

工學碩士學位論文

# 원편파 특성을 이용한 새로운 CPCI-OFDM 시스템구성 및 성능평가

指導教授 河 德 鎬

이 論文을 指導 教授 河 德 鎬 先生 에게 提出함



2005年2月

釜慶大學校 産業大學院

情報通信工學科

金 三 洙

# 金三洙의 工學碩士 學位論文을 認准함

2004年 12月

主 審 工學博士 鄭 信 一



委 員 工學博士 朴 奎 七



委 員 工學博士 河 德 鎬



# 목 차

목 차 .....	i
그림 목차 .....	iii
Abstract .....	iv
<b>제 1 장 서 론 .....</b>	<b>1</b>
1.1 연구의 배경 .....	1
1.2 연구의 필요성 및 목적 .....	2
1.3 논문의 구성 .....	3
<b>제 2 장 OFDM 시스템 .....</b>	<b>4</b>
2.1 OFDM 시스템의 개요 .....	4
2.2 OFDM 시스템의 특성 .....	8
2.3 부반송파의 직교성 .....	9
2.4 OFDM 신호의 구성 .....	11
2.5 OFDM 시스템의 동기화 특성 .....	15
<b>제 3 장 CI-OFDM 시스템 .....</b>	<b>17</b>
3.1 CI-OFDM 시스템 구성 .....	17
3.2 CI-OFDM 시스템의 특성 .....	22
3.2.1 PAPR .....	22
3.2.2 주파수 스펙트럼 효율 .....	23

제 4 장	CPCI-OFDM 시스템의 구성과 특성 .....	27
4.1	원편파 .....	27
4.2	CPCI-OFDM 시스템의 구성 .....	29
4.3	CPCI-OFDM 시스템의 특성 .....	31
제 5 장	시스템의 성능분석 .....	32
5.1	시뮬레이션 환경 .....	32
5.2	CI-OFDM 시스템의 성능 분석 .....	33
5.3	CPCI-OFDM 시스템의 성능 비교 .....	37
제 6 장	결론 .....	38
참고 문헌	.....	40

## 그림 목차

그림 2.1 OFDM 변조 방식의 기본 개념 .....	5
그림 2.2 OFDM 시스템에서의 부반송과 스펙트럼 .....	6
그림 2.3 OFDM 수신기의 복조 원리 .....	14
그림 3.1 OFDM 송신기 .....	17
그림 3.2 CI-OFDM 송신기 .....	18
그림 3.3 k 번째 비트에 대한 CI-OFDM 수신기 .....	20
그림 4.1 원편파의 구성 .....	27
그림 4.2 CPCI-OFDM 시스템의 블록도 .....	30
그림 5.1 AWGN 채널에서 OFDM과 CI-OFDM 시스템성능 .....	34
그림 5.2 Rayleigh 페이딩 채널에서 OFDM과 CI-OFDM 시스템 성능 .....	34
그림 5.3 OFDM과 CI-OFDM의 PAPR .....	35
그림 5.4 OFDM과 CI-OFDM의 PAPR에 대한 CDF .....	36
그림 5.5 Rayleigh 페이딩 채널에서 CPCI-OFDM 시스템의 성능 .....	37

**System Configuration and Performance Evaluation for  
A Novel CPCI-OFDM Using Circularly Polarization Wave Characteristics**

Sam-Su Kim

*Department of Telematics Engineering  
Graduate School  
Pukyong National University*

**Abstract**

At present, the need for a wireless spectrum has increased dramatically due to the rapid growth in wireless mobile communication. Though established communication type was limited to transmitting voice and simple messages, recent communication type even supports animated images and wireless Internet service. Therefore, in order to provide rapid and high-capacity information to a great number of users simultaneously in the limited wireless spectrum, we need to develop an effective way of sharing this limited spectrum efficiently. For this reason, much research has been being conducted on ways of both using the limited bandwidth efficiently and transmitting data in high-speed and with high efficiency.

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. In this paper, the way to reduce PAPR was studied through applying CI (Carrier Interferometry) signal to OFDM system, which is the standard of high speed wireless LAN, where a single data stream is divided into many subcarriers and

transferred in a parallel way. OFDM signal consists of a number of independently modulated subcarriers, which can give a large PAPR(peak-to-average power ratio) when added up coherently. A large PAPR brings disadvantages like an increased system complexity and a reduced efficiency of the RF power amplifier. As shown in the simulation result, the CI-OFDM system using CI signal showed more than 4[dB]~5[dB] of improved system efficiency than the existing OFDM system on AWGN or Raleigh Fading channel. Besides, it was proved that the PAPR in CI-OFDM decreased to a large extent the average and maximum PAPR in the existing OFDM. In addition to this, it was worthwhile to note that CPCI-OFDM using circular polarization, which restrains to receive reflection wave of odd-time reflection waves has improved the BER of the system to a great degree.

Therefore, if the CPCI-OFDM is applied in oncoming wireless multimedia communication, it will make it possible to achieve not only high-speed data transmission, but also high-performance communication.

# I. 서론

## 1.1 연구의 배경

차세대 광대역 무선 이동멀티미디어 시스템에서 유·무선 통합 환경의 광대역 무선 이동멀티미디어 서비스를 지원하기 위하여 활발히 연구가 진행되고 있다. 현재까지의 통신 형태는 이미지, 텍스트, 음성, 영상 또는 고속 데이터 전송 등과 같은 특정 형태의 서비스를 전송하는 것이었으나 차세대 통신은 이러한 모든 미디어들이 결합된 형태의 초고속, 대용량의 정보 전송이 요구된다. 또한 사용자의 이동성을 보장하기 위해서 사용자의 접속을 무선에 의해 연결하게 됨으로써 결국 무선에 의한 수백 Mbps 이상의 초고속 멀티미디어 전송 시스템을 요구하고 있다.

이 뿐만 아니라 기존의 아날로그 시스템을 이용한 공중과 방송등도 디지털 방송 시스템으로 바뀔에 따라 고품질의 디지털 방송 서비스를 위한 새로운 고속 전송 시스템을 요구하게 되었고 디지털 방송 서비스를 전송 기술 방식으로 채택하여 적용되고 있다.

하지만 무선 채널에서 데이터를 고속으로 전송할 경우 다중경로 페이딩, 도플러 확산 등의 영향으로 인하여 시스템의 성능이 저하된다[1]. 따라서 이러한 성능 열화를 방지하고 고속의 데이터 전송을 하기 위하여 채널 부호화 기법의 도입, 다이버시티 기술의 적용, 다중 반송파 전송 기술의 도입 등 많은 분야에

서 연구와 기술이 개발 되고 있다. 고속의 데이터 전송을 위한 기법으로 그 동안 단일 반송파 전송에 의존하던 시스템이 용량과 전송 속도의 한계를 겪으면서 다중 반송파 전송 시스템으로 변화하고 있다. 특히 그 동안 확산 스펙트럼을 이용한 CDMA기술이 다중 반송파를 이용한 광대역 확산 시스템으로 변화하는 것은 큰 변화 중의 하나이다. 이러한 변화와 기술 발전은 고효율 및 고속의 데이터 전송을 시스템이 요구하고 있다[2][3].

## 1.2 연구의 필요성 및 목적

무선 채널에서 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 최근 연구가 활발히 진행되고 있는 것이 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing : 직교 주파수분할다중화)방식이다[4]. 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. 최근에는 디지털 방송 시스템 및 초고속 무선 LAN 시스템 등의 표준 전송 기술 방식으로 적용되고 있으며 적용 시스템이 계속 늘어나고 있다[5].

이러한 OFDM 시스템은 많은 부반송파를 사용하여 데이터를 동시에 병렬 형태로 변조하는데 여기서 부반송파의 직교성을 이용한다. 이러한 OFDM 신호는 독립적으로 변조된 다수의 부반송파들이 동위상으로 더해질 경우 신호의 크기가 크게 발생하여 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)이 크게 나타난다.

