

主題

# OFDM을 이용한 광대역 무선통신 시스템의 현황 및 문제점

광주과학기술원 정보통신공학과 황운철, 김기선

차 례

- I. 머리말
- II. 광대역 무선통신 시스템의 개발현황
- III. OFDM 전송방식
- IV. Shadowd 다중경로 채널에서 OFDM 시스템의 성능분석
- V. 맺음말

## I. 머리말

FM/FSK/FDMA 기술을 사용한 제 1세대 아날로그 셀룰러 서비스가 시작된지도 어느덧 20년 가까이 흘렀다. 현재는 아날로그 시스템 외에도 CDMA 및 TDMA에 기반한 마이크로/매크로 셀룰러 디지털 시스템이 제 2세대 무선통신 시스템으로 도입되어 운용되고 있으며, 차세대 광대역 무선통신 서비스를 위해서 높은 신뢰성과 큰 용량을 갖는 디지털 통신시스템에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다[1-4]. 제 2세대 셀룰러 이동통신 시스템의 시기까지는 주로 음성 서비스 측면에서 시스템 용량을 증가시키는 일이 가장 큰 관심사였다. 그러나 이제는 음성만을 지원하는 단순한 시스템으로는 더 이상 사용자들의 요구를 만족시킬 수 없게 되었다. 최근 들어 인터넷을 통한 음성, 영상, 데이터 통신이 빠른 속도로 성장하고 있으며, 그 이용 계층도 다양해졌다. 최근 몇 년 동안 국내 이동전화 보급률

또한 폭발적으로 증가하였다. 이러한 현상들은 고속 멀티미디어 무선통신에 대한 사용자들의 바람을 잘 반영하고 있다. 이러한 요구에 부응하여 현재의 통신망은 음성만을 지원하던 기존의 시스템을 뛰어 넘어 고속의 신뢰성 있는 무선 광대역 멀티미디어 시스템을 향해 진화해 가고 있다.

지금까지 교환망과 전송망 분야에서는 ATM 교환기 및 광케이블의 도입 등을 통해 광대역 디지털 화가 지속적으로 추진되어 왔던 반면, 가입자망 분야의 발전 속도는 상대적으로 느린 편이었다. 전송망이 초광대역 광섬유 기반 유선망인데 반해, 가입자망은 단말기의 휴대성 및 이동성을 고려하여 유선과 무선의 복합 방식인 유무선 통합망의 형태로 발전이 예상된다. 유선 기반 가입자망의 발전 방향에서는 광케이블을 가입자망으로까지 확장하는 FTTH(Fiber to the Home)가 최종 목표라고 할 수 있으나, 이를 구축하기 위해서는 막대한 비용

이 들고 오랜 기간이 걸린다는 단점이 있다. 이에 따라 가입자망의 고속화를 비교적 경제적으로 달성하면서 자연스럽게 FTTH로 발전할 수 있는 기술들이 고려되고 있는데, B-ISDN(Broadband Integrated Services Digital Network), xDSL(Digital Subscriber Line), HFC(Hybrid Fiber Coaxial) 등의 기술이 이러한 대체기술에 해당된다. 유선은 전송 선로의 순차적인 진화를 통해서 광대역 서비스를 제공하려 하는 반면, 무선은 사용하는 주파수 대역을 점차 고역화시킴으로써 가입자망의 서비스를 개선시킨다. 현재 850 MHz나 1.9 GHz 대역의 서비스는 12 GHz 및 30 GHz 대역, 더 나아가서는 40 GHz 대역으로 발전하는 추세이다. HFR(Hybrid Fiber Radio) 또는 MMoF(Millimeterwave over Fiber) 등은 초광대역 광섬유 기반 유선망과 고역 무선망의 혼합형으로, 무선 부분이 가입자 쪽을 담당하고 유선은 코어 네트워크 쪽을 담당하도록 설계된다. 본 논문에서는 설치의 신속성, 유지보수의 용이성, 이동 가능성 등의 장점으로 인해 현재 연구개발 및 표준화가 한창 진행 중인 광대역 무선 시스템 및 가입자 쪽을 중심으로 하는 유무선 통합망의 무선 부분에 초점을 맞춘다.

광대역 무선 시스템들이 본격적으로 도입, 운용되기 위해서는 해결해야 할 문제점들이 많이 남아 있다. 먼저 이러한 시스템들은 수 GHz에서 수 십 GHz에 이르는 밀리미터파 대역을 활용하고 있는데, 낮은 주파수 대역에서와는 달리 이 대역에서는 산소 및 강우에 의한 신호의 감쇠가 심하게 일어난다[5,6]. 특히 B-WLL(Broadband Wireless Local Loop) 시스템은 가시거리(LOS)를 위한 것이므로, 전송 신호가 대기중의 가스 및 비, 눈, 안개 등에 의해 흡수, 분산, 굴절되어 심한 페이딩을 겪게 된다. 적당한 서비스 품질을 제공하기 위해서는 이러한 경로 손실을 보상할 수 있도록 방사 전력

을 효과적으로 보완해야 한다. 또 한 가지 고려해야 할 점은 다중경로 무선 채널에서 데이터를 고속으로 전송할 때 발생하는 ISI(Intersymbol Interference) 문제이다. 다중경로 채널에서는 채널의 시분산성(time dispersion)으로 인해 고속으로 데이터를 전송하는데 많은 어려움이 따른다. 한 신호 구간에서 전송된 심볼은 인접 신호 구간에 있는 심볼들의 영향을 받게 된다. 데이터 전송률을 증가시킬수록 ISI의 영향은 점점 커지고, 시스템의 성능은 더욱 저하된다. 이에 따라 시분산성 다중경로 무선 채널에서 높은 전송률로 신호를 보낼 수 있는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송방식이 각광을 받고 있다.

OFDM은 스펙트럼 효율이 좋은 다중 반송파 전송 방식으로서, 채널의 가용 주파수 대역 안에서 다수의 직교 부반송파(subcarrier)를 이용해 입력 데이터 열을 전송한다. 사실, AWGN 환경에서는 OFDM 방식이 단일 반송파 방식과 동일한 성능을 보인다. 그러나, 다중경로 환경에서 신호를 전송할 경우에는 OFDM 방식이 매우 효율적이다. 왜냐하면, 각 부채널(subchannel)이 낮은 비트율로 신호를 전송하므로 ISI를 완전히 제거하거나 적어도 감소시킬 수 있기 때문이다[7,8]. 현재 유럽에서는 디지털 오디오 방송(DAB: Digital Audio Broadcasting)의 전송 방식으로 OFDM이 채택되었고, 디지털 지상파 텔레비전 방송(DTTB: Digital Terrestrial Television Broadcasting)의 전송 방식으로도 OFDM이 검토되고 있다. IEEE 802.11a 무선 LAN의 경우 1999년 7월 OFDM 방식의 물리계층 표준 초안이 확정되었고, ETSI BRAN(European Telecommunication Standard Institute Broadband Radio Access Networks)에서도 OFDM 변조방식이 적용되고 있다. 또한, 유럽 ACTS(Advanced Communications Technologies and

Services) 프로그램의 Magic WAND (Wireless ATM Network Demonstrator) 및 MEDIAN, 미국의 BAHAMA(Broadband Adaptive Homing ATM Architecture) 등의 프로젝트에서 OFDM 전송방식이 적용되고 있고, LMDS(Local Multipoint Distribution System)의 전송 방식으로도 OFDM이 고려되고 있다[9].

본 논문의 II장에서는 현재 전세계적으로 활발히 연구되고 있는 광대역 무선통신 시스템의 개발현황을 살펴본다. III장에서는 OFDM 전송방식의 개념과 원리에 대해 설명하고, OFDM 방식의 문제점 및 이를 해결하기 위한 연구현황에 대해 기술한다. IV장에서는 OFDM의 단점으로 인식되고 있는 주파수 오프셋 및 shadowing이 존재하는 경우에 대해 다중경로 채널에서 OFDM 시스템의 성능을 분석하고, 이러한 채널 손상이 OFDM 시스템의 성능에 미치는 영향에 대해 살펴본 후, V장에서 결론을 맺는다.

## II. 광대역 무선통신 시스템의 개발현황

광대역 무선 가입자망은 B-WLL, 광대역 이동 액세스망, 고속 무선 LAN 등으로 구분될 수 있다.

