

# OFDM 시스템을 위한 LMMSE 채널추정기법의 성능 개선

준회원 강연석\*, 정회원 김영수\*\* 서덕영\*\* 김진상\*\*

## Performance Improvement of LMMSE Channel Estimation Method for OFDM Systems

Yeon-Seok Kang\* *Associate Member*, Young-Soo Kim\*\* Doug-Young Suh\*\*  
Jin-Sang Kim\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 Orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) 시스템의 성능 향상을 위해 파일럿 심볼을 이용한 향상된 채널추정 알고리즘을 제안한다. 기존의 LMMSE 알고리즘을 이용한 채널추정 방법은 파일럿 심볼만을 채널추정에 이용함으로써 파일럿 심볼 간격이 멀어짐에 따라 성능이 현저하게 떨어지는 단점이 있다. 이런 문제를 해결하기 위해 파일럿 심볼 사이의 채널을 선 추정하고 이 추정된 값을 다시 파일럿 심볼과 함께 이용하여 채널을 추정하는 채널추정기법을 제안하였다. 제안된 추정기법은 도플러 주파수가 36Hz에서 185Hz인 페이딩 채널환경에 적용했다. 기존의 LMMSE 추정기법과 비교했을 때 특히 큰 도플러 주파수에 대해 강건한 특성을 보였다.

**Key Words** : OFDM, LMMSE channel estimation, Rapid fading Channel

### ABSTRACT

In this paper, we present an improved channel estimation method for orthogonal frequency division multiplexing systems using pilot symbol assisted modulation(PSAM). Conventional linear minimum mean square error(LMMSE) channel estimation method uses only pilot symbols for channel estimation. So, as the fading channel varies rapidly, the system performance is degraded. The basic idea of the proposed scheme is that we firstly estimate channel coefficients at the middle point between two pilot symbols and then compute the channel attenuation by using LMMSE method. Superior performance achieved with the proposed method is illustrated by simulation experiments with the Doppler frequency of 36Hz and 185Hz in comparison with conventional LMMSE channel estimator.

### I. 서론

OFDM 방식은 무선 통신 시스템에서 고속의 데이터 전송을 하고자 할 경우 다중경로 채널에 의해

발생하는 심각한 주파수 선택적 페이딩에 쉽게 대처할 수 있는 장점이 있다. 그래서 고속 데이터 전송에 가장 적합한 방식으로 가장 유력하게 검토되

\* 경희대학교 전자공학과 무선통신 및 SDR 연구실(kysf62@empal.com), \*\* 경희대학교 전자정보대학(yskim@khu.ac.kr)  
\*\* 경희대학교 전자정보대학(suh@khu.ac.kr), \*\* 경희대학교 전자정보대학 (jskim27@khu.ac.kr)

논문번호: KICS2004-10-244, 접수일자: 2004년 10월 21일

※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2003-000-10149-0) 지원으로 수행되었습니다.

고 있다.<sup>[1]</sup> 여기서 채널추정은 데이터 전송 성능을 더욱 향상시키는데 중요한 기술이다 OFDM 시스템에서 채널 추정과 트래킹 과정을 없애기 위해 차등 검출을 사용할 수 있다 하지만 이는 동기식 검출과 비교하여 3~4dB 정도의 SNR 손실이 있다. 따라서 채널 추정은 OFDM 시스템의 성능 향상을 위한 동기식 검출에 사용되어 왔다<sup>[2]</sup> 채널추정기법에는 크게 결정지향 채널추정과 파일럿 심볼을 이용한 채널추정(PSAM) 두 가지 형태로 나눌 수 있다<sup>[3]</sup>

결정지향 채널추정기법은 동기식 검출을 위해 OFDM 시스템에서 이용되어 왔다<sup>[2],[4],[5]</sup> 이 기법은 적은 연산량을 가지고 채널을 추정하고 보상할 수 있다. 하지만 매우 빠르게 변화하는 채널에서는 성능이 급격히 떨어진다<sup>[6]</sup>

PSAM 채널추정기법은 시간에 따라 빠르게 변화하는 채널환경에 적응하기 위해 파일럿 심볼을 지속적으로 삽입하여 이 파일럿 심볼의 선형 조합을 통해 채널을 추정하는 기법이다. PSAM 채널추정기법은 1차원 보간 2차원 보간 그리고 2차원 보간을 두 개의 1차원 보간으로 분리하여 이루어지는 알고리즘들이 제안되어 왔다<sup>[3],[7],[8]</sup>

