

제 출 문

본 보고서를 「5GHz 대역에서의 MIMO 채널 모델링 기법 연구」 과제의 최종보고서로 제출합니다.

2003. 12. 29.

연구책임자 : 윤영중 (연세대학교)

연 구 원 : 권세웅 (연세대학교)

연구보조원 : 김정하 (연세대학교)

유성현 (연세대학교)

박경순 (연세대학교)

권오선 (연세대학교)

이우상 (연세대학교)

요 약 문

1. 과제명

5 GHz 대역에서의 MIMO 채널 모델링 기법 연구

2. 연구기간 :

2002년 2월 1일 - 2002년 12월 29일

3. 연구책임자 :

윤영중 (연세대학교 전파통신연구소)

4. 계획 대 진도

가. 월별 추진내용

계획  진도 

세 부 내 용	연구자	월별 추진계획											
		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
가. 다양한 환경에 대한 측정을 통한 광범위한 측정자료 확보	권세웅												
o 문헌 자료를 통한 전파 모델 자료 확보 및 연구동향 조사	김정하												
- 5GHz 대역의 전파 파라미터 자료	유성현												
- MIMO 시스템의 기술 자료													
- 5GHz 대역의 전파 파라미터 자료													
o 문헌 및 정보 교환을 통한 기존 실내 전파모델 파악													
나. 5GHz 대역 전파 특성 측정	권세웅												
o 5GHz 대역 무선 전파 특성을 추출하여 MIMO 채널 전파 모델에 반영	김정하												
o 정확한 측정을 통해 구조물의 종류에 따른 전기적 특성 모델 마련	유성현												
o MIMO 채널 전파 특성 측정을 통한 측정자료 축적	박경순												
- 다양한 환경에서의 측정 데이터	권오선												
다. MIMO 채널 전파 모델 개발	이우상												
o 측정을 통해 축적한 자료와 문헌을 통해 축적한 자료를 통하여 광선추적 기법을 기반으로 하는 MIMO 채널 전파 모델 개발													
라. MIMO 채널 모델 비교 검증	권세웅												
o 다른 모델 및 측정값과 비교 검증을 통한 제안한 모델의 평가	김정하												
o 다른 모델 및 측정값과 비교 검증을 통한 제안한 모델의 평가	유성현												
마. 연구보고서 작성													
분기별 수행진도(%)		25		50		75		100					

나. 세부 과제별 추진사항

- 1) 다양한 환경에 대한 측정을 통한 광범위한 측정자료 확보
 - 5 GHz 대역의 전파특성 자료 확보
 - PDP (Power Delay Profile), AOA (Angle Of Arrival), RDS (Rms Delay Spread), AS (Angular Spread), CB (Coherence Bandwidth)
 - 5 GHz 대역 가시영역 비가시영역이 동시에 존재하는 환경 특성에 관한 자료 확보
- 2) 5 GHz 대역 전파 특성 측정
 - 다양한 환경에서 장애물의 종류와 분포 정도에 따른 전파 특성 변화를 측정
 - 5 GHz 대역의 실내 구조물과 집기에 대한 기본 파라미터 조사
 - 유전율, 투과율, 도전율
- 3) MIMO 채널 전파 모델 개발
 - 전파 특성 변화를 분석하여 모델화를 위한 데이터 처리
 - 구조물, 집기 등의 등가 모델화를 통해 시간 지연 현상 통계 모델화
 - 실제 실외 사용환경에 대한 유형별 모델 개발
- 4) MIMO 채널 모델 비교 검증
 - 측정치와 비교를 통한 5 GHz 대역의 실내외 모델 확립
 - 실제환경에 적용 할 수 있는 모델 개발

5. 연구 결과

- 1) 패치 산란 모델을 적용한 실내 전파특성 모델 시뮬레이션 확립
- 2) 광대역 다중 채널의 시뮬레이션 방법 제시
- 3) 다중 채널 전파 모델을 통한 통신 시스템 구성방안 제시
- 4) 실내 5 GHz 대역의 다중 안테나 시스템을 사용하는 다중 전파 채널 모델 제시

6. 기대효과

5 GHz 대역의 MIMO 시스템을 사용하는 실내환경에서 측정과 시뮬레이션이 거의 일치함을 보았다. 제시된 다중 전파 채널 모델은 MIMO 시스템을 사용하는 통신서비스에 유용하게 사용될 것이며, 수신 신호 강도와 다중 경로 특성 분석 및 채널용량을 분석함으로써 MIMO 시스템뿐만아닌 5 GHz 대역을 사용하는 무선랜 서비스, 홈네트워킹, 스마트 안테나 시스템 등의 다중 안테나를 사용하는 무선 서비스에 적용되어 최적의 시스템을 구성하는 데에 사용되어질 수 있다.

7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규격	수량	용도
개인용컴퓨터	Pentium III 3 GHz	8	시뮬레이션
WorkStation	SWS715/100	1	시뮬레이션
Spectrum Analyzer	HP8566B	2	측정
Signal Generator	ROHDE & SCHQARZ SMP04	1	측정
Antennas	Dipole (MP663)	2	측정
Vector Network Analyzer	HP8722D	1	측정
Amplifier	MODEL 20T4G18 20 Watts 4.2 - 18 GHz	1	측정
Coaxial Cable	50Ω, 70Ω	4	측정

8. 기타사항

없음

SUMMARY

A study on the technique of MIMO channel modeling for 5 GHz band

In this work, propagation characteristics for wideband and point-to-multipoint wireless MIMO service are studied. In order to evaluate exact channel equivalent gain in MIMO system, channel correlation has to be regular at specific places. Therefore, for the solution to the MIMO system where channel correlation varies according to antennas, channel matrices for multi antennas at specific places are obtained. Also, 3D ray tracing with less calculation time and high accuracy is used, and patch scattering model is applied to effectively model scattering characteristics of complicated indoor obstacles. Presented parameters have to be considered in all kinds of wireless communication services using wide channel.

To decrease errors due to inaccurate environment information, transmission and reflection coefficient of indoor materials are measured and relative permittivity and conductivity are applied to the simulation. Accuracy of the simulation is verified by measuring propagation channel model parameter for LOS and NLOS environment. PDP(Power Delay Profile), AOA(Angle of Arrival), and fading from simulation and measurement are compared, and RDS(Rms Delay Spread), AS(Angular Spread), and spatial correlation coefficient are obtained from them and compared

numerically. As a result, differences between them are small enough to verify accuracy of the simulation, and it is applied to estimate MIMO system propagation characteristics.

Eigenvalue and channel capacity of the MIMO system are calculated, and as eigenvalue distribution is small, channel capacity is high. Also, channel capacity in accordance with distances, route, and number of antenna elements. Distance of antenna elements affects channel capacity more in LOS than in NLOS environment, and route affects more in NLOS than in LOS environment. As number of antennas increases, channel capacity increases at regular ratio, and the ratio is higher in LOS environment. Therefore, in order to enhance channel capacity, it is appropriate to increase number of antenna elements, to use antenna distance with least spatial correlation in LOS environment, and to locate antennas where reflection and diffraction phenomenon is big in NLOS environment.

Channel parameter and capacity analysis for 5 GHz MIMO system will be useful not only for presented MIMO system but also for 5 GHz band wireless LAN services.

목 차

표 목 차	10
그 림 목 차	11
약 어 표	13
제 1 장 서 론	17
제 2 장 실내 전파 환경 모델링	21
제 1 절 실내 전파 환경 모델	21
제 2 절 전파 채널 모델 파라미터	36
제 3 장 MIMO 채널 이론	43
제 1 절 채널 용량	43
제 2 절 공간 상관	49
제 4 장 MIMO 전파 특성 측정 및 결과 고찰	55
제 1 절 측정 환경 설정	55
제 2 절 측정 시스템 및 측정 방법	58
제 3 절 측정 및 시뮬레이션 결과 분석	62
제 4 절 MIMO 시스템 채널 결과	79
제 5 장 결 론	87
참고문헌	91

표 목 차

표 4-1. 실내 매질에 대한 비유전율과 도전율	63
표 4-2. PDP 측정 장비 구성	64
표 4-3. LOS 환경의 RDS 특성	66
표 4-4. NLOS 환경의 RDS 특성	69
표 4-5. AOA 측정 장비 구성	70
표 4-6. LOS 환경의 AS 특성	72
표 4-7. NLOS 환경의 수신 신호 최대 각	74
표 4-8. NLOS 환경의 AS 특성	75
표 4-9. 페이딩 측정 장비 구성	76

그 립 목 차

그림 2-1. 1차 반사 영상 공동의 위치와 상대 좌표	23
그림 2-2. LOS 환경에서의 광선의 경로 (N=3)	24
그림 2-3. NLOS 환경에서의 광선의 경로 (N=3)	25
그림 2-4. 반사면에 대한 반사	26
그림 2-5. UTD를 이용한 모서리 회절에 대한 구조	28
그림 2-6. 패치산란모델	32
그림 2-7. 패치산란모델의 파라미터에 대한 정의	35
그림 2-8. PDP의 예	38
그림 2-9. 실내 환경에서의 AOA	39
그림 2-10. 페이딩 특성 결과	40
그림 3-1. MIMO 채널 구성도	43
그림 3-2. AS에 따른 안테나 소자간의 상관 관계	44
그림 3-3. MIMO 시스템의 채널 행렬 연산 동작	46
그림 3-4. AS에 따른 안테나 소자간의 상관 관계	51
그림 4-1. LOS 환경	56
그림 4-2. NLOS 환경	57
그림 4-3. 투과 계수 측정 구성도	59
그림 4-4. 반사 계수 측정 구성도	60
그림 4-5. PDP 및 AOA 측정 구성도	61
그림 4-6. 페이딩 측정 구성도	62
그림 4-7. LOS 환경의 PDP 특성	65
그림 4-8. NLOS 환경의 PDP 특성	67
그림 4-9. LOS 환경의 AOA 특성	71
그림 4-10. NLOS 환경의 AOA 특성	74

그림 4-11. LOS 환경의 페이딩 특성	77
그림 4-12. LOS 환경의 공간 상관 계수	77
그림 4-13. NLOS 환경의 페이딩 특성	78
그림 4-14. NLOS 환경의 공간 상관 계수	79
그림 4-15. LOS 환경의 안테나 소자간 거리에 따른 고유치 특성	80
그림 4-16. NLOS 환경의 안테나 소자간 거리에 따른 고유치 특성	80
그림 4-17. LOS 환경의 안테나 소자간 거리에 따른 채널 용량	81
그림 4-18. NLOS 환경의 안테나 소자간 거리에 따른 채널 용량	82
그림 4-19. LOS 환경의 이동 경로에 따른 채널 용량	83
그림 4-20. NLOS 환경의 이동 경로에 따른 채널 용량	83
그림 4-21. LOS 환경의 송수신 안테나 개수에 따른 채널 용량	84
그림 4-22. NLOS 환경의 송수신 안테나 개수에 따른 채널 용량	84

약 어 표

AOA : Angle Of Arrival

AP : Access Point

AS : Angular Spread

BLAST : Bell Labs Layered Space-Time

GTD : Geometrical Theory of Diffraction

LOS : Line Of Sight

MIMO : Multiple-Input, Multiple-Output

MISO : Multiple-Input, Single-Output

NLOS : Non Line Of Sight

PDP : Power Delay Profile

RCS : Radar Cross Section

RDS : Root mean square Delay Spread

SIMO : Single-Input, Multiple-Output

SINR : Signal to Interference Noise Ratio

STBC : Space Time Block Coding

SVD : Singular Value Decomposition

UTD : Uniform geometrical Theory of Diffraction

제 1 장 서 론

무선 시스템은 사용자가 공간의 제약 없이 사용할 수 있는 편리성 때문에 매우 빠르게 대중화되고 있다. 무선 통신 기술의 발달과 더불어 앞으로의 사용자들은 무선을 이용한 대용량 멀티미디어 서비스를 요구할 것이며, 이러한 요구에 발맞추어 가용 주파수 대역과 대역폭 확장을 위해서 고주파 대역으로 확장되고 있다. 최근 무선랜은 2.4 GHz 대역에서 11 Mbps의 최대 전송 속도를 갖는 802.11b의 문제를 보완하기 위해 최대 전송속도 54 Mbps를 갖는 802.11g의 사용되고 있다. 그러나 2.4 GHz 대역은 전자레인지와 같은 가전제품 등 다양한 용도로 사용되는 대역이고, 실제속도는 5 GHz 대역의 802.11a보다 낮다^{[1][2]}. 따라서 향후 무선 서비스는 5 GHz 대역 시스템에 개발에 역점을 둘 것으로 사료된다.

가용 주파수 자원은 한정되어 있고 한정된 대역폭에서 헤르츠 당 전송 정보량은 Shannon's limit에 의해 제한되는 문제점을 안고 있다. 데이터 전송율을 극대화시키기 위해 최근에는 STBC(Space Time Block Coding), BLAST(Bell Labs Layered Space-Time)와 같이 다중 안테나를 이용하여 SINR(Signal to Interference Noise Ratio)을 개선하는 연구가 진행 중이다^{[3][4]}. 무선 통신 시스템의 물리적인 구조는 이러한 방식들의 성능 향상에 중요한 요인으로 작용하게 되고, 이로 인하여 대역폭의 증가 없이 채널 용량의 증가를 가져올 수 있는 공간영역에 대한 관심이 고조될 것이다. 공간 영역을 이용하는 방법 중 하나는 공간상에서 다중화 분배를 사용하여 전송량 문제를 해결하는 MIMO(Multiple Input Multiple Output)시스템을 사용하는 것이다^{[5][6]}.

기존의 MIMO 전파모델은 매크로셀 환경에서 일정한 시간 지연을 갖는 임의의 기준 송수신 안테나를 설정하여 다중 안테나의 공간 상관 특성을 도출하였으며 산란체를 임의의 확산각을 갖는 클러스터(cluster)로 가정하였다^{[7][8]}. 그러나 MIMO 시스템에서 정확한 채널 등가 이득을 평가하기 위하여 공간 상관 특성은 특정한 위치에서 일정한 값을 가져야하며 주파수 대역이 높아짐에 따라 매크로셀 환경보다 피코셀 환경을 지향하게된다. 또한 MIMO

채널에서의 시간 지연 특성은 일정하지 않고, 확산각도 산란체마다 서로 다르기 때문에 이러한 모델을 일률적으로 적용할 수 없다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해서 다중 안테나 각각의 위치에 대한 공간 상관 특성을 도출하여야하고, 광선추적법과 패치산란모델과 같이 정확도가 높고 복잡한 실내 구조물의 산란현상을 효과적으로 모델링할 수 있는 모델이 요구된다.

본 보고서에서는 피코셀 환경에서 다중 안테나간의 상관관계를 통하여 채널 행렬을 도출하고 3차원 광선추적법에 패치산란모델이 첨가된 형태의 모델을 통하여 5 GHz 대역 MIMO 시스템의 채널 특성 고찰을 위한 모델을 제안한다. 패치산란모델이 광선추적법 내에 포함되어 실내 구조물의 산란현상을 고려할 수 있으므로 보다 임의의 구조에 대한 전계강도, 수신 각 및 페이딩을 예측할 수 있다. 시뮬레이션의 정확성 검증을 위해서 무선 서비스가 이루어질 가능성이 높은 강당과 같은 LOS(Line Of Sight)환경 및 AP(Access Point)와 실제 사용하는 공간이 다른 NLOS(Non Line Of Sight) 환경에서 전파 채널 모델 파라미터를 측정과 시뮬레이션을 통하여 비교한다. 또한 시뮬레이션의 정확성을 높이기 위해 측정을 통한 매질의 전기적 특성을 도입한다. 이를 기반으로 각 환경에 각각 다른 송수신 안테나의 위치, 소자간의 간격, 이동 경로, 송수신 안테나의 개수에 따른 MIMO 시스템 채널을 구현하고, 채널의 고유값과 채널 용량을 통하여 채널의 특성을 고찰한다.

본 보고서의 제 2 장에서는 전파 특성의 기본적인 현상인 전파의 반사, 회절, 산란에 대해 간단히 소개하고, 광선추적법, 패치산란모델과 다중 경로 특성을 나타내는 파라미터에 대해서 설명한다. 제 3 장에서는 MIMO 시스템의 전파 채널 형성 및 채널 분리 이론과 공간 상관에 대해 설명한다. 제 4 장은 실내 전파 채널 모델링에 있어서 실내 환경의 파라미터가 중요하게 작용하기 때문에 측정 환경을 분석하고, 채널 분석에 필요한 파라미터를 추출하기 위한 측정 시스템과 측정방법을 소개한다. 측정에 따른 매질의 전기적 특성과 제 2 장에서 제시한 파라미터의 측정과 시뮬레이션 값을 비교하며, 시뮬레이션을 통한 MIMO 시스템 다중 채널을 분석한다. 마지막으로 제 5 장에서는 결론과 향후 연구과제에 대해 나타낸다.

제 2 장 실내 전파 환경 모델링

실내 전파 특성을 예측하기 위해서는 반사, 회절, 산란에 대한 신호의 감쇄 현상을 고려해야하며, 실내 구조 및 재질을 고려하여 실제 환경과 유사한 시뮬레이션이 이루어져야 한다. 실내 환경에서는 실외 환경과는 달리 건물의 구조 및 재질에 의한 지역적 특성이 강하게 나타난다. 따라서, 본 장에서는 실내에서의 송수신 안테나와 실내 집기의 정확한 위치와 각 재질별 유전율과 도전율을 고려한 5 GHz 대역 전파특성을 분석하기 위해 3차원 광선추적법과 패치 산란 모델을 사용한다. 그리고, 다중 경로 신호의 시간 지연과 공간 특성을 관찰하기 위한 주요 파라미터 중 PDP(Power Delay Profile)와 AOA(Angle Of Arrival)를 살펴보도록 한다. 또한 다른 파라미터인 RDS(Rms Delay Spread), AS(Angular Spread)는 PDP와 AOA로부터 각각 유도되어질 수 있다.

제 1 절 실내 전파 환경 모델

본 절에서는 영상법을 기반으로 한 3차원 광선추적법을 이용하며, 실내의 다양한 환경을 고려하기 위해서 정확한 실내 구조와 재질의 전기적 특성을 입력 파라미터로 하는 전파환경 모델을 설명한다^{[9][10]}.

1. 3차원 광선 추적법

가. 전파 모델

무선통신 시스템에서 수신 안테나에 도달하는 신호는 송신된 전자파와 무선통신 환경의 상호작용을 통해 결정되는 여러 다중경로 신호 성분의 합의 형태로서 식 (2-1)과 같이 표현된다.

$$h(t) = \sum_{n=1}^N A_n \delta(t - \tau_n) e^{-j\theta_n} \quad (2-1)$$

여기에서 송신된 임펄스 신호는 수학적으로 Dirac Delta 함수로 표현되었고, 수신된 신호 $h(t)$ 는 각각의 경로에 따른 손실과 위상 변화를 겪은 시간 지연 신호들의 벡터합의 형태이다. 이와 같은 모델링은 각각의 다중경로에 대해 수신 안테나에 도달할 때의 손실과 지연시간, 위상 변화를 설명할 수 있다.

영상법을 이용하여 각 반사점과 광선의 입사면과 반사면을 모두 구할 수 있으므로, 각각의 경로에 대한 수신 안테나에서의 유기전압을 구할 수 있다. 송신 안테나로부터 수신 안테나로 유기 되는 전압은 식 (2-2)와 같이 행렬 곱의 형태로 표현할 수 있다.

$$V_i = G_T G_R \frac{e^{-j\beta r_d}}{r_d} R_{loss} D_{loss} \Phi_N \cdot \Phi_R \quad (2-2)$$

여기에서 G_T 와 G_R 은 각각 송수신 안테나의 3차원 이득 패턴 행렬이고 r_d 는 다중경로의 각 경로에 대한 길이, R_{loss} 와 D_{loss} 는 반사와 회절점에서의 손실, Φ_N 과 Φ_R 은 각각 수신 안테나에 도달하는 신호들의 편파 벡터와 수신 안테나의 편파 벡터 행렬을 나타낸다. 식 (2-2)의 모든 행렬 값들은 신호의 입사 및 반사각과 반사 및 회절면의 전기적 특성에 대한 함수이다. 이와 같은 방법을 통하여 송수신 안테나의 위치와 종류 및 편파에 따른 채널의 임펄스 응답을 구할 수 있다.

나. 유전체 공동 모델

영상법을 이용한 광선추적법은 모든 벽면과 실내 구조물을 반사체로 가정

하여 각 송신 안테나의 위치에 따른 영상안테나의 위치를 구해내는 방법이다. 직육면체 구조의 실내전파환경은 유전체공동(cavity)으로 모델링될 수 있는데, 영상안테나의 좌표를 구하기 위해, 우선 원래의 공동에 대한 영상공동의 상대적인 좌표를 결정한 후, 각각의 영상 공동 안에 있는 영상안테나의 좌표를 구한다. 실내 환경을 가시영역과 비가시 영역으로 나누어, 가시영역에서는 영상안테나를 이용하여 무한개까지의 전파 경로를 구할 수 있는 유전체 공동모델을 사용하였고, 비가시 영역에서는 두 개의 유전체 공동이 접합된 변형된 유전체 공동모델을 사용하였다. 여기서 유전체 공동 모델은 가시영역에서 직접파와 반사파만을 고려하여 전파 특성을 해석하는 모델이며, 변형된 유전체 공동모델은 비가시 영역에서 회절파를 고려한 모델이다. 회절파를 해석하기 위해 UTD(Uniform geometrical Theory of Diffraction)를 이용하여 다중 반사를 거친 뒤에 회절모서리로 입사하고, 회절모서리에서 회절된 후 다중 반사를 거쳐 수신 안테나로 입사하는 반사-회절-반사파를 계산하였다. 최대 반사차수는 수신 전력이 수렴하는 값으로 결정하고, 이를 채널의 임펄스 응답 발생시 사용하였다.

그림 2-1은 유전체 공동 모델에서의 1차 반사 영상 공동들의 위치를 나타낸다. 중심에 있는 공동의 각 면에 접하여 동일한 크기의 1차 반사 영상 공동들이 위치해 있다. 동일한 2차 반사 공동들이 각각의 1차 반사 공동에 접해있다면 그 수는 18개이고, 각 영상 공동 내에 한 개씩의 영상 안테나가 존재하게 된다. 이때, N 차 반사 영상 안테나의 수는 $I_N = 4N^2 + 2$ 이며, 1차부터 N 차까지의 전체 영상 안테나의 수는 $\sum_{s=0}^N (4s^2 + 2) = \frac{4}{3} N^3 + 2N^2 + \frac{8}{3} N$ 과 같다.

