

# OFDM에서 채널 응답 길이를 고려한 효율적인 채널추정 방법

정희원 전형구\*, 최원철\*\*, 이 현\*\*

## An effective channel estimation method considering channel response length in OFDM systems

Hyoung-Goo Jeon\*, Won-Chul Choi\*\*, Hyun Lee\*\* *Regular Member*

### 요 약

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 단위 임펄스 신호 열을 이용한 채널 추정 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 채널의 응답을 구하기 위하여 시간영역에서 한 개의 OFDM 심볼 구간을 4개의 동일 간격으로 나누고, 각 구간에서 단위 임펄스 신호가 나오도록 훈련신호를 설계하였다. 송신단에서 발생시킨 단위 임펄스 신호들은 한 OFDM 심볼 동안에 전송된다. 수신단에서는 각 구간별 임펄스 응답 신호를 모두 더한 후 평균을 취한다. 평균된 임펄스 응답에서 채널의 최대 응답 길이 이후의 데이터는 잡음 신호이므로 zero padding을 하여 제거하고 FFT를 수행하여 채널의 주파수 응답을 추정한다. 제안된 채널 추정방법을 이용한 OFDM 시스템의 BER성능은 IEEE802.11a에서 사용하는 긴 훈련신호(long preamble)를 이용한 기존의 채널 추정 방법에 비해 약 3dB 성능 향상을 보인다.

**Key Words** : channel-estimation, OFDM, LS-mthod, zero-padding

### ABSTRACT

In this paper, we proposed a channel estimation method by impulse signal train in OFDM. In order to estimate the channel response, 4 impulse signals are generated and transmitted during one OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) symbol. The intervals between the impulse signals are all equal in time domain. At the receiver, the impulse response signals are summed and averaged. And then, the averaged impulse response signal is zero padded and fast Fourier transformed to obtain the channel estimation. The BER performance of the proposed method is compared with those of conventional estimation method using the long training sequence in fast fading environments. The simulation results show that the proposed method improves by 3 dB in terms of Eb/No, compared with the conventional method.

### I. 서 론

최근 OFDM은 무선 이동통신 채널에서 다중경로 페이딩 환경에서 고속의 데이터를 전송하는데 효과적으로 사용되고 있다. OFDM방식에서는 전송될

데이터를 N개의 블록으로 병렬 처리하고, N개의 직교하는 부반송파(subcarrier)로 변조시켜 동시에 전송함으로써 본래에 전송될 데이터 주기보다 N배의 긴 심볼 주기를 가지게 된다. 따라서 OFDM은 데이터 전송시 다중경로 페이딩 환경에 강하다<sup>[1]</sup>.

\* 동의대학교(Dong Eui University) 정보통신과 /산업기술 연구소 (hgjeon@deu.ac.kr), \*\* ETRI, USN 통신연구팀  
논문번호: KICS2005-05-215, 접수일자: 2005년 5월 26일

※ 본 연구 결과물은 부분적으로 ETRI USN 통신연구팀의 무선통신통합기술 및 정보통신 기초기술 연구지원사업(정보통신진흥원 과제 04-기초-033)으로 수행한 연구결과입니다.

OFDM 시스템에서 수신단의 성능은 채널 추정  
 정확도에 많이 의존하기 때문에 채널 추정은 매우  
 중요하다. 채널 추정방법은 시간 영역과 주파수 영  
 역의 추정 방법이 연구되어 왔다. 최근에 DFT(Dis-  
 crete Fourier Transform) 기반의 zero-padding을 이  
 용한 채널 추정 방법은 AWGN에 의한 영향을 효  
 과적으로 줄일 수 있다<sup>[2]</sup>. 이 제안된 방법은 임펄스  
 응답의 최대 지연시간을 이용한 방법이다. 채널의  
 응답 길이를 고려한 두 가지의 DFT기반의 채널 추  
 정 방법이 참고문헌<sup>[3-4]</sup>에 제안되었다. 하나는 변형  
 된 MMSE(Minimum Mean Square Error) 방법(이  
 하 MMSE 방법)이고 다른 하나는 변형된 LS 방법  
 (이하 LS 방법)이다. LS 방법은 주파수 영역에서  
 알려진 데이터를 이용하여 시간영역에서 임펄스 응  
 답을 얻고 채널의 최대 지연 이상은 zero 값을 pad-  
 ding 시키고 다시 FFT하여 주파수 영역에서 채널  
 응답을 구하는 방법이다. MMSE 방법은 구현이 매  
 우 복잡하며 잡음 및 채널의 정보를 미리 알고 있  
 지 못하면 사용할 수 없다. 반면에 LS 방법은 구현  
 관점에서 낮은 복잡도를 갖고 좋은 성능을 발휘 할  
 수 있다. LS 방법은 MMSE 방법에 비해서 덜 복  
 잡하지만 여전히 복잡하며 계산량이 많다.

