

主 題

IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 모뎀 기술

중앙대학교 정의석, 조용수

차 례

- I. 서론
- II. 표준화 동향
- III. 무선 LAN 전송 기술
- IV. IEEE 802.11a 무선 모뎀의 물리 계층
- V. IEEE 802.11a 무선 모뎀의 PLCP
- VI. 결론

I. 서론

LAN은 1980 후반에 도입되기 시작한 Client-Server 환경과 함께 보급이 확산되기 시작하였으며, 초기에 1~4 Mbps 정도이었던 전송속도가 1990년도 Multimedia 시대의 개막으로 통신망의 대역폭에 대한 수요가 급격하게 증가하였다. 특히 고화질의 이미지, 동영상 멀티캐스팅 서비스에 대한 요구가 점차 증대되면서 전송속도나 제공할 수 있는 서비스 측면에서 점차 그 한계성이 인식되기 시작하여 10 Mbps의 Ethernet, 100 Mbps의 FDDI 등을 거쳐 전화회선을 사용해 100 Mbps의 전송속도를 지원하는 Fast Ethernet이나 FDDI Copper 등이 보급되기 시작하였으며 현재 Gigabit Ethernet 구현에 대한 연구가 한창 진행 중이다. 또한 최근 휴대용 컴퓨터의 보급이 확산됨에 따라 이들을 장소에 상관없이 컴퓨터망에 연결시

키는 수단으로 무선 LAN의 필요성이 증대되고 있다. 무선 LAN은 무선전송기술을 사용하여 기존의 유선 LAN의 미비점을 보완하고, 유선 LAN의 설치가 어려운 환경까지 무선채널을 통해 LAN을 확장시킬 수 있는 이동성, 휴대성 및 간편성 등의 이점으로 응용분야가 확산되고 있다.

이와 같은 무선 멀티미디어 서비스 요구의 증가와 무선전송기술의 발달로 인하여 1~2 Mbps 전송속도를 갖는 무선 LAN의 표준안인 기존의 IEEE 802.11 규격을 향상시켜, 1999년 7월 IEEE 802.11 전체회의에서 5 GHz 대에서 6~54Mbps의 전송속도를 갖는 OFDM 방식의 IEEE 802.11a 무선 LAN 표준 초안을 확정하였다 [1][2]. 본 논문에서는 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 표준 초안에 정의된 물리계층과 PLCP의 사양을 살펴보고, 구현을 위하여 필요한 기술을 설명한다. 본 논문의 II장에서는 IEEE 802.11a 무선

LAN과 관련된 표준화 동향을 기술하고, III장에서는 고속 무선 LAN에 적합한 무선 전송 기술에 대하여 간략히 기술한다. IV장에서는 IEEE 802.11a 무선 모뎀의 사양을 설명한 후 그 성능을 분석하고, ASIC Chip 구현을 위한 블록도를 구성한다. V장에서는 IEEE 802.11a PLCP 프레임 포맷과 PLCP 프리앰블 및 송·수신 절차를 요약한다. VI장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 표준화 동향

증가하는 광대역 무선 서비스의 수요에 부응하고, 다른 회사에서 생산된 제품들 사이의 호환성을 만족시키기 위하여 제정된 표준안은 표 1에 나타난 바와 같이 크게 IEEE 802.11, ETSI(European Telecommunication Standard Institute) BRAN(Broadband Radio Access Networks) 프로젝트의 HIPERLAN(High Performance Radio LAN) 규격, 미국 WIN(Wireless Information Networks)

Forum의 SUPERNET(Shared Unlicensed Personal Radio Network), 일본 MMAC-PC (Multimedia Mobile Access Communication Systems - Promotion Council) 규격, ATM Forum의 WATM(Wireless ATM)-WG 규격으로 분류할 수 있다[3].

IEEE 802.11은 1990년 무선 LAN 사업자들이 모여 결성한 그룹을 중심으로 이루어져 1997년 표준안이 발표되었다. 초기에 출시된 무선 LAN 제품은 상대적으로 RF 부품 값이 저렴한 900 MHz 밴드를 주로 이용하였으나 전송속도가 고속화됨에 따라 점차 높은 밴드의 사용이 요구되어, 미국 FCC에서는 1985년(1990년 수정됨) 3개의 ISM(industrial, scientific, and medical) 밴드, 902~928 MHz, 2.4~2.4835 GHz, 5.725~5.85 GHz를 열어 인가없이 사용할 수 있게 하였다. IEEE 802.11은 ISM 밴드의 2.4 GHz를 사용하여 2 Mbps까지 전송할 수 있는 무선 LAN의 물리계층과 MAC(Medium Access Control)

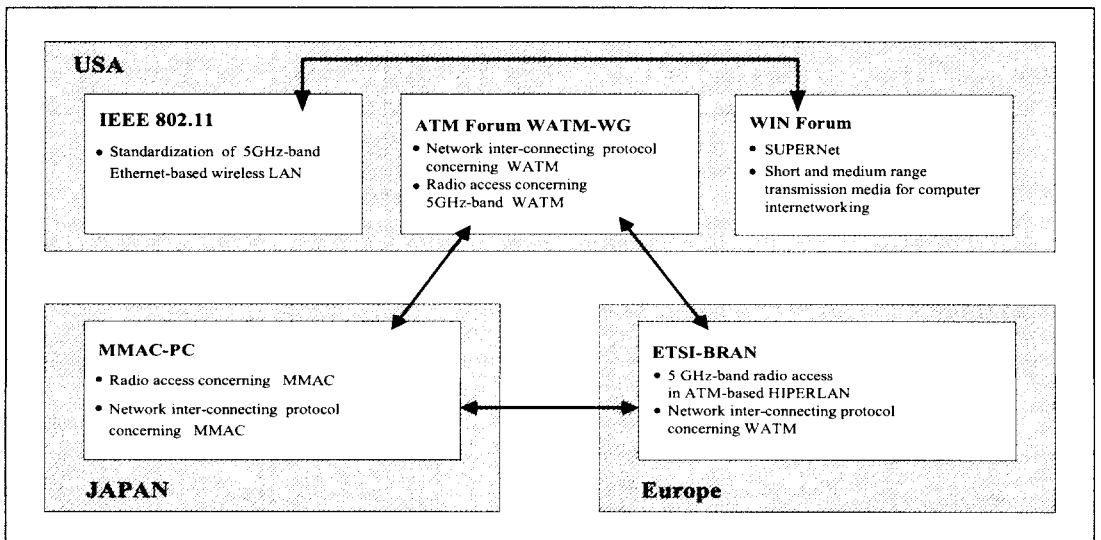


표 1. 광대역 무선 액세스 네트워크 표준화 추진 관련도

계층을 규정하고 있다. IEEE 802.11에서는 CSMA/CA의 MAC을 사용하고, 물리계층으로는 Direct Sequence Spread Spectrum, Frequency Hopping Spread Spectrum과 적외선 방식(16-PPM/4-PPM)을 수용한다[2]. 또한 1995년 WINForum에서는 멀티미디어 고속 무선망의 실현을 위하여 5.1~5.35 GHz 대역의 250 MHz를 필요로 하는 SUPERNET을, APPLE 사에서는 NII(National Information Infrastructure)의 광대역 서비스를 위하여 5.15~5.3 GHz 대역을 요구하였다. 이에 1997년 FCC에서는 U-NII(Unlicensed-NII)용 밴드로 5.15~5.35 GHz(HIPERLAN의 주파수와 일부 중첩)와 5.725~5.825 GHz를 인가없이 사용할 수 있도록 하였다. 1999년 3월 일본 NTT, 미국 Lucent, 이스라엘 BreezeCom 등으로 구성된 IEEE 802.11 TGa(Task Group a)에서는 5 GHz 대역에서 6~54 Mbps의 전송속도가 가능한 OFDM 방식의 고속 무선 LAN의 표준초안인 IEEE 802.11a를 확정하였으며, 1999년 7월

IEEE 802.11 전체회의에서 표준 초안으로 확정되었다[1]. IEEE 802.11a는 ETSI BRAN, ATM Forum, 그리고 일본의 MMAC-PC 등에서 현재 진행하고 있는 5 GHz 대역에서의 광대역 액세스 표준화와 직접적인 관련이 있다. 또한 표 2에 나타난 바와 같이 2.4 GHz 대역의 기존 IEEE 802.11 규격 무선 LAN의 변복조 기술을 일부 변경하여 전송속도를 고속화한 IEEE 802.11b 표준 초안도 확정되었다.