PAPR이 커지면 시스템의 복잡도가 증가하고 RF 전력증폭기의 효율이 감소하므로 시스템의 성능 열화의 요인이 된다. 이에 본 논문에서는 반송파 간섭신호인 CI(Carrier Interferometry) 신호를 적용한 CI-OFDM 시스템을 구성하여 PAPR을 감소시키고자 한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 Rayleigh 페이딩 채널에서 OFDM과 CI-OFDM 시스템의 BER 특성과 PAPR을 비교한다. 또한 원편파를 적용한 CPCI-OFDM 시스템을 구성하여 시스템 성능향상을 연구를 하였다.

### 1.3 논문의 구성

전체적인 구성을 살펴보면, 2장에서 OFDM시스템의 개요, 특성과 성능, 3장에서는 CI-OFDM시스템의 구성 및 특성, 4장에서는 원편파 특성을 이용한 CPCI-OFDM시스템을 구성하여 연구하였고, 5장에서는 CI-OFDM 시스템과 원편파를 적용한 CPCI-OFDM 시스템 성능평가를 하였다. 마지막으로 6장에서는 결론을 내었다.

## II. OFDM 시스템

### 2.1 OFDM 시스템의 개요

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 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[6][7][8].

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 한다. 이렇게 부반송파 변조된 병렬 데이터 심볼들을 프레임단위로 구성하고 주반송파를 이용하여 전송하는 것이 OFDM전송 방식의 기본 개념이다. OFDM은 단일 반송파 전송 방식과 달리 다수의 부반송파들을 이용하여 동시에 병렬 데이터 심볼들을 변조하여 전송하는 병렬 데이터 전송 방식 또는 다중 반송파 변조 방식의 한 형태이다. 다음 그림은 OFDM 시스템의 데이터 전송에 대한 변조 방식의 기본 개념을 나타내고 있다.

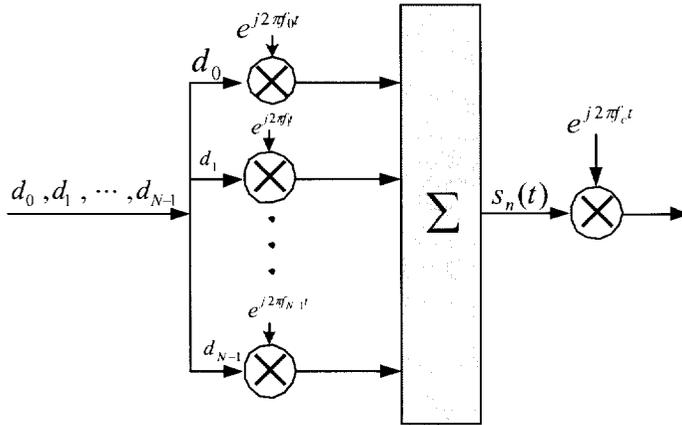


그림 2.1 OFDM 변조 방식의 기본 개념

직렬로 입력되는 데이터 열  $d_0, d_1, \dots, d_{N-1}$  이 직병렬 변환기를 거쳐 부 채널 수에 따라 병렬로 변환된다. 병렬로 변환된 데이터 열을 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 FDM방식과 달리 부반송파들의 주파수를 단순히 주파수를 분할하여 사용하는 것이 아니라 부 채널의 주파수가 상호간에 직교성을 가지도록 하여 주파수를 중첩시킨다. 따라서 주파수 스펙트럼 효율은 일반적인 FDM방식에 비하여 매우 높게 나타난다.

그림 2.2는 OFDM 시스템의 부채널 주파수 스펙트럼을 나타내고 있다.

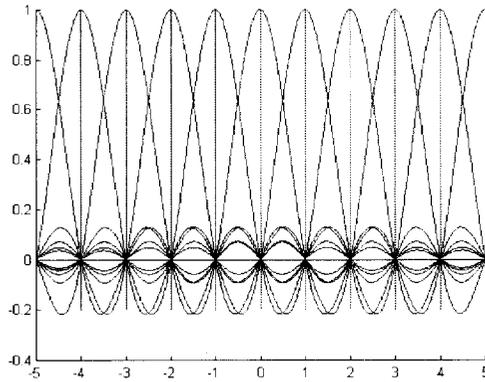


그림 2.2 OFDM 시스템에서의 부반송파 스펙트럼

위 그림에 나타나 있듯이 각 부 채널의 부 반송 주파수들은 서로 상당 부분 중첩되어 있다. 그러나 각 부반송파의 샘플링 위치에서는 해당 채널의 스펙트럼을 제외하고 인접 채널의 스펙트럼이 0의 값을 가지고 상호간 직교성이 정확히 유지되고 있다. 따라서 부반송파의 주파수들이 서로 중첩되어 있어도 직교성만 정확히 유지된다면 인접채널 간 간섭 없이 정확하게 복조가 가능하다.

OFDM 시스템은 입력되는 직렬 데이터 열은 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 신호 매핑을 사용하는 것이 일반적이다. 이렇게 신호 매핑된 출력은 다수의 부반송파를 변조하기 위하여 부채널 수의 크기를 가지는 직병렬 변환기에 의해 병렬로 변환된다. 병렬로 변환된 신호에 의해 모든 부반송파 변조

를 동시에 하게 되며 이때 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 OFDM프레임을 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 N개의 주파수 부채널로 분할한다. 각 부채널은 각각의 데이터 심볼로 변조된 후 N개의 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.

부반송파의 각 주파수들이 상호 직교성을 가지고 상당부분 중첩되어 있으며 또한 전력의 상당부분이 상호간에 영향을 미치고 있음을 알 수 있다. 따라서 OFDM시스템에서는 미세한 주파수 오프셋도 부채널간의 간섭에 큰 영향을 미쳐 시스템의 성능을 크게 저하시킬 수 있다는 것을 알 수 있다.

## 2.2 OFDM 시스템의 특성

OFDM시스템은 입력되는 데이터 열을 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 페이딩이나 간섭에 의해 전체 링크가 손실 될 수 있지만 다수 반송파 시스템에서는 일부 부반송파만이 영향을 받기 때문에 보다 간단한 오류 정정 부호를 사용하여 부반송파 오류를 정정할 수 있다.

OFDM은 이산 푸리에변환 방식을 이용하여 기저대역에서의 부채널 변조 및 복조를 수행한다. 또한 다중경로 전송 환경에서의 임펄스 응답도나 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 비해서 낮다.
- 다수의 부반송파에 데이터를 분산하여 전송하게 되므로 광대역 단일 반송파 시스템에 비하여 주파수 선택적 페이딩이 각 부채널에서는 주파수 비선택적

페이딩 왜곡이 나타나게 된다.

- 단일 반송파 전송 시스템 보다 간단한 채널 등화기를 사용하여 채널 왜곡을 간단히 등화 할 수 있다.
- OFDM에서는 협대역 간섭이 일부 부반송파에만 영향을 주기 때문에 협대역 간섭에 강하다.
- 상대적으로 느린 시변채널에서 특정 부반송파에서의 신호 대 잡음비에 따라 각 부반송에 대한 데이터 전송률을 적응적으로 조절하여 전송 용량을 크게 향상 시킬 수 있다.
- OFDM은 단일 주파수 망 구성이 가능하며 이것은 특히 방송용 시스템의 장점으로 작용한다.

### 2.3 부반송파의 직교성

서로 다른 두 개의 부반송파  $c(t)$ 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 된다.

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

위의 식으로부터 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

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

위의 식에서 제 2항의 고주파 성분은 수신 필터에서 제거되므로 결국 수신단의 출력은 다음과 같다.

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

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 식이 만족되려면 다음 식을 만족해야 한다.

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

여기서  $m$ 은 정수를 나타낸다. 따라서 반송파간의 주파수 간격  $\Delta f$ 가 심볼의 주기  $T$ 의 역수의 정수 배를 유지한다면 직교성에 의하여 상간의 간섭 없이 원래의 채널 신호를 복원할 수 있음을 알 수 있다. 직교성을 만족시키는 경우의 반송파 스펙트럼을 나타내고 있다. 직교성이 만족되는 경우에는 스펙트럼상

의 중첩이 있어도 신호의 샘플링 점에서는 채널 간 간섭이 발생하지 않는다.

