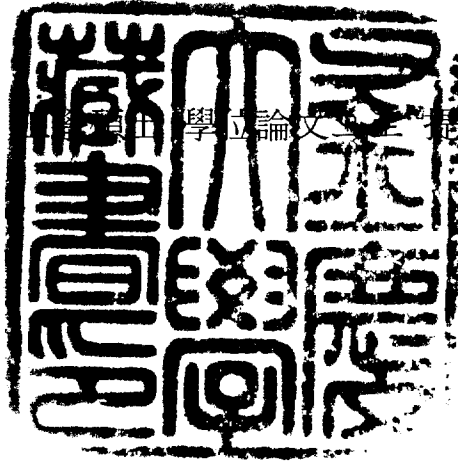


工學碩士 學位論文

무선멀티미디어 통신을 위한 OFDM의
변조기술에 관한 연구

指導教授 金 錫 泰

이 論文을 提出함



2002年 2月

釜慶大學校 産業大學院

情報通信工學科

姜 昊 奉

이 論文을 姜昊奉의 工學碩士
學位論文으로 認准함

2001年 12月 15日

主 審 工學博士 河 德 鎬 (印)

委 員 工學博士 尹 鍾 樂 (印)

委 員 工學博士 金 錫 泰 (印)

목 차

Abstract

I. 서 론	1
1. 연구의 배경 및 목적	1
2. 연구의 내용 및 범위	3
II. 전파특성 및 다중 접속 기술	4
1. 이동 무선 채널의 전파 특성	4
1.1 감쇠	4
1.2 다중로 영향	6
1.3 도플러 효과	10
2. 다중 접속 기술	12
2.1 FDMA	12
2.2 TDMA	14
2.3 CDMA	16
III. OFDM의 변조기술 성능분석	24
1. OFDM 시스템	24
1.1 OFDM 시스템 일반	26
1.2 OFDM 송수신기 구조	29
2. 성능분석	35
2.1 사용된 OFDM 모델	36
2.2 시뮬레이션 결과	40
IV. 결 론	46
참고문헌	48

A Study on the OFDM Modulation Technique for Wireless Multimedia Communication

Ho-Bong Kang

Department of Telematics Engineering
Graduate School of Industry
Pukyong National University

Abstract

There is a need of high data transmission rate for wireless multimedia communication and the OFDM is proposed as a suitable modulation technique for this purpose. The performance of the OFDM system has been examined by using computer simulations, and verified by a narrow bandwidth baseband signal experiment. Four performance criteria such as multipath delay spread, peak power clipping, channel noise effect, and start time error have been considered on bit error rate characteristics. Adopted modulation techniques for OFDM include DBPSK, DQPSK, D16PSK, and D256PSK.

It was found that DBPSK was best among four test environments. However, data capacity increases by using D256PSK compared with DBPSK, at the expense of the bit error rate. Thus, OFDM system performance may increase by choosing dynamically the modulation technique based on the type of data being transmitted.

In this paper, OFDM implementation for high data transmission system has been focused, but in practice should be adopted to improve the system performance several error correction techniques. Thus more investigation needs to be done on studying error correction schemes that would be necessary for high speed data transmission.

I. 서 론

1. 연구의 배경 및 목적

우리는 예부터 먼 곳에서 있는 사람과 정보를 교환하고 싶어했다. 이러한 요구와 맞물려 통신이 발전했다. 현대에 이르러서는 빠르게 그리고 많은 정보를 손실없이 전송하는 것이 통신의 목표가 되었다. 정보의 전송 수단인 주파수 대역은 무한한 것이 아니다. 한정된 주파수 대역을 효율적으로 이용하고 채널의 영향에 강한 통신 기술이 필요하다.

현대사회는 통신 매체를 이용한 다양한 정보가 창출되고 이 정보를 매체로 하여 새로운 가치를 부가 창출하는 이른바 고도 정보통신 사회로 발전해 가고 있다. 고속의 디바이스 창출과 디지털 기술을 근간으로 하는 고속의 전송기술 발달 그리고 고속 통신망의 발달에 힘입어 초고속 정보통신 사회를 눈앞에 두고 있다. 다양한 통신수단의 발달로 인하여 수신시에 일어나는 여러 가지 간섭 또한 복잡해져 가는 양상에 있다. 정확하고 빠른 데이터 전송을 위하여 소스 코딩(source coding) 기술의 발달과 전송시의 에러를 최소화하고 복원하기 위하여 채널 코딩(channel coding)의 기술이 발달되고 있으며 더불어 채널을 추정하여 보상하는 기술 또한 복잡해지고 있다.

이러한 시대적인 요구에 부응하기 위하여 새로운 전송기술이 창출되어 왔으며 그중 여러 개의 반송파를 이용하여 정보를 병렬로 전송하는 다중 반송파 방식도 여기에 해당한다 하겠다. 이러한 다중

반송파를 이용하여 전송하는 방식은 다중반송파 변조(MCM; Multi-Carrier Modulation), 직교 주파수 분할 다중화(OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 등의 다양한 이름으로 불리어지고 있으며, 이는 디지털 오디오 방송(DAB; Digital Audio Broadcasting)[1 - 4] 및 디지털 비디오 방송(DVB; Digital Video Broadcasting)[5] 등에 사용되고 있는 전송 기술이며, 지역 다지점 분배서비스(LMDS; Local Multi-point Distribution Service) 및 차세대 이동통신 전송 규격으로 제안되어 있다.

OFDM 방식은 주어진 주파수 대역을 여러 개의 좁은 대역으로 나누어 각각의 분할된 부채널을 통하여 데이터를 병렬로 전송하는 방식이다[6 - 8]. 이 때 각각의 부채널은 서로 직교성이 유지되면서 변조되도록 하기 위한 별도의 반송파를 사용하며, 결과적으로 많은 수의 반송파를 사용하여 데이터를 전송하게 되므로 OFDM은 다중 MCM 방식의 일종이다. OFDM이 고전적인 FDM과 다른점은 주파수 스펙트럼 사용 효율을 높이기 위해 각 부 채널간의 스펙트럼이 중첩되도록 한다는 점이다[6, 9].

OFDM 방식에서는 심볼과 심볼 사이에 보호구간이라고 하는 심볼시간에 비하여 작은 시간 구간을 설정함으로써 심볼사이의 간섭(ISI; Inter-Symbol Interference) 및 채널사이의 간섭(ICI; Inter-Channel Interference)을 완전히 제거할 수 있다[10]. 이 보호구간은 채널의 임펄스 응답 길이보다 크게 해 주어야 하며, 이렇게 함으로써 대역이 제한된 채널에서 심볼 신호의 시간이 확장되어도 심볼 주기 내에서 각 부반송파들 간의 직교성이 유지되므로 ICI를 제거할 수 있다. 또, 인접 심볼간에는 채널에서의 시간 확장이 보호구간 내로 제한되므로 심볼간 중첩이 생기지 않아서 ISI도 방지된다[8, 9].

2. 연구의 내용 및 범위

본 논문에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 무선멀티미디어 통신을 위한 OFDM의 각 변조방식에 따른 성능을 BER로 분석하였다. 시뮬레이션은 다중로지연 확산, 가우시안 채널 잡음, 침투 전력 Clipping 등이 포함된 가상의 채널환경에서 적용되었으며, 변조방법으로는 DBPSK, DQPSK, D16PSK, D256PSK를 가변하여 실험하였다. II장에서는 일반적인 이동 무선 채널의 전파특성과 다중 접속 기술에 대해 알아보았으며, III장에서는 OFDM의 변조기술에 대한 성능을 분석하였다. 마지막으로 IV장에서 결론을 맺는다.

II. 전파특성 및 다중 접속 기술

1. 이동 무선 채널의 전파 특성

이상적인 무선채널에서 수신 신호는 송신 신호의 완전한 재생인 단일 직접 경로 신호만으로 구성 될 것이다. 그러나, 실제의 채널에서 신호는 채널 전송 중 열화된다. 수신 신호는 송신 신호의 감쇠, 반사, 굴절 및 회절된 신호로 조합되어 구성된다. 이러한 모든 것 외에 채널은 신호에 잡음을 부가하며, 만약 송신기 또는 수신기가 움직이면 캐리어주파수를 천이 시킬 수 있다(도플러 효과). 신호에 대해서 이러한 영향을 이해한다는 것은 중요하다. 왜냐하면, 무선 시스템의 성능은 무선 채널 특성에 의존하기 때문이다.

1.1 감쇠

감쇠란 한 점에서 다른 점으로 전송될 때 신호 전력의 강하를 말한다. 이는 전송경로길이, 신호 경로상의 방해, 다중로 효과 등에 기인할 수 있다. 감쇠를 유발하는 무선전파 영향을 Fig. 2.1에서 보여준다. 송신기에서 수신기까지 가시선 신호를 방해하는 임의의 방해물은 감쇠를 유발 할 수 있다.

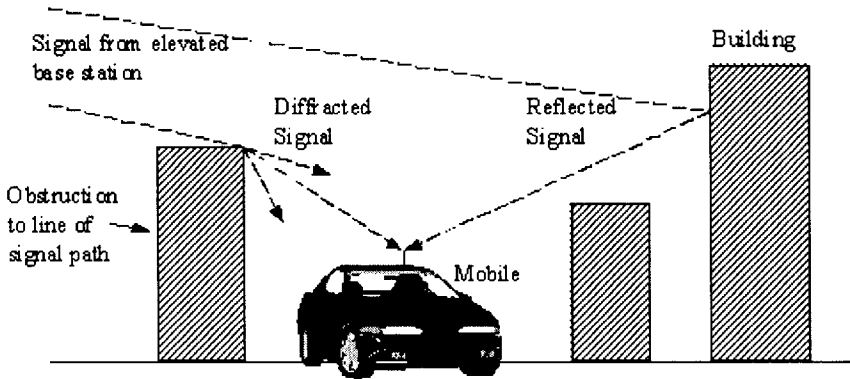


Fig. 2.1. Radio propagation effects

신호의 음영현상(Shadowing)은 송수신기 사이에 방해물이 있을 때마다 발생할 수 있다. 이는 일반적으로 건물이나 언덕에 의해 발생되며 가장 중요한 환경 감쇠 요인이다.

음영현상은 빌딩이 많은 밀집지역에서 가장 심하며 특히 건물이나 언덕에서 발생하는 큰 음영 때문에 문제를 일으킬 수도 있다. 한편 무선 신호는 방해물 경계에서 회절을 하게 되는데, 그 회절량은 사용한 무선 주파수에 따라 다르다. 즉, 낮은 주파수대에서는 높은 주파수대보다 회절이 더 크다. 음영현상을 극복하기 위해서 송신기는 보통 방해물 높이보다 높게 위치시킨다. 음영현상에 의한 감쇠 변화의 전형적인 값은 Table 2.1과 같다[11].

Table 2.1. Typical attenuation in a radio channel

표 현	음영현상에 의한 전형적인 감쇠
대도시	거리마다 20dB 변화
준도시	대도시보다 10dB 더 큰 신호전력
시 골	준도시보다 20dB 더 큰 신호전력
삼 립	3~20dB 신호 전력변화

음영현상은 결과적으로 신호전력의 변화율을 느리게 한다. 이러한 이유 때문에 음영현상은 장애물에 의하여 발생하는 페이딩으로써 느린 페이딩율을 가지기 때문에 느린 페이딩(Slow Fading)이라고도 부른다. 또한, 음영현상은 수신 전계 강도의 변화가 Log-Normal 확률분포함수를 따르기 때문에 Log-Normal 페이딩이라고도 부른다. 따라서, 이러한 점들을 감안해 볼 때 이동통신 시스템을 설계할 때는 지형의 변화도 고려하여야 한다.