ETSI의 BRAN은 CEPT에서 할당된 5.2 GHz와 17.1 GHz 주파수 대역을 사용하여 멀티미디어 정보를 위한 고속 무선망인 HIPERLAN의 일부 기능을 표준화 하는 것을 목표로 한다. HIPERLAN은 응용 대상에 따라 4개의 형태로 분류되어 있으며, 이 중 TYPE-1(HIPERLAN/1)은 5.2 GHz 대역에서 ISO 8802와 연동가능한 19 Mbps의 고속 무선 LAN으로서 ETS 300 652에 표준화되어 있다[4][5]. TYPE-2(HIPERLAN/2)는 200 m 내의 좁은 범위에서

Task Group	표준화 목표	현황
IEEE 802.11 TGa	- 기존 IEEE 802.11 규격 확장 - U-NII의 5GHz 대역에서 6~54Mbps 전송속도 지원 - 휴대 및 이동성 지원	- 1999년 7월 OFDM 방식의 물리계층 표준 초안 확정 - ETSI BRAN, MMAC 등에서 공통된 물리계층 표준안으로 추진 - 일본 NTT, 미국 Lucent, 이스라엘 BreezeCom 등 추진
IEEE 802.11 TGb	- 기존 IEEE 802.11 규격 기반 - 2.4GHz 대역에서 10Mbps 급으로 전송속도 고속화	- 1999년 7월 표준 초안 확정 - Alantro, Lucent/Harris, Micrilor 시등 추진
IEEE 802.11 rev	- 기존 IEEE 802.11 규격 수정	활동 없음
IEEE 802.11c	- 기존 IEEE 802.11 규격의 프레임을 지원하기 위해 bridging 표준 추가	활동 없음

표 2. IEEE 802.11의 표준화 현황

5.2GHz의 비허가 대역을 사용하여 UMTS (IMT-2000) 망, ATM 망, IP 망 등의 이동단말과 유선 광대역망의 접속이 가능한 고속 무선 전송 시스템으로서, EP(ETSI Project)-BRAN에서 1999년 12월까지 규격 완성을 목표로 하고 있다 [6]. HIPERLAN/2의 전송방식으로는 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN의 전송방식인 OFDM 방식을 채택하였으며, HIPERLAN/2의 MAC으로는 HIPERLAN/1에서 사용하는 경쟁기반의 CSMA와 달리 중앙집중방식의 동적예약식 시분할 다중접속 및 이중화(Dynamic Reservation TDMA/TDD)을 사용하여 ATM 및 IP 네트워크에서 요구하는 다양한 QoS를 보장할 수 있도록 하였다[7]. HIPERACCESS는 최대 5 Km 내의 택내 또는 중/소형 사업장의 가입자를 위한 광대역 고정 가입자망으로서, EP(ETSI Project)-BRAN에서 2000년 상반기까지 규격 완성을 목표로 하고 있다. HIPERLINK는 HIPERACCESS 노드와 HIPERLAN 간의 초고속(155 Mbps) 점대점 연결 링크로 기간망 역할을 하는 17.1 GHz대 무선 시스템이다. ETSI BRAN의 표준화작업에는 ACTS 프로젝트에 관련된 업체 외에 무선 ATM 개발을 수행해온 여러 업체가 참여하고 있으며, BRAN 전반에 대한 규격 완성은 2002년까지를 목표로 하고 있다[8][9].

일본의 경우에는 1992년 12월에 이동 멀티미디어 서비스에 적합한 광대역 무선접속시스템을 개발하기 위하여 이동 멀티미디어 접속통신시스템 진흥협회 MMAC-PC를 결성하였으며, 현재 120개 이상의 회사가 표준화에 참여하고 있다. MMAC-PC에서는 ATM Forum간의 상호협력을 통하여 현재 ATM Forum WATM WG에서 논의되고 있는 것들과 상당 부분 일치된 표준화를 제안하고 있다. 즉,

MMAC-PC와 ETSI BRAN 등에서는 OFDM 방식의 IEEE 802.11a와 공통된 물리계층 표준화를 현재 추진하고 있다.

유선 ATM 망에서 지원하는 광대역 멀티미디어 서비스를 저속의 이동환경에서 5 GHz, 17 GHz, 60 GHz의 고주파 대역을 이용하여 궁극적으로는 155 Mbps 데이터를 다양한 QoS 로 제공하고자 하는 무선 ATM 핵심기술에 대한 국제 표준화 작업은 1996년 6월에 결성된 ATM Forum의 WATM WG에서 이루어지고 있다[10]. WATM WG에서는 WATM에 필요한 규격 1.0을 작성중인데, 이 규격은 ATM Forum UNI(User-to-Network Interface) 4.0 및 PNN (Private Network-to-Network Interface) 1.0 규격과 상호 호환될 수 있으며 망간 연동 기능없이 순수한 ATM Radio 인터페이스가 사용될 수 있음을 목표로 한다. 특히, 유럽의 ETSI BRAN 표준화 연구그룹과 상호 공동작업 체계를 유지하면서, 5.2 GHz 대역에서 25 Mbps급의 WATM 시스템 규격을 중심으로 표준화를 진행하고 있다. 특히, WATM WG에서는 이동성 관리를 중심으로한 신호방식의 규격에 대하여, ETSI BRAN에서는 물리계층 및 링크접속계층의 규격에 대하여 중점적으로 연구하고 있다. 규격 1.0의 연구범위는 WATM 망과의 기준 구성 확립, 주파수 대역에 무관한 Radio 인터페이스 기능 요구사항의 정의, 스위치와 망 접속점 간의 인터페이스 및 프로토콜 정의, 단말의 이동성 지원을 위한 망 관리 기능의 보완 등이며, ATM Forum의 WATM WG에서 1999년 12월까지 규격을 완성할 계획이다. 2000년에는 규격을 만족하는 WATM을 상용화할 예정이나 WATM 망이 구축되는 시점까지는 무선 LAN 분야에 우선 응용될 것으로 예상된다.

III. 무선 LAN 전송 기술

무선채널에서 데이터를 고속으로 전송할 경우 페이딩, 심볼간섭, 주파수 재사용, 다중경로 등의 영향으로 인하여 높은 BER을 갖게 되어 무선채널에 적합한 무선접속방식이 요구된다. 무선 LAN의 접속 방식으로는 대역확산 변조방식, 협대역 마이크로웨이브, 적외선 등을 사용한 제품들이 현재까지 무선 LAN의 주류를 이루고 있다.

이 중 DS-CDMA 방식은 Rake 수신기를 사용하여 채널의 경로 다이버시티(path diversity)를 이용할 수 있어 종종 사용되었으나, 이 방식은 고속의 데이터 전송시 chip간 간섭이 증가함에 따라 하드웨어 복잡도가 급속히 증가하고, 다중사용자간섭(multi-user interference)에 의해 수용할 수 있는 사용자의 용량에 한계가 있는 것으로 알려져 있다. 예를 들어, DS-CDMA 방식의 경우 10 Mbps 시스템을 구축하기 위해서 처리이득을 10 ~ 100으로 하면 100 Mcps ~ 1 Gcps의 chip rate가 필요하므로 모뎀의 복잡도와 전력소모가 크게 증가하게

된다. 또한 DS-CDMA 방식에서는 near-far 문제의 해결을 위해 송신전력의 중앙제어가 요구되는데 ad-hoc 방식에서는 거의 불가능하게 된다. 따라서 수 Mbps 정도의 비교적 낮은 전송속도에서는 용량 증가 및 소프트 핸드오프 등의 이점으로 인해 DS-CDMA가 당분간 사용될 것으로 보이나, 2 Mbps 이상의 고속 전송으로는 적합하지 않다. 주파수 도약(frequency hopping) 방식은 다중경로 문제를 해결할 수 있고 실행 가능한 방식으로 알려져 있으나, 고속 데이터 전송시 동기 추출이 어렵다. 적외선 방식은 주로 LOS(line-of-sight)를 통해 점대점간 통신이 이루어지므로 다중경로 문제가 없어 고속전송이 가능하다. LOS 전송이 요구되므로 다중 옥세스를 요구하는 옥·내외 환경에 적합하지 않다. 특히 적외선 방식을 옥외에서 사용할 경우 높은 태양 복사강도 때문에 수신각도를 크게 제한 받게 되므로 좁은 범위내 또는 전파의 간섭 영향이 문제가 되는 장소등 제한된 목적으로 이용될 수 있다. 표 3은 현재까지 주로 사용되어온 무선 LAN의 전송방식을 비교하여 보여준다.

	대역확산 (DSSS, FHSS)	협대역 마이크로 웨이브	적외선
주파수	902 ~ 928 MHz 2.4 ~ 2.4835 GHz 5.725 ~ 5.850 GHz	18.825 ~ 19.205 GHz	3×10^{11} Hz (LED 사용)
허가	불필요 (ISM 밴드)	필요	불필요
최대 도달 범위	105 ~ 800 ft	40 ~ 130 ft	30 ~ 80 ft
장점	- 잡음이나 전파방해 간섭에 강함 - 보안성 강함 - 사물투과 가능 (폐쇄 사무실)	- 이더넷 데이터 전송률 (10Mbps) 구현 가능 - 이 지역의 전자기적 장비없어 간섭 없음	- 속도가 가장 빠름 - 전자기 간섭 적음
단점	- 속도 느림 DSSS : Chip rate 높음 FHSS : 주파수동기회로 구현힘듦	- 다중 경로 페이딩 해결위해 수신단 복잡	- 전달범위 작음 (가시거리) - 사물투과성 없음 (개방사무실) - 햇빛에 민감
대표 제품 (회사, 속도)	WaveLAN (NCR, 2Mbps, DSSS)	Altair (Motorola, 10Mbps)	Infra LAN (BICC, 4.16Mbps)

표 3. 기존의 무선 LAN 전송방식 비교

한편, 최근 유·무선채널에서 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 다중반송파(multi-carrier)를 사용한 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식이 활발히 연구되고 있다[11]-[14]. 다중경로 페이딩을 갖는 무선통신채널에서 심볼주기가 짧은 고속 데이터 전송시 단일반송파(single-carrier) 방식을 사용하게 되면 심볼간 간섭이 더욱 심해지기 때문에 수신단의 복잡도가 크게 증가하는 반면, 다중반송파 방식의 경우에는 데이터 전송속도를 그대로 유지하면서 각 반송파에서의 심볼주기를 반송파의 수만큼 확장시킬 수 있기 때문에 하나의 탭을 갖는 간단한 등화기로 다중경로에 의한 심각한 주파수 선택적 페이딩 채널을 잘 대처할 수 있다. OFDM 방식에서는 상호 직교성을 갖는 복수의 반송파를 사용하므로 주파수 이용효율이 높아지고, 송·수신단에서 이러한 복수의 반송파를 변·복조하는 과정은 각각 IDFT와 DFT를 수행한 것과 같은 결과가 되어 IFFT와 FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있다. 최근 유럽에서는 디지털 오디오 방송(DAB: Digital Audio Broadcasting)과 디지털 지상 텔레비전 방송(DTTB: Digital Terrestrial Television Broadcasting)의 전송방식으로 OFDM 방식을 채택하였다. 또한 유선 전화망을 이용한 광대역 디지털 통신 시스템에 적용되어 ANSI T1E1.4 Working Group에서 ADSL 표준으로 채택되기도 하였다. 본 논문에서 기술하고자 하는 IEEE 802.11a 무선 LAN에서도 고속의 데이터 전송을 위하여 OFDM 방식을 채택하였다. 이러한 OFDM 방식은 등화기를 사용하지 않으므로 단일 반송파 방식에 비해 수신기 구조를 간단히 할 수 있으나, OFDM 신호는 일반적으로 높은 PAR(Peak-to-Average Ratio)를 갖기 때문에 넓은 주파수 대역에서 선형성이 유지되는 고가의 증폭기가 필요하고, FFT 구현을 위하여 큰 전력소비가 요구된다. 또한 반송파 주파수 옵셋, 블록 및 타

이밍 오차, 비선형 왜곡 등에 민감하게 되는 단점이 있어 OFDM 시스템 설계시 이에 대한 고려가 필요하다.