B-WLL은 기존 단방향 아날로그 무선 CATV 시스템이 디지털 방식으로 전환되면서 양방향 통신을 지원할 수 있도록 발전한 형태로서, 고속 인터넷 접속, 전용회선, 음성전화 등 기존 망과의 접속 기능과 VOD 및 유선방송 프로그램의 분배 기능을 수행하는 실외용 고정망이다. LMDS, LMCS(Local Multipoint Communication System), ETSI BRAN-HIPERACCESS, IEEE 802.16 BWA(Broadband Wireless Access) 등의 시스템이 여기에 해당된다.

광대역 이동 액세스망은 실내외에서 정지 또는 저속 이동 중에 인터넷 및 광대역망으로의 무선 접속을 통해 단거리에서 유선망 수준의 무선 멀티미디어 서비스를 제공하며, 단말의 이동성을 지원한다.

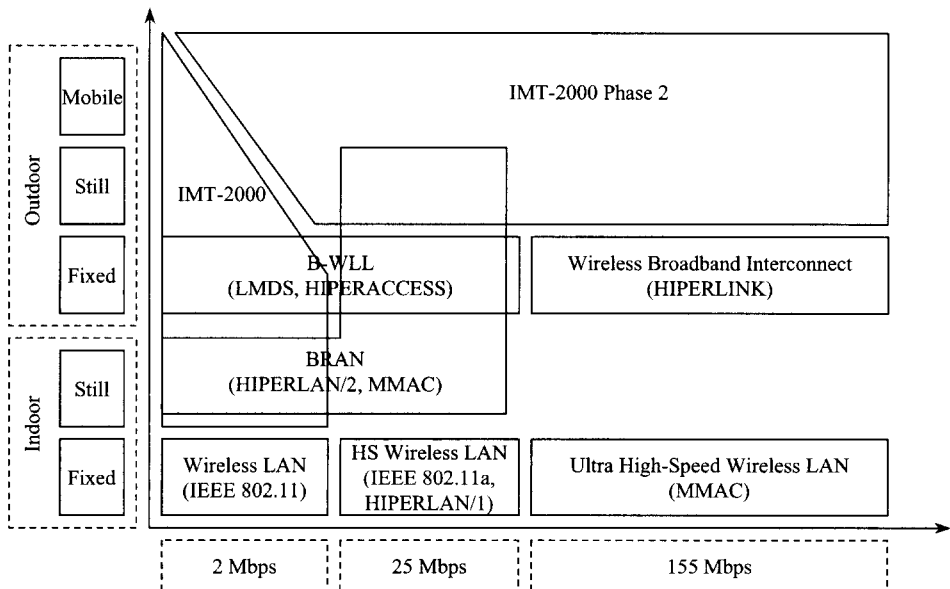


그림 1. 광대역 무선 멀티미디어 시스템

QoS 지향적인 MAC 프로토콜의 도입을 통해 다양한 멀티미디어 서비스를 제공하기 위한 무선 ATM 개념이 도입된다. ETSI BRAN-HIPERLAN/2, ATM Forum WATM-WG(Wireless ATM Working Group), MMAC-PC(Multimedia Mobile Access Communication Systems-Promotion Council) 등이 여기에 해당된다.

고속 무선 LAN의 경우, 전송 속도를 20 Mbps 이상으로 고속화함으로써 기존 유선 LAN을 대체하거나 백본망 없이 자유롭게 망을 구성하여 서비스를 제공한다. IEEE 802.11b, ETSI BRAN-HIPERLAN/1 등의 시스템이 여기에 해당된다.

현재 광대역 무선통신 시스템은 <표 1>에 나타난 바와 같이 ATM을 기반으로 개발되는 것이 세계적

인 추세이다. 유럽의 경우, ACTS 프로그램의 틀 안에서 Magic WAND, AWACS, SAMBA, MEDIAN 등의 프로젝트들이 5-60 GHz 대역에서 수십 Mbps 이상의 전송률을 제공하는 무선통신 시스템 개발을 목표로 진행되고 있다(4,10). Magic WAND (Wireless ATM Network Demonstrator) 프로젝트는 기본적인 무선 데이터의 전송에서부터 망 및 공유 멀티미디어 응용에 이르기까지 전 범위의 기능을 담고 있는 3년간의 프로젝트로서, 5 GHz 주파수 대역에서 20 Mbps의 속도로 이동통신 사용자에게 실시간 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있는 시연 시스템을 만들고 이를 통해 완벽한 무선 ATM 접속이 기술적으로 가능함을 보이는 것이 주목적이다. AWACS(ATM Wireless Access Communication System) 프로젝트의 목표는 B-ISDN 서비스에 대한 공중 접속을 제한 없이 허용하는 시스템 개념을 개발하고 테스트베드를 시연하는 것이다. 이 시스템은 19

Project	Sponsor	Objective	Environment	PHY	MAC	DLC	Handoff scheme	Location management scheme
Magic WAND	ACTS Project	Wireless ATM Network Demonstrator	Indoors	20Mbps@5GHz, 50Mbps@17GHz, OFDM (16 carriers)	TDMA/TDD, MASCARA	Wireless DLC for error control	Intra-switch lossless handover scheme	N/A
MEDIAN	ACTS Project	Wireless Broadband CPN/LAN	Indoors	34 & 155Mbps @60GHz, COFDM (512 carriers)	TDMA/TDD, with adaptive TDD	N/A	N/A	N/A
MBS	RACE II Project	Mobile Broadband System	Indoors/Outdoors	34Mbps @60 & 40GHz, QAM	TDMA/FDD, DSA++	ASR-ARQ	Network supported handover mechanism	N/A
BAHAMA	Bell Lab	Broadband Adaptive Homing ATM Architecture	Indoors	PBS-PBS: >100Mbps, PBS-NT: 25Mbps, QFDM	TDMA/TDD, DQRUMA	N/A	Homing algorithm	Broadcast scheme
SWAN	Bell Lab	Seamless Wireless ATM Networks	Indoors	625kbps@2.4GHz, FHSS Modem	TDMA/TDD, Token passing MAC	SDLC	VC rerouting algorithm	N/A
WATMnet	NEC USA C&C	Prototype Wireless ATM System	Indoors/Outdoors	8Mbps@2.4GHz (prototype), 25Mbps@2.4GHz, QPSK	Dynamic TDMA with centralized control and S-ALOHA for control signals	Retransmission of lost cells	Handoff switch based scheme	Integrated with call setup procedure
AWA	NTT	ATM Wireless Access	Indoors/Outdoors	80Mbps@25GHz (Prototype), QPSK	TDMA/TDD, DCA	Selective repeat based ARQ with QoS support	N/A	N/A

표 1. 무선 ATM 관련 프로젝트

GHz 대역에서 동작하는 이동성이 낮은 터미널을 고려하고 있으며, 70 Mbps의 무선 비트율과 (TDD로 인한) 34 Mbps의 사용자 비트율을 지원하며, 50-100m의 무선 전송 범위를 가지고 있다. 이 프로젝트에 제공된 기존의 하드웨어(AWA pre-prototype)를 기초로 시연 시스템이 구성되었는데, 이 하드웨어는 셀룰러 방식의 이동성, 높은 주파수/전력 효율을 갖는 무선 접속 기술을 지원할 수 있도록 개선이 가능하다. SAMBA(System for Advanced Mobile Broadband Applications)는 RACEII 프로젝트 MBS(Mobile Broadband System)의 뒤를 잇는 32개월간의 프로젝트로서, 기초 및 목표 파라미터는 이전 프로젝트에서 이미 해결된 상태다. SAMBA는 두 개의 기지국, 두 개의 이동국(휴대용 또는 차량탑재용) 및 ATM 스위치로 이루어진 기본적인 MBS 구조를 갖는 시험용 플랫폼을 만들어, 40 GHz 대역에서 최대 34 Mbps의 비트율로 전이중 무선 ATM 접속을 시연하는데 초점을 맞추고 있다. MEDIAN 프로젝트의 목표는 멀티미디어 서비스를 위한 초고속(155 Mbps) 무선 가입자용 LAN 파일럿 시스템을 평가·구현하고, 실제의 사용자 시험에서 시연하는 일이다. 이 시스템은 OFDM과 TDD 접속 기술을 기반으로 하여, 실제로 사용자가 요구하는 데이터 속도에 적응할 수 있도록 되어 있다. ATM 인터페이스를 통해 제 3세대 이동통신 시스템에 연결되는 이 시스템은 60 GHz 주파수 대역을 이용하며 실내용으로 적합하다.

