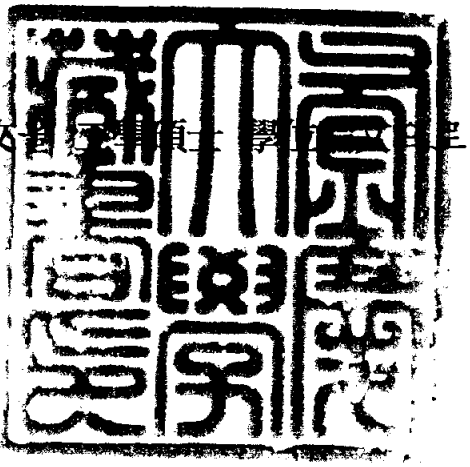
工學碩士 學位論文

초고속 실내 무선통신을 위한 원형편파 다이버시티의 이론적 모델

指導敎授 河 德 鎬



이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2003年 2月

釜慶大學校 大學院

情報通信工學科

朴 正 訓

朴正訓의 工學碩士 學位論文을 認准함

2002年 12月 26日

主 審 工學博士 金 錫 泰 (印)

委 員 工學博士 金 成 實 (印)

委 員 工學博士 河 德 鎬 (印)

목 차

Abstract ---------- 1

제 1 장 서 론 ---------- 3

제 2 장 WLAN 표준 ---------- 6
2.1 WLAN 표준 개요 ---------- 6
2.2 IEEE 802.11a와 HIPERLAN/2 비교 ---------- 10

제 3 장 실내 무선통신 환경의 전파특성 ---------- 16
3.1 5GHz대의 실내 무선채널 특성 ---------- 16
3.2 WLAN에 적합한 편파 ---------- 22

제 4 장 1.3GHz, 2.4GHz대의 전파측정 ---------- 24
4.1 실내 비가시거리 전파측정 제원 ---------- 24
4.2 측정결과 ---------- 25

제 5 장 원형편파 다이버시티의 이론적 모델 ---------- 29
5.1 송수신기 모델링 ---------- 29
5.2 상관계수식 유도 ---------- 31
5.3 각 편파의 XPD에 따른 상관계수 평가 ---------- 38

제 6 장 각 페이딩 채널의 다이버시티 이득 시뮬레이션 ---------- 40
6.1 시뮬레이션 환경 ---------- 40
6.2 시뮬레이션 결과 ---------- 41

제 7 장 결 론 ---------- 43

참고문헌 ---------- 45

그림 목차

그림 1. HIPERLAN/2 & IEEE 802.11a transmitter PHY layer ------ 12
그림 2. 우선회 원형편파 (RHCP) ---------- 22
그림 3. 1.3GHz대 비가시거리 전파측정 환경 ---------- 24
그림 4. 2.4GHz대 비가시거리 전파측정 환경 ---------- 25
그림 5. 1.3GHz대 비가시거리 경로 1, 2에 대한 XPD ---------- 26
그림 6. 2.4GHz대 비가시거리 경로 1, 2에 대한 XPD ---------- 27
그림 7. 원형편파 다이버시티의 송수신기 모델 ---------- 29
그림 8. 측정한 XPD에 따른 두 다이버시티 방법의 상관계수 평가 ----- 39
그림 9. BER 성능평가를 위한 시스템 블록도 ---------- 40
그림 10. 1.3GHz, 2.4GHz 주파수대의 BER 특성 ---------- 42

표 목차

표 1. 제 외국의 2.4GHz와 5.8GHz 대역의 사용예 ---------- 7
표 2. Summary of the 802.11 Task Groups ---------- 9
표 3. Mode-dependent parameters ---------- 12
표 4. OFDM Parameters ---------- 14
표 5. 5GHz 대역 WLAN의 채널 모델 ---------- 15
표 6. Pathloss models ---------- 18
표 7. Electromagnetic Parameters at 5.8Ghz, Vertical Polarization - 20
표 8. 1.3GHz 대 XPD 의 평균과 표준편차 ---------- 28
표 9. 2.4GHz 대 XPD 의 평균과 표준편차 ---------- 28

A Theoretical Model of The Circular Polarization Diversity for High-Speed Indoor Wireless Communications

Jung-Hoon Park

Department of Telematics Engineering, Graduate School

Pukyong National University

Abstract

In this paper, we analyzed two-branch polarization diversity at a mobile station in NLOS indoor environment when a base station transmits circularly polarized waves. In order to calculate the correlation coefficient considering the XPD(cross polarization discrimination) between the received signals of the two diversity branches, a simple theoretical model of circular polarization diversity is adopted. From the measurement analysis results, it can be seen that the XPD of circularly polarized wave is less than vertically polarized wave about 6~7dB. And also, it is clearly seen that the correlation coefficient of a circular polarization diversity evaluated by the XPD is less than that of vertical polarization diversity. In order to investigate the performance of the

circular polarization diversity, a computer simulation was conducted using measured fading channel data. As a result, the circular polarization diversity shows better performance compared to the conventional linear polarization diversity about 0.5~9[dB].

제 1 장 서 론

현재 전 세계적으로 광대역의 무선 멀티미디어 통신을 제공하는 WLAN의 개발이 활발하게 진행되고 있으며 표준화 작업이 추진되고 있다. 이러한 WLAN의 표준에는 ETSI BRAN 의 HIPERLAN/2, IEEE의 802.11a, MMAC의 HiSWANa 등이 있으며, 이 시스템들은 5GHz 주파수 대역에서 최고 54 Mbps의 전송율을 지원한다. 이러한 실내 무선 LAN 환경에서 RMS delay spread로 인한 intersymbol interference (ISI)는 데이터 전송율의 상한선을 제한하는 요소로 작용한다. 이 ISI를 제거하기 위한 방법으로 적응 등화기 (adaptive equalization)가 효과적이지만, 이 등화기 사용은 10MHz 이상의 symbol 전송율을 가지는 실내 무선채널에서는 하드웨어의 복잡성을 증가시킨다. 또한 등화기는 deep fading의 경우에는 비 효율적이다[1]. 5GHz대 WLAN의 표준으로 채택되어 있는 OFDM 방식은 보호구간을 두어 다중경로에 의한 지연에 강한 특성을 가지고 있다[2]. 그러나 다중경로에 의한 신호의 페이딩 경감을 위해서는 다이버시티 방법이 필요하게 된다.

다이버시티 기술은 이동무선 환경에서 다중경로 페이딩을 극복하는 실질적이고 유용한 방법이다. 다이버시티는 두 개 이상의 송·수신안테나를 사용하여 수신되는 신호가 서로 비상관적인 특성을 갖도록 하여 수신신호의 페이딩을 경감시키는 방법이다. 일반적으로 이러한 multi branch 다이버시티에는 공간 다이버시티, 주파수 다이버시티, 편파다이버시티가 있다. 공간 다이버시티는 실제적으로 안테나 사이에 충분한 공간적인 이격(수~

수십파장)이 필요하므로 비용면에서 불리하다. 주파수 다이버시티는 동일한 정보를 서로 다른 두 주파수에 실어 보내므로 대역폭 효율과 전력면에서 불리하다.

편파 다이버시티 모델은 동일한 위치에 두 개의 서로다른 편파 안테나를 사용해 수신하는 다이버시티 방법이다. 또한, 부가적인 대역폭이나 전력이 필요 없는 것이 장점이다. 편파다이버시티에 대한 이론적인 모델로서, 수직 및 수평편파를 고려한 경우의 연구예[3,4,5]는 있지만, 원형편파를 고려한 경우는 아직 해석된바가 없다. 따라서 본 논문에서는 원형편파를 송신하고 수직 및 수평편파 안테나로 수신하는 편파 다이버시티에 대한 이론적 모델을 해석하였다.

한편 실내 가시거리 무선환경에서 전파측정에 의한 해석결과, 같은 선회방향의 원형편파를 단독으로 송수신하는 것이 가장 페이딩 경감효과가 뛰어나며, 비가시거리 환경에서는 원형편파를 송신해 수직·수평편파 안테나로 수신하는 원형편파 다이버시티 방식이 가장 우수한 페이딩 경감특성을 보인다[6]. 따라서, 본 논문에서는 이와 같은 측정해석 결과를 보다 정확하게 검증하기 위해, 원형편파 다이버시티의 이론적 모델을 해석하였다.

또한 직선편파 (수직, 수평편파)와 원형편파는 편파 특성으로 인해 동일한 실내 무선환경에서 XPD 값이 서로 다르기 때문에 실제 측정을 통해 각 편파의 XPD를 얻어야 한다. 따라서, 실내 전파측정을 통해 얻은 직선편파와 원형편파에 대한 XPD를 본 논문에서 유도한 원형편파 다이버시티의 상관계수 식에 적용하여 XPD, 입사각, 고도각에 따른 기존의

직선편파 다이버시티와의 비교를 통해 원형편파 다이버시티 방법의 성능을 평가하였다.

그리고, 1.3GHz와 2.4GHz 주파수대 실내 전파측정을 통해 직선편파 다이버시티와 원형편파 다이버시티의 페이딩 특성을 얻은 후, 시스템의 페이딩 채널로 적용해 시뮬레이션을 통해 두 다이버시티 방법의 BER 성능을 평가하였다.

