

시간 동기 옵셋을 갖는 OFDM 시스템을 위한 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법

정희원 박 창 환*, 김 재 권**, 이 희 수***, 종신회원 조 용 수*

A Channel Estimation Technique Based on Pilot Tones for OFDM Systems with a Symbol Timing Offset

Chang Hwan Park*, Jae Kwon Kim**, Heesoo Lee***, *Regular Members*
Yong Soo Cho*, *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 심볼 타이밍 옵셋이 존재하는 경우에도 채널 추정 성능의 열화가 발생하지 않는 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법을 제안한다. 제안된 채널 추정 기법은 기존의 보간법을 사용하여 채널을 추정하는 기법들과는 달리 크기와 위상에 대하여 최소의 계산량을 사용하여 각각 보간을 함으로써 채널 추정을 수행한다. 제안된 기법에서는 미세 심볼 타이밍 옵셋을 사전에 추정할 필요가 없으며, 위상을 보간하기 위하여 일반적으로 사용되는 삼각함수 연산을 사용하지 않기 때문에 복잡도를 크게 줄일 수 있다. 제안된 채널 추정 방식은 OFDM 시스템에서 존재하는 심볼 타이밍 옵셋에 영향을 받지 않기 때문에, OFDM 기반 통신시스템의 동기화 절차에서 미세 심볼 타이밍 옵셋 추정 과정의 생략, 상향링크에서 다중사용자의 심볼 타이밍 옵셋 추정 과정의 생략, 멀티 홉 릴레이 시스템에서의 채널 추정 등에 직접 이용될 수 있다. 모의실험을 통하여 제안된 채널 추정 기법이 기존의 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법들에 비하여 심볼 타이밍 옵셋이 존재하는 상황에서 성능 개선이 크게 이루어짐을 확인한다.

Key Words : OFDM, Symbol Timing Offset, Channel Estimation, Pilot, Interpolation

ABSTRACT

In this paper, a channel estimation technique based on pilot tones, which does not degrade channel estimation performance even with the existence of symbol timing offset (STO) in OFDM systems, is proposed. The proposed technique performs channel estimation by interpolating channels with respect to amplitude and phase with a minimum computational complexity, differently from the conventional interpolation techniques. The proposed technique requires neither the estimation of fine STO in advance nor trigonometric operation for phase interpolation, signifying a significant reduction in computational complexity. Since the performance of the proposed technique does not depend on the STO present in OFDM systems

It can be directly applied to the following areas in OFDM-based communication systems: elimination of fine STO estimation step in the synchronization procedure, elimination of STO estimation step in multiuser uplink, and channel estimation in multi-hop relay system. It is verified by computer simulation that the proposed technique can improve the performance of channel estimation significantly in the presence of STOs, compared with previous channel estimation techniques based on pilot tones.

* This research is supported by ETRI and UCN Project, MIC 21st Century Frontier R&D Program in Korea.

* 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신연구실(yscho@cau.ac.kr), ** 연세대학교 원주캠퍼스 디지털통신 연구실, *** 한국전자통신연구원 논문번호 : KICS2007-07-326, 접수일자 : 2007년 7월 24일, 최종논문접수일자 : 2007년 10월 10일

I. 서론

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) 방식은 다중경로 페이딩에 강건한 특성으로 고속 전송속도를 요구하는 무선통신시스템의 전송방식에 사용되고 있다. 이와 같이 넓은 주파수 대역을 사용하는 OFDM 시스템은 주파수 선택적 페이딩과 시변 채널의 영향을 극복하기 위해 신호의 복조에 앞서 채널 추정을 수행하는 것이 필수적이다^[1]. 채널 추정을 위해서는 프리앰블 또는 Cyclic Prefix (CP)를 이용하여 시간 동기화가 사전에 이루어지는데, 일반적으로 시간 동기화가 어느 정도의 정확도로 이루어졌다는 가정 하에서 채널 추정이 수행된다.

채널 추정은 하나의 OFDM 심볼동안 모든 부반송파에 대하여 삽입된 파일럿

심볼(pilot symbol)을 이용하는 방법과 일정한 간격의 주파수와 심볼의 주기로 삽입된 파일럿 톤(pilot tone)을 이용하는 방법으로 나뉜다. 파일럿 심볼 기반의 채널 추정 방법은 반복되는 파일럿 심볼 사이에서 채널의 변화가 없는 slow fading을 가정한다. 이러한 블록 타입의 채널 추정은 Least Square (LS)와 Minimum Mean Square Error (MMSE) 방법이 있으며, MMSE 채널 추정 방법은 LS 채널 추정 방법보다 우수한 성능을 보이나 계산량이 많은 단점이 있다^[2]. 또한, 주파수영역에서 채널 상관관계를 이용한 low-rank approximation을 적용한 linear MMSE 채널 추정 방법으로 복잡도를 줄일 수 있다^[3]. 파일럿 톤 기반의 채널 추정 방법은 하나의 OFDM 파일럿 심볼 사이에서 채널 변화가 발생할 수 있는 fast fading에 강건하지만, 파일럿 톤 위치에 대한 채널 추정과 인접 데이터 부채널 구간에 대한 보간을 필요로 한다. 파일럿 톤을 사용한 채널 추정에서도 LS, MMSE 방법이 대표적이며, MMSE 방법이 LS 방법보다 우수한 채널 추정 성능을 보인다. 또한, MMSE 채널 추정 방법에 singular value decomposition (SVD)을 사용한 low-rank estimator를 이용하면 MMSE의 복잡도를 줄일 수 있다^[4].

파일럿 톤에서 추정된 채널 값을 이용하여 인접 데이터 부채널 구간에서의 채널 추정을 위해 보간하는 방법에는 선형 보간법, 2차 보간법, low-pass filter 보간법, spline cubic 보간법 등이 있다. 2차 보간법은 선형 보간법보다 우수한 채널 추정 성능을 보이고, low-pass filter를 사용한 시간영역 보간법은 선형 보간법보다 우수한 BER 성능을 보인다^{[4][5]}.