기존의 LMMSE 알고리즘을 이용한 채널추정기법은 MSE 관점에서 좋은 성능을 보이지만 이 기법은 파일럿 심볼만을 채널추정에 이용함으로써 파일럿 심볼 간격이 멀어짐에 따라서 성능이 현저하게 떨어지는 단점이 있다 본 논문에서는 현재의 채널값을 추정하기 위해 해당되는 파일럿 심볼만을 이용하는 기존의 방식에서 먼저 파일럿 심볼의 중간에 위치한 채널값을 추정하여 이 추정된 값을 다시 파일럿 심볼과 함께 이용하는 기법을 제안한다

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다 먼저 2장에서 무선 채널과 채널추정을 위한 OFDM 시스템을 간단히 소개한다 3장과 4장에서는 기존의 LMMSE 알고리즘을 적용한 PSAM 추정기법과 제안된 채널추정기법을 소개한다 5장에서는 시뮬레이션 과정을 통해 페이딩 채널환경하에서 기존의 채널추정기법과 제안된 채널추정기법의 성능을 비교 분석한다 끝으로 6장에서는 결론 및 향후 연구 과제에 대해서 논한다

II. OFDM 시스템 모델 및 채널 모델

본 장에서는 PSAM을 위한 OFDM 시스템 모델과 채널 특성 대해서 간단히 소개한다

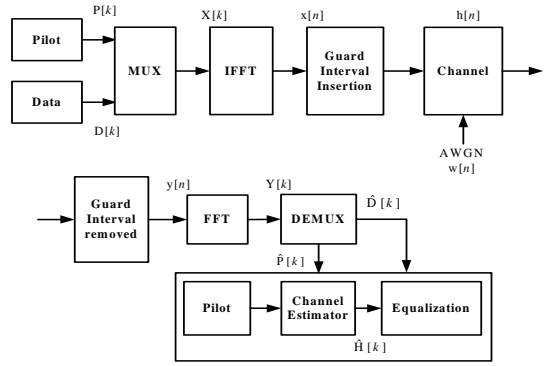


그림 1. 채널추정을 고려한 OFDM 시스템  
Fig 1. OFDM systems with channel estimator

2.1 OFDM 시스템 모델

그림 1은 파일럿 심볼을 이용한 채널추정을 고려한 OFDM 시스템을 보여주고 있다  $P[k]$ ,  $D[k]$ 는 각각 OFDM 심볼에 대해서 파일럿과 데이터 심볼을 의미하고 대응되는 부반송파를 제외한 부분은 0 값이 삽입된다 여기서  $k$ 는 총 부반송파의 수가  $N$  개를 갖는 경우의 부반송파 인덱스(0,1,2, ...,  $N-1$ )를 가리킨다 따라서  $P[k]=\alpha$ ,  $k=mp$ 일 때  $D[k]=\beta$ ,  $k \neq mp$  ( $\alpha, \beta \in \mathbb{C}$   $m \in \mathbb{N}$  ;  $p$  : pilot spacing)로 정의할 수 있다. 이렇게 데이터 심볼과 파일럿 심볼이 결합된 데이터열은 송신단에서 IFFT, 수신단에서 FFT 과정을 거치게 된다. 그리고 채널의 주파수응답은 FFT 과정을 거친 후 수신된 파일럿 심볼을 이용한 보간 과정을 통해서 채널추정이 이루어진다

그러면 전송되는 OFDM 심볼은 다음처럼 표현할 수 있다.

$$x[n] = IFFT_N(P[k]) + IFFT_N(D[k]) = p[n] + d[n] \tag{1}$$

여기서  $IFFT_N$ 은  $N$ 포인트 고속 푸리에 역변환을 나타내고  $n$ 은 시간 영역의 인덱스(0,1,2, ...,  $N-1$ )를 가리킨다. 만약 적절한 순환확장(cyclic extension)이 사용되었다면 다중경로 무선 채널  $h[n]$ 을 통과한 후 수신된 OFDM 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y[n] = x[n] \otimes h[n] + w[n] \tag{2}$$

여기서  $w[n]$ 은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_w^2$ 인 AWGN이다. 따라서 FFT의 결과는 다음과 같이 나타낼 수 있으며,

$$Y[k] = FFT_N \{y[n]\} \\ = H[k]P[k] + H[k]D[k] + W[k]$$

k번째 부반송파의 l번째 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현할 수 있다

$$Y[k, l] = H[k, l]X[k, l] + W[k, l] \\ = H_p[k, l]P[k, l] + H_d[k, l]D[k, l] + W[k, l] \quad (3)$$

여기서  $P[k, l]$ 와  $D[k, l]$ 는 각각 송신된 k번째 부반송파의 l번째 OFDM 심볼의 파일럿과 데이터 심볼을 나타낸다.  $W[k, l] = FFT_N \{w[k, l]\}$ 는 평균이 0이고 분산이  $\sigma_f^2 = N\sigma_r^2$ 인 AWGN이다.  $H[k, l]$ 은 주파수 응답을 의미한다.