IV. IEEE 802.11a 무선 모뎀의 물리 계층

IEEE 802.11a에서는 5 GHz대를 사용하는 OFDM 방식의 고속 무선 LAN의 물리계층 및 PLCP를 규정하고 있다. 표 4에 나타난 바와 같이 이 표준안은 5.15-5.24, 5.25-5.35, 5.725-5.825 GHz의 U-NII 밴드를 사용하여 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps의 가변 전송률을 제공할 수 있게 되어 있다. 또한 52 반송파를 사용하고, 데이터는 BPSK/QPSK/16-QAM/64-QAM로 변조되어 각 반송파에 실리며, 부호율 1/2, 2/3, 3/4을 갖는 convolutional 코드가 사용된다. 본 장에서는 IEEE 802.11a의 물리계층의 사양에 대하여 기술하고 그 성능을 분석한다.

1. IEEE 802.11a 물리 계층 사양

그림 1은 IEEE 802.11a 무선 모뎀의 블록도를 나타내며, 표 5은 전송률에 따른 파라미터를 보여준다. 입력 데이터는 길이 127인 프레임 동기화된 스크램블러에 의해서 스크램블링되는데 송신 데이터의 스크램블링과 수신 데이터의 스크램블링에는 같은 스크램블러가 사용된다. 송신단에서 스크램블러는 가상 랜덤(pseudo random) non-zero 상태로 초기화되고, 스크램블링 시퀀스를 생성하여 입력 데이터와 XOR 하여 데이터를 출력한다. 스크램블링된 데이터는 전송률에 따라서 부호율이 1/2, 2/3, 3/4인 convolutional 코드에 의해 부호화되는데, 부호율이 1/2이고 구속장이 7인 convolutional 부호기 하나가 사용되며 더 높은

Information data rate	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 and 54 Mbit/s (6, 12 and 24 Mbit/s are mandatory)
Modulation	BPSK-OFDM QPSK-OFDM 16-QAM-OFDM 64-QAM-OFDM
Error correcting code	K=7 (64 states) convolutional code
Coding rate	1/2, 2/3, 3/4
Number of subcarriers	52
OFDM symbol duration	4.0 μ s
Guard interval	0.8 μ s ^a (T _{GI})
Occupied bandwidth	16.6 MHz

표 4. OFDM 물리계층의 주요 파라미터

부호율을 얻기 위해서는 'puncturing' 기법을 사용한다. 여기서 'puncturing' 기법은 송신단에서 부호화된 비트의 일부분을 규칙적으로 생략하여 전송함으로써 전송되는 비트 수를 줄이고 부호율을 높이는 것을 말한다. 이렇게 생략된 비트는 수신단에서 임의의 비트로 채워지고 비터비 복호시에 같은 metric 값, 일반적으로 0을 할당하여 복호함으로써 부호율이 1/2인 하나의 비터비 복호기로 부호율이 2/3, 3/4인 경우의 복호도 가능하게 된다. 그림 2는 부호율이 2/3, 3/4일 때의 puncturing 패턴을 나타낸다.

Convolutional 부호기를 거친 데이터는 블록기가 한 OFDM 심볼의 비트 수를 갖는 블록 인터리버에 의해서 인터리빙된다. 인터리빙은 두 단계에 걸쳐서 이루어지는데 첫 단계는 인접하는 비트가 서로 인접하지 않는 부분송파에 실리도록하며, 두 번째 단계는 심볼 맵핑 constellation에서의 비트 위치를 바꾸어 준다. 첫 단계는 다음 식에 의해 정의된다.

$$i = (N_{CBPS}/16) * (k \bmod 16) + \text{floor}(k/16) \quad k=0, 1, \dots, N_{CBPS}-1 \quad (1)$$

인터리빙되기 전의 비트열의 순서가 k 로 표시될 때 인터리빙 후의 비트열의 순서는 i 가 된다. 마찬가지로 두 번째 단계는 다음 식에 의해서 정의된다.

$$j = s * \text{floor}(i/s) + (i + N_{CBPS} - \text{floor}(16 * i / N_{CBPS})) \bmod s \quad (2)$$

$$i=0, 1, \dots, N_{CBPS}-1$$

$$s = \max(N_{BPS}/2, 1)$$

즉, i 의 입력 순서를 갖는 비트열이 j 의 출력순서를 갖는 비트열로 인터리빙된다. 여기서 $\text{floor}(\cdot)$ 함수는 파라미터를 초과하지 않는 최대 정수를 의미하고, N_{CBPS} 는 하나의 OFDM 심볼에 실리는 부호화된 비트 수를 나타내며, N_{BPS} 는 하나의 부분송파에 실리는 비트 수를 나타낸다. 역인터리빙은 인터리빙의 역과정을 거치게 되며 다음의 두 식에 의해서 정의되는 두 단계로 이루어진다.

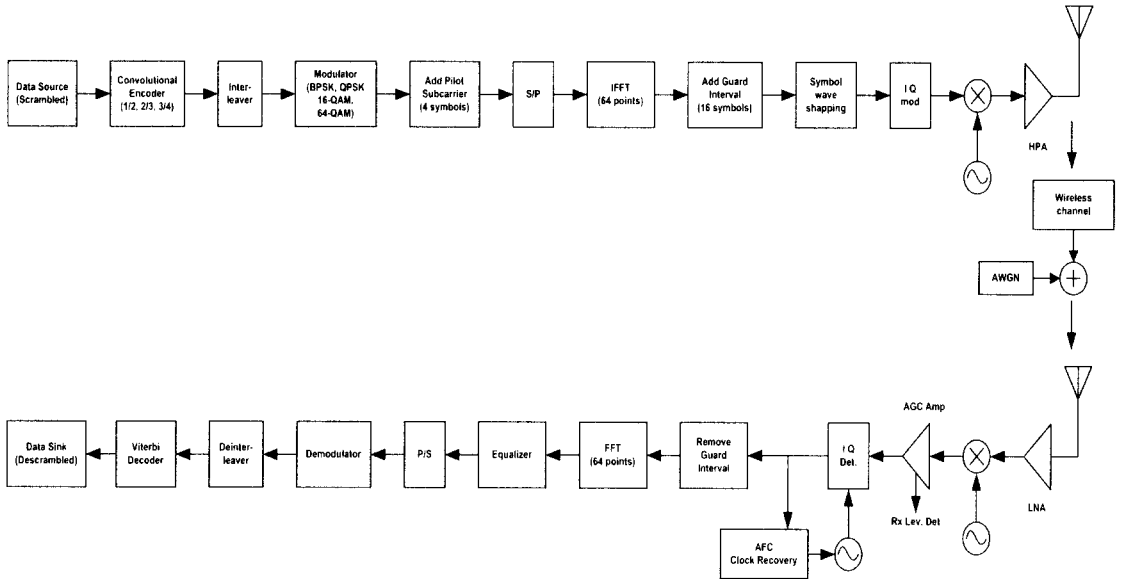


그림 1. IEEE 802.11a 무선 모뎀 블록도

Data rate	Modulation	Coding rate R	Coded bits per subcarrier N_{bits}	Coded bits per OFDM symbol N_{bits}	Data bits per OFDM symbol N_{bits}
6 Mbit/s	BPSK	1/2	1	48	24
9 Mbit/s	BPSK	3/4	1	48	36
12 Mbit/s	QPSK	1/2	2	96	48
18 Mbit/s	QPSK	3/4	2	96	72
24 Mbit/s	16QAM	1/2	4	192	96
36 Mbit/s	16QAM	3/4	4	192	144
48 Mbit/s	64QAM	2/3	6	288	192
54 Mbit/s	64QAM	3/4	6	288	216

표 5. 전송률에 따른 OFDM 물리계층 파라미터

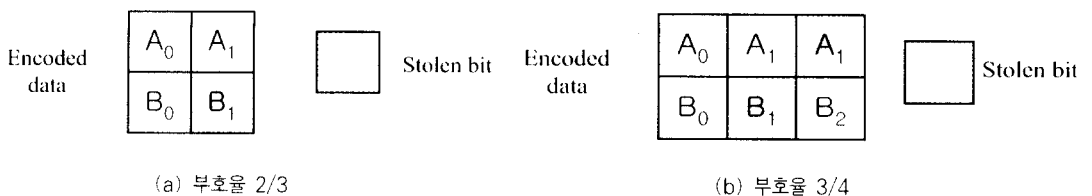


그림 2. puncturing 패턴

$$i = s * \text{floor}(j/s) + (j + \text{floor}(16/ N_{CBPS})) \bmod s \quad (3)$$

$$j = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$$

$$k = 16 * i - (N_{CBPS} - 1) * \text{floor}(16 * i / N_{CBPS}) \bmod s \quad (4)$$

$$j = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$$

위의 과정을 거쳐 부호화되고 인터리빙된 데이터는 전송률에 따라 BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM로 변조되어 부반송파에 실리게 된다. 표 5는 이 경우 전송률에 따른 파라미터를 보여준다. 직·병렬 변환기를 거쳐서 48개씩 모아진 데이터는 -26~26번째의 부반송파 위치로 각각 맵핑된다. 이때 0번째 부반송파는 DC 부반송파, -21, -7, 7, 21번째 부반송파는 파일럿 신호로 사용된다. 이 4개의 파일럿 신호는 주파수 옵셋과 위상 잡음을 보상하기 위하여 삽입되며 가상 이진 시퀀스(pseudo binary sequence)에 의해 BPSK 변조되어 -21, -7, 7, 21번째 부반송파에 실리게 된다.

