

工學博士 學位論文

SLM-PTS 結合技法을 適用한 OFDM
시스템의 PAPR 性能改善에 關한 研究

A Study on PAPR Performance Improvement of OFDM
System using SLM-PTS Combine Method

指導教授 趙 炯 來

2005年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

成 泰 慶

목 차

Nomenclature

Abbreviations

Abstract

제 1 장 서론	1
제 2 장 OFDM 시스템	6
2.1 OFDM 시스템의 구조	6
2.2 부반송파의 생성과 직교성 및 신호의 구성	8
2.2.1 IFFT를 이용한 부반송파의 생성	8
2.2.2 부반송파의 직교성과 신호의 구성	11
2.3 PAPR 특성	14
2.4 OFDM 기술의 적용분야	16
2.4.1 무선 LAN	16
2.4.2 디지털 방송	18
제 3 장 OFDM 방식에서의 PAPR 저감기법	21
3.1 클리핑 기법	21
3.2 블록 부호화 기법	26
3.3 심볼 스크램블링 기법	26
3.3.1 SLM 기법	27

3.3.2	PTS 기법	30
3.4	SLM-PTS 결합기법	35
3.4.1	고속 적응형 PTS 기법	36
3.4.2	SLM-PTS 결합기법의 구성	42
3.4.3	제안된 SLM-PTS 결합기법의 성능평가	44
제 4 장	COFDM 시스템 구성 및 성능분석	54
4.1	COFDM 시스템 구성	54
4.1.1	ETD-Turbo 시스템	55
4.1.2	적응형 인터리버	65
4.1.3	COFDM 시스템	70
4.2	COFDM 시스템의 성능평가	71
4.2.1	부호화 이득	77
4.2.2	다중경로 지연확산 특성	79
4.2.3	Peak Power Clipping 특성	82
4.2.4	AWGN 채널 특성	84
4.2.5	타이밍 특성	87
4.2.6	PAPR 특성	90
제 5 장	결론	93
	참고문헌	96

표 목 차

표 2.1	주요 무선 LAN 방식의 파라미터 비교	18
표 2.2	지상파 디지털 방송 기술 비교	19
표 3.1	고속 적응형 PTS 시스템의 파라미터	39
표 3.2	OFDM 시스템 파라미터	44
표 3.3	PAPR 저감기법들의 연산량 (IFFT 연산수)	53
표 3.4	SLM-PTS와 PTS의 연산량에 따른 PAPR 비교 (W=2)	53
표 3.5	SLM-PTS와 PTS의 연산량에 따른 PAPR 비교 (W=4)	53
표 4.1	ETD-Turbo 부호기의 출력	57
표 4.2	DEC1 의 입력 시퀀스	58
표 4.3	DEC2 의 입력 시퀀스	58
표 4.4	COFDM 시스템 파라미터	72
표 4.5	타이밍과 관련된 OFDM 심볼 파라미터	72
표 4.6	비트율과 관련된 OFDM 심볼 파라미터	73

그림 목 차

그림	2.1	OFDM 시스템의 구조	6
그림	2.2	4개의 부반송파를 가지는 OFDM 심볼	10
그림	2.3	16채널 OFDM 신호에 대한 PAPR	14
그림	3.1	클리핑 기법을 사용하는 OFDM 송신기 구조	22
그림	3.2	클리핑된 OFDM 신호의 CCDF	23
그림	3.3	클리핑하지 않은 OFDM 신호	25
그림	3.4	클리핑된 OFDM 신호	25
그림	3.5	SLM 기법의 송신기 구조	29
그림	3.6	PTS 기법의 송신기 구조	30
그림	3.7	Crest factor를 경감하기 위한 부반송파 분배 (M=3)	33
그림	3.8	부가정보 없이 PAPR 경감을 위한 차동부호화된 부블록	34
그림	3.9	고속 적응형 PTS 기법의 구조	37
그림	3.10	임계레벨 비교기	38
그림	3.11	저 임계레벨에 따른 PAPR 연산량 (M=4)	40
그림	3.12	저 임계레벨에 따른 PAPR 연산량 (M=8)	41
그림	3.13	E_b/N_0 에 따른 BER 특성	41
그림	3.14	SLM-PTS 결합기법의 구조	43
그림	3.15	PTS와 SLM의 성능비교 (M=L=2, 3, 4, D=128)	45
그림	3.16	PTS와 SLM의 성능비교 (M=L=2, 3, 4, D=512)	46
그림	3.17	OFDM과 SLM 기법의 성능 (L=2)	47
그림	3.18	OFDM과 SLM 기법의 성능 (L=4)	48
그림	3.19	OFDM과 PTS 기법의 성능 (M=2)	48

그림 3.20	OFDM과 PTS 기법의 성능 ($M=4$)	49
그림 3.21	SLM-PTS 기법의 성능비교 ($D=128$)	50
그림 3.22	SLM-PTS 기법의 성능비교 ($D=256$)	51
그림 3.23	SLM-PTS 기법의 성능비교 ($D=512$)	51
그림 3.24	SLM-PTS 기법의 성능비교 ($D=1024$)	52
그림 4.1	ETD-Turbo 시스템의 구조	55
그림 4.2	ETD-Turbo 부호기	56
그림 4.3	ETD-Turbo 복호기	57
그림 4.4	COFDM 시스템 구조	60
그림 4.5	컨볼루션 부호를 사용한 OFDM 시스템	62
그림 4.6	ETD-Turbo 부호를 사용한 OFDM 시스템	63
그림 4.7	부블록수 변화에 따른 BER 특성비교	64
그림 4.8	기본 인터리버 모델	65
그림 4.9	재전송 시스템 모델	66
그림 4.10	이론적인 AII 특성 곡선	69
그림 4.11	IOFDM 시스템의 CCDF 특성 곡선	70
그림 4.12	제안된 COFDM 시스템의 구조	71
그림 4.13	64-QAM 사용시의 OFDM 송신신호	74
그림 4.14	원 신호의 64-QAM 성상	75
그림 4.15	수신기의 FFT 후의 64-QAM 성상	75
그림 4.16	복조 후의 64-QAM 성상	76
그림 4.17	16-PSK와 16-QAM에서의 BER 특성	78
그림 4.18	64-PSK와 64-QAM에서의 BER 특성	78
그림 4.19	OFDM에서 지연확산왜곡에 대한 BER 특성	80

그림 4.20	COFDM에서 지연확산 왜곡에 대한 BER 특성	80
그림 4.21	M-ary PSK의 지연확산 왜곡에 대한 BER 특성	81
그림 4.22	M-ary QAM의 지연확산 왜곡에 대한 BER 특성	81
그림 4.23	COFDM의 피크 전력 클리핑에 따른 BER 특성비교	83
그림 4.24	COFDM의 피크 전력 클리핑에 따른 BER 특성	83
그림 4.25	COFDM의 피크 전력 클리핑에 따른 BER 특성	84
그림 4.26	COFDM에서의 PSK와 QAM의 BER 특성	85
그림 4.27	COFDM에서의 M-ary PSK의 BER 특성	86
그림 4.28	COFDM에서의 M-ary QAM의 BER 특성	86
그림 4.29	OFDM 신호에서 프레임에러에 대한 영향	88
그림 4.30	COFDM 신호에서 프레임에러에 대한 영향	89
그림 4.31	M-ary PSK의 프레임동기에러에 대한 영향	89
그림 4.32	M-ary QAM의 프레임동기에러에 대한 영향	90
그림 4.33	COFDM 시스템의 성능비교 (N=128)	91
그림 4.34	COFDM 시스템의 성능비교 (N=512)	92

Nomenclature

$\delta_{i,j}$:	Amplitude of signal
ω_c	:	Angle frequency
η	:	Bandwidth coefficient
f_c	:	Carrier frequency
d_i	:	Complex QAM symbol
σ_T	:	Delay dispersion
Δf	:	Deviation of frequency
δ_l	:	Dirac delta function
D	:	FFT-point number
A	:	Kronecker delta function
$1/\sqrt{N}$:	Normalized bit energy
M	:	Number of subblock
N_s	:	Number of subcarrier
f_h	:	OFDM subcarrier
T_s	:	OFDM symbol period
T_g	:	Period of guard interval
$\Delta\theta$:	Phase offset
W	:	Phase rotation factor
$p(\mathcal{T})$:	Probability density function
σ	:	RMS power of OFDM signal
α	:	Roll-off factor of subcarrier
δ	:	Sideband of subcarrier
\mathcal{T}	:	Symbol Periodic

Abbreviations

A/D(D/A)	:	Analog(Digital) to Digital(Analog) Converter 아날로그(디지털)/디지털(아날로그) 변환기
ARQ	:	Automatic Repeat reQuest 자동 재송 요구
ATM	:	Asynchronous Transfer Mode 비동기 전송 방식
ATSC	:	Advanced Television System Committee 미국 고도화 텔레비전(ATV) 방식 심의위원회
AWGN	:	Additive White Gaussian Noise 부가적 백색 가우시안 잡음
BPSK	:	Binary Phase Shift Keying 이진 위상편이변조
CCDF	:	Complementary Cumulative Distribution Function 상보 누적분포함수
CCK	:	Complementary Code Keying 상보 부호변조
CDF	:	Cumulative Distribution Function 누적분포함수
CNR	:	Carrier-to-Noise Ratio 반송파대 잡음전력비
COFDM	:	Coded OFDM 부호화된 직교 주파수 분할 다중화
CP	:	Cyclic Prefix 주기적 전치부호
CR	:	Chip Ratio 칩 비
DAB	:	Digital Audio Broadcasting 디지털 오디오 방송
DFT/IDFT	:	Discrete Fourier Transform/Inverse DFT 이산푸리에변환/역 이산푸리에변환

DMB	:	Digital Multimedia Broadcasting 디지털 멀티미디어 방송
DQPSK	:	Difference Quadrature Phase Shift Keying 차동 직교 위상편이변조
DVB-T	:	Digital Video Broadcasting-Terrestrial 지상파 디지털 비디오 방송
ETD	:	Enhanced Time Diversity 고도화 시간 다이버시티
ETSI	:	European Telecommunications Standards Institute 유럽전기통신표준협회
FDD	:	Frequency Division Duplex 주파수 분할 이중화
FEC	:	Forward Error Collection 순방향 오류 정정
FFT/IFFT	:	Fast Fourier Transform/Inverse Fast Fourier Transform 고속푸리에변환/역 고속푸리에 변환
GI	:	Guard Interval 보호구간
HPA	:	High Power Amplifier 고전력 증폭기
ICI	:	Inter Channel Interference 채널간 간섭
IIR	:	Infinite Impulse Response 무한 임펄스 응답
IBI	:	Inter Block Interference 블록간 간섭
ISDB-T	:	Integrated Service Digital Broadcasting-Terrestrial 지상파 종합정보 디지털 방송
ISI	:	Inter Symbol Interference 심볼간 간섭
MC-CDMA	:	Multi Carrier-Code Division Multiple Access 다중반송파-부호분할다중접속

MQAM	:	Multiplexed Quadrature Amplitude Modulation 다중화된 직교진폭변조
NSC	:	Non-Systematic Convolutional 비대칭 컨볼루션
OFDM	:	Orthogonal Frequency Division Multiplexing 직교주파수분할다중화
P(S)/S(P)	:	Parallel(Serial) to Serial(Parallel) Converter 병렬(직렬)/직렬(병렬) 변환기
PAPR	:	Peak-to-Average Power Ratio 첨두전력대 평균전력비
PTS	:	Partial Transfer Sequence 부분 전송열 방식
QAM	:	Quadrature Amplitude Modulation 직교 진폭 변조
QPSK	:	Quadrature Phase Shift Keying 직교 위상편이방식
RSC	:	Recursive Systematic Convolutional 순환 대칭 컨볼루션
SFN	:	Single Frequency Network 단일 주파수 망
SLM	:	SeLect Mapping 선택 사상
SNR	:	Signal-to-Noise Ratio 신호대 잡음전력비
SOVA	:	Soft Output Viterbi Algorithm 연관정 출력 비터비 알고리즘
TDD	:	Time Division Duplex 시분할 이중화 방식
UMTS	:	Universal Mobile Telecommunication Systems 범용 이동통신 시스템
WLAN	:	Wireless Local Area Network 무선 구내정보 통신망

Abstract

In recent years, there has been a need for high-speed and high-quality services including voice, image, and other various multimedia signals applied to wireless communication systems. It is well-known that **OFDM** scheme has better characteristics in transmission rate, power efficiency, bandwidth efficiency, impulse-noise immunity, and narrow band interference immunity etc. in comparison with other conventional schemes. **OFDM** scheme, with great efficiency splits data into orthogonal narrow band sub-carriers to overcome ISI caused by multipath fading in wireless broadband high-speed transmission environments.

However, various interferences between sub-channels and higher PAPR can easily occur when data is transmitted via parallel means via many sub-carriers. High PAPR causes some serious non-linear distortion and degrades performance of the communication system.

Therefore, various methods reducing PAPR of **OFDM** scheme such as the clipping method, block coding method, and phase rotation method etc. have been proposed. However, these methods cause in-band interference and degrade the signal quality. Moreover, the amount of calculation is exponentially increased according to the number of sub-carriers and additional error with time-delay can occur because of side information. As a result of these defects, it is difficult to apply these conventional methods to real-time high-speed transmission systems.

In this dissertation, we propose a high-speed adaptive PTS method which

eliminates high PAPR and we compare the proposed method with other conventional methods. In addition, we have designed a combined type SLM-PTS scheme to reduce PAPR and evaluate the performance. The system used for evaluating PAPR performance can be constructed as COFDM applying ETD-Turbo coding scheme and adaptive interleaver.

All the analyses in this dissertation are focused on the system characteristics according to IFFT's point and modulation method and the performance evaluation are based on the PAPR reduction rates. As a result, the SLM-PTS combination method reveals good PAPR reduction rate and remarkable reduction in the amount of calculations. Especially, in the case of combine-3 scheme, we can achieve approximately 3.7~3.9 [dB] PAPR reduction on a basis of 10^{-5} BER level. Moreover, we can eliminate the side information in COFDM system because of its adaptive characteristics in evaluating PAPR reduction rate, so that the additional errors can be omitted.

The result of performance evaluation applying the modulation methods shows that M-ary QAM method reveals good quality, and the 16-QAM gives the best performance.

Based on the results of these performance evaluations, the proposed method does not increase the amount of calculation when it is applied to OFDM system. On the other hand, it reveals a high PAPR reduction efficiency with improving the transmission efficiency of OFDM system. In addition, it improves a processing rate because it does not use the side information. It is expected that the proposed scheme can be used in the next generation high-speed digital transmission systems.

제 1 장 서 론

오늘날 무선이동통신의 급격한 발전으로 광대역 무선 스펙트럼에 대한 요구가 크게 증가하고 있다. 즉, 제한된 스펙트럼으로 고속, 대용량의 정보를 동시에 다수의 사용자에게 제공할 수 있어야 한다.

한편, 무선 채널에서 데이터를 고속으로 전송할 경우 다중경로 페이딩(Multipath Fading), 도플러 천이(Doppler Shift) 등의 영향으로 인하여 시스템의 성능이 저하되기 때문에 이러한 성능열화를 방지하고 고속의 데이터 전송을 하기 위하여 채널 부호화 기법(Channel Coding Method), 다이버시티(Diversity) 기술 및 다중 반송파(Multi-Carrier) 전송기술의 도입 등 많은 분야의 연구와 기술적 발전이 있었다. 전송과정에서 오류를 제어하기 위한 채널 부호화 기법으로는 길쌈 부호(Convolutional Code)를 주로 사용하고 있으며 특히 Shannon limit에 근사한 성능을 가지는 터보 부호(Turbo Code)의 개발은 시스템의 성능 개선에 큰 영향을 주었다[1]~[3].

다중경로 페이딩에 의한 성능열화의 개선을 위하여 공간 다이버시티(Space Diversity)와 시간 다이버시티(Time Diversity)가 주로 적용되고 있으며 최근에는 편파 다이버시티(Polarization Diversity) 기술에 대해서도 많은 연구가 되고 있다[4]~[6].

고속 데이터 전송 기법으로는 다중 반송파 시스템이 대두되었으며, 다중반송파-부호분할다중접속(Multi Carrier-Code Division Multiple Access : MC-CDMA) 방식 및 직교주파수분할다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) 방식이 대표적이라 할 수 있다[7]~[11].

MC-CDMA의 경우 IMT-2000의 동기식 역방향 채널(Reverse Link Channel)에 대한 표준방식이며, OFDM은 고속 무선 구내정보통신망(Wireless Local

Area Network : WLAN)의 표준 및 유럽 디지털 방송의 표준기술이다 [12]~[14].

OFDM 시스템은 직교성을 갖는 부반송파를 사용하여 데이터를 동시에 병렬 형태로 변조하여 전송하는 방식으로, 스펙트럼의 효율을 높이기 위하여 다수의 부반송파가 서로 중첩되어 있으나 상호 직교성을 가지고 있으므로 데이터는 상호간 간섭을 일으키지 않도록 구성되어있다. 그러나 전송채널의 열화, 주파수 오프셋(Offset) 등이 발생할 경우 부반송파간의 직교성이 상실되고 부채널간에 간섭이 발생하게 되어 시스템의 성능이 열화 될 수 있는 단점을 가지게 된다[15]~[17]. 따라서 **OFDM** 방식에서는 전송채널의 시간지연보다 큰 보호구간(Guard Interval : GI)을 심볼마다 삽입하여 시스템의 성능을 개선시킨다.

차세대 이동통신 환경에서의 신호 변조방식은 한정된 무선채널의 전력과 주파수 대역을 가능한 효율적으로 사용하여야 하므로 요구되는 데이터 전송률과 대역폭의 성능에 대하여 최대의 효율을 보일 수 있는 특성을 가진 **OFDM** 기술이 제안되었고, 다양한 분야의 무선통신 시스템의 표준규격으로 채택되어 활발한 연구가 이루어지고 있다. **OFDM** 변조는 데이터 심볼을 역고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform : **IFFT**) 및 고속 푸리에변환(Fast Fourier Transform : **FFT**)을 이용하여 **OFDM** 심볼을 만들고, 반대로 복조할 수 있으므로 변복조부의 효과적인 디지털 구현 및 고속화 실현이 가능하다.

다중 반송파를 이용하는 **OFDM** 시스템에서 입력된 각각의 데이터는 부반송파의 개수만큼 직/병렬 변환기를 통하여 병렬로 변환된다. 병렬로 변환된 각각의 데이터 심볼의 시간영역에서의 길이는 부반송파의 개수(n)배 만큼 확장된다. 이렇게 확장된 시간 길이를 가지는 각각의 데이터는 무선 이동통신환경에서 다중경로에 의해 발생하는 지연확산(Delay Spread)보다 충분히 큰 값을 가지므로 주파수 선택적 페이딩(Frequency Selective Fading)과 협대역 간섭

(Narrow-band Interference)에 강한 특성을 가진다. 또한, **OFDM** 시스템에서는 각각의 다른 부반송파 주파수 대역의 데이터 중 일부 부반송파만 영향을 받게 되어 에러 정정 부호를 이용하여 소수의 오류가 발생한 부반송파 데이터를 정정하여 요구되는 비트오율(Bit Error Rate : BER) 특성에 대하여 최대의 효율을 보일 수 있다[18].

OFDM 시스템의 전송단에서 발생할 수 있는 가장 큰 문제점중의 하나인 높은 첨두전력대 평균전력비(Peak-to-Average Power Ratio : PAPR)은 높은 첨두치들이 각 부반송파를 통하여 전송되는 신호들의 동위상으로 더해지는 경우 발생하게 되며, **OFDM** 신호의 경우 평균 신호 전력에 비하여 첨두치들의 순간 전력이 매우 크게 되어 PAPR도 커지게 된다. 이러한 첨두치들의 존재는 실제 **OFDM** 시스템의 구현에 큰 장애가 될 수 있으며, 특히 PAPR이 큰 신호가 전력증폭기를 통과하는 경우 전력증폭기의 비선형 특성으로 인하여 신호의 대역 내 뿐만 아니라 인접 주파수 대역에도 간섭을 발생시키게 되고 또한 전력증폭기의 효율을 크게 감소시키는 요인이 된다. 따라서 **OFDM**에서는 PAPR을 저감시키기 위하여 다양한 기법들이 사용된다.

기존에 제시된 기법들로는 클리핑 기법(Clipping Method), 블록코딩 기법(Block Coding Method) 및 심볼 스크램블링 기법(Symbol Scrambling Method) 등이 있다. 그러나, 클리핑 기법의 경우, 대역 내 왜곡과 대역 외 잡음이 발생하여 전송신호 품질이 저하되는 단점을 가지며 [19] 이러한 단점을 보완하기 위해서는 많은 수의 필터가 요구된다. 블록코딩 기법은 다소 높은 PAPR 특성을 가지는 기법이지만 부반송파수가 증가할수록 연산량이 지수적으로 증가하는 단점을 가진다[20],[21].

부호화 기법 역시 부반송파수가 증가할 경우 PAPR 저감특성은 우수하지만 부반송파 수의 증가에 따라 연산량이 지수적으로 증가하여 전송효율이 크게 감소된다.

최근에는 심볼 스크램블링 기법을 적용한 선택 맵핑(SeLect Mapping : SLM) 기법과 부분전송 열(Partial Transfer Sequence : PTS) 기법이 제안되어 PAPR 특성을 크게 개선시킬 수 있으나 정확한 데이터 블록의 복원을 위하여 송수신단 사이에 부가정보의 교환이 요구되어 부가정보로 인한 추가적 오류가 발생하게 된다. 특히 PTS 기법의 경우 부블록수의 증가에 따라 연산의 복잡도가 급격하게 증가하는 단점이 있다.

이 두 방식은 정보신호의 왜곡 없이 효과적으로 PAPR을 저감할 수 있지만 여러 개의 IFFT 블록을 필요로 하므로 시스템의 복잡도가 증가할 뿐만 아니라 데이터의 복원을 위하여 위상회전 정보를 반드시 수신측에 전송해야 하므로 이에 따른 오류가 추가적으로 발생하게 된다[22],[23].

따라서 본 논문에서는 이러한 기존 저감기법들에서 단점으로 지적되는 연산량, 시스템의 복잡도 증가 및 정확한 데이터 블록의 복원을 위한 송수신단 사이의 부가정보 전송의 필수성 등을 개선시키기 위하여 새로운 PAPR 저감기법으로 고속 적응형 PTS 기법을 제안하고, 제안된 기법과 기존의 SLM 기법을 결합시킨 새로운 PAPR 저감기법인 SLM-PTS 결합기법을 제안하고 기존 SLM 기법 및 PTS 기법과의 성능평가를 하였다.

또한, 제안된 기법을 시스템에 적용하여 PAPR 저감 성능을 평가하기 위하여 고도화 시간 다이버시티(Enhanced Time Diversity : ETD)-Turbo 부호 및 적응형 인터리버를 사용하는 부호화된 OFDM (Coded OFDM) 시스템을 구성하여 M-ary 변조방식에 따른 성능평가를 하였다.

본 논문은 전체 5장으로 구성되어 있으며 내용과 순서는 다음과 같다. 제1장에서는 서론으로서 연구배경과 연구방법 및 목적을 기술하고, 제2장에서는 OFDM 시스템 및 OFDM 기술의 적용분야에 대하여 고찰한다. 또한, 제3장에서는 OFDM의 PAPR 저감기법들에 대하여 고찰하고, 기존 기법들에서의 문제점을 도출하고, 그에 따른 성능개선을 위하여 본 논문에서 제안하는 새로운

PAPR 저감기법에 대하여 고찰하고 성능평가를 한다. 제4장에서는 제안된 기법을 시스템에 적용 후 성능평가를 위하여 **COFDM** 시스템을 구성하고 변조 방식에 따른 성능평가를 하며, 마지막으로 제5장에서 결론을 맺는다.

제 2 장 OFDM 시스템

OFDM 시스템은 무선채널에서 고속 데이터 전송에 적합한 전송방식으로 최근 다양한 고속 무선통신 시스템에 적용하기 위한 연구가 진행되고 있다[24]. 본 장에서는 초고속 무선 멀티미디어 시스템을 위한 OFDM 시스템의 기본구조 및 특성과 OFDM 기술의 적용분야에 대하여 기술하고자 한다.

2.1 OFDM 시스템의 구조

그림 2.1에는 일반적인 OFDM 시스템의 구조를 보인다.

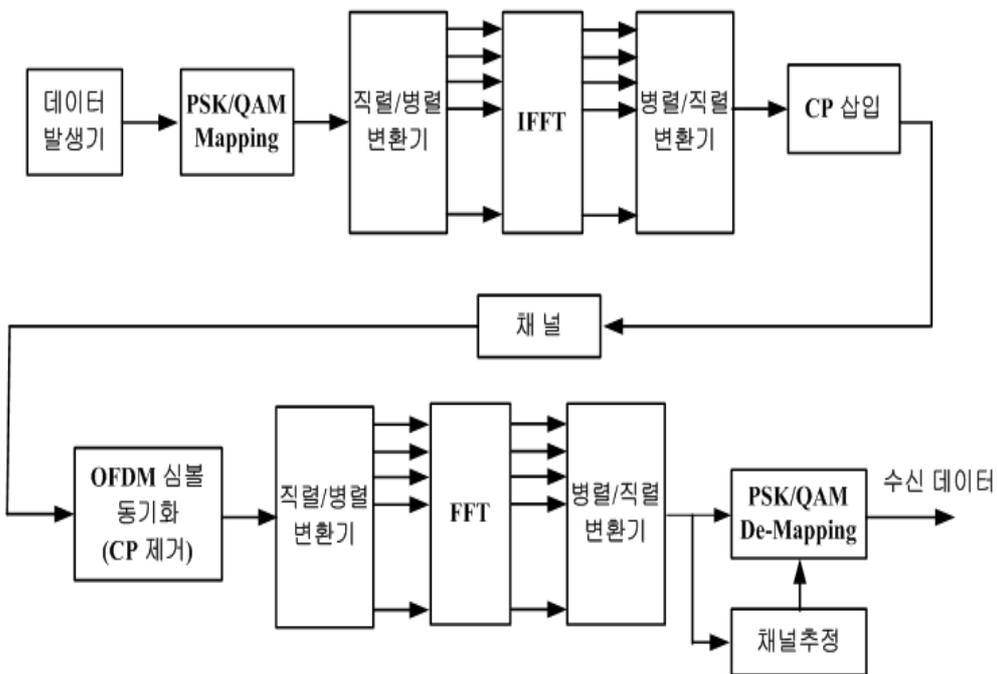


그림 2.1 OFDM 시스템의 구조

Fig. 2.1 Block diagram of OFDM system.

데이터 발생기에서 생성되는 입력되는 데이터 열은 mapper로 들어가 QPSK 나 QAM 맵핑을 거쳐 복소 데이터 심볼이 된다. 신호 맵핑된 출력은 다수의 부반송파를 변조하기 위하여 부채널 수의 크기를 가지는 직/병렬 변환기에 의하여 병렬로 변환된 후 IFFT를 사용하여 동시에 OFDM 변조된다. 변조된 하나의 OFDM 심볼은 전송 채널에서의 시간지연에 따른 심볼간 간섭 (Inter-Symbol Interference : ISI)을 없애기 위하여 데이터의 끝 부분에 보호구간을 삽입한다. 그리고, 보호구간을 OFDM 심볼의 앞에 삽입하여 한 개의 OFDM 프레임을 구성하고 주반송파를 이용하여 채널로 전송한다. X_n 을 복소 데이터심볼, N 은 부반송파의 수, T_s 를 OFDM 심볼구간이라 하면, 복소 기저 대역 OFDM 심볼은 식 (2.1)과 같이 된다.

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi nt/T_s}, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.1)$$

병/직렬 변환된 신호는 보호구간이 삽입된 다음 고출력 증폭기를 거쳐 전송된다. 전송 채널을 거쳐 수신된 프레임은 보호구간을 제거하고 OFDM 심볼을 추출하여 FFT를 이용하여 부반송파를 복조한다. 부반송파 복조를 거쳐 추출된 부채널 신호는 다시 역과정의 신호 맵핑을 거쳐 데이터를 판정하여 정보를 복원하게 된다.

OFDM의 PAPR은 식 (2.2)와 같이 정의한다.

$$PAPR \equiv \frac{\max|x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (2.2)$$

그러나 심볼당 N 개 샘플링하는 나이퀴스트 샘플링율은 연속시간 **OFDM** 신호의 피크를 놓칠 수 있으므로 PAPR 저감 성능을 정확하게 측정할 수 없다. 따라서 본 논문에서의 모든 PAPR 계산은 정확한 측정을 위하여 8배의 오버샘플링(oversampling)을 가정하였으며, 오버샘플링은 원래의 심볼을 포함하는 $8N$ -point zero-padded(ZP) IFFT를 사용하면 간단히 구현할 수 있다[25]. 오버샘플링을 하였을 경우 PAPR의 분포는 식 (2.3)과 같이 주어진다.

$$P_r(PAPR \leq PAPR_o) = (1 - \exp(-PAPR_o))^{\alpha N} \quad (2.3)$$

여기서, α 와 N 은 각각 독립변수와 부반송파 수를 의미한다. 따라서, **OFDM** 신호의 PAPR에 대한 상보 누적 밀도 함수(Complementary Cumulative Distribution Function : **CCDF**)는 식 (2.4)와 같다.

$$P_r(PAPR > PAPR_o) = 1 - (1 - \exp(-PAPR_o))^{\alpha N} \quad (2.4)$$

일반적으로 오버샘플링한 **OFDM** 신호에 대해서 $\alpha = 2.8$ 이 적당하게 사용된다.

2.2 부반송파의 생성과 직교성 및 신호의 구성

2.2.1 IFFT를 이용한 부반송파 생성

OFDM 신호는 위상편이 변조방식(Phase Shift Keying : PSK)이나 직교 진폭 변조(Quadrature Amplitude Modulation : QAM)에 의하여 변조된 부반송

파의 합으로 구성된다. 만약 d_i 를 복소수 QAM 심볼, N_s 를 부반송파의 수, T 는 심볼구간, f_c 를 반송파 주파수라 하면, 시간 $t=t_s$ 에서 시작하는 OFDM 심볼은 식(2.5)와 같이 표현할 수 있다[27].

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi(f_c - \frac{i+0.5}{T})(t-t_s)) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.5)$$

$$s(t) = 0, \quad t < t_s \wedge t > t_s + T$$

또한, 등가 복소 기저대역에서의 표현은 식(2.6)과 같이 사용한다.

$$s(t) = \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.6)$$

$$s(t) = 0, \quad t < t_s \wedge t > t_s + T$$

식(2.6)에서 실수부와 허수부는 OFDM 신호의 동위상과 직교위상에 해당하며, 이로부터 최종적인 OFDM 신호를 생성하기 위해서는 적절한 반송파를 갖는 cosine 파와 sine 파를 곱해야 한다.

그림 2.2에는 4개의 부반송파를 가지는 한 개의 OFDM 심볼을 보인다. 그림 2.2에서 모든 부반송파는 동일한 위상과 크기를 가지지만 실제 위상과 크기는 각 부반송파에서 다르게 변조될 수 있다. 각 부반송파는 구간 T에서 정확하게 정수개의 사이클을 가지며 인접 부반송파 간의 사이클 수의 차이는 정확히 1이다. 이 성질을 이용하여 부반송파 사이의 직교성을 설명할 수 있다. 즉, 식 (2.6)의 j번째 부반송파를 하향 변환하여 j/T의 주파수를 갖는 신호로 복조한

후 T초 동안 적분하면 그 결과는 식(2.7)과 같이 되며, $(i-j)/T$ 의 주파수 차이로 인하여 적분 구간 T에서의 사이클 수가 정수가 되어 적분결과가 항상 0이 되기 때문에 다른 모든 부반송파에 대해서는 적분의 결과가 0이 된다.

$$\int_{t_s}^{t_s+T} \exp(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)) \sum_{i=\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)) dt \quad (2.7)$$

$$= \sum_{i=\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(j2\pi \frac{i-j}{T}(t-t_s)) dt = d_{j+N_s/2} T$$

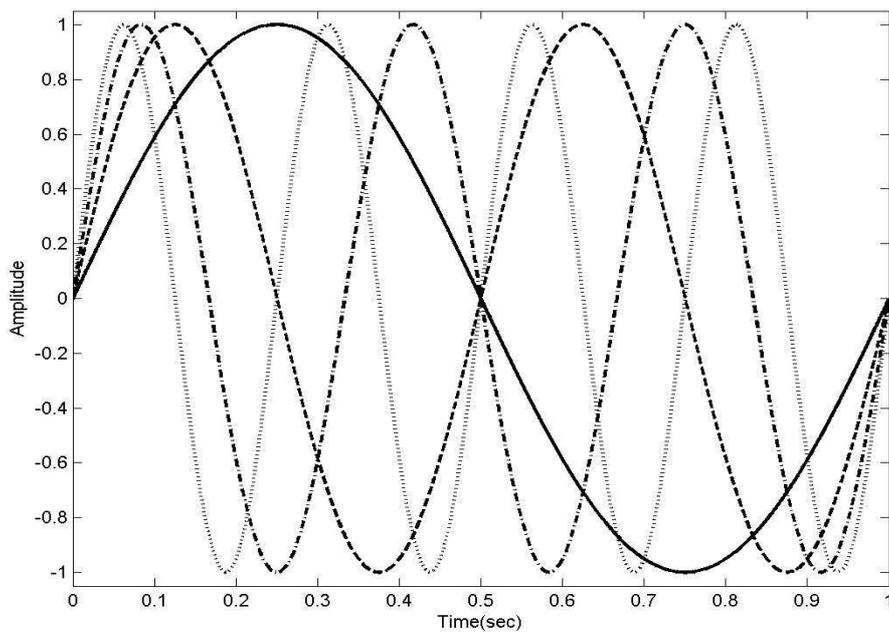


그림 2.2 4개의 부반송파를 가지는 OFDM 심볼

Fig. 2.2 OFDM symbol with four sub-carriers.

