

IEEE802.11a 무선 랜 적용을 위한 시간동기 시스템 제안

정희원 하태현***, 이성주**, 김재석*

Low-complexity Timing Synchronization System for IEEE802.11a Wireless LANs

Tae-Hyeun Ha***, Seong-Joo Lee**, Jae-Seok Kim* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 IEEE802.11a 표준 무선 랜(WLAN) 시스템에 적용하기 위한 시간동기(timing synchronization) 검색 시스템을 제안한다. IEEE802.11a 표준을 이용한 WLAN에서는 수신된 신호와 상관계수들과의 상호상관을 이용하여 시간동기를 검색하는데, 이때 수신단의 시간동기를 위한 상관기의 상관계수는 짧은 훈련심볼(short training symbol)을 사용한다. 본 논문에서 제안하는 시스템에서는 시간동기 시스템의 복잡도를 줄이기 위해 상관기의 상관계수를 2^i 형태를 가지는 값들로 양자화하여 사용한다(i 는 정수값). 2^i 형태의 양자화 값을 사용하면, 상관기를 구성하는 기능 중 곱셈기능을 i -비트 쉬프터(i -bit shifter)를 이용하여 단순화시킬 수 있다. 본 논문에서는 i -비트 쉬프터와 덧셈기로 구성된 상관기를 이용한 시간동기 시스템의 성능을 검토하기 위해, 백색 가우시안 잡음(AWGN)과 레일레이 페이팅(Rayleigh fading) 채널 하에서 기존 방식들과의 성능을 비교하였다. 본 연구에서 제안한 방식과 기존 방식을 비교한 결과 기존 방식과 비슷한 성능을 유지하면서도, 기존 방식에 비해 90% 가량의 하드웨어 복잡도 감소 효과가 있음을 확인하였다.

Key Words : OFDM, 무선 랜(Wireless Lan), 시간동기(timing synchronization), 상관기(correlator)

ABSTRACT

This paper suggests a low-complexity frame timing synchronization system for IEEE802.11a wireless LAN systems. The proposed timing synchronization scheme has been implemented by correlating the received OFDM preamble with quantized coefficients composed of $\{0, \pm 2^0, \pm 2^1, \dots, \pm 2^i\}$, where i is an integer number. The 2^i -valued coefficients enable the multipliers in the correlation system to be simplified to i -bit shifters. So we can design the correlation system using shifters instead of multipliers. We estimate the performance of the proposed scheme in comparison with conventional systems under the AWGN and Rayleigh fading channels. In this paper we show that the complexity can be reduced by 90% while still maintaining a performance comparable to that of the conventional system.

* 연세대학교 전자공학과 정보통신용 SOC 설계연구실(hatae@asic.yonsei.ac.kr), ** 삼성전자 VD 개발팀
 논문번호 : 020516-1204, 접수일자 : 2002년 12월 4일
 ※본 연구는 연세대 정보통신용 soc설계 연구실과 삼성전자의 관리로 수행되었습니다.

I. 서론

유럽형 디지털 방송 수신기(DVB-T) 및 고속 무선 랜(WLAN)에서 사용되고 있는 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 시스템은 유효한 반송파 구간을 여러 개의 직교 부반송파로 나누고 그 부반송파에 정보를 나누어 실은 후 병렬로 전송하는 방식을 사용한다. 이로 인해 각각의 부반송파들은 단지 협대역의 주파수 간격만을 차지하고 각 부반송파는 무선 채널 환경에서 거의 일정한 주파수 응답 특성을 가지게 되어, 부반송파에 실은 각 정보들은 대체적으로 균등 페이딩(flat fading)을 가지게 되어 등화기를 사용하여 다중 경로 페이딩에 의한 왜곡을 손쉽게 극복할 수 있다. 뿐만 아니라 직교부반송파를 사용하고, 각각의 심볼에 보호 구간(guard interval)을 삽입함으로써 채널간 간섭(ICI)과 심볼간 간섭(ISI)을 제거할 수 있다 [1]. 이처럼 ICI와 ISI에 대한 높은 성능 때문에, OFDM 시스템은 고속 WLAN 표준(IEEE 802.11a) [2-3]으로 채택되었다.

