

논문 2004-41TC-10-3

# MIMO-STBC를 위한 송수신 고유빔 형성기를 이용한 블록순 계층적 검파기

(Block-Ordered Layered Detector for MIMO-STBC Combined with  
Transmit and Receive Eigen-Beamformers)

이 원 철\*, 김 홍 철\*\*

(Won Cheol Lee and Hong Cheol Kim)

## 요 약

본 논문에서는 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 시스템을 위한 JBSTBC (Joint Beamforming Space-Time Block Code) 기법에 대해 소개한다. 제안된 기법은 부스트립간 간섭등의 열악한 페이딩 상관이 존재하는 경우에 공간 다이버시티 이득을 높이기 위해 블록순 계층적 검파기(block-ordered layered detector)와 함께 송수신 고유빔 형성기법을 적용하였다. 본 논문에서는 제안된 JBSTBC 기법의 성능을 분석하기 위하여 여러 경우의 채널 환경에서 모의실험을 수행하였으며, 이러한 영향을 분명히 하기 위해 자세한 수식적인 유도를 수행하였다.

## Abstract

This paper proposes JBSTBC (Joint Beamforming Space-Time Block Coding) scheme for MIMO (Multi-Input Multi-Output) communication systems. To enhance the order of spatial diversity in presence of deteriorative fading correlations as well as inter-substream interferences, the proposed JBSTBC method employs joint eigen-beamforming technique together with the BOLD (block-ordered layered detector) for MIMO-STBC. In order to confirm superiority of the proposed JBSTBC method, the computer simulations are conducted in highly correlated fading situations with providing detailed mathematical derivations for clarifying functionality of the proposed scheme.

**Keywords:** MIMO 시스템 / 고유빔 형성기 / 시공간블록부호화

## I. 서 론

3세대 이후의 이동 통신 시스템에서는 현재의 음성 위주의 데이터 보다 고품질과 고속의 멀티미디어 패킷 데이터의 전송이 요구되어진다. 제한된 주파수 자원과 제안된 송신 전력 상황에서 이러한 문제를 현실적으로 해결하기 위해서는 높은 주파수 효율의 가용이 강력히 요구되어진다. 이러한 요구에 따라 순차적 간섭 제거기를 적용한 MMSE (Minimum Mean Squared Error) 수

신기 등의 복잡한 시공간 신호처리 알고리즘을 적용한 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 시스템들이 여러 관련 논문들을 통해 고려되어왔다<sup>[1-3]</sup>.

최근 Foschini에 의해 개발된 BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) 기법은 다수의 송수신 안테나들을 이용하여 무선 링크의 전송 용량을 증대시킬 수 있는 방법을 적용하였다. 이 기법은 독립적인 MIMO 채널에서 다중의 부스트립들을 송신함에 따라 전송량을 증가시킬 수 있다. 이러한 BLAST 형태의 MIMO 시스템은 높은 전송량을 제공하지만, 다이버시티 이득이 없기 때문에 페이딩 채널 상황에서는 성능이 저하되게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 방법으로 STBC (Space-Time Block Code)를 기반으로 하는 기법이 고

\* 정회원, 숭실대학교 정보통신전자공학부  
(School of Electronic Engineering, Soongsil Univ.)  
※ 본 연구는 숭실대학교 교내연구비 지원으로 이루어졌음  
접수일자: 2003년10월28일, 수정완료일: 2004년10월14일

려되었으며<sup>[4-6]</sup>, 이 기법은 공간 다이버시티를 제공하게 됨에 따라 페이딩 채널 환경에서도 충분한 성능을 유지할 수 있게 된다.

최근 소개된 고유빔 형성기 (eigen-beamformers; EBFs)는 공간적으로 독립적인 채널로 만들어주는 능력으로 인해 매우 효과적인 기법으로 알려져 있다. 이러한 고유빔 형성기는 상관된 MIMO 채널 환경에서 향상된 성능을 제공한다<sup>[10]</sup>. 일반적으로, 대부분의 일반적인 MIMO 시스템은 수신단에서 부스트림간 간섭 제거기로 여겨지는 순차적 신호 분리(successive signal separation)과정을 가지고 있는 MMSE (Minimum Mean Squared Error) 선형 필터를 적용한다<sup>[1-3]</sup>. 그러나 순차적 신호 분리를 위해서는 역행렬 연산이 필요하기 때문에 연산량이 매우 많아지게 된다.

앞서 언급한 문제점들을 극복하기 위해, 본 논문에서는 송신단에서 다중의 STBC 부호화기와 송수신 고유빔 형성기를 적용하여 공간 다이버시티 이득을 증대시키고, 수신단에서 심벌 복원을 위해 MMSE 필터 과정보다 간단한 일련의 MRC과정을 채용하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 MIMO 채널 모델에 대해서 설명하였다. III장에서는 분석적인 유도를 통해 고유빔 형성기의 효과에 대해 설명하였다. IV장에서는 제안된 JBSTBC의 송수신단의 구성과 수신단에서 수행하는 BOLD기법에 대해 설명하였다. V장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안된 JBSTBC기법을 분석하였다. 제안된 JBSTBC기법의 성능향상을 확인하기 위해, 여러 채널조건 환경에서 BER (Bit Error Rate)성능을 분석하였다. 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

## II. MIMO 채널 모델

$M_t$ 개의 송신 안테나와  $M_r$ 개의 수신안테나 사이의 MIMO 채널은  $M_t \times M_r$  크기의 서로 다른 전파 경로를 갖는다. 무선 채널이 플랫 페이딩 채널이라고 가정하면 송신단과 수신단의 공간 상호 상관행렬은 각각  $\mathbf{R}_t$ 와  $\mathbf{R}_r$ 로 표현할 수 있다. 여기서 각 상호 상관행렬은 안테나 배열의 기하학적인 구성과 송수신 각퍼짐에 의해 특정 지어진다. 공간 상호 상관행렬의 각 요소는 페이딩 채널 파라미터의 상호 상관 정도를 나타낸다.

