

# 하향링크 MC-CMDMA 시스템을 위한 간단한 미상 채널 추정 방법

정회원 서 방 원\*

## Simple Blind Channel Estimation Scheme for Downlink MC-CDMA Systems

Bangwon Seo\* *Regular Member*

요 약

다중 반송파 부호 분할 다중 접속 (MC-CDMA) 시스템을 위한 기존의 미상 채널 추정 방법들은, 수신 신호의 공분산 행렬에 대한 역행렬을 구하거나, 그 공분산 행렬에 대한 고유치 분해를 필요로 하기 때문에, 매우 많은 계산량을 필요로 한다. 따라서, 이러한 방법들은 복잡성 때문에 하향링크 시스템의 수신기에서는 사용하기가 어려운 방법들이다. 본 논문에서는 하향링크 MC-CDMA 시스템에 적합한 매우 낮은 복잡성을 갖는 간단한 미상 채널 추정 방법을 제안한다. 그리고, 모의 실험을 통해, 낮은 복잡성에도 불구하고, 제안하는 채널 추정 방법이 기존 방법들보다 더 우수한 채널 추정 성능과 비트 오류 성능을 나타낸다는 것을 보인다.

**Key Words** : MC-CDMA, downlink system, channel estimation, blind estimation, 채널 추정

ABSTRACT

In multicarrier code-division multiple access (MC-CDMA) systems, conventional blind channel estimation schemes require the inverse matrix calculation or eigenvalue decomposition of the received signal covariance matrix. Therefore, computational complexity of the conventional schemes is too high and they cannot be employed in downlink systems. In this paper, we propose a simple blind channel estimation scheme with very low computational complexity. Simulation results show that the proposed scheme has better channel estimation and bit error rate (BER) performance than the conventional schemes.

### I. 서 론

다중 반송파 부호 분할 다중 접속 (Multi-carrier code-division multiple access: MC-CDMA) 기술은 직교 주파수 분할 다중화 (Orthogonal frequency-division multiplexing: OFDM) 기술과 CDMA 기술을 결합한 기술이다. 각 사용자에 대한 데이터는 사용자별 확산 코드를 이용하여 주파수 영역에서 확산되고, 그 결과 신호는 OFDM 기법을

이용하여 전송되게 된다<sup>[1]</sup>. 이 시스템에서 전체 주파수 대역은 서로 겹치지 않고 작은 대역폭을 갖는 많은 부대역들로 나누어진다. 이러한 부대역들은 채널의 응집 (Coherence) 대역폭보다 작도록 설정되기 때문에, 각각의 부대역들로 전송된 신호들은 평평한 페이딩 (Flat fading)을 겪게 된다. 따라서, 동일한 사용자의 전송 심볼간 간섭이 발생하지 않기 때문에 수신기가 간단해지는 장점이 있다. 이러한 이유로 인해, MC-CDMA 시스템은 높은 데이터 전

\* 한국전자통신연구원 차세대통신연구부문 이동통신방식연구팀(seobw@etri.re.kr)

논문번호 : KICS2012-03-113, 접수일자 : 2012년 3월 5일, 최종논문접수일자 : 2012년 5월 31일

송률을 필요로 하는 환경에서 기존의 단일 반송파 CDMA 시스템에 대한 대안으로 여겨지고 있다.

고속 데이터 통신이 제대로 동작하기 위해서는 채널 환경에 따른 데이터의 적응적 로딩 (Adaptive loading)과 응집 검파 (Coherent detection)와 같은 기술들을 필요로 하며, 이를 위해서는 적절한 채널 추정기를 통해서 채널 값을 미리 알고 있어야 한다. 채널 추정 방식은 훈련 심볼의 전송 유무에 따라서 훈련 심볼 기반의 채널 추정 방식과 미상 (Blind) 채널 추정 방식으로 나눌 수 있다. 미상 추정 방식은 채널 추정을 위한 훈련 심볼을 전송할 필요가 없기 때문에 매우 좋은 주파수 효율성을 가지며, 이로 인해 많은 관심을 받아왔다.

MC-CDMA 시스템에서 제안된 기존의 미상 채널 추정 방법들은 최소 출력 에너지 (Minimum output energy: MOE)를 이용한 방법 [2]-[4]과 부공간 (Subspace) 직교성을 이용한 방법 [5]-[7] 등이 있다. 최소 출력 에너지 방법들은 검파기 (Detector)의 출력 신호에 대한 최소 출력 에너지를 최대화시키는 벡터를 구함으로써 채널 벡터를 추정하게 된다. 이 방법은 수신 신호의 공분산 행렬에 대한 역행렬을 구해야 되기 때문에,  $O(N^3)$ 에 해당하는 계산량을 필요로 한다. 여기에서  $N$ 은 부반송파의 개수를 나타낸다. 부공간 직교성을 이용한 방법은 수신 신호의 공분산 행렬에 대한 고유치 분해 (Eigenvalue decomposition)를 적용하고, 잡음 부공간 (Noise subspace) 행렬과 신호 벡터 간의 직교성을 이용함으로써 채널 벡터를 추정하게 된다. 이 방법에서는 수신 신호의 공분산 행렬에 대한 고유치 분해를 필요로 하므로, 최소 출력 에너지 방법에서와 마찬가지로  $O(N^3)$ 에 해당하는 계산량을 필요로 한다. 따라서, 기존의 미상 채널 추정 방법들은 복잡도 때문에 상향링크 시스템의 수신기에서만 적용이 가능하고, 본 논문에서 고려하고 있는 하향링크 시스템의 수신기에서는 적용이 불가능하다.

