

다중 안테나 OFDM 기반 차세대 무선 LAN 시스템의 프리엠블 구조 설계

학생회원 이 서 구*, 정회원 정 윤 호**, 김 재 석***

Preamble Design for OFDM-based WLAN Systems with Multiple Transmit/Receive Antennas

Seogoo Lee* *Student Member*, Yunho Jung**, Jaeseok Kim*** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 다중 안테나 OFDM 기반의 최대 200Mbps급 차세대 무선 LAN 시스템의 프리엠블 구조와 이를 이용한 동기/채널 추정 기법을 제안한다. 제안된 프리엠블 구조를 사용할 경우 IEEE 802.11a 시스템과의 하위 호환성을 유지할 수 있을 뿐 아니라 동기 측면에서는 안테나 다이버시티(diversity) 이득으로 인해 단일 안테나 OFDM 시스템에 비해 우수한 성능을 얻을 수 있다. 또한 채널 추정 측면에서는 프리엠블의 오버헤드가 적고 기존의 채널 추정 기법들을 적용할 경우 발생하는 시간 동기 오차에 의한 성능 저하를 주파수 영역에서의 위상 보정을 통해 최소화할 수 있다. 제안된 프리엠블 구조를 이용한 동기 및 채널 추정단은 Verilog HDL을 이용하여 하드웨어로 설계 및 검증되었으며, 그 결과 4개의 전송 안테나와 4개의 수신 안테나를 갖는 경우 동기단은 약 150K gates, 채널 추정단은 약 12K gates가 소요되었다.

Key Words : channel estimation; multiple antenna; preamble; synchronization; WLAN.

ABSTRACT

In this paper, we propose a preamble structure and synchronization/channel estimation methods for OFDM-based multiple antenna WLAN systems that have 200Mbps transmit rate. With the proposed preamble structure, multiple antenna WLAN systems are backward-compatible with IEEE 802.11a systems which use the same 5GHz band and synchronization performance is better than that of single antenna OFDM systems. For channel estimation, the preamble overhead is small and performance degradation by timing synchronization error that causes the critical problem of conventional comb-type multiple antenna channel estimation method also can be minimized by frequency domain phase recovery. Synchronizer and channel estimator for proposed preamble structure are implemented and verified using Verilog HDL. For the system with 4 transmit antennas and 4 receive antennas, about 150K gates are needed for synchronizer and 12K gates for channel estimator.

1. 서 론

IEEE 802.11a 시스템은 5GHz의 주파수 영역에서 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multi-

plexing) 기법을 적용하여 최대 54Mbps의 전송속도를 지원하도록 규정되었다^[1]. 그러나 무선 LAN을 이용한 HDTV 등의 멀티미디어 통신에 대한 수요가 증가함에 따라 이를 수용할 수 있는 초고속 무선 LAN 시스템에 대한 요구가 증가하고 있다.

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신용SOC설계연구실 (sglee@asic.yonsei.ac.kr) ** 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

*** 연세대학교 전기전자공학과 교수

논문번호 : 030508-1118, 접수일자 : 2003년 11월 20일

* 본 연구는 정보통신부 대학 IT 연구센터 육성사업(2002-2-0796) 지원으로 수행되었습니다.

이러한 요구에 부응하기 위해 IEEE 802.11에서는 2003년부터 기존의 IEEE 802.11a와 동일한 5GHz의 주파수 영역을 사용하면서도 전송율 및 상위 MAC layer에서의 throughput을 100Mbps까지 증가시키기 위한 IEEE 802.11n 시스템의 표준화 작업을 진행 중에 있다. 전송율을 증가시키기 위한 기술로 가장 활발히 연구되고 있는 것이 다중 안테나 기법을 적용하는 것이다. 다중 안테나 기법을 적용한 OFDM 시스템은 단일 안테나를 사용하는 시스템과 동일한 자원을 사용한다. 그러나 SDM (Space Division Multiplexing) 시스템과 같이 전송율을 증가시키거나 STC(Space-Time Codes) 시스템과 같이 성능을 향상시킬 수 있다는 장점이 있다.

다중 안테나 OFDM 기반의 무선 LAN 시스템이 5GHz의 주파수 영역에서 동작하기 위해서는 기본적으로 동일한 주파수 대역을 사용하는 IEEE 802.11a와 하위 호환성을 유지해야 한다. 하위 호환성을 유지하기 위해서는 IEEE 802.11a 시스템이 다중 안테나 무선 LAN 시스템에서 전송된 패킷이 자신에게 송신된 것이 아니라는 것을 확인할 수 있어야 하며, 반대의 경우, 즉 다중 안테나 무선 LAN 시스템에서는 IEEE 802.11a 시스템으로부터 전송된 패킷이 자신에게 전송된 것이 아니라는 것도 확인할 수 있어야 한다. 이러한 패킷 구분은 그림 1에서 보듯이 전송되는 패킷의 전송 모드와 패킷 길이를 표시하는 'SIGNAL' 심볼의 reserved bit을 통해 구현이 가능하며, 결론적으로 두 시스템의 하위 호환성을 위해서는 다른 시스템으로부터 전송된 패킷에서 최소한 'SIGNAL' 심볼을 정확히 복조할 수 있어야 한다. 다른 시스템으로부터 전송된 패킷의 'SIGNAL' 심볼을 복조하기 위해서는 동기 및 채널 추정에 필요한 프리앰블의 구조가 하위 호환성을 유지하도록 설계되어야 한다^[2].

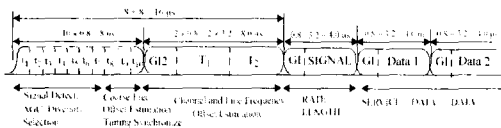


그림 1. IEEE 802.11a 시스템의 프리앰블 구조

본 논문에서는 동기 측면과 채널 추정 측면으로 나누어 다중 안테나 기법을 적용한 무선 LAN 시스템이 IEEE 802.11a 시스템과 하위 호환성을 유지하기 위한 조건을 제시하고, 이를 만족하는 프리앰블의 구조를 제안한다.