본 논문에서는 기존의 방법보다 채널 추정의 정  
 확도를 보다 더 증가시키고 계산의 복잡도를 줄이  
 기 위한 채널 추정 방법을 제안한다. 제안된 방법은  
 시간 영역에서 단위 임펄스 열의 OFDM 훈련 신호  
 를 발생시켜 채널 추정을 수행한다. 제안된 채널 추  
 정 방법은 III장에서 자세히 기술하였다.

본 논문은 서론에 이어 다음과 같이 구성되어  
 있다. II장은 긴 훈련신호를 이용한 기본적인 채널  
 추정방법을 소개하고, III장은 임펄스 신호 열을 이  
 용한 제안된 채널 추정방법을 설명한다. IV장에서는  
 기존의 채널 추정방법과 제안된 채널 추정방법의  
 BER 성능을 비교하였다. 끝으로 V장에서 결론을  
 맺었다.

## II. 주파수 영역에서 채널 추정 방법

OFDM 시스템에서 채널 추정은 coherent 검파를  
 위해 필요하다. IEEE802.11a와 같은 버스트 데이터  
 를 전송하는 모뎀의 경우에는 데이터 전송의 초기  
 단계에서 긴 훈련신호를 사용하여 채널을 추정한다.  
 긴 훈련신호를 이용한 방법은 한 OFDM 심볼 전체  
 길이에 해당하는 긴 훈련 심볼을 전송하고 수신단  
 에서는 이를 이용하여 전체 부채널의 채널을 추정

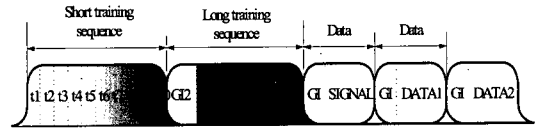


그림 1. IEEE802.11a 물리계층의 프레임 구조  
 Fig. 1. Frame structure of IEEE 802.11a physical layer

하여 채널 보상 계수를 구한다. <그림 1>은 긴 훈  
 련 신호를 사용하는 IEEE802.11a 물리계층의 프레  
 임구조를 보여준다.

긴 훈련신호는 수신단에서 알고 있는 신호  $x_n$  이  
 다. 채널을 통해 알고 있는 신호를 통과했을 때, 수  
 신된 신호  $y_n$ 은 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$y_n = x_n * h_n + w_n \tag{1}$$

여기서  $x_n$ 은 송신된 신호,  $h_n$ 은 채널의 임펄스 응답,  
 $w_n$ 은 AWGN, \*는 컨볼루션을 나타낸다. 이 식을 주  
 파수 영역에서 나타내면 식 (2)와 같이 주어진다.

$$Y_k = X_k H_k + W_k, \quad 0 \leq k \leq N-1 \tag{2}$$

식 (2)에서 추정된 채널 응답은 식 (3)과 같이 추정  
 할 수 있다.

$$\hat{H}_k = Y_k / X_k + W_k / X_k, \quad 0 \leq k \leq N-1 \tag{3}$$

이와 같은 방법으로 채널 추정을 수행하면 잡음  
 에 의해서 주파수 전 대역에 AWGN이 추가 되어  
 AWGN이 증가할수록 채널 추정 값의 오차는 커지  
 게 된다.

## III. 임펄스 신호열을 이용한 제안된 채널 추정방법

OFDM에서 단위 임펄스 신호는 모든  $N(= 2^k)$ 개  
 의 부 반송파에 모두 '1'인 신호를 넣고 inverse FFT  
 (fast Fourier transform)을 취함으로써 쉽게 생성할  
 수 있다. 이러한 단위 임펄스 신호를 이용하면 채  
 널 추정은 시간영역에서 매우 간단하고 신속하게  
 수행될 수 있다.