다음의 식(1)은  $M_t \times M_r$  크기의 MIMO 채널 행렬을 나타낸 것이다.

$$\mathbf{H} \equiv [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_{M_t}] \quad (1)$$

여기서  $\mathbf{h}_i = [h_{i,1} \ h_{i,2} \ \cdots \ h_{i,M_r}]^T$ ,  $i = 1, \dots, M_t$ 이며  $h_{i,j}$ 는  $i$ 번째 송신 안테나와  $j$ 번째 수신 안테나 사이의 순방향 채널 파라미터를 나타낸다. 그리고  $T$ 는 전치 행렬을 표현하는 기호이다. 여기서 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 의 전치행렬을 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{H}^T \equiv [\tilde{\mathbf{h}}_1 \ \tilde{\mathbf{h}}_2 \ \cdots \ \tilde{\mathbf{h}}_{M_r}] \quad (2)$$

여기서  $\tilde{\mathbf{h}}_j = [h_{1,j} \ h_{2,j} \ \cdots \ h_{M_t,j}]^T$ ,  $j = 1, \dots, M_r$ 이다. 또한 앞서 기술한 내용과 식(1)에 의해서 다음 식과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{R}_t \equiv \mathbf{E}\{\mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^T\}, \quad i = 1, \dots, M_t \quad (3)$$

$$\mathbf{R}_r \equiv \mathbf{E}\{\mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^T\}, \quad j = 1, \dots, M_r \quad (4)$$

여기서  $\mathbf{E}\{\cdot\}$ 는 통계적 기대치 연산을 나타낸 것이며 위 첨자  $H$ 는 공액 복소 전치 행렬을 표현하는 기호이다. 여기서  $\mathbf{R}_t$ 와  $\mathbf{R}_r$ 의 상관 계수들을  $r_{j,l}^t$ ,  $j, l = 1, \dots, M_t$ 와  $r_{i,k}^r$ ,  $i, k = 1, \dots, M_r$ 로 각각 표현할 때, 채널 파라미터들 간의 상관은 아래의 식 (5)와 같이 상관 계수값으로 표현될 수 있다.

$$\mathbf{E}\{h_{i,j} \cdot h_{k,l}^*\} = r_{i,k}^r \cdot r_{j,l}^t \quad (5)$$

여기서  $*$ 는 공액 복소값을 나타낸다.

다음의 식 (6)은 하향링크 채널을 표현한 벡터로 크기는  $M_t M_r \times 1$ 이다.

$$\mathbf{h}_D = [\mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2^T \ \cdots \ \mathbf{h}_{M_t}^T]^T \quad (6)$$

식 (6)의 하향링크 채널 벡터의 공간 상호 상관행렬은 Kronecker 곱셈 연산을 통해 표현할 수 있으며 다음과 같이 나타낼 수 있다<sup>[9]</sup>.

$$\mathbf{R}_D = \mathbf{E}\{\mathbf{h}_D \cdot \mathbf{h}_D^H\} = \mathbf{R}_t \otimes \mathbf{R}_r \quad (7)$$

여기서  $\otimes$ 는 Kronecker 곱셈의 연산자를 나타낸다.

$$\tilde{\mathbf{h}}_D = \mathbf{Q}_D \cdot \Lambda_D \cdot \mathbf{g} \quad (8)$$

식 (8)에서  $\mathbf{Q}_D = [\mathbf{q}_1^D \ \mathbf{q}_2^D \ \cdots \ \mathbf{q}_{M_t M_r}^D]$ 는  $\mathbf{R}_D$ 의 고유벡

터들로 구성된 단위행렬(unitary matrix)이며,  $\Lambda_D$ 는 고유치들로 구성된 대각행렬이다. 또한  $\mathbf{g}$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안 랜덤 변수로 구성된  $M_t \cdot M_r \times 1$  크기의 벡터이다.

식 (8)에 비해, 식 (1)의  $M_r \times M_t$  크기로 모델링된 채널 행렬은 다음과 같이 표현된다<sup>[13]</sup>.

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{R}_t^{T/2} \quad (9)$$

여기서 행렬  $\mathbf{G}$ 는  $M_r \times M_t$ 이며 각 요소는 모두 평균이 0이고 분산이 1인 i.i.d. 복소 가우시안 랜덤 변수들이다. 식 (9)에서  $\mathbf{R}_r^{1/2}$  과  $\mathbf{R}_t^{1/2}$  는  $\mathbf{R}_r^{1/2} = \mathbf{Q}_r \Lambda_r^{1/2}$  와  $\mathbf{R}_t^{1/2} = \mathbf{Q}_t \Lambda_t^{1/2}$  로 고유벡터와 고유치들로 구성된다. 위의 식 (5)로 정의된 채널행렬은 다음의 관계를 갖음이 입증된다.

$$E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\} = M_t \mathbf{R}_r, E\{\mathbf{H}^T \mathbf{H}^*\} = M_r \mathbf{R}_t \quad (10)$$

여기서 채널 파라미터를 식 (8)이나 식 (9)로 모델링 하여도 식 (7)과 식(10)의 MIMO 채널의 조건은 모두가 동일하게 만족함을 알 수 있다.

### III. 고유빔 형성기의 효과

일반적으로 하향링크에서 다중의 안테나를 사용하는 주요 목적은 두 가지가 있다. 첫 번째는 높은 공간 다이버시티를 제공하기 위함이고, 두 번째는 제한된 주파수 자원에서 전송율을 최대화하기 위함이다. 그러나 실제 상황에서 페이딩 파라미터간의 상관성이 존재하는 경우 공간 다이버시티로부터 획득되는 MRC (Maximal Ratio Combining) 이득을 더 이상 기대할 수 없으므로 인해 전체 성능은 저하된다.

최근 들어 고유빔 형성기 (EBF)가 고려되고 있으며, 이는 공간 채널간의 상관도를 제거할 수 있는 역상관

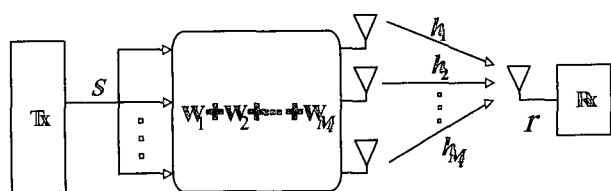


그림 1. 고유빔 형성 기법을 적용한 MISO 시스템의 구조

Fig. 1. Structure of MISO system employing eigen-beamformer.

(decorrelation) 능력을 가지고 있다<sup>[4]</sup>. 이러한 효과를 확인하기 위해 그림 1의 MISO (multiple-input single-output) 시스템에서 송신단에 고유빔 형성기를 적용한 경우의 효과를 분석하였다.

