

송신 다이버시티를 가진 다중 사용자 시스템에서 채널 추정 및 간섭 제거 기법들의 성능 평가

준회원 유형준*, 정회원 이상문**, 최형진*

Performance Evaluation of Channel Estimation and Interference Cancellation Techniques for Multiuser with Transmitter Diversity System

Hyung Joon Yu* Associate Member Sang Mun Lee**, Hyung Jin Choi* Regular Members

요 약

Space-Time Block Code(STBC)는 수신기에서 간단한 선형 복호화 과정만으로 다이버시티 이득을 얻을 수 있고 STBC의 간섭 제거(Interference Cancellation) 기술은 동일 채널 사용자의 간섭 신호 존재시 무선 시스템의 용량 및 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 다중 사용자 환경에서 STBC를 이용하는 시스템의 간섭 제거 기술들(Minimum Mean-Squared Error(MMSE)과 Zero-Forcing(ZF))은 여러 문헌에서 제안되었고 수신기에서 다중 사용자의 채널 상태 정보를 완벽하게 알고 있다고 가정한 상태에서 간섭 제거 기술들의 성능이 분석되었다. 그러나 실제로는 수신기에서 다중 사용자의 채널 상태 정보를 정확하게 알 수 없다. 따라서 수신기에서 다중 사용자의 채널 추정 기법은 필수적이고 특히 MMSE 간섭 제거 알고리즘을 사용하기 위해서는 SNR 추정 기법이 요구된다. 따라서 본 논문에서는 훈련 프레임을 이용하여 STBC 기법으로 전송하는 동일 채널 사용자의 채널 상태 정보 및 SNR 추정 방법을 제안하였다. 컴퓨터 모의 실험을 통하여, 제안된 채널 상태 및 SNR 추정 기법을 MMSE와 ZF 간섭 제거 알고리즘에 적용하여 간섭 제거 기술들의 성능을 비교 평가하였다.

ABSTRACT

Space-Time Block Code(STBC) provides full diversity gains with simple linear processing at the receiver. Interference Cancellation(IC) techniques in system using STBC improve the capacity and performance of wireless systems with co-channel users. Various IC techniques, Minimum Mean-Squared Error(MMSE) and Zero-Forcing(ZF) algorithms in system with STBC were proposed in the literatures in multiuser environment. The performance of these IC techniques were simulated by assuming perfect channel state information(CSI) of multiuser at the receiver. However, in practice it is difficult to know perfect CSI of multiuser at the receiver. Thus, channel estimation scheme is essential at the receiver. Also SNR estimation scheme is required to operate the MMSE IC algorithm. In this paper, we present estimation schemes of CSI and SNR using training sequences. Through extensive computer simulation, we compare and evaluate the performance of IC techniques using the proposed CSI and SNR estimation techniques.

* 성균관대학교 정보통신공학부(joon@ece.skku.ac.kr),
논문번호 : 020117-0313, 접수일자 : 2002년 3월 13일

** 문경대학 정보통신계열.

※ 본 논문은 과학재단 특정기초연구(R01-2000-00279) 수행의 일부로서 얻어진 결과임을 밝히고 지원에 감사드립니다.

I. 서론

고속 데이터 전송을 요하는 차세대 이동 통신에서는 현재의 시스템들이 제공하는 것보다 현저하게 높은 전송 효율 및 시스템 용량을 필요로 한다^{[1][2]}. 무선 통신 시스템의 성능은 주로 다중 경로 페이딩(Multipath fading)과 타 사용자의 간섭(Interference) 신호에 의해 제한된다. 동일 주파수를 공유하는 사용자의 수가 증가하면 다중 접속 간섭 잡음은 증가되어, 수신 신호의 비트 에러 확률이 증가되고 시스템의 성능은 저하된다.

무선 통신 시스템의 정보 용량을 증가시키기 위한 효과적인 접근 방법은 다중 송신 안테나에 적당한 부호화 기법을 이용하는 것이다. 이러한 기법을 시공간 부호(Space-Time Coding) 기법이라 한다. 시공간 부호 기법은 수신기에서 완전한 다이버시티 이득과 대역폭의 희생없이 부호 이득을 제공하기 위하여 송신 안테나들로부터 전송되는 신호에 시간과 공간적으로 상관관계를 도입해 주는 기법이다^{[1][3]}.

무선 대역폭은 한정적이기 때문에 추가적인 대역폭의 사용없이 시스템의 용량을 증가시킬 수 있는 기술들이 큰 관심을 얻고 있다. 그 중 가장 큰 관심을 얻고 있는 기술은 간섭 제거(Interference Cancellation) 기술로 이는 다중 사용자가 잠재적으로 같은 시간 슬롯(TDMA인 경우) 또는 같은 코드(CDMA인 경우)를 공유하여 사용할 수 있게 한다. 일반적으로 N개의 송신 안테나를 장착한 다중 사용자(K)가 존재할 때 K-1 간섭 사용자의 신호를 제거하고 N차 다이버시티 이득을 얻기 위해 수신기는 N(K-1)+1개의 안테나가 필요하다. 그러나 다중 사용자가 Space-Time Block Code(STBC)를 사용하면 수신기의 안테나 수를 감소시킬 수 있다. 즉 STBC 기법을 사용하는 K 사용자가 데이터를 전송할 때 간섭 사용자(K-1)의 간섭 신호를 제거하고 N차 다이버시티 이득을 얻기 위해 K개의 수신 안테나만이 필요하다^[1]. STBC는 수신기에서 간단한 선형 복호화 과정만으로 다이버시티 이득을 제공하기 때문에 STBC의 간섭 제거 기술은 소프트웨어와 하드웨어의 복잡도를 감소시킬 수 있다^[4].

