

OFDM 시스템을 위한 고속의 채널환경에서의 효율적인 채널추정기법

An Efficient Channel Estimation Method in Rapid Fading Channel for OFDM Systems

강연석*, 황태욱**, 김영수**, 서덕영**, 김진상**

Yeon-Seok Kang*, Tae-Wook Hwang**, Young-Soo Kim**,
Duk-Young Suh** and Jin-Sang Kim**

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 고속의 채널환경하에서 성능이 현저하게 떨어지는 단점이 있다. 이런 문제를 해결하기 위해 파일럿 사이의 채널을 선 추정하고 이 추정된 값을 다시 파일럿과 함께 이용하여 채널을 추정하는 채널추정기법을 제안하였다. 제안된 채널추정 알고리즘은 고속의 채널환경하에서 향상된 성능의 결과를 얻을 수 있었다.

Abstract

In this paper, we present an improved channel estimation method for orthogonal frequency division multiplexing systems using pilot-symbol-aided parameter estimation. Conventional linear minimum mean square error(LMMSE) channel estimation method uses only pilot symbols for channel estimation. So, as the fading channel varies rapidly, a performance is decreased. We proposed a channel estimation method, which estimates channel attenuation in the middle of pilots using pilot symbols and then estimates the whole channel attenuation with pilots and estimated channel attenuation. Compared with conventional LMMSE channel estimation method, the proposed method is significantly robust in a rapid fading channel with high Doppler frequency and delay spread.

Key words : OFDM, LMMSE channel estimation, Rapid fading channel

I. 서 론

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 검토되고 있다.[1] 여기서 채널추정은 데이터 전송 성능을 더욱 향상시키는데 중요한 과정이다. OFDM 시스템에서

* 경희대학교 전파공학과(Department of Radio Eng., Kyung-Hee University)

** 경희대학교 전자정보대학(College of Electronics and Information Radio Communication Eng., Kyung-Hee University)

· 논문번호 : 2004-2-7

· 접수일자 : 2004년 11월 5일

채널추정과 트래킹 과정을 없애기 위해 차등 검출을 사용할 수 있다. 하지만 이는 동기식 검출과 비교하여 3~4dB 정도의 SNR 손실이 있다. 따라서 OFDM 시스템의 성능 향상을 위한 동기식 검출을 사용하는데 있어 정확한 채널추정은 중요한 과정이다.[2] 채널추정기법에는 크게 결정지향 채널추정과 파일럿 심볼을 이용한 채널추정(PSAM) 두 가지 형태로 나눌 수 있다.[3]

결정지향 채널추정기법은 동기식 검출을 위해 OFDM 시스템에서 이용되어 왔다.[2], [4], [5] 이 기법은 적은 연산량을 가지고 채널을 추정하고 보상할 수 있다. 하지만 매우 빠르게 변화하는 채널에서는 성능이 급격히 떨어진다.[6] PSAM 채널추정기법은 시간에 따라 빠르게 변화하는 채널환경에 적응하기 위해 파일럿을 지속적으로 삽입하여 이 파일럿 심볼의 선형 조합을 통해 채널을 추정하는 기법이다. PSAM 채널추정기법은 1차원보간, 2차원보간, 그리고 2차원보간을 두 개의 1차원보간으로 분리하여 이루어지는 알고리즘들이 제안되어 왔다.[3], [7], [8]

기존의 LMMSE 알고리즘을 이용한 채널추정기법은 MSE 관점에서 좋은 성능을 보인다. 하지만 이 기법은 파일럿 심볼만을 채널추정에 이용하기 때문에 성능향상을 위해 더 많은 파일럿 심볼을 요구한다. 본 논문에서는 기존의 방식에서 먼저 파일럿의 중간에 위치한 채널값을 추정하여 이 추정된 값을 다시 파일럿과 함께 이용하는 기법을 제안한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 먼저 2장에서 무선 채널과 채널추정을 위한 OFDM 시스템을 간단히 소개한다. 3장과 4장에서는 기존의 PSAM 기법과 제안된 채널추정기법을 소개하고 5장에서는 시뮬레이션을 통해 페이딩 채널환경에서 기존의 채널추정기법과 제안된 채널추정기법간의 성능을 비교, 분석한다. 끝으로 6장에서는 결론 및 향후 연구과제에 대해서 논한다.