미국에서는 SWAN(Seamless Wireless ATM Network), BAHAMA 등의 프로젝트가 진행되고 있다. SWAN은 실내 환경에서 이동 사용자가 유선 ATM망에 무선으로 접속해서 멀티미디어 서비스를 받을 수 있도록 하는 실험적인 망이며, Bell Lab에서 연구 중에 있다. BAHAMA는 Bell Lab에서 연구되고 있는 또 하나의 무선 광대역

ATM LAN 프로젝트로서, 2-20 Mbps의 사용자 전송률을 제공한다.

일본의 경우, 우정성(郵政省)이 결성한 MMAC-PC에서 광대역 무선통신 시스템에 대한 연구가 수행되고 있다. 최고 25 Mbps를 지원할 수 있는 실외용 광대역 이동통신 시스템과 최고 155 Mbps까지 지원하는 실내용 초고속 무선 LAN에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

### III. OFDM 전송방식

#### 1. OFDM 전송방식의 역사

1960년대 중반 병렬 데이터 전송 및 주파수 분할 다중화에 대한 개념이 도입된 이후, 1970년 1월 미국에서 OFDM에 대한 특허가 이슈되었다[11]. 1971년 Weinstein과 Ebert는 병렬 데이터 전송 시스템의 반복조 과정에 DFT(Discrete Fourier Transform)를 도입하였는데, DFT를 반복조 과정에 이용함으로써 대역통과 필터를 사용하지 않고도 기저대역 처리만으로 주파수 분할 다중화를 수행할 수 있게 되었다[12]. 이후 DFT 연산을 빠르게 할 수 있는 FFT(Fast Fourier Transform)가 도입됨으로써, OFDM 송수신기를 보다 효율적으로 구현할 수 있는 길이 열렸다. FFT는 DFT를 수행하는데 필요한 연산의 수를  $N^2$ 에서  $N \log N$ 으로 감소시켰다[13].

1960년대에 OFDM 기술은 KINEPLEX, ANDEFT, KATHRYN 등과 같은 군용 HF 시스템을 구축하는데 사용되었다. 예를 들면 KATHRYN 시스템의 HF 데이터 모뎀의 경우, 주파수 다중화를 통해 PSK 방식의 저속 채널이 34개까지 병렬로 생성되었고, 82 Hz의 채널 간격으로 직

교 주파수가 할당되었다. 1980년대에 OFDM은 고속 모뎀, 디지털 이동통신, 코밀도 저장매체용으로 연구되었다. 직교 다중화된 QAM 기술을 이용한 시스템이 구현되었고, 다양한 속도의 모뎀이 전화망용으로 개발되었다. 1990년대 들어 OFDM 기술은 이동 무선채널을 통한 광대역 데이터 통신, HDSL(1.6 Mbps), ADSL(1.536 Mbps), VHDSL(100 Mbps), DAB, HDTV 지상파 방송 등의 다양한 분야에 적용되고 있다.

## 2. OFDM의 원리 및 송수신기 구조

OFDM 신호는 기저대역에서 다음과 같이 표현된다.

$$s(t) = \sum_n \sum_{i=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T}} d_{n,i} e^{j2\pi f_i t} p(t-nT) \quad (1)$$

여기서  $N$ 은 부반송파의 개수,  $C$ 는 신호의 전력과 관계된 상수,  $T$ 는 OFDM 심분의 길이,  $d_{n,i}$ 는  $n$ 번째 신호 구간  $[nT, (n+1)T]$ 에서  $i$ 번째 부채널을 통해 전송되는 심분,  $f_i$ 는  $i$ 번째 부반송파의 주파수이다.  $p(t)$ 는  $0 \leq t \leq T$ 에서는 값이 1, 그 외의 시간에서는 값이 0인 펄스 성형 함수이다. 부반송파 주파수들 사이에는 직교성이 성립해야 하므로,

$f_i = i/T$ 의 관계를 갖는다.

OFDM 송신기의 기본 구조가 (그림 2)에 나타나 있다. 입력되는 직렬 데이터 심분들은  $\Delta t$  간격으로 떨어져 있다. 먼저,  $N$  개의 직렬 심분들이 serial-to-parallel(S/P) 변환기에 의해 병렬 형태로 변환되고,  $N$  개의 부반송파를 변조시킨다. 변조된 부반송파들은 모두 더해진 후, 주파수가  $f_c$  인 RF 반송파에 실려 채널로 전송된다. 실제 구현에서는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)에 의해 이러한 변조 과정이 수행되는데, 입력 심분들에 IFFT를 수행함으로써 식 (1)에 표현된  $s(t)$ 의 샘플들이 얻어진다.

S/P 변환에 의해 심분 간격이  $\Delta t$ 에서  $T = N\Delta t$ 로 증가하게 된다. 이에 따라 전송 신호가 채널의 지연확산(delay spread) 때문에 발생하는 ISI로부터 손상을 덜 받게 된다. 또한, 부반송파 주파수들이  $1/T$ 의 정수배 간격으로 떨어져 있기 때문에, 전송 과정에서 신호가 왜곡되지 않는 한, 하나의 부채널을 통해 전송된 신호 성분이 수신기에서 다른 부채널의 신호 성분을 검파하는데 전혀 영향을 미

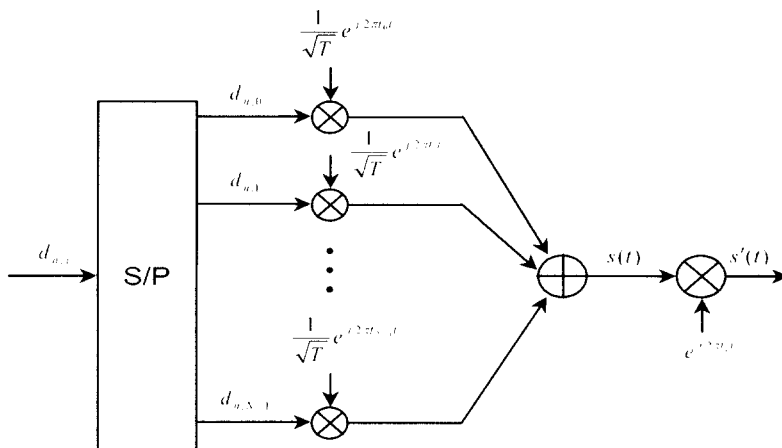


그림 2. OFDM 송신기의 기본구조

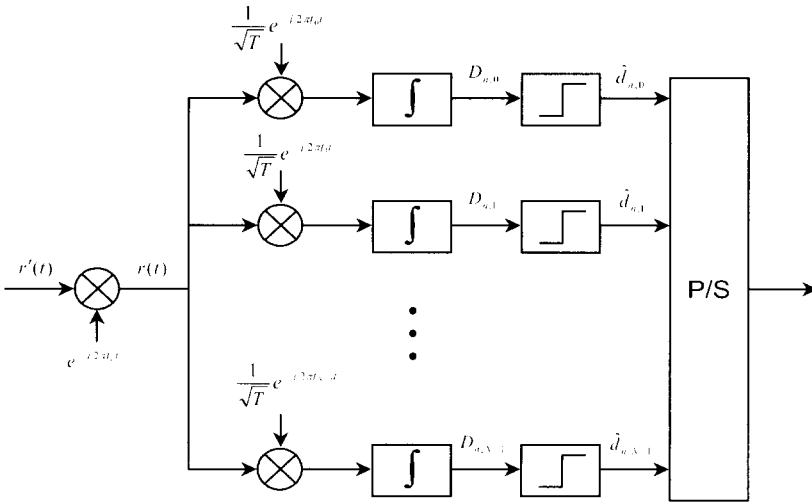


그림 3. OFDM 수신기의 기본구조

치지 않는다.

〈그림 3〉은 OFDM 수신기의 구조를 보여주고 있다. 수신된 신호는 먼저 RF 반송파 주파수와 곱해져서 기저대역으로 떨어진 후, 일련의 상관기와 적분기들을 통과한다. 실제 구현에서는 이 과정이 FFT 연산으로 대체된다. 마지막으로, 검파된 심볼들은 parallel-to-serial (P/S) 변환기에 의해 직렬 형태로 변환된다.

