

工學博士 學位論文

逆旋回 圓偏波를 利用한 새로운
XCP-OFDM 시스템에 관한 研究

A Study on Novel XCP-OFDM System
using Cross-handed Circular Polarization

2002年 8月

釜慶大學校 大學院
電子工學科

金 柄 玉

工學博士 學位論文

逆旋回 圓偏波를 利用한 새로운
XCP-OFDM 시스템에 관한 研究

指導教授 河 德 鎬

이 論文을 工學博士 學位論文으로 提出함

2002年 8月

釜慶大學校 大學院

電子工學科

金 柄 玉

金柄玉의 工學博士 學位論文을 認准함

2002年 6月 29日

主	審	工學博士	權	泰	夏	①
副	審	工學博士	文	光	碩	①
委	員	工學博士	李	文	秀	①
委	員	工學博士	趙	相	福	①
委	員	工學博士	河	德	鎬	①

목 차

약어 표	iv
그림 목차	vi
표 목차	ix
Abstract	x
제 1 장 서 론	1
1.1 연구의 배경	1
1.2 관련 연구의 동향 및 문제점	3
1.3 연구의 필요성 및 목적	6
1.4 논문의 구성	7
제 2 장 OFDM 시스템의 전송 특성	9
2.1 OFDM 시스템의 개요	9
2.1.1 OFDM 전송 방식	9
2.1.2 OFDM 시스템의 역사	15
2.1.3 OFDM 시스템의 특성	17
2.2 부반송파의 직교성	19
2.3 신호 구성	21
2.4 다중경로 환경에서의 보호구간 특성	26

2.5 OFDM 시스템의 동기화 특성	34
2.6 OFDM 시스템의 성능	37
2.6.1 AWGN 환경에서의 성능	37
2.6.2 주파수 오프셋에 따른 성능	45
제 3 장 원편파	48
3.1 편파의 구성 형태와 반사 특성	48
3.2 원편파의 구성	51
3.3 원편파의 특성	53
제 4 장 Coded OFDM 시스템	58
4.1 Coded-OFDM	58
4.2 Convolutional Code를 사용한 OFDM 시스템	59
4.3 Turbo Code를 사용한 OFDM 시스템	64
4.4 ETD-Turbo Code를 사용한 OFDM 시스템	69
4.5 Carrier-Interference를 사용한 OFDM 시스템	74
4.5.1 CI 신호	74
4.5.2 CI-OFDM 시스템의 구조	78
제 5 장 XCP-OFDM 시스템	81
5.1 XCP-OFDM 시스템의 구성	81

5.2 XCP-OFDM 시스템의 신호	86
5.3 간섭에 의한 영향	89
5.4 주파수 스펙트럼 효율	91
5.5 채널의 시간지연 분산 특성	94
5.6 XCP-OFDM 시스템의 성능	96
5.6.1 AWGN 환경에서의 XCP-OFDM 시스템의 성능	96
5.6.2 주파수 오프셋에 따른 XCP-OFDM 시스템의 성능	99
제 6 장 XCP-OFDM 시스템의 성능 분석	105
6.1 시스템 성능 분석 환경	105
6.2 XCP-OFDM 시스템의 성능 분석 결과	106
6.2.1 다중경로 환경에서의 편파에 따른 성능 비교	106
6.2.2 부호화 방식에 따른 성능 비교	111
6.2.3 채널간 간섭 비교	113
6.2.4 주파수 오프셋에 따른 성능 비교	116
제 7 장 결론	123
참고 문헌	127

약 어 표 (Abbreviations)

ADSL : Asymmetric Digital Subscriber's Line

ATM : Asynchronous Transfer Mode

AWGN : Additive White Gaussian Noise

BER : Bit Error Rate

CI : Carrier Interference

DAB : Digital Audio Broadcasting

DFT : Discrete Fourier Transform

DPSK : Differential Phase Shift Keying

FDM : Frequency Division Multiplexing

FFT : Fast Fourier Transform

HDSL : High-bit-rate Digital Subscriber's Line

HIPERLAN/2 : High Performance Radio LAN Type 2

ICI : Inter Channel Interference

IDFT : Inverse Discrete Fourier Transform

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

IFFT : Inverse Fast Fourier Transform

ISI : Inter Symbol Interference

LHCP : Left Handed Circular Polarization

LLR : Log Likelihood Ratio
LOS : Line Of Sight
MLSE : Maximum Likelihood Sequence Estimation
NLOS : None Line Of Sight
NSC : Non-Systematic Convolutional
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR : Peak-to-Average Power Ratio
PSK : Phase Shift Keying
QAM : Quadrature Amplitude Modulation
QPSK : Quadrature Phase Shift Keying
RHCP : Right Handed Circular Polarization
RSC : Recursive Systematic Convolutional
SER : Symbol Error Rate
SNR : Signal to Noise Ratio
TEM : Transverse Electromagnetic Wave
UMTS : Universal Mobile Telecommunications System
VDSL : Very-high-speed Digital Subscriber's Line
XPD : Cross Polarization Discrimination

그림 목 차

그림 2.1 OFDM 변조 방식의 기본 개념	10
그림 2.2 하나의 OFDM 부반송파 스펙트럼	11
그림 2.3 전체 OFDM 부반송파의 스펙트럼	11
그림 2.4 OFDM 시스템의 구성도	12
그림 2.5 부반송파의 중첩성	14
그림 2.6 부반송파의 전력 스펙트럼	14
그림 2.7 부반송파 상호간의 직교성	21
그림 2.8. OFDM 수신기의 복조 원리	25
그림 2.9 보호구간의 개념	28
그림 2.10 지연전파에 대한 보호구간의 작용	30
그림 2.11 부반송파의 직교성 상실	34
그림 3.1 반사계수의 크기와 위상	50
그림 3.2 원편파의 구성	51
그림 3.3 가시거리 환경에서의 거리에 따른 편파 특성	54
그림 3.4 가시거리 환경에서의 원편파 특성	56
그림 3.5 비가시거리 환경에서의 원편파 특성	57
그림 3.6 장애물에 따른 원편파 특성	57
그림 4.1 컨볼루션 부호기의 일반 구조	60

그림 4.2 부호율 1/2의 컨볼루션 부호기의 상태 천이도	61
그림 4.3 IEEE 802.11a OFDM용 컨볼루션 부호기	62
그림 4.4 터보 부호기	66
그림 4.5 터보 복호기	68
그림 4.6 ETD-Turbo 시스템	70
그림 4.7 ETD-Turbo 부호기	70
그림 4.8 ETD-Turbo 복호기	72
그림 4.9 CI 신호($N=64, k=0$)	77
그림 4.10 CI 신호의 스펙트럼	77
그림 4.11 CI-OFDM 시스템의 송신기 구조	79
그림 4.12 CI-OFDM 시스템의 부채널 신호	79
그림 4.13 CI-OFDM 시스템의 수신기 구조	80
그림 5.1 반사파의 지연에 따른 BER 성능	82
그림 5.2 XCP-OFDM 시스템 구성 방식	83
그림 5.3 XCP-OFDM 부반송파 스펙트럼	83
그림 5.4 XCP-OFDM 시스템의 채널 모델	86
그림 6.1 편파에 따른 BER 성능 ($\theta_r=25^\circ$)	108
그림 6.2 편파에 따른 BER 성능 ($\theta_r=35^\circ$)	109
그림 6.3 지연시간이 6에서 10 샘플 시간인 경우의 신호 성장도 ...	110
그림 6.4 지연시간이 1에서 5 샘플 시간인 경우의 신호 성장도	110
그림 6.5 기수회 반사파를 제거한 경우의 신호 성장도	111

그림 6.6	컨볼루션 부호를 사용한 OFDM 시스템의 성능	112
그림 6.7	터보 부호를 사용한 OFDM 시스템의 성능	113
그림 6.8	XPD에 따른 채널간 간섭	114
그림 6.9	채널간 간섭 성분의 전력	115
그림 6.10	주파수 오프셋에 따른 위상 천이	115
그림 6.11	주파수 오프셋에 따른 SER 성능 비교	116
그림 6.12	주파수 오프셋이 5%인 경우의 SER 성능	118
그림 6.13	주파수 오프셋이 7.5%인 경우의 SER 성능	119
그림 6.14	주파수 오프셋이 10%인 경우의 SER 성능	120
그림 6.15	주파수 오프셋이 15%인 경우의 SER 성능	121
그림 6.16	주파수 오프셋이 20%인 경우의 SER 성능	122

표 목 차

표 4.1 터보 부호기의 출력	67
표 4.2 ETD-Turbo 부호기의 출력	71
표 4.3 DEC1의 입력 순서	73
표 4.4 DEC2의 입력 순서	73

A Study on Novel XCP-OFDM System using Cross-handed Circular Polarization

Byung-Ok Kim

Dept. of Electronic Eng., Graduate School,

Pukyong National University

abstract

Digital transmission systems with high speed and high quality are required for multimedia radio communications. The multicarrier transmission systems are more desirable for high-speed and high quality communication than single carrier transmission systems. The OFDM is a special case in multicarrier transmission, where a single data stream is divided into many subcarriers and transferred in a parallel way. The OFDM symbol has a long interval between symbols than a single carrier system. Because the symbol duration increases for the lower rate parallel subcarriers, the relative amount of dispersion in time caused by multipath delay spread is decreased. One of the basic reasons to use OFDM is the efficient way it can handle multipath propagation. In a single carrier system, a single fade

or interferer can cause the entire link to fail, but in a multicarrier system, only a small percentage of the subcarriers will be affected. Error correction coding can then be used to correct for the few erroneous subcarriers.

In a classical parallel transmission system, the total signal frequency band is divided into many frequency subchannels. Each subchannel is modulated with a separate symbol and then the total subchannels are frequency-multiplexed. However, the OFDM system reduces the necessary bandwidth using the orthogonality between subchannels. To keep the orthogonality between subchannels, the OFDM inserts guard interval into every OFDM symbols. The guard interval is chosen as larger than the channel delay spread, so that multipath component from one symbol cannot interfere with the next symbol. In this guard interval, a copy of the cyclic extension of the frame is fitted. This cyclic prefix can keep the orthogonality between subchannels. However, when the multipath delay becomes larger than guard interval the phase transitions of delayed path fall within the fast Fourier transform (FFT) interval of the receiver. The summation of the first path with the delayed path no longer gives a set of orthogonal waves and the orthogonality between subcarriers becomes lost. This result in a certain level of inter-channel interference and makes the system performance degrades. For single carrier systems, the frequency offsets only give degradation in the received signal-to-noise ratio, rather than introducing interference. For OFDM systems, the frequency offsets causes the inter-channel interference as well as degradation in the received signal-to-noise ratio. This is the reason that the OFDM is more susceptible to

frequency offset than single carrier systems.

In the conventional OFDM system, each spectrum of subchannels is overlapped with spectrums of adjacent subchannels. It means that a small amount of frequency offset can cause the degradation of system performance since the orthogonality between subchannels could not be kept. If the spectrum overlapping of subchannels can be reduced, then we can minimize the degradation due to frequency offset.

In this study, a modified OFDM system using cross-handed circular polarization(XCP-OFDM) is newly proposed. The purpose of proposed XCP-OFDM is to eliminate the overlapping of subcarriers and reduce the time delay spread in order to improve system performance. The proposed system adopts the characteristic of circular polarization to the conventional OFDM system for the purpose of minimizing the delay spread and the interference of reflected waves as well as inter-channel interference(ICI). The circular polarization has the characteristic that it cannot receive waves that are reflected by odd times because the phase is inverted whenever it reflect. Therefore, the circular polarization can reduce multipath delay spread without decreasing the received power. By using this characteristic, the interference caused by reflected waves can be minimized and as a results, the system performance can be improved. The proposed XCP-OFDM system also divides the subchannels into a right-handed circular polarization(RHCP) channel and a left-handed circular polarization(LHCP) channel that alternate each other. Therefore, the overlaps between subcarriers in XCP-OFDM system can be reduced to a great extend compared to the conventional OFDM system. This makes the

orthogonality between subcarriers improve and reduce inter-channel interference due to frequency offset.

In order to investigate the performance of XCP-OFDM system, a computer simulation as well as theoretical analysis was conducted using the parameters of IEEE 802.11a. With the theoretical and simulation results, it can be seen that the proposed XCP-OFDM system shows robust against multipath fading and frequency offset. The XCP-OFDM system shows the gain of BER performance by about 4~6[db] in multipath fading circumstances. The XCP-OFDM system also shows better performance compared to the conventional OFDM system by about 1~6[dB] due to frequency offset. This paper shows that the proposed XCP-OFDM system is applicable to the high-speed digital transmission system even though the transmission channel is suffering from multipath fading and frequency offset.

제 1 장 서 론

1.1 연구의 배경

무선 인터넷, 무선 멀티미디어 통신, 초고속 정보통신 등에 대한 요구가 급증하면서 차세대 광대역 무선 멀티미디어 통신 시스템에 대한 요구는 그 어느 때보다도 높아지고 있다. 지금까지의 통신 형태는 음성이나 영상 또는 고속 데이터 전송 등 특정 형태의 서비스를 전송하는 것이었으나 차세대 통신은 이러한 모든 미디어들이 결합된 형태의 초고속 전송이 요구될 것이다. 또한 사용자의 이동성을 보장하기 위해서 사용자의 접속을 무선에 의해 연결하게 됨으로써 결국 무선에 의한 수백 Mbps 이상의 초고속 멀티미디어 전송 시스템을 요구하게 되는 것이다. 이 뿐만 아니라 기존의 아날로그 시스템을 이용한 공중파 방송 등도 디지털 방송 시스템으로 바뀔에 따라 고품질의 디지털 방송 서비스를 위한 새로운 고속 전송 시스템을 요구하게 되었다.

무선 채널에서 데이터를 고속으로 전송할 경우 다중경로 페이딩, 도플러 확산 등의 영향으로 인하여 시스템의 성능이 저하된다[1][2]. 따라서 이러한 성능 열화를 방지하고 고속의 데이터 전송을 하기 위하여 채널 부호화 기법의 도입, 다이버시티 기술의 적용, 다중 반송파 전송 기술의 도입 등 많은 분야의 연구와 기술적 발전이 있었다. 전송 과정에서의 오류를 제어하기 위한 채널 부호화 기법으로는 컨볼루션 부호를 주로 적용하고 있으며 특히 이론적인 한계에 근사

한 성능을 가지는 터보 부호의 개발은 시스템의 성능 개선에 큰 영향을 미쳤다 [3]. 다중경로 페이딩에 의한 성능 열화를 감소시키기 위한 다이버시티 기술에는 공간 다이버시티와 시간 다이버시티가 주로 적용되고 있으며, 최근에는 편파의 특성을 이용한 편파 다이버시티 기술에 대하여서도 많은 연구가 되고 있다[4]-[6]. 고속의 데이터 전송을 위한 기법으로는 그 동안 단일 반송파 전송에 의존하던 시스템이 용량과 전송 속도의 한계를 겪으면서 다중 반송파 전송 시스템으로 변화하고 있다[7]-[9]. 특히 그 동안 확산 스펙트럼을 이용한 CDMA 기술이 다중 반송파를 이용한 광대역 확산 시스템으로 변화하는 것은 큰 변화 중의 하나이다[10]-[12]. 이러한 변화와 기술 발전은 고효율 및 고속의 데이터 전송을 시스템이 요구하고 있기 때문이다.

무선 채널에서 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 최근 연구가 활발히 진행되고 있는 것이 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 직교주파수분할다중화)방식이다[13]-[16]. OFDM 방식은 기존의 단일 반송파 변조 방식과 달리 다수의 부반송파를 사용하는 다중 반송파 변조 방식의 하나이다. 상호 직교성을 가지는 다수의 부반송파를 사용하여 병렬 형태로 데이터를 변조하여 전송하는데 대역폭 효율이 높고 다중경로 페이딩에 강한 특성을 가지며 변복조 과정을 간단히 처리할 수 있다는 장점이 있어 많이 활용되고 있다 [17]-[19]. 최근에는 디지털 방송 시스템 및 초고속 무선 LAN 시스템 등의 표준 전송 기술방식으로 적용되고 있으며 적용 시스템이 계속 늘어나고 있는 추세이다.

이러한 OFDM 시스템은 많은 부반송파를 사용하여 데이터를 동시에 병렬 형태로 변조하는데 여기에 부반송파의 직교성을 이용한다[20]. 스펙트럼 효율을

높이기 위하여 많은 수의 부반송파가 서로 크게 중첩이 되어 있으나 상호 직교성을 가지고 있기 때문에 데이터를 샘플링 하는 위치에서는 상호간 간섭을 일으키지 않도록 구성되어 있다. 그러나 전송 채널의 열화, 주파수 오프셋 또는 타이밍 오차 등이 발생할 경우에는 부반송파간의 직교성이 상실되고 부채널간에 간섭이 발생하게 되어 시스템의 성능이 단일 반송파 시스템에 비해 크게 열화되는 단점을 가지고 있다[21]-[24]. 이러한 OFDM 시스템의 단점을 개선하기 위하여 본 논문에서는 상호 역선회 하는 원편파를 이용한 XCP-OFDM 시스템을 연구하게 되었다. 그 동안 원편파에 대한 이론과 이를 이용한 많은 측정으로부터 얻어진 원편파의 특성을 이용하면서 부반송파의 중첩 부분을 제거함으로써 부반송파의 직교성을 크게 강화하여 시스템의 성능 향상을 얻어내려고 하는 것이다.

1.2 관련 연구의 동향 및 문제점

초고속 무선 멀티미디어 전송을 지원하기 위한 다중 반송파 변조 시스템인 OFDM 방식은 유럽을 중심으로 많은 연구들이 이루어지고 있다[25]. OFDM 방식은 직렬로 입력되는 데이터열을 병렬로 변환한 후 상호 직교성을 가지는 다수의 부반송파를 이용하여 전송하는 다중 반송파 변조 방식이다. 따라서 기존의 주파수 분할 다중화 방식에 비하여 대역폭 효율이 높고, 병렬로 변환하여 전송하기 때문에 각 부채널에서의 심볼의 주기가 길어지게 되어 단일 반송파

변조 방식에 비하여 심볼간 간섭에 강한 특성을 지니고 있는 효율적인 전송 방식이다.

그러나 다수의 서로 다른 경로를 전파하여 수신되는 다중경로 전파는 페이딩과 간섭의 영향을 받아 열화하게 되고 또한 전송 채널상에서의 전파의 지연에 의한 심볼간 간섭을 무시할 수 없게 된다. 전송채널의 시간지연 특성이 심볼의 주기보다 길어지게 되면 심볼간 간섭이 발생하게 되고 이로 인하여 시스템의 성능이 열화된다[26][27]. 일반적인 OFDM 시스템에서는 이러한 심볼간 간섭으로 인한 성능 열화를 제거하기 위하여 전송채널의 시간지연보다 큰 보호구간을 OFDM 심볼마다 삽입하여 사용하고 있다. OFDM 시스템에서의 보호구간은 수신단에서 동기를 맞추고 난 후 제거되어 사용되지 않는 부분으로서 실제 데이터 전송에 영향을 미치지 못하기 때문에 보호구간의 길이가 길어질수록 데이터 전송 효율은 감소하게 된다. 데이터 전송 효율을 높이기 위하여 보호구간의 길이를 짧게 하면 채널의 시간 지연이 클 경우 심볼간 간섭이 크게 발생하여 시스템의 성능이 저하하는 특성을 가지고 있다[15]. IEEE 802.11a에서는 OFDM 심볼 길이의 25%에 해당하는 길이를 보호구간으로 사용하고 있다[28][29]. 이러한 보호구간의 삽입으로 인하여 SNR은 약 1[dB]의 손실이 발생하고, 데이터 전송 효율도 그만큼 저하하게 된다.

또한 채널의 시변 요인의 주된 파라미터인 도플러 확산과 주파수 오프셋 등의 영향은 부채널간의 직교성을 손상시켜 시스템의 성능을 저하시키는 주요 요인으로 알려져 있다[30][31]. 특히 주파수 오프셋은 OFDM 시스템의 성능에 심각한 영향을 주게 되는데 이는 주파수 오프셋이 수신단에서 모든 부반송파의 주파수를 천이시켜 각 부채널의 직교성을 상실시키고 부채널간의 간섭을 야기

하기 때문이다. 다중 반송파를 사용하는 OFDM 방식에서는 심볼의 검출이 각 부채널별로 이루어지는데, 주파수 오프셋이 발생할 경우 각 부반송파의 주파수 간의 직교성이 유지되지 않아 인접 부채널간의 간섭 현상이 일어난다. 특히 OFDM의 부채널 수가 증가할수록 각 부반송파들이 정해진 대역 안에 조밀하게 분포하여 작은 주파수 오프셋 값에도 인접 부채널간의 간섭이 심하게 발생하게 된다. 그러므로 주파수 오프셋에 대한 영향은 OFDM 방식이 단일 반송파 전송 시스템에 비하여 매우 민감한 것으로 알려져 있다[32]-[34]. 이와 같은 주파수 오프셋 문제를 해결하기 위한 연구들은 크게 두 가지 형태로 연구가 되어왔다. 첫째는 파일럿 심볼을 이용하는 방법으로서 송신단에서 파일럿 심볼을 전송하여 수신단에서 이 파일럿 심볼을 이용하여 보정하는 방법으로서 Moose와 Classen의 알고리즘이 이러한 방법에 해당한다[23][24]. 이 방법은 주파수 선택적 페이딩에 강한 동작을 하지만 파일럿 심볼의 정보를 이용하기 때문에 실질적으로 유효 심볼의 전송률이 감소한다는 단점을 가지고 있다. 두 번째 연구 형태는 연속되는 OFDM 신호의 심볼간 간섭을 없애기 위하여 삽입되는 보호구간의 순환확장(cyclic prefix)을 이용하여 주파수 오프셋을 추정 보상하는 방법으로서 Daffara와 Beek의 방법이 여기에 해당한다[35][36]. 이 방법은 OFDM 신호 보호구간의 순환확장 성질로부터 주파수 오프셋에 따른 특성 곡선을 유도한 후 이를 바탕으로 하여 주파수 오프셋 보정 회로를 구성하였다. 이 방법은 부가적인 정보를 필요로 하지 않아 간단한 장점이 있는 반면 주파수 오프셋 값이 클수록 성능이 저하되고 특히 주파수 오프셋 값이 부반송파간의 주파수 간격보다 크면 적용할 수 없는 단점이 있으며 보호구간의 간섭이 발생할 경우 성능이 급격히 감소한다는 문제점이 있다.

1.3 연구의 필요성 및 목적

통신 시스템에 있어서 사용자의 이용 편의성을 도모하기 위하여서는 무선 인터페이스는 필수적이다. 그런데 이동 무선 환경의 통신 채널은 고정통신 채널에 비하여 그 특성이 매우 열악하다. 따라서 열악한 이동 무선통신 환경에서도 시스템의 성능을 최적으로 향상시킬 수 있는 시스템 방식에 대한 연구는 필수적이라 하겠다.

OFDM 시스템에 있어서 이러한 연구는 그 동안 파일럿 심볼을 이용하는 형태로 많이 진행이 되어 왔다. 그러나 이러한 형태의 성능 개선은 시스템의 스펙트럼 효율을 저하시키는 단점을 가지고 있으며 부반송파의 중첩성을 그대로 사용하기 때문에 직교성을 강화시키는 데는 한계가 있다. 따라서 전송 효율과 스펙트럼 효율을 저하시키지 않으면서 부반송파의 직교성을 강화하기 위하여서는 부반송파의 중첩성을 제거하여야 하며, 또한 심볼간 간섭을 없애고 보호구간의 길이를 줄이기 위하여서는 무선 채널에서의 전송 특성이 우수한 편파를 적용하지 않으면 안된다. 따라서 본 논문에서는 상호 역선회하는 원편파를 이용한 XCP-OFDM 시스템(Orthogonal Frequency Division Multiplexing System using Cross-handed Circular Polarization)을 제안하고 있다. 이 시스템은 두 가지 목적을 가지고 있다. 첫째는 원편파의 고유 특성을 OFDM 시스템에 적용하는 것이다. 원편파는 기수회 반사파의 수신을 억제하는 특성이 있어 다중경로 환경에 적합한 편파 형태이다. 이러한 원편파의 고유 특성을 이용

하면 다중경로 간섭 영향을 줄일 수 있으며 보호구간의 길이를 더 작게 할 수 있다. 둘째는 OFDM 시스템의 부반송파 스펙트럼의 중첩성을 제거함으로써 부반송파의 직교성을 크게 향상시켜 시스템의 성능을 도모하기 위한 것이다. OFDM 시스템의 부반송파 주파수들은 상호간에 크게 중첩이 되어 있기 때문에 부반송파들의 직교성은 미소한 주파수 오프셋에 의해서도 크게 저하될 수 있다. 부반송파들의 상호 직교성 강화를 위해서는 주파수 스펙트럼이 상호 중첩되지 않도록 하여야 하지만 이렇게 할 경우에는 스펙트럼 효율이 저하되어 시스템의 효율이 좋지 못하다. 따라서 스펙트럼 효율을 저하시키지 않으면서도 부반송파의 직교성을 강화하기 위하여서는 부반송파의 스펙트럼을 분리하지 않으면 안된다. XCP-OFDM 시스템에서는 서로 역선회하는 원편파를 이용하여 부반송파의 스펙트럼을 분리함으로써 중첩부분을 제거하여 직교성을 강화하기 위한 것이다.

1.4 논문의 구성

본 논문은 전체 7장으로 구성되는데 그 내용과 순서는 다음과 같다. 먼저 제 1장에서는 서론으로서 연구의 배경, 관련 연구의 동향 및 문제점, 연구의 필요성 및 목적 등에 대하여 설명하고 제 2장에서는 OFDM 시스템의 전송 특성 등에 대하여 논한다. OFDM 시스템의 구성 방식, OFDM 신호의 형성과 스펙트럼 효율, 다중경로 환경에서의 보호구간의 특성, 복조를 위한 동기화 특성 및

OFDM 시스템의 성능 등에 대하여 분석한다. 제 3장은 본 논문에서 도입하고 있는 원편파의 구성 방식과 수신 특성에 대하여 분석하고 제 4장에서는 코딩 기법을 적용한 Coded OFDM에 대하여 논하며, 가장 일반적으로 적용하는 컨볼루션 코딩(Convolutional Coding) , 터보 코딩(Turbo Coding) 외에 시간 다이버시티 기능을 강화한 ETD 터보 코딩(ETD-Turbo Coding)과 최근 새로 정립되고 있는 CI-OFDM(Carrier Interference-OFDM) 방식에 대하여 논한다. 제 5장에서는 본 논문에서 제안하고 있는 XCP-OFDM 시스템에 대하여 논한다. 본 논문이 제안한 XCP-OFDM 시스템의 구성 방식, 부채널의 스펙트럼 형태, 신호의 구성 이론, 간섭에 의한 영향 분석, 스펙트럼 효율 분석, 시간 지연분산 특성 및 성능 등에 대하여 해석한다. 제 6장에서는 앞에서 해석한 이론적인 결과를 검증하기 위한 성능 분석 결과에 대하여 논한다. XCP-OFDM 시스템의 성능 분석을 위한 시뮬레이션 환경과 각종 성능 분석 결과에 대하여 비교 분석하여 검증한다. 마지막으로 제 7장에서 본 논문의 결과에 대하여 논하고 향후 연구과제를 제시하고 있다.

제 2 장 OFDM 시스템의 전송 특성

2.1 OFDM 시스템의 개요

2.1.1 OFDM 전송 방식

OFDM은 Orthogonal Frequency Division Multiplexing(직교주파수분할다중화) 방식을 뜻하는 것으로서 그 기본 개념은 주파수 분할 다중화 방식을 이용하여 각각의 부반송파를 변조하는 다중 반송파 변조 방식의 한 형태이다. 그런데 각각의 부반송파를 단순히 주파수 분할하여 사용하는 것이 아니라 부반송파 상호간의 직교성을 이용하여 부반송파들의 주파수 스펙트럼을 서로 중첩시켜 사용하는 형태이다. 즉 상호 직교성을 가지면서 서로 상당부분 중첩되어 있는 다수의 부반송파를 이용한 병렬 형태의 변조 방식을 의미한다.

OFDM 방식은 직렬로 입력되는 데이터열을 신호 매핑을 시켜 직렬 데이터 심볼을 형성한다. 이렇게 형성된 직렬 데이터 심볼들을 부채널 수에 따라 병렬로 변환한 다음 각각의 부채널에 해당하는 부반송파들을 이용하여 변조를 행한다. 이렇게 부반송파 변조된 병렬 데이터 심볼들을 프레임단위로 구성하고 주반송파를 이용하여 전송하는 것이 OFDM 전송 방식의 기본 개념이다. OFDM은 단일 반송파 전송 방식과 달리 다수의 부반송파들을 이용하여 동시에 병렬 데이터 심볼들을 변조하여 전송하는 병렬 데이터 전송방식 또는 다중 반송파 변조 방식의 한 형태이다. 다음 그림 2.1은 OFDM 시스템의 데이터 전송에 대

한 변조 방식의 기본 개념을 나타내고 있다.

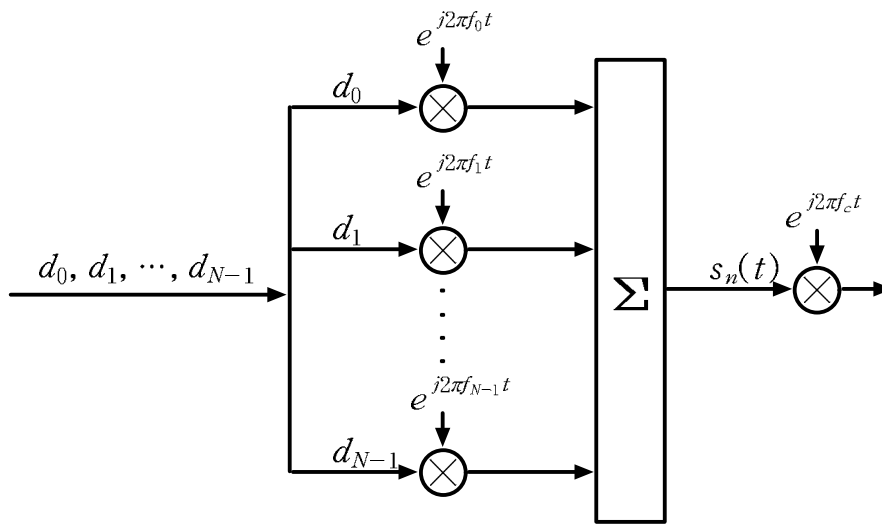


그림 2.1 OFDM 변조 방식의 기본 개념

Fig. 2.1 Concept of OFDM Modulation.

