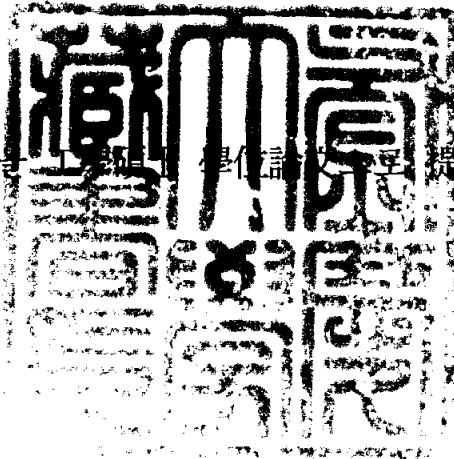


工學碩士 學位論文

주파수 오프셋에 따른 OFDM
시스템 성능 분석

指導教授 河 德 鎬

이 論文을 指導 教授 河 德 鎬 先生 에게 提出함.



2004年 2月

釜慶大學校 大學院

情報通信工學科


安 宰 成

安宰成의 工學碩士 學位論文을 認准함

2003年 12月 26日

主 審 工學博士 張 珠 錫 

委 員 工學博士 鄭 淵 湖 

委 員 工學博士 河 德 鎬 

목 차

그림목차	iii
Abstract	v
I. 서론	1
II. OFDM시스템의 전송 특성	3
2.1 OFDM시스템	3
2.1.1 OFDM전송 방식	3
2.1.2 OFDM 시스템의 특성	6
2.2 부반송파의 직교성	7
2.3 OFDM 신호 구성	9
2.4 다중경로 환경에서의 보호구간 특성	13
2.5 OFDM 시스템의 동기화 특성	18
III. OFDM 신호의 스펙트럼	20
3.1 OFDM 신호의 스펙트럼	20
3.2 OFDM 시스템의 시간 오프셋	21
3.2.1 FFT 시작점이 $-T_g \leq \Delta t < 0$ 인 경우	23
3.2.2 FFT 시작점이 $0 < \Delta t \leq T_g$ 인 경우	24

3.2.3 FFT 시작점이 $T_g < \Delta t \leq T_u$ 인 경우	25
IV. OFDM 시스템에서의 주파수 오프셋 추정 방식	27
4.1 Moose의 제안 방식	27
4.2 Classen의 제안 방식	28
4.3 Schmidl의 제안 방식	30
4.4 시간 영역의 추정 방식	32
V. CP-OFDM 시스템	34
5.1 CP-OFDM 시스템	34
5.2 원편파 특성	35
5.3 CP-OFDM 시스템의 지연분산	36
5.4 CP-OFDM시스템 대역폭 효율	38
VI. 주파수 오프셋에 따른 시스템의 성능 분석	40
VII. 결론 및 차후 연구 사항	46
참고 문헌	48

그림 목차

그림 2.1 OFDM 변조 방식의 기본 개념	4
그림 2.2 OFDM 시스템에서의 부반송파 스펙트럼	4
그림 2.3 OFDM 수신기의 복조 원리	11
그림 2.4 보호구간	14
그림 2.5 지연전파에 대한 보호구간 작용	16
그림 3.1 $f_{offset} = 0$ 의 경우	21
그림 3.2 $f_{offset} \neq 0$ 의 경우	21
그림 3.3 $-T_g \leq \Delta t < 0$ 인 경우의 수신신호	23
그림 3.4 $0 < \Delta t \leq T_s$ 인 경우의 수신 신호	24
그림 3.5 $T_s < \Delta t \leq T_S$ 인 경우의 수신 신호	25
그림 4.1 Classen 방식의 기준 부반송파의 배열	29
그림 4.2 OFDM 심볼 구조	33
그림 5.1 반사파의 지연에 따른 BER 성능	34
그림 5.2 CP-OFDM 시스템 구성도	38
그림 5.3 정상도 비교	39
그림 6.1 $E_b / N_0 = 10\text{dB}$ 에서의 Frequency Offset	41
그림 6.2 주파수 오프셋에 따른 SER 성능	42
그림 6.3 Frequency Offset = 5% 일때 OFDM과 CP-OFDM SER 성능 비교	43

그림 6.4 Frequency Offset = 7.5% 일때 OFDM과 CP-OFDM SER 성능 비교	44
그림 6.5 Frequency Offset = 10% 일때 OFDM과 CP-OFDM SER 성능 비교	45

**Performance Analysis of OFDM System
due to the Frequency Offset**

Je - Sung Ahn

**Department of Telematics Engineering
Graduate School
Pukyong National University**

Abstract

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. OFDM systems, the frequency offset cause the inter-channel interference as well as degradation in the received signal-to-noise ratio.

In this paper propose a CP-OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing using Circular Polarization) system for improving the system

performance. The circular polarization has a characteristic that it can not receive the reflected waves which are reflected by odd time. By reducing the influences of the reflected wave, the circular polarization can reduce the time delay spread and the inter-channel interference. Therefore the proposed CP-OFDM system can improve the system performance as well as the spectrum efficiency.

In order to investigate the performance of OFDM system due to the frequency offset, a computer simulation as well as theoretical analysis was conducted using the parameters of IEEE 802.11.a. With the theoretical and simulation results, it can be seen that the proposed CP-OFDM system shows frequency offset. The CP-OFDM system shows better performance compared to the conventional OFDM by about 1 ~ 3 [dB] due to frequency offset.

I. 서론

최근 무선 멀티미디어 통신 및 정보통신 등에 대한 요구가 급증하면서 초고속, 대용량의 정보 전송을 위한 차세대 무선 멀티미디어 통신 시스템에 대해서 필요로 하고 있다. 지금까지의 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.

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 분야의 연구와 기술적 발전이 있었다. 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].

그래서 무선 채널에서 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 최근 연구가 활발히 진행되고 있는 것이 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing

: 직교주파수분할다중화)방식이다[4]. OFDM 방식은 기존의 단일 반송파 변조 방식과 달리 다수의 부 반송파를 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 있는 추세이다[5].

이러한 OFDM 시스템은 많은 부 반송파를 사용하여 데이터를 동시에 병렬 형태로 변조하는데 여기서 부 반송파의 직교성을 이용한다. 스펙트럼 효율을 높이기 위하여 많은 수의 부 반송파가 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 부 반송파간의 직교성이 상실되고 부 채널 간에 간섭이 발생하게 되어 시스템의 성능이 단일 반송파 시스템에 비해 크게 열화 되는 단점을 가지고 있다[6][7]. 이러한 OFDM시스템에서 부 반송파 간의 주파수 오프셋의 열화에 대한 성능 평가 및 주파수 오프셋이 발생하였을때 시스템 향상을 높이기 위하여 원편파를 사용한 CP-OFDM을 적용하였다. 전체적인 구성을 살펴보면, 2장에서는 OFDM 전송 시스템의 개념 및 특성, 3장에서는 OFDM의 시스템의 스펙트럼, 4장에서는 OFDM 시스템에서의 주파수 오프셋의 추정 방식을 연구하였고 5장에서는 주파수 오프셋으로 인한 시스템의 성능을 향상시키기 위하여 원편파를 사용한 CP-OFDM, 6장에서는 주파수 오프셋에 따른 시스템의 성능 분석하였고 마지막으로 결론을 맺는다.

II. OFDM시스템의 전송 특성

2.1 OFDM시스템

2.1.1 OFDM전송 방식

OFDM은 Orthogonal Frequency Division Multiplexing(직교주파수분할다중화) 방식을 뜻하는 것으로서 그 기본 개념은 주파수 분할 다중화 방식을 이용하여 각각의 부 반송파를 변조하는 다중 반송파 변조 방식의 한 형태이다 [8][9][10]. 그런데 각각의 부 반송파를 단순히 주파수 분할하여 사용하는 것이 아니라 부 반송파 상호간의 직교성을 이용하여 부 반송파들의 주파수 스펙트럼을 서로 중첩시켜 사용하는 형태이다. 즉 상호 직교성을 가지면서 서로 상당부분 중첩되어 있는 다수의 부 반송파를 이용한 병렬 형태의 변조 방식을 의미한다.

OFDM 방식은 직렬로 입력되는 데이터열을 신호 매핑을 시켜 직렬 데이터 심볼을 형성한다. 이렇게 형성된 직렬 데이터 심볼들을 부 채널 수에 따라 병렬로 변환한 다음 각각의 부 채널에 해당하는 부 반송파들을 이용하여 변조를 해한다. 이렇게 부 반송파 변조된 병렬 데이터 심볼들을 프레임단위로 구성하고 주 반송파를 이용하여 전송하는 것이 OFDM 전송 방식의 기본 개념이다. OFDM은 단일 반송파 전송 방식과 달리 다수의 부 반송파들을 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.

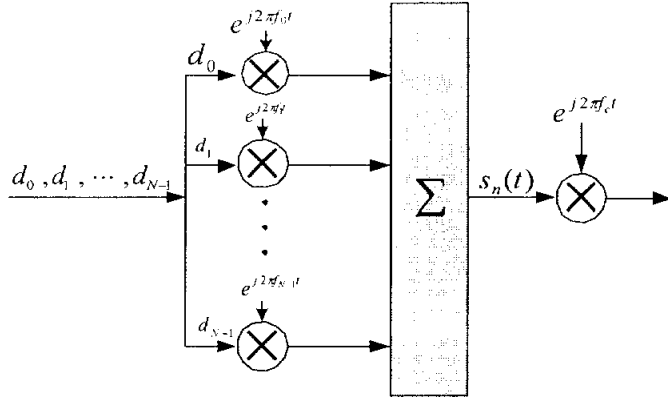


그림 2.1 OFDM 변조 방식의 기본 개념

직렬로 입력되는 데이터 열 d_0, d_1, \dots, d_{N-1} 이 직·병렬 변환기를 거쳐 부 채널 수에 따라 병렬로 변환된다. 병렬로 변환된 데이터 열을 각 채널에 해당하는 부 반송파 $e^{j2\pi f_k t}$ 에 의해 곱해져서 하나의 OFDM 심볼을 형성하고 여기에 다시 주 반송파가 곱해져 채널을 통과하게 된다. 이 때 OFDM은 FDM방식과 달리 부 반송파들의 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.