수신기가 M(≥K)개의 안테나를 장착하고 있다고 가정할 때 Minimum Mean-Squared Error(MMSE)과 Zero-Forcing(ZF) 간섭 제거 기술은 K-1의 간섭 사용자의 신호를 완벽하게 제거할 수 있다. 채널 상태의 역행렬을 이용하는 Zero-Forcing과 Mean

Squared Error(MSE)를 이용하는 Minimum Mean-Squared Error 간섭 제거 알고리즘의 성능은 채널 및 SNR 추정 성능에 의해 좌우된다. 그러나, 여러 문헌에서 제안된 ZF과 MMSE 간섭 제거 알고리즘의 성능은 수신기가 다중 사용자의 채널 상태 정보를 완벽하게 알고 있다고 가정한 상태에서 분석되었다^{[1][4][5]}. 한 개의 송신안테나를 장착하고 있는 다중 사용자에게 직교 훈련 프레임을 할당하여 전송하면 수신기는 각 사용자의 채널 성분을 추정할 수 있다. 하지만, STBC 기법을 사용하는 다중 사용자에게 직교 훈련 프레임을 할당하면 중복되는 훈련열이 발생하여 다중 사용자의 채널 성분을 추정할 수 없다. 따라서, 본 논문에서는 STBC 기법을 사용하는 다중 사용자에게 할당하여도 중복되는 훈련열이 발생하지 않는 훈련 프레임을 제시하여 다중 사용자의 채널 정보 및 SNR을 추정하는 방법을 제안하였다. 또한, 제안된 추정 방법을 ZF과 MMSE 간섭 제거 기법에 적용하여 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통해 비교 분석하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 Alamouti의 STBC와 STBC 기법을 이용하는 MMSE와 ZF 간섭 제거 알고리즘을 설명하며, 3장에서는 훈련 프레임을 이용하여 다중 사용자의 채널 정보 및 SNR 추정 방법을 제안한다. 그리고 4장에서는 모의 실험을 통하여 제안된 추정 방법을 ZF과 MMSE 간섭 제거 기법에 적용하여 성능을 비교 분석하고, 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

II. Space-Time Block Code와 MMSE, ZF 간섭 제거 기법

본 장에서는 Alamouti가 제안한 STBC에 대하여 살펴보고, STBC를 이용하는 다중 사용자 환경에서 간섭 사용자의 신호를 제거하기 위한 MMSE와 ZF 간섭 제거 알고리즘에 대해 설명한다.

1. Alamouti의 Space-Time Block Code

그림 1은 두개의 송신 안테나를 사용하는 STBC 송신 다이버시티 기법을 나타내고 있다. 입력 심볼들은 STBC 인코더를 통과한 후 두 개의 심볼 그룹으로 나누어진다. 입력 심볼이 $\mathbf{x} = (x_1, x_2)^T$ 일 때 STBC 인코더는 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$(x_1, x_2) \rightarrow \begin{pmatrix} -x_2^* & x_1 \\ x_1^* & x_2 \end{pmatrix} \begin{matrix} \leftarrow \text{Time} \\ \downarrow \text{Space} \end{matrix} \quad (1)$$

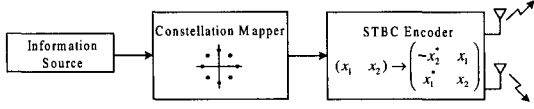


그림 1. STBC 기법을 사용하는 송신다이버시티

두 개의 연속적인 시간 슬롯 동안 수신된 신호들은 식(2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{pmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad \mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix}, \quad \mathbf{n} = \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (2)$$

여기서, n_1, n_2 은 독립적인 AWGN 잡음으로 각 차원에 평균이 0이고 분산은 $N_0/2$ 이다. 그리고 두 개의 심볼 전송 시간 동안 채널 값은 준 정적 평탄 (Quasi-static)하다고 가정한다. 채널 행렬 \mathbf{H} 는 직교 특성을 갖고 있기 때문에 $\mathbf{H}^*\mathbf{H}$ 는 $(|h_1|^2 + |h_2|^2)\mathbf{I}_2$ 이다. 수신 안테나로 수신된 신호 \mathbf{r} 에 \mathbf{H}^* 을 곱한 신호를 $\tilde{\mathbf{r}}$ 이라고 하면, $\tilde{\mathbf{r}}$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{r}} = (|h_1|^2 + |h_2|^2)\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3)$$

여기서, $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{H}^*\mathbf{n}$ 이고 AWGN 잡음이다.

변환된 수신 신호 $\tilde{\mathbf{r}}$ 을 이용한 디코딩 과정은 식 (4)와 같이 간단한 선형 관계식으로 나타낼 수 있다. 따라서 각 전송 심볼 x_1, x_2 는 서로 독립적으로 추정될 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\hat{\mathbf{x}} \in \mathbf{X}} \|\tilde{\mathbf{r}} - (|h_1|^2 + |h_2|^2)\hat{\mathbf{x}}\|^2 \quad (4)$$

여기서, $\hat{\mathbf{x}}$ 는 모든 가능한 심볼 (x_1, x_2) 들의 집합으로 정의한다^{[6][7]}.

2. STBC의 간섭 제거 기법

2개의 송신 안테나를 갖고 STBC 기법으로 전송하는 2명의 동일 채널 사용자가 존재하고 수신기는 그림 2와 같이 2개의 수신 안테나를 장착하고 있을 때, 두 번째 안테나는 동일 채널 간섭 신호를 제거하기 위해 사용된다.

사용자 1과 사용자 2의 입력 심볼을 $\mathbf{x}_1 = (x_1(1), x_1(2))^T$ 과 $\mathbf{x}_2 = (x_2(1), x_2(2))^T$ 라 하고, 사용자 1의 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테나 사이의 페이딩 채널은 h_{ij} 이고 사용자 2의 페

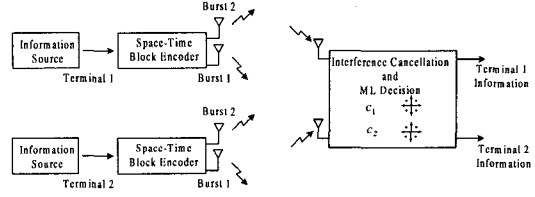


그림 2. STBC를 이용한 간섭 제거 기법

이딩 채널은 g_{ij} 로 정의한다. 수신기의 첫 번째 안테나에 수신된 연속적인 두 개의 시간 슬롯 동안의 신호는 식(2)를 이용하여 식(5)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{x}_1 + \mathbf{G}_1 \cdot \mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_1 \quad (5)$$

여기서, $\mathbf{H}_1 = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \end{pmatrix}$, $\mathbf{G}_1 = \begin{pmatrix} g_{11} & g_{21} \\ g_{21}^* & -g_{11}^* \end{pmatrix}$, $\mathbf{n}_1 = \begin{pmatrix} n_{11} \\ n_{12} \end{pmatrix}$ 이다. 이때, n_{11}, n_{12} 은 두 개의 시간 슬롯 동안의 AWGN 잡음이다. 수신기의 두 번째 안테나에 수신된 신호도 같은 방법으로 식(6)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{r}_2 = \mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{x}_1 + \mathbf{G}_2 \cdot \mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_2 \quad (6)$$

