

제 출 문

본 보고서를 「UWB와 기존 서비스간의 양립성 연구의
최종보고서로 제출합니다.

2003. 12.

연구책임자 : 양 훈기

요 약 문

1. 과제명 : UWB와 기존 서비스간의 양립성 연구
2. 연구 기간 : 2003. 2 - 2003. 12. 31 (11개월)
3. 연구책임자 : 양 훈 기
4. 계획 대 진도
가. 월별 추진내용

세부내용	연구자	월별 추진계획												비 고
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
채널진폭 및 지연시간 모델링	양훈기	←→												
	김승수	←.....→												
채널위상 모델링	양훈기	←→												
	이정환	←.....→												
통합된 채널 모델링	양훈기					←→								
	정구희					←.....→								
UWB 기기에 의한 무선통신 시스템의 영향 조사	양훈기					←→								
	이성훈					←.....→								
다른 무선통신 시스템에 의한 UWB 기기의 영향 조사	양훈기						←→							
	박태홍						←.....→							
분기별 수행진도(%)		25%		25%		25%		25%						

나. 세부 과제별 추진사항

1) 채널진폭 및 지연 시간 모델링

- 경로손실 모델과 다중경로 모델로 나누어 분석
- 802.15.3a에 제안된 채널 모델들을 비교 분석 수행
- Intel에서 제안한 S-V 모델 분석

2) 새로운 채널 모델링 기법 제안

- 채널의 위상특성을 고려한 채널모델링 알고리즘 제안
- Spectral decomposition 및 Ray tracing 방법을 이용하여 UWB 수신 신호를 모델링하고 Visual C++를 이용하여 실내 채널 시뮬레이터를 구현

3) UWB 기기에 의한 무선 통신 시스템의 영향 조사

- W-LAN, PCS/W-CDMA, GPS 시스템에 미치는 영향 관련 자료 분석
- 무선 통신 시스템에 미치는 영향 분석용 구조를 제안

4) 다른 무선 통신 시스템에 의한 UWB기기의 영향 조사

- UWB 기기의 변복조에 대한 표준이 정해져 있지 않아 다른 기기에 의한 UWB 성능 열화 관련 자료는 없으며 UWB 기기간의 간섭 영향 자료 분석

5. 연구결과

가. UWB에 관한 표준화가 진행 중인 802.15.3a에 제안된 채널모델들을 분석하여 기존의 무선 통신 시스템에서 사용되었던 채널들과는 다른 특성을 가지는 것을 확인 하였다.

나. Spectral decomposition 및 Ray tracing 방법을 이용하여 주어진 실내 환경에 채널의 위상을 고려한 UWB 수신 신호

호를 시뮬레이션하고 실내 채널 시뮬레이터를 구현하였다.

다. UWB 신호의 주파수 특성을 통해 다른 무선 통신 시스템과 양립성을 조사하였으며 특히 W-LAN, PCS, GPS 등에 미치는 영향을 조사하였다.

라. 전형적인 무선통신 시스템에 대하여 UWB 시스템이 어느 정도 영향을 주는지 거리와 UWB 시스템 수에 대하여 시뮬레이션 모델을 구성하고 BER 성능을 시뮬레이션 하였다.

6. 기대효과

가. UWB 채널 모델링

- 1) 실내 이동 무선 채널의 모델링 결과 확보 및 데이터베이스를 구축할 수 있다.
- 2) UWB 기술에 대한 국제 표준화 작업 주도 및 기술 로열티 유출을 방지할 수 있다.
- 3) UWB 시스템 개발에 활용함으로써 국내 무선 홈 네트워크 산업을 육성할 수 있다.

나. UWB 시스템의 양립성

- 1) UWB 국내 도입 시 국내 UWB 기술 기준 정립에 활용할 수 있다.
- 2) UWB 시스템 설계과정에서 시스템 규격 결정에 활용할 수 있다.
- 3) UWB 시스템 및 타 무선 통신시스템 개발에 활용함으로써 서비스 충돌을 막을 수 있다.

7. 기자재 사용 내역

시설·장비명	규격	수량	용도	보유현황	확보방안	비고
Network Analyzer	6GHz	1	신호 측정	광운대학교		
Spectrum Analyzer	40GHz	1	주파수 분석	광운대학교		
HFSS		2	시뮬레이션	광운대학교		
Logic Analyzer	96 Data Channel	1	신호 측정	광운대학교		
Digital Oscilloscope	400MHz	1	신호 측정	광운대학교		
펜티엄 4		4		광운대학교		

8. 기타사항

해당사항 없음.

SUMMARY

This report deals with the channel modelling and coexistence problem of a UWB system, which has been considered as a promising solution to the high-speed indoor wireless communication technology.

In Chapter 1, we first reviewed the UWB channel modelling proposals submitted to IEEE 802.15.3a.

We next give in-depth investigation of some multipath models that attracted attentions, which include Win&Cassiol model, Δ -K model and S-V based model. Among them, the S-V based model has been widely used for performance evaluation of several UWB PHY layers proposed in IEEE 802.15.3a.

We pointed out some deficiencies of the proposed models and proposed a new multipath model that reflects the phase effects in a UWB channel. In this model, the amplitude and the phase values of frequency-dependent subchannels were calculated by applying the ray-tracing algorithm.

Chapter 2 concerns the coexistence problem caused by the interferences from UWB transmitters operating near other wireless communication system. We first summarized two FCC reports regulating the emission limits issued in 2002 and 2003.

Next, we classified victim receivers by their operating frequencies like in-band system and out-of-band system and examined some research results for each category.

We introduced dual-band and multi-band UWB system that were proposed to tackle the coexistence problem with in-band system, such as 802.11a. Coexistence issues with out-of-band system like WCDMA, GPS, PCS, etc. were shown with research results executed in major mobile companies and ITU-R TG1/8. We finally proposed a framework with which UWB interference against typical RF systems can be analyzed.

목 차

표 목 차	ix
그 립 목 차	xi

제 1 장 UWB 채널 모델링	1
제 1 절 IEEE에 제안된 채널 모델	2
제 2 절 경로손실 모델	6
제 3 절 다중경로 모델	8
1. Win&Cassiooli 모델	8
2. \mathcal{N} -K 모델	15
3. S-V based 모델	17
제 4 절 UWB 채널모델 제안 및 소프트웨어 시뮬레이터	23
1. UWB 채널 모델링	23
2. UWB 펄스 모델	26
3. 반사계수를 고려한 결과	28
4. 투과계수를 고려한 모델 및 결과	32
5. Software UWB Simulator	34
제 2 장 UWB 시스템의 양립성(Coexistence)	37

제 1 절 FCC 규정	38
1. 소개	38
2. First Report and Order	38
3. Memorandum Opinion and Order and Further Notice of Proposed Rule Making	44
4. 국내 주파수별 전계강도 및 EIRP	47
제 2 절 In-band 시스템과의 양립성	48
1. IEEE에 제안된 WPAN과의 양립성 모델	48
2. ITU-R TG 1/8에서 연구된 WPAN과의 양립성	50
3. IEEE 802.15.3a Alternate PHY	58
제 3 절 Out-of-band 시스템과의 양립성	62
제 4 절 양립성 분석을 위한 framework	64
 제 3 장 결론	 69

표 목 차

표 1-1 Link Budget 분석 테이블	7
표 1-2 측정결과 및 시뮬레이션 결과비교	20
표 1-3 주파수가 3.2GHz 와 4.2GHz일 때 진폭($a_{n,k}$)의 결과	31
표 1-4 주파수가 4.1GHz일 때 위상($\theta_{n,k}$)의 결과	31
표 2-1 960MHz 이하의 대역폭을 가진 Imaging System의 방사기준	39
표 2-2 960MHz 이하의 대역폭을 가진 방사기준	40
표 2-3 1990~10600MHz 대역폭을 가진 Imaging System의 방사기준	41
표 2-4 3.1~10.6GHz 대역폭을 가진 UWB 응용시스템의 방 사기준의 방사기준	42
표 2-5 차량 레이더 시스템의 방사기준	43
표 2-6 실내용 UWB기기의 방사기준	43
표 2-7 실내용 UWB기기의 방사기준	44
표 2-8 실내용 UWB기기의 방사기준	45
표 2-9 960MHz 대역에서의 Through-wall Imaging	

system의 방사기준	46
표 2-10 1990~10600MHz 대역에서의 Through-wall imaging systems의 방사기준	46
표 2-11 990~10600MHz 대역에서의 Surveillance systems 의 방사기준	47
표 2-12 국내 전계 강도	47
표 2-13 WPAN과의 양립성	48
표 2-14 802.11a와 UWB와의 최소거리	54
표 2-15 802.11b와 UWB와의 최소거리	55
표 2-16 802.11a에서 UWB 최대허용 송신전력	55
표 2-17 IEEE 802.15.3a Alternate PHY (1)	58
표 2-18 IEEE 802.15.3a Alternate PHY (2)	59
표 2-19 이동통신 시스템 변수	63

그 립 목 차

그림 1-1 측정환경	8
그림 1-2 Large-scale 진폭 특성 (Hashemi's results)	9
그림 1-3 Large-scale 진폭 특성 (Cassoli's results)	12
그림 1-4 진폭 페이딩 특성 (Cassoli)	14
그림 1-5 진폭 페이딩 특성 (Hashemi)	15
그림 1-6 Δ -K모델의 상태도	16
그림 1-7 K값에 따른 Excess delay 특성	17
그림 1-8(a) CM1의 임펄스 응답	21
그림 1-8(b) CM1의 Excess Delay Time	21
그림 1-8(c) CM1의 RMS Delay Time	21
그림 1-8(d) CM1의 Average Power Decay Profile	21
그림 1-9(a) CM2의 임펄스 응답	22
그림 1-9(b) CM2의 Excess Delay Time	22
그림 1-9(c) CM2의 RMS Delay Time	22
그림 1-9(d) CM2의 Average Power Decay Profile	22
그림 1-10 수신 신호 모델링 블록도	25
그림 1-11(a) UWB 펄스	27
그림 1-11(b) 합성된 UWB 펄스	27

그림 1-11(c) UWB 펄스 스펙트럼	28
그림 1-12 실내 환경 및 반사계수	29
그림 1-13 Ray-tracing을 이용한 채널응답결과	30
그림 1-14 Slab model에서의 반사 및 투과	32
그림 1-15 시뮬레이션 가상공간	33
그림 1-16 LOS 신호와 벽을 투과한 신호의 시뮬레이션 결 과	34
그림 1-17 채널시뮬레이터 실행창	35
그림 1-18 벽면이 없는 경우 형성된 ray	35
그림 1-19 벽면이 있는 경우 형성된 ray	36
그림 2-1 양립성 평가 모델	48
그림 2-2 Coexistence Mask	50
그림 2-3 다수의 UWB 간섭원 환경에서의 수신기	51
그림 2-4 UWB 간섭원이 있는 WLAN 노드	53
그림 2-5 UWB 간섭원과의 이격거리에 따른 802.11a의 데 이터 전송률	57
그림 2-6 UWB 간섭원과의 이격거리에 따른 802.11b의 데 이터 전송률	57
그림 2-7 Dual-band 시스템의 개념	59
그림 2-8 멀티밴드 시스템 (Wisair Co.)	60

그림 2-9 스펙트럼 shaping이 된 OFDM sub-band	61
그림 2-10 OFDM sub-band내의 tone on-off	61
그림 2-11 거리에 따른 UWB의 EIRP	63
그림 2-12 WCDMA 수신기 block	64
그림 2-13 이격거리에 따른 WCDMA BER 곡선	66
그림 2-14 15m 이격거리에서의 WCDMA BER 곡선	67
그림 2-15 15m거리에 세 개의 UWB 기기와 있을 때의 WCDMA BER 곡선	68

제 1 장 UWB 채널 모델링

UWB 채널 모델링이란 IEEE 802.15.3a 기기들이 동작할 수 있는 일반적인 환경에서 경로손실 모델링 및 다중경로 모델링을 하는 것으로서 UWB PHY layer의 성능을 평가하는데 사용할 수 있다. 이상적인 모델은 UWB 기기가 동작하는 다양한 채널을 잘 표현할 수 있어야 하며 사용이 용이하도록 수학적으로 간단하면 더 이상적이다. 모든 가능한 환경을 모델링하기 위해서는 다음과 같이 여러 파라미터가 포함된 형태로 표현되어야 한다.

- RMS delay spread.
- Power decay profile.
- Number of multipath components.

1절에서는 기존에 IEEE에 제안된 모델을 요약하고 2절에서는 경로손실 모델에 대해서 설명하고 3절에서는 기존에 발표된 다중경로 모델을 소개하고, 4절에서는 위상정보를 고려하는 새로운 채널모델을 제시하고, 이를 소프트웨어 시뮬레이터로 구현한 결과를 제시한다.

제 1 절 IEEE에 제안된 채널 모델

2003년에 IEEE에 제안된 주요 채널모델은 다음과 같다.

1. "The Ultra-wideband Indoor Path Loss Model," S. Ghassemzadeh, V. Tarokh, and L. Greenstein [1]

중심주파수 5GHz의 실내 환경에서의 통계적인 path Loss 모델을 제안했다.

2. "Empirically Based Statistical Ultra-Wideband Channel Model," M. Pendergrass framework[2]

중심 주파수가 4GHz이고 대역폭이 약 2GHz UWB 펄스를 송수신 하여 얻은 측정데이터에 CLEAN 알고리즘을 적용시켜 얻은 369개의 UWB 채널 자료를 분석하였다. 얻어진 채널 데이터는 송수신기 사이의 거리 및 LOS 가 path가 방해받은 유무에 따라 다음과 같이 세 부류로 나누었다.

Case 1: 0 to 4 meters, line of sight (120 channels)

Case 2: 0 to 4 meters, non line of sight (79 channels)

Case 3: 4 to 10 meters (119 channels)

그리고 각각의 경우에 대해서 다음의 채널 파라메타에 대한 자료를 얻었다.

- ① Number of paths required to meet the 85% energy capture threshold
- ② Mean excess delay
- ③ RMS delay spread
- ④ Probability of occupancy vs. excess delay

⑤ Average power decay profile

다섯 파라메타를 잘 설명할 수 있는 채널 모델을 얻기 위해서 기존의 \mathcal{L} - K 모델과 IEEE 802.11 채널 모델을 적용해서 다섯 가지 파라메타 값을 시뮬레이션한 후 측정 데이터와 비교하였다. 비교해본 결과 기존 두 채널모델은 측정 자료를 잘 표현하지 못했으며 그러므로 UWB 시스템을 위한 새로운 채널모델이 제시되어야 한다는 결론을 얻었다.

3. "UWB Channel Modeling Contribution from Intel," J. Foerster and Q. Li [3]

Friis 식을 이용하는 협대역 pathloss 모델을 UWB path loss 모델을 적용시킬 수 있으며 이에 근거해서 link margin을 계산할 수 있음을 보였다. 이 제안서에서는 multipath 모델도 제시하였다. 이를 위해서 2-8GHz 대역에서 주파수 sweep을 해서 870 채널을 얻었으며 여기서 mean excess delay, RMS delay, mean number of significant paths 등의 통계치를 얻었다. 그리고 이에 근거해서 여러 채널모델들의 적합성을 조사하였다. 802.11 에 사용된 Rayleigh tap delay line model, \mathcal{L} - K 모델, S-V모델중 얻어진 파라메타 값과 가장 유사한 결과를 보여주는 것이 S-V모델임을 제시하였다. 또한 기존의 Saleh-Valenzuela(S-V)모델과 달리 진폭이 lognormal 분포를 갖는다는 점도 제시하였다. 이에 대한 자세한 결과는 3-2에서 다룬다.

4. "A proposal for a selection of indoor UWB path loss model," G. Shor, et. al. [4]

채널의 측정은 2-8GHz주파수 sweep에 의해서 얻었다. 주로 경로 손실에 대한 특성을 조사한 것으로서 광대역 신호의 경우 double slope 경로손실 특성을 나타냄을 보였다.

5. "Radio Channel Model for Indoor UWB WPAN Environments," J. Kunisch and J. Pamp [5]

1-11GHz 대역에서 송신기를 고정시키고 수신기를 1cm씩 공간에서 이동시키면서 transfer 함수를 얻었다. 여기서 제시한 모델의 특징은 기본적으로 S-V모델을 따르나 S-V 모델과는 달리 수신채널에 두드러진 반사물질에서 반사된 눈에 띄는 특정한 echoes들이 있다는 것이다. 또한 공간에 따라 채널이 변화하는 것으로 해석해서 UWB 채널의 Doppler 특성도 제시하였다.

6. "The Ultra-wideband Indoor Multipath Loss Model," S. Ghassemzadeh and V. Tarokh [6]

경로손실 모델과 쉽게 통합할 수 있는 간단한 통계적인 다중경로 모델을 제시하였다. 이 모델은 대역폭이 1.25GHz 이하가 되는 UWB 시스템의 성능분석에 효과적으로 적용될 수 있음을 보였다.

7. "The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel: from Statistical Model to Simulations," A. Molisch, M. Win, and D. Cassioli [7] ("3절 Win & Cassioli 모델" 참조)

8. "Evaluation of an Indoor Ultra-Wideband Propagation Channel," J-M Cramer, R. Scholtz, and M. Win [8]

제안서의 주요 목표는 time-of-arrival, angle-of-arrival 그리고 수신된 신호들의 진폭 분포들을 포함하는 UWB 실내 환경을 모델링하는 것이다. 이를 위하여 sensor-CLEAN 알고리즘을 제시했는데 이는 Salah- Valenzuela (S-V) 모델에 기반을 둔 것으로서 여기서 제시된 결과에 의하면 S-V 모델 파라메타의 종류가 실내 환경에 따라 변한다는 것이다.

9. "UWB Propagation Phenomena," Kai Siwiak [9]

경로손실 모델이 delay spread값에 의존함을 보였다. 경로손실이 자유공간 손실에 곱해지는 factor가 있음을 보였으며 이 factor값은 delay spread값과 연관 있는 파라메타 값 γ 의 함수임을 보였고 802.15.3a 응용에 적당한 γ 값도 제시하였다.

10. "Propagation notes to P802.15 SG3a from IEEE Tutorial,"
Kai Siwiak [10]

FCC 방사제한, 3.1-10.6GHz대역 등 FCC에서 제시된 환경에서의 UWB기기의 데이터 전송률을 조사하였다.

제 2 절 경로손실(path loss) 모델

경로손실모델에 대해서는 여러 가지가 제안되었지만 (제 1 절의 [1], [4], [9], [10])의견이 모아진 특정한 모델은 없다. 예를 들어 ITU-R TG 1/8의 일부 보고서에서는 2-ray 모델을 사용한 경우가 있다.(2장 2절 및 4절 참조) 본 절에서는 경로손실에 대한 특별한 모델을 제시하기 보다는 UWB PHY layer 제안자들이 link budget을 계산할 때 고려해야할 파라메타들을 열거하고 이에 근거해서 link margin을 제안하도록 함으로써 제안시스템의 성능을 분석할 수 있는 시험 툴을 제시하였다. 표 1-1은 이 시험 툴을 나타내었으며 여기서 흰색으로 표시된 파라메타들은 고정된 값이고 회색으로 표시된 파라메타 값들이 PHY layer 제안자들이 자기들의 제품사양에 따라 바꿀 수 있는 값들이다. 경로손실은 단순히 자유공간모델을 사용하는 것으로 하며 이때 link margin이 채널 및 시스템 설계에서 수용 가능한 성능의 열화정도마진을 나타낸다. 작성된 시험 툴은 제안된 여러 시스템을 비교할 때 사용할 수 있고 또한 표준안을 정하는데도 활용할 수 있다.