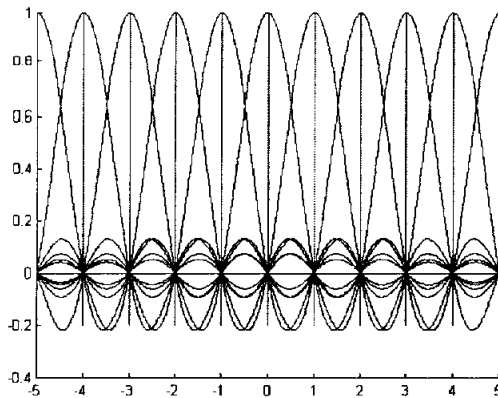


그림 2.2 OFDM 시스템에서의 부반송파 스펙트럼

그림 2.2에서 나타나 있듯이 각 부 채널의 부 반송 주파수들은 서로 상당 부분 중첩되어 있다. 그러나 각 부 반송파의 샘플링 위치에서는 해당 채널의 스펙트럼을 제외하고 인접 채널의 스펙트럼이 0의 값을 가지고 상호간 직교성이 정확히 유지되고 있다. 따라서 부 반송파의 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 부 반송파를 변조하기 위하여 부 채널 수의 크기를 가지는 직·병렬 변환기에 의해 병렬로 변환된다. 병렬로 변환된 신호에 의해 모든 부 반송파 변조를 동시에 하게 되며 이때 OFDM의 원리에 따라 IFFT를 이용하여 변조를 행한다. 이렇게 부 반송파 변조된 하나의 OFDM 심볼은 전송 채널에서의 시간 지연에 따른 심볼 간 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 부 반송파 복조를 한다. 부 반송파 복조를 거쳐 추출한 부 채널 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 부 채널로 분할한다. 각 부 채널은 각각의 데이터 심볼로 변조된 후 N개의 부 채널이 주파수 다중화를 통하여 전송된다. 직교성을 이용하여 주파수 스펙트럼을 중첩시키게 되면 스펙트럼 효율을 극대화 할 수 있게 되나 부 채널간의 스펙트럼이 중첩되어 있기 때문에 주파수 오프셋에 매우 민감하다는 단점도 가지고 있다.

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

2.1.2 OFDM 시스템의 특성

OFDM시스템은 입력되는 데이터 열을 보다 낮은 데이터 전송률을 가지는 부 반송파들을 이용하여 병렬로 전송하는 형태로서 다중화 기술과 변조 기술을 동시에 결합한 형태이다. 따라서 OFDM은 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 간섭에 대하여 강건한 특성을 나타낸다[11]. 또한 단일 반송파 시스템에서는 하나의 페이드나 간섭에 의해 전체 링크가 실패할 수 있지만 다수 반송파 시스템에서는 일부 부 반송파만이 영향을 받기 때문에 보다 간단한 오류 정정 부호를 사용하여 부반송파 오류를 정정할 수 있다.

OFDM은 이산 푸리에변환 방식을 이용하여 기저대역에서의 부 채널 변조 및 복조를 수행한다. 또한 다중경로 전송 환경에서의 임펄스 응답도 보다 긴 보호구간을 프레임마다 삽입하여 지연확산에 의해 발생하는 심볼 간 간섭과 채널

간 간섭을 완전히 제거함으로써 부 채널간의 직교성을 유지하고 있다. 이와 같이 부 채널간의 완전한 직교성이 유지되어 심볼 간 간섭 및 채널 간 간섭이 발생하지 않을 경우 OFDM 전송 시스템은 각 부반송파의 직교성을 이용하여 주파수 스펙트럼을 중첩시켜 사용하기 때문에 스펙트럼 효율이 매우 높고 보호구간을 사용하여 심볼 간 간섭 및 채널 간 간섭을 제거할 수 있기에 OFDM은 다중경로를 다루는 효율적인 방법이 될 수 있다. 그리고 OFDM에서는 협대역 간섭이 일부 부반송파에만 영향을 주기 때문에 협대역 간섭에 강하다.

2.2 부반송파의 직교성

서로 다른 두 개의 부 반송파 $c(t)$ 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.

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

식(2.3)으로부터 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

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

식(2.4)에서 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 Δf 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 스펙트럼상의 중첩이 있어도 신호의 샘플링 점에서는 채널 간 간섭이 발생하지 않는다.

2.3 OFDM 신호 구성

데이터 심볼의 주기가 T_{ds} 이면, 상호 직교성을 가지는 부 반송파의 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 부 반송파는 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 부 채널별로 변조하기 때문에 하나의 데이터 심볼 $d_{n,k}$ 가 가지는 전송 주기는 하나의 부 채널의 주기에 해당하는 T_s 로 길어지게 되는 것이다. 따라서 병렬화 하는 부 채널의 수만큼 데이터 심볼의 전송주기는 증가하게 된다.

또한 OFDM시스템은 부 채널별로 각각 변조된 신호를 더하여 전송하므로 수신단에서 복조를 하기 위하여서는 OFDM신호를 구성하는 부 반송파는 상호 직교성을 유지하여야만 한다. 따라서 아래 같은 식이 직교성 관계식을 만족하지 않으면 안 된다.

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

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 부 반송파의 주파수 간격 Δf 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 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 부 반송파간의 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 OFDM방식은 단일 반송파 방식과 같은 신호 대역폭을 가지고 있으

면서도 전송 심볼의 주기는 증가하는 특성을 갖는다.

OFDM의 각 부 반송파가 위의 두 식의 관계를 만족시킬 때, 수신단에서의 복조 과정은 주파수 오프셋이 발생하지 않을 경우 아래 같은 식으로 나타낼 수 있다.

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

이 때 입력 신호 $s(t)$ 는 각 부채널로 전송되는 모든 심볼열을 포함하고 있으나 OFDM의 각 부 반송파가 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 부 반송파간의 직교성이 반드시 필요하게 된다.

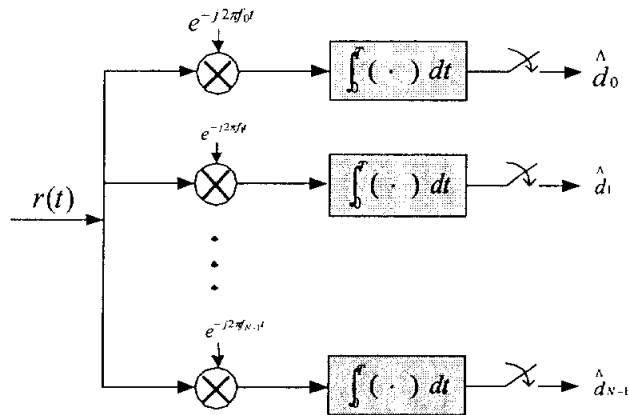


그림 2.3 OFDM 수신기의 복조 원리

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.

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

식(2.16)은 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 부 반송파에 변조시킨 결과는 역 이산푸리에변환을 수행하여 얻어낸 결과와 동일하게 나타남을 의미한다. 따라서 각각의 부 반송파를 이용하여 부 반송파 변조를 하는 대신에 N 개의 병렬 데이터를 역 이산푸리에변환을 이용하여 한번에 부 반송파 변조를 할 수 있으며, 부반송파들은 상호 직교성을 가지고 있으므로 채널에서의 왜곡이 없다면 부 채널의 각 심볼은 간섭 없이 분리하여 수신할 수 있다.

2.4 다중경로 환경에서의 보호구간 특성

OFDM 시스템을 사용하는 가장 중요한 이유 중 하나는 OFDM방식이 다중경로 확산을 효율적으로 다룰 수 있다는 점이다. 입력 데이터 열을 N 개의 부채널로 나누어 심볼 구간을 N 배로 증가시킴으로써 심볼 주기에 대한 상대적 다중경로 확산을 N 배 감소시키는 효과를 얻는 것이다. 그러나 이것만으로는 심볼 간 간섭 (ISI : Inter Symbol Interference)을 완전히 제거하지 못하기 때문에 채널의 시간 지연확산이 심볼의 주기보다 길게 될 경우에는 심볼 간 간섭으로 인한 부채널 간의 직교성이 상실하여 시스템의 성능이 열화하는 경우가 발생할 수 있다. 따라서 OFDM시스템에서는 심볼 간 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 길이만큼 복사하여 심볼의 앞에 삽입하지 않는 빈 구간으로 구성할 수도 있지만, 이렇게 구성할 경우에는 채널간섭(ICI : Inter - Channel Interference)이 발생하여 부반송파간의 직교성이 상실되고 시스템 성능을 열화시킬 수 있게 된다. 수신단의 복조 구간에서 FFT를 이용하여 신호를 복조할 때 채널 간 간섭이 발생하지 않도록 하려면 FFT 구간 내에서 위상천이가 발생하지 않아야 한다. 이렇게 FFT구간 내에서 위상천이가 발생하지 않도록 하기 위하여서는 순환확장 방식을 사용할 수밖에 없다. 그러므로 OFDM 시스템에서 부반송파의 직교성을 완벽하게 유지하기 위하여 채

년의 시간 지연확산 보다 큰 길이만큼 OFDM 심볼의 뒷부분을 복사하여 심볼의 앞에 삽입하는 보호구간이 필요하게 되는 것이다.

이러한 보호구간의 길이는 통신 채널의 시간지연확산에 따라 달라 지게 되나 일반적인 OFDM 시스템에서 사용하는 보호구간의 길이는 OFDM 심볼 길이의 25% 정도를 사용하고 있다[12][13]. 이 보호구간은 수신단에서 프레임 동기를 맞추는데 사용될 뿐 실제 데이터 전송에 영향을 미치지 못하므로 보호구간의 길이가 길게 되며 그 만큼 데이터 전송율과 스펙트럼 효율이 저하하게 된다. 따라서 보호구간의 길이를 줄일 수 있다면 시스템의 성능을 높일 수 있다. 아래 그림은 보호구간의 기본 개념을 나타낸다. 그림 2.4 에서 알 수 있듯이 OFDM의 심볼의 내용 중 보호구간의 길이에 해당하는 뒷부분을 복사하여 OFDM 심볼의 앞에 삽입하여 하나의 프레임을 구성하고 있다.