2.2.2 부반송파의 직교성과 신호의 구성

서로 다른 두 개의 부반송파 $c_1(t)$ 와 $c_2(t)$ 에 대하여 고려하면 각각 식(2.8) 및 식(2.9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$c_1(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi_1) \quad (2.8)$$

$$c_2(t) = \cos(2\pi f_c t + 2\pi \Delta f t + \phi_2) \quad (2.9)$$

이 두 개의 반송파가 서로 직교할 경우 직교성의 원리에 의하여 식(2.10)과 같이 나타난다.

$$\int_0^T c_1(t) c_2(t) dt = 0 \quad (2.10)$$

식(2.8) 및 식(2.9)를 식(2.10)에 대입하여 풀면 식(2.11)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \int_0^T [\cos(2\pi \Delta f t + \phi_2 - \phi_1) \\ + \cos(4\pi f_c t + 2\pi \Delta f t + \phi_2 + \phi_1)] dt = 0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

식(2.11)에서 제 2 항의 고주파 성분은 수신필터에 의하여 제거되므로 수신단의 출력은 식(2.12) 및 식(2.13)과 같이 된다.

$$\frac{1}{2} \int_0^T \cos(2\pi \Delta f t + \phi_2 - \phi_1) dt = 0 \quad (2.12)$$

$$\sin(2\pi \Delta f t + \phi_2 - \phi_1) - \sin(\phi_2 - \phi_1) = 0 \quad (2.13)$$

위의 식을 만족하려면 $\Delta f = \frac{m}{T}$ (단, m 은 정수)가 되어야 한다. 따라서 반송파간의 주파수 간격 Δf 가 심볼주기 T 의 역수의 정수배를 유지한다면 직교성에 의하여 상호간의 간섭 없이 원래의 채널신호를 복원할 수 있음을 알 수 있다. 데이터 심볼의 주기가 T_s 이면, 상호 직교성을 가지는 부반송파의 주파수 간격 Δf 는 $1/T_s$ 이 된다. 따라서 병렬로 변환된 데이터 심볼의 수를 N 개라 할 때 **OFDM** 심볼의 주기는 NT_s 가 된다. 그러므로 k 번째 데이터를 전송하는 **OFDM**의 부반송파는 $f_h = \frac{k}{T_s}$ 가 된다. 따라서 **OFDM**의 기저대역 신호 $s(t)$ 는 식(2.14)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{T_s} d_{n,k} e^{j2\pi f_h t} p(t - nT_s) \quad (2.14)$$

여기서, C 는 신호의 전력에 관계된 상수를 나타내고, $d_{n,k}$ 는 n 번째 신호구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서 k 번째 부반송파 채널을 통하여 전송되는 데이터 심볼을 나타낸다. $p(t)$ 는 구간 $[0, T_s]$ 동안 **1**인 펄스 성형 함수이다. **OFDM** 시스템은 부채널 별로 각각 변조된 신호를 더하여 전송하므로 수신단에서 복조하기 위해서는 **OFDM** 신호를 구성하는 부반송파간의 상호 직교성을 유지하여야 한다. 이에 따라 식(2.15)와 같은 직교성 관계식을 만족하여야 한다.

$$\int_0^{T_s} e^{j2\pi f_i t} e^{-j2\pi f_j t} dt = \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_i - f_j)t} dt \quad (2.15)$$

$$= \frac{1}{j2\pi(f_i - f_j)} [e^{j2\pi(f_i - f_j)T_s} - 1] = \delta_{i,j}$$

여기서, $\delta_{i,j}$ 는 Kronecker delta 함수이다. 위의 식으로부터 직교성을 만족하기 위해서는 $(f_i - f_j)T_s$ 가 정수이어야 한다. 따라서 인접한 부반송파의 주파수 간격 Δf 는 정수값 m 에 대하여 m/T_s 으로 나타낼 수 있다. 주파수 간격 Δf 가 좁을수록 **OFDM**의 대역폭 효율은 높아지므로 $\Delta f = 1/T_s$ 의 경우 최대 대역폭 효율을 가진다. 그러므로 **OFDM**의 인접 부반송파간의 주파수 간격은 $\Delta f = 1/T_s$ 이며, 이 때 **OFDM**의 대역폭은 식(2.16)과 같다.

$$BW \simeq f_{N-1} - f_0 - \frac{N}{T_s} \quad (2.16)$$

OFDM의 각 부반송파가 직교성을 만족하고 수신단에서의 복조 과정에서 주파수 오프셋이 발생하지 않았을 경우 복원 데이터는 식(2.17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\widehat{d}_{n,i} = \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} s(t) \cdot e^{-j2\pi f_i t} dt \quad (2.17)$$

$$= \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_i t} dt$$

이 때, 입력신호 $s(t)$ 는 각 부채널로 전송되는 모든 심볼 열을 포함하고 있지만 OFDM의 각 부반송파가 상호 직교성을 유지하고 있다면 동일한 채널로 전송되어 온 심볼만을 추출할 수 있게 된다.

2.3 PAPR 특성

OFDM 신호는 독립적으로 변조된 다수의 부반송파들의 중첩으로 구성되므로 이들이 동위상으로 더해지면 신호가 크게 발생하여 PAPR의 크기가 커지게 된다. N 개의 신호가 동위상으로 더해지면 최대전력은 평균전력의 N 배가 되며, 이러한 현상을 그림 2.3에 나타내었다.

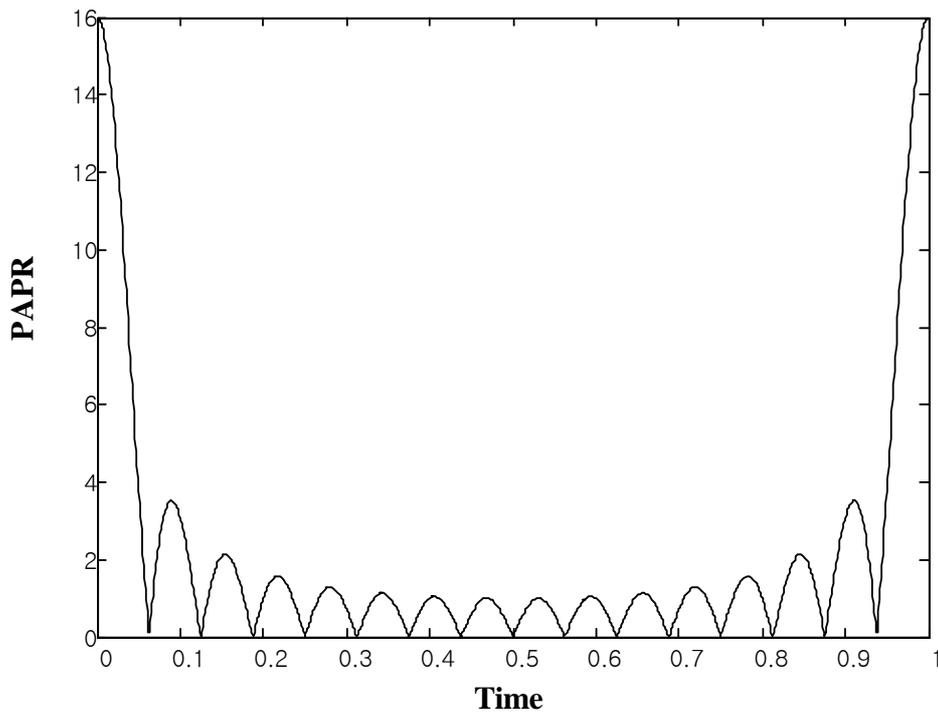


그림 2.3 16채널 OFDM 신호에 대한 PAPR

Fig. 2.3 PAPR of 16-subchannel OFDM signals.

그림에서 최대전력은 평균전력의 16배가된다. 첨두 전력은 사인파의 첨두 포락선에서의 전력으로 정의된다. 따라서 변조되지 않은 반송파는 첨두 전력과 평균전력이 동일하므로 0 dB의 PAPR을 가지게 된다. 신호의 포락선 변화는 crest factor를 측정하여 알 수 있으며 crest factor는 신호의 첨두치를 신호의 실효치로 나눈 것으로 식(2.18)과 같이 정의되며, 변조되지 않은 반송파의 경우 crest factor는 3 dB이다. 만약 OFDM 신호가 아닌 어떤 다른 신호의 중심주파수가 신호의 대역폭에 비하여 크다면 이 경우에도 PAPR과 crest factor 사이에는 3 dB 차이가 발생한다.

$$PAPR = 10 \log_{10} \frac{P_{peak}}{P_{average}} \quad [dB] \quad (2.18)$$

N 이 충분히 크다면 변조된 신호는 중심극한정리(Central Limit Theorem)에 의하여 OFDM 신호의 실수부와 허수부는 모두 가우시안 분포(Gaussian Distribution)를 갖게 되며, 이 경우 각각의 평균은 0이 되고, 분산은 $1/2$ 이 된다. 가우시안 분포인 2개의 랜덤변수를 각각 제공하여 더한 후 제곱근을 취한 값은 레일리 분포(Rayleigh Distribution)가 된다. 따라서 OFDM 신호의 크기는 레일리 분포를 가지며 레일리 분포 신호를 제공하여 구한 신호의 전력분포는 자유도(Degree of Freedom)가 2이고 평균이 0인 중심 Chi-square 분포를 형성하고 전력의 누적분포함수(Cumulative Distribution Function : CDF)는 식(2.19)와 같으며 PAPR이 특정 값을 초과할 확률을 나타낸다[28],[29].

$$F(z) = 1 - \exp(-z) \quad (2.19)$$

중첩된 부반송파에서 최대전력 값을 찾기 위하여 샘플링된 값들이 서로 무상관이라 가정하면, PAPR이 특정 임계값 z 를 초과할 확률은 식(2.20)의 CCDF로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P(PAPR \geq z) &= 1 - F(z)^N & (2.20) \\
 &= 1 - (1 - \exp(-z))^N
 \end{aligned}$$

2.4 OFDM 기술의 응용분야

OFDM 방식은 최근 유무선통신 서비스에서 데이터 전송률과 전송 커버리지에 대한 요구가 증대됨에 따라 주목을 받는 데이터 전송기술의 하나로, 이 기술은 OFDM 기반의 무선 LAN 모뎀기술로 핫스팟에서의 인터넷을 포함한 고속 데이터 송수신, 사업장 또는 무선 맥내 망을 이용한 음성 패킷망(Voice over IP : VoIP) 서비스 등에 활용 가능하다.

또한, 세부기술은 OFDM 기반의 초고속인터넷, 디지털방송, 무선 LAN, 광대역 무선통신, 지능형 교통정보시스템 등 광범위한 분야에 적용되고 있다.

2.3.1 무선 LAN

IEEE 802.11(무선 구내정보 통신망(LAN)의 표준)로 대변되는 무선 LAN은 2.4 GHz 대역을 이용하여 초기 2 Mbps의 전송률을 지원하였으나 1999년 IEEE 802.11b/a에 관한 물리계층 규격을 확정함으로써 각각 2.4 GHz 대역에서 11 Mbps의 전송속도와 5 GHz 대역에서 54 Mbps의 전송속도를 지원하게

되었다. 특히 IEEE 802.11a의 경우 높은 전송속도를 얻기 위하여 52개의 부반송파를 갖는 OFDM 변조방식을 채택함으로써 등화가 간단하며 다중경로 간섭에 대하여 강한 특성을 갖도록 하였다. 이후 2.4 GHz 대역에 대한 고속전송 규격으로서 IEEE 802.11g가 완료되었으며 IEEE 802.11b와의 연동을 위하여 상보 부호변조-직교 주파수 분할 다중화(Complementary Code Keying-OFDM : CCK-OFDM) 방식을 의무 전송방식으로 채택하고 있다.

기존 2 Mbps급 IEEE 802.11 무선 LAN은 직접 확산(Direct Sequence : DS), 주파수 도약(Frequency Hopping : FH)방식 및 적외선(Infrared : IR) 방식을 적용하였으나 점차 고속화되는 전송속도의 요구를 만족하기 위하여 1999년 2.4 GHz 대역에서 11 Mbps의 전송속도와 5 GHz 대역에서 54 Mbps의 전송속도를 지원하며 실내 환경에서 이더넷 기반 서비스를 목표로 하는 52개의 부반송파를 갖는 OFDM 변조방식을 채택함으로써 등화가 간단하며 다중경로 페이딩에 강한 특성을 갖도록 하였다[30],[31].

2.4 GHz대역 표준 11 Mbps급 IEEE 802.11b와 54 Mbps급의 IEEE 802.11g도 현재 변조방식을 OFDM으로 규격화하였다. 또한, 유럽 전기통신 표준협회(European Telecommunications Standards Institute : ETSI)의 HIPERLAN/2(High Performance Radio LAN-2)도 IEEE 802.11a와 유사한 OFDM 방식을 물리계층의 표준으로 채택하였으며 주요 특징은 이더넷 기반에서만 사용이 가능한 IEEE 802.11 계열과 달리 이더넷뿐만 아니라 중간 접속점(Intermediate Point : IP), 범용 이동통신 시스템(Universal Mobile Telecommunications Systems : UMTS), 비동기 전송방식(Asynchronous Transfer Mode : ATM) 등의 코어 네트워크(Core Network)와도 연계가 가능한 구조로 되어있다[32].

표 2.1에는 무선 LAN 방식의 파라미터 특성을 보인다.

표 2.1 주요 무선 LAN 방식의 파라미터 비교

Table 2.1 Parameters comparison of wireless LANs.

구분	IEEE802.11a	IEEE802.11b	IEEE802.11g	Bluetooth	HIPERLAN
변조방식	OFDM	DS-SS	OFDM	FH-SS	OFDM
구성	AP(access point) Peer-to-peer	AP(access point) Peer-to-peer	AP(access point) Peer-to-peer	AP (access point)	AP (access point)
영역	30~60m	60~100m	60~100m	10~100m	30~60m
통신방식	TDD	TDD	TDD	TDD	TDD
주파수대역	5 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	5 GHz
전송율	54 Mbps	11 Mbps	54 Mbps	1 Mbps	54 Mbps
접속방식	CSMA/CA	CSMA/CA	CSMA/CA	IDD	TDMA-TDD
표준화기구	IEEE	IEEE	IEEE	SIG	ETSI

2.3.2 디지털 방송

현재 지상파 디지털 방송시스템으로는 유럽, 미국 및 일본식 등이 있으나 모두 **OFDM** 방식을 채택하고 있다. 유럽의 **DAB** 표준인 **EUREKA-147**은 디지털 변조방식으로 다중경로 페이딩에 강한 **COFDM** 방식을 사용하고 있으며, **1.5 MHz**의 전송대역폭을 사용하여 단일 송신기로 고음질의 스테레오 프로그램과 데이터를 다중화시켜 방송할 수 있다[33].

이 때 가능한 프로그램 수는 비트율, 오류정정부호 및 데이터 용량 등에 따라 결정된다. **OFDM** 방식은 서로 다른 송신기에서 전송한 동일 신호가 특정한 시간 지연을 두고 수신될 경우 두 신호의 합은 서로 간섭을 주지 않으므로 적은 전력으로 다수의 방송국을 이용하는 단일주파수망(Single Frequency

Network : SFN)의 구성이 용이한 장점이 있다.

또한, 차동 직교 위상편이(Difference Quadrature Phase Shift Keying : DQPSK) 변조방식을 사용하므로 채널 트래킹은 하지 않고, 매 프레임의 앞부분에 존재하는 위상 참조 심볼과 주기적 전치부호(Cyclic Prefix : CP)를 사용하여 수신단에서 동기 관련 파라미터를 추정한다.

유럽은 TV 방송에도 COFDM 방식을 사용하는데 지상파는 위성이나 케이블 방송과 달리 지상의 장애물들로 인한 다중경로 전파, 인위적 잡음, 아날로그 TV와 디지털 TV 신호간의 상호간섭 등에 의하여 아날로그 TV에서는 화면의 영상이 2중으로 겹치는 고스트(Ghost) 현상, 디지털 TV에서는 화면에 여러

표 2.2 지상파 디지털 방송 기술 비교

Table 2.2 Comparison of Terrestrial digital broadcasting techniques.

구분	미국	유럽	일본
방식	ATSC	DVB-T	ISDB-T
변조방식	8-VSB	COFDM	OFDM
영상압축방식	MPEG-2	MPEG-2	MPEG-2
음성압축방식	Dolby AC-3	MPEG-2 BC	MPEG-2 AAC
채널 간격	6 MHz(확장가능)	8.7 MHz(확장가능)	6 MHz(확장가능)
특징	- 고속 데이터 전송 - 제조기술 용이 - 신호포착 용이 - 이동수신 불가	- 이동수신 가능 - 다중경로 페이딩에 강함 - SFN 가능	- DVB-T 방식과 유사
채택	미국, 한국	유럽	일본

* ATSC(Advanced Television Systems Committee)

* DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial)

* ISDB-T(Integrated Service Digital Broadcasting-Terrestrial)

개의 네모 모양 흰색점이 생기며 더욱 심한 경우에는 아날로그와 달리 수신신호의 화상 복원이 불가능해진다[34].

따라서 **COFDM** 방식을 사용하여 다중경로 영향의 극복 및 단일주파수망의 구현을 가능케 하고 방송용 주파수 사용 포화를 방지 할 수 있다. 표 2.2에는 디지털 방송 방식별 특성을 보인다.

제 3 장 OFDM 방식에서의 PAPR 저감기법

본 장에서는 OFDM 방식에서의 PAPR 저감기법에 대하여 고찰하고자 한다. OFDM 방식에서는 다수의 독립적인 데이터를 IFFT 함으로써 신호를 변환시킨다. IFFT에 입력되는 데이터는 일반적으로 랜덤신호로 간주할 수 있으므로 변조된 신호는 중심극한정리(Central Limit Theorem)에 의하여 평균이 0이고, 분산(Dispersion)이 $1/2$ 인 가우스 확률밀도함수를 가지는 랜덤신호가 된다. 따라서 OFDM 신호의 시간영역 신호는 PAPR이 단일반송파 방식보다 크게 나타나는 단점이 있으며, PAPR이 크면 A/D와 D/A의 복잡도가 증가하고 비선형 왜곡이 발생하여 RF 증폭기의 효율이 감소되고 통신성능이 저하되게 된다. 그러므로, PAPR을 저감시키기 위한 여러 기법들이 제안되었다.

3.1 클리핑 기법

그림 3.1에는 클리핑이 적용된 OFDM 송신기의 구조를 보인다. 입력 데이터가 변조과정을 거쳐 직교 위상 편이변조방식(Quadrature Phase Shift Keying : QPSK)나 직교 진폭변조(Quadrature Amplitude Modulation : QAM) 심볼이 되고, 직렬/병렬 변환기를 거쳐 OFDM 신호를 만들기 위하여 IFFT를 한다. 이렇게 생성된 OFDM 신호는 식(3.1)과 같은 입출력 전달 특성에 의하여 클리핑이 된다. 클리핑 된 신호는 대역 외 클리핑 잡음을 제거하기 위하여 필터링을 거쳐 송신된다. 여기서 $z(n)$ 은 클리핑 된 OFDM 신호이며, A는 클리핑 레벨을 의미한다.

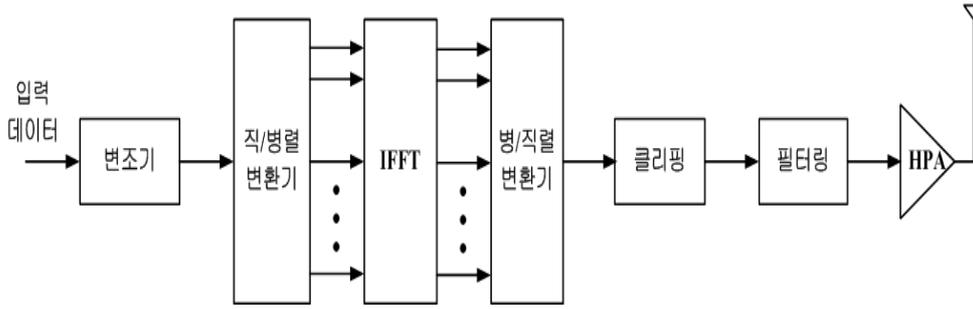


그림 3.1 클리핑 기법을 사용하는 OFDM 송신기 구조

Fig. 3.1 Block diagram of OFDM transmitter using clipping method.

$$z(n) = \begin{cases} -A, & \text{if } y(n) < -A \\ s(n), & \text{if } -A \leq y(n) \leq A \\ A, & \text{if } y(n) > A \end{cases} \quad (3.1)$$

클리핑 기법에서 신호가 클리핑 되는 정도를 칩 비(Chip Ratio : CR)로 나타내며, 식(3.2)와 같이 정의한다. 여기서 A 는 클리핑되는 진폭, σ 는 OFDM 신호의 RMS(Root-Mean-Square) 전력을 의미한다.

$$CR = \frac{A}{\sigma} \quad (3.2)$$

클리핑 기법은 비선형 연산으로 인하여 대역 내 뿐만 아니라 대역 외에서도 클리핑 잡음을 발생시킨다. 즉, 클리핑 기법은 신호를 비선형적으로 자르는 것이므로 대역 내에 클리핑 잡음이 생기게 된다. 이로 인하여 인접채널 간섭이 유발되어 시스템의 성능이 저하된다.

대역 외 잡음은 필터링을 통해서도 제거되지 않으므로 클리핑 잡음이 생기는

것을 최소화하기 위하여 각 **OFDM** 심볼의 중간에 0을 삽입하는 오버샘플링을 한다. 본 논문에서는 클리핑 잡음을 효과적으로 경감시키기 위하여 오버샘플링을 $m=8$ 을 사용하였다. 클리핑 기법은 PAPR을 저감시킬 수 있는 가장 간단한 방법 중의 하나로 최대 레벨을 정하여 신호의 크기가 최대 레벨 값보다 크면 강제로 신호의 크기를 잘라내는 방식으로 간단하면선도 효과적으로 PAPR을 저감시킬 수 있는 기법이다[35],[36].

PAPR 저감특성을 상보 누적분포함수(Complementary Cumulative Distribution Function : **CCDF**) 를 이용하여 그림 3.2와 같이 나타내었다.

이 때, **CCDF**는 **OFDM** 심볼의 PAPR이 특정 임계값보다 클 확률로서 식(3.3)과 같이 나타낸다.

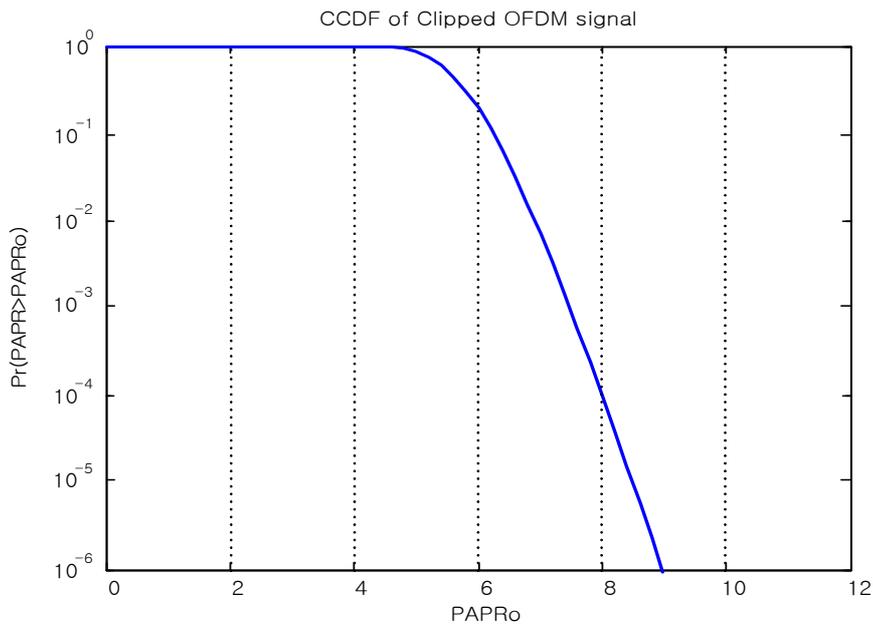


그림 3.2 클리핑된 **OFDM** 신호의 **CCDF** 곡선

Fig. 3.2 **CCDF** curve of clipped **OFDM** signal.

$$CCDF = P_r \{PAPR > PAPR_0\} = 1 - (1 - \exp(-PAPR_0))^{\alpha N} \quad (3.3)$$

여기서, $PAPR_0$ 는 한계레벨 값이다.

그림 3.3은 클리핑 하지 않은 1024개의 부반송파를 갖는 OFDM 신호의 크기를 나타내며, 그림 3.4는 그림 3.3의 최대 레벨이 20이라 할 때, 최대 레벨 이상의 신호를 클리핑 한 OFDM 신호의 크기를 나타낸다.

원래의 신호를 많이 클리핑 할수록 대역 외 스펙트럼이 확산되게 되며, 이러한 스펙트럼의 확산으로 인하여 인접채널간의 간섭이 발생하여 시스템의 성능이 저하된다. 따라서 대역 외 스펙트럼의 확산을 줄이기 위하여 필터링 과정이 필요하게 되며, 필터링에 의한 잡음이 부가된다.

그러나, 최대 레벨 이상의 신호에 대하여 강제적인 클리핑을 수행함으로써 클리핑에 의한 BER 성능은 다소 저하되게 되지만 높은 PAPR 저감 특성을 얻을 수 있다.

대역 내외의 클리핑 잡음을 고려할 경우, 대역 외 잡음의 포함으로 인하여 BER 성능이 오직 대역 내 잡음만 가진 경우의 성능보다 더욱 저하된다. 따라서, 클리핑에 의한 대역 외 잡음은 큰 크기의 신호에 비 구형 윈도우를 곱하여 경감시킬 수 있다. 문헌 [37]에서는 가우스 형상의 윈도우를 제안하였으나, 실제 스펙트럼 특성이 우수하다면 어떠한 윈도우도 사용할 수 있다. 윈도우는 대역 외 간섭을 최소화하기 위하여 주파수 영역에서 가능한 한 협대역이어야 한다. 그러나 이런 경우 윈도우의 시간 영역 폭이 길어지므로 많은 인접 샘플들이 영향을 받아 BER이 증가하게 된다. 따라서 대역폭과 시간 폭을 고려하여 적절한 윈도우를 선택하여야 하며 코사인, 카이저 및 해밍 윈도우 등이 적절한 윈도우 함수의 예가 된다.

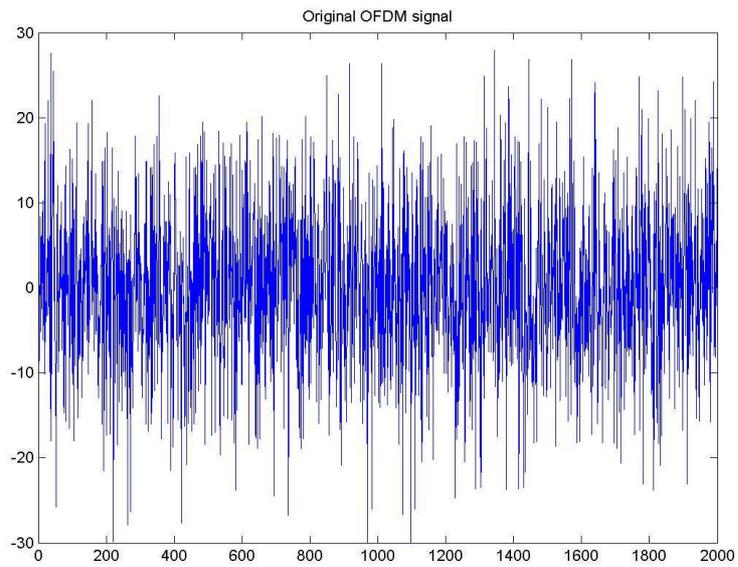


그림 3.3 클리핑하지 않은 OFDM 신호

Fig. 3.3 Unclipped OFDM signal.

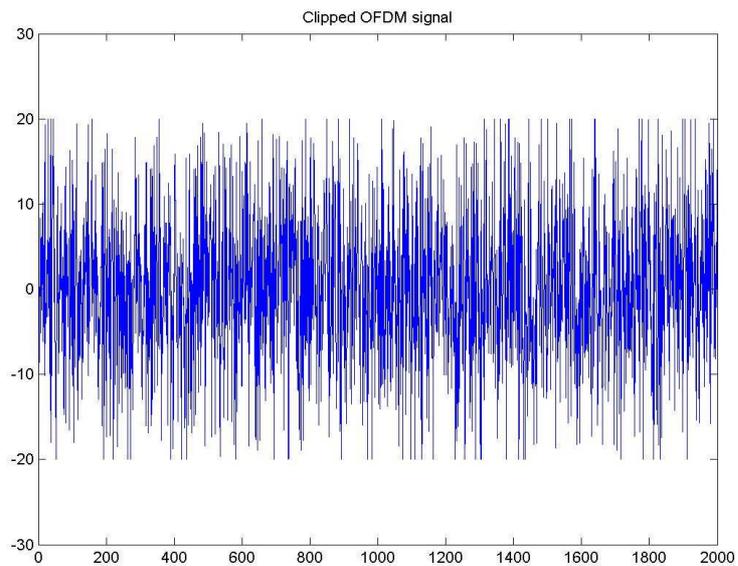


그림 3.4 클리핑된 OFDM 신호

Fig. 3.4 Clipped OFDM signal.

3.2 블록 부호화 기법

OFDM 신호는 그 일부만이 높은 PAPR을 가지므로 이와 같은 OFDM 신호의 PAPR 특성을 이용하는 채널 부호화 기법을 이용하여 PAPR을 저감시킬 수 있다. 즉, 어떤 원하는 레벨 이하의 PAPR을 갖는 OFDM 신호만을 생성하는 부호를 사용하여 PAPR을 저감시킬 수 있다는 것이다. 채널 부호화 기법의 하나인 블록 부호를 이용한 PAPR 저감기법은 비교적 구현이 간단하며 패리티 비트의 추가만으로 PAPR을 쉽게 저감시킬 수 있는 장점을 가진다[38],[39].

블록 부호화 기법에서는 높은 침투 전력을 가지는 데이터 조합이 송신단의 고 전력 증폭기(High Power Amplifier : HPA)에서 비선형 왜곡을 발생시키는 주된 요인이 되므로, 비선형 왜곡을 피하기 위하여 높은 침투 전력을 가지는 데이터 패턴을 피하고 낮은 데이터 패턴만을 선택하여 3/4 부호율의 블록 부호화를 이용하여 전송하도록 한다. 3/4 부호율 블록 부호화 기법은 단지 3개의 입력 데이터 비트와 1개의 기수 패리티 비트를 조합하여 추가된 패리티 비트 크기만큼의 대역폭 이득을 얻으며, 높은 침투 전력을 가지는 데이터 유형을 피하여 데이터를 전송하게 된다. 그러나 실제 많은 수의 부반송파를 가지는 OFDM 시스템 환경을 고려한다면 연산량의 증가 및 높은 PAPR 저감 효과를 얻기 어렵다. 또한, 부반송파수의 증가에 따라 연산량이 지수 함수적으로 증가하여 전송효율이 저하된다.

