

論文96-33A-11-9

# 마이크로셀 설계를 위한 도심지 교차로의 수신전력과 지연확산 예측

## (Prediction of Received Power and Delay Spread in Urban Cross-Roads for Microcell Design)

鄭白鎬\*, 金彩英\*, 金翰鎬\*\*

(Baek Ho JUNG, Che Young KIM, and Han Ho KIM)

### 요 약

건물이 밀집한 도심지 교차로 영역에서의 수신전력과 지연확산을 산출하였다. 산출시 영상기법과 전파경로 알고리즘을 결합함으로써 광선발사(Ray launching) 방법에 비하여 계산시간을 매우 단축시킨 프로그램을 구현할 수 있었다. 그리고 임의 위치에서의 전장 계산을 통하여 수신전력과 지연확산의 3차원 도시가 가능하였다. 계산시에는 협대역 및 광대역 신호 각각에 대한 수신전력과 지연확산량을 계산하였고, 무한대개의 경로수를 취급하기 위한 경로수 확장법을 도입하였다.

### Abstract

In urban cross-roads with dense buildings, receiving power and delay spread were computed. When doing these, we were able to develop codes to be executed in a very fast time by combining image method and algorithm for propagation paths comparing with ray launching technique. And receiving power and delay spread could be viewed in 3-dimensional picture by virtue of computing electric fields in arbitrary receiving point. For numerical computation, receiving power of wide and narrow band and delay spread were computed, and extension method of ray numbers was facilitated for handling infinite number of rays.

### 1. 서 론

도심지의 전파환경은 다양한 형태의 건물과 도로로 인하여 복잡하다. 도심지에서는 다중 반사파와 회절파로 인하여 수신신호는 심한 페이딩을 가지며, 가시영역

과 비가시영역이 뚜렷하게 구분된다. 도심지 전파환경 하에서의 신호예측을 위하여 직선도로를 서비스 영역으로 가정한 협곡모델이 소개되었다<sup>[1-4]</sup>. 협곡모델에서의 신호를 예측하기 위하여 송신 안테나의 높이는 주변의 건물보다 낮다고 가정하였고, 또한 직선도로의 양쪽으로 늘어선 건물은 손실유전체로 가정하였다. 그 후 광학이론에 근거하여 직직파와 다중반사파에 의한 수신전력을 계산하였다. 이 경우 수신전력은 자유공간의 수신전력 분포와 유사함이 측정치 및 이론적 계산치를 통하여 확인되었다<sup>[5, 6]</sup>. 직선도로의 수신점은 항상 가시거리 영역에 놓이는 반면, 도심지에서는 건물에 의한 전파음영지역이 존재한다. 이를 위한 전형적인 전파모델이 바로 교차로 모델이다<sup>[3, 6-8]</sup>. 교차로 모델의 경우에도 건물과 도로를 손실유전체로 가정하였고, 건

\* 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, 韓國通信 無線通信研究所  
(Korea Telecom. Wireless Communication Research Lab.)

※ 본 연구는 한국통신 무선통신연구소의 1996년도 과제지원에 의하여 수행되었습니다.

接受日字: 1996年7月31日, 수정완료일: 1996年10月8日

물 모서리에 의한 회절파를 고려하기 위하여 UTD(Uniform Geometrical Theory of Diffraction)를 도입하였다. 수신전력을 산출하기 위해서는 각 전파경로상에서의 반사점과 회절점의 위치가 결정되어야 하는데, 이를 위하여 광선추적기법이 사용되었다<sup>1</sup> 6-101.

광선추적기법에서는 정확한 반사점과 회절점을 찾은 후에 수신신호의 크기를 계산하는데, 그 방법에는 컴퓨터 그래픽에 근거한 광선발사(Ray launching) 기법과 영상기법 등이 있다. 영상기법은 송수신 안테나의 영상 좌표를 이용함으로써 광선발사기법에 비하여 빠른 계산속도를 가지나, 구조가 단순한 전파 환경에만 적용되는 제약을 가지고 있다. 그 반면 컴퓨터 그래픽 기법은 임의의 구조물에도 적용가능하다는 장점을 갖지만, 단점으로는 컴퓨터의 수행시간이 매우 길기 때문에 이 역시 적용시에는 한계를 가진다. 이러한 단점들을 보완하고자 측정치와 이론적인 결과에 의해 유추된 단순화된 근사모델이 제안되고 있으며, 임의 형태 도로의 손실 예측을 위한 근사식도 소개되었다<sup>11-13</sup>. 근사식은 계산시간의 단축면에서는 효율적이지만 전파특성에 영향을 미치는 제한된 몇 개의 변수만이 고려되기 때문에, 자세한 정보는 얻을 수 없다는 단점을 지닌다. 타 연구자들이 사용한 광선추적기법을 검토하여 보면, 이의 구현시 사용한 알고리즘의 비효율성으로 인하여 수신신호의 계산시 많은 시간을 필요로 하였으며 또한 유한개의 경로밖에 취급할 수가 없었다. 그 결과 수신전력과 지연확산량의 계산시에 3차원에 비해 데이터의 양이 훨씬 적은 2차원으로만 도시를 하고 있다.

본 논문에서는 마이크로셀의 전형적인 형태인 교차로 문제를 풀기 위하여, 무한개의 경로수를 취급할 수 있게 하는 경로수 확장법을 도입하였고, 또한 계산시간의 단축을 위한 전파경로 결정 알고리즘을 개발하였다. 그 결과 광선발사 방법에 비하여 계산시간이 획기적으로 단축되었기 때문에, 수신전력과 지연확산량을 3차원으로 도시할 수 있었다. 계산시 고려된 파의 종류는 직접파, 건물에 의한 다중 반사파, 지면 반사파, 및 건물의 수직 모서리에 의한 회절파이다. 건물과 도로는 서로 상이한 유전율과 전도도를 갖는 손실유전체로 모델링하였다. UTD를 이용한 회절파의 산출시에만 건물을 완전도체인 쇠기로 가정하였고 건물 모서리는 직선이라고 가정하였다<sup>19</sup>.

