, 1993)



Ⅲ. 시뮬레이션

1. 도심사거리에서의 전파특성

도심지의 마이크로셀 환경에서 계산된 경로손실을 기하광학과와 모서리회절파의 성분으로 나누어 θ_s 에 따른 전파특성을 시뮬레이션 결과로 비교하였다. 이 때 송신전력은 1w를 기준으로 설정하였으며, 도심사거리의 교차각이 수직일 경우 직교된 도로구조에서 기하광학과와 모서리회절파의 전계특성 변화를 Fig.6에 나타내었다.

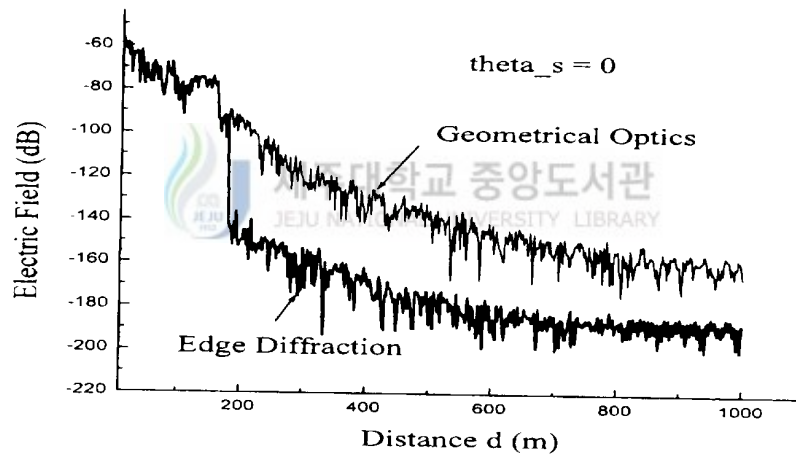


Fig.6 In case of $\theta_s=0$, the electric field to be contrasted
geometric-optics wave with edge-diffraction wave

도심지의 교차각 $\theta_s=0$ 일때 기하광학과와 모서리회절파의 전계를 비교해 보면

거리 $d = 160\text{m}$ 이내에서는 가시거리 영역으로써 순수 기하광학과에 의한 경로 손실만이 발생되었으나, 모서리 교차로 C_4 지점에서 기하광학과와 합성된 모서리 회절과에 의하여 일시적으로 수신전계가 10dB 증가되었다. 160m 이후의 비가시거리 영역은 기하광학과가 모서리회절과보다 약 30dB 정도 높은 경로손실이 나타남을 알 수 있다.

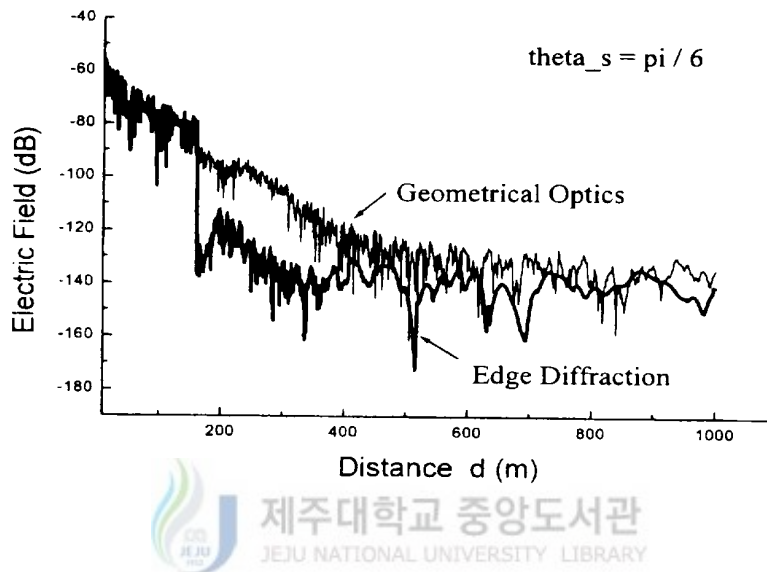


Fig.7 In case of $\theta_s = \pi/6$, the electric field to be contrasted geometric-optics wave with edge-diffraction wave

Fig.7은 θ_s 가 30도의 교차각을 가진 도로구조에서의 경로손실 상태를 비교하였다. 가시거리 영역인 160m 이내에서는 모서리회절과가 없으므로 순수 기하광학과에 의한 경로손실만이 나타났으며, 비가시거리 영역으로 진입함에 따라 30dB 정도로 ray가 많이 입사되는 기하광학과가 모서리회절과보다 전계가 높았다. 그러나 송신점과 거리가 더 멀어지는 400m이후부터 모서리회절과와 기하광학과는 유사한 전계의 경로손실이 발생되었다.

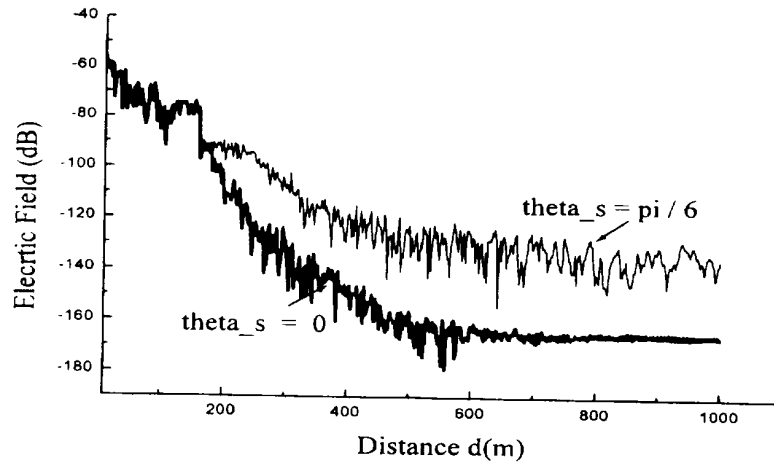


Fig.8 In case of $\theta_s = 0, \pi/6$, a total the electric field

Fig.8은 도심지 사거리의 교차각이 직교하는 $\theta_s = 0$ 와 $\frac{\pi}{6}$ 로 일정한 경사각을 이루는 경우의 합성전계를 비교한 것으로써, 기하광학과와 모서리회절파를 합한 일반적인 경로손실 결과를 나타낸 그림이다. 가시거리 영역내에서는 θ_s 의 변화에 큰 관계없이 30dB 정도의 유사한 경로손실이 발생되다가, 비가시거리 영역으로 진입하면서부터 일정한 감쇄율로 입사되는 ray의 변화에 따라 수신전계의 차이를 보였다. 또한 400m 이후의 비가시거리 영역에서부터는 교차각이 수직인 경우가 $\frac{\pi}{6}$ 에 비하여 약 30dB 낮게 경로손실이 나타났다.

