

論文97-34S-11-1

실내 마이크로셀 환경에서 전파 경로손실의 예측과 측정

(Prediction and Measurement of Propagation Path Loss in Indoor Microcellular Environments)

鄭 白 鎬 * , 金 彩 英 ** , 李 崇 馥 ***

(Baek Ho Jung, Che Young Kim, and Soong Bok Lee)

요 약

실내 마이크로셀 전파환경하의 경로손실 예측을 위한 모델을 제안하였다. 해석의 대상이 되는 전파모델은 가시 영역(Line-of-Sight, LOS)의 경우는 직선형 복도이며, 비가시 영역(Non-Line-of-Sight, NLOS)의 경우는 T형 복도이다. 수신전력 계산시는 영상법에 근거한 광선추적기법(Ray Tracing Technique)을 적용하였으며, 벽면 반사와 천정과 바닥에 의한 반사파를 모두 포함시켰다. 예측된 경로손실의 타당성 검증을 위하여 계산치와 측정치를 상호 비교하였다. 가시 영역의 경우 예측치는 측정치와 잘 일치하였고, 깊은 음영지역에서는 예측치와 측정치 간에는 약간의 오차를 보였다. 비가시 영역에서는 복도의 모서리에 의한 회절현상을 고려하기 위하여 UTD(Uniform Theory of Diffraction)를 적용하였고 이를 전파경로 결정 알고리즘과 결합하였다.

Abstract

A prediction model is proposed to describe the path loss in propagation environment of indoor microcell. This model includes the lineal corridor for line-of-sight(LOS) and T-shaped corridor for non-line-of-sight(NLOS). In computation of receiving power the ray tracing technique based on image method is utilized and also reflected waves bounced on the walls and ceilings are considered. To check validity of the computed results cross checks between the predicted and measured are being made, which shows a close agreement for LOS case whereas somewhat disagreement for NLOS case. UTD technique is incorporated with propagation path determination algorithm in the treatment of NLOS case.

I. 서 론

실내의 마이크로셀은 건물의 구조와 채질, 그리고

* 正會員, 湖西大學校 情報通信工學部
(Hoseo University)** 正會員, 慶北大學校 電子·電氣工學部
(Kyungpook National University)*** 正會員, 韓國通信 無線通信研究所
(Korea Telecom)※ 이 논문은 1997년도 한국통신 정보통신 기초 연구
과제(관리번호 97-33) 연구비에 의해 연구됨.

接受日字: 1997年6月30日, 수정완료일: 1997年10月13日

가구 배열에 따라 다양한 특성을 가지며, 이에 관한 전파특성을 예측하는 것은 중요하면서도 매우 어려운 일이다. 지금까지 실내의 전파 특성에 관하여 많은 연구가 발표되었으며, 수신전력 또는 경로손실, 그리고 지연확산의 측정과 예측에 관한 내용들이 주를 이룬다^[1, 2]. 건물 내부에서는 매우 많은 다중경로가 존재하기 때문에 이론적인 수신전력의 예측치보다 측정치가 더 높게 나타나기도 한다^[3]. 실내에서 가시영역의 지연확산은 면적의 제공근에 비례하는 것으로도 알려져 있다^[4]. 건물 내부에서 주 전파 메카니즘은 반사와 투과, 그리고 회절이다. 실내 전파환경의 해석에는 기하광학과 회절이론에 근거한 광선발사기법이 많이 이용된다^[5-7]. 이 경우 실내의 벽과 층으로 인하여 발생

되는 많은 다중반사와 투과 경로가 고려된다. 또한 실내에 배열된 가구는 경로손실에 영향을 미치며, 이는 광선발사기법을 통하여 반영되기도 하였다^[8]. 건물의 벽과 층간은 다양하고 복잡한 재질로 이루어져 광선발사기법에 사용되는 매질 전기상수의 선택에 의하여 예측치는 변화될 수도 있다. 광선발사기법에서는 모든 반사와 투과 현상이 고려됨에 따라, 계산 수행시간은 매우 증가하게 된다. 반면에 반사 및 투과의 회수가 증가할수록 수신전력에 기여하는 정도는 미약하다.

본 논문에서는 특정한 건물의 실내에 송수신 안테나가 위치한 경우의 전파특성을 예측하기 위하여 광선추적기법을 이용하되, 모델의 단순화를 위하여 영상전원법을 사용하였다. 이 기법으로 실내의 벽면 반사와 바닥 및 천정의 반사 효과를 모두 고려하였다. 해석의 대상은 가시영역의 경우 직선형 복도이며, 비가시 영역은 T형 복도이다. 특히 T형 복도의 경우, 복도의 모서리에 의한 회절현상을 고려하기 위하여 UTD를 적용하였으며, 수신 안테나에 도달 가능한 전파경로 결정 알고리즘과 결합하였다. 수치 결과로서 제안된 방법으로 경로손실을 계산하였으며, 타당성 검증을 위하여 측정치와 비교하였다.

