

# 시공간 부호화를 이용한 MIMO 시스템 성능향상을 위한 JBSTC 기법

박재형, 김홍철, 이원철

송실대학교 정보통신전자공학부

전화 : 02-826-7980 / FAX : 02-823-7980

## JBSTC Technique using Space-Time Coding for performance improvement of MIMO Systems

Jae-Hyung Park, Hong-Cheol Kim and Won-Cheol Lee

School of Electronic Engineering, Soongsil University

E-mail : nulungi@amcs.ssu.ac.kr

본 논문은 한국 전자 통신 연구원의 연구비 지원 결과임

### Abstract

본 논문은 수평적 시공간 부호화 기법(Horizontal Space-Time Coding)과 송수신단에 별도의 빔형성 기법을 결합한 JBSTC(Joint Beamforming Space-Time Coding) 구조에 대한 제안 및 동작원리를 기술하고 성능을 분석하였다. JBSTC는 MIMO(Multi-Input Multi-Output) 송수신 시스템 채널 모델링을 기반으로 송신측 안테나간 상호 상관 행렬과 수신측 안테나간 상호 상관 행렬을 이용하여 송수신 빔형성기의 안테나 가중치들을 계산한다. 본 논문에서 제안하는 JBSTC 방식은 송수신단에서 발생하는 안테나 간섭과 각피침에 따른 상호 상관 값을 효과적으로 보정함으로써 기존의 수평적 시공간 부호화 기법보다 우수함을 알 수 있다.

### I. 서론

3세대 이후의 미래형 이동통신 시스템에서 요구되는 높은 전송율과 고품질 송수신을 위하여 이동 무선채널 상에서 발생하는 페이딩 및 간섭 현상에 능동적으로 대처하기 위한 시공간 영역 상에서 여러 형태의 다이버시티(Diversity) 및 빔형성(Beamforming)과 같은 시공간 신호처리 기법을 이용하는 방안들이 대두되고 있다. 이러한 이동통신 시스템의 성능향상을 위하여 다수의

송수신안테나를 기반으로 한 MIMO 시스템이 적극 고려 중이다. MIMO 시스템을 위한 시공간 신호처리 기법은 복잡한 채널 환경에 능동적으로 적용하고 송수신 양단간의 신호처리 기능들이 상호 유기적으로 결합되어 최적화되어야 효율의 극대화를 이룰 수 있다. 특히 하향 링크에 전송 안테나간 채널 상관성이 미미하다면, 각 송수신안테나와 수신안테나 사이에는 별개의 독립적인 채널들이 형성되고, 이러한 경우 각 전송 안테나의 가중치는 수신단의 다이버시티 이득을 최대화 하기 위한 최적값들을 사용하게 된다. 또한 수신단에서는 각 안테나들로부터 사용자로 전송되는 송신 부데이터 스트림들이 등화기 혹은 간섭 제거를 통해 심벌 시퀀스로 복원되며, 마지막으로 시공간 부호화를 거쳐 원래의 데이터 스트림을 검출하게 된다. 본 논문에서는 수평적 시공간 부호화 기법을 MIMO 시스템에 적용할 시에 송수신단에서 여러 개의 송수신안테나를 사용하므로써 발생하는 수신단의 심볼간의 간섭제거를 위한 빔형성 기법과 수신단에서는 수신안테나 채널간의 코히어런스를 최대한 억제하기 위한 수신단에서의 고유 빔형성 기법을 접목한 JBSTC의 동작원리를 기술하고 이에 대한 성능을 알아보았다. 본 논문의 2장에서는 MIMO 시스템 채널 모델링에 대해 기술하고 제안된 기법의 구성 및 동작 원리를 3장에서 다루며 4장에서는 이에 대한 모의 실험 및 성능 분석에 대해 기술하였다.

## II. MIMO 시스템 채널 모델링

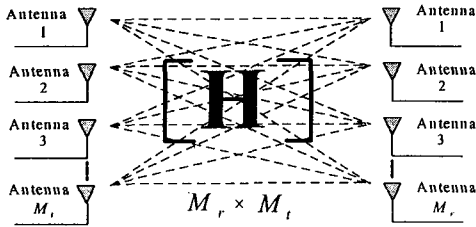


그림 1: MIMO 시스템의 채널.

