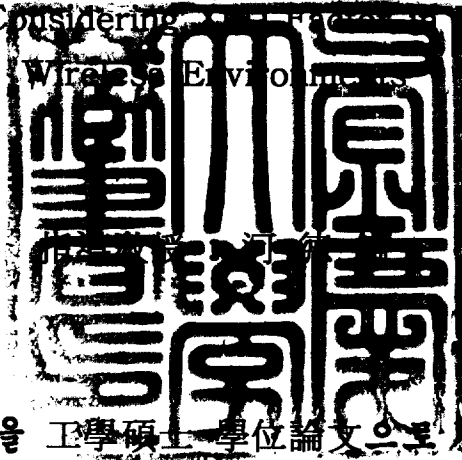


工學碩士 學位論文

실내 무선 환경에서 XPD를 고려한
원형편파 다이버시티의 성능 평가

Performance Estimation of Circular Polarization Diversity
Effect Considering XPD in Indoor

Wireless Environments



이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2006 年 2 月

釜慶大學校大學院

情報通信工學科

金 興 珍

金興珍의 工學碩士 學位論文을 認准함.

2005年 12月

主 審 工學博士 尹 鍾 樂



委 員 工學博士 鄭 淵 湖



委 員 工學博士 河 德 鎬



목 차

그림 목차	iii
표 목 차	v
Abstract	vi
제 1 장 서 론	1
1.1 연구의 방향	1
1.2 다이버시티 시스템 연구 동향	3
1.3 논문의 구성	4
제 2 장 이동무선통신의 전파환경	5
2.1 도플러 주파수	6
2.2 지연 확산	7
2.3 다중경로에 의해 발생하는 페이딩 현상	8
제 3 장 다이버시티(Diversity) 기법	12
3.1 다이버시티의 개념	12
3.1.1 Macroscopic Diversity	13
3.1.2 Microscopic Diversity	13
3.1.3 다이버시티의 브랜치(Branch) 구성 방법	14
3.2 상관계수	16
3.2.1 상관계수의 정의	16
3.2.2 다이버시티와 상관특성	19

3.3 교차편파 식별도(XPD:Cross Polarization Discrimination)	21
제 4 장 원편파의 특성	24
4.1 전자파의 성질 및 편파(Polarization)	24
4.2 원형편파 안테나 구성	25
4.3 원형편파의 반사특성	27
4.4 원형편파 다이버시티의 이론적 모델	28
4.4.1 기존의 편파 다이버시티 모델	28
4.5 원형편파 다이버시티 모델	33
4.5.1 NLOS(Non Line of sight)전파환경에서 이동측정 결과 ..	38
4.6 선택절환 합성결과 비교	44
4.7 누적확률분포도에 의한 성능평가	47
제 5 장 결 론	48
참고 문헌	49

그림 목차

그림 2.1 도플러 효과	6
그림 2.2 이동거리에 따른 수신신호강도	8
그림 2.3 다중경로 전파환경 모델	9
그림 2.4 반사파 수에 따른 수신 전계강도의 변화	11
그림 3.1 장주기 페이딩 신호	13
그림 3.2 다이버시티의 브랜치 구성법	15
그림 3.3 다이버시티 브랜치(Branch) 수에 따른 개선효과	19
그림 3.4 다이버시티 브랜치의 상관계수에 따른 개선도	20
그림 3.5 상관계수가 동일한 신호의 특성 비교	22
그림 3.6 XPD에 따른 다이버시티 결과	23
그림 4.1 원편파 안테나 구성원리	26
그림 4.2 편파 다이버시티의 이론적 모델	29
그림 4.3 XPD의 변화에 따른 상관계수의 크기	31
그림 4.4 고도각 γ 에 대한 편파 다이버시티 수신모델	32
그림 4.5 원형편파 모델	33
그림 4.6 송수신기 모델	34
그림 4.7 실내 비가시거리 이동측정 환경	38
그림 4.8 실내 비가시거리 이동측정 장비결선도	39
그림 4.9 실내 비가시거리 경로 1,2의 XPD	40
그림 4.10 실내 비가시거리 (NLOS) 환경에서의 XPD	42

그림 4.11 직선편파와 원형편파 다이버시티의 상관계수 값 평가	43
그림 4.12 직선편파와 원형편파 다이버시티 방법의 페이딩 경감특성 비교	44
그림 4.13 상관도에 의한 평가	46
그림 4.14 편파 다이버시티의 성능평가	47

표 목 차

표 4.1. 경로 1, 2 에 대한 XPD의 평균값	41
------------------------------------	----

Performance Estimation of Circular Polarization Diversity Effect Considering XPD Factor in Indoor Wireless Environments

Jin-Heung Kim

Department of Telecommunications Engineering

Graduate School

Pukyong National University

Abstract

Recently, in high-speed radio-wave data transmission, application of channel coding, multi-carrier transmission, and diversity techniques are required to reduce multipath Rayleigh fading. In this paper, I analyzed new two-branch polarization diversity at the receiving end of a link which a transmitter emits circularly polarized wave. In wireless radio environment, diversity technique is very useful method for combating multi-path fading. Both space diversity and polarization diversity have been mainly utilized in the base station diversity reception system. In general, it is also well known that effective diversity can be achieved by the correlation coefficient as long as the value is less than approximately 0.7. In this paper, I studied a new circular polarization diversity reception scheme in which circularly polarized signals radiated from the transmitting end are received by two linear polarized base station antenna with an ($\pm \alpha$) angle.

An expression of correlation coefficient considered XPD(Cross Polarization Discrimination) factor for the circular polarization diversity model is derived from oblique incidence which the elevation angle is not occurs. And also, I estimate the performance of circular polarization diversity system from the measurement data which are carried out in an indoor NLOS(Non Line of sight) environment.

I have studied that the circular polarization diversity system, it was found that correlation coefficient value of the proposed circular polarization diversity system show lower value than that of conventional linear polarization diversity. To estimate proposed system performance, I have also measured propagation characteristic with a vehicle in motion using the implemented circular and conventional polarization diversity systems in indoor NLOS propagation environments. From the measurement results, it was also found that the proposed circular polarization diversity scheme has better diversity gain than that of the conventional linear polarization diversity in an indoor propagation environment.

제 1 장 서 론

1.1 연구의 방향

현대 사회는 초고속 광대역의 다양한 무선통신서비스에 대한 기대가 증폭되고 있다. 무선통신기술은 향후 단일의 기술방식으로 통합되기보다 각각의 서비스(이동전화, 무선랜, 와이브로, 등)별로 전송속도가 향상되고, 다양한 융합서비스 제공을 위해 서로 다른 무선망간 연동기술이 중요한 요소가 될 것으로 전망된다.

WiBro 서비스는 전송속도, 이동성, 셀 반경 등의 측면에서 현재의 이동전화 및 무선랜의 중간영역에 위치하고 있으며, 국내외 통신전문가들은 WiBro가 4세대 이동통신의 핵심기술이 될 것으로 전망하고 있다. 따라서 고속전송의 안정된 송수신 무선통신시스템이 요구된다.

그러나 이동 무선 전파환경은 이동체의 방향과 속도에 따른 도플러효과 및 건물이나 다양한 장애 물체들로 인한 반사, 산란, 회절, 지연 확산 등이 존재하는 다중경로 레일리 전파환경이다. 이런 열악한 전파환경에서는 고속 광대역 데이터 전송이 매우 곤란하게 된다[1].

이동 무선통신에서의 시스템 성능은 주위환경에 따라 다중경로 페이딩이 다르기 때문에 변화한다. 이를 극복하기위해 고속 데이터 전송을 위한 페이딩 경감의 기초 연구가 도심지역과 건물의 층간 등의 다양한 전파환경에서 실제 측정을 통한 전파특성 해석과 그 모델을 제시하는 연구가 진행되고 있다. 이러한 연구 보고들에 의하면 전파환경이 복잡한 도심 지역이나 실내의 비가시거리 (NLOS: Non-Line of Sight)전파환경,

고층 건물의 층간 전파 환경에서는 심한 페이딩과 전파경로에 의한 전파 손실이 커서 고속의 데이터 전송이 매우 곤란함을 알 수 있다.

이동 무선통신시스템에서는 이러한 다중경로 레일리 페이딩에 의한 성능 저하를 개선하고 고속 데이터 전송을 위한 방법으로 채널 부호화, 다중반송파 전송, 다이버시티, 원형편파 사용 등의 기법이 사용되고 있다. 이중 다이버시티수신 기법은 다중경로 페이딩을 경감시키는 방법들 중 가장 효과적인 방법으로 잘 알려져 있는 기법이다.

일반적으로 다이버시티 효과를 평가하는 척도로는 다이버시티 브랜치(Branch)에 수신되는 신호의 상관성이 없는 즉, 두 다이버시티 브랜치의 상호상관계수 값이 작으면($\rho \leq 0.7$) 다이버시티 효과가 있다고 평가한다. 하지만 공간 다이버시티 경우처럼 두 다이버시티 브랜치의 수신신호 레벨차가 거의 없는 경우에는 상관계수 값으로만 다이버시티 효과를 평가할 수 있지만, 기존의 편파 다이버시티 경우처럼 송신안테나의 편파 방향에 따라 두 다이버시티 브랜치에 수신되는 신호레벨의 차이 값인 교차편파식별도(XPD : Cross Polarization Discrimination)가 크게 될 수 있기 때문에 상관 계수만으로 편파 다이버시티의 성능을 평가하는 것은 곤란하다[2],[3].

따라서, 본 논문에서는 다이버시티 브랜치간의 수신신호에 대한 상관 계수와 교차편파식별도를 고려하여 연구하였고 평균지연확산 (RMS Delay Spread)이 적고 편파특성이 우수한 원형편파 안테나를 송수신 안테나로 사용하여 비가시거리(NLOS) 전파 환경에서 2개의 경로로 이동 측정을 통해 원형편파 다이버시티 시스템과 기존의 직선 편파 다이버시티 시스템을 서로 비교, 측정, 평가하였다.

1.2 다이버시티 시스템 연구 동향

이전의 다이버시티 기술은 주로 가시거리(LOS: Line-of-sight) 무선중계시스템 분야에서 연구가 되었다. 지금은 가시거리 와 비가시거리 전파 환경은 물론 다양한 환경에서 다이버시티 기법 적용을 위한 연구가 진행되고 있다. 다중경로 레일리 전파환경에서 다이버시티 기술은 다중경로 페이딩을 극복하는 방법들 중 가장 경제적이고 효과적인 방법으로 인식되고 있다. 그중 공간 다이버시티, 편파 다이버시티기법에 관한 연구가 활발하게 진행 중이다[4].

일반적으로 이동무선 통신시스템에서 사용하는 다이버시티 시스템은 다이버시티 브랜치에 공간적 이격을 두어 비상관 특성을 이용한 공간 다이버시티와 서로 직교하는 두 편파 브랜치 만을 이용하는 편파 다이버시티 시스템을 주로 사용하고 있다. 편파 다이버시티 기법은 동일한 위치에 두개 혹은 그 이상의 서로 다른 편파 안테나를 이용하여 수신하는 다이버시티 방법이며, 부가적인 대역폭이나 전력이 필요 없는 장점을 가지고 있다. 도시의 발달로 초고층건물과 다양한 물체들로 인하여 편파유지가 어려운 전파환경으로 변화되고 또한 전파환경이 열악한 건물 내에서의 무선통신 서비스에 대한 요구가 급증함에 따라 편파 다이버시티 시스템에 대한 관심이 높아지고 있다[5].

또한, 페이딩 경감의 대안으로 편파특성이 우수하고 기수회 반사파의 수신이 억제되어 다중경로 효과가 최소화되는 원형편파에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 본 논문에서는 송신 단에는 편파특성이 우수한 원형편파 안테나를 이용하는 원형편파 다이버시티의 이론적 모델을 제시

하고 제작된 원형편파 다이버시티시스템을 이용하여 기존의 직선 편파 다이버시티 시스템과 그 성능을 비교, 측정, 평가하여 다중경로 페이딩을 경감하여 무선통신시스템의 성능을 향상 시킬 수 있는 최선의 방법을 제시 하고자 한다.

