

논문 2009-46TC-5-12

# IEEE 802.11n MIMO-OFDM 기반 무선 LAN 시스템을 위한 효율적인 심볼 동기 방법

(An Efficient Symbol Timing Synchronization Scheme for IEEE 802.11n  
MIMO-OFDM based WLAN Systems)

조 미 숙\*, 정 윤 호\*\*, 김 재 석\*\*\*

(Misuk Cho, Yunho Jung, and Jaeseok Kim)

## 요 약

본 논문에서는 cyclic shift diversity (CSD)가 적용된 프리앰블을 이용하는 MIMO-OFDM 기반의 IEEE 802.11n 무선랜 시스템을 위한 효율적인 심볼 동기 알고리즘을 제안한다. IEEE 802.11n 시스템에서는 다수개의 전송안테나를 통해 같은 프리앰블이 전송될 때 의도하지 않은 빔형성이 생성되는 것을 방지하고 송신안테나 다이버시티 이득을 얻기 위해 프리앰블에 CSD를 적용한다. 그런데, 이것은 수신단의 CSD 프리앰블의 cross-correlation 결과에서 다수개의 peak 값을 발생시키기 때문에, cross-correlation 방식을 이용하여 하나의 peak 위치를 검출한 후 심볼 동기를 수행하는 기존의 알고리즘을 이용할 경우 심볼 동기 오류가 발생되고, 패킷 검출과 AGC 완료 시점에 따라 심볼 동기의 성능이 좌우되는 문제를 발생시킨다. 따라서 본 논문에서는 CSD 프리앰블의 cross-correlation 특성, 패킷 검출과 AGC 완료 시점을 고려하여 LTS와 OFDM 심볼간의 경계 구역을 검출하는 기법과 신호 검출 시 임계점을 초과하는 지점의 정확도를 향상시킬 수 있는 재결정 모드 기법, 그리고 SNR별로 최적의 임계값을 적용할 수 있는 가변 임계값 기법 등으로 구성된 새로운 심볼 동기 알고리즘을 제안한다. 제안하는 방식은 최대 주파수 오차가 존재하는 환경에서도 기존 방식에 비해 동기 실패율이 1%인 경우에는 4.3dB, 동기 실패율이 0.1%인 경우에는 18dB의 성능 향상을 이루는 것으로 나타났다. 이를 바탕으로, 제안하는 방식은 IEEE 802.11n 무선랜 시스템에 적합할 뿐만 아니라, CSD 프리앰블이 적용된 MIMO-OFDM 기반의 시스템에 확대 응용이 가능할 것으로 판단된다.

## Abstract

An efficient symbol time synchronization scheme for IEEE 802.11n MIMO-OFDM based WLAN systems using cyclic shift diversity (CSD) preamble is proposed. CSD is used to prevent unintentional beamforming when the same preamble signal is transmitted through transmit antennas. However, it is difficult to find a proper starting-point of the OFDM symbol with the conventional algorithms because of time offset by multi-peaks which are result from cross-correlation of received CSD preamble with a known short training symbol. In addition, the performance of symbol time sync. is affected by AGC and packet detection position. In this paper, an optimal symbol time sync. algorithm which is composed of the boundary detection scheme between LTS and OFDM symbols, the verification scheme for enhancement of boundary detection accuracy, and the SNR-varying threshold estimation scheme is proposed. Simulation result show that the proposed algorithm has performance gains of 4.3dB in SNR compared to the conventional algorithms at the rate of 1% sync. failure probability for 2x2 MIMO-OFDM system and 18dB at 0.1% when maximum frequency offset exists. It also can be applied to 4x4 MIMO-OFDM system without any modification. Hence, it is very suitable for MIMO-OFDM WLAN systems using CSD preamble.

**Keywords:** MIMO-OFDM, WLAN, Symbol time synchronization, CSD

\* 학생회원, \*\*\* 정회원, 연세대학교  
(Yonsei University)

\*\* 평생회원, 한국항공대학교  
(Korea Aerospace University)

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음.  
(IITA-2008-(C1090-0801-0012))

접수일자: 2008년10월15일, 수정완료일: 2009년4월16일

## I. 서 론

세계적으로 고속의 무선인터넷서비스에 대한 요구가 증가함에 따라, IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers)에서는 차세대 초고속 무선랜(Wireless LAN) 시스템을 위한 표준화(802.11n) 작업을 진행하고 있다. 802.11n 표준은 기존의 802.11a/b/g 등으로 대표되는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반 무선랜 시스템의 PHY(Physical) 계층에 MIMO(Multi-In Multi-Out) 구조와 송신 빔형성(beamforming), 밴드 확장, LDPC(Low Density Parity Check) 등의 기법을 적용하고, MAC(Medium Access Control) 계층에는 집합 전송(aggregation transmission), 블록 전송(block transmission), 링크 적응(link adaptation) 등의 기법을 적용하여, PHY 계층에서의 최대 데이터 전송률이  $600Mbps$ , MAC 계층에서의 throughput이  $100Mbps$  이상이 되도록 새로운 무선랜 시스템을 규정하고 있다<sup>[1]</sup>.

OFDM 통신 기법은 다중경로 페이딩 환경과 협대역 간섭에 매우 강한 특징을 갖지만, OFDM 방식의 특성상 변복조되는 부반송파들(subcarriers) 간의 상호 직교성이 반드시 유지되어야 하는 제약조건이 있다. 이로 인하여 단일 반송파 시스템에 비해 시간 동기 오차(time synchronization error)나 주파수 동기 오차(frequency synchronization error)에 매우 민감한 특징을 갖고 있다. OFDM 기반 무선랜 시스템의 시간 동기는 신호의 유무를 판단하는 패킷 검출 단계와, OFDM 심볼의 시작 위치를 추정하는 심볼 동기 단계로 구분되며, 특히 패킷 기반의 시스템인 무선랜 시스템은 정의된 프리앰블 구간 내에서 빠르고 정확하게 시간 동기가 이루어지지 않으면 OFDM 심볼의 시작점 오류(symbol timing error)로 인해 심볼간 간섭(ISI: Inter Symbol Interference) 및 인접 부반송파간 간섭(ICI: Inter Carrier Interference)이 나타나게 되어 성능이 크게 열화되거나 패킷 자체를 손실(packet loss)하는 문제를 갖고 있다<sup>[2]</sup>.

