

3차원 광선 추적법을 이용한 실내 환경에서의 편파 다이버시티 성능 분석에 관한 연구

A 3D Ray-Tracing Propagation Model for Analyses on the Indoor Polarization Diversity Scheme

홍순학 · 석우찬 · 윤영중

Sun-Hak Hong · Woo-Chan Suk · Young-Joong Yoon

요 약

본 논문에서는 실내 전파 환경에서의 편파 다이버시티와 공간 다이버시티의 성능을 분석하기 위하여 영상법을 기본으로 한 3차원 광선 추적법을 이용하였다. 본 모델링은 신호강도 뿐만 아니라 채널의 페이딩 특성을 예측할 수 있기 때문에 편파 및 공간 다이버시티 기법의 성능을 분석하는데 이용될 수 있다. 측정과 시뮬레이션 결과로부터 편파 및 공간 다이버시티가 실내 무선 통신 채널의 성능을 향상시킬 수 있음을 확인하였고, 특히 지향성 안테나를 이용한 편파 다이버시티를 제안하여 기존의 다이폴 안테나를 이용하는 다이버시티 기법보다 우수한 성능을 가짐을 보였다.

Abstract

In this paper to evaluate the performance of the polarization diversity and the space diversity in the indoor environment, we used 3D Ray-tracing simulation. This model is capable of predicting small scale fading characteristics of the channel for evaluating the performances of both the polarization and the space diversity scheme. The measurement and simulation results show that the polarization diversity and the space diversity are expected to be efficiently used for the indoor environments. Moreover, the results show that the proposed polarization diversity technique using directional dual polarization microstrip array antennas has more diversity gain than the conventional polarization and space diversity using dipole antenna.

I. 서 론

최근 셀의 소형화와 무선 LAN등과 같은 실내 무선 통신 시스템의 발달과 더불어 실내 전파 환경에 대한 관심이 높아지면서 실내 전파 특성을 향상시키

려는 여러 가지 기법들이 연구되어왔다. 실내 환경과 같이 이동성이 제한되는 무선 통신 채널에서 시스템의 성능을 열화 시키는 요인은 다중경로에 의한 페이딩으로 규정되어질 수 있는데, 이러한 다중경로 페이딩의 영향은 다이버시티 기법의 적용을 통하여 경감시킬 수 있다. 다이버시티 기법을 위해서는 서

연세대학교 전기컴퓨터공학과

· 논문 번호 : 990826-14S

· 수정완료일자 : 1999년 9월 2일

로 독립적인 페이딩 특성을 가지는 2개 또는 그 이상의 경로(transmission path)를 수신할 수 있어야 한다. 이러한 서로 독립적인 페이딩 특성을 가지는 2개의 경로를 수신하는 방법에는 공간, 주파수, 시간 그리고 편파 다이버시티 등이 있다^[11]. 이동 통신 시스템에서 페이딩에 의한 시스템의 성능 저하를 극복하는 방법으로 전통적으로 공간 다이버시티가 사용되어왔는데, 공간 다이버시티의 경우 두 개의 수신 안테나를 일정거리 이상 이격시켜야 하기 때문에 기지국 또는 중계기 안테나 단의 크기가 커지는 문제가 발생하게 된다. 그러나 편파 다이버시티 기법의 경우 두 개의 수신안테나를 같은 공간상에 위치시키는 것이 가능하므로 기지국 또는 중계기 안테나 단의 크기 문제를 해결할 수 있다. 또한, 편파 다이버시티는 공간 다이버시티와 대등한 성능을 가지므로 공간 제약이 심한 실내 환경에 매우 적합한 다이버시티 기법이라고 할 수 있다^[2].

본 논문에서는 편파 다이버시티 기법의 성능을 정확히 분석하기 위하여 3차원 광선추적법(ray-tracing)을 이용하였다. 실내 전파 환경의 특성상 실내 모델링은 실제 환경의 경험적 모델링과 달리 정교한 기하학적, 지형학적 파라미터를 필요로 하는데, 각 벽면과 구조물들의 위치 및 전기적 특성을 고려하는 것이 필요하다^[3]. 따라서 본 논문에서는 유리창, 출입문, 천장의 석고보드 등과 같은 벽면 재질별 전기적 특성(유전율, 도전율, 표면의 거칠 정도)을 고려하였고, 임의의 송·수신 점에서의 빠른 복소 채널 임펄스 응답을 구하기 위하여 영상법을 기본으로 한 광선 추적법을 이용하였는데, 송·수신안테나의 영상점을 3차원으로 발생시켜 완전한 3차원 모델링이 가능하도록 하였다. 그리고 반사차수를 무한대까지 확장 가능하게 하여 정확한 수신 전력과 페이딩 특성을 얻도록 하였으며, 다이폴 안테나와 1×4, 4×4 마이크로스트립 안테나 등, 송·수신안테나의 방사 패턴을 3차원으로 고려하여 안테나의 종류와 편파에 따른 정확한 결과를 얻도록 하였다. 그리고 이중급전 이중선형편파 방식의 마이크로스트립 지

향성 안테나(MSA)를 이용한 편파 다이버시티를 제안하여 기존의 다이폴 안테나를 이용한 편파 다이버시티와 성능을 비교하였다. 1×4 수직배열 안테나와 수평배열 안테나 그리고 4×4 배열의 3가지 형태를 가지고 +45°/-45°, 0°/90° 편파 다이버시티에 대해 측정 및 모델링 하였다.

