

논문 2008-45TC-11-1

순방향 다중 안테나 MC-CDMA 시스템에서 Maximum Likelihood 합동 검파 성능 분석

(Performance Analysis of Maximum Likelihood Joint Detection for MIMO MC-CDMA Systems)

김 영 주*, 송 형 준*, 홍 대 식**

(Youngju Kim, Hyungjoon Song, and Daesik Hong)

요 약

본 논문은 순방향 다중 안테나 다중 반송파-부호 분할 다중 접속 (MC-CDMA: multicarrier code division multiple access) 시스템에서 maximum likelihood (ML)를 기준으로 한 합동 검파 방식의 심벌 오류 확률을 분석한다. 심벌 오류 확률의 분석은 상향 바운드 (bound)의 형태로 주어지며, 주어진 바운드는 레일리 페이딩 채널 환경에서 다중 안테나 MC-CDMA 시스템의 심벌 오류 확률에 근사한 값을 나타낸다. 또한, 본 논문에서는 주어진 시스템에서 획득 가능한 다이버시티의 차수를 유도한다. 이 다이버시티의 차수는 시스템의 성능에 확산 계수, 코드의 수, 그리고 송수신 안테나의 수가 미치는 영향을 보여준다. 다이버시티 차수의 분석으로부터, loading되는 코드의 수가 확산 계수보다 작은 경우에, 주어진 시스템이 수신 안테나 다이버시티 외에 추가적인 다이버시티를 얻는다는 것을 알 수 있다. 오류 확률과 다이버시티의 분석은 모의실험과 비교하여 검증하였다.

Abstract

In this paper, we analyze the symbol error rate (SER) performance of maximum likelihood (ML) joint detection in downlink multiple-input multiple-output (MIMO) multicarrier code division multiple access (MC-CDMA) systems by deriving a tight union bound on the symbol error rate (SER). The union bound for ML joint detection is utilized to demonstrate the performance of MIMO MC-CDMA systems quantitatively in multiuser and frequency selective Rayleigh fading environments. An analysis of the diversity order of the systems shows the effects of multiple users, spread subcarriers, and multiple antennas on the ML joint detection performance. Furthermore, the analysis shows that MIMO MC-CDMA systems without full loading can achieve more diversity than MIMO orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems.

Keywords: MIMO, MC-CDMA, ML joint detection, union bound, diversity order

I. 서 론

차세대 무선 통신 시스템은 높은 주파수 효율성을 제 공함과 동시에, 넓은 주파수 대역에서 발생하는 주파수

선택적 채널 환경에 강인해야한다^[1]. 다중 안테나 기법 은 주어진 주파수 대역에서 높은 주파수 효율성을 제공 하는 핵심 기법이다^[2]. 또한, 다중 반송파 전송 기법은 주파수 선택적 채널 환경에 강인한 특성을 가지고 있다 ^[3]. 다중 반송파 시스템 중, 다중 반송파-부호 분할 다 중 접속 (MC-CDMA: multicarrier code division multiple access)은 주파수 축에서 다이버시티 이득을 얻는 장점을 가지고 있으며 특히, 시간 동기가 비교적 정확한 순방향 링크에서 다중 접속으로 인한 간섭이 완 화됨으로 인해, 더 큰 관심을 받고 있다^[4-5].

MC-CDMA 시스템의 성능은 다이버시티와 다중 접

* 학생회원, ** 종신회원, 연세대학교 전기전자공학부 (Yonsei University)

※ 본 과제(결과물)는 교육인적자원부, 산업자원부, 노동부의 출연금 및 보조금으로 수행한 최우수실험실 지원사업의 연구결과임.

※ 이 논문은 한국과학재단이 주관하는 국가지정연구 실사업(NRL:R0A-2007-000-20043-0)의 지원을 받아 연구되었음.

접수일자: 2008년2월20일, 수정완료일: 2008년11월14일

속 간섭의 상충관계에 의해 영향 받는다^[6]. 이에 본 논문에서는 변형된 MC-CDMA 시스템을 고려하는데, 변형된 MC-CDMA 시스템에서는 사용자가 주파수 축으로만 구분되며, 코드는 한 사용자에게 모두 할당된다. 이때 사용될 코드의 수는 각 사용자가 원하는 데이터의 양에 따라 조정될 수 있다. 변형된 MC-CDMA 시스템은 주파수 축에서 직교성을 유지하기 용이하므로, 주파수 축에서 구분되는 각 사용자 간 간섭을 줄일 수 있고, 더 높은 전송률을 위해 다수개의 코드가 같은 주파수 대역에 쌓이면서 발생하는 간섭은 각 사용자가 합동 검파를 이용함으로써, 줄일 수 있다.

