

工學碩士 學位論文

LMMSE 등화기법을 적용한 DSRC 시스템 성능 분석

A Study on Performance Analysis of DSRC System
Using LMMSE Equalization Technique

指導教授 趙 炯 來

2004 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 順 榮

本 論 文 을 金 順 榮 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함

委 員 長 : 工 學 博 士 金 東 一



委 員 : 工 學 博 士 金 基 萬



委 員 : 工 學 博 士 趙 炯 來



2004 年 2 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 波 工 學 科

金 順 榮

Abstract

The difference of the channel environment from former DSRC(Dedicated Short Range Communication) system and the next generation one comes from frequency selective fading channel environment, therefore ISI (Inter Symbol Interference) is occurred in wireless multi-path channel. The signal in wireless multi-path channel is affected by fading and ISI because of high data rate transmission, so the signal has the high error rate. The present modulation and demodulation method of DSRC system can not expect sufficient for providing data service over 1 Mbps, so the channel equalization and advanced modulation and demodulation methods are required.

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is generally known as an effective technique for high data rate transmission system, since it can prevent ISI by inserting a guard interval. However, a guard interval longer than channel delay spread has to be used in each OFDM symbol period, thus resulting a considerable loss in the efficiency of channel utilization. Therefore the equalizer is necessary to cancel ISI to accommodate advanced ITS (Intelligent Transport System) service with higher bit rate and longer channel delay spread condition.

In this thesis, the channel equalizer for the OFDM-DSRC system was designed and its performance in a multi-path fading environment was evaluated with computer simulation.

As a result, the performance of Pseudo LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error) equalizer for the OFDM-DSRC has been improved comparing with LS (Least Square) equalizer at higher bit rate transmission system.

Nomenclature

AWGN	:	Additive White Gaussian Noise
BPSK	:	Binary Phase Shift Keying
DSRC	:	Dedicated Short Range Communication
FFT	:	Fast Fourier Transform
IFFT	:	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	:	Inter-Symbol Interference
ITS	:	Intelligent Transport System
LAN	:	Local Area Network
LMMSE	:	Linear Minimum Mean Square Error
LMS	:	Least mean square
LOS	:	Line Of Sight
LS	:	Least Square
ML	:	Maximum Likelihood
MLSE	:	Maximum Likelihood Sequence Estimator
MSE	:	Mean Square Error
OBE	:	On Board Equipment
OFDM	:	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PLCP	:	Physical Layer Convergence Procedure
PPDU	:	PLCP Protocol Data Unit
QAM	:	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	:	Quadrature Phase Shift Keying
RSE	:	Road Side Equipment
SNR	:	Signal to Noise Ratio

- 목 차 -

Abstract	i
Nomenclatures	ii
제 1 장 서 론	1
제 2 장 OFDM 방식을 적용한 DSRC 시스템	3
2.1 OFDM 시스템	3
2.2.1 OFDM 시스템의 신호 분석	4
2.2 고속 무선 LAN	5
2.2.1 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 물리 계층 시스템 모델	5
2.2.2 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 물리 계층 시스템 신호 분석	6
2.2.3 고속 무선 LAN 시스템 모델	12
2.2.4 고속 무선 LAN의 동기화 기법	13
2.2.5 고속 무선 LAN의 등화 기법	15
제 3 장 DSRC 시스템 모델	17
3.1 채널 모델	17
3.2 등화 기법	21
제 4 장 모의실험 및 성능 분석	24
제 5 장 결 론	32
참고문헌	34

제 1 장 서 론

지능형 교통 시스템(ITS) 기술은 기초 교통 시설에 첨단 전자 통신 정보기술을 응용함으로써 교통 시설 운영의 극대화로 첨단 교통산업의 육성이 기대되는 산업이다. ITS의 도입에 따라 새로운 개념의 통신 수단으로 등장하게 된 것이 단거리 무선 통신(DSRC)이다. DSRC는 노변 장치라 불리는 도로변에 위치한 소형 기지국(RSE)과 차량 내에 탑재된 장치(OBE)간의 양방향 단거리 전용 통신을 말한다.

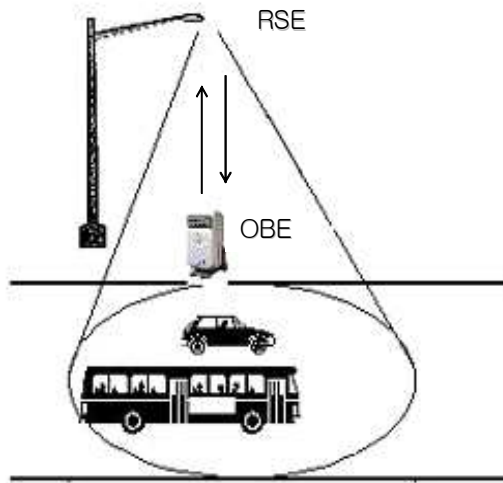


그림 1.4 DSRC 시스템의 개념도
Fig. 1.1 The Concept of DSRC system

기존 DSRC 시스템과 차세대 DSRC 시스템의 채널 환경의 가장 큰 차이는 데이터 전송속도의 증가로 인하여 무선 다중 경로 채널에서 ISI가 발생하여 주파수 선택성 페이딩 채널 환경이 되는 것이다. 무선 다중 경로 채널에서 데이터를 고속으로 전송할 경우 신호는 페이딩, 심볼간섭, 주파수 재사용, 다중 경로 등의 영향으로 인하여 높은 어려움을 갖게 된다. 그러므로 현재 개발된 1 Mbps 급 DSRC 시스템의 변복조 방식으로는 충분한 성능을 기대할 수 없으며, ISI를 제거하기 위한 채널 등화와 진보된 변복조 방식이 필요하게 된다[1].

최근 무선 채널에서 10 Mbps 이상인 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로

OFDM 방식이 활발하게 연구되고 있는데, 이는 스펙트럼 효율이 좋은 다중반송파 전송 방식으로써 광대역 신호를 상호 직교성을 갖는 협대역의 부채널(sub-carrier)로 나누어 이를 중첩시켜 동시에 전송하는 방식이다. 다중경로 페이딩을 갖는 무선통신 채널에서 심볼 주기가 짧은 고속 데이터 전송시 단일 반송파(single-carrier) 방식을 사용하게 되면 심볼간 간섭이 더욱 심해지기 때문에 수신단의 복잡도가 크게 증가하는 반면, 다중 반송파 방식의 경우에는 데이터 전송속도를 그대로 유지하면서 각 부반송파에서의 심볼 주기를 부반송파의 수만큼 확장시킬 수 있기 때문에 다중 경로 지연 확산에 의해 발생하는 시간상에서의 상대적인 신호 분산이 감소한다. 또한 모든 OFDM 심볼 사이에 채널의 지연 확산보다 긴 보호구간을 삽입하여 심볼간 간섭을 제거 할 수 있다[2][3].

그러나 대역폭 등의 문제로 일반적으로 보호구간은 심볼 주기의 1/4정도로 설정하며, 따라서 다중경로의 채널 지연이 보다 심각해질 경우, 보호구간만으로는 심볼간 간섭을 모두 제거할 수 없다. 이러한 경우 채널에서의 전송 시간 지연에 의한 왜곡은 등화기를 사용하여 보상해 주어야 하며, 특히 데이터 전송속도가 고속이 될수록 등화기의 사용이 절대적으로 필요하게 된다.

제 2 장 OFDM방식을 적용한 DSRC 시스템

지능형 교통시스템(ITS)의 기본 개념은 교통, 전자, 통신, 제어 등 첨단 기술을 활용하여 실시간 교통 정보를 수집, 관리 제공하여 기존 교통 시설의 이용 효율을 극대화하여 막대한 물류 비용이 손실되는 복잡한 교통 문제의 해결을 목적으로 하고 있다. DSRC 시스템은 ITS 서비스를 도로상에서 운행 중인 차량에 제공하기 위한 ITS 전용 단거리 무선 패킷 통신 시스템이다[4].

교통 관리 시스템, 여행자 정보 시스템, 대중교통 시스템, 그리고 상용 차량 운행 관리 등의 ITS 서비스를 목표 서비스로 하고 있는 기존 ITS 서비스는 1 Mbps 이하의 데이터 전송률로 지원이 가능하다. 그러나 기존의 ITS 서비스뿐만 아니라 이동 중에 차 내부에서 모바일 오피스 서비스를 제공하기 위해서는 보다 고속의 데이터 전송률과 이동성을 지원할 수 있는 시스템이 필요하다. 이에 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 OFDM 방식이 활발히 연구되고 있으며, 규격으로는 IEEE 802.11a를 따르고 있다.

2.1 OFDM 시스템

OFDM 전송방식은 1960년대에 제안되어 1971년 기저대역 변·복조를 이산푸리에 변환(DFT : Discrete Fourier Transform)으로 간단하게 구현할 수 있음이 밝혀진 후 활발히 연구되어지고 있다. OFDM 변조방식은 직렬로 입력되는 데이터 열을 N 개의 병렬 데이터 열로 변환하여 주파수가 서로 다른 반송파에 실어 전송하는 방식이다. 이때 각각의 부반송파는 직교성이 유지되어야 하고 이러한 직교성으로 인하여 각 부반송파는 스펙트럼 상에서 중첩되어 사용되어 질 수 있으므로 스펙트럼 효율이 높다. 따라서 이 방식은 하나의 반송파를 사용하여 데이터를 순차적으로 전송하는 경우보다 전송률을 높일 수 있으며 전송 심볼간의 간격이 길어져 채널에 의한 전송 지연 시간의 영향을 덜 받게 되므로 연속되는 심볼간의 간섭을 줄일 수 있고, 임펄스성 잡음과 다중 경로 페이딩에

강한 장점이 있다. 또한 송·수신 시스템을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)와 FFT(Fast Fourier Transform)를 이용하여 간단하게 구현할 수 있지만 직교성을 가지는 다중 반송파를 사용하기 때문에 각 부채널의 주파수 옵셋을 정확히 보정해 주어야하는 단점이 있다.