## II. 다중경로 전파모델

### 1. 교차로 전파모델

그림 1은 도심 밀집지에 위치한 건물과 도로를 나타내고 있다. 기지국(base station, BS)은 주도로에 위치하고 있으며, 연속된 두 교차로 사이에 위치한다. 이와 같은 마이크로셀은 도심지의 전형적인 전파환경이며 건물과 도로는 유전체 협곡을 형성하고 있다. 고층 건물로 구성된 전파환경에서 송수신 안테나의 높이는 건물보다 낮게 설치된다. 그러므로 건물지붕을 넘는 경로의 회절파는 영향이 매우 작으므로 제외되며, 회절은 건물의 수직 모서리에 의해서 일어난다. 그러나 이 파만을 제외한 나머지 파들은 전부 고려가 되어야만 한다. 즉 이러한 파들이 전부 합쳐진 복합적인 파가 수신점에 도달되기 때문에, 수신전력의 산출시에는 다중 전파경로에 의한 전파현상이 고려되어야 한다.

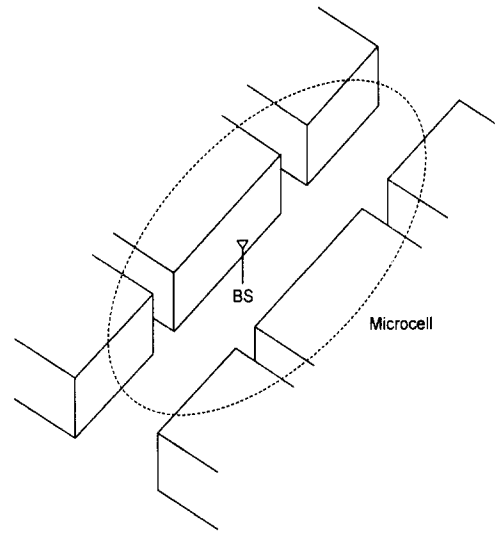


그림 1. 도심지의 마이크로셀  
Fig. 1. Urban microcell.

그림 1에서 기지국을 중심으로 하는 마이크로셀을 해석하기 위한 기본적인 전파모델은 그림 2에 보인 교차로이다. 그림 2에서 영역 ①, ⑤, 및 ③이 주도로이고 영역 ②에 기지국이 위치해 있다. 그리고 영역 ②와 ④는 측면도로이다. 교차로에 있는 건물의 모서리는  $Q_c$  ( $c=1, 2, 3, 4$ )로 나타내었으며, 좌표계의 원점은  $Q_1$ 이다. 교차로의 주도로 폭은  $w_1$ 이며 측면도로의 폭은  $w_2$ 이다.

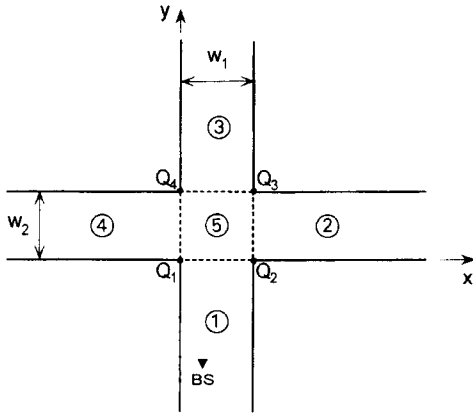


그림 2. 교차로의 영역 구분

Fig. 2. Division of area in cross-roads.

그림 2와 같은 도심지의 마이크로셀에서 다중 경로 파는 직접파와 반사파, 그리고 회절파로 구성된다. 반사파는 건물과 지면에 의해 여러번의 반사를 거치게 되며, 회절파 또한 다중 회절을 겪게 된다. 다중 경로 파에 의한 수신전력은 다음과 같이 주어진다.

$$P_r = \frac{\lambda^2}{4\pi\eta} G_r \left( \sum_{i=1}^N E_i \cdot \hat{h} \right)^2 \quad (1)$$

여기서  $E_i$ 는  $i$ 번째 경로에 의한 전장이며,  $N$ 은 전체 경로수이다. 그리고  $\lambda$ 는 파장이며  $\eta$ 는 자유공간의 파동 임피던스로서  $120\pi [\Omega]$ 이다. 수신 안테나의 이득  $G_r$ 은 각 전파 경로의 도달각에 따른 지향성을 가지지만, 여기서는 이득이 일정한 등방성 안테나로 두었다.  $\hat{h}$ 는 수신안테나의 편파를 나타내는 단위 실효길 벡터이다. 식 (1)은 협대역 신호에 대한 표현식이며, 광대역 신호의 경우 수신전력은 다음과 같다<sup>[6, 14]</sup>.

$$P_{wide} = \frac{\lambda^2}{4\pi\eta} G_r \sum_{i=1}^N (E_i \cdot \hat{h})^2 \quad (2)$$

식 (1)과 (2)로부터 수신전력을 산출하기 위해서는 각 전파경로에 대한 전장을 먼저 산출해야 함을 알 수 있다. 송신전력과 안테나 이득이 각각  $P_t$ 와  $G_t$ 인 등방성 송신 안테나로부터의 복사전장은 다음식으로 주어진다.

$$E = \sqrt{30P_t G_t} \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{\rho} \quad (3)$$

여기서  $r$ 은 송신 안테나와 장점간의 거리이며,  $k$ 는

파수로서  $2\pi/\lambda$ 이다. 그리고  $\hat{\rho}$ 는 송신 안테나에 의한 복사전장의 단위 편파 벡터이다. 식 (3)을 (1) 또는 (2)에 대입하면 직접파에 의한 수신전력이 계산된다.

수신전력 이외에 디지털 통신에 있어서 중요한 파라미터 중의 하나는 RMS 지연확산(delay spread)이다<sup>[2, 41]</sup>. 이동통신에서 다중 반사파의 상존으로 인하여 송신된 신호는 수신측에 각각 다른 전파경로를 거쳐서 도달된다. 각 파의 전달경로의 길이가 서로 다르기 때문에 신호의 도착시간 또한 다르게 된다. 임펄스 신호를 송신했을 때  $N$ 개의 전파경로에 대한 수신신호는 다음과 같다.

$$p(t) = \sum_{i=1}^N p_i \delta(t - \tau_i) \quad (4)$$

여기서  $p_i$ 는 경로  $i$ 에 의한 수신신호의 크기이며,  $\tau_i$ 는 전파경로에 의한 지연시간이고,  $\delta(t - \tau_i)$ 는  $t = \tau_i$ 에서 임펄스를 주는 델타함수이다. 전파경로  $i$ 에 대하여 (1)을 이용하면  $p_i$ 는 다음과 같다.