그림 1은 전송 안테나  $M_r$  개, 수신 안테나  $M_t$  개로 구성된 MIMO 시스템을 나타낸다. 여기서 전송 배열 안테나간 공간 상호 상관 행렬은  $\mathbf{R}_{Tx}$ 로 표현할 수 있고, 수신 안테나간 공간 상호 상관 행렬은  $\mathbf{R}_{Rx}$ 로 표현한다. 그림 1의 MIMO 채널  $\mathbf{H}$ 는 3GPP 표준안[1]을 참고하면 식 (1)와 같이 모델링 될 수 있다.

$$\mathbf{H} = (\mathbf{R}_{Rx})^{1/2} \mathbf{G} (\mathbf{R}_{Tx})^{1/2} \quad (1)$$

식 (1)에서  $\mathbf{R}_{Tx}$ 와  $\mathbf{R}_{Rx}$ 는 각각  $M_t \times M_t$ 와  $M_r \times M_r$ 의 공간 상호 상관행렬이다.  $\mathbf{G}$ 는  $M_r \times M_t$ 의 행렬로써 구성 원소는 도플러 스펙트럼이 고려된 백색 가우시안 랜덤변수이다. 위의 과정에서 송신단의 상관 행렬  $\mathbf{R}_{Tx}$ 는 고유치 해석을 통하여 다음과 같이 decomposition되어 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{Tx} &= \mathbf{Q}_{Tx} \mathbf{\Lambda}_{Tx} \mathbf{Q}_{Tx}^H \\ &= \mathbf{R}_{Tx}^{1/2} (\mathbf{R}_{Tx}^{1/2})^H \end{aligned} \quad (2)$$

여기서

$$\mathbf{R}_{Tx}^{1/2} = \mathbf{Q}_{Tx} \mathbf{\Lambda}_{Tx}^{1/2} \quad (3)$$

이며  $\mathbf{Q}_{Tx}$ 는  $\mathbf{R}_{Tx}$ 의 고유치에 해당하는 고유 벡터들로 구성된 행렬이고,  $\mathbf{\Lambda}_{Tx}$ 는 고유치들로 구성된 대각 행렬이다.

$$\mathbf{Q}_{Tx} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1^T \\ \mathbf{q}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{q}_M^T \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Lambda}_{Tx} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1^x} & 0 & \Lambda & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2^x} & \Lambda & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \Lambda & \sqrt{\lambda_M^x} \end{bmatrix} \quad (4)$$

위의 식에서  $\mathbf{q}_i^T$ 는  $i$  번째 고유 벡터를 의미하며,  $\sqrt{\lambda_i^x}$ 는  $i$  번째 고유치의 제곱근을 의미한다. 여기에서 배열 안테나가 균일한 선형 분포의 형태를 갖는다면  $\mathbf{R}_{Tx}$ 의  $(m, n)$  번째 원소는 다음과 같이 표현될 수 있다 [1].

$$[\mathbf{R}_{Tx}]_{m,n} = \mathbf{E} \left\{ \exp \left( -j2\pi \frac{(m-n)d \sin \varphi}{\lambda} \right) \right\} \quad (5)$$

식 (5)에서  $m$ 과  $n$  ( $1 \leq m, n \leq M_t$ )은 각각 안테나 인덱스를 의미하며  $m$ 이  $n$ 보다 큰 경우이다. 또한  $d$ 는 안테나간의 간격이고,  $\varphi$ 는  $\varphi_{\min}$ 에서  $\varphi_{\max}$ 까지의 균일한 분포를 갖는 도레각 퍼짐 랜덤변수이다.

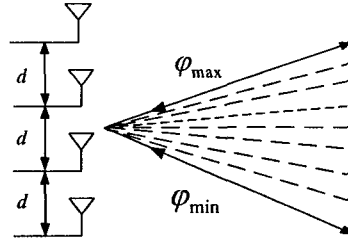


그림 2: 전송 안테나에서의 각 퍼짐.

그림 2는 여러 개의 송신 혹은 수신안테나를 사용할 경우 시간축 상으로 동일한 지연시간 값을 갖는 다수의 다중경로 성분들이 일정한 각 퍼짐을 유지하고 송수신되는 현상을 도시하고 있다. 위의 식 (5)과 도레각 퍼짐의 확률밀도함수를 사용하여 안테나간의 상호 상관 값을 구할 수 있으며, 다음의 식은 이산식으로 근사화된 안테나간 상호 상관값을 나타낸다.

$$\begin{aligned} [\mathbf{R}_{Tx}]_{m,n} &= \int_{\varphi_{\min}}^{\varphi_{\max}} e^{-j2\pi \frac{d(m,n)}{\lambda} \sin \varphi} \cdot f_{\varphi}(\varphi) d\varphi \\ &\cong \frac{1}{\varphi_{\max} - \varphi_{\min}} \sum_{l=0}^N e^{-j2\pi \frac{d(m,n)}{\lambda} \sin(\varphi_{\min} + l\Delta\varphi)} \Delta\varphi \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)에서  $f_{\varphi}(\varphi)$ 는 도레각 퍼짐 랜덤변수  $\varphi$ 에 대한 확률밀도함수이며  $\Delta\varphi = \varphi_{\max} - \varphi_{\min} / N$ 은 이산 간격을 의미한다. 또한  $N$ 은 각퍼짐에 대한 총 이산 간격 수를 나타낸다.