II. 모델링 접근 방법

2-1 영상법을 이용한 광선추적 알고리즘

광선추적법은 송신 안테나로부터 3차원 공간으로 방사되어 수신안테나에 도달하는 전자기파의 진행을 무수한 광선의 다중 경로로 등가화 하여 해석하는 방법이다. 최근 들어 광선추적법의 다양한 기법들이 연구되어졌는데, 본 논문에서의 광선추적 알고리즘은 전자기 이론에서의 영상법(image method)을 이용한 것이다. 송신 안테나로부터 일정한 각도로 다수의 광선을 발사한 뒤 수신안테나에서의 수신 전력이 임계치에 도달할 때까지 광선을 추적하는 광선발사법(ray launching method)과 달리 영상법을 이용한 광선추적법은 모든 벽면과 실내 구조물을 반사체로 가정하여 각 송신 안테나의 위치에 따른 영상 안테나의 위치를 구해내어 수신된 광선들의 위상을 정확하게 모델링 할 수 있다^[4]. 반사차수에 따라 각 영상 안테나의 위치는 행렬 형태로 저장되고 이 영상 안테나의 위치로부터 수신안테나를 잇는 직선과 벽면의 교차점을 구하게 되는데, 이점이 송신 안테나에서 송신된 신호가 수신안테나로 수신되기 바로 전의 반사점(RPT_N)이 된다. RPT_N에서 수신안테나로의 방향벡터와 반사면의 좌표로부터 RPT_N 이전의 반사점인 RPT_(N-1)을 구할 수 있는데, 이 과정을 첫 번째 반사점(RPT_1)을 구할 때까지 반복하여 모든 반사점을 구하게 된다. 이후 모든 반사점에 해당하는 광선의 입사각과 반사면의 전기적 특성 정보 등을 이용하여 각 반사에 대한 손실이 계산되고, 개개의 광선의 경로에 해당하는 자

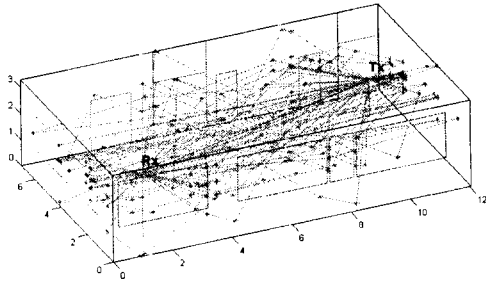


그림 1. 영상법에 의한 광선의 경로(N=3, R=62)
Fig. 1. Rays generated by image method (N=3, R=62).

유공간 손실과 시간지연, 또 송·수신안테나의 이득 등이 병렬 연산되기 때문에 빠른 속도로 복소 채널 임펄스 응답을 구할 수 있게 된다.

2-2 전파특성

또한 광선추적법은 기본적으로 기하광학이론(geometrical optics)과 UTD(uniform theory of diffraction)에 근거를 두고 있는 모델링 방법으로서, 임의의 반사 또는 회절을 거쳐 수신안테나에 도달하는 모든 경로의 광선을 추적하여 수신점에서의 각 광선의 크기와 위상 그리고 편파성분을 계산한다. 송신안테나에서 송신된 수직편파 신호는 여러 번의 반사

를 거치면서 수평편파 신호 성분을 포함하게 되는데, 반사후의 편파 변화는 입사 신호의 편파와 입사면과 반사면과의 각도 그리고 반사면의 전기적 특성의 함수인 반사계수에 의해 결정된다. 입사면에 수평인 전계성분과 수직인 전계성분에 대한 반사계수는 식 (1)과 같다.

$$\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = \frac{\epsilon_r \cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\epsilon_r \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}$$

$$\Gamma_{\perp}(\theta_i) = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}} \quad (1)$$

여기에서 θ_i 는 입사파가 반사면의 면벡터와 이루는 각을 나타내며, ϵ_r 은 복소 비유전율을 나타낸다. 각 반사면의 복소 비유전율은 식 (2)와 같이 각 반사면의 전기적 특성인 비유전율(ϵ)과 도전율(σ), 그리고 사용주파수의 함수인 ω 로부터 구해진다.

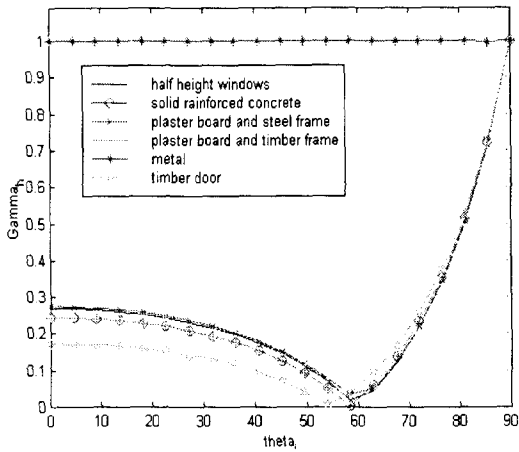
$$\epsilon_r = \frac{\epsilon - j\frac{\sigma}{\omega}}{\epsilon_0} \quad (2)$$

반사되는 표면의 거칠침 정도에 따른 산란 손실을 고려하여야 하는데, 반사면의 거칠침 정도(h)가 식 (3)을 만족하면 $(1 + \rho_s)/2$ 만큼의 손실성분을 반사계수에 곱하여 산란손실을 보정하는데, 이때 ρ_s 를 산란 손실이라고 부른다^[6].