OFDM 방식은 앞서 제시한 특징으로 인하여 방송 분야에서 유럽의 디지털 오디오 방송(DAB) 및 디지털 비디오 방송(DVB)의 변조 방식과 Wireless LAN 전송방식에 채택되었다[5][6][7].

2.1.1 OFDM 시스템의 신호 분석

다중 반송파 방식을 이용하여 병렬로 데이터를 전송하는 OFDM 시스템은 전송 비트 열을 심볼로 변환한 후에 부반송파를 통하여 동시에 전송하고 전송신호의 전체 전송대역을 많은 부채널로 나누어 부채널 별로 데이터를 전송한다.

OFDM 변조된 부반송파의 병렬 전송 신호인 n 번째 OFDM 심볼의 이산 신호는 다음 식 2.1과 같다.

$$S_n(m) = \sum_{k=0}^{N-1} A_{k,n} e^{j2\pi k \frac{m}{N}}, \quad m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.1)$$

$A_{k,n}$ 는 n 번째 심볼에서 k 번째 부반송파에 실려지는 실제 신호이고 N 은 OFDM 부반송파의 개수이며, 각 부반송파는 직교성을 유지한다. 식 2.1은 역이산푸리에변환의 정의식과 같으므로 다음 식 2.2와 같이 쓸 수 있다.

$$S_n(m) = \sum_{k=0}^{N-1} A_{k,n} e^{j2\pi k \frac{m}{N}} = N \cdot IDFT(A_{k,n}) \quad (2.2)$$

여기에서 $IDFT(A_{k,n})$ 는 $A_{k,n}$ 에 대한 역이산푸리에변환 (Inverse Discrete

Fourier Transform)이다.

OFDM 전송방식은 송신측에서 전송 데이터 열 $A_{k,n}$ 에 대하여 IDFT를 수행하여 신호를 전송하면 수신측에서 다음과 같이 DFT를 수행함으로써 원래의 전송 신호 $A_{k,n}$ 을 식 2.3과 같이 얻을 수 있다.

$$A_{k,n} = \frac{1}{N} DFT(S_n(m)) \quad (2.3)$$

OFDM 변조방식을 빠르게 동작시키기 위하여 IDFT와 DFT를 N^2 의 계산량을 $M \log N$ 으로 줄일 수 있는 IFFT와 FFT로 구현한다[3].

2.2 고속 무선 LAN

2.2.1 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 물리 계층 시스템 모델

IEEE 802.11a에서는 OFDM 방식을 사용하여 5 GHz 대역에서 동작하는 고속 무선 LAN의 물리 계층 사양을 정의하고 있다. 표준안은 5.15 ~ 5.25 GHz, 5.25 ~ 5.35 GHz, 5.725 ~ 5.825 GHz의 UNII(Unlicensed National Information Infrastructure) 대역을 이용하여 6 ~ 54 Mbps의 다양한 전송속도를 얻을 수 있도록 변조 방식과 코드화 방식을 다양하게 적용하고 있으며 다음 표에서 전송률에 따른 변조 방식, 부호화율, 부반송파 당 할당되는 부호화비트(N_{BPSC}), OFDM 심볼당 부호화 비트(N_{CBPS}), OFDM 심볼당 데이터 비트(N_{DBPS}) 수를 제시하고 있다[7][8].

표 2.1 전송률에 따른 파라미터

Table 2.1 The rate-dependent parameters

Data rate (Mbps)	Modulation	Coding rate R	Coded bits per subcarrier N_{BPSC}	Coded bits per OFDM symbol N_{CBPS}	Data bits per OFDM symbol N_{DBPS}
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

2.2.2 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 물리 계층 시스템 신호 분석

OFDM PLCP 프레임 형태는 송신하고자 하는 데이터(PSDU : PLCP sublayer Service Data Units) 앞에 데이터의 길이(LENGTH), 전송률(RATE), 예약 비트(Reserved), even parity bit(Parity) 등이 포함된 PLCP 헤더를 붙이며 데이터 패킷 뒤에 패킷의 끝임을 표시하고 고정된 패킷 크기에 맞게 널(NULL) 값을 넣어서(padding) 전송한다. 전송 데이터는 수신시 신호의 동기화 및 채널 추정을 담당하는 PLCP 프리앰블, PLCP 헤더정보의 신호부와 PSDU를 포함하는 데이터부로 구성되어 다음 식 2.4와 같은 복소 신호 형태로 전송된다.

$$r_{RF}(t) = Re \{r(t) \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (2.4)$$

여기서 $Re(\cdot)$ 는 복소 신호의 실수 성분만을 얻는 것이며, f_c 는 중심 주파수이다.

전송된 기저대역 신호는 프리앰블, 신호부와 데이터부 등의 OFDM 심볼로 구성되어 있으므로 식 2.4는 다음 식 2.5와 같이 표현 가능하다.

$$r_{PACKET}(T) = r_{PREMABLE}(t) + r_{SIGNAL}(t - t_{SIGNAL}) + r_{DATA}(t - t_{DATA}) \quad (2.5)$$

$r_{PREMABLE}(t)$ 는 프리앰블, $r_{PREMABLE}(t)$ 는 신호부이고, $r_{DATA}(t)$ 는 데이터부이며 t_{SIGNAL} 은 신호부 시작 시간이고, t_{DATA} 는 데이터부 시작 시간이다. 이를 그림으로 도시하면 그림 2.1과 같다.

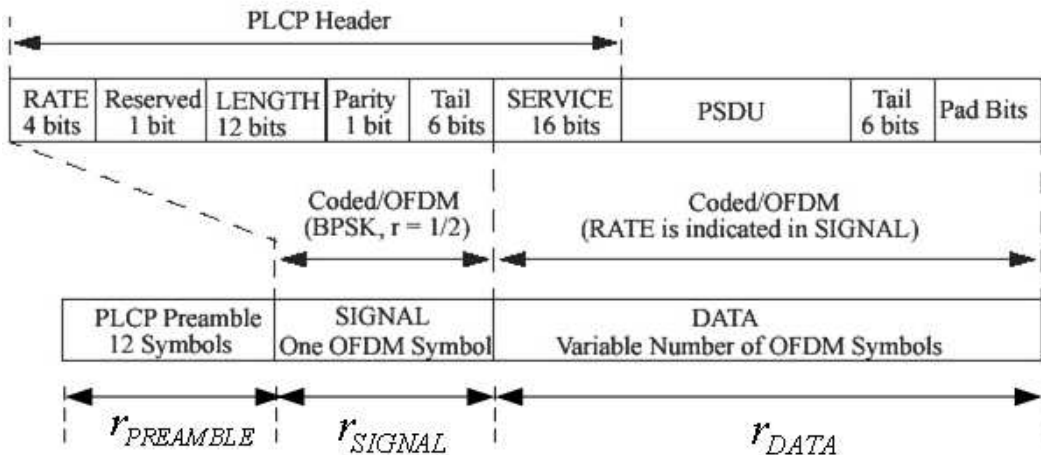


그림 2.1 PPDU 프레임 형식
Fig. 2.1 The PPDU frame format

식 2.5의 각 프레임은 식 2.1의 형태와 같이 전송 데이터 A_k 를 계수로 가지는 IFFT 형태를 이루고 있으므로 아래와 같은 식으로 표현가능하고 훈련 심볼도 다음 식 2.6, 식 2.7과 같이 쓸 수 있다.

$$r_{SUBFRAME}(t) = w_{T_{SUBFRAME}}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} A_k \exp(j2\pi k \Delta_F (t - T_{GUARD})) \quad (2.6)$$

$$w_T(t) = \begin{cases} \sin^2\left(\frac{\pi}{2} (0.5 + t/T_{TR})\right) & (-T_{TR}/2 < t < T_{TR}/2) \\ 1 & (T_{TR}/2 \leq t \leq T - T_{TR}/2) \\ \sin^2\left(\frac{\pi}{2} (0.5 - (t - T)/T_{TR})\right) & (T - T_{TR}/2 \leq t \leq T + T_{TR}/2) \end{cases} \quad (2.7)$$

Δ_F 는 부반송파의 이격 간격이고 N_{ST} 는 전체 부반송파의 수이다. 전송 신호의 부엽(sidelobe)를 제거하는 데 쓰이는 윈도우 함수 $w_T(t)$ 의 T_{TR} 은 구형파한 펄스 내의 상승시간과 하강시간이며 100 ns이다. T_{GUARD} 는 보호구간(Guard Interval)이며 인접한 심볼 사이의 간섭을 피하기 위해 주기적으로 심볼 사이에 유효 심볼 구간의 25%를 심볼의 앞으로 복사하여 확장하는 순환 확장 방법이 사용된다. 그리고 보호구간과 유효 심볼 구간의 경계 부분에서 부반송파의 위상이 연속적인 결과를 얻을 수 있어 OFDM 신호의 직교성을 유지할 수 있다. 보호구간 삽입을 다음 그림 2.2와 같이 나타낼 수 있다.