그림 1에서  $s$ 는  $M_t$ 개의 송신 안테나들을 통해서 송신되는 데이터 스트림이며,  $h_i, i = 1, \dots, M_t$ 는 플랫폼 페이딩 채널 파라미터이고,  $\mathbf{w}_i, i = 1, \dots, M_t$ 는 각각의 고유빔 형성기의 가중치 벡터이다. 그림 1에서 전체 빔형성 가중치 벡터는  $M_t$ 개의 각각의 가중치 벡터들의 선형 조합을 통해 구성된다. 송신단에서 다수개의 안테나를 사용하는 경우, 송신 상관행렬은 각각의 채널 파라미터들 간의 상호 상관을 가지고 있으며, 다음과 같이 SVD (Singular Value Decomposition)를 통해 표현될 수 있다.

$$\mathbf{R}_t = E\{\mathbf{h}_t \cdot \mathbf{h}_t^H\} = \mathbf{Q}_t \cdot \Lambda_t \cdot \mathbf{Q}_t^H \quad (11)$$

여기서 벡터  $\mathbf{h}_t = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{M_t}]^T$  플랫폼 페이딩 채널 파라미터로 구성되며,  $\mathbf{Q}_t$ 와  $\Lambda_t$ 는 각각  $\mathbf{R}_t$ 의 고유벡터들과 고유치들로 구성된 행렬이다.  $\mathbf{q}_i^t$ 와  $\lambda_i^t$ 를  $i$ 번째 고유벡터와 이와 관련된 고유치들로 정의하면,  $M_t \times 1$  크기의 각 가중치 벡터들은 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_i = \frac{1}{\sqrt{M_t}} \cdot \mathbf{q}_i^t, i = 1, \dots, M_t \quad (12)$$

식 (12)에서  $1/\sqrt{M_t}$ 는 송신 안테나 개수와 상관없이 전체 송신 전력을 동일하게 만들어 주기 위한 정규화 인자이다. 그림 1에서, 배경 잡음을 고려하지 않은 수신 데이터 시퀀스는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{r} = (f_1 + f_2 + \dots + f_{M_t}) \cdot s \quad (13)$$

여기서,  $f_i \equiv \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i$ 는 원래의 채널 파라미터들의 선형 조합과 가중치가 적용된 새로운 채널 파라미터이다. 새로 구성된 파라미터는 서로 상관성이 없음을 다음과 같이 알 수 있다. 즉,  $i \neq j$ 인 경우

$$E\{f_i f_j^*\} = \mathbf{w}_i^H \mathbf{R}_t \mathbf{w}_j = \left(\frac{\lambda_i}{M_t}\right) \mathbf{q}_i^t \cdot \mathbf{H} \mathbf{q}_j^t = 0 \quad (14)$$

식 (14)로부터,  $i = j$ 인 경우에는  $E\{|f_i|^2\} = \lambda_i/M_t$ 임을 알 수 있으며, 더욱이 식 (14)의 독립적인 랜덤 변수들

$f_i, i = 1, \dots, M_t$ 의 선형 조합들의 분산값은 고유치들의 합과 동일하고, 수신 신호 전력  $P_r^{EBF}$ 는 전체 송신 전력  $P_s$ 와 동일하게 된다. 즉,

$$P_r^{EBF} = \frac{\text{trace}\{\mathbf{R}_t\}}{M_t} \cdot P_s = P_s \quad (15)$$

식 (15)를 이용하여, 고유빔 형성기를 이용하는 경우 수신 신호 전력은 일반적인 기법보다 항상 크거나 같게 됨을 알 수 있다. 여기서, 일반적인 기법은 그림 1과 같은 구조에서 안테나 가중치들을 모두 정규화 인자  $1/\sqrt{M_t}$ 로만 사용하는 경우를 나타내며, 일반적인 기법과 고유빔 형성기를 사용하는 기법의 수신 신호의 전력을 비교하면 다음의 식과 같이 나타난다.

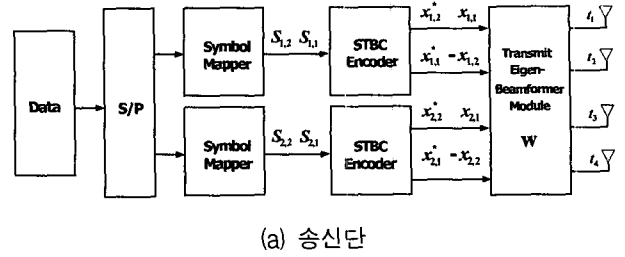
$$P_r^{Conv} = \frac{\mathbf{E}\left\{\sum_{i=1}^{M_t} |h_i|^2\right\} P_s}{M_t} \leq \frac{\sum_{i=1}^{M_t} \mathbf{E}\{|h_i|^2\} P_s}{M_t} = P_r^{EBF} \quad (16)$$

#### IV. BOLD를 적용한 JBSTBC 기법의 동작원리

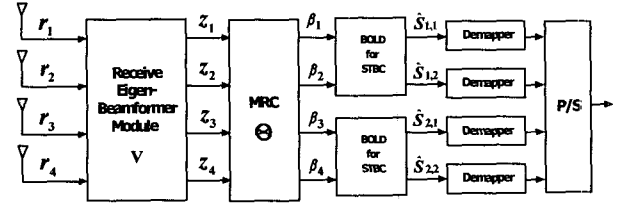
본 절에서는 본 논문에서 제안된 JBSTBC기법의 STBC 인코딩, 수신단에서 BOLD 기법 및 송수신 고유빔 형성기의 기능과 동작원리에 대해 기술한다. 그림 2(a)는 JBSTBC기법 송신단의 일반적인 구조를 도시하였다. 여기서 송신 심벌 스트림은  $M_t/2$ 개의 부스트림으로 직-병렬 변환된 후 인코더로 입력된다. MIMO-STBC 인코더의  $M_t$ 개의 출력은 송신 고유빔 형성기를 통한 후 송신되어진다. 그림 2(b)는 JBSTBC 기법의 수신단의 구조를 도시한 것이다. 수신단에서는 먼저 수신신호가 수신 고유빔 형성기를 통과한 후 BOLD 과정을 거치게 된다.

BOLD기법은 채널 추정을 통해 결정된 순서대로 순차적 신호 분리를 수행하게 되며, 처리 과정상에서 가장 높은 SINR (Signal-to-Interference plus Noise Ratio)부터 가장 낮은 SINR순으로 심벌 블록이 검출되고 분리되는 과정이 반복적으로 처리되게 된다. 그 후 병-직렬 변환기를 통해 스트림별로 디코딩된 데이터 비트를 원래의 비트 시퀀스로 복원하게 된다.

송신 고유빔 형성기의 가중치 벡터를  $\mathbf{w}_i$ 로 정의하고, MIMO-STBC 인코더의 출력 벡터를  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{M_t}]^T$



(a) 송신단



(b) 수신단

그림 2. JBSTBC기법의 송수신단의 블록도

Fig. 2. Block diagrams of JBSTBC transmitter and receiver.

