

이질적인 MIMO 사용자들을 가진 셀룰러 OFDM 시스템의 성능 분석

정희원 오 준*, 황 현 철**, 준회원 임 종 경***, 정희원 김 덕 경****, 종신회원 곽 경 섭*****

Performance Evaluation of a Cellular OFDM System with Heterogeneous MIMO Users

Oh Joon*, Hyeon chyeol Hwang**, Jong kyoung Lim***,
Duk kyung Kim****, Kyung sup Kwak***** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 기존의 한 개의 안테나를 가진 사용자에 시·공간 부호화된 두 개의 안테나를 가진 사용자가 추가되어 동일 채널을 공유할 경우 신호를 효과적으로 분리 및 검출할 수 있는 방법을 제안하고, 시스템 성능을 분석한다. 간섭 제거 방법을 적용하여 사용자를 구분하고 최대우도 방법을 통해 각 사용자 신호를 얻는 기법을 제안한다. 기존의 안테나 수가 같은 다중 사용자를 위한 신호 검출 방법인 최소평균제곱오차 방식이 안테나 수가 다른 MIMO 사용자의 경우 효과적으로 적용될 수 없는 단점을 설명하고 모의실험을 통해 확인한다. 또한 제안된 기법에 OFDM을 적용하여 시스템의 성능을 평가한다. 모의실험 결과 제안된 시스템의 단일 안테나 사용자는 기존의 단일 송수신 안테나를 가진 사용자의 성능과 유사하고 두 개의 안테나를 가진 MIMO 사용자의 경우 성능이 향상됨을 확인한다.

Key Words : OFDM, Heterogeneous MIMO system, Channel capacity

ABSTRACT

In this paper, we evaluate system performance and propose signal separation and detection when a user with one antenna shares the co-channel together with a user with two space-time coded antennas. The proposed technique can identify co-channel users by an interference cancellation method and detect the signals by maximum likelihood method. Simulation results show that the shortcoming of the Minimum Mean-Squared Error technique which can be applied two users with the same number of antenna but can not applied for heterogeneous MIMO users with the different number of antennas. Also, we apply the proposed scheme to OFDM system and evaluate the system performance. By simulations, we identify that the performance of the proposed system is the same as that of the existing single antenna users and improves the performance of the two-antenna MIMO users.

* 인하대학교 정보통신대학원 통신공학연구실 (mobile_june@hotmail.com),

** 인하대학교 전자공학과 통신공학연구실 (solbaram@paran.com),

*** 인하대학교 정보통신대학원 통신공학연구실 (johnwiz@naver.com), ****인하대학교 정보통신공학부 (kdk@inha.ac.kr),

***** 인하대학교 정보통신대학원 (kskwak@inha.ac.kr)

논문번호 : 030486-1106, 접수일자 : 2003년 11월 6일

*본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2003-000-10685-0)지원으로 수행되었음.

I. 서론

최근에 다중 안테나 시스템을 기반으로 하여 사용자에게 높은 다이버시티 이득이나 부호화 이득을 제공하는 많은 방법들이 연구되고 있다. 일반적인 방법은 전송 다이버시티를 공급하기 위해 다중 안테나에 시공간 부호를 결합하여 무선 채널에서 안정성을 공급하는 방법이다^[1]. Alamouti에 의해 제안된 이 기술은 수신기에 단순한 선형 처리만으로 완전한 다이버시티 이득을 제공한다. Alamouti의 시공간 부호화의 특징을 이용하여 STBC 부호화된 다중 사용자 환경에서 수신 안테나의 수를 줄일 수 있는 장점을 가지고 있다^[2]. 동일 채널에서 다중 안테나를 가진 여러 사용자를 고려할 경우 STBC(Space Time Block Coding)의 이런 대칭적인 성질을 이용하여 단지 K 개의 수신 안테나 만으로 N 차의 다이버시티 이득을 공급하면서 동일 채널을 갖는 K-1 명의 시공간 부호화 사용자를 구별할 수 있다[3, 4]. 또한 고속으로 데이터를 전송하기 위해서는 다중 경로에서 발생하는 심각한 주파수 선택적인 채널에 대처하는 방법을 사용해야 한다[5]. 셀룰러 환경에서와 같이 채널이 빠른 속도로 변하는 경우 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식을 사용하여 채널의 변화를 보상하는 방법을 사용한다. 이와 같은 OFDM 방식을 사용할 경우 지연 확산이 커져 긴 보호 구간이 필요하게 되며 오버 헤드에 따른 효율 감소를 막기 위해 심플 주기가 매우 커져야 한다. 본 논문에서 사용된 방식은 시간적으로 연속된 두 OFDM 심볼간에 채널의 변화가 없다고 가정하고 STBC를 OFDM 방식에 적용한다. [6]에서는 동일 채널 내에 STBC를 사용하는 두 사용자를 간섭 제거 방법과 MMSE 기법을 적용하여 신호를 검출하였다. 두 사용자는 선형적인 행렬의 곱으로 사용자 구분이 가능하였고 구분된 신호에 일반적인 MMSE 기법을 적용하여 복호하였다. 그러나 안테나 수가 다른 경우 잡음 제거 후에 얻어지는 행렬이 직교형태를 갖지 않으므로 기존의 MMSE 방식을 사용하면 잡음 때문에 원 신호의 검출이 어려워진다. 본 논문에서는 이를 비터비 복호기를 사용하는 ML(Maximum Likelihood) 복호를 통해 신호를 효과적으로 검출함으로써 극복할 수 있음을 보였다. 제안된 시스템에서 한 개의 안테나를 가진 사용자에 대한 BER 성능을 SISO시스템의 BER성능과 비교하였고 두 개의 안테나를 가진 MIMO사용자의 경우 MMSE 기법을