1.3 논문의 구성

본 논문의 구성은 제 1장에서는 서론으로서 연구의 방향, 다이버시티 시스템 연구 동향, 연구의 필요성 및 목적에 대하여 설명하고 제 2장 본론에서는 이동무선통신의 전파환경에서 발생하는 현상들에 대해서 설명하였다. 제 3장에서는 다이버시티의 개념, 상관계수의 정의, 다이버시티와 상관특성과 교차편파 식별도(XPD)에 대해서 설명하고 제 4장에서는 원형편파의 특성, 원형편파 다이버시티의 이론적 모델, 비가시거리 환경에서 측정과 결과비교 및 평가로 구성되며 마지막으로 제 5장에서는 본 논문의 결론을 기술하였다[7]-[11].

제 2 장 이동무선통신의 전파환경

이동무선통신 전파환경에서 송신 안테나로부터 전송된 신호는 주위의 지형, 인공구조물, 나무, 등과 같은 여러 반사체들에 의해 다중경로를 통해서 수신안테나에 수신되며, 이러한 전파환경을 다중경로 페이딩(Multipath fading) 전파환경이라 한다. 페이딩은 주위의 지형에 의한 장구간 페이딩(Long term fading)과 수신안테나 주위의 반사체들에 의한 단구간 페이딩(Short term fading)으로 구분된다. 장구간 페이딩은 일반적으로 전파손실이 지형의 변화에 따라 달라지며 페이딩이 비교적 장주기로 발생한다. 단구간 페이딩은 다양한 형태의 고정 및 이동 반사체에 의해서 단주기로 발생한다.

일반적으로 실외 및 실내의 이동무선 전파환경은 대부분 불규칙한 지형에 의한 전파경로손실과 다양한 장애물에 의한 반사, 회절, 산란 등의 현상으로 수신안테나에 입사되는 전파들은 서로 다른 진폭과 위상을 가지며, 수신되는 여러 반사파의 진폭, 위상, 주파수는 확률분포로 표현되는 랜덤(Random) 특성을 가진다.

실험적으로 측정된 진폭 특성은 주로 레일리 분포를 나타내며 위상은 $0 \sim 2\pi$ rad의 구간에서 일정한 분포를 보인다. 또한, 각 경로를 통해 도달하는 전파들의 시간적 차이에 의해 지연확산 현상이 발생하고 이동국이 빠르게 움직이고 있을 경우에는 도플러 효과에 의한 수신 반송파의 주파수 천이도 발생하게 된다[6].

2.1 도플러 주파수

도플러효과(Doppler effect)는 상대속도를 가진 이동국에서 수신 반송파의 주파수가 송신국에서 방사된 반송주파수와 다르게 관측되는 현상을 말한다.

도플러 주파수는 이동국이 자유공간 내에서 빠르게 움직이고 있을 때 수신되는 반송파의 주파수편이를 나타낸다. 그림 2.1 과 같이 기지국으로부터 송신되는 반송파주파수가 f_c 이고 이동국이 v 의 속도로 움직이고 수신파에 대해 θ 의 방향으로 이동하고 있는 경우에 수신되는 신호는 식 (2.1)과 같이 표현된다.

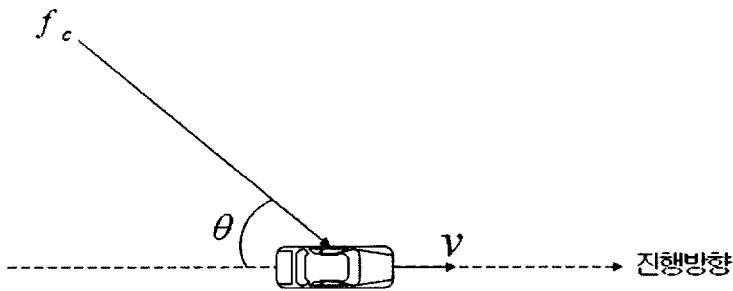


그림 2.1 도플러 효과

$$r_t = A \exp[j(2\pi f_c t - \beta r \cos \theta)] \quad (2.1)$$

이때, $\beta = 2\pi/\lambda$ 이고, 이동국의 거리 $r = vt$ 이다. 따라서 식 (2.1)을 다시 정리하면 식 (2.2)로 된다.

$$r_t = A \exp\left[j2\pi\left(f_c - \frac{v}{\lambda} \cos \theta\right)t\right] \quad (2.2)$$

따라서, 수신되는 신호의 반송파의 주파수 $f_r = f_c - f_D$ 가 되고, 도플러 주파수는 식 (2.3)과 같다.

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.3)$$

이동국이 속도 v 로 이동하고 있을 경우 수신 반송파 주파수 f_c 는 도플러 주파수만큼 천이된 주파수가 수신되게 된다.

2.2 지연 확산

다중경로를 통과한 전파는 각 경로의 거리 및 전송 특성 등의 차이에 의해 수신기에 도달하는 시간과 진폭의 차이가 발생하게 된다. 크기 a_0 를 갖는 임펄스 신호 $\delta(t)$ 가 $t=0$ 인 시간에 송신안테나로부터 방사되면 수신신호 $h(t)$ 는 식 (2.4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$h(t) = \sum_{i=1}^n a_i \delta(t - T_i) \quad (2.4)$$

위의 식 (2.4)에서 n 은 경로 수, a_i 는 i 번째 경로로부터 수신된 임펄스신호의 크기이고, T_i 는 도착지연시간이다. 전파의 전파경로가 길수록 수신되는 신호의 진폭은 작아지고 지연시간은 길어진다.

2.3 다중경로에 의해 발생하는 페이딩 현상

일반적으로 2-Ray 전파모델에서 이동거리에 따른 수신 신호강도특성은 그림 2.2과 같이 나타난다.

그림 2.2에서와 같이 송신국과 이동 수신국 간의 거리변화에 따라 전파경로손실과 수신신호강도의 변화가 발생한다. 이러한 페이딩 현상은 주위의 다양한 물체들로부터 반사, 회절, 산란 등으로 다중경로를 통해 전파된 신호들의 상호간섭에 의해 불규칙한 페이딩이 가중된다. 그림 2.3에서는 실외 전파환경에서 여러 개의 건물로부터 반사되는 신호가 다중경로를 통해 이동 수신국에 수신되는 전파환경의 모델을 간략히 보여주고 있다.

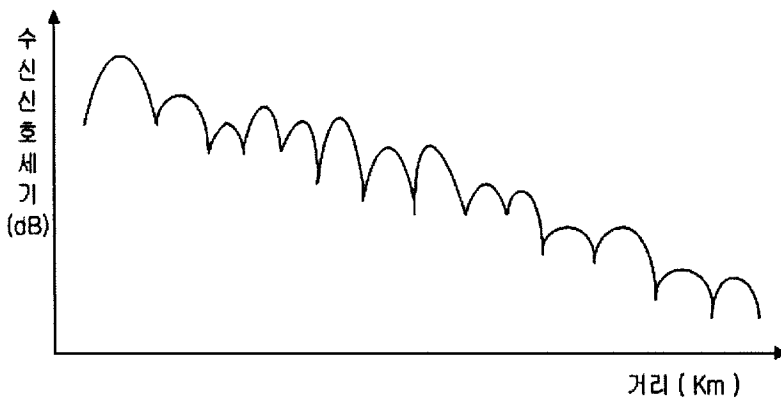


그림 2.2 이동거리에 따른 수신신호강도

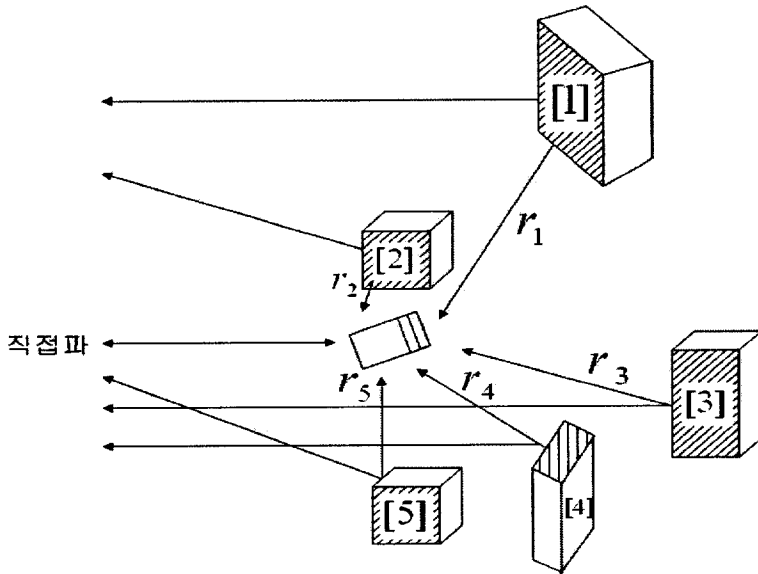


그림 2.3 다중경로 전파환경 모델

그림 2.3 에서 직접파와 반사파 간의 경로차를 l , 반사파의 직접파에 대한 진폭비를 r , 직접파에 의한 수신 전계강도를 E_0 라고 했을 때, 그림 2.3의 첫 번째 건물[1]에 반사된 신호가 이동국에 수신되는 경우의 수신 전계강도 E 는 직접파와 반사파의 합성이므로 식(2.5)와 같다.

$$E = E_0 \left| 1 + r_1 \exp \left(j \frac{2\pi l_1}{\lambda} \right) \right| \quad (2.5)$$

식(2.5)를 오일러 공식($e^{j\phi} = \cos \phi + j \sin \phi$)을 이용하면 식(2.6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
E &= E_0 \left| 1 + r_1 \left(\cos \frac{2\pi l_1}{\lambda} + j \sin \frac{2\pi l_1}{\lambda} \right) \right| \\
&= E_0 \sqrt{\left(1 + r_1 \cos \frac{2\pi l_1}{\lambda} \right)^2 + \left(r_1 \sin \frac{2\pi l_1}{\lambda} \right)^2} \\
&= E_0 \sqrt{1 + r_1^2 + 2r_1 \cos \frac{2\pi l_1}{\lambda}}
\end{aligned} \tag{2.6}$$

그림 2.4(i)에서는 식 (2.6)을 이용하여 송신기지국과 이동 수신국 간의 직접파와 한 개의 반사파가 합성될 경우의 전계강도변화를 표시하고 있다. 경로차 l_1 은 이동수신국의 위치에 따라 변화하므로 그림 2.4(i)과 같이 수신전계의 강도는 $\lambda/2$ 를 주기로 변화하는 정재파의 형태로 주기성이 나타난다.

그리고 그림 2.3의 건물 [2]에 의한 반사파의 직접파에 대한 진폭비 r_2 , 직접파와의 경로차가 l_2 일 때, 그림 2.3의 건물[1]과 건물[2]에 반사된 반사파들과 직접파가 합성된 경우의 수신 전계강도 E 는 식(2.7)과 같다.

$$\begin{aligned}
E &= E_0 \left| 1 + r_1 \exp\left(j \frac{2\pi l_1}{\lambda}\right) + r_2 \exp\left(j \frac{2\pi l_2}{\lambda}\right) \right| \\
&= E_0 \sqrt{1 + r_1^2 + r_2^2 + 2r_1 \cos \frac{2\pi l_1}{\lambda} + 2r_2 \cos \frac{2\pi l_2}{\lambda} + 2r_1 r_2 \cos \frac{2\pi}{\lambda} (l_1 - l_2)}
\end{aligned} \tag{2.7}$$

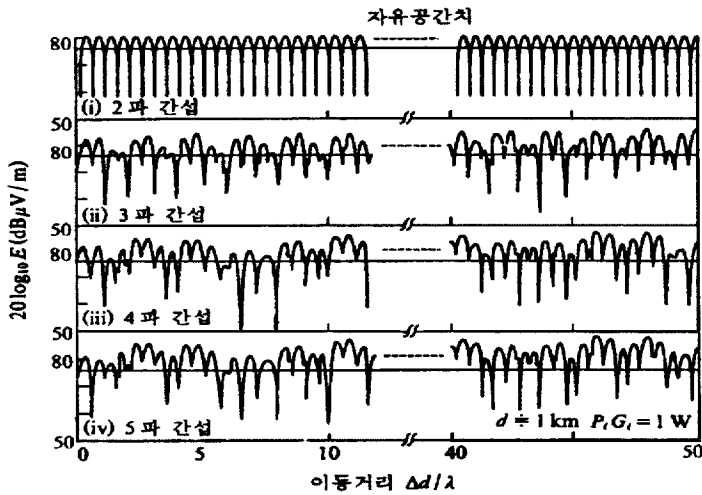


그림 2.4 반사파 수에 따른 수신 전계강도의 변화

그림 2.4(ii)에서는 식 (2.7)을 이용하여 기지국과 이동국 간의 거리에 따른 수신 전계강도의 변화를 나타내고 있다. 2파의 합성에 의한 페이딩에 비해 더 복잡한 모양을 가지면서도 주기성은 갖고 있다.

