

# OFDM 시스템에서 상호상관을 이용한 파일럿 심볼 기반 채널 추정 성능 향상 기법

정희원 위 정 욱\*, 종신회원 조 용 수\*\*

## A Modified Pilot Symbol based Channel Estimation Technique Using Cross-Correlation for OFDM Systems

Jungwook Wee\* *Regular Member*, Yong-Soo Cho\*\* *Lifelong Member*

### 요 약

직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 시스템에서 주로 사용되는 파일럿을 이용한 상호상관 채널 추정기법은 시스템의 전송 효율을 증가시키기 위해 적은 수의 파일럿 심볼을 사용할 경우 채널 추정 성능이 저하된다. 본 논문에서는 파일럿 심볼 기반의 OFDM 시스템에서 적은 수의 파일럿 심볼을 사용하여 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있는 파일럿 심볼 기반 상호상관 채널 추정기법을 제안한다. 제안된 기법은 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 추정한 후 임시 데이터 심볼을 검출하고, 검출된 데이터 심볼과 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 추정한다. 모의실험을 통해 제안된 기법의 성능을 확인하고, 기존 기법에 비해 우수한 성능을 나타내는 것을 보인다.

**Key Words** : channel estimation, OFDM, cross-correlation, pilot based

### ABSTRACT

The performance of pilot-symbol-assisted channel estimation widely used for OFDM systems is degraded due to the small number of pilot symbols used for higher transmission efficiency. In this paper, we propose a pilot symbol based channel estimation using cross-correlation to improve the estimation performance of the OFDM system with small number of pilot symbols. The proposed technique detects a data symbol using the channel estimated by the pilot symbol and estimates the channel using the estimated data symbol and the pilot symbol. It is shown by computer simulations that the proposed technique outperforms the conventional pilot symbol assisted estimation technique.

### I. 서 론

직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 전송방식은 전체 주파수 대역을 다수의 협대역 부채널로 분할하여 데이터를 병렬 전송하는 직교 다채널 방식으로, 무선 광대역 전송시에 발생하는 다중경로에 의한 주파수 선택

적 페이딩 왜곡을 주파수 영역 단일탭 등화기(equalizer)를 통해 간단하게 보상할 수 있는 장점이 있다<sup>[1,2]</sup>. 이러한 장점으로 인해 OFDM 전송방식은 IEEE802.11a/g/n 무선랜, 4G(IEEE 802.16m, Long-Term Evolution-Advanced; LTE-A) 등의 차세대 이동 통신 시스템 및 디지털 방송(Digital Video Broadcasting; DVB, Digital Multimedia Broadcasting;

※ 본 연구는 방송통신위원회의 차세대통신네트워크원천기술개발사업의 연구결과로 수행되었음(KCA-2011-09913-04002)

\* 전자부품연구원 모바일담당 연구센터 (jwwee@keti.re.kr), \*\* 중앙대학교 전자전기공학부 (yscho@cau.ac.kr)

논문번호 : KICS2011-04-172, 접수일자 : 2011년 4월 8일, 최종논문접수일자 : 2011년 7월 8일

DMB) 등의 방송 시스템 표준 전송방식으로 채택되었다<sup>3-6)</sup>.

OFDM 시스템은 PSK(Phase Shift Keying) 또는 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)으로 변조된 신호를 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 통해 시간영역 신호로 변환하여 송신한다. 무선 채널을 통해 수신된 신호는 크기와 위상 왜곡이 발생하며, 이러한 채널에 의한 왜곡을 보상이야 정확한 신호를 복원할 수 있다<sup>1)</sup>. OFDM 시스템에서의 채널 추정기법은 크게 blind 채널 추정기법과 non-blind 채널 추정기법, 두 가지로 구분될 수 있다. Blind 채널 추정기법은 채널 추정을 위한 프리앰블이나 파일럿 신호를 사용하지 않고 수신된 신호를 이용하여 채널을 추정하므로 추가적인 오버헤드가 필요하지 않는 장점이 있으나, 신호의 상관 등 2차 특성을 이용하기 때문에 일반적으로 많은 수의 수신 신호가 필요하며, non-blind 기법에 비해 추정 성능이 열화되는 경향이 있다<sup>7,8)</sup>. Non-blind 채널 추정기법은 프리앰블이나 파일럿과 같이 송/수신단에서 모두 알고 있는 약속된 훈련 신호를 사용하여 채널을 추정하는 기법이다. 훈련 신호를 사용하기 때문에 프리앰블 또는 파일럿 심볼의 추가에 따른 전송 효율이 감소되는 단점이 있으나, 채널 추정 성능이 우수하여 대부분의 시스템에 적용되고 있다.