3.3 심볼 스크램블링 기법

심볼 스크램블링(Symbol scrambling) 기법은 OFDM 심볼의 상관도가 클 경우 높은 PAPR을 가지게 되는 특성을 이용한 기법이다. OFDM 심볼의 자기상

관을 낮게 하기 위하여 각 심볼의 위상을 회전시키거나 또는 **OFDM** 심볼을 몇 개의 부분블록으로 나누어 블록 단위로 위상을 회전시킨다.

일반적으로 위상회전기법은 부반송파의 수와 변조방식에 관계없이 적용 가능하다. 또한 블록 부호화 기법에 비하여 낮은 데이터율을 유지할 수 있으며 클리핑 기법의 단점인 스펙트럼 확산 현상을 제거할 수 있고, 상당히 효과적으로 PAPR을 저감시킬 수 있다. 즉, 위상회전을 사용하면 PAPR이 어떤 낮은 레벨이하가 되도록 하는 것이 아니라 높은 PAPR이 발생할 확률을 감소시키게 된다는 것이다.

그러나 변조과정에서 여러 개의 **IFFT** 연산이 필요하므로 전체적으로 시스템의 복잡도가 증가하게 되고, 최적의 위상회전요소(Optimal Phase Rotation Factor)를 찾기 위하여 많은 연산량이 필요하다. 또한 위상회전에 대한 부가정보(Side information)가 동시에 전송되어야 하므로 부가정보 전송에 의한 추가적 전송 손실이 발생하게 된다.

3.3.1 SLM 기법

SLM 기법은 동일한 입력신호에 대하여 L 개의 여러 가지 다른 랜덤 위상회전요소를 곱하고, 그 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터 심볼을 선택하여 전송하는 기법이다[40],[41].

그림 3.5에는 **SLM** 기법의 송신기 구조를 보인다. 입력 데이터는 변조된 후 각각 다른 위상회전요소 $P^{(l)}$ 을 곱하여 L 개의 통계적 독립인 심볼을 만든다. L 개의 독립적인 심볼 $a_{\mu}^{(l)}$ 은 각각 위상이 서로 다른 심볼로써 이 중에서 가장 작은 PAPR을 갖는 심볼인 a_{μ}^{\sim} 를 선택하여 전송한다. 식(3.4)와 같이 부반송파

벡터 \mathbf{A}_μ 는 L개의 서로 다른 부반송파 벡터 $\mathbf{A}_\mu^{(l)}$ 를 생성한다.

$$\mathbf{A}_\mu = [A_{\mu, 1}, \dots, A_{\mu, N_s}] \quad (3.4)$$

$$A_{\mu, n}^{(l)} = A_{\mu, n} \cdot \mathbf{P}_n^{(l)}, \quad 1 \leq n \leq N, \quad 1 \leq l \leq L$$

여기서, 위상회전요소 벡터 $\mathbf{P}^{(l)}$ 은 식(3.5)와 같이 나타낸다.

$$\mathbf{P}^{(l)} = [P_1^{(l)}, \dots, P_N^{(l)}] \quad (3.5)$$

$$P_n^{(l)} = \exp(j\varphi_n^{(l)})$$

$$\varphi_n^{(l)} \in [0, 2\pi], \quad 1 \leq n \leq N, \quad 1 \leq l \leq L$$

일반적으로 첫 번째 심볼은 위상회전을 시키지 않고 나머지 $(L-1)$ 개의 심볼에서 위상을 회전시킨다. 위상회전요소를 곱하여 생성된 L개의 서로 독립적인 심볼 $\mathbf{A}_\mu^{(l)}$ 은 식(3.6)과 같이 **IFFT**를 거쳐 그 중에서 가장 작은 PAPR을 갖는 a_μ^\sim 가 선택되어 전송된다.

$$a_\mu^{(l)} = \text{IFFT}\{\mathbf{A}_\mu^{(l)}\} \quad (3.6)$$

$$a_\mu^\sim = a_\mu^{(l_\mu)}$$

OFDM 심볼의 PAPR 값이 특정 임계값 $PAPR_0$ 을 초과할 확률은 식(3.7)과 같다.

$$P_r\{PAPR > PAPR_o\} \quad (3.7)$$

$$= 1 - (1 - \exp(-PAPR_o))^N, \quad PAPR_o > 0$$

SLM 기법에서 임의의 한 심볼을 선택했을 때 선택된 심볼의 $PAPR_{low}$ 가 임계값 $PAPR_o$ 를 초과할 확률은 식(3.8)와 같다.

$$P_r\{PAPR > PAPR_o\} = (P_r\{PAPR > PAPR_o\})^N \quad (3.8)$$

$$= (1 - (1 - \exp(-PAPR_o))^N)^L$$

PAPR은 부반송파가 증가할수록 낮은 $PAPR_o$ 에 집중되어 있다. 즉, 동일한 입력신호에 서로 다른 위상변화를 준 심볼이 많을수록 PAPR 분포가 낮아진다.

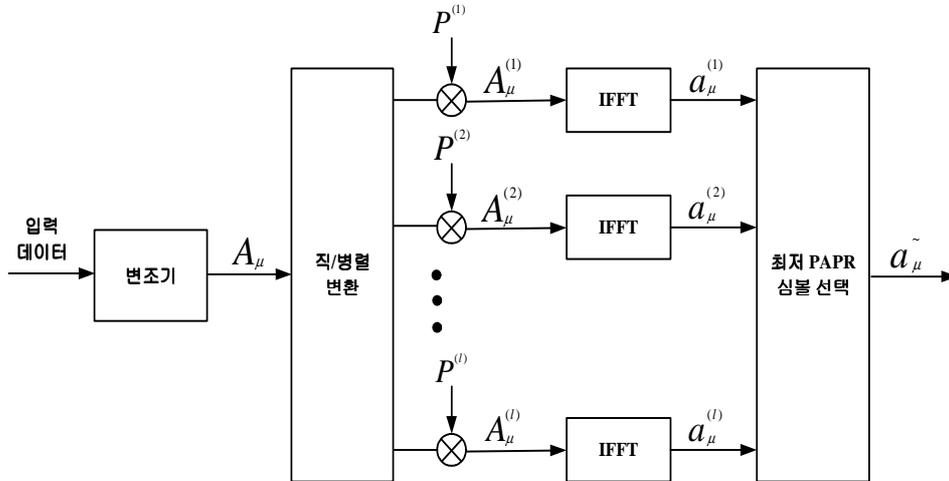


그림 3.5 SLM 기법의 송신기 구조

Fig. 3.5 Transmitter structure of the SLM method.

3.3.2 PTS 기법

PTS 기법은 부반송파들을 여러 개의 부분블록으로 나누고 낮은 PAPR 값을 갖는 신호가 되도록 각 부분블록에 최적의 가중치 요소를 곱하여 전송하는 기법이다[41]~[45]. 그림 3.6에는 PTS 기법의 송신기 구성을 보인다. 그림에서와 같이 PTS 기법은 **OFDM** 심볼을 구성하는 N 개의 전체 데이터 심볼을 M 개의 부분블록으로 나누고, PAPR 값이 최소가 되도록 최적 가중치 요소를 조정하여 가장 낮은 PAPR 값을 갖는 심볼을 전송하는 기법이다.

SLM 기법은 동일한 입력신호에 서로 다른 랜덤한 위상회전요소를 곱하는 반면 PTS 기법은 입력신호를 M 개의 부분블록으로 나누어 최적의 위상회전요소를 찾아 곱하는 방식이다. PTS 기법에서는 식(3.9)와 같이 입력 데이터를 M 개의 부분블록으로 나누며, 여기서 N_s 와 M 은 각각 부반송파의 수 및 부분블록의 수를 의미한다.

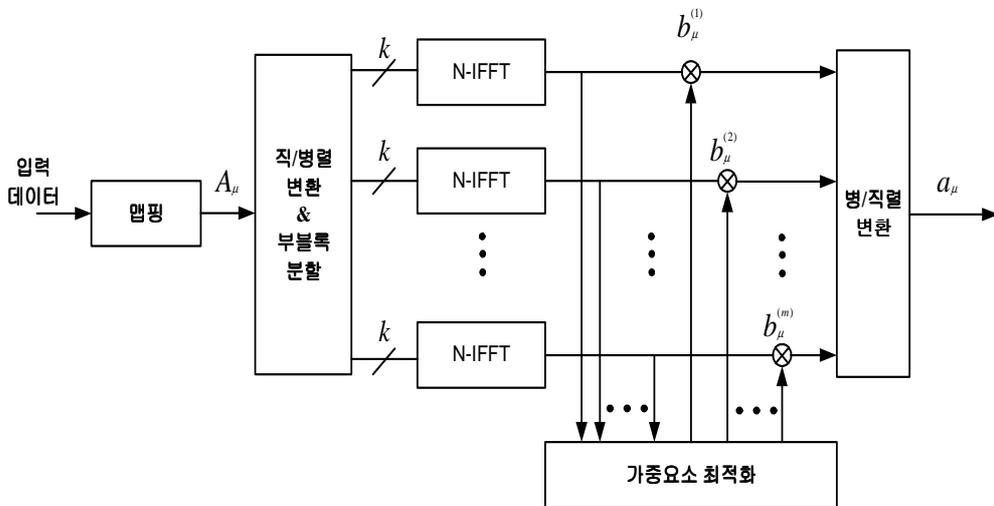


그림 3.6 PTS 기법의 송신기 구조

Fig. 3.6 Transmitter structure of PTS method.

$$A_\mu = [A_{\mu, 1}, \dots, A_{\mu, N_s}] \quad (3.9)$$

$$A_\mu = \sum_{m=1}^M A_\mu^{(m)}, \quad 1 \leq \mu \leq M$$

PTS 기법의 목적은 M 개의 부분록을 최적의 가중치 요소를 곱하여 PAPR을 감소시키는 것으로, 가중치 요소는 식(3.10)과 같이 정의된다.

$$b_\mu^{(m)} = \exp(j\varphi_\mu^{(m)}) \quad (3.10)$$

$$\varphi_\mu^{(m)} \in [0, 2\pi], \quad 1 \leq m \leq M$$

최소의 PAPR을 갖는 최적 가중치 요소는 식(3.11)과 같은 과정을 가정한다.

$$\tilde{A}_\mu = \sum_{m=1}^M b_\mu^{(m)} \cdot A_\mu^{(m)} \quad (3.11)$$

$$\tilde{a}_\mu = IFFT\{\tilde{A}_\mu\}$$

식(3.11)은 식(3.12)와 같이 M 개의 부분록에 최적 가중치 요소를 곱하여 전송한다.

$$\begin{aligned} \tilde{a}_\mu &= IFFT\left\{\sum_{m=1}^M b_\mu^{(m)} \cdot A_\mu^m\right\} \quad (3.12) \\ &= \sum_{m=1}^M b_\mu^{(m)} \cdot IFFT\{A_\mu^m\} = \sum_{m=1}^M b_\mu^{(m)} \cdot a_\mu^{(m)} \end{aligned}$$

여기서, \mathbf{M} 개의 부분전송계열은 $a_\mu^m = IFFT\{\mathbf{A}_\mu^{(m)}\}$ 이다.

PTS 기법은 이미 전송된 계열의 $\tilde{a}_\mu^{(m)}$ 을 계산할 때의 중간 값이다. PTS 기법은 $b_\mu^{(m)}$ 을 적절하게 선택함으로써 피크 전력을 최적화시킬 수 있다. 최적화된 회전 파라미터는 다음 값을 받아 식(3.13)과 같이 부분 전송 계열을 최적화하며, 최적화된 전송 신호는 식(3.14)와 같다.

$$[\tilde{b}_\mu^{(1)}, \dots, \tilde{b}_\mu^{(M)}] = [b_\mu^{(1)}, \dots, b_\mu^{(M)}] \left(\max_{0 \leq n < N-1} \left| \sum_{m=1}^M b_\mu^{(m)} \cdot a_{\mu,n}^{(m)} \right| \right) \quad (3.13)$$

여기서, \mathbf{M} 은 부분블록수, N 은 IFFT points를 의미한다.

$$\tilde{\mathbf{a}}_\mu = \sum_{m=1}^M \tilde{b}_\mu^{(m)} \cdot \mathbf{a}_{\mu}^{(m)} \quad (3.14)$$

PTS 기법은 위와 같은 방식으로 생성할 수 있는 모든 전송 계열 중 가장 낮은 Crest Factor를 가지게 된다. 이 때, Crest Factor는 신호의 최대전력을 신호의 평균전력으로 나눈 것으로 변조되지 않은 반송파의 경우 최대전력과 평균전력이 동일하므로 0 dB의 PAPR을 갖게 된다. 그림 3.7에는 반송파를 나누어 Crest factor를 경감시키기 위한 예를 보인다.

수신기는 전송된 OFDM 신호가 심볼 구간 μ 에서 어떻게 생성되는지를 알아야 하며, 이를 위해서는 회전 요소 $\tilde{b}_\mu^{(m)}$ 가 수신기로 전송되어야 한다. 이러한 기타 정보를 나타내는데 필요한 비트의 수는 PTS Crest Factor 감소 방법에서 생긴 잉여(Redundancy)가 된다.

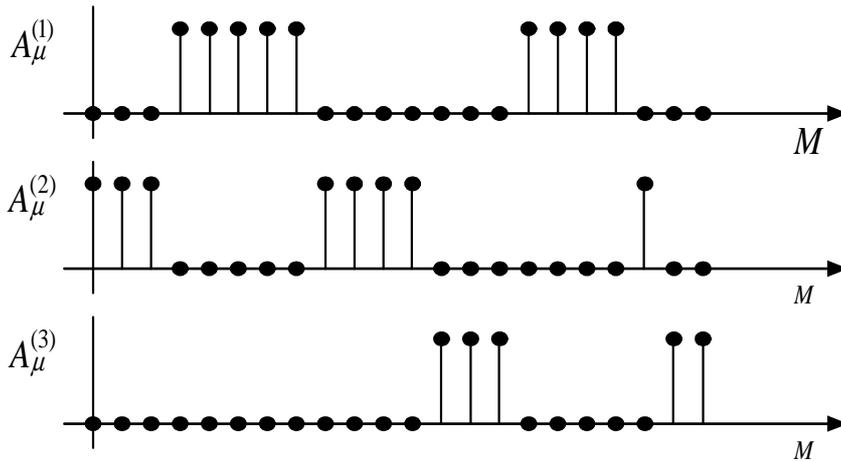


그림 3.7 Crest factor를 경감하기 위한 부반송파 분배 ($M=3$)

Fig. 3.7 Partition of subcarriers for Crest factor reduction ($M=3$).

하나의 부분 부반송파 블록에서 모든 부반송파는 같은 각도로 회전되기 때문에 하나의 부분 블록 내의 위상은 변하지 않는다. 이 기법에서 중요한 점은 부반송파가 차동 부호화된다는 것이다. 차동 부호화는 송신 정보가 하나의 부반송파에서 다른 부반송파까지의 위상 차이로 표현된다. M 개의 PTS 부분 블록을 사용할 때 하나의 반송파가 필요한 원래의 OFDM과는 달리 M 개의 무 변조 참조 반송파가 필요하다. 수신기에서 신호는 추가 정보 없이 부분 블록별로 복조할 수 있다. 수신기가 정확하게 부분 블록의 분할을 알고 있다고 가정하면, 정확한 기타 정보는 보내지 않아도 된다. 예를 들면, 그림 3.8과 같이 인접한 부반송파 블록을 선택할 수 있다.

차동 PTS 기법은 부호화 및 비 부호화 방식 모두에 사용할 수 있으며, 이 기법은 복잡도가 비대칭이므로 방송 분야에 매우 적합하다. 차동 PTS 기법에서 송신기는 더욱 복잡하고 빠른 하드웨어가 필요하지만, 수신기는 원래의 OFDM 수신기와 비교할 때 변화가 거의 없다. 따라서 차동 PTS 기법이 채택 되면 수신기에는 더 이상의 비용 부담이 없다.

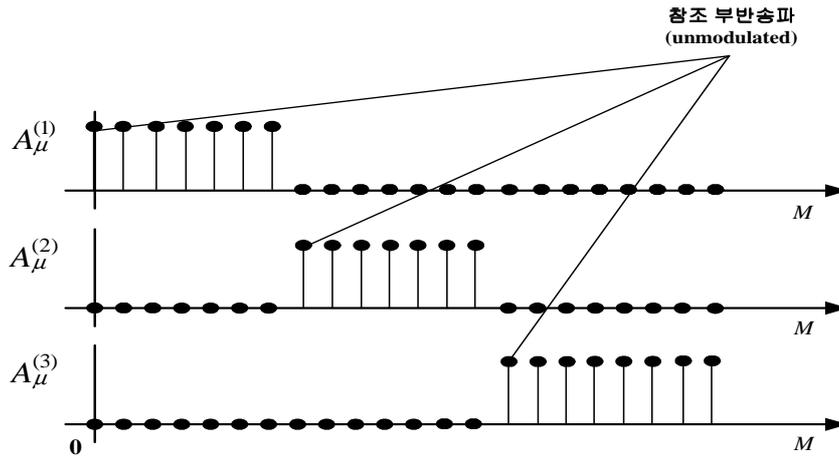


그림 3.8 부가정보 없이 PAPR 경감을 위한 차동 부호화된
부블록 ($M=3$)

Fig. 3.8 Differential coded subblock for PAPR reduction
without side information ($M=3$).

제안된 Crest Factor 제거 방법은 성능 손실 없이 한 개의 회전 요소가 $\tilde{b}_\mu^{(m)} = 1$ 과 같이 고정될 수 있다. 따라서 첫 번째 블록은 항상 위상 회전 없이 전송될 수 있다. 즉, $(M-1)$ 개의 회전 값이 최적화되며 수신기로 전송된다.

일반적으로 수신기에서 원 신호를 복원하는데 필요한 기타 정보는 적절히 전송되어야 한다. 특히, 이 정보가 전송 에러 성능을 평가할 때 필요하다면 강력한 에러 정정 부호가 적용되어야 한다. 회전요소 $b_\mu^{(m)}$ 에 대하여 허용된 회전 각도의 수는 타당한 한계 내로 기타 정보 수를 유지하기 위해 너무 크게 해서 안 된다. 이는 즉, 위상회전 요소의 수에 따라 연산량이 지수 함수적으로 증가되기 때문이다.

이상과 같은 심볼 스크램블링 기법에 있어, SLM 기법이 이미 정해진 여러 개의 위상회전요소 중 가장 낮은 PAPR을 적절히 조정하여 하나의 위상회전

요소를 선택하여 데이터 심볼의 위상에 변화를 주는 기법인데 반하여 PTS 기법은 가능한 모든 위상회전요소의 조합을 고려하여 이들 중 최소가 되는 위상회전요소의 조합을 선택하는 전송하는 기법이다. 즉, 여러 가지 위상회전요소의 조합을 고려하고 각각의 경우에 대한 PAPR 값을 비교하고 이들 중 최소의 PAPR을 나타내는 하나의 데이터 심볼을 선택한다. 따라서 PTS 기법은 SLM 기법에 비하여 PAPR 저감성능은 우수하지만 구성이 복잡해지고 연산량이 증가하는 단점을 가진다.

3.4 SLM-PTS 결합기법

앞서 3.3절에서 보인 심볼 스크램블링 기법인 기존의 SLM기법과 PTS 기법의 경우, 높은 PAPR 저감 특성을 가지지만 많은 수의 IFFT를 요구함으로써 PAPR 연산량이 증가하는 문제점이 있고 또한, 정확한 복원을 위하여 송수신단 사이에 교환되는 부가정보의 사용으로 인한 추가적 손실이 발생하여 성능을 저하시키게 된다.

따라서 본 절에서는 이와 같은 문제점을 개선시키기 위한 새로운 PAPR 저감기법을 제안하고자 한다.

본 논문에서는 증가하는 PAPR 연산량의 문제를 개선하기 위하여 적응형 PTS 기법 및 클리핑 개념을 적용하였다. 또한, 기존 적응형 PTS 기법에서 연산량을 경감시키기 위하여 PAPR 한계 레벨을 두개의 레벨로 세분화하고 클리핑 개념을 적용하는 고속 적응형 PTS 기법을 사용하여 기존의 방식에서의 PAPR의 연산량이 증가하는 문제점을 해결하여 차세대 이동통신 시스템에서 요구되는 고속, 고신뢰성의 데이터 처리에 적합한 PAPR 저감 기법을 제안한다.

또한, 기존의 SLM 기법과 고속 적응형 PTS 기법을 결합한 SLM-PTS 결합 기법을 제안하고, 기존 SLM 기법 및 PTS 기법과의 성능평가를 하고자 한다.

3.4.1 고속 적응형 PTS 기법

PTS 기법은 입력 데이터를 여러 개의 부분블록으로 나누고 각 부분블록에 가중 요수를 곱하여 적절히 위상조절을 함으로써 PAPR을 저감시키는 기법이다. 입력 데이터 블록을 $\{X_n, n=0, 1, 2, \dots, N-1\}$ 라 할 때, 이것의 벡터 표현은 $\vec{x} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ 이고, \vec{x} 를 M 개의 부분블록으로 나누었을 때, 각 부분블록을 \vec{x}_m 이라 하면 \vec{x} 는 식(3.15)와 같다.

$$\vec{x} = \sum_{m=1}^M \vec{x}_m \quad (3.15)$$

부분블록을 분배하는 방법에는 여러 가지가 있다[46]. 인접분배 방법을 적용하였을 경우, 가중요소 $\{b_m, m=0, 1, 2, \dots, M\}$ 를 곱한 부분블록은 식(3.16)과 같다.

$$\vec{x} = \sum_{m=1}^M b_m \vec{x}_m \quad (3.16)$$

가중요소는 크기가 1인 복소수 값으로써, 시스템의 복잡도를 간단히 하기 위하여 보통 ± 1 의 값을 사용한다. 즉 부분블록의 위상조절은 0° 또는 180° 이다. 또한, M 개의 부분블록에서 첫 번째 부분블록은 가중요소를 적용하지 않아도 되므

로, M 개의 부분블록에 대하여 ± 1 의 가중요소를 사용할 경우 위상조절이 가능한 총 경우의 수는 2^{M-1} 번이 된다[47]. 즉, 적응적 개념이 없는 PTS 기법의 경우, M 개의 부분블록에 대하여 ± 1 의 가중요소를 사용할 경우, 총 2^{M-1} 의 PAPR 값을 모두 계산하여 그 중 가장 작은 PAPR을 가지는 시퀀스를 선택하므로 부분블록수가 증가할수록 PAPR의 연산량은 지수 함수적으로 증가하게 된다.

그러나 본 논문에서 제안하는 고속 적응형 PTS 기법은 이런 문제점을 해결하기 위하여 PAPR의 임계 레벨을 미리 설정하여, 그 레벨보다 낮은 PAPR 값이 출력될 때까지만 PAPR을 연산하는 방식으로 시스템의 복잡도는 다소 증가하지만 높은 PAPR 저감성능 및 연산량을 현저히 줄일 수 있는 기법이다. 그림 3.9에는 고속 적응형 PTS 기법의 구성을 보인다.

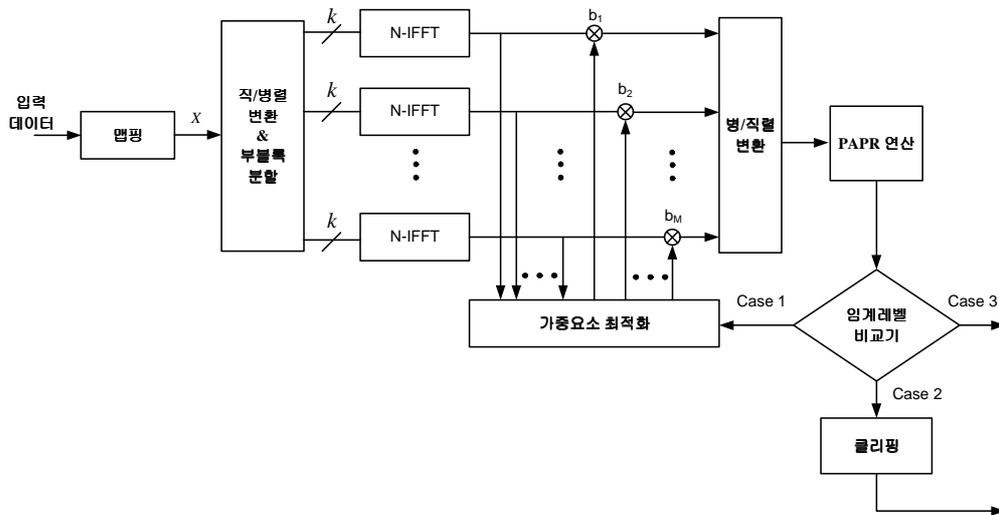


그림 3.9 고속 적응형 PTS 기법의 구조

Fig. 3.9 Block diagram of high-speed adaptive PTS method.

직렬의 입력 데이터 비트가 데이터 맵핑되고 복소수 형태의 심볼이 병렬로 변환된 후, N 개의 부반송파에 대하여 $N/M=k$ 개의 부블록이 할당된다. 각 부블록에 대하여 N -IFFT를 수행한 후 가중요소를 곱하여 적절하게 위상을 조절하여 PAPR을 저감시킨다. 이 때 PAPR을 계산할 경우 각 부블록을 더한 후에 계산을 하고 실제 전송되는 **OFDM** 신호는 병/직렬 변환한 후 전송한다.

두 개의 임계 레벨을 가지는 비교기의 개념을 그림 3.10에 보인다.

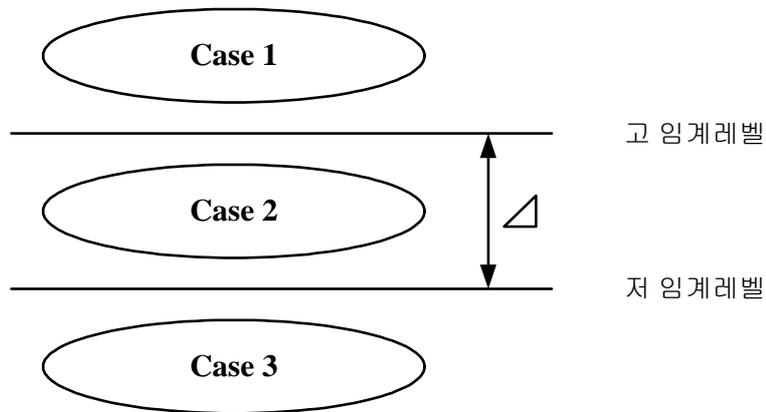


그림 3.10 임계레벨 비교기

Fig. 3.10 Threshold level comparator.

두 개의 임계 레벨, 즉 고 임계 레벨과 저 임계레벨을 그림과 같이 설정하고 그 간격을 Δ 라 가정한다. 만약 계산된 PAPR 값이 고 임계 레벨보다 높으면 (case 1) 가중요소 최적화 과정에 의하여 다른 가중요소를 발생시켜 부블록에 적용한 후 PAPR을 다시 계산하며, 계산된 PAPR 값이 두 임계레벨 사이로 나타날 경우(case 2)에는 더 이상의 위상조절 과정을 멈추고, 클리핑을 수행하여 PAPR 값을 저 임계레벨로 낮추어 전송하게 된다. 이 때 연산량은 경감하지만 클리핑으로 인한 BER 성능은 다소 감소하게 된다. 또한 계산된 PAPR 값이

저 임계레벨보다 낮은 경우(case 3)에는 더 이상의 연산을 수행하지 않고 바로 전송한다(case 3).

고속 적응형 PTS 기법에 대한 성능평가를 위한 시뮬레이션 파라미터들은 다음 표 3.1과 같다.

표 3.1 고속 적응형 PTS 시스템의 파라미터

Table 3.1 Parameters of high-speed adaptational PTS system.

Parameter	Value
채널	AWGN
변조방식	QPSK
부블록 분배방식	인접 분배방식
가중요소	± 1
IFFT 크기	128
부반송파 수	128
가중요소 선택방식	최적 선택방식

그림 3.11과 그림 3.12에는 각각 부블록수 $M=4$ 와 8로 고정시킨 상태에서 제안한 기법과 클리핑되지 않은 적응형 PTS 기법에 대한 Δ (고 임계레벨과 저 임계레벨 사이)값에 따른 PAPR의 연산량을 비교한 것이다. 연산은 각각 식(3.3), 식(3.7) 및 식(3.8)에 의하여 연산되었고, 부반송파 수는 128, α 는 2.8을 그리고, 부블록수는 각각 4와 8을 고려하였다. 그림에서 보이는 바와 같이 Δ 값이 1, 2, 3 dB로 증가할수록 클리핑되지 않은 적응형 PTS 기법에 비하여 연산량이 현저히 감소함을 알 수 있다. 이것은 Δ 값이 증가할수록 고 임계레벨이 높아지므로 위상조절을 다시 실행(case 1)할 확률이 낮아짐을 의미한다. 즉 연산량 감소 이득을 발생시킨다는 것이다. 반면 클리핑을 수행(case 2)할 확률

이 높아짐을 의미하기도 한다. 그러나 Δ 값이 너무 커서 클리핑을 수행할 경우가 많이 발생되면 연산량은 대폭 감소하지만 BER 성능이 나빠지게 된다. 따라서 BER 성능에 영향을 미치지 않을 정도로 클리핑을 수행하면 기존의 적응형 PTS 기법의 BER 성능을 유지하면서 연산량을 현저히 경감시킬 수 있다.

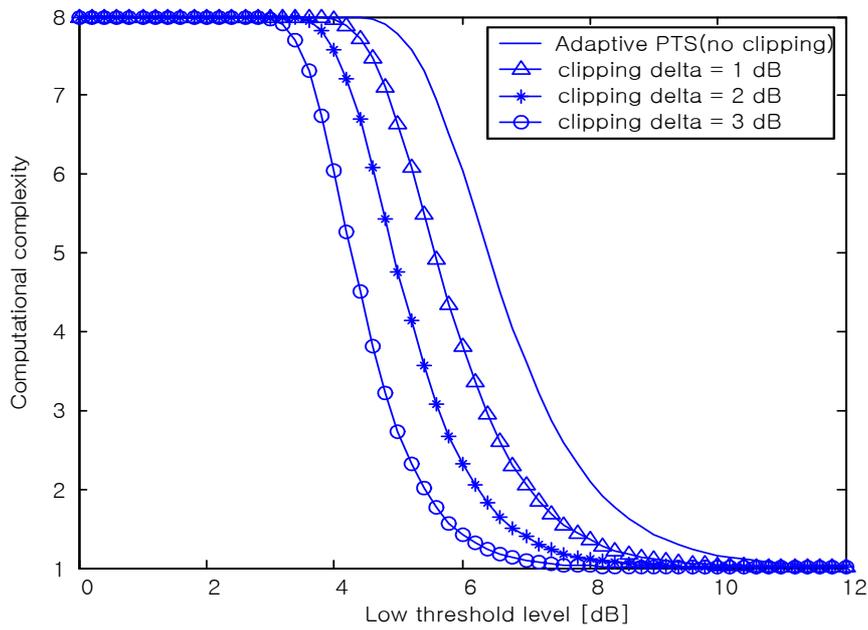


그림 3.11 저 임계레벨에 따른 PAPR의 연산량 ($M=4$)

Fig. 3.11 Calculation of PAPR with low threshold level.

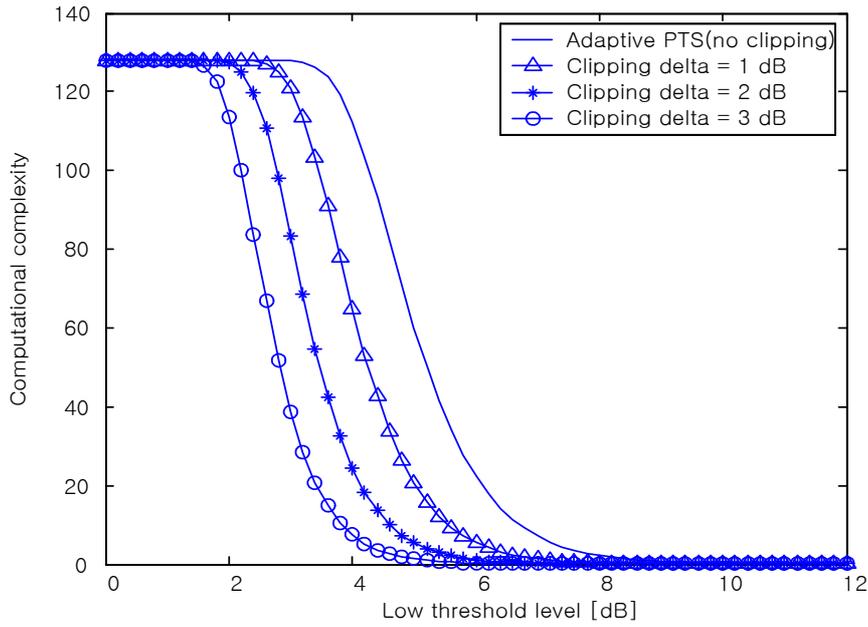


그림 3.12 저 임계레벨에 따른 PAPR의 연산량 ($M=8$)

Fig. 3.12 Calculation of PAPR with low threshold level.