그러면 파일럿 심볼 위치에서 채널의 주파수응답은 다음과 같이 나타낼 수 있으며

$$\hat{H}_p(k, l) = \frac{Y_p[k, l]}{P[k, l]} = \frac{H_p[k, l]P[k, l] + W[k, l]}{P[k, l]} \\ = H_p[k, l] + \frac{W[k, l]}{P[k, l]} \quad (4)$$

여기서  $Y_r[k, l]$ 는 파일럿 심볼 위치에서 수신된 신호를 의미한다. 다른 부반송파에서의 주파수 응답은 보간 과정을 통해서 얻을 수 있다

### 2.2 채널 모델

무선채널의 임펄스응답은 다음과 같이 나타낼 수 있으며,

$$h(t, \tau) = \sum_n \alpha_n(t) \delta(\tau - \tau_n) \quad (5)$$

$\tau_n$ 는 n번째 패스의 지연을 의미하고  $\alpha_n(t)$ 는 n번째 패스의 채널 이득으로  $\alpha_n(t)$ 가 모든 n에 대하여 동일하게 정규화된 상관관계 함수  $R_r(\Delta t)$ 를 가지고 있다고 가정하면 다음과 같이 정의할 수 있다<sup>2)</sup>

$$R_{\alpha_n}(\Delta t) @E [\alpha_n(t + \Delta t) \alpha_n^*(t)] = \sigma_n^2 R_r(\Delta t) \quad (6)$$

여기서  $\sigma_n^2$ 은 n번째 패스의 평균 파워를 의미한다. 식 (5)의 푸리에 변환을 통해 얻은 채널의 주파수 응답은 다음과 같이 정의하였다.

$$H(f, t) @ \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f \tau_n} \quad (7)$$

이때 주파수 응답의 상관관계 함수는 식(8)과 같이 얻어질 수 있다

$$R_{HH}(\Delta f, \Delta t) = E[H(f, t)H^*(f - \Delta f, t - \Delta t)] \\ = \sum_n R_{\alpha_n}(\Delta t) e^{-j2\pi f \tau_n} \\ = R_r(\Delta t) \left( \sum_n \sigma_n^2 e^{-j2\pi \Delta f \tau_n} \right) \\ = \sigma_H^2 R_f(\Delta f) R_r(\Delta t) \quad (8)$$

여기서 평균 파워의 합  $\sigma_H^2$ 는 다음과 같다.

$$\sigma_H^2 @ \sum_n \sigma_n^2$$

$$R_f(\Delta f) = \sum_n \frac{\sigma_n^2}{\sigma_H^2} e^{-j2\pi \Delta f \tau_n}$$

식(8)에서  $s_H^2 = 1$ 로 가정하면  $H(f, t)$ 의 상관관계 함수는 다음과 같이 시간 영역의 상관관계와 주파수 영역의 상관관계의 곱으로 분리하여 나타낼 수 있다.

$$R_{HH}(Df, Dt) = R_f(Df)R_r(Dt) \quad (9)$$

OFDM 시스템에서 OFDM 심볼구간이  $T_s$ 이고 부반송파 간격이  $\Delta f$  일 때, 부반송파와 OFDM 심볼에 의해 분리된 채널의 상관관계는 다음과 같다

$$r_{HH}(k, l) = R_f(k\Delta f)R_r(lT_s) = r_f(k)r_r(l) \quad (10)$$

이와 같은 특성은 다음 장에서 논하게 될 LMMSE 채널추정을 간략화 할 수 있다

### III. LMMSE 채널추정

파일럿 심볼 위치에서 추정된 파일럿 심볼의 채널값들이 벡터  $\hat{\mathbf{p}}$ 에 배열되어 있고,  $\hat{\mathbf{p}}$ 로부터 추정해야 하는 채널값들이 벡터  $\mathbf{h}$ 에 배열되어 있다고 가정하자. 이제  $\mathbf{h}$ 의 채널추정 문제는 파일럿 심볼 추정  $\hat{\mathbf{p}}$ 의 선형 결합으로 이루어진다. 이와 같은 채널추정 문제에 대한 LMMSE 추정은 다음과 같이 주어진다<sup>9)</sup>

$$\hat{\mathbf{h}}_{lmmse} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}} \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}}^{-1} \hat{\mathbf{p}} \quad (11)$$