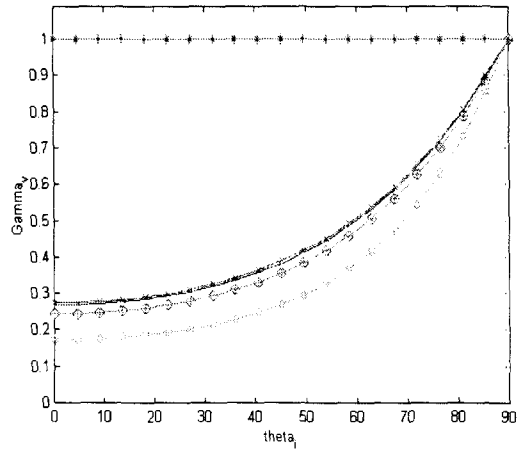
표 1. 벽면의 재질별 전기적 특성(@1890 MHz)^[5]

Table 1. Electrical properties of wall.

	Description	Conductivity[S] σ	Rel. permittivity ϵ	Surface roughness[m] h
1	Half height windows	5×10^{-4}	3	2×10^{-3}
2	Solid reinforced concrete	5×10^{-3}	2.7	2×10^{-3}
3	Plasterboard & steel frame	5×10^{-2}	3	1×10^{-3}
4	Plasterboard & timber frame	5×10^{-3}	2.7	1×10^{-3}
5	Metal	9×10^6	1	0
6	Timber door	3×10^{-4}	2	1×10^{-3}



(a) 수평편파 반사계수 (Γ_{\parallel})



(b) 수직편파 반사계수 (Γ_{\perp})

그림 2. 벽면의 재질별 반사계수

Fig. 2. Reflection coefficient of wall.

$$h > \frac{\lambda}{8 \cos \theta_i} \quad (3)$$

$$\rho_s = \exp\left[-8\left(\frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda}\right)^2\right] \cdot I_0\left[8\left(\frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda}\right)^2\right] \quad (4)$$

여기에서 σ_h 는 반사면 거칠 정도의 표준편차이고, $I_0[\cdot]$ 는 제 1종 Bessel 함수이다.

2-3 전파모델

무선통신 시스템에서 수신안테나에 도달하는 신호는 송신된 전자파와 무선통신 환경의 상호작용을 통해 결정되는 여러 다중경로 성분의 합의 형태로 표현될 수 있다.

$$h(t) = \sum_{n=1}^N A_n \delta(t - \tau_n) e^{-j\theta_n} \quad (5)$$

여기에서 송신된 임펄스 신호는 수학적으로 Dirac 함수로 표현되었고, 수신된 신호 $h(t)$ 는 각각의 경로에 따른 손실과 위상 변화를 겪은 시간 지연 신호들의 벡터합의 형태이다. 본 논문의 광선추적법을

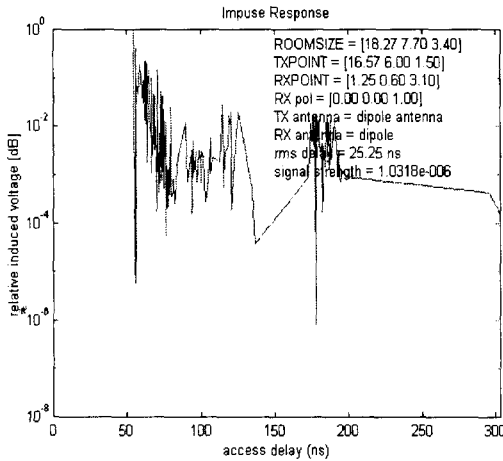
통해 각각의 다중경로 성분이 수신안테나에 도달할 때까지의 손실과 지연시간, 위상 변화가 계산된다.

영상법을 이용하여 각 반사점과 광선의 입사면과 반사면을 모두 구할 수 있으므로 각각의 경로에 대한 전계를 계산할 수 있으며, 수신안테나로의 유기 전압을 구할 수 있다. 송신안테나로부터 수신안테나로 유기 되는 전압은 다음 식 (6)과 같이 행렬 곱의 형태로 표현될 수 있다.