채널의 임펄스 응답의 길이는 한 개의 OFDM 심  
 벌 길이에 비해 매우 짧다. 따라서 한 개의 OFDM  
 심벌 동안에 한 개 이상의 채널 임펄스 응답이 존  
 재할 수 있다. 이러한 특성을 이용할 수 있도록 본  
 논문에서는 시간 영역에서 여러 개의 단위 임펄스 신  
 호가 나타나도록 훈련 신호를 설계하였다. <그림 2>

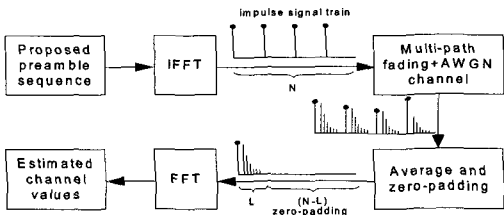


그림 2. 임펄스열을 이용한 제안된 채널추정 방법  
Fig. 2. The proposed channel estimation method

는 제안된 채널 추정방법을 개념적으로 나타내는 블록도이다. 제안된 방법은 한 개의 OFDM 심볼의 길이를 동일하게 4구간으로 나눴고, 각 구간에서 단위 임펄스 신호가 발생되도록 주파수 영역에서 프리엠블 신호를 설계하였다. 채널 추정을 위한 훈련 신호는 그림 2에서 보였듯이 한 개의 OFDM 심볼 안에 L 샘플 간격으로 총 4개의 단위 임펄스 신호가 존재한다. 본 논문에서는 최대 임펄스 응답의 길이 L은 16 샘플이며 OFDM 심벌의 길이 N은 64 샘플이고 부반송파의 갯수는 64 라고 가정하였다.

제안된 방식의 주파수 영역에서 프리엠블 신호는 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$new\_preamble[n] = \begin{cases} 4, & \text{if } n = 4k, k = 0, 1, 2, \dots, 15 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

주파수 영역에서 프리엠블의 그림은 그림 3-(a)에 나타내었다. 시간영역 신호는 제안된 프리엠블 신호를 IFFT함으로써 얻을 수 있고 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$TS(n) = IFFT(new\_preamble[n]) \\ = \delta(n) + \delta(n-L) + \delta(n-2L) + \delta(n-3L), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (5)$$

여기서  $\delta(n)$ 는  $n=0$  일 때 '1'을 갖는 단위 임펄스 함수이다.  $TS(n)$  신호는 시간 영역에서 단위 임펄스 신호 열의 훈련 신호이며 그림 3-(b)에 나타내었다. 시간영역에서 훈련 신호는 그림 3-(b)에 보인 것처럼 크기가 1이고 간격이 16 샘플인 단위 임펄스 신호가 4 개가 나온다. 그림 3-(c)와 (d)는 단위 임펄스 신호가 무선 다중 경로 채널을 통과했을 때의 시간영역에서 채널 응답의 한 예를 보여준다. 그림 3-(c)는 노이즈가 없는 경우이고 그림 3-(d)는 노이즈가 있는 환경이다. 본 논문에서 한 개의 OFDM 심볼 동안 채널 특성은 시간적으로 변하지 않는다고 가정하였다. 수신 신호  $r(n)$ 은 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

