

論文96-33A-2-3

# 도심지 마이크로셀의 LOS 전파특성 예측을 위한 경로수의 확장법

## (A Method of Extending the Number of Ray Paths to Predict the Characteristics of LOS Propagation in an Urban Microcell)

金彩英\*, 鄭白鎬\*, 朴志妍\*, 睦鎮潭\*\*

(Che Young KIM, Baek Ho JUNG, Jee Yeon PARK, and Jin Dam MOK)

### 요 약

본 논문에서는 경로 추적기법을 사용하여 도심지 마이크로셀의 LOS 전파특성을 예측하는 일반화된 방법을 제안하였다. 도심지 거리상에서 수신전력을 산출하고자 할 때는 4~10개의 한정된 경로수로도 가능하지만, RMS 지연 확산을 구하고자 할 때는 다수 개의 경로수가 필요하다. 다수 개의 경로수를 취급하기 위하여 필스를 이용한 영상 안테나의 번호매김 기법을 제안하였다. 그 결과 유한개의 경로수만 취급할 수 있었던 기존의 제약성을 극복할 수 있었다. 제안된 경로수 확장법과 협곡 모델에 근거하여 1GHz와 2GHz의 주파수에 대해 수신전력과 RMS 지연 확산을 산출하였으며, 경로수에 따른 차이를 상호 비교하였다.

### Abstract

This paper presents the generalized method of the prediction of the LOS propagating characteristics in an urban microcell by using the ray tracing technique. Whereas the received power is calculated by the finite number of paths, 4~10, on an urban street, the RMS delay spread is computed by using the sufficient rays of convergence. To take into account the infinite number of paths the technique of the numbering scheme of image antennas was presented by using the rectangular pulse. As to this the existing restriction of the finite number of paths was relaxed. Based on the method of extending the number of paths and the canyon model the received power and RMS delay spread are computed and their differences according to the number of paths are compared at the frequencies of both 1GHz and 2GHz, respectively.

### I. 서 론

전파를 이용한 이동통신의 수요증가로 인하여, 최근 이에 관한 많은 연구가 활발하게 진행되고 있다. 전파특성에 관한 최근의 연구를 살펴보면, 주파수 사용의

효율을 위하여 개인 이동통신(Personal Communication System, PCS)과 특정한 지역내의 정보전달을 목적으로 하는 WLAN(Wireless Local Area Network)의 등장으로 인하여 마이크로셀 및 피코셀과 같은 소규모 지역에 대한 전파특성 연구가 진행 중에 있다<sup>[1, 2]</sup>. 이와 같은 무선통신기기의 사용은 주로 도심지에 밀집되어 있으며 사용 주파수 또한 증가하는 추세이다. 따라서 본 논문에서는 도심지 마이크로셀의 가시거리 영역에서 전파특성 예측을 위하여 일반화된 경로 추적기법을 제안하였다.

\* 正會員, 慶北大學校 電子電氣工學部

(Dept. of Elec. Kyungpook Nat'l Univ.)

\*\* 正會員, 韓國電子通信研究所

(Electronics and Telecommunications Research Institute)

接受日字: 1995年12月2日, 수정완료일: 1996年1月24日

마이크로셀의 전파 현상을 규명하기 위해서는 이에

적합한 모델링을 필요로 한다. 이를 위하여 본 논문에서는 다음과 같은 모델링을 사용하였다. 도시지 직선거리의 양변에 늘어진 건물과 이동체가 놓이는 도로면을 손실 유전체로 가정하였다. 즉 양측에 두 개의 손실 유전체면이 놓이고 그 바다면 역시 손실 유전체로 두었는데 이를 협곡 모델(canyon model)이라 한다. 언급된 협곡 모델, 즉 직선도로에서 수신전력을 계산하기 위하여 경로 추적기법(ray tracing technique)을 활용하였다. 경로 추적기법의 사용시에 겪는 어려운 점은 송신점을 떠난 전파가 협곡 모델을 구성하는 세 개의 면 중에서 어느 면의 지점에 부딪히는 지를 찾는 것이다. 즉, 송신점과 수신점의 전파 경로상에서 전파가 반사되는 반사점의 좌표를 구하는 것이다. 반사점의 위치를 결정하기 위하여, 세 면의 손실 유전체에 의해 만들어지는 다중 영상전원을 이용하였다. 즉, 반사파는 전부 그에 대응되는 영상전원이 존재한다는 사실을 이용함으로써 반사점의 위치를 쉽게 알아낼 수 있었다.

