

OFDM 기반 무선 LAN에서의 개선된 심볼오프셋 추정기법

정회원 전 원 기*, 조 용 수**

An Improved Symbol Offset Estimation Technique in OFDM-based Wireless LANs

Won-gi Jeon* and Yong-soo Cho** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 기반의 무선 LAN 시스템을 위한 새로운 심볼 오프셋 추정기법을 제안한다. OFDM 심볼에 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference: ISI)과 채널간 간섭(Inter-Channel Interference: ICI)이 없는 경우 추정된 채널의 임펄스 응답은 심볼 오프셋만큼 순환 이동한다. 전형적인 다중경로 무선채널의 전력 지연 프로파일은 지수적 감소 함수로 모델링 할 수 있으며 대부분의 에너지가 임펄스 응답의 앞부분에 주로 집중된다. 제안된 기법은 이러한 성질을 이용하여 먼저 심볼 오프셋만큼 순환 이동된 다중 경로 채널의 임펄스 응답을 추정한 후 유한 길이의 이동 윈도우를 사용하여 임펄스 응답의 부분 평균 전력을 구한다. 그리고, 부분 평균 전력 중에서 최대값을 갖는 이동 윈도우의 인덱스로부터 심볼 오프셋을 추정한다. 제안된 기법은 임펄스 응답의 추정 과정에서 잡음의 영향을 감소시키고, ISI와 ICI를 제거시키며 최소의 오버헤드를 얻기 위해 반복적 구조의 훈련 신호를 사용한다. 실내 무선 채널 모델에서의 모의실험을 통해 제안된 기법의 성능을 검증한다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a new symbol offset estimation technique for an orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM)-based wireless LAN. When both inter-symbol interference (ISI) and inter-channel interference (ICI) do not exist in an OFDM symbol, symbol offsets cause circular shifts in the estimated channel impulse response (CIR) by the amount of symbol offset. Also, the power delay profile of a typical multipath wireless channel can be modeled by exponentially decaying function, and most energy of multipath channel is concentrated at the beginning part of the CIR. Based on these properties, the proposed symbol offset estimation technique estimates the CIR, which is circularly shifted by the amount of symbol offset, and then calculates the partial mean power from the estimated impulse response by using a moving window with a finite length. And, symbol offset can be estimated from the index of a moving window having the maximal partial mean power. The proposed technique can reduce noise effect in the process of the CIR estimation, and remove ISI and ICI using repetitive training symbol structure in time-domain for minimum training overhead. The performances of the proposed symbol offset estimation technique in typical indoor channels are demonstrated by computer simulation.

* 전자부품연구원 뉴미디어통신 연구센터, ** 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신 연구실
 논문번호 : 010121-0524, 접수일자 : 2001년 5월 24일

※ 이 논문은 2001학년도 중앙대학교 학술연구비와 한국과학재단 목적기초연구(R01-2001-00303)의 지원에 의한 결과임

I. 서론

OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 전송방식은 전체 전송대역을 다수의 협대역 직교 부채널(orthogonal subchannel)로 분할하여 각 부채널로 데이터를 동시에 전송하는 다수 반송파(multicarrier) 전송방식으로 광대역 전송시에 발생하는 심각한 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference: ISI)에 효과적으로 대처할 수 있다^{[1][2]}. 따라서, 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting: DAB)^[3], 디지털 비디오 방송(Digital Video Broadcasting: DVB)^[4], 무선 LAN(Wireless Local Area Network)^{[5][6]}, ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line)^[7] 등의 다양한 고속 데이터 전송 시스템의 표준 전송방식으로 채택되고 있다.

특히, 무선 LAN은 무선전송기술을 사용하여 기존의 유선 LAN의 미비점을 보완하고, 유선 LAN의 설치가 어려운 환경까지 무선 채널을 통해 LAN을 확장시킬 수 있는 이동성, 휴대성 및 간편성 등의 이점으로 그 응용분야가 확산되고 있다. 미국의 IEEE는 기존의 무선 LAN 규격인 IEEE 802.11의 확장인 IEEE 802.11a의 표준을 정하였는데, 이는 5.2 GHz의 비허가 대역을 사용하여 최대 54 Mbps의 전송 속도를 규정하고 있다^[5]. 이와 함께 ETSI(European Telecommunication Standard Institute) BRAN(Broadband Radio Access Networks)의 HIPERLAN TYPE-2(HIPERLAN/2)는 200m 내의 좁은 범위에서 5.2 GHz의 대역을 사용하여 UMTS(IMT-2000) 망, ATM 망, IP 망 등의 이동 단말과 유선 광대역망의 접속이 가능한 고속 무선 전송 시스템으로서 EP(ETSI Project)-BRAN에서 2000년 11월에 규격을 완성하였다^[6]. HIPERLAN/2와 IEEE 802.11a에서는 물리계층의 전송 방식으로 OFDM 방식을 채택하고 있다.

OFDM 방식에서 무선채널로 전송된 신호를 정확히 복조하기 위해서는 수신단에서 반송파 주파수 동기와 OFDM 심볼 동기를 이루어야 한다. 오실레이터의 불안정 또는 도플러 주파수 천이 등에 의해 송신기 반송파 주파수와 수신기 반송파 주파수 사이에 오프셋이 발생할 경우 부반송파의 직교성이 파괴되어 복조신호는 위상 회전, 크기 감소, 채널간 간섭(Inter-Channel Interference: ICI)의 왜곡을 받게 된다^[8]. 또한, OFDM 심볼은 IFFT에 의해 블록 단위로 생성되므로 수신단에서 FFT를 사용하여 심

볼을 복조하기 위해서는 심볼의 시작을 찾는 심볼 동기가 필요하며, ISI와 ICI없이 OFDM 심볼을 복조하기 위해서는 FFT의 시작이 OFDM 심볼의 보호구간 내에서 이전 심볼의 영향을 받지 않는 영역에 속해야 한다^[9]. 이 경우 복조된 심볼에 심볼 오프셋에 해당하는 위상 회전만이 발생되므로 코히어런트 OFDM 방식에서는 단일탭 등화기로 위상 왜곡을 쉽게 보상할 수 있다. 그러나, 만약 다른 영역에서 심볼 동기를 이룰 경우에는 복조된 OFDM 심볼은 ICI와 ISI의 영향을 모두 받게 되어 BER 성능이 저하되는 결과를 초래한다.

OFDM에서 심볼 동기를 이루기 위해 다양한 심볼 오프셋 추정 알고리즘이 제안되었는데, 주파수 영역에서 처리되는 기법들도 있으나 대부분은 시간 영역 수신신호의 반복적 구조를 이용하고 있다^{[10]-[14]}. IEEE 802.11a나 HIPERLAN/2와 같은 무선 LAN 시스템에서는 동기화와 채널추정을 위해 각 패킷의 선두에 프리앰블(preamble)로 반복적 구조의 시간 영역 훈련신호를 제공하고 있으므로 초기 심볼 오프셋 추정에 시간 영역 기법들을 적용할 수 있다. 그러나, 이 기법들은 다중 경로 채널의 각 경로 사이의 상대적인 전력차에 민감한 특성을 가지기 때문에 다중 경로 채널의 지연확산이 긴 경우에 추정 오차의 분산이 크게 나타나는 단점이 있다. 최근에는 시간 영역 상관 기법을 사용하여 대략적으로 심볼 오프셋을 추정한 후, 잔류 심볼 오프셋에 의해 순환 이동된 다중 경로 채널의 임펄스 응답을 추정하여 특정 문턱값을 초과하는 첫 번째 경로의 위치를 찾아 보다 정교한 심볼 오프셋 추정을 이루는 기법이 제안되었다^{[14][15]}. 그러나, 이 기법은 채널의 특성에 따라 문턱값을 초과하는 첫 번째 경로의 위치가 변하기 때문에 추정 오프셋값이 채널 특성에 의해 좌우되며, 성능에 가장 큰 영향을 주는 문턱값을 다중 경로 채널의 특성에 관계 없이 유일하게 구하는 것이 불가능하여 모의 실험에 의존해야 하는 단점이 있다.