파일럿 톤 기반의 채널 추정기법은 Inter-Symbol

Interference (ISI)와 Inter-Carrier Interference (ICI)를 제거하기 위하여 삽입된 CP가 잘 제거되었다는 가정 하에 FFT 출력 신호를 사용하여 채널을 추정한다. 이때 불완전한 시간 동기화로 인하여 CP 구간 내에 FFT 시작점이 존재하는 경우 주파수영역에서 위상회전이 발생한다. 이러한 주파수영역에서의 위상회전은 파일럿 톤 위치에서의 추정된 채널 값에 위상회전을 발생시킨다. 그러나 파일럿 톤 위치에서 추정된 채널 값을 사용하여 인접 데이터 부채널 구간에서 채널 보간을 할 경우 위상과 크기 왜곡이 발생한다. 일반적으로 작은 크기의 심볼 타이밍 옵셋이 CP 구간 내에서 발생한 경우 기존의 파일럿 톤을 사용한 채널 추정 기법과 데이터 부채널 구간 내에서의 보간법을 사용하여 보상이 가능하나, 심볼 타이밍 옵셋이 증가함에 따라 채널 추정 성능 열화가 크게 증가하게 된다^{[6][9]}. 본 논문에서는 불완전한 시간 동기 상황에서 채널 추정 성능에 열화가 없는 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델을 정의한다. III장에서는 기존의 파일럿 톤 기반의 채널 추정 방법과 불완전한 시간 동기 때문에 발생하는 채널 추정의 성능 열화를 살펴본다. IV장에서는 불완전한 시간 동기 상황에서도 채널 추정 성능에 열화가 없는 파일럿 톤 기반 채널 추정 기법을 제안하고, 제안된 기법이 효율적으로 적용 가능한 OFDM 시스템에서의 응용 예를 설명한다. V장에서는 모의 실험을 통하여 제안한 채널 추정 기법의 성능을 비교·분석하며, VI장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

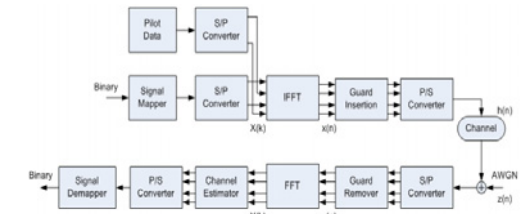


그림 1. 파일럿 톤 기반의 기저대역 OFDM 시스템 블록도

II. 시스템 모델

그림 1은 파일럿 톤 기반의 OFDM 시스템 블록도를 보여준다. 송신단에서는 mapper를 통과한 데이터와 파일럿을 주파수 영역에서 멀티플렉싱하여 IFFT를 수행하고, 보호구간을 삽입하여 시간영역 신호

$x(n)$ 을 송신한다. 시변 다중경로 페이딩 채널을 통과하고 Additive White Gaussian Noise (AWGN)이 추가된 OFDM 신호는 수신단에서 시간 및 주파수 동기화가 이루어진 후 FFT를 통과하여 주파수영역에서 파일럿 톤 기반의 채널 추정 및 보상 과정 후 demapper에서 신호 검출된다.

하나의 OFDM 심볼은 N 개의 부반송파로 구성된다. 송신단의 N 개의 부반송파는 데이터와 파일럿을 S_f 간격으로 S_l 심볼을 주기로 멀티플렉싱된다. 나이퀴스트 샘플링 이론을 만족하는 최소의 파일럿 간격은 시간 축과 주파수 축에서 채널 변화의 대역폭과 최대 전파지연 값에 의해 결정되며 다음과 같이 주어진다.

$$S_l < \frac{1}{B_d}, S_f < \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1)$$

위 식에서 B_d 와 τ_{max} 는 주파수 축에서의 도플러 확산과 시간 축에서의 최대 지연 확산을 각각 나타낸다. 한 OFDM 심볼에 N_p 개의 파일럿 톤 $X_p(m), 0 \leq m < N_p$ 이 일정한 간격으로 존재하면 각 부채널은 $L_g = N/N_p$ 개의 그룹으로 나뉘지고, k 번째 부반송파는 다음과 같이 표현된다.

$$X(k) = X(mL_g + l), \quad 0 \leq k < N \\ = \begin{cases} X_p(m), & l = 0 \\ \text{data}, & l = 1, 2, \dots, L_g - 1 \end{cases} \quad (2)$$

IFFT 블록을 통과한 $x(n)$ 은 다중경로 페이딩에 의해 발생하는 ISI를 제거하고 부반송파간 직교성을 유지하기 위하여 채널의 임펄스 응답 길이 L 보다 큰 N_g 개의 CP가 삽입되어 $N_s = N + N_g$ 샘플의 OFDM 심볼이 된다.

수신된 i 번째 OFDM 심볼의 시간영역에서 n 번째 샘플은 다음과 같이 주어진다.

$$y_i(n) = x_i(n) \otimes h_i(n) e^{j2\pi(\frac{iN_s+n}{N}\epsilon + \phi_i(n))} + z_i(n) \quad (3)$$

여기서 $x_i(n), h_i(n), \phi_i(n)$ 은 각각 i 번째 송신 OFDM 심볼의 n 번째 샘플, 채널의 임펄스 응답, 위상 잡음을 나타낸다. 또한, $z_i(n)$ 과 ϵ 은 AWGN, 정규화된 주파수 오프셋을 나타낸다. 심볼 타이밍 오프셋은 매 심볼간 동일하고 송수신단의 주파수가 정확한 동

기를 이루어 위상 잡음이 없다고 가정하면 수신신호의 FFT 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$Y(k) = H(k)X(k)e^{j2\pi\delta k/N} + I_\delta(k) + Z(k) \quad (4)$$

여기서 $I_\delta(k)$ 는 수신 OFDM 심볼의 심볼 타이밍 오프셋 δ 에 의해 발생하는 ISI와 ICI를 나타낸다. 이와 같이 시간영역에서 발생한 시간 동기 오차는 FFT 이후의 주파수영역 출력 신호에 선형 위상회전과 ISI, ICI를 발생시킨다.

그림 2에서 식 (3)의 시간영역 수신신호에 대한 FFT 윈도우의 시작 위치가 정확히 c 에 위치하면 δ 와 주파수영역에서 수학식 4의 $I_\delta(k)$ 는 제거된다. a 와 b 또는 c 와 d 구간사이에 위치하면 ISI와 ICI가 발생하여 부채널간 직교성이 파괴되고, b 와 c 구간사이에 위치하는 경우는 δ 로 인한 주파수영역에서 선형 위상회전은 발생하지만, $I_\delta(k)$ 는 제거된다. 따라서 OFDM 시스템 수신기는 시간 동기 과정이후에 FFT 윈도우가 항상 b 와 c 구간사이에 시작하도록 해야 한다.

본 논문에서는 OFDM 심볼 시작 위치가 b 와 c 구간사이로 정해졌다는 가정하에서 채널 추정 기법을 제안하고 성능을 비교한다. 부채널간 직교성을 유지하면서 시간 동기 오차로 인한 주파수영역에서 위상회전만 고려된 OFDM 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$Y(k) = H(k)X(k)e^{j2\pi\delta k/N} + Z(k) \quad (5)$$

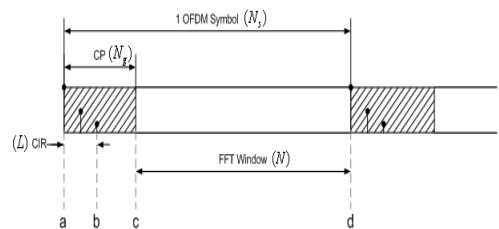


그림 2. FFT 윈도우 시작 위치

III. 기존의 채널 추정 기법

파일럿 톤 위치에서 채널 이득을 구한 후, 데이터 부채널 구간의 채널을 보간하는 방법은 채널의 통계적 특성을 사용하는 MMSE 방법과, 채널의 통계적 특성을 이용하지 않는 방법이 있다.