협곡 모델 자체는 특이한 것이 아니다. 다른 연구자들도 이 모델을 이용하여 직선도로 문제를 해결하였다 [3-6]. 그러나 그들이 해결한 문제에서는 전파 경로의 수를 4~10으로 한정하였다. 본 논문에서는 무한개의 전파 경로수를 수용하기 위하여 영상전원의 번호 매김 과정에서 펄스를 이용하였다. 영상전원이 발생하는 순서를 펄스의 상단과 하단에 표기함. 또한 이를 이용한 컴퓨터 알고리즘을 개발함으로써, 제한된 전파 경로의 수가 갖는 문제점을 해결할 수 있었다. 컴퓨터의 입력변수로서는 도로의 기하학적인 형태와, 건물과 도로면의 매질변수, 주파수, 송수신기의 위치좌표, 그리고 송수신 안테나의 재원이다. 계산결과로서 주파수 1GHz와 2GHz에 대하여 수신전력과 지연 확산을 산출하였으며, 경로수에 따른 차이점을 비교 분석하였다.

## II. 유전체 협곡 모델

그림 1은 도로와 건물로 구성된 유전체 협곡이며 유전체 협곡의 세 면은 모두 손실 유전체이다. 그리고 건물과 도로의 매질을 결정하는 유전율과 투자율이 각각 표시되어 있고, 송신안테나 및 수신안테나의 3차원 좌표가 표시되어 있다. 송신안테나의 좌표는  $(x_t, y_t, h_t)$  이고, 수신안테나의 좌표는  $(x_r, y_r, h_r)$ 이다. 그림 1에서 송신안테나로부터 출발된 전파는 모든 방향으로 나아가고, 이 중에는 수신안테나에 직접 도달되는 직접파

도 있지만, 벽면이나 지면에 여러 번 부딪혀서 수신안테나에 도달되는 다중 반사파도 있다. 이러한 다중 반사파들이 각 벽면이나 지면의 어느 위치에서 반사를 일으키는지 그 정확한 위치를 찾기 위해 영상안테나 기법이 도입된다.

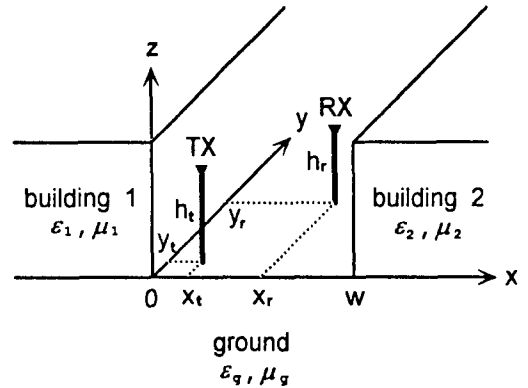


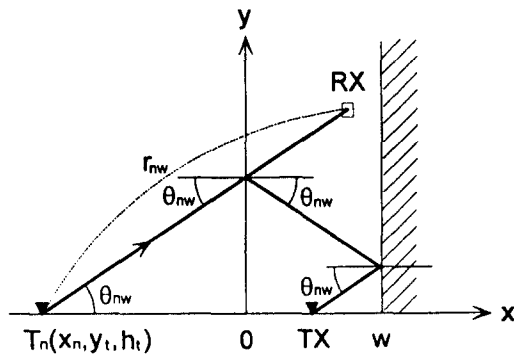
그림 1. 도시지의 협곡 모델  
Fig. 1. The urban canyon model.

우선 그림 1의 두 벽면이  $y$ 와  $z$  방향으로 무한히 뻗어 있고, 지면 역시  $y$  방향으로 무한하다고 가정하며 각 벽면과 지면은 평평하다고 가정한다. 이로 인해 두 건물면에 대해 영상안테나가 무한히 생성되고, 지면 위의 송신안테나와 영상안테나들에 의한 지면 아래 영상안테나들이 만들어진다. 각 지면 위의 영상안테나와 지면 아래의 영상안테나에 의한 전파경로는 그림 2와 같다. 이 때 총 수신전력은 실제의 송신안테나, 지면에 의한 영상안테나, 그리고 건물벽 영상안테나에 의한 전력의 합이 된다. 그러므로 총 수신전력은 다음과 같이 표현된다.

$$P_R = P_T \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \sum_{n=0}^N \left( G_{nw} R_{nw} \frac{e^{-jkr_{nw}}}{r_{nw}} + G_{ng} R_{ng} \frac{e^{-jkr_{ng}}}{r_{ng}} \right) \right|^2 \quad (1)$$

여기서  $P_T$ 는 송신출력이며,  $\lambda$ 는 파장이다. 식 (1)에서 우변의 절대치항 내에서  $n=0$ 일 때 첫 번째 항은 송신안테나에 의한 직접파이며, 두 번째 항은 지면에 의한 1회 반사파를 의미하고, 그 이외의 값들은 전부 다중 반사파를 나타낸다. 그리고  $G_{nw}$ 와  $G_{ng}$ 는 각각 지면 위의 영상안테나와 지면 아래의 영상안테나에 의한 안테나 이득이다. 이는 전파경로상에 놓인 송수신

안테나 이득곱의 평방근인데, 안테나의 지향성이 고려될 때 송수신 안테나간의 상대적인 위치에 따라서 달라진다.  $R_{nw}$ 와  $R_{ng}$ 는 각각 지면 위의 영상안테나와 지면 아래의 영상안테나에 의한 총 반사계수이고, 각 전파경로상에서 건물 또는 지면에 의해 반사된 반사파 각각의 반사계수를 반사회수만큼 곱한 경로 반사계수를 나타낸다.  $r_{nw}$ 는 지면 위의 영상안테나와 수신안테나간의 전파경로 거리이며  $r_{ng}$ 는 지면 아래의 영상안테나와 수신안테나간의 전파경로 거리이다. 여기서 첫 번째 아래첨자  $n$ 은 건물벽면에 의한 영상안테나의 번호이고, 두 번째 아래첨자인  $w$ 와  $g$ 는 각각 지면 위의 영상안테나와 지면 아래의 영상안테나를 의미한다.