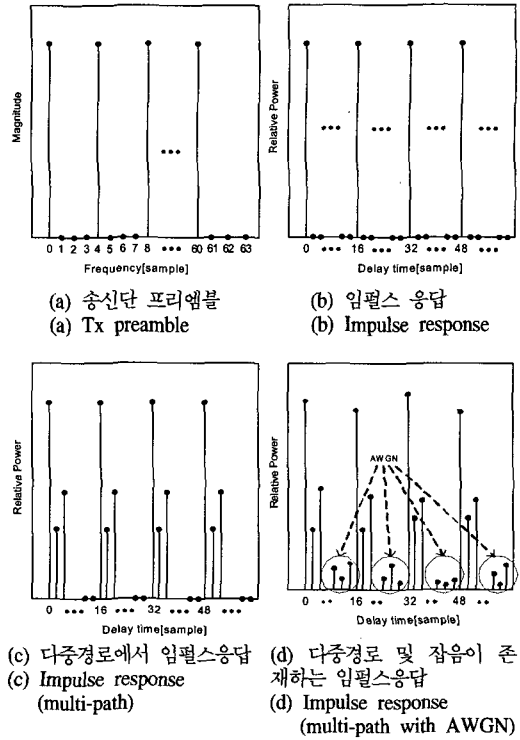


그림 3. 송신단의 프리엠블과 임펄스 응답의 예  
Fig. 3. Tx preamble and Impulse response examples

$$r(n) = TS(n) * h(n) + w(n) \quad (6)$$

여기서  $w(n)$ 는 AWGN 잡음을 나타내고,  $h(n)$ 은 채널의 임펄스 응답을 나타낸다. \* 부호는 convolution을 나타낸다. 식 (6)은 식 (7)로 나타낼 수 있다.

$$r(n) = \delta(n) * h(n) + \delta(n-L) * h(n) + \delta(n-2L) * h(n) + \delta(n-3L) * h(n) + w(n) \\ = h(n) + h(n-L) + h(n-2L) + h(n-3L) + w(n) \quad (7)$$

Causal 시스템을 고려하면  $n < 0$  일 때  $h(n) = 0$  이다. 또 최대 응답 지연을 고려할 때  $n > L-1$  일 때  $h(n) = 0$ 이 된다. 따라서 식 (7)은 채널 임펄스 응답이 L개의 샘플 간격으로 지연되어 연속적으로 4 개가 존재하는 것을 나타낸다. 채널 임펄스 응답 내에서 존재하는 잡음에 의한 영향은 식 (8)과 같이 4 개의 임펄스 응답을 평균을 내어 줄일 수 있다.

$$h_o(n) = \frac{1}{4} \sum_{i=0}^3 r(n+iL) \\ = h(n) + \frac{1}{4} \sum_{i=0}^3 w_i(n), \quad 0 \leq n \leq L-1 \quad (8)$$

여기서  $w_i(n) = w(n+iL), i = 0, 1, 2, 3$  을 나타낸다.  $w_i(n)$  는 서로 독립이며 동일 확률분포를 가진다. 따라서 식 (8)에서 noise variance가 1/4로 줄어들음을 알 수 있다. Noise variance가 줄어든다는 것은 채널 추정이 더욱 정확하게 수행될 수 있음을 나타낸다.

본 논문에서, 최대 임펄스 응답의 길이 L은 16 샘플로 가정하였다. 한 OFDM 심볼 길이 중 최대 임펄스 응답의 길이 이후는 잡음만으로 이루어진 신호이므로 잡음 제거를 위하여 zero 값으로 채운다. Zero가 삽입된 임펄스 응답신호  $\tilde{h}(n)$  은 식 (9) 과 같이 표시될 수 있다.

$$\tilde{h}(n) = \begin{cases} h_a(n) & , 0 \leq n \leq L-1 \\ 0 & , L \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (9)$$

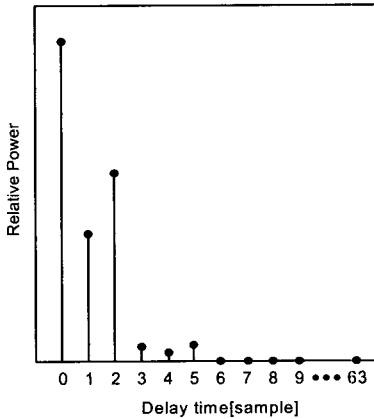


그림 4. zero-padding을 갖는 임펄스 응답  
Fig. 4. Impulse response with zero padding

그림 4는 다중 경로 채널 및 잡음 환경 (그림 3-(d))에서 식 (8) 및 (9)에 의해서 평균 및 zero padding된 임펄스 응답의 예를 보여준다.

주파수 영역에서 채널 응답은 식 (9)의  $\tilde{h}(n)$  에 대해서 식 (10)과 같이 FFT를 수행함으로써 구할 수 있다.

$$H(k) = FFT\{\tilde{h}(k)\}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (10)$$

실내 환경에서 채널 응답의 길이는 실외 환경의 길이보다 더 짧다. 채널 응답 길이에 따라서 zero 삽입 길이는 결정될 수 있다. 채널 길이를 결정하는 방법은 본 논문의 주 관심사항 밖의 일이므로 여기서 논의하지 않는다. 본 논문에서는 실내 무선 환경에서 최대 지연시간 L=5이며, 실외 무선 환경에서 L=16으로 가정한다.