적용한 동일한 안테나를 가진 MIMO 사용자에 비해 성능이 향상됨을 알 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II절에서는 동일 채널을 공유하는 두 개의 전송 안테나를 가진 두 명의 사용자를 고려한 잡음 제거 방법과 MMSE 복호 방법을 설명한다. III절에서는 전송 안테나가 다른 두 명의 사용자를 고려하여 MMSE 방식의 적용상 문제점을 설명하고 ML을 사용한 신호 검출 방법을 제안한다. IV절에서는 모의실험을 통해 제안된 시스템의 성능을 평가한다. V절에서는 결론을 맺는다.

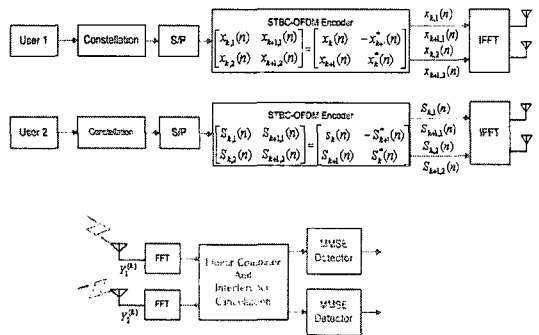


그림 1. 두 개의 송신 안테나를 가진 두 명의 동일 채널 사용자 경우

II. 두 개의 안테나를 가진 시공간 부호화된 두 명의 사용자 환경

다중 경로와 공간적인 다이버시티 이득을 주파수 선택적인 채널에서 얻기 위해서 Alamouti기술은 심볼이 아니라 블록으로 구현된다. 본 장에서는 두 개의 송신 안테나를 사용하는 두 명의 사용자 신호를 검출하는 방법을 설명한다. 시간적으로 연속된 두 OFDM심볼간에 채널의 변화가 없다고 가정하면 STBC를 OFDM방식에 적용할 수 있다. 그림 1은 2 개의 송신 안테나를 가진 두 명의 사용자 경우의 STBC-OFDM 방식의 블록도를 보여준다. STBC-OFDM의 부호화 과정은 연속된 두 OFDM 심볼의 동일 부채널에 해당하는 두 심볼 간에 이루어진다. 첫 번째 사용자의 k번째 OFDM 심볼의 n번째 부채널 신호 $X_k^{(n)}$ 와 k+1 번째 OFDM 심볼의 n번째 부채널 신호 $X_{k+1}^{(n)}$ 는 다음 식과 같이 부호화된다.

$$\begin{bmatrix} x_k(n) & -x_{k+1}^*(n) \\ x_{k+1}(n) & x_k^*(n) \end{bmatrix} \quad (1)$$

식 (1)에서 1행의 성분들은 1번째 송신 안테나에서, 2 행 성분들은 2번째 송신 안테나에서 전송되는 신호를 나타낸다. 즉, 각 송신 안테나에서 전송되는 신호를 나타낸다. 즉, 각 송신 안테나에서 k번째 OFDM 심볼의 n번째 부채널 신호는 첫 번째 열 성분이 전송되고, k+1 번째 OFDM 심볼의 n번째 부채널 신호는 두 번째 열 성분이 전송된다. 두 번째 사용자의 경우에도 같은 신호 배열을 가지며 각각 같은 부채널 성분을 지닌다. 그림 1에서 $Y_1^{(k)}$, $Y_1^{(k+1)}$ 는 첫 번째 수신 안테나에서 k와 k+1 번째에 수신된 신호이고, 두 번째 안테나에 수신된 신호를 $Y_2^{(k)}$, $Y_2^{(k+1)}$ 라고 하면 수신된 신호를 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다. $x_1^{(k)}$ 와 $x_2^{(k)}$ 는 첫 번째 사용자에서 송신된 신호이고, $S_1^{(k)}$, $S_2^{(k)}$ 는 두 번째 사용자에서 수신된 신호이다. 여기에서 (\cdot) 는 벡터 성분의 복소수를 의미한다. 식 (2)을 간단한 형태로 표현하면 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Lambda_x \Gamma_s \\ \Gamma_x \Lambda_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X \\ S \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_1 \\ N_2 \end{pmatrix} \quad (3)$$