II. OFDM 시스템 모델 및 채널 모델

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

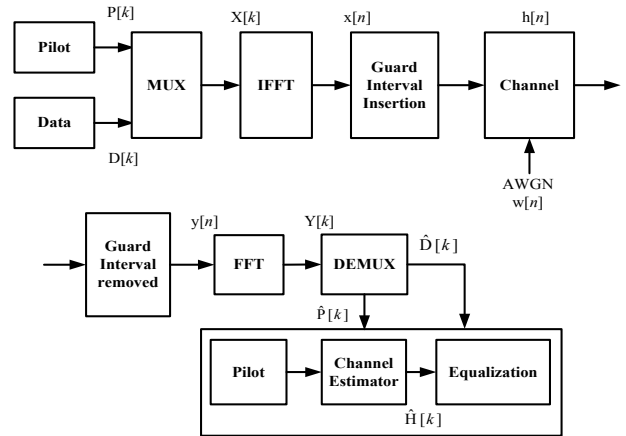


그림 1. 채널추정을 고려한 OFDM 시스템
Fig. 1. OFDM systems with channel estimator

2-1 OFDM 시스템 모델

그림 1은 파일럿 심볼을 이용한 채널추정을 고려한 OFDM 시스템을 보여준다. OFDM 심볼에 대해서 파일럿을 $P[k]$, 데이터를 $D[k]$ 라고 가정하자. 여기서 k 는 총 N 개의 부반송파를 갖는 경우의 부반송파 인덱스(0,1,2, ..., N-1)를 가리킨다. 데이터 심볼과 파일럿 심볼이 결합된 데이터열은 송신단에서 IFFT, 수신단에서 FFT 과정을 거치게 된다. 그리고 채널의 주파수응답 추정은 FFT 과정을 거친 후 수신된 파일럿을 이용한 보간 과정을 통해서 이루어진다. 그러면 전송되는 OFDM 신호는 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 나타낸다. 다중경로 무선 채널 $h[n]$ 를 통과한 후 수신된 OFDM 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

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

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

동기가 완벽하게 맞았다고 가정하면 k 번째 부반송파의 l 번째 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 k 번째 부반송파의 l 번째 OFDM 심볼의 파일럿과 데이터를 나타낸다. $W[l, k] = FFT_N \{w[l, k]\}$ 는 평균이 0이고 분산이 $\sigma_f^2 = N\sigma_t^2$ 인 AWGN이다. 그러면 파일럿 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 $Y_p[k, l]$ 는 파일럿 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,

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

τ_n 는 n 번째 패스의 지연을 의미하고 $\alpha_n(t)$ 는 n 번째 패스의 채널 이득으로 모든 n 에 대하여 동일하게 정규화된 상관관계 함수 $R_t(\Delta t)$ 를 가지고 있다고 가정하면 다음과 같이 정의할 수 있다.[2]

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

여기서 σ_n^2 은 n 번째 패스의 평균 파워를 의미한다. 식 (5)의 푸리에 변환을 통해 얻은 채널의 주파수 응

답은 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.

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

여기서 평균 파워의 합 σ_H^2 는 다음과 같다.

$$\sigma_H^2 = \sum_k \sigma_k^2 \\ R_f(\Delta f) = \sum_k \frac{\sigma_k^2}{\sigma_H^2} e^{-j2\pi \Delta f \tau_k} \quad (9)$$

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

$$R_{HH}(\Delta f, \Delta t) = R_f(\Delta f) R_t(\Delta t) \quad (10)$$

OFDM 시스템에서 OFDM 심볼구간이 T_s 이고 부반송파 간격이 Δf 일 때, 부반송파와 OFDM 심볼에 의해 분리된 채널의 상관관계는 식 (11)과 같다.

$$r_{HH}(k, l) = R_f(k\Delta f) R_t(nT_s) = r_f(k) r_t(l) \quad (11)$$

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

III. LMMSE 채널 추정

파일럿 위치에서 추정된 파일럿 채널값들이 벡터 $\hat{\mathbf{p}}$ 에 배열되어 있고, $\hat{\mathbf{p}}$ 로부터 추정해야하는 채널값들이 벡터 \mathbf{h} 에 배열되어 있다고 가정하자. 이제 \mathbf{h} 의 채널추정 문제는 파일럿 추정 $\hat{\mathbf{p}}$ 의 선형 결합으로 이루어진다. 이와 같은 채널추정 문제에 대한