3.1 채널의 통계적 특성을 이용하는 방법

MMSE 보간 기법은 채널 상관도와 SNR을 이용하여 다음과 같이 주어진다⁵⁾.

$$\hat{\mathbf{P}} = \mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{Y}_p \quad (6)$$

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{P}} (\mathbf{R}_{\mathbf{P}\mathbf{P}} + \frac{1}{\text{SNR}} \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{P}} \quad (7)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{P}} = \mathbf{E}[\mathbf{H}\hat{\mathbf{P}}^H] \quad (8)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{P}\mathbf{P}} = \mathbf{E}[\hat{\mathbf{P}}\hat{\mathbf{P}}^H] = \mathbf{E}[\mathbf{P}\mathbf{P}^H] + \frac{1}{\text{SNR}} \mathbf{I} \quad (9)$$

여기서 벡터 \mathbf{Y}_p , $\hat{\mathbf{P}}$, $\hat{\mathbf{H}}$ 은 주파수영역에서 모든 파일럿 위치에 수신신호, 모든 파일럿 위치에 추정된 채널, 모든 부반송파 위치에 추정된 채널을 각각 나타낸다. 행렬 \mathbf{X}_p^{-1} , $\mathbf{R}_{\mathbf{P}\mathbf{P}}$, $\mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{P}}$ 은 주파수영역에서 송신한 모든 파일럿 신호의 역 행렬, 모든 파일럿 위치에 추정된 채널의 자기상관, 모든 부반송파 위치에 추정된 채널과 모든 파일럿 위치에 추정된 채널의 상호상관을 나타내고, $(\cdot)^H$ 는 conjugate transpose를 나타낸다. 이때, 일반적으로 채널의 통계적 특성을 미리 알 수 없기 때문에 MMSE 보간 기법을 수행하기 위해 필요한 자기상관 $\mathbf{R}_{\mathbf{P}\mathbf{P}}$ 과 상호상관 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}\mathbf{P}}$ 을 다음과 같이 채널의 τ_{rms} 와 Δf 를 이용하여 미리 구성한다. τ_{rms} 와 SNR은 미리 추정되었다고 가정한다⁶⁾.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[H_{k,l} \hat{P}_{k',l'}^*] &= \mathbf{E}[P_{k,l} \hat{P}_{k',l'}^*] \\ &= \gamma_f(k-k') \gamma_t(l-l') \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $(\cdot)^*$ 는 conjugate를 나타낸다. l 번째 심볼의 k 번째 부채널의 주파수와 시간에서의 상관관계는 다음과 같이 주어지고, 파일럿 심볼 간격이 시간에 따른 채널 변화를 무시할 수 있는 S_f 구간보다 짧다고 가정하면 1종 0차 Bessel 함수 $J_0(x)$ 를 사용하는 $\gamma_t(l)$ 는 무시될 수 있다.

$$\gamma_f(k) = \frac{1}{1 + j2\pi\tau_{\text{rms}} k \Delta f} \quad (11)$$

$$\gamma_t(l) = J_0(2\pi f_{\text{max}} l T_s) \quad (12)$$

FFT 윈도우 시작 위치가 CP 구간 내에서 δ 의 오차를 갖는 경우에 $\hat{\mathbf{H}}$ 과 $\hat{\mathbf{P}}$ 은 다음과 같이 각각 $\mathbf{W}_{\mathbf{H},\delta}$ 과 $\mathbf{W}_{\mathbf{P},\delta}$ 의 위상 왜곡이 발생한다.

$$\mathbf{W}_{\mathbf{H},\delta} = \begin{bmatrix} e^{j0} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & e^{j2\pi\delta(N-1)/N} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{W}_{\mathbf{P},\delta} = \begin{bmatrix} e^{j0} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & e^{j2\pi\delta(N_p-1)/N} \end{bmatrix} \quad (14)$$

따라서 $\gamma_f(k)$ 를 이용하여 상관행렬을 미리 구하여 채널 추정을 하는 MMSE 방법에서는 불완전한 시간 동기화에 의한 위상왜곡을 MMSE 채널 추정에 앞서 보상하고, 추정된 채널에 다시 위상 왜곡을 수행하여 불완전한 시간 동기화에 의한 채널 추정 성능 열화를 극복한다⁴⁾.

이 기법은 일반적으로 좋은 성능을 보이지만 연산 복잡도가 높고, 채널의 통계적인 특성을 미리 알아야 한다는 단점이 있다. 또한, 정확한 심볼 타이밍 옵셋 추정을 필요로 한다. 따라서 실제의 OFDM 시스템에서는 이 MMSE 보간 기법보다는 III-2절에서 기술하는 채널의 통계적 특성을 이용하지 않는 기법들이 일반적으로 사용된다. 본 논문에서는 정확한 심볼 타이밍 옵셋을 알고 있다고 가정하는 이 MMSE 보간 기법을 제안하는 채널 추정 기법과 채널 추정 성능 비교의 대상으로만 사용한다.

3.2 채널의 통계적 특성을 활용하지 않는 기법

송신 파일럿 신호를 이용하여 파일럿 톤 위치에서의 채널을 추정한 후, S_f 구간 내에서 채널 변화가 작다는 가정으로 파일럿 톤 위치의 채널 $\hat{H}_p(m)$, $0 \leq m < N_p$ 을 보간하여 데이터 부채널 구간의 채널을 추정한다. 데이터 부채널 구간의 채널 추정을 위해서 선형 보간과 2차 보간, low pass filter 보간, spline cubic 보간을 이용하는 방법이 있다. 이러한 보간 기법들은 채널의 통계적 특성을 사용하지 않기 때문에 III-1절에서 기술한 MMSE 보간 기법보다 채널 추정 성능의 열화가 발생하지만 실용적이기 때문에 선호되는 기법들이다. 기존의 보간법 중 가장 복잡도가 낮은 선형 보간법은 다음과 같이 inphase와 quadrature를 각각 보간하여 데이터 부채널 구간의 채널을 추정한다.