본 논문에서 제안한 방법은 수신 신호 자체만으로 간단히 채널의 임펄스 응답을 구할 수 있기 때문에 기존의 채널 추정 방법보다 계산량이 매우 간단한 장점이 있다. 그러나 제안된 방식은 단위 임펄스 신호로 인하여 높은 PAPR (Peak to Average Power Ratio)를 야기할 수 있다. 이러한 문제는 혼련 신호의 진폭을 감쇄시킴으로써 해결할 수 있다. 예를 들어 식(5)의 혼련신호에 0.5를 곱하면 PAPR은 1/4로 준다. 이와 같이 PAPR 문제를 고려하여 진폭을 줄였을 경우에는 약간의 성능이 저하될 것으로 보인다. 5장에서 PARP 문제를 고려해 진폭을 제한했을 경우 모의 실험을 실행하였고 그 결과를 보였다.

#### IV. 시뮬레이션

제안된 방법의 성능평가를 위해 3-ray 및 4-ray의 다중 경로를 갖는 채널 조건 하에서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 사용주파수 대역은 2.4 GHz라고 가정하였고 실내 환경에서 도플러 주파수는 0Hz로 설정하였다. 그리고 최대 지연은 4샘플로 가정하였다.

실외환경에서 도플러 주파수는 200Hz로 설정하였고 최대 채널 응답의 길이 L은 최악의 경우를 고려하여 16샘플로 가정하였다. 사용된 채널은 3-ray 환경에서 각 경로는 0, 2, 4 샘플 지연을 겪고 평균 감쇄가 각각 0, 10, 20 dB인 다중경로 채널을 사용하였다. 시뮬레이션에서 사용된 조건은 표 1에 나타내었다. 그림 5는 시뮬레이션을 수행하기 위한 모델링 블록도를 보여주고 있다. 본 모의 실험에서 완벽한 동기가 이루어 졌다고 가정하였으며 최대 임펄스 응답 길이 이후의 값을 제거하기 위해 zero padding 블록을 두었다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터  
Table 1. Simulation parameters

Item	Value
Fading channel	Multi-path Rayleigh fading channel (3ray)
Mean power	3-ray (0, 10, 20) dB 4-ray(0, 20, 10, 30) dB
Arrival time delay	3-ray (0, 2, 4) samples 4-ray (0, 2, 3, 4) samples
Modulation	QPSK
Doppler Frequency at 2.4 GHz	0 Hz (indoor), 200 Hz(outdoor)
Loop	10000

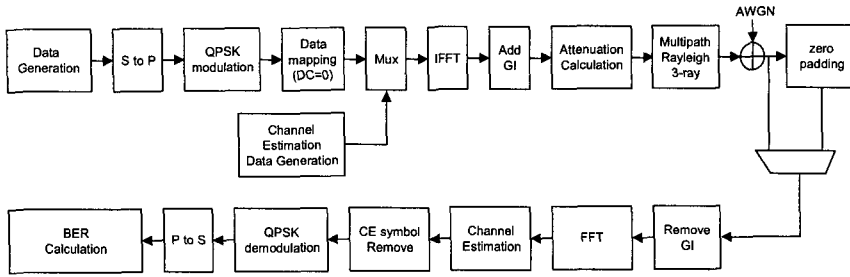


그림 5. 시뮬레이션 모델링 블록도  
Fig. 5. Simulation model block

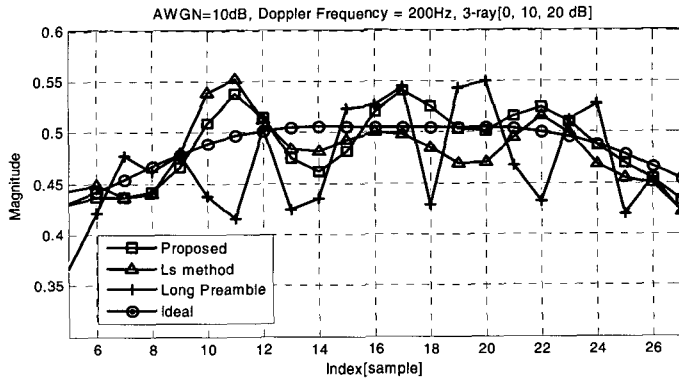


그림 6. 채널 추정값 비교  
Fig. 6. Comparison of channel estimation values.