로, 빔 형성기를 통해 송신되는 신호 벡터를  $\mathbf{t} = [t_1 \ t_2 \ \dots \ t_{M_t}]^T$ 라 정의하면, 송신 신호 벡터  $\mathbf{t}$ 는 다음과 같은 선형 조합으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{t} = w_1 x_1 + w_2 x_2 + \dots + w_{M_t} x_{M_t} = \mathbf{W} \mathbf{x} \quad (17)$$

여기서  $M_t \times M_t$  크기의 행렬  $\mathbf{W}$ 는 EBF 가중치 벡터들로 구성되며, 이는 송신 상호 상관행렬  $\mathbf{R}_t$ 의 고유벡터들로, 즉,  $\mathbf{w}_i \equiv \mathbf{q}_i^{*}$ 로 구성되며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{W} \equiv [\mathbf{q}_1^{*} \ \mathbf{q}_2^{*} \ \dots \ \mathbf{q}_{M_t}^{*}] = \mathbf{Q}_t^{*} \quad (18)$$

공간 다이버시티 이득을 최대화한다는 측면에서 최적의 조건은  $\mathbf{E}\{\mathbf{H}^H \mathbf{H}\}$ 의 고유벡터들로 구성된 빔형성기를 통해 생성되는 채널이 서로 독립적인 경우이다<sup>[11]</sup>. 식 (10)에 따라 빔형성 벡터가  $\mathbf{R}_t$ 의 고유벡터들과 동일한 경우 이를 만족시킬 수 있으며, 이로 인해 용량 증대를 기대할 수 있다. 수신 빔형성기의 가중치 벡터역시  $\mathbf{R}_r$ 의 고유벡터들로 구성되며 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{v}_j \equiv \mathbf{q}_j^r, \quad j = 1, \dots, M_r \quad (19)$$

II장에서 설명된 MIMO 채널 모델에 의해 수신벡터  $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_{M_r}]^T$ 는 식 (5)의 채널행렬과 송신신호 벡터  $\mathbf{t}$  그리고 첨가 잡음 벡터  $\mathbf{n}$ 으로 구성되며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r = Ht + n = R_r^{1/2} G A_t^{1/2} x + n \quad (20)$$

여기서 잡음 벡터  $n$ 은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_n^2 = N_0/2$ 인 복소 가우시안 랜덤 변수들이다. 그림 2(b)의 수신단 구성에서 볼 수 있듯이, 수신 빔형성 과정 후의 수신 벡터  $z = [z_1 z_2 \dots z_M]^T$ 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$z \equiv [u_1^H r_1 u_2^H r_2 \dots u_M^H r_M]^T = \tilde{G}x + \tilde{n} \quad (21)$$

여기서  $\tilde{G} = A_r^{1/2} G A_t^{1/2}$ 와  $\tilde{n} = Q_r^H n$ 는 각각 빔형성 과정을 통해 수정된 MIMO 채널과 잡음 벡터이다. 입력  $x$ 와 출력  $z$  사이에 송신 및 수신 고유빔 형성기를 사용함에 따라 원래의 채널 행렬  $H$ 가  $\tilde{G}$ 로 변환되며,  $\tilde{G}$ 의 구성 요소들이 i.i.d 복소 가우시안 랜덤 변수들이다. 즉, 송신 고유빔 형성기들을 사용함으로써 수정된 MIMO 채널 파라미터들이 서로 완전히 독립적인 특성을 갖도록 만들어 주게 된다. 이로 인해 전체적으로 공간 다이버시티 이득을 증대시켜주게 된다. 본 논문에서는 이러한 수정된 채널 행렬의 구성 인자들이 완벽하게 추정된다고 가정하였다.

그림 2의 송신단 구성에서  $i$ 번째 MIMO-STBC 인코더로 연속적인 심벌  $s_{i,1}$ 과  $s_{i,2}$ 가 입력된 후, 수신단에서는 두 심벌구간 동안의 출력으로  $2 \times 2$ 크기의 출력 심벌 행렬이 생성되어진다. 채널이 주파수 비선택적 페이딩이라 가정하면, 두 심벌 구간동안  $q$ 번째 안테나로 수신된 연속적인 수신 신호  $z_q(0)$ 와  $z_q(1)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} z_q(0) \\ z_q(1) \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^{M_i/2} \begin{bmatrix} \frac{s_{k,1}}{\sqrt{2}} & -\frac{s_{k,2}^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_{k,2}}{\sqrt{2}} & \frac{s_{k,1}^*}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{g}_{q,2k-1} \\ \tilde{g}_{q,2k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_q(0) \\ \tilde{n}_q(1) \end{bmatrix} \quad (22)$$

여기서  $\tilde{g}_{i,j}$ 는  $\tilde{G}$ 의  $(i,j)$ 번째 요소를 나타낸다. 추후 과정을 위해 식 (22)를 벡터 형태로 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_q = \sum_{k=1}^{M_i/2} \tilde{G}_{q,k} x_k + \tilde{n}_q \quad (23)$$

여기서

$$z_q \equiv [z_q(0) \ z_q^*(1)]^T \quad (24)$$

$$x_k \equiv [s_{k,1}/\sqrt{2} \ s_{k,2}^*/\sqrt{2}]^T \quad (25)$$

$$\tilde{n}_q \equiv [\tilde{n}_q(0) \ \tilde{n}_q^*(1)]^T \quad (26)$$

$$\tilde{G}_{q,k} \equiv \begin{bmatrix} \tilde{g}_{q,2k-1} & -\tilde{g}_{q,2k} \\ \tilde{g}_{q,2k}^* & \tilde{g}_{q,2k-1}^* \end{bmatrix} \quad (27)$$

이다. 디코딩 과정을 수행하기 위해 식 (22)-(27)을 이용하면 다음의 관계가 구성된다.

$$y = \Theta u + \eta \quad (28)$$

여기서

$$y \equiv [z_1^T z_2^T \dots z_M^T]^T \quad (29)$$

$$\Theta \equiv [\tilde{G}_1 \tilde{G}_2 \dots \tilde{G}_{M_i/2}] \quad (30)$$

$$u \equiv [x_1^T x_2^T \dots x_{M_i/2}^T]^T \quad (31)$$

$$\eta \equiv [\tilde{n}_1^T \tilde{n}_2^T \dots \tilde{n}_M^T]^T \quad (32)$$

$$\tilde{G}_k \equiv [\tilde{G}_{1,k}^T \tilde{G}_{2,k}^T \dots \tilde{G}_{M_r,k}^T]^T \quad (33)$$

이다. 제안된 JBSTBC 디코딩의 결정 통계치를 발생하기 위한 첫 번째 단계로 MRC 과정을 수행해야 하며, 수신 벡터  $y$ 와 이미 알고있는  $2M_r \times M_i$ 크기의 행렬  $\Theta$ 를 이용하여 MRC를 다음과 같이 수행한다.

$$\beta = \Theta^H y = A u + \xi \quad (34)$$

여기서  $\beta \equiv [\beta_1^T \beta_2^T \dots \beta_{M_r}^T]^T$ 이고,  $\beta_i \equiv [\beta_{i,1} \ \beta_{i,2}]^T$ 이며 심벌 블록들의 결정 통계치 벡터를 표현한 것이다. 여기서  $\xi = \Theta^H \eta$ 는 잡음 벡터이며,  $M_r \times M_r$ 크기의 행렬  $A = \Theta^H \Theta$ 는 특성 행렬 (characteristic matrix)로 정의된다. 여기서 행렬  $A$ 는  $M_i/2 \times M_i/2$  크기의 블록 행렬  $A_{k,l}$ ,  $k, l = 1, \dots, M_i/2$ 로 구성되며, 각 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$A_{k,l} = \tilde{G}_k^H \tilde{G}_l = \sum_{q=0}^{M_r} B_q^{(k,l)} \quad (35)$$