LMMSE 추정은 다음과 같이 주어진다.[9]

$$\hat{\mathbf{h}}_{lmmse} = \mathbf{R}_{hp} \mathbf{R}_{pp}^{-1} \hat{\mathbf{p}} \quad (12)$$

여기에서 \mathbf{R}_{hp} 는 \mathbf{h} 와 파일럿 추정값 $\hat{\mathbf{p}}$ 사이의 상호 분산행렬(cross-covariance matrix)이고 \mathbf{R}_{pp} 는 파일럿 추정값의 자기분산행렬(auto-covariance matrix)로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{hp} &= E\{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}^H\} \\ \mathbf{R}_{pp} &= E\{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}^H\} = \mathbf{R}_{pp} + \sigma_n^2(\mathbf{p}\mathbf{p}^H)^{-1} \end{aligned} \quad (13)$$

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

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

여기서 β 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

이 값은 파일럿의 심볼 성장도에 따라 결정되는데 QPSK인 경우는 $\beta = [\frac{1}{4} \cdot 4(\sqrt{2})^2] \cdot [\frac{1}{4} \cdot 4(\frac{1}{\sqrt{2}})^2] = 1$ 이며, 같은 방법으로 16-QAM인 경우는 $\beta = \frac{17}{9}$ 가 된다. \mathbf{R}_{pp} 는 파일럿의 자기분산행렬이다. 이로부터 채널추정은 다음과 같이 표현된다.

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

위 식으로부터 채널추정값은 보간 행렬과 파일럿 추정값의 곱으로 이루어진다. 분산행렬 \mathbf{R}_{hp} 와 \mathbf{R}_{pp} 는 식 (10), (11)의 특성에 의해 다음과 같이 계산된다.

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

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. 앞장에서 설명한 LMMSE 알고리즘을 이용한 채널추정기법은 채널을 추정하는데 파일럿 심볼만을 이용함으로써 빠르게 변화하는 채널에서 성능이 현저하게 저하되는 단점이 있다. 본 장에서는 고속 페이딩 채널 환경에서 강건한 특성을 갖는 채널추정기법을 제안한다. 본 논문에서는 이동 통신 시스템의 실제 환경에 적용하기 위해 시간 t에서 M개의 다중경로를 갖는 다음과 같은 주파수 응답을 사용하였다.[10]

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

여기서 θ_n , $F_{D,n}$, τ_n 은 각각 n번째 경로의 위상, 도플러 주파수, 지연 시간을 의미한다. 이때 채널의 자기상관함수는 다음과 같이 나타낼 수 있으며

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

모든 랜덤 변수들은 독립적이므로 아래와 같이 표현된다.

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

즉, 채널의 상관관계는 식 (9)처럼 분리될 수 있음을 보여준다. 위 식에서 평균은 푸리에 변환을 통해서 얻을 수 있다.

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

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

단, $J_0(0)$ 는 1종 0차 베셀함수이다.

k 번째 부반송파의 l 번째 OFDM 심볼에 의해 분리된 채널의 상관관계는 다음과 같이 표현된다.

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

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

여기서 N 은 FFT 수, L 은 순환확장, $\tilde{\tau}_{rms} = \tau_{rms}/T_s$, $f_{D,max} = NT_s F_{D,max}$ 를 의미한다. 따라서 이러한 시간과 주파수에 대한 상관함수를 통해 파일럿간의 자기상관관계와 파일럿과 채널간의 상호상관관계를 구함으로써 추정하고자 하는 채널값을 보간하게 된다. 식 (21)과 (22)의 상관관계식을 가지고 식 (16)를 이용해 분산행렬을 구할 수 있다. 여기서 관심을 가져야 하는 것은 분산행렬은 수신심볼과 무관하다는 것이다. 분산행렬은 파일럿의 위치와 파일럿의 수, 추정하고자 하는 채널의 수에 의해 결정된다. 따라서 LMMSE 알고리즘을 이용한 선추정된 채널값 $\hat{\mathbf{c}}$ 은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{c}} = \mathbf{R}_{hp} \mathbf{R}_{pp}^{-1} \mathbf{p} = \left(E[\mathbf{hp}^H] E[\mathbf{pp}^H] \right) \mathbf{p}$$