(a)

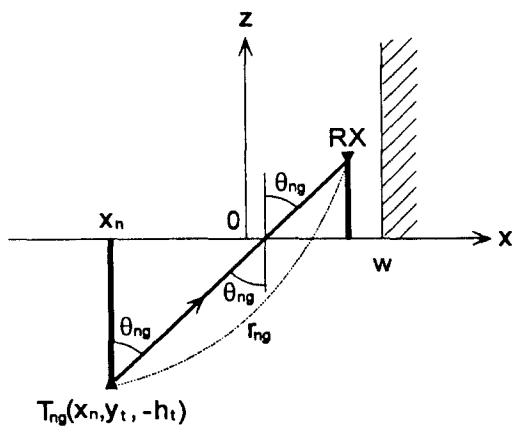


그림 2. 건물과 지면에 의한 영상안테나와 전파 경로  
(a) 건물에 의한 영상안테나  
(b) 지면에 의한 영상안테나

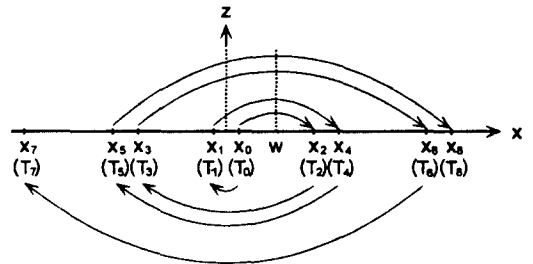
Fig. 2. Image antennas and propagation paths by buildings and a ground.  
(a) Image antennas by buildings  
(b) Image antennas by a ground

마지막으로 건물벽에 의한 영상안테나의 수는 무한개이나 수치계산을 위하여 영상안테나의 개수를 유한개인  $N$ 으로 두었다. 이 때 건물벽에 의한 최대 반사회수를  $M$ 으로 나타내면  $N=2M$ 이 된다. 이 경우 전체 전파경로의 수는  $N_T=2(N+1)=2(2M+1)$ 이 된다.

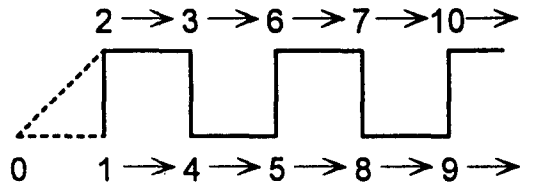
### III. 영상안테나

#### 1. 영상안테나의 생성 과정과 번호 매김

우선 두 벽면에 의한 영상안테나를 먼저 처리한 후에 지면에 의한 영상안테나는 나중에 처리하고자 한다. 두 벽면에 의해 생성된 무한개의 영상안테나 번호는 다음처럼 매겨진다.



(a)



(b)

그림 3. 영상안테나 생성 과정과 번호 매김  
(a) 영상안테나의 생성 과정과  $x$ 좌표  
(b) 영상안테나의 번호 매김

Fig. 3. The generating process and the numbering scheme of image antennas.

(a) The generating process and the  $x$ -coordinate of image antennas  
(b) The numbering scheme of image antennas

실제의 송신안테나인 TX를  $T_0$ 로 표시하고, 양측 건물벽에 의한 영상안테나의 번호 매김은  $x < 0$ 인 영역에서는 홀수 번호를 부여하고,  $x > w$ 영역에서는 짝수 번

호를 차례차례 부여한다. 그림 3(a)에 영상안테나에 부여된 번호가 나타나 있다. 이 번호 매김의 규칙은 그림 3(b)에서 구형파로 보여 준다. 먼저 실제 안테나  $T_0$ 는 두 개의 영상안테나인  $T_1$ 과  $T_2$ 를 만든다. 그 다음  $T_1$ 으로부터 계속 만들어지는 차후의 영상안테나들은 구형파의 하한선 번호를 가지게 되고,  $T_2$ 로부터 계속 생겨나는 영상안테나들은 구형파의 상한선 번호를 가지게 된다. 이렇게 만들어진 각 영상안테나들의  $x$ 좌표가 표 1에 정리되어 있다.

표 1. 영상안테나의 좌표와 각 벽면에 대한 반사회수

Table 1. The coordinate of image antennas and the number of reflections by each wall.