### 3. 보호구간의 삽입

OFDM 방식이 단일 반송파 방식에 비해 ISI의

영향을 적게 받기는 하지만, 앞에서 설명한 단순한 형태의 OFDM 시스템으로는 ISI의 영향을 완전히 제거할 수 없다. 전송 채널에 의해 ISI가 발생하는 경우 부반송파 주파수 사이의 직교성이 더 이상 유지되지 않기 때문이다. 한 가지 해결 방법은 사용하는 부반송파의 개수를 증가시켜서 OFDM 심볼의 길이를 늘리는 것이다. 그러나 부반송파의 개수가 너무 많으면 발진기의 위상 오차에 대한 제한이 심해지고, 하나의 심볼 내에서도 채널 상태가 변할 수 있다는 단점이 생긴다. 이에 대한 대안으로 〈그림 4〉에서와 같이 ISI를 흡수할 수 있는 보호구간을 각 심볼의 앞에 삽입하는 방법이 사용된다. OFDM 심

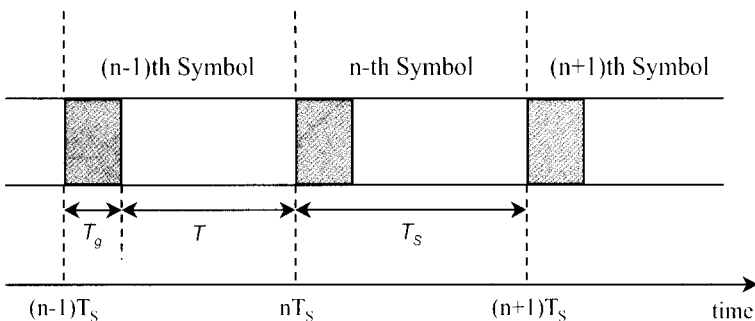


그림 4. 보호구간을 삽입한 OFDM 신호의 구조

볼 하나의 전체 길이를  $T_s$ , 보호구간의 길이를  $T_g$ 라고 하면, 유효 심볼 길이는  $T = T_s - T_g$ 가 된다. 이 경우 전송되는 OFDM 신호는 식 (1)에서  $p(t-nT)$ 를  $p(t-nT_s)$ 로 바꾼 형태가 되고, 펄스 성형 함수  $p(t)$ 는  $T_g \leq t \leq T_s$  구간에서만 값이 1. 그 외의 구간에서는 값이 0이 된다.

보호구간의 길이를 채널의 임펄스 응답보다 길게 설정하면 ISI를 완전히 제거할 수 있다. 그러나, 사용할 수 있는 대역폭 및 부반송파의 개수가 일정할 때, 보호구간의 길이가 길어질수록 데이터 전송률은 낮아지므로, 보호구간의 길이를 무한정 길게 할 수는 없다. 응용 대상에 따라 보호구간의 길이는 조금씩 변하는데, 일반적으로 전체 심볼 길이의 25% 이내로 설정된다.

보호구간을 사용하지 않는 OFDM 시스템과 비교할 때, 전송신호와 수신 필터의 펄스 반응 사이의 불일치로 인해  $10 \log(T_s/T)$  만큼의 손실이 생기는데, 이 손실은 사실 1 dB 이하로 유지될 수 있다 [8]. 실제 전송 채널에서 얻어지는 시스템 이득을 고려하면 이 정도의 손실은 미미하다고 할 수 있다.

#### 4. DFT를 통한 변복조 과정의 구현

과거에 OFDM이 가지고 있던 주된 약점은 시스

템 구현에 필요한 장비들이 너무 복잡하다는데 있었다. 부채널의 수가 매우 많을 경우, OFDM 시스템을 구현하기 위해서는 많은 수의 발진기가 필요했고, 이에 따라 시스템은 복잡해지고 가격도 비싸졌다. 그러나, 원래의 직렬 데이터에 IDFT를 수행함으로써 OFDM 신호가 생성될 수 있고 수신 신호의 복조 역시 사실상 DFT에 의해 수행될 수 있다는 사실을 이용하면, OFDM 시스템을 구현하는 일이 훨씬 간단해진다[9, 10]. <그림 5>에서 볼 수 있듯이, 변조 및 복조 과정에 IDFT와 DFT를 각각 이용함으로써 시스템의 복잡도를 크게 줄일 수 있다. 부반송파의 개수가 많을 경우 FFT를 써서 DFT 블록을 구현하면 시스템의 복잡도를 훨씬 더 줄일 수 있다.

OFDM 신호가 사실상 원신호의 IDFT라는 사실은 다음과 같이 보여질 수 있다. 시간 구간  $[nT_s + T_g, (n+1)T_s]$ 에서, OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \sqrt{\frac{C}{T}} d_{n,i} e^{j2\pi f_i t}, \quad (2)$$

$$nT_s + T_g \leq t < (n+1)T_s$$

$f_i = i/T = i/(N\Delta t)$  라는 관계를 이용하면, 시간 구간  $[nT_s + T_g, (n+1)T_s]$  동안  $t = m\Delta t$  에 서 샘플링된 시퀀스  $S(m)$  은 다음과 같이 표현된다.

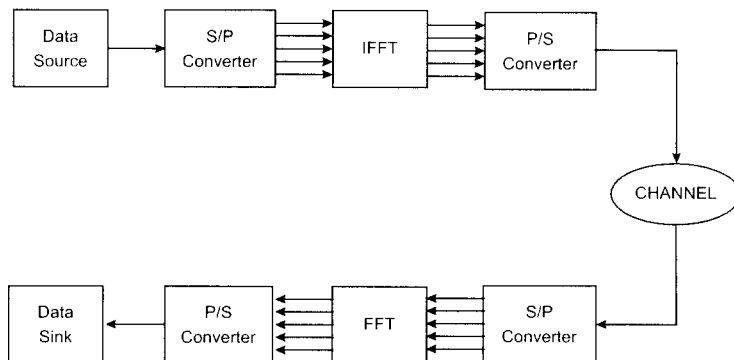


그림 5. IFFT/FFT를 이용한 기저대역 OFDM 시스템



$$s(m) = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T}} d_{n,i} e^{j2\pi im/N}, \quad (3)$$

$$m=0, 1, \dots, N-1$$

식 (3)을 살펴보면  $S(m)$ 이 원래의 시퀀스  $d_{n,i}$ 에 IDFT를 수행한 결과임을 쉽게 알 수 있다. 역으로, 수신기에서는 수신된 시퀀스에 DFT 연산을 행함으로써 원래의 시퀀스를 복원할 수 있다.

### 5. OFDM 방식의 문제점 및 연구 현황

OFDM 전송방식은 주파수 효율이 좋고 다중경로 환경에 비교적 강하다는 이점 덕분에 현재 많은 각광을 받고 있다. 그러나 OFDM이 향후 보편적인 기술로 자리잡기 위해서는 몇 가지 해결해야 할 문제점들이 남아있다. OFDM 전송방식의 단점으로 거론되고 있는 사항들과 이에 대한 연구 현황을 다음에 열거하였다.

#### • 반송파 주파수 동기 및 심볼 타이밍 동기 문제

OFDM 방식은 단일 반송파 방식에 비해 반송파 주파수의 지터, 단말의 이동에 의한 도플러 효과 등으로 인해 발생하는 주파수 오프셋에 매우 민감하다 [14]. 또한 수신기에서 FFT를 수행할 시작점을 결정하기 어렵다는 단점을 가지고 있다. 이러한 동기 문제를 해결하기 위해 그 동안 많은 연구가 수행되어 왔다 [15-19]. 반송파 주파수 동기 방법으로는 보호구간의 특성을 이용하여 시간 영역에서 동기를 맞추는 방법과, 단일 반송파 방식에서와 같이 혼련 시퀀스를 이용하되 FFT 수행 후의 주파수 영역에서 활용하는 방법 등이 연구되었다. 심볼 타이밍 동기의 경우, 시간 영역에서의 동기 방법과 주파수 영역에서의 동기 방법이 모두 연구되어 왔으며, 시간 영역의 동기 방법을 사용하여 전체 추정범위에서 대략적인 동기를 맞추고 주파수 영역에서 미세 동기를 맞추는 방법도 연구되고 있다. 최근에는 주파수와 심볼 타이밍 동기를

동시에 수행하는 알고리즘에 대해서도 연구되고 있다 [18,19].

