2004년 차세대 이동통신 주파수자원 개발에관한연구 전파연구소·연세대학교

차세대 이동통신 주파수자원 개발에 관한 연구

2004 . 12

전 파 연 구 소
(연세대학교)

제 출 문

본 보고서를 「차세대 이동통신 주파수자원 개발 연구」과제의 최종보고서로 제출합니다.

2004 . 12 . 15 .

연구책임자 : 육종관 (연세대학교)
연 구 원 : 이명원 (연세대학교)
김정민 (연세대학교)
연구보조원 : 조한신 (연세대학교)
김도윤 (연세대학교)
이상엽 (연세대학교)
김 현 (연세대학교)

요 약 문

1. 과제명

차세대 이동통신 주파수 자원 개발 연구

2. 연 구 기 간

2004년 2월 27일 ~ 2004년 12월 25일

3. 연구책임자

육 종 관 (연세대학교 Advanced computational electro magnetics lab)

4. 계획 대 진도

가. 월별 추진내용

세부연구내용	연구자	월별 추진일정												비고
		04/2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12		
차세대 이동 통신시스템의 무선환경 분석	김현 이상엽	■	■	■										
후보대역 간섭영향 유형 분류 및 분석 방법 모델링	김현 이상엽			■	■	■								
차세대 이동통신 용 후보기술 분석	김도윤 조한신					■	■	■						
간섭분석을 위한 차세대 이동통신 시스템 레벨 시뮬레이터 구현	김정민 조한신							■	■	■	■	■		
결과 분석	이명원										■	■		
보고서 작성	김도윤										■	■		
분기별 수행진도 (%)		20%			20%			30%			30%			

나. 세부 과제별 추진사항

1) 차세 이동 통신 용 후보 주파수 조사

2) 후보대역을 위한 채널 모델 조사

3) 공유 간섭 분석론에 대한 조사

4) 기존의 공유연구 사례 조사

5) 공유간섭 분석도구 구상

5. 연구결과

1) 후보 주파수 대역의 기존 서비스 파악

2) 후보 주파수 대역을 위한 채널 모델

3) 공유 간섭 분석 방법의 조사 및 기존의 공유연구 사례 조사

4) 차세대 이동통신을 위한 공유 간섭 분석 도구제작

5) 동일대역의 이종시스템에 의한 영향 분석

6. 기대효과

차세대 이동통신 용 후보 대역의 선정을 위한 표준화 작업 중 공 유간섭분석을 위한 기반을 마련했다는 점에서 그 의의가 있으며 향후 공유간섭분석 관련 표준화 업무에 많은 도움을 줄 수 있을 것으로 기대된다.

7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규 격	수량	용도	보유현황	비 고
IBM-PC	Pentium4	20	논문 및 기초 자료 조사 시뮬레이터제작	보유	
Laser Printer	HP4200	1	출력용	보유	
ProbeHead PH120		1	시뮬레이터제작	보유	

8. 기타사항

없음

SUMMARY

Recently, the candidate bands for next generation communications service are 3500 MHz-4200 MHz and 4400-5000 MHz in domestic. In this band, the analysis is needed about the interference between conventional service and next generation mobile communication servive, because many types of conventional service are exsisted.

The best way is the sharing with conventional service to utilize the shortage frequency resource, and the adjustment is required when heavy interferece happens in the condition of impossible service.

When MIMO technique is adapted for next generation mobile communication system, the channel model incorporating system level simulation and space correlation characteristic betwenn antennas should be concerned.

Some of conventional interference analysis methods such as MCL which yields the amount of interference employing simple equation, and Monte-carlo technique simulates practical operating situation with snapshot, analytic, and dynamic system level simulation.

At last, the interference analysis tool for next generation

mobile communication system is realized packet transmission method better than circuit transmission method for conventional voice service.

In addition, it should be the technique utilizing MIMO, Link Adaptation, and interferece rejection.

The simulator which can expect the performance deterioration for next generation mobile communicationc system performance and interference is designed and analyzed based on previously mentioned considerations.

The simulation result presents the sector throughput loss about 5 % in case of 5 dB which is standard of interference I/N. Also, if I/N is less than -6, the sector throughput does not decrease. If I/N is greater than 10, it can be decreased less than 70 %.

This study has meant to build the basic for sharing interference analysis during standadizaion process for next generation candidate band selection and it is expected to give so much of help for standardization process of sharing interference analysis.

목차

표 목차 ····· 9
그림 목차 ····· 11

제 1 장 서 론 ····· 13

제 2 장 차세대 이동통신 시스템 개발을 위한 표준화 추진 현황 ····· 15
제 1 절 ITU 표준화 추진 현황 ····· 15
제 2 절 차세대 이동 통신시스템의 Market and-technology aspects ····· 15
제 3 절 ITU Survey 질의서 ····· 17

제 3 장 후보 주파수대역 이용 현황 ····· 21
제 1 절 국내 현황 ····· 21
제 2 절 국외 현황 ····· 31
제 3 절 3,400 - 3,600 MHz 대역의 국제 이용 동향 ····· 36

제 4 장 공유간섭 분석 방법 ····· 42
제 1 절 공유간섭 분석방법 ····· 42

제 5 장 차세대 이동통신을 위한 간섭분석도구 ····· 50
제 1 절 개 요 ····· 50
제 2 절 후보대역을 위한 경로손실 모델 ····· 51
제 3 절 공간 채널 모델 (Spatial Channel Model) ····· 58
제 4 절 다중안테나 시스템을 위한 송수신 기술 (MIMO-

Technology) ····· 71

제 6 장 실험과정 및 결과고찰 ····· 80
제 1 절 시스템 레벨 시뮬레이션 과정 ····· 80
제 2 절 실험결과 및 분석 ····· 96

제 7 장 결론 및 향후과제 ····· 102

표 목차

표 3-1. 국내 주파수 분배 현황 ····· 22
표 3-2. 통신 사업용 고정 시스템 제원 ····· 25
표 3-3. 방송사별 M/W 주파수 이용비율 ····· 26
표 3-4. 방송 중계용 고정시스템 제원 ····· 27
표 3-5. 방송중계용 이동시스템 제원 ····· 28
표 3-6. 자가통신용 M/W 주파수 현황 ····· 31
표 3-7. 미국의 주파수 신규 분배 ····· 32
표 3-8. NTIA에 의해서 양도된 주요 고정용 주파수 대역 · 32
표 3-9 일본의 주파수 재배치 검토 내용 ····· 34
표 3-10. 일본의 전파자원 효율화 제고 방안 ····· 35
표 3-11. 방송중계업무의 세부링크 정의 ····· 38
표 3-12. 이동 방송중계용 채널 사용 계획 ····· 40
표 3-13. 일본의 방송중계용 M/W 주파수 대역 ····· 40
표 3-14. 방송중계용 M/W 주파수 대역별 전력과 채널 간격 ····· 41
표 4-1. 입력 변수 ····· 43
표 5-1. Hata 모델의 적용 가능 환경 ····· 52
표 5-2. COST-231 Hata 모델의 적용 가능 환경 ····· 53
표 5-3. COST-231 Hata 모델의 적용 가능 환경 ····· 54
표 5-4. 채널 시나리오에 따른 환경 변수 ····· 67
표 5-5. 채널계수 발생에 사용되는users parameter ····· 68
표 5-6. 부경로들의 AoD, AoA offset ····· 70
표 6-1. 시스템 시뮬레이션 파라미터 ····· 82
표 6-2. Channel Models ····· 87

표 6-3. Fractional Recovered Power and Fractional UnRecovered Power ····· 92

그림 목차

그림 2-1. IMT-2000 추가 개발 및 system beyond 개발 일정 ····· 16
그림 2-2. Illustration of capabilities of IMT-2000 and systems beyond ····· 17
그림 3-1. 통신사업용 M/W 망구성 방법 ····· 23
그림 3-2. 통신 사업용 고정 시스템 ····· 24
그림 3-3. 방송용 고정시스템 ····· 26
그림 3-4. 방송중계용 이동시스템 ····· 27
그림 3-5. 이동용 방송 중계망 이용 모델 ····· 29
그림 3-6. 이동용 방송중계망 이용 모델 ····· 29
그림 3-7. ENG의 일반적인 채널 사용 유형 ····· 36
그림 3-8. OB의 일반적인 채널 사용 유형 ····· 37
그림 4-1. snapshot방식을 이용한 간섭분석과정 ····· 46
그림 4-2. Analytic simulation을 이용한 간섭분석과정 ····· 48
그림 4-3. Dynamic 시스템 레벨 시뮬레이션을 이용한 간섭분석 과정 ····· 49
그림 5-1. 주파수에 따른 경로손실 ····· 56
그림 5-2. 평균 지연 프로파일 ····· 57
그림 5-3. 지연확산의 CDF ····· 57
그림 5-4. 공간 상관 채널 발생 과정 ····· 59
그림 5-5. 이동국 및 기지국의 angle parameters ····· 69
그림 5-6. PARC 송/수신단 구조도 ····· 74
그림 5-7. PSRC 송신단 구조도 ····· 76
그림 6-1. 시뮬레이션 과정 ····· 81

그림 6-2. 2단 형태의 셀 구조 및 기지국의 위치 ····· 84
그림 6-3. 중심 셀 내에 이동국의 분포 ····· 85
그림 6-4. 시뮬레이션에서 발생된 기지국과 이동국의 분포 86
그림 6-5. 3 섹터 셀을 위한 안테나 패턴 ····· 90
그림 6-6. 단일 사용자 스케줄러 구조 ····· 95
그림 6-7. sector throughput (suburban macro) ····· 97
그림 6-8. sector throughput (urban macro 8°) ····· 97
그림 6-9. sector throughput (urban macro 15°) ····· 98
그림 6-10. sector throughput (urban micro) ····· 98
그림 6-11. sector throughput (suburban macro) ····· 100
그림 6-12. sector throughput (urban macro 8°) ····· 100
그림 6-13. sector throughput (urban macro 15°) ····· 101
그림 6-14. sector throughput (urban micro) ····· 101

제 1 장 서 론

현재 차세대 이동통신은 아직 개념정립 단계에 있으며 현재 얘기되고 있는 대략적인 개념은 기존 이동전화의 전송속도와 주파수 이용효율을 극대화하고 무선랜과 같은 고정무선망과 이동통신망을 통합하는 것이다. 즉, 3세대 이동통신의 한계를 극복하는 한편 새롭게 떠오르고 있는 무선랜 기술 등의 통신신기술을 수용하는 개념이라고 할 수 있다. 세계 이동통신시장을 주도하기 위한 4세대 이동통신의 핵심기반기술개발 경쟁은 3세대 기술개발경쟁의 연장선에 있다. 유럽은 EC(European Commission) 산하의 IST(Information Society Technologies) 기구의 WSI(Wireless Strategic Initiative) 프로젝트의 한 포럼인 WWRF (Wireless World Research Forum)를 통하여 4세대 이동통신의 비전 창출 작업을 진행하고 있다. 일본은 ARIB 주도하에 2001년 6월 mITF(Mobile IT Forum)가 결성되어 4세대 이동통신 연구를 진행하고 있으며, 중국은 1992년에 결성된 863 Communications High Tech R&D Program의 Future Technologies for Universal Radio Environment(FuTURE) Project에서 4세대 이동통신 개발을 주관하고 있다.

국내에서는 정통부가 중장기 발전계획을 수립하고 2007년까지 1단계로 4세대 이동통신의 핵심기술 확보에 적극 나서고 있다. 이 계획의 일환으로 ETRI 이동통신연구소를 중심으로 지난 2002년 1월부터 4세대 이동통신 기술 개발 사업이 시작되었다. 4세대 이동통신 기술 개발 사업은 2005년까지는 외국의 유사 시스템들과의 경쟁력에서 우의를 점할 수 있는 핵심 요소 기술들을 조기에 확보하고, 2007년까지는 시험 시스

템 개발을 완료하여 국제 표준화는 물론 향후의 4세대 이동통신 시장을 주도할 목적으로 추진되고 있다.

차세대 이동통신 시스템은 아직 개념 정립 단계이며 대략의 기본개념은 현재의 음성 및 패킷데이터 통신위주에서 고속 이동 중에 최대 100Mbps, 정지 및 저속 이동중에 155Mbps ~ 1Gbps 까지의 데이터 전송속도를 기반으로 하여 유무선 통합에 의한 진정한 멀티미디어 통신이 가능토록 하는 데 있다. 차세대 이동통신 시스템의 고속의 전송률을 만족하기 위한 후보 기술로 OFDM 및 MIMO기술이 대두되고 있다. 따라서 차세대 이동 통신을 위한 주파수의 개발을 위해서는 OFDM 및 MIMO 광대역 채널의 특성을 이해해야 한다. 또한 후보 주파수 대역에서 기존 업무와의 주파수 공유 및 양립 조건에 대한 분석이 필요하다. 이를 위해 OFDM 및 MIMO를 적용한 차세대 이동통신 시스템간의 간섭 상황에 대한 선행 연구가 반드시 필요하나 아직 이에 대한 연구가 미미한 실정이다. 따라서 차세대 이동통신 시스템과 기존의 시스템 간의 간섭 현상을 분석하기 위한 시뮬레이터의 구현이 필요하다. 또한 본 연구는 차세대 이동통신 시스템의 개발을 위한 기반 플랫폼을 구축한다는 측면에서 그 의의가 있다.

본 보고서의 구성은 다음과 같다. 제 2 장에서는 차세대 이동통신 시스템 개발을 위한 표준화 추진 현황에 대해 정리하였다. 제 3 장에서는 차세대 이동 통신 용 후보 주파수 대역 및 기존 서비스 업무의 형태에 관한 내용을 정리하였다. 제 4 장에서는 기존의 공유 간섭 분석 방법에 대해 논의하였다. 제 5 장에서는 차세대 이동통신을 위한 간섭분석도구에 적용된 다중안테나 기술 및 채널모델에 대해 논하였다. 제 6 장에서는 실험과정 및 결과를 분석하였다.

제 2 장 차세대 이동통신 시스템 개발을 위한 표준화 추진 현황

제 1 절 ITU 표준화 추진 현황

ITU는 2003년 6월 ITU-R 권고서 M.1645(IMT-2000의 추가 개발 및 systems beyond IMT-2000의 Framework 및 목표)를 승인하였으며, 이어 2003년 7월의 WRC03에서는 IMT-2000 추가 개발 및 systems beyond IMT-2000을 위한 주파수 선정 검토를 차기 WRC07의제로서 결정한 바 있다[1]. 그림 2-1은 IMT-2000 추가 개발 및 system beyond 개발 일정을 나타낸다.

ITU-R WP8F 15차 회의가 2005년 2월에 개최될 예정이다. 이 회의에서는 차세대 이동통신을 위한 후보주파수 질의서 답변을 기반으로 추후 공유간섭분석을 위한 구체적인 계획안이 마련될 예정이다. 현재 차세대 이동통신 시스템을 위한 후보주파수 대역으로는 6 GHz이하, 40~70 GHz, 1 GHz이하가 있다.

제 2 절 차세대 이동 통신시스템의 Market and technology aspects

3G 네트워크에 관한 모든 고려 사항들의 기초들은 지금으로부터 10년 내지 15년 내에 이동 통신들에 대한 시장의 기대이다. 이런 관점에서 볼 때 주요 이슈들은 3G 와 systems beyond 3G 시스템들내에서의 이동 사용들의 상향링크와 하향링크 동작들에 대해 요구되어지는 통신 용량의 예상이다. 이동 통신 서비스에 대한 시장의 수요에 대한 예측이

시장 조사 도구에 기초 되어지고 다양한 인구학적이고 경제적 데이터의 변화와 함께 세계 도처의 사용가능성이다. 스펙트럼에 요구되는 계산들은 최고 용량 요구에 초점이 되어야 한다. (예. 인구 밀집 지역들 또는 중앙 사업 지역)

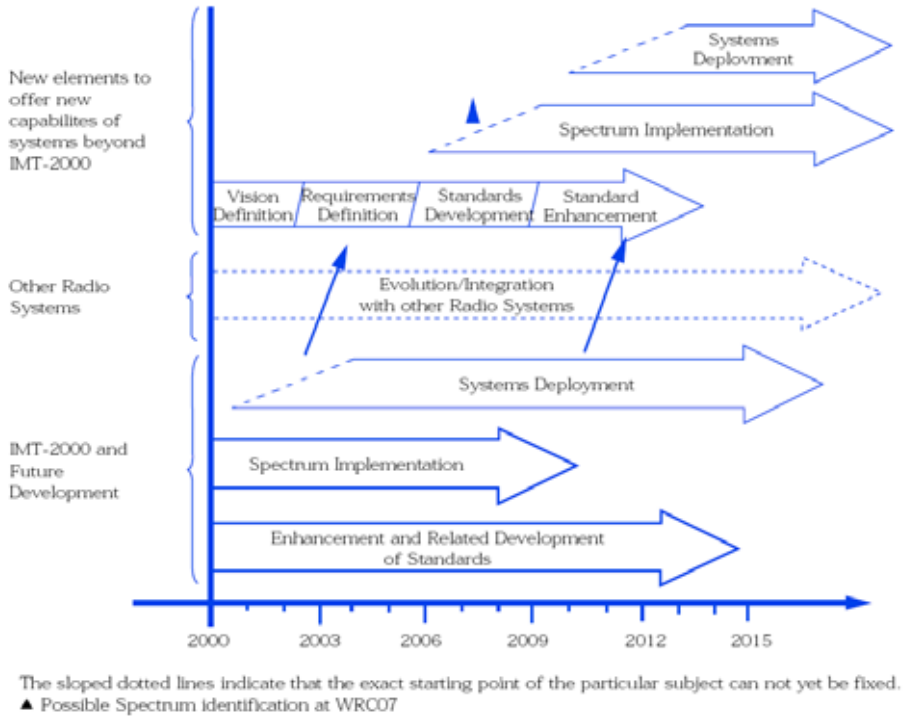

그림 2-1. IMT-2000 추가 개발 및 system beyond 개발 일정

핫스팟 지역 밖의 전체 커버리지 지역의 하나의 예측을 다른 응용에 융합하는 고려사항을 허락하기 위해서 또한 필요하다. 더욱이, 시장 주식의 영향과 네트웍 분산과 기능의 경제적 틀은 다른 접근 기술들과 구별하기 위해서 또한 고려되어져야 한다. 이동 통신, 인터넷, 방송, 무선랜, 다양한 응용 및 서비스 메카니즘의 융합과 같은 완전히 다른 원천으로부터의 다른 서비스들간의 융합으로의 이동과 가능성의 증가를 생

각할 수 있다. 다른 정보의 흐름은 전달 방법과 수단에도 불구하고 이용가능한 사용자들에 의해 필요하게 된다. 이것은 끊임없는 상호 작용의 관점에서 수직적인 핸드오버 과정을 통해 복합된 상호 보완 접근 시스템으로 이끌어 질 수 있다.

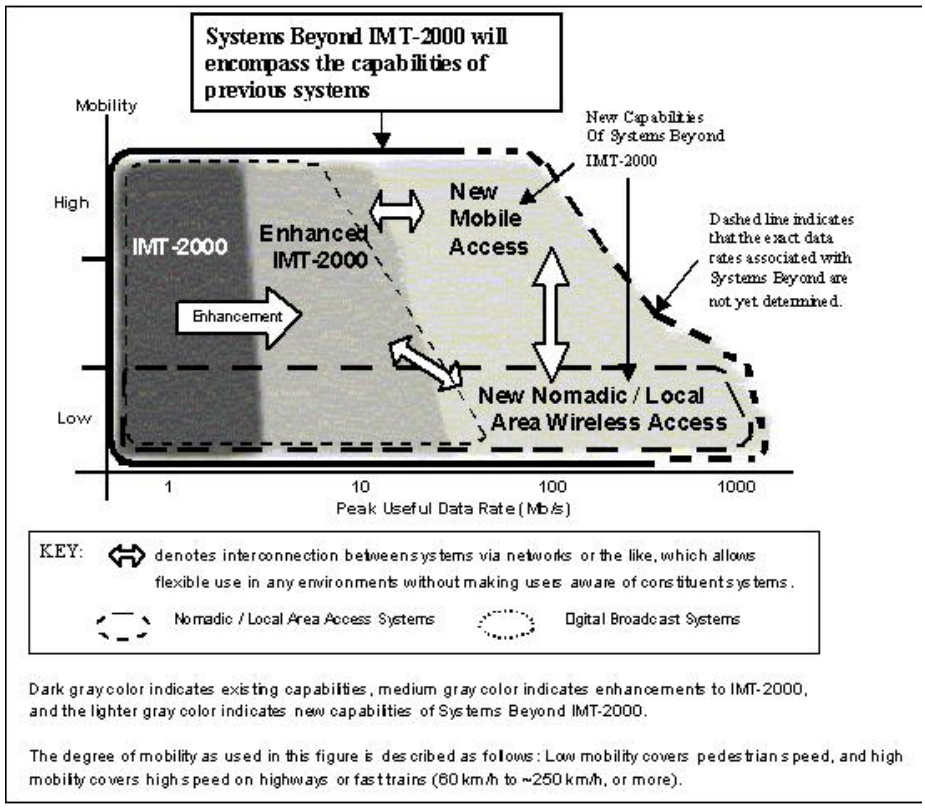

그림 2-2. Illustration of capabilities of IMT-2000 and systems beyond

제 3 절 ITU Survey 질의서

질문

part 1

1.1 IMT-2000을 위한 대역은 이미 확정되었다. 운영이나 시도 둘 다

를 위한 시스템을 포함하여 지상 IMT-2000의 배치와 구현 그리고 라이센싱에 관한 상태는 어떠한가?(즉, recomendation ITU-R M.1457-3에서 정의 되어지고, recomendation ITU-R M.1036-2에서 주파수 대역에 배치된 radio interface) 뿐만아니라 기존에 있는 것이나 계획된 배치 방법이 있는가?

1.1.1 어떤 특정 대역이 사용되어지고 있는가?

1.1.2 어떤 특정 대역이 허가가 되어 있고, 앞으로 승인이 날 계획인가?

1.1.3 배치 계획은 어떠한가 그리고 이러한 배치 계획의 대가(trade-off)는 무엇인가?

1.1.4 현재 진행중이고 계획된 배치에 관하여서, 구현을 위한 타겟 영역과 time frame은 무엇인가?

1.2 높은 이동성 어플리케이션을 지원하는 새로운 radio interface를 위한 가능한 지상파 후보 대역. recommendation ITU-R M.1645에서부터 예상할 수 있는데, 잠재적인 새로운 radio interface 들은 약 2010년경 까지 고이동성을 위한 100Mbit/s까지 지원하는 것을 필요로 한다. 만약 추가적인 스펙트럼이 높은 전송률을 가지는 이동통신 서비스에 충분한 용량을 공급을 필요로 한다면,어느 주파수 대역이 이러한 시나리오에 맞춰 잠재적으로 고려되거나 연구될 수 있겠는가?

앞선 기술적 연구들에 기초하여, 이러한 새로운 mobile radio interface를 위한 선호되는 주파수 범위는 약 6GHz 이하 이다. 귀하의 나라에서 현재 사용하고 있고 잠재적인 후보 대역의 항목을 기술하시오.

1.3 이동성과 고정성 무선 접속 에플리케이션을 지원하는 새로운

radio interface들을 위한 가능한 지상파 후보 대역. Recommendation ITU-R M.1645에서 예상할 수 있듯이, 잠재적인 새로운 radio interface들은 약 2010년 까지, 이동/고정 무선 접속처럼 저 이동성을 위한 대략 1Gbit/s 가지의 최대 데이터 전송률 지원을 필요로 할 것이다.

만약 매우 높은 데이터율을 가진 이동/고정 무선 접속 통신 서비스를 위한 충분한 용량을 공급하기 위해 추가적인 스펙트럼이 필요하다면, 어느 주파수 대역이 잠재적으로 고려 가능하거나 연구할만한 가치가 있는가?