이러한 시간 동기 오차로 인한 문제점을 해결하기 위해 프리앰블의 반복되는 짧은 훈련 심볼(STS: Short Training Symbol)의 자기 상관(auto correlation) 값을 이용하여 긴 훈련 심볼(LTS: Long Training Symbol)의 시작점과 OFDM 심볼의 시작점을 찾는 다양한 기법

이 연구되었다<sup>[3~7]</sup>. 그러나 AGC(Automatic Gain Control)가 수행되기 전의 STS는 ADC(Analog-to-Digital Converter)의 양자화 오류와 수신 전력의 기복이 심하여 자기 상관 특성이 줄어들기 때문에, 이 값을 이용할 경우 프리앰블의 임의의 시점에서 패킷 검출(packet detection)과 AGC가 완료되는 현상이 발생하게 되고, 이 완료 시점에 따라 심볼 동기의 성능이 좌우되는 문제가 발생된다. 이러한 문제점은 MIMO-OFDM 기반 802.11n 무선랜 시스템에서 더욱 심각한 영향을 준다. 802.11n 무선랜 시스템의 프리앰블은 다중 안테나 전송을 지원하기 위해 CSD(Cyclic Shift Diversity)가 적용되는데, 이 프리앰블에 cross-correlation 방식을 이용하는 기존의 심볼 동기 기법을 그대로 적용할 경우, CSD 프리앰블의 cross correlation 특성상 다수의 피크 값이 존재하게 되어 추정된 심볼의 시작점에 오류가 발생하게 된다.

따라서 본 논문에서는 CSD가 적용된 프리앰블을 이용하는 MIMO-OFDM 기반 802.11n 무선랜 시스템을 위한 효율적인 심볼 동기 방식을 제안한다. 제안하는 방식은 패킷 검출과 AGC가 완료된 임의의 시점부터 한 심볼 구간 동안에 심볼 동기를 수행하여 초기 시간 옵셋을 구한 후, 이를 OFDM 심볼의 시작점 검출 과정에 반영하기 때문에, 심볼 동기의 성능이 기존 방식과는 달리 패킷 검출과 AGC가 완료되는 시점에 전혀 영향을 받지 않는다. 또한 처음 검출된 OFDM 심볼의 시작점을 재확인하여 결정하는 기법(verification)과 가변 임계값 기법을 새롭게 제안하여, 최대 주파수 오차가 존재하는 환경에서도 기존 방식에 비해 최대  $18dB$  이상의 성능 향상을 얻도록 하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 CSD가 적용된 802.11n 무선랜 시스템의 신호 모델에 대해 살펴보고, 기존 심볼 동기 기법의 문제점을 분석한다. III장에서는 성능개선을 위한 새로운 심볼 동기 기법을 제안하고, VI장에서는 제안된 기법의 성능 평가 결과를 제시한다. 끝으로 V장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. IEEE 802.11n 시스템 모델

### 1. 시스템 모델

$N_t$  개의 송신 안테나와  $N_r$  개의 수신 안테나로 구성되며, 송수신단에서 각각 최대 4개의 안테나까지 지원 가능한 802.11n 시스템에 대한 간략화된 블록도를 그림

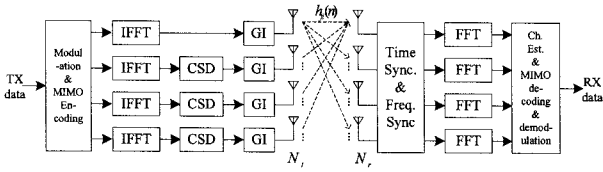


그림 1. NtxNr 802.11n MIMO-OFDM 무선랜 시스템  
Fig. 1. NtxNr 802.11n MIMO-OFDM WLAN system.

1과 같이 표현할 수 있다.

$i$ 번째 안테나에서 전송될 2진 정보데이터는 전송 채널 특성을 고려하여 그룹화 및 변조되고, 변조된 신호에 파일릿을 추가하여 주파수 영역의  $X_i(k)$ 로 만들어진다. 이  $X_i(k)$ 는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 블록을 통해서 시간 영역의 기저대역 신호  $x_i(n)$ 로 변환되고,  $x_i(n)$ 에 대한 수식은 식 (1)과 같이 정의된다. 여기서,  $N$ 은 전송 부반송파의 개수를 나타내며  $N=64$ 이고,  $n$ 은 샘플 index,  $k$ 는 송신단 부반송파 index,  $N_g$ 는 ISI를 피하기 위해 각 OFDM 심볼 앞에 삽입된 순환(Cyclic Shift) 보호구간(GI: Guard Interval)의 샘플수로서 Long GI 모드일 경우에는  $N_g=16$ , Short GI 모드일 경우에는  $N_g=8$ 을 나타낸다. 이때,  $-N_g \leq n \leq N-1$  이다.

$$x_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) e^{j2\pi kn/N} \quad (1)$$

MIMO 시스템에서는 각 안테나 경로 별로 채널이 존재하게 되며,  $h_{ji}(n)$ 는  $i$ 번째 안테나와  $j$ 번째 안테나간의 채널 임펄스 응답을 나타낸다.  $j$ 번째 안테나에서 수신된 기저대역의 신호는 식 (2)와 같이 표현할 수 있으며,  $H_{ji}(k)$ 는  $h_{ji}(n)$ 의 주파수 영역의 신호,  $l$ 은 수신단 subcarrier index,  $\tau$ 는 송신단과 수신단의 시간 동기 오차,  $w_j(n)$ 는 AWGN을 의미한다<sup>[8]</sup>.