2. 도로구조 변수의 지연시간분산

GTD 전파모델에 의한 셀 설계에 앞서 도심사거리의 임의의 환경에서 교차각 θ_s 와 도로폭 w_2 와의 상관관계를 각각의 변수로 두고 일정한 영상점을 주었다고 가정하였을 때, 송신점에서 수신점까지의 지연시간분산 결과를 분석하였다.

2.1 동일한 교차각에서 도로폭이 다를 경우

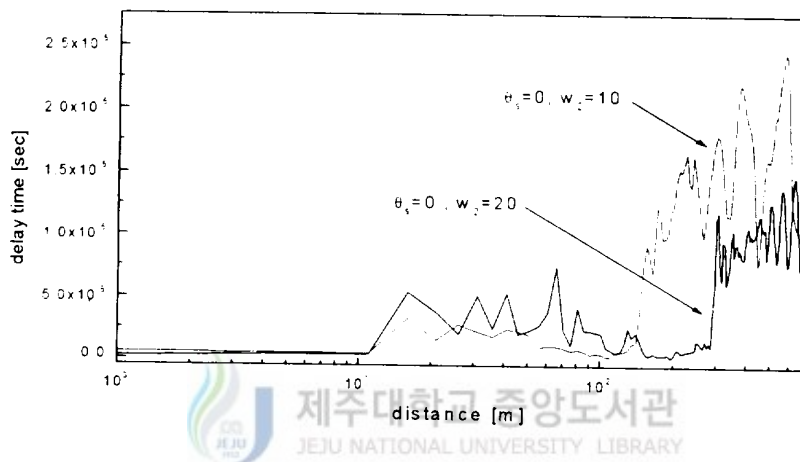


Fig.9 In case of $\theta_s = 0$, time-delay-spread contrasted
 $w_2 = 10m$ with $w_2 = 20m$

Fig.9는 동일한 교차각 $\theta_s = 0$ 에서 도로폭의 변화에 따른 지연시간분산 상태를 비교한 것으로, 가시거리 영역에서의 지연시간분산은 큰 변화가 없다고 볼 수 있지만, 도로폭이 10m인 가시거리영역에서는 약 $2.5\mu s$ 정도 나타나다가 비가시거리 영역에서부터는 ray가 입사하는 각이 좁아지고 ray의 반사 횟수가 많아져 지연시간분산이 평균 $15\mu s$ 까지 발생되었다. 따라서 비가시거리 영역의 도로폭이 좁아지면 도로벽면에서의 반사횟수가 많이 발생되어 지연시간분산이 커진다.

반면에, 도로폭이 확장된 $w_2=20m$ 일 경우, 비가시거리 영역으로 입사되는 ray의 입사각은 도로폭이 10m일 때 보다 커지지만 ray의 반사횟수가 줄어들어 수신점에서 지연시간분산이 $5\mu s$ 로 나타났다. 그러나 비가시거리 영역인 300m 이후부터는 평균 $10\mu s$ 정도의 지연시간분산이 지속적으로 발생되었다. 따라서 동일한 교차각에서 비가시거리 영역의 도로폭이 넓은 경우에는 지연시간분산이 작아지기 때문에 셀 반경을 크게 할 수 있다.

2.2 교차각이 다르고 넓은 도로폭일 경우

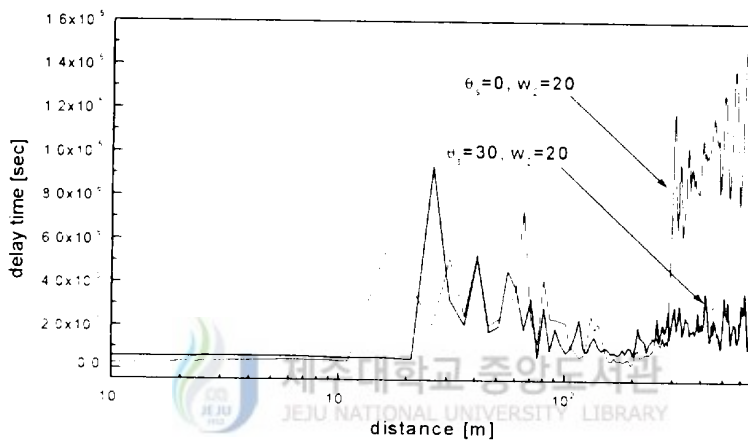


Fig.10 In case of wide w_2 , time-delay-spread contrasted $\theta_s=0$ with $\frac{\pi}{6}$

Fig.10은 도로폭이 확장된 $w_2=20m$ 에서 각 각 다른 교차각일 때 지연시간분산을 비교하였다. 교차각이 30도인 도로구조의 가시거리 영역은 직교된 교차로보다 송신점에서 수신점까지의 입사되는 ray의 수가 많아져서 기하광학과가 모서리회절과보다 크게 영향을 미쳐 지연시간분산이 거의 발생되지 않았다.

또한 비가시거리 영역에서도 송신점에서 수신점까지 입사되는 ray의 수가 많아

반사횟수는 적어진다. 따라서 교차로의 θ_s 가 크고 비가시거리 영역의 도로폭이 넓어지면 지연시간분산을 고려하지 않아도 됨을 알 수 있다.

2.3 각각 다른 교차각과 도로폭일 경우

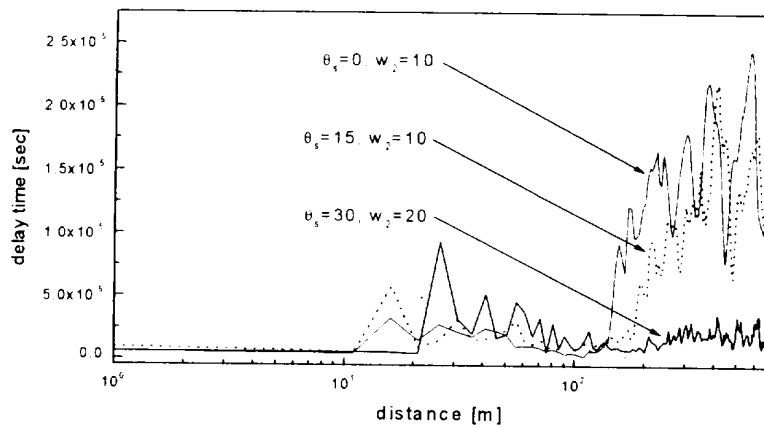


Fig.11 In case of optional θ_s and w_2 , time-delay-spread

도심사거리의 교차각과 도로폭이 각각 다를 경우에 대한 지연시간분산 결과를 Fig.11에 나타내었다. 도로폭이 좁아지고 직교된 교차로에 근접할수록 비가시거리 영역으로 입사하는 각이 좁아지고 ray의 도로벽면에 의한 반사횟수가 많아져 지연시간분산은 평균 $15\mu s$ 까지 발생되었다. 또한 도심사거리의 교차각이 30도로 일정한 교차각을 가지는 도로구조에서 도로폭이 넓어지는 경우는 비가시거리 영역으로 입사되는 ray의 각은 커지고 반사횟수는 적어 지연시간분산이 거의 발생되지 않아 좀 더 넓은 반경의 셀을 설계할 수 있다.