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= \hat{H}_I(k) + j\hat{H}_Q(k) \\ &= |\hat{H}(k)| e^{j\angle \hat{H}(k)} = \hat{H}(mL_y + l) \\ &= \left(1 - \frac{l}{L_y}\right) \hat{H}_p(m) + \frac{l}{L_y} \hat{H}_p(m+1) \end{aligned}$$

$$= \hat{H}_p(m) + \frac{l}{L_g}(\hat{H}_p(m+1) - \hat{H}_p(m)),$$

$$0 \leq m < N_p, \quad 0 \leq l < L_g \quad (15)$$

기존의 선형 보간법을 사용한 경우 채널의 크기와 위상은 다음과 같다.

$$|\hat{H}(k)| = \sqrt{\hat{H}_I^2(k) + \hat{H}_Q^2(k)}$$

$$= \frac{\sqrt{(L_g - l)^2 |\hat{H}_p(m)|^2 + l^2 |\hat{H}_p(m+1)|^2}}{L_g} \quad (16)$$

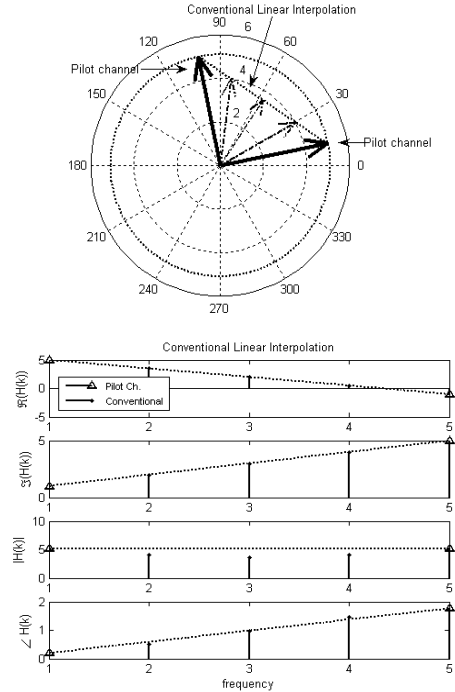
$$\angle \hat{H}(k) = \text{atan}\left(\frac{\hat{H}_I(k)}{\hat{H}_Q(k)}\right)$$

$$= \text{atan}\left(\frac{(L_g - l)\hat{H}_{p,I}(m) + l\hat{H}_{p,I}(m+1)}{(L_g - l)\hat{H}_{p,Q}(m) + l\hat{H}_{p,Q}(m+1)}\right) \quad (17)$$

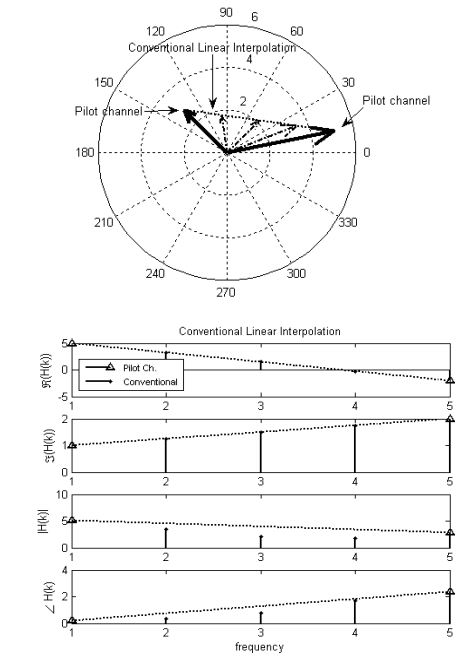
파일럿 구간이 S_f 보다 작아 채널 변화가 없는 $\hat{H}_p(m) = \hat{H}_p(m+1)$ 경우와 파일럿 구간 내에서 채널의 크기 변화만 존재하고 채널의 위상 변화가 없는 $\hat{H}_p(m) = |\alpha| \hat{H}_p(m+1)$, $\alpha \in \mathbb{R}$ 경우에는 기존의 선형 보간 방법으로 크기와 위상의 왜곡없이 채널을 추정할 수 있다. 그러나 심볼 타이밍 오프셋으로 파일럿 톤 위치의 채널 값에 위상회전이 발생한 경우에는 [4]에서와 같이 δ 를 추정하여 보상하는 블록이 필요하다. 또한, [7]에서와 같이 파일럿 톤을 이용하여 위상회전을 추정하여 보상하는 방법으로 채널 추정 성능 열화를 극복할 수 있다.

3.3 기존 기법들의 문제점

심볼 타이밍 오프셋 δ 가 존재하는 경우 파일럿 위치에서 추정된 채널 값에 위상회전 $\hat{H}_p(m) = |\alpha| e^{j(\beta + 2\pi\delta L_g/N)} \hat{H}_p(m+1)$ 이 발생한다. 여기서 α 와 β 는 파일럿 위치에서 주파수영역 채널 응답을 나타낸다. 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법에서 inphase와 quadrature를 각각 보간할 경우 δ 에 따른 채널 추정 왜곡이 발생한다. 식 (16), (17)을 통해 복소 신호의 크기와 위상은 inphase와 quadrature의 비선형 조합인 것을 확인할 수 있다. 파일럿 기반의 채널 추정 방법에서 심볼 타이밍 오프셋으로 인한 보간법의 위상과 크기 왜곡은 2차 이상의 다항식을 사용한 보간법에서도 같은 현상이 발생한다.



(a) 위상이 다른 경우 추정된 채널



(b) 위상과 크기가 다른 경우 추정된 채널

그림 3. 파일럿 위치에서 추정된 채널 값의 위상과 크기가 다른 경우 선형 내삽 보간

파일럿 위치에서 추정된 채널 값의 위상과 크기 변화가 존재하는 경우에 기존의 보간법을 이용하여 데이터 부채널 구간의 채널을 추정하면 그림 3과 같은 크기와 위상 왜곡이 발생한다. 파일럿 톤 위치에서 채널의 위상 왜곡만 존재하는 경우와 크기와 위상 왜곡 모두 존재하는 경우에, 기존의 보간법을 사용한 채널 추정 결과는 inphase와 quadrature는 각각 선형 보간 되었으나 크기와 위상은 선형 보간되지 않는 것을 확인할 수 있다.

또한, 외삽 보간법은 그림 4와 같이 보간법이 필요한 구간의 증가에 비례하여 추정된 채널 값의 크기와 위상에 대한 오차가 내삽 보간법보다 증가한다. 이는 식 (16), (17)에서 외삽 $l > L_y$ 인 경우에 크기와 위상의 비선형적인 오차가 내삽 보간법보다 더욱 심각해지기 때문이다.

위와 같은 문제점을 해결하기 위하여 다음 장에서 심볼 타이밍 옵셋 δ 에 관계없이 데이터 부채널 구간에서 채널을 왜곡없이 추정할 수 있는 파일럿 톤 기반의 채널 추정 보간법을 설명한다.