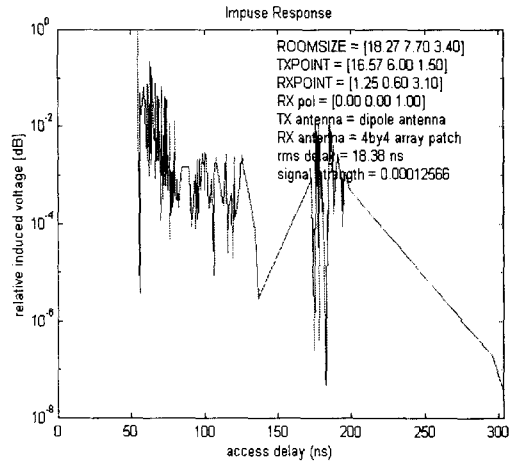
$$V_i = G_T G_R \frac{e^{-j\beta r_d}}{r_d} \Gamma_{loss} D_{loss} \Phi_N \cdot \Phi_R \quad (6)$$

여기에서 G_T 와 G_R 는 송·수신안테나의 3차원 방사패턴 행렬이고 r_d 는 다중경로의 각 경로에 대한 길이, Γ_{loss} 와 D_{loss} 는 반사와 회절점에서의 손실, 그리고 Φ_N 과 Φ_R 수신안테나에 도달하는 신호들의 편파 벡터와 수신안테나의 편파 벡터 행렬을 나타낸다. 위의 모든 행렬 값들은 신호의 입사 및 방사각과 반사 및 회절면의 전기적 특성에 대한 함수이다. 위의 접근 방법을 통하여 임의의 실내구조의 송·수신안테나의 위치에 따른 채널 임펄스 응답을 구할 수 있다^[4].

다음 그림 3의 (a)와 (b)는 각각 다이폴 안테나



(a) 다이폴 안테나 수신



(b) 4x4 마이크로스트립 안테나 수신

그림 3. 임펄스 응답

Fig. 3. Impulse response.

와 4x4 마이크로스트립 안테나로 수신할 때의 임펄스 응답을 나타낸다. 그림에서 다이폴 안테나로 수신할 경우와 마이크로스트립 안테나로 수신할 경우 rms delay spread가 각각 25.25 ns와 18.38 ns인 것을 확인할 수 있는데, 이것은 강한 지향성을 가지는 안테나가 다중경로 신호의 영향을 경감시킴을 보여준다.

2-4 편파 다이버시티기법

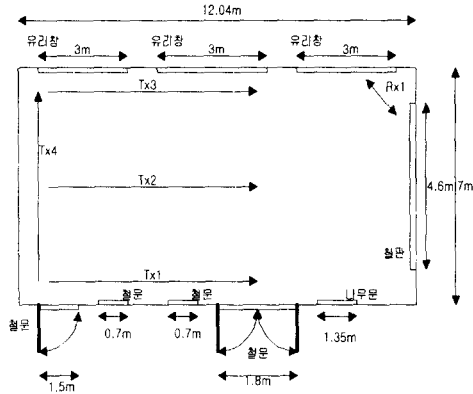
실내 전파 환경은 실외 전파 환경에 비하여 더 많은 다중경로가 발생하게 되고, 이러한 다중경로에 의한 페이딩 현상으로 인하여 실내 무선 통신 시스템의 성능 저하가 발생하게 된다. 이러한 무선 통신 시스템의 성능 저하를 억제할 수 있는 방법으로 여러 가지 다이버시티 기법이 이용되어 왔는데, 대표적인 다이버시티 기법으로 공간 다이버시티와 편파 다이버시티가 있다. 공간 다이버시티 기법은 두 개의 수신안테나를 보통 수~수십 cm 이상 이격시켜야 하므로 기지국 또는 중계기 안테나의 부피가 커져 공간상의 문제를 야기한다. 이로 인하여 기지국 설

치시 설치장소 유치의 어려움이 있고 미관상의 좋지 않은 요소를 가지게 된다. 편파 다이버시티 기법은 두 개의 수신안테나를 같은 공간상에 위치시킬 수 있으므로 이러한 공간 다이버시티의 문제를 해결할 수 있다. 게다가 실내 환경에서 공간 다이버시티의 페이딩 경감 효과와 대등한 다이버시티 이득을 제공하므로^[2] 편파 다이버시티 기법은 실내 전파 환경에 있어 최적의 다이버시티 기법이라고 할 수 있다.

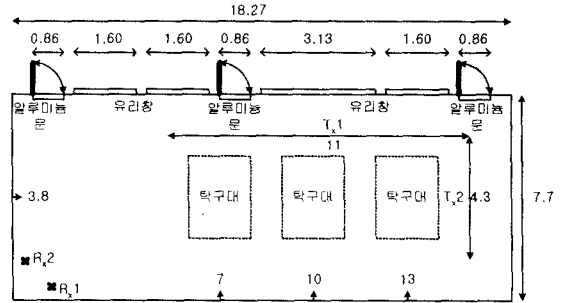
편파 다이버시티 기법의 성능을 분석하기 위한 파라미터로는 signal correlation coefficient(ρ), 누적분포함수, cross polarization discrimination(XPD) 등으로 알려져 있다^[7]. 따라서 본 논문에서는 3차원 광선 추적법을 통해 구해진 두 수신 브랜치 간의 상관계수로 다이버시티가 가능한지를 확인하고, 누적분포함수를 통하여 다이버시티 기법의 성능을 분석하였다.