일반적으로, N 개의 반사파가 도달하는 경우의 수신 전계강도 E 는 식 (2.8)과 같다.

$$E = E_0 \left| 1 + \sum_{i=1}^{N-1} r_i \exp \left(j \frac{2\pi l_i}{\lambda} \right) \right| \quad (2.8)$$

여기서, r_i 는 i 번째 반사파의 직접파에 대한 진폭비, l_i 는 i 번째 반사파와 직접파 간의 경로 차이이다. 그림 2.4에서 알 수 있듯이 많은 반사파가 합성될수록 점점 더 깊은 페이딩과 불규칙한 전계강도의 형태로 변해 감을 알 수 있다.

제 3 장 다이버시티(Diversity) 기법

3.1 다이버시티의 개념

Diversity란 신호가 전달되는 다양한 무선 경로를 뜻한다. 실제로 Diversity란 의미는 Fading을 해결하기 위한 방법론으로 많이 사용된다. 예를 들어 수신 안테나를 두개를 씌으로써, 전파를 수신하는 경로를 두개로 만들게 되어 이러한 Fading 현상을 보정할 수 있다. 이런 경우 임의로 한 신호의 수신 경로를 두개로 만들었다 하여 Diversity라는 용어를 쓰는 것이다. 즉 신호의 전달경로를 분리하여 받음으로써, 두 수신 신호의 차이를 비교하거나 적절한 신호만 추출해내어 Fading효과를 줄이는 방법론을 Diversity라고 한다.

실제로 이동무선통신시스템에서는 반사체들에 의한 페이딩으로 수신신호의 평균레벨이 저하되고, 이는 성능열화로 이어져 초고속 무선통신이 불가능하게 된다.

이러한 다중경로 페이딩 현상을 개선하려는 여러 방법들 중에서 다이버시티 기법이 비교적 효과적인 방법으로 알려져 있다.

3.1.1 Macroscopic Diversity

주위환경이나 지형의 모양이 다른 음영지역에서의 수신신호는 그림 3.1 의 $w_1(t)$, $w_2(t)$ 과 같이 장주기 페이딩이 발생한다. 이러한 장주기 페이딩을 개선하는 방법은 기지국 중에서 음영지역이 발생하지 않는 기지국을 선택하여 신호를 수신함으로써 페이딩을 경감시킬 수 있다. 이러한 다이버시티기법을 Macroscopic 다이버시티기법이라 한다.

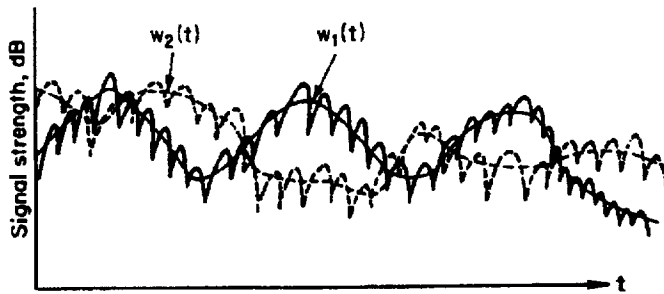


그림 3.1 장주기 페이딩 신호

3.1.2 Microscopic Diversity

주위의 건물이나 물체, 이동 반사체 등에 의한 반사파가 다중경로로 수신되면 깊고 빠른 진폭의 변화를 갖는 단주기 페이딩이 발생한다. 이러한 단주기 페이딩을 해결하는 방법이 Microscopic 다이버시티기법이다. Microscopic 다이버시티종류는 공간 다이버시티, 편파 다이버시티,

주파수 다이버시티, 각 또는 지향성 다이버시티, 시간 다이버시티 등이 있다. 통상적으로 다이버시티라고 하면 Microscopic 다이버시티를 말하는 것이다.

3.1.3 다이버시티의 브랜치(Branch) 구성 방법

다이버시티의 브랜치 구성은 공간 다이버시티(Space diversity), 편파 다이버시티(Polarization diversity), 각 다이버시티(Angle or Direction diversity), 시간 다이버시티(Time diversity), 주파수 다이버시티(Frequency diversity) 방법 등이 있다.

공간 다이버시티는 그림 3.2(a)와 같이 복수의 안테나를 일정한 공간적 거리를 충분하게(수 - 수십과장) 두고 설치하여 수신 신호의 비상관 특성을 이용하는 방식이며 안테나간의 이격 거리는 안테나의 높이, 사용 주파수에 따라 다르다.

편파 다이버시티는 그림 3.2(b)와 같이 동일한 위치에서 서로 직교하는 두 편파(수직, 수평편파)의 안테나를 사용하여 수신된 신호의 비상관 특성을 이용하는 방식이다. 이 방식은 공간적 이격이 필요 없으므로 설치비용이 적고 부가적인 대역폭 및 전력이 필요 없는 장점을 가지고 있다. 또한 이동무선통신시스템에서 가장 많이 사용되고 있으며 주로 전파 환경이 열악하고 기지국 높이가 비교적 낮은 도심지역에서 주로 사용되고 있다.

각 또는 방향성 다이버시티는 그림 3.2(c)와 같이 복수의 지향성 안테나

를 서로 다른 전파 도래 방향으로 향하게 배치하여 비상관 신호를 수신하는 방식 이다.

주파수 다이버시티는 동일 정보를 복수의 반송파를 이용하여 전송하는 방법으로 그림 3.2(d)에 보이고 있다. 이 방식은 서로 다른 두 반송파를 사용하므로 대역효율과 소모전력 면에서 불리하다.

시간 다이버시티는 그림3.2(e)에서와 같이 동일 정보를 복수의 시간 슬롯으로 전송하는 방법이다.

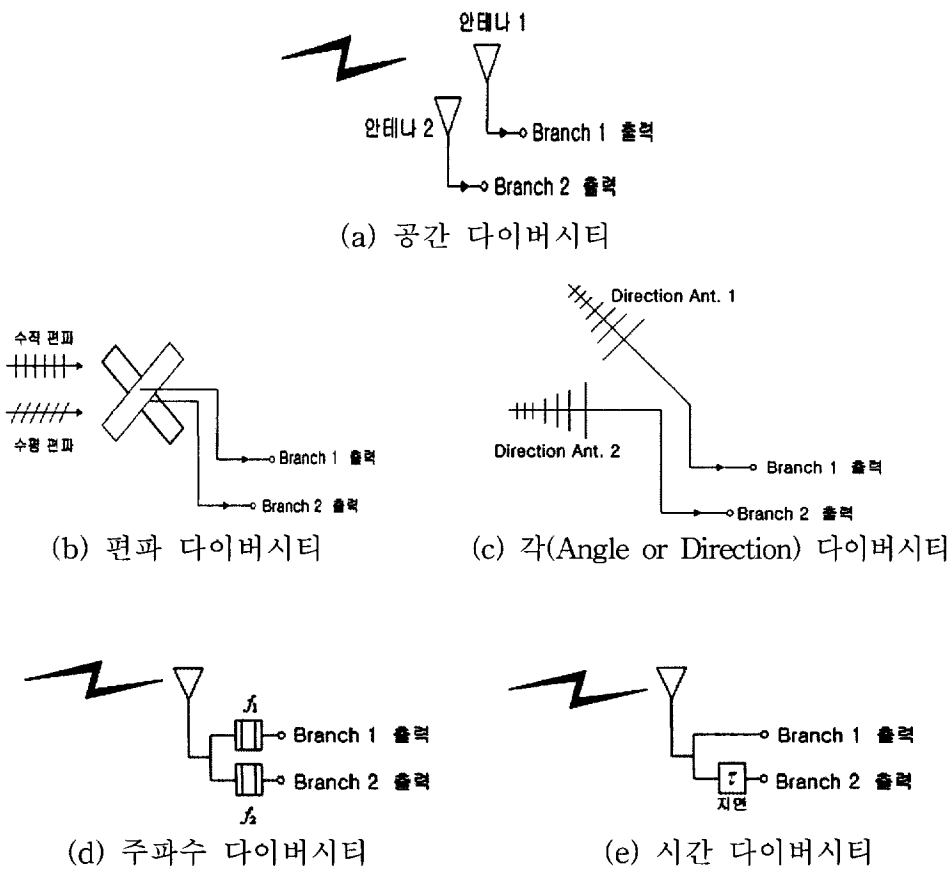


그림 3.2 다이버시티의 브랜치 구성법

3.2 상관계수

무선통신 시스템에서는 상관계수(ρ : Correlation coefficient) 값을 이용한 다이버시티 성능 평가방법이 널리 사용되고 있다. 즉, 각각의 다이버시티 브랜치에 수신되는 신호들의 상관성이 낮을수록(낮은 상관계수) 다이버시티 효과는 크게 된다. 따라서 다이버시티 시스템의 성능을 평가하는 척도로서 상관계수 값을 예측하는 것은 중요하다.

3.2.1 상관계수의 정의

상관계수란 두 변수간의 상호 종속관계를 측정해 주는 계수로써 -1에서 1까지의 값을 갖는다. 상관 값이 0 이면 서로 상관이 없다는 것을 말한다. 예를 들어, 측정데이터 X, Y에 대하여 n개의 측정값 $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$ 이 주어졌을 때 상관계수 ρ 는 두 변수 X, Y의 공분산을 각 변수의 표준편차의 곱으로 나눈 식 (3.1)와 같이 주어진다.

$$\rho = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - m_X)(y_i - m_Y)}{\sigma_X \sigma_Y} \quad (3.1)$$

여기서, m_X , m_Y 는 X, Y 의 평균값이고, σ_X , σ_Y 는 X, Y의 표준편차이다.

이때, 변수 X, Y 의 공분산을 다시 정리하면 식 (3.2)로 표현할 수 있고, 변수 X, Y의 분산을 다시 정리하면 식 (3.3), (3.4)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
\text{Cov}(X, Y) &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - m_X)(y_i - m_Y) \\
&= E[(x - m_X)(y - m_Y)] \\
&= E[xy - x m_Y - y m_X + m_X m_Y] \\
&= E[xy] - m_Y E[x] - m_X E[y] + m_X m_Y \\
&= E[xy] - m_X m_Y
\end{aligned} \tag{3.2}$$

$$\begin{aligned}
\text{Var}(X) &= \sigma_X^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - m_X)^2 \\
&= E[(x - m_X)^2] \\
&= E[x^2 - 2x m_X + m_X^2] \\
&= E[x^2] - 2m_X E[x] + m_X^2 \\
&= E[x^2] - m_X^2
\end{aligned} \tag{3.3}$$

$$\begin{aligned}
\text{Var}(Y) &= \sigma_Y^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - m_Y)^2 \\
&= E[(y - m_Y)^2] \\
&= E[y^2 - 2y m_Y + m_Y^2] \\
&= E[y^2] - 2m_Y E[y] + m_Y^2 \\
&= E[y^2] - m_Y^2
\end{aligned} \tag{3.4}$$

여기서, $E[x] = m_X$ 이고, $E[y] = m_Y$ 이다.

즉, 표준편차의 제곱은 공분산이 되고, 공분산의 제곱근은 표준편차가 된다.

따라서, 식(3.2), (3.3), (3.4)을 이용하여 변수 X, Y 에 대한 상관계수를 아래 식 (3.5)과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\rho_{(X, Y)} = \frac{E[xy] - m_X m_Y}{[(E[x^2] - m_X^2)(E[y^2] - m_Y^2)]^{1/2}} \quad (3.5)$$

3.2.2 다이버시티와 상관특성

그림 3.3에서는 다이버시티 브랜치 수 M 의 변화에 따른 다이버시티 성능을 나타낸다. 그림 3.3에서 알 수 있듯이 브랜치 수를 증가 시킬수록 성능개선효과는 증가한다. 그러나 2개의 브랜치를 사용하여 합성한 경우가 가장 큰 폭의 개선효과가 있고, 브랜치 수 M 을 3개 이상으로 증가시키면 다이버시티 효과의 상승폭이 감소됨을 알 수 있다. 이러한 이유로 통상 다이버시티 수신시스템에서는 경제적이고 다이버시티 효과를 극대화하는 2개의 브랜치를 사용하는 경우가 일반적이다.