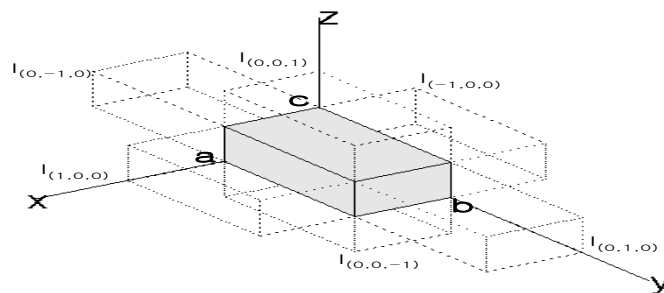


그림 2-1. 1차 반사 영상 공동의 위치와 상대 좌표

다. 경로추적 알고리즘

수신 안테나에서의 전계를 구하기 위해, 각각의 영상 안테나에서 수신 안테나까지의 반사점, 반사면에 수직인 단위벡터 및 입사면에 수직인 단위벡터를 계산한다. 각각은 입사각 계산과 입사 전계를 평행 및 수직 성분으로 분해하는데 필요하다. 전파경로를 따라 반사점을 구하고, 각 반사점에서의 재질별 전기적 특성과 입사각 그리고 반사점에 입사하는 전계의 수평 및 수직 성분으로 반사손실과 편파변화를 구한다. 이 모든 데이터들은 행렬의 형태로 저장되고 여기에 개개의 경로에 해당하는 자유공간손실과 송수신 안테나의 이득과 편파 등이 병렬 연산되기 때문에 빠른 속도로 복소 채널 임펄스 응답을 구할 수 있게 된다.

그림 2-2는 LOS 환경에서 반사차수(N)가 3일 때, 광선의 경로에 대한 예이다. 강당이나 직선형 복도와 같은 형태의 전파환경이다. 이러한 환경은 육면체 형태의 유전체공동 모델로 가정할 수 있다. 이 육면체 형태의 구조에 대해 각 면에 접하는 영상공동을 가정하며, 반사회수에 따라 영상공동의 개수를 확장하게 된다. 각 영상공동에 대해, 송신 안테나의 벽면에 대한 영상 안테나의 좌표를 구하고, 이를 수신 안테나와 연결하여 전파경로를 추적하게 된다. 이와 같이 모든 면에 대한 영상공동을 이용하므로 3차원상의 수신 경로를 모두 추적할 수 있다.

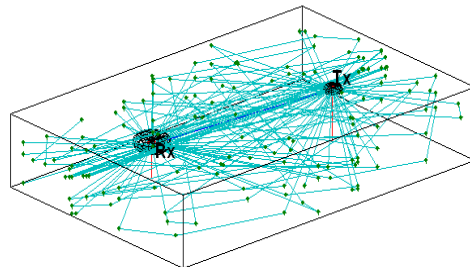


그림 2-2. LOS 환경에서의 광선의 경로 ($N=3$)

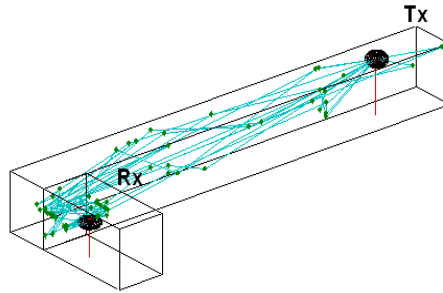


그림 2-3. NLOS 환경에서의 광선의 경로 ($N=3$)

그림 2-3은 꺾인 복도와 같은 NLOS 환경에서 영상 안테나에 수신 되는 예이다. 두 개의 유전체 공동이 접해있다고 가정하여, 먼저 송신단과 수신단의 영상 좌표를 구한다. 이 각각의 영상 안테나를 연결했을 때 두 영상공동의 접합면을 통과하는 경로의 영상 안테나만이 유효한 영상 안테나가 되며, 여기에 회절 경로를 고려하여 채널 응답을 구하게 된다.

2. 실내 전파특성

본 연구에서 고려된 전파의 반사 및 산란에 대한 기본적인 성질에 대해 고찰해 본다. 광선추적법에서의 경로는 각각 반사, 회절, 산란 등을 겪게 되며 반사점, 회절점, 산란점에서 그 지점의 전기적 재질에 의한 유전율과 도전율을 통해 전파의 감쇄를 고려해야한다. 또한 실내 구조의 형태에 따라서 반사 계수, 회절 계수, 산란 계수를 구하여야만 한다^{[11][12]}.

가. 반사

광선추적법은 기본적으로 기하광학이론과 UTD에 근거를 두고있는 모델링 방법으로서, 임의의 반사 또는 회절을 거쳐 수신 안테나에 도달하는 모든 경로의 광선을 추적하여 수신점에서의 각 광선의 크기와 위상 그리고 편파 성분을 계산한다. 송신 안테나에서 송신된 수직편파 신호는 여러 번의 반사를 거치면서 수평편파 신호 성분을 포함하게 되는데, 반사후의 편파 변화는

입사 신호의 편파와 입사면과 반사면과의 각도 그리고 반사면의 전기적 특성의 함수인 반사 계수(fresnel coefficient)에 의해 결정된다. 임의의 입사파의 편파는 입사면에 평행한 편파 성분과 입사면에 수직인 편파 성분 두 개의 선형 중첩으로 간주될 수 있으며, 입사면에 수평인 성분과 입사면에 수직인 성분에 대한 반사 계수는 식 (2-3)을 이용하여 구한다^[11].

$$\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = \frac{\sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i} - \epsilon_r \sin \theta_i}{\epsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (2-3)$$

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

여기서 θ_i 는 입사파가 반사면의 면벡터와 이루는 각을 나타내며, ϵ_r 은 복소 비유전율을 나타낸다. 그림 2-4에 반사면에 대한 입사각과 반사각을 보여주고 있다. 각 반사면의 복소 비유전율은 식 (2-4)와 같이 각 반사면의 전기적 특성인 비유전율(ϵ_r')과 도전율(σ) 그리고 사용되는 각주파수 ω 로부터 구해진다.

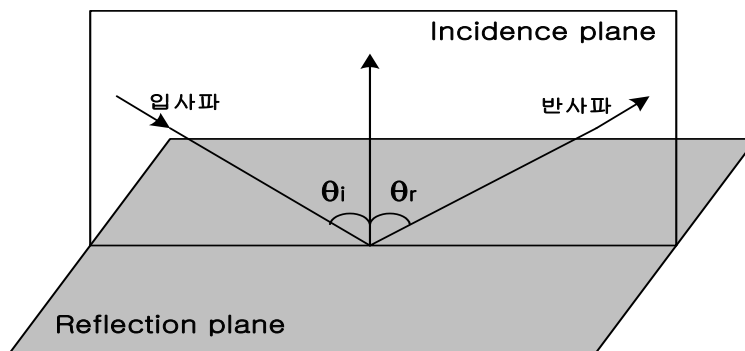


그림 2-4. 반사면에 대한 반사

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad (2-4)$$

ω : 각주파수, ϵ_0 : 자유공간의 유전율

나. 산란

식 (2-3)의 반사 계수를 구하는 과정에서는 반사면이 부드럽다(smooth)라는 가정이 필요하다. 반사면이 부드러운 경우에 입사된 파는 일정한 각도로만 반사되어 진행하게 되지만, 반사면이 거친(rough) 경우에는 반사 성분이 한 각도로만 반사되지 못하고 일부는 여러 각도로 산란된다. 이때 거친 반사면에서 산란을 고려하지 않은 반사 계수는 실제보다 크게 예측된다. 그러므로 거친 반사면에 의한 산란은 반사 계수에 영향을 주게 되며, 식 (2-5)~(2-7)의 식들로 그 영향을 해석할 수 있다^[11].

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (2-5)$$

h_c 는 임계높이를 나타내는데, 반사면의 거칠기가 임계높이보다 작으면 부드러운 표면이며, 임계높이보다 크면 거친 표면으로 정의된다. 반사면이 거칠다고 하면, 다음과 같이 산란에 의한 효과를 고려해 준다.

$$\rho_s = \exp\left[-8\left(\frac{\pi\sigma_h \sin \theta_i}{\lambda}\right)^2\right] I_0\left[8\left(\frac{\pi\sigma_h \sin \theta_i}{\lambda}\right)^2\right] \quad (2-6)$$

σ_h 는 평균 표면높이에 대한 표면높이의 표준편차이고, $I_0[\cdot]$ 은 수정된 0차 베셀 함수이다. 이때, ρ_s 를 산란 손실 계수라고 부르고, 산란 손실을 고려한 반사 계수 Γ_{rough} 는 다음과 같이 결정되어진다.

$$\Gamma_{rough} = \rho_s \Gamma \quad (2-7)$$

여기서 Γ 는 산란손실을 고려하지 않은 반사 계수이다.

다. 회절

회절과의 영향을 수치적으로 계산하기 위한 많은 방법들이 제안되어 왔는데, 그 중에서 프레넬 나이프 에지를 이용한 방법이 가장 널리 사용되고 있다. 그러나 이 방법은 몇 가지 중요한 파라미터들을 무시했는데, 그 파라미터는 편파, 모서리에서의 전도율 등이며 이러한 파라미터들은 기하광학적인 해석에서는 매우 중요한 파라미터들이다.

이런 제한을 보완하는 전파예측모델로 UTD모델이 있다^[11]. 이 모델은 Keller가 제안한 모델로 송신점이 회절점과 가까울 때 오차가 커지는 것과 반사와 경로가 제거되는 것 등을 향상시킨 Kouyoumjian과 Pathak에 의해서 발전되었다^[12]. 또한, Leubbers에 의해서 유한한 전도율을 가지는 모서리에 대한 GTD(Geometrical Theory of Diffraction)모델이 만들어졌다^[11]. 회절에 대한 전계의 계산은 반사 계수에 의한 전계의 식에 반사 계수 대신에 회절 계수가 들어간다는 것과, 거리에 의한 감쇄가 $A(s', s)$ (spreading divergence factor)로 자유공간상에서의 감쇄보다 약간 더 크다는 것 외에는 없다. $A(s', s)$ 는 식(2-8)과 같이 주어진다. 여기서 s 는 회절점으로부터 수신점까지 거리이고 s' 는 송신점에서 회절점까지의 거리이다. 그림 2-5는 모서리 회절에 대한 구조를 보여주고 있다.

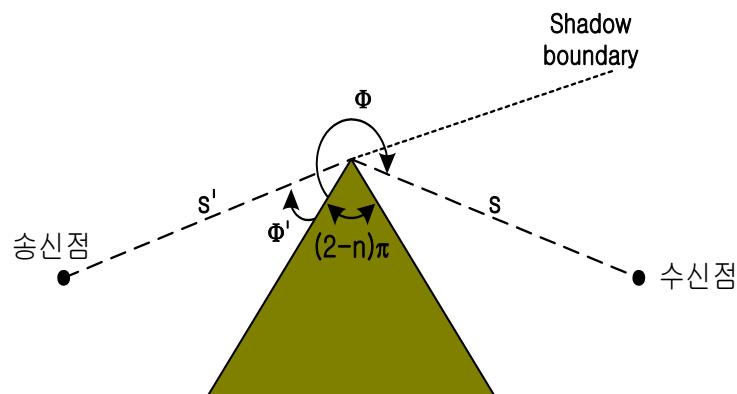


그림 2-5. UTD를 이용한 모서리 회절에 대한 구조

$$A(s', s) = \sqrt{\frac{s'}{s(s' + s)}} \quad (2-8)$$

전체 전계의 식은 식 (2-9)와 같다. 이때 Q_d 는 회절이 일어나는 기준 지점이다.

$$E^d(s) = E^i(Q_d) \overline{DA}(s', s) e^{-j\beta s} \quad (2-9)$$

이때 회절 계수 \overline{D} 는 조건에 따라 여러 가지 공식이 쓰인다. 먼저 완전 도체의 경우, 두 가지 경우로 나누어 볼 수 있는데, 전계가 회절이 일어나는 모서리에 평행인 경우와 직교하는 경우이다. 이때 주의할 것은 회절 계수의 편파 구분은 반사와는 다르게 직교와 수직을 나누는 기준이 입사면에 대한 것이 아니라 회절면에 대한 것이라는 점이다.

$$D_{\parallel}^s = \frac{\exp(-\frac{j\pi}{4}) \frac{1}{n} \sin(\frac{\pi}{n})}{\sqrt{2\pi\beta}} \times \left[\frac{1}{\cos(\frac{\pi}{n}) - \cos(\frac{\phi - \phi'}{n})} - \frac{1}{\cos(\frac{\pi}{n}) - \cos(\frac{\phi + \phi'}{n})} \right] \quad (2-10)$$

식 (2-10)의 D_{\parallel}^s 는 전계가 회절면에 대해 평행일 때의 회절 계수이고 식 (2-11)의 D_{\perp}^s 는 회절면에 직교하는 경우의 회절 계수이다^[11].

$$D_{\perp}^s = \frac{\exp(-\frac{j\pi}{4}) \frac{1}{n} \sin(\frac{\pi}{n})}{\sqrt{2\pi\beta}} \times \left[\frac{1}{\cos(\frac{\pi}{n}) - \cos(\frac{\phi - \phi'}{n})} + \frac{1}{\cos(\frac{\pi}{n}) - \cos(\frac{\phi + \phi'}{n})} \right] \quad (2-11)$$

이때, ϕ 와 ϕ' 는 각각 입사되는 각과 반사되는 각이고, n 은 회절점이 있는 벽면의 모서리가 만드는 두 각 중에서 큰 각을 π 로 나눈 값이다. 식 (2-12) 및 식 (2-13)은 완전 도체가 아닌 유전체에 대한 수식이다. 회절 계수와 두 가지 경우의 편파가 동시에 존재한다고 할 때 사용가능하며, 반사점과 입사점의 고려 문제를 해결한 발전된 공식이다^[11].

$$\begin{aligned}
D_{\parallel}^S = & \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k \sin \beta}} \left\{ \cot\left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right) F(kLa^+(\phi - \phi')) \right. \\
& + \cot\left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right) F(hLa^-(\phi - \phi')) \\
& + \Gamma_{\parallel} \left(\cot\left(\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right) F(kLa^+(\phi + \phi')) \right. \\
& \left. \left. + \cot\left(\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right) F(kLa^-(\phi + \phi')) \right) \right\}
\end{aligned} \tag{2-12}$$

$$\begin{aligned}
D_{\perp}^S = & \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k \sin \beta}} \left\{ \cot\left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right) F(kLa^+(\phi - \phi')) \right. \\
& + \cot\left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right) F(hLa^-(\phi - \phi')) \\
& + \Gamma_{\perp} \left(\cot\left(\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right) F(kLa^+(\phi + \phi')) \right. \\
& \left. \left. + \cot\left(\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right) F(kLa^-(\phi + \phi')) \right) \right\}
\end{aligned} \tag{2-13}$$

이때, $F(x)$ 는 프레넬 함수이다.

$$F(x) = 2j\sqrt{x} e^{jx} \int_x^{\infty} e^{(-j)\tau^2} d\tau \tag{2-14}$$

그리고 나머지 변수들은

$$L = \frac{ss'}{s+s'} \quad (2-15)$$

$$a^\pm(\beta) = 2 \cos^2 \left(\frac{2n\pi N^\pm - \beta}{2} \right), \quad \beta = \phi^\pm \phi' \quad (2-16)$$

이며, 여기서 N 은 다음과 같은 식으로 구할 수 있다.

$$2\pi n N^+ - \beta = \pi \quad (2-17)$$

$$2\pi n N^- - \beta = -\pi$$

위의 식 (2-12)과 식 (2-13)을 이용해서 최종적으로 회절에 의한 전계를 구할 수 있다. 식 (2-18)은 회절에 의한 편파별 전계를 나타낸 식이다.

$$\begin{bmatrix} E_{\parallel}^S \\ E_{\perp}^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D_{\parallel}^S & 0 \\ 0 & -D_{\perp}^S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\parallel}^i \\ E_{\perp}^i \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

3. 패치산란모델

패치산란모델 이론은 실내 구조물이나 집기 등에 의한 전파의 산란현상을 개개의 영상안테나를 발생시키지 않고서 모델링이 가능하다. 패치(patch)의 크기가 송수신 거리에 비해 상대적으로 작을 때($L_x L_y \ll \lambda d_s / 2$) 반사체 대신 산란체로 모델링할 수 있다^[13]. 여기에서 d_s 는 수신 안테나와 산란 패치간의 거리이다. 그림 2-6은 패치산란모델의 기본적 형태에 대해서 나타내었다. 직사각형 형태의 패치가 발생시키는 산란파에 대한 정의 식이 패치산란모델이며 표면의 거칠침 정도에 대한 파라미터를 포함하므로 완전 평면이 아닌 구조에 대해서도 적용이 가능하다.

패치산란모델을 도입하기 위한 산란행렬은 식 (2-19)와 같이 주어진다. 이때 E^i 는 입사 필드이며, E^s 는 산란 필드이다^[14].

$$\begin{bmatrix} E_{\perp}^s \\ E_{\parallel}^s \end{bmatrix}_j = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}_j \begin{bmatrix} E_{\perp}^i \\ E_{\parallel}^i \end{bmatrix}_j \quad (2-19)$$

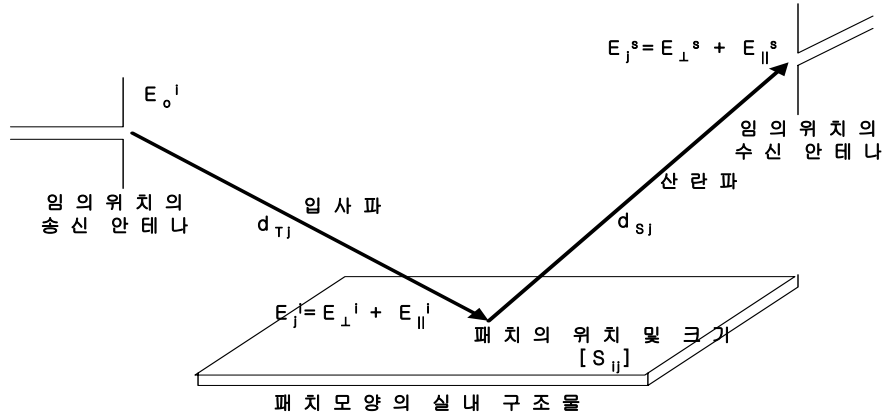


그림 2-6. 패치산란모델

여기에서 E_{\perp} 와 E_{\parallel} 는 각각 패치면에 대한 입사면의 수직과 수평인 필드 성분을 나타낸다. j 번째 패치에 도달하는 입사파는 식 (2-20)을 통해 구할 수 있는데, G_{Tj} 는 송신 안테나로부터 j 번째 패치 중심으로 방출되는 광선에 대한 송신 안테나의 이득을 나타내고, d_{Tj} 는 송신 안테나와 j 번째 패치 중심까지의 거리를 나타낸다.

$$\vec{E}_j^i = \vec{E}_0^i G_{Tj} \exp(-jkd_{Tj})/4\pi d_{Tj} \quad (2-20)$$

산란 파라미터는 직사각형 패치의 bistatic RCS(Radar Cross Section)를 통해 정의된다^[14].

$$S_{lk} = \frac{\sqrt{\sigma_{lk}}}{\sqrt{4\pi d_{Sj}}} \quad (2-21)$$

여기서 d_{Sj} 는 j 번째 패치 중심에서 수신점까지의 거리이고, σ_{lk} 는 패치의 유전율, 도전율과 편파 등을 고려한 수식으로써 식 (2-29)에 정의하였다. 패

치의 bistatic RCS는 기하광학이론을 도입하여 폐곡면에 대한 Stratton-Chu 적분식을 수행하여 얻을 수 있다^[14].

원거리(far-field) 가정에 의해서 산란 필드에 대한 수식은 식 (2-22)와 식 (2-23)으로 표현된다.

$$\overline{E}_s = ik\phi_0 \int_s \hat{s} \times [\hat{n} \times \overline{E} - Z_0 \hat{s} \times (\hat{n} \times \overline{H})] e^{ik\bar{r} \cdot (\hat{i} - \hat{s})} dS \quad (2-22)$$

$$\overline{H}_s = ik\phi_0 \int_s \hat{s} \times [\hat{n} \times \overline{H} - Y_0 \hat{s} \times (\hat{n} \times \overline{E})] e^{ik\bar{r} \cdot (\hat{i} - \hat{s})} dS \quad (2-23)$$

여기서 \hat{n} 은 입사면의 법선 벡터, \hat{i} 와 \hat{s} 는 입사파와 산란파의 단위벡터, Z_0 와 Y_0 는 자유공간에서의 임피던스 및 어드미턴스 그리고 \bar{r} 은 원점으로부터 산란면까지의 위치벡터이다. 또한 $\phi_0 = \exp(ikR)/4\pi R$ 이며 R 은 산란면과 수신점과의 거리이다. 식 (2-22)와 식 (2-23) 사이에는 $\overline{H}_s = Y_0 \hat{s} \times \overline{E}_s$ 의 관계가 있으므로, 하나의 수식에서 RCS를 유도해도 상관없다. 본 논문에서는 식 (2-22)를 이용해서 RCS를 유도하였다. 여기에서 패치산란모델은 패치로부터 산란되어 방사되는 필드에 대해서만 관심을 가진다고 가정한다. 왜냐하면 식 (2-22)를 정리하기 위해서 경계조건을 이용해야 하는데, 위와 같은 가정을 할 경우엔 패치를 완전도체로 가정한 뒤 경계에서 반사되는 필드에 대해서 프레넬의 반사 계수를 고려하는 과정으로 RCS를 얻을 수 있기 때문이다. 산란면에 대해 식 (2-24)의 경계조건을 고려하면 식 (2-22)는 식 (2-25)로 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{n} \times \overline{E} &= 0 \\ \hat{n} \times \overline{H} &= 2\hat{n} \times \overline{H}_i \end{aligned} \quad (2-24)$$

$$\overline{E_s} = -i 2kZ_0 H_0 \phi_0 \int_s \hat{s} \times [\hat{s} \times (\hat{n} \times \hat{h}_i)] e^{-ik\bar{r} \cdot (\hat{i} - \hat{s})} dS \quad (2-25)$$

여기에서 \hat{h}_i 는 입사파의 자계 편파벡터이다. 위상변화를 고려하기 위해 $\exp(ikR)$ 를 곱하여 RCS에 대한 정의식을 유도하면 식 (2-26)와 같으며, 이에 (2-25)를 대입하면 식 (2-27)과 같다. 여기에서 \hat{e}_r 은 산란파의 전계 편파벡터이다.

$$\sqrt{\sigma} = \lim_{R \rightarrow \infty} 2\sqrt{\pi R} \frac{\overline{E_s} \cdot \hat{e}_r}{E_0} e^{ikR} \quad (2-26)$$

$$\sqrt{\sigma} = -i \frac{k}{\pi} \int_s \hat{n} \cdot \hat{e}_r \times \hat{h}_i e^{ik\bar{r} \cdot (\hat{i} - \hat{s})} dS \quad (2-27)$$

본 논문에서 제시하는 패치산란모델은 기본적으로 직사각형 모양이다^[14]. 식 (2-24)의 경계조건을 만족하는 일반적인 폐곡면 모양에 대한 RCS도 식 (2-27)에 적용하면 구할 수 있다. 직사각형에 대한 적분을 식 (2-27)에 적용시키면 식 (2-28)을 얻을 수 있다. 여기에서 L 과 W 는 패치의 길이와 폭에 대한 벡터이다. 패치의 각 파라미터는 그림 2-7에 잘 나타나 있다.

$$\begin{aligned} \sqrt{\sigma} = & -i \frac{LW}{\sqrt{\pi}} \hat{n} \cdot \hat{e}_r \times \hat{h}_i e^{ik\bar{r} \cdot (\hat{i} - \hat{s})} \\ & \cdot \frac{\sin[(1/2)k\bar{L} \cdot (\hat{i} - \hat{s})]}{(1/2)k\bar{L} \cdot (\hat{i} - \hat{s})} \cdot \frac{\sin[(1/2)k\bar{W} \cdot (\hat{i} - \hat{s})]}{(1/2)k\bar{W} \cdot (\hat{i} - \hat{s})} \end{aligned} \quad (2-28)$$

패치산란모델에 식 (2-28)을 이용하려면, 패치의 위치에 대해 각각의 파라미터를 구해야만 한다. 실제로 전파모델 시뮬레이션 내에서 패치산란모델을 수행시키기 위해서 패치의 위치를 원점으로 두고 각각의 파라미터들을 그림 2-7과 같이 나타냄으로써 보다 간략하게 구할 수 있다.