#### • OFDM 신호의 비선형 왜곡 문제

OFDM 시스템의 송신단에서 신호의 고출력 증폭을 위해 증폭기를 사용할 경우 고출력 증폭기의 비선형 특성에 의한 비선형 왜곡이 발생하게 된다. OFDM 신호는 많은 부채널의 신호가 더해진 형태이므로 진폭 변화가 심하고, 결과적으로 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)이 매우 크다. 따라서, OFDM 시스템에서의 비선형 왜곡은 단일 반송파 방식에서 발생하는 비선형 왜곡에 비해 그 영향이 훨씬 심각하며, 이를 방지하거나 보상하기 위한 연구들이 지금까지 수행되어 왔다. PAPR을 감소시키기 위해 OFDM 시스템에 채널 부호화 방식을 사용하는 COFDM(Coded OFDM)에 대한 연구가 수행되었고 [20]. 두 개의 증폭기를 사용하는 two-branch combining 기법이 제안되었다 [21]. 단일 반송파 방식의 경우와 같이, 고출력 증폭기에 의해 발생하는 비선형 왜곡의 양만큼 고출력 증폭기의 입력 전단에서 송신 심볼의 정상도를 미리 왜곡시키는 사전 왜곡 방법도 연구되었다 [22, 23].

#### • 채널의 shadowing에 대한 대책

OFDM을 사용하는 광대역 시스템은 다중경로 효과에 적절히 대처할 수 있는 능력을 지니고 있다. 그러나, 다중경로 효과 이외에도 광대역 시스템의 성능을 급격히 저하시키는 또 다른 요인이 있는데, 바로 채널의 shadowing(또는 shadow 페이딩)이다. 채널 shadowing이란 전송 경로를 따라 지형이 변화하기 때문에 발생하는 평균 신호 전력의 느린 변화를 일컫는 용어로, 다중경로 페이딩이 소규모 효과인데 반해 shadowing은 lognormal 분포를 갖는 대규모 효과이다 [24]. 단일 반송파 방식의 셀룰러 이동통신 및 위성방송 분야에서는 shadowing에 대한 연구가 어느 정도 진척된 상태이지만, OFDM 방식의 경우에는 시스템 성능에 미치는 영향 또는 이를 극

복하기 위한 방법 등에 관한 연구 결과에 대해서 아직까지는 알려진 바가 별로 없다. 다음 장에서 이러한 shadowing 현상이 OFDM 시스템의 성능에 미치는 영향에 대해 간략히 살펴보기로 한다.

#### IV. Shadowed 다중경로 채널에서 OFDM 시스템의 성능분석

본 장에서는 shadowing이 존재하는 채널에서 OFDM 방식의 성능 변화에 대해서 고찰한다. shadowing을 표현하기 위해 주로 사용되는 방법은 수신 신호의 평균 전력이 lognormal 분포에 따라 변화한다고 간주하는 것이다. 간단한 two-ray 채널 모델에 shadowing 효과를 나타내기 위한 랜덤 변수를 도입하여 OFDM 시스템의 심볼오류확률 변화를 관찰하고, 이를 통해 shadowing이 OFDM에 미치는 영향에 대해 평가한다. 또한, shadowing에 덧붙여 주파수 오프셋마저 존재하는 열악한 상황에서의 성능 분석을 통해, 이러한 두 가지 채널 손상이 OFDM 시스템 성능에 미치는 영향을 비교한다.

##### 1. Shadowed 다중경로 채널 모델

분석에 사용된 채널 모델이 <그림 6>에 묘사되어 있다. 그림내의 작은 사각형은 two-ray 채널을 나타낸다. two-ray 채널은 직접파와 하나의 간섭파를 가지고 다중경로 전파를 표현하며, 다음과 같은 임펄스 응답을 갖는다.

$$h_0(t) = \delta(t) + \beta\delta(t - \tau) \quad (4)$$

식 (4)를 보면, 두 개의 채널 파라미터-채널 지연  $\tau$ 와 지연 신호의 감쇠 계수  $\beta$ 가 있음을 알 수 있다. 앞으로의 분석에서는  $\beta < 1$ ,  $\tau < T_s$ 라고 가정한다.  $h_0(t)$ 로 표현되는 소규모 신호 변화에 덧붙여서, 채널 shadowing 때문에 생기는 대규모 효과를 첨가하기 위해  $\alpha$ 를 도입하였다. 마지막으로  $n(t)$ 는 양측 전력 스펙트럼 밀도가  $N_0/2$ 인 복소 백색 가우스 잡음을 나타낸다.

따라서, 전체 채널의 임펄스 응답  $h(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$h(t) = \alpha \cdot h_0(t) = \alpha [\delta(t) + \beta\delta(t - \tau)] \quad (5)$$

$\alpha$ 는 제공했을 때 lognormal 분포를 갖는 랜덤 변수이다.  $g = 10 \log(a^2) = 10 \log \chi$ 라고 놓으면,  $g$ 는 정규분포를 갖게 되고, 확률밀도함수는 다음과 같이 표현된다.

$$f_G(g) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_0} \exp\left\{-\frac{(g-M)^2}{2\sigma_0^2}\right\} \quad (6)$$

여기서  $M$ 과  $\sigma_0$ 는 각각 dB 단위로 표현된  $g$ 의 평균과 표준편차이다. 식 (6)에 나타난  $g$ 의 확률밀도함수를  $\chi$ 의 확률밀도함수로 바꾸면 다음 식과 같다.

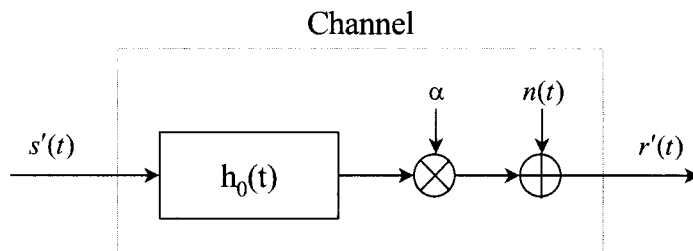


그림 6. Shadowed two-ray 다중경로 채널 모델

$$f_X(\chi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma \chi} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \left(\ln^2 \frac{\chi}{m}\right)\right\} \quad (7)$$

여기서  $m = 10^{M/10}$  은 평균 신호 레벨이고,  $\sigma = (\sigma_0 \ln 10)/10$  는 표준편차이다.

## 2. OFDM 성능분석

처음에는  $\chi$  (또는  $\alpha$ )를 고정된 값으로 간주하고 하나의 가지(branch)에서의 조건부 오류확률  $[P_{br}]_{\chi \text{ fixed}}$  를 계산한다. 이 결과를  $\chi$ 에 대해 평균을 취함으로써, 가지오류확률(branch error probability)  $P_{br}$  을 구한다.

$$P_{br} = \int_0^\infty f_X(\chi) [P_{br}]_{\chi \text{ fixed}} d\chi \quad (8)$$

그 후, 심볼오류확률  $P_s$  는 다음 식과 같이 가지오류확률로부터 구해진다.

$$P_s = 1 - (1 - P_{br})^2 \quad (9)$$

### (1) 보호구간을 사용하지 않은 OFDM

보호구간을 사용하지 않은 경우,  $T_g = 0$ , 즉  $T_s = T$ 이다.  $n$  번째 신호 구간  $[nT, (n+1)T]$  에서  $k$  번째 부채널의 판정 변수(decision variable)  $D_{n,k}$  는 다음과 같이 표현된다[25].

$$D_{n,k} = \alpha C d_{n,k} + (ISI) + (ICI) + (thermal \ noise) \quad (10)$$

위 식에서 첫 번째 항( $\alpha C d_{n,k}$ )은 직접파 신호로부터 온 성분으로, 부반송파 주파수 사이의 직교성에 의해 자기 부채널 이외의 신호 성분이 모두 제거되어 원하는 신호 성분만 남아 있다. 두 번째 항(ISI)과 세 번째 항(ICI)은 지연 신호로부터 온 성분들이다.

(ISI) 항은 지연 신호 중 자기 부채널( $i = k$ )의 신호 성분을 나타내고, (ICI) 항은 지연 신호 중 자기 부채널을 제외한 나머지 부채널들( $i \neq k$ )의 신호가 모두 더해진 성분을 나타낸다. 이 중 ICI (Inter-carrier Interference) 성분은 단일 반송파 시스템에서는 나타나지 않고 OFDM 시스템에서만 나타나는 성분으로서,  $2(N-1)$  개의 심볼들이 더해진 성분이다. 일반적으로 100 개 이상의 부채널이 OFDM에서 사용되기 때문에, ICI 성분은 중앙극한 정리(central limit theorem)에 의해 가우스 랜덤 변수로 근사화 될 수 있다. (ICI) 성분과 (thermal noise) 성분은 서로 독립이고 모두 가우스 분포를 가지므로, 이 두 성분의 합 역시 가우스 분포를 갖는 랜덤 변수가 된다. 이 새로운 랜덤 변수의 평균과 분산은 (ICI)와 (thermal noise)의 평균과 분산을 각각 더한 값이 된다.