본 논문의 구성으로서 제 II장에서 가시영역과 비가시영역에 대한 예측모델이 논의된다. 제 III장에서는 시뮬레이션 결과와 영상 안테나의 수에 따른 수렴여부, 매질의 전기상수에 따른 영향, 그리고 측정된 경로손실의 수치와 비교 검토하며, 마지막으로 제 IV장에서 결론을 맺는다.

II. 예측모델

해석의 대상이 되는 건물내부 구조는 그림 1과 같다. 그림 1은 9층 건물인 경북대 공학관의 한 층(9층)의 평면도이며, 복도를 중심으로 양측에 연구실과 강의실이 배치되어 있다. 이 건물 주위에는 저층건물만 있으며 인접건물에 의한 간섭 영향을 배제하기로 한다. 그림 1에서 복도의 폭은 2.6 m, 바닥과 천정의 간격은 3.5 m, 그리고 x 축을 따른 복도의 길이는 75 m이다. 송신 안테나는 복도의 중앙부에 놓여져 있으며, 그 위치에 따라 TX #1 또는 TX #2로 구별된다. 수신 안테나 RX는 x 축 방향으로 복도를 따라 이동한다. TX #1의 경우 복도를 따른 수신점은 전구간에서

가시영역이 되며, TX #2의 경우 수신점은 복도 중앙의 일부를 제외하면 비가시 영역이 된다. 이 때 송신 안테나로부터 복사된 전파는 반사와 투과, 그리고 회절을 통하여 여러 경로를 형성하면서 수신 안테나에 도달된다. 이 때 전파경로 i 의 전장을 E_i 라고 하면 수신전력은

$$P_r = \frac{\lambda^2}{4\pi\eta} G_r \left| \sum_i E_i \right|^2 = \frac{\lambda^2}{4\pi\eta} G_r |E_{total}|^2 \quad (1)$$

이 된다. 여기서 λ 는 파장이며, η 는 자유공간의 파동 임피던스($120\pi \Omega$)이다. 그리고 G_r 은 수신 안테나의 절대이득이며, E_{total} 은 모든 전파경로에 대한 전장의 합이다. 전장은 벡터량이지만 도달되는 수신전장의 편파가 수신안테나의 단위편파 벡터의 방향과 거의 일치한다고 가정하여, 전장을 스칼라량으로 표현하기로 한다. 식 (1)은 협대역 신호(narrowband signal)에 대한 표현식이며, 광대역 신호(wideband signal)의 경우 수신전력은 다음과 같다^[9].

$$P_r = \frac{\lambda^2}{4\pi\eta} G_r \sum_i |E_i|^2 \quad (2)$$

식 (1)은 복소량의 전장을 먼저 합하므로 각 전장의 위상이 고려되기 때문에 페이딩이 심한 신호로 나타나며(power of complex sum), 식 (2)는 각 전장을 제곱하여 그 크기를 합하므로(sum of individual ray power) 빠른 페이딩은 사라지게 된다. 변화가 심한 수신전력의 상호 비교시에는 식 (2)의 광대역 수신전력을 이용하면 구분이 용이하다. 이상과 같이 각 전파경로의 전장이 정해지면 전체 수신전력의 산출이 가능해진다. 지금부터는 그림 1에서 보인 전파환경에 대하여 송신 안테나의 위치에 따라 LOS 및 NLOS 전파 모델에 관해 기술하고자 한다.

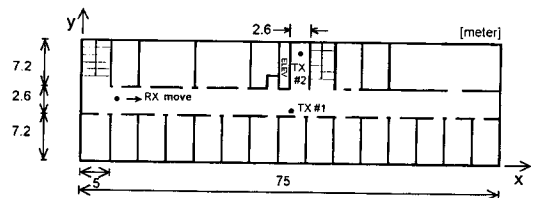


그림 1. 실내 전파환경의 평면도
Fig. 1. Plane view of the indoor propagation environment.

1. LOS 전파 모델

송신 안테나가 그림 1에서 TX #1인 경우, 복도를 직육면체의 공간으로 모델링하여 영상기법을 적용하면 복도의 바닥과 천정, 그리고 양 측의 벽에 의하여 송신 영상 안테나가 발생된다. 그림 2는 복도의 단면을 포함하는 yz 평면에서 송신 영상 안테나의 배열을 보이고 있다. 여기서 복도의 폭은 w 이고, 높이는 h 이다. 단 그림 2에서 좌표계의 원점은 그림 1의 경우와 다르다. 그림 1에서 복도의 양끝은 x 축상에서 서로 멀리 떨어져 있고, 실제 창문으로 이루어져 있어 반사 효과를 무시하기로 한다. 이 경우 복도는 2차원 실린더 구조가 되며, 그림 2에서 보는 바와 같이 yz 평면의 영상 안테나만 발생된다.