$$p_i = \frac{\lambda^2}{4\pi\eta} G_r |E_i \cdot \hat{h}|^2 \quad (5)$$

그리고 전파경로  $i$ 에 대한 거리가  $r_i$ 일 때, 이에 대응되는 지연시간  $\tau_i$ 는  $\tau_i = r_i/c$ 로 주어지며,  $c$ 는 광속도이다. 각 전파경로의 지연시간들이 평균 지연시간에 대해 얼마나 떨어져 있는지 그 산포도를 보여주는 RMS 지연확산은 다음처럼 주어진다.

$$d = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N \tau_i^2 p_i}{\sum_{i=1}^N p_i} - \left( \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i p_i}{\sum_{i=1}^N p_i} \right)^2} \quad (6)$$

지연확산은 송신전력과는 무관하며 송수신 안테나의 위치와 모델의 기하학적 구조, 매질의 전기적 특성, 전파경로의 수, 그리고 주파수에 의하여 결정되는 양이다.

## 2. 영상 안테나의 좌표

그림 2에 보인 교차로에서 기지국을 송신 안테나 TX로, 이동국을 수신 안테나 RX로 표기한다. TX가 영역 ①에 놓이고 RX가 영역 ②에 놓일 경우의 각 안테나의 영상을 그림 3과 그림 4에 표시하였다. 이때 TX의 영상은  $T(m, u)$ 로서 표현하였으며 RX의 영상은  $R(n)$ 으로 나타내었다. TX의 영상에서  $m$ 은 건물 벽면에 대한 영상번호를, 그리고  $u$ 는 지면에 대한 영상번호를 나타낸다.  $u$ 는 0 또는 1의 값을 가지며,

이는 지면에 대한 반사회수를 나타내기도 한다.  $u=1$  일 때가 지면에 의한 영상입을 의미한다. RX의 영상은  $R(n)$ 으로서  $n$ 은 건물 벽면에 대한 영상번호를 나타낸다.

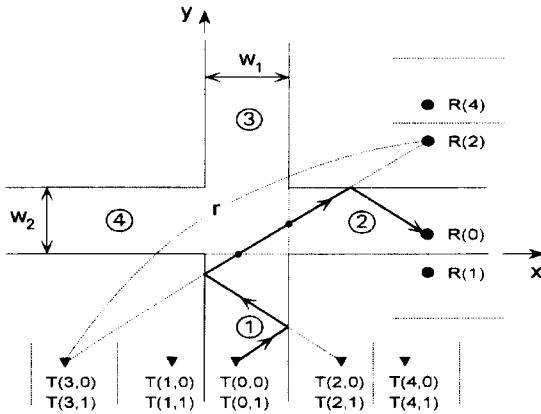


그림 3. 반사파의 전파경로  
Fig. 3. Propagation path of reflected wave.

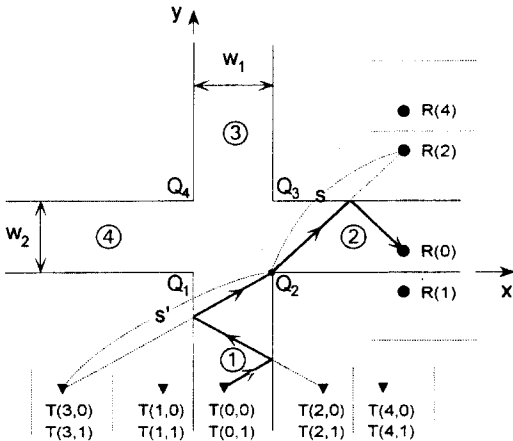


그림 4. 회절파의 전파경로  
Fig. 4. Propagation path of diffracted wave.

송신점으로부터 수신점에 도달하는 전파경로가 결정되면, 즉  $m$ 과  $n$ 이 결정되면 이로부터 전장의 산출이 가능해진다. 그림 3은  $T(m, u)$ 로부터  $R(n)$ 까지 도달되는 반사파의 전파경로이다. 반사파의 전장을 계산하기 위해서는 반사계수와 경로거리가 정해져야 한다. 이와 같은 양들은 영상 송수신점의 좌표로부터 결정되며, 반사회수 또한 위치좌표로부터 결정될 수 있다. TX가 놓인 영역에서 전파경로의 벽면 반사회수는 영상번호로부터 얻어진다. 즉 영상번호  $m$ 에 대하여 TX가 놓

인 벽면의 반사회수  $p_m$ 은 다음과 같이 결정된다<sup>[4]</sup>.

$$p_m = \frac{(2m+1) + (-1)^{m+1}}{4} \quad (7)$$

그리고 RX가 놓인 영역의 벽면 반사회수  $q_n$ 은 수신안테나의 영상번호  $n$ 에 의하여 다음과 같이 결정된다.

$$q_n = \frac{(2n+1) + (-1)^{n+1}}{4} \quad (8)$$

각 송신 안테나와 수신 안테나의 영상 좌표를 주어진 송수신 안테나의 좌표와 도로폭, 그리고 벽면 반사회수로서 나타내고자 한다. 송신 안테나 TX의 좌표는  $(x_t, y_t, z_t)$ 이며, 수신 안테나 RX의 좌표는  $(x_r, y_r, z_r)$ 이다. 일반적인 표현을 위해서  $T(m, u)$ 의 좌표를  $(x_m, y_m, z_u)$ , 그리고  $R(n)$ 의 좌표를  $(x_n, y_n, z_r)$ 로 두겠다. 먼저  $T(m, u)$ 의 좌표는

$$x_m = (-1)^{p_m} x_t + \left[ (-1)^{p_m} p_m + \frac{1 + (-1)^{p_m+1}}{2} \right] w_1 \quad (9)$$

이며,  $y_m = y_t$ , 그리고  $z_u = (-1)^u z_t$ 로 주어진다.