WLAN 표준에서, 각 데이터는, 그림 1과 같이, 프리엠블, 신호 구간, 데이터 전송 구간으로 구성된다. 다시 프리엠블은 두개의 부프리엠블로 구성되는데, 첫 번째 부프리엠블은 길이가 16 샘플인, 열 개의 짧은 훈련심볼(short training symbol)로 구성되어있으며, 두 번째 부프리엠블은 길이가 64 샘플인, 두 개의 긴 훈련심볼(long training symbol)로 구성되어 있다. GI2는 긴 훈련심볼의 순환 전치(cyclic prefix)로 구성된 32 샘플 길이의 보호구간이다.

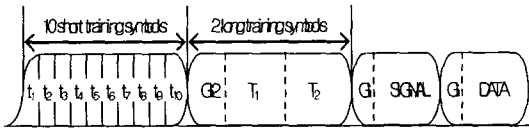


그림 1. IEEE802.11a 표준에 의한 OFDM 프리엠블의 구조
Fig. 1 OFDM preamble structure adopted by IEEE 802.11a specification

짧은 훈련심볼은 수신단에서 신호 검출 및 수신 프레임의 시간동기를 위해 활용되는데 [2-3], 시간동기를 잘못 판단하게 되면 시스템의 직교성을 잃게하는 ISI를 초래하며 ICI 특성을 악화시켜서 심한 경우는 전송된 패킷(packet)을 모두 잃게 하는 요인이 되기 때문에, OFDM 수신기에서는 매우 중요한 역할을 하는 심볼이다[4-5].

WLAN의 프레임 시간동기는 상관기(correlator)를

사용하여 프레임의 시간 오프셋을 탐지함으로써 구현될 수 있다[6-7]. 일반적으로 상관시스템은 곱셈기와 레지스터 및 덧셈기로 구성되어 있는데, 이 시스템에서 곱셈기는 매우 큰 영역을 차지하여 WLAN 시스템 설계에 있어 전체적인 복잡도를 가중시키는 요인이 된다.

따라서 본 논문에서는 상관기의 곱셈기능의 복잡도를 줄이기 위해 새로운 동기 시스템을 제안한다. 기존 상관기에서 선형적인 상관계수를 사용하는 것과는 달리, 제안된 시스템에서는 2ⁱ형태를 가지는 값들로 양자화된 상관계수를 사용한다. 2ⁱ형태의 값을 가지는 양자화된 상관계수를 이용함으로써, 제안된 시스템에서는 곱셈기를 하드웨어 복잡도가 낮은 i-비트 쉬프트로 구현하는 것이 가능하다. 본 논문에서는 IEEE 802.11a 표준 WLAN에 적용되는 기존 프레임 시간동기 방식과 그 시스템 구조에 대해 조사하며, 그것의 복잡도를 감소시킨 새로운 시스템을 제안하고, 제안된 방식과 기존 방식의 성능을 AWGN 및 레일리 페이딩 채널환경에서 비교 검토한다. 제2장에서는 일반적인 프레임 시간동기 방법에 대해 설명하고, 제3장에서는 제안된 방법에 대해 설명한다. 제4장에서는 컴퓨터상의 시뮬레이션 결과를 보여준다.

II. 프레임 시간 동기 시스템

WLAN의 시간동기 시스템은 무선 채널 환경에서 페이딩을 겪고 AWGN에 의해 왜곡된 수신신호를 상호 상관하여 시간동기를 탐지한다. 이때 송수신 시스템에서는 미리 약속된 짧은 훈련심볼을 상관계수로 사용하여 상관기를 구성한다. 그림 1과 같이, WLAN 표준 [2-3]에서 OFDM 프리엠블(preamble)은 열 개의 짧은 훈련심볼들(t1~t10)과 두 개의 긴 훈련심볼들(T1, T2), 그리고 긴 훈련심볼의 순환 전치(GI2)으로 구성되어 있다. 여기서 프리엠블의 복소 포락선(complex envelope), s(t)는 아래 식(1)과 같이 표현된다[5].

