

제 출 문

본 보고서를 「차세대 이동통신 서비스를 위한 전파채널 및
예측모델 연구」 과제의 최종보고서로 제출합니다.

2006 . 11 . 30.

연구책임자 : 윤 영 중 (연세대학교)

연 구 원 : 문 철 (충주대학교)

연구보조원 : 권 세 웅 (연세대학교)

문 현 욱 (연세대학교)

안 지 환 (연세대학교)

요 약 문

1. 과제명

차세대 이동통신 서비스를 위한 전파채널 및 예측모델 연구

2. 연구기간 :

2006년 4월 11일 - 2006년 11월 30일

3. 연구책임자 :

윤영중 (연세대학교 전기전자공학과)

4. 계획 대 진도

가. 월별 추진내용

계획  진도 

세부내용	연구자	월별 추진계획												비 고
		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12		
가. 협대역 채널 파라미터 연구 o 경로 손실 채널 파라미터 연구 - 환경별 경로 손실 계수 추출 및 모델화 연구 - 환경별 음영 파라미터 특성 연구 - 경로 손실 계수와 음영 파라미터를 이용한 경로 손실 모델링	권세웅, 문현욱, 안지환													
나. 광대역 채널 파라미터 연구 o 지연 시간 채널 파라미터 연구 - 임펄스 채널의 시간 지연 응답을 유추할 수 있는 검출 알고리즘 연구 - 임펄스 채널 지연 시간 파라미터를 누적 통계 확률 분포 함수를 사용하여 통계적으로 모델링	권세웅, 문현욱, 안지환													
다. 다중 안테나 채널 파라미터 연구 o 다중 안테나 채널 용량 연구 - 다중 안테나의 임펄스 응답으로부터 채널의 용량 계산 알고리즘 및 환경별 용량 특성 연구 o 페이딩 또는 도래각(DOA)을 이용한 다중 안테나 공간 상관도 특성 연구 - 분석적 다중 안테나 채널 모델에 적용 가능한 공간 상관도 특성 연구 o 다중 안테나 구성 또는 주파수 대역 증가에 따른 채널 용량 증감 특성 연구	문 철, 권세웅, 문현욱													
라. 물리적 산란 모델을 이용한 다중안테나 채널 모델 연구 o 경로 손실, 시간지연, 공간 상관 특성을 적용한 물리적 다중 안테나 채널 모델 연구	문 철, 권세웅, 문현욱													
마. 연구보고서 작성														
분기별 수행진도(%)				40		70				100				

나. 세부과제별 추진사항

1) 협대역 채널 파라미터 연구

- o 문헌 자료를 통한 경로 손실 계수 자료 확보 및 연구 동향 조사
- o 문헌 자료를 통한 음영 파라미터 자료 확보 및 특성 연구
- o 경로 손실 계수와 음영 파라미터를 이용한 경로 손실 모델링 조사

2) 광대역 채널 파라미터 연구

- o 문헌 자료를 통한 임펄스 채널의 시간 지연 응답을 유추할 수 있는 검출 알고리즘 연구
- o 임펄스 채널 지연 시간 파라미터를 누적 통계 확률 분포 함수를 사용한 통계적 모델링 방법 조사

3) 다중 안테나 채널 파라미터 연구

- o 문헌 자료를 통한 다중 안테나 채널 하에서의 공간 상관 및 각 파라미터 조사
- o 다중 안테나의 채널 용량 도출 및 고유값 분석에 관한 조사

4) MIMO 채널 모델 연구 및 비교

- o MIMO 채널 모델을 비물리적 모델과 물리적 모델로 나누고 각 모델에 대한 연구
- o MIMO 광대역 채널에 적합한 모델 모색

5. 연구 결과

- 1) 채널 검출 알고리즘 연구를 통한 오차율 감소
- 2) 실외 환경별 경로 손실 계수 및 음영 파라미터 도출
- 3) 지연 시간 파라미터의 누적 분포 함수를 통한 통계적 도출
- 4) 공간 상관도 및 산란체 타입에 따른 다중 안테나 채널 용량 분석

6. 기대효과

채널 임펄스 검출 알고리즘을 통해 보다 적은 오차율로 정확하게 채널을 검출할 수 있도록 하였으며, 이렇게 검출된 경로 손실 채널 파라미터를 통해 셀 반경 결정에 활용할 수 있으며, 지연 시간 파라미터는 채널 시스템 구성 시 ISI를 제거하기 하기 위한 신호 주기 결정에 활용될 수 있고, 환경별 공간 상관도에 따른 다중 안테나 채널 용량 분석을 통해 목표 채널 용량 분석을 위한 안테나 공간 설정에 활용될 수 있다. 또한 이를 통해 간섭 분석 및 간섭을 제거하기 위한 방안 모색에 활용할 수 있다. 따라서 이러한 연구 결과는 차세대 이동통신 서비스에 유용하게 사용될 것이다.

7. 기자재 사용내역

시설·장비명	규격	수량	용도
개인용 컴퓨터	Pentium 3.0GHz	4	시뮬레이션
Spectrum Analyzer	MS2668C	1	측정
Signal Generator	E4433B	1	측정
Arbitrary Wave Generator	AWG 420	1	측정
Oscilloscope	6100A	1	측정
Vector Network Analyzer	HP8722D	1	측정
Coaxial Cable	50Ω	4	측정

8. 기타사항

없음

SUMMARY

A study on the propagation channel and the prediction channel models for the next generation wireless communication service

In this work, the theory of MIMO channel characteristics and MIMO channel model for the next generation wireless communication service are studied. In addition, the channel extraction algorithm with less error is proposed to extract the more exact channel impulse response from the channel sounder. For this algorithm, zero forcing and clean algorithm are compared and used together.

For the next generation wireless communication service, the multimedia content service is required so that new communication technique with higher data rate is needed. And various techniques like as Cognitive Radio are proposed to utilize the frequency resources effectively. Because of the change of communication methods, a possibility of the interference between the same kinds of systems or the different kinds of systems becomes serious. However, the methods to predict and restrict the problems previously are very few. Also, if the interference problem is occurred, a world of costs are wasted. Thus the channel model is needed to predict this problem and prevent. In this work, the non-physical channel model and physical channel model is studied and Winner generic channel model which is one of physical channel model is studied. Also, the impulse response of Winner generic channel model is compared with measured data.

The measurement data is acquired from the MIMO channel sounder and path loss measurement system. And the channel impulse response, which has channel information, is extracted from the measured data. At this time, the measured data has the effect of measurement system so that channel impulse response is distorted. Therefore the algorithm to decrease the error is studied. For this object, Clean algorithm and Zero forcing algorithm is compared. Zero forcing algorithm is better when the SNR of system is higher than 5 dB because the zero forcing algorithm don't consider the SNR of system. Thus in this work the algorithm which uses Clean algorithm and Zero forcing algorithm together is proposed to get more accurate channel information. From this algorithm, the MIMO channel parameter is extracted.

For the MIMO channel characteristics, the path loss, delay parameter, and channel capacity corresponding to spatial correlation is analyzed. The path loss is measured at various outdoor environments at 2.1 GHz and 5.3 GHz because the path loss is important parameter for cell planing at outdoor environments and is influenced by a local characteristic. Also, the higher the frequency is, the higher attenuation of free space is. Therefore 2.1 GHz and 5.3 GHz for path loss are selected. On the other hands, for the indoor MIMO channel characteristics at 8 GHz, the delay parameter and channel capacity corresponding to the spatial correlation and scatterer type are measured and compared.

These proposed algorithm and channel parameters can be applied for exact channel modeling. Also, this channel model can be used to predict and prevent the interference problems.

목 차

표목차	10
그림목차	11
제 1 장 서론	13
제 2 장 차세대 통신 서비스를 위한 전파 채널 이론	21
제 1 절 차세대 통신 서비스 하에서의 전파 특성	21
제 2 절 채널 파라미터	23
제 3 장 차세대 이동 통신 서비스를 위한 채널 모델 연구	37
제 1 절 비 물리적 채널 모델	38
제 2 절 물리적 채널 모델	43
제 3 절 WINNER generic 채널 모델	51
제 4 장 채널 분석 알고리즘 및 채널 특성 연구	65
제 1 절 측정 시스템	65
제 2 절 채널 검출 알고리즘	71
제 3 절 채널 특성 분석	78
제 5 장 결론	89
참 고 문 헌	95

표 목 차

표 2-1 환경별 경로 손실 지수	26
표 3-1 중간 경로 전력-지연시간 파라미터	43
표 3-2 모델 및 RDS 파라미터	46
표 3-3 실내 환경에 따른 모델 매치	47
표 3-4 WINNER에서 정의한 전파 시나리오	52
표 3-5 large-scale 파라미터의 분포 함수	54
표 3-6 LOS 시나리오에 대한 K factor 공식	56
표 3-7 수직 평면 모델 파라미터	57
표 3-8 각 시나리오에 따른 경로 손실 모델과 음영 페이딩 분산 값	58
표 4-1 각 시나리오에 따른 경로 손실 모델	79
표 4-2 환경별 평균 지연 시간 파라미터(DS)	82
표 4-3 오피스 룸에서의 산란체에 따른 평균 지연 시간 파라미터 (DS)	83
표 4-4 오피스 룸에서의 산란체에 따른 평균 채널 용량	85
표 4-5 환경별 안테나 간격에 따른 평균 채널 용량	79

그 립 목 차

그림 2-1 여러 형태의 무선 통신 장비를 포함하는 복잡한 실내외 무선 통신 환경	22
그림 2-2 다중 안테나 전파 채널 구성	24
그림 3-1 타원의 2차원 기하학적인 특성	49
그림 3-2 제안 모델의 3차원 기하학적인 특성	49
그림 3-3 모의 실험을 위한 다중 안테나 구성	50
그림 3-4 제안된 모델의 Rician K factor 특성	50
그림 3-5 다중 안테나 편파별 채널 용량	51
그림 3-6 각 시나리오별 Winner generic 채널 모델의 경로 손실 모델(5 GHz)	59
그림 3-7 Winner generic 채널 모델(Phase I) 환경별 채널 임펄스 응답	62
그림 4-1 듀얼 밴드 시스템 구성도	66
그림 4-2 대역확산 다중 안테나 채널 사운더 블록 다이어그램	67
그림 4-3 다중 안테나 채널 사운더의 RF 송수신 시스템	68
그림 4-4 back-to-back 측정 시스템의 블록 다이어그램	70
그림 4-5 Raised Cosine Filter된 신호의 채널 응답	73
그림 4-6 알고리즘에 따른 에러 누적 확률 분포함수	76
그림 4-7 신호 대 잡음비에 따른 에러율	77
그림 4-8 임펄스 응답 추출 순서도	78
그림 4-9 2.1 GHz와 5.3 GHz 대역 서산(열린 공간)과 분당(밀집 도심 지역)에서의 경로 손실 및 그에 대한 robust fit	81
그림 4-10 환경별 지연 시간 파라미터(DS)와 임펄스 개수에 대한 CDF	82

그림 4-11 산란체별 지연 시간 파라미터(DS)와 임펄스 개수에 대한 CDF	83
그림 4-12 오피스 룸에서의 산란체에 따른 채널 용량 CDF	84
그림 4-13 환경별 안테나 간격에 따른 채널 용량 CDF	86

제 1 장 서 론

제 1 장 서 론

국내 이동통신 가입자의 경우 99년 유선전화 가입자를 추월한 후 2005년 말에는 3,800만 명을 넘어서며 격차를 더욱 벌여나가고 있고, 이는 세계적으로 공통적인 흐름이다. 특히 영국의 IT 시장조사기관인 인포마 텔레콤 & 인포마는 세계 이동전화 가입자 수가 지난해 20억 명을 돌파한데 이어 2010년에는 30억 명을 넘어서며 전체 인구의 43%에 이를 것으로 전망하고 있다. 이와 같이 무선 통신 서비스의 확산 속도는 무서울 정도며 차세대 이동 통신에서는 저속이동 가입자에게는 1Gbps, 고속이동 가입자에게는 100Mbps 이상의 광대역 서비스가 제공될 예정이다. 그러나 IITA가 산학연 전문가들을 대상으로 조사한 결과 IT839 정책에 따른 기술 수준이 미국, 일본등과 비교했을 때, 차세대 이동통신 분야에서 1.5에서 2년의 격차가 난다는 조사결과를 발표했다. 따라서 이러한 기술 격차를 줄이고, 늘어나는 무선 통신 서비스에 대한 시장을 확보하려면 차세대 무선 통신 서비스에 대한 표준 기술 확보가 관건이다. 그러나 표준화 과정에서 성능 평가를 위하여 사용하는 채널 모델의 특성에 따라 제안 기술의 성능 평가 결과가 좌우될 수 있기 때문에 각 통신 기술 표준화 단체에서는 통신 기술 뿐 아니라 이를 검증하기 위한 전파 통신 채널에 대한 표준화 전쟁이 치열하게 벌어지고 있다.

한편 차세대 이동통신에서는 보다 다양하고 큰 용량의 멀티미디어 콘텐츠의 서비스가 요구되어지고 따라서 보다 빠른 대용량의 정보를 주고받을 수 있는 새로운 통신 방식을 요구하며 제한된 주파수 자원을 효율적으로 이용하기 위한 Cognitive Radio 등 새로운 개념의 통신 방법이 제안되고 있는 상황이다. 이러한 통신 방법의 변화 때문에 동종 시스템간의 간섭, 이종 시스템의 간섭 등 새로운 문제점이 발생할 수 있는 여지가 있으나 새로운 시스템의 도입 전에는 간섭 등 여러 가지 문제점을 미리 예측하여 사전에 규제할 방법이 적고 시스템 도입 후에 문제점을 해결하려면 막대한 자원이 소모되는 바 이 문제를 사전에 예측하고 해결 방안을 모색하기 위해 무선 전파

채널 모델이 필요하다.

최근에는 큰 전송률을 요구하는 다양한 서비스를 제공하기 위해서는 무엇보다도 제한된 통신 자원을 이용하여 보다 많은 데이터를 전송할 수 있는 물리계층 요소 기술 개발을 필요로 한다. 현재 고려되고 있는 다양한 전송효율 향상 기술 중 송·수신단 모두에 다수의 안테나를 사용하는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 기술은 추가적인 주파수 할당이나 전력 증가 없이도 통신 용량 및 송수신 성능을 획기적으로 향상시킬 수 있는 방법으로서 현재 가장 큰 주목을 받고 있다[1]. 90년대 중반 MIMO 시스템의 이론적 용량 증가가 증명된 이후 이를 실질적인 데이터 전송률 향상으로 이끌어 내기 위한 다양한 기술들은 이미 3 세대 이동통신과 차세대 무선랜 등의 다양한 무선 통신의 표준에 반영되고 있으며[2], 이에 대한 연구도 상당히 진척되어있다.[3][4]. MIMO나 스마트 안테나 시스템 등 통신 기술의 발달로 다중 안테나 기술을 접목하여 통신 시스템의 성능 향상을 이루려하는 노력이 계속되고 있으며 채널 연구에서도 다중 안테나 특성을 고려할 수 있는 채널 모델 연구가 수행되어 유럽 IST(Information Society Technologies)을 중심으로 다양한 연구 결과들이 발표되고 있다[5][6][7].

초기 공간 상관 채널 연구에서는 비 물리적 채널 모델로 대표되는 공간상관도 행렬을 이용한 다중 안테나 채널 모델을 적용하였으나 최근에는 물리적 모델이면서 시변 특성과 공간 특성을 결합한 모델이 많이 연구되고 있다. 최근에는 WINNER I 프로젝트를 통하여 광대역 특성이 추가되거나 기지국-이동국 중심의 채널이 아닌 피더-피더(feeder-feeder) 개념의 전파 채널에 대한 연구가 수행되어 결과를 보이는 등 최근 시스템의 발달 방향과 수요에 따라 미리 선행적인 연구를 수행하는 최첨단 분야의 연구가 수행되고 있으며 2006년에는 WINNER II 프로젝트가 시작되었다.

이러한 추세에 따라 본 연구에서는 최근까지 제안된 채널 모델 연구를 조사, 분석하고 측정 데이터로부터 협대역 채널 파라미터, 광대역 채널 파라미터, 다중 안테나 채널 파라미터를 추출하여 그 특성을 분석하였다. 또한, 채널 검출

시 오차율을 줄이고 보다 정확하게 채널을 추출할 수 있는 알고리즘을 제안하여 간섭 분석에 사용할 수 있는 채널 모델 파라미터를 분석하였다.

본 연구의 제 2 장에서는 차세대 통신 서비스를 위한 채널 이론 및 파라미터에 대해 설명하고 제 3 장에서는 최근까지 진행된 차세대 통신 서비스를 위한 채널 모델에 대해 비교 및 분석한다. 이를 바탕으로 제 4 장에서는 측정 시스템에 대한 설명과 기존 검출 알고리즘에 비해 보다 정확한 채널 검출 알고리즘을 제안한다. 또한, 각 채널 파라미터 추출 및 이를 비교함으로써 차세대 이동통신 서비스를 위한 채널 특성을 분석하였다. 마지막으로 제 5 장에서는 본 연구의 결론 및 향후 연구 방향을 제시하였다.

제 2 장 차세대 통신 서비스를 위한 전파 채널 이론

제 2 장 차세대 통신 서비스를 위한 전파 채널 이론

무선 통신 시스템은 성능 평가와 비교를 위한 전파 채널 모델을 필요로 한다. 특히 최근 차세대 이동통신 시스템을 이용하여 통신 채널을 통해 전송되어지는 신호는 기존 이동통신 시스템 채널에서 발생하는 전자파 전파 현상과는 다른 현상을 겪게 되며, 이러한 현상에 대한 이해는 시스템의 프로토타입 설정과 테스트, 개발에 있어서 비용적인 측면뿐만 아니라 설계 단계에서의 성능 향상과 서비스의 품질 향상에 있어서 매우 중요하다. 따라서 차세대 통신 서비스를 위한 채널 특성 파악이 선행되어야 하며, 그에 따른 채널 모델이 시스템 구성을 위해 필요하다.

이를 위해 본 장에서는 우선 차세대 통신 서비스 하에서의 전파 특성에 대해 설명하고 채널 모델에 필요한 채널 파라미터를 제시한다.

제 1 절 차세대 통신 서비스 하에서의 전파 특성

그림 2-1은 이론적인 실내외 통신 환경을 묘사한다. 모바일 사용자들은 실외 기지국 또는 실내 액세스 포인트와 통신함에 있어서 정보를 전송하는 전자기 신호가 전파되어짐에 따라 송신기에서 수신기까지 가시경로가 존재하지 않는 경우가 대부분이며 같은 전자기 신호라 할지라도 이러한 환경 속에서 전파되는 신호는 분리되어진 경로를 따라 움직인다. 임의의 위상을 갖는 이러한 신호들이 수신기에서 벡터 합을 통해 수신되어지기 때문에 결과적인 신호는 랜덤한 전력을 갖고 수신되어지게 되며 이것을 다중경로 페이딩(multipath fading)이라 한다[8].

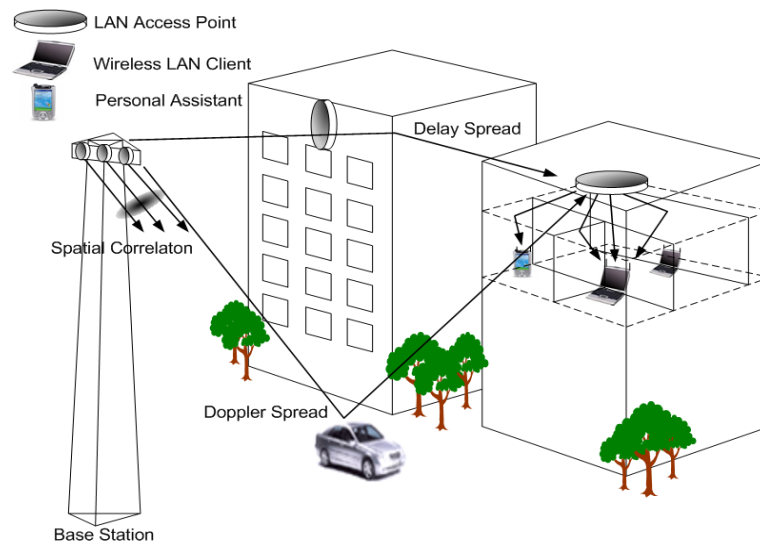


그림 2-1 여러 형태의 무선 통신 장비를 포함하는
복잡한 실내외 무선 통신 환경

다중경로 페이딩을 겪으면서 채널은 각 확산과 시간지연 확산 그리고 도플러 확산을 일으킨다. 각 확산(angular spread) 특성은 공간에 있어 서로 다른 페이딩을 겪음으로서 공간적으로 확산되어 수신되는 정도를 나타내고 이는 공간 상관(spatial correlation)특성을 야기하며, 확산이 심화될수록 일정한 거리가 떨어진 안테나의 신호가 겪는 페이딩의 상관도는 떨어지게 된다. 시간지연 확산은 높은 전송율의 데이터에 대한 시간 분해능을 떨어뜨리는 요인이 되기 때문에, 전송율의 상한은 채널의 시간 지연 특성에 의해 결정되게 된다. 이러한 채널 현상은 주파수 상관(frequency correlation)특성으로 설명된다. 일반적으로 RMS(Root Mean Square) 지연 시간이 신호 대역폭의 역수에 비해 큰 광대역 신호의 경우 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)이 발생한다. 시간 지연이 심화될수록 일정한 주파수 차이를 갖는 신호가 겪는 페이딩의 상관도가 떨어지기 때문에 발생하는 것이다. 또한 이동국의 이동성과 주변 산란체들의 움직임으로 인해 채널의 도플러 천이(doppler shift) 현상이 발생하는데, 채널의 도플러 대역폭이 신호대역폭의 역수에 비해 클 경우 신호는 빠른 페이딩을 겪는다. 이러한 시변 채널의 특성은 시간 상관(temporal correlation) 특성으로 설명되어진다. 시간 상관 특성

에 의해 수신된 신호는 일정한 시간 동안 높거나 낮은 신호 레벨을 유지하게 되며, 낮은 신호 레벨이 유지되는 구간을 깊은 페이딩(deep fading) 구간이라 한다. 깊은 페이딩은 이동통신 시스템의 성능을 열화시키는 주된 요인으로 작용한다. 따라서 전파 채널은 이러한 전파 환경에 의해 주파수와 시간 그리고 공간의 변화가 섞여 동시에 랜덤하게 변화하는 특성을 갖는다[9].