본 논문에서는 변형된 다중 안테나 MC-CDMA 시스템의 오류 확률에 대해 연구한다. 이때, 오류 확률 측면에서 최적인 maximum likelihood (ML) 합동 검파 방식이 사용된다. 우리가 원하는 오류 확률 값을 얻기 위해서 오류 확률 값에 근사한 상향 바운드를 유도한다. 또, 상향 바운드는 전송 심벌 간 pairwise 오류 확률의 합으로부터 유도된다^[7~9]. 다중 안테나 MC-CDMA 시스템은 주파수와 공간 축에서의 다이버시티와 간섭에 의해 영향을 받는다. 따라서 본 논문에서는 근사화를 통하여 획득 가능한 다이버시티 차수를 다중 접속 간섭 및 다중 안테나의 개수에 따라 유도함으로써, 다이버시티 이득과 간섭 사이의 상관관계를 보여준다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 고려하고 있는 다중 안테나 MC-CDMA 시스템 모델을 설명한다. III장에서는 ML 합동 검파 방식을 사용하는 다중 안테나 MC-CDMA 시스템의 심벌 오류 확률 (SER: symbol error rate)을 분석한다. 또한, 고려하는 시스템에서 획득 가능한 다이버시티 차수를 유도한다. IV장에서는 III장에서 제공된 분석 결과와 모의실험 결과를 비교함으로써, 고려하는 시스템의 오류 확률 성능을 평가하고, V장에서 결론을 맺는다.

II. 신호 모델 및 가정

본 논문에서는 순방향에서 K 개의 전송 안테나와 L 개의 수신 안테나를 사용하는 다중 안테나 MC-CDMA 시스템을 고려한다. 이때 다수개의 전송 안테나는 다중화로 사용된다. 이 시스템은 전체 N 개의 부반송파를 가지며, 확산 계수는 G 이다. 사용자들은 주파수 축에서 구분되므로, 총 N/G 명의 사용자가 동시에 전송 가능하다. 각 사용자의 데이터는 Q 개의 직교코드를 이용해 확산되며, 주파수 축에서 인터리빙 되어 전송된다. 이

때, Q 는 반드시 $Q \leq G$ 를 만족하고, Q 는 각 사용자가 원하는 데이터 량에 따라 결정될 수 있다. 본 논문에서는 간략화를 위해, 모든 사용자가 같은 Q 값을 가진다고 가정한다. 주파수 인터리빙의 효과는 확산 코드의 각 칩이 주파수 축에서 최대의 거리를 갖게 함으로써, 확산 코드의 각 칩이 주파수 축에서 독립적인 페이딩 채널을 겪도록 한다^[10]. 이를 통해 주파수 축 다이버시티를 얻을 수 있다.

N/G 명의 모든 사용자는 같은 방식으로 표현될 수 있으므로, 우리는 임의의 한 사용자의 신호에 대해 살펴본다. k 번째 전송 안테나로부터 전송되는 신호 u_k 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u_k = Cx_k \quad (1)$$

여기에서 u_k 는 $G \times 1$ 벡터이고 C 는 $G \times Q$ Walsh-Hadamard 행렬이다. 그리고 x_k 는 M-PSK/QAM 변조된 사용자 심벌 벡터이다. K 개의 전송 안테나로부터 전송되는 심벌 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u = (I_K \otimes C)x \quad (2)$$

위의 식에서 $u = [u_1^T \dots u_K^T]^T$ 는 $KG \times 1$ 벡터이고, I_K 와 \otimes 는 각각 $K \times K$ identity 행렬과 Kronecker product를 나타낸다. 그리고 $x = [x_1^T \dots x_K^T]^T$ 이다. 모든 심벌의 파워는 동일하며, u 의 파워는 1로 정규화 되어 있다. u 는 역 푸리에 변환 (IFFT: inverse fast fourier transform)되고 cyclic prefix (CP)의 형태로 보호 구간 (GI: guard interval)이 삽입되어 주파수 선택적 페이딩 채널을 통해 전송된다. 수신된 신호는 CP제거와 푸리에 변환 후 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r = Hu + n \quad (3)$$

여기서 r 은 $LG \times 1$ 수신 벡터이고 H 는 $LG \times KG$ 주파수 축 채널 응답 행렬이며 n 은 평균이 0이고 분산이 N_0 인 $LG \times 1$ 백색 부가 잡음 벡터이다. H 는 독립적인 평균 0과 분산 1을 가지는 가우시안 랜덤 변수로 이루어진 block-wise 대각 행렬로 주어진다.

