

도심지에서 전파경로손실과 지연분산 분석

김재홍* · 양두영**

Analysis of Propagation Path-loss and Delay Spread in Urban

Jae-Hong Kim* and Doo-Yeong Yang**

ABSTRACT

In this paper, the basic structure to design the cell of PCS on cross-road of 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 of urban and analyse the propagation path, the diffraction-coefficient was found by the variable factor of road from transmitting point to receiving point.

Finally, to apply 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 proposed and analyzed.

Key words : GTD, Diffraction coefficient, Geometrical-optics wave, Edge-diffraction wave, Time delay spread

1. 서론

언제 어디서나 누구와도 통신 상호간에 정보를 주고 받을 수 있는 CDMA방식의 개인휴대통신 서비스(PCS)는 UHF대의 1.8GHz대역

으로 복수의 사업자가 97년 말부터 상용화를 위한 준비를 하고 있다. 이 개인휴대통신의 셀 설계 기준은 지금까지 발표된 전자기 이론을 근거로 해석한 이론식이 주로 활용되고 있으나, 송수신점간에 장애물이 있을 경우 경로손실을 계산한 knife-edge 모델⁽¹⁾과 지표면상의 구조 profile을 이용하여 적분방정식으로 유도하는 Hufford 모델⁽²⁾이 개발되어 Ott와 Berry⁽³⁾ 등이 사용하였다. 그러나 측정 결과는 가시거리영

* 제주대학교 대학원
Graduate School, Cheju Nat'l Univ.
** 제주대학교 통신공학과
Dept. of Telecommunication Eng., Cheju Nat'l Univ.

역(line-of-sight)⁽⁴⁾에서의 적용 기준에는 적합하지만 비가시거리영역(out-of-sight)⁽⁵⁾ 즉, 건물이 있는 도심지처럼 불규칙한 장애물이 존재할 경우에는 상당한 오차가 발생하는 문제점이 있다. 또한 고주파대 비가시거리 영역에서의 전파손실 계산식은 기하학적 회절이론에 근거하여 계산하는 Ikegami 모델⁽⁶⁾과 Iwana 모델⁽⁷⁾에 이어서 지연시간분산까지 계산한 Erceg 모델⁽⁸⁾이 제시되기도 하였다.

본 논문에서는 도심지의 교차된 사거리 도로 구조에서의 개인휴대통신용 마이크로셀 설계시 적용되는 광선추적(ray-tracing)이론과 기하광학적 회절이론을 근거⁽⁹⁾로 도심지 교차로의 비가시영역에 대한 전파 모델식을 제시하고자 한다. 도심지 교차로에서 임의의 방향으로 난 확장된 사거리에서의 전파모델식은 송신점으로부터 수신점에 도달되는 직접파와 지표면 반사파, 건물에 의한 반사파 및 건물모서리에 의한 회절파를 고려하여 유도한다. 또한 비가시영역의 전파모델식은 영상법(image-method)⁽¹⁰⁾을 도입하고, 건물 모서리에서의 회절계수(diffraction coefficients)⁽¹¹⁾를 적용하여 전파 모델을 설정하며, 기지국 안테나와 수신점에 대한 각각의 영상점들로부터 전파경로를 계산한 후, 도로의 폭과 교차각도, 영상점간의 거리 등의 도로구조 변수가 경로손실에 미치는 영향과 지연시간 분산을 수치 계산으로 비교, 분석한다.

II. 마이크로셀 전계 분석

2.1 도심사거리의 기본구조 이해

개인휴대통신 방식에서 마이크로셀을 해석하기 위한 도심사거리의 기본 구조는 그림 1에 도시하였다. 송신점을 축으로 도로폭이 w_1 인 직선도로와 교차하는 폭이 w_2 인 도로는 교차점인 네거리에서 우측으로 난 도로가 임의의 각 θ_s 만큼 기울어져 있다고 가정한다. 그리고 기지국 안테나는 평면인 지표면으로부터 $+z$ 방향으로 h_b 의 높이에 위치하고, 수신기가 폭

는 $z=0$ 로부터 h_m 의 높이에 위치하고 있다고 본다. 그러나 통상 마이크로셀에서는 기지국 안테나의 높이를 주변건물의 높이에 비해 충분히 낮게 설치하나, 도로 주변의 모든 건물들의 높이를 무한대라고 가정하여, 건물의 꼭대기나 지붕에서 회절되어 전파되는 ray들의 영향을 무시하므로써 해석상의 편의를 취하였다.