안테나 번호 $n$	안테나 좌표 $x_n$	건물면 1에 의한 반사회수 $b_{n1}$	건물면 2에 의한 반사회수 $b_{n2}$	총 반사회수 $m_n$
0	$x_i$	0	0	0
1	$-x_i$	1	0	0
2	$-x_i+2w$	0	1	1
3	$x_i-2w$	1	1	1
4	$x_i+2w$	1	1	2
5	$-x_i-2w$	2	1	2
6	$-x_i-4w$	1	2	3
7	$x_i-4w$	2	2	3
8	$x_i+4w$	2	2	4
.	.	.	.	.
.	.	.	.	.
.	.	.	.	.

식 (1)을 사용하여 수신전력을 계산하고자 할 경우, 각각의 영상안테나로부터 나온 전파가 수신안테나에 도달할 때 건물면 1과 2에 의해 전부 몇 번의 반사가 이루어지는가를 알아야만 한다. 그림 3(b)에서 영상안테나  $T_1$ 으로부터 계속 발생하는 영상안테나들인  $T_4, T_5, T_8$  등은 실제로 TX로부터 출발해서 건물 1에서 먼저 반사를 이루고 나머지 각각의 경로를 거쳐서 수신안테나 RX에 도달되게 된다. 이와 반대로 영상안테나  $T_2$ 로부터 계속 발생하는 영상안테나들인  $T_3, T_6, T_7$  등은 실제로 TX로부터 출발해서 건물 2에서 먼저 반사를 이루고 나머지 각각의 경로를 거쳐서 수신안테나 RX에 도달되게 된다. 또 그림 3(b)의 구형파에서 수직 위치에 동일하게 놓여 있는 안테나의

번호 쌍들, 즉 (0), (1,2), (4,3), (5,6) 등은 앞에서부터 차례대로 반사회수  $m_n=0,1,2,\dots$ 를 가지며, 수열  $\{m_n\}$ 은 표 1의 다섯 번째 행에서 볼 수 있다. 이로부터 영상안테나 번호  $n$ 에 대한 각 영상안테나의 총 반사회수  $m_n$ 의 일반식을 구해 보면 다음과 같다.

$$m_n = \frac{(2n+1)+(-1)^{n+1}}{4} \quad (2)$$

여기서  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$  이다. 단 지면 아래의 영상안테나의 반사회수는 지면 위의 영상안테나보다 지면에 의한 반사가 한 번 더 일어난다. 건물 1과 건물 2의 벽면에 대한 반사회수를 각각  $b_{n1}$ 과  $b_{n2}$ 라고 두었으며, 이것 역시 표 1에 나타나 있다.

표 1로부터 건물면 2에 대한 반사회수  $b_{n2}$ 의 일반식을 구하면 다음과 같다.

$$b_{n2} = \frac{(2d_n+1)+(-1)^{d_n+1}}{4} \quad (3-1)$$

$$d_n = \frac{(2n-1)+(-1)^n}{4} \quad (3-2)$$

여기서  $n = 0, 1, 2, \dots$  이고, 수열  $\{d_n\}$ 은 수열  $\{b_{n2}\}$ 을 정의하기 위해 도입된 것이다. 건물면 1에 대한 반사회수  $b_{n1}$ 은  $m_n - b_{n2}$ 로부터 구해진다.

표 1로부터 영상안테나의 좌표  $x_n$ 을 영상안테나 번호  $n$ 에 관한 일반식으로 표현하면 다음과 같다.

$$x_n = (-1)^{m_n} x_i + \left[ (-1)^{m_n} m_n + \frac{1+(-1)^{m_n+1}}{2} \right] w \quad (4)$$

여기서  $m_n$ 은 (2)에서 주어지고,  $x_i$ 와  $w$ 는 각각 송신 안테나의  $x$  좌표와 도로폭을 나타낸다.

그림 1로부터 수신안테나의 좌표는  $(x_r, y_r, h_r)$ 로 고정되고, 그림 2의 임의의  $n$  번째 안테나  $T_n$  또는  $T_{ng}$ 의 좌표는  $(x_n, y_n, z_n)$ 로 표현된다. 그러므로  $n$  번째 영상 송신안테나와 수신안테나간의 거리  $r_n$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$r_n = \sqrt{(x_r - x_n)^2 + (y_r - y_n)^2 + (z_r - z_n)^2} \quad (5)$$

여기서  $x_n$ 은 (4)로 주어진다. 모든 영상안테나의  $y$  좌표는  $y_i$ 이고,  $z$  좌표의 경우, 지면 위의 영상안테나에 대해서는  $z_i = h_i$ 이고, 지면 아래의 영상안테나에 대해서는  $z_i = -h_i$ 이다.