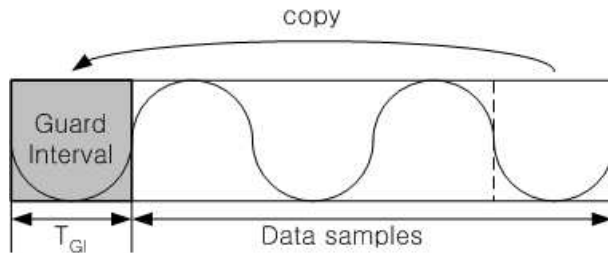


그림 2.2 Cyclic prefix (보호구간)
 Fig. 2.2 The cyclic prefix (Guard Interval)

그림 2.1의 프리앰블과 신호부, 데이터부를 자세히 살펴보면 그림 2.3과 같다. 다음 그림의 점선으로 표시된 부분은 IFFT 구간이다.

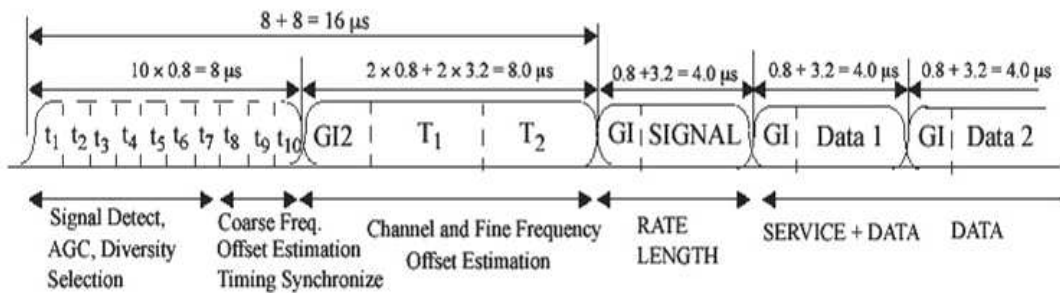


그림 2.3 OFDM training 구조
 Fig. 2.3 OFDM training structure

고속 무선 LAN 시스템 48개의 데이터 부반송파(N_{SD})와 4개의 파일럿 부반송파(N_{sp})를 사용하고 12개의 가상 부반송파를 이용한다. 20 MHz 주파수 대역을 이용하기 때문에 각 부반송파 이격 간격을 정의할 수 있고, IFFT/FFT 간격도 정의 내릴 수 있다. 표 2.2는 OFDM PLCP와 관계있는 시간 변수를 나타낸다.

표 2.2 시간 함수 파라미터

Table 2.2 The timing related parameters

Parameter	Value
N_{SD} : Number of data subcarriers	48
N_{SP} : Number of pilot subcarriers	4
N_{ST} : Number of subcarriers, total	$52(N_{SD} + N_{SP})$
Δ_F : Subcarrier frequency spacing	0.3125 MHz (=20 MHz/64)
T_{FFT} : IFFT/FFT period	$3.2 \mu\text{s} (1/\Delta_F)$
$T_{PREAMBLE}$: PLCP preamble duration	$16 \mu\text{s} (T_{SHORT} + T_{LONG})$
T_{SIGNAL} : Duration of the SIGNAL BPSK-OFDM symbol	$4.0 \mu\text{s} (T_{GI} + T_{FFT})$
T_{GI} : GI duration	$0.8 \mu\text{s} (T_{FFT}/4)$
T_{GD} : Training symbol GI duration	$1.6 \mu\text{s} (T_{FFT}/2)$
T_{SYM} : Symbol interval	$4 \mu\text{s} (T_{GI} + T_{FFT})$
T_{SHORT} : Short training sequence duration	$8 \mu\text{s} (10 \times T_{FFT}/4)$
T_{LONG} : Long training sequence duration	$8 \mu\text{s} (T_{GD} + 2 \times T_{FFT})$

전송 데이터 패킷의 동기를 보정하는 용도의 PLCP 프리앰블은 그림 2.3에서와 같이 $t_1 \sim t_{10}$ 의 짧은 훈련 신호와 T_1, T_2 의 긴 훈련 신호로 되어 있다. 짧은 훈련 신호는 12개의 부반송파로 이루어져 있으며 식 2.8, 식 2.9의 형태를 가진다.

$$r_{SHORT}(t) = w_{T_{SHORT}}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} S_k \exp(j2\pi k \Delta_F t) \quad (2.8)$$

$$L_{-26,26} = \sqrt{13/6} \{0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0\} \quad (2.9)$$

S_k 는 짧은 훈련 신호를 생성하는 비트 열이고 $\sqrt{13/6}$ 은 심볼의 평균 전력을 정규화 하는데 쓰인다. $S_{-26,26}$ 은 4의 배수 부반송파 자리에 신호가 존재하므로 그림 2.3과 같이 $T_{FFT}/4 (= 0.8 \mu s)$ 주기를 가지고 T_{SHORT} 는 짧은 훈련 신호 구간으로 10개의 $0.8 \mu s$ 구간, 즉 $8 \mu s$ 이다.

채널 보상과 미세한 주파수 보정을 담당하는 긴 훈련 신호는 DC를 포함하여 53개의 부반송파로 이루어져 있고 식 2.10, 식 2.11의 형태를 따른다.

$$r_{LONG}(t) = w_{T_{LONG}}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} L_k \exp(j2\pi k \Delta_F(t - T_{GR})) \quad (2.10)$$

$$L_{-26,26} = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1\} \quad (2.11)$$

L_k 는 식 2.11의 비트 열의 정보로 구성되어 각 부반송파에 실려 전송된다. T_{GR} 은 T_1 과 T_2 의 보호구간으로 $1.6 \mu s$ 이며, 긴 훈련신호의 길이 T_{LONG} 은 $8 \mu s (= 2 \times 0.8 + 2 \times 3.2)$ 이다. 프리앰블의 긴 훈련 신호와 짧은 훈련 신호를 간단하게 표현하면 다음 식 2.12와 같다.

$$r_{PREAMBLE}(t) = r_{SHORT}(t) + r_{LONG}(t - T_{SHORT}) \quad (2.12)$$

신호부의 데이터는 훈련 신호 뒤에서 그 다음에 따라오는 데이터의 길이나 부호화율 등의 정보를 담고 있으며 그림 2.1에서와 같이 BPSK 변조 방식을 사용하고 부호화율은 1/2을 사용하여 표 2.1에서 제시된 값에 따라 6 Mbps로 전송되지만 스크램블은 적용되지 않는다. 신호부는 총 24비트로 이루어지는데, 0 ~ 11번 비트에는 뒤에 따라오는 데이터의 길이를 표시하고 12 ~ 15번 비트는 부호화율, 16번 비트는 예약정보, 17번 비트는 even parity 에러 체크 비트,

18 ~ 23번 비트는 Tail 정보가 포함된다. 다음 표는 신호부의 변조방식에 따른 부호화율 정보를 담은 비트를 표시한 것이다.

표 2.3 신호 필드의 의미
Table 2.3 The Contents of signal field

Rate (Mbits/s)	R1-R4
6	1101
9	1111
12	0101
18	0111
24	1001
36	1011
48	0001
54	0011

데이터부는 그림 2.1에서와 같이 SERVICE, PSDU, TAIL, PAD로 이루어져 있고 PSDU에는 실제 데이터가 실리고, SERVICE 16비트의 0 ~ 6번 비트는 스크램블러 초기화를 위한 '0'값, 7 ~ 15번 비트는 앞으로 사용될 802.11 service 부로 '0'값을 채워 남겨둔다. TAIL은 6개의 '0'비트로 데이터의 끝임을 표시하고, PAD 비트는 데이터를 변조방식에 따라 알맞은 크기로 나누었을 때 남은 비트로 하나의 완전한 패킷을 만들기 위하여 다음 식 2.13 ~ 식 2.15로 PAD 비트의 길이를 계산하여 '0'을 넣는다.

$$N_{SYM} = (16 + 8 \times \leq NGTH + 6 + N_{DBPS} - 1) / N_{DBPS} \quad (2.13)$$

$$N_{DATA} = N_{SYM} \times N_{DBPS} \quad (2.14)$$

$$N_{PAD} = N_{DATA} - (16 + 8 \times \text{times} \text{LENGTH} + 6) \quad (2.15)$$

N_{SYM} 은 OFDM 심볼 수, N_{DATA} 는 데이터부의 비트 수, N_{PAD} 는 PAD 비트의 수, LENGTH는 PSDU의 길이이고, N_{DBPS} 는 표 2.1에서 제시한 OFDM 심볼 당 데이터 비트 수이다.

2.2.3 고속 무선 LAN 시스템 모델

앞서 설명한 데이터가 전송될 고속 무선 LAN 시스템을 구현하기 위해 IEEE 802.11a에서 제안한 모델을 이용하여 시스템 블록도는 그림 2.4와 같다.