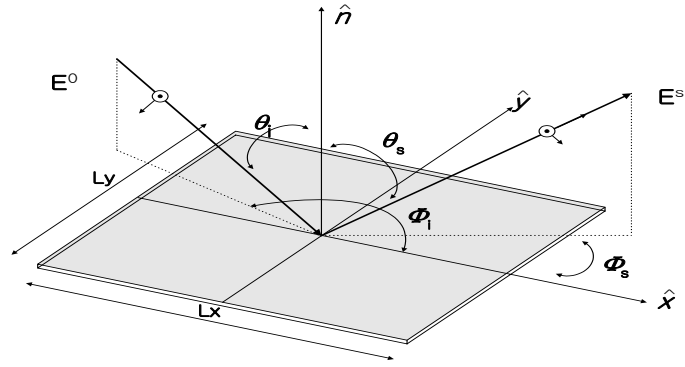


그림 2-7. 패치산란모델의 파라미터에 대한 정의

식 (2-28)을 그림 2-7의 파라미터에 의한 수식으로 나타내면 식 (2-29)와 같다. 식 (2-29)는 식 (2-19)의 편파에 대한 행렬의 형태로 대입하기 위하여, 입사면에 대한 직교성분과 평행성분으로 나누어 총 4개의 수식이 유도된다. 여기에서 r_{lk} 에 대한 값을 표현할 때 패치가 유전체일 경우에도 적용할 수 있도록 편파별 프레넬 반사 계수를 넣어야 한다.

$$\sigma_{lk} = \frac{k^2}{\pi} (L_x L_y) \left(\frac{\sin(k\xi_x L_x/2)}{k\xi_x L_x/2} \right)^2 \left(\frac{\sin(k\xi_y L_y/2)}{k\xi_y L_y/2} \right)^2 |r_{lk}|^2 \quad (2-29)$$

$$\xi_x = \sin \theta_i \cos \varphi_i - \sin \theta_s \cos \varphi_s$$

$$\xi_y = \sin \theta_i \sin \varphi_i - \sin \theta_s \sin \varphi_s$$

$$r_{11} = \sin \theta_s \sin \theta_i \cos \theta_i (\sin \varphi_s \sin \varphi_i + \cos \varphi_s \cos \varphi_i) \rho_s \Gamma_{\perp}(\theta_i) \quad (2-30)$$

$$r_{12} = \sin \theta_s \cos \theta_s \sin \theta_i \cos \theta_i (\sin \varphi_s \cos \varphi_i - \cos \varphi_s \sin \varphi_i) \rho_s \Gamma_{\parallel}(\theta_i)$$

$$r_{21} = \sin \theta_s \sin \theta_i (\cos \varphi_s \sin \varphi_i - \sin \varphi_s \cos \varphi_i) \rho_s \Gamma_{\perp}(\theta_i)$$

$$r_{22} = \sin \theta_s \cos \theta_s \cos \theta_i (\cos \varphi_s \cos \varphi_i + \sin \varphi_s \sin \varphi_i) \rho_s \Gamma_{\parallel}(\theta_i)$$

식 (2-30)에서 ξ_x 및 ξ_y 는 각각 패치의 x축 및 y축 방향으로의 길이에 의해서 생기는 값이며, r_{lk} 는 입사파 및 반사파의 편파와 반사 계수에 의해

생기는 값이다. 그리고 ρ_s 는 표면거침에 의한 손실 값으로 식 (2-6)에 나타내었다.

패치산란모델은 유전율, 도전율, 표면 거침정도를 포함하는 산란체의 전기적 특성과, 위치와 표면의 각도 등을 포함하는 물리적인 특성을 모두 고려하며, 산란체의 면적에 비례하는 강력한 광선을 발생시키므로, 실내 구조물이나 집기에 의한 전파 산란 현상의 해석에 매우 유용하게 사용될 수 있다.

제 2 절 전파 채널 모델 파라미터

다중 경로에 의해 발생하는 심볼간의 간섭 문제 등과 같은 채널 상태를 고려하기 위해서 시간 지연과 관련된 파라미터인 RDS를 살펴보아야 한다. 이를 위해 시간 지연에 따른 신호의 레벨을 보여주는 PDP에 대한 분석이 필요하고, 이것으로부터 구할 수 있는 파라미터들에 대한 고찰이 요구된다. 또한, 다중 경로 특성을 줄이고 기존의 통신보다 더욱 효율적이고 나은 서비스를 제공해주기 위해 높은 지향성을 갖는 안테나의 사용이 요구된다. 따라서 공간상의 퍼짐 정도를 나타내는 AS에 대한 분석이 필요하며, 이것을 위해 AOA 또한 함께 살펴보도록 하겠다

1. 시간 분포 파라미터(Time Dispersion Parameter)

무선 시스템에 대한 여러 다중채널들을 비교하기 위해서, 그리고 발전적인 설계를 목적으로 다중경로 채널을 추정하는 파라미터들이 사용된다. 평균 초과 지연(mean excess delay), RDS, 초과 지연 확산(excess delay spread) 등은 전력 지연 확산(power delay spread)으로부터 얻어질 수 있는 다중경로 채널 파라미터들이다. 광대역 다중경로 채널들의 시간 분포 특성은 일반적으로 평균 초과 지연($\bar{\tau}$)과 RDS(σ_τ)를 측정함으로써 알 수 있다. 평균 초과 지

연은 PDP의 첫 번째 모멘트로써 식 (2-31)과 같이 정의된다.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2-31)$$

τ_k 와 a_k 는 k 번째 다중 경로 요소에 의한 시간 지연과 지연 신호의 크기를 나타내며, $P(\tau_k)$ 는 τ_k 일 때의 전력을 의미한다.

RDS는 전력 지연 특성의 두 번째 중심 모멘트의 제곱근으로 식 (2-32)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2-32)$$

여기서

$$\bar{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2-33)$$

이다.

이와 같은 지연은 $\tau_0=0$ 일 때, 즉 수신단에서 첫 번째로 검출되는 신호의 상대적인 크기로 측정된다.

식 (2-31)-(2-33)은 $P(\bar{\tau})$ 의 절대적인 전력 레벨뿐만 아니라, $P(\bar{\tau})$ 에 관련된 다중 경로 요소의 크기에도 관계되어 있다. 여기서 $P(\bar{\tau})$ 는 평균 초과 지연에 대한 전력을 의미한다. 전형적인 RDS 값은 매크로셀 환경에서는 μs 단위로 나타나며, 마이크로셀 환경에서는 ns 단위로 나타난다.

RDS와 평균 초과 지연은 PDP에 의해 정의된다. PDP는 연속적인 임펄스 응답 측정의 결과이며, PDP의 최대 초과 지연은 다중경로 에너지가 수 dB로 떨어지는 시간 지연을 말한다. 즉, 최대초과 지연(maximum excess

delay)은 $\tau_X - \tau_0$ 로 정의된다. 가장 강한 다중 경로에 의한 수신 신호가 시스템의 경계값을 가질 때, τ_0 는 첫 번째 도착 신호의 시간이고, τ_X 는 최대 지연(maximum delay)이다.

그림 2-8은 최대 10 dB 이내의 다중 경로 요소에 대해 최대 초과 지연을 계산한 것을 나타내었다^[15].

실제적으로 $\bar{\tau}$, $\bar{\tau}^2$, 그리고, σ_τ 는 다중 경로 신호의 임계치 선택에 달려있다. 다중 경로 신호의 임계치는 수신되는 다중 경로 요소들과 열 잡음을 구별해 주는데 사용된다. 만약, 수신 강도 임계치를 매우 낮게 설정하였다면, 잡음은 다중 경로에 의해 많은 영향을 받을 것이다. 따라서, 인위적으로 $\bar{\tau}$, $\bar{\tau}^2$ 와 σ_τ 의 값을 높이는 결과를 낳는다.

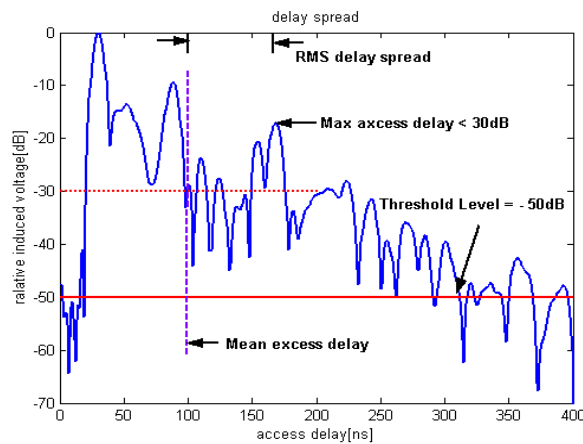


그림 2-8. PDP의 예

2. AOA와 AS

여러 가지 다른 경로를 거쳐 수신되는 다중 반사파는 직접파와는 다른 각도로 입사하게 된다. AOA는 각도에 따라 신호가 수신되는 전력을 나타낸다. 최대 전력이 수신되는 각도를 0° 로 보았을 때, 각도에 따른 신호의 분포를 나타내는 척도가 된다. 이를 바탕으로 하여 AS를 계산할 수 있다.

AS는 채널의 각도상의 퍼짐 현상을 나타내는 척도가 된다^[16]. 중심 모멘트에 기초를 둔 AS의 척도는 다음 식과 같다.

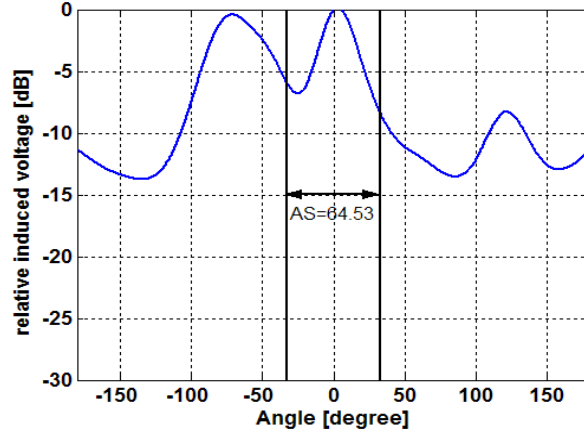


그림 2-9. 실내 환경에서의 AOA

$$\sigma_{\phi} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{L-1} P_i \phi_i^2}{\sum_{i=1}^{L-1} P_i} - \left(\frac{\sum_{i=1}^{L-1} P_i \phi_i}{\sum_{i=1}^{L-1} P_i} \right)^2} \quad (2-34)$$

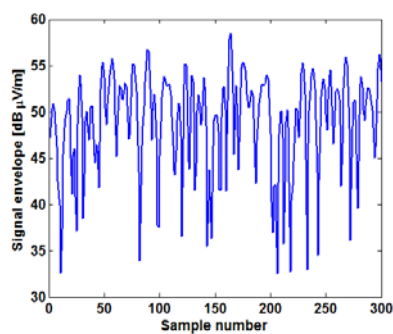
여기서, P_i 는 각도별로 오는 전파의 크기이고, ϕ_i 는 각도이며, 직접파는 포함되지 않는다.

그림 2-9는 송신단에서 수직 편파 다이폴 안테나, 송신단에서 빔폭이 좁은 배열 안테나를 사용하였을 때, NLOS 환경에서의 측정한 AOA를 보여주고 있다. -71.5° 부근에서 0° 와 비슷한 신호가 수신되는데, 이는 NLOS 환경에서 각각 회절과 반사에 의한 신호들이다. AOA로부터 식 (2-34)를 사용하여 AS를 구해보면 64.53° 의 값을 가진다. AS 값은 하나의 신호에 대한 퍼짐을 나타낸 것이 아니고, 전 방향에 대해서 각도의 퍼짐을 수치적으로 나타낸 것이다.

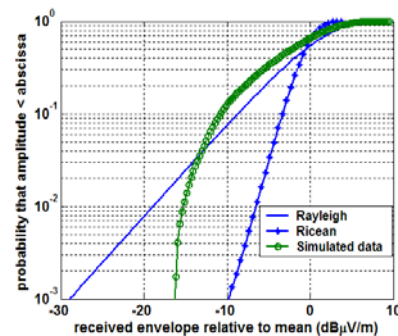
3. 페이딩

실내환경에서는 이동국의 움직임에 대한 많은 제약이 있기 때문에 빠른 속도에 의한 도플러효과는 없다고 가정하며 페이딩 특성은 경로를 따라 샘플링된 위치에서의 신호강도들의 값으로 이루어진다. 본 논문의 시뮬레이션에서는 출력되는 페이딩 특성을 이론적인 페이딩 특성인 Rayleigh, Ricean 곡선과 동시에 나타내었다. 여기에서 Ricean 곡선은 다중경로 성분의 전력에 대한 직접파 성분의 전력 비를 나타내는 X값이 10 dB인 경우이다. 이 비교는 시스템 설계시 사용 가능한 이론적인 페이딩 특성에 대한 정보를 제공할 수 있다. 그림 2-10은 수신신호레벨과 페이딩 특성을 시뮬레이션으로 나타낸 결과이다.

그림 2-10(a)는 수신 신호레벨의 포락선이면, 그림 2-10(b)는 수신된 신호레벨을 누적분포로 나타낸 것인데 곡선의 형태가 그 환경에서의 페이딩 특성을 나타내는 것이다. 곡선이 왼쪽으로 갈수록 전체적으로 평균 신호레벨 이하의 신호성분이 많이 들어오는 것을 나타내며 페이딩이 커지는 것을 의미한다. 그림 2-10(b)에서 보면 시뮬레이션 환경의 특성은 X값이 10보다 작은 Rayleigh와 Ricean의 중간 적인 특성이다.



(a) 수신된 신호



(b) 페이딩 특성

그림 2-10. 페이딩 특성 결과

제 3 장 MIMO 채널 이론

이번 장에서는 MIMO 시스템 채널에 대해 살펴본다. 행렬 형태로 구성되는 채널의 상관특성과 독립적 채널을 분리하는 SVD(Singular Value Decomposition) 기법과 송신 신호, 송수신 안테나의 개수와 관련된 MIMO 시스템의 채널 용량을 설명한다. 또한, MIMO 시스템의 특성 연구에 필수적인 공간 상관 행렬에 대해서 논의한다.

제 1 절 다중 채널 분리 이론

그림 3-1은 MIMO 시스템 채널의 구성을 나타낸 것이다. MIMO 시스템 채널은 다중 송수신 안테나로 이루어져 있다. 송수신 안테나의 개수에 따라서 채널이 행렬 형태로 구성된다. 이 채널 행렬에서 대각 성분만 존재할 경우에 송수신 신호가 일대일의 채널만 생성되어 독립적인 정보의 송수신이 가능해지나, 실제적인 채널 환경에서는 채널간에 상관이 생기게 되며 이것으로 인해 대각 성분 이외의 값이 존재하게 되어 데이터를 완벽하게 분리해 낼 수 없게 된다. 이러한 경우 SVD 기법을 사용하여 채널을 분리해 낼 수가 있다. 이때 채널로부터 구해지는 고유값은 채널의 독립성을 나타내는 척도가 된다.

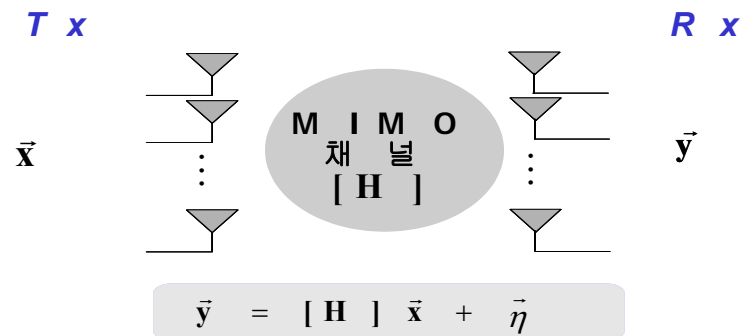


그림 3-1. MIMO 채널 구성도

1. SVD 기법^[4]

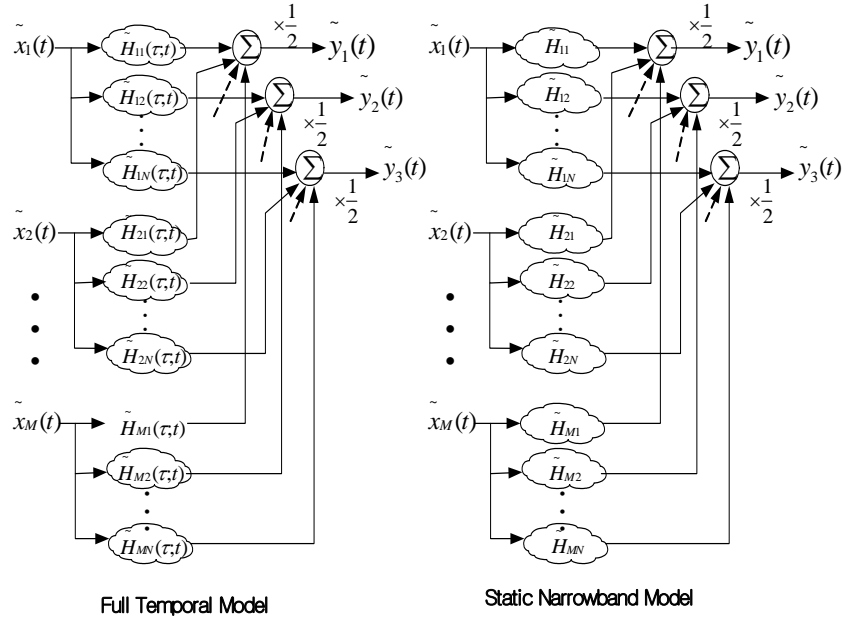


그림 3-2. MIMO 채널 모델

그림 3-2는 일반적인 MIMO 채널 모델 표현이다. 모델의 구조는 M 개의 전송 안테나가 각각으로 $\{\vec{x}_i(t)\}$ 신호 세트를 전송하고, N 개의 수신 안테나를 통해 $\{\vec{y}_i(t)\}$ 의 신호세트를 수신한다. 따라서 이 채널은 시변 채널을 모델링하는 시간 t 의 함수이고, 광대역 전송에 의해 일어나는 퍼짐을 모델링하는 시간지연 τ 의 함수일 것이다. 또한 복잡한 시스템에서 많은 송신단과 수신단 사이의 신호 영향과 움직임을 모델링하는데 벡터 행렬 표시를 사용하여 계산을 할 수 있다.

N 개의 수신 안테나의 입력으로 보여지는 수신된 신호 벡터 $\vec{y}_i(t)$ 는 전송된 신호벡터 $\vec{x}_i(t)$ 로부터 계산되어질 수 있다. 출력 벡터는 식 (3-1)과 식 (3-2)에 따라 채널 전달 행렬 $\tilde{H}(\tau, t)$ 에 의한 입력 벡터와 관련되어 있다.

$$\vec{y}(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}(\tau, t) \vec{x}(\tau) d\tau \quad (3-1)$$

$$\begin{aligned}\vec{y}(t) &= \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \vdots \\ \tilde{y}_N \end{bmatrix} & \vec{x}(t) &= \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_N \end{bmatrix} \\ \tilde{H}(\tau, t) &= \begin{bmatrix} \tilde{h}_{11}(\tau, t) & \cdots & \tilde{h}_{M1}(\tau, t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{1N}(\tau, t) & \cdots & \tilde{h}_{MN}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (3-2)\end{aligned}$$

이 표현에서 $\tilde{H}_{ij}(\tau, t)$ 는 i 번째 송신 안테나에서 j 번째 수신 안테나까지의 채널 임펄스 응답이다. 채널이 시불변이고 시간 지연 퍼짐이 없는 전달 함수를 갖는다고 가정하면, MIMO 신호처리를 쉽게 이해할 수 있다. 이 경우 주파수와 시간이 채널과 독립적이며 이로 인해 상수 행렬인 \tilde{H} 행렬이 만들어진다.