## III. 시스템 구성 및 동작 원리

본 절에서는 기존의 수평적 시공간 부호화 기법과 송수신단에 별도의 빔형성 기법을 결합한 JBSTC 구조에 대한 제안 및 동작 원리와 이에 대한 성능을 살펴본다. JBSTC는 앞서 설명한 MIMO 시스템 채널 모델링을 기반으로 송신측 안테나간 상호 상관 행렬과 수신측 안테나간 상호 상관 행렬을 이용하여 송수신 빔형성기의 안테나 가중치들을 계산한다. 또한 앞 절에서 설명한 MIMO 시스템의 채널이 송신단의 안테나간 상호 상관 행렬과 수신단의 상호 상관 행렬에 의해 모델링 된다는 사실을 바탕으로 MIMO 채널에 적합한 송수신 빔형성을 하게 된다. 이 때 송신단의 빔형성을 위한 가중치 벡터는 전송 안테나간의 공간 상호 상관 행렬의 고유치들과 고유 벡터들로부터 계산되며 수신단의 빔형성 가중치

벡터는 수신 안테나간의 공간 상호 상관 행렬의 고유 벡터들에 의해 결정된다.

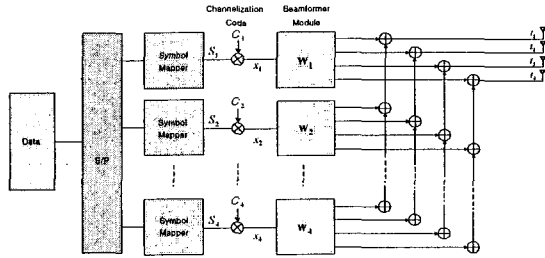


그림 3 : 4개의 송신 안테나를 사용하는 경우 JBSTC 기법의 송신단 구조.

그림 3은 수평적 시공간 부호화 출력단에 빔형성 가중치를 결합시킨 구조로 기존의 수평적 시공간 부호화 기법과 동일한 방식으로 신호를 생성한 후 빔형성 가중치를 적용한 것이다. 여기서 직렬-병렬 변환된 4개의 부시퀀스가 4개의 안테나를 통해 전송하는 경우를 나타낸다. 시공간 부호화된 신호들이 각각 서로 다른 채널화 부호 과정과 배열 안테나 가중치 벡터를 통과한 후 전송되는 신호를 벡터 형태  $\mathbf{t}$ 로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{t} = \mathbf{w}_1 x_1 + \mathbf{w}_2 x_2 + \mathbf{w}_3 x_3 + \mathbf{w}_4 x_4 = \mathbf{W} \mathbf{x} \quad (7)$$

여기서  $\mathbf{t} = [t_1 \ t_2 \ t_3 \ t_4]^T$ 는 안테나 출력 신호 벡터이고,

$\mathbf{w}_i$ 는  $i$ 번째 부시퀀스를 위한 빔형성 가중치 벡터이며,  $\mathbf{W}$ 는 이들로 4개의 빔형성 가중치 벡터들로 구성되는  $\mathbf{M}_i \times \mathbf{M}_i$  행렬이고,  $x_i$ 는  $i$ 번째 안테나의 출력이다. 본 연구에서 제안한 JBSTC 기법의 송신단 빔형성 벡터들로 구성되는 행렬  $\mathbf{W}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{W} = \mathbf{Q}_{Tx}^H \quad (8)$$

다시 말해서 각 부 시퀀스에 해당하는 안테나 어레이 가중벡터는 송신 다중 안테나간의 상호상관 행렬에 대한 고유벡터들이다.

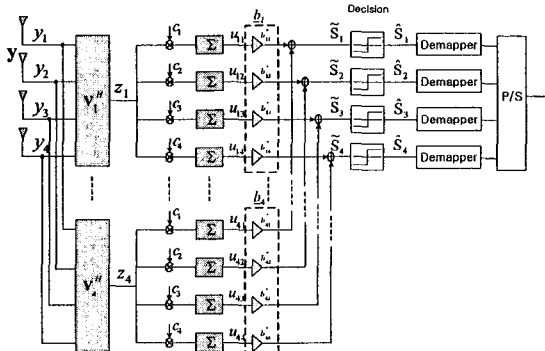


그림 4 : 4개의 수신 안테나를 사용하는 경우 JBSTC의 수신단 구조.