### 2. 각 영상안테나들의 반사계수

그림 1과 같은 도심모델에 대해 적용되는 (1)의 각 전파경로에 대한 총 반사계수  $R_{m_n}$ 와  $R_{n_g}$ 를 구하려면

각 벽면에 대한 영향과 지면에 대한 영향을 고려해 주어야 하는데, 그림 2는 각각에 대한 영향을 보여주고 있다. 그림 2(a)에서는 건물벽에 의한  $n$  번째 영상 송신안테나  $T_n$ 으로부터 출발된 전파는 실제로는 송신안테나 TX로부터 출발하여 건물면에서 반사된 후 수신안테나 RX에 도달된 것이므로, 각각의 벽면에 입사된 입사각을  $\theta_{ni}$ 로 표현한다. 두 벽면이 서로 평행하기 때문에 각 벽면에 대한 전파의 입사각은 엇각과 동위각의 관계로 같게 된다. 그림 2(b)에서는 건물벽에 의한  $n$  번째 영상 송신안테나  $T_n$ 이 지면에 대해 새로운 영상안테나  $T_{ng}$ 를 만들고, 이렇게 발생된 영상 송신안테나  $T_{ng}$ 에서 출발된 전파는 실제로는 송신안테나 TX로부터 출발해서 건물 1과 2 뿐만 아니라 지면에서 반사된 후 수신안테나 RX에 도달된다. 이 때 지면에 대한 전파의 입사각을  $\theta_{ng}$ 로 나타낸다. 먼저 지면 위의 영상안테나에 대해서 고려하면,  $n$  번째 전파경로의 반사계수  $R_{ni}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$R_{ni} = \Gamma_{n1}^{b_1} \Gamma_{n2}^{b_2} \quad (6)$$

여기서  $\Gamma_{ni}$ 와  $b_{ni}$ 는 각각  $n$  번째 전파경로에 대한 건물벽  $i$  (1 또는 2)에 해당되는 반사계수와 반사회수이다. 그림 2(a)로부터 건물벽면에 대한 입사파는 전장의 편파 방향이 입사면에 직각인 직교편파이다. 따라서 (6)의  $\Gamma_{ni}$ 는 직교편파에 대한 반사계수이고, 각 매질의 투사율은 자유공간의 값인  $\mu_0$ 로 두면 다음과 같이 표현된다<sup>[7]</sup>.

$$\Gamma_{ni} = \frac{\cos \theta_{ni} - \sqrt{\epsilon_{ri} - \sin^2 \theta_{ni}}}{\cos \theta_{ni} + \sqrt{\epsilon_{ri} - \sin^2 \theta_{ni}}} \quad (7)$$

여기서  $\epsilon_{ri}$ 는 건물  $i$ 의 상대 유전율이다. 그리고 입사각은

$$\theta_{ni} = \sin^{-1} \left( \frac{\sqrt{(y_r - y_i)^2 + (z_r - z_i)^2}}{r_n} \right) \quad (8)$$

이며,  $z_r = h_r$ 이다.

건물벽에 의하여 만들어진 각 영상안테나는 지면에 의하여 다시 영상안테나를 만든다. 그림 2(b)에서  $z_i = -h_i$ 에 위치한 영상안테나에 의한  $n$  번째 경로의 반사계수는 지면에 의한 반사를 고려하여 다음과 같이 표현된다

$$R_{ng} = \Gamma_{n1}^{b_1} \Gamma_{n2}^{b_2} \Gamma_{ng} \quad (9)$$

여기서  $\Gamma_{ng}$ 는 (7)과 같은 형태이며 건물벽에 대한 입사각은 (8)에서  $z_i = -h_i$ 로 두고 계산하여야 한다. 그림 2(b)로부터, 지면에 대한 입사파는 전장이 입사면에 평행한 평행편파이다. 따라서 (9)의  $\Gamma_{ng}$ 는 평행편파에 대한 반사계수이고, 다음과 같이 표현된다<sup>[7]</sup>.

$$\Gamma_{ng} = \frac{\epsilon_{rg} \cos \theta_{ng} - \sqrt{\epsilon_{rg} - \sin^2 \theta_{ng}}}{\epsilon_{rg} \cos \theta_{ng} + \sqrt{\epsilon_{rg} - \sin^2 \theta_{ng}}} \quad (10)$$

여기서  $\epsilon_{rg}$ 는 지면의 상대 유전율이며, 지면에 대한 입사각은 다음과 같다.

$$\theta_{ng} = \sin^{-1} \left( \frac{\sqrt{(x_r - x_n)^2 + (y_r - y_n)^2}}{r_n} \right) \quad (11)$$

식 (7)과 (10)에서 각 매질의 유전율인  $\epsilon_{ri}$  및  $\epsilon_{rg}$ 는 복소량이며, 상대 유전율  $\epsilon_r$ 과 전도도  $\sigma$  [S/m]로서 다음과 같이 표현된다.

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad (12)$$

여기서  $\omega$ 는 각주파수이며,  $\epsilon_0$ 는 자유공간의 유전율이다. 건물의 각 유전율이 다른 경우에도 (7)을 이용하여 반사계수를 산출할 수 있으며, 경로 반사계수인 (6) 또는 (9)에서 각 전파경로에 대해 서로 다른 건물벽의 유전율이 수신전력 산출시에 고려된다.