## 2.4 OFDM 신호의 구성

데이터 심볼의 주기가  $T_{ds}$ 이면, 상호 직교성을 가지는 부반송파의 주파수 간격  $\Delta f$ 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 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

OFDM의 기저대역 신호  $s(t)$ 는 다음과 같은 식으로 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 다음과 같다.

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

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 병렬화하는 부채널의 수만큼 데이터 심볼의 전송주기는 증가하게 된다. 또한 OFDM시스템은 부채널별로 각각 변조된 신호를 더하여 전송하므로 수신단에서 복조를 하기 위하여서는 OFDM신호를 구성하는 부반송파는 상호 직교성을 유지하여야만 한다. 따라서 아래 같은 식이 직교성 관계식을 만족하지 않으면 안된다.

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

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

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

주파수 간격  $\Delta f$ 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 BW는 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 위의 두 식의 관계를 만족시킬 때, 수신단에서의 복조 과정은 주파수 오프셋이 발생하지 않을 경우 아래와 같은 식으로 나타낼 수 있다.

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

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. 아래 그림은 OFDM 시스템의 수신단 복조 원리를 나타내는 것으로서 이렇게 동일한 채널의 신호만 간섭 없이 추출하기 위하여서 부반송파간의 직교성이 반드시 필요하게 된다.

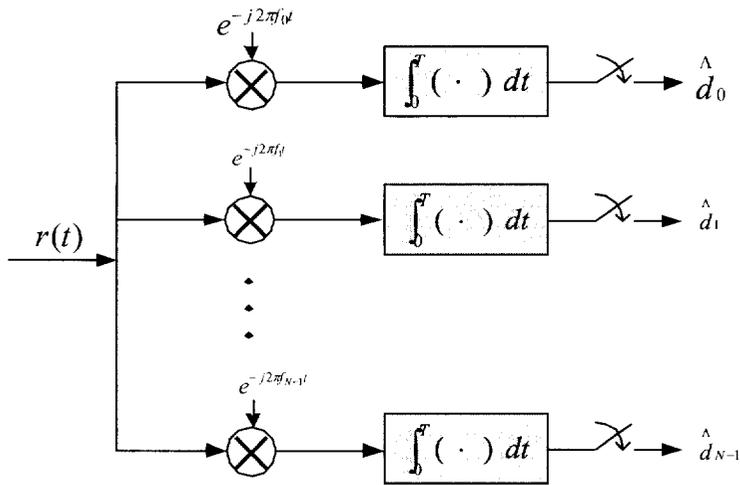


그림 2.3 OFDM 수신기의 복조 원리

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  $T_{ds}$ 구간 마다 샘플링을 취하면 표본화된 신호  $s(m)$ 은 다음과 같다.

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

위의 식은 데이터  $d_{n,k}$ 를 역 이산푸리에변환 ( 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 역 이산푸리에변환을 수행하여 얻어낸 결과와 동일하게 나타남을 의미한다. 따라서 각각의 부반송파를 이용하여 부반송파 변조를 하는 대신에  $N$ 개의 병렬 데이터를 역 이산푸리에변환을 이용하여 한번에 부반송파 변조를 할 수 있으며, 부반송파들은 상호 직교성을 가지고 있으므로 채널에서의 왜곡이 없다면 부채널의 각 심볼은 간섭 없이 분리하여 수신할 수 있다.

## 2.5 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 채널 간 간섭이 발생하게 되며 이는 단일 반송파 시스템에 비해 OFDM 시스템이 가지는 단점이다. OFDM시스템이 부반송파의 직교성이 상실된 경우에는 채널 간 간섭이 발생하여 시스템의 성능을 저하시키게 된다.

OFDM 시스템에서 부반송파를 정확하게 복조하기 위하여서는 심볼 간 간섭 및 채널 간 간섭을 최소화하여 최적의 샘플링을 하여야 하며 또한 채널 간 간섭의 원인이 되는 수신 신호의 반송파 주파수 오프셋이 발생 하지 않도록 해야 한다.

반송파 주파수 오프셋은 송신기와 수신기간의 발진기의 주파수 차이, 도플러 천이 등에 의해 발생하며, 부반송파간의 채널간 간섭과 수신신호의 위상 왜곡

으로 나타난다. 프레임 동기 오차는 수신된 OFDM 신호의 샘플링 시간 오차로부터 발생하며, 주파수 오프셋과 동일하게 수신신호의 위상 왜곡으로 나타난다. 이러한 동기 오차는 OFDM 전송 시스템의 성능 열화에 큰 영향을 미치는 요소로 작용하므로, OFDM 수신기에서는 단일 반송파 전송 시스템에 비해 주파수 오프셋 등에 의한 영향을 감소시킬 수 있는 대안이 필요하다.

주파수 오프셋이 존재할 경우 수신단의 복조구간인 FFT구간내의 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 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{offset} = \frac{10}{3 \ln 10} (\pi \Delta f T_s)^2 \frac{E_s}{N_0} \quad (2.17)$$

위의 식은 부반송파 간격으로 정규화 된 오프셋의 함수로 나타낸 것으로서 주파수 오프셋에 의한 성능 열화를 줄이기 위해서는 부반송파간의 간격을 늘이거나 주파수 오프셋에 대한 내성을 강화 시키는 대안이 필요함을 나타내고 있다.

### III CI-OFDM 시스템

#### 3.1 CI-OFDM 시스템 구성

기존의 OFDM 송신기는 그림 3.1과 같고, CI-OFDM의 송신기는 그림 3.2에 나타내었다. OFDM과 CI-OFDM 모두 입력비트를 직·병렬 변환한다. 그러나 각 비트들이 자신의 반송파로 변조되는 OFDM과는 달리, CI-OFDM은 각 비트들이 N 개의 반송파로 전체가 변조된다. 동일한 반송파에 위한 비트들을 분리하기 위해 각 비트 k의 반송파에 위상 offset을 적용한다. 특히  $n\Delta\theta_k$ 는 비트 k에 대한 n 번째 반송파에 해당된다. 위상 set은 비트 k의 반송파에  $(e^{j0}, e^{j\Delta\theta_k}, \dots, e^{j(N-1)\Delta\theta_k})$ 로 적용되고 이를 비트 k에 대한 확산 코드라 한다.

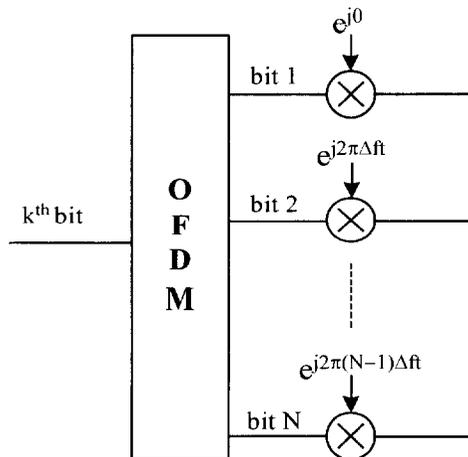


그림 3.1 OFDM 송신기

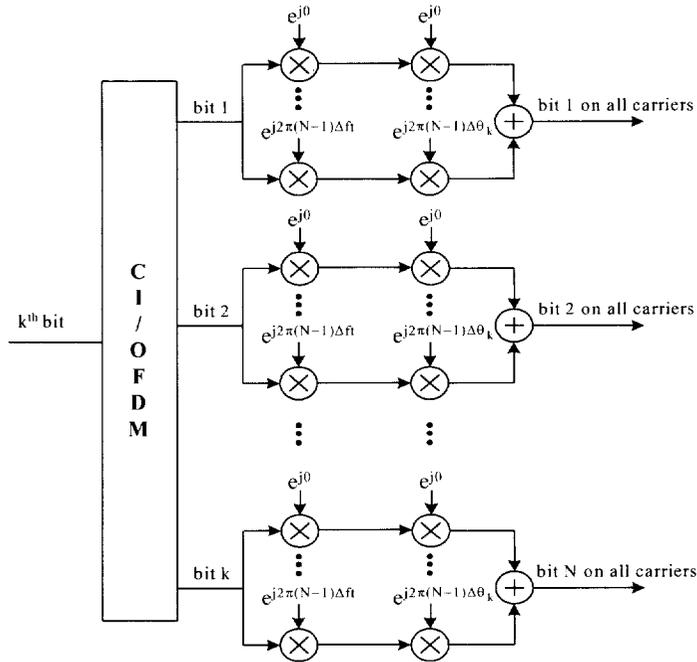


그림 3.2 CI-OFDM 송신기

비트들이 동일시간에 동일 반송파를 가짐에도 불구하고  $N$  개의 전송비트들의 직교성을 부여하는 확산코드로  $\Delta\theta_k$ 의 선택은 매우 중요하다. 이러한 개념은 MC-CDMA[14]와 매우 유사하다. MC-CDMA의 경우  $N$ 명의 사용자들이 동시에 모든  $N$ 개의 반송파를 점유하지만, 위상 offset에 대항하는 확산 코드에 의해 확산된다. CI-OFDM에 사용되는 위상 offsets은 CI/MC-CDMA에서 사용자에게 직교성을 주기 위해 사용되는  $\Delta\theta_k = (2\pi/N)k$ 과 같다.