제안된 프리앰블을 사용할 경우 IEEE 802.11a 시스템과의 하위 호환성을 유지할 수 있을 뿐 아니라 동기 측면에서는 기존의 동기화 기법을 그대로 적용하여도 공간 diversity 이득으로 인해 단일 안테나를 사용하는 시스템보다 더 우수한 성능을 얻을 수 있다. 또한 채널 추정 측면에서는 기존의 채널 추정 기법들이 가지고 있는 보호 구간 안쪽으로의 시간 동기 오차에 의한 성능 저하 문제를 해결하는 기법도 함께 제안하여 프리앰블의 오버헤드를 최소화하면서도 우수한 성능을 얻을 수 있다.

논문의 구성을 살펴보면, II장에서는 다중 안테나 OFDM 시스템을 위한 동기 측면의 프리앰블 구조를 제시하고, 이를 이용한 시간 동기 및 주파수 동기 기법을 기술한다. III장에서는 다중 안테나 OFDM 시스템을 위한 기존의 채널 추정 기법들을 설명하고 채널 추정과 관련되어 제안된 프리앰블 구조 및 채널 추정 기법을 기술한다. II장과 III장에서는 동기와 채널 추정에 대해 각각의 성능 평가와 하위 호환성의 조건도 함께 제시한다. IV장에서는 Verilog HDL을 이용한 동기 및 채널 추정단의 하드웨어 설계 결과를 제시하고, 마지막으로 V장에서는 본 논문의 결론을 도출한다.

II. 다중 안테나 무선 LAN 시스템의 동기

다중 안테나를 사용하는 OFDM 기반 무선 LAN 시스템의 동기화를 위해서는 다음의 사항들이 가정되어야 한다^[3].

첫 번째 가정은 시간 동기와 관련하여 데이터가 전송되는 서로 독립적인 무선 채널들에서의 전송 지연 시간(propagation delay)은 모두 동일하다는 것이다. 무선 LAN 시스템의 경우 채널 환경은 이동성(mobility)이 없는 옥내 채널 환경을 가정하므로, 각 전송 안테나들로부터 각 수신 안테나들까지의 전송 지연 시간은 모두 동일하다. 두 번째 가정은 주파수 동기와 관련하여 모든 전송 안테나들과 모든 수신 안테나들 사이의 주파수 오차는 동일하다는 점이다. 이는 전송단에서 전송 안테나의 수에 무관하게 하나의 oscillator를 공유하여 사용하고, 수신단에서도 수신 안테나의 수에 무관하게 하나의 oscillator를 사용하며, 무선 LAN과 같은 시스템에서는 도플러 주파수 천이(Doppler frequency shift)를 무시할 수 있으므로 타당한 가정이다.

이러한 두 가지 가정하에 다중 안테나 OFDM 시

시스템의 동기화는 기본적으로 단일 안테나를 사용하는 OFDM 시스템에서의 동기 기법과 동일하다. 오히려 전송 다이버시티 혹은 수신 다이버시티 이득을 얻을 수 있어 단일 안테나 OFDM 시스템보다 나은 동기 성능을 얻을 수 있다.

2.1 동기 측면에서 제안된 프리엠블 구조

동기 측면에서 IEEE 802.11a 시스템과 하위 호환성을 유지하기 위해서는 아래의 사항들이 다중 안테나 무선 LAN 시스템에서도 IEEE 802.11a와 동일하게 지켜져야 한다.

- 1) short training symbol 및 long training symbol의 길이
- 2) short training symbol의 주기성(신호 검출, 대략적 주파수 오차 추정)
- 3) short training symbol의 시퀀스(sequence) (심볼 동기)
- 4) long training symbol의 구조(미세 주파수 오차 추정)

한 가지 더 고려할 사항은 프리엠블을 전송하는 방법이다. 프리엠블의 구조와 시퀀스를 앞에서 언급한 조건들에 맞게 전송한다고 해도, 이 프리엠블 신호를 전송하는 방법은 크게 두 가지로 구분할 수 있다. 첫 번째는 여러 개의 전송 안테나 중 하나의 전송 안테나에서만 프리엠블을 전송하는 방법이고, 두 번째는 모든 전송 안테나에서 동일한 프리엠블을 전송하는 방법이다. 두 경우 모두 동기 측면에서 볼 때 하위 호환성의 문제가 없고 동일한 전송 전력을 사용하나 전자의 경우에는 송신 안테나 diversity 이득을 얻을 수 없고, 수신단에서 AGC(Automatic Gain Control)이 문제가 될 수 있다는 단점이 있는 반면, 후자의 경우는 diversity 이득을 얻을 수 있고, AGC 문제가 발생하지 않는다는 장점이 있다. 따라서 프리엠블은 기본적으로 모든 전송 안테나에서 동일하게 전송하는 것이 효율적이다.

2.2 제안된 프리엠블을 이용한 시간 동기

OFDM 무선 LAN 시스템의 시간 동기화는 우선 패킷의 유무를 판별하는 신호 검출 부분과 검출된 패킷 내의 정확한 심볼의 시작점을 찾는 심볼 동기화로 나눌 수 있다. 이 때 전송단과 수신단의 샘플링(sampling) 클럭 주파수는 동일하다고 가정한다. 신호

검출은 주로 패킷의 맨 앞부분에 전송되는 프리엠블의 주기성을 이용한다. 이 기법은 크게 다섯 가지의 criterion으로 구분하며, 이 중 MNC(Maximum Normalized Correlation) 기법이 가장 최적의 기법이므로, 본 논문에서도 아래와 같은 MNC 기법으로 신호 검출을 수행하였다⁴⁾.

$$\hat{k} = \underset{k}{\operatorname{argmax}} \frac{4 |S_k|^2}{(P_k + P_{k+D})^2} \tag{1}$$

식 (1)의 S_k 는 수신 신호의 correlation을 나타내고, P_k 는 수신 신호의 전력을 의미하며, 이를 정리하면 식 (2), (3)과 같이 표현된다. 이 때 D 는 반복되는 시퀀스의 한 주기를 의미한다.

$$S_k \equiv \sum_{k=0}^{D-1} r_k r_{k+D}^* \tag{2}$$

$$P_k \equiv \sum_{k=0}^{D-1} r_k r_k^* \tag{3}$$

이 기법을 다중 안테나 OFDM 시스템에 적용할 경우, 수신 다이버시티 이득을 최대화하기 위해 우선 각각의 수신 안테나 별로 독립적인 $S_{m,k}$ 와 $P_{m,k}$ 를 구하고, $S_{m,k}$ 와 $P_{m,k}$ 를 아래 식 (4), (5)와 같이 combining하여 최종적인 S_k , P_k 를 구한다⁵⁾. 여기서 m 은 수신 안테나 index를 의미한다.

$$S_k \equiv \sum_{m=0}^{M-1} S_{m,k} \tag{4}$$

$$P_k \equiv \sum_{m=0}^{M-1} P_{m,k} \tag{5}$$

이 때 신호의 유무는 MNC criterion의 값이 임계치(threshold)를 넘는지에 의해 판별되며, 모의 실험 결과 0.6으로 결정하였다.