그림 2.1에서와 같이 직렬로 입력되는 데이터열 d_0, d_1, \dots, d_{N-1} 이 직병렬 변환기를 거쳐 부채널 수에 따라 병렬로 변환된다. 병렬로 변환된 데이터열을 각 채널에 해당하는 부반송파 $e^{j2\pi f_k t}$ 에 의해 곱해져서 하나의 OFDM 심볼을 형성하고 여기에 다시 주반송파가 곱해져 채널을 통과하게 된다. 이 때 OFDM은 FDM 방식과 달리 부반송파들의 주파수를 단순히 주파수를 분할하여 사용하는 것이 아니라 부채널의 주파수가 상호간에 직교성을 가지도록 하여 주파수를 중첩시킨다. 따라서 주파수 스펙트럼 효율은 일반적인 FDM 방식에 비하여 매우 높게 나타난다. 다음 그림 2.2와 2.3은 OFDM 시스템의 부채널 주파수 스

펙트럼을 나타내고 있다.

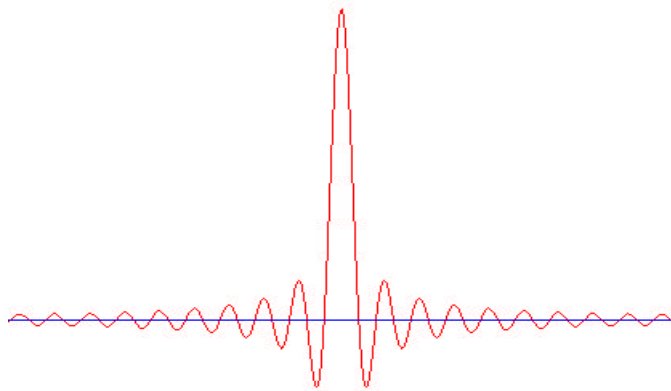


그림 2.2 하나의 OFDM 부반송파 스펙트럼

Fig. 2.2 Spectrum of one OFDM subcarrier.

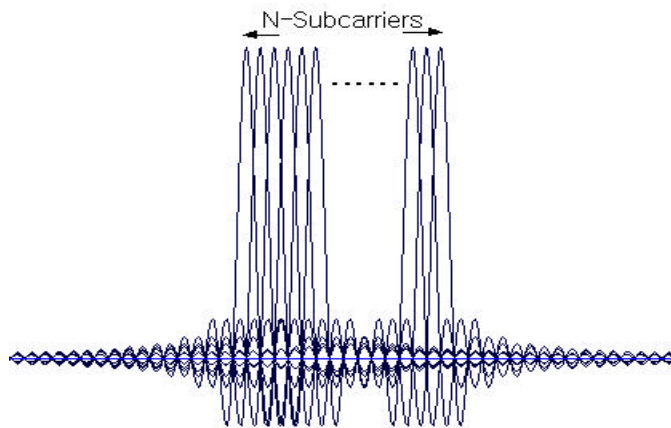


그림 2.3 전체 OFDM 부반송파의 스펙트럼

Fig. 2.3 Spectra of all OFDM subcarriers.

그림 2.3에 나타나 있듯이 각 부채널의 부반송파 주파수들은 서로 상당부분 중첩되어 있다. 그러나 각 부반송파의 샘플링 위치에서는 해당 채널의 스펙트럼을 제외하고 인접 채널의 스펙트럼이 0의 값을 가지도록 상호간 직교성이 정확히 유지되고 있다. 따라서 부반송파의 주파수들이 서로 중첩되어 있어도 직교성만 정확히 유지된다면 인접채널간 간섭 없이 정확하게 복조가 가능하다. 다음의 그림 2.4는 OFDM 시스템의 전체적인 구성도를 나타내고 있다.

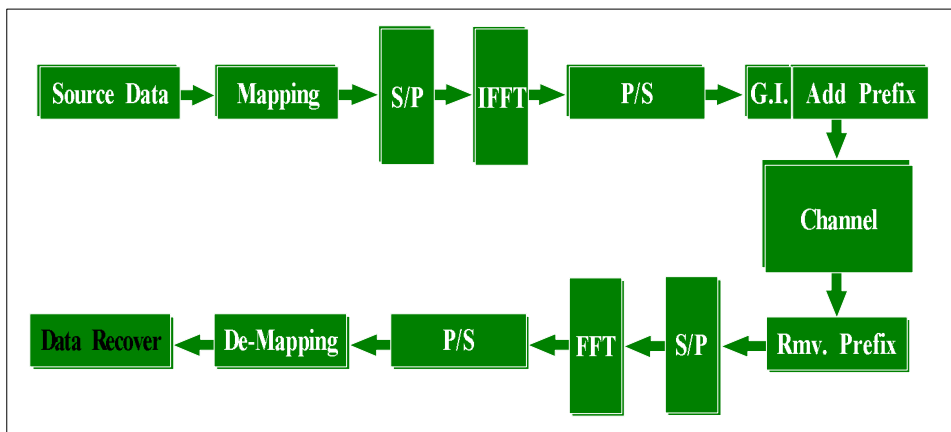


그림 2.4 OFDM 시스템의 구성도

Fig. 2.4 Block diagram of an OFDM system.

입력되는 직렬 데이터열은 우선 신호 매핑을 거치게 된다. 신호 매핑 방법에는 여러 가지가 방법이 있으나 OFDM 시스템에서는 심볼 당 비트 수가 작을수록, 그리고 부호율이 낮을수록 성능이 좋게 나타나기 때문에 그다지 높은 부호율을 가지는 신호 매핑 방법을 요구하지 않으며 QPSK 또는 QAM 방식의 신

호 매핑을 사용하는 것이 일반적이다[37]. 이렇게 신호 매핑된 출력은 다수의 부반송파를 변조하기 위하여 부채널 수의 크기를 가지는 직병렬 변환기에 의해 병렬로 변환된다. 병렬로 변환된 신호에 의해 모든 부반송파 변조를 동시에 하게 되며 이 때 OFDM의 원리에 따라 IFFT를 이용하여 변조를 행한다. 이렇게 부반송파 변조된 하나의 OFDM 심볼은 전송 채널에서의 시간 지연에 따른 심볼간 간섭을 없애기 위하여 보호구간을 더하게 된다. 이 보호구간은 전송 채널의 시간 지연 특성에 따라 정해지게 되며 채널의 시간 지연보다 더 크게 정하게 된다. 보호구간을 OFDM 심볼 앞에 삽입하여 하나의 OFDM 프레임을 구성하고 주반송파를 이용하여 채널로 전송하게 된다. 전송 채널을 거쳐 수신단에서 수신된 프레임은 보호구간을 제거하여 OFDM 심볼을 추출하고 다시 FFT를 이용하여 부반송파 복조를 한다. 부반송파 복조를 거쳐 추출한 부채널 신호는 다시 역과정의 신호 매핑을 거쳐 데이터를 판정하여 얻어내게 된다.

기존의 일반적인 병렬 전송 방식은 전체 신호 주파수 대역을 중첩되지 않도록 필터를 이용하여 N 개의 주파수 부채널로 분할한다. 각 부채널은 각각의 데이터 심볼로 변조된 후 N 개의 부채널이 주파수 다중화를 통하여 전송된다. 채널간 간섭을 제거하기 위해서는 채널의 주파수 스펙트럼을 중첩시키지 않아야 하지만 이렇게 할 경우 스펙트럼 효율이 낮아지게 된다. 이러한 비효율성을 해결하기 위하여 직교성을 이용한 주파수 스펙트럼 중첩 기법이 도입된 것이다. 이렇게 직교성을 이용하여 주파수 스펙트럼을 중첩시키게 되면 스펙트럼 효율을 극대화 할 수 있게 된다. 그러나 부채널간의 스펙트럼이 중첩되어 있기 때문에 주파수 오프셋에 매우 민감하다는 단점도 가지고 있다.

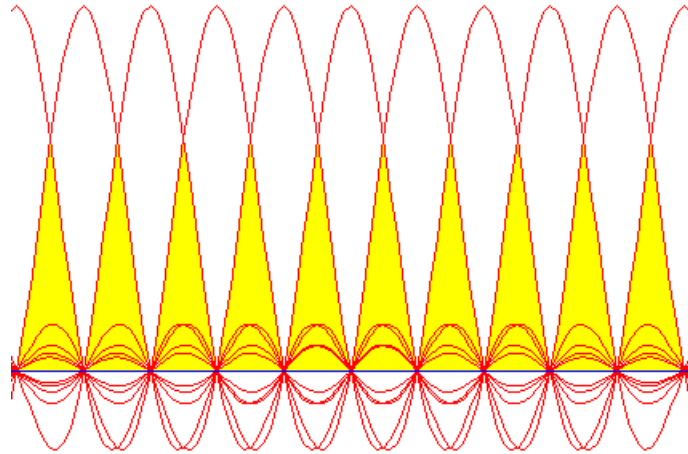


그림 2.5 부반송파의 중첩성

Fig. 2.5 Overlaps in subcarriers.

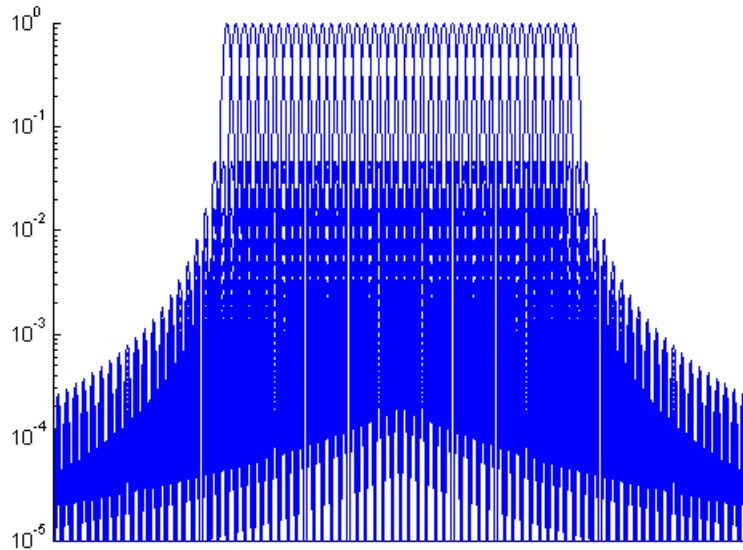


그림 2.6 부반송파의 전력 스펙트럼

Fig. 2.6 Power spectra of subcarriers.

앞의 그림 2.5와 2.6은 OFDM 시스템의 부반송파 주파수의 중첩성과 전력 스펙트럼을 각각 나타내고 있다. 이 두 그림으로부터 부반송파의 각 주파수들이 상호 직교성을 가지고 상당부분 중첩되어 있으며 또한 전력의 상당부분이 상호간에 영향을 미치고 있음을 알 수 있다. 따라서 OFDM 시스템에서는 미세한 주파수 오프셋도 부채널간의 간섭에 큰 영향을 미쳐 시스템의 성능을 크게 저하시킬 수 있다는 것을 알 수 있다.

2.1.2 OFDM 시스템의 역사

효율적인 주파수 다중화를 사용하는 기술은 1950년대 Moiser 등에 의해 시도되었으나 지금의 OFDM과 같은 개념인 병렬 데이터 전송과 주파수 다중화를 사용하는 기본 개념은 1960년대 Chang에 의해 그 이론적 원리가 구축되었다 [20][38]. 그러나 이에 맞는 발진기 बैं크의 구현이 어려워서 실제 적용을 하지는 못하였다. 그 동안 이에 대한 많은 연구가 이루어 졌으며 1971년 Weinstein 등이 OFDM의 변복조 과정을 발진기 बैं크를 적용하는 대신에 이산푸리에변환(DFT: Discrete Fourier Transform)을 이용하여 구현할 수 있다는 것을 발표함으로써 이에 대한 문제가 해결되었다[39]. 또한 1980년 Peled와 Ruiz가 보호구간으로서 순환확장(cyclic prefix)법을 제시함으로써 기존의 불완전한 보호구간의 적용에 따른 부반송파간의 직교성 문제를 보완하였다. 이러한 이론적인 원리의 정립과 더불어 고속푸리에변환(FFT: Fast Fourier Transform)을 적용함으로써 변조에 따른 연산의 수를 N^2 에서 $N \log N$ 으로 감소시켰고,

VLSI(Very Large Scale Integration) 기술 등의 발전과 더불어 실제 구현이 가능하게 되었다.

OFDM 방식은 초기에는 KINEPLEX, ANDEFT, KATHRYN 등과 같은 군사용 단파 통신 시스템을 구축하는데 적용되었다. 이 중 KATHRYN 시스템의 단파용 데이터 모뎀은 PSK 방식의 저속 채널을 34개까지 병렬로 변환하여 적용하였으며 부반송파로 82Hz의 채널 간격을 가지는 직교 주파수를 사용하였다. 1980년대에는 고속 모뎀 및 고밀도 기록 장치 등을 위하여 많은 연구가 되었는데 DFT를 사용한 다중화된 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 변조 방식 등이 OFDM 원리를 고속 모뎀에 구현한 하나의 예이다[40]. 1990년대에는 OFDM 원리를 이용한 이동무선 FM 채널, HDSL(High-bit-rate Digital Subscriber Line), ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line), VDSL(Very-high-speed Digital Subscriber Line) 등에 대한 많은 연구가 이루어 졌으며, 최근에는 디지털 오디오 방송(DAB: Digital Audio Broadcasting), HDTV(High Definition Television)의 지상파 방송, 고속 무선 LAN 등에 효율적으로 적용하기 위하여 많은 연구가 되고 있다[41]-[44]. 지금은 유럽의 디지털 오디오 방송뿐만 아니라 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN의 표준으로도 채택되었으며, 또한 5GHz대에서 6~54Mbps의 전송속도를 가지는 HIPERLAN/2의 표준으로도 채택되어 적용되고 있다[28][45][46]. HIPERLAN/2는 기존의 이터넷 기반의 지역망 뿐만 아니라 IMT-2000(UMTS)망, ATM망, IP망 등의 이동 단말과 유선 광대역 망과 같은 공중망의 연동 지원이 가능하기 때문에 제 4세대의 무선 통신 시스템에서 요구되는 2Mbps 이상의 고속 인터넷과 광대역 멀티미디어 서비스에 적합한 전송 방식이다.

2.1.3 OFDM 시스템의 특성

OFDM 시스템은 입력되는 데이터열을 보다 낮은 데이터 전송률을 가지는 부반송파들을 이용하여 병렬로 전송하는 형태로서 다중화 기술과 변조 기술을 동시에 결합한 형태이다. 따라서 OFDM은 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 간섭에 대하여 강건한 특성을 나타낸다. 또한 단일 반송파 시스템에서는 하나의 페이드나 간섭에 의해 전체 링크가 실패할 수 있지만 다수 반송파 시스템에서는 일부 부반송파만이 영향을 받기 때문에 보다 간단한 오류 정정 부호를 사용하여 부반송파 오류를 정정할 수 있다.

OFDM은 이산푸리에변환 방식을 이용하여 기저대역에서의 부채널 변조 및 복조를 수행한다. 또한 다중경로 전송 환경에서의 임펄스 응답보다 긴 보호구간을 프레임마다 삽입하여 지연확산에 의해 발생하는 심볼간 간섭과 채널간 간섭을 완전히 제거함으로써 부채널간의 직교성을 유지하고 있다. 이와 같이 부채널간의 완전한 직교성이 유지되어 심볼간 간섭 및 채널간 간섭이 발생하지 않을 경우 OFDM 전송 시스템은 다음과 같은 특성을 가진다.

- 각 부반송파의 직교성을 이용하여 주파수 스펙트럼을 중첩시켜 사용하기 때문에 스펙트럼 효율이 매우 높다.
- 보호구간을 사용하여 심볼간 간섭 및 채널간 간섭을 제거할 수 있다.
- OFDM은 다중경로를 다루는 효율적인 방법이 될 수 있다.

- 지연확산에 대한 시스템 구현의 복잡도는 등화기를 갖는 단일 반송파 시스템의 구현 방식에 비해 낮다.
- 다수의 부반송파에 데이터를 분산하여 전송하게 되므로 광대역 단일 반송파 시스템에 비하여 주파수 선택적 페이딩이 각 부채널에서는 주파수 비 선택적 페이딩 왜곡으로 나타나게 된다.
- 단일 반송파 전송 시스템보다 간단한 채널 등화기를 사용하여 채널 왜곡을 간단히 등화할 수 있다.
- OFDM에서는 협대역 간섭이 일부 부반송파에만 영향을 주기 때문에 협대역 간섭에 강하다.
- 상대적으로 느린 시변채널에서 특정 부반송파에서의 신호 대 잡음비에 따라 각 부반송파에 대한 데이터 전송률을 적응적으로 조절하여 전송 용량을 크게 향상시킬 수 있다.
- OFDM은 단일 주파수 망 구성이 가능하며 이것은 특히 방송용 시스템의 장점으로 작용한다.

그러나 OFDM 시스템은 다음과 같은 단점도 가지고 있다.

- OFDM은 부반송파의 중첩성과 직교성으로 인하여 주파수 오프셋과 프레임 동기 오차에 매우 민감하며 성능 열화가 단일반송파 시스템보다 심하다.
- OFDM은 상대적으로 큰 최대전력 대 평균전력의 비(PAPR: Peak to Average Power Ratio)를 가지기 때문에 RF 증폭기의 전력효율이 낮다.
- 높은 PAPR을 가지기 때문에 고효율의 선형적 전력 증폭기가 필요하다.

2.2 부반송파의 직교성

서로 다른 두 개의 부반송파 $c_1(t)$ 와 $c_2(t)$ 를 고려할 경우 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$c_1(t) = \cos(2\pi f_c t + \phi_1) \quad (2.1)$$

$$c_2(t) = \cos(2\pi f_c t + 2\pi\Delta f t + \phi_2) \quad (2.2)$$

이 두 개의 반송파가 서로 직교할 경우 직교성의 원리에 의해 다음과 같이 식(2.3)이 만족된다.

$$\int_0^T c_1(t)c_2(t) dt = 0 \quad (2.3)$$

위의 식 (2.1),(2.2),(2.3)으로부터 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

$$\int_0^T \frac{1}{2} [\cos(2\pi\Delta f t + \phi_2 - \phi_1) + \cos(4\pi f_c t + 2\pi\Delta f t + \phi_1 + \phi_2)] dt = 0 \quad (2.4)$$

위의 식 (2.4)의 제 2항의 고주파 성분은 수신 필터에서 제거되므로 결국 수

신단의 출력은 다음과 같다.

$$\int_0^T \frac{1}{2} [\cos(2\pi\Delta ft + \phi_2 - \phi_1)] = 0 \quad (2.5)$$

따라서 다음과 같은 결과 식을 얻을 수 있다.

$$\sin(2\pi\Delta fT + \phi_2 - \phi_1) - \sin(\phi_2 - \phi_1) = 0 \quad (2.6)$$

위의 식(2.6)이 만족되려면 다음의 식 (2.7)을 만족하여야 한다.

$$\Delta f = \frac{m}{T} \quad (2.7)$$

이 식(2.7)에서 m 은 정수를 나타낸다. 따라서 반송파간의 주파수 간격 Δf 가 심볼의 주기 T 의 역수의 정수 배를 유지한다면 직교성에 의하여 상호간의 간섭 없이 원래의 채널 신호를 복원할 수 있음을 알 수 있다. 다음 그림 2.7은 이러한 직교성을 만족시키는 경우의 반송파 스펙트럼을 나타내고 있다. 그림에서와 같이 직교성이 만족되는 경우에는 스펙트럼상의 중첩이 있어도 신호의 샘플링 점에서는 채널간 간섭이 발생하지 않음을 알 수 있다.

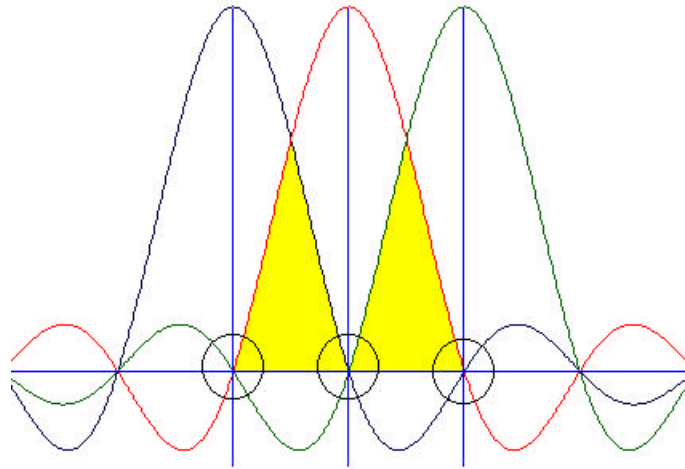


그림 2.7 부반송파 상호간의 직교성

Fig. 2.7 Orthogonality between subcarriers.

2.3 신호 구성

데이터 심볼의 주기가 T_{ds} 이면, 상호 직교성을 가지는 부반송파의 주파수 간격 Δf 는 $1/T_{ds}$ 이 된다. 따라서 병렬로 변환된 데이터 심볼의 수를 N 개라고 할 때 OFDM 심볼의 주기 T_s 는 NT_{ds} 가 된다. 그러므로 k 번째 데이터를 전송하는 OFDM의 k 번째 부반송파는 다음 식(2.8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_k = \frac{k}{NT_{ds}} = \frac{k}{T_s} \quad (2.8)$$

식 (2.8)을 이용하면 OFDM의 기저대역 신호 $s(t)$ 는 식 (2.9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{T_s} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} p(t - nT_s) \quad (2.9)$$

단, C 는 신호의 전력에 관련된 상수를 나타내며 $d_{n,k}$ 는 n 번째 신호구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서 k 번째 부반송파 채널을 통해 전송되는 데이터 심볼을 나타낸다. 그리고 $p(t)$ 는 펄스 성형 함수로서 식 (2.10)과 같다.

$$p(t) = \begin{cases} 1, & \text{for } 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & \text{for } t < 0, t > T_s \end{cases} \quad (2.10)$$

위의 식 (2.9)에서와 같이 입력되는 데이터 심볼의 주기는 T_s/N 이지만 병렬로 변환하여 각 부채널별로 변조하기 때문에 하나의 데이터 심볼 $d_{n,k}$ 가 가지는 전송 주기는 하나의 부채널의 주기에 해당하는 T_s 로 길어지게 되는 것이다. 따라서 병렬화 하는 부채널의 수만큼 데이터 심볼의 전송 주기는 증가하게 된다. 또한 OFDM 시스템은 부채널별로 각각 변조된 신호를 더하여 전송하므로 수신단에서 복조를 하기 위하여서는 OFDM 신호를 구성하는 부반송파는 상호 직교성을 유지하여야만 한다. 따라서 식 (2.11)과 같은 직교성 관계식을

만족하지 않으면 안된다.

$$\begin{aligned}
 \int_0^{T_s} e^{j2\pi f_i t} \cdot e^{-j2\pi f_j t} dt &= \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_i - f_j)t} dt \\
 &= \frac{1}{j2\pi(f_i - f_j)} [e^{j2\pi(f_i - f_j)T_s} - 1] \\
 &= \delta_{i,j}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

단, $\delta_{i,j}$ 는 Kronecker delta 함수를 나타낸다. 위의 식 (2.11)로 부터 직교성 관계식을 만족하기 위하여서는 $(f_i - f_j)T_s$ 의 값이 정수가 되어야 함을 알 수 있으며 이러한 결과는 인접한 부반송파의 주파수 간격 Δf 는 어떤 정수 값 m 에 대하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta f = f_{k+1} - f_k = \frac{m}{T_s} \tag{2.12}$$

주파수 간격 Δf 가 좁을수록 OFDM의 대역폭 효율은 높아지게 되므로 결국 $\Delta f = \frac{1}{T_s}$ 일 경우 최고의 대역폭 효율을 가질 수 있게 된다. 그러므로 OFDM의 인접 부반송파간의 주파수 간격은 한 타임 슬롯의 주기인 T_s 의 역수가 된다. 이 경우 OFDM의 대역폭 BW 는 다음과 같은 값을 가지게 된다.

$$BW \simeq f_{N-1} - f_0 = \frac{N}{T_s} \quad (2.13)$$

이 값은 심볼 전송률이 $\frac{T_s}{N}$ 인 단일 반송파 시스템의 대역폭과 동일한 것이다. 따라서 OFDM 방식은 단일 반송파 방식과 같은 신호 대역폭을 가지고 있으면서도 전송 심볼의 주기는 증가하는 특성을 갖는다.

OFDM의 각 부반송파가 식 (2.11)과 (2.12)의 관계를 만족시킬 때, 수신단에서의 복조 과정은 주파수 오프셋이 발생하지 않을 경우 식 (2.14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{d}_{n,i} &= \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} s(t) \cdot e^{-j2\pi f_i t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_i t} dt \\ &= d_{n,k} \end{aligned} \quad (2.14)$$

이 때 입력 신호 $s(t)$ 는 각 부채널로 전송되는 모든 심볼열을 포함하고 있으나 OFDM의 각 부반송파가 상호 직교성을 정확히 유지하고 있다면 동일한 채널로 전송되어 온 심볼만 추출을 할 수 있게 된다. 그림 2.8은 OFDM 시스템의 수신단 복조 원리를 나타내는 것으로서 이렇게 동일한 채널의 신호만 간섭 없이 추출하기 위하여서는 부반송파간의 직교성이 반드시 필요하게 된다.

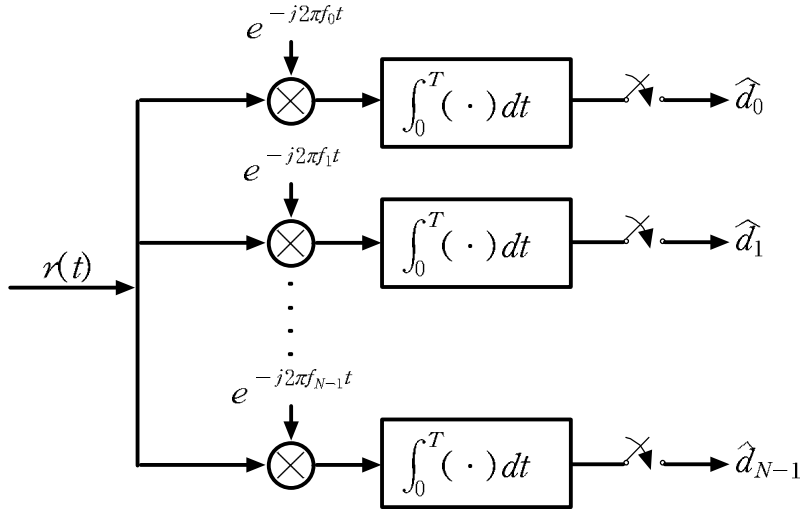


그림 2.8. OFDM 수신기의 복조 원리

Fig. 2.8. Demodulation concept of an OFDM receiver.

단일 신호구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서 나타나는 OFDM의 기저대역 신호를 $s_n(t)$ 라고 하면, $s_n(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{T_s} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} \quad (2.15)$$

$nT_s \leq t < (n+1)T_s$ 이고 $f_k = \frac{k}{NT_{ds}}$ 이므로, $s_n(t)$ 에 대하여 신호구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 동안 데이터 심볼 주기 T_{ds} 구간마다 샘플링을 취하면 표본화된 신호 $s(m)$ 은 다음과 같다.

$$s(m) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{T_s} d_{n,k} e^{j2\pi km/N}, \quad (m = 1, 2, \dots, N-1) \quad (2.16)$$

식 (2.16)은 데이터 $d_{n,k}$ 를 역이산푸리에변환(IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform)을 취하여 얻은 결과와 동일한 식이다. 이것은 T_{ds} 간격의 N 개의 병렬 데이터 심볼들을 N 개의 부반송파에 변조시킨 결과는 역이산푸리에변환을 수행하여 얻어낸 결과와 동일하게 나타남을 의미한다. 따라서 각각의 부반송파를 이용하여 부반송파 변조를 하는 대신에 N 개의 병렬 데이터를 역이산푸리에변환을 이용하여 한번에 부반송파 변조를 할 수 있으며, 부반송파들은 상호 직교성을 가지고 있으므로 채널에서의 왜곡이 없다면 부채널의 각 심볼은 간섭 없이 분리하여 수신할 수 있다.

2.4 다중경로 환경에서의 보호구간 특성

OFDM 시스템을 사용하는 가장 중요한 이유 중 하나는 OFDM 방식이 다중경로 확산을 효율적으로 다룰 수 있다는 점이다. 입력 데이터열을 N 개의 부채널로 나누어 심볼 구간을 N 배로 증가시킴으로써 심볼 주기에 대한 상대적인 다중경로 확산을 N 배 감소시키는 효과를 얻는 것이다. 그러나 이 것만으로는 심볼간 간섭(ISI: Inter Symbol Interference)을 완전히 제거하지 못하기 때문에

채널의 시간 지연확산이 심볼의 주기보다 길게 될 경우에는 심볼간 간섭으로 인한 부채널간의 직교성이 상실하여 시스템의 성능이 열화하는 경우가 발생할 수 있다. 따라서 OFDM 시스템에서는 심볼간 간섭을 완전하게 제거하기 위하여 보호구간(Guard Interval)을 OFDM의 각 심볼마다 삽입하게 된다. 보호구간은 앞의 심볼에 의한 다중경로 성분이 뒤의 심볼에 간섭을 주지 않도록 예상되는 채널의 시간 지연확산보다 길게 선택하여야 한다.

이러한 보호구간을 구성하는 방법에는 여러 가지 방법이 있으나 일반적으로 OFDM 심볼의 뒷부분을 보호구간의 길이 만큼 복사하여 심볼의 앞에 삽입하는 순환확장(Cyclic Prefix) 방식을 사용한다. 보호구간에는 신호를 전혀 포함하지 않는 빈 구간으로 구성할 수도 있지만, 이렇게 구성할 경우에는 채널간 간섭(ICI: Inter-Channel Interference)이 발생하여 부반송파간의 직교성이 상실되고 시스템 성능을 열화시킬 수 있게 된다. 수신단의 복조 구간에서 FFT를 이용하여 신호를 복조 할 때 채널간 간섭이 발생하지 않도록 하려면 FFT 구간 내에서 위상천이가 발생하지 않아야 한다. 이렇게 FFT 구간 내에서 위상천이가 발생하지 않도록 하기 위하여서는 순환확장 방식을 사용할 수밖에 없다. 그러므로 OFDM 시스템에서 부반송파의 직교성을 완벽하게 유지하기 위하여 채널의 시간 지연확산 보다 큰 길이만큼 OFDM 심볼의 뒷부분을 복사하여 심볼의 앞에 삽입하는 보호구간이 필요하게 되는 것이다.

이러한 보호구간의 길이는 통신 채널의 시간지연확산에 따라 달라지게 되나 일반적인 OFDM 시스템에서 사용하는 보호구간의 길이는 OFDM 심볼 길이의 25% 정도를 사용하고 있다. 이 보호구간은 수신단에서 프레임 동기를 맞추는데 사용될 뿐 실제 데이터 전송에 영향을 미치지 못하므로 보호구간의 길이가

길게 되면 그 만큼 데이터 전송률과 스펙트럼 효율이 저하하게 된다. 따라서 보호구간의 길이를 줄일 수 있다면 시스템의 성능을 높일 수 있다.

다음 그림 2.9는 보호구간의 기본 개념을 나타내는 그림이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 OFDM의 심볼의 내용 중 보호구간의 길이에 해당하는 뒷부분을 복사하여 OFDM 심볼의 앞에 삽입하여 하나의 프레임을 구성하고 있다.

