

工學碩士 學位論文

5 GHz대 실내 무선 LAN 환경에서의 CI신호를
이용한 OFDM 성능분석

Performance Analysis of Orthogonal Frequency Division
Multiplexing using CI Signal in Indoor Wireless LAN at 5 GHz

指導教授 趙 炯 來

2005年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 秀 湏

本 論文을 金秀鴻의 工學碩士 學位論文으로 認准함

委員長：工學博士 金 東 一 (印)

委 員：工學博士 尹 榮 (印)

委 員：工學博士 趙 炯 來 (印)

2005 年 8 月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 秀 鴻

Abstract

LANs(Wireless Local Area Networks) have emerged as a powerful architecture capable of meeting the needs of next generation broadband wireless communications. The IEEE 802.11a 5 GHz WLAN standard employs OFDM in its physical layer. The OFDM is a kind of transmission method that provides high-speed data transmission by converting serial data into parallel first, and then modulates them into a carrier orthogonal to each datum. This is the standard of high-speed wireless LAN, and is also the standard of digital broadcasting in Europe. Recently, A new method of transmission, CIMA was developed, which uses the orthogonality of CI signal and provides phase offset to each carrier. CIMA excels any other conventional methods using multi-carrier in performance by increasing the efficiency of the frequency spectrum via reiteration the orthogonal multi-carrier.

The OFDM processes data in high-speed and increases the efficiency of frequency spectrum. However there is a weakness that the performance of the system will become worse, but if time delay in transmission channel is greater than the capacity of the OFDM's guard band. Moreover, due to the fact that carriers with orthogonality are reiterated one another in the OFDM, There is a problem that PAPR will become bigger when they are in-phase. In order to improve the defects, CI-OFDM that incorporates the CI signal into OFDM is

has been proposed. While each bit is modulated into its own carrier in the conventional OFDM, each bit in the CI-OFDM is modulated into a whole carrier. Data bits transformed into identical carriers are divided by phase offset. Because the signals in the CI-OFDM have phase offset, a in-phaseing condition is reduced and PAPR can be significantly improved. For the reason, the performance of CI-OFDM is highly improved compared with the conventional methods. CI-OFDM improves the deficiency of the traditional OFDM and raises the system considerably. Therefore, if the CI-OFDM mode is applied for upcoming wireless multimedia communication, it will make it possible to achieve not only high-speed data transmission, but also high-performance communication.

약 어 표

ADC : Analog to Digital Converter
AWGN : Additive White Gaussian Noise
BPSK : Binary Phase Shift Keying
CI-OFDM(CIMA) : Carrier Interference-OFDM
CDF : Cumulative Distribution Function
CCDF : Complementary CDF
CDMA: Code Division Multiple Access
CP : Cyclic Prefix
CI : Carrier Interferometry
DMB : Digital Multimedia Broadcasting
DFT/IDFT : Discrete Fourier Transform / Inverse DFT
DAC : Digital to Analog Converter
FDMA : Frequency Division Multiple Access
FFT : Fast Fourier Transform
GI : Guard Interval
ISI : Inter Symbol Interference
IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT : Inverse Fast Fourier Transform
MC-CDMA : Multi Carrier-CDMA
MMSEC : minimum mean square error combining
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing
P/S : Parallel to Serial Converter

PAPR : Peak-to-Average Power Ratio

QPSK : Quadrature Phase Shift Keying

SNR : Signal to Noise power Ratio

S/P : Serial to Parallel Converter

TDMA : Time Division Multiple Access

WLAN : Wireless Local Area Networks

UNII : Unlicensed National Information Infrastructure

목 차

Abstract	i
약어표	iii
제 1 장 서 론	1
1.1 연구의 배경	1
1.2 논문의 구성	3
제 2 장 OFDM 시스템	4
2.1 OFDM 시스템의 개요	4
2.2 부반송파의 직교성과 신호의 구성	8
2.3 순환확장	11
2.4 PAPR 특성	13
2.5 5GHz 대 고속 무선 LAN 시스템	14
제 3 장 CI-OFDM 시스템	16
3.1 CI-OFDM 신호	16
3.2 CI-OFDM 시스템 구성	20
3.3 CI-OFDM 시스템의 특성	24
3.3.1 PAPR	24
3.3.2 주파수 스펙트럼 효율	26
제 4 장 모의실험 및 성능분석	29
4.1 시뮬레이션 환경	29
4.2 CI-OFDM 성능	29
제 5 장 결론	35
참고 문헌	37

제 1 장 서 론

1.1 연구의 배경

오늘날 세계는 무선이동통신의 급격한 발전으로 광대역의 무선 스펙트럼에 대한 요구가 크게 증가하고 있다. 기존의 음성과 단순한 문자 정보를 교환하던 무선이동통신과는 달리 최근의 발전형태는 음성뿐만 아니라 동영상의 전송 그리고 무선 인터넷 기능의 서비스까지 제공하고자 하고 있다. 곧, 제한된 무선스펙트럼으로 고속의 대용량의 정보를 동시에 수많은 사용자들에게 제공하여야 한다는 것이다. 오늘날 무선이동통신 산업의 최대 당면문제는 더 많은 스펙트럼이 필요하다는 것이며 스펙트럼의 요구는 공급을 훨씬 초과하고 있다는 점이다. 만일 무선 산업이 소비자의 욕구를 충족시키려면, 현존하는 스펙트럼을 분배하기 위한 좀더 효율적인 방법을 찾아야만 한다. 빠르게 증가하는 가입자들에게 공급하기 위해서 제한된 대역폭을 효율적으로 사용하면서 고속의 고성능으로 데이터를 전송할 수 있는 방법을 찾기 위한 많은 연구가 진행되어 오고 있다. 특히, 고속의 데이터 전송을 위한 기법으로는 그 동안 단일 반송파 전송에 의존하던 시스템이 용량과 전송 속도의 한계를 겪으면서 다중 반송파 전송 시스템으로 변화하고 있다[1][2].

단일 반송파를 사용하는 다중액세스 방식으로는 FDMA, TDMA, 그리고 CDMA 방식들이 있다. 하나의 무선 채널을 여러 명이 동시에 사용할 수 있도록 특정 규칙으로 채널을 분배하여 다중 액세스 하는 형태이다. 단일 반송파로는 시스템의 성능 면에서나 용량 면에서 한계를 나타내며

차세대의 통신의 요구를 충족시킬 수 없다. 이러한 이유로 단일 반송파를 사용하여 다중 액세스를 하던 방식에서 다중 반송파를 사용하여 다중 액세스하는 형태로 발전하게 되는 것이다[3]-[5].

다중 반송파를 사용하는 다중 액세스 방식으로는 방식이 그 대표적인 예라고 할 수 있다[1][6]. MC-CDMA 방식의 경우 IMT-2000의 동기식 방식의 역방향 채널에 대한 표준이며, OFDM의 경우 고속 무선 LAN의 표준(IEEE 802.11a)일 뿐만 아니라 유럽의 디지털 방송의 표준이기도 하다[7].

OFDM 시스템은 직교성을 갖는 부반송파를 사용하여 데이터를 동시에 병렬의 형태로 변조하여 전송하는 방식이다. 스펙트럼의 효율을 높이기 위하여 많은 수의 부반송파가 서로 중첩되어있으나 상호 직교성을 가지고 있기 때문에 데이터는 상호간 간섭을 일으키지 않도록 구성되어있다. 그러나 전송 채널의 열화, 주파수 오프셋 등이 발생할 경우 부반송파간의 직교성이 상실되고 부채널간에 간섭이 발생하게 되어 시스템의 성능이 단일 반송파 시스템에 비해 열화될 수 있는 단점을 가진다. 이에 OFDM은 전송채널의 시간 지연보다 큰 보호구간을 심볼마다 삽입하여 사용하여 시스템의 성능을 개선하고 있다[8].

다중 반송파를 이용한 다중 액세스를 하는 방법으로 최근 새롭게 연구되고 있는 방식으로는 Carl R. Nassar에 의해 제안된 CIMA 방식이 있다. CIMA는 동일한 데이터 신호를 동시에 N 개의 부반송파를 이용하여 신호를 전송한다는 측면에서 MC-CDMA와 OFDM 방식과 유사하다. 그러나 CIMA는 확산코드가 아닌 반송파 간섭 신호를 이용한다. CIMA를 구성하는 반송파 신호의 특성은 자신의 파형과 시간 이동한 파형의 상간관계가 직교함으로서 반송파간의 중첩형태에 대해 시간적으로 직교특성을

가지고 있는 장점을 가진다. 직교하는 지점이 반송파 개수의 약 2배 정도이기 때문에 시스템의 스펙트럼 효율이나 용량면에서 매우 효율적이다. 반송파 간섭 신호를 이용하는 CIMA는 사용자수에 따라 직교성과 의사 직교성을 유동적으로 가짐으로써 시스템 구성과 성능 그리고 용량면에서 많은 장점을 가진다[9].