제 2 절 채널 파라미터

주파수 선택적이고, 시간과 공간에 따라 페이딩 특성을 달리 갖는 다중 안테나 전파 채널은 그림 2-2의 다중 안테나 채널 구성도에서 보이는 바와 같이 주파수와 시간 그리고 공간의 함수인 $\overline{h}(f, r, t)$ 로 정의되어질 수 있다. 이는 하나의 결정적인 값으로 정의되어질 수 없고, 시간에 따라 임의의 값을 갖는 랜덤 프로세스로 해석되어질 수 있다. 이로 인해 시간 지연 정보, 도플러 확산, 그리고 주파수 정보는 채널 함수의 자기 상관 함수로 각각 푸리에 변환 분석을 통해 해석될 수 있다[10]. 시변 채널에 대해 시간과 공간의 함수로 지연 확산을 갖고 수신되어지는 다중 안테나 수신 신호는 식 (2-1)과 같다[10].

$$\overline{y}(t, r) = \int_{-\infty}^{+\infty} \overline{H}(\tau; t, r) \overline{p}(t - \tau) d\tau + \overline{\eta}(\tau; t, r) \quad (2-1)$$

$$\overline{y}(t, r) = \begin{bmatrix} y_1(t, r) \\ y_2(t, r) \\ \vdots \\ y_{N_R}(t, r) \end{bmatrix} \quad \overline{p}(t) = \begin{bmatrix} p_1(t) \\ p_2(t) \\ \vdots \\ p_{N_T}(t) \end{bmatrix}$$

$$\overline{H}(\tau; t, r) = \begin{bmatrix} H_{11}(\tau; t, r) & H_{12}(\tau; t, r) & \cdots & H_{1 N_T}(\tau; t, r) \\ H_{21}(\tau; t, r) & H_{22}(\tau; t, r) & \cdots & H_{2 N_T}(\tau; t, r) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R 1}(\tau; t, r) & H_{N_R 2}(\tau; t, r) & \cdots & H_{N_R N_T}(\tau; t, r) \end{bmatrix}$$

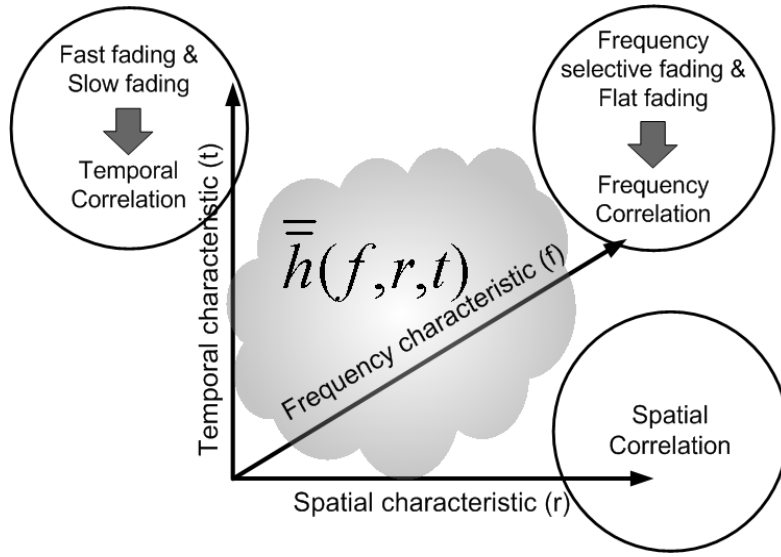


그림 2-2 다중 안테나 전파 채널 구성

여기서, $\overline{y}(t, r)$ 와 $\overline{p}(t)$ 는 수신된 벡터 신호와 전송되어지는 벡터 신호이고, $\overline{H}_{ij}(\tau; t, r)$ 은 i 번째 송신 안테나에서 j 번째 수신 안테나까지의 채널 임펄스 응답이며, $\overline{\eta}(\tau, t, r)$ 는 평균이 0 이고 분산이 σ_{η}^2 인 AWGN(Additive White Gaussian Noise)으로 구성된 벡터를 나타낸다.

1. 협대역 채널 파라미터

가. 경로 손실

송신기의 안테나로부터 송신된 신호는 그 평균 전력이 실외 또는 실내 환경에서 거리에 대해 지수적으로 감소한다는 것이 실험적으로나 이론적으로 밝혀져 있다. 송수신기 사이에 아무런 산란체나 반사체가 존재하지 않는 자유 공간에서의 전파 모델은 Friis 공식으로부터 유도된다. 이를 통해 송신기와 수신기 사이의 거리가 d 일 때, 수신 전력은 다음과 같다^[8].

(2-2)

이 때, G_t , G_r 은 각각 송수신기 안테나의 이득이고 λ 는 송신 신호 주파수에 대한 파장이다. 따라서 송신 신호 전력 대비 수신 신호 전력비로 정의되는 경로 손실은 위 식으로부터 도출될 수 있다.

$$PL(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = 10 \log \left[\frac{(4\pi)^2 d^2}{G_t G_r \lambda^2} \right] \quad (2-3)$$

위 식에서 $PL(dB)$ 는 거리 d 에 대해 20dB/decade($n=2$)로 증가하는 것을 볼 수 있다. 그러나 이러한 자유 공간에서의 경로 손실 모델은 열린 공간에 대해서만 적용되고 실제 도시와 같은 환경에서는 적합하지 않다. 따라서 실험을 통해 각 환경에서의 경로 손실 지수 n 에 대한 연구가 이루어졌으며, 그에 맞춰 Hata-Okumura 모델[11], Walfisch-Bertoni 모델[12] 등 다양한 모델들이 제안되었다. 일반적으로 경로 손실에 관한 식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\overline{PL(d)} \propto \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (2-4)$$

이 때, d_0 는 기준점으로써 안테나에 의한 영향을 제거하기 위해 기준점을 정하고 그 때의 수신 파워를 기준으로 하여 무선 채널에 의한 경로 손실을 고려하기 위한 값이다. 위 식 (2-4)에서 보듯이, 경로 손실은 지수적으로 n 에 비례하게 되며, 경로 손실 지수 값은 환경에 따라 표 2-1과 같이 변한다. 표 2-1은 다양한 환경에 대해 여러 연구 결과로부터 얻어진 경로 손실 지수를 보여준다.

표 2-1. 환경별 경로 손실 지수

환경	경로 손실 지수 n
자유 공간	2
도심 셀룰러 무선 채널	2.7~3.5
도심 음영 지역 셀룰러 무선 채널	3~5
빌딩 실내 LOS 환경	1.6~1.8
빌딩 실내 장애물 다수 존재 환경	4~6
공장 실내 장애물 다수 존재 환경	2~3

나. 음영 파라미터

음영 파라미터는 두변에 둘러싸인 물체들에 의해 같은 송수신기 사이의 거리에서도 서로 다른 두 위치에 대해 측정된 신호 전력을 고려하기 위한 파라미터로써 특정 위치에서의 경로 손실 $PL(d)$ 는 로그 정규 분포를 가지는 임의의 값을 갖게 된다.

$$PL(d)[dB] = \overline{PL(d)} + X_{\sigma} \quad (2-5)$$

위 식 (2-4)에서 평균이 0이고 표준 편차가 σ 인 가우시안 분포를 가지는 임의의 변수로써 로그 정규 분포는 임의의 음영 효과를 나타낸다^[8].

2. 광대역 채널 파라미터

가. 지연 시간 파라미터

전력-지연시간 율확도 PDP (power delay profile)는 초과 지연 시간에 대한 채널 임펄스 응답의 전력에 따른 함수이다. PDP에 대한 일반적인 시불변 정의는 전체 시간과 지연 시간에 의한 임펄스 응답 $h(t, \tau)$ 를 이용하여 다음과

같이 정의한다.

$$P(t, \tau)|_{t=\Delta t=0} = E[|h(0, \tau)|^2] \quad (2-6)$$

여기서 τ 는 초과 지연 시간, 즉 처음 도착한 성분에 대해 다중 경로에 의한 상대적인 지연 시간을 나타내며 h 는 채널 임펄스 응답이다. 이산 시간 시스템에 대해서 이산 지연 시간을 수반하는 다중 경로 성분 L 의 총 전력은 PDP에 포함된다. 즉, 채널에 대한 총 수신 전력은 다음과 같이 주어진다.

$$(2-7)$$

만약 채널에 대해 방향성의 고려했을 때에도 비슷한 정의가 다음과 같이 적용되고 PDDP (power-delay-direction profile)이라고 부른다[13].

$$P(t, \tau, \phi)|_{t=\Delta t=0} = E[|h(0, \tau, \phi)|^2] \quad (2-8)$$

또한, 지연 시간의 PSD (power spectral density)로부터 채널의 시간에 대한 왜곡 특성을 설명할 수 있다. 지연 시간의 PSD로부터 평균 지연 시간은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_i \tau_i R_h(\tau_i)}{\sum_i R_h(\tau_i)} \quad (2-9)$$

또한 위 식을 이용하여 RDS (rms delay spread)를 구하면,

$$\sigma_\tau = \left[\frac{\sum_i (\tau_i - \bar{\tau})^2 R_h(\tau_i)}{\sum_i R_h(\tau_i)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2-10)$$

와 같다. 주파수 일관성 대역폭(B_c)는 주파수 상관 함수로부터 구할 수 있고, 이는 RDS와 다음과 같은 관계를 가진다.

$$B_c \approx \frac{1}{2\pi\sigma_\tau} \quad (2-11)$$

따라서 RDS는 주파수 일관성 대역폭과 관련해 채널의 다중 경로에 의한 심볼간 간섭 ISI를 설명할 수 있는 중요한 채널 파라미터다^[8].

3. 다중 안테나 채널 파라미터

가. 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 공간적인 채널의 상관 특성을 갖으며 이에 대한 계수를 공간 상관 계수라 한다. 일반적으로 다중 안테나 시스템에 있어서 공간 상관 계수는 AS(Angular Spread)와 입사각, 안테나간의 거리의 함수로서 AS가 작을수록 공간 상관 계수는 커지고, 입사각이 안테나 어레이의 방향과 같을수록 커지며, 안테나간의 거리가 멀어질수록 작아진다. 전파가 많은 다중경로로 인하여 서로 다른 경로 길이와 심한 위상 변화를 겪으며 각 안테나 소자에 들어오면 AS가 커지게 되고, 입사각 θ 와 관계없이 수신되어지는 신호간의 상관도는 매우 줄어든다. 또한 안테나 소자간의 거리가 멀수록 공간적으로 다른 페이딩을 갖기에 상관도는 줄어든다. 이러한 공간 상관도의 정도 차이는 다중 안테나 전파 채널에서 부채널의 분리도와 채널 용량 성능을 결정짓는 중요 파라미터이다. 따라서 일정한 간격의 안테나 소자간의 상관 특성뿐만 아니라 N_T 개의 송신안테나와 N_R 개의 수신안테나 각각에 대한 공간 상관 특성을 얻어야 한다.

식 (2-12)는 송수신 안테나에 있어서 편파와 원역장 방사 패턴이 같을 때

기지국에서 k_1 과 k_2 번째 송신 안테나간의 ℓ 번째 수신안테나에 대한 복소 공간 상관 계수를 나타낸다[14].

$$\rho_{k_1 k_2}^{BS} = \langle H_{k_1 \ell}, H_{k_2 \ell} \rangle = \frac{\{E[H_{k_1 \ell} - E(H_{k_1 \ell})]E[H_{k_2 \ell} - E(H_{k_2 \ell})]\}}{\sigma_{k_1 \ell} \sigma_{k_2 \ell}} \quad (2-12)$$

여기서, $\langle H_{k_1 \ell}, H_{k_2 \ell} \rangle$ 는 $H_{k_1 \ell}$ 와 $H_{k_2 \ell}$ 간의 공간 상관 계수식이고, $E[\cdot]$ 와 $\sigma_{k \ell}$ 은 각각 평균값과 k 번째 안테나와 ℓ 번째 안테나간의 페이딩에 대한 표준편차이다. 이동국에서의 공간 상관 계수는 기지국에서의 공간 상관 계수 식 (2-12)와 같고, 안테나 성분 표시만 바꾸어 정의한다.

식 (2-12)를 통해 기지국과 이동국에서 공간 상관 행렬 R_{BS} 와 R_{MS} 를 얻 으며, 이는 식 (2-13)과 같다.

$$R_{BS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{BS} & \rho_{12}^{BS} & \cdots & \rho_{1N_T}^{BS} \\ \rho_{21}^{BS} & \rho_{22}^{BS} & \cdots & \rho_{2N_T}^{BS} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_T 1}^{BS} & \rho_{N_T 2}^{BS} & \cdots & \rho_{N_T N_T}^{BS} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

$$R_{MS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{MS} & \rho_{12}^{MS} & \cdots & \rho_{1N_R}^{MS} \\ \rho_{21}^{MS} & \rho_{22}^{MS} & \cdots & \rho_{2N_R}^{MS} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_R 1}^{MS} & \rho_{N_R 2}^{MS} & \cdots & \rho_{N_R N_R}^{MS} \end{bmatrix}$$

식 (2-13)은 임의의 k 번째와 ℓ 번째의 송수신 안테나에 대해 독립적인 공간 상관 계수이며, 다중 안테나 채널에서는 모든 전파 경로에 대한 공간 상관 계수를 얻기 위해 R_{BS} 와 R_{MS} 를 식 (2-14)과 같이 크로네커 (Kronecker) 곱을 통해 얻는다.

$$R_{MIMO} = R_{BS} \otimes R_{MS} \quad (2-14)$$

기존의 공간 상관 특성은 정확히 측정 되어진 데이터를 통해 채널을 모델링 하여 얻은 값이 아닌 일률적인 페이딩 분포를 사용한 경우이기에 정확한 채널의 공간 상관 정보를 얻을 수 없다[15]. 따라서 본 연구에서는 다중 안테나 각각에 들어오는 신호의 상관관계를 정확히 측정하고, 이를 통해 얻어진 다중 안테나 채널 응답 행렬을 통해 특정 환경에 대한 공간 상관 특성을 도출한다.

나. 각(Angular) 파라미터

채널의 각 파라미터는 위치에 대해 채널의 변화 특성을 보여주는 파라미터로써 AOA, AOD와 AS 파라미터로 나눌 수 있다. 모든 송신된 다중 성분들은 수신 안테나에서 특정한 감쇄, 지연 시간, 위상, 그리고 방향을 가지고 수신된다. 이 때 각 성분들의 도래각을 AOA (Angle-of-Arrival), 또는 DOA (Direction-of-Arrival)이라고 한다. 이 도래각은 수평 평면에서 각도 ϕ 로 주어지고 수직 평면에서 θ 로 주어진다. 보다 간단히 하기 위해서 수신기에 수신되는 다중경로 성분들을 수평 평면에서의 각도 ϕ 로 AOA를 정의하기도 한다. 어떤 AOA를 갖는 경로에 대해 송신 안테나에서 송신되는 성분들의 송신각을 AOD (Angle-of-Departure) 또는 DOD (Direction-of-Departure)라고 한다. 따라서 AOD와 AOA는 서로 상관도가 존재한다.

RDS (rms delay spread)와 마찬가지로 rms 각확산 (rms angular spread)는 각도 율확도로부터 2차 중심모멘트로부터 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma_{\phi} = \sqrt{E[\phi^2] - E^2[\phi]} \quad (2-15)$$

여기서 평균 초과 각도 $E[\phi]$ 와 $E[\phi^2]$ 는 각각 다음과 같이 정의된다.

$$E[\phi] = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} R(\phi_l) \phi_l}{\sum_{l=0}^{L-1} R(\phi_l)} = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} R(\phi_l) \phi_l}{P_t} \quad (2-16)$$

$$E[\phi^2] = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} R(\phi_l) \phi_l^2}{\sum_{l=0}^{L-1} R(\phi_l)} = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} R(\phi_l) \phi_l^2}{P_t} \quad (2-17)$$

이 때, $R(\phi_l)$ 은 l 번 째 다중 경로 성분의 상대적인 전력이 된다. 이 값은 AOD와 AOA로부터 얻을 수 있다.

AS (angular spread)를 정의하는 또 다른 방법으로는 다음의 식을 이용하는 방법이 있다.

$$(2-18)$$

여기서 $R(\phi_l)$ 은 l 번 째 다중 경로 성분의 수신 전력이 되고 ϕ_l 은 도래각 AOA이며, $\bar{\phi}$ 는 평균 각으로써 다음 식에 의해 정의된다.

$$(2-19)$$

이 때, $\bar{y} = \sum_l R(\phi_l) \sin(\phi_l)$ 이다.

다. 채널 용량 및 고유값 분포

각 부채널이 협대역으로 평탄 페이딩을 겪고 시간에 대한 변화가 없는 경우 다중 안테나 시스템의 채널 용량은 수신 신호 $\bar{y}$ 로부터 얻을 수 있는 $\bar{p}$

에 대한 최대 상호정보(mutual information)의 최댓값으로 정의되고, 이는 식 (2-20)과 같다[3].

$$C = \log_2 \left[\det \left(\bar{I}_{N_R} + \bar{H} \bar{R}_X \bar{H}^H \right) \right] \text{ bps/Hz}, \quad (2-20)$$

여기서, $\bar{I}_{N_R}$ 은 $N_R \times N_R$ 의 항등 행렬이고, $R_X = E \{ \bar{p} \bar{p}^H \}$ 은 입력 신호의 공분산 행렬(covariance matrix)을 나타낸다. 채널 용량은 채널 $\bar{H}$ 에 따라 변하는 확률 변수이기에 일반적으로 채널에 대해 평균을 취한 평균 용량(ergodic capacity)으로 시스템의 용량을 비교하며 이는 식 (2-21)과 같다[16].

$$C_E = E_{\bar{H}} \left[\log_2 \det \left(\bar{I}_{N_R} + \bar{H} \bar{R}_X \bar{H}^H \right) \right] \text{ bps/Hz}, \quad (2-21)$$

각각의 송신 안테나가 동일한 평균전력을 갖고, 상호 독립일 경우 식 (2-21)의 $R_X = (\rho/N_T)I_{N_T}$ 와 같고 이를 통해 식 (2-21)은 식 (2-22)가 된다.

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \left[\det \left(\bar{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \bar{H} \bar{H}^H \right) \right] \\ &= \sum_{i=1}^{\min(N_T, N_R)} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_T} \lambda_i \right) \text{ bps/Hz}, \end{aligned} \quad (2-22)$$

여기서, ρ 는 송신 안테나로부터 방사되는 전력의 총합을 나타내고 λ_i 는 $\bar{H} \bar{H}^H$ 의 영이 아닌 고유값을 나타낸다. 채널의 정보가 알려진 경우는 λ_i 를 통하여 분리되어진 채널에 워터필링 알고리즘 등을 사용하여 ρ/N_T 를 서로 다른 전력으로 전송함으로써 채널 용량을 증가시킬 수 있다[17].

각각 채널의 SINR이 같고, 각각 분리된 채널로 같은 전력의 심볼들이 전송되며, 평균 잡음 + 간섭의 전력이 같다고 가정하면, 위의 채널 용량은 식 (2-23)과 같다[3][10].

$$C = \sum_{i=1}^{\min(N_T, N_R)} \log_2(1 + \lambda_i \text{SINR}), \quad (2-23)$$

여기서, 고유값 성분들의 분포는 채널의 분리도를 나타내며, 이는 채널 복원 가능성을 나타내는 중요 파라미터이다.

제 3 장 차세대 통신 서비스를 위한 채널 모델 연구

제 3 장 차세대 통신 서비스를 위한 채널 모델 연구

통신 기술의 발달로 MIMO나 스마트 안테나 시스템 등 다중 안테나 기술을 접목하여 통신 시스템의 성능 향상을 이루려하는 노력이 계속되고 있으며 채널 연구에서도 다중 안테나 특성을 고려할 수 있는 채널 모델 연구가 수행되어 유럽 IST(Information Society Technologies)를 중심으로 다양한 연구 결과들이 발표되고 있다[18][19][20].