IV. 측정시스템 및 측정환경

1. 측정시스템 구성 및 제원

국내의 개인휴대통신(PCS)은 UHF 대역에서 통상 시스템 종단전력이 15W 이하로 사용되고 있다. 이러한 개인휴대통신의 마이크로셀 설계에 기초가 되는 도심 사거리에서의 전파 특성을 측정하기 위한 송·수신 장치의 구성도를 Fig.12에 도시하였다. 본 논문에서의 측정시스템은 신호발생기(synthesized signal generator)와 전계강도 측정기(field strength meter)를 이용하여 구성하였다. 송신부의 신호발생기는 변조된 FM신호를 연속으로 발생시켜 증폭한 후 송신안테나를 통하여 공간으로 전파시킨다. 수신점에서 전력제어에 의한 수신전계는 수신장치의 이동 경로에 따라 전계강도 측정기를 통하여 연속적으로 들어오는 수신데이터를 GPIB 인터페이스로 전송한 후 노트북 컴퓨터에 저장하여 측정하였다.

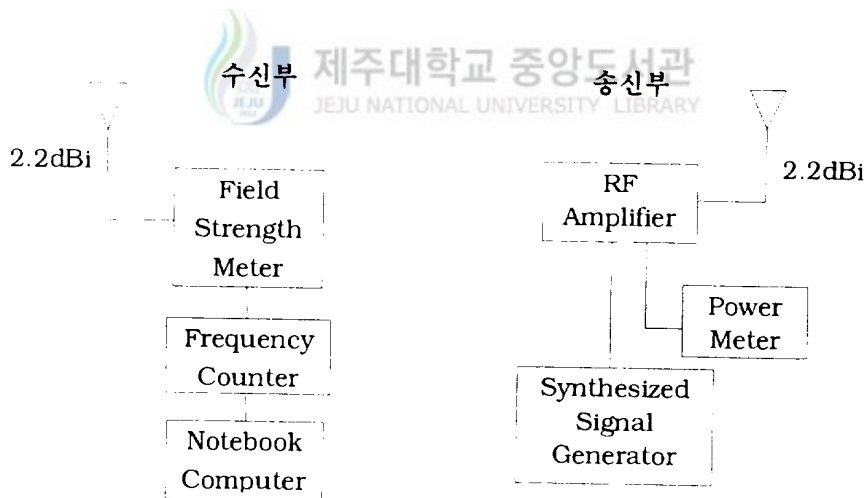


Fig.12 Block diagram of measurement equipments

도심 사거리 모델에서 측정하기 위한 주파수는 개인휴대통신에서 사용하고 있는 UHF 대역의 기준주파수를 사용하였으며, 각 각의 표본 모델에 적용된 측정 파라미터는 Table 1과 같다.

Table 1. Test parameters

item		parameter		
		Sample-1	Sample-2	Sample-3
structure of cross-road or buildings		Joong-ang Rotary ~ Tap-dong	near the Church of Young-nak	concrete B/D. 5F
Frequency (GHz)	base station	1.8	1.8	1.8
	mobile station	1.8	1.8	1.8
wide of road (m)	w_1	12	8	4.5
	w_2	4.5	7	2.3
cross-angle θ_s		15	0	0
base station	antenna height(m)	2	2	1.0, 2.0
	gain(dBi)	2.2	2.2	7.2
	power(mW)	10	10	2
mobile	antenna height(m)	1.5	1.5	1.5
	gain(dBi)	2.2	2.2	2.2

도심지에서의 전파특성은 자동차로 인한 교통량의 상태와 인파의 밀집도, 도로 주변의 각종 장애물로 인한 측정 오차가 발생할 것으로 예상되어, 측정 시간대는 차량과 인파의 이동이 적은 시간대를 이용하였다. 또한 휴대전화 통화시 단말기의 높이는 도로상의 지면에서 평균 높이(h_m) 1.5m를 기준 높이로 정하였다. 수신 전계는 수신차량을 표본구간 내에서 서서히 이동하면서 송신점을 기준으로 동일거리

구간을 반복 측정하였다. 도로주변 건물 높이의 영향을 줄이기 위하여 기지국 안테나의 높이는 2m로 고정하였으며, 수신 데이터는 노트북 컴퓨터에 저장하여 전파경로 분석 자료로 활용하였다.

2. 사거리 모델 측정

도심 사거리의 전파특성을 측정하기 위하여 이론적으로 계산한 시뮬레이션 결과를 토대로 2개 지역의 도심지 교차로 모델과 건물내에서 사거리 교차로와 유사한 환경을 선정하였다.

2.1 표본1 모델

표본1 모델의 도로 형태는 일반적인 도심지의 도로 구조로써, 송신점을 축으로 교차로 좌우측에 간이도로가 형성되어 있으며, 도로 주변에는 1층 높이 이상의 건물들이 밀집되어 있는 지역이다.

측정 구간은 도로폭 w_1 이 12m인 도로의 중심에 기지국 안테나를 설치하고 송신점에서 교차로까지 90m 진행한 다음, 교차로의 우측으로 형성된 4.5m 폭 (w_2)의 도로를 따라 정하였다.

도심사거리 측정 모델은 기지국 송신점에서 90m의 가시거리영역 구간 d_1 과 교차로 우측으로 건물 장애물이 산재한 52m 구간 d_2 를 정하였으며, 이 표본 모델의 구조는 Fig.13에 도시하였다.