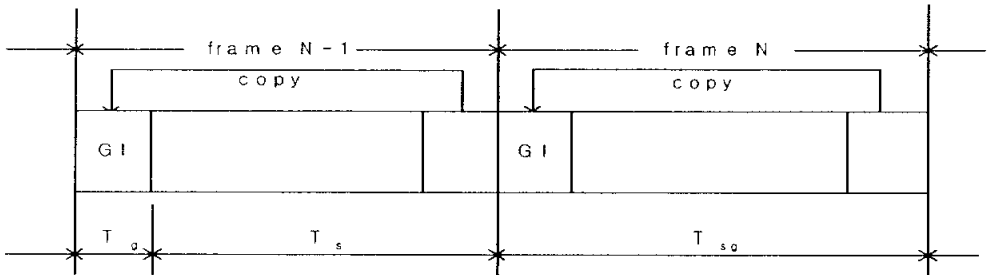


그림 2.4 보호구간

그림2.4에서 GI (Guard Interval)는 보호구간을 나타내며 T_g 는 보호구간의 길이는 T_s 는 OFDM 심볼의 길이를 나타내고 있다. 따라서 보호구간을 삽입한 후의 OFDM 신호는 다음 식과 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 부 채널의 수를 나타내며 $T_{sg} = T_s + T_g$ 와 같다. 이때 $p(t)$ 는 펄스 성형 함수로서 다음과 같다.

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

따라서 수신단에서 수신 신호는 다중경로 페이딩과 AWGN에 의해 영향을 받아 다음 같이 나타난다.

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

단, $h(\tau, t)$ 는 채널의 임펄스 응답을 나타내고 $n(t)$ 는 AWGN을 나타낸다. 시간 t 에서의 채널의 임펄스 응답 $h(\tau, t)$ 는 다음과 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 심볼 주기 내에 도래하는 다중경로의 수를 나타낸다. 또한 h_k 는 k 번째 채널의 전달함수 특성을 나타내며, τ_k 는 k 번째 채널의 지연을 나타낸다.

그림 2.5 는 지연전파에 대한 보호구간의 작용을 나타내는 것이다. 이의 경우에는 보호구간이 채널의 지연시간 보다 긴 경우 지연파-1의 경우에는 다중경로에 의한 간섭을 보호구간을 이용하여 제거할 수 있다. 그러나 보호구간이 채널의 지연시간 보다 짧은 경우 지연파-2와 같은 경우에는 그림에서 나타나는 바와 같이 다중경로에 의한 간섭을 보호구간이 전부 제거하지 못하기 때문에 일

부의 다중경로에 의한 지연 성분이 데이터 복조에 포함됨으로써 간섭을 일으키는 원인이 된다.

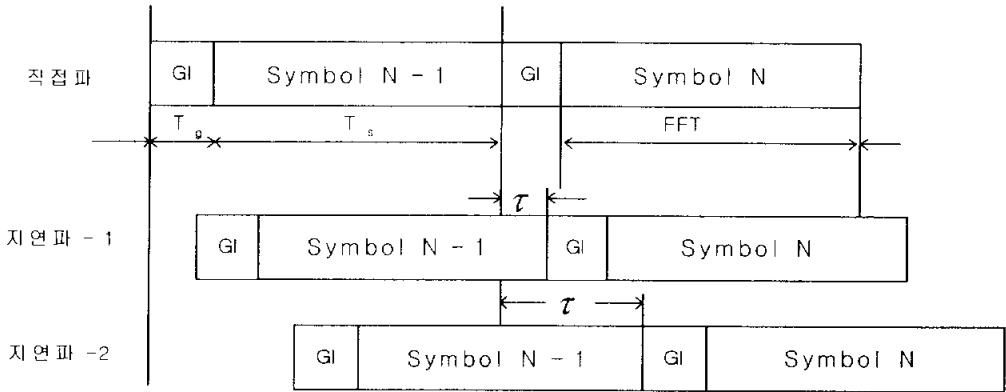


그림 2.5 지연전파에 대한 보호구간 작용

채널의 임펄스 응답 길이를 M 이라고 하면 기저대역 송신 신호 $s(m)$ 에 대한 채널의 출력 신호 $r(m)$ 은 다음과 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.

$$\begin{aligned} R(m) &= \sum_{m=0}^{N-1} \left[\sum_{i=0}^M h(i)s(m-i) \right] e^{-j2\pi m/N} \\ &= \sum_{i=0}^M h(i) \sum_{m=0}^{N-1} s(m-i) e^{-j2\pi km/M} \end{aligned} \quad (2.21)$$

여기서 $l = m - i$ 라고 놓으면 $m = l + i$ 이므로 $R(m)$ 은 다음과 같이 나타낼

수 있다.

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

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

$$\begin{aligned}
 R(m) &= \sum_{i=0}^M h(i) e^{-j2\pi ki/N} \times \left[\sum_{n=N-1}^{N-i} s(n) e^{-j2\pi k(N-n)/N} + \sum_{n=0}^{N-1-i} s(n) e^{-j2\pi kn/N} \right] \\
 &= \sum_{i=0}^M h(i) e^{-j2\pi ki/N} \times \left[\sum_{n=N-1}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi kn/N} + \sum_{n=0}^{N-1-i} s(n) e^{-j2\pi kn/N} \right] \\
 &= \sum_{i=0}^M h(i) e^{-j2\pi ki/N} \left[\sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi kn/N} \right] \\
 &= H(k) \cdot S(k) \quad (2.23)
 \end{aligned}$$

식(2.23)에서 알 수 있듯이 채널의 임펄스 응답의 길이인 M 샘플 길이 이상 보호구간이 삽입 될 경우에는 심볼 간 간섭 없이 송신 데이터를 완전하게 복원할 수 있음을 알 수 있다.

그러나 이러한 보호구간은 심볼 간 간섭을 방지하고 동기 방식에 따라 수신단에서 프레임 동기에 일부 사용될 뿐 실제 데이터 전송에 영향을 미치지 못하기 때문에 보호구간의 길이가 길어질수록 시스템의 효율은 저하하게 된다. OFDM심볼의 길이가 T_s 이고, 보호구간의 길이가 T_g 라고 할 때 보호구간의 삽

입에 따른 SNR 손실은 다음 식과 같이 나타 낼 수 있다.

$$SNR_{loss} = 10 \log \frac{T_s + T_g}{T_g} \quad (2.24)$$

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 채널 간 간섭이 발생하게 되며 이는 단일 반송파 시스템에 비해 OFDM 시스템이 가지는 단점이다. OFDM 시스템이 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, 부 반송파간의 채널 간 간섭과 수신신호의 위상 왜곡으로 나타난다. 프레임 동기 오차는 수신된 OFDM 신호의 샘플링 시작 오차

로부터 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 채널 간 간섭이 발생하게 된다. 각 부반송파에 대한 FFT 출력은 다른 모든 부 반송파들로부터 발생된 간섭 성분을 포함하게 되며, 간섭의 전력은 반송파 간격에 반비례하게 된다. OFDM 스펙트럼의 중간 부분에 위치한 부 반송파가 갖는 채널 간 간섭은 좌우 양쪽의 부 반송파들로부터 간섭을 받게 되므로 일정한 주파수 범위 내에서는 스펙트럼 양쪽 끝에 있는 부 반송파보다 더 많은 간섭성분이 존재하게 되어 더 많은 채널 간 간섭이 생긴다.

주파수 오프셋에 따른 성능 저하 L_{offset} 는 주파수 오프셋의 함수로 나타나며 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{offset} = \frac{10}{3 \ln 10} (\pi \Delta f T_s)^2 \frac{E_s}{N_o} \quad (2.25)$$

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

III. OFDM 신호의 스펙트럼

3.1 OFDM 신호의 스펙트럼

OFDM 신호의 스펙트럼에 오프셋이 미치는 영향을 알아보기 위하여 m 번째 OFDM 심볼을 시간 영역에서 다음과 같이 표현한다.

$$x_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} e^{j2\pi k \Delta f t} \times \text{rect}\left(\frac{t}{N \cdot T_s}\right) \quad (3.1)$$

여기서 x_m , k 는 m 번째 OFDM 심볼의 주파수 영역의 k 번째 복소 데이터를 나타내고, Δf 는 부 반송파간의 주파수 간격, T_s 는 한 심볼의 시간길이를 나타낸다.

위의 심볼이 FFT 연산을 거치게 되면 rect 함수의 FFT연산 결과는 sinc 함수로 표현되고 시간 영역에서의 곱은 주파수 영역에서 convolution으로 나타나므로 Dirac-delta 부 반송파와의 convolution 형태로 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} X_k(f) &= \frac{\sin(NT_s \pi f)}{NT_s} * |\delta| [2\pi(f - k\Delta f)] \\ &= \frac{\sin(\pi \frac{f - k\Delta f}{\Delta f})}{\pi \frac{f - k\Delta f}{\Delta f}} = \text{sinc}\left(\frac{f - f_k}{\Delta f}\right), \quad f_k = k\Delta f \end{aligned} \quad (3.2)$$

OFDM 수신기는 수신된 시간 영역의 신호를 샘플링한 후, FFT 연산을 통해서 신호를 복조하게 되는 주파수 오프셋 F_{offset} 이 있는 경우 그림3.2와 같이 인접 부 반송파 신호의 간섭을 받게 된다. 이것을 ICI(Inter Channel Interference)

로 표현한다. 그러므로 k 번째 부 반송파에 미치는 다른 모든 부 반송파의 ICI의 합은 식(3.3)과 같이 표현할 수 있다.

$$I_k = \sum_{j, j \neq k} X_j X_j(f_k + f_{offset}) \quad (3.3)$$

단, f_k 는 k 번째 부 반송파의 주파수를 나타낸다.