초기 공간 상관 채널 연구에서는 비물리적 채널 모델로 대표되는 공간상관도 행렬을 이용한 다중 안테나 채널 모델을 적용하였으나 최근에는 물리적 모델이면서 시변 특성과 공간 특성을 결합한 모델이 많이 연구되고 있다. 최근에는 WINNER I 프로젝트를 통하여 광대역 특성이 추가되거나 기지국-이동국 중심의 채널이 아닌 피더-피더(feeder-feeder) 개념의 전파 채널에 대한 연구가 수행되어 결과를 보이는 등 최근 시스템의 발달 방향과 수요에 따라 미리 선행적인 연구를 수행하는 최첨단 분야의 연구가 수행되고 있으며 2006년에는 WINNER II 프로젝트가 시작되었다.

다중 안테나 채널 모델은 비 물리적 모델과 물리적 모델로 나눌 수 있다. 비 물리적 모델은 비 물리적 파라미터들을 이용한 채널의 통계적 특성에 기반을 둔 모델이다. 일반적으로 비 물리적 모델은 시뮬레이션하기가 쉽고 검증된 환경에서는 정확한 채널 특성을 제공한다. 반면에 다중 안테나 채널의 전파 특성을 아는데 제한이 따른다는 점과 측정 장비, 즉 대역폭, 어레이에서 틸의 형태, 송수신 안테나의 높이와 응답 등에 따라 달라진다는 단점이 있다. 그러나 채널 모델에서 채널과 측정 장비의 영향은 분리될 수 없다. 또 다른 범주로 물리적 모델이 있다. 일반적으로 이러한 모델들은 다중 안테나 전파 채널을 설명하기 위해 몇 가지 중요한 물리적 파라미터들을 선택한다. 이 중 일반적인 파라미터로는 AOA, AOD, TOA (Time of Arrival) 등이 있

다. 이러한 값들을 산란체에서 산란을 겪는 다중 경로의 합으로 나타내어 채널을 발생시키는 모델로 산란체의 특성에 따라 전파 환경을 다시 정의할 수 있다. 그러나 많은 전파 환경에서 다중 안테나 채널이 몇 가지 물리적 파라미터만으로 설명되기 어렵고, 따라서 그 모델을 증명하기 어렵게 만든다[21].

또한 많은 통신 시스템에서 대역폭은 매우 중요하며 전파 채널의 다중 경로 특성에 의해 전체 대역폭 내 주파수에 따라 다른 주파수 응답을 갖는다. 그러한 채널을 주파수 선택성 채널이라고 부르며, ISI(Inter-Symbol Interference)를 발생시킨다. 현재까지 ISI 문제를 풀기 위해 WINNER generic 모델에서 경로 개수를 증가시키는 방법으로 채널 대역폭을 증가시키고 있다.

따라서 이 장에서는 광대역 다중 안테나 채널 모델을 비 물리적 모델과 물리적 모델로 나누어 설명하고 최근 연구 결과물인 WINNER generic 모델에 대해서 별도의 절을 할애하여 설명한다.

제 1 절 비 물리적 채널 모델

1. IST METRA 모델

이 모델은 EU(European Union) IST(Information Society Technology) METRA(Multi Element Transmit Receive Antennas) 프로젝트에서 제시된 모델로써, 다중 안테나 전파 채널의 전력 상관 행렬에 기초하여 제안되었다 [21].

이 모델에서는 송신 안테나 개수가 M개이고 수신 안테나 개수가 N개라고 가정할 때, 제안된 광대역 모델에서 노이즈가 없는 다중 안테나 채널은 식 (3-1)과 같이 표현된다.

$$H(\tau) = \sum_{l=1}^L H_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3-1)$$

이 때 $H(\tau)$ 는 $N \times M$ 채널 임펄스 응답 행렬이고 H_l 은 시간 지연 τ_l 에서의 채널의 복소수 계수의 행렬이다.

$$H_l = \begin{bmatrix} H_{11}^l & H_{21}^l & \cdots & H_{1M}^l \\ H_{21}^l & H_{22}^l & \cdots & H_{2M}^l \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N1}^l & H_{N2}^l & \cdots & H_{NM}^l \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

게다가 모든 복소수 값의 전송 계수는 평균값이 0인 가우시안으로 가정되고 같은 평균 전력 p_l 을 갖는다고 가정한다. 계수들은 하나의 지연시간에서 다른 지연시간까지 서로 독립적이다.

다중 안테나 채널 모델을 구성하기 위해 복소수 값의 서로 다른 전송 계수 쌍 사이의 상관도는 고려될 필요가 있다. 제안된 모델의 송수신기에서 공간 상관 계수는 각각 식 (3-3)과 식 (3-4)과 같다.

$$\rho_{m_1 m_2}^{Tx} = \langle |H_{m_1}^l|^2, |H_{m_2}^l|^2 \rangle \quad (3-3)$$

$$\rho_{n_1 n_2}^{Rx} = \langle |H_{n_1 m}^l|^2, |H_{n_2 m}^l|^2 \rangle \quad (3-4)$$

여기서 $\rho_{m_1 m_2}^{Tx}$, $\rho_{n_1 n_2}^{Rx}$ 는 각각 송신기와 수신기에서의 전력 상관 계수를 나타낸다. 상관계수는 식 (3-5)과 같이 정의된다.

$$\rho = \langle a, b \rangle = \frac{E[ab] - E[a]E[b]}{\sqrt{(E[a^2] - E[a]^2)(E[b^2] - E[b]^2)}} \quad (3-5)$$

이 정의에서 한 쪽에서의 공간 상관은 다른 쪽의 안테나에 대해 독립적이라고 가정한다. 이 때, 공간 상호 상관 계수는 송신기와 수신기에서의 공간 상관의 곱으로 표현될 수 있다.

$$\rho_{n_2 m_2}^{n_1 m_1} = \langle |H_{n_1 m_1}^T|^2, |H_{n_2 m_2}^T|^2 \rangle = \rho_{m_1 m_2}^{Tx} \rho_{n_1 n_2}^{Rx} \quad (3-6)$$

위 식은 행렬 형태로 식 (3-7)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$P_H = P_H^{Tx} \otimes P_H^{Rx} \quad (3-7)$$

이 때 P_H 는 다중 안테나 채널의 전력 상관 행렬이고, P_H^{Tx} 와 P_H^{Rx} 는 각각 송신기와 수신기에서 본 전력 상관 행렬이다.

위의 주어진 공간 상관들로부터 다중 안테나 전파 채널은 다음과 같이 쉽게 모델링될 수 있다.

$$\text{vec}(H_l) = \sqrt{p_l} C a_l \quad (3-8)$$

여기서 a_l 은 IID(Independent Identically Distributed) 평균 0의 복소수 가우시안 성분들로 이루어진 $MN \times 1$ 의 행 벡터이고, 행렬 C 는 대칭적인 행렬로 CC^T 의 (x,y) 성분은 H_l 의 x번째와 y번째 성분 사이의 전력 상관 계수의 제곱근과 같다. 그리고 평균 전력 p_l 은 전력 지연 스펙트럼(PDS)에 의해 결정될 수 있다.

위와 같은 모델의 단점은 전력 상관 계수의 위상을 고려하지 않기 때문에 송신 계수간의 위상 관계를 잃어버린다는 것이다. 따라서 이러한 위상 정보를 보상해주기 위해 다중 안테나 채널 임펄스 응답과 전송 신호간의 컨볼루션 후에 위상 조정 대각 행렬 $\mathcal{W}(\phi_{Rx})$ 을 곱할 것이 제안되었다. 따라서 노이즈가 없는 수신 신호는 식 (3-9)과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = \mathcal{W}(\phi_{Rx}) \int H(\tau) s(t-\tau) d\tau \quad (3-9)$$

여기서 대각 행렬 $\mathbb{W}(\bar{\phi}_{Rx})$ 의 대각선 성분들은 처음 수신된 성분에 대해 상대적인 평균 위상 천이 정보를 제공하고 $\bar{\phi}_{Rx}$ 는 평균 방위각 AOA이다[18].

2. IST SATURN 모델

이 모델은 실내 환경에서의 광대역 다중 안테나 채널에 관해 EU IST SATURN 프로젝트에서 제시된 모델이다[19].

광대역 다중 안테나 채널에서 m 개의 송신 안테나와 n 개의 수신 안테나를 가정했을 때, 기저 대역에서의 입력신호와 출력 신호와의 관계는 식 (3-10)과 같다.

$$y(t) = H_n^m(t) * s(t) + n(t) \quad (3-10)$$

이 때, $s(t)$ 는 송신 신호이고, $y(t)$ 는 수신 신호, $n(t)$ 는 백색 가우시안 잡음이다. 또한 $H_n^m(t)$ 는 $n \times m$ 채널 임펄스 응답이다. 만약 각 송신 안테나와 주파수의 부채널에 각각 똑같은 파워가 할당되었다면, 광대역에서의 채널 용량은 식 (3-11)과 같이 표현할 수 있다.

$$(3-11)$$

여기서 W 는 다중 안테나 채널의 총 대역폭이고 $H(f)$ 는 각 협대역 부채널의 정규화된 주파수 응답이며, ρ 는 총 대역폭에 대한 각 수신 안테나에서의 평균 SNR이다. 또한 $(\cdot)^H$ 는 켈레 복소수 치환 행렬을 나타낸다. 이 때, 협대역 부채널의 주파수 응답에 대한 정규화 상수는 다음과 같고, 모든 부채널에 공통적으로 적용된다.

$$\int_W E(\|H(f)\|_F^2) df = W_{nm} \quad (3-12)$$

이 때, $\|\cdot\|_F$ 는 프로비니어스(Frobenius) 노름(Norm)을 가리키고, $E(\cdot)$ 는 기댓값을 나타낸다.

SATURN 광대역 다중 안테나 채널 모델에서 채널 행렬은 협대역 다중 안테나 채널 모델에서 Tx와 Rx의 채널 공분산 행렬로부터 크로너커 곱에 의해 구했던 것을 이용해서 구할 수 있다. 다만, 이 경우 이러한 구조가 각 탭에 대해 적용되어 각 탭에서의 채널 공분산 행렬 R_H^l 을 구하고 이로부터 채널 행렬이 도출된다. 송신기와 수신기에서의 l 번 째 탭에 대한 측정 데이터로부터 채널 공분산 행렬은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$R_{Tx}^l = E[h_i^H(l)h_i(l)^T] \quad \text{for } i=1, \dots, n \quad (3-13)$$

$$R_{Rx}^l = E[h^j(l)h^{jH}(l)] \quad \text{for } j=1, \dots, m \quad (3-14)$$

$$R_H^l = E[\text{vec}(H_n^m(l))\text{vec}(H_n^m(l))^H] \quad (3-15)$$

여기서 $H_n^m(l)$ 은 채널 행렬의 l 번 째 탭이고, $h_i(l)$ 은 $H_n^m(l)$ 의 i 번 째 열이고, $h^j(l)$ 은 $H_n^m(l)$ 의 j 번 째 열이다.

따라서 광대역 다중 안테나 채널 행렬은 식 (3-16)과 같다.

$$H(\tau) = \sum_{l=1}^N (R_{Rx}^l)^{1/2} G (R_{Tx}^l)^{T/2} \delta[\tau - (l-1)\Delta\tau] \quad (3-16)$$

위 식 (3-16)에서와 같이 채널 행렬이 복소수 값의 채널 공분산 행렬로부터 얻어지기 때문에 METRA 모델과 달리 위상 보상에 관한 행렬이 필요하지 않다[22].

제 2 절 물리적 채널 모델

1. SCME 모델

SCME는 SCM의 확장형 모델로써, B3G(Beyond 3 Generation)를 목표로 만들어졌다. 따라서 이 모델은 차세대 IEEE 802.11n과 같은 무선 통신 시스템을 위해 SCM에 비해 몇 가지 시나리오 및 파라미터가 추가되었다. 일단 SCM이 2GHz의 중심 주파수에 대한 모델인데 반해, SCME은 2 GHz와 5 GHz에 대해 고려할 수 있으며, SCM의 대역폭이 5 MHz인데 반해 SCME에서는 중간 경로 개념을 도입하여 100 MHz의 대역폭에 대해 모델링되어졌다[23]. 중간 경로 개념은 N개의 경로에 대해 M개의 부경로를 설정할 때, 이 M개의 부경로를 3~4개씩 묶어서 중간 경로로 만들고, SCM에서 부경로에 대한 지연 시간이 동일한데 반해, SCME에서는 중간 경로마다 지연 시간의 차이를 두어 광대역에서의 주파수 선택성 페이딩이 보다 고려한 것으로써 표 3-1은 중간 경로 전력-지연시간 파라미터를 보여준다.[24].

표 3-1 중간 경로 전력-지연시간 파라미터

시나리오		거시적 교외 환경, 거시적 도심 환경		미시적 도심 환경	
경로당 중간 경로 없을 때		3		4	
경로에 대한 중간 경로 전력과 지연의 상대적 값	1	10/20	0ns	6/20	0ns
	2	6/20	7ns	6/20	5.8ns
	3	4/20	26.5ns	4/20	13.5ns
	4	-	-	4/20	27.6ns

또한, 경로와 부경로, 공간 샘플링 순간에 대한 인덱스를 각각 n , m , k 라고 하고 각 가상 실험에서 산란체의 위치가 결정되었다고 가정했을 때, 송신기

에서 본 산란체 위치에 대한 각도 AOD는 변하지 않는다. 그러나 수신기가 이동하기 때문에 수신기에서 본 산란체 위치에 대한 각도 AOA는 시간에 따라 변한다. 따라서 c 는 빛의 속도이고, v 는 수신기 이동 속도, θ_v 는 수신기 이동 방향, D_s 는 반파장당 샘플 밀도, d_{MS-BS} 는 송수신기 사이의 거리, d_{nm} 은 수신기와 n 번 째 경로의 m 번 째 부경로의 마지막 산란체 사이의 거리라고 정의할 때 AOA와 AOD가 결정될 수 있다. LOS 부경로의 AOA와 AOD는 각각 식 (3-17)와 식 (3-18)와 같다.

$$\begin{aligned} \theta_{MS, k+l} &= \theta_v - \gamma_k & \text{for } d_{MS-BS, k+l} < d_{MS-BS, k} \\ \theta_{MS, k+l} &= \theta_v - 180 + \gamma_k & \text{for } d_{MS-BS, k+l} > d_{MS-BS, k} \end{aligned} \quad (3-17)$$

$$\theta_{BS, k+l} = \theta_{BS, k} - (\theta_{MS, k+l} - \theta_{MS, k}) \quad (3-18)$$

$$d_{MS-BS, k+l} = \sqrt{d_{MS-BS, k}^2 + l^2 - 2d_{MS-BS, k}l\cos(\phi_{MS-BS, k})} \quad (3-19)$$

$$\gamma_k = \arcsin\left(\frac{d_{MS-BS, k}\sin(\phi_{MS-BS, k})}{d_{MS-BS, k+l}}\right) \quad (3-20)$$

$$l = \frac{\lambda}{2D_s} \quad (3-21)$$

$$\phi_{MS-BS, k} = \theta_v - \theta_{MS, k} \quad (3-22)$$

NLOS 부경로의 AOA는 식 (3-23)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \theta_{nm, AOA, k+l} &= \theta_v - \xi_k & \text{for } d_{nm, k+l} < d_{nm, k} \\ \theta_{nm, AOA, k+l} &= \theta_v - 180 + \xi_k & \text{for } d_{nm, k+l} > d_{nm, k} \end{aligned} \quad (3-23)$$

$$\xi_k = \arcsin\left(\frac{d_{nm,k}\sin(\phi_{nm,k})}{d_{nm,k+l}}\right) \quad (3-24)$$

$$d_{nm,k+l} = \sqrt{d_{nm,k}^2 + l^2 - 2d_{nm,k}l\cos(\phi_{nm,k})} \quad (3-25)$$

$$\phi_{nm,k} = \theta_v - \theta_{nm, AOA, k} \quad (3-26)$$

따라서 부경로에 대한 지연 시간은 식 (3-27)과 같이 구할 수 있다.

$$\tau_{nm,k+l} - \tau_{nm,k} = \cos(\phi_k)l/c \quad (3-27)$$

이 때, LOS 경로의 부경로에 대해선 $\phi_k = \phi_{MS-BS,k}$ 값을 갖고, NLOS 경로의 부경로에 대해선 $\phi_k = \phi_{nm,k}$ 값을 갖는다. 또한, SCME에서 경로 이득은 SCM과 동일하나, 5 GHz에서는 2 GHz 캐리어 주파수의 경로 손실에 일률적으로 8 dB를 더해 계산하게 된다.

2. IEEE 802.11n 모델

IEEE 802.11n 채널 모델은 다중 안테나 WLAN 서비스를 위해 실내 환경에 맞게 디자인되었다[25]. 모델링된 환경은 작은 오피스 룸과 거주지부터 큰 오피스 룸과 열린 공간까지이며, 이 때 LOS와 NLOS 환경을 모두 고려한다. RDS는 15~150 ns의 범위를 갖는다. 전파 채널은 방향성을 갖으며, 시간과 공간, 주파수에 대해서 분산되어진다. 이 모델에서도 SCM과 마찬가지로 클러스터 개념이 도입되었으며 따라서 클러스터 수에 따라 다양한 지연 시간을 갖는 다중 경로가 생성된다. 하지만, 각 클러스터들에 대한 입사각은 집합적이어서 클러스터의 입사각은 동일하다. 따라서 각 클러스터들은 서로 다른 지연 시간과 전력을 갖는 여러 개의 다중 경로 성분을 갖게 되나 같은 각도 특성을 갖는다. 클러스터들과 다중 경로 성분의 수는 모델들마다 다르

나 서로 다른 지연 시간의 수는 최대 18개이다. WLAN 응용들은 2GHz와 5GHz 대역에서 작동한다. 이러한 두 주파수 대역으로부터 측정된 결과들은 평균되어지고, 따라서 모델들마다 양 대역폭에서 응용될 수 있다. 지연시간마다 최소 10 ns의 차이를 가지며, 따라서 모델의 대역폭은 100 MHz이다. 또한, 802.11n 채널 모델들의 채널 구현 발생 원리는 통계적이다.

모델 파라미터들이 각도와 어레이 방위와 같이 기하학적일지라도 채널 임펄스 응답 계수는 공간 상관 행렬에 따라 생성된다. 시간 상관과 공간 상관은 서로 분리되고 독립적으로 여과된 동작에 의해 수행된다. 어레이 안테나의 두 소자간 공간 상관도는 분석적인 표현이며 PAS(Power Azimuth Spectrum)와 안테나의 배치에 따른 함수가 된다. 송신 어레이와 수신 어레이의 상관 행렬들은 크로넥커 곱에 의해 합쳐져서 다중 안테나 채널 상관 행렬을 형성한다.

이 모델에서 실제 모델들은 7가지 실내 환경에 대한 파라미터 표를 갖는다. 또한 도플러 전력 스펙트럼과 몇 가지 특징에 대한 설명에 대해 주어져 있다. 파라미터 표들은 각 다중 경로 성분에 대해 클러스터 구조와 초과 지연 시간, 파워, AOA, AOD, 그리고 발차각과 입사각에 대한 AS를 포함한다. 모델들의 특징들은 경로 손실, 음영(shadow) 페이딩, LOS 성분과 형광등에 의한 도플러 성분들이다. 고도에 대한 AS는 모델에서 제외되며, 따라서 안테나 배열의 방위는 수평 평면에서만 고려된다. 표 3-2는 실내 환경에 따라 6가지 모델을 보여준다.

표 3-2 모델 및 RDS 파라미터

A 모델	B 모델	C 모델	D 모델	E 모델	F 모델
RDS 0 ns	RDS 15 ns	RDS 30 ns	RDS 50 ns	RDS 100 ns	RDS 150 ns

표 3-3은 각 모델을 특정 환경과 매치시켜 놓은 표이다.

표 3-3 실내 환경에 따른 모델 매치

환경	상태	모델
거주지	LOS	B-LOS
	NLOS	B-NLOS
거주지/ 작은 방	LOS	B-LOS
	NLOS	C-NLOS
일반적인 방	LOS	C-LOS
	NLOS	D-NLOS
큰 방	LOS	D-LOS
	NLOS	E-NLOS
넓은 공간(실내와 실외)	LOS	E-LOS
	NLOS	F-NLOS

802.11n 모델들의 특성은 몇 가지 특정 결과로부터 얻어진다. PAS는 잘린 라플라시안 형태를 가진다. 도플러 스펙트럼은 환경적인 산란체 속도라고 불리는 것에 의해 발생한다. 이 때 두 가지 도플러 형태가 있는데, 하나는 ‘종 형태(bell shape)’로 매우 작은 도플러 주파수를 가지고, 다른 하나는 ‘급격한 상승을 가지는 종 형태’로 이전에 더해 비대칭적인 피크 주파수를 가진다. 경로 손실 함수는 두 경사도를 가지고 브레이크 포인트 거리에서 경사도가 나뉜다.