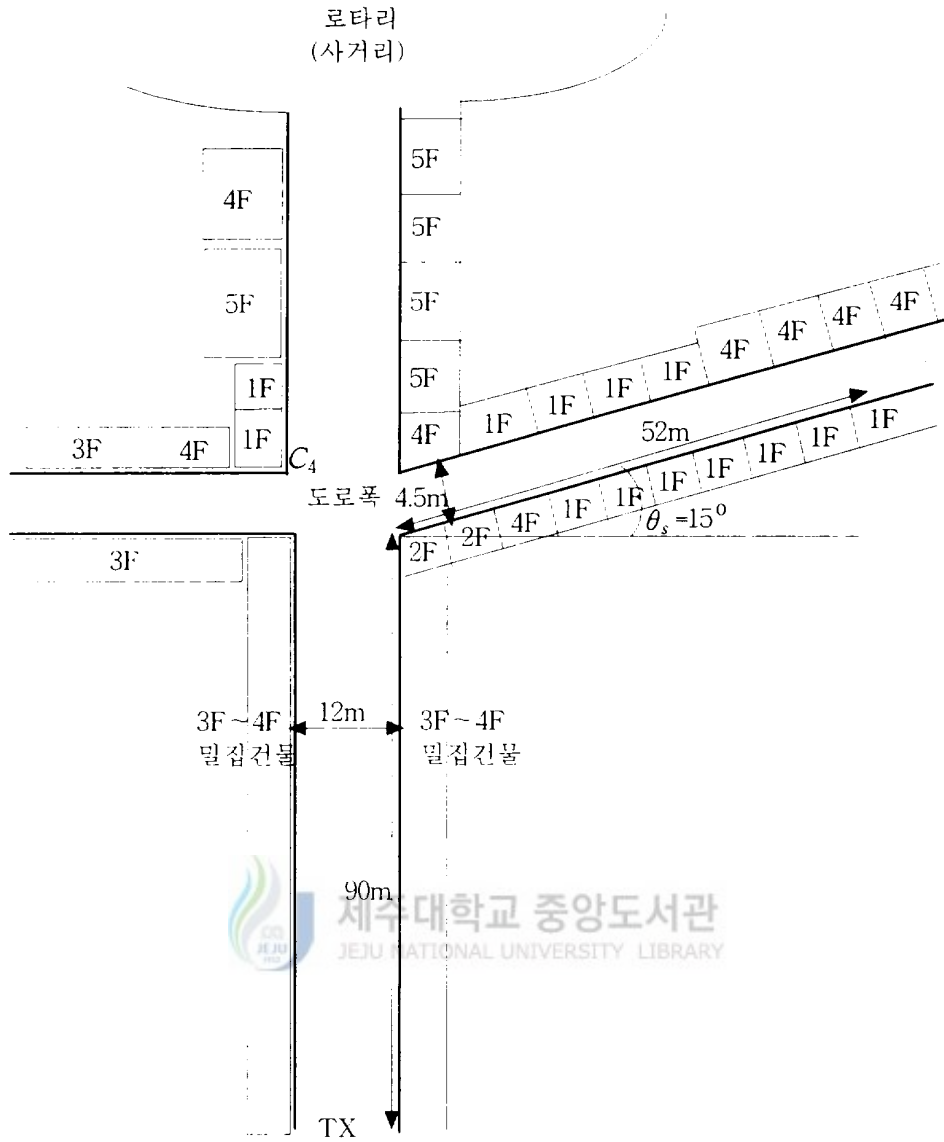


Fig.13 Geometry of sample-1 model

이 교차로 모델은 도로의 폭 w_1 과 w_2 가 각각 12m, 4.5m 이며, 우측으로 난 도로의 교차각 θ_s 가 15° 정도로 기울어진 사거리 교차로이다. 이 도심지 사거리 모델에서 반복 측정한 수신전력의 결과는 Fig.14와 같이 나타났다.

가시거리 영역인 w_1 의 60m 구간은 3~4층의 콘크리트 건물이 도로 양쪽 측면을 따라 밀집되어 있어서 건물과 주변의 장애물로 인한 경로손실은 주로 기하광학파에 의해 결정되며 최대 -20dBm까지 감소하였다. 그러나, 비가시거리 영역인 w_2 구간으로 진입하면서 교차로 모서리 C_1, C_2, C_3, C_4 점에서 회절된 모서리회절파는 기하광학파와 합성되어 수신전력 레벨이 일시적으로 -15dBm까지 증가되었다. 또한 교차각이 있는 C_1 과 C_3 사이로 완전히 입사한 모서리회절파는 송신점과 거리가 멀어지는 비가시거리 영역으로 계속 진행함에 따라 다시 감소하기 시작하여 변화폭이 최대 -45dBm까지의 경로손실이 나타났다. 이러한 현상은 교차로 부근과 비가시거리 영역에서 모서리회절파가 평균수신전력 레벨에 커다란 영향을 미치고 있음을 나타내며, 수신전력 계산시 모서리회절파를 반드시 고려하여야 함을 의미한다.

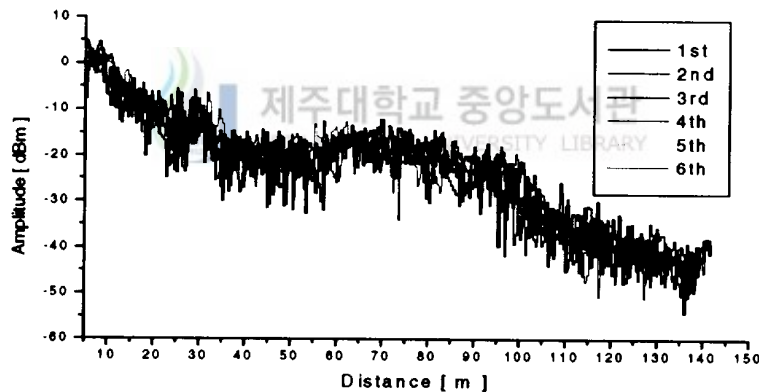


Fig.14 Received power for the sample-1 model

2.2 표본2 모델

표본2 모델은 직선 도로쪽 w_1 과 교차로 우측도로의 쪽 w_2 가 각각 8m, 7m

인 도로 구조에서 교차각이 거의 수직에 가까운 경우의 교차로 모델이다. Fig.15
 는 이론에서 다룬 사거리 모델과는 다소 다르지만 교차로의 모양과 형태가 비슷하
 여 측정 모델로 선정하였다. 이 모델에서 모서리 C_4 는 높이가 4m인 콘크리트 벽
 으로 구성되어 있으며, 송신 안테나 주변 건물은 밀집도가 높은 건물들로 배치되
 어 있다.