#### IV. 적용 예

식 (1)에 의한 평균 수신전력의 산출결과를 보이고자 한다. 송신전력  $P_T = 10$  mW로 하였으며, 수신전력의 산출시 모든 송수신 안테나는 다이폴로 가정하였다. 다이폴의 이득은 다음과 같다<sup>[8]</sup>.

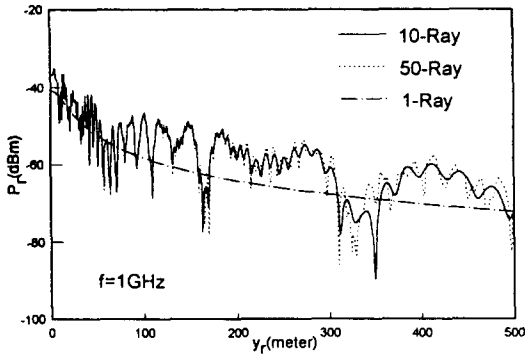
$$G(\theta) = 1.64 \left( \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right)^2 \quad (13)$$

여기서  $n$  번째 전파 경로에 의한 송수신 안테나들의 안테나 이득은 서로 같은 값을 가지며, 출발각과 도달각은 송신안테나  $(x_n, y_n, z_n)$ 와 수신안테나  $(x_r, y_r, h_r)$ 의 위치로서 다음과 같이 결정된다.

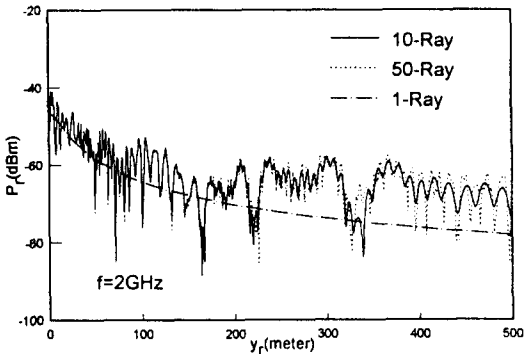
$$\theta_n = \sin^{-1} \left( \frac{\sqrt{(x_r - x_n)^2 + (y_r - y_n)^2}}{r_n} \right) \quad (14)$$

그리고  $G_{ni}$ 의 경우  $z_i = h_i$ 이며,  $G_{ng}$ 의 경우는  $z_i = -h_i$ 를 이용하여  $r_n$ 을 계산하여야 한다.

모델의 기하학적 구조로서 도로의 폭  $w=25\text{m}$ 로 하였다. 송신안테나의 위치는  $x_t=5\text{m}$ ,  $y_t=0\text{m}$ . 그리고 안테나 높이  $h_t=9\text{m}$ 이다. 수신안테나의 위치로서  $x_r=20\text{m}$ 이고, 안테나 높이  $h_r=1.5\text{m}$ 로 하였고,  $y_r$ 은 변수로 하였다. 그리고 건물벽의 유전율로서  $\epsilon_{rw}'=3$ 으로,  $\sigma_w=0.005\text{S/m}$ 로 하였으며, 도로면에 대해서  $\epsilon_{rg}'=15$ , 그리고  $\sigma_g=7\text{S/m}$ 로 하였다<sup>[6]</sup>.



(a)



(b)

그림 4. 수신전력,  $\epsilon_{rw}'=3, \sigma_w=0.005, \epsilon_{rg}'=15, \sigma_g=7$

(a) 주파수  $f=1\text{GHz}$

(b) 주파수  $f=2\text{GHz}$

Fig. 4. The receiving power,  $\epsilon_{rw}'=3, \sigma_w=0.005,$

$\epsilon_{rg}'=15, \sigma_g=7.$

(a) Frequency  $f=1\text{GHz}$

(b) Frequency  $f=2\text{GHz}$

그림 4는 주파수가 1GHz 및 2GHz일 때 산출된 수신전력이며, 수신안테나의  $y$  축 좌표인  $y_r$ 을  $y$  축과 평행하게 0m에서 500m까지 변화시켰다. 그리고 전체 전파 경로수  $N_T=10$ 과  $N_T=50$ 에 대한 수신전력을 비교하고 있다. 경로수가 증가하더라도 수신전력의 페이

딩 형태는 거의 동일함을 볼 수 있다. 단 일점 쇄선은 직접파에 의한 수신전력이다. 즉 이것은 장애물이 없는 자유공간에서 수신된 전력을 의미한다.