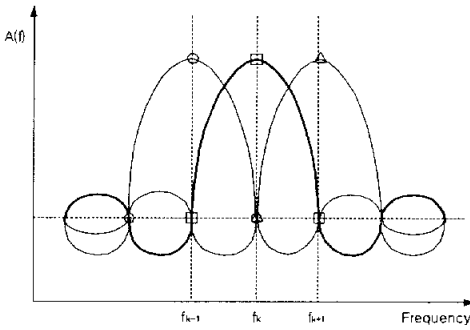


그림 3.1 $f_{offset} = 0$ 의 경우

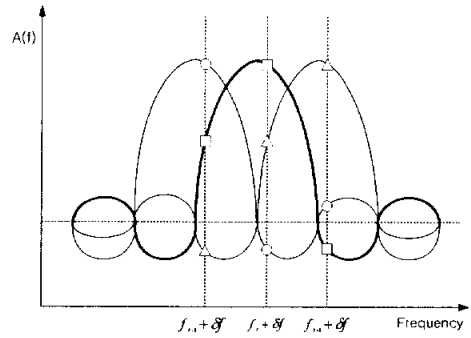


그림 3.2 $f_{offset} \neq 0$ 의 경우

3.2 OFDM 시스템의 시간 오프셋

시간 오프셋의 영향을 살펴보기 위해서 앞에서의 전송신호를 다음과 같이 나타내면

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_m(t)g(t-mT) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k}(t-mT) e^{j2\pi\Delta f t} \end{aligned} \quad (3.4)$$

여기서 $g(t) = \begin{cases} 1 & -T_g \leq t \leq T_g \\ 0 & \text{else} \end{cases}$ 이다. 다중 경로를 거쳐 수신된 신호를

$y(t)$ 로 나타내면

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_l h_l x(t - lT_{\text{sample}}) \\ &= \sum_l \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{m,k} g(t - mT - lT_{\text{sample}}) e^{j2\pi k \Delta f (t - lT_{\text{sample}})} \quad (3.5) \end{aligned}$$

여기서 T_{sample} 는 샘플링 간격, lT_{sample} 는 각 경로의 지연시간을 나타낸다.

채널의 지연확산이 보호 구간보다. 작은 경우 ($lT_{\text{sample}} < T_g$)에는 유효구간의 심볼은 인접한 심볼의 영향을 받지 않는다. 그러나 심볼 동기가 부정확한 경우 인접 심볼의 영향을 받게 된다. 시간 오프셋의 영향을 알아보기 보기 위해서는 $m = -1, 0, 1$ 의 3 심볼을 고려하여 보자. $t = 0$ 에 $y_0(t)$ 의 신호가 수신되는 것으로 가정하면 이 때 심볼을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} y_0(t) &= \sum_{m=-1}^1 \sum_l \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{m,k} g(t - mT - lT_{\text{sample}}) e^{j2\pi k \Delta f (t - lT_{\text{sample}})} \\ &= \sum_l \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{0,k} g(t - lT_{\text{sample}}) e^{j2\pi k \Delta f (t - lT_{\text{sample}})} \\ &\quad + \sum_l \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{-1,k} g(t + T - lT_{\text{sample}}) e^{j2\pi k \Delta f (t - lT_{\text{sample}})} e^{j2\pi k \Delta f T} \\ &\quad + \sum_l \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{1,k} g(t - T - lT_{\text{sample}}) e^{j2\pi k \Delta f (t - lT_{\text{sample}})} e^{-j2\pi k \Delta f T} \quad (3.6) \end{aligned}$$

시간 오프셋이 0이 아닌 경우를 3가지로 나누어 고려할 수 있다. 첫 번째는 시간 오프셋이 보호 구간보다 작은 절대값을 가지며 음수인 경우, 두 번째는 보호 구간보다 작은 경우, 마지막으로 보호 구간보다 시간 오프셋이 큰 경우이다.

3.2.1 FFT 시작점이 $-T_s \leq \Delta t < 0$ 인 경우

그림 3.3 에서 볼 수 있듯이 이 경우에는 앞 심볼의 영향만 존재 한다. FFT 구간은 $\Delta t \leq t < \Delta t + T_u$ 이므로

$$\begin{aligned}
 y_0(t) &= \sum_l \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{0,k} g(t - lT_{sample}) e^{j2\pi k\Delta(t - T_{sample})} + ISI_{-1} \\
 &= \sum_{l, lT_{sample} < T_s - \Delta t} \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{0,k} e^{j2\pi k\Delta f(t - lT_{sample})} \\
 &\quad + \sum_{l, lT_{sample} > T_s - \Delta t} \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{0,k} g(t - lT_{sample}) e^{j2\pi k\Delta f(t - lT_{sample})} + ISI_{-1} \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

여기서

$$ISI_{-1} = \sum_{l, lT_{sample} > T_s - \Delta t} \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{-1,k} g(t + T - lT_{sample}) e^{j2\pi k\Delta f(t - lT_{sample})} e^{j2\pi k\Delta f T} \quad (3.8)$$

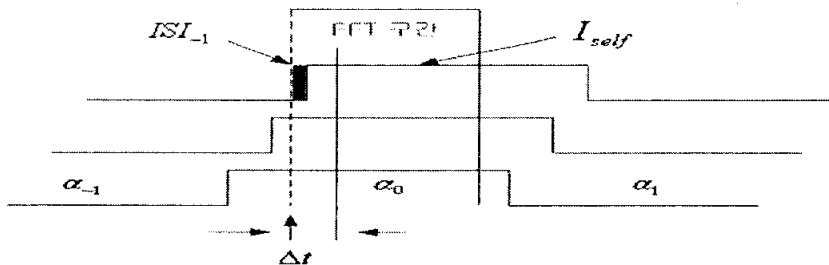


그림 3.3 $-T_s \leq \Delta t < 0$ 인 경우의 수신신호

첫 번째 항은 본래 심볼을 나타내고 두 번째 항은 본래 심볼의 보호구간에 의한 영향을, 그리고 ISL_{-1} 는 앞의 심볼에 의한 간섭을 나타낸다.

3.2.2 FFT 시작점이 $0 < \Delta t \leq T_g$ 인 경우

이 경우에는 앞에서와 반대로 뒤의 심볼만이 영향을 미치게 된다.

$$\begin{aligned}
 y_0(t) &= \sum_l \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{0,k} g(t - lT_{sample}) e^{j2\pi k \Delta(t - T_{sample})} + ISL_{-1} \\
 &= \sum_{l, \Delta t < lT_{sample}} \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{0,k} e^{j2\pi k \Delta f(t - lT_{sample})} \\
 &+ \sum_{l, lT_{sample} < \Delta t} \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{0,k} g(t - lT_{sample}) e^{j2\pi k \Delta f(t - lT_{sample})} + ISL_{-1} \quad (3.9)
 \end{aligned}$$

여기서

$$ISL_{-1} = \sum_{l, lT_{sample} < \Delta t} \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{-1,k} g(t + T - lT_{sample}) e^{j2\pi k \Delta f(t - lT_{sample})} e^{j2\pi k \Delta f T} \quad (3.10)$$

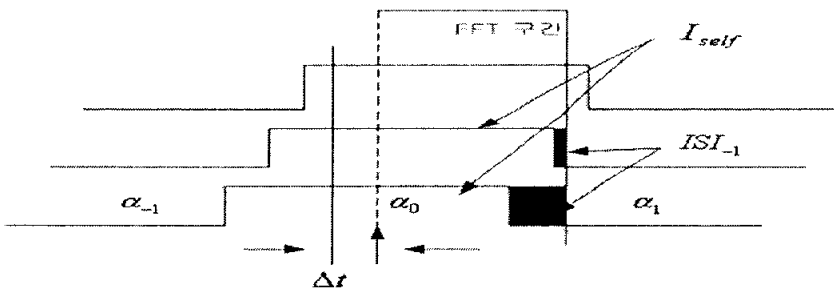


그림 3.4 $0 < \Delta t \leq T_s$ 인 경우의 수신 신호

여기서 첫 번째 항은 원래 심볼을, 두 번째 항은 원래 심볼의 일부분을, 마지막 항은 다음 심볼의 영향을 나타내게 된다.

3.2.3 FFT 시작점이 $T_g < \Delta t \leq T_u$ 인 경우

이 경우에는 ISI가 없는 항이 없으면 시간 오프셋이 클수록 다음 심볼의 간섭이 본래의 신호보다도 더욱 커진다. 그림 3.5 에서 보듯이 이런 경우에는 간섭이 없는 심볼이 존재하지 않음을 볼 수 있다. 그러므로 시간 오프셋이 보호구간보다 크지 않아야 함을 알 수 있다.

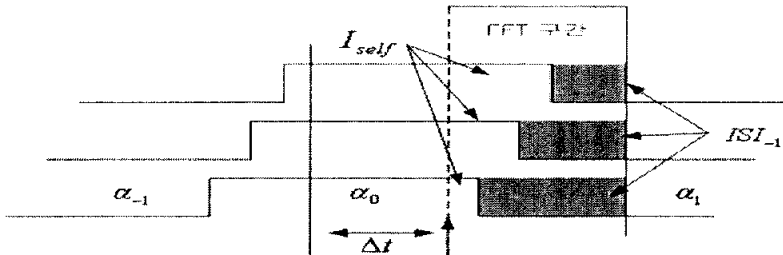


그림 3.5 $T_s < \Delta t \leq T_s$ 인 경우의 수신 신호

$$y_0(t) = \sum_l \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{1,k} g(t - T - lT_s) e^{j2\pi k \Delta f (t - lT_s)} + ISI_l \quad (3.11)$$

$$\text{여기서 } ISI_{-1} = \sum_l \sum_{k=0}^{N-1} h_l X_{1,k} g(t + T - lT_s) e^{j2\pi k \Delta f (t - lT_s)} e^{-j2\pi k \Delta f T} \quad (3.12)$$

OFDM 시스템의 시간 오프셋뿐만 아니라 OFDM 시스템은 많은 부반송파가

서로 직교하는 최소간격만큼 떨어져 있기 때문에 주파수 오프셋이 발생하게 되면 모든 부 반송파 간에 다른 부반송파의 성분이 유입되는 ICI가 발생하게 된다. 이 것은 OFDM 시스템의 성능을 크게 저하 시키므로 주파수 오프셋 추정 에 관한 많은 연구가 진행되었다. 일반적으로 주파수 오프셋을 추정하는 방식 은 대략 추정(coarse offset estimation)단계와 미세 추정(fine offset estimation) 단계로 나눌 수 있다. 대략 추정은 일반적으로 부반송파 간격보다 적은 오차 범위를 갖는 추정을 말하고, 미세 추정은 대개 부반송파 간격내의 범위에서 매우 작은 오차를 갖도록 정밀하게 추정하는 것을 말한다. 대략 추정을 하는 이유는 미세 추정을 보다 쉽게 하는 목적도 있으며 또한 오프셋이 굉장히 큰 경우에도 미세 추정을 가능케 하는 목적도 있다.