여기에서  $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}}$  는  $\mathbf{h}$  와 파일럿 심볼 추정값  $\hat{\mathbf{p}}$  사이의 상호분산행렬(cross-correlation matrix)이고  $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}}$  는 파일럿 심볼 추정값의 자기분산행렬(auto-correlation matrix)로 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}} = E\{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}^H\} \quad (12)$$

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}} = E\{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}^H\} = \mathbf{R}_{\mathbf{p}\mathbf{p}} + \sigma_n^2(\mathbf{p}\mathbf{p}^H)^{-1} \quad (13)$$

식 (13)에서 전송된 파일럿 심볼들에 대하여 평균을 취함으로써 추정의 복잡도를 감소시킨다<sup>[10]</sup> 즉,  $(\mathbf{p}\mathbf{p}^H)^{-1}$  항은  $E[(\mathbf{p}\mathbf{p}^H)^{-1}] = E[|1/p|^2] \mathbf{I}$  으로 대체할 수 있다. 평균 SNR을  $E[|1/p|^2]/\sigma_n^2$  로 정의할 때 파일럿 심볼의 자기분산행렬은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}} = \mathbf{R}_{\mathbf{p}\mathbf{p}} + \frac{\beta}{\text{SNR}} \mathbf{I} \quad (14)$$

여기서  $\beta$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다

$$\beta = E[|p|^2] E[|1/p|^2]$$

이 값은 파일럿 심볼의 성상도에 따라 결정되는데 16-QAM인 경우는  $\beta=17/9$ 가 된다.  $\mathbf{R}_{\mathbf{p}\mathbf{p}}$  는 파일럿 심볼의 자기분산행렬이다. 이로부터 채널추정은 다음과 같이 표현된다

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}} (\mathbf{R}_{\mathbf{p}\mathbf{p}} + \frac{\beta}{\text{SNR}} \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{p}} \quad (15)$$

위 식으로부터 채널추정값을 얻게 되는데 이는 보간 행렬과 파일럿 심볼 추정값의 곱으로 이루어진다. 분산행렬  $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}}$  와  $\mathbf{R}_{\mathbf{p}\mathbf{p}}$  는 식 (9), (10)의 특성에 의해 다음과 같이 계산될 수 있다

$$E\{h_{k,l} \hat{p}_{k,l}^*\} = E\{p_{k,l} p_{k,l}^*\} = r_f(k-k') r_t(l-l') \quad (16)$$

즉, 두 분산 행렬은 서로 다른 주파수와 시간 간격에 위치한 부반송파값 사이의 상관값을 갖는다

#### IV. 제안된 채널추정기법

본 장에서는 OFDM 시스템을 위한 효율적인 채널추정기법을 제안한다. OFDM 채널추정 방법으로 앞에서 설명한 LMMSE 알고리즘을 이용한 채널추정기법은 파일럿 심볼을 바탕으로 보간 과정을 수행함으로써 모든 부반송파의 기준값들을 추정하게 된다. 하지만 이와 같은 추정기법은 파일럿 심볼만을 이용함으로써 파일럿 심볼 간격이 멀어짐에 따라 성능이 현저하게 저하되는 단점이 있다. 본 장에서는 고속의 채널환경에서 강건한 특성을 갖고 파일럿 심볼수를 줄이면서도 동일한 성능을 갖는 혹은 동일한 파일럿 심볼 수에서 향상된 성능을 갖는 추정기법을 소개한다.

본 논문에서는 이동 통신 시스템의 실제 환경에 적용하기 위해 wide-sense stationary uncorrelated scattering (WSSUS) 채널 모델로 시간 t에서 M개의 다중경로를 갖는 다음과 같은 주파수 응답을 사용하였다.<sup>[11]</sup>

$$H(f, t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^M e^{j(\theta_n + 2\pi F_{Dn} t - 2\pi f \tau_n)} \quad (17)$$

여기서  $\theta_n, F_{Dn}, \tau_n$  은 각각 n번째 경로의 위상, 도플러 주파수, 지연 시간이다. 이때 채널의 자기상관함수는 다음과 나타낼 수 있으며

$$\begin{aligned} R_{HH}(\Delta f, \Delta t) &= E[H(f, t) H^*(f - \Delta f, t - \Delta t)] \\ &= E \left[ \frac{1}{M} \sum_{n, n'=1}^M e^{j(\theta_n - \theta_{n'})} e^{j2\pi(F_{Dn} t - F_{Dn'}(t - \Delta t))} e^{-j2\pi(f \tau_n - (f - \Delta f) \tau_{n'})} \right] \end{aligned}$$

모든 랜덤 변수들은 독립적이므로 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} R_{HH}(\Delta f, \Delta t) &= \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M E[e^{-j2\pi f \tau_n}] E[e^{j2\pi F_{Dn} \Delta t}] \\ &= E[e^{-j2\pi f \tau_n}] E[e^{j2\pi F_{Dn} \Delta t}] \\ &= R_f(\Delta f) R_t(\Delta t) \quad (18) \end{aligned}$$