따라서 제안된 채널추정기법은 선추정된 채널값과 파일럿의 조합으로부터 상관행렬을 구해서 채널을 추정하게 되며 식 (23)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{h}} = \begin{pmatrix} E[\mathbf{hp}^H] & E[\mathbf{hc}^H] \\ E[\mathbf{cp}^H] & E[\mathbf{cc}^H] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{p} \\ \hat{\mathbf{c}} \end{pmatrix} \quad (23)$$

그림 2의 (a), (b)는 제안된 채널추정기법의 개념을 보여주고 있다. 그림에서 보면 까맣게 채워진 부분이 파일럿이 삽입된 위치를 가리킨다. 기존의 LMMSE 알고리즘을 이용한 추정기법의 단점을 개선하고자 파일럿뿐만 아니라 이전에 추정된 채널값까지 이용하게 된다. 먼저 그림 2의 (a)에서처럼 파일럿 중간에 위치한 엑스표 부분의 채널값을 먼저 추정을 하게 된다. 그리고 (b)에서 처럼 (a)의 과정을 통해 추정된 채널값을 파일럿과 함께 다시 이용

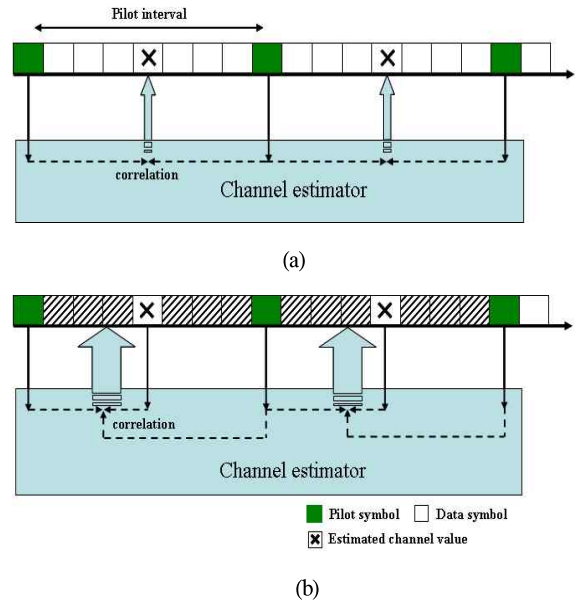


그림 2. OFDM을 위한 제안된 채널추정기법
Fig. 2. Proposed channel estimation method for OFDM systems

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

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 되며 채널추정기법간에 성능 평가는 MSE로 하였다.

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

먼저 그림 3은 파일럿 간격이 6으로 서로 가까운

표 1. 시뮬레이션 파라미터

Table 1. System parameters

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

위치에 배치되어 있고 도플러 주파수가 37Hz로 이동체의 속도가 느린 경우에 채널추정기법간의 성능을 보여주고 있다. 이 경우는 파일럿 간격이 충분이 가깝고 페이딩 현상이 약하기 때문에 각 추정기법간의 성능이 매우 유사함을 알 수 있다. 하지만, 그림 4와 그림 5에서는 파일럿 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 확인할 수 있다.

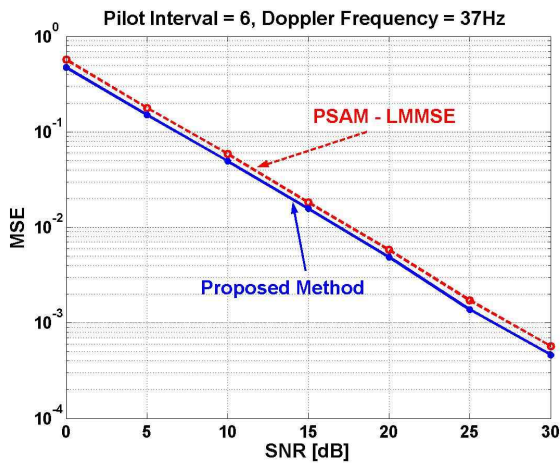


그림 3. 파일럿 간격이 6, 도플러 주파수가 37Hz인 경우 채널 추정기법들에 대한 SNR 대 MSE

Fig. 3. MSE of different channel estimator versus SNR with pilot interval 6 and Doppler frequency 37Hz