그런데, 만약 OFDM 방식에서 심볼 오프셋이 0이 되는 완벽한 심볼 동기를 이룰 수 있다면 다중 경로 채널의 지연 확산이 매우 긴 상황에서 이전 심볼에 의한 ISI가 최소가 되어 가장 우수한 BER 성능을 나타내게 되며, 더욱이 채널의 변화에 따른 별도의 심볼 오프셋 추적 과정이 필요 없게 된다. 따라서, OFDM 방식에서의 심볼 오프셋 추정기법은 추정값의 평균 제곱 오차가 작아야 하며, 심볼 오프셋 추정 과정에 필요한 문턱값을 다중 경로 채널의 특성

에 상관 없이 결정할 수 있어야 시간 선택적인 다중 경로 채널의 특성에 강건하다고 할 수 있다. 이와 같은 목적을 달성하기 위해서는 다중경로 채널의 전력지연 프로파일에 민감하지 않은 추정 방식이 요구되며, 이에 본 논문에서는 다중경로 채널의 전력지연 프로파일이 지수적으로 감소한다는 특성을 바탕으로 임펄스 응답의 부분 평균 전력을 이용하는 새로운 심볼 옵셋 추정기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II절에서는 OFDM 방식에서 심볼 옵셋이 발생한 경우의 성능을 분석한다. III절에서는 무선 LAN의 반복적 훈련 신호를 이용하여 심볼 옵셋을 추정하는 기법을 제안한다. 이 기법은 먼저 훈련 신호를 사용하여 다중 경로 채널의 임펄스 응답을 추정한 후, 다중경로 채널의 전력지연 프로파일 특성을 이용하여 보다 정확한 심볼 옵셋을 추정한다. 또한, 추정 과정에 사용되는 문턱값을 수신 잡음의 전력을 이용하여 유도한다. IV절에서는 실제 무선 채널에서의 모의실험을 통해 제안된 기법의 성능을 평가하며, V절에서 본 논문의 결론을 내린다.

II. OFDM에서의 심볼 옵셋

1. OFDM의 기본구조

OFDM 시스템에서 입력 비트열은 M -ary 데이터 심볼 $X_{i,k}$ 로 맵핑되며, N 개의 데이터 심볼은 직렬 변환기를 거쳐 IFFT에 의해 기저대역 변조된다. 여기서, i 와 k 는 각각 OFDM 심볼주기 인덱스와 부반송파 인덱스를 나타내며, $X_{i,k}$ 의 분산은 σ_x^2 이다. 변조된 심볼은 T_{sub} 의 주기를 가지며, 여기에 길이가 T_G 인 cyclic prefix가 더해진 후 채널로 전송된다. 이와 같은 OFDM 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{i,k} \phi_{i,k}(t) \quad (1)$$

여기서, $\phi_{i,k}(t)$ 는 다음과 같다.

$$\phi_{i,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t - T_G - iT_{sym})}, & iT_{sym} \leq t \leq (i+1)T_{sym} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

여기서, T_{sym} 은 OFDM 심볼주기로 $T_{sub} + T_G$ 이다. 또한, f_k 는 k/T_{sub} 로 k 번째 부반송파를 나타낸다. 식 (1)의 OFDM 신호는 다중경로 채널로 전송

되는데 전체 경로의 수가 L 일 때 다중경로 채널은 다음과 같이 모델링 된다.

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

여기서, $h_l(t)$ 는 l 번째 경로의 복소수 이득을 나타내며, τ_l 은 l 번째 경로의 지연시간을 나타낸다. 수신단에 도달한 신호는 수신단에서의 반송파 주파수에 의해 기저대역 신호로 변환되며, 고출력 증폭기의 특성이 이상적이고 반송파 주파수 동기화 및 심볼 동기가 모두 완벽하게 이루어진 경우에 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t)x(t - \tau_l) + w(t) \quad (4)$$

여기서, $w(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_w^2 인 가산성 백색 가우스 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)을 나타낸다. 수신 신호는 샘플링 주기 $T_s = iT_{sym} + nT_s = iT_{sym} + nT_{sub}/N$ 로 샘플링 되며, i 번째 심볼주기에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_{i,n} = \sum_{l=0}^{L-1} h_l[i]x_{i,n-d_l} + w_{i,n} \quad (5)$$

여기서, $n = -N_G, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1$ 이며 d_l 은 τ_l/T_s 로 샘플 지연을 나타내고, N_G 는 T_G/T_s 로 보호구간으로 사용된 cyclic prefix의 샘플수를 나타낸다. 또한, $h_l[i]$ 는 $h_l[iT_{sym} + nT_s]$ 로 i 번째 심볼주기 동안 채널이 변하지 않는다는 가정하에 근사화 한 것이다. 위 식에서 cyclic prefix가 제거된 후 $0 \leq n \leq N-1$ 에서의 샘플 신호가 FFT에 의해 복조되는데, 이 때 cyclic prefix의 길이가 다중경로 채널의 최대 지연확산보다 길다면 다음과 같은 결과를 얻게 된다.

$$Y_{i,m} = X_{i,m}H_{i,m} + W_{i,m}, \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (6)$$

여기서, $W_{i,m}$ 은 $w_{i,n}$ 의 주파수 영역 표현이며, $H_{i,m}$ 은 채널의 주파수 응답으로 다음과 같이 표현된다.

$$H_{i,m} = \sum_{l=0}^{L-1} h_l[i]e^{-j2\pi d_l m/N} \quad (7)$$

2. 심볼 옵셋의 영향

수신단에서는 식 (5)에서 N_G 개의 샘플을 제거한 나머지 N 개의 샘플에 대해 FFT를 수행하여

OFDM 심볼을 복조하는데, 이 때 정확한 심볼의 시작($n=0$)은 수신단에서 미리 알 수 없으므로 N 개의 샘플이 θ (양 또는 음의 정수)만큼 지연되는 심볼 오프셋이 발생하며 이 경우에 FFT에 입력되는 신호는 $n=0, 1, \dots, N-1$ 에 대하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{i,n} = y_{i,n+\theta} = \sum_{l=0}^{L-1} h_l[i] x_{i,n+\theta-d_l} + w_{i,n} \quad (8)$$

연속된 OFDM 심볼의 부반송파는 각각 독립적인 데이터 심볼에 의해 변조되므로 각 심볼의 경계에서 위상 불연속점이 발생하게 되는데 이 불연속점은 다중경로 채널에 의해 최대 $\tau_{\max} = \tau_{L-1}$ 만큼 지연되어 다음 심볼의 보호구간내에 나타난다. 따라서, FFT 구간이 이 불연속점을 포함하게 되면 직교성이 파괴되어 다른 부반송파에 영향을 주게 되므로 θ 는 다음과 같은 범위에 속해야 한다.

$$\frac{\tau_{\max}}{T_s} - N_G \leq \theta \leq 0 \quad (9)$$

이 경우에 식 (8)의 FFT 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{i,m} &= \sum_{n=0}^{N-1} r_{i,n} e^{-j2\pi n m / N} \\ &= X_{i,m} H_{i,m} e^{j2\pi m \theta / N} \end{aligned} \quad (10)$$

그런데, 만약 τ_{\max}/T_s 가 어떤 채널환경에서 N_G 와 유사한 값을 나타낼 때는 가능하면 θ 가 0이 되도록 심볼 동기를 이루어야 이전 심볼에 의한 영향을 적게 받는다. 일반적으로 OFDM 방식에서는 τ_{\max}/T_s 보다 길게 N_G 를 결정하지만 τ_{\max}/T_s 가 매우 긴 경우에는 하드웨어의 복잡도와 N_G 에 의한 송신 전력 효율 또는 유효 데이터 전송률 감소 등을 고려하여 N_G 값이 제한되어야 한다. 따라서, $\tau_{\max}/T_s \approx N_G$ 의 상황이 발생할 수 있는데 이 경우에 심볼 오프셋의 추정값은 $\hat{\theta} \approx \theta$ 가 되어야 최소의 ISI를 받게 된다. 심볼 오프셋 추정을 위한 기존의 상관 기법은 시간 영역에서 처리되므로 고속으로 구현할 수 있는 장점이 있지만 다중경로 채널의 각 경로의 상대적인 크기 비율에 따라 심볼의 시작 위치가 결정되어 추정 오차의 분산이 크므로 $\hat{\theta} \approx \theta$ 를 만족시키기 어려운 단점을 갖는다.