평균 수신전력 이외에 디지털 통신에 있어서 중요한 파라미터 중의 하나는 RMS 지연 확산(Delay Spread)이다<sup>[9, 10]</sup>. 이동통신에서 다중 반사파의 상존으로 인하여 송신된 신호는 수신측에 각각 다른 전파 경로로서 도달된다. 즉 각 전파경로의 신호도착시간이 서로 다르게 된다. 임펄스 신호를 송신했을 때 수신 신호는 다음과 같다.

$$p(t) = \sum_{n=1}^N p_n \delta(t - \tau_n) \quad (15-1)$$

$$p_n = P_T \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| G_n R_n \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} \right|^2 \quad (15-2)$$

$$\tau_n = \frac{r_n}{c} \quad (15-3)$$

여기서  $p_n$ 은 경로  $n$ 에 의한 수신신호의 크기이며,  $\tau_n$ 은 전파 경로에 의한 지연시간이고,  $\delta(t - \tau_n)$ 은  $t = \tau_n$ 일 때 임펄스를 주는 델타 함수(delta function) 또는 임펄스 함수(impulse function)이다. 마지막으로  $c$ 는 광속도이다.

각 경로로부터의 수신전력의 크기를 고려하여 각 전파 경로의 지연시간들이 평균 지연시간에 대해 얼마나 떨어져 있는지 그 산포도를 보여주는 RMS 지연 확산은 다음과 같다.

$$\Delta = \left[ \frac{\sum_{n=1}^N \tau_n^2 p_n}{\sum_{n=1}^N p_n} - \left( \frac{\sum_{n=1}^N \tau_n p_n}{\sum_{n=1}^N p_n} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (16)$$

식 (15)를 (16)에 대입하여 지연 확산을 계산하면 이는 송신전력과는 무관함을 볼 수 있으며, 송수신 안테나의 위치와 이득 패턴 그리고 전파 채널의 기하학적 구조에 의해 결정됨을 알 수 있다.

그림 5는 그림 4에 보인 수신전력의 산출시 합계 계산된 RMS 지연 확산을 보이고 있다. RMS 지연 확산 곡선에서  $N_T=10$ 의 경우는  $y_r=30\text{m}$  정도까지는 급격히 증가하다가 나머지 부분에서는 감소하고,  $N_T=50$ 의 경우는  $N_T=10$ 의 경우와 마찬가지로 급격히 증가하지만 나머지 부분에서는 약간 더 증가하다가 약 150m 이후에는 거의 일정한 값을 가진다. 즉 동일한 전파 채널에 대하여 경로수에 따라 지연 확산은 큰 차이가 없을 수 있다. 이로부터 디지털 통신의 중요한 파라미

터인 RMS 지연 확산을 정확하게 구하기 위해서는 경로의 수가 임의의 유한개로 제한될 수 없음을 알 수 있다.

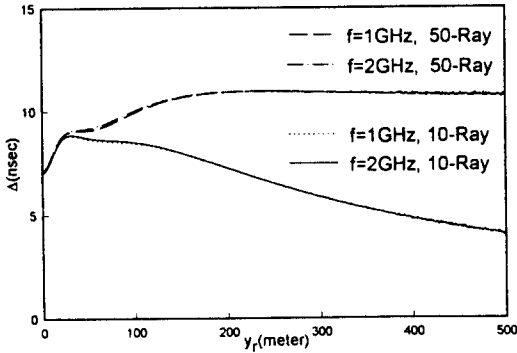
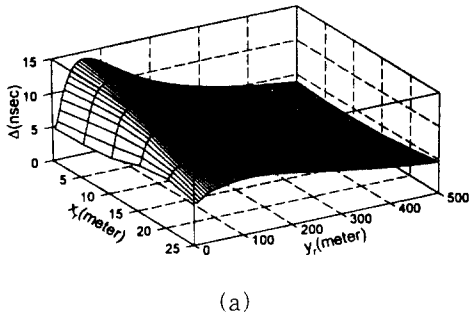


그림 5. RMS 지연 확산

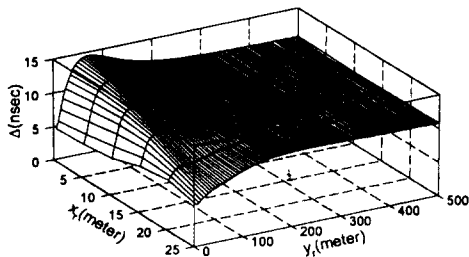
$$x_r = 20 \text{ m}, \epsilon_{rw} = 3, \sigma_w = 0.005, \epsilon_{rg} = 15, \sigma_g = 7$$

Fig. 5. RMS Delay Spread.

$$x_r = 20 \text{ m}, \epsilon_{rw} = 3, \sigma_w = 0.005, \epsilon_{rg} = 15, \sigma_g = 7$$



(a)



(b)