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{11} & \cdots & \tilde{h}_{M1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{1N} & \cdots & \tilde{h}_{MN} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

이러한 상수 \tilde{H} 행렬은 수신된 신호 $\vec{y}(t)$ 의 계산을 간략화 시킨다.

$$\vec{y}(t) = \frac{1}{2} \tilde{H} \vec{x}(t) \quad (3-4)$$

MIMO 시스템은 수신된 신호들을 복조하기 위해 송신단과 수신단에서 신호처리를 한다. 행렬의 곱으로 표현되어진 선형조합은 전송되어지고 수신

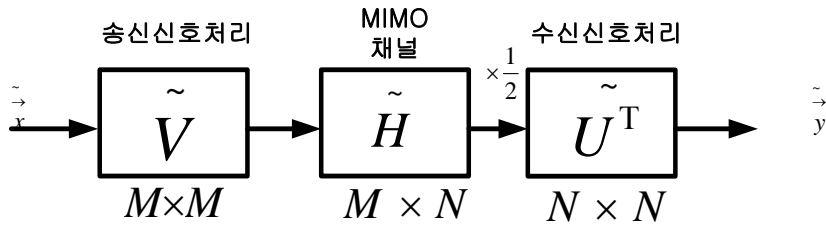


그림 3-3. MIMO 시스템의 채널 행렬 연산 동작

되어진 신호벡터로 구성되어지며, 이에 대한 동작은 그림 3-3과 같다.

신호벡터의 크기는 전체 신호전력을 표현한다. 송신 안테나의 배열에서 $\tilde{V}\vec{x}(t)$ 로 신호를 넣어주는 새로운 신호세트를 만들기 위해 전송되는 신호벡터 $\vec{x}(t)$ 에 선형 신호처리 연산 \tilde{V} 를 사용한다. 여기서 \tilde{V} 는 $M \times M$ 크기를 갖는 $\tilde{V} \cdot \tilde{V}^\dagger = I$ 을 만족시키는 행렬이며, I 와 † 는 각각 단위행렬과 복소전치행렬이다. 신호처리는 수신단에서도 수행되어진다. $\tilde{H}\tilde{V}\vec{x}(t)$ 를 만들기 위해 송신기 출력과 채널이 동작한다. 수신기는 행렬 \tilde{U} 는 $N \times N$ 크기를 갖는 $\tilde{U} \cdot \tilde{U}^\dagger = I$ 를 만족시키는 행렬이다. 수신된 신호가 동작하여 최종적인 출력신호는 식 (3-5)와 같다.

$$\vec{y}(t) = \frac{1}{2} \overbrace{\tilde{U}^\dagger \tilde{H} \tilde{V}}^{\tilde{D}} \vec{x}(t) \quad (3-5)$$

무선통신 시스템은 채널을 인위적으로 조절할 수 없지만, \tilde{U} 와 \tilde{V} 의 행렬연산을 제어하고, 앞의 식 (3-5)의 \tilde{D} 는 대각 성분만 남는 MIMO 링크가 될 수 있도록 알고리즘을 부여한다. 그래서 일대일 신호 전송 연산이 식 (3-6)와 같이 되도록 \tilde{U} 와 \tilde{V} 행렬을 조절하게된다.

$$\tilde{D} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\lambda_3} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_M} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

식 (3-6)에서 $\sqrt{\lambda_i}$ 는 양의 상수이며, $\vec{y}(t)$ 를 간단히 만들어 주어 식 (3-7)을 만든다.

$$\vec{y}(t) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} \vec{x}_1(t) \\ \sqrt{\lambda_2} \vec{x}_2(t) \\ \vdots \\ \sqrt{\lambda_M} \vec{x}_M(t) \\ 0 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

채널 전력 이득은 HH^* 의 고유값 λ_i 에 의해서 주어진다^[17]. $\lambda_1 - \lambda_M$ 가 유사한 값을 갖는 것은 서로 독립적인 채널을 의미한다.

2. 채널 용량

가. 송신 신호에 따른 채널 용량

같은 신호가 식 (3-7)에서와 같이 각 채널에 전송되어진다면 \vec{y} 로 분리되어 들어오는 신호들을 동시에 합쳐서 수신된 신호의 SINR은 식 (3-8)과 같이 MN 배 증가하고 채널의 용량은 SIMO(Single Input Multiple Output)와

MISO (Multiple Input Single Output)보다 큰 값을 갖는다^[18].

$$C \approx B \log_2(1 + MN \text{ SINR}) \quad (3-8)$$

만약 각각 다른 신호들 $\vec{x}(t)$ 가 들어오면, \vec{y} 에 의해 보여지는 각각의 채널은 식 (3-9)와 같은 채널 용량을 갖는다. ($N \geq M$ 인 경우)

$$C \approx B \log_2(1 + \frac{N}{M} \text{ SINR}) \quad (3-9)$$

한편, 위와 같은 채널이 MIMO의 경우 M 개가 존재하기 때문에 전체 시스템의 채널 용량은 식 (3-10)와 같이 주어지게 된다.

$$C \approx MB \log_2(1 + \frac{N}{M} \text{ SINR}) \quad (3-10)$$

식 (3-10)의 채널 용량은 각각의 단일 채널에서 SINR이 식 (3-8)의 채널 용량 보다 줄어든 수도 있지만, M 개의 채널이 존재하기 때문에 더 큰 채널 용량을 갖음을 알 수 있다. 따라서 다중 안테나를 통해 같은 신호를 보내어 신호의 전력을 높이는 것보다 작은 파워를 갖는 여러 신호를 보내는 것이 많은 데이터를 전송하는데 유용하다.

나. 독립적 채널에 따른 채널 용량

대역폭 B 를 갖는 균일한 페이딩을 겪는 MIMO 채널에 대해 기존의 Shannon 용량식을 이용하여 유도해 나간다. 이를 위해 수신된 신호인 식 (3-5)에 잡음과 간섭을 더한다.

$$\vec{y}(t) = \frac{1}{2} \tilde{U}^T \tilde{H} \tilde{V} \vec{x}(t) + \vec{n}(t) \quad (3-11)$$

여기서 $\vec{n}(t)$ 은 송신된 신호 $\vec{x}(t)$ 과 함께 수신된 잡음과 간섭이 합쳐진 N 개의 벡터 신호이다. 일반적으로 MIMO 채널 행렬 \tilde{H}_o 는 \tilde{H} 로 정규화되어지고 이는 식 (3-12)와 같다.

$$\tilde{H} = \frac{1}{H_o} \tilde{H}_o \quad \text{for } H_o = \sqrt{\frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N E\{|\tilde{h}_{ij}|^2\}} \quad (3-12)$$

정규화된 채널 행렬 \tilde{H} 는 각각의 신호들로부터 얻어진 전체 강도의 실효값으로부터 얻어진 신호 강도로서 구해진다^[19]. \tilde{H} 를 사용하여 이론적인 전체 채널 용량은 각 분리되어진 채널에 대한 Shannon 용량을 더함으로서 계산될 수 있다. 각각의 채널의 SINR이 같고, 각각 분리된 채널로 같은 전력의 심볼들이 전송되고, 평균 잡음+간섭의 전력이 같다면, 채널 용량은 식 (3-13)과 같다^{[18][20]}.

$$C = \sum_{i=1}^{\min(M,N)} \log_2(1 + \lambda_i \text{SINR}) \quad (3-13)$$

위에서 λ_i 는 정규화된 채널 매트릭스 \tilde{H} 의 고유값이다. 식 (3-13)의 채널 용량은 고유값을 통하여 분리되어진 채널에 서로 다른 전력으로 전송함으로써 증가시킬 수 있다^[21].

제 2 절 공간 상관 (Spatial correlation)

단일 안테나의 경우, 채널 특성은 경로 손실과 다중 경로 페이딩으로 규명될 수 있다. 그러나 다중 안테나의 경우에는 안테나 소자간의 거리에 따라서

시간 상관 특성뿐만 아니라 공간 상관 특성도 갖는다. 따라서 일정한 간격의 안테나 소자 간의 상관 특성을 구해야 한다. 식 (3-14)는 두 안테나 소자간의 상관도를 나타내는 식이다^[22].

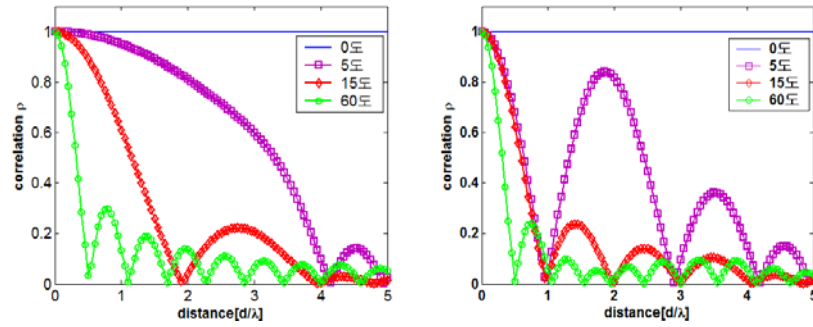
$$\rho = \frac{\{E[a_1 - E(a_1)]E[a_2 - E(a_2)]\}}{\sigma_1\sigma_2} \quad (3-14)$$

여기서 a_1 은 20 파장 구간의 전계의 크기이고, $E(a_1)$ 과 σ_1 은 각각 20 파장 구간의 평균값과 표준편차이다. 또한 a_2 는 안테나 간격 d 만큼 떨어진 점에서의 20 파장 구간의 전계의 크기이고, $E(a_2)$ 와 σ_2 는 20 파장 구간의 평균값과 표준편차이다.

그림 3-4는 중심 주파수 5.25 GHz일 때, 두 개의 안테나 소자간의 상관 관계를 나타낸다^[23]. 일반적으로 AS가 작을수록 상관 계수가 커지고, 거리가 멀어질수록 상관 계수가 작아진다. AS가 커지게 되면 각 방향에 대한 경로 차이가 많아지게 되어 위치에 대한 위상 변화가 심해지므로 각 안테나 소자에 들어오는 신호는 매우 다르다. 또한 수신되는 신호의 방향을 나타내는 θ 의 각도와 관계없이 한 파장보다 작은 거리에서 상관 관계가 거의 없게 된다.

그러나 기존의 확률적 페이딩 분포를 사용한 경우, 위치와 매질에 대한 특성에 관계없이 가정에 의해서만 안테나 소자간의 공간 상관 관계를 도출하였다^[24]. 채널 행렬에 크기를 결정하는 요소는 평균 값이 '0'인 가우시안 분포를 사용하고, 수신 신호의 지연 시간은 일정한 간격에 따라서 검출된다. 또한 스마트 안테나 개념에서 사용되었던, 임의의 수신 안테나에 대한 송신 안테나의 상관관계(R_{BS}), 임의의 송신 안테나에 대한 수신 안테나의 상관관계(R_{MS})를 구하여 MIMO 시스템의 공간 상관 특성을 도출하였다. 그러나 이러한 특성은 반사체와 산란체의 위치가 대칭적이지 않을 수 있기 때문에 기준이 되는 송수신 안테나에 따라 다를 것이다. 따라서 본 논문에서는 다중 안테나 각각에 들어오는 신호의 상관 관계를 3차원 광선추적법과 패치산란을

이용한 벡터 채널 모델링을 통하여 다중 안테나 각각의 위치에 대한 공간 상관 특성을 도출할 것이다.



(a) θ 가 0° 인 경우

(b) θ 가 15° 인 경우

그림 3-4. AS에 따른 안테나 소자간의 상관 관계

제 4 장 MIMO 전파 특성 및 결과 고찰

본 장에서는 실내 데이터 통신을 활발히 사용할 수 있는 환경을 중심으로 실내 환경 파라미터를 분석한다. 5 GHz 대역에서 실내 LOS 환경과 NLOS 환경의 벽면과 바닥, 천장의 재질과 실내의 구조를 소개한다. 또한 매질의 전기적 특성, PDP, AOA와 페이딩 측정 방법에 대해서 살펴보고, 5 GHz 대역 MIMO 시스템의 실내 환경 전파 특성 결과를 분석한다. 제 2 장의 다중 채널 파라미터를 고려한 측정과 시뮬레이션의 결과를 비교 분석하여 본 모델의 정확성을 검증하며, 결과 파라미터로써 PDP, AOA, 페이딩을 나타낸다. 또한 이 시뮬레이션을 이용하여 MIMO 채널 파라미터인 채널 행렬의 고유값, 채널 용량을 도출한다.

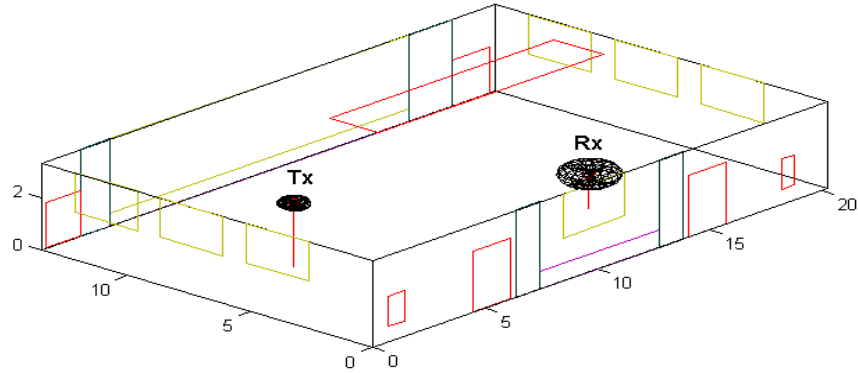
제 1 절 측정 환경 설정

이 절에서는 전파의 영향에 있어서 실내 환경은 중요한 파라미터로 작용하므로 각 측정 환경에 대한 분석이 선행되어야 한다. 따라서 LOS 환경과 NLOS 환경에 대하여 살펴본다.

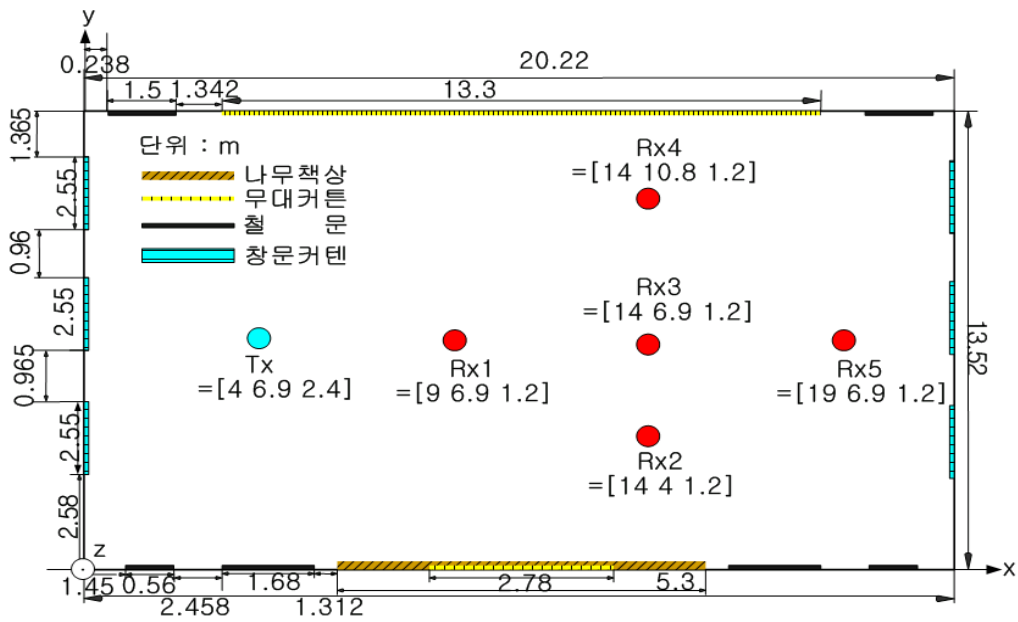
1. LOS 환경

그림 4-1(a)는 실제 무선 네트워크 서비스의 사용이 빈번한 강당과 같은 넓은 공간의 LOS 환경 투시도이다. 이 환경은 바닥이 타일형 바닥재로 이루어져있고 여러 개의 금속 문과 커튼이 있는 유리창으로 구성되어 있다. 또한 천장에는 산란현상이 클 것으로 예상되는 조명이 위치하고 있는 것이 특징이고, 20.22 m×13.52 m×3.3 m의 크기로 구성되어있다. 그림 4-1(b)는 LOS 환경의 평면도이다. Tx와 Rx1-Rx5는 각각 송신 안테나와 수신 안테나의 위치를 직각좌표계를 통하여 나타낸다. 송신 안테나는 2.4 m이고, 수신 안테나

는 1.2 m로 두었다.



(a) 투시도



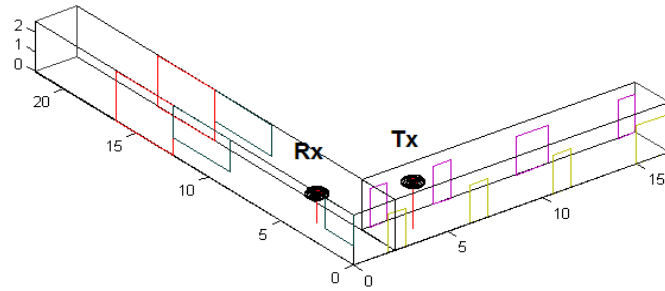
(b) 평면도

그림 4-1. LOS 환경

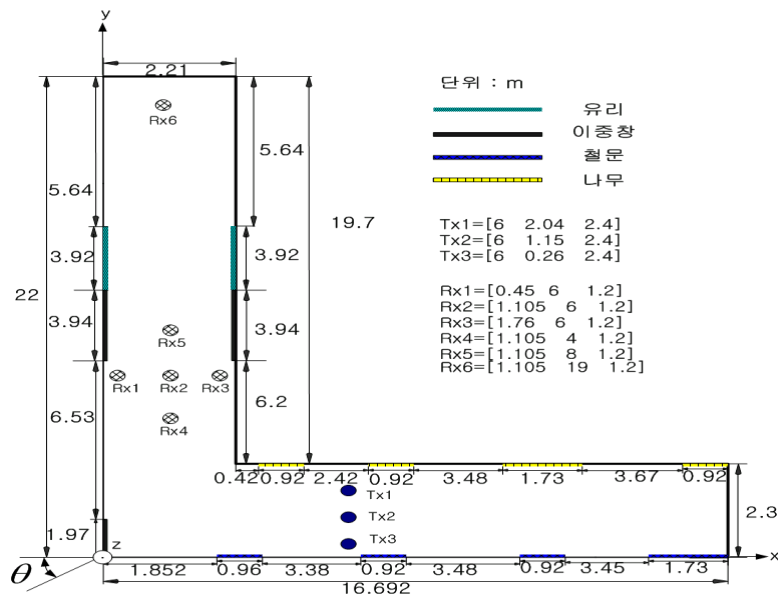
2. NLOS 환경

그림 4-2(a)는 NLOS 환경의 투시도이다. 이 환경은 바닥이 인조 대리석

으로 이루어져 있고, 높이가 2.62 m 인 'L'자형의 복도로 되어있다. NLOS 환경은 LOS 환경과는 구분되는 회절 및 다중 반사가 기대되어지며 채널 용량 분석을 위해서는 NLOS 환경의 여러 위치의 분석이 필요하다. 그림 4-2(b)는 NLOS 환경의 평면도이다. Tx1-Tx3와 Rx1-Rx6는 각각 송신 안테나와 수신 안테나의 위치를 직각좌표계를 통하여 나타낸다. 송신 안테나는 2.4 m이고, 수신 안테나는 1.2 m로 두었다. θ 는 AOA에서 수신 신호의 최대 전계 강도를 나타내는 각도이고, 크기는 반시계 방향으로 나타낸다.



(a) 투시도



(b) 평면도

그림 4-2. NLOS 환경

제 2 절 측정 시스템 및 측정 방법

1. 매질의 전기적 특성 측정

건물 매질의 전자기적 특성인 유전율과 도전율을 투과 계수와 반사 계수의 실내 측정 결과로부터 구한다^[25].

가. 투과 계수 측정

그림 4-3은 투과 계수를 측정하기 위한 측정 시스템의 구성이다. 투과 계수 측정은 2 개의 표준 20 dBi 이득을 갖는 피라미드형 혼안테나를 송수신단에 연결시키고, 서로 일직선상에 놓는다. 이 안테나의 직진성은 매질을 통과해서 직접파가 측정되고 다른 반사체에 의한 다중경로성분들이 제거될 만큼 충분히 크다. 두 개의 안테나는 벡터 회로망 분석기의 두 개 포트에 연결된다. 각각의 케이블에 의한 손실을 보상하기 위해서 전력 증폭기를 사용한다. 주파수 스캐닝 표본은 401 개로 하며 장애물이 없는 상태에서의 측정을 통한 기준값 도출하기 위해 케이블, 증폭기, 안테나와 자유공간상의 전파 영향 등 투과 계수를 도출하는데 변수가 될 수 있는 요소들은 제거한다. 그 다음으로 측정되어질 표본 매질을 송수신 안테나 사이에 수직적으로 놓고 측정을 반복 수행한다^[26]. 측정값을 비교해 봄으로써 주파수의 함수와 같이 장애물에 의한 감쇄값을 도출해내며, 입사된 파와 투과된 파가 평면파와 같이 근사화되기 위해서 안테나 간의 거리를 원거리장($2D^2/\lambda=0.64$ m)의 2 배 이상인 2 m 떨어뜨렸다.

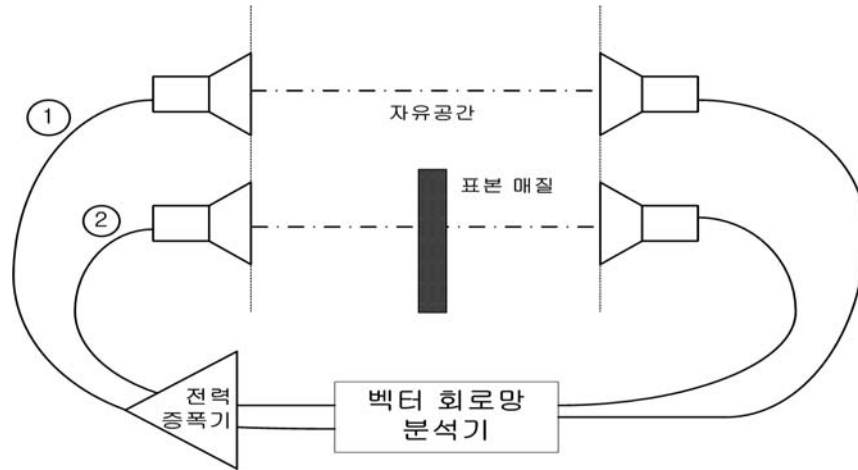


그림 4-3. 투과 계수 측정 구성도

나. 반사 계수 측정

반사 계수를 측정하기 위한 측정 과정은 그림 4-4에 나타내었다. 끝단 사이에 전체를 포함할 수 있는 표본의 개수를 설정하고 송수신 안테나를 매질 중심을 향하게 위치시킨 후, 수신 안테나를 180° 움직여서 완전 도체에 대한 반사 성분을 측정한다^[27]. 그러나 완전 도체는 존재하지 않기 때문에 높은 도전율(3.54×10^7)을 갖는 알루미늄을 이용하며 알루미늄의 표피두께 ($1/\sqrt{\pi f \mu \sigma} = 1.167 \mu\text{m}$)보다 두꺼운 2 mm의 알루미늄 판을 사용한다. 송신 안테나를 고정시키고, 수신 안테나는 원주를 따라 움직이게 한다. 가장 높은 전력을 갖는 위치에서 주파수 응답을 기록한다. 그 후 송수신 안테나의 위치를 고정시키고 특정 매질에 대한 반사 성분을 측정한다. 이를 통해 반사 계수는 같은 위치에 놓아둔 완전 도체에 대한 반사 성분과 특정 매질에 대한 반사 성분을 비교함으로써 계산되어진다^[28].