본 논문의 전체적인 구성을 살펴보면, 2장에서 먼저 5GHz 주파수대를 사용하는 WLAN의 표준에 대해 살펴보고, 유럽 ETSI BRAN의 HIPERLAN/2 와 IEEE 802.11a 이 두 5GHz WLAN 표준을 비교, 분석한다. 3장에서는 5GHz 주파수대의 WLAN 시스템을 설계하는데 필요한 실내 무선 채널의 경로손실, 전파지연, 건물을 구성하는 매질의 전자기적 특성에 대해 살펴보고 실내 무선환경에 전파특성이 좋은 원형편파 대해 설명한다. 4장에서는 실내 전파측정을 통해 원형편파와 직선편파의 XPD를 측정한다. 5장에서는 원형편파 다이버시티 방법의 상관계수 식을 벡터 해석 방법으로 유도하여, 측정한 XPD에 따른 기존의 직선편파 다이버시티 방법과 원형편파 다이버시티 방법의 상관계수를 비교, 분석한다. 6장에서는 4장의 측정과 동일한 환경에서 1.3GHz, 2.4GHz 주파수대의 원형편파 다이버시티와 직선편파 다이버시티의 페이딩 특성 측정을 통해 얻은 페이딩 채널을 시스템에 적용해 성능평가를 행한다. 마지막으로 7장에서 본 논문의 결과를 논하고 차후 연구과제에 대해 설명한다.

제 2 장 WLAN 표준

본 논문에서는 WLAN을 위한 실내 무선환경에서 원형편파 다이버시티의 우수한 페이딩 경감특성에 대해 연구한다. 따라서 먼저 각 표준화 단체의 WLAN에 대한 표준에 대해 간략히 살펴보고자 한다.

2.1 WLAN 표준 개요

1990년대 초를 시작으로 WLAN용 900MHz, 2, 4, 5GHz의 산업, 과학, 의료용 주파수대(ISM)가 사용되기 시작했다. 1997년 6월 IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 가 IEEE 802.11을 정식으로 승인하였으며, 이 표준은 MAC procedure 와 세가지의 물리계층을 명시하였다. 물리계층은 2.4GHz 대역을 사용하는 두가지 방법과 적외선을 사용하는 방법이 있다. 이 물리계층들은 1Mbps를 지원하며, 2Mbps까지 선택 가능하다. 2.4GHz 대역은 유럽, 미국, 일본에서 비허가 사용 가능 대역이다. 표 1은 사용 가능한 주파수 대역과 실제 통신장비 사용시 제약에 대해 명시하고 있다.

기존의 2.4GHz 대역에서 사용자들의 더 높은 전송률, 국제적인 호환성 요구는 802.11 표준의 확장에 대한 연구의 필요성을 느끼게 하였다. 그 결과, 1998년 7월에 기본 전송률 11Mbps와 fallback 전송률 5.4Mbps을 제공하는 물리계층이 표준으로 채택되었다. 이 물리계층은 네 번째 mode로, 기존의 표준화된 MAC 계층과 연동하여 사용할 수 있다.

표 1. 제 외국의 2.4GHz와 5.8GHz 대역의 사용예

Location	Regulatory Range	Maximun Output Power
North America	2.400 - 2.4835 GHz	1000 mW
Europe	2.400 - 2.4835 GHz	100 mW (EIRP[1])
Japan	2.471 -2.497 GHz	10 mW
United States (UNII lower band)	5.150 - 5.250 GHz	Minimum of 50 mW or 4dBm + $10\log_{10}B^2$
United States (UNII middle band)	5.250 - 5.350 GHz	Minimum of 250 mW or 11dBm + $10\log_{10}B$
United States (UNII upper band)	5.725 - 5.825 GHz	Minimum of 1000 mW or 17dBm + $10\log_{10}B$
Notes : [1] EIRP : Effective isotropic radiated power [2] B : -26 dB emission bandwidth in MHz		

IEEE 802.11의 두 번째 작업그룹은 5.2GHz 대역에서 더 높은 전송율을 제공하는 표준화 작업이었다. 이것은 1997년 1월 미국 FCC (Federal Communications Commission)의 Part 15 규정의 개정작업에서 출발되었다. 그 개정작업은 UNII (unlicensed national information infrastructure) 장비들을 사용하기 위해 5.2GHz대에서 300MHz의 스펙트럼을 사용 가능하게 하였다.

1998년 7월, IEEE 802.11 표준화 그룹은 6~54 Mbps의 전송율을 목적으로 5GHz대의 변조방식으로 OFDM을 채택하였다. 이 새로운 표준방식은 패킷을 기본으로 한 통신방식에서 처음으로 사용되는 것이며, 이전까지의 OFDM은 DVB(Digital Video Broadcasting) 나 DAB (Digital

Audio Broadcasting) 에 한정되어 사용되어 왔다.

뒤이어 HIPERLAN/2 (High-Performance LAN type 2) 와 MMAC (Multimedia Mobile Access Communication)에서 PHY layer의 표준으로 OFDM을 채택하였다. 이 세 표준화 단체들은 서로의 다양한 표준들의 차이를 최소화 하기 위해 협조해 왔고, 그 결과 생산 장비들이 전 세계적인 호환성을 가지게 되었다.

IEEE 802.11 표준과 같이, ETSI (European Telecommunications Standards Institude)의 HIPERLAN type 1 도 MAC layer 와 PHY layer 에 대한 표준을 명시하고 있다. 그러나 IEEE 802.11과는 달리, HIPERLAN type 1 표준에 맞는 제품은 시장에서는 존재하지 않는다. BRAN(Broadband Radio Access Networks)을 위해 새로 구성된 ETSI 작업그룹은 HIPERLAN 표준 확장에 대한 다음과 같은 연구를 수행중이다.

- HIPERLAN type 2 : QOS(Quality Of Service)를 제공하는 실내 무선 LAN
- HiperLink : 실내 무선 백본
- HiperAccess : 기존 유선망 접근을 제공하는 실외, 고정 무선통신

HIPERLAN type 1과 type 2는 두 가지의 차이점이 있다. 첫째, HIPERLAN type 1은 QOS를 제공하지 않는 MAC에 대한 분류인 반면 HIPERLAN type 2는 분류된 MAC을 사용한 QOS를 제공하고 있다. 둘

째, HIPERLAN type 1의 PHY 계층은 GMSK를 기본으로 하고 있고, HIPERLAN type 2는 OFDM을 기본으로 하고 있다.

일본의 Ministry of Post and Telecommunications 는 30-300 GHz 대역의 주파수를 사용해 최고 156 Mbps의 대용량 데이터 전송이 가능하고, 3-60GHz의 SHF 대역을 이용해 25-30 Mbps 고속 무선접속이 가능한 실내 초고속 무선 WLAN을 포함하는 MMAC의 표준화 작업을 시작했다.[8,9]

표 2는 IEEE 802.11 WLAN의 task group에 대한 요약이다.

표 2. Summary of the 802.11 Task Groups

Name	Status	Layer Type	Summary
802.11a	approved	Physical	High data rate extension 6-54Mbps
802.11b	approved	Physical	High data rate extension of 802.11 DSSS 5.5 / 11Mbps
802.11b-cor1	new standard Proj.	Physical	corrects errors in the MIB (Medical information Bus) definition in 802.11b
802.11c	approved	Physical	Specifications for WLAN specific bridge interfaces to MAC layers
802.11d	new standard Proj.	Physical	Regulatory domain update
802.11e	new standard Proj.	MAC	security and QoS
802.11f	new standard Proj.	MAC	inter Access Point Protocol
802.11g	new standard Proj.	Physical	20Mbps+ extension to 802.11b
802.11h	new standard Proj.	Physical	spectrum managed 802.11a

2.2 IEEE 802.11a와 HIPERLAN/2 비교

본 장에서는 5GHz 대역의 WLAN의 표준인 IEEE 802.11a와 HIPERLAN/2 의 유사성과 차이점에 대해 설명한다. 이 두 표준은 우선 MAC layer 는 유사성을 보이지만, PHY layer에서는 몇몇 차이점을 보인다.

HIPERLAN/2 무선 네트워크는 internetworking을 위한 convergence layer(CLs), data link control layer(DLC)와 독립적인 PHY로 정의된다. CLs는 이더넷, ATM과 IEEE 1394 하부구조를 포함하고 있고, 3세대 internetworking을 위한 HIPERLAN/2의 기술적 명세는 2002는 중반쯤에 완성될 것으로 보인다.

IEEE 802.11a는 독립적인 PHY 와 MAC layer (802.11 표준 내에서 다중 PHY를 공통으로 사용하는 MAC layer)를 정의하고 있다.

2.2.1 MAC layer

IEEE 802.11a 와 HIPERLAN/2의 가장 큰 차이점은 MAC layer에서 나타난다.

HIPERLAN/2의 medium access는 2ms 주기의 MAC frame을 사용하는 TDMA/TDD를 기본으로 하고 있다. 이 프레임은 uplink, downlink, direct link 세가지 형태로 구성된다.

이 세가지 형태는 AP(access point)에 의해 중앙에서 결정되고, 데이터 전송이 허락될 때 MAC 프레임에서 MT(mobile terminal) 에 통보된다.

time slot은 전송 자원의 필요에 따라 동적으로 할당된다. HIPERLAN/2의 MAC 은 QOS와 다양한 멀티미디어, 실시간 application을 제공하도록 설계되었다.

IEEE 802.11은 중앙제어가 아닌 분산된 MAC 프로토콜을 사용한다. 이 MAC은 충돌회피 프로토콜인 CSMA/CA를 기본으로 한다. 이 프로토콜은 MT이 데이터를 전송하기 전에 반드시 무선 채널의 상태를 감지해야 하므로 "listen before talk" 라고도 불려진다. 만약, 채널이 free하면 전송이 시작되고, 그렇지 않으면 채널을 한번 더 감지하기 전에 exponential backoff period 가 실행된다. IEEE 802.11a에서 사용하는 분산된 MAC 프로토콜은 ad-hoc networking 이나 non-real-time 응용에 더 적합하다.

또 하나 두 표준의 중요한 차이점은, 사용하는 패킷의 길이이다. HIPERLAN/2 는 고정길이 패킷을 사용하고, IEEE 802.11a는 가변길이 패킷을 사용한다.