3. 확장된 타원 모델

이 모델은 산란체가 송신기와 수신기를 초점으로 한 타원 위에 균일 분포를 가지고 분포하게 하고 이로부터 각도 파라미터와 지연 시간 파라미터를 얻는 모델이다. 실내 피코 셀 전파 환경은 실외 마이크로 셀이나 실외 매크로 셀과 다른 특징들이 많다. 송신기와 수신기 안테나의 높이가 상대적으로 낮으며, 송신 안테나와 수신 안테나 높이의 차이가 적다. 일반적으로 실외 마이크로 셀이나 매크로 셀 환경에서는 송신기 안테나는 건물의 옥상에 설치되고, 수신기는 도로상이나 건물 안 임의의 층에 위치하기 때문에, 송신기 안테나의 높이는 매우 높고, 송신기 안테나와 수신기 안테나 사이의 높이 차

이가 크다. 또한 실내 피코 셀 환경에서는 송신기와 수신기의 거리가 실외 마이크로 셀과 매크로 셀의 경우에 비해 짧다. 실내 피코 셀 환경에는 송신기 및 수신기와 가까운 위치에 다수의 산란체가 존재하기에 실외 환경에 비해 보다 많은 다중경로파가 생성된다. 실내 채널 모델은 이런 환경적 특징에 기초하여 구성되어야 한다.

GBSB (Geometrically Based Single Bounce) 모델과 같은 기하학적 모델을 기초로 한 GBSBEM (Geometrically Based Single Bounce Elliptical Model)에 대해 그림 3-1은 타원 모델의 기하학적 개념을 보여준다. 확장된 타원 모델은 타원 모델을 기초로 한 모델로써 실내 피코 셀 환경을 고려하여 만들어진 모델이다. 실내 전파 환경은 두 가지 요소로 구성된다. 첫째는 방이나 복도와 같이 건물 자체에 의한 실내 공간이고, 둘째는 책상이나 책장과 같이 실내 공간 안에 존재하는 집기류이다. 실내 공간이나 집기류의 모양과 종류는 다양하지만, 이 두 가지 요소를 직육면체로 보다 단순하게 간주할 수 있다. 이 경우 직육면체로 단순화 된 실내 공간과 집기류는 수평면과 수직면의 두 가지 면만을 가진다. 타원 모델에서 반사면이 타원 궤적 상에 존재한다고 가정하여 전파 환경을 모델링하는 것과 마찬가지로, 실내 전파 환경의 경우 일반적으로 폐쇄된 공간이며 수직 및 수평면의 두 가지 종류의 반사면이 존재하므로 수평 방향의 타원과 수직 방향의 타원을 이용하여 실내 전파 환경을 3차원적으로 확장하여 모델링 할 수 있다. 그림 3-2는 실내 전파 환경에서 4개의 수직면과 2개의 수직면이 있는 경우에 대해 3차원 기하학적인 특성을 이용하여 모델링 하는 것에 대해 보여준다. 이 모델의 2차원 기하학적 특성은 타원 모델과 마찬가지로 송신기와 수신기를 초점에 위치시키고, 반사면 또는 산란체의 위치에 대한 타원을 만들어 그로부터 채널 파라미터를 생성시키고 채널 계수를 추출한다.

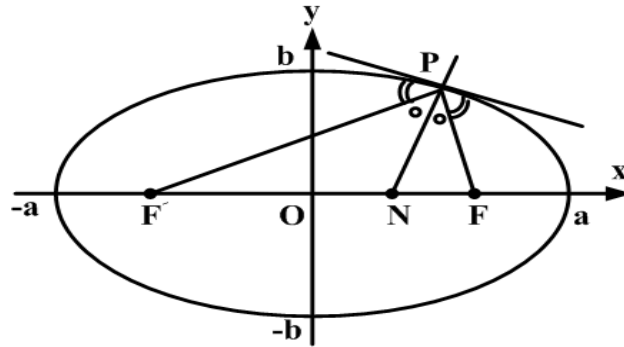


그림 3-1 타원의 2차원 기하학적인 특성

이 때, AOD와 AOA는 산란체의 배치와 수, 그리고 타원의 크기에 따라 균일 분포 또는 가우시안 분포를 따른다. 타원의 장축과 단축의 길이가 비슷하면 AOD와 AOA는 균일 분포가 되고, 장축과 단축 중 하나가 길고 다른 하나가 짧으면 가우시안 분포나 라이시안 분포가 된다. 또한 송신기와 수신기가 옆 벽면과 충분한 거리를 가지고 있다면, AOD와 AOA는 커지게 되고, 송신기와 수신기가 옆 벽면과 가까이 있다면 AOD와 AOA는 작아진다. 이외에도 다중 안테나 특성을 고려하기 위한 공간상관, 편파를 고려하기 위한 반사/산란 특성을 고려한다.

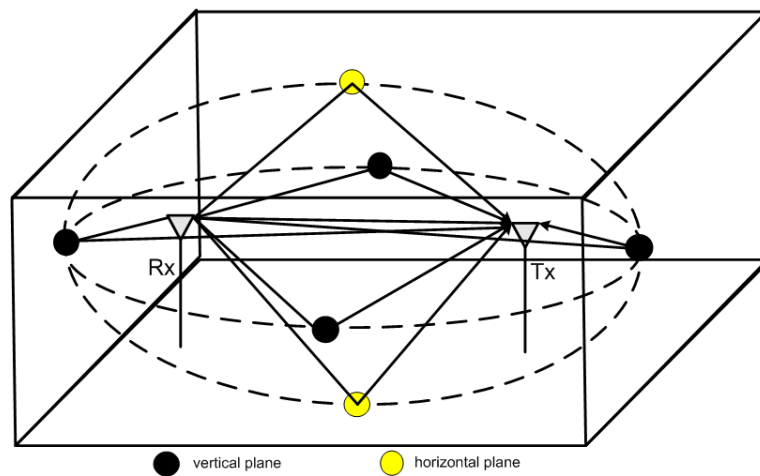


그림 3-2 제안 모델의 3차원 기하학적인 특성

이러한 물리적 특성을 타원 모델에 기초한 기하학적인 배경을 가지고, 반사와 산란에 의한 영향을 계산한다. 이 모델을 적용하여 다른 편파를 갖는 다중 안테나에 대한 실내 채널에 대한 모의실험을 수행하였다. 그림 3-3은 모의실험에 사용한 편파와 공간 상관도를 시뮬레이션하기 위한 다중안테나 구조이다. 그림 3-4는 확장된 타원 모델을 적용한 채널 응답의 Rician K factor이고 그림 3-5는 안테나 편파별 채널 용량이다. 실내에서 Ricean K factor는 가시 환경에서 약 4 dB임이 알려져 있으며 이는 그림 3-4에서 0.5에 해당하는 값이 약 4 dB임을 알 수 있다[26].

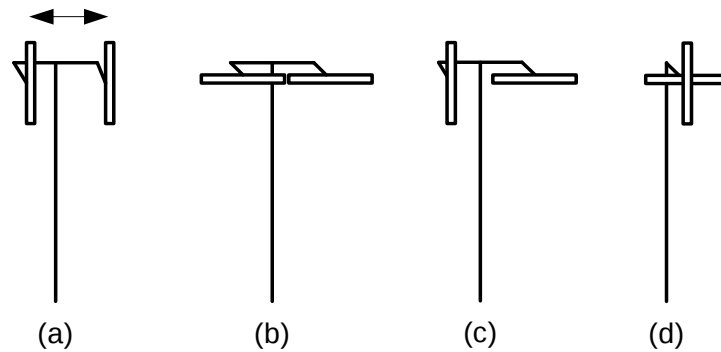


그림 3-3 모의 실험을 위한 다중 안테나 구성

(a) Two verticals (VV) (b) Two horizontals (HH) (c) Vertical-horizontal (VH) (d) 90° polarized (P90)

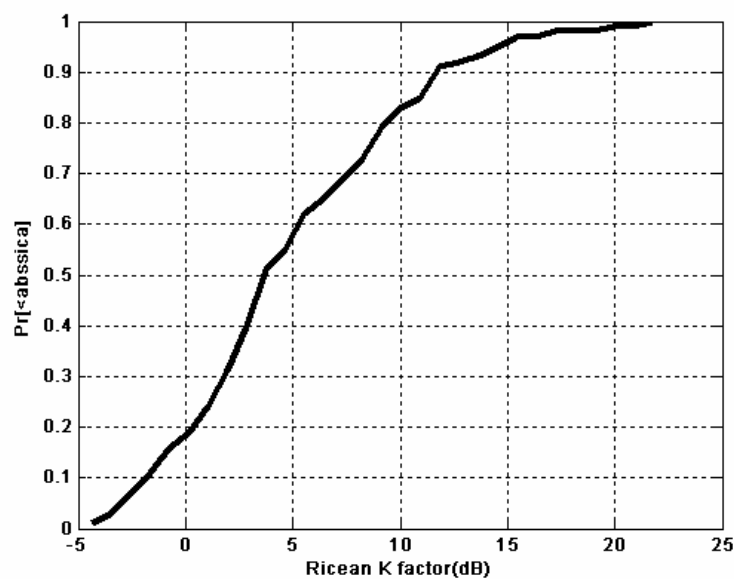


그림 3-4 제안된 모델의 Rician K factor 특성

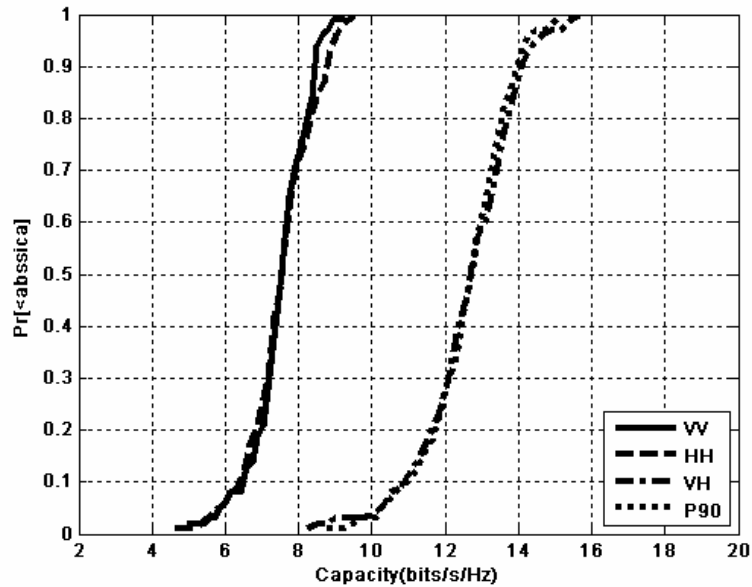


그림 3-5 다중 안테나 편파별 채널 용량

제 3 절 WINNER generic 채널 모델

Electrobit, Helsinki University of Technology (HUT), Nokia (NOK), Royal Institute of Technology in Stockholm (KTH), Swiss Federal Institute of Technology Zurich (ETHZ), Technical University of Ilmenau (TUI)가 참여한 WINNER Work Package 5 (WP5)에서는 2~6 GHz의 주파수 범위에서 100 MHz의 대역폭을 갖는 무선 통신 시스템을 위한 채널 모델인 WINNER generic 모델을 제안하였다[27]. 기존의 실외 환경 시뮬레이션을 위한 SCM, SCME와 실내 환경 시뮬레이션을 위한 802.11n 다중 안테나 모델의 부족한 부분을 보완하여 새로 제안된 모델로써 기존의 다양한 환경에서의 측정 결과를 바탕으로 7가지 환경 시나리오를 지원한다. 또한, 이 모델은 안테나는 따로 고려하고 있기 때문에 다중 안테나에 대해 지원이 가능하다. 아래 표 3-4는 WINNER에서 정의한 전파 시나리오를 나타낸다.

표 3-4 WINNER에서 정의한 전파 시나리오

시나리오	정의	LOS/NLOS	이동성	BS 높이	MS 높이	거리 범위
A1 빌딩 내	실내 작은 오피스 / 거주지	LOS/NLOS	0-5km/h	2m	1m	3-100m
A2 빌딩 내	실내에서 실외	NLOS	0-5km/h			
B1 Hotspot	일반 도시 마이크로셀	LOS/NLOS	0-70km/h	지붕 밑, 즉 10m	1.5m	20-400m
B2 Hotspot		NLOS	0-70km/h			
B3 Hotspot	실내	LOS	0-5km/h			
B4 Hotspot	실외에서 실내로	NLOS	0-5km/h			
B5a Hotspot	LOS 정지상태의 도로	LOS	0km/h	지붕 위	지붕 위	30m-8km
B5b Hotspot	LOS 정지상태의 도로	LOS	0km/h	2-5m	2-5m	
B5c	LOS 정지상태의 도로	LOS	0km/h	지붕 밑, 즉 10m	1.5m	20-400m
B5d	NLOS 정지상태의 도로	NLOS	0km/h	지붕 위, 즉 32m	1.5m	35-3000m
C1 대도시	교외지역	LOS/NLOS	0-70km/h			35-3000m
C2 대도시	일반적인 도시 매크로셀	LOS/NLOS	0-70km/h	지붕 위, 즉 32m	1.5m	35-3000m
C3 대도시		NLOS	0-70km/h			
C4 대도시	실외에서 실내로	NLOS	0-70km/h			
C5 대도시	LOS	LOS	0km/h			
D1 전원도시	시골 매크로셀	LOS/NLOS	0-200km/h	지붕 위, 즉 45m	1.5m	35m-10km
D2 전원도시	LOS 이동 네트워크	LOS	0-300km/h			

WINNER 채널 모델은 링크 레벨과 시스템 레벨 시뮬레이션을 위해 7가지 전파 시나리오를 지원한다. 이 중 5가지 시나리오는 좁은 범위와 넓은 범위의 무선 통신을 위한 WINNER 프로젝트에서 우선적으로 정의한 시나리오로 A1, B1, B5, C2, D1이며, 여기에 B3와 C1 시나리오가 추가되었다. 특히 generic 채널 모델에서는 기존에는 포함되어 있지 않던 B5 시나리오에 대해

정의하고 있다. B5 시나리오는 고정된 위치에서의 통신인 피더 링크를 포함하는 시나리오로써 B5a는 지붕 위와 지붕 위에서 직접 피더 링크로 연결된 상황이고 B5b는 낮은 높이의 안테나들로 피더 링크가 연결된 상황이다. B5c는 하나의 안테나는 지붕 밑의 높이 정도에 위치하고 다른 하나는 지상 근처의 높이에 위치하여 피더 링크로 연결되어진 상황이며, B5d는 한 안테나는 지붕 위의 높이에 위치하고 다른 하나는 지상 근처의 높이에 위치해서 NLOS 환경에서의 피더 링크가 성립된 상황이다.

무선 채널은 일반적으로 계속해서 변하지만, 짧은 시간과 공간에서 채널 파라미터의 변화가 극히 작다면 동일한 값을 갖는다고 가정할 수 있다. 이때 채널 모델을 특징짓는 파라미터들을 generic 모델에서는 거채 파라미터(bulk parameter)라고 정의하고 이 거채 파라미터들이 동일한 값을 갖는 시간 구간을 채널 구간이라고 정의한다. 실제로 시간과 공간에 대해서 거채 파라미터들은 변화하고 이것은 통계적으로 나타낼 수 있다. 이러한 거채 파라미터들 중에서 거시적으로 채널을 특징지을 수 있는 파라미터들을 large-scale 파라미터라고 정의한다. 그리고 경로 수, 경로의 파워, 경로에 대한 각도와 같은 파라미터들을 그보다 하위 레벨의 파라미터라고 정의하고 large-scale 파라미터들은 이들 하위 레벨의 파라미터들 분포 또는 파라미터들 간의 분포 함수를 결정짓는다. 이러한 WINNER generic 채널 모델에서 고려하는 large-scale 파라미터에는 음영 파라미터 (Shadowing), 직교 편파율 (Cross polarization ratio(XPR)), 그리고 AS (Angle Spread)와 DS (Delay Spread)가 있다. Large-scale 파라미터는 채널 특성과 매우 관련이 깊은데, RDS (RMS Delay Spread)는 파라미터 r_τ 를 통해 각 경로의 지연 시간의 pdf에 영향을 미치며, 수평 평면에서 방사되는 쪽과 수신되는 쪽에서의 각각 각도 비례 요소(r_ϕ, r_ψ)와 RAS (RMS Angular Spread) (σ_ϕ, σ_ψ)를 통해 ZDSC의 공간 특성을 통계적으로 정의한다.

아래 표 3-5는 각 시나리오에 따른 large-scale 파라미터의 분포 함수를 나타낸다.

표 3-5 large-scale 파라미터의 분포 함수

시나리오	A1		B1		B3		C1		C2	D1	
	LOS	NLOS	LOS	NLOS	LOS	NLOS	LOS	NLOS	NLOS	LOS	NLOS
DS σ_τ	LN	LN	Gumb	Gumb	N	N	LN	LN	LN	LN	LN
AOD spread σ_ϕ	LN	LN	Logist	Gumb	N	N	LN	LN	LN	LN	LN
AOA spread σ_ψ	LN	LN	Logist	Gumb	N	N	LN	LN	LN	LN	LN
Shadowing	LN	LN	LN	LN	LN	LN	LN	LN	LN	LN	LN
AOD elevation spread σ_θ	LN	LN									
AOA elevation spread σ_ϑ	LN	LN									

(N : Normal, LN : Log-normal, Gumb : Log-Gumbel, Logist : Log-Logistic)

정규 분포 랜덤 변수에 대한 본래 값과 변환 값은 동일한 값을 갖게 되고, log-Gumbel과 log-Logistic 분포를 갖는 파라미터들의 변환식과 역변환식은 각각 식 (3-28)과 식 (3-29)와 같다.

$$\begin{aligned}\tilde{s} &= g(s) = -Q^{-1}(F_{Gumbel}(\log_{10}(s), \nu, \zeta)) \\ s &= g^{-1}(\tilde{s}) = \exp(\log(10)F_{Gumbel}^{-1}(Q(-\tilde{s}), \nu, \zeta))\end{aligned}\quad (3-28)$$

$$\begin{aligned}\tilde{s} &= g(s) = -Q^{-1}(F_{Logistic}(\log_{10}(s), \nu, \zeta)) \\ s &= g^{-1}(\tilde{s}) = \exp(\log(10)F_{Logistic}^{-1}(Q(-\tilde{s}), \nu, \zeta))\end{aligned}\quad (3-29)$$

이 때, $F_{Gumbel}(x, \nu, \zeta)$ 와 $F_{Logistic}(x, \nu, \zeta)$ 은 Gumbel과 Logistic 분포의 CDF이고, $Q^{-1}(x)$ 는 Gaussian 임의 변수에 대한 CDF의 역이다.

(3-30)

파라미터 r 와 c 사이의 상호 상관도는 자기 상관 행렬 $R(0)$ 로써 식 (3-31)을 통해 구할 수 있다.

$$c_{r,c} = \frac{R_{r,c}(0)}{\sqrt{R_{r,r}(0)R_{c,c}(0)}} \quad (3-31)$$

따라서 상호 상관도와 분산값을 알면, 자기 상관 행렬 $R(0)$ 를 구할 수 있다. 모든 ZDSC의 평균 전력은 지연 시간 도메인에서 구할 수 있다. 각 ZDSC의 전력 기대치를 구하려면 두 가지 함수, 즉 전력 지연시간 스펙트럼 $P(\tau)$ 와 ZDSC 지연 시간의 pdf $f(\tau)$ 가 필요하다. 만약 $P(\tau)$ 와 $f(\tau)$ 가 지수 함수라면, ZDSC의 전력 기대치는 파라미터 r_τ 와 RDS σ_τ 에 의해 결정되며, 지연 시간마다 그리고 채널 구간마다 변하는 ZDSC의 평균 파워가 측정 결과와 비슷하게 하려면 각 ZDSC에 대한 음영 파라미터의 영향이 모델링되어야 한다. 그래서 각 채널 구간 ZDSC의 전력 기대치는 다음과 같다.

$$P_n' = E\{|d|^2\} \propto \exp\left(-\tau' \frac{r_\tau - 1}{r_\tau \sigma_\tau}\right) \cdot 10^{\frac{-\xi_n}{10}} \quad (3-32)$$

이 때, ξ_n 은 분산 ξ 와 평균값 0을 갖는 i.i.d Gaussian 임의 변수이고, τ' 는 최초로 도착한 지연시간에 대해 정규화된 지연 시간으로 최초로 도착한 지연 시간은 0이 된다. 그리고 만약, $f(\tau)$ 가 균일 분포를 갖는다면, ZDSC의 전력 기대치는 식 (3-33)과 같다.

$$P_n' = E\{|d|^2\} \propto \exp(-\tau'/\sigma_\tau) \cdot 10^{\frac{-\xi_n}{10}} \quad (3-33)$$

ZDSC의 평균 전력은 모든 ZDSC의 총 전력을 1이 되게 함으로써 정규화시킬 수 있다. n번째 ZDSC의 정규화된 전력은 다음과 같다.

$$P_n = \frac{P_n'}{\sum_{n=1}^Q P_n'} \quad (3-34)$$

여기서 Q는 ZDSC의 개수이다. 만약 LOS 환경이라면 직접파에 의한 전력을 고려하기 위해 직접파와 산란파에 의한 전력비인 K factor를 고려한 식으로 수정되어야 한다.

$$P_n = \frac{P_n'}{(K+1) \sum_{n=1}^Q P_n'}, \quad (3-35)$$

$$P_D = \frac{K}{(K+1)} \quad (3-36)$$

각 시나리오에 대한 K factor는 표 3-6에서 주어진 식으로 구할 수 있다.