CI-OFDM 시스템에서  $k$  번째 비트에 대한 전송 신호는 다음과 같다.

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_i t + i\Delta\theta_k) \quad (3.1)$$

여기서  $a_k$ 는  $k$  번째 비트이며  $+1$ 과  $-1$ 의 발생확률이 동일하다.  $f_i = i\Delta f$  이

고  $\Delta f = 1/T_b$  ( $T_b$ 는 비트 율)로써 반송파간에 직교성을 부여한다.  $\Delta\theta_k = (2\pi/N)k$ 는 비트  $k$ 의 확산 코드를 발생하기 위해 사용되는 위상 offset으로써  $N$ 개의 비트 간에 직교성을 부여한다.  $1/\sqrt{N}$ 은 정규화된 비트 에너지로 가정한다. CI-OFDM의 전송 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_i t + i\Delta\theta_k) \quad (3.2)$$

CI-OFDM 시스템은 부호화를 적용한 형태로 발전시킬 수도 있다. 일반적인 COFDM 시스템은 그림 4.1과 같이 직병렬 변환을 하기 전에, 각  $i$  입력 비트(예를 들어  $i=1$ )들은  $n$ 개의 출력 비트(예를 들어  $n=2$ )로 채널 부호화된다 [9][10]. 이 방식에서, 1개의 정보비트는 실질적으로  $n$ 개의 반송파로 전송되며, 처리량이 감소하지만 주파수 다이버시티 이득을 갖는다. CI/COFDM 시스템의 경우에는, 입력비트  $j$ 의 각 set은 출력비트  $n$ 으로 부호화된다(예를 들어 1bit에서 2bits). 여기서, CI-OFDM은 이미 각 비트를 모든 반송파에 대해 각 비트로 보냈기 때문에(전체 주파수 다이버시티 이득 이용), 각  $n$ 개의 부호화 비트 set은  $n$ -fold 시간 다이버시티 이득을 주기 위해 시간 인터리버 된다. 이 방식에서, CI-OFDM은 COFDM과 마찬가지로 잉여비트가 감소된다(동일한 처리량에 대해). 그러나 동일 시간에 반송파로 전송되는 잉여비트 대신에 시간 인터리버 된다. CI-COFDM은 CI-OFDM 주파수 다이버시티와 동일한 이득을 가지며, COFDM 시스템과 동일한 처리량에 대해  $n$ -fold 시간 다이버시티 이득을 가진다.

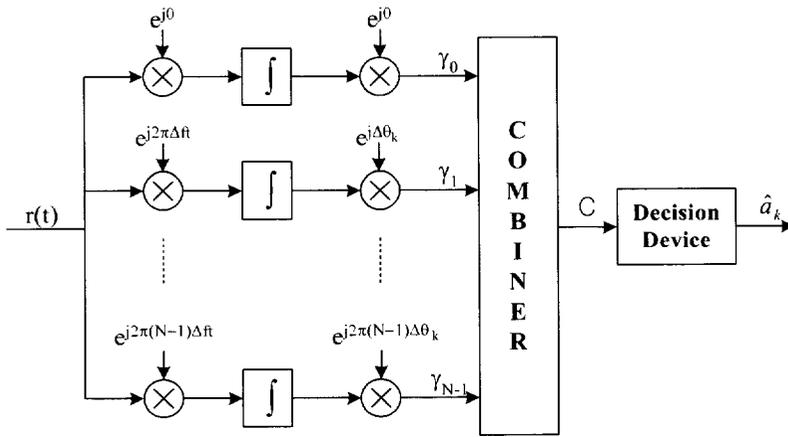


그림 3.3 k 번째 비트에 대한 CI-OFDM 수신기

CI 시스템의 특성중의 하나는 각 반송파들이 다른 페이드를 나타낸다는 것이다. 동일한 정보가 모든 반송파로 전송되기 때문에 수신기에서는 채널에 대한 최대 주파수 다이버시티 이득을 이용할 수 있다. 수신신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_i a_k \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_i t + i\Delta\theta_k + \phi_i) + n(t) \quad (3.3)$$

여기서  $a_i$ 와  $\phi_i$ 는 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 채널에 의해  $i$  번째 반송파에 적용되는 페이드 파라미터와 위상 offset이다. 그리고  $n(t)$ 는 AWGN이다. 표현의 간략화를 위해 위상 동기가 완전히 이루어진 것으로 가정한다.

$k$  번째 비트를 검출하기 위한 CI-OFDM 수신기는 그림 3.3과 같다. 여기서,  $r(t)$ 는  $N$  개의 직교 반송파로 분리된다. 각 반송파로부터  $k$  번째 비트의 위상 offset이 제거되어  $\mathbf{r} = (r_0, r_1, \dots, r_{N-1})$ 이 된다. 여기서  $r_i$ 는 다음과 같다.

$$r_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \alpha_i a_k + \sum_{j=0, j \neq k}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{N}} \alpha_i a_j \cos(i(\Delta\theta_k - \Delta\theta_j)) + n_i \quad (3.4)$$

여기서 두 번째 항은 k 번째 비트에 대한 나머지 (N-1) 비트에 관한 항으로써 IBI(inter-bit interference)이다. AWGN 채널에서,  $\Delta\theta_k$ 를 적절하게 선택하여 비트간 직교성이 유지되었다면 반송파들의 상호 결합 값( $C = \sum_{i=0}^{N-1} r_i$ )인 두 번째 항은 0이 된다. 그러나 주파수 선택성 채널에서 간단한 combining으로는 다른 비트로부터의 간섭 현상치를 추정해 낼 수 없다. 왜냐하면 반송파들은 fade  $\alpha$ 에 종속적으로 나타나게 때문이다. 따라서 주파수 선택성 채널에서는 CI-OFDM 수신기에 다른 combining 기법이 적용될 것이다. 많은 combining 기법이 가능하지만, MC-CDMA에서는 MMSEC(minimum mean square error combining)방식이 가장 우수한 성능을 나타낸다. MMSEC는 주파수 다이버시티 이득을 최대로 이용하여 IBI와 잡음을 최소화한다. 이러한 결합방식은 아래와 같은 결정 변수(decision variable)를 이끌어 낸다.

$$C = \sum_{i=0}^{N-1} r_i \cdot \left[ \frac{\alpha_i}{N\alpha_i^2 + N_0/2} \right] \quad (3.5)$$

부호화하지 않은 CI-OFDM에서 변수 C는 강판정 디바이스로 입력되어  $\hat{a}_k$ 를 출력한다. CI/COFDM의 경우, 결정변수(decision variable) C가 유클리디안 거리 메트릭을 사용하는 경판정 복호 비터비 알고리즘(Viterbi Algorithm)으로 입력된다.