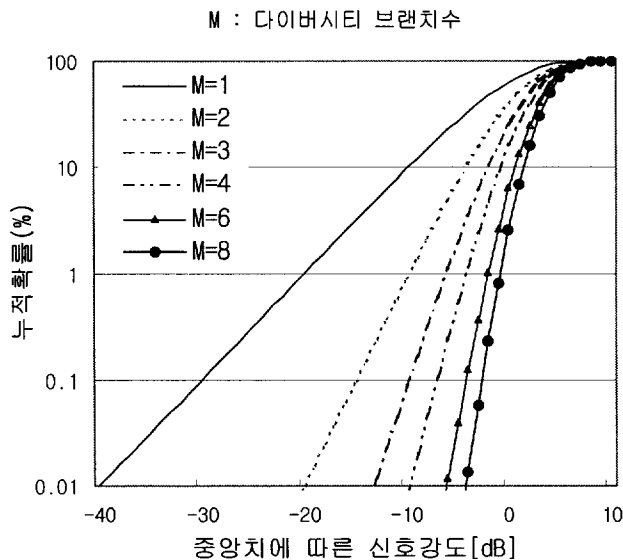


그림 3.3 다이버시티 브랜치(Branch) 수에 따른 개선효과

그림 3.4는 두개의 다이버시티 브랜치($M=2$) 수신시 브랜치 간의 상관 계수 ρ 를 0에서 1까지 변화시켰을 때의 페이딩 개선도 이다.

상관계수 ρ 가 0 일 때, 페이딩 개선도가 가장 좋지만 0.5 이하에서도 충분한 효과가 있음을 알 수 있다. 통상, 상관계수가 0인 다이버시티 브랜치를 얻는 것은 쉽지가 않으므로 다이버시티 브랜치 에서 요구되는 상관계수는 0.5 또는 0.7이하의 값을 가질 때 다이버시티 효과가 있다고 한다.

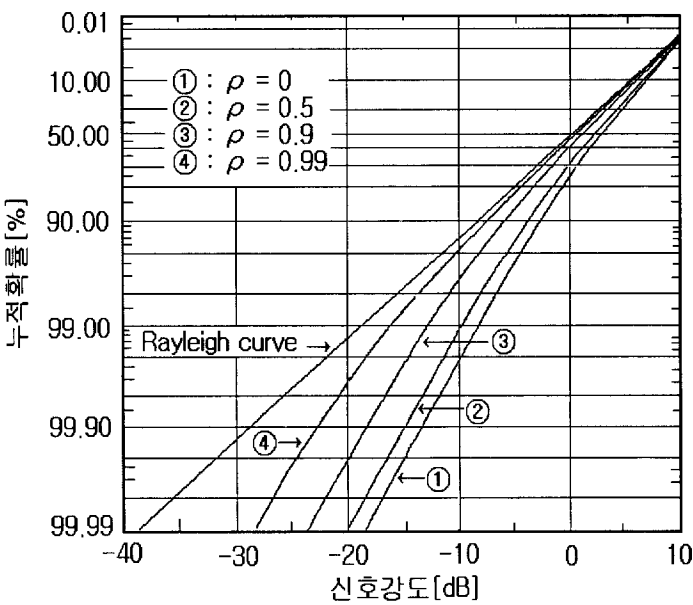


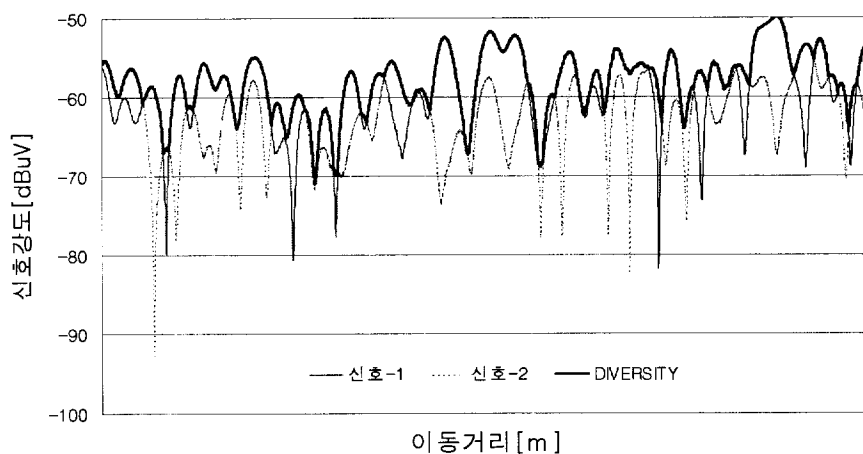
그림 3.4 다이버시티 상관계수에 따른 개선도

3.3 교차편파 식별도 (XPD: Cross Polarization Discrimination)

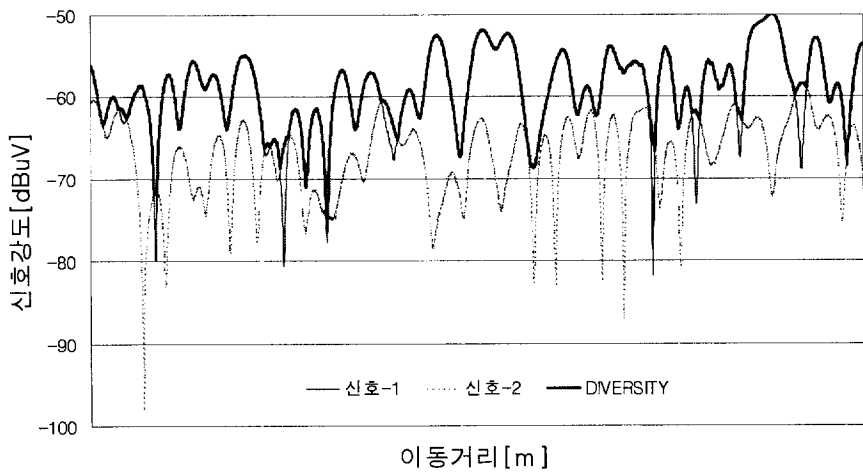
앞장에서 언급한 바와 같이 다이버시티 성능은 다이버시티안테나의 두 브랜치가 서로 상관 특성을 약하게 보일 때 즉, 두 브랜치 안테나의 수신특성이 서로 상반되어 상호 상관계수가 작아질수록 다이버시티 효과는 크게 나타나게 된다. 그러나 상호 상관계수만으로 다이버시티 효과를 평가하는 것은 두 브랜치의 평균 수신 전계강도가 유사한 경우에는 잘 적용이 될 수 있지만, 두 브랜치의 평균 수신 전계레벨의 차이인 교차편파 식별도 XPD가 클 경우에는 상호 상관계수만으로 다이버시티 효과를 평가하기가 곤란하다.

다이버시티 효과를 평가하는 척도로서 상관계수뿐만 아니라 교차편파 식별도 에 대한 평가도 매우 중요하다

그림 3.5 에서는 상호 상관계수는 동일하지만($\rho=0.08992$) 교차편파 식별도XPD가 다른 신호의 특성을 보여주고 있다. 그림 3.5(a)는 비교적 편파의 특성이 잘 변하는 전파환경에서의 신호 특성으로 교차편파 수신안테나에 의한 수신 특성이 동일 편파 수신안테나에 의한 수신 특성과 비교하여 전계강도의 차이가 크게 나지 않는 경우이며, 그림 3.5(b)는 편파의 특성이 잘 유지되는 환경에서의 신호 특성으로 교차편파 수신안테나에 의한 수신 전계강도가 동일편파 수신안테나의 경우 보다 상대적으로 매우 낮게 되는 경우의 편파 다이버시티 결과를 나타내고 있다.



(a) XPD가 2.88인 경우 ($\rho=0.08992$)



(b) XPD가 7.88인 경우 ($\rho=0.089923$)

그림 3.5 상관계수가 동일한 신호의 특성 비교

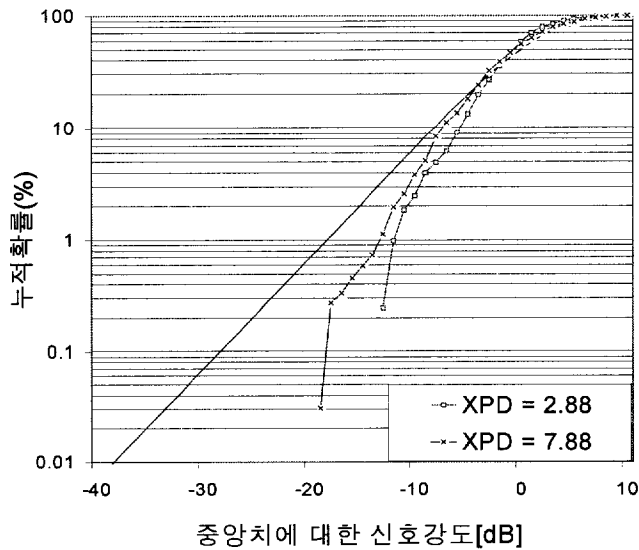


그림 3.6 XPD에 따른 다이버시티 결과

그림 3.6는 그림 3.5(a),(b)의 다이버시티신호를 누적확률 분포도를 통해 다이버시티 효과를 평가하였다. 그림 3.6 에서 알 수 있듯이 상호 상관계수가 동일하여도 동일편파와 교차편파간의 수신전계 강도의 차이인 XPD가 너무 크면 다이버시티 효과가 떨어지게 됨을 알 수 있다. 이런 결과를 볼 때 편파 다이버시티를 평가하는 요소로 상호 상관계수뿐만 아니라 XPD를 포함시켜야 함을 알 수 있다. 일반적으로 XPD는 식 (3.6)으로 표현한다.

$$XPD = 10 \log_{10} \frac{\text{동일편파 안테나에 의한 수신전력}}{\text{교차편파 안테나에 의한 수신전력}} \quad (3.6)$$

제 4 장 원편파의 특성

4.1 전자파의 성질 및 편파(Polarization)

전자계에 있어서 전기장과 자계의 분포는 각각이 특정의 방향에 대하여 향하고 있다. 이와 같은 전자파의 성질을 편파라 부른다.

편파는 전자파가 진행하는 공간상에서 임의의 점에서의 전기장 방향을 이용하여 정의한다. 이 전기장 벡터의 첨두치 궤적의 모양에 따라 직선편파, 원편파, 타원편파 등으로 구분된다. 직선편파에서 전기장성분이 대지면 을 기준으로 수직으로 변화하면 수직편파, 전기장성분이 대지면에 수평으로 변화하면 수평편파라고 한다.

즉, 자유공간에 전파되는 전자파의 전기장은 임의의 방향으로 전파될 수 있으므로 $E_x \neq 0$, $E_y \neq 0$, $E_z = 0$ 의 조건을 가지게 되고 전기장 E 는 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} E(z, t) &= \text{Re} [E_x \hat{a}_x e^{j(\omega t - kz + a)} + E_y \hat{a}_y e^{j(\omega t - kz + b)}] \\ &= E_x \cos(\omega t - kz + a) \hat{a}_x + E_y \cos(\omega t - kz + b) \hat{a}_y \end{aligned} \quad (4.1)$$

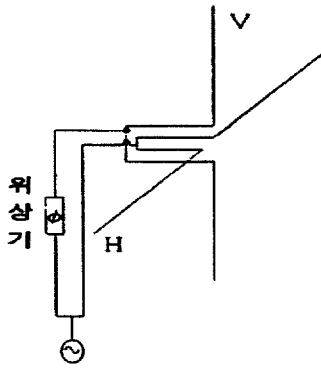
여기서 E_x 와 E_y 는 각 성분의 진폭이고 a 와 b 는 각 성분의 위상, k 는 전파정수, z 는 전파의 진행방향이다.

식 (4.1)에서 $E_x \neq 0$ 이고 $E_y = 0$ 이면 수평편파, $E_x = 0$ 이고 $E_y \neq 0$ 이

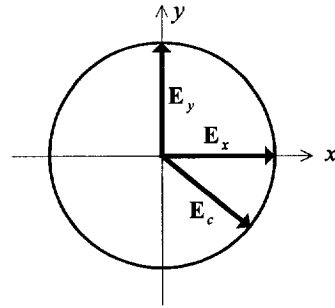
면 수직편파이다. 또한 수직 및 수평성분의 크기가 같고($E_x=E_y$) 위상이 같으면($a=b$) $\pm 45^\circ$ 직선편파가 된다. 하지만, 두 편파의 위상차($\Delta\phi=a-b$) 이가 $\pm\pi/2$ 이면서 $E_x \neq E_y$ 이면 타원편파(elliptically polarized wave)이고, $E_x=E_y$ 이면 원편파(CP : Circularly polarized wave)에 대한 식의 표현이 된다. 이때, 원편파를 진행하는 전파의 후방에서 바라볼 때 시계방향으로 회전할 때는 우선회 원편파(RHCP: Right-Hand Circularly Polarized wave)이며, 반 시계방향으로 회전하는 경우에는 좌선회 원편파(LHCP: Left-Hand Circularly Polarized wave)이다.