여기에서 Y_1 과 Y_2 는 첫 번째와 두 번째 수신 안테나에서 수신된 신호이며, N_1 , N_2 는 각 수신 안테나의 잡음 벡터이다. 더욱이 X , S 는 크기가 N 인 FFT를 표현하는 하위 벡터로 구성되어 있다. 두 사용자는 선형 ZF(zero-forcing) 간섭 제거를 사용함으로써 구분된다.

$$\begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{pmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} I_{2N} & -\Gamma_s \cdot \Lambda_s^{-1} \\ -\Gamma_x \cdot \Lambda_x^{-1} & I_{2N} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Sigma & 0 \\ 0 & \Delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X \\ S \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{N}_1 \\ \tilde{N}_2 \end{pmatrix} \quad (4)$$

여기에서 $\Sigma = \Lambda_x \cdot \Gamma_s \cdot \Lambda_s^{-1} \cdot \Gamma_x$ 이고 $\Delta = \Lambda_s \cdot \Gamma_x \cdot \Lambda_x^{-1} \cdot \Gamma_s$ 이다. Σ 와 Δ 가 같은 직교 구조를 갖는다면 MMSE (Minimum mean square error)방법을 사용하여 효과적으로 신호 검출이 가능하다. Σ 와 Δ 가 직교 구조를 가지므로 식 (5)와 같은 직교 행렬로

가정하여 신호를 검출할 수 있다.

MMSE 기법의 가중치 행렬 W 는 식 (6)과 같으며 대각 행태를 가짐을 확인할 수 있다.

$$W = \left(\Lambda \Lambda^* + \frac{1}{\rho} \cdot I \right)^{-1} \Lambda \quad (6)$$

$D = \Lambda_1 \Lambda_1^* + \Lambda_2 \Lambda_2^*$ 라 하면 D 는 $N \times N$ 대각 행렬이라는 것을 알 수 있고 \tilde{D} 는 또한

$$\tilde{D} = D + \frac{1}{\rho} \cdot I \quad (7)$$

대각 행렬임을 확인할 수 있다. W 가 대각 행렬의 형태를 가지므로 [8]에서 제안된 SC MMSE 방법이 사용될 수 있다.

$$W = \begin{bmatrix} \tilde{D}^{-1} & 0 \\ 0 & \tilde{D}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda_1 & -\Lambda_2 \\ \Lambda_2^* & \Lambda_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_1 & -\Lambda_2 \\ \Lambda_2^* & \Lambda_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{D}^{-1} & 0 \\ 0 & \tilde{D}^{-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

행렬 가중치 행렬의 결과를 고려하면 다음과 같이 신호를 얻을 수 있다.

$$Z \triangleq \begin{bmatrix} Z_k \\ Z_{k+1} \end{bmatrix} = W^* \cdot S = \begin{bmatrix} \tilde{D}^{-1} D & 0 \\ 0 & \tilde{D}^{-1} D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_k \\ X_{k+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_k \\ V_{k+1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Y 가 주어졌을 때 MMSE 예측은 식 (10)과 같이 전개되며 가중치 행렬이 대각 행렬을 이룬다면 효과적으로 신호를 검출할 수 있다.

$$\hat{X} = \left(\Lambda^* \Lambda + \frac{1}{SNR} I_{2N} \right)^{-1} \Lambda^* Y = \tilde{\Lambda} \Lambda^* Y \quad (10)$$

$\tilde{\Lambda}$ 는 대각 행렬이고 $SNR = \sigma_x^2 / \sigma_n^2$ 로 수신기에서 신호 대 잡음비이다.

$$\begin{pmatrix} Y_1^{(k)} \\ \tilde{Y}_1^{(k+1)} \\ Y_2^{(k)} \\ \tilde{Y}_2^{(k+1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Lambda_{x_1} & \Lambda_{x_2} & \Gamma_{s_1} & \Gamma_{s_2} \\ \Lambda_{x_2}^* & -\Lambda_{x_1}^* & \Gamma_{s_2}^* & -\Gamma_{s_1}^* \\ \Gamma_{x_1} & \Gamma_{x_2} & \Lambda_{s_1} & \Lambda_{s_2} \\ \Gamma_{x_2}^* & -\Gamma_{x_1}^* & \Lambda_{s_2}^* & -\Lambda_{s_1}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1^{(k)} \\ x_2^{(k)} \\ S_1^{(k)} \\ S_2^{(k)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_1^{(k)} \\ \tilde{N}_1^{(k+1)} \\ N_2^{(k)} \\ \tilde{N}_2^{(k+1)} \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{pmatrix} Y_1^{(k)} \\ \tilde{Y}_1^{(k+1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Lambda_1 & \Lambda_2 \\ \Lambda_2^* & -\Lambda_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_k \\ X_{k+1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_k \\ \tilde{N}_{k+1} \end{pmatrix} \triangleq \Lambda \cdot x + N \quad (5)$$