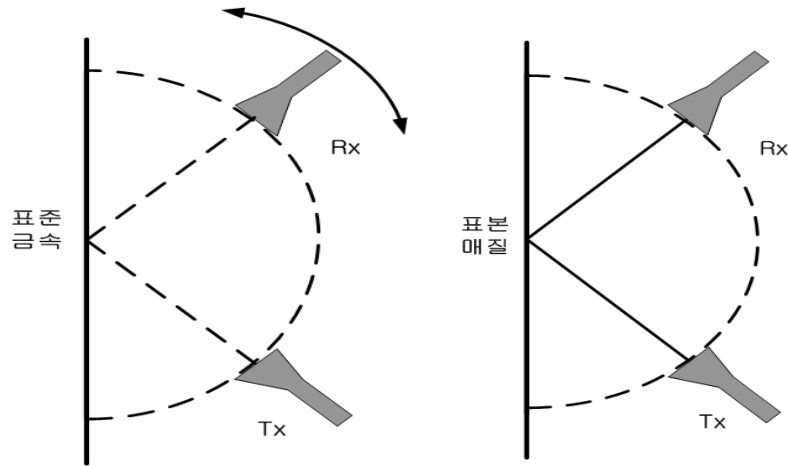


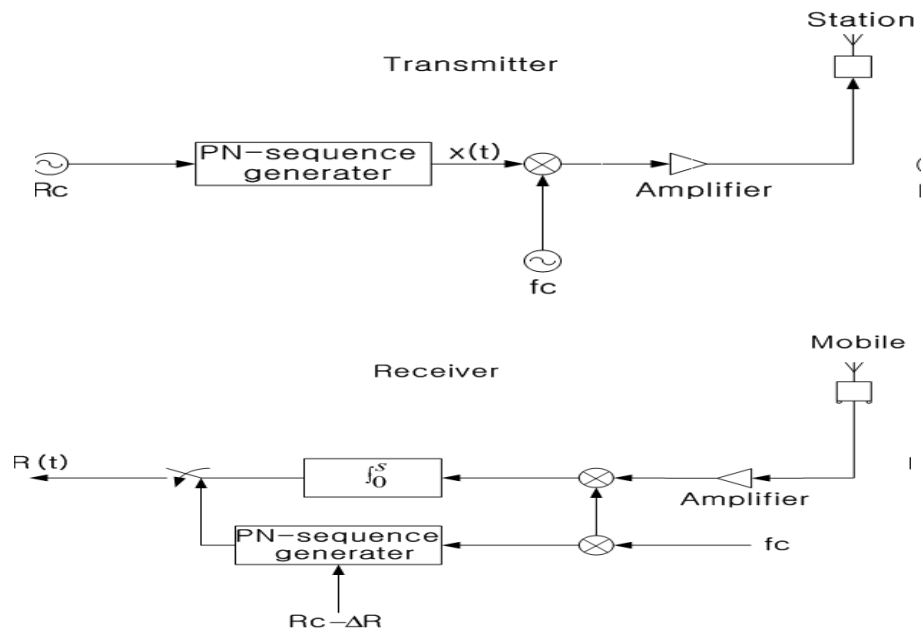
그림 4-4. 반사 계수 측정 구성도

2. PDP 및 AOA 측정

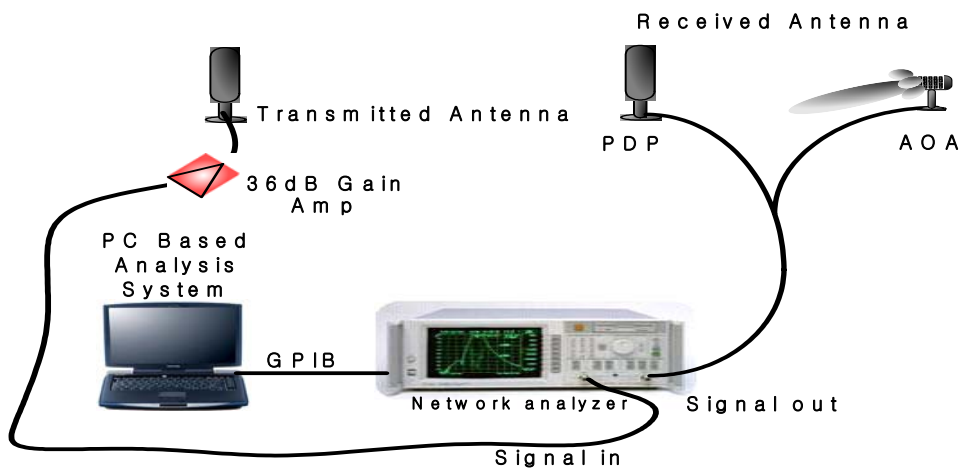
PDP를 측정하기 위한 시간축상의 측정 방법으로는 RF 펄스전송방식과 대역확산방식이 있으며, 주파수축상의 측정방법으로는 주파수 영역 변환 방식이 있다. RF 펄스전송방식은 측정시스템이 간단하지만 침투 파워가 커야 하며 송수신간의 거리가 짧은 단점이 있어 주로 실내 측정에 사용되지만 옥외의 근거리 측정에서도 사용된다. 그림 4-5(a)는 시간축상의 측정방법 중 대역확산방식을 나타내고 있는데 이는 매우 복잡하고 송수신간의 동기가 필요하지만 전력 효율이 매우 좋아 침투 파워가 작아도 원거리 측정이 가능하고 PN 코드에 의해 자기 신호 이외의 신호나 잡음에 대해 충분한 내성을 가지며 또한 신호의 위상 정보까지 알 수 있으므로 옥외환경에서 광범위하게 쓰인다. 또한 PN 코드의 칩률을 증가시켜 옥내에서도 사용할 수 있다.

그림 4-5(b)의 주파수 영역 변환방식은 회로망 분석기의 주파수 응답특성을 역푸리에 변환하여 시간 영역 특성을 측정하는 방법이다^[29]. 본 논문에서는 다중 경로 특성의 측정을 위해 주파수 영역 변환방식을 사용하였다. 실제 측정은 네트워크 분석기를 사용하여 시간영역에서 측정한다. 측정을 위해 20 m 길이의 50 Ω 케이블을 사용하였고 이에 의한 손실을 보상하기 위해 전력 증폭기를 사용한다. 케이블 길이로 인한 측정영역이 제한되는데 이는 길이가

긴 케이블로 연장될 필요가 있다. 송수신 부분이 하나의 몸체에 있기 때문에 따로 송수신 사이의 동기를 맞추는 필요는 없다. PDP 측정시 송수신 안테나는 수직 편파를 가지는 다이폴 안테나를 사용한다. AOA의 경우 PDP와 동일하지만 수신단에서 빔폭이 좁은 안테나를 사용하여 측정한다. 길이가 긴 케이블의 사용으로 인한 손실을 보상하기 위해 파워 앰프를 사용하였다. 송신 안테나의 높이는 2.4 m로 설정하며, 수신 안테나는 1.2 m로 설정하였다.



(a) 대역 확산 변환 방식



(b) 주파수 영역 변환 방식

그림 4-5. PDP 및 AOA 측정 구성도

3. PDP 및 AOA 측정

페이딩을 측정하기 위한 측정 구성도는 그림 4-6에 나타내었다. 송신기는 신호 발생기, 수신기로는 전계강도 측정기를 사용하며 송수신 모두 수직 편파를 가지는 다이폴 안테나를 사용하였다. MIMO 시스템의 경우, 서로 다른 안테나에 들어오는 신호를 고려하기 위해서 안테나간의 공간 상관 관계를 알아야한다. 따라서 수신 안테나는 일정 간격으로 위치시키고 공간 상관 특성만을 나타내기 위해 20 파장 길이 이동 시킨 후 신호 강도의 평균 값을 얻는다. 전력 증폭기를 통해 긴 케이블에 의한 손실을 보상하였으며, 경로 손실 측정시 수신 안테나를 이동하며 측정하기 때문에 수신 안테나를 일정하게 이동시켜서 오차를 줄이도록 한다.

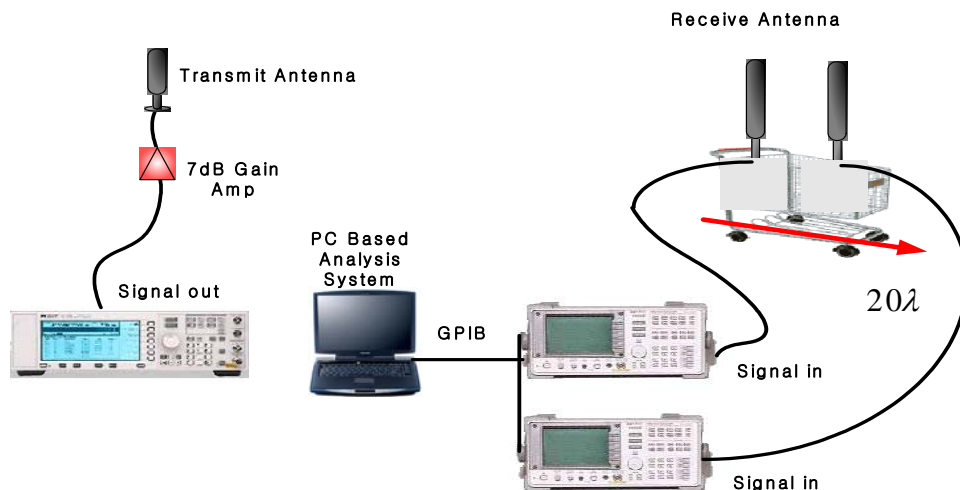


그림 4-6. 페이딩 측정 구성도

제 3 절 측정 및 시뮬레이션 결과 분석

본 절에서는 제 2 장과 제 3 장에서 소개한 결과 파라미터에 대한 측정 및 시뮬레이션 결과를 비교 분석한다. 여러 가지 매질의 유전율과 도전율을 구하였고, LOS 환경과 NLOS 환경에서의 PDP, AOA와 페이딩에 대한 측정값

과 시뮬레이션값을 비교한다. RDS, AS와 공간 상관을 기준으로 측정과 시뮬레이션을 비교하여 본 논문에서 적용한 MIMO 채널 모델을 검증한다. 또한 안테나 요소간의 거리, 송수신 안테나의 위치, 방향, 안테나의 개수에 따른 MIMO 시스템에서의 채널용량을 비교한다.

1. 매질의 전기적 특성 상수

투과 계수와 반사 계수에 대해 잘 알려진 내부 다중반사 모델은 각 매질을 정의하는 전자기적 파라미터를 얻는데 사용된다^{[28][30][31]}. Newton-Raphson 알고리즘은 모델과 측정으로부터 얻어지는 투과 계수와 반사 계수의 가장 적합한 유전율과 도전율을 찾는데 사용되며 일반적으로 하나의 표본에서 측정된 것에 기초를 둔 매질의 유전율과 도전율을 정의한다^{[26][32]}. 6 개의 다른 매질의 전자기적 파라미터는 표 4-1에 나타내었다.

표 4-1. 실내 매질에 대한 비유전율과 도전율

구 분	비유전율	도전율 (S/m)
철심이 박혀있는 커튼	1.7491	0.018
나무 책상	2.6629	0.036
철제 틀 창문	7.3284	0.120
석고보드	2.2103	0.039
철제 콘크리트 벽	6.8235	0.160
철제 틀 이중창문	8.7322	0.126

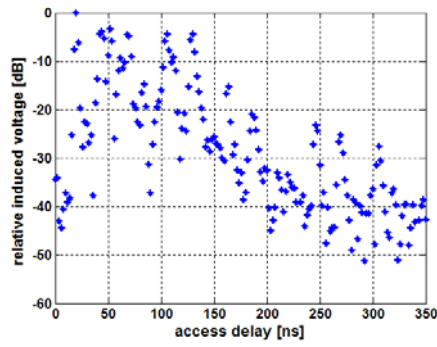
2. PDP 결과 분석

PDP를 측정하기 위한 측정 장비의 구성은 표 4-2에 나타나있다. 측정 장소는 실내 LOS 환경과 NLOS 환경을 선정하여 측정과 시뮬레이션을 비교해 보았다. LOS 환경에서는 Tx를 한 곳에 고정하고, 수신단은 각각 다른 다섯 곳을 선택하여 측정을 하였다. 그림 4-7은 LOS 환경에서의 측정과 시뮬레이션 결과로써 수신 안테나의 위치에 따른 시간지연 확산의 결과를 보여주고

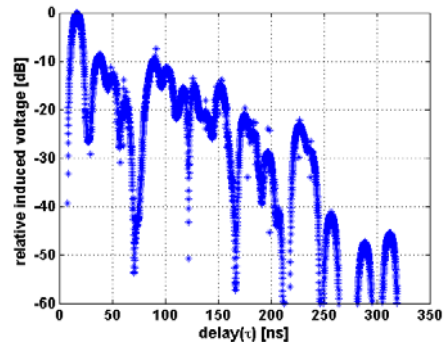
있다. Tx와 Rx의 간격에 따라 5 m, 10 m, 15 m 떨어진 거리 맞게 직접파가 수신되었다. 피코셀 환경이며 체육관과 공항청사 등의 건물보다는 상대적으로 작은 환경이므로 350 ns 이후에는 거의 잡음 레벨까지 신호의 레벨이 떨어진다. 신호의 지연시간과 크기는 측정값과 시뮬레이션값이 유사하지만 신호의 크기에 차이가 있는 것은 매질에 대한 특성을 측정할 수 없었던 반사체 때문에 다르게 나타난 것으로 생각된다. 표 4-3은 수신 안테나의 위치에 따른 측정과 시뮬레이션의 RDS를 나타낸다. RDS 값은 전체적으로 4 ns 이하로써 유사한 특성을 보이고 있다. 그러나 Rx1에서는 9 ns 이상 차이가 나는 것을 볼 수 있다. 이것은 측정시 송신 안테나를 다이폴로 사용함으로써 송신 안테나가 커버할 수 없는 영역의 경계에 있기 때문이다. Rx1 위치에 수신 안테나가 위치해 있을 때 음영지역이 생기지 않도록하기 위해서 수신 안테나 방향으로 기울여진 송신 안테나 또는 넓은 빔폭을 갖는 송신 안테나를 사용해야할 것이다. 측정 결과 Rx1에서 최대값을 나타내었는데, 직접파의 전력 보다 상대적으로 시간 지연에 의한 전력이 크게 나타났기 때문이다. Rx1 이외에 Rx3에서 큰 값을 나타내었다. 이는 실내 중앙에서 다중 반사의 영향이 가장 큰 것을 나타내는 것으로, 체육관 등의 비교적 큰 LOS 환경의 결과와 일치하는 특성을 보인다^[33]. 금속문과 조명이 가까이에 위치한 Rx2와 Rx4의 RDS는 주변의 벽면이 석고보드로 되어있어 반사되는 전파의 전력이 작은 Rx5의 RDS보다 크다. 이는 송수신 안테나 주변에 도전율이 큰 반사체가 존재할 경우 시간 지연에 의한 영향이 크다는 것을 의미한다.

표 4-2. PDP 측정 장비 구성

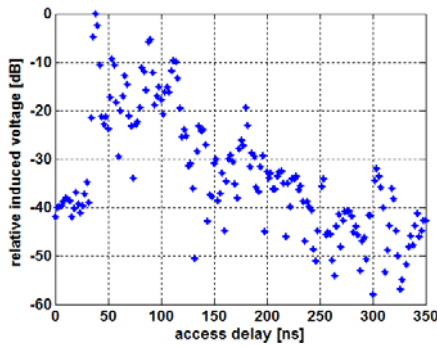
송신 안테나의 높이	2.4 m
수신 안테나의 높이	1.2 m
송신 안테나	표준 다이폴 안테나
수신 안테나	표준 다이폴 안테나
전력 증폭기 출력	36 dBm
송신단의 케이블 손실	18 dBm
수신단의 케이블 손실	18 dBm



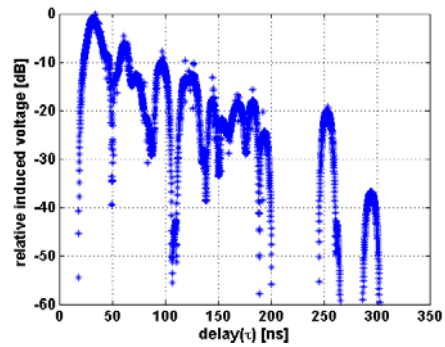
(a) Rx1(측정)



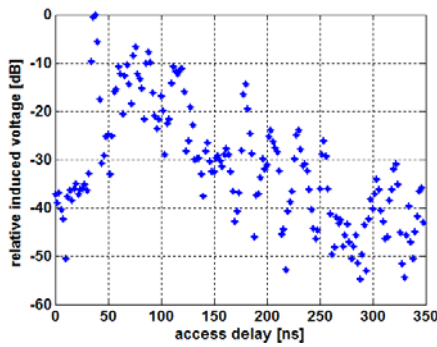
(b) Rx1(시뮬레이션)



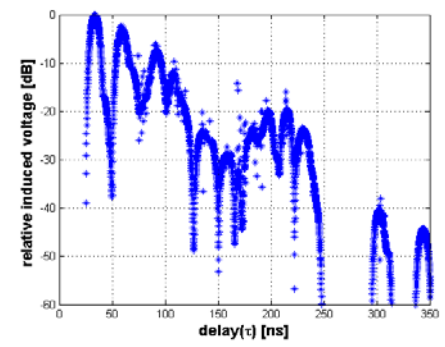
(c) Rx2(측정)



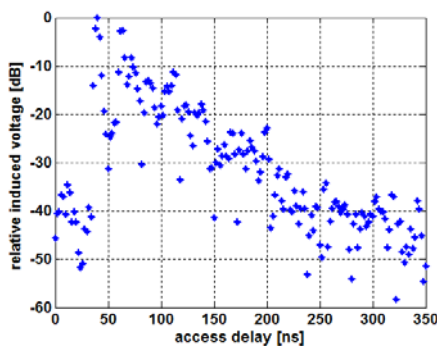
(d) Rx2(시뮬레이션)



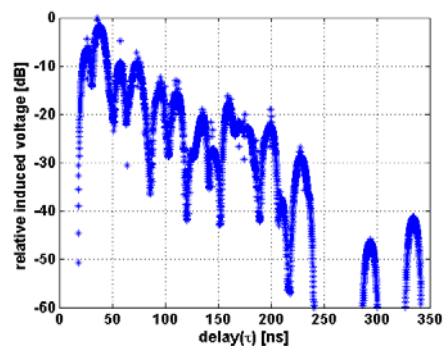
(e) Rx3(측정)



(f) Rx3(시뮬레이션)

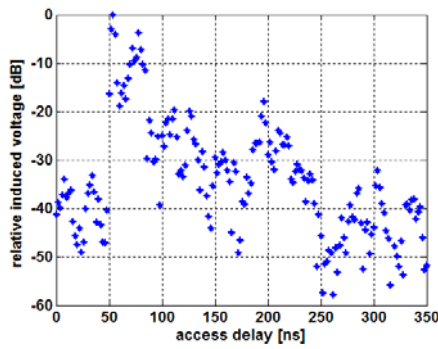


(g) Rx4(측정)

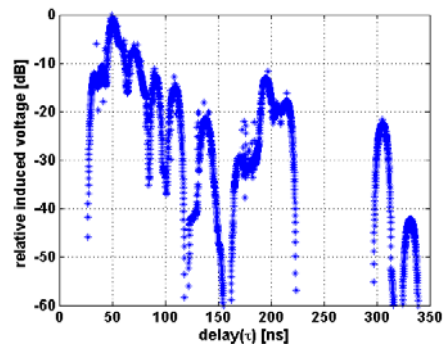


(h) Rx4(시뮬레이션)

그림 4-7. LOS 환경의 PDP 특성(계속)



(i) Rx5(측정)



(j) Rx5(시뮬레이션)

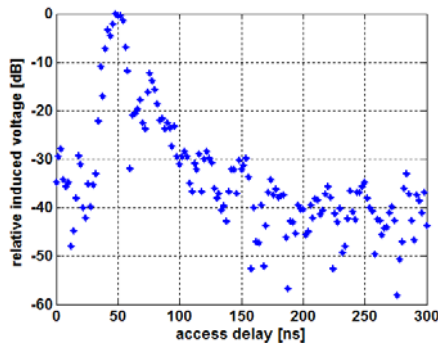
그림 4-7. LOS 환경의 PDP 특성

표 4-3. LOS 환경의 RDS 특성

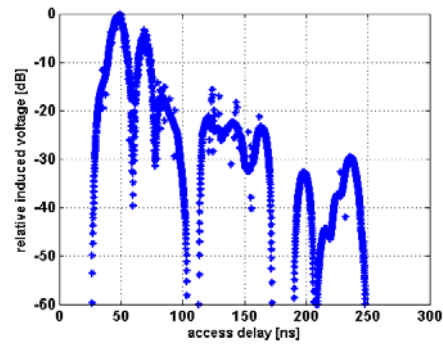
구 분	RDS (ns)		
	측정	시뮬레이션	차이
Rx1	36.89	29.37	7.52
Rx2	28.41	29.91	1.50
Rx3	31.50	28.61	2.89
Rx4	23.56	24.32	0.76
Rx5	17.69	17.96	0.27

NLOS 환경에서는 Tx 두 곳과 Rx 다섯 곳을 선택하여 PDP를 측정하였다. 그림 4-8은 NLOS 환경에서의 측정과 시뮬레이션 결과로써 송수신 안테나의 위치에 따른 시간지연 확산의 결과를 보여주고 있다. LOS 환경보다 상대적으로 짧은 위치에 송수신 안테나를 위치 시켰기 때문에 300 ns 이후에는 거의 잡음 레벨까지 신호가 떨어진다. 또한 회절과 다중반사에 따른 경로는 수 ns 이하에서 관찰된다. 전체적으로 신호의 크기는 유사하지만, 측정할 수 없었던 반사체와 실내 환경을 정확하게 고려하지 못했기 때문에 오차가 발생한다. 표 4-4는 송수신 안테나의 위치에 따른 측정과 시뮬레이션의 RDS를 나타낸다. Tx1일 경우 Rx2는 Rx1, Rx3과 비교해 보았을 때, PDP 특성에서 나타났듯이 80 ns에서 최대 수신 전력과 유사한 크기의 전력이 수신되었고 160 ns에서 상대적으로 큰 전력이 수신되었기 때문에 최대값을 갖는다.