한편 오프셋 추정을 하는 데 이용하는 심볼의 영역에 의한 구분으로 주파수 영역 동기 방식과 시간 영역 동기 방식으로 구분할 수도 있다. 주파수 오프셋을 추정하기 위하여 전송되는 훈련 심볼을 시간 동기에도 사용하기 위해서는 주파수 영역의 추정 방식보다 시간 영역의 추정 방식이 빠르고 효율적이긴 하지만 시간 영역의 추정 방식은 일반적으로 오프셋 추정 구간이 작다. 반대로 주파수 영역의 동기 방식은 DFT연산을 거친 후 오프셋을 추정하기 때문에 느리지만 넓은 범위의 오프셋을 추정하기가 용이한 장점이 있다.

보내준 심볼을 보낸 후 DFT연산을 거친 후 주파수 영역의 신호로부터 오프셋을 구하는 방식으로 Moose, Classen, Schmidl 등이 제안한 방식이 있다 [7][14]. 기준 심볼을 이용하기 때문에 frequency selective fading channel 에서도 오프셋을 정확히 추정할 수 있다.

IV. OFDM 시스템에서의 주파수 오프셋 추정 방식

4.1 Moose의 제안 방식

기준 심볼을 반복 전송한 후 두 심볼 간의 위상차에 의해 주파수 오프셋을 추정하는 방식이다. 똑같은 형태의 NT_s 만큼 떨어져 있으므로 주파수 오프셋에 의한 영향이 다음과 같이 나타난다.

$$x(n+N) = x(n)e^{j2\pi f_{\text{offset}}NT_s} \quad (4.1)$$

첫 번째 심볼에 의한 DFT 결과를 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$X_{1,k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} + W_{1,k} \quad (4.2)$$

$$X_{2,k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{2N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} + W_{2,k} \quad (4.3)$$

여기에서 $W_{1,k}$, $W_{2,k}$ 는 *AWGN*을 나타낸다. 위의 두 식 사이에는 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$X_{2,k} = X_{1,k} e^{j2\pi f_{\text{offset}}} \quad (4.4)$$

두 심볼의 DFT 출력 값은 주파수 오프셋에 의한 위상이 차이만 있을 뿐이

므로 $f_{offset} < 0.5$ 범위 안에서 두 심볼의 위상차에 의해서 오프셋을 추정할 수 있다. 위 식으로부터 유도해낸 회전 위상의 MLE 와 주파수 오프셋의 추정 값은 다음의 식과 같다.

$$e^{j2\pi f_{offset}} = \sum_{k=0}^{N-1} X_{2,k} X_{1,k}^* \quad (4.5)$$

$$f_{offset} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_k X_{2,k} X_{1,k}^* \right\} \quad (4.6)$$

오프셋 추정 가능구간이 부 반송파 간격의 절반밖에 되지 않으므로 최대 오프셋이 만일 이 추정구간의 범위를 넘어서는 경우에는 추정구간의 범위를 증가시키기 위하여 심볼의 구조를 다르게 할 필요가 있는데 간단한 방법으로 부 반송파간의 간격을 증가시키는 방법을 사용한다. 예를 들어 오프셋을 f_{max} 라고 하면 부반송파의 간격 Δf 를 그 보다 2배 이상의 값으로 정함으로써 해결 할 수 있다.

$$\Delta f \geq 2f_{max} \quad (4.7)$$

5.2 Classen의 제안 방식

Moose의 방식은 단순히 반복되는 심볼의 성질을 이용하여 주파수 오프셋을 추정하는데 반하여 Classen의 방식은 주파수 영역 심볼의 값을 이용한다. Classen의 방식은 미세 오프셋 추정 방식과 대략 오프셋 추정 방식이 서로 다

르다.

우선 미세추정은 각 부 반송파간의 주파수 오프셋에 의한 위상차를 구하여 추정한다. 그림 4.1과 같이 기준 부 반송파가 위치할 때 주파수 오프셋이 f_{offset} 인 경우 k 번째 부 반송파에서 n 번째 심볼과 그로부터 D 만큼 떨어진 심볼 사이에는 $2\pi f_{offset}DT$ 만큼의 위상차가 생기게 되는 것을 이용하여 오프셋을 추정한다. 즉, 다음과 같은 관계가 만족하는 성질을 이용한다.

$$2\pi f_{offset}DT = \{y_{n+D,k} X_{n+D,k}^*\} \{y_{n,k} X_{n,k}^*\}^* \quad (4.8)$$

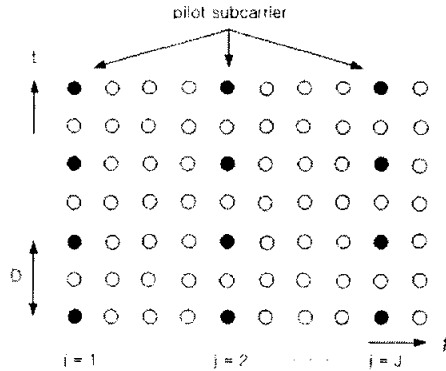


그림 4.1 Classen 방식의 기준 부반송파의 배열

그러므로 여러 개의 부 반송파를 이용하여 오프셋을 추정하게 되면 다음과 같이 미세 오프셋을 추정할 수 있다.

$$\hat{f}_{fine} = \frac{1}{2\pi DT} = \arg \sum_k \{ \{ Y_{n+D,k}(\hat{f}_{acq}) X_{n+D,k}^* \} \{ Y_n(\hat{f}_{acq}) X_{n,k}^* \}^* \} \quad (4.9)$$

$Y_{n-D,k}(\hat{f}_{acq})$ 는 대략추정을 통해서 부 반송파 간격 이상의 오프셋을 보정한 수신 심볼을 나타낸다. 그리고 k 는 부 반송파 중에서 오프셋을 추정하기 위하여 기준 심볼로 사용된 부 반송파의 위치를 나타낸다. 그러므로 모든 부 반송파를 다 이용할 수도 있으며, 혹은 랜덤 한 위치의 부반송파들만을 이용할 수도 있다. 물론 랜덤 한 위치의 부 반송파들만을 이용할 수도 있다. 물론 랜덤 한 위치의 부 반송파를 이용하는 경우에는 수신부에서 기준 심볼에서 사요한 부 반송파의 위치를 미리 알고 있어야 한다. 이 방식은 미세 추정일지라도 오프셋의 추정범위가 Moose의 방식보다 $1/D$ 만큼 감소하게 됨을 알 수 있을 것이다.

대략 추정을 하기 위해서는 부 반송파간의 상관값이 가장 큰 오프셋을 주파수 오프셋을 추정하게 되는데, 이 때 가능한 모든 주파수 오프셋에 대하여 상관값을 구해야 하므로 계산량이 매우 많아지는 단점이 있다. 즉, trial and error 방식으로 주파수 오프셋을 구해야 하므로 대략 추정의 경우 대역폭이 큰 시스템에서는 비효율적이다. 대략추정치는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{f}_{acq} = \max_{f_{trial}} \sum_k \{ \{ Y_{n+D}(k + f_{trial}) X_{n+D,k}^* \} \{ Y_n(k + \hat{f}_{trial}) X_{n,k}^* \}^* \} \quad (4.10)$$

4.3 Schmidl의 제안 방식

Schmidl방식은 2개의 심볼을 이용하여 주파수 오프셋과 시간 오프셋 모두를 추정하는 방식으로 제안되었다. 첫 번째 심볼은 시간 동기화 주파수 동기 모두를 이용되며 두 번째 심볼은 주파수 동기를 위하여 고안된 심볼이다. 이 방식

은 위상의 크기의 절대값에 의해서 오프셋을 구하는 것이 아니라 시간 동기를 위하여 고안된 첫 번째 심볼의 시간 기준을 이용하여 오프셋을 추정한다. 시간 기준은 아래와 같이 표현된다.

$$P_d = \sum_{m=0}^{L-1} (r_{d+m}^* r_{d+m+L}) \quad (4.11)$$

여기서 r 은 수신된 시간 영역의 신호를 나타내며 L 은 한 심볼 주기의 절반을 의미한다. 즉, 한 심볼의 길이는 $2L$ 이다. 그러므로 위의 수식은 Classen의 미세 추정의 수식과 같은 의미를 갖는다. 시간 동기를 위하여 다음의 값을 계산한다.

$$R_d = \sum_{m=0}^{L-1} r_{d+m+L}^2 \quad (4.12)$$

그러므로 시간 오프셋은 다음의 수식을 최대로 하는 d 값으로 결정된다.

$$M_d = \frac{P_d^2}{R_d^2} \quad (4.13)$$

미세 추정은 Classen의 방식과 유사하게 P_d 의 위상 $\hat{\phi}$ 으로부터 추정한다.

$$\hat{f}_{fine} = \hat{\phi} / \pi T, \quad \text{단, } \hat{\phi} = \text{angle}(P_d) \quad (4.14)$$

대략 추정을 할 때에는 앞에서 시간 오프셋에 이용했던 M_d 와 비슷한 B_g 를 식(4.15)와 같이 정의한다.