본 논문에서는 기존의 채널 추정 방법들보다 훨씬 적은 계산량을 필요로 하는 미상 채널 추정 방법을 제안한다. 따라서, 하향링크 시스템의 수신기에서도 적용이 가능한 방법이다. 제안하는 방법에서는 먼저 수신 신호에 대한 공분산 행렬의 각 원소를 확산 코드 행렬의 각 원소로 나눔으로써 변형된 공분산 행렬을 구한다. 그리고 나서, 변형된 공분산 행렬의 최대 고유치에 해당하는 고유 벡터를 구함으로써 채널 벡터를 추정하게 된다. 제안하는 방법

은  $O(N^2)$ 에 해당하는 계산량을 필요로 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모형을 설명하고, III장에서는 기존의 미상 채널 추정 방법에 대해서 살펴 본다. IV장에서는 본 논문에서 제안하는 미상 채널 추정 방법에 대해서 설명하고, V장에서는 모의 실험을 통해 제안하는 방법과 기존 방법들의 성능을 비교한다. 마지막으로, VI장에서는 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모형

본 논문에서는 하향링크 MC-CDMA 시스템을 고려한다. 송신기에서의 과정은 다음과 같다. 사용자  $k$ 의  $i$ 번째 전송 심볼  $d_k(i)$ 에 대해서 주파수 영역 확산 코드  $\mathbf{s}_k = [s_{k,1}, \dots, s_{k,N}]^T$ 을 곱한다. 여기에서  $N$ 은 부반송파의 개수를 나타내고,  $\mathbf{s}_k^H \mathbf{s}_k = 1$ 이다. 그리고 나서, 모든  $K$ 명의 사용자에게 대한 신호를 각각 부반송파별로 더함으로써, 다음 결과를 얻는다.

$$\mathbf{x}(i) = \sum_{k=1}^K d_k(i) \mathbf{s}_k = \mathbf{S} \mathbf{d}(i). \quad (1)$$

여기에서  $\mathbf{d}(i) = [d_1(i), d_2(i), \dots, d_K(i)]^T$ 이고,  $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_K]$ 이다. 전송 심볼들은 다음과 같은 특성을 갖는다고 가정한다.

$$E[d_k(i) d_{k'}^*(i')] = \begin{cases} 1, & \text{if } k = k' \text{ and } i = i' \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (2)$$

하향링크 시스템에서 확산 코드는 일반적으로 길이가  $N$ 인 직교코드를 사용하며,  $N = 2^\alpha$  ( $\alpha$ 는 자연수)인 관계를 갖는다. 이러한 직교 코드에 대한 한 가지 대표적인 예는 Hadamard 코드이다. 각 사용자의 확산 코드는 Hadamard 행렬의 각 열 벡터에 대해  $1/\sqrt{N}$ 을 곱함으로써 얻게 되고,  $s_{k,m} \in \{1/\sqrt{N}, -1/\sqrt{N}\}$ 이다. 따라서, Hadamard 행렬의 열 번호를 알면, 그 사용자의 확산 코드를 알 수 있다. 본 논문에서는 기지국이 자기 셀 내의 모든 사용자들에게 현재 확산코드로 사용되고 있는 열 번호들을 브로드캐스트 (Broadcast)한다고 가정한다. 이를 통해 각 사용자들은  $\mathbf{S}$ 를 알 수 있다고 가정한다. 그러나, 어느 사용자가 몇 번째 열 벡터를 사용하는지는 모른다고 가정한다.

이제 이 신호에 대해서 이산 푸리에 역변환

(Inverse discrete Fourier transform: IDFT)을 적용하면,  $\mathbf{y}(i) = \mathbf{F}^H \mathbf{x}(i) = \mathbf{F}^H \mathbf{S} \mathbf{d}(i)$ 를 얻을 수 있다. 이때, 길이가  $N \times N$ 인 DFT 행렬  $\mathbf{F}$ 의  $(m, n)$ 번째 원소는  $[\mathbf{F}]_{m,n} = \exp\{-j2\pi(m-1)(n-1)/N\}/\sqrt{N}$ 이다. 이 신호에 대해서 순환 전치 (Cyclic prefix) 부분을 추가하고, 주파수 상향 변화 (UP-converting)을 적용한 후에 채널을 통해서 전송하게 된다. 이때, 순환 전치의 길이는 채널에 의한 심볼간 간섭이 발생하지 않도록 하기 위하여 채널의 지연 확산 값보다 크게 설정한다.

사용자  $p$ 를 원하는 사용자 (Desired user)라고 가정하자. 송신기와 사용자  $p$ 의 수신기 간의 이산 채널 응답 벡터를 길이가  $L$ 인 벡터  $\mathbf{g}_p = [g_{p,0}, \dots, g_{p,L-1}]^T$ 라고 가정하고, 설명의 편의상  $\|\mathbf{g}_p\|^2 = 1$ 라고 하자.