III. 임펄스 응답을 이용한 심볼 오프셋 추정기법

1. 임펄스 응답의 추정

심볼 오프셋이 발생한 경우에 복조된 OFDM 심볼은 심볼 오프셋에 의한 왜곡을 받게 된다. 이 왜곡은 오프셋의 위치에 따라 크게 두 가지 형태로 구분할 수 있다. 첫 번째는 심볼 오프셋이 보호구간내의 이전 심볼의 영향을 받지 않는 부분에 속하는 경우에 발생하는 것으로 이 때의 복조 심볼은 식 (10)과 같은 단순 위상회전 왜곡을 받는다. 두 번째는 이전 심볼 또는 이후 심볼에 의한 영향으로 이로 인해 ISI와 ICI가 발생된다. 심볼 오프셋은 균일 분포를 갖는 랜덤 변수이므로 이와 같은 상황이 발생할 가능성이 있으며, 따라서 ISI와 ICI의 영향을 받지 않고 임펄스 응답을 정확히 추정하기 위해서는 두 번째 경우가 발생하는 것을 방지하고 첫 번째 경우가 발생되도록 보장해야 한다. OFDM 방식에서는 전송 신호가 채널의 임펄스 응답과 순환 컨볼루션되는 경우에 복조된 수신 신호에는 ISI와 ICI가 발생되지 않으므로 훈련 신호를 채널의 최대 지연확산보다 긴 구간이 여러 번 반복되도록 구성하면 이와 같은 목적을 이룰 수 있다.

그림 1은 하나의 예로 두 개의 OFDM 훈련 심볼을 사용하는 경우의 시간 영역 신호 구조를 나타내고 있다. 이 그림에서 하나의 OFDM 심볼은 A, A의 동일한 두 구역으로 구성되어 있으며, 이 때 A의 길이는 τ_{\max}/T_s 보다 길어야 한다. 이와 같은 구조를 일반적으로 표현하면 훈련 심볼은 N_{Tr} 개의 OFDM 심볼로 구성되어 있으며, 각각의 OFDM 심볼의 시간 영역 신호는 동일한 구간이 M 번 반복되는 구조를 갖는다. 따라서, 훈련 신호로 사용되는 전체 샘플 수는 $N_{Tr}(N+N_G)$ 가 된다. 시간 영역에서 M 번 반복되는 신호는 다음과 같이 M 번째의 부채널에만 0이 아닌 데이터를 할당하고 나머지 부채널에는 0을 할당함으로써 쉽게 구성할 수 있다.

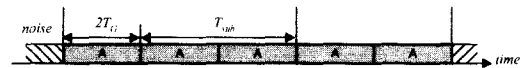


그림 1. 훈련심볼의 시간영역 구조

$$x_{i,n} = M \sum_{k=0}^{N/M-1} X_{i,km} e^{j2\pi n km / N} \quad (11)$$

수신단에서는 다중 경로 채널로 전송된 훈련신호를 수신하여 먼저 신호의 존재 여부를 판단하는 신호 검출 과정을 수행한다. 신호 검출에는 수신 신호의 전력을 이용하는 방법과 자기 상관을 이용하는

방식이 있으며, 본 논문에서는 신호 검출기가 $-N_G/2 \leq n \leq N_G/2$ 의 범위에서 신호를 검출할 수 있다고 가정한다. 이러한 가정하에서 θ 도 동일한 범위에 있게 된다. 그런데, 수신 신호는 전송 신호와 채널의 임펄스 응답과의 컨볼루션이므로 첫 번째 반복 구간에 해당하는 수신신호는 나머지 $M-1$ 개의 반복 구간과 다른 값을 갖게 된다. 반복되는 구조의 신호를 이용하여 채널의 임펄스 응답을 구하는 과정에서 잡음의 영향을 감소시키기 위해 동일한 신호구간에 대한 평균을 수행하므로 첫 번째 구간을 제외시키기 위해 수신 신호의 시작 위치를 임의로 지연시킨다. 이러한 임의의 지연은 M 이 짝수일 때 최소한 $\theta_a = N_T N_G + N_G/2$ 가 되어야 한다. 그 결과 실제의 심볼 옵셋은 $\hat{\theta} = \theta + \theta_a$ 가 되고 이는 $N_T N_G \leq \hat{\theta} \leq (N_T + 1)N_G$ 의 범위에 있게 된다. 이제 신호의 시작이 수신 신호의 동일한 구간만을 포함하도록 보장되었으므로 나머지 신호를 이용하여 평균을 취한다. 이 때, $\hat{\theta}_{max} = (N_T + 1)N_G$ 이고 평균을 취하는 샘플의 수가 N/M , 전체 샘플의 수가 $N_T(N + N_G)$ 이므로 평균에 사용되는 동일 구간의 수는 다음과 같이 결정된다.

$$N_{avg} = FL \left\{ \frac{N_T(N + N_G) - (N_T + 1)N_G}{N/M} \right\} \quad (12)$$

여기서 $FL\{\}$ 은 0의 방향으로 가장 가까운 정수 내림함수를 나타낸다. 예를 들면 그림 1에서 $N=64$ 이고 $N_G=16$ 인 경우에 위 식으로부터 $N_{avg}=3$ 임을 알 수 있다.

수신 신호의 반복 구간을 이용하여 평균을 취하기 전에 먼저 혼련 신호에 대한 수신 신호에서 OFDM 심볼 인덱스를 생략하여 식을 간결하게 표현하기 위해 다음과 같이 $N_T(N + N_G)$ 개의 원소를 갖는 수신 신호 벡터를 다시 정의한다.

$$\begin{aligned} \bar{\nu} = \{ & r_{0,0}, r_{0,1}, \dots, r_{0,N+N_G-1}, r_{1,0}, \\ & r_{1,1}, \dots, r_{1,N+N_G-1}, \dots, r_{N_T-1,0}, \\ & r_{N_T-1,1}, \dots, r_{N_T-1,N+N_G-1} \} \end{aligned} \quad (13)$$

이제 식 (13)으로 정의된 수신 신호를 이용하여 평균을 수행하는데 수신 신호의 반복 주기는 N/M 이므로 다음과 같이 평균화가 이루어진다.

$$\zeta_n = \frac{1}{N_{avg}} \sum_{a=0}^{N_{avg}-1} \nu_{n + \hat{\theta} + a(N/M)} \quad (14)$$

여기서 $n=0, 1, \dots, N/M-1$ 이다. 이와 같이 평균화를 수행하고 나면 그 결과 신호의 SNR은 N_{avg} 에 비례하여 감소하게 된다. 평균을 취하기 이전의 수신 신호의 SNR은 다음과 같이 정의된다.

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_y^2}{\sigma_w^2} \right) [dB] \quad (15)$$

평균화에 의해 잡음의 전력은 σ_w^2/N_{avg} 로 감소하게 되므로 결국 평균화에 의해 실제 SNR은 다음과 같이 감소하게 된다.

$$SNR_{avg} = 10 \log_{10} \left(\frac{N_{avg} \sigma_y^2}{\sigma_w^2} \right) [dB] \quad (16)$$

채널 추정을 위해서는 식 (14)의 시간 영역 신호를 주파수 영역으로 변환시켜야 하는데 이 때 크기 N/M 의 FFT 블록이 사용되어야 한다. 그런데, 실제 데이터 복조에 사용되는 FFT의 크기는 N 이므로 채널 추정을 위해 별도의 FFT 블록이 필요하게 되는 문제가 발생한다. 이와 같은 문제는 평균화를 통해 얻은 N/M 샘플의 시간영역 신호를 M 번 복사하여 N 개의 샘플을 구성한 후 크기 N 의 FFT에 입력하여 해결할 수 있다. M 번 반복되는 평균화 된 신호를 $\zeta_n^{(M)}$, $n=0, 1, \dots, N-1$ 이라고 정의하면

$$Y_m = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \zeta_n^{(M)} e^{-j2\pi n m/N} = H_m X_m e^{j2\pi m \hat{\theta}/N} + U_m, & m=0, M, 2M, \dots, N-M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (17)$$

$$\hat{H}_m = \begin{cases} \frac{Y_m}{X_m} = H_m e^{j2\pi m \hat{\theta}/N} + U_m/X_m, & m=0, M, 2M, \dots, N-M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (18)$$

$$\hat{h}_n = \sum_{m=0}^{N-1} \hat{H}_m e^{j2\pi n m/N} = h_n * \delta_{n-\hat{\theta}} + u_n = h_{n-\hat{\theta}} + u_n \quad (19)$$