여기서, $\mathbf{H}_2 = \begin{pmatrix} h_{12} & h_{22} \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{pmatrix}$, $\mathbf{G}_2 = \begin{pmatrix} g_{12} & g_{22} \\ g_{22}^* & -g_{12}^* \end{pmatrix}$,

$\mathbf{n}_2 = \begin{pmatrix} n_{21} \\ n_{22} \end{pmatrix}$ 이다. 각 수신 안테나에 수신된 신호,

\mathbf{r}_1 과 \mathbf{r}_2 을 결합하여 식(7)과 같은 간단한 관계식으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \begin{pmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{H}_2 & \mathbf{G}_2 \end{pmatrix}}_{\mathbf{H}(2)} \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{pmatrix}}_{\mathbf{x}(2)} + \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \end{pmatrix}}_{\mathbf{n}(2)} \quad (7)$$

식(7)에서 $\mathbf{x}(2)$, $\mathbf{r}(2)$, $\mathbf{n}(2)$ 는 (4×1) 벡터인 반면 채널 $\mathbf{H}(2)$ 는 (4×4) 행렬이다.

동일 채널 다중 사용자의 수가 K 인 경우, 간섭 사용자($K-1$)의 신호를 제거하기 위해서 수신기의 안테나 수(M)는 K 보다 크거나 같아야 한다. 수신기는 M 개의 안테나를 장착하고 다중 사용자의 수가 K 인 경우 수신 신호의 관계식은 식(7)을 이용하여 식(8)로 일반화할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \begin{pmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{r}_M \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{H}_{11} & \cdots & \mathbf{H}_{K1} \\ \mathbf{H}_{12} & \cdots & \mathbf{H}_{K2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{1M} & \cdots & \mathbf{H}_{KM} \end{pmatrix}}_{\mathbf{H}(M)} \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_K \end{pmatrix}}_{\mathbf{x}(K)} + \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_M \end{pmatrix}}_{\mathbf{n}(M)} \quad (8)$$

2.1 Zero-Forcing Interference Cancellation

Zero-Forcing 간섭 제거 알고리즘은 동일 채널 다중 사용자의 채널 상태 정보의 역 행렬을 이용하여 간섭 신호들을 제거하는 기법이다⁴⁾. STBC 기법으로 전송하는 다중 사용자의 수가 2이고 수신기는 2개의 안테나로 수신할 경우(식(7)의 경우), 간섭 신호를 제거하고 각 사용자의 신호를 검출하기 위해 ZF 알고리즘은 채널 상태 행렬 ($H(2)$)의 역행렬을 수신 신호에 곱한다.

$$\begin{pmatrix} H_1 & G_1 \\ H_2 & G_2 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{r}_1 \\ \hat{r}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{n}_1 \\ \hat{n}_2 \end{pmatrix} \quad (9)$$

이 때, 정방행렬 $H(2)$ 의 역행렬은 식(10)으로 표현할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} H_1 & G_1 \\ H_2 & G_2 \end{pmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} \tilde{H}^{-1} & 0 \\ 0 & \tilde{G}^{-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I & -G_1 G_2^{-1} \\ -H_2 H_1^{-1} & I \end{pmatrix} \quad (10)$$

여기서, $\tilde{H} = H_1 - G_1 G_2^{-1} H_2$, $\tilde{G} = G_2 -$

$H_2 H_1^{-1} G_1$ 이다. $H(2)$ 의 역행렬 관계식인 식(10)을 이용하여 식(9)를 식(11)로 변환하여 표현할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} I & -G_1 G_2^{-1} \\ -H_2 H_1^{-1} & I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{r}_1 \\ \hat{r}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{H} & 0 \\ 0 & \tilde{G} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{n}_1 \\ \hat{n}_2 \end{pmatrix} \quad (11)$$

각 사용자의 송신 신호는 식(12)와 같이 ML 복호 방법으로 검출된다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= \arg \min_{\hat{x} \in X} \| \hat{r}_1 - \tilde{H} \cdot x_1 \|^2, \\ \hat{x}_2 &= \arg \min_{\hat{x} \in X} \| \hat{r}_2 - \tilde{G} \cdot x_2 \|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

동일 채널에 존재하는 사용자의 수(K)가 2 보다 크고 수신기의 안테나 수가 $M(\geq K)$ 인 경우, 식(8)의 채널 상태 행렬 $H(M)$ 은 식(13)과 같이 간단한 행렬 형태로 그룹화할 수 있다.

$$H(M) = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \begin{matrix} H_{11} & \dots & H_{K1} \\ H_{12} & \dots & H_{K2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{1M} & \dots & H_{KM} \end{matrix} \end{pmatrix} \quad (13)$$

여기서, $A = H_{11}(2 \times 2)$, $B = H_{21} \dots H_{K1}(2 \times (K-2))$,

$C = H_{12} \dots H_{1M}((M-2) \times 2)$,

$D = H_{22} \dots H_{KM}((K-2) \times (M-2))$ 이다. 식(13)은 식(7)의 $H(2)$ 와 같이 가정할 수 있기 때문에 식(11)은 식(14)와 같이 확장될 수 있다.

$$\begin{pmatrix} I_2 & -BD^{-1} \\ -CA^{-1} & I_{K-2M-2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_1 \\ r_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{r}_1 \\ \hat{r}_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{Q} & 0 \\ 0 & \tilde{W} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_M \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{n}_1 \\ \hat{n}_M \end{pmatrix} \quad (14)$$

여기서, $\tilde{Q} = A - BD^{-1}C$, $\tilde{W} = D - CA^{-1}B$ 이다.