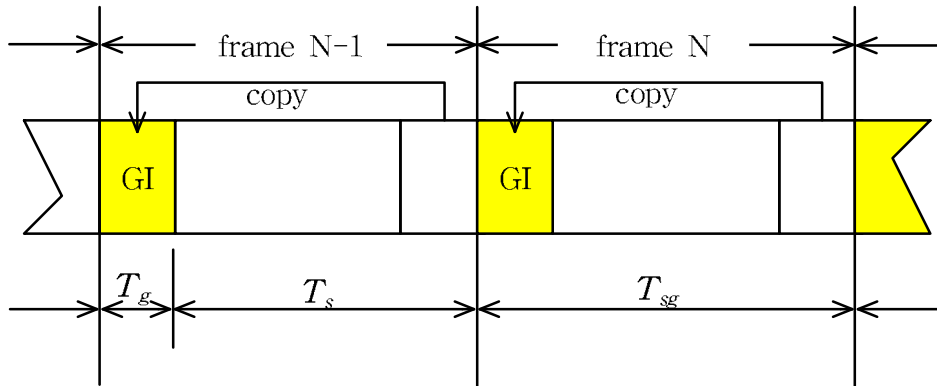


그림 2.9 보호구간의 개념

Fig. 2.9 Concept of guard interval.

위의 그림 2.9에서 GI(Guard Interval)는 보호구간을 나타내며 T_g 는 보호구간의 길이, T_s 는 OFDM 심볼의 길이를 나타내고 있다. 따라서 보호구간을 삽입한 후의 OFDM 신호는 다음 식 (2.17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-M}^{N-1} \frac{C}{T_{sg}} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} p(t - nT_{sg}) \quad (2.17)$$

단, M 은 보호구간의 길이에 해당하는 부채널의 수를 나타내며 $T_{sg} = T_s + T_g$ 와 같다. 이 때 $p(t)$ 는 펄스 성형 함수로서 식 (2.18)과 같이 주어진다.

$$p(t) = \begin{cases} 1 & (-T_g \leq t \leq T_s) \\ 0 & (t < -T_g, t > T_s) \end{cases} \quad (2.18)$$

따라서 수신단에서의 수신 신호는 다중경로 페이딩과 AWGN에 의해 영향을 받아 식 (2.19)와 같이 나타나게 된다.

$$r(t) = \int_0^{\infty} h(\tau, t) s(t-\tau) d\tau + n(t) \quad (2.19)$$

단, $h(\tau, t)$ 는 채널의 임펄스 응답을 나타내고 $n(t)$ 는 AWGN을 나타낸다. 시간 t 에서의 채널의 임펄스 응답 $h(\tau, t)$ 는 다음 식 (2.20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$h(\tau, t) = \sum_{k=1}^{M_1+M_2} h_k \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.20)$$

여기에서 M_1 은 보호구간 내에 도래하는 다중경로의 수를 나타내고, M_2 는 보호구간과 심볼주기 내에 도래하는 다중경로의 수를 나타낸다. 또한 h_k 는 k 번째 채널의 전달함수 특성을 나타내며, τ_k 는 k 번째 채널의 지연을 나타낸다.

다음 그림 2.10은 지연전파에 대한 보호구간의 작용을 나타내는 것이다. 이 그림에서 보호구간이 채널의 지연시간 보다 긴 경우, 즉 그림 2.10의 지연파-1의 경우에는 다중경로에 의한 간섭을 보호구간을 이용하여 제거할 수 있다. 그러나 보호구간이 채널의 지연시간 보다 짧은 경우, 즉 그림 2.10의 지연파-2와 같은 경우에는 그림에서 나타나는 바와 같이 다중경로에 의한 간섭을 보호구간이 전부 제거하지 못하기 때문에 일부의 다중경로에 의한 지연 성분이 데이터 복조에 포함됨으로써 간섭을 일으키는 원인이 될 수 있다.

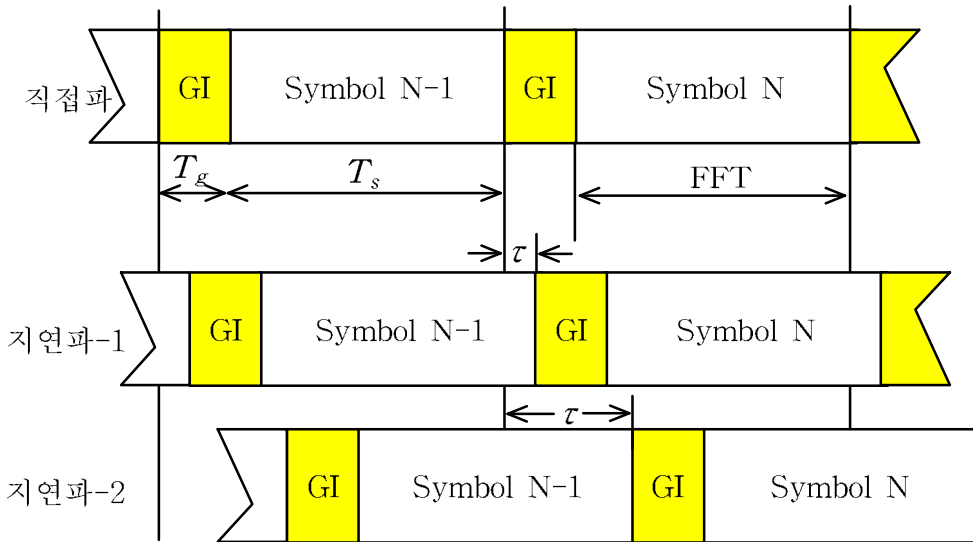


그림 2.10 지연전파에 대한 보호구간의 작용

Fig. 2.10 Effects of guard interval to the delayed path.

채널의 임펄스 응답 길이를 M 이라고 하면 기저대역 송신 신호 $s(m)$ 에 대한 채널의 출력 신호 $r(m)$ 은 다음 식 (2.21)과 같다.

$$r(m) = \sum_{i=0}^M h(i) s(m-i) \quad (2.21)$$

따라서 수신단에서 부반송파 복조된 기저대역 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R(m) &= \sum_{m=0}^{N-1} \left[\sum_{i=0}^M h(i) s(m-i) \right] e^{-j2\pi km/N} \\ &= \sum_{i=0}^M h(i) \sum_{m=0}^{N-1} s(m-i) e^{-j2\pi km/N} \end{aligned} \quad (2.22)$$

여기에서 $l = m - i$ 라고 놓으면 $m = l + i$ 이므로 $R(m)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R(m) &= \sum_{i=0}^M h(i) \left[\sum_{l=-i}^{N-1-i} s(l) e^{-j2\pi kl/N} \right] e^{-j2\pi ki/N} \\ &= \sum_{i=0}^M h(i) e^{-j2\pi ki/N} \left[\sum_{l=-i}^{-1} s(l) e^{-j2\pi kl/N} + \sum_{l=0}^{N-1-i} s(l) e^{-j2\pi kl/N} \right] \end{aligned} \quad (2.23)$$

식 (2.23)은 수신단의 복조 출력에 이전 구간의 신호가 유입되어 나타나는 형태로써 심볼간 간섭을 발생하는 것을 의미한다. 신호가 겹치는 부분은 채널의 임펄스 응답의 길이인 M 샘플 길이 만큼이기 때문에 이 보다 큰 보호구간이 필요하게 된다.

M 샘플 길이와 동일한 크기의 보호구간이 순환 확장을 이용하여 삽입되었을 경우 심볼의 뒷부분 중 보호구간의 크기에 해당하는 부분을 복사하여 심볼의 앞에 삽입하기 때문에 다음과 같이 식 (2.24)가 성립된다.

$$s(-l) = s(N-l) \quad (2.24)$$

단, $l \in [1, \dots, M]$ 이다. 따라서 수신단에서 부반송파 복조된 기저대역 신호 $R(m)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R(m) = \sum_{i=0}^M h(i) e^{-j2\pi ki/N} \left[\sum_{l=1}^i s(N-l) e^{-j2\pi kl/N} + \sum_{l=0}^{N-1-i} s(l) e^{-j2\pi kl/N} \right] \quad (2.25)$$

여기에서 $n = N-l$ 이라고 놓으면 $l = N-n$ 이므로 $R(m)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
R(m) &= \sum_{i=0}^M h(i) e^{-j2\pi ki/N} \\
&\quad \times \left[\sum_{n=N-1}^{N-i} s(n) e^{-j2\pi k(N-n)/N} + \sum_{n=0}^{N-1-i} s(n) e^{-j2\pi kn/N} \right] \\
&= \sum_{i=0}^M h(i) e^{-j2\pi ki/N} \\
&\quad \times \left[\sum_{n=N-i}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi kn/N} + \sum_{n=0}^{N-1-i} s(n) e^{-j2\pi kn/N} \right] \quad (2.26) \\
&= \sum_{i=0}^M h(i) e^{-j2\pi ki/N} \left[\sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi kn/N} \right] \\
&= H(k) \cdot S(k)
\end{aligned}$$

위의 식 (2.26)에서 알 수 있듯이 채널의 임펄스 응답의 길이인 M 샘플 길이 이상 보호구간이 삽입 될 경우에는 심볼간 간섭 없이 송신 데이터를 완전하게 복원할 수 있음을 알 수 있다. 그러나 이러한 보호구간은 심볼간 간섭을 방지 하고 동기 방식에 따라 수신단에서 프레임 동기에 일부 사용될 뿐 실제 데이터 전송에 영향을 미치지 못하기 때문에 보호구간의 길이가 길어질수록 시스템의 효율은 저하하게 된다. OFDM 심볼의 길이가 T_s 이고, 보호구간의 길이가 T_g 라고 할 때 보호구간의 삽입에 따른 SNR 손실은 다음 식 (2.27)과 같이 나타 낼 수 있다.

$$SNR_{loss} = 10 \log \frac{T_s + T_g}{T_g} \quad (2.27)$$

일반적인 OFDM 시스템은 보호구간의 삽입에 따른 SNR 손실을 1[dB] 이하로 유지하고 있다. 따라서 이러한 조건을 만족하기 위하여서는 보호구간의 길이는 OFDM 심볼 길이의 25%를 넘지 않도록 설정하여야 한다.

2.5 OFDM 시스템의 동기화 특성

OFDM 시스템에서 송신기와 수신기의 반송파 주파수가 정확하게 일치하는 경우에만 부반송파들의 상호간 직교성이 완벽하게 유지된다. 반송파 주파수 오프셋이 생길 경우에는 그 크기에 관계없이 채널간 간섭이 발생하게 되며 이는 단일반송파 시스템에 비해 OFDM 시스템이 가지는 단점이다. 그림 2.11은 부반송파의 직교성이 상실된 경우를 나타내고 있다. 이렇게 부반송파의 직교성이 상실된 경우에는 채널간 간섭이 발생하여 시스템의 성능을 저하시키게 된다.

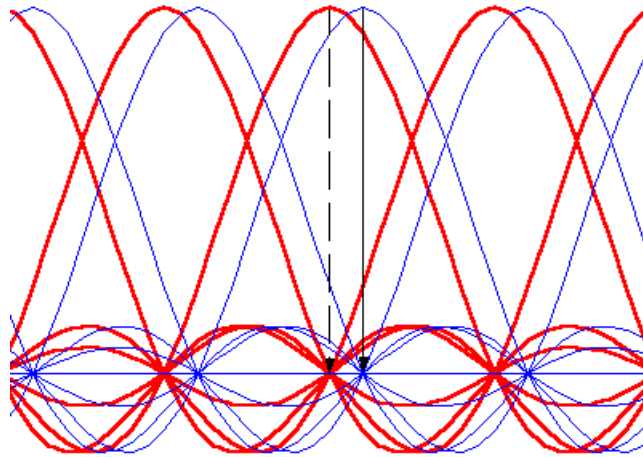


그림 2.11 부반송파의 직교성 상실

Fig. 2.11 Loss of orthogonality between subcarriers.

OFDM 시스템에서 부반송파를 정확하게 복조하기 위하여서는 심볼간 간섭 및 채널간 간섭을 최소화하여 최적의 샘플링을 하여야 하며 또한 채널간 간섭의 원인이 되는 수신 신호의 반송파 주파수 오프셋이 발생하지 않도록 하여야만 한다.

반송파 주파수 오프셋은 송신기와 수신기간의 발진기의 주파수 차이, 도플러 천이 등에 의해 발생하며, 부반송파간의 채널간 간섭과 수신신호의 위상왜곡으로 나타난다. 프레임 동기 오차는 수신된 OFDM 신호의 샘플링 시작 오차로부터 발생하며, 주파수 오프셋과 동일하게 수신신호의 위상왜곡으로 나타난다. 이러한 동기 오차는 OFDM 전송 시스템의 성능 열화에 큰 영향을 미치는 요소로 작용하므로, OFDM 수신기에서는 단일 반송파 전송시스템에 비해 주파수 오프셋 등에 의한 영향을 감소시킬 수 있는 대안이 필요하다.

주파수 오프셋이 존재할 경우 수신단의 복조구간인 FFT 구간내의 사이클 수는 정수가 되지 못하기 때문에 FFT 복조 후에 채널간 간섭이 발생하게 된다. 각 부반송파에 대한 FFT 출력은 다른 모든 부반송파들로부터 발생된 간섭 성분을 포함하게 되며, 간섭의 전력은 반송파 간격에 반비례하게 된다. OFDM 스펙트럼의 중간 부분에 위치한 부반송파가 갖는 채널간 간섭은 좌우 양쪽의 부반송파들로부터 간섭을 받게 되므로 일정한 주파수 범위 내에서는 스펙트럼 양쪽 끝에 있는 부반송파보다 더 많은 간섭성분이 존재하게 되어 더 많은 채널간 간섭을 겪게 된다.

주파수 오프셋에 따른 성능 저하 L_{offset} 는 주파수 오프셋의 함수로 나타나며

식 (2.28)과 같이 나타낼 수 있다[32].

$$L_{offset} = \frac{10}{3 \ln 10} (\pi \Delta f T_s)^2 \frac{E_s}{N_o} \quad (2.28)$$

식 (2.28)은 부반송파 간격으로 정규화된 주파수 오프셋의 함수로 나타낸 것으로서 주파수 오프셋에 의한 성능 열화를 줄이기 위해서는 부반송파간의 간격을 늘이거나 주파수 오프셋에 대한 내성을 강화시키는 대안이 필요함을 나타내고 있다.

OFDM 시스템에서는 심볼 샘플링에 대한 최적의 타이밍 순간이 존재하고 이 최적의 타이밍을 벗어나면 지연확산에 대한 민감성이 증가하게 된다. 이러한 시스템 열화를 줄이기 위해서는 타이밍 오차가 보호구간보다 작도록 설계하여 타이밍 오프셋에 의한 부반송파의 위상 변화를 줄여야 한다. 부반송파의 위상과 타이밍 오프셋과는 식 (2.29)와 같은 관계를 갖는다[47].

$$\phi_i = 2\pi f_i \tau \quad (2.29)$$

식 (2.29)에서 f_i 는 샘플링 전의 i 번째 부반송파의 주파수를 나타내므로 $1/T_s$ 의 부반송파 간격을 가지는 N 개의 부반송파를 사용하는 시스템에서 T_s/N 에 해당하는 시간지연이 발생하면 첫 번째와 마지막 부반송파 사이에는 $2\pi(1-1/N)$ 의 큰 위상 차이가 발생하여 이미 존재하는 다중경로 진파에 의

한 위상천이에 더해지게 된다. 이로 인하여 샘플링된 부반송파는 더 이상 직교성이 유지되지 못하여 시스템의 성능을 저하시키게 되므로 타이밍 오차에 의한 내성을 강화시키킬 필요가 있다.

2.6 OFDM 시스템의 성능

2.6.1 AWGN 환경에서의 성능

단일 신호구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서의 기저대역 송신 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{T_s} d_{n,i} e^{j2\pi f_k t} p(t - nT_s) \quad (2.30)$$

따라서 전송 채널을 통과한 n 번째 신호구간에서의 기저대역 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
r(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} \frac{C}{T_s} d_{n,i} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h(t) e^{-j2\pi(k-i)t/T_s} dt + N_{n,i} \\
&= \frac{C}{T_s} d_{n,i} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h(t) dt \\
&\quad + \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \frac{C}{T_s} d_{n,i} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h(t) e^{-j2\pi(k-i)t/T_s} dt \\
&\quad + N_{n,i}
\end{aligned} \tag{2.31}$$

식 (2.31)에서 첫 번째 항은 해당 채널의 원하는 신호 성분을 나타내고 두 번째 항은 타 채널에 의한 간섭성분을 나타내며 세 번째 항은 AWGN을 나타낸다. 여기에서 해당 채널의 원하는 신호 성분의 분산을 구하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sigma_s^2 = \left(\frac{C}{T_s} d_{n,i} \right)^2 \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} R(t-\tau) dt d\tau \tag{2.32}$$

R 은 전달함수 $h(t)$ 에 대한 자기상관 함수를 나타내며 다음의 식 (2.33)과 같다[48].

$$R(\tau) = c_{ij} J_0(2\pi f_D \tau) \tag{2.33}$$

단, c_{ij} 는 평균 수신 신호 전력을 나타내며 $J_0(\cdot)$ 는 0차 베셀함수를 나타낸

다. $\tau \ll 1/f_D$ 이므로 자기상관함수 R 은 다음의 식 (2.34)와 같이 근사화 할 수 있다.

$$R(\tau) \approx c_{ij}\{1 - (\pi f_D \tau)^2\} \quad (2.34)$$

따라서 식 (2.32)로부터 해당 채널 신호의 분산은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\sigma_s^2 = 1 - \frac{(\pi f_D T_s)^2}{6} \quad (2.35)$$

또한 간섭 신호 성분의 전력은 위의 식(2.31)과 (2.34)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_I^2 &= \sum_{i=0, i+k}^{N-1} \left(\frac{C}{T_s} d_{n,i} \right)^2 \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} R(t-\tau) \\ &\quad \times e^{-j2\pi(k-i)(t-\tau)/T_s} dt d\tau \quad (2.36) \\ &= \sum_{i=0, i+k}^{N-1} \frac{f_D T_s}{2(k-i)^2} \end{aligned}$$

매핑 방식으로 QPSK를 사용하는 OFDM 시스템의 BER은 AWGN 환경에서 채널간 간섭과 주파수 오프셋이 없을 경우 일반적인 단일 반송파의 DQPSK의 경우와 일치하게 되며 다음의 식 (2.37)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_e = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma_b}{2}} \sin \frac{\pi}{4\sqrt{2}}\right) \quad (2.37)$$

여기서 $\overline{\gamma_b}$ 는 비트 당 평균 SNR로서 신호의 전력을 σ_s^2 , 간섭성분의 전력을 σ_I^2 , 잡음 전력을 σ_z^2 라고 할 때 다음 식 (2.38)과 같이 주어진다.

$$\overline{\gamma_b} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_I^2 + \sigma_z^2} \quad (2.38)$$

다중경로 환경일 경우에는 일반적으로 two-ray 모델을 사용하여 그 성능을 평가하며, 전송 채널에서의 임펄스 응답 함수를 two-ray 모델을 사용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h(t) = \delta(t) + \rho\delta(t - \tau) \quad (2.39)$$

단, τ 는 채널의 지연, ρ 는 지연된 신호의 감쇠 손실 계수를 나타낸다.

송신단에서 전송된 신호를 $s(t)$ 라고 하면 수신단에서 처음 수신되는 신호 $r'(t)$ 는 다음 식 (2.40)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r'(t) = h(t) * s(t) + n(t) = s(t) + \rho s(t - \tau) + n(t) \quad (2.40)$$

여기에서 *는 컨볼루션 연산을 나타낸다. 따라서 OFDM 수신단에서 기저대역으로 변환된 후 k 번째 부채널의 수신단에 입력되어 복조된 신호 $S_{n,k}$ 는 기저대역 수신 신호를 $r(t)$ 라고 할 때 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{n,k} &= \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) e^{-j2\pi f_k t} dt \\ &= \frac{C}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} \sum_{i=0}^{N-1} d_{n,i} e^{j2\pi(f_i - f_k)t} dt \\ &\quad + \frac{\rho C}{T} \sum_{i=0}^{N-1} e^{-j2\pi(f_c + f_i)\tau} \left\{ d_{n-1,i} \int_{nT}^{nT+\tau} e^{j2\pi(f_i - f_k)t} dt \right. \\ &\quad \left. + d_{n,i} \int_{nT+\tau}^{(n+1)T} e^{j2\pi(f_i - f_k)t} dt \right\} \\ &\quad + \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} n(t) e^{-j2\pi(f_c + f_k)t} dt \end{aligned} \quad (2.41)$$

식 (2.41)에서 첫째 항은 직접파에 의한 신호 성분이고 둘째 항은 지연신호 성분이며 셋째 항은 AWGN을 의미한다. 둘째 항의 지연신호 성분은 동일채널 지연성분(즉 $i=k$ 인 경우)과 타 채널 지연성분($i \neq k$ 인 경우)으로 나눌 수 있다. 동일채널 지연성분을 $D_{n,k,0}$, 타 채널 지연성분을 $D_{n,k,x}$ 라고 하면 각각 다음 식 (2.42) 및 (2.43)과 같다.

$$D_{n,k,0} = \rho C d_{n-1,k} e^{-j2\pi(f_c + f_k)\tau} \frac{\tau}{T} + \rho C d_{n,k} e^{-j2\pi(f_c + f_k)\tau} \frac{T - \tau}{T} \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned}
D_{n,k,x} &= \rho C \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} d_{n-1,i} e^{-j2\pi(f_c+f_i)\tau} \frac{j(e^{j2\pi(i-k)\tau/T} - 1)}{2\pi(i-k)} \\
&+ \rho C \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} d_{n,i} e^{-j2\pi(f_c+f_i)\tau} \frac{j(1 - e^{(j2\pi(i-k)\tau/T)})}{2\pi(i-k)}
\end{aligned} \tag{2.43}$$

중앙극한정리에 의해 $D_{n,k,x}$ 는 가우시안 랜덤 변수로 근사화할 수 있으며 데이터 심볼 $d_{n,i}$ 와 $d_{n-1,i}$ 의 평균이 0이기 때문에 $D_{n,k,x}$ 의 평균은 0이 된다. 또한 각 채널의 데이터 심볼들은 타 채널의 데이터 심볼들과 상호 독립적이며 $E[|d_{n-1,i}|^2] = E[|d_{n,i}|^2] = 2$ 이므로 $D_{n,k,x}$ 의 분산은 다음과 같이 구할 수 있다[49].

$$\begin{aligned}
\sigma_{D_{n,k,x}}^2 &= \frac{(\rho C)^2}{4\pi^2} \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \{E[|d_{n-1,i}|^2] + E[|d_{n,i}|^2]\} \\
&\quad \times \frac{1}{(i-k)^2} \left\{ 1 - \cos\left(\frac{2\pi(i-k)\tau}{T}\right) \right\} \\
&= \frac{(\rho C)^2}{\pi^2} \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} \frac{1}{(i-k)^2} \left\{ 1 - \cos\left(\frac{2\pi(i-k)\tau}{T}\right) \right\}
\end{aligned} \tag{2.44}$$

타 채널에 의한 간섭 성분 $D_{n,k,x}$ 와 AWGN 성분을 합하여 A 라고 두면 $D_{n,k,x}$ 와 AWGN 성분은 상호 독립적이면서 각각 가우시안 분포를 하기 때문에 두 성분을 합한 A 도 또한 가우시안 분포를 이룬다. 따라서 A 를 하나의 새로운 잡음으로 처리할 수 있으며 이 때 A 의 평균은 0이고 분산은 각각의 분

산을 더한 값과 같으므로 다음과 같은 값을 가지게 된다.

$$\sigma_A^2 = \sigma_{D_{n,k,x}}^2 + N_o/2 \quad (2.45)$$

따라서 식 (2.41)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{n,k} = Cd_{n,k} + D_{n,k,0} + A \quad (2.46)$$

여기에서 $S_{n,k}$ 의 신호부분 $Cd_{n,k} + D_{n,k,0}$ 의 실수부는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \text{Re}\{Cd_{n,k} + D_{n,k,0}\} &= Cd_{n,k}^r \\ &+ \rho C \left\{ d_{n-1,k}^r \frac{\tau}{T} \cos \phi + d_{n-1,k}^i \frac{\tau}{T} \sin \phi \right. \\ &\quad \left. + d_{n,k}^r \frac{T-\tau}{T} \cos \phi + d_{n,k}^i \frac{T-\tau}{T} \sin \phi \right\} \end{aligned} \quad (2.47)$$

단, 첨자 r 과 i 는 각각 실수부와 허수부를 의미하는 첨자이고 $\phi = 2\pi(f_c + f_k)\tau$ 이다. ϕ 가 일정한 값으로 고정되어 있을 경우 실수부가 -1의 값을 가지는 데이터가 전송되어 에러가 발생할 확률 $P_{\phi_{fixed}}$ 는 $u_{n-1} \in \{\pm 1 \pm j\}$, $u_n \in \{-1 \pm j\}$ 라고 할 때 다음과 같이 구할 수 있다[49].

$$\begin{aligned}
P_{\phi_{fixed}} &= P(\operatorname{Re}\{S_{n,k}\} > 0 \mid d_{n,k}^2 = -1) \\
&= \sum_{i=1}^4 \sum_{m=1}^2 \frac{1}{8} P(\operatorname{Re}\{S_{n,k}\} > 0 \mid d_{n-1,k} = u_{n-1}, d_{n,k} = u_n) \\
&= \sum_{i=1}^4 \sum_{m=1}^2 \frac{1}{8} Q\left(\frac{C}{\sigma_A} \left[1 - \rho(u_{n-1}^r \frac{\tau}{T} \cos \phi + u_{n-1}^i \frac{\tau}{T} \sin \phi \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - u_n^r \frac{T-\tau}{T} \cos \phi + u_n^i \frac{T-\tau}{T} \sin \phi\right)\right])
\end{aligned} \tag{2.48}$$

$f_c \gg 1/\tau$ 이므로 $[0, 2\pi]$ 의 구간에서 ϕ 는 균일한 분포를 가지게 된다. 그러므로 -1의 값을 가지는 데이터 심볼이 전송될 경우 에러가 발생할 확률 P_r 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
P_r &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{\phi_{fixed}} d\phi \\
&= \frac{1}{16\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{i=1}^4 \sum_{m=1}^2 Q\left(\frac{C}{\sigma_A} \left[1 - \rho(u_{n-1}^r \frac{\tau}{T} \cos \phi \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + u_{n-1}^i \frac{\tau}{T} \sin \phi - u_n^r \frac{T-\tau}{T} \cos \phi + u_n^i \frac{T-\tau}{T} \sin \phi\right)\right]) d\phi
\end{aligned} \tag{2.49}$$

따라서 전체 심볼 에러 확률은 식 (2.50)을 이용하여 구할 수 있다.

$$P_s = 1 - (1 - P_r)^2 \tag{2.50}$$

2.6.2 주파수 오프셋에 따른 성능

OFDM 신호 $s(t)$ 가 페이딩 채널 $h(t)$ 를 통해 전송된 후 수신단에서 심볼간 간섭을 없애기 위한 보호구간을 제거한 경우 주파수 오프셋 f_e 를 포함한 수신 신호 $r(t)$ 는 하나의 신호 구간에 대하여 다음 식 (2.51)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = e^{j2\pi f_e t} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} h_k e^{j2\pi f_k t} + n(t) \quad (2.51)$$

따라서 표본화한 이산 신호 $r_{n,i}$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$r_{n,i} = e^{j2\pi f_e n T_s} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} h_k e^{j2\pi \frac{k+e}{N} i} + n_{n,i} \quad (2.52)$$

따라서 표본화된 신호를 DFT를 이용하여 복조하면 l 번째 부채널에서 얻어지는 심볼 $z_{n,l}$ 은 다음 식 (2.53)과 같다.

$$z_{n,l} = e^{j2\pi f_e n T_s} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} h_k O_{k-l} + n'_{n,l} \quad (2.53)$$

여기에서 $n'_{n,l}$ 은 복호된 후의 가우시안 잡음이고, O_{k-l} 은 주파수 오프셋에 의한 인접 채널간의 간섭을 나타내는 것으로 정규화된 오프셋 $\Delta k = f_e \frac{T_s}{N}$ 에 대하여 다음 식 (2.54)와 같이 나타낼 수 있다.

$$O_{k-l} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{\Delta k}{N} i} e^{j2\pi \frac{k-l}{N} i} \quad (2.54)$$

그리고 부채널간의 간섭 정도를 나타내기 위해 하나의 OFDM 심볼에 대하여 식(2.53)을 해당 채널과 간섭 채널로 나누어 나타내면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_l = d_l H_l O_o + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{N-1} d_k H_k O_{k-l} + n'_l \quad (2.55)$$

식 (2.55)에서 첫 번째 항은 해당 채널로 전송되는 성분이고 두 번째 항은 인접 채널에 의한 간섭 성분을 나타낸다. 이 식 (2.55)와 같이 주파수 오프셋에 의한 인접 채널간의 간섭 현상은 결과적으로 수신 오류를 증가시킨다. 즉 보호 구간을 삽입하여 다중경로 전송에 의한 인접 심볼간 간섭을 감소시키더라도 주파수 오프셋이 존재하는 경우, 인접 채널간의 간섭이 발생하게 된다. 주파수 오프셋에 따른 성능 열화는 아래와 같이 해당 채널 신호에 대한 간섭 채널 신호의 에너지 비로 나타낼 수 있다[50].

$$D(\Delta k) = \frac{E[| d_l H_l O_o |^2]}{E \left[\left| \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{N-1} d_k H_k O_{k-l} \right|^2 \right] + \frac{N_o}{2}} \quad (2.56)$$

여기에서 $E[\cdot]$ 는 평균을 나타내고 N_o 는 가우시안 잡음 전력을 나타낸다.