그림 6과 그림 7은 파일럿 간격이 8일 경우 지연 확산을 각각 0.2 μ s와 5 μ s로 했을 때의 결과를 보여주고 있다. 지연확산에 따른 채널추정기법간에 성능도 역시 지연확산이 매우 작은 값을 갖는 경우는 추정기법간에 유사한 성능을 보여주고 있다. 하지만 큰 지연확산을 갖는 경우는 그림 7과 같이 제안된 추정기법과 비교해 상당한 성능 차를 보임을 확인할 수 있다.

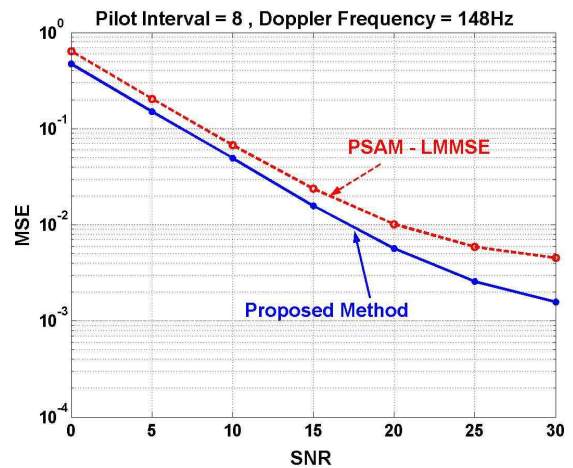


그림 4. 파일럿 간격이 8, 도플러 주파수가 148Hz인 경우 채널추정기법들에 대한 SNR 대 MSE

Fig. 4. MSE of different channel estimators versus SNR with pilot interval 8 and Doppler frequency 148Hz

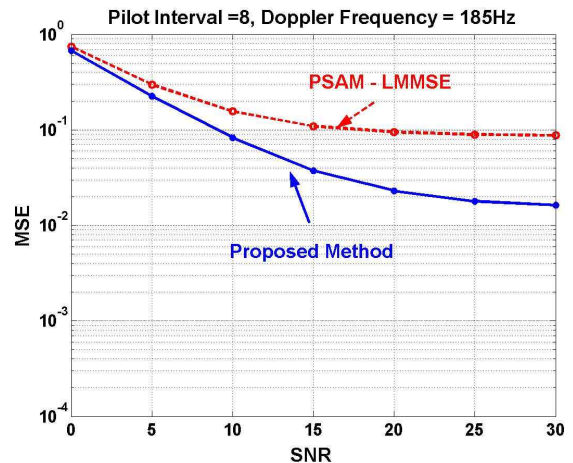


그림 5. 파일럿 간격이 8, 도플러 주파수가 185Hz인 경우 채널추정기법들에 대한 SNR 대 MSE

Fig. 5. MSE of different channel estimators versus SNR with pilot interval 8 and Doppler frequency 185Hz

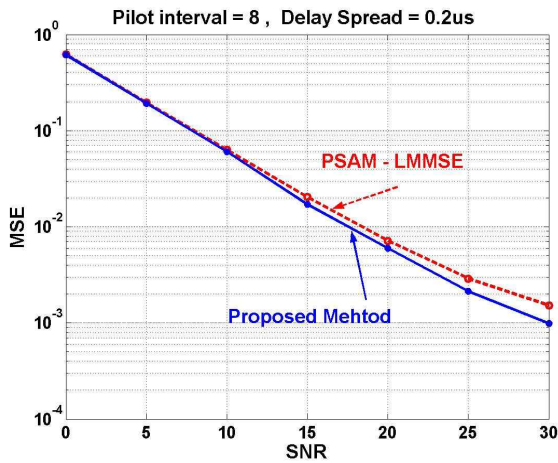


그림 6. 파일럿 간격이 8, 지연확산이 0.2 μ s인 경우 채널추정 기법들에 대한 SNR 대 MSE

Fig. 6. MSE of different channel estimators versus SNR with pilot interval 8 and delay spread 0.2 μ s