여기서

$$B_q^{(k,l)} = \begin{bmatrix} b_q^{(k,l)}(1,1) & b_q^{(k,l)}(1,2) \\ b_q^{(k,l)}(2,1) & b_q^{(k,l)}(2,2) \end{bmatrix} \quad (36)$$

이며, 식 (36)에서 행렬의 각 구성요소는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_q^{(k,l)}(1,1) &= \tilde{g}_{q,2k-1}^* \tilde{g}_{q,2l-1} + \tilde{g}_{q,2k} \tilde{g}_{q,2l}^* \\ \mathbf{b}_q^{(k,l)}(1,2) &= -\tilde{g}_{q,2k-1}^* \tilde{g}_{q,2l} + \tilde{g}_{q,2k} \tilde{g}_{q,2l-1}^* \\ \mathbf{b}_q^{(k,l)}(2,1) &= \tilde{g}_{q,2k-1} \tilde{g}_{q,2l}^* + \tilde{g}_{q,2k}^* \tilde{g}_{q,2l-1} \\ \mathbf{b}_q^{(k,l)}(2,2) &= \tilde{g}_{q,2k-1} \tilde{g}_{q,2l-1}^* + \tilde{g}_{q,2k}^* \tilde{g}_{q,2l} \end{aligned} \quad (37)$$

이다. 식 (36)에서 행렬의 비대각 요소들은 본래의 구성에 따라 직교 특성을 만족한다. 다시 말하면 특정 실수  $\gamma$ 에 대해  $\mathbf{A}_{k,l} \mathbf{A}_{k,l}^H$  또는  $\mathbf{A}_{k,l}^H \mathbf{A}_{k,l} = \gamma \mathbf{I}_{2 \times 2}$ 이다. 여기서, 식 (35)의 특성 행렬  $\mathbf{A}$ 는 전체 시스템의 평균적인 성능을 좌우하게 된다<sup>[56]</sup>. 다시 말해서  $\mathbf{A}$ 의 비대각 원소들의 값들은 부 스트림간의 간섭을 유발하며, 그 결과 MRC의 성능이 저하된다. 최적의 시스템 평균 성능을 얻기 위해서  $\mathbf{E}\{\mathbf{A}\}$ 의 비대각 요소들이 0이 되어야 하며, 제안된 JBSTBC 기법에서는  $q \neq q'$  또는  $k \neq k'$ 인 경우  $\mathbf{E}\{\tilde{g}_{q,k} \tilde{g}_{q',k'}^*\} = 0$ 이므로 평균적인 측면에서 간섭요소들이 제거된다는 점에 의해 우수한 성능을 기대할 수 있다. 대각 원소들만으로 구성되는  $\mathbf{E}\{\mathbf{A}\}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{E}\{\mathbf{A}\} = \text{diag}\{[\delta_1 \delta_2 \cdots \delta_{M_i/2}] \otimes \mathbf{I}_2\} \quad (38)$$

여기서  $\delta_k = M_r(\lambda_{2k-1}^t + \lambda_{2k}^t)$ ,  $k = 1, \dots, M_i/2$ 이다. 식 (38)을 참조하면, MRC후 잡음 벡터의 상호 상관행렬  $\xi$ 도 평균적인 측면에서 대각행렬의 형태로 나타나며 다음과 같은 나타내어진다.

$$\mathbf{E}\{\xi \xi^H\} = \mathbf{E}\{\Theta^H \eta \eta^H \Theta\} = \sigma_n^2 \mathbf{E}\{\mathbf{A}\} \quad (39)$$

식 (34)에서 식 (36)을 이용하면,  $k$ 번째 송신 심벌 블록의 결정 통계치  $\hat{\mathbf{x}}_k$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{x}}_k \equiv \beta_k = \tilde{\mathbf{G}}_k^H \tilde{\mathbf{G}}_k \mathbf{x}_k + \sum_{l=1, l \neq k}^{M_i/2} \tilde{\mathbf{G}}_k^H \tilde{\mathbf{G}}_l \mathbf{x}_l + \xi_k \quad (40)$$

송신 심벌들이 서로 독립적이고 평균 신호 전력이  $\sigma_s^2 = \mathbf{E}\{s_{k,1}^2\} = \mathbf{E}\{s_{k,2}^2\}$ 라고 가정하면, 식 (40)에 의해  $s_{k,1}$ 과  $s_{k,2}$ 에 대한 SINR은 서로 같게 된다. 여기

서 식 (25)에서 정의된 심벌 벡터  $\mathbf{x}_k$ 의 블록 SINR을  $\text{SINR}_k$ 로 정의하면 다음과 같이 표현 될 수 있다.

$$\text{SINR}_k = \frac{P_{k,s}}{P_{k,I} + P_{k,N}} \quad (41)$$

여기서  $P_{k,s}$ ,  $P_{k,I}$ 와  $P_{k,N}$ 는  $k$ 번째 심벌 벡터  $\mathbf{x}_k$ 에 대한 각각 신호, 간섭 및 잡음의 전력이며, 다음과 같이 나타내어진다.

$$P_{k,s} = \left( \sum_{q=1}^{M_i} \tilde{g}_{q,2k-1}^2 + \tilde{g}_{q,2k}^2 \right) \frac{\sigma_s^2}{2} \quad (42)$$

$$P_{k,I} = \sum_{l=1, l \neq k}^{M_i/2} (A_{k,l}^{(1,1)})^2 + A_{k,l}^{(1,2)})^2 \frac{\sigma_s^2}{2} \quad (43)$$

$$P_{k,N} = \sum_{q=1}^{M_i} (\tilde{g}_{q,2k-1}^2 + \tilde{g}_{q,2k}^2) \sigma_n^2 \quad (44)$$

식 (41)을 참고하면, MIMO-STBC 디코딩을 통한 MRC 이득의 증가는  $(A_{k,k}^{(1,1)})^2$ 이며, i.i.d 가우시안 랜덤 변수의 절대치의 제곱들을 더한 행태를 가짐으로 인해 공간 다이버시티 이득을 증가시킬 기회를 제공하게 된다. 더욱이  $\text{SINR}_k$ ,  $k = 1, \dots, M_i/2$ 의 값들이 블록 인덱스  $k$ 에 의해서만 구분되는 특징을 갖게 된다. 본 논문에서 제안된 반복적인 BOLD 기법을 적용한 STBC 디코딩 과정은 모든 심벌 블록들의 수신  $\text{SINR}_k$ 들의 값을 참고하여 디코딩 순서가 정해진다. 다시 말해서 제안된 BOLD기법은 식 (34)에서  $\beta_k$ ,  $k = 1, \dots, M_i/2$ 들 중에서 SINR이 가장 높은 것을 찾는다. 그 다음으로 순차적 신호 분리 과정을 수행하게 된다. 즉, 식 (41)부터 식 (44)를 이용하여 계산된  $\text{SINR}_k$ 들 중에서 가장 SINR이 높은  $k$ 를 선택하고, 선택된  $k$ 번째 블록의 심벌들을 먼저 디코딩 하게 된다.