프리앰블 기반의 채널 추정기법은 주로 패킷내에서 채널의 변화가 거의 없는 환경에서 초기 채널 추정을 통해 전체 패킷에 대한 신호 왜곡을 보상하는 기법이다. 그러나, 단말의 이동에 의해 채널 변화가 발생할 경우 패킷의 후반부로 갈수록 초기 추정된 채널과 실제 채널이 상이하게 되어 수신기의 복호 성능이 크게 저하되는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 데이터 신호를 이용하여 채널을 추정하는 결정지향(Decision-Directed; DD) 추정기법이 제안되었다<sup>9)</sup>. 이 기법은 검출된 데이터를 이용하여 채널을 추정하는 기법으로 데이터 오류가 발생하였을 경우, 오류에 의해 채널 추정 성능이 저하되고, 채널 추정 성능저하에 의해 데이터 오류의 발생을 야기시키는 오류 전파 현상이 나타나는 단점이 있다.

파일럿 심볼 기반의 채널 추정기법은 OFDM 심볼 내에 훈련 신호를 삽입하여 전송함으로써 수신단에서 파일럿 부반송파에 대한 채널을 추정하는 기법으로, 파일럿 부반송파에서의 채널 추정 후 데이터 부반송파에 대한 채널을 추정한다. 데이터 부반송파에서의 채널 추정은 인접 파일럿 부반송파 간의 선형 또는 2차 다항식 보간, cubic spline 보간 기법 등을 사용하

여 추정할 수 있으며, MMSE, DFT-based 채널 추정 기법, 시간영역 상호상관 기법 등을 통해 추정할 수 있다<sup>10-14)</sup>.

시간영역 상호상관 채널 추정 기법은 시간영역 파일럿 신호를 이용하여 채널의 임펄스 응답을 추정하는 기법으로, 잡음에 대한 평균 효과로 인해 추정 오차가 감소되어 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있는 장점이 있다. 이와 같은 기법은 파일럿 부반송파의 간격이 좁을수록 파일럿 신호의 전력이 증가하여 추정 성능이 향상되나, 파일럿 심볼 수의 증가는 시스템의 전송 효율을 저하시키는 원인이 된다. 본 논문에서는 파일럿 심볼 기반의 OFDM 시스템에서 적은 수의 파일럿 심볼을 사용하여 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있는 시간영역 상호상관을 이용한 파일럿 심볼 기반의 채널 추정기법을 제안한다. 또한 결정된 데이터 심볼을 이용하여 채널을 추정할 때 발생하는 상호상관 간섭(Cross Correlation Interference; CCI)을 간단하게 제거하여 복잡도를 감소시키는 변형된 임시 데이터 심볼 기반의 채널 추정기법을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 OFDM 시스템의 파일럿 심볼 기반 상호상관 채널 추정기법을 설명하고, III장에서는 시간영역 상호상관을 이용한 파일럿 심볼 기반의 채널 추정기법을 제안한다. IV장에서는 제안된 기법의 성능을 모의실험을 통해 확인하며, V장에서 결론을 맺는다.