$$r_j(n) = \sum_{i=1}^N \sum_{l=0}^{N-1} X_i(k) H_{ji}(l) e^{j2\pi l(n-\tau)/N} + w_j(n) \quad (2)$$

## 2. IEEE 802.11n PPDU 구조

IEEE 802.11n 무선랜 시스템의 PPDU(Physical Layer Convergence Procedure Protocol Data Unit)의 구조는 802.11a/b/g와 같은 non-HT(High Throughput) 시스템으로 동작하기 위한 Legacy 모드와, 데이터 전송률과 성능 향상을 위한 HT 모드로 구분되며, HT 모드

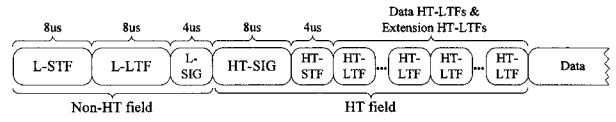


그림 2. HT mixed mode의 PPDU 구조  
Fig. 2. PPDU format in HT mixed mode.

표 1. 각 안테나별 프리앰블의 non-HT 부분에 적용되는 CSD 값

Table 1. Cyclic Shift values for the non-HT portion of the packet at each TX antenna.

Number of TX Chains	$T_{CS}$ values			
	TX Chain 1	TX Chain 2	TX Chain 3	TX Chain 4
1	0ns	-	-	-
2	0ns	-200ns	-	-
3	0ns	-100ns	-200ns	-
4	0ns	-50ns	-100ns	-150ns

는 Legacy 시스템과의 호환성을 유지하기 위한 HT mixed 모드와 Legacy 시스템과의 호환성은 지원할 필요 없는 HT Greenfield 모드로 나뉠 수 있다. 그림 2는 HT mixed 모드의 패킷 구조를 나타낸다.

Legacy 모드와 HT 모드 프리앰블의 공통 field는 STF(Short Training Field)와 LTF(Long Training Field), L-SIG(Legacy Signal Field)이다. 이때, STF는 10개의 STS로 이루어져 있고, LTF는 2개의 LTS와 보호구간으로 이루어져 있다. HT 모드에서는 공통 field 이후에, HT-SIG, HT-STF와 HT-LTF등이 첨부된다. 각각의 안테나에서 전송되는 프리앰블은 4us 단위의 OFDM 심볼별로 CSD가 적용된다. CSD는 의도하지 않은 빔형성이 생성되는 것을 방지하고 송신 안테나 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 해준다. 표 1은 시간 영역에서 프리앰블의 non-HT 부분에 적용되는 CSD 값을 나타내며,  $0 \leq t \leq T$  구간의 신호  $s(t)$ 에  $T_{CS}$ (CS duration)가 적용된 식은 식 (3)으로 표현된다<sup>[1]</sup>.

$$s_{CS}(t; T_{CS})|_{T_{CS} < 0} = \begin{cases} s(t - T_{CS}), & 0 \leq t < T + T_{CS} \\ s(t - T_{CS} - T), & T + T_{CS} \leq t \leq T \end{cases} \quad (3)$$

802.11n 무선랜 시스템의 채널 환경은 옥내 채널 환경을 가정하므로, 각각의 전송 안테나와 수신안테나 사이에 형성되는 채널들은 서로 독립적이고, 지연 시간은 모두 동일하다고 가정할 수 있다. 이러한 가정하에서 OFDM 심볼 동기는 전송 안테나의 수 혹은 수신 안테나의 수에 무관하게 한 심볼의 시작점만을 찾아내는 것으로 간략화된다. 또, 전송단과 수신단에서는 안테나의

수에 무관하게 각각 하나의 발진기를 공유하며, 무선랜 시스템이 동작하는 환경에서는 도플러 주파수 천이 (Doppler frequency shift)를 무시할 수 있기 때문에, 각 안테나의 주파수 오차는 동일하다고 가정할 수 있다.

### 3. CSD 프리앰블의 cross-correlation 특징

CSD가 적용된 802.11n 시스템의 프리앰블이 다수의 전송 안테나를 통해 전송되면, 수신단에서는 MIMO 채널을 통과한 신호들이 합쳐진 형태로 수신된다. 그림 3은 CSD가 적용된 2TX-2RX 무선랜 시스템의 프리앰블의 cross-correlation 특징을 보여주는데, 이를 통해 전송안테나의 수에 비례하여 최고치를 갖는 peak의 개수도 증가하며, 두 피크간 거리는 CSD 값만큼의 차이를 갖는 것을 확인할 수 있다.

CSD가 적용된 2TX-2RX 시스템에서 첫 번째 수신 안테나의 수신 신호를 식 (4)로 표현하고, 이때의 채널을 식 (5)로 표현했을 경우 수신 신호 식 (4)는 식 (6)으로 정리될 수 있으며, \*은 convolution 연산을 의미한다.

$$r_1(n) = (h_{11}(n) * s(n)) + (h_{12}(n) * s(n-d)) \quad (4)$$

$$h_{11}(n) = \alpha\delta(n), \quad h_{12}(n) = \beta\delta(n) \quad (5)$$

$$r(n) = \alpha s(n) + \beta s(n-d) \quad (6)$$

이후, 수신된 신호를 미리 알고 있는 STS 심볼과 cross-correlation을 수행하면, 식 (7)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \sum_{k=0}^{N-1} r(n+k)s^*(k) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \{ \alpha s(n+k)s^*(k) + \beta s(n+k-d)s^*(k) \} \\ &= \alpha R_s(n) + \beta R_s(n-d), \quad 0 < n < N-1 \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)을 통해 cross-correlation의 피크는  $n$ 이 0이나  $d$ 인 지점에서 발생하며, 채널 값  $\alpha$ 와  $\beta$ 값에 따라 한 구간에서의 가장 큰 피크의 위치가 결정되는 것을 알 수 있다. 그림 4는 이러한 채널 값이 기존의 심볼 동기 기법의 결과에 미치는 영향을 예를 들어 보여준다.