1.2 다중로 영향

1.2.1 레일리 페이딩

무선링크에서 송신기의 RF신호는 언덕이나 빌딩 또는 차량과 같은 방해물로부터 반사될 수 있다. 이러한 반사는 수신기에 다중 전송로를 일으킨다. 다중 반사된 신호의 상대적 위상은 수신기에 보상 간섭 또는 역 위상 간섭을 유발할 수 있다. 이것은 매우 짧은 거리(전형적으로 반파장거리)에서 실험된다. 레일리 페이딩에 의해 생길 수 있는 감쇠의 크기를 Fig. 2.2에서 보여준다[12].

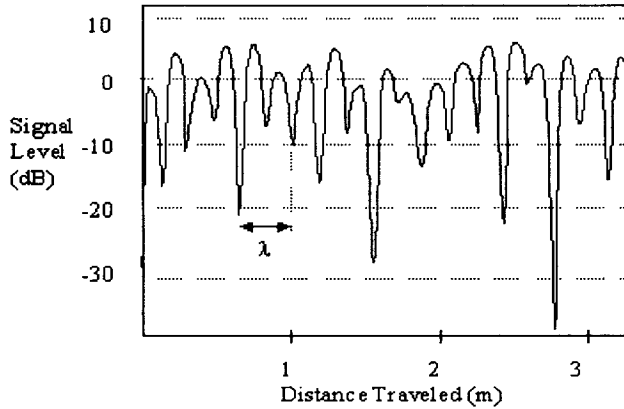


Fig. 2.2. Typical rayleigh fading while the mobile unit is moving(for at 900MHz)

레이리 분포는 보통 수신신호 전력의 통계적 시변 성질을 설명하는데 사용된다. 이는 페이딩에 의해 수신되는 신호레벨의 확률을 표현한다. 레이리 분포에 대한 신호 레벨의 확률은 Table 2.2에서 보는것과 같다[12].

Table 2.2. Cumulative distribution for rayleigh distribution

신호레벨 (중앙치로 dB)	주어진 값보다 적은 신호레벨의 확률%
10	99
0	50
-10	5
-20	0.5
-30	0.05

1.2.2 주파수 선택성 페이딩

임의의 무선 전송에서 채널의 스펙트럼 응답은 평탄하지 않다. 스펙트럼 응답은 반사에 의해 수신신호의 증폭과 위상을 변화시킨다. 페이딩은 수신기에서 임의의 주파수를 제거하게 한다. 가까운 방해물(땅, 건물, 나무 등)에 의한 반사는 직접신호와 비슷한 신호 전력의 다중로 신호를 유기 할 수 있다. 이는 결과적으로 역위상 간섭에 의해 수신신호 전력에 깊은 null을 유발할 수 있다.

협대역 전송에서 만약 주파수 응답의 null이 전송 주파수에서 생긴다면 전체 신호를 잃어버릴 수도 있다. 이는 두 가지 방법으로 부분적으로 극복할 수 있다. CDMA와 같은 스펙트럼 확산 신호를 이용하여 광대역 신호로 전송함으로써 페이딩에 대한 내성을 증가시킬 수 있다.

또, 다른 방법은 COFDM(Coded OFDM)[13]/OFDM 전송에서처럼 전송을 수많은 작은 대역폭의 캐리어로 분할하는 것이다. 원래의 신호는 넓은 대역폭으로 확산되며 스펙트럼상의 null은 모든 캐리어 주파수에서 발생하지 않을 것이다. 이는 단지 몇 개의 캐리어를 잃을 뿐이지 전체신호를 잃지는 않는다. 잃어버린 캐리어 정보는 충분한 순방향 에러정정(FEC; Forward Error Corrections)이 보내진다면 복구될 수 있다.

1.2.3 지연 확산

송신기로부터 수신된 무선신호는 전형적으로 직접신호와 빌딩이나 산 그리고 다른 구조물과 같은 방해물에 의한 반사의 합으로 구성된다. 반사된 신호는 임의의 경로 길이 때문에 직접파 신호보다 늦은 속도로 도착한다. 그래서, 송신 펄스의 도착시간을 약간 달리

만들며 수신 에너지를 확산시킨다. 이와 같이, 수신기 측면에서 본 처음 도착 신호와 마지막 다중로 신호사이의 시간지연을 지연 확산이라고 한다. 디지털 시스템에서 지연 확산은 ISI를 유발할 수 있다. 이는 다음 심볼과 중첩되는 지연된 다중로 신호 때문이다. 이 ISI는 특히 TDMA를 사용할 때와 같은 고속의 시스템에서 큰 에러를 유발할 수 있다.

수신신호의 지연 확산에 의한 ISI의 영향을 Fig. 2.3에서 보여준다. 이 영향은 지연 확산이 비트 시간의 약 50%보다 클 때 매우 뚜렷해지기 시작한다.

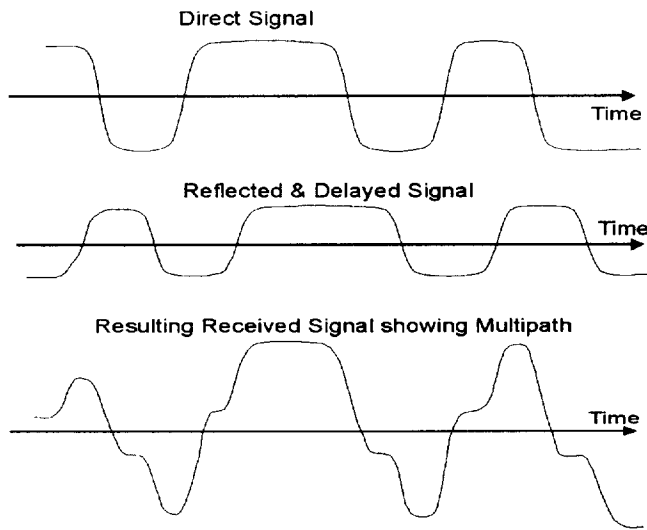


Fig. 2.3. Multipath delay spread

여러 가지 환경에서 발생할 수 있는 전형적인 지연확산을 Table 2.3에서 보여준다. 실외 환경에서의 최대 지연 확산은 거의 $20\mu\text{s}$ 이며, 따라서 ISI 현상은 25kbps 만큼의 낮은 비트율에서도 발생할 수 있다.

Table 2.3. Typical delay spread

환경 또는 원인	지연확산	최대 경로장 차
실내(방)	40ns ~ 200ns	12m ~ 60m
실외	1 μ s ~ 20 μ s	300m ~ 6km

ISI는 여러 가지 방법으로 최소화할 수 있다. 한가지 방법은 각 채널에 대한 데이터율을 줄임으로서 심볼율을 줄이는 것이다. 즉, FDM을 사용하여 대역폭을 더 많은 채널로 분할하는 것이다. 또, 다른 방법은 CDMA처럼 ISI에 견디는 부호화 기술을 사용하는 것이다.

1.3 도플러 효과

전파원과 수신기가 서로 움직이고 있을 때 수신신호의 주파수는 파원과 같지 않을 것이다. 이들이 서로를 향해 움직일 때 수신 신호의 주파수는 파원보다 크게 되며 서로 근접할 때 주파수는 줄어든다. 이를 도플러 효과라 한다. 이러한 예는 자동차가 서로 가까이 될 때 자동차소리의 피치 변화이다. 이 효과는 이동 무선 시스템을 개발할 때 중요한 요소가 된다. 도플러 효과에 의한 주파수 변화량은 전파의 전파속도와 송수신사이의 상대 운동에 의존한다. 도플러 주파수 천이 Δf 는 식(2-1)과 같이 쓸 수 있다.

$$\Delta f \approx \pm f_o \frac{v}{c} \quad (2-1)$$

여기서, Δf 는 수신기에서 본 소스 주파수의 변화이며, f_0 는 소스의 주파수, v 는 송수신 사이의 속도차, c 는 광속이다.

예를 들면, $f_0=1\text{GHz}$, $v=60\text{km/hr}$ (16.67m/s)일 때 도플러 천이는 55Hz 이며, 이 캐리어는 일반적으로 전송에 영향을 주지 않는다. 그러나, 만약 전송기술이(예를 들면 COFDM) 캐리어 주파수 오프셋에 민감하거나, 상대속도가 클 때(예를 들면 LEO위성) 도플러 천이는 큰 문제를 유발 할 수 있다.

2. 다중 접속 기술

다중 접속 기술은 수많은 동시 사용자가 똑 같은 고정된 대역폭의 무선 스펙트럼을 사용하도록 하는데 사용된다. 임의의 무선 시스템에서 할당된 대역폭은 항상 제한되어 있다.

이동 전화시스템에서 총 대역폭은 전형적으로 50MHz이며, 이는 시스템의 순방향과 역방향 링크를 공급하기 위해 반으로 분할된다. 스펙트럼을 공유하는 것은 임의의 무선망의 사용자 용량을 높이기 위해 필요하다.

주파수분할 다중접속(FDMA; Frequency Division Multiple Access), 시분할 다중접속(TDMA; Time Division Multiple Access), 부호분할 다중접속 또는 코드분할 다중접속(CDMA; Code Division Multiple Access)이 무선 시스템에서 허용대역폭을 다중사용자가 공유하는 3가지 중요한 방법이다. 여기에는 많은 응용이 있으며 OFDM에서 다중접속방법으로 FDMA, TDMA, CDMA가 모두 고려될 수 있다. 그래서, 3개의 중요한 방법을 이해하는 것은 이 방법을 응용하기 위해 필요하다.

2.1 FDMA

FDMA는 사용자들이 이용 가능한 전체 주파수 대역을 일정한 크기의 채널 대역으로 나누고 각각의 사용자들에게 서로 독립적인 주파수 채널을 할당하여 사용자가 자신의 채널을 통해서만 인공위성 또는 기지국과 통화하도록 하는 다중접속방식이다. 각 사용자는 자

신만의 채널로 통화를 송수신하므로 간섭이 발생하지 않는다. 이때 각 사용자에게 할당되는 채널들 사이에는 보호 대역이라고 부르는 일정한 크기의 주파수 대역을 두어 인접 채널간 간섭을 최소화시킨다.

각 사용자에게 할당되는 주파수 채널 대역을 좁게 하거나 보호대역을 좁게 사용하면 주파수 이용효율은 높아지지만 각 사용자 신호의 전송율이 낮아지거나 정교한 필터가 필요해지고 혼신의 우려가 있다. 또한, 이용할 수 있는 전체 주파수 대역이 제한되어 있으므로 사용자의 수를 늘리는데도 한계가 있다. 그러나, 이 방식은 연구가 많이 되어 완성도가 높은 기술로써 구현이 간단하다[14].

FDMA의 사용을 Fig. 2.4에서 보여주며, 여러 채널로 허용대역폭을 할당하는 것을 Fig. 2.5에서 보여준다.