표 1-1. Link Budget 분석 테이블

Throughput (Rb)	> 110 Mbps	> 200 Mbps
Average Tx power (P_T)	dBm	dBm
Tx antenna gain (G_T)	0 dBi	0 dBi
$f'_c = \sqrt{f_{\min} f_{\max}}$: geometric center frequency of waveform (f_{\min} and f_{\max} are the -10 dB edges of the waveform spectrum)	Hz	Hz
Path loss at 1 meter ($L_1 = 20\log_{10}(4\pi f'_c / c)$ $c = 3 \times 10^8$ m/s)	dB	dB
Path loss at d m ($L_2 = 20\log_{10}(d)$)	20 dB at $d=10$ meters	12 dB at $d=4$ meters
Rx antenna gain (G_R)	0 dBi	0 dBi
Rx power ($P_R = P_T + G_T + G_R - L_1 - L_2$ (dB))	dBm	dBm
Average noise power per bit ($N = -174 + 10 * \log_{10}(R_b)$)	dBm	dBm
Rx Noise Figure (N_F)	7 dB	7 dB
Average noise power per bit ($P_N = N + N_F$)	dBm	dBm
Minimum Eb/N0 (S)	dB	dB
Implementation Loss (I)	dB	dB
Link Margin ($M = P_R - P_N - S - I$)	dB	dB
Proposed Min. Rx Sensitivity Level	dBm	dBm

제 3 절 다중경로(multi-path) 모델

1. Win & Cassioli 모델.

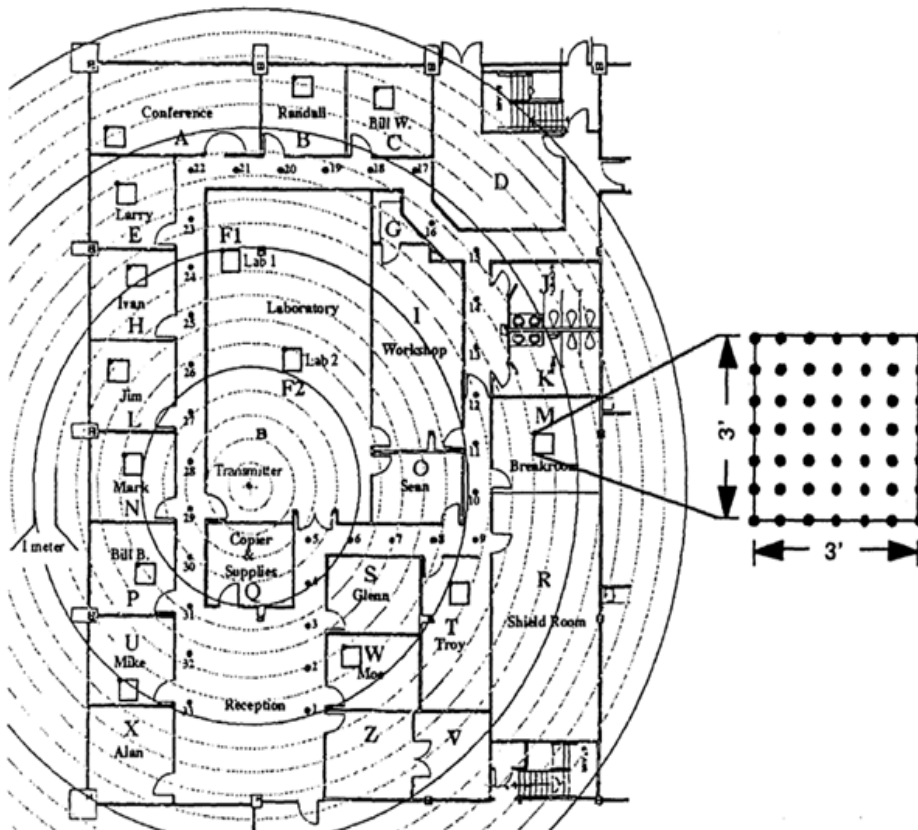


그림 1-1. 측정환경

채널의 진폭 특성을 얻기 위해서 Cassioli는 수 나노의 짧은 펄스를 전송하고 수신 단에서는 이를 DSO(Digital sampling oscilloscope)를 통해 측정하였다. Cassioli의 측정 방법에서는 송신 신호 자체는 임펄스가 아닌 펄스 형태이므로 측정 결과에서 이를 보상해 주는 deconvolution 과정이 필요하다. Hashemi 방법에서는 주파수를 sweep 시키면서 실내 전파채널에서의 주파수 응답을 구한 후 이를 역 푸리에 변환(Inverse Fourier Transform)하여 채널의 임펄스 응답을 구하였다. 주파수 응답을 구할 때 주파수 sweep 대역이

900~1300MHz, 즉 대역폭이 500MHz이므로, 5nsec정도의 해상도를 가지게 되는데 이는 UWB 펄스 진폭 특성을 그대로 수용하는데 문제가 있다.

가. Large-scale 페이딩

Large-scale 페이딩은 송수신기간의 큰 위치 변화가 크거나 송수신기 주변 환경이 크게 변화하므로써 나타나는 진폭의 변화를 나타낸다. Large-scale 페이딩에 대한 통계적 특성에 대해서 Hashemi와 Cassioli가 제시한 결과는 거의 유사하다. Hashemi는 송신기의 위치를 고정시키고 수신기를 5m에서 30m까지 변화시켜 보면서 각 거리에서 1500개의 임펄스 응답을 얻은 후(이때는송수신기간 거리는 동일하게 하고 수신기의 위치를 조금씩 변화시켰음) 지연 시간 τ 의 함수로 진폭의 평균값을 구하였다. 그림1은 이 과정을 거쳐서 얻어진 결과로서 τ 에 따라 dB scale 진폭이 선형적으로 감소하였다.

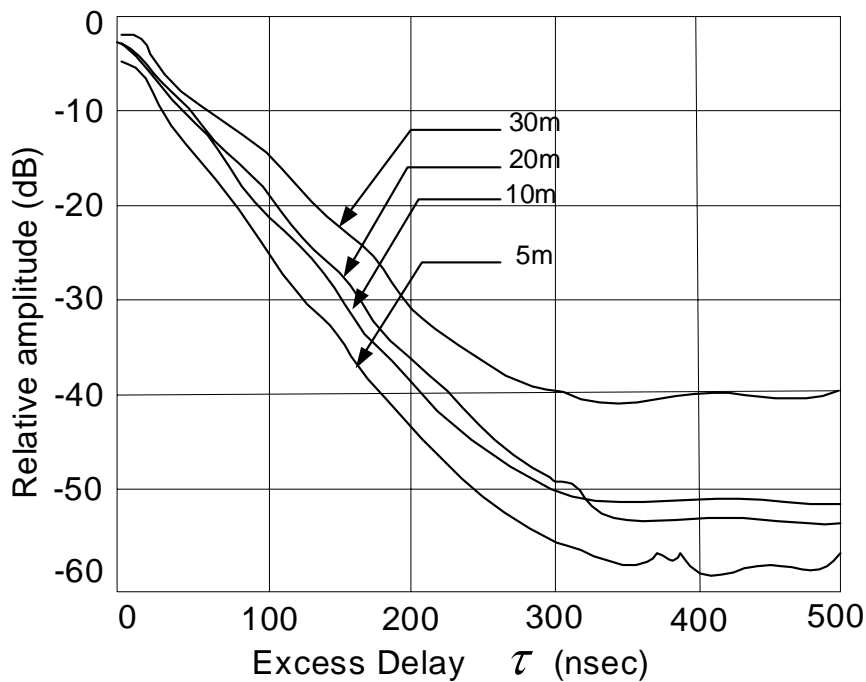


그림 1-2. Large-scale 진폭 특성 (Hashemi's results)

감쇄상수(decay constant)는 1 nsec를 기준으로 dB 단위로 표현해 보면 11dB(5m)~14.7dB(30m) 까지 변화였다. Cassioli는 여러 측정과정을 거쳐 Large-scale 페이딩을 수식적으로 표현하고 여기에 포함된 파라미터 값들에 대한 통계적 특성을 얻었다. 다음은 Cassioli가 제시한 채널의 수학적 모델링 과정이다. 한 장소에서 파장 정도의 크기로 위치를 조금씩 변화시키면서 PDP(Power delay profile)를 49개 얻었고 이들에 대해 평균한 PDP를 SSA-PDP(small-scale averaged PDP)로 정의 하였다. SSA-PDP는 평균을 취함으로써 small-scale 페이딩 현상을 제거하여 large-scale 페이딩 현상을 나타낼 수 있다. 실내 무선 채널환경의 SSA-PDP, $\bar{g}(\tau)$ 은 다음 수식과 같다.

$$\bar{g}(\tau) = \sum_{k=1}^{N_{bin}} \bar{G}_k \delta(\tau - \tau_k) \quad (1.1)$$

여기에서 \bar{G}_k 는 $\tau = \tau_k$ 에 수신기에 도달한 성분의 평균 전력이다. 채널의 진폭 특성은 첫 번째 bin에 해당하는 LOS(line of sight)를 제외하고 측정 데이터를 조사한 결과 두 번째 bin부터는 지수 적으로 감소하여 $\bar{g}(\tau)$ 는 다음과 같은 수식으로 표현된다.

$$\bar{g}(\tau) = \bar{G}_1 \delta(\tau - \tau_1) + \sum_{k=2}^{N_{bin}} \bar{G}_2 \exp\left[-\frac{(\tau_k - \tau_2)}{\xi}\right] \delta(\tau - \tau_k) \quad (1.2)$$

ξ 는 SSA-PDP의 감쇄 상수로서 측정결과를 조사해 보면 평균이 16.1dB이고 표준 편차가 1.27dB인 Log-normal 분포를 닮은 랜덤 변수였다. 평균 에너지 $\bar{g}(\tau)$ 를 시간에 대하여 적분을 하면 총 평균 에너지를 구할 수 있다.

$$\bar{G}_{tot} = \int_0^T \bar{g}(\tau) d\tau = \bar{G}_1 + \sum_{k=2}^{N_{bin}} \bar{G}_2 \exp\left[-\frac{(\tau_k - \tau_2)}{\xi}\right] \quad (1.3)$$

첫 번째 bin 과 두 번째 bin 의 전력비를 r 로 정의하면

$r = \bar{G}_2 / \bar{G}_1$ 이다. R을 이용해서 $\bar{G}_{tot} = \bar{G}_1 [1 + rF(\xi)]$ 가 된다. 앞 수식은 아래와 같이 정의 된다.

$$F(\xi) \cong \frac{1 - \exp[-(N-1)\Delta\tau/\xi]}{1 - \exp(-\Delta\tau/\xi)} \frac{1}{1 - \exp(-\Delta\tau/\xi)} \quad (1.4)$$

측정 결과 r 평균이 4dB, 표준 편차가 3dB인 Log-normal 분포를 가지는 랜덤 변수로 가정할 수 있다. \bar{G}_{tot} 는 채널의 Shadowing 특성으로 인해서 $\bar{G}_{tot} = \log \text{norm}(-PL; 4.3)$ 의 Log-normal 분포의 특성을 가진다. PL은 Path-loss로 송수신기의 거리에 따라 변화한다. 위의 식을 이용하면 평균 에너지는 아래와 같다.

$$\bar{G}_k = \begin{cases} \frac{\bar{G}_{tot}}{1 + rF(\xi)} & (k = 1) \\ \frac{\bar{G}_{tot}}{1 + rF(\xi)} re^{-\frac{(\tau_k - \tau_2)}{\xi}} & (k = 2, \dots, N) \end{cases} \quad (1.5)$$

결론적으로 채널의 SSA-PDP는 전력비 r , 감쇄 상수 ξ , 그리고 총 평균 에너지 \bar{G}_{tot} 에 의해 표현 될 수 있다. 그림 3은 Cassioli가 제시한 채널의 수학적 모델링 표현 및 파라미터 값들의 통계적 특성을 이용해서 large-scale 진폭 특성의 시뮬레이션 결과다. 감쇄 상수는 Cassioli가 제시한 평균값 16.1dB의 Log-normal 분포로 가정하였다. 그림 1-2의 결과처럼 평균 진폭 (또는 평균 전력)이 선형적으로 감소한다. 주목할 것은 첫 번째 bin과 두 번째 bin의 비가 지수적인 관계가 아니라 불규칙적으로 감소하는 것을 볼 수가 있는데 이는 처음으로 도달한 MCP가 이후에 도달한 MPC에 비해 상대적으로 크기 때문이다. 감쇄상수 측면에서 본다면 Hashemi의 경우 감쇄상수 값이 11~15dB 정도 값을 가지며 Cassioli의 경우는 16.1dB를 평균으로 대략 14~18dB 정도 변하는 것으로 나타나 Hashemi의

경우 감쇄 속도가 빠른 것으로 나타났다. 하지만 이 값은 실내 구조에 크게 영향을 받으므로 감쇄상수가 11~18dB 까지 변한다고 가정하고 실내 구조가 간단한 경우는 11dB에 가깝고 복잡하면 18dB 쪽에 가까울 것으로 예상해서 시뮬레이션 하면 무방할 것이다

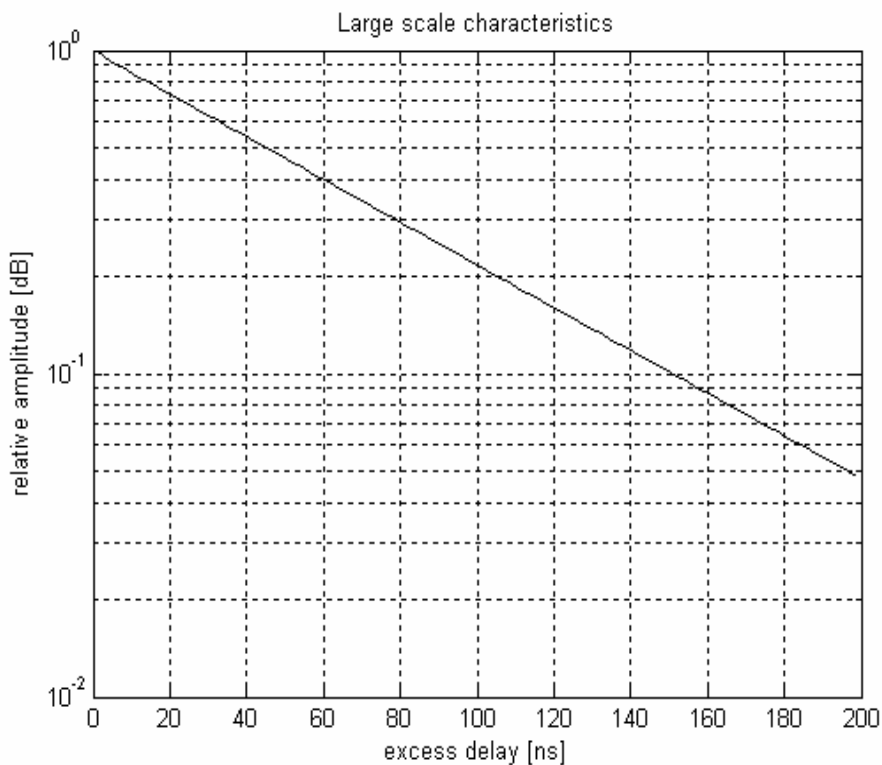


그림 1-3. large-scale 진폭 특성(Cassoli's results)

나. Small-scale 페이딩

Small-scale 페이딩은 송수신기간의 상대적인 작은 이동에 의해 발생하는 진폭의 변화에 의해 나타난다. 이동 통신 채널에서는 하나의 bin에 도달하는 다중경로 성분들이 많기 때문에 Central limit theorem에 의해서 quadrature 성분들이 Gaussian 분포를 가지게 되어 진폭의 특성은 일반적으로 LOS(Line of sight) 경로가 없을 때에는 Rayleigh 분포를 따르게 되고, LOS

경로가 있을 때에는 Rician 분포를 따르게 된다. 하지만 UWB 시스템의 경우에는 짧은 펄스를 사용하므로 하나의 bin에 도달하는 다중경로 성분들이 이동통신 시스템과는 달리 수개 이하가 되어 Rayleigh 채널로 모델링 하는 것은 부적절하다. Cassioli는 채널의 small-scale 페이딩 현상을 Nakagami 분포로 표현하였고 Hashemi는 Log-normal 분포를 따른다고 발표했다. 시뮬레이션 결과 두 분포는 상당히 유사하므로 본 절에서는 Nakagami 분포에 대해서 주로 설명하고 시뮬레이션 결과를 비교한다. Nakagami 분포는 파라메타 m 에 의해서 진폭 특성을 나타낸다. 예를 들어 $m = \frac{1}{2}$ 일 때의 Nakagami 분포는 one-side Gaussian 분포이고 $m = 1$ 일 때에는 Rayleigh 분포가 된다. 또한 $m = \infty$ 일 때는 페이딩 현상이 일어나지 않고 순수한 AWGN 채널을 나타내게 된다. 이와 같이 파라메타 m 에 따라서 여러 가지 형태의 채널 환경을 나타낼 수가 있으며 측정 결과를 보면 UWB 채널의 small-scale 페이딩 특징을 잘 표현하였다. Nakagami 분포의 pdf (Probability density function)

$$f_R(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-\frac{m\alpha^2}{\Omega}} \quad \text{으로 나타낼 수 있다. 여기서 } \alpha \text{ 는 진}$$

폭, $\Omega = E[\alpha^2]$ 그리고 $\Gamma(m)$ 은 Gamma 함수이다. $\gamma = \alpha^2$ 인 진폭과 에너지의 관계를 이용하여 Nakagami 분포의 pdf는

$$f_R(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\Gamma(m)\gamma^{-m}} e^{-\frac{m\gamma}{\gamma}} \quad \text{Gamma 분포의 pdf로 나타내어진다.}$$

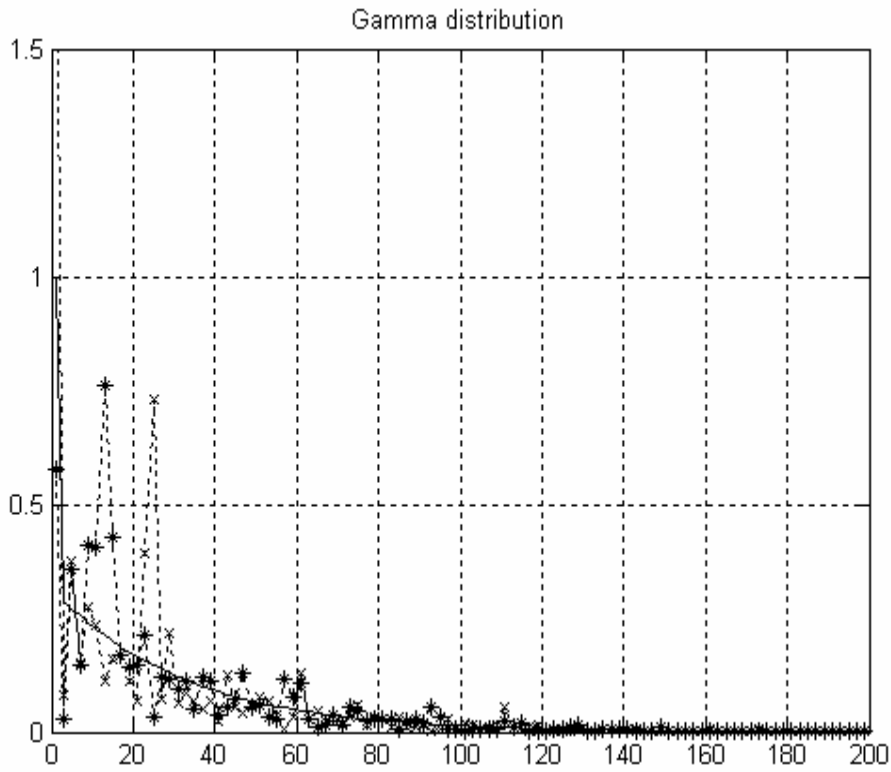


그림 1-4. 진폭 페이딩 특성 (Cassoli)

그림 1-4은 그림 1-3에서 제시한 large-scale 페이딩 특성에 Nakagami 분포를 가지는 small-scale 페이딩이 더해졌을 때의 진폭 페이딩을 나타낸 것이다. Large-scale 값을 평균값으로 가지게 되고 파라메타 m 은 truncated Gaussian 분포를 가지는 것으로 가정하였다. Cassoli가 제시한 m 값의 평균과 분산은 시간 지연, τ 가 증가하면서 감소하는 것으로 나타났다.