반사회수와 영상번호, 그리고 복도의 크기인 w 와 h 로서

$$y_m = (-1)^{l_m} y_i + \left[(-1)^m p_m + \frac{1 + (-1)^{l_m+1}}{2} \right] w \quad (4-1)$$

$$z_l = (-1)^{l_m} z_i + \left[(-1)^l p_l + \frac{1 + (-1)^{l_m+1}}{2} \right] h \quad (4-2)$$

와 같이 결정된다. 그러므로 $T(l, m)$ 으로부터 RX에 이르는 해당 전파경로의 거리 r_{lm} 과 입사각에 의한 반사계수로부터 영상 안테나 $T(l, m)$ 에 의한 수신점의 전장을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$E(l, m) = \sqrt{30 P_t G_t} (\Gamma_{fl})^{l_m} (\Gamma_{um})^{l_m} \frac{e^{-jk r_{lm}}}{r_{lm}} \quad (5)$$

여기서 P_t 와 G_t 는 송신전력과 송신 안테나의 절대이득이며, k 는 파수로서 $2\pi/\lambda$ 이다. 그리고 Γ_{fl} 과 Γ_{um} 은 각각 해당 전파경로의 바닥(천정) 및 벽면에 대한 프레넬 반사계수를 나타낸다. 수직 편파의 사용시 건물벽면에 의한 반사계수는 Γ_{\perp} (perpendicular polarization)이 되며, 천정 또는 바닥에 의한 반사계수는 Γ_{\parallel} (parallel polarization)으로 둘 수 있다. 식 (5)로부터 모든 영상안테나에 의한 전파경로의 전장을 합성하면 전체 수신전장은 다음과 같이 주어진다.

$$E_{total} = \sum_{l=0}^L \sum_{m=0}^M E(l, m) \quad (6)$$

영상 안테나의 수는 무한개이지만 계산을 위하여 벽면 영상의 최대번호를 M , 그리고 천정과 바닥에 의한 최대 영상번호를 L 로 둔다.

2. NLOS 전파 모델

비가시영역의 수신전력 산출법은 다음과 같다. 그림 1에서 송신 안테나가 TX #2인 경우, 전파 모델은 그림 3과 같은 T형 복도가 된다. 단 그림 3에서 좌표계의 기준은 그림 1의 경우와 다르다. 여기서 TX가 놓인 복도의 폭은 w_x 이고, RX가 이동하는 복도의 폭은 w_y 이다. 이 경우 x 축으로 복도의 긴 방향을 따르는 영역은 복도의 중앙부를 제외하면 비가시 영역이 된다. 이 때는 회절파를 고려하여야 한다.

T형 복도에서 회절점은 그림 3에서 보는 바와 같이 복도의 모서리 Q_1 또는 Q_2 가 된다. 이를 위한 전파

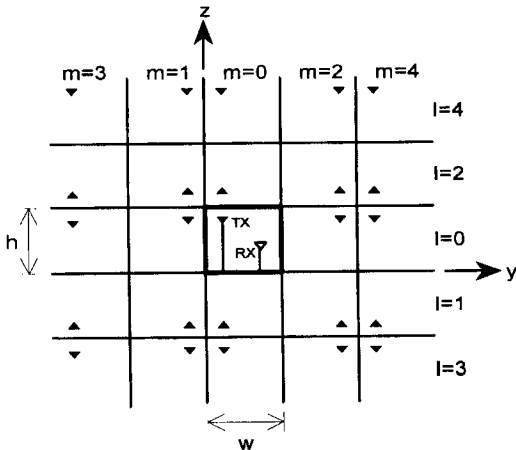


그림 2. 직선 복도의 영상 안테나 배열
Fig. 2. Array of image antennas in linear corridor.

그림 2에서 복도 벽면에 의하여 y 축으로 발생된 영상 안테나의 번호를 m 으로, 그리고 천정과 바닥에 의해 z 축으로 발생된 영상번호를 l 로 두며, 영상 안테나는 $T(l, m)$ 으로 표시된다. 영상 $T(l, m)$ 에서 RX로 이르는 경로에서 좌우의 벽면에 의한 반사회수 p_m 은

$$p_m = \frac{(2m+1) + (-1)^{m+1}}{4}, \quad m=0, 1, 2, \dots \quad (3)$$

와 같다^[10]. 천정과 바닥에 의한 반사회수 p_l 도 식 (3)에서 m 대신 l 을 대입하면 얻을 수 있다. 각 전파 경로에 따른 전장 산출시 영상 안테나의 위치만 결정되면 반사계수와 경로거리가 결정된다. 영상 안테나 $T(l, m)$ 의 위치를 (x_i, y_m, z_l) 이라 하면, 영상좌표는

경로 알고리즘은 도심지의 교차로 모델의 경우와 유사하다^[11]. 이 알고리즘을 적용하기 위해 수신안테나가 놓이는 영역을 ②와 ③, 그리고 ④로 구분하겠다. 영역 ①에 놓인 TX에 의해 ②와 ③, 그리고 ④에 놓인 RX에 도달되는 전파경로는 모서리에 의한 회절현상과 다중반사가 주 전파경로이다. 그림 3에서 송신 및 수신 영상 안테나의 위치를 보이고 있다. 영상번호 m 과 n 은 각각 TX 및 RX가 놓이는 복도의 양 벽면에 의해 발생하는 영상번호이다. 그리고 그림에서 보이지는 않았지만 l 은 천정과 바닥에 의한 TX의 영상번호이다.