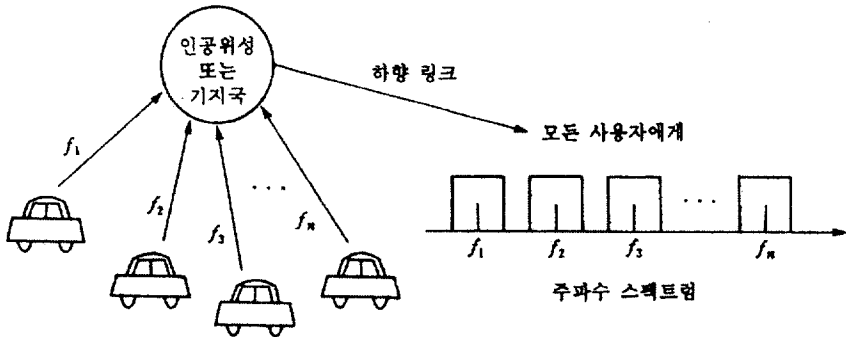


Fig. 2.4. Frequency division multiple access (FDMA)

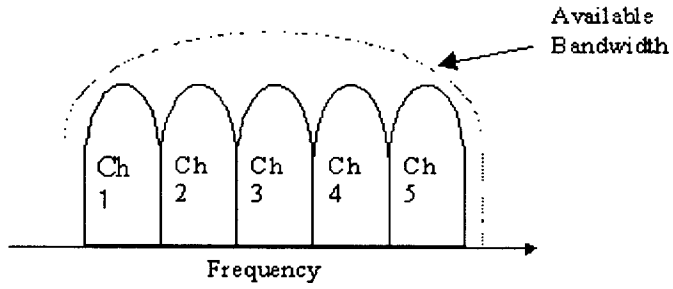


Fig. 2.5. FDMA spectrum, where the available bandwidth is subdivided into narrower band channels

2.2 TDMA

TDMA는 허용 스펙트럼을 다중의 time slot으로 나누어 각 사용자에게 하나의 time slot을 주며 이를 이용하여 송수신을 할 수 있게 하는 다중접속방식으로 Fig. 2.6과 같다.

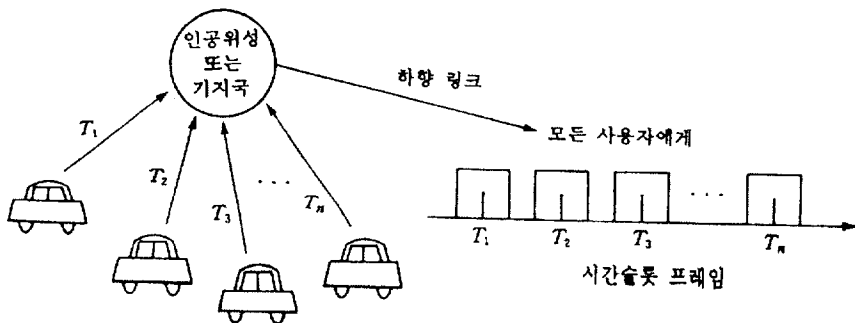


Fig. 2.6. Time division multiple access (TDMA)

여기서, 각 사용자가 프레임(frame)당 하나의 time slot을 할당받아 round robin방법으로 time slot이 사용자들에게 어떻게 공급되는가를 Fig. 2.7에서 보여준다.

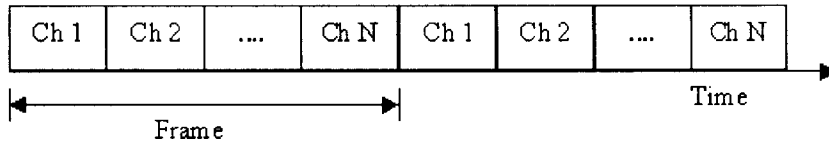


Fig. 2.7. TDMA scheme where each user is allocated a small tile slot

TDMA 시스템은 버퍼(buffer)와 버스트(burst) 방법으로 데이터를 송신한다. 즉, 각 채널의 전송은 연속적이지 못하다. 송신할 입력 데이터는 사전 프레임에 대해 버퍼되며, 그 채널의 time slot동안 높은 율로 버스트 전송된다. TDMA는 버퍼링이 필요하므로 아날로그 신호를 곧바로 보낼 수 없다. 즉, 디지털 데이터를 송신할 때만 사용한다. TDMA는 전송율이 일반적으로 매우 높기 때문에 다중로 영향을 받을 수 있다. 이는 ISI를 일으키는 다중로 신호 때문에 이와 같은 영향이 발생한다. TDMA는 총 허용대역폭을 여러개의 채널로 나누기 위해 보통 FDMA와 연결하여 사용된다. 이는 낮은 데이터율이 사용되도록 하며, 채널당 사용자수를 줄이기 위해 행해진다. 이는 전송중 지연 확산 효과를 줄이는데 도움이 된다.

TDMA 기술은 이미 오랫동안 위성 통신에 사용되어 왔으며 최근에는 이동 통신에서도 많이 사용하고 있다. 그러나, 이동 통신에서의 채널 특성은 위성 통신의 채널 특성과 다르고, 위성 통신에 비해

협대역이다. 이동 통신 응용에서 TDMA 방식은 광대역 TDMA와 협대역 TDMA로 나눌 수 있는데 미국과 일본의 경우 협대역을, 유럽의 경우 광대역을 채택하였으나 양 시스템은 실제로 사용자가 전체 주파수 내에서 할당된 주파수 채널과 time slot으로 할당된 채널을 모두 사용하므로 FDMA와 TDMA를 결합한 것이다[14].

2.3 CDMA

CDMA는 주파수 채널과 time slot을 동시에 적용하는 개념의 스펙트럼 확산 기술이다. CDMA에서 좁은 대역 메시지(전형적으로 디지털 된 음성 데이터)는 의사 불규칙(PN; Pseudo Noise) 부호인 큰 대역폭 신호에 곱해진다. CDMA 시스템의 모든 사용자는 같은 주파수 대역을 사용하며 동시에 전송된다. 송신신호는 수신신호를 송신기에서 사용했던 PN 부호와 상관시킴으로서 복구된다. CDMA에 대한 기본개념도는 Fig. 2.8에서 보는 것과 같다[15].

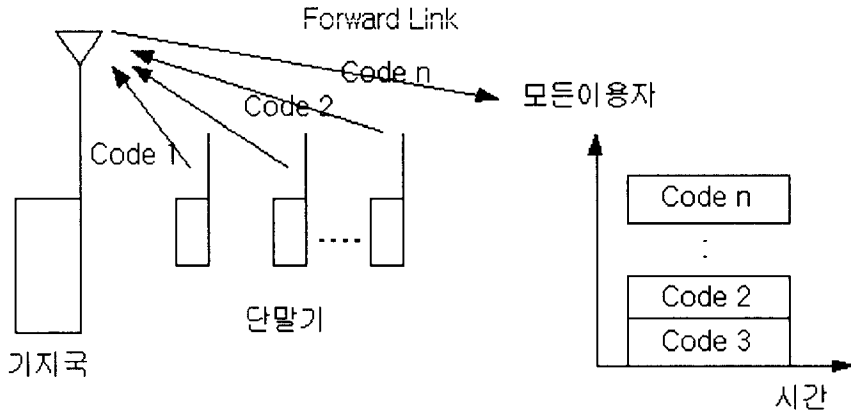


Fig. 2.8. Basic concept of CDMA

CDMA 기술은 원래 2차 대전 중 재밍(Jamming)환경에서 비밀통신을 목적으로 군에서 개발되었으며, CDMA의 특징은 다음과 같다.

- ① 잡음에 강함
- ② 다중경로 페이딩 현상을 줄이거나, 감소시킬 수 있음
- ③ 주파수대역을 다른 사용자와 공유할 수 있음
- ④ 보안성이 뛰어나
- ⑤ 소비전력이 적게 들며 소형 경량화가 가능
- ⑥ CDMA 모드에서 위성통신이 가능
- ⑦ 비화도가 높다

수년동안 스펙트럼 확산 기술은 군용용에 유일한 방법으로 생각되어 왔다. 그러나, LSI와 VLSI의 빠른 개발로 상용 시스템이 사용되고 있다.

2.3.1 CDMA 처리 이득

스펙트럼 확산 기술을 이해하기 위해 필요한 가장 중요한 개념 중 하나는 처리 이득이다. 시스템의 처리 이득은 확산과 역확산 처리에 의한 스펙트럼 확산 시스템에서의 이득 또는 신호대 잡음비이다. 시스템의 처리이득은 원래의 데이터율에 대해 사용한 스펙트럼 확산 대역폭의 비와 같다. 즉, 처리이득은 식(2-2)와 같이 쓸 수 있다.

$$G_p = \frac{BW_{RF}}{BW_{info}} \quad (2-2)$$

여기서, BW_{RF} 는 데이터가 확산된 후의 송신대역폭이며, BW_{info} 는 송신정보의 대역폭이다.

CDMA 전송의 과정을 Fig. 2.9에서 보여준다. 송신할 데이터(a)는 PN 부호와 곱해진 후 변조됨으로서 전송전에 확산되며, 이는 (b)와 같은 스펙트럼이 된다. 이 예에서 처리이득은 스펙트럼 확산대역폭이 데이터 대역폭의 125배이므로 125가 된다. (c)는 수신된 신호의 스펙트럼을 보여주며 이는 요구신호, 배경잡음 및 다른 CDMA 사용자나 무선 source로부터의 간섭된 신호의 합이다. 수신신호는 이 신호를 원래의 확산 부호로 곱함으로써 복구되며, 이 과정은 희망 수신신호를 원래의 송신데이터로 역확산 하게 한다. 그러나, 사용한 PN 부호와 상관이 없는 다른 모든 신호는 오히려 더욱 확산되게 된다. (d)에서의 희망 신호는 넓게 확산된 간섭과 잡음 신호를 제거하기

위해 다시 필터링 된다.

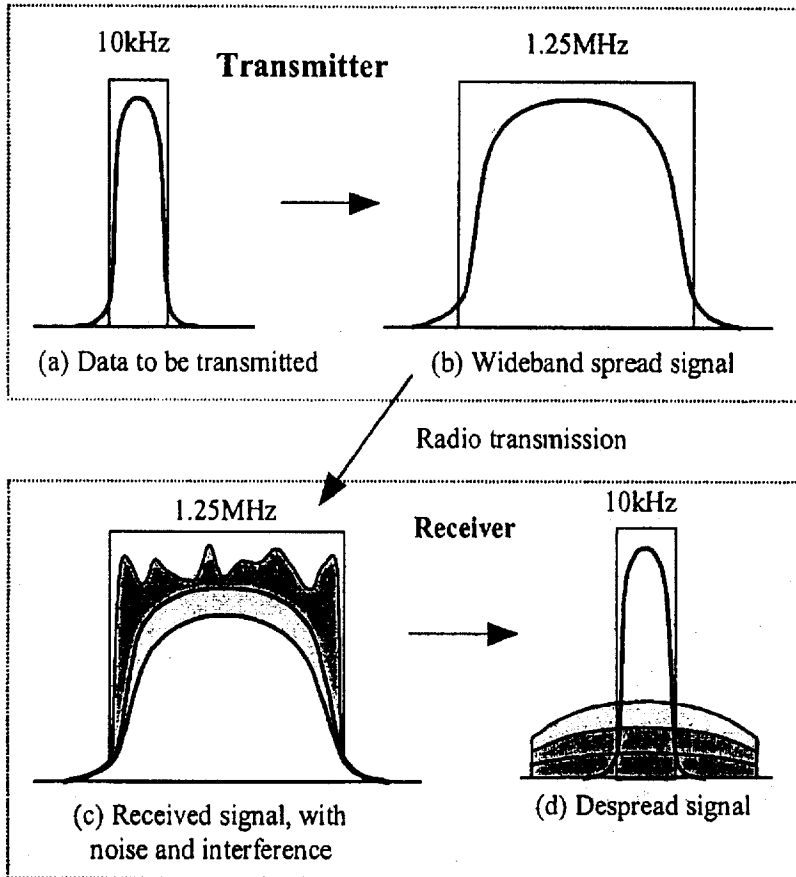


Fig. 2.9. Basic CDMA transmission

2.3.2 CDMA 신호 발생

CDMA에서의 확산신호는 데이터 신호에 PN 부호를 곱해서 얻는다. PN 부호는 데이터의 비트율보다 훨씬 높은 chip율을 가진다. PN 부호 계열은 랜덤하게 변화하는 1과 0(chip이라 부름)의 계열이다. 데이터는 PN 계열과 Mod-2를 가산함으로써 변조된다. 또한, 데이터와 PN 부호가 1과 0대신에 1과 -1이라도 신호를 PN 부호와 곱해서 얻을 수 있다. 기본적인 CDMA 송신기를 Fig. 2.10에서 보여준다.