수신단에서는 정확한 채널 정보와 코드 정보를 가지고, ML 합동 검파를 한다. ML 합동 검파기는 수신 신호와 후보 신호 사이의 Euclidean 거리를 계산한다. Euclidean 거리 metric은 다음과 같다.

$$\mu = \| \mathbf{r} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{u}} \|^2 = \sum_{l=1}^L \sum_{g=1}^G |r_{lg} - \mathbf{h}_{lg}\hat{\mathbf{u}}_g|^2 \quad (4)$$

위의 식에서 r_{lg} 는 l 번째 수신 안테나의 g 번째 부반송파에서 수신한 신호 벡터이고, \mathbf{h}_{lg} 는 $1 \times K$ 벡터로서 K 개의 전송 안테나와 l 번째 수신 안테나 사이에서 g 번째 부반송파 신호가 겪는 채널 벡터를 나타낸다. $\hat{\mathbf{u}}_g$ 는 $K \times 1$ 벡터로, 후보 전송 신호인 $\hat{\mathbf{u}}$ 의 g 번째 부반송파 요소로 이루어져 있다. ML 합동 검파기는 μ 를 최소화 하는 $\hat{\mathbf{u}}$ 을 찾도록 동작한다.

III. 다중 안테나 MC-CDMA 시스템에서 ML 합동 검파기의 성능 분석

1. ML 합동 검파기의 심벌 오류 확률

이번 장에서는 ML 합동 검파를 사용하는 다중 안테나 MC-CDMA 시스템의 심벌 오류 확률 성능을 분석한다. 여기서, 오류 확률은 오류 확률에 근사한 상향 바운드를 다음과 같이 유도함으로써 얻어진다. 첫째, 전송 가능한 심벌 벡터로 이루어진 집합을 정의한다. 다음으로, 두 개의 다른 심벌 벡터 간에 pairwise 오류 확률을 정의하고 유도한다. 마지막으로, 상향 바운드는 서로 다른 심벌 간 pairwise 오류 확률의 합으로부터 유도된다.

같은 부반송파에서 코드로 구분되어지는 Q 개의 심벌이 M 차수로 변조되었을 때, 임의의 전송 안테나로부터 전송되는 심벌 벡터의 가짓수는 M^Q 가 된다. 이때, M^Q 개의 전송 벡터 후보는 $\mathbf{y}_m (m=1, \dots, M^Q)$ 으로 나타낸다. 전체 K 개의 전송안테나로부터 전송 가능한 심벌 벡터의 가짓수는 M^{QK} 이며, 이들 심벌 벡터로 이루어진 집합을 U 로 표현한다. 집합 U 는 다시 두 개의 보수 부분집합으로 나뉜다. 첫 번째 부분집합은 S 로 표현되며, k 번째 전송 안테나가 주어진 심벌 벡터, \mathbf{y}_m 을 전송하는 조건을 만족한다. 따라서 집합 S 에 속한 원소의 개수는 $M^{Q(K-1)}$ 이고, 그 원소들은 \mathbf{s}_j 로 표현한다. 또한, S 의 역집합인 S^c 는 $M^{QK} - M^{Q(K-1)}$ 개의 원소를 가지며, 그 원소들은 \mathbf{s}_i 로 나타낸다.

심벌 벡터 \mathbf{s}_j 에 대한 거리 metric은 다음과 같다.

$$\mu_j = \| \mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}_j \|^2 \quad (5)$$

심벌 벡터 \mathbf{s}_i 에 대한 거리 metric은 μ_i 로 주어진다.

두 거리 metric 사이의 차이, 즉 $\Delta_{ij} = \mu_i - \mu_j < 0$ 이 되면, ML 합동 검파기는 실제 \mathbf{s}_j 가 전송되었다더라도, \mathbf{s}_i 를 전송 신호로 검파한다. 이때, 두 심벌 벡터 \mathbf{s}_j 와 \mathbf{s}_i 사이에 pairwise 오류가 발생한다. 이 pairwise 오류 확률은 moment generation function (MGF)를 이용해서 다음과 같이 구할 수 있다^[11].

$$P_{y_m, ij} = P(\Delta_{ij} < 0 | \mathbf{y}_m, \mathbf{s}_i, \mathbf{s}_j) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{\Phi_{\Delta_{ij}}(s)}{s} ds \quad (6)$$

위의 식에서 $\Phi_{\Delta_{ij}}(s)$ 가 Δ_{ij} 의 MGF를 나타낸다.