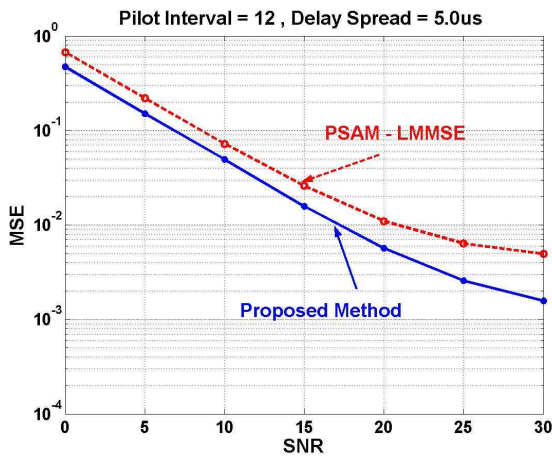


그림 7. 파일럿 간격이 8, 지연확산이 5.0 μ s인 경우 채널추정 기법들에 대한 SNR 대 MSE

Fig. 7. MSE of different channel estimators versus SNR with pilot interval 8 and delay spread 5.0 μ s

VI. 결론

본 논문에서는 무선통신 환경에서 OFDM 시스템의 성능 개선을 위한 채널추정기법에 관한 연구를 통해 향상된 채널추정기법을 제안하였다. 기존의 LMMSE 알고리즘을 이용한 채널추정기법의 단점을 해결하기 위해 파일럿뿐만 아니라 추정된 채널값을 함께 이용하였다. 이는 파일럿 간격이 좁은 경우

나 이동체의 속도가 저속인 경우는 기존의 기법과 비교하여 유사한 성능을 보였지만 고속의 채널 환경 하에서는 크게 향상된 성능을 보였으며 특히 높은 SNR을 갖는 경우 더욱더 큰 성능 차를 보였다.

감사의 글

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

참고 문헌

- [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 Communi-

cations, Tirrenia, Italy, Sept. 1991

- [8] P. Hoeher, S. Kaiser, and P. Roverston
"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] P. Hoher. "A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel", IEEE Trans. Commun., Vol 41, pp. 461-468, Nov. 1992.

강 연 석(姜淵錫)



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

황 태 욱(黃泰旭)



2001년 2월 : 경희대학교 전파공학과(공학사)
 2003년 2월 : 경희대학교 전파공학과(공학석사)
 2003년 2월~현재 : 경희대학교 전파공학과 박사과정
 관심분야 : SDR, RFID, OFDM

김 영 수(金榮洙)



1981년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1983년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학석사)
 1988년 12월 : Arizona State University 전기공학과(공학박사)
 1985년 5월~1986년 5월 :

Consultant, Signal-System Technology Inc., U.S.A.
 1986년 6월~1988년 12월 : Research Associate, Arizona State University
 1989년 2월~1992년 8월 : ETRI 전파기술부, 전파응용연구실 실장
 2002년 1월~2003년 2월 : Visiting Faculty, MPRG, Virginia Tech., U.S.A.
 1992년 9월~현재 : 경희대학교 전파통신공학 교수
 관심분야 : 4G, OFDM, SDR, RFID, 스마트안테나, MIMO system, 전파감시

서 덕 영(徐德英)



1980년 2월 : 서울대학교 핵공학과(공학사)
 1986년 2월 : 미국 Georgia Tech. 핵공학과(공학석사)
 1990년 6월 : 미국 Georgia Tech. 전기공학과(공학박사)
 1990년~1992년 : 상공부 생산기술연구원, HDTV 연구개발단 선임연구원
 1992년 3월~현재 : 경희대학교 전자정보대학 교수
 관심분야 : networked video

김 진 상(金鎭想)



1985년 2월 : 경희대학교 전자공학과(공학사)
 1987년 2월 : 경희대학교 전자공학과(공학석사)
 2000년 2월 : 콜로라도 주립대 전기 및 컴퓨터 공학과(공학박사)
 1990년 5월~2001년 8월 : 한국통신연구소 선임연구원

1996년 7월~2000년 7월 : 콜로라도주립대 및 휴렛팩커드
 2001년 9월~현재 : 경희대학교 전자정보대학 조교수
 관심분야 : multimedia signal processing and VLSI system design for arithmetic units, and wireless and consumer electronics applications