선행된 기술 연구에 따르면, 새로운 이동/고정 무선 접속 어플리케이션이 고 이동성 어플리케이션에서와 동일한 기술적 제한요소에 의해 영향받지 않도록 하기 위해, 선호되는 주파수 범위는 6GHz 보다 훨씬 높은 주파수 대역으로 고려하고 있다. 예를들면 70GHz 까지이다. 귀하의 국가에서 현재 사용하고 있고, 잠재적인 후보대역의 항목을 기술하시오.

1.4 이미 확정된 것들 이하로 추가적인 지상파 대역을 명확하게 할 가능성(제 1 지역에서 862MHz 이하, 제2,3 지역에서 806MHz이하)

만약 개발도상국이나 인구밀도가 작은 큰 땅덩어리를 가진 국가에서 cost-effective하고 연장 가능한 이동서비스 영역을 지원하고자 해서 추가적인 스펙트럼을 필요로한다면, 현재 IMT-2000을 위해 확정된 것 이하의 주파수에서 (806MHz) 어느 주파수 대역이 잠재적으로 연구가치가 있겠는가?

1.5 잠재적 후보 대역에서 현존하는 서비스의 보호를 위해 수행할 공유 연구는 무엇인가?(part 1.1-1.4)

Part 2

2.1 Recommendation ITU-R M.1645에서 앞으로의 IMT-2000 개발과 그 이후의 시스템의 결합에 관하여서, 상호 관계가 다른 전파 접속과 통신 시스템 사이에서 계속적으로 발전할 것이라고 언급하고 있다. 예를들어 wireless personal area networks(WPANs), LANs(WLANs), digital broadcast, and FWA

2.1.1 귀하는 미래의 IMT-2000 개발과 그 이후의 시스템을 위한 잠재적 후보대역과 스펙트럼 사용에 따른 영향을 어떻게 예상하고 있는가?

2.1.2 가능하다면, 앞으로 이동 서비스를 제공하기 위해 현재 또는 가까운 미래에 다양한 접속 기술을 제공할 대역의 세부적인 내용을 기술하시오

2.2 [귀하의 국가에서 스펙트럼 사용을 위한 승인 정책이 특정 기술 또는 상호 연동성을 가지는 스펙트럼의 사용과 관련되어 있습니까?]

2.2.1 IMT-2000을 더 개선하고, IMT-2000 다음세대의 시스템을 위한 잠재적인 후보 대역의 가용성을 생각할 때 어떠한 영향이 있을지 예상되는가?

2.2.2 IMT-2000을 더 개선하고, IMT-2000 다음세대의 시스템을 위한 스펙트럼의 확정과 국제적 조화의 측면에서 볼때 어떠한 영향이 있을지 예상되는가?Questionnaire

제 3 장 후보 주파수대역 이용 현황

제 1 절 국내 현황

국내 주파수는 국제전파규칙(RR)의 제3지역 분배 현황을 준수하되, 일부는 국내 실정에 알맞게 적용하며 업무의 중요도에 따라 1~3차 업무로 구분하여 분배하고 있다. 3~6 GHz대의 국내 주파수 분배 현황은 그림 2-2와 같으며, WRC 회의 결과 등에 따라 일부씩 수정, 개정되고 있다. 그림 2-2와 같이 3~30GHz대의 1차 업무용 분배는 실제 소요량이 많이 발생하는 고정과 이동, 무선표정 및 고정위성 등이며, 전파천문, 우주연구, 아마추어 및 아마추어 이성 등과 같이 수요가 일부에 국한되는 경우는 제2차 업무로 분배하고 있다. 하지만 무선표정의 경우 대역별 업무 중요성에 따라 1,2차 업무로 각각 분배되며, 상호 다는 용도일지라도 공유에 문제가 없는 경우는 동일 대역이라도 여러 용도가 동시에 할당되기도 한다.

3~5 GHz 대역 주파수는 이용 주체 및 용도에 따라 크게 통신사업자용, 방송(보조)용, 자가통신용으로 구분되며, 대다수의 주파수 이용 수요는 통신 사업자와 방송용에서 발생하고 있다. 통신사업자용과 방송용은 주파수의 이용목적이 장거리 중계회선 전송 및 기지국 전용회선, 방송 프로그램 분배 등 자체 사업 목적을 위한 영리적 성격에서 이용되는 반면 자가통신용은 정부(군)나 정부기관의 자체 통신용으로 이용되는 비영리적 성격을 가진다.

2700		2900	3100		3200	3300
	3400	3500				
국내분배	항공무선항행 무선표정	무선항행 무선표정	무선표정 지구탐사위성(능동) 우주연구(능동)		무선표정 고정 이동	고정, 이동, 아마추어 무선표정
용도	항공항행	레이다	차량레이다	레이다	레이다	아마추어 방송중계
사용분포	잔여 - 6㎒	잔여 - 187㎒	100㎒		잔여 - 31.7㎒	
사용자	군, 항공관리국	군, 수로국		군	군	방송사
비고						방송중계용 이 전대역

3500		3600	3700		3880	3920
	4200					
국내분배	고정 고정위성(↓) 이동		고정 고정위성(↓)			
용도	방송보조업무	M/W(go) Inmarsat			M/W(Return), Intelsat위성지구국	
사용분포						
사용자	방송사	사업자	통신사업자,			
비고	방송중계용 이전대역		EASTSAT 사용예정주파수(↓)			

4200		4400	4500		4690	4710	4800
	4990	5000					
국내분배	항공무선항행	고정. 이동	고정, 고정위성↓		고정 전파천문		고정, 이동 전파천문 우주연구
용도	항공무선항행	M/W(go)			M/W(return)		
사용분포							
사용자	안양연구소	사업자, 군	사업자, 군		사업자, 군		군
비고			국내 위성계획(↓)				

표 3-1. 국내 주파수 분배 현황

1. 기존 통신사업용 주파수 이용 현황

기존 통신사업용 M/W 주파수의 용도는 주로 트렁크 회선의 중계 용도로서 시외전화를 위한 장거리 중계, 전화국간 망 또는 기간망의 우회전송로(Back-up)용으로 이용되었다. 하지만, 이러한 용도로는 수요가 어느 정도 포화에 이르렀고 광통신망의 대대적인 확장과 대 용량급 광

통신 기술의 발달에 따른 광통신 장비가격의 저렴화로 점차 줄어들고 있다. 반면, M/W의 신규 수요는 주로 이동통신사업자들이 기지국 전송로 구성에 필요한 전용회선을 유선에 의존하는 방식에서 탈피하여 경량화하고, 저렴화된 M/W망을 시설하려는 수요와 초고속 인터넷망을 구성하기 위한 밀집지역 인터넷 전용회선 용도에서 발생하고 있다.

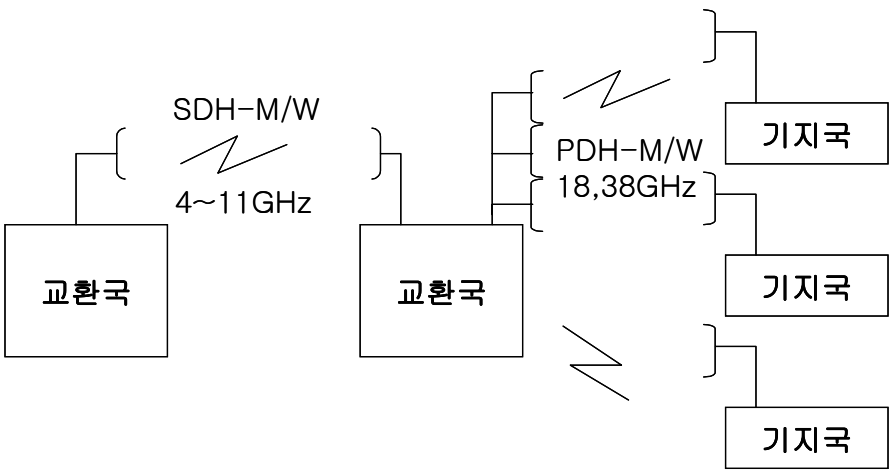

그림 3-1. 통신사업용 M/W 망구성 방법

통신사업용 M/W의 전송 수요는 장거리 대용량급 경우 전송 수요는 감소하거나 정체하는 반면 기지국 전용회선 용도 등의 단거리 소용량은 증가하고 있다. 하지만 전체 주파수 이용량과 시설면에서는 아직도 대다수가 기존의 대용량급 전송 용도가 차지하고 있다. 특히 M/W 망구성 방식은 장거리 대용량급의 4~11GHz 이내의 주파수를 사용하고 최대 STM-1급 회선을 전송하지만 소용량의 경우 8GHz 대역 일부나 주로 18GHz 이상 주파수에서 다수의 E1급 용량 단위로 발생한다.

통신 사업용 M/W의 망구성 방법은 그림 3-2와 같이 우선 대용량 회선을 필요로 하는 교환국으로부터 집중국 까지는 대용량급 시스템으로 기간망 회선을 구성하고, 다시 집중국에서 개별 기지국까지는 소용량

(최대 21E1 이하)급 시스템을 이용하여 인근 기지국 등을 수용한다. 따라서, 대용량 이용하고 소용량 구간 중 상대적으로 장거리인 구간에는 8GHz 단거리 구간에서는 18GHz 또는 38GHz를 이용한다.

통신사업용 주파수 이용량의 경우 기존 용도인 대용량급 4~11GHz대는 전체 대상 주파수 2,000 여개 중 약 1,600개 이상을 이용중이므로 약 82% 이상을 차지하며, 기지국용 전용회선으로 이용중인 18GHz대와 밀집지역 가입자 트렁크 전용회선용으로 주로 사용되는 18GHz 이상 대역은 전체의 7.3% 내외를 차지한다.

통신사업용 주파수 이용현황을 사업자별로 살펴보면 한국통신이 전체 이용량의 80% 이상을 차지하고, 기타 SK텔레콤, 신세기통신, 하나로통신은 5% 내외를 이용중이다. 표 3-1 은 국내 주요 기간통신사업자의 M/W 이용 주파수를 기관별, 주파수대별 비율로 나타낸 것으로 유선계 사업자는 장거리중계, 기업전용, 밀지지역 전용회선 용도로 이용중이며 무선계사업자는 주로 기지국 전용회선 용도로 이용중이다.

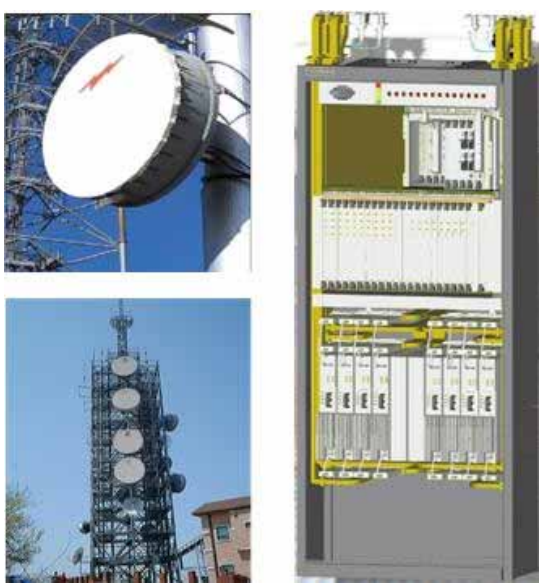

그림 3-2. 통신 사업용 고정 시스템

항목	규격	비교
주파수대역	3,600~4,200 MHz	
전송용량	1 × STM-1	
점유대역폭	40 MHz	
송신출력	+31 dBm 이상	표준
주파수 안정도	± 10 ppm 이하	연간
중간주파수	70 MHz/ 140 MHz	
변조방식	64 QAM	
수신임계치	-72 dBm 이하	BER $10E^{-6}$

표 3-2. 통신 사업용 고정 시스템 제원

2. 방송용 주파수 현황

방송용 M/W 주파수는 국내 10여개의 방송사가 방송용 프로그램의 이동 및 고정 중계를 위하여 이용중이며 이동 및 고정 용도에 대한 이용 비율은 약 30%대 70%로서 고정 중계용도가 많다. 방송사별로는 KBS가 약 42% 이상이며 MBC가 36%에 해당하는 등 기존의 양대 방송사가 전체 이용율의 78% 이상을 차지하고 있으며, SBS와 인천방송은 5% 내외, 기타 지방의 신규 방송사는 전체 11%에 해당되나 이들 신규 방송사의 주파수 이용량은 점차 증가하는 추세에 있다.

방송사별 M/W 주파수 이용 현황은 표 3-2 와 같으며, 주파수 대역 중 3, 5, 6.7 GHz 대역의 이용율이 각각 20 % 이상을 차지하는 등 3~6.7 GHz 대역의 주파수 이용이 활발하다. 이는 동 대역이 주로 방송센터에서 작성된 프로그램을 지방 방송사 또는 송신소로 장거리 프로그램 중계를 하거나 이동중계용으로 사용되고 있기 때문이며, 13 GHz 대역

은 단거리용으로 많이 이용된다.

구분	KBS	MBC	SBS	인천방송	기타	계
3GHz	3.3%	12.3%	1.3%	1.5%	1.8%	20.3%
4GHz	0.0%	1.8%	0.0%	0.0%	0.0%	1.8%
5GHz	6.7%	6.9%	1.0%	1.5%	4.6%	20.8%
6.7GHz	16.5%	5.9%	0.8%	0.5%	0.0%	23.7%
10GHz	0.0%	5.4%	0.3%	0.0%	3.3%	9.0%
11GHz	7.5%	0.0%	0.0%	0.0%	0.0%	7.5%
12GHz	0.0%	1.3%	0.5%	0.0%	2.1%	3.9%
13GHz	8.2%	2.6%	1.8%	0.5%	0.0%	3.9%
계	42.2%	36.2%	5.7%	4.1%	11.8%	100.0%

표 3-3. 방송사별 M/W 주파수 이용비율

그림 3-3. 방송용 고정시스템

항목	규격	비교
주파수대역	5,605~5,925 MHz	
전송용량	영상채널	
점유대역폭	25 MHz	
송신출력	+33 dBm 이상	표준
S/N	73 dB	
변조방식	FM	
수신임계치	-85 dBm 이하	아날로그

표 3-4. 방송 중계용 고정시스템 제원

그림 3-4. 방송중계용 이동시스템

항목	규격	비교
주파수대역	3,400~3,600 MHz	
전송용량	영상 1채널	
점유대역폭	25 MHz	
송신출력	+37 dBm 이상	표준
변조방식	FM	
수신임계치	-60 dBm 이하	아날로그

표 3-5. 방송중계용 이동시스템 제원

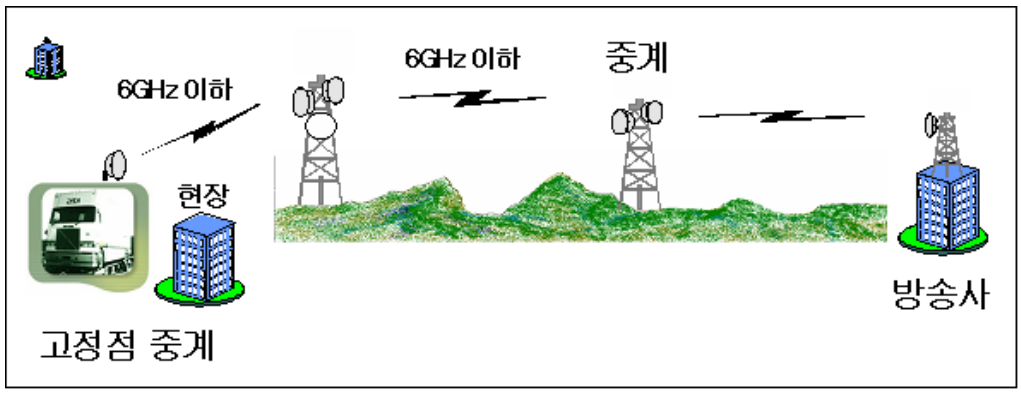

그림 3-5. 이동용 방송 중계망 이용 모델

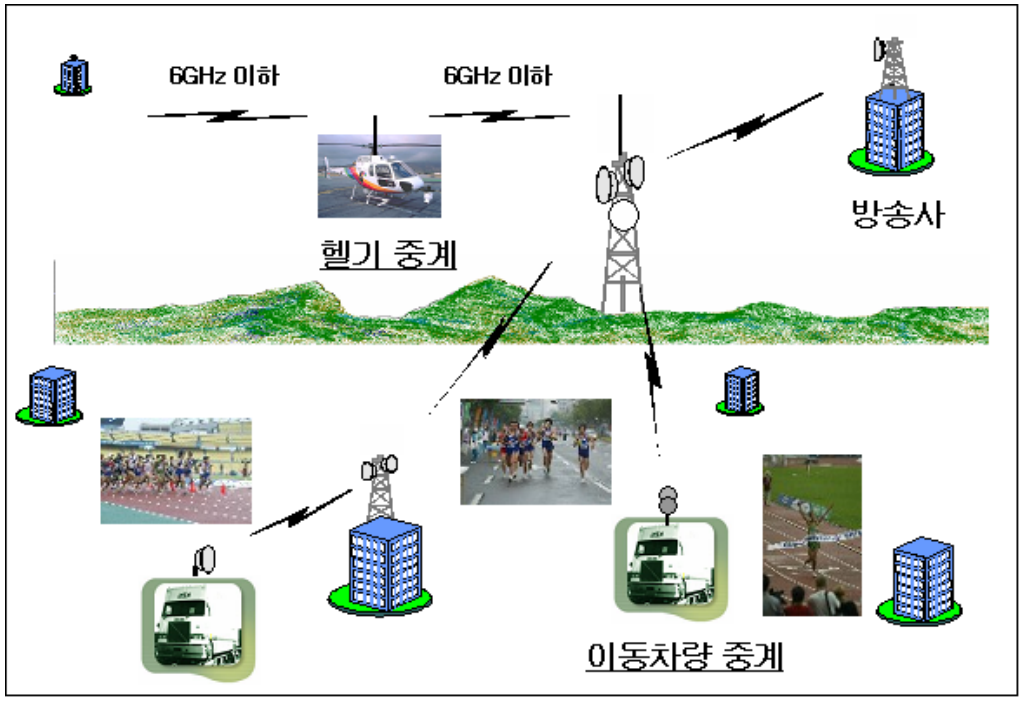

그림 3-6. 이동용 방송중계망 이용 모델

3. 자가통신용 M/W 주파수

자가통신용 M/W 주파수는 한국통신, SK텔레콤 등 기간통신사업자의 통신사업용이나 방송사의 프로그램 중계용과는 달리 정부 기관이나 각 사업체가 자체 용도를 위하여 사용하는 주파수대를 말한다. 주파수의 주요 이용 기관은 정부 및 산하 기관의 경우 한국전력, 수자원개발공사, 항만청 등이 이용중이며, 한정의 경우 전력관리 관련 정보회선으로 사용하고 있다. 통신사업자도 영리성 추구와는 별도로 비상복구 및 자체 용도로도 일부 이용하고 있다.

한편, 군 통신용 M/W 경우도 비상업용 성격에서는 자가용으로 간주할 수 있으며, 통신사업용과 유사 대역인 5GHz 대역에 아날로그 M/W가 있으며 Low 8GHz 대역도 이용중이다. 표 3-5 는 자가통신용 M/W 주파수 현황을 나타내며 그중 일부 대역은 자가 및 통신사업 겸용 또는 비상시 재해복구 용도로 이용됨을 알 수 있다.

대역	주파수 범위 (GHz)	할 당 대 역			
		채널대역폭	채널수	전력	비고
5	4,500~5,000	20/30MHz	20	1W	군통신용
Low 8	7,125~7,725	30MHz			〃
8	8,275~8,500	5.0MHz 10.0MHz 20.0MHz	12 6 3	1W 1W 1W	자가/통신사업 (재해복구)
18	18,58~19,10	10.0MHz 20.0MHz	18 -	0.5W	자가/통신사업
18	18,76~19,26	5.0MHz 10.0MHz	12 10	0.5W	자가통신
23	21,2~22,85	-	-	-	자가통신

표 3-6. 자가통신용 M/W 주파수 현황

제 2 절 국외 현황

1. 미국 주파수 동향

미국은 지능형 교통시스템 서비스와 초고속정보망 촉진을 위한 지원 정책으로 표 3-6와 같이 3GHz~19GHz 대역의 일부 용도를 신규 분배하였으며, Omnibus Budget Act of 1993의 VI에서는 연방정부의 주파수를 상업적 용도로 재배치하였다. 또한, Balanced Budget Act of 1997 Ⅲ에 의해 NTIA는 표 3-6 과 같이 FCC에 주파수를 양도하였다.

주파수대역(GHz)	용도	주파수대역(GHz)	용도
3.1~3.4 3.6~3.7 4.2~4.4	우주연구 및 지구탐사위성 고정위성 항공무선항행 등	5.850~5.925 6.700~7.075	ITS 글로벌스타 Feeder Link(↓)
4.660~4.685 5.091~5.250	지상이동통신 글로벌스타 Feeder Link(↑)	12.20~12.70 17.30~17.80 19.40~19.60	DBS(↑) DBS(↓) 이리듐 Gateway Link(↓)

표 3-7. 미국의 주파수 신규 분배

주파수 대역	양도 기한	기존 용도
139~140.5 MHz	2008년 1월	Fixed, mobile
141.5~143 MHz	2008년 1월	Fixed, mobile
1,385~1,390 MHz	완료	Fixed, radar, mobile
1,390~1,400 MHz	완료	Fixed, radar, mobile
1,427~1,432 MHz	완료	Fixed, mobile
1,432~1,435 MHz	완료	Fixed, mobile
1,710~1,755 MHz	2004년 1월	Fixed, mobile
4,635~4,660 MHz	완료	Fixed, mobile
4,660~4,685 MHz	완료	Fixed, mobile

표 3-8. NTIA에 의해서 양도된 주요 고정용 주파수 대역

2. 유럽 주파수 동향

1998년 제6차 European Conference on Fixed Radio System and Networks에서 발표한 “1998년 이후 고정서비스 동향” 논문에서 고정서비스 부문에서의 유럽의 주파수 이용 동향을 조사한 결과 1998년에서 2002년까지의 5년간에 걸친 유럽지역의 고정 링크 수는 전체적으로 약 34% 증가될 것으로 예상하고 있다. 증가된 링크의 약 70% 이상이 약

20GHz 대 이상의 주파수대를 이용할 것으로 예측되고 용도는 주로 이동전화망과 무선 액세스망 기본 구조를 지원하기 위한 지역적 고정 링크용이 해당된다.

10GHz대 이하에서 성장이 고려되는 주요 대역은 2GHz, 3.4GHz와 10GHz이며 특히, 7.1~7.7GHz 범위는 M/W 서비스에 대한 지속적인 수요를 반영하는 대역으로 간주된다. 기반망 지원과 가입자 액세스 서비스 용도로는 13, 15 및 18GHz 대역의 이용이 활발할 것으로 예상되고 향후 5년간 최고의 성장률이 예상되는 대역은 140Mbps급 까지의 디지털 시스템 도입과 점대점 및 점대다점 통신을 위한 24.5~26.5GHz 대역으로 예상하였다. 또한, 잠재적인 성장 대역으로는 38GHz 대역이며 용도는 주로 셀룰러 이동전화망의 전용회선 공급용이다.

한편, 유럽 표준화 기구인 ETSI는 중계회선과 지역무선망의 전송방식을 동기식으로 디지털계위로 채택하고 STM-1급 이하의 지역전송망 무선시스템에 적용을 검토중이며, STM-4 점대점(4 x STM-1)방식의 표준화도 추진중이다. 또한, IMT-2000을 서비스 시 중계전송용 수요는 급격히 증가할 것으로 예상하고 있으며, 수요의 대부분은 22/25GHz와 38GHz 등의 신규 대역에서 수용할 것으로 예상하고 있다.