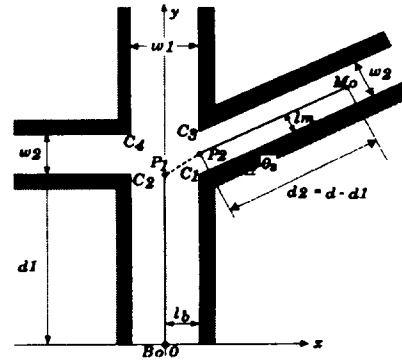


Fig. 1 Model of Cross-road in Urban

그림 1에서 교차로로부터 거리 d_1 만큼 떨어진 곳에 위치한 기지국 안테나는 폭이 w_1 인 직선도로에서 오른쪽 가장자리 $x=0$ 로부터 $-x$ 방향으로 l_b 만큼 떨어진 곳에 위치해 있다.

이 때 교차로의 네 모서리 C_1, C_2, C_3, C_4 의 위치 좌표는 식(1)과 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_0 의 위치는 식(2)와 같다.

$$B_0 = (B_{0x}, B_{0y}) = (0, 0) \quad (2)$$

또한 수신기의 위치는 폭 w_2 인 도로의 아래쪽 가장자리로부터 l_m 만큼 떨어진 곳에 있으므로 수신기 좌표는 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} M_0 &= (M_{0x}, M_{0y}) \\ &= (w_1 + d_2 \cos \theta_s, d_2 \sin \theta_s \\ &\quad + d_1 + l_m \sin \theta_s) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서는 실제 도로주변 환경을 고려하지 않고 해석상의 편의를 위해 실제 도로변의 건물 구조를 하나의 거대한 건물로 대체한다. 이때의 건물 매질은 상대유전상수 ϵ_r 과 도전율 σ 로 표현한다. 일반적으로 많이 사용되는 건물의 등가적인 복소유전상수는 다음과 같이 주어진다.

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

여기서, 상대유전상수와 도전율은 통상 사용되는 $\epsilon_r = 15$, $\sigma = 2^{(12)}$ 를 사용하였다.

2.2 마이크로셀에서의 기하광학과

그림 1의 기본적인 구조에서 송신점에서 수신점까지 도달한 기하광학과파의 전계를 예측하기 위해서는 우선 기하광학과파의 전파경로를 알아야 한다.

이 논문에서는 전파경로를 전기적인 영상법에 의하여 구하였으며, 이 때 ray의 경로는 광선추

적법(ray-tracing)을 도입하면 쉽게 풀 수 있다.

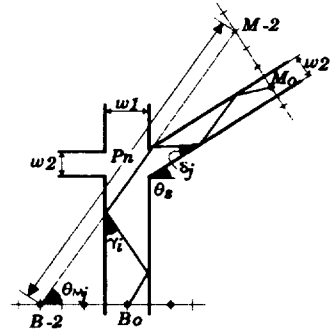


Fig. 2 Propagation-path used the electrical image-method

그림 2는 송신점 B_0 에서 출발하여 폭 w_1 인 도로의 양측벽면에서 총 2번 반사하여 비가시 거리영역의 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_{ix} 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 비가시영역 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.

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

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 그림 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.

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

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

여기서 d_{ij} 는 기지국의 i 번째 영상점과 수신기의 j 번째 영상점 사이의 거리를 2평면상으로 투영한 길이를 나타낸 것이다. 그런데 비가시거리 영역인 경우, 기지국의 영상점과 수신기의 영상점을 잇는 직선들 가운데 C_1 과 C_3 사이로 입사하는 ray만이 전파가능하므로 그러한 제한조건에 있는 ray를 고려하는 것이 매우

중요하다.