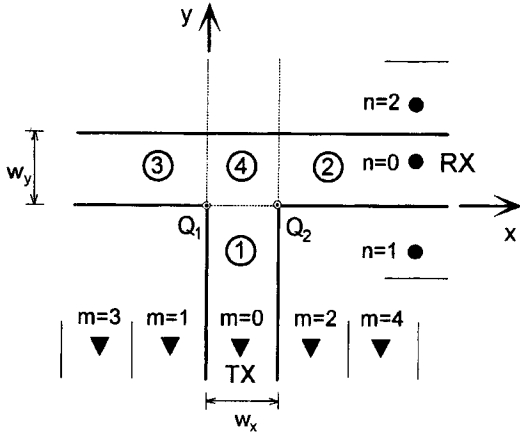


그림 3. T형 복도의 벽면 영상 안테나
Fig. 3. Wall image antennas in T-shaped corridor.

송신 안테나 TX의 영상은 가시영역 모델의 경우와 마찬가지로 $T(l, m)$ 으로 표시되며, 수신 안테나 RX의 영상은 $R(n)$ 이다. $T(l, m)$ 으로부터 $R(n)$ 에 도달되는 반사경로에 의한 전장은

$$E^r(l, m, n) = \sqrt{30 P_t G_t} (\Gamma_{\beta})^{p_t} (\Gamma_{\omega m})^{p_m} (\Gamma_{\omega n})^{p_n} \frac{e^{-jkr_{lmn}}}{r_{lmn}} \quad (7)$$

이다. 여기서 p_n 은 RX가 놓인 복도 벽면에 의한 벽면 반사회수이며, $\Gamma_{\omega n}$ 은 그 반사계수이다. 그 이외의 변수들은 식 (5)의 경우와 유사하다. 영상 $T(l, m)$ 으로부터 회절점 $Q_c (c=1, 2)$ 를 경유하여 $R(n)$ 에 도달되는 전파경로에 의한 회절전장은 다음과 같다.

$$E^d(c, l, m, n) = \sqrt{30 P_t G_t} D_c (\Gamma_{\beta})^{p_t} (\Gamma_{\omega m})^{p_m} (\Gamma_{\omega n})^{p_n} \frac{e^{-jkr_{clmn}}}{r_{clmn}} \quad (8)$$

여기서 D_c 는 모서리 Q_c 에 대한 회절계수로서 수직편

파 이용시 D_s (soft diffraction coefficient)가 된다^[12]. 그리고 식 (8)에서 r_{clmn} 은 $T(l, m)$ 으로부터 Q_c 에 이르는 경로거리와 Q_c 로부터 $R(n)$ 에 이르는 경로거리의 합이다. 식 (7)과 (8)을 이용하면 전체 전장은 다음과 같이 표현된다.

$$E_{total} = E^r_{total} + E^d_{total} \\ = \sum_{l=0}^L \sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N E^r(l, m, n) + \sum_{c=1}^2 \sum_{l=0}^L \sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N E^d(c, l, m, n) \quad (9)$$

그러나 식 (9)에서 벽면 영상번호 m 과 n 은 다음에서 논의되는 경로조건을 반드시 만족하여야 한다.

표 1. 반사파의 도달조건

Table 1. Conditions for the path of reflected wave.

| RX region | m | n | Gate |
|-----------|---------|---------|----------|
| ② | 0, odd | 0, even | <1>, <2> |
| ③ | 0, even | 0, even | <1>, <3> |
| ④ | all | 0, 2 | <1> |

표 2. 회절파의 도달조건

Table 2. Conditions for the path of diffracted wave.

| Corner | TX①→ Q_c | | Q_c →RX② | | Q_c →RX③ | | Q_c →RX④ | |
|--------|------------|------|------------|------|------------|------|------------|------|
| | n | Gate | n | Gate | n | Gate | n | Gate |
| $c=1$ | 0, even | none | 0, even | <2> | 0, even | none | 0, 2 | none |
| $c=2$ | 0, odd | none | 0, even | none | 0, even | <3> | 0, 2 | none |

영상 안테나의 수는 무한개이지만 전파경로의 결정 조건을 통하여 도달가능한 경로에 대해서만 수신전력을 산출하고자 한다. 여기서 길목 통과조건이 필요할 때, 길목을 기호 <>를 써서 정의하면 다음과 같고 그림 3에서 각 영역의 경계로서 점선으로 나타나 있다.