3. 일본의 주파수 동향

일본은 이동 통신을 비롯한 각종 전파의 이용이 급증함에 따라 주파수 수급에 어려움을 겪고 있으며, 기존 대역에서 무선국 수의 기하 급수적 증가와 새로운 통신 서비스 제공을 위한 추가 주파수 할당도 용이치 않은 상황이다. 이에 따라, 일본은 효율성이 낮고 대체 수단이 있는 기존 주파수를 회수하여 이를 새로운 서비스로 재분배하는 방식의 전파

자원 효율성 제고 방안을 검토하고, 2001년 6월 M/W 중계주파수 분배 방침을 밝히는 등 재분배 방향을 구체화하고 있다. 특히 표 2-14와 같이 향후 급속한 수요 증가가 예상되는 무선 액세스 시스템(FWA, 무선 LAN 등)과 4세대 이동통신시스템의 주파수 필요성이 적극 제기되고 있으므로 고정용 중 3~15GHz 대역을 재분배하는 것을 검토하고 있다.

필요성	검 토 내 용
4세대이동통신 시스템 도입	- 데이터 전송속도가 50~100Mbps에 이르고 2010년 상용화를 목표로 ITU에서 표준화 추진중임 - 2010년에 670~870MHz, 2015년에 1.2~1.7GHz 정도의 대역폭이 필요한 것으로 추정 - 주파수대는 기술, 서비스 특성상 5~6GHz 이하가 적당
무선 액세스 시스템 도입	- 현재 22GHz,26GHz, 38GHz 대역 등 무선액세스시스템(FWA)과 2.4GHz대역 무선LAN이 실용화되어 있음 - 20Mbps 정도로 일반인의 고속 인터네 접속과 역이나 공항등에서의 인터넷 접속서비스가 주를 이룰 것으로 기대 - 6GHz대역 이하에서 수백MHz 대역이 필요
이동업무 등에 적절한 주파수대 검토	- 전기통신업무의 고정통신용으로 사용되는 6GHz 대역은 고정위성 업무의 업 링크에도 사용되고 있어 이를 이동업무에 이용하기에는 곤란함 - 또한, 4GHz 대역은 지구국의 수신에 간섭이 발생할 여지가 있어 이에 대한 세부 검토가 이루어져야 함

표 3-9 일본의 주파수 재배치 검토 내용

한편 일본은 상기 주파수의 필요성에 대해 전기통신 업무용의 5GHz 대역 및 방송 사업용의 3.5GHz 대역은 현재도 타 업무와 공용하고 있지 않기 때문에 공용상 문제가 없다고 보는 견해를 제시하는 등 표 2-15과 같은 주파수 이용 효율화 제고 방안을 적극 검토중이다. 일본은 상기와 같은 제고 방안에 따라 기존 마이크로회선이나 지구국과의 간섭

을 충분히 고려한 후 4GHz 또는 5GHz 대역의 어느 부분에서 100MHz를 확보할 것인가에 대한 검토를 추진중이며, 국내도일본과 같은 제3지역이며 현재의 주파수 이용 상황 및 신규 서비스 도입 추진 방향이 크게 다를 바가 없으므로 일본의 추진 사례는 국내의 정책 방향에도 크게 영향을 미칠 수 있음을 예상할 수 있다.

필요성	제 고 방 안
4세대이동통신 시스템 도입	- 4세대 이동통신시스템은 WRC-2005/06과 ITS에서 계속적으로 검토되겠지만. 주파수 수요 예측에 따르면 5GHz 대역 이하 고정통신의 모든 주파수대를 할당해야 할 가능성이 높으므로 필요한 공용 조건 검토가 이루어 질 필요가 있음
무선 엑세스 시스템 도입	- 무선액세스시스템 등의 주파수는 국제적으로 사용되는 3.5GHz 대역 및 5.8GHz 대역이 이미 방송사업용과 ETC 등의 협역통신시스템(DSRC)에 각각 할당된 상황이므로 전기통신업무용으로 이용되는 4GHz 대역 또는 5GHz 대역부터 확보하는 것이 필요 - 무선접속시스템의 주파수는 미래의 4세대 이동통신 서비와 경쟁할 가능성도 있어 현재는 100MHz 정도를 확보하고, 향후 WRC의 결정 및 무선액세스 시스템 등의 성장속도 등을 고려하여 추가 주파수 할당을 검토

표 3-10. 일본의 전파자원 효율화 제고 방안

제 3 절 3,400 - 3,600 MHz 대역의 국제 이용 동향

o 이동방송중계 형태

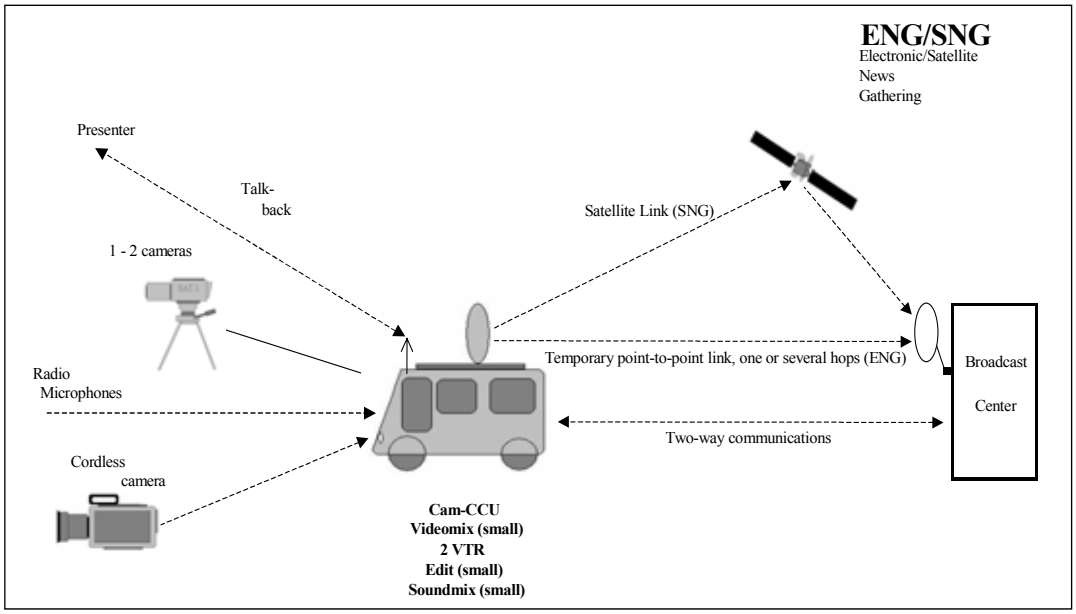

그림 3-7. ENG의 일반적인 채널 사용 유형

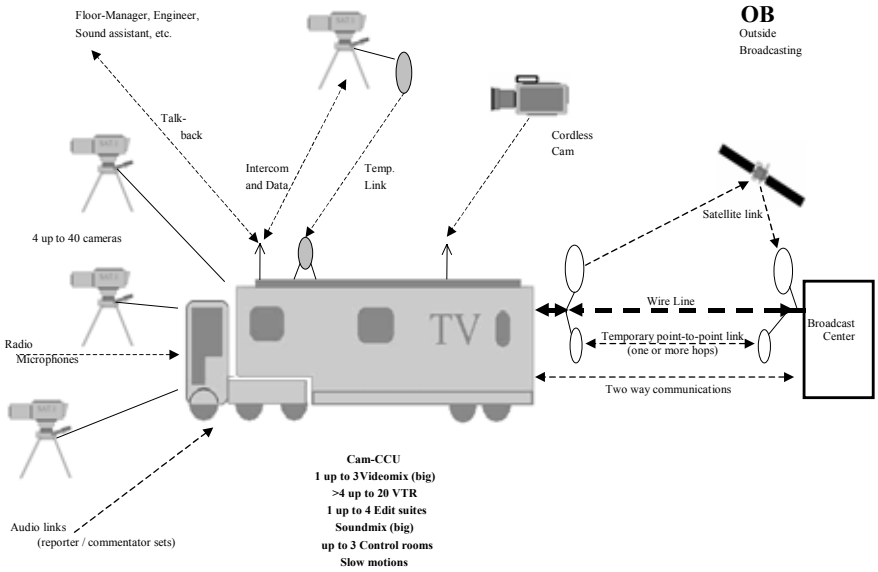

그림 3-8. OB의 일반적인 채널 사용 유형

1. 유럽 [ERC/REC 25-10, ECC/REP-002]

링크	정의
Cordless Camera	Handheld or otherwise mounted camera with integrated transmitter, power pack and antenna for carrying broadcast-quality video together with sound signals over short-ranges.
Portable Video Link	Handheld camera with separate body-worn transmitter, power pack and antenna.
Mobile Airborne Video Link	Video transmission system employing radio transmitter mounted on helicopters or other airships.
Mobile Vehicular Video Link	Video transmission system employing radio transmitter mounted in/on motorcycles, pedal cycles, cars, racing cars or boats. One or both link terminals may be used while moving.
Temporary Point-to-Point Link	Temporary link between two points (e.g. part of a link between an OB site and a studio), used for carrying broadcast quality video/audio signals. Link terminals are mounted on tripods, temporary platforms, purpose built vehicles or hydraulic hoists. Two-way links are often required.

표 3-11. 방송중계업무의 세부링크 정의

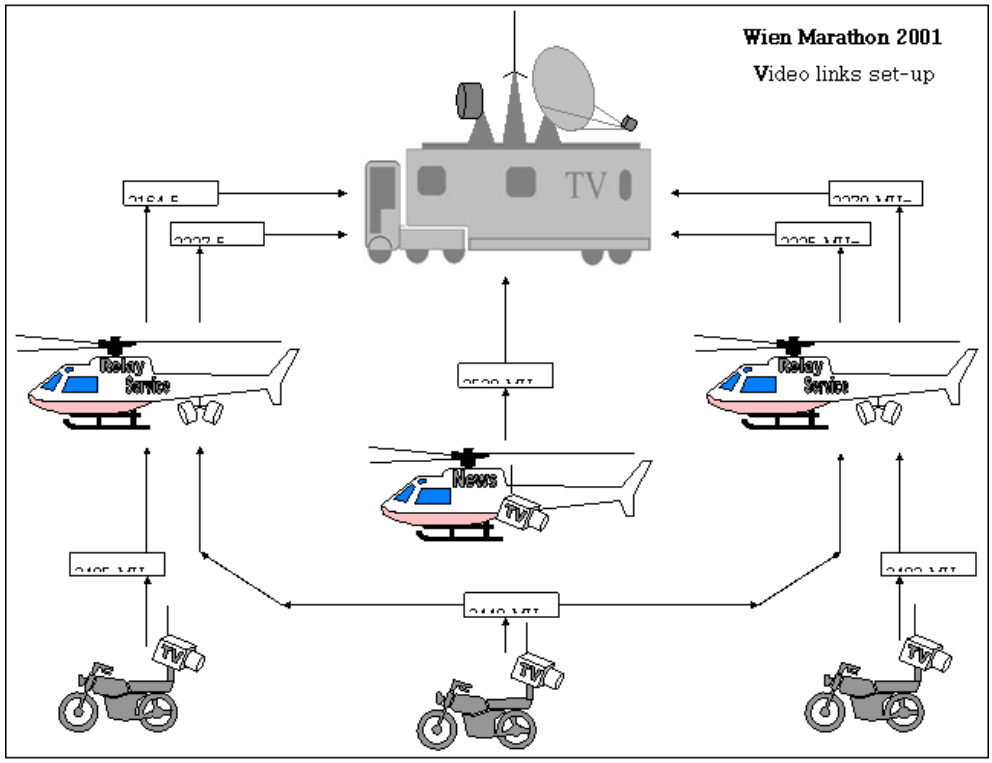

그림 3-9. 비엔나 마라톤 대회를 고려한 실제 채널 사용 예

링크 구분	서비스 거리	권장 대역(GHz)	채널 대역폭	
			현재	향후 10년 이내
Cordless Camera	< 500m	2-2.5 or 2.7-2.9[1] 10.0-10.68 GHz 21.2-24.5 GHz 47.2-50.2 GHz	20/28MHz ch.	10MHz ch.
Portable Link	< 2km	2-2.5 GHz 10.0-10.68 GHz	〃	〃
Mobile Airborne	< 50km	2.0-2.5 GHz 3.4-3.6 GHz[2]	〃	〃
Mobile Vehicular	< 10km	2.0-2.5 GHz 3.4-3.6 GHz[2]	〃	〃
Temporary P-to-P Links	< 80km/hop	7GHz, 8GHz band 10.0-10.68 GHz 21.2-24.5 GHz	20/28MHz ch.	8/10MHz ch. 14/28MHz ch.

표 3-12. 이동 방송중계용 채널 사용 계획

1) The final decision awaits results of sharing studies in the band 2.7-2.9 GHz
2) In countries where the band 3.4-3.6 GHz is widely used for Fixed Wireless Access (FWA), availability of this band for mobile video SAP/SAB links may be restricted.

2. 일본

주파수 대역 명칭	주파수 대역
A-대역	3,456 ~ 3,600 MHz
B-대역	5,850 ~ 5,925 MHz
C-대역	6,425 ~ 6,570 MHz
D-대역	6,870 ~ 7,125 MHz
E-대역	10.25 ~ 10.45 GHz
F-대역	10.55 ~ 10.68 GHz
G-대역	12.95 ~ 13.25 GHz
6.5G 대역	6,570 ~ 6,870 MHz
7.5G 대역	7,425 ~ 7,750 MHz

표 3-13. 일본의 방송중계용 M/W 주파수 대역

주파수 대역 명칭	안테나 전력	채널 간격
A-대역	2W	9MHz
B-대역		
C-대역		
D-대역		
E-대역		
F-대역(10.55-10.68GHz)		
F-대역(10.60-10.68GHz)	0.5W	
G-대역	2W	
6.5G 대역		10MHz
7.5G 대역		

표 3-14. 방송중계용 M/W 주파수 대역별 전력과 채널 간격

* 일본의 경우 평성 13년(1999년) 차세대 이동통신을 위한 주파수 이전 계획을 완료한 바 있으며, 그 결과 A-대역 3,400 ~ 3,600 MHz 대역의 이전 계획은 고려된 바 없으므로, 현재의 방송중계용도로 계속 사용할 예정으로 판단됨.

제 4 장 공유간섭 분석 방법

공유 간섭 분석은 주파수의 효율적이 이용 및 최적의 보호대역을 산출하기 위해 반드시 필요한 과정이다. 공유간섭에는 이종시스템간의 간섭과 동종시스템간의 간섭이 있다. 이종시스템간의 간섭이 발생하는 경우는 이종 시스템이 동일대역에 존재하는 경우와 인접대역에 존재하는 경우로 구분할 수 있으며 동종시스템간의 간섭은 인접대역에 동종시스템이 서비스를 시행하는 경우이다.

본 장에서는 공유 간섭을 위해 이용 되고 있는 방법에 대해 설명하고 기존의 공유간섭 분석 사례에 대해 제시하였다. 본 연구에서 제시한 공유 간섭 분석론에는 MCL(Minimum Coupling Loss), snapshot 방법을 이용한 시스템 레벨 시뮬레이션, Analytic 시뮬레이션, Dynamic 시스템 레벨 시뮬레이션이 있다. 그리고 공유간섭 분석 사례에는 HPi와 무선랜 간의 간섭을 제시하였다.

제 1 절 공유간섭 분석방법

1. MCL 방법

MCL 방법에서는 가장 큰 간섭이 발생할 수 있는 상황을 설정하여 간섭원이 대상 시스템에 미치는 간섭량을 계산한다. 그리고 이를 통해 적정한 간섭량을 유지하기 위한 주파수 이격량도 산출할 수 있다. MCL 방법은 계산이 간단한 장점이 있지만 최악의 상황을 가정한 결과 이므로 주파수 자원을 효율적으로 활용하기 위한 방법으로는 적합하지 않다. 또한 간섭원의 위치 및 채널 환경에 따른 결과의 차이가 큰 단점도

있다. 매크로셀 FDD기지국이 매크로셀 TDD기지국에 간섭을 미치는 환경에 대해 기지국 간의 이격거리 및 인접대역 간섭률을 구하는 예제를 나타내었다[6]. 예제에 적용한 경로 손실 모델은 2-ray지면 반사 모델이다. 표4-1은 예제에 적용한 입력변수다.

입력변수	기호	값
TDD 기지국 출력 전력	P	40 dBm
TDD 기지국 송신안테나 이득	Ga,Tx	15 dBi
TDD 기지국 ACLR	ACLR	70 dB
FDD 기지국 수신 잡음 수준	Rxnoise	-103 dBm
FDD 기지국 수신 안테나 이득	Ga,Rx	15 dBi
FDD 기지국 ACS	ACS	46 dB

표 4-1. 입력 변수

1. 안테나 이득 계산

- 높이가 같은 두 매크로셀 기지국이 고려되었으므로 송수신 안테나 이득을 더한다.

GA = Ga,Tx + Ga,Rx = 15+15=30

2. ACIR계산

$$ACIR = \frac{1}{\frac{1}{ACLR} + \frac{1}{ACS}} (in\ linear\ term) = \frac{1}{\frac{1}{10^{70/10}} + \frac{1}{10^{46/10}}} = 45.98dB \cong 46dB$$

3. 허용 가능한 최대 인접 대역 간섭량(ACImax) 산출

- ACImax가 -114 dBm에서 -106 dBm 정도라 가정하면 NBS = -103 dBm 인 경우 Ntot는 적어도 -102.7 dBm이상이며 Ntot = -102.7 dBm이면 ACImax = -104 dBm 이 된다.

Ntot = NBS + ACI

4. 요구 경로 손실 계산

- PL = P + GA - ACIR - ACImax = 40+30-46-(-114)=138 dB

5. 경로 손실 식을 이용 필요한 기지국간의 이격거리 산출

$$PL = \begin{cases} 40.7 + 20\log_{10}(d) & 1 \le d \le R_{bp} \\ 40.7 - 20\log_{10}(R_{bp}) + 40\log_{10}(d) & d \ge R_{bp} \end{cases}$$

- break point 가 1248 m 일 경우 이 지점에서의 경로 손실은 위 식에 의해 102.6 dB이다. 이 값은 과정5에서 구한 138 dB보다 작기 때문에 위의 경로손실 식 중 아래식을 이용해야 한다. 글 결과 이격거리는 9541m 임을 알 수 있다. 만약 이격거리가 주어지고 요구 ACIR을 찾는 경우 과정 5, 6 대신 과정7을 이용한다.

- 103 = 40.7-20log10(1248)+40log10(d) => d = 9541 m

6. 요구 ACIR 계산

- ACIR = P +GA PL -ACImax
- 만약 거리가 100 m 인 경우 ACIR은 다음과 같다.

ACIR = 40 + 30 (40.7 + 20*log10(100))-(-114)=103.3 dB

2. snapshot 방법

snapshot 방법은 Monte-Carlo 기법을 이용한 시스템 레벨 시뮬레이션 방법중 하나이다. Monte-Carlo 기법은 정의된 확률 분포를 갖는 랜덤 변수를 표본 추출하여 복잡한 함수 관계에 적용하고 그 결과의 통계

적 특성을 살피는 시뮬레이션에 주로 이용되고 있다. 특히 컴퓨터의 계산 처리 능력이 발전함에 따라 복잡한 통계적 문제를 분석하기 위해 사용되는 가장 강력하고 보편적인 방법으로 알려져 있다.

snapshot 방법은 이동국의 움직임에 관계없이 서로 독립적인 특정 순간들의 상황들을 통계적으로 분석하는 방법이다. 즉 통계적인 데이터를 얻기 위해 반복적인 시도를 하게 되는데 각각의 시도에서 사용되는 모든 확률적인 변수들(이동국의 위치, 섀도잉 등)은 모두 이전 시도와 iid(independent and identically distributed)사건이다. 이 방법은 주로 기존의 음성 통화를 위한 circuit 방식의 시스템에 적용되었다. 예를 들면 IS95, IMT-2000 TDD-FDD, TDD-TDD, FDD-FDD 간의 공유 간섭을 분석하는 데 적용되었다[7]. 그림 4-1은 snapshot방법을 이용한 간섭분석과정을 나타낸다.

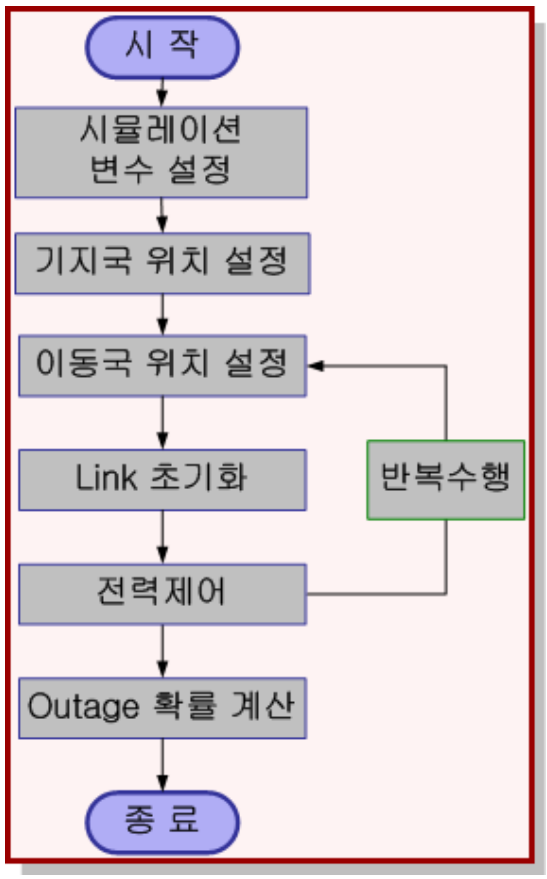

그림 4-1. snapshot방식을 이용한
간섭분석과정

3. 해석적(Analytic) 시뮬레이션

해석적 시뮬레이션은 간략화된 시스템 레벨 시뮬레이션 기법으로 셀 내에 무수히 많은 이동국을 균일하게 분포시킨 뒤 이동국의 수신 C/I를 계산하여 확률분포를 얻는다. 그리고 수신 C/I확률 분포를 링크레벨 결과에 적용하여 평균섹터 throughput을 얻는다. 최종적으로 간섭량에 따른 throughput의 손실량을 분석하거나 보호대역을 설정할 수도 있다.

이 방법은 3GPP HSDPA(High Speed Downlink Packet Access)시스템의 성능 분석에 이용되었다[8]. 즉 패킷 데이터 전송방식의 셀룰라 시스템의 간섭분석을 위해 이용된다.

그림 4-2는 시뮬레이션의 흐름을 나타낸다. 우선 시뮬레이션에 이용할 변수들을 설정한 뒤 기지국의 위치를 설정한 후 이동국을 한 개 분포시킨다. 그리고 active set을 결정하여 기지국으로부터 이동국에 도달하는 C/I(signal to interference ration)값을 구한다. 다음으로 새롭게 이동국 한 개를 분포시켜 위의 과정을 반복하며 C/I의 통계적 특성을 얻고 이 값과 링크 레벨 시뮬레이션 결과를 이용하여 평균 섹터 throughput결과를 얻는다.