MGF는 Δ_{ij} 의 Hermitian quadratic 형태를 이용해서 얻어질 수 있다. Δ_{ij} 는 LG 개의 요소로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta_{ij} = \sum_{l=1}^L \sum_{g=1}^G \mathbf{z}_{lg}^H \mathbf{F}_{ijg} \mathbf{z}_{lg} \quad (7)$$

여기서 $\mathbf{z}_{lg} = [r_{lg} \ \mathbf{h}_{lg}]^T$ 로 $(K+1) \times 1$ 벡터이다. Hermitian 행렬 \mathbf{F}_{ijg} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{F}_{ijg} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{s}_{jg}^T - \mathbf{s}_{ig}^T \\ \mathbf{s}_{jg}^* - \mathbf{s}_{ig}^* & \mathbf{s}_{ig}^* \mathbf{s}_{ig}^T - \mathbf{s}_{jg}^* \mathbf{s}_{jg}^T \end{bmatrix} \quad (8)$$

위의 식에서 $\mathbf{s}_{jg}, \mathbf{s}_{ig}$ 는 각각 $K \times 1$ 벡터로 \mathbf{s}_j 와 \mathbf{s}_i 의 g 번째 부반송파 요소이다. 식 (7)로부터 δ_{lg} 를 $\mathbf{z}_{lg}^H \mathbf{F}_{ijg} \mathbf{z}_{lg}$ 로 정의한다. 이때, δ_{lg} 는 $K+1$ 개의 평균 0의 가우시안 랜덤 변수를 가지는 Hermitian quadratic 형태로 나타나므로, 이를 이용하여 δ_{lg} 의 MGF를 구하면 다음과 같다.

$$\Phi_{\delta_{lg}}(s) = \frac{1}{\det(\mathbf{I} + s \mathbf{R}_g \mathbf{F}_{ijg})} \quad (9)$$

여기서 $\mathbf{R}_g = E[\mathbf{z}_{lg} \mathbf{z}_{lg}^T | \mathbf{s}_{jg}]$ 이다. $\mathbf{R}_g \mathbf{F}_{ijg}$ 의 rank는 2가 된다. 따라서 $\mathbf{R}_g \mathbf{F}_{ijg}$ 의 양과 음의 eigenvalue를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\lambda_{g1,2} = \frac{T_g \pm \sqrt{T_g^2 + 4N_0 T_g}}{2} \quad (10)$$

여기서 $T_g = \text{trace}[\mathbf{R}_g \mathbf{F}_{ijg}] = \|\mathbf{s}_{ig} - \mathbf{s}_{jg}\|^2$ 로 주어진다. 본 논문에서는 부반송파 간 그리고 서로 다른 안테나 간 독립적인 채널을 가정하므로, δ_{lg} 는 g 와 l 에

대해 독립적인 값을 가진다. 따라서 $\Phi_{\Delta_{ij}}(s)$ 는 $\Phi_{\delta_{ij}}(s)$ 의 g 와 l 에 대한 곱으로 나타나고, 또한 $R_g F_{ijg}$ 는 l 에 대해 독립적인 값을 가지므로, MGF는 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \Phi_{\Delta_{ij}}(s) &= \prod_{l=1}^L \prod_{g=1}^G \Phi_{\delta_{lg}}(s) \\ &= \left[\prod_{g=1}^G \frac{1}{(1+s\lambda_{g1})(1+s\lambda_{g2})} \right]^L \end{aligned} \quad (11)$$

식 (6)의 pairwise 오류 확률은 여러 가지 방법을 통해 얻어질 수 있다. 정확성을 높이기 위해 우리는 Gauss-Chebyshev quadrature (GCQ) rules을 이용해 다음과 같이 pairwise 오류 확률을 구한다^[11].

$$P_{y_{m,ij}} = \frac{1}{2V} \sum_{v=1}^V \text{Re}[\Phi_{\Delta_{ij}}(\theta_v)] + \tau_v \text{Im}[\Phi_{\Delta_{ij}}(\theta_v)] + R_V \quad (12)$$

여기서 pairwise 오류 확률은 제한된 개수의 복소수 θ_v 에 대해 구해지고, V 는 짝수로 주어진다. 여기서 R_V 는 V 가 커짐에 따라 근사적으로 0이 된다^[12].

같은 확률로 사용자의 전송 심벌 벡터가 발생한다고 가정할 때, 다중 안테나 MC-CDMA 시스템에서 ML 합동 검파를 사용한 심벌 오류 확률의 상향 바운드는 다음과 같이 유도된다.

$$P_e \leq M^{-QK} \sum_m \sum_j \left(\sum_i P_{y_{m,ij}} \right) \quad (13)$$

즉, 이 상향 바운드는 모든 s_j 와 s_i 의 pairwise 오류 확률 값을 더함으로써 얻을 수 있다.