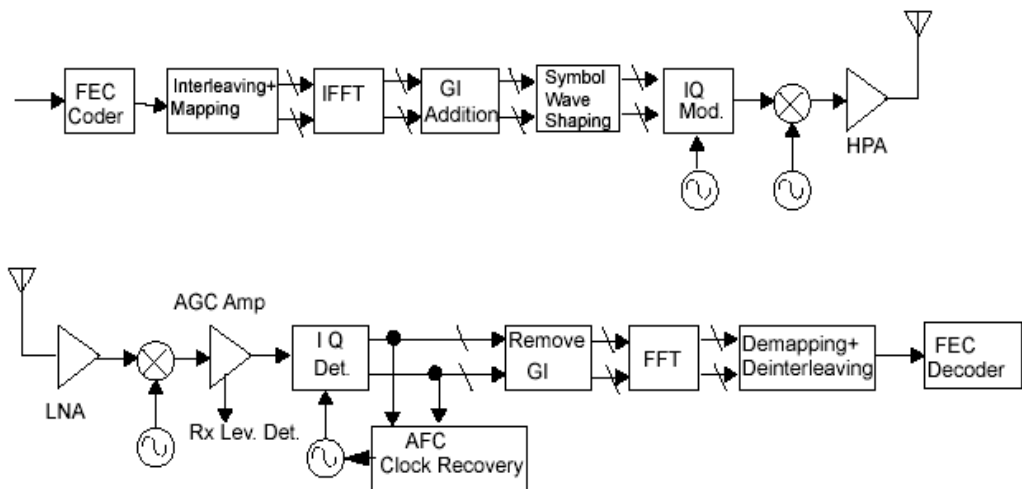


그림 2.4 OFDM 무선 LAN 시스템의 블록도

Fig. 2.4 The block diagram of the OFDM wireless LAN system model

전송하고자 하는 데이터는 그림 2.4의 시스템 모델 블록도와 같이 스크램블, Convolutional 부호화 인터리빙, 변조 IFFT를 수행한 후 보호구간을 삽입하여 전송하게 된다. 수신단은 송신단 역의 과정으로 신호를 수신하게 된다.

2.2.4 고속 무선 LAN의 동기화 기법

OFDM 방식의 5 GHz 고속무선랜 표준에서는 PLCP 프리엠블을 사용하여 초기 동기를 취득한다[7][9].

초기반송파 옵셋의 추정과정에서는 주파수 옵셋의 크기를 알 수가 없으므로 넓은 범위에서의 옵셋 추정능력이 요구된다. PLCP 프리엠블의 짧은 훈련심볼은 한 FFT심볼구간(N)내에서 4번 반복되도록 구성되어 있으므로 이러한 요구에 잘 부응한다. 즉, 짧은 훈련심볼에서는 동일한 두 샘플간의 거리가 $N/4$ 이 되므로, 거리가 N 으로 반복되는 것에 비하여 4배로 넓은 추정범위를 가지게 된다. 반면, N 거리로 반복되는 긴 훈련심볼은, 짧은 훈련심볼에 비해 그 추정범위는 좁지만, 상관을 취하는 샘플 수가 많기 때문에 보다 신뢰성 있는 추정이 가능해진다. 상관을 취하는 알고리즘은 다음 식 2.16과 같다.

$$y^* = v_k^* e^{-j2\pi\epsilon k/N} + n_k^* \quad (2.16)$$

이다. 여기서, 공액을 취하는 이유는 $y(k)$ 와 $y(k - N/M)$ 이 동일할 경우 상관 크기가 최대가 되기 때문이다. M 은 FFT 심볼구간내에서 반복되는 동일한 훈련심볼 수이다. 심볼의 반복주기가 N/M 일 때 $y(k)$ 의 N/M 만큼 지연된 신호는 식 2.17이다.

$$y(k - N/M) = v_{(k-N/M)} e^{j2\pi\epsilon k/N} e^{-j2\pi\epsilon/M} + n_{(k-N/M)} \quad (2.17)$$

그러므로 이들 두 신호에 대해 상관을 취하면 식 2.18과 같이 된다.

$$y^*(k)y(k - N/M) = v^*(k)v_{(k-N/M)} e^{-j2\pi\epsilon/M} + n_k \quad (2.18)$$

이 식은 또한 v_k 와 $v_{(k-N)}$ 가 동일하므로 다음 식 2.19와 같이 정리될 수 있다.

$$y^*(k)y(k - N/M) = |v_k|^2 v_{(k - N/M)} e^{-j2\pi\epsilon/M} + n_k \quad (2.19)$$

랜덤한 잡음의 영향을 제거하기 위하여 심볼 구간내의 모든 샘플에 대한 상관값의 평균을 취한다. 그리고 그 결과 신호의 위상을 구함으로써 최종적인 반송파 주파수 오프셋을 추정할 수 있고, 그 결과 식 2.20과 같이 정리될 수 있다.

$$\hat{\epsilon} = -\frac{M}{2\pi} \angle \left[\sum_{k=0}^{N/M-1} y^*(k)y(k - N/M) \right] \quad (2.20)$$

이 식을 보다 더 일반화하면 식 2.21과 같다.

$$\hat{\epsilon} = -\frac{M}{2\pi D} \angle \left[\sum_{k=0}^{D-1} y^*(k)y(k - D) \right] \quad (2.21)$$

여기서, N 은 FFT 크기이고 $D = N/M$ 으로써 상관을 취할 심볼간의 거리이다. 짧은 훈련심볼은 $M = 4$ 이므로 식 2.22와 같이 반송파 주파수 오프셋을 추정할 수 있다.

$$\hat{\epsilon} = -\frac{2}{\pi} \angle \left[\sum_{k=0}^{15} y^*(k)y(k - 16) \right], \quad |\hat{\epsilon}| < 2 \quad (2.22)$$

여기서, $N = 64$ 로 하며, $D = N/M = 16$ 으로 되고, 긴 훈련심볼은 $M = 1$, $D = N = 64$ 이므로 다음 식 2.23과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\epsilon} = -\frac{1}{2\pi} \angle \left[\sum_{k=0}^{15} y^*(k)y(k - 64) \right], \quad |\hat{\epsilon}| < 0.5 \quad (2.23)$$

2.2.5 고속 무선 LAN의 등화 기법

OFDM 방식을 적용한 고속 무선 LAN 시스템의 표준안에 따른 긴 훈련 신호를 이용하여 채널에 의한 열화를 보상한다. 만약 긴 훈련 신호를 다수 개 전송한다면 전송 심볼에 주기적으로 보호구간을 삽입할 필요가 없어지고 전송 효율에 문제가 되므로 보다 더 효과적인 방법으로 표준안에 따라 그림 2.3의 긴 훈련 심볼(T_1, T_2) 두 개의 평균을 구하여 채널을 추정하고 감쇄를 보상한다. 이러한 긴 훈련 심볼 두 개는 그림 2.4의 고속 무선 LAN 시스템 모델과 채널을 적용하고 수신단의 FFT 후에 채널에 의한 열화를 보상한다. 추정치 에러의 자승을 추정 채널에 대해 최소화 하는 방법인 LS방법을 이용하여 단일 탭 등화를 수행한다. 이와 같은 방법을 정리하면 다음 식 2.24와 같다[7].

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.24)$$

\mathbf{y} 는 수신 신호, \mathbf{H} 는 채널, \mathbf{x} 는 송신 신호이며, \mathbf{n} 은 부가백색잡음(AWGN)이고 다음 식 2.25와 같은 행렬로 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & H_2 & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & H_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_n \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

잡음에 대해 이항하면 다음 식 2.26, 식 2.27과 같이 정리할 수 있다.

$$(\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x})^T(\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}) = \mathbf{n}^T\mathbf{n} \quad (2.26)$$

$$\sum_{i=1}^n (y_i - H_i x_i)^2 = N = \mathbf{n}^T\mathbf{n} \quad (2.27)$$

N 은 전체 잡음 전력이다.

채널에 대해 미분을 수행하여 해를 갖는 H 에 대해 추정을 수행하면 다음 식 2.28, 식 2.29와 같이 정리 할 수 있다.

$$\sum_{i=1}^n 2x_i (x_i H_i - y_i) = 0 \quad (2.28)$$

$$\hat{H} = y/x \quad (2.29)$$

\hat{H} 은 LS 방법으로 추정한 채널이다.

고속 무선 LAN 시스템에서는 긴 훈련 심볼로 채널추정을 수행하므로 송신 신호와 수신 신호를 식 2.30과 같이 긴 훈련 심볼로 나타낼 수 있다.

$$\hat{H}_s = \frac{\tilde{L}}{L} \quad (2.30)$$

\hat{H}_s 는 LS 방식으로 추정한 채널이고 L 은 송신한 긴 훈련 신호, \tilde{L} 은 수신한 긴 훈련 신호이다.

제 3 장 DSRC 시스템 모델

3.1 채널 모델

이동 무선 채널은 무선 통신 시스템의 성능을 결정하는 중요한 파라미터로 실제적인 무선 채널의 모델링은 무선 시스템 설계에서 가장 중요한 부분의 하나이다. 통신 채널 특성에 따라 통신 시스템에서 고려되어야 할 세부 요구 사항이 결정되며, 가격과 성능, 기능의 설계가 가능하며, 제작된 통신 시스템이 성공적으로 사용될 수 있다. 특히 무선 통신 채널 특성은 거리에 따른 전파의 전파 감쇄와 전파 다중 경로 특성이 가장 중요하다. 따라서 무선 통신 시스템에서 무선 채널의 효과적인 사용을 위해서는 채널 환경에 대한 분석이 먼저 이루어져야 한다.

DSRC 시스템의 채널 환경의 가장 큰 특징은 다양한 교통 정보와 멀티미디어 서비스 등을 제공하기 위한 데이터 전송속도의 증가로 인하여 무선 다중 경로 채널에서 ISI가 발생하여 주파수 선택성 페이딩 채널 환경이 되는 것이다.