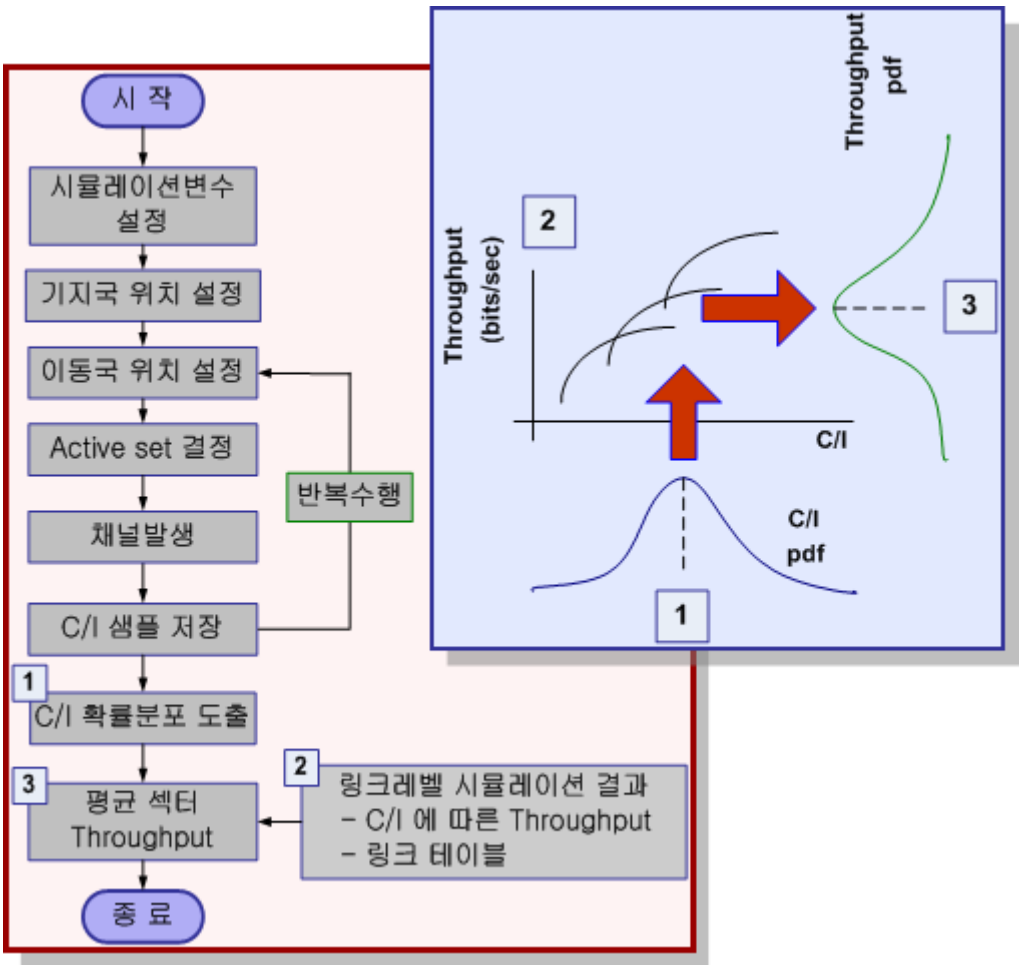

그림 4-2. Analytic simulation을 이용한 간섭분석과정

4. Dynamic 시스템 레벨 시뮬레이션

Dynamic 시스템 레벨 시뮬레이션 방법은 Snapshot방식과 같이 실제 간섭 상황을 모델링 하지만 한번 분포된 이동국에 대해 일정시간 동안의 채널 변화를 고려하여 각 이동국에 전송된 throughput을 얻는다[8][9]. 따라서 패킷데이터 전송 방식의 셀룰러 시스템의 분석에 적합한

방법이다. 또한 패킷 스케줄링 적응 변조 및 코딩과 같은 링크 적응 기술을 고려한 시스템의 간섭 분석도 가능하다. 그림 4-3은 Dynamic 시스템 레벨 시뮬레이션 방법을 이용한 간섭 분석 과정을 나타낸다.

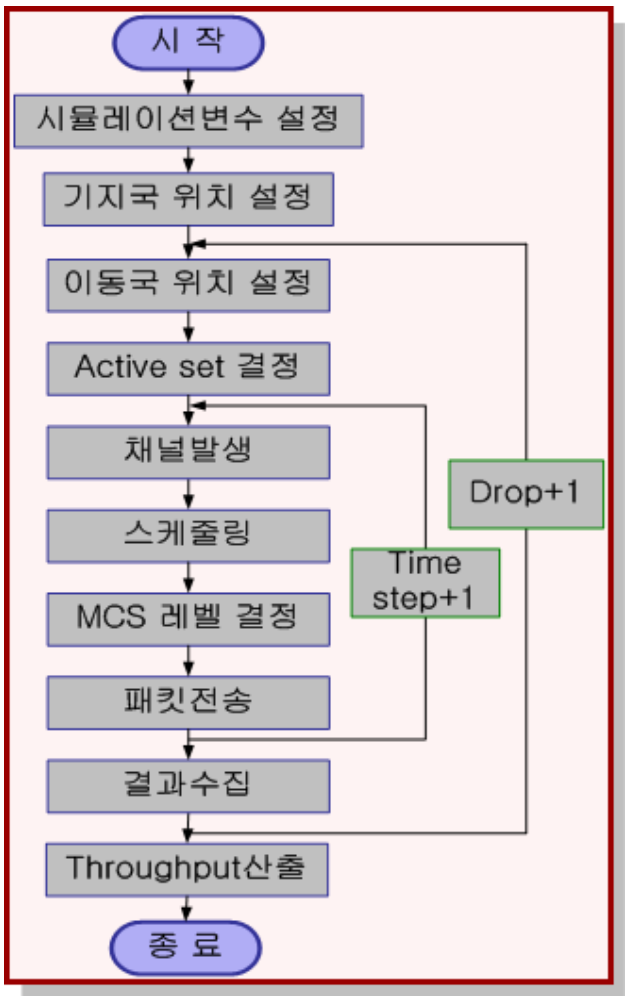

그림 4-3. Dynamic 시스템 레벨 시뮬레이션을 이용한 간섭 분석 과정

제 5 장 차세대 이동통신을 위한 간섭분석도구

제 1 절 개 요

본 장의 내용은 제 4 장의 기존 공유연구 사례를 기반으로 한다. 기존의 공유연구에서 여러 가지 방법의 간섭분석방법이 이용되었다. 가장 기본적인 MCL방법, circuit switched 방식의 음성데이터 전송 시스템의 간섭분석에 적합한 snapshot방법, packet switched 방식의 멀티미디어 데이터 전송 시스템에 적합한 analytic방법과 dynamic 시스템 레벨 시뮬레이션 방법이 있다. 차세대 이동통신 시스템을 위한 간섭분석 도구를 설계하기 위해서는 우선 시스템에 대한 구상이 필요하다.

우선 스펙트럼 자원의 고갈로 인한 효율적인 스펙트럼 활용이 필요한 배경을 만족하기 위해 MCL 방법보다는 시스템 레벨 시뮬레이션이 적합하다. 그리고 대용량의 멀티미디어 데이터 서비스를 만족해야 하는 차세대 이동통신시스템은 패킷데이터전송 방식의 시스템이 유력하다. 따라서 기존의 snapshot 방식보다는 3GPP HSDPA의 분석을 위해 제시된 dynamic 시스템레벨 시뮬레이션 기법을 기반으로 간섭 분석 도구가 제작되어야 한다.

또한 차세대 이동통신 시스템에 새롭게 적용되는 기술을 만족할 수 있어야 한다. 이러한 기술에는 다중안테나 기술, Link adaptation기술, 간섭제거기술 등이 있다. 다중안테나 기술로는 MIMO채널을 이용하는 기술 및 송신 다이버시티 기술 등이 있다. Link adaptation기술로는 적응 변조 및 코딩 기술과 Hybrid ARQ기술, 패킷 스케줄링 기술이 있다.

또한 정확한 간섭 분석을 위해서 해당 주파수 대역에 대한 채널모델이 확립되어야 한다. 제 2 장에서 언급했듯이 기존의 주로 이용하던 채널 모델은 3에서 5 GHz 대역에는 바로 적용하기 어렵다. 이를 극복하기 위해 Hata의 연구를 적용하여 주파수 보정을 해주는 방법이 있다. 그러나 차세대 이동통신 시스템에 다중 안테나 기술이 적용될 경우 기존에 필요한 채널정보였던 경로손실 및 섀도잉 특성과 신호의 시간 상관 특성, 주파수 상관특성 이외에 공간 상관 특성이 적용되어야 한다. 실제로 공간상관특성을 적용한 spatial채널 모델이 3GPP의 연구결과에 활용되었다[10].

현재 차세대 이동통신 시스템을 위한 연구는 시작단계에 있다. 2007년에 열릴 WRC07회의에서 4G용 주파수 분배에 대한 논의가 있을 예정이며 이를 준비하기 위해 현재 각 국이 후보대역 및 주파수 소요량 산출에 대한 연구를 진행 중이다. 즉 현재 4세대 이동통신 시스템에 적용될 확실한 기술은 없는 상황이며 현재에는 존재하지 않는 새로운 기술이 개발될 수 도 있다. 따라서 간섭분석도구의 제작 또한 몇 가지 기술에 고정하여 설계되면 추후 활용에 문제가 발생할 수 있다. 즉 새로운 기술의 적용이 쉽도록 보다 유연한 접근이 필요할 것으로 생각된다.

제 2 절 후보대역을 위한 경로손실 모델

1. Hata 모델

Hata 모델은 일본의 도쿄시내에서 측정한 결과를 바탕으로 제안되었다. 이 모델이 적용될 수 있는 환경은 표 3-1과 같이 제한된다. Hata 모델은 다음식 5-1 같으며 세부 변수의 결정은 식 3-2에 의해 결정한다[2]..

$$L_p(dB) = \begin{cases} A + B\log_{10}(d) & \text{for urban area} \\ A + B\log_{10}(d) - C & \text{for suburban area} \\ A + B\log_{10}(d) - D & \text{for open area} \end{cases} \quad (5\text{-}1)$$

$$A = 69.55 + 26.16\log_{10}(f_c) - 13.82\log_{10}(h_b) - a(h_m)$$
$$B = 44.9 - 6.55\log_{10}(h_b)$$
$$C = 5.4 + 2[\log_{10}(f_c/28)]^2$$
$$D = 40.94 + 4.78[\log_{10}(f_c)]^2 - 18.33\log_{10}(f_c)$$
$$a(h_m) = \begin{cases} [1.1\log_2(f_c) - 0.7]h_m - [1.56\log_{10}(f_c) - 0.8] & \text{for medium or small city} \\ 8.29[\log_{10}(1.54h_m)]^2 - 1.1 & \text{for large city and fc} < 200\text{MHz} \\ 3.2[\log_{10}(11.75h_m)]^2 - 4.97 & \text{for large city and fc} > 400\text{MHz} \end{cases}$$

(5-2)

중심 주파수	100 MHz - 1500 MHz
기지국 안테나 높이	30 m - 200 m
이동국 안테나 높이	1 m - 10 m
전송거리	1 km - 20 km

표 5-1. Hata 모델의 적용 가능 환경

2. COST-231 Hata 모델

COST-231 Hata 모델은 1800-2000 MHz에서 사용되는 PCS시스템을 위해 기존의 Hata 모델은 확장한 형태이다. 이 모델을 적용할 수 있는 환경은 표 5-2에 제시되었다. 이 모델의 식 3-3과 같으며 세부 변수들은 식 5-4를 통해 구할 수 있다[3].

$$L_p(dB) = A + B\log_{10}(d) + C \quad (5\text{-}3)$$

$$A = 46.3 + 33.9\log_{10}(f_c) - 13.28\log_{10}(h_b) - a(h_m)$$
$$B = 44.9 - 6.55\log_{10}(h_b)$$
$$C = \begin{cases} 0 & \text{for medium city and suburban areas with moderate tree density} \\ 3 & \text{for metropolitan areas} \end{cases}$$

(5-4)

중심 주파수	1500 MHz - 2000 MHz
기지국 안테나 높이	30 m - 200 m
이동국 안테나 높이	1 m - 10 m
전송거리	1 km - 20 km

표 5-2. COST-231 Hata 모델의 적용 가능 환경

3. COST-231 Walfisch-Ikegami 모델

COST-231 Walfisch-Ikegami 모델을 적용할 수 있는 환경은 다음 표 5-3과 같다. 이 모델은 (LOS)가시영역과 (NLOS)비가시영역으로 모델을 구분하였다. 가시영역에서의 모델은 식 5-5와 같으며 비가시영역에서의 모델은 식 5-6과 같다[4].

$$L_P(dB) = 42.6 + 26\log_{10}(d) + 20\log_{10}(f_c) \qquad d \geq 20\ m \tag{5-5}$$

중심 주파수	800 MHz – 2000 MHz
기지국 안테나 높이	4 m – 50 m
이동국 안테나 높이	1 m – 3 m
전송거리	20 m – 5 km

표 5-3. COST-231 Hata 모델의 적용 가능 환경

$$L_p = \begin{cases} L_0 + L_{rts} + L_{msd} & for \;\; L_{rts} + L_{msd} \geq 0 \\ L_0 & for \;\; L_{rts} + L_{msd} < 0 \end{cases} \tag{5-6}$$

$$\begin{aligned} L_0 &\equiv \text{free space propagation loss} \\ L_{rts} &\equiv \text{roof - to - street diffraction and scatter loss} \\ L_{msd} &\equiv \text{multi - screen diffraction loss} \end{aligned} \tag{5-7}$$

식 5-6의 세부 변수들은 다음 식 5-7 부터 식 5-16에 의해 결정된다.

$$L_0 = 32.4 + 20\log_{10}(d) + 20\log_{10}(f_c) \tag{5-8}$$

$$L_{rts} = -16.9 - 10\log_{10}(w) + 20\log_{10}\Delta h_m + L_{ori} \tag{5-9}$$

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0.354(\phi) & 0^o \leq \phi \leq 35^o \\ 2.5 + 0.075(\phi - 35) & 35^o \leq \phi \leq 55^o \\ 4.0 - 0.114(\phi - 55) & 55^o \leq \phi \leq 90^o \end{cases}$$
$$\Delta h_m = h_{roof} - h_m \tag{5-10}$$

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log_{10}(d) + k_f \log_{10}(f_c) - 9\log_{10}(b) \tag{5-11}$$

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18\log_{10}(1+\Delta h_b) & h_b \geq h_{roof} \\ 0 & h_b < h_{roof} \end{cases} \quad (5\text{-}12)$$

$$k_a = \begin{cases} 54 & h_b > h_{roof} \\ 54 - 0.8h_b & d \geq 0.5\ km\ and\ h_b \leq h_{roof} \\ 54 - \dfrac{0.8\Delta h_b d}{0.5} & d < 0.5\ km\ and\ h_b \leq h_{roof} \end{cases} \quad (5\text{-}13)$$

$$k_d = \begin{cases} 18 & h_b > h_{roof} \\ 18 - \dfrac{15\Delta h_b}{h_{roof}} & h_b \leq h_{roof} \end{cases} \quad (5\text{-}14)$$

$$k_d = -4 + \begin{cases} 0.7(f_c/925 - 1) & \text{medium city and suburban} \\ 1.5(f_c/925 - 1) & \text{metropolitan area} \end{cases} \quad (5\text{-}15)$$

$$\Delta h_b = h_b - h_{roof} \quad (5\text{-}16)$$

4. 3-15 GHz 대역에 대한 전파 채널 특성

이전에 언급된 Hata, COST-231 Hata, COST-231 Walfisch-Ikegami 모델은 측정에 기반했기 때문에 후보 주파수 대역인 3-5 GHz 대역에는 적합하지 않다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위한 연구가 진행되어야 하면 본 연구에서는 연구의 한 예로 Hata의 논문의 내용을 인용하였다[5].

Hata의 측정 분석은 경로손실과 전력지연 프로파일에 대해 이루어졌다. 그림 3-2는 주파수에 따른 경로손실 결과를 나타내며 그림 5-2과

5-3는 주파수에 따른 전력지연 프로파일 특성결과를 나타낸다. 경로손실은 주파수 증가함에 따라 주파수의 비에 제곱하여 증가한다. 그리고 전력지연 프로파일은 주파수에 거의 관계없이 비슷한 수치를 보이고 있음을 알 수 있다.

Hata의 결과에 의거하면 기존의 모델에 20log(f)의 주파수 보정 부분을 첨가하면 3-5 GHz 대역에서도 이용가능 할 것으로 추측된다.

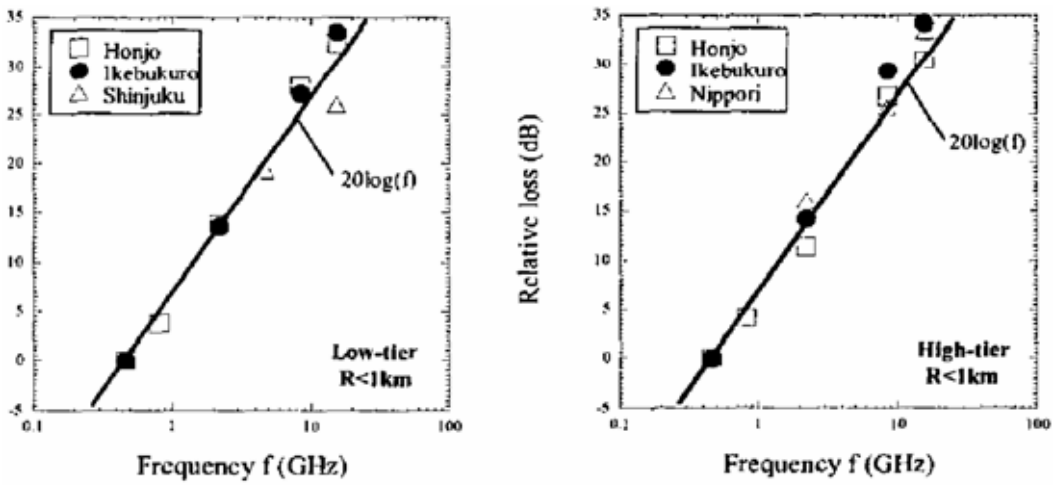

그림 5-1. 주파수에 따른 경로손실

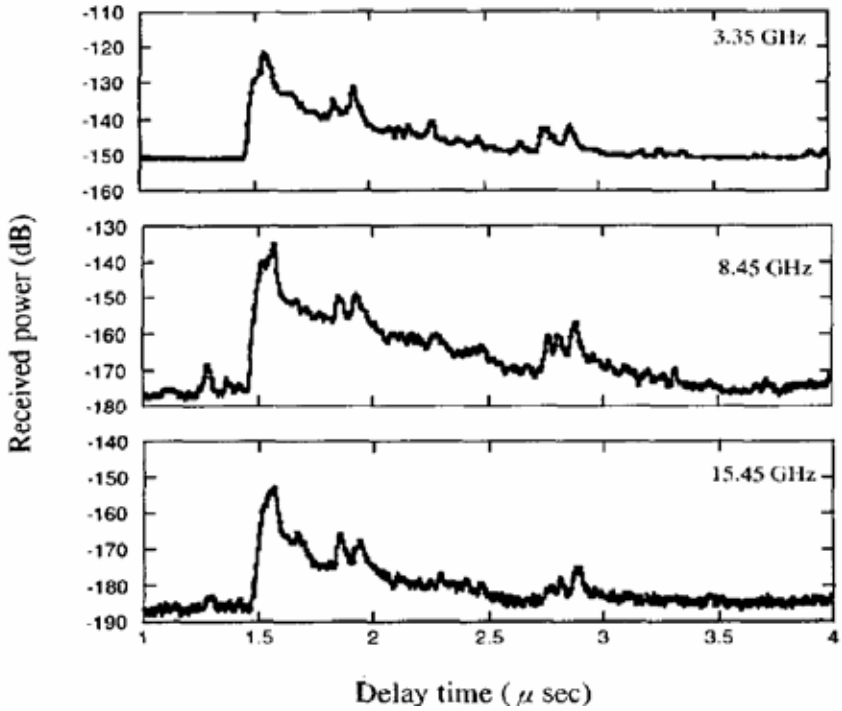

그림 5-2. 평균 지연 프로파일

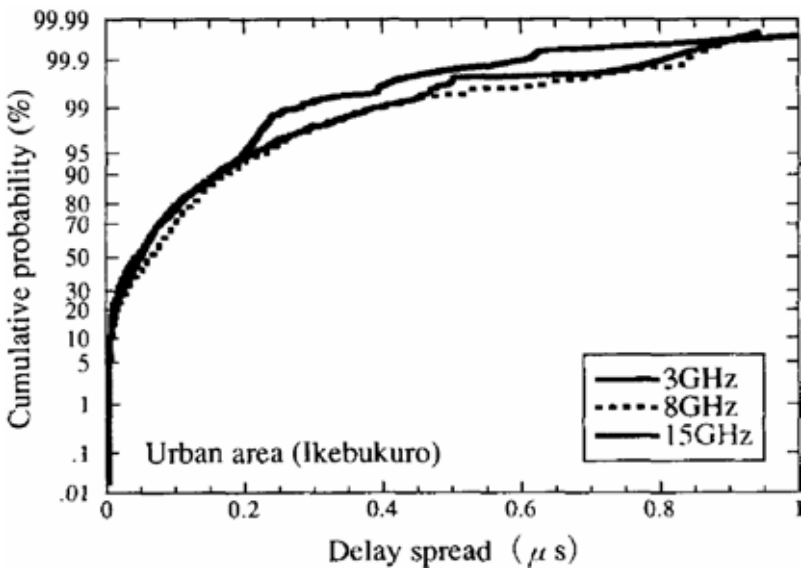

그림 5-3. 지연확산의 CDF

제 3 절 공간 채널 모델 (Spatial Channel Model)

다중 안테나 기술이 적용된 경우 각 안테나에서 수신된 신호는 이동국의 이동과 다중 경로 페이딩에 따른 시간상관 특성을 갖는다. 이와 함께 각 안테나 간의 거리에 따른 공간 상관 특성을 갖는 신호가 수신된다. 따라서 다중 안테나 기술이 적용된 시스템의 성능을 평가하기 위해서는 시공간 상관 특성을 갖는 채널의 고찰이 필요하다. 본 장에서는 다중 안테나 기술에 적용할 벡터 채널로써 3세대 이동통신 표준화 그룹인 3GPP/3GPP2에서 작업이 수행된 채널 모델 방식을 선택하여 제시하고자 한다.

이동통신 시스템의 채널 환경은 통계적 특성상 크게 부도심 매크로(Suburban Macro), 도심 매크로(Urban Macro), 도심 마이크로(Urban Micro) 환경으로 구분할 수 있다. 여기서 각 채널 환경은 그 특성에 따라 채널 환경 변수가 결정되며, 이에 따라 송신 각과 수신 각, 신호의 지연 시간 및 그에 따른 신호 전력 등을 통계적 특성에따라 산출 할 수 있다. 이 과정을 통해 최종적으로 채널 계수를 발생 하게 되며 그림 2-1과 같다[9]. 공간 채널 모델(Spatial Channel Model, SCM)의 가정된 사항은 다음과 같다. 우선 이동국들 간의 음영효과(shadowing)은 상관관계가 없고, 안테나의 송수신 신호는6개의 주 경로에 대해 각각이 20개의 부 경로로 이뤄진다. 또한, 안테나의 상하에 따른 각 확산은 고려하지 않으며 단일 안테나환경과 비교를 위해 다중 안테나의 총 전송 전력은 단일 안테나의 전송 전력과 동일함을 가정한다. 이 절에서는 앞에서언급한 3가지 채널환경(부도심 매크로, 도심 매크로, 도심 마이크로)에 따른 매개 변수 결정 과정을 분석하고 제시된 공간 채널 모델(SCM)의 특성을 살펴보도록 한다.