그림 6은 다중 경로 환경에서 잡음이 있을 때 제안된 채널 추정 방법이 기존에 연구된 채널 추정방법에 비해 얼마나 정확하게 채널을 추정하는지 보여주는 그림이다. 비교대상으로 IEEE802.11a에서 사용하고 있는 Long preamble를 이용하여 채널을 추정하는 방법(이하 Long preamble 방법)과, LS 방법 두 가지와 비교하였다. Long preamble 방법은 II장에서 설명했듯이 IEEE802.11a 무선 모델에서 초기 동기 및 채널추정을 하기 위해서 데이터 심볼이 나오기 전에 삽입되는 주기가 각각 16, 64 샘플인 두 종류의 훈련심볼을 이용하는 방법이다. 이 방법은 주파수 영역에서 알고 있는 신호를 보내기 때문에 수신된 신호로 무선채널을 추정할 수 있다. 참고문헌 [4]의 MMSE방법은 채널 추정을 수행하기 전에 노이즈 variance 등의 채널의 특성을 미리 알아야 하므로 실제 사용에 어려움이 있기 때문에 이 시뮬레이션에 포함하지 않았다. 하지만 제안된 방식의 절대적인 성능 비교를 위하여 이상적인 채널 추정인 경우와 그 성능을 서로 비교하였다.

그림 6에서 보였듯이 LS 방법은 임펄스 응답에서 최대 지연 시간 이후에 데이터는 잡음만을 알고 있기 때문에 잡음 부분을 제거 할 수 있다. 물론 최

대 채널 임펄스 응답 시간 이내에 들어 있는 잡음은 제거할 수 없다. 제안된 방법은 4개의 구간에서 임펄스 응답이 나오도록 하고 이 응답의 평균을 이용한 방법을 사용하였기 때문에 임펄스 응답 내에서도 잡음의 영향을 줄일 수 있고 다른 채널 추정방법에 비해 이상적인 채널 추정 값에 가깝게 나왔다.

본 논문에서는 성능 분석을 위하여 제안된 방법, Long preamble 방법 및 LS 방법의 BER 성능을 측정하여 서로 비교하였다. 그림 7은 3 가지의 다중 경로를 갖고 최대 채널 응답 시간 L이 5 샘플이며 2.4 GHz에서 도플러 주파수가 0 Hz인 실내 환경에서 제안된 방법과 Long preamble 방법 및 LS 방법의 BER 성능 곡선을 보여준다.

제안된 방법은 Long preamble 방법에 비해 Eb/No 관점에서 약 2dB 향상 되었고, LS 방법을 이용한 방법에 비해 약 0.8dB 향상되었다. 실내 환경은 채널응답 길이가 매우 짧기 때문에 zero 삽입 길이는 더욱 길어진다. 이 경우, 임펄스 응답의 평균으로 생기는 이득은 BER 성능에 많은 영향을 미치지 못한다. 그림 8은 3가지의 다중 경로를 갖고 도플러 주파수가 200 Hz인 고속 이동체 실외 환경에서 제안된 방법 및 긴 훈련신호 방법 및 LS 방법을 적

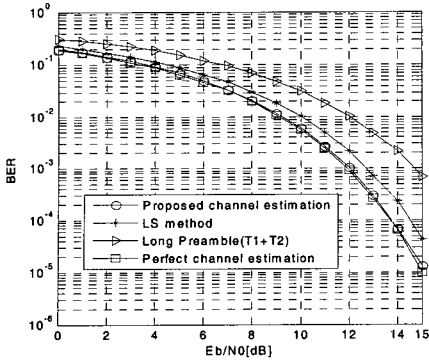


그림 7. 실내환경에서 3개의 다중경로를 가질 때 BER 곡선  
Fig. 7. BER curves in 3 path indoor environment

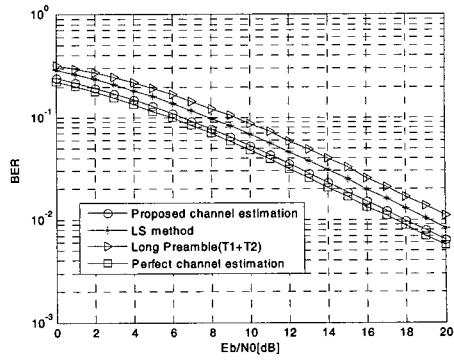


그림 8. 실외환경에서 3개의 다중경로를 가질 때 BER 곡선  
Fig. 8. BER curves in 3 path outdoor environment