## 3.2 CI-OFDM 시스템의 특성

### 3.2.1 PAPR

PAPR이란 최대 전력대 평균전력의 비를 의미한다. OFDM 심볼에 대한 PAPR은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$PAPR = \frac{\max_{0 < t < T_s} |s(t)|^2}{\text{mean}_{0 < t < T_s} |s(t)|^2} \quad (3.6)$$

OFDM과 CI-OFDM의 평균 전력은 다음과 같다.

$$P_{\text{mean}} = NP_0 \quad (3.7)$$

여기서  $P_0$  는 하나의 반송파에 대한 전력으로써 다음과 같다.

$$P_0 = \frac{1}{2} A_0^2 \quad (3.8)$$

OFDM은 입력 정보를 직병렬 변환하고 전송하는 각 비트들의 반송파들은 최대 전력으로 나타난다. 반송파의 위상과 동기가 정확할 경우 반송파의 수가 증가함에 따라 최대 전력의 크기도 증가하게 된다. OFDM의 최대 전력은 다음과 같다.

$$P_{OFDM_{max}} = \left( \sum_{i=1}^N A \right)^2 = (NA)^2 = \frac{1}{2} N^2 A^2 \quad (3.9)$$

여기서  $A$ 는 주어진 반송파의 진폭이고,  $N$ 은 반송파의 수이다.

CI-OFDM의 경우 모든 비트들은 모든 반송파로 동시에 전송된다. 그리고 고유 위상 오프셋으로 수신기는 각 비트들을 분리해 낸다. 이 위상 오프셋은 최대 전력을 줄여주는 특성을 갖는다. 식 (3.3)의 최대 전력이 식(3.4)의 최대 반송파 전력의 합보다 작다. 왜냐하면, 사용자  $k$ 가 최대 전력으로 나타날 때 사용자  $j$ 의 전력은 최소로 나타나기 때문이다. 따라서 OFDM의 최대전력보다 CI-OFDM의 최대전력이 작게 나타나며 CI-OFDM의 최대 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$PAPR_{CI-OFDM} = \frac{\left( \frac{1}{2} \max_{0 < t < T_s} |s(t)|^2 \right)}{NP_0} \ll N \quad (3.10)$$

### 3.2.2 주파수 스펙트럼 효율

무선통신 시스템에서 채널의 특성을 나타내는 파라미터로서 평균 시간지연과 시간지연확산 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 시간축상

에서 전송된 신호의 퍼짐 정도를 나타내는 중요한 파라미터이다.

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

$$r(t) = \sum_{i=1}^n A_i \delta(t - T_i) \quad (3.11)$$

여기에서  $n$ 은 전파의 경로 수를 나타내며,  $A_i$ 는  $i$ 번째 경로에서 수신된 임펄스의 크기를 나타낸다. 그리고  $T_i$ 는  $i$ 번째 경로의 시간지연을 나타낸다. 이 경우 임펄스 수신 지연 시간  $T$ 는 확률밀도함수  $p(T)$ 와 지연 분산인  $\sigma_T$ 에 의하여 그 특성을 나타낼 수 있으며 각각 다음 식과 같이 나타난다.

$$p(T) = \frac{1}{\bar{T}} \exp(-T/\bar{T}), \quad (3.12)$$

$$\sigma_T = \sqrt{E[T^2] - E^2[T]}, \quad (3.13)$$

단,  $\bar{T} = E[T] = \int_0^{\infty} T p(T) dT$ 이고,  $E[T^2] = \int_0^{\infty} T^2 p(T) dT$ 이다.

위의 식 (3.12)과 (3.13)으로부터 임펄스의 수신 지연 시간  $T$ 가 작아지거나 확률밀도함수  $p(T)$ 가 작아지면 시간지연 분산  $\sigma_T$ 도 작게 됨을 알 수 있다. 4~6GHz대의 주파수를 사용하는 경우 하나의 사무실 내에서의 시간지연확산은 평균 약 20ns 정도로 나타나 있다. 그러나 원편파를 사용할 경우에는 기수회 반

사과의 영향을 제거하여 시간지연확산을 일반적인 수직이나 수평편파를 사용하는 경우보다 훨씬 짧은 약 4.5ns 정도로 감소시킬 수 있는 것으로 나타나 있다.

M-PSK 방식을 이용한 OFDM의 전송률  $R$ 과 대역폭  $W$ 는 각각 다음 식과 같다.

$$R = \log_2 M \times 1 / NT_s \times N \quad (3.14)$$

$$W = f_{N-1} - f_0 + 2\delta = (N-1) / NT_s + 2\delta \quad (3.15)$$

따라서 OFDM의 대역폭 효율  $\eta$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{(1 - 1/N)T_s + 2\delta T_s} \quad (3.16)$$

여기에서  $\delta$ 는 부반송파의 단측 대역폭을 나타내는 것으로서 다음 식과 같이 주어진다.

$$\delta = (1 + \alpha) / 2NT_s \quad (3.17)$$

단  $\alpha$ 는 부반송파의 roll-off 인자이다. 따라서 대역폭 효율  $\eta$ 는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta = \log_2 \frac{M}{1 + \alpha/N} \quad (3.18)$$

따라서 부반송파의 개수  $N$ 이 커질수록 OFDM 시스템의 대역폭 효율은 증가하게 된다. 그러나 시스템의 보호구간까지 고려할 경우에는 대역폭 효율은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{(1 - 1/N)T_s + 2\delta T_s + GI}, \quad (3.19)$$

여기에서  $GI$ 는 보호구간의 크기를 나타낸다. 위의 식으로부터 보호구간의 길이를 작게 하면 할수록 실질적인 대역폭 효율은 증가함을 알 수 있다. 대부분의 OFDM 시스템에서 보호구간의 길이는 전체 프레임의 약 25%까지 차지하게 된다. 이것은 수신단에서 프레임 동기를 맞추고 난 후 제거되어 사용되지 못하는 부분으로써 크면 클수록 비효율적이 된다.

## IV. CPCI-OFDM 시스템의 구성과 특성

### 4.1 원편파

원편파는 그림 4.1와 같이 수직편파와 수평편파를 이용하여  $\pm\pi/2$ 의 위상차를 두고 합성함으로써 얻어낼 수 있으며 구성 방법에 따라 우선회 원편파(RHCP)와 좌선회 원편파(LHCP)로 나누어진다[11].

수평편파와 수직편파의 전계를 각각  $\widehat{E}_x$ ,  $\widehat{E}_y$ 라고 하면 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} \widehat{E}_x = E_x \cdot \widehat{a}_x \\ \widehat{E}_y = E_y \cdot \widehat{a}_y \end{cases} \quad (4.1)$$

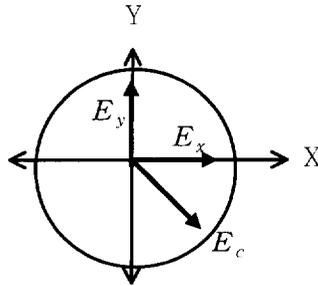


그림 4.1 원편파의 구성

따라서 우선회 원편파의 전계강도  $E_{cr}$ 는 다음 식과 같다.

$$\widehat{E}_{cr} = \frac{1}{\sqrt{2}} \widehat{E}_x - \frac{1}{\sqrt{2}} j \widehat{E}_y = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{cr}(\widehat{a}_x - j \widehat{a}_y) \quad (4.2)$$

수신점에서 볼 때 우선회 원편파 안테나의 유효 길이는 다음 식과 같이 나타난다.

$$\widehat{h}_r = \frac{1}{\sqrt{2}} h_r(\widehat{a}_x + j \widehat{a}_y) \quad (4.3)$$

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

$$v_{rR} = \widehat{E}_c \cdot \widehat{h}_r = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{cr}(\widehat{a}_x - j \widehat{a}_y) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} h_r(\widehat{a}_x + j \widehat{a}_y) = E_{cr} h_r \quad (4.4)$$

Brewster 각도 이내에서 전파가 반사할 경우 수직편파는 위상이 거의 변하지 않는데 비하여 수평편파의 경우에는 180도 위상반전이 생기게 된다. 우선회 원편파가 반사될 경우 원편파를 구성하고 있는 수직편파의 위상은 변하지 않는데 비하여 수평편파의 위상은 180도로 반전하게 된다. 그러므로 우선회 원편파가 기수회 반사를 하게 되면 좌선회 원편파로 변하게 된다. 따라서 우선회 원편파의 기수회 반사파에 대한 식은 다음과 같다.

$$\widehat{E}_{cl} = \rho \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \widehat{E}_x + \frac{1}{\sqrt{2}} j \widehat{E}_y \right\} \quad (4.5)$$

단,  $\rho$ 는 반사계수를 나타낸다. 결과적으로 우선회 원편파의 기수회 반사파가 우선회 원편파 안테나에 수신되는 경우의 수신 전압은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$v_{rL} = \widehat{E}_{cl} \cdot \widehat{h}_r = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{cl}(\widehat{a}_x + j \widehat{a}_y) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} h_r(\widehat{a}_x + j \widehat{a}_y) = 0 \quad (4.6)$$

식 4.6 으로부터 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.