제 3 장 원편파

3.1 편파의 구성 형태와 반사 특성

편파는 전계와 자계로 구성되어 있는 전자파가 진행하는 공간상에서 임의의 점에서의 전계 벡터 형태를 나타내는 것으로서 이 전계 벡터의 첨두치 궤적에 따라 선형편파, 원편파, 타원편파 등으로 구분된다. 선형편파에서 전계 성분이 대지면에 수직일 경우에는 수직편파, 전계면이 대지면에 수평일 경우에는 수평편파라고 한다. 이러한 편파의 형태는 송신 안테나의 구조적 특성으로부터 생성된다. 균일 매질 내에서 z 방향으로 진행하면서 시간적으로 정현파적 변화를 하는 평면파에서는 전계 \mathbf{E} 와 자계 \mathbf{H} 성분이 평면파의 진행 방향에 직교하는 TEM파(Transverse Electromagnetic Wave)가 되고 전계는 임의의 방향으로 편파될 수 있으므로 $\mathbf{E}_x \neq 0$, $\mathbf{E}_y \neq 0$, $\mathbf{E}_z = 0$ 의 조건을 가지게 된다. 따라서 전계 \mathbf{E} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\mathbf{E}(z, t) &= \text{Re}\{(A_x \hat{a}_x e^{j\theta_x} + A_y \hat{a}_y e^{j\theta_y}) e^{j\omega t} e^{-jkz}\} \\ &= A_x \cos(\omega t - kz + \theta_x) \hat{a}_x + A_y \cos(\omega t - kz + \theta_y) \hat{a}_y\end{aligned}\quad (3.1)$$

식 (3.1)에서 A_x 와 A_y 는 각 성분의 진폭을 의미하고 θ_x 와 θ_y 는 각 성분의 위상을 나타낸다. x 방향의 수평편파와 y 방향의 수직편파 성분 웨이저를

각각 E_x 및 E_y 라고 하면 $z=0$ 인 점에서의 웨이저는 다음과 같다.

$$\begin{cases} E_x = A_x \cos(\omega t + \theta_x) \\ E_y = A_y \cos(\omega t + \theta_y) \end{cases} \quad (3.2)$$

이 두 식으로부터 위상차 $\theta(\theta = \theta_x - \theta_y)$ 에 대한 식을 구하면 다음 식 (3.3)을 얻을 수 있다[51].

$$\left(\frac{E_x}{A_x}\right)^2 + \left(\frac{E_y}{A_y}\right)^2 - 2\frac{E_x E_y}{A_x A_y} \cos \theta = \sin^2 \theta \quad (3.3)$$

식 (3.3)은 타원편파에 대한 일반적인 표현을 나타내는 식이다. 이 식 (3.3)에서 수평 전계 성분 E_x 와 수직 전계 성분 E_y 가 동위상일 경우에는 전계 벡터는 주어진 점에서 항상 일정한 방향을 가지게 되며 이러한 형태의 파를 선형 편파라고 한다. 또한 위상차 θ 가 $\pm \pi/2$ 이고 $A_x = A_y$ 인 경우에는 원편파에 대한 식이 된다.

각 편파의 반사 특성은 편파에 따라 다르게 나타나며, 편파에 따른 반사 계수의 크기와 위상의 변화 특성은 다음의 그림 3.1과 같다. 이 그림에서 알 수 있듯이 반사계수의 크기는 수직편파가 수평편파에 비하여 작게 나타나며 원편파의 경우에는 수직편파와 수평편파의 평균으로 구할 수 있다. 반사계수의 위상 변화에 있어서 수직편파는 Brewster 각 이내에서는 거의 위상의 변화가 없는 반면, 수평편파의 위상은 180도로 거의 일정하게 항상 위상이 변하게 됨을

알 수 있다. 따라서 수직편파의 경우에는 반사시에 위상의 천이가 발생하지 않으나 수평편파의 경우에는 반사할 때마다 위상의 반전이 생기게 된다.

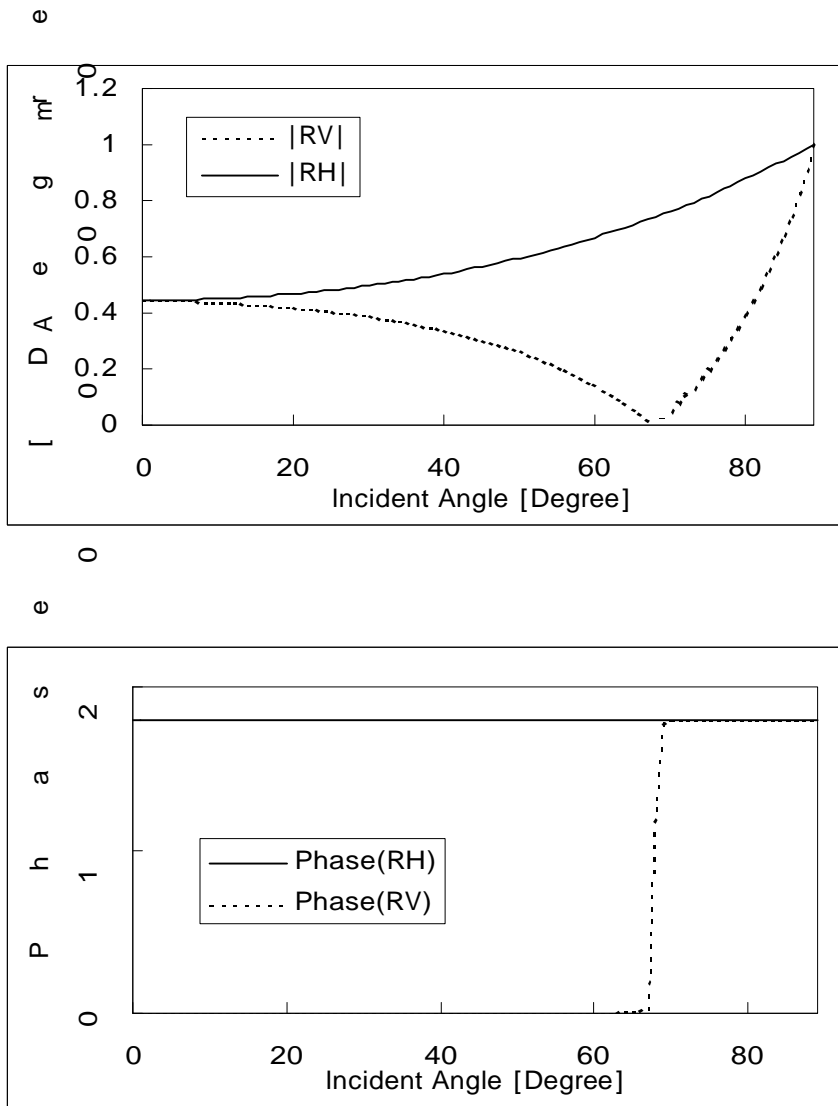


그림 3.1 반사계수의 크기와 위상

Fig. 3.1 Magnitude and phase of reflection coefficient.

3.2 원편파의 구성

원편파는 다음 그림 3.2와 같이 수직편파와 수평편파를 이용하여 $\pm\pi/2$ 의 위상차를 두고 합성함으로써 얻어낼 수 있으며 구성 방법에 따라 우선회 원편파(RHCP: Right-Handed Circular Polarization)와 좌선회 원편파(LHCP: Left-Handed Circular Polarization)로 나누어진다[52].

수평편파와 수직편파의 전계를 각각 \mathbf{E}_x , \mathbf{E}_y 라고 하면 다음 식 (3.4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} \mathbf{E}_x = E_x \hat{a}_x \\ \mathbf{E}_y = E_y \hat{a}_y \end{cases} \quad (3.4)$$

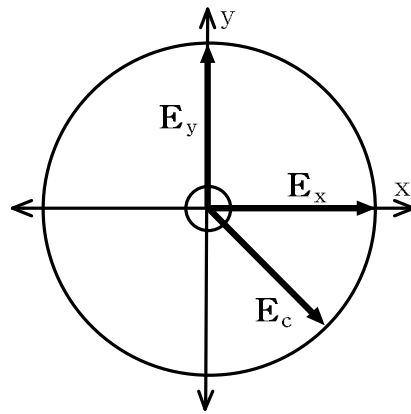


그림 3.2 원편파의 구성

Fig. 3.2 Construction of circular polarization.

따라서 우선회 원편파의 전계 \mathbf{E}_{cR} 은 다음의 식 (3.5)와 같다.

$$\mathbf{E}_{cR} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{E}_x - \frac{j}{\sqrt{2}} \mathbf{E}_y = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{cR} (\hat{a}_x - j \hat{a}_y) \quad (3.5)$$

수신점에서 볼 때 우선회 원편파 안테나의 유효 길이 \mathbf{H}_R 은 다음의 식 (3.6)과 같이 나타난다.

$$\mathbf{H}_R = \frac{1}{\sqrt{2}} h_R (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \quad (3.6)$$

따라서 우선회 원편파가 우선회 원편파 안테나에 수신되는 경우 수신 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{rR} = \mathbf{E}_{cR} \cdot \mathbf{H}_R = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{cR} (\hat{a}_x - j \hat{a}_y) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} h_R (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) = E_{cR} h_R \quad (3.7)$$

Brewster 각도 이내에서 전파가 반사할 경우 수직편파는 위상이 변하지 않는데 비하여 수평편파의 경우에는 위상반전이 발생한다. 수직편파와 수평편파의 합성에 의해 구성된 우선회 원편파가 반사될 경우에 수직편파 성분의 위상은 변하지 않는데 반하여 수평편파 성분의 위상은 180도로 반전하게 되므로 우선회 원편파가 기수회 반사를 하게 되면 선회방향이 바뀌게 되어 좌선회 원편파

로 변하게 된다. 따라서 우선회 원편파의 기수회 반사파에 대한 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{E}_{cL} = \rho \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{E}_x + \frac{j}{\sqrt{2}} \mathbf{E}_y \right) \quad (3.8)$$

단, ρ 는 반사계수의 크기를 나타낸다. 결과적으로 우선회 원편파의 기수회 반사파가 우선회 원편파 안테나에 수신되는 경우의 수신 전압은 다음 식 (3.9)와 같이 구할 수 있다.

$$v_{rL} = \mathbf{E}_{cL} \cdot \mathbf{H}_R = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{cL} (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} h_R (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) = 0 \quad (3.9)$$

위의 식 (3.9)로부터 원편파의 경우에는 기수회 반사파가 수신되지 못함을 알 수 있다. 그러나 실제 전파환경에서는 수직편파와 수평편파 반사계수의 불일치로 인하여 반사 후 타원편파가 생성됨으로써 기수회 반사파를 억제하는 효과로 나타난다.

3.3 원편파의 특성

그림 3.3은 실내 무선 LAN 환경에서 이동하면서 수신하는 경우의 편파에 따른 수신전력 특성을 나타내는 그림이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 원편파의

경우에는 수직편파나 수평편파와 달리 수신전력의 변화가 심하게 발생하지 않으며 페이딩 경감 효과가 우수하다는 것을 알 수 있다. 정선회 원편파 수신 경우에는 평균 수신전력이 약 $-57.7[\text{dBm}]$ 정도로 나타나고, 역선회 원편파 수신 경우에는 평균 수신전력이 약 $-68.7[\text{dBm}]$ 정도로 나타난다. 교차편파 식별도의 순간 최고치는 $23.9[\text{dB}]$, 순간 최저치는 $1.3[\text{dB}]$ 로 측정되었으며, 평균 교차편파 식별도는 약 $10.9[\text{dB}]$ 정도가 되었다. 이러한 원편파의 전파 특성은 그 동안 많은 측정 실험에서도 동일한 결과를 얻어낼 수 있었다[53].

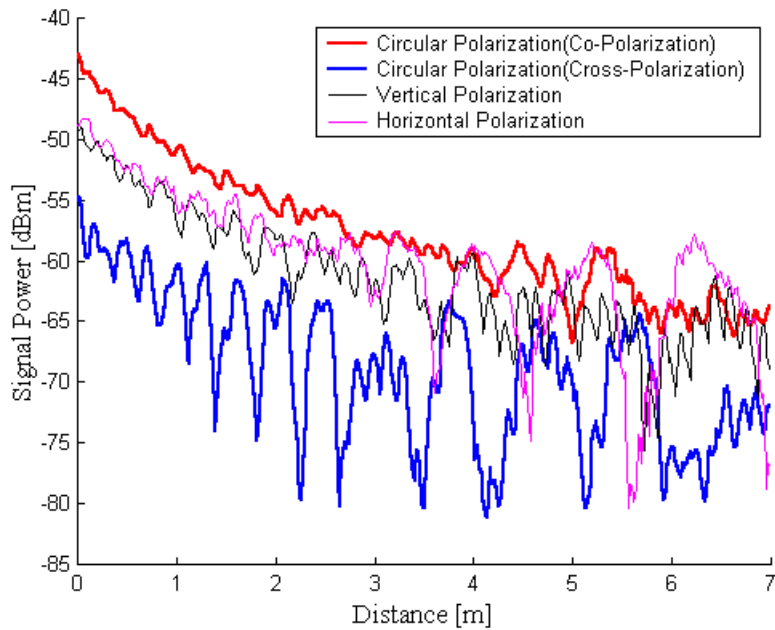


그림 3.3 가시거리 환경에서의 거리에 따른 편파 특성

Fig. 3.3 Polarization characteristics due to distance in LOS.

그림 3.4는 교차편파 식별도의 특성을 알아보기 위하여 실내 무선 LAN 환경에서의 주파수 소인에 의한 대역 특성을 나타낸 그림이다. 이 그래프는 원형편파 안테나의 중심 주파수를 기준으로 하여 IEEE 802.11a의 표준 대역폭인 20Mhz 대역폭을 주파수 소인하여 측정된 것으로서 정선회 원편파와 역선회 원편파의 수신 전력 특성을 나타내는 것이다. 송수신 안테나의 거리는 6m이고 중심 주파수는 2.40GHz이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 직접파 성분이 존재하는 경우에는 정선회 원편파 수신인 경우에는 평균 수신전력이 약 -50.8[dBm] 정도로 나타나고, 역선회 원편파 수신인 경우에는 평균 수신전력이 약 -72.0[dBm] 정도로 나타난다. 교차편파 식별도의 순간 최고치는 36.0[dB], 순간 최저치는 13.0[dB]로 측정되었으며, 평균 교차편파 식별도는 약 21.1[dB] 정도가 되었다.

그림 3.5는 비가시거리 환경의 원편파 수신전력 특성을 나타내는 것으로서 송신 안테나가 실내에 있고 수신 안테나는 실외 복도에 있는 경우이며 송수신 안테나는 벽을 기준으로 하여 동일한 거리에서 측정되었다. 가시거리에 비하여 수신전력이 크게 저하됨을 알 수 있으며, 정선회 원편파 수신인 경우 평균 수신전력이 약 -63.4[dBm], 역선회 원편파 수신인 경우 약 -74.8[dBm]으로 나타났다. 교차편파 식별도의 순간 최고치는 24.5[dB], 순간 최저치는 3.6[dB]로 측정되었으며, 평균 교차편파 식별도는 약 11.4[dB] 정도가 되었다.

그림 3.6은 가시거리 환경에서 사람이 지나가면서 가시거리 환경을 방해했을 경우의 원편파 수신전력 특성을 측정된 것으로서 장애물이 이동하면서 반사체 역할을 하기 때문에 반사파의 경로가 일정하지 않아서 매우 다양한 스펙트럼 특성을 얻을 수 있었다. 정선회 원편파 수신인 경우 평균 수신전력이 약

-58.4[dBm], 역선회 원편파 수신인 경우 약 -74.7[dBm]으로 나타났다. 교차편파 식별도의 순간 최고치는 29.7[dB], 순간 최저치는 0.34[dB]로 측정되었으며, 평균 교차편파 식별도는 약 5.3~17.5[dB] 정도로 장애물이 형성하는 반사파의 특성에 따라 매우 다르게 측정되었다. 장애물이 수신안테나 주변보다 송신안테나 주변에서 발생할 경우 교차편파 식별도에 비교적 큰 영향을 미쳤으며 특히 송신 안테나 가까운 곳에서 장애가 발생할 경우에는 경우에 따라 순간 교차편파 식별도가 매우 작게 측정되는 경우도 발생함을 알 수 있었다.

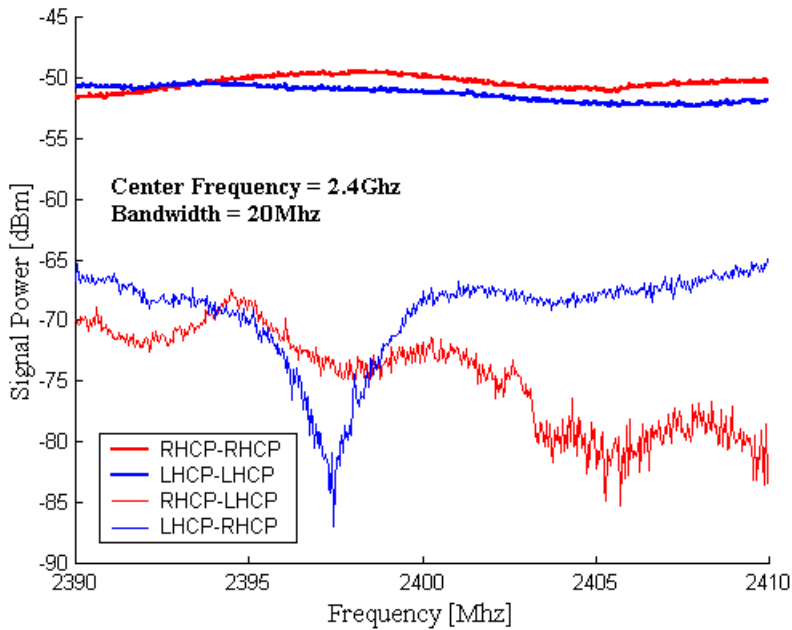


그림 3.4 가시거리 환경에서의 원편파 특성

Fig. 3.4 Characteristics of circular polarization in LOS.

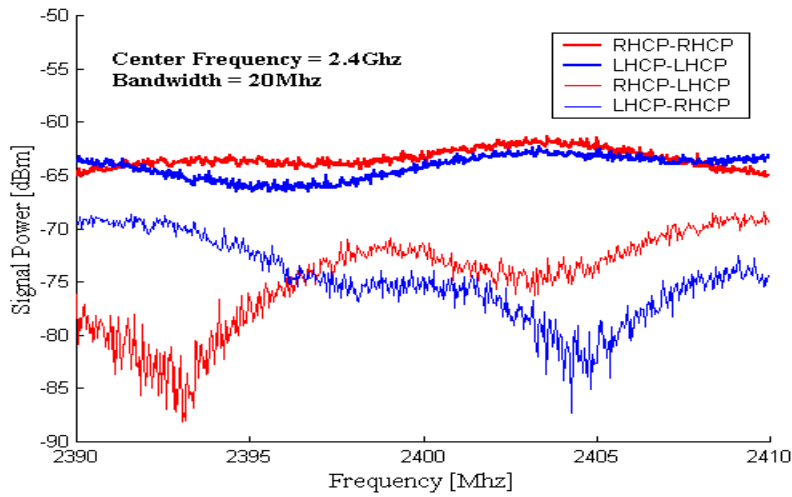


그림 3.5 비가시거리 환경에서의 원편파 특성

Fig. 3.5 Characteristics of circular polarization in NLOS.

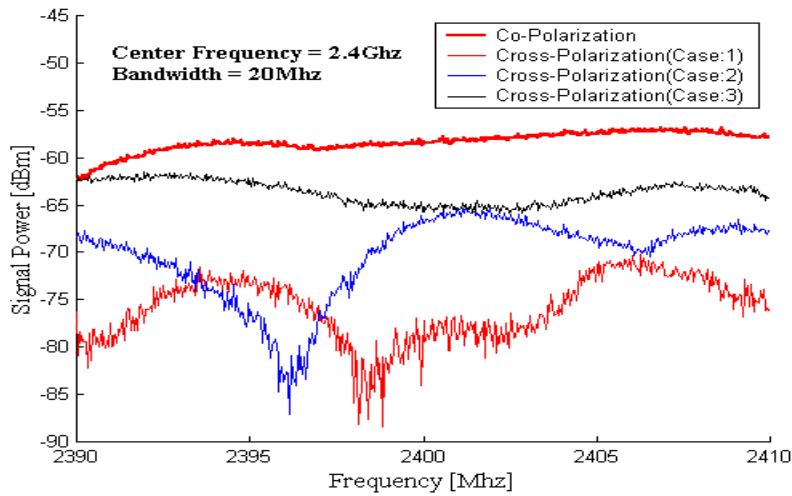


그림 3.6 장애물에 따른 원편파 특성

Fig. 3.6 Characteristics of circular polarization due to obstruction.

제 4 장 Coded OFDM 시스템

4.1 Coded-OFDM

OFDM 시스템에서 데이터를 전송할 경우 전송 채널에서의 잡음, 간섭 및 페이딩 등으로 인한 전송 오류는 불가피하게 발생하게 된다. 다중경로 환경에 의한 심볼간 간섭은 어느 정도 극복할 수 있으나 특정 부채널의 감쇠가 심한 경우에는 수신 SNR이 낮게 되어 이 부채널에 의한 영향으로 인하여 오류 확률이 증가한다. 이러한 오류를 적절히 제어하여 시스템의 신뢰도를 높이기 위해서는 오류 제어 기법을 도입하는 것이 필요하다. 채널의 특성에 따라 오류를 제어하는 기법은 여러 가지 형태로 변형 될 수 있으나, 일반적인 방법은 오류 정정 부호를 사용하는 것이다. 채널상에서 발생하는 오류를 효과적으로 정정하기 위해 OFDM 시스템에 오류 정정 부호를 사용하는 경우 이러한 시스템을 일반적으로 Coded-OFDM 시스템이라고 한다[54]. OFDM 시스템에 사용하는 오류 정정 부호에는 가장 일반적으로 사용하고 있는 컨볼루션 부호(Convolutional Code)가 있으며 이 외에도 성능이 우수하기로 널리 알려진 터보 부호(Turbo Code) 등을 접목하여 많이 사용하고 있다. 또한 연접 오류 발생에 의한 오류 정정 성능의 저하를 방지하기 위하여 인터리버를 함께 사용하기도 한다. 최근에는 부반송파 간섭 특성을 이용한 CI(Carrier Interference) 신호를 사용한 OFDM 시스템에 대하여서도 연구가 되고 있다. 여기에서는 이러한 오류 정정

부호 등을 사용하는 OFDM 시스템에 대하여 고찰한다.

4.2 Convolutional Code를 사용한 OFDM 시스템

컨볼루션 부호화 기법은 1955년 Elias에 의해 제안된 것으로서 우수한 오류 정정 능력을 가지고 있기 때문에 디지털 통신 시스템 등에 널리 응용되고 있다 [55]. 이 부호의 특징은 통신로 상에서 발생하는 오류의 정정 능력이 우수하고 연접된 오류가 나타나는 통신 채널에서도 인터리버(Interleaver)와 역인터리버(Deinterleaver)를 이용하여 연접된 오류를 분산시킴으로써 연접 오류를 보다 쉽게 정정할 수 있는 특징을 가지고 있다. 컨볼루션 부호화된 신호의 복호 방법 중 가장 성능이 우수한 것으로 알려진 것은 MLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation) 비터비 알고리즘이다[56][57]. 비터비 복호는 수신 신호열에 대하여 격자도 상에서 모든 경로의 확률을 계산하여 가장 큰 확률을 갖는 경로를 선택하는 알고리즘이다. 즉, 송신단에서 부호화된 신호열 x 를 전송하여 채널의 영향을 받는다고 할 때, 복호기는 수신 신호열 y 를 입력받아 $p(y|x')$ 를 최대로 하는 x' 를 추정한다. 비터비 복호에는 경관정과 연관정 방법이 있다. 이러한 비터비 알고리즘은 하드웨어의 구성이 복잡하다는 단점이 있으나 연관정 복호가 가능하여 큰 부호 이득을 얻을 수 있기 때문에 많이 적용되고 있다.

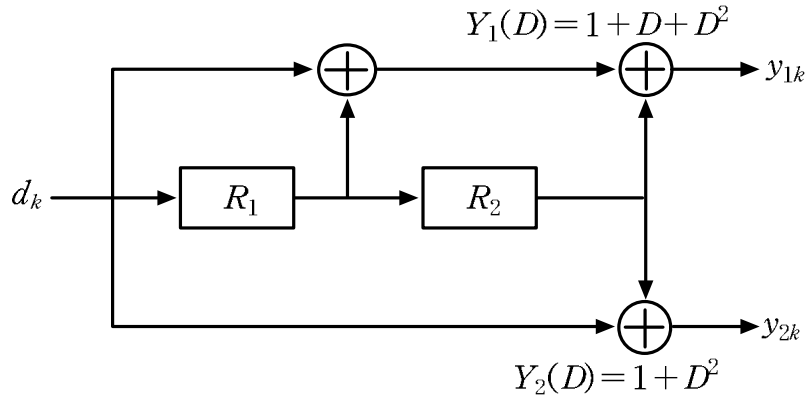


그림 4.1 컨볼루션 부호기의 일반 구조

Fig. 4.1 General structure of Convolutional Encoder.

그림 4.1은 1/2의 부호율을 가지는 간단한 컨볼루션 부호기의 일반적인 구성도이다. 입력 비트는 왼쪽에서부터 회로로 입력 되게 되고, 레지스터와 modulo-2 연산기를 거쳐 출력 비트가 생성된다. 이러한 간단한 부호에서, 두 개의 출력 심벌($n=2$)이 하나의 입력 비트($k=1$)에 의해 생성 되게 되므로 부호율은 $R = k/n = 1/2$ 이 된다. 컨볼루션 부호기의 출력은 쉬프트 레지스터와 modulo-2 연산기간의 연결 상태에 따라 정의된다. 컨볼루션 부호기의 상태는 쉬프트 레지스터의 내용에 따라 정의되고 이전의 두 입력 비트에 의해 완전하게 결정된다. 컨볼루션 부호기의 메모리 때문에 이전의 정보 비트들과 현재 입력 정보 비트의 함수에 의해 k 정보 비트가 n 코드 심볼로 맵핑된다. 그림 4.1의 컨볼루션 부호기의 경우 정보 비트 1이 입력될 경우 메모리 상태가 00, 10, 01, 11에 대해 각각 11, 00, 01, 10의 출력을 생성한다.

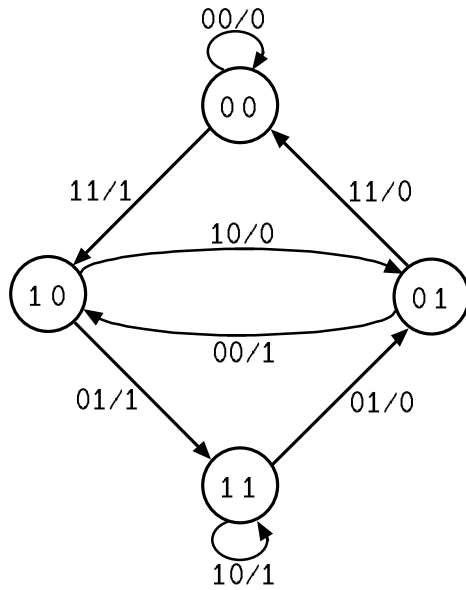


그림 4.2 부호율 1/2의 컨볼루션 부호기의 상태 천이도

Fig. 4.2 Status flow of rate 1/2 convolutional code.

그림 4.2는 그림 4.1의 컨볼루션 부호기의 상태 천이도를 나타낸 것이다. 이 천이도에서 00/0는 현재의 메모리 상태 00에서 0이 입력된 경우 출력이 00이며 상태는 다시 00으로 머물러 있다는 것을 의미한다. 또한 10/0의 경우는 메모리 상태 10에서 0이 입력되면 상태는 01로 천이하고 출력은 10이 된다는 것을 의미한다.

OFDM 시스템에서 컨볼루션 부호를 사용하면 동일한 SNR에 대하여 BER 성능을 높이면서 또한 OFDM 시스템의 단점인 PAPR도 감소시킬 수 있게 된다. 컨볼루션 부호를 사용한 OFDM 시스템에서 출력 심볼의 수는 입력 심볼에

의해 영향을 받게 되고 현재와 과거 정보 비트의 modulo-2 가산기에 의해 출력 비트가 형성된 후 신호 매핑을 거치게 된다. 이와 같이 매핑된 신호는 OFDM의 부반송파 변조를 거쳐 최종적으로 송신채널로 전송된다. 이 때 각 입력 비트들에 의해 생성된 n 비트들 때문에 부호율은 $1/n$ 이 되는데 평처링(puncturing) 과정을 이용하여 부호율을 높일 수도 있다. 다음의 그림 4.3은 IEEE 802.11a 무선 LAN의 물리계층 표준으로 규정하고 있는 OFDM 시스템의 부호기 부분을 나타내고 있다.

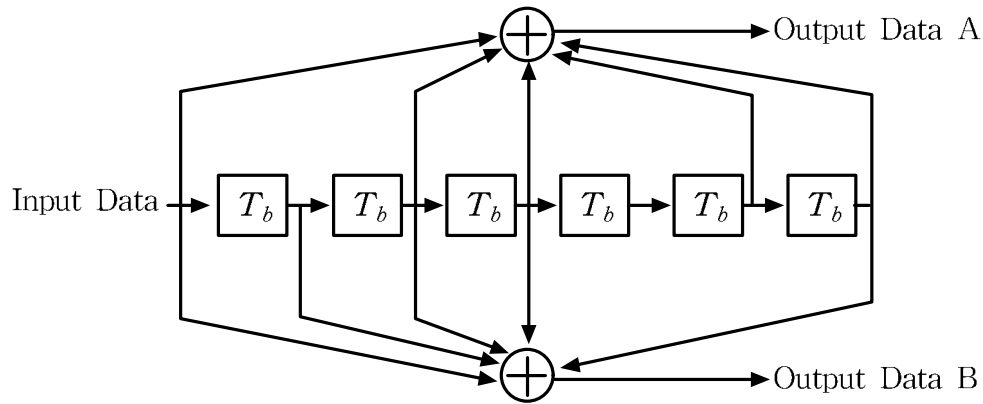


그림 4.3 IEEE 802.11a OFDM용 컨볼루션 부호기(k=7, R=1/2)

Fig. 4.3 IEEE 802.11a Convolutional Encoder for OFDM(k=7, R=1/2).

OFDM 방식을 사용하는 IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템에서는 부호기로서 연속된 심볼에서 동작하는 컨볼루션 부호 방식을 채택하고 있다. 컨볼루션 부호기에서 데이터의 입력은 6단의 쉬프트 레지스터를 거치게 되며, 입력 후 부호의 메모리는 구속장 7인 상태가 된다. 기본적인 부호율은 $1/2$ 이 되며 평처링

을 통하여 2/3 또는 3/4인 부호율을 만들어 적용할 수도 있지만 부호율이 높아지게 되면 그만큼 오류율이 증가하게 된다.