## II. OFDM 시스템의 상호상관기반 채널 추정기법

### 2.1 OFDM 시스템 모델

그림 1은 OFDM 시스템의 블록도를 나타낸다. 데이터 비트가 모뎀으로 입력되면 변조기를 통해 데이터 심볼이 출력되며, 출력된 데이터는 S/P(Serial to Parallel) 블록을 통해 각 부반송파로 할당된다. 각 부반송파로 할당된 심볼은 IFFT에 의해 시간영역 신호로 변조되며, 다중경로 채널에 의한 인접심볼간 간섭(Inter-symbol interference; ISI) 및 인접채널간 간섭(Inter-carrier interference; ICI)을 방지하기 위한 보호구간(Cyclic prefix; CP)이 삽입되어 무선 채널을 통해 전송된다. 전송되는 데이터 신호의  $n$ 번째 샘플링 시간에서의 OFDM 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{-j2\pi nk/N} \quad (1)$$

여기서  $N$ 은 전체 부반송파 수를 나타낸다.  $X_k$ 는  $k$

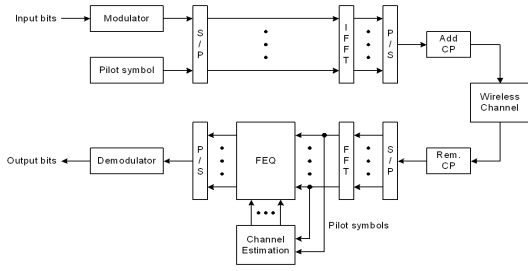


그림 1. OFDM 시스템 블록도  
Fig. 1. Block diagram of the OFDM system

번째 부반송파로 전송되는 주파수 영역 OFDM 심볼을 나타내며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_k = \begin{cases} S_k, & k \in \mathcal{S}_D \\ P_k, & k \in \mathcal{S}_P \end{cases}, \quad \mathcal{S}_D \cap \mathcal{S}_P = \emptyset \quad (2)$$

여기서  $\mathcal{S}_D$ 와  $\mathcal{S}_P$ 는 각각 데이터 부반송파 인덱스와 파일럿 부반송파 인덱스의 집합을 나타낸다. 본 논문에서는  $N$ 개의 부반송파가  $N_d$ 개의 데이터와  $N_p$ 개의 파일럿 부반송파로 구성된다고 가정하였다. 따라서  $N = N_d + N_p$ 이며, 데이터 심볼과 파일럿 심볼은 중첩되지 않는 서로 다른 부반송파로 전송된다.  $S_k$ 와  $P_k$ 는 각각 데이터 심볼과 파일럿 심볼을 나타낸다. OFDM 심볼 주기동안 전송된 신호는 다중경로 채널을 통과한 후 잡음이 포함되어 수신되며, 수신신호  $y_n$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{n-l} + w_n \quad (3)$$

여기서  $h_l$ 은 기저대역에서 샘플링된  $l$ 번째 다중경로 채널의 이산시간 임펄스 응답을 나타내며,  $L$ 은 채널의 전체 샘플 수를 나타낸다. 또한  $w_n$ 은 평균이 0이며 분산이  $\sigma_w^2$ 인 가산성 백색 가우스 잡음(Additive White Gaussian Noise; AWGN)을 나타낸다. 수신신호를 FFT를 통해 복조하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_k = H_k X_k + W_k \quad (4)$$

여기서  $H_k$ 와  $W_k$ 는 각각  $k$ 번째 부반송파에서의 채널 주파수 응답(Channel Frequency Response; CFR)과 AWGN의 주파수 응답을 나타내며, CFR을 이용하여 데이터 심볼을 다음과 같이 검출할 수 있다.

$$\hat{S}_k = \arg \min_{S_k} |Y_k - H_k S_k|^2, \quad k \in \mathcal{S}_D \quad (5)$$

## 2.2 파일럿 기반 상호상관 채널 추정 기법

파일럿이 포함된 수신신호와  $d$ 샘플 지연된 시간영역 파일럿 신호와의 상호상관 신호  $z_d$ 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} z_d &= \sum_{n=0}^{N-1} y_n p_{n-d}^* \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l R_{pp}(l, d) + \sum_{l=0}^{L-1} h_l R_{sp}(l, d) \\ &\quad + R_{wp}(0, d) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서  $p_n$ 은 파일럿 심볼의 시간영역 신호를 나타내며 다음과 같다.

$$p_n = \sum_{k=0}^{N-1} P_k e^{j2\pi nk/N} \quad (7)$$

또한,  $R_{ab}(l, d)$ 는 신호  $a$ 와 신호  $b$ 의 상관함수를 나타내며 다음과 정의된다.