본 논문에서는 새롭게 제안된 CIMA 시스템의 특성을 이용하여 실내 무선랜 환경의 성능을 개선할 수 있는 방안을 제안하고자 한다. 그것은 기존의 OFDM 방식을 더 효율적으로 활용할 수 있는 방안으로 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 환경에서의 CI 신호를 적용한 CI-OFDM 시스템의 성능을 평가하였다.

1.2 논문의 구성

본 논문은 전체 5장으로 구성되어 있으며 내용과 순서는 다음과 같다. 먼저 제 1장에서는 연구배경과 연구의 목적에 대해 설명하고 제 2장에서는 OFDM 시스템에 대해 논한다. 이에 직교성을 갖는 반송파 신호의 특성과 시스템의 구성 및 특성에 대해 분석한다. 제 3장에서는 CI 신호를 OFDM 시스템에 적용한 CI-OFDM 시스템을 구성하여 그 특성을 분석한다. OFDM이 갖는 단점 중의 하나인 최대 전력대 평균 전력비를 설명하고 이에 대해 대표적인 실내 무선 환경에서의 OFDM과 CI-OFDM의 성능을 비교 분석한다. 제 4장에서는 본 논문에서 제시한 고속 무선랜 환경에서의 CI-OFDM 시스템의 성능 분석을 위한 모의실험과 결과에 대해 비교 분석하여 시스템의 효율성을 검증했다. 마지막으로 제 5장에서는 본 논문의 성능분석에 관한 연구결과에 관하여 기술한다.

제 2 장 OFDM 시스템

2.1 OFDM 시스템의 개요

OFDM은 부반송파를 변조하는 다중 반송파 변조방식의 한 형태로써 각각의 부반송파는 상호간의 직교성을 가지며, 이들 부반송파들은 주파수 스펙트럼 상에서 서로 중첩되어 신호를 전송함으로써 대역폭 효율이 높은 방식이다. 또한 OFDM 방식은 직렬로 입력되는 데이터 심볼들을 부채널 수에 따라 병렬로 변환하여 각각의 부채널에 해당하는 부반송파들을 이용하여 변조를 행한다. 이렇게 부반송파 변조된 병렬데이터 심볼들을 프레임 단위로 구성되고, 보호구간을 삽입한 후 주반송파를 이용하여 전송하는 것이 OFDM 전송방식의 기본 개념이다[6].

그림 2.1은 OFDM 시스템의 데이터 전송에 대한 기본 개념을 나타내고 있다. 그림에서와 같이 직렬로 입력되는 데이터열 d_0, d_1, \dots, d_{N-1} 이 직 병렬 변환기를 거쳐 부채널 수에 따라 병렬로 변환된다. 병렬로 변환된 데이터열을 각 채널에 해당하는 부반송파 $e^{j2\pi f_d t}$ 에 의해 곱해져 하나의 OFDM 심볼을 형성하고 여기에 다시 주 반송파가 곱해져 채널을 통과하게 된다. 이때 OFDM은 기존의 FDM과 달리 부채널의 주파수가 상호간에 직교성을 가지도록 하여 주파수를 중첩시킨다.

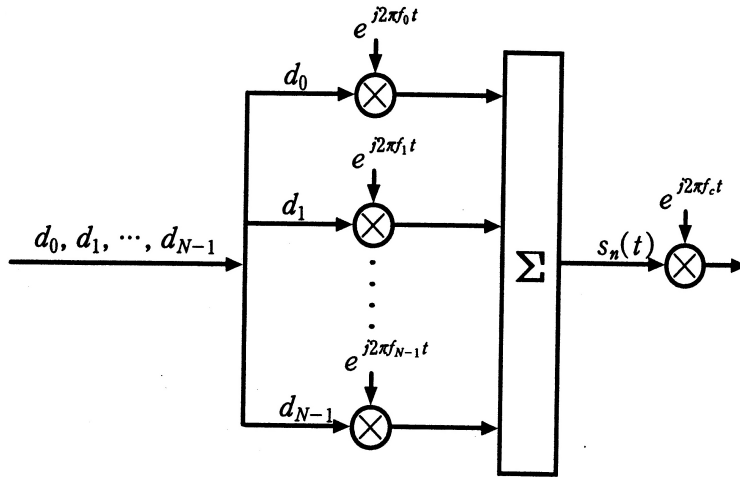


그림 2.1 OFDM 변조 방식의 기본 개념
 Fig. 2.1 Concept of OFDM Modulation.

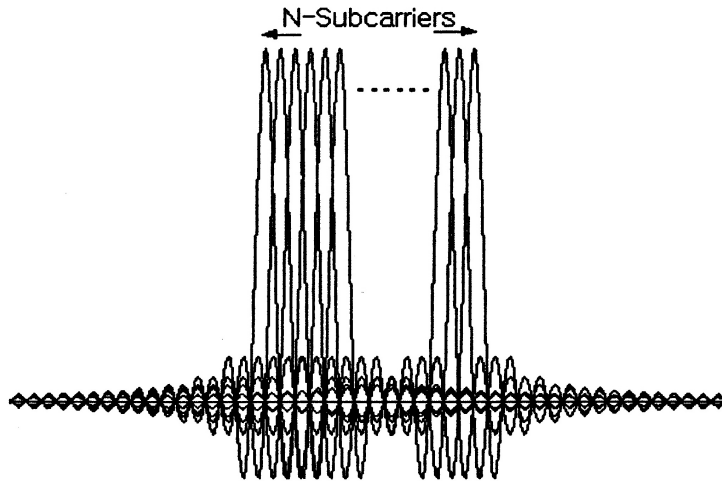


그림 2.2 OFDM 부반송파의 스펙트럼
 Fig. 2.2 Spectrum of OFDM subcarriers.

그림 2.2는 OFDM시스템의 부채널 주파수 스펙트럼을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 각 부채널의 부반송파 주파수들은 서로 상당부분

중첩되어 있다. 그러나 각 부반송파의 샘플링 위치에서는 해당 채널의 스펙트럼을 제외하고 인접채널의 스펙트럼이 0의 값을 가지도록 상호간 직교성이 정확히 유지되고 있다. 따라서 부반송파의 주파수들이 서로 중첩되어 있어도 직교성만 유지된다면 인접 채널간 간섭 없이 정확한 복조가 가능하다. 그림 2.3은 OFDM 시스템의 복조 원리를 나타내는 것으로 동일한 채널의 신호만 간섭없이 복원해 내기 위해서는 부반송파간의 직교성이 반드시 필요한 것이다.

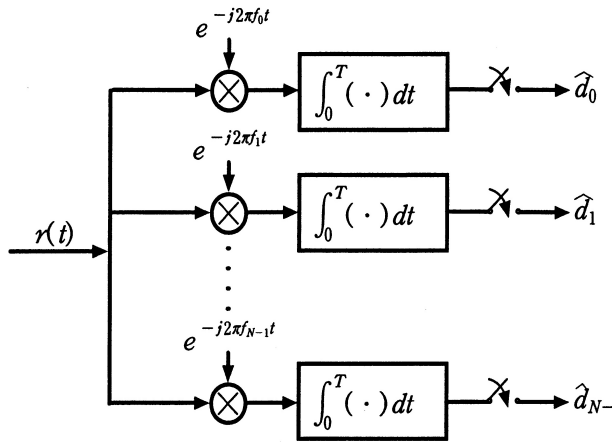


그림 2.3 OFDM 수신기의 복조 원리

Fig. 23 The principal of demodulation of OFDM system.

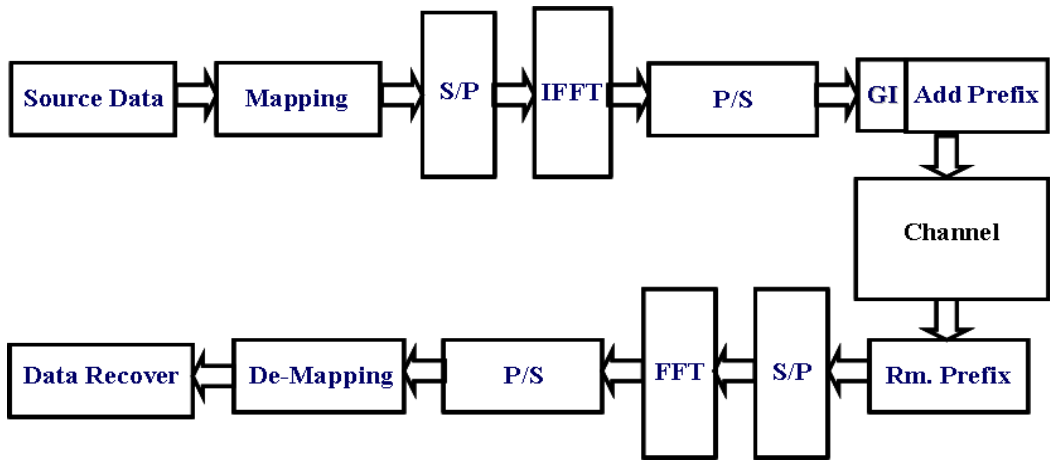


그림 2.4 OFDM 시스템의 구성도

Fig. 2.4 Block diagram of OFDM system.