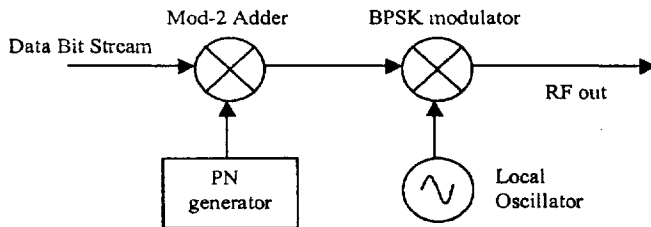


Fig. 2.10. Simple direct sequence modulator

데이터를 확산하기 위해 사용된 PN 부호는 두 가지 주요한 형태일 수 있다. Short PN 부호(전형적으로 10-128chip 길이)는 각 데이터 비트를 변조하기 위해 사용할 수 있다. 그리고 나서 Short PN 부호는 매 데이터 비트마다 반복되며 수신기에서 빠르고 간단한 동기를 허용한다.

Chip 길이가 10인 Short PN 부호를 사용하는 CDMA 신호 발생

을 Fig. 2.11에서 보여준다. 또, 다른 방법으로는 Long PN 부호를 사용할 수 있다. Long PN 부호는 일반적으로 길이가 수천 내지 수백만 chip이다. 즉, 가끔만 반복 사용되며, 이러한 이유 때문에 Long PN 부호는 복호하기 어려우므로 보안을 요구하는데 사용된다.

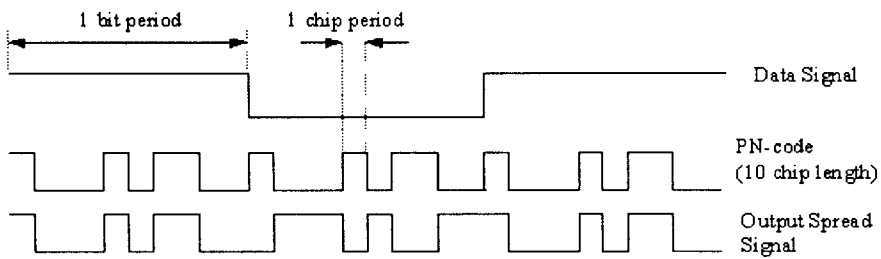


Fig. 2.11. Direct sequence signals

2.3.3 CDMA 순방향 링크와 부호화

기지국에서 이동국으로의 CDMA 순방향 링크는 같은 채널상의 다중 사용자를 분리하기 위해 Walsh 부호라 하는 특별한 직교 PN 부호를 사용할 수 있다. 이는 Walsh 행렬에 기초하며, Walsh 행렬은 2진 원소를 가지는 정방 행렬이며, 차원은 2의 멱이다. 이는 $Walsh(1) = W_1 = 0$ 을 기본으로 발생되며, 식(2-3)과 같이 표현한다.

$$W_{2n} = \begin{bmatrix} W_n & W_n \\ W_n & \overline{W_n} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

여기서, W_n 은 n 차원의 Walsh 행렬이다. 예를 들면, 아래 행렬과 같다.

$$W_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad W_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Walsh 부호는 직교이며, 임의의 두 행의 적(dot)은 0임을 의미한다. 이는 임의의 두 행에 대해 비트의 절반수는 정합 되고, 나머지는 정확히 정합 되지 않는다는 사실에 기인한다. 따라서, Walsh 행렬의 각 행은 CDMA 시스템에서 한 사용자의 PN 부호로 사용될 수 있다. 이렇게 함으로서 각 사용자로부터의 신호는 모든 다른 사용자에게 대해 직교이며, 결과적으로 신호사이에 ISI를 일으키지 않는다. 그러나, Walsh 부호로 동작하게 하기 위해 모든 사용자로부터의 송신칩은 동기 되어야 한다. 만약, 한 사용자에게 의해 사용된 Walsh 부호가 모든 다른 사용자의 Walsh 부호에 대해 칩주기의 1/10보다 크도록 시간 천이 되었다면 이 때 직교 성질을 잃어버리며, 이는 사용자간 ISI를 일으키게 한다. 순방향 링크에서 모든 사용자에게 대한 신호는 기지국으로부터 생기며 신호를 쉽게 동기 하도록 한다[16].

2.3.4 CDMA 역방향 링크 부호화

역방향 링크는 순방향 링크와 다르다. 왜냐하면, 각 사용자로부터의 신호는 순방향 링크에서와 똑같은 Source로부터 발생하지 않기

때문이다. 각 사용자로부터의 전송은 전파지연과 동기 에러에 의해 서로 다른 시간으로 도착할 것이다. 사용자 사이의 피할 수 없는 타이밍 에러에 의해 이들이 더 이상 직교가 아니기 때문에 Walsh 부호를 사용하기 어렵다. 이러한 이유 때문에 무 상관이지만 직교가 아닌 간단한 의사랜덤 계열이 각 사용자의 PN 부호로 사용된다.

Ⅲ. OFDM의 변조기술 성능분석

1. OFDM 시스템

전송채널의 신호왜곡 특성과 SNR(Signal to Noise Ratio)는 그 채널을 통한 정보의 전송대역폭과 결합하여 전송하고자 하는 정보량에 한계최대치를 부여하게 된다. 이러한 한계에 도달하기 위한 노력은 채널 등화기(channel equalizer), 채널 부호화기(channel coder) 등의 형태로 나타나게 되었으며, 전송 정보량이 채널의 전송한계에 매우 가까이 접근 되어가고 있다.

이러한 한계를 극복하기 위한 방법의 한 가지로서 제안된 시스템이 여러개의 반송파를 이용하여 정보를 전송하는 OFDM 시스템이다. 이 방식은 제한된 전송대역을 여러개의 좁은 전송대역(부채널)으로 나누어 각각의 부채널을 통하여 동시에 정보를 전송하는 방식이다. 이 방법은 전송대역의 분할 개수를 늘일수록 나뉘어진 각각의 전송대역의 신호왜곡 특성이 거의 선형적으로 또는 상수로의 근사화가 가능하게 한다. 이는 전체대역을 하나의 반송파로서 전송하는 방식에 비하여 채널 등화기의 구조를 간단하게 하며 각각의 대역을 통한 정보의 전송량을 최적화 시킬 수 있다[17]. 따라서, 이 방식은 같은 대역폭을 사용하는 단일 반송파방식에 비하여 상대적으로 많은 정보를 전송할 수 있게 된다. 즉, 전송대역에 대한 효율적인 이용이 가능하게 되는 것이다. 또한, 전송대역의 분할 개수가 늘어나

게 되면 각각의 부채널을 통한 전송신호의 심볼 주기가 길어지게 되므로 임펄스(impulse)잡음과 같은 형태의 신호 ISI에 대해서도 전체 신호가 왜곡되지는 않으므로 이러한 형태의 잡음에 약한 단일 반송파 방식과는 달리 강한 면모를 보인다.

OFDM 시스템은 1960년대 중반에 chang의 연구 논문에서 제한된 대역에서 ISI 및 ICI 없이 전송할 수 있음을 보였으며[10, 18], Saltzberg에 의하여 성능분석이 이루어짐으로 인하여 연구가 활성화 되었다[19]. 1971년 Weinstein과 Ebert가 이산 푸리에 변환(DFT; Discrete-Fourier Transform)에 의하여 OFDM의 구현가능 함을 보였다[20]. 이로 인하여 OFDM 시스템의 구현이 쉬워짐으로 인하여 OFDM 연구의 기폭제가 되기도 하였다. 1980년 Peled와 Ruiz에 의하여 CP(Cyclic Prefic)가 직교성 문제를 해결할 수 있음을 보였다 [21]. 이전에는 보호구간(Guard Space)으로 영(Zero)를 사용하였는데 CP를 사용함으로 인하여 페이딩 채널에서 직교성을 유지할 수 있게 되었다. 대부분 OFDM 시스템에서는 직각펄스(Rectangular Pulse)를 사용하여 펄스모양형성(Pulse Shaping)을 하였지만 최근에는 다른 방법에도 많은 연구가 되고 있다[22].

고속 디지털 전용선망(High speed Digital Subscriber Loop)의 경우 OFDM 신호를 이용한 모뎀의 적용이 매우 용이하게 되어 이에 대한 연구가 활발히 진행되어 가고 있는 중이다. 또한, 다중경로 페이딩이 존재하는 채널을 통한 신호 전송의 경우에는 다중경로를 통과함으로서 발생하는 신호의 지연 및 시간에 따라 변화하는 감쇄특성에 의하여 수신신호에 왜곡이 발생하게 되나, OFDM 변조방식을

이용한 모뎀을 사용함으로써 신호의 왜곡을 줄일 수 있다. 무선 채널에서 OFDM 변조방식을 응용하기 시작한 것은 유럽의 DAB에 대한 연구이다. DAB에 대한 연구는 1980년대 후반부터 유럽에서 시작되었고, 미국에서는 1990년대 들어와서야 이의 중요성을 인식하고 이 분야에 대한 연구를 진행하고 있는 상태이다. DAB와 더불어 DVB도 OFDM 전송방식을 채택하였으며, 소비자의 고품질 요구를 만족하기 위한 LMDS는 무선 멀티미디어로 발전되고 있다.

1.1 OFDM 시스템 일반

OFDM은 Multi-carrier 전송기술이고, 허용스펙트럼을 많은 캐리어로 나누며, 각 캐리어는 낮은율의 데이터 스트림에 의해 변조된다. OFDM은 다중 사용자 접속이 허용 대역폭을 다중채널로 나누어 사용자에게 할당하여 만드는 FDMA와 유사하다. 그러나, OFDM은 채널을 서로 더 가까이 위치시킴으로서 스펙트럼을 훨씬 더 효과적으로 사용한다. OFDM은 가까이 배치된 캐리어 사이의 간섭을 막기 위해 모든 캐리어를 서로 직교하게 함으로서 만들 수 있다. 즉, 높은 주파수 효율을 얻기 위해 부반송파들의 주파수 응답은 중첩되고 서로 직교이다. 이를 위해 인접 부반송파간의 주파수 간격은 한 심볼 주기의 역수가 된다. 이를 그대로 OFDM이다. ISI를 제거하기 위해 심볼 사이에 보호구간(guard interval)을 삽입한다. OFDM 시스템에서는 보호구간에 Null 신호 대신에 유용한 심볼의 마지막 부분을 복사하여 삽입한다. 이를 Cyclic prefix라고 한다. 이를 Fig. 3.1에

나타내었다. 비록 Cyclic prefix가 Null 신호를 삽입한 경우에 비해 SNR 관점에서 손실이지만, 부가적으로 얻는 이득에 비해 작은 비용 일 뿐이다. 신호가 시간 확산적(time dispersive) 채널을 통과하더라도 채널의 임펄스응답보다 긴 Cyclic prefix를 추가하면 인접 부채널 간의 간섭을 제거하고, 부 반송파간에 직교성은 유지된다[23].