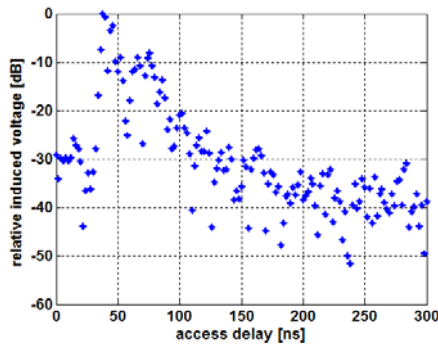
Tx2일 경우에도 Tx1과 유사한 특성이 존재한다. 그러나 Rx1에서 Rx3에 비해 큰 값을 갖으며 회절과 반사의 성분이 존재할 것으로 생각된다. 회절 또는 다중 반사의 영향을 예측하기 위해서 AOA를 살펴보아야 한다. Tx2일 경우 Rx4와 Rx5에 의한 값을 나타내었는데, Rx4, Rx2 Rx5 순서로 RDS 값이 커진다. 이는 송수신 안테나 간의 거리가 멀어질수록 다중반사의 영향이 커다는 것을 의미한다.



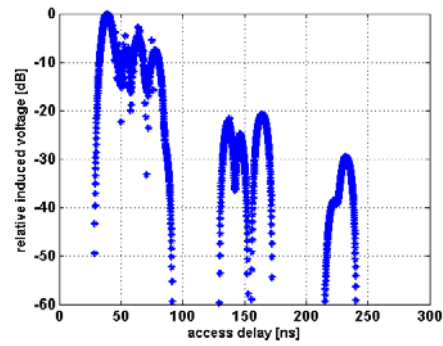
(a) Tx1Rx1(측정)



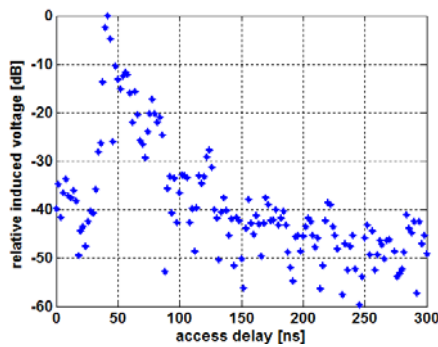
(b) Tx1Rx1(시뮬레이션)



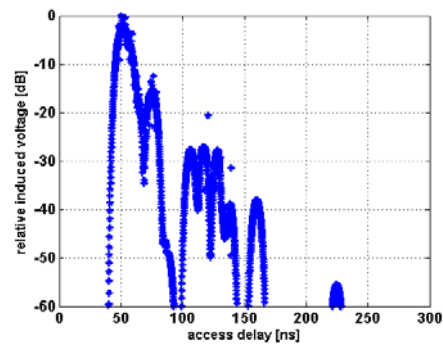
(c) Tx1Rx2(측정)



(d) Tx1Rx2(시뮬레이션)

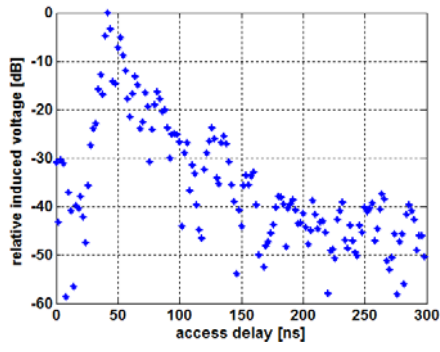


(e) Tx1Rx3(측정)

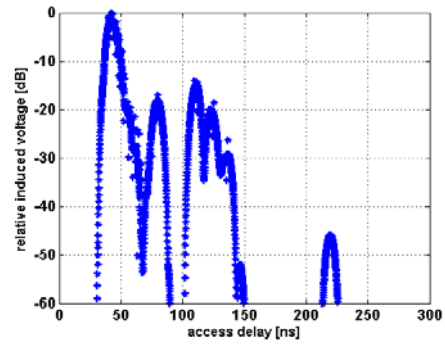


(f) Tx1Rx3(시뮬레이션)

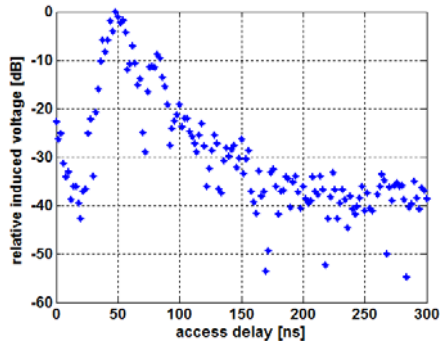
그림 4-8. NLOS 환경의 PDP 특성(계속)



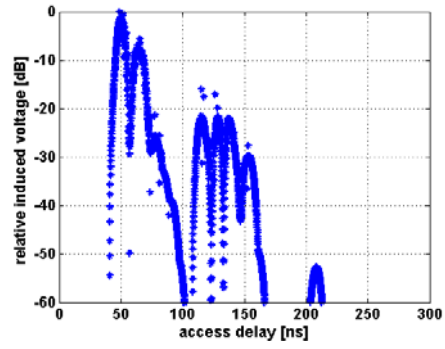
(g) Tx2Rx1(측정)



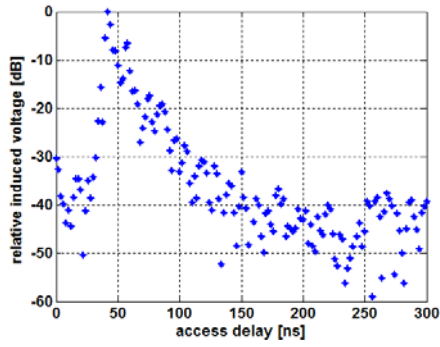
(h) Tx2Rx1(시뮬레이션)



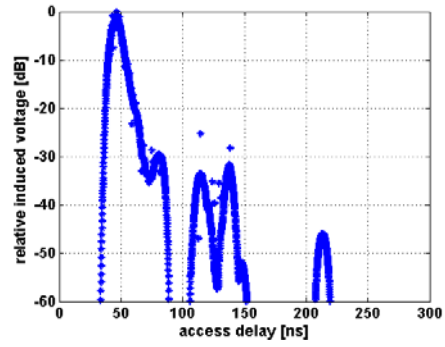
(i) Tx2Rx2(측정)



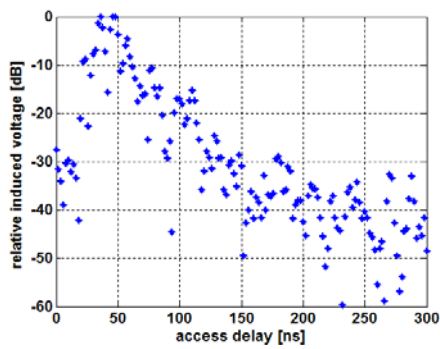
(j) Tx2Rx2(시뮬레이션)



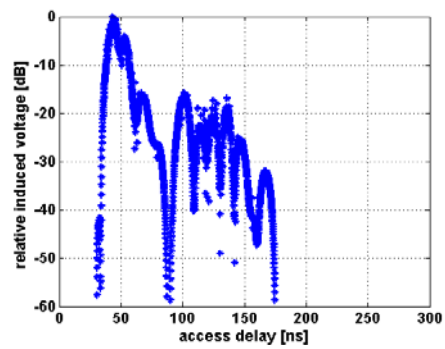
(k) Tx2Rx3(측정)



(l) Tx2Rx3(시뮬레이션)



(m) Tx2Rx4(측정)



(n) Tx2Rx4(시뮬레이션)

그림 4-8. NLOS 환경의 PDP 특성(계속)

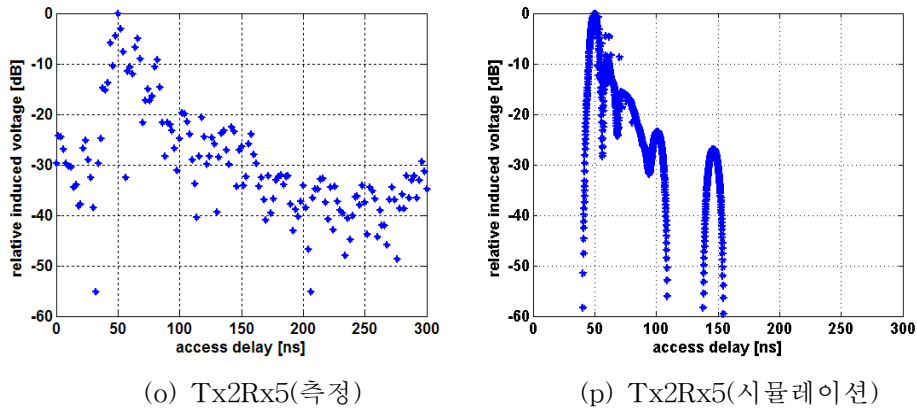


그림 4-8. NLOS 환경의 PDP 특성

표 4-4. NLOS 환경의 RDS 특성

구 분	RDS (ns)		
	측정	시뮬레이션	차이
Tx1Rx1	22.54	23.26	0.72
Tx1Rx2	48.20	53.56	5.36
Tx1Rx3	29.61	31.40	1.79
Tx2Rx1	30.61	33.15	2.54
Tx2Rx2	41.79	44.92	3.31
Tx2Rx3	28.00	34.33	4.33
Tx2Rx4	34.33	31.98	2.35
Tx2Rx5	48.90	45.20	3.70

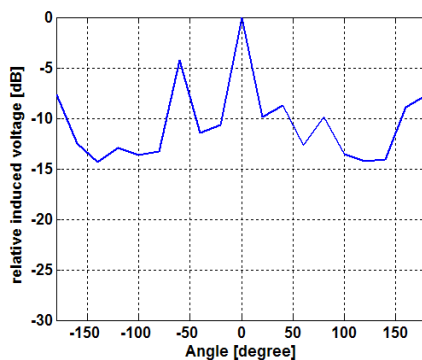
3. AOA 결과 분석

AOA를 측정하기 위한 측정 장비의 구성은 표 4-5에 나타나있다. 그림 4-9는 LOS 환경에서의 측정과 시뮬레이션을 통해 수신 안테나의 위치에 따른 AOA 결과를 보여주고 있다. 시뮬레이션값과 측정값의 차이가 나타나는 것은 수신 안테나의 8° 이어서 20° 씩 돌려가면서 측정을 하였기 때문에 발생하는 문제점이라고 생각된다. Rx1의 경우, 송신 안테나 앞에 위치한 금속문으로 인하여 $\pm 60^\circ$ 안에서 신호의 크기가 높게 나타난다. Rx2의 경우 -140° 에서 직접파와 유사한 크기의 전파가 수신되는 것을 볼 수 있다. 이는 짧은 거리에 있는 -140° 부근에 존재하는 금속문의 영향 때문이다. 일반

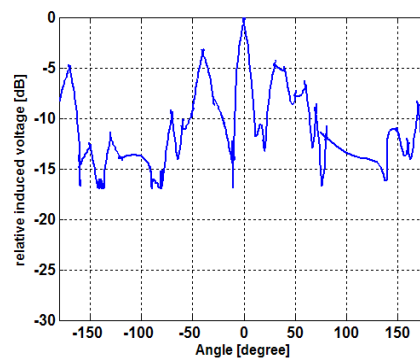
적으로 도전율이 큰 반사체가 수신 안테나 근처에 위치하고 있을 경우, 반사의 영향이 크다^[13]. 그러나 Rx4, Rx5는 Rx1, Rx2, Rx3에 비해서 180° 부근에서 비교적 작은 크기의 전파가 수신되었다. 이는 벽에 가까이 위치하고 있지만, 벽이 석고보드로 되어있기 때문에 반사의 영향이 작기 때문이다. 표 4-6은 송수신 안테나의 위치에 따른 측정과 시뮬레이션의 AS를 나타낸다. 측정 결과를 살펴 볼 때, Rx2의 경우 100.11°로 가장 큰 값을 Rx5의 경우 50.06°로 가장 작은 값을 나타내며 송수신단에 도전율이 큰 반사체가 존재할 경우, AS가 커지는 결과를 도출하였다. 시뮬레이션 결과와 측정값은 약 2 ~ 7° 정도 차이를 나타내고 있다. 이는 앞에서 언급한 수신 안테나 빔폭의 한계에 때문에 좁은 각에 대한 AOA를 측정하지 못하여 오차가 발생되었다.

표 4-5. AOA 측정 장비 구성

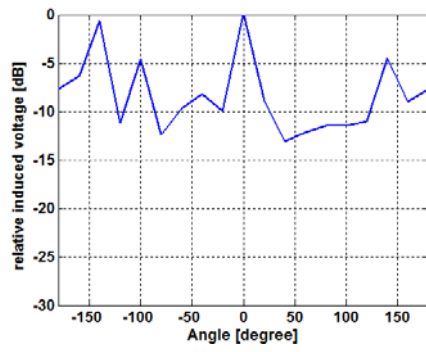
송신 안테나의 높이	2.4 m
수신 안테나의 높이	1.2 m
송신 안테나	표준 다이폴 안테나
수신 안테나	제작한 8×8 배열 안테나 (마이크로스트립 패치 안테나)
전력 증폭기 출력	36 dBm
송신단의 케이블 손실	18 dBm
수신단의 케이블 손실	18 dBm



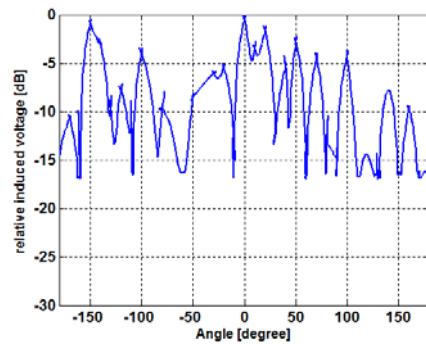
(a) Rx1(측정)



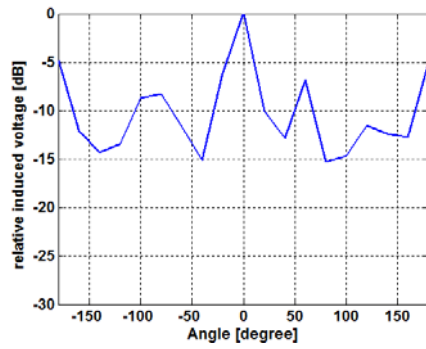
(b) Rx1(시뮬레이션)



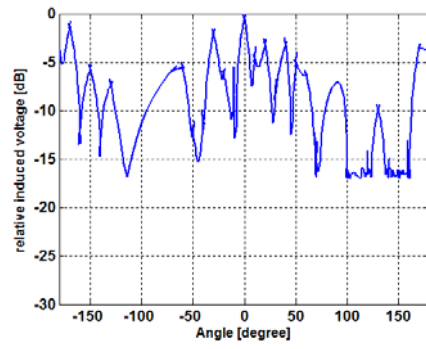
(c) Rx2(측정)



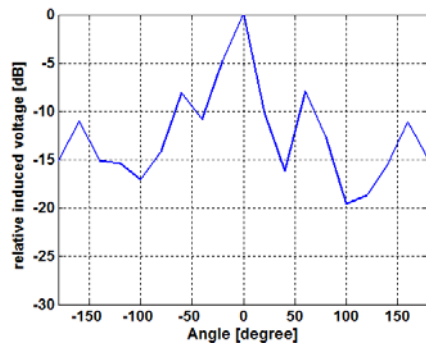
(d) Rx2(시뮬레이션)



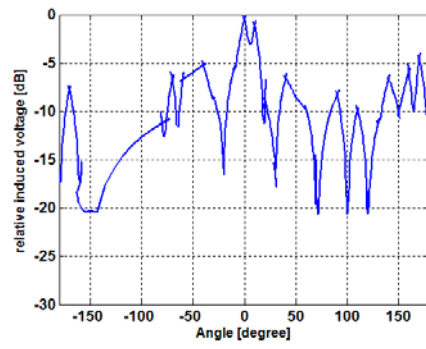
(e) Rx3(측정)



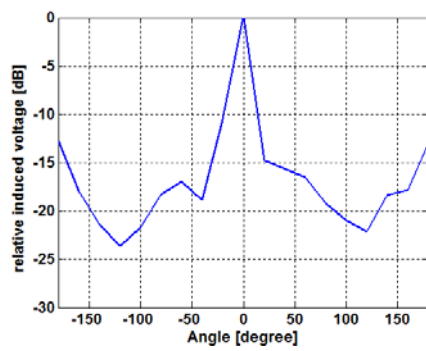
(f) Rx3(시뮬레이션)



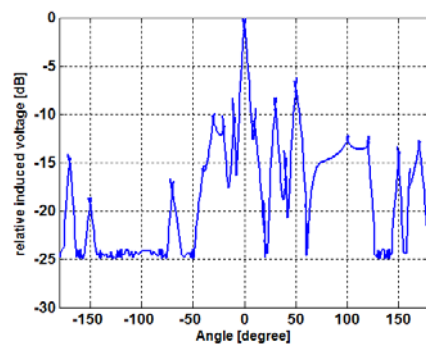
(g) Rx4(측정)



(h) Rx4(시뮬레이션)



(i) Rx5(측정)



(j) Rx5(시뮬레이션)

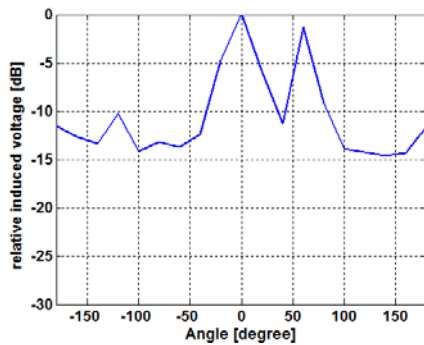
그림 4-9. LOS 환경의 AOA 특성

표 4-6. LOS 환경의 AS 특성

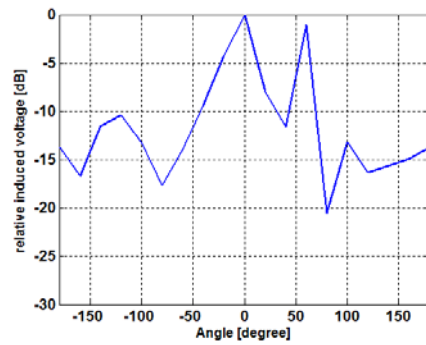
구 분	AS (°)		
	측정	시뮬레이션	차이
Rx1	76.00	83.63	7.63
Rx2	100.11	105.82	5.71
Rx3	83.34	86.23	2.89
Rx4	60.10	62.67	2.57
Rx5	50.06	51.50	1.44

그림 4-10은 NLOS 환경에서의 측정과 시뮬레이션을 통해 Tx 두 위치에 따른 Rx 세 위치에 대한 AOA 결과를 보여주고 있다. 시뮬레이션 결과에서 LOS 환경에 비해서 반사 차수를 높여서 회절과 다중 반사 현상을 나타내었다. AOA의 정의는 신호의 크기가 최대인 각을 0° 로 기준하고 각도에 따라 신호의 분포를 나타내는 것이다. 따라서 NLOS 환경에서는 직접파가 존재하지 않기 때문에 신호의 크기가 최대인 각을 명시해야한다. 표 4-7은 이러한 각도를 나타낸다. 그림 4-2(b)에 표시된 θ 를 나타내고, AOA의 양의 방향 각도는 시계 방향으로 나타낸다. Tx1Rx1의 경우는 신호의 크기가 최대가 되는 각도에서 회절을 거쳐 수신된 신호이고, 60° 에서 수신되는 신호는 회절 후 반사를 거쳐 수신된 신호이다. Tx1Rx2와 Tx1Rx3의 경우 회절 현상이 일어날 수 있는 각도 이상이므로 신호의 크기가 최대가 되는 각도에서는 회절 후에 반사를 거쳐 수신된 신호이다. Tx2Rx1의 경우는 Tx1Rx1과 유사한 특성을 나타낸다. Tx2Rx2의 경우 -40° 에서 수신되는 신호는 회절에 의해 수신되는 신호이고 신호의 최대가 되는 각도에서는 두 번 반사되어 들어온 신호이다. 회절에 의한 특성보다 반사에 의한 특성이 큰 것은 높은 반사계수를 갖는 금속문에 의한 효과로 생각된다. Tx2Rx3의 경우, -100° , -60° 에서 최대 수신 레벨과 비슷한 크기의 신호가 수신된다. 각각 다중반사와 회절에 의한 현상으로 매질에 따라 회절파의 크기가 다르기 때문이다. NLOS 환경의 AOA 특성이 LOS 환경보다 크게 다르지만 AS 값은 작게 나

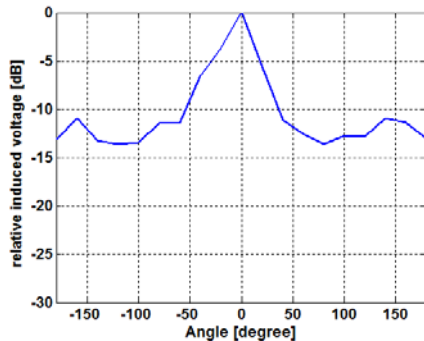
타난다. 이는 전체적 수신 레벨이 작기 때문에 특정 각도에 대한 신호의 크기가 큰 영향을 끼치지 않기 때문이다. 측정 결과를 살펴볼 때 Tx2Rx3의 경우 70.03° 로 가장 큰 값을 갖고 Tx1Rx2의 경우 58.98° 로 가장 작은 값을 나타낸다. Tx1에 비해서 Tx2의 경우 AS 값이 크게 나타나는데, 이는 회절 현상이 나타나는 지역에서는 각도의 퍼짐이 크다는 것을 의미한다. 앞의 결과들을 살펴볼 때 5 GHz 대역의 고주파 신호는 비교적 근거리의 좁은 각에서 회절 현상이 나타나고, 이외의 지역에서는 반사에 대한 영향이 더 크다.