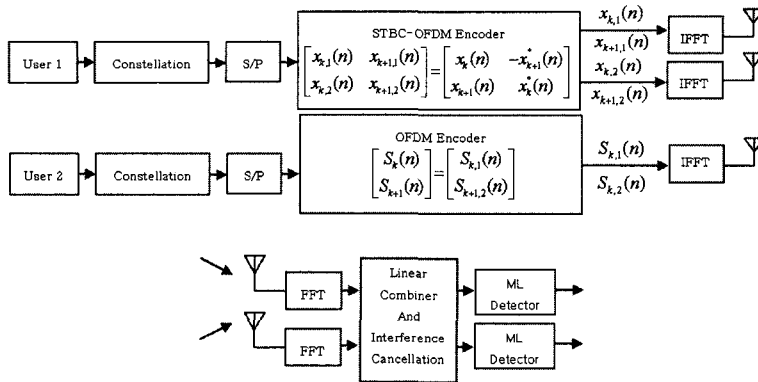


그림 2. 다른 수의 송신 안테나를 가진 동일 채널 사용자 경우

표 1. 모의실험 변수

파라미터	값
변조방법	QPSK
부 반송파 수	256개
보호구간	2 부반송파(20.2μs)
채널 대역	1.25MHz
심볼 길이	204.8μs
블록 길이	225μs
부 반송파 심볼 속도	2.273Mbps

Ⅲ. 안테나 수가 다른 사용자의 효과적인 신호 검출 방법

본 논문에서는 다른 수의 송신 안테나를 가진 사용자가 동일 채널을 공유할 경우 적절한 신호 검출 방법을 제안하였다. 기존의 동일 안테나를 사용하는 경우 가중치 행렬의 대각 형태를 이용하여 신호 분리가 가능하지만 안테나 수가 다른 경우 대각 행렬을 갖지 못함으로 이전에 사용된 MMSE 기법의 문제점을 설명하고 ML 기법을 적용하여 신호를 검출

하는 방법을 제안한다.

한 개의 안테나를 가진 사용자에게 두 개의 안테나를 사용하는 시·공간 부호화된 사용자가 추가된 경우 그림 2와 나타난다. 첫 번째 사용자의 k번째 OFDM 심볼의 n번째 부채널 신호 $X_k^{(n)}$ 와 k+1 번째 OFDM 심볼의 n번째 부채널 신호 $X_{k+1}^{(n)}$ 는 2장에서 설명된 방식으로 부호화된다. 또한 기존의 한 개의 전송 안테나를 가진 사용자는 그림 2와 같이 확장된 크기의 행렬로 표현된다. N개로 DFT되어 n개의 부채널을 가진 전송된 신호가 j번째 수신 안테나에서 k, k+1번째 수신된 값을 $Y_{j,k}(n)$, $Y_{j,k+1}(n)$ 로 나타낸다. 식 (11)을 일반화하면 식(12)와 같이 표현된다.

$Y_1^{(k)}$ 와 $Y_2^{(k)}$ 는 첫 번째와 두 번째 수신 안테나에서 수신된 신호이며 k, k+1은 k번째와 k+1번째 수신된 신호를 의미한다. $x_1^{(k)}$ 과 $x_2^{(k)}$ 는 첫 번째 사용자에서 보내진 신호이고 $S_1^{(k)}$ 과 $S_2^{(k)}$ 은 두 번째 사용자의 신호이다. 수식 (12)을 더 간단한 형태로 나타내면 식(13)과 같다.

$$\begin{pmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Lambda_x & \Gamma_s \\ \Gamma_x & \Lambda_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X \\ S \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_1 \\ N_2 \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$Y_j(n) = \begin{bmatrix} Y_{j,k}(n) \\ Y_{j,k+1}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_{1j}(n) & -\Lambda_{2j}(n) \\ \Lambda_{2j}^*(n) & \Lambda_{1j}^*(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k(n) \\ x_{k+1}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma_j(n) & 0 \\ 0 & \Gamma_j(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_k(n) \\ S_{k+1}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_k(n) \\ N_{k+1}(n) \end{bmatrix}$$

$$\triangleq \Lambda_j^{(n)} \cdot X^{(n)} + \Gamma_j^{(n)} \cdot S^{(n)} + N_j^{(n)}, \quad j=1,2 \quad (11)$$

$$\begin{pmatrix} Y_1^{(k)} \\ Y_1^{(k+1)} \\ Y_2^{(k)} \\ Y_2^{(k+1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Lambda_{x_1} & \Lambda_{x_1} & \Gamma_{s_1} & 0 \\ \Lambda_{x_1}^* & -\Lambda_{x_1}^* & 0 & \Gamma_{s_1} \\ \Gamma_{x_1} & \Gamma_{x_2} & \Lambda_{s_1} & 0 \\ \Gamma_{x_2}^* & -\Gamma_{x_1}^* & 0 & \Lambda_{s_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1^{(k)} \\ x_2^{(k)} \\ S_1^{(k)} \\ S_2^{(k)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_1^{(k)} \\ N_1^{(k+1)} \\ N_2^{(k)} \\ N_2^{(k+1)} \end{pmatrix} \quad (12)$$

Y_1 과 Y_2 는 첫 번째 안테나와 두 번째 안테나에서 수신된 신호이며 각각 N_1, N_2 의 해당하는 잡음 벡터를 갖는다. 식 (4)에서 사용된 선형 잡음 제거 방법과 동일한 방법으로 사용자를 구분할 수 있다. 식(14)에서 Z_1, Z_2 는 잡음 제거 후 신호이며, $\Sigma = \Lambda_x - \Gamma_s \Lambda_s^{-1} \Gamma_x$ 이고 $\Delta = \Lambda_s - \Gamma_x \Lambda_x^{-1} \Gamma_s$ 이다. 제안된 시스템 모델 경우 시스템의 Σ 와 Δ 가 직교 형태를 갖는다면 MMSE 방법을 사용하여 신호를 효과적으로 검출할 수 있다. 그러나 식(15), (16)과 같이 행렬이 직교 형태를 갖지 않음을 알 수 있다.