표 3-6 LOS 시나리오에 대한 K factor 공식

시나리오	A1	B1	B3	C1	D1
K [dB]	$8.7 + 0.051 * d$	$3 + 0.0142 * d$	$6 - 0.26 * d$	$17.1 - 0.021 * d$	$3.7 + 0.019 * d$

각 ZDSC의 방향 분포는 PAS (Power Azimuth Spectrum)와 AS에 의해 표현된다. 모든 시나리오에 대해서 ZDSC의 PAS 분포는 Wrapped Gaussian, 즉 Laplacian 분포를 따른다고 가정한다. 그리고 각 시나리오에 따른 송신 쪽에서의 AS σ_ϕ 와 수신 쪽에서의 AS σ_ψ 에 따라 PAS 분포에 대한 비례 파라미터가 결정된다.

실외 모델이라면 수평 평면 상에서의 각도 파라미터만 고려하면 되지만, 실내 모델에서는 수직 평면 상에서의 각도 파라미터도 고려해 주어야 한다.

표 3-7에서는 실내 시나리오인 A1에서의 수직 평면에 대한 각도 파라미터를 보여준다.

표 3-7 수직 평면 모델 파라미터

시나리오		A1	
		LOS	NLOS
σ_θ	$\nu(S-dB)$	0.88	1.06
	$\zeta(S-dB)$	0.2	0.21
	$\Delta_\theta(m)$	1.3	3.2
σ_ϑ	$\nu(S-dB)$	0.94	1.1
	$\zeta(S-dB)$	0.22	0.17
	$\Delta_\vartheta(m)$	3.5	2.6
고도 AOD 분포		Wrapped Gaussian	
AOD 비례 파라미터		1.9	1.4
고도 AOA 분포		Wrapped Gaussian	
$AS_\theta(deg)$		3	3
$AS_\vartheta(deg)$		3	3
상호 상관도	σ_θ vs σ_τ	0.46	-0.61
	σ_ϑ vs σ_τ	0.74	-0.05
	σ_θ vs LNS	-0.05	0.25
	σ_ϑ vs LNS	-0.44	0.11
	σ_ϑ vs σ_θ	0.44	0.45

WINNER generic 채널 모델에서 경로 손실은 측정값과 기존 이론에 의해 나온 모델을 고려하였으며, 그 식은 식 (3-37)과 같다.

$$PL = A \log(d) + B \quad (3-37)$$

여기서 A는 경로 손실 지수를 포함한 조정 파라미터이고, d는 송신기와 수신기 사이의 거리이며, B는 절편이다. 아래 표 3-8에서는 각 시나리오에 따

큰 경로 손실 모델과 음영 페이딩 분산값을 보여주며, 그림 3-6은 그에 따른 경로 손실 값을 각 시나리오 별로 거리에 따라 그래프로 보여준다.

표 3-8 각 시나리오에 따른 경로 손실 모델과 음영 페이딩 분산값

시나리오		경로 손실 (dB)	음영 페이딩 분산	적용 범위
A1	LOS	$18.7\log_{10}(d[m])+46.8$	$\sigma=3.1dB$	$3m < d < 100m$
	NLOS	$36.8\log_{10}(d[m])+38.8$	$\sigma=3.5dB$	$3m < d < 100m$
B1	LOS	$22.7\log_{10}(d[m])+41.0$	$\sigma=2.3dB$	$10m < d < 650m$
	NLOS	$0.096d_1[m]+65+(28-0.024d_1[m])\log_{10}(d_2[m])$	$\sigma=3.1dB$	$10m < d_1 < 550m$ $w/2 < d_2 < 450m$
B3	LOS	$13.4\log_{10}(d[m])+36.9$	$s=1.4dB$	$5m < d < 29m$
	NLOS	$3.2\log_{10}(d[m])+55.5$	$s=2.1dB$	$5m < d < 29m$
C1	LOS	$23.8\log_{10}(d[m])+41.6$ $40.0\log_{10}(d/d_{BP})+41.6+$ $23.8\log_{10}(d_{BP})$	$s=4.0dB$ $s=6.0dB$	$30m < d < d_{BP}$ $d_{BP} < d < 5km$
	NLOS	$40.2\log_{10}(d[m])+27.7$	$\sigma=8dB$	$50m < d < 5km$
C2	NLOS	$35.0\log_{10}(d[m])+38.4$	$\sigma=8dB$	$50m < d < 5km$
D1	LOS	$21.5\log_{10}(d[m])+44.6$ $40.0\log_{10}(d/d_{BP})+44.6+$ $21.5\log_{10}(d_{BP})$	$\sigma=3.5dB$ $\sigma=6.0dB$	$30m < d < d_{BP}$ $d_{BP} < d < 10km$
	NLOS	$25.1\log_{10}(d[m])+55.8$	$\sigma=8dB$	$30m < d < 10km$

w : LOS 도로 폭, d_1 : 주요 도로에 대한 거리, d_2 : 직교 도로에 대한 거리

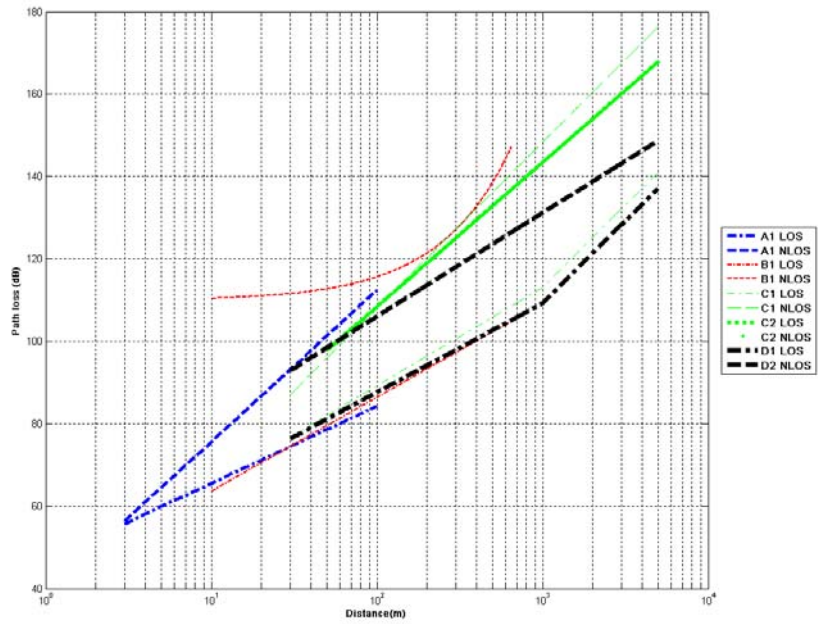


그림 3-6 각 시나리오별 WINNER GENERIC 모델의 경로 손실
모델(5 GHz)

위와 같은 과정을 통해 구한 채널 파라미터를 가지고 선형적으로 배열된 S 개의 송신 안테나와 U 개의 수신 안테나를 가진 다중 안테나 시스템에 대해서 송신 안테나 s 와 수신 안테나 u 쌍에서 n 번째 ZDSC에 의한 채널 계수는 다음과 같다.

$$(3-38)$$

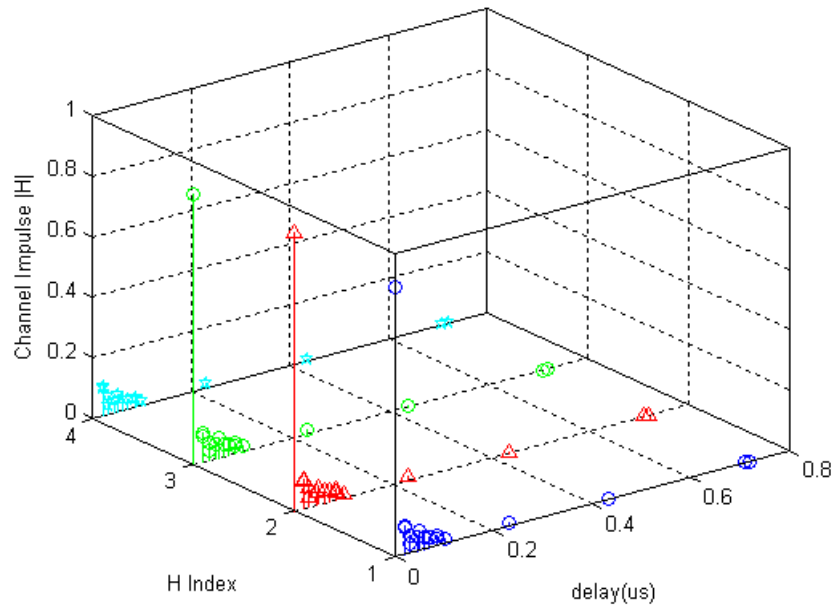
또한, 만약 LOS 환경이라면 LOS 성분을 고려하여 식 (3-38)은 식 (3-39)와 같이 수정될 수 있다.

$$h_{u,s,n}^{LOS}(t) = \sqrt{\frac{1}{K+1}} h_{u,s,n} + \delta(n-1) \cdot \sqrt{\frac{\sigma_{SF}K}{K+1}} \left(\frac{\sqrt{G_s(\theta_{BS})} e^{j[kd_s \sin(\theta_{BS}) + \phi_{LOS}]} \sqrt{G_u(\theta_{MS})} e^{j[kd_u \sin(\theta_{MS}) + \phi_{LOS}]} }{e^{jk||v|| \cos(\theta_{MS} - \theta_v)}} \right) \quad (3-39)$$

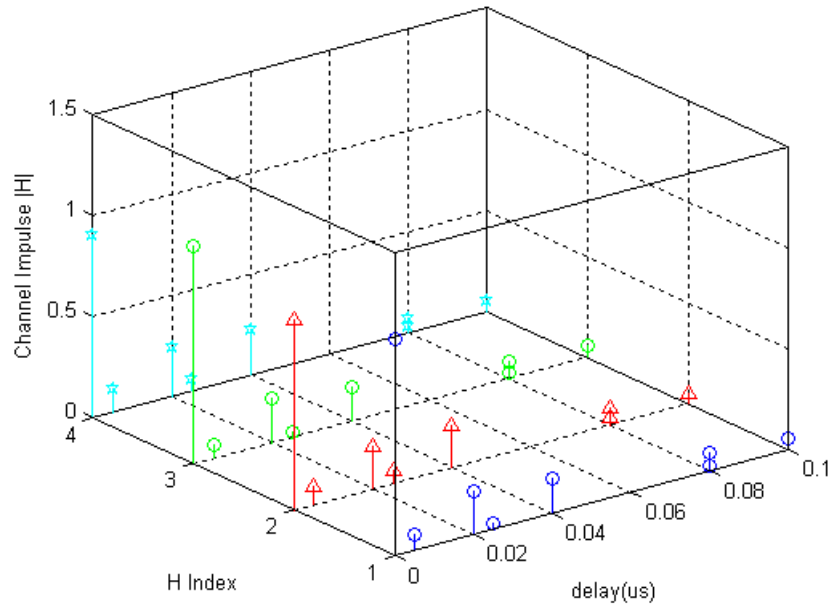
where
 $\phi_{m,n}$ is the azimuth $\angle$ of departure of mth ray within the nth ZDSC
 $\psi_{m,n}$ is the azimuth $\angle$ of arrival of mth ray within the nth ZDSC
 $G_t(\phi_{m,n})$ is the antenna gain of Tx(BS) for the mth ray within the nth ZDSC
 $G_r(\psi_{m,n})$ is the antenna gain of Rx(MS) for the mth ray within the nth ZDSC
 d_s is the distance between antenna elements of the $|$ ar array at Tx
 d_u is the distance between antenna elements of the $|$ ar array at Rx
 k is the wave number
 $\Phi_{m,n}$ is the phase of the mth ray within the nth ZDSC

$||v||$ is the speed of the MS
 θ_v is the angle of the MS velocity vector

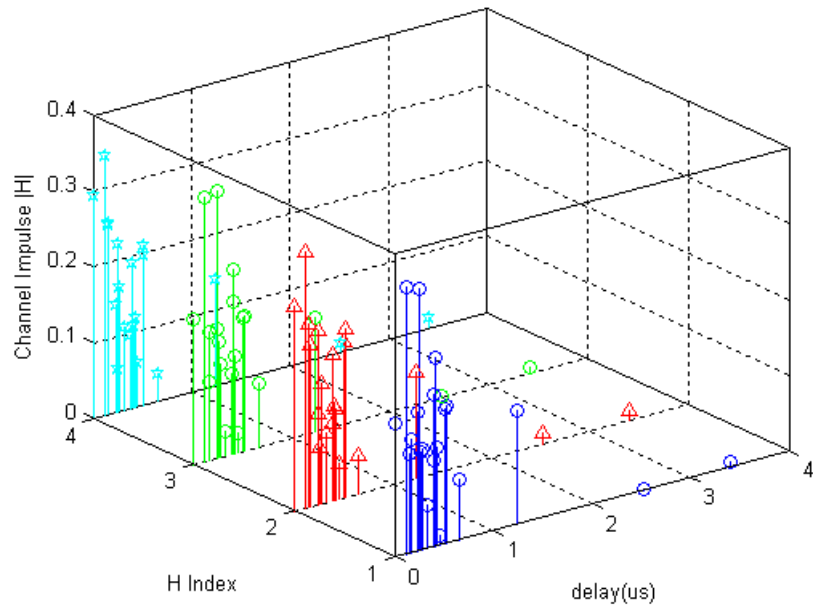
그림 3-7은 WINNER generic 채널 모델의 환경별 채널 임펄스 응답을 보여준다. 표 3-8에서 나타낸 것과 같이 그림 3-7 (a)는 작은 실내 사무실 환경이고 그림 3-7 (b)는 Hotspot통신을 위한 도심 마이크로셀 환경이다. 그림 3-7 (c)는 이동통신을 위한 도심 매크로셀 환경이며 그림 3-7 (d)는 시골 매크로셀 환경에서의 임펄스 응답이다. 환경에 따라 시간 지연과 임펄스 개수가 변하며 안테나 당 채널의 임펄스 개수는 각각 16개, 8개, 20개, 11개로 환경별로 임펄스 개수와 지연 시간 특성이 달라짐을 볼 수 있다. 상대적으로 셀 반경이 작을수록, 그리고 산란체에 의한 효과가 적을수록 지연 시간이 짧아지는 특성을 보임을 알 수 있으며, 이 채널 임펄스 응답을 통해 채널 행렬 및 채널 용량을 도출할 수 있다.



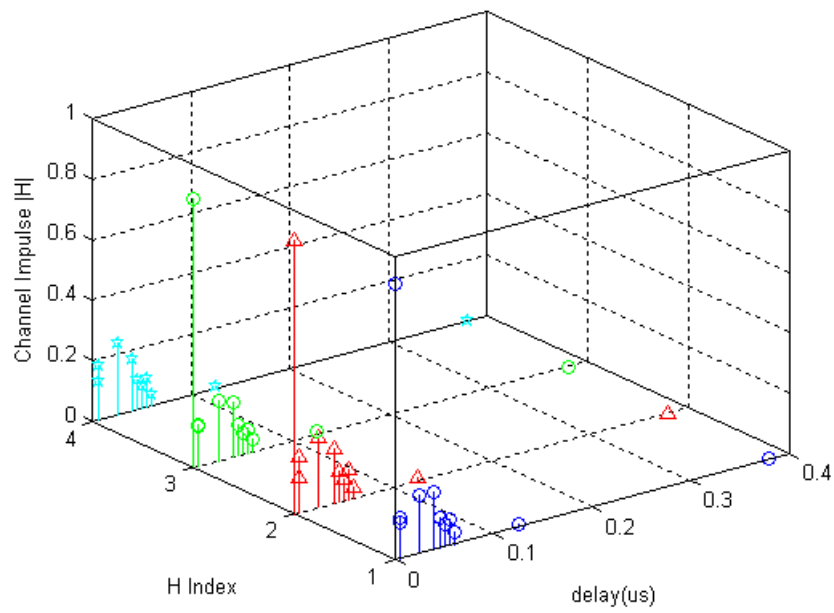
(a) A1 가시 환경



(b) B1 가시 환경



(c) C2 가시 환경



(d) D1 가시 환경

그림 3-7 WINNER generic1 채널 모델(Phase I) 환경별 채널 임펄스 응답

제 4 장 채널 분석 알고리즘 및 채널 특성 연구

제 4 장 채널 분석 알고리즘 및 채널 특성 연구

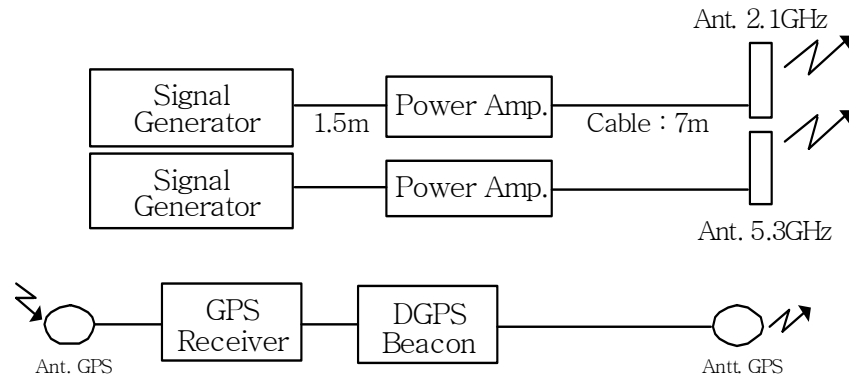
제 1 절 측정 시스템

본 절에서는 2 GHz 대역과 5 GHz 대역에서의 국내 실외 환경에서의 경로 손실 측정을 위한 경로 손실 측정 시스템 및 8 GHz 대역 실내 환경에서의 광대역 채널 파라미터 및 다중 안테나 채널 파라미터의 측정을 위한 다중 안테나 채널 사운더에 대해 소개하고, 다중 안테나 채널 사운더의 보정(Calibration)을 위한 방법에 대해 설명한다.

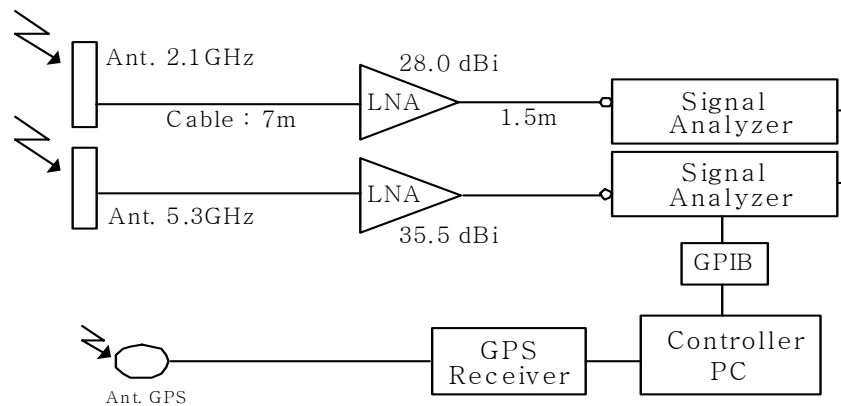
1. 경로 손실 측정 시스템

경로 손실 측정은 2.1 GHz와 5.3 GHz의 두 대역에서 CW 신호를 이용하여 동시 측정이 수행되었다[28]. 그림 4-1은 듀얼밴드 측정 시스템을 기술하고 있다. 그림 4-1 (a)에서는 독립된 2개의 안테나와 신호발생기, 증폭기로 구성된 송신 시스템을 보여준다. 송신 시스템은 건물 옥상에 설치되어 일정한 출력의 CW 신호를 송신하게 되며 2.1 GHz 대역에서는 41.15 dBm, 5.3 GHz 대역에서는 30 dBm의 송신신호가 방사된다. 또한 송신 시스템에는 채널 신호 이외에 정밀한 위치추적을 위한 DGPS 비콘 송신기를 추가적으로 설치하여 비콘 신호를 송신하게 된다. 도심환경에서 하늘의 위성신호만 이용한 수신기의 GPS 위치 추적은 고층 건물에 의해 정확도를 확보하기 불가능하므로 DGPS의 추가적인 비콘 신호를 이용한 정밀한 수신기 위치 보정을 하게 된다. 수신 시스템은 이동측정이 가능하도록 측정 차량에 설치하게 되며, 2.1 GHz와 5.3 GHz 두 대역의 수신 안테나, LNA, 신호분석기 및 DGPS 수신기와 데이터 저장 및 시스템 제어를 위한 노트북으로 구성되며, 특히 수

신안테나는 측정차량 지붕높이 2.0m에 고정된다. 그림 4-1의 (b)에 수신 시스템의 구성도를 나타내었다.



(a) 듀얼 밴드 송신 시스템 구성도



(b) 듀얼 밴드 수신 시스템 구성도

그림 1 듀얼 밴드 시스템 구성도

2. 다중 안테나 채널 사운더

다중 안테나 채널 사운더는 채널 행렬 $\overline{H}$ 를 추정하기 위해 채널 임펄스 응답을 정확하게 도출할 수 있어야 한다. 본 연구에서는 데이터 획득을 위해 채널 코드로 신호를 서로 분리해 내는 직접 시퀀스 대역 확산(DSSS) 방식을 사용하였으며[29], 송수신부에 각각 2개의 안테나를 사용하여 광대역

MIMO 채널 추정을 위해 디자인되었다. 중심 주파수는 8.05 GHz이고 대역폭은 100 MHz이다. 또한, 최대 송신 파워는 30 dBm이며 최소 수신 레벨은 -80 dBm이다. 송수신 파워 레벨은 시스템의 동적 영역(dynamic range)을 결정하는 데 있어서 중요하다. 그림 4-2는 대역확산 기법을 이용한 다중 안테나 채널 사운더 블록 다이어그램을 나타낸다.