$$s(t) = \sqrt{2P} \times \left\{ \sum_{k=-26}^{26} B_k e^{j2\pi k \Delta_f t} w(0, T_{p1}) + \sum_{k=-26}^{26} C_k e^{j2\pi k \Delta_f (t-T_{p1}-T_{cp2})} w(T_{p1}, T_{p1} + T_{p2}) \right\} \quad (1)$$

여기서 T_{p1} 과 T_{p2} 는 각각 첫 번째 및 두 번째 부프리엠블의 길이를 나타내며, T_{GI2} 는 순환전치 GI2의 길이를 나타내며, $w(t1, t2)$ 는 라이즈드-코사인(raised-cosine) 윈도우를 나타낸다[2]. P 는 신호의 에너지를 나타내며, f

는 부반송파의 간격(312.5kHz)을 나타낸다. $B_k=52-1/2S_k$ 이며 $C_k=52-1/2L_k$ 로써 짧은 훈련 심볼과 긴 훈련 심볼을 형성하기 위한 파일럿 심볼이다. 심볼 S_k 와 L_k 에 관한 심볼의 형태는 참고문헌 [2]에 상세히 기술되어 있다. $s(t)$ 는 식(2)와 같은 특성의 다중 경로 페이딩 채널을 통과한다고 가정한다.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l e^{j\theta_l} \delta(t - lT_B) \quad (2)$$

위 식에서 a_l 와 θ_l 은 각각 l 번째 패스의 이득과 위상을 나타내며, L 은 채널 모델의 패스 혹은 탭의 개수를 의미하고, T_B 는 신호의 샘플링 간격을 나타낸다.

라디오 주파수(RF)에서 필터링 이후 수신신호는 식(3)과 같이 주어진다 [6].

$$r(t) = \eta(t) + e^{j2\pi f_{off}t} \{h(t) * s(t)\} \quad (3)$$

위 식에서 *는 컨볼루션을 의미하고, $\eta(t)$ 는 복소 가우시안(complex-Gaussian) 잡음을 의미하고, f_{off} 는 수신단과 송신단간의 반송파 주파수(carrier frequency) 오프셋을 의미한다.

수신된 신호를 샘플링하였을 때, n 번째 샘플링 신호 $r(n)$ 는 식(4)와 같이 표현된다.

$$r(n) = r(nT_{sam} + \tau_{sam}) \quad (4)$$

위 식에서 T_{sam} 은 샘플링 주기를 나타내며, τ_{sam} 은 소수 시간 오프셋(fractional time offset)을 의미한다.

수신된 프리앰블이 상관계수들과 상관되었을 때, 상관값은 아래 식(5)와 같이 표현되면, 상관 값들 중 최고값을 구하는 과정은 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Lambda(n) = \sum_{m=1}^M r(n+m)c^*(m) \quad (5)$$

$$\hat{n}_{ML} = \arg \max_n \{|\Lambda(n)|\}, n = 0,1,2,\dots \quad (6)$$

이때, M 은 짧은 훈련심볼의 샘플 개수를 의미하며, $c^*(m)$ 은 $c(m)$ 을 컨쥬게이터(conjugator) 형태로 변환함을 의미한다. $c(m)$ 은 짧은 훈련 심볼을 나타내는데, 이 식에서는 상관계수로 사용되며 아래 식(7)로 표현된다.

$$c(m) = \sum_{k=-26}^{26} B_k e^{j2\pi k \Delta_f m T_{sam}} \quad (7)$$

위 식에서 B_k 는 식(1)에 표현된 것과 같은 것이다. 그리고 Δ_f 는 부반송파간의 주파수 간격을 나타내며, \hat{n}_{ML} 은 수신된 짧은 훈련 심볼들의 추정된 시간 오프셋을 의미한다. 식(5)와 (6)에서, 수신된 프리앰블과 상관계수의 상관도가 가장 높을 때 상관 최고치(correlation peak)를 출력하는데, 신호 검출 이후 출력 최고치의 존재유무를 검색하여 시간동기가 이루어진다.

그림 2는 기존 상관 시스템을 나타낸 것이며, 그림 3은 그림 2에 표현된 상관계수(c0~c15)를 나타낸 것인데, 기존 상관기는 16개의 복소 곱셈기와 15개의 레지스터, 그리고 고속의 신호처리를 위한 파이프라인 방식의 덧셈기로 구성되어있다.