즉, 채널의 상관관계는 식 (9)처럼 분리될 수 있음을 보여준다. 위 식에서 평균은 푸리에 변환을 통해서 얻을 수 있다.<sup>[12]</sup>

$$R_f(\Delta f) = E \left[ e^{-j2\pi\Delta f \tau_n} \right] = \frac{1 - e^{-T_{cp}(1/\tau_{rms} + j2\pi\Delta f)}}{(1 - e^{-T_{cp}/\tau_{rms}})(1 + 2\pi\Delta f \tau_{rms})} \quad (19)$$

$$R_f(\Delta t) = E \left[ e^{j2\pi F_{D,max} \Delta t} \right] = J_0(2\pi F_{D,max} \Delta t) \quad (20)$$

단,  $J_0(\cdot)$ 는 1종 0차 베셀함수이다  
 k번째 부반송파의 l번째 OFDM 심볼에 의해 분리된 채널의 상관관계는 다음과 같이 표현된다

$$r_f(k) = R_f\left(\frac{k}{NT_s}\right) = \frac{\left(1 - e^{-T_{cp}(1/\tau_{rms} + j2\pi\frac{k}{N})}\right)}{\left(1 - e^{-L/\tau_{rms}}\right)(1 + 2\pi k \tau_{rms}^2 / N)} \quad (21)$$

$$r_f(l) = R_f(l(N+L)T_s) = J_0\left(2\pi f_{D,max}\left(1 + \frac{L}{N}\right)l\right) \quad (22)$$

여기서  $N$ 은 FFT수,  $L$ 은 순환확장,  $\tau_{rms}^2 = \tau_{rms} / T_s$ ,  $f_{D,max} = NT_s F_{D,max}$ 를 의미한다. 따라서 이러한 시간과 주파수에 대한 상관함수를 통해 파일럿 심볼 간의 자기상관관계와 파일럿 심볼과 채널간의 상호상관관계를 구함으로써 추정하고자 하는 채널값을 보간하게 된다.

그림 2의 (a), (b)는 제안된 채널추정기법의 개념을 보여주고 있다. 여기에서는 주파수 영역에서 보간 과정을 설명하고 있으며 시간 영역의 보간도 같은 과정을 거치게 된다. 그림에서 보면 까맣게 채워진 부분이 파일럿 심볼이 삽입된 위치를 가리킨다. 기존의 LMMSE 알고리즘을 이용한 추정기법의 단점을 개선하고자 파일럿 심볼뿐만 아니라 이전에 추정된 채널값까지 이용하게 된다. 먼저 그림 2의 (a)에서는 두 파일럿 심볼 중간에 위치한 엑스표 부분의 채널값을 먼저 추정하게 된다. 그리고 (b)에서는 (a)의 과정을 통해 추정된 채널값을 파일럿 심볼과 함께 다시 이용하여 나머지 부분에 채널값을 추정하게 된다.

위와 같이 이전에 추정한 채널값을 이용함으로써 파일럿 심볼의 간격을 좁혀주는 효과를 얻게 된다. 따라서 제안된 채널추정기법은 기존의 방법과 비교해 파일럿 심볼 간격이 멀 때 저하되는 성능을 크게 향상시킬 수 있으며 고속의 페이딩 환경에서도 우수한 성능을 보임을 확인 할 수 있었다.

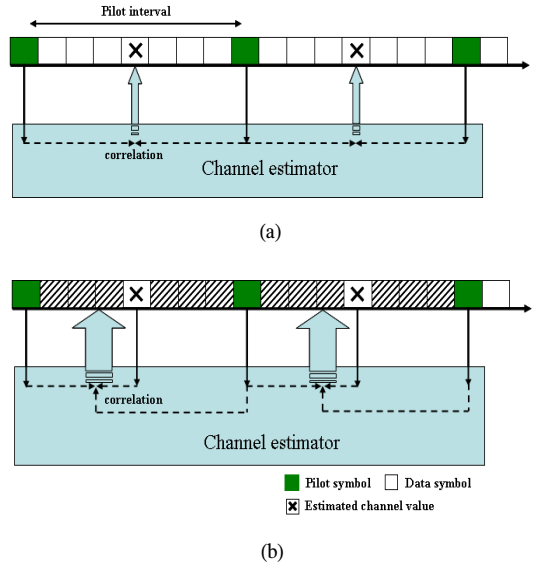


그림 2. OFDM을 위한 제안된 채널추정기법  
 Fig 2. Proposed channel estimation method for OFDM systems