2. 다이버시티 차수

이번 장에서는 ML 합동 검파기를 사용하는 MIMO MC-CDMA 시스템에서 얻을 수 있는 다이버시티 차수를 유도한다. 식 (11)에서 유도된 MGF는 다이버시티 차수를 구하기 위해 여기서 더 간략화 된다. 식 (10)에서의 eigenvalues는 s_{jg} 와 s_{ig} 사이의 Hamming 거리가 0이 아닌 값을 가질 때에만 0보다 큰 값을 갖는다. 여기서 s_{jg} 와 s_{ig} 사이의 Hamming 거리는 $d^H(s_{ig}, s_{jg})$ 로 표현되고, 이는 두 벡터 간에 다른 값을 가지는 요소의 개수를 의미한다. 두 벡터 사이의 오류 확률은 s_j 와 s_i 가 충분히 가까울 때의 값에 크게 영향 받는다. 따라서 $d^H(s_{ig}, s_{jg})$ 가 0보다 큰 값을 가지는 경우, 우리는

$d^H(s_{ig}, s_{jg}) = 1$ 이라고 가정하도록 한다. 또한 신호대 잡음 비 (SNR: signal to noise power ratio)가 큰 경우, 즉, $N_0 \approx 0$ 라고 가정할 때, 식 (10)의 eigenvalues는 $\lambda_{g1} \approx T_g$, $\lambda_{g2} \approx 0$ 와 같이 근사화 될 수 있다. 따라서 식 (11)의 MGF는 다음과 같이 근사화 된다.

$$\Phi_{\Delta_{ij}}(s) = \left[\prod_{g'=1}^{d^H(s_i, s_j)} \frac{1}{(1+sT_{g'})} \right]^L \quad (14)$$

여기서 g' 은 $d^H(s_{ig'}, s_{jg'})$ 가 0보다 큰 값을 가지는 부반송파의 인덱스이다. 식 (14)으로부터 pairwise 오류 확률을 다시 구한다. 식 (10)으로부터 $(-\lambda_{g1}/\lambda_{g2})$ 가 SNR에 비례함을 알 수 있다. 따라서 높은 SNR에서 pairwise 오류 확률은 다음과 같이 근사화 된다.

$$P_{y_{m,ij}} \approx \left(\frac{2Ld^H(s_i, s_j) - 1}{Ld^H(s_i, s_j) - 1} \right) \left(-\frac{\lambda_{g1}}{\lambda_{g2}} \right)^{-Ld^H(s_i, s_j)} \quad (15)$$

식 (15)에서 살펴보면, pairwise 오류 확률은 SNR의 역수의 $Ld^H(s_i, s_j)$ 제곱에 비례한다. 이로부터 우리는 다이버시티 차수가 $Ld^H(s_i, s_j)$ 가 됨을 알 수 있다. 또한 $Ld^H(s_i, s_j)$ 의 값은 s_j 와 s_i 에 따라 달라지므로, 우리는 일반적인 다이버시티 차수를 다음과 같이 정의 한다^[13].

$$D := \min_{s_i \in S^c, s_j \in S} D_{ij} = L \min_{d^H(s_i, s_j)} d^H(s_i, s_j) = Ld_{\min}^H(U), \quad (16)$$

위의 $d_{\min}^H(U)$ 는 집합 U 의 최소 Hamming 거리로서 $d_{\min}^H(U) := \min\{d^H(u, u') \mid u, u' \in U\}$ 와 같이 정의된다. 간략화하기 위해, binary phase-shift keying (BPSK) 즉, $M=2$ 인 경우를 고려하면, 집합 U 의 최소 Hamming 거리는 다음과 같이 얻어진다.

$$d_{\min}^H(U) = \frac{G}{2^{\lceil \log_2 Q \rceil}} \quad (17)$$

최소 Hamming 거리에 대한 자세한 설명은 부록에 추가하였다. 식 (16)과 (17)으로부터 ML 합동 검파기를 이용하는 MIMO MC-CDMA 시스템의 획득 가능한 다이버시티 차수를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$D = \frac{LG}{2^{\lceil \log_2 Q \rceil}} \quad (18)$$

다이버시티 차수는 평균 오류 확률을 SNR에 대해

나타내었을 때, 높은 SNR ($N_0 \rightarrow 0$)에서 오류 확률의 기울기를 결정한다. 단일 반송파 다중 안테나 시스템이나 다중 안테나 orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) 시스템은 다중 안테나로부터 다이버시티 차수 L 을 얻는다. 그러나 다중 안테나 MC-CDMA 시스템은 다중 반송파에 심벌을 확산시킴으로써 추가적인 다이버시티 이득을 얻는다. 이 다이버시티 이득은 앞서 수식으로 나타낸 것처럼, 수신 안테나의 수 뿐 아니라, loading되는 코드의 수와 확산 계수의 비, 즉 G/Q 에 의해 나타난다. $G/Q > 1$ 일 때, 즉 코드가 full loading되지 않았을 때, 다중 안테나 MC-CDMA 시스템은 확산으로 인한 추가적인 다이버시티 이득을 얻는다. 코드가 full loading이 되는 경우에는 더 높은 전송률로 전송 가능하지만, 추가적인 다이버시티 이득은 얻어지지 않는다. 다이버시티 이득과 전송률 사이의 상충관계가 발생한다. 또한, 여기서 얻는 다이버시티 차수는 기존의 vertical Bell Laboratories layered space-time (V-BLAST)와 같은 iterative 검파기와는 달리 전송 안테나의 수와 무관하게 얻어진다 [14].