사용자  $p$ 의 수신기에서의 과정은 다음과 같다. 수신기는 수신 신호에 대해서 주파수 하향 변화 (Down-converting)을 적용하고, 순환 전치 부분을 제거한다. 그리고 나서, 그 결과 신호에 대해서 이산 푸리에 변환을 적용하면, 다음 결과를 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_p(i) &= [r_{p,1}(i), \dots, r_{p,N}(i)]^T \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_p \mathbf{s}_k d_k(i) + \mathbf{z}(i). \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서 길이가  $N \times 1$ 인 벡터  $\mathbf{z}(i)$ 는 AWGN으로서, 평균이  $\mathbf{0}_{N \times 1}$ 이고 분산이  $\sigma^2 \mathbf{I}_N$ 이다.  $\mathbf{0}_{N \times 1}$ 은 길이가  $N \times 1$ 인 영 벡터이고,  $\mathbf{I}_N$ 은 길이가  $N \times N$ 인 단위 행렬이다.  $\mathbf{H}_p = \text{diag}(H_{p,1}, \dots, H_{p,N})$ 은 주파수 영역에서의 채널 응답을 나타내고  $\mathbf{H}_p$ 와  $\mathbf{g}_p$ 의 관계는 다음과 같다.

$$\mathbf{h}_p = [H_{p,1}, \dots, H_{p,N}]^T = \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p. \quad (4)$$

여기에서  $\mathbf{F}_L$ 은  $\mathbf{F}$ 의 처음  $L$ 개의 열 벡터들로 구성된 행렬이고,  $\mathbf{h}_p$ 의 표준값 (Norm)은  $\|\mathbf{h}_p\|^2 = \mathbf{g}_p^H \mathbf{F}_L^H \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p = \mathbf{g}_p^H \mathbf{g}_p = 1$ 이다.

### III. 기존의 미상 채널 추정 방법들에 대한 설명

#### 3.1 부공간 직교성을 이용하는 방법

본 장에서는 기존의 미상 채널 추정 방법들 중에서 부공간 직교성을 이용하는 방법 [5]-[7]에 대해

서 설명한다.

수신신호  $\mathbf{r}_p(i)$ 는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{r}_p(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{S}_k \mathbf{h}_p d_k(i) + \mathbf{z}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{S}_k \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p d_k(i) + \mathbf{z}(i). \quad (5)$$

여기에서,  $\mathbf{S}_k = \text{diag}(s_{k,1}, s_{k,2}, \dots, s_{k,N})$ 이다. 수신신호의 공분산 행렬은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R}_p = E[\mathbf{r}_p(i) \mathbf{r}_p(i)^H] = \sum_{k=1}^K \mathbf{S}_k \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p \mathbf{g}_p^H \mathbf{F}_L^H \mathbf{S}_k^H + \sigma_z^2 \mathbf{I}_N. \quad (6)$$

공분산 행렬에 대하여 고유치 분해를 적용한다[8].

$$\mathbf{R}_p = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{U}^H = [\mathbf{U}_s \mathbf{U}_n] \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Sigma}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s^H \\ \mathbf{U}_n^H \end{bmatrix}. \quad (7)$$

여기에서,  $\mathbf{\Sigma}$ 는 고유치 행렬을 나타내고,  $\mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}_N$ 이다. 길이가  $N \times N$ 인 행렬  $\mathbf{\Sigma}_s$ 는 신호 고유치 행렬을 나타내고, 길이가  $(N-K) \times (N-K)$ 인 행렬  $\mathbf{\Sigma}_n$ 은 잡음 고유치 행렬을 나타낸다. 길이가  $N \times K$ 인 행렬  $\mathbf{U}_s$ 를 구성하는 벡터들은 신호 부공간 (Signal subspace)을 구성하는 기본 벡터 (Basis vector)들을 나타내고, 길이가  $N \times (N-K)$ 인 행렬  $\mathbf{U}_n$ 을 구성하는 벡터들은 잡음 부공간을 구성하는 기본 벡터들이다.  $\mathbf{U}_s$ 와  $\mathbf{U}_n$ 은 서로 직교하고,  $\mathbf{U}_n^H \mathbf{U}_s = \mathbf{0}_{(N-K) \times K}$ 이다.

(5)에서 사용자  $p$ 에 대한 신호 벡터인  $\mathbf{S}_p \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p$ 는 신호 부공간에 존재하므로,  $\mathbf{U}_n$ 과 직교하는 특성을 갖는다. 따라서, 다음 관계식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{U}_n^H \mathbf{S}_p \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p = \mathbf{0}_{(N-K) \times 1}. \quad (8)$$

기존의 미상 채널 추정 방법에서 이 관계를 이용하여  $\mathbf{g}_p$ 의 추정치  $\hat{\mathbf{g}}_p$ 을 구하는 방법은 다음과 같다.

(단계 A-1)  $\mathbf{r}_p(i)$ 를 이용하여 공분산 행렬  $\mathbf{R}_p$ 를 추정한다.

$$\hat{\mathbf{R}}_p = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \mathbf{r}_p(i) \mathbf{r}_p(i)^H. \quad (9)$$

여기에서  $M$ 은 완화 인자 (Smoothing factor)로서,  $M$ 이 점점 커질수록,  $\hat{\mathbf{R}}_p$ 은 평균 제곱 관점에서  $\mathbf{R}_p$ 로 수렴하게 된다.

(단계 A-2)  $\hat{\mathbf{R}}_p$ 에 대해서 고유치 분해를 적용함으로써  $\mathbf{U}_n$ 의 추정치  $\hat{\mathbf{U}}_n$ 을 얻는다.