OFDM 시스템에서 심볼 동기 오차는 실제 OFDM 심볼의 정확한 샘플 위치와 시간 동기 추정 후 수신단이 인식하는 OFDM 심볼의 샘플 위치의 차이를 말하고, 하드웨어 측면에서는 실제 OFDM 심볼의 위치와

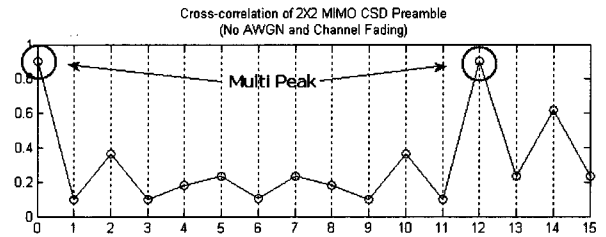


그림 3. 2X2 MIMO CSD 프리앰블의 cross-correlation peak values

Fig. 3. Peak values of cross-correlation for 2X2 MIMO CSD preamble.

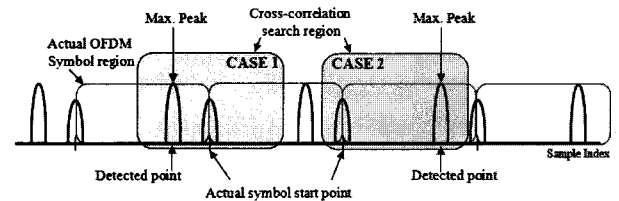


그림 4. 수신단에서의 cross-correlation 구간 예

Fig. 4. cross-correlation region at receiver (example).

수신단 FFT 윈도우 위치의 차이를 말한다. 심볼 동기는 동기가 수행된 후 FFT윈도우가 시작되는 지점에 따라, early synchronization과 late synchronization으로 구분할 수 있으며, early synchronization에서는 FFT 윈도우 시작점이 보호구간의 ISI-free 영역 안에 들어가서 다른 심볼과의 간섭은 발생되지 않기 때문에 복조가 가능하다. 그러나 late synchronization의 경우는 현재의 FFT 윈도우 구간에 다음 심볼의 보호구간이 포함되어 신호의 왜곡이 발생된다. 즉, 신호의 직교성이 깨지게 되어 ICI와 ISI가 발생하기 때문에 동기 성능 열화가 심각해지게 된다<sup>[2]</sup>. 이 문제는 그림 4를 통해 확인할 수 있다. cross-correlation의 region이 그림 4의 case1과 같이 결정되면, 원래 심볼 위치보다 CSD value만큼 이전 위치에서 검출되게 되지만, early synchronization의 경우로써 OFDM 보호구간 안에 포함되기 때문에 OFDM 신호의 복조가 가능하다. 그러나 case2와 같이 원래 심볼 위치보다  $(4us + CSD \text{ value})$ 만큼 뒤에서 검출되면 late synchronization의 경우로써 OFDM 보호구간을 벗어나기 때문에, OFDM 신호의 복조가 불가능하게 된다.

OFDM 시스템에서 동기 성능의 열화가 발생하지 않기 위해서는 FFT의 시작 위치가 OFDM 심볼의 보호구간에 들어가서 반송파간의 직교성이 유지되어야 한다. 따라서 심볼 동기 성공의 조건은 FFT의 시작 위치가 원래 심볼의 시작 위치보다  $-GI/2$  샘플 이내가 되

는 것으로 규정할 수 있다. FFT의 시작 위치가  $-GI/2$  샘플 이상인 범위에 존재하게 되면, late synchronization의 영향으로 인해 심볼간의 직교성이 깨지게 되어 성능 열화로 유발시키기 때문이다.

4. 기존의 시간 동기 기법

OFDM 무선랜 시스템에서 프리앰블을 사용하여 신호 검출과 심볼 동기를 수행할 경우, 일반적으로 프리앰블의 주기성을 이용하는 방식을 적용한다. 이 방식은 크게 다섯 가지의 기법<sup>[3-6]</sup>으로 구분이 가능한데, 이 중 MNC(Maximum Normalized Correlation)기법이 성능과 하드웨어 구현 면에서 최적의 방식이다<sup>[6]</sup>. 그러나 I 장에서 언급한 바와 같이 AGC가 수행되기 전의 프리앰블의 초기 심볼은 ADC(Analog-to-Digital Converter)의 양자화 오류와 수신 전력의 기복으로 인하여 자기 상관 특성이 감소되기 때문에, 이 값을 이용하여 신호 검출을 수행하면 프리앰블의 임의 시점에서 신호 검출과 AGC가 완료되는 현상이 발생한다. 그래서 이러한 AGC 완료 시간을 고려한 다양한 심볼 동기 기법들이 제안되었다<sup>[7,9]</sup>. 이 기법들은 AGC와 신호 검출이 완료 시점으로부터 16 샘플 단위로 나누어 STF와 LTF의 경계를 대략적으로 검출하고, 이를 기준으로 LTS의 GI의 시작점을 찾는 방식을 이용하였다.