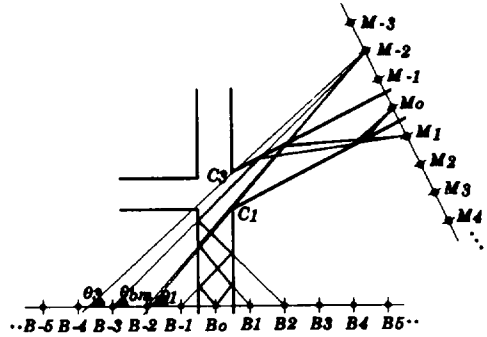


Fig. 3 Limited condition of out-of-sight region

그림 3과 같이 수신기의 영상점이 선택되면 선택된 수신기의 영상점 위치 (M_{jx}, M_{jy}) 와 모서리 C_1, C_3 를 잇는 직선안에 놓인 기지국의 영상점만이 선택되어지고 나머지 기지국의 영상점들은 제한조건에서 벗어나므로 고려하지 않아도 된다.

이때 제한조건은 다음과 같이 주어진다.

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{M_{jy} - C_{1y}}{M_{jx} - C_{1x}} \right) \quad (9a)$$

$$\theta_3 = \tan^{-1} \left(\frac{M_{jy} - C_{3y}}{M_{jx} - C_{3x}} \right) \quad (9b)$$

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

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

그림 3에서 수신기의 영상점 M_{-2} 에 대하여 제한조건을 만족하는 기지국의 영상점은 B_{-2} 와 B_{-3} 뿐이고, 그 때의 ray의 전파경로를 나타내었다. 식 9d의 제한조건을 만족한 기지국의 i 번째 영상점과 수신기의 j 번째 영상점을

있는 길이가 n 번째인 ray의 총반사계수 R_n 은 다음과 같다.

$$R_n = [R(\gamma_i)]^{l_i} \times [R(\delta_j)]^{l_j} \quad (10)$$

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

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

여기서 ϵ 는 식(4)의 복소유전상수를 나타낸다. 또한 건물벽면에서 ray가 반사될 경우 수평편파 반사계수를 적용하고, 지면에서 반사될 경우 수직편파 반사계수를 적용한다. 영상점들을 잇는 ray 중에서 직선거리가 짧은 순서대로 $n = 1, 2, \dots, N$ 의 번호를 붙인다. 따라서, 최종적으로 비가시거리 상황에서의 수신 전계 E_{CO} 는 기지국의 i 번째 영상점과 수신기의 j 번째 영상점을 잇는 n 번째 ray의 기하광학파를 구하고, 이러한 ray가 총 N 개 있으므로 이들을 더하면 비가시영역에서의 수신전계 E_{CO} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

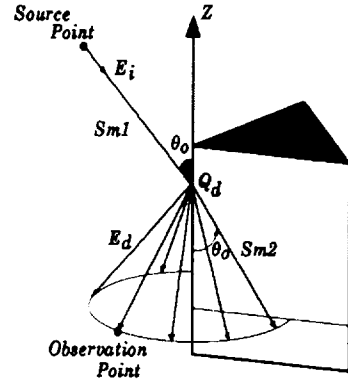
$$E_{CO} = \sum_{n=1}^N \frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_n}{P_n} e^{-j \frac{2\pi P_n}{\lambda}} \quad (12)$$

여기서 P_n 은 기지국의 i 번째 영상점과 수신기의 j 번째 영상점을 잇는 n 번째 ray의 직선거리로 다음과 같다.

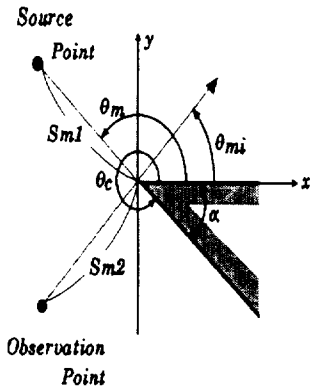
$$P_n = \sqrt{(M_{ix} - B_{ix})^2 + M_{iy}^2 + (h_b - h_m)^2} \quad (13)$$

2.3 마이크로셀에서의 모서리 회절파

전파 전파의 해석에 있어서 기지국 안테나를 근원점(source point)으로 간주하였기 때문에 모서리에 입사하는 파는 구형파이지만, 그림 4에서는 해석상 원통형파로 가정하여 해석하였다.