수신 안테나의 영상  $R(n)$ 의 좌표는 각 영역에 따라서 서로 다르게 주어진다. RX가 LOS 영역인 ① 또는 ③에 놓이는 경우  $R(n)$ 의 좌표는

$$x_n = (-1)^{q_n} x_r + \left[ (-1)^{q_n} q_n + \frac{1 + (-1)^{q_n+1}}{2} \right] w_1 \quad (10)$$

이며,  $y_n = y_r$ 이다. 수신 안테나가 측면도로 영역인 ② 또는 ④에 놓이는 경우  $R(n)$ 의 좌표는  $x_n = x_r$ 이며,

$$y_n = (-1)^{q_n} y_r + \left[ (-1)^{q_n} q_n + \frac{1 + (-1)^{q_n+1}}{2} \right] w_2 \quad (11)$$

이 된다.

### 3. 반사파와 회절파의 전장

반사파의 전장과 회절파의 전장을 각각 구분하여 따로 구하고자 한다. 반사파 전장  $E^r$ 은 다음과 같이 표현된다<sup>[15, 16]</sup>.

$$E^r = E^i(Q_R) \cdot \bar{\Gamma} A_R(\rho, s) e^{-jks} \quad (12)$$

여기서  $E^i(Q_R)$ 은 반사점  $Q_R$ 에서의 입사 전장이며,  $A_R(\rho, s)$ 는 공간 감쇄함수로서 구면파 입사시 다음과 같다.

$$A_R(\rho, s) = \frac{\rho}{\rho + s} \quad (13)$$

여기서  $s$ 는 반사점  $Q_R$ 과 장점까지의 거리이며,  $\rho$ 는 반사점  $Q_R$ 에서 반사파면의 곡률반경을 나타내고 있다. 그리고  $\bar{\Gamma}$ 는 다이아딕(dyadic) 반사계수로서

$$\bar{\Gamma} = \hat{e}'_1 \hat{e}'_2 \Gamma_{\perp} + \hat{e}'_1 \hat{e}'_1 \Gamma_{\parallel} \quad (14)$$

와 같이 주어진다. 여기서  $\Gamma_{\perp}$ 과  $\Gamma_{\parallel}$ 는 각각 전장의 편파가 입사면에 수직일 때와 평행할 때의 프레넬 반사계수이다<sup>[17]</sup>. 식 (14)에서 각 단위 벡터는 입사면에 의해 결정된다.

회절전장은 회절점  $Q_D$ 의 입사전장으로부터 다음과 같이 계산된다<sup>[15, 16, 18]</sup>.

$$E^d = E^i(Q_D) \cdot \bar{D} A_D(\rho, s) e^{-jks} \quad (15)$$

여기서  $E^i(Q_D)$ 는 회절점  $Q_D$ 에서의 입사전장이며,  $\bar{D}$ 는 다이아딕 회절계수로서 다음과 같다.

$$\bar{D} = -\hat{\beta} \hat{\beta}' D_s - \hat{\phi}' \hat{\phi} D_h \quad (16)$$

식 (16)의  $D_s$ 와  $D_h$ 는 전장과 자장이 각각 모서리 벡터  $\hat{e}$ 와 각각 나란할 때의 회절계수이다<sup>[18]</sup>. 또한 각 단위벡터는 송수신점과 모서리가 정의되면 결정된다. 그리고  $A_D(\rho, s)$ 는 공간 감쇄함수로서 구면파 입사시 다음과 같다.

$$A_D(\rho, s) = \sqrt{\frac{\rho}{s(\rho+s)}} \quad (17)$$

여기서  $\rho$ 는 회절점  $Q_D$ 에서 회절파면의 곡률반경이며,  $s$ 는 회절점으로부터 장점까지의 거리이다.

T( $m, u$ )로부터 R( $n$ )에 도달될 수 있는 모든 전파 경로가 구해지면 이로부터 수신전장이 계산된다. 그러므로 수신전력을 산출하기 위해서는, 먼저 수신기에 도달 가능한 전파경로의 결정이 선행되어야 한다. 전파 경로의 결정은 다음 절에서 논의된다. 복사 전장은 편파를 가지는 벡터양이나 고려되는 전파환경인 협곡모델 내에서 송수신 안테나의 편파를 지면에 대해 수직으로 가정하고, 모든 전장 성분은 수직성분만을 취급하기로 한다. 그러므로 (14)의 계산시에 건물에 대한 반사계수는  $\Gamma_{\perp}$ 만을 사용하고, 지면에 대한 반사계수는  $\Gamma_{\parallel}$ 만을 사용하면 된다. 그리고 수직편파의 가정하에서 회절계수는 전장의 스칼라 회절계수인  $D_s$ 가 된다. 그러므로 T( $m, u$ )로부터 R( $n$ )까지 도달되는 반사경로에 의한 전장은 그림 3을 참고로 하면 (3)과 (12)로

부터 다음식으로 주어진다.

$$E^r(m, u, n) = \sqrt{30 P_i G_i} (\Gamma_{um})^{\rho_m} (\Gamma_{gu})^{\rho_u} (\Gamma_{un})^{\rho_n} \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (18)$$

여기서  $\Gamma_{um}$ 과  $\Gamma_{un}$ 은 벽면 반사계수를 의미하고  $\Gamma_{gu}$ 는 지면 반사계수를 나타내며,  $\Gamma_{u0} = \Gamma_{g0} = 1$ 이다. 각 반사계수는 입사각으로부터 결정되며, 그 입사각은 각 영상 안테나의 좌표로부터 결정된다. T( $m, u$ )로부터 R( $n$ )에 이르는 반사파 전파경로의 거리  $r$ 은 역시 영상 안테나의 좌표로서 결정된다.

그림 4는 T( $m, u$ )로부터 회절점  $Q_c$ 를 지나서 R( $n$ )에 도달되는 회절파의 전파경로를 보인다. 이와 같은 경로에 대해서는 (3)과 (15)를 이용하여, 반사파의 전장인 (18)에 대응되는 전장표현식을 구할 수 있다. 즉  $c$ 번째 모서리를 경유하는 회절파의 전장은

$$E^d(m, u, n, c) = \sqrt{30 P_i G_i} (D_c) (\Gamma_{um})^{\rho_m} (\Gamma_{gu})^{\rho_u} (\Gamma_{un})^{\rho_n} \frac{e^{-jks'(s'+s)}}{\sqrt{s's'(s'+s)}} \quad (19)$$

이다. 여기서 각 반사계수는 (18)에서의 의미와 동일하고,  $D_c$ 는  $c$ 번째 모서리의 회절계수를 나타낸다. 그리고  $s'$ 은 T( $m, u$ )로부터 회절점  $Q_c$ 까지의 거리이며,  $s$ 는 회절점  $Q_c$ 로부터 R( $n$ )까지의 거리이다. 전장 산출을 위한 제반 파라미터는 송수신 영상안테나의 위치좌표와 회절점 좌표의 함수이다. 그러므로 전장산출을 위해서는 영상 송수신점과 회절점의 결정이 선행되어야 한다.