4.2 원형편파 안테나 구성

직교하는 2개의 수직, 수평편파를 동상이 아닌 두개의 전파의 합으로 합치면 전기 벡터는 시간과 함께 전파축 주위로 회전한다. 이때 양 성분의 진폭이 같고 위상이 $\pm\pi/2[\text{rad}]$ 일 때를 원형편파라 한다. 원형편파를 발생시키는 안테나는 그림 4.1(a)와 같이 수직편파와 수평편파를 이용하여 $\pm\pi/2[\text{rad}]$ 의 위상차를 두고 합성된다. 이러한 안테나로부터 얻어지는 원형편파는 구성방법에 따라 우선회 원형편파와 좌선회 원형편파가 된다.



(a) 원형편파 안테나 개략도



(b) 축비가 1인 원형편파

그림 4.1 원형편파 안테나 구성원리

그림 4.1(b)는 축비가 1 인 원형편파의 구성이다. 이때 수직편파와 수평편파의 전계를 각각 E_x , E_y 라고 하면 다음 식 (4.2)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} E_x &= E_x \hat{a}_x \\ E_y &= E_y \hat{a}_y \end{aligned} \quad (4.2)$$

따라서 우선회 및 좌선회 원형편파 안테나의 전계 E_{cR} 와 E_{cL} 는 식 (4.3) 와 (4.4)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} E_{cR} &= E_x \hat{a}_x + jE_y \hat{a}_y \\ &= E_{cR} \frac{1}{\sqrt{2}} (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} E_{cL} &= E_x \hat{a}_x - jE_y \hat{a}_y \\ &= E_{cL} \frac{1}{\sqrt{2}} (\hat{a}_x - j \hat{a}_y) \end{aligned} \quad (4.4)$$

4.3 원형편파의 반사특성

일반적으로 수평편파와 수평편파에서 입사각 θ 에 대한 반사계수 $R_V e^{j\theta_V}$, $R_H e^{j\theta_H}$ 는 식 (4.5), (4.6)로 주어진다.

$$R_V e^{j\theta_V} = \frac{n^2 \cos \theta - \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}}{n^2 \cos \theta + \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}} \quad (4.5)$$

$$R_H e^{j\theta_H} = \frac{\cos \theta - \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{n^2 - \sin^2 \theta}} \quad (4.6)$$

여기서, 굴절률 n 은 두 매질의 전파정수의 비로 정의 할 수 있으며 다음 식(4.7)와 같다.

$$n^2 \simeq \epsilon_{r2} - j \frac{\sigma_2}{\omega \epsilon_0} \quad (4.7)$$

여기서, ϵ_{r2} 는 반사체의 비유전율, σ_2 는 반사체 매질의 도전율, ϵ_0 는 자유공간의 유전율이다. 이때 사용주파수가 높아지면($\omega \epsilon_0 \gg \sigma_2$) 굴절률은 다음 식(4.8)로 된다.

$$n \simeq \sqrt{\epsilon_{r2}} \quad (4.8)$$

4.4 원편파 다이버시티의 이론적 모델

4.4.1 기존의 편파 다이버시티 모델

이동무선통신에서 다이버시티 수신시스템으로 공간 다이버시티와 편파 다이버시티를 많이 사용한다. 기지국에서 다이버시티 수신을 행하는 이유는 이동국에서의 송신전력과 요구되는 S/N 비를 낮출 수 있기 때문이다. 신호 진폭에 대한 상호상관계수는 다이버시티 효과를 결정하는 중요한 요소로, 통상 상관계수가 0.7 이하로 되면 다이버시티 효과를 얻을 수 있다고 본다.

공간다이버시티의 경우, 상관계수 값을 0.7 이하로 얻기 위해서는 안테나 사이의 공간적 거리를 약 20λ 이상으로 한다. 공간적으로 거리를 유지하면서 기지국의 철탑에 다이버시티 안테나를 설치하는 것은 매우 어려운 작업이고 비경제적이다.

본장에서는 이러한 안테나의 공간적 이격이 필요치 않고 직교하는 두 편파(수직 및 수평편파) 브랜치를 이용하는 편파 다이버시티 수신방식에 대한 이론적 모델을 제시하고 그 성능을 평가하고자 한다. 편파 다이버시티는 다중경로 전파환경에서 송신된 전파의 편파가 변화하는 현상을 이용한다.

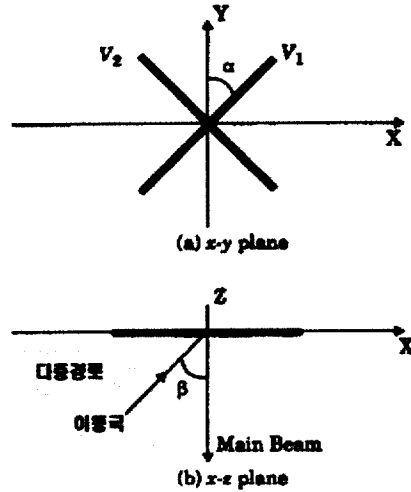


그림 4.2 편파 다이버시티의 이론적 모델

그림 4.2 는 기존의 편파 다이버시티수신의 이론 모델이다. 여기서, V_1 과 V_2 는 편파 다이버시티 브랜치이며 이동국은 편파다이버시티 안테나의 주빔 (Main-Beam) 방향으로부터 오프셋(offset) 각 β 에 위치하고 있다.

그림 4.2의 모델을 이용한 두 다이버시티 브랜치에 수신되는 신호의 상관계수 ρ 는 식 (4.9)과 같이 표현된다.

$$\rho = \left(\frac{a^2 - b^2 \Gamma}{a^2 + b^2 \Gamma} \right)^2 = \left(\frac{\tan^2 \alpha \cos^2 \beta - \Gamma}{\tan^2 \alpha \cos^2 \beta + \Gamma} \right)^2 \quad (4.9)$$

여기서, $a = \sin \alpha \cos \beta$, $b = \cos \alpha$, Γ 는 이동국과 기지국사이의 전파 경로에 따른 교차편파식별도이다.

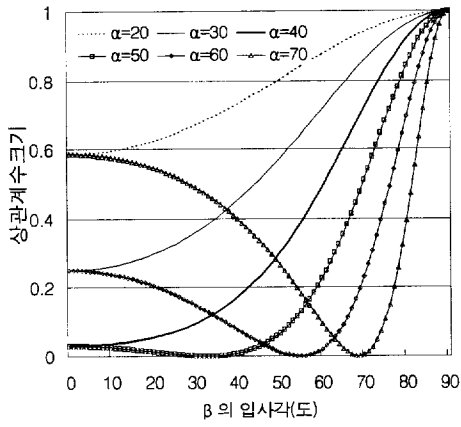
식 (4.9)에서 알 수 있듯이 상관계수는 편파 다이버시티 안테나의 편파

각 α , 다이버시티 안테나의 주빔 으로부터 오프셋 각 β 그리고, 교차편 파식별도 Γ 에 의해 결정됨을 알 수 있다.

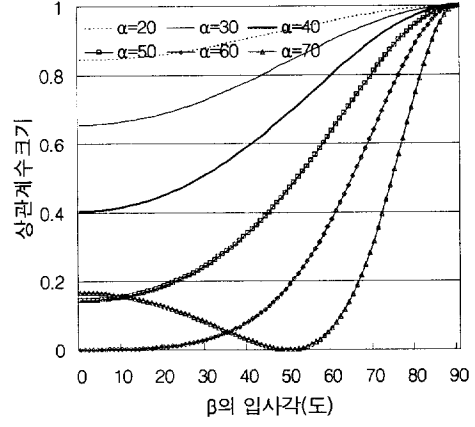
그림 4.3 에서는 식 (4.9)을 이용하여 α , β , Γ 의 변화에 따른 상관계수의 값을 나타내고 있다. 그림 4.3 (a), (b), (c), (d)는 $\Gamma \cong XPD$ 가 각각 0 dB, 5 dB, 10 dB, 20 dB 일 때의 상관계수를 나타내고 있다. 그림 4.3 에서 알 수 있듯이 상관계수는 Γ 가 클수록 크고, offset 각 β 에 따라 변화하며 90°일 때 1.0 이다. 이것은 수평편파 성분의 가중치가 β 가 증가함에 따라 작아지기 때문이다. 그리고 다이버시티 브랜치 V_1 과 V_2 는 β 가 90°에서는 오직 수직편파 성분만 수신되고 이런 경우에는 편파 다이버시티 이득은 0 이다.

또한, 편파각 α 가 약 $\pm 45^\circ$ 로 했을 때 상관계수 값이 가장 낮아짐을 알 수 있고, 그림 4.3(a)에서 Γ 가 0 dB 일때 α 가 45°보다 커지면 상관계수가 커지는 것은 β 가 0°부근에서 수직편파 성분보다 수평편파성분이 더 강하기 때문이다.

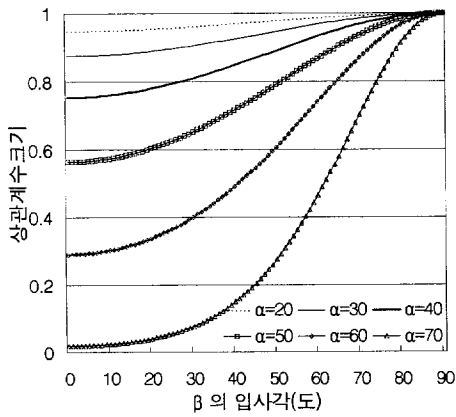
결국, 편파 다이버시티는 XPD 의 크기를 0 dB가 되도록 하며, 편파각 α 를 $\pm 45^\circ \sim \pm 50^\circ$ 로 한 경우에 가장 다이버시티 효과가 우수함을 예측할 수 있다.



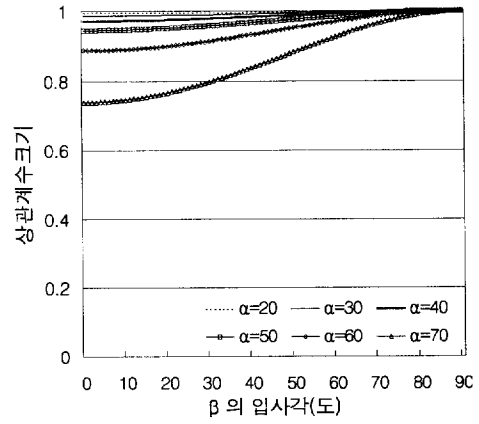
(a) $\Gamma \cong XPD = 0 \text{ dB}$



(b) $\Gamma \cong XPD = 5 \text{ dB}$



(c) $\Gamma \cong XPD = 10 \text{ dB}$



(d) $\Gamma \cong XPD = 20 \text{ dB}$

그림 4.3 $\Gamma \cong XPD$ 의 변화에 따른 상관계수의 크기

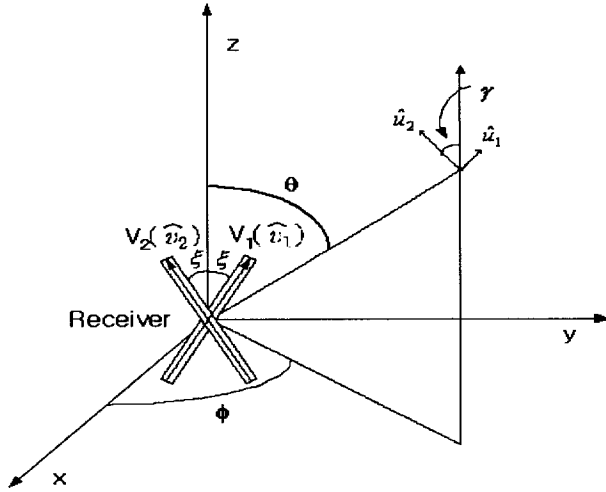


그림 4.4 고도각 γ 에 대한 편파 다이버시티 수신모델

그림 4.4는 고도각 γ 가 포함된 편파 다이버시티 수신모델이다. 여기서, V_1 과 V_2 는 다이버시티 브랜치이고 ζ 는 브랜치의 편파각 이다. 각 θ 는 z 축과 입사파의 사잇각 이고 ϕ 는 다이버시티 안테나의 주빔 방향으로부터 오프셋 각이다.