심볼 동기 기법도 기본적으로 단일 안테나 OFDM 시스템의 심볼 동기 기법과 동일하다. 프리엠블을 이용하는 무선 LAN 시스템의 경우 프리엠블의 자기 상관(auto-correlation) 특성을 이용하여 심볼 동기화를 수행하며, 이 때 수신단에서 미리 알고 있는 시간 영역의 프리엠블 시퀀스와 수신된 신호와의 correlation을 MF(Matched Filter) 방식으로 구한다⁶⁾. 이 기법을 다중 안테나 OFDM 시스템에 적용할 경우 식 (6)과 같이 표현된다. 여기서 $r_{m,n+k}$

는 $n+k$ 번째 수신 신호를 의미하며, C_k 는 수신단에서 이미 알고 있는 시간 영역에서의 k 번째 short training symbol이다.

$$\eta_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{D-1} r_{m,n+k} C_k^* \right|^2 \quad (6)$$

동기 관련 첫 번째 가정에 의해 심볼 동기는 안테나의 수에 무관하게 하나의 심볼 시작점만 찾아내면 되므로 각각의 수신 안테나에서 correlation 값 $\eta_{m,n}$ 을 구한 후, 이를 combining하여 correlation이 최대인 점을 심볼의 시작점으로 설정한다.

$$\hat{t}_s = \underset{n}{\operatorname{argmax}} \sum_{m=0}^{M-1} \eta_{m,n} \quad (7)$$

MF 기법으로 찾은 심볼의 시작점은 AWGN에 의해서도 영향을 받지만 채널 임펄스 응답(Channel Impulse Response)에 의해서도 영향을 받는다. 따라서 심볼 동기부에서 찾아진 심볼 동기보다 몇 샘플 이전의 보호 구간 뒷부분을 심볼의 시작점으로 설정하는 방법이 주로 사용된다^[7]. IEEE 802.11a 시스템의 경우, 통상 4 ~ 6 샘플 이전을 심볼의 시작점으로 생각한다^[8]. 그러나 둘 이상의 전송 안테나를 갖는 다중 안테나 OFDM 시스템의 경우에는 공간 diversity 이득으로 인해 보다 정확한 심볼 동기화를 수행할 수 있으며, 3 샘플 이전을 시작점으로 결정할 경우 이상적인 심볼 동기의 경우와 동일한 성능을 얻을 수 있다.

2.3 제안된 프리앰블을 이용한 주파수 동기

무선 LAN에서의 초기 주파수 오차의 추정은 정수배 주파수 오차와 소수배 주파수 오차를 동시에 추정하는 시간 영역에서의 correlation 기법을 사용한다^[9]. IEEE 802.11a 시스템의 경우, 초기 주파수 오차 추정은 short training symbol의 주기성을 이용한 대략적 주파수 오차 추정(coarse frequency offset estimation)과 long training symbol의 주기성을 이용한 미세 주파수 오차 추정(fine frequency offset estimation)의 두 단계로 나누어 수행된다. 두 단계의 주파수 오차 추정 모두 동일한 수식을 사용하며, 다중 안테나 OFDM 시스템에 적용시 식 (8), (9)와 같이 각 수신 안테나별로 correlation 값 ξ_m 을 구한 후 이를 combining 하여 최종적인 주파수 오

차를 구한다. 이는 모든 전송 안테나에서 모든 수신 안테나 사이의 주파수 오차가 동일하다는 가정에 의해 가능하다. 여기서 D 는 대략적 주파수 오차 추정시에는 short training symbol의 주기 16이고, 미세 주파수 오차 추정시에는 long training symbol의 주기인 64가 된다.

$$\xi_m = \left(\sum_{k=0}^{D-1} r_{m,k+D} r_{m,k}^* \right) \quad (8)$$

$$\hat{\varepsilon}_n = \frac{N}{2\pi D} \arg \left(\sum_{m=0}^{M-1} \xi_m \right) \quad (9)$$

프리앰블을 이용한 초기 주파수 오차의 추정값도 노이즈에 의한 영향으로 정확한 값이 추정되지 않고, 미세한 잔류 주파수 오차가 남아있게 된다. 이러한 잔류 주파수 오차는 주파수 영역에서 심볼의 위상을 회전시키고 ICI를 발생시킨다. 그러나 ICI에 의한 영향보다는 패킷 뒷부분으로 갈수록 누적되는 위상 회전에 의한 영향이 더 크게 나타난다. 따라서 잔류 주파수 오차에 의한 영향을 제거하는 것은 파일럿(Pilot) 부반송파를 이용하여 심볼의 위상 회전만을 바로 잡아주는 것으로 충분하며, 파일럿 부반송파에 해당하는 수신 신호의 위상 회전량을 구하여 그만큼 나머지 부반송파들의 위상 회전을 바로잡아 준다^[8]. 앞의 동기 기법들과 마찬가지로 다중 안테나 OFDM 시스템에서는 다중 안테나 이득을 얻기 위해 수신 신호들을 combining하여 추정 성능을 향상시킬 수 있다. $\xi_{m,n}$ 은 m 번째 수신 안테나의 n 번째 수신 심볼의 위상 회전량이다.

$$\xi_{m,n} = \sum_{k=1}^{N_p} R_{m,n,k} \left(P_{n,k} \sum_{l=1}^L \hat{H}_{l,m,k} \right)^* \quad (10)$$

$$\hat{\varepsilon}_n = \arg \left(\sum_{m=0}^{M-1} \xi_{m,n} \right) \quad (11)$$

여기서 l 은 전송 안테나 index, N_p 는 한 OFDM 심볼 내에 삽입되어 있는 파일럿 부반송파의 수, n 은 OFDM 심볼 index를 의미한다. 또한 $P_{n,k}$ 는 n 번째 OFDM 심볼의 k 번째 파일럿 부반송파의 전송 신호로 수신단에서 미리 알고 있는 값이며, $H_{l,m,k}$ 는 l 번째 전송 안테나와 m 번째 수신 안테나 사이의 k 번째 부반송파의 채널계수이다.