IV. 모의 실험 결과

본 논문에서는 순방향 다중 안테나 MC-CDMA 시스템을 다룬다. 실험에서는 여러 개의 경로를 가지는 주파수 선택적인 레일리 페이딩 채널을 고려하였고, 채널 프로파일은 1로 정규화 하였다. 고려하는 실험 환경은 표 1에 정리되어 있다. 본 장에서는 ML 합동 검파기를 사용하는 다중 안테나 MC-CDMA 시스템의 오류 확률 분석 결과와 Monte Carlo 실험 결과를 비교하였다. 채널 추정 오류는 없다고 가정하였고, 결과는 한 비트 당 평균 전송 에너지와 수신 잡음비 (E_b/N_0)에 대해 나타내었다.

그림 1에서는 2×2 MC-CDMA 시스템에서, 각 사

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameters.

Parameters	Value
Number of subcarriers	512
Spreading factor (G)	8
Number of channel paths	8 (exponential decaying)
Modulation	BPSK
Number of antennas	K=2, 4 and L=2, 4

용자가 하나의 코드만을 사용하는 경우에, 심벌 오류 확률의 분석 결과와 실험 결과를 비교하고 있다. 이때, 확산 계수는 2, 4, 8을 고려하였다. 그림 1에서 보는 바와 같이 분석 결과는 실험 결과와 거의 일치한다. 같은 수신 안테나를 사용할 때, E_b/N_0 에 대한 심벌 오류 확률은 확산 계수에 비례해서 더 큰 기울기를 가지고 감소한다. 이는 분석한 다이버시티 차수의 결과와도 일치한다.

그림 2에서는 각 사용자가 다수 개의 코드를 사용할

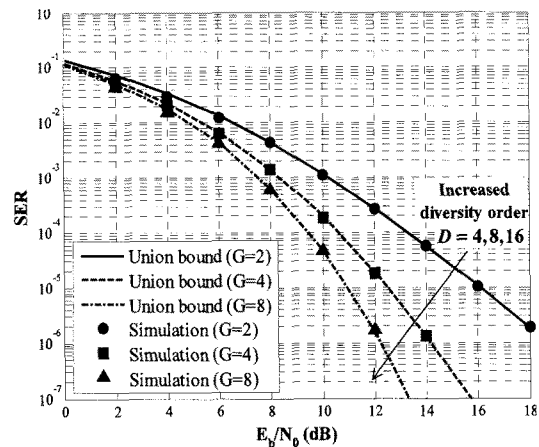


그림 1. ML 합동검파기를 사용하는 다중 안테나 MC-CDMA 시스템의 SER 성능 (BPSK, 2×2 안테나, $Q=1$, $G=2,4,8$)

Fig. 1. ML joint detection performance for MIMO MC-CDMA from analysis and simulation with 2×2 antennas, number of loaded codes $Q=1$, and spreading factor $G=2,4,8$.

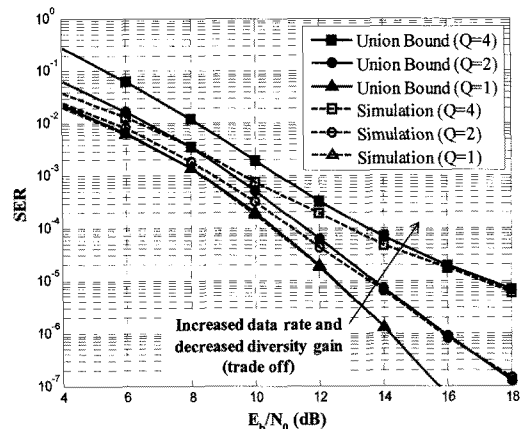


그림 2. 다수개의 코드를 사용하는 경우의 ML 합동검파기를 사용하는 다중 안테나 MC-CDMA 시스템의 SER 성능 (BPSK, 2×2 안테나, $G=4$, $Q=1,2,4$)

Fig. 2. ML joint detection performance for MIMO MC-CDMA from analysis and simulation with 2×2 antennas, spreading factor $G=4$, and number of loaded codes $Q=1,2,4$.