그림 4.4의 고도각을 이용한 다이버시티 수신모델을 이용한 두 다이버시티 브랜치에 수신되는 신호의 상관계수 ρ 는 식 (4.10) 과 같이 표현된다.

$$\rho = \frac{(a^2 - bb'\Gamma)^2}{\left[a^8 + 2\Gamma a^6(b'^2 + b^2) + \Gamma^2 a^4(4b^2 b'^2 + b'^4 + b^4) + 2\Gamma^3 a^2(b^4 b'^2 + b^2 b'^4) + \Gamma^4 b^4 b'^4 \right]^{1/2}} \quad (4.10)$$

여기서, $a = \sin \zeta \cos \phi$, $b = \cos \gamma \cos \zeta - \sin \gamma \sin \phi \sin \zeta$,

$b' = \cos \gamma \cos \zeta + \sin \gamma \sin \phi \sin \zeta$, $\Gamma \cong XPD$ 이다.

식 (4.10)에서도 알 수 있듯이 상관계수의 크기는 역시 교차편파식별도의 크기에 많은 영향을 받는다.

본 논문에서는 기존의 직선 편파 다이버시티 효과를 개선시키기 위해 교차편파식별도 XPD를 고려한 원편파 안테나를 이용하여 원편파 다이버시티의 이론적 모델을 제시하고 이론적으로 상관계수 값을 평가하여 기존의 직선편파 다이버시티의 성능과 비교, 측정, 평가 할 것이다.

4.5 원형편파 다이버시티 모델

일반적인 우선회 원형편파의 수식은 식 (4.11a)와 같이 표현되고 좌선회 원형편파는 식 (4.12b)와 같다.

$$E_{RC} = E_H + jE_V \quad (4.11a)$$

$$E_{LC} = E_H - jE_V \quad (4.11b)$$

그림 4.5는 우선회, 좌선회 원형편파를 표현한 것이다.

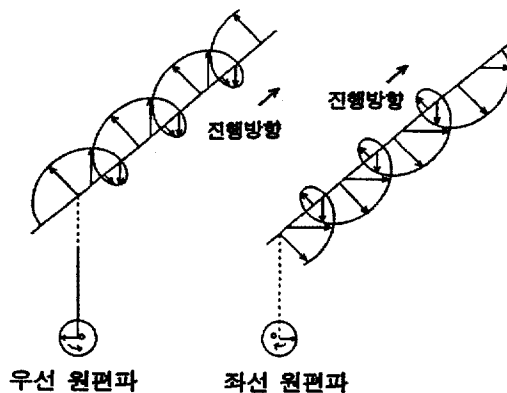


그림 4.5 원형편파 모델

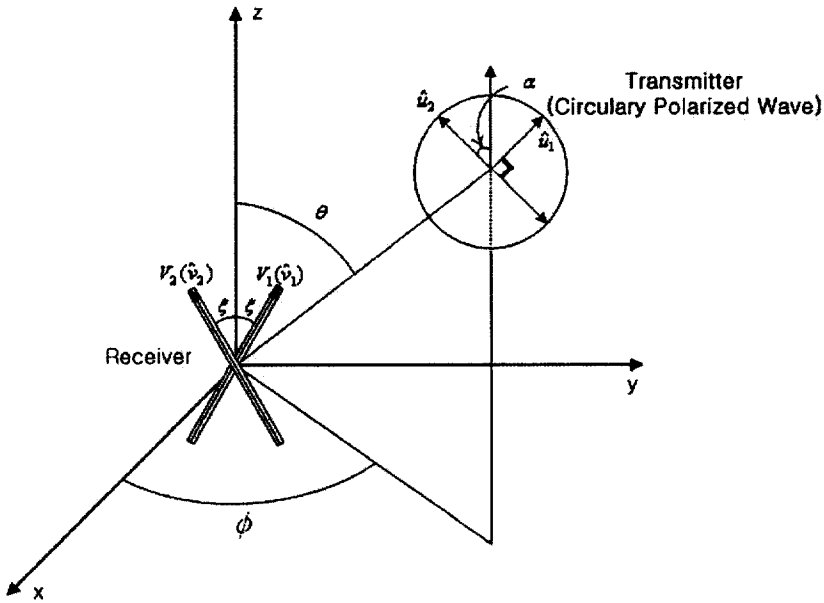


그림 4.6 송수신기 모델

식 (4.11)을 벡터적으로 변환하면,

$$\widetilde{E}_{RC} = e_R \cos(\omega t + \phi_R) \widetilde{u}_1 + e_R \cos(\omega t + \phi_R + \frac{\pi}{2}) \widetilde{u}_2 \quad (4.12a)$$

$$\widetilde{E}_{LC} = e_L \cos(\omega t + \phi_L) \widetilde{u}_1 + e_L \cos(\omega t + \phi_L - \frac{\pi}{2}) \widetilde{u}_2 \quad (4.12b)$$

와 같으며 여기서,

$$\widetilde{u}_1 = -\sin \phi \widetilde{x} + \cos \phi \widetilde{y} \quad (4.13a)$$

$$\widetilde{u}_2 = -\sin \nu \cos \phi \widetilde{x} - \sin \nu \sin \phi \widetilde{y} + \cos \nu \widetilde{z} \quad (4.13b)$$

$$E_H = e \cos(\omega t + \phi) \quad (4.14a)$$

$$E_V = e \cos(\omega t + \phi) \quad (4.14b)$$

이다.

$\tilde{u}_1$ 와 $\tilde{u}_2$ 는 서로 직교하는 단위벡터 성분이다. E_H 와 E_V 는 각각 수평 편파와 수직편파의 전계이다.

그림 4.6의 송수신기는 수신전계가 Rayleigh 분포를 가질만큼 충분히 떨어져 있으며, 수신기는 z축과 ξ 의 각도만큼 기울어져 yz평면상에 놓여 있다고 가정했다.

단위벡터 $\tilde{u}_1$ 과 $\tilde{u}_2$ 는 수신 안테나로 입사되는 방향과 수직이며, $\tilde{u}_1$ 는 xy평면상에 놓여있고 $\tilde{u}_2$ 는 z축과 ν 의 각으로 기울어져 있다.

two-branch 수신안테나 브랜치의 단위벡터는 식 (4.15)이다.

$$\tilde{v}_1 = \sin \xi \tilde{y} + \cos \xi \tilde{z} \quad (4.15a)$$

$$\tilde{v}_2 = -\sin \xi \tilde{y} + \cos \xi \tilde{z} \quad (4.15b)$$

각 브랜치에 수신되는 전계는

$$V_1 = E_{RC} \cdot \tilde{v}_1 + E_{LC} \cdot \tilde{v}_1 \quad (4.16a)$$

$$V_2 = E_{RC} \cdot \tilde{v}_2 + E_{LC} \cdot \tilde{v}_2 \quad (4.16b)$$

로 표현할 수 있으며,

$$\begin{aligned} V_1 = & \{ e_R \cos(\omega t + \phi_R)(\cos \phi \sin \xi) \\ & + e_R \sin(\omega t + \phi_R)(-\sin \nu \sin \phi \sin \xi) \\ & + e_R \sin(\omega t + \phi_R)(\cos \nu \cos \xi) \} + \{ e_L \cos(\omega t + \phi_L)(\cos \phi \sin \xi) \\ & + e_L \sin(\omega t + \phi_L)(\sin \nu \sin \phi \sin \xi) - e_L \sin(\omega t + \phi_L)(\cos \nu \cos \xi) \} \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$a = \sin \xi \cos \phi,$$

$$b = \cos \nu \cos \xi - \sin \nu \sin \phi \sin \xi \text{ 로 치환하면,}$$

$$\begin{aligned} V_1 = & (e_R(a \cos \phi_R + b \sin \phi_R) + e_L(a \cos \phi_L - b \sin \phi_L)) \cos \omega t \\ & - (e_R(a \sin \phi_R - b \cos \phi_R) + e_L(a \sin \phi_L + b \cos \phi_L)) \sin \omega t \end{aligned} \quad (4.18)$$

이고, V_1 브랜치 수신신호의 크기성분은 식 (4.19)와 같다.

$$\begin{aligned} A_1 = & \{ (e_R(a \cos \phi_R + b \sin \phi_R) + e_L(a \cos \phi_L - b \sin \phi_L))^2 + \\ & (e_R(a \sin \phi_R - b \cos \phi_R) + e_L(a \sin \phi_L + b \cos \phi_L))^2 \}^{1/2} \\ = & \{ (a^2 + b^2)(e_R^2 + e_L^2) + \\ & 2e_R e_L((a^2 - b^2) \cos(\phi_R - \phi_L) + 2ab \sin(\phi_R - \phi_L)) \}^{1/2} \end{aligned} \quad (4.19)$$

V_2 브랜치도 같은 방법으로

$$\begin{aligned} V_2 = & \{ -e_R \cos(\omega t + \phi_R)(\cos \phi \sin \xi) \\ & + e_R \sin(\omega t + \phi_R)(\sin \nu \sin \phi \sin \xi) \\ & + e_R \sin(\omega t + \phi_R)(\cos \nu \cos \xi) \} + \{ -e_L \cos(\omega t + \phi_L)(\cos \phi \sin \xi) \\ & - e_L \sin(\omega t + \phi_L)(\sin \nu \sin \phi \sin \xi) - e_L \sin(\omega t + \phi_L)(\cos \nu \cos \xi) \} \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$a = \sin \xi \cos \phi,$$

$$c = \cos \nu \cos \xi + \sin \nu \sin \phi \sin \xi \text{ 로 치환하면,}$$

$$A_2 = \{ (a^2 + c^2)(e_R^2 + e_L^2) + 2e_R e_L ((a^2 - c^2) \cos(\phi_R - \phi_L) - 2ac \sin(\phi_R - \phi_L)) \}^{1/2} \quad (4.21)$$

상관계수 ρ 는 일반적으로 다음 식 (4.22)와 같으므로,

$$\rho = \frac{\langle A_1^2 \cdot A_2^2 \rangle - \langle A_1^2 \rangle \langle A_2^2 \rangle}{[(\langle A_1^4 \rangle - \langle A_1^2 \rangle^2)(\langle A_2^4 \rangle - \langle A_2^2 \rangle^2)]^{1/2}} \quad (4.22)$$

식(4.22)에 A_1 과 A_2 를 대입하고,

$$XPD = \frac{\langle e_R^2 \rangle}{\langle e_L^2 \rangle} \equiv \Gamma \quad (4.23)$$

를 대입해 상관계수의 식을 표현하면

$$\rho = \frac{(a^2 + b^2)(a^2 + c^2)(1 + \Gamma^2) + 2\Gamma(a^2 - b^2)(a^2 - c^2) - 8\Gamma a^2 bc}{[(a^2 + b^2)^2(a^2 + c^2)^2(1 + \Gamma^2)^4]^{1/2}} \quad (4.24)$$

과 같은 식을 얻을 수 있다.

여기서

$$a = \sin \xi \cos \phi,$$

$$b = \cos \nu \cos \xi - \sin \nu \sin \phi \sin \xi,$$

$$c = \cos \nu \cos \xi + \sin \nu \sin \phi \sin \xi,$$

$$\Gamma \equiv XPD \text{ 이다.}$$

4.5.1 NLOS(Non Line of sight)전파환경에서 이동측정 결과

그림 4.7은 실내 비가시거리(NLOS)의 이동측정을 위한 전파환경이다. 송수신 안테나를 1.5m 로 고정하고 신호발생기에서 1.298 GHz대의 무변 조파로 방사하고, 측정은 각각 경로 1, 2에 대해 장애물(캐비닛)에서 벽으로 이동하면서 수신안테나의 스펙트럼분석기로 측정하였다. 이동측정에 사용된 장비는 그림 4.8과 같이 거리펄스발생기(Distance Pulse Generator), 스펙트럼 분석기(Spectrum Analyzer), DAT(Digital Audio Tape) Recorder등이다.