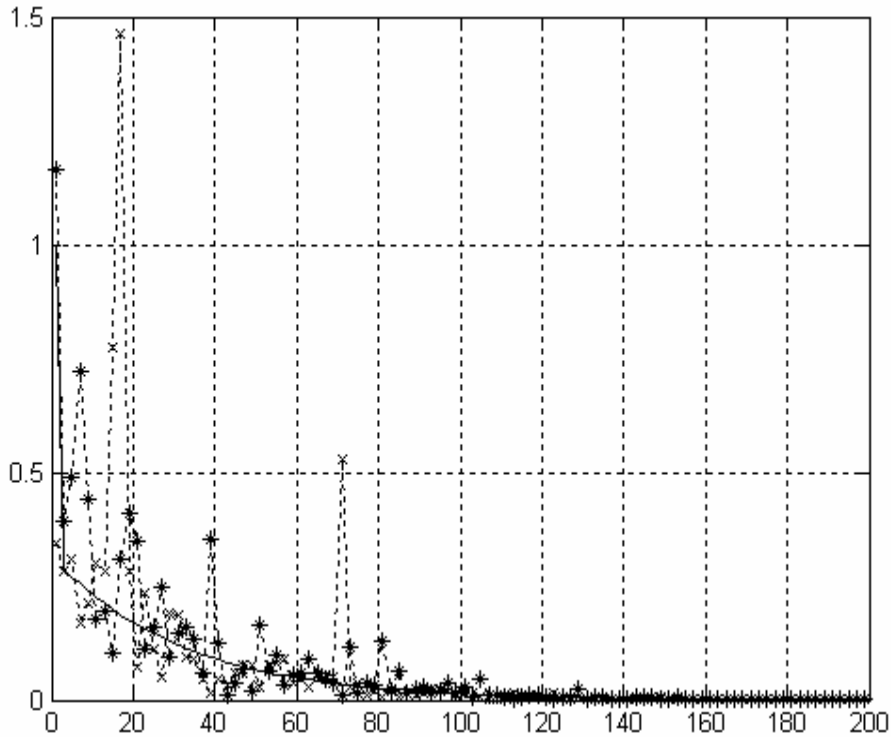


그림 1-5. 진폭 페이딩 특성 (Hashemi)

그림 1-5은 Hashemi가 제시한 방법에 의한 진폭 페이딩 특성 시뮬레이션 결과이다. 그림 1-2에서 제시한 large-scale 페이딩 특성을 평균값으로 가지고 표준편차가 3~6dB의 값을 가지는 것의 시뮬레이션 결과이다.

2. α -K 모델.

UWB 송신 펄스가 수신될 때 다중 경로를 통해 불규칙적으로 수신되므로 임펄스 응답을 표현할 때 지연 시간(또는 도달 시간)에 대한 수학적 모델링이 필요하다. 실외 이동 통신 채널에서는 다중 경로로 수신 되는 신호를 모델링 할 때 보통 Poisson process를 사용한다. Poisson process는 완전히 불규칙적으로 도달하는 사건을 표현하

는 랜덤 프로세서로서 평균 도달 비율(average arrival rate) λ 에 의해 표현된다. 실내 무선 채널 또는 혼잡한 도심지 이동 채널은 주변 환경이 복잡하여 지연 시간 특성이 완전히 불규칙하기 보다는 도달되는 신호가 clustering되어 도달하는 경우도 발생하게 되므로 하나의 파라메타 λ 에 의해 표현되는 Poisson process로 모델링 하기에는 부적절하다. 이를 보완하기 위해 다양한 실내 무선 채널의 특성을 표현 할 수 있는 채널 모델들이 제시되었다. $\Delta-K$ 모델에서는 평균 도달 비율이 각각 λ 와 $K\lambda$ 인 두 가지 상태, 즉 상태 1, 상태 2가 존재한다. 현재 bin에서의 상태는 바로 이전의 bin에서의 다중경로성분 유무에 따라 정해진다. 바로 이전에 다중경로성분이 있었으면 현재 bin은 상태 2가 되며 바로 이전에 다중경로성분이 없었으면 상태 1이 된다. 그러므로 다중경로성분이 계속 있으면 상태 2를 유지하게 된다. $K>1$ 일 경우에는 현재 bin에 다중경로성분이 도달 했다면 다음 bin에 다중 경로 성분이 도달할 확률은 $K\lambda$ 가 되어 도달할 확률이 상대적으로 크게 되어 다중경로성분이 또 존재하기 쉬워지면 이것이 반복되는 경우 clustering되는 현상이 두드러지게 된다. 반대로 $K<1$ 일 때는 현재 bin에 다중경로성분이 도달했다면 다음 bin에 다중경로성분이 도달할 확률이 상대적으로 작게 되어서 Poisson 분포의 경우보다 더욱 균일(uniform)하게 분포하게 된다.

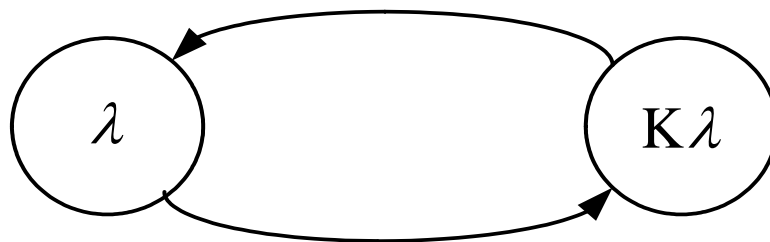


그림 1-6. $\Delta-K$ 모델의 상태도

K 값에 따라 두 파라미터에 의해 변화되어 진다.

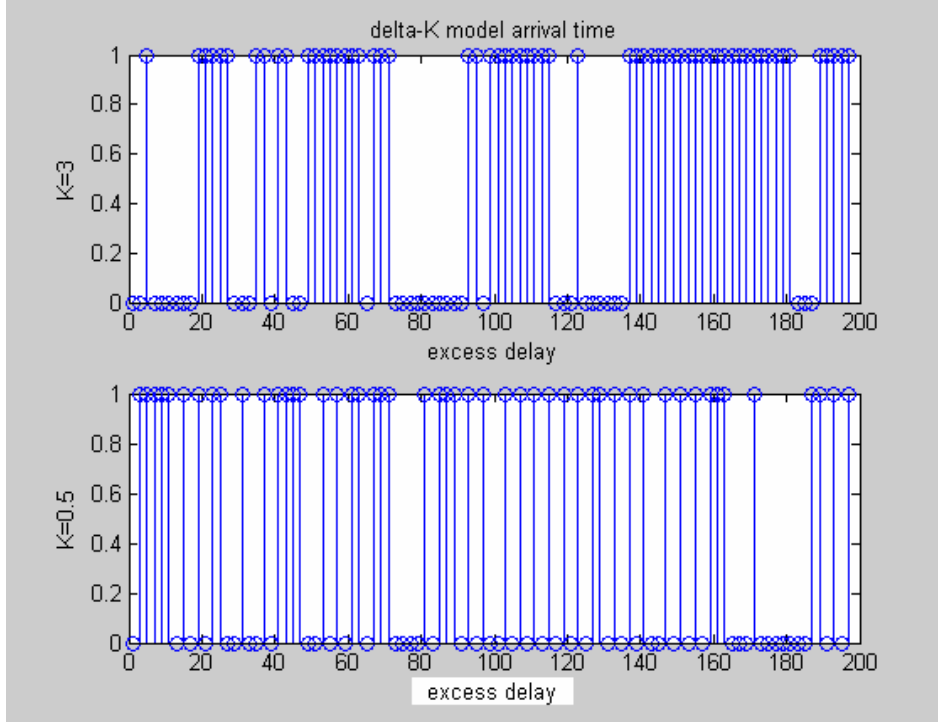


그림 1-7. K값에 따른 excess delay특성

3. Saleh and Valenzuela (S-V) based 모델.

다중경로의 클러스터링 효과를 나타내는 채널 모델로 앞 절에서 설명한 $\Delta-K$ 모델 외에 S-V모델이 있다. 본 절에서 제시한 UWB 채널모델은 채널측정결과와 S-V모델로부터 시뮬레이션 하여 얻어진 데이터를 비교해본 결과 다중경로성분의 진폭특성이 Rayleigh분포를 갖지 않고 lognormal 분포에 가깝다는 결과가 얻어졌으며 이를 제외하고는 1987년에 발표된 S-V모델결과와 유사하다. 다음 식은 S-V모델의 임펄스 응답 $h(t)$ 를 나타낸다.

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (1.6)$$

여기서 $\{\alpha_{k,l}^i\}$ 는 진폭, $\{T_l^i\}$ 는 l 번째 클러스터의 지연시간, $\{\tau_{k,l}^i\}$ 는 l 번째 클러스터의 도달시간에 T_l^i 대한 k 번째 다중경로성분의 지연시

간, $\{X_i\}$ 는 log-normal shadowing 계수를 나타낸다. 클러스터의 도달시간과 다중경로 성분의 도달시간의 분포는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p(T_l | T_{l-1}) &= \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \\ p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) &= \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0 \end{aligned} \quad (1.7)$$

여기서 Λ 는 클러스터 arrival rate이고, λ 는 ray의 arrival rate이다. 채널 계수는 다음과 같이 정의된다.

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} \quad (1.8)$$

$$20 \log_{10}(\xi_l \beta_{k,l}) \propto \text{Normal}(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (1.9)$$

$$|\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20}$$

이 때, $n_1 \propto \text{Normal}(0, \sigma_1^2)$, $n_2 \propto \text{Normal}(0, \sigma_2^2)$

$$E[|\xi_l \beta_{k,l}|^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (1.10)$$

여기에서, $p_{k,l}$ 는 반사에 의해서 신호반전은 동률분포로 ± 1 로 되고, Ω_0 는 첫 번째 클러스터의 첫 번째 경로의 평균 에너지이다.

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_l / \Gamma - 10 \tau_{k,l} / \gamma - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20} \quad (1.11)$$

총 다중경로 에너지의 log-normal shadowing X_i 는 다음과 같다.

$$20 \log_{10}(X_i) \propto \text{Normal}(0, \sigma_x^2)$$

클러스터 lognormal 페이딩 표준편차 (dB) σ_1

레이 lognormal 페이딩 표준편차 (dB) σ_2

총 다중경로의 lognormal shadowing 페이딩 표준편차 (dB)

σ_x

본장 1절의 [2], [3]에서는 UWB 채널 임펄스 응답이 적용되는 다중경로 채널환경을 다음과 같이 4경우로 분류하였다.

CM 1 : 0 to 4 meters, LOS (120 channels)

CM 2 : 0 to 4 meters, NLOS (79 channels)

CM 3 : 4 to 10 meters (119 channels) and Intel
measurements report

CM 4 : 25nsec RMS delay spread ,extreme NLOS
multipath

4가지 채널환경에 대해서 측정결과 및 시뮬레이션 결과의 유사도 정도를 판정하는 기준으로 다음과 같은 5가지 파라메타를 이용하였다. 표 1-2는 측정결과(Target channel characteristics)와 시뮬레이션 결과(Model characteristics)를 5가지 파라메타에 대해서 비교한 결과이다. 각각의 값들이 거의 유사한 것으로 보아 S-V 모델이 실제 UWB 환경에 잘 적용될 수 있음을 알 수 있다.

- Number of paths required to meet the 85% energy capture threshold NP (85%)
- Mean excess delay
- RMS delay spread
- Probability of occupancy vs. excess delay
- Average power decay profile

표 1-2. 측정결과 및 시뮬레이션 결과비교

Target Channel Characteristics	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
Mean excess delay (nsec) (τ_m)	5.05	10.38	14.18	
RMS delay (nsec) (τ_{rms})	5.28	8.03	14.28	25
NP10dB			35	
NP (85%)	24	36.1	61.54	
Model Parameters				
(1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
(1/nsec)	2.5	0.5	2.1	2.1
	7.1	5.5	14.00	24.00
	4.3	6.7	7.9	12
σ_1 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_x (dB)	3	3	3	3
Model Characteristics				
Mean excess delay (nsec) (τ_m)	5.0	9.9	15.9	30.1
RMS delay (nsec) (τ_{rms})	5	8	15	25
NP10dB	12.5	15.3	24.9	41.2
NP (85%)	20.8	33.9	64.7	123.3
Channel energy mean (dB)	-0.4	-0.5	0.0	0.3
Channel energy std (dB)	2.9	3.1	3.1	2.7

다음 그림 1-8 (a),(b),(c),(d)는 CM1환경에서 S-V모델을 적용하여 얻어진 채널 임펄스 응답, Excess delay, RMS delay, 평균 power decay profile을 각각 나타내었다.

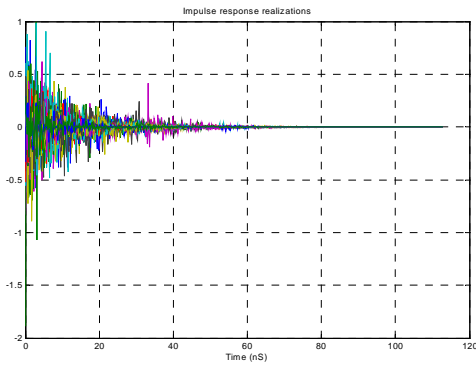


그림 1-8(a). CM1의
임펄스 응답

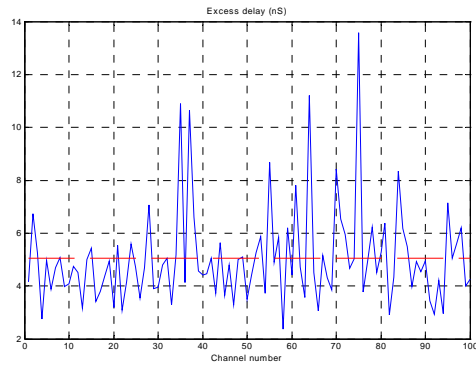


그림 1-8(b). CM1의 Excess
Delay Time

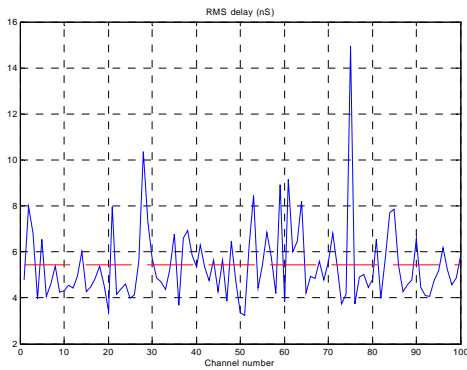


그림 1-8(c). CM1의 RMS
Delay Time

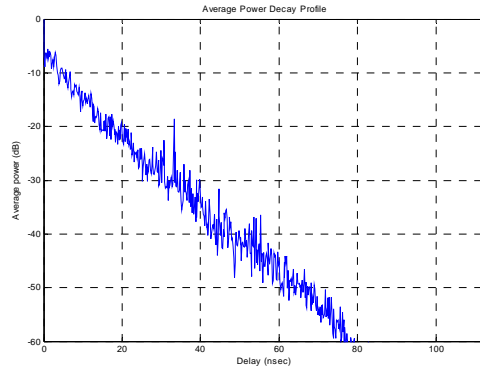


그림 1-8(d). CM1의 Average
Power Decay Profile

그림 1-9 (a),(b),(c),(d)는 CM2환경에서 S-V모델을 적용하여 얻어진 채널 임펄스 응답, Excess delay, RMS delay, 평균 power decay profile을 각각 나타내었다.

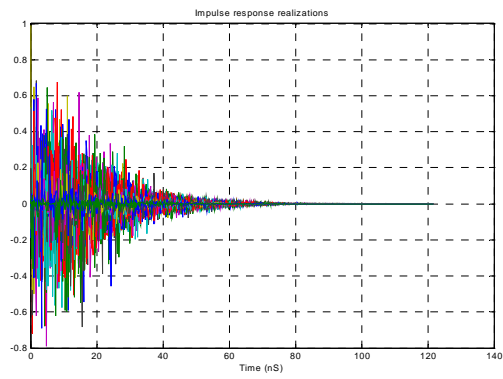


그림 1-9(a). CM2의
임펄스 응답

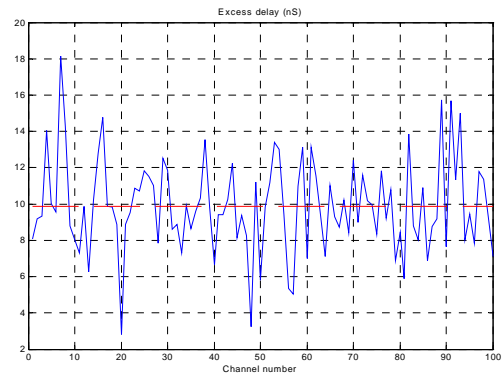


그림 1-9(b). CM2의 Excess
Delay Time

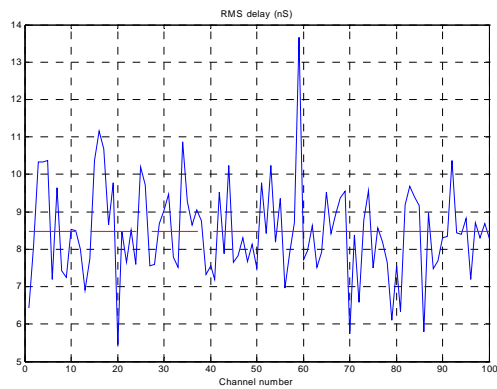


그림 1-9(c). CM2의 RMS
Delay Time

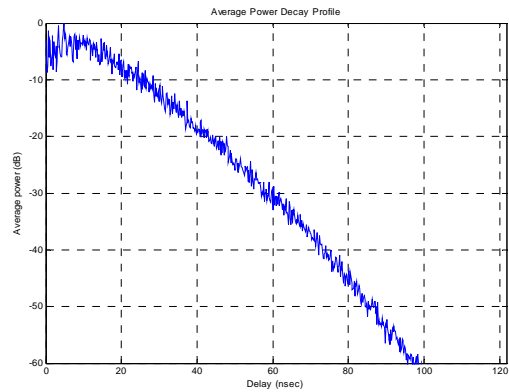


그림 1-9(d). CM2의 Average
Power Decay Profile

제 4절 UWB 채널모델 제안 및 소프트웨어 시뮬레이터

1. UWB 채널 모델링

기존에 발표된 대부분의 논문들은 UWB 채널 모델링을 위한 임펄스 응답 $h(t)$ 로 아래와 같은 형태를 사용한다.

$$h(t) = \sum_{k=0} \alpha_k \delta(t - \tau_k) \exp[j\theta_k] \quad (1.12)$$

여기서 τ_k 는 k 번째 경로의 지연 시간이고 $\alpha_k e^{j\theta_k}$ 는 거리에 따른 경로 손실을 포함하는 복소 반사 계수이다. 기존 논문에서는 위상성분 θ_k 를 $[-\pi, \pi]$ 까지 uniform 분포를 갖는 랜덤 변수로 가정을 하고 α_k 와 τ_k 의 통계적 특성을 주로 조사했다. 송신 펄스 파형이 $s(t)$ 일 때 수신 단에서의 UWB 신호 파형을 조사하자. 이 경우 수신 단에 도달한 신호의 형태는 단순히 송신 신호와 채널 임펄스 응답 $h(t)$ 의 컨볼루션(convolution)인 $h(t)*s(t)$ 라 할 수 없다. 그 이유는 채널 임펄스 응답 $h(t)$ 는 기저대역 등가 모델(baseband equivalent model)이고 $s(t)$ 는 대역통과 신호이기 때문이다. 그러므로 $s(t)$ 를 기저대역 등가 형태로 바꾸어야 하지만 UWB 신호 $s(t)$ 는 캐리어(carrier)가 없으므로 대역통과 신호의 경우처럼 간단히 바꿀 수는 없다. 이를 위해 다음과 같이 $s(t)$ 가 반복되는 주기신호 $s_p(t)$ 를 정의하자.

$$s_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(t - kT) \quad (1.13)$$

여기서 T 는 UWB 신호 $s(t)$ 의 펄스 반복주기로 펄스폭보다는 훨씬 큰 값이다. $s_p(t)$ 는 주기 신호이므로 Fourier 급수로 전개할 수 있고 $s(t)$ 는 다음과 같다.

$$s(t) = s_p(t) \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (1.14)$$

$s(t)$ 를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi n f_0 t) \quad (1.15)$$

여기에서 $f_0 = \frac{1}{T}$ 이다. 또한 일반적으로 적분 값은 0 이므로 DC 성분에 해당하는 $A_0 = 0$ 가 되어 급수 전개는 $n = 1$ 에서부터 시작하였다. $s(t)$ 를 주기함수로 표현할 수 있으며 여기서 주기함수 $s_n(t)$ 는 다음과 같다.

$$s_n(t) = A_n \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cos(2\pi f_0 n t) \quad (1.16)$$

A_n 값은 $s(t)$ 의 파형에 의해 정해지는 값으로 Fourier 변환 및 Fourier 급수 계수사이의 관계에 의해서 다음 식으로 구할 수 있다.

$$A_n = \frac{S(f)}{T} \Big|_{f=nf_0} \quad (1.17)$$

여기서 $S(f)$ 는 $s(t)$ 의 Fourier 변환이다. 각각의 $s_n(t)$ 는 반송과 주파수가 nf_0 의 대역통과 신호가 되고 $s_n(t)$ 의 기저대역 등가모델을 $\tilde{s}_n(t)$ 라 정의하면 다음과 같다.

$$\tilde{s}_n(t) = A_n \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (1.18)$$

기저대역 등가 모델로 변환 된 UWB 신호 $\tilde{s}(t)$ 가 $h(t)$ 로 정의된 채널을 통과하여 수신된 기저 대역 등가 수신 신호를 표현하면 다음과 같다.

$$\tilde{r}_n(t) = A_n \sum_k a_k \text{rect}\left(\frac{t-t_k}{T}\right) \exp[j(\theta_k + 2\pi f_0 t)] \quad (1.19)$$

$\tilde{r}_n(t)$ 을 다시 대역통과신호로 변환하면 다음과 같다.

$$r_n(t) = A_n \sum_k a_k \text{rect}\left(\frac{t-\tau_k}{T}\right) \cos(2\pi n f_0 (t-\tau_k) + \theta_k) \quad (1.20)$$

여기서 a_k 와 θ_k 는 $f = nf_0$ 주파수 성분에 대한 채널 응답을 나타내

므로 다른 주파수 성분에 대해서는 다른 특성을 나타낼 것이다. 왜냐하면 a_k 와 θ_k 는 k 번째 경로가 주변물체에 의해 여러 번 반사과정을 거쳐서 최종적으로 얻어지는 진폭, 위상 특성이며 주변 물체의 반사계수가 일반적으로 주파수의 함수이므로 주파수 성분이 달라지면 다른 값을 갖는다고 가정해야 한다. 그러므로 a_k, θ_k 는 $a_{n,k}$ 와 $\theta_{n,k}$ 로 나타내어 식을 정리하면 다음과 같다.

$$r_n(t) = A_n \sum_k a_{n,k} \text{rect}\left(\frac{t - \tau_k}{T}\right) \cos(2\pi f_0 n t + \theta_{n,k}) \quad (1.21)$$

요약해 보면 반송파를 가지지 않는 UWB 송신 신호 $s(t)$ 는 캐리어 주파수가 nf_0 인 대역 통과 신호 $s_n(t)$ 들의 합으로 나타낼 수 있고 각 $s_n(t)$ 은 채널 임펄스 응답은 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$h_n(t) = \sum a_{n,k} \delta(t - \tau_k) \exp(j\theta_{n,k} - 2\pi n f_0 \tau_k) \quad (1.22)$$

위의 식의 의미를 보면 서로 다른 특성을 가지는 채널을 통과하게 된다. 이를 블록도로 나타내면 아래 그림 1-10과 같다.