사용자 1의 신호 x_1 은 식(15)의 ML 복호 방법으로 검출된다.

$$\hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x} \in X} \| \hat{r}_1 - \tilde{Q} \cdot x_1 \|^2 \quad (15)$$

2.2 Minimum Mean-Squared Error Interference Cancellation

수신기는 2개의 안테나를 장착하고 STBC 기법으로 전송하는 사용자의 수가 2일 때(식(7)의 경우), 간섭 사용자의 신호를 제거하고 사용자 1의 신호 $x_1 = (x_1(1), x_1(2))^T$ 를 검출하기 위해 MMSE 간섭 제거 알고리즘은 MSE를 이용한다. 동일 채널 간섭과 페이딩 그리고 잡음으로 왜곡된 수신 신호와 검출 신호($\hat{x}_1(1), \hat{x}_1(2)$)의 MSE가 최소가 되는 선형 조합을 구한다⁵⁾. 이 때 요구되는 에러 비용 함수는 식(16)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} J(\alpha, \beta) &= \left\| \sum_{i=1}^4 \alpha^* r_i - (\beta_1^* \hat{x}_1(1) + \beta_2^* \hat{x}_1(2)) \right\|^2 \\ &= \| \alpha r - \beta \hat{x}_1 \|^2 \end{aligned} \quad (16)$$

MMSE 간섭 제거 알고리즘은 식(16)의 에러 비용 함수의 값이 최소가 되는 가중치 $\alpha = [\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \alpha_4]^*$, $\beta = [\beta_1 \beta_2]^*$ 를 구하는 것이다. β_1, β_2 의 값을 1과 0으로 번갈아 고정하고 α 를 추정한 후, 사용자 1의 신호 x_1 은 식(17)과 같이 ML 복

호 방법으로 검출된다.

$$\hat{\mathbf{x}}_1 = \arg \min_{\hat{\mathbf{x}}_1 \in X} \{ \|a_1^* \mathbf{r} - \hat{\mathbf{x}}_1(1)\|^2 + \|a_2^* \mathbf{r} - \hat{\mathbf{x}}_1(2)\|^2 \} \quad (17)$$

여기서, $a_1 = (H(2)H(2)^* + (1/SNR) \cdot \mathbf{I}_4)^{-1} \mathbf{h}_1$, $a_2 = (H(2)H(2)^* + (1/SNR) \cdot \mathbf{I}_4)^{-1} \mathbf{h}_2$ 이고, 벡터 \mathbf{h}_1 , $\mathbf{h}_2(4 \times 1)$ 은 식(7)의 $H(2)$ 행렬의 첫 번째, 두 번째 열의 성분이다. 비슷한 방법으로 사용자 2의 신호 \mathbf{x}_2 도 식(18)과 같은 방법으로 검출된다.

$$\hat{\mathbf{x}}_2 = \arg \min_{\hat{\mathbf{x}}_2 \in X} \{ \|a_1^* \mathbf{r} - \hat{\mathbf{x}}_2(1)\|^2 + \|a_2^* \mathbf{r} - \hat{\mathbf{x}}_2(2)\|^2 \} \quad (18)$$

여기서, $a_1 = (H(2)H(2)^* + (1/SNR) \cdot \mathbf{I}_4)^{-1} \mathbf{h}_3$, $a_2 = (H(2)H(2)^* + (1/SNR) \cdot \mathbf{I}_4)^{-1} \mathbf{h}_4$ 이고, 벡터 \mathbf{h}_3 , $\mathbf{h}_4(4 \times 1)$ 은 식(7)의 $H(2)$ 행렬의 세 번째, 네 번째 열의 성분이다.

동일 채널에 존재하는 사용자의 수(K)와 수신기의 안테나의 수(M)가 2보다 큰 경우(식(8)), 사용자 j 의 신호 벡터 \mathbf{x}_j 는 식(16)의 여러 비용 함수를 이용한 ML 복호 방법으로 검출할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}}_j = \arg \min_{\hat{\mathbf{x}}_j \in X} \{ \|a_1^* \mathbf{r} - \hat{\mathbf{x}}_j(1)\|^2 + \|a_2^* \mathbf{r} - \hat{\mathbf{x}}_j(2)\|^2 \} \quad (19)$$

여기서, $a_1 = (H(M)H(M)^* + (1/SNR) \cdot \mathbf{I}_{KM})^{-1} \mathbf{h}_{2j-1}$, $a_2 = (H(M)H(M)^* + (1/SNR) \cdot \mathbf{I}_{KM})^{-1} \mathbf{h}_{2j}$ 벡터이고, \mathbf{h}_{2j-1} 와 \mathbf{h}_{2j} 는 수신기의 모든 안테나에서 수신된 사용자 j 의 채널 성분으로 채널 행렬 $H(M)$ (식(8)) 2 $j-1$ 과 2 j 번째 열의 성분이다.

III. 다중 사용자 채널 정보 및 SNR 추정

2장에서 언급한 STBC를 이용하는 시스템에서 ZF와 MMSE 간섭 제거 알고리즘의 성능은 동일 채널에 존재하는 다중 사용자의 채널 성분 추정값에 의해 크게 좌우된다. SNR 추정 기법은 MMSE 간섭 제거 기법을 사용하기 위해 필요하다. 본 장에서는 STBC 기법으로 전송하는 다중 사용자의 채널 및 SNR 정보를 훈련 열을 이용하여 추정하는 방법을 제시하고자 한다. 동일 채널 다중 사용자가 한 개의 송신 안테나를 사용하는 경우, 각 사용자를 구

분하고 각 경로의 채널 추정을 위해 직교 훈련 열을 이용하는 것은 일반적이다. 또한 문헌[8]과 같이 단일 사용자가 여러 개의 송신 안테나를 사용할 경우, 각 경로의 채널 정보를 추정하기 위하여 직교 훈련 열은 사용된다. 직교 정방행렬(O_N , $N \times N$)은 하다마아드(Hadamard) 부호를 이용하여 만들 수 있고, 행렬의 행(N)은 심볼 길이(사용자의 코드)이고 열(N)은 할당할 수 있는 훈련열(사용자 혹은 송신안테나)의 수라고 가정할 수 있다. 하지만 다중 사용자가 STBC 기법(2개의 송신안테나)으로 전송할 때 사용자를 구분하고 각 사용자들의 2 경로 채널 상태 추정을 위해서는 일반적인 직교 훈련 열이 아닌 특수한 훈련 열이 필요하다.