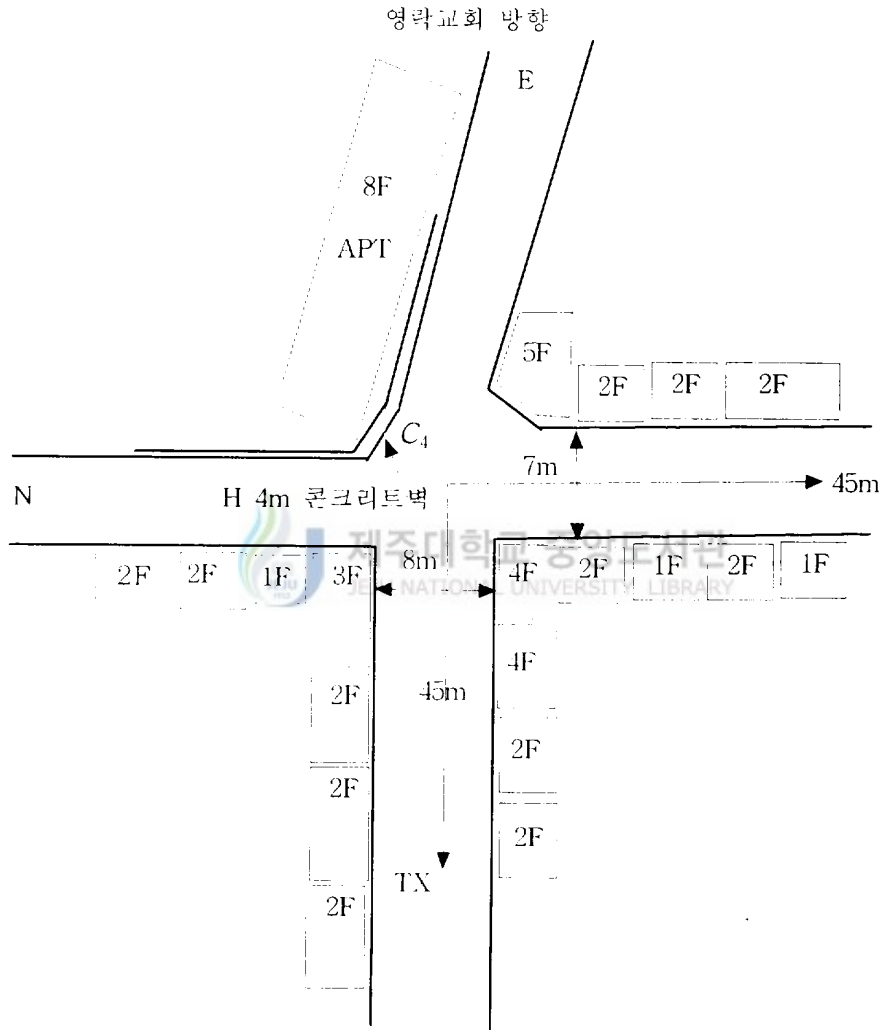


Fig.15 Geometry of sample-2 model

표본2 모델의 사거리 구조에서 반복 측정된 수신전력의 결과는 Fig.16과 같다. 기지국 송신점에서 가시거리 영역인 w_1 의 30m 구간은 기하광학파에 의한 수신전력이 지배적인 영역으로써 건물주변 장애물에 의한 경로손실은 0 dBm에서 -18dBm까지 서서히 감소하였다. 그러나 교차로 부근 30m ~ 50m 영역에서는 기하광학파와 모서리회절파가 합성되어 최대 -13dBm까지 증가하였다. 송신점에서 비가시거리 영역으로 90m까지 진입함에 따라 기지국 영상점의 제한조건을 만족하는 수신전력은 점차 감소되어 감쇄폭이 최대 -43dBm까지 나타났다. 이 때 비가시거리 영역으로 진입함에 따라 완만한 경로손실이 발생된 것은 교차로 모서리 C_4 의 반사면이 넓어 수직형 교차로로 모서리회절파의 입사를 용이하게 만들었기 때문이다.

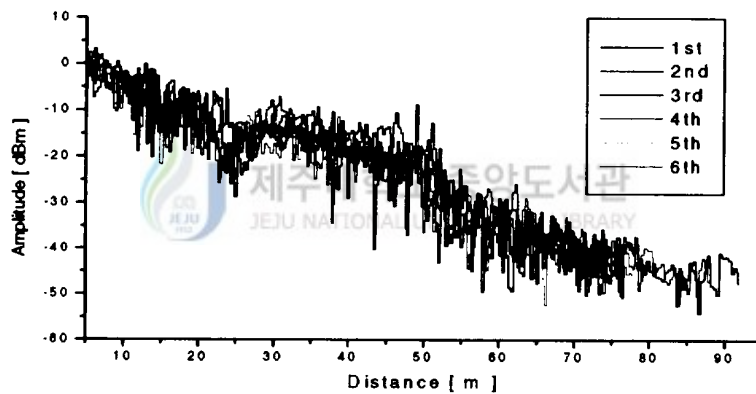


Fig.16 Received power for the sample-2 model

2.3 표본3 실내 모델

표본1과 표본2의 모델에서는 두 지역의 일반적인 도심지 도로구조를 모델로 선정하여 수신전력을 측정하였으나, 표본3 모델에서는 건물 실내구조가 도심사거리

교차로 형태를 갖는 모델을 선정하였으며, 기지국 안테나의 높이만 변화시켜 수신 전계를 측정하였다.