(단계 A-3)  $\hat{\mathbf{g}}_p$ 은 다음 식에 대한 해를 구함으로써 얻을 수 있다

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{S}_p \mathbf{F}_L \hat{\mathbf{g}}_p = \mathbf{0}_{(N-K) \times 1}. \quad (10)$$

기존의 미상 채널 추정 방법에서 이 관계를 이용하여  $\mathbf{g}_p$ 의 추정치  $\hat{\mathbf{g}}_p$ 을 구하는 방법은 다음과 같다.

식 (10)에 대한 또 다른 표현은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{g}}_p = \arg \min_{\mathbf{g}} \mathbf{g}^H \mathbf{F}_L^H \mathbf{S}_p^H \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{S}_p \mathbf{F}_L \mathbf{g}. \quad (11)$$

따라서,  $\hat{\mathbf{g}}_p$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{g}}_p = (\mathbf{F}_L^H \mathbf{S}_p^H \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{S}_p \mathbf{F}_L \text{의 최소 고유치에 해당하는 고유벡터}). \quad (12)$$

한편,  $\hat{\mathbf{g}}_p$ 은 원소 개수가  $L$ 이므로, (10)에서 미지수의 개수는  $L$ 이고, 독립식의 개수는  $(N-K)$ 이다. 따라서, (10)을 이용하여  $\hat{\mathbf{g}}_p$ 을 추정하기 위해서는 독립식의 개수가 미지수의 개수보다 많아야 하므로,  $K$ 는 다음과 같은 조건을 만족시켜야 한다.

$$N-K \geq L \Rightarrow K \leq N-L. \quad (13)$$

이러한 조건들 때문에, 사용자의 수  $K$ 가 너무 많거나 채널 탭의 개수  $L$ 이 너무 커서 위 조건을 만족시키지 못하는 경우에는, (10)에서 주어진 기존의 미상 채널 추정 방법을 적용할 수 없거나, (11)을 적용할 경우 채널 추정 성능이 매우 떨어지는 단점이 있다. 또한, 단계 A-2에서  $\hat{\mathbf{R}}_p$ 에 대한 고유치 분해를 적용하기 때문에  $O(N^3)$ 에 해당하는 계산량을 필요로 한다. 일반적으로  $N$ 은 매우 큰 값이므로,  $O(N^3)$ 은 매우 큰 복잡성을 의미하고, 따라서 하향링크 시스템의 수신기에서는 이 방식을 적용하는 것은 매우 어렵다.

### 3.2 최소 출력 에너지를 이용하는 방법

본 장에서는 기존의 미상 채널 추정 방법들 중에서 최소 출력 에너지를 이용하는 방법 [2]에 대해서 설명한다.

최소 출력 에너지 기반의 수신기에서 선형 여파기 (Filter)  $\mathbf{w}_{mv}$ 는 다음과 같이 설계한다. 사용자  $p$ 의 신호 벡터인  $\mathbf{S}_p \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p$ 에 대한 여파기 출력 값을 1로 고정시키면서 여파기 출력에서의 분산 값을 최소가 되도록  $\mathbf{w}_{mv}$ 를 설계한다<sup>[2]</sup>.

$$\mathbf{w}_{mv} = \arg \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}}_p \mathbf{w} \text{ subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{S}_p \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p = 1. \quad (14)$$

선형 여파기  $\mathbf{w}_{mv}$ 의 출력에서의 분산 값은 다음과 같이  $\mathbf{g}_p$ 의 함수로 주어진다.

$$\Psi(\mathbf{g}_p) = 1 / (\mathbf{g}_p^H \mathbf{F}_L^H \mathbf{S}_p^H \hat{\mathbf{R}}_p^{-1} \mathbf{S}_p \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p). \quad (15)$$

최소 출력 에너지 기반의 채널 추정 방법은  $\Psi(\mathbf{g}_p)$ 를 최대화시키는  $\mathbf{g}_p$ 를 찾음으로써 채널 값을 추정하게 된다<sup>[2]</sup>.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{g}}_p &= \arg \max_{\mathbf{g}_p, \|\mathbf{g}_p\|^2=1} \Psi(\mathbf{g}_p) \\ &= \arg \min_{\mathbf{g}_p, \|\mathbf{g}_p\|^2=1} \mathbf{g}_p^H \mathbf{F}_L^H \mathbf{S}_p^H \hat{\mathbf{R}}_p^{-1} \mathbf{S}_p \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p. \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)을 살펴 보면, 최소 출력 에너지 기반의 채널 추정 방법은  $\hat{\mathbf{R}}_p$ 에 대한 역행렬을 구해야 되기 때문에  $O(N^3)$ 에 해당하는 계산량을 필요로 한다. 즉, 이 방법은 부공간 직교성을 이용하는 방법과 동일한 계산량을 필요로 한다.

## IV. 제안하는 미상 채널 추정 방법

본 장에서는 기존의 채널 추정 방법들보다 훨씬 적은 계산량을 필요로 하는 미상 채널 추정 방법을 제안한다. 사용자  $p$ 에서 수신 신호의 공분산 행렬은 (3)을 이용하면 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R}_p = E[\mathbf{r}_p(i) \mathbf{r}_p(i)^H] = \mathbf{H}_p \mathbf{A} \mathbf{H}_p^H + \sigma_z^2 \mathbf{I}_N. \quad (17)$$

여기에서  $\mathbf{A}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{A} = \mathbf{S} \mathbf{S}^H = \sum_{k=1}^K \mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^H. \quad (18)$$

$\mathbf{R}_p$ 의 각 원소는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$[\mathbf{R}_p]_{m,n} = \begin{cases} H_{p,m} H_{p,n}^* [\mathbf{A}]_{m,n}, & \text{if } m \neq n \\ H_{p,m} H_{p,m}^* [\mathbf{A}]_{m,m} + \sigma_z^2, & \text{if } m = n. \end{cases} \quad (19)$$

여기에서  $[A]_{m,n}$ 은  $A$ 의  $(m, n)$ 번째 원소이다. II장에서 언급했듯이 각 사용자는  $S$ 를 알고 있다고 가정하였으므로, 각 사용자는  $A$ 를 알고 있다.