2.2.2 physical layer

두 WLAN 표준의 PHY layer는 아주 유사하며, OFDM을 기본으로 하고 있다. OFDM은 frequency selective fading에 아주 강하며, 광대역 fading channel에 의한 연집 에러를 분산시키는 역할을 한다. 여러 코딩방법과 변조방법을 포함하는 PHY layer의 mode들은 link adaptation scheme에 의해 결정된다. 이 link adaptation scheme의 자세한 내용은 표준에 명시되어 있지 않다. 그림 1은 일반적은 송신기의 구성도를 나타낸다.

그림 1. HIPERLAN/2 & IEEE 802.11a transmitter PHY layer

표 3. Mode-dependent parameters

Mode	Modulation	Coding rate R	Nominal bit rate (Mb/s)	Coded bits per subcarrier	Coded bits per OFDM symbol	Data bits per OFDM symbol
1	BPSK	1/2	6	1	48	24
2	BPSK	3/4	9	1	48	36
3	QPSK	1/2	12	2	96	48
4	QPSK	3/4	18	2	96	72
5	16-QAM (H/2 only)	9/16	27	4	192	108
5	16-QAM (IEEE only)	1/2	24	4	192	96
6	16-QAM	3/4	36	4	192	144
7	64QAM	3/4	54	6	288	216
8	64QAM (IEEE only)	2/3	48	6	288	192

전송 데이터는 입력 PDU 열이나 PPDU 프레임 형태로 PHY layer로 공급된다. 그리고 이것은 변조 과정에서 잉여비트로 입력되는 0과 1이 long run 하는 것을 방지하는 scrambler로 입력된다. 802.11a와 HIPERLAN/2 모두 127길이의 PN sequence를 scramble 하지만, scrambler의 초기화는 서로 다르다.

이 scramble 된 데이터는 convolutional encoder로 입력된다. 이 encoder는 1/2 rate의 mother code 와 puncturing으로 구성된다. 이 functuring 은 1/2, 3/4, 9/16 (HIPERLAN/2 only) code rate 와 2/3 (802.11a only) code rate를 가능하게 한다. 16QAM의 경우 HIPERLAN/2는 단위 PDU 당 OFDM 심볼의 개수를 확보하기 위해 1/2 code rate 대신 9/16 code rate를 사용한다. 2/3 code rate는 802.11a 의 64-QAM의 경우에만 사용된다. HIPERLAN/2에는 2/3 code rate의 mode가 없다. HIPERLAN/2는 대신에 54-byte PDU의 OFDM 심볼의 개수를 확보하기 위해 부가적인 puncturing을 사용한다.

이 코드화된 데이터는 수신기의 convolutional decoder로 입력되는 신호에 연집에러가 발생하는 것을 방지하기 위해 interleave 된다.

interleave된 데이터는 BPSK, QPSK, 16-QAM 또는 64-QAM등으로 mapping된다. OFDM 변조는 IFFT으로 구현된다. 48개의 data 심볼과 4개의 파일럿 심볼이 병렬로 하나의 OFDM 심볼 형태로 전송된다.

OFDM 파라메타가 표 4에 나타난다. OFDM은 delay spread로 인한 ISI(intersymbol interference)와 ICI(intercarrier interference)를 방지하기 위해 순환확장 방식을 사용해 보호구간을 둔다. 따라서 각 OFDM 심볼은 각 심볼 자신의 주기적인 확장이 이루어진다. 그러므로 전체 OFDM 심볼 주기는 $T_{total} = T_g + T$ 로 표현되며, 여기서 T_g는 보호구간, T는 유효한 OFDM 심볼주기를 나타낸다. 무선 채널에서 보호구간이 초과지연보다 클 경우 ISI는 제거된다.

OFDM 수신기는 기본적으로는 송신기의 반대 동작으로 수행된다. 그러나, 수신기는 AGC, 시간·주파수 동기화와 채널 추정이 가능해야 한다. training sequence은 이러한 특별한 기능을 수행하기 위해 preamble에 포함된다. 두 개의 OFDM 심볼이 채널추정을 위해 preamble에 제공된다. 전송된 preamble 신호의 사전정보는 일반적으로 채널 상태 정보(CSI)로 적용되는 채널 추정을 정의하는 백터를 생성한다.

HIPERLAN/2 와 IEEE 802.11a는 서로 다른 preamble의 training sequence를 사용한다. 채널 추정에 사용되는 training sequence는 같지만, 제공되는 시간과 주파수 동기화는 서로 다르다. convolutional code 의 decoder는 일반적인 Viterbi decoder를 사용한다.

표 4. OFDM Parameters

Parameter	**Value**
Sampling rate (fs)	20MHz
Useful symbol duration (T_U)	3.2 μ s
Guard interval duration (T_g)	0.8 μ s
Total symbol duration (T_{Total})	4.0 μ s
Number of data subcarriers (N_D)	48
Number of pilot subcarriers (N_P)	4
FFT size	64
Subcarrier spacing (Δf)	0.3125
Total bandwidth (B)	16.875

2.2.3 Channel Models

HIPERLAN/2와 IEEE 802.11a 시스템은 사무실, 산업 빌딩, 전시 홀, 주거지와 같은 폭넓은 환경에 대해 전개될 것이다. 이러한 다양한 환경을 나타내기 위해 여러 가지 채널 모델이 제안되어 왔다. 표 5는 이 두 WLAN 표준에서 명시하고 있는 채널 모델들을 요약한 것이다. 이 채널들은 Taped delay line으로 모델링된 Rayleigh 또는 Rician 분포의 광대역 채널이다. 각 tap은 지수적으로 감쇠하는 평균 전력 지연 profile과 연관되어 독립적인 Rayleigh, Rician fading을 겪는다[8,10].

표 5. 5GHz 대역 WLAN의 채널 모델

Name	RMS delay spread	Characteristic	Environment
A	50ns	Rayleigh	Office NLOS
B	100ns	Rayleigh	NLOS
C	150ns	Rayleigh	NLOS
D	140ns	Rice	LOS
E	250ns	Rayleigh	NLOS

제 3 장 실내 무선통신 환경의 전파특성

3.1 5GHz대의 실내 무선채널 특성

새로운 주파수 대역에 대한 시스템의 설계를 위해서는 그 주파수 대역에 대한 무선 전파환경의 모델링은 필수적인 것이다. 또한, 차세대 WLAN은 5GHz 대역을 표준으로 하고 있으며, 여러 대용량의 무선 어플리케이션들이 5GHz대역을 겨냥하고 있다. 따라서 본 장에서는 5GHz 대역의 광대역 무선 시스템의 실내 무선환경의 채널특성에 대해 알아보고자 한다. 본 장에서 제시하는 측정 데이터는 논문 [11,12]에서 참조한 것으로 5GHz 대역에서 측정한 결과이다.

3.1.1 경로손실 모델 (Pathloss Model)

무선 통신 시스템에서 전력 레벨의 평가는 특별한 사용자의 coverage를 예측하는 것뿐만 아니라 다른 RF 신호로부터의 간섭신호를 예측하는 데에도 아주 중요하다. 본 장에서 설명하는 실내 전파환경은 일반적인 LAN 시스템에 적합한 5~50m 의 사무실 환경이며, 최대 200m 정도의 회관도 고려하였다. 일반적으로 어플리케이션이 한 층내에서 동작한다고 가정했으며, 층간 모델은 고려하지 않았다.

경로손실 모델은 거리 송수신기 사이의 거리 d의 함수이다. 실제로 실내 전파환경은 아주 복잡하기 때문에 측정을 통한 경험적인 경로손실 모델이 요구된다. 실내 NLOS 환경에서 주된 전파경로는 벽을 통한 전파,

출입구를 통한 회절, 실외 전파경로를 통한 전파이다.

$$PL(d) = PL_0(d_0) + 10n\log(d/d_0) + X_\sigma \qquad (3.1)$$

n : pathloss exponent

X_σ : zero mean log-normally distributed random variable

d_0 : free-space pathloss PL_0 distance (= 1m)

여기서, 안테나 이득 G_1과 G_2는 자유공간 경로손실을 고려하였고, $PL_0 = -G_1 - G_2 + 20\log(4\pi d_0/\lambda)$ 이며, λ는 파장이다. n=1은 한 평면에서의 guided wave를 의미하며, n=2는 자유공간 경로손실, n=4는 제 1 Fresnel zone 이 장애물에 의해 차단된 환경이다.

표 6은 LOS, NLOS 환경에서 측정한 경로손실 모델의 관련 파라메타들이다. LOS 환경에서는 n의 값이 1.3~1.5 정도이고 복도의 천장, 바닥, 벽에 의한 guided wave 현상임을 알 수 있다. NLOS 환경에서는 여러 가지 다양한 사무실 환경에 대해 n의 값이 2.5~4.8정도로 나타났다.