STBC를 이용하는 시스템에서 다중 사용자의 채널 추정을 위해 제안되는 훈련열, STBC TM (Training Matrix)는 O_N 을 이용하여 만들 수 있다. STBC TM(O_{STBC})는 식(20)으로 표현할 수 있다.

$$O_{STBC} = \left[\frac{O_N}{S(O_N)} \right] \leftarrow \text{기준선} \quad (20)$$

여기서, $S[\cdot]$ 은 기준선을 중심으로 O_N 의 대칭을 의미한다. 예로, 2명의 동일 채널 사용자의 신호가 첫 번째 수신안테나에 수신된 경우(식(5))는 $O_{STBC}(4 \times 2)$ 를 이용할 수 있다.

$$O_{STBC} = \begin{bmatrix} x_1 & x_1 \\ x_1 & -x_1 \\ x_1 & -x_1 \\ x_1 & x_1 \end{bmatrix} \leftarrow \text{기준선} \quad (21)$$

사용자 1의 훈련 열은 $\{x_1, x_1, x_1, x_1\}$ 이고 사용자 2의 훈련 열은 $\{x_1, -x_1, -x_1, x_1\}$ 이다. STBC TM 심볼의 Norm 연산은 1이다($\|x_1\|^2 = 1$). $O_{STBC}(2N \times N)$ 에서, $2N$ 은 훈련 열의 길이를 의미하고 N 은 훈련열을 사용할 수 있는 최대 동일 채널 사용자의 수를 나타낸다. STBC TM의 심볼은 STBC 인코더를 통과한 후 두 개의 송신 안테나를 통해 전송된다.

동일 채널에 N 사용자가 존재하고 수신기는 한 개의 안테나로 수신한다고 가정할 때, 다중 사용자의 채널 정보 및 SNR을 추정하기 위해 Estimation Channel(EC) 훈련벡터($U_j = [u_{1j}, u_{2j}]$)를 정의한다. EC 훈련벡터는 각 사용자에게 하나씩 할당되고 훈련벡터의 2개 훈련열 길이는 $2N$ 이다. EC 훈련벡터의 훈련심볼은 STBC TM의 심볼과 동일하다. EC

훈련열은 STBC 인코더를 통과한 STBC TM 훈련열의 켈레복소수 연산을 통하여 구할 수 있다. 예로 $O_{STBC}(4 \times 2)$ 을 사용할 때 사용자 1(U_1)의 EC 훈련열은 $u_{11} = \{x_1^*, -x_1, x_1^*, -x_1\}$, $u_{21} = \{x_1^*, x_1, x_1^*, x_1\}$ 이고 사용자 2(U_2)의 EC 훈련열은 $u_{12} = \{x_1^*, x_1, -x_1^*, -x_1\}$, $u_{22} = \{-x_1^*, x_1, x_1^*, -x_1\}$ 이다.

다중 사용자에게 할당된 $O_{STBC}(2N \times N)$ 을 동시에 전송할때 j 번째 사용자의 채널 성분 ($a_j = (a_{1j}, a_{2j})$)은 식(22)와 같이 j 번째 사용자에게 할당된 EC 훈련벡터를 수신 신호(r)에 곱한후 평균을 통하여 추정될 수 있다.

$$\frac{1}{2N} \sum_{i=1}^{2N} r_i U_{ij} = a_j \quad (22)$$

여기서, i 는 훈련열의 길이를 의미한다. 또한, j 번째 사용자의 SNR은 다음과 같은 방법으로 추정된다.

$$SNR = \frac{(\|x_1\|^2 + \|x_2\|^2) * (\|a_{1j}\|^2 + \|a_{2j}\|^2)}{\|n_1\|^2 + \|n_2\|^2} \quad (23)$$

여기서, x_1 은 EC 훈련벡터의 훈련심볼을 의미한다. 잡음성분 (n_1, n_2)은 수신신호(r)에서 심볼(x_1)과 다중 사용자 채널 추정 성분의 곱을 제거함으로써 구해질 수 있다. 수신기 안테나의 수가 복수인 경우, 지금까지 논의된 채널 추정 및 SNR 추정 방법을 각 안테나별로 독립적으로 수행한다.

VI. 모의 실험 결과

본 장에서는 제안된 채널 추정 및 SNR 추정 방법을 ZF와 MMSE 간섭 제거 알고리즘에 적용하여 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 비교 분석하였다. STBC 기법을 사용하는 동일 채널 다중 사용자를 구별하고 간섭 사용자의 신호를 효과적으로 제거하기 위해서 9개의 데이터 프레임과 채널 및 SNR 추정을 위한 1개의 훈련 프레임으로 구성되어 있는 패킷구조를 적용하였다. 즉, 채널 추정을 위해 한 패킷안에는 10%의 훈련 프레임 ($O_{STBC}(64 \times 32)$: 동일 채널 사용자 최대 32명)을 사용한다. 1개의 프레임은 64개의 심볼로 구성되어 있고, 8PSK 변조를 사용하였다. 채널은 한 패킷기간 동안 일정한 준 정적 평탄 페이딩(Quasi-static flat fading)을 사용하였다.

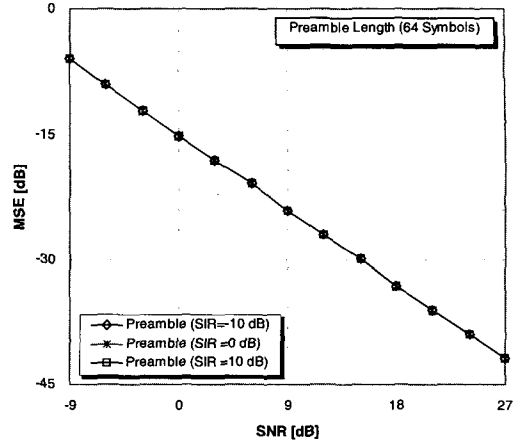


그림 3. 추정된 채널의 MSE

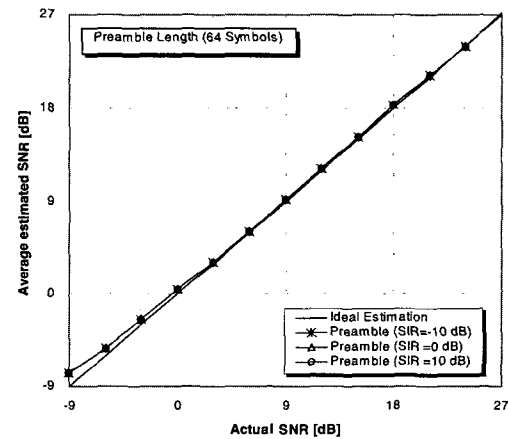
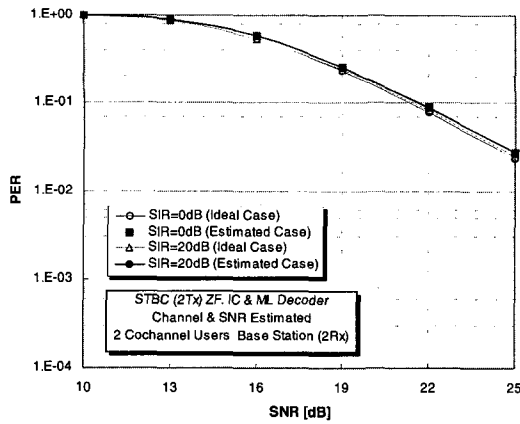