한편, 송신기에서  $A$ 가 다음 조건을 만족시키도록 확산 코드들을 선택한다고 가정한다.

(조건 1) 모든  $m$ 에 대하여  $[A]_{m,m}$  = 고정 상수

(조건 2) 모든  $m, n$ 에 대하여  $[A]_{m,n} \neq 0$

이러한 조건을 만족시키도록 확산 코드들을 선택하는 것은 매우 쉽다.  $s_k$ 가 Hadamard 행렬의 열 벡터들로부터 얻어진다고 가정하였으므로, 모든  $k, l$ 에 대하여  $|s_{k,l}| = 1/\sqrt{N}$ 이다. 따라서, 모든  $m$ 에 대하여  $[A]_{m,m} = \sum_{k=1}^K |s_{k,m}|^2 = K/N$  이므로, 조건 1을 만족시킨다. (설명의 편의상  $[A]_{m,m} = D, m = 1, \dots, N$ 라고 표시한다.) 다음으로, 조건 2에 대해서 살펴보자.  $[A]_{m,n} = \sum_{k=1}^K s_{k,m} s_{k,n}^*$  이고, Hadamard 코드 특성에 의해  $s_{k,m} \in \{1/\sqrt{N}, -1/\sqrt{N}\}$ 이므로, 송신기에서 조건 2를 만족시키도록 하는 가장 쉬운 방법은  $K$ 를 홀수로 설정하는 것이다.

이제 공분산 행렬  $R_p$ 의 각 원소를  $A$ 의 각 원소로 나눈 행렬을 다음과 같이  $Q$ 라고 하자.

$$[Q]_{m,n} = [R]_{m,n} / [A]_{m,n}. \quad (20)$$

그러면,  $Q$ 는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$Q = \begin{bmatrix} H_{p,1} H_{p,1}^* & H_{p,1} H_{p,2}^* & \dots & H_{p,1} H_{p,N}^* \\ H_{p,2} H_{p,1}^* & H_{p,2} H_{p,2}^* & \dots & H_{p,2} H_{p,N}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{p,N} H_{p,1}^* & H_{p,N} H_{p,2}^* & \dots & H_{p,N} H_{p,N}^* \end{bmatrix} + \frac{\sigma_z^2}{D} \mathbf{I}_N \quad (21)$$

$$= \mathbf{h}_p \mathbf{h}_p^H + \tilde{\sigma}_z^2 \mathbf{I}_N = \mathbf{F}_L \mathbf{g}_p \mathbf{g}_p^H \mathbf{F}_L^H + \tilde{\sigma}_z^2 \mathbf{I}_N.$$

여기에서  $\tilde{\sigma}_z^2 = \sigma_z^2 / D$ 이다.  $\mathbf{F}_L^H \mathbf{F}_L = \mathbf{I}_L$ 이므로,  $Q$ 의 양쪽에  $\mathbf{F}_L^H$ 과  $\mathbf{F}_L$ 을 각각 곱하면 다음을 얻게 된다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}_L^H \mathbf{Q} \mathbf{F}_L = \mathbf{g}_p \mathbf{g}_p^H + \tilde{\sigma}_z^2 \mathbf{I}_L. \quad (22)$$

따라서,  $\mathbf{g}_p$ 는  $\mathbf{Y}$ 와 다음과 같은 관계를 갖는다<sup>[8]</sup>.

$$\mathbf{g}_p = \mathbf{Y} \text{의 최대 고유치에 해당하는 고유벡터.} \quad (23)$$

식 (23)에서 주어진 관계를 이용하여,  $\mathbf{g}_p$ 의 추정치  $\hat{\mathbf{g}}_p$ 을 구하는 방법은 다음과 같다.

(단계 B-1) 공분산 행렬  $R_p$ 를 추정한다.

$$\hat{R}_p = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \mathbf{r}_p(i) \mathbf{r}_p(i)^H. \quad (24)$$

(단계 B-2)  $\hat{R}_p$ 의 각 원소를  $A$ 의 각 원소로 나눔으로써  $\hat{Q}$ 을 얻는다.

$$[\hat{Q}]_{m,n} = [\hat{R}]_{m,n} / [A]_{m,n}. \quad (25)$$

(단계 B-3)  $\hat{Q}$ 의 양쪽에  $\mathbf{F}_L^H$ 과  $\mathbf{F}_L$ 을 각각 곱함으로써  $\hat{Y}$ 을 얻는다.

$$\hat{Y} = \mathbf{F}_L^H \hat{Q} \mathbf{F}_L. \quad (26)$$

(단계 B-4)  $\hat{\mathbf{g}}_p$ 은 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{\mathbf{g}}_p = \hat{Y} \text{의 최대고유치에 해당하는 고유벡터.} \quad (27)$$

제안하는 채널 추정 방법은  $\mathbf{Y}$ 에 대한 구조적 특징을 이용하는 방법이고, 기존의 채널 추정 방법은  $R_p$ 에 대한 구조적 특징을 이용하는 방법이다. 식 (17)에 주어진 것처럼  $R_p$ 에는 다른 사용자들로부터의 간섭 신호가 존재하지만, 식 (22)에서 주어진  $\mathbf{Y}$ 에는 다른 사용자들로부터의 간섭 신호가 전혀 존재하지 않기 때문에, 간섭 신호가 충분히 큰 경우에는 제안하는 방법의 채널 추정 성능이 기존 방법보다 더 우수한 채널 추정 성능을 나타내게 된다.