송수신 영상안테나의 좌표를 결정하는 방법은 2절에서 논의되었으므로 회절점만 결정되면, 회절파에 의한 전장 산출에 필요한 제반변수가 결정된다. 건물 모서리의 좌표는  $xy$  평면에서 주어지므로 회절점의  $z$  좌표만 결정하면 된다. 회절점의 좌표를  $(x_c, y_c, z_c)$ 로 두면,  $x_c$ 와  $y_c$ 는  $Q_c$ 의 좌표와 동일하고,  $z_c$ 는 전파경로벡터가 모서리와 이루는 입사각과 회절각의 관계를 이용하면 다음과 같다.

$$z_c(m, u, n, c) = \frac{z_r s'_i + z_u s_i}{s'_i + s_i} \quad (20)$$

여기서  $s'_i$ 와  $s_i$ 는 모서리 축과 수직인 면, 즉  $xy$  평면상에서 송수신점과 회절점간의 거리와 회절점과 수신점간의 거리이다.

영상 안테나의 수는 무한 개이지만, 수치계산을 위해서는 유한하여야 되므로 전장산출시에 고려되는 송수

안테나의 벽면 영상의 수를  $N_m$ , 수신 안테나의 벽면 영상의 수를  $N_n$  이라고 하면, (18)과 (19)로부터 전체 전장은 다음과 같이 표현된다.

$$E_{total} = \sum_{m=0}^{N_m} \sum_{u=0}^1 \sum_{n=0}^{N_n} \left\{ E^r(m, u, n) + \sum_{c=0}^4 E^d(m, u, n, c) \right\} \quad (21)$$

여기서  $m$  과  $n$  은 반드시 다음 장에서 논의되는 전파 도달 가능 조건을 만족하는 영상번호이어야 한다.

### III. 전파경로 결정 알고리즘

그림 2에 보인 교차로에서 TX는 영역 ①에 놓이며, RX는 어느 영역에나 놓일 수 있다. 먼저 RX가 놓이는 영역에 따른 전파경로를 형성하는 송수신 영상안테나의 번호를 결정하도록 하겠다. 이를 위하여 각 영역에서 전파경로가 만족해야 될 조건을 구하고자 한다. 먼저 그림 2의 좌표계에서 교차영역인 ⑤와 접하는 각 영역의 경계인 길목(gate)을 정의하고자 한다. 길목 <1>은  $0 < x < w_1$  및  $y=0$ 이며, <2>는  $x=w_1$  및  $0 < y < w_2$ 이다. 그리고 길목 <3>은  $0 < x < w_2$  및  $y=0$ 이며, 마지막으로 <4>는  $x=0$  및  $0 < y < w_2$ 이다.

#### 1. 반사와 경로의 결정

RX가 영역 ①에 있을 때 모든 TX의 영상에 의한 전파경로는 수신점에 도달할 수 있다. 이 때는 직선도로의 경우와 같으며,  $R(n)$ 의 영상 번호는  $n=0$ 이 된다. 그러나 그림 3과 같이 영역 ②에 수신점이 놓이게 될 때, 0 또는 홀수의  $m$ 과 0 또는 짝수인  $n$ 에 대하여,  $T(m, u)$ 에서  $R(n)$ 으로 향한 직선은 반드시 길목 <1>과 <2>를 지나야 한다. 영역 ③에 수신점이 놓이게 될 때,  $T(m, u)$ 에서  $R(n)$ 으로 향한 직선은 모든  $m$ 과  $n$ 에 대하여 반드시 길목 <1>과 <3>을 지나야 한다. 영역 ④에 수신점이 놓이게 될 때, 0 또는 짝수인  $m$ 과 0 또는 짝수인  $n$ 에 대하여  $T(m, u)$ 에서  $R(n)$ 으로 향한 직선은 반드시 <1>과 <4>를 지나야 한다. RX가 영역 ⑤에 있을 때  $T(m, u)$ 에서  $R(n)$ 으로 향한 직선은 반드시 <1>을 지나야 한다. 이 때 RX의 영상은 없으므로 영상 번호는  $n=0$ 이 된다. 길목을 통과하는 조건을 만족하지 못하는 경로는 전파가 RX가 놓인 영역으로 들어가지 못하고 다른 도로로 전파됨을 의미한다. 모든 영상번호에 대하여 길목 통과조건만을 고려하면 되지만, 홀수 또는 짝수의 조건을 추

가하는 이유는 프로그램 구현시 계산시간의 단축을 위함이다. 이상과 같은 조건을 정리한 것이 표 1이다.

표 1.  $T(m, u)$ 에서  $R(n)$ 으로 향한 반사경로 결정조건

Table 1. Conditions to determine the path of reflected wave from  $T(m, u)$  to  $R(n)$ .

Region of RX	$m$	$n$	Gate to pass
①	all	0	none
②	0, odd	0, even	<1>, <2>
③	all	all	<1>, <3>
④	0, even	0, even	<1>, <4>
⑤	all	0	<1>

#### 2. 회절과 경로의 결정

지금부터는 회절파의 전파경로에 대하여 송신안테나로부터 수신안테나에 이를 수 있는 전파경로를 결정하고자 한다. 즉 수신전력에 기여할 수 있는 영상번호  $m$ 과  $n$ 의 결정에 대하여 설명하기로 한다.

표 2. 회절과 경로 결정조건

Table 2. Conditions to determine the path of diffracted wave.