컨볼루션 부호는 랜덤 잡음에 우수한 성능을 보일 뿐 아니라 적절한 인터리버와 결합할 경우 연접 에러 환경에서도 효율적인 성능을 갖는다. 컨볼루션 부호화된 데이터는 채널에 의한 연접 에러를 방지하기 위하여 블록의 크기가 하나의 OFDM 심볼의 비트 수와 같은 인터리버에 의해 인터리빙 된다. 우선 인접하는 비트가 서로 인접하지 않은 부반송파에 실릴 수 있도록 인터리빙하고 이어서 매핑 정상도에서 비트 위치가 서로 인접하지 않도록 비트의 위치를 바꾸는 인터리빙을 하여 전송하게 된다. 인터리빙 되기 전의 비트열의 순서가 K 로 나타낼 경우 첫 단계의 인터리빙 후의 비트열 I 와 두 번째 단계의 인터리빙 후의 비트열 J 는 각각 다음 식 (4.1) 및 (4.2)와 같다[58].

$$I = (N_{CBPS}/16) \times (K \bmod 16) + \text{floor}(K/16) \quad (4.1)$$

$$J = \max(N_{BPSC}/2, 1) \text{floor}[i / \max(N_{BPSC}/2, 1)] + [I + N_{CBPS} - \text{floor}(16 \times I / N_{CBPS})] \bmod \max(N_{BPSC}/2, 1) \quad (4.2)$$

위의 두 식에서 K 와 I 는 각각 $0, 1, \dots, N_{CBPS}-1$ 이고 $\text{floor}(\cdot)$ 함수는 파라미터를 초과하지 않는 최대 정수를 의미한다. 또한 N_{CBPS} 는 하나의 OFDM 심볼에 실리는 부호화된 비트 수를 나타내며, N_{BPSC} 는 하나의 부반송

파에 실리는 비트 수를 나타낸다. 역인터리빙은 인터리빙의 역과정을 거치게 되며 다음 식 (4.3) 및 식 (4.4)와 같이 두 단계로 동작한다.

$$I = \max(N_{BFSC}/2, 1) \times \text{floor}[J / \max(N_{BFSC}/2, 1)] \\ + [J + \text{floor}(16 \times J / N_{CBPS})] \bmod \max(N_{BFSC}/2, 1) \quad (4.3)$$

$$K = 16 \times I - [(N_{CBPS} - 1) \times \text{floor}(16 \times I / N_{CBPS})] \quad (4.4)$$

4.3 Turbo Code를 사용한 OFDM 시스템

터보 부호(Turbo Code)는 1993년 C. Berrou 등에 의해 반복적인 복호화 알고리즘을 이용하여 이론적인 Shannon의 채널 용량에 근접하는 오류 정정 능력을 가진 병렬 연쇄 길쌈 부호(Parallel Concatenated Convolutional Code)로 제안되었다[3]. 터보 부호는 부호 이득에 비하여 상대적으로 낮은 복잡도를 가지고 있어 채널 부호화에 크게 도움을 줄 수 있다. 컨볼루션 부호에 비하여 시간 지연이 크다는 단점을 가지고 있지만 낮은 비트 오류율을 나타내기 때문에 디지털 통신 방식의 많은 분야에서 적용되고 있다.

터보 부호기의 구성 형태는 두 개의 RSC(Recursive Systematic Convolutional) 부호가 병렬로 연결되고 두 번째 RSC 입력 단 앞에 인터리버가 삽입되어 있는 구조를 가지고 있다. 터보 부호기를 구성할 때 반드시 RSC를

사용할 필요는 없지만 낮은 SNR에서 RSC의 BER이 같은 구조를 가지는 NSC(Non-Systematic Convolutional)의 BER 보다 작게 나타나기 때문에 터보 부호기에서는 RSC를 이용하고 있다. 터보 부호기의 두 RSC는 같은 입력을 사용하지만 인터리버 때문에 실제적인 입력 데이터열의 순서는 바뀌게 된다. 두 개의 RSC의 생성 다항식을 서로 다르게 사용할 수도 있으나 일반적으로는 같은 생성 다항식을 가지도록 구성하며 인터리버를 이용하여 입력 데이터열의 순서를 각각 다르게 하고 있다. 인터리버는 시간을 지연시켜 주는 기능도 있지만 페이딩 채널에서 시간 다이버시티 효과를 가져오게 하고 연접 오류를 분산시켜 랜덤 오류로 전환하여 주는 역할도 하게 된다. 그러므로 인터리버의 형태에 따라서 부호기의 성능이 달라질 수 있으며 인터리버의 크기가 증가할수록 인터리빙 효과가 크기 때문에 더 좋은 성능을 나타낸다. 인터리버에는 블록 인터리버, 헤리칼 인터리버, 랜덤 인터리버 등이 있다. 블록 인터리버는 간단히 구성할 수 있는 장점이 있지만 부호화된 정보가 블록의 행 길이를 넘는 연접 오류가 발생하면 연접 오류를 정정할 수 없게 된다는 단점이 있다. 헤리칼 인터리버는 블록 인터리버에 비해 구성이 복잡하지만 좀 더 랜덤한 특성을 가지고 있기 때문에 블록 인터리버보다 더 나은 성능을 가지고 있다. 랜덤 인터리버는 구성 방법이 매우 복잡하지만 가장 좋은 성능을 가지고 있다.

터보 부호기의 출력단에서 출력 비트를 모두 전송하게 되면 부호율이 $1/3$ 이 되지만 RSC 출력인 패리티열을 평처링하여 사용할 경우 부호율을 $1/2$ 로 변형하여 전송할 수 있다. 평처링은 패리티 비트에 대하여서만 적용하고 정보 비트에 대하여서는 적용하지 않는다.

터보 부호의 복호화 방법으로 Maximum Likelihood 방법이 있다. 이 방법은 인터리버의 크기가 클 때 복호화 과정이 너무 복잡하게 되어 실제 시스템을 구현하기가 거의 불가능하다. 또 다른 복호화 방법은 MAP(Maximum a Posteriori) 알고리즘과 Log-MAP 알고리즘으로 최대 사후 확률 판정을 기초로 한 서로 독립적인 복호 블록을 갖는 반복 알고리즘을 이용한 것이다. 그림 4.4는 3GPP(3rd Generation Partnership Project)에서 채택하고 있는 터보 부호기의 구조를 나타내고 있다[59].

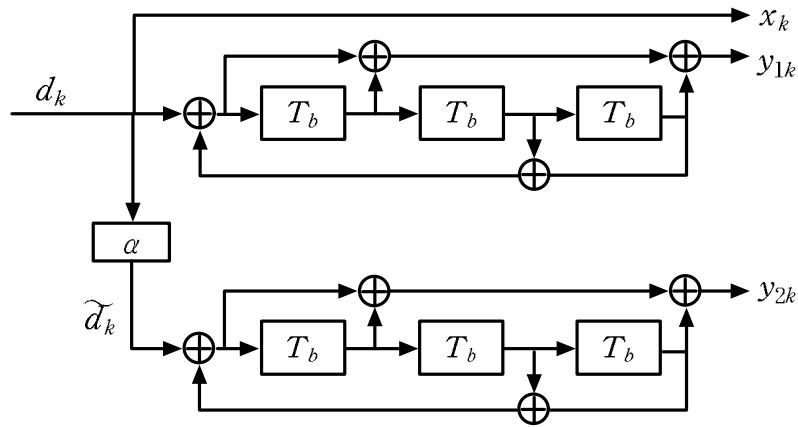


그림 4.4 터보 부호기

Fig. 4.4 Turbo Encoder.

이 구조에서 터보 부호기는 두 개의 RSC를 병렬로 연결한 형태로 두 번째 RSC의 입력 단 앞에 인터리버(α)를 사용하여 입력 열 d_k 의 순서를 변환시켜서 첫 번째 패리티 열인 y_{1k} 와 두 번째 패리티 열인 y_{2k} 가 서로 다른 순서를

가지도록 한다. 터보 부호기에 사용된 부호기가 RSC이기 때문에 이전의 한정된 입력만이 현재의 출력에 영향을 미치는 NSC와는 다르게 이전의 무한한 입력이 현재의 출력을 결정하게 된다.

그림 4.4에서 α 는 인터리버, d_k 는 입력 열, x_k 는 첫 번째 RSC의 정보 비트 출력, y_{1k} 는 첫 번째 RSC의 패리티 출력, y_{2k} 는 두 번째 RSC의 패리티 출력을 각각 나타낸다. 터보 부호기의 인터리빙 패턴이 $\alpha=[5\ 6\ 9\ 1\ 4\ 2\ 8\ 3\ 7]$ 와 같다면, 터보 부호기의 출력은 표 4.1과 같다.

표 4.1 터보 부호기의 출력

Table 4.1 Output of the Turbo Encoder

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

평처링이 적용되지 않은 경우, 실제 전송되는 데이터열은 $x_1, y_{11}, y_{25}, x_2, y_{12}, y_{26}, x_3, y_{13}, y_{29}, x_4, y_{14} \dots$ 와 같은 순서를 가지고 채널을 통해 전송된다.

그림 4.5는 일반적인 터보 복호기 구조이다. 터보 부호기는 병렬로 연결된 형태인데 반해, 터보 복호기는 복호기간의 정보를 서로 공유하여 보다 좋은 성능을 나타내기 위해 직렬로 연결된 형태를 사용한다. 터보 부호기에서 생성된 부호열이 채널로 전송되기 위해서 변조 과정을 거친 후, 채널을 통과하면 AWGN

과 페이딩의 영향으로 신호의 왜곡과 오류가 발생하게 된다. 그림에서 보는 것처럼 복호기의 입력은 정보 비트 x_k 와 패리티 비트인 y_k 로 나뉘게 되고 y_k 는 다시 첫 번째와 두 번째 구성 부호기 중 어느 부호기에서 생성되었는지에 따라 y_{1k} 와 y_{2k} 로 나뉘게 된다. 즉, DEC1에는 첫 번째 구성 부호기의 출력인 x_k 와 y_{1k} 가 입력되고, DEC2에는 x_k 가 인터리버를 통과한 형태인 x'_k 와 두 번째 구성 부호기의 출력인 y_{2k} 가 입력된다.

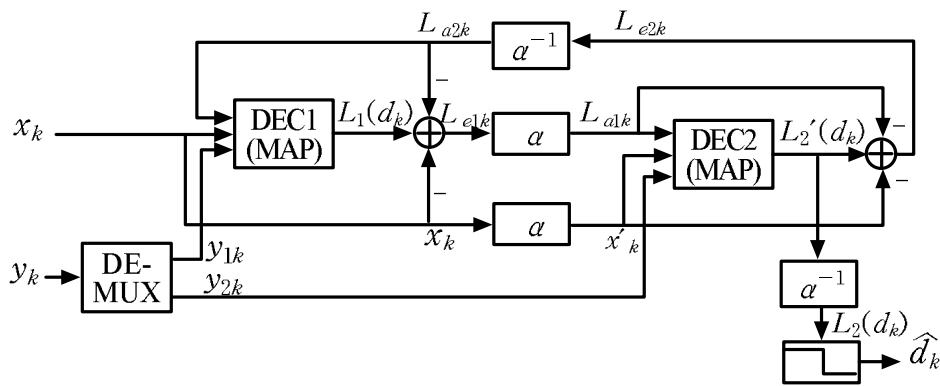


그림 4.5 터보 복호기

Fig. 4.5 Turbo Eecoder.

첫 번째 반복 복호 단계에서 DEC1은 x_k 와 y_{1k} 를 사용하여 가능도비(LLR: Log Likelihood Ratio) $L_1(d_k)$ 를 생성한다. $L_1(d_k)$ 는 입력된 정보와의 상관성을 없애기 위해 x_k 와 사전 정보 L_{e2k} 를 제거하면 DEC1의 외부 정보 L_{e1k} 가 발생하고, y_{2k} 와 순서를 맞춰주기 위해 인터리버를 통과시키면 DEC2를 위

한 사전 정보 L_{ak} 가 된다. DEC2에는 x_k' 와 y_{2k} 그리고 L_{ak} 가 입력된 후 $L_2'(d_k)$ 를 출력한다. $L_2'(d_k)$ 는 x_k' 와 L_{ak} 가 제거되면서 L_{e2k} 가 발생되고 역 인터리빙 과정을 통해 DEC1의 사전 정보인 L_{a2k} 가 된다. 이와 같은 과정을 통해 반복 복호가 이루어지는데, 적절한 반복 횟수만큼 수행된 후 $L_2'(d_k)$ 는 역 인터리빙되고 $L_2(d_k)$ 를 판정하여 \hat{d}_k 를 결정하게 된다.

4.4 ETD-Turbo Code를 사용한 OFDM 시스템

터보 부호를 사용하는 시스템은 인터리버의 역할이 중요하게 된다. RSC 상호간에 상관관계가 높아지면 성능이 열화하게 되므로 인터리버를 이용하여 입력되는 정보의 순서를 서로 다르게 하고 또한 시간차에 의한 다이버시티 효과를 얻기도 한다. ETD-Turbo 부호(Enhanced Time Diversity-Turbo Code)는 이러한 인터리빙의 효과를 높이고 또한 시간 다이버시티 기능을 강화하기 위하여 각각의 RSC 인터리버를 별도로 사용하도록 하고 있다.

그림 4.6은 시간 다이버시티 효과를 증가시키는 ETD-Turbo 부호기와 복호기를 모두 포함하는 ETD-Turbo 시스템을 보이고 있다. 기존 터보 시스템과 비교하면 새롭게 첨가된 인터리버(α_1)의 영향으로 x_k , y_{1k} 와 y_{2k} 가 모두 다른 순서를 가지면서 채널을 통과하여 복호기에 입력되게 된다.

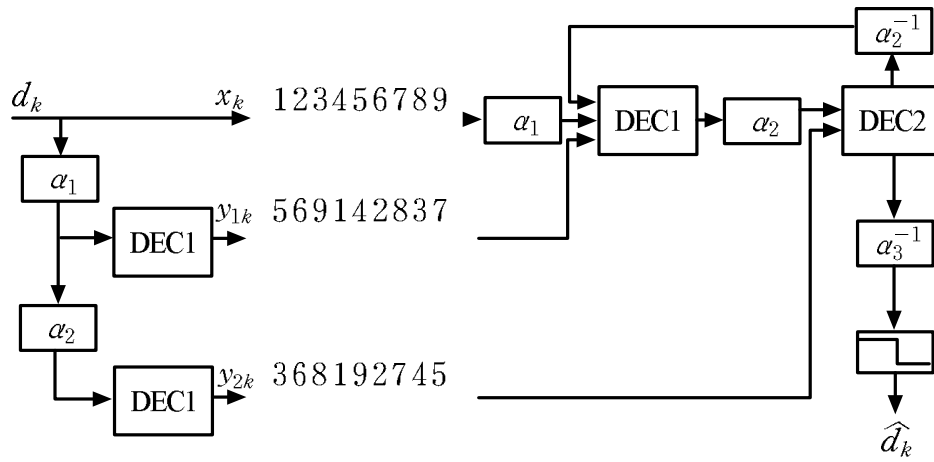


그림 4.6 ETD-Turbo 시스템

Fig. 4.6 ETD-Turbo system.

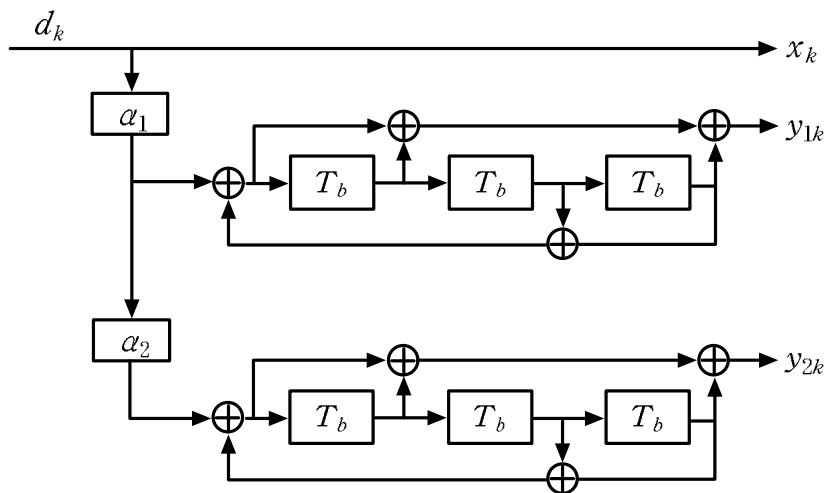


그림 4.7 ETD-Turbo 부호기

Fig. 4.7 ETD-Turbo Encoder.

그림 4.7은 ETD-Turbo 부호기의 구조를 나타내고 있다. 이 구조도에서 $\alpha_1 = [5\ 6\ 9\ 1\ 4\ 2\ 8\ 3\ 7]$, $\alpha_2 = [8\ 2\ 7\ 4\ 3\ 6\ 9\ 5\ 1]$ 와 같은 순서를 가지는 인터리버라고 하면, α_1 과 α_2 를 거친 입력열(두 번째 RSC의 입력)은 새로운 인터리빙 패턴인 $\alpha_3 = [3\ 6\ 8\ 1\ 9\ 2\ 7\ 4\ 5]$ 와 같은 순서를 가지게 되고 ETD-Turbo 부호기의 출력은 다음과 같이 된다.

표 4.2 ETD-Turbo 부호기의 출력

Table 4.2 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 4.2의 출력을 기존의 터보 부호 출력인 표 4.1의 출력과 비교해 보면, 표 4.1에서는 x_k 와 y_{1k} 는 같은 순서를 가지고 y_{2k} 만 인터리빙된 다른 순서를 가지고 채널을 통과하게 되지만, 표 4.2의 출력은 x_k , y_{1k} , y_{2k} 가 각각 서로 다른 순서를 가지면서 수신기에 도달하게 된다. 이렇게 도달한 정보 비트와 패리티 비트들은 복호기에서 서로 결합되면서 시간 다이버시티 효과를 증가시키게 된다.

그림 4.8은 시간 다이버시티 효과를 증가시키는 ETD-Turbo 복호기의 구조

이다. 복호기의 입력으로 x_k , y_{1k}' 와 y_{2k}' 가 입력 되게 된다. 여기서 x_k 는 입력 열이 그대로 출력된 정보 비트를 의미하고, y_{1k}' 는 첫 번째 인터리버(α_1)를 거친 출력 패리티 비트 그리고 y_{2k}' 는 α_3 를 거친 두 번째 패리티 비트를 의미한다.

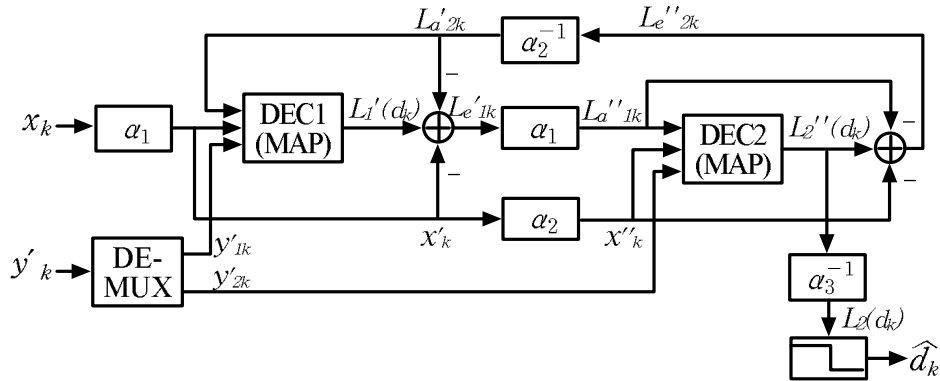


그림 4.8 ETD-Turbo 복호기

Fig. 4.8 ETD-Turbo Decoder.

표 4.3은 DEC1의 입력 순서를 나타내고 있다. 정보 비트 x_k 는 터보 부호기에서 입력된 [1 2 3 4 5 6 7 8 9] 순서로 채널을 통과하게 되지만, y_{1k}' 와 순서를 맞추어 복호하기 위해서 DEC1에 입력되기 전 $\alpha_1=[5 6 9 1 4 2 8 3 7]$ 에 의해 순서가 변환된 후 DEC1에 입력된다.

표 4.3 DEC1의 입력 순서

Table 4.3 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 4.4는 DEC2의 입력 순서이다. 역시 DEC1과 마찬가지로 정보 비트 x_k 를 y_{2k}' 와 순서를 맞추기 위해 α_1 과 α_2 를 거친 $\alpha_3=[3\ 6\ 8\ 1\ 9\ 2\ 7\ 4\ 5]$ 의 순서로 DEC2에 입력된다.

표 4.4 DEC2의 입력 순서

Table 4.4 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}

그림 4.8의 DEC1 입력은 x_k' , y_{1k}' 와 L_{d2k}' 가 되는데, 모두 같은 인터리버 패턴인 α_1 을 통과한 비트들이다. DEC1에서 출력된 LLR $L_1'(d_k)$ 에서 패리티 비트인 y_{1k}' 를 제외한 x_k' 와 L_{d2k}' 가 제거되면 DEC1의 외부 정보 L_{ek}' 가 된다. 이것은 다시 두 번째 인터리버인 α_2 를 거치면서 DEC2의 사전 정보 L_{dk}'' 가 된다. DEC2에는 L_{dk}'' 와 x_k'' 그리고 y_{2k}' 가 입력되는데, 인터리버 α_1 과 α_2

를 모두 거친 비트들이다. DEC2에서 출력된 $L_2''(d_k)$ 에서 x_k'' 와 L_{ak}'' 가 제거되면 DEC2의 외부 정보 L_{2k}'' 가 된다. L_{2k}'' 는 α_2^{-1} 에 의해 역인터리빙되어 DEC1의 사전 정보 L_{a2k}' 로 입력된다. 이러한 과정을 통해 충분한 반복 복호가 이루어진 후에 $L_2''(d_k)$ 는 α_3^{-1} 에 의해 역인터리빙된 후 경판정에 의해 \hat{d}_k 를 결정하게 된다.

4.5 Carrier-Interference를 사용한 OFDM 시스템

CI(Carrier Interference) 시스템은 Carl. R. Nassar, Balasubramaniam Natarajan, Steve Shattil 등이 대역확산 시스템에 도입 적용한 것으로서 직교성을 가지는 다수의 부반송파들을 이용하여 병렬로 데이터를 전송할 수 있는 기법이다[61]. OFDM 방식이 직교성을 가지는 부반송파들을 채널별로 나누어 각 채널에 할당된 부반송파를 이용하여 각각의 데이터를 전송하는 반면 CI 시스템은 직교성을 가지는 부반송파들의 전체 합을 이용하여 데이터를 전송하게 된다. 이러한 CI 시스템은 수신기의 구조를 간단하게 할 수 있고 AWGN과 페이딩 환경에서 성능이 우수하다는 특성을 가지고 있다.

4.5.1 CI 신호

기저대역에서의 기본적인 CI 신호는 Δf 로 균일하게 분배된 N 개의 부반송

파의 중첩신호로 식 (4.5)와 같이 표현된다[62].

$$\begin{aligned}
 c(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} \cos(2\pi i \Delta f t) \\
 &= \frac{\sin\left(\frac{1}{2} N 2\pi \Delta f t\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} 2\pi \Delta f t\right)} \cdot \cos\left(2\pi \frac{(N-1)}{2} \Delta f t\right)
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

이 신호는 주파수가 $\frac{N-1}{2} \Delta f$ 에 해당하며, 이 신호의 포락선은 다음의 식 (4.6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E(t) = \frac{\sin\left(\frac{1}{2} N 2\pi \Delta f t\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} 2\pi \Delta f t\right)} \tag{4.6}$$

그림 4.9와 4.10은 각각 64개의 부채널을 가지는 경우의 CI 신호의 포락선과 스펙트럼을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 CI 신호의 포락선은 $1/\Delta f$ 의 주기를 갖는다. 각 주기동안 주엽(mainlobe)은 $\frac{2}{N\Delta f}$ 의 구간을 가지고, $N-1$ 개의 부엽(sidelobe)들은 $\frac{1}{N\Delta f}$ 의 구간을 가진다. 따라서 l 번째 부엽은 다음과 같은 최대 진폭을 가질 수 있다.

$$A(l) = \frac{1}{N \sin \frac{\pi}{N} \left(l + \frac{1}{2} \right)} \quad (4.7)$$

각각의 부반송파에 위상 천이 ($\Delta\theta$)를 적용하면 i 번째 부반송파는 $i\Delta\theta$ 만큼 천이되므로 CI 신호의 포락선은 시간적으로 $\Delta t = \frac{\Delta\theta}{2\pi\Delta f}$ 만큼 이동하게 된다. CI 신호들간에 시간적으로 직교성이 유지되도록 $\Delta\theta$ 를 선택하면 부반송파간의 상호 상관은 다음 식 (4.8)과 같이 나타낼 수 있다[62].

$$\begin{aligned} R_c(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} c(t) \cdot c(t-\tau) dt \simeq \sum_{i=0}^{N-1} \cos(2\pi i \Delta f \tau) \\ &= \frac{\sin\left(\frac{1}{2} N 2\pi \Delta f \tau\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} 2\pi \Delta f \tau\right)} \cdot \cos\left(2\pi \frac{(N-1)}{2} \Delta f \tau\right) \end{aligned} \quad (4.8)$$

여기서 τ 는 포락선의 시간천이를 나타낸다. 위의 식 4.7에서와 같이 CI 신호는 동시에 N 개의 부채널을 직교시킬 수 있으며 N 개 이상의 부채널이 적용될 경우에는 스펙트럼이 중첩되는 형태의 직교성이 유지된다.

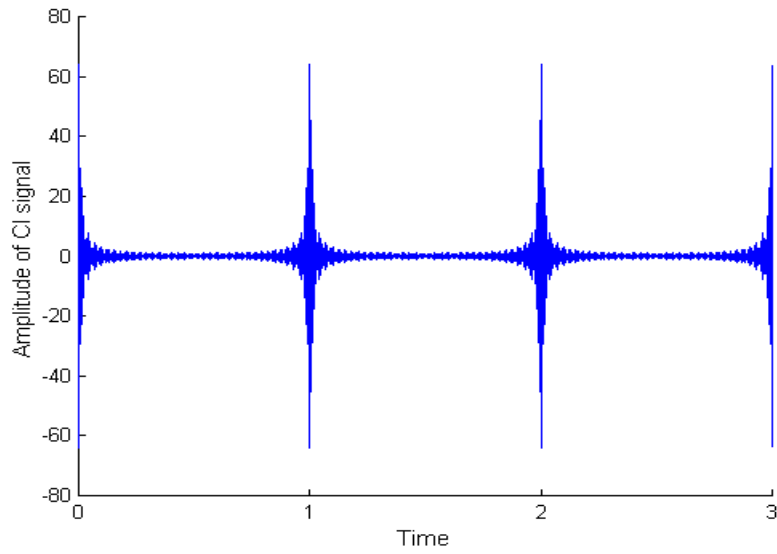


그림 4.9 CI 신호 ($N=64, k=0$)

Fig. 4.9 CI signal. ($N=64, k=0$)

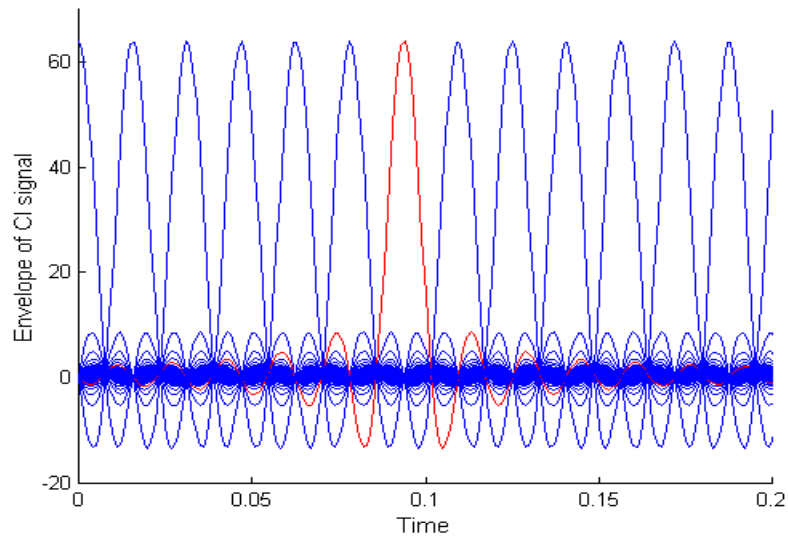


그림 4.10 CI 신호의 스펙트럼

Fig. 4.10 Spectra of CI signal.

4.5.2 CI-OFDM 시스템의 구조

CI-OFDM 시스템에서 n 번째 프레임의 k 번째 채널에 대한 전송신호는 다음 식 (4.9)와 같다.

$$s_n(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_{n,k} \cos(2\pi f_i t + i\Delta\theta_k) \quad (4.9)$$

여기서 $f_i = f_c + i\Delta f$ 이고, f_c 는 전송될 반송파 주파수이며, $\Delta f = \frac{1}{T_d}$ 은 부반송파의 간격이다. $\Delta\theta_k$ 는 k 번째 채널의 부반송파에 대한 위상 천이를 나타낸다. 그림 4.11은 CI-OFDM 시스템의 송신기의 구조를 나타내는 것이다. 이러한 CI-OFDM 시스템에서 64개의 부채널을 가지는 경우 부채널 번호 $k = 0, 15, 31, 47$ 에 해당하는 부채널의 CI 신호는 그림 4.12와 같이 나타난다.

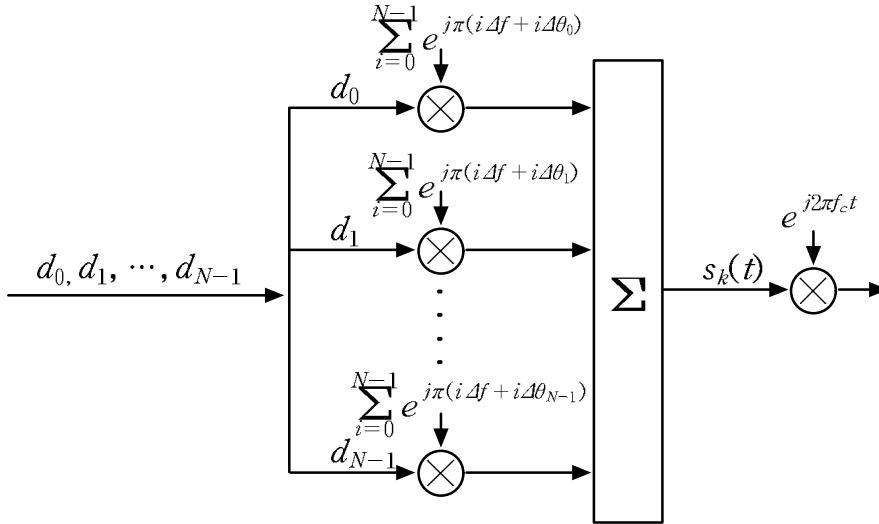


그림 4.11 CI-OFDM 시스템의 송신기 구조

Fig. 4.11 Structure of transmitter in CI-OFDM system.

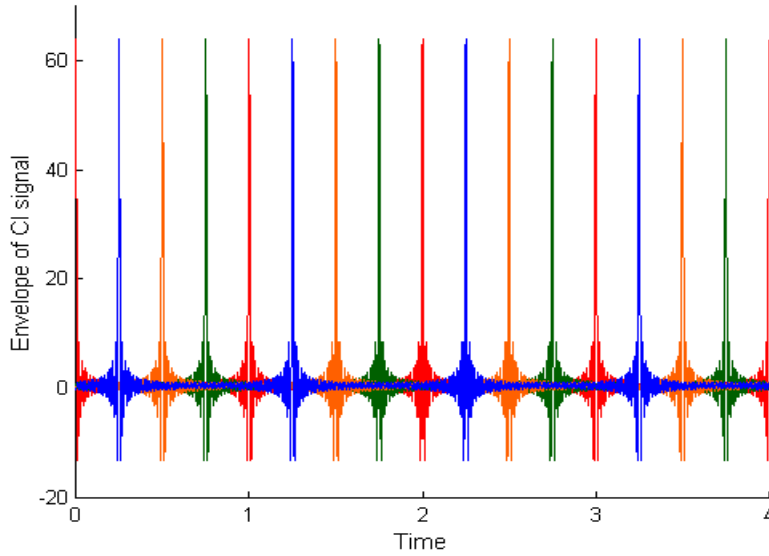


그림 4.12 CI-OFDM 시스템의 부채널 신호 ($k = 0, 15, 31, 47$)

Fig. 4.12 Subchannel signal of CI-OFDM system. ($k = 0, 15, 31, 47$)

CI-OFDM 시스템의 수신 신호 특성은 다음 식 4.10과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i d_{n,k} \cos(2\pi f_i t + i\Delta\theta_k + \phi_i) + n_i(t) \quad (4.10)$$

여기서 α_i 와 ϕ_i 는 각각 채널에 대한 이득과 위상 오프셋을 나타낸다. 그리고 $n_i(t)$ 는 AWGN이다. 따라서 일반적인 CI-OFDM 시스템의 수신기 구조는 다음 그림 4.13과 같다.