- gate <1>: $0 < x < w_x, y = 0,$
- gate <2>: $x = w_x, 0 < y < 2w_y,$
- gate <3>: $x = 0, 0 < y < 2w_y.$

길목 <2>와 <3>에서 y 의 범위가 $0 < y < 2w_y$ 인 이유는 $y = w_y$ 에 대하여 TX의 영상이 발생하기 때문이다. 위의 길목 표현을 이용한 전파경로의 도달조건을 정리하면 표 1 및 2와 같다. 반사로만 이루어지는 경로의 도달조건은 표 1이며, 표 2는 회절을 포함한 경로의 조건을 설명하고 있다. 도달 가능한 각 영상 안테나가

만드는 전파경로는 표에서 제시된 영상번호로 결정된다. 반사파의 경우 영상 안테나 $T(l, m)$ 로부터 $R(n)$ 을 향한 직선은 RX가 놓이는 영역에 따라 표 1에서 제시된 길목을 통과하여야 한다. 그리고 회절파의 경우는 표 2에서 보는 바와 같이 $T(l, m)$ 에서 Q_c 로 향한 길목조건은 필요 없으며(none), 그 대신 Q_c 로부터 $R(n)$ 을 향한 직선은 RX가 놓이는 영역에 따라 반드시 제시된 길목을 통과하여야 한다.

III. 수치 결과 및 고찰

지금까지 논의된 전파모델에 의한 수치결과를 보이고, 예측치의 타당성 검증을 위하여 측정치와 비교하고자 한다. 측정시 장비 구성으로서 송신측에 신호발생기와 다이폴 안테나를, 수신측에는 스펙트럼 분석기와 모노폴 안테나를 사용하였다. 이 때 송수신안테나는 모두 수직편파를 이용하였다. 측정치는 그림 1에서 x 축을 따라 1 m 간격마다 기록하였으며, 1과장 이내의 범위에서 수회(약 10회) 측정치의 평균을 이용하였다. 측정에 사용된 주파수는 850 MHz이다. 예측치와 측정치의 비교를 위하여 경로손실 PL 을 정의하면 $PL = P_0 - P$, dB이다. 여기서 P_0 는 예측시 송신 안테나로부터 1 m 떨어진 지점에서 자유공간의 수신전력이고, 측정치는 전파 무반사실에서 송수신 안테나 간의 거리를 1 m로 두고 측정된 수신전력이다. 그리고 P_r 은 예측 또는 측정된 수신전력이다.

경로손실의 예측치 산출에서 적용되는 실효 전기상수를 정확히 결정하는데는 어려움이 따르므로, 실외 전파환경의 도심지 협곡모델에서 사용된 수치로 접근하고자 한다^[11]. 복도 벽면의 실효 상대유전율과 전도도는 각각 $\epsilon_w = 3$ 과 $\sigma_w = 0.005$ S/m이며, 천정과 바닥의 경우 그림 5의 산출시를 제외하고는 실효 상대유전율과 전도도를 $\epsilon_f = 15$ 와 $\sigma_f = 7$ S/m로 하였다. 그리고 각 영상 안테나의 최대번호는 그림 4의 계산시를 제외하고는 $L = M = N = 10$ 으로 하였다. 그리고 그림 1에서 x 축을 따른 수신점의 위치를 0.1 m 간격으로 하였다. 그림 1의 좌표계를 기준으로 송신 안테나 TX의 위치는 (x_t, y_t, z_t) m, 수신 안테나 RX의 위치는 (x_r, y_r, z_r) m로 표현하기로 한다.

먼저 가시영역 모델의 경우에 대한 결과를 보이도록 하겠다. 송신 안테나의 위치는 그림 1의 TX #1이며,

그 좌표는 (37, 7.8, 1.6) m로 두었다. 수신 안테나 RX의 위치는 $(x, 9, 1.6)$ m로 하였다. 그림 4는 주파수 1.8 GHz에서 영상 안테나의 최대번호를 달리한 경우의 경로 손실을 보이고 있다. 그 이외의 조건은 위에서 언급한 바와 같다. 영상번호의 최대치 M 과 L 을 동일하게 둔 후, 이 번호가 2와 5, 그리고 10일 때의 경로손실이다. 경로의 개수는 계산시간 측면에서 매우 중요한 양이다. 그림 4에서 $M = L = 2$ 일 때는 영상이 양 벽면과 천정 그리고 바닥에 1개씩 생길 때이다. 경로수가 증가할수록 페이딩이 심하게 발생함을 볼 수 있으며, $M = L = 10$ 이상에서 영상번호를 증가시키더라도 페이딩의 변화가 거의 동일하였고, 이 상태에서 수렴하였다. 그리고 식 (2)에 의한 광대역 신호의 경로손실은 경로수 또는 영상번호와 거의 무관하였다. 이는 가시영역에서는 직접파와 반사회수가 비교적 작은 몇 개의 반사경로에 의한 전력이 지배적이기 때문이다.