Corner No.	TX in ① to $Q_c$		$Q_c$ to RX in ②	
	$m$	Gate to pass	$n$	Gate to pass
$c=1$	0, even	none	0, even	<2>
$c=2$	0, odd	none	0, even	none
$c=3$	0, odd	<1>	0, odd	none
$c=4$	0, even	<1>	0, odd	<2>

그림 2와 그림 4에서 회절현상이 포함된 전파경로를 조사하면 TX에서 건물의 모서리  $Q_c$ 에 도달하는 경로는 RX의 위치와 무관하다. 영역 ①에 놓인 TX에 대하여  $T(m, u)$ 에서  $Q_c$ 로 향한 직선은  $c=3, 4$ 일 때 반드시 <1>을 지나야 한다. 그리고  $c=1, 4$ 일 때  $m$ 은 0과 짝수만이,  $c=2, 3$ 일 때  $m$ 은 0과 홀수만을 고려하면 된다. 그리고  $Q_c$ 로부터 RX에 도달되는 조건은 TX에서  $Q_c$ 로 향하는 경우와 유사하며, RX가 위치하는 각 영역에 따라 모서리 번호와 영상번호, 그리고 길목 통과조건을 고려하면 된다. TX가 영역 ①에 있고 RX가 그림 4와 같이 영역 ②에 놓인 경우만을 정리하면 표 2와 같다.

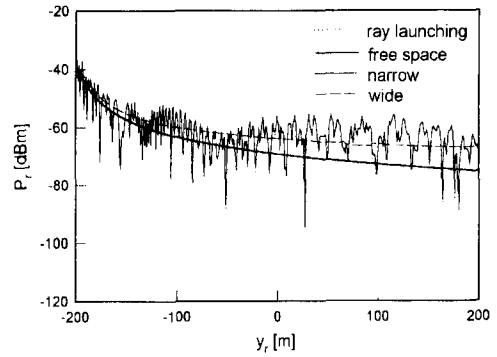
IV. 수치 계산의 예

반사파와 회절파의 전장 산출식인 (18)과 (19)를 이용하여 교차로로 구성된 마이크로셀의 수신전력을 구하고자 한다. 계산에 사용된 주파수는 1.8 GHz이며 송신전력은 10 mW이다. 송수신 안테나는 이득이 각각 1.64인 다이폴 안테나로 두었다. 도심건물의 상대유전율과 전도도의 수치는 여러 문헌에서 인용되고 있지만, 건물 자체가 복합적인 매질로 구성되어 있기 때문에 단일 수치로 지정하기는 어려운 일이다. 그러나 보편성을 유지하기 위하여 참고문헌 [4]에 인용된 매질상수의 값을 사용하였고, 건물벽면과 도로면은 손실유전체로 간주하였다. 수치계산시 사용된 공통적인 제반 변수들을 표 3에 정리하였다.

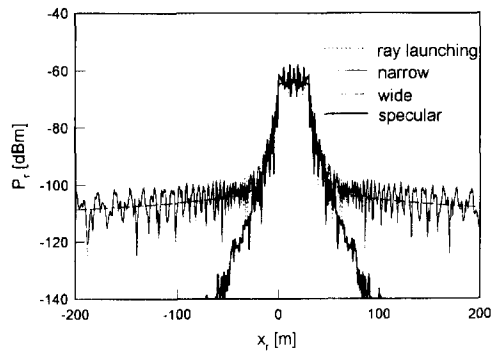
표 3. 수치 계산시 사용된 제반 변수  
Table 3. Parameters used in numerical computations.

주파수	$f = 1.8 \text{ GHz}$
송신전력	$P_t = 10 \text{ mW}$
안테나 이득	$G_t = G_r = 1.64$
도로 폭	$w_1 = 30 \text{ m}, w_2 = 20 \text{ m}$
안테나 높이	$z_t = 9 \text{ m}, z_r = 1.5 \text{ m}$
건물 전기상수	$\epsilon_w = 3, \sigma_w = 0.005 \text{ S/m}$
도로 전기상수	$\epsilon_g = 15, \sigma_g = 7 \text{ S/m}$

그림 5는 수신 안테나의 위치에 따른 교차로의 수신전력 분포를 나타내고 있다. 제안된 알고리즘으로 계산된 수치의 검증을 위하여 컴퓨터 그래픽에 근거한 광선발사 코드의 결과와 비교하였다<sup>[19]</sup>. TX의 좌표는  $x_t = 15 \text{ m}, y_t = -200 \text{ m}$ 로 하였으며, 벽면 영상 안테나의 수는  $N_m = 10$  및  $N_n = 10$ 으로 두었다. 그림 5(a)는 수신점이 그림 2의 주도로인 영역 (①-⑤-③)을  $y$ 축과 나란하게 지날 때의 수신전력이다. 수신점의 좌표로서  $x_r = 15 \text{ m}$ 로 하였으며,  $y_r$ 의 범위는  $-200\text{m}$ 에서  $200\text{m}$ 까지 이동하였다. 그림 5(a)에서 직접파에 대한 수신전력은 굵은 실선이며, 협대역 및 광대역의 수신전력도 함께 나타내었다. 페이딩이 심한 신호가 협대역 수신전력이다. 이 수치는 광선발사 코드의 결과와 완전히 일치하고 있다. 그림에서 보이지는 않았지만 가시영역의 수신전력은 거의 직접파와 다중 반사파로 구성되어 있으며, 건물 모서리에 의한 회절파는 상대적으로 매우



(a)



(b)

그림 5. 수신전력,  $x_t = 15 \text{ m}, y_t = -200 \text{ m}$

(a) 주도로(①-⑤-③),  $x_r = 15 \text{ m}$ ,

(b) 측면도로(④-⑤-②),  $y_r = 10 \text{ m}$

Fig. 5. Received power,  $x_t = 15 \text{ m}, y_t = -200 \text{ m}$ .

(a) Main road(①-⑤-③),  $x_r = 15 \text{ m}$

(b) Side road(④-⑤-②),  $y_r = 10 \text{ m}$

낮은 크기를 가져 수신전력에 기여하지 못함을 확인하였다. 측면도로의 폭 ( $w_2 = 20 \text{ m}$ )이 크지 않기 때문에, 주도로에서의 반사파에 의한 수신전력은 협곡모델의 직선거리에서 반사경로로 이루어지는 수신전력과 거의 같은 패턴을 보여주고 있다. 그림 5(b)는 수신점이 측면도로인 영역 (④-⑤-②)을 따라서  $x$ 축과 나란하게 이동할 때의 수신전력이다. 이 때 수신점의 좌표는  $y_r = 10 \text{ m}$ 이고,  $x_r$ 은 원점을 기준으로  $-200 \text{ m}$ 에서  $200 \text{ m}$ 까지 이동하였다. 이 그림에서 주반사(specular reflection)만에 의한 수신전력을 굵은 실선으로 나타내었다. 가는 실선으로 나타낸 협대역 신호는 광선발사 코드의 결과와 거의 일치하고 있음을 볼 수 있다. 그림 5(b)로부터 반사파에 의한 수신전력은 LOS 영역인 영역 ⑤에서 가장 크게 나타나며, 반사파가 도달되지 않

는 전파 음영지역에 수신점이 깊게 위치할수록 수신전력이 급격하게 감소함을 볼 수 있다. 이로부터 수신전력은 영역 ⑤에서는 직접파와 반사파에 의한 전력이 우세한 반면, 전파 음영지역인 영역 ②와 ④에서는 회절파에 의한 전력이 지배적임을 볼 수 있다.