임의의  $k$ 번째 블록이 기대 통계치  $\beta_k$ 와 관련되어 가장 높은 SINR을 갖는다면, 관련 심벌  $\mathbf{x}_k = [s_{k,1} \ s_{k,2}]^T$ 가 가장 먼저 디코딩과 심벌결정이 된다. 이러한 심벌이 완벽하게 복원되었다면, 결정된 심벌을 이용하여 이와 연속하여 다음으로 검출될 심벌 블록의 새로운 결정 통계치 벡터  $\beta^{(1)}$ 는 신호분리를 통해 계산된다. 새로 갱신된 결정 통계치 벡터는 다음과 같이 표현 될 수 있다.

$$\beta^{(1)} = A^{(1)} \cdot u^{(1)} + \xi^{(1)} \quad (45)$$

여기서  $(M_i - 2) \times (M_i - 2)$  크기의 행렬  $A^{(1)}$ 은 식 (35)와 식 (36)의 행렬  $A$ 의  $(2k - 1)$ 번째와  $(2k)$ 번째의 열과 행들을 제거한 형태이다. 또한  $\beta^{(1)}$ 는  $(M_i - 2) \times 1$  크기의 벡터이며 다음과 같이 구성된다. 행렬  $A_k$ 를 행렬  $A$ 의  $(2k - 1)$ 번째와  $(2k)$ 번째 열로만 구성된  $M_i \times 2$  크기의 행렬이라고 정의하고, 벡터  $\beta$ 에서  $A_k x_k$ 를 뺀 벡터를  $\tilde{\beta}^{(1)}$ 를 계산한 다음, 계산된 행렬의  $(2k - 1)$ 번째와  $(2k)$ 번째 값으로 구성된 결과가  $\beta^{(1)}$  벡터가 된다. 식 (45)에서도 마찬가지로  $u^{(1)}$ 와  $\xi^{(1)}$ 는 각각 식 (30)에서 식 (33)의  $x_k$ 를 그리고 벡터  $\xi$ 로부터의  $\xi_k$ 를 제거한 후의 잔여 벡터들이다. 두 번째 신호 분리 과정을 위해서, 식 (41)-(44)와 관련하여 다음 수식을 통해 가장 높은 SINR에 해당하는 적합한 블록 인덱스의 결정이 이루어진다. 즉, 앞에서 결정된 심벌 블록 인덱스  $k$ 를 제외한 나머지 심벌 블록에 대하여 다음 식을 만족하는 블록 인덱스  $i$ 를 추출한다.

$$\text{argmax}\{SINR_i^{(1)}\}, i = 1, \dots, M_i/2 \quad (46)$$

여기서

$$SINR_i^{(1)} \equiv \frac{(A_{ii}^{(1,1)})^2}{\sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i,k}}^{M_i/2} (A_{il}^{(1,1)2} + A_{il}^{(1,2)2}) + \frac{A_{ii}^{(1,1)} N_0}{\sigma_s^2}} \quad (47)$$

이다. 이러한 전체 과정은 마지막 심벌 벡터를 디코딩 할 때까지 반복되게 된다. BOLD-STBC의 순차적 신호 분리 및 심벌 블록 검출에 관련한 전체 과정을 표 1에서 나타내었다.

### V. 모의실험 결과 및 성능 분석

본 장에서는 컴퓨터 모의실험을 통해 제안된 JBSTBC 기법의 성능을 분석하였다. 성능 비교를 위해 신호 정상도를 고정된 상태에서 일반적인 기법과 제안된 기법의 비트오율(Bit Error Rate; BER) 곡선을 도시하였다. 여기서 일반적인 기법은 double-STTD 기법으로 수신단에서 순차적 간섭 제거기와 MRC과정만을 수행하게 된다. 모의실험에서 QPSK 변조방식을 사용하

표 1. 블록순 MIMO-STBC 디코딩을 위한 순차적 신호 분리 과정.

Table 1. Successive signal separation steps for block-ordered STBC decoder.

<p><b>초기화</b></p> $\beta^{(0)} = \beta$ $A^{(0)} = A$ <p><b>BOLD-STBC 디코딩 과정</b></p> <p>For <math>i=0</math> to <math>M_i/2 - 1</math></p> <p>Step 1: <math>\text{argmax} SINR_k^{(i)}</math>를 만족하는 블록 인덱스 <math>k</math>를 결정한다.</p> <p>Step 2: 선택된 블록 <math>\beta_k^{(i)}</math>에 해당하는 심벌 벡터 <math>\hat{x}_k = [\hat{s}_{k,1} \ \hat{s}_{k,2}]^T</math>를 결정한다.</p> <p>Step 3: <math>A_k</math>와 Step 2에서 결정된 <math>\hat{x}_k</math>을 이용하여 <math>\tilde{\beta}^{(i+1)} = \beta^{(i)} - A_k \hat{x}_k</math>에 의해 신호 분리 과정을 수행한다.</p> <p>Step 4: <math>\tilde{\beta}^{(i+1)}</math>로부터 <math>2k - 1</math>와 <math>2k</math>번째 요소를 제외하고 <math>(i + 1)</math>번째 심벌 블록을 결정하기 위한 <math>\beta^{(i+1)}</math>를 갱신한다.</p> <p>end</p>
---

는 경우에는 길쌈부호의 부호율을 1/2로 16-QAM 변조방식을 사용하는 경우는 부호율 1/3을 사용하였다.