이동 무선 채널에서 1-ray(LOS 성분)만으로는 전파의 물리적인 측면을 다루기에는 부정확한 면이 있으므로 일반적인 채널 모델을 적용할 때 많이 사용하고 있는 모델은 2-ray 라이시안 채널이다. 하지만, 실제 도심 환경에서는 빌딩이나 이동하는 장애물이 존재하기 때문에 많은 다중경로 성분들이 발생하게 된다. 따라서 수신 측에서는 많은 다중경로 성분들을 모두 수신하게 된다.

아래의 표 3.1은 RSE와 OBE 간의 거리에 따라서 ray-tracing 기법을 통해 얻은 각 ray 별 진폭 특성을 각 지점에서의 LOS 성분으로 정규화시킨 값을 나타낸다[1]. 6-ray 성분은 2-ray 성분 외에 빌딩의 벽에서 반사된 성분 및 빌딩 벽에서 또 다른 빌딩 벽으로 이중 반사된 성분을 모두 수신하다고 가정한 것이다.

표 3.1 정규화된 각 ray 별 파라미터

Table 3.1 The normalized parameters by each ray

	2nd-ray/LOS	3rd-ray/LOS	4th-ray/LOS	5th-ray/LOS	6th-ray/LOS
10 m	0.222	0.046	0.06	0.0033	0.0013
30 m	0.329	0.108	0.113	0.011	0.00741
50 m	0.339	0.117	0.121	0.014	0.011
70 m	0.343	0.112	0.124	0.015	0.013
100 m	0.346	0.1247	0.125	0.0155	0.0144

LOS와 독립적인 L개의 레일레이 페이딩의 합으로 이루어지는 다중 경로 페이딩 채널에 대한 임펄스 응답은 식 3.1과 같다[9].

$$h(t, \tau) = \sqrt{2P_s}\delta(t) + \sum_{l=1}^L \sqrt{P_l}h_l(t)\delta(\tau - \tau_l) \quad (3.1)$$

$\delta(t)$: Dirac Delta 함수

$h_l(t)$: 레일레이 분포를 가지는 l번째 다중경로 채널의 임펄스 응답

P_s : LOS 신호 성분의 전력

P_l : l번째 다중 경로 성분의 전력

τ_l : l번째 다중 경로 성분의 지연 시간

다중 경로로 수신된 신호의 총전력을 P_d 라 하면, LOS 신호의 전력과 반사되어 들어오는 신호 전력의 비로 나타내는 라이시안 인자(rician factor) K 는 다음 식 3.2와 같다[9].

$$K = \frac{P_s}{P_d} \quad (3.2)$$

여기서,

$$P_d = \sum_{l=1}^L P_l \quad (3.3)$$

무선 통신 시스템에서는 서로 다른 다중 경로 채널을 비교하기 위하여 다중 경로 채널을 정규화하기 위한 파라미터를 사용하는데, 평균 초과지연과 rms 지연 확산은 전력 지연 프로파일(power delay profile)로부터 결정지어질 수 있는 다중 경로 채널 파라미터이다. 평균 초과 지연은 전력 지연 프로파일의 1차 모멘트로서 식 3.4와 같이 정의되며,

$$\bar{\tau} = \sum_{l=1}^L \frac{P_l}{P_d} \tau_l \quad (3.4)$$

rms 지연 확산은 전력 지연 프로파일의 2차 모멘트의 제곱근으로써 식 3.5와 같이 정의된다.

$$\tau_{rms} = \sqrt{\sum_{l=1}^L \frac{P_l}{P_d} (\tau_l - \bar{\tau})^2} \quad (3.5)$$

l 번째 다중 경로 성분의 지연 시간 $\tau_l = l\Delta\tau$ 일 경우, 즉 l 번째 경로에 대해 정수배 만큼의 지연을 가진다고 가정할 경우, rms 지연 확산이 ARIB의 측정치인 150 ns 일 때의 $\Delta\tau$ 는 표 3.2와 같다.

표 3.2 거리에 따른 지연시간
Table 3.2 The delay time by distance

RSE와 OBE 간 거리	10m	30m	50m	70m	100m
$\Delta\tau$ [ns]	287	235	227	224	223

본 논문에서는 ray-tracing 기법을 통해 얻은 6-ray 다중 경로 채널 모델을 사용한다. 그림 3.1은 본 논문에서 사용한 다중경로 페이딩 채널 모델을 나타낸다. 레일레이 블록의 출력은 표의 정규화 된 파라미터의 진폭을 가지고 발생하며, 결과적으로 각 반사파 성분은 레일레이 분포를 가진다. 경로 지연은, l 번째 채널에 대해서 l 배 만큼의 지연을 가지며, rms 지연 확산은 ARIB의 측정치인 150 ns 이다.

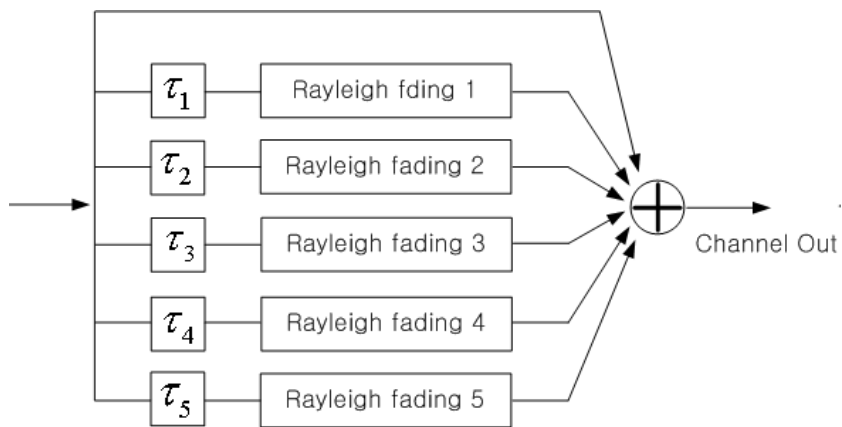


그림 3.1 다중 경로 페이딩 채널 모델

Fig. 3.1 The Multi-pass fading channel model

3.2 등화 기법

IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 표준안에 따르면 두 개의 긴 훈련 신호를 이용하여 채널에 의한 열화를 앞서 제시된 LS 방식에 따라 보상하여야 한다. 그러나 시스템의 성능 향상을 얻기 위하여 추정치 에러 자승의 평균을 작게 하는 LMMSE 방법을 사용할 수 있다. LS 방법이 실제 채널과 다음과 같은 직교 성질을 만족한다고 가정하면 추정 채널과 실제 채널 오차의 기대값이 '0'이므로 다음 식 3.5와 같이 쓸 수 있다[11][12][13].

$$E[(\mathbf{H} - K\hat{\mathbf{H}}_s)\hat{\mathbf{H}}_s^T] = \mathbf{0} \quad (3.5)$$

\mathbf{H} 는 실제 채널이고 $\hat{\mathbf{H}}_s$ 는 LS 방법으로 추정된 채널이며 \mathbf{T} 는 Hermitian Transpose 이다.

식 3.5를 다시 쓰면 기대값은 상관 함수로 표시할 수 있으므로 다음 식 3.6과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}\hat{\mathbf{H}}_s} - K\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}_s\hat{\mathbf{H}}_s} = \mathbf{0} \quad (3.6)$$

즉, 오차를 작게 하는 계수 K 는 다음 식 3.7과 같다.

$$K = \mathbf{R}_{\mathbf{H}\hat{\mathbf{H}}_s} \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}_s\hat{\mathbf{H}}_s}^{-1} \quad (3.7)$$

LS 방법으로 추정된 채널에 실제 채널과의 오차를 작게 하는 계수 K 를 곱하면 LMMSE 추정 채널은 식 3.8과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{\mathbf{H}}_{lmmse} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}\hat{\mathbf{H}}_s} \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}_s\hat{\mathbf{H}}_s}^{-1} \hat{\mathbf{H}}_s \quad (3.8)$$

\widehat{H}_{lmmse} 는 LMMSE 방식으로 추정된 채널이고 $R_{\widehat{H}_s}$ 은 H 와 \widehat{H}_s 의 상호상관 함수로 다음 식 3.9과 같이 정의된다.

$$R_{\widehat{H}_s} = E\{\widehat{H}_s \widehat{H}_s^T\} \quad (3.9)$$

$R_{\widehat{H}_s}$ 은 \widehat{H}_s 의 자기상관함수이며, 사용하는 주파수 대역에서 신호가 동일한 전력을 가진다고 가정하면 다음 식 3.10과 같이 쓸 수 있다.

$$R_{\widehat{H}_s} = R_{HH} + \frac{1}{SNR} I \quad (3.10)$$

SNR(Signal to Noise Ratio)은 신호 대 잡음 비이고 I 는 단위행렬이다. 따라서 식 3.8을 다시 쓰면 식 3.11과 같다.

$$\widehat{H}_{lmmse} = R_{\widehat{H}_s} \left(R_{\widehat{H}_s} + \frac{1}{SNR} I \right)^{-1} \widehat{H}_{ls} \quad (3.11)$$

식 3.11의 $R_{\widehat{H}_s}$ 와 R_{HH} 는 각 부반송파의 주파수 상관 함수로 다음 식 3.12와 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{H_k \widehat{H}_{ls k'}} = E\{H_k \widehat{H}_{ls k'}^T\} = r(k-k') \quad (3.12)$$

$$R_{H_k H_{k'}} = E\{H_k H_{k'}^T\} = r(k-k') \quad (3.13)$$

k 와 k' 는 각각 k 번째 k' 번째 부반송파를 의미하고, $r(\cdot)$ 는 주파수 상관함수이다.