(a) Diffraction of cylindrical wave



(b) Cross-section of edge

Fig. 4 Edge-diffraction wave

근원점(source point)에서 출발한 전계 E_i 가 모서리에서 회절되어 관찰점(observation point)로 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. 뒷식에서 회절계수 D_m 은 경사각을 가지며, 벽면으로 입사되는 회절계수를 James의 식⁽¹²⁾으로 나타내면 다음과 같다.

$$D_m \cong \frac{2}{N} \sin \frac{\pi}{N} \csc \theta_0$$

$$\left\{ \left(\cos \frac{\pi}{N} - \cos \frac{\theta_m - \theta_{mi}}{N} \right)^{-1} \right. \quad (15)$$

$$\left. - \left(\cos \frac{\pi}{N} - \cos \frac{\theta_m + \theta_{mi}}{N} \right)^{-1} \right\}$$

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. 이때 A 는 공간감쇄율로서 식(15a)와 같이 나타낼 수 있으며, 식(15b)는 위상항을 나타낸다.

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

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

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

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

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

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

가 된다. 그리고, z 평면상에서 기지국에서 수신기까지의 입사각 θ_0 는

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

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 상황에서 전파되는 모서리 회절파의 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 그림 5와 같다.

교차로의 각 모서리 끝을 원점으로 하는 새로운 좌표계에서 건물 모서리의 한쪽면이 $+x$ 축에 접하고, 건물에 해당하는 부분은 항상 $x < 0$ 인 영역에 취하도록 한다. 이 경우 네 모서리의 회절상태는 그림 5와 같이 모서리 끝점인 원점으로 부터 s_{m1} 만큼 떨어진 곳에 있는 기지국 안테나에서 복사된 원통형파가 상대유전상수 ϵ 이고, 쇠기각 θ_c 인 유전체에 입사한 후 임의의 θ 방향으로 회절되어 모서리로부터 거리 s_{m2} 만

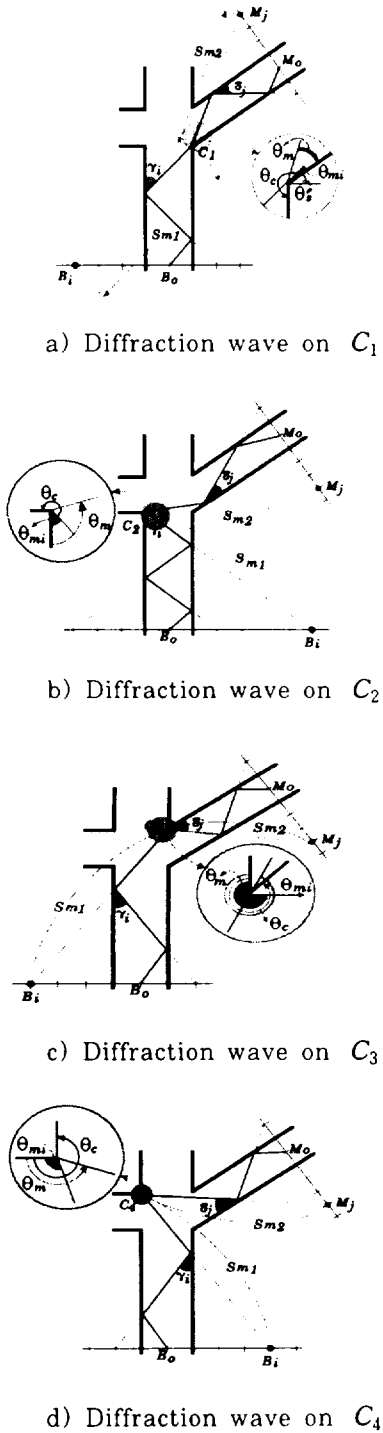


Fig. 5 Diffraction-wave on edge

큼 떨어진 곳으로 전파되는 전자파를 구하는 문제로 나타낼 수 있다. 이때 그림 4와 그림 5에서 모서리 쇄각 θ_c 와 m 번째 회절 ray의 입사각 θ_{mi} 및 회절각 θ_m 들은 각각 실제 건물 모서리의 위치에 따라 다음과 같이 정의된다.