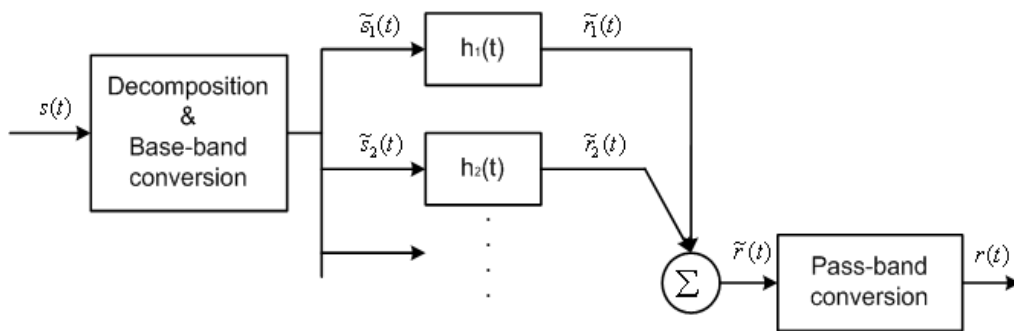


그림 1-10. 수신 신호 모델링 블록도

따라서 최종적으로 수신된 신호는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
r(t) &= \sum_n r_n(t) \\
&= \text{rect}\left(\frac{t - \tau_1}{T}\right) \cdot \{A_1 a_{1,1} \cos(2\pi f_0(t - \tau_1) + \theta_{1,1}) \\
&\quad + A_2 a_{2,1} \cos(4\pi f_0 t(t - \tau_1) + \theta_{2,1}) \\
&\quad + A_3 a_{3,1} \cos(6\pi f_0 t(t - \tau_1) + \theta_{3,1}) + \dots\} \\
&\quad + \text{rect}\left(\frac{t - \tau_2}{T}\right) \cdot \{A_1 a_{1,2} \cos(2\pi f_0(t - \tau_2)t + \theta_{1,2}) \\
&\quad + A_2 a_{2,2} \cos(4\pi f_0(t - \tau_2) + \theta_{2,2}) \\
&\quad + A_3 a_{3,2} \cos(6\pi f_0(t - \tau_2) + \theta_{3,2}) + \dots\} \\
&\quad + \dots
\end{aligned} \tag{1.23}$$

여기서 $a_{i,j}$ 와 $\theta_{i,j}$ 는 j 번째 경로의 수신신호 중 $f = if_0$ 주파수 성분에 따른 물체의 반사계수의 진폭 및 위상을 나타낸다.

2. UWB 펄스 모델

그림 1-11(a)은 중심주파수가 $4.2GHz$ 이고, 펄스폭이 $1nsec$ 인 UWB 펄스신호 $s(t)$ 를 보여준다. UWB 펄스신호 $s(t)$ 를 $10nsec$ 주기로 반복하여 $s_p(t)$ 를 생성한다. 결과적으로 $f_0 = 100MHz$ 이다. UWB 펄스신호 $s(t)$ 는 그림 1-11(c)에서 보듯이 낮은 주파수대역에서는 무시해도 될만한 전력을 갖는다. $3.2GHz$ 에서 $5.2GHz$ 대역의 주파수 성분을 이용하여 UWB 펄스신호 $s(t)$ 를 합성하면 그림 1-11(b)와 같은 결과를 얻을 수 있다. 합성된 UWB 펄스신호를 본래 UWB 펄스신호와 비교해보면 거의 같은 형태임을 볼 수 있다. 다음 장에서부터는 해당되는 주파수 성분을 이용하여 수신된 UWB신호를 시뮬레이션 할 것이다.

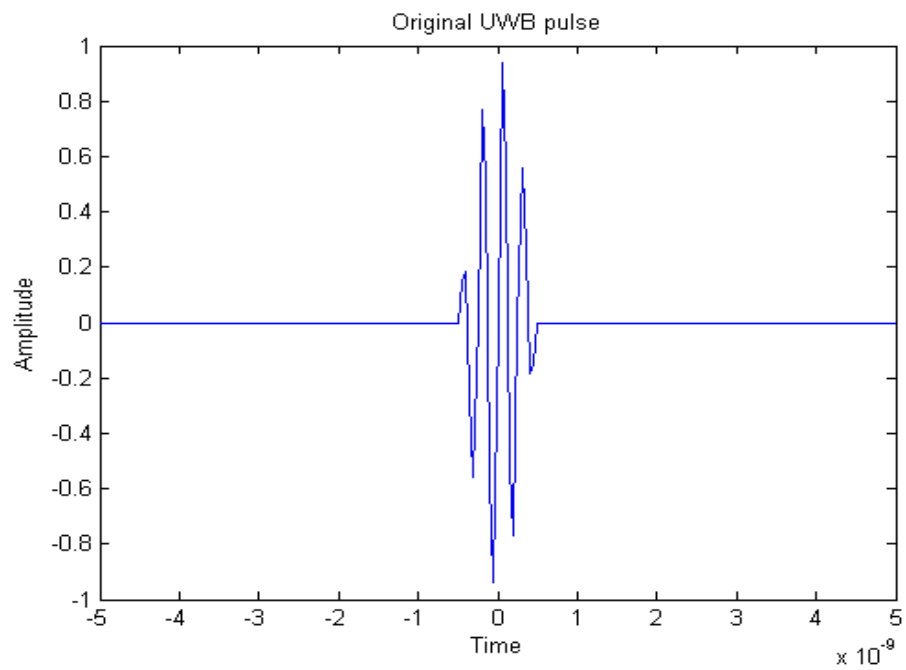


그림 1-11(a). UWB 펄스

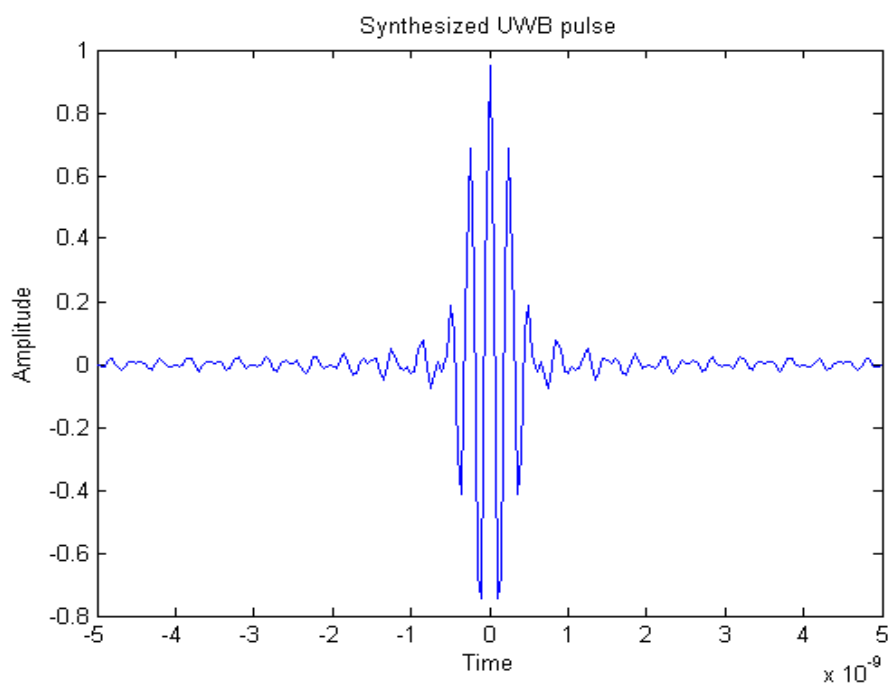


그림 1-11(b). 합성된 UWB 펄스

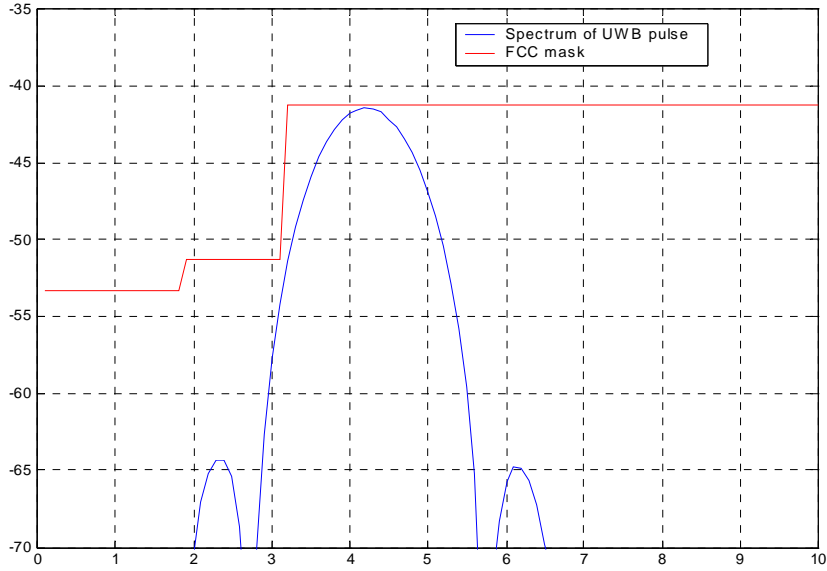


그림 1-11(c). UWB 펄스 스펙트럼

3. 반사계수를 고려한 결과

$a_{n,k}$ 와 $\theta_{n,k}$ 는 k 번째 경로의 수신 신호 중 $f = nf_0$ 주파수 성분에 따른 물체의 반사 계수의 진폭 및 위상을 나타낸다. 관련 파라미터로는 $a_{n,k}$, $\theta_{n,k}$, τ_k 와 A_n 이 있다. A_n 은 송신신호 파형이 정해지며 Fourier 급수 계수와 한 주기의 Fourier 변환 사이의 관계에 의해 구할 수 있다. A_n 의 $a_{n,k}$ 와 $\theta_{n,k}$ 값은 반송파 신호 $\cos(2\pi nf_0 t)$ 가 k 번째 경로를 거쳐 수신될 때의 반사계수의 진폭과 위상에 해당한다. 그림 1-12는 반사계수의 진폭 및 위상의 개념을 설명하기 위해서 설정한 간단한 실내 환경으로 벽은 두께가 충분히 두껍고 콘크리트로 가정하였다. UWB 펄스는 주파수가 nf_0 인 sinusoidal 신호의 합에 펄스폭에 해당하는 rectangular 함수를 곱한 것으로 모델링 할 수 있으므로 우선 $\cos(2\pi nf_0 t)$ 의 CW신호가 송신되었을 때 수신신호의 진폭과 위상을 조사하였다. 그림 1-12의 예에

서 보여준 ray의 경우처럼 3번 벽에 반사된 후 수신 단에 도달하였고, 각각의 반사계수가 $\alpha_1 e^{j\beta_1}$, $\alpha_2 e^{j\beta_2}$, $\alpha_3 e^{j\beta_3}$ 일 때 이 경로에서의 전체 반사계수는 $\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 e^{j(\beta_1 + \beta_2 + \beta_3)}$ 가 된다.

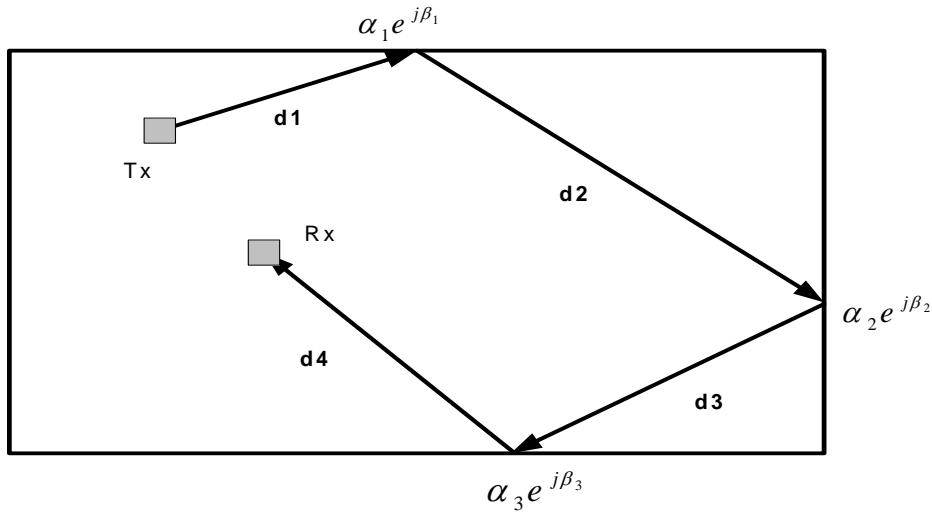


그림 1-12. 실내 환경 및 반사계수

이 경로가 k 번째 경로인 경우 $a_{n,k} = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 / d^k$ 가 되고 $\theta_{n,k} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_3$ 가 되며, 여기서 $d = d_1 + d_2 + d_3 + d_4$ 이다. 반사계수는 수직편파와 수평편파를 송수신하는 경우에 따라 달라지며 전자의 경우 반사계수는 다음과 같다.

$$\Gamma = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (1.24)$$

여기서 θ_i 와 θ_t 는 입사각과 굴절각을 나타내며 η_1 , η_2 는 각각 자유공간과 콘크리트 벽에 대한 intrinsic impedance로서 다음과 같다.

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon - j \frac{\sigma}{2\pi f}}} \quad (1.25)$$

여기서 ϵ, μ, σ 는 각각 유전율(permittivity), 투자율(permeability), 전도율(conductivity)을 나타낸다. $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_o$ 를 구하기 위해서 공기는 $\epsilon_r = 1$, 콘크리트는 $\epsilon_r = 5.5$ 그리고, $\epsilon_o = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ 를 사용하였다. μ 는 $\mu = \mu_r \mu_o$ 일때 공기와 콘크리트 모두 $\mu_r = 1$, $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$ 를 공통으로 사용한다. σ 의 경우 공기는 10^{-17} 을 콘크리트는 10^{-5} 을 사용한다. $\eta_1, \eta_2, \cos \theta_i$ 의 값이 정해지면 $\cos \theta_t$ 는 snell's law에 의해 구할 수 있다. 공기의 η_1 은 복소수 값을 가지며, 콘크리트의 η_2 은 f 값이 클 경우 거의 lossy성분이 없는 실수 값에 가까운 복소수 값을 갖는다. 이 경우 반사계수 Γ 값은 입사각에 거의 무관하게 $\Gamma = -1$ 즉, 크기가 1이고 위상이 180° 에 가깝지만 정확하게 전반사가 이루어지지 않는다는 것이다.

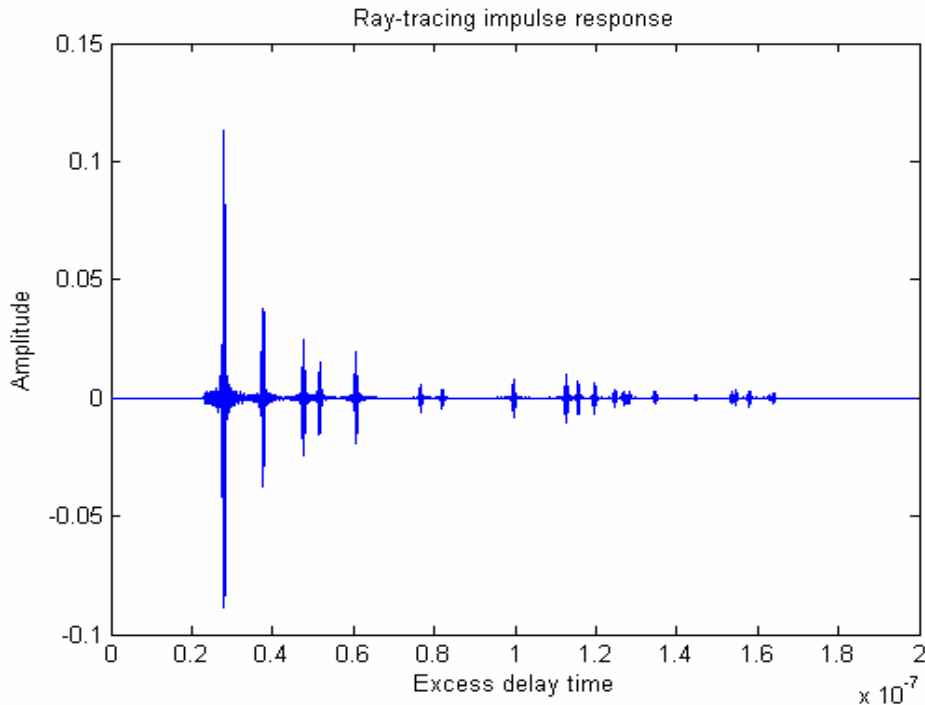


그림 1-13. Ray-tracing을 이용한 채널응답 결과

반사 횟수가 4번이상인 경로는 수신 전력이 미약하므로 무시하였고 이렇게 해서 얻어진 $a_{n,k}$, $\theta_{n,k}$ 의 일부 값을 표 1-3, 표 1-4에 나타내었다. 또한 위의 두 파라미터를 토대로 그림 1-12의 경우를 시뮬레이션 하면 그림 1-13와 같은 결과를 얻을 수 있다

표 1-3. 주파수가 3.2GHz 와 4.2GHz일 때
진폭($a_{n,k}$)의 결과

$a_{32,2}$	0.02226095206557		$a_{42,2}$	0.02216375834797
$a_{32,5}$	0.04339639681459		$a_{42,5}$	0.04325450142463
$a_{32,6}$	0.00345391799514		$a_{42,6}$	0.00342331500444
$a_{32,10}$	0.00425891732060		$a_{42,10}$	0.00422143880479
$a_{32,16}$	0.00089241571623		$a_{42,16}$	0.00088048164044
$a_{32,25}$	0.00306827803292		$a_{42,25}$	0.00303853130381

표 1-4. 주파수가 4.1GHz일 때
위상($\theta_{n,k}$)의 결과

Vertical polarization		Horizontal polarization	
$\theta_{41,1}$	0	$\theta_{41,1}$	0
$\theta_{41,2}$	179.15	$\theta_{41,2}$	178.95
$\theta_{41,3}$	179.15	$\theta_{41,3}$	179.08
$\theta_{41,6}$	358.28	$\theta_{41,6}$	358.85
$\theta_{41,7}$	358.85	$\theta_{41,7}$	180.23
$\theta_{41,14}$	537.4	$\theta_{41,14}$	538.97
$\theta_{41,18}$	538.08	$\theta_{41,18}$	354.98
$\theta_{41,22}$	537.39	$\theta_{41,22}$	539.18

4. 투과계수를 고려한 모델 및 결과

유전체내에서는 그림 1-14와 같은 형태로 전파가 진행하게 되는데, θ_t 는 snell's law에 의해 구해지며, d 를 정의하면, l 의 길이는 d 와 θ_t 에 의해 구해진다. Slab model의 반사 계수와 투과 계수는 다음과 같다.

$$\Gamma_{Slab} = \frac{\Gamma(1 - P_d^2 P_a)}{1 - \Gamma^2 P_d P_a}$$

$$T_{Slab} = \frac{(1 - \Gamma)P_d P_t}{1 - \Gamma^2 P_d P_a} \quad (1.26)$$

여기에서 Γ 는 반사 계수이다. 유전체내에서 반사 계수의 값은 워낙 작고 벽면을 투과한 전파가 더 중요하므로 이후부터는 고려하지 않도록 한다. 유전체 내에서의 전파감쇠와 전파진행 속도를 알기 위해서 전파상수를 이용한다.