$\zeta_n^{(M)} = \zeta_{(n \bmod (N/M))}$ 이 되고 이것의 FFT 결과는 식 (17)과 같다. 여기서, N_{Tr} 개의 OFDM 훈련 심볼이 전송되는 동안에 채널의 변화를 무시할 수 있다고 가정하였다. 즉, $m=0, 1, \dots, N-1$ 에 대해 $H_{0,m} \approx H_{1,m} \approx \dots \approx H_{N_{Tr}-1,m} \approx H_m$ 이다. 또한, U_m 은 N_{avg} 번 평균화 된 잡음의 주파수 응답으로 다음과 같이 표현된다.

$$U_m = \frac{1}{N_{avg}} \sum_{n=0}^{N/M-1} (w_n + w_{N/M} + \dots + w_{n+M}) e^{-\frac{j2\pi n m M}{N}}$$

식 (17)에서 데이터 변조를 제거하면 식 (18)과 같은 채널의 주파수 응답을 얻을 수 있다. 식 (18)로부터 임펄스 응답을 구하기 위해 다시 크기 N 의 IFFT를 수행하며 그 결과는 식 (19)와 같다. 식 (19)에서 u_n 은 U_m/X_m 의 IFFT로 U_m 과 X_m 이 독립적인 경우에 분산이 $\sigma_w^2/(N_{avg}\sigma_x^2)$ 이 된다. \hat{H}_m 은 식 (11)과 마찬가지로 M 번째 부분송파에만 값이 존재하므로 식 (19)의 IFFT 결과 \hat{h}_n 은 $\hat{h}_{(n \bmod (N/M))}$ 이 된다. 따라서, 식 (19)의 \hat{h}_n 에서 0부터 $(N/M)-1$ 까지의 샘플을 취하면 임펄스 응답을 추정할 수 있게 된다. 추정된 임펄스 응답은 \hat{h}_n 의 모든 값들을 포함해야 하므로 앞에서도 언급하였듯이 훈련신호의 반복 주기 N/M 은 τ_{max}/T_s 보다 길어야 한다. 결국, 반복 구조를 갖는 훈련신호를 전송하면 ISI와 ICI 왜곡을 받지 않고 심볼 오프셋에 해당하는 순환 지연만을 갖는 채널의 임펄스 응답을 구할 수 있으며, 그 결과에는 심볼 오프셋이 포함되어 있으므로 이로부터 다음에 제안하는 추정 알고리즘을 사용하여 심볼 오프셋을 추정할 수 있게 된다.

2. 임펄스 응답의 전력을 이용한 심볼 오프셋 추정

2.1 추정 알고리즘

임펄스 응답을 구하게 되면 그 결과를 이용하여 심볼 오프셋을 추정할 수 있다. 다중경로 채널의 임펄스 응답은 일반적으로 지수적 감소 형태를 가지므로 임펄스 응답의 앞부분에 채널의 대부분의 전력이 집중되고, 뒷부분으로 갈수록 전력이 급격히 감소하게 된다. 따라서, 심볼 오프셋이 존재하지 않은 경우 ($\theta=0$)에 추정한 임펄스 응답의 앞부분의 전력은 심볼 오프셋이 존재하는 경우의 전력보다 크게 나타난다. 이와 같은 성질을 이용하여 유한 길이의 구형 윈도우를 샘플 단위로 순환 이동시키면서 임펄스 응답의 전력을 이동 평균 형태로 구하면 그 값이 가장 클 때의 윈도우 위치가 곧 심볼 오프셋에 해

당하게 된다. 즉, 수신된 훈련 신호로부터 추정된 임펄스 응답이 식 (19)이므로 먼저 다음과 같이 전력의 이동 평균을 구한다.

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{1}{L_{MA}} \sum_{n=0}^{L_{MA}-1} \hat{h}_{n-\theta_s+s} \hat{h}_{n-\theta_s+s}^* \\ &= \frac{1}{L_{MA}} \left[\sum_{n=0}^{L_{MA}-1} |\hat{h}_{n-\theta_s+s}|^2 \right], \end{aligned} \quad (20)$$

$-W_s/2 \leq s \leq W_s/2 - 1$

여기서, L_{MA} 는 이동 평균 윈도우의 길이를 나타내고, W_s 는 부분 평균 전력값의 수를 나타내며 추정된 임펄스 응답의 길이가 N/M 이므로 $N/(2M)$ 이 된다. III절에서 설명하였듯이 수신 신호의 평균을 구하는 과정에서 임의로 θ_s 의 지연을 포함시켰으므로 원래의 심볼 오프셋 θ 를 추정하기 위해 식 (20)에서 그 영향을 제거시켰다. 또한, $n < 0$ 에 대해 $\hat{h}_n = \hat{h}_{N+n}$ 이고 \hat{h}_n 의 길이는 N/M 이므로, 이동 평균 윈도우의 길이 L_{MA} 는 N/M 보다 작아야 한다. $L_{MA} = N/M$ 인 경우에는 잡음을 무시할 경우 이동 평균의 값들이 모두 동일한 값이 되어 오프셋 추정이 불가능하다. 식 (20)으로부터 W_s 개의 이동 평균값을 구한 후 그 값들을 비교하여 다음과 같이 최대의 평균 전력을 갖는 인덱스를 찾으면 그 값이 심볼 오프셋이 된다.

$$\hat{\theta} = - \max_s P_s \quad (21)$$

2.2 문턱값의 설정

이와 같은 추정 알고리즘은 잡음이 존재하지 않은 경우에 적용할 수 있는데, 실제로는 추정된 임펄스 응답에 잡음의 영향이 존재하므로 이에 의해 채널의 부분 평균 전력이 최대가 되는 위치가 변할 수 있다. 따라서, 잡음의 영향을 감소시킬 수 있는 방법이 필요하며, 이는 부분 평균 전력에서 잡음의 전력을 고려함으로써 이룰 수 있다. 잡음이 포함되어 있는 경우에 부분 평균 전력의 특성을 분석하기 위해 식 (20)에 식 (19)를 대입하여 다시 정리하면 식 (22)와 같다. 여기서, $P_{u,s}$ 는 u_{n+s} 의 순시 전력으로 서로 다른 s 에 대해 확률 변수가 된다. 식 (22)에서는 u_n 이 채널과 독립적이라는 성질을 적용하였다. 식 (22)에서 볼 수 있듯이 $P_{h,s}$ 는 $P_{u,s}$ 에 의해 영향을 받는데 $P_{u,s}$ 가 확률 변수이므로 잡음을 고려한 문턱값은 결국 $P_{u,s}$ 의 평균적인 변동량에 의해 결정된다. $P_{u,s}$ 의 평균은 다음과 같이

구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_s &= \frac{1}{L_{MA}} \left[\sum_{n=0}^{L_{MA}-1} | \tilde{h}_{n-\theta_s+s} |^2 \right] \\
 &= \frac{1}{L_{MA}} \left[\sum_{n=0}^{L_{MA}-1} \{ |h_{n-\theta+s}|^2 + |u'_{n+s}|^2 \right. \\
 &\quad \left. + (u'_{n+s})^* h_{n-\theta+s} + u'_{n+s} h_{n-\theta+s}^* \} \right] \quad (22) \\
 &= \frac{1}{L_{MA}} \left[\sum_{n=0}^{L_{MA}-1} \{ |h_{n-\theta+s}|^2 + |u'_{n+s}|^2 \} \right] \\
 &= P_{h,s} + P_{u',s}
 \end{aligned}$$

$$E[P_{u',s}] = E \left[\frac{1}{L_{MA}} \left[\sum_{n=0}^{L_{MA}-1} |u'_{n+s}|^2 \right] \right] \quad (23)$$

u'_{n+s} 은 WSS(Wide-Sense Stationary)인 확률 과정 이므로 식 (23)에서 앙상블 평균 $E[\cdot]$ 과 시간 평균 \sum_n 의 순서를 바꿀 수 있으며, 그 결과 식 (23)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E[P_{u',s}] = \frac{1}{L_{MA}} \left[\sum_{n=0}^{L_{MA}-1} E[|u'_{n+s}|^2] \right] \quad (24)$$

식 (24)에서 $E[|u'_{n+s}|^2]$ 는 σ_u^2 이 되며 $\sigma_u^2 = \sigma_w^2(N_{avg} \cdot \sigma_x^2)$ 이므로 결국 $P_{u',s}$ 의 평균은 다음과 같이 표현된다.

$$E[P_{u',s}] = \frac{1}{L_{MA}} \frac{\sigma_u^2}{\sigma_x^2} = \frac{1}{N_{avg}} \frac{1}{SNR_{in}} \quad (25)$$