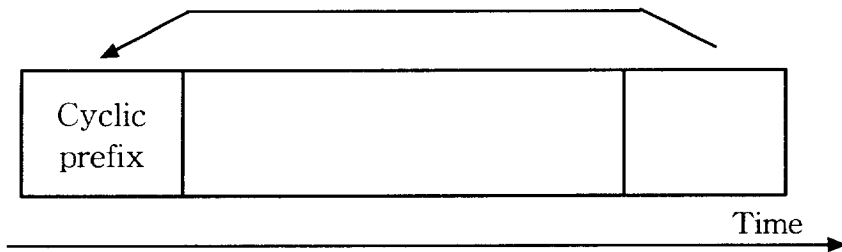


Fig. 3.1. Cyclic prefix

COFDM은 OFDM과 같으며 단지 FEC가 전송전에 신호에 적용된 것만 다르다. COFDM은 주파수 선택성 페이딩, 채널 잡음, 다른 전파효과로부터 잃은 캐리어에 의해 전송 중 생긴 에러를 극복한다.

FDMA에서 각 사용자는 모든 사용자 정보를 전송하기 위해 사용하는 단일 채널을 전형적으로 할당한다. 각 채널의 대역폭은 전형적으로 음성통신의 경우 10kHz~30kHz이다. 그러나, 음성을 위한 최소 필요 대역폭은 단지 3kHz이다. 할당된 대역폭은 서로가 간섭하는 것으로부터 채널을 보호하기 위해 필요한 최소량보다 더 넓게 한다. 이러한 임의의 대역폭은 이웃 채널로부터의 신호가 필터링 되도록 하며, 송수신기의 중심주파수에서의 임의의 드리프트(drift)를 허용한

다. 전형적인 시스템에서 총 스펙트럼의 50%까지가 채널사이의 임의의 공간 때문에 낭비된다. 이 문제는 채널 대역폭이 더 좁게 되며, 주파수 대역이 증가할 때 더욱 나쁘게 된다. 대개의 디지털 전화 시스템은 디지털화된 음성을 압축하기 위해 보코더(Vocoder)를 사용한다. 이 보코더는 각 사용자에게 필요한 대역폭을 줄임으로서 시스템 용량을 증대시킨다. 현재의 보코더는 그 소리의 품질과 사용 형태에 따라서 4~13kbps 사이의 데이터율이 필요하다[24]. 즉, 각 사용자는 QPSK 변조를 사용해서 2~7kHz사이의 최소 대역폭만이 필요하다. 그러나, 간단한 FDMA는 이러한 좁은 대역폭을 매우 효과적으로 조절하지 못한다.

TDMA는 여러 사용자에게 의해 사용된 더 넓은 대역폭 채널을 사용함으로써 이 문제를 극복한다.

다중 사용자들은 time slot에 그들의 데이터를 보냄으로서 같은 채널을 접속한다. 즉, 데이터율이 낮은 많은 사용자들이 스펙트럼이 효과적으로 사용될 수 있도록 충분한 대역폭을 갖는 단일 채널로서로 전송하도록 조합할 수 있다.

그러나, TDMA도 중요한 문제가 있다. 채널의 timing slot에 의해 사용자 사이의 변화에 관계된 오버헤드(overhead)가 있다. 또, 디지털 데이터의 심볼 주기가 짧아 ISI를 극복하기 위해 등화기가 필요하고, 시간 보호구간도 필요하며, 수신시에 비트 시간 복구, 프레임 동기 등이 필요하다. 이는 각 채널에서 충분히 보낼 수 있는 사용자 수를 제한한다. 더욱이 각 채널의 심볼율이 높아(채널은 다중 사용자로부터의 정보를 조절하기 때문에) 다중로 지연 확산 문제를 유발

한다.

OFDM은 FDMA와 TDMA에서 가지는 대부분의 문제점들을 극복한다. OFDM은 허용대역폭을 수많은 협대역 채널(전형적으로 100~8000)으로 분할한다.

각 채널의 캐리어는 서로 직교이며 FDMA에서의 오버헤드를 없앴으로서 각 채널이 서로 매우 가깝도록 허용한다. 이것 때문에 TDMA에서처럼 사용자들이 time multiplex할 큰 필요성이 없다. 즉, 사용자들 사이의 스위칭에 관계된 오버헤드는 없다. 캐리어들이 직교라는 의미는 각 캐리어가 심볼 주기에 대해 정수배의 사이클을 가진다는 의미이다. 이 때문에 각 캐리어의 스펙트럼은 시스템내 다른 캐리어의 각각의 중심 주파수에서 null을 가진다. 이 null은 캐리어 사이의 ISI가 없다는 의미이며, 이론적으로 가능한 만큼 가까이 위치하도록 한다. 이는 FDMA에서 필요한 오버헤드 캐리어간격 문제를 극복한다. OFDM에서의 각 캐리어는 매우 좁은 대역폭(예를 들면 1kHz)을 가지며 결과적으로 심볼율은 낮다. 이는 지연 확산이 큰 ISI를 유발하기 위해 매우 길어야 하기 때문에(예를 들면 5000 μ s 이상) 다중로 지연 확산에 신호가 견딜 수 있게 한다.

1.2 OFDM 송수신기 구조

OFDM 송신기와 수신기의 기본구조는 Fig. 3.2와 같다. 송신기에서는 직렬 입력 데이터를 병렬로 변환한 데이터 심볼 $\{C_{l,k}\}$ 를 각각의 부채널 주파수 w_k 로 변조하여 모두 합한 다음 채널로 내보낸다.

수신기에서는 각 부채널 주파수로 복조한 다음 1주기동안 적분하고 샘플링하여 데이터 심볼을 결정하여 직렬로 변환한다.

집적회로 기술의 발전으로 실제의 OFDM 시스템은 고속의 디지털 신호처리를 사용하여 구현하며, 이 DSP칩을 사용하면 간단히 구현된다.

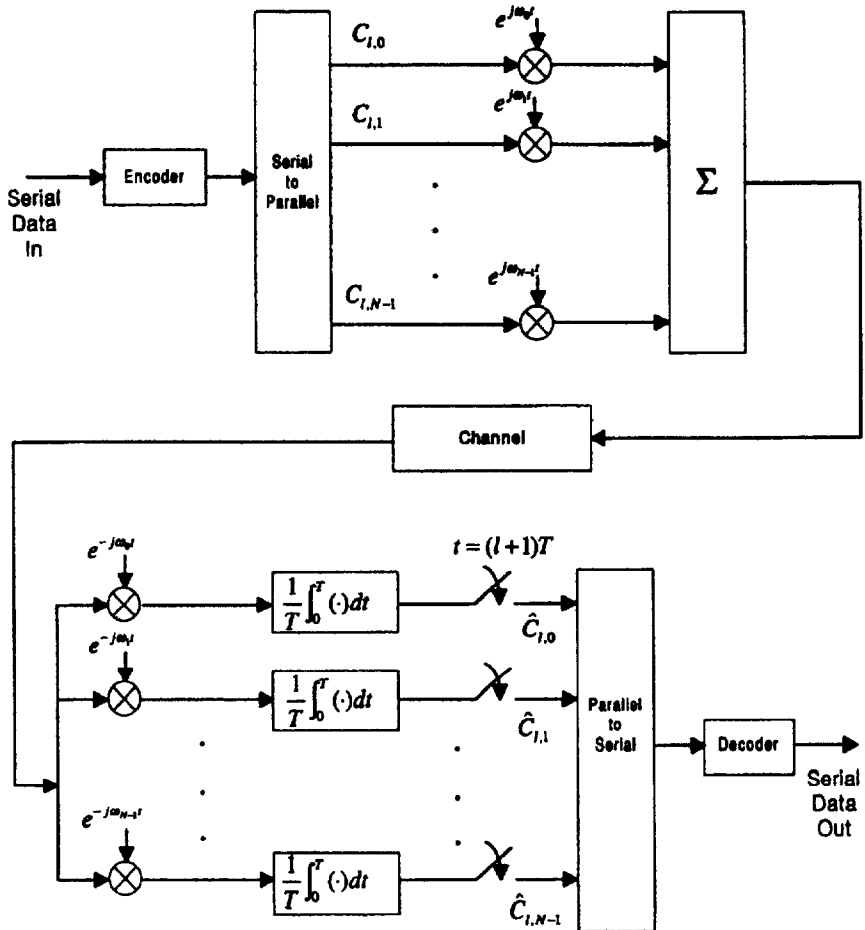


Fig. 3.2. The structure of OFDM transmitter and receiver

1.2.1 OFDM 신호의 발생

OFDM을 성공적으로 발생하기 위해 모든 캐리어 사이의 관계는 캐리어의 직교성을 유지하기 위해 조심스럽게 제어되어야 한다. 이것 때문에 OFDM은 입력 데이터와 사용된 변조기술에 기초하여 필요한 스펙트럼을 처음으로 선택함으로써 발생된다. 만들어진 각 캐리어는 데이터가 전송되기 위해 할당된다. 그리고, 캐리어의 필요한 진폭과 위상은 변조기술(전형적으로 차동 BPSK, QPSK, QAM)에 기초해서 계산된다. 그 후 필요한 스펙트럼은 IFFT를 이용하여 시간영역 신호로 역변환 된다. 대부분의 응용에서 IFFT가 사용된다. IFFT는 변환을 매우 효과적으로 수행하며, 만들어진 캐리어가 직교임을 보증하는 간단한 방법을 제공한다. FFT는 순환 시간영역 신호를 등가 주파수 스펙트럼으로 변환한다. 이는 직교 정현성분의 합으로 만들어진 등가 파형을 구함으로서 행해진다. 정현성분의 진폭과 위상은 시간 영역신호의 주파수 스펙트럼을 나타낸다. IFFT는 역작업을 하며 스펙트럼(각 성분의 진폭과 위상)을 시간 영역 신호로 변환한다. IFFT는 2의 멱길이인 많은 복소 데이터 점들을 같은 수의 점으로 구성된 시간 영역 신호로 변환한다. FFT나 IFFT에서 사용한 주파수 스펙트럼에서의 각 데이터 점은 bin이라 부른다.

OFDM 신호에 필요한 직교 캐리어는 각 bin의 진폭과 위상을 세트하고 IFFT를 수행함으로써 쉽게 발생할 수 있다. IFFT의 각 bin은 직교 정현 집합의 진폭과 위상에 대응하기 때문에 역작업은 만들어진 캐리어가 직교임을 보증한다.

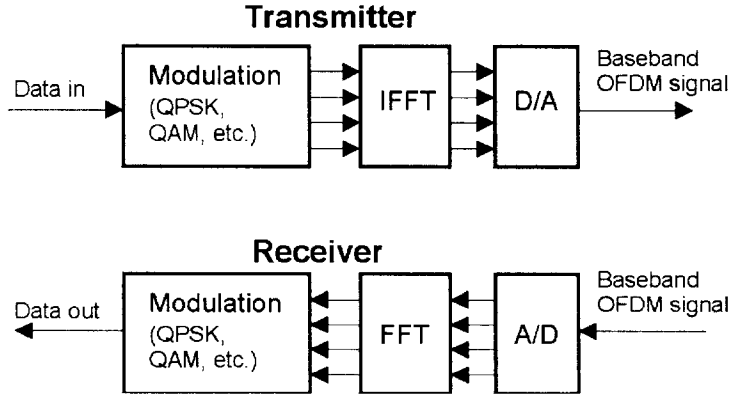


Fig. 3.3. Basic FFT, OFDM transmitter and receiver

기본적인 OFDM 송수신기의 Setup은 Fig. 3.3에서 보는것과 같다. 발생된 신호는 기저대역이며 신호는 필터 되고, 신호를 보내기 전에 주파수로 Setup 되었다.