$\hat{Y}$ 은 길이가  $L \times L$ 인 행렬이므로,  $\hat{Y}$ 에 대한 고유 벡터를 구하기 위하여 고유치 분해를 적용하면  $O(L^3)$ 에 해당하는 계산량을 필요로 한다. 반면에, 기존의 채널 추정 방법들은  $O(N^3)$ 에 해당하는 계산량을 필요로 한다. 일반적으로,  $L$ 은  $N$ 보다 매우 작은 값을 가지므로, 본 논문에서 제안하는 채널 추정 방법은 기존 방법들보다 훨씬 적은 계산량을 필요로 한다.

$\hat{\mathbf{g}}_p$ 을 추정하기 위하여  $\hat{Y}$ 의 최대 고유치에 해당하는 고유 벡터만을 필요로 하므로, 다음과 같은 파워 방법 (Power method)을 적용하면 계산량을  $O(L^2)$ 으로 더욱 줄일 수 있다<sup>[8]</sup>.

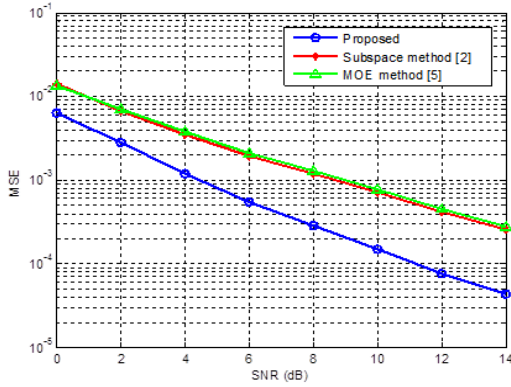


그림 1. K=7일 때, SNR에 따른 MSE 성능 비교  
Fig 1. MSE performance versus SNR when K=7

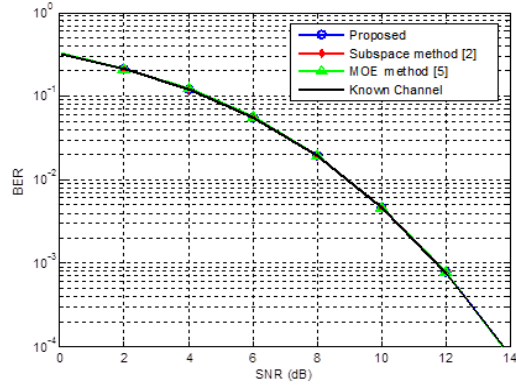


그림 2. K=7일 때, SNR에 따른 BER 성능 비교  
Fig 2. BER performance versus SNR when K=7

(단계 C-1) 초기화:  $j=0$ , 임계값  $\mu$ 를 설정,  $\mathbf{g}_p^{(0)}$ 을 초기화한다.  
 (단계 C-2)  $j$ 를 1만큼 증가시키고, 다음을 구한다.  

$$\mathbf{v}^{(j)} = \hat{\mathbf{Y}} \mathbf{g}_p^{(j-1)}$$

$$\mathbf{g}_p^{(j)} = \mathbf{v}^{(j)} / \|\mathbf{v}^{(j)}\|.$$
  
 (단계 C-3) 만약,  $\|\mathbf{g}_p^{(j)} - \mathbf{g}_p^{(j-1)}\| / \|\mathbf{g}_p^{(j)}\| > \mu$ 이면, 단계 C-2로 이동하고, 그렇지 않으면  $\mathbf{g}_p$ 에 대한 추정치는  $\hat{\mathbf{g}}_p = \mathbf{g}_p^{(j)}$ 에 의해 주어진다.

제안하는 채널 추정 방법에서 가장 많은 계산량을 필요로 하는 단계는 단계 B-2이며, 이 때 필요한 계산량은  $O(N^2)$ 이다. 따라서, 본 논문에서 제안하는 채널 추정 방법의 계산량은  $O(N^2)$ 이며,  $O(N^3)$ 의 계산량을 필요로 하는 기존의 미상 채널 추정 방법들보다 훨씬 적은 계산량을 필요로 한다는 것을 알 수 있다.

### V. 모의 실험 및 결과 분석

본 장에서는 모의 실험을 통해서 제안하는 채널 추정 방법의 성능을 기존의 방법들과 비교한다. 다음과 같은 지수 전력 지연 분포 특성을 갖는 채널 모델을 사용한다 [9].

$$E\{|g_l|^2\} = \exp(-l/10), \quad l = 0, 1, \dots, L-1. \quad (28)$$

여기에서,  $L$ 은 채널 탭의 개수로서,  $L=3$ 이라고 가정하고, 각 채널 탭 경로의 위상은  $[0, 2\pi)$ 에서 균일하게 분포한다고 가정한다. 부반송파의 개수는  $N=32$ 이고, 이 값은 각 사용자의 확산 코드의 길이와 같도록 설정하였다. 그리고, 각 사용자에게 대한 확산 코드는 Hadamard 행렬의 열 벡터에 대해서

$1/\sqrt{N}$ 을 곱한 값을 사용하였다. 송신 심볼들의 신호점은 QPSK (Quaternary phase-shift keying)를 사용한다. 수신 신호에 대한 공분산 행렬을 추정하기 위하여  $M=10N$ 을 사용하였다.