### V. 시뮬레이션 결과 및 분석

OFDM 시스템과 채널에 대한 파라미터들은 표 1과 같다. 총 부반송파는 1024이고, 보호 구간은 60 샘플로  $12.8\mu s$ 를 갖도록 했다. 도플러 주파수는 37Hz, 148Hz, 185Hz로 했으며, 이는 2GHz 반송파 주파수에서 이동체의 속도가 각각 25km/h, 80km/h, 100km/h가 된다. 최대 지연 확산은 보호구간과 같은  $12.8\mu s$ 이다. 따라서 총 심볼 길이는  $217.2\mu s$ 가 된다. 그리고 채널추정기법 간의 성능 평가는 MSE로 하였다.

$$MSE = E \left[ \left| h - \hat{h} \right|^2 \right]$$

표 1. 시뮬레이션 파라미터  
 Table 1. System parameters

Number of Subcarriers	1024
Symbol duration	217.2 $\mu s$
Guard time	12.8 $\mu s$
Modulation	16QAM
Bandwidth	5 MHz
Doppler Frequency	37 ~ 185 Hz
Delay Spread	0.2 ~ 12.8 $\mu s$

먼저 그림 3은 파일럿 심볼 간격이 6으로 가까운 위치에 배치되어 있고 도플러 주파수가 37Hz로 이동체의 속도가 느린 경우에 채널추정기법간의 성능을 보여주고 있다. 이 경우는 파일럿 심볼 간격이 충분이 가깝고 페이딩 현상이 약하기 때문에 각 추정기법간의 성능이 매우 유사함을 알 수 있다.

하지만, 그림 4와 그림 5에서는 파일럿 심볼 간격을 6에서 8로 멀리했을 경우에 도플러 주파수를 각각 148Hz(80km/h), 185Hz(100km/h)로 이동체의 속도가 빠른 환경에 적용했을 때의 결과를 보여주고 있다. 이 경우 기존의 PSAM 기법은 성능이 현저하게 저하되는 반면 제안된 채널추정기법은 훨씬 개선된 성능을 보였다. 그림 6에서 보면 특히 고속의 채널환경으로 갈수록, 그리고 SNR이 커질수록 성능의 차이가 매우 커짐을 확인 할 수 있다.

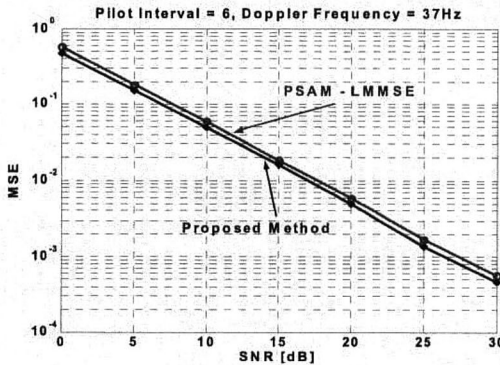


그림 3. 파일럿 심볼 간격이 6, 도플러 주파수가 37Hz인 경우 채널추정기법들에 대한 SNR 대 MSE  
Fig 3. MSE of different channel estimator versus SNR with pilot interval 6 and Doppler frequency 37Hz

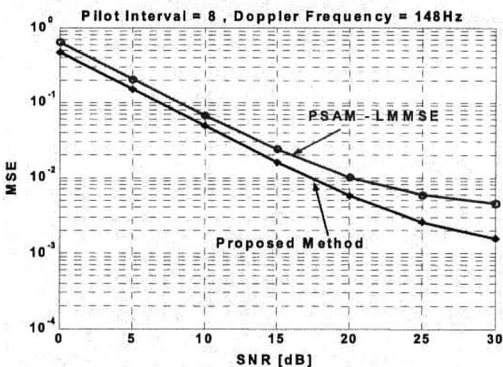


그림 4. 파일럿 심볼 간격이 8, 도플러 주파수가 148Hz인 경우 채널추정기법들에 대한 SNR 대 MSE  
Fig 4. MSE of different channel estimators versus SNR with pilot interval 8 and Doppler frequency 148Hz

그림 7과 그림 8은 파일럿 심볼 간격이 8일 경우 지연확산을 각각 0.2μs와 5μs로 했을 때의 결과를 보여주고 있다. 지연확산에 따른 채널추정기법 간의 성능도 역시 지연확산이 매우 작은 값을 갖는 경우는 추정기법 간에 유사한 성능을 보여주고 있다. 하지만 큰 지연확산을 갖는 경우는 그림 8과 같이 추정기법 간에 상당한 성능 차를 보임을 알 수 있다.