심볼오류확률을 구하기에 앞서,  $d_{n,k}$  가 QPSK 신호이고 동일한 사전확률(a priori probability) 을 갖는다고 가정한다.  $\phi = 2\pi(f_c + f_k)\tau$  라고 할 때, 일반적으로  $f_c \gg 1/\tau$  이기 때문에  $\tau$  가 조금만 변해도  $\phi$  는 크게 변화한다. 따라서,  $\phi$  가  $[0, 2\pi]$  구간에서 균일(uniform) 분포를 갖는다고 가정한다.  $a_1 = 1 + j, a_2 = 1 - j, a_3 = -1 + j, a_4 = -1 - j, b_1 = j, b_2 = -j$  라고 놓으면,  $\chi$  와  $\phi$  값이 고정된 경우의 조건부 가지오류확률은 다음과 같이 계산된다[25].

$$[P_{br}]_{\chi, \phi \text{ fixed}} = \sum_{i=1}^4 \sum_{m=1}^2 \frac{1}{8} Q \left( \frac{C\sqrt{\chi}}{\sigma_1} \left[ 1 - \beta \left( a_i^r \frac{\tau}{T} \cos \phi + a_i^i \frac{\tau}{T} \sin \phi - \frac{T-\tau}{T} \cos \phi + b_m^i \frac{T-\tau}{T} \sin \phi \right) \right] \right) \quad (11)$$

여기서  $a_l^r, a_l^i$ 는  $a_l (l=1, 2, 3, 4)$ 의 실수부와 허수부를 각각 나타내고,  $b_m^i$ 는  $b_m (m=1, 2)$ 의 허수부를 나타낸다.  $\sigma_1$ 은 (ICI)와 (thermal noise)가 더해진 성분의 표준편차이다.  $[P_{br}]_{\alpha, \phi \text{ fixed}}$ 를  $\phi$ 에 대해 평균을 취함으로써, 고정된  $\chi$  값에서 보호구간이 없는 OFDM의 조건부 가시오류확률이 구해진다.

$$[P_{br}]_{\chi \text{ fixed}} = \frac{1}{16\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{l=1}^4 \sum_{m=1}^2 Q \left( \frac{C\sqrt{\chi}}{\sigma_1} \left[ 1 - \beta \left( a_l^r \frac{\tau}{T} \cos \phi + a_l^i \frac{\tau}{T} \sin \phi - \frac{T-\tau}{T} \cos \phi + b_m^i \frac{T-\tau}{T} \sin \phi \right) \right] \right) d\phi \quad (12)$$

식 (8), (9), (12)를 조합하면, 보호구간을 사용하지 않은 OFDM의 심볼오류확률에 대한 표현식을 구할 수 있다.

## (2) 보호구간을 사용한 OFDM

보호구간을 사용하는 경우, 지연 신호 때문에 생기는 부정적인 효과를 제거하거나 적어도 줄일 수 있다. 먼저, 보호구간의 길이  $T_g$ 가 채널 지연  $\tau$ 보다 길다고 가정한다. 이 경우 적분기에서 적분이  $t = nT_s + T_g$ 에서 시작되도록 하면, 이전 신호 구간에 있는 심볼로부터 오는 효과를 완전히 제거할 수 있다. 즉,  $D_{n,k}$ 가  $(n-1)$ 번째 신호 구간에 있는 심볼들의 영향을 받지 않는다. 또한, 보호구간에 cyclic prefix를 사용할 경우, 다른 부채널에서 온 신호 성분들 역시 부반송과 주파수들 사이의 직교성 덕분에 제거될 수 있다.

이러한 상황을 고려할 때,  $n$ 번째 신호 구간에서  $k$ 번째 부채널의 판정 변수  $D_{n,k}$ 는 다음과 같은 간단한 형태로 표현된다[25].

$$D_{n,k} = \alpha C(1 + \beta e^{-j\phi}) d_{n,k} + \quad (13)$$

(thermal noise)

$\chi$ 와  $\phi$ 가 고정된 경우의 조건부 가시오류확률은 다음과 같이 계산된다[25].

$$[P_{br}]_{\chi, \phi \text{ fixed}} = \frac{1}{2} Q \left( \frac{C\sqrt{\chi} (1 + \beta \cos \phi + \beta \sin \phi)}{\sigma_2} \right) + \frac{1}{2} Q \left( \frac{C\sqrt{\chi} (1 + \beta \cos \phi - \beta \sin \phi)}{\sigma_2} \right) \quad (14)$$

여기서  $\sigma_2$ 는 (thermal noise) 성분의 표준편차이다. 식 (14)를  $\phi$ 에 대해서 평균을 취함으로써,  $\chi$ 가 고정된 경우의 조건부 가시오류확률  $[P_{br}]_{\chi \text{ fixed}}$ 를 구할 수 있다.

$$[P_{br}]_{\chi \text{ fixed}} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ Q \left( \frac{C\sqrt{\chi} (1 + \beta \cos \phi + \beta \sin \phi)}{\sigma_2} \right) + Q \left( \frac{C\sqrt{\chi} (1 + \beta \cos \phi - \beta \sin \phi)}{\sigma_2} \right) \right\} d\phi \quad (15)$$

보호구간을 사용하지 않은 경우에서처럼, 보호구간을 사용한 OFDM의 심볼오류확률은 식 (8), (9), (15)를 조합함으로써 구해진다.

## (3) 수치적 해석결과

HFR을 목표로 밀리미터파 채널에서 OFDM의 심볼오류확률에 대한 수치적인 결과를 구하였다. 성능 계산에 사용된 시스템 및 채널 파라미터 값들이 <표 2>에 정리되어 있다.

155 Mbps의 데이터 전송률과 128 개의 부반송파를 사용함으로써, S/P 변환기를 지난 후의 심볼 시간은 S/P 변환기를 지나기 전에 비해 128 배 증가된  $1.65 \mu\text{s}$ 가 된다. 보호구간을 사용하는 OFDM 시스템의 경우, 보호구간의 길이는 심볼 시간의 1/16로 설정하였다. 지연확산 값으로는 밀리미터파 채널의 전형적인 지연확산 값  $50 \text{ ns}$ 가 사용되었다[20]. 이 경우, (심볼 시간에 대해) 정규화된 지연 값은 약

파라미터		값
시스템	데이터 전송률	155 Mbps
	부반송파의 개수	128
	변조방식	QPSK
	심볼 길이 $T_s$	1.65 $\mu$ s
	보호구간 길이 $T_g$ (사용시)	$T_s/16 \approx 103$ ns
채널	지연 $\tau$	50 ns
	정규화된 지연 $\tau/T$	0.03
	지연과의 감쇠상수 $\beta$	0.2
	Shadowing의 표준편차 $\sigma_0$ (shadowed 채널의 경우)	3.2 dB

표 2. OFDM 성능분석에 사용된 파라미터 값

0.03이다. 채널에 shadowing이 존재하는 경우 shadowing의 표준편차는 어떤 환경을 고려하고 있는가에 따라 변하는데, 밀리미터파 대역에서는 그 값이 대략 1~7 dB 범위에 놓여 있다[26,27]. 여기서는 shadowing의 표준편차 값으로 3.2 dB를 사용하였다.