Σ 와 Δ 의 행렬은 시·공간 부호처럼 직교 형태를 갖지 않는다. 따라서 2장에서 사용된 MMSE 방식을 사용하면 기중치 행렬이 대각 형태를 갖지 못함으로 잡음으로 인한 성능 저하가 예상된다. 간섭 제거 방법과 기존의 MMSE 방법을 사용하면 다음과 같이 정리된다. 잡음 제거 후 얻어진 식 (15), (16)을 이용하여 MMSE 기법의 기중치 행렬을 구할 수 있다.

$$G_i = \arg \min \varepsilon \| G_i Z_i - s_i \|^2 \quad (17)$$

$$Z = \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{pmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} I_{2N} & -\Gamma_s \cdot \Lambda_s^{-1} \\ -\Gamma_x \cdot \Lambda_x^{-1} & I_{2N} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Sigma & 0 \\ 0 & \Delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X \\ S \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{N}_1 \\ \tilde{N}_2 \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$\Sigma = \Lambda_x - \Gamma_s \cdot \Lambda_s^{-1} \cdot \Gamma_x \quad (15)$$

$$= \begin{pmatrix} \Lambda_{x_1} & \Lambda_{x_2} \\ \Lambda_{x_2}^* & \Lambda_{x_1}^* \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \Gamma_{s_1} & 0 \\ 0 & \Gamma_{s_2}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Lambda_{s_1} & 0 \\ 0 & \Lambda_{s_2}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Gamma_{x_1} & \Gamma_{x_2} \\ \Gamma_{x_2}^* & -\Gamma_{x_1}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Lambda_{x_1} - \frac{\Gamma_{s_1} \cdot \Gamma_{x_1}}{\Lambda_{s_1}} & \Lambda_{x_2} - \frac{\Gamma_{s_1} \cdot \Gamma_{x_2}}{\Lambda_{s_1}} \\ \Lambda_{x_1} - \frac{\Gamma_{s_2}^* \cdot \Gamma_{x_2}}{\Lambda_{s_2}^*} & -\Lambda_{x_1} - \frac{\Gamma_{s_1}^* \cdot \Gamma_{x_1}}{\Lambda_{s_1}^*} \end{pmatrix}$$

$$\Delta = \Lambda_s - \Gamma_x \cdot \Lambda_x^{-1} \cdot \Gamma_s \quad (16)$$

$$= \begin{pmatrix} \Lambda_{s_1} & 0 \\ 0 & -\Lambda_{s_2}^* \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \Gamma_{x_1} & \Gamma_{x_2} \\ \Gamma_{x_2}^* & -\Gamma_{x_1}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Lambda_{x_1} & \Lambda_{x_2} \\ \Lambda_{x_2}^* & -\Lambda_{x_1}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Gamma_{s_1} & 0 \\ 0 & \Gamma_{s_2}^* \end{pmatrix}$$

$$SINR_{MMSE} = \frac{\det(R_{yy})}{\det(R_{yy} - E_{s,o} \cdot h_0 \cdot h_0^H)} - 1 \quad (19)$$

$$\tilde{Z}_1 = \begin{pmatrix} \Lambda_{x_1} - \frac{\Gamma_{s_1} \cdot \Gamma_{x_1}}{\Lambda_{s_1}} & \Lambda_{x_2} - \frac{\Gamma_{s_1} \cdot \Gamma_{x_2}}{\Lambda_{s_1}} \\ \Lambda_{x_2} - \frac{\Gamma_{s_2}^* \cdot \Gamma_{x_2}}{\Lambda_{s_2}^*} & -\Lambda_{x_1} - \frac{\Gamma_{s_1}^* \cdot \Gamma_{x_1}}{\Lambda_{s_1}^*} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \tilde{N}_1 \quad (21)$$

$$\tilde{Z}_2 = \begin{pmatrix} \Lambda_{s_1} - \frac{(\Gamma_{x_1} \cdot \Lambda_{x_1}^* + \Gamma_{x_2} \cdot \Lambda_{x_2}^*) \cdot \Gamma_{s_1}}{|\Lambda_{x_1}|^2 + |\Lambda_{x_2}|^2} & -\frac{(\Gamma_{x_1} \cdot \Lambda_{x_2} - \Gamma_{x_2} \cdot \Lambda_{x_1}) \cdot \Gamma_{s_2}^*}{|\Lambda_{x_1}|^2 + |\Lambda_{x_2}|^2} \\ -\frac{(\Gamma_{x_2}^* \cdot \Lambda_{x_1}^* - \Gamma_{x_1}^* \cdot \Lambda_{x_2}^*) \cdot \Gamma_{s_1}}{|\Lambda_{x_1}|^2 + |\Lambda_{x_2}|^2} & \Lambda_{s_2}^* - \frac{(\Gamma_{x_2}^* \cdot \Lambda_{x_2} + \Gamma_{x_1}^* \cdot \Lambda_{x_1}) \cdot \Gamma_{s_2}^*}{|\Lambda_{x_1}|^2 + |\Lambda_{x_2}|^2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \tilde{N}_2 \quad (22)$$