그러나 이 기법들을 이용하여 그림 5와 같이 대략적인 경계구역( $1L_b \sim 8L_b$ )을 검출 할 경우, AGC와 신호 검출이 완료되는 시점에 따라 임계치를 만족하는 경계 구역 값이 변하여 OFDM 보호 구간의  $GI/2$  샘플 이상 지점에서 심볼 동기가 완료되는 문제가 발생된다. 즉, 그림 5에서 보면, 패킷 검출과 AGC가 3번째 STS내의 x 지점에서 완료되었다고 가정하면, 경계 구역 검출 과정에서 자기 상관값이 임계치를 넘는 구역이  $7L_b$ 가 되고, x값이 변함에 따라 선정되는 경계 구역은  $6L_b$  혹은  $7L_b$ 가 된다. 뿐만 아니라, CSD가 적용된 MIMO-FDM 기반의 802.11n 무선랜 시스템의 프리앰블에 Chang<sup>[7]</sup>의

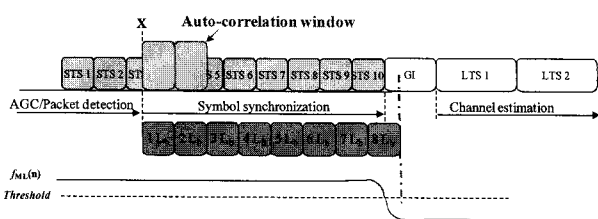


그림 5. AGC를 고려한 경계 검출 기법 도시 예  
Fig. 5. Boundary detection after AGC (example).

기법을 적용할 경우, multi-peak로 인해 II.3에서 언급한 심각한 검출 오류가 발생하게 되고, ML<sup>[3]</sup> 기법을 이용하여 수행한 신호 검출 또한 false alarm으로 인한 오류가 발생하게 된다. MIMO-OFDM 시스템을 위한 시간 동기 기법들<sup>[10-11]</sup>도 여러 가지가 제안되었는데, [10]은 채널 지연 시간을 측정하여 보호구간의 correlation 구간을 조절하는 방법을 사용하기 때문에 정확한 심볼 동기를 이루기 어렵고, [11]은 패킷 검출과 AGC 완료 시점에 따라 경계 검출 성능 열화가 발생되고, SNR 연산으로 인한 overhead가 크며, false alarm 문제가 여전히 존재하기 때문에 802.11n 시스템에 적용하기에 적절치 않다.

그림 6은 MIMO-OFDM 시스템에다가 신호 검출에서 우수한 성능을 보이는 기법으로 판단되는 ML, MNC<sup>[6]</sup> 기법과 대략적인 경계 검출 방식을 통해 심볼 동기를 수행하는 Chang의 기법을 적용한 결과인데, CDD가 적용된 프리앰블과 CSD가 적용되지 않은 프리앰블을 이용하여 성능 검증을 수행하였다. 동기 성공 여부는 보호구간의  $GI/2$  샘플 안에 포함되도록 하기 위해 원래의 심볼 위치에서  $\pm GI/4$ 인 구간 안에 들어오는 것으로 판단하였다. 이번 실험에서 주파수 오차와 샘플링 오차는 없는 것으로 가정하였고, 패킷 신호의 검출과 AGC 완료 위치는 Chang의 기법과 같이 STS2와 STS3사이가 되도록 설정하였다.

그림 6에서 알 수 있듯이 CSD 프리앰블을 사용하지 않은 시스템에서는 ML기법과 MNC기법을 적용할 경우 12dB 이후 실패율이  $10^{-4}$  이하지만, CSD 프리앰블을

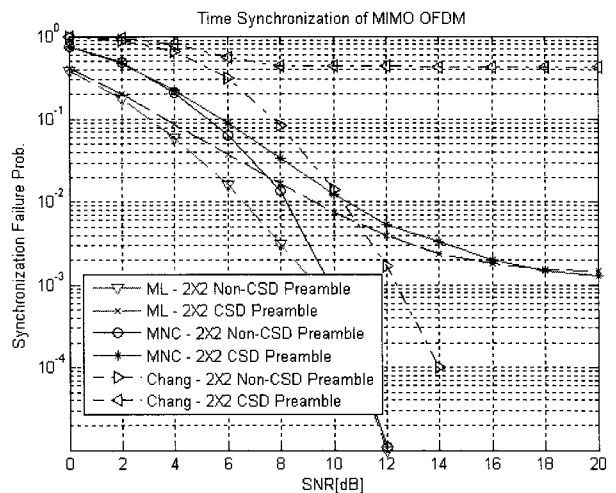


그림 6. 기존 기법의 SNR별 경계 검출 실패 확률  
Fig. 6. The boundary detection failure prob. of conventional scheme for varying SNR.

사용한 시스템에서는 SNR이 높아져도 실패율이  $10^{-3}$  이하로 감소하지 않는다. 이 결과에서 CSD 프리앰블이 적용된 시스템에서 기존의 시간 동기 방법으로는 동기 성능 저하가 심각하게 발생하는 것을 확인 할 수 있다.

### III. 802.11n 무선랜 시스템을 위해 제안하는 심볼 동기 기법

II장에서 살펴본 바와 같이, CSD 프리앰블이 적용된 MIMO 시스템에서는 cross-correlation 결과 다수 개의 peak 값이 존재하게 되고, 그중에서 값이 가장 우세하다고 판단되는 peak의 위치가 cross-correlation region에 따라서 변화되는 문제가 있다. 따라서 III장에서는 cross-correlation region이 잘못 설정되는 것을 방지하기 위해 cross-correlation 오차를 고려하여 STF와 LTF의 경계 구역을 검출하는 기법과 신호 검출 시 정확한 임계점 초과 위치 검출을 위한 재결정 모드 기법, 그리고 SNR별로 최적의 임계값을 설정하는 가변 임계 기법으로 구성된 최적의 심볼 동기 기법을 제안한다.