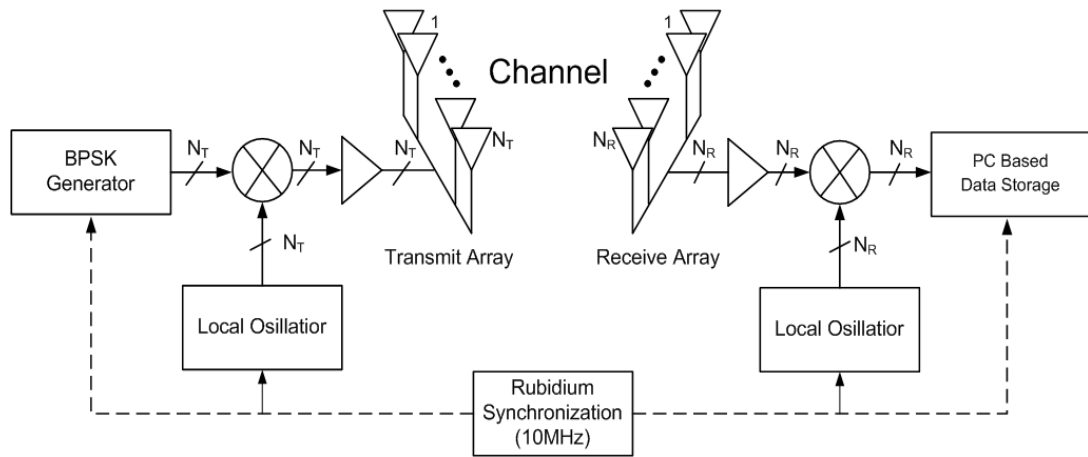


그림 4-2 대역확산 다중 안테나 채널 사운더 블록 다이어그램

대역 확산 기법을 사용한 다중 안테나 채널 사운더에서는 N_T 개의 송신 안테나로부터 N_R 개의 수신 안테나 사이의 $N_R \times N_T$ 채널 행렬을 측정 할 수 있도록 단일 채널 대역확산 기법을 다중 안테나 채널 대역 확산으로 확장한다. 측정은 N_T 개의 독립적이고 상호간 상관도가 낮은 BPSK(Binary Phase Shift Key) 변조된 PN(Pseudo Noise) 코드문의 비트열을 만들고 그들의 각각을 특정 반송파 주파수로 변환시킴으로서 수행되며, N_T 개의 독립적인 신호는 증폭되어 N_T 개의 송신 안테나로 전송된다. 대역 확산 신호의 전력 스펙트럼 포락선은 싱크(sinc)함수를 보이고, 신호 대역폭은 PN 코드의 클럭율과 같다. 수신기에서 N_R 개의 각 수신 안테나로부터 수신되는 신호는 증폭된 후 중간 주파수대역으로 변환되어진다. N_R 개의 중간 주파수 신호들에 대한 신호 검출을 위해 신호들은 AD 컨버터에 의해 샘플링 되어지고 PC를 통해 병렬 데이터로 저장되며 후처리를 통해 채널 추정 소프트웨어에서 처리한다.

이 때 송신기에서 사용된 것과 동일한 BPSK 변조 PN 코드문을 사용하여 검출기에서 역확산 된 후 검출되어진다. 송신단과 수신단에서의 국소 발진 신호가 동기화 되어질 때 수신단에서의 정확한 수신 신호 검출이 가능하기 때문에 루비듐 발진기(rubidium oscillator)에서 나오는 10 MHz 기준 신호를 양쪽의 국소 발진기에 연결함으로서 동기화 시킨다[30].

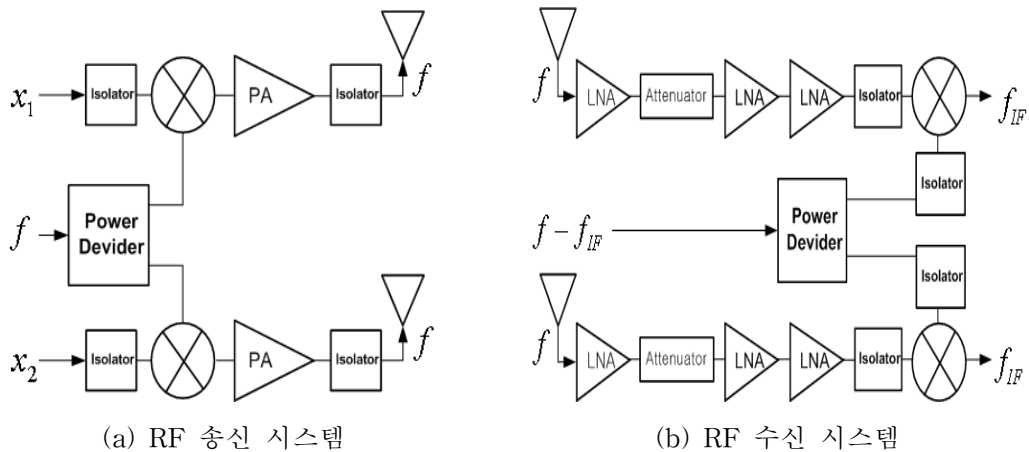


그림 4-3 다중 안테나 채널 사운더의 RF 송수신 시스템

위 그림 4-3은 2X2 다중 안테나 채널 사운더의 RF 송수신 시스템에 대한 보다 자세한 그림이다. 송신 시스템에서는 각각 서로 다른 PN 코드가 곱해진 후 아날로그 신호로 변조된 x_1 과 x_2 가 반송파 주파수 f 에 의해 발진되고, 전력 증폭기를 통해 증폭된 후 안테나를 통해 방사되며 수신 시스템에서는 낮은 잡음 레벨을 유지하기 위해 안테나로부터 수신된 신호를 LNA로 증폭한 후 f_{IF} 주파수 대역으로 하향 변환되어 수집된 후 소프트웨어적으로 처리된다. 이러한 대역 확산 방식은 각 안테나에 따른 RF 소자가 각각 사용되기 때문에, 각 안테나에 따른 교정이 필요하며, 코드 간 상관도에 의해 안테나 개수에 따라 동작 대역에 제한을 받는다. 또한, 구성 단가가 상대적으로 높다는 단점이 있지만, 측정 시간이 안테나 개수에 의해 제한을 받지 않고 동기화 오류를 소프트웨어적으로 처리할 수 있으며, 실시간 측정에 매우 좋은 장점이 있다.

3. 다중 안테나 채널 사운더 보정 (Calibration)

가. RF단의 부정합 보정

RF단 소자의 불완전 정합에 의해 다중 반사된 신호는 실제 채널에서는 존재하지 않는 다중 경로 시간 지연이 나타나게 된다. 이는 측정 시스템의 영향 때문으로 이를 제거하기 위해 다음과 같은 방법을 적용하였다. 요구하는 송신 신호를 p 라고 할 때 부정합에 의해 변하는 실제 송신 신호 p_m 은 임의의 복소수 A_m 과 시간 지연된 원래 신호 $p[n+n_m]$ 로 나타낼 수 있으며 다음과 같이 정의할 수 있다.

(4-1)

만약 전기적으로 잘 정합된 시스템이라면 다중 반사 신호의 복소 크기 (A_m)가 작거나 반사 수(M)가 매우 적어 p_m 은 장비 내부의 시간지연 n_m 만 존재하는 p_0 에 근접하게 된다. 마찬가지로 수신단에서도 같은 현상이 발생할 수 있다. 기저대역의 송신 신호가 송신 RF단을 거쳐 채널 계수가 1인 임펄스 채널을 지나 수신RF단을 통해 기저대역 수신 신호로 변환되었다면 수신 신호는 다음 식 (4-2)와 같다.

(4-2)

그러나 다중 반사 횟수 M 과 그 반사의 복소 계수 A_m 을 결정하는 것은 어려우며 이 영향을 간단히 고려하기 위해 그림 4-4와 같은 back to back 측정을 통한 $p[n]$ 벡터를 획득한다. back to back 측정 시에는 과부하를 방지

하기 위해 감쇄기를 사용한다.

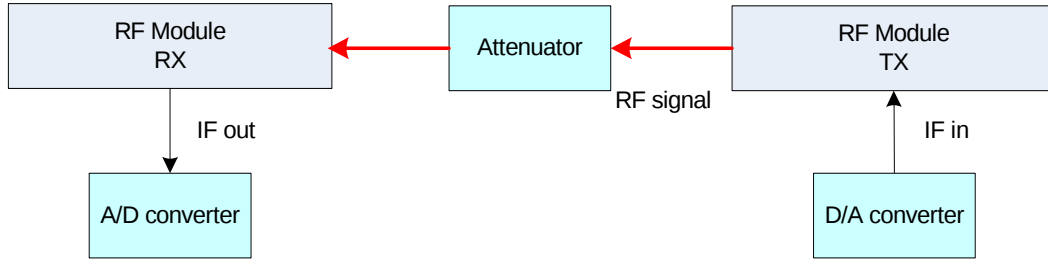


그림 4-4 back-to-back 측정 시스템의 블록 다이어그램

이 back to back 측정 데이터로부터 $p[n]$ 벡터를 획득하는 과정은 다음과 같다. IF 대역 측정 데이터를 최소 단위로 획득하고 기저대역 신호로 변환한다. 변환된 IF 대역 신호로 임펄스 응답을 찾는다. 임펄스 응답 중 스위칭 노이즈가 발생할 수 있는 부분을 제거하고 하나의 PN 주기에 해당하는 $p_1[n]$ 데이터를 획득한다. 이 획득한 $p_1[n]$ 데이터는 back to back 연결을 위한 케이블과 감쇄기 등에서 시간 지연이 발생하기 때문에 임펄스 응답의 최댓값을 중심으로 좌우 대칭으로 다시 $p_2[n]$ 데이터를 획득한다. 장비 불안정한 시변 특성으로 인하여 정밀성이 떨어지는 데이터가 고려되는 것을 방지하기 위해 측정 데이터 중 일부를 기준 신호 $p_3[n]$ 으로 저장하여 획득된 신호 $p_2[n]$ 과 $p_3[n]$ 간의 교차 상관도가 0.9 이상인 경우인 데이터만 수집하여 전체 데이터에 대해 평균을 취한다. 이로부터 얻어진 신호를 $p[n]$ 으로 정의한다. 이때 $p[n]$ 은 순수 실수 신호인 $p_0[n]$ 과 달리 RF 모듈의 평탄하지 못한 이득과 위상 특성에 의해 복소 신호가 될 수 있다. 또한 PN 한 주기 동안 $p[n]$ 신호는 단위 값이 되도록 정규화 한다.

나. 불균일 링크 이득 보정

송수신 시스템의 제작 상 오차와 마이크로파 소자들에 의한 신호 왜곡으로 인해 송수신기 하나의 단과 다른 단 간의 시스템 응답은 차이를 갖는다.

이러한 영향은 각 송수신 단의 시스템 응답을 수집하고, 수집된 값으로부터 적절한 보정 작업을 통해 제거한다. 일반적으로 측정되어진 채널 행렬은 식 (4-3)과 같다.

$$\overline{\overline{H}}_M = \overline{\overline{R}} \overline{\overline{H}} \overline{\overline{T}} \quad (4-3)$$

여기서, $\overline{\overline{R}}$ 은 수신기의 응답 행렬이고, $\overline{\overline{T}}$ 는 송신기의 응답행렬이며, $\overline{\overline{H}}$ 는 순수하게 채널의 정보만을 담은 순수 채널 행렬이다. 측정을 통해 얻어지는 송수신 시스템들의 시스템 응답 행렬로부터 실질적인 채널 행렬은 식 (4-4)을 통해 계산한다.

$$\overline{\overline{H}} = \overline{\overline{R}}^{-1} \overline{\overline{H}}_M \overline{\overline{T}}^{-1}, \quad (4-4)$$

시스템 내부의 커플링이 작을 때, 각각의 송신 안테나에 연결되어진 시스템 간의 위상 오차는 채널 전달 행렬의 각 행과 열에 임의의 위상 지연을 일으킨다. 이로 인해 채널 행렬의 두 성분 간의 상관 계수는 임의의 위상 지연을 갖는 실제 상관 계수와 같다. 하지만 임의의 위상 지연으로 인해 채널 행렬 $\overline{\overline{H}}$ 의 대각선 벡터들을 제외한 좌우 벡터 성분들만이 변하기에 채널 용량에는 변화가 없으며, 공간 상관 계수의 크기 또한 변하지 않는다. 따라서 채널 용량과 상관 계수 분석은 데이터의 크기 수정만으로 충분하다.

제 2 절 채널 검출 알고리즘

채널 사운더를 통해 얻어진 데이터는 기본적으로 이동통신에서의 파일럿 신호와 같으며 송수신단에서 이미 알고 있는 신호가 채널을 거쳐 왜곡된 신호이다. 이렇게 실제 채널에서 이미 알고 있는 신호라는 가정은 수신된 파일럿 신호로부터 채널 정보를 획득할 수 있게 한다. 그러나 측정된 채널 임펄

스 응답 CIR (Channel Impulse Response)을 분석함으로써 채널 정보를 바로 얻어낼 수 없는데 그 이유는 측정 시스템 자체가 수신 데이터에 영향을 미치기 때문이다. 따라서 MIMO 채널 사운더를 통해 측정을 수행하고 그로부터 올바른 채널 정보를 도출하기 위해서는 채널 사운더 자체에 의한 영향을 제거할 수 있는 채널 분석 알고리즘이 필요하며, 그러한 알고리즘에는 EM (Expectation Maximization) 알고리즘을 기초로 한 SAGE (Space Alternating Generalized EM) 알고리즘[31]과 같은 여러 기법들이 있다. 그러나 SAGE 알고리즘은 높은 정확도를 보이지만 매우 복잡하다. 따라서 신뢰할만한 정확성과 보다 간단한 알고리즘 구현이 가능한 알고리즘이 요구되는데, 그 대표적인 것이 CLEAN 알고리즘이다. 따라서 본 절에서는 수신된 데이터로부터 정확한 채널 정보 도출을 위해 UWB 통신에서 사용되는 CLEAN 알고리즘과 등화기에서 많이 사용되는 Zero forcing법을 비교한다.

1. 슬라이딩 코릴레이터

슬라이딩 코릴레이터 방식의 채널 검출에서 채널 응답은 PN 시퀀스에 의해 임펄스 형태로 나타나며 이때 시스템 대역폭을 한정하기 위하여 대역 필터를 통과 시킨 PN 시퀀스는 대역 제한 필터에 영향을 받아 임펄스 형태가 바뀌게 된다. 즉, 채널이 선형 시간 불변하다고 가정하면 다음과 같은 식이 성립한다.

$$\begin{aligned}
 (Z[n]*p[n])*(Z[n-\Omega]*p[n-\Omega]) &= (Z[n]*Z[n-\Omega])*(p[n]*p[n-\Omega]) \\
 &= (Z[n]*Z[n-\Omega])*\delta(\Omega) \\
 &= F[n-\Omega]*\delta(\Omega) \\
 &= F[n]
 \end{aligned}
 \tag{4-5}$$

여기서 $p[n]$ 은 PN시퀀스, $Z[n]$ 은 대역 필터의 시간 지연 영역 파형이다. 즉, PN 코드를 사용하면 임펄스 형태로 나올 응답에 대해 대역 제한 필터를 사

용하면 $f[n]=(x[n]*x[n])$ 형태의 응답을 갖게 된다. 이 $f[n]$ 함수의 응답에 따라 채널 사운더의 관찰 가능 해상도가 결정되며 Raised cosine 필터인 경우 부엽의 효과 때문에 해상도가 줄어들게 되고 부엽간 간섭 때문에 정확도도 줄어들게 된다.

그림 4-5는 Raised Cosine 여과기를 사용한 신호의 채널 응답과 WINNER 모델로 부터 발생된 임펄스 응답을 나타낸 것이다. Raised Cosine 여과기를 통과하면 시간지연 영역에서 신호간 상관도 때문에 실제 채널 임펄스 응답과는 다른 임펄스 응답을 얻게 된다. 따라서 이를 극복하기 위한 방법이 필요하며 여기서는 Clean 알고리즘과 등화기에서 사용하는 Zero forcing 알고리즘을 비교하고 최종적으로 본 연구에서 사용하는 알고리즘에 대해 설명한다.

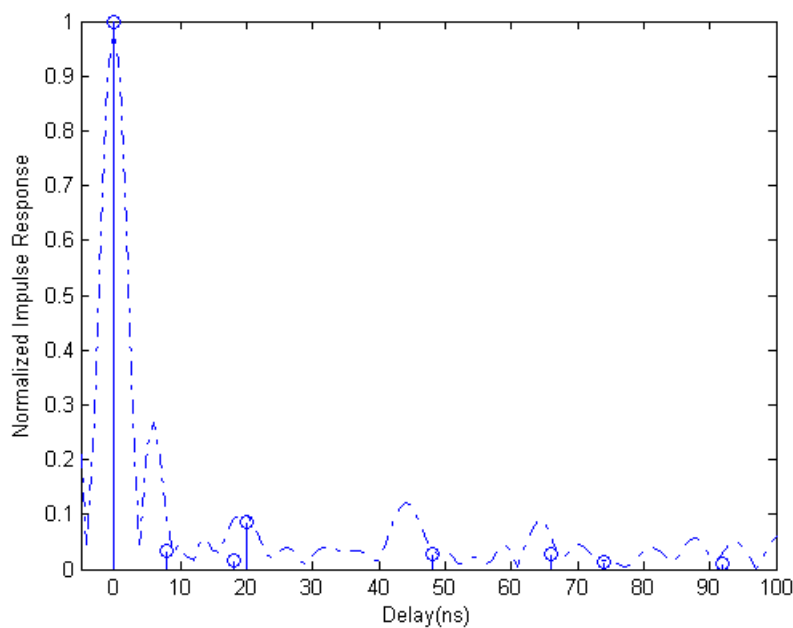


그림 4-5 Raised Cosine Filter된 신호의 채널 응답

2. 채널 응답 검출 알고리즘

가. CLEAN 알고리즘

본래 천문 영상 처리를 위해 개발된 CLEAN 알고리즘은 무선 채널에 의해 발생하는 분산 (dispersion)을 예측하는 용도로 이용되었다[32][33]. 또한, CLEAN 알고리즘은 시간 축에서 이산 분포 CIR을 생성시킬 수 있기 때문에 채널을 임펄스의 집합으로 볼 수 있고, 이는 tapped-delay line 채널 모델과 일관되기 때문에 광대역 무선 채널에서 특히 선호된다. CLEAN 알고리즘의 주요 아이디어는 송신기와 수신기를 채널 없이 직접 케이블로 연결하여 측정된 back-to-back CIR을 이미 알고 있을 때, 이로부터 측정된 데이터를 빼는 일련의 과정을 특정 기준을 만족할 때까지 반복하는 데 있다. 데이터 가공 과정을 보면 다음과 같다.

- ① 반복을 시작한다.
- ② 측정 CIR α_{mn}^{wb} 에 대해서 $\alpha_{mn}^{\max} = \max(|\alpha_{mn}^{wb}|)$ 인 점을 찾는다.
- ③ back-to-back CIR의 최대값 $\alpha_{l2b}^{\max} = \max(|\alpha_{l2b}^{wb}|)$ 인 점을 $\alpha_{mn}^{\max}$ 인 점에 맞춘다.
- ④ α_{l2b}^{wb} 를 $\text{Scale} = |\alpha_{mn}^{\max}| e^{j\phi_{mn}^{\max}} / |\alpha_{l2b}^{\max}| e^{j\phi_{l2b}^{\max}}$ 의 비율로 그 크기와 위상을 조정한다.
- ⑤ 복소수 영역에서 $\alpha_{mn}^{wb} - (\alpha_{l2b}^{wb} \cdot \text{Scale})$ 를 적용한다.
- ⑥ CIR의 모든 임펄스들이 노이즈 레벨보다 10dB 높을 때까지 반복을 계속한다.

위와 같은 과정을 거쳐서 CLEAN 알고리즘으로부터 시스템에 의하여 발생하는 간섭 등에 의한 부엽을 제거할 수 있다. 하지만 CLEAN 알고리즘은 적용할 때 최대 임펄스 위치를 잘못 예측해서 조금만 오류가 발생해도 그 결과 크게 바뀔 수 있다는 단점이 있다.