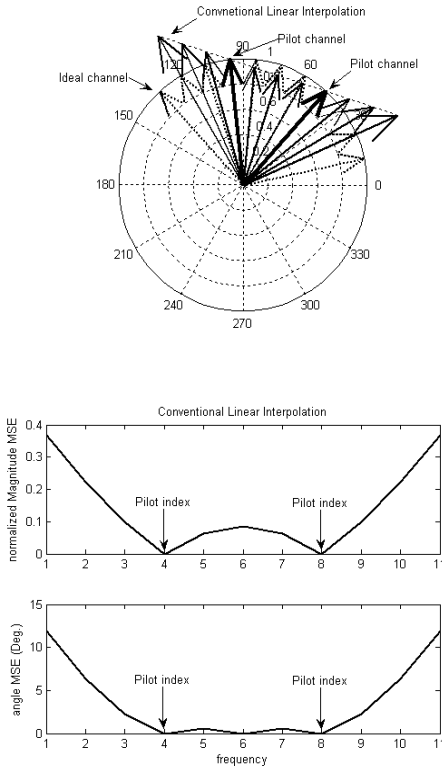
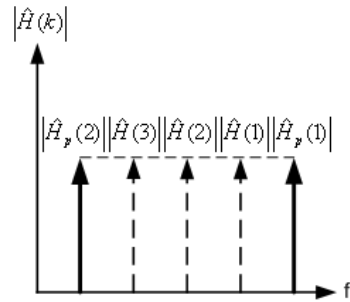
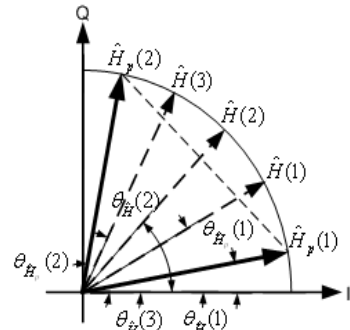
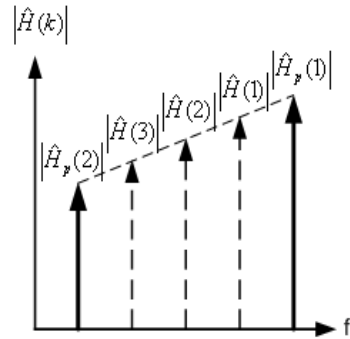
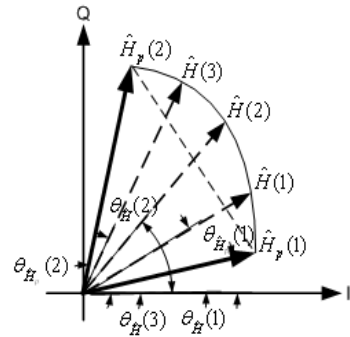


그림 4. 파일럿 위치에 채널 값의 위상과 크기가 다른 경우 선형 내삽과 외삽 보간



(a) 파일럿 위치에서 추정된 채널 값의 위상이 다른 경우 추정된 채널



(b) 파일럿 위치에서 추정된 채널 값의 위상과 크기가 다른 경우 추정된 채널

그림 5. 제안하는 보간법을 이용한 추정된 채널의 크기와 위상

IV. 제안된 채널 추정 기법

그림 5은 본 논문에서 제안하는 채널 추정 기법의 개요를 보여준다. 본 장에서는 파일럿 위치에서의 채널은 복잡도가 낮은 LS 기법을 사용하여 $\hat{H}_p(m)$, $0 \leq m < N_p$ 를 추정하였다고 가정한다. 이 그림에서 LS기법으로 추정된 파일럿 위치의 채널 $\hat{H}_p(1)$ 과 $\hat{H}_p(2)$ 에 대하여 inphase와 quadrature의 관점에서 선형 보간되지 않고, 채널의 크기와 위상 관점에서는 각각 선형 보간된 결과임을 알 수 있다. 제안하는 복소 신호의 크기와 위상에 대한 보간법은 추정된 파일럿 위치의 채널 $\hat{H}_p(1)$ 과 $\hat{H}_p(2)$ 의 중간 값 $\hat{H}(2)$ 을 보간하고, $\hat{H}_p(1)$ 와 $\hat{H}(2)$ 을 이용한 중간 값 보간을 반복하여 데이터 부채널 구간의 채널을 추정한다.

파일럿 톤 간격 L_p 을 갖는 OFDM 시스템의 두 파일럿 위치에서 추정된 각 채널값을 $\hat{H}(k) = \hat{H}_p(k/L_p)$, $\hat{H}(k+L_p) = \hat{H}_p(k/L_p + L_p)$ 이라고 하면, 제안된 기법인 크기와 위상에 대한 중간 값 보간법의 pseudo code는 표 1과 같다. 내삽 보간의 순서는 그림 6과 같이 $L_p = 2^n$ 의 내삽 구간 $\hat{H}(k)$ 에 대하여 bit reverse 형태로 $\log_2^{L_p}$ 단계 반복된다. 파일럿 톤 간격이 $L_p \neq 2^n$ 인 경우에는 표 1의 pseudo code를 수행하고, P_1 과 P_2 를 변형한 보간법을 이용하여 데이터 부채널 구간의 채널을 추정할 수 있다.

표 1의 $\cos(\theta_{P_2}), \cos(\theta_{P_1}), \sin(\theta_{P_2}), \sin(\theta_{P_1})$ 는 매 연산마다 테이블 방법 또는 CORDIC 방법을 이용하여 연산할 경우 복잡도가 증가하지만 다음과 같이 추정된 파일럿 위치에 채널과 각 stage에서 추정된 채널을 이용하여 삼각함수 연산을 피할 수 있기 때문에 위상 추정과 추정된 위상에 대한 cosine, sine 연산 복잡도를 제거할 수 있다. $|P_1|$ 과 $|P_2|$ 는 위상 보간과 크기 보간 연산에서 공통적으로 적용된다.

$$\cos(\theta_{P_1}) = \text{Re}\left(\frac{P_1}{|P_1|}\right), \sin(\theta_{P_1}) = \text{Im}\left(\frac{P_1}{|P_1|}\right) \quad (18)$$

$$\cos(\theta_{P_2}) = \text{Re}\left(\frac{P_2}{|P_2|}\right), \sin(\theta_{P_2}) = \text{Im}\left(\frac{P_2}{|P_2|}\right) \quad (19)$$

그림 7과 같이 P_1 과 P_2' 로 정규화된 크기를 가지는 복소 신호의 중간 값 위상은 기존의 inphase와 quadrature를 각각 선형 보간한 위상과 일치하기 때문에 하드웨어 복잡도 증가 없이 표 1의 $\hat{H}(k+m)$ 삼각함수 부호를 결정할 수 있게 되어 $0 \leq \theta < \pi$ 범위의 위상을 추정할 수 있다.