2-5 모델링 및 측정 환경

모델링의 정확성 검증을 위하여 전파 측정 작업



(a) site 1



(b) site 2

그림 4. 모델링 환경의 평면도 (단위: m)

Fig. 4. Plane figures of modeling site.

병행하였는데, 모델링 및 측정환경으로는 그림 4와 같이 전형적 실내 구조인 2개의 직육면체의 방 구조를 택하였다. 환경 1은 가로 12.04 m, 세로 7 m, 높이 3.3 m의 학교 강의실로 내부의 집기들은 모두 치우고 출입문은 닫은 상태에서 측정 및 모델링 하였다. 환경 2는 가로 18.27 m, 세로 7.7 m, 높이 3.4 m의 탁구장으로, 내부에 탁구대가 있을 때와 없을 때의 두 가지 전파 환경을 설정하였다.

Tx1~4와 Rx1~2의 화살표는 송신안테나의 이동 경로와 수신안테나의 위치를 나타내는데 환경 1에서의 송·수신안테나의 높이는 각각 1.45 m와 2.4 m이며, 환경 2에서의 송·수신안테나의 높이는 각각 1.5 m와 3.1 m이다. 송신안테나로는 다이폴 안테나를, 수신안테나로는 다이폴 안테나와 마이크로스트립 어레이 안테나를 사용하였다. 또한 모델링시 출입문과 창문, 천장의 석고보드, 칠판등과 같은 각 반사면의 전기적 특성인 유전율과 도전율, 그리고 표면의 거칠 정도를 고려하였다.

그림 5는 환경 1의 Tx1의 경로에 대한 시뮬레이션 및 측정에 의한 페이딩 신호의 예로서, 송·수신 안테나 모두 수직 다이폴 일 때의 결과이다.

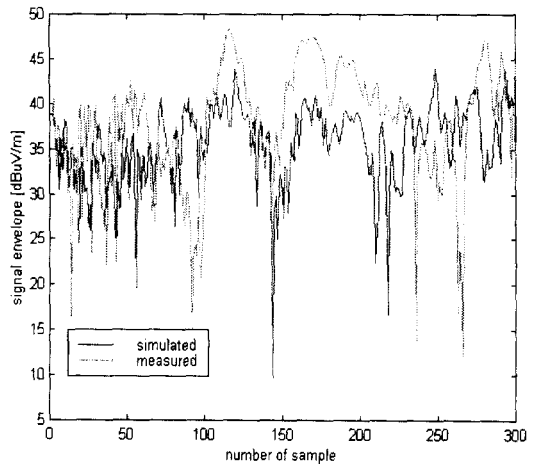


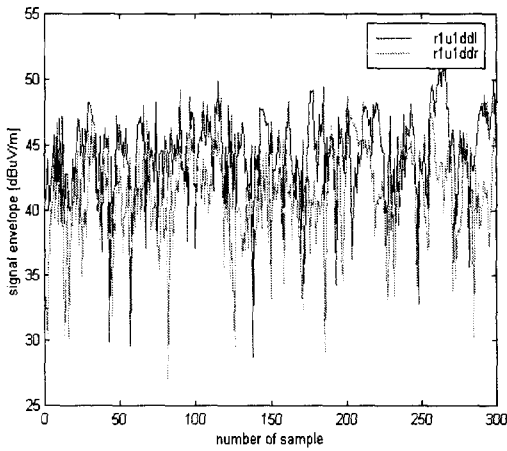
그림 5. 시뮬레이션에 의해 발생된 신호와 측정 신호

Fig. 5. Simulated signal and measured signal.

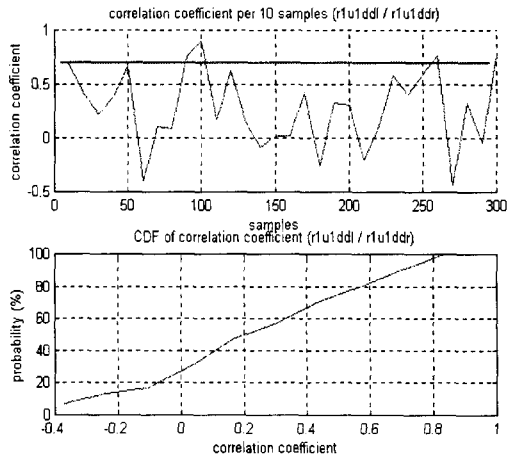
III. 결과 분석

3-1 상관계수(Signal correlation coefficient)

수신안테나가 수직편파성분을 가질 때와 수평편파성분을 가질 때 수신안테나에 도달되는 신호를 각각 R_1 과 R_2 라고 하면, 두 신호의 상관계수는 다음과 같이 정의된다^[5].



(a) 편파 안테나에 수신된 두 신호



(b) 편파 안테나에 수신된 두 신호의 상관계수

그림 6. $\pm 45^\circ$ 편파 안테나에 수신된 두 신호와 상관계수

Fig. 6. Received signals by $\pm 45^\circ$ polarization branches.

$$\rho = \frac{\langle (R_1^2 - \langle R_1^2 \rangle) \rangle \langle (R_2^2 - \langle R_2^2 \rangle) \rangle}{[\langle (R_1^2 - \langle R_1^2 \rangle)^2 \rangle \langle (R_2^2 - \langle R_2^2 \rangle)^2 \rangle]^{1/2}} \quad (7)$$

그림 6은 수직 다이폴 안테나로 송신한 신호를 $+45^\circ / -45^\circ$ 편파 성분을 가지는 다이폴 안테나가 각각 수신한 두 신호와 두 신호간의 상관계수를 나타낸다.