성능의 비교 분석을 위해 송신 안테나와 수신안테나를 모두 4개로 고정된 상황에서 모의실험을 수행하였다. 이때  $4 \times 4$  크기의 정규화된 상호 상관행렬은 다음과 같이 나타내어진다.

$$\begin{bmatrix} 1 & a & b & b \\ a^* & 1 & a & b \\ b^* & a^* & 1 & a \\ c^* & b^* & a^* & 1 \end{bmatrix} \quad (48)$$

표 2는 모의실험에서 사용된 4가지 경우의 공간 상호 상관행렬과 관련 파라미터들을 나타내었다<sup>[14]</sup>. 표 2에서 PAS, AS, AOD는 각각 전력 방위각 스펙트럼 (Power Azimuth Spectrum), 각 퍼짐 (Angle Spread), 출사각 (Angle of Departure)을 나타낸다. 또한 안테나간 간격은 선형적으로 균일하게 분포된 안테나들 간의 간격을 말한다. 여기서  $a, b, c$ 는 공간 상호 상관행렬의 정규화된 상관 계수들이다. 반면 수신단의 경우에는 모든 경우에 대해서 안테나 간격이  $0.5\lambda$ , AoA는 각각  $0^\circ$  이고  $360^\circ$  인 경우를, 그리고 균일분포의 PAS를 가정하였다. 이 경우 수신 공간 상호 상관 행렬의 계수값들은

$a=-0.30, b=0.22, c=-0.18$ 이다<sup>[15]</sup>. 이 행렬을 통해 4가지 실험 환경 모두 다중의 송신 안테나와 다중의 수신 안테나들 사이의 채널의 상관도가 크게 설정되었음을 알 수 있다.

1. BOLD의 성능 분석

본 절에서는 식 (9)의 MIMO 채널 모델을 적용하고 송수신 고유빔 형성기를 사용하지 않는 경우에 대한 BOLD 기법의 성능을 살펴본다. 표 1의 BOLD를 적용한 MIMO-STBC 디코딩 과정에서 사용되는 식(35)에서 정의된 행렬의 요소  $A_{k,l}$ 를 구성하는  $B_q^{(k,l)}$ 는 아래의 식 (49)와 같이 표현되며, 이는 결국 식 (9)에서 정의된 MIMO 채널 모델의 조합들로 구성된다.

$$\begin{bmatrix} h_{q,2k-1}^* h_{q,2l-1} + h_{q,2k} h_{q,2l}^* & -h_{q,2k-1}^* h_{q,2l} + h_{q,2k} h_{q,2l-1}^* \\ h_{q,2k} h_{q,2l}^* - h_{q,2k} h_{q,2l-1}^* & h_{q,2k-1} h_{q,2l-1} + h_{q,2k} h_{q,2l} \end{bmatrix} \quad (49)$$

이때 심벌 검출을 위한 결정 통계치는 식 (34)와 동일하게 표현되며, 잡음 벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\xi = \theta^H \cdot \mathbf{n} = \begin{bmatrix} \tilde{G}_{1,1} & \tilde{G}_{1,2} & \dots & \tilde{G}_{1,M_i/2} \\ \tilde{G}_{2,1} & \tilde{G}_{2,2} & \dots & \tilde{G}_{2,M_i/2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{G}_{M_i/2,1} & \tilde{G}_{M_i/2,2} & \dots & \tilde{G}_{M_i/2,M_i/2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{M_i/2} \end{bmatrix} \quad (50)$$

여기서

$$\tilde{G}_{q,k} \equiv \begin{bmatrix} h_{q,2k-1} & -h_{q,2k} \\ h_{q,2k}^* & h_{q,2k-1}^* \end{bmatrix}, \mathbf{n}_q \equiv \begin{bmatrix} n_q(0) \\ n_q(1) \end{bmatrix} \quad (51)$$

이다. 여기서 페이딩 채널들 간의 상관 정도가 클수록 공간 다이버시티가 줄어들기 때문에 그 만큼 성능이 저하됨을 예상할 수 있다. BOLD 기법을 적용한 STBC 디코딩과 송수신 고유빔 형성기를 결합한 JBSTBC 기법은 이러한 성능 열화를 극복할 수 있으며, 다음 절에서 이에 대한 성능을 고찰하였다.

2. 제안된 JBSTBC 기법의 성능

앞 절에서 언급한 바와 같이, 송신단과 수신단의 고유빔 형성기의 주요 역할은 공간 다이버시티를 증가시키기 위해 페이딩 채널의 상관성을 제거하는 것이다. 이러한 송수신 고유빔 형성 기법을 FDD (Frequency Division Duplex) 방식에서 사용할 경우에는 장구간 채널 상태 정보를 상향링크 채널을 통해 궤환시켜야 하는

표 2. 송신 공간 상호 상관 행렬의 매개 변수.

Table 2. Parameters related to transmit and receive spatial covariance matrices.

	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4
PAS	Laplacian	Laplacian	Laplacian	Laplacian
안테나간 간격	$0.5\lambda$	$0.5\lambda$	$0.5\lambda$	$0.5\lambda$
AS	$10^\circ$	$10^\circ$	$15^\circ$	$15^\circ$
AoD	$50^\circ$	$20^\circ$	$31^\circ$	$2^\circ$
공간 상호 상관 행렬	$a$	$b$	$c$	
	$-0.69+0.66i$	$0.44+0.79i$	$-0.02+0.83i$	$0.77+0.08i$
	$0.06-0.82i$	$-0.37+0.56i$	$-0.51-0.08i$	$0.40+0.09i$
	$0.39+0.54i$	$-0.45+0.05i$	$0.09-0.29i$	$0.23+0.08i$

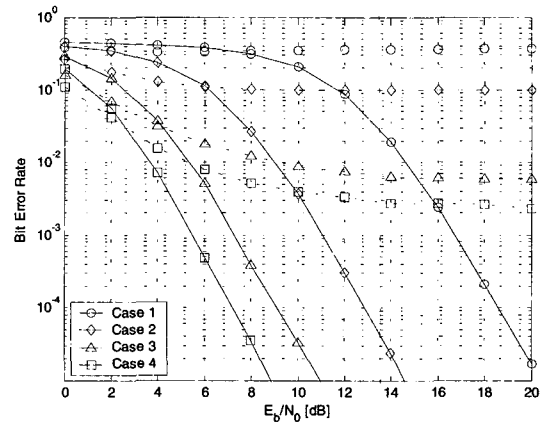


그림 3. BOLD 기법을 적용한 제안된 JBSTBC 기법의 성능 (QPSK 변조)

Fig. 3. Performances of the proposed JBSTBC with BOLD decoding Scheme (QPSK modulation).

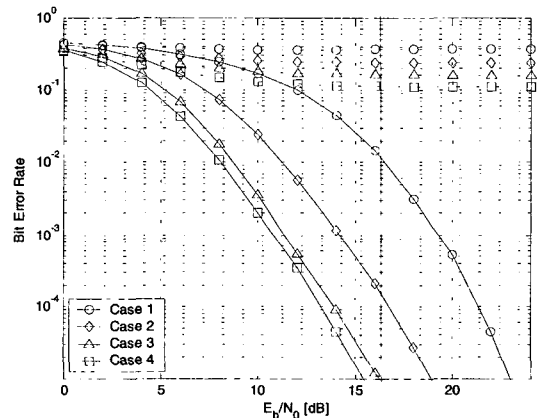


그림 4. BOLD 기법을 적용한 제안된 JBSTBC 기법의 성능 (16-QAM 변조)

Fig. 4. Performances of the proposed JBSTBC with BOLD decoding Scheme (16-QAM modulation).