#### 1. correlation 오차 영향을 고려한 경계 구역 검출 기법

제안하는 방식은 AGC와 신호 검출이 완료된 시점부터 한 심볼 구간 동안에 cross-correlation을 수행하여 초기 시간 옵셋을 구한다. 이러한 초기 시간 옵셋은 경계 구역 검출 과정에 반영된다. 이로 인해 경계 구역 선정 과정의 시작점은 대부분 STS 시작점의 4~6샘플 이내가 되고, AGC와 신호 검출 완료 시점이 임의로 발생하는 것을 1차 옵셋 보정을 통해 STS의 일정한 시점에서 시간 동기를 시작할 수 있게 된다. 이것은 그림 4의 case-2와 같이 현재 심볼을 위한 cross-correlation region에 다음 심볼이 포함되는 경우가 발생하지 않도록 cross-correlation 오차를 경계 구역 검출 과정에 미리 반영하는 것이기도 하다.

식 (8)은 대략적인 STF와 LTF의 경계 구역 검출을 위해 신호의 auto-correlation 값이 최대가 되는 지점에서부터 임의의 STS 개수( $N_{reg}$ )를 추정하는 식이다. 이때, Chang의 기법에서 신호 검출 시 이용한 ML 방식에 비해 SNR 계산에 따른 overhead가 필요 없으면서 ML기법과 유사한 성능을 보이는 MNC 기법을 이용하였다.

$$N_{reg} = \left\lfloor \frac{\min\{\arg[f_{MNC}(n) < Thr]\} - T_{first\_fineoffs}}{L_b} \right\rfloor \quad (8)$$

식 (8)에서  $f_{MNC}$ 는 MNC 방식을 이용한 신호 검출 기법으로써 식 (9)와 같고,  $Thr$ 은 신호 검출의 기준이 되는 threshold,  $N_s$ 는 STS의 샘플수로써  $N_s = 16$ ,  $T_{first\_fineoffs}$ 은 수신단에서 알고있는 STS 신호인  $SS^*(k)$ 와 수신된 신호간의 cross-correlation을 수행하여 추정된 심볼 오차로써 식 (10)과 같이 나타낼 수 있으며,  $L_b$ 는 correlation을 수행하는 윈도우의 크기로 프리앰블의 한 주기를 나타낸다.

$$f_{MNC}(n) = \underset{k}{\operatorname{argmax}} \frac{4|S_k|^2}{(P_k + P_{k+D})} \quad (9)$$

$$T_{fineoffs} = \underset{0 \leq n \leq N_s - 1}{\operatorname{argmax}} \left( \sum_{m=0}^{N_s-1} \left| \sum_{k=0}^{M-1} r(n+16m+k)SS^*(k) \right| \right) \quad (10)$$

즉, 식 (8)-(10)을 이용하면 원 심볼보다 후위에 있는 피크가 선택 되어질 때 옵셋값을 감하면서 경계구역은 한 구역 작게 검출되므로 최종적으로 시간 동기가 된 심볼의 위치는 식 (7)의  $n = d$ 인 지점이 아닌,  $n = 0$ 인 지점이 되어 OFDM 보호구간 안으로 들어오게 된다.

식 (9)에서  $S_k$ 는 자기 상관 관계(Auto-correlation),  $P_k$ 는 신호의 파워를 의미한다. 이를 정리하면 식 (11), (12)와 같이 표현되며, 이때  $r_{m,k}$ 는 수신된 STS 신호,  $D$ 는 반복되는 시퀀스의 한 주기를 의미한다.

$$S_{m,k} = \sum_{k=0}^{D-1} r_{m,k}r_{m,k+D}^*, \quad S_k = \sum_{m=0}^{M-1} S_{m,k} \quad (11)$$

$$P_{m,k} = \sum_{k=0}^{D-1} r_{m,k}r_{m,k}^*, \quad P_k = \sum_{m=0}^{M-1} P_{m,k} \quad (12)$$

식 (8)-(12)를 통해 얻은 결과를 이용하여 최종적으로 식 (13)을 통해 심볼의 시작점을 찾게 되는데, 식 (8)의 경계 검출 과정에서 미리 감해진 시간 오차는 이 단계에서 보상이 된다.

$$T_{GI,offs} = L_b \cdot N_{reg} + T_{fineoffs} \quad (13)$$

#### 2. 재결정 모드 기법

경계 검출 과정은 MNC값이 높은 값을 유지 하다가

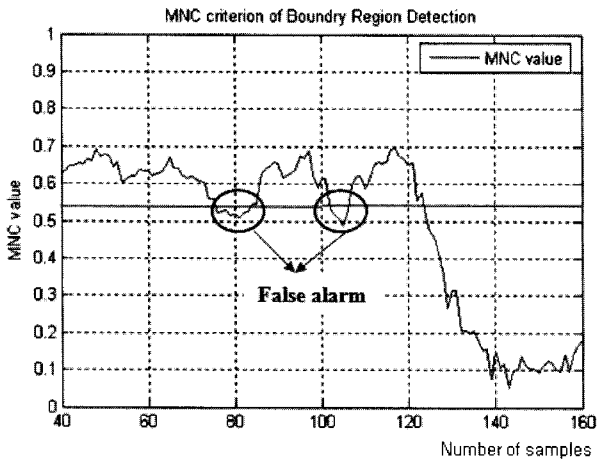


그림 7. 4dB SNR에서의 MNC 값  
Fig. 7. MNC value at 4dB SNR.

낮은 값으로 내려가는 지점을 찾아야 하는데, 그림 7과 같이 낮은 SNR 환경에서는 노이즈의 영향으로 인하여 false alarm이 발생하는 경우가 있다.

따라서 경계 값을 판단할 때 처음 임계치를 넘은 후 다시 몇 샘플 이후에 임계치를 넘었는지를 확인하는 재결정 모드를 통해 경계 값을 결정해야 한다. STS의 auto-correlation 특성이 시간축에서 8샘플 주기를 갖고 있고, 다시 그 사이 4샘플을 주기로 저점을 갖기 때문에  $\min\{\arg(f_{MNC}(n) < Thr)\}$ 를 만족하는 n의 재확인 시점을 STS의 4분주기와 반주기에 해당하는 4번째와 8번째로 설정한다. 즉,  $f_{MNC}(n)$  값이 처음으로 임계치 보다 작아지면, 8번째 후의 지점에서 동일한 값을 가져야 하므로 처음 검출된 경계 지점이 노이즈에 의한 것인지를 판단할 수 있다.