여기에서 i 번째 사용자의 기중치 G_i 는 다음과 같다.

$$G_i = \sqrt{\frac{E_{s,e}}{2} \cdot H_i^H \cdot R_{yy}^{-1}} \quad (i=1,2) \quad (18)$$

$H_1 = \Sigma$ 이고 $H_2 = \Delta$ 를 나타내며 S 는 각 사용자의 전송 심볼 벡터 (X,S) 이다. R_{yy} 는 수신된 신호의 자기 상관관을 나타낸다. 따라서 MMSE를 사용한 SNR과 BER는 다음과 같이 표현된다.

$$P_e \leq \overline{N_e} \cdot \left(\frac{\rho \cdot d_{\min}^2}{4} \right)^{-M_T M_R} \quad (20)$$

$\overline{N_e}$ 는 가장 가까운 이웃한 신호들의 수이고, d_{\min} 는 생성 코드의 최소 거리이다.

본 장에서는 간섭 제거 후 ML 기법을 적용하여 신호를 효과적 검출함을 확인한다. 간섭 제거 후 ML 기법을 적용하기 위해 식(15)과 (16)을 정리하면 다음과 같다. \tilde{Z}_1, \tilde{Z}_2 는 선형적인 잡음 제거 방식 후에 얻어지는 사용자의 예측된 값이다. 식(21)

과 (22)에 각각 ML 결정 방법을 사용하여 신호를 표현하면 다음과 같다. Σ 경우를 고려하면 다음과 같이 전개된다.

$$\sum_{j=1}^2 \left| r_j - \sum_{n=1}^2 a_{n,m} C_m \right|^2 \quad (t, m=1, 2) \quad (23)$$

여기에서

$$\alpha_{n,m} = \begin{pmatrix} \Lambda_{x_1} - \frac{\Gamma_{s_1} \Gamma_{x_1}}{\Lambda_{s_1}} & \Lambda_{x_2} - \frac{\Gamma_{s_1} \Gamma_{x_2}}{\Lambda_{s_1}} \\ \Lambda_{x_2}^* - \frac{\Gamma_{s_1}^* \Gamma_{x_1}^*}{\Lambda_{s_1}^*} & -\Lambda_{x_1}^* + \frac{\Gamma_{s_1}^* \Gamma_{x_2}^*}{\Lambda_{s_1}^*} \end{pmatrix} \quad (24)$$

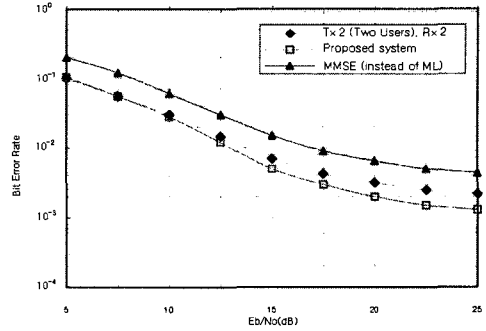
$$C_m = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (25)$$

이고 r_j 는 잡음 제거 후 수신된 신호이다. Σ 경우 얻어진 신호는 식(26)과 같다. Δ 경우 Σ 에서 사용된 방법과 동일하며 검출된 신호는 식(27)과 같다. 여기에서 $\text{Re}\{a\}$ 는 a 의 실수 부분을 의미한다. 식 (26)과 (27)에서 얻어진 결과 값은 검출된 두 사용자 신호를 의미한다.

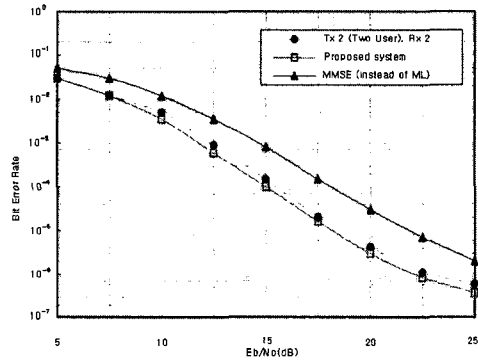
IV. 모의실험 결과

본 장에서 안테나 수가 다른 두 사용자를 고려한 시스템 성능을 모의실험 결과를 통해 확인한다. 모의실험 환경은 표 1에서 나타낸 것과 같다.