표 6. Pathloss models

category	environment		config	d(m)	n	STD [dB]	σ_{slow} [dB]	antennas Tx-Rx
LOS	HUT1		corridor	8-60	1.3	4.7	4.0	omni-omni
	HUT1		corridor	8-60	1.3	5.3	4.2	horn-patch
	HUT2		corridor	10-70	1.5	4.8	4.0	horn-omni
	VTT		corridor	3-25	1.4	3.4	2.5	omni-omni
	Airport		hall	8-100	1.3	20	1.3	omni-omni
NLOS	HUT1	part type C	corridor -room	5-30	4.8	5.5	4.9	omni-omni
	HUT2	A	corridor -room	10-72	2.9	3.1	1.7	horn-omni
	HUT2	A	corridor -corridor	13-38	2.6	5.6	5.1	omni-omni
	VTT	B	corridor -corridor	6-25	3.5	2.7	1.1	omni-omni
	Airport		hall	35-200	1.9	2.7	1.7	omni-omni
Different floors	HUT1		corridor -corridor	5-30	6.5	6.0		omni-horn
	VTT		corridor -room	5-25	5.7	5.8		omni-omni

(* HUT1 = Department of Electrical and Communication Enginnering, Helsinki University of Technology (HUT)

HUT2 = Department of Computer Science and Enginnering, (HUT)

VTT = Technical Research Center of Finland, Telecommunications division in Otaniemi

airport = Helsinki-Vantaa airport)

3.1.2 지연확산 (Delay Spread)

이동 무선채널에서 랜덤하게 나타하는 다중경로 채널 응답, 외형상 랜덤한 형태의 물체에 의해 발생되는 반사나 산란등에 의해 time dispersion은 폭넓게 변동한다. 이 time dispersion 은 송수신기 사이의 기하학적인 형태와 주위의 물리적인 환경에 크게 의존하기 때문에 rms 평균이나 worst-case value 와 같이 time dispersion의 통계적 모델이 시스템 설계시 필요하게 된다. 문헌[11]에서는 여러 형태의 실내 환경에서 σ_τ (rms delay spread)를 비교하기 위해 0.9의 CDF(cumulative distribution function)을 이용했다. LOS 환경의 복도에서 omnidirectional 안테나의 경우 CDF 90%에서 σ_τ 가 약 30ns 정도로 나타났고, directive 안테나의 경우는 약 20ns 정도로 나타났다. 또한, NLOS 환경의 복도에서는 CDF 90%에서 σ_τ가 약 30~50ns 정도로 나타났으며, 큰 강당에서의 σ_τ는 CDF 90%에서 약 120ns 정도로 나타났다. 복도-방의 NLOS 환경에서는 CDF 90%에서 σ_τ가 약 42ns 정도로 나타났다. 공항에서 안테나의 높이에 따른 σ_τ 측정결과, median 값은 안테나 높이가 올라감에 따라 10% 정도 증가했으나 CDF 90% 값은 큰 변화가 없었다.

3.1.3 매질 특성 (Material Characterization)

건물을 구성하는 물질의 전자기 특성(각 물질의 유전율과 도전율)은 경로손실이나 rms delay spread에 영향을 미친다. 특히, 경로손실 보다 rms delay spread가 유전율이나 도전율에 더 민감하다[12,15].

건물을 구성하는 물질에 대한 전자기 특성은 실내 전파측정을 통한 투과계수와 반사계수의 측정으로부터 구할 수 있다. 투과 측정은 20dBi의 각추형 혼 안테나를 완전하게 일직선으로 정렬시켜 port 1, 2에 연결하여 이루어진다. 안테나 사이에 장애물 없이 케이블, 증폭기, 안테나등의 calibration을 하고 난 후, 안테나 사이에 장애물을 수직으로 세우고 장애물에 대한 신호감쇠를 여러 번 반복하여 측정한다. 송수신 파는 평면파로 가정하였고, 안테나 사이의 거리는 far-field 거리의 두 배 이상이 되도록 (5m) 하였다. 표 7은 5.8GHz 수직편파에 대한 건물을 구성하는 물질의 전자기 파라메타들이다.

표 7. Electromagnetic Parameters at 5.8Ghz, Vertical Polarization

Material	Relative permittivity Re{ ε_r}			Conductivity σ (S/m)
	Mean	Maximum	Minimum	
Facade	4.53	6.04	3.02	0.20
Brick wall	3.58	4.33	2.84	0.11
Chip wood	2.88	2.97	2.81	0.20
Glass	6.06	6.31	5.80	0.35
Doors	5.84	6.15	5.59	0.06
Plasterboard	2.02	2.42	1.64	0.00

반사 측정은 동일한 투과측정과 동일한 장비로 측정했으며, 자동 위치 시스템을 이용하였다. 수신 안테나는 눈금 지시계에 의해 제어되는

motered tower에 고정시키고, 원주(circumference) 상의 여러 위치 사이를 정확히 움직이도록 되어있다. 송신 안테나는 몇 개의 고정된 위치에 위치시켰다.

6개의 다른 건물의 물질에 대한 전자기 파라메타들은 그 물질들의 투과계수와 반사계수의 측정을 통해 얻었다. 각 물질 (brick wall, stone-concrete facade, chipwood, plasterboard, glass, doors) 에 대한 여러 sample에 대해 측정이 이루어졌다. 투과계수와 반사계수에 대한 internal multireflection 모델을 사용해 각 물질들의 전자기 파라메타들을 계산하였다.

3.2 WLAN에 적합한 편파

본 장에서는 WLAN 환경에서 다중경로에 의한 페이딩과 지연에 강한 특성을 나타내는 원형편파에 대해 언급한다. 원형편파는 두 개의 직선편파를 $\pi/2$의 위상차를 두고 동시에 송신해 만들어지며, 구성 방법에 따라 우선회 원형편파 (RHCP : Right-Handed Circular Polarization)와 좌선회 원형편파 (LHCP : Left-Handed Circular Polarization)로 나누어진다. 그림 2는 RHCP를 Matlab을 이용해 표현한 그림이다.

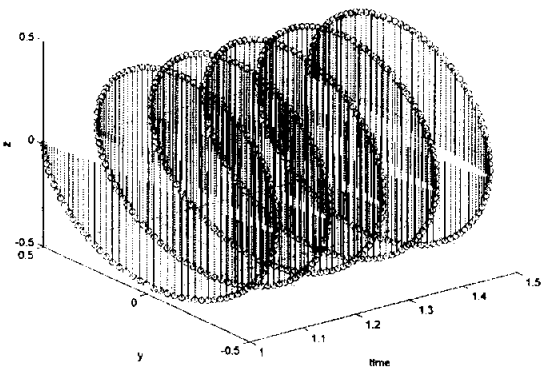


그림 2. 우선회 원형편파 (RHCP)

각 선회방향에 따른 전계를 $E_R(t)$와 $E_L(t)$라 하면,

$$\begin{bmatrix} E_R(t) \\ E_L(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_H(t) \\ E_V(t) \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

로 주어지며 $E_H(t)$와 $E_V(t)$ 각각 수평편파와 수직편파를, j는 $\pi/2$ radian의 위상천이를 의미한다.

$E_R(t)$이 $E_R(t) = E_H(t) + jE_V(t)$인 우선회 원형편파를 송신할 때, 가시거리 환경에서 수신되는 신호는

$$r(t) = 2 \cdot E(t-\tau) + \sum_i \sum_k \rho_{ik} \cdot E(t-\tau_{ik}) \qquad (3.3)$$

$$\rho_{ik} = (\rho_{H,ik})^i + (-\rho_{V,ok})^i$$

로 표현할 수 있으며, τ_0는 가시거리 환경에서 전파지연을 나타내며, τ_{ik}는 i번 반사된 k번째 전파지연을 나타낸다. $\rho_{H,ik}$와 $\rho_{V,ik}$는 직교하는 선형편파성분에 대한 반사계수를 나타낸다[13].

Brewster 각도 이내에서 전파가 반사할 경우 수직편파는 위상이 변하지 않는데 비하여 수평편파의 경우에는 위상반전이 발생한다. 수직편파와 수평편파의 합성에 의해 구성된 우선회 원형편파가 반사될 경우에 수직편파 성분의 위상은 변하지 않는데 반하여 수평편파 성분의 위상은 180도로 반전하게 되므로 우선회 원형편파가 기수회 반사를 하게 되면 선회방향이 바뀌게 되어 좌선회 원형편파로 변하게 된다. 따라서 기수회 반사되는 원형편파는 송신안테나와 동일한 선회방향의 안테나로 수신할 경우 수신이 되지 않는다. 그러나 실제 전파환경에서는 수직편파와 수평편파 반사계수 불일치로 인하여 반사후 타원편파가 생성됨으로써 기수회 반사파를 억제하는 효과로 나타난다.

제 4 장 1.3GHz, 2.4GHz대의 전파측정

원형편파 다이버시티의 상관계수 분석을 통한 성능평가를 위해, 먼저 실내 비가시거리 환경에서 직선편파, 원형편파 각각에 대한 XPD를 측정하고 동일한 환경에서 기존의 직선편파 다이버시티와 새로운 원형편파 다이버시티의 페이딩 특성을 측정해 실제 시스템에서의 성능개선 정도를 알아볼 것이다.

4.1 실내 비가시거리 전파측정 제원

4.1.1. 1.3GHz 주파수대

1.3GHz 주파수대 실내 비가시거리 전파측정은 그림 3과 같이 11.11×7.99×2.7 크기의 실내공간에서 이루어졌으며, 가운데에 장애물을 두어 비가시 거리 환경을 만들었다. 송신 주파수는 1.29875GHz이며 0dBm 무변조파를 송신했으며, 경로 1, 2 각각에 대해 장애물로부터 벽으로 이동측정을 하였다.

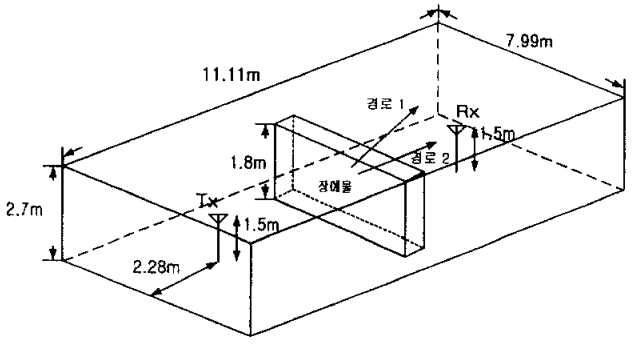


그림 3. 1.3GHz대 비가시거리 전파측정 환경

4.1.2 2.4GHz 주파수대

2.4GHz 주파수대 실내 비가시거리 전파측정은 1.3GHz대보다 좀 더 큰 공간(16.2×8×3.2m)에서 이루어 졌으며 앞에서와 같은 방법으로 비가시거리 환경을 만들었다. 송신 주파수는 2.4GHz이며 0dBm 무변조파를 송신했고 경로 1, 2 각각에 대해 장애물로부터 벽으로 이동측정을 하였다.