그림 2.4는 OFDM 시스템의 전체 구성도이다. 입력되는 데이터 열은 QPSK나 QAM 방식과 같은 신호 매핑을 거친다. 신호 매핑된 출력은 다수의 부반송파를 변조하기 위해 부채널 수의 크기를 가지는 직병렬 변환기에 의해 병렬로 변환된다. 병렬로 변환된 신호에 의해 모든 부반송파는 IFFT를 이용하여 동시에 변조된다. 이렇게 변조된 하나의 OFDM 심볼은 전송 채널에서의 시간 지연에 따른 심볼간 간섭을 없애기 위하여 보호구간을 더하게 된다. 이 보호 구간은 전송채널의 시간 지연 특성에 따라 정해지게 되며 채널의 시간지연보다 더 크게 정하게 된다. 보호구간을 OFDM 심볼의 앞에 삽입하여 한의 OFDM 프레임을 구성하고 주파반송파를 이용하여 채널로 전송한다. 전송채널을 거쳐 수신단에 수신된 프레임은 보호구간을 제거하여 OFDM 심볼을 추출하고 다시 FFT를 이용하여 부반송파를 복조한다. 부반송파 복조를 거쳐 추출된 부채널 신호는 다

시 역과정의 신호 매핑을 거쳐 데이터를 판정하여 정보를 복원한다.

OFDM 방식은 위와 같이 직교성을 이용하여 주파수 스펙트럼을 중첩시킴으로써 대역폭 효율을 극대화 할 수 있게 된다. 그러나 부채널간의 스펙트럼이 중첩되어 있기 때문에 주파수 오프셋에 매우 민감한 단점이 있다. OFDM 시스템의 부반송파들은 각 주파수들이 상호 직교성을 가지며 상당부분 중첩 되어있기 때문에 전력의 상당부분이 상호간에 영향을 미치게 된다. 따라서 OFDM 시스템은 채널환경에 따라 부채널간의 간섭이 발생하거나 PAPR에 변화가 발생하여 시스템의 성능이 크게 저하될 수 있다.

2.2 부반송파의 직교성과 신호의 구성

서로 다른 두개의 부반송파 $c_1(t)$ 와 $c_2(t)$ 에 대해 고려해 보자.

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

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

이 두 개의 반송파가 서로 직교할 경우 직교성의 원리에 의해 다음과 같이 나타난다.

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

식(2.1)과 식(2.2)를 식(2.3)에 대입하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{2} \int_0^T [\cos(2\pi\Delta f t + \Phi_2 - \Phi_1) + \cos(4\pi f_c t + 2\pi\Delta f t + \Phi_1 + \Phi_2)] dt = 0 \quad (2.4)$$

위의 식에서 제 2항의 고주파 성분은 수신 필터에 의해 제거되므로 수신단의 출력은 다음과 같다.

$$\frac{1}{2} \int_0^T \cos(2\pi\Delta f t + \Phi_2 - \Phi_1) dt = 0 \quad (2.5)$$

$$\sin(2\pi\Delta f T + \Phi_2 - \Phi_1) - \sin(\Phi_2 - \Phi_1) = 0 \quad (2.6)$$

위의 식을 만족하려면 $\Delta f = \frac{m}{T}$ (단, m 은 정수)이 되어야 한다. 따라서 반송파간의 주파수 간격 Δf 가 심볼의 주기 T 의 역수의 정수 배를 유지한다면 직교성에 의하여 상호간의 간섭없이 원래의 채널 신호를 복원할 수 있음을 알 수 있다.

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 부반송파는 $f_k = \frac{k}{T_s}$ 이다. 따라서 OFDM의 기저대역 신호 $s(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{T_s} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} \delta(t - nT_s) \quad (2.7)$$

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

$$\begin{aligned} \int_0^{T_s} e^{j2\pi f_i t} e^{-j2\pi f_j t} dt &= \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_i - f_j)t} dt \\ &= \frac{1}{j2\pi(f_i - f_j)} [e^{j2\pi(f_i - f_j)T_s} - 1] \\ &= \delta_{i,j} \end{aligned} \quad (2.8)$$

여기서 $\delta_{i,j}$ 는 Kronecker delta 함수이다. 위의 식으로부터 직교성을 만족하기 위해서는 $(f_i - f_j)T_s$ 가 정수이어야 한다. 따라서 인접한 부반송파의 주파수 간격 Δf 는 정수 값 m 에 대하여 m/T_s 로 나타낼 수 있다. 주파수 간격 Δf 가 좁을 수록 OFDM의 대역폭 효율은 높아지므로 $\Delta f = 1/T_s$ 의 경우 최대 대역폭 효율을 가진다. 그러므로 OFDM의 인접 부반송파간의 주파수 간격은 $1/T_s$ 이다. 이때 OFDM의 대역폭은 다음과 같다.

$$BW \simeq f_{N-1} - f_0 = \frac{N}{T_s} \quad (2.9)$$

OFDM의 각 부반송파가 직교성을 만족하고, 수신단에서의 복원 과정에서 주파수 오프셋이 발생하지 않았을 경우 복원 데이터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\widehat{d}_{n,i} &= \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} s(t) \cdot e^{-j2\pi f_i t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_i t} dt\end{aligned}\quad (2.10)$$

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

2.3 순환 확장

OFDM 방식은 다수의 부반송파를 사용하므로 다중경로 확산에 매우 효율적이다. 입력 데이터 열을 N 개의 부채널로 나누고 심볼 구간을 N 배로 증가시킴으로써 심볼 주기에 대해 다중경로 확산을 상대적으로 N 배 감소시키는 효과를 나타낸다. 그러나 채널의 시간 지연확산이 심볼의 주기보다 길게 될 경우 심볼간 간섭으로 인해 부채널간의 직교성을 상실할 수 있다. 부채널간의 직교성이 없어지는 것은 데이터의 복원을 어렵게 하므로 시스템의 성능이 열화되는 현상이 발생한다. 따라서 OFDM 시스템에서는 심볼간 간섭을 완전하게 제거하기 위해 보호구간(Guard

Interval)을 각 심볼마다 삽입한다. 보호구간은 앞서 보낸 심볼에 의한 다중경로 성분이 뒤의 심볼에 영향을 주지 않도록 채널의 시간 지연확산보다 길게 선택하여 삽입한다.

일반적으로 사용되는 OFDM의 보호구간 삽입방법은 순환 확장(CP)방식이다. 순환 확장방식은 OFDM 심볼의 뒷부분을 보호구간의 길이만큼 복사하여 심볼의 앞쪽에 삽입하는 방식이다. 보호 구간을 빈 구간으로 구성하는 경우에는 채널간 간섭이 발생하여 부반송과간의 직교성이 상실되고 시스템의 성능이 감소될 수 있다. 그림 2.5는 보호구간의 개념을 나타낸 그림이다. 앞서 언급하였듯이 순환확장 방식은 OFDM의 심볼의 일부분을 복사하여 보호구간으로 사용하며 보호구간과 OFDM 심볼을 하나의 프레임으로 구성한다.

그림에서 GI는 보호구간이고 T_g 는 보호구간의 길이, T_s 는 OFDM 심볼의 길이를 나타낸다. 이러한 보호구간의 길이는 통신 채널의 시간지연확산에 따라 달라진다. 일반적으로는 OFDM 시스템에서 사용되는 보호구간의 길이는 OFDM 심볼 길이의 25% 정도를 사용한다. 이 보호구간은 수신단에서 프레임 동기를 맞추는데 사용될 뿐 실제 데이터 전송에는 영향을 미치지 않으므로 보호구간의 길이가 길게 되면 데이터의 전송효율과 대역폭 효율이 저하된다.

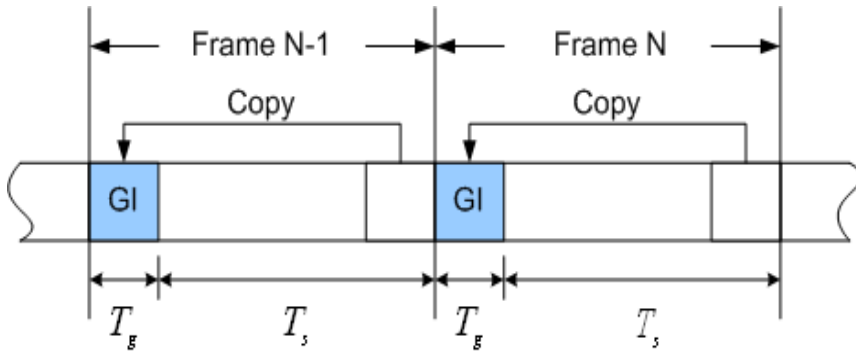


그림 2.5 순환확장 보호구간
 Fig. 2.5 Cyclic prefix guard interval.