이상의 OFDM 심볼에 보호구간이 더해진 전송 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r_{SUB}(t) = w_{TSUB}(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} C_k \exp(j2\pi k \Delta_F (t - T_{GUARD})) \quad (5)$$

여기서 C_k 는 데이터, 파일럿 또는 훈련 심볼을 나타내고, Δ_F 는 인접한 부반송파간의 주파수 간격을 나타낸다. 따라서 이 경우 부반송파의 심볼주기는 $T_{FFT}(=1/\Delta_F)$ 가 된다. 또한 N_{ST} 는 전체 부반송파수를 나타내며 이는 48개의 데이터 부반송파와 4개의 파일럿 부반송파를 더한 52개로 구성된다. T_{GUARD} 는 이전 OFDM 심볼로부터 발생하는 심볼간의 간섭을 방지하기 위한 보호구간을 나타내는데,

데이터 OFDM 심볼의 경우는 T_{GI} 가 되고, 긴 훈련 신호의 경우는 T_{GI2} , 짧은 훈련 신호의 경우는 0(μs)이 된다. 그림 3은 T 주기를 갖는 윈도우 함수 $W_{TSUB}(t)$ 에 의해 곱해진 OFDM 심볼을 나타낸다. 여기서 T는 T_{FFT} 와 T_{GI} 를 더한 T_{sym} 과 같으며, T_{TR} 의 천이 시간은 전송신호의 sidelobe를 줄이는 역할을 한다.

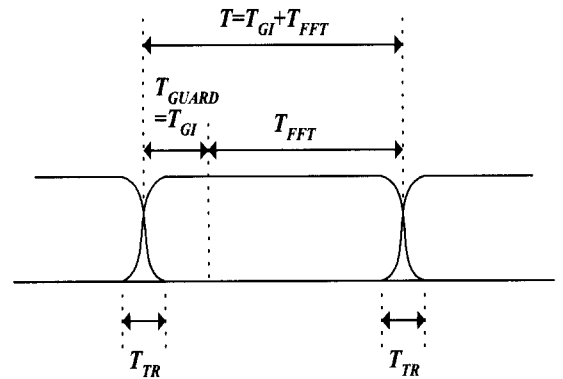


그림 3. OFDM 심볼

표 6에서는 타이밍과 관련된 OFDM 심볼 파라미터를 보여준다. OFDM 심볼 전송시 payload는 하나의 OFDM 심볼에 실리는 데이터 비트수 N_{DBPS} 와 같으며, 이러한 payload로 6~54 Mbps의 전송속도를 갖기 위한 심볼주기는 $T_{sym} = 4\mu s$ 로 전송률에 관계없이 같게 된다. 데이터 OFDM 심볼의 보호구간은 $T_{GI} = 0.8\mu s$ 이므로 부반송파의 심볼주기 $T_{FFT} = 3.2\mu s$ 이 되며, 부채널간의 간격 $\Delta_F(1/T_{FFT}) = 0.3125\text{MHz}$ 가 된다. 64 point FFT를 사용하므로 총 부반송파수 52개를 제외한 나머지 12개는 인접채널의 간섭을 방지하기 위한 가상반송파로 사용되며, 보호구간으로는 16개의 샘플로 구성된 Cyclic Prefix를 사용한다. 샘플링 주기 $T_s(T_{FFT}/64) = 50\text{ns}$ 가 되며, 전송대역폭($1/T_s$)은 20MHz가 된다.

Parameter	Value
N_{SD} : Number of data subcarriers	48
N_{SP} : Number of pilot subcarriers	4
N_{ST} : Number of subcarriers, total	52 ($N_{SD} + N_{SP}$)
Δ_F : Subcarrier frequency spacing	0.3125 MHz (=20 MHz/64)
T_{FFT} : IFFT/FFT period	3.2 μ s ($1/\Delta_F$)
$T_{PREMABLE}$: PLCP preamble duration	16 μ s ($T_{SHORT} + T_{LONG}$)
T_{SIGNAL} : Duration of the SIGNAL BPSK-OFDM symbol	4.0 μ s ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{GI} : Guard Interval duration	0.8 μ s ($T_{FFT}/4$)
T_{GI2} : Training symbol Guard Interval duration	1.6 μ s ($T_{FFT}/2$)
T_{SYM} : Symbol interval	4 μ s ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{SHORT} : Short training sequence duration	8 μ s ($10 * T_{FFT}/4$)
T_{LONG} : Long training sequence duration	8 μ s ($T_{GI2} + 2 * T_{FFT}$)

표 6. 타이밍 관련 OFDM 심볼 파라미터

그림 4는 실제 IFFT의 pin 맵핑을 보여주는데 -26~-1번째의 부반송파는 IFFT의 38~63번째의 입력이 되고, 1~26번째의 부반송파는 IFFT의 1~26번째의 입력이 된다.

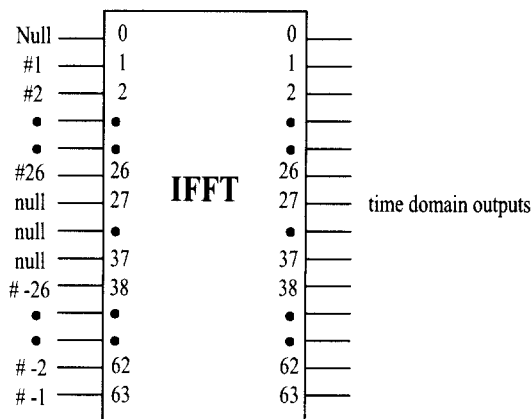


그림 4. IFFT 블록도

2. IEEE 802.11a 무선 모델의 성능분석

IEEE 802.11a 무선 모델의 옥내환경에서의 성능 분석을 위해서, 옥내환경을 cluster간 평균시간 ($1/\Lambda$), ray간 평균 시간($1/\lambda$), cluster 전력 감쇄 시간상수(Γ), ray 전력 감쇄 시간상수(γ)등을 토대로 모델링하는 Saleh 모델을 사용하였다[15]. 모의 실험에 사용된 5 GHz대 무선 채널은 평균지연확산이 50 ns(rms) 이고, 이때의 채널 파라미터는 $1/\Lambda = 356$ ns, $1/\lambda = 60$ ns, $\Gamma = 5$ ns, $\gamma = 20$ ns이다. 또한 convolutional 코드의 구속장은 7, 상태수는 64로 설정하였으며, 수신단에서는 truncation path의 길이가 35인 경관정 비터비 복호기를 사용하였다. 본 절의 모의실험에서는 OFDM 심볼동기 및 반송파 주파수 동기는 올바르게 이루어졌고, 등화기 계수 값은 오차없이 추정되었다고 가정하였다.