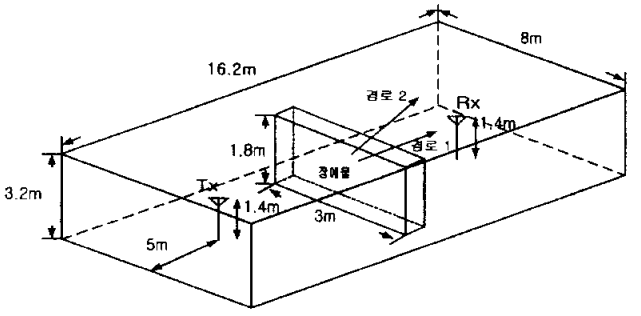


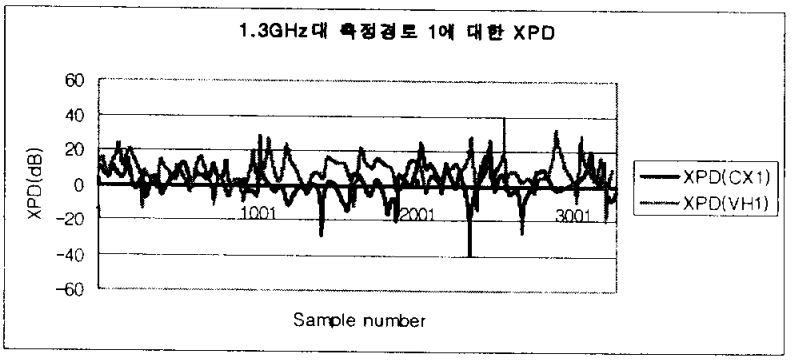
그림 4. 2.4GHz대 비가시거리 전파측정 환경

4.2 측정결과

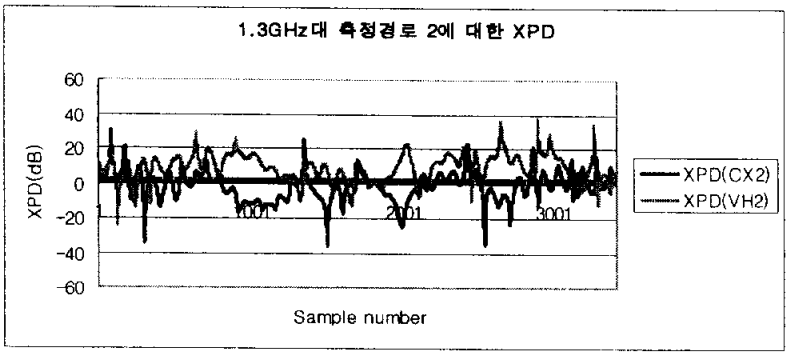
4.2.1 XPD 측정결과

1.3GHz와 2.4GHz대 실내 무선환경에서 수직편파와 원형편파에 대한 XPD를 측정하였다. 가시거리 환경에서는 원형편파의 경우 기수의 반사파가 동일한 선회방향의 수신 안테나에 수신되지 않는 효과로 인해 반사파가 제거되어 XPD가 아주 크게 나타나지만, 비가시거리 환경에서는 직접파가 존재하지 않으므로 기수번의 반사파와 우수번의 반사파가 비슷한 분포로 수신기에 도달하므로 XPD값이 낮게 나타남을 예상할 수 있으며, 그림 5, 6은 측정결과로 비 가시거리 환경에서는 원형편파는 XPD가 약 1~

3dB 정도이고, 직선편파는 XPD가 약 7~8dB 정도로 두 편파의 XPD가 약 4~7dB정도 차이가 남을 알 수 있었다. 표 7, 8은 XPD의 평균과 표준편차이다.

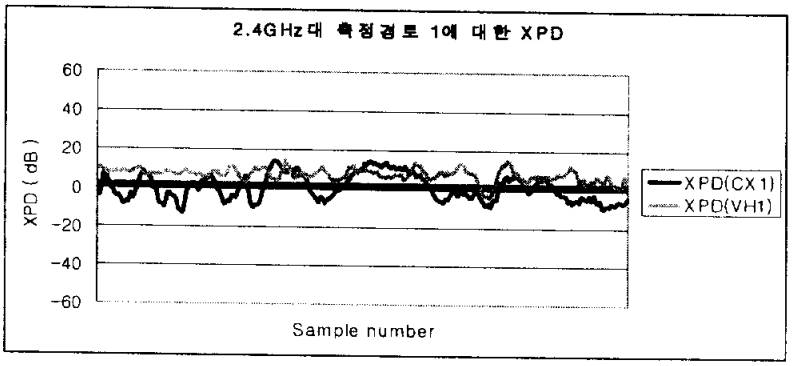


(a) 측정경로 1의 XPD

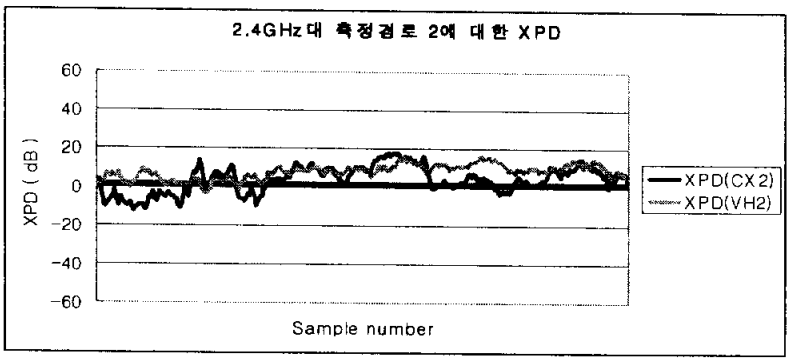


(b) 측정경로 2의 XPD

그림 5. 1.3GHz대 비가시거리 경로 1, 2에 대한 XPD



(a) 측정경로 1의 XPD



(b) 측정경로 2의 XPD

그림 6. 2.4GHz대 비가시거리 경로 1, 2에 대한 XPD

표 8. 1.3GHz 대 XPD 의 평균과 표준편차

1.3 GHz 주파수대		XPD (dB)	
		평균	표준편차
경로 1	원형편파(CX)	1.43	6.96
	수직편파(VH)	8.01	7.06
경로 2	원형편파(CX)	1.44	8.08
	수직편파(VH)	8.66	7.93

표 9. 2.4GHz 대 XPD 의 평균과 표준편차

2.4 GHz 주파수대		XPD (dB)	
		평균	표준편차
경로 1	원형편파(CX)	0.718	6.82
	수직편파(VH)	7.65	2.97
경로 2	원형편파(CX)	3.89	7.17
	수직편파(VH)	7.95	4.07

제 5 장 원형편파 다이버시티의 이론적 모델

본 장에서는 기존의 two-branch 직선 편파 다이버시티 수신안테나를 이용해 원형편파를 송신하고 편파 다이버시티 안테나로 수신하는 원형편파 다이버시티의 이론적인 모델을 유도한다. two-branch 수신안테나 V_1, V_2 브랜치 사이의 상관계수 식을 유도하고, 측정을 통해 얻은 XPD 값을 상관계수식에 대입해 XPD와 입사각, 고도각에 따른 상관계수를 기존의 직선편파 다이버시티와 비교하여 원형편파 다이버시티의 우수함을 검증해 본다.

5.1 송수신기 모델링

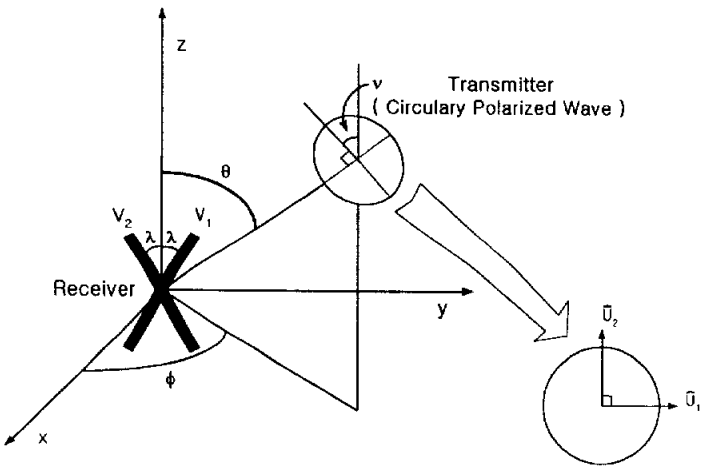


그림 7. 원형편파 다이버시티의 송수신기 모델

그림 7에서 two-branch 수신 안테나 V_1, V_2는 원점에 위치해 있고, 송신기는 원점으로부터 ϕ와 θ의 위치에 있다. 송수신기의 거리는 수신전계가 Rayleigh 분포를 가질만큼 충분히 떨어져 있으며 도심지에 위치해 있고, 수신기는 z축과 λ의 각도만큼 기울어져 yz평면상에 놓여있다고 가정했다.

원형편파의 일반적인 수식은 다음과 같다.

$$E_{RC} = E_H + jE_V \tag{5.1a}$$

$$E_{LC} = E_H - jE_V \tag{5.1b}$$

식 (1)을 벡터 형태로 변환하면,

$$\widetilde{E_{RC}} = e_R\cos(\omega t+\phi_R)\widetilde{u_1} + e_R\cos(\omega t+\phi_R+\frac{\pi}{2})\widetilde{u_2} \tag{5.2a}$$

$$\widetilde{E_{LC}} = e_L\cos(\omega t+\phi_L)\widetilde{u_1} + e_L\cos(\omega t+\phi_L-\frac{\pi}{2})\widetilde{u_2} \tag{5.2b}$$

와 같으며 여기서,

$$\widetilde{u_1} = -\sin\phi\tilde{x} + \cos\phi\tilde{y} \tag{5.3a}$$

$$\widetilde{u_2} = -\sin\nu\cos\phi\tilde{x} - \sin\nu\sin\phi\tilde{y} + \cos\nu\tilde{z} \tag{5.3b}$$

이다.