나. Zero Forcing 채널 추정

임펄스가 아닌 신호 $s(t)$ 가 정규화되어 M개의 임펄스로 이루어진 다중 경로 채널을 통과하여 수신되고 수신된 신호에 대해 N개의 수신 임펄스 신호 샘플 p_n 을 얻을 수 있다.

$$p[n] = \sum_{m=1}^M s[n_m - n] a_m \quad (4-6)$$

이 때, $N \geq M$ 인 경우는 수신단에서 예측한 임펄스의 개수가 실제 채널의 임펄스 개수보다 같거나 많은 경우이며 $N < M$ 인 경우는 수신단에서 예측한 임펄스 개수가 실제 임펄스 개수보다 적은 경우이다. n 번째 임펄스 신호 p_n 에는 M개의 $s(t)$ 가 혼합되어 있으며 실제 채널 임펄스의 크기를 a_m 이라고 하면 다음과 같이 전개할 수 있다.

$$p[n] = \sum_{m=1}^N s_m(\tau_m - \tau_n) a_m \quad (4-7)$$

이를 이용하여 $M \times M$ 이차원 행렬을 구성할 수 있으며 이는 다음과 같은 행렬 형태로 재정의할 수 있다.

$$\mathbf{p} = \mathbf{C} \mathbf{a} \quad (4-8)$$

$\mathbf{C}$ 행렬은 실제 임펄스 응답 $\mathbf{a}$ 와 측정된 최대값 $\mathbf{p}$ 간의 관계로 송신 신호 $s(t)$ 로 이루어져 있다. $\mathbf{a}$ 를 구하기 위해 역행렬을 구하면

$$\mathbf{a} = \mathbf{C}^{-1} \mathbf{p} \quad (4-9)$$

이 된다.

다. 알고리즘 특성 비교

CLEAN 알고리즘에 의한 신뢰도를 평가하기 위해 이미 알고 있는 CIR과 CLEAN 알고리즘에 의해 발생한 CIR과의 상대적 오차 σ_{error} 를 계산한다. 상대적 오차 σ_{error} 의 RMS 값은 다음 식 (4-10)으로 정의한다.

$$\sigma_{error} = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \left(\frac{\alpha_l^{original} - \alpha_l^{reconstructed}}{\alpha_l^{original}} \right)^2} \quad (4-10)$$

여기서 l 은 시간 지연 임펄스의 개수이고 $\alpha_l^{original}$ 은 임펄스 채널 응답의 전력 크기이고 $\alpha_l^{reconstruct}$ 는 임펄스 채널을 통과하여 복원한 채널 응답의 전력 크기이다. 그림 4-6으로부터 CLEAN알고리즘은 단순히 펄스의 첨두치 크기를 검출하는 방법보다 성능은 우월하나 Zero forcing방법의 성능이 가장 우수함을 알 수 있다. 오차 자체도 첨두치 검출 방법이나 CLEAN알고리즘에 비해 크게 낮아져 검출 결과의 신뢰도를 높일 수 있을 것으로 기대된다.

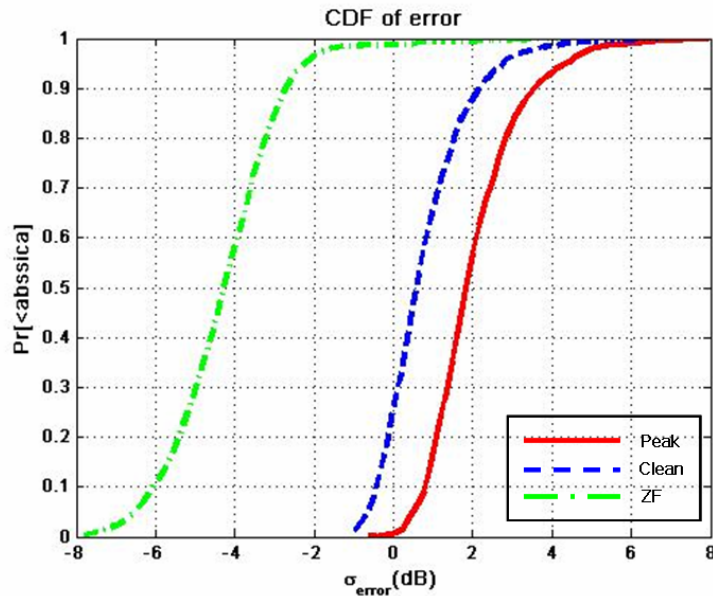


그림 4-6 알고리즘에 따른 에러 누적 확률 분포함수

또한 신호 대 잡음비에 의한 성능 비교에서도 신호 대 잡음비가 높은 경우 Zero forcing이 우수한 성능을 나타내며 신호 대 잡음비가 낮은 경우 잡음에 의한 영향으로 Zero forcing의 검출 성능이 열화됨을 알 수 있다. 그러나 현재의 응용에서 측정 결과의 신호대 잡음비를 5 dB 이상 유지할 수 있다면 Zero forcing 알고리즘이 효과적인 채널 검출 방법이 될 수 있을 것으로 기대된다.

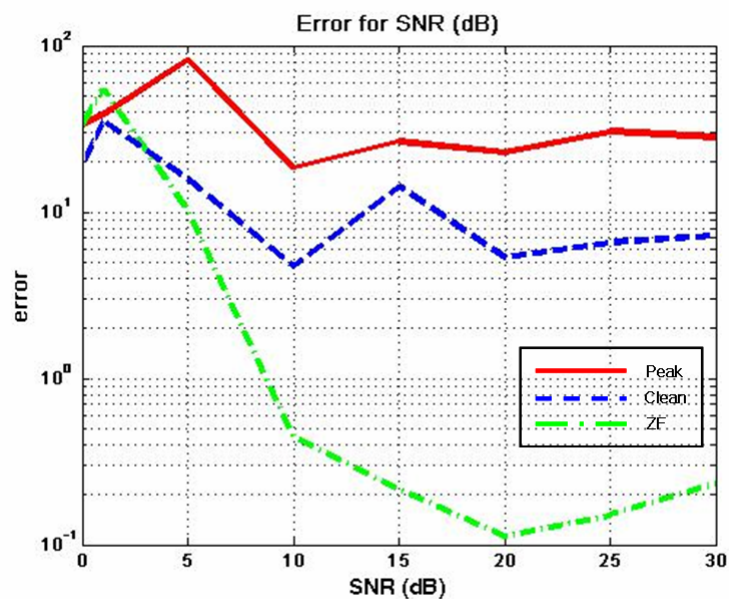


그림 4-7 신호 대 잡음비에 따른 에러율

라. 검출 알고리즘

채널의 임펄스 응답은 그림 4-8과 같은 과정을 거쳐 검출한다. 측정 데이터를 슬라이딩 코릴레이터를 통과시켜 펄스를 얻어내고 펄스의 위치를 검출하기 위해 침두치 검출방법을 사용한다. 검출된 침두치는 CLEAN알고리즘을 적용하여 실제 채널의 임펄스와 코릴레이터를 통한 코드의 펄스를 구분하여 실제 채널 임펄스의 위치를 검출한다. 검출된 채널 임펄스의 크기는 Zero forcing 방법을 적용하여 정확하게 검출한다.

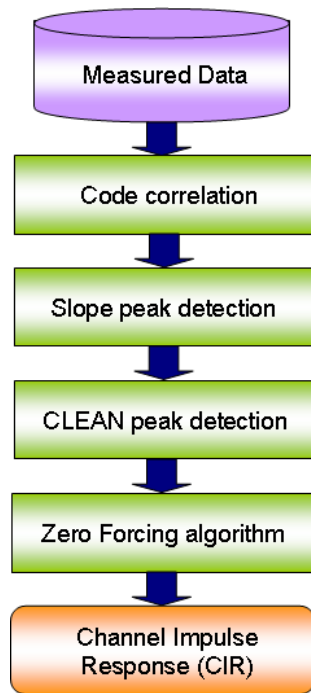


그림 4-8 임펄스 응답 추출 순서도

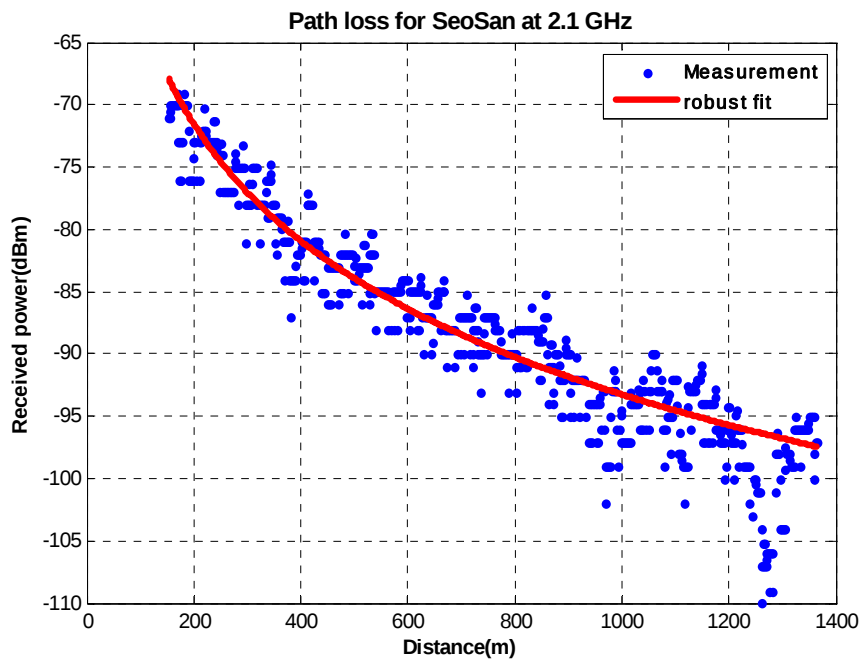
제 3 절 채널 특성 분석

1. 협대역 채널 파라미터 분석

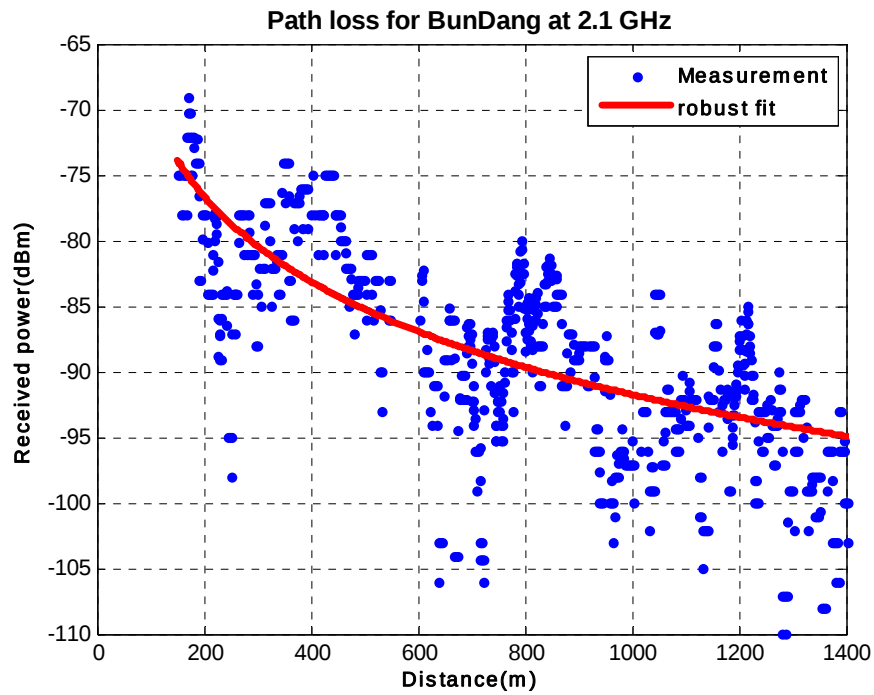
측정점을 균일하게 분포시키기 위해 지역평균(Local Mean)값을 취하여 거리에 따른 경로 손실에 관한 파라미터를 도출한다. 참고문헌 [28]에 제시된 측정 시나리오에 따른 환경별 경로 손실 계수 및 분산값에 의한 채널 모델은 표 4-1과 같다. 또한, 그림 4-9는 2.1 GHz 대역과 5.3 GHz 대역에서 열린 공간인 서산과 밀집 도심 지역인 분당에서의 경로 손실 측정 데이터와 그에 대한 robust fitting을 보여준다.

표 4-1 각 시나리오에 따른 경로 손실 모델

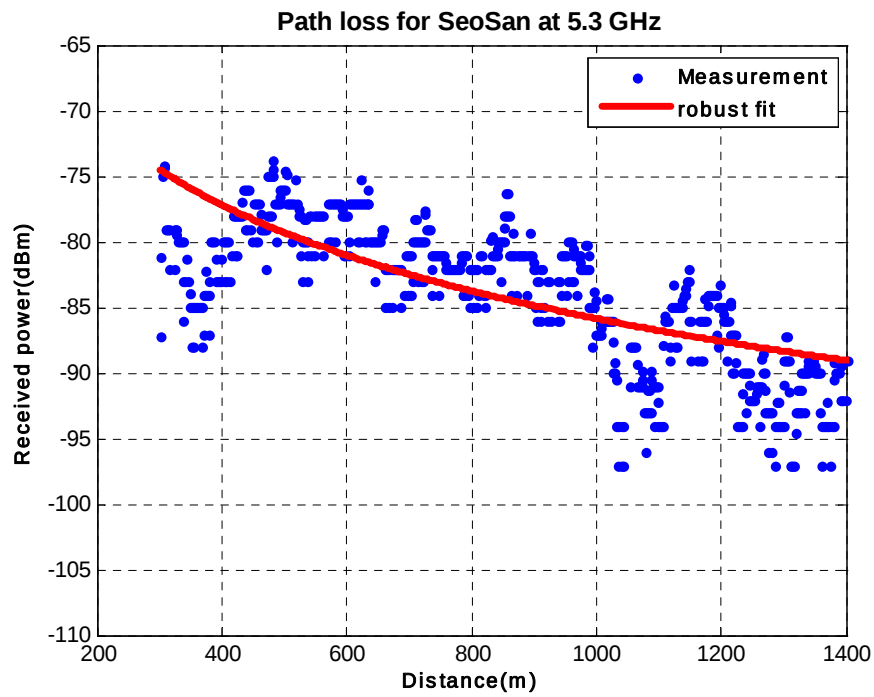
시나리오		적용 주파수	경로 손실 계수	분산	적용 거리
BunDang Area	LOS	2.1 GHz	2.12	$\sigma=7.33dB$	$30m < d < 1400m$
		5.3 GHz	1.94	$\sigma=8.83dB$	$30m < d < 1400m$
SeongPa, Ilsan Area	LOS	2.1 GHz	1.96	$\sigma=6.53dB$	$30m < d < 600m$
		5.3 GHz	2.77	$\sigma=8.07dB$	$30m < d < 600m$
Ilsan	LOS	2.1 GHz	1.92	$\sigma=6.78dB$	$30m < d < 1200m$
		5.3 GHz	2.42	$\sigma=7.03dB$	$30m < d < 1200m$
Yatop, SeaHwa Area	LOS	2.1 GHz	1.97	$\sigma=6.53dB$	$30m < d < 1200m$
		5.3 GHz	2.92	$\sigma=8.07dB$	$30m < d < 1200m$
SeaHwa Industry Area	LOS	2.1 GHz	1.98	$\sigma=9.43dB$	$100m < d < 2km$
		5.3 GHz	2.33	$\sigma=10.67dB$	$100m < d < 2km$
SeoSan Area	LOS	2.1 GHz	2.10/4.30	$\sigma=3.4dB$ $\sigma=3.7dB$	$30m < d < d_{BP}$ $d_{BP} < d < 1.5km$
		5.3 GHz	1.80/3.90	$\sigma=4.6dB$ $\sigma=3.1dB$	$30m < d < d_{BP}$ $d_{BP} < d < 1.5km$



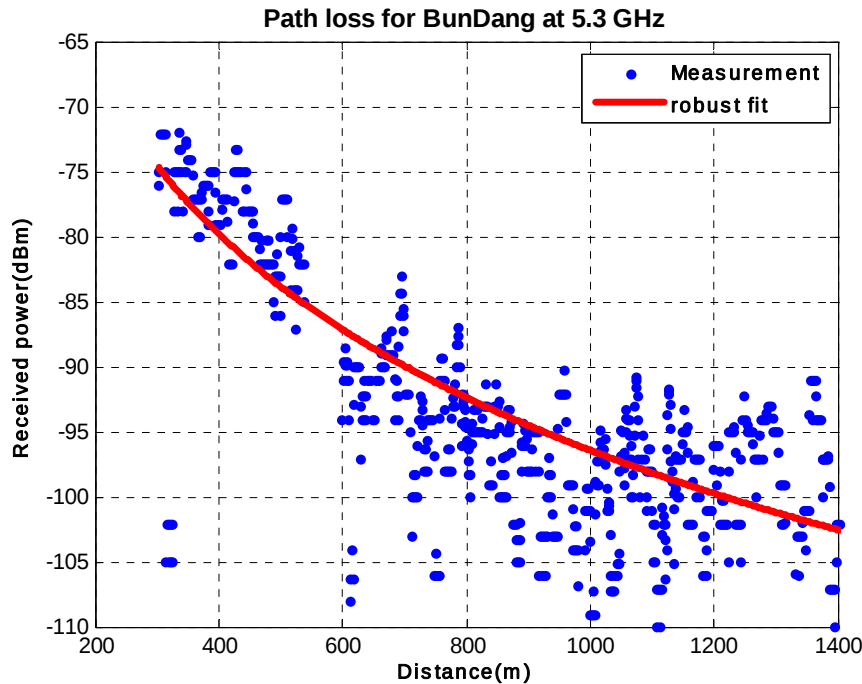
(a) 2.1 GHz 대역 서산에서의 경로 손실



(b) 2.1 GHz 대역 분당에서의 경로 손실



(c) 5.3 GHz 서산에서의 경로 손실



(d) 5.3 GHz 분당에서의 경로 손실

그림 4-9 2.1 GHz과 5.3GHz 대역 서산(열린 공간)과 분당(밀집 도심 지역)에서의 경로 손실 및 그에 대한 robust fit

그림 4-9를 통해 서산과 분당을 비교해 보면, 분당에서 페이딩에 의한 변동이 훨씬 크게 나타남을 볼 수 있다. 이는 건물들에 의해 보다 많은 다중 경로들이 발생하고 이 다중 경로 성분들이 서로 보강 및 상쇄 간섭을 일으켜 발생한 결과이다. 또한, 주파수에 따라서 보면 5.3 GHz 대역에서 2.1 GHz 대역보다 경로 손실이 더 큼을 알 수 있다.

2. 광대역 채널 파라미터 분석

광대역 채널 파라미터는 다중 안테나 채널 사운더를 이용하여 8.05 GHz 대역에서 실내 환경인 오피스 룸과 강당 그리고 복도 환경에 대해 도출하였으며, 오피스 룸의 경우 산란체에 따른 지연 시간 파라미터의 변화를 알아보기 위해 빈 공간인 'empty'와 책상과 같은 수평면의 산란체가 존재하는

‘Hscat’, 그리고 책장과 같은 수직면의 산란체가 존재하는 ‘Vscat’에 따른 지연 시간 파라미터 및 이 때 다중 경로에 의한 임펄스 개수를 비교하였다. 그림 4-10은 환경별 지연 시간 파라미터인 DS (Delay Spread) 및 임펄스 개수에 대한 비교 그림이며, 표 4-2는 환경별 평균 DS를 도식한 표이다.

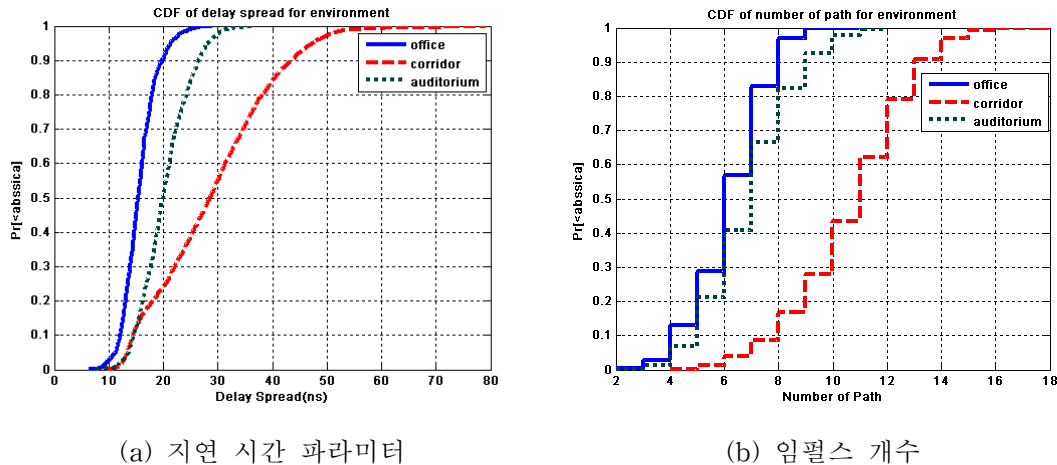


그림 4-10 환경별 지연 시간 파라미터(DS)와 임펄스 개수에 대한 CDF

표 4-2 환경별 평균 지연 시간 파라미터(DS)

Mean Delay Spread (ns)	environment		
	corridor	auditorium	office
	28.93	20.292	14.184

환경별로 복도 환경에서는 좁고 긴 직사각형 형태로 약 10m 이동하였으며, 오피스 룸과 강당에서는 약 2.5m 이동하였다. 또한 강당은 오피스 룸과 재질 및 형태가 거의 동일하며 다만 크기만 강당이 오피스 룸의 약 4배 정도 된다. 그에 따른 DS를 비교해 보면, 복도의 경우 긴 거리를 이동함에 따라 DS의 변화가 훨씬 큰 것을 볼 수 있으며, 좁고 긴 통로에 의해 다중 경로가 가운데로 몰리는 현상이 발생하므로 유효 임펄스 개수가 증가하여 DS가 증가하는 것을 볼 수 있다. 또한, 강당의 경우 오피스 룸과 비교하여 큰

크기에 의해 다중 경로 성분들이 보다 먼 거리를 지나 수신되기 때문에 DS가 오피스 룸에 비해 증가하는 것을 확인할 수 있다.