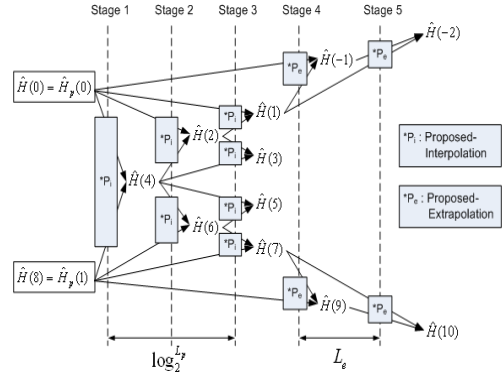


그림 6. $L_p = 8, L_e = 2$ 경우의 내삽과 외삽 보간 순서도

표 1. 크기와 위상에 대한 내삽 보간법의 pseudo code

```

FOR n = 1 to log2^Lp
  FOR l = 1 to 2^{n-1}
    m = (1+2(l-1))Lp/2^n
    P1 = H-hat(k+(l-1)Lp/2^{n-1})
    P2 = H-hat(k+Lp/2^{n-1})
    CALL Proposed-Interpolation(m, P1, P2)
  END FOR
END FOR

FUNCTION Proposed-Interpolation(m, P1, P2)
  CS = cos(theta_P2)cos(theta_P1) - sin(theta_P2)sin(theta_P1)
  cos(theta_H-hat(k+m)) = sqrt((1+CS)/2)
  sin(theta_H-hat(k+m)) = sqrt((1-CS)/2)
  H-hat(k+m) = (|P1|+|P2|)/2 { +/- cos(theta_H-hat(k+m)) +/- jsin(theta_H-hat(k+m)) }
END FUNCTION
    
```

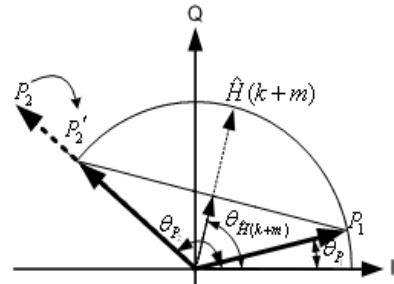


그림 7. P_1, P_2 의 정규화를 이용한 $\hat{H}(k+m)$ 의 위상 추정

제안한 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법은 S_f 구간에서 채널의 위상 변화가 없는 경우에 심볼 타이밍 오프셋의 범위가 $0 \leq \delta < N/(2N_p)$ 을 만족하는 경우에 데이터 부채널 구간의 채널 추정이 가능하다.

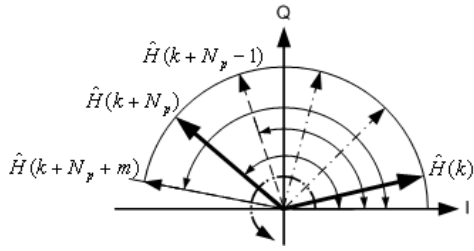


그림 8. 외삽 보간법을 이용한 채널 추정

표 2. 크기와 위상에 대한 외삽 보간법의 pseudo code

```

FOR m = 1 to Le
    P1 = H-hat(k+2-m)
    P2 = H-hat(k+1-m)
    CALL Proposed-Extrapolation(m, P1, P2, -1)
    P1 = H-hat(k+Lp-2+m)
    P2 = H-hat(k+Lp-1+m)
    CALL Proposed-Extrapolation(m, P1, P2, 1)
END FOR
FUNCTION Proposed-Extrapolation(m, P1, P2, SIGN)
    cos(θP1) = Re(P1) / |P1|, sin(θP1) = Im(P1) / |P1|
    cos(θP2) = Re(P2) / |P2|, sin(θP2) = Im(P2) / |P2|
    CS1 = cos2(θP1) - sin2(θP2), CS2 = 2cos(θP1)sin(θP2)
    cos(θH-hat) = CS1cos(θP1) + CS2sin(θP1)
    sin(θH-hat) = CS2cos(θP1) - CS1sin(θP1)
    H-hat(k+Lp(1+SIGN)/2+SIGN×m) = (2|P2|-|P1|)(cos(θH-hat)+jsin(θH-hat))
END FUNCTION
    
```

부채널 구간에서 파일럿 톤 외각의 데이터 구간에 대한 외삽 보간법을 이용한 채널 추정은 그림 8과 같이 내삽 보간법으로 추정된 채널과 파일럿 위치에 채널을 이용하여 $\hat{H}(k+m)$ 을 추정한다.

그림 6의 L_e 구간에 대하여 그림 8에서 주어진 크기와 위상을 선형 보간하는 pseudo code는 표 2와 같다. SIDE는 주파수영역의 부반송파 위치에서 외삽 보간이 필요한 데이터 부채널 구간과 최외각 파일럿 위치의 상대적인 방향을 나타낸다.

본 논문에서 제안하는 보간법을 이용한 채널 추정 기법은 심볼 타이밍 옵셋 δ 가 존재하지 않는 경우 기존의 보간법을 사용한 채널 추정 결과와 일치한다. 그러나, 심볼 타이밍 옵셋 δ 가 증가할 경우 기존의 방법에서는 δ 에 비례하여 성능이 열화되나 제안된 채널 추정 기법에서는 δ 에 관계없이 성능 열화가 발생하지 않는다. 또한, [4]에서 제안한 MMSE 채널 추정 방법에서는 δ 의 정확한 추정을 가정하고 있지만,

오차가 없는 δ 의 추정은 일반적으로 불가능하다^[7]. 제안한 기법은 채널 추정 과정에서 δ 의 추정을 필요로 하지 않고, 그림 2의 b와 c 구간 사이에 FFT 윈도우 시작지점이 존재하고 $N/2L_y$ 범위의 심볼 타이밍 옵셋이 존재할 경우 채널 추정의 성능 열화가 없기 때문에 초기 시간 동기화 및 타이밍 추적의 복잡도를 크게 낮출 수 있다. 제안된 크기와 위상의 개별 보간법을 이용하면 ISI와 ICI를 피하기 위해 미세한 심볼 타이밍 옵셋의 추정이 필요 없게 되어 다음과 같은 OFDM 시스템에 직접 응용될 수 있다.

그림 9에 나타난 바와 같이 OFDMA 시스템의 상향링크에서는 기지국의 FFT 윈도우 시작위치와 서로 다른 시간 지연으로 수신되는 다중 사용자 신호 때문에 발생하는 주파수영역의 위상 왜곡을 제거하기 위하여 다중 사용자간 시간동기를 맞추는 것이 필요하다. 이 경우 기존의 선형 보간법을 이용한 채널 추정 방법을 사용하게 되면 추정된 채널의 크기와 위상 왜곡이 발생하게 된다.

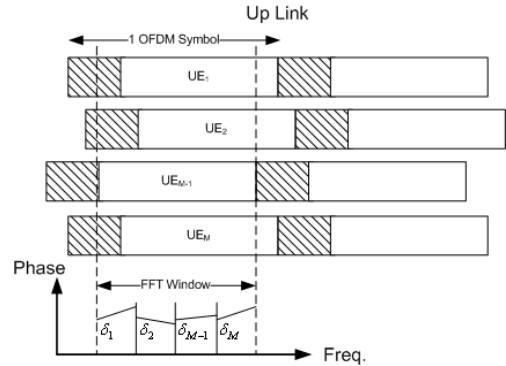


그림 9. OFDMA 시스템에서 다중사용자의 상향링크 신호

따라서, 기지국은 모든 다중사용자의 시간 동기 오차를 추정하여 사전에 단말에서 사전 보상(timing advance)을 할 수 있도록 하향링크 채널을 통하여 알려주거나, 주파수영역에서 위상왜곡을 보상이야 한다. 그러나 제안한 보간법을 사용하여 채널 추정을 수행하게 되면 FFT 이후 다중사용자의 시간 동기 오차를 추정하여 보상하는 과정이 필요하지 않다.