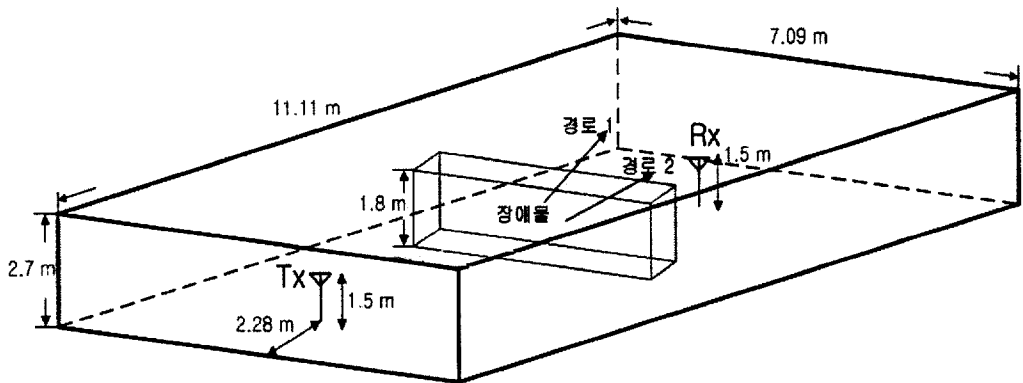


그림 4.7 실내 비가시거리 이동측정 환경

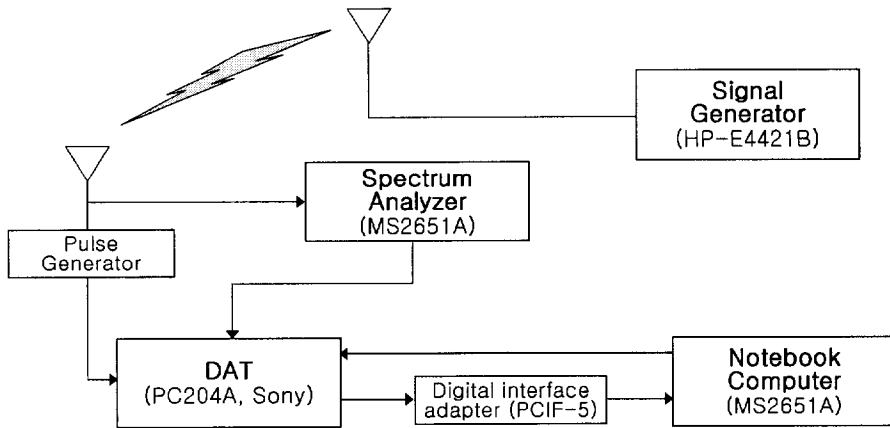
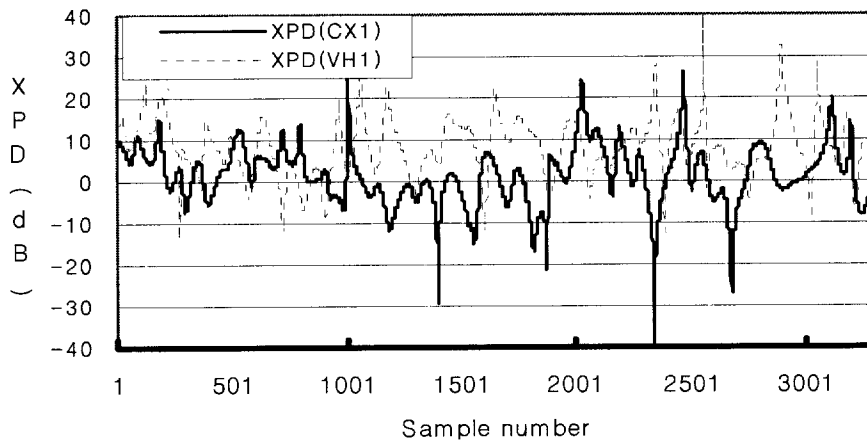
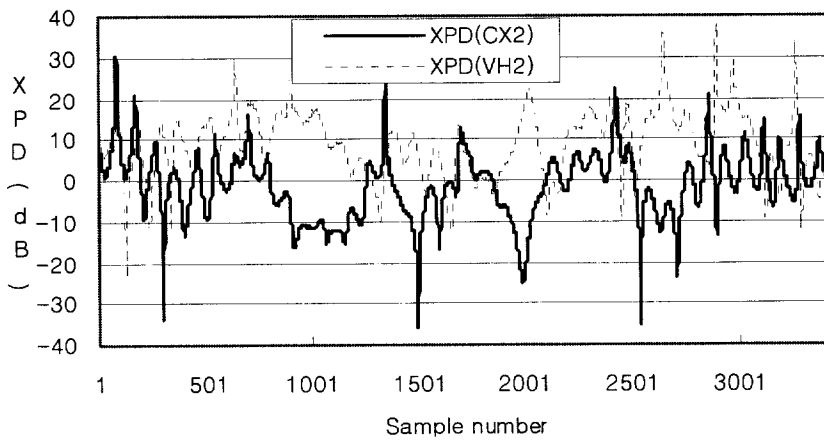


그림 4.8 이동측정 장비결선도

그림 4.9는 실내 비가시거리 경로 1, 2에서 원형편파와 수직편파에 대한 교차판별식별도를 나타내고 있는 측정결과이다. 표 4.1 은 그림4.9에 대한 XPD 의 평균값을 수치로 표현한 것이다.



(a) 경로1의 교차판별식별도(XPD)



(b) 경로2의 교차판별식별도(XPD)

그림 4.9 실내 비가시거리 경로 1, 2의 XPD

표 4.1을 통해 알 수 있듯이 XPD는 송신측에서 원형편파를 사용한 경우가 수직편파를 사용한 경우보다 약 6.5 dB정도 낮게 됨을 확인할 수 있다.

		XPD 평균값(dB)
경로 1	원편파 (CX)	1.44
	수직편파(VH)	8.11
경로 2	원편파 (CX)	1.49
	수직편파(VH)	8.50

표 4.1. 경로 1, 2 에 대한 XPD의 평균값

그림 4.10은 이동통신연구실내에서 비가시거리 전파환경을 구성하여 XPD를 얻기 위해 측정한 광대역 측정결과이다. 그림 4.10에서 알 수 있듯이 원형편파로 송신하고 ±45도 편파 안테나로 수신한 경우의 XPD는 수직편파 안테나로 송신하고 ±45편파 안테나로 수신한 경우의 XPD보다 약 12dB 낮게 나타남을 알 수 있다.

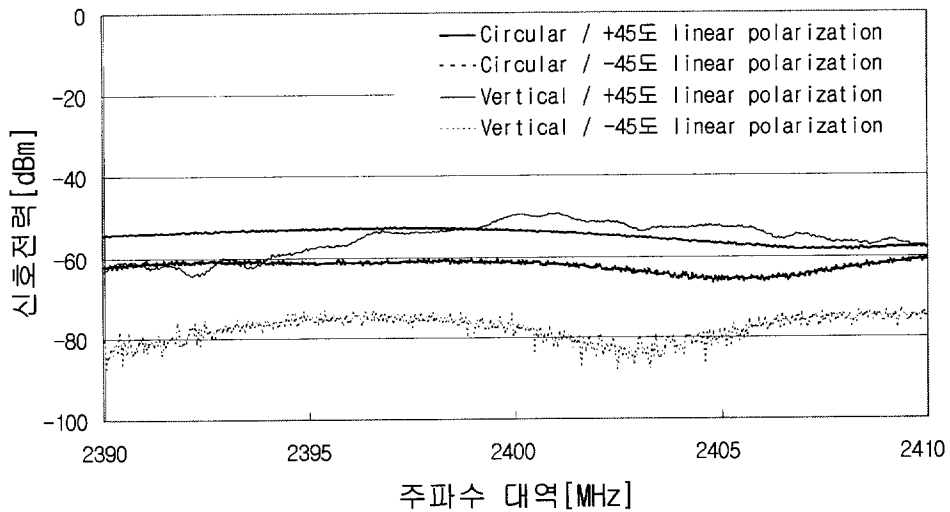
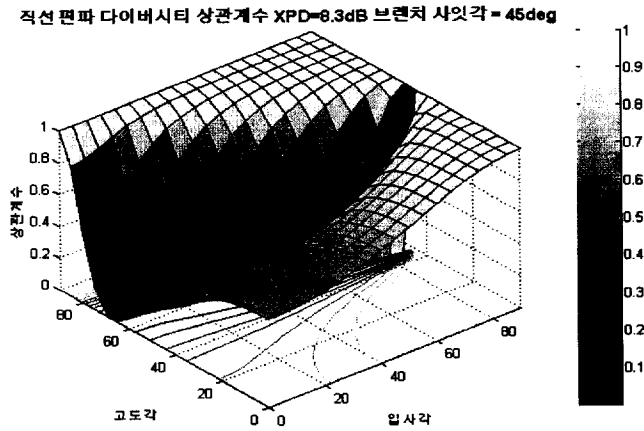
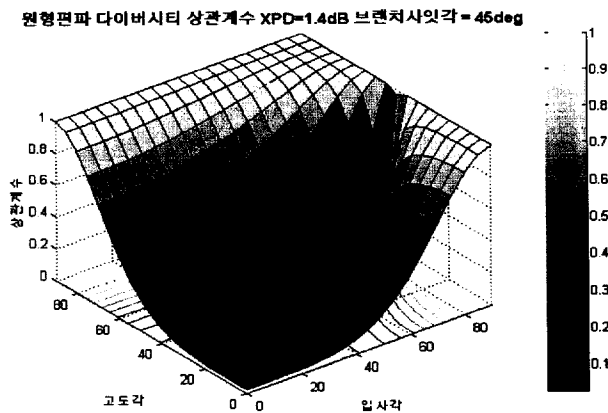


그림 4.10 실내 비가시거리(NLOS) 환경에서의 XPD

그림 4.11 은 실내 비가시거리 환경에서 측정된 XPD를 상관계수 식 (4.24)에 대입해 기존의 편파 다이버시티와 원형편파 다이버시티의 상관계수를 3D로 표현한 그래프이다. 일반적으로 편파 다이버시티 방법에서 브랜치 사이각은 45° 를 이용하므로, 브랜치 사이각 45° 에 대한 고도각과 입사각을 고려한 상관계수를 나타내고 있다. 그림 4.10 에서 알 수 있듯이 기존의 직선편파 다이버시티의 상관계수 그림을 보면 고도각 60° ~ 70° 부근에 낮은 상관계수 값이 집중되어 있는 반면, 원형편파 다이버시티의 경우에는 고도각 0° ~ 50° 부근에 폭 넓게 낮은 상관계수 값들이 집중되어 있다.



(a) 직선편파 다이버시티.



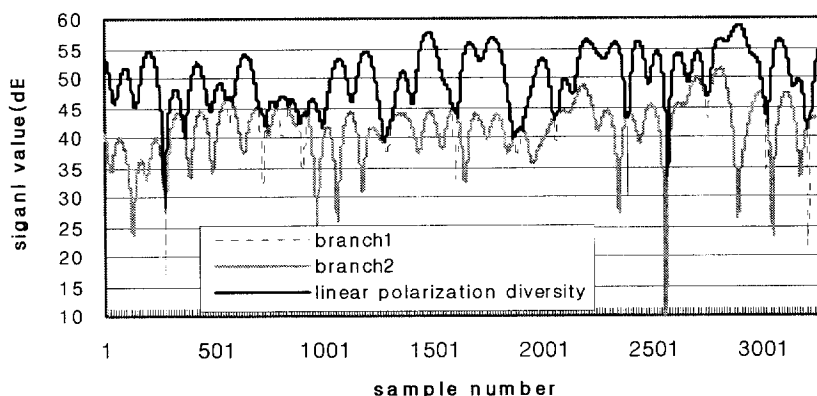
(b) 원형편파 다이버시티.

그림 4.11 직선편파와 원형편파 다이버시티의 상관계수 값 평가

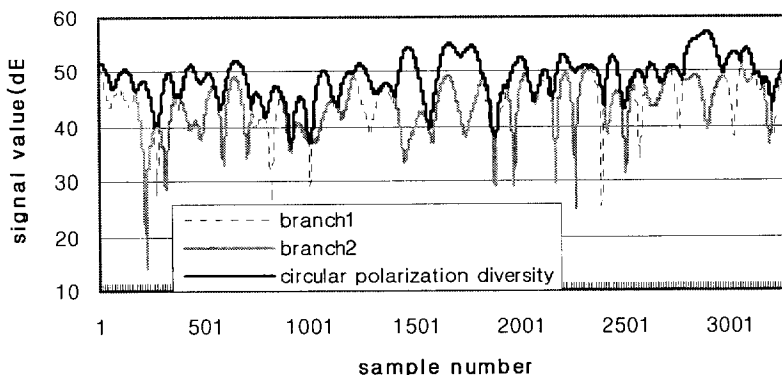
따라서, 비가시거리의 환경에서는 직접파가 존재하지 않으므로 수신안테나의 주빔 방향으로 신호가 집중되지는 않지만, 상관계수의 분포만 보더라도 원편파 다이버시티의 경우가 훨씬 더 낮은 상관계수 값을 나타내

므로 다이버시티 효과가 상당히 좋음을 알 수 있고, 원편과 다이버시티 방법이 다이버시티 수행 시 페이딩 경감효과도 더 뛰어날 것임을 예측할 수 있다.