2.4 동기 측면의 제안된 프리엠블 구조를 적용한 성능 평가 결과

그림 2는 동기단이 모두 포함된 2개의 전송 안테나와 2개의 수신 안테나를 사용하는 SDM 시스템의 성능 평가 결과이다. 채널은 IEEE 12-tap Rayleigh Fading channel을 사용했고, 16QAM 변조 모드가 사용되었다. 실선으로 표시된 결과는 완벽한 동기와 채널 추정을 가정한 경우의 성능평가 결과이고, 거의 동일한 성능을 보이고 있는 두 개의 점선은 각각 동기가 완벽하다고 가정한 상태에서 채널 추정만의 영향을 관찰한 것과, 동기와 채널 추정 모두가 성능에 미치는 영향을 관찰한 것이다.

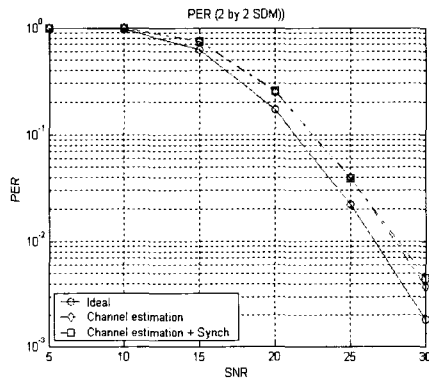


그림 2. 2 by 2 SDM 시스템의 동기 관련 PER 성능

채널 추정 기법은 Hadamard Matrix 기법^[10]이 사용되었으며 채널 추정에 의해서는 약 2dB의 성능 저하가 발생하지만 동기에 의해 추가적인 PER 성능 저하는 발생하지 않는다. 오히려 동기 성능은 송수신 공간 diversity에 의해 시간 동기 및 주파수 동기의 성능 모두 단일 안테나를 사용하는 IEEE 802.11a 시스템에 비해 우수하다. 그림 3은 이의 예로서, 잔류 주파수 동기의 추정 성능을 보여준다. 채널 모델은 IEEE 12-tap Rayleigh Fading channel이 사용되었다. 실선으로 표시된 단일 안테나를 사용하는 IEEE 802.11a 시스템과 2개의 전송 안테나와 1개의 수신 안테나를 갖는 STBC-OFDM 시스템의 잔류 주파수 오차 추정 성능을 비교해 보면, 전송 다이버시티 이득에 의해 약 5dB 정도의 성능 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

III. 다중 안테나 OFDM 시스템의 채널 추정

다중 안테나 무선 LAN 시스템의 채널 추정에 필요한 프리엠블의 오버헤드는 수신 안테나의 수가 아닌 전송 안테나의 수에만 비례하며, 수신 안테

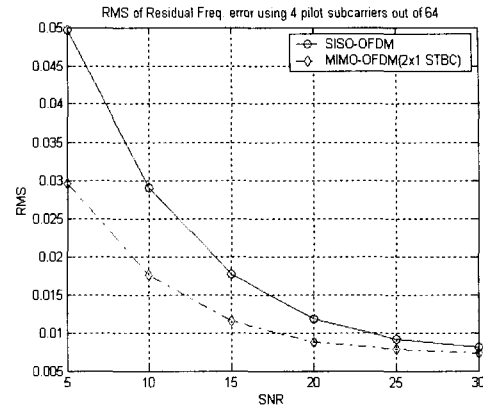


그림 3. 단일 안테나와 다중 안테나 시스템의 잔류 주파수 동기 성능 비교

나들은 서로 독립적으로 채널 추정이 가능하다. 이때 각각의 전송 안테나들로부터 전송되는 프리엠블 신호들이 서로 직교성을 유지해야 한다. 이러한 조건을 만족하면서 실제 구현이 간단한 LS(Least-Square) 기법을 사용하는 프리엠블 구조로서 아래의 3가지 기법들이 기준에 제안되어 있다^{[10][11][12]}. 또한 타겟으로 삼고 있는 다중 안테나 OFDM 무선 LAN 시스템을 위해서는 동일한 주파수 대역을 사용하는 기존의 IEEE 802.11a 시스템과의 하위 호환성도 반드시 고려되어야 한다.

3.1 기존의 다중 안테나 OFDM 채널 추정 기법

첫번째 기법은 프리엠블로 전송되는 OFDM 심볼들이 'Hadamard Matrix'를 형성하는 기법이다^[10]. 채널 추정값은 각각의 수신 안테나에서 수신 신호에 Hadamard Matrix의 역행렬을 곱하여 간단히 얻을 수 있다. 두 번째 기법은 하나의 전송 안테나는 하나의 OFDM 심볼을 프리엠블로 전송하고, 다른 하나의 전송 안테나에서는 이 심볼을 시간 영역에서 N/2만큼 cyclic shift 된 형태의 심볼을 첫 번째 전송 안테나와 동시에 전송하는 기법이며, 본 논문에서는 이 기법을 'time-domain cyclic shift' 기법^[11]으로 언급할 것이다. 세 번째 기법은 부분송파들을 subset으로 나누고 각 전송 안테나에서는 서로 다른 subset을 이용하여 프리엠블을 전송하는 'comb-type training' 기법이다^[12]. [11]과 [12]의

두 가지 기법들은 주파수 영역에서의 interpolation 을 이용하여 채널 추정을 수행한다.

표 1은 세 가지 기법들의 장단점을 비교한 표이다. 세 기법 모두 LS 기법을 기반으로 하기 때문에 낮은 복잡도를 갖는다. Hadamard Matrix 기법은 성능은 우수한데 비해 프리엠블의 오버헤드가 크고, time-domain cyclic shift 기법과 comb-type training 기법은 오버헤드는 적으나 interpolation으로 인한 'edge' 부반송파 및 보호 구간 안쪽으로의 시간 동기 오차에 의한 성능 저하가 있다는 단점이 있다. 또한 time-domain cyclic shift 기법은 전송 안테나를 2개까지 밖에 지원하지 못한다는 단점도 있다.