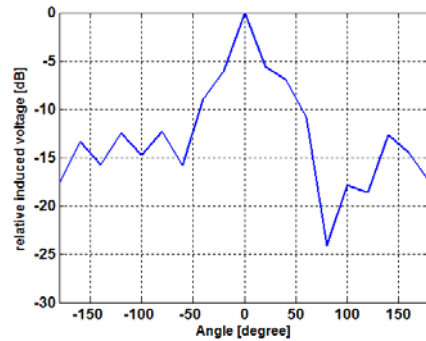
(a) Tx1Rx1(측정)



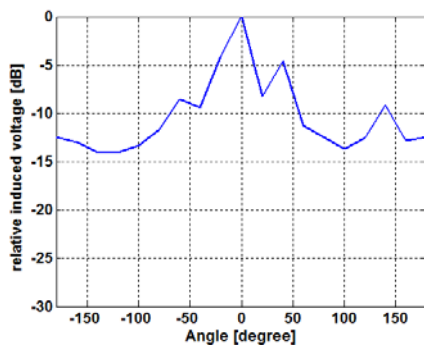
(b) Tx1Rx1(시뮬레이션)



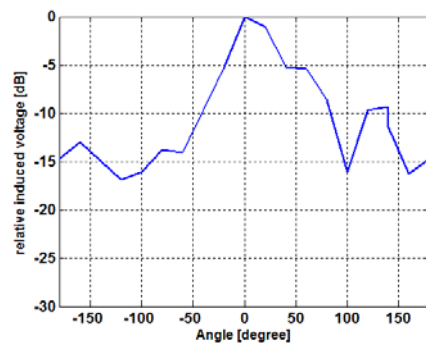
(c) Tx1Rx2(측정)



(d) Tx1Rx2(시뮬레이션)

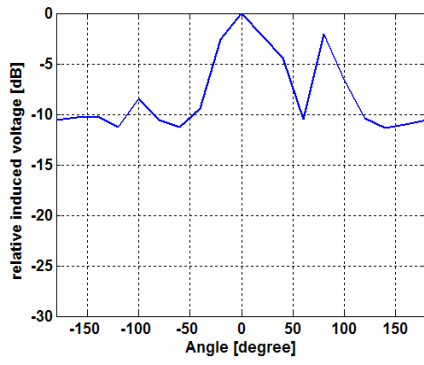


(e) Tx1Rx3(측정)

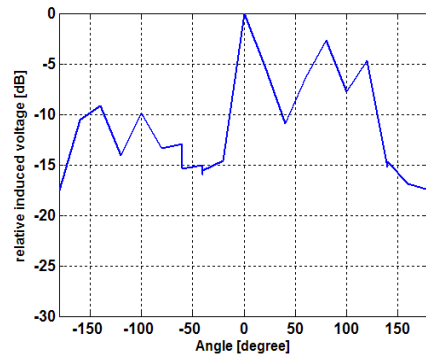


(f) Tx1Rx3(시뮬레이션)

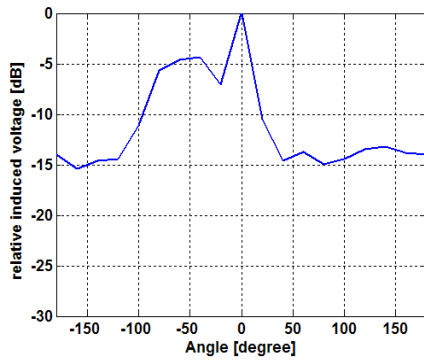
그림 4-10. NLOS 환경의 AOA 특성(계속)



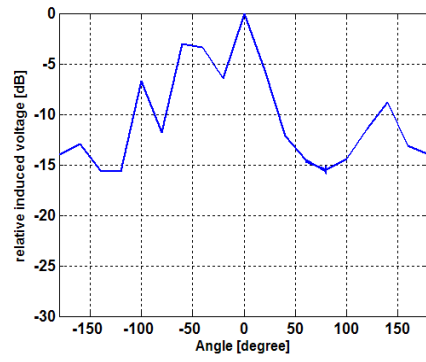
(g) Tx2Rx1(측정)



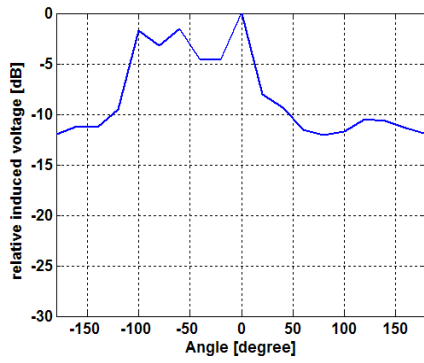
(h) Tx2Rx1(시뮬레이션)



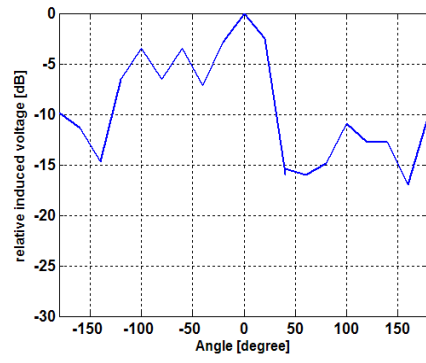
(i) Tx2Rx2(측정)



(j) Tx2Rx2(시뮬레이션)



(k) Tx2Rx3(측정)



(l) Tx2Rx3(시뮬레이션)

그림 4-10. NLOS 환경의 AOA 특성

표 4-7. NLOS 환경의 수신 신호 최대 각

Tx1Rx1	114 °
Tx1Rx2	78.5 °
Tx1Rx3	76 °
Tx2Rx1	131.5 °
Tx2Rx2	57 °
Tx2Rx3	43 °

표 4-8. NLOS 환경의 AS 특성

구 분	AS (°)		
	측정	시뮬레이션	차이
Tx1Rx1	62.15	61.85	0.70
Tx1Rx2	58.98	63.26	4.28
Tx1Rx3	61.96	64.62	2.66
Tx2Rx1	66.57	70.04	3.47
Tx2Rx2	63.73	65.53	1.80
Tx2Rx3	70.03	77.43	7.40

4. 페이딩 결과 분석

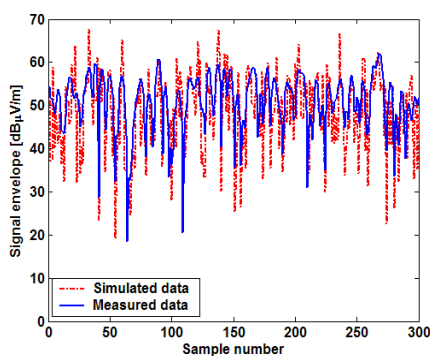
LOS 환경과 NLOS 환경에서 페이딩 특성 및 공간 상관 계수에 대한 측정 결과와 시뮬레이션 결과를 비교한다. 페이딩을 측정하기 위한 측정 장비의 구성은 표 4-9에 나타나있다. 앞선 PDP와 AOA와 유사하게 LOS 환경에서는 Tx는 한 곳에 고정하고, 수신단은 각각 다른 다섯 개의 수신 경로를 선택하여 측정하였으며, 각각 -x 방향과 y 방향으로 20 파장 이동하면서 300 개의 표본을 추출하였다.

그림 4-11은 LOS 환경에서 측정 및 시뮬레이션에 의한 페이딩 특성의 비교이다. 그림 4-11(a)에서 측정 신호와 시뮬레이션 신호가 매우 유사함을 확인할 수 있는데, 신호의 페이딩 특성의 유사성은 제 2 장에서 언급한바와 같이 신호의 누적분포함수를 통해 정의될 수 있다. 따라서 페이딩의 특성을 쉽게 확인하기 위해서 그림 4-11과 그림 4-12에서는 (a)를 제외한 나머지를 누적분포를 통해 나타내었고, 그림들은 측정과 시뮬레이션 결과의 페이딩 특성이 거의 일치함을 보여준다. 신호레벨의 누적분포 곡선은 Rayleigh 페이딩에 의한 곡선과 X=10 dB인 Ricean 페이딩에 의한 곡선을 동시에 나타내어 페이딩의 특성을 파악하기 쉽도록 하였다. Rx5의 경우는 가장 Rayleigh 페이딩에 가깝고, Rx5의 경우는 가장 Ricean 페이딩에 가깝다. Rx3은 실내 공간의 중앙에 위치하여 반사벽에 일정한 거리를 유지하고 있어 전방향에서 수

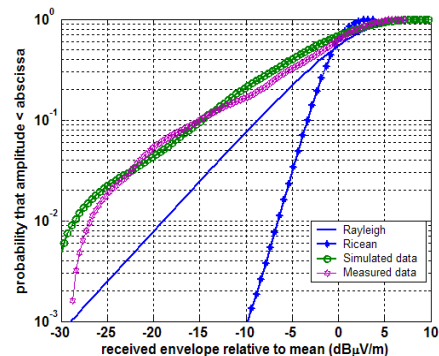
신 되는 반사파의 영향이 크다. Rx5는 송신 안테나의 위치와 먼 위치에 있지만 벽에 의한 반사가 작기 때문에 직접파에 의한 영향이 크다. Rx1, Rx2, Rx4는 중간적인 특성을 보인다. 이러한 페이딩으로부터 안테나의 간격이 1 파장일 때 공간 상관 계수를 구한다. 그림 4-12는 측정과 시뮬레이션의 상관 계수를 나타내며 상관 특성은 채널 파라미터의 특성과 유사함을 볼 수 있다. 측정 결과에서는 Rx2에서 상관 계수의 값이 가장 작고 Rx5에서 가장 크다. 시뮬레이션 결과에서는 Rx3에서 상관 계수의 값이 가장 작고 Rx5에서 가장 크다. 일반적으로 공간 상관 계수가 작을수록 MIMO 시스템에서는 채널 등가 이득이 크다. 따라서 MIMO 시스템의 수신단이 Rx2, Rx3에 위치할 경우 채널 등가 이득이 크고, Rx5에 위치할 경우 채널 등가 이득이 가장 작을 것으로 예측된다.

표 4-9. 페이딩 측정 장비 구성

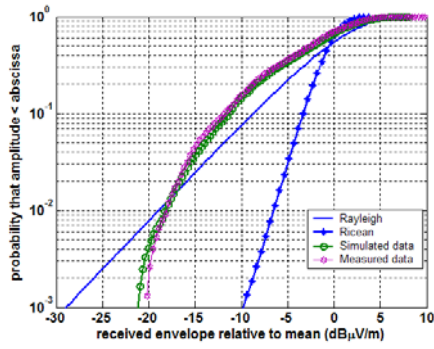
송신 안테나의 높이	2.4 m
수신 안테나의 높이	1.2 m
송신 안테나	제작한 다이폴 안테나
수신 안테나	표준 다이폴 안테나 (2개)
전력 증폭기 출력	7 dBm
송신단의 케이블 손실	3.5 dBm
수신단의 케이블 손실	각 3.5 dBm



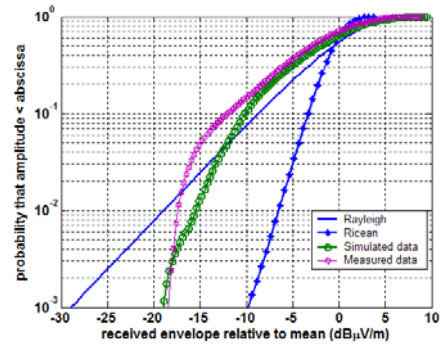
(a) Rx3의 페이딩 신호



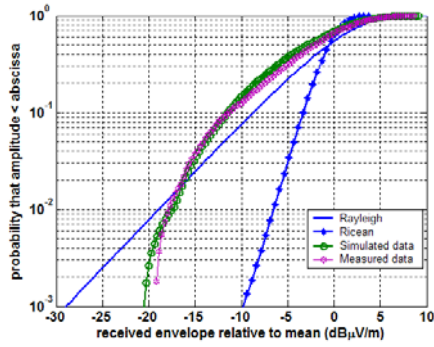
(b) Rx3의 누적분포함수



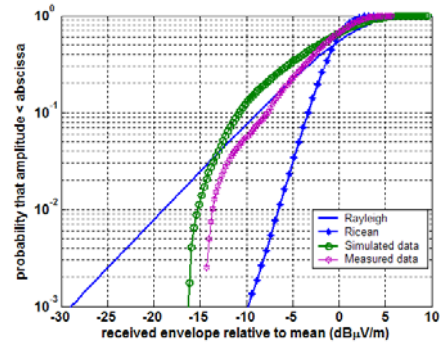
(c) Rx1의 누적분포함수



(d) Rx2의 누적분포함수



(e) Rx4의 누적분포함수



(f) Rx5의 누적분포함수

그림 4-11. LOS 환경의 페이딩 특성

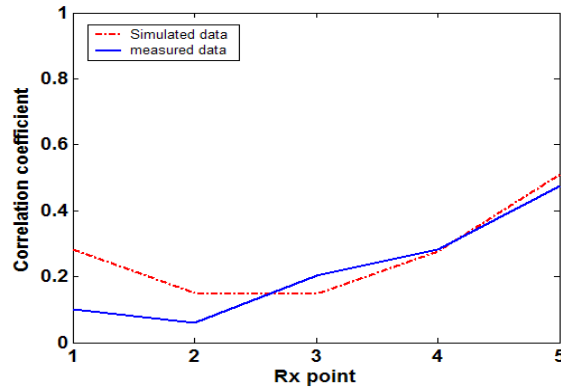
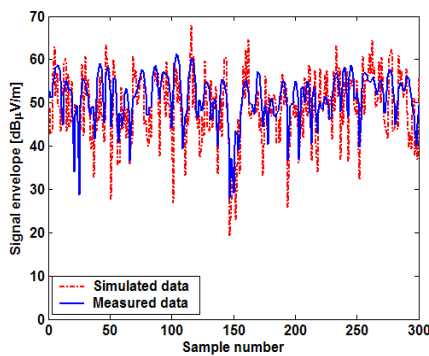


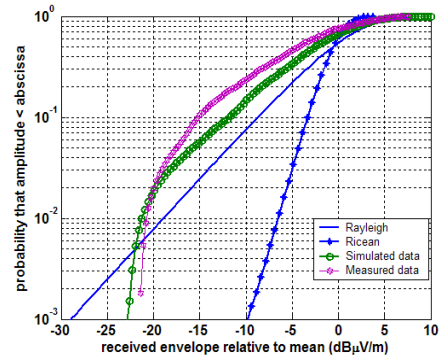
그림 4-12. LOS 환경의 공간 상관 계수

그림 4-13은 NLOS 환경에서 수신 안테나의 위치가 중앙에 있을 때, 송신 안테나의 위치에 따른 페이딩 포락선과 누적분포의 결과를 보여주고 있다. NLOS 환경의 페이딩 특성은 LOS 환경의 페이딩 특성에 비해서 Rayleigh 페이딩에 가깝다. 직접파가 존재하지 않고 다중반사와 회절에 의해 수신되어

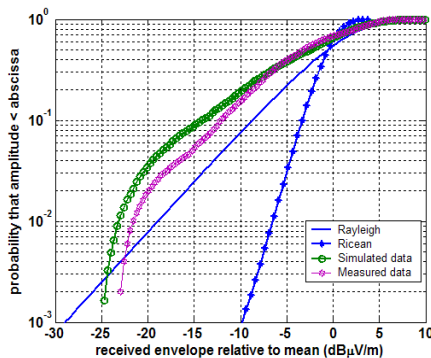
지기 때문에 페이딩의 분포는 각 지점에서 유사하게 나타난다. 이러한 페이딩 특성으로부터 안테나의 간격이 1 파장일 때 공간 상관 계수를 구한다. 그림 4-14는 측정과 시뮬레이션의 상관 계수를 나타낸다. 상관 특성은 채널 파라미터의 특성과 유사하다. 회절의 영향이 있는 위치에서 상관 관계가 작아지는 특성이 있기 때문에 Tx2Rx2에서 값이 상관 계수의 값이 가장 크고 Tx3Rx2에서 가장 작다. 따라서 MIMO 시스템의 수신단이 Tx3Rx2에 위치할 경우 채널 등가 이득이 크고, Tx2Rx2에 위치할 경우 채널 등가 이득이 작을 것으로 예측된다. 그러나 안테나 소자간의 간격과 이동경로에 따라 공간 상관 특성이 달라질 수 있기 때문에 정확한 상관 관계를 알기 위해서는 MIMO 시스템 채널을 알아야 한다.



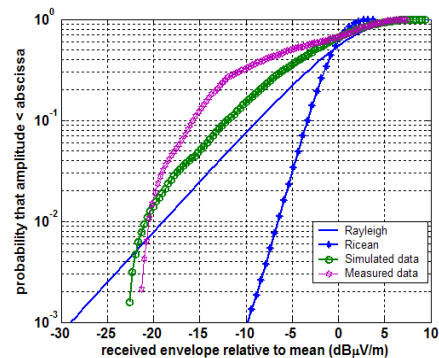
(a) Tx2Rx2의 포락선



(b) Tx2Rx2의 누적분포함수



(c) Tx1Rx2의 누적분포함수



(d) Tx3Rx2의 누적분포함수

그림 4-13. NLOS 환경의 페이딩 특성

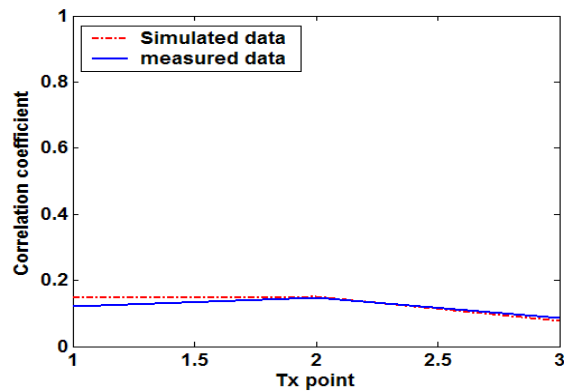


그림 4-14. NLOS 환경의 공간 상관 계수

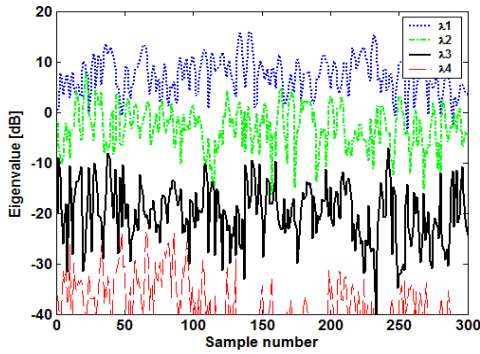
제 4 절 MIMO 시스템 채널 결과

본 절에서는 제 3 장에서 소개한 MIMO 시스템의 채널 특성을 채널용량으로 분석한다. LOS 환경과 NLOS 환경에 대해서 각각 다른 송수신 안테나 위치에 따라 안테나 소자간의 거리, 송수신 이동 경로, 개수에 따른 채널을 도출한다. 시뮬레이션은 중심주파수 5.25 GHz에서 4×4 MIMO 시스템을 적용하였고, 이동 경로는 20 파장을 움직이며 표본은 300 개로 한다. MIMO 시스템을 사용할 수 있는 환경의 특성에 맞는 실내 전파 특성을 분석함으로써 실내 MIMO 시스템에 대해 원하는 채널 용량을 만족시키는 안테나 소자간의 거리, 송수신 안테나의 위치, 이동경로와 송수신 안테나의 개수를 시뮬레이션만으로써 결정할 수 있다.

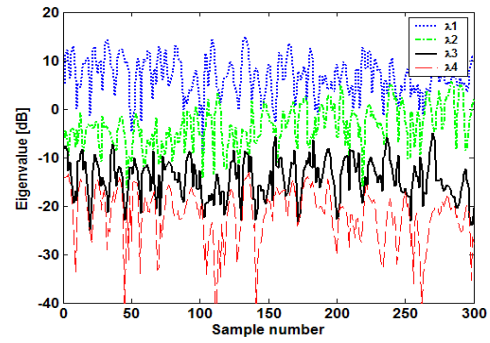
1. 안테나 소자간의 거리에 따른 채널 결과

그림 4-15는 LOS 환경에서 PDP, AOA와 페이딩 결과로부터 다중경로 영향이 큰 Rx2와 작은 Rx5 위치에서의 안테나 소자간의 거리에 따른 $W=HH^*$ 에 대한 4 개의 고유값을 포락선으로 보여준다. 안테나 소자들이

0.1 파장으로 이격시킨 상태에서 그림 4-1(b)에 표시된 $-x$ 방향으로 움직일 때의 시뮬레이션 결과이다.



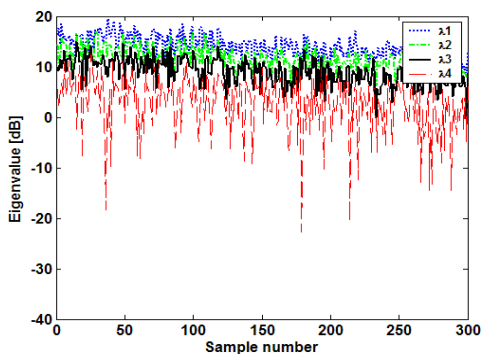
(a) 0.1 파장 고유치 포락선
(Rx2 안테나)



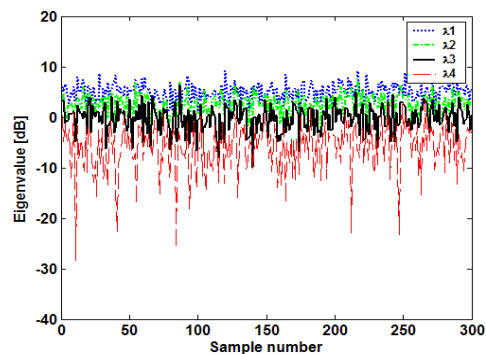
(b) 0.1 파장 고유치 포락선
(Rx5 안테나)

그림 4-15. LOS 환경의 안테나 소자간 거리에 따른 고유치 특성

그림 4-16은 NLOS 환경에서 채널 파라미터 분석의 결과를 통해 회절 현상이 클 것으로 예측되어지는 Tx2Rx2와 회절 현상이 작을 것으로 예상되어지는 Tx2Rx6 위치에서의 안테나 소자간 거리에 따른 $W=HH^*$ 에 대한 4개의 고유값을 나타낸 것이다.