1.2.2 보호구간 및 순환 확장

OFDM 전송의 가장 중요한 성질 중 하나는 다중로 지연 확산에 강하다는 것이다. 이는 ISI를 최소화하는 긴 심볼 주기를 갖게 함으로써 이루어진다. 강인함의 정도는 사실상 송신된 심볼 사이에 Guard 주기를 추가함으로써 더 증가시킬 수 있다. Guard 주기는 현재 심볼로부터의 정보가 모이기전에 그전 심볼로부터의 다중로 신호를 죽이기 위한 시간을 허용한다. 사용하는 가장 효과적인 Guard 주기는 심볼의 순환 확장이다. 심볼과형 끝의 시간에서의 Mirror가 Guard 주기로서 심볼의 시작에 놓인다면 이는 효과적으로 심볼의

길이를 확장하며, 반면에 파형의 직교를 유지한다. 이 순환 확장된 심볼을 사용하면 FFT(심볼을 복호하기 위해)를 수행하는데 필요한 샘플들은 심볼의 길이에 대해 어디서든 취할 수 있다. 이는 심볼시 간동기 tolerance와 마찬가지로 다중로에 대한 면역성을 제공한다.

다중로 지연 에코(echo)가 Guard 주기 폭내에 머무르는한 에코의 신호 레벨에 대한 제한은 엄격히 없다. 이들은 더 짧은 경로의 신호 레벨을 초과할 수도 있다. 모든 경로에서의 신호 에너지는 수신기 입력에 바로 더해지며 FFT는 에너지를 보존하기 때문에 전체 허용 전력은 디코더(decoder)로 케환한다. 만약, 지연 확산이 Guard 간격 보다 더 길면 이들은 ISI를 유발하기 시작한다. 그러나, 에코가 충분히 작으면 이들은 심각한 문제를 일으키지 않는다. Guard 주기는 또 다른 변화가 가능하다. 한가지 가능한 변화는 위에서처럼 심볼의 순환 전개에 절반의 Guard 주기를 주고 다른 반은 zero 진폭신호를 주는 것이다. 본 논문에서의 시뮬레이션 결과는 Fig. 3.4에 보는것과 같은 신호의 Guard 주기가 나타남을 확인하였다. 이 방법을 쓰면 심볼들은 쉽게 구분될 수 있다. 이는 심볼 타이밍이 간단히 포락선 검파를 적용함으로써 신호에서 복구될 수 있도록 한다. 이러한 Guard 주기 방법의 단점은 0의 주기는 임의의 다중로 tolerance를 주지 못한다는 것이다. 즉, 효과적인 능동 Guard 주기는 길이에서 반이 된다. 이러한 Guard 주기법은 심볼 타이밍이 이 방법을 사용 해서 복구 될 필요가 있는지 아직 분명치 않기 때문에 앞으로 연구가 요구된다.

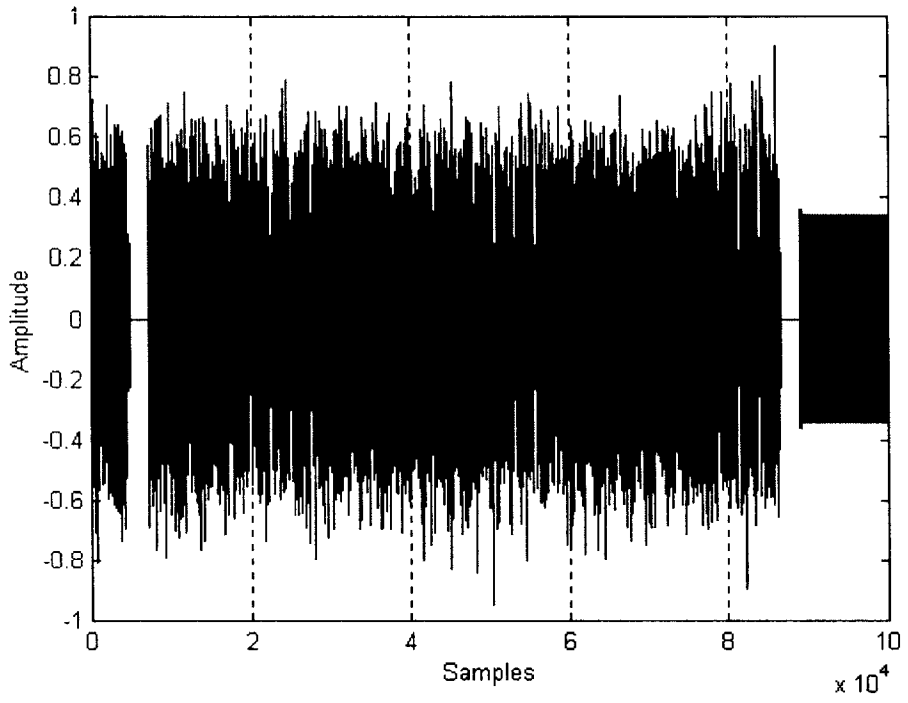


Fig. 3.4. OFDM signal with half zero guard period

2. 성능분석

OFDM 시스템이 시스템의 여러 가지 파라미터를 바꾸고 시험하기 위해 Matlab를 이용하여 모델화 하였다.

시뮬레이션을 하는 목적은 다른 채널 조건하에서 OFDM의 성능을 측정하는 것이며, 다른 OFDM 구조가 시험되도록 하는 것이다. 각 반송파의 변조방식중 위상 편이 키잉(PSK; Phase Shift Keying)을 사용한 것은 일정 진폭 신호를 만들고 간단하며, 페이딩에 의한 진폭동요 문제를 감소시키기 위한 것이다. 하지만, PSK의 복조도 동기검파를 해야하는 불편한 점이 있기 때문에 번거로운 복조방식을 해결하기 위해 차동 위상 편이 키잉(DPSK; Differential Phase Shift Keying) 방식을 사용하였다.

결론적으로 다중로 지연 확산, 침투 전력 Clipping, 가우시안 채널 잡음, 시간시간에러 등에 강인함을 보이기 위해 OFDM의 성능을 4 종류로 평가했다.

2.1 사용된 OFDM 모델

Matlab을 사용하여 모델화한 OFDM시스템은 Fig. 3.5와 같다[25]. 즉, 송신기에서 랜덤 데이터가 들어와서 직/병렬 변환하고 변조를 행한 후 IFFT를 거쳐 Guard 주기를 부가한 OFDM의 최종 송신 신호가 전력제어를 위해 가상의 무선 채널의 환경이 첨가된다. 수신기에서는 기본적으로 송신기의 역 작업을 한다. 이 모델의 상세한 내용의 설명은 아래와 같다.

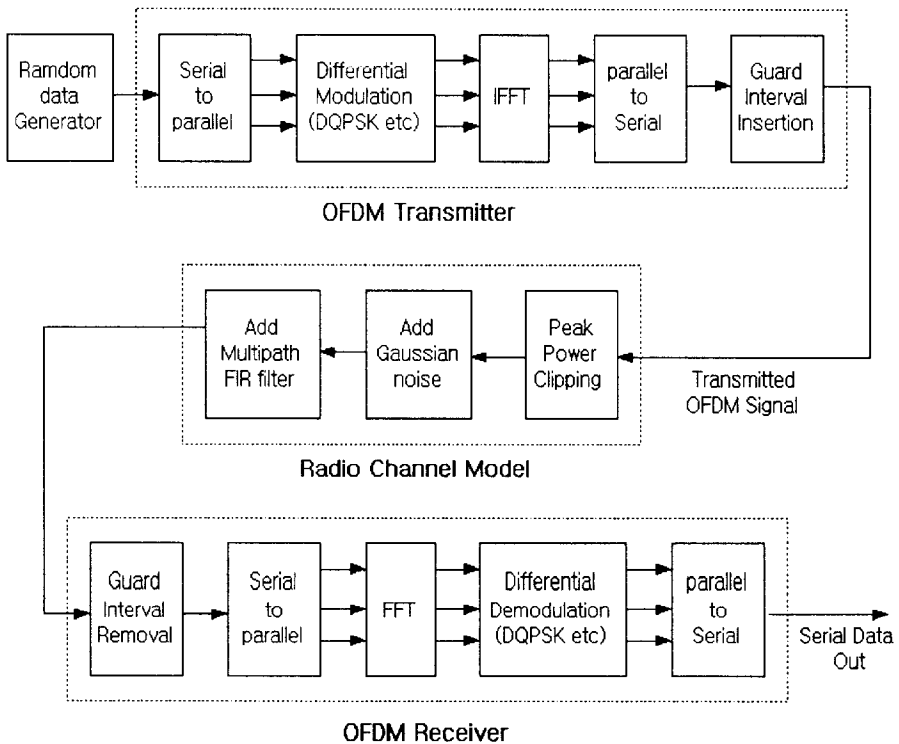


Fig. 3.5. OFDM model used for simulations

2.1.1 직렬/병렬 변환(Serial to Parallel Conversion)

직렬 입력 데이터 스트림은 전송에 필요한 Word Size로 Format 된다. 예를 들면, QPSK 경우 2bit/word로 하였고 병렬 Format으로 바꾸었다. 그리고, 각 Data Word에 하나의 캐리어를 할당함으로써 병렬로 전송하였다.

2.1.2 데이터의 변조(Modulation of Data)

각 캐리어 상에 전송된 데이터는 앞의 심볼과 차동 부호화되어 PSK형태로 사상된다. 차동 부호화는 초기 위상 Reference가 필요하기 때문에 여분의 심볼이 이 목적을 위해 시작부에 추가되었다. 그리고, 각 심볼상의 데이터는 변조 방법에 기초하여 위상각으로 사상되었다. 예를 들면, QPSK는 사용된 위상각이 0° , 90° , 180° , 270° 이다. PSK의 사용은 일정 진폭 신호를 만들고 간단하며, 페이딩에 의한 진폭동요 문제를 감소시키기 위해 선택되었다.

2.1.3 푸리에 역변환(Inverse Fourier Transform)

필요한 스펙트럼이 만들어진 후 대응하는 시간과형을 구하기 위해 IFFT가 사용되었다. 그리고, Guard 주기가 각 심볼의 시작부에 추가되었다.

2.1.4 Guard 주기(Guard Period)

사용된 Guard 주기는 두 개의 Section으로 구성된다. Guard 주기 시간의 절반은 0진폭 전송이다. Guard 주기의 다른 절반은 송신할 심볼의 순환 확장이다. 이는 심볼 타이밍이 포락선 검출로 쉽게 복

구되도록 허용하기 위한 것이다. 그러나, 타이밍이 그 샘플의 위치를 정확히 구할 수 있을 때 시뮬레이션에서 필요치 않음을 알 수 있다. Guard가 추가된 후 심볼들은 직렬시간 파형으로 역 변환된다. 이것이 OFDM 전송의 기저대역 신호이다.