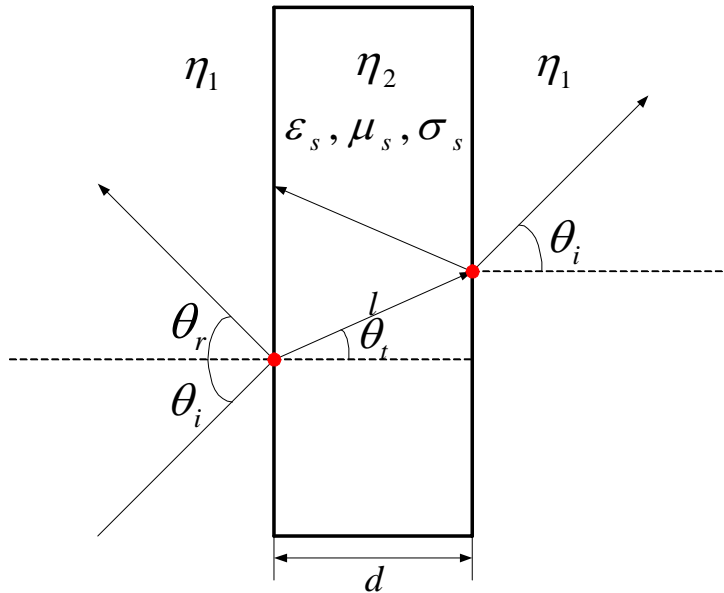


그림 1-14. Slab model에서의 반사 및 투과

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (1.27)$$

전파감쇠는 α 값에 영향을 받고, 전파의 속도는 β 에 영향을 받는다. 송수신단 사이에 벽면이 존재하는 경우 수신신호 파형을 시뮬레이션하기 위해서 그림 1-15에서처럼 환경을 설정하고 수신 신호를 시뮬레이션 하였다. 벽면이 있는 경우(10Cm, 22Cm)와 없는 경우에 대해서 수신 신호 파형을 비교 하였으며, 다중경로 성분은 없는 것으로 가정 하였다. 그림 1-16은 시뮬레이션 결과다. 벽면을 투과한 경우 진폭의 감쇄 및 지연 시간이 발생하며 그 정도는 벽면의 두께에 좌우됨을 알 수 있었으며, 파형의 왜곡은 거의 없었다.

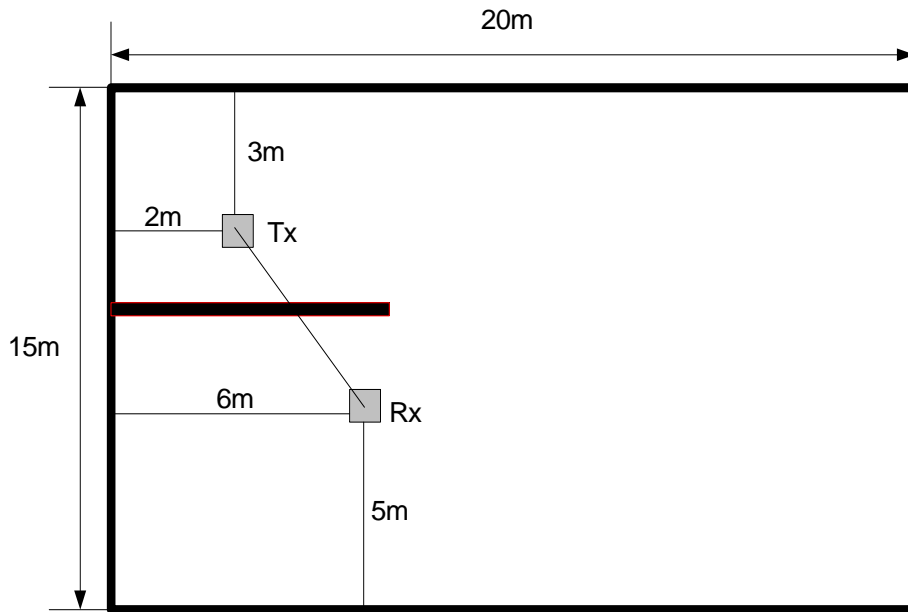


그림 1-15. 시뮬레이션 가상공간

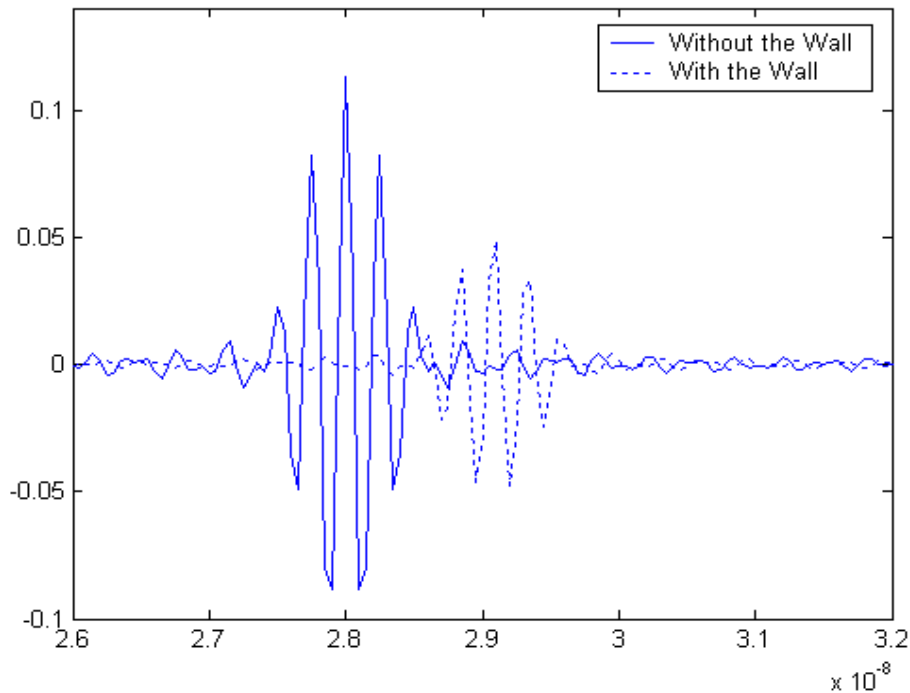


그림 1-16. Los 신호와 벽을 투과한 신호의 시뮬레이션 결과

5. Software UWB Simulator

개발한 시뮬레이터 프로그램은 앞에서 설명한 반사계수, 투과계수를 이용하여 Ray-tracing 알고리즘을 Visual C++로 구현한 것이다. 그림 1-17은 본 프로그램을 실행시켰을 때 디스플레이 되는 창을 나타내고 있다. ray를 찾기 위해서 2차원 창은 가로세로 각각 100개씩 10000개의 블록으로 구성했다. 송수신단의 위치가 지정되면 송신 단에서 수신 단까지 블록을 계산하면서 찾아가는 원리를 이용했다.

마우스를 움직여서 송신부와 수신부의 위치를 임의로 정할 수 있으며 메뉴판에서 Draw를 누르면 그림 1-18과 같이 다음과 같이 ray가 형성되는 것을 볼 수 있다.

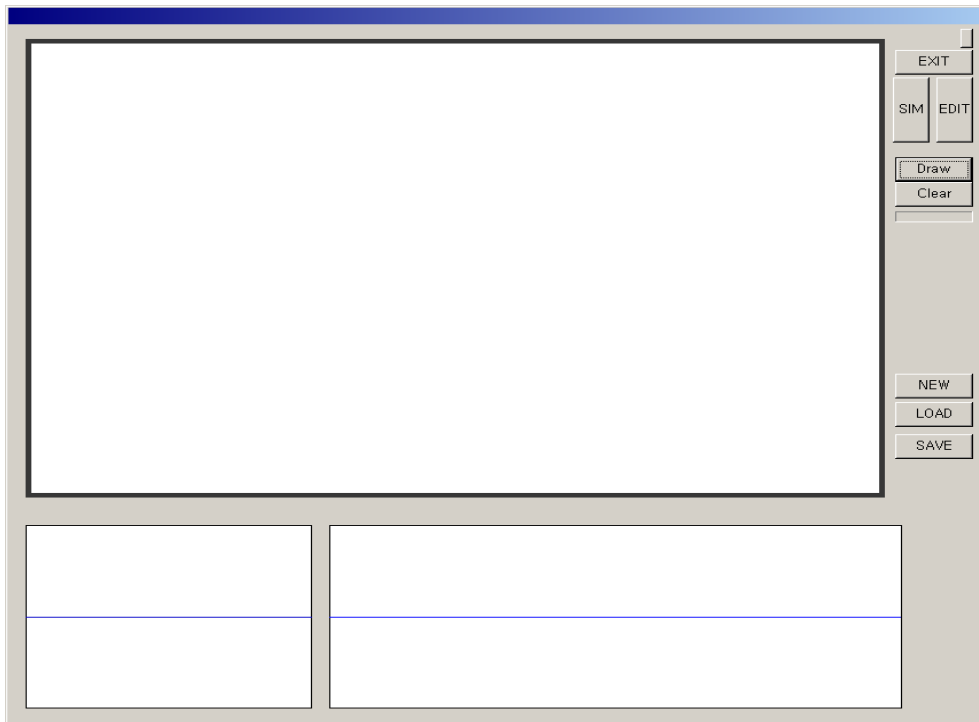


그림 1-17. 채널 시뮬레이터 실행창

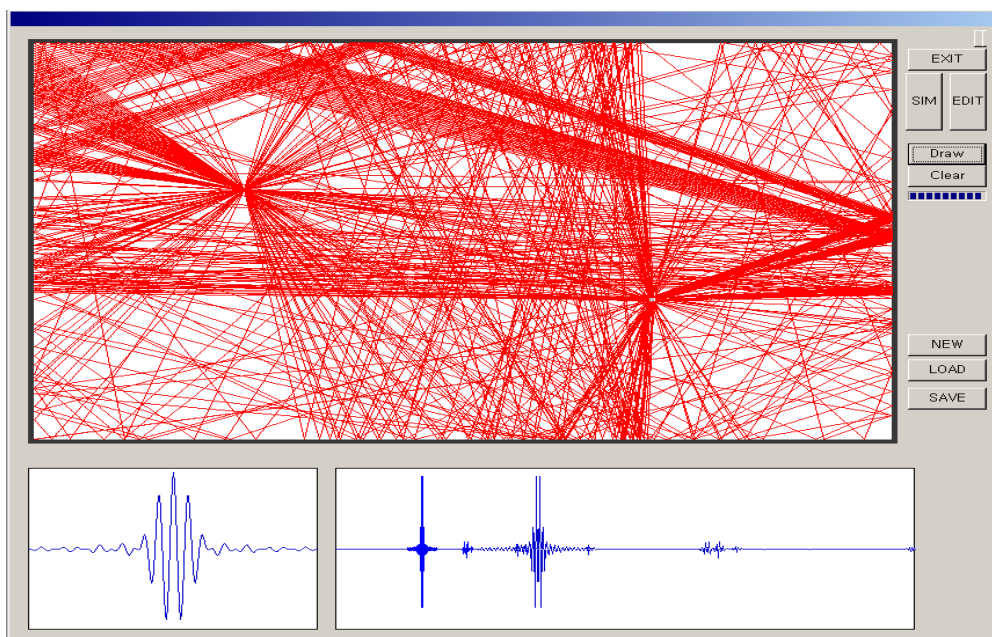


그림 1-18. 벽면이 없는 경우 형성된 ray

반사는 4번 까지 고려하였고, 0.5도씩 각도를 변화시키면서 공간을 scan하였다. 창에 벽면을 생성하려면 우측상단에 있는 EDIT를 클릭하면 원하는 위치에 벽을 그릴 수 있다. 하단에 생성된 두개의 창은 각각 송신신호와 수신신호를 나타내며, 두 번째 생성된 신호가 채널 임펄스 응답을 나타낸다. 그림 1-19은 벽면이 있는 경우에 프로그램을 실행해서 얻어진 ray를 나타내고 있다.

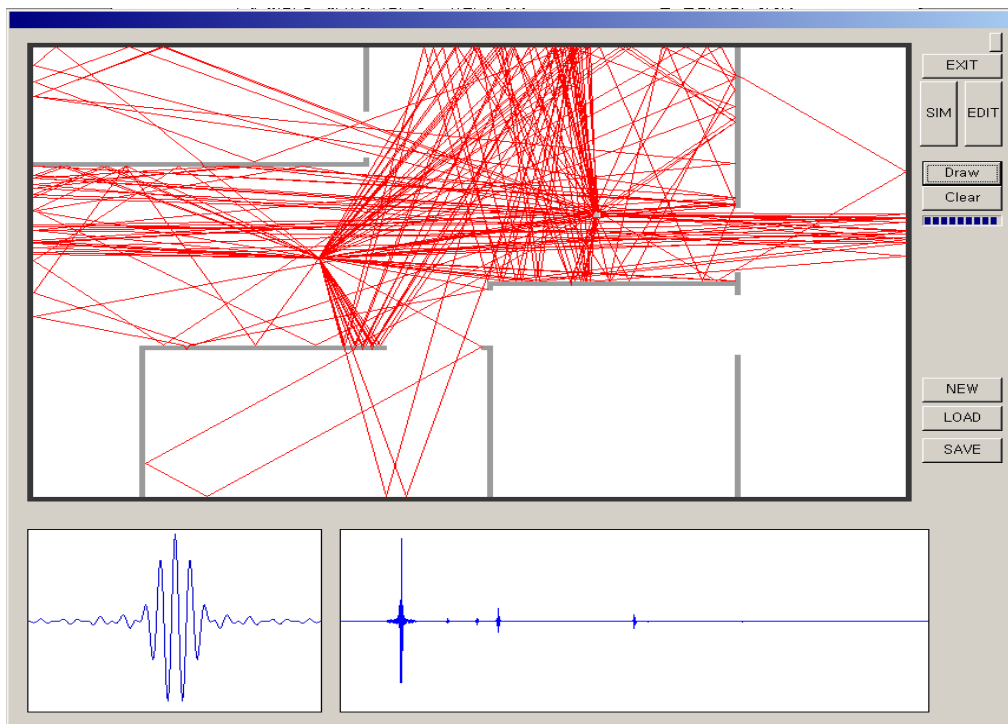


그림 1-19. 벽면이 있는 경우 형성된 ray

본 절에서 제시한 UWB 채널시뮬레이터는 기존의 통계적 처리에 의해 채널임펄스 응답을 구하는 것이 아니라 성능이 검증된 Ray-tracing을 이용해서 채널임펄스 응답을 구하는 것으로써, 내부구조가 정의된 경우 복잡도에 관계없이 UWB 채널임펄스 응답을 발생시킬 수 있는 장점이 있다.

제 2 장 UWB 시스템의 양립성

UWB 시스템의 도입을 위해서는 기존 시스템과의 양립성에 대한 연구가 필요하다. 기존 시스템으로는 UWB와 주파수 대역을 공유하는 in-band 시스템 및 다른 대역을 차지하나 영향을 받는 out-of-band 시스템 그리고 다수의 UWB 기기들이 모여 있음으로써 발생하는 양립성 문제를 다루어야 한다. 기존의 WPAN 계열의 시스템들은 특별한 규제 없이 폭넓게 사용이 되므로 UWB와의 간섭문제에서 가장 민감한 시스템들이다. 특히 5GHz 대역을 사용하는 802.11a(W-LAN) 시스템은 통신용 UWB 기기의 대역을 공유하므로 두 시스템간의 양립성을 보장하는 장치가 필요하다. 기존의 PCS, WCDMA 및 GPS 시스템들은 주파수를 공유하지는 않으나 UWB 시스템에 의한 out-of-band 간섭 영향이 무시할 정도가 아닌 것으로 발표되고 있어서 보다 정확한 분석이 요망된다. 1절에서는 우선 FCC에서 제시한 '03년도 보고서 및 여기에 제시된 UWB 기기의 EIRP 값들을 검토한다. 이를 바탕으로 2절에서는 in-band에 속한 WPAN 계열의 시스템과의 양립성 문제를 다루고 3절에서는 out-of-band에서 동작하는 PCS, WCDMA, GPS 등 무선 통신 서비스 시스템과의 UWB 기기의 양립성에 대해 다루고 최종적으로 4절에서 RF 시스템과의 양립성을 분석할 수 있는 framework 모델을 제시한다.

제 1 절 FCC 규정

1. 소개

2002년 2월 14일 FCC(Federal Communications Commission)에서는 UWB Transmission system에 대한 *First Report and Order*("R&O")를 발표하였다. 이 문서에서는 UWB시스템과 기존시스템과의 간섭에 대한 내용과 이러한 간섭의 효과를 최소화하기 위한 UWB Emission Limit을 제시해놓고 있다.

2003년 2월 13일 FCC에서는 2002년에 발표한 "R&O"를 바탕으로 각 UWB 응용시스템을 개발하는 회사들이 제품을 개발한 후 테스트 결과를 바탕으로 "R&O"의 규제에 대한 수정 요구의 내용과 기존의 통신시스템 회사들의 UWB시스템과의 간섭에 대한 내용 및 요구를 포함하고 있으며, 이러한 요구사항에 대해 FCC에서의 입장들을 나타내었다.

2. First Report and Order

2002년 2월에 발표한 이 문서에는 각 UWB 응용시스템이 각기 다른 주파수 대역에서 사용되어질 때의 방사출력 기준에 대한 내용을 포함하고 있다. 이 내용들을 요약하면 다음과 같다.

가. 저주파 Imaging Systems.

저주파 이미지 시스템의 주파수 범위는 960 MHz이하 이며, 이 주파수 범위에서의 UWB 응용시스템으로는 Ground Penetrating Radar(GPR) System, Wall Imaging System, Through-Wall Imaging Systems등이 있다. 아래의 표 2-1은 960MHz대역을 사용하는 Imaging Systems의 방사출력기준을 나타낸 표이다.

표 2-1. 960MHz 이하의 대역폭을 가진 Imaging Systems의
방사기준

주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1MHz)
960 이하	§15.209 방사기준 적용
960 ~ 1610	-63.3
1610 ~ 1990	-53.3
1990 이상	-51.3
주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1kHz)
1164 ~ 1240	-75.3
1559 ~ 1610	-75.3

위의 표 2-1에서 960MHz이하에서의 방사기준으로 ‘§15.209’에 대한 방사기준을 근거로 하며, 그 내용은 아래의 표 2-2에서 나타내었다.

아래의 표 2-2에서 1000MHz 미만과 9~90kHz, 110~490kHz 대역에서는 quasi-peak detector를 적용하여 측정하며, 위의 대역폭 이외에서는 average logarithmic detector를 적용하여 측정된 것이다.