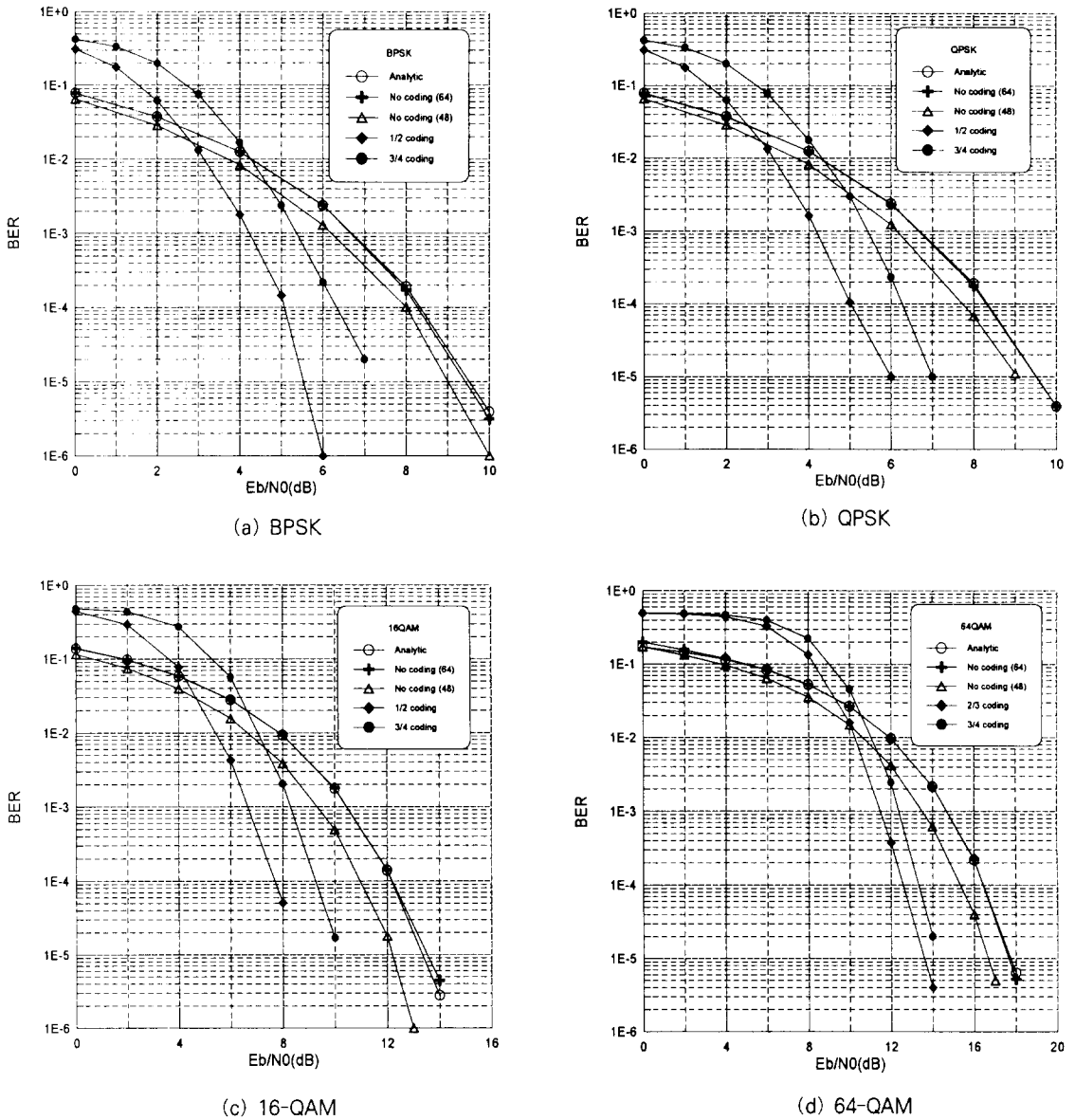


그림 5. AWGN 채널하에서의 IEEE 802.11a 무선 모델의 성능 비교

그림 5는 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN) 환경하에서의 변조 방식에 따른 성능을 보여준다. 이러한 환경하에서 각 변조방식에 따른 BER 성능은 BPSK와 QPSK 변조방식인 경우에는 식 6, M-QAM 변조방식인 경우는 식 7로 주어진다.

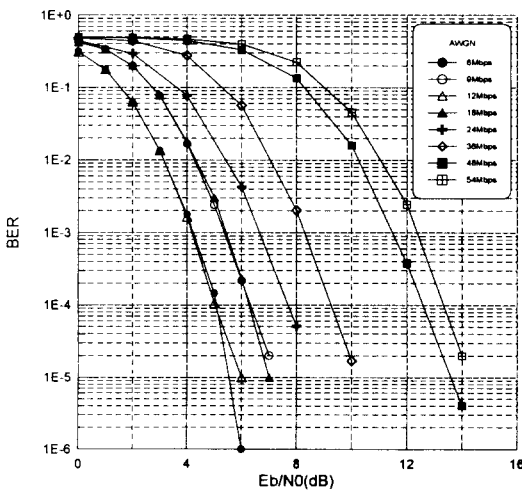
$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2 E_b}{N_0}}\right) \quad (6)$$

$$P_b \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q\left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2-1}\right) \frac{2 E_b}{N_0}}\right] \quad (7)$$

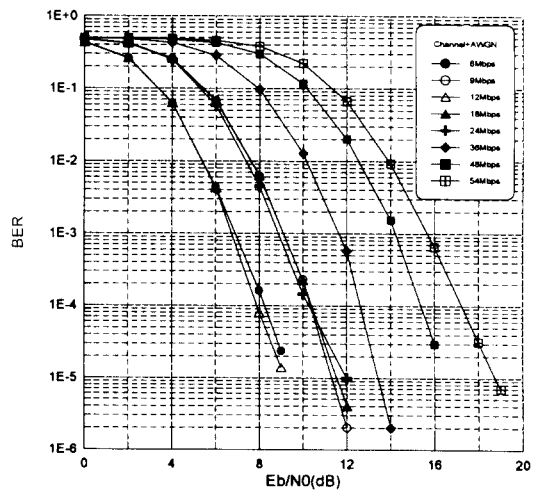
$(L = \sqrt{M})$

그림 5로부터 64 point FFT를 사용하는 OFDM 시스템에서 64개의 부반송파에 데이터가 BPSK/QPSK/16-QAM/64-QAM 변조되어 모두 실리는 경우 BER 성능은 위 식에 주어진 해석적인 결과와 거의 유사하다. 실제 시스템에서처럼 48개의 부반송파에만 데이터가 실리는 경우에는 BER 성능이 더욱 향상됨을 알 수 있다. 이는 시간영역에서 추가되는 백색 가우시안 잡음은 모든 주파수에 동일한 크기로 분배되며 전체 전력은 시간 영역과 주파수 영역이 동일하므로 데이터가 실리지 않는 부분에 해당하는 잡음의 양만큼 데이터가 실리는 부분의 잡음의 양이 감소하기 때문이다. 48개의 부반송파에 데이터가 실리는 OFDM 시스템에 convolutional 코드가 첨가되는 경우의 BER 성능은 convolutional 코드가 없는 경우보다 부호율이 1/2인 경우는 약 3 dB, 2/3인 경우는 약 2.5 dB, 3/4인 경우는 약 1.5 dB 성능이 향상됨을 알 수 있다. 단 이 그림에서 부호화에 의한 전송속도의 감소는 고려되지 않았다.

그림 6(a)는 AWGN환경하에서 IEEE 802.11a 무선 모델의 8가지 전송률에 따른 BER 성능 곡선을 나타낸다. BPSK와 QPSK 변조의 BER 성능은 동일하기 때문에 1/2의 같은 부호율을 갖는 6Mbps와 12Mbps의 성능이 거의 유사하게 나타나며, 이와 유사하게 부호율이 3/4인 9Mbps와 18Mbps의 성능도 거의 같게 나타난다. 전체적으로는 전송률이 높아질수록 성능이 감소하는 경향을 나타내나, 예외적으로 12Mbps의 성능이 9Mbps보다 더 우수하게 나타난다. 그 이유는 BPSK와 QPSK 변조 방식의 BER 성능은 같으므로 부호율이 3/4인 9Mbps보다는 부호율이 1/2인 12Mbps가 에러정정 능력이 우수하기 때문이다. 그림 6(b)는 옥내환경에서의 BER 성능곡선을 보여준다. AWGN환경에서와 마찬가지로 6Mbps와 12Mbps의 성능이 같고, 9Mbps와 18Mbps의 성능이 같으며, 전체적으로도 전송률이 증가할수록 성능이 감소함을 알 수 있다. 여기서 옥내환경인 경우에는 AWGN환경에서와 달리 24Mbps의 성능이



(a) AWGN



(b) 옥내환경

그림 6. IEEE 802.11a 무선 모델의 성능 비교

9Mbps나 18Mbps와 거의 유사하게 나타나는데, 이는 24Mbps의 블록 인터리버의 크기가 9Mbps나 18Mbps보다 더 크므로 연결 오류에 대한 에러 정정 능력이 더 우수하여 인터리버에 의한 성능 개선이 이루어지기 때문이다.

3. IEEE 802.11a 무선 모뎀의 ASIC Chip 구현

그림 7은 IEEE 802.11a 무선 모뎀의 ASIC Chip 구현을 위한 블록도를 보여준다. 하드웨어의 구성을 단순화하기 위하여 OFDM 변·복조부는 20 Msps(symbol per second)의 일정한

속도로 항상 동작하며, 가변 전송률을 허용하기 위하여 채널 부호/복호부와 인터리버부의 동작속도는 전송률에 따라 조정하였다. 표 7은 데이터 전송률에 따른 주 클럭속도 및 각 부의 동작속도를 보여준다. Virtual carrier와 cyclic prefix를 추가하기 위하여 인터리버부에서 동작속도의 상승이 이루어지고 역 인터리버부에서는 이와 반대로 동작속도의 감소가 이루어짐을 알 수 있다.

OFDM 모뎀의 핵심부에 해당하는 FFT의 연산 속도를 높이기 위한 방법으로는 크게 $\log_2 N$ 개의 BF(Butterfly)를 사용하는 pipeline FFT 구조

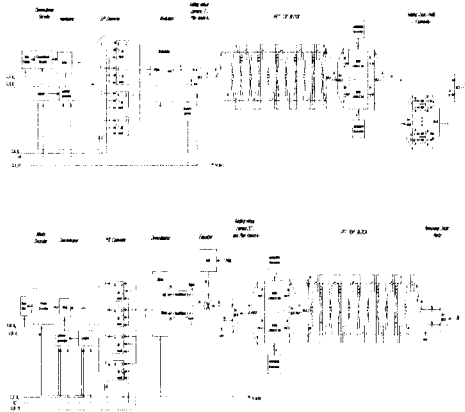


그림 7. IEEE 802.11a 무선 모뎀의 하드웨어 구현 블록도

Rs (Mbps)	Code rate	Rc (Mbps)	Ri (Mbps)	Modulation	S/P P/S	F _{CLK} (MHz)
6	1/2	12	20	BPSK	No Use	60
9	3/4	12	20	BPSK	No Use	60
12	1/2	24	40	QPSK	Use	120
18	3/4	24	40	QPSK	Use	120
24	1/2	48	80	16QAM	Use	240
36	3/4	48	80	16QAM	Use	240
48	2/3	120	120	64QAM	Use	480
54	3/4	120	120	64QAM	Use	480

표 7. IEEE 802.11a 무선 모뎀의 가변 전송률에 따른 각 부의 동작속도

와 N/r 개(r : radix number)의 BF를 사용하는 parallel FFT 구조가 있다. Parallel FFT 구조를 사용할 경우에는 하드웨어의 크기가 매우 커지므로 일반적으로는 pipeline FFT 구조가 많이 사용된다. 그림 8은 주로 사용되는 6 종류의 pipeline FFT 구조를 보여주며, 표 8은 각 pipeline FFT 구조의 특성을 비교하여 보여준다[16]-[18].