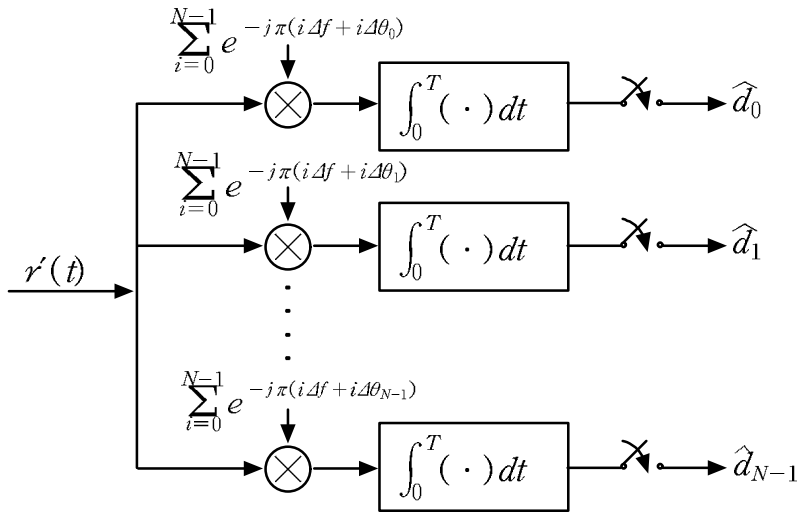


그림 4.13 CI-OFDM 시스템의 수신기 구조

Fig. 4.13 Structure of receiver in CI-OFDM system.

제 5 장 XCP-OFDM 시스템

5.1 XCP-OFDM 시스템의 구성

OFDM 시스템의 심볼 주기는 단일 반송파 시스템의 심볼 주기에 비하여 길기 때문에 일반적인 다중경로 간섭에는 강한 특성을 나타낸다. 그러나 전파의 지연이 심볼 주기보다 길어지면 다중경로 간섭이 발생하여 부반송파의 직교성을 상실시킴으로써 시스템 성능이 심하게 저하된다. 그렇기 때문에 전송 채널의 시간 지연 분산 특성보다도 훨씬 큰 보호구간을 OFDM 심볼마다 삽입하는 방법을 사용하여 다중경로 간섭을 제거하고 있다. 이러한 보호구간은 실제 데이터 전송에는 영향을 미치지 못하기 때문에 보호구간의 길이가 길어질수록 데이터 전송 효율이 저하된다. 또한 OFDM 시스템은 부반송파의 직교성을 이용하여 부채널의 주파수 스펙트럼을 상호 중첩시켜 사용하기 때문에 미소한 주파수 오프셋에 의한 영향이 단순히 신호 전력의 감소를 초래하는 진폭 왜곡만 발생시키는 것이 아니라 신호의 위상 왜곡도 발생시킴으로써 부반송파의 직교성을 상실시켜 채널간 간섭을 야기하고 따라서 단일 반송파 시스템보다 훨씬 큰 성능 저하를 초래하게 된다.

다음 그림 5.1은 반사파의 지연시간에 따른 OFDM 시스템의 BER 성능을 S/N비에 따라 비교한 것이다. 그림에서와 같이 반사파의 지연시간이 길어질 경우에는 다중경로 간섭에 의한 부반송파의 직교성 상실로 인하여 신호 대 잡음

비를 아무리 높이더라도 그 성능이 크게 개선되지 못함을 알 수 있다.

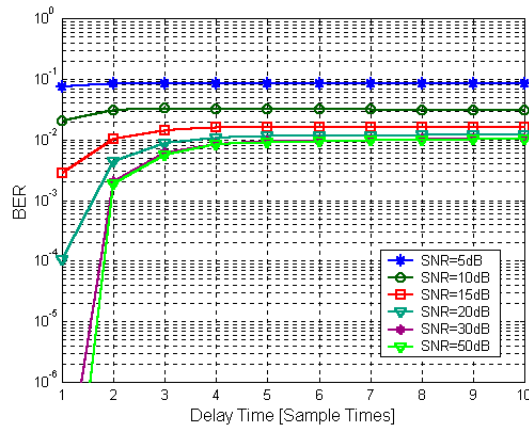


그림 5.1 반사파의 지연에 따른 BER 성능

Fig. 5.1 BER Performance due to delay of reflected waves.

이러한 OFDM 시스템의 단점을 극복하기 위해 본 논문에서는 XCP-OFDM 시스템을 제안한다. 제안된 XCP-OFDM 시스템은 우선회 원편파(RHCP) 채널과 좌선회 원편파(LHCP) 채널로 전송 채널을 분리함으로써 부반송파의 스펙트럼 중첩 성분이 제거되어 부반송파 직교성이 강화되는 특성을 가지고 있다. 또한 기수회 반사파의 수신을 억제하는 원편파의 고유 특성을 사용하기 때문에 채널에서의 신호의 시간 지연 분산 특성이 작게 되어 다중경로 간섭을 효율적으로 줄일 수 있다. 역선회 원편파를 이용한 XCP-OFDM 시스템의 구성 방식과 부반송파의 스펙트럼은 각각 그림 5.2 및 그림 5.3과 같다.

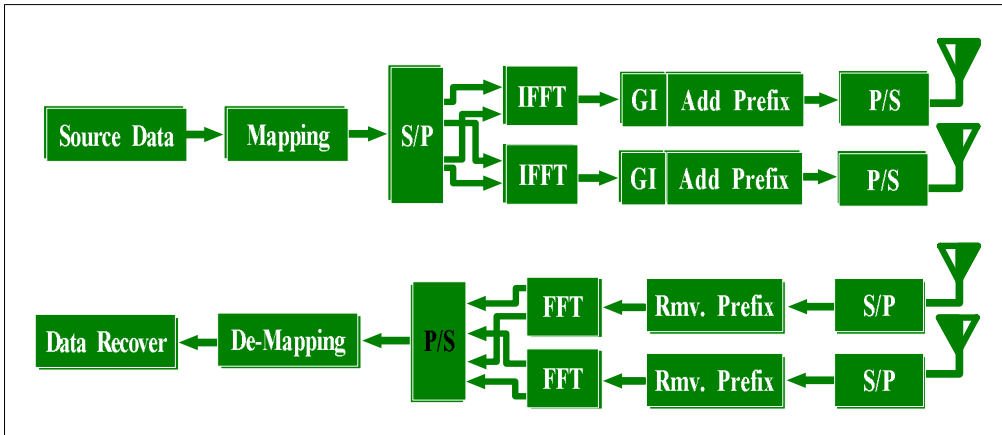


그림 5.2 XCP-OFDM 시스템 구성 방식

Fig. 5.2 Structure of XCP-OFDM system.

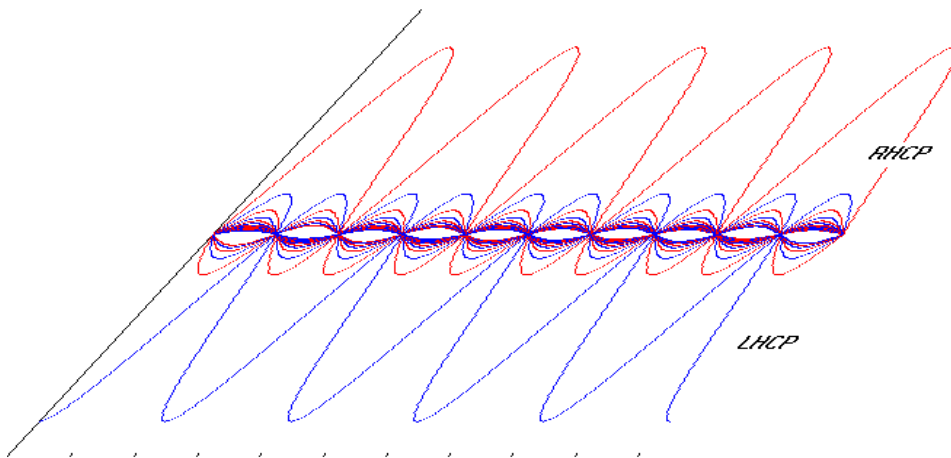


그림 5.3 XCP-OFDM 부반송파 스펙트럼

Fig. 5.3 Spectra of subcarriers in XCP-OFDM.

그림 5.2에서 입력되는 직렬 데이터열은 우선 전송 채널에서 발생하는 오류를 정정하기 위한 오류 정정 부호화를 행한다. 오류 정정 부호화 방식으로는 컨볼루션 부호 방식, 터보 부호 방식 등이 있으며, IEEE 802.11a 방식에서는 구속장이 7이고 부호율이 1/2인 컨볼루션 부호 방식을 적용하고 있다. 오류 정정 부호화를 거친 데이터열은 신호 매핑을 거치게 된다. 신호 매핑 방법은 요구되는 시스템의 성능과 전송 속도에 따라 결정되며 본 논문에서는 QPSK 신호 매핑 방식을 적용하고 있다. 이렇게 신호 매핑된 출력은 부반송파 변조를 하기 위하여 부채널 수의 크기를 가지는 직병렬 변환기에 의해 병렬로 변환된다. 병렬로 변환된 신호의 출력에서 기수 번째 신호는 좌선회 원편파 채널로, 우수 번째 신호는 우선회 원편파 채널로 분리되어 부반송파 변조기의 각각 해당하는 부채널에 입력된다. 이렇게 분리 입력된 신호는 부채널 수와 같은 크기를 가지는 IFFT에 의하여 부반송파 변조를 하고 각각의 전송 심볼을 형성한다. 이 때 기저대역에서의 부반송파 스펙트럼은 그림 5.3과 같이 형성된다. 이렇게 형성된 심볼의 앞에 보호구간을 삽입하여 각각의 신호 프레임을 형성한다. 이 신호 프레임은 다시 직렬로 변환되고 주반송파에 의해 변조된 후 RHCP 채널과 LHCP 채널을 통하여 전송된다.

각각의 전송 채널로 수신된 신호는 주반송파 복조를 한 후 프레임을 추출하고 보호구간을 제거하여 각각의 전송된 심볼을 얻어낸다. 각 심볼들은 FFT를 이용 부반송파 복조를 하여 신호를 추출하고 추출된 신호들은 하나의 병렬 신호로 합성된 후 직병렬 변환기에 의해 직렬 신호열로 변환된다. 이렇게 변환된 신호열은 역과정의 신호 매핑을 거치고 채널상의 오류를 정정한 다음 최종 데이터를 판정하여 출력을 얻어낸다.

XCP-OFDM 시스템에서 우선회 원편파(RHCP) 채널과 좌선회 원편파(LHCP)채널의 송신 신호를 각각 $s_R(t)$, $s_L(t)$ 라고 하면, 각 신호의 기저대역에서의 표현식은 식 (2.9)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_R(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{T_s} d_{n,(2k)} e^{j2\pi f_{(2k)}t} p(t-nT_s) \quad (5.1)$$

$$s_L(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{T_s} d_{n,(2k+1)} e^{j2\pi f_{(2k+1)}t} p(t-nT_s) \quad (5.2)$$

이와 같이 우선회 원편파의 채널 신호와 좌선회 원편파 채널 신호로 채널을 분리하면 각 편파 내에서는 그림 5.3과 같이 부반송파간의 스펙트럼 중첩이 크게 감소하는 특성을 가지게 된다.

단일 신호구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서 나타나는 우선회 원편파 채널과 좌선회 원편파 채널의 송신 신호를 데이터 심볼 주기로 샘플링을 취한 신호는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_R(m) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{T_s} d_{n,k} e^{j2\pi km/N}, \quad d_{n,(k=even)} = 0 \quad (5.3)$$

$$s_L(m) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{T_s} d_{n,k} e^{j2\pi km/N}, \quad d_{n,(k=odd)} = 0 \quad (5.4)$$

위의 식 (5.3)과 식 (5.4)로부터 각 채널의 샘플링 신호 $s_R(m)$ 과 $s_L(m)$ 은 해당 채널의 데이터를 채널별로 각각 역이산푸리에변환(IDFT)에 의해 얻어진 결과와 같다. 이것은 우선회 원편파 채널과 좌선회 원편파 채널의 데이터에 대한 부반송파 변조를 각각 같은 크기의 IFFT에 의하여 변조를 행할 수 있음을 의미한다.

5.2 XCP-OFDM 시스템의 신호

다음의 그림 5.4는 XCP-OFDM 시스템의 전송 채널 모델을 나타내고 있으며 우선회 원편파 채널(RHCP)과 좌선회 원편파 채널(LHCP)로 나누어진다. 파라미터 h_{ij} 는 전달함수를 나타내며 i -채널로 전송하여 j -채널로 수신될 경우의 전송 특성을 나타내는 전달함수를 의미한다.

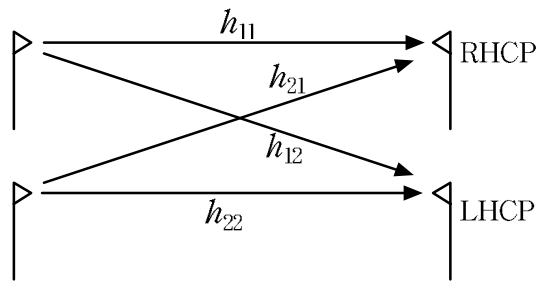


그림 5.4 XCP-OFDM 시스템의 채널 모델

Fig. 5.4 Channel model of XCP-OFDM system.

각 채널에서 IFFT에 의하여 변조된 신호는 각각의 채널을 통과하여 수신되며 수신된 신호 $r_R(t)$ 와 $r_L(t)$ 는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_R(t) = h_{11}s_R(t) + \Gamma_c h_{21}s_L(t) + N_R(t) \quad (5.5)$$

$$r_L(t) = h_{22}s_L(t) + \Gamma_c h_{12}s_R(t) + N_L(t) \quad (5.6)$$

위의 두 식에서 $N_R(t)$ 와 $N_L(t)$ 는 각 채널의 AWGN을 나타내고, Γ_c 는 원편파에 대한 교차편파 식별도(XPD: Cross Polarization Discrimination)의 역함수를 나타내며 식 (5.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Gamma_c = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{RL}}{E_{RR}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{LR}}{E_{LL}} \right| \quad (5.7)$$

여기에서 E_{RL} 은 우선회원편파로 송신하여 좌선회 원편파로 수신한 전계강도를 나타내며, E_{RR} 은 우선회 원편파로 송신하여 우선회 원편파로 수신하는 경우를 나타낸다. E_{LR} 과 E_{LL} 의 경우에도 같은 형태의 의미를 가지고 있다. 따라서 n 번째 신호구간에서의 우선회 원편파와 좌선회 원편파의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
r_R(t) &= \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{T_s} d_{n,(2k)} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_{11}(t) e^{-j2\pi(2i-2k)t/T_s} dt \\
&\quad + \Gamma_c \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{T_s} d_{n,(2k+1)} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_{21}(t) e^{-j2\pi(2i-2k-1)t/T_s} dt \\
&\quad + N_{n,(2k)} \\
&= \frac{C}{T_s} d_{n,(2k)} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_{11}(t) dt \\
&\quad + \sum_{k=0, k \neq i}^{(N-1)/2} \frac{C}{T_s} d_{n,(2k)} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_{11}(t) e^{-j2\pi(2i-2k)t/T_s} dt \\
&\quad + \Gamma_c \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{T_s} d_{n,(2k+1)} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_{21}(t) e^{-j2\pi(2i-2k-1)t/T_s} dt \\
&\quad + N_{n,(2k)}
\end{aligned} \tag{5.8}$$

$$\begin{aligned}
r_L(t) &= \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{T_s} d_{n,(2k+1)} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_{22}(t) e^{-j2\pi(2i+1-2k-1)t/T_s} dt \\
&\quad + \Gamma_c \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{T_s} d_{n,(2k+1)} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_{12}(t) e^{-j2\pi(2i+1-2k)t/T_s} dt \\
&\quad + N_{n,(2k+1)} \\
&= \frac{C}{T_s} d_{n,(2k+1)} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_{22}(t) dt \\
&\quad + \sum_{k=0, k \neq i}^{(N-1)/2} \frac{C}{T_s} d_{n,(2k+1)} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_{22}(t) e^{-j2\pi(2i-2k)t/T_s} dt \\
&\quad + \Gamma_c \sum_{i=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{T_s} d_{n,(2k)} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_{12}(t) e^{-j2\pi(2i+1-2k)t/T_s} dt \\
&\quad + N_{n,(2k+1)}
\end{aligned} \tag{5.9}$$

위의 두 식에서 첫 번째 항은 해당 채널의 원하는 신호 성분을 나타내고 제 2항은 동일한 채널인 정선회 원편파의 인접채널 간섭성분을 나타낸다. 그리고

제 3항은 역선회 원편파의 인접채널 간섭 성분을 나타내며, 제 4항은 각 편파에 대한 AWGN을 나타낸다.

5.3 간섭에 의한 영향

OFDM 시스템의 수신단에서 복조 구간인 DFT단에 n 번째 프레임의 k 번째 채널의 단일 신호를 $r_{n,k}$ 라고 하면 다음 식 (5.10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{n,k} = e^{j2\pi f_x k T_{ds}} \quad (5.10)$$

단, f_x 는 입력된 주파수 성분을 나타낸다. 따라서 신호 $r_{n,k}$ 가 수신기의 부반송파 복조기 입력단에 가해 질 경우 출력은 식 (5.11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{n,k} &= \sum_{k=0}^{N-1} r_{n,k} e^{-j2\pi k \frac{m}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi(f_x k N T_{ds} - km)/N} \\ &= \frac{e^{j2\pi(f_x N T_{ds} - m)} - 1}{e^{j2\pi(f_x N T_{ds} - m)/N} - 1} \\ &= e^{j\pi(f_x N T_{ds} - m) \frac{N-1}{N}} \frac{\sin[\pi(f_x N T_{ds} - m)]}{\sin[\pi(f_x N T_{ds} - m)/N]} \\ &= e^{j\pi(K + \xi - m) \frac{N-1}{N}} \frac{\sin[\pi(K + \xi - m)]}{\sin[\pi(K + \xi - m)/N]} \end{aligned} \quad (5.11)$$

식 (5.11)에서 $m = 0, 1, \dots, N-1$ 이고 $f_k NT_{ds} = K + \zeta$ 이며 K 는 정수를 나타내고 ζ 는 주파수 오프셋에 의한 성분으로서 $0 \leq \zeta < 1$ 의 범위를 가지는 실수이다. 따라서 수신단의 부반송파 복조기의 전체 출력 신호는 식 (5.12)와 같다.

$$R(m) = \sum_{K=0}^{N-1} \left\{ C_K e^{j\pi(K+\zeta-m)\frac{N-1}{N}} \frac{\sin[\pi(K+\zeta-m)]}{\sin[\pi(K+\zeta-m)/N]} \right\} \quad (5.12)$$

단, C_K 는 각 채널의 부반송파의 크기를 나타낸다. 수신단에서 부채널의 직교성을 유지하기 위하여서는 m 이 정수의 값을 가지는 점에서 샘플링이 취해져야 한다. 수신단에서 주파수 오프셋이 발생하지 않는다면 주파수 오프셋에 의한 성분 ζ 는 0의 값을 가지게 된다. 이 경우 부반송파 복조기 출력은 K 가 m 과 동일한 값을 가지는 점에서만 출력이 발생하고 그 이외의 점에서는 출력 값을 가지지 않는다. 이것은 부반송파간의 직교성이 정확하게 유지되고 있음을 나타낸다. 수신단에서 주파수 오프셋이 발생할 경우에는 ζ 가 0이 아닌 값을 가지게 되므로 부반송파 출력은 K 가 m 이 아닌 곳에서도 출력이 발생하게 된다. 이것은 부채널간의 간섭에 의한 성분이 전체적으로 나타남을 의미하는 것으로서 부채널간의 직교성 열화에 의한 성능 감소를 발생시키는 것이다.

주파수 오프셋이 발생할 경우 원하는 신호의 성분 $R(m)_{so}$ 와 채널간 간섭 성분의 합인 $R(m)_{lo}$ 의 크기는 식 (5.12)로부터 각각 다음과 같이 구할 수 있다.

$$| R(m)_{so} | = \left| C_K \frac{\sin(\zeta\pi)}{\sin(\zeta\pi/N)} \right| \quad (5.13)$$

$$| R(m)_{lo} | = \left| \sum_{\substack{K=0 \\ K \neq m}}^{N-1} \left\{ C_K e^{j\pi(K+\zeta-m)\frac{N-1}{N}} \right. \right. \\ \left. \left. \times \frac{\sin[\pi(K+\zeta-m)]}{\sin[\pi(K+\zeta-m)/N]} \right\} \right| \quad (5.14)$$

XCP-OFDM 시스템에서는 부채널의 스펙트럼이 RHCP 채널과 LHCP 채널로 나누어져 있기 때문에 간섭 신호 성분은 다음의 식 (5.15)로 나타낼 수 있다.

$$| R(m)_{lo} |_{XCP} = \left| \sum_{\substack{K=0 \\ K \neq m}}^{(N-1)/2} \left[C_{(2K)} e^{j\pi(2K+\zeta-m)\frac{N-1}{N}} \right. \right. \\ \left. \left. \times \frac{\sin[\pi(2K+\zeta-2m)]}{\sin[\pi(2K+\zeta-2m)/N]} \right. \right. \\ \left. \left. + \Gamma_c \times C_{(2K+1)} e^{j\pi(2K+\zeta+1-2m)\frac{N-1}{N}} \right. \right. \\ \left. \left. \times \frac{\sin[\pi(2K+\zeta+1-2m)]}{\sin[\pi(2K+\zeta+1-2m)/N]} \right] \right| \quad (5.15)$$

5.4 주파수 스펙트럼 효율

OFDM 시스템에서 심볼의 길이는 부채널의 수만큼 길어지게 되므로 부채널

의 수를 늘리면 심볼의 길이도 늘어나게 되어 다중경로 간섭에 더 강한 특성을 나타낸다. 그러나 부채널의 수를 크게 하면 할수록 채널간 간섭이 발생할 때 간섭의 정도가 더 커지게 되어 시스템의 성능이 급격히 저하되는 현상이 발생하기 때문에 부채널의 수는 시스템의 성능과 대역폭에 따라 결정된다. 전송 채널에서의 시간 지연 분산 특성이 OFDM 프레임의 보호구간의 길이보다도 길어지게 되면, 지연된 심볼은 수신기에서의 복조 과정인 FFT 구간 내에 들어오게 되므로 심볼간 간섭을 야기시킴과 동시에 부반송파간의 직교성이 상실되고 채널간 간섭까지 발생하게 되어 시스템의 성능이 급격히 저하된다. 따라서 심볼간 간섭을 방지하고 부반송파간의 직교성을 유지하기 위하여서는 보호구간의 길이가 채널의 시간지연보다 크게 설정되어야만 한다. 그러나 보호구간의 길이가 늘어나게 되면 데이터 전송과 관련 없는 불필요한 대역을 차지하게 되어 대역폭 효율도 감소할 뿐 아니라 시스템의 전송 효율도 저하한다.

M-PSK 방식의 신호 매핑을 적용한 XCP-OFDM 시스템의 전송률 R 과 대역폭 W 는 각각 다음 식 (5.16) 및 (5.17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R = \log_2 M \times 1/NT_{ds} \times N \quad (5.16)$$

$$W = f_{N-1} - f_0 + 2\delta = (N-1)/NT_{ds} + 2\delta \quad (5.17)$$

여기에서 δ 는 부반송파의 단측 대역폭을 나타내는 것으로서 부반송파의 roll-off 인자를 α 라고 할 때 $\delta = (1 + \alpha)/2NT_{ds}$ 과 같다.

따라서 XCP-OFDM 시스템의 대역폭 효율 η 는 다음과 같이 구해진다.

$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{\log_2 M \times 1/NT_{ds} \times N}{(N-1)/NT_{ds} + 2\delta} = \frac{\log_2 M}{1 + \frac{\alpha}{N}} \quad (5.18)$$

식 (5.18)로부터 XCP-OFDM 시스템의 대역폭 효율은 부반송파의 개수 N 이 커질수록 증가하게 됨을 알 수 있다. 그러나 동일한 데이터 전송률을 가지는 경우 보호구간의 삽입에 따른 손실을 감안하면 다음 식 (5.19)와 같이 대역폭 효율을 나타낼 수 있다.

$$\eta = \frac{\log_2 M}{1 + \frac{\alpha}{N} + W_{GI}} \quad (5.19)$$

여기에서 W_{GI} 는 보호구간에 해당하는 대역폭 크기를 나타낸다. 따라서 보호구간을 감안할 경우에는 보호구간의 길이가 작아질수록 대역폭 효율은 증가하게 된다. IEEE 802.11a의 고속 무선 LAN 방식에서는 보호구간의 길이가 16개의 부채널의 길이를 가지고 있다. 이러한 보호구간은 수신단에서 프레임 동기를 맞추고 난 후 제거되어 사용되지 못하는 부분으로써 크면 클수록 비효율적이 된다. 이 보호구간은 OFDM 전체 프레임의 약 25%에 해당하며 순수 데이터 채널에 비교할 경우에는 약 33%에 해당하는 Redundancy이다. 따라서 채널 간 간섭 없이 보호구간의 길이를 최소화하여 0으로 만들 수 있다면 대역폭 효

율은 약 1[dB] 정도 높아지게 된다.

5.5 채널의 시간지연 분산 특성

무선 이동 통신 시스템에서 채널의 특성을 나타내는 파라미터로서 평균 시간 지연과 시간지연확산 그리고 최대 초과지연 등이 있다. 이러한 파라미터들은 채널의 임펄스 응답으로부터 얻어지는 전력 시간지연 프로파일(power delay profile)로부터 구해질 수 있다. 그 중에서도 시간지연확산은 시간지연의 표준편차를 나타내는 것으로써 시간축상에서 전송된 신호의 퍼짐 정도를 나타내는 중요한 파라미터이다.

시간 $t=0$ 에서 임펄스 $A\delta(t)$ 가 전송되었다면, 수신신호 $r(t)$ 는 식 (5.20)과 같이 나타내어진다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^n A_i \delta(t - \tau_i) \quad (5.20)$$

여기에서 n 은 전파의 경로 수를 나타내며, A_i 는 i 번째 경로에서 수신된 임펄스의 크기를 나타낸다. 그리고 τ_i 는 i 번째 경로의 시간지연을 나타낸다. 이 경우 임펄스 수신 지연 시간 τ 는 확률밀도함수 $f(\tau)$ 와 지연 분산인 σ_τ 에 의하여 그 특성을 나타낼 수 있으며 각각 식 (5.21) 및 (5.22)와 같이 나타난다.

$$f(\tau) = \frac{1}{\tau} \exp(-\tau/\bar{\tau}) \quad (5.21)$$

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{E[\tau^2] - E^2[\tau]} \quad (5.22)$$

단, $\bar{\tau} = E[\tau] = \int_0^{\infty} \tau f(\tau) d\tau$ 이고, $E[\tau^2] = \int_0^{\infty} \tau^2 f(\tau) d\tau$ 이다. 위의 식 (5.21)과 (5.22)로부터 임펄스의 수신 지연 시간 τ 가 작아지거나 확률밀도함수 $f(\tau)$ 가 작아지면 시간지연 분산 σ_{τ} 도 작게 됨을 알 수 있다. 그러므로 기수회 반사파를 제거하여 지연 시간 τ 와 확률밀도함수 $f(\tau)$ 를 작게 만들면 채널의 시간지연분산 σ_{τ} 는 작아지게 된다. 따라서 원편파의 경우에는 기수회 반사파의 수신을 억제함으로써 시간지연분산을 최소화 할 수 있다.

4~6GHz대의 주파수를 사용하는 경우 하나의 사무실 내에서의 시간지연확산은 평균 약 20ns 정도로 나타나 있다. 그러나 원편파를 사용할 경우에는 기수회 반사파의 영향을 제거하여 시간지연확산을 일반적인 수직이나 수평편파를 사용하는 경우보다 훨씬 짧은 약 4.5ns 정도로 감소시킬 수 있는 것으로 측정 결과가 나와 있다[63][64]. 이러한 지연 시간은 하나의 샘플링 주기보다도 훨씬 짧은 것으로서 원편파를 사용하는 XCP-OFDM 시스템의 경우에는 하나의 부채널 크기에 해당하는 길이 이하로 보호구간의 길이를 크게 줄일 수 있음을 의미한다.