표 1. 기존 채널 추정 기법들의 비교

	Hadamard Matrix	Time-domain Cyclic Shift	Comb-type Training
Preamble Overhead	N OFDM symbols (N : # of TX antennas)	1 symbol	1 symbol
'Edge' & Time synch. Problem	No	Yes	Yes
Performance	High	Low	Low
Maximum TX antenna	No limitation	2	4

또 한 가지 살펴볼 문제는 시간 동기 오차에 의한 성능 저하의 문제이다. 기존의 [11], [12]에서는 시간 동기가 완벽하다고 가정했고, [13]에서는 [12]의 기법을 적용한 시스템 구현 결과를 제시하고 있으나 역시 시간 동기는 완벽하다고 가정하였다. 그러나 채널의 통계적 특성으로 인해 정확한 심볼의 시작점을 찾는 것은 불가능하며, 실제로는 ISI의 영향을 받지 않는 보호 구간 뒤쪽으로 심볼의 시작점을 설정해 준다. 이 경우 주파수 영역에서의 수신 신호는 부반송파들의 직교성은 유지되나 각 부반송파별로 각각 다른 위상 회전을 보이게 된다. Hadamard Matrix를 사용하는 경우에는 모든 부반송파에 대해 채널 추정을 수행하므로 부반송파별 위상 회전은 문제가 되지 않는다. 그러나 time-domain cyclic shift 기법이나 comb-type training 기법을 사용하는 경우에는 interpolation을 수행하게 되며, 이 때에는 보호 구간 안쪽으로의 시간 동기

오차가 성능에 큰 영향을 준다.

3.2 채널 추정 측면에서의 제안된 프리엠블 구조
본 논문에서 제안된 프리엠블 구조는 2개의 전송 안테나를 갖는 시스템과 그 이상의 전송 안테나를 갖는 시스템에 대해 각각 다르다. 우선 2개의 전송 안테나를 갖는 다중 안테나 OFDM 무선 LAN 시스템의 프리엠블 구조는 그림 4에서 볼 수 있듯이 기본적으로 기존의 IEEE 802.11a 시스템의 프리엠블 구조와 동일하다. 이 때 2장에서 언급한 바와 같이 short training symbol의 구조 및 시퀀스는 diversity 이득을 최대화하기 위해 기존의 IEEE 802.11a 시스템과 동일하며, long training symbol의 구조는 고차의 interpolation을 적용할 수 있는 comb-type training 기법의 프리엠블 구조를 이용한다.

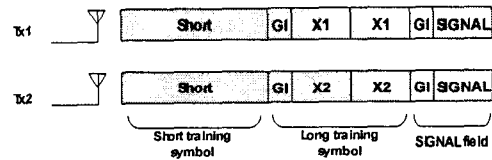


그림 4. 2개의 전송 안테나를 갖는 무선 LAN 시스템의 프리엠블 구조

다음으로 셋 이상의 전송 안테나를 갖는 경우의 제안된 프리엠블 구조는 아래의 그림 5와 같다. 그림 5는 4개의 전송 안테나를 갖는 경우의 예를 보여준다.

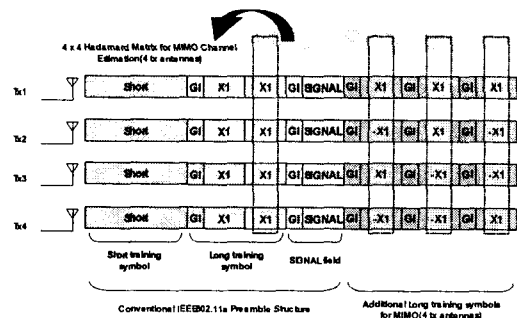


그림 5. 4개의 전송 안테나를 갖는 무선 LAN 시스템의 프리엠블 구조

Short training symbol의 구조 및 long training symbol의 구조는 IEEE 802.11a 시스템과 동일하다.

그러나 전송 모드와 패킷의 길이를 알려주는 'SIGNAL' 심볼 뒤에 채널 추정을 위한 추가적인 프리엠블이 전송되며, 기존의 long training symbol 과 추가된 프리엠블은 4 by 4 Hadamard Matrix를 형성한다.

채널 추정에 필요한 프리엠블의 길이는 전송 안테나의 수에 의해 좌우된다. 기존의 IEEE 802.11a의 프리엠블 구조에 추가적인 오버헤드 없이 다중 안테나 OFDM 시스템의 채널 추정을 수행하기 위해서는 하나의 OFDM 심볼만을 이용하여 채널 추정을 수행하면서 성능이 우수한 comb-type training 기법이 사용되어야 한다. 그러나 이 기법은 interpolation으로 인한 자체의 추정 오류와 'edge' 부반송파에서의 추정 오류, 그리고 이미 언급된 보호 구간 안쪽에서의 시간 동기 오차에 의한 추정 오류로 인해 성능 저하가 발생하게 된다. 이로 인해 무선 LAN 시스템의 채널 모델이 국내 채널 환경임을 고려해도 4개 이상의 전송 안테나를 갖는 OFDM 시스템의 채널 추정에는 적합하지 않다. 반면에 Hadamard Matrix 기법은 이러한 추정 오차의 문제는 없으나 프리엠블로 필요한 OFDM 심볼의 수가 전송 안테나의 개수만큼 필요하므로 기존의 IEEE 802.11a의 프리엠블 구조만으로는 채널 추정이 불가능하다는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 다중 안테나 OFDM 무선 LAN 시스템을 위한 프리엠블 구조를 그림 4, 그림 5와 같이 두 개의 전송 안테나를 갖는 시스템과 그 이상의 전송 안테나를 갖는 시스템으로 나누어 각각 최적의 구조를 제안한다.

3.3 채널 추정 측면의 제안된 프리엠블 구조를 적용한 성능 평가 결과

우선 두 개의 전송 안테나를 갖는 시스템의 경우, 프리엠블의 구조는 IEEE 802.11a 시스템과 동일하다. 그러나 long training symbol을 구성하는 시퀀스는 comb-type training symbol의 시퀀스를 적용한다. 이 때 interpolation 자체의 추정 오차와 'edge' 부반송파에서의 추정 오차는 고차 interpolation을 사용하여 줄일 수 있으나 그림 6에서 보여주고 있는 보호 구간 안쪽에서의 시간 동기 오차에 의한 PER 성능 저하는 interpolation 기법을 변경하여도 여전히 남게 된다.