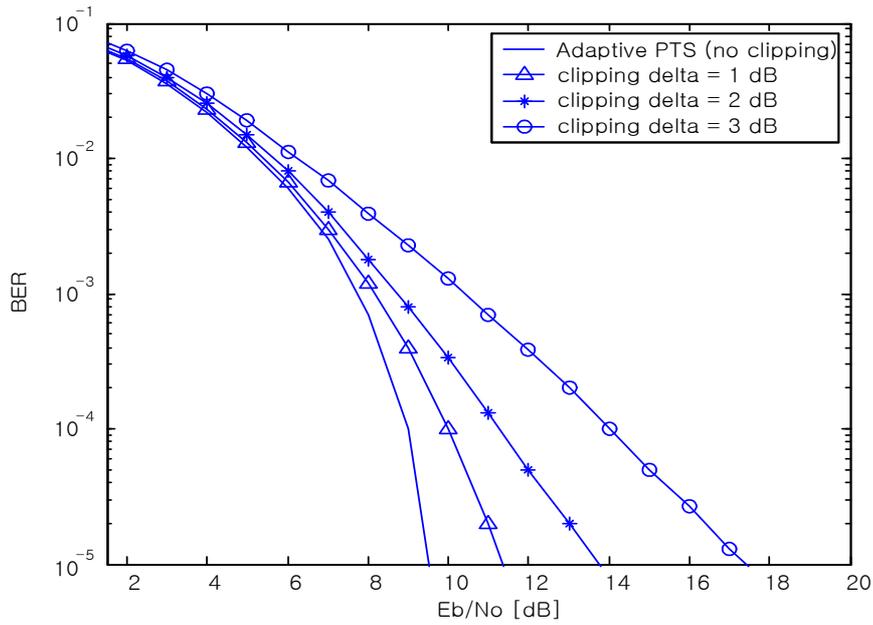


그림 3.13 E_b/N_o 에 따른 BER 비교

Fig. 3.13 Comparison of BER with E_b/N_o .

그림 3.13에는 클리핑을 하지 않은 적응형 PTS 기법과 본 논문에서 제안한 기법에 대한 E_b/N_0 에 따른 BER 성능을 비교한 것이다. 그림에서 보이는 바와 같이 Δ 값이 증가함에 따라 10^{-4} 의 BER까지는 그 성능 차이가 그다지 크지 않음을 알 수 있다. 즉, 클리핑 레벨을 적정하게 조절함으로써 연산량을 경감시켜도 BER 성능을 거의 유지하도록 할 수 있다는 것이다. 그러나, BER이 감소할수록 성능차가 점차 크게 발생함도 알 수 있다.

3.4.2 SLM-PTS 결합기법의 구성

본 절에서는 3.3절에서 제안한 고속 적응형 PTS 기법을 사용하여 기존의 SLM 기법과 결합시킨 새로운 PAPR 저감기법으로 SLM-PTS 결합기법을 제안하고, 기존 SLM 및 PTS 기법과의 특성을 비교, 분석하고자 한다.

제안된 SLM-PTS 결합기법은 기존의 SLM 기법과 PTS 기법을 보다 개선된 알고리즘으로 결합하여 입력신호에 SLM 기법을 적용한 후 PTS 기법을 적용하여 전송하는 기법이다. 즉, 동일한 입력신호에 위상변화를 주어 통계적으로 독립적인 심볼을 만들어 가장 낮은 PAPR을 갖는 심볼을 선택하며, 선택된 심볼을 몇 개의 부분 블록으로 나누어 가장 낮은 PAPR을 갖는 최적의 가중치 요소를 찾아 곱한 후 전송하는 기법이다. 그림 3.14에는 제안하는 SLM-PTS 결합기법의 구조를 보인다.

최적 가중치 요소를 찾는 대표적인 방법으로는 위상회전요소를 2개 사용하는 방법, 위상회전요소를 4개 사용하는 방법 및 Cimini's suboptimal 방법 등이 있다. 본 논문에서는 연산량이 많은 단점을 보완하기 위하여 연산량이 M번으로 줄어드는 Cimini's suboptimal 방법을 사용하였다.

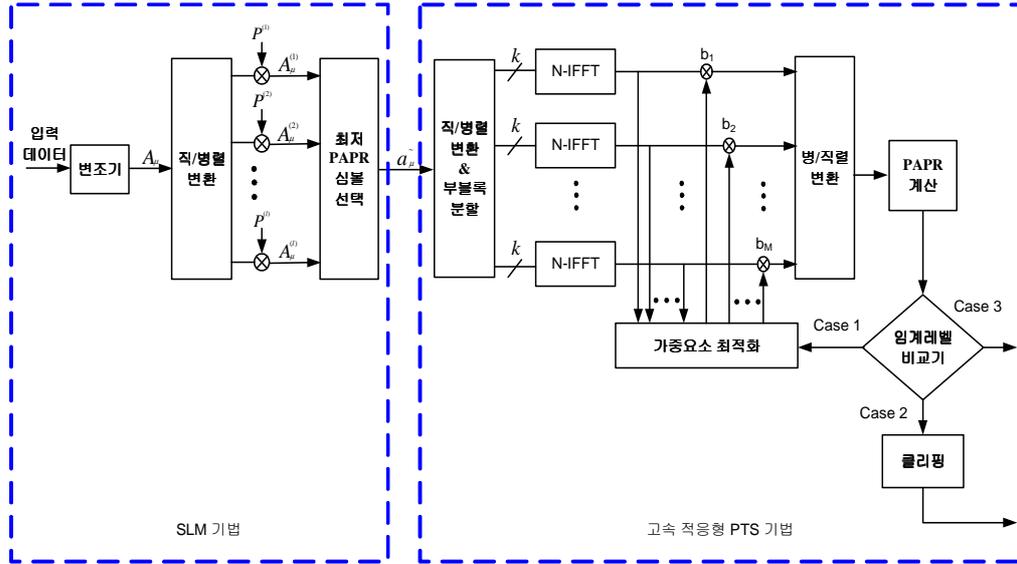


그림 3.14 SLM-PTS 결합기법의 구조

Fig. 3.14 Block diagram of combined SLM-PTS method.

$$W=2 \rightarrow b_{\mu}^{(m)} \in \{1, -1\} \quad (3.17)$$

$$W=4 \rightarrow b_{\mu}^{(m)} \in \{1, -1, j, -j\} \quad (3.18)$$

위상회전요소를 2개 사용하는 경우는 식(3.17)의 2개의 위상회전요소를 가능한 모든 요소의 조합을 고려하여 이들 중 최소가 되는 위상회전요소의 조합을 선택하는 방법으로 최적의 가중치 요소를 찾는 데는 2^M 번의 계산량이 필요하다. 여기서, M 은 부분록수를 의미한다. 또한, 위상회전요소를 4개 사용하는 방법은 식(3.18)의 4개의 위상회전요소를 동일한 방법으로 최적 가중치 요소를 찾으며, 이 방법은 2개의 위상회전요소를 사용한 방법보다 PAPR 저감성능은 우수하지만 4^M 번의 계산량이 요구되는 단점이 있다.

Cimini's suboptimal 방법은 위상회전요소를 2개 및 4개를 사용한 방법보다 PAPR 저감성능은 다소 떨어지지만 최적 가중치 요소를 찾는 연산량이 부분록수인

M번으로 감소하는 장점을 가진다. **Cimini's suboptimal** 방법은 다음과 같다.

먼저 위상회전요소를 $0^\circ, 180^\circ$ 라 놓고 우선 모든 **M**개의 부블록에 위상회전요소를 **1**이라 하고, **OFDM** 신호의 PAPR을 구한다. 다음 첫 번째 부블록의 위상회전요소만 **-1**로 바꾸고 다시 **OFDM** 신호의 PAPR을 구한 후, 이전 단계에서 구한 PAPR과 새로 구한 PAPR값을 비교하여 만약, 이전 단계의 PAPR값이 새로 구한 PAPR값보다 크다면 최적의 첫 번째 위상회전요소 $b_\mu^{(1)}$ 은 **-1**이 되며, 비교 결과로 반대라면 $b_\mu^{(1)}$ 은 **1**이 된다. 이런 과정을 부블록수인 **M**번 반복하여 최적의 가중치 요소를 찾는다.

3.4.3 제안된 SLM-PTS 결합기법의 성능평가

본 절에서는 **SLM** 기법, **PTS** 기법 및 제안된 **SLM-PTS** 결합 기법에 대하여 심볼수(**L**)와 부블록수(**M**)가 각각 **2, 3, 4**이며, **IFFT** 크기 **D**가 각각 **128, 256, 512** 및 **1024**의 경우에 대하여 **PAPR** 성능을 분석하였다. 시스템 파라미터는 표 3.2와 같다.

표 3.2 **OFDM** 시스템 파라미터

Table 3.2 **OFDM** system parameters.

Parameter	Value
변조방식	QAM
부호화 방식	TCM
FFT 크기	128, 256, 512, 1024
부반송파 수	128
보호시간	(FFT 크기)/4 (25 %)
보호주기 형태	순환확장

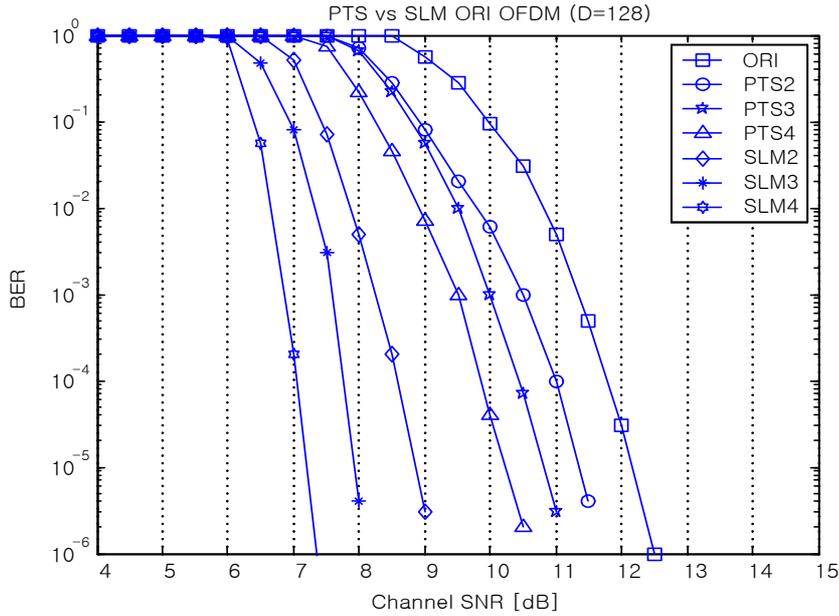


그림 3.15 PTS와 SLM의 성능비교 ($M=L=2, 3, 4, D=128$)

Fig. 3.15 Performance comparison of PTS and SLM methods ($M=L=2, 3, 4, D=128$).

그림 3.15에는 16-QAM 방식을 사용하여 원래의 OFDM과 SLM 및 PTS 기법을 적용한 OFDM에서의 PAPR 성능을 비교한 것이다. 위상회전요소 $W=4$ 를 사용하였으며, IFFT 크기 $D=128$ 로 동일하게 하였으며, $L=M$ 이 되도록 하였다. 그림에서 'ORI'는 PAPR 저감 기법을 적용하지 않은 원래의 OFDM 방식을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 SLM 기법과 PTS 기법은 모두 원래의 OFDM 방식보다 첨두치를 넘을 확률이 빨리 감소됨을 알 수 있다. 부블록수를 증가시키면 성능은 더욱 좋아지며, Crest factor는 더욱 작아진다. PTS 기법의 경우, 심볼수와 부블록수가 커질수록 성능은 개선되지만 성능 개선 폭은 점점 줄어들며 이는 SLM 기법에서도 유사한 결과를 보임을 알 수 있다. 그림에서 10^{-5} 의 확률을 기준으로 'ORI'는 12.2 dB, SLM4는 약 7.2 dB로 5 dB 정

도의 PAPR 저감 성능을 보인다. 또한, PTS4의 경우 약 10.2 dB로 원래의 OFDM 방식에 비하여 약 2 dB 정도의 PAPR 저감성능을 보인다.

그림 3.16에는 부반송파수를 증가시킨 경우의 SLM 기법과 PTS 기법에 대한 PAPR 저감 성능을 비교한 것이다. 여기서 심볼수와 부블록수를 계속 증가시킬수록 성능은 조금씩 열화 됨을 알 수 있다. 그러나 SLM 기법에서 계열의 종류를 4개로 하였을 경우(SLM4)와 PTS 기법을 4 블록으로 나누는 경우(PTS4), 침투 전력이 저감되는 결과를 얻을 수 있었다.

IFFT 크기 $D=512$ 로 하는 경우, PTS 기법으로 $M=4$ 의 IFFT를 하면 10^{-5} 의 확률을 기준으로 PAPR이 약 1.8 dB 정도 저감된다. 즉, 10^{-5} 의 BER 에서 'ORI'는 12.2 dB인 반면 PTS4 에서는 10.4 dB 정도로 저감됨으로 약 1.8 dB 정도의 PAPR 저감특성을 얻을 수 있다는 것이다.

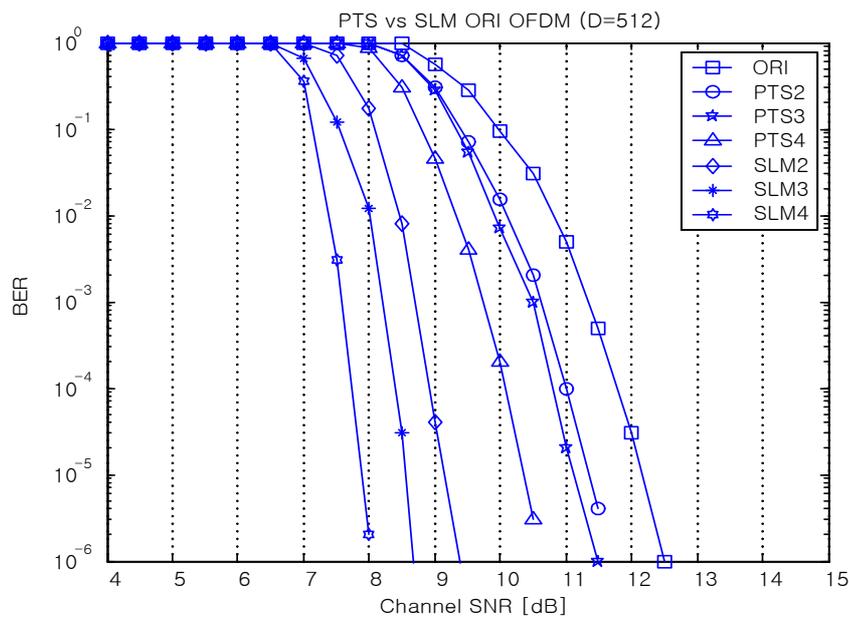


그림 3.16 PTS와 SLM의 성능비교 ($M=L=2, 3, 4, D=512$)

Fig. 3.16 Performance comparison of PTS and SLM methods ($M=L=2, 3, 4, D=512$).

그림 3.17, 그림 3.18, 그림 3.19 및 그림 3.20에는 각각 $L=M=2$ 와 4, IFFT 크기 $D=128, 256, 512$ 및 1024 일 때의 SLM 기법과 PTS 기법을 IFFT 크기에 따라 원래의 OFDM 방식과 비교한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 SLM 기법과 PTS 기법을 사용한 OFDM 방식이 원래의 OFDM 방식보다 PAPR 저감 성능이 우수함을 할 수 있다. 그러나 IFFT 크기를 계속 증가시키면 SLM 기법과 PTS 기법 및 원래의 OFDM 방식 모두에서 성능이 열화되므로 IFFT 크기의 선정에 주의해야 함을 알 수 있다.

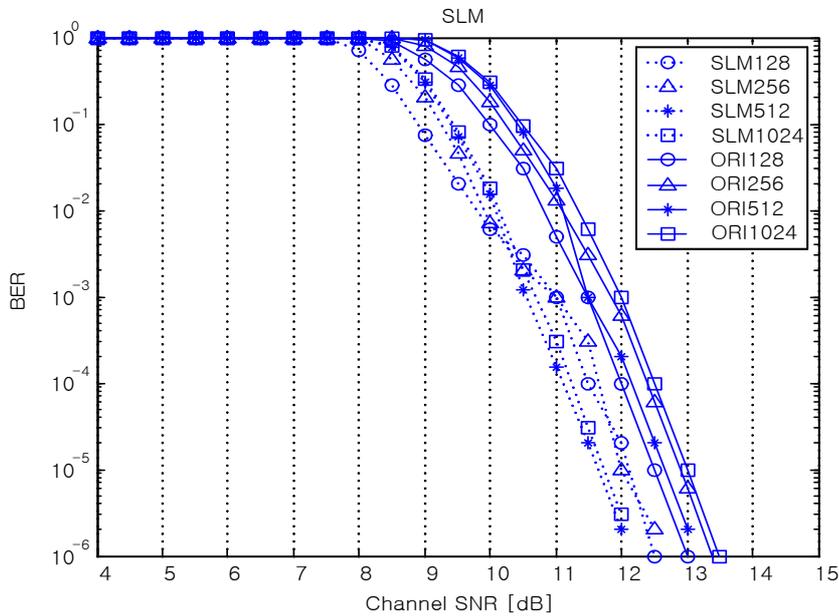


그림 3.17 OFDM과 SLM 기법의 성능 ($L=2$)

Fig. 3.17 Performance of OFDM and SLM methods ($L=2$).

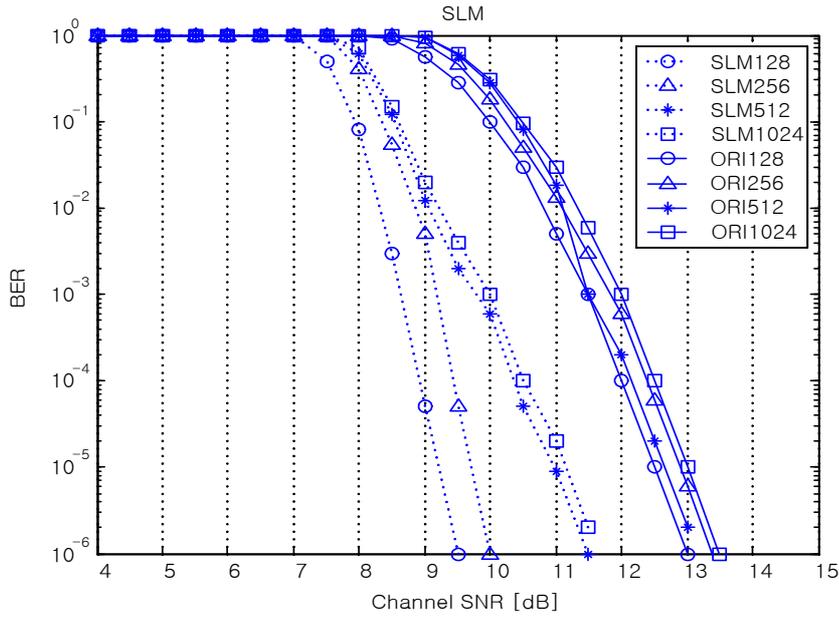


그림 3.18 OFDM과 SLM 기법의 성능 ($L=4$)

Fig. 3.18. Performance of OFDM and SLM methods ($L=4$).

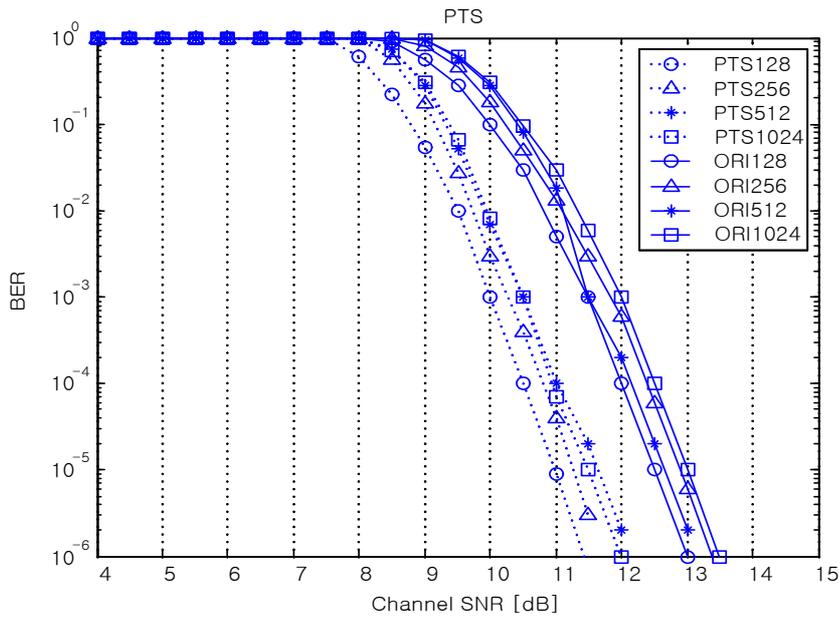


그림 3.19 OFDM과 PTS 기법의 성능 ($M=2$)

Fig. 3.19. Performance of OFDM and PTS methods ($M=2$).

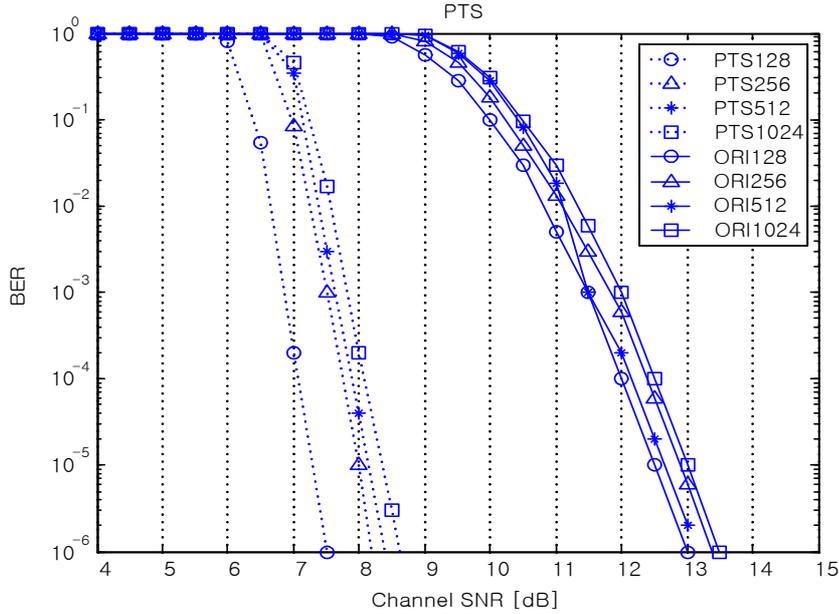


그림 3.20 OFDM과 PTS 기법의 성능 ($M=4$)

Fig. 3.20 Performance of OFDM and PTS methods ($M=4$).

그림 3.21과 그림 3.22에는 각각 16-QAM 변조를 사용한 SLM 기법, PTS 기법 및 제안된 SLM-PTS 결합 기법에 대한 PAPR 성능을 나타내고 있다. 이때 사용한 위상회전요소 $W=4$ 이다. 여기서 IFFT 크기 $D=128$ 로 동일하며, $L=M$ 이다. 그림에서 가로축은 임의의 PAPR 값을 나타내며, 'ORI'는 원래의 OFDM 방식을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 SLM 기법, PTS 기법 및 SLM-PTS 결합 기법은 모두 원래의 OFDM에서 보다 확률이 더 빨리 감소되는 통계적 특성을 가짐을 알 수 있다. 특히, 제안된 SLM-PTS 결합 기법에서 가장 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다.

또한, 채널수를 증가시키면 성능은 개선되었으며 PTS 기법에서 4개의 부분 룩으로 나누고 SLM 기법과 SLM-PTS 결합 기법에서 계열의 종류를 4개로 할 때 PAPR 저감 성능은 우수하게 나타났다.

IFFT 크기 $D=128$ 인 그림 3.21의 경우, 10^{-5} 의 확률을 기준으로 'ORI'는 12.2 dB인 반면 $L=M=3$ 을 사용하는 SLM-PTS 결합기법(Combine3)의 경우 약 8.3 dB로 'ORI'에 비하여 약 3.9 dB 정도의 PAPR 성능 개선 효과를 보인다.

IFFT 크기 $D=256$ 인 그림 3.22의 경우, 10^{-5} 의 확률을 기준으로 PAPR이 약 3.9 dB 정도의 개선 효과를 보인다. 즉, 10^{-5} 의 확률에서 'ORI'는 12.7 dB인 반면 $L=M=3$ 을 사용한 Combine3 기법의 경우에는 8.8 dB 정도까지 감소함으로 약 3.9 dB 정도의 PAPR 저감 효과를 얻을 수 있다. SLM-PTS 결합 기법에서 $M=3$ 까지는 SLM 기법과 PTS 기법 보다 성능이 우수하지만 $M=4$ 일 때는 성능이 포화되어 더 이상의 개선이 없음을 알 수 있다.

그림 3.23과 그림 3.24에는 각각 IFFT 크기 $D=512$ 와 1024 로 한 경우의 성능을 보인다. 그림에서 보이는 바와 같이 앞선 그림 3.21 및 그림 3.22에서의 결과와 거의 유사한 결과가 얻어짐을 알 수 있다.

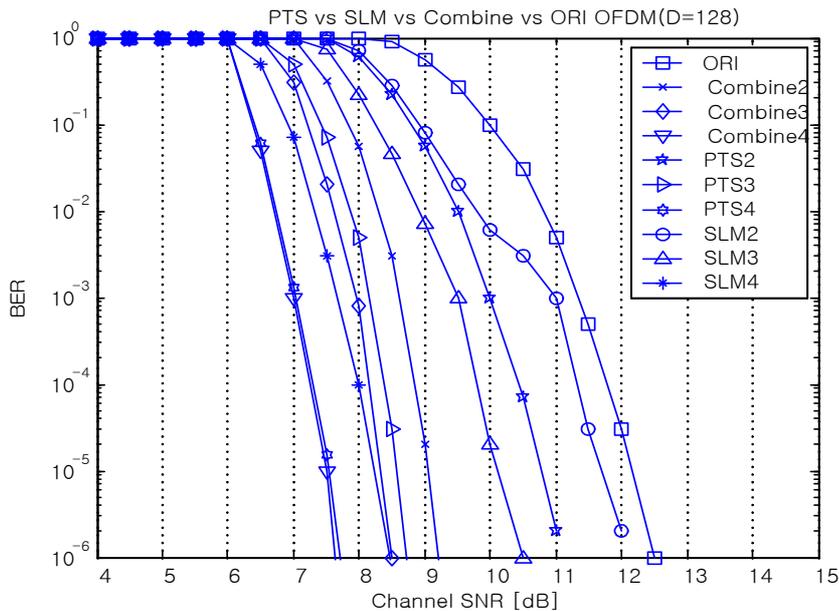


그림 3.21 SLM-PTS 기법의 성능비교 ($D=128$)

Fig. 3.21 Performance comparison of SLM-PTS method($D=128$).

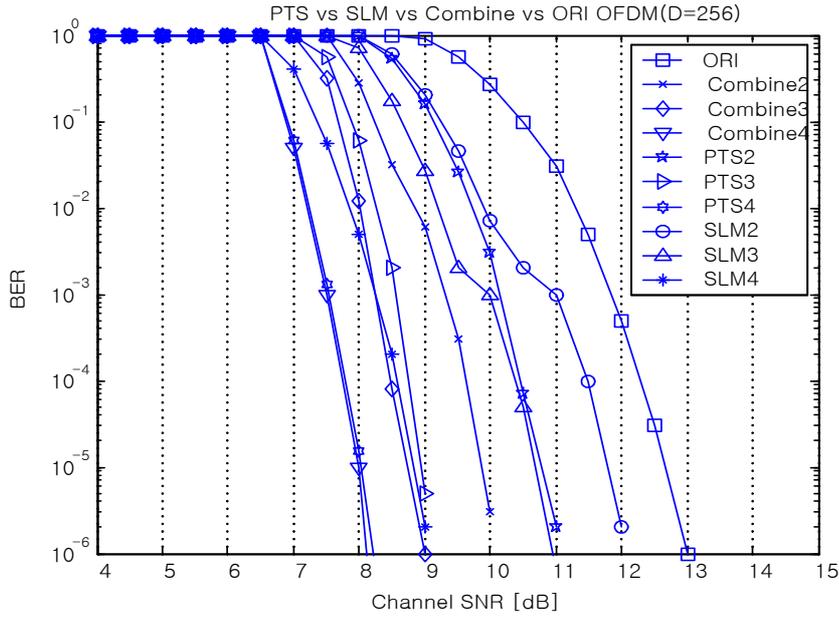


그림 3.22 SLM-PTS 기법의 성능비교 (D=256)

Fig. 3.22 Performance comparison of SLM-PTS method(D=256).

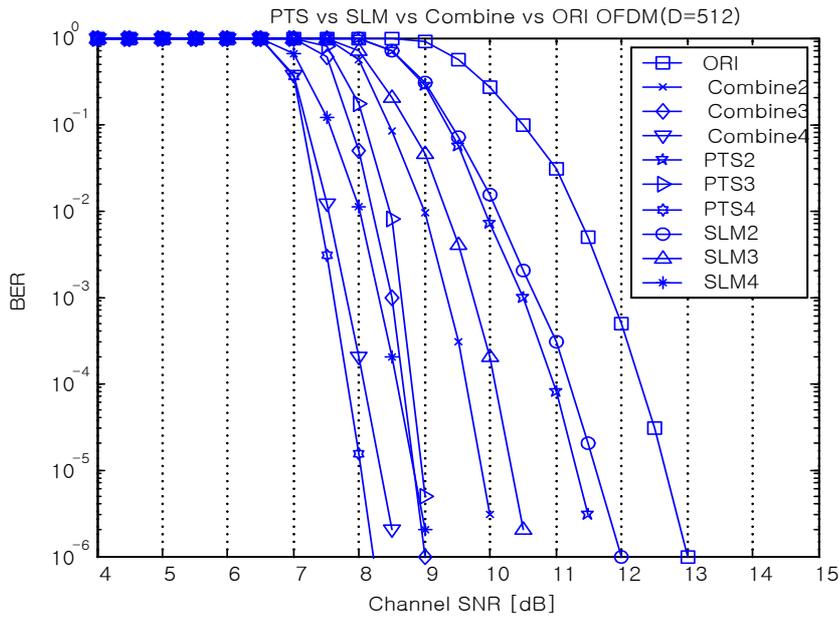


그림 3.23 SLM-PTS 기법의 성능비교 (D=512)

Fig. 3.23 Performance comparison of SLM-PTS method(D=512).

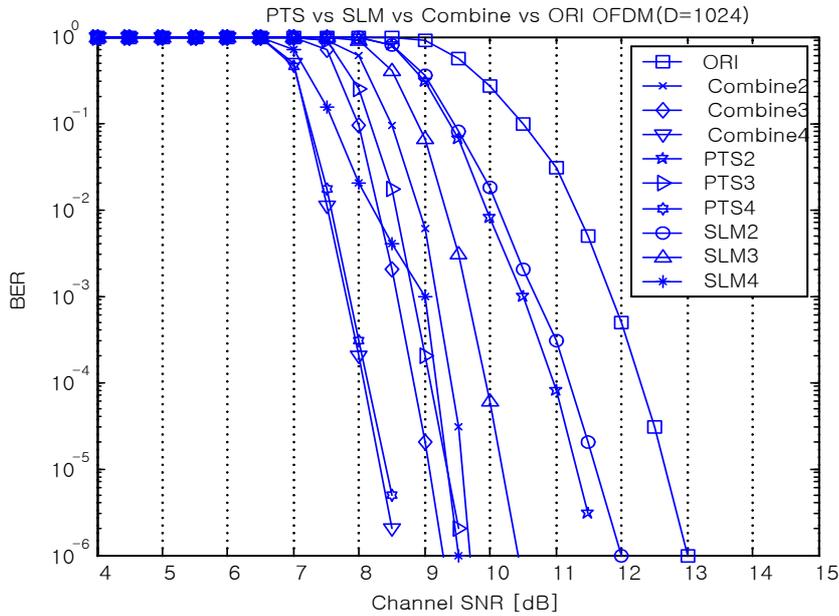


그림 3.24 SLM-PTS 기법의 성능비교 (D=1024)

Fig. 3.24 Performance comparison of SLM-PTS method(D=1024).