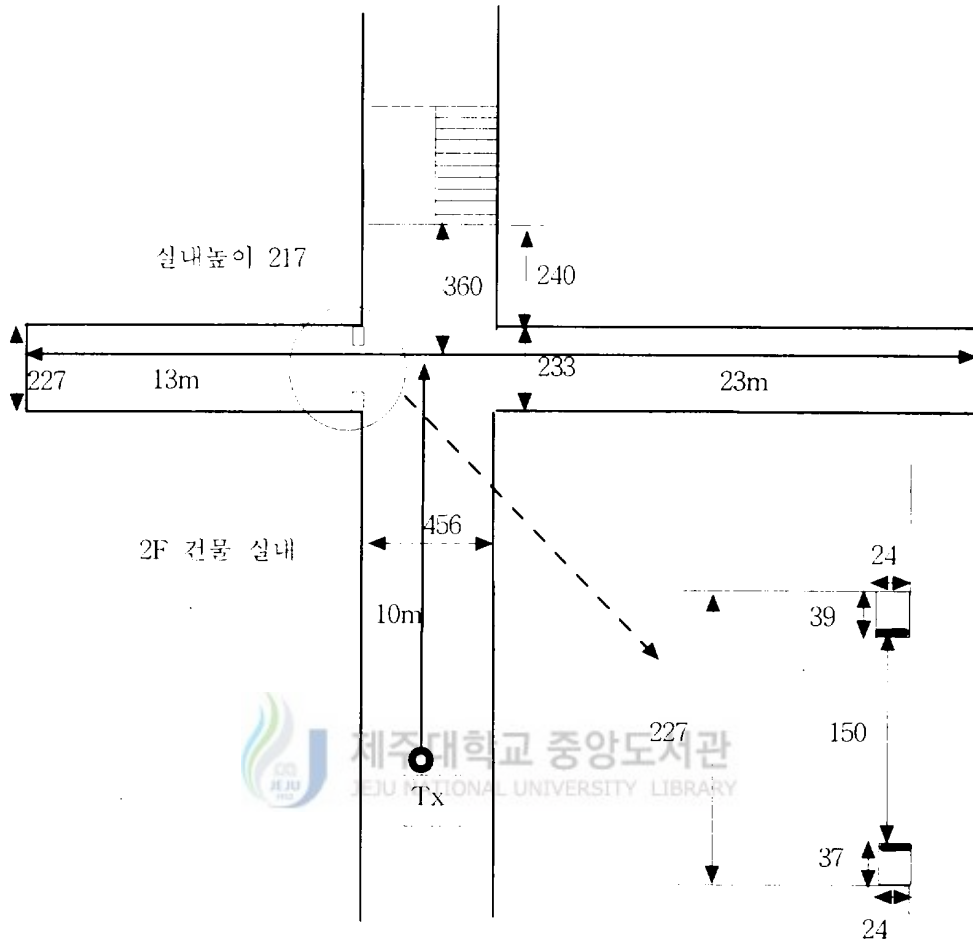
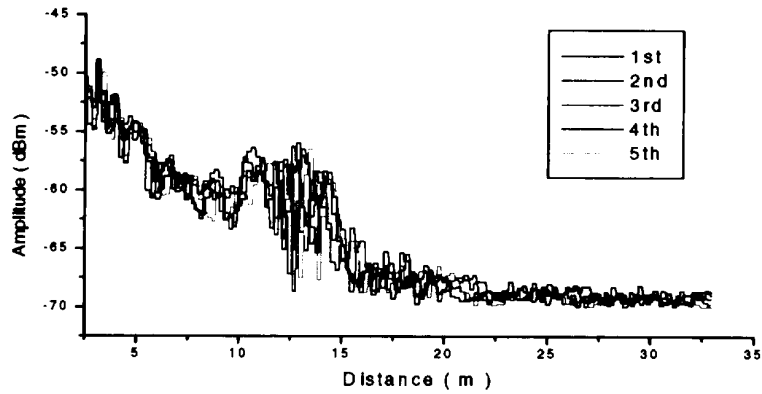


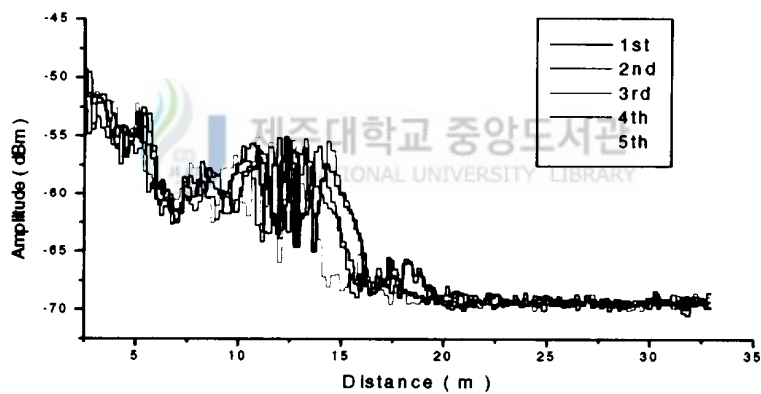
Fig.17 The interior model of a building

건물 실내구조는 w_1 이 4.5m이고, w_2 가 2.3m인 직교하는 수직 통로로 구성되어 있으며, 건물벽은 콘크리트 구조물로 이루어져 있다. 송신기는 교차로 중심으로 부터 하단으로 10m 떨어진 지점에 위치하고 있으며, 수신기 안테나의 높이는

1.5m로 고정시키고, 기지국 안테나의 높이 h_b 에 변화를 주어 측정한 수신전계의 측정 결과는 Fig.18에 나타내었다.



a) $h_b = 1.0 m$



b) $h_b = 2.0 m$

Fig.18 Received power in the interior of a building

사방이 밀폐된 건물실내에서 송신기가 놓인 위치로부터 가시거리 경로를 따라 사각 교차로 방향으로 수신장치를 이동시키면서 측정한 결과, 가시거리 통로에서

의 기하광학파에 의한 수신전력은 이상적인 다중반사를 갖는 이동전파 환경에서의 경로 기울기 이득값인 -40dB/dec (Lee, 1993)로 나타났다.

그리고 송신기로부터 10m 지점인 사각 교차로에 진입하면서 모서리회절파가 주로 영향을 미치는 10m ~ 13m 영역에서 수신전력은 최대 5dBm 증가되었고, 13m를 지나 비가시거리 영역으로 완전히 접어들어 따라 급격히 감소한 후 -70dBm 으로 평탄하게 나타났다.

V. 결과 및 고찰

1. 도심지 사거리 모델

논문에서는 광선추적이론에 근거한 기하광학과와 모서리회절파를 고려하여 도로 폭이 다르고 교차각을 달리한 도심지 사거리 도로구조 환경에서의 전파특성을 이론식과 측정결과를 통하여 비교 분석한다.

도심 사거리에서의 전파모델식은 기지국 송신점에서 부터 수신점까지 도달되는 직접파와 지표면 반사파, 건물 등의 장애물에 의한 반사파 및 회절파를 고려하였다.

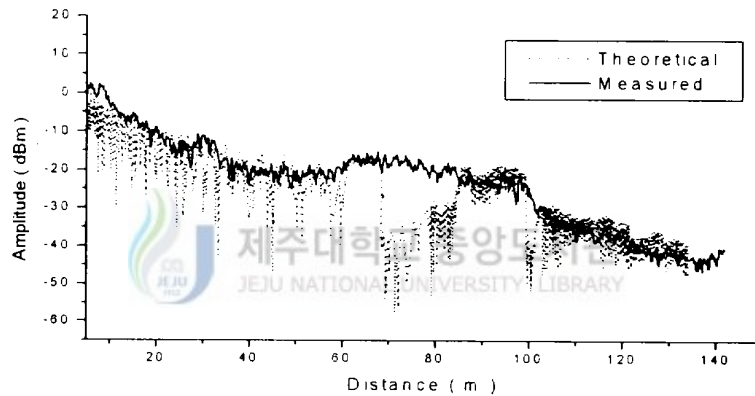


Fig.19 Compare measured data with theoretical data

$$\text{for } w_1 = 12m, w_2 = 4.5m, \theta_s = 15^\circ$$

Fig.19는 도심사거리 교차로 지점에서 우측으로 난 도로가 15° 만큼 기울어져 있을 때 수신전력을 계산한 결과와 측정한 평균치를 비교한 그림이다. 도로 주변의 장애물로 인한 경로손실은 점차 감소되었으며, 도로폭이 12m인 w_1 도로를 따

라 교차로 방향으로 진입함에 따라 교차로 사거리 주변 구간인 60m부터 비가시거리 영역인 100m까지 모서리에 의한 회절과의 영향이 크게 나타나 수신전력 레벨이 증가하였다. 단말기의 수신전력은 이동 거리에 따라 이론값과 측정값이 전 구간에서 거의 유사하게 나타났다. 또한 이론식에 따르면 모서리점 C_4 에서 반사되는 모서리회절과는 제한된 ray만이 15° 의 교차각을 가지는 4.5m 도로로 입사되기 때문에 교차로 부근인 가시거리 영역에서 이론값과 측정값은 다소 오차가 발생되었다.