$$R_{ab}(l, d) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n - l p_{n-d}^* \quad (8)$$

여기서  $R_{sp}(l, d)$ 는 송신된 데이터 신호와 파일럿 신호 간의 상호상관을 나타내며 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{sp}(l, d) &= \sum_{n=0}^{N-1} s_{n-l} p_{n-d}^* \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_k P_k^* e^{j2\pi k(l-d)/N} \end{aligned} \quad (9)$$

식 (2)에 의해 데이터 심볼과 파일럿 심볼은 서로 다른 부반송파에 할당되므로 식 (9)에서  $S_k P_k^*$ 는 0이 된다. 또한,  $R_{pp}(l, d)$ 는 파일럿 심볼간의 상호상관을 나타내며 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{pp}(l, d) &= \sum_{n=0}^{N-1} p_{n-l} p_{n-d}^* \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |P_k|^2 e^{j2\pi k(l-d)/N} \end{aligned} \quad (10)$$

파일럿 심볼은 일반적으로 모든 심볼이 동일한 전

력을 갖는 BPSK 또는 QPSK 등의 변조를 통해 전송되므로  $R_{pp}(l, d)$ 는 다음 수식과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{pp}(l, d) = \begin{cases} \sigma_p^2, & d=l \\ 0, & d \neq l \end{cases} \quad (11)$$

여기서  $\sigma_p^2$ 은 파일럿 신호의 전체 전력을 의미하며, 송신 신호의 전체 전력을 1이라고 가정하면 파일럿 신호의 전력은  $N_p/N$ 이 된다. 식 (9)와 식 (11)에 의해 식 (6)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$z_d = \sigma_p^2 h_d + R_{wp}(0, d) \quad (12)$$

따라서  $l$ 번째 다중경로 채널은 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_l^{\text{pilot}} &= \frac{1}{\sigma_p^2} z_l \\ &= h_l + \frac{1}{\sigma_p^2} R_{wp}(0, l) \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)에서 데이터와의 간섭은 직교성에 의해 제거되었으나 AWGN과의 간섭인  $R_{wp}(0, l)$ 은 여전히 존재하게 되며, 그 값은 파일럿 심볼 수를 증가시켜  $\sigma_p^2$ 의 값이 증가하거나 평균을 구하는 데이터의 수가 증가할수록 감소한다. 그러나 데이터의 수는  $N$ 으로 고정되므로 채널 추정 성능 향상을 위해서는 파일럿 심볼 수를 증가시켜야 한다. 파일럿 심볼 수의 증가는 데이터 심볼 수의 감소를 초래하게 되어 데이터 전송 효율이 저하된다.

### III. 상호상관을 이용한 파일럿 기반 채널 추정 성능 향상기법

#### 3.1 파일럿 심볼 및 데이터 심볼 기반 상호상관 채널 추정기법

전 절에서, 파일럿 심볼을 이용한 상호상관 채널 추정 기법은 파일럿 심볼수의 감소에 의해 파일럿 신호의 전력이 감소되어 채널 추정 성능이 저하되는 것을 확인하였다. 본 절에서는 적은 수의 파일럿 심볼을 이용하여 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있는 상호상관을 이용한 파일럿 기반 채널추정 기법을 제안한다.

식 (13)에서 추정된 채널을 이용하여 식 (5)와 같이 데이터 심볼을 검출한다. 검출된 데이터 심볼과 파일

럿 심볼을 이용하여 채널추정 신호를 다음과 같이 생성할 수 있다.

$$\hat{x}_n = IDFT\{\hat{S}_k\} + p_n \quad (14)$$

여기서 검출된 데이터 심볼에 오류가 없다고 가정하면, 수신 신호와  $d$ 샘플 지연된 채널추정 신호와의 상호상관 신호  $\hat{z}_d$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{z}_d &= \sum_{n=0}^{N-1} y_n \hat{x}_{n-d}^* \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h_l R_{xx}(l, d) + R_{wx}(0, d) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서  $R_{xx}(l, d)$ 는 송신신호와 채널추정 신호와의 상호상관을 나타내며 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{xx}(l, d) &= \sum_{n=0}^{N-1} x_n - j \hat{x}_{n-d}^* \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \hat{X}_k^* e^{j2\pi k(l-d)/N} \end{aligned} \quad (16)$$