단일 안테나 OFDM 시스템에서는 이 문제를 해결하기 위해 [14]의 기법이 제안되어 있다. 본 논문에서는 [14]의 기법을 다중 안테나 OFDM 시스템으로 확장하며, 이웃하는 부반송파들에 대한 채널

추정값의 위상 회전량을 측정하고 이를 보정하여 보다 정확한 채널 추정을 수행할 수 있는 기법을 제안한다. 이를 위한 두 가지 가정은 다음과 같다. 우선 심볼 동기에서의 시간 동기는 항상 보호 구간 안쪽으로 정해진다는 가정이다. 두 번째 가정은 시간 동기가 완벽할 경우에 이웃하는 부반송파들에 대한 실제 채널값은 근사적으로 동일하다는 것이다. 실제로 5GHz 무선 LAN의 채널의 임펄스 응답의 길이는 보호 구간의 길이인 16 샘플보다 짧고 이 경우 주파수 영역에서의 채널 응답은 주파수 영역에서 급격하게 변하는 deep-fading이 적으므로 이 가정도 타당하다고 할 수 있다.

위의 첫 번째 가정 하에서 주파수 영역에서의 수신 신호는 아래와 같이 부반송파들이 각각 다른 위상 회전을 겪게 된다. Y_k 는 k 번째 부반송파의 수신 신호를 의미하며, τ 는 보호 구간 안쪽에서의 시간 동기 오차이다.

$$Y_k = X_k H_k e^{j\frac{2\pi}{N} k\tau} + n_k \quad (12)$$

이 경우 실제 채널 추정단에서 구해져야 할 $k, k+2$ 번째 부반송파들의 채널값은 식 (13), (14)와 같다.

$$\hat{H}_k = H_k e^{j\frac{2\pi}{N} k\tau} + e_k \quad (13)$$

$$\hat{H}_{k+2} = H_{k+2} e^{j\frac{2\pi}{N} (k+2)\tau} + e_{k+2} \quad (14)$$

여기서, 두 번째 가정에 의해 $H_k = H_{k+2}$ 이라면, 위의 두 식을 correlation한 결과는 아래 식 (15)과 같다.

$$\hat{H}_k^* \hat{H}_{k+1} = |H_k| e^{j\frac{2\pi}{N} \tau} \quad (15)$$

윗 식의 위상을 구하면 보호 구간 안쪽에서의 시간 동기 오차 τ 를 추정할 수 있다. 그러나 여기서 추정된 τ 는 AWGN에 의해 영향을 받게 되고, 또한 앞에서 가정한 이웃하는 부반송파들의 채널값이 실제로 정확히 동일하지 않으므로 이 오차에 의해서도 영향을 받게 된다. 따라서 최종적인 τ 의 추정치는 아래와 같이 다중 안테나를 통해 전송되는 채널들을 이용하여 정확도를 향상시킬 수 있다. 여기서 M 은 전송 안테나의 수, N 은 수신 안테나의 수를

의미한다.

$$\hat{\tau} = \frac{N}{4\pi} \left(\sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-2} \sum_{m=even}^N \sum_{n=1}^N \hat{H}_{mn,2k}^* \hat{H}_{mn,2k+2} + \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-2} \sum_{m=odd}^N \sum_{n=1}^N \hat{H}_{mn,2k+1}^* \hat{H}_{mn,2k+3} \right) \quad (16)$$

실제로 이렇게 보호 구간 안쪽으로의 시간 동기 오차를 추정할 경우 추정의 정확도는 보호 구간 안쪽으로 1 샘플 이내로 정확해지며, 여기서 구해진 시간 동기 오차를 이용하여 long training symbol의 위상을 복원시킨 후 interpolation을 수행하면 추정 오차를 크게 줄일 수 있다. 그림 6은 이러한 기법을 적용한 2개의 전송 안테나와 2개의 수신 안테나를 사용하는 SDM 시스템의 PER 성능을 보여준다. 변조는 16QAM이 사용되었다. 그림 6과 그림 7의 성능 평가에는 II장에서 기술된 시간 및 주파수 동기도 적용되었다.

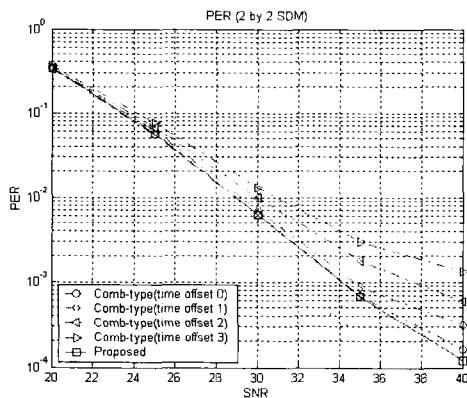


그림 6. 제안된 프리앰블을 적용한 PER 성능 (2 by 2 SDM)

위의 그림 6에서 점선으로 표시된 네 개의 그래프는 1차 보간을 이용한 Comb-type training 기법에 대한 성능 평가 결과이다. 각각 시간 동기가 완벽한 경우(time offset 0), 시간 동기 오차가 보호 구간 안쪽으로 1, 2, 3 샘플씩 발생한 경우(time offset 1, time offset 2, time offset 3)의 PER 성능 평가 결과이다. 직선으로 표시된 하나의 그래프는 동일한 보간 기법과 comb-type training 기법에 식 (16)에서 제안된 기법을 이용하여 보다 완벽한 시간 동기를 설정한 경우의 성능 평가 결과이다. 이 경우 앞에서 언급한 바와 같이 시간 동기 오차가 1 샘플

이내로 정확해지므로 완벽한 시간 동기의 경우와 유사한 성능을 보임을 알 수 있다.