그림 10에 주어진 OFDM 기반의 다중 홉 릴레이 시스템에서 기지국과 동기를 이루고 릴레이로부터 서비스 받는 사용자 MS2 또는 기지국과 동기 유지 하면서 릴레이로 소프트 핸드오프를 수행하는 사용

자 MS3는 기존의 보간법을 이용한 채널 추정 방법을 사용하게 되면 정확한 시간 동기를 획득하지 못하기 때문에 심각한 채널 추정 성능 열화가 발생한다. 이와 같이 정확한 시간 동기 획득이 불가능한 다중 홉 릴레이 상황에서 제안한 방법의 보간법을 사용하는 채널 추정을 수행하게 되면 시간 동기 오차에 의한 채널 추정 성능 열화가 발생하지 않는다. 또한, RS가 nomadic 환경인 경우에 기존의 보간법을 이용한 채널 추정 기법을 사용하게 되면 시간 동기 오차에 의한 성능 열화를 최소화하기 위하여 좁은 파일럿 톤 간격의 설계가 필요하지만, 제안한 보간법을 이용한 채널 추정 기법을 사용하게 되면 파일럿 톤 간격이 s_f 에 비례하여 증가하도록 데이터 구조를 설계할 수 있다.

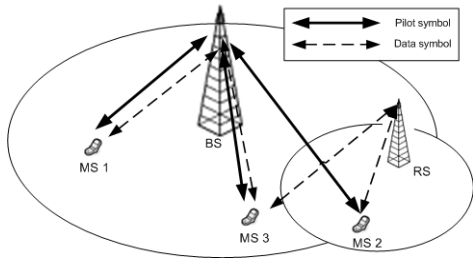


그림 10. 다중 홉 릴레이 시스템

V. 모의 실험

본 장에서는 제안된 보간법을 사용한 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법의 성능을 모의실험을 통하여 확인한다. 표 3은 모의실험에서 사용한 파라미터를, 그림 11는 파일럿 배치 구조를 보여준다. 심볼 타이밍 오프셋 δ 의 변화에 따른 제안된 채널 추정 기법의 성능을 집중적으로 확인하기 위하여 반송파 주파수 오프셋은 고려하지 않고 nomadic 환경을 가정하여 3km/h의 이동속도를 고려하였다.

그림 12은 16QAM과 64QAM 경우 채널 추정 기법들의 성능을 MSE와 BER의 관점에서 보여준다. 이 그림에서 제안된 채널 추정 기법(Proposed)의 성능을 비교하기 위하여 기존의 선형 보간 채널 추정 기법(Conventional)과 [4]에서 제안된 기법(MMSE^[4])의 성능을 비교하여 보여준다. [4]에서 제안된 기법의 모의실험시 정확한 심볼 타이밍 오프셋, τ_{rms} , SNR 값은 사전에 추정하여 알고 있다고 가정하였다. 이 그림으

로부터 심볼 타이밍 오프셋이 존재할 경우 기존의 선형 보간 채널 추정 기법에서는 오차마루(error floor)가 발생하지만 제안된 기법의 경우 이상적인 경우에 근접한 성능을 보임을 알 수 있다. [4]에서 제안된 기법의 경우도 이상적인 경우와 근접한 성능을 보이나 이 방식을 수행하기 위해서는 심볼 타이밍 오프셋 등의 사전 추정이 완벽히 이루어져야 한다. 이 그림에서는 심볼 타이밍 오프셋이 발생하지 않은 경우(STO:0) 세 가지 기법의 성능이 거의 동일하여 그래프에서 구별하기가 어렵다.

그림 13는 위 세 가지 기법의 경우에 두 파일럿 사이의 데이터 부채널에 대하여 추정된 채널 값을 비교하여 보여준다. 그림 13(b)에 주어진 기존의 선형 보간법을 이용한 경우에 채널이 왜곡되어 추정되나, 그림 13(d)에 주어진 제안된 기법의 경우 심볼 타이밍 오프셋을 사전에 추정하지 않고서도 이상적인 경우 또는 MMSE[4]와 유사한 결과를 보임을 확인할 수 있다.

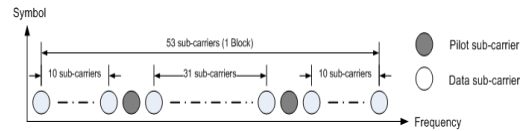
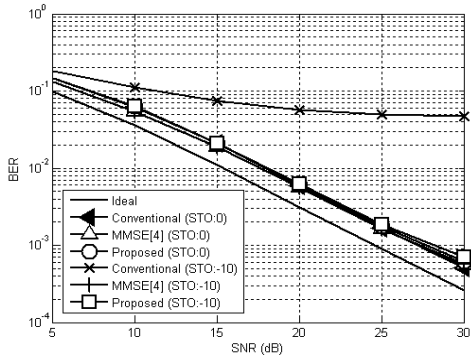
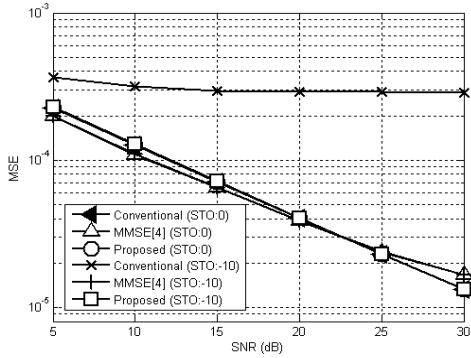


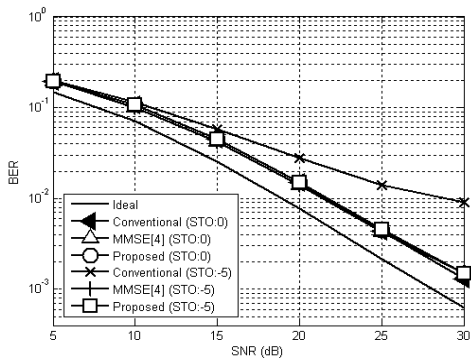
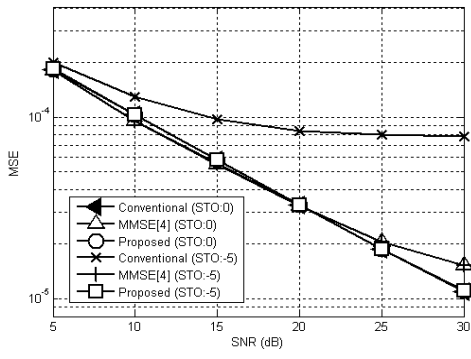
그림 11. 모의실험에 사용한 파일럿 배치 구조