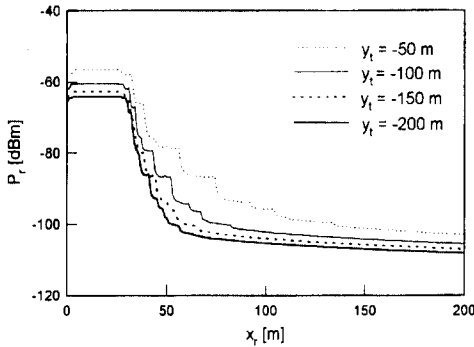
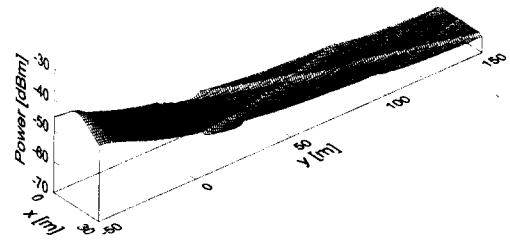


그림 6. 송신 안테나의 위치에 따른 측면도로의 수신 전력 변화,  $x_t=15$  m

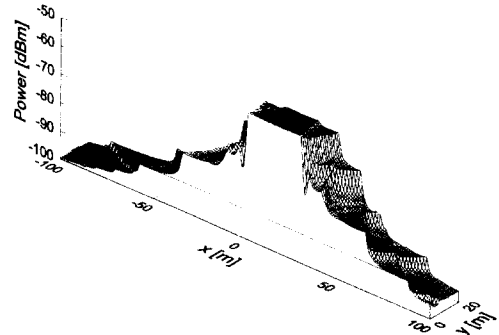
Fig. 6. Variation of received power as position of TX,  $x_t=15$  m,

그림 6은 송신 안테나의 위치 변화에 의한 측면도로 (⑤-②)에서의 수신전력을 나타내고 있다. 상호간의 비교를 용이하게 하기 위하여 페이딩이 약한 광대역 수신전력을 도시하였다. 송신 안테나가 교차영역(⑤)에 접근할수록 전파 음영지역의 수신전력이 증가함을 볼 수 있다. 계단 모양의 수신전력 형태가 관측되는 이유는 다음과 같다. 이는 수신전력에 기여하는 영상 안테나의 번호가 정수이기 때문에 불연속적인 반사경로수가 나타나기 때문이다. 그림 6으로부터 전파음영지역의 주전파 메카니즘은 회절파이지만, 송신 안테나의 위치에 따라서는 다수개의 반사경로가 전파음영지역에 도달하여 전체의 수신전력에 상당한 영향을 주게 됨을 볼 수 있다.

그림 7은 주도로와 측면도로에서의 광대역 수신전력 분포를 보이고 있다. 이 때 송신 안테나의 좌표는  $x_t=15$  m이고  $y_t=-50$  m이다. 그리고 영상의 수는 각각  $N_m=20$  및  $N_n=20$  이다. 그림 7(a)에서 보면 수신전력은 그림 5(a)의 형태와 같이 거의 자유공간의 수신전력을 유지하였으며, 교차지역을 지나면서 마름모꼴의 기복이 나타나고 있다. 그 이유는 일부 반사파가 측면도로로 들어가고 제한된 정수의 영상번호로부터 전파경로가 형성되기 때문이다. 그림 7(b)는 측면도로의 경우로서 역시 마름모꼴의 수신전력 분포는 반사파에 의



(a)



(b)

그림 7. 수신전력의 분포,  $x_t=15$  m,  $y_t=-50$  m

(a) 주도로(①-⑤-③), (b) 측면도로(④-⑤-②)

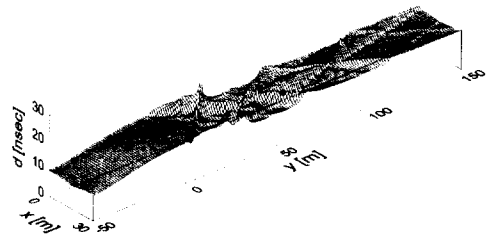
Fig. 7. Distribution of received power,  $x_t=15$  m,  $y_t=-50$  m.

(a) Main road(①-⑤-③),

(b) Side road(④-⑤-②)

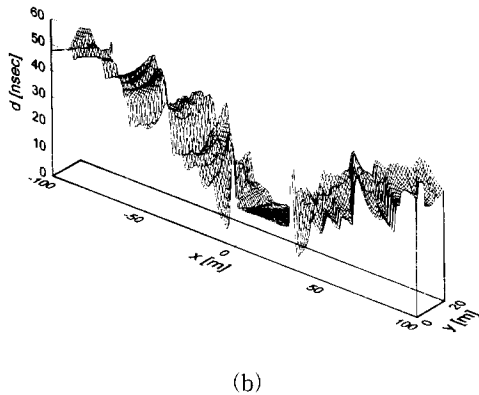
한 기여이다.

그림 8은 그림 7의 수신전력 산출시에 계산된 지연확산을 나타내고 있다. 광선추적기법을 이용한 교차로 모델에서 시간응답의 예측은 산란체가 임의의 형태로 상존하는 실제 상황을 반영해 주지는 못하나, 전파현상을 이해하는 데는 도움이 되리라 본다<sup>[20]</sup>. 그림 8(a)에서 주도로의 지연확산은 역시 직선도로의 형태와 유사하며 약 20 nsec정도이다. 그림 8(b)의 측면도로인 경우는 도달하는 파중에서 그 크기가 지배적인 경로는 없다. 그러나 각 전파경로에 의한 도달시간의 차가 크기 때문에 지연확산은 주도로의 계산치보다 크게 나타난다.