한편,  $K$ 는 7, 25, 31인 경우를 사용하였다.  $K=7$  또는 25인 경우는 (13)에서 주어진 조건을 만족시키는 경우이고,  $K=31$ 인 경우는 그 조건을 만족시키지 못하는 경우이다. 부공간 직교성을 이용하는 기존 방법 [2]에 대한 채널 추정 방법은 (11)을 이용하였다.

제안하는 채널 추정 방법은 다른 미상 채널 추정 기에서와 마찬가지로, 추정된 채널 벡터에 위상 모호성이 존재한다. 이것을 해결하기 위하여 훈련 심볼을 직접 전송하지 않고, 단순히 모의 실험을 위한 목적으로 다음과 같이 위상 모호성을 제거한다.

$$\alpha_0 = \operatorname{argmin}_{\alpha} \|\mathbf{g}_p - \alpha \hat{\mathbf{g}}_p\|^2. \quad (29)$$

따라서, 채널 추정 방법들에 대한 MSE 추정치는 다음과 같이 정의한다.

$$MSE_0 = \frac{1}{M_0} \sum_{i=1}^{M_0} \|\mathbf{g}_p - \alpha_0 \hat{\mathbf{g}}_p(i)\|^2. \quad (30)$$

여기에서  $i$ 는  $i$ 번째 모의 실험을 나타내며,  $M_0 = 1000$ 번의 독립적인 실험을 수행하였다.

그림 1은  $K=7$ 인 경우에, SNR에 따른 MSE 성능을 보여준다. 이 그림에서 ‘Proposed’로 표시된 그래프는 제안한 채널 추정 방법에 대한 모의 실험 성능을 나타내고, ‘Subspace method [2]’는 [2]에서 주어진 기존 방법의 성능을 나타내고, ‘MOE