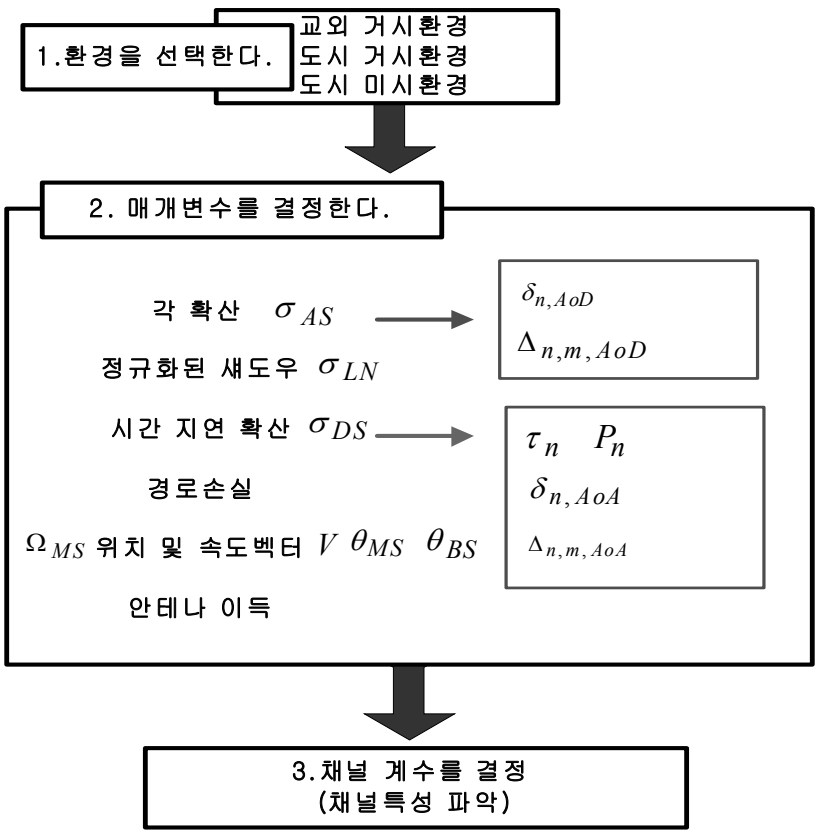

그림 5-4. 공간 상관 채널 발생 과정

1. 경로 손실 (Path Loss)

이동 통신 환경에서경로손실은 이동국과 기지국 사이의 지형, 구조물 등에 의한 전송 전력의 감소를 의미한다. 여기서 전송 전력은 반송파의 사용 주파수, 이동국과 기지국 사이 거리, 안테나 높이, 건물 밀집도 등

에 의해 감소량이 결정되기 때문에 채널 환경에 큰 영향을 받는다. 따라서, 채널 환경이 결정되면 이에 적합한 경로 손실 모델이 적용 되야 한다.

제시된 공간 채널 모델(SCM)은 채널 환경에 따라 매크로환경에서는 식(5-17) 과 같은 modified Hata 모델을 적용하여 경로 손실을 결정한다.

$$PL[dB] = (44.9 - 6.55\log_{10} h_{bs})\log_{10}\left(\frac{d}{100}\right) + 45.4 + (35.46 - 1.1h_{ms})\log_{10}(f_c) - 13.82\log(h_{bs}) + 0.7h_{ms} + C \quad (5\text{-}17)$$

또한, 마이크로 환경에서는 식(5-18)로 표현되는 COST231 Walfish-Ikegami 모델을 사용한다[9].

$$PL[dB] = \begin{cases} -55.9 + 38\times\log_{10}(d) + (24.5 + 1.5\times f_c/925)\times\log_{10}(f_c) & \text{NLOS} \\ -35.4 + 26\times\log_{10}(d) + 20\log_{10}(f_c) & \text{LOS} \end{cases} \quad (5\text{-}18)$$

여기서, h_{bs}와 h_{ms}는 각각 기지국 안테나와 이동국 안테나의 높이이며, d는 송수신기 사이의거리, f_c는 반송 주파수이다. 상수 C는 부도심 환경일 때 0 dB, 도심 환경일 때 3 dB 이다. 건물의 밀집도가 큰 마이크로 환경은가시 영역(LOS) 과 비가시 영역(NLOS)으로 구분되며 이 두 가지 조건에 따라 서로 다른 경로 손실 모델이 적용된다. 우선 비가시 영역(NLOS)에서는 거리에 따른 경로 손실이 심하게 나타나기 때문에 이동국의 평균 SNR(Signal to Noise Ratio)이 낮으며, 가시 영역

(LOS)에 포함된 이동국은 평균 SNR이 높고 안테나 간 상관도가 높은 환경을 대표한다.

2. 음영 효과(Shadow fading), 지연 확산(Delay spread), 방위각 확산(Azimuth spread)

이동국과 기지국 사이의 평균 경로 손실은 대수 정규 분포를 갖고 매우 천천히 변하는 특성을 갖는다. 여기서 사용주파수의 수 파장에 대한 포락선의 평균은 기지국과 이동국 사이의 건물과 지형에 따라 랜덤한 값을 갖는다. 여러 실험 결과에 따르면 포락선의 평균 값은 대수 정규 분포를 갖는 것으로 확인 되었다. 일반적으로 매크로 환경에서 음영 효과(Shadow Fading)의 표준 편차(σ_{SH}) 는 8 dB이며, 마이크로 환경에서는 직접파가 존재하는 경우와 존재하지 않는 경우에 따라 각각 4 dB, 10 dB 값으로 결정된다. 본 연구에 사용된 공간 채널 모델(SCM)은 지연 확산(DS)과 대수 정규 분포를 갖는 음영 효과(SH) 사이의 상관 특성을 고려한다. 이것은 지연 확산과 음영 효과가 모두 대수 정규 분포를 갖고 서로간의 상관성이 존재하는 것으로 증명되었기 때문이다. 따라서 일반적으로 음영 효과가 클 경우 지연 확산은 줄어들며, 반대로 음영 효과가 작은 경우 지연 확산은 증가하는 음의 상관특성(negative correlation)이 실험 측정에 의해 확인되었다[15]. 또한 방위 각 확산(AS)도 대수 정규 분포를 갖고 지연 확산과 음영 효과에 따른 상관 특성을 나타내었다. 이 3가지 변수의 각각에대한 상관 특성은매우 높기 때문에공간 채널 모델의경우 상관성을 고려해 주는 것이 바람직하다. 따라서, 본 연구에 사용된 공간 채널 모델의 경우 각 변수 사이의 상관 값은 식 5-19 과 같이 정의된다.

$$\rho_{\alpha\beta} = \text{correlation between } DS \ \& \ AS = +0.5$$
$$\rho_{\gamma\beta} = \text{correlation between } SF \ \& \ AS = -0.6$$
$$\rho_{\gamma\alpha} = \text{correlation between } SF \ \& \ DS = -0.6 \qquad (5\text{-}19)$$

방위 각 확산, 지연 확산, 음영 효과 성분은 n번째 기지국에 대하여 가우시안 랜덤 변수의 형태를갖으며 각 성분의상관 특성을 고려하여 식 5-20을 이용하여 구할 수 있다. 즉, 다음에서 나타내는 α_n, β_n, γ_n의 가우시안 랜덤 변수값을 이용해서 σ_{AS}, σ_{DS}, σ_{SF}를 결정하게 된다

$$\begin{bmatrix} \alpha_n \\ \beta_n \\ \gamma_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{n1} \\ w_{n2} \\ w_{n3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\zeta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \xi_3 \end{bmatrix} \qquad (5\text{-}20)$$

여기서, $$C = (A - B)^{1/2} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{\alpha\beta} & \rho_{\gamma\beta} \\ \rho_{\alpha\beta} & 1 & \rho_{\gamma\alpha} \\ \rho_{\gamma\beta} & \rho_{\gamma\alpha} & 1-\zeta \end{bmatrix}^{1/2}$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{\alpha\beta} & \rho_{\gamma\beta} \\ \rho_{\alpha\beta} & 1 & \rho_{\gamma\alpha} \\ \rho_{\gamma\beta} & \rho_{\gamma\alpha} & 1 \end{bmatrix}, \qquad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \zeta \end{bmatrix}$$

$$\sigma_{DS,n} = 10^{(\varepsilon_{DS}\alpha_n + \mu_{DS})}$$
$$\sigma_{AS,n} = 10^{(\varepsilon_{AS}\beta_n + \mu_{AS})}$$
$$\sigma_{SF,n} = 10^{(\sigma_{SH}\gamma_n / 10)} \qquad (5\text{-}21)$$

3. 경로에 따른 시간 지연 및 전력

다중 경로 페이딩은이동국과 기지국 간의 산란체, 반사체에 의한 전파 경로가 무수히 많이 존재하기 때문에 발생되는 현상이다. 여기서 단일 안테나의 수신 신호는 빠른 페이딩(fast fading) 특성을 나타내며, 이것은 채널환경에 산재한 많은 산란체에 의한 다중 경로와 반사파의 합으로 통계적 모델이 가능하다. 따라서 다중 경로 페이딩의 특성을 정확히 모델하기 위해서 경로에 따른 시간 지연과 이때의 수신 신호 전력을 통계적 방법으로 결정해야 한다. 본 연구에 사용된 공간 상관 채널(SCM)은 6개의 주 경로의 시간 지연을 식5-22 와 같이 통계적으로 결정한다[9]. 여기서 σ_{DS}와 r_{DS}는 채널 환경에 따라 결정된 값이며, z_n은 균일한 분포를 갖는 독립적인 확률 변수이다. 또한, 시간 지연 τ_n은 $\tau'_{(n)} - \tau'_{(1)}$에 의해서 1/16 의 Chip 간격으로 양자화되며 식 5-23 과 같다. 여기서 floor는 정수를 나타내는 함수이며 $T_c = 1/1.2288 \times 10^6 \sec$ 이다. 따라서 τ_n은 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\tau'_{(n)} = -r_{DS}\sigma_{DS} \ln z_n \tag{5-22}$$

$$\tau_n = \frac{T_c}{16} floor\left(\frac{\tau'_{(n)} - \tau'_{(1)}}{T_c/16} + 0.5 \right), \quad n = 1,\mathrm{K},6 \tag{5-23}$$

6개의 주 경로에 따른 시간 지연의 간격과 $r_{DS} = \sigma_{delays} / \sigma_{DS}$ 값을 통해

각 경로의 수신 전력을 결정할 수 있으며 식 5-24 로 주어진다. 여기서 ξ_n 은 독립적인 가우시안 확률 변수이며 편차는 $\sigma_{RND} = 3\ dB$ 이다.

$$P'_n = e^{\frac{(1-r_{DS})(\tau'_{(n)}-\tau'_{(1)})}{r_{DS}\sigma_{DS}}} \times 10^{-\xi_n/10}, \quad n = 1,\mathrm{K}\ ,6 \tag{5-24}$$

$$P_n = \frac{P'_n}{\sum_{j=1}^{6} P'_j} \tag{5-25}$$

4. 경로에 따른 출발각(Angle of Departure, AOD) 및 도착각 (Angle of Arrival, AOA)

다중경로에 대한 출발각(AOD, $\delta_{n,AOD}$)은 식 5-26 과 같이 출발각(AOD)의 분산값을 통해 가우시안 형태의 출발각이 발생된다. 여기서 r_{AS}는 각에 분포되어 있는 전력의 비를 나타내며 채널 환경에 따라 고정된 값이다. 따라서 이 값이 클수록 더 많은 전력이 집중되는 것을 의미한다. 또한 $\sigma_{AS,n}$ 은 식5-26 를 통해 6개의 주 경로에 대한 각 확산 표준 편차를 나타내며 n 은 주 경로의 번호를 의미한다.

$$\delta_{n,AOD} \sim \eta(0, \sigma^2_{AOD,n}), \quad where \quad \sigma_{AOD,n} = r_{AS}\sigma_{AS,n}, \quad n = 1,\mathrm{K}\ ,N \tag{5-26}$$

6개의 주 경로에 따라 20개의 부 경로가 존재하기 때문에 각 경로에

대해 offset AOD 을 결정하는 과정이 필요하다. 20개의 부 경로는 모두 동일한 전력을 갖으며, 각 부경로의 위상은 균일한 분포임을 가정한다. 주 경로의출발각을 평균값으로 하여 20개의 부 경로 offset $\Delta_{n,m,AOD}$ 은 식 5-27 을 통해 결정된다. 이때 부 경로 $\Delta_{n,m,AOD}$ 의 확률적 분포[9]는 Laplacian 분포를 갖는다. 여기서 n과 m은 각각 주 경로와 부 경로의 번호를 의미한다.

$$\Delta_{n,m+1,AOA} = -\frac{\sigma_{AS}}{\sqrt{2}}\left[\ln\left(\exp\left(\frac{-\sqrt{2}}{\sigma_{AS}}\Delta_{n,m,AOA}\right)-\frac{2}{a(N+1)}\right)\right], \quad 0 \le n < \frac{N}{2} \tag{5-27}$$

AOD를 결정한 것과 같이 다중 경로에 대해서도착각(AOA, $\delta_{n,AOA}$)를 결정한다. AOA 역시 통계적 특성을 통해 발생하므로 가우시안 랜덤 변수로 식5-29 과 같이 표현할 수 있으며, 이 때 표준 편차(σ_{AOA})는 식 5-28 를 통해 구할 수 있다. 여기서, P_n은 n번째 주 경로에 대한 수신 전력을 의미한다.

$$\sigma_{n,AOA} = 104.12(1-\exp(-0.2175|10\log_{10} P_n|)) \tag{5-28}$$

$$\delta_{n,AOA} \sim \eta(0,\sigma^2_{n,AOA}) \quad n = 1,\mathrm{K}\ ,N \tag{5-29}$$

이렇게 구한 이동국과 기지국 부 경로의 AOD와 AOA를 이용하여 안테나 이득을 결정할 수 있다. 주 경로에 대한 부 경로의 AOD는 기지국

안테나의Broadside에 대한 각으로표현해야 하며 AOA에 대해서도 식 5-30 과 같이 표현 한다.

$$\theta_{n,m,AoD} = \theta_{BS} + \delta_{n,AoD} + \Delta_{n,m,AoD}$$
$$\theta_{n,m,AoA} = \theta_{MS} + \delta_{n,AoA} + \Delta_{n,m,AoA} \quad (5\text{-}30)$$

5. 채널 계수 발생

기지국의 안테나 배열을 S라 하고 이동국의 안테나 배열을 U라고 할 때, 우리는 복소 $U \times S$ 행렬을 N개의 주 경로 M개의 부 경로에 대해서 채널계수를 정의할 수있다. 이때 채널의시간 상관 특성을위해 Jake가 제안한deterministic 방법을 통해 페이딩 신호를 발생한다. 즉, 6개의 주 경로와 이에 따른 20개의 부 경로 신호를 통해 총 120개의 정현파를 이용하여 채널 계수를 발생한다. 식 5-31 을 통해 결정된 시공간 상관 채널 계수는 각 경로의 수신 전력과음영 효과(Shadow Fading)을 포함하며 도착각(AOA)과 출발각(AOD) 및 송수신 안테나 간격에 따른 공간 상관 특성을 갖는다. 여기서 각 채널 환경에 따라 실험을통해 결정된 변수값은 표 5-4 와 같이 나타나며, 채널 계수 발생에 사용된 매개변수는 표 5-5 와 같다[9].

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n \sigma_{SF}}{M}} \sum_{m=1}^{M} \begin{bmatrix} \sqrt{G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})} \exp(j[kd_s \sin(\theta_{n,m,AoD}) + \phi_{n,m}]) \times \\ \sqrt{G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})} \exp(j[kd_u \sin(\theta_{n,m,AoA})]) \times \\ \exp(jk\|v\|\cos(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v)t) \end{bmatrix} \quad (5\text{-}31)$$

채널환경	부도심 매크로 환경	도시 매크로 환경	도시 마이크로 환경
경로의 수(n)	6	6	6
부 경로의 수(m)	20	20	20
기지국에서 평균 각 확산 $\sigma_{AS} = 10^{(\varepsilon_{AS} x + \mu_{AS})}$ $x \sim \eta(0,1)$	$E(\sigma_{AS}) = 5\text{deg}$ $\mu_{AS} = 0.69$ $\varepsilon_{AS} = 0.13$	$E(\sigma_{AS}) = 8\text{deg}, 15\text{deg}$ 8deg $\mu_{AS} = 0.81$ $\varepsilon_{AS} = 0.34$ 15deg $\mu_{AS} = 1.18$ $\varepsilon_{AS} = 0.21$	비가시영역 $E(\sigma_{AS}) = 19\text{deg}$
$r_{AS} = \sigma_{AoD} / \sigma_{AS}$	1.2	1.3	N/A
기지국에서 경로의 각 확산	2 deg	2 deg	5 deg (LOS & NLOS)
기지국에서 출발각 확률분포	$\eta(0, \sigma_{AoD}^2)$ $\sigma_{AoD} = r_{AS}\sigma_{AS}$	$\eta(0, \sigma_{AoD}^2)$ $\sigma_{AoD} = r_{AS}\sigma_{AS}$	$U(-40\text{deg}, 40\text{deg})$
이동국에서 평균 각 확산	$E(\sigma_{AS,MS}) = 68$	$E(\sigma_{AS,MS}) = 68$	$E(\sigma_{AS,MS}) = 68$
이동국에서 경로 각 확산	35 deg	35 deg	35 deg
이동국에서 도래각 확률분포	$\eta(0, \sigma_{AoA}^2(\text{Pr}))$	$\eta(0, \sigma_{AoA}^2(\text{Pr}))$	$\eta(0, \sigma_{AoA}^2(\text{Pr}))$
$\sigma_{DS} = 10^{(\varepsilon_{DS} x + \mu_{DS})}$ 지연확산, $x \sim \eta(0,1)$	$\mu_{DS} = -6.8$ $\varepsilon_{DS} = 0.288$	$\mu_{DS} = -6.18$ $\varepsilon_{DS} = 0.18$	N/A
RMS 시간 지연 확산	$E(\sigma_{DS}) = 0.17\mu s$	$E(\sigma_{DS}) = 0.65\mu s$	$E(\sigma_{DS}) = 0.251\mu s$
$r_{DS} = \sigma_{delays} / \sigma_{DS}$	1.4	1.7	N/A
경로 지연에 따른 확률분포			$U(0, 0.12\mu s)$
로그로 정규화된 음영 효과의 편차	8 dB	8 dB	NLOS 10 dB LOS 4 dB

표 5-4. 채널 시나리오에 따른 환경 변수

P_n	n번째 경로의 전력
σ_{SF}	섀도우 페이딩
M	부 경로의 수
$\theta_{n,m,AoD}$	n 번째 주 경로에 대한 m 개의 부 경로의 출발각
$\theta_{n,m,AoA}$	n 번째 주 경로에 대한 m 개의 부 경로의 도래각
$G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})$	배열에 대한 기지국 안테나의 이득
$G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})$	배열에 대한 이동국 안테나의 이득
k	$2\pi/\lambda_c$ 반송파 파장에 대한 파수를 나타낸다.
d_S	기준 안테나에 대한 기지국 안테나 요소까지의 거리
d_U	기준 안테나에 대한 이동국 안테나 요소까지의 거리
$\phi_{n,m}$	주경로에 대한 부경로에서의 위상
$\|v\|$	이동국이 이동하는 속도의 크기
θ_v	이동국이 이동하는 방향각

표 5-5. 채널계수 발생에 사용되는users parameter

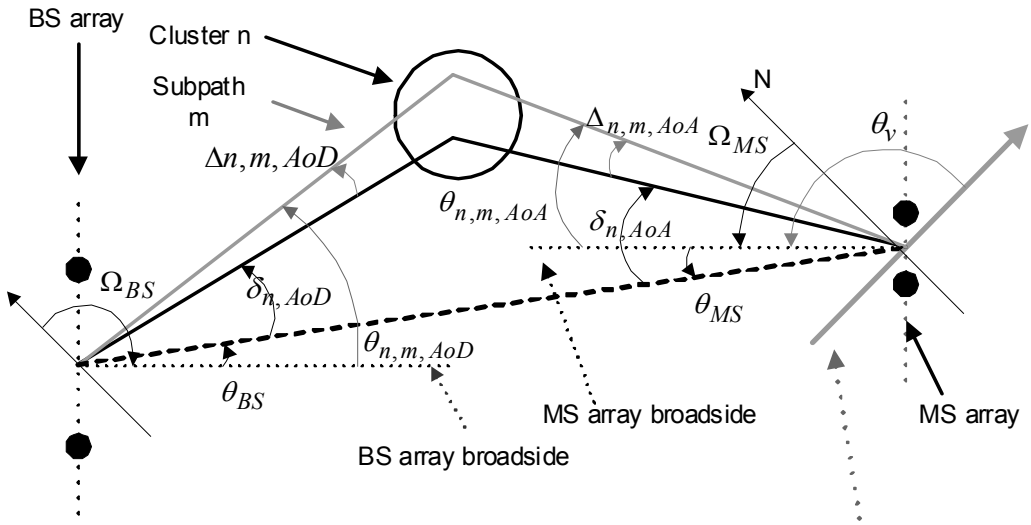

그림 5-5. 이동국 및 기지국의 angle parameters

Sub-Path의 수	Offset for a 2 deg AS at BS (macrocell) $\Delta_{n,m,AoD}$	Offset for a 5 deg AS at BS (microcell) $\Delta_{n,m,AoD}$	Offset for a 35 deg AS at MS $\Delta_{n,m,AoA}$
1,2	±0.0894	±0.2236	±1.5649
3,4	±0.2826	±0.7064	±4.9447
5,6	±4984	±1.2461	±8.7224
7,8	±0.7431	±1.8578	±13.0045
9,10	±1.0257	±0.2.5642	±17.9492
11,12	±1.3594	±3.3986	±23.7899
13,14	±1.7688	±4.4220	±30.9538
15,16	±2.2961	±5.7403	±40.1824
17,18	±3.0389	±7.5974	±53.1816
19,20	±4.3101	±10.7753	±75.4274

표 5-6. 부경로들의 AoD, AoA offset

제 4 절 다중안테나 시스템을 위한 송수신 기술 (MIMO Technology)

1. Receiver diversity

1×2 Receive Diversity의 $(C/I)_{combined}$

$$(C/I)_{combined} = \frac{I_{or}\left|\sum_{l=1}^{L_F}\mathbf{h}_l^H\mathbf{h}_l\right|^2}{\sum_{l=1}^{L_F}\left(I_{or}\sum_{l=1,i\neq l}^{L}\left|\mathbf{h}_l^H\mathbf{h}_i\right|^2+\sum_{k=1}^{K}\sum_{m=1}^{L}I_{OC}(k)\left|\mathbf{h}_l^H\mathbf{i}_{k,m}\right|^2+\sum_{j=1}^{J}I_{OC}(j)\left\|\mathbf{h}_l^H\right\|^2\left|i_j\right|^2+\left|\mathbf{h}_l^H\right|^2N_0\right)} \quad (5\text{-}32)$$

$\mathbf{h}_l$: $1\times N$ 행렬의 채널 계수, 여기서 N은 수신 안테나 수

I_{or} : 자기 셀에 의해 전송된 신호 전력

I_{oc} : 타 셀에 의해 전송된 간섭 전력

L_F : 수신 신호의 분해 가능 경로 수

L : 간섭 신호의 분해 가능 경로 수

K : 간섭 셀 중에서 간섭 량이 큰 셀의 수

J : 간섭 셀 중에서 간섭 량이 작은 셀의 수

N_0 : 잡음 전력

$\mathbf{i}_{k,m}$: k번째 dominant 간섭 셀의 m번째 분해 가능 경로 채널 행렬

i_j : j번째 dominant 하지 않은 간섭 셀에 의해 수신된 채널

2. PARC (Per Antenna Rate Control)

이 기술의 동작 원리는 그림 3에 잘 나타나있다. 즉 M_T 개의 송신 안테나가 각각 독립적으로 송신 정보를 코드화하고 변조 방식을 선택하여 심볼에 매핑하는 과정을 한다. 각 안테나의 전송률은 각각 독립적으로 변하기 때문에 코딩율, 변조 방식, 사용하는 확산 코드 수 등이 서로 다를 수 있다. 따라서, 이 기술이 적용되기 위해서는 단말기가 각 안테나별로 SINR을 측정한 후, 기지국으로 피드백 정보를 전송해야 한다. 이때 기지국은 단말에서 전송한 각 안테나 별 SINR 값을 수신하여 이 값을 바탕으로 최대 전송률을 얻기 위한 코딩율과 변조 방식을 결정한다 [13]~[16].