2.1.5 채널(Channel)

채널 모델은 송신신호에 적용되었다. 이 모델은 신호대잡음비, 다중로, 침투 전력 Clipping이 제어되도록 해준다. 신호대잡음비는 송신 신호에 기저의 백색잡음을 추가함으로써 만들어진다. 그리고, 다중로 지연 확산은 FIR필터를 사용하여 지연확산을 시뮬레이션함으로써 추가했다. FIR필터의 길이는 최대 지연 확산을 나타내지만 계수 진폭은 반사된 신호크기를 나타낸다.

2.1.6 수신기(Receiver)

수신기는 기본적으로 송신기의 역 작업을 하며, Guard 주기는 제거된다. 각 심볼에 FFT가 원래의 송신 스펙트럼을 구하기 위해 취해진다. 그리고, 각 전송 캐리어의 위상각이 평가되며, 수신 위상을 복조함으로써 Data Word로 역 변환되고, Data Word는 원래의 데이터와 같은 Word Size로 역 조합된다.

2.1.7 사용된 시험 파라메타(Test Parameters Used)

OFDM 신호상에서 수행된 시뮬레이션 대부분에 사용된 파라메타는 Table 3.1에서 보는것과 같다. 만약, 각각이 8캐리어로 할당되었다면 100사용자를 허용하기 위해 800개의 캐리어 시스템이 사용된

다. 만약, 몇 개의 캐리어가 주파수 선택성 페이딩에 의해 손실되고, 나머지 캐리어는 FEC를 사용하여 손실된 데이터를 복구하도록 각 사용자는 다중캐리어를 가지는 것이 목적이다. 이 이유 때문에 사용자당 8캐리어 이하는 이 방법을 무용으로 만들 것이다. 즉, 400캐리어 이하는 너무 작다고 생각되었다. 그러나, 주파수 안정도 에러에 대한 OFDM의 감도 때문에 더 많은 캐리어는 사용되지 않았다. 시스템이 사용한 캐리어수가 많을수록 더 큰 주파수 안정도가 필요하다.

대부분의 시뮬레이션에서 발생한 신호는 특별한 샘플율로 비례되지 않는다. 즉, 주파수가 표준화되었다고 생각할 수 있다. DBPSK, DQPSK, D16PSK, D256PSK 변조 방법이 성능을 평가하기 위해 시험되었다. 이는 시스템 용량과 시스템 강인함 사이에 trade-off를 보이기 위한 것이다.

DBPSK는 1bit/Hz 스펙트럼 효율을 주며 가장 내구력 있는 방법이다. 그러나, 시스템 용량은 DQPSK(2bit/Hz)와 D16PSK(4bit/Hz), D256PSK(8bit/Hz)를 사용하여 증가시킬 수 있지만 그 대가로 BER이 크게 된다.

사용한 변조방법은 모든 시뮬레이션 그림상에서 BPSK, QPSK, 16PSK, 256PSK로서 보여진다. 왜냐하면, 차동 부호화는 임의의 OFDM 전송의 핵심부분으로 생각되기 때문이다.

Table 3.1. OFDM system parameters used for the simulations

Parameter	Value
Carrier Modulation used	DBPSK, DQPSK, D16PSK, D256PSK
FFT size	2048
Number of carrier used	800
Guard Time	512 samples (25%)
Guard Period Type	Half zero signal, half a cyclic extension of the symbol

2.2 시뮬레이션 결과

2.2.1 다중로 지연 확산에 대한 면역성

이 시뮬레이션에서 OFDM신호는 단일의 반사 에코를 갖는 다중로 신호로 시험되었다. 반사신호는 약한 반사로 인해 직접 신호보다 3dB 약하게 하였다. 따라서, 특히 BPSK에서는 거의 에러를 찾을 수 없었다. 시뮬레이션 결과는 Fig. 3.6과 같다. 여기서, 128샘플 이하의 지연확산에 대해서는 BER이 매우 낮음을 확인할 수 있었다. 대역폭이 1.25MHz인 실제 시스템에서 128샘플의 지연확산은 $40\mu\text{s}$ 해당하며, OFDM의 표준안에 의한 대역폭이 20MHz 시스템의 경우에 이 지연확산은 $2.5\mu\text{s}$ 에 해당한다. 따라서, 동일한 BER에 대하여 표준안에 따른 지연확산을 증가시키기 위해서는 FFT 사이즈를 감소시키거나(2048이하), 캐리어의 개수를 증가시킴(800이상)으로서 가능하다.

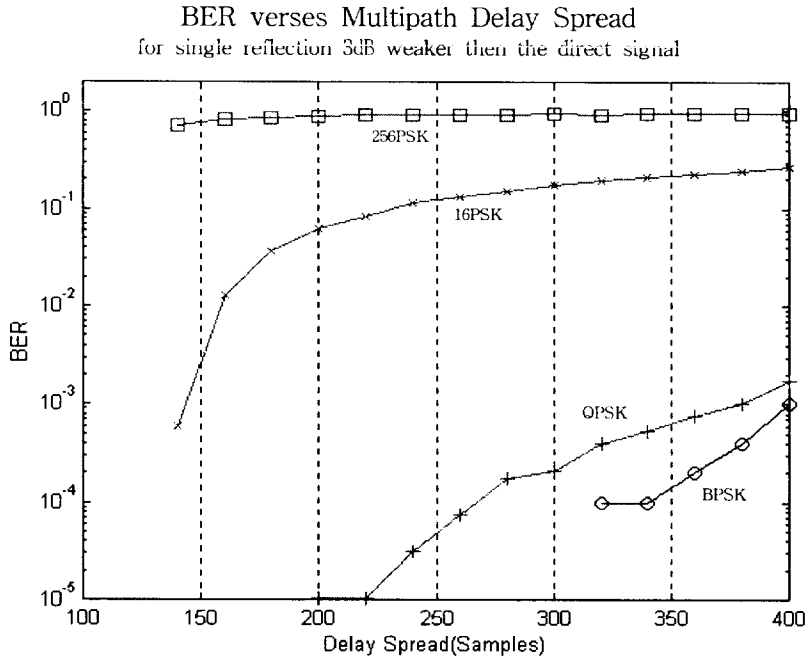


Fig. 3.6. Delay spread tolerance of OFDM

시뮬레이션에 사용한 Guard 주기는 256개의 0진폭 샘플과 심볼의 순환 확산으로 256개 샘플로 구성된다. 그 결과는 견딜 수 있는 지연 확산은 Guard 주기의 순환 확산시간과 정합됨을 보인다. tolerance는 다른 시뮬레이션으로 zero period가 아닌 순환 확산에 의한 것임을 입증했다. 유효 Guard 주기보다 긴 지연 확산에 대해서 BER은 ISI에 의해 빠르게 상승한다. 생기는 최대 BER은 지연 확산이 매우 길때(심볼시간보다 더 큰)이다. 왜냐하면, 이는 강한 ISI를 만들기 때문이다. 그러나, 에코는 잡음으로 나타날 것이기 때문에 만약 OFDM신호의 잡음 tolerance에 의해 신호가 감쇠된다면 BER에 대한 뚜렷한 효과는 발생하지 않는다. 실제 시스템에서 Guard 주기의 길이는 필요한 지연 확산 면역성에 따라 선택할 수 있다.

2.2.2 첨부 전력 Clipping

OFDM 시스템에서는 신호가 어느 정도 Clip되어 송신되더라도 수신시 BER에는 큰 영향을 미치지 않는다. 실제로 송신신호의 전력이 9dB까지 Clip되어도 BER은 현저히 증가하지 않는다. 첨부 전력 Clipping에 대한 시뮬레이션 결과는 Fig. 3.7과 같다. 256PSK의 경우 송신신호 전력이 3dB이상 Clip되면 BER이 현저히 나빠짐을 확인하였다. 16PSK, QPSK, BPSK에 대해서는 각각 6dB, 10dB, 13dB 까지는 송신신호 전력이 Clip되더라도 BER에 큰 영향을 미치지 않음을 확인할 수 있다.

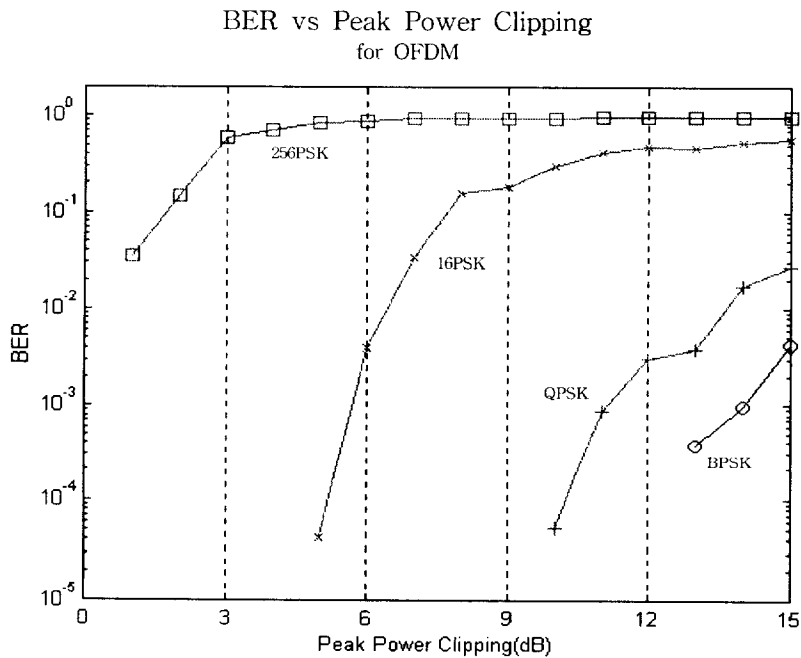


Fig. 3.7. Effect of peak power clipping for OFDM

2.2.3 OFDM의 가우시안 채널 잡음 Tolerance

OFDM의 SNR성능은 표준 단일 캐리어 디지털 전송과 유사하다. 이는 송신 신호가 표준 FDM시스템과 유사하다는 것이다. 시뮬레이션 결과는 Fig. 3.8과 같다. 그 결과 256PSK를 사용한 경우에는 SNR이 35dB이상 되어야 BER이 개선됨을 확인할 수 있었으며, 16PSK의 경우에는 SNR이 20dB이상이면 OFDM 시스템에 사용이 가능하다. 또, QPSK, BPSK의 경우에는 각각 10dB, 6dB이상일 때 BER이 현저히 개선되어진다는 것을 확인할 수 있었다. 시뮬레이션 결과를 통해 BPSK가 SNR측면에서 BER이 가장 우수하지만, 전송 데이터 용량은 가장 낮으므로 실제 시스템 적용에서는 채널환경과 전송하고자 하는 데이터의 양을 충분히 고려하여야 할 것이다.