OFDM의 심볼오류확률을 나타내고 있다. 그림 위 부분의 두 곡선들은 shadowing이 있는 다중경로 채널에서의 성능을 나타내고, 가운데 부분의 두 곡선들은 shadowing이 없는 다중경로 채널에서의 성능을 나타낸다. 맨 아래에 있는 곡선은 AWGN 채널에서의 성능을 나타낸다. 실선과 점선은 보호구간을 사용한 경우와 그렇지 않은 경우의 성능을 각각 나타낸다. OFDM의 성능이 다중경로 효과 때문에 저하되

(그림 7)은 다섯 가지 다른 환경에서 계산된

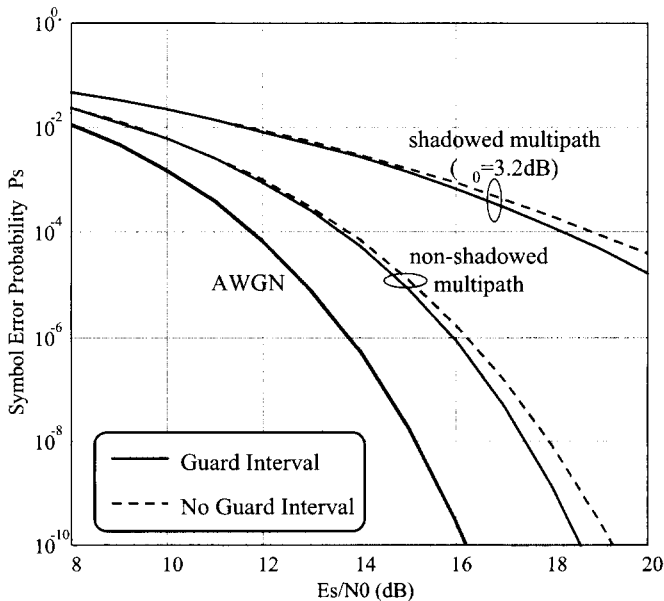


그림 7. OFDM의 심볼오류확률

있고, shadowing으로 인해 더욱 나빠졌음을 그림으로부터 확인할 수 있다. 예를 들면, AWGN 채널, shadowing이 없는 다중경로 채널, shadowing이 있는 다중경로 채널에서의 심볼오류확률은  $16 \text{ dB}$ 의  $E_s/N_0$ 에서 각각  $2.8 \times 10^{-10}$ ,  $1.7 \times 10^{-6}$ ,  $8.6 \times 10^{-4}$ 이다. 다른 관점에서 보면,  $10^{-4}$ 의 심볼오류확률을 얻기 위해서, shadowing이 있는 다중경로 채널에서 동작하는 OFDM 시스템은 shadowing이 없는 다중경로 채널에서 동작하는 시스템에 비해 약  $5 \text{ dB}$ 의 추가적인  $E_s/N_0$ 를 필요로 한다. 보호구간을 사용하면 OFDM의 성능이 향상되기는 하지만, 고려된 환경에서는 그 향상 정도가 매우 작음을 알 수 있다.

### 3. 주파수 오프셋으로 인한 성능저하

OFDM 방식이 가지고 있는 단점 가운데 하나는 단일 반송파 방식에 비해 주파수 오프셋의 영향을 훨씬 많이 받는다는 점이다. 주파수 오프셋은 도플러 효과 또는 송수신기 발진기 자체의 불안정성으로 인해 발생하는데, 주파수 오프셋에 대한 OFDM의 이러한 민감성은 OFDM 방식의 구조 자체에 기인한다. OFDM 방식에서 각각의 부채널은 전체 대역폭의  $1/N$ ( $N$ 은 부채널의 개수)만큼을 점유한다. 따라서 동일한 양의 주파수 오프셋이 발생하더라도, 그것이 OFDM 시스템에 미치는 영향은 같은 대역폭을 사용하는 단일 반송파 시스템의 경우보다 심각해질 수밖에 없다.

주파수 오프셋이 OFDM 시스템에 미치는 영향은 크게 두 가지로 생각할 수 있다. 첫 번째는 정합필터 출력신호의 진폭이 감소하고 위상이 회전한다는 점인데, 이 효과는 단일 반송파 방식에서도 나타나는 효과이다. 두 번째 효과는 OFDM 시스템에서만 발생하는 것으로 부반송파 주파수 사이의 직교성이 상실된다는 점이다. 이로 인해 ICI가 발생하게 되고, 시

스템 성능에 큰 손실을 초래한다.

$f_{off}$  만큼의 주파수 오프셋이 있다고 가정할 때, 시간구간  $[0, T)$ 에서  $k$  번째 판정 변수  $D_{0,k}$ 는 식 (10)에서 다음과 같은 형태로 변화한다.

$$D_{0,k} = \alpha C d_{0,k} \text{sinc}(f_{off}T) e^{j\pi f_{off}T} + (ICI_1) + (ISI) + (ICI_2) + (\text{thermal noise}) \quad (16)$$

위 식에서 첫 번째와 두 번째 항은 직접파 신호로부터 온 성분들이고, 세 번째와 네 번째 항은 지연 신호로부터 온 성분들이다.

식 (10)과 (16)을 비교해보면 주파수 오프셋으로 인해 크게 달라진 점을 두 가지 발견할 수 있다. 첫 번째 항은 원하는 신호 성분을 나타내는데, 식 (10)에서와는 달리  $\text{sinc}(f_{off}T) e^{j\pi f_{off}T}$  라는 인수가 첨가되었다. 즉, 주파수 오프셋으로 인해 신호의 크기가 감소했고 위상이 변했다. 또 하나의 두드러진 차이점은 식 (10)에서는 나타나지 않았던 두 번째 항  $(ICI_1)$ 이 새로 발생했다는 점이다. 이 항은 주파수 오프셋의 영향으로 부반송파 주파수 사이의 직교성이 파괴되면서 직접파 성분에서도 ICI가 발생했음을 나타낸다. 이러한 변화들은 수신 SNR을 감소시켜 결국은 시스템 성능을 저하시킨다.

<그림 8>은 <표 2>에 있는 파라미터 값들을 적용해서 얻어진 시스템 성능을 보여주고 있다. 주파수 오프셋이 증가함에 따라 시스템 성능이 급격히 저하됨을 알 수 있다. 또한 (부반송파 간격에 대해) 정규화된 주파수 오프셋( $f_{off}T$ )이  $5\%$  이상인 경우에는 error floor가 발생함을 알 수 있다. 즉,  $E_s/N_0$ 가 계속해서 증가해도 심볼오류확률이 어느 값 이하로는 떨어지지 않는 현상이 발생한다. <그림 8>에서 보면 정규화된 주파수 오프셋이  $5, 7, 10\%$ 인 경우,  $1.4 \times 10^{-11}$ ,  $3.9 \times 10^{-6}$ ,  $3.4 \times 10^{-3}$ 에서 각각 error floor가 나타났음을 알 수 있다.  $E_s/N_0$ 가 증가함에

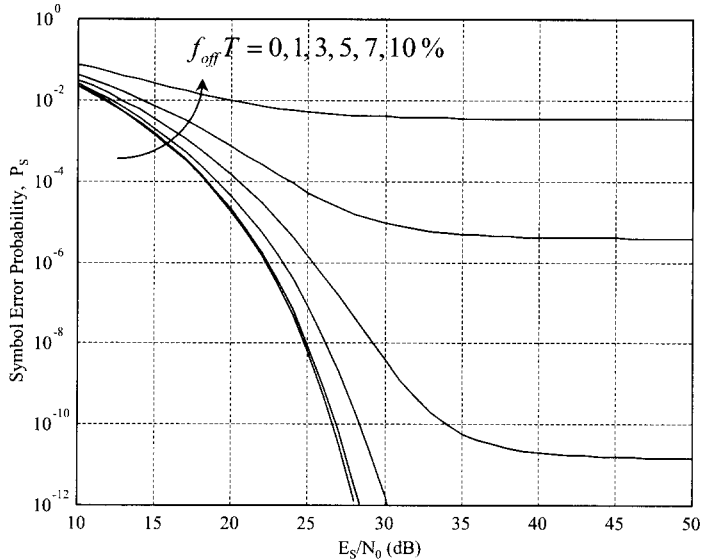


그림 8. 주파수 오프셋에 따른 OFDM의 성능 변화

따라 원하는 신호 성분뿐만 아니라 ICI 성분 역시 증가하는데, 이러한 ICI 성분은 부반송파의 개수가 큰 경우 중앙극한정리에 의해 일종의 잡음으로 간주될 수 있다. 다시 말해서,  $E_s/N_0$ 가 증가함에 따라 원하는 신호 성분뿐만 아니라 잡음 역시 증가하기 때문에 이러한 error floor 현상이 발생한다. 한 가지 특이한 점은 정규화된 주파수 오프셋이 3% 이하인 경우에는 시스템 성능 저하가 거의 없었다는 점인데, 그 이유는 다음과 같이 설명될 수 있다. <그림 8>에 그려진 성능 곡선들은 주파수 오프셋 외에도 채널의 shadowing 현상까지 고려된 결과들로서, 주파수 오프셋이 작은 경우에는 shadowing에 의한 성능저하 효과가 두드러지기 때문에 주파수 오프셋에 의한 효과는 거의 나타나지 않았다고 할 수 있다.