5.6 XCP-OFDM 시스템의 성능

5.6.1 AWGN 환경에서의 XCP-OFDM 시스템의 성능

XCP-OFDM 시스템에서 원하는 신호의 전력 σ_s^2 와 채널간 간섭에 의한 간섭 성분의 전력 σ_I^2 는 위의 식(5.8)과 식(5.9)로부터 구할 수 있으며, 우선회 원편파 채널에 대한 원하는 신호 전력 σ_{sR}^2 은 다음의 식 (5.23)과 같이 구할 수 있다.

$$\sigma_{sR}^2 = \left(\frac{C}{T_s} d_{n,(2i)} \right)^2 \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} R_{11}(t-\tau) dt d\tau \quad (5.23)$$

식 (5.23)에서 R_{ij} 는 전달함수 $h_{ij}(t)$ 에 대한 자기상관 함수를 나타내며 식 (5.24)와 같다[49].

$$R_{ij}(\tau) = c_{ij} J_0(2\pi f_D \tau) \quad (5.24)$$

여기에서 f_D 는 최대 도플러 주파수를 나타내고, c_{ij} 는 평균 수신 신호 전력을 나타내며 $J_0(\cdot)$ 는 0차 베셀함수를 나타낸다. $\tau \ll 1/f_D$ 이므로 R_{ij} 는 다음

식 (5.25)와 같이 근사화할 수 있다.

$$R_{ij}(\tau) \approx c_{ij}\{1 - (\pi f_D \tau)^2\} \quad (5.25)$$

따라서 식(5.23)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sigma_{s_R}^2 = 1 - \frac{(\pi f_D T_s)^2}{6} \quad (5.26)$$

마찬가지로 좌선회 원편파에 대한 수신 신호 전력도 식 (5.9)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{s_L}^2 &= \left(\frac{C}{T_s} d_{n,(2i+1)} \right)^2 \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} R_{22}(t-\tau) dt d\tau \\ &= 1 - \frac{(\pi f_D T_s)^2}{6} \end{aligned} \quad (5.27)$$

또한 간섭 신호 성분의 전력은 위의 식 (5.8)과 (5.9)로부터 구할 수 있으며, 각각의 편파 채널에 대하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
\sigma_{I_R}^2 &= \sum_{i=0, i \neq k}^{(N-1)/2} \left(\frac{C}{T_s} d_{n, (2i)} \right)^2 \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} R_{11}(t-\tau) \\
&\quad \times e^{-j2\pi(2k-2i)(t-\tau)/T_s} dt d\tau \\
&\quad + \Gamma_c^2 \sum_{i=0}^{(N-1)/2} \left(\frac{C}{T_s} d_{n, (2i+1)} \right)^2 \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} R_{21}(t-\tau) \\
&\quad \times e^{-j2\pi(2k-2i-1)(t-\tau)/T_s} dt d\tau \\
&= \sum_{i=0, i \neq k}^{(N-1)/2} \frac{(f_D T_s)}{2(2k-2i)^2} + \Gamma_c^2 \sum_{i=0}^{(N-1)/2} \frac{(f_D T_s)^2}{2(2k-2i-1)^2}
\end{aligned} \tag{5.28}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_{I_L}^2 &= \sum_{i=0, i \neq k}^{(N-1)/2} \left(\frac{C}{T_s} d_{n, (2i+1)} \right)^2 \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} R_{22}(t-\tau) \\
&\quad \times e^{-j2\pi(2k+1-2i-1)(t-\tau)/T_s} dt d\tau \\
&\quad + \Gamma_c^2 \sum_{i=0}^{(N-1)/2} \left(\frac{C}{T_s} d_{n, (2i)m} \right)^2 \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} R_{12}(t-\tau) \\
&\quad \times e^{-j2\pi(2k+1-2i)(t-\tau)/T_s} dt d\tau \\
&= \sum_{i=0, i \neq k}^{(N-1)/2} \frac{(f_D T_s)}{2(2k-2i)^2} + \Gamma_c^2 \sum_{i=0}^{(N-1)/2} \frac{(f_D T_s)^2}{2(2k+1-2i)^2}
\end{aligned} \tag{5.29}$$

매핑 방식으로 QPSK를 사용하는 XCP-OFDM 시스템의 경우에는 각 편파의 BER은 일반적인 단일 반송파의 DQPSK의 경우와 일치하게 되며 다음 식 (5.30)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{eR} = P_{eL} = 2Q\left(\sqrt{\overline{\gamma_b}} \sin \frac{\pi}{4\sqrt{2}}\right) = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\overline{\gamma_b}}{2}} \sin \frac{\pi}{4\sqrt{2}}\right) \quad (5.30)$$

여기서 $\overline{\gamma_b}$ 는 비트 당 평균 SNR로서 신호의 전력을 σ_s^2 , 간섭성분의 전력을 σ_I^2 , 잡음 전력을 σ_z^2 라고 할 때 다음 식 (5.31)과 같이 주어진다.

$$\overline{\gamma_b} = \frac{\sigma_{sR}^2}{\sigma_{I_R}^2 + \sigma_z^2} = \frac{\sigma_{sL}^2}{\sigma_{I_L}^2 + \sigma_z^2} \quad (5.31)$$

따라서 전체 시스템의 BER은 다음과 같다.

$$P_e = P_{eR} + P_{eL} \quad (5.32)$$

5.6.2 주파수 오프셋에 따른 XCP-OFDM 시스템의 성능

송신단에서 k 번째 채널을 통해 전송할 데이터의 심볼을 d_k 라고 할 때 기저대역에서의 부반송파 변조된 신호 $s(m)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi km/N} \quad (5.33)$$

따라서 전송 채널을 통과하여 부반송파 복조된 신호는 주파수 오프셋이 발생하지 않을 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 r(m) &= \sum_{m=0}^{N-1} s(m) e^{-j2\pi im/N} \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi km/N} \right) e^{-j2\pi im/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} d_k e^{-j2\pi(i-k)m/N}
 \end{aligned} \tag{5.34}$$

전송 채널에서 주파수 오프셋이 발생할 경우의 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_e(k) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k h_k e^{j2\pi(k+\Delta k)m/N} + n_k \tag{5.35}$$

여기에서 h_k 는 k 번째 부채널의 전달 함수이고 n_k 는 채널의 복소 부가잡음을 나타내며, Δk 는 채널의 주파수 오프셋을 부채널 간격으로 정규화한 값으로서 주파수 오프셋을 f_e , 부채널의 주파수 간격을 Δf 라고 할 때 다음 식 (5.36)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta k = \frac{f_e}{\Delta f} = f_e \cdot \frac{T_s}{N} \tag{5.36}$$

따라서 수신단에서 보호구간을 제거한 후 부반송파 복조를 하여 얻어낸 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 R(m) &= \sum_{m=0}^{N-1} r_e(k) e^{-j2\pi lm/N} \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k h_k e^{j2\pi(k+\Delta k)m/N} \right] + n_k \right\} e^{-j2\pi lm/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} d_k h_k e^{j2\pi(k+\Delta k-l)m/N} + \sum_{m=0}^{N-1} n_k e^{-j2\pi lm/N}
 \end{aligned} \tag{5.37}$$

수신 신호 중에서 잡음을 제외한 데이터 신호 성분 $R_s(m)$ 은 등비급수를 적용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 R_s(m) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k h_k \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi(k+\Delta k-l)m/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k h_k \frac{e^{j2\pi(k+\Delta k-l)} - 1}{e^{j2\pi(k+\Delta k-l)/N} - 1} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k h_k \frac{e^{j\pi(k+\Delta k-l)} \{ e^{j\pi(k+\Delta k-l)} - e^{-j\pi(k+\Delta k-l)} \}}{e^{j\pi(k+\Delta k-l)/N} \{ e^{j\pi(k+\Delta k-l)/N} - e^{-j\pi(k+\Delta k-l)/N} \}} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k h_k e^{j\pi(k+\Delta k-l) \frac{N-1}{N}} \frac{\sin \{ \pi(k+\Delta k-l) \}}{\sin \{ \pi(k+\Delta k-l)/N \}}
 \end{aligned} \tag{5.38}$$

이 식으로부터 원하는 신호는 $l = k$ 일 때 얻을 수 있으며, 또한 채널간 간섭에 의한 성분은 $l \neq k$ 일 때 얻을 수 있다. 따라서 원하는 신호 성분을

$R_{so}(m)$ 이라 하고, 채널간 간섭에 의한 간섭 성분을 $R_{sl}(m)$ 이라고 할 때 각각의 성분들은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{so}(m) = \frac{1}{N} d_l h_l e^{j\pi\Delta k \frac{N-1}{N}} \frac{\sin \pi\Delta k}{\sin \frac{\pi\Delta k}{N}} \quad (5.39)$$

$$R_{sl}(m) = \frac{1}{N} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{N-1} d_k h_k e^{j\pi(k+\Delta k-l) \frac{N-1}{N}} \frac{\sin\{\pi(k+\Delta k-l)\}}{\sin\{\pi(k+\Delta k-l)/N\}} \quad (5.40)$$

식 (5.39)로부터 주파수 오프셋이 발생할 경우 원하는 신호 성분은 $A(\Delta k) = \frac{\sin(\pi\Delta k)}{\sin(\pi\Delta k/N)}$ 에 의해 진폭 왜곡이 발생하고, $\Psi(\Delta k) = e^{j\pi\Delta k \frac{N-1}{N}}$ 에 의해 위상 왜곡이 발생하는 것을 알 수 있다. 즉, 주파수 오프셋에 의한 영향은 단일 반송파 시스템과 달리 진폭 왜곡 외에 부반송파의 위상왜곡이 동시에 발생함으로써 부반송파의 직교성을 상실 시켜 채널간 간섭을 야기함을 알 수 있다.

수신단에서 복조된 신호 성분 $R_s(m)$ 의 분산은 식 (5.38)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\sigma_s^2 &= \sum_{k=0}^{N-1} \left| \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} d_k h_k e^{j2\pi(k+\Delta k-l)m/N} \right|^2 \\
&= \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} |d_k|^2 |h_k|^2 \left| \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi(k+\Delta k-l)m/N} \right|^2 \\
&= \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} (N-|m|) \cdot e^{j2\pi(k+\Delta k-l)m/N} \\
&= \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} (N-|m|) \cdot e^{j2\pi(k+\Delta k)m/N} e^{-j2\pi lm/N} \\
&= \frac{1}{N^2} \left[N^2 + \sum_{m=1}^{N-1} 2(N-m) \cdot \cos\left(\frac{2\pi m(k+\Delta k)}{N}\right) \right. \\
&\quad \left. \times \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi lm/N} \right]
\end{aligned} \tag{5.41}$$

식 (5.41)의 두 번째 항의 $e^{-j2\pi lm/N}$ 은 cosine 함수와 sine 함수의 합으로 표현할 수 있으며 각 함수의 m 주기를 N 등분하여 합한 형태가 되므로 다음의 식 (5.42)를 만족하게 된다.

$$\begin{aligned}
\sum_{m=0}^{N-1} e^{-j2\pi lm/N} &= \sum_{m=0}^{N-1} \left[\cos\left(\frac{2\pi lm}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi lm}{N}\right) \right] \\
&= \begin{cases} N, & (\text{for } m=0) \\ 0, & (\text{for } m \neq 0) \end{cases}
\end{aligned} \tag{5.42}$$

따라서 식 (5.41)과 식 (5.42)로부터 복조된 신호 성분의 분산 σ_s^2 은 1이 됨을 알 수 있다.

또한 복조된 전체 신호 중에서 원하는 신호 성분의 분산 σ_{so}^2 는 다음과 같이

구할 수 있다.

$$\begin{aligned}\sigma_{so}^2 &= \left| \frac{1}{N} d_i h_i e^{j\pi(N-1)\Delta k/N} \frac{\sin(\pi\Delta k)}{\sin\left(\frac{\pi\Delta k}{N}\right)} \right|^2 \\ &= \frac{1}{N^2} \left[\frac{\sin(\pi\Delta k)}{\sin\left(\frac{\pi\Delta k}{N}\right)} \right]^2\end{aligned}\quad (5.43)$$

여기에서 $\Delta k \ll N$ 이므로 $\sin\left(\frac{\pi\Delta k}{N}\right) \approx \frac{\pi\Delta k}{N}$ 으로 근사 시킬 수 있다. 따라서 σ_{so}^2 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sigma_{so}^2 = \frac{1}{N^2} \left[\frac{\sin(\pi\Delta k)}{\left(\frac{\pi\Delta k}{N}\right)} \right]^2 = \left[\frac{\sin(\pi\Delta k)}{(\pi\Delta k)} \right]^2 \quad (5.44)$$

식 (5.41)과 (5.44)로부터 XCP-OFDM 시스템에서의 채널간 간섭에 의한 간섭 성분의 분산 σ_{si}^2 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\sigma_{si}^2 = \frac{1}{2}(1+\Gamma_c)(\sigma_s^2 - \sigma_{so}^2) = \frac{1}{2}(1+\Gamma_c)\left\{1 - \left[\frac{\sin(\pi\Delta k)}{(\pi\Delta k)}\right]^2\right\} \quad (5.45)$$

제 6 장 XCP-OFDM 시스템의 성능 분석

6.1 시스템 성능 분석 환경

본 논문에서는 제안된 XCP-OFDM 시스템의 성능을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 환경으로는 현재 OFDM 방식을 표준으로 하고 있는 고속 무선 LAN 방식인 IEEE 802.11a 파라미터를 기준으로 적용하였다.

IEEE 802.11a 고속 무선 LAN의 표준에서는 $3.2\mu\text{s}$ 의 주기를 가지는 64-point IFFT를 사용하고 있으며 샘플링 주기는 50ns 이고 16개의 샘플에 해당하는 $0.8\mu\text{s}$ 의 보호구간을 사용하고 있다. OFDM 총 심볼의 주기는 $4\mu\text{s}$ 이고 OFDM의 전송대역폭은 20MHz 이며 주반송파의 주파수는 5GHz 대를 사용하고 있다[58]. 데이터 전송 속도는 신호의 매핑 방법과 코딩 방법에 따라 6Mbps 에서 54Mbps 까지 나오게 된다. 본 논문에서도 이와 동일한 환경을 적용하기 위하여 부채널의 수를 64개로 하였으며, 매핑 방법은 QPSK를 적용하였고 전송 속도는 12Mbps 가 된다. 전송 채널 환경으로는 AWGN 환경과 Rayleigh 환경에 대하여 적용하였다. 다중경로 환경으로는 직접파 외에 지연 반사파를 5개까지 고려하였으며 반사에 따른 손실은 3dB , 반사파의 지연 시간은 각 1개의 샘플링 시간 차이를 가지는 것으로 모델링 하여 모의 실험을 수행하였다. 또한 기존의 OFDM 방식과 새로 제안한 XCP-OFDM 방식을 동일한 조건에서 서로 비교하였으며 교차편

파 식별도는 5~20[dB]를 적용하였고, 정규화된 최대 도플러 주파수 $f_D T_s$ 는 0.1로 하였다.

6.2 XCP-OFDM 시스템의 성능 분석 결과

6.2.1 다중경로 환경에서의 편파에 따른 성능 비교

그림 6.1과 그림 6.2는 다중경로 환경에서의 적용 편파에 따른 시스템의 BER 성능을 비교하여 나타낸 그림이다. 그림 6.1은 다중경로 환경의 반사파의 평균 반사각 θ_r 이 25도일 경우의 성능을 비교한 것이고, 그림 6.2는 θ_r 이 35도일 경우의 성능을 비교한 것이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 원편파를 사용하는 XCP-OFDM 시스템의 경우가 가장 좋은 BER 성능을 보이고 있으며, 수평편파를 사용하는 OFDM 시스템의 경우에 가장 낮은 성능을 나타내고 있다. 이것은 원편파를 사용하는 경우에는 기수회 반사파의 수신을 억제함으로써 반사파의 간섭을 최소화하기 때문에 부반송파간의 직교성이 높아져서 가장 좋은 성능을 나타낸다. 그러나 수평편파의 경우에는 반사계수가 크기 때문에 반사파의 영향이 상대적으로 가장 크게 작용한다. 그러므로 수평편파를 적용하는 경우에는 반사파의 간섭이 크게 발생하고 반사파의 간섭에 의해 부반송파의 직교성이 저하되어 심한 성능열화를 보이게 되는 것이다. 또한 원편파를 적용하는 경우에 기수회 반사파의 수신 정도에 따라 성능이 달라지는 것을 알 수 있으며, 기수

회 반사파의 수신 억제율 ρ_{odd} 가 커질수록 성능이 좋게 나타남을 알 수 있다.

그림 6.3부터 그림 6.5는 제안된 XCP-OFDM 시스템의 다중경로 환경 성능을 확인하기 위하여 QPSK 매핑 방식을 적용한 컴퓨터 모의실험에 의하여 얻어낸 신호점의 정상도이다. 그림 6.3은 다중경로 환경에서의 일반적인 QPSK 매핑을 적용한 기존의 OFDM 시스템의 정상도를 나타내는 것으로서 직접파 외에 첫 번째의 반사파가 6개의 샘플 시간 후에 도래하는 경우의 성능을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 반사파의 간섭이 크게 작용하기 때문에 성능이 그다지 좋지 않음을 알 수 있다. 그림 6.4는 그림 6.3의 경우와 동일한 조건하에서 첫 번째 반사파의 도래 시간이 1개 샘플 시간으로 단축되었을 경우의 성능을 나타내는 신호점 정상도이다. 그림 6.3과 그림 6.4로부터 반사파의 시간 지연이 짧은 경우에 신호점의 정상도가 보다 더 분산되지 않고 정확하게 나타나고 있어서 그 성능이 우수하게 나타남을 알 수 있다. 그림 6.5는 그림 6.4의 경우와 동일한 다중경로 조건하에서 원편파를 이용하여 기수회 반사파의 수신을 억제한 경우의 신호점 정상도이다. 이 두 그림에서 비교하여 보면 원편파를 적용한 시스템은 기수회 반사파의 수신을 억제하는 원편파의 고유 특성으로 인하여 반사파의 간섭을 억제하기 때문에 보다 더 좋은 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

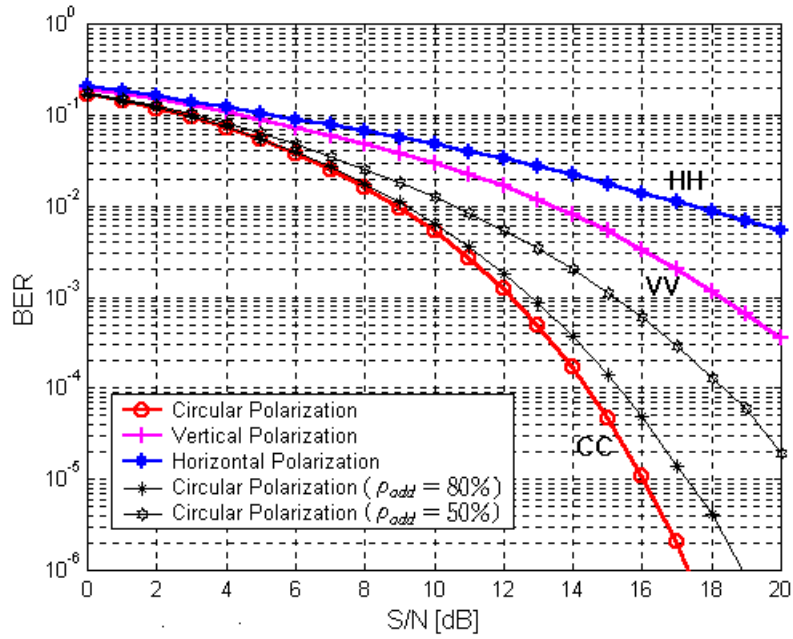


그림 6.1 편파에 따른 BER 성능 ($\theta_r = 25^\circ$)

Fig. 6.1 BER performance due to polarization ($\theta_r = 25^\circ$).

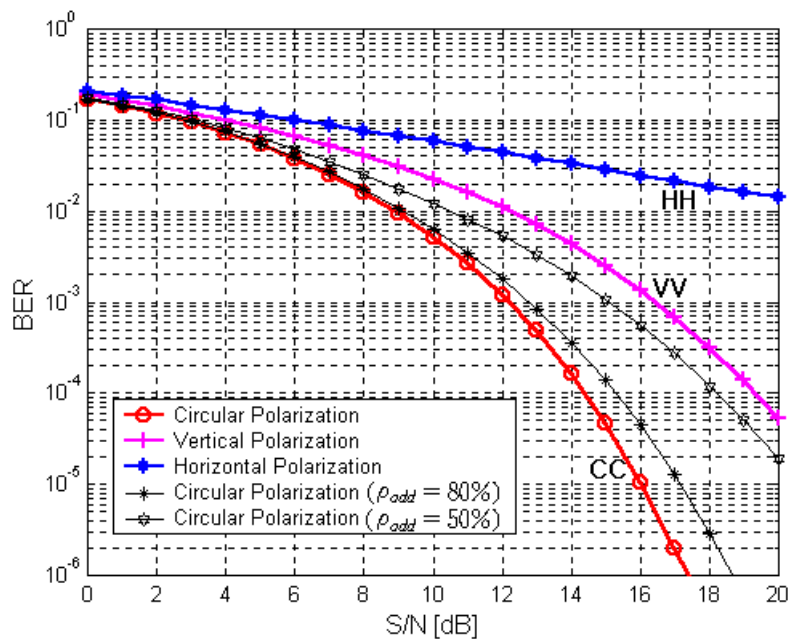


그림 6.2 편파에 따른 BER 성능 ($\theta_r = 35^\circ$)

Fig. 6.2 BER performance due to polarization ($\theta_r = 35^\circ$).

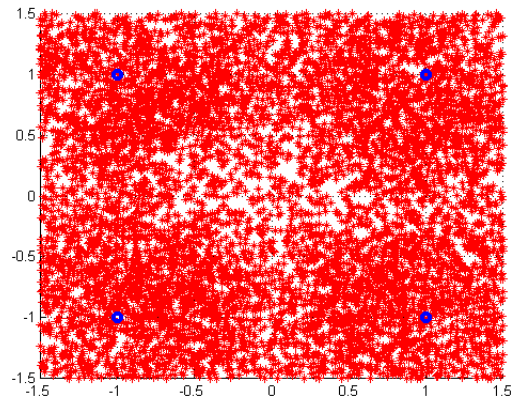


그림 6.3 지연시간이 6에서 10 샘플 시간인 경우의 신호 성상도

Fig. 6.3 Constellation when delayed path have 6 to 10 sampling times.

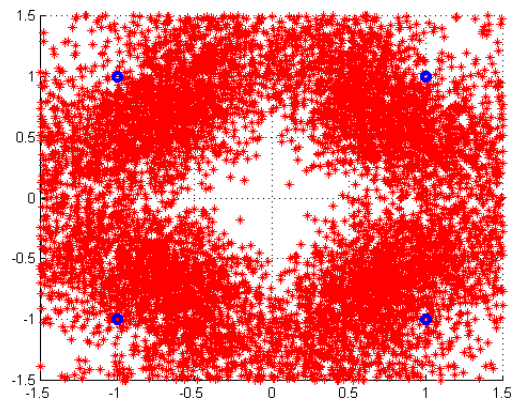


그림 6.4 지연시간이 1에서 5 샘플 시간인 경우의 신호 성상도

Fig. 6.4 Constellation when delayed path have 1 to 5 sampling times.

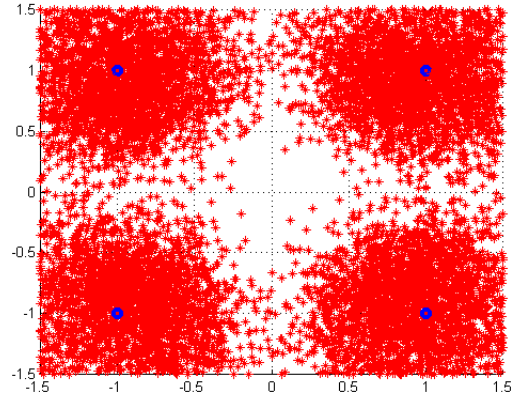


그림 6.5 기수회 반사파를 제거한 경우의 신호 정상도

Fig. 6.5 Constellation without odd-times reflected waves.

6.2.2 부호화 방식에 따른 성능 비교

그림 6.6과 그림 6.7은 부호화된 OFDM 시스템의 성능을 나타내고 있다. 그림 6.6에서 알 수 있듯이 컨볼루션 부호를 적용한 시스템이 부호화하지 않은 시스템에 비하여 AWGN 환경에서 약 4~5[dB]의 부호 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 컨볼루션 부호의 구속장이 7일 경우에는 약 5[dB]의 이득이 나타나며 구속장의 길이가 3일 경우에는 약 4[dB]의 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 레일리 환경에서도 컨볼루션 부호를 적용한 경우 구속장의 길이에 따라 이에 해당하는 부호화 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

그림 6.7은 터보 부호와 시간 다이버시티 효과를 강화한 ETD-터보 부호를 적용한 시스템의 성능을 나타내고 있다. 이 그림에서 터보 부호는 AWGN과 레일리 환경 모두에서 매우 큰 부호화 이득을 나타냄을 알 수 있다. AWGN 환경에서 터보 부호의 부호화 이득은 약 10[dB] 정도로 크게 나타남을 알 수 있으며, 레일리 환경에서는 더 큰 성능을 가지고 있음을 확인할 수 있다. 시간 다이버시티 효과를 강화한 ETD-Turbo 부호는 일반적인 터보 부호와 같이 AWGN과 레일리 환경 모두에서 매우 큰 이득을 가지고 있으며, 일반적인 터보 부호에 비하여 약 0.5[dB] 정도의 근소한 성능 향상이 추가적으로 나타남을 알 수 있다.

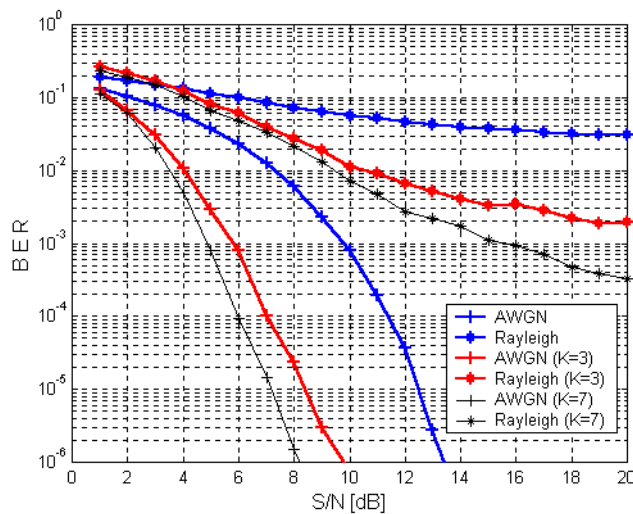


그림 6.6 컨볼루션 부호를 사용한 OFDM 시스템의 성능
 Fig. 6.6 Performance of OFDM using convolutional code.

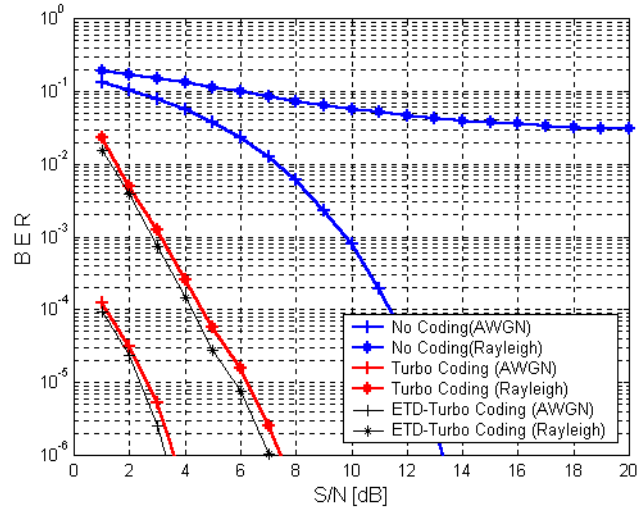


그림 6.7 터보 부호를 사용한 OFDM 시스템의 성능

Fig. 6.7 Performance of OFDM using turbo code.

6.2.3 채널간 간섭 비교

그림 6.8은 교차편파 식별도에 따른 간섭 성분 전력의 크기를 나타내는 것이다. 여기에서 알 수 있듯이 교차편파 식별도가 10[dB] 이상 유지될 경우 기존의 OFDM 방식에 비하여 제안된 XCP-OFDM 방식에서의 간섭신호 성분이 약 5.5[dB] 정도 감소함을 알 수 있다.

그림 6.9와 그림 6.10은 주파수 오프셋에 따른 신호 전력의 변화와 위상의 변화를 나타낸 그림이다. 그림 6.9는 주파수 오프셋에 따른 신호와 채널간 간섭

성분의 전력을 기존의 OFDM 시스템과 제안한 XCP-OFDM 시스템에 대하여 비교한 그림이다. 주파수 오프셋이 증가할수록 원하는 순수 신호의 전력 성분은 감소하고 채널간 간섭에 의한 간섭 성분의 전력은 주파수 오프셋에 따라 증가함을 알 수 있다. 그러나 XCP-OFDM 방식에서는 기존의 OFDM 방식보다 채널간 간섭에 의한 간섭 성분의 전력이 작게 나타남을 알 수 있다. 이러한 결과는 부반송파의 스펙트럼이 중첩되어 있지 않기 때문에 주파수 오프셋이 발생하더라도 기존의 스펙트럼이 중첩되어 있는 OFDM 방식보다 채널간 간섭 성분이 작게 발생하기 때문이다. 그림 6.10은 주파수 오프셋에 따른 위상의 천이 정도를 나타내는 것으로서 주파수 오프셋은 전력의 변화뿐만 아니라 오프셋의 정도에 따라 신호의 위상도 천이 시킴을 알 수 있다.

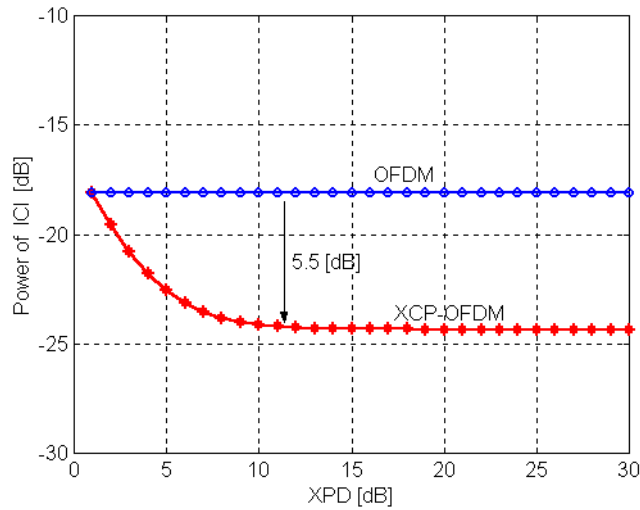


그림 6.8 XPD에 따른 채널간 간섭

Fig. 6.8 Interchannel interference due to XPD.

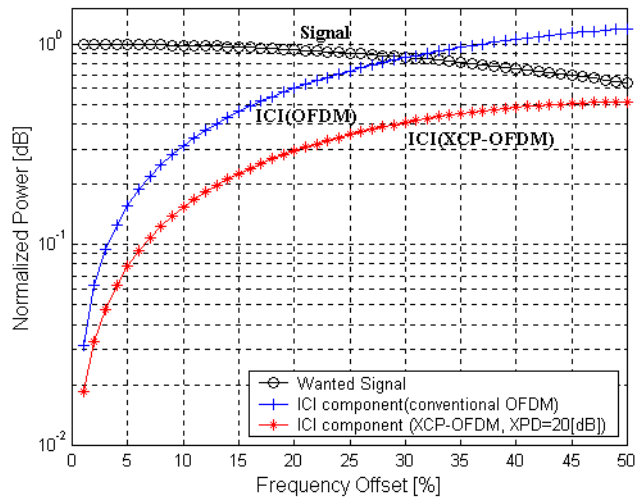
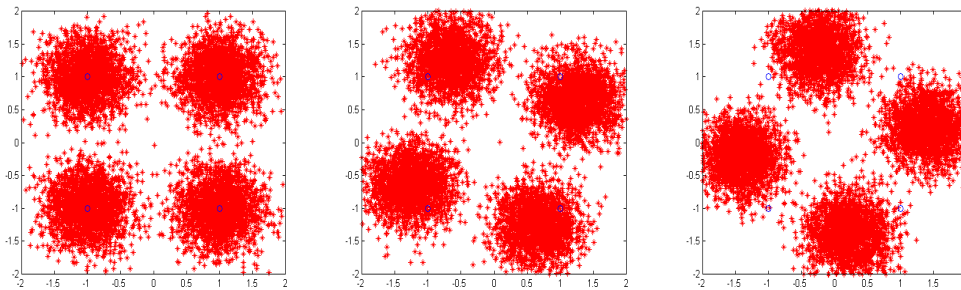


그림 6.9 채널간 간섭 성분의 전력

Fig. 6.9 Power of interchannel interference.