여기서, SNR_{in} 은 σ_x^2/σ_w^2 로 전송 신호대 수신 잡음의 전력비를 나타낸다. 식 (22)에서 P_s 의 최대값인 $(P_s)_{max}$ 를 구하게 되는데 이 값은 $P_{u',s}$ 에 의해 평균적으로 $1/(N_{avg} \cdot SNR_{in})$ 만큼 변동되므로 문턱값은 다음과 같이 결정된다.

$$P_{th} = (P_s)_{max} - \frac{1}{N_{avg} \cdot SNR_{in}} \quad (26)$$

이와 같이 문턱값을 설정한 후 P_{th} 를 초과하는 모든 P_s 를 다음과 같이 정규화 된 최대값 1로 대체한다.

$$P_s = \begin{cases} 1, & P_s \geq P_{th} \\ 0, & P_s < P_{th} \end{cases}, \quad -W_s/2 \leq s \leq W_s/2 - 1 \quad (27)$$

그런데, 식 (27)에서 $P_s \geq P_{th}$ 인 경우가 다수 발생할 수 있으며, 그 결과 $P_s = 1$ 이 되는 s 가 유일한 값이 되지 않는다. 즉, 식 (27)에서 $P_s \geq P_{th}$ 를 만족시키는 s 의 개수가 N_s 이고 이들을 배열하여 구성한

벡터를 $\bar{S} = \{s_1, s_2, \dots, s_{N_s}\}$ 로 정의하면, 이 벡터의 원소수는 $N_s > 1$ 이 되므로 식 (21)을 그대로 사용할 경우 심볼 읍셋을 정확히 추정할 수 없게 된다. 그런데, 앞서서도 언급하였듯이 다중경로 채널의 임펄스 응답은 지수적으로 감소하는 전력지연 프로파일을 가지므로 식 (20)의 이동 평균 결과 \bar{S} 의 원소 중에서 가장 큰 값이 심볼 읍셋이 되며 \bar{S} 에 해당하는 이동 평균 전력 벡터를 $\bar{P}_{\bar{S}}$ 라고 하면 이는 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$\bar{\theta} = - \max \{ \bar{S} \cdot \bar{P}_{\bar{S}} = \langle P_{s_1}, P_{s_2}, \dots, P_{s_{N_s}} \rangle P_{th} \} \quad (28)$$

식 (26)에서 σ_x^2 과 N_{avg} 는 수신단에서 미리 알 수 있는 값이므로 수신단에서는 SNR_{in} 을 결정하기 위해 잡음의 전력을 추정하면 된다. 수신 신호가 존재하지 않은 상태에서 측정된 신호의 전력은 순수히 잡음의 전력이므로 이는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_w = \frac{1}{L_s - L_e + 1} \sum_{n=L_e}^{\theta-L_e} |w_n|^2 \quad (29)$$

여기서, $L_s > L_e > N_C/2$ 이다.

2.3 반송파 주파수 읍셋의 영향

기저대역으로 변환된 수신 신호에는 송신기와 수신기의 오실레이터 편차에 의한 반송파 주파수 읍셋이 포함될 수 있다. 이 경우에 식 (8)에 나타난 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r_{i,n} = r_{i,n} e^{j2\pi n \epsilon / N} \quad (30)$$

여기서, ϵ 은 부반송파 간격 $1/T_{sub}$ 로 정규화 된 반송파 주파수 읍셋(Carrier Frequency Offset: CFO)을 나타낸다. 식 (30)으로부터 심볼 읍셋을 추정하게 되는데 이를 위해 먼저 식 (13)과 같이 반송파 주파수 읍셋이 포함된 수신 신호 벡터를 정의한다.

$$\begin{aligned}
 \bar{v}_\epsilon &= \bar{v} \cdot e^{j2\pi \bar{n} \epsilon / N} \\
 &= \{ \nu_0, \nu_1 e^{j2\pi \epsilon / N}, \nu_2 e^{j2\pi 2\epsilon / N}, \\
 &\quad \dots, \nu_{N_T(N+N_C)-1} e^{j2\pi (N_T(N+N_C)-1)\epsilon / N} \} \quad (31)
 \end{aligned}$$

여기서, \bar{n} 는 $\{0, 1, \dots, N_T(N+N_C)-1\}$ 이며 \cdot 는 벡터의 원소끼리의 곱을 나타내므로 $\nu_{n\epsilon} = \nu_n e^{j2\pi n \epsilon / N}$ 이 된다. 식 (31)을 사용하여 식 (14)와 같이 평균을 취하고 그 결과를 M 번 복사하면 다음과 같은 결과

를 얻게 된다.

$$\hat{v}_{n\epsilon}^{(M)} = \left(\frac{Q_\epsilon}{N_{avg}} \right) v_{n+\theta} e^{j2\pi n\epsilon/N}, n=0, 1, \dots, N-1 \quad (32)$$

여기서, $Q_\epsilon = \sum_{\theta=0}^{N-1} e^{j2\pi n(N/M)\epsilon/N}$ 이다. 이 신호를 FFT 하면 $H_m X_m e^{j2\pi m\theta/N}$ 에 ϵ 에 관한 함수인 곱셈 왜곡과 ICI 왜곡이 포함되어 결국 임펄스 응답 추정 성능이 크게 저하되며 따라서 심볼 오프셋 추정 성능이 저하되는 결과를 낳게 된다.

반송파 주파수 오프셋이 존재하는 경우에 심볼 오프셋 추정 성능을 향상시키기 위해서는 반송파 주파수 오프셋에 의한 영향을 먼저 보상해야 하는데 이를 위해서는 먼저 반송파 주파수 오프셋을 추정해야 한다. 반송파 주파수 오프셋의 추정은 훈련 신호의 반복적 구조를 이용한 위상차 추정을 통해 이를 수 있는데 이를 식으로 표현하면 다음과 같다^[12].

$$\hat{\epsilon} = \frac{\text{Narg} \left\{ \sum_{n=0}^{(N/M)-1} v_{n+\theta}^* v_{n+\theta} e^{j2\pi(N/M)\epsilon} \right\}}{2\pi(N/M)} \quad (33)$$

$$= \epsilon + \Delta\epsilon$$

이 추정값을 이용하여 반송파 오프셋을 보정한 신호는 다음과 같다.

$$\tilde{v}_{n\epsilon} = v_{n+\theta} e^{j2\pi n\epsilon/N} e^{-j2\pi \hat{\epsilon} n} \quad (34)$$

이러한 보상과정에서는 샘플 인덱스 n 이 필요한데 수신단에서는 정확한 값을 알 수 없으므로 임의의 인덱스 $\hat{n} = n + \Delta n$ (Δn 은 임의의 정수)을 사용하여 보상하게 되며 그 결과식은 다음과 같다.

$$\tilde{v}_{n\epsilon} = v_n e^{-j2\pi(\epsilon\Delta n + \Delta n\Delta\epsilon)/N} e^{-j2\pi n\Delta\epsilon/N} \quad (35)$$

여기서, $\epsilon\Delta n + \Delta n\Delta\epsilon$ 은 상수이며, 만약 $\Delta\epsilon$ 이 작아 구간 $[0, 1, \dots, N_T(N+N_C)-1]$ 에서 $n\Delta\epsilon$ 을 상수 ρ 로 근사화 할 수 있다면 식 (35)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{v}_{n\epsilon} \approx v_n e^{-j2\pi\theta/N} \quad (36)$$

여기서, $\theta = \epsilon\Delta n + \Delta n\Delta\epsilon + \rho$ 이다. 이 결과에 식 (14), (17)-(19)를 적용하여 임펄스 응답을 추정하면 그 결과는 다음과 같다.