상대적으로 적은 수의 긴 훈련 신호의 기대값을 얻는 것이 용이하지 않기 때문에 신호의 크기가 지수 함수적으로 감소하는 다중경로 채널에서 신호의 주파수

응답으로부터 주파수 상관 함수는 다음과 같이 얻을 수 있다[10].

$$r(k - k') = \frac{1}{1 + j2\pi\tau_{rms}(k - k')/T_{FFT}} \quad (3.15)$$

$1/T_{FFT}$ 는 부반송파 이격 간격으로 T_{FFT} 는 표 2.2에서 제시한 $3.2 \mu\text{s}$ 를 이용한다.

이와 같이 주파수 상관 함수를 식 3.14과 같이 유도하고 식 3.11에 적용하여 Pseudo LMMSE 방법으로 채널의 열화를 보상할 수 있지만 실제 채널의 rms 지연 확산 τ_{rms} 는 수신단에서 정확한 값을 알 수 없기 때문에 LS 방식을 이용하여 추정된 채널 $\hat{\mathbf{H}}_{ls}$ 를 역이산 푸리에 변환하여 채널의 임펄스 응답을 추정하여 지연 확산 시간을 다음 식으로 얻어낸다.

$$\tau_{rms} = \sqrt{\sum_{l=1}^L \frac{P_l}{P_d} (\tau_l - \bar{\tau})^2} \quad (3.16)$$

$$\bar{\tau} = \sum_{l=1}^L \frac{P_l}{P_d} \tau_l \quad (3.17)$$

위에서 보인 Psuedo LMMSE 방식을 이용하면 식 3.11과 같이 많은 복소 계산량이 필요한 추정 방법을 LS 방식으로부터 rms 지연 확산 시간을 구해냄으로써 손쉽게 유도할 수 있고 LS 방식 보다 우수한 성능을 얻어낼 수 있다.

제 4 장 모의실험 및 성능 분석

본 논문에서는 DSRC 시스템의 성능을 분석하기 위하여 앞서 제시한 6-ray 다중 경로 채널 모델을 사용하고 국제 표준화 규격인 IEEE 802.11a에 근거하여 모의실험을 하였다. 주파수는 2001년 4월 정보통신부고시 제2001-21호로 지능형 교통시스템과 관련하여 DSRC용으로 분배된 5.8 GHz대역을 사용하였다. 표 4.1은 모의실험에 사용된 파라미터를 나타내고 있으며 아래의 그림 4.1은 모의실험에 사용한 시스템 설계도를 보이고 있다.

표 4.1 DSRC 시스템 모의실험 파라미터
Table 4.1 The simulation parameters of DSRC system

변조	OFDM-QPSK
반송파 주파수	5.8 GHz
데이터 전송속도	6 Mbps, 9 Mbps, 12 Mbps, 18 Mbps, 24 Mbps
부반송파 수	52
채널환경	6-ray 다중 경로 채널 RSE와 OBE간 통신 거리 : 100 m rms 지연확산 : 150 ns
등화기 구조	LS 방식 등화기 Pseudo LMMSE 방식 등화기

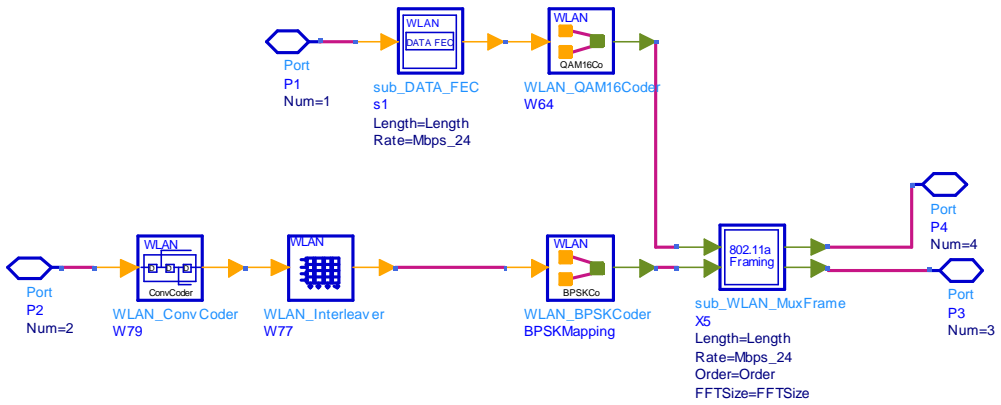


그림 4.2 송신부의 서브 시스템 I - 신호원

Fig. 4.2 The sub-system of transmitter I - Signal Source

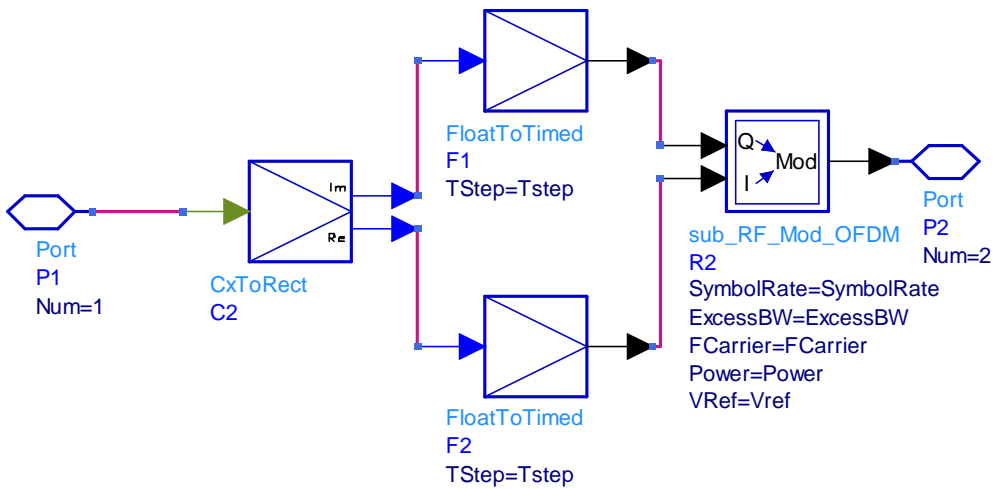


그림 4.3 송신부의 서브 시스템 II - RF 송신부

Fig. 4.3 The sub-system of transmitter II - RF Transmitter

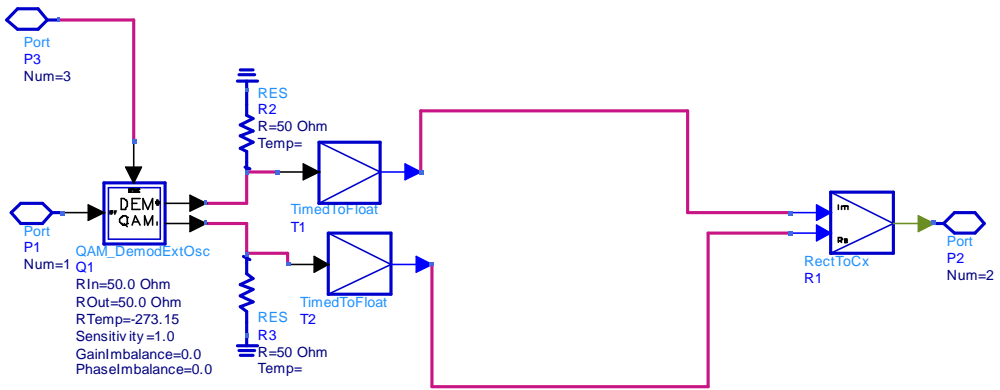


그림 4.4 수신부의 서브 시스템 I – RF 수신부
 Fig. 4.4 The sub-system of receiver I – RF Receiver

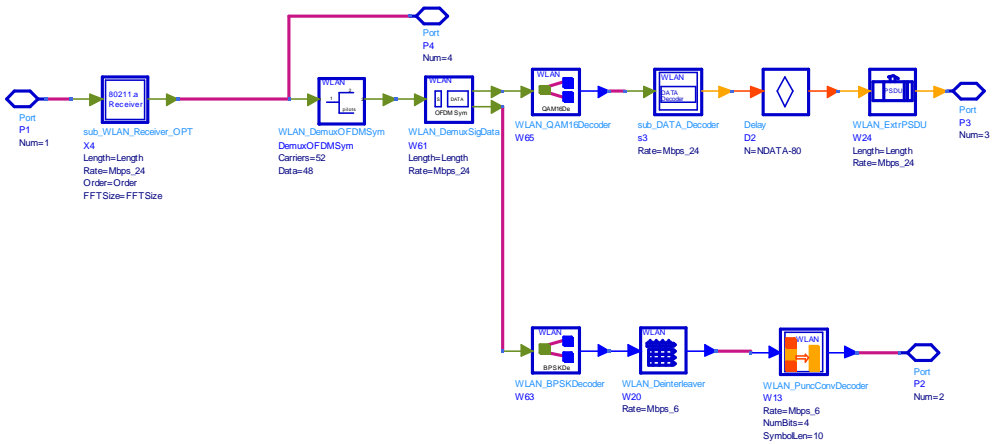


그림 4.5 수신부의 서브 시스템 II – 수신부
 Fig. 4.5 The sub-system of receiver II – Receiver

그림 4.6과 그림 4.7은 6-ray 다중 경로 채널 환경에서 전송 속도가 6 Mbps일 때와 9 Mbps 일 때의 BER 성능 분석도이다. 이 두 경우 등화기 적용 여부에 대한 성능의 변화는 없는데, 이것은 OFDM 심볼 전송 시 삽입한 1/4 보호구간에 의해 ISI가 거의 제거되었기 때문이며, 또한 채널의 지연 시간보다 심볼의 주기가 길기 때문에 채널에 대한 영향을 거의 받지 않았기 때문이다.