2.4 PAPR 특성

OFDM 신호는 독립적으로 변조된 다수의 부반송파들의 중첩으로 구성 되어있으므로 이들이 동위상으로 더해지면 신호가 크게 발생하여 PAPR 이 크게 발생한다. N 개의 신호가 동일한 위상으로 더해지면 최대전력은 평균전력의 N 배가 되는 것이다. 최대전력은 사인파의 최대 포락선에서의 전력으로 정의 된다. 따라서 변조되지 않은 반송파는 최대전력과 평균전력이 동일하므로 0dB의 PAPR을 갖는다. 신호의 포락선의 변화는 크레스트 인자(crest factor)를 측정하여 알 수 있으며 이는 신호의 최대 값을 신호의 실효 값으로 나눈 것으로 정의된다[10].

PAPR이 크면 ADC와 DAC의 복잡도가 증가하고 RF 전력 증폭기의 효율이 감소한다. PAPR을 감소시키기 위해 여러 가지 방법들이 제안되었다[11][12]. 클리핑(clipping) 기법은 PAPR을 감소시키는 가장 간단한 방법으로 신호의 최대 크기를 특정 레벨로 제한시키는 방식이다. 그러나

OFDM 신호의 크기를 왜곡시킴으로 BER이 저하되는 문제점이 발생한다. 이는 윈도우를 적용하여 다른 신호에 대한 간섭을 줄임으로써 개선할 수 있다. 이때 사용되는 윈도우는 간섭을 최소화하기 위해 협대역이어야 하며 대역폭과 시간폭을 고려하여 적절한 윈도우를 선택하여야 한다. 피크 제거(peak cancellation) 방식은 기준 함수를 신호에서 빼는 방식으로 기준 함수가 적어도 하나의 피크 샘플을 감소시킨다. 일반적으로 기준함수는 sinc 함수를 주로 사용한다. 피크 제거 방식은 OFDM 심볼을 생성한 후 처리할 수 있으며, 클리핑과 필터링의 결합형태라고 볼 수 있다.

2.5 5GHz 대 고속 무선 LAN 시스템

IEEE 802.11a 에서는 OFDM 방식을 사용하여 5 GHz 대역에서 동작하는 고속 무선 LAN의 물리 계층 사양을 적용하고 있다. 표준안은 5.15에서 5.25 GHz, 5.25 GHz에서 5.35 GHz, 5.725 GHz에서 5.825 GHz의 UNII (Unlicensed National Information Infrastructure)대역을 이용하여 6 MHz에서 54 Mbps의 다양한 전송속도를 얻을 수 있도록 변조 방식과 부호화 방식을 다양하게 적용하고 있으며, 다음 표에서 전송률에 따른 변조 방식, 부호화율, 부반송파 당 할당되는 부호화비트(N_{BPSC}), OFDM 심볼당 데이터 비트(N_{CBPS}), OFDM 심볼당 데이터 비트(N_{DBPS}) 수를 제시하고 있다 [[12][13]. 표2.1에는 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 방식의 전송률에 따른 파라미터이다[14]

표 2.1 전송률에 따른 파라미터

Table 2.1 The rate-dependent parameters

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

제 3 장 CI-OFDM 시스템

3.1 CI 신호

CI 신호는 Δ_f 로 주파수를 동일하게 나눈 N 개의 부반송파들의 중첩 신호로 다음과 같이 표현 된다.

$$\begin{aligned} c(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} \cos(2\pi i\Delta_f t) \\ &= \frac{\sin\left(\frac{N}{2} 2\pi\Delta_f t\right)}{\frac{1}{2} 2\pi\Delta_f t} \cdot \cos\left(\frac{N-1}{2} 2\pi\Delta_f t\right) \end{aligned} \quad (3.1)$$

CI 신호에 대한 포락선은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$E(t) = \frac{\sin\left(\frac{N}{2} 2\pi\Delta_f t\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} 2\pi\Delta_f t\right)} \quad (3.2)$$

그림 3.1은 부반송파의 수가 $N=16$ 인 경우의 CI 신호와 포락선을 나타낸 것이다. CI 신호의 포락선은 주기가 $\frac{1}{\Delta_f}$ 이다. 각 주기 동안 주엽의 구간은 $\frac{2}{N\Delta_f}$ 이며 $N-1$ 개의 부엽은 $\frac{1}{N\Delta_f}$ 의 구간을 가진다. 주엽의 진폭에 대해 정규화한 l 번째 부엽의 최대 진폭은 다음과 같다.

$$A(\lambda) = \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{N}(\lambda + 0.5)\right)} \quad (3.3)$$

CI-OFDM 신호의 포락선은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E(\lambda) = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}(2\pi\Delta f + \Delta\theta)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}(2\pi\Delta f + \Delta\theta)\right)} \quad (3.4)$$

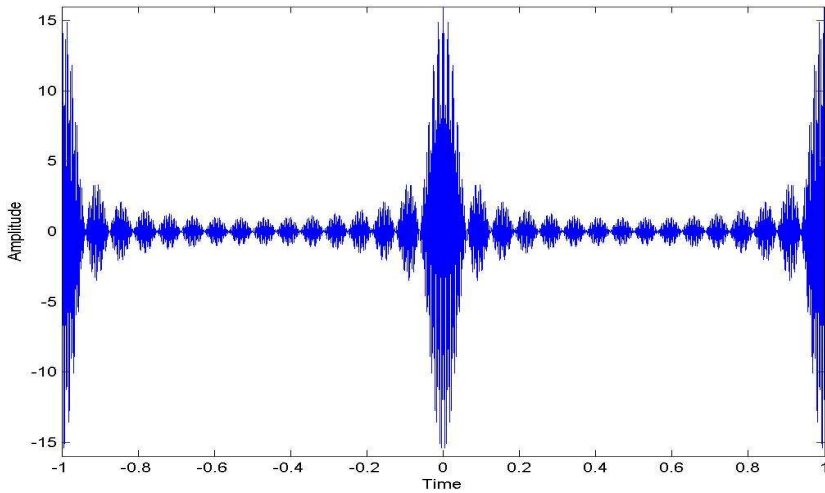


그림 3.1 CI 신호(N=16)

Fig. 3.1 CI signal(N=16).

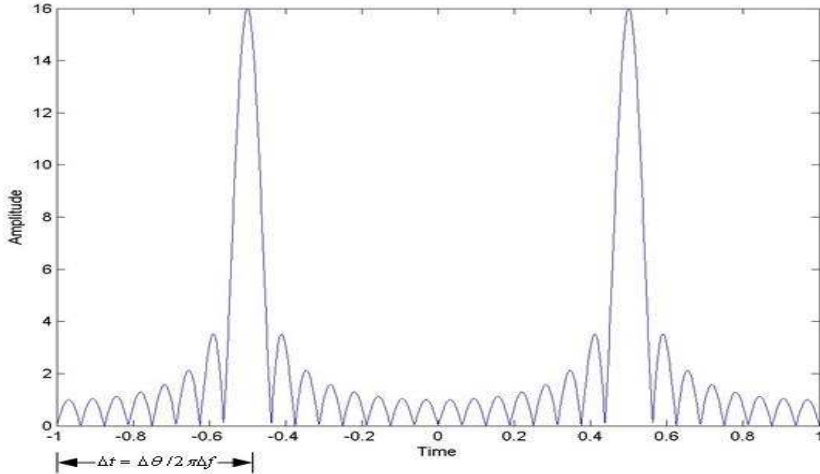


그림 3.2 위상 오프셋을 가지는 CI 신호의 포락선
 Fig. 3.2 Envelope of CI signal with phase offset.

CI 신호에 위상 오프셋을 적용하게 되면, i 번째 부반송파는 $i\Delta\theta$ 만큼의 위상 오프셋이 적용된다. 이때 CI 신호의 포락선은 위상오프셋에 대해 $\Delta t = \frac{\Delta\theta}{2\pi\Delta f}$ 만큼 시간 이동이 되는 형태를 나타낸다. 따라서 $\Delta\theta$ 의 선택에 따라 시간 축에서 이동된 CI 신호와 이동하지 않은 CI 신호 간에 직교성의 표현이 가능하게 된다.