두 신호의 상관계수가 0.7 이하가 되는 구간이 전체의 90% 이상이므로 위의 두 신호는 서로 다른 페이딩 특성을 가지며 다이버시티 했을 경우 다이버시티에 의한 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다^[8].

3-2 다이버시티 신호의 누적분포함수

누적분포함수(cumulative distribution function) 커브의 형태를 통하여 신호 전체의 페이딩 특성을 확인할 수 있는데, 다이버시티 이득은 다이버시티를 취하지 않은 신호의 누적분포함수 커브와 다이버시티를 취한 신호의 누적분포함수 커브를 비교하여 정의될 수 있다. 브랜치 1 신호의 누적분포함수가 F_1 이고 컴바인된 신호의 누적분포함수가 F_x 일 때, P_0 인 신호 신뢰도(outage probability)에서의 다이버

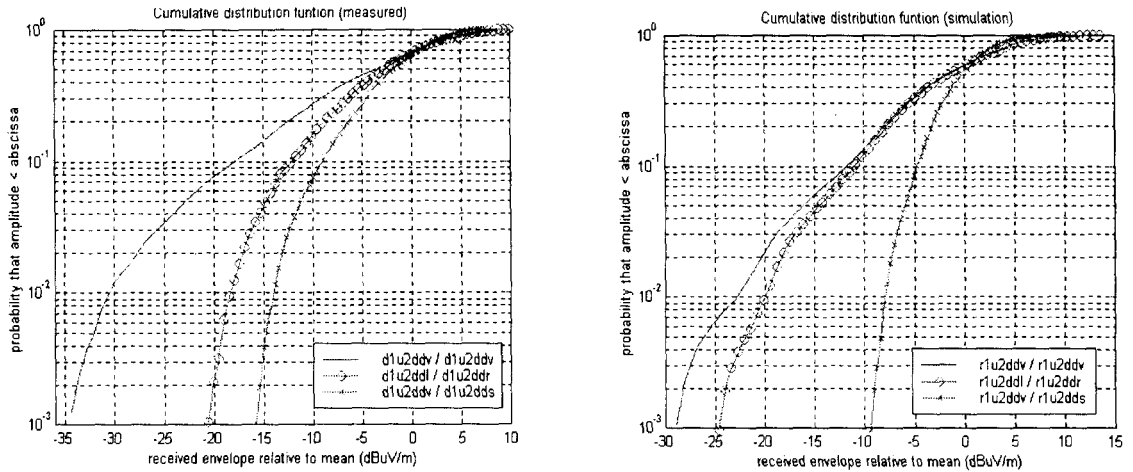
티 이득은 다음과 같이 정의된다^[8].

$$G(P_0) = 20 \log_{10} [F_x^{-1}(P_0) / F_1^{-1}(P_0)] \quad (8)$$

여기에서 $G(P_0)$ 는 P_0 로 고정된 신호 신뢰도에서 다이버시티의 적용을 통해 몇 dB의 전계강도 이득을 얻을 수 있는지를 나타낸다.

다음 그림 7은 환경 2의 Tx2의 경로에 대한 측정과 시뮬레이션 결과로서, 수직 다이폴 안테나에 수신되는 신호의 누적분포함수 커브와 다이폴 안테나를 이용한 $+45^\circ / -45^\circ$ 편파 다이버시티 신호, 그리고 공간 다이버시티 신호의 누적분포함수 커브를 보인 것이다. 다이버시티 각 브랜치의 신호는 maximal ratio 컴바이닝 기법을 사용하여 결합하였다.

가시거리가 확보되어있는 공간이므로 수직 다이폴 안테나에 수신되는 신호(ddv/ddv)의 누적분포함수는 유한한 K 계수를 가지는 전형적인 Rician 형태를 보인다. 그리고 $+45^\circ / -45^\circ$ 두개의 안테나에 수신되어 컴바인된 편파 다이버시티 신호(ddl/ddr)와 공간 다이버시티 신호(ddv/ddv)는 다이버시티에 의한 이득을 가지므로 수직 다이폴에 수신되는 신호에 비해 K 계수의 값이 더욱 증가하여 오른쪽으로



(a) Measured result

(b) Simulation result

그림 7. 다이폴 안테나를 이용한 편파 및 공간 다이버시티 이득

Fig. 7. Diversity gain of polarization and space diversity with dipole antenna.

이동하는 형태가 됨을 확인할 수 있다. 보통 다이버시티 이득은 신호의 신뢰도가 90%일 때로 정의되는데^[7], 그림 7(a)에서 수직 다이폴에 수신된 신호는 분포가 90% 이상 되는 레벨이 -18 dB이고 +45°/-45° 편파 다이버시티 신호와 공간 다이버시티 신호는 그 레벨이 각각 -12 dB와 -9 dB이므로 다이버시티 하지 않은 신호에 비하여 각각 6 dB와 9 dB의 이득을 가지게 된다.