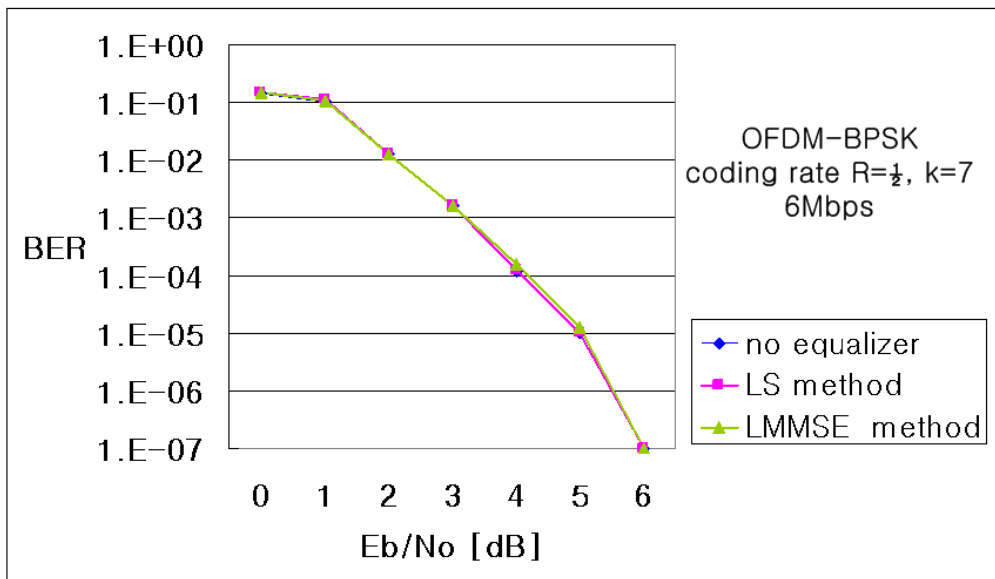


그림 4.6 6 Mbps-DSRC 시스템의 BER 특성

Fig. 4.6 The BER performance analysis of 6 Mbps-DSRC system

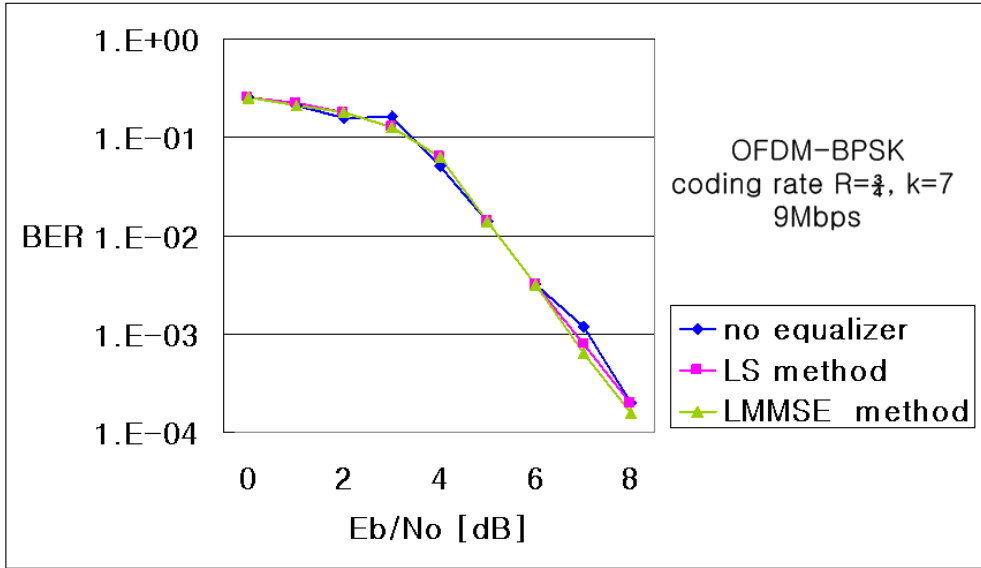


그림 4.7 9 Mbps-DSRC 시스템 BER 특성

Fig. 4.7 The BER performance analysis of 9 Mbps-DSRC system

그림 4.8, 그림 4.9 및 그림 4.10은 각각 12 Mbps, 18 Mbps, 24 Mbps에서 등화기를 적용하였을 때의 성능을 보이고 있다.

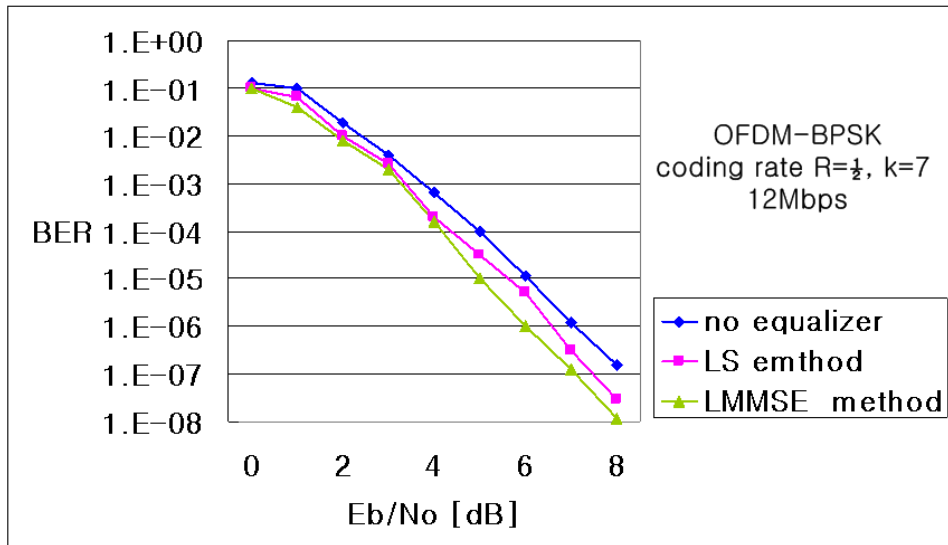


그림 4.8 12 Mbps-DSRC 시스템의 BER 특성

Fig. 4.8 The BER performance analysis of 12 Mbps-DSRC system

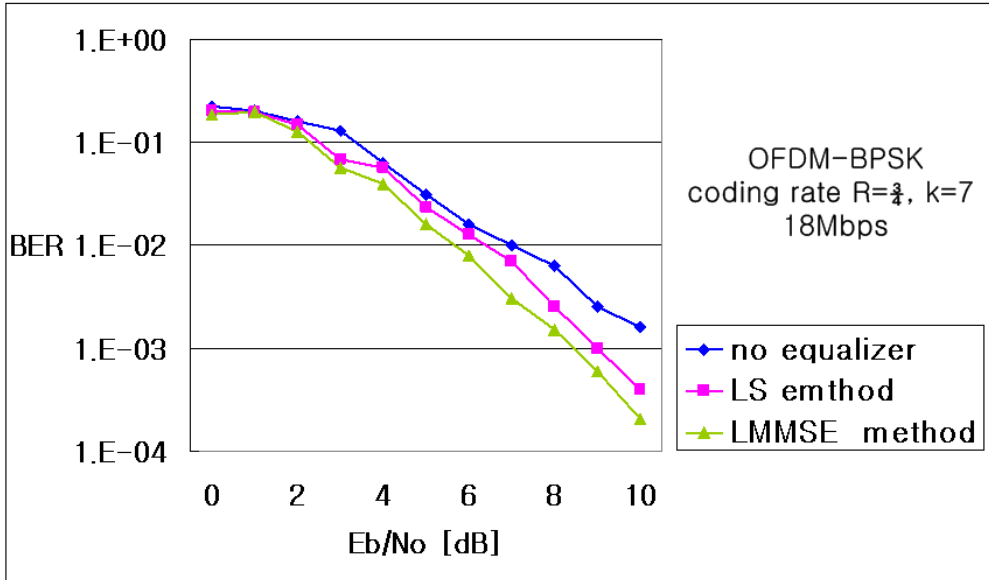


그림 4.9 18 Mbps-DSRC 시스템의 BER 특성

Fig. 4.9 The BER performance analysis of 18 Mbps-DSRC system

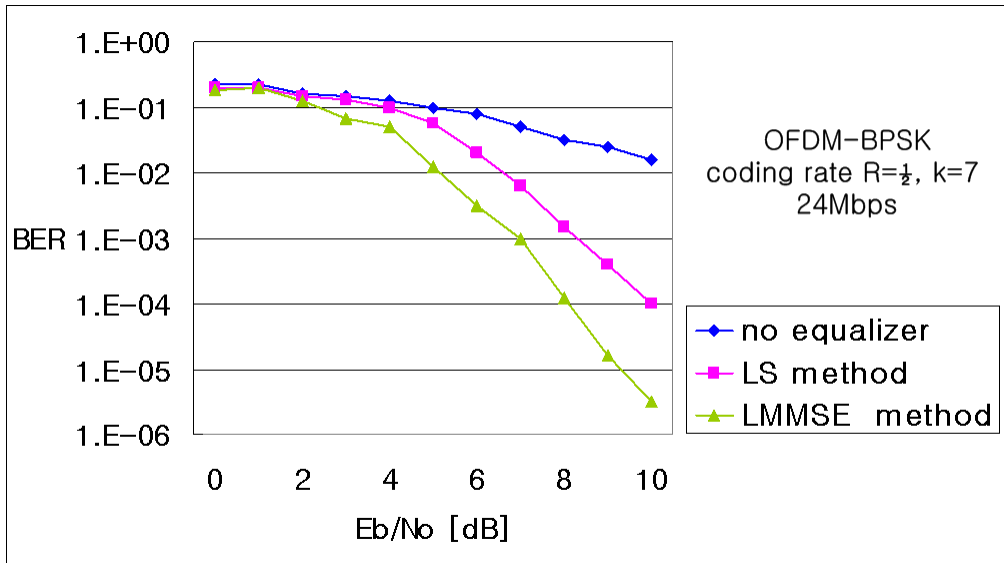


그림 4.10 24 Mbps-OFDM 통신 시스템의 BER 특성

Fig. 4.10 The BER performance analysis of 24 Mbps-DSRC system

같은 채널 환경에서 데이터의 전송속도가 빨라질수록 ISI의 영향이 심각해지며, 24 Mbps 급의 경우는 등화기를 적용하지 않을 경우는 10^{-3} 의 BER도 얻기 힘들다.