CI-OFDM 시스템이 여러 명의 사용자를 상대할 경우, 한명의 사용자는 이동하지 않는 CI 신호를 자신의 코드로 할당 받고, 두 번째 사용자는 시간 이동된 CI 신호를 자신의 코드로 할당 받게 된다. 따라서 CI 신호는 첫 번째 사용자의 CI 포락선의 시간 이동된 형태의 포락선을 두 번째 사용자에게 적용한다. 사용자 i 와 τ 만큼 시간 이동한 사용자 j 의 포락선에 대한 상호 상관관계는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned}
R_{i,\mathcal{A}}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(\lambda)s(t-\tau)dt \\
&= \frac{1}{2\Delta_f} \sum_{i=0}^{N-1} \cos(2\pi i\Delta_f\tau) \\
&= \frac{\sin\left(\frac{N}{2}2\pi\Delta_f\tau\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}2\pi\Delta_f\tau\right)} \cos\left(\frac{N-1}{2}2\pi\Delta_f\tau\right)
\end{aligned} \tag{3.5}$$

여기서 상호 상관관계 값은 $2(N-1)$ 개의 0의 값을 가진다. 식에서 사인항의 $\frac{n}{\Delta_f}$ (단, $n=1,2,\dots,N-1$)의 위치에서 $N-1$ 개의 0을 가지고, 코사인항에 의해 $\frac{2n-1}{\Delta_f}$ (단, $n=1,2,\dots,N-1$)의 위치에서 $N-1$ 개의 0을 가진다. 따라서 시간 축에서, 두 번째 사용자가 첫 번째 사용자에게 직교성을 유지하면서 위치할 수 있는 곳은 $2(N-1)$ 개가 존재하게 된다.

이러한 특성은 CI-OFDM 시스템이 N 명의 사용자에게는 동시에 직교성을 부여할 수 있고, 여기에 부가적으로 $N-1$ 명의 사용자에게 동시에 의사 직교성을 부여할 수 있음을 나타낸다. 따라서 CI-OFDM 시스템은 N 명의 직교 사용자뿐만 아니라 필요에 따라서 더 많은 사용자들에게 의사 직교성을 부여할 수 있다. 그림 3.3은 세 명의 사용자에게 CI 신호의 직교성을 나타내고 있다.

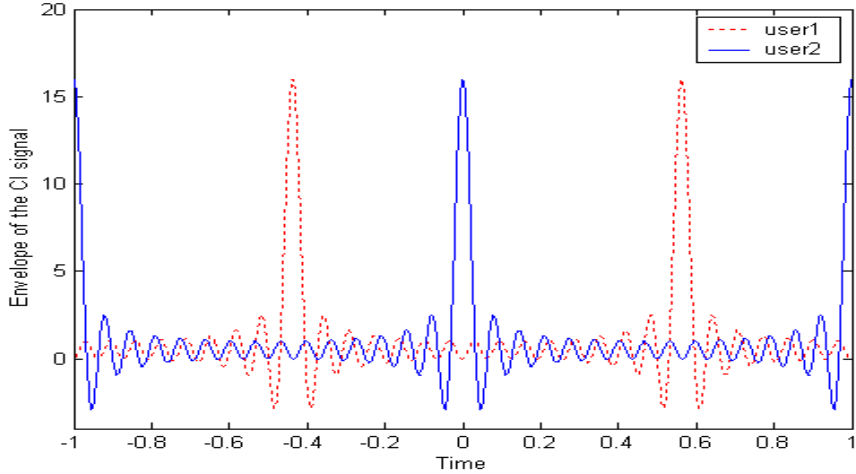


그림 3.3 CI 신호의 직교성 (사용자=3)

Fig. 3.3 Orthogonality of CIMA signal (user=3).

3.2 CI-OFDM 시스템 구성

기존의 OFDM 송신기는 그림 3.4과 같고, CI-OFDM의 송신기는 그림 3.5에 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 오프셋을 적용한다. 특히 $n\Delta\theta_k$ 는 비트 k에 대한 n 번째 반송파에 해당된다. 위상 set은 비트 k의 반송파에 $(e^0, e^{\Delta\theta_k}, \dots, e^{j(N-1)\Delta\theta_k})$ 로 적용되고 이를 비트 k에 대한 확산 코드라 한다.

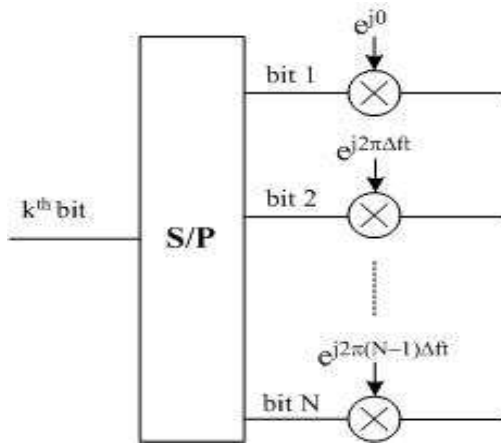


그림 3.4 OFDM 송신기

Fig. 3.4 OFDM transmitter.

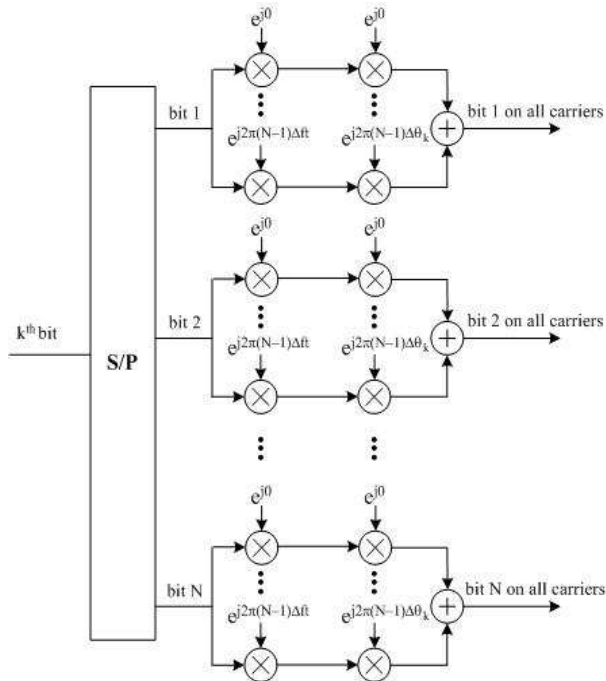


그림 3.5 CI-OFDM 송신기

Fig. 3.5 CI-OFDM transmitter.

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

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_i t + i\Delta\theta_k) \quad (3.6)$$

여기서 a_k 는 k 번째 비트이며 +1과 -1의 발생확률이 동일하다. $f_i = i\Delta f$ 이고 $\Delta f = 1/T_b$ (T_b 는 비트율)로써 반송파간에 직교성을 부여한다. $\Delta\theta_k = (2\pi/N)k$ 는 비트 k의 확산 코드를 발생하기 위해 사용되는 위상 오프셋으로써 N 개의 비트 간에 직교성을 부여한다. $1/\sqrt{N}$ 은 정규화된 비트 에너지로 가정한다. CI-OFDM의 전송 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_i t + i\Delta\theta_k) \quad (3.7)$$

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.

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i a_k \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_i t + i\Delta\theta_k + \phi_i) + n(t) \quad (3.8)$$

여기서 α_i 와 ϕ_i 는 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널에 의해 i 번째 반송파에 적용되는 페이드 파라미터와 위상 오프셋이다. 그리고 $n(t)$ 는

AWGN이다. 표현의 간략화를 위해 위상 동기가 완전히 이루어진 것으로 가정한다.

k번째 비트를 검출하기 위한 CI-OFDM 수신기는 그림 3.5과 같다. 여기서, $r(k)$ 는 N개의 직교 반송파로 분리된다. 반송파로부터 k 번째 비트의 위상 오프셋이 제거되어 $x = (r_0, r_1, \dots, r_{N-1})$ 이 된다. 여기서 r_i 는 다음과 같다.

$$r_i = \frac{1}{\sqrt{N}} a_i a_k + \sum_{j=0, j \neq k}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{N}} a_i a_j \cos(i(\Delta\theta_k - \Delta\theta_j)) + n_i \quad (3.9)$$

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 결합방법으로는 다른 비트로부터의 간섭 현상치를 추정해 낼 수 없다. 왜냐하면 반송파들은 페이드 α 에 종속적으로 나타나기 때문이다. 따라서 주파수 선택성 채널에서는 CI-OFDM 수신기에 다른 결합 기법이 적용될 것이다. 많은 결합 기법이 가능하지만, MC-CDMA에서는 MMSEC(minimum mean square error combining)방식이 가장 우수한 성능을 나타낸다. MMSEC는 주파수 다이버시티 이득을 최대한으로 이용하여 비트간 간섭과 잡음을 최소화한다. 이러한 결합방식은 아래와 같은 결정 변수(decision variable)를 이끌어 낸다.

$$C = \sum_{i=0}^{N-1} r_i \cdot \left[\frac{a_i}{\Lambda a_i^2 + N_0/2} \right] \quad (3.10)$$

부호화하지 않은 CI-OFDM에서 변수 C 는 강판정(hard decision) 디바이스로 입력되어 \hat{a}_k 를 출력한다.