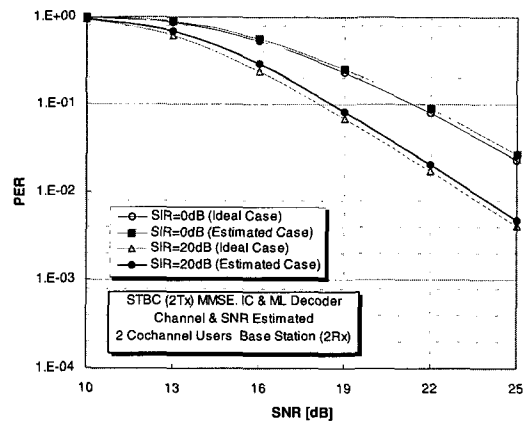
그림 4. 추정된 SNR의 평균

그림 3은 신호대 간섭비(Signal to Interference Ratio) 변화에 따른 MSE(Mean Square Error)성능 대 SNR를 나타낸 것이다. 채널 정보는 $O_{STBC}(64 \times 32)$ 을 사용하여 추정되었다. SIR이 -10, 0, 10dB 일 때, MSE의 성능은 거의 일정하다. 동일 채널에 존재하는 각 사용자에게 할당된 $O_{STBC}(64 \times 32)$ 은 SIR의 값의 변화에 상관없이 직교성을 유지한다. 따라서 간섭 사용자의 신호는 채널 추정기의 성능을 열화시키지 않는다.

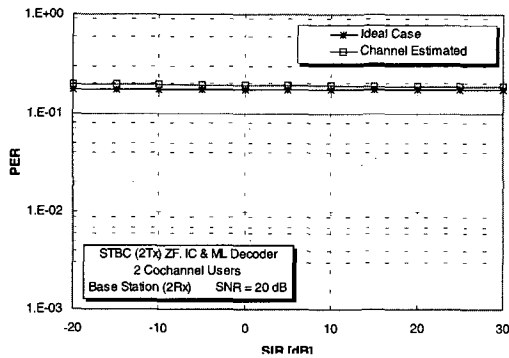
그림 4는 SIR 변화에 따른 추정 SNR의 평균 성능 대 실제 SNR를 나타낸 것이다. SNR이 0dB 미만인 경우, 추정된 SNR은 이상적인 경우와 비교해서 약간의 오류가 발생한다. SNR이 0dB 이상인 경우 추정값은 SIR 값에 상관없이 이상적인 경우와



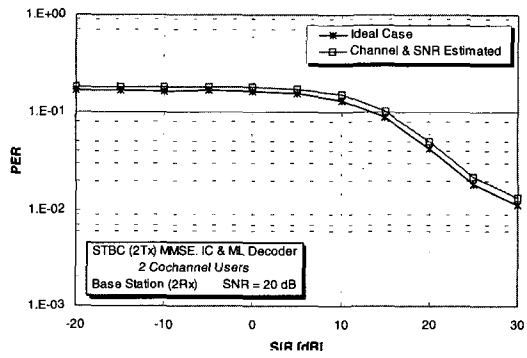
(a) ZF IC의 PER 성능



(a) MMSE IC의 PER 성능



(b) ZF IC의 SIR 크기에 따른 성능



(b) MMSE IC의 SIR 크기에 따른 성능

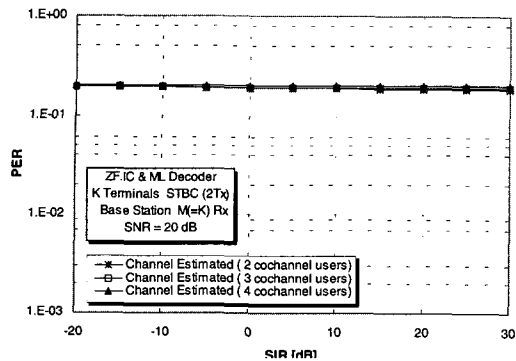
그림 5. 동일 채널 사용자(K=2), 기지국의 수신 안테나 (M=2)일 때 Zero-Forcing IC

그림 6. 동일 채널 사용자(K=2), 기지국의 수신 안테나 (M=2)일 때 Minimum Mean-Squared Error IC

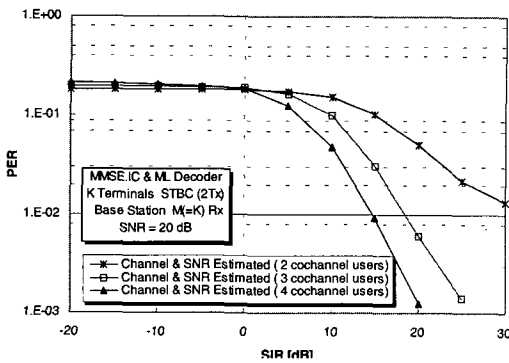
거의 일치한다. 그림 3과 4을 통하여, 추정 SNR과 MSE의 성능은 간섭 신호 크기에 영향을 거의 받지 않음을 알 수 있다.