그림 3에서는 제안된 시스템을 다른 도플러 주파수 환경에서 비교하였다. 제안된 시스템의 두 개의 안테나를 가진 사용자의 BER 성능을 기존의 두 개의 동일한 안테나를 가진 시스템과 비교하였고 제안된 시스템에 ML을 대신하여 MMSE를 적용하여 그 성능을 확인하였다. 제안된 시스템은 기존의 두



(a) 도플러 주파수가 1Hz 인 경우



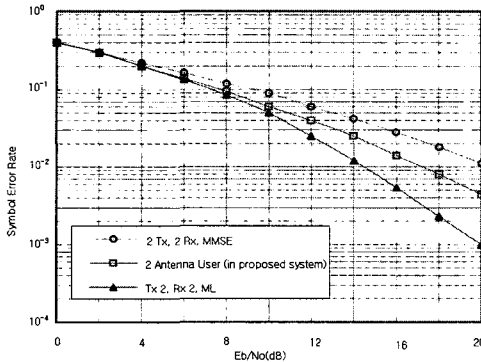
(b) 도플러 주파수가 20Hz 인 경우

그림 3. 도플러 주파수가 1과 20Hz일 때 ML을 사용한 제안된 시스템 성능

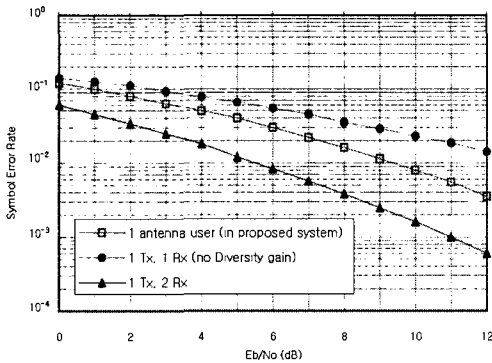
개의 안테나를 가진 사용자들과 비교하여 ML을 사용하여 신호를 검출하였기 때문에 2dB의 성능 향상을 확인하였다. 또한 잡음 제거 후 생긴 비직교 형태의 행렬의 영향으로 ML 기법 대신에 MMSE를 사용할 경우 3dB정도의 손실이 생겼다. 또한 도플러 주파수를 1Hz에서 20Hz로 증가시킴에 따라 성능의 저하가 크게 나타난다. 이는 간섭의 영향보다는 채널의 변화 영향이 크기 때문이다.

$$\begin{aligned} & \sum_{t=1}^2 \left\{ r_t - \sum_{n=1}^N a_{n,m} \cdot C_m \right\} \cdot \left\{ r_t - \sum_{n=1}^N a_{n,m} \cdot C_m \right\}^* \\ &= \sum_{t=1}^2 \left\{ r_t \cdot r_t^* - \sum_{n=1}^N a_{n,m} \cdot C_m \cdot r_t^* - \sum_{n=1}^N a_{n,m}^* \cdot C_m^* \cdot r_t + \left(\sum_{n=1}^N a_{n,m} \cdot C_m \right) \left(\sum_{n=1}^N a_{n,m}^* \cdot C_m^* \right) \right\} \quad (26) \\ &= \sum_{t=1}^2 \left[r_t \cdot r_t^* + (|a_{1,m}|^2 + |a_{2,m}|^2) \cdot (|x_1|^2 + |x_2|^2) + 2\text{Re}\{-a_{1,m} \cdot r_t^* \cdot x_1 - a_{2,m} \cdot r_t^* \cdot x_2\} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \sum_{t=1}^2 \{ r_t - a_{n,m} \cdot C \} \cdot \{ r_t - a_{n,m} \cdot C \}^* \\ &= \sum_{t=1}^2 \{ r_t - a_{n,m} \cdot C \} \cdot \{ r_t^* - a_{n,m}^* \cdot C^* \} \quad (27) \\ &= \sum_{t=1}^2 \{ r_t r_t^* - a_{n,m} C r_t^* - a_{n,m}^* C^* r_t + a_{n,m} a_{n,m}^* C C^* \} \\ &= \sum_{t=1}^2 \{ r_t r_t^* - 2\text{Re}(a_{n,m} r_t^*) (S_1 + S_2) + a_{n,m} a_{n,m}^* (|S_1|^2 + |S_2|^2) \} \end{aligned}$$



(a) 한 개의 전송 안테나를 가진 사용자의 성능



(b) 두 개의 전송 안테나를 가진 사용자의 성능

그림 4. 각각의 사용자를 고려한 제안된 시스템의 성능

그림 4. (a)는 제안된 시스템 내의 한 개의 전송 안테나를 가진 사용자의 성능이다. 수신 안테나를 두 개 사용하면서 ML을 적용한 사용자 간섭이 없는 시스템보다 성능이 좋지 않음을 알 수 있고 MMSE 기법을 적용한 시스템의 성능보다는 2dB 정도의 이득을 얻었다. 또한 그림 4. (b)는 제안된 시스템 내의 두 개의 전송 안테나를 가진 사용자의 성능을 분석하였다. ML 기법을 사용한 사용자 보다는 성능이 좋지 못하지만 MMSE를 적용한 사용자보다는 성능이 향상됨을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 기존에 한 개의 안테나를 가진 사용자에 시·공간 부호화된 두 개의 안테나를 가진 사용자가 같은 채널을 공유할 경우 효과적인 신호 검출 방법을 제안하였다. 두 개의 전송 안테나를 가진 두 명의 사용자를 검출하는 방법인 MMSE 방법이 안테나 수가 다른 이질적인 상황에서는 효과적