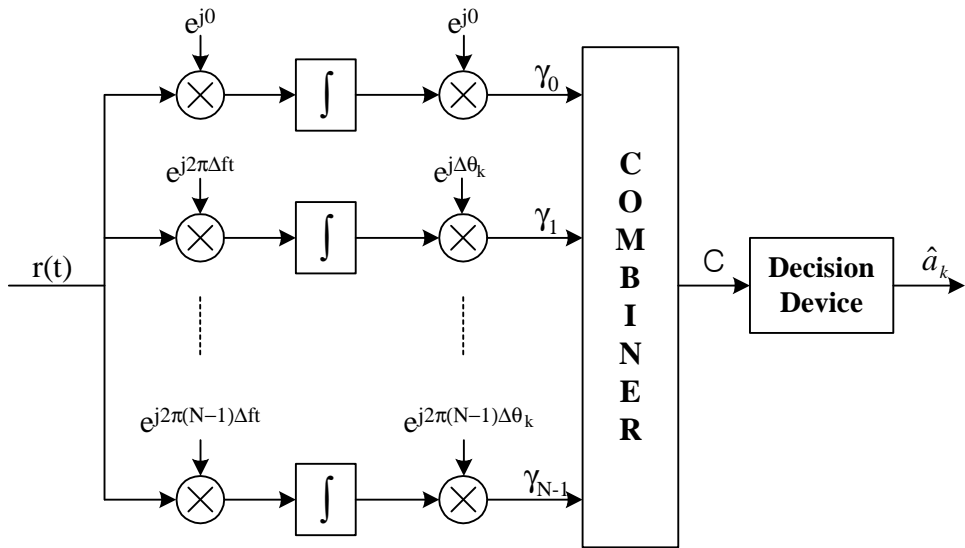


그림 3.6 k 번째 비트에 대한 CI-OFDM 수신기

Fig. 3.6 CI-OFDM receiver for k 's bit.

3.3 CI-OFDM 시스템의 특성

3.3.1 PAPR 특성

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

$$PAPR = \frac{\max_{0 < t < T_s} |s(t)|^2}{\text{mean}_{0 < t < T_s} |s(t)|^2} \quad (3.11)$$

OFDM과 CI-OFDM의 평균 전력은 다음과 같다.

$$P_{mean} = NP_0 \quad (3.12)$$

여기서 P_0 는 하나의 반송파에 대한 전력으로써 다음과 같다.

$$P_0 = \frac{1}{2} A_0^2 \quad (3.13)$$

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.

$$P_{OFDM_{max}} = \left(\sum_{i=1}^N A \right)^2 = (NA)^2 = 2N^2 P_0^2 \quad (3.14)$$

여기서 A는 주어진 반송파의 진폭이고, N은 반송파의 수이다.

CI-OFDM의 경우 모든 비트들은 모든 반송파로 동시에 전송된다. 그리고 고유의 위상 오프셋으로 수신기는 각 비트들을 분리해 낸다. 이 위상 오프셋은 최대 전력을 줄여주는 특성을 갖는다. 식(3.13)의 최대 전력인 식(3.14)의 최대 반송파 전력의 합보다 작다. 왜냐하면, 사용자 k가 최대 전력으로 나타날 때 사용자 j의 전력은 최소로 나타나기 때문이다. 따라서 OFDM의 최대전력보다 CI-OFDM의 최대전력이 작게 나타나며

CI-OFDM의 최대 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$PAPR_{CI-OFDM} = \frac{\left(\frac{1}{2} \max_{0 < t < T_s} |s(t)|^2 \right)}{NP_0} \ll N \quad (3.15)$$

3.3.2 주파수 스펙트럼 효율

무선통신 시스템에서 채널의 특성을 나타내는 파라미터로서 평균 시간 지연과 시간지연확산 등이 있다. 이러한 파라미터들은 채널의 임펄스 응답으로부터 얻어지는 전력 시간지연 성분(power delay profile)으로부터 구해질 수 있다. 그 중에서도 시간지연확산은 시간지연의 표준편차를 나타내는 것으로써 시간축 상에서 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.

$$r(t) = \sum_{i=1}^n A_i \delta(t - T_i) \quad (3.16)$$

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 $f(T)$ 와 지연 분산인 σ_T 에 의하여 그 특성을 나타낼 수 있으며 각각 다음 식과 같이

나타난다.

$$h(T) = \frac{1}{T} \exp(-T/\bar{T}), \quad (3.17)$$

$$\sigma_T = \sqrt{E[T^2] - E^2[T]}, \quad (3.18)$$

단, $\bar{T} = E[T] = \int_0^\infty T h(T) dT$ 이고, $E[T^2] = \int_0^\infty T^2 h(T) dT$ 이다. 위의 식 (3.17)과 (3.18)으로부터 임펄스의 수신 지연 시간 T 가 작아지거나 확률밀도함수 $h(T)$ 가 작아지면 시간지연 분산 σ_T 도 작게 됨을 알 수 있다. 4~6GHz대의 주파수를 사용하는 경우 하나의 사무실 내에서의 시간지연 확산은 평균 약 20ns 정도로 나타나 있다.

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

$$R = \log_2 M \times 1/NT_s \times N \quad (3.19)$$

$$W = f_{N-1} - f_0 + 2\delta = (N-1)/NT_s + 2\delta \quad (3.20)$$

따라서 CI-OFDM의 대역폭 효율 η 는 다음과 같이 구해진다.

$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{(1-1/N)T_s + 2\delta T_s} \quad (3.21)$$

여기에서 δ 는 부반송파의 단축 대역폭을 나타내는 것으로서 다음 식과 같이 주어진다.

$$\delta = (1 + \alpha)/2NT_s \quad (3.22)$$

단 α 는 부반송파의 roll-off 인자이다. 따라서 대역폭 효율 η 는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta = \log_2 \frac{M}{1 + \alpha/N} \quad (3.23)$$

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.

$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{(1 - 1/N)T_s + 2\delta T_s + GI} \quad (3.24)$$

여기에서 GI 는 보호구간의 크기를 나타낸다. 위의 식으로부터 보호구간의 길이를 작게 하면 할수록 실질적인 대역폭 효율은 증가함을 알 수 있다.

제 4 장 모의실험 및 성능분석

4.1 모의실험 환경

본 논문에서는 차세대 무선 멀티미디어 통신을 위한 CI-OFDM 시스템을 구성하고 시스템의 성능을 효율적으로 분석하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였고 그 결과를 분석하였다. 사용된 시뮬레이션 프로그램은 Matlab 6.5이다.

모의실험은 두 가지 형태로 이루어졌다. 첫 번째는, 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 $0.8 \mu\text{s}$ 로 하였다. 매핑방식은 QPSK로 하였으며 OFDM의 총 심볼 주기는 $4 \mu\text{s}$ 로 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.

4.2 CI-OFDM 시스템의 성능

그림 4.1은 AWGN 채널에서 기존의 OFDM 방식과 반송파 간섭신호를 적용한 CI-OFDM 방식을 SNR에 대한 BER특성으로 비교한 결과이다. 결과 그래프에서 알 수 있듯이 CI-OFDM 방식이 약 2dB 정도의 이득이 있음을 알 수 있다. 그림 4.2는 레일리 페이딩 채널에서 OFDM과

CI-OFDM 시스템의 BER 성능을 비교한 결과이다. CI-OFDM 방식이 기존의 OFDM에 비하여 약 4dB의 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 채널 환경에서 시스템의 성능이 크게 열화되는 것을 알 수 있다. 또한 각 비트들에 발생하는 flat 페이드는 정보손실을 초래하게 된다. 이를 개선하기 위해 채널 부호화 기법을 적용하게 되지만 전체 데이터율이 감소된다. 그러나 반송파 간섭신호를 적용하게 되면 대역폭의 확장이나 데이터율의 감소 없이 OFDM 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

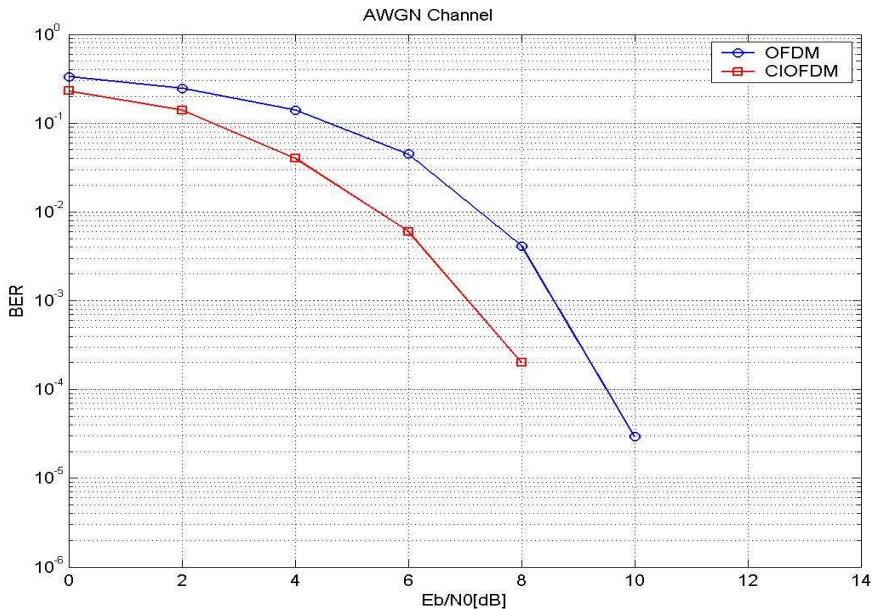


그림 4.1 AWGN 페이딩 채널에서 OFDM과 CI-OFDM 시스템 성능
 Fig. 4.1 Performance of OFDM and CI-OFDM system in AWGN fading channel.