검출된 데이터 심볼에 오류가 없다고 가정 할 경우,  $X_k = \hat{X}_k$ 이 되어  $X_k \hat{X}_k^* = |\hat{X}_k|^2$ 이 된다. 식 (15)로부터  $d$ 번째 경로의 채널을 추정하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_d &= \frac{1}{\sigma_x^2} \hat{z}_d \\ &= h_d + \frac{1}{\sigma_x^2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq d}}^{L-1} h_l R_{xx}(l, d) \\ &\quad + \frac{1}{\sigma_x^2} R_{wx}(0, d) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서  $\sigma_x^2$ 은 송신신호의 전력을 나타내며, 파일럿 심볼과 데이터 심볼의 전력을 포함하고 있어 식 (13)에 비해 잡음에 의한 영향을 감소시킬 수 있다. 그러나 식 (11)과는 달리  $R_{xx}(l, d \neq l)$ 는 항상 0이 되지 않으므로 CCI가 발생하여 채널추정 성능에 영향을 주게 된다. 따라서, CCI를 보상해야 하며 CCI 보상을 위해 식 (15)를 행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{h} + \mathbf{R}_{wx}(0) \quad (18)$$

여기서  $\hat{\mathbf{z}} = [\hat{z}_0, \dots, \hat{z}_{L-1}]^T$ ,  $\mathbf{h} = [h_0 \dots h_{L-1}]^T$ ,  $\mathbf{R}_{\mathbf{bb}}(q) = [R_{\mathbf{bb}}(q,0) \dots R_{\mathbf{bb}}(q,L-1)]^T$  이며,  $\mathbf{R}_{\mathbf{bb}} = [\mathbf{R}_{\mathbf{bb}}(0) \dots \mathbf{R}_{\mathbf{bb}}(L-1)]^T$  이다. 식 (18)을 이용하여 다음과 같이 CCI가 보상된 채널  $\hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{M1}} = [\hat{h}_0^{\mathbf{M1}} \dots \hat{h}_{L-1}^{\mathbf{M1}}]^T$ 를 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{M1}} &= \mathbf{R}_{xx}^{-1} \hat{\mathbf{z}} \\ &= \mathbf{h} + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{R}_{wx}(0) \end{aligned} \quad (19)$$

### 3.2 상호상관간섭 제거기법

식 (16)에서 알 수 있듯이 송신 심볼의 전력이 일정한 PSK 변조 방식을 사용할 경우  $|\hat{X}_k|^2$ 의 값이  $k$ 와 관계없이 동일한 값이 되므로  $R_{xx}(l, d \neq l)$ 가 0이 되어 CCI가 발생되지 않는다. 그러나 QAM 변조 방식과 같이 송신 심볼의 전력이 일정하지 않을 경우 CCI가 발생하여 복잡도가 증가하게 된다. 이러한 CCI는 그림 2와 같이  $|\hat{X}_k|^2$ 을 1로 정규화 할 경우 제거될 수 있으므로, 이를 위해 검출된 데이터 심볼을 다음과 같이 변환한다.

$$\tilde{S}_k = \alpha_k \times \hat{S}_k \quad (20)$$

여기서  $\alpha_k$ 는 정규화 계수를 나타내며, 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\alpha_k = \frac{1}{|\hat{S}_k|^2} \quad (21)$$

식 (20)에서 변환된 임의 데이터 심볼을 이용하여 다음과 같이 채널추정 신호를 생성한다.

$$\tilde{x}_n = \text{IFFT}\{\tilde{S}_k\} + p_n \quad (22)$$

식 (15)의  $\hat{z}_d$ 와  $\hat{x}_n$ 을 각각  $\tilde{z}_d$ 와  $\tilde{x}_n$ 으로 치환하면 다음과 같이 상관신호  $\tilde{\mathbf{z}} = [\tilde{z}_0 \dots \tilde{z}_{L-1}]^T$ 를 얻을 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{h} + \mathbf{R}_{wx}(0) \quad (23)$$