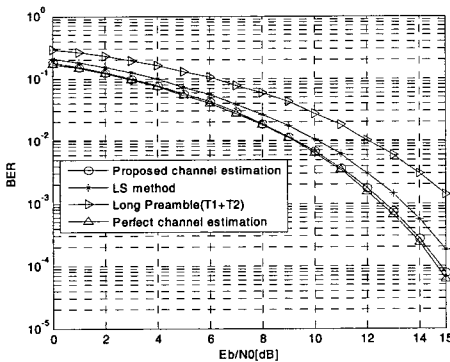


그림 9. 실내환경에서 4개의 다중경로를 가질 때 BER 곡선  
Fig. 9. BER curves in 4 path indoor environment

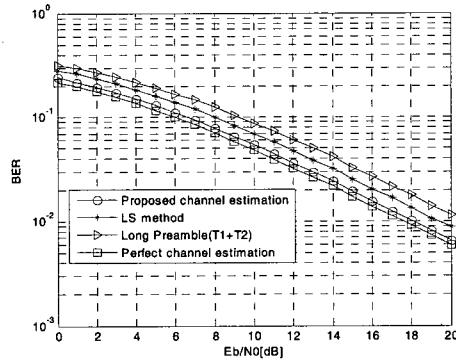


그림 10. 실외환경에서 4개의 다중경로를 가질 때 BER 곡선  
Fig. 10. BER curves in 4 path outdoor environment

용한 OFDM 시스템에서 얻어진 BER 곡선이다. 고속 이동체 환경에서 채널은 시간에 빠르게 변화한다. 따라서 두 개의 훈련심볼(T1, T2)을 사용하는 Long preamble 방법은 시간적으로 길게 채널을 추정함으로써 비 효과적이다. 그러나 제안된 방법은 한 개의 훈련 심볼만 사용하기 때문에 고속 이동체 환경에서 매우 효과적이다. 최악의 경우를 고려해서 최대 지연  $L=16$ 으로 가정했기 때문에, 이 경우 4개의 임펄스 응답의 평균에 의한 효과는 크게 될 것이다. 그림 9 및 그림 10은 무선채널이 4개의 다중 경로일 때 각각 실내 환경 및 실외환경( $f_d=200\text{Hz}$ )에서 BER 성능 곡선을 나타낸 것이다. 예상했던 대로 제안된 방법은 실외 환경에서 Long preamble 방법과 비교해서  $E_b/N_0$  관점에서 약 3dB, LS 방법과 비교해서 약 1.5dB 향상을 보였다.

끝으로 PAPR를 고려하기 위하여 훈련 신호의 진폭을 0.5, 0.7로 줄인 경우 실외 환경에서 모의 실험을 수행하여 그 BER 성능을 비교하여 보았다. 진폭을 0.5로 줄인 경우 PAPR는 1/4로 줄고 0.7로 줄인 경우 PAPR는 1/2로 준다. 그림 11 및 12는

그 실험 결과를 보여준다. 0.5로 진폭을 줄였을 경우 LS 방식과 동일한 성능을 보이며 0.7로 진폭을 줄일 경우 LS 방식보다 우수한 성능을 보인다. 앞에서 기술하였듯이 PAPR 문제는 훈련신호의 진폭을 줄임으로써 해결 가능하지만 성능저하가 불가피하다. 하지만 여전히 제안된 방법은 다른 채널 추정에 비하여 계산량이 매우 간단하다는 장점이 있고 구현하기가 매우 용이하다.