Fig.20의 도로 구조는 교차각 θ_s 가 0° 인 수직 도로이다. 이 도로구조는 비가시거리 영역의 도로폭이 7m로 넓어지고, 모서리점 C_4 의 면적이 넓어 비가시거리 영역 50m 위치까지 모서리회절과에 의한 수신 전계가 나타나 이론치와 거의 유사한 결과를 얻었다. 그 이후의 비가시거리 영역구간은 실제 주변건물이 불규칙적으로 배치되어 있어 비가시거리 영역인 60m ~ 90m 구간 사이에서 -10dBm의 경로 오차가 발생되었다.

이론식에서는 건물의 특성을 높이가 무한대인 콘크리트 벽으로 고려하였기 때문에 90m 구간에서는 측정값과 -10dBm 정도의 오차가 나타났다.

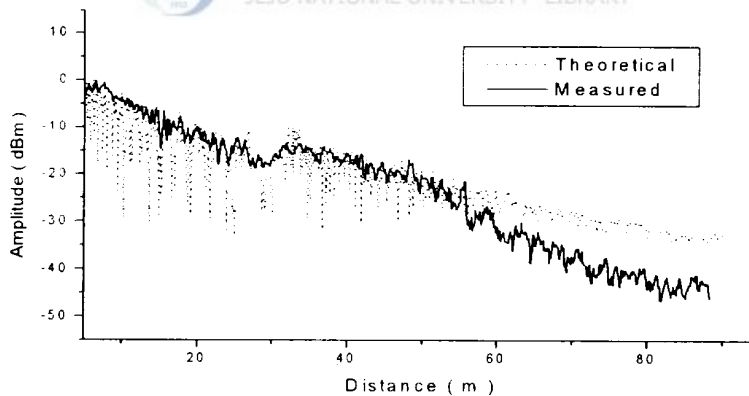


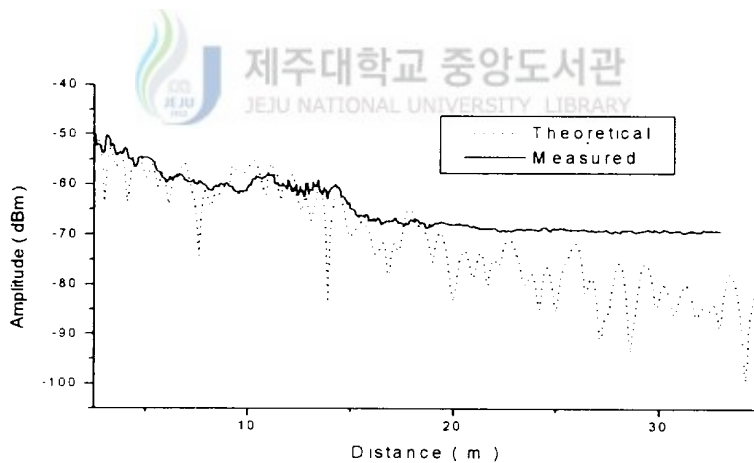
Fig.20 Compare measured data with theoretical data

$$\text{for } w_1 = 8m, w_2 = 7m, \theta_s = 90^\circ$$

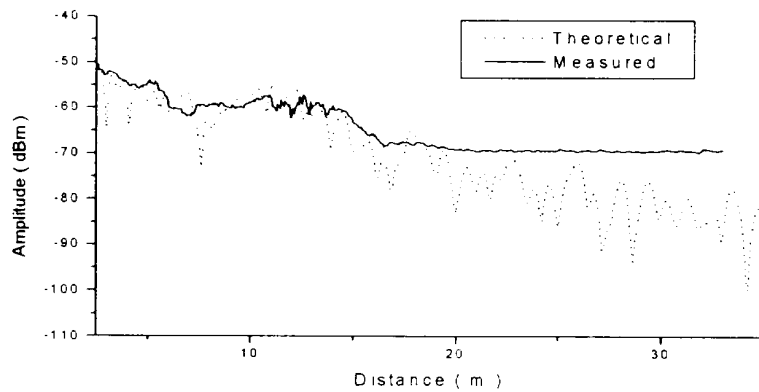
2. 실내 건물 모델

Fig.17의 건물 실내구조는 Fig.20의 결과와 유사한 환경으로 볼 수 있으나, 건물 실내의 구조상 통로 천장이 밀폐된 벽으로 구성되어 있어 천장에 의한 반사파와 천장사각 모서리회절파에 의한 영향으로 전계가 미약한 비가시거리 영역에서는 이론값과 측정값간에 오차가 발생하였다.

건물 실내구조에서 기지국 안테나의 높이를 1.0m와 2.0m로 측정한 결과, 안테나의 높이가 수신점의 위치보다 낮은 1.0m일 경우, 가시거리 영역인 10m이내에서는 수신전력의 이론값과 측정값이 거의 일치하였다. 또한 사각 교차로와 가까운 10m ~ 13m 구간에서도 모서리회절파의 영향으로 수신전력이 증가하여 이론치와 유사한 결과를 얻을 수 있었다. 사각교차로와 떨어진 비가시거리 영역으로 계속 진입함에 따라 15m 지점 이후에서는 측정값이 이론값보다 -10dBm 정도 높게 나타났다. 이러한 이유는 전계강도가 약한 지역으로 들어온 천장 모서리회절파에 의한 영향일 것으로 여겨진다.



a) $h_b = 1.0 m$



b) $h_b = 2.0 \text{ m}$

Fig.21 Compared measured data with theoretical data
in the interior of a building

또한 송신안테나의 높이가 2.0m일 때, 실내건물 구조에서 측정값과 이론값 간의 오차는 가시거리 영역에서는 전체 변화가 유사하였으나, 2.3m폭의 비가시거리 영역 20m 지점 이후에서 부터 거리가 멀어짐에 따라 경로손실 현상이 발생되었는데 이는 이론에서 다른 사거리 구조와 다른 환경 때문일 것으로 여겨진다.

따라서 도심지 사거리 도로구조에서 산출한 이론식을 실내 건물 환경에 그대로 적용하기에는 도로구조 변수와 환경이 달라 측정결과와 계산식이 다르게 나타났음을 알 수 있었다.