E_{RC}는 우선회 원형편파, E_{LC}는 좌선회 원형편파의 전계이고 $\tilde{u}_1$와 $\tilde{u}_2$는 서로 직교하는 단위벡터이다. E_H와 E_V는 각각 수평편파와 수직편파의 전계이다. 단위벡터 $\tilde{u}_1$과 $\tilde{u}_2$는 수신 안테나로 입사되는 방향과 수직이며, $\tilde{u}_1$은 xy평면상에 놓여있고 $\tilde{u}_2$는 z축과 ν의 각으로 기울어져 있다. e_R과 e_L은 서로 독립적인 Rayleigh 분포를 가지는 변수이고, ϕ_R과 ϕ_L은 서로 독립적이고 uniform 분포를 가진다고 가정했다.

y,z 평면상에 놓여있는 two-branch 수신안테나 각 브랜치의 단위벡터는

$$\tilde{v}_1 = \sin\lambda\tilde{y} + \cos\lambda\tilde{z} \tag{5.4a}$$

$$\tilde{v}_2 = -\sin\lambda\tilde{y} + \cos\lambda\tilde{z} \tag{5.4b}$$

로 가정한다.

5.2 상관계수식 유도

위의 송수신기 모델에서 각 브랜치에 수신되는 전계는

$$V_1 = \widetilde{E_{RC}} \cdot \tilde{v}_1 + \widetilde{E_{LC}} \cdot \tilde{v}_1 \tag{5.5a}$$

$$V_2 = \widetilde{E_{RC}} \cdot \tilde{v}_2 + \widetilde{E_{LC}} \cdot \tilde{v}_2 \tag{5.5b}$$

로 표현할 수 있으며, V_1 브랜치에 수신되는 수신전계에 대해 정리하면,

$$V_1 = \Big\{ e_R\cos(\omega t+\phi_R)(-\sin\phi\tilde{x}+\cos\phi\tilde{y})+e_R\cos(\omega t+\phi_R+\frac{\pi}{2}) (-\sin\nu\cos\phi\tilde{x}-\sin\nu\sin\phi\tilde{y}+\cos\nu\tilde{z})\Big\}\cdot(\sin\lambda\tilde{y}+\cos\lambda\tilde{z}) + \Big\{ e_L\cos(\omega t+\phi_L)(-\sin\phi\tilde{x}+\cos\phi\tilde{y})+e_L\cos(\omega t+\phi_L-\frac{\pi}{2}) (-\sin\nu\cos\phi\tilde{x}-\sin\nu\sin\phi\tilde{y}+\cos\nu\tilde{z})\Big\}\cdot(\sin\lambda\tilde{y}+\cos\lambda\tilde{z}) \quad (5.6)$$

$$V_1 = \Big\{ e_R\cos(\omega t+\phi_R)(\cos\phi\sin\lambda)+e_R\cos(\omega t+\phi_R+\frac{\pi}{2}) (-\sin\nu\sin\phi\sin\lambda) + e_R\cos(\omega t+\phi_R+\frac{\pi}{2})(\cos\nu\cos\lambda)\Big\} + \Big\{ e_L\cos(\omega t+\phi_L)(\cos\phi\sin\lambda)+e_L\cos(\omega t+\phi_L-\frac{\pi}{2}) (-\sin\gamma\sin\phi\sin\zeta) + e_L\cos(\omega t+\phi_L-\frac{\pi}{2})(\cos\gamma\cos\zeta)\Big\} \quad (5.7)$$

$$V_1 = \{ e_R\cos(\omega t+\phi_R)(\cos\phi\sin\lambda) + e_R\sin(\omega t+\phi_R)(-\sin\nu\sin\phi\sin\lambda) + e_R\sin(\omega t+\phi_R)(\cos\nu\cos\lambda)\} + \{ e_L\cos(\omega t+\phi_L)(\cos\phi\sin\lambda) + e_L\sin(\omega t+\phi_L)(\sin\nu\sin\phi\sin\lambda) - e_L\sin(\omega t+\phi_L)(\cos\nu\cos\lambda)\} \quad (5.8)$$

와 같다. 수식을 간단히 하기위해,

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

$$b = \cos\nu\cos\lambda - \sin\nu\sin\phi\sin\lambda$$

로 치환하면, 식 (5.8)은

$$V_1 = \{ e_R a \cos(\omega t + \phi_R) + e_R b \sin(\omega t + \phi_R) \} + \{ e_L a \cos(\omega t + \phi_L) - e_L b \sin(\omega t + \phi_L) \} \quad (5.9)$$

와 같이 표현 가능하며, V_1에 수신되는 수신전계의 크기성분 A_1은

$$\begin{aligned} V_1 = & \{ e_R a (\cos\omega t\cos\phi_R - \sin\omega t\sin\phi_R) + e_R b (\sin\omega t\cos\phi_R + \sin\phi_R\cos\omega t) \} \\ & + \{ e_L a (\cos\omega t\cos\phi_L - \sin\omega t\sin\phi_L) - e_L b (\sin\omega t\cos\phi_L + \sin\phi_L\cos\omega t) \} \\ = & (e_R a\cos\phi_R + e_R b\sin\phi_R + e_L a\cos\phi_L - e_L b\sin\phi_L)\cos\omega t \\ & + (-e_R a\sin\phi_R + e_R b\cos\phi_R - e_L a\sin\phi_L - e_L b\cos\phi_L)\sin\omega t \\ = & (e_R(a\cos\phi_R + b\sin\phi_R) + e_L(a\cos\phi_L - b\sin\phi_L))\cos\omega t \\ & - (e_R(a\sin\phi_R - b\cos\phi_R) + e_L(a\sin\phi_L + b\cos\phi_L))\sin\omega t \end{aligned} \quad (5.10)$$

$$A_1 = \{ (e_R(a\cos\phi_R + b\sin\phi_R) + e_L(a\cos\phi_L - b\sin\phi_L))^2 (e_R(a\sin\phi_R - b\cos\phi_R) + e_L(a\sin\phi_L + b\cos\phi_L))^2 \}^{1/2}$$

$$= \{ (a^2+b^2)(e_R^2+e_L^2) + 2e_R e_L ((a^2-b^2)\cos(\phi_R-\phi_L) + 2ab\sin(\phi_R-\phi_L)) \}^{1/2}$$

(5.11)

와 같이 표현된다.

V_2 브랜치에 수신되는 수신전계에 대해서 정리하면

$$\begin{aligned} V_2 = & \Big\{ e_R\cos(\omega t+\phi_R)(-\sin\phi\tilde{x}+\cos\phi\tilde{y}) + e_R\cos(\omega t+\phi_R+\frac{\pi}{2}) \\ & (-\sin\nu\cos\phi\tilde{x}-\sin\nu\sin\phi\tilde{y}+\cos\nu\tilde{z})\} \cdot (-\sin\lambda\tilde{y}+\cos\lambda\tilde{z}) + \\ & \Big\{ e_L\cos(\omega t+\phi_L)(-\sin\phi\tilde{x}+\cos\phi\tilde{y}) + e_L\cos(\omega t+\phi_L-\frac{\pi}{2}) \\ & (-\sin\nu\cos\phi\tilde{x}-\sin\nu\sin\phi\tilde{y}+\cos\nu\tilde{z})\} \cdot (-\sin\lambda\tilde{y}+\cos\lambda\tilde{z}) \end{aligned} \quad (5.12)$$

$$\begin{aligned} V_2 = & \Big\{ -e_R\cos(\omega t+\phi_R)(\cos\phi\sin\lambda) + e_R\cos(\omega t+\phi_R+\frac{\pi}{2}) \\ & (\sin\nu\sin\phi\sin\lambda) + e_R\cos(\omega t+\phi_R+\frac{\pi}{2})(\cos\nu\cos\lambda)\Big\} + \\ & \Big\{ -e_L\cos(\omega t+\phi_L)(\cos\phi\sin\lambda) + e_L\cos(\omega t+\phi_L-\frac{\pi}{2}) \\ & (\sin\nu\sin\phi\sin\lambda) + e_L\cos(\omega t+\phi_L-\frac{\pi}{2})(\cos\nu\cos\lambda)\Big\} \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} V_2 = & \{ -e_R\cos(\omega t+\phi_R)(\cos\phi\sin\lambda) + \\ & e_R\sin(\omega t+\phi_R)(\sin\nu\sin\phi\sin\lambda) + e_R\sin(\omega t+\phi_R)(\cos\nu\cos\lambda)\} + \end{aligned}$$

$$\{ -e_L\cos(\omega t+\phi_L)(\cos\phi\sin\lambda) -$$

$$e_L\sin(\omega t+\phi_L)(\sin\nu\sin\phi\sin\lambda) - e_L\sin(\omega t+\phi_L)(\cos\nu\cos\lambda)\} \tag{5.14}$$

V_1 브랜치와 같은 방법으로

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

$c = \cos\nu\cos\lambda + \sin\nu\sin\phi\sin\lambda$ 로 치환하면, 식 (5.14)는

$$V_2 = \{ -e_R\, a\cos(\omega t+\phi_R) + e_R\, c\sin(\omega t+\phi_R) \}$$
$$+ \{ -e_L\, a\cos(\omega t+\phi_L) - e_L\, c\sin(\omega t+\phi_L) \} \tag{5.15}$$