식 (23)을 이용하여 다음과 같이 채널을 추정한다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{M2}} &= \mathbf{R}_{xx}^{-1} \tilde{\mathbf{z}} \\ &= \mathbf{h} + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{R}_{wx}(0) \end{aligned} \quad (24)$$

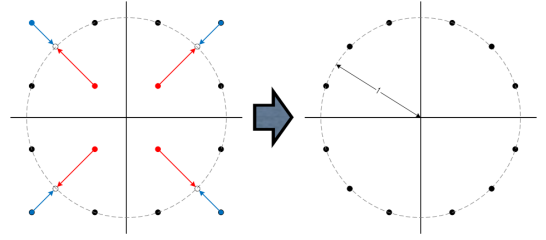


그림 2. 16-QAM 신호의 정규화 개념도  
Fig. 2. Concept for the normalization of 16-QAM

여기서  $\mathbf{R}_{xx}$  행렬의 구성요소는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{xx}(l, d) &= \sum_{n=0}^{N-1} x_{n-l} \tilde{x}_{n-d}^* \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \tilde{X}_k^* e^{j2\pi k(l-d)/N} \end{aligned} \quad (25)$$

여기서 검출된 데이터 심볼에 오류가 없다고 가정하고, 식 (20)을 대입하면  $X_k \tilde{X}_k^*$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_k \tilde{X}_k^* = \begin{cases} S_k \hat{S}_k^* / |\hat{S}_k|^2 = 1, & k \in \mathbb{S}_D \\ P_k P_k^* = 1, & k \in \mathbb{S}_P \end{cases} \quad (26)$$

식 (26)에 의해  $R_{xx}(l, d)$ 는 다음과 같이 된다.

$$R_{xx}(l, d) = \begin{cases} 1, & l = d \\ 0, & l \neq d \end{cases} \quad (27)$$

따라서, 식 (24)에 식 (27)를 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{\mathbf{M2}} &= \tilde{\mathbf{z}} \\ &= \mathbf{h} + \mathbf{R}_{wx}(0) \end{aligned} \quad (28)$$

식 (28)은 식 (19)와 비교하여 채널 추정을 위한 추가적인 연산이 필요 없게 되어 복잡도가 크게 감소되는 것을 알 수 있다. 또한 식 (28)에 의해 추정된 채널은 잡음 성분의 전력이 기존 기법에 비해  $N_p/N$ 만큼 감소되는 것을 알 수 있다.

## IV. 모의 실험

본 절에서는 제안된 기법의 성능을 모의실험을 통해 분석한다. 모의실험에 사용된 채널은 2-path Rayleigh 페이딩 모델을 사용하였다. 전체 대역폭

20MHz를 1024개의 부반송파로 나누었으며, 파일럿 심볼은 BPSK 변조 방식을 사용하였다. 또한, 반송파 주파수 오프셋과 심볼 타이밍 오프셋은 완벽하게 보상되었다고 가정하였으며, 채널의 다중 경로 위치는 정확하게 추정되었다고 가정하였다.

그림 3은 파일럿 심볼의 수에 따른 기존 기법의 성능을 보여준다. 기존 기법은 파일럿만을 이용한 시간 영역 상호상관 채널을 추정 기법을 나타내며, 파일럿 심볼은 주파수 영역에서 등간격으로 배치되었다. M은 파일럿 심볼간의 간격을 나타내며, M이 8일 경우 총 파일럿 심볼의 수는 128(=1024/8)개를 의미하고 M이 64일 경우 총 16(=1024/16)개의 파일럿 심볼을 사용한 것을 나타낸다. 그림에서 기존 기법은 파일럿 심볼의 수가 많을수록 AWGN의 영향이 감소되어 MSE 성능이 향상되는 것을 알 수 있다. 그림 4는 M이 8일 경우와 M이 64일 경우, 기존 기법과 제안된 기법의 성능을 나타낸다. 제안된 기법의 경우 데이터 심볼은 BPSK 변조를 사용하였다. 파일럿 심볼의 수가 128(M=8) 심볼인 경우 기존 기법에 비해 MSE  $10^{-4}$ 에서 약 12dB의 SNR 성능이 향상되는 것을 알 수 있으며, 파일럿 심볼의 수가 16(M=64) 심볼인 경우 약 22dB의 SNR 성능이 향상되는 것을 알 수 있다.