기지국 송신 안테나 수가 두 개의 경우, 다음 2가지 조합 중에서 최대 전송률을 가지는 조합을 결정한다. 여기서 2가지 조합의 경우는 1^{st} 안테나로만 전송할 경우, 2^{nd} 안테나로만 전송할 경우로 구분할 수 있다. 따라서, 이동국은 이 2가지 조합에 대하여 각각의 영우에 대해서 SINR을 구하고 가장 높은 용량을 갖는 조합을 선택하여 기지국으로 정보를 전송하게 된다. PARC 기술은 이동국의 물리적인 지형과 송신 및 수신 안테나 배열 소자간의 공간 상관도에 따라 성능 차이가 크게 발생한다. 즉, 공간 상관도가 높을 경우 여러 개의 스트림을 전송하게 되면 단말에서 신호가 복조 될 때 다른 스트림에 의한 간섭량이 증가해 신호의 SINR을 현저히 저하시킨다. 이에 따라 시스템 성능에 악 영향을 미친다. 이런 이유 때문에 lucent에서는 상황에 따라 송신 안테나 하나만 사용하는 것를 PARC의 특별한 경우로서 사용할 것을 제안하고 있다.

송수신 안테나가 2개일 경우를 가정하면 antenna space에서의 MIMO

전송은 아래의 식과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{5-33}$$

여기서, $\mathbf{y}$는 수신 신호 벡터, $\mathbf{x}$는 송신 신호 벡터, $\mathbf{n}$은 AWGN 벡터, 그리고 $\mathbf{H}$는 채널 행렬로서 $h_{i,j}$는 j 번째 송신 안테나와 i 번째 수신 안테나 간 페이딩 채널을 나타내며 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} \tag{5-34}$$

PARC에서는 각 안테나로 부터 송신되는 파일럿 과 보조 파일럿 채널을 이용하여 채널 $\mathbf{H}$를 추정하고, 이를 이용하여 ZF이나 MMSE 알고리즘을 이용하여 복호를 수행하고 각 안테나의 SINR을 계산하여 해당 변조 방식과 코딩 방식을 결정하여 기지국에 피드백 한다.

$$(C/I)_{Combined} = \frac{\frac{I_{or}}{2}\left|\mathbf{G}_a^H \mathbf{h}_a\right|^2}{\left(\frac{I_{or}}{2}\sum_{b}^{T}\sum_{i=1}^{L}\left|\mathbf{G}_a^H \mathbf{h}_b\right|^2 + \sum_{k=1}^{K} I_{oc}(k)\left|\mathbf{G}_a^H \mathbf{i}_{k,m}\right|^2 + \sum_{j=1}^{J}\frac{I_{oc}}{2}(j)\left\|\mathbf{G}_a^H\right\|^2\left|\mathbf{i}_j\right|^2 + \left\|\mathbf{G}_a^H\right\|^2 N_o\right)} \tag{5-35}$$

여기서, $\mathbf{G}_a$은 a번째 스트림의 MMSE 수신 가중치 행렬이며, $\mathbf{h}_{la}$은 a번째 스트림이 겪은 채널, $\mathbf{h}_b$은 b번째 스트림이 겪은 채널, T는 간섭을 주는 스트림의 수, $\mathbf{i}_{k,m}$은 k 번째 타 셀에 의한 m 번째 경로 간섭

채널 행렬을 나타낸다. 또한, N_0은 잡음 전력이고, I_{or}은 자기 셀에 의해 전송된 신호의 전력을 의미하며, I_{oc}는 타 셀에 의해 전송된 간섭 신호의 수신 전력을 나타낸다. 또한 K는 간섭 셀 중에서 간섭 전력이 높은 셀의 수로서 공간 상관 채널이 적용된 셀의 수, J는 간섭 셀 중에서 간섭 전력이 작은 셀의 수, 즉 레일리 페이딩 채널을 적용한 경우를 의미한다. 또한, $\mathbf{h}_b$의 경우는 PARC 기술 일때, 채널 행렬을 의미하고, PSRC 경우에는 송신가중치가 곱해진 채널 행렬을 의미 한다.

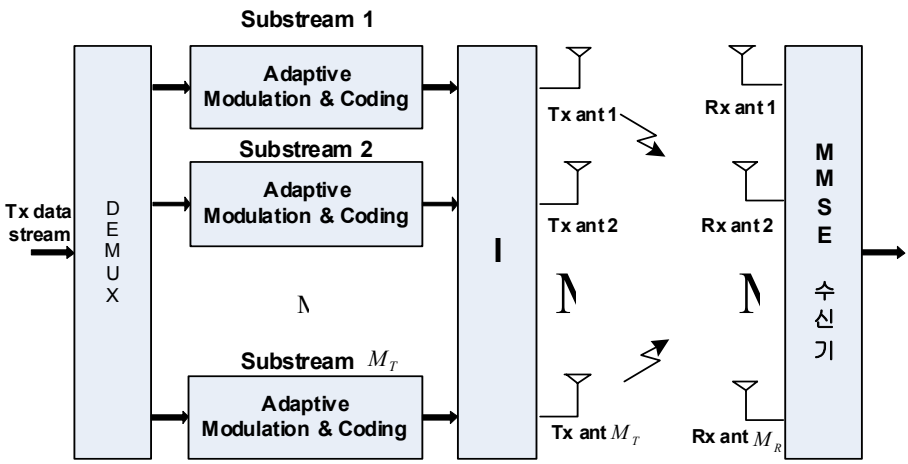

그림5-6. PARC 송/수신단 구조도

3. PSRC (Per Stream Rate Control)

그림 4는 PSRC 송신단 구조를 나타낸 그림이다. 그림 3과 비교해 보면 알겠지만, 두 기술의 차이는 송신안테나에서 신호를 전송할 가중치를 사용유무에서 나타난다. PSRC는 피드백 정보를 사용하기 때문에

closed-loop 기술로 분류된다. PARC의 경우 각 스트림은 독립적인 코딩과 변조 방식 에 따라 신호 처리 과정을 거쳐 해당하는 송신 안테나를 통해 정보가 전달된다. 이와 달리 PSRC의 경우 각 스트림은 독립적인 코딩과 변조 방식에 따라 신호 처리 과정이 수행되지만 마지막 단계에서 가중치 행렬에 의해 변환 과정을 거치게 된다. 결과적으로 각 송신 안테나마다 전송되는 정보가 단일 스트림이 아니며 채널 상황에 따른 혼합된 스트림으로 이뤄짐을 알 수 있다.

PSRC에서 사용하는 가중치 행렬은 TxAA와 동일한 가중치 벡터를 사용하되 차이점이 존재한다. 우선 2개의 송신 안테나를 사용하는 TxAA의 경우 가중치는 식 5-36 과 같은 형태를 갖는다.

$$\mathbf{w}_{TxAA} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-A^2} \\ Ae^{j\phi} \end{bmatrix} \tag{5-36}$$

이때 2개의 송수신 안테나를 사용하는 PSRC의 가중치는 아래 식과 같이 두 개의 가중치 벡터로 이루어진 행렬(W)로 표시될 수 있는데, $\mathbf{w}_1$ 은 TxAA의 가중치벡터이고 $\mathbf{w}_2$는 이와 orthogonal한 가중치벡터이다.

$$W_{PSRC} = [\mathbf{w}_1 \ \ \mathbf{w}_2] = \begin{bmatrix} \sqrt{1-A^2} & -Ae^{-j\phi} \\ Ae^{j\phi} & \sqrt{1-A^2} \end{bmatrix} \tag{5-37}$$

이 가중치 행렬의 크기와 위상은 TxAA에서와 마찬가지로 양자화되므로 한정된 수의 가중치 행렬 집합이 결정된다. 기본적으로 PSRC 가

중치 선택은 TxAA 가중치 선택과 동일하고 한 스트림의 가중치가 선택되면 이와 직교한 가중치를 추가적인 가중치로 선택하여 두 개의 스트림에 가하는 방식이다. 이런 방식을 통해 가중치를 선택하는 이유는 스트림 간 간섭을 최대한 억제하려는 것이다.

PSRC는 PARC와 동일하게 두 안테나의 전송 전력은 단일 안테나 사용시 전송 전력의 1/2이 되며 특수한 경우로서 단말기는 하나의 stream으로 전송하는 경우를 선택할 수 있다. 단말기에서는 주어진 가중치 행렬 집합 중에서 최대 전송율을 가지는 가중치 행렬을 결정하고 이에 대한 정보를 기지국에 전송해야 한다. 따라서 PSRC는 PARC 기술에 비해 성능에서는 우수하지만 단말의 피드백 정보량이 많은 단점을 갖는다. 또한 TxAA가 가지는 한계, 즉 이동체 속도가 높아질수록 성능 이득이 감소하는 단점도 그대로 포함하고 있다.

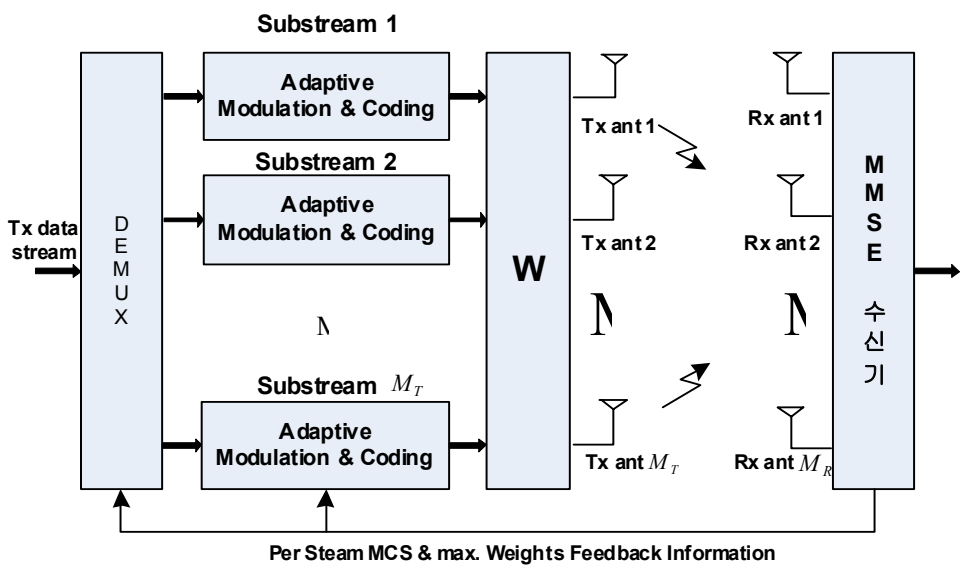

그림 5-7. PSRC 송신단 구조도

4. MMSE(Minimum Mean Square Error) Receiver

MMSE equalizer를 사용하는 경우 수신 가중치 값은 자기 셀의 각 안테나 별 채널 상태와 타 셀의 간섭 채널 상태를 고려하여 계산된다. 이는MRC(Maximum Ratio Combine)와 달리 MMSE 수신기의 장점으로 타 셀에 의한 간섭을 고려하되 그것의 영향을 작게 함으로써 시스템의 수신 SNR값을 높여 성능을 개선 시킨다. 따라서 MMSE 수신 가중치를 결정하는 과정에서 타 셀 간섭 신호를 어떤 방법으로 처리할 것인지 여부가 중요한 과정이다. 우선 MMSE가중치의 기본 정의를 식 5-38을 통해 살펴보면 수신 신호($\mathbf{Y}[k]$)를 가중치($\mathbf{w}$)와 곱한 값과 송신 신호($x[k]$) 의 차를 구하며 이 값의 제곱이 최소가 되는 가중치 값을 MMSE 수신기의 가중치로 선택한다.

$$\mathbf{w}_{mmse} = \arg\min_{w} \mathrm{E}\left\{\left\|\mathbf{w}\mathbf{Y}[k] - x[k]\right\|^2\right\} \tag{5-38}$$

MMSE 기본 정의에 따라 MIMO 환경에 대한 가중치 값을 유도하도록 한다. 우선 식 5-38 의 우변이 최소가 되기 위한 조건을 직교 원리를 이용해 식 5-39 와 같이 표현 할 수 있다.

$$\mathrm{E}\left\{\left(\mathbf{wY[k]} - x[k-L]\right)\mathbf{Y}[k]^H\right\} = 0 \tag{5-39}$$

식 5-39 를 통해 각 분해 가능 경로에 따른 MMSE 수신 가중치를 구하면 식 5-40 과 같이 유도 가능하다. 여기서, 식(11)은 타 셀의 간섭 영향을 수신 안테나 사이의 상관도가 전혀 없는 noise와 동일하게 고려했을 시의 수신 가중치 식이다. 여기서, 간섭과 잡음의 영향을 고려한 부분이 $\mathbf{R}_n$ 행렬이며, 이것은 $nR \times nR$ 크기의 대각 행렬로 구성 된다. 즉, 각 안테나 사이에 수신된 잡음과 간섭은 서로 상관성을 갖지 않는

가정하에 적용된다. 또한 송신 안테나 수가 M, 수신 안테나 수가 N이며 σ_x^2는 자기 신호의 전력을 의미한다.

$$\begin{aligned}\mathbf{W}_d &= E\left[\mathbf{x}_d[k]\mathbf{y}^H[k]\right]\left\{E\left[\mathbf{y}[k]\mathbf{y}^H[k]\right]\right\}^{-1} \\ &= E\left[\mathbf{x}_d[k]\mathbf{x}^H[k]\boldsymbol{\Gamma}^H + \mathbf{x}_d[k]\mathbf{n}^H[k]\right]\left\{E\left[(\boldsymbol{\Gamma}\mathbf{x}[k]+\mathbf{n}[k])(\boldsymbol{\Gamma}^H\mathbf{x}^H[k]+\mathbf{n}^H[k])\right]\right\}^{-1} \\ &= \sigma_x^2\mathbf{E}_d\boldsymbol{\Gamma}^H\left\{\sigma_x^2\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{\Gamma}^H + \mathbf{R}_n\right\}^{-1} \\ &= \mathbf{E}_d\boldsymbol{\Gamma}^H\left\{\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{\Gamma}^H + \frac{1}{\sigma_x^2}\mathbf{R}_n\right\}^{-1}\end{aligned}$$

(5-40)

식 5-40 에서 Γ값은 단일 안테나 환경에서는 분해 가능 경로에 따른 채널 계수 행렬로 표현되며 다중 안테나 환경에서는 각 단일 안테나 환경에서 구한 행렬을 원소로 하는 새로운 행렬로 표현 된다[11][12].

$$\Gamma_{\text{단일안테나}} = \left[h(L-1) \quad \Lambda \quad h(0)\right]$$

$$\Gamma_{\text{다중안테나}} = \begin{bmatrix} \Gamma_{\text{단일안테나},1,1} & \Lambda & \Gamma_{\text{단일안테나},1,M} \\ \mathrm{M} & & \mathrm{M} \\ \Gamma_{\text{단일안테나},N,1} & \Lambda & \Gamma_{\text{단일안테나},N,M} \end{bmatrix} \tag{5-41}$$

식 5-40 의 $\mathbf{R}_n$행렬 부분은 잡음과 간섭 부분으로 구분하여 MMSE 수신 가중치를 구해야 한다. 간섭 부분은 다른 기지국으로부터 오는 채널 행렬을 이용하여 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\sum_{k=1}^{K}\frac{\sigma_i^2}{\sigma_x^2}\mathbf{H}_i\mathbf{H}_i^H \tag{5-42}$$

여기서 σ_i, σ_x 는 타 셀의 수신 전력과 자기 셀의 수신 전력을 각각 의미한다. 또한 $\mathbf{H}_i$ 행렬은 타셀의 송신 안테나로부터 수신되는 채널

계수를 나타내며 K 값은 간섭 셀의 총 개수다. 따라서, 타셀 간섭 영향을 고려한 최종적인MMSE 수신 가중치 식은 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\mathbf{W}_d = \mathbf{E}_d \mathbf{\Gamma}^H \left\{ \mathbf{\Gamma}\mathbf{\Gamma}^H + \frac{1}{\sigma_x^2} I_n + \sum_{k=1}^{K} \frac{\sigma_i^2}{\sigma_x^2} \mathbf{H}_{i,k} \mathbf{H}_{i,k}^H \right\}^{-1} \tag{5-43}$$

제 6 장 실험과정 및 결과고찰

본 장에서는 시스템의 성능을 분석하기 위해 시뮬레이션을 이용하여 하향 링크 상의 평균 섹터throughput결과를 제시하였다. 본 연구에서는 시스템의 성능을 평가하기 위해 동적 시스템 레벨 시뮬레이션 방법(dynamic system level simulation)을 이용하였다[8].

1절에서는 동적 시스템 레벨 시뮬레이션 방법을 이용한 실험과정에 대해 설명하였다. 2절에서는 시뮬레이션 결과를 제시하였다.

제 1 절 시스템 레벨 시뮬레이션 과정

1. 시뮬레이션 개요

흐름도에 따른 각 부분의 분석은 다음과 같다. 시스템 레벨 시뮬레이션은 그림 7-1과 같이 11 단계의 과정으로 구성되며, 과정 (2)에서 과정 (9)까지는 매 Drop 시행마다 새롭게 수정되는 부분이며 매 drop마다 시간 슬롯에 따라 수정되는 과정은 (5)부터 (8)까지 이다.

2. 시뮬레이션 변수 설정

시뮬레이션을 위한 변수 설정은 표 6-1과 같다.

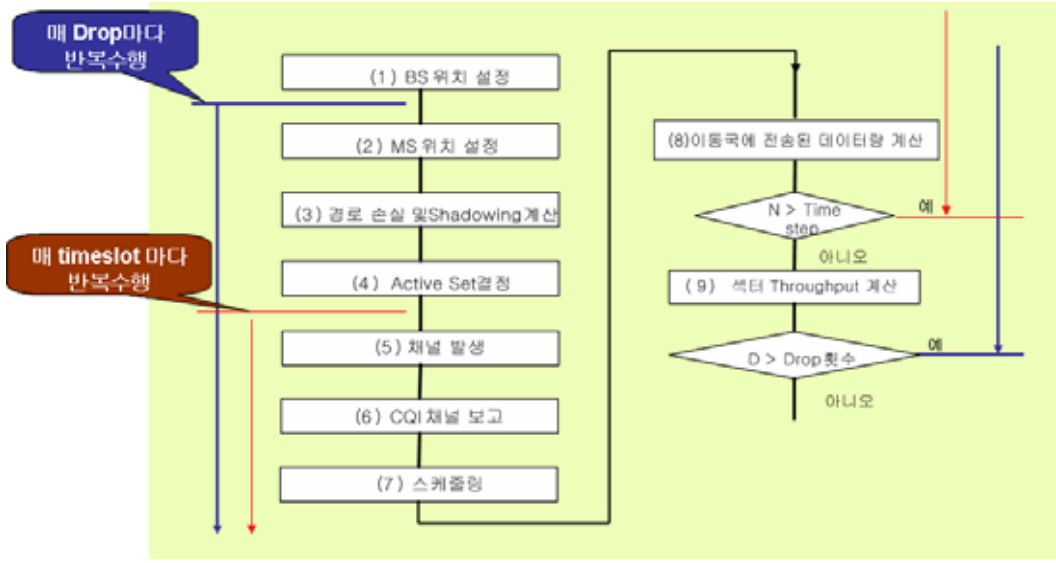

그림 6-1. 시뮬레이션 과정

변 수	변 수 값	비 고
셀 수 (3 섹터)	19	2 단, 3 섹터 시스템, 총 57 개 섹터 사용.
안테나 수평 패턴	3 dB 빔폭 : 70 도 전후방 방사 비율 : 20 dB	
전파 전파 모델 (기지국 안테나 높이 =32m, 이동국 안테나 높이=1.5m)	28.6+ 35log10(d) dB, d : 송신단과 수신단 사이 거리 [m]	기지국과 이동국 사이 거리는 최소 35 m 이상
로그 표준 쉐도윙	표준 편차 = 8.9 dB	
기지국간 상관성	0.5	
순방향 링크 총 전력 사용 관례	파일럿 채널: 12.5% 오버헤드 채널(파일럿제외): 7.5% 보조파일럿 채널: 5% 트래픽 채널: 80% or 75%	
전송 주파수	1.9 GHz	
기지국 안테나 이득 (전송 선로 손실 포함)	15 dB	17 dB 안테나 이득 2 dB 케이블 손실
이동국 안테나 이득	-1 dBi	
기지국 간 최단 거리	2.5 km	
C/I 제한	13 dB, 17.8 dB	13 dB 적용
RCQI quantization	4 bits 사용(16 레벨)	그림 3-11 참조.
RCQI Channel delay	2 slots	
Drop 수	Variable	섹터당 이동국이 20 번 drop 됨
시뮬레이션 시간	300초	

표 6-1. 시스템 시뮬레이션 파라미터

2. 기지국 위치 설정

본 연구에서는 중심 셀에서의 C/I 분포를 구하기 위해 2 단 으로 구성된 셀을 고려하였으며 각 셀은 정육각형이다. 셀룰라 시스템의 성능 분석 시 총 2단 형태의 셀을 고려하면 무한한 셀을 고려 했을 때와 큰 차이를 보이지 않는 것으로 알려져 있다. 2단 형태의 셀 구조이므로 식 6-1에 의해기지국의 개수는 총 19개이며 각 기지국은 각 육각 셀의 중심에 위치한다. 식 6-1에서 K는 단의 개수를 의미한다. 그림 6-2는 2단 형태의 셀 구조에서 기지국의 위치를 나타내고 있다. 각 셀은 3개의 섹터로 구성 되며 화살표는 각 섹터 안테나의 방향을 표시한다. 괄호안의 숫자는 각 기지국의 위치를 극좌표로 나타낸 것이다. 또한 R 은 셀의 최대 반경이다.

$$N_b(K) = 1 + \sum_{k=1}^{K} 6k = 3K^2 + 3K + 1 \qquad (6\text{-}1)$$

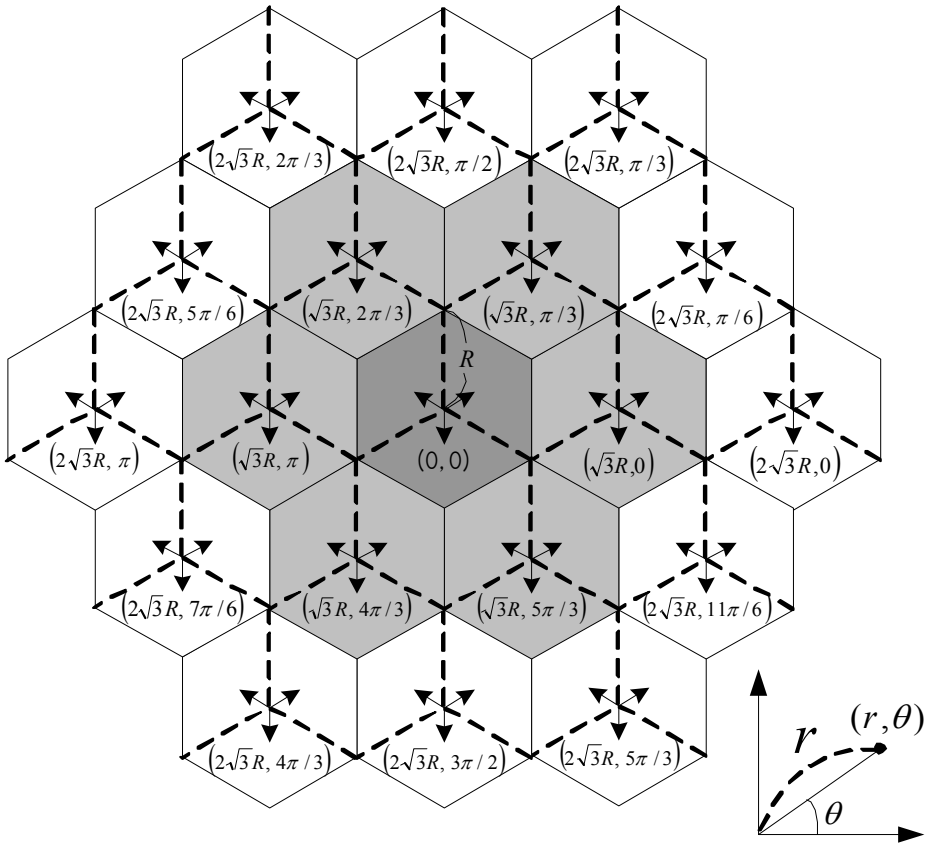

그림 6-2. 2단 형태의 셀 구조 및 기지국의 위치

3. 이동국의 위치 설정

그림 6-1에 표기된 반복 수행 때 마다 중심 셀 내에 한 개의 이동국을 균일한 분포를 갖도록 배치한다. 본 연구에서는 이와 같은 방법을 이용하여 총 15000개의 이동국을 분포 시켰다. 식 6-2를 이용하여 이동국을 균일하게 분포시킬 수 있다. 식 6-2에서 U_x, U_y는 0부터 1까지의 값을 갖는 uniform 랜덤변수이고 $\vec{x}, \vec{y}$는 직교좌표계의 x, y 축 방향의 단위 벡터이며 R은 그림 6-2에 표기된 셀의 최대 반경이다. 그림 6-3은 셀 내에서 식 6-2에 표기된 벡터의 방향을 보여준다. 그림 6-4는 시