R2MDC(Radix-2 Multi-path Delay Commutator)는 입력신호를 두 개의 병렬 데이터 열로 나누고 지연소자(레지스터)를 사용하여 두 데이터의 지연시간을 조정한 후 BF에 입력하는 방식으로 가장 널리 사용된다. R2SDF(Radix-2 Single-path Delay Feedback)는 BF 출력의 일부를 피드백 쉬프트 레지스터에 저장함으로써

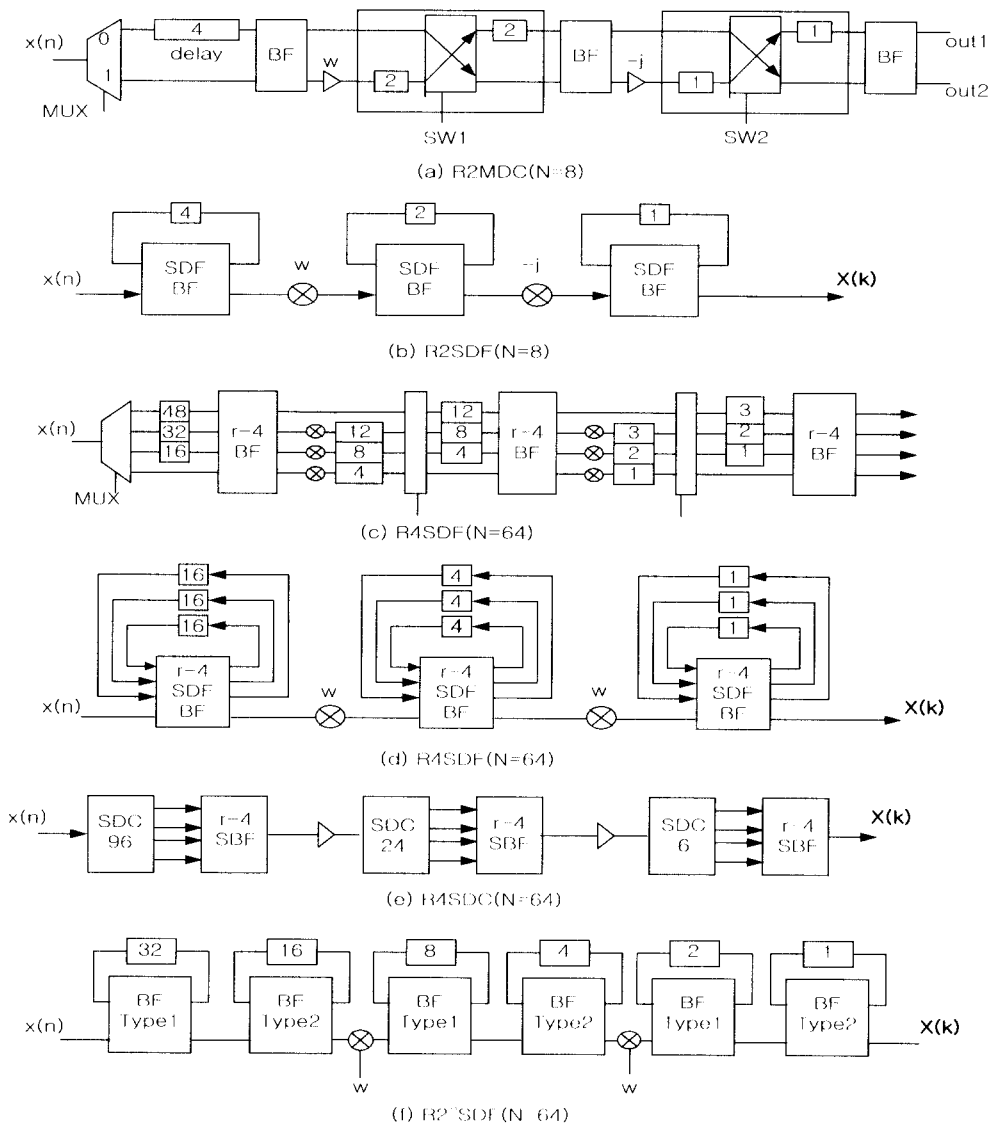


그림 8. Pipeline FFT의 종류

	multiplier	adder	memory size	control
R2MDC	$2(\log_4 N - 1)$	$4\log_4 N$	$3N/2 - 2$	simple
R2SDF	$2(\log_4 N - 1)$	$4\log_4 N$	$N - 1$	simple
R4MDC	$3(\log_4 N - 1)$	$8\log_4 N$	$5N/2 - 4$	simple
R4SDF	$\log_4 N - 1$	$8\log_4 N$	$N - 1$	medium
R4SDC	$\log_4 N - 1$	$3\log_4 N$	$2N - 2$	complex
R22SDF	$\log_4 N - 1$	$4\log_4 N$	$N - 1$	simple

표 8. Pipeline FFT의 비교

R2MDC 방식보다 레지스터를 적게 사용한다. R4MDC(Radix-4 Multi-path Delay Commutator)는 R2MDC를 radix-4로 구현한 방식으로 하드웨어와 메모리가 많이 필요하며, R4SDF(Radix-2 Single-path Delay Feedback)는 R2SDF를 radix-4로 구현한 방식으로서 R4MDC에 비하여 메모리 사용은 적으나 R2SDF에 비해 제어 복잡하다는 단점이 있다. R4SDC(Radix-4 Single-path Delay Commutator)는 radix-4 BF당 곱셈기와 출력을 하나만 사용하여 R4MDC를 간략화 시켰으나 제어가 가장 복잡한 구조이다. R22SDF(Radix-22 Single-path Delay Feedback)는 radix-2 DIF FFT 알고리즘의 flow graph를 변형하여 pipeline화한 방식으로 R2SDF와 동일한 수의 가산기와 메모리를 사용하고 R4SDF와 R4SDC와 동일한 수의 곱셈기를 사용하며 제어도 간단하다는 장점이 있다.

그림 7은 R2MDC($N=64$)의 pipeline FFT의 구조를 사용하여 구성한 블록도로서 16-QAM 변조기법을 사용한 경우를 예로 들어 보여 주며 이 그림에서 동기화부는 생략되었다.

V. IEEE 802.11a 무선 모뎀의 PLCP

1. OFDM 물리계층 구성

표 9는 ISO 기준 모델의 하위 계층에 해당하는 IEEE 802.11의 데이터링크계층(MAC)과 물리계층을 보여준다. OFDM 물리계층은 다음의 세 기능 블록으로 구성되어 있으며, 그 역할을 간단히 기술하면 다음과 같다.

가. Physical Layer Convergence Procedure sublayer (PLCP)

PLCP는 물리계층에 수신된 신호로부터 MAC에서 필요한 물리계층 서비스로의 변환 또는 MAC에서 발생된 서비스를 물리계층에서 요구되는 신호 형태로 변환하여 주는 역할을 한다. 즉, PLCP는 802.11 PHY sublayer Service Data Unit(PSDU)을 사용자 데이터와 2 또는 그 이상의 station사이의 관리정보(management information)를 송·수신하기에 적합한 포맷으로 변환하여 준다. PLCP는 물리계층과 MAC의 인터페이스로 볼 수 있으며, 802.11 MAC이 물리계층과 관계없이 독립적으로 동작할 수 있도록 하는 역

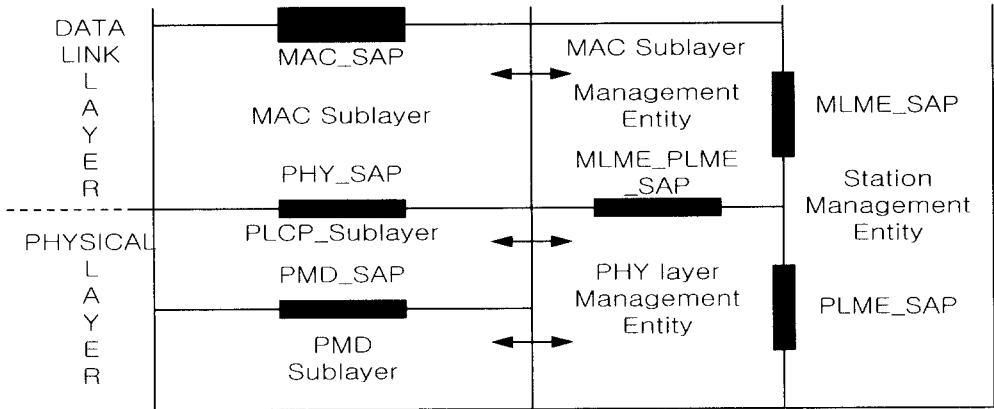


표 9. IEEE 802.11의 데이터링크계층과 물리계층

함을 한다.

나. Physical Medium Dependent sublayer (PMD)

PMD는 5 GHz에서 OFDM 방식을 사용하여 2 또는 그 이상의 station과 데이터를 무선으로 송·수신하는 역할을 한다.

다. Physical Layer Management entity (LME)

LME는 MAC 관리부(management entity)와 연동하여 물리계층의 기능을 관리한다.