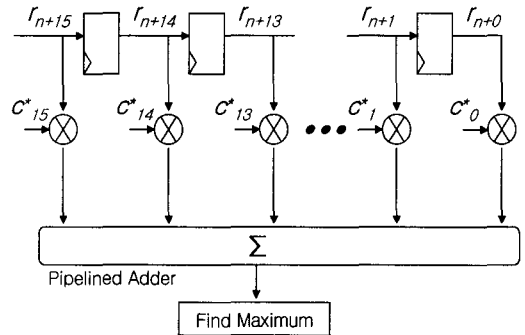


그림 2. 기존 상관기 구조
Figure 2. Conventional correlation system.

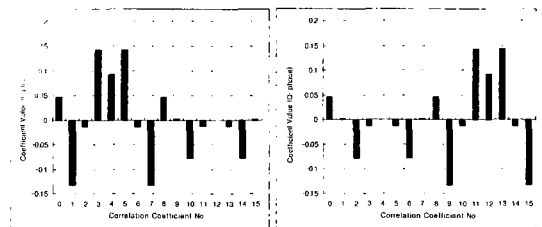


그림 3. 시간동기를 위한 복소 상관계수
a) 정위상 계수, b) 부위상 계수

Figure 3. Complex correlation coefficients for timing synchronization
(a) In-phase part, (b) Quadrature-phase part

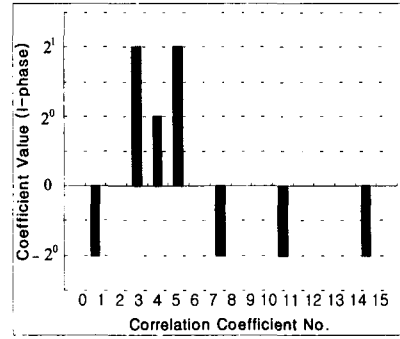
WLAN에서는 하나의 곱셈기로 고속의 상관기를 설계하는 것이 힘들기 때문에 상관계수와 같은 수의 곱셈

기를 필요로 하며, 곱셈기를 구현하기 위해선 복잡한 회로구성이 필요하기 때문에 WLAN에서 상관 시스템의 하드웨어 복잡도는 매우 커지게 된다. 이것은 WLAN 시스템을 설계하는데 있어 매우 큰 부담으로 작용한다.

따라서, 본 논문에서는 상관기의 하드웨어 복잡도를 줄이기 위해 2^i 형태의 값으로 양자화된 상관계수를 사용하는 상관기의 구조를 제안한다.

III. 프레임 시간동기 탐지 시스템 제안

제안된 상관 시스템은 그림 4에 표현한 상관계수들을 이용하여 설계되는데, 그림에서 보여지는 상관계수들은 $c^*(m)$ 의 정위상(in-phase)과 부위상(quadrature) 성분을 2^i 형태를 가지는 값들로 양자화한 것이다. 그림4에서 양자화 레벨을 감소시키에 따라 원래의 값($c^*(m)$)에서 작은 계수들은 사라지고, 값이 큰 계수들만 남는 것을 볼 수 있다. 그림 4에서 q_{max} 은 $c^*(m)$ 을 양자화하기 위한 최대 양자화 값을 의미한다.



c)

그림 4. 짧은 훈련 심볼을 이용하여 양자화된 상관계수 (정위상 계수만을 보여준다)

a) $q_{max}=2^3$, b) $q_{max}=2^2$, c) $q_{max}=2^1$.

Figure 4. Quantized correlation coefficients (shown only in-phase part) by short training symbol, with maximum quantization value

a) $q_{max}=2^3$, b) $q_{max}=2^2$, c) $q_{max}=2^1$.

시간동기 탐지를 위해 제안된 상관 시스템의 곱셈기는 아래와 같은 과정을 통해 쉬프트로 단순화 될 수 있다. 아래 식 (8)은 식(4)에서 상관계수 $q^*(m)$ 을 양자화된 상관계수 $c^*(m)$ 으로 치환하여 얻어진 식이다.

$$\Lambda(n) = \sum_{m=1}^M r(n+m)q^*(m) \tag{8}$$

아래의 식(9)은 $c^*(m)$ 을 2^i 값으로 비례확대(scaling)한 후에 양자화 함수 $Q_i[\cdot]$ 로 양자화하는 과정을 나타낸다.