Field Strength emission limits는 아래의 식을 적용하여 EIRP로 변환한다.

표 2-2. 960MHz 이하의 대역폭을 가진 방사기준

주파수	전파세기 ($\mu V/m$)	측정거리 (m)	Reference Measurement Bandwidth (kHz)	EIRP(dBm)
0.009~0.015	2400/F(kHz)	300	0.3	11.8 - $20 \log_{10} F(kHz)$
0.015~0.49	2400/F(kHz)	300	10	11.8 - $20 \log_{10} F(kHz)$
0.49~1.705	2400/F(kHz)	30	10	12.3 - $20 \log_{10} F(kHz)$
1.705~30.0	30	30	10	-45.7
30~88	100	3	100	-55.3
88~216	150	3	100	-51.7
216~960	200	3	100	-49.2
960~1000	500	3	100	-41.3
Above 1000	500	3	1000	-41.3

$$EIRP(dBm) = E_0(dBuV/m) + 20 \log_{10} D(m) - 104.8$$

나. 중간 주파수 Imaging Systems.

중간주파수 이미지 시스템의 주파수 범위는 1990~10600MHz이며, 이 주파수 범위에서의 UWB 응용시스템으로는 Through-Wall Imaging Systems, Surveillance Systems이 있다. 아래의 표 2-3은 1990~10600MHz대역에서의 Imaging

Systems의 방사출력기준을 나타낸 표이다.

표 2-3. 1990~10600MHz 대역폭을 가진 Imaging Systems의
방사기준

주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1MHz)
960 이하	§15.209 방사기준 적용
960 ~ 1610	-53.3
1610 ~ 1990	-53.3
1990 ~ 10600	-41.3
10600 이상	-51.3
주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1kHz)
1164 ~ 1240	-63.3
1559 ~ 1610	-63.3

다. 고주파 Imaging Systems.

고주파 이미지 시스템의 주파수 범위는 3.1~10.6GHz이며, 이 주파수 범위에서의 UWB 응용시스템으로는 GPR, Wall Imaging System, Medical System, Communications and Measurement Systems등이 있다. 아래의 표 2-4는 3.1~10.6GHz대역에서의 UWB 응용시스템 방사출력기준을 나타낸 표이다.

표 2-4. 3.1~10.6GHz 대역폭을 가진 UWB 응용시스템의
방사기준

주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1MHz)
960 이하	§15.209 방사기준 적용
960 ~ 1610	-63.3
1610 ~ 1990	-53.3
1990 ~ 3100	-51.3
3100 ~ 10600	-41.3
10600 이상	-51.3
주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1kHz)
1164 ~ 1240	-75.3
1559 ~ 1610	-75.3

라. Vehicle radar Systems.

차량 레이더 시스템은 사용하는 중심 주파수가 24.075GHz이상에서 사용하도록 규제하였으며, 최대 방사전력 주파수는 24.075GHz이상으로 규정하였다. 또한 주파수 대역은 22~29GHz 대역을 사용하도록 하였다.

아래의 표 2-5는 차량 레이더 시스템에 대한 방사출력기준을 나타낸 표이다.

마. 실내용 UWB 기기

실내용 UWB기기의 주파수 대역은 3.1~10.6GHz대역이며, 동작 조건으로 규정된 내용으로 첫 번째 AC 전력선을 이용하여 반드시 실내에서 운용해야 하며, 두 번째로 의도적으로 창 밖의 건물을 향하지 말 것, 마지막으로 옥외 설치용 안테나를 장착하지 말 것을 규정하고 있다. 아래의 표 2-6은 실내용 UWB기기의 방사 출력 기준을 나타낸 표이다.

표 2-5. 차량 radar Systems의 방사기준

주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1MHz)
960 이하	§15.209 방사기준 적용
960 ~ 1610	-75.3
1610 ~ 22,000	-61.3
22,000 ~ 29,000	-41.3
29,000 ~ 31,000	-51.3
31,000 이상	-61.3
주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1kHz)
1164 ~ 1240	-85.3
1559 ~ 1610	-85.3

표 2-6. 실내용 UWB기기의 방사 기준

주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1MHz)
960 이하	§15.209 방사기준 적용
960 ~ 1610	-75.3
1610 ~ 1990	-53.3
1990 ~ 3100	-51.3
3100 ~ 10600	-41.3
10600 이상	-51.3
주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1kHz)
1164 ~ 1240	-85.3
1559 ~ 1610	-85.3

바. 휴대용 UWB 기기

휴대용 UWB기기의 주파수 대역은 3.1~10.6GHz이며, 송신기는 수신기로부터 인식 신호를 받지 못하면 10초 이내에 송신

중단을 해야 하는 제한이 있다. 또한 이들 기기는 건전지로 동작하며, 통신 거리는 10~15m로 규정하고 있다. 또한 이들 기기는 건전지로 동작하며, 통신 거리는 10~15m로 규정하고 있다. 아래의 표 2-7은 휴대용 UWB 기기의 방사 출력을 나타낸 표이다.

표 2-7. 실내용 UWB기기의 방사 기준

주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1MHz)
960 이하	§15.209 방사기준 적용
960 ~ 1610	-75.3
1610 ~ 1990	-63.3
1990 ~ 3100	-61.3
3100 ~ 10600	-41.3
10600 이상	-61.3
주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1kHz)
1164 ~ 1240	-85.3
1559 ~ 1610	-85.3

3. Memorandum Opinion and Order and Further Notice of Proposed Rule Making

2003년 3월에 발표한 이 문서에는 2002년에 발표한 "R&O"를 기준으로 각 UWB 응용시스템을 개발하고 있는 회사나 연구소에서 각각의 응용시스템에 대한 테스트 결과를 바탕으로 "R&O"를 수정해줄 것을 요청하였으며, 기존의 통신서비스 회사나 연구소에서는 UWB 시스템으로 인한 간섭에 대한 내용을 바탕으로 요구사항을 제시하였으며, FCC는 이러한 요구사항에 대한 입장에 대하여 서술형식으로 나타내었으며, 일부 요구에 대한 내용을 수용하는 내용을 포함하고 있다.

아래의 내용은 2003년 "MO&O"에서 변경된 주요 내용을 서술 및 표시 하였다.

가. GPR and Wall Imaging Systems.

2002년의 GPR System과 Wall Imaging System은 주파수 대역이 각각 960MHz와 3.1~10.6GHz대역에서 사용하도록 되어 있으며, 각각에 대하여 방사출력을 규정하여 놓았다. 그러나 2003년 "MO&O"에서는 910~1610MHz대역에서의 방사출력을 좀더 완화 해주었다. 아래의 표 2-8에서는 GPR과 Wall Imaging System의 방사출력 기준을 나타내었으며, 음영 표시된 지역이 2003년에 변경된 부분이다.

표 2-8. 실내용 UWB기기의 방사 기준

주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1MHz)
960 이하	§15.209 방사기준 적용
960 ~ 1610	-65.3
1610 ~ 1990	-53.3
1990 ~ 3100	-51.3
3100 ~ 10600	-41.3
10600 이상	-51.3
주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1kHz)
1164 ~ 1240	-75.3
1559 ~ 1610	-75.3

나. Through-wall Imaging Systems

2002년 Through-wall Imaging System은 960이하의 주파수 대역과 1990~10600MHz에서 동작하도록 규정하였다. 2003년 "MO&O"에서는 960MHz대역에서의 방사출력기준과 1990~

10600MHz에서의 방사출력기준을 수정하였다. 수정된 내용을 아래의 표 2-9에서 나타내었으며, 음영부분이 2003년에 변경된 부분이다.

표 2-9. 960MHz 대역에서의 Through-wall Imaging systems의 방사기준

주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1MHz)
960 이하	§15.209 방사기준 적용
960 ~ 1610	-65.3
1610 ~ 1990	-53.3
1990 이상	-51.3
주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1kHz)
1164 ~ 1240	-75.3
1559 ~ 1610	-75.3

표 2-10. 1990~10600MHz 대역에서의 Through-wall Imaging systems의 방사기준

주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1MHz)
960 이하	§15.209 방사기준 적용
960 ~ 1610	-46.3
1610 ~ 1990	-41.3
1990 이상	-51.3
주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1kHz)
1164 ~ 1240	-56.3
1559 ~ 1610	-56.3

다. Surveillance Systems.

2002년 "R&O"에서는 1990~10600MHz의 대역폭에서 동작하도록 규정하였다. 그러나 2003년의 "MO&O"에서는 아래와 같이 방사출력 기준이 수정되었다. 음영으로 표시된 부분은 수정된 부분이다.

표 2-11. 1990~10600MHz 대역에서의 Surveillance systems의 방사기준

주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1MHz)
960 이하	§15.209 방사기준 적용
960 ~ 1610	-65.3
1610 ~ 1990	-56.3
1990 ~ 3100	-51.3
3100 ~ 10600	-41.3
Above 10600	-51.3
주파수 대역 (MHz)	EIRP (dBm/1kHz)
1164 ~ 1240	-75.3
1559 ~ 1610	-75.3

4. 국내 주파수별 전계강도 및 EIRP

아래의 표 2-12에서는 국내 전계 강도를 나타낸 표를 나타내고 있다.

표 2-12. 국내 전계 강도

주파수대	전계강도 [uV/m]	전계강도 [dBuV/m]	RBW	EIRP [dBm]
322MHz 미만	500	53.98	1kHz (9kHz~150kHz) 10kHz (150kHz~30MHz) 100kHz (30MHz~322MHz)	-43.48
322MHz 이상 10GHz 미만	35	30.88	100kHz (322MHz~1GHz) 1MHz (1GHz 이상)	-66.58
10GHz 이상 150GHz 미만	$3.5 \times f$ (f는 GHz 단위) (단 500이하)	$10.88 + 20\log(f)$	1MHz	$-86.58 + 20\log(f)$
150GHz 이상	500	53.98	1MHz	-43.48

제 2 절 In-band 시스템과의 양립성

1. IEEE에 제안된 WPAN과의 양립성 모델

UWB 기기와의 양립성 평가를 위해 일반적으로 그림에 제시된 환경 모델을 사용한다.

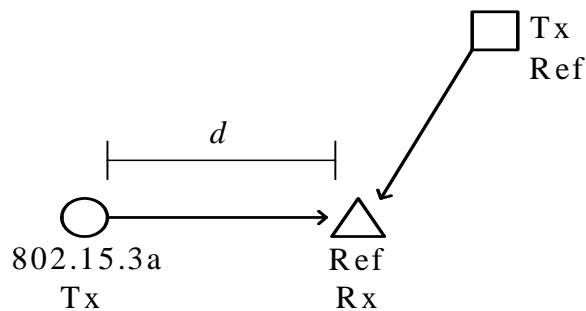


그림 2-1. 양립성 평가 모델

Ref Tx/Rx는 서로 통신 중인 기존의 WPAN 시스템이며 여기에 UWB 기기가 Ref Rx에 근접했을 때 WPAN 기기의 성능의 열화가 시작되는 UWB 기기와 Ref Rx 사이의 최소거리 d 에 대한 타당한 수치를 추출해 내는 것이 양립성 연구의 핵심이다. 구체적으로 말하면 Ref Rx가 Ref Rx의 receiver sensitivity 보다 대략 6dB 이상의 신호를 수신하고 있는 상황에서 UWB 기기가 근접하여 BER을 10^{-5} 이하로 떨어뜨리는 거리 d 를 찾아내는 것이다. 6dB의 interference margin은 802.15.2 나 802.15.4(Zigbee) 시스템의 기존 시스템들과의 양립성을 조사할 때도 사용되는 기준이다.

다음 표 2-13는 Time domain사에서 WPAN 시스템과 UWB 기기 간의 양립성을 조사하기 위해서 분석한 표이다. 이 표에서는 WPAN 시스템들의 종류를 나열했고 각 시스템의 사용 주파수 대역, 변복조, 전송률, 코딩gain, receiver sensitivity 값들을 제시하고 이에 근거한 UWB 기기의 허용 EIRP 값들을 조사했다. 예들 들어 5GHz 대역에서 동작하는 802.11a 시스템의 경우를 보자. 이 시스템은 UWB 간섭이 없는 경우 receiver sensitivity가 -82.3dBm이다. 이때 경로손실

모델을 적용해서 UWB 기기의 EIRP를 조사해 보면 d가 1m 정도에서 양립성이 보장되기 위해서는 거의 -64.3 dBm/MHz 정도로 방사 전력에 제한된다. 이 수치보다 훨씬 작은 값으로 coexistence mask에 이를 표시해 보면 그림 2-2과 같다. 2.4GHz에서 동작하는 802.11b와의 양립성이 보장되기 위해서는 -65.9 dBm/MHz로 방사 전력에 제한되어야 한다. 이와 같은 방사전력 제약을 해결하기 위해서는 UWB 시스템에 대해서 효과적인 필터링을 하거나 공유 대역을 사용하지 않는 특별한 방식이 요구되며 이에 대해서는 본 절 “3. 멀티밴드 모델” 부분에서 다룬다.

표 2-13. WPAN과의 양립성

Wireless Service	802.11b	802.15.1	802.15.3	802.15.4	802.11a
Frequency of Operation(GHz)	2.4~2.484	2.4~2.484	2.4~2.484	2.4~2.484	5.15~5.35
ModType	DSSS/CCK	GFSK	DQPSK	CQPSK	BPSK
Wireless Receive Antenna Gain(dB)	0	0	0	0	0
Wireless Service Rec..NF(dB)	10	23	12	15	10
Wireless Service NBW(MHz)	22	1	12	25	16.6
KT _{@25°C} (dBm/MHz)	-174	-174	-174	-174	-174
Wireless Service Rec.Noise Floor(dBm)	-90.58	-91.00	-91.21	-95.02	-91.80
Data Rate(Mb/s)	11	1	22	0.25	6
Wireless Service Implementation Loss (dB)	4	3	4	6	5
Wireless Service Coding gain (dB)	0	0	0	5	5.1
Wireless Service BER	1.00E-05	1.00E-05	1.00E-05	1.00E-05	1.00E-05
Wireless Service Eb/N ₀ (dB) @BER	10.6	18.0	12.0	10.0	9.6
Wireless Service Rec. Sensitivity(dBm)no UWB	-75.98	-70.00	-75.21	-85.02	-82.30
UWB EIRP (dBm/MHz) Minimum Criteria Mask (*1)	-61.3	-61.3	-61.3	-61.3	-53.8
UWB EIRP (dBm/MHz) Desired Criteria Mask (*1)	-65.9	-65.9	-65.9	-65.9	-64.3
FCC Handheld UWB EIRP Limit (dBm/MHz)	-61.3	-61.3	-61.3	-61.3	-41.3
Wireless Service Rec. Sensitivity (dBm) with Minimum Criteria UWB	-71.44	-68.62	-71.86	-83.03	-77.35
Wireless Service Rec. Sensitivity (dBm) with Desired Criteria UWB	-66.89	-68.68	-67.82	-79.91	-77.38

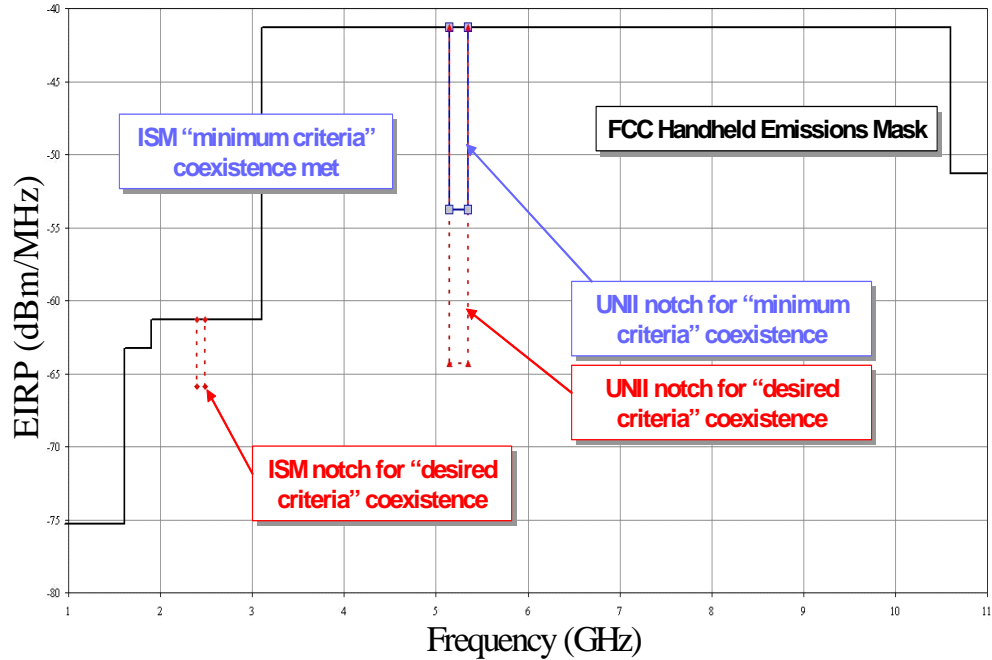


그림 2-2. Coexistence Mask

2. ITU-R TG 1/8에서 연구된 WPAN과의 양립성

가. Aggregate 간섭 환경 모델링

그림 2-3처럼 여러 개의 UWB 간섭원이 하나의 수신기(Victim Receiver) 주변에 있다고 하자. 이때 UWB 간섭원의 밀도는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\rho = \frac{N}{\pi(r_{\max}^2 - r_{\min}^2)} \quad (2.1)$$

여기서 N은 UWB 송신기의 총 개수이다.

r_{\min} 안에는 UWB 송신기가 없고 r_{\max} 밖에는 UWB 송신기가 영향을 전혀 끼치지 않는다고 가정하면 확률밀도 함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

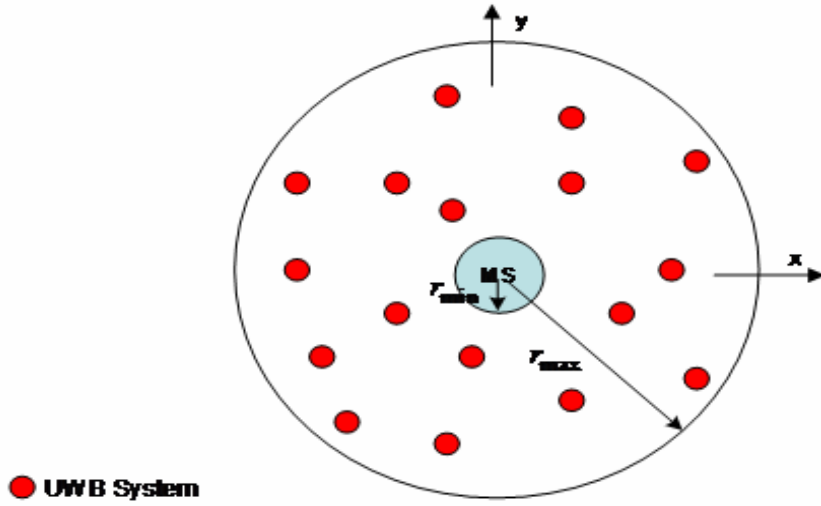


그림 2-3 다수의 UWB 간섭원 환경에서의 수신기

$$f(r) = \begin{cases} 0 & r < r_{\min} \text{ and } r > r_{\max} \\ \frac{2r}{r_{\max}^2 - r_{\min}^2} & r \in [r_{\min}, r_{\max}] \end{cases} \quad (2.2)$$

여기서 $f(r)$ 은 UWB 송신기가 하나가 존재한다고 할때 반지름 r 안에 그 하나의 UWB 송신기가 존재할 확률이다.

경로 손실 모델을 two-way 모델로 가정하고 r 만큼 떨어진 위치에 있는 UWB 송신기로부터 수신된 신호전력은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P(r) = P_{UWB} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \left(\frac{d_0}{d_0 + r} \right)^2 \quad (2.3)$$

여기서 P_{UWB} 는 UWB 전력이고, d_0 는 two-way 모델에서 breakpoint 거리를 말한다.