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

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

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

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

$$E_{ED} = \sum_{k=1}^4 \sum_{m=1}^M \left(\frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_m}{s_{m1k}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} s_{m1k}} \right) \cdot D_m \sqrt{\frac{s_{m1k}}{s_{m2k}(s_{m1k} + s_{m2k})}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} s_{m2k}} \quad (19)$$

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

$$\begin{aligned}
 E_{GTD} &= E_{GO} + E_{ED} \\
 &= \sum_{n=1}^N \frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_n}{P_n} e^{-j\frac{2\pi P_n}{\lambda}} \\
 &\quad + \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \left(\frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_m}{s_{m1k}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} s_{m1k}} \right) \cdot \\
 &\quad D_m \sqrt{\frac{s_{m1k}}{s_{m2k}(s_{m1k} + s_{m2k})}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} s_{m2k}}
 \end{aligned} \tag{20}$$

2.4 경로손실과 지연시간 분산

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

$$\begin{aligned}
 L &= 10 \log(|E_{GTD}|^2) \text{ [dBm]} \\
 &= 10 \log \left\{ \sum_{n=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_n}{P_n} \right)^2 + \right. \\
 &\quad \left. \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \left(\frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_m D_m}{\sqrt{s_{m1k} s_{m2k} (s_{m1k} + s_{m2k})}} \right)^2 \right\}
 \end{aligned} \tag{21}$$

이때, 각 ray간의 위상차에 의한 영향을 무시하고 각각의 ray의 수신 전력을 합하므로써 구하여 지는데, 수신기의 안테나에 도달하는 ray들의 지연시간분산 예측을 위하여 시간함수로 표시하면 식 (22)와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P(t) &= \sum_{n=1}^N a_n \delta(t - \tau_n) \\
 &\quad + \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M b_{mk} \delta(t - \tau_{mk})
 \end{aligned} \tag{22}$$

여기서 a_n 과 τ_n 은 각각 기하광학과 중에서 n 번째 ray의 수신 전력과 지연시간 (delay

time)이며, b_{mk} 과 τ_{mk} 은 각각의 모서리 회절파 중에서 mk 번째 ray의 수신 전력과 지연시간으로 식 (23)과 같이 정의된다.

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

$$\tau_n = \frac{P_n}{C} \tag{23b}$$

$$b_{mk} = \left| \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \frac{R_m D_m}{\sqrt{s_{m1k} s_{m2k} (s_{m1k} + s_{m2k})}} \right|^2 \tag{23c}$$

$$\tau_{mk} = \frac{s_{m1k} + s_{m2k}}{C} \tag{23d}$$

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

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

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

이때의 Td 는 평균지연시간(rms delay time)을 의미하며, 식(22)를 식(24)에 대입하면 평균지연시간분산 Δ 를 식 (25)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \Delta &= \left[\frac{\sum_{n=1}^N a_n \tau_n^2 + \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M b_{mk} \tau_{mk}^2}{\sum_{n=1}^N a_n + \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M b_{mk}} \right] \\
 &\quad - \left[\frac{\sum_{n=1}^N a_n \tau_n + \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M b_{mk} \tau_{mk}}{\sum_{n=1}^N a_n + \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M b_{mk}} \right]^2
 \end{aligned} \tag{25}$$

또한 가시거리영역 상태에서는 기하광학과만

으로 평균지연시간을 구할 수 있는데, 윗식의 b_{mk} 항을 0으로 대입하면 쉽게 구할 수 있다.

통상 도심 환경에서 시스템 설계시 평균지연 시간분산 Δ 는 $3 \mu\text{s}$ 이하를 기준으로 설정한다.⁽¹⁴⁾

III. 계산결과 및 고찰

3.1 도심사거리에서의 전파특성

도심의 마이크로셀 환경에서 계산된 경로 손실을 기하광학과 모서리회절파의 성분으로 나누어 θ_s 의 변화에 따른 전파특성을 비교하여 나타내었다. 그림 6은 도심사거리의 구조에서 교차각 θ_s 가 0일 경우 직교된 도로구조 상태를 나타낸 것이다.