물리계층 서비스는 PHY SAP(service

access point)를 통하여 MAC에 제공되며, PLCP와 PMD 사이의 PMD SAP를 통하여 서비스 primitive 파라미터가 전달된다.

2. OFDM 서비스 Primitive 파라미터

IEEE 802.11a의 peer와 peer간 또는 sublayer와 sublayer간의 상호작용을 위한 서비스 primitive 파라미터가 표 10에 주어지 있다.

전술한 바와 같이 MAC은 물리계층과 관계없이 독립적으로 동작함을 목표로 하나, 물리계층에 종속적인 MAC state machine이 MAC subLayer

Parameter	Associated Primitive	Value
DATA	PHY-DATA.request PHY-DATA.indication	Octet value 00-FFh
TXVECTOR	PHY-TXSTART.request	A set of parameters.
STATUS	PHY-CCA.indication	BUSY, IDLE
RXVECTOR	PHY-RXSTART.indication	A set of parameters.
RXERROR	PHY-RXEND.indication	NoError, FormatViolation, CarrierLost, UnsupportedRate

표 10. PHY SAP의 서비스 primitive 파라미터

Management Entity(MLME)라고 정의된 sublayer에 존재한다. 이 MLME는 어떤 PMD 구현을 할 경우에는 PHY SAP primitive를 사용하여 Physical LME(PLME)와 연동하여 동작하게 되는데, 이때 PHY 서비스 primitive내에 정의된 파라미터 벡터는 TXVECTOR와 RXVECTOR이며 그 내용은 표 11과 표 12와 같다.

3. OFDM PLCP 프레임 포맷 및 송·수신 절차

그림 9는 OFDM PLCP 프리앰블, OFDM PLCP 헤더, PSDU, Tail 비트, Pad 비트로 구성된 IEEE 802.11a의 PPDU 프레임 포맷을 보여준다. PLCP 헤더는 LENGTH, RATE, Reserved 비트, 짝수 패리티 비트, SERVICE 필드로 구성되어 있는데, 이 중 LENGTH, RATE, Reserved 비트, 짝수 패리티 비트, Tail

비트는 SIGNAL로 정의된 별도의 1 OFDM 심볼로 구성되어 가장 안정적인 BPSK 변조와 $R=1/2$ 부호화를 거쳐 전송된다. PLCP 헤더의 SERVICE 필드, PSDU, Tail 비트, Pad 비트는 RATE 필드에 정의된 데이터 전송률로 OFDM 심볼들로 구성되어 전송된다.

그림 10은 PLCP 송신 절차를 보여 준다. 데이터를 송신하기 위하여 MAC에서 PHY-TXSTART.request를 보내면 물리계층은 송신모드가 되며, 이 때 PLME를 통하여 물리계층은 적절한 주파수로 동작할 수 있도록 준비된다. DATARATE과 TX power와 같은 다른 송신 파라미터는 전 절에서 기술한 PHY-TXSTART.request(TXVECTOR)로서 PHY-SAP를 통하여 전달된다. 채널이 사용되고 있지 않는 PHY-CCA.indicate(IDLE) 상태의 경우에는

Parameter	Associate Primitive	Value
LENGTH	PHY-TXSTART.request(TXVECTOR)	1-4095
DATATRATE	PHY-TXSTART.request(TXVECTOR)	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 and 54 (support of 6, 12 and 24 data rates is mandatory)
SERVICE	PHY-TXSTART.request(TXVECTOR)	scrambler initialization 7bits+9 null bits
TXPWR_LEVEL	PHY-TXSTART.request(TXVECTOR)	1-8

표 11. TXVECTOR 파라미터

Parameter	Associate Primitive	Value
LENGTH	PHY-RXSTART.indicate	1-4095
RSSI	PHY-RXSTART.indicate(RXVECTOR)	0-RSSI Max
DATARATE	PHY-RXSTART.request(RXVECTOR)	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 and 54
SERVICE	PHY-RXSTART.request(RXVECTOR)	null

표 12. RXVECTOR 파라미터

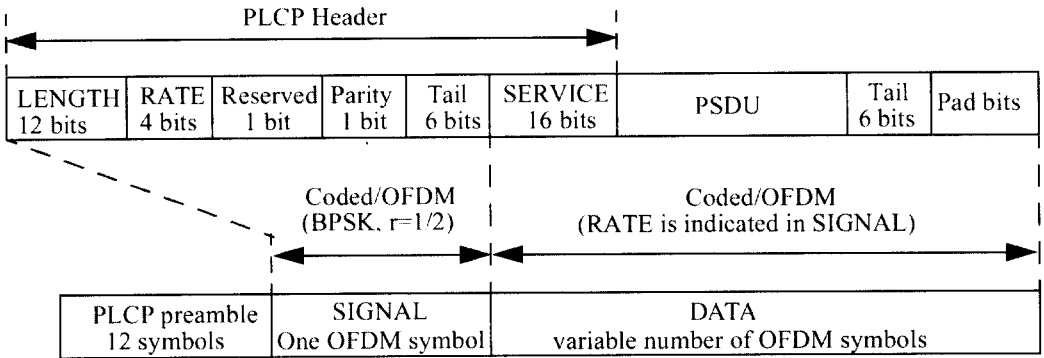


그림 9. IEEE 802.11a의 PDU 프레임 포맷

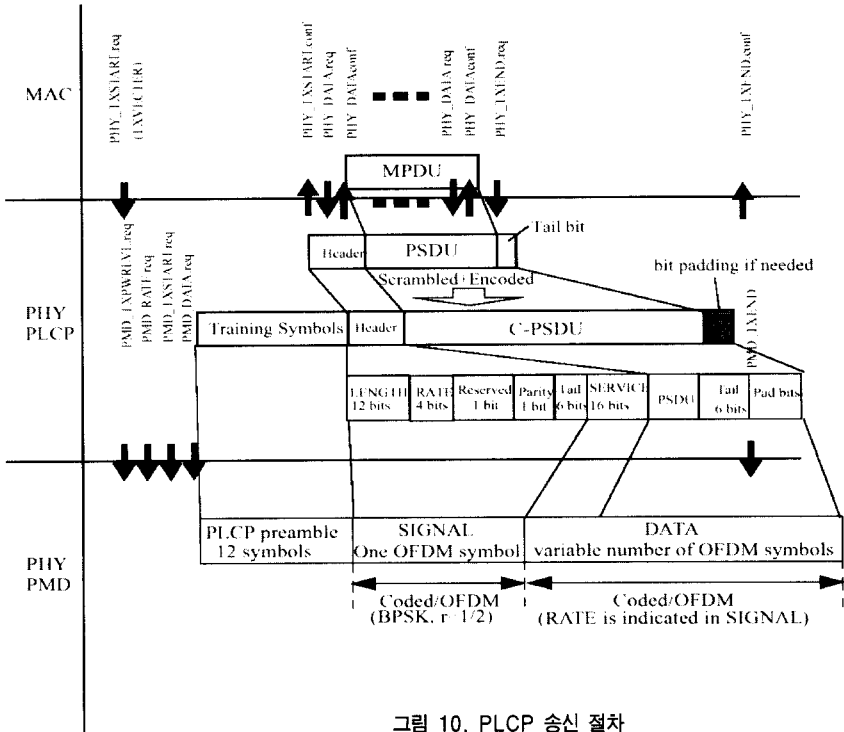


그림 10. PLCP 송신 절차

PHY-TXSTART.request(TXVECTOR) primitive에 의해 PDU의 전송이 시작된다. PLCP는 PMD-TXPWRLVL과 PMD_RATE를 PMD로 전송하여 PMD를 준비한 후 PMD_TXSTART.request를 전송하여 PLCP 프리앰블과 PLCP 헤더의 송신을 시작한다. 일단 PLCP 프리앰블이 송신되기 시작하면 물리계층은

데이터 스크램블링과 부호화를 시작하며, 스크램블링과 부호화된 데이터는 PHY-DATA.request와 PHY-DATA.confirm primitive를 사용하여 MAC과 물리계층사이의 교환이 연속적으로 이루어지게 된다. 데이터 전송은 MAC에서 PHY-TXEND.request를 enable하여 예정보다 일찍 중단하거나, OFDM 프리앰블 LENGTH 필

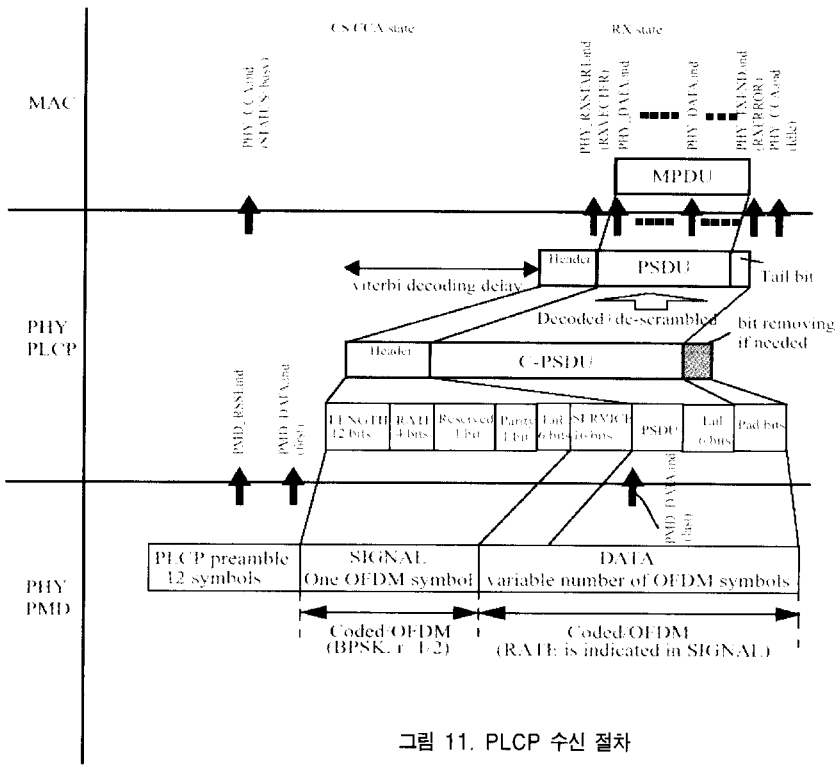


그림 11. PLCP 수신 절차

드에 주어진 숫자에 해당하는 마지막 PSDU octet의 마지막 비트 전송후 예정대로 중단될 수 있다. 그림 10에서 convolutional 코드에 의해 부호화된 데이터를 coded PSDU(C-PSDU)로 정의하였고, PMD에서 보호구간은 매 OFDM 심플마다 삽입되는 것으로 가정하였다.