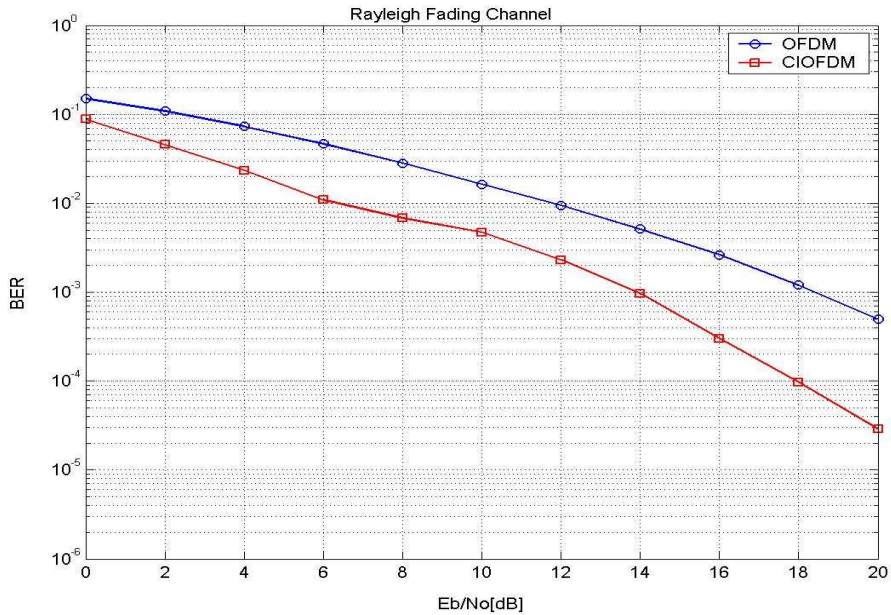


그림 4.2 Rayleigh 페이딩 채널에서 OFDM과 CI-OFDM 시스템 성능
 Fig. 4.2 Performance of OFDM and CI-OFDM system in Rayleigh fading channel.

그림 4.3은 OFDM과 CI-OFDM의 PAPR을 비교한 그림이다. 가로축은 전송데이터의 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 CI신호를 적용하여 OFDM의 부반송파들이 동위상으로 겹쳐지는 현상을 줄임으로써 시스템의 성능을 개선시킬 수 있음을 알 수 있다.

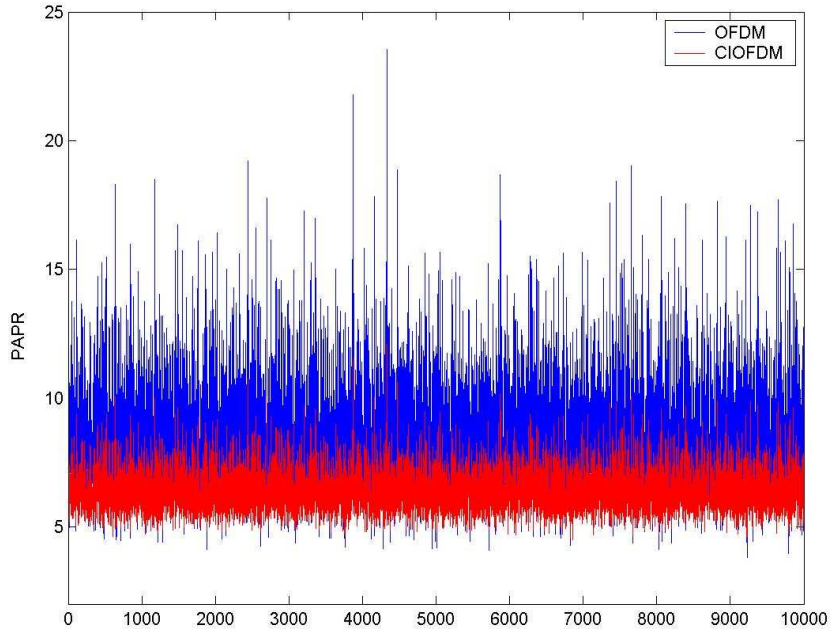


그림 4.3 OFDM과 CI-OFDM의 PAPR

Fig. 4.3 PAPR of OFDM and CI-OFDM.

그림 4.4는 OFDM과 CI-OFDM의 PAPR에 대한 CDF를 나타낸 것이다. 그림에서 CI-OFDM은 전송의 약 90% 이상이 PAPR값이 8이하인 형태를 나타내고있다. 반면에 OFDM은 약 50% 정도만이 PAPR값이 8이하의 값을 나타내고 있다. 따라서 CI 신호를 적용한 CI-OFDM 시스템이 PAPR을 크게 개선함으로써 시스템의 성능이 개선됨을 알 수 있다.

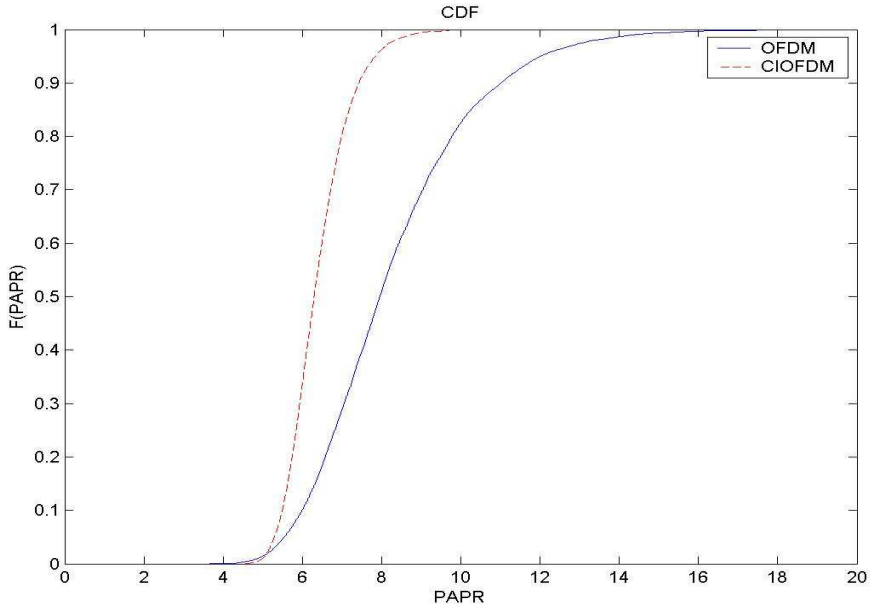


그림 4.4 OFDM과 CI-OFDM의 PAPR에 대한 CDF

Fig. 4.4 PAPR CDF of OFDM and CI-OFDM.

그림 4.5는 대표적인 실내 무선 LAN 환경에서의 OFDM과 CI-OFDM 시스템의 E_b/N_0 에 대한 BER 성능을 모의실험한 결과이다. 채널은 Rayleigh 페이딩 채널 환경으로 하였다. Small Office환경에서는 20 ns에서 50 ns의 지연확산을 가지고 Large Office환경에서는 50 ns에서 100 ns의 지연확산을 가진다. 특별히 지연확산이 35 ns와 100 ns를 가질 때의 특성을 비교해보았다.

그림 4.5에 CI-OFDM의 BER이 10^{-3} 일 때의 특성을 살펴보면, Large Office환경($T_m=100$ ns)에서는 기존 OFDM 보다 3 dB 정도 향상된 것을

알 수 있고, Small Office 환경($T_m=35$ ns)에서는 1 dB 정도 뛰어난 성능을 알 수 있었다. 35 ns에서 100 ns사이 변화가 OFDM 시스템에서는 어떠한 영향을 미치지 않음을 알 수 있었다. 이것은 기존 OFDM 시스템 환경에서는 단지 2-fold 주파수 다이버시티만을 이용하였기 때문이다. 반면에, CI-OFDM 시스템 환경에서는 전 채널에 걸쳐 주파수 다이버시티를 이용한다. 지연확산이 커지면서 OFDM 시스템보다 상대적으로 CI-OFDM이 이득이 향상됨을 보인다. 그 이유는 CI-OFDM 시스템에서의 성능 이득이 전체 주파수에 걸쳐 마치 주파수 다이버시티를 이용하는 효과를 나타내기 때문이다.