## V. 맺음말

오늘날 이동통신 서비스의 주종을 이루는 것이 음성 서비스이기는 하지만, 고속 인터넷 접속 및 실시간 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 점차 증가하고

있는 추세이다. 이러한 진보된 서비스를 제공하기 위해서는 채널당 2 Mbps 이상의 전송률을 제공할 수 있는 광대역 무선통신 시스템이 요구된다. 본 논문에서는 광대역 무선통신 시스템의 개발 현황에 대해 살펴보고, 이러한 시스템을 위한 전송방식으로 고려되고 있는 OFDM에 대해 고찰하였다. 광대역 무선 시스템을 위한 주파수 대역으로는 수 GHz에서 수십 GHz에 이르는 밀리미터파 대역이 활용되고 있으며, 변조 방식으로는 많은 시스템에서 OFDM이 고려되고 있다. OFDM은 다중경로 채널에서 데이터를 고속으로 전송하는데 적합한 방식으로, 많은 광대역 무선 시스템에서 채택 또는 검토하고 있는 방식이다. OFDM의 응용대상은 고속 무선통신에서 전화망, 디지털 오디오 방송, 지상파 디지털 TV 방송으로까지 지속적으로 확장되어 왔다. 그러나 OFDM이 좀 더 보편적으로 사용되기 위해서는 몇 가지 극복해야 할 점들이 있다. 전송채널에 shadowing이 존재하는 경우 OFDM 방식만으로는 shadowing의 부정적 영향을 제거할 수 없으며, 이에 대처하기 위해서는 macrodiversity와 같은

기법이 적용되어야 한다. 또 한가지 문제점은 주파수 오프셋으로 인한 성능저하를 들 수 있다. OFDM은 그 자체의 구조로 인해 단일 반송파 방식보다 주파수 오프셋에 훨씬 민감하다는 단점을 가지고 있는데, 주파수 오프셋이 생기는 경우 부반송파 주파수 사이의 직교성이 파괴되어 ICI가 도입되고, 이것은 바로 시스템 성능의 저하로 연결된다. 따라서 OFDM 방식에서는 주파수 동기를 맞추는 일이 가장 중요한 일 가운데 하나라고 할 수 있다. 이 외에도 큰 값의 PAPR로 인해 발생하는 비선형 왜곡 등의 문제가 현재 OFDM의 단점으로 거론되고 있는데, 앞으로 OFDM이 보편적인 기술로 자리잡기 위해서는 이러한 약점들이 극복되어야 한다.

#### ※ 참고 문헌

- [1] W. Honcharenko, J. Kruys, D. Lee, and N. Shah, "Broadband wireless access," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 1, pp. 20-26, Jan. 1997.
- [2] L. Correia and R. Prasad, "An overview of wireless broadband communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 1, pp. 28-33, Jan. 1997.
- [3] N. Morinaga, M. Nakagawa and R. Kohno, "New concepts and technologies for achieving highly reliable and high-capacity multimedia wireless communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 1, pp. 34-40, Jan. 1997.
- [4] J. Mikkonen, C. Corrado, C. Evcı and M. Prögler, "Emerging wireless broadband networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 2, pp. 112-117, Feb. 1998.
- [5] CCIR Report 721-3, Attenuation by Hydrometeors, in Particular Precipitation, and Other Atmospheric Particles, Geneva, 1990.
- [6] M. Smulders and L. Correia, "Characterisation of propagation in 60 GHz radio channels," *Electronics & Communication Engineering Journal*, pp. 73-80, Apr. 1997.
- [7] L. J. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, no. 7, pp. 665-675, July 1985.
- [8] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Rev.*, no. 224, pp. 168-190, Aug. 1987.
- [9] 김기선, "디지털 LMDS 서비스를 위한 모뎀 기술," *전자공학회지*, 제 25권, 제 4호, pp. 359-369, 1998.4.
- [10] <http://www.infowin.org/ACTS/>
- [11] R. W. Chang, "Orthogonal frequency division multiplexing," U.S. Patent 3,488,445, filed Nov. 14, 1966, issued Jan. 6, 1970.
- [12] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19, no. 5, pp.



- 628-634, Oct. 1971.
- [13] W. Y. Zou and Y. Wu, "COFDM: An overview," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 41, no.1, pp. 1-8, Mar. 1995.
- [14] H. Nikookar and R. Prasad, "On the sensitivity of multicarrier transmission over multipath channels to phase noise and frequency offsets," in *Proc. IEEE PIMRC'96*, Taipei, Taiwan, Oct. 1996, vol. 1, pp. 68-72.
- [15] J. S. Oh, Y. M. Chung, and S. U. Lee, "A carrier synchronization technique for OFDM on the frequency-selective fading environment," in *Proc. IEEE VTC'96*, Atlanta, GA, 28 Apr.-1 May 1996, vol. 3, pp. 1574-1578.
- [16] D. Lee and K. Cheun, "A new symbol timing recovery algorithm for OFDM systems," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 43, no. 3, pp. 767-775, Aug. 1997.
- [17] D. K. Kim, S. H. Do, H. B. Cho, H. J. Choi, and K. B. Kim, "A new joint algorithm of symbol timing recovery and sampling clock adjustment for OFDM systems," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 1142-1149, Aug. 1998.
- [18] I. H. Hwang, H. S. Lee, and K. W. Kang, "Frequency and timing period offset estimation technique for OFDM systems," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 6, pp. 520-521, 19 Mar. 1998.
- [19] Y.-J. Kim, D.-S. Han, and K.-B. Kim, "A new fast symbol timing recovery algorithm for OFDM systems," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 1134-1141, Aug. 1998.
- [20] U. P. Bernhard and J. Meierhofer, "Coded OFDM transmission for high-speed wireless access to ATM networks," in *Proc. Wireless'96*, Calgary, Canada, July 1996, vol. 2, pp. 102-115.
- [21] R. Dinis, P. Montezuma, and A. Gusmao, "Performance trade-offs with quasi-linearly amplified OFDM through a two-branch combining technique," in *Proc. IEEE VTC'96*, Atlanta, GA, 28 Apr.-1 May 1996, vol. 2, pp. 899-902.
- [22] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, "An adaptive data predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 10, pp. 1167-1171, Oct. 1997.
- [23] M.-C. Kim, Y. Shin, and S. Im, "Compensation of nonlinear distortion using a predistorter based on the fixed point approach in OFDM systems," in *Proc. IEEE VTC'98*, Ottawa, Canada, May 1998, vol. 3, part 2, pp. 2145-2149.
- [24] A. A. Abu-Dayya and N. C. Beaulieu, "Micro- and macrodiversity MDPSK on shadowed frequency-selective channels," *IEEE Trans. Commun.*,

- vol. 43, no. 8, pp. 2334-2343, Aug. 1995.
- [25] W. Hwang and K. Kim, "Performance analysis of OFDM on the shadowed multipath channels," IEEE Trans. Consumer Electronics, vol. 44, no. 4, pp. 1323-1328, Nov. 1998.
- [26] H. J. Thomas, R. S. Cole and G. L. Siqueira, "An experimental study of the propagation of 55 GHz millimeter waves in an urban mobile radio environment," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no. 1, pp. 140-146, Feb. 1994.
- [27] L. Talbi and G. Y. Delisle, "Experimental characterization of EHF multipath indoor radio channels," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 14, no. 3, pp. 431-440, Apr. 1996.



황운철

1995년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (학사)  
 1998년 8월 광주과학기술원 정보통신공학과(석사)  
 1998년 9월~현재 광주과학기술원 정보통신공학과 박사과정  
 \*주관심분야: 디지털 통신시스템 설계 및 구현



김기선

1978년 2월 서울대학교 전자공학과 (학사)  
 1980년 2월 서울대학교 전자공학과 (석사)  
 1987년 12월 Univ. of Southern Cal. (박사)  
 1988년~1991년 Schlumberger Inc. Senior Development Engineer  
 1991년~1994년 Superconducting Super Collider Lab., Computer Comm. Specialist  
 1994년~현재 광주과학기술원 정보통신공학과 교수  
 \*주관심분야: 디지털 통신시스템 설계 및 구현