VI. 결 론

개인휴대통신용 마이크로셀의 전파 전파환경의 특성을 분석하기 위하여 임의의 교차로 형태를 갖는 도심지 사거리의 거리 구조에 대해 기하광학회절 전파모델을 적용하여 해석하였다. 기하광학회절 전파모델은 기하광학과와 건물 모서리회절과의 합으로 구성되며, 본 논문에서는 가시거리와 비가시거리 영역에서 기하광학적인 방법과 영상법을 이용하여 기지국 안테나와 수신기에 대한 각각의 영상점들로부터 정확한 전파경로를 계산한 후 건물 모서리 부분에서의 회절계수를 적용하여 모서리회절과와 기하광학과의 전계의 세기와 경로손실을 구하였다.

본 논문에서 사용된 회절계수는 기존의 표현식과는 달리 식 자체에 기하광학과의 전파 전달 상태를 표현할 수 있기 때문에 물리적인 형태로 쉽게 접근할 수 있었다. 이러한 기하광학적 회절이론을 적용하여 도로구조 변수인 가시거리 및 비가시거리 영역의 도로의 폭과 경사각, 영상점간의 거리 등이 경로손실에 미치는 영향들을 이론값으로 나타내고 실제의 도심사거리와 건물 실내환경에서 전계를 측정, 비교하여 수치적으로 분석하였다. 또한 수신기가 있는 비가시거리 영역으로 난 도로가 기지국이 있는 가시거리 영역으로 접근할수록 모서리회절과보다는 기하광학과의 세력이 더 커짐을 확인하였으며, 지연시간 분산을 고려한 경로손실은 비가시거리 영역에서 모서리회절과에 의하여 도로폭과 교차각의 크기에 따라 결정됨을 알 수 있었다. 따라서 도심지에서의 마이크로셀 설계시 기하광학적 회절이론을 적용한 전파모델로 이용하므로써 효율적인 셀 설계가 가능할 것으로 예상된다.

참고문헌

- Anderson L.J. and L.G. Trolese, 1958, "Simplified method for computing knife edge diffraction in the shadow region," IRE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-6, pp.281-286.
- Born M. and E. Wolf, 1975, Principles of Optics, Pergamon.
- Devasirvatham D., 1986, "Time delay spread and signal level measurements of 850MHz radio waves in building environments", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-34, pp.1300-1305.
- Erceg V., S. Ghassemzadh, M. Taylor, D. Li. and D.L. Schilling, 1992, "Urban/surburban out-of-sight propagation modeling," IEEE Comm. Mag., pp.56-61.
- Games G.L., 1986, Geometrical Theory of Diffraction, IEEE Press.
- Hufford G.A., 1952, "An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface," Quart.J.Appl.Math., vol.9, pp.391-404.
- Ikegami F., T. Takeuchi and S. Yoshida, 1991, "Theoretical prediction of mean field strength for urban mobile radio," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-39, pp.299-302.
- Iwama T. and M. Mizuno, 1992, "Prediction of propagation characteristics for microcellular land mobile radio," Proc.ISAP, pp.421-424.
- Games G.L., 1986, Geometrical Theory of Diffraction, IEEE Press.
- Keller J.B., 1962, "Geometrical Theory of Diffraction", J.Opt.Soc.America., vol.52,no.2, pp.116-130.

- 김 세운, 김 상욱, 1996, "임의의 교차각을 갖는 도심도로에서 PCS를 위한 GTD 전파 모델", Telcommunications Review, KMT.
- Lee W.C.Y., 1993, "Mobile Communication Design Fundamentals," Wiley Inter Science, America., pp.38-40, 291-292.
- Ott R.H. and L.A. Berry, 1970, "An alternative integral equation for propagation over irregular terrain," Radio Sci., vol.5, pp.767-771.
- Rustako A.J., N. Amitay, G.J. Owens and R.S. Roman, 1991, "Radio propagation at microwave frequencies for line-of-sight microcellular mobile and personal communications," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.40, no.1, pp.203-210.
- Tan S.Y. and H.S. Tan, 1993, "UTD propagation model in an urban street scene for microcellular communications," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-35, no.4, pp.423-428.



본 논문과 관련된 저자의 발표 논문

1. 학술발표회 논문집

- 김재홍, 서수덕, 양두영, "GTD 전파모델의 경로손실과 지연시간분산",
한국통신학회 및 대한전자공학회 제주지부 학술발표회논문집(제8집),
pp.26-32,1997.

2. 게재 논문집

- 김재홍, 양두영, "도심지에서 전파경로손실과 지연분산 분석", 제주대학교
산업기술연구소 논문집 제8권 1호, pp.46-57,1997.

感謝의 글

大學院의 眞情한 意味도 느끼지 못한 채 지나버린 時間을 되돌아보며..

學科共務에 恒常 바쁘시지만 本 論文이 完成되기까지 衛星通信研究室의 指導教授 梁斗策 教授님의 指導와 配慮가 없었더라면 엄두도 못 낼 일이었습니다. 教授님께 眞정 고마움을 表합니다. 그리고 論文 審査에서 通信理論의 根本을 일깨워 주신 李鎔鶴 教授님, 論文 構成에서부터 마지막까지 細心하게 指導해 주신 金興洙 教授님께 다시 한번 感謝드립니다. 또한 文建 教授님, 林載允 教授님과 康鑛植 教授님의 많은 가르침에도 感謝의 말씀을 드립니다.

일일이 羅列은 안해도 우리 大學院 碩博士 科程의 先後輩님들, 研究室은 달라도 熱心히 努力하며 學問의 正道를 걷는 通信工學科 大學院生 모두의 勞苦와 意志에 尊敬의 마음을 표합니다. 항상 健康을 지키면서 좋은 結實이 맺어지기를 祈願합니다.

그리고 우리 研究室에서 많은 시간과 노력을 아끼지 않고 노력하는 房長 동현이, 막내 성익이와 정란이, 一線에서 株價를 發揮하는 수덕이와 재신이, 이 모두의 앞날에도 健勝과 幸福을 빕니다.

또한 어려운 與件속에서도 神話를 再創造하는 한솔PCS의 OneShot 맨들, 家和萬事成이란 참 뜻을 느끼며 한지붕 아래서 든든하게 보살펴 주신 부모님, 永遠한 同伴者로써 學業과 家事에 A學點인 사랑하는 아내 周樺, 두 兒孩 秀眞이와 惠眞이...

이 모든 분들과 함께 論文의 完成된 기쁨을 나누고 싶습니다.

끝으로 恒常 지켜봐 주시면서 저를 學問의 길로 引導하여 주신 故 張宰成 教授님께 이 論文을 바칩니다.