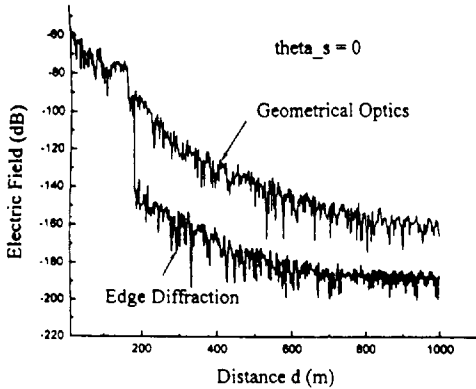


Fig. 6 The field strength compared geometric-optics wave with edge-diffraction wave for $\theta_s = 0$

도심지의 교차각 $\theta_s = 0$ 일때 기하광학과 모서리회절파의 전계를 비교해 보면 거리 $d = 160\text{m}$ 이내에서는 가시거리영역으로써 순수 기하광학파에 의한 경로손실만이 발생되었으나, 160m 이후의 비가시거리영역은 기하광학과 모서리 회절파보다 약 30dB 정도 크게 경로손실이 나타났음을 알 수 있다.

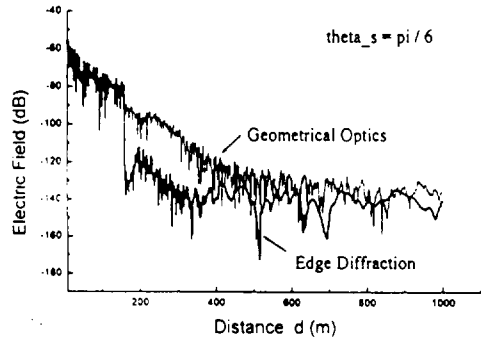


Fig. 7 The field strength compared geometric-optics wave with edge-diffraction wave for $\theta_s = \pi/6$

그림 7은 θ_s 가 30도 정도의 각을 가진 도로 구조에서의 경로손실 상태를 비교하였다. 가시거리영역인 160m 이내에서는 모서리회절파가 없으므로 순수 기하광학파에 의한 경로손실만이 나타났으며, 비가시거리 영역으로 들어감에 따라 약 30dB 정도로 ray가 많이 입사되는 기하광학과 모서리회절파보다 전계가 높았다. 그러나 400m이후부터 거리가 멀어짐에 따라 모서리회절파와 기하광학과 유사한 전계상태로 변화됨을 알 수 있었다.

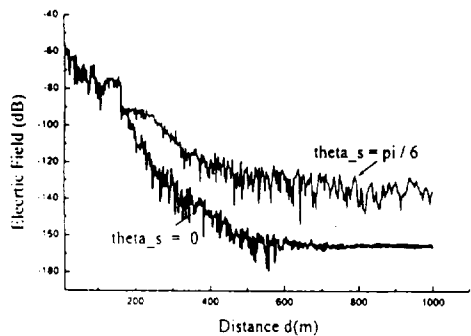


Fig. 8 The field strength compared geometric-optics wave with edge-diffraction wave for $\theta_s = 0, \pi/6$

그림 8은 사거리의 교차각이 직교하는

$\theta_s=0$,와 $\frac{\pi}{6}$ 로 비스듬한 경우의 합성전계를 비교한 것으로써, 기하광학과와 모서리 회절파를 합한 일반적인 경로손실 값을 나타낸 그림이다. 가시거리영역내에서는 θ_s 의 변화에는 큰 관계없이 서로 동일한 경로손실로 나타나다가, 비가시거리 영역으로 진입하면서부터 일정한 감쇄율로 입사되는 ray의 변화에 따라 수신전계의 차이를 보였으며, 500m 이후의 비가시거리 영역에서부터는 θ_s 가 $\frac{\pi}{6}$ 에 비하여 약 30dB 낮게 모서리 회절파의 경로손실이 나타났다.

3.2 도로구조 변수의 지연시간분산 분석

GTD 전파모델에 의한 셀 설계에 앞서 임의의 도심 사거리의 환경에서 교차각 θ_s 와 도로폭 w_2 와의 상관관계를 각각의 변수로 두고, 일정한 영상점을 주었다고 가정하였을 때 비가시거리영역의 수신점에서 지연시간분산을 비교, 분석하였다.