표 3.3에는 각각의 PAPR 저감기법들에 대한 연산량을 비교한 것으로 여기서 연산량은 IFFT 연산수를 나타내고, L은 동일한 입력신호에 위상변화를 주어 생성된 심볼수이며, M은 부분블록수를 W는 위상회전요소를 의미한다.

표 3.4의 결과에서 보이듯이 위상회전요소 W=2인 PTS 기법과 동일한 연산량을 가질 경우, 제안된 SLM-PTS 결합 기법에서 PAPR 저감 성능이 가장 우수함을 알 수 있다. 또한, 적은 연산량으로도 기존의 PTS 기법보다 우수한 특성을 보임을 알 수 있다.

표 3.3 PAPR 감소기법들의 연산량 (IFFT 연산수)

Table 3.3 Calculation of PAPR reduction methods.

SLM	PTS (W=2)	PTS (W=4)	Cimini'	SLM-PTS
L	2^M	4^M	M	$L + M$

표 3.4 SLM-PTS와 PTS의 연산량에 따른 PAPR 비교 (W=2)

Table 3.4 PAPR comparison by calculation of SLM-PTS and PTS (W=2).

Calculation	PTS (W=2)	SLM-PTS	PAPR Reduction
(M=2) 4	10.7 dB	9.1 dB	about 1.6 dB
(M=3) 8	8.6 dB	8.3 dB	about 0.3 dB

표 3.5 SLM-PTS와 PTS의 연산량에 따른 PAPR 비교 (W=4)

Table 3.5 PAPR comparison by calculation of SLM-PTS and PTS (W=4).

Calculation	PTS (W=2)	SLM-PTS	PAPR Reduction
(M=2) 16	9.6 dB	7.8 dB	about 1.4 dB
(M=3) 64	7.6 dB	6.3 dB	about 1.3 dB

제 4 장 COFDM 시스템 구성 및 성능평가

4.1 COFDM 시스템

차세대 무선 시스템에서는 보다 많은 데이터를 손실 없이 전송하고자 한다. 또한, 대용량의 데이터를 고품질, 고신뢰성의 서비스를 제공받기를 기대한다. 이와 같이 많은 정보 전송에는 오류 대처 방안이 매우 중요하게 되며, 이러한 오류 대처 방안으로는 오류정정부호를 사용한 기법과 자동 재송요구 (Automatic Repeat reQuest : ARQ) 기법 등이 있다.

최근 강력한 오류정정부호를 사용하여 송신 신호 전력을 높이지 않고서도 전송품질을 개선시키고자 하는 연구들이 이루어지고 있다. 그 중에서도 1993년 Berrou, Glavieux, Thitimajshima 가 참고문헌 [48]에서 터보부호를 제안한 이래 터보부호는 Shannon limit에 근접하는 오류정정 성능을 보임으로써 세계적으로 많은 연구가 진행되고 있다.

디지털 통신에서 터보부호를 사용하기 위해서는 반복부호 알고리즘의 최적화가 필수적이며 터보부호의 복호를 위하여 사용되는 알고리즘으로는 MAP (Maximum a Posteriori) 방법과 연관정 출력 비터비 알고리즘(Soft Output Viterbi Algorithm : SOVA)이 있다. 이중 SOVA는 MAP보다 비교적 낮은 복잡도를 가지므로 하드웨어 구현이 용이한 특성을 보이므로, 본 논문에서는 시스템의 복잡도 감소를 위하여 SOVA 기법을 복호방식으로 채택하였다[49].

터보 부호는 순환 대칭 부호(Recursive Systematic Code : RSC)를 병렬로 연결하여 부호화하고 수신단에서 반복적인 복호화 알고리즘을 이용하여 정보에 대한 신뢰도를 개선시키는 오류정정기법이다. 이는 IMT-2000에서의 표준 부호로 선정되어 있으며 차세대 멀티미디어 통신에도 많이 이용될 것으로 보인다.

4.1.1 ETD-Turbo 시스템

터보부호를 사용하는 시스템에서는 인터리버의 역할이 중요하다. RSC 상호간에 상관관계가 높아지면 성능이 열화되므로 인터리버를 이용하여 입력되는 정보의 순서를 서로 다르게 하고 또한 시간차에 의한 다이버시티 효과를 얻기도 한다.

따라서, 본 논문에서는 이러한 인터리버의 효과를 높이고 또한 시간 다이버시티 기능을 강화하기 위하여 각각의 RSC 인터리버를 별도로 사용하도록 하는 개선된 시간 다이버시티를 이용한 터보부호인 ETD-Turbo 부호를 제안한다. 그림 4.1에는 본 논문에서 시간 다이버시티 기능을 강화할 수 있도록 ETD-Turbo 부호기와 복호기를 포함하는 ETD-Turbo 시스템을 보인다.

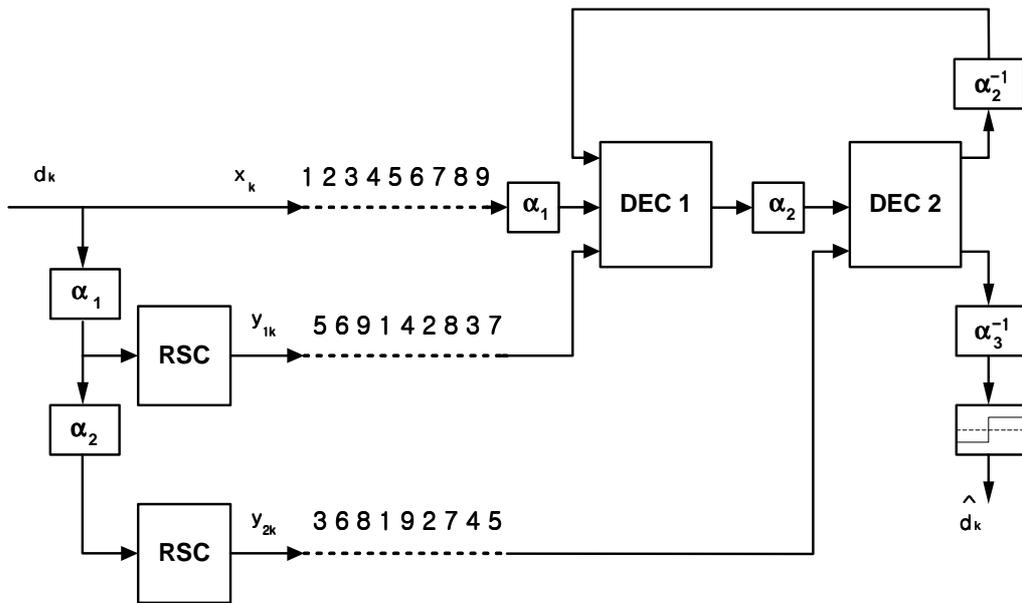


그림 4.1 ETD-Turbo 시스템의 구조

Fig. 4.1 A structure of ETD-Turbo system.

ETD-Turbo 시스템은 일반 터보 시스템과 비교하면 새롭게 추가된 인터리버 (α_1)의 영향으로 x_k , y_{1k} 와 y_{2k} 가 모두 다른 순서를 가지면서 채널을 통과하여 복호기에 입력된다. 즉, 모두 다른 경로를 거쳐 수신기에 도달하도록 하였으며, 이렇게 도달된 정보비트는 패리티비트와 복호기에서 결합되도록 함으로써 시간 다이버시티 효과를 높일 수 있는 시스템이다.

그림 4.2에는 ETD-Turbo 부호기를 보인다. 그림에서 인터리버 α_1, α_2 는 각각 $\alpha_1 = [569142837]$ 및 $\alpha_2 = [827436951]$ 와 같은 순서를 가지는 인터리버라고 하면, α_1 과 α_2 를 거친 입력 열(두 번째 RSC의 입력)은 새로운 인터리빙 패턴인 $\alpha_3 = [368192745]$ 와 같은 순서를 가지게 되고 ETD-Turbo 부호기 출력은 표 4.1과 같이 된다.

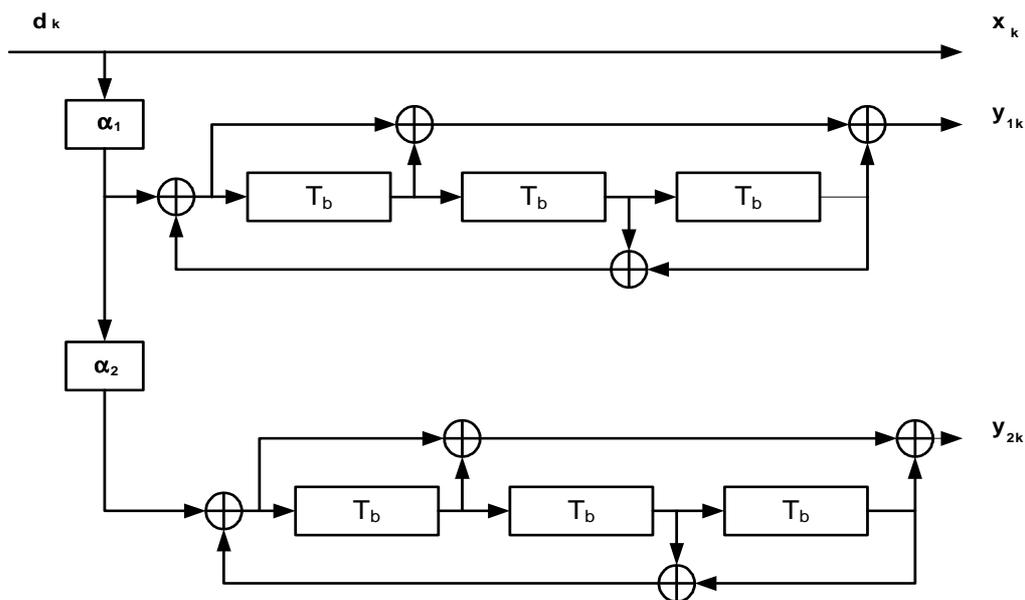


그림 4.2 ETD-Turbo 부호기

Fig. 4.2 ETD-Turbo Encoder.

표 4.1 ETD-Turbo 부호기의 출력

Table 4.1 Output of ETD-Turbo Encoder.

x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9
y_{15}	y_{16}	y_{19}	y_{11}	y_{14}	y_{12}	y_{18}	y_{13}	y_{17}
y_{23}	y_{26}	y_{28}	y_{21}	y_{29}	y_{22}	y_{27}	y_{24}	y_{25}

표 4.1의 출력을 일반적인 터보 부호 출력과 비교하면 y_{2k} 만 인터리빙되어 다른 순서를 가지고 채널을 통과하는 것에 비하여 제안된 시스템에서는 x_k , y_{1k} 및 y_{2k} 모두 각각 서로 다른 순서로 채널을 통과하게 된다는 것이다. 즉 서로 다른 경로를 통하여 수신기에 도달한다는 것이다.

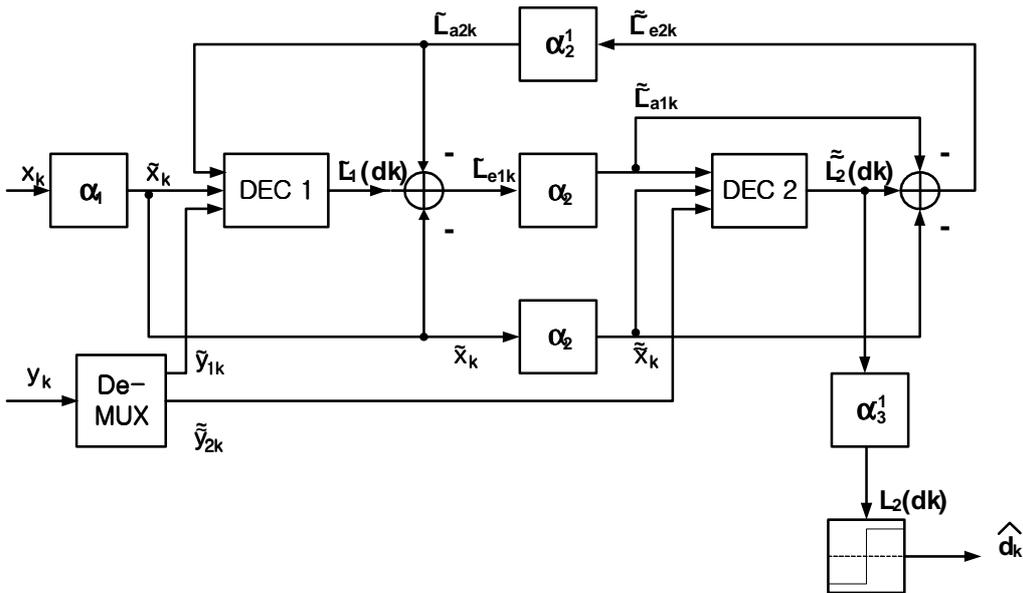


그림 4.3 ETD-Turbo 복호기

Fig. 4.3 ETD-Turbo Decoder.

그림 4.3에는 시간 다이버시티 효과를 증가시키는 ETD-Turbo 복호기의 구조를 보이고 있다. 복호기의 입력으로 x_k , \tilde{y}_{1k} 와 \tilde{y}_{2k} 가 입력 되게 된다. 여기서 x_k 는 입력 열이 그대로 출력된 정보 비트를 의미하고, \tilde{y}_{1k} 는 첫 번째 인터리버 (α_1)를 거친 출력 패리티 비트 그리고 \tilde{y}_{2k} 는 α_1 과 α_2 를 모두 거친, 즉 α_3 를 거친, 두 번째 패리티 비트를 의미한다.

기존의 터보 부호의 복호 방법과 마찬가지로 새로운 구성의 ETD-Turbo 복호기에서도 **DEC1**과 **DEC2** 사이에 인터리버와 디인터리버를 두어서 복호기 사이에 전달되는 LLR (Log-Likelihood Ratio) 값의 순서를 맞추어 주게 된다.

표 4.2는 **DEC1**의 입력 순서를 나타내고 있다. 정보 비트 x_k 는 터보 부호기에서 입력된 [1 2 3 4 5 6 7 8 9]의 순서를 그대로 가지고 채널을 통과하게 되지만, \tilde{y}_{1k} 와 순서를 맞추어서 복호하기 위해서 **DEC1**에 입력되기 전 $\alpha_1 = [5 6 9 1 4 2 8 3 7]$ 에 의해 순서가 변환되어 **DEC1**에 입력된다.

표 4.2 **DEC1**의 입력 시퀀스

Table 4.2 Input sequence of **DEC1**.

x_5	x_6	x_9	x_1	x_4	x_2	x_8	x_3	x_7
y_{15}	y_{16}	y_{19}	y_{11}	y_{14}	y_{12}	y_{18}	y_{13}	y_{17}

표 4.3 **DEC2**의 입력 시퀀스

Table 4.3 Input sequence of **DEC2**.

x_3	x_6	x_8	x_1	x_9	x_2	x_7	x_4	x_5
y_{23}	y_{26}	y_{28}	y_{21}	y_{29}	y_{22}	y_{27}	y_{24}	y_{25}

표 4.3은 DEC2의 입력 순서를 나타내고 있다. DEC1과 마찬가지로 정보 비트 x_k 를 \tilde{y}_{2k} 와 순서를 맞추기 위해 α_1 과 α_2 를 거친 $\alpha_3 = [3\ 6\ 8\ 19\ 2\ 7\ 4\ 5]$ 의 순서로 DEC2에 입력된다.

그림 4.3의 DEC1 입력은 \tilde{x}_k , \tilde{y}_{1k} 와 \tilde{L}_{a2k} 가 되는데, 모두 같은 인터리버 패턴인 α_1 을 거친 열이라는 의미로 Tilde가 표시되어 있다. DEC1에서 출력된 LLR 값인 $\tilde{L}_1(d_k)$ 에서 패리티 비트인 \tilde{y}_{1k} 를 제외한 \tilde{x}_k 와 \tilde{L}_{a2k} 가 제거되면서 DEC1에서 얻어진 순수한 외부정보인 \tilde{L}_{e1k} 가 된다. 이러한 외부 정보는 다시 두 번째 인터리버인 α_2 를 거치면서 DEC2의 사전 정보($\tilde{\tilde{L}}_{a1k}$)가 된다. DEC2의 입력으로 $\tilde{\tilde{L}}_{a1k}$, $\tilde{\tilde{x}}_k$ 와 $\tilde{\tilde{y}}_{2k}$ 가 입력 되게 되는데, 여기서 Tilde 표시가 두 번 사용된 것은 인터리버 α_1 과 α_2 를 모두 거친 열이라는 것을 나타내고 있다. DEC2에서 출력된 $\tilde{\tilde{L}}_2(d_k)$ 에서 $\tilde{\tilde{x}}_k$ 와 $\tilde{\tilde{L}}_{a1k}$ 가 제거되어 DEC2에서 얻어진 외부 정보인 $\tilde{\tilde{L}}_{e2k}$ 가 된다. $\tilde{\tilde{L}}_{e2k}$ 는 다시 α_2^{-1} 에 의해 디인터리빙 되면서 DEC1의 사전정보로 입력되게 된다. 이러한 과정을 통해 충분한 반복 복호가 이루어진 후에 $\tilde{\tilde{L}}_2(d_k)$ 는 α_3^{-1} 에 의해 디인터리빙된다. 즉, α_1 과 α_2 의 영향을 벗어나 경판정에 의해 \hat{d}_k 를 결정하게 된다.

그림 4.4에는 모델링된 채널 환경에서의 COFDM 시스템의 구성도를 보인다 [50].

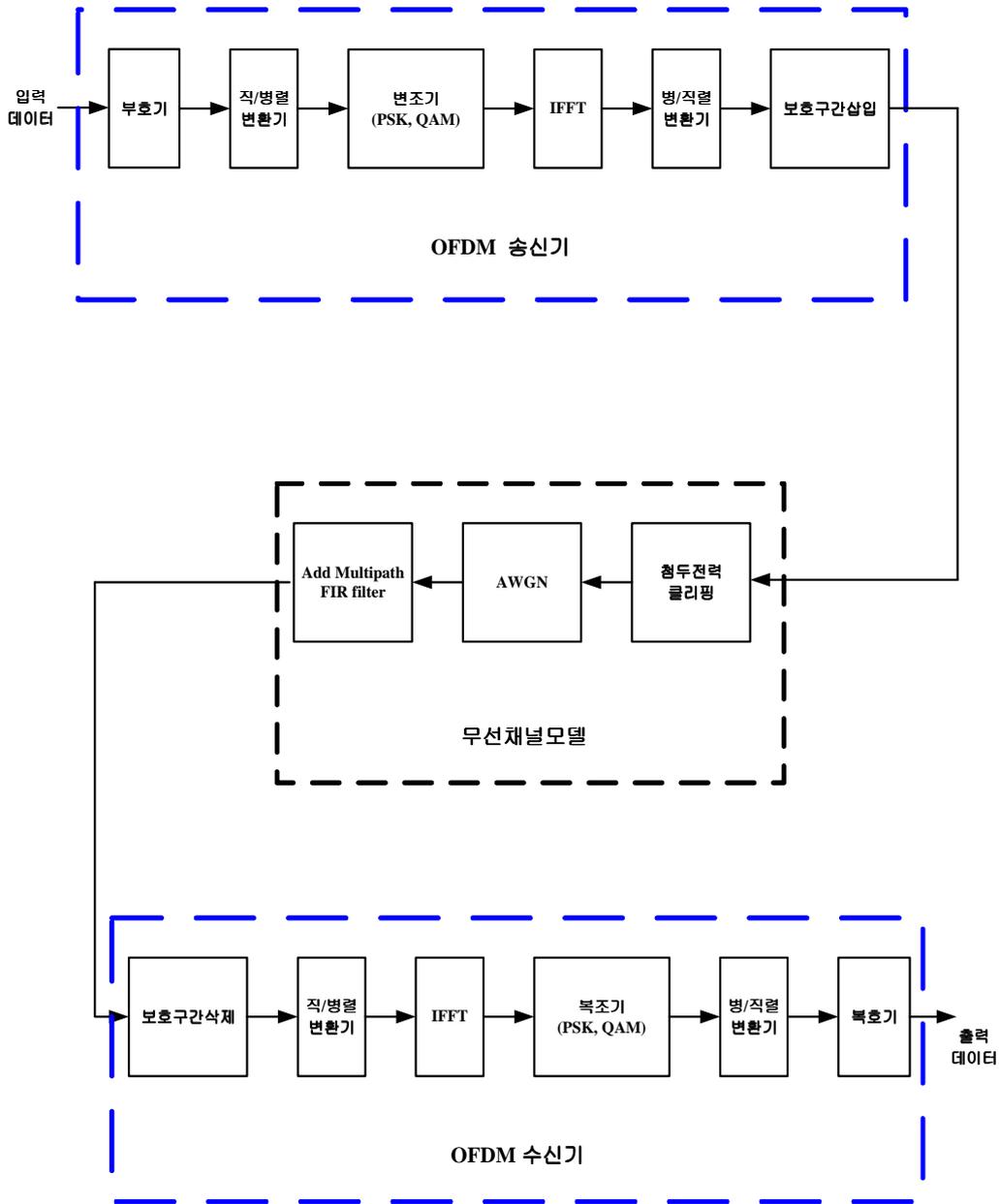


그림 4.4 COFDM 시스템 구조

Fig. 4.4 Block diagram of COFDM system.

(1) 부호기

부호화는 앞서 제시한 ETD-Turbo 부호를 사용하였으며 여기서 반복 횟수는 1, 인터리버 크기는 512로 고정하고 복호 알고리즘은 SOVA를 사용하였다.

(2) 직/병렬 변환기

직렬 입력데이터 스트림은 전송에 필요한 word size로 포맷된다. 예를 들면 QPSK 경우 2 bits/word로 하였고 병렬 포맷으로 변환하였다. 그리고 각 데이터에 하나의 반송파를 할당함으로써 병렬로 전송된다.

(3) 변조기

변조 방법은 M-ary PSK와 M-ary QAM을 사용하였으며, 먼저 M-ary PSK의 경우 각 반송파 상에 전송된 데이터는 앞의 심볼과 차동 부호화(differential coding)되어 PSK 형태로 사상된다. 차동 부호화는 초기 위상 기준이 필요하므로 여분의 심볼이 시작부에 추가된다. 그리고 각 심볼 상의 데이터는 변조 방법에 기초하여 위상각으로 사상된다.

(4) 역 고속푸리에 변환

필요한 스펙트럼이 만들어진 후 대응하는 시간 파형을 구하기 위해서 IFFT를 사용하며, 보호구간은 각 심볼의 시작부에 추가된다.

(5) 보호구간

보호구간은 두 부분으로 구성된다. 보호구간의 1/2은 0 진폭 전송이고, 1/2은 송신할 심볼의 순환 확장이다. 이는 심볼 타이밍이 포락선 검출로 쉽게 복구 되도록 허용하기 위한 것이다. 보호구간이 추가된 후, 심볼들은 직렬 시간 파형으로 역 변환되며, 이것이 OFDM 기저대역 신호이다.

(6) 채널 모델

이 모델은 송신 신호에 채널 모델이 적용되었으며 다중경로, SNR, 첨두전력 클리핑이 제어되도록 해준다. SNR은 송신 신호에 AWGN을 추가하여 만든다. 그리고 다중경로 지연 확산은 FIR 필터를 사용한다. FIR 필터의 길이는 최대 지연 확산을 나타내지만 계수 진폭은 반사된 신호크기를 나타낸다. 채널을 거쳐 전송된 신호는 수신기에서 송신기의 역 과정을 통하여 원래의 데이터를 복원한다.

그림 4.5는 부호화하지 않은 OFDM 시스템과 컨볼루션 부호를 사용한 OFDM 시스템에서의 성능을 나타낸다.

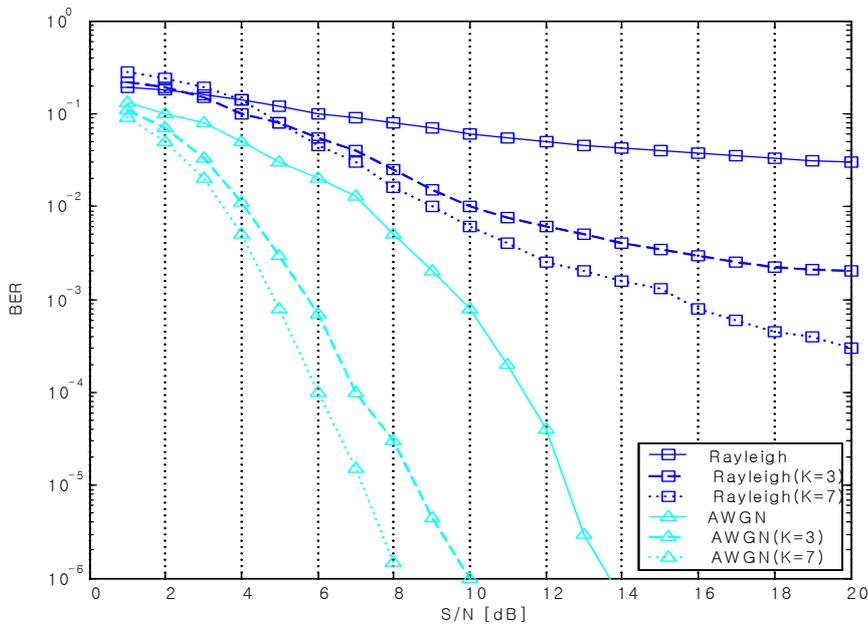


그림 4.5 컨볼루션 부호를 사용한 OFDM 시스템

Fig. 4.5 OFDM system using convolutional code.

그림 4.5에서 알 수 있듯이 컨볼루션 부호를 적용한 **OFDM** 시스템이 원래의 **OFDM** 시스템에 비하여 AWGN 환경에서 컨볼루션 부호의 구속장에 따라 약 4~6 dB 정도의 부호화 이득 특성을 보임을 알 수 있다. 레일리 페이딩 환경에서도 컨볼루션 부호를 적용한 경우 컨볼루션 부호의 구속장의 길이에 따라 이에 해당하는 부호화 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

그림 4.6에는 터보부호와 제안한 ETD-Turbo 부호를 사용하는 **OFDM** 시스템의 성능 특성을 나타낸다. 그림에서 터보부호는 AWGN과 레일리 페이딩 환경 모두에서 매우 큰 부호화 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. AWGN 환경에서 터보부호의 부호화 이득은 약 10 dB 정도로 크게 나타남을 알 수 있으며, 레일리 페이딩 환경에서는 더 큰 성능을 가짐을 확인할 수 있다.

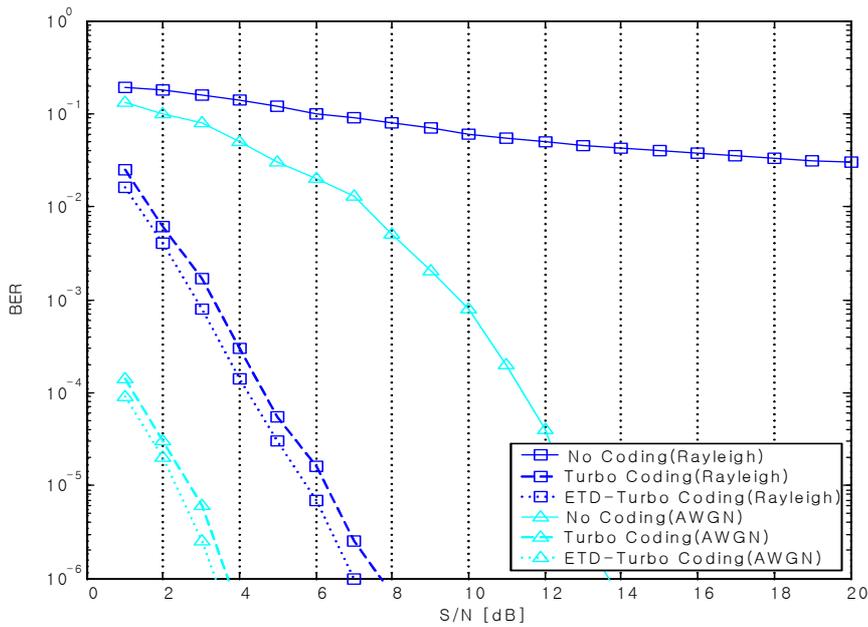


그림 4.6 ETD-Turbo 부호를 사용한 **OFDM** 시스템

Fig. 4.6 OFDM system using ETD-Turbo code.

또한, ETD-Turbo 부호는 AWGN 및 레일리 채널에서 큰 부호화 이득을 가짐을 알 수 있었다. 특히, 일반 터보 부호에 비하여 약 0.5 dB 정도의 근소한 추가적 성능 향상을 보임을 알 수 있었다.

그림 4.7은 ETD-Turbo 부호를 사용하는 OFDM 시스템에서의 부분블록수의 증가에 따른 BER 성능을 나타낸다. 그림에서 보는 바와 같이 부분블록수의 증가에 따라 성능이 다소 감소됨을 알 수 있다. 10^{-5} 의 BER을 기준으로 $M=3$ 인 경우, $M=5$ 인 경우에 비하여 약 0.5 dB 정도의 근소한 성능 개선효과를 보인다.

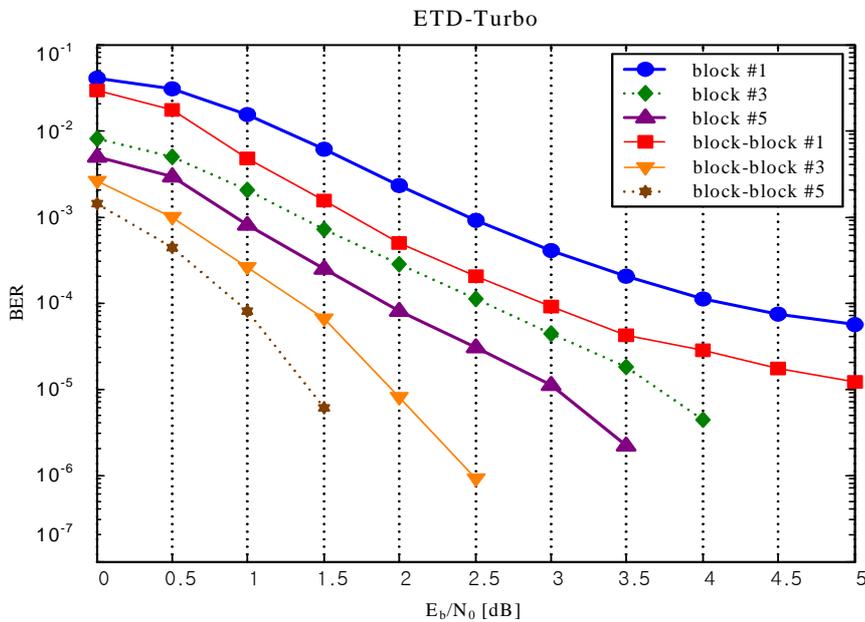


그림 4.7 부분블록수 변화에 따른 BER 특성비교

Fig. 4.7 Comparison of BER characteristic by subblocks.

4.1.2 적응형 인터리버

터보 부호에서는 인접 데이터에 대한 상관성을 없애기 위해 인터리버를 사용한다. 이러한 인터리버의 사용으로 연접 에러에 대한 에러 정정 능력을 높일 수 있다. 터보 부호에 사용된 인터리버는 부호의 거리 특성에 영향을 미쳐서 터보 부호의 성능을 좌우하게 되며 작은 가중치의 부호어를 피하게 되어 터보 부호의 BER 성능을 향상시키게 된다. 또한, 출력되는 부호어의 순서를 변화시켜 복호 과정에서 시간 다이버시티 효과를 얻게 한다.

본 논문에서는 연산량을 경감시키고 별도의 부가정보를 사용하지 않기 위하여 적응적 인터리버를 제안하였다. 그림 4.8에는 기본 인터리버 모델을 보인다.

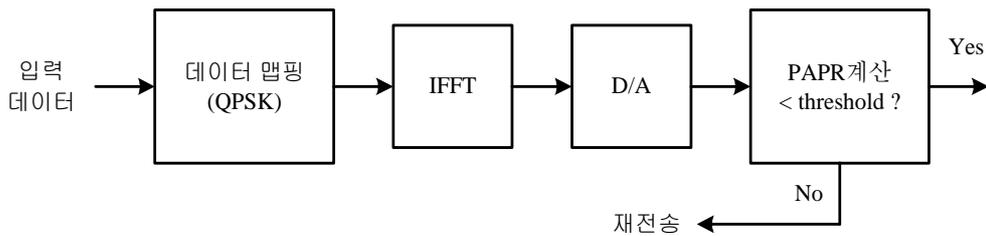


그림 4.8 기본 인터리버 모델

Fig. 4.8 Basic Interleaver model.