BER versus Channel Signal to Noise Ratio
for OFDM

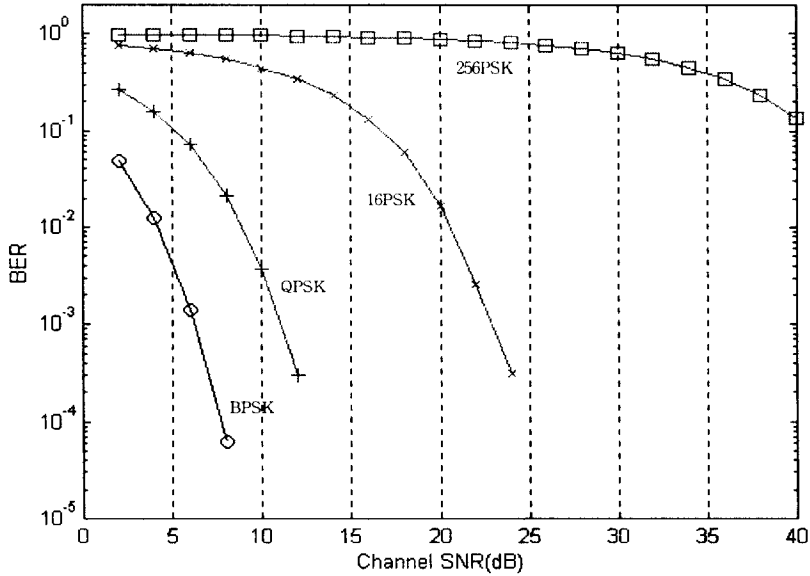


Fig. 3.8. BER verse SNR for OFDM using
BPSK, QPSK, 16PSK and 256PSK

2.2.4 타이밍 요구

OFDM의 큰 문제점중의 하나가 시작시간에러다. 이 문제는 OFDM 수신기가 초기적으로 스위치 될 때 송신 신호와 동기 되어 있지 않을 것이란 것이다. 그래서, 동기방법이 필요했다. 제안된 방법은 OFDM 신호는 프레임으로 나눌 수 있다는 것이다. 여기서, 각 프레임은 많은 심볼을 전송한다(대략 10~1000). 각 프레임의 시작에서 null 심볼이 송신된다. 즉, 포락선 검파를 사용해 프레임 시작을 검파하도록 한다. 그러나, 포락선 검파를 사용하면 시스템내의 잡음에 따라 샘플쌍내에서 시작만을 허용하도록 하기 때문에 타이

밍 확도가 충분한지 아닌지 알지 못한다. 수신 BER에 대한 시작 시간 에러효과는 Fig. 3.9와 같다. 이 그림은 BER의 효과가 나타나기 전인 ± 128 샘플까지 시작시간에러를 극복할 수 있다는 것을 나타낸다. 이 길이는 Guard 간격의 순환 확장주기와 정합 되며, Guard 주기에 의해 신호의 직교성을 유지한다. 본 논문의 실험에서는 실제 시스템과 동일하게 타이밍에러가 빠르거나 늦게 일어날 수 있음을 감안하였다. 즉, 수신기는 ± 128 샘플의 에러를 허용하기 위해 기대한 시작시간의 중간에 맞춘다. 그밖에 만약 신호가 다중로 지연 확산에 지배되면 이는 Guard 주기의 유효 안정시간을 줄일 것이다. 즉, 시작시간에러 tolerance를 줄인다.

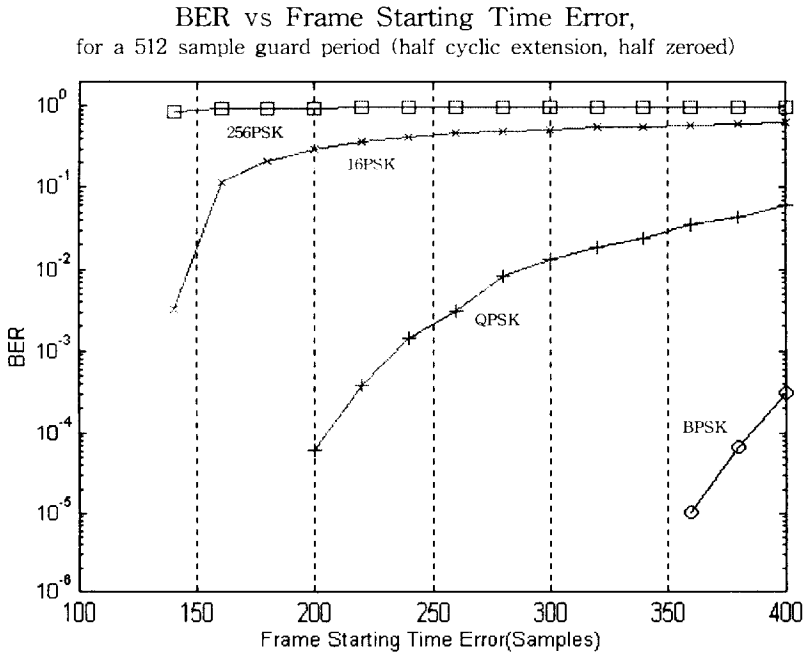


Fig. 3.9. Effect of frame synchronization error on the received OFDM signal.

VI. 결 론

무선멀티미디어 통신을 위해서는 고속 데이터 전송이 요구되어지며, 이에 적합한 변조방식으로서 OFDM의 성능에 대해 살펴보았다.

본 논문에서는 이와 같이 고속 데이터 전송에 적합한 OFDM의 성능분석을 위해 컴퓨터 시뮬레이션으로 이를 확인하였으며, 낮은 대역폭 기저대역 신호상에서 시험되었다. 또한, 무선멀티미디어 통신에 적합한 OFDM 시스템의 성능에 영향을 미치는 주요한 요소인 다중로 지연 확산, 첨두 전력 Clipping, 가우시안 채널 잡음, 시작시간에러에 대한 BER 성능을 분석평가 하였다. 그리고, 변조방법으로는 DBPSK, DQPSK, D16PSK, D256PSK를 가변하여 실험하였다. 다중로 지연확산은 BPSK에서 거의 에러를 찾을 수 없었으며, Guard 주기의 순환 확산신호와 정합됨을 알았다. 첨두 전력 Clipping은 16PSK, QPSK, BPSK에 대해 각각 6dB, 10dB, 13dB까지는 송신신호 전력이 Clip되더라도 BER에 큰 영향을 미치지 않음을 확인하였다. 또한, 가우시안 채널 잡음 및 시작시간에러에 대한 BER 성능의 분석결과 BPSK가 가장 우수하였다.

따라서, 본 연구의 결과 DBPSK가 4가지 환경에서 가장 우수함을 확인할 수 있었다. 그러나, 시스템용량은 DQPSK, D16PSK, D256PSK를 사용하여 증가시킬 수 있지만 그 대가로 BER이 증가함을 확인하였다. 따라서, OFDM 시스템에서는 송신할 데이터의 형태에 따라 변조기술을 동적으로 선택하여야 할 것이다.

향후연구과제로는 보다 더 나은 무선멀티미디어 통신을 위해 PSK 이외의 여러 가지 변조기술을 비교한 실험이 필요하다고 사료

되어진다. 또, 본 논문에서는 OFDM에 초점을 맞추었지만 대부분의 실제 시스템에서는 시스템 성능 향상을 위해 error correction 기법이 사용된다. 따라서, 이에 대한 연구가 더 이루어져야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] P. Hoeher, J. Hagenauer, E. Offer and C. Rapp, "Performance of an RCPC-Coded OFDM-based Digital Audio Broadcasting (DAB) System," Proc. GLOBECOM, pp. 211-217, Phoenix, USA, Dec. 1991.
- [2] B. Le Floch, R. Lassale and D. Castelain, "Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers," IEEE Trans. Consum. Electr., vol. 35, pp. 493-503, Aug. 1989.
- [3] G. Plenge, "DAB-A New Sound Broadcasting System Status of the Development-Routes to its Introduction," EBU Review, no. 246, pp. 87-112, April 1991.
- [4] M. Alard and R. Lassale, "Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers," EBU Review, no. 224, pp. 168-190, Aug., 1991.
- [5] D. D. Zenobio, "A Double Half-Bandwidth OFDM System for Digital Video Broadcasting," Proc. ICC, pp. 358-362, New Orleans, USA, May 1994.
- [6] R. W. Chang, "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," Bell Syst. Tech. J., vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1994.
- [7] B. R. Saltzberg, "Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System," IEEE Trans. Comm., vol. COM-15, pp. 805-811, Dec. 1967.

- [8] S. B. Weinstein, and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform," IEEE Trans. Comm., vol. COM-19, pp. 628-634, May 1971.
- [9] J. A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," IEEE Comm. Mag., pp. 5-12, May 1990.
- [10] Ph. J. Tourtier, R. Monnier and P. Lopez, "Multicarrier Modem for Digital HDTV Terrestrial Broadcasting," Signal Processing: Imag Comm., vol. 5, No. 5-6, pp. 379-403, Dec. 1993.
- [11] M. Beach, "Propagation and System Aspects", University of Bristol, Future Communication Systems course, April 1994.
- [12] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles & Practice*, IEEE Press, New York, Prentice Hall, pp. 169-177, 1996.
- [13] HDMBC, 홈페이지, <http://www.hdmbc.com/theory/the5/the5-1-5.html>
- [14] 김관옥, "이동 및 위성통신", 도서출판 광명, 2000. 2.
- [15] 양재수, 최무영, "광대역 통신기술", 영풍문고, 2000. 3.
- [16] 김남수, "CDMA 이동통신 공학", 대영사, 1999. 6.
- [17] 조용수, "무선 멀티미디어 통신을 위한 OFDM 기초", 대영사, 2000. 12.
- [18] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for modulation for Rayleigh-fading channels," Bell System Tech. J., 45 : 1777-1796, Dec. 1966.

- [19] B. R. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system," IEEE Trans. Commun., vol. COM-15(6) : 805-811, Dec. 1967.
- [20] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform," IEEE Trans. Commun., COM-19(5) : 628-634, Oct. 1971.
- [21] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," In Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, pp. 964-967, Denver, CO, 1980.
- [22] A. Vahlin and N. Holte, "Optimal finite duration pulses for OFDM," IEEE Trans. vol. COM-44(1) : 10-14, Jan. 1996.
- [23] Franc Kozamernik, "Eureka 147 - Towards a de facto world DAB standard," Proc. NAB Broadcast Engineering Conf., pp. 115-123, 1996.
- [24] C. Kikkert, *Digital Communication Systems and their Modulation Techniques*, James Cook University, October 1995.
- [25] 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 디지털 네트워크 연구실, 홈페이지, <http://digital.knu.ac.kr/lab/RESEARCH/FFT/FFT.HTM>

감사의 글

이 논문이 나오기까지 많은 분들의 격려와 도움을 받았습니다. 저를 받아주시고 세심하게 논문을 지도해 주신 김석태 교수님께 깊은 감사를 드리며, 바쁘신 와중에도 미흡한 논문을 세심하게 읽고 정성스럽게 충고해주신 하덕호 교수님과 윤종락 교수님께도 감사드립니다. 아울러 대학원 수업시간을 통하여 많은 지식을 가르쳐 주신 정신일 교수님, 장주석 교수님께도 감사의 말씀을 드립니다. 교수님들의 지도와 가르침 덕분에 제가 많은 지식을 쌓을 수 있었습니다. 그 은혜는 영원히 잊지 못할 것입니다.

또한, 부족한 제가 논문을 완성하기까지 많은 도움을 아끼지 않았던 연구실원들에게 고마운 마음을 전하며, 신재원 선배와 김강훈 선배의 조언과 도움에도 감사의 글로 전합니다. 그리고, 제가 논문을 쓰기까지 많은 시간을 배려해 주시고 격려를 아껴주신 삼창기업(주) 홍용표 사장님, 이상용 부장님, 김성훈 과장님, 기술부 직원들과 임영욱 대리, 이민혁씨에게도 감사를 드립니다.

오늘의 제가 있기까지 끝없는 사랑과 관심으로 저를 키워주신 부모님께 진정으로 감사를 드리며 이 작은 결실을 두 손 모아 드립니다.

마지막으로, 결혼을 몇 일 앞두고 졸업논문 때문에 결혼준비도 제대로 도와주지 못했는데도 짜증한번 내지 않고, 이 논문이 완성될 수 있게 지켜봐 준 사랑스런 나의 아내가 될 해점씨에게도 감사를 드립니다.

2002년 2월

강 호 봉 드림