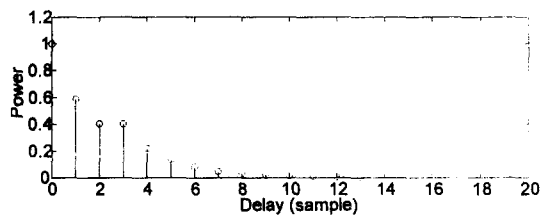
$$\hat{h}_n = e^{-j2\pi\theta/N} (h_{n-\theta} + u'_n) \quad (37)$$

여기서, $n=0, 1, \dots, (N/M)-1$ 이다. 식 (37)에서 $e^{-j2\pi\theta/N}$ 은 임펄스 응답 전력의 이동 평균을 구하는 식 (20)에 영향을 주지 않으므로 결국 반송파 주파수 오프셋이 존재하지 않은 경우와 동일한 오프셋 추정 성능을 나타낼 수 있게 된다. 제안된 추정 기법은 기존의 상관 기법과는 달리 임펄스 응답의 추정을 위해 별도의 FFT와 IFFT 블록이 필요하지만 이 블록들은 OFDM 모델에 이미 포함되어 있기 때문에 실제로 추가되는 하드웨어는 시간 영역에서의 평균화 및 복사 블록, 데이터 변조 제거 블록, 최대 전력 탐색 블록이며, 만약 훈련 심볼을 구성하는 데이터 심볼로 BPSK 성상도를 사용하면 데이터 변조 제거 블록은 간단한 부호 변환 연산만을 수행하게 된다.

IV. 모의 실험

본 논문에서 제안한 심볼 오프셋 추정기법의 성능을 평가하기 위해 모의실험을 수행하였다. 모의 실험을 위한 환경은 다음과 같다. 전송 대역폭은 20 MHz이며 전체 부반송파의 수는 $N=64$ 이고 보호구간의 길이는 $N_C=16$ 으로 설정하였다. 샘플링 주기는 $0.05 \mu s$ 이며, 따라서 OFDM 심볼주기는 $4.0 \mu s$ 가 된다. 이 파라미터는 가상 반송파를 제외하면 5 GHz 대역의 무선 LAN 규격인 IEEE 802.11a와 HIPERLAN/2 표준의 파라미터와 동일하다^{[5][6]}. 모의실험에 사용한 무선 채널은 2 가지 종류로 Channel I은 $\tau_{max}/T_s=14$ 샘플이고, Channel II는 $\tau_{max}/T_s=20$ 샘플이다. 그림 2에 두 가지 채널의 전력 지연 프로파일을 나타내었다. 제안된 추정 기법에 사용된 파라미터는 $L_{MA}=32$, $W_s=6$, $\theta=6$, $N_{avg}=3$, $M=2$, $N_T=2$, $\theta_a=40$, $\Delta n=40$ 으로 설정하였다.

그림 3은 SNR을 변화시키면서 제안된 기법과 상호상관 기법의 추정 성능을 비교한 것인데 여기서는 평가 기준으로 추정 오차의 평균 제곱 오차



(a) Channel I

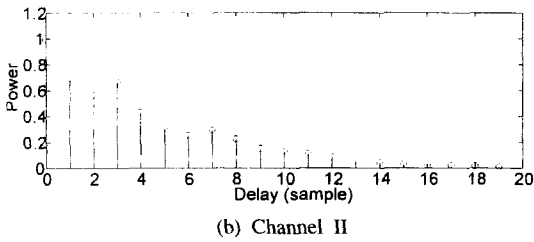


그림 2. Channel I과 Channel II의 전력지연 프로파일

(Mean Square Error: MSE) $MSE = E[|\theta - \hat{\theta}|^2]$ 를 사용하였으며, 10,000개의 OFDM 심볼에 대한 MSE를 구하였다. Channel I의 경우에 SNR이 3 dB보다 클 때 MSE가 0이 되고 Channel II의 경우에는 SNR이 7 dB보다 클 때 MSE가 0이 되며 이보다 작은 SNR에서는 MSE가 0보다 크게 나타난다. 상호 상관 기법은 Channel I과 Channel II에 대해 모두 제안된 기법에 비해 MSE가 매우 크게 나타난다. 그림에서 보면 Channel II의 경우 문턱값을 0.8로 사용하는 경우가 0.6을 사용하는 경우에 비해 8 dB 이하의 SNR에서 보다 우수한 성능을 나타내지만 8 dB 이상의 SNR에서는 반대의 결과가 나타난다. Channel I의 경우에는 약 5 dB 이하의 SNR에서 0.8의 경우가 0.6에 비해 우수한 성능을 나타낸다.

결국, 상관 기법에서는 문턱값의 설정이 성능에 영향을 미치는 중요한 파라미터가 되는데 이 값은 사용하는 채널과 SNR에 따라 그 최적값이 결정되기 때문에 많은 모의실험을 통한 경험적 방법에 의해 구해야 한다. 그러나, 실제로 사용하는 환경을 미리 알 수 없으므로 특정 환경에 대한 최적의 문턱값을 미리 알고 있다 할지라도 이를 적용하기가 매우 곤란하다. 제안된 기법에서 사용되는 문턱값은

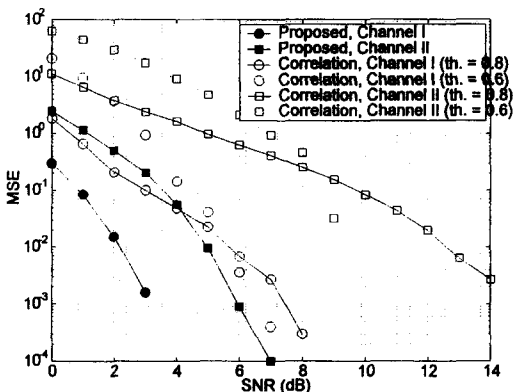


그림 3. Channel I과 Channel II의 SNR에 따른 SME 비교

잡음의 전력에 의해 유일하게 결정되며 이는 수신단에서 쉽게 추정할 수 있기 때문에 문턱값의 관점에서 볼 때 매우 우수한 추정 알고리즘이라 할 수 있다. 또한, 상관 기법에서 채널과 SNR에 따라 최적의 문턱값을 설정하는 경우에도 그 성능이 제안된 기법에 비해 매우 큰 MSE를 갖기 때문에 추정 성능면에서도 매우 우수한 알고리즘이라 할 수 있다. 여기서 주목할 점은 Channel I과 Channel II에서 제안된 심볼 옵셋 추정기법은 각각 3 dB와 7 dB 이상의 SNR에서 MSE가 0이 되어 심볼 동기를 원래의 정확한 위치에서 이룰 수 있다는 것이다.

그림 4는 Channel II에 대해 SNR이 5 dB인 상황에서 반송파 주파수 옵셋이 존재하는 경우 제안된 기법의 추정 성능을 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 SNR이 5 dB일 때 Channel II의 추정 MSE는 10^{-2} 이지만 반송파 주파수 옵셋이 존재하는 경우에는 임펄스 응답의 추정 성능이 열화되어 심볼 옵셋 추정 성능도 함께 열화된다. 특히, 반송파 주파수 옵셋이 증가할수록 MSE가 크게 증가하는 것을 볼 수 있다. 그러나, 반송파 주파수 옵셋을 먼저 추정하여 보정한 후 그 결과 신호를 사용하여 심볼 옵셋을 추정한 경우에는 추정 성능이 크게 향상되어 반송파 주파수 옵셋이 존재하지 않는 경우의 성능과 매우 유사하게 나타나는 것을 알 수 있다.

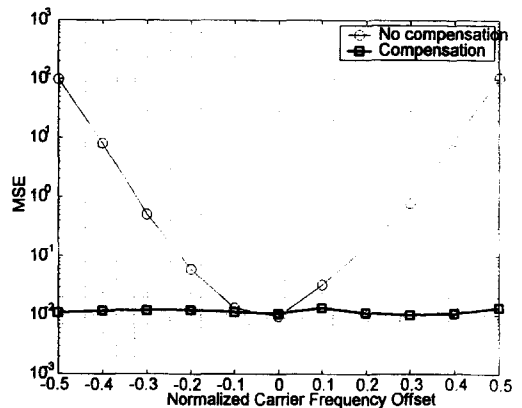
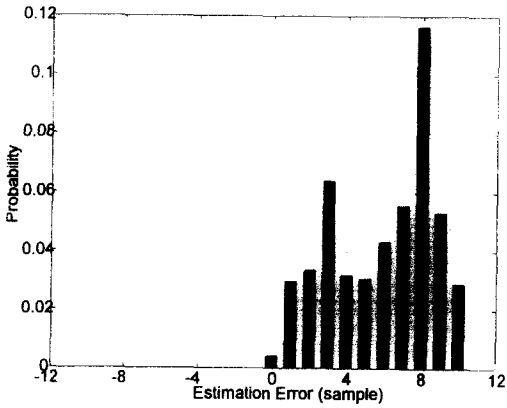
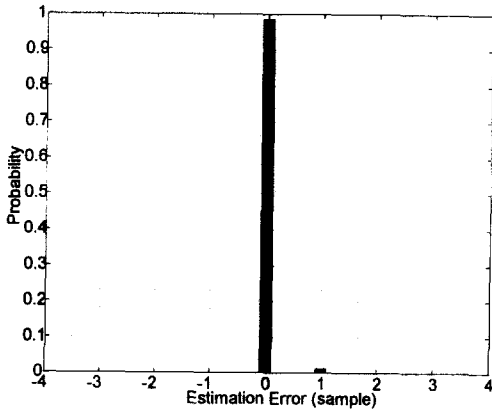