(a) offset = 0%

(b) offset = 5%

(c) offset = 10%

그림 6.10 주파수 오프셋에 따른 위상 천이

Fig. 6.10 Phase transition due to frequency offset.

6.2.4 주파수 오프셋에 따른 성능 비교

그림 6.11은 기존의 OFDM 시스템에 있어서 주파수 오프셋에 따른 시스템 성능을 보여주는 그림이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 주파수 오프셋에 따라 시스템 성능이 급격히 저하하며 10% 이상 주파수 오프셋이 발생할 경우에는 error floor 현상이 나타남을 알 수 있다.

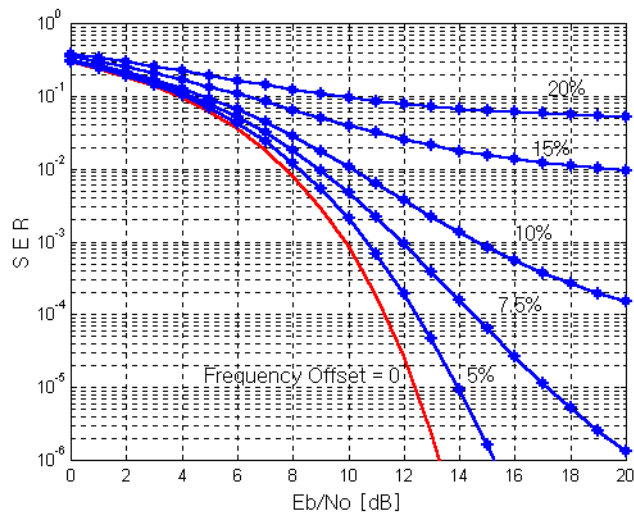


그림 6.11 주파수 오프셋에 따른 SER 성능 비교

Fig. 6.11 SER Performance due to frequency offset.

다음 그림 6.12부터 6.16은 기존의 OFDM 시스템과 XCP-OFDM 시스템에

있어서 주파수 오프셋에 따른 심볼 오류 성능을 비교한 그림이다. 주파수 오프셋의 정도 표현은 주파수 오프셋을 부채널 간격으로 나누어 정규화된 값으로 표현하였다. 교차편파 식별도가 10[dB]일 경우 주파수 오프셋이 5%인 경우에는 10^{-6} 의 SER을 기준하여 약 1[dB] 정도의 이득이 발생하며 주파수 오프셋이 7.5%인 경우에는 약 4[dB] 이상 이득이 발생함을 알 수 있다. 주파수 오프셋의 정도가 커질수록 XCP-OFDM 시스템의 성능이 기존의 OFDM 시스템 성능보다 크게 개선됨을 알 수 있다. 또한 XPD 값에 따라 성능의 개선 정도가 다르게 나타나며, 주파수 오프셋이 10% 이하로 비교적 작을 경우에는 XPD가 10[dB]이상이면 거의 동일한 성능 개선 효과를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그러나 주파수 오프셋이 10% 이상 커질 경우에는 XPD가 커질수록 시스템의 성능이 근소한 추가 개선이 나타남을 알 수 있다.

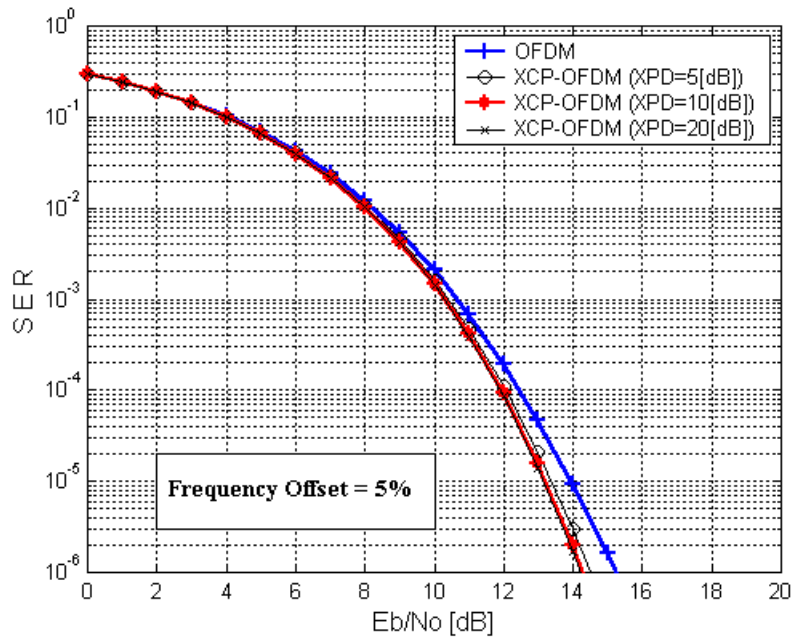


그림 6.12 주파수 오프셋이 5%인 경우의 SER 성능

Fig. 6.12 SER Performance when frequency offset is 5%.

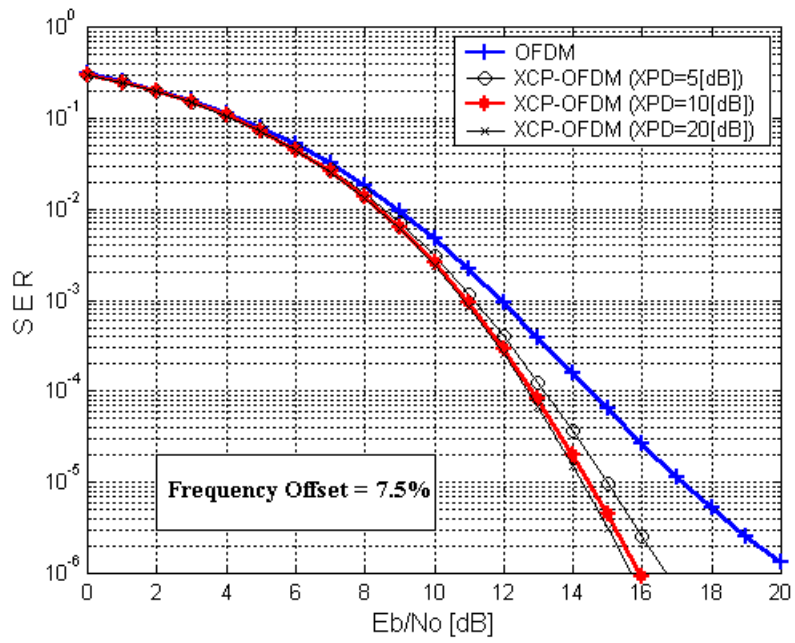


그림 6.13 주파수 오프셋이 7.5%인 경우의 SER 성능

Fig. 6.13 SER Performance when frequency offset is 7.5%.

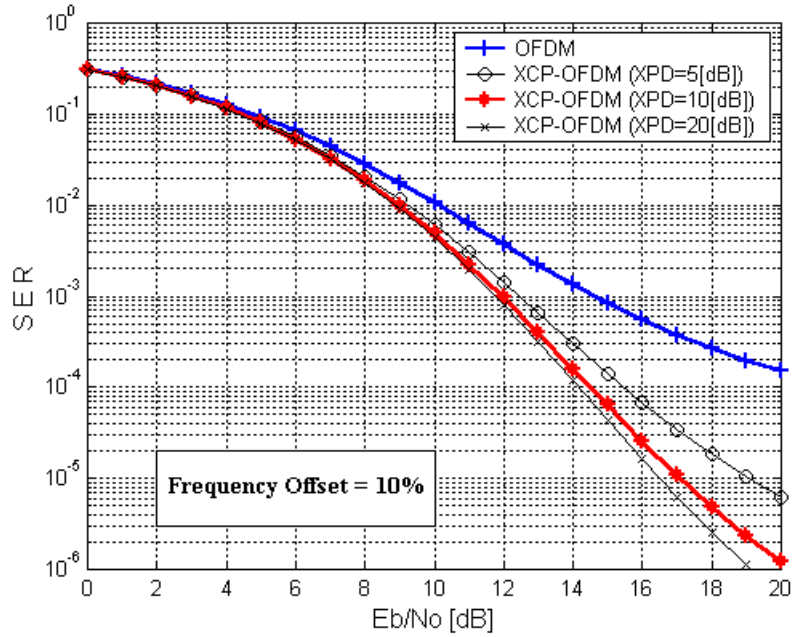


그림 6.14 주파수 오프셋이 10%인 경우의 SER 성능

Fig. 6.14 SER Performance when frequency offset is 10%.

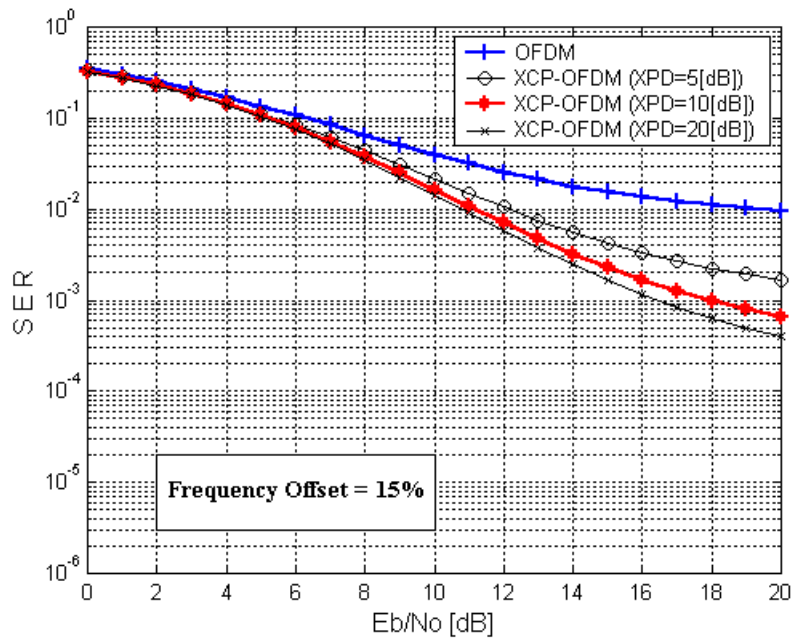


그림 6.15 주파수 오프셋이 15%인 경우의 SER 성능

Fig. 6.15 SER Performance when frequency offset is 15%.

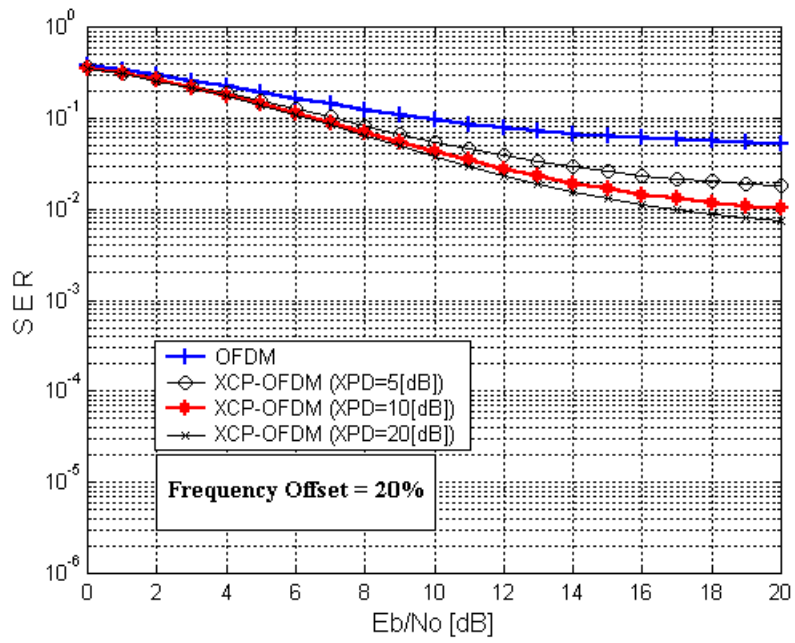


그림 6.16 주파수 오프셋이 20%인 경우의 SER 성능

Fig. 6.16 SER Performance when frequency offset is 20%.

제 7 장 결론

OFDM 시스템은 다중경로 페이딩에 강한 특성을 가지고 있을 뿐 아니라 스펙트럼 효율이 높다는 점에서 많은 분야의 적용을 위해 연구가 되고 있다. OFDM 시스템은 다수의 부반송파를 이용하여 데이터를 동시에 전송시키는 다중 반송파를 이용한 병렬 형태의 전송방식이다. 또한 부반송파의 변조와 복조 과정을 IFFT와 FFT를 이용하여 처리함으로써 변복조 과정을 간단히 처리할 수 있다는 장점도 가지고 있다. 그러나 전송 채널상에서의 전파 지연이 커질 경우 심볼간 간섭과 채널간 간섭에 의하여 시스템의 성능이 크게 저하된다는 단점을 가지고 있다. OFDM 시스템은 이러한 단점을 극복하기 위하여 보호구간을 사용하고 있다. 보호구간은 다중경로 환경에서의 지연 전파로 인한 간섭을 제거하기 위하여 전송 채널의 지연 시간보다 크게 하며 이 크기에 해당하는 길이 만큼 OFDM 심볼의 뒷부분을 복사하여 심볼 앞에 삽입하는 순환확장 방식을 적용하고 있다. 그러나 이러한 보호구간은 데이터 전송에 영향을 미치지 못하기 때문에 보호구간이 길어질수록 데이터 전송률이 저하되고 스펙트럼 효율도 저하된다.

또한 OFDM 시스템은 다수의 부반송파를 적용할 때 주파수 스펙트럼을 단순 분할하여 이용하지 않고 부반송파 상호간 스펙트럼이 중첩되도록 함으로써 스펙트럼 효율을 매우 높게 하고 있다. 이러한 중첩된 부반송파 스펙트럼은 채널간 간섭 없이 복조를 하기 위하여서는 부반송파 상호간에 직교성이 유지되지

않으면 안된다. 따라서 OFDM 시스템은 부반송파의 직교성이 완전히 유지되지 않으면 채널간 간섭이 발생하고 이로 인하여 시스템의 성능이 크게 저하되는 단점을 가지고 있다. 이 때문에 OFDM 시스템은 단일 반송파 시스템에 비하여 주파수 오프셋이나 타이밍 지터 등에 매우 민감한 특성을 지니고 있다.

본 논문에서는 이러한 OFDM 시스템의 단점을 제거하여 시스템의 성능을 향상시키기 위한 방법으로 상호 역선회하는 원편파를 이용한 새로운 XCP-OFDM 시스템을 제안하였다. XCP-OFDM 시스템은 부반송파간의 직교성을 강화하기 위하여 전송 채널을 우선회 원편파 채널과 좌선회 원편파 채널로 분리함으로써 부반송파간의 스펙트럼 중첩을 제거하였다. 또한 다중경로 환경에서의 성능이 우수한 원편파를 각 채널에 상호 역선회하도록 배치함으로써 전파의 지연에 따른 간섭을 크게 억제할 수 있도록 구성하고 있다.

이러한 XCP-OFDM 시스템의 성능을 확인하기 위하여 원편파의 수신 특성과 교차편파 식별도의 특성을 측정하였으며 시스템의 성능을 이론적인 방법으로 해석하였다. 그리고 이러한 성능 해석을 검증하기 위하여 IEEE 802.11a 표준을 기준으로 하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하여 결과를 분석하였다.

우선 원편파의 수신 특성 측정에 있어서 수평 편파나 수직 편파의 수신 특성보다 원편파의 수신 특성이 다중경로 페이딩 경감 효과가 우수함을 측정 결과 확인하였다. 교차편파 식별도의 특성을 알아보기 위한 주파수 대역의 소인에 의한 측정에 있어서도 장애물에 의한 간섭의 경우를 제외하고 가시거리 환경과 비가시거리 환경 모두에서 교차편파 식별도가 10[dB] 이상 나타남을 확인하였다.

다음으로 적용 편파의 성능을 검증하기 위하여 다중경로 환경에서의 편파에

따른 BER 성능을 검증하였다. 그 결과 원편파를 사용하는 경우에 시스템 성능이 가장 좋게 나타났으며 수평편파를 사용하는 경우에 시스템 성능이 가장 나쁘게 나타나는 것을 알 수 있었다. 다중경로 환경에서 원편파를 사용하는 시스템의 성능이 10^{-4} 의 BER을 기준으로 수직편파를 사용하는 경우에 비하여 평균 약 6[dB]의 성능 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다. 이러한 결과는 원편파는 반사파의 영향이 많은 다중경로환경에서 기수회 반사파의 수신을 억제하여 간섭의 영향을 감소시킴으로써 성능 이득을 얻을 수 있기 때문이다. 이러한 원편파의 성능은 다중경로 환경에서의 정상도를 비교한 그림에서도 동일한 결과를 확인할 수 있다.

채널 부호를 적용한 시스템의 성능 비교에 있어서는 적용 부호에 따라 해당하는 부호화 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있었다. AWGN 환경에서 구속장이 3인 컨볼루션 부호를 사용하는 경우 10^{-6} 의 SNR에서 약 4[dB] 정도의 부호화 이득을 얻을 수 있고, 구속장이 7인 경우에는 약 5[dB] 정도의 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다. 터보 부호를 사용한 경우에는 컨볼루션 부호 보다 훨씬 큰 약 10[dB] 정도의 부호화 이득을 얻을 수 있고, ETD-터보 부호를 사용한 경우에는 약 0.5[dB] 정도의 추가 이득이 나타남을 확인하였다.

채널간 간섭 전력의 비교에 있어서 XCP-OFDM 시스템은 교차편파 식별도가 5[dB]일 경우 채널간 간섭이 기존의 OFDM 시스템에 비하여 약 4[dB] 정도 감소하였으며, 교차편파 식별도가 10[dB] 이상 유지될 경우에는 채널간 간섭이 약 5.5[dB] 정도 감소하는 것을 확인하였다.

주파수 오프셋에 따른 시스템의 성능 비교에 있어서 기존의 OFDM 시스템은

정규화된 주파수 오프셋이 10%이상 발생할 경우에는 error floor 현상이 발생하였으며, XCP-OFDM 시스템의 경우에는 약 15% 이상에서 error floor 현상이 발생함을 확인하였다. XCP OFDM 시스템의 경우 주파수 오프셋이 5% 이하로 비교적 작을 경우에는 10^{-6} 의 SER에서 약 1[dB] 정도의 이득을 얻을 수 있지만 주파수 오프셋이 7.5%일 경우에는 이득이 약 4[dB] 정도로 커지며, 주파수 오프셋이 10%일 경우에는 10^{-4} 의 SER에서 6[dB] 이상 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다. 이러한 성능은 교차편파 식별도가 10[dB] 정도만 되어도 만족할 만한 성능 이득을 얻을 수 있고, 교차편파 식별도가 20[dB]로 증가하여도 성능 이득은 크게 증가하지 않음을 알 수 있었다. 결과적으로 XCP-OFDM 시스템은 우선회 원편파와 좌선회 원편파의 채널간 교차편파 식별도가 10[dB] 정도만 유지되어도 기존의 OFDM 시스템보다 만족할만한 성능 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있으며, 주파수 오프셋이 커질수록 성능 이득은 더 크게 얻을 수 있다는 것을 확인할 수 있다.

향후 이러한 XCP-OFDM 시스템의 성능을 더 크게 발전시키기 위하여서는 교차편파 식별도를 보다 안정되게 유지할 수 있는 방법과 채널의 지연시간에 따라 보호구간의 길이를 가변적으로 적용하여 스펙트럼 효율과 데이터 전송률을 보다 더 향상시킬 수 있는 보호구간 가변적용 기능형 시스템을 계속 연구할 필요가 있으며 또한 CI를 적용한 시스템의 성능에 대하여서도 계속 연구할 필요가 있다.

참고 문헌

- [1] William C. Y. Lee, "*Mobile Communications Design Fundamentals*," Howard W. Sams & co., pp. 3-47, 1986.
- [2] Seiichi Sampei, "*Applications of Digital Wireless Technology to Global Wireless Communications*," Prentice Hall PTR, pp.55-109, 1997.
- [3] C. Berrou, A. Glavieux, "Near Optimum Error Correcting Coding And Decoding: Turbo-Codes," IEEE Trans. on Commun. Vol. 44, No. 10, pp. 1261-1271, Oct. 1996.
- [4] Byung-Ok Kim, Ju-Hyon Lee, Deock-Ho Ha, Fumio Ikegami, "A Study on the Optimum Polarization Diversity in Indoor Radio Environment," Proceedings of KJJC-AP/EMC/EMT '98, pp. 21-25, Sep. 1998.
- [5] Jukka J.A. Lempiainen, jaana K. Laiho-Steffens, Achim F. Wacker, "Experimental Results of Cross Polarization Discrimination and Signal Correlation Values for a Polarization Diversity Scheme," IEEE Proceedings on VTC'97, Vol. 3, No.1 pp. 1498-1502, May 1997.
- [6] 김병옥, 이주현, 윤영석, 하덕호, "실내 무선환경에서의 편파 다이버시티 최적 구성에 관한 연구," 1998년도 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, pp. 473-476, 1998.5.
- [7] John A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission:

An Idea Whos Time Has Come," IEEE Communications Magazine, pp. 5-14, May. 1990.

- [8] C. Reiners and H. Rohling, "Multi-carrier Transmission Technique in Cellular Mobile Communications Systems," IEEE Proceedings on VTC'94, pp. 1645-1649, Jun. 1994.
- [9] 하덕호, 고연화, 김병욱, 정연호, "차세대 광대역 무선 멀티미디어 통신을 위한 Multi-Carrier 변조방식," 한국멀티미디어학회지 제 5권 제 2호, pp. 22-38, 한국멀티미디어학회, 2001.6.
- [10] Ramjee Prasad, Shinsuke Hara, "An Overview of Multicarrier CDMA," IEEE Communications Magazine, Vol.35, No.12, pp.126-133, Dec. 1997.
- [11] Essam A. Sourour and Masao Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel," IEEE Trans. Commun. Vol.44, No.3, pp.356-367, Mar. 1996.
- [12] Stefan Kaiser and Khaled Fazel, "A Flexible Spread-Spectrum Multi-Carrier Multiple-Access System for Multi-Media Applications," Proceedings of PIMRC'97, Vol. 1, pp. 100-104, Sep. 1997.
- [13] Rorie O'Neill and Luis B. Lopes, "A Study of Novel OFDM Transmission Schemes for Use in Indoor Environments," IEEE Trans. Commun., vol. E76-B, No.2, pp. 909-913, May. 1996.
- [14] Dominique LACROIX, Damien CASTELAIN, "A Study of OFDM Parameters for High Data Rate Radio LAN's," Proc. VTC2000, pp. 1075-1079, 2000.

- [15] M. Russel and G. Stuber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," IEEE Proc. VTC'95, Vo.2, pp.820-824, Jul. 1995.
- [16] Peter Okrah, Michael Newhouse, Gary Stuck, "Multicarrier Modulation For Advanced Messaging Systems," Proc. of IEEE VTC'98, Vol.3, No.2 pp. 2237-2240, May. 1999.
- [17] Yi Sun, Lang Tong, "Bandwidth Efficient Wireless OFDM," Conference Record of the Thirty-Second Asilomar conference on Signals, Systems & Computers, Vol. 1, pp. 78-82, Nov. 1998.
- [18] Richard Van Nee, Ramjee Prasad, "*OFDM for wireless Multimedia Communications*," Artech House Publishers, pp.229-253, 2000.
- [19] J.A.C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," IEEE Comm. Magazine, Vol.28, No.5, pp. 5-12, May. 1990.
- [20] R.W. Chang, "Synthesis of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," Bell Syst. Tech. J., Vol.45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [21] Robertson, P., and S. Kaiser, "Analysis of the Effects of Phase-Noise in Orthogonal Frequency Division Multiplex Systems," Proc. of IEEE VTC'95, pp. 1652-1657, 1995.
- [22] Y. Zhao and S.G. Haggman, "Sensitivity to Doppler shift and carrier frequency errors in OFDM systems, the consequences and solutions,"

Proc. VTC, pp. 1564-1568, 1996.

- [23] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. on Commun., Vol. 42, No. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
- [24] F. Classen and H. Myer, "Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels," Proc. VTC, pp. 1655-1659, 1994.
- [25] Rapp., C., "Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM signal for a Digital Sound Broadcasting System," Proc. of the Second European Conference on Satellite Communications, pp. 179-184, Oct. 1991.
- [26] Sandell, M., J.J. van de Beek, and P.O. Borjesson, "Timing and Frequency Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix," Proceedings of Int'l Symp. On Synchronization, pp. 16-19, Dec. 1995.
- [27] M. Gudmundson and P.O. Andersson, "Adjacent channel interference in an OFDM system," IEEE Proc. VTC'96, Vo.2, pp.918-922, Apr. 1996.
- [28] IEEE Std802.11a-1999, "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5Ghz Band," IEEE-SA Standard Board, pp. 3-45, Sep. 1999.
- [29] ISO 8802, "Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications," ISO 8802-11/D10, Jan. 1999.
- [30] David T. Harvatin and Rodger E. Ziemer, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing Performance in Delayed and Doppler Spread

- Channels," Proc. of IEEE VTC'97, Vol.3, No.2, pp. 1644-1648, May. 1997.
- [31] M. Russell and G. L. Stuber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," Proc. VTC, pp. 820-824, Jul. 1995.
- [32] T. Pollet, M. V. Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," IEEE Trans. on Commun., Vol. 43, No. 2/3/4, pp. 191-193, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [33] Pollet, T., and M. Moeneclaey, "Synchronizability of OFDM Signals," Proc. of IEEE GLOBECOM'95, Vol. 3, pp. 2054-2058, Nov. 1995.
- [34] Pollet, T., P. Spruyt, and M. Moeneclaey, "The BER Performance of OFDM Systems Using Non-Synchronized Sampling," Proc. of IEEE GLOBECOM'94, pp. 253-257, Nov. 1994.
- [35] J. J. Van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 45, No. 7, pp. 1800-1805, Jul. 1997.
- [36] F. Daffara and O. Adami, "A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques," Proc. VTC, pp. 804-809, 1995.
- [37] ERTI, "A Study on the Digital Terrestrial Broadcasting Technology," pp.61-65, Dec. 1996.
- [38] Mosier, R. R., and R.G. Clabaugh, "Kineplex, a Bandwidth Efficient Binary Transmission System," AIEE Trans., Vol.76, pp.723-728, Jan. 1958

- [39] S.B. Weinstein and P.M. Ebert, "Data Transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," IEEE Trans. Comm. Tech., COMM-19, No.5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [40] Hirosaki, B., "An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform," IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-29, pp. 982-989, July 1981.
- [41] Chow, P. S., J. C. Tu and J. M. Cioffi, "Performance Evaluation of a Multichannel Transceiver System for ADSL and VHDSL Services," IEEE J. Selected Area in Comm., Vol. SAC-9, No.6, pp.909-919, Aug. 1991.
- [42] Sari, H., G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission Technique for Digital Terrestrial TV Broadcasting," IEEE Commun. Mag., Vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [43] Hara, S., M. Mouri, M. Okada, and N. Morinaga, "Transmission Performance Analysis of Multi-Carrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel," in Wireless Personal Communications, Kluwer Academic Publishers, Vol. 2, pp.335-356, 1996.
- [44] Richard van Nee, "A New OFDM Standard for High Rate Wireless LAN in the 5 Ghz Band," Proc. of IEEE VTC'99, pp. 258-262, Sep. 1999.
- [45] ETSI, "Radio Broadcasting systems: Digital Audio Broadcasting to Mobile, Portable and Fixed Receivers," European Telecommunication

- Standard, ETS pp. 300-401. Feb. 1995.
- [46] ETSI BRAN, "Broadband Radio Access Networks(BRAN) HIPERLAN Type 2: Physical(PHY) layer," TS 101 475 v1.1.1, Apr. 2000
- [47] Zogakis, T. N., and J. M. Cioffi, "The Effect of Timing Jitter on the Performance of a Discrete Multitone System," IEEE Trans. on Commun., Vol. 44, No. 7, pp. 799-808, July 1994.
- [48] William C. Jakes, "Microwave Mobile Communications," pp. 11-26, IEEE Press, 1993,
- [49] W.C. Hwang and K.S. Kim, "Performance analysis of OFDM on the shadowed multipath channels," IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 44, No.4, pp. 1323-1328, Nov. 1998.
- [50] 오지성, "주파수 선택성 페이딩 채널에서 OFDM 등화 및 주파수 오프셋 보정 기법," 1996. 2
- [51] Robert E. Collin, "*Antennas and Radiowave Propagation*," McGraw-Hill Book Company, pp. 300-303, 1985.
- [52] Deock-Ho Ha, Byung-Ok Kim, Jae-Ho Lee, "An analysis of the Polarization Characteristics in Indoor Radio Channel," The 2nd CIC Proceedings Vol. 2, 1997
- [53] 하덕호, 전성우, 이재호, "실내 다중경로 전파환경에서의 원형편파 안테나에 의한 다이버시티 효과 측정," 1996년도 하계종합학술발표회 논문집, Vol. 15, No. 1, pp.208-2011, 한국통신학회, 1996.
- [54] Le Floch B., Alard M., Berrou C., "Coded Orthogonal Frequency

Division Multiplex," Proceedings of the IEEE, Vol. 83, No.6, pp. 982-996, Jun. 1995.

[55] P. Elias, "Coding for Noisy Channels," IRE Nat. Conv. Rec., vol.3, part 4, pp. 37-46, 1955.

[56] A. J. Viterbi, "Convolutional Codes and Their Performance in Communications Systems," IEEE Trans. Commun. Technol., vol. CT-19, pp. 751-771, Oct. 1971.

[57] William Y. Zou, Yiyang Wu, "COFDM: an Overview," IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 41, No.1, pp. 1-8, Mar. 1995.

[58] IEEE Std802.11a-1999, "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5Ghz Band," IEEE-SA Standard Board, pp. 3-45, Sep. 1999.

[59] 3rd Generation Partnership Project, "Technical Specification Group Radio Access Network; Multiplexing and channel coding," 3G TS 25.212.

[60] W. J. Blackert, E. K. Hall, and S. G. Wilson, "An upper bound on turbo code free distance," IEEE ICC, Vol. 2, Jun. 1996.

[61] Carl. R. Nassar, Balasubramaniam Natarajan, Steve Shattil, "Introduction of Carrier Interference to Spread Spectrum Multiple Access," Proceeding of IEEE Emerging Technologies Symposium on Wireless Communications and Systems, pp. II.2.1-4, Apr. 1999.

[62] Nathan Yee, Jean-Paul M.G. Linnartz and Gerhard Fettweis, "Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks," IEICE Trans.

Commun., Vol. E77-B, No.7, pp. 900-904, Jul. 1994

[63] Akihiro Kajiwara, "On a Circular Polarization Wave Transmission in LOS Indoor Radio Channels," PIMRC A2.6, pp. 156-159, 1994.

[64] Theodore S. Rappaport and Dwayne A. Hawbaker, "Wide-Band Microwave Propagation Parameters Using Circular and Linear Polarized Antennas for Indoor Wireless Channels," IEEE Trans. on Comm. vo.42, No.2, pp. 240-245, Feb. 1992.