3.2.1 동일한 교차각과 도로폭이 다른 경우

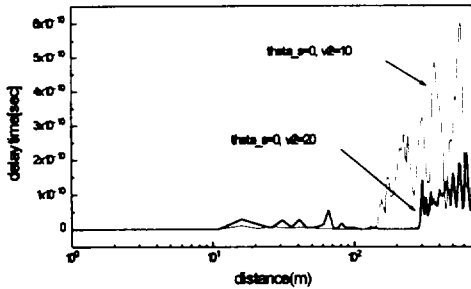


Fig. 9 Comparison of time-delay-spread for $\theta_s=0$, $w_2=10$ and 20

그림 9는 동일한 교차각 $\theta_s=0$ 에서 도로폭의 변화에 따른 지연시간분산 상태를 비교한 것으로, 가시거리영역에서의 지연시간분산은 큰 변화가 없다고 볼 수 있지만, 도로폭이 10m인 비가시거리영역 (160m) 이후에서부터는 ray

가 입사하는 각이 좁아지고 ray의 반사 횟수가 많아져 지연시간분산이 최대 60ns까지 발생되었다. 따라서 비가시거리영역의 도로폭이 좁아지면 도로벽면에서의 반사횟수가 많이 발생되어 지연시간분산을 크게 만든다.

반면에, 도로폭이 확장된 $w_2=20m$ 일 경우, 비가시거리영역으로 입사되는 ray의 입사각은 도로폭이 10m일 때 보다 커지지만, ray의 반사횟수가 줄어들어 수신점에서 지연시간분산이 10ns보다 작게 나타났다. 그러나 비가시거리영역인 300m 이후부터는 약 20ns 정도의 지연시간분산이 지속적으로 나타났다. 따라서 동일한 교차각에서 비가시영역의 도로폭이 넓어지면 지연시간분산이 줄어들어 셀 반경이 넓어짐을 알 수 있다.

3.2.2 교차각이 다르고 넓은 도로일 경우

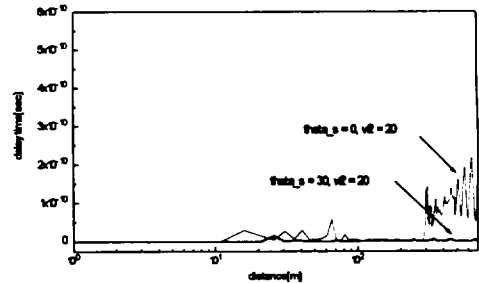


Fig. 10 Comparison of time-delay-spread for $\theta_s=0, \frac{\pi}{6}$ and $w_2=20$

그림 10은 도로폭이 확장된 $w_2=20m$ 에서 각각 다른 교차각일 때 지연시간분산을 비교하였다. θ_s 가 30도인 교차로에서는 θ_s 가 0인 직교 교차로보다 송신점에서 수신점까지의 입사되는 ray의 각이 커진다. 따라서 기하광학과가 모서리 회절파보다 크게 영향을 미쳐 지연시간분산이 거의 발생되지 않았다.

또한 비가시거리영역의 도로폭이 20m로 넓어지므로써 송신점에서 수신점까지 입사되는

ray의 각은 커지고 반사횟수는 적어진다. 따라서 교차로의 θ_s 가 크고 비가시거리영역의 도로폭이 넓어지면 지연시간분산을 고려하지 않아도 됨을 알 수 있다.

3.2.3 각각 다른 교차각과 도로폭일 경우

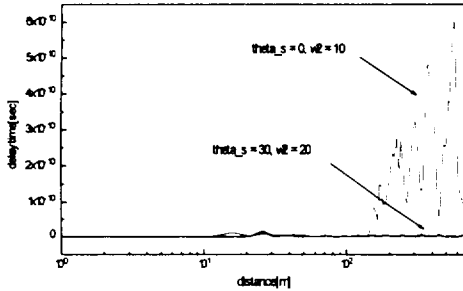


Fig. 11 Comparison of time-delay-spread in each other environment for $\theta_s = 0, w_2$

도심사거리의 교차각과 도로폭이 각각 다른 변수에서 비교한 지연시간분산을 그림 11에 나타내었다. 도로폭이 좁은 직교된 교차로일 때, 비가시거리영역으로 입사하는 각이 좁아지므로써 ray의 도로벽면에 의한 반사횟수가 많아져 지연시간분산이 60ns까지 발생되었다. 그러나, 도심사거리의 교차각이 30도의 경사진 도로구조에서 도로폭이 넓은 경우는 비가시영역으로 입사되는 ray의 각은 커지고 반사횟수는 적어 지연시간분산이 거의 발생되지 않아 좀더 넓은 반경의 셀을 설계할 수 있다.