와 같이 표현 가능하며, V_2에 수신되는 수신전계의 크기성분 A_2는

$$V_2 = \{-e_R\, a(\cos\omega t\cos\phi_R - \sin\omega t\sin\phi_R) + e_R\, c(\sin\omega t\cos\phi_R + \sin\phi_R\cos\omega t)\}$$
$$+\{-e_L\, a(\cos\omega t\cos\phi_L - \sin\omega t\sin\phi_L) - e_L\, c(\sin\omega t\cos\phi_L + \sin\phi_L\cos\omega t)\}$$
$$= (-e_R\, a\cos\phi_R + e_R\, c\sin\phi_R - e_L\, a\cos\phi_L - e_L\, c\sin\phi_L)\cos\omega t$$
$$+ (e_R\, a\sin\phi_R + e_R\, c\cos\phi_R + e_L\, a\sin\phi_L - e_L\, c\cos\phi_L)\sin\omega t$$
$$= -(e_R(a\cos\phi_R - c\sin\phi_R) + e_L(a\cos\phi_L + c\sin\phi_L))\cos\omega t$$
$$+ (e_R(a\sin\phi_R + c\cos\phi_R) + e_L(a\sin\phi_L - c\cos\phi_L))\sin\omega t \tag{5.16}$$

$$A_2 = \{ (e_R(a\cos\phi_R - c\sin\phi_R) + e_L(a\cos\phi_L + c\sin\phi_L))^2$$

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

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

(5.17)

이다. 최종적으로 V_1과 V_2 브랜치에 수신되는 수신전계의 크기성분 A_1과 A_2는

$$A_1 = \{ (a^2+b^2)(e_R^2+e_L^2) +$$

$$2e_Re_L((a^2-b^2)\cos(\phi_R-\phi_L) + 2ab\sin(\phi_R-\phi_L)) \}^{1/2} \quad (5.18a)$$

$$A_2 = \{ (a^2+c^2)(e_R^2+e_L^2) +$$

$$2e_Re_L((a^2-c^2)\cos(\phi_R-\phi_L) - 2ac\sin(\phi_R-\phi_L)) \}^{1/2} \quad (5.18b)$$

이다.

일반적으로 상관계수 식은 다음과 같이 주어지며,

$$\text{상관계수 } \rho = \frac{\langle A_1^2 \cdot A_2^2 \rangle - \langle A_1^2 \rangle \langle A_2^2 \rangle}{[(\langle A_1^4 \rangle - \langle A_1^2 \rangle^2)(\langle A_2^4 \rangle - \langle A_2^2 \rangle^2)]^{1/2}} \quad (5.19)$$

위의 식에 A_1과 A_2를 대입하고, e_R과 e_L이 Rayleigh 분포를 가질 때

$\langle e_R^4\rangle = 2\langle e_R^2\rangle^2$, $\langle e_L^4\rangle = 2\langle e_L^2\rangle^2$이므로[14], 결과적으로 상관계수 ρ 는

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

$$= \frac{(a^2+b^2)(a^2+c^2)(\langle e_R^2\rangle^2 + \langle e_L^2\rangle^2) + 2\langle e_R^2\rangle\langle e_L^2\rangle(a^2-b^2)(a^2-c^2) - 8\langle e_R^2\rangle\langle e_L^2\rangle a^2 bc}{[(a^2+b^2)^2(a^2+c^2)^2(\langle e_R^2\rangle + \langle e_L^2\rangle)^4]^{1/2}} \quad (5.20)$$

로 표현된다. 측정한 XPD를 위의 상관계수 식에 대입하기 위해

$$\text{교차편파 분리도 (XPD)} = \frac{\text{동일편파 수신전계}}{\text{교차편파 수신전계}} = \frac{\langle e_R^2\rangle}{\langle e_L^2\rangle} = \Gamma \quad (5.21)$$

과 같이 XPD를 정의하고 대입하면, 최종적으로 V_1과 V_2 브랜치 사이의 상관계수 식은

$$\rho = \frac{(a^2+b^2)(a^2+c^2)(1+\Gamma^2) + 2\Gamma(a^2-b^2)(a^2-c^2) - 8\Gamma a^2 bc}{[(a^2+b^2)^2(a^2+c^2)^2(1+\Gamma)^4]^{1/2}} \quad (5.22)$$

와 같다.

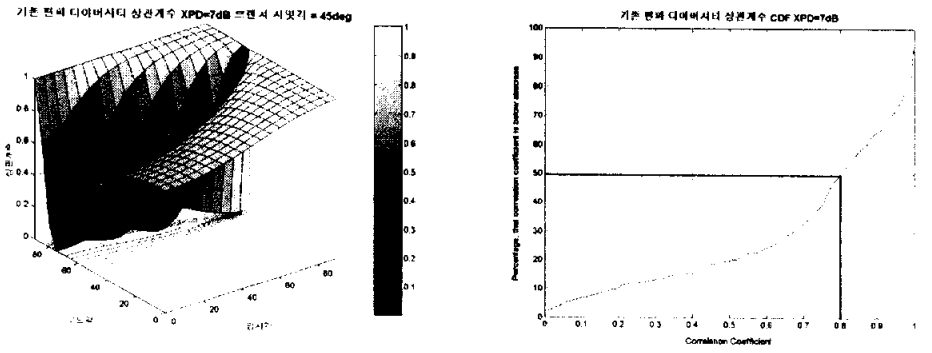
5.3 각 편파의 XPD에 따른 상관계수 평가

4장에서 측정한 XPD를, 위에서 구한 상관계수식에 대입해 XPD와 고도각 (ν)와 입사각(ϕ), 브랜치 사잇각(λ)에 따른 상관계수를 평가한다. 지금까지의 편파 다이버시티에 관한 문헌[3,4,5]에서 브랜치 사잇각이 45° 일 때 수신 안테나 사이의 상관계수가 가장 낮은 값을 나타내었다. 따라서 본 논문에서는 브랜치 사잇각(λ)이 45° 일 경우에 대한 XPD와 입사각, 고도각에 대해 상관계수를 평가할 것이다.

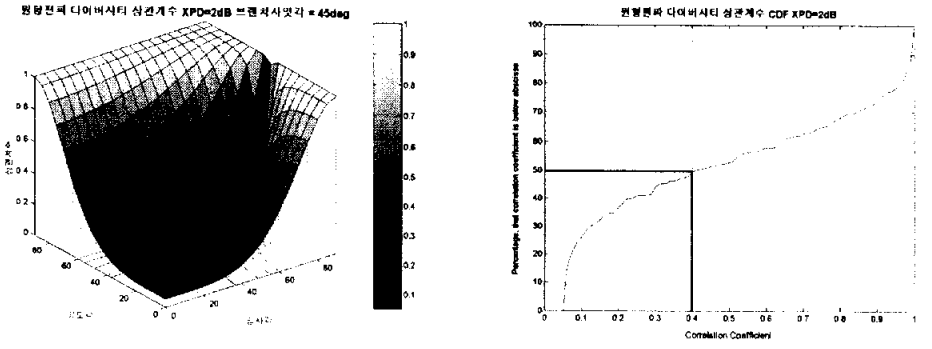
식 (5.22)의 원형편파 다이버시티의 상관계수 수식에 측정한 XPD 값을 적용해 기존의 직선편파를 이용한 편파 다이버시티 방법과 원형편파를 이용한 원형편파 다이버시티 방법의 상관계수를 비교해 보았다. 기존의 직선편파 다이버시티의 상관계수에 대한 수식은 [4]의 결과를 이용하였다.

그림 8은 직선편파 XPD=7dB, 원형편파 XPD=2dB를 대입하고, 수신 브랜치 사잇각 $\lambda = 45°$ 일 때, 입사각 ($\phi = 0° \sim 90°$) 과 고도각 ($\nu = 0° \sim 90°$)을 고려한 상관계수 그래프와 상관계수의 CDF를 나타낸 것이다. 직선편파 다이버시티의 경우 고도각이 70° ~ 80° 부근에서 낮은 상관계수 값들이 집중되어 있으며, CDF 50%일때 상관계수가 0.8로 나타났다. 원형편파 다이버시티의 경우 고도각과 입사각 모두 40° ~ 50° 부근에 낮은 상관계수 값들이 분포해 있으며, CDF 50%일 때 상관계수가 0.4로 직선편파 다이버시티보다 낮은 값을 나타내었다. 결과적으로, 두 브랜치로 수신되는 신호를 다이버시티 했을 경우 상관계수 분포가 훨씬 낮은 값을 나타내는 원형편파 다이버시티 방법이 페이딩 경감효과가 우수할

것임을 확인할 수 있다.



(a) 직선편파 다이버시티 ($\lambda = 45^\circ$, $XPD = 7dB$)



(b) 원형편파 다이버시티 ($\lambda = 45^\circ$, $XPD = 2dB$)

그림 8. 측정한 XPD에 따른 두 다이버시티 방법의 상관계수 평가

제 6 장 각 페이딩 채널의 다이버시티 이득 시뮬레이션

위에서 원형편파 다이버시티의 상관계수 분석을 통해 원형편파 다이버시티 방법이 기존의 편파 다이버시티 방법보다 다이버시티 효과가 더 클 것임을 확인하였다. 따라서 본 장에서는 측정을 통한 원형편파 다이버시티의 페이딩 채널을 시스템의 페이딩 채널로 적용해 BER 성능을 평가해 봄으로서 원형편파 다이버시티의 시스템상의 이득을 알아 볼 것이다.

6.1 시뮬레이션 환경

Matlab 6.0 소프트웨어를 사용에 시뮬레이션 했으며, 송신 신호는 랜덤하게 두 신호를 생성해 4가지의 위상정보를 가지는 signal point로 mapping 했다. 그림 9와 같이 전송채널에서 페이딩 채널과 zero mean 가우시안 잡음(σ^2=1) 을 적용하였다. 10000개의 데이터를 송신했고 Monte Carlo 방법으로 시뮬레이션 했다.