그림 4. 반송파 주파수 옵셋에 따른 Channel II의 MSE 성능(SNR = 5 dB)

그림 5(a)는 SNR이 5 dB이고 반송파 주파수 옵셋이 0.5일 때 추정 오차의 히스토그램을 도시한 것인데 추정 성능이 크게 저하되어 오차의 분포가 매우 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 그러나, 반송파 주파수 옵셋을 추정하여 보정한 그림 5(b)의 경우에

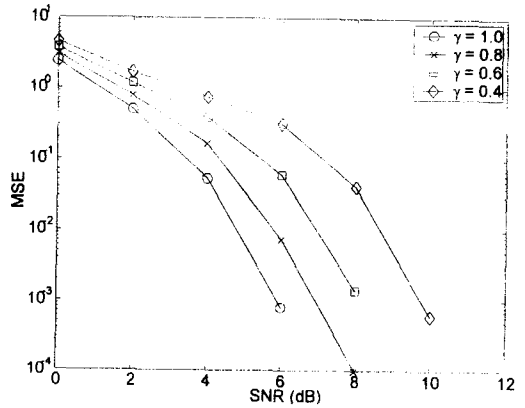


(a) 반송파 주파수 오프셋을 보상하지 않은 경우

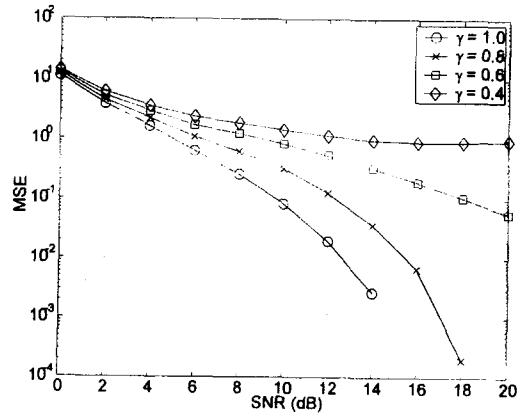


(b) 반송파 주파수 오프셋을 보정한 경우

그림 5. Channel II에서 반송파 주파수 오프셋을 보정한 경우와 보상하지 않은 경우의 오차 히스토그램 비교(SNR = 5 dB, CFO = 0.5)



(a) 제안된 기법



(b) 상호상관 기법

그림 6. Channel II의 첫 번째 경로의 전력을 변화시키면서 구한 MSE 성능

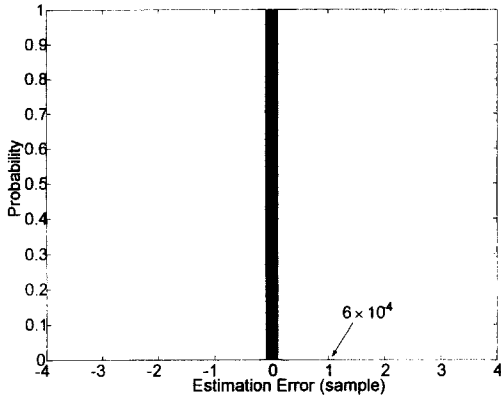
추정 성능이 우수하게 나타나는 것을 볼 수 있다.

지금까지는 다중 경로 채널의 전력 지연 프로파일에서 첫 번째 경로의 전력이 가장 큰 경우에 대해 모의실험 하였다. 그러나, 실내 무선 환경에서는 이와 같은 경우가 항상 보장되는 것이 아니기 때문에 다음의 모의 실험에서는 첫 번째 경로의 전력을 감소시키면서 추정 성능을 조사하였다.

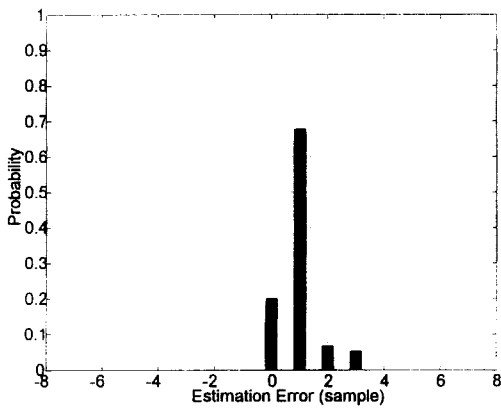
그림 6은 Channel II에서 임펄스 응답의 첫 번째 값을 $\gamma \cdot h_0$ 로 변경하여 제안된 기법과 상호상관 기법으로 심볼 오프셋을 추정된 후 두 방식의 MSE를 비교하여 도식한 것이다. 여기에 사용된 γ 는 각각 1, 0.8, 0.6, 0.4로 첫 번째 경로의 전력이 감소함에 따라 두 방식 모두 MSE가 증가하는 것을 볼 수 있다. 그러나, 제안된 기법에서는 γ 가 0.4인 경우에

도 SNR이 10 dB보다 큰 상황에서는 MSE가 0이 되지만, 상호상관 기법의 경우에는 γ 가 0.4와 0.6인 경우 높은 SNR의 경우에도 MSE가 더 이상 감소하지 않고 1로 수렴하는 결과를 보인다. 즉, 이 결과로부터 제안된 기법은 상호상관 기법에 비해 다중 경로 채널의 특성에 강건함을 확인할 수 있다.

그림 7은 γ 가 0.4인 경우 SNR이 10 dB인 상황에서 두 방식의 추정 오차를 히스토그램으로 비교한 것인데 제안된 기법의 추정 오차 분포는 최대 1 샘플이며 이 오차의 발생확률은 0.06%이다. 이와 비교하여 상호상관 기법의 추정 오차 분포는 최대 4 샘플로 보다 넓게 분포되어 있으며 전체 오차의 발생확률이 99.79%가 된다. 그림 8은 γ 가 0.4인 경우 SNR이 5 dB인 상황에서 두 방식의 추정 오



(a) 제안된 기법

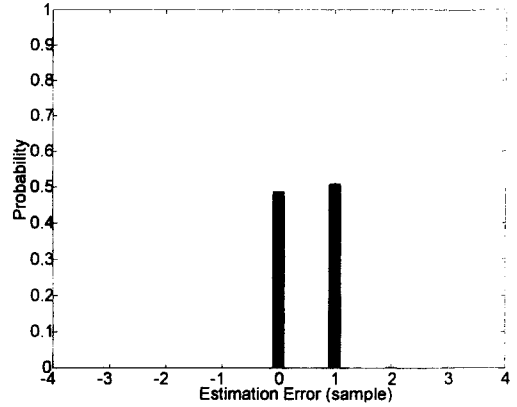


(b) 상호상관 기법

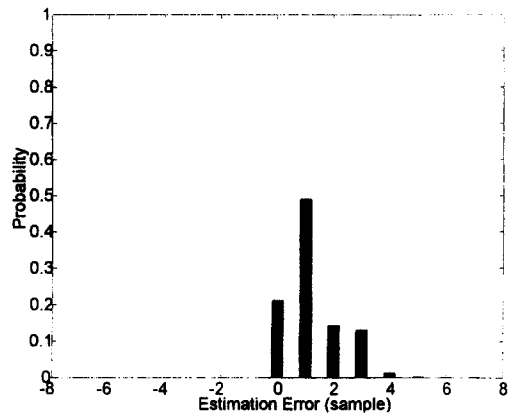
그림 7. Channel II에서 r 가 0.4인 경우의 심볼오프셋 추정 오차 히스토그램(SNR = 10 dB)

차를 히스토그램으로 비교한 것인데 제안된 방식의 오차 분포는 0-2 샘플이지만 상관 기법의 오차 분포는 0-7 샘플로 매우 넓게 분포되어 있음을 알 수 있다.