그림 6. RMS 지연 확산.  $\epsilon_{rw} = 3, \sigma_w = 0.005,$

$$\epsilon_{rg} = 15, \sigma_g = 7$$

(a) 총 경로수  $N_T = 10$

(b) 총 경로수  $N_T = 50$

Fig. 6. RMS Delay Spread.  $\epsilon_{rw} = 3, \sigma_w = 0.005,$

$$\epsilon_{rg} = 15, \sigma_g = 7.$$

(a) The number of paths  $N_T = 10$

(b) The number of paths  $N_T = 50$

그림 6은 수신점이  $xy$  평면상에서 임의점에 위치할 때의 지연 확산인데, 경로수  $N_T$ 가 10 및 50인 경우를 각각 보이고 있다. 수신기의  $y$  좌표가 0m에서 200m까지는  $x$  값이 증가할수록 RMS 지연 확산이 감소하는 것을 볼 수 있다. 이는 건물 1에 근접할수록 각 경로간의 거리차가 커지고 건물 2에 근접할수록 각 경로간의 거리차가 작아지기 때문이다. 수신기의  $y$  좌표가 200m 이상에서는  $x$  값이 증가하더라도 RMS 지연 확산이 일정하게 유지됨을 볼 수 있다. 이것은 (5)로부터 송수신 안테나간의  $y$  값이 증가하면 반사회수가 동일한 각 파들의 경로차이인  $x$ 와  $z$  방향의 거리 차이가 크지 않기 때문이다.

### V. 결 론

경로 추적기법에 근거한 도심지 마이크로셀의 가시 거리 전파 특성을 조사하였다. 이를 위하여 도심지를 세 면이 손실 유전체로 구성된 협곡 모델로 모델링한 후, 협곡 모델에서의 전파 특성을 좀 더 정확히 예측하기 위해 건물과 지면에 의한 영상안테나를 도입하였다. 이 영상안테나들의 좌표를 체계적으로 얻기 위하여 영상안테나가 발생하는 순서를 펄스를 사용하여 번호 매김을 하였다. 그 결과 경로수의 확장기법을 적용함으로써 무한개의 경로수를 처리할 수 있었으며, 이동 통신의 중요한 파라미터인 수신전력과 RMS 지연 확산을 정확하게 산출할 수 있었다. 계산된 결과를 볼 때 수신 전력은 약 10개의 경로수에서 수렴하였으며, 지연 확산의 경우는 동일한 전파채널에 대하여 고려되는 경로수에 따라서 큰 오차가 남을 알 수 있었다.

### 참 고 문 헌

- [1] S. Y. Tan and H. S. Tan, "UTD propagation model in an urban street scene for microcellular communications," *IEEE Trans. Electromagnet. compat.*, vol. 35, pp. 423-428, Nov. 1993.
- [2] Jan-Erik Berg, "A recursive method for street microcell path loss calculations," in *IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio commun.*, vol. 1, pp. 140-143, Sept. 1995.
- [3] A. J. Rustako, et. al., "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. 1991.
- [4] H. H. Xia, et. al., "Radio propagation measurements and modelling for line-of-sight microcellular system", in *Proc. of the 42nd IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 349-354, 1992.
- [5] N. Amitay, "Modeling and computer simulation of wave propagation in lineal line-of-sight microcells," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 41, no. 4, pp. 337-342, Nov. 1992.
- [6] N. Papadakis, et. al., "Radio propagation measurements and modelling using ray tracing techniques," in *Proc. 44th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 1767-1770, June 1994.
- [7] J. A. Kong, *Electromagnetic Wave Theory*, Wiley, New York, pp. 110-120, 1986.
- [8] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Wiley, New York, pp. 84-87, 1981.
- [9] W. C. Jakes, Jr., Ed., *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, pp. 45-52, 1974.
- [10] K. Siwiak, *Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications*, Artech House, pp. 158-161, 1995.

## 저 자 소 개



金彩英(正會員)

1976년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1978년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1990년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1985년 9월-1986년 8월: 미국 시라큐스 대학 연구교수. 1991년 9월-1993년 2월: 미국 MIT 공대 연구과학자. 1979년 4월-1992년 9월: 경북대학교 전자공학과 전임강사-부교수. 1992년 10월-현재: 경북대학교 공과대학 전자전기공학부 전자과 연구실 교수. 관심분야는 이동통신 전파환경, 구조물에 의한 산란과 분석, Pager 안테나 해석 및 설계, 마이크로파 공학, 전자파 이론 및 응용 등임.



鄭白鎬(正會員)

1961년 9월 4일생. 1985년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1996년 2월 경북대학교 대학원 전자전기공학부 박사과정 수료. 1995년 9월-현재 경북대학교 전자전기공학부 조교. 1989년 2월-1994년 3월 국방과학연구소 연구원. 관심분야는 전자파 수치해석, 이동통신의 전자파 전파특성, 안테나 설계 및 해석



朴志妍(正會員)

1972년 12월 1일생. 1995년 2월: 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1995년 3월-현재: 경북대학교 대학원 전자전기공학부 석사과정 재학. 관심분야는 이동통신의 전파환경과 전자파 전파특성



睦鎭潭(正會員)

1954년 8월 30일생. 1980년 2월: 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1982년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1981년 7월-현재: 한국전자통신연구소 무선통신표준연구실장. 관심분야: 무선통신, 컴퓨터 네트워크, 정보통신 표준화