그림 5는 16개의 파일럿 심볼을 사용하고 데이터 심볼을 16-QAM으로 변조하였을 경우의 성능을 보여준다. 기존 기법의 경우 파일럿 심볼만을 이용하므로 데이터 심볼에 관계없이 동일한 성능을 나타내고 있으나, 제안된 기법의 경우, 높은 변조방식의 사용으로 낮은 SNR에서 오류 발생 확률이 높아지게 되어 채널 추정 성능의 저하가 발생함을 알 수 있다. 그러나

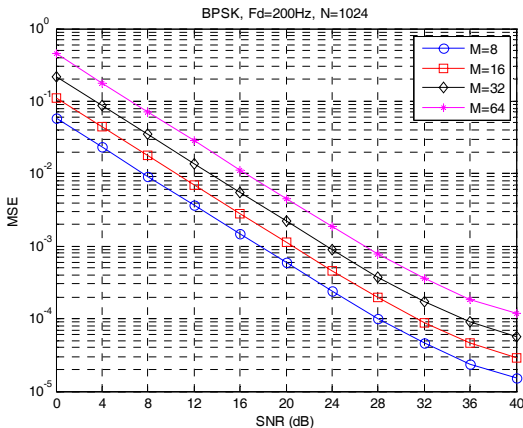


그림 3. 파일럿 수에 따른 파일럿 기반 상호상관 채널추정 기법의 MSE 성능  
Fig. 3. MSE performance for correlation based channel estimation technique using pilot symbol

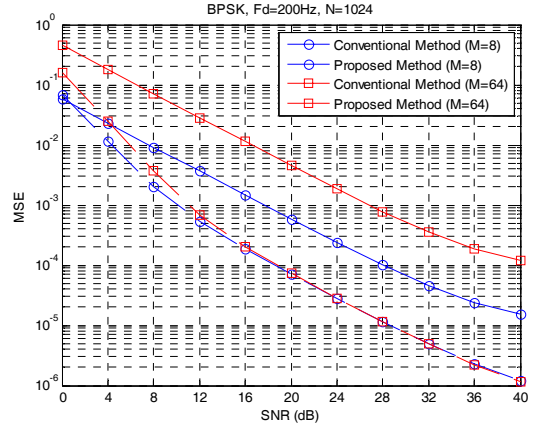


그림 4. 기존 기법과 제안된 기법의 MSE 성능비교  
Fig. 4. Comparison of the MSE for different estimation technique

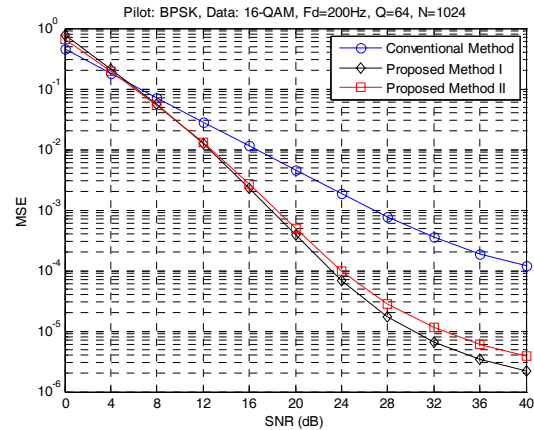


그림 5. 16-QAM 변조 방식 사용시 제안된 기법의MSE 성능비교  
Fig. 5. MSE performance of the proposed technique with 16-QAM

SNR이 증가할수록 데이터 오류가 감소되어 기존 기법에 비해 MSE  $10^{-4}$ 에서 약 16dB의 SNR 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 또한, 그림에서 식 (19)에 의해 CCI를 보상하여 채널을 추정하는 Method I 방식과 식 (28)을 이용하여 CCI를 제거한 후 추정하는 Method II 방식의 성능 차이가 작은 것을 알 수 있다. 따라서, 변형된 임시 데이터 심볼에 의한 CCI 제거 기법을 사용하면 약간의 채널 추정 성능 저하만으로 복잡도를 크게 낮출 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 시간영역 상호