표 3. 모의실험 환경

Parameters	Value
fc	2.3 GHz
fs / sampling time	10 MHz / 0.1us
FFT Size	1024
Sub-carrier Spacing	9.765625 kHz
Useful Symbol Duration	102.4 us
Guard Interval	12.8 us
Multiple Access	OFDMA
Duplexing	TDD
No. of Left Guard Sub-carriers	35
No. of Right Guard Sub-carriers	34
No. of Used Sub-carriers (including DC Sub-carriers)	955
No. of Data Sub-carriers per Block	51
No. of Pilot Sub-carriers per Block	2
No. of Blocks	18
Channel	Pedestrian A

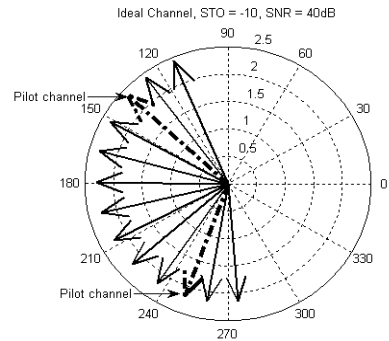


(a) 16QAM

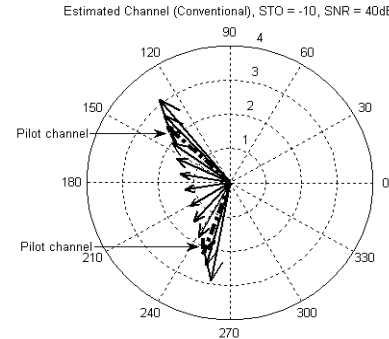


(b) 64QAM

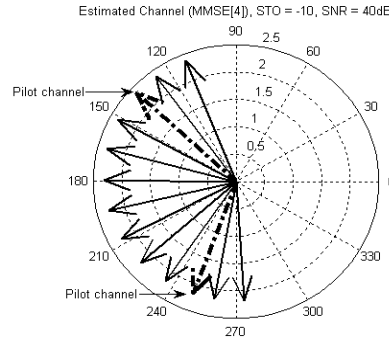
그림 12. 채널 추정 기법의 성능 비교 (Ped. A, 3km/h)



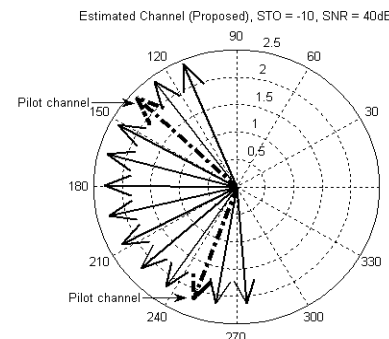
(a) Ideal 채널



(b) 선형 보간 채널 추정 기법



(c) MMSE[4] 채널 추정 기법



(d) 제한된 채널 추정 기법

그림 13. 채널 추정 기법에 따른 성능 비교 (Ped. A, 3km/h)

VI. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 심볼 타이밍 오프셋이 존재하는 경우에도 채널 열화가 발생하지 않는 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법을 제안하였다. 심볼 타이밍 오프셋이 존재하는 경우 기존의 선형 보간법, 2차 보간법, spline cubic 보간법 등을 이용하여 채널 추정을 하게 되면 채널 추정 성능 열화가 발생하며, 이는 크기와 위상이 고려되지 않은 보간법을 사용하는 것이 원인임을 확인하였다. 이와 같은 채널 추정 성능 열화를 극복하기 위하여 기존의 기법과는 달리, 본 논문에서는 심볼 타이밍 오프셋을 추정하지 않고 크기와 위상을 선형 보간할 수 있는 기법을 제안하였다. 또한, 파일럿 위치에서 추정된 채널을 이용하여 삼각함수 연산을 하지 않고, 위상을 선형 보간할 수 있기 때문에 하드웨어 복잡도를 크게 줄일 수 있다. 심볼 타이밍 오프셋이 존재할 경우 제안된 채널 추정 기법은 채널 추정 MSE와 BER 관점에서 이상적인 경우와 유사한 성능을 갖게 됨을 모의실험을 통하여 확인하였다.

참고 문헌

- [1] A.. R. S. Bahai and B. R. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*: Kluwer Academic/Plenum, 1999.
- [2] J.-J. van de BeeK, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems, in Proc. VTC, pp. 815-819, Jul. 1995.
- [3] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Brjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. Commun.* vol. 46, no. 7, pp. 931-933, Jul. 1998.
- [4] M. Hsieh and C. Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels," *IEEE Trans. Consumer Electron.* vol. 44, no. 1, Feb. 1998.
- [5] R. Steele, *Mobile Radio Communications*. London, England: Pentech Press Limited, 1992.

- [6] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [7] Dah-Chung Chang, "Analysis and Compensation of Channel Correction in Pilot-Aided OFDM Systems With Symbol Time Offset," *ICET 2006*, pp. 324-329, May 2006.
- [8] V. Srivastava, C.K. Ho, P.H.W. Fung, and S. Sun, "Robust MMSE channel estimation in OFDM systems with practical timing synchronization," *WCNC*, pp. 711-716, Mar. 2004.
- [9] C.R.N. Athaudage and A.D.S. Jayalath, "Enhanced MMSE channel estimation using timing error statistics for wireless OFDM systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 50, pp.369-376, Dec. 2004.

박 창 환(Chang Hwan Park)

정회원



2005년 2월 중앙대학교 전자전 기공학부 졸업(학사)

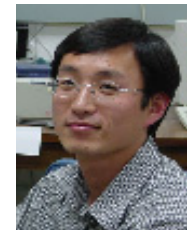
2007년 2월 중앙대학교 전자전 기공학부 졸업(석사)

2007년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정

<관심분야> 디지털 신호처리, 무선모뎀, OFDM 모뎀 설계, MMR 시스템

김 재 권(Jae Kwon Kim)

정회원



1995년 8월 중앙대학교 전기공학부 졸업(학사)

2000년 2월 중앙대학교 전기공학부 졸업(석사)

2004년 5월 The University of Texas at Austin 공학박사

2004년 8월~2005년 8월 삼성중

합기술연구원 4G 시스템 Lab

2005년 9월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부 교수

<관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO, 실용적인 신호검출 기법

이 희 수 (Heesoo Lee)

정회원



1993년 2월 한국과학기술원(학사)
1995년 2월 한국과학기술원(석사)
2001년 2월 한국과학기술원(박사)
2001년 3월~현재 한국전자통신연구원 선임연구원
<관심분야> IMT-Advanced system, MIMO, 적응전송, 다중홉릴레이

조 용 수 (Yong Soo Cho)

종신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자공학과 졸업(학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(석사)
1991년 2월 The University of Texas at Austin 공학박사
1992년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
2003년 8월~현재 TTA 휴대인터넷 프로젝트 그룹 (PG302) 무선접속 실무반 의장
<관심분야> 디지털통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-OFDM 모뎀, MMR 시스템