첫 번째 심볼과 두 번째 심볼의 짝수 번째 부반송과 간에 다음과 같은 관계를 만족시키도록 훈련 심볼을 고안한다.

$$v_k = \sqrt{2} \frac{x_{1,k}}{x_{2,k}} \quad (4.15)$$

이 것은 첫 번째 심볼과 두 번째 심볼의 부반송과 간에 성립하는 관계식으로 써 v_k 값은 PN시퀀스의 형태를 갖도록 고안된다. 그러므로 B_g 를 정규화 된 수신 신호와 v_k 간의 곱으로 다음과 같이 정의했을 때 가장 큰 B_g 값을 만족시키는 g 값을 대략 오프셋으로 추정한다.

$$B_g = \frac{\sum_k y_{1,k+2g}^* v_k y_{2,k+2g}}{R_d^2} \quad (4.16)$$

4.4 시간 영역의 추정 방식

시간 영역에서의 오프셋 추정 역시 반복되는 심볼의 값을 이용하여 추정한다. OFDM 심볼은 보호구간을 갖고 있으므로 이를 오프셋 추정에 이용할 수 있다. 그림5.2에서 보호구간이 삽입된 OFDM 심볼을 나타내었다. 즉 보호구간의 길이를 G 라고 하면 OFDM 신호는 다음의 식을 만족한다.

$$x(n) = x(n + N) \quad -G \leq n \leq -1 \quad (4.17)$$

보호구간을 제외한 심볼의 유효구간만큼 떨어진 시간 영역의 심볼의 위상차이는 주파수 오프셋에 의하여 나타나므로 이 구간 내에서 수신 신호는 아래 식과 표현된다.

$$x(n + N) = x(n)e^{j2\pi\Delta f} \quad (4.18)$$

따라서 주파수 오프셋의 ML 추정치는 다음과 같다.

$$\hat{f}_{offset} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{N_g} y(x + N)y^*(n) \right\} \quad (4.19)$$

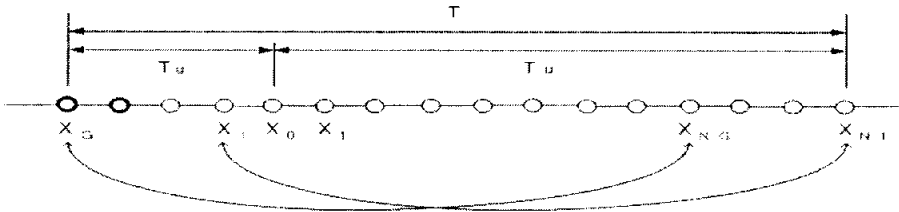


그림 4.2 OFDM 심볼 구조

하지만 보호구간을 이용하는 방식은 보호구간의 길이가 심볼의 길이보다 작기 때문에 성능이 다른 방식에 비해 떨어지는 단점이 있으며 ISI가 많은 채널의 경우 여러 심볼에 걸쳐서 수행해야 하는 단점이 있다.

V. CP-OFDM 시스템

5.1 CP-OFDM 시스템

채널의 지연시간이 큰 환경에서는 반사파의 간섭과 직교성의 상실로 인하여 성능열화가 발생하게 된다. 그림 6.1은 반사파의 지연시간에 따른 OFDM 시스템의 BER 성능을 S/N비에 따라 비교한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 반사파의 지연시간이 길 경우에는 신호 대 잡음 비를 아무리 높더라도 그 성능이 크게 개선되지 못한다.

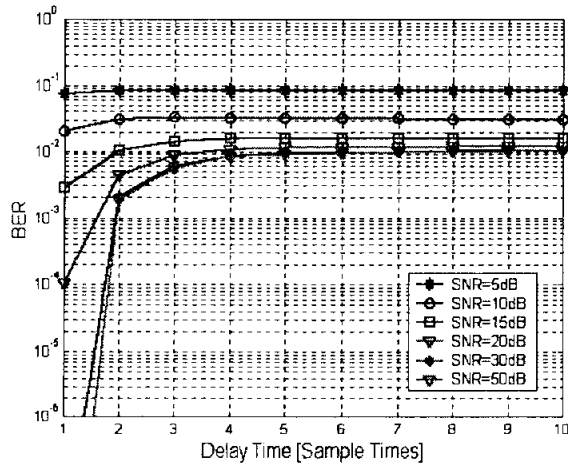


그림 5.1 반사파의 지연에 따른 BER 성능

이와 같이 시간지연이 큰 반사파에 의한 영향을 제거하기 위하여서는 보호구간의 길이를 크게 하지 않을 수 없다. 그러나 보호구간의 길이를 크게 하면 그만큼 불필요한 대역을 차지하게 됨으로써 전송 효율이 떨어지게 된다. 이 경우

본 논문에서 제안하는 원편파를 사용한 OFDM 시스템 즉 CP-OFDM 시스템을 이용하면 대역폭 효율과 전송효율을 모두 향상시킬 수 있게 된다.

5.2 원편파 특성

원편파는 수직편파와 수평편파를 이용하여 $\pm\pi/2$ 의 위상차를 두고 합성함으로써 얻어낼 수 있으며 구성 방법에 따라 우선회 원편파와 좌선회 원편파로 나누어진다[15]. 수평편파와 수직편파의 전계를 각각 \hat{E}_x , \hat{E}_y 라고 하면 우선회 원편파의 전계강도 E_{cr} 는 다음 식과 같다.

$$\hat{E}_{cr} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{E}_x - \frac{1}{\sqrt{2}} j \hat{E}_y = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{cr} (\hat{a}_x - j \hat{a}_y) \quad (5.1)$$

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

$$\hat{h}_r = \frac{1}{\sqrt{2}} h_r (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \quad (5.2)$$

Brewster 각도 이내에서는 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 반하여 수평편파의 위상은 180도로 반전하게 되므로 우선회 원편파가 기수회 반사를 하게 되면 좌선회 원편파로 변하게 된다. 따라서 우선회 원편파의 기수회 반사파에 대한 식은 다음과 같다.

$$\hat{E}_{cl} = \rho \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{E}_x + \frac{1}{\sqrt{2}} j \hat{E}_y \right\} \quad (5.3)$$

식 (5.3)에서 ρ 는 반사계수의 크기를 나타낸다. 결과적으로 우선회 원편파의 기수회 반사파가 우선회 원편파 안테나에 수신되는 경우의 수신 전압은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$v_{rL} = \widehat{E}_{cl} \cdot \widehat{h}_r = 0 \quad (5.4)$$

이 식으로부터 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.

5.3 CP-OFDM 시스템의 지연분산

무선통신 시스템에서 채널의 특성을 나타내는 파라미터로서 평균 시간지연과 시간지연확산 등이 있다. 이러한 파라미터들은 채널의 임펄스 응답으로부터 얻어지는 전력 시간지연 프로파일로부터 구해질 수 있다. 그 중에서도 시간지연 확산은 시간지연의 표준편차를 나타내는 것으로써 시간 축 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.

$$r(t) = \sum_{i=1}^n A_i \delta(t - T_i) \quad (5.5)$$

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 σ_T 에 의하여 그 특성을 나타낼 수 있으며 이들은 각각 다음 식과 같이 나타난다.

$$p(T) = \frac{1}{\bar{T}} \exp(-T/\bar{T}) \quad (5.6)$$

$$\sigma_T = \sqrt{E[T^2] - E^2[T]} \quad (5.7)$$

이 식에서 $\bar{T} = E[T] = \int_0^{\infty} T p(T) dT$ 이다. 위의 식으로부터 임펄스의 수신 지연 시간 T 가 작아지거나 확률밀도함수 $p(T)$ 가 작아지면 시간지연 분산 σ_T 도 작게 됨을 알 수 있다. 그러므로 기수회 반사파를 제거하여 지연 시간 T 와 확률밀도함수 $p(T)$ 를 작게 만들면 채널의 시간지연분산 σ_T 는 작아지게 된다. 이러한 이유로 원편파의 경우에는 기수회 반사파의 수신을 억제함으로써 시간지연분산을 최소화 할 수 있게 된다.

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 나타나 있다 [16][17]. 이러한 지연 시간은 OFDM에서 하나의 샘플링 주기보다도 훨씬 짧은 것으로서 원편파를 사용할 경우에는 보호구간의 길이를 크게 줄일 수 있음을 의미한다.

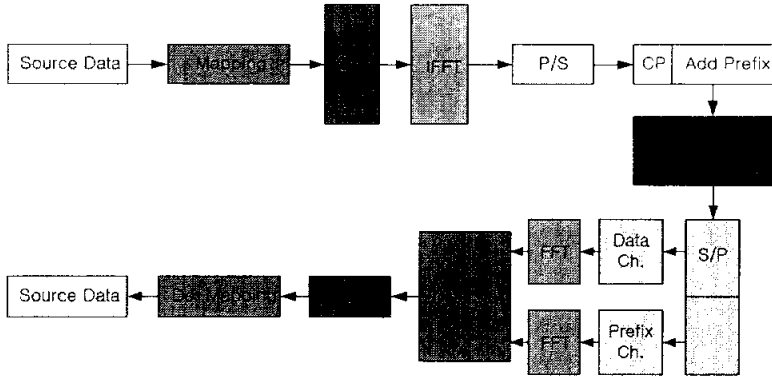


그림 5.2 CP-OFDM 시스템 구성도

5.4 CP-OFDM 시스템 대역폭 효율

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

$$R = \log_2 M \times 1/NT_s \times N \quad (5.8)$$

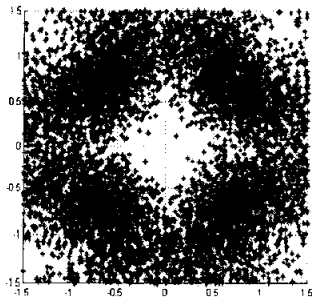
$$W = f_{N-1} - f_0 + 2\delta = (N-1)/NT_s + 2\delta \quad (5.9)$$

따라서 OFDM의 대역폭 효율 η 는 보호구간을 고려할 경우 다음과 같이 구할 수 있다.

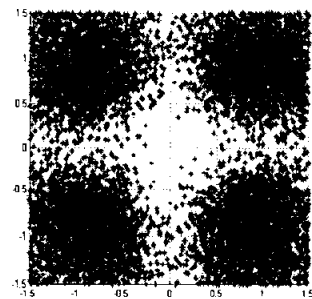
$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{(1-1/N)T_s + 2\delta T_s + GI} \quad (5.10)$$

여기에서 δ 는 부반송파의 단축 대역폭을 나타내는 것으로서 $\delta = (1+\alpha)/2NT_s$,

이고, α 는 부반송파의 roll-off 인자이며, 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. 따라서 원편파를 이용하여 보호구간의 길이를 작게 한다면 대역폭 효율을 증가시킬 수 있게 된다. 그림 5.3에서는 제안된 CP-OFDM의 성능을 확인하기 위하여 QPSK 매핑 방식을 적용하여 다중경로 환경에서 컴퓨터 모의실험에 의하여 얻어낸 성상도이다. 여기에서 그림 5.3 (a)는 일반적인 QPSK-OFDM 시스템의 성상도를 나타내는 것이고 그림 5.3 (b)는 동일한 환경에서 원편파를 사용하여 기수회 반사파의 수신을 억제한 CP-OFDM 시스템의 성상도를 나타내는 그림이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 원편파를 사용한 CP-OFDM의 경우가 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.