뮬레이션과정에서 분포된 기지국과 이동국의 분포이다.

$$P_{M,\mathrm{sec}tor1}(x,y) = \overrightarrow{a_1}U_x R + \overrightarrow{a_2}U_y R$$
$$P_{M,\mathrm{sec}tor2}(x,y) = \overrightarrow{a_2}U_x R + \overrightarrow{a_3}U_y R$$
$$P_{M,\mathrm{sec}tor3}(x,y) = \overrightarrow{a_3}U_x R + \overrightarrow{a_1}U_y R$$

$$\overrightarrow{a_1} = \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x} - \frac{1}{2}\vec{y}$$
$$\overrightarrow{a_2} = \vec{y} \qquad (6\text{-}2)$$
$$\overrightarrow{a_1} = -\frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x} - \frac{1}{2}\vec{y}$$

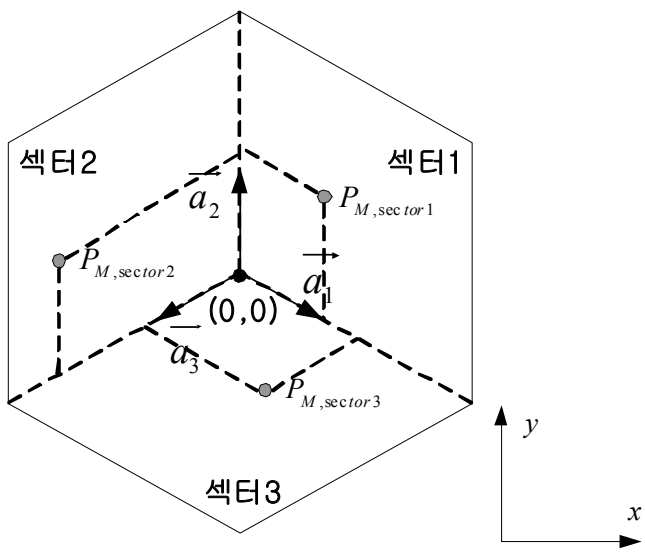

그림 6-3. 중심 셀 내에 이동국의 분포

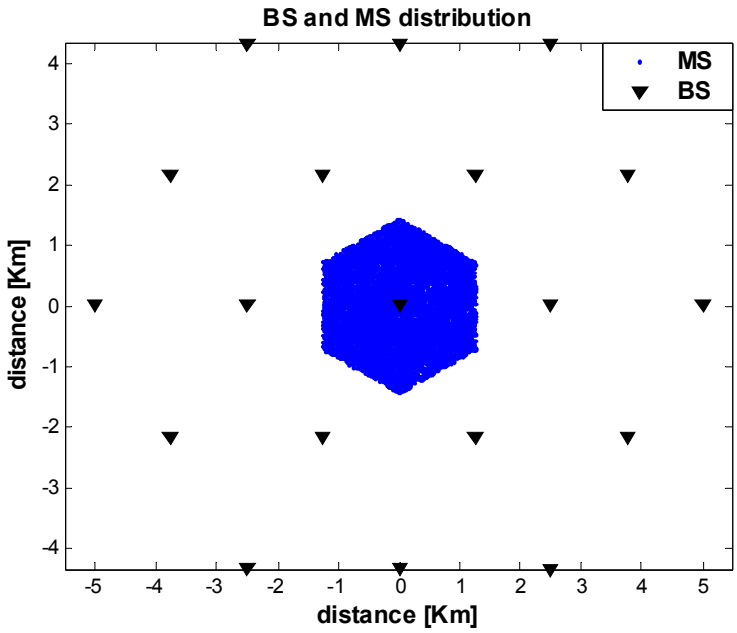

그림 6-4. 시뮬레이션에서 발생된 기지국과 이동국의 분포

모든 모바일은 매 drop마다 섹터 별로 위치가 균일하게 분포되며 각 drop내에서는 위치 및 속도는 고정된다. 각 모바일이 갖는 채널 환경은 정해진 확률에 따라 지정된다. 채널 환경은 path의 개수와 시간지연 및 전력, path들의 도플러 주파수 값에 따라 표 6-2과 같은 구분한다.

Channel Model	Multi-path Model	# of Fingers	Speed (kmph)	Fading	Assignment Probability
Model A	Pedestrian A	1	3	Jakes	0.30
Model B	Pedestrian B	3	10	Jakes	0.30
Model C	Vehicular A	2	30	Jakes	0.20
Model D	Pedestrian A	1	120	Jakes	0.10
Model E	Single path	1	0, fD=1.5 Hz	Rician Factor K = 10 dB	0.10

표 6-2. Channel Models

4. active set 결정

19개 셀로 범위를 한정할 경우, 2 tier 위치에 있는 셀은 근접한 셀 수가 18개를 이루지 못한다. 신뢰할 수 있는 결과를 얻기 위해서는 모바일 위치를 포함한 셀을 중심 셀로 생각할 때 2 tier 모델로 셀 환경을 변화 시켜주는 간단한 관계가 필요하다. 이 관계를 공식화 한 것이 Cell Wrap-Around 방법이다. 다음 7개의 관계식을 통해 근접한 셀 위치를 설정할 수 있다.

$Set\,1$: (a,b)과 모바일 위치 (x,y) 사이 거리

$Set\,2$: $(a+3R, b+8\sqrt{3}R/2)$과 모바일 위치 (x,y) 사이 거리

$Set\,3$: $(a-3R, b-8\sqrt{3}R/2)$과 모바일 위치 (x,y) 사이 거리

$Set\,4$: $(a+4.5R, b-7\sqrt{3}R/2)$과 모바일 위치 (x,y) 사이 거리

$Set\,5$: $(a-4.5R, b+7\sqrt{3}R/2)$과 모바일 위치 (x,y) 사이 거리

$Set\,6$: $(a+7.5R, b+\sqrt{3}R/2)$과 모바일 위치 (x,y) 사이 거리

$Set\,7$: $(a-7.5R, b-\sqrt{3}R/2)$과 모바일 위치 (x,y) 사이 거리

active set이란 셀 내에 위치한 이동국과 실제 링크가 형성되는 섹터들의 집합을 의미하며 본 연구에서 active set 의 원소의 수는 1이다. 즉 이동국과링크가 형성되는 섹터는 오직 한 개다. Active set을 결정하기 위해 57개의 각 섹터에 대해 링크가 형성되었다 가정하고 각 경우에 대한 pilot Ec/Io를 식6-3과 6-4를 이용하여 구한다.

$$\left(\frac{E_c}{I_o}\right)_i = \frac{E_{c,i}}{I_{or,i}+I_{oc,i}} = \frac{I_{or,i}\cdot g_p}{I_{or,i}+I_{oc,i}} = \frac{g_p}{1+I_{oc,i}/I_{or,i}} \quad (i=1,2,\Lambda\ ,57) \tag{6-3}$$

$$I_{or,i} = P_i$$
$$I_{oc,i} = \sum_{j=1, j\neq i}^{57} P_j \tag{6-4}$$

이 때 $I_{or,i}, E_{c,i}$는 링크가 형성되었다고 가정한 i번째 섹터로 부터 총 수신 전력 및 파일럿 신호의 전력이며 $I_{oc,i}$는 i번째 섹터를 제외한 나머지 56개의 섹터로부터 수신된 전력의 합이다. 또한 g_p는 파일럿 채널에 할당되는 기지국의 송출 전력의 비율을 의미하며 P_i, P_j는 i및 j번째 섹터로부터의 수신전력이다. 한번 결정된 active set 은 시뮬레이션을 위한 timeslot 시간 동안 일정하다고 가정하기 때문에 active set

의 결정을 위한 수신전력을 구할 때는 fast fading으로 인한 수신전력의 순시 변화를 반영하지 않고 fading의 평균값을 수신전력에 반영한다. 따라서 Ec/Io를 산출할 때 fast fading은 고려하지 않으며Ec/Io를 산출하기 위한 수신전력 P_j를 구하는 식은 다음과 같다.

$$P_j = BSPower - Pathloss_j - Shadowing_j + BSAntgain_j + MSAntgain \quad (6\text{-}5)$$

위 식에서 경로손실은 ITU-R의 이동 차량 환경에서의 경로 손실 모델을 적용하였으며 다음과 같다.

$$PL_j = 40\times(1-15\times 4\times 10^3)\times\log_{10}(d_j) - 18\times\log_{10}15 + 21\times\log_{10}(f) + 80 \quad (6\text{-}6)$$

식 2-5 의 shadowing은 식 2-7 에서 볼 수 있듯이2개의 독립적인 정규분포를 갖는 변수의 합으로 표현된다[9].

$$Xi = aZ + bZ_i \ such\ that\ a^2 + b^2 = 1 \quad (6\text{-}7)$$

위 식에서 Z, Z_i는 평균이 0이고 표준편차가 8.9 dB인 가우시안 랜덤 변수이며 Z는 모든 셀에 대해 동일한 값이며 Z_i는 셀 마다 다른 독립적인 값을 갖는다. 또한 다른 셀 내의 섹터 간의 상관관계는 0.5이므로 $a = b = 1/\sqrt{2}$로 설정하여 X_i를 발생시키며 섹터 간의 상관관계는 1이므로 동일 셀 내의 섹터에 대해 X_i는 동일한 값을 갖는다.

식 2-5의 송신 안테나 이득은 식 6-8, 6-9를 이용하여 결정한다. $G_{\max}$는 표 2-1의 기지국 송신 이득값이고 $A_{BS}(\theta)$는 수평방향의 안테나 패턴이다. 또한 $A_m = 20dB$이며 θ_{3dB}는 3dB대역폭으로서 본 연구에서는 70°로 설정하였다. 그림2-5는 식 6-9 의 수평방향의 안테나 패턴을 나

타낸 것이다[9].

$$G_{BS}(\theta) = G_{\max} + A_{BS}(\theta) \tag{6-8}$$

$$A_{BS}(\theta) = -\min\left[12\left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}}\right)^2, A_m\right] \quad where\ -180 \le \theta \le 180 \tag{6-9}$$

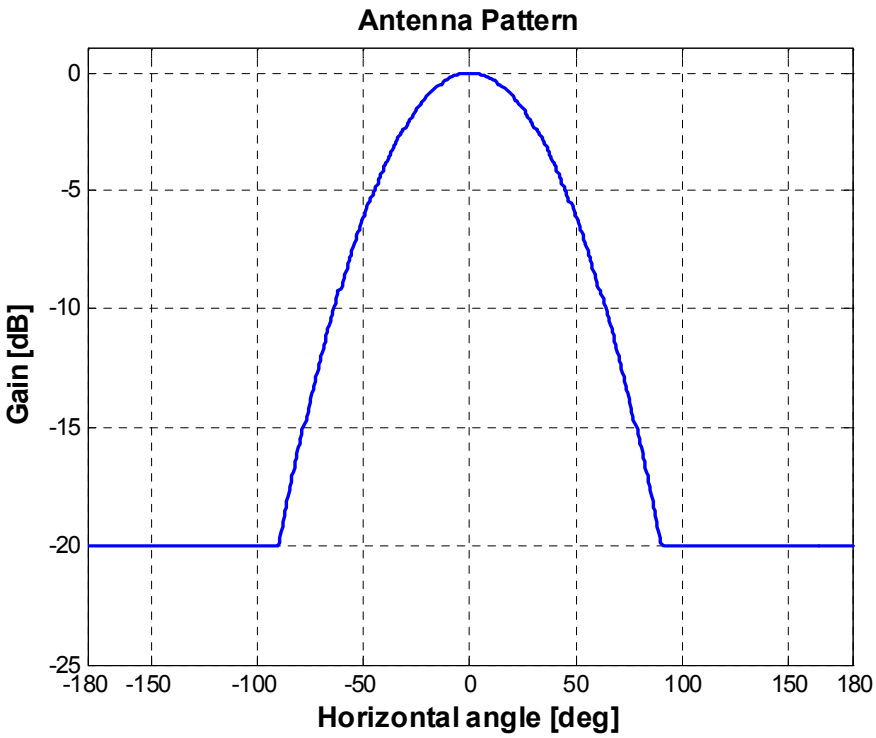

그림 6-5. 3 섹터 셀을 위한 안테나 패턴

위와 같은 과정을 식 6-10 을 이용하여 active set을 결정한다. 측 총 57개의pilot Ec/Io중 가장 큰 값을 갖는 섹터를 active set으로 결정할 수 있다.

$$active\ set = \left\{ i\ th\ \mathrm{sec}tor \;\middle|\; \max\left(\left(\frac{E_c}{I_o}\right)_i\right), i = 1,2,\Lambda\ ,57 \right\} \qquad (6\text{-}10)$$

또한 식 6-3 의 마지막 등식으로부터 $I_{or,i}/I_{oc,i}$ 가 최대이면 pilot Ec/Io또한 최대임을 알 수 있다. 따라서 다음 식을 이용하여 active set 을 결정할 수도 있다.

$$active\ set = \left\{ i\ th\ \mathrm{sec}tor \;\middle|\; \max\left(\frac{I_{or,i}}{I_{oc,i}}\right), i = 1,2,\Lambda\ ,57 \right\} \qquad (6\text{-}11)$$

본 연구에서는 식 6-11 을 이용하여 active set을 결정하였다.

5. 채널 발생

5개의 채널 모델에 대해 채널 상수 값을 binary 형태로 미리 저장하고 필요한 샘플 수만큼의 값을 추출하여 사용한다. 이때 채널 상수 값은 한 슬롯에 대한 샘플 값이다. 또한 사용하는 채널 상수 값은 서로 상관관계가 없도록 충분한 시간 간격을 두고 사용한다. 채널 종류는 표 6-2 에나온 모델에 의해 분류된다.

6. CQI 채널 보고

발생된 모든 모바일에 대하여 CQI 값을 구한다. 여기서 유효 C/I 값은 다음 식과 같다. 이 식을 통해 구한 유효 반송파 전력 대 간섭 비를 통해 RCQI 기준에 적용하여 RCQI 값을 결정하게 된다. 시스템 시뮬레이션에서, Noise floor은 식 6-12 와 같이 변수 α 값으로 특징지을 수 있다.

$$\alpha = \frac{1}{(C/I)_{\max}} \tag{6-12}$$

여기서 $(C/I)_{\max}$는 이동 단말기에서 얻을 수 있는 최대 반송파 전력 대 간섭 전력 비를 의미한다. 현재 사용되는 IS-95와 cdma2000 1X 단말기의 경우 $(C/I)_{\max}$는 13 dB 값을 갖는다.그리고 1xEVDV의 경우 이 값은 17.8 dB값을 갖는다. 따라서, 시스템 시뮬레이션에서 유효 C/I 값은 식 6-13 과 같다.

$$(C/I)_{effective} = \frac{1}{\frac{1}{(C/I)_{combined}} + \alpha} \tag{6-13}$$

여기서, $(C/I)_{combined}$ 는 레이크 수신기의 각 핑거 가중치가 고려된 값이다. 여기서, 각 핑거에 의해 복원된 전력(FRP)과 복원되지 않은 전력(FURP)은 표 3-2에 주어진다. 각 채널 모델에서 사용하는 모든 finger의 전력은 정규화되었기 때문에 총합은 1이 된다. 표 3-2에 나온 시간 지연 값은 ITU 채널 모델에 따른 것으로 본연구에서는 SCM 을 사용했기 때문에 실제 시스템 모의 실험에서 고려되는 사항은 아니다.

Model	Finger1 (dB)	Delay (Tc)	Finger2 (dB)	Delay (Tc)	Finger3 (dB)	Delay (Tc)	FURP (dB)
Ped-A	-0.06	0.0	-	-	-	-	-18.860
Ped-B	-1.64	0.0	-7.8	1.23	-11.7	2.83	-10.915
Veh-A	-0.9	0.0	-10.3	1.23	-	-	-10.275

표 6-3. Fractional Recovered Power and Fractional UnRecovered Power

시스템 레벨상의 모의 실험에서 복원되지 않은 전력에 의한 간섭은 Rake 수신기에서 복조되지 않은 추가적인 ray로 정의 한다. 여기서, $\{h_i\}_{i=1}^{J}$ 은 패이딩 결과의 샘플로 정의하고, J는 PCG에 대한 복원된 Ray 개수를 의미한다. 또한 λ는 패이딩 신호에서 복원되지 않은 전력에 의한 간섭량을 나타낸다. 따라서, $\{(C/I)_i\}_{i=1}^{J}$은 Rake 수신기의 i번째 finger에서 계산된 신호 대 간섭 비를 나타내며 식 6-14 와 같다.

$$(C/I)_i = \frac{\|h_i\|^2}{G^{-1} + \|\lambda\|^2 + \sum_{1 \le k \le J, k \ne i} \|h_k\|^2} \tag{6-14}$$

여기서, G 는 사용자의 지형에 따른 변수이며 식 6-15 와 같다.

$$G = \frac{\hat{I}_{or}}{N_0 + \sum_{n=1}^{N} I_{oc}(n) \|\rho_n\|^2} \tag{6-15}$$

여기서, N 값은 간섭이 발생할 수 있는 Sector의 갯수이다. 또한 ρ_n 은 수신기와 n번째 간섭 Sector 사이의 페이딩 신호를 나타낸다. 시스템 레벨 모의 실험에서 Rake의 finger는 가중치가 적용해 pilot의 합을 계산한다. 따라서 이 계산 결과를 통해 신호 대 간섭 비는 다음 식 6-16 과 같이 구해진다.

$$(C/I)_{\text{combined}} = \frac{\left(\sum_{i=1}^{J} \|h_i\|^2 \right)^2}{\sum_{j=1}^{J} \|h_j\|^2 \left(G^{-1} + \|\lambda\|^2 + \sum_{1 \le k \le J, k \ne j} \|h_k\|^2 \right)} \tag{6-16}$$

7. Proportional Fairness 스케줄링

제한된 자원을 여러 명의 사용자에게 할당할 때 고려되는 것은 효율성과 공평성이다. 데이터 통신에서 효율성이란 망 전체의 throughput이 될 것이고, 공평성이란 각각의 사용자들이 공평하게 자원을 할당 받고 있는지를 나타낸다. 효율성만을 고려하여 자원 할당을 한다면 기지국에 가까이 있어서 언제나 다른 사용자들에 비해 채널이 좋은 사용자가 자원의 대부분을 할당 받게 되고, 공평성 만을 강조한다면 전체적인 throughput이 떨어진다. Proportional Fairness는 효율성과 공평성 두 가지를 동시에 고려하는 방법이다.

섹터에 연결된 각 이동국에 대하여 변수 $P_i(k)$를 매 시간마다 계산하여 이 값이 가장 큰 사용자에 데이터를 전송하게 하는데 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$P_i(k) = \frac{R_i(k)}{[T_i(k)]^{\alpha}} \tag{6-17}$$

여기서, k는 time slot을 의미하며, $R_i(k)$는 C/I 보고에 따른 순시 데이터 전송율이고, $T_i(k)$는 평균"Fairness Throughput"을 의미한다. 또한 α는 fair exponent factor로써, 시스템이 비디오 서비스를 허용하지 않을 경우에는 이 값은 5이고, 비디오 서비스를 허용할 경우 이 값은 1이 된다. $T_i(k)$ 값은 매 time slot 마다 다음 과정인 식 6-18 을 통해 수정된다.

$$T_i(k+1)=\begin{cases}(1-\frac{1}{t_c})T_i(k)+\frac{1}{t_c}R_i(k), & k=k^* \\ (1-\frac{1}{t_c})T_i(k) & k\neq k^*\end{cases} \quad (6\text{-}18)$$

식 (16)에서 $R_i(k)$는 전 타임 슬롯 동안에 최대값을 갖는 이동국에게 전송된 값을 나타내며, 이동국이 $(k-1)$시간에 정보를 전송 받았는지 여부에 따라 첫 번째 식과 두 번째 식으로 각각 연산된다

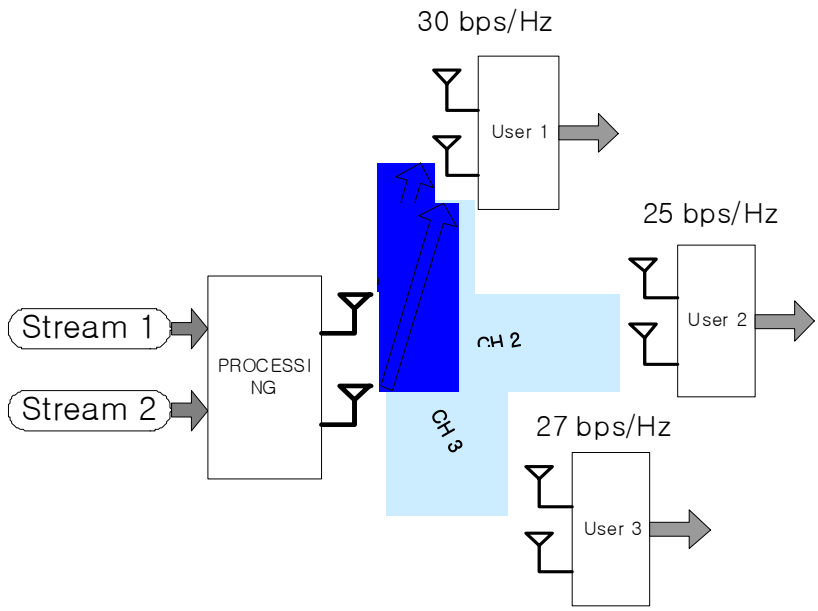

그림 6-6. 단일 사용자 스케줄러 구조

제 2 절 실험결과 및 분석

1. 이종시스템에 의한 간섭이 없는 경우

이종 시스템이 없다는 것은 차세대 이동통신 시스템에 간섭을 미칠 수 있는 3~5 GHz 대역내의 고정 통신 및 방송 시스템에 의한 간섭을 고려하지 않은 환경을 고려한 것이다. 실험은 크게 네 가지 환경에 대해 수행하였다. 각 환경은 suburban macro, urban micro 8°, urban macro 15°, urban micro환경이다. 모든 환경에 대해 송신 안테나 간격은 4 λ이며 수신안테나 간격은 0.5 λ이다. 그림 6-7 ~ 그림 6-10의 결과는 위의 4가지 환경에서의 sector throughput결과이다. 네 환경 모두에서 섹터 당 이동국의 수가 증가함에 따라 스케줄링 효과에 의해 sector throughput 이 증가함을 알 수 있다.또한 close loop기술인 PSRC 의 성능이 open loop 기술인 PARC 의 성능에 비해 항상 우수함을 알 수 있다.