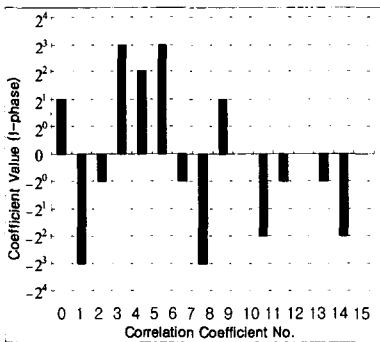
$$q^*(m) = Q_i \left[\frac{2^i c^*(m)}{\max\{c^*(m)\}} \right] \tag{9}$$

여기서, $Q_i[\cdot]$ 은 식(10)와 같은 복소 양자화를 의미한다.

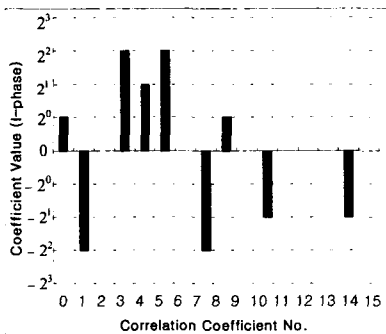
$$Q_i[x] \triangleq Q[\text{Re}\{x\}] + jQ[\text{Im}\{x\}] \tag{10}$$

다시 $Q[\cdot]$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$Q[x] \triangleq \begin{cases} 2^{\lfloor \log_2 x \rfloor}, & x > 0, \\ -2^{\lfloor \log_2 (-x) \rfloor}, & x < 0, \\ 0, & x = 0. \end{cases} \tag{11}$$



a)



b)

위 식에서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 에 가장 인접한 정수를 의미한다. 위와 같은 양자화 과정을 통해 $q^*(m)$ 은 2^i 형태의 양자화 값을 가지게 되고, 곱셈기는 i -비트 쉬프터로 단순화될 수 있으며, 식 (8)은 아래 식 (12)로 변경될 수 있다.

$$\Lambda(n) = \sum_{m=1}^M \text{sign} \times [r(n+m) \ll l(m)] \quad (12)$$

$$l(m) = \begin{cases} \log_2 |q^*(m)|, & q^*(m) \neq 0 \\ 0, & q^*(m) = 0 \end{cases} \quad (13)$$

$$\text{sign} \Delta = \begin{cases} +1, & q^*(m) > 0, \\ -1, & q^*(m) < 0, \\ 0, & q^*(m) = 0. \end{cases} \quad (14)$$

위 식에서 $r(n+m) \ll l(m)$ 는 $r(n+m)$ 를 $l(m)$ -비트만큼 왼쪽으로 비트의 자리를 이동하라는 의미이다. 아래 그림 5는 본 논문에서 제안한 방법을 적용하여 기존의 상관 시스템에서 사용되던 곱셈기를 쉬프터로 변환한 상관 시스템이다.

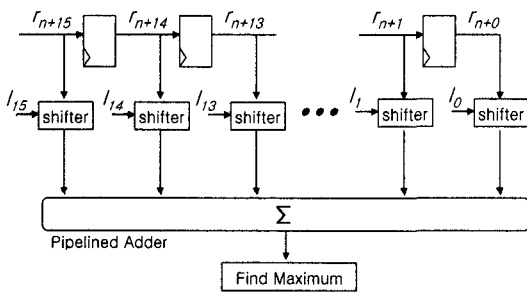


그림 5. 제안된 상관 시스템의 구조
Figure 5. Proposed correlation system..