환경적 특성 외에 산란체에 의한 DS의 변화를 보기 위해 그림 4-11에서 산란체별 DS를 CDF로 나타내었으며, 그에 대한 평균 DS를 표 4-3에 도식하였다.

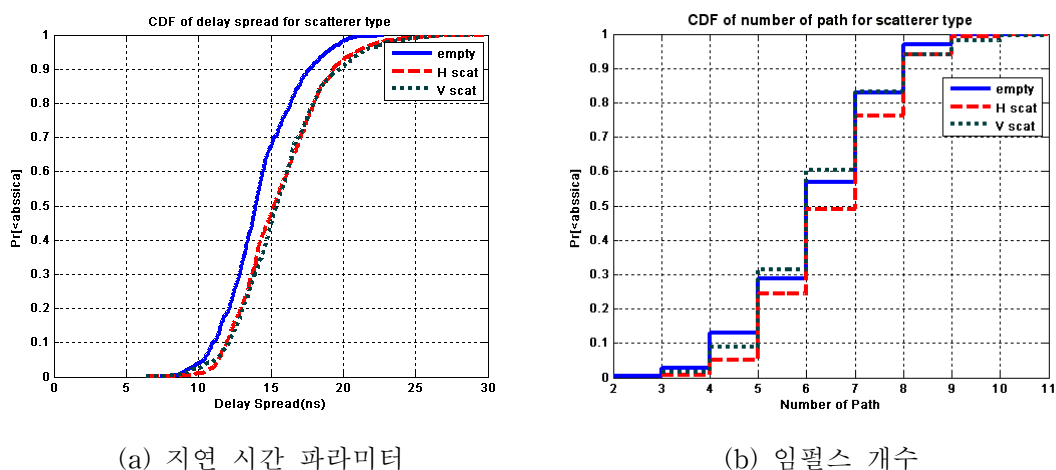


그림 4-11 산란체별 지연 시간 파라미터(DS)와 임펄스 개수에 대한 CDF

표 4-3 오피스 룸에서의 산란체에 따른 평균 지연 시간 파라미터(DS)

Mean Delay spread (ns)	scatterer type		
	'Vscat'	'Hscat'	'empty'
office room	15.663	15.56	14.184

위 결과를 통해 산란체에 의해 다중 경로 성분들이 보다 많이 발생하게 되어 산란체에 따라 DS가 증가하는 경향을 보임을 알 수 있으며, 이는 채널 용량 비교로도 확인할 수 있다. 그러나 오피스 룸의 크기가 작아 제한적인 공간 내에서 산란이 발생하기 때문에 그에 따른 DS의 변화는 크지 않으며 거의 비슷한 포락선을 따라간다. 또한, 수직 산란체와 수평 산란체에 의한 영향을 비교하면 수직 산란체가 안테나에 보다 직접적인 영향을 미쳐 보다

큰 변화를 보이게 됨을 알 수 있다. 또한, 평균 임펄스 개수가 약 6~12개 사이로 이는 Winner generic 채널 모델에서의 임펄스 개수와 거의 일치한다.

3. 다중 안테나 채널 분석

채널 용량은 무선 통신 서비스에 있어서 매우 중요한 파라미터로 MIMO 시스템은 대역폭의 증가 없이 SISO에 비해 큰 채널 용량을 제공하기 때문에 미래 무선 통신에 있어서 매우 획기적인 기술이다. 본 연구에서는 지연 시간 파라미터와 마찬가지로 산란체에 따른 채널 용량 비교 및 환경별 공간 상관도에 따른 채널 용량을 비교하였다. 그림 4-12는 산란체 타입에 따른 채널 용량을 보여주며 표 4-4에서는 그에 대한 평균 용량을 비교하였다.

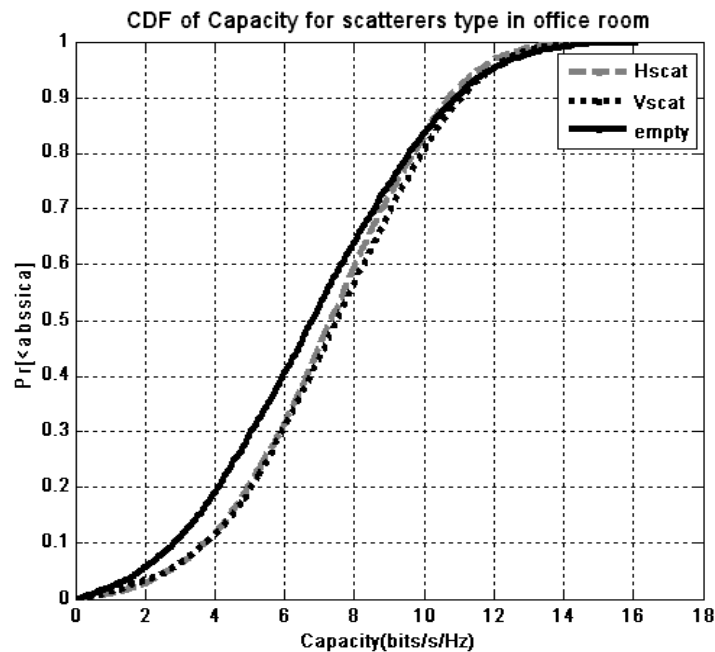


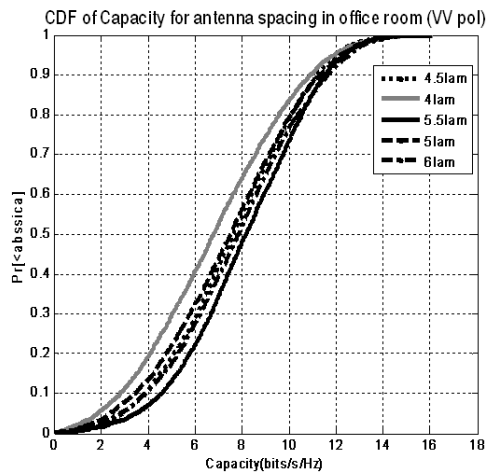
그림 4-12 오피스 룸에서의 산란체에 따른 채널 용량 CDF

표 4-4 오피스 룸에서의 산란체에 따른 평균 채널 용량

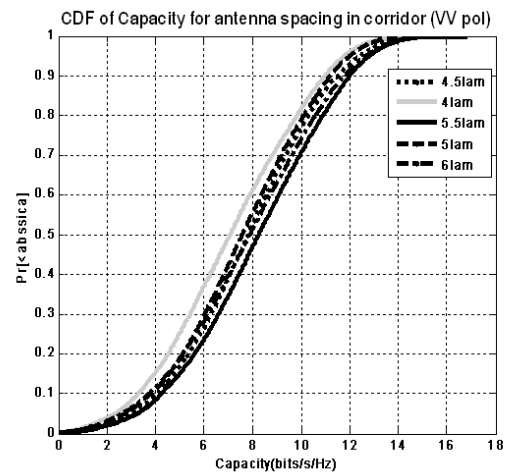
Ergodic Capacity (bits/s/Hz)	scatterer type		
	'Vscat'	'Hscat'	'empty'
office room	7.4384	7.2786	6.8457

그림 4-12 및 표 4-4를 보면, 수직 산란체 및 수평 산란체가 존재하는 경우 빈 공간에 비해 채널 용량이 증가함을 볼 수 있다. 다중 안테나 시스템의 경우 공간 다중화를 통해 채널을 분리시키고 그 때문에 채널 용량이 증가하는 효과를 가지게 된다. 따라서 산란체가 존재하게 되면 다중 경로 성분들이 보담 많이 발생하여 채널 간 상관도가 떨어지게 되므로 보다 높은 채널 용량을 획득하게 된다. 또한, 수직 산란체가 수평 산란체에 비해 보다 높은 채널 용량을 얻게 됨을 볼 수 있다. 이는 수직 산란체의 경우 안테나와 거의 같은 높이인 약 1.8~2m의 높이를 갖는데 비해 수평 산란체의 경우 약 0.8~1m의 높이를 갖기 때문에 안테나와의 거리가 멀어져 국지적인 영향을 덜 미치기 때문인 것으로 추정된다. 이러한 결과는 다중 안테나 시스템의 채널 용량이 LOS 환경보다 NLOS 환경에서 높은 것과 같은 맥락에서 풀이될 수 있다.

다중 안테나 시스템에서의 공간 상관도를 결정하는 보다 직접적으로 결정하는 파라미터는 안테나 간격이다. 다중 안테나 시스템에서는 일종의 배열 안테나를 사용하는 것이기 때문에 안테나 소자 간 커플링에 의해 공간 상관도가 발생하게 되고 이는 안테나 소자 간격이 멀어질수록 감소하게 되는 특성을 가진다. 이 때, 0.5λ 간격으로 보강 간섭과 상쇄 간섭이 연이어서 일어나기 때문에 공간 상관도는 아래위로 파동하면서 감소하게 된다. 그림 4-13은 환경별 안테나 간격에 따른 채널 용량 CDF를 보여주며, 표 4-5는 그에 대한 평균 채널 용량을 보여준다.



(a) 오피스 룸 환경



(b) 복도 환경

그림 4-13 환경별 안테나 간격에 따른 채널 용량 CDF

표 4-5 환경별 안테나 간격에 따른 평균 채널 용량

Ergodic Capacity (bits/s/Hz)	antenna spacing (λ)				
	4λ	4.5λ	5λ	5.5λ	6λ
corridor	7.105	7.789	7.5443	8.1901	7.821
office	6.8457	7.5795	7.4356	8.1034	7.872

안테나 간격에 따른 채널 용량을 비교해 보면, 위의 그림 4-13에서 마찬가지로 공간 상관도에 의해 채널 용량이 변하는 것을 볼 수 있다. 또한, 복도 환경과 오피스 룸 환경을 비교해 보면, 복도 환경에서 채널 용량이 보다 크게 나타나는데 그 이유는 복도 환경에서 송수신간 거리가 보다 멀기 때문에 더 많은 다중 경로 성분들이 발생하기 때문이다.

제 5 장 결론

제 5 장 결 론

본 연구에서는 차세대 이동 통신 서비스를 위한 MIMO 채널 특성 및 MIMO 채널 모델에 대한 연구를 수행하였다. 이를 위해 기존의 비 물리적, 물리적 채널 모델에 대한 연구와 최근 제안된 표준 채널 모델인 Winner generic 채널 모델에 대한 연구를 수행하였다. 그리고 동종 또는 이종의 무선 통신 시스템 사이에 발생하는 간섭 현상을 예측 및 방지하기 위해 측정 데이터로부터 경로 손실과 지연 시간 파라미터, 그리고 다중 안테나 시스템의 채널 용량을 도출하여 이를 분석하고 Winner generic 채널 모델의 채널 임펄스 응답과 비교하였다. 또한, 본 연구에서는 대역 제한 필터에 의한 신호의 왜곡을 복원하고 정확한 채널 정보를 획득하기 위해 채널 검출시 오차율을 줄이고 보다 정확하게 채널을 추출할 수 있는 알고리즘을 제안하였다.

측정 데이터로부터 채널 임펄스 응답 도출 시에는 대역 제한 필터에 의한 신호 왜곡이 발생하게 되며 정확한 채널 검출이 어려워지게 된다. 따라서 보다 정확한 채널 임펄스 응답을 추출하기 위해 Clean 알고리즘과 Zero forcing 알고리즘을 비교하였으며, 이를 통해 신호 대 잡음비가 5dB 이상일 때는 Zero forcing 알고리즘이 훨씬 더 적은 오차를 가짐을 보였다. 그러나 Zero forcing 알고리즘은 신호 대 잡음비에 대해 고려하지 않아 신호 대 잡음비가 낮을 경우 오차율이 급격히 상승하게 되므로 Clean 알고리즘과 Zero forcing 알고리즘을 동시에 사용하여 어떠한 신호 대 잡음비에서도 낮은 오차율을 가지는 채널 추출 알고리즘을 제안하였다.

그리고 3GPP와 3GPP2를 목표로 유럽의 Winner 프로젝트에서 제시된 Winner generic 채널 모델의 시나리오별 채널 파라미터 및 채널 계수 획득 과정에 대한 연구를 통해 시나리오별 경로 손실 및 채널 임펄스 응답을 획득하였다. 채널 임펄스 응답의 경우 환경에 따라 임펄스 개수와 지연 시간 특성이 변하는 것을 확인하였으며, 이렇게 도출된 채널 임펄스 개수는 측정을 통한 임펄스 개수와 거의 같음을 확인하였다. 그러나 국내와의 환경적 차

이로 인해 Winner generic 채널 모델로부터 도출된 경로 손실 값으로는 불충분하기 때문에 국내 환경을 고려하여 열린 공간인 서산을 비롯하여 밀집도가 다른 도심 지역들에 대한 경로 손실 계수와 페이딩에 의한 분산값을 도출하였다. 비교를 위해 열린 공간인 서산 지역과 밀집 도심 지역인 분당 지역의 경로 손실을 비교한 결과 도심 지역에서 건물들에 의한 페이딩이 훨씬 크게 나타남을 볼 수 있었으며, 2.1 GHz와 5.3 GHz의 주파수별 비교를 통해 주파수가 높은 경우 경로 손실이 더 크게 나타남을 확인하였다. 또한, 광대역 시스템의 ISI와 관련된 지연 시간 파라미터 (DS)에 대해 실내 공간의 환경별, 산란체별 특성을 확인하였다. 좁고 긴 직사각형 형태의 복도 환경에서는 이동 경로가 길고 다중 경로 성분들이 모아지는 특성이 발생하여 유효 임펄스 개수와 지연 시간 파라미터가 증가하여 약 28.93ns의 평균 지연 시간 파라미터 값을 가졌으며, 정사각형 형태의 오피스 룸에서는 약 14.184ns의 평균 지연 시간 파라미터를 가짐으로써 환경에 따라 그 차이가 큼을 확인하였다. 산란체별 비교에서는 산란체가 많을수록 다중 경로 성분에 의해 지연 시간 파라미터 값이 증가하는 경향을 보였으나 환경에 의한 영향에 비해 미미했다. 한편, 다중 안테나 시스템에서는 채널 용량이 공간 상관도에 의해 크게 영향을 받게 된다. 따라서 공간 상관도에 영향을 미치는 산란체 및 안테나 간격에 따른 채널 용량을 비교하였다. 산란체에 따른 채널 용량 비교는 수직 산란체와 수평 산란체, 그리고 산란체가 없을 때에 대해 비교하였으며, 그 결과 수직 산란체에서는 7.4384, 수평 산란체에서는 7.2786, 산란체가 없을 때는 6.8457의 평균 채널 용량을 나타내어 수직 산란체에 대해 가장 큰 채널 용량을 가짐을 볼 수 있었다. 또한 안테나 간격을 0.5 λ 씩 변경해가며 비교한 결과 보강 및 상쇄 간섭에 의해 채널 용량이 파동하였으며, 전체적으로는 간격이 커질수록 안테나 간 공간 상관도가 낮아져 채널 용량이 증가함을 확인하였다.

본 연구에서 제안된 채널 추출 알고리즘 및 분석된 채널 추출 파라미터들은 정확하고 실제적인 채널 모델링에 있어서 매우 중요하며 이를 통해

Winner generic 채널 모델을 국내 환경에 맞게 수정 보완하는 데 사용될 수 있다. 이렇게 개발되는 채널 모델을 통해 많은 무선 통신 서비스들에 의한 상호 간섭을 줄이고 보다 높은 채널 용량을 획득할 수 있다. 따라서 향후 국내 환경에 맞는 채널 모델링에 대한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] 3GPP TR 25.858 V1.0.4, January 2002.
- [3] L. Schumacher, K. I. Pedersen, J. P. Kermoal, P. E. Mogensen, *A Link-Level MIMO Radio Channel Simulator for Evaluation of Combined Transmit/Receive Diversity Concepts within the METRA Project*, IST Mobile Summit, Galway, Ireland, October 2000.
- [4] Lucent: 3GPP TSG R1-01-0879, *Increasing MIMO throughput with per-antenna rate control*
- [5] IST-1999-11729 METRA, D2, *MIMO channel characterisation*, February 2001.
- [6] IST-1999-10322 SATURN, D522, *Indoor and campus single and dual multi-sensor channel characterization*, Oct. 2000
- [7] IST-2003-507581 WINNER, D5.4, *Final Report on Link Level and System Level Channel Models*, 2005
- [8] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, Practice, Prentice-Hall, 1996.
- [9] W. Mattias, "ON MIMO SYSTEMS AND ADAPTIVE ARRAYS," *Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in Signal Processing at Uppsala University*, 2002.
- [10] 유성현, 김정하, 권세웅, 윤영중, "5GHz 대역 다중 안테나 시스템에 대한 실내 전파 채널 용량 특성," *한국전자과학회 종합학술대회*, Vol. 13, No. 1, pp. 43-46, 2003.
- [11] Medeisis. A, Kajackas. A, "On the use of the universal Okumura-Hata propagation prediction model in rural areas." *Vehicular Technology Conference Proceedings*, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51 st Vol. 3, 15-18 May 2000, pp. 1815-1818
- [12] J. Walfish, H. L. Bertoni, "A Theoretical Model of UHF propagation in Urban Environments", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, AP-38, 1998
- [13] L. M. Correia, *Wireless Flexible Personalised Communications - COST259 : European CO-operation in Mobile Radio Research*, John Wiley & Sons, 2001.
- [14] P. Viswanath, D. N. C. Tse, V. Anantharam, "Asymptotically optimal waterfilling in multiple antenna multiple access channels" *IEEE International Symposium*, pp. 466, Jun. 2000.
- [15] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, John Wiley & Sons, 2nd Edition, 2000.
- [16] S. Sandhu and A. Paulraj, "Space time block codes: A capacity Perspective," *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 12, pp. 384-386, Dec. 2000
- [17] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing Volume 1 Estimation Theory, Practice*, Prentice-Hall., 1993

- [18] IST-1999-11729 METRA, D2, *MIMO channel characterisation*, February 2001.
- [19] IST SATURN 결과물
- [20] IST-2003-507581 WINNER, D5.4, *Final Report on Link Level and System Level Channel Models*, 2005
- [21] Kai Yu "Modeling of Multiple-Input Multiple-Output Radio Propagation Channels", Royal Institute of Technology, 2002
- [22] Kai Yu, Mats Bengtsson, Bjorn Ottersten, Darren McNamara, Peter Karlsson and Mark Beach, "A Wideband Statistical Model for NLOS Indoor 다중 안테나 Channels" Vehicular Technology Conference, 2002. VTC Spring 2002. IEEE 55th Volume 1, 6-9 May 2002 Page(s):370 - 374 vol.1
- [23] MATLAB implementation of the 3GPP Spatial Channel Model Extended, European WINNER group, 5.31.2005
- [24] Daniel S. Baum and Jan Hansen, "An Interim Channel Model for Beyond-3G Systems", in Proc. IEEE VTC'05, Stockholm, Sweden, May 2005.
- [25] J.Meinila, T.Jamsa, P.Kyosti, D.Laserva, H.El-Sallabi, J.Salo, G.DelGaldo, M.Milojevic, "A set of channel and propagation models for early link and system level simulations", IST-2003-507581 WINNER D5.1 v1.0
- [26] A.K. Jagannatham, V.O Erceg., "MIMO indoor WLAN channel measurements and parameter modeling a 5.25 GHz", *IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall (1)*, pp. 106 - 110 26-29 Sept. 2004
- [27] D5[1].4_Final report on link level and system level channel models.pdf
- [28] JaeWoo Lim, Sewoong Kwon, Young Joong Yoon, Jong Gwan Yook, "A Path Loss and Shadowing Fading Modeling in Various Radio Environment of Seoul City Based on Measurement Data at 5.3 GHz and 2.1 GHz Bands," EUMW 2006, pp. 134, 10-15 Sept. 2006.
- [14] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, John Wiley & Sons, 2nd edition, 2000.
- [30] 이병선, 윤영중, 권세웅, 유성현, 석재호, 문 철, "다중안테나 채널 사운더를 이용한 실내 MIMO 채널 특성 연구," 2004년도 통신학회 추계종합학술대회 논문 초록집, Vol. 30, pp. 416 (2004. 11. 20 : 한국정보통신대학교(ICU) : 대전)
- [31] B. H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K. I. Pedersen, "Channel Parameter Estimation in Mobile Radio Environments Using the SAGE Algorithm", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 3, March 1999
- [32] B. D. Jeffs and D. Elsmore, "Maximally sparse reconstruction of blurred star field images", *ICASSP-91*, International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 4, 1991
- [33] Q. H. Spencer, B. D. Jeffs, M. A. Jensen, and A. L. Swindlehurst, "Modeling the

Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 3, March 2000.