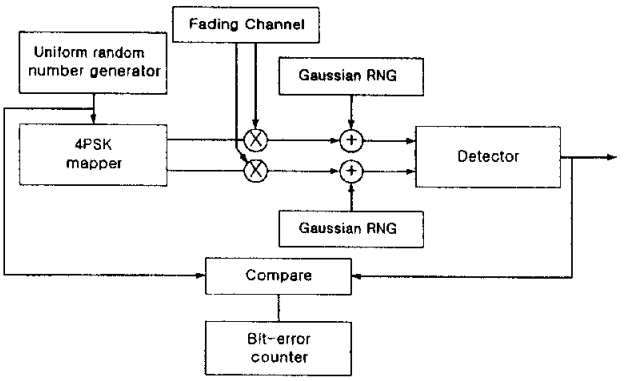
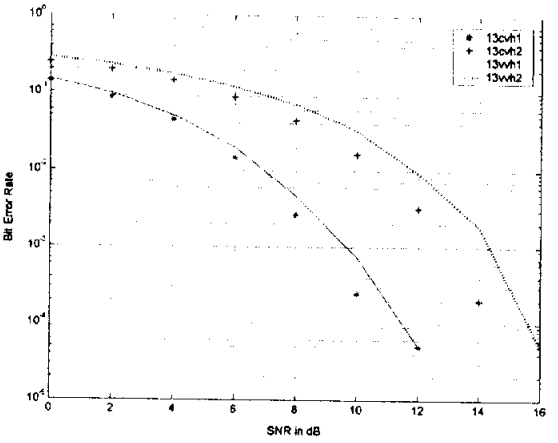


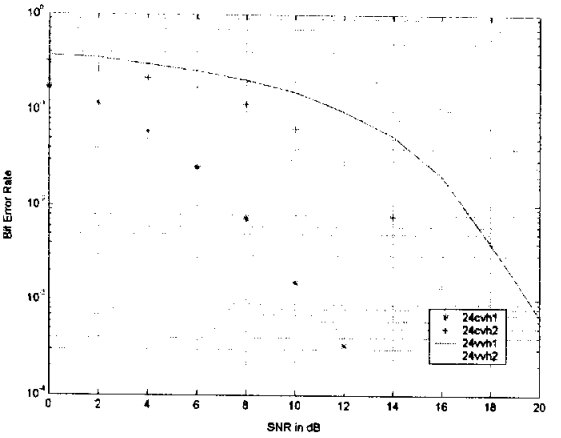
그림 9. BER 성능평가를 위한 시스템 블럭도

6.2 시뮬레이션 결과

4장에서와 동일한 측정환경에서 직선편파 다이버시티와 원형편파 다이버시티 각각에 대해 측정한 결과를 페이딩 채널로 시스템에 적용해 BER 성능평가를 하였다. 그림 10은 1.3GHz, 2.4GHz 의 두 주파수 대에 대해 비가시거리 환경에서 경로 1, 2에 대한 측정을 통해 얻은 페이딩 채널을 적용한 BER 특성곡선이다. 1.3GHz대에 경로 1에서는 원형편파 다이버시티가 10^{-4} BER에서 SNR이 약 0.5dB, 경로 2에서는 약 1dB 정도의 이득을 가진다. 2.4GHz대 경로 1에서는 원형편파 다이버시티가 10^{-4} BER에서 약 9dB 정도의 SNR 이득을 가지며, 경로 2에서도 9dB 이상의 이득을 가짐을 알 수 있다. 1.3GHz 대와 2.4GHz대의 성능의 차이는, 1.3GHz 주파수대의 송수신 안테나는 무지향성 안테나이며, 2.4GHz 주파수대의 송수신 안테나는 지향성 안테나를 사용했기 때문에 실내 공간내에서의 반사파가 지향성 안테나에서는 그만큼 감소되어 수신측에 도달하게 된다. 따라서 페이딩 채널이 두 다이버시티 방법의 안테나 특성에 의해 차이가 나게 되며, 이로 인해 두 주파수대의 성능차이가 크게 나타남을 알 수 있다. 그러나, 1.3GHz와 2.4GHz 모두 원형편파 다이버시티가 기존의 직선편파 다이버시티 방법보다 BER 특성이 더 우수함을 알 수 있다.



(a) 1.3GHz 주파수대 경로 1, 2에 대한 BER 특성



(b) 2.4GHz 주파수대 경로 1, 2에 대한 BER 특성

그림 10. 1.3GHz, 2.4GHz 주파수대의 BER 특성

제 7 장 결 론

본 논문에서는 차세대 초고속 WLAN을 위한 원형편파 다이버시티의 벡터적인 해석모델을 이용해 기존의 편파 다이버시티 방법과 원형편파 다이버시티 방법의 성능을 비교, 평가하였다. 1.3GHz, 2.4GHz 주파수대에서 LOS, NLOS 환경의 XPD를 측정하였으며, 측정결과를 백터적인 해석모델에 적용해 두 다이버시티 방법의 상관계수를 평가하였다. 또한, XPD 측정과 동일한 환경에서 페이딩 특성을 측정하였고, 측정결과를 이용한 BER 특성 시뮬레이션을 통해 성능평가를 하였다.

동일한 실내 비가시거리 무선환경에서 직선편파와 원형편파가 편파특성에 의해 XPD가 다르게 나타났으며, 이 데이터를 수식에 적용해 상관계수를 비교한 결과 원형편파 다이비시티가 상관계수 분포가 훨씬 낮게 나타났으며, 실내 무선환경의 비가시거리 환경에서 편파다이버시티 방법보다 원형편파 다이버시티 방법이 더욱 효과적인 다이버시티 방법임을 수식적 표현을 통해 알아보았다.

또한, 실제 1.3GHz와 2.4GHz 주파수대의 직선편파 다이버시티와 원형편파 다이버시티의 페이딩 특성을 측정을 통해 얻었으며, 측정 데이터를 페이딩 채널로 적용해 시뮬레이션 한 결과 1.3GHz와 2.4GHz 두 대역간에 차이는 있었으나 원형편파 다이버시티 방법이 BER 특성이 더 좋게 나타남을 확인하였다.

따라서, 앞으로 5GHz 대역의 WLAN에 원형편파 다이버시티 방법을 적용해 시스템을 개발할 경우 원형편파 다이버시티 방법의 우수한 페이딩

경감특성으로 인해 데이터 전송률 향상에 크게 도움이 될 것으로 기대된다.

이미 2.4GHz 대역은 실제 상용화가 이루어지고 있는 단계이고, 차후 IEEE 802.11a와 HIPERLAN/2와 같은 5GHz 대역의 WLAN 시스템을 위해서는 5GHz 대역의 측정을 통해 원형편파 다이버시티 방법의 검증이 필요할 것이다.

참 고 문 헌

[1] Jorgen Bach Andersen, Theodore S. Rappaport, Susumu Yoshide, "Propagation measurements and models for wireless communications channels", IEEE Communications Magazine, Vol 33, Jan. 1995, pp 42-49

[2] Richard Van Nee, Ramjee Prasad, 조용수 역, "무선 멀티미디어 통신을 위한 OFDM 기초", 대영사, 2000. 8

[3] S. Kozono, H. Tsuruhara, and M. Sakamoto, "Base station polarization diversity reception for mobile radio", IEEE Trans, Veh. Technol., vol. VT-33, no.4, pp.301-306, 1984

[4] E.Shin, S. Safavi-Nacini, " A Simple Theoretical Model for Polarization Diversity Reception in Wireless Mobile Environments", Antennas and Propagation Society, IEEE International Symposium 1999 , vol. 2 pp.1332-1335

[5] R.G Vaughan, "Polarization Diversity in Mobile Communications," IEEE Trans. Veh. Technol. vol.39, no.3, pp.177-186, 1990

[6] 하덕호, "실내무선 전파환경에서의 페이딩 경감대책과 수신전계강도 예측기법", 한국전자파학회, 한국전자파학회지, Vol 10, pp 51-68, 1999.3

[7] Theodore S. Rappaport, "Wireless Communications", Prentice Hall, 1996

[8] Doufexi, A. Armour, S. Butler, M. Nix, A. Bull, D. McGeehan, J.

Karlsson, P."A comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards ", IEEE Communications Magazine, Vo 40, May 2002, pp 172-180

[9] Van Nee, R. Awater, G. Morikura, M. Takanashi, H. Webster, M. Halford, K.W., "New high-rate wireless LAN standards", IEEE Communications Magazine, Vol 37, Dec. 1999, pp 82-88

[10] IEEE Std 802.11a/D7.0-1999, "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer in the GHz Band."

[11] Kivinen, J. Xiongwen Zhao, Vainikainen, P., "Empirical characterization of wideband indoor radio channel at 5.3 GHz", Antennas and Propagation, IEEE Transactions , Volume 49, Aug. 2001, pp 1192-1203

[12] Cuinas I., Sanchez M.G., "Measuring, modeling, and characterizing of indoor radio channel at 5.8 GHz", Vehicular Technology, IEEE Transactions, Vol 50, March 2001,
pp 526-535

[13] Kajiwara A., "Line-of-sight indoor radio communication using circular polarized waves", Vehicular Technology, IEEE Transactions, Vol 44, Aug. 1995, pp 487-493

[14] W.C.Y LEE, Mobile Communications Engineering, New York: Wiley, 1981

[15] Zhang J.T., Huang Y., "Indoor Channel Characteristics Comparisons for the Same Building With Different Dielectric Parameters", Communications 2002, ICC 2002, IEEE International Conference on, Vol 2, 2002, pp 916-920

감사의 글

시간이 참 빠르게 지나갔습니다. 첨 연구실에 들어와 선배들과 첫 인사를 한 지 엊그제 같은데 벌써 졸업이군요. 항상 부족한 저를 2년동안 지도해 주시고 격려해 주신 하덕호 지도교수님께 진심으로 감사 드립니다. 그리고 저의 논문 지도를 맡아주신 김석태 교수님, 김성운 교수님께도 감사드립니다.

아울러 같이 지낸 연구실 선후배님들과 김병옥 교수님, 그리고 졸업하신, 재학중이신 산업대학원 선생님들께도 감사드립니다. 저를 알고 계셨던 모든 분들 앞으로 하시는 일 순탄하게 이루시길 빌겠습니다.

다시한번 감사드립니다. 새해 복 많이 받으십시요.