IV. 제안한 시스템의 성능 검증

본 논문에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 세 종류의 양자화 계수들에 대한 제안된 시스템의 성능과 기존 시스템들의 성능을 비교하였다. 기존 기술 중 한가지는 제 2장에서 설명된 것이고, 다른 하나의 기술은 참고 문헌 [9]에서 제안된 기술로써, 당 연구는 주로 DVB-T(digital video broadcasting-terrestrial)와 같은 방송

용 OFDM 시스템에서 수신된 프레임의 순환 전치(cyclic prefix)를 이용하여 상관값을 구하는 방법에 응용하기 위해 제안되었다. 참고문헌 [9]에서는 수신된 신호와 그 신호에 대한 순환 전치를 모두 그 신호의 부호 값만으로 양자화하였는데, 만약 수신된 값이 양수면 +1로 양자화 하고, 만약 그렇지 않으면 -1로 양자화한 후, 그 양자화된 값으로 상호 상관값을 구하는 방식이다. 본 논문에서는 이 방식을 WLAN의 상관계수를 양자화 하는데 응용하여 보았으며 본 논문에서 제안된 방식과 그 성능을 함께 비교하였다.

IEEE 802.11a 표준[2-3]에 따라 마지막 세 개의 짧은 훈련 심볼들을 이용하여 시간동기를 탐지하였는데, 만약 상관 시스템의 출력으로부터 각각 16 샘플 간격으로 세 개의 상관 최고치값을 검출하였다면, 정상적으로 동기 검출이 된 것으로 간주하고, 그렇지 않은 경우에 대해서는 검출을 실패한 것으로 간주하여, 각각의 SNR(signal to noise ration) 별로 검출을 시도한 후 그 결과를 통해 검출 에러율을 계산하였다.

시뮬레이션 결과는 그림 6에서 그림 8까지 보여지고 있다. 이 그림들에서 'conventional'은 양자화 하지 않은 훈련 심볼을 사용하는 기존 시스템 성능을 의미하며, 'sign bit only'는 참고문헌 [9]에서 제안한 방식을 응용한 시스템의 성능을 의미한다. 그림 6에서는 AWGN 채널에서 각각의 SNR에 대한 동기 검출 에러율을 보여주고 있는데, 제안된 시스템에서 상관계수의 양자화 최대값 q_{max} 가 2^2 과 2^3 인 경우에 양자화 되지 않은 상관계수를 사용하는 기존 방식과 비슷한 성능을 보임을 알 수 있다. 반면, 제안된 시스템의 양자화 최대값이 2^1 인 경우엔 성능의 열화가 나타나지만, 'sign bit only'의 성능에 비해서 더 좋은 성능을 보인다. AWGN 채널 환경에서의 시뮬레이션 결과를 통해, 양자화 최대값이 2^2 이상인 경우 양자화에 의한 시간동기 검출에서의 성능 열화가 거의 없음을 알 수 있다.

그림 7에서는 레일레이 페이딩 채널하에서의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. AWGN 채널하에서와 마찬가지로, q_{max} 가 2^2 과 2^3 에서의 제안된 시스템의 성능이 기존 시스템의 성능과 거의 같음을 알 수 있다. 그림 8은 레일레이 페이딩 채널하에서 반송파 주파수 오프셋이, $F_e=0.3$ 과 $F_e=0.5$ 로 주어졌을 때의 시뮬레이션 결과이다, 여기서 F_e 는 소수배 주파수 오프셋으로써 식(7)의 f 로 식(3)의 반송파 주파수 오프셋, f_{off} 을 나눈 나머지가이다. 이 경우에도 역시 제안된 시스템의 성능이 기존 성능과 별 차이가 없음을 알 수 있다.

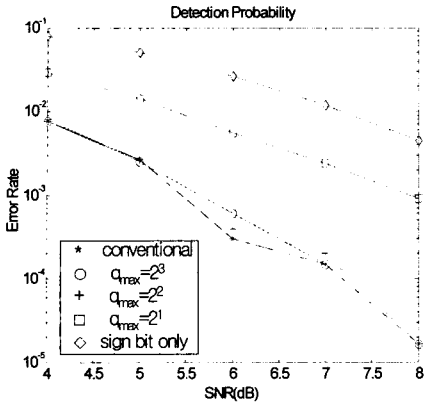


그림 6. 백색 잡음하에서의 동기 탐지 성능 비교
Figure 6. Synchronization detection rate under white Gaussian noise channel.