4.6 선택절환 합성결과 비교



(a) 직선편과 다이버시티의 선택절환 합성 결과

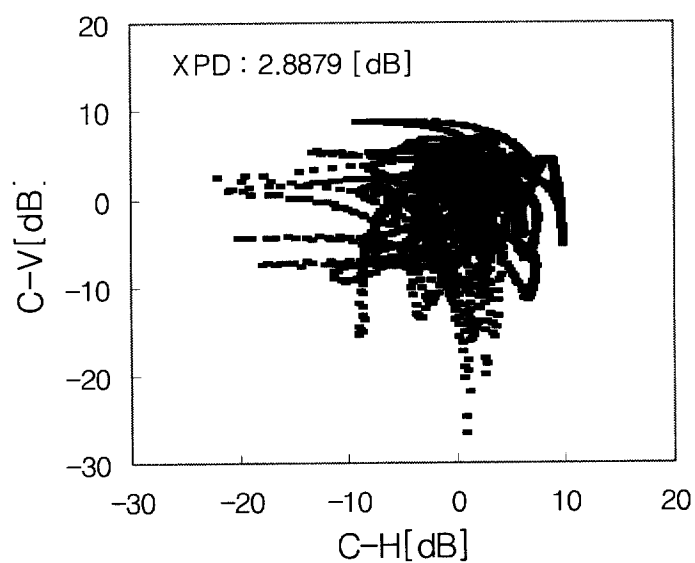


(b) 원형편과 다이버시티의 선택절환 합성 결과

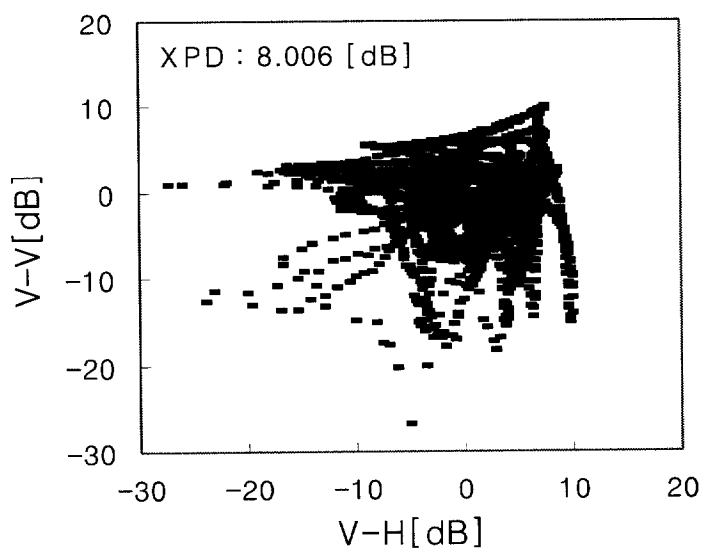
그림 4.12 직선편과 원형편과 다이버시티 방법의 페이딩 경감특성 비교

그림 4.12는 그림 4.7과 동일한 측정환경의 경로 1에서 선택절환 다이버시티 합성법을 사용해 직선편파 다이버시티와 원형편파 다이버시티의 수신신호의 페이딩 경감특성을 나타낸 그림이다. 측정 결과에서도 원형편파 다이버시티 방법이 페이딩 경감특성이 뛰어나음을 확인할 수 있다.

그림 4.13은 두 다이버시티의 효과를 평가하기 위한 상관도를 보이고 있다. 상관도에서도 알 수 있듯이 CV-CH 편파 다이버시티의 경우가 VV-VH 의 경우보다 역상관 특성이 더 강하게 나타나고, XPD에 있어서도 약 5dB 정도로 낮게 됨으로서 다이버시티 효과가 더 좋음을 알 수 있다.



(a) C-VH 다이버시티



(b) V-VH 다이버시티

그림 4.13 상관도에 의한 평가

4.7. 누적확률분포도에 의한 성능평가

그림 4.14는 누적확률 분포도에 의한 그림 4.13의 원형편파와 직선편파 다이버시티 성능평가를 보여주고 있다. 그림 4.14에서 알 수 있듯이 원형 편파로 송신하고 수직 및 수평편파로 수신하는 경우의 다이버시티 성능은 기존의 수직편파로 송신하고 수직 및 수평편파로 수신하는 경우보다 우수함을 알 수 있다. 특히 중앙치 변동이 작아지고 페이딩 경감 특성이 향상됨으로 원형편파 다이버시티가 우수함을 누적확률 분포도로도 확인할 수 있다.

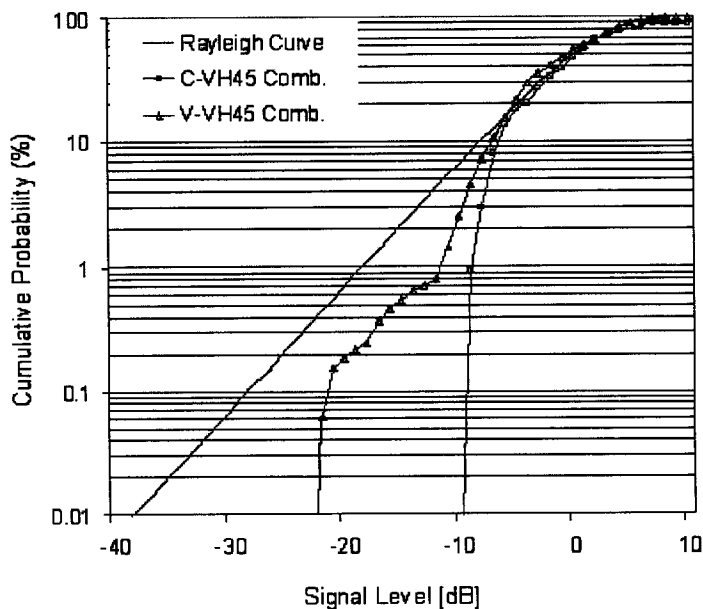


그림 4.14 편파 다이버시티의 성능평가

제 5 장 결 론

본 논문에서는 이동무선 전파환경에서 다중경로 페이딩을 경감시키기 위해서 다이버시티 기법을 연구하였다. 많은 다이버시티 기법 중에서 XPD를 낮게 하기위해 편파특성이 우수한 원편파 안테나를 송신단에 사용하고 수신단에는 직교하는 두 편파의 안테나인 다이버시티 브랜치와 합성기를 구성하는 원편파 다이버시티 시스템을 이용하여 기존의 직선 편파 다이버시티 시스템과 그 성능을 비교 평가하였다.

먼저 제안된 원편파 다이버시티 시스템의 이론적으로 상관계수 값을 해석하여 기존의 편파 다이버시티 시스템과 비교 평가 하고, 상관계수 값으로 편파 다이버시티의 성능을 평가하기 어렵기 때문에 두 다이버시티 브랜치에 수신되는 신호강도의 차이 값인 교차편파식별도(XPD : Cross Polarization Discrimination) 특성을 연구하였다. 그리고 제작되어진 원형편파 다이버시티 시스템을 이용하여 실내 비가시거리 전파환경에서 전파측정을 행한 후 그 성능을 비교 · 측정 · 평가하였다.

원형편파로 송신하고 편파다이버시티 수신합성(C-VH45)한 경우는 수직편파로 송신하고 편파다이버시티 수신합성(V-VH45)한 경우에 비하여 누적확률 0.1%에서 약 12[dB] 정도의 다이버시티 효과가 높음을 중앙치에 따른 누적확률분포로 알 수 있었다.

차후 여러 비가시거리 환경에 대해 측정과 시뮬레이션을 통해 XPD를 측정하고, 각 환경에 대해 원형편파 다이버시티의 성능평가를 행할 필요가 있다.

참고 문헌

- [1] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, John Wiley & Sons, INC, New York, pp. 327-394, 1981.
- [2] 김병옥, “逆旋回 圓偏波를 利用한 새로운 XCP-OFDM 시스템에 관한 研究,” 부경대학교 전자공학과 박사학위논문, 2002. 8
- [3] 하덕호, “실내무선 전파환경에서의 페이딩 경감대책과 수신전계강도 예측기법,” 한국전자과학회지, vol. 10, pp. 51-68, 1999. 3.
- [4] B. K. Kim, W. L. Stutzman, and D. G. Sweeney, “Indoor and outdoor measurements of space, polarization, and angle diversity for cellular base stations in urban environments,” Vehicular Technology Conference, vol. 1, pp. 22-29, Boston, MA, USA, 2000.
- [5] 김병옥, 이주현, 윤영석, 하덕호, “실내무선 환경에서의 편파 다이버시티 최적구성에 관한 연구,” ‘98 춘계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, pp. 473-476, 1998. 5, 서울대학교.
- [6] 정만영, *空中線과 電波傳播*, 문운당, pp. 3-16, 1997.
- [7] T. S. Rappaport, and D. A. Hawbaker, “Effects of circular and linear polarized antennas on wideband propagation parameters in indoor radio channels,” Proc. of the GLOBECOM’91, pp. 1287-1291, 1991.
- [8] 하덕호, 전성우, 이재호, “실내 다중경로 전파환경에서의 원형편파 안테나에 의한 다이버시티 효과 측정,” 한국통신학회 하계종합학술발

표회 논문집, pp. 208-211, July 1996.

- [9] 전성우, 이주현, 윤영석, “실내 이동무선 전파환경에서의 공간 다이버시티수신에 관한 연구,” ‘97 전자파학회 영남지부 학술발표회 논문집, pp. 19-23, 1997. 6, 한국전기연구소.
- [10] 전성우, 하덕호, “실내무선환경에서의 편파 다이버시티 수신에 관한 연구,” 연세대학교 전파통신 논문지, 제3권 제1호, pp. 94-102, 1997. 3.
- [11] K. Fujimori, and H. Arai, “Polarization characteristics under indoor micro/pico cell environments,” Tenth International Conference on Antennas and Propagation, vol. 2, pp. 302-305, April, 1997.

感謝의 글

본 학위논문이 완성될 수 있게 모든 면에서 指導와 助言을 해주신 하덕호 교수님께 고개 숙여 진심으로 감사드립니다. 또한 본 논문이 출판되기까지 아낌없는 忠告와 助言을 해주신 심사위원 윤종락 교수님과 정연호 교수님께도 감사드립니다.

늦은 나이에 대학원학업과 이동통신연구실 생활에 많은 도움을 주고 同苦同樂했던 이주현 박사와 안재성, 김태홍, 김판신, 고연화 그리고 황인권 이하 후배들에게도 감사의 마음을 전합니다. 아울러 직장생활을 하면서도 대학원 수업시간을 맞출 수 있게 도와준 부산평화방송 기술국 국장님과 박상호, 오충훈 후배들에게도 고마운 마음을 전합니다.

그리고 뒤늦은 학업에 物心兩面으로 힘을 보태주신 아버님, 어머님께 엎드려 감사드립니다.

직장과 대학원생활을 함께 해서 바쁘다는 핑계로 男便과 아버지로서의 役割이 미흡했음에도 불구하고 한번도 不平 없이 內助해준 사랑하는 아내와 사랑하는 아들 태완이에게 이글을 통하여 미안함과 감사의 마음을 전하면서 앞으로 사랑받는 남편과 아버지가 되도록 더욱 노력할 것을 約束합니다. 언급하지 않았지만 저를 도와주신 모든 분들에게도 감사드립니다.

끝으로 논문의 제일 마지막 페이지 감사의 글을 적으면서 걸어온 대학원생활을 되돌아보니 더욱 열심히 하지 못한 것에 대한 아쉬움과 해냈다는 뿌듯함이 교차합니다. 아무쪼록 이동통신연구실을 거쳐 갈 후배들에게 후회 없는 대학원생활이 되길 祈願하며 감사의 글을 마칩니다.

2006년 1월

김 홍 진