원편파의 반사계수  $R_C$ 는 수직편파의 반사계수를  $R_V$ , 수평편파의 반사계수를  $R_H$ 라고 할 때 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

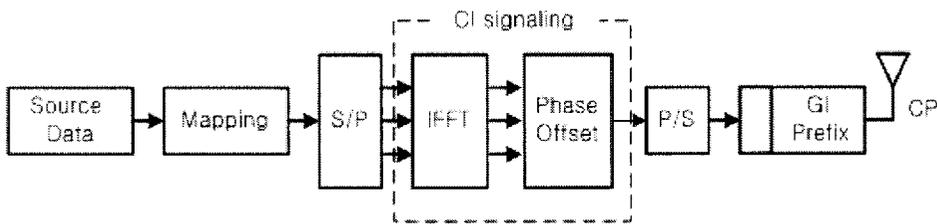
$$R_C = \frac{R_V + R_H}{2} \quad (4.7)$$

## 4.2 CPCI-OFDM시스템 구성

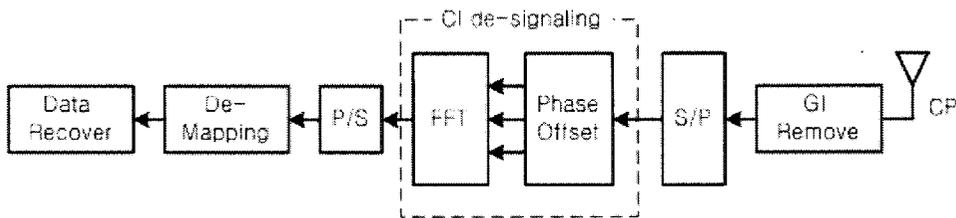
CI-OFDM 시스템에 원편파의 특성을 적용하면 시스템의 성능은 크게 향상시킬 수 있음을 알 수 있다. 그림 4.2은 CPCI-OFDM(CI-OFDM using Circular Polarization)의 구성도이다. 직렬로 입력되는 데이터열은 우선 전송채널에서 발생할 수 있는 오류를 검출하고 정정할 수 있도록 부호화된다. 이때 사용되는 채널 부호화 기법으로는 컨볼루션 부호화나 터보 부호화 기법이 사용될 수 있다. 채널 부호화된 데이터 열은 신호 매핑을 하게 된다. 본 논문에서는 QPSK 신호 매핑을 적용하였다. 신호 매핑된 출력은 부반송파로 변조하기 위해 부채널 수의 크기로 직병렬 변환한다. 각 데이터 비트는 CI 신호를 적용하기 위해 CI 신호의 부반송파로 전체 변조되고 각각의 위상오프셋이 부여되므로 수

신 측에서는 각 데이터를 분리하는 것에는 문제가 없다. 그리고 보호구간을 삽입하고 각각의 신호 프레임을 형성한다. 그리고 신호 프레임을 전파하기 위해 원편파 안테나를 이용하여 신호를 전송한다.

만일 적용하는 원편파 안테나가 우선회 원편파 안테나일 경우 전송채널에서 반사가 이루어 질때 마다  $180^\circ$ 씩 위상 변화가 발생하므로 기수회 반사가 되는 신호는 좌선회 원편파가 된다. 수신측의 우선회 원편파 안테나는 좌선회 되어 수신되는 신호를 수용하지 않으므로 반사파의 수신 신호가 작아진다. 따라서 수신측의 BER 성능은 크게 개선 될 수 있다.



(a) CPCI-OFDM 송신단



(b) CPCI-OFDM 수신단

그림 4.2 CPCI-OFDM 시스템의 블록도

### 4.3 CPCI-OFDM 시스템 특성

시스템의 성능을 보다 향상시키기 위해서는 원편파 다이버시티를 적용하는 방법도 있다. 특히 교차 원편파를 적용할 경우에는 우선회 원편파와 좌선회 원편파로 분리하여 송수신 하도록 구성하면 된다. 각각의 전송채널로 수신된 신호는 원편파의 특성상 기수회 반사파가 거의 수신되지 않으므로 시스템의 성능은 크게 개선될 수 있으며, 다이버시티를 적용하였기 때문에 각각의 전송채널로 수신된 신호의 비상관성으로 수신신호에 대한 신뢰성을 높일 수 있다. 수신된 신호는 부채널의 크기로 직병렬 변환 후 보호대역을 제거한다. 보호대역이 제거된 수신신호는 다시 CI 신호가 부여한 위상 오프셋을 이용하여 데이터를 분리한다. 이렇게 변환된 신호 열은 역과정의 신호 매핑과 채널상의 오류를 정정하고 최종 데이터를 판별하여 복원된 데이터를 출력해 낸다.

## V. 시스템의 성능분석

### 5.1 시뮬레이션 환경

본 논문에서는 원편파의 특성을 이용하여 CPCI-OFDM 시스템을 구성하였고 이 시스템의 성능을 평가하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하고 그 결과를 분석하였다. 사용된 시뮬레이션 프로그램은 Matlab 6.0이다.

시뮬레이션환경은 고속 무선 LAN의 표준인 IEEE 802.11a OFDM과 CI 신호를 적용한 CI-OFDM 시스템의 특성을 비교하였다. OFDM의 경우 표준에 따라 부채널의 수는 64로 하였고, 샘플링의 주기는 50 ns 이고 보호구간은 0.8  $\mu$ s 로 하였다. 매핑방식은 QPSK로 하였으며 OFDM의 총 심볼 주기는 4  $\mu$ s로 하였다. CI-OFDM은 직병렬 변환기에 의한 부채널의 수는 OFDM과 동일하게 64개로 하였고 CI 신호를 적용하기 위한 반송파 간섭신호의 수는 16개로 설정하였다. 그리고 직교성이 유지되도록 위상 오프셋을 부여하였다. 시뮬레이션을 통해  $E_b/N_0$ 에 대한 BER 특성을 AWGN 채널과 Rayleigh 페이딩 채널에서 비교하였다. 특히 두 시스템간의 PAPR을 비교하여 전력효율 측면을 비교하여 결과도 나타내었다. 그리고 마지막으로 원편파 특성을 적용한 CPCI-OFDM 시스템을 구성하고 성능을 평가하였다.

## 5.2 CI-OFDM 시스템 성능 분석

그림 5.1은 AWGN 채널에서 기존의 OFDM 방식과 반송파 간섭신호를 적용한 CI-OFDM 방식을 SNR에 대한 BER 특성으로 비교한 결과이다. 결과 그래프에서 알 수 있듯이 CI-OFDM 방식이 약 2dB 정도의 이득이 있음을 알 수 있다. 그림 5.2는 Rayleigh fading 채널에서 OFDM과 CI-OFDM 시스템의 BER 성능을 비교한 결과이다. CI-OFDM 방식이 기존의 OFDM에 비하여 약 5dB 이상의 이득을 나타내고 있음을 알 수 있다. 이 이득은 CI-OFDM 시스템의 주파수 다이버시티 이득 때문이다. 시뮬레이션 결과에서도 알 수 있듯이 OFDM 시스템은 직교성이 유지되기 어려운 채널환경에서 시스템의 성능이 크게 열화 되는 것을 알 수 있다. 또한 각 비트들에 발생하는 flat 페이드는 정보 손실을 초래하게 된다. 이를 개선하기 위해 채널 코딩 기법을 적용하게 되지만 전체 데이터율이 감소된다. 그러나 반송파 간섭신호를 적용하게 되면 대역폭의 확장이나 데이터율의 감소 없이 OFDM 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