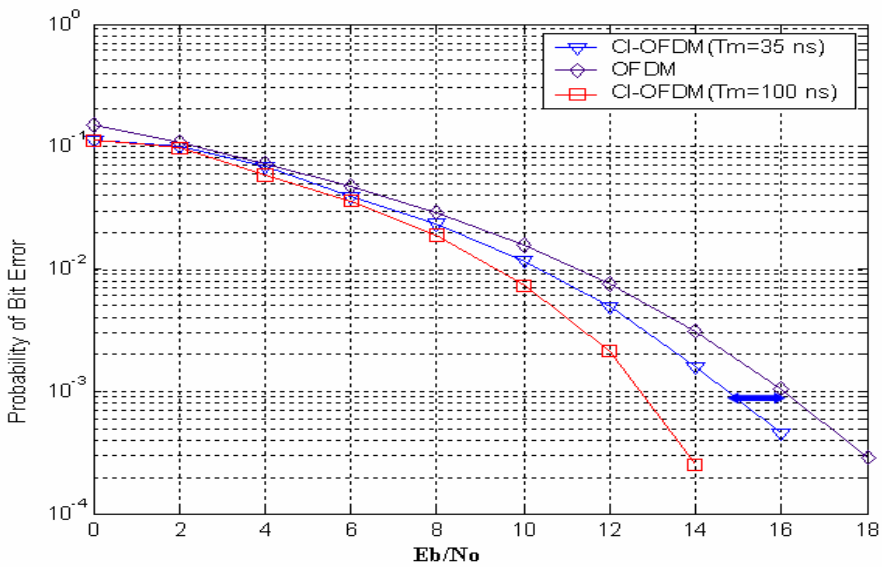


그림 4.5 환경에 따른 OFDM과 CI-OFDM의 성능분석

Fig. 4.5 Performance results for OFDM and CI-OFDM in accordance with environment.

제 5 장 결 론

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 제안된 새로운 다중 액세스 방식으로 CIMA 방식의 개념을 이해하고 시스템을 구성하였다. CIMA 시스템은 직교하는 다중 부반송파에 위상 오프셋을 부여하여 신호를 구성한다. CI 신호는 자신의 신호와 시간 이동한 신호간에 상호 상관관계가 0이 되는 특성을 가지고 있다. 이러한 CI신호를 이용하여 본 논문에서는 실내 환경에서의 CI-OFDM의 성능에 평가 하였다.

CI 신호 자체는 펄스성형(pulse shaping)의 의미도 가지므로 기존의 다중화 방식에도 적용이 가능하였다. 본 논문에서는 기존의 다중화 기법 중 최근 고속 무선 LAN의 표준으로 지정되었고 유럽의 디지털 방송의 표준인 OFDM 방식에 적용하여 CI-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 분야의 적용을 위해 연구가 진행되고 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 구성되어 있으므로 이들이 동위상으로 더해지면 신호가 크게 발생하여 PAPR가

크게 발생하게 되는데, 이는 시스템의 성능열화와 직접적인 관계가 있다. 이러한 OFDM 시스템에 CI 신호를 적용하여 각각의 데이터를 CI 신호 전체의 부반송파로 변조하고 위상오프셋을 부여함으로써 동위상으로 겹쳐져 발생하는 PAPR은 크게 감소하는 효과를 확인 할 수 있었다. OFDM 과 CI-OFDM의 PAPR에 대한 확률 누적분포를 나타낸 결과에서 CI-OFDM은 전송의 약 90%이상이 PAPR값이 8이하인 형태를 나타내고 있었으며, 반면에 OFDM은 약 50%정도만이 PAPR값이 8이하의 값을 나타냈다. 따라서 CI신호를 적용한 CI-OFDM 시스템이 PAPR을 크게 개선함으로써 시스템의 성능이 개선됨을 알 수 있었다. IEEE 802.11a 고속 무선랜 환경에서 대표적으로 지연확산이 35 ns와 100 ns인 경우의 모의실험 하여 Large Office 환경에는 BER이 10^{-3} 일때 CI-OFDM이 3dB정도 성능이 향상됨을 알 수 있었고 Small Office 환경에서는 약 1dB정도의 이득을 보임을 알 수 있다.

이러한 결과를 통해 새로운 CI-OFDM이 기존 OFDM 방식보다 성능이 우수함을 알 수 있었으며 나아가 대표적인 실내 무선랜 환경에서 우수한 성능을 확인하여 차세대 실내 무선 랜 환경에 적합한 시스템임을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] John A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whos Time has Come", IEEE Communications Magazine, pp.5-14, May, 1990.
- [2] 김충남, 차세대 이동통신 실무기술, 진한도서, 2001.
- [3] 강희조, 무선정보통신기초, 대영사, 2001
- [4] William C.Y. Lee, "Mobile Communication Design Fundamentals," Howard W. Sams & co., pp.3-44, 1986.
- [5] Bernard Sklar, Digital Communications, PHPTR, 2001.
- [6] Hiroshi Harada, Ramjee Prasad, Simulation and Software radio for mobile communications, Artech House Publishers, 2002.
- [7] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multi-carrier CDMA", IEEE Communications Magazine, vol.35, no. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [8] Richard Van Nee, Ramjee Prasad, OFDM for wireless multimedia communications, Artech House Inc., 2000.
- [9] C. R. Nassar, B. Natarajan, S. Shattil, "Interoduction of carrier interference to spread spectrum multiple access", Wireless Communications and Systems, 1999 Emerging Technologies symposium, pp. 4.1-4.5, April 1999.
- [10] T. Pollet, M. V. Bladel, M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise", IEEE Trans. on Communications, Vol. 43, No. 2/3/4, pp. 191-193, Feb./Mar./Apr. 1995.

- [11] Li, X. and L. J. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM", Proc. of IEEE VTC'97, pp.1634-1638, 1997.
- [12] 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.
- [13] B. Bring, High-Speed Wireless ATM and Lans, Artech House Publisher, 2000.
- [14] IEEE,"InformationTechnology-Telecommunication and Information Exchange Between System-Local and Metropolitan Area Networks -Specific Requirments-Part 11 : Wireless LAN MAC and PHY Specification", P.802, 11/D7.0, July 1997.

감사의 글

사랑하는 모든 사람들과 저와 연을 맺은 모든 분께 감사드립니다. 어느덧 시간이 흘러 석사를 졸업하는 순간이 왔습니다. 오늘의 저를 있게 하고 저와 호흡을 같이 한 분이 있기에 지금 저는 행복함을 느낍니다.

논문이 있기까지 부족한 저에게 관심있게 절 이끌어 주신 조형래 교수님께 진심으로 감사드립니다. 또한, 논문 심사해주시면서 아낌없이 격려해주신 김동일 교수님, 운영 교수님께 감사를 드립니다. 논문을 쓰면서 아낌없이 지도와 관심을 보여주신 정지원 교수님께 감사 드리며, 여러모로 저에게 도움을 주신 강인호 교수님, 김기만 교수님, 민경식 교수님님께 또한 감사를 드립니다. 도움이 필요할 때 가까이서 지도 해주신 원영수 국장님께도 감사의 말씀을 드립니다.

이동통신 연구실에서 저와 함께한 선배님께 고마움과 사랑을 전합니다. 먼저 부족한 저를 하나하나 이끌어주신 태경이형, 저의 대학원 동기이자 학부 선배인 나로 인해 속 썩었을 동식이형, 언제나 옆에서 형같이 아껴준 종호형, 후배지만 큰 형님으로 연구실을 생각하신 종욱이형에게 감사의 말을 전합니다. 그리고 대학원 생활 속에 저에게 여러모로 큰 도움을 주신 여러 실험실의 학우들에게도 감사드립니다.

5년간, 나에게 너무나 많은 일과 꿈과 사랑과 고민을 함께한 빈첸시오 회원들에게도 사랑을 전합니다. 열려있고 깨어있는 재경, 제가 닦으려고 노력하는 주영, 그리고 묵묵히 할일을 하는 정무, 거침없이 나의 지침이 되어준 통환, 그리고 다른 청년 회원께도 감사드립니다.

중학교 때부터 언제나 옆에 있어준 성희, 승구에게도 감사의 말을 전합니다. 여행에서 나를 성장 시켜준 나비, 탁, 유미, 만수, 지연, 사라에게도 감사를 드립니다.

무엇보다도 사랑하는 저의 가족들에게도 감사드립니다. 보고픈 큰누나, 누나를 사랑하는 매형, 멀리 외국에서 가족 걱정하는 당찬 작은누나, 든든한 동생, 언제나 큰아들 걱정에 잠 못 이루시는 어머니, 아버지에게 고개 숙여 감사드립니다. 감사합니다. 아버지. 감사합니다. 어머니

또한, 이 모든 것을 이루어 주신 주님께 감사드립니다.