(a) QPSK-OFDM



(b) QPSK-CP-OFDM

그림 5.3 성상도 비교

VI. 주파수 오프셋에 따른 시스템의 성능 분석

OFDM시스템에서 성능을 평가하기 위하여 OFDM 표준으로 하고 있는 고속 무선 LAN 방식인 IEEE 802.11a 파라미터를 기준으로 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다.

IEEE 802.11a 고속 무선 LAN의 표준에서는 $3.2\mu s$ 의 주기를 가지는 64-point IFFT를 사용하고 있으며 샘플링 주기는 $50ns$ 이고 16개의 샘플에 해당하는 $0.8\mu s$ 의 보호구간을 사용하고 있다. OFDM 총 심볼의 주기는 $4\mu s$ 이고 OFDM의 전송 속도는 신호의 매핑 방법과 코딩 방법에 따라 6Mbps에서 54Mbps까지 나오게 된다. 본 논문에서도 이와 동일한 환경을 적용하기 위하여 부 채널의 수를 64개 하였으며, 매핑 방법은 QPSK를 적용하였고 주파수 오프셋을 추정하기 위하여 Moose의 방식을 이용하였다. 주파수 오프셋이 발생 할 때 OFDM 시스템 성능 평가를 하였고 OFDM 시스템과 원편파를 사용한 CP-OFDM의 시스템 성능을 평가하였다.

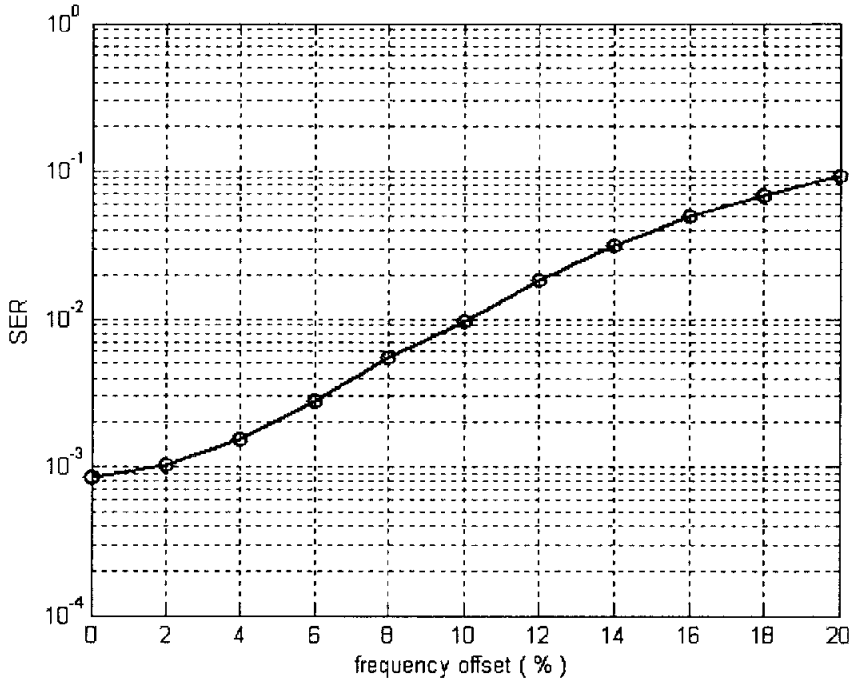


그림 6.1 $E_b / N_0 = 10\text{dB}$ 에서의 Frequency Offset

그림 6.1은 고속 무선 LAN 방식인 IEEE 802.11a 파라미터를 기준으로 한 시뮬레이션으로 AWGN환경에서 OFDM시스템이 $E_b / N_0 = 10\text{dB}$ 에서의 주파수 오프셋 증가함에 따라 시스템 성능이 열화 되는 것을 보이고 있다.

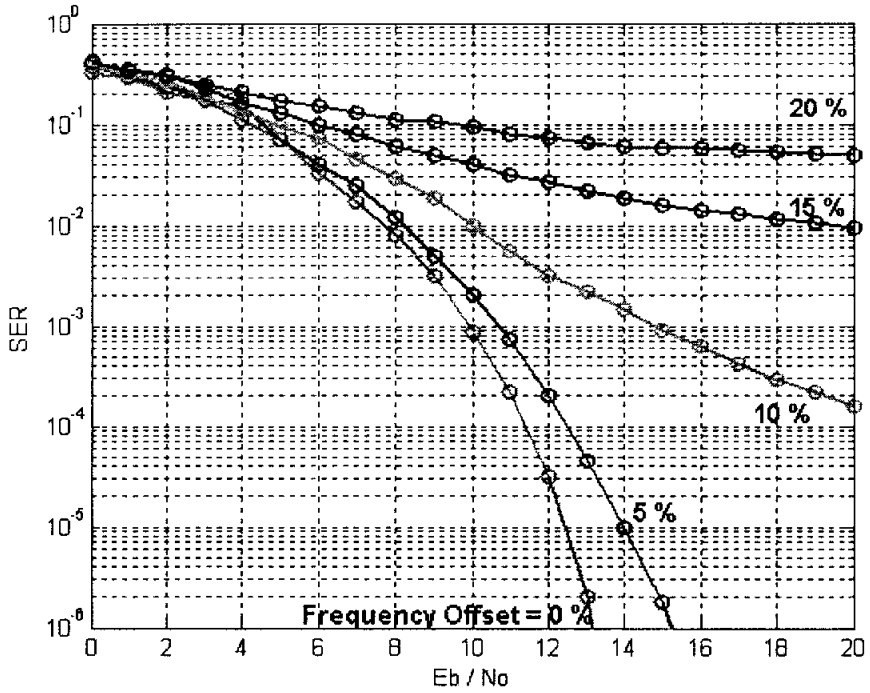


그림 6.2 주파수 오프셋에 따른 SER 성능

그림 6.2는 OFDM 시스템에 있어서 주파수 오프셋에 따른 시스템 특성을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 주파수 오프셋이 발생함에 따라 시스템 성능이 급격하게 저하되는 것을 알 수 있다. 그리고 주파수 오프셋이 10% 이상 발생할 시 error floor 현상이 나타난다.

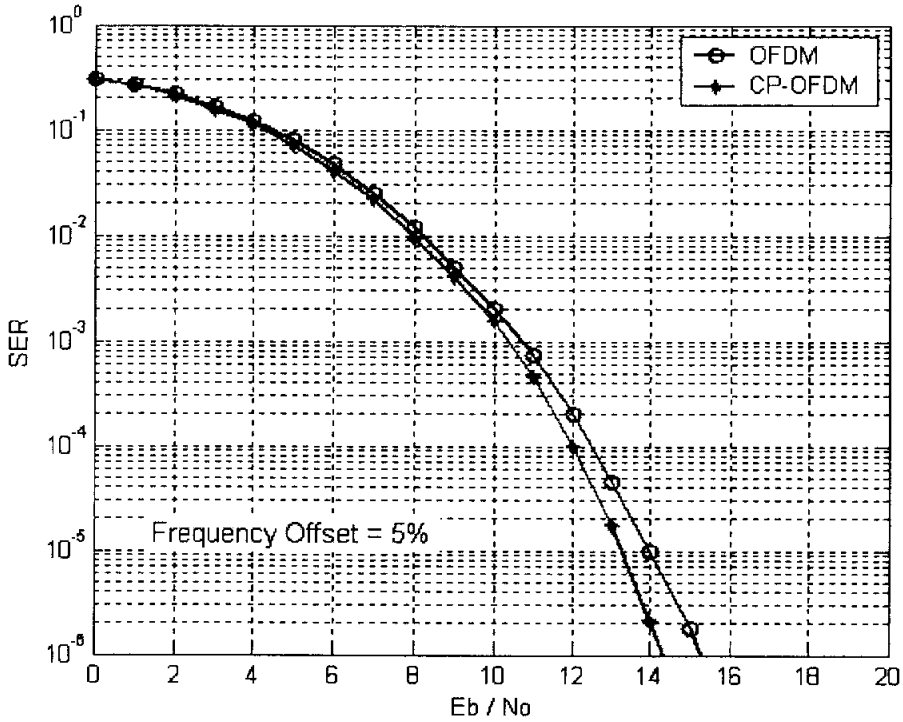


그림 6.3 Frequency Offset = 5% 일때 OFDM과 CP - OFDM SER 성능 비교

그림 6.3은 AWGN 환경에서 OFDM 시스템과 원편파를 적용한 CP-OFDM 시스템의 시스템 평가이다. 주파수 오프셋이 발생하더라도 원편파의 특성인 기수회 반사파의 수신을 억제하여 시간 지연 분산을 최소화 한 CP-OFDM 시스템이 OFDM 시스템에서 주파수 오프셋이 5% 발생 하였을 때 10^{-5} 의 SER을 기준을 하였을 때 약 1dB정도의 성능이 개선되었음을 볼 수 있다.