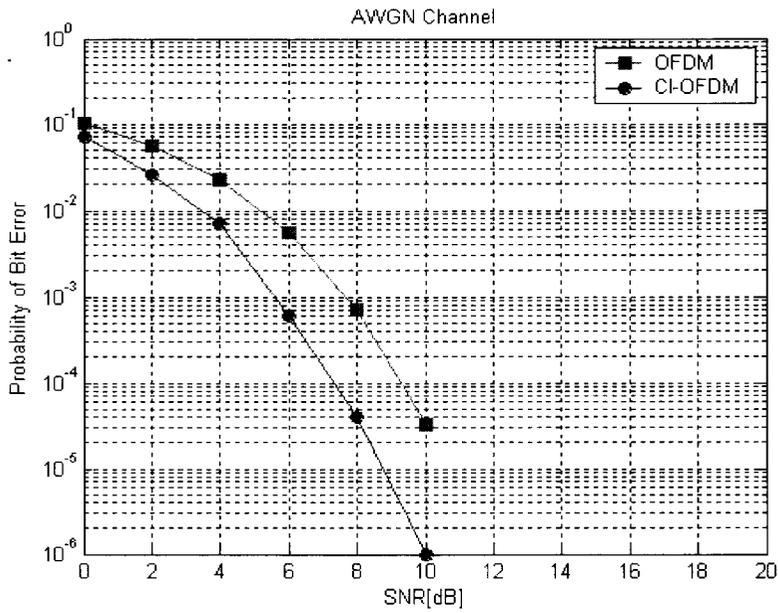


그림 5.1 AWGN 채널에서 OFDM과 CI-OFDM 시스템 성능

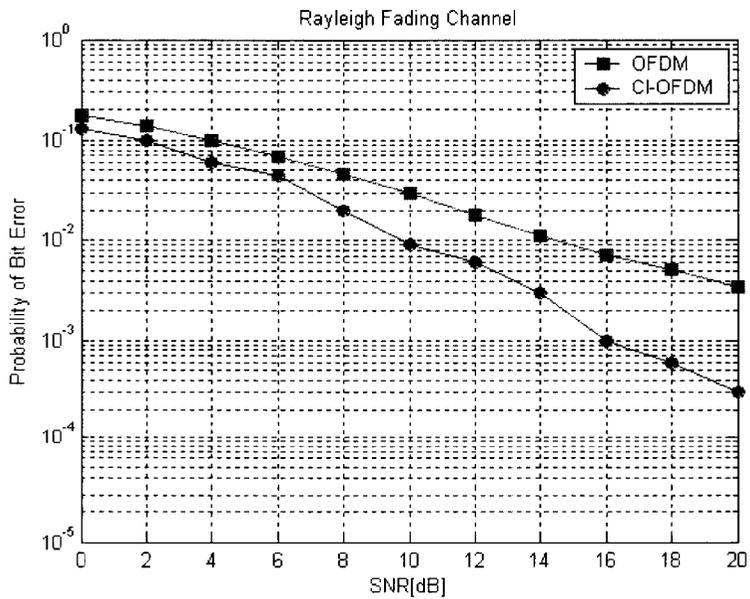


그림 5.2 Rayleigh 페이딩 채널에서 OFDM과 CI-OFDM 시스템 성능

그림 5.3은 OFDM과 CI-OFDM의 PAPR을 비교한 그림이다. 가로축은 전송 데이터의 수(10000개)를 나타낸 것이고 세로축은 PAPR을 나타내고 있다. OFDM의 경우 PAPR의 최대값은 23.55이고 평균값은 8.27이다. PAPR의 최대값과 평균값에 큰 차이가 발생한 것을 알 수 있다. 반면에 CI-OFDM의 경우 PAPR의 최대값은 12이고 평균값은 6.38이다. 앞서 언급한 것과 마찬가지로 CI 신호를 적용하여 OFDM의 부반송파들이 동위상으로 겹쳐지는 현상을 줄임으로써 시스템의 성능을 개선시킬 수 있음을 알 수 있다.

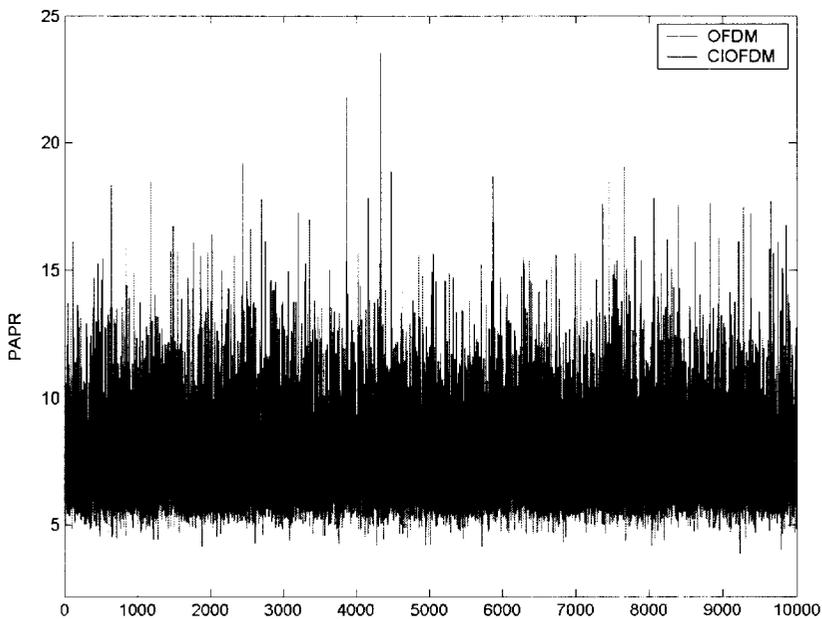


그림 5.3 OFDM과 CI-OFDM의 PAPR

그림 5.4는 OFDM과 CI-OFDM의 PAPR에 대한 확률 누적분포를 나타낸 것이다. 그림에서 CI-OFDM은 전송의 약 90%이상이 PAPR값이 8이하인 형태를 나타내고있다. 반면에 OFDM은 약 50%정도만이 PAPR값이 8이하의 값을 나타내고 있다. 따라서 CI신호를 적용한 CI-OFDM 시스템이 PAPR을 크게 개선함으로써 시스템의 성능이 개선됨을 알 수 있다.

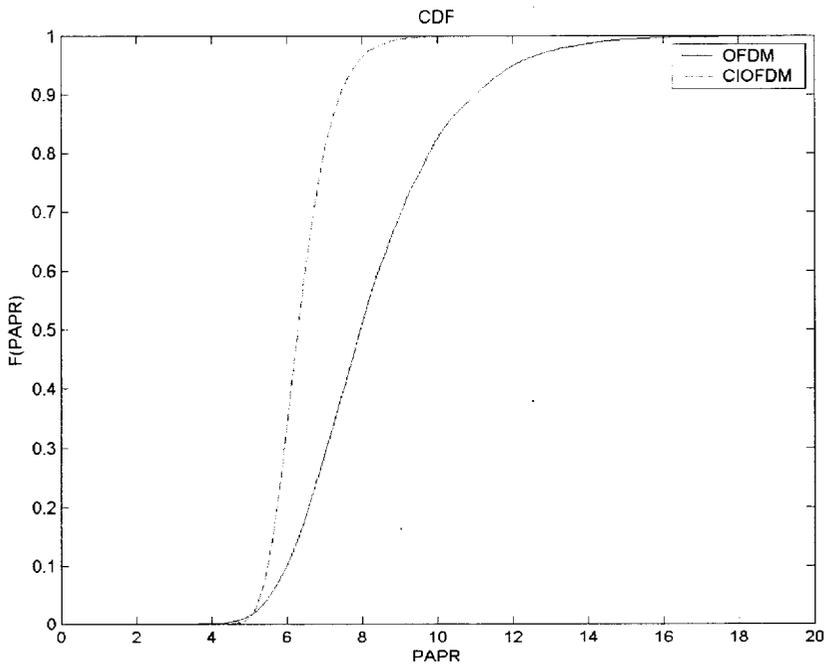


그림 5.4 OFDM과 CI-OFDM의 PAPR에 대한 CDF

### 5.3 CPCI-OFDM 시스템의 성능 분석

그림 5.5는 원편파를 적용한 CPCI-OFDM 시스템의 성능을  $E_b/N_0$  에 대한 BER 성능을 시뮬레이션 한 결과이다. 채널은 Rayleigh 페이딩 채널 환경으로 하였다. 기수회 반사파의 수신을 억제하는 원편파의 특성으로 CPCI-OFDM의 시스템 성능이 CI-OFDM에 대해  $10^{-4}$  BER에서 약 3[dB]정도 개선됨을 알 수 있다.