모든 UWB 송신기로부터 수신된 간섭 전력은 mean square value를 이용해서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E[P_u] = N \int_{r=r_{\min}}^{r=r_{\max}} P(r) f(r) dr = 2\pi\rho \int_{r=r_{\min}}^{r=r_{\max}} P(r) r dr \quad (2.4)$$

(2.3)을 이용해서 P_u 를 다시 계산해보면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P_u &= 2\pi\rho P_{UWB} d_0^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} \frac{1}{r(r+d_0^2)} dr \\ &= 2\pi\rho P_{UWB} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left[\ln \left(1 + \frac{d_0}{r_{\min}} \right) - \frac{1}{1 + \frac{r_{\min}}{d_0}} \right] \\ &= 2\pi\rho P_{UWB} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \times I(r_{\min}, d_0) \end{aligned} \quad (2.5)$$

또한 위 식에서 UWB 송신기 밀도를 구하면 다음과 같다.

$$\rho = \frac{UWB_{interference}}{2\pi I(r_{\min}, d_0) P_{UWB} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2} user/m^2 \quad (2.6)$$

나. WLAN 시나리오에서 UWB 기기의 최소 허용거리

아래의 그림 2-4처럼 Access point와 통신하는 WLAN 주변에 UWB 송신기가 여러 개 있을 때, WLAN 수신기와 UWB 송신기 사이의 최소거리를 구해보자.

WLAN 수신기의 SINR은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$SINR = \frac{P_T Const}{N_0 + UWB_{interference}} \quad (2.7)$$

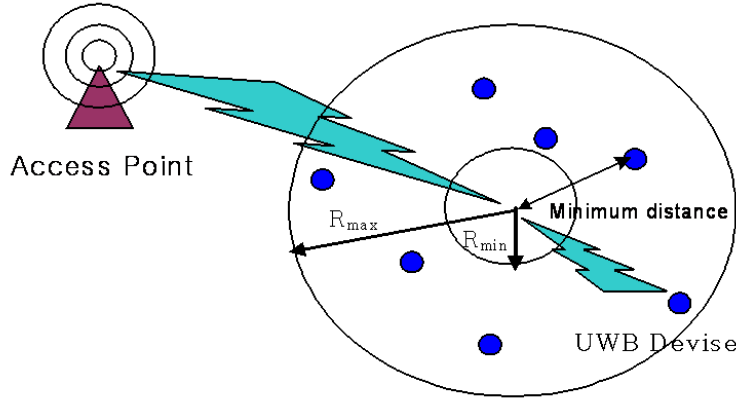


그림 2-4 UWB 간섭원이 있는 WLAN 노드

여기서 N_0 는 thermal noise이고 P_T 는 access point에서의 송신 전력, Const는 경로 손실 dB를 나타낸다.
dBm으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} SINR(dB) &= P_T(dBm) + Const(dB) - N_o(dBm) - M(dB) \\ &= SINR(dB)_{without\ UWB} - M(dB) \end{aligned} \quad (2.8)$$

(2.7)에서 Noise 및 UWB 간섭 성분을 dBm으로 환산하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} &10\log\left(\frac{N_0 + UWB\ interference}{10^{-3}}\right) \\ &= 10\log\left(\frac{N_0}{10^{-3}} \times \frac{N_0 + UWB\ interference}{N_0}\right) \\ &= N_0(dBm) + M(dB) \end{aligned} \quad (2.9)$$

여기서 M 은 잡음이 간섭에 더해지므로써 전체 잡음이 증가한 정도를 dB로 표현한 값이다.
 그러므로 UWB 간섭은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$UWB\ interference = \left(N_0 \times 10^{\frac{M(dB)}{10}} \right) - N_0 = N_0 \left(10^{\frac{M(dB)}{10}} - 1 \right) \quad (2.10)$$

UWB 송신기중 수신기에 가장 가까이 있는 UWB 송신기가 수신기로부터 떨어져야 할 최소한의 거리를 구하기 위해 (2.11)을 사용할 수 있다. (2.11)의 좌변은 r 만큼 떨어진 UWB 송신기로부터 수신된 간섭 신호전력이고 우변은 간섭 신호에 의해 M dB 만큼 SINR이 열화됨을 나타낸다. 그러므로 (2.11)에서 등식을 만족하는 r 값이 허용가능한 최소 거리가 된다. 즉 최소거리보다 작아지면 이때는 요구되는 조건 이상으로 반드시 SINR을 열화시키면서 r 이 최소거리 이상일 경우는 요구된 SINR을 만족할 수도 있고 UWB 송신기 밀도 ρ 가 큰 경우는 요구되는 SINR 조건을 못 만족시킬수도 있다.

$$P_{UWB} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \left(\frac{d_0}{d_0 + r} \right)^2 \leq N_0 \left(10^{\frac{M}{10}} - 1 \right) \quad (2.11)$$

(2.11)을 이용해 먼저 802.11a와의 간섭 관계를 비교해보자. d_0 가 5m일 때, FCC의 Emission limit ($P_{UWB} = -28.29 \text{ dBm}/20 \text{ MHz}$)을 고려하고 WLAN수신기와 UWB송신기 사이의 최소거리(r)를 구하면 표 2-14에 제시된 결과를 얻을 수 있다.

표 2-14. 802.11a와 UWB와의 최소거리

Degradation (M)	Separation Distance (r)
1 dB	11.5 m
5 dB	6 m

마찬가지로 802.11b에서 d_0 가 5m일 때, FCC의 Emission limit을 고려하고 WLAN 수신기와 UWB 송신기 사이의 최소거리 (r)를 구하면 FCC Emission limit이 일때

$$\begin{cases} P_{UWB \in 802.11b \text{ Bandwidth}} = -37.87 \text{ dBm}/22\text{MHz} & \text{for indoor} \\ P_{UWB \in 802.11b \text{ Bandwidth}} = -47.87 \text{ dBm}/22\text{MHz} & \text{for outdoor} \end{cases}$$

일 때 표 2.15에 제시된 결과를 얻을 수 있다.

표 2-15. 802.11b와 UWB와의 최소거리

Environment	Degradation (M)	Separation Distance (r)
Indoor	1 dB	9.27 m
Outdoor		7.57 m

다. UWB 기기의 최대 허용전력

UWB 송신 전력의 최대값을 구하기 위해서 (2.6)을 다음과 같이 변형했다. UWB 송신기 밀도가 $0.2\text{user}/\text{m}^2$ 이라고 가정하고 UWB interference를 (2.10)으로 표현하면 UWB 간섭 전력은

$$P_{UWB} = \frac{UWB_{interference}}{\rho 2\pi I(r_{\min}, d_0) \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2} \quad (2.12)$$

802.11a에 대한 UWB 기기의 최대 허용 송신 전력은 표 2-16에 제시된 것처럼 계산된다.

표 2-16. 802.11a에서 UWB 최대 허용 송신 전력

M (dB)	P_{UWB} (dBm/MHz)
1	-122.57
5	-113.36

위의 결과에 따르면 802.11a와 UWB 사이에서 양립성을 가지려면 FCC의 Emission limit인 $-41.3dBm/MHz$ 보다 적어도 $72dB$ 는 더 떨어뜨려야지만 두 시스템이 서로 양립성을 가질 수 있다는 결론이 나온다.

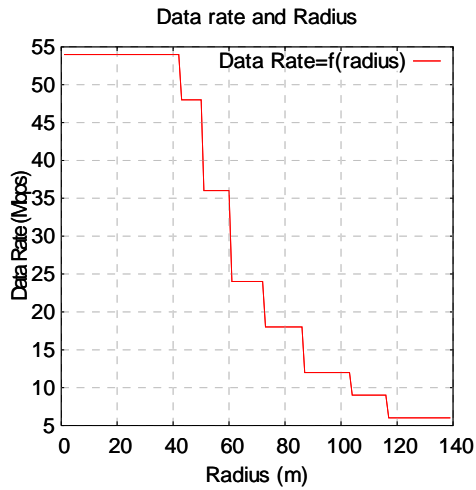
같은 방식으로 802.11b에서 UWB 최대 간섭 전력은 $M=1dB$ 라고 한다면,

$$P_{UWB} = \frac{0.25 \times N_0}{0.2 \times 2\pi I(r_{\min}, d_0) \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2} = -80.5dBm/MHz \quad (2-13)$$

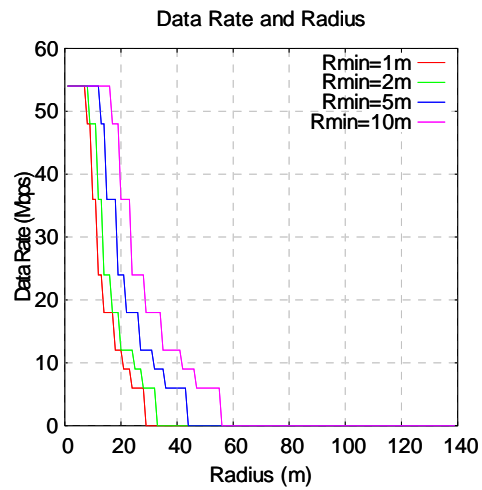
가 된다.

이 802.11b이 양립성을 갖기 위해서는 FCC의 Emission limit $-61dBm/MHz$ (outdoor), $-51.3dBm/MHz$ (indoor)보다 각각 $20dB$ (outdoor), $29.2dB$ (indoor) 더 떨어뜨려야만 두 시스템이 큰 간섭 없이 양립할 수 있다.

그림 2-5(a)에서는 802.11a 송수신기 사이의 거리에 따른 데이터 전송률을 나타내었다. 그림 2-5(b)에서는 802.11a 수신기로부터 R_{\min} 이 10m 정도 떨어져 있을 때 UWB 간섭원이 없는 경우에 비해서 데이터 전송률이 많이 떨어졌다. 그림 2-6(a)(b)에서는 UWB 기기의 간섭원이 없는 경우와 간섭원과의 이격거리가 R_{\min} 에 있는 경우에 대해서는 802.11b 송수신 시스템의 전송률을 나타내었다.

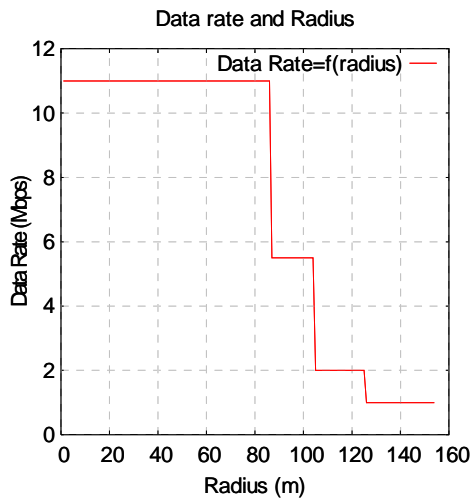


802.11a without UWB
(a)

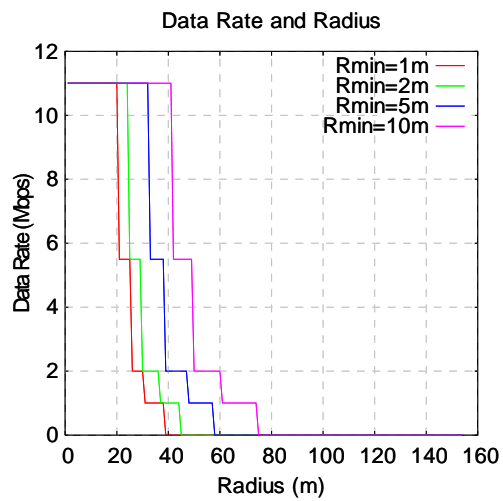


802.11a with UWB
(b)

그림 2-5. UWB 간섭원과의 이격거리에 따른
802.11a의 데이터 전송률



802.11b without UWB
(a)



802.11b with UWB
(b)

그림 2-6. UWB 간섭원과의 이격거리에 따른
802.11b의 데이터 전송률

3. IEEE 802.15.3a Alternate PHY

그림 2-2에서 나타난 양립성 마스크에 맞도록 UWB 시스템을 설계하기 위해서 기존의 가우시안 모노펄스가 아닌 다른 형태의 펄스 및 변복조 방식들이 제안되었다. 표 2-17와 표 2-18에서는 IEEE 802.15.3a 물리계층 표준으로 제안된 대표적인 UWB 칩 메이커 및 제안한 UWB 물리 계층 사양을 나타내었다. XtremeSpectrum사를 제외한 나머지 회사들은 멀티밴드 시스템을 제안하였다.

표 2-17. IEEE 802.15.3a Alternate PHY (1)

Companies Items	XtremeSpectrum	Time Domain	Wsaair	Philips
Band	Dual-Band	Multiband	Multiband	Multiband
Modulation	MBOK+BPSK/QPSK	BPSK,QPSK	BPSK,QPSK	SK+QPSK
Bit rate(Max.)	1200Mbps	1028Mbps	1000Mbps	480Mbps
Symbol Rate	57Msps,114Msps	37Msps/sub-band	35.7 Mbps/sub-band	11Msps,22Msps
Coding	R-S (High speed data), Convolutional, Concatenated	Viterbi, $r=1/2, 3/4, (K=7)$	Viterbi, $r=1/2, 3/4 (K=7)$	Turbo Code $r=1/2, 3/4$
Interleaving	—	Time-Freq.	Time-Freq.	Time-Freq.
# of sub-bands	2	16	30 (overlapped)	12
Power consumption	—	Tx : 190mW Rx:275~325mW	Tx:85~125mW Rx:130~180mW	Tx : 114~176mW Rx : 282~760mW
Chipset schedule	2003 (3 Chips)	2004 (2 Chips)	2003 (2 Chips)	—
Link Margin(B.W.)	200Mbps(1.368GHz) : 6.7dB 400Mbps(2.736GHz) : 2.1dB	128Mbps(7band):3.5 dB 257Mbps(7band):8.5 dB	125Mbps(7band):4.84 dB 250Mbps(7band):8. 9dB	—
# of piconet	—	6	6	4

XtremeSpectrum 사는 dual 밴드 시스템을 제안했으며 여기서 채용하는 동작 주파수 그림 17 (a), (b), (c)를 나타내었다. 이 시스템에서는 낮은 전송률 및 넓은 커버리지가 요구될 때는 로우 밴드를 사용하고 짧은 서비스 범위 및 높은 전송률이 요구될 때는 하이 밴드를 사용하고 짧은 거리에서 로우 밴드, 하이 밴드를 동시에 사용해

서 전송률을 극대화하는 3가지 모드를 지원한다.

표 2-18. IEEE 802.15.3a Alternate PHY (2)

Companies Items	General Atomics	TI	Intel
Band	Multiband	Multiband	Multiband
Modulation	SK+QPSK	TFI-OFDM/QPSK	MBOK-QPSK
Bit rate(Max.)	1300Mbps	480Mbps	1073Mbps
Symbol Rate	12.8Msps, 19.6Msps	3.2Msps	–
Coding	Turbo Code	Viterbi, $r=11/32, 5/8, 3/4$ ($K=7$)	R-S
Interleaving	Time interleaving	Time-Freq.	Block Interleaver
# of sub-bands	4~12(B.W.: 500MHz)	14	13
Power consumption	Tx : 123~156mW Rx : 184~436mW	Tx : 93mW Rx:142~156mW	–
Chipset schedule	2004 (2 Chips)	2005	–
Link Margin(B.W.)	110Mbps(5band) : 7.0dB 200Mbps(8band) : 11.0dB	110Mbps(1.584GHz):5.5dB 200Mbps(1.584GHz):10.2dB	108Mbps(7band):6.3dB 288Mbps(7band):14.3dB
# of piconets	4	–	6

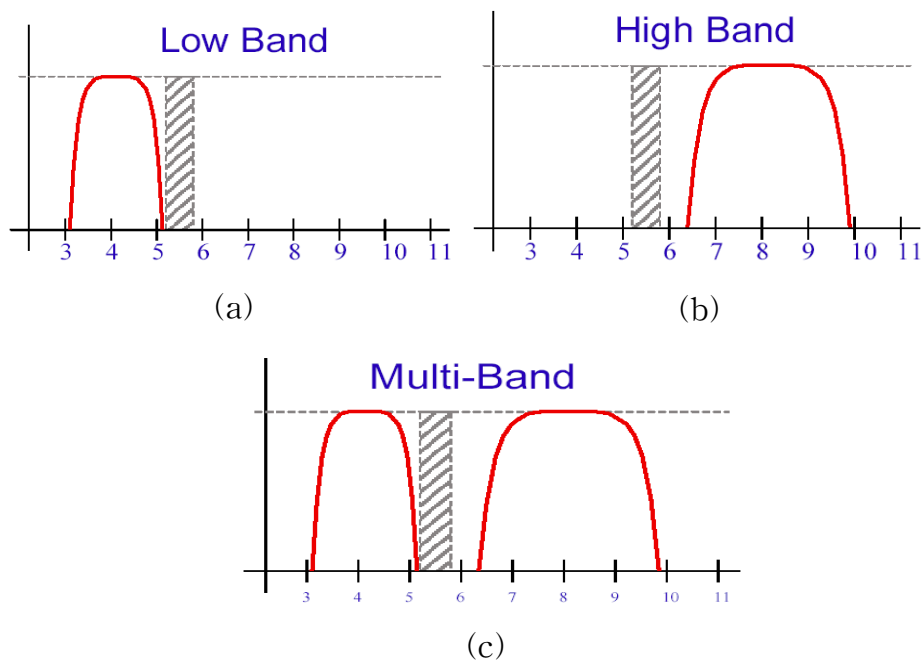


그림 2-7. Dual-band 시스템의 개념

그러므로 제시된 dual 밴드 UWB 시스템은 WPAN의 5GHz 대역은 사용하지 않으므로 양립 가능성을 높일 수 있다. Dual 밴드 시스템은 XtremeSpectrum사만 채택하고 있고 나머지 회사들은 WPAN과의 양립성을 위해서 멀티밴드 시스템을 제안하고 있다.

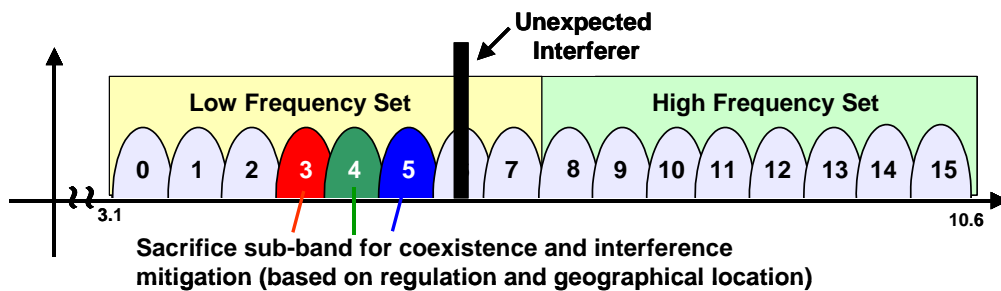


그림 2-8 . 멀티밴드 시스템 (Wisair Co.)

그림 2-8은 멀티밴드 시스템 중 Wisair에서 제안한 시스템의 개념도이다. 여기서는 간섭이 일어나는 주파수 대역에서의 사용을 억제하기 위해서 FCC에서 규정한 대역을 여러 개의 작은 대역으로 나누고 WPAN 사용 주파수 대역은 사용을 하지 않음으로써 다간섭을 피하는 방법이다. 특히 각 나라에서 사용하는 WPAN 주파수 대역이 조금씩 다르므로 멀티밴드 방식을 사용해서 적응적으로 간섭을 해결할 수 있다.

금년 상반기부터 Wisair, Intel사를 중심으로 해서 멀티밴드를 사용하면서 각 sub-band를 OFDM 변조하는 멀티밴드 OFDM UWB 변조 방식이 제안되었다.

OFDM UWB 변조는 UWB RF 스펙트럼을 여러 개의 528MHz의 sub-bands로 나누며 각 sub-band는 128개의 portion으로 더 나뉘어져서 한 portion은 4.125MHz가 된다.(i.e. tones) 이 변조기법은 각각의 individual tone 또는 group of tones, 혹은 sub-band들 자신의 출력 전력을 갖는 것을 허락한다.

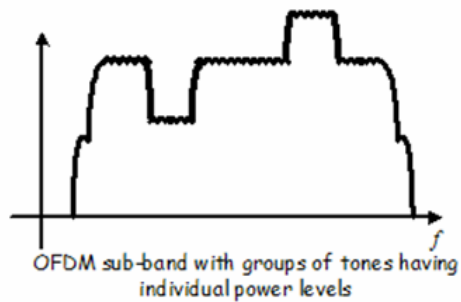


그림 2-9 스펙트럼 Shaping이 된
OFDM sub-band

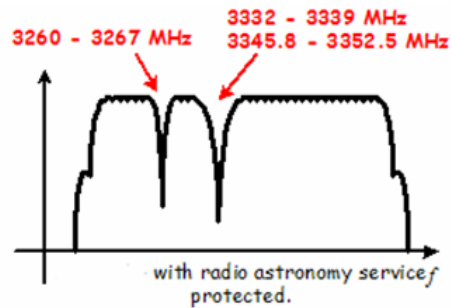


그림 2-10 OFDM sub-band
내의 tones on-off

그림 2-9는 sub-band별로 다른 전력 레벨을 갖도록 할 수 있는 전형적인 예이다. 극단적으로는 그림 2-10처럼 각 individual tone 혹은 group of tone을 오프함으로써 기존 서비스를 보호할 수 있다.