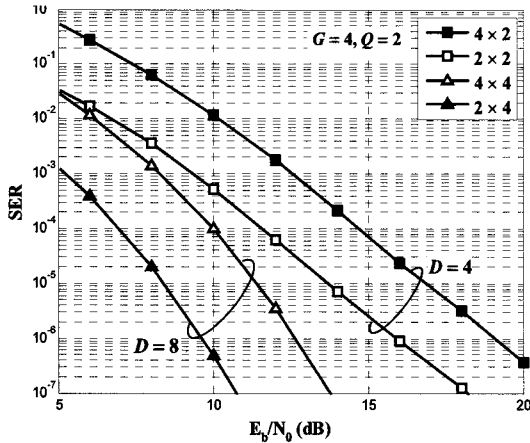


그림 3. ML 합동검파기를 사용하는 다중 안테나 MC-CDMA 시스템의 SER 성능에 대한 상향 바운드 (BPSK, $Q=2$, $G=4$)

Fig. 3. Union bound of ML joint detection for MIMO MC-CDMA with BPSK, spreading factor $G=4$, number of loaded codes $Q=2$, and various antenna arrays.

때의 결과를 나타낸다. 여기서는 2×2 안테나와, 확산 계수 4가 사용되었다 ($G=4$). 사용되는 코드의 수가 증가함에 따라, ML 합동 검파기의 성능은 열화 된다. 다이버시티 차수 역시 코드 수의 증가에 따라 더 작은 값을 가지게 된다. 이는 그림 2의 기울기로부터 확인할 수 있다. 사용되는 코드의 수가 증가함에 따라, 각 사용자는 더 높은 전송률을 얻게 된다. 여기서 전송률과 다이버시티 차수 혹은 오류 확률 성능의 상충관계를 얘기할 수 있다. 또한, 사용되는 코드 수가 증가했을 때, 낮은 E_b/N_0 에서 상향 바운드의 정확도가 감소하게 되는데, 이는 모든 pairwise 오류 확률의 합으로부터 심벌 오류 확률을 구하는 분석 방법에 기인한다. 그러나 상향 바운드의 정확도는 E_b/N_0 가 증가함에 따라 향상되며, 그 정확도는 정상적인 범위의 심벌 오류 확률에 대해서 만족할 만한 결과를 나타낸다.

그림 3은 송/수신 안테나 개수에 따른 심벌 오류 확률을 나타낸다. 각 사용자가 사용하는 코드 수의 증가와 마찬가지로, 송신 안테나 수의 증가 또한 ML 합동 검파기의 성능을 저하시킨다. 이는 송신 안테나나 사용 코드 수의 증가는 ML 합동 검파기가 하나의 수신 신호로부터 검파해내는 정보의 량의 증가를 뜻하기 때문이다. 하지만, 다른 검파기와 달리, ML 합동 검파기는 송신 안테나의 수가 수신 안테나의 수보다 많을 때에도, 어느 정도의 오류 확률 성능을 나타낸다. 여기서 다이버시티 차수는 전송 안테나 수와는 무관하며, 수신 안테나 수에만 의존한다.

V. 결 론

본 논문은 순방향 다중 안테나 다중 반송파-부호 분할 다중 접속 시스템에서 ML를 기준으로 한 합동 검파 방식의 심벌 오류 확률을 분석하였다. 심벌 오류 확률의 분석은 상향 바운드의 형태로 주어졌는데, 이는 전송 심벌 간 pairwise 오류 확률의 합으로부터 유도되었다. 또한, pairwise 오류 확률은 Euclidean 거리 metric의 MGF를 통해 유도하였다. 분석 결과는 모의실험 결과와 비교함으로써 그 정확성을 검증하였다.

또한, 본 논문에서는 고려하는 시스템에서 획득 가능한 다이버시티 차수를 유도하였는데, 이는 사용 코드 수, 확산 계수, 수신 안테나 등에 의하여 정해진다. 다중 안테나 MC-CDMA 시스템의 경우, 사용되는 코드의 수가 확산 계수보다 적을 때에는, 다중 안테나 OFDM 등의 확산을 이용하지 않는 시스템보다 더 높은 다이버시티 차수를 가진다. 여기서 각 사용자가 더 많은 수의 코드를 사용하게 되면, 더 높은 전송률을 얻는 대신, 더 낮은 다이버시티 차수와 더불어 ML 합동 검파기의 성능 또한 열화하게 된다. 이는 전송률과 오류 확률 간의 상보 관계를 보여주고 있다.

부록 : 최소 Hamming 거리

부록에서는 최소 Hamming 거리를 유도한다. 먼저 단일 안테나의 경우부터 살펴본다. 이때, 최소 Hamming 거리 $d_{\min}^H(U)$ 는 확산에 사용되는 Walsh-Hadamard 코드 행렬인 C 와 BPSK를 가정했을 때 전송 심벌 벡터 u 에 대한 분석 결과로부터 유도될 수 있다. 다음에서 자세히 설명한다.