그림 11은 PLCP 수신 절차를 보여 준다. 데이터를 수신하기 위하여 PHY-TXSTART.request는 disabled되며, 물리계층은 수신모드에 놓이게 된다. 전송된 PLCP 프리앰블을 수신한 후 PMD_RSSI.indicate는 높은 수신신호 레벨을 PLCP에게 전달하게 되며, MAC은 이를 통하여 신호가 수신된 것을 인식하여 PHY-CCA.indicate(BUSY) 신호를 발생하고 신호가 수신되는 동안 그 상태를 유지한다. PHY-CCA.indicate

가 발생된 이후 물리계층은 훈련신호를 수신하고, 데이터의 길이, 복조방식, 복호율을 정하기 위하여 SIGNAL 부분을 찾게 된다. 일단 SIGNAL 부분이 짝수패리티에 의해 에러없이 검출되면, 에러 정정 복호가 시작되어 수신된 PLCP 802.11 SERVICE 부분과 데이터 부분이 Viterbi 복호기에 의해 복호된 후, ITU-T CRC-32에 의해 검출된다. 만약 ITU-T CRC-32 검사에 실패할 경우에는 물리계층은 RX Idle 상태로 돌아가게 된다. PLCP헤더가 이상없이 수신될 경우에는 PHY-RXSTART.indicate(DATA)가 발행되며, 이때 이 primitive와 관련된 RXVECTOR에는 SIGNAL, SERVICE, PSDU 길이, RSSI가 포함된다. 수신된 PSDU 비트는 일련의 PHY-DATA.indicate(DATA) primitive 교환에 의

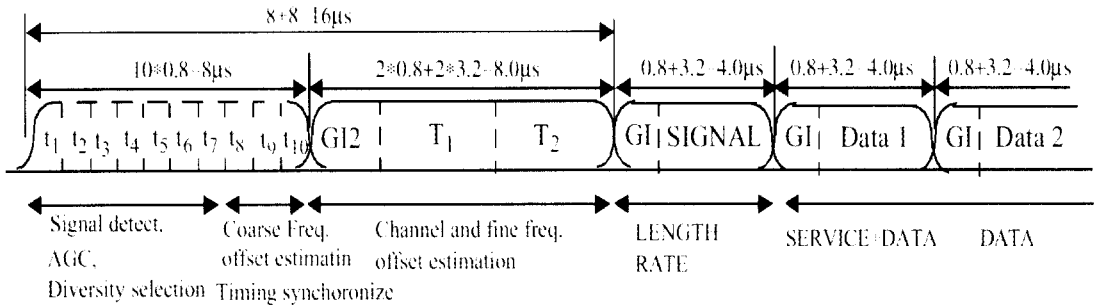


그림 12. IEEE 802.11a 훈련신호

해 octet으로 변환된 후 복호되어 MAC에 전달된다. PLCP 프리앰블에 주어졌이는 마지막 PSDU octet의 마지막 비트를 수신한 후 수신단은 RX Idle 상태로 돌아가고 PHY-RXEND.indicate (NoError) primitive를 발행한다.

그림 12는 IEEE 802.11a에서 사용되는 동기화를 위한 훈련신호(PLCP 프리앰블)를 보여준다. 훈련신호는 $t_1 \sim t_{10}$ 로 이루어진 10개의 짧은 훈련신호와 T_1 과 T_2 로 이루어진 2개의 긴 훈련신호로 구성된다. 짧은 훈련신호는 수신단에서 AGC, diversity selection, 타이밍 동기화, 대략적인(coarse) 주파수 동기화를 하는데 사용되고, 긴 훈련신호는 채널 추정과 미세(fine) 주파수 동기화를 하는데 사용된다. 그림 12에서 점선으로 표시된 경계선은 훈련신호가 FFT의 주기성에 의해 반복되는 것을 의미하며, 전체 훈련신호의 주기는 $16 \mu s$ 이다. PLCP 프리앰블 이후에는 데이터의 속도와 길이 정보를 담고 있는 SIGNAL부가 전송되며, 그 후 정해진 길이의 DATA가 전송된다.

가변 전송속도를 갖는 고속 무선 LAN의 표준 초안으로 최근 확정된 OFDM 방식의 IEEE 802.11a 무선 모뎀을 소개하였다. 고속 무선 LAN의 표준화 동향과 OFDM 방식의 IEEE 802.11a의 물리계층의 사양을 소개한 후, IEEE 802.11a의 성능을 분석하였으며 Chip 설계를 위한 블록도를 구성하였다. 또한 IEEE 802.11a PLCP 프레임 포맷과 PLCP 프리앰블 및 송·수신 절차를 요약하였다. IEEE 802.11a는 ETSI BRAN과 MMAC-PC 등에서 고속 무선 LAN의 공통된 물리계층 표준안으로 현재 추진 중에 있으며, 5 GHz 대역의 무선 ATM 모뎀 표준안과도 직접적인 관련이 있어 이에 대한 설계 기술 확보는 무선 멀티미디어 시대를 대비하는 데 필요할 것으로 예상된다. 현재 IEEE 802.11a의 물리계층은 ASIC Chip으로 구현 중에 있으며, MAC계층은 Armcore를 사용하여 구현 중이다.

* 본 연구는 '99 정보통신 경쟁력강화 기반기술 개발사업에 의해 지원되었음.

* 참고 문헌

- (1) IEEE 802.11a/D5.0, *High Speed Physical Layer in the 5 GHz band.*

VI. 결 론

본 논문에서는 5 GHz 대역에서 6~54 Mbps의

- 1999.
- [2] ISO 8802-11/D10, *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, Jan. 1999.
- [3] 이우용, 김용진, 강충구, "ETSI BRAN (Broadband Radio Access Network)의 무선 ATM 및 광대역 무선 액세스 네트워크 표준화 및 기술 동향," *한국통신학회지*, vol. 15, no. 11, pp. 124-142, 1998.
- [4] 정해원, 강충구, "광대역 이동 액세스 망의 발전 및 관련 기술 개발 동향," *전자공학회지*, vol. 26, no. 5, 1999.
- [5] ETS 300 652, *High Performance Radio Local Area Network(HIPERLAN) Type 1 functional specification*.
- [6] ETSI BRAN, *Broadband Radio Access Networks(BRAN) : High Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 2: requirements and architectures for wireless broadband access and interconnection*, DTR/BRAN-010002 v0.1.3, Sep. 1998.
- [7] ETSI EP BRAN #10, *Proposal of a physical layer for HIPERLAN/2 based on OFDM*, Temporary Document 3ER1107A .
- [8] J. Mikkonen and J. Kruys, "The Magic WAND: A wireless ATM access system," *ACTS Mobile Telecommunications Summit*, Granada, Spain, pp. 525-542, Nov. 1996.
- [9] C. Ciotti and J. Borowski, "The AC006 MEDIAN project - overview and state-of-art," *ACTS Mobile Telecommunications Summit*, Granada, Spain, pp. 362-367, Nov. 1996.
- [10] ATM Forum Technical Committee, *Requirements document for wireless ATM*, ATM Forum 98-0395, July 1998.
- [11] L. J. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Tran. Commun.*, vol. COM-33, no. 7, pp. 665-675, July 1985.
- [12] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Review*, no. 24, pp. 3-25, Aug. 1987.
- [13] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 17-25, Mar. 1990.
- [14] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [15] A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, A statistical model for indoor multipath propagation, *IEEE J. on Selected Areas on Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [16] L. R. Rabiner and B. Gold, *Theory*

and application of digital signal processing. Prentice-Hall, 1975.

- [17] D. Peter and D. Renshaw, *VLSI signal processing a bit-serial approach.* Addison-Wesley, 1985.
- [18] A. M. Despain, "Very fast Fourier transform algorithms hardware for implementation." *IEEE Tran. on Computer*, Vol. C-28, No. 5, May 1979.



정 의 석

1999년 2월 중앙대학교 전자공학과 졸업 공학사
 1999년 3월~현재 중앙대학교 전자공학과 대학원 재
 학생
 *주관심분야: 통신 신호처리, 고속 무선 모뎀



조 용 수

1984년 2월 중앙대학교 전자공학과 졸업 공학사
 1987년 8월 연세대학교 전자공학과 대학원 졸업 공
 학석사
 1991년 5월 The University of Texas at Austin,
 Department of Electrical and
 Computer Engineering (Ph.D)
 1984년 1월~1984년 7월 금성전기(주) 연구원
 1992년 3월~현재 중앙대학교 전자공학과 부교수
 *주관심분야: 통신 신호처리, 유·무선 고속 모뎀