IV. 결 론

개인휴대통신용 마이크로셀의 전파 전파환경의 특성을 이해하기 위하여 임의의 교차로 형태를 갖는 거리 구조에 대해 기하광학회절(GTD) 전파모델을 적용하여 해석하였다. 기하광학회절 전파모델은 기하광학과 건물모서리 회절파의 합으로 구성되며, 본 논문에서는 가시거리와 비

가시거리 영역에서 기하광학적인 방법으로 영상법(image-method)을 이론적으로 구하고, 건물 모서리에 의하여 발생하는 회절파도 기지국 안테나와 수신기에 대한 각각의 전기적인 영상점들로부터 정확한 전파경로를 계산한 후 건물 모서리 부분에서의 회절계수를 적용하여 구하였다.

본 논문에서 사용된 회절계수는 기존의 표현식과는 달리 식 자체에 기하광학파의 전파 전달 상태를 표현할 수 있기 때문에 물리적인 형태로 쉽게 접근할 수 있었다. 이러한 기하광학적 회절이론을 적용하여 도로구조 변수인 가시거리 및 비가시거리 영역의 도로의 폭, 경사각, 영상점간의 거리 등이 경로손실에 미치는 영향들을 이론값으로 나타내고 서로 비교하여 수치적으로 분석하였다. 또한 수신기가 있는 비가시거리 영역으로 난 도로가 기지국이 있는 가시거리 영역으로 접근할수록 모서리 회절파보다는 기하광학파의 세력이 더 커짐을 확인하였으며, 지연시간분산을 고려한 경로손실은 비가시거리 영역에서 모서리 회절파에 의하여 도로폭과 교차각의 크기에 따라 결정됨을 알 수 있었다.

따라서 기하광학적 회절이론을 도심지에서의 개인휴대통신용 전파모델로 적용하므로써 셀 설계시 적용 가능할 것으로 예상된다.

참고문헌

- 1) L. J. Anderson 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.
- 2) G.A.Hufford, 1952, An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface. *Quart.J.Appl. Math.*, vol. 9, pp. 391-404.
- 3) R.H.Ott and L.A.Berry, 1970, An alternative integral equation for propagation over irregular terrain.

- Radio Sci.*, vol. 5, pp. 767-771.
- 4) A. J. Rustako, 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, Feb.
 - 5) G.L.Games, 1986, Geometrical Theory of Diffraction, *IEEE Press*.
 - 6) F. Ikegami, 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.
 - 7) T. Iwama and M. Mizuno, 1992, Prediction of propagation characteristics for microcellular land mobile radio, *Proc. ISAP*, pp. 421-424, Sapporo, Japan.
 - 8) V.Erceg, S.Ghassemzadh, M.Taylor, D.Li, and D.L.Schilling, 1992, Urban/surburban out-of-sight propagation modeling, *IEEE Comm. Mag.*, pp. 56-61, Jun.
 - 9) 김세윤, 김상욱, 1996, 임의의 교차각을 갖는 도심도로에서 PCS를 위한 GTD 전파모델, *Telecommunications Review*, KMT.
 - 10) M.Born and E.Wolf, 1975, Principles of Optics, *Pergamon*.
 - 11) J. B. Keller, 1962, Geometrical Theory of Diffraction, *J. Opt. Soc. America.*, vol. 52, no. 2, pp. 116-130.
 - 12) S.Y.Tan 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.
 - 13) G.L. James, 1986, Geometrical Theory of Diffraction for Electro-magnetic Waves, 3rd, *Peter Peregrinus*, London.
 - 14) W.C.Y. Lee, 1993, Mobile Communication Design Fundamentals, *Wiley Inter Science*, America., pp. 38-40, 291-292.