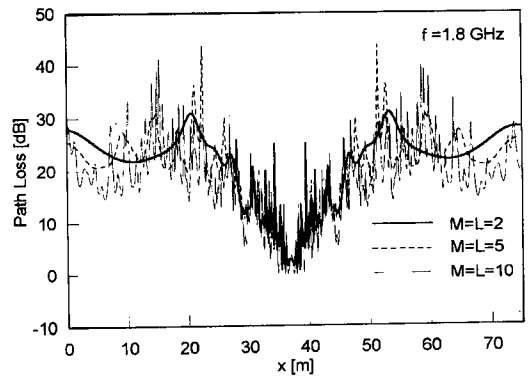


그림 4. 영상수에 따른 경로손실, TX #1 (37, 7.8, 1.6) m, RX (x, 9, 1.6) m
 Fig. 4. Path loss for number of images, TX #1 (37, 7.8, 1.6) m, RX (x, 9, 1.6) m.

그림 5는 복도 바닥(천정)의 매질 전기상수를 달리 함으로써 계산된 경로손실이다. 페이딩이 심한 협대역 신호의 경우에는 상호간의 구분이 어렵기 때문에 광대역 신호에 의한 결과를 나타내었다. 그림 5에서 굵은 실선은 전도도를 복도 벽면의 값과 동일하게, 그리고 가는 실선은 상대유전율을 복도벽면의 값과 동일하게 두었을 때의 경로손실이다. 천정 또는 바닥의 유전율과 전도도를 변화시킨 결과, 손실의 차이가 있지만 그 정도는 미약한 편이다. 이로써 알 수 있는 사실은, 직접파 및 반사파가 주 전파 경로인 실내 전파

환경에서 적절히 선택된 전기상수는 그 값이 약간 변화할지라도 경로손실 계산시 큰 영향을 주지 않는다는 점이다.

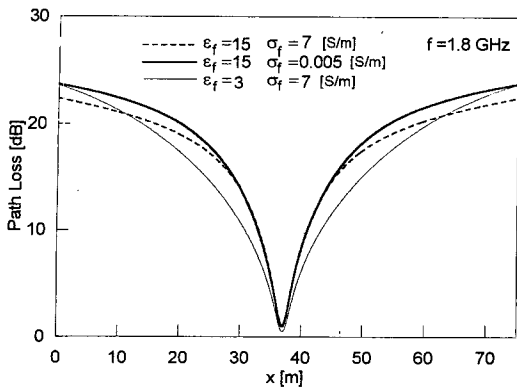


그림 5. 전기상수에 따른 경로손실, TX #1 (37, 7.8, 1.6) m, RX (x, 9, 1.6) m

Fig. 5. Path loss for electric constants, TX #1(37, 7.8, 1.6) m, RX (x, 9, 1.6) m.

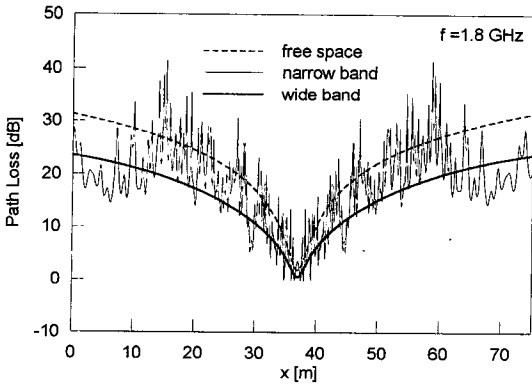


그림 6. LOS 경로손실, TX #1 (37, 7.8, 1.6) m, RX (x, 9, 1.6) m,

Fig. 6. Path loss in LOS, TX #1 (37, 7.8, 1.6) m, RX (x, 9, 1.6) m.

그림 6은 주파수 1.8 GHz에서 경로손실을 보이고 있다. 전파의 주 메커니즘이 직접파와 다중반사파로 구성되기 때문에 선택으로 그려진 자유공간의 손실보다 작게 나타나 있다. 이는 복도 양측의 벽과 천정 및 바닥으로 인하여 복도가 도파관과 같은 역할을 하기 때문이며, 타문헌에서도 실내 LOS에서는 이와 같은 특성을 가지는 것으로 알려져 있다^[13] 실외 직선도로의 협곡모델에서 가시영역의 수신전력 레벨이 자유공간의 수신전력 레벨과 거의 비슷하게 나타난 것을

상기하면^[10], 실내의 가시영역 전파특성은 차이를 보이고 있음을 알 수 있다. 그림 7은 주파수 850 MHz에서 LOS에 대한 경로손실의 예측치와 측정치를 함께 보이고 있다. 이 때 TX #1의 위치는 그림 1에서 (37, 7.8, 1.6) m이며, RX는 (x, 9, 1.6) m이다. 실제 전파환경은 그림 1에서 보는 바와 같이 많은 출입문과 다양한 매질로 구성되어 있음에도 가시영역의 복도에서 두 결과가 거의 일치하고 있음을 볼 수 있다.