부담이 발생한다. 그러나 하향링크 채널의 장구간 특성은 느리게 변화되는 점을 감안할 때 궤환에 대한 오버



헤드는 심각하지 않음을 예상할 수 있다.

그림 3과 그림 4는 송수신 고유빔 형성기와 BOLD 디코더를 적용하여 제안된 JBSTBC 기법의 성능을 각각 QPSK와 16-QAM 변조 방식에서의 BER 성능으로 나타낸 것이다. 그림 4와 5의 결과를 통해 제안된 기법(실선)이 MRC를 사용한 double-STTD 기법(점선)보다 Case 1부터 Case 4까지 모든 종류의 채널 상황에서 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 또한 앞 절에서 예상한 바와 같이 주어진 채널 조건에 의해 분류된 페이딩 채널의 상관 정도에 따라 BER 성능이 좌우됨을 알 수 있다. 추가적으로 동일한 채널 환경에서 QPSK와 16-QAM 변조방식을 사용하는 경우에 BER 성능의 차이가 거의 비슷함을 알 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서 제안된 JBSTBC 기법의 처리 구조는 송신단에서 STBC 인코더를 사용하고 송수신 고유빔 형성기 및 수신단에서 BOLD를 사용한 형태이다. 여기서 제안된 BOLD 수신 기법은 일련의 순차적 신호 분리 및 MRC처리 과정을 수행함에 따라 MMSE 선형 필터를 사용하는 경우보다 복잡도가 간단하게 된다. 본 논문에서 소개한 BOLD를 적용한 JBSTBC 기법은 페이딩 채널의 상호 상관에 따른 성능 저하와 순차적 신호 분리 수행 시 발행하는 부스트림간 간섭의 두 가지 주요 문제를 해결하기 위해 제안되었다. 페이딩 상관이 존재하는 경우 성능을 향상시키기 위해 제안된 기법에서는 송신단과 수신단에 고유빔 형성기를 적용하였으며, 이로 인해 공간 다이버시티 이득을 증대시켜주게 된다. 또한, 부스트림간 간섭으로부터 발생하는 문제를 위해, 수신 SINR들을 기준으로 하여 심벌을 복원하는 블록순 계층적 검파기, 즉 BOLD 기법을 제안하였다. 모의실험 결과를 통해 BOLD를 사용하는 제안된 JBSTBC 기법이 순차적 간섭 제거기와 MRC만을 사용하는 double-STTD 기법보다 우수한 성능을 보임을 확인하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. Jour.*, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [2] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 357-366, Mar. 1998.
- [3] P. W. Wolniansky, G. 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," *Proc. Int'l Symp. Signals, Systems & Electronics*, pp. 295-300, Pisa, Italy, 1998.
- [4] S. Zhou and G. B. Giannakis, "Optimal transmitter eigen-beamforming and space-time block coding based on channel mean feedback," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 50, no. 10, pp. 2599-2613, Oct. 2002.
- [5] E. N. Onggosanusi, A. G. Dabak, and T. M. Schmidl, "High rate space-time block coded scheme: Performance and improvement in correlated fading channels," *Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, vol. 1, pp. 194-199, Florida, USA, Mar. 2002.
- [6] Texas Instrument, "Double-STTD scheme for HSDPA systems with four transmit antennas: link level simulation," 3GPP TSG RAN TSGR1 #20(01)0458, 2001.
- [7] J. M. Kahn, C. Chuah, and D. Tse, "Capacity of multi-antenna array systems in indoor wireless environment," *Proc. Globecom98*, vol. 4, pp. 1894-1899, Australia, Nov. 1998.
- [8] D-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, "Fading correlation, and its effect on the capacity of multielement antenna systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48-3, no. 3, pp. 502-513, Mar. 2000.
- [9] J. Kermaol, L. Schumacher, K. Pedersen, P. Mogenssen, and F. Frederiksen, "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," *IEEE Jour. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 6, pp. 1211-1226, Aug. 2002.
- [10] T. Kurpjuhn, M. Joham, W. Utschick, and J. Nossek, "Experimental studies about eigenbeamforming in standardization MIMO channels," *Proc. Vehicular Technology Conf.*, vol. 1, pp. 185-189, Vancouver, Canada, Sept. 2002.
- [11] S. Jafar, S. Vishwanath, and A. Goldsmith, "Channel capacity and beamforming for multiple transmit and receive antennas with covariance feedback," *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 7, pp. 2266-2270, Helsinki, Finland, June 2001.
- [12] Siemens, "Channel model for Tx diversity simulations using correlated antennas," 3GPP TSG RAN WG1 document TSG1#15(00)1067, Berlin, Germany, Aug. 2000.

- [13] D. Chizhik, J. Ling, P. Wolniansky, R. Valenzuela, N. Costa, and K. Huber, "Multiple input multiple output measurements and modeling in Mahattan," *Proc. Vehicular Technology Conf.*, vol. 1, pp. 107-110, Canada, Sep. 2002.
- [14] Lucent, Nokia, Siemens and Ericsson, "A standardized set of MIMO radio propagation channels," 3GPP TSG RAN WG1#23(01)1179, Nov. 2001.
- [15] 3GPP, "Spatial Channel Model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) Simulations", 3GPP TR 25.996, v6.0.0, June 2003.

---

 저 자 소 개
 

---



이 원 철(정회원)  
 1986년 서강대학교  
 전자공학과 학사  
 1988년 연세대학교  
 전자공학과 석사  
 1994년 New York, Polytechnic  
 Univ., Electronic Eng.  
 공학박사

1994년 8월~1995년 7월 Polytechnic Univ.  
 Post-doctoral Fellow,  
 1995년 9월~현재 숭실대학교 정보통신전자  
 공학부 부교수,  
 1999년 7월~1999년 11월 ETRI 무선 방송  
 연구소 초빙연구원,  
 2002년 1월~현재 한국전자공학회 통신연구회  
 협동전문위원,  
 2002년 1월~현재 한국통신학회 이동통신연구회  
 협동전문위원,  
 2002년 7월~현재 HY-ITRC 센터 연구원  
 <주관심분야: MIMO 신호처리, 스마트 안테나,  
 Software Defined Radio, Ultra Wide Band  
 Communication,>



김 홍 철(정회원)  
 1999년 한신대학교 정보통신전자  
 공학부 학사  
 2002년 숭실대학교  
 정보통신공학과 석사  
 2004년 숭실대학교 정보통신  
 공학과 박사 수료

<주관심분야: 전송 다이버시티, MIMO 시스템,  
 신호처리>