그림 5과 그림 6은 동일 채널 사용자(K)와 수신기의 안테나 수(M)가 2일 때, 제한된 채널 및 SNR 추정 방법을 ZF과 MMSE 간섭 제거 알고리즘에 적용하여 PER(Packet Error Rate) 성능을 보인 것이다. 그림 5(a)는 SIR이 0과 20dB일 때, SNR 대 ZF 간섭 제거 알고리즘의 PER 성능을 나타낸 것이다. ZF 간섭 제거 알고리즘에 사용된 다중사용자의 채널 정보는 $O_{STBC}(64 \times 32)$ 을 사용하여 추정되었다. PER 성능은 완벽한 채널 정보를 이용한 경우보다 약 0.2 dB 성능이 열화된다. SIR이 0dB와 20dB인 경우 SNR에 상관없이 PER 성능은 거의 동일함을 보인다. 그림 5(b)는 SNR이 20dB로 고정되어 있을 때, SIR 변화에 따른 PER 성능이다. ZF 간섭 제거 알고리즘은 간섭 신호 크기에 상관없이 일정한 PER

성능을 보인다. 그림 6(a)는 SIR이 0dB와 20dB 일 때, SNR 대 MMSE 간섭 제거 알고리즘의 PER 성능을 나타낸 것이다. MMSE 간섭 제거 알고리즘을 사용하기 위해서는 다중 사용자의 채널 정보와 SNR 정보가 필요하다. PER 성능은 완벽한 채널 및 SNR 정보를 이용한 경우보다 약 0.3 dB 성능이 열화된다. ZF의 PER 성능보다 MMSE의 PER 성능이 열화되는 이유는 채널 추정 성능의 오차 외에도 SNR 추정시 오차가 발생하기 때문이다. SIR이 0dB 일때 PER이 10^{-1} 을 얻기 위한 SNR은 약 21dB로 ZF 간섭 제거와 MMSE 간섭 제거 알고리즘은 거의 동일한 SNR이 필요하다. 그러나 MMSE 간섭 제거는 ZF 간섭 제거와 달리 SIR 크기가 증가하면(간섭 신호가 작아질수록) PER 성능은 향상됨을 보여준다. 그림 6(b)는 SNR이 20dB일 때, SIR 변화에 따른 PER 성능이다. SIR의 값이 증가할수록 PER이 향상된다. 그러나, SIR이 0dB 미만



(a) ZF IC의 SIR 크기에 따른 성능

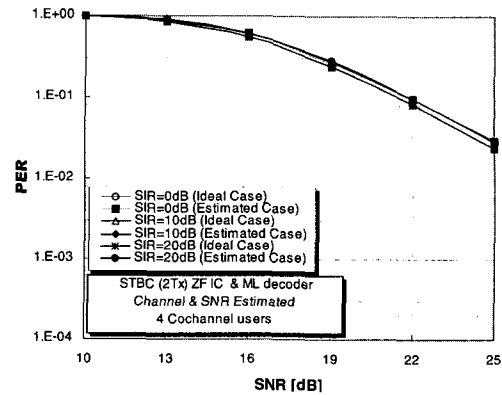


(b) MMSE IC의 SIR 크기에 따른 성능

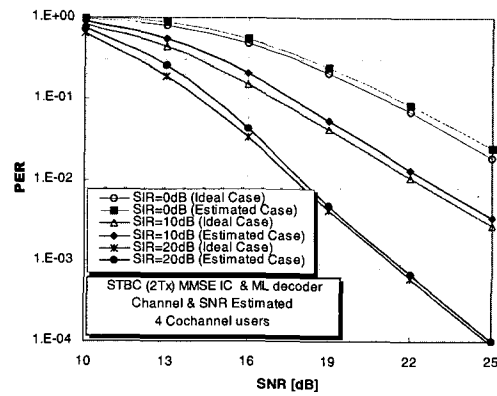
그림 7. 동일 채널 사용자(K), 기지국의 수신안테나(M)가 동일할 때 PER 성능

인 경우의 PER 성능은 일정하다. MMSE 간섭 제거 알고리즘은 MSE를 최소화 하는데 초점을 두고 있다. 간섭은 잡음처럼 간주되기 때문에, 간섭량이 적어지면(SIR의 값이 증가) 잡음이 줄어들어 MMSE 간섭 제거 알고리즘의 성능은 향상된다. 그러나, ZF 간섭 제거 알고리즘은 채널 상태 성분의 역행렬을 이용하여 동일 채널 사용자를 독립적으로 분리하기 때문에 AWGN 잡음의 크기만이 성능에 영향을 주고 SIR 크기는 시스템 성능에 영향을 주지 않는다.

그림 7은 SNR이 20dB로 고정되어 있고, 동일 채널 사용자의 수($K \geq 2$)와 수신기의 안테나 수($M \geq 2$)가 동일하게 증가할 때 SIR 변화에 따른 PER 성능을 나타내었다. ZF 간섭 제거 알고리즘(그림 7(a))은 사용자와 수신 안테나의 수가 증가하고 SIR의 크기가 변화하여도 일정한 PER 성능을 유지한다. MMSE 간섭 제거 알고리즘(그림 7(b))은 간섭 신호량이 작아질수록 PER 성능은 개선되고 수신 안테나의 수가 증가할수록 다이버시티 이득이 생겨



(a) ZF IC의 PER 성능



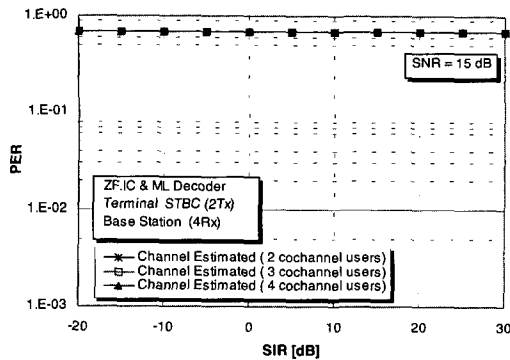
(b) MMSE IC의 PER 성능

그림 8. 동일 채널 사용자(K=4), 기지국의 수신안테나(M=4)일 때 PER 성능

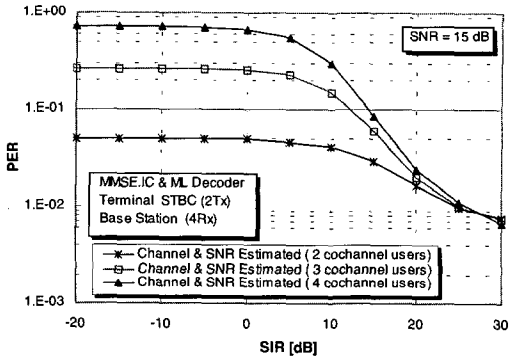
다. 하지만, SIR이 0dB 미만인 경우는 사용자의 수에 상관없이 거의 동일한 PER 성능을 갖게 됨을 알 수 있다.