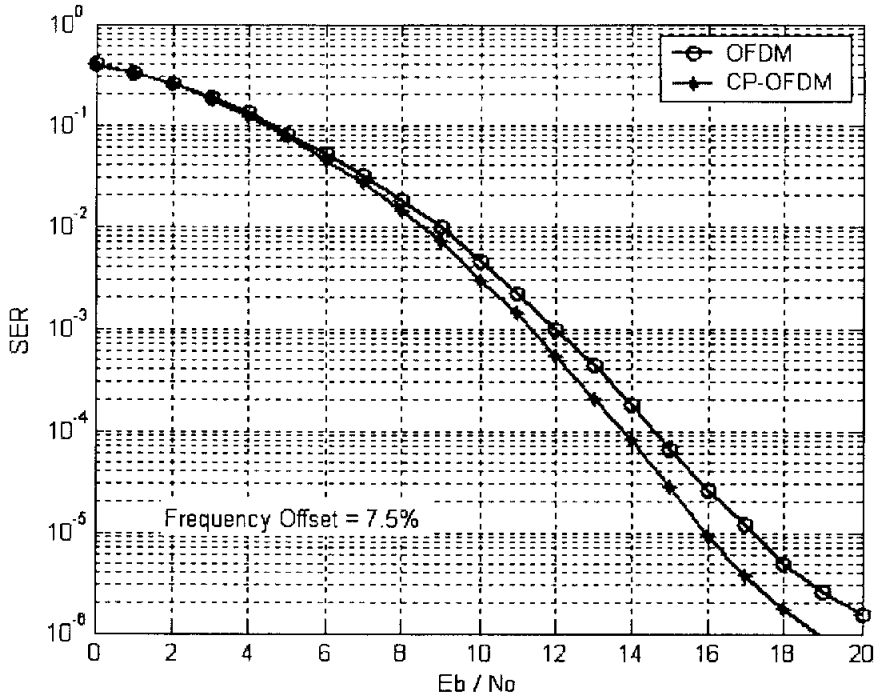


그림 6.4 Frequency Offset = 7.5% 일때 OFDM과 CP - OFDM SER 성능 비교

그림 6.4은 AWGN 환경에서 OFDM 시스템과 원편파를 적용한 CP-OFDM 시스템의 시스템 평가이다. 주파수 오프셋이 7.5% 발생 하였을 때 10^{-5} 의 SER 을 기준을 하였을 때 약 1dB정도의 성능이 개선되었음을 볼 수 있다.

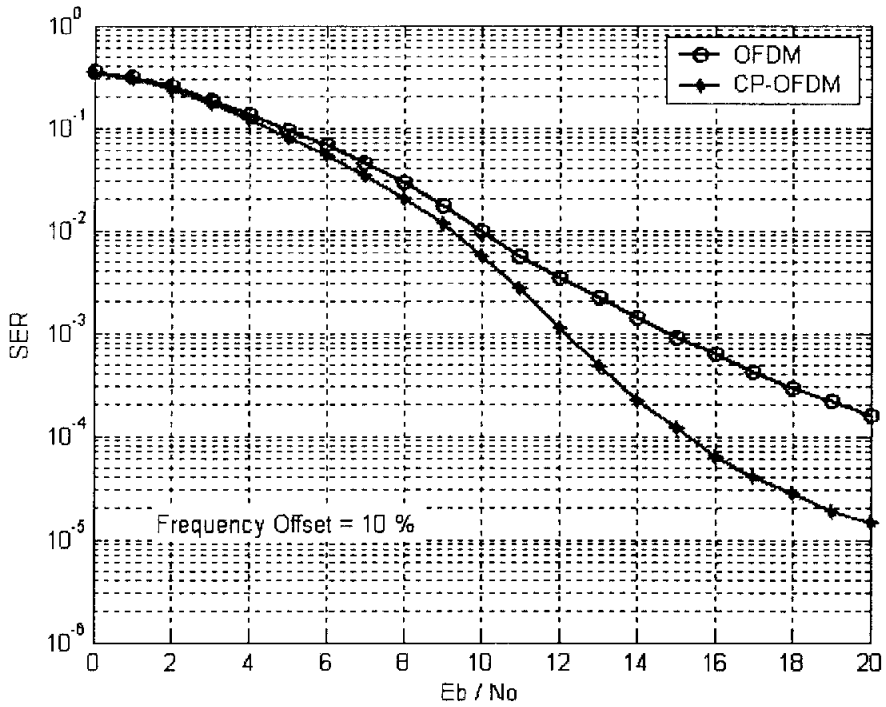


그림 6.5 Frequency Offset = 10% 일때 OFDM과 CP - OFDM SER 성능 비교

그림 6.5은 AWGN 환경에서 OFDM 시스템과 원편파를 적용한 CP-OFDM 시스템의 시스템에서 주파수 오프셋이 10% 발생 하였을 때 비교 한 것이다. 주파수 오프셋이 10% 발생하였을 때 OFDM에서는 error floor현상이 발생하지만 원편파를 사용한 CP-OFDM 시스템에서는 많이 개선되어 시스템 성능이 향상되었음을 알 수 있다.

VII. 결론 및 차후 연구 사항

OFDM시스템은 다수의 부반송파를 이용하여 데이터를 동시에 전송시키는 다중 반송파를 이용한 병렬 형태의 전송 방식이고 부반송파의 변조와 복조과정을 IFFT와 FFT를 이용하여 처리함으로써 변·복조 과정을 간단히 처리하는 장점이 있고 다중경로 페이딩에 강한 특성과 스펙트럼의 효율이 높다. 그러나 전송 채널 상에서의 전파 지연이 커질 경우 심볼 간 간섭과 채널 간 간섭에 의하여 시스템의 성능이 크게 저하되는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하고자 OFDM 시스템에서는 보호구간을 사용하고 다중경로 환경에서의 지연 전파로 인한 간섭을 제거하기 위하여 전송채널의 지연 시간보다 크게 하며 이 크기에 해당하는 길이만큼 OFDM 심볼의 뒷부분을 복사하여 심볼 앞에 삽입하는 순환확장 방식을 적용한다. 그러나 이러한 보호구간은 데이터 전송에 영향을 미치지 못하기 때문에 보호구간이 길어질수록 데이터 전송률이 저하되고 스펙트럼 효율도 저하된다. 또한 OFDM시스템은 다수의 부반송파를 적용할 때 주파수 스펙트럼을 단순 분할하여 이용하지 않고 부 반송파 상호간 스펙트럼이 중첩되도록 함으로써 스펙트럼 효율을 매우 높게 하고 있다. 이러한 중첩된 부반송파 스펙트럼은 채널 간 간섭 없이 복조를 하기 위하여서는 부 반송파 상호간에 직교성이 유지되지 않으면 안 된다. 따라서 OFDM 시스템은 부 반송파의 직교성이 완전히 유지되지 않으면 채널 간 간섭이 발생하고 이로 인하여 시스템의 성능이 크게 저하되는 단점이 있다. 이 때문에 OFDM시스템은 단일 반송파 시스템 비하여 주파수 오프셋이나 타이밍 오프셋 등이 매우 민감하다.

본 논문에서는 OFDM 시스템의 성능에 영향을 주는 주파수 오프셋에 수식적

으로 해석하였고 주파수 오프셋에 따른 시스템의 성능을 비교 하였다. OFDM 시스템은 주파수 오프셋이 10% 이상 발생할 경우에 error floor현상이 발생하였음을 알 수 있었다. 주파수 오프셋이 발생 하였을 때 시스템 성능을 향상시키기 위하여 원편파를 이용한 CP-OFDM을 제시하였다. 기수회 반사파의 수신을 억제함으로써 시간지연 분산을 최소화 하여 주파수 오프셋이 발생하였을 때 기존의 OFDM보다 시스템 성능이 1~3[dB]의 이득을 얻을 수 있었다.

차후 연구사항으로는 XCP-OFDM 시스템의 주파수 오프셋 성능 평가를 할 것이고 채널의 지연시간에 따라 보호구간의 길이를 가변적으로 적용하여 스펙트럼 효율과 데이터 전송률을 보다 더 향상 시킬 수 있는 보호구간 가변 적응 시스템에 대한 연구가 수행 되어야 할 것이다.

참고문헌

- [1] William C. Y. Lee. "Mobile Communications Design Fundamentals", Howard W. Sams & co., pp. 3-47,1986.
- [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 orthogonal 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 Parameters for High Data Rate Radio LAN's," Proc. VTC2000, pp. 1075-1079, 2000.
- [5] Richard Van Nee, Ramjee Prasad, "OFDM for wireless Multimedia Communications" Artech House Publishers, pp.229-253, 2000.
- [6] 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
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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
- [10] 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
- [11] M. Gudmundson and P. O. Andersson, "Adjacent channel interference in an OFDM system" IEEE Proc. VTC'96, Vo2, pp.918-922, Apr. 1996.
- [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] ISO 8802, "Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications" ISO 8802-11/D10, Jan. 1999
- [14] F. Classen and H. Myer, "Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels," Proc. VTC, pp1655-1659, 1994
- [15] 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
- [16] Akihiro Kajiwara, "On a Circular Polarization Wave Transmission in LOS Indoor Radio Channels", PIMRC A2.6, pp. 156-159, 1994.
- [17] 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.

감사의 글

부족한 저에게 부모님 같은 마음으로 항상 많은 관심과 충고를 아끼지 않으시고, 본 논문이 완성되기까지 지도 해주신 하덕호 교수님에게 진심으로 감사드립니다. 그리고 저의 미흡한 논문을 세심히 읽어주시고 조언과 충고 해주신 장주석 교수님, 정연호 교수님에게 감사드립니다. 대학원 과정동안 제게 많은 지식과 학업에 도움을 주신 정신일 교수님, 김석태 교수님, 윤종락 교수님, 김성운 교수님, 박규철 교수님에게도 감사드립니다.

대학원 생활 중 이동통신연구실에서 많은 조언과 도움을 주신 김병옥 박사님, 허양도 박사님에게 감사드립니다. 지난 생활 동안 항상 미흡한 후배였지만 형처럼 누나처럼 저를 아껴주시고 귀여워 해주신 이주현 박사님, 고연화 박사님에게 진심으로 감사의 마음을 전합니다. 그동안 동고동락하면서 생활한 김판신 선생님과 김홍진 선생님, 석사 김태홍, 학부생 친구, 규석, 인권에게 고마움을 전하고 연구실의 모든 선생님들에게도 감사의 마음을 전합니다.

항상 말없이 지켜 봐주시고 많은 힘과 용기를 주신 아버님, 어머님에게 진심 어린 감사를 드립니다. 그리고 힘들 때 마다 보고만 있어도 힘을 주게 한 조카 지용이와 지호, 사랑하는 누나와 매형에게 감사드립니다.

바쁜 업무에도 저에게 많은 관심과 도움을 주신 전자계산소 정갑규 계장님, 임석대, 정종수, 박상인, 박정현, 신승은, 문상범 선생님 등 많은 분에게 감사드립니다.

마지막으로 소중한 나의 친구 동한, 대회, 종만, 종석, 현도, 진호에게도 고마움을 전하고 항상 건강하며 웃음을 잃지 않기를 바랍니다.

2004년 1월 5일

안재성