MIMO 기술인 PARC, PSRC 의 성능은 suburban macro 환경에서 가장 우수함을 알 수 있다. 이는 suburban macro 환경의 경로손실이 적기 때문에 상대적으로 채널의 SINR 값이 우수하기 때문이다. urban macro 환경의 경우 송신단에서의 각 확산이 15° 인 경우가 8° 인 경우보다 우수함을 알 수 있다. 이는 각 확산이 클수록 채널의 공간상관도가 감소하여 MIMO 시스템의 성능이 향상되기 때문이다. 한편 두 환경에서 RD 의 성능은 거의 동일하다. 이는 RD 기술은 송신단의 안테나는 1개이고 수신단의 안테나가 2개이므로 송신안테나간의 채널 상관도가 변하여도 RD의 성능에 전혀 영향을 미치지 않기 때문이다. urban micro 환경에서는 PARC 기술의 성능이 PSRC 기술의 성능과 거의 비

슷한 결과를 볼 수 있다. 이는 urban micro 환경의 특성 상 수신단인 이동국 에서의 각 확산이 매우 크므로 공간상관도의 감소로 성능 이득이 발생하기 때문이다.

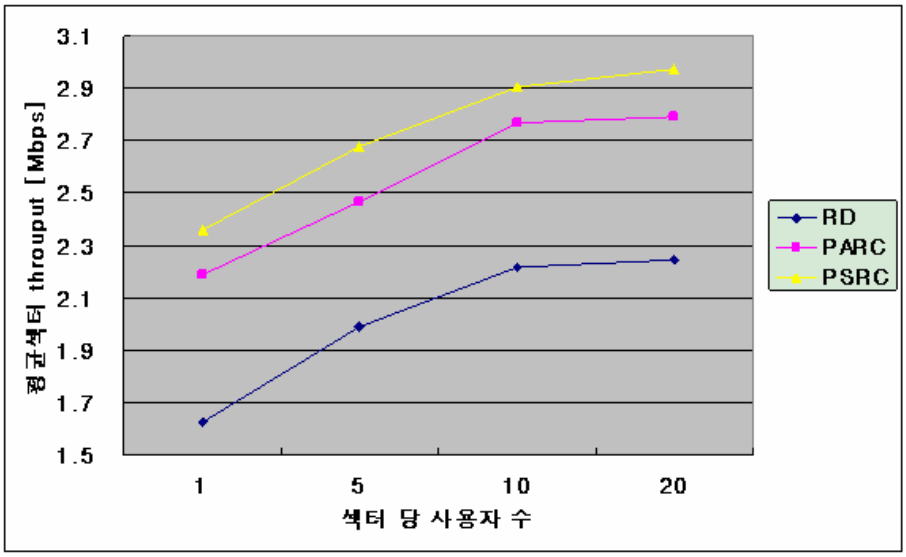

그림 6-7. sector throughput (suburban macro)

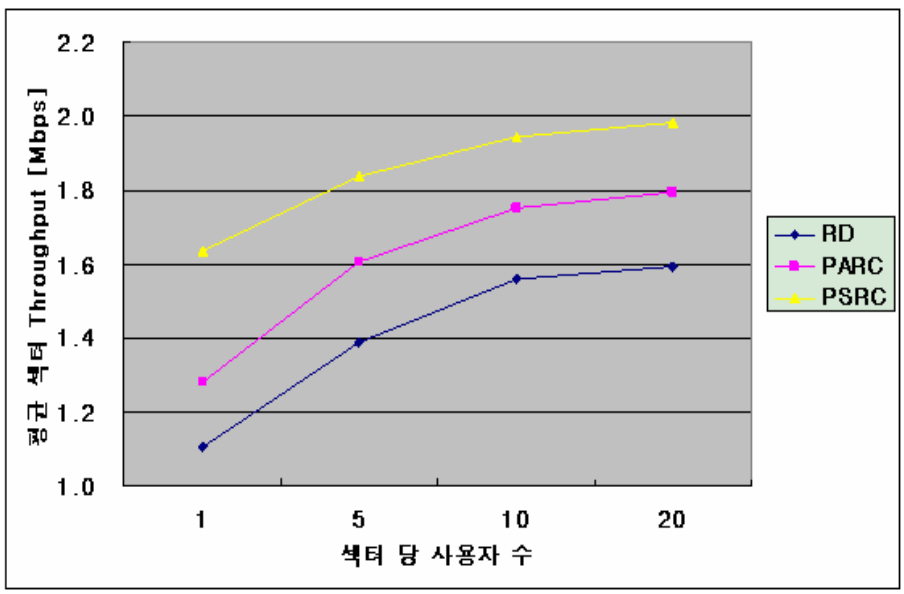

그림 6-8. sector throughput (urban macro 8°)

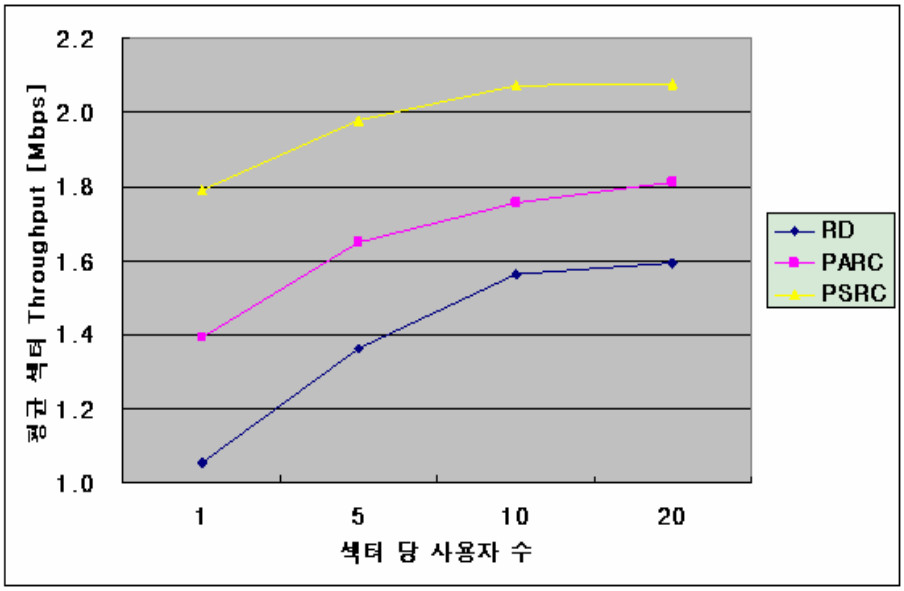

그림 6-9. sector throughput (urban macro 15°)

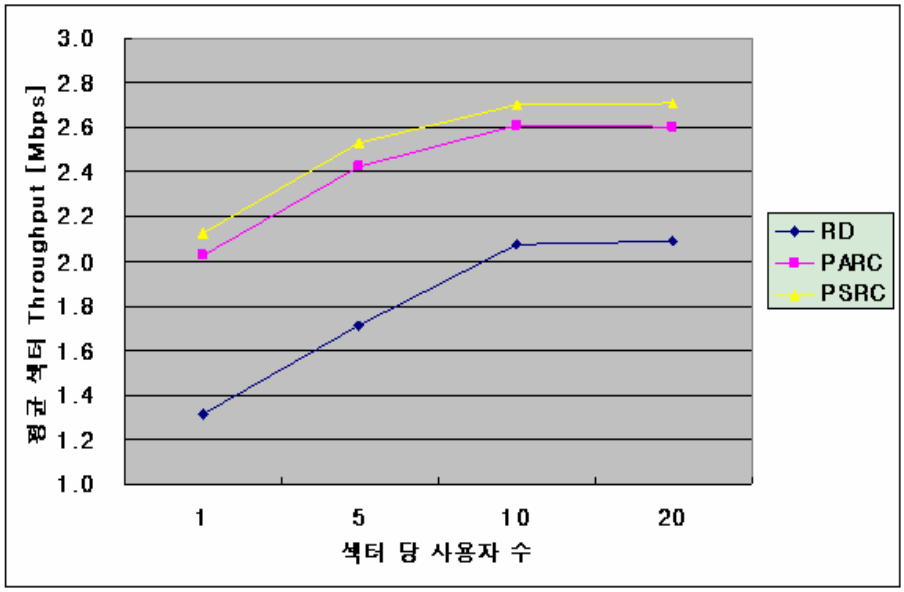

그림 6-10. sector throughput (urban micro)

2. 이종시스템에 의한 간섭이 존재하는 경우

본 실험에서는 이종 시스템의 간섭이 존재할 때 4가지 채널환경에 대한 sector throughput 결과를 예측하였다. 간섭원이 영향을 미치는 합당한 모델이 현재 존재하지 않기 때문에 시뮬레이션 상에 간섭원에 의한 정확한 간섭량을 추정할 수 없다. 따라서 임의로 결정된 간섭량의 크기에 따라 sector throughput이 감소하는 정도는 결과로 분석하였다. 그림 6-11 ~ 6-14 로부터 간섭에 의한 throughput의 감소량은 채널환경에 관계없이 일정함을 알 수 있다. 또한 사용된 안테나 기술 (PARC, PSRC, RD)에 관계없이 거의 동일 한 용량손실이 발생함을 알 수 있다. 이는 간섭원에 의한 간섭신호는 열잡음과 유사하게 신호에 잡음으로 영향을 미치기 때문이다.

결론적으로 실험에 적용한 모든 채널환경과 안테나 기술에 관계없이 약 I/N 이 0 dB 일 때 5% 정도 용량이 감소함을 알 수 있다. 또한 I/N 이 -6 보다 작으면 용량의 감소가 거의 발생하지 않고 10 dB 이상이면 70 % 이하까지 감소함을 알 수 있다. 여기서 I/N이란 간섭신호의 전력대 열잡음의 전력비를 의미한다.

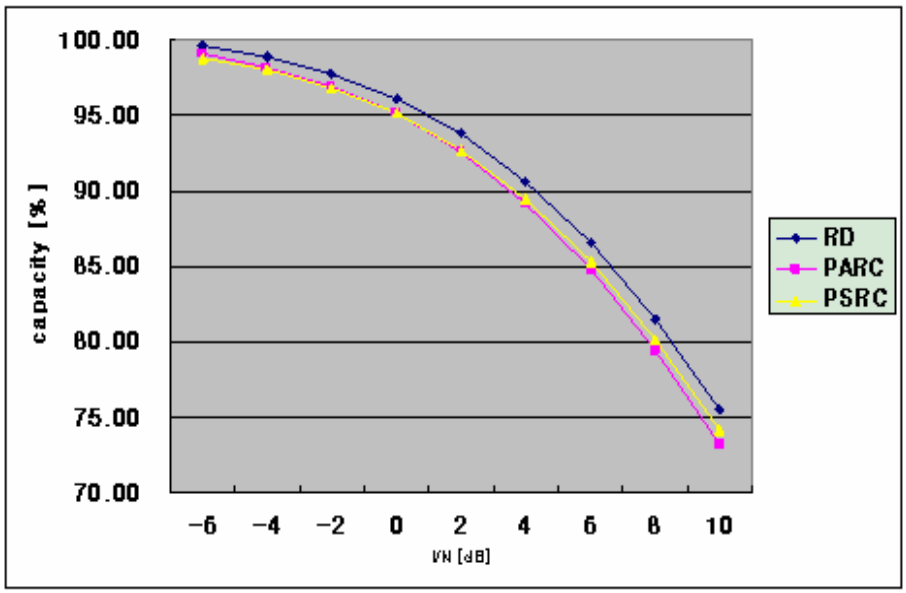

그림 6-11. sector throughput (suburban macro)

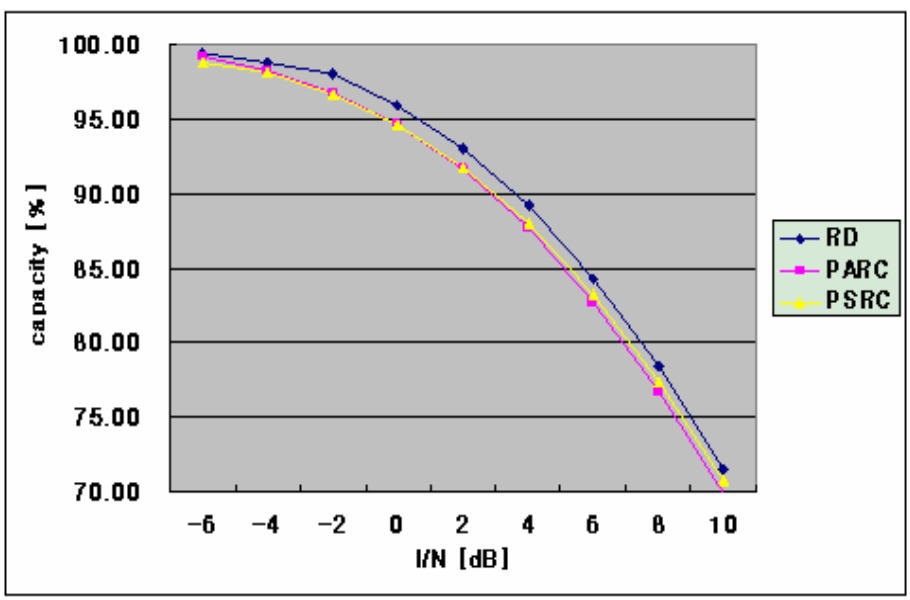

그림 6-12. sector throughput (urban macro 8°)

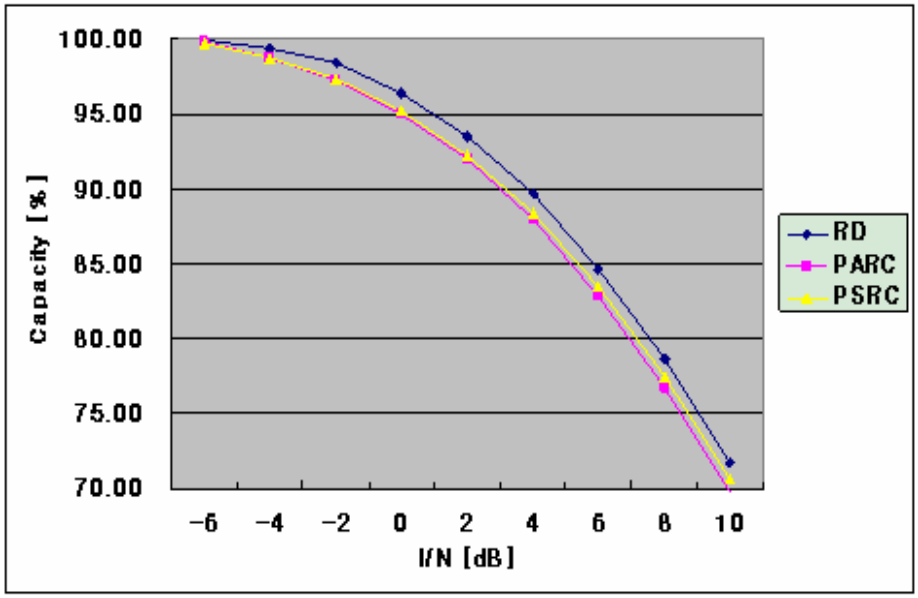

그림 6-13. sector throughput (urban macro 15°)

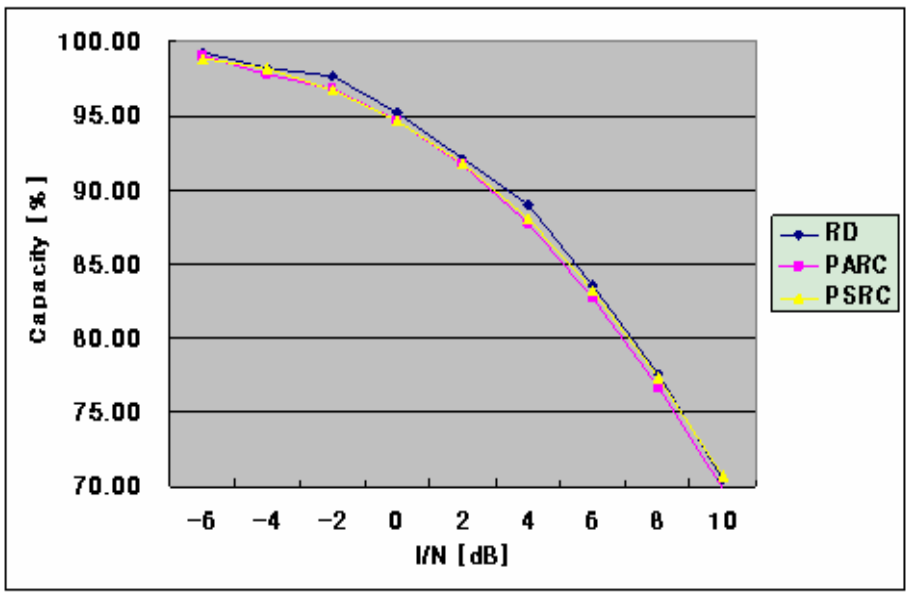

그림 6-14. sector throughput (urban micro)

제 7 장 결론 및 향후과제

본 연구에서는 차세대이동통신 시스템을 위한 주파수 개발 연구의 일환으로 차세대 이동통신 서비스를 위한 간섭분석도구에 대해 연구하였다. 현재 차세대 이동통신 서비스를 위한 명확한 규정이 없기 때문에 간섭분석도구의 구현을 위해 필요한 채널 모델과 기존의 간섭분석방법론 및 연구사례에 대해 조사하였다. 그리고 이러한 자료를 바탕으로 차세대 이동통신을 위한 간섭분석도구의 구현을 위한 기본사항에 대해 제시하였다.

현재 국내의 경우 차세대 이동통신 서비스를 위한 후보 대역으로 3500 MHz-4200 MHz와 4400-5000 MHz대역이 거론되고 있다. 이 대역에는 기존의 여러 형태의 서비스가 존재하고 있기 때문에 기존 서비스와 차세대 이동통신 서비스와의 공유 간섭 현상에 대한 분석이 필요하다. 부족한 주파수 자원을 효율적으로 활용하기위해 기존의 서비스와의 공유가 가능하면 가장 좋을 것이고 간섭현상이 심하게 발생하여 서비스 공유가 불가능할 경우 이를 위한 조정 작업이 필요할 것이다.

국내의 후보 대역은 기존의 이동통신에 많이 이용되던 전파 채널 모델의 적용이 불가능하다. 이를 해결하기 위한 방법으로 Hata의 연구결과를 활용하여 기존의 모델에 주파수에 따른 보정식을 첨가하는 것이 있다. 또한 이 대역에 대해 새롭게 채널 모델을 수립하는 것이 있다. 또한 차세대 이동통신 시스템에 다중안테나 기술이 적용되는 경우 시스템 레벨 시뮬레이션을 이용한 간섭 분석 시 안테나 사이의 공간 상관 특성 등을 고려한 채널 모델이 필요하다.

기존에 이용되던 간섭분석방법에는 간단한 수식을 이용해 간섭량을

산출하는 MCL방법과 몬테카를로 기법을 이용하여 시스템의 실제 운영 상황을 모의로 구현하는 snapshot, analytic, dynamic 시스템레벨 시뮬레이션 방법이 있다.

끝으로 차세대 이동통신 시스템을 위한 간섭분석도구는 기존의 음성 서비스를 위해 이용되던 circuit방식보다는 패킷데이터 전송방식을 지원하는 형태로 구현되어야 한다. 그리고 다중안테나, Link Adaptation, 간섭제거기술 등이 적용된 형태일 것이다. 또한 차세대 통신에 적용될 기술의 다양성 및 유동성을 고려하여 보다 기술접목이 유연한 기반의 간섭분석도구가 필요하다. 이러한 모든 사항을 고려하여 차세대 이동통신 시스템의 성능 및 간섭에 의한 성능저하를 예측할 수 있는 시뮬레이터를 제작하여 결과를 분석하였다. 실험결과 간섭량을 나타내는 지표인 I/N이 5 dB 인 경우 약 5 %의 sector throughput 손실이 발생함을 알 수 있었다. 또한 I/N이 -6 보다 작으면 sector throughput의 감소가 거의 발생하지 않고 10 dB 이상이면 70 % 이하까지 감소함을 알 수 있다. 본 연구는 차세대 이동통신 용 후보 대역의 선정을 위한 표준화 작업 중 공유간섭분석을 위한 기반을 마련했다는 점에서 그 의의가 있으며 향후 공유간섭분석 관련 표준화 업무에 많은 도움을 줄 수 있을 것으로 기대된다.

향후과제로는 보다 현실 적인 고정 방송 및 통신 시스템에 의한 간섭상황을 모델링 하는 연구가 필요할 것이다. 또한 외국에서 제시한 표준 채널이 아닌 실제 MIMO 채널 측정을 통해 얻은 국내 채널환경에서의 모델을 적용한 간섭분석을 수행하는 것도 의미가 클 것이라 생각된다. 끝으로 차세대 이동통신 시스템을 위한 기술로 부각되고 있는 MIMO-OFDM 기술을 적용한 공유간섭 분석 또한 필요할 것으로 예측된다.

참고문헌

[1] http://home.mic.go.kr/~spectrum/devide.html 전파방송국 주파수과 홈페이지

[2] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in landmobile radio services", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 29, pp.317-325, 1980.

[3] COST231 TD(91)109, "1800 MHz Mobile Net Planning Based on 900 MHz," 1991.

[4] COST231 TD(90)119, "Urban transmission loss models for mobile radio on the 900 and 1,800 MHz bands(Revision 2)", 1991.

[5] Yasuhiro Oda, Reiko Tsuchihashi, Kouichi Tsunekawa, and MasaharuHata, "Measured Path Loss and Multipath Propagation Characteristics in UHF and Microwave Frequency Bands for Urban Mobile Communications," Confer. Veh. Technol 2001.

[6] DRAFT REPORT ON THE Coexistence between IMT-2000 TDD and FDD radio interface technologies operating in adjacent bands and in the same geographical are

[7] 3GPP TS 25.942 V6.1.0 (2003-09) : "Radio Frequency (RF) system scenarios(Release 6)".

[8] 3GPP TS 25.848 V4.0.0(2001-03) : "Physical layer aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access".

[9] 3GPP2 Technical Specification Grop C. "1xEV-DV Evaluation

Methodology Addendum(v12.1)". TSG-C.R1002.

[10] 3GPP-3GPP2 Spatial Channel Model Ad-Hoc Group, "Spatial Channel Model Text", SCM-134, April 22, 2003.

[11] Myoung-Won Lee, Cheol Mun, Jong-Gwan Yook, "Analysis on the Impact of Multi-Element Transmit Antenna System on Multiuser Diversity", IEEE Vehicular Technology Conference 2004, submitted.

[12] Myoung-Won Lee, Cheol Mun, Jong-Gwan Yook, "Analysis on the Impact of Transmit Diversity on Multiuser Diversity", IEEE Communications Letters, submitted.

[13] Lucent, MIMO system throughput using PARC, TSGR1(03)0508; May, 2003.

[14] Lucent, Per Stream Rate Control with Code Reuse TxAA and APP Decoding for HSDPA, TSGR1(03)0806; August, 2003 NewYork, USA.

[15] Lucent, Overview of proposed MIMO strategies for HSDPA, TSGR1(03)0807; August, 2003 NewYork, USA.

[16] Lucent, Channel metric for MIMO PARC, TSGR1(03)0507; May, 2003.

주 의

1. 이 연구보고서는 전파연구소의 연구개발사업비 재정 지원으로 이루어진 연구결과입니다.

2. 이 보고서의 내용을 인용하거나 발표할 때에는 반드시 전파연구소 연구개발사업의 연구결과임을 밝혀야 합니다