- 최소 Hamming 거리는 정의에 의해 양의 정수다.
- 확산 되는 심벌이 한 개 일 때, 즉 하나의 코드만이 사용될 때 최소 Hamming 거리는 G 이다. ($d_{\min}^H(U) = G$)
- 확산에 사용되는 코드의 수와 확산 계수가 같을 때, 즉 $Q = G$ 일 때, $d_{\min}^H(U) = 1$ 이다.
- 코드 행렬 C 는 $G \times Q$ 행렬로서, $G/2^{\lceil \log_2 Q \rceil}$ 만큼 $2^{\lceil \log_2 Q \rceil} \times Q$ 사이즈의 확산 코드 행렬을 row concatenation 시킴으로써 얻어진다. 따라서 $G \times Q$ 행렬인 C 를 사용했을 때의 $d_{\min}^H(U)$ 는 $2^{\lceil \log_2 Q \rceil} \times Q$ 사이즈의 확산 코드 행렬을 사용했

을 때의 최소 Hamming 거리보다 $G/2^{\lceil \log_2 Q \rceil}$ 배 증가한다.

위와 같은 분석 결과, 최소 Hamming 거리 $d_{\min}^H(U)$ 는 다음과 같이 주어진다.

- 사용되는 코드의 수 Q 가 2의 제곱수인 경우에는, $d_{\min}^H(U) = G/Q$ 이다.
- 사용되는 코드의 수 Q 가 2의 제곱수가 아닌 경우, 즉 $Q = 2^a + b < 2^{a+1}$ (a, b 는 양의 정수) 일 때, $d_{\min}^H(U)$ 는 $G/2^a$ 보다 작지 않다.

위의 결과를 종합하여, $d_{\min}^H(U) = G/2^{\lceil \log_2 Q \rceil}$ 를 얻을 수 있다. 다중 안테나의 경우로 확장시켜도, 최소 Hamming 거리는 변하지 않는다.

참 고 문 헌

- [1] M. Juntti, M. Vehkaperä, J. Leinonen, Z. Li, D. Tujkovic, S. Tsumura, and S. Hara, "MIMO MC-CDMA communications for future cellular systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, pp. 118 - 124, Feb. 2005.
- [2] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [3] C. W. You, and D. S. Hong, "Multicarrier CDMA systems using time-domain and frequency-domain spreading codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 17 - 21, Jan. 2003.
- [4] N. Yee, J. P. Linnartz, and G. Fettweis, "Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks," in *Proc. of PIMRC*, pp. 109 - 113, Sept. 1993.
- [5] S. Hara, and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 35, pp. 126 - 133, Dec. 1997.
- [6] M. Schell, and S. Kaiser, "Diversity considerations for MC-CDMA systems in mobile communications," in *Proc. of ISSSTA'96*, pp. 131 - 135, 1996.
- [7] S. J. Grant, and J. K. Cavers, "Performance enhancement through joint detection of cochannel signals using diversity arrays," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 1038 - 1049, Aug. 1998.
- [8] S. J. Grant, and J. K. Cavers, "Further analytic results on the joint detection of cochannel signals using diversity arrays," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 1788 - 1792, Nov. 2000.
- [9] X. Zhu, and R. D. Murch, "Performance analysis of maximum likelihood detection in a MIMO antenna system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 187 - 191, Feb. 2002.
- [10] D. N. Kalofonos, M. Stojanovic, and J. G. Proakis, "Performance of adaptive MC-CDMA detectors in rapidly fading Rayleigh channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 2, pp. 229 - 239, Mar. 2003.
- [11] E. Biglieri, G. Caire, and G. Taricco, "Approximating the pairwise error probability for fading channels," *Electronics Letters*, vol. 31, Sep. 1995.
- [12] E. Biglieri, G. Caire, G. Taricco, and J. Ventura-Traveset, "Simple method for evaluation error probabilities," *Electronics Letters*, vol. 32, Feb. 1996.
- [13] Z. Wang, and Georgios B. Giannakis, "Complex-field coding for OFDM over fading wireless channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, pp. 707 - 720, Mar. 2003.
- [14] P. W. Wolniansky, C. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *IEEE URSI Int. Symp. Signals, Systems and Electronics*, pp. 295 - 300, Sept.-Oct. 1998.

저 자 소 개



김 영 주(학생회원)
 2002년 연세대학교
 전기전자공학과 학사졸업
 2004년 연세대학교
 전기전자공학과 석사졸업
 2004년~현재 연세대학교
 전기전자공학과 박사과정

<주관심분야 : 이동통신시스템, MIMO>



송 형 준(학생회원)
 2003년 연세대학교
 전기전자공학과 학사졸업
 2005년 연세대학교
 전기전자공학과 석사졸업
 2005년~현재 연세대학교
 전기전자공학과 박사과정

<주관심분야 : 이동통신시스템, MIMO>



홍 대 식(중신회원)
 1990년 Purdue University
 Electrical Engineering
 박사 졸업
 1991년~현재 연세대학교
 전기전자 공학과 교수

<주관심분야 : 디지털통신, 통신신호처리, 4G시스템, OFDM 시스템>