그림에서와 같이 IFFT 출력의 D/A 변환 값에 대하여 PAPR을 측정 후 기준 PAPR 값과 비교하여 그 이상이면 해당 OFDM 신호에 대해서 그림 4.9와 같은 재전송 시스템 모델에 의하여 재전송 과정을 거치게 되고 그 이하이면 그대로 전송되도록 하였다.

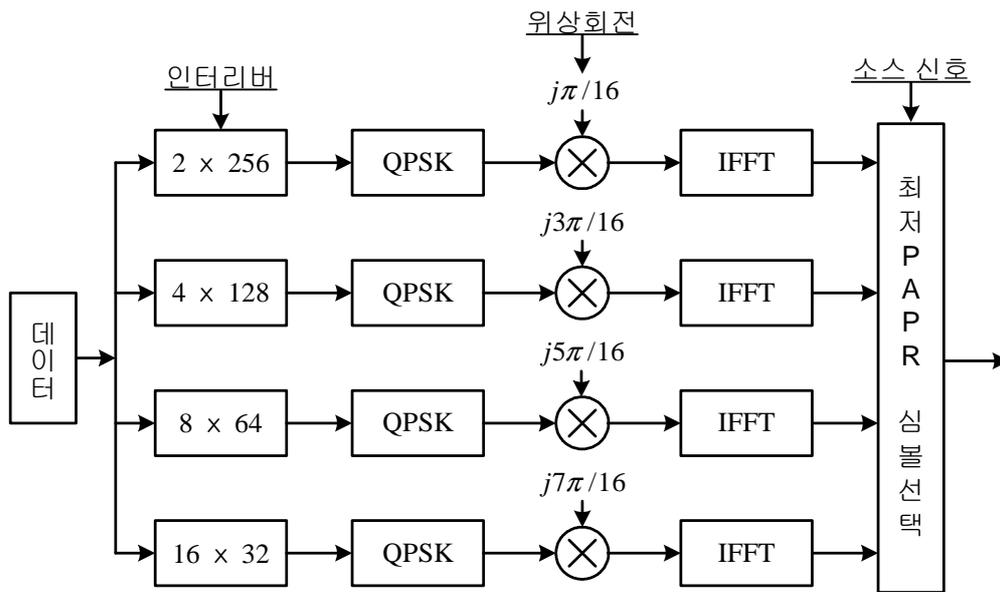


그림 4.9 재전송 시스템 모델 (N=256)

Fig. 4.9 System model with retransmission (N=256).

기준 PAPR 값은 시스템의 성능에 따라 정해진다. 만약 기준 값이 작으면 전체적인 PAPR은 낮은 값을 갖지만 연산량이 많아지고 인터리버에 따른 시간 지연이 커지게 된다. 반면 기준 값이 높으면 연산량이 경감되고 시간지연이 적어지지만 상대적으로 높은 PAPR 특성을 나타내게 된다. 따라서 두 파라미터에 trade-off 관계가 형성됨을 알 수 있다. 기준 PAPR 값보다 연산된 PAPR 값이 클 경우에는 그림 4.7과 같은 재전송 과정을 거치게 된다. 재전송 시 512 단위의 비트열은 그림에서와 같이 각각 2×256, 4×128, 8×64 및 16×32 인 4가지의 블록 인터리버를 거치며 각각 데이터 맵핑 과정을 거친 후 각 인터리버에 대한 인지(identity)를 확보하기 위하여 각 심볼들에 대하여 매 짝수 심볼마다 위상 회전을 가해준다. 이러한 위상회전은 수신 단에서 복원할 경우 별도의 부가정보 없이 송신 인터리버를 구분할 수 있는 장치가 되며, IFFT를 통

과한 신호는 최종적으로 각각에 대하여 PAPR이 계산되며 원래의 신호와 위상변조된 4개의 신호 중 가장 낮은 PAPR을 가지는 신호만 선택하여 전송한다.

데이터 심볼에 위상회전을 가하여 인터리버에 대한 인지 정보를 실는 기본적인 방법은 식(4.1)과 같다.

$$Z = \sum_{j=1}^{N-1} (Y_j \cdot Y_{j+1})^4 \quad (4.1)$$

여기서, Y_j 는 j 번째의 FFT 출력신호이다.

수신 단에서는 FFT를 통과한 신호에 대하여 식(4.1)을 이용하여 위상(Z)을 구한다. 만약 잡음이 없는 이상적인 채널을 가정한다면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

·2×256 인터리버 전송의 경우 : 위상(Z) = $\pi/4$

·4×128 인터리버 전송의 경우 : 위상(Z) = $3\pi/4$

·8×64 인터리버 전송의 경우 : 위상(Z) = $5\pi/4$

·16×32 인터리버 전송의 경우 : 위상(Z) = $7\pi/4$

·원래 데이터 전송의 경우 : 위상(Z) = 0

잡음이 있는 채널인 경우 수신 단에서 식(4.1)을 이용하여 위상을 구한 후 신호의 위상을 구한다. 얻어진 위상정보는 적절한 결정구간(Decision Boundary)을 적용하여 최종적으로 송신 단에서의 인터리버를 판단하게 된다. 따라서 인터리버된 OFDM (Interleaved-OFDM : IOFDM)의 경우 만약 k 개의 인터리브된 신호가 서로 상관성이 없다면(Uncorrelated) IOFDM의 PAPR

CCDF는 식(4.2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_r(PAPR \geq PAPR_0) = (1 - (1 - \exp(-PAPR_0))^{\alpha N})^k \quad (4.2)$$

또한, OFDM의 CCDF를 유도하기 위하여 오버샘플링을 고려하지 않고, 독립 변수 α 를 이용하여 나타내면 식(4.3)과 같다.

$$P_r(PAPR \geq PAPR_0) = 1 - (1 - \exp(-PAPR_0))^{\alpha N} \quad (4.3)$$

또한, 본 논문에서는 기준 값 $PAPR_0$ 에 따라 적응적으로 인터리버가 적용되므로 $PAPR_0$ 에 따른 평균 인터리버 횟수(Average Interleave Iteration : AII), 즉 연산량은 식(4.4)와 같이 계산할 수 있다.

$$AII = 1 + \sum_{k=2}^K k \left\{ \prod_i^{k-1} P_r(i, PAPR_T) \right\} (1 - P_r(k, PAPR_T)) \quad (4.4)$$

식(4.4)의 경우, $PAPR_0$ 보다 낮은 PAPR을 가질 때 프로그램이 정지되는 경우의 AII를 나타낸다. 본 논문의 경우 OFDM 첫 심볼 전송시 $PAPR_0$ 보다 큰 경우는 256 부반송파 시스템에서 정해진 4개의 인터리버를 통과하도록 구성되었으며 식(4.4)는 식(4.5)와 같이 변형될 수 있다.

$$AII = 1 + 4P_r(1, PAPR_T) \quad (4.5)$$

식(4.5)에 의한 이론적인 AII 특성 곡선은 그림 4.10과 같다.

그림 4.10에서 알 수 있듯이 $PAPR_o$ 가 7일 경우, 평균 2.5회 정도 인터리버가 동작된다. 이는 곧 동일한 수의 IFFT 연산량이 필요함을 의미한다. 만약, $PAPR_o$ 를 낮게 설정한 경우 AII가 증가하게 되고 그에 따른 IFFT 연산량이 증가됨을 알 수 있다.

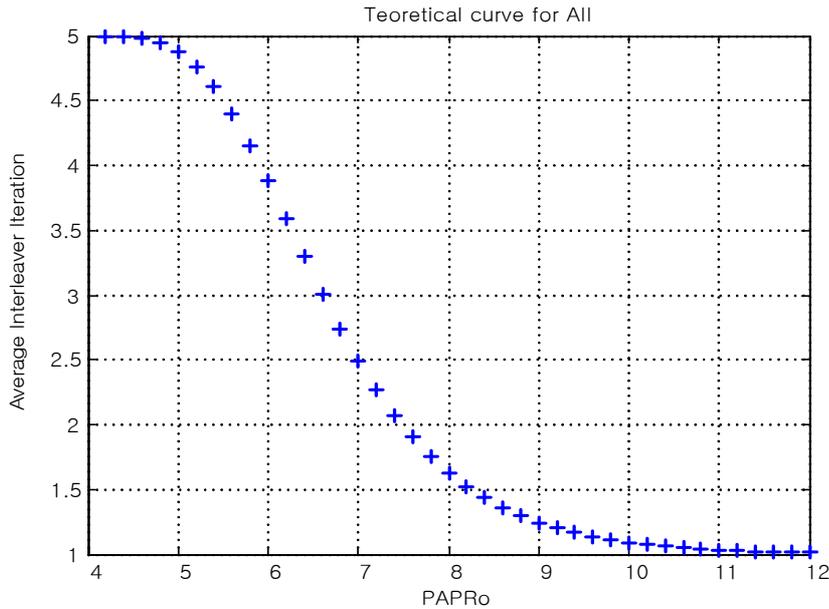


그림 4.10 이론적인 AII 특성 곡선

Fig. 4.10 Characteristics curve of a theoretical AII.

QPSK 변조방식으로 부반송파 $N=256$ 인 시스템의 경우, 그림 4.11과 같은 결과를 얻었다. 원래인 OFDM과 IOFDM의 경우에 대하여 이론치와 시뮬레이션을 통한 결과를 비교하였으며, 이론치 도출을 위한 식은 각각 식(4.6)과 식(4.7)을 이용한다. 그림 4.11에서 보는 바와 같이 0.1% CCDF를 기준으로 IOFDM을 적용함으로써 원래의 OFDM 시스템에 비하여 약 2.8 dB 정도 우수한 성능을 보였다.

그러나 그림 4.11에서와 같이 이론 값과 시뮬레이션 결과 값이 다소 차이를 보이는데 이는 이론치의 경우 k 개(본 논문에서는 4개 고려)의 인터리버가 완전한 비 상관관계라 가정하였으나 현실적으로 각 인터리버가 완전한 비 상관 관계를 유지하는데 어려움이 있기 때문으로 해석된다.

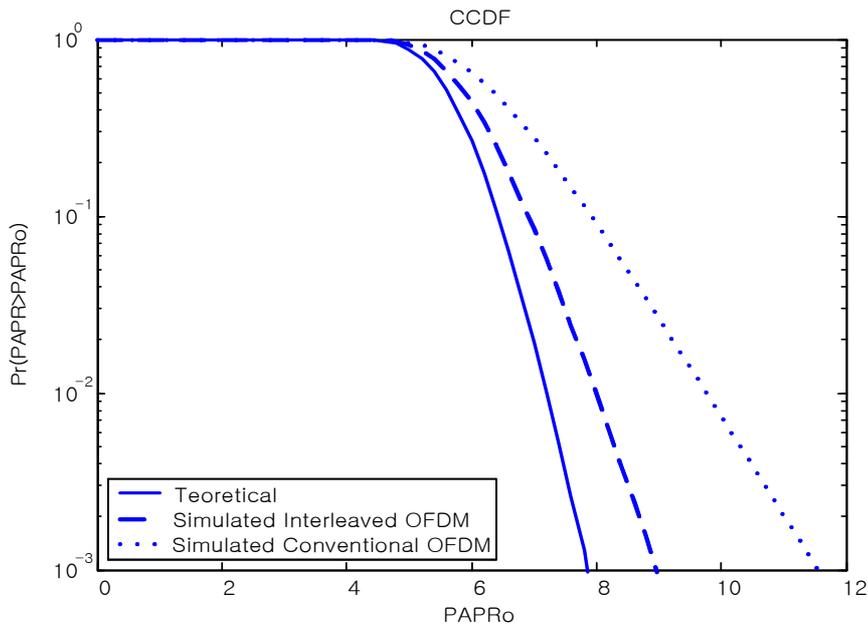


그림 4.11 IOFDM 시스템의 CCDF 특성 곡선

Fig. 4.11 CCDF characteristics curve of IOFDM system

4.1.3 COFDM 시스템

본 논문에서는 3.4절에서 제안한 SLM-PTS 결합기법을 시스템에 적용하여 PAPR 성능 평가를 위하여 스크램블, 부호화, 적응형 인터리버를 동시에 수행할 수 있으며 더욱 큰 부호이득과 높은 시간 다이버시티 효과를 얻을 수 있는

ETD-Turbo 부호를 사용하여 실제 채널환경과 유사하게 COFDM 시스템을 구성하였다. 그림 4.12에는 성능 평가를 위하여 구성된 COFDM 시스템의 전체 구성을 보인다.

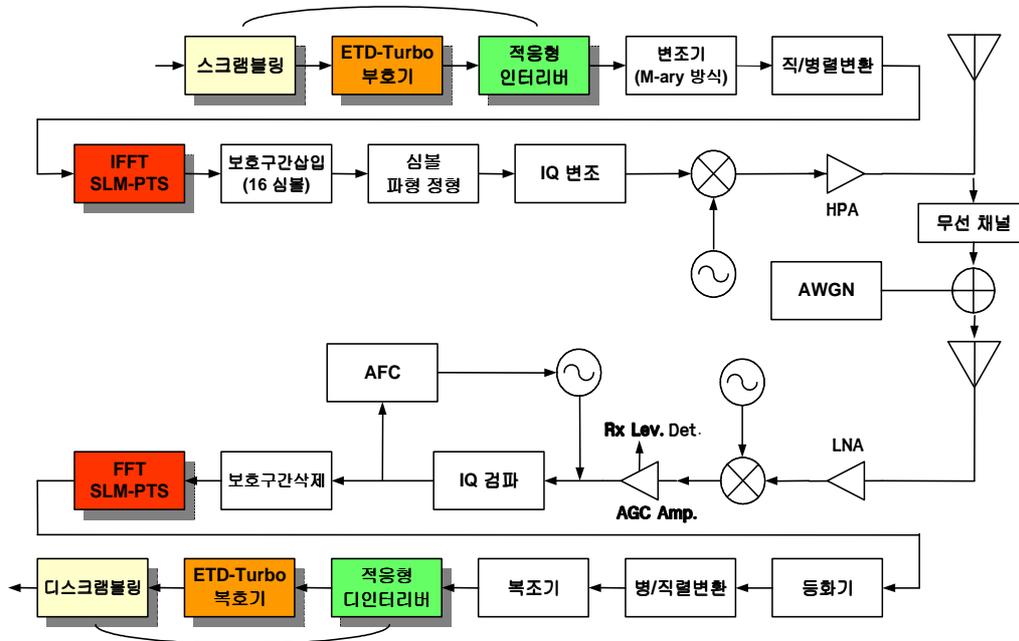


그림 4.12 제안된 COFDM 시스템의 구조

Fig. 4.12 Block diagram of proposed COFDM system.

4.2 COFDM 시스템의 성능평가

본 논문의 시뮬레이션은 무선 멀티미디어 환경에서 OFDM 시스템의 변조 방식에 따른 성능 평가를 위하여 실제 환경과 유사한 조건으로 시뮬레이션 시스템을 구성하여 터보 부호의 부호 이득, 다중경로, 침투전력 클리핑, SNR 및 프레임 동기여러의 영향 등에 대하여 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션에 사용

된 **COFDM** 시스템의 파라미터는 표 4.4, 표 4.5 및 표 4.6과 같다.

표 4.4에는 본 논문에서 사용된 시뮬레이션 파라미터 값을 나타낸다.

표 4.4 **COFDM** 시스템 파라미터

Table 4.4 **COFDM** system parameters.

Parameter	Value
변조방식	M-ary PSK, M-ary QAM
부호화 방식	ETD-Turbo Code (16-state)
FFT 크기	2,048
부반송파 수	800
보호시간	512 샘플 (25%)
보호구간 형태	순환 확장

표 4.5는 표 4.4의 파라미터 값들을 이용하여 **OFDM** 시스템의 타이밍에 관련된 파라미터 값을 계산한 것이다.

표 4.5 타이밍과 관련된 **OFDM** 심볼 파라미터

Table 4.5 **OFDM** symbol parameters relate to timing.

Parameter	Value
데이터 부반송파 수	800
부반송파 주파수 간격	9765.625Hz(=20 MHz/2048)
IFFT/FFT 주기	102.4 μs($1 / \Delta_F$)
헤더 주기	1024 μs($T_{SIGNAL} \times 8$)
BPSK-OFDM 심볼의 주기	128 μs(T_{SIGNAL})
보호구간	25.6 μs($T_{FFT} / 4$)
심볼구간	1024 μs($T_{GI} + T_{FFT}$)

표 4.6은 각 변조 방식에 따라 표 4.5를 이용하여 **OFDM** 시스템의 전송률을 계산한 것으로 bps 단위로 나타내었다.

표 4.6 비트율과 관련된 **OFDM** 심볼 파라미터

Table 4.6 **OFDM** symbol parameters relate to bit rate.

데이터 율	변조방식	OFDM 심볼당 부호비트	OFDM 심볼당 데이터비트
6.25 <i>Mbps</i>	BPSK	800	800
12.5 <i>Mbps</i>	QPSK	1,600	1,600
18.75 <i>Mbps</i>	8PSK	2,400	2,400
25 <i>Mbps</i>	16PSK	3,200	3,200
31.25 <i>Mbps</i>	32PSK	4,000	4,000
37.5 <i>Mbps</i>	64PSK	4,800	4,800
43.75 <i>Mbps</i>	128PSK	5,600	5,600
50 <i>Mbps</i>	256PSK	6,400	6,400

그림 4.13은 위의 시스템 파라미터 값들에 대하여 **64-QAM** 방식으로 **OFDM** 시스템에서 생성한 송신 신호를 나타낸다. 점선으로 표시된 구간의 신호를 확대하여 보면, 앞단은 헤더와 프레임, 프레임의 경계를 나타내는 **FS**, 여러 개의 심볼로 구성된 프레임, 프레임과 프레임을 경계하는 **FS ...** 의 순서로 구성되어 있음을 알 수 있다. 또한 심볼의 앞단에는 보호구간이 삽입되어 있다.

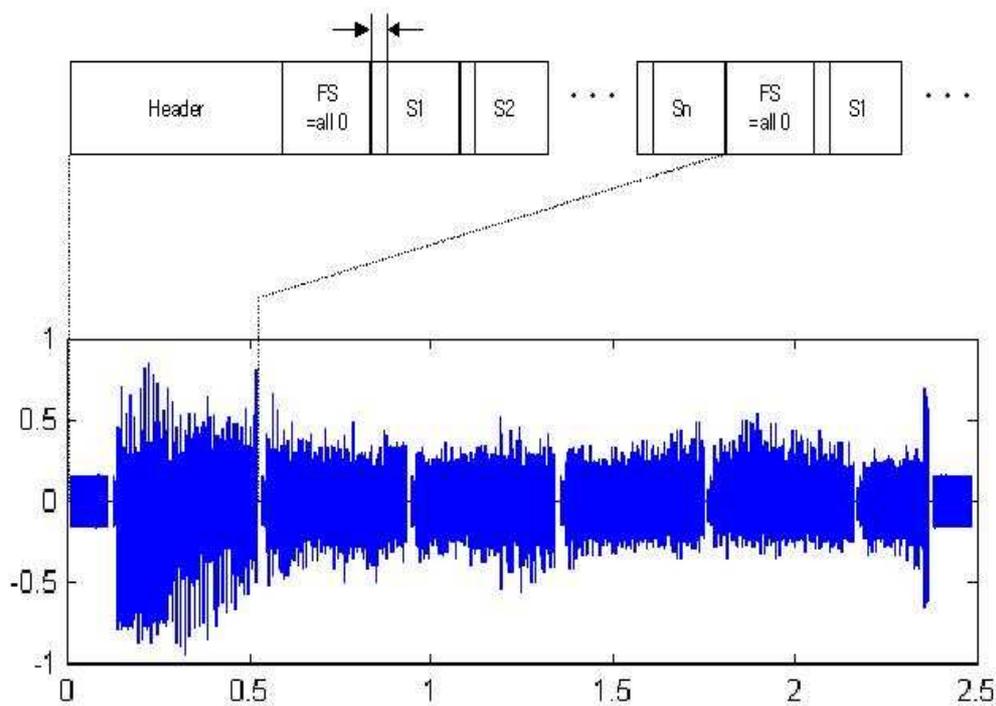


그림 4.13 64-QAM 사용 시의 OFDM 송신 신호

Fig. 4.13 OFDM transmit signal by 64-QAM.

그림 4.14는 송신측에서 정보 신호를 64-QAM 방식으로 변조하였을 때 64-QAM 방식의 신호 성상도를 나타낸다. 이 신호 성상은 정규화 되지 않았는데 모든 성상점이 동일한 확률로 발생한다는 가정하에 성상도를 평균전력 1로 정규화하기 위하여 각 성상도에 정규화 상수로 $1/\sqrt{42}$ 를 곱해야 한다. 또한, 두 성상점 사이의 최소 제곱 유클리디안(Euclidean) 거리를 BPSK 방식과 비교했을 때 최대 8.45 dB 정도의 손실을 가진다. E_b/N_o 손실 값이 변조방식에 따라 동일한 BER 특성을 얻도록 하기 위하여 약 8.45 dB의 E_b/N_o 가 필요하다. 보다 큰 성상도 크기를 사용할 경우에는 심볼당 비트수가 1씩 증가할수록 최대 3 dB까지의 E_b/N_o 손실이 발생한다.

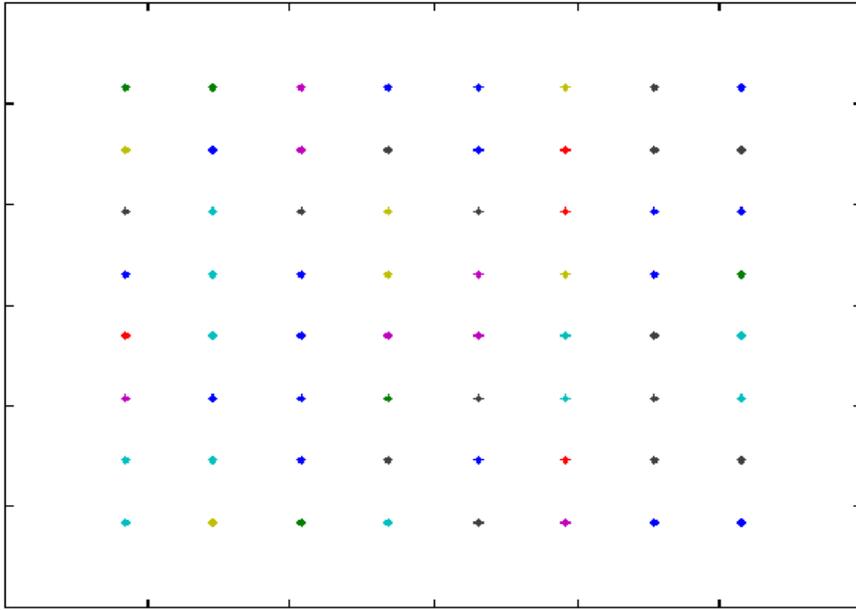


그림 4.14 원 신호의 64-QAM 성상

Fig. 4.14 64-QAM constellation of origin signal.

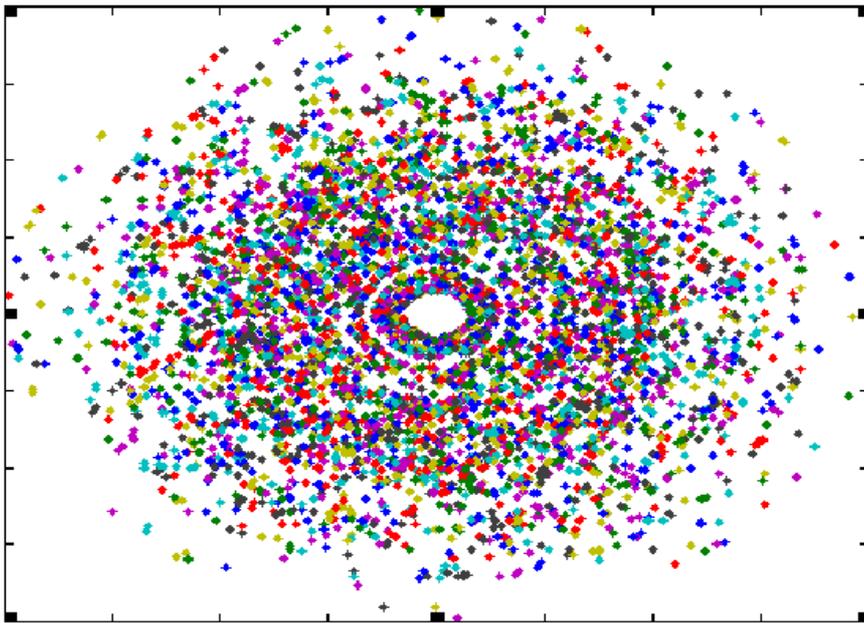


그림 4.15 수신기의 FFT 후의 64-QAM 성상($E_b/N_o = 8.45 \text{ dB}$)

Fig. 4.15 64-QAM signal constellation after FFT of receiver.

그림 4.15는 채널을 통과한 신호를 수신하여 FFT 변환 후의 64-QAM 방식의 신호 성상도를 나타낸다. 이러한 형태의 신호로부터 데이터를 완전히 복원하는 것은 불가능하다.

따라서, 간단하게 신호의 위상 및 진폭을 보정함으로써 데이터의 복원을 가능하게 할 수 있다.

그림 4.16에서는 위상 및 진폭을 보정한 신호의 64-QAM 방식의 신호 성상도를 나타내었다. 그림에서 보이는 것과 같이 모든 데이터들은 원래의 자리로 돌아갔음을 알 수 있다. 그러므로, 원래의 데이터로 복원할 수 있음을 알 수 있다.

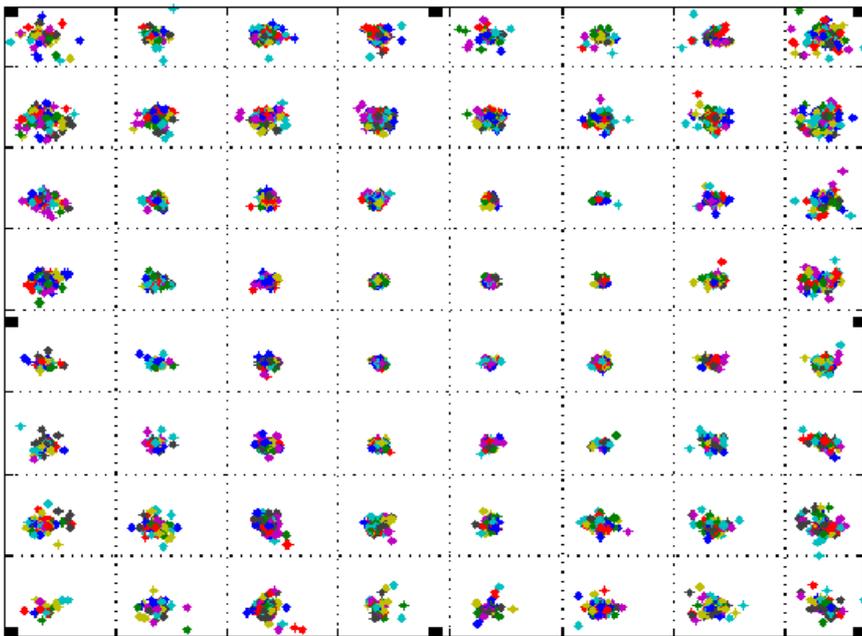


그림 4.16 복조 후의 64-QAM 성상 ($E_b/N_o = 8.45 \text{ dB}$)

Fig. 4.16 64-QAM signal constellation after detection.

4.3.1 부호화 이득

그림 4.17과 그림 4.18에는 부호화되지 않은 OFDM 시스템과 부호화된 OFDM 시스템에서의 채널 SNR에 따른 BER 성능을 특성을 보인다.

그림 4.17에는 OFDM 시스템과 COFDM 시스템에서의 16-PSK 변조방식과 16-QAM 방식을 사용한 경우의 SNR에 대한 BER 성능을 보이고 있다. 결과에서 알 수 있듯이 M-ary QAM 방식에서는 부호화된 16-QAM 방식이 부호화되지 않은 16-QAM 방식에 비하여 10^{-5} 의 BER을 기준으로 2 dB 정도의 이득을 가짐을 알 수 있으며, M-ary PSK 방식에서도 역시 부호화된 16-PSK 변조방식이 부호화되지 않은 16-PSK 변조방식에 비하여 약 2.5 dB 정도의 부호화 이득을 가짐을 알 수 있다.

만약 반복 복호를 한다면 3 dB 이상의 높은 부호화 이득을 얻을 수 있을 것이다. 결론적으로 부호화된 OFDM 시스템에서 개선된 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 4.18에는 64-PSK와 64-QAM 변조방식을 사용한 경우, SNR에 대한 BER 특성을 보인다. 결과에서 보이듯 부호화된 64-QAM 방식이 10^{-5} 의 BER을 부호화되지 않은 64-QAM 방식에 비하여 약 1.5 dB 정도의 이득을 가졌다 또한, 부호화된 64-PSK 방식이 부호화하지 않은 64-PSK 방식보다 약 1.5 dB 정도의 이득을 가짐을 알 수 있다.

따라서 부호화된 OFDM 방식이 우수함으로 알 수 있다. 또한, 부호화된 64-QAM 방식이 64-PSK 방식보다 약 1.5 dB 정도 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다.

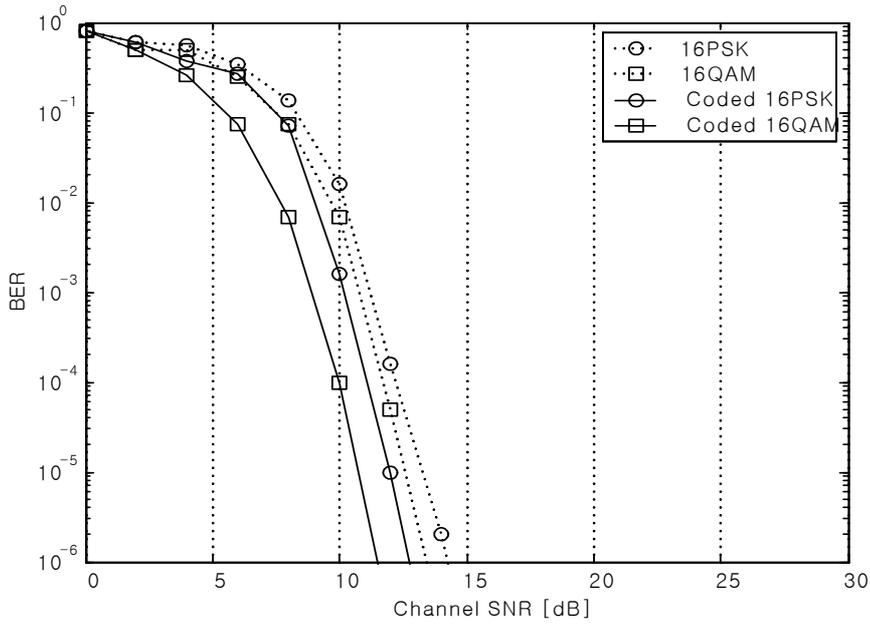


그림 4.17 16-PSK와 16-QAM에서의 BER 특성

Fig. 4.17 BER characteristics of 16-PSK and 16-QAM.

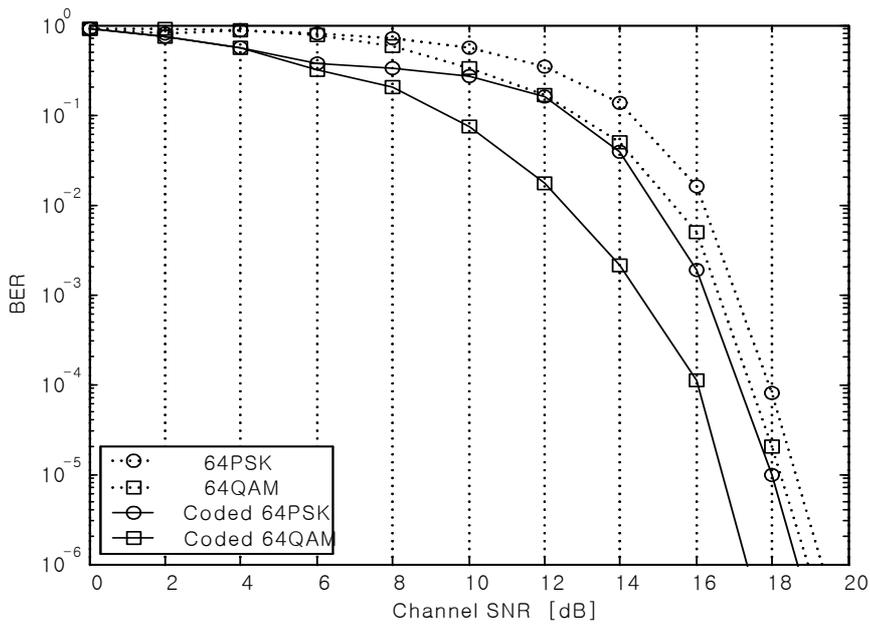


그림 4.18 64-PSK와 64-QAM에서의 BER 특성

Fig. 4.18 BER characteristics of 64-PSK and 64-QAM.