이와 같은 방법을 통해 환경 1과 환경 2에서 송신 안테나의 각 경로에 대한 +45°/-45° 편파 다이버시티와 공간 다이버시티의 이득을 다음과 같이 구하였다.

지향성 안테나와 편파 다이버시티를 동시에 사용

했을 경우에는 더 효과적인 페이딩 경감 특성을 얻을 수 있는데, 다음 그림 8은 환경 2의 Tx1의 경로에 대한 수직 다이폴 안테나에 수신되는 신호의 누적분포함수 커브와 다이폴 안테나를 이용한 +45°/-45°, 0°/90° 편파 다이버시티 신호, 그리고 1×4 마이크로스트립 안테나를 이용한 +45°/-45°, 0°/90° 편파 다이버시티 신호, 또 4×4 마이크로스트립 안테나를 이용한 +45°/-45°, 0°/90° 편파 다이버시티 신호의 누적분포함수 커브를 보인 것이다. 그림에서 다이폴 안테나(dd)를 사용한 편파 다이버시티에서 안테나의 지향성이 강한 안테나인 1×4 마이크로스트립 안테나(m1)와 4×4 마이크로스트립 안테나(m4)를 이용한 편파 다이버시티로 갈수록 그

표 2. 다이버시티 이득 (시뮬레이션 | 측정) <site 1 & site 2>

Table 2. Diversity gain (simulation | measurement).

Diversity type	Notation	Site 1				Site 2	
		Tx route 1	Tx route 2	Tx route 3	Tx route 4	Tx route 1	Tx route 2
+45°/-45°	ddl / ddr	1 dB 5 dB	3 dB 8 dB	4 dB 7 dB	3 dB 6 dB	3 dB 6 dB	1 dB 6 dB
Space	ddv / dds	1 dB 8 dB	3 dB 3 dB	4 dB 7 dB	3 dB 8 dB	8 dB 7 dB	7 dB 9 dB

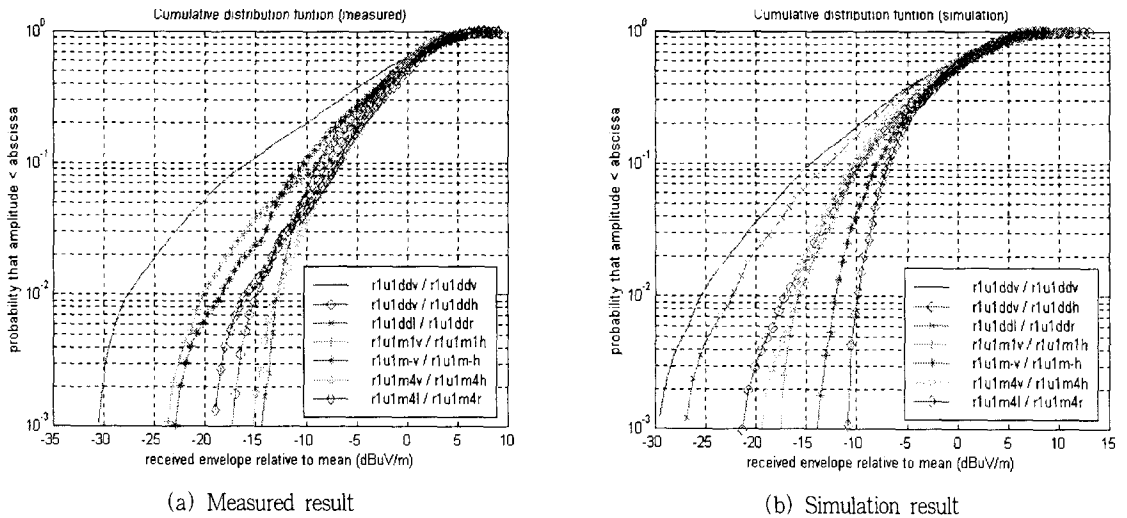


그림 8. MSA를 이용한 편파 다이버시티 이득
 Fig. 8. Diversity gain of polarization diversity with MSA.

성능이 크게 증가함을 확인할 수 있다.

본 논문에서 채택한 전형적 실내공간인 직사각형의 구조와 같이 가시거리가 확보되어있는 경우에 있어서는 수신안테나의 지향성이 강할 경우 수신안테나에 도달하는 직접파 신호의 커플링 양은 증가하고 반면에 다중경로파 신호들의 커플링 양은 감소하게 되어 다중경로 성분을 억제할 수 있게된다. 따라서 지향성 안테나는 다중경로 페이딩을 경감시키는 효과를 가지게 되는데, 이러한 지향성 안테나와 편파 다이버시티를 결합하여 매우 우수한 페이딩 경감 효과를 얻을 수 있었다.