그림 8은 동일 채널 다중 사용자의 수(K)와 수신기의 안테나의 수(M)가 4일 때, SIR 변화에 따른 ZF와 MMSE 간섭 제거 알고리즘의 PER 성능이다. 그림 8(a)에서 ZF 간섭 제거 알고리즘 PER 성능은 SIR 크기와 상관없이 수신 안테나 수(M)가 2인 그림 5(a)와 거의 동일하다. 즉, ZF 간섭 제거 알고리즘에서 수신기의 안테나들은 다이버시티 이득없이 동일 채널 사용자를 구분하기 위해 사용된다. 그림 8(b)에서 SIR의 크기가 0dB 미만일 때 MMSE 간섭 제거 알고리즘 PER 성능은 수신 안테나 수(M)가 2인 그림 6(a)과 거의 동일하다. 그러나, SIR이 증가할수록 그림 7에서 볼 수 있듯이 다이버시티 이득이 생겨 PER 성능이 향상된다.

MMSE와 ZF 간섭 제거 알고리즘은 수신 안테나



(a) Zero-Forcing IC의 PER 성능



(b) Minimum Mean-Squared Error IC의 PER 성능

그림 9. 기지국의 수신안테나(M)가 일정 할 때 동일 채널 사용자수(K) 변화에 따른 PER 성능(M≥K)

의 수(M)가 동일 채널 사용자의 수(K)보다 많은 경우도 가능하다(M≥K). 그림 9는 수신기의 안테나의 수가 4로 고정되어 있고 SNR이 15dB인 경우 다중 사용자의 수와 SIR 변화에 따른 PER 성능을 나타낸 것이다. 수신 안테나의 수가 4개일 때 최대 4명까지의 동일 채널 사용자를 구분할 수 있다. 그림 9(a)의 ZF 간섭 제거 알고리즘의 PER 성능은 동일 채널 사용자의 수와 SIR 크기에 상관없이 일정하다. 그림 9(b)의 MMSE 간섭 제거 알고리즘의 PER 성능은 동일 채널 사용자의 수와 SIR 크기에 따라 각각 다르다. SIR이 0dB로 고정되어 있고 동일 채널 사용자가 2명인 경우 $PER=5 \times 10^{-2}$, 3명인 경우 $PER=2.5 \times 10^{-1}$ 이고 4명인 경우는 $PER=6.6 \times 10^{-1}$ 이다. 즉 동일 채널 사용자가 증가할수록 PER 성능은 열화된다. 그러나, SIR이 0dB 미만인 경우, PER 성능은 각 사용자수에 따라 일정하고 SIR이 25dB 이상인 경우는 동일 채널

사용자의 수에 상관없이 거의 일정한 PER 성능

을 나타낸다.

V. 결론

본 논문에서는 STBC 기법을 사용하는 동일 채널 다중 사용자가 존재할 때 간섭 사용자의 신호를 제거하기 위한 MMSE와 ZF 간섭 제거 알고리즘을 검토하고 간섭 제거 알고리즘의 필수적인 성분인 채널 및 SNR 추정 기법을 제안하였다. 제안된 채널 및 SNR 추정 성능은 MSE와 추정 SNR의 평균을 통하여 분석하였다. 각 사용자에게 할당된 훈련 프레임은 SIR 값의 변화에 상관없이 직교성을 유지하므로 MSE와 추정 SNR의 평균은 간섭 신호 크기의 영향을 크게 받지 않음을 확인하였다. 또한, 제안된 채널 및 SNR 추정 기법을 ZF와 MMSE 간섭 제거 알고리즘에 적용하여 SIR 변화, 동일 채널 사용자의 수와 수신기의 안테나 수에 따른 성능은 PER을 통해 비교 분석하였다. 제안된 추정 기법들을 간섭 제거 알고리즘에 적용할 때 이상적인 경우보다 최대 0.3dB의 PER 성능 열화가 생김을 확인할 수 있었다.

컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안된 추정 기법은 송신 다이버시티 기법을 사용하는 다중 사용자의 채널 및 SNR 추정에 효율적으로 사용될 수 있고 MMSE와 ZF 알고리즘에 효과적으로 적용될 수 있을 것으로 기대한다.

참고 문헌

- [1] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channels," *IEEE Signal Processing Mag.* vol.17, issue.3, pp.76-92, May 2000.
- [2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in fading environment when using multiple antenna," *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- [3] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp.744-765, Mar.1998.
- [4] A. Stamoulis et al., "Further results on interference cancellation and space-time block codes." Available at <http://www.research.att>.

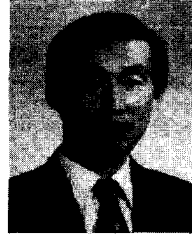
com/~as/asilomar01.pdf.

- [5] 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 systems," in *Proc. 32nd Annual Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, pp.1830-1810, Pacific Grove, California, Nov. 1998.
- [6] S. M. Alamouti, "A Simple transmit diversity technique for wireless communication," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [7] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communication : Performance results," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [8] A. F. Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "A space-time coding modem for high-data-rate wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1459-1478, Oct. 1998.

1998 3월~현재 : 문경대학 정보통신계열 전임교수
<주관심 분야> 디지털통신, 이동통신, 통신신호처리

최 형 진(Hyung-jin Choi)

정회원



1974년 2월 : 서울대학교

전자공학과(공학사)

1976년 2월 : 한국과학기술원

전기전자공학과

(공학석사)

1976년 3월~1979년 7월 :

(주)금성사

중앙연구소 연구원

1979년 9월~1982년 12월 : 미국 University of Southern California 전기공학과 (공학 박사)

1982년 10월~1989년 2월 : 미국 Lincom Corp. 연구원

1989년 3월~현재 : 성균관대학교 정보통신공학부 교수

<주관심 분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성 통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM기술

유 형 준(Hyung-Joon Yu)

준회원



2001년 2월 : 성균관대학교

전기전자 및 컴퓨터공학부

(공학사)

2001년 3월~현재 :

성균관대학교 대학원

정보통신공학부 석사과정

재학중

<주관심 분야> 디지털통신, 이동통신, 통신신호처리

이 상 문(Sang-Mun Lee)

정회원



1991년 2월 : 성균관대학교

전자공학과(공학사)

1993년 2월 : 성균관대학교

대학원 전자공학과

(공학석사)

2000년 8월 : 성균관대학교

대학원 전기전자 및 컴퓨터

공학부 수료

1993년 1월~1998년 1월 : LG전자 디지털미디어 연구소 선임연구원