그러나 4개의 전송 안테나를 갖는 시스템에 이 기법을 적용하는 경우에는 위의 방법을 적용하여 시간 동기 오차를 줄인다고 해도, interpolation 자체의 오차가 너무 크기 때문에 채널 추정의 정확도가 크게 떨어진다. 따라서 이 경우에는 프리앰블의 추가적인 오버헤드가 불가피하며, 프리앰블의 오버헤드가 생길 경우 IEEE 802.11a 시스템과의 호환성이 문제가 될 수도 있다. 이는 그림 5와 같이 추가적인 프리앰블을 'SIGNAL' 심볼 뒤에 전송하여 극복할 수 있다. 이 때 기존의 long training symbol을 Hadamard Matrix의 첫 번째 행으로 사용하기 때문에 오버헤드를 3심볼로 줄일 수 있다. 또한 long training symbol은 동일한 두 심볼이 연속 전송되며, 이를 평균하여 추정 성능의 향상도 얻을 수 있다. 그림 7은 제안된 프리앰블과 채널 추정 기법을 이용한 경우의 채널 추정에 의한 PER 성능을 보여준다. 변조는 64QAM이 사용되었으며, long training symbol의 평균에 의해 약 1dB의 성능 향상을 얻을 수 있다.

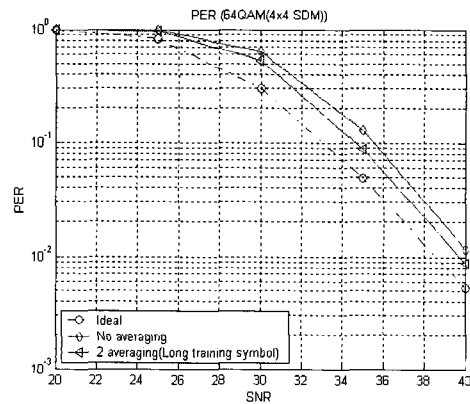


그림 7. 제안된 프리앰블을 적용한 PER 성능 (4 by 4 SDM)

마지막으로 다중 안테나 OFDM 시스템과 IEEE 802.11a 시스템의 하위 호환성이 고려되어야 한다. 하위 호환성을 위해서는 다중 안테나 OFDM 시스템으로부터의 패킷에서 IEEE 802.11a 시스템이 'SIGNAL' 심볼을 복조할 수 있어야 하며, 그 반대의 경우도 가능해야 한다. IEEE 802.11a에서 다중 안테나 무선 LAN 시스템으로의 링크는 단순한 수신 diversity 효과와 동일하므로, 다중 안테나 무선

블록이 추가되어야 올바른 성능을 얻을 수 있다.

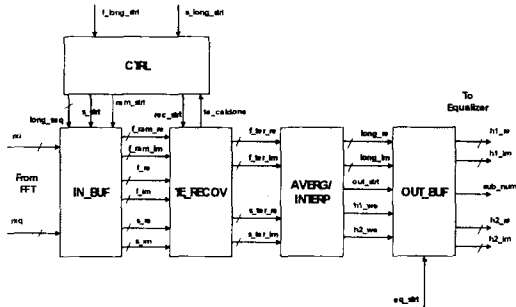


그림 9. 2개의 전송 안테나를 갖는 시스템의 채널 추정단 하드웨어 구조

‘TE_RECOV’ 블록은 III장의 식 (16)의 동작을 수행한다. 즉, arctangent 연산을 통해 위상을 찾아내고, 이 위상을 이용하여 sin/cos 값을 찾아낸다. 하드웨어 최적화를 위해 arctangent 함수는 Maclaurin 급수를 이용한 선형 근사화를 통해 구현하였다. 또한 다중 안테나 OFDM 시스템의 경우 심볼 동기는 보호 구간 안쪽으로 3 샘플 이내로 설정이 가능하고, 따라서 arctangent 함수의 리턴값도 0~3 사이의 정수값이면 충분하다. 결과적으로 arctangent 연산에 필요한 division도 단순한 비교기를 이용하여 구현이 가능했으며, 모의 실험 결과 이러한 기법들을 적용하여도 성능 저하는 발생하지 않았다. 그림 10은 ‘TE_RECOV’ 블록을 보여준다.

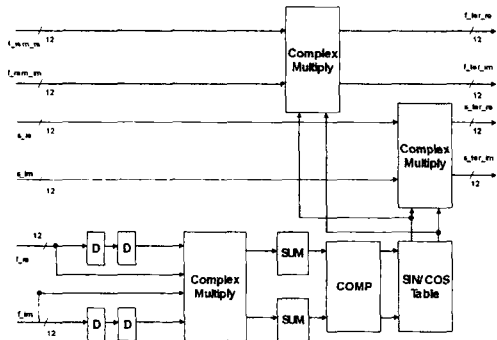


그림 10. ‘TE_RECOV’ 블록의 하드웨어 구조

2개보다 많은 전송 안테나를 갖는 시스템의 예로, 4개의 전송 안테나를 갖는 경우의 채널 추정단의 하드웨어 구조는 그림 11에서 보여주고 있다. 이 경우에는 보호 구간 안쪽에서의 시간 동기 오차가 문제가 되지 않는 Hadamard Matrix 기법을 이용하여

채널 추정을 수행하며 각 수신 안테나별로 독립적인 채널 추정을 수행한다. 따라서 각각의 수신 안테나 별로 독립적인 그림 11의 구조가 필요하다.

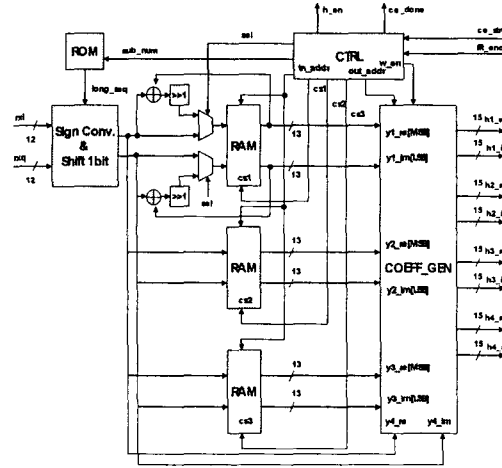


그림 11. 4개의 전송 안테나를 갖는 시스템의 채널 추정단 하드웨어 구조

그림 9와 그림 11의 블록들도 Modelsim™을 이용하여 검증을 완료했으며, 동기부의 검증과 마찬가지로 C 언어로 설계된 시스템 모델로부터의 결과와 하드웨어의 결과가 동일한지의 여부가 비교되었다. Synopsys™에서 합성시 그림 9는 약 11K gates가 소요되었고, 그림 11은 약 3K gates가 소요되었다. 따라서 그림 9를 수신 안테나가 2개인 SDM 시스템의 경우에 적용하면, 채널 추정에 필요한 총 gate는 약 22K gates이고, 그림 11은 4개의 수신 안테나를 갖는 시스템에 적용시 총 12K gates가 필요하다. 4개의 전송 안테나를 갖는 경우의 하드웨어 복잡도가 2개의 전송 안테나를 갖는 경우보다 작은 이유는 2개의 전송 안테나를 갖는 시스템의 채널 추정에는 시간 동기 오차를 보상해 주는 블록이 요구되기 때문이다. 그러나 제안된 채널 추정단은 복잡도가 증가가 그리 크지 않으며, 이러한 단점보다는 프리엠펙블의 오버헤드를 줄일 수 있다는 큰 장점을 가지고 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 다중 안테나 OFDM 기반의 무선 LAN 시스템을 위한 효율적인 프리엠펙블 구조를 제안한다. 이 시스템이 무선 LAN 주파수 대역인