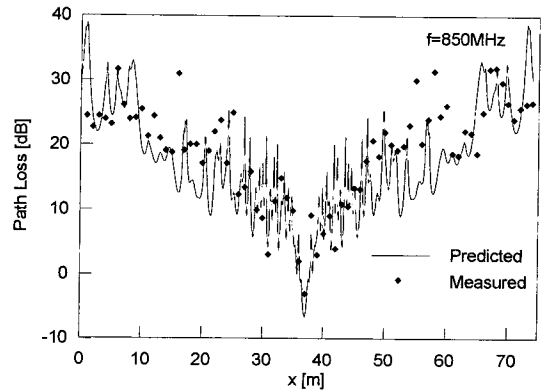


그림 7. LOS 경로손실의 예측치와 측정치, TX #1 (37, 7.8, 1.6) m, RX (x, 9, 1.6) m

Fig. 7. Path loss predicted and measured in LOS, TX #1 (37, 7.8, 1.6) m, RX (x, 9, 1.6) m

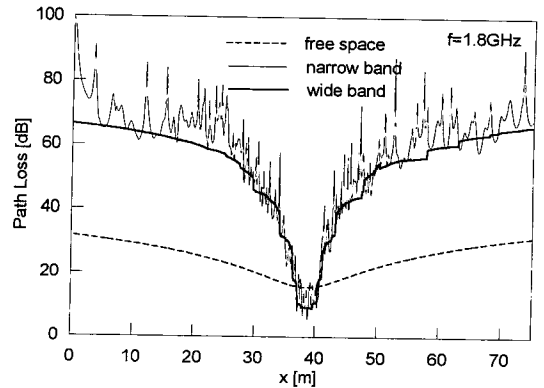


그림 8. NLOS 경로손실, TX #2 (38.6, 14.5, 1.6) m, RX (x, 8.5, 1.6) m

Fig. 8. Path loss in NLOS, TX #2 (38.6, 14.5, 1.6) m, RX (x, 8.5, 1.6) m.

그림 8은 PCS 주파수대인 1.8 GHz에서 계산된 NLOS의 경로손실이다. 그림 1의 좌표계로서 송신안테나 TX #2의 위치는 (38.6, 14.5, 1.6) m로 두었다. 수신안테나의 위치로서 $y_r=8.5$ m이며 $z_r=1.6$ m로

하였다. 그림 8에서 별도의 그림으로 보이지는 않았으나 음영지역으로 깊이 들어갈수록 회절파가 우세하지만, 전파구조의 특성상 천정과 벽면 반사에 의한 반사파 성분의 기여도가 상당히 큼을 시뮬레이션을 통하여 알 수 있었다. 그림 9는 주파수 850 MHz에서 NLOS에 대한 예측치와 측정치의 경로손실을 함께 보이고 있다. 그림 1의 좌표계로서 TX #2는 (38.6, 14.5, 1.6) m이며, RX는 (x, y, 1.6) m로 두었다. 여기서 수신 안테나의 이동경로를 y=8, 8.5, 9 m로 택하여 3가지 경우에 대하여 측정을 수행하였다. 비가시영역에서 복도의 양끝으로 깊이 들어갈수록 예측치와 측정치의 차이가 남을 볼 수 있다. 그 이유로서 첫째는 복도를 통한 반사파와 회절파 뿐만 아니라 실제 복도 양측의 각 방을 통한 투과파에 의한 전파경로이다. 둘째는 창문으로 빠져 나가 건물 외벽을 경유하여 다시 창문으로 유입되는 회절파에 의한 경로로 인하여 측정치는 예측치보다 손실이 작았다고 짐작된다^[3]

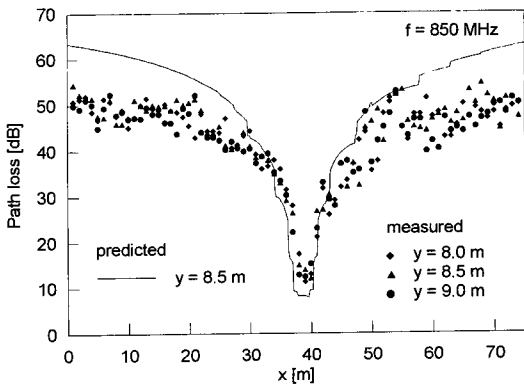


그림 9. NLOS 경로손실의 예측치와 측정치, TX #2 (38.6, 14.5, 1.6) m, RX (x, y, 1.6) m
 Fig. 9. Path loss predicted and measured in NLOS, TX #2 (38.6, 14.5, 1.6) m, RX (x, y, 1.6) m.