4.3.2 다중경로 지연확산 특성

다중경로 지연확산에 대한 특성을 얻기 위하여 **OFDM** 신호는 단일 반사 에코를 갖는 다중경로 신호로 가정하였다. 반사 신호는 다중경로가 없는 직접신호보다 약한 반사로 가정하고 직접신호보다 3 dB 약하게 선정하였다.

그림 4.19, 그림 4.20, 그림 4.21 및 그림 4.22에는 각각 부호화되지 않은 **OFDM** 신호와 **COFDM** 신호에 대하여 **M-ary PSK** 및 **M-ary QAM**을 행한 경우의 지연확산에 대한 BER 성능을 보인 것이다. BER은 약 ± 256 샘플 이하의 지연확산에 대하여 0 임을 알 수 있다. 이는 시뮬레이션에 사용된 보호구간이 512개의 샘플로 순환 확장되며 이 순환 확장의 중간부분을 심볼의 시작점으로 하기 때문이다.

그림 4.19와 그림 4.20의 결과에서 알 수 있듯이 부호화되지 않은 경우와 부호화된 방식 모두에서 **M-ary QAM** 방식이 **M-ary PSK** 방식보다 우수한 성능을 보이며 견딜 수 있는 지연확산은 보호구간의 순환확장 시간과 일치됨을 알 수 있다. 유효 보호구간보다 지연확산이 긴 경우, BER은 심볼간 간섭에 의하여 빠르게 상승하고 최대 BER은 지연확산이 심볼 주기보다 큰 경우에 발생하게 된다. 즉, 이것은 강한 심볼간 간섭을 만들기 때문이다.

그러나 에코는 잡음으로 나타나므로 **OFDM** 신호의 잡음 내성에 의하여 신호가 감쇠된다면 BER에 대한 감소 효과는 별로 발생하지 않게 된다. 실제 시스템에서 있어서도 보호구간의 길이는 필요한 지연 확산에 대한 면역성에 따라 가변적으로 선택할 수 있다.

그림 4.21과 그림 4.22는 각각 **M-ary** 방식에 따른 PSK 변조방식과 QAM 방식의 지연확산 특성에 따른 BER 성능을 보인다. 그림 4.21과 그림 4.22의 결과에서 보이는 바와 같이 **M-ary**가 증가함에 따라 지연 확산에 대한 면역성이 다소 감소함을 알 수 있다.

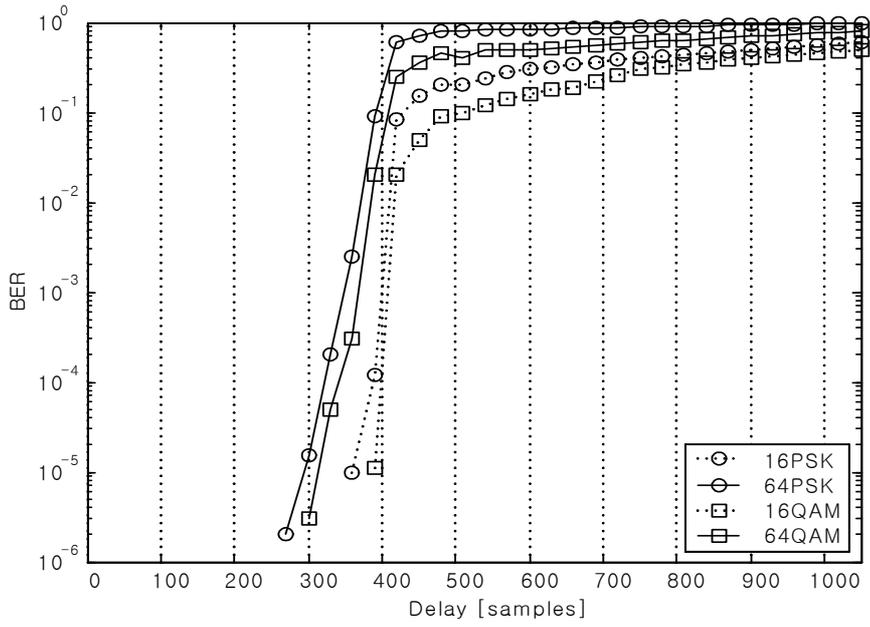


그림 4.19 OFDM에서 지연확산왜곡에 대한 BER 특성

Fig. 4.19 BER characteristics for delay spreading in OFDM.

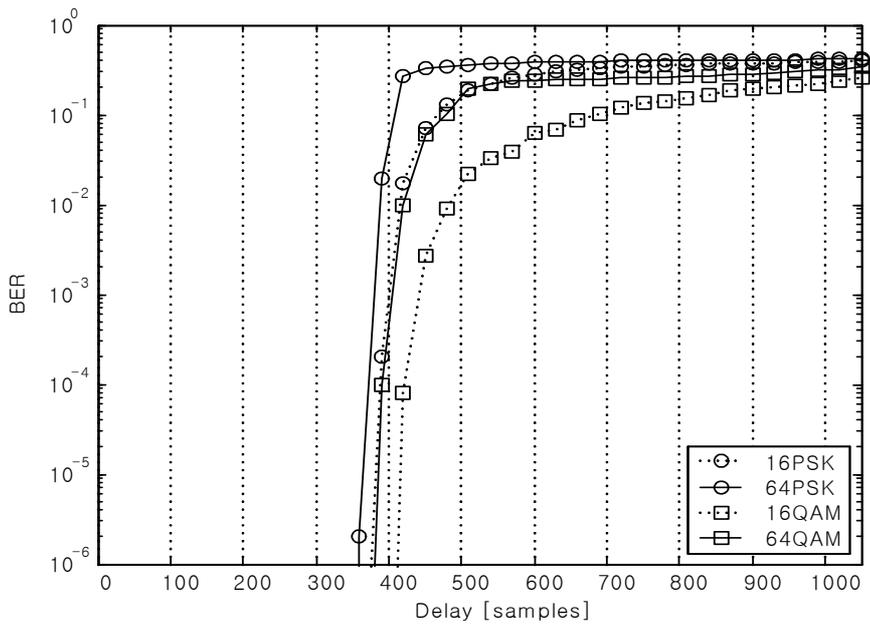


그림 4.20 COFDM에서 지연확산 왜곡에 대한 BER 특성

Fig. 4.20 BER characteristics for delay spreading in COFDM.

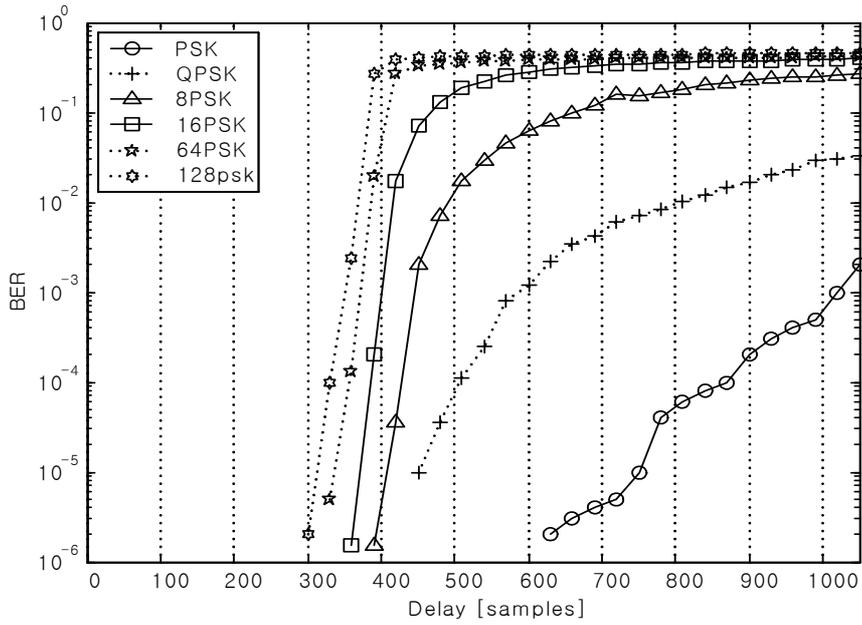


그림 4.21 M-ary PSK의 지연확산 왜곡에 대한 BER 특성

Fig. 4.21 BER characteristics for delay spreading of M-ary PSK.

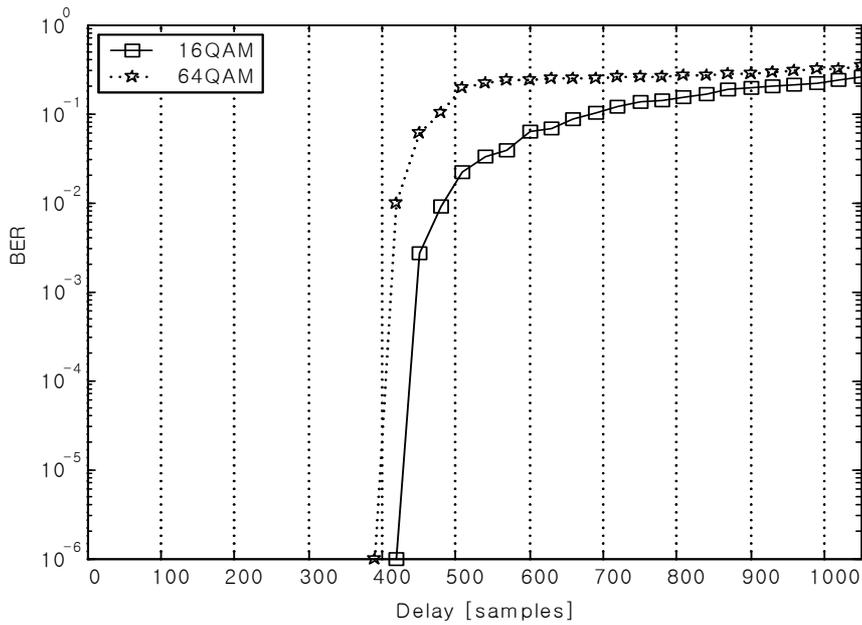


그림 4.22 M-ary QAM의 지연확산 왜곡에 대한 BER 특성

Fig. 4.22. BER characteristics for delay spreading of M-ary QAM.

4.3.3 Peak Power Clipping 특성

그림 4.23, 그림 4.24 및 그림 4.25에는 각각 첨두 전력 클리핑에 따른 **M-ary PSK**와 **M-ary QAM**의 BER 성능을 나타낸다.

그림 4.23에서 10^{-5} 의 BER을 얻기 위하여 16-PSK 변조방식에서는 약 6 dB 까지 클리핑 될 수 있고, 16-QAM 방식에서는 약 10.5 dB 까지 클리핑 될 수 있음을 보인다.

따라서 16-QAM 방식이 16-PSK 방식보다 4.5 dB 정도 우수함을 알 수 있다. 이것은 HPA의 입력 값을 초과하는 PAPR을 저감시켜 전송신호를 완전하게 증폭시킬 수 있음을 의미한다. 즉, 첨두전력 대 rms 비에서 송신전력을 증가시키고 왜곡을 감소시킬 수 있도록 16-QAM 방식의 경우 10.5 dB 까지 의도적으로 클리핑 할 수 있음을 의미한다.

또한, 64-PSK 변조방식과 64-QAM 방식의 경우 각각 약 3.5 dB와 5.5 dB 까지 클리핑 될 수 있다. 따라서 64-QAM 방식이 2 dB 우수한 성능을 보인다.

그림 4.24와 그림 4.25에는 각각 **M-ary**에 따른 PSK 변조방식과 QAM 방식에서의 첨두전력 클리핑 성능을 보이는 것이다. 그림에서 보이는 바와 같이 **M-ary**가 증가될수록 첨두 전력 클리핑이 감소함을 알 수 있으며, 이는 의도적으로 클리핑 할 수 있는 레벨이 낮아짐을 알 수 있다.

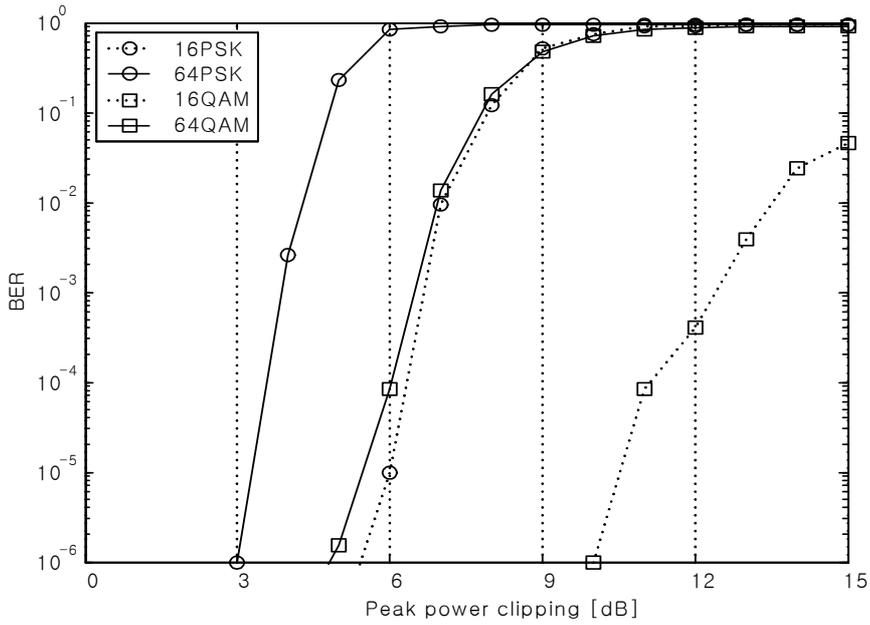


그림 4.23 COFDM에서의 PSK와 QAM의 BER 특성비교

Fig. 4.23 BER characteristics comparison of PSK and QAM.

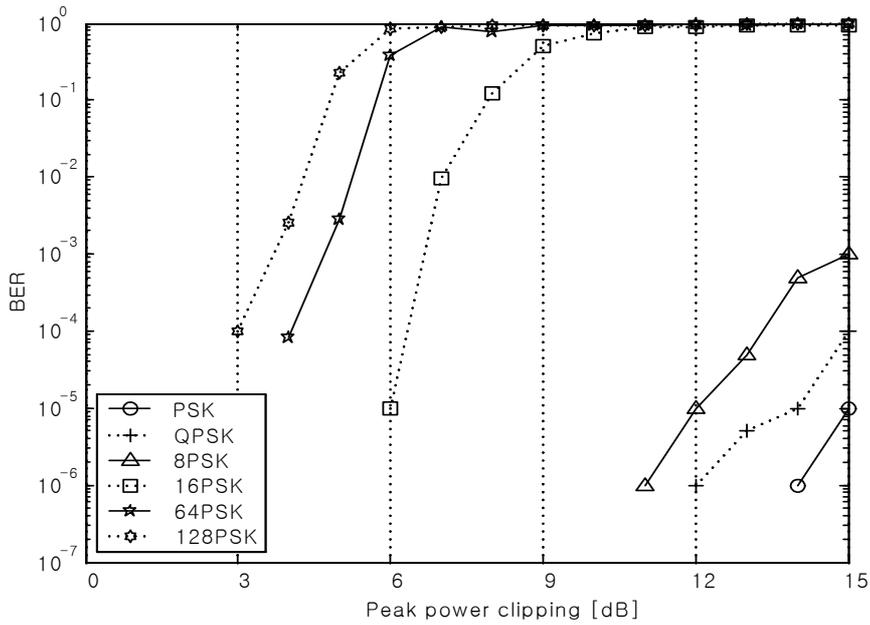


그림 4.24 침투 전력 클리핑에 따른 M-ary PSK의 BER 특성

Fig. 4.24 BER characteristics of M-ary PSK by Peak power clipping.

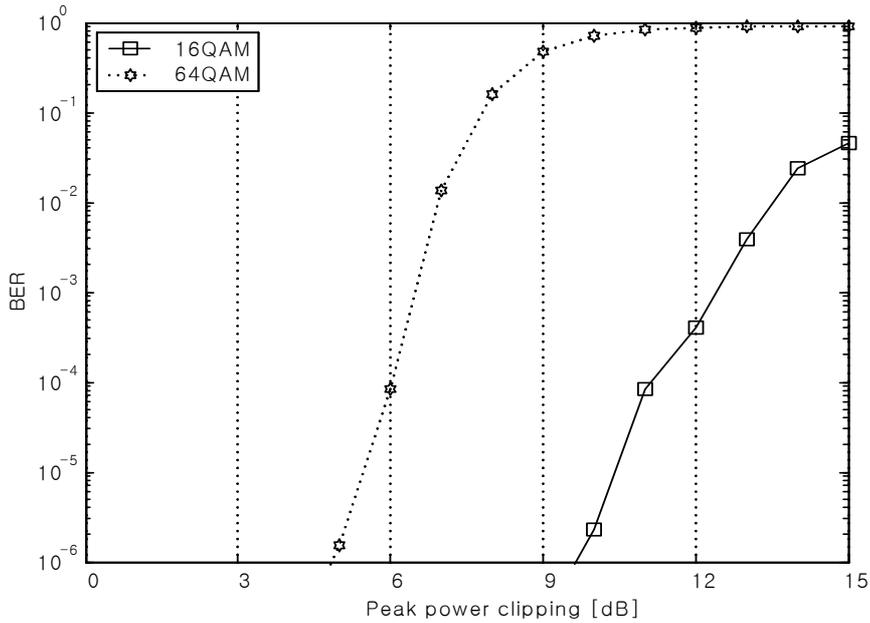


그림 4.25 첨두전력 클리핑에 따른 M-ary QAM의 BER 특성

Fig. 4.25 BER characteristics of M-ary QAM by Peak power clipping.

4.3.4 AWGN 채널 특성

OFDM 시스템의 SNR 성능은 표준 단일 반송파 디지털 전송과 유사함을 확인하였으며, 이것은 송신 신호가 표준 FDM 시스템에서와 유사한 것으로 생각된다. 그림 4.26에는 SNR에 따른 M-ary PSK와 M-ary QAM 방식에서의 BER 특성을 보이고, 그림 4.27에는 SNR에 따른 M-ary PSK의 BER 특성을 나타내며, 그림 4.28은 SNR에 따른 M-ary QAM 방식에서의 BER 특성을 보이는 것이다.

그림 4.26의 결과에서 알 수 있듯이 16-QAM 방식이 16-PSK 방식보다 10^{-5} 의 BER에서 약 1.5 dB 정도 높은 이득을 가진다. 또한, 64-QAM 방식이 64-PSK 변조방식보다 약 1.5 dB 정도 높은 이득을 보인다. 그림의 결과에서

16-QAM 방식에서 가장 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 4.27 및 그림 4.28에서는 10^{-5} 의 성능을 갖는 시스템을 구현할 경우, PSK와 128-PSK를 비교하면 약 20 dB 정도의 차이가 남을 알 수 있다.

또한, 16-QAM 방식과 16-PSK 변조방식의 경우 약 6 dB 정도의 차이가 남을 알 수 있다. 즉, M-ary가 높아지는 경우에는 더욱 높은 채널 SNR을 필요로 하므로 시스템에서의 전송율을 함께 고려했을 때 상호 trade off 되는 관계임을 알 수 있다.

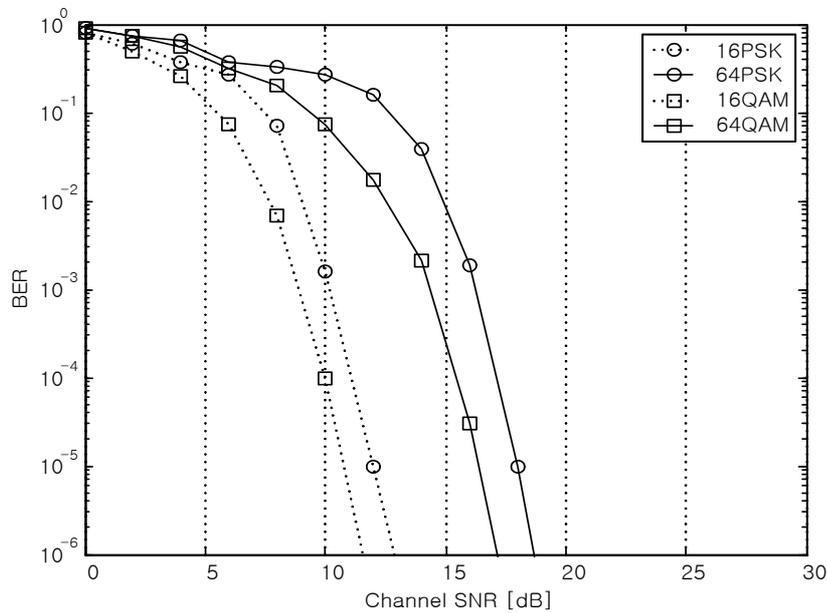


그림 4.26 COFDM에서의 PSK와 QAM의 BER 특성

Fig. 4.26 BER characteristics of PSK and QAM in COFDM.

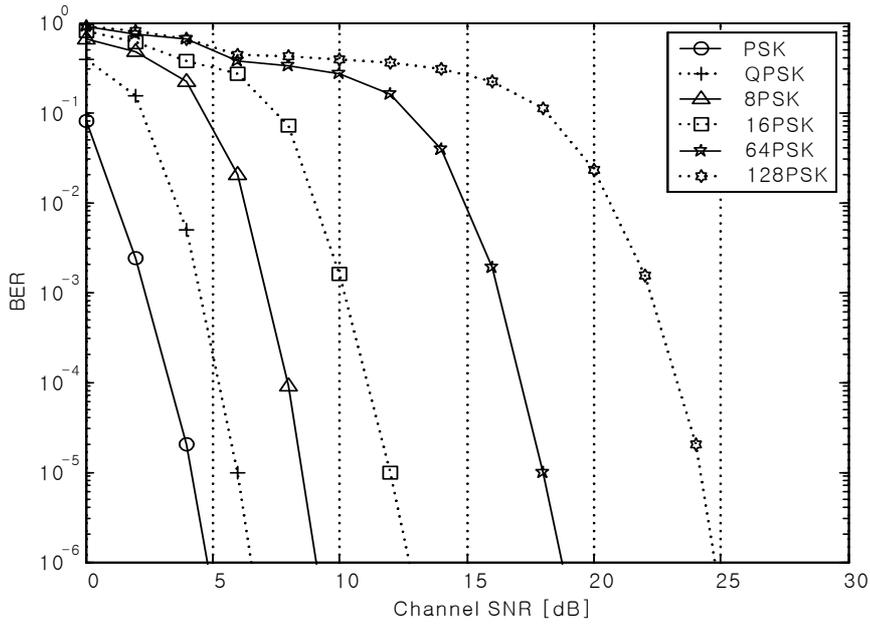


그림 4.27 COFDM에서의 M-ary PSK의 BER 특성

Fig. 4.27 BER characteristics of M-ary PSK in COFDM.

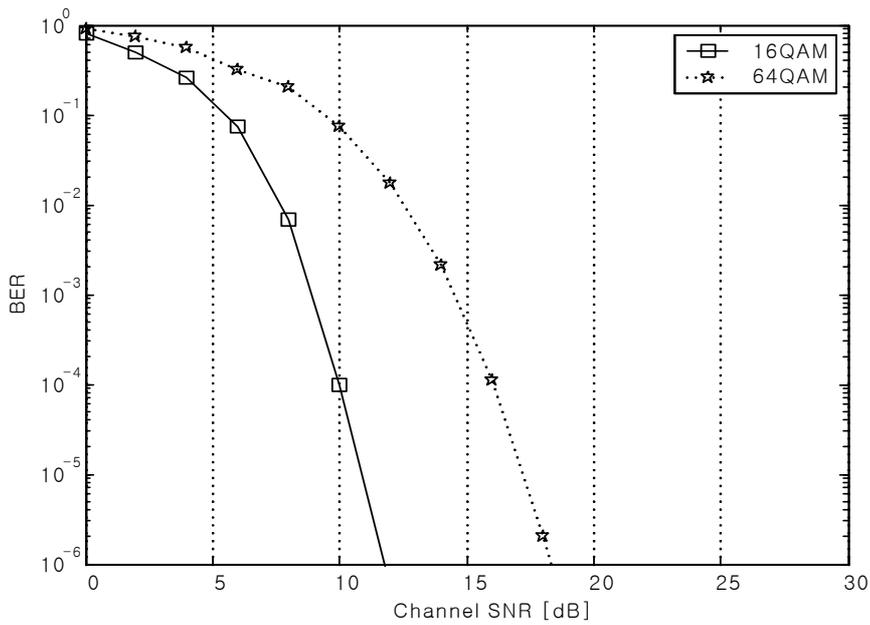


그림 4.28 COFDM에서의 M-ary QAM의 BER 특성

Fig. 4.28 BER characteristics of M-ary QAM in COFDM.

4.3.5 타이밍 특성

OFDM 시스템에서의 큰 문제점 중의 하나는 **OFDM** 시스템의 시작 시간 에러이다. 이것은 초기에 **OFDM** 수신기가 스위치 **ON** 될 때 송신 신호와 동기 되어 있지 않았다는 것을 전체로 **OFDM** 수신기에서 시작 시간 동기방법이 필요하며, 다음의 방법을 제시한다.

OFDM 신호는 프레임 단위로 나눌 수 있고, 각 프레임은 다수의 심볼들을 포함하여 전송한다(10~1,000 심볼). 이때 각 프레임의 시작점에서는 null 심볼이 송신되는데 이 신호를 포락선 검파를 사용하여 수신단에서 프레임 시작을 검파하도록 한다.

그림 4.29, 그림 4.30, 그림 4.31 및 그림 4.32에서는 각각 수신신호의 프레임 시작점 동기예러의 영향에 따른 BER 성능을 보이는 것이다. 전체적으로 **COFDM** 시스템이 원래의 **OFDM** 시스템에 비하여 에러를 발생하는 시점이 많이 개선되고 있음을 알 수 있다.

그림 4.29에는 **OFDM** 시스템에서 프레임 동기 에러에 대한 BER 성능을 보이는 것으로 에러가 발생하는 시작점은 약 256 샘플부터이고 또한 512샘플로 구성된 순환 확장 구간과 일치함을 알 수 있다. 실제 시스템에서 타이밍에러는 빨리 발생되거나 늦게 발생될 수 있다. 즉 수신기는 ± 256 샘플의 에러를 허용하기 위하여 기대한 시작시간의 중간에 맞추어 주며, 그 밖의 경우에 있어서는 **OFDM** 신호가 다중경로 지연 확산에 의한 영향을 받게 되면 이것은 보호구간의 유효 안정시간을 줄이게 되며, 그림에서 보는바와 같이 16-QAM 방식에서 가장 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 4.30에는 **COFDM** 시스템에서 프레임 동기예러에 따른 PSK 변조방식과 QAM 방식에서의 BER 성능을 나타낸 것이다. 전체적으로 부호화되지 않

은 OFDM 시스템에 비하여 COFDM 시스템에서 개선된 성능을 보이며, 특히 16-QAM 방식에서 가장 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 4.31과 그림 4.32에는 각각 M-ary PSK와 M-ary QAM의 프레임 동기 에러 영향에 따른 BER 성능을 나타낸 것으로, M-ary가 증가할수록 프레임 에러의 유발이 빨리 됨을 알 수 있다.

결과적으로 M-ary QAM과 M-ary PSK 방식은 프레임 동기 에러의 영향이 오차범위를 제외하면 ± 400 비트의 동기 에러에 대해서는 원 신호를 복원할 수 있음을 나타내며 또한, 전체적으로 16-QAM 방식이 가장 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

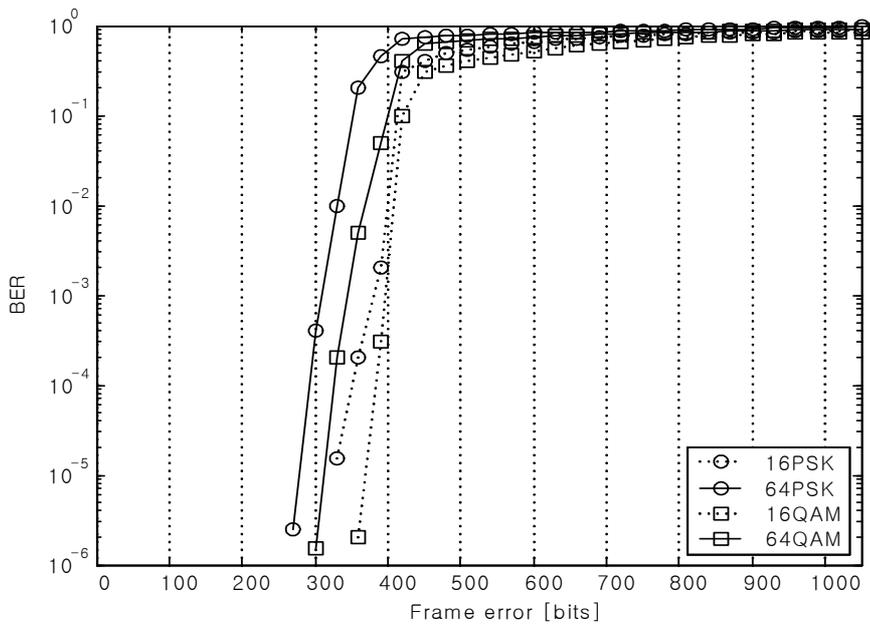


그림 4.29 OFDM 신호에서 프레임에러에 대한 영향

Fig. 4.29 Effects for frame error with OFDM signal.

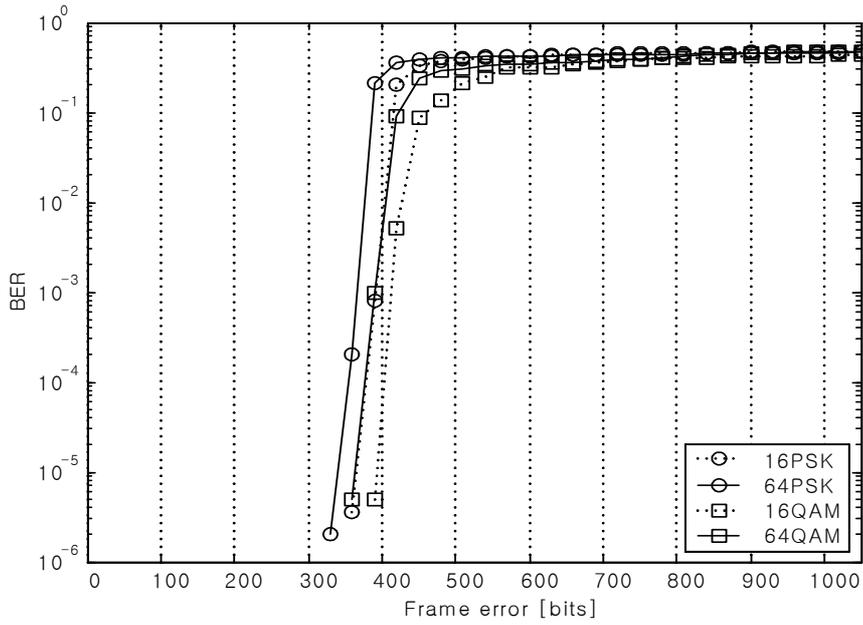


그림 4.30 COFDM 신호에서 프레임동기에러에 대한 영향

Fig. 4.30 Effects frame synchronous error with COFDM signal.

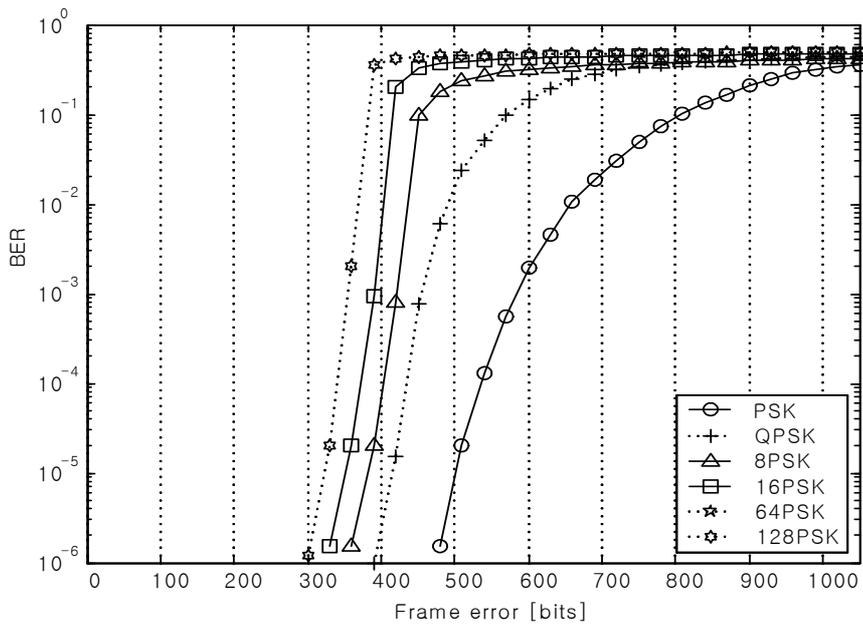


그림 4.31 M-ary PSK의 프레임동기에러에 대한 영향

Fig. 4.31 Effects frame synchronous error of M-ary PSK.