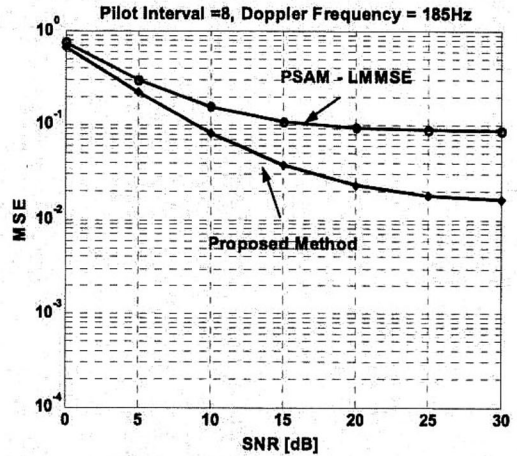


그림 5. 파일럿 심볼 간격이 12, 도플러 주파수가 148Hz인 경우 채널추정기법들에 대한 SNR 대 MSE  
Fig 5. MSE of different channel estimators versus SNR with pilot interval 8 and Doppler frequency 185Hz

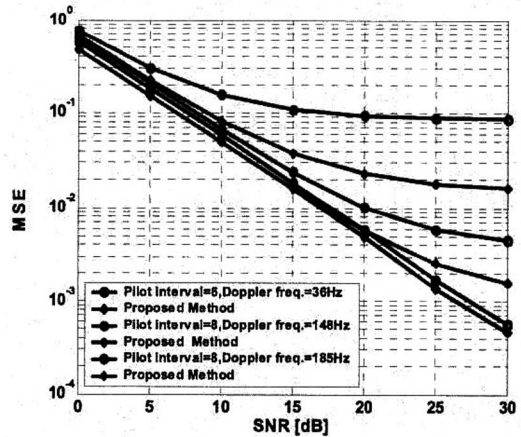


그림 6. 파일럿 간격과 도플러 주파수에 따른 채널추정기법들에 대한 SNR 대 MSE  
Fig 6. MSE of different channel estimators versus SNR with Doppler frequency

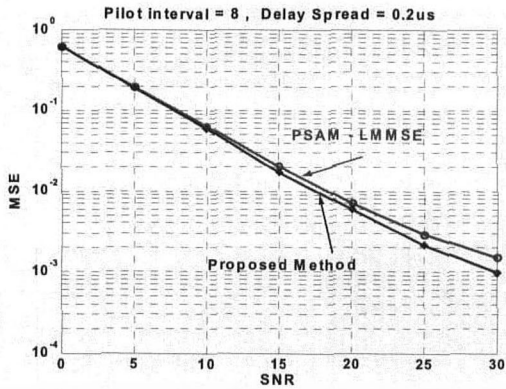


그림 7. 파일럿 심볼 간격이 8, 지연확산이 0.2 $\mu$ s인 경우 채널추정기법들에 대한 SNR 대 MSE  
 Fig 7. MSE of different channel estimators versus SNR with pilot interval 8 and delay spread 0.2 $\mu$ s

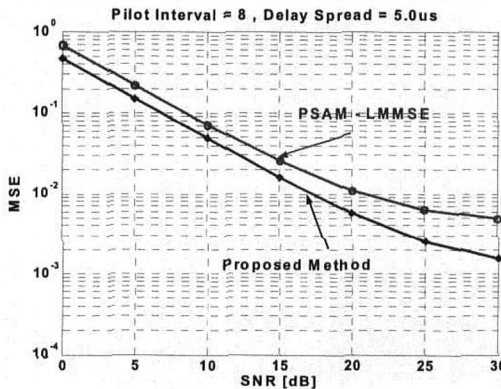


그림 8. 파일럿 심볼 간격이 8, 지연확산이 5.0 $\mu$ s인 경우 채널추정기법들에 대한 SNR 대 MSE  
 Fig 8. MSE of different channel estimators versus SNR with pilot interval 8 and delay spread 5.0 $\mu$ s

이상과 같이 실제 시스템 환경에서 기존의 채널추정 기법과 제안된 채널추정기법간의 성능을 시뮬레이션을 통해 살펴보았다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 무선통신 환경에서 OFDM 시스템의 성능 개선을 위한 채널추정기법에 관한 연구를 통해 최적의 성능을 위한 기법을 제안했다. 기존의 LMMSE 알고리즘을 이용한 PSAM 기법이 파일럿 심볼 간격이 멀어짐에 따라 성능이 현저하게 떨어지는 단점이 있다. 이런 단점을 해결하기 위해 파일럿 심볼 사이의 채널값을 추정하고 이 추정된 값을 다시 파일럿 심볼과 함께 이용하는 방법을 제안하

였다. 이는 파일럿 심볼 간격을 멀리했을 경우 발생하는 성능 저하를 막고 동일한 파일럿 심볼 간격을 갖는 경우에는 기존의 PSAM 기법과 비교하여 향상된 성능을 갖게 됨을 보여 주었다.