5GHz에서 정상적으로 동작하기 위해서는 다중 안테나를 지원하는 OFDM 시스템의 동기 및 채널 추정이 가능해야 할 뿐만 아니라, 기존 시스템과의 하위 호환성도 반드시 고려되어야 한다. 제안된 프리엠블 구조를 이용할 경우 IEEE 802.11a 시스템과의 하위 호환성을 유지하는 것은 물론, 동기 측면에서는 기존의 동기화 알고리즘들을 그대로 적용해도 공간 diversity 이득으로 인해 단일 안테나 OFDM 시스템보다 우수한 성능을 보인다. 채널 추정 측면에서는 주파수 영역에서의 위상 보정을 통해 기존의 다중 안테나 OFDM 시스템을 위한 채널 추정 기법들이 가지고 있는 시간 동기 오차에 의한 성능 저하를 최소화하는 기법도 제안하여, 프리엠블의 오버헤드를 최소화하면서도 우수한 성능을 얻을 수 있다. 또한 본 논문에서는 동기단 및 채널 추정단을 Verilog HDL을 이용하여 하드웨어로 구현한 결과를 제시한다. 4개의 수신 안테나를 갖는 경우 동기단은 약 147K gates로 구현이 가능하다. 채널 추정단은 2개의 전송 안테나와 2개의 수신 안테나를 사용하는 시스템의 경우 약 22K gates로 구현이 가능하고, 4개의 전송 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용하는 경우에는 약 12K gates로 구현이 가능했다. 2개의 전송 안테나의 경우가 4개의 전송 안테나의 경우보다 하드웨어 복잡도가 큰 이유는 2개의 전송 안테나를 갖는 경우에는 시간 동기 오차를 보상해주는 기법이 포함되기 때문이다. 본 논문에서 제안된 프리엠블 구조 및 동기/채널 추정 기법은 4개 이상의 전송 안테나를 갖는 경우에도 적용이 가능하며, STC 혹은 SDM 시스템에 모두 적용이 가능하다.

참 고 문 헌

- [1] IEEE 802.11a, "Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications", 1999.
- [2] IEEE 802.11g/D4.0, "Further Higher-speed Physical Layer Extension in the 2.4GHz Band", 2002.
- [3] 이규인, 문철규, 조용수, 위정욱, 최광호, "MIMO 무선 LAN 프리엠블 구조 및 동기 알고리즘", 한국통신학회 2003 하계학술대회, 2003. 7.
- [4] S. Muller-Weinfurter, "On the Optimality of Metrics for Coarse Frame Synchronization : A Comparison", 1998 IEEE PIMRC, pp.533-537, 1998. 9..
- [5] Andreas Czylwik, "Synchronization for MIMO OFDM systems", 2001 GLOBECOM, vol. 1., 2001.
- [6] 김재석, 조용수, 조중휘 공저, 이동통신용 모뎀의 VLSI 설계, 대영사, 2001.
- [7] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", IEEE Trans. on Communication, vol 45, no 12, pp. 1613-1621, December, 1997.
- [8] Juha Heiskala, John Terry, OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide, SAMS publishing, 2001.
- [9] P. Moose, "A technique for orthogonal frequency-division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. on Communication, Vol.42, No.10, pp.2908-2914, 1994.
- [10] A. Ribeiro Dias, S. Rouquette, K. Gosse, "MTMR channel estimation and pilot design in the context of space time block coded OFDM-based WLANs", IST Summit, Thessaloniki, 2002. 6.
- [11] S. B. Slimane, "Channel estimation for HIPERLAN/2 with transmitter diversity", IST Summit, Barcelona 2001. 9.
- [12] W.G. Jeon, K.H. Paik, and Y.S. Cho, "An Efficient channel estimation technique for OFDM systems with transmitter diversity", 2000 IEEE PIMRC, pp. 1246-1250, vol. 2., 2000.
- [13] I. Tolochko and M. Faulkner, "Real time LMMSE channel estimation for wireless OFDM systems with transmitter diversity", VTC 2002-fall, vol 3, pp. 1555-1559, September. 2002.
- [14] Meng-Han Hsieh and Che-Ho Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels", IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol 44, no 1, pp. 217-225, 1998.

이 서 구(Seogoo Lee)

학생회원



2002년 2월 : 연세대학교 전자
공학과 졸업

2002년 2월 ~ 현재 : 연세대학교
전기전자공학과 석사과정

<관심분야> 다중 반송파 통신
시스템, 다중 안테나 기법

정 윤 호(Yunho Jung)

정회원



1998년 2월 : 연세대학교 전
자 공학과 졸업

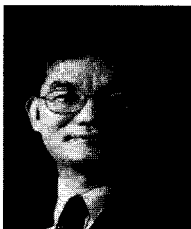
2000년 8월 : 연세대학교 전
자 공학과 석사

2000년 8월 ~ 현재 : 연세대학
교 전기전자공학과 박사
과정

<관심분야> 다중 반송파 통신 시스템, 다중 안테나
기법

김 재 석(Jaeseok Kim)

정회원



1977년 : 연세대학교 전자공학
과 졸업

1979년 : 한국과학원 전기 및
전자공학과 석사

1988년 : Rensselaer Poly-
technic Institute NY,
U.S.A. (Ph.D.)

1993년 ~ 1995년 : 한국전자통

신 연구원 책임연구원

1995년 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 교수

<관심분야> 통신 시스템 설계, 이미지 프로세싱