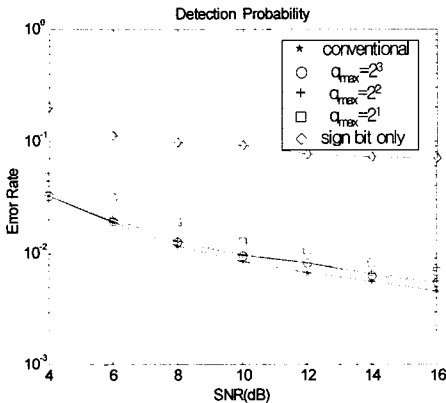


그림 7. 반송파 주파수 오프셋이 없는 경우의 레일레이 채널 하에서의 동기 탐지 성능비교
Figure 7. Synchronization detection error rate under Rayleigh fading channel without carrier frequency offset.

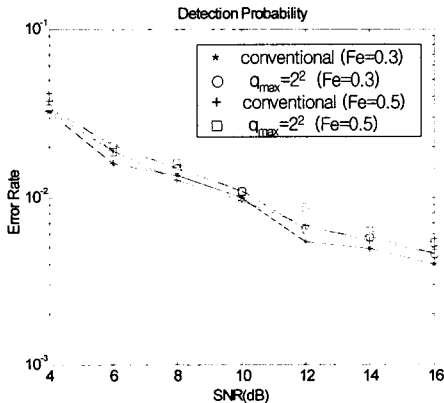


그림 8. 반송파 주파수 오프셋이 있는 경우의 레일레이 채널 하에서의 동기 탐지 성능비교
Figure 8. Synchronization detection error rate under rayleigh fading channel with carrier frequency offset.

지금까지의 시뮬레이션 결과를 통해 1) 상관기의 상관 계수중 계수값이, 그림 3의 Correlation coefficient를 기준으로 0.04 이하인 것들은 성능에 거의 영향을 주지 않으므로 상관계수 설계 시 무시해도 좋을 수 있었으며, 2) 양자화 최고치, q_{max} 가 2^2 이상인 상관계수를 사용한 상관 시스템의 경우 AWGN과 레일레이 채널 모두에서, 양자화 하지 않은 상관계수를 사용한 기존 시스템에 비해, 성능면에서 별 차이를 보이지 않음을 알 수 있었다.

본 논문에서는 제안된 시스템을 HDL을 이용하여 설계 하였으며, 설계된 시스템의 하드웨어 복잡도를 평가하기 위해 게이트-수준의 회로로 합성하였다. 표 1에서는 제안된 시스템과 기존 시스템의 게이트 수를 비교하였다. 여기서 쉬프트에 대한 하드웨어 복잡도는 생략되었는데 그 이유는, 이미 결정된 양자화 상관계수를 사용할 경우, 레지스터의 출력 비트의 위치를 양자화 계수의 값에 따라 변화시켜서 덧셈기에 입력시키므로써, 쉬프트를 사용하지 않고도 기능 구현이 가능하였기 때문이다. 표 1에서 보여지듯이 제안된 구조는 기존 구조보다 약 10%의 하드웨어만으로도 구현이 가능하다는 것을 알 수 있다.

표 1. 기존 상관기와 제안된 상관기의 하드웨어 크기 비교

Table 1. The comparison of hardware complexity between conventional correlator and proposed correlator.

항 목	게이트 수	
	기존 시스템	제안 시스템
곱셈기(8x8-bit)	16	0
레지스터(8-bit)	15	15
덧셈기	1 (16-bit)	1 (11-bit)
총 게이트 수	985 (100%)	975 (10.3%)

V. 결론

본 논문에서는 IEEE 802.11a 표준을 적용한 WLAN에 적합한 시간동기 검출 시스템을 제안하였다. 2^i 형태의 값으로 양자화된 상관계수를 사용함으로써 상관기에 사용되는 모든 곱셈기를 i -비트 쉬프트로 대체할 수 있었고, 결과적으로 상관기의 하드웨어 부담을 획기적으로 줄일 수 있었다. 또한 본 논문에서는 시뮬레이션을 통해 세 종류의 서로 다른 양자화 상관계수에 대한 제안된 시스템의 성능과 양자화 되지않은 상관계수를