이와 같은 스펙트럼 shaping 기술은 변조 기법을 디지털적으로 구현할 수 있기 때문이다. 더욱이 각 sub-band는 협대역 아날로그 필터링을 사용하여 out-of-band rejection 효과를 높일 수 있다.

제 3 절 Out-of-band 시스템과의 양립성

이동통신서비스와 이동통신 서비스 주파수 대역에서의 UWB 방사 전력의 영향 분석은 에릭슨 등 기존의 이동 통신 회사 및 GPS 시스템 운용자들에 의해 주로 분석되었다. 간섭 분석의 타당성을 공정하게 판단해 주어야 하므로 이에 대해서는 ITU-R TG1/8에서 여러 분석 자료에 대해 연구 중이다. UWB 기기의 이동통신서비스에 대한 영향 분석은 크게 두 가지로 구분할 수 있다. 첫째는 통신 중인 이동통신 링크 상에 UWB 기기가 근접해서 통신의 질을 떨어뜨리는 시점에서의 UWB 기기의 EIRP 값 및 상대적 거리에 대한 분석이다. 이 경우 EIRP 값은 UWB 기기의 접근 거리에 따른 함수가 된다. 둘째는 이동통신 셀 영역에 UWB 기기들이 다수 존재하는 경우 UWB 기기의 밀집도 및 EIRP 값의 변화에 의한 데이터 rate의 감소, 핸드오버 실패율의 증가, 통화중 연결 단절률의 증가 등의 관계에 대한 분석이다. 여기서는 전자에 대해서 ITU-R에서 제시한 결과에 대해 간단히 기술한다.

이동통신 수신 단말기가 수신 중에 UWB 기기에 허용 가능한 최대 방사전력 $EIRP_{MAX}$ 는

$$EIRP_{MAX} = + I_{MAX} - BWCF - GR(\theta) + L_P + L_R \quad (2-14)$$

로 표현된다. 여기서 I_{MAX} 는 수신 출력에서 최대한 수용하는 간섭 수준, BWCF는 UWB 방사의 PRF에 관한 victim receiver IF 대역폭(B_{IF})에서 UWB 신호의 전력을 보정하는 파라메타 값, $GR(\theta)$ 는 UWB 기기의 방향에서의 victim receiver 안테나 패턴 이득, L_P 는 송신과 수신하는 안테나 사이에서 전파 손실이며 L_R 는 수신 안테나 insertion loss 이다.

BWCF는 UWB 기기의 PRF, 수신기의 IF 대역폭, reference 대역폭(보통 1MHz) 등의 상대적 값에 의해 정해지며 자세한 설명은 ITU-R 자료를 참고하기 바란다. 표 2-19는 UWB 기기와의 간섭에

대한 분석이 필요한 이동통신 기기들을 나열하였고 각 시스템의 사양 및 receiver sensitivity 값들이다.

표 2-19 .이동통신 시스템 변수

System	carrier freq.	bandwidth MHz	System sensitivity dBm	Sensitivity dBm/MHz
GSM	950	0.2	-108	-101.0
CDMA-2000 1X	1900	1.25	-110	-111.0
UMTS/WCDMA FDD	2100	3.84	-105	-110.8
GPS L1	1500	10		-117.5

그림 2-11은 표 2-19에 열거한 이동통신 기기들의 spec 및 Friis 방정식을 이용해서 얻어진 수신기와 UWB 기기간의 거리에 따라 허용 가능한 UWB 기기의 EIRP 값의 분포를 보여준다. 거리가 1m 정도의 경우 허용 가능한 EIRP 값이 -60 dBm/MHz 이하가 되어야 하므로 FCC 허용 방사전력한도는 말할 것도 없고 WLAN에서의 허용치 보다 더 방사전력을 낮추어야 하는 것으로 분석되었다. 하지만 여기에 포함 안 된 수많은 변수가 있으므로 좀더 자세한 검토가 필요하다.

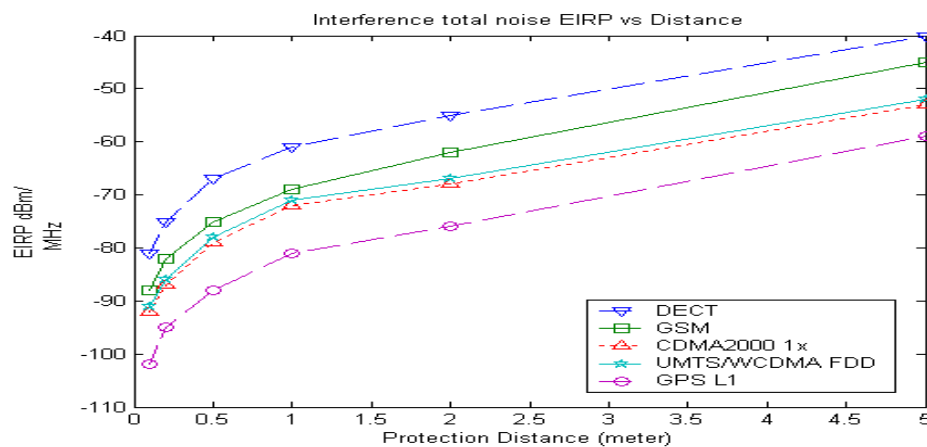


그림 2-11. 거리에 따른 UWB의 EIRP

제 4 절 양립성 분석을 위한 framework

UWB시스템이 무선통신 시스템에 미치는 영향을 조사하기 위하여 그림 2-12에 전형적인 무선시스템 수신기 블록도를 나타냈었다. 이하 설명에서는 무선시스템으로 WCDMA 시스템을 예로 들었으며 WCDMA 시스템이 아니어도 여타 무선시스템들은 거의 동일한 역할을 하는 RF/IF 부가 있으므로 파라메타값만 바꿈으로써 WCDMA가 아닌 다른 시스템에 미치는 영향을 조사하는데 활용될 수 있는 framework를 제시하고자 한다.

수신 안테나를 통해 수신되는 신호는 WCDMA 신호, UWB 신호 그리고 AWGN의 합이 된다. 잡음과 간섭이 더해진 WCDMA 신호는 downlink의 동작 주파수대역(2.11GHz~2.17GHz) 대역통과 필터를 통과한 후 RF증폭기를 거치고 IF대역으로 천이된 후 다시 IF증폭기를 거치고 IF 대역 통과필터를 통과한 후 baseband 신호로 변환되어 복조부에 입력된다.

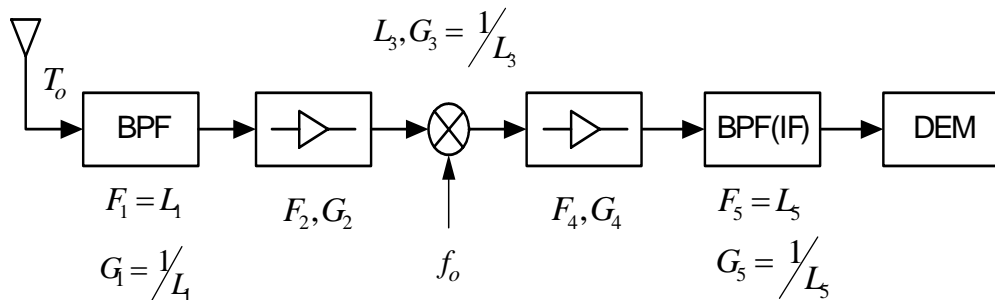


그림 2-12 WCDMA 수신기 block

그림 2-12에서 F 는 각 블록의 noise figure, G_i 는 이득, L_i 는 conversion loss이다.

직렬로 연결된 전체 수신단의 등가 noise figure, F_{cas} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F_{cas} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_n} \quad (2-15)$$

F_{cas} 를 구하면 F_{cas} 와 noise temperature 관계 $F_{cas} = 1 + \frac{T_{cas}}{T_0}$ 에 의해서 T_{cas} 를 구할 수 있어서 noise 전력 N_{cas} 는 $N_{cas} = k(T_0 + T_{cas})G_{cas}B$ 이고 여기서 $G_{cas} = G_1 G_2 \dots G_n$ 이다. 그러므로 잡음 전력 밀도 함수는

$$S_{cas} = k(T_0 + T_{cas})G_{cas} \quad (2-16)$$

이며 볼츠만 상수 k 는

$1.38 \times 10^{-23} (J/K)(w/jHz) = -228.6 dBw/kHz = -168.6 dBm/MHz$ 이 된다.

WCDMA의 동작 주파수 대역에서 FCC에서 규제하고 있는 UWB 방사 전력은 $-51.3 dBm/MHz$ 이다. UWB의 EIRP가 $-51.3 dBm/MHz$ 일 때 r 만큼 떨어진 WCDMA 수신기에 수신되는 UWB 간섭신호 전력 P_r 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_r = \frac{(EIRP)G_r}{L_s} \quad (2-17)$$

식 (2-17)에서 G_r 은 수신 안테나 이득이며 L_s 는 경로손실로서 two-ray모형을 사용할 경우 $L_s = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{d_0 + r}{d_0}\right)^2$ 로 나타낼 수 있다.

계산된 수신 전력을 dBm/MHz 단위로 표현하여 그 값이 A dBm/MHz 가 되었다고 하자. 이 경우 UWB 간섭에 의한 noise temperature T_u 는 $A = kT_u$ 관계에 의해서 $T_u = A/k$ 가 된다.

따라서 수신 안테나에 들어오는 총 noise temperature T_s 및 수신 잡음 전력밀도는 다음과 같이 나타 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} T_s &= T_o + T_u \\ S_N &= k(T_s + T_{cas})G_{cas} \end{aligned} \quad (2-18)$$

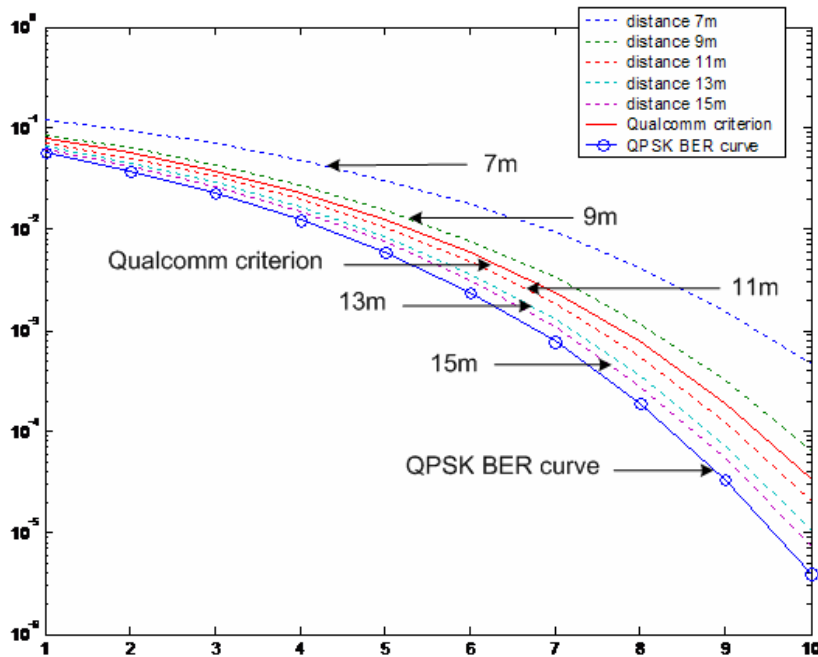


그림 2-13. 이격거리에 따른 WCDMA BER 곡선 (E_b/N_0)

그림 2-13는 WCDMA 시스템과 UWB 시스템과의 이격거리에 따른 WCDMA 시스템의 BER을 나타낸 그림이다. 실제 BER은 역확산 과정 및 채널 디코딩 과정을 포함해서 계산해야 하나 편의상 한 chip이 한 bit에 해당한다고 가정하고 QPSK 복조기 출력만 고려해서 BER을 조사하였다. QPSK 곡선은 QPSK 복조기의 BER 대 E_b/N_0 관계 곡선이다. Qualcomm criterion 곡선은 퀄컴사에서 제시한 UWB 방사 전력 한도를 기준으로 얻어진 곡선이다. 즉 Qualcomm사에서는 간섭전력한계를 noise floor를 1dB 상승시키는 간섭전력을 최대허용 간섭으로 잡고 있다.

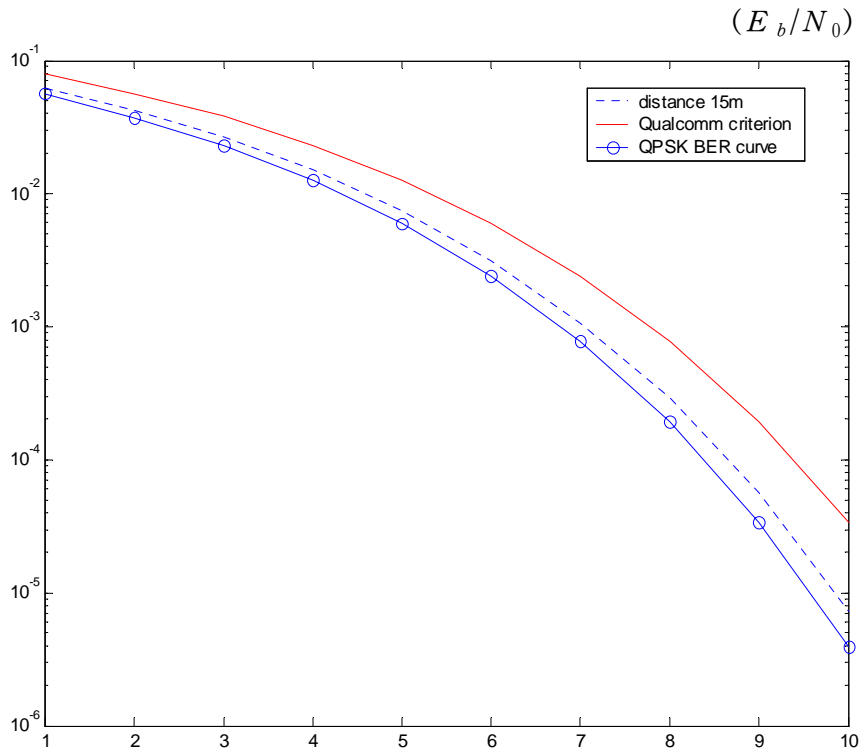


그림 2-14. 15m 이격거리에서의 WCDMA BER 곡선

noise floor를 1dB 상승시키는 것은 noise floor보다 5.85dB 이하의 간섭전력에 해당한다. QPSK변복조 시스템의 BER은 $\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right)$ 이므로 N_o 을 1dB상승시키게 되면 BER이 커지게 되며 여기에 맞추어 그려진 곡선이 퀄컴 criterion곡선이다. UWB간섭원을 WCDMA 수신기로부터 7m, 9m, 11m, 13m, 15m 떨어뜨림에 따라 곡선의 변화가 나타나 있다. 이 곡선에 따르면 UWB 간섭원이 11m 정도는 떨어져야 퀄컴 기준을 만족하고 있다.

그림 2-14은 WCDMA 수신기와 간섭을 일으키는 하나의 UWB 시스템과의 거리가 15m일 때의 BER 곡선을 나타낸 것이다.

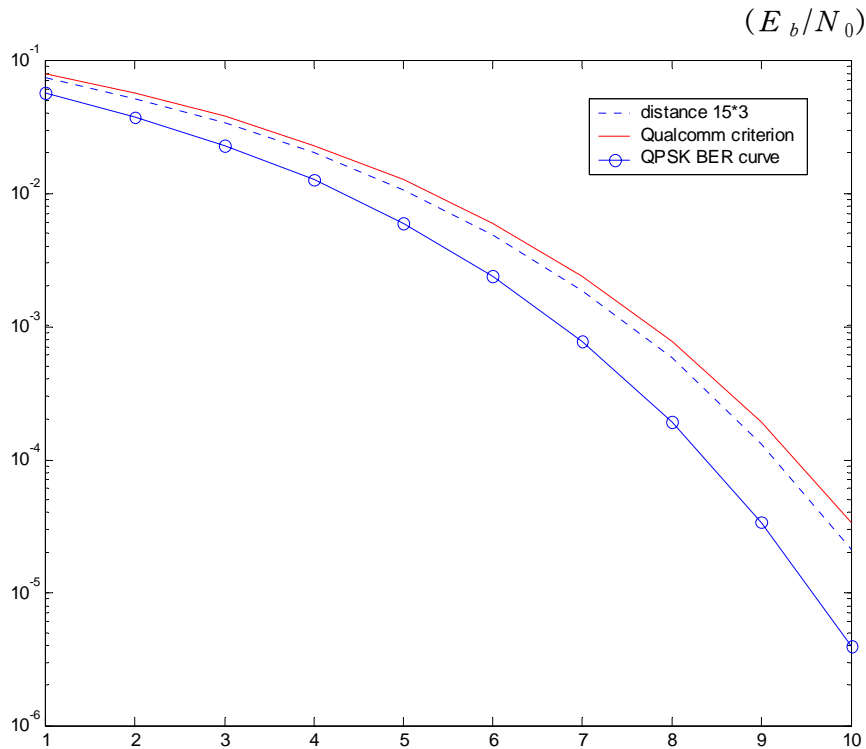


그림 2-15. 15m거리에 세 개의 UWB 기기가 있을 때의 WCDMA BER 곡선

그림 2-15는 15m 떨어져 있는 세 개의 UWB 간섭원이 있을 때 WCDMA 수신기의 BER 곡선을 나타낸 것이다.

그림 2-15는 15m거리에 1개, 20m 거리에 3개의 UWB 간섭원이 있는 경우의 BER 곡선이다. 이하 여러 시뮬레이션을 수행하였으며 그 결과 가장 가까이에 있는 UWB 간섭원의 영향이 지대한 것으로 나타났다. 본 절에서 제안된 framework을 이용해서 WCDMA 외에 다른 RF시스템의 파라메타 값들을 넣고 UWB 간섭원에 따른 BER 열화 정도를 조사해 볼 수 있다.

제 3 장 결 론

UWB의 주된 응용 분야로 실내 환경에서의 통신 서비스가 각광을 받고 있다. 광대역을 사용하는 UWB의 특성과 그 응용분야가 실내 환경이라는 이유로 새로운 채널 모델이 필요하게 되고 또한 다른 무선 통신 서비스와의 간섭으로 인해 서로 양립해야 한다.

채널 모델은 크게 경로손실 모델과 다중경로 모델로 구분할 수 있으며 최근에 여러가지 UWB 채널 모델들이 802.15.3a에 제안되고 있다. 기존의 모델들은 진폭 및 지연시간에 대한 통계적 특성에 근거한 UWB 채널 모델들이다. 하지만 본 연구에서는 기존 채널 모델에서 고려하지 않았던 위상 특성을 고려할 수 있는 방법을 제시하였으며 ray-tracing 알고리즘을 적용하여 채널의 진폭, 위상특성을 추출하였고 이를 Visual C++를 이용해서 시뮬레이터를 구현하였다.

UWB는 무선으로 넓은 대역을 차지하기 때문에 다른 무선 통신 서비스들에 간섭을 일으킬 수 있으며 FCC 전파 규약을 통해 간섭 현상을 최소화하기 위해 규제를 하고 있다. 본 연구에서는 UWB 간섭에 영향을 받을 수 있는 시스템을 in-band 시스템과 out-of-band 시스템으로 구분하여 기존에 제시된 연구결과들을 우선 분석하였다. UWB 기기가 in-band 시스템과의 양립성을 위해 dual band 나 multiband 시스템 형태로 주파수를 사용해야 함을 기술하였다. 또한 out-of-band 시스템들이 UWB 간섭으로부터 자유롭기 위한 이격거리를 제시하였다. 마지막으로 전형적인 수신기 모델을 설정해서 UWB 간섭원의 개수 및 이격거리에 따른 수신기의 성능열화 정도를 판단할 수 있는 framework 모델을 제시하였다.