파일럿 심볼의 간격이 좁은 경우나 이동체의 속도가 저속인 경우는 기존의 기법과 비교하여 유사한 성능을 보였다. 하지만 파일럿 심볼 간격이 커지거나 도플러 주파수, 지연 확산이 커짐에 따라 페이딩이 심해질 경우는 크게 향상된 성능을 보임을 확인할 수 있었으며 특히 높은 SNR을 갖는 경우는 더욱더 큰 성능 차를 보였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] Juha Heiskala, John Terry, "OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide", SAMS, 2002.
- [2] Y. Li, L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberfer, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 46, no. 7, pp. 902-915, July 1998.
- [3] Y. Li, "Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 49, no. 4, pp. 1207-1212, July 2000.
- [4] Jan-Jaap van de Beek, Ove Edfors and Per Ola Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems", *In Proc. VTC'95*, volume 2, pages 715-719, Rosemont, IL, July 1995. IEEE.
- [5] O. Edfors, M. Sandell, J-J van de Beek and P. O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 46, pp. 931-939, July 1998.
- [6] T. A. Thomas and Vook F. W. "Decision-directed tracking for multiuser broadband mobile OFDM," *Wireless Communication and Networking Conference 2000*, vol. 2, pp.860-864, 2000
- [7] P. Hoeher, "TCM on Frequency-Selective Land-Mobile Fading Channels," *Processing International Workshop on Digital Communications*, Tirrenia, Italy, Sept. 1991

[8] P. Hoehner, S. Kaiser and P. Rovertson, "Two-dimensional pilots-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering," in *Proc. IEEE Int. Conf.*, pp. 1845-1848, Apr. 1997.

[9] Louis L. Scharf, "Statistical Signal Processing", *Addison-Wesley*, 1991.

[10] John G. Proakis, "Digital Communications", *McGraw-Hill*, 2001.

[11] P. Hoher. "A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel", *IEEE Trans. Commun.*, Vol 41, pp. 461-468, Nov. 1992.

[12] M. Abramovitz, I. Stegun. "Handbook of mathematical functions with formulas, graphs and mathematical tables", Number 55 in Applied Math. Series. Nat. Bureau of Stand., Washington, DC, USA, 1964.

강 연 석(Yeon-Seok Kang) 준회원  

 2003년 2월 경희대학교 전자공학과 공학사  
 2003년 3월~현재 경희대학교 전파공학과 석사과정  
 관심분야: OFDM, SDR, 이동통신

김 영 수(Young-Soo Kim) 정회원  

 1981년 2월 연세대학교 전자공학과 공학사  
 1983년 2월 연세대학교 전자공학과 공학석사  
 1988년 12월 Arizona State University 전기공학과 공학박사  
 1985년 5월~1986년 5월 Consultant, Signal-Systems Technology Inc., U.S.A.  
 1986년 6월~1988년 12월 Research Associate, Arizona State University  
 1989년 2월~1992년 8월 ETRI 전파기술부, 전파응용 연구실 실장  
 2002년 1월~2003년 2월 Visiting Faculty, MPRG,

Virginia Tech., U.S.A.  
 1992년 9월~현재 경희대학교 전파통신공학 교수  
 <관심분야> 4G, OFDM, SDR, 스마트안테나, MIMO system, 전파감시

서 덕 영(Doug-Young Suh) 정회원  

 1980년 2월 서울대학교 핵공학과 공학사  
 1986년 2월 미국 Georgia Tech. 핵공학과 공학석사  
 1990년 6월 미국 Georgia Tech. 전기공학과 공학박사  
 1990년~1992년 상공부 생산기술 연구원 HDTV 연구개발단 선임 연구원  
 1992년 3월~현재 경희대학교 전자정보대학 교수  
 <관심분야> networked video

김 진 상(Jin-Sang Kim) 정회원  

 1985년 2월 경희대학교 전자공학과 공학사  
 1987년 2월 경희대학교 전자공학과 공학석사  
 2000년 2월 콜로라도 주립대 전기 및 컴퓨터 공학과 공학 박사  
 1990년 5월~2001년 8월 한국통신연구소 선임연구원  
 1996년 7월~2000년 7월 콜로라도 주립대 및 휴렛 팩커드  
 2001년 9월~현재 경희대학교 전자정보대학 조교수  
 <관심분야> multimedia signal processing and VLSI system design for arithmetic units, and wireless and consumer electronics applications