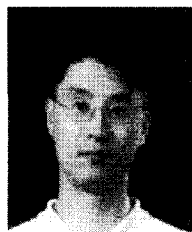
이지 못함을 확인하였다. 제안된 간섭 제거 방식과 ML 방법을 사용하여 신호가 효과적으로 검출됨을 수식과 모의실험을 통해 확인하였다. 제안된 시스템을 모의실험을 통해 확인한 결과 사용자의 전송 안테나 수만큼의 최대 다이버시티를 보장하며 MMSE를 사용하는 시스템 성능보다 우수함을 확인하였다. 향후에는 안테나 수가 한 개 또는 두 개가 아닌 임의의 안테나를 수를 고려하여 효과적인 신호 검출 방법을 제안하고 일반화하는 것이 이루어져야 할 것이다. 기술 개발 및 시장 상황에 따라 기존의 하나의 전송 안테나를 가진 단말기에 변화된 다중 안테나를 가진 단말기가 추가될 것이라고 예상되므로 이런 안테나 수가 다른 이질적인 상황에서의 효과적인 검출 방법 및 시스템 분석은 유용한 연구이다.

참고 문헌

- [1] A.F.Naguib, N.Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channel: Space-time coding and signal processing for high data rate wireless communication," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 17, no.3, pp.76-92, May 2000
- [2] J. H. Winters, J. Salz, and R. D. Gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," IEEE Trans. On Communications, vol. 42, no. 2, pp.1740-1751, February 1994
- [3] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Applications of space-time block codes and interference suppression for high capacity and high data rate wireless system," Proc. Asilomar Conference on signal, Systems, and Computer, pp.1903-1810, Pacific Grove, CA, November 1998.
- [4] S. Alamouti, "simple transmit diversity technique for wireless communication," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp.1451-1458, October 1998.
- [5] N. Al-Dhahir, "single-carrier frequency-domain equalization for space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels," IEEE communication Letters, vol. 5, no. 7, pp.304-306, July 2001

- [6] Ayman F. Naguib, "Combined Interference Suppression and Frequency Domain Equalization for Space-Time Block Coded Transmission," Communication, ICC '03. IEEE International Conference on, Volume: 5, pp. 3261-3266, 2003
- [7] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge Univ. Press, 2003.

김 덕 경 (Duk kyung Kim) 정회원



1992년 2월 연세대학교 전기공학과 학사 졸업
1999년 2월 KAIST 이동통신공학 박사 졸업
2000년 4월~2002년 2월 SK텔레콤 연구원
2002년 3월~현재 인하대학교 정보통신공학과 교수

<관심분야> 이동통신, 위성통신, UWB

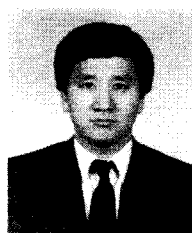
오 준 (Oh Joon) 정회원



2002년 2월 인하대학교 전자공학과 졸업
2004년 2월 인하대학교 정보통신공학과 졸업
2004년 3월~현재 LG전자 정보통신사업본부 단말연구소 근무

<관심분야> MIMO, OFDM, 이동통신 장비

곽 경 섭 (Kyung sup Kwak) 종신회원



1977년 2월 인하대학교 전기공학과 학사 졸업
1979년 2월 인하대학교 전기공학과 석사 졸업
1981년 12월 미국 USC 전자공학과 석사 졸업
1988년 2월 미국 UCSD 통신

이론 및 시스템 박사

1988년 2월~1989년 2월 미국 Hughes Network Systems 연구원

1989년 2월~1990년 3월 미국 IBM Network Analysis Center 연구원

1995년 1월~1999년 12월 IEEE Seoul Section 총무 이사

2000년 3월~2002년 2월 인하대학교 정보통신전문대학원 원장

2004년 1월~2004년 12월 한국통신학회 감사

2005년 1월~현재 한국통신학회 수석 부회장

<관심분야> 위성 통신, 멀티미디어 통신, UWB 이동 통신

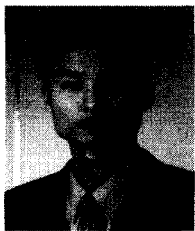
황 현 철 (Hyeon chyeol Hwang) 정회원



1997년 2월 인하대학교 전자공학과 학사 졸업
1999년 2월 인하대학교 전자공학과 석사 졸업
1999년 3월~현재 인하대학교 전자공학과 박사 과정

<관심분야> MIMO-OFDM, 이동통신, 무선랜, UWB

임 증 경 (Jong kyong Lim) 준회원



2004년 2월 인하대학교 전기공학과 학사 졸업
2004년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사 과정

<관심분야> MIMO-OFDM, 이동통신, 휴대인터넷