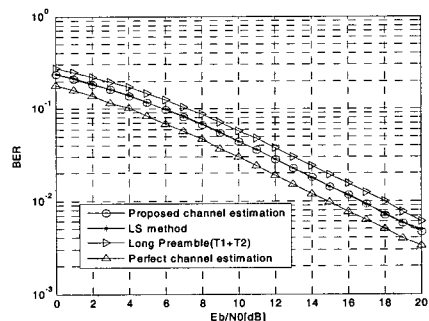


그림 11. 실외환경에서 4개의 다중경로를 가질 때 BER 곡선(진폭 감쇄 0.5)  
Fig. 11. BER curves in 4 path outdoor environment

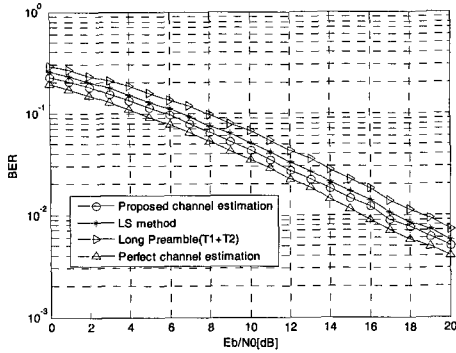


그림 12. 실외환경에서 4개의 다중경로를 가질 때 BER 곡선진폭 감쇄 0.7

Fig. 12. BER curves in 4 path outdoor environment

### V. 결론

OFDM 수신단의 성능은 채널 추정의 정확성에 많이 의존한다. 본 논문에서는 OFDM에서 임펄스 신호 열을 이용한 채널 추정 방법을 제안하였다. 제안된 방법의 BER 성능 측정을 위해 실내 환경과 실외 환경에서 Long preamble 방법과 LS 방법의 BER 성능을 비교하였다. 시뮬레이션 결과는 실외 환경에서 제안된 방법은 Long preamble 방법에 비해 Eb/No 관점에서 약 3 dB 성능 향상을 보였고, LS 방법에 비해 약 1.5dB 성능 향상을 보였다. OFDM 시스템이 고속 이동체 환경일 때와 심볼 길이가 긴 WiBro 같은 경우에는 채널 추정이 빠르게 수행되어야 한다. 제안된 방법은 빠른 채널 추정을 보장하고 채널 응답을 추정할 때 복잡한 계산이 필요하지 않다. 제안된 방법은 느린 페이딩 채널보다는 고속의 빠른 페이딩 채널에서 더욱 효과적인 것으로 보인다.

### 참고 문헌

- [1] John Terry and Juha Heiskala, OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide, Sams Publishing, 2002
- [2] A. M Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation", *IEEE J. on Selected Areas in commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 128-137, Feb, 1987.
- [3] O. Edfors, M. Sandell, and J.-J van de Beek et al., "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 931-939. July 1998.
- [4] J.-J van de Beek and O. Edfors, et al., "On channel estimation in OFDM systems," in

*IEEE VTC'95.*, 1995, pp. 815-819.

- [5] Hlating Minn and Vijay K. Bhargava, "DFT-based channel estimation in 2D-pilot-symbol-aided OFDM wireless systems," in *IEEE VTC' 01.*, 2001, pp. 810-814.

전 형 구 (Hyoung-Goo Jeon)

정회원



1987년 2월 인하대학교 전자공학과 학사  
 1992년 2월 연세대학교 전자공학과 석사  
 2000년 8월 연세대학교 전자공학과 공학박사  
 1987년 2월~2001년 2월 한국전자통신연구원 이동통신연구소

선임연구원

2001년 3월~현재 동의대학교 정보통신과/산업기술연구소

<관심분야> MIMO, 무선랜, CDMA 변복조, 텔레매틱스통신기술

최 원 철 (Won-Chul Choi)

정회원

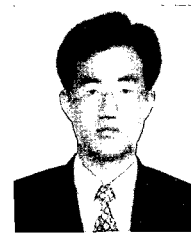


2002년 2월 충북대학교 전자공학과 학사  
 2004년 2월 충북대학교 정보통신공학과 석사  
 2004년 2월~현재 한국전자통신연구원 텔레매틱스 USN 연구단 RFID/USN 연구그룹 USN 통신연구팀 연구원.

<관심분야> 고속 무선 통신 기술, 초고속 무선 패킷 변복조 및 4세대 이동통신기술, 디지털 이동통신, VLSI 설계

이 현 (Hyun Lee)

정회원



1986년 2월 연세대학교 물리학과 학사  
 2000년 충북대학교 정보통신공학과 석사  
 2001년 2월~현재 충북대학교 정보통신공학과 박사과정  
 1991년~1994년 대우통신 OA

개발단 주임연구원.

1994년~현재 텔레매틱스 USN 연구단 RFID/USN 연구그룹 USN통신연구팀장.

<관심분야> 디지털 이동통신, ITS 무선패킷통신, 무선통신 기술