마지막으로 그림 9와 10은 HIPERLAN/2에서 정의한 다섯 가지 실내 다중 경로 채널 가운데에서 가장 열악한 특성을 갖는 Channel E의 경우에 대한 심볼 오프셋 추정성능을 나타내고 있다. 그림 9는 추정 오차의 MSE로 앞의 결과와 마찬가지로 제안된 기법의 성능이 월등히 우수함을 알 수 있다. 그림 10은 SNR이 5 dB일 때 두 방식의 추정 오차에 대한 히스토그램을 비교한 것인데 제안된 방식의 오차 분포는 0-1 샘플이지만 상관 기법의 오차 분산은 0-7로 매우 넓게 분포되어 있다. 따라서, 제안된 추정 기법으로 심볼 오프셋을 추정하여 심볼 동기를 이루게 되면 상관 기법에 비해 정확한 위치



(a) 제안된 기법



(b) 상호상관 기법

그림 8. Channel II에서 r 가 0.4인 경우의 심볼오프셋 추정 오차 히스토그램(SNR = 5 dB)

($\theta - \hat{\theta} \approx 0$)에서 심볼 동기를 이루 수 있게 되므로 상관 기법에 비해 전체 시스템의 오류 성능을 향상시킬 수 있게 된다.

V. 결론

본 논문에서는 OFDM 방식의 무선 LAN에서 심볼 동기를 위한 심볼 오프셋 추정기법을 제안하였다. 제안된 기법은 다중 경로 채널의 임펄스 응답 추정과 임펄스 응답의 부분 평균 전력을 구하는 과정으로 이루어져 있으며, 보다 정확한 임펄스 응답의 추정을 위해 반복적 구조의 훈련 신호를 사용하였다. 다중 경로 채널의 임펄스 응답은 지수적으로 감소하는 전력 지연 프로파일을 가지므로 임펄스 응답의 부분 평균 전력은 심볼 오프셋에 해당하는 샘플의 위치에서 최대값을 나타내며 이로부터 심볼 오프셋을

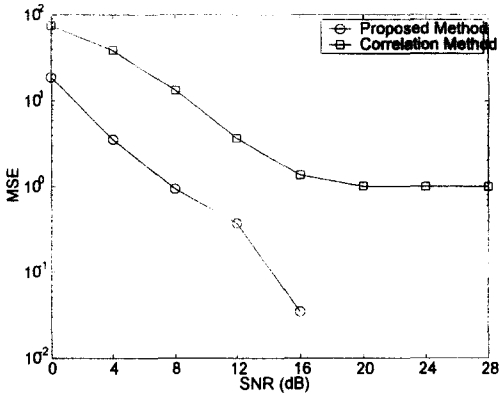
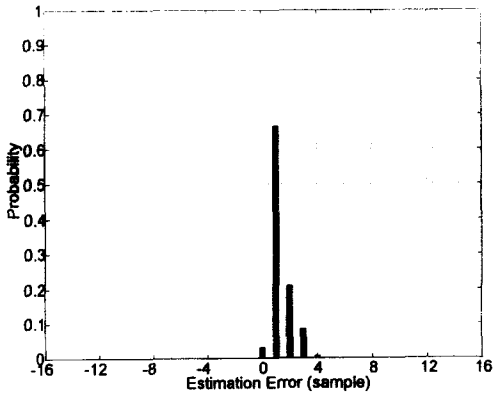
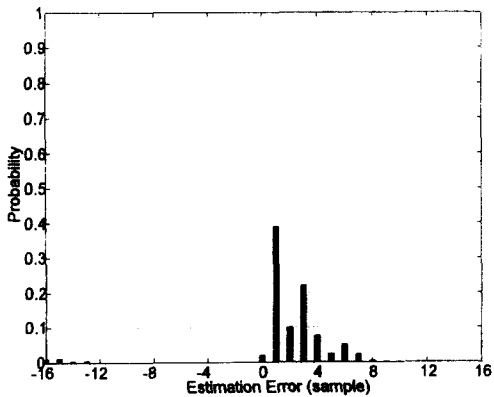


그림 9. HIPERLAN Channel E에 대한 심볼오프셋 추정 오차의 MSE



(a) 제안된 기법



(b) 상호상관 기법

그림 10. HIPERLAN/2 Channel E에 대한 심볼 오프셋 추정 오차 히스토그램(SNR=5 dB)

추정할 수 있다. 부분 평균 전력의 최대값을 구하는 과정에서 잡음의 영향을 완화시키기 위해 문턱값을 사용하였으며, 이 때 문턱값은 채널의 특성과 무관

하게 잡음의 전력에 의해 결정되는 것을 보였다. 제안된 심볼 오프셋 추정기법은 임펄스 응답의 다수 샘플을 취하여 그 평균 전력을 구하는 방식이므로 경로 사이의 상대적인 전력 차이에 민감한 특성을 갖는 기존의 시간 영역 상호상관 기법에 비해 추정 오차의 분산 및 오차의 분포 성능이 크게 향상될 수 있으며, 실내 무선 채널을 사용한 모의실험을 통해 이를 확인하였다. 따라서, 제안된 기법을 사용하여 심볼 오프셋을 추정하면 다중 경로 채널의 최대 지연확산이 보호구간의 길이와 유사한 경우에 상관 기법에 비해 우수한 심볼 동기를 이룰 수 있으며, SNR이 높은 상황에서 채널의 특성과 무관하게 정확한 심볼의 위치를 찾는 것이 가능하므로 데이터 전송 주기 동안의 심볼 동기를 위한 추적 알고리즘이 필요하지 않은 장점을 갖는다. 추정 과정에서 FFT와 IFFT가 필요하여 계산량이 상관 기법에 비해 증가하지만 FFT와 IFFT 블록은 이미 OFDM 모델에 포함되어 있으므로 추정에 따른 추가의 하드웨어의 증가는 그리 크지 않다. 추정에 따른 시간 지연이 길다는 단점도 하드웨어의 고속화 기술로 극복될 수 있다.

참고 문헌

- [1] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, no. 7, pp. 665-675, July 1985.
- [2] 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.
- [3] ETSI, "Radio broadcast systems; digital audio broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers," EN 300 401 v 1.3.2, Sep. 2000.
- [4] U. Reimers, "Digital video broadcasting," *IEEE Commun., Mag.*, vol. 36, no. 6, pp. 104-110, June 1998.
- [5] IEEE, *Wireless MAC and PHY Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, P802.11a/D7.0, July 1999.
- [6] ETSI BRAN, *Broadband Radio Access Networks(BRAN) HIPERLAN Type 2; Physical*

(PHY) layer, TS 101 475 v1.1.1 Apr. 2000.

[7] *Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Metallic Interface*, ANSI, T1.413-95, 1995.

[8] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

[9] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Boston, London: Artech House, July 2000.

[10] M. Speth, F. Classen, and H. Meyr, "Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels," in *Proc. VTC*, pp. 1807-1811, May 1997.

[11] J.-J. Van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, July 1997.

[12] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.

[13] H. Minn, M. Zeng, and V. K. Bhargava, "On timing offset estimation for OFDM systems," *IEEE Commun. Letter.*, vol. 4, no. 7, pp. 242-244, July 2000.

[14] B. Yang, K. B. Letaief, S. Cheng, and Z. Cao, "Timing recovery for OFDM Transmission," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 11, pp. 2278-2291, Nov. 2000.

[15] A. Palin and J. Rinne, "Symbol synchronization in OFDM system for time selective channel conditions," in *Proc. ICECS*, pp. 1581-1584, Sep. 1999.

전 원 기(Won-gi Jeon)

정회원



1994년 2월 : 중앙대학교
전자공학과 졸업
1996년 2월 : 중앙대학교
전자공학과 석사
1999년 8월 : 중앙대학교
전자공학과 박사

1999년 9월~2001년 7월 : 중앙대학교 전자전기공학
부 BK-21 계약교수
2001년 8월~현재 : 전자부품연구원 뉴미디어통신 연
구센터 선임연구원
<주관심 분야> 디지털 통신 시스템

조 용 수(Yong-soo Cho)

정회원



1984년 2월 : 중앙대학교
전자공학과 졸업
1987년 8월 : 연세대학교
전자공학과 석사
1991년 5월 : The University of
Texas at Austin, Depart-
ment of Electrical and
Computer Engineering(Ph.D)

1984년 1월~1984년 7월 : 금성전기(주) 연구원
1992년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 교수
<주관심 분야> 디지털통신, OFDM 모델 설계, DMT
모델 설계