### 3. 가변 임계값 기법

재결정 모드를 통한 동기의 성공률은 임계값의 영향을 받는데, SNR별로 적당한 임계값이 다르며 같은 SNR에서도 노이즈에 의해 임계값이 변할 수 있다. 이러한 경우 임계값을 고정하면, false alarm을 일으키게 되어 동기를 실패하게 된다. 그래서 식 (14)와 같이 MNC값을 이동 평균 취하여 임계값을 결정하도록 한다. 여기서  $c$ 는 channel weighting factor를,  $N$ 은 이동 평균을 취할 샘플 개수를 나타낸다. 표 2는 실험에 의해 SNR에 따라 최적의 동기 성능을 나타내는  $c$ 와  $N$ 를 정리한 것이다.

$$th(n) = c \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f_{MNC}(n+k-N) \quad (14)$$

표 2. 필터 윈도우 크기 및 계수값에 의한 심볼 동기 실패율

Table 2. sync. failure prob. by window size & thres. values.

N c	8dB		10dB		12dB	
	8	16	8	16	8	16
0.5	0.95307	0.56984	0.95041	0.54328	0.94766	0.52569
0.5625	0.87586	0.365	0.86615	0.33699	0.86049	0.32006
0.625	0.71927	0.18931	0.704	0.16539	0.69176	0.15096
0.6875	0.48158	0.07303	0.45765	0.05969	0.43799	0.04898
0.75	0.21919	0.01838	0.19713	0.0126	0.18223	0.00959
0.8125	0.05202	0.00296	0.03974	0.00143	0.03367	0.00077
0.875	0.00405	0.00143	0.00209	0.00008	0.00142	0.00001
0.9375	0.00847	0.04194	0.00093	0.00526	0.00023	0.00051
1	0.99929	0.98658	0.99929	0.98615	0.99927	0.98651

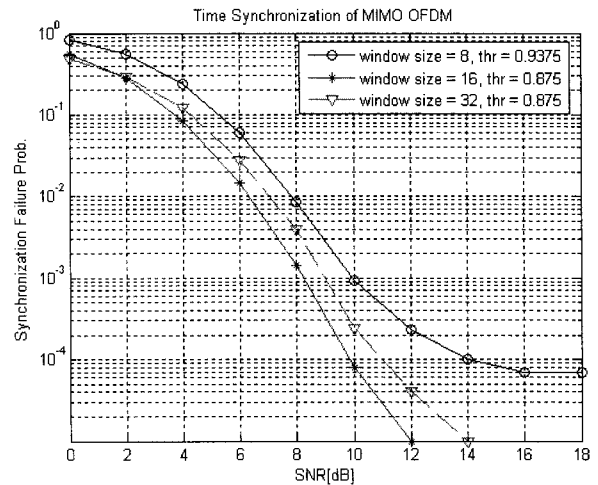


그림 8. 윈도우 크기 및 계수 값에 의한 동기 성능  
Fig. 8. sync. performance. by window size & thres. values.

그림 8은 표 2의 결과를 이용하여, 이동 평균 샘플수에 따라 최적 coefficient값으로 동기 실패율을 모의 실험한 것으로서  $N$ 이 8일 경우에  $c$ 는 0.9375,  $N$ 이 16 이상인 경우에  $c$ 는 0.875로 결정하였다. 이를 통하여, 필터의 크기와 coefficient값에 따라 동기 성능이 영향을 받는 것을 알 수 있다.

### IV. 제안된 시간 동기 기법의 성능 평가

본 논문에서 제안한 심볼 동기 알고리즘의 성능 평가를 수행하기 위한 실험 환경은 다음과 같다.

- 채널 환경은 802.11n 무선랜의 채널 모델 D(typical office environment, NLOS)<sup>[11]</sup>를 적용하였다.
- 802.11n기반의 MIMO-OFDM 시스템을 2TX-2RX

와 4TX-4RX로 구성하여 제안하는 알고리즘의 성능 검증을 수행하였다.

- 802.11a와 802.11n에서 규정하고 있는 발진기의 허용 주파수 오차는  $\pm 20ppm$ 이므로, 본 시스템에서는 0~0.7까지의 주파수 오차가 존재하는 환경에서 제안하는 심볼 동기의 성능 검증을 수행하였다.

그림 9의 Synchronization Failure Prob.는 심볼의 실제 시작 위치와 검출된 심볼의 시작 위치의 차가  $\pm GI/4$  샘플 이상이 되어 심볼 동기가 실패하는 확률을 나타낸 것이다.

그림 9를 통해 주파수 오차의 영향이 0.5까지는 성능 하락이 1dB 정도로 적지만, 0.7에서는 동기 실패율  $10^{-3}$ 대비 2x2시스템에서 4dB, 4x4시스템에서 2dB의 성능 하락이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

표 3은 CSD 프리앰블을 사용하는 시스템에 기존의 시간 동기 기법 대비 제안하는 알고리즘을 적용하여 성능 향상 정도를 분석한 결과로써, [7]에서 이용한 ML방

식과 MNC기법을 이용하여 신호 검출을 수행한 뒤, Chang의 기법으로 경계점을 검출하는 기법들과 비교한 것이다. 실험을 통해, 제안하는 기법은 동기실패율이 1%인 경우에는 각각 2.8dB, 4.3dB, 동기 실패율이 0.1%인 경우에는 각각 18dB, 16dB의 성능 향상을 이루는 것을 확인할 수 있었다.