IV. 결론

건물내에서 마이크로셀을 설정하여 가시 및 비가시 환경의 경로손실을 예측하는 전파모델을 제안하였다. 해석된 전파환경의 구조는 가시영역의 경우 직선형 복도이었으며, 비가시영역의 경우 T형 복도이었다. 가시영역의 경우 주 전파 경로는 직접파 및 벽면에 의한 반사파이었으며, 자유공간의 수신전력보다 높음을 확인하였다. 그리고 예측된 경로손실은 측정치와도 잘 일

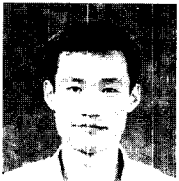
치하였다. 직접파와 반사경로로 이루어지는 실내 전파 환경에서는 적절히 선택된 매질의 전기상수는 경로손실의 산출에 큰 영향을 미치지 않음을 보였다. 비가시 영역의 경우 T형 복도 모델을 통하여 회절파를 고려하였지만, 깊은 음영지역에서는 예측치와 측정치 간에 다소의 오차를 수반하였다.

참 고 문 헌

- [1] H. L. Bertoni, W. Honcharenko, L. R. Maciel, and H. H. Xia, "UHF propagation prediction for wireless personal communications," *Proc. of the IEEE*, vol. 82, no. 9, pp. 1333-1359, Sept. 1994.
- [2] R. A. Valenzuela, O. Landron, and D. L. Jacobs, "Estimating local mean signal strength of indoor multipath propagation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, no. 1, pp. 203-212, Feb. 1997.
- [3] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, and J. L. Dailing, J. Qian, and H. D. Yee, "Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office buildings," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 41, no. 4, pp. 496-504, Nov. 1992.
- [4] A. Kajiwara, "Effects of polarization, antenna directivity, and room size on delay spread in LOS indoor radio channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, no. 1, pp. 169-175, Feb. 1997.
- [5] S. J. Fortune, D. M. Gay, B. W. Kernighan, O. Landron, R. A. Valenzuel, and M. H. Wright, "WISE design of indoor wireless systems: practical computation and optimization," *IEEE Computational Science and Engineering*, pp. 58-68, Spring 1995.
- [6] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 4, pp. 879-891, Nov. 1994.
- [7] U. Dersch and E. Zollinger, "Propagation mechanisms in microcell and indoor environment," *IEEE Trans. Veh. Technol.*,

- vol. 43, no. 4, pp. 1058-1066, Nov. 1994.
- [8] S. H. Chen and S. K. Jeng, "An SBR/Image approach for radio wave propagation in indoor environments with metallic furniture," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, no. 1, pp. 98-106, Jan. 1997.
- [9] K. Pahlavan and A. H. Levesque, *Wireless Information Network*, John Wiley & Sons, Inc., New York, pp. 50-55, 1995.
- [10] 김채영, 정백호, 박지연, 목진담, "도심지 마이크로셀의 LOS 전파특성 예측을 위한 경로수의 확장법," 대한전자공학회 논문지, 제 33권 제 2호, pp. 15-22, 1996. 2
- [11] 정백호, 김채영, 김한호, "마이크로셀 설계를 위한 도심지 교차로의 수신전력과 지연확산 예측," 대한전자공학회 논문지, 제 33권 제 11호, pp. 78-87, 1996. 11
- [12] D. A. MacNamara, C. W. I. Pistorius, and J. A. G. Malherbe, *Introduction to The Uniform Geometrical Theory of Diffraction*, Boston, Artech House, pp. 265-273, 1990.
- [13] H. W. Arnold, R. R. Murray, and D. C. Cox, "815 MHz radio attenuation measured within two commercial buildings," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, no. 10, pp. 1335-1339, Oct. 1989.

저 자 소 개



鄭白鎬(正會員)

1961년 9월 4일생. 1985년 2월: 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 8월: 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1986년 5월~1986년 12월: 한국조폐공사 기술연구소 연구원. 1989년 2월~1994년 3월: 국방과학연구소 연구원. 1995년 9월~1996년 10월: 경북대학교 전자·전기공학부 조교. 1997년 8월~현재: 호서대학교 정보통신공학부 전임강사. 관심분야: 전자파 산란특성, 이동통신 전파환경, 안테나 해석 및 설계



金彩英(正會員)

1976년 2월: 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1978년 2월: 한국과학원 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, 무선호출기 안테나 설계, 전자파 이론 및 응용 등임



李崇諤(正會員)

1955년 5월생. 1980년 2월: 광운공대 전자공학과 졸업(공학사). 1985년 2월: 연세대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1994년 8월: 전기통신 기술사. 1979년 12월 - 1984년 6월: ETRI 전임연구원. 1984년 6월 - 현재: 한국통신 연구개발본부 책임연구원. 1995년 4월 - 현재: 한국통신 무선통신연구소 무선통신망 연구실장. 관심분야: 무선통신 네트워크 구축 및 운용관리 기술