상관을 이용한 파일럿 심볼 기반 채널 추정 성능 향상 기법을 제안하였다. 또한, 데이터 심볼의 전력이 일정한 PSK 변조방식의 사용이 아닌 QAM 변조 방식을 사용하였을 경우 발생하는 CCI를 검출된 데이터 심볼을 변형하여 간단하게 제거하는 기법을 제안하였다. 기존 파일럿 심볼을 이용한 상호상관 채널추정 기법의 경우 파일럿 심볼 수의 감소에 따라 채널추정 성능이 저하되는 것을 확인하였으며, 제안된 기법의 경우 적은 수의 파일럿 심볼의 사용에도 불구하고 우수한 추정 성능을 나타내는 것을 모의실험을 통해 확인하였다. 전체 부반송파의 약 1.6%의 파일럿 부반송파를 사용하였을 경우 기존 기법에 비해 MSE  $10^{-4}$ 에서 약 20dB의 성능이 향상되는 것을 보였으며, 데이터 심볼의 전력이 일정한 PSK 변조방식의 사용이 아닌 QAM 변조방식을 사용하였을 경우 CCI가 발생하여 행렬 연산으로 인한 복잡도가 증가하였으나, 변형된 임시 데이터 심볼을 사용하여 약간의 성능저하 만으로 복잡도를 크게 낮출 수 있었다.

### 참 고 문 헌

[1] L. J. Cimini, Jr., "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, No.5, pp. 5-14, May 1990.

[3] IEEE 802.11nTM/D2.00, *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) specifications*, Feb. 2007.

[4] IEEE Std 802.16eTM-2005 and IEEE Std 802.16TM-2004/Cor1-2005, *Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems*, 2006.

[5] 3GPP, TS 36.201, *E-UTRA; LTE Physical Layer-General Description, R8*, Nov., 2007.

[6] ETSI EN 300 744, *Digital Video Broadcasting (DVB); Frame Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television*, Nov. 2005

[7] R. Zhang, "Blind OFDM channel estimation through linear precoding: a subspace approach," *IEEE ACSSC*, vol. 2, pp. 631-633, Nov. 2002.

[8] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory, 4th edition*, PHIPE, 2001.

[9] J. Zhang, X. Mu, E. Chen, and S. Yang, "Decision-directed channel estimation based on iterative linear minimum mean square error for orthogonal frequency division multiplexing system," *IET Commun.*, Vol.3, No.7, pp.1136-1143, 2009.

[10] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," *IEEE Trans. on Broadcasting*, Vol.48, No.3, pp.223-229, Sep. 2002.

[11] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*, Artech House Publishers, 2000.

[12] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P.O. Borjesson, "Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM" *Personal Wireless Commun.*, Vol.12, No.1, pp. 55-70, Jan. 2000.

[13] J. Seo, S. Jang, J. Yang, W. Jeon, and D. Kim, "Analysis of pilot-aided channel estimation with optimal leakage suppression for OFDM systems," *IEEE Commun. Letters*, Vol.14, No.9, pp.809-811, Sep., 2010.

[14] X. Daofeng and Y. Luxi, "Channel estimation for OFDM systems using superimposed training," *International Conference in Cetrul Asia on Internet*, pp.26-29, June 2004.

위 정 욱 (Jung-Wook Wee)

정회원



1999년 2월 중앙대학교 전기 공학과 학사

2001년 2월 중앙대학교 전기 공학과 석사

2011년 8월 중앙대학교 전자 전기공학부 공학박사

2001년~현재 전자부품연구원 선임 연구원

<관심분야> 디지털통신, 방송통신 융합

조 용 수 (Yong-Soo Cho)

중신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자  
공학과 학사

1987년 8월 연세대학교 전자  
공학과 석사

1991년 5월 University of  
Texas at Austin 공학박사

1992년 3월~현재 중앙대학교  
전자전기공학부 교수

2003년 9월~2007년 12월 TTA 휴대인터넷(WiBro)  
프로젝트그룹 무선접속 실무반 의장

<관심분야> 디지털 통신 시스템, MIMO-OFDM 모  
뎀 알고리즘 개발 및 구현