### V. 결론

본 논문에서는 CSD가 적용된 프리앰블을 이용하는 MIMO-OFDM 기반 무선랜 시스템을 위한 최적의 심볼 동기 알고리즘을 제안한다. MIMO-OFDM 시스템에서 CSD 프리앰블의 cross-correlation 특성상 다수개의 peak 값을 갖게 되어 기존의 심볼 동기 기법을 적용할 수 없는 문제가 발생하는데, 제안하는 방식은 패킷 검출과 AGC가 완료되는 시점에 영향을 받지 않고, cross-correlation 오차를 보정할 수 있다. 또한 처음 검출된 OFDM 심볼의 시작점을 재확인하여 결정하는 기법(verification)과 가변 임계값 기법을 적용하여, 최대 주파수 오차가 존재하는 환경에서도 기존 알고리즘에 비해 동기실패율이 1%인 경우에는 각각 2.8dB, 4.3dB, 동기 실패율이 0.1%인 경우에는 각각 18dB, 16dB의 성능 향상을 보이는 것을 확인하였다. 따라서 제안하는 알고리즘은 차세대 802.11n 무선랜 시스템에 적합할 뿐만 아니라, CSD 프리앰블이 적용된 MIMO-OFDM 기반의 시스템에 확대 응용이 가능한 기법으로 판단된다.

### 참고 문헌

- [1] IEEE 802.11n, Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, IEEE, 2006.
- [2] Juha Heiskala, John Terry, Ph.D. OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide , Sams Publishing, 2001.
- [3] M. Sandell, J. van de Beek, and P.O Borjesson, "Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix", Proc. Int. Symp. on Synchronization, pp. 16-19, Essen, Germany, 1995.
- [4] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", IEEE Trans. on Communication, vol 45,

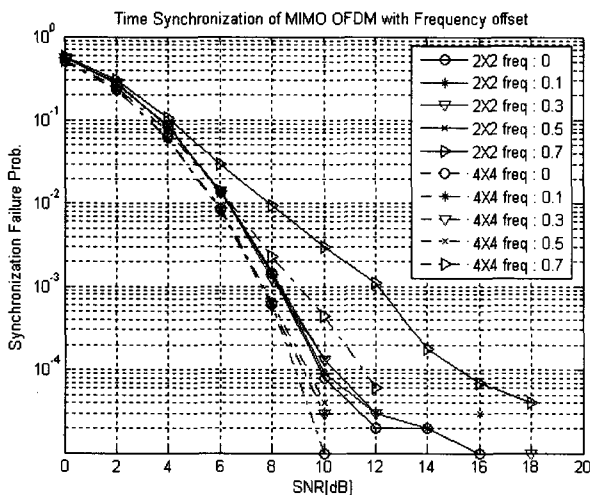


그림 9. 주파수 음셋에 따른 2X2, 4X4 MIMO 시스템의 동기 실패율

Fig. 9. Sync. failure prob. by freq. offset in 2x2 & 4x4 MIMO systems.

표 3. 기존 알고리즘과의 성능 비교 (단위: dB)  
Table 3. performance comparison.

sync. failure prob.	conventional		pro- posed	improvement	
	[7]	[7]-MNC		against [7]	against [7]-MNC
10%	3.8	5.9	3.8	0	2.1
1%	9	10.5	6.2	2.8	4.3
0.1%	26	24	8.2	18	16



no 12, pp. 1613-1621, December, 1997.

[5] T. Keller and L. Hanzo, "Orthogonal frequency division mutiplex synchronization techniques for wireless local area networks", IEEE PIMRC, pp. 963-967, Taipei, Taiwan, 1996.

[6] S. Muller-Weinfurter, "On the Optimality of Metrics for Coarse Frame Synchronization:A Comparison", IEEE PIMRC, pp.533-537, 1998. 9.

[7] S. Chang, B. Kelley, "Time synchronisation for OFDM-based WLAN systems", Electronics Letters, vol. 39 No. 13, pp.1024-1026, June 2003.

[8] Mody, A. N, Stuber, G. L, "Synchronization for MIMO OFDM systems", GLOBECOM 2001, Vol 1, pp.509-513, Nov. 2001.

[9] Nandula. S, Giridhar, K, "Robust timing synchronization for OFDM based wireless LAN system", TENCON 2003, Vol 4, pp.1558-1561, Oct. 2003.

[10] En Zhou, Xing Zhang, Hui Zhao, Wenbo Wang, "Synchronization algorithms for MIMO OFDM systems", Wireless Communications and Networking Conference 2005 IEEE, Vol 1, pp.18-22, March, 2005.

[11] IEEE 802.11n, Joint Proposal Team PHY Simulation Results : doc.:IEEE 802.11-06/0067r02, IEEE, 2006.

저 자 소 개



조 미 숙(학생회원)  
 2003년 대진대학교 전자공학과  
 학사  
 2004년~현재 연세대학교  
 전기전자공학과  
 석박사통합과정  
 <주관심분야 : MIMO/OFDM 통  
 신시스템, 모뎀 SoC 설계>



정 윤 호(종신회원)  
 1998년 연세대학교 전자공학과  
 학사  
 2000년 연세대학교 전기전자  
 공학과 석사  
 2005년 연세대학교 전기전자  
 공학과 박사

2005년~2007년 삼성전자 책임연구원  
 2007년~2008년 연세대학교 연구교수  
 2008년~현재 한국항공대학교 조교수  
 <주관심분야 : MIMO/OFDM 통신시스템, VLSI  
 신호처리, 모뎀 SoC 설계>



김 재 석(정회원)  
 1977년 연세대학교 전자공학과  
 학사  
 1979년 연세대학교 전자공학과  
 석사  
 1988년 Rensselaer Polytechnic  
 Institute, NY. 박사

1988년~1993년 AT&T Bell Lab. 연구원  
 1993년~1996년 한국전자통신연구원 책임연구원  
 1996년~현재 연세대학교 전기전자공학과 교수  
 <주관심분야 : 통신 SoC 설계, 고속 멀티미디어  
 IP 설계>