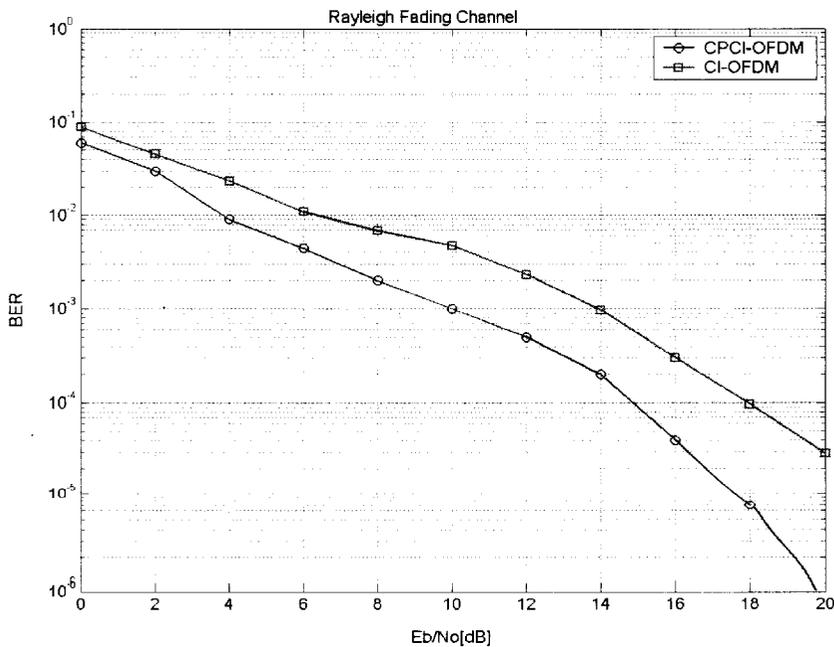


그림 5.5 Rayleigh 페이딩 채널에서 CPCI-OFDM 시스템의 성능

## VI. 결론

최근 무선 이동통신은 고속의 대용량 정보 전송에 대한 수요가 급증하고 있다. 이에 제한된 주파수 스펙트럼을 효율적으로 이용하기 위해 새로운 다중 액세스 방식을 필요로 한다.

본 논문에서는 기존의 다중화 기법 중 최근 고속 무선 LAN의 표준으로 지정되었고 유럽 디지털방송의 표준인 OFDM 방식에 원편파 특성을 이용한 CPCI-OFDM 시스템을 구성하였다. 다수의 직교하는 부반송파를 이용하는 OFDM 시스템은 다중경로 페이딩에 강한 특성뿐 아니라 스펙트럼의 효율이 높고 데이터를 병렬로 처리함으로써 고속의 정보 전송이 가능하다는 점에서 많은 분야에 적용 되어지고 있다. 그러나 전송 채널상에서의 전파 지연이 커질 경우 심볼간 간섭과 채널간 간섭에 의해 부반송파간의 직교성이 상실되면 시스템의 성능이 크게 저하되는 문제점이 있다. 또한 OFDM 신호는 독립적으로 변조된 다수의 부반송파들의 중첩으로 구성됨으로 이들이 동위상으로 더해지면 신호가 커져 PAPR이 발생하게 되는데, 이는 시스템의 성능 열화와 직접적인 관계가 있다. 따라서 본 논문에서 OFDM 시스템에 CI 신호를 적용하여 각각의 데이터를 CI 신호 전체의 부반송파로 변조하고 위상오프셋을 부여함으로써 동위상으로 겹쳐져 발생하는 PAPR은 크게 감소하는 효과를 확인 할 수 있었으며 또한 시스템 성능 향상을 극대화 하기위해 기수회 반사파의 수신을 억제하는 특성을 가지는 원편파를 CI-OFDM에 적용하여 CPCI-OFDM 시스템을 구성하고 성능을 평가한 결과 CI-OFDM 보다도

$10^{-4}$  BER에서 약 3[dB]정도 개선되었다.

이 연구 결과로 알 수 있듯이 OFDM에 CI 신호를 적용한 CI-OFDM 방식과 원편파 특성을 CI-OFDM에 적용한 CPCI-OFDM 방식이 기존 OFDM 시스템에 비해 성능이 크게 향상되어 차세대 고속 멀티미디어 통신에 적합한 시스템으로 구성 가능함을 알 수 있었다.

## 참고 문헌

- [1] William C. Y. Lee, "*Mobile Communication Design Fundamentals*", Howard W. Sams & co., pp.3-44, 1986.
- [2] Ramejee Prasad, Shinsuke Hara, "*An Overview of Multicarrier CDMA*", IEEE Communications Magazine, Vol.35, No.12, pp.126-133, Dec. 1997
- [3] Essam A. Sourour and Masao Nakagawa, "*Performance of outhogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel*", IEEE Trans. commun. Vol.44, No.3, pp.356-367, Mar. 1996.
- [4] Dominique LACRIOX, Damien CASTELAIN, "*A Study of OFDM Parpameters for High Data Rate Radio LAN's*", Proc. VTC 2000, pp. 1075-1079, 2000
- [5] Richard Van Nee, Ramjee Prasad, "*OFDM for wireless Multimedia Communications*", Arthech House Publishers, pp.229-253, 2000.
- [6] Peter Okrah, Michael Newhouse, Gary Stuck, "*Multicarrier Modulation For Advanced Messaging System*", Proc. of IEEE VTC'98, Vol.3, No.2 pp. 2237-2240, May. 1999.
- [7] M. Russell and G. L. Stuber, "*Interchannel interference analysis of OFDM ina mobile environment,*" Proc. VTC,pp.820-824, Jul. 1995.

- [8] 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
- [9] W. Zou, Yiyang Wu, "COFDM : an overview," Broadcasting , IEEE Transaction on, Bol.41, Issue 1, pp. 1-8, Mar. 1995.
- [10] L. Thibault, Minh Thien Le, "*Performance evaluation of COFDM for digital audio broadcast. I. Parametric study Broadcasting*", IEEE Transactions on, Volume:43, Issue:1, pp.64-75, Mar 1997
- [11] Byung-OK Kim, Yeon-Hwa Ko, Deock-Ho Ha, "*Performance of a Novel XCP-OFDM system*", IEEE Semianual Vehicular Technology Conference VTC 2--2-Fall, Vol.1, pp.38-41, Sep. 2002

## 감사의 글

설레는 마음으로 입학한지가 엇그제 같은데 벌써 졸업을 앞두고 이 글을 쓰자니 “시작이 반”이라는 말이 실감난다. 그간 직장, 학교, 가정을 오가며 어느 것 하나 소홀히 할 수 없어 조금은 힘들었기에 졸업이라는 낱말이 기쁘게 다가오지만 한편으론 더 열심히 할 수 있었지 아닐까? 하는 아쉬움도 남는다. 아무튼 이러한 일련의 과정들이 앞으로 인생을 살아가는데 있어 많은 도움이 될 것이라는 생각이 든다

본 졸업논문이 있기까지 처음부터 끝까지 성심껏 지도해주신 하덕호 교수님께 진심으로 감사드리며, 논문심사를 맡아주시고 따뜻한 조언을 아끼지 아니신 정신일 교수님, 박규철 교수님께도 감사드립니다. 그리고 안재성 선생님을 비롯하여 연구실원들에게도 고맙다는 말씀 전하고 싶습니다.

또한 오늘에 이르기까지 배움의 길을 터주고 학업에 전념하도록 배려해주신 직장 상사분, 동료분들께 진심으로 감사드립니다. 그리고 그간 따뜻한 격려와 관심을 가져주신 어머니, 형제분들께도 정말 고마웠습니다. 끝으로 오랜 시간동안 변함없는 사랑으로 지켜봐준 아내에게 감사의 마음 전합니다.

2005년 1월

김삼수