(a)





(b)

그림 8. 지연확산의 분포,  $x_t=15$  m,  $y_t=-50$  m

(a) 주도로(①-⑤-③),

(b) 측면도로(④-⑤-②)

Fig. 8. Distribution of delay spread,  $x_t=15$  m,  $y_t=-50$  m

(a) Main road(①-⑤-③),

(b) Side roads(④-⑤-②).

## V. 고찰 및 결론

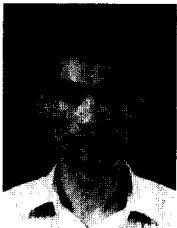
도심지 마이크로셀의 전형인 교차로 영역의 수신전력과 지연확산 예측을 위하여 영상기법에 근거한 광선 추적기법을 사용하였다. 예측시에 경로확장법을 적용한 결과 영상 안테나의 위치파악이 용이하였다. 또한 전파 경로 결정 알고리즘을 적용하여 프로그램의 구현이 용이하였으며 계산시간을 크게 단축시킬 수 있었다. 제안된 알고리즘에 의해 계산된 수치의 검증은 위하여 광선 발사 방법의 경우와 비교하였으며 그 결과는 일치하였다. 그림 5(a) 또는 5(b)의 계산시 PC-586에 의한 수행시간은 약 1분 정도이었으며, 광선 발사 코드에 의한 경우 수 시간(약 5시간)이 소요되었다. 산출된 수신전력을 검토하여 본 결과 교차로의 LOS 영역은 직접파와 반사파가 지배적이었으며, 전파 음영지역인 측면도로에서는 교차영역과 송신 안테나의 거리에 따른 반사파의 기여도가 서로 상이하였다. 그리고 교차영역에서 멀어질수록 회절파의 수신전력이 지배적이었다. 본 논문의 결과는 도심지 마이크로셀의 전형적인 환경인 교차로에서의 전파특성 이해와 셀 설계시에 도움을 주리라고 본다.

## 참고 문헌

- [1] U. Kauschke, "Propagation and system performance simulations for the short range DECT system in microcellular urban roads," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, no. 2, pp. 253-260, May 1995.
- [2] J. Y. Park *et al.*, "Generalization of the ray tracing technique in an urban microcell environment," *IEEE Asia-Pacific Workshop on Mobile Telecommunication*, pp. 5-8, Dec. 1995.
- [3] 김채영, 도심지 전파환경에 관한 고찰, *Telecom Review*, 통권 34호, 제 5권 5호, pp. 62-87, 한국이동통신, 1995. 12
- [4] 김채영 외, "도심지 마이크로셀의 LOS 전파특성 예측을 위한 경로수의 확장법," *대한전자공학회 논문지*, 제 33권 제 2호, pp. 15-22, 1996. 2
- [5] J. H. Whitteker, "Measurement of path loss at 910 MHz for proposed microcell urban mobile systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 37, no. 3, pp. 125-129, Aug. 1988.
- [6] V. Erceg *et al.*, "Diffraction around corners and its effects on the microcell coverage area in urban and suburban environments at 900 MHz, 2 GHz, and 6 GHz" *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 762-766, Aug. 1994.
- [7] 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.
- [8] S. Y. Tan and H. S. Tan, "A theory for propagation path-loss characteristics in a city-street grid," *IEEE Trans. Electromagnet. compat.*, vol. 37, no. 3, pp. 333-342, Aug. 1995.
- [9] S. R. Boque *et al.*, "Average power prediction in microcells," in *Proc. 44th IEEE Veh. Technol. conf.*, pp. 220-224, June 1994.
- [10] S. Y. Tan and H. S. Tan, "Propagation model for microcellular communications applied to path loss measurement in Ottawa city streets," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, no. 2, pp. 313-316, Feb. 1995.
- [11] W. Joe, "Micro-cellular modelling when

- base station antenna is below roof tops," in *Proc. 44th IEEE Veh Technol. conf.*, pp. 200-204, June 1994.
- [12] J. E. 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.
- [13] S. Hassanzadeh and H. Hashemi, "A propagation model for microcellular mobile and personal radio communications," in *IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio commun.*, vol. 1, pp. 392-396, Sept. 1995.
- [14] K. Pahlavan and A. H. Levesque, *Wireless Information Network*, John Wiley & Sons, Inc., New York, pp. 50-55, 1995.
- [15] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electronics*, New York: John Wiley & Sons, pp. 924-925, 1989.
- [16] D. A. MacNamara *et al.*, *Introduction to The Uniform Geometrical Theory of Diffraction*, Boston, Artech House, pp. 69-70, pp. 265-268, 1990.
- [17] J. A. Kong, *Electromagnetic Wave Theory, 2nd Ed.*, John Wiley & Sons, New York, pp. 110-126, 1990.
- [18] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface," *Proc. of the IEEE*, vol. 62, no. 11, pp. 1448-1461, Nov. 1974.
- [19] S. J. Kim, B. H. Jung, and C. Y. Kim, "Microcellular propagation model based on ray tracing technique," International Technical Conference (ITC-CSCC '96), pp. 42-45, July 1996.
- [20] J. F. Wagen and K. Rizk, "Ray tracing based prediction of impulsive responses in urban microcells," in *Proc. 44th IEEE Veh Technol. conf.*, pp. 210-214, June 1994.

— 자 자 소 개 —



鄭 白 鎬(正會員)

1985년 2월: 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1989년 2월 ~ 1994년 3월: 국방과학연구소 연구원. 1994

년 3월 ~ 현재: 경북대학교 대학원 전자·전기공학부 박사과정. 관심분야: 전자파 산란특성, 이동통신 전파환경, 안테나 해석 및 설계



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 전자·전기공학부 전자파 연구실 교수. 관심분야: 이동통신 전파환경, 무선망 설계, 무선 호출기 안테나 설계, 전자파 이론 및 응용 등임.



金 翰 鎬(正會員)

1953년 1월 16일생. 1978년 2월: 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1984년 9월: 연세대학교 전자계산학과(공학석사). 1980년 1월 ~ 1983년 12월: 한국전자통신연

구소 1993년 3월 ~ 현재: 한국통신 연구개발본부 무선통신연구소 무선통신망연구실장, 책임연구원. 관심분야: 무선망 설계, TMN 망관리