(a) 0.1 파장 고유치 포락선
(TxRx2 안테나)



(b) 0.1 파장 고유치 포락선
(TxRx6 안테나)

그림 4-16. NLOS 환경의 안테나 소자간 거리에 따른 고유치 특성

그림 4-17와 그림 4-18은 앞에서 구한 고유값을 이용하여 $SINR$ 이 10 dB 일 때의 채널 용량을 나타낸다. LOS 환경에서의 채널 용량은 안테나 이격간격에 따라 다른 특성을 보인다. 이격간격이 커질수록 채널 용량이 증가하는 것을 볼 수 있는데, Rx2의 경우에는 0.5 파장, 3 파장 이격 되었을 때, 가장 큰 채널 용량을 갖는다. 제 3 장에서 설명된 확산각에 따른 공간 상관 특성과 비교해 보면 AS가 큰 환경에서 0.5 파장에서 상관특성이 작은 관계와 유사하다. 그러나 0.5 파장 이격된 경우 안테나 크기와 커플링 문제가 있어서 실제 최대 채널 용량을 얻기 위해서는 3 파장 이상 이격되어야 한다. Rx5의 경우에도 Rx2와 유사하지만 AS가 작은 환경이기 때문에 이격간격이 3 파장 이상이 되어야 상관관계가 낮게 된다.

NLOS 환경에서 Tx2Rx2는 반사와 회절 현상에 의해서 서로간의 채널이 독립적인 특성을 갖으며 안테나 이격간격에 관계없이 일정한 채널 용량을 갖는다. Tx2Rx6의 경우에도 Tx2Rx2와 유사한 특성을 갖는다.

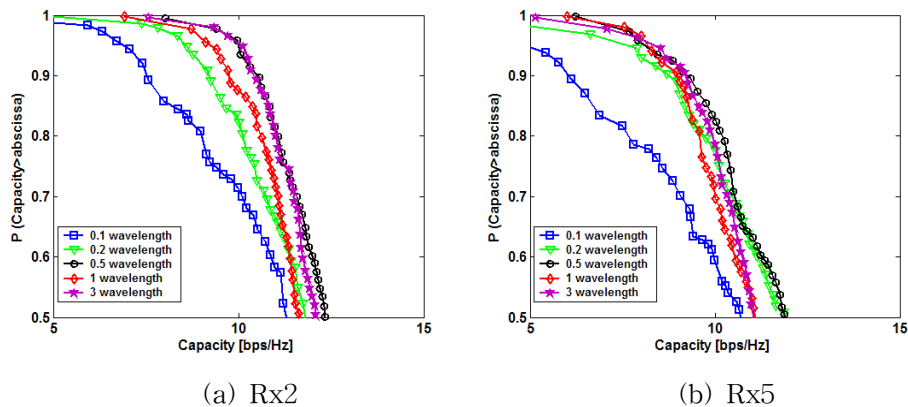


그림 4-17. LOS 환경의 안테나 소자간 거리에 따른 채널 용량

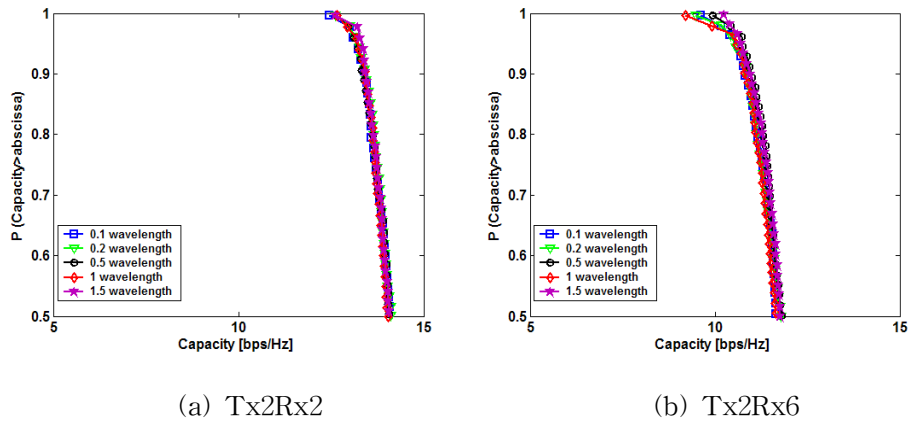
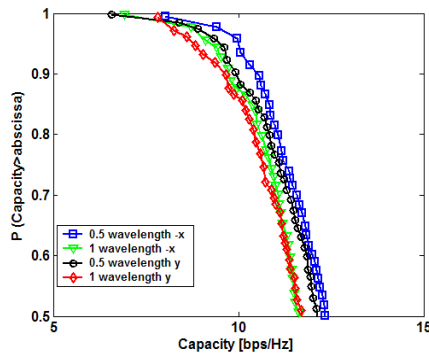


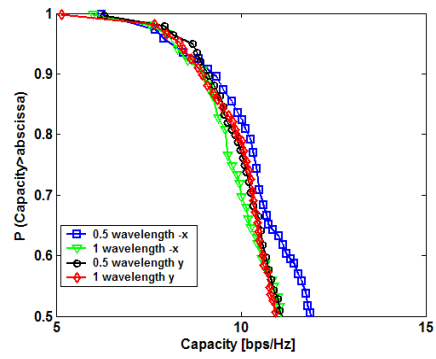
그림 4-18. NLOS 환경의 안테나 소자간 거리에 따른 채널 용량

2. 안테나의 이동 경로에 따른 채널 결과

그림 4-19는 LOS 환경의 Rx2와 Rx5 위치에서, 그림 4-20은 NLOS 환경의 Tx2Rx2와 Tx2Rx6 위치에서 안테나의 이동 경로에 따른 채널 용량을 나타낸다. 수신안테나는 각각 $-x$, y 방향으로 이동하고 각각 0.5, 1 파장 이격되었다. LOS 환경에서는 직접파가 영향이 크게 나타나기 때문에 이동 경로에 관계없이 채널 용량은 일정한 값을 갖는다. 그러나 NLOS 환경에서는 이동 경로에 따라서 채널 용량이 크게 변한다. y 방향의 이동 경로 비해서 $-x$ 방향의 경로는 RDS와 AS에서 유추할 수 있듯이 다중경로에 의한 영향이 크게 나타난다. 따라서 각각 채널의 낮은 상관관계를 갖고 채널 용량은 높아진다. Tx2Rx6의 변화가 큰 것은 송수신단의 거리가 멀수록 위치에 따른 다중경로 특성이 크게 다르다는 것을 의미한다. 대부분의 채널 용량이 15 bps/Hz에 근사한 값을 가지며, 이는 기존의 연구와 비교해 보았을 때 적절한 값이다^[36]. 두 환경에서 안테나 소자간의 거리에 따른 채널 용량은 4-4-1에서 도출한 특성과 유사하다.

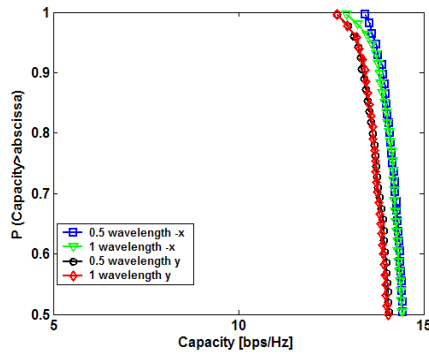


(a) Rx2

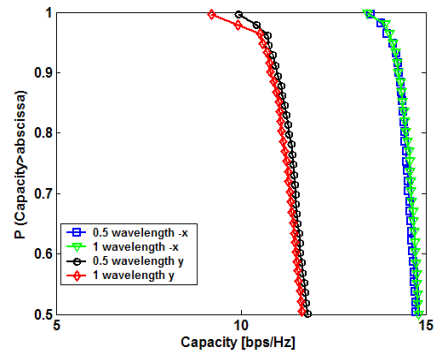


(a) Rx5

그림 4-19. LOS 환경의 이동 경로에 따른 채널 용량



(a) Tx2Rx2



(b) Tx2Rx6

그림 4-20. NLOS 환경의 이동 경로에 따른 채널 용량

3. 안테나 소자 개수에 따른 채널 결과

그림 4-21은 LOS 환경의 Rx2와 Rx5 위치에서, 그림 4-22는 NLOS 환경의 Tx2Rx2와 Tx2Rx6 위치에서의 안테나의 개수에 따른 채널 용량을 나타낸다. 송수신 안테나를 각각 2 개, 4 개, 8 개를 사용하였을 때 LOS 환경의 경우 $-x$ 방향으로, NLOS 환경의 경우 y 방향으로 움직이고 각각 0.5, 1 파장 이격되었다. 송수신 안테나의 개수가 2 배 증가 할 때마다 채널 용량은 LOS 환경의 약 5 bps/Hz, NLOS 환경에서는 약 3.5 bps/Hz 증가한다. 안테나의 개수가 증가할수록 채널 용량이 증가하며 LOS 환경에서 더 큰 이득이 있다. 이동통신 기기의 크기를 고려할 때 적절한 안테나 개수에 대한 절충이

필요하지만 대용량의 멀티 서비스 시스템에서는 안테나 개수를 증가시켜야 할 것이다.

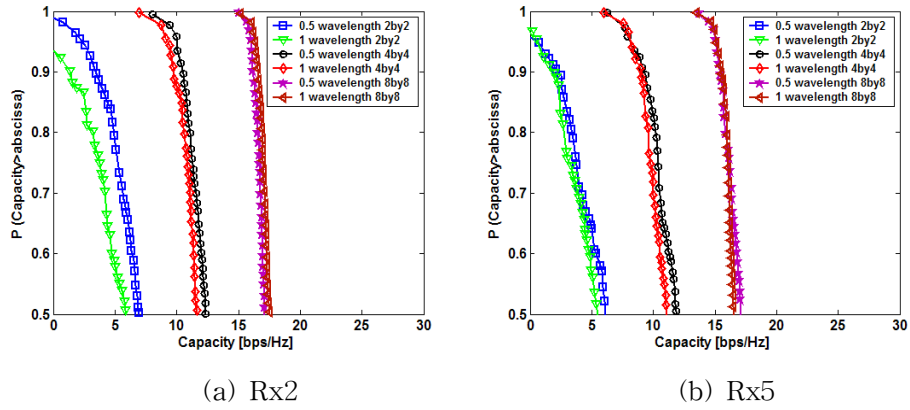


그림 4-21. LOS 환경의 송수신 안테나 개수에 따른 채널 용량

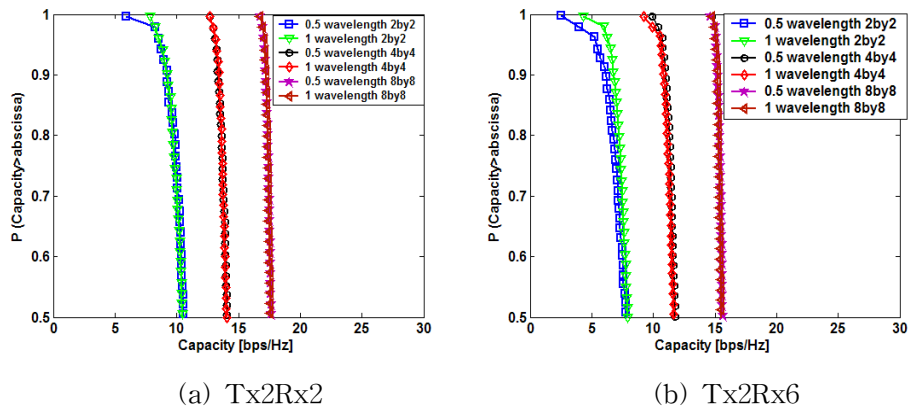


그림 4-22. NLOS 환경의 송수신 안테나 개수에 따른 채널 용량

제 5 장 결 론

본 보고서에서는 광대역 서비스 주파수 할당 및 점 대 다중점 방식(point-to multipoint) 무선 서비스에 적합한 5 GHz 대역에서의 MIMO 채널 모델링 기법을 고찰하였다. 임의의 기준 안테나를 선택함에 따라 채널의 상관도가 변하였던 기존 MIMO 시스템의 문제점을 해결하기 위해 본 보고서에서는 광선추적법과 패치산란모델을 사용하여 다중 안테나 각각의 위치에 대한 채널 행렬을 도출하였다.

광선 추적법은 정확하면서도 모델링이 쉽고, 패치산란모델은 입사에 대한 산란현상을 각각의 구조물에 대해 영상 안테나를 만들어내는 복잡한 과정 없이 간단하게 해석할 수 있다. 그러나 실제 환경의 위치와 재질의 전기적 특성에 대한 오차가 발생할 수 있으며, 이를 줄이기 위해서 실내 재질의 투과 계수와 반사 계수를 측정하여 비유전율과 도전율을 도출하여 시뮬레이션에 도입하였다. 시뮬레이션은 LOS 환경과 NLOS 환경에 대한 전파 채널 모델 파라미터 측정을 통하여 정확성을 검증하였고, 결과 파라미터로 PDP, AOA, 페이딩을 도출하였다. LOS 환경의 경우 음영지역을 제외한 영역에서 수신 신호의 크기와 방향이 측정값과 유사하게 나타났으며, NLOS 환경의 경우 회절과 다중반사에 의한 수신 신호의 크기와 방향이 측정값과 유사하게 나타났다. RDS는 LOS 환경과 NLOS 환경에서 각각 17.69~36.89 ns와 22.54~48.90 ns이었고, AS는 LOS 환경과 NLOS 환경에서 각각 50.06~100.11. 와 58.98~70.03. 이었다. LOS 환경보다 NLOS 환경에서 Rayleigh 페이딩에 가깝게 나타났으며, 이를 통하여 구해지는 공간 상관 계수는 RDS, AS와 반비례적인 경향을 나타냈다.

시뮬레이션을 이용하여 MIMO 시스템 특성인 고유값과 채널 용량을 도출하였다. LOS 환경에서 각 채널은 안테나 소자간의 간격이 멀어질수록 고유값의 분포가 감소하고 채널 용량이 증가하는 경향을 보인다. 그러나 AS가 큰 위치에서는 안테나 소자간의 간격이 짧을 때에도 채널 용량이 크게 나타난다. NLOS 환경에서 수신 신호는 직접파가 존재하지 않고 회절과 다중경

로에 의한 성분으로 구성되어 있기에 서로간의 상관도가 낮고, 안테나 소자간의 거리에 관계없이 고유값의 분포가 작으며 채널 용량은 거의 일정하다. 20 파장 반경에서 수신 안테나의 이동 경로를 다르게 했을 때 LOS 환경의 경우는 채널 용량의 변화가 거의 없으나 NLOS 환경의 경우는 특정 위치에서는 이동 경로에 따라 채널 용량의 변화가 크게 나타났다. 안테나 개수를 증가시킬수록 채널 용량은 일정하게 증가하였고, 이러한 특징은 LOS 환경에서 더 크게 작용했다. 따라서 채널 용량을 높이기 위해서 다중 안테나의 개수를 늘리며 LOS 환경에서는 공간 상관 특성이 작은 안테나 이격 간격을 선택하고, NLOS 환경에서는 반사와 회절 현상이 큰 위치에서 사용하는 것이 적합할 것이다.

5 GHz 대역에서의 차세대 MIMO 시스템에 대한 채널 파라미터와 채널 용량 특성 분석은 본 보고서에서 제시한 MIMO 시스템뿐만 아니라 향후 5 GHz 대역을 사용하는 무선랜과 같은 시스템에 적용이 가능할 것으로 예상된다. 보다 정확한 채널을 예측하기 위하여 보다 많은 실내 재질들의 전기적 특성 파라미터와 안테나 소자간의 커플링에 대한 연구가 필요할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Steven J. Vaughan-Nichols, "Bull Market for IEEE802.11 WLAN Chipset," *IEEE Computer Magazine*, pp. 17-19, Nov. 2002.
- [2] 역자 정지은, "고속 무선LAN", *TTA 저널 제 83호*, pp. 167, Oct. 2002.
- [3] R. Gozali, R. M. Buehrer, B. D. Woerner, "On the performance of scheduling over space-time architectures," *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, pp. 415-419, Sep. 2002.
- [4] F. R. Farrokhi, G. J. Foschini, A. Lozano, R. A. Valenzuela, "Link-optimal space-time processing with multiple transmit and receive antennas," *IEEE Communications Letters*, Vol. 5, pp. 85-87, Mar. 2001.
- [5] F. R. P. Cavalcanti, A. L. F. de Almeida, C. E. R. Fernandes, W.C. Freitas Jr., "BLAST/MIMO performance with space-time processing receivers," *IEEE International Symposium*, Vol. 2, pp. 859-863, Sep. 2002.
- [6] W. J. Choi and J. M. Cioffi, "Space-time block codes over frequency selective rayleigh fading channels," *IEEE VTS 50th*, Vol. 5, pp. 2541-2545, 1999.
- [7] D. Gesbert, H. Bolcskei, D. A. Gore, A. J. Paulraj, "Outdoor MIMO wireless channels: models and performance prediction," *IEEE Transactions*, Vol. 50, pp. 1926-1934, Dec. 2002.
- [8] G. German, Q. Spencer, L. Swindlehurst, R. Valenzuela, "Wireless indoor channel modeling: statistical agreement of ray tracing simulations and channel sounding measurements," *IEEE International Conference*, Vol. 4, pp. 2501-2504, May 2001.
- [9] G. E. Athanasiadou, J. P. McGeehan, "A new 3D Indoor ray-Tracing Propagation Model with particular reference to the prediction of power

- and delay spread," *IEEE International Symposium*, Vol. 3, pp. 1161-1165, Sep. 1995.
- [10] G. T. Martin, M. Faulkner, M. A. Beach, "Wide Band Propagation Measurements and Ray Tracing Simulations at 1890 MHz," *IEEE International Conference*, pp. 283-287, 1995.
- [11] J. D. PARSONS, The Mobile Radio Propagation Channel, *JOHN WILEY & SONS LTD.*, 2000.
- [12] C. A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, *John Wiley & Sons Inc.*, 1989.
- [13] 김기홍, "5 GHz 대역의 무선랜 서비스를 위한 전파 채널 모델에 관한 연구," 공학석사학위논문 연세대학교, 2003.
- [14] G. T. Ruck, D. E. Barrick, W. D. Stuart and C. K. Krichbaum, *Radar Cross Section Handbook*. New York, Plenum, 1970.
- [15] T. S. Rappaport, Wireless Communications Principles and Practice, *IEEE Press, New York*, 2002.
- [16] P. Petrus, "Novel Adaptive Algorithms and their Impact on Cellular System Capacity," *Virginia Polytechnic University Ph.D. dissertation*, pp. 91-115, 1996.
- [17] W. Mattias, "ON MIMO SYSTEMS AND ADAPTIVE ARRAYS," *Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in Signal Processing at Uppsala University*, 2002.
- [18] D. D. Gregory, Space-Time Wireless Channels, *Prentice Hall PTR.*, 2003.
- [19] F. Ikegami, S. Yoshida, T. Takeuchi, M. Umehira, "Propagation factors controlling mean field strength on urban streets," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 32, pp. 822-829, Aug. 1984.
- [20] G. J. Foschini, M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications

- in a Fading Environment When Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, Vol. 6, pp. 311-335, 1998
- [21] P. Viswanath, D. N. C. Tse, V. Anantharam, "Asymptotically optimal waterfilling in multiple antenna multiple access channels" *IEEE International Symposium*, pp. 466, Jun. 2000.
- [22] Guido Riva, "A Characterization of Indoor Space and Frequency Diversity by Ray-Tracing Modeling," *IEEE Journal*, Vol. 14, pp. 411-419, 1996.
- [23] J. Salz and J. H. Winters, "Effect of Fading Correlation on Adaptive Arrays on Digital Mobile Radio," *IEEE Transaction.*, Vol. 4, pp. 1049-1057, Nov. 1994.
- [24] I. P. Klaus, B. A. Jorgen, P. K. Jean, M. Preben, "A Stochastic Multiple-Input-Multiple-Output Radio Channel Model for Evaluation of Space-Time Coding Algorithms," *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, pp. 893-897, Sep. 2002.
- [25] I. Cuinas, M. G. Sanchez, "Measuring, modeling, and characterizing of indoor radio channel at 5.8 GHz," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, pp. 526-535, Mar. 2001.
- [26] I. Cuiñas, M. Sánchez, "Measurement of transmission coefficients of radiowaves through building materials in the 5.8 GHz frequency band," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, pp. 1474-1477, Jul. 1999.
- [27] I. Cuiñas, M. G. Sánchez, and A. M. Pellicer, "Integrated automated system for microwave reflection coefficient measurement," in *Proc. 3rd AIAI Int. Conf. Industrial Automation*, pp. 12.23-12.26, Jun. 1999.
- [28] L. M. Correia, P. O. Frances, "Estimation of materials characteristics from power measurements at 60 GHz," *IEEE International Symposium*, Vol. 2, pp. 510-513, Sep. 1994.

- [29] J. Medbo, H. Henrik, J. E. Berg, "Propagation characteristics at 5 GHz in typical radio-LAN scenarios," *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, pp. 185 –189, 1999.
- [30] W. D. Burnside and K. W. Burgener, "High frequency scattering by a thin lossless dielectric slab," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. AP-31, pp. 104–110, Jan. 1983.
- [31] J. Lähteenmäki and T. Karttavi, "Measurements of dielectric parameters of wall materials at 60 GHz band," *Electron. Lett.*, Vol. 32, pp. 1442–1444, Aug. 1996.
- [32] I. Cuiñas, M. G. Sánchez, and F. G. Rodríguez, "Normal-incidence transmission of radio waves through building materials in the 5.8 GHz frequency band," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 23, Oct. 1999.
- [33] J. H. Kim, K. H. Kim, S. W. Kwon, and Y. J. Yoon, "A Study on the Indoor Propagation Channel Model for MIMO System," *Antenna and Propagation Symposium*, Vol. 2, pp. 118–121, Jun. 2003.
- [34] M. Stoytchev, H. Safar, "Statistics of the MIMO radio channel in indoor environments" *Vehicular Technology Conference*, Vol. 3, pp. 1804–1808, Oct. 2001.
- [35] K. R. Dandekar, S. Kawale, L. Dong, R. W. Heath Jr., Electromagnetic Characterization of MIMO Communication Systems.
- [36] D. P. McNamara, M. A. Beach, P. N. Fletcher, P. Karlsson, "Capacity variation of indoor multiple-input multiple-output channels," *Electronics Letters*, Vol. 36, pp. 2037–2038, Nov. 2000.