모의실험을 통해 전송속도 6 Mbps와 9 Mbps는 등화기에 의한 성능 향상이 없음을 알 수 있고, LS 방식과 Pseudo LMMSE 방식을 적용한 경우 고속 무선 LAN 시스템에서 E_b/N_0 값이 증가할수록 Pseudo LMMSE 방식이 LS 방식보다 성능이 우수해짐을 확인할 수 있다.

제 5 장 결 론

본 논문에서는 6-ray의 ISI가 발생하는 주파수 선택성 페이딩 모델인 DSRC 채널 환경에서 OFDM 방식의 ITS/DSRC 시스템을 설계하고, Pseudo LMMSE 등화기법을 사용, 모의실험을 통해 LS등화 기법을 사용한 규격에 의한 시스템과 그 성능을 비교 분석하였다.

기존의 논문들이 2-ray 채널 환경에서 OFDM 시스템의 성능을 분석하고 등화기를 적용한 것에 반하여, 본 논문에서는 실제 도심환경에서 빌딩이나 이동하는 장애물이 존재하기 때문에 발생하게 되는 많은 다중 경로 성분들을 고려하여 채널 모델을 설정하였다. 무선 다중경로 채널 환경은 서로 독립적인 레일리 페이딩 채널의 합으로 이루어진다고 가정하였으며, OFDM 시스템의 복조시 반송파 주파수와 타이밍에 있어서 동기가 정확하다고 가정하였다.

DSRC 채널은 RSE와 OBE간 거리가 100 m 이하의 근거리 통신을 위주로 하기 때문에 항상 LOS가 존재하는 라이시안 채널이고 전송속도가 클수록 주파수 페이딩 채널이 된다. 이러한 채널 환경을 극복하기 위해 직교 다중 반송파를 이용하여 통신하는 OFDM 방식을 사용한다. OFDM 변조 방식은 보호구간을 사용해 채널의 ISI를 제거하므로 일반적으로 등화기가 필요 없으나, 차세대 DSRC 채널은, 데이터의 전송속도가 6 Mbps ~ 24 Mbps로 고속이고, 또한 rms 지연 확산이 150 ns인 경우, 보호구간만으로는 ISI를 완전히 제거할 수 없다. 따라서 성능 개선을 위한 다른 방법으로 등화기를 채널 코딩을 하거나, 등화기를 사용하게 된다.

성능 평가에서 보여주듯이 6 Mbps 및 9 Mbps 경우는 등화기에 의한 성능 향상은 전혀 없었으며, 12 Mbps와 18 Mbps의 경우도 코딩으로 ISI를 제거함으로써 등화기의 필요성이 비교적 적었다.

24 Mbps의 OFDM-16QAM의 경우는 코딩을 1/2을 사용하였음에도 불구하고 만족할만한 성능을 얻지 못하는데 이 경우 등화기를 사용하면 월등한 성능의 개선 효과를 얻을 수 있었으며, 특히, 802.11a에 규정하고 있는 LS 기법의 등화기보다 Pseudo LMMSE 기법의 등화 기법을 적용하였을 경우 성능이 더욱

향상됨을 알 수 있었다.

E_b/N_0 가 4 dB 일 때, 12 Mbps, 18 Mbps, 24 Mbps의 시스템에서 LS 등화 기법에 비하여 Pseudo LMMSE 등화기법의 성능이 각각 1 dB, 1.5 dB, 3 dB 개선되었으며, E_b/N_0 가 8 dB 일 때 3 dB, 3.5 dB, 10 dB의 성능이 향상되어, 고속 무선 LAN 시스템에서 E_b/N_0 값이 증가할수록 Pseudo LMMSE 방식이 LS 방식보다 성능이 우수해짐을 확인하였다.

추가적으로 보다 채널 환경이 열악한 경우, 즉 rms 지연확산이 보다 큰 경우에 등화기에 대한 성능의 개선 효과가 고속 전송의 경우 상당히 향상될 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] “10M bps 패킷 데이터 전송을 위한 무선채널 환경 연구,” 최종 연구보고서, 한국항공학회, 2001.
- [2] Yun Hee Kim, Ickho Song, Hong Gil Kim, Taejoo Chang and Hyung Myung Kim, "Performance Analysis of a Coded OFDM system in Time varying Multipath Rayleigh Fading Channels," *IEEE Transactions on vehicular technology*, Vol. 48, No5, pp.1610–1615, Sept. 1999.
- [3] L. J. Cimini, Jr., "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Trans. Commu.*, Vol. COM-33, No. 7, pp.665–675, July 1985
- [4] R. Kohno. "ITS and Mobile Multi-Media Communication in Japan," Pro. of Telecomm. Tech. Workshop for ITS. May 2000.
- [5] European Telecommunication Standard Institute, "Digital Audio Broadcasting(DAB)," 2nd ed., ETS 300 401, May 1997.
- [6] European Telecommunication Standard Institute, "DVB_T ETS 300 744 : Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television," Mar. 1997.
- [7] IEEE, "Information Technology – Telecommunications and Information Exchange Between Systems – Local and Metropolitan Area Networks – Specific Requirements – Part 11 : Wireless LAN MAC and PHY Specifications," P802.11/D7.0, July 1997.
- [8] B. Bing, "High-Speed Wireless ATM and LANs," Artech House Publishers, 2000.
- [9] Jun Lu, Tjeng Tjhung, Fumiyuki Adachi and Cheng Li Huang, "BER Performance of OFDM-MPSK system in Frequency-Selective Rician Fading with Diversity Reception," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, Vol.49, No. 4, pp.1216–1225, July 2000.

- [10] R. V. Nee, and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech House Publishers, 2000.
- [11] U. Madhow and M. Hong, "MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.42, pp.3178–3188, December 1994.
- [12] Vucetic, "Adaptive receiver structures for asynchronous CDMA systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 12, pp.685–697, May 1994.
- [13] S.L. Miller, "An adaptive direct-sequence code-division multiple-access receiver for multiuser interference rejection," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.43, pp.1746–1755, Feb./Mar./Apr.1995.
- [14] Bernard, "Digital Communications Fundamentals and Applications," Prentice Hall PTR, pp.149–161, 2000.

감사의 글

대학원 생활동안 고마운 사람들을 참 많이 만났습니다.

대학 생활까지는 혼자 힘으로도 충분히 제게 맡겨진 것들과 제가 하고자 하는 일들을 해낼 수 있었지만, 대학원에 진학하여서는 혼자서 감당해내지 못할 일들이 제겐 너무 많았기에.

고마우신 모두의 도움으로 이 곳까지 왔고, 그 분들께 보답하는 가장 좋은 방법은 이 2년이란 시간을 딛고 더 나은 세상으로 발돋움하는 모습을 보이는 것이겠지요.

먼저, 항상 지켜봐주신 교수님께 감사드리며, 저를 대학원에 진학토록 조언한 태경이 오빠께도 이제는 감사드립니다. 대학원 진학부터 맘 졸여 할 때마다 내 얘기 다 들어주고 조언해 준 동우 오빠, 항상 걱정해 준 성준이 오빠, 힘들게 생각하지 말라며 다독여 주던 외형이 오빠, 대학원 생활을 헤쳐나갈 방법을 조언해 준 준영이 오빠, 일 하면서 공부하는 거 힘들다고 항상 챙겨주던 연정이 언니, 초조해할 때마다 지금도 안 늦었다고 용기 잃지 않게 해준 민지 언니, 얘기 상태가 되어준 수정이 오빠한테 감사드립니다.

포기하려 할 때마다 다독여주던 승미니, 내 고민 다 들어준 뽀영이, 곁에 있다는 그것만으로도 나를 든든하게 한 은정아.. 고맙다.

미우나 고우나 한 방에서 생활한 내 유일한 동기 정원이 오빠 수고 많았고, 철성이 오빠, 동식이 오빠, 수홍이 오빠. 각자의 생활 열씨미 해서 다들 원하는 결과 있으면 좋겠네.

내가 쯤루 걱정이라던 영근이 오빠. 나 졸업한다~! ^^

울 언니, 그리고 민정이.

두 분께는 저의 이 석사 논문이 아니라, 제가 앞으로 살아가는 모습으로 보답하겠습니다.

떠기도 지켜봐라~!!