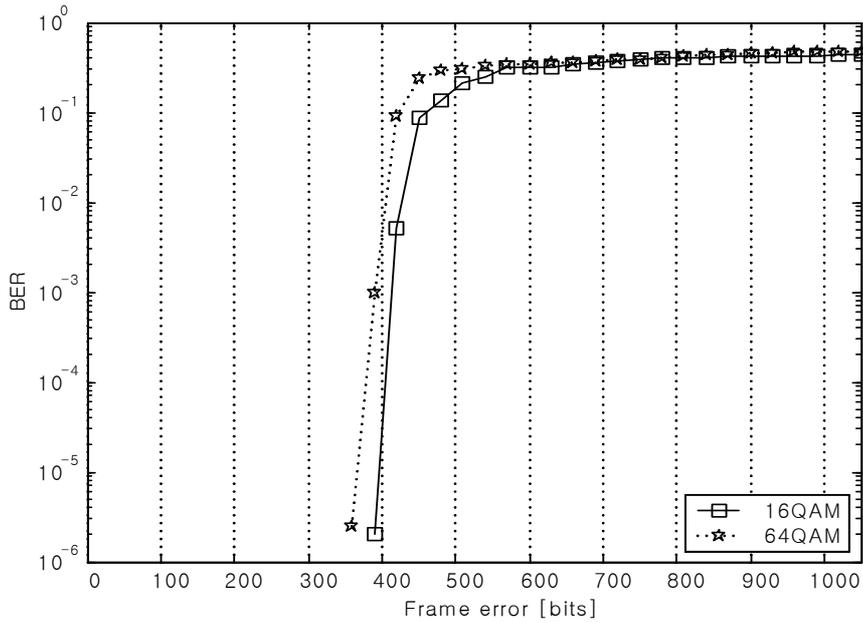


그림 4.32 M-ary QAM의 프레임동기에러에 대한 영향

Fig. 4.32 Effects frame synchronous error of M-ary QAM.

4.3.6 PAPR 특성

그림 4.33 및 그림 4.34에는 본 논문에서 시뮬레이션을 위하여 구성한 COFDM 시스템에 IFFT 점수 D 를 각각 128 및 512로 하여 SLM-PTS, 터보부호 및 ETD-Turbo 부호를 적용한 경우의 COFDM 시스템의 성능을 보인다.

그림에서 'ORI'는 원래의 OFDM 방식을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 고려된 모든 기법에서 원래의 OFDM에서 보다 성능이 개선됨을 알 수 있다. 특히, 제안된 Combine 기법과 ETD-Turbo 부호가 동시에 고려된 경우 가장 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다.

IFFT 크기 $D=128$ 인 그림 4.33의 경우, 10^{-5} 의 확률을 기준으로 'ORI'는 12.2 dB인 반면 $L=M=3$ 을 사용하는 Combine3의 경우 약 8.3 dB로 'ORI'에 비하여 약 3.9 dB 정도의 성능 개선 효과를 보인다. 또한, ETD-Turbo 부호만 고려한 경우 5.8 dB로 약 6.4 dB 정도의 성능개선 효과를 보이며, ETD-Turbo 부호와 Combine 기법을 동시에 고려한 경우 5.2 dB로 약 0.6 dB 정도의 추가적 성능 개선 효과를 보인다.

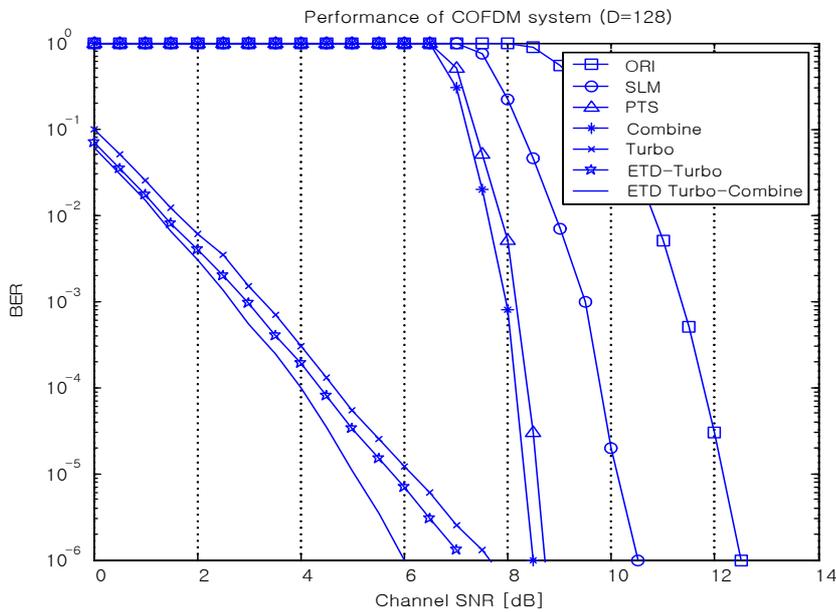


그림 4.33 COFDM 시스템의 성능비교 ($D=128$)

Fig. 4.33 Performance comparison of COFDM system ($D=128$).

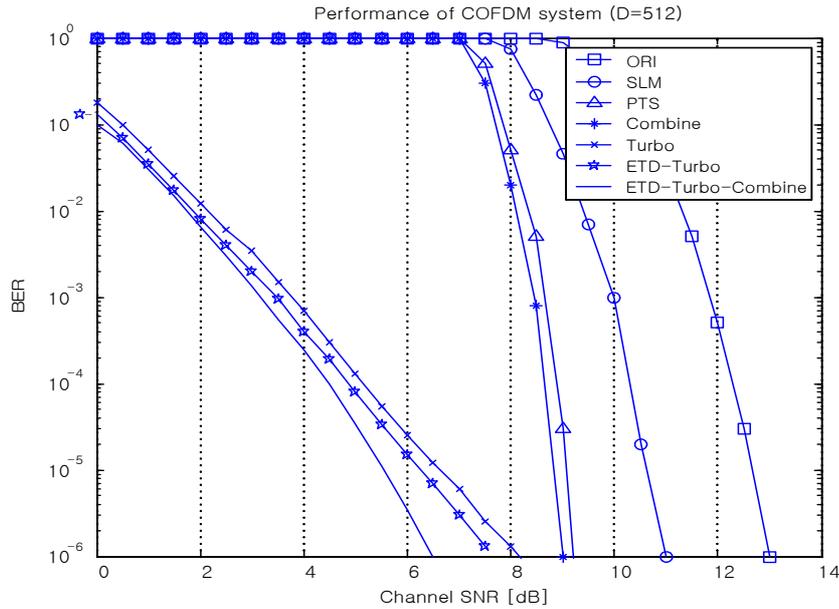


그림 4.34 COFDM 시스템의 성능비교 (D=512)

Fig. 4.34 Performance comparison of COFDM system (D=512).

IFFT 크기 $D=512$ 인 그림 4.34의 경우, 10^{-5} 의 확률을 기준으로 PAPR이 약 3.9 dB 정도의 개선 효과를 보인다. 즉, 10^{-5} 의 확률에서 'ORI'는 12.7 dB 인 반면 $L=M=3$ 을 사용한 Combine3 기법의 경우에는 8.8 dB 정도까지 감소함으로 약 3.9 dB 정도의 PAPR 저감 효과를 얻을 수 있다. 또한, ETD-Turbo 부호만을 고려한 경우 6.3 dB로 6.4 dB 정도의 성능 개선효과를 보이며, ETD-Turbo 부호와 Combine 기법을 동시에 고려한 경우 5.5 dB로 7.2 dB 정도의 성능 개선 효과를 보인다.

위의 결과를 기반으로 IFFT 점수 D 를 다르게 했을 때도 유사한 성능을 얻을 수 있을 것으로 기대된다. 그러나, 앞 절에서 설명되었듯이 IFFT 점수 D 가 증가함에 따라 성능 열화가 발생할 수 있으므로 유의해야 한다.

제 5 장 결 론

무선 스펙트럼에 대한 요구가 크게 증가한 오늘날의 차세대 이동 멀티미디어 통신 환경에서의 신호변조방식은 한정된 무선채널의 전력 및 주파수 효율을 효율적으로 사용해야 하므로 요구되는 데이터 전송률과 대역폭 성능에 대하여 최대의 효율을 보일 수 있는 특성을 가진 **OFDM** 기술이 제안되어 현재 다양한 분야에 적용되고 있으며 또한, 활발한 연구가 이루어지고 있다.

OFDM 방식은 대용량의 데이터를 서로 직교하는 협대역의 부반송파로 나누어 전송함으로써 무선 광대역 데이터 전송의 문제점인 다중경로 페이딩 채널에 의한 심볼간 간섭을 극복하여 고속, 대용량의 전송을 가능하게 한다. 또한, **OFDM**은 높은 주파수 효율, 임펄스 잡음 및 다중경로 페이딩에 대한 강한 면역성, 간단한 등화기 구조, 고속푸리에 변환 및 역푸리에 변환을 이용한 효과적인 **OFDM** 시스템의 구현이 가능한 이점 등으로 다양한 분야에 사용되는 통신방식이다.

그러나 **OFDM** 시스템은 급격한 채널변화에 따라 인접 부채널에 의한 채널간 간섭이 크게 발생할 뿐만 아니라 많은 부반송파를 이용한 병렬 데이터 전송과정에서 **OFDM** 신호의 평균전력에 비하여 순간 피크 전력이 매우 크게 되어 **PAPR**도 커지게 된다. 이러한 피크치들의 존재는 실제 **OFDM** 시스템의 구현에 큰 장애가 될 수 있다. **PAPR**이 큰 신호가 **HPA**를 통과하는 경우 **HPA**의 비선형 특성으로 인하여 신호의 대역 내 뿐만 아니라 인접 주파수 대역에도 간섭을 발생시키게 되고 또한 **HPA**의 효율을 크게 감소시키는 요인이 된다. 따라서 **OFDM**에서 **PAPR**을 저감시키기 위한 다양한 방법이 제안되었다.

본 논문에서는 **PAPR** 저감 성능 평가를 위하여 **OFDM** 방식에 사용되는 **PAPR** 저감기법에 대하여 고찰하고 그 문제점을 도출하였다. 따라서 도출된

문제점들의 성능 개선을 위하여 고속 적응형 PTS 기법을 제안하고, 제안된 기법을 기존의 SLM 기법과 결합시킨 새로운 PAPR 저감기법으로 SLM-PTS 결합기법을 제안하고 그 성능 평가를 하였다. 또한, 제안된 결합기법을 시스템에 적용시킨 후 PAPR 성능 평가를 위하여 개선된 터보 부호 및 적응형 인터리버를 사용한 COFDM 시스템을 구성하고, M-ary 방식에 따른 성능 평가를 하였다.

제안된 기법에 대한 성능 평가를 통하여 기존 PAPR 저감기법들에서 단점으로 지적된 연산량의 증가 및 부가정보 전송으로 인한 송신단에서의 시간 지연의 문제와 추가잡음 등을 경감시킴으로써 고속, 고신뢰성을 가지는 OFDM 시스템에 구현할 수 있음을 확인하였다.

또한, 기존에 제시된 SLM 기법과 고속 적응형 PTS 기법을 결합한 SLM-PTS 결합기법을 제안하였다. 기존 PTS 기법과 제안된 고속 적응형 PTS 기법에 대하여 Δ 값의 변화에 따른 연산량 및 E_b/N_0 에 대한 BER 성능 평가 결과, 제안된 기법에서 높은 연산량 감소효과를 확인할 수 있었으며 또한, 클리핑되지 않은 적응형 PTS 기법과도 성능 차이가 크지 않음을 확인할 수 있었다. 따라서 제안된 기법을 시스템에 적용할 경우 큰 성능저하 없이 연산량을 현저히 경감시킬 수 있음을 확인할 수 있었다.

또한, SLM-PTS 결합기법에 대한 성능평가를 위하여 최적 가중치 요소를 찾기 위한 위상회전요소 $W=4$ 인 방법을 사용하고, IFFT 점수는 각각 128과 512를 사용하여 16-QAM 변조방식을 사용한 경우의 SLM, PTS 기법 및 SLM-PTS 결합기법에 대한 성능 평가를 하였다.

성능평가 결과, 전반적으로 제안된 기법이 기존의 OFDM 방식보다 우수한 성능을 보였다. 특히 10^{-5} 의 BER을 기준으로 제안된 기법의 Combine3에서 IFFT 크기에 따라 원래의 OFDM 방식과 비교하여 각각 약 3.7 ~ 3.9 dB 정도

의 PAPR 저감효과를 보임을 확인할 수 있었다.

또한, 본 논문에서는 제안된 기법을 시스템에 적용하여 PAPR 성능 평가를 하기 위하여 ETD-Turbo 부호와 적응형 인터리버를 사용하는 COFDM 시스템을 구성하고 부호화에 따른 이득 특성 및 효율적인 변조방식(M-ary PSK, M-ary QAM)을 찾기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 성능평가를 수행하였다.

성능평가 결과, 부호화 측면에서는 부호화되지 않은 OFDM 시스템에 대하여 터보 부호 및 ETD-Turbo 부호를 각각 적용했을 경우, 레일리 채널 환경 및 AWGN 환경 모두에서 높은 부호화 이득을 가짐을 확인할 수 있었다. 또한, ETD-Turbo 부호 사용 시 터보 부호 사용의 경우에 비하여 약 0.5 dB 정도의 추가적 성능 개선이 있음을 확인할 수 있었다.

또한, SLM-PTS 결합기법을 적용한 시스템의 평가를 위하여 COFDM 시스템을 구성하고 BER과 SNR 등을 평가하였다. 성능평가 결과, 변조 방식에 따른 결과는 수신기 구조와 알고리즘의 복잡성 면에서는 M-ary PSK 변조방식이 M-ary QAM 방식에 비하여 장점을 가지고 있으나 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 성능 측면에서는 전반적으로 M-ary QAM 방식이 우수하고, 특히 16-QAM 방식에서 가장 우수한 특성을 가짐을 확인하였다.

이상과 같은 연구 결과를 토대로 기존의 PAPR 저감기법들에서 단점으로 여겨지던 연산량의 증가 및 부가정보 사용에 의한 추가적 오류의 발생 등과 같은 문제점을 개선할 수 있음을 확인하였다. 즉, 본 논문에서 제안한 기법들을 OFDM 시스템에 적용함으로써 성능개선 효과가 있음을 확인하였다. 따라서 제안된 기법들은 고속전송을 위한 OFDM 시스템에 적용 가능함을 알 수 있다. 또한, 이들 제안된 기법들에 대하여 좀 더 다양한 전파환경 조건과 파라미터들을 고려한다면 더욱 우수한 PAPR 성능개선 효과를 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] C. Berrou and A. Glavieux, "Near Optimum Error correction Coding and Decoding:Turbo-Codes," IEEE Trans. on Communications, Vol. 44, No. 10, pp. 1261~1271, Oct. 1996.
- [2] L. Hanzo, T. H. Liew, and B. L. Yeap, *Turbo coding, turbo equalization and space-time coding for transmission over fading channels*, John Wiley & Sons, LTD, pp. 105~172, 2002.
- [3] S. L. Goff, A. Glavieux, and C. Berrou, *Turbo-codes and high spectral efficiency on Communications*, John Wiley & Sons, LTD, pp. 84~103, 1994.
- [4] Jukka J. A. Lempiainen, Jaana K. Laiho-Steffens, and Achim F. Wacker, "Experimental Results of Cross Polarization Discrimination and Signal Correlation Values for a Polarization Diversity Scheme," IEEE Proc. on VTC'97, Vol. 3, No. 1, pp. 1498~1502, May. 1997.
- [5] B. K. Kim, W. L. Stutzman, and D. G. Sweeney, "Indoor and outdoor measurements of space, polarization and angle diversity for cellular base stations in urban environments," IEEE Proc. on VTC'2000, Vol. 1, pp. 22~29, Boston, USA, 2000.
- [6] William C. Y. Lee, *Mobile communication Engineering*, John Wiley & Sons, INC, New York, pp. 327~394, 1981.
- [7] C. Reiners and H. Rohling, "Multi-carrier Transmission Technique in Cellular Mobile Communications System," IEEE Proc. on VTC'94, pp. 1645~1649, Jun. 1994.
- [8] N. Yee, Y. P. G. Limartz, and G. Ferrweis, "Multi-Carrier CDMA indoor

- networks," in Proc. PIMRC'93, pp. D1.3.1~D1.3.5, Yokohama, Japan, 1993.
- [9] H. Sair and I. Jeandaude, "An analysis of orthogonal frequency division multiplexing for mobile radio applications," Proc. of IEEE VTC'94, pp. 1635~1639, Stockholm, Sweden, Jun. 1994.
- [10] T. Muller, H. Rohling, and R. Grunheid, "Comparison of different detection algorithm for OFDM-CDMA in broadband Rayleigh fading," Proc. of IEEE VTC'95, pp. 499~503, Chicago, Jul. 1995.
- [11] T. D. Couasnon and et al., "OFDM for digital TV broadcasting," Signal Processing, Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding," Proc. of IEEE VTC'95, Chicago, pp. 825~829, Jul. 1995.
- [12] 3GPP2 IS-2002.2 Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum System.
- [13] Harri Holma and Antti Toskala, "*WCDMA for UMTS radio access for third generation mobile communications*," John Wiley & Sons, Ltd., pp. 303~315, 2000.
- [14] IEEE Std802.11a-1999, "Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band," IEEE-SA Standard board, pp. 3~45, Sep. 1999.
- [15] T. Pollet, M. V. Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise," IEEE Trans. on Communications, Vol. 43, No. 2/3/4, pp. 191~193, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [16] T. Pollet and M. Moeneclaey, "Synchronizability of OFDM Signals," Proc. of IEEE GLOBECOM'95, Vol. 3, pp. 2054~2058, Nov. 1995.

- [17] W. C. Hwang and K. S. Kim, "Performance analysis of **OFDM** on the shadowed multipath channels," *IEEE Trans. on Consumer Electrons*, Vol. 44, No. 4, pp. 1323~1328, Nov. 1998.
- [18] R. Prasad and S. Hara, "An overview of multi-carrier **CDMA**," *IEEE Communication Magazine*, Vol. 35, No. 12, pp. 126~133, Dec. 1997.
- [19] Xiaodong Li and L. J. Cimini Jr., "Effects of clipping and filtering on the performance of **OFDM**," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 39, No. 7, pp. 1031~1033, Jul. 1991.
- [20] T. A. Wilkinson and A. E. Jones, "Minimization of the Peak-to-Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding," *Proc. of IEEE VTC '95, Chicago*, pp. 825~829, Jul. 1995.
- [21] H. Ochiai and H. Imai, "Block Coding scheme Based on Complementary Sequences for Multicarrier Signals," *IEICE Trans. On Fundamentals*, pp. 2136~2143, Nov. 1997.
- [22] R. W. Baumi, R. F. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping," *IEE Electronic Letters*, Vol. 32, No. 22, pp. 2056~2057, Oct. 1996.
- [23] A. D. S Jayalath and C. Tellamburg, H. Wu, "Reduced complexity PTS and new phase sequence for SLM to reduce PAP of an **OFDM** signal," *IEEE VTC 2000*, Vol. 3, pp. 1914~1917, 2000.
- [24] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, pp. 709~725, 1995.
- [25] C. Tellambura, "Phase optimization criterion for reducing peak-to-average power ratio of an **OFDM** signal," *IEE Electro. Letters* Vol. 34, pp. 169~170, Jan. 1998.
- [26] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single - and Multi-carrier Quadrature*

- Amplitude Modulation*, Wiley, pp. 94~317, 2000.
- [27] Richard Van Nee and Ranjee Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, pp. 33~51, 2000.
- [28] Hirosaki B. et al., "A 19.2 kbits Voice Band Modem Based on Orthogonally Multiplexed QAM Techniques," Proc. of IEEE ICC'85, pp. 21.1.1~5, 1985.
- [29] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications Handbook*, McGraw-Hall, Inc., pp. 1045~1091, 1994.
- [30] A. R. S. Bahai and B. R. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM*, KA/PP, pp. 175~190, 1999.
- [31] Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House, pp. 19~43, 2004.
- [32] V. K. Garg, K. F. Smolik, and J. E. Wilkes, *Applications of CDMA in Wireless/Personal Communication*, BooksCraft Inc., pp. 233~245, 1997.
- [33] ETSI EN 300 401, Radio broadcasting systems: digital audio broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers, Sep. 2000.
- [34] ETSI EN 300 799, Digital video broadcasting(DVB); framing, structure, channel coding, and modulation for digital terrestrial television, Jun. 1999.
- [35] R. Dinis and A. Gusmao, "A new class of signal processing schemes for bandwidth-efficient OFDM transmission with low envelope fluctuation," in Proc. VTC, pp. 658~662, 2001.
- [36] J. Armstrong, "New OFDM peak-to-average power reduction scheme," in Proc. VTC, pp. 756~760, 2001.

- [37] Pauli, M. and H. P. Kuchenbecker, "Minimization of the Intermodulation Distortion of a Nonlinearly Amplified OFDM Signal," *Wireless Personal Communications*, Vol. 4, No. 1, pp. 93~101, Jan. 1997.
- [38] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes," *Electron Letters*, Vol. 30, No. 25, pp. 2098~2099, 1994.
- [39] D. Wulich, "Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding," *Electron. Letters*, Vol. 32, No. 5, pp. 432~433, 1996.
- [40] R. Baumi, R. Fischer, and J. Huber, "Reduction the peak to average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," *Electron, Letters* Vol. 32, pp. 2056~2057, Oct. 1996.
- [41] S. H. Muller, R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Multiple Signal Representation," In *Annals of Telecomm.*, Vol. 52, No. 1-2, pp. 58~67, Feb. 1997.
- [42] H. G. Ryu and K. J. Youn, "A Subblock Phase Weighting Method for the PAPR Reduction of the OFDM Communication System," *Journal of the RI-CIC*, Vol. 10, No. 3, pp. 41~50, Dec. 2002.
- [43] S. H. Muller and J. B. Huber, "A NOVEL PEAK POWER REDUCTION SCHEME FOR OFDM," *PIMRC'97*, pp. 1090~1094, Helsinki, Finland, Sep. 1997.
- [44] L. J. Cimini, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences," *IEEE Commun. Letters*, Vol. 4, No. 3, pp. 86~88, Mar. 2000.

- [45] S. Muller and J. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequence," *Electron. Letters* Vol. 33, No. 5, pp. 368~369, Feb. 1997.
- [46] S. G. Kang, J. G. Kim, and E. K. Joo, "A Novel Subblock Partition Scheme for Partial Transmit Sequence OFDM," *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 45, No. 3, pp. 333~338, Sep. 1999.
- [47] L. J. Cimini and N. R. Sollenberger, "peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal using Partial Transmit Sequences," *IEEE International Conference on Communications*, Vol. 1, pp. 511~515, 1999.
- [48] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: TURBO-Code," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, Geneva, Switzerland, pp. 1064~1070, May. 1993.
- [49] O. J. Joeressen and H. Meyr, "A 40Mb/s Soft-Output Viterbi Decoder," *IEEE journal of Solid-state Circuits*, Vol. 30, No. 7, pp. 812~818, Jul. 1995.
- [50] 성태경, 김동식, 조형래, "PAR 저감기법을 적용한 COFDM 시스템의 성능분석", *한국항해항만학회지* 제29권 제3호, pp. 245~250, 2005. 3.

□ 학술지 게재논문 □

- [1] 성태경, 김동식, 조형래, 'PAR 저감기법을 적용한 COFDM 시스템의 성능 분석', 한국항해항만학회지 제29권, 제3호, pp. 245~250, 2005. 3.
- [2] 성태경, 김순영, 이명수, 조형래, "LMMSE 등화기법을 적용한 OFDM-DSRC 시스템의 성능분석", 한국항해항만학회지 제29권, 제1호, pp. 23~28, 2005. 2.
- [3] 성태경, 원영수, 조형래, 김기문, "디지털 TV 서비스를 위한 부산지역 전파 환경 분석", 한국항해항만학회지 제28권, 제10호, pp. 869~874, 2004. 10.
- [4] 성태경, 김동식, 조형래, "레이더 신호의 실시간 추출을 위한 소형 레이더 목표 추출기 개발", 한국전자과학회 논문집, 제15권, 제9호, pp. 835~840, 2004. 9. (벨웨이브 우수논문상 수상)
- [5] 성태경, 원영수, 조형래, 김기문, "지상파 D-TV 서비스를 위한 부산지역의 전파환경 분석", 한국ITS학회 논문집, 제3권, 제2호, pp. 1~8, 2004. 9.
- [6] 성태경, 최종호, 조형래, "DSRC 시스템에서의 고속처리를 위한 채널등화기법에 대한 연구", 한국ITS학회 논문집, 제3권, 제1호, pp. 109~116, 2004. 6.
- [7] 성태경, 김동일, 최삼길, 신병철, "Beyond IMT-2000 System에 대한 고찰", 동의대학교 정보통신연구지, 제5권, pp.185~192, 2004. 1.
- [8] 성태경, 최삼길, 김정길, 신병철, "계측기와 PC간 인터페이스 응용", 동의대학교 정보통신연구지, 제5권, pp.193~203, 2004. 1.
- [9] 조형래, 성태경, 김형도, "주파수 합성기의 Phase Noise 예측 및 3차 PLL 시스템에서의 1/f Noise Modeling", 한국해양정보통신학회 논문집, 제5권, 제4호, pp. 653~660, 2001. 7.

□ 국내 학술대회 Proceeding 논문

- [10] 성태경, 김동식, 조형래, "OFDM 시스템에서 고속 적응형 PTS 기법을 이용한 PAPR 특성에 대한 연구", 한국콘텐츠학회 춘계종합학술대회 논문집, Vol. 3, No. 1, pp. 458 ~ 463, 2005. 5.
- [11] 김동식, 최중호, 성태경, 조형래, "M/W 중계기용 PLDRO 설계 및 제작에 관한 연구", 한국전자과학회 종합학술발표회, Vol. 14, No. 1, pp. 191~194, 2004. 11
- [12] 김동식, 성태경, 원영수, 조형래, "해상 선박의 전자파환경에 대한 연구", 한국ITS학회 추계학술대회, pp. 370~374, 2004. 11.
- [13] 김수홍, 성태경, 조형래, 원영수, "DSRC 시스템에서의 채널등화기법에 대한 연구", 한국전자과학회 하계학술대회 논문집, pp. 63~66, 2004. 6.
- [14] 성태경, 김철성, 조형래, "BCPFSK 변조를 이용한 트랜시버 설계 및 성능평가", 한국전자과학회 학술대회 논문집, pp. 55~61, 2001. 6.
- [15] 김철성, 성태경, 조형래, "AWGN 채널환경에서 DC-feedback 회로를 이용한 Direct-Conversion 수신기의 성능분석에 관한 연구", 한국전자과학회 학술대회 논문집, pp. 63~68, 2001. 6.
- [16] 김형도, 성태경, 조형래, "주파수합성기의 Phase Noise 예측 및 1/f Noise Modeling", 한국해양정보통신학회 추계종합학술발표회 논문집, Vol. 4, No. 2, pp. 180~185, 2000. 10.
- [17] 박성진, 김철성, 성태경, 조형래, "AWGN 채널환경에서 AC-Coupling 기법을 이용한 Direct-Conversion 수신기의 성능분석에 관한 연구", 한국해양정보통신학회 춘계종합학술발표회 논문집, Vol. 4, No. 1, pp. 205~209, 2000. 5.

- [18] 성태경, 조문성, 조형래, 김동일, “Wireless ATM 망에서의 위치관리 및 핸드오프 제어에 대한 연구”, 한국해양정보통신학회 춘계종합학술발표회 논문집, Vol. 3, No. 1, pp. 295~300, 1999. 5.

感謝의 글

결코 짧지만은 않았던 7년이라는 시간이 어느덧 훌쩍 지나버리고 이렇게 저를 보살펴 주시고 도와주셨던 많은 분들을 위하여 감사의 글을 올리게 되었습니다.

많이 부족한 저를 이끌어주시고 논문이 완성될 수 있도록 물심양면으로 돌봐 주신 조형래 지도교수님께 깊은 감사를 드립니다. 또한, 바쁘신 와중에도 보다 알찬 논문이 될 수 있도록 세심하게 지도해주신 김기문 교수님, 목원대학교의 오용선 교수님, 관동대학교의 김종일 교수님, 정지원 교수님께도 감사드립니다. 제가 힘들고 어려움이 있을 때마다 따뜻한 격려를 아끼지 않으셨던 김동일 교수님, 강인호 교수님, 김기만 교수님, 민경식 교수님, 윤 영 교수님께도 감사드립니다.

그리고 제게 대학원 진학을 권유 하시고 오늘까지 많은 조언과 격려를 해주신 김기식 원장님, 온세통신 경남지점의 박종기 사장님과 저를 알고 있는 많은 분들께도 감사드립니다. 또한, 언제나 저를 따뜻하게 맞아 주시고 인생 선배로써 학문적 성취 및 대인관계 등을 위하여 많은 조언을 해주신 석사 지도교수인 동의대학교의 김동일 교수님, 최삼길 교수님, 김민준 교수님, 이정재 교수님, 김창규 교수님, 이계상 교수님, 이유종 교수님께도 감사드리며, 항상 든든한 방패가 되어주신 PSB의 원영수 박사님, 사일릭스의 이창호 박사님, 카톨릭대학교의 신문걸 교수님께도 감사드립니다.

제가 사회생활을 해 나가는데 있어 많은 도움과 본보기가 되어 주셨던 동의대학교 전자세라믹스센터의 신병철 교수님, 이원재 교수님 이하 많은 분들께도 감사드립니다.

안테나 연구실의 박사과정에 있는 동기 고지원, 후배 최철근, 마이크로파 실

힘실의 KBS의 박우근 부장님, 최동한, 최창목, Lui 및 연구실 후배 김동식에
게도 고마움과 함께 학문적 성취를 이루기를 바라며, 본 논문자료 정리에 많
은 도움을 주었던 이동통신 연구실의 최종호, 김수홍, 중앙 케이블의 박종옥
부장님에게도 감사드리며, 그 외 많은 날들을 함께 했던 동료 및 선후배들에
게도 감사드립니다.

학위기와 더불어 이제야 자립할 수 있는 기반을 마련한 것 같습니다. 많은
이들의 관심과 격려 속에 학문적 성취를 높여 왔었다면 이제야 비로소 홀로서
기를 할 수 있는 시기가 된 듯합니다. 저를 알고 있는 모든 이에게 결코 부끄
럽지 않은 사람이 될 수 있도록 지켜봐주시길 바랍니다. 앞으로 보다 겸허한
마음과 배움의 자세로 더욱 더 학문에 증진하여 이 모든 분들의 은혜에 보답
할 수 있도록 노력하겠습니다.

오늘의 제가 있도록 어려울 때마다 언제나 변함없이 든든한 버팀목이 되어
주시고, 제가 마음 편히 학업에 열중할 수 있도록 지금까지 아낌없이 후원해
주신 아버지, 어머니 늘 부족한 아들을 끝없이 믿어주신 점 감사드립니다. 앞
으로 자랑스러운 아들이 되도록 항상 노력하는 모습 보이도록 하겠습니다. 또
한, 언제나 말없이 지켜봐 주었던 분당에 있는 큰 누나와 자형, 조카 지영, 지
현, 지호 및 작은 누나에게도 안부와 감사 인사를 드립니다. 끝으로, 지금까지
힘든 생활을 말없이 인내해준 아내 류영이와 제가 힘들고 지칠 때 언제나 아
빠를 웃음 짓게 하는 두 아들 창민과 재원에게도 사랑한다고, 더 나은 아빠가
되겠다고 다짐해 봅니다.

마지막으로, 본 논문을 불의의 사고로 유명을 달리 하신 형님의 영전에 바
칩니다.

2005년 8월

성 태 경 드림