과를 얻을 수 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 실내 전파 환경에서의 편파 다이버시티의 성능을 분석하기 위하여 영상법을 기본으로 한 3차원 광선 추적법을 이용하였다. 3차원 모델링을 통하여 편파 변화를 해석하였으며 벽면의 재질(유리창, 출입문, 천장의 석고보드등)에 따른 전기적 특성을 고려하였다. 또한 다이폴 안테나와 1×4,

표 3. 다이버시티 이득 (시뮬레이션 | 측정) <site2>

Table 3. Diversity gain (simulation | measurement).

	Diversity type	Notation	Tx route 1	Tx route 2
Dipole antenna	+45° / -45°	ddl / ddr	3dB 6dB	1dB 6dB
	0° / 90°	ddv / ddh	5dB 7dB	4dB 7dB
1×4 vertical array MSA	0° / 90°	m1v / m1h	6dB 6dB	4dB 7dB
1×4 horizontal array MSA	0° / 90°	m_v / m_h	7dB 5dB	6dB 7dB
4×4 array MSA	+45° / -45°	m4l / m4r	8dB 8dB	7dB 6dB
	0° / 90°	m4v / m4h	5dB 8dB	4dB 9dB

4×4 마이크로스트립 안테나등의 방사 패턴을 3차원으로 고려하여 송·수신안테나의 종류와 편파에 따라 정확한 해석이 가능하도록 하였다. 측정 결과와 비교하여 본 논문에서 제시한 모델링이 실제 환경에 근접함을 알 수 있었고, 측정 결과에서 얻을 수 있었던 편파 다이버시티의 페이딩 경감 특성을 모델링을 통하여 재확인할 수 있었다. 그리고 이중급전 이중선형편파 방식의 마이크로스트립 지향성 안테나를 이용한 편파 다이버시티를 제안하여 기존의 다이폴 안테나를 이용한 편파 다이버시티와 성능을 비교하였는데, 안테나의 지향성이 강할수록 다중경로 파 신호 성분을 억제하여 우수한 페이딩 경감 효과를 얻을 수 있음을 확인하였다. 본 논문에서 제시한 모델링을 이용하여 실내 무선 통신 시스템의 성능을 향상시키기 위한 최적의 편파 다이버시티 기법과 송·수신안테나의 위치 및 안테나 종류를 얻을 수 있을 것으로 기대한다.

참 고 문 헌

- [1] P. C. F Eggers, "Antenna Systems for Base Station Diversity in Urban Small and Micro Cells," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, no. 7, September, 1993, pp. 1046-1057.
- [2] 이영수, 홍순학, 장준영, 김연정, 장재석, 유흥렬, 윤영중, "실내환경에서 마이크로스트립 이중편파안테나를 이용한 편파 다이버시티 성능 분석," 1998년도 추계 마이크로파 및 전파학술대회 vol. 21, no. 2, pp. 239-242.
- [3] G. E. Athanasiadou, "A new 3D Indoor ray-Tracing Propagation Model with particular reference to the prediction of power and delay spread," *Proceedings of the 6th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* vol. 3, pp. 161-1165.
- [4] Driessen, P. F. "Development of a propagation model in the 20~60 GHz band for wireless communications," *Proc. IEEE Pac. Rim Conf. on Comm., Comp., Sig. Proc.* May, 1991, pp. 59-62.
- [5] G. T. Martin, "Wide Band Propagation Measurements and Ray Tracing Simulations at 1890 MHz," *Proceedings of the 1995 4th IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, pp. 283-287.
- [6] Manuel F. Catedra, "Cell Planning for Wireless Communications," Artech House, 1999, pp. 7-55.
- [7] A. M. D. Turkmani, "An Experimental Evaluation of the Performance of Two-Branch Space and Polarization Diversity Schemes at 1800MHz," *IEEE Trans. VT*, vol. 44, no. 3, 1995.
- [8] Giovanni Emanuel Corazza, "A Characterization of Indoor Space and Frequency Diversity by Ray-Tracing Modeling," *Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 411-419, 1996.
- [9] S. Kozono, H. Tsuruhara, and M. Sakamoto, "Base station polarization diversity reception for mobile," *IEEE Trans. Veh. Technol.* vol. VT-33, no. 4, pp. 301-306, 1984.
- [10] R. G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communication," *IEEE Trans. Veh. Technol.* vol. VT-39, no. 3 pp. 177-186, 1990.
- [11] Tarng J. H, "A novel 3-D scattering model of 1.8 GHz radio propagation in microcellular urban environment," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, no. 2, pp. 100-106, 1999.

홍 순 학



1998년: 연세대학교 전파공학과(공학사)
1998년~현재: 연세대학교 대학원 전기·컴퓨터공학과
[주 관심분야] 채널모델링, 스마트 안테나, EMI/EMC

석 우 찬



1999년: 연세대학교 전파공학과(공학사)
1999년~현재: 연세대학교 대학원 전기·컴퓨터공학과
[주 관심분야] 채널모델링, 스마트 안테나, LMDS

윤 영 중



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)
1986년 9월: 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1991년 12월: Georgia Institute of Technology, Ph. D.
1992년 3월~1993년 2월: 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단 선임연구원
현재: 연세대학교 전기·컴퓨터공학과 부교수
[주 관심분야] 안테나, 전파전파, RF소자설계