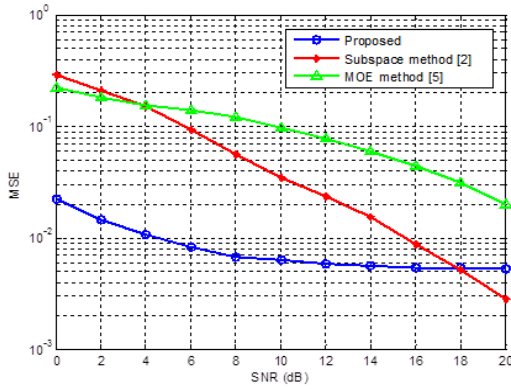


그림 3. K=25일 때, SNR에 따른 MSE 성능 비교  
Fig. 3. MSE performance versus SNR when K=25

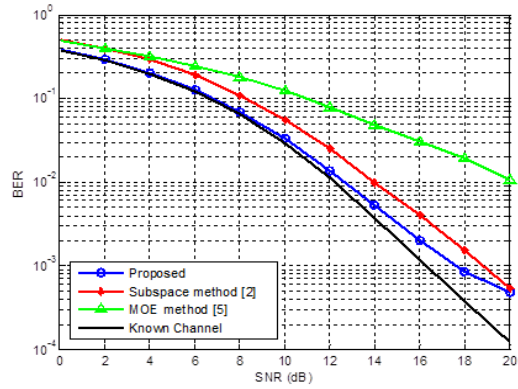


그림 4. K=25일 때, SNR에 따른 BER 성능 비교  
Fig. 4. BER performance versus SNR when K=25

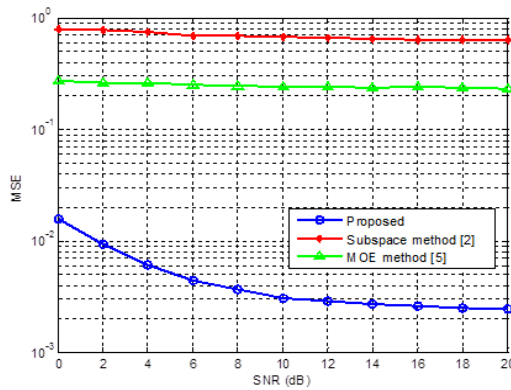


그림 5. K=31일 때, SNR에 따른 MSE 성능 비교  
Fig. 5. MSE performance versus SNR when K=31

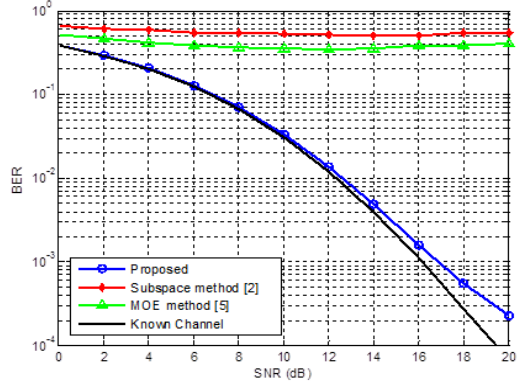


그림 6. K=31일 때, SNR에 따른 BER 성능 비교  
Fig. 6. BER performance versus SNR when K=31

method [5]’는 [5]에서 주어진 기존 방법의 성능을 나타낸다. 그림 2는  $K=7$ 인 경우에, SNR에 따른 BER (Bit error rate) 성능을 나타낸다. 사용자  $p$ 의 전송 심볼을 추정하기 위하여, 먼저 각 부반송파에서 한 개 탭 MMSE 등화기 [1]를 적용하고, 그 후에 정합 여파기  $s_p^H$ 를 적용하였다. 이 때, 각각의 채널 추정 방식으로 얻은 채널 추정 값들을 이용하여 MMSE 등화기를 설계하였다. 이 그림에서 ‘Known channel’은 채널 값을 완벽하게 알고 있는 경우에 대한 BER 성능을 나타낸다. 그림 1을 보면, 제안하는 채널 추정 방법의 성능이 가장 우수하다는 것을 알 수 있다. 그러나, 그림 2를 보면, 채널 추정 성능에 차이가 있음에도 불구하고 모든 방법들의 BER 성능이 비슷하다는 것을 알 수 있으며, 또한 이들의 성능이 채널 추정이 완벽한 경우의 BER 성능과 비슷하다는 것을 알 수 있다. 따라서, 채널 추정에 대한 MSE 성능은, 어느 임계치보다 낮기만

하면, 이러한 채널 추정 결과를 이용한 수신기의 성능은 정확한 채널 값을 이용한 수신기의 성능과 비슷하다는 것을 알 수 있다<sup>[10]</sup>.

그림 3과 4는  $K=25$ 인 경우에 대한 MSE 성능과 BER 성능을 보여준다. 그림 3과 4를 비교하면,  $K=25$ 일 때의 채널 추정 성능이  $K=7$ 일 때보다 더 나쁘다는 것을 알 수 있다. 그리고, 그림 3과 4를 보면, 채널 추정 MSE 성능이  $10^{-2} \sim 10^{-1}$ 인 영역에서는 채널 추정 성능이 좋아질수록 BER 성능이 좋아진다는 것을 알 수 있다. 따라서, SNR이 낮거나 중간 정도인 경우에는 제안하는 방법이 기존 방법들보다 더 좋은 채널 추정 MSE 성능 및 BER 성능을 보여준다는 것을 알 수 있다.

그림 5와 6은  $K=31$ 인 경우에 대한 MSE 성능과 BER 성능을 보여준다. 이 경우는 (13)에서 주어진  $K$ 에 대한 조건을 만족시키지 못하는 경우이다. 이러한 경우에도 제안하는 방법은 우수한 채널 추

정 및 BER 성능을 나타내지만, 기존 방법들은 성능이 매우 떨어진다는 것을 알 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 하향링크 MC-CDMA 시스템에서 기존 방법들보다 훨씬 적은 계산량을 필요로 하는 미상 채널 추정 방법을 제안하였다. 기존 방법들은  $O(N^3)$ 의 계산량을 필요로 하지만, 본 논문에서 제안하는 방법은  $O(N^2)$ 의 계산량을 필요로 한다. 따라서, 기존의 채널 추정 방법들은 복잡성 때문에 상향링크 MC-CDMA 시스템의 수신기에서만 적용이 가능하고, 하향링크 시스템의 수신기에서는 적용이 불가능하였지만, 제안하는 방법은 하향링크 시스템에서도 적용이 가능하다. 또한, 모의 실험 결과에서 보여진 것처럼, 기존의 미상 채널 추정 방법들은 사용자 수가 많은 경우에는 채널 추정 성능이 매우 안 좋지만, 제안하는 방법은 이러한 경우에도 우수한 성능을 보인다는 것을 알 수 있다.

## 참 고 문 헌

[1] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 48, pp. 1584-1595, Sep. 1999.

[2] S. N. Nazar and I. N. Psaromiligkos, "Minimum variance channel estimation in MC-CDMA systems: Bias analysis and Cramer-Rao bound," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, pp. 3143-3148, Jun. 2007.

[3] M. K. Tsatsanis and Z. Xu, "Performance analysis of minimum variance CDMA receivers," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 46, pp. 3014-3022, Nov. 1998.

[4] K. Zarifi and A. B. Gershman, "Asymptotic performance analysis of blind minimum output energy receivers for large DS-SS systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, pp. 650-663, Feb. 2008.

[5] W. Kang and B. Champagne, "Subspace-based blind channel estimation: Generalization and performance analysis," *IEEE Trans. Signal*

*Process.*, Vol. 53, pp. 1151-1162, Mar. 2005.

[6] Z. Xu, P. Liu, and X. Wang, "Blind multiuser detection: From MOE to subspace methods," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, pp. 510-524, Feb. 2004.

[7] H. Liu and G. Xu, "A subspace method for signature waveform estimation in synchronous CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1346-1354, Oct. 1996.

[8] G. H. Golub, *Matrix Computation*, 3rd Edition, The Johns Hopkins University Press, 1996.

[9] F. Gao and A. Nallanathan, "Blind channel estimation for OFDM systems via a generalized precoding," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 56, pp. 1155-1164, May 2007.

[10] H. Cheon and D. Hong, "Effect of channel estimation error in OFDM-based WLAN," *IEEE Commun. Letters*, vol. 6, pp.190-192, May 2002.

서 방 원 (Bangwon Seo)

정회원



1997년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사  
1999년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
2010년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사  
2004년 11월 ~ 현재 한국전자통신연구원 선임연구원

<관심분야> 이동통신 기술, 통신 신호처리, MIMO, OFDM, CDMA, Cognitive Radio