그림 3의 송신단에 상응하는 JBSTC 기법을 적용하기

위한 수신단 구조는 그림 4와 같다. JBSTC의 수신단에서 사용되는 빔형성 가중치 벡터를 정의하면 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_1 = \mathbf{q}_1^{Rx}, \mathbf{v}_2 = \mathbf{q}_2^{Rx}, \mathbf{v}_3 = \mathbf{q}_3^{Rx}, \mathbf{v}_4 = \mathbf{q}_4^{Rx} \quad (9)$$

여기서  $\mathbf{q}_i^{Rx}$ 는 수신단의 안테나간 상호 상관 행렬의  $i$ 번째 고유 벡터를 의미한다. 따라서 수신단에서 사용되는 빔형성 가중치 벡터는 결국 공간 상호 상관 행렬의 고유벡터들을 사용하게 되며, 이를 통해 고유빔 형성 (Eigen Beamformer) 기법의 효과를 수신단에서 얻을 수 있다. 이때 수신 다중 안테나 가중벡터로 고유벡터를 사용하면 채널간의 상관도를 줄이는 효과를 발생시킬 수 있다[2].

채널 통과 후 수신되는 신호  $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ y_3 \ y_4]^T$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H} \cdot \mathbf{t} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{H} \cdot \mathbf{W} \mathbf{x} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{R}_{Rx}^{1/2} \mathbf{G} \mathbf{Q}_{Tx} \mathbf{A}_{Tx}^{1/2} \mathbf{Q}_{Tx}^H \mathbf{x} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (10)$$

위의 식 (10)에서  $\mathbf{B} = \mathbf{G} \mathbf{Q}_{Tx} \mathbf{A}_{Tx}^{1/2} \mathbf{Q}_{Tx}^H$ 라고 정의하고 그림 4에서 수신단에서의  $i$ 번째 빔형성 가중치 벡터가 곱해진 후의 값을 수식적으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z_i &= \mathbf{v}_i^H \mathbf{y} = \mathbf{v}_i^H (\mathbf{R}_{Rx}^{1/2} \mathbf{B} \mathbf{x} + \mathbf{n}) \\ &= \sqrt{\lambda_i} [b_{i1} \ b_{i2} \ b_{i3} \ b_{i4}] \mathbf{x} + \tilde{n}_i, \quad i=1 \rightarrow 4 \end{aligned} \quad (11)$$

위의 식에서  $\tilde{n}_i = \mathbf{v}_i^H \mathbf{n}$ 이고  $b_{ij}$ 는 행렬  $\mathbf{B}$ 의  $(i, j)$ 번째 원소를 나타낸다. 식 (11)에서 각 빔형성 출력 신호에 포함되어 있는 잡음 신호의 확률적 특성을 분석하면 다음과 같다.

$$\mathbf{E}\{\tilde{n}_i \tilde{n}_i^H\} = \mathbf{E}\{\mathbf{v}_i^H \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{v}_i\} = \mathbf{v}_i^H \sigma_n^2 \mathbf{I} \mathbf{v}_i = \sigma_n^2 \quad (12)$$

식 (12)을 통해서 잡음 신호가 증가되지 않음을 알 수 있다. 또한 송신단에서 적절한 파일럿 심벌들을 생성하여 별도로 전송된다면, 수신단은 알려진 파일럿 심벌을 사용하여 행렬  $\mathbf{B}$ 를 구성하는 원소들을 추정할 수 있다. 그림 4에서 나타낸 수신단 구조에서 각 수신 빔형성 과정을 통해 출력된 값들, 즉  $z_1, z_2, z_3, z_4$ 는 송신단에서 사용된 4가지의 채널화 부호들로 구성된 정합 필터 과정을 거치게 되며, 예로 첫번째 빔형성기의 출력 신호  $z_1$ 은 심벌 구간동안 채널화 부호와 곱해진 후 평균화되며, 이에 대한 결과 값은  $u_{1j}$ 로 정의한다. 여기서  $u_{1j}$ 는 첫번째 빔형성 출력에 대한  $j$ 번째 정합 필터의 출력값이 된다. 이러한 과정은 모든 빔형성 출력에 대해 동일하게 수행되며,  $\mathbf{B}$ 의 원소값들, 즉  $b_{ij}$ ,  $i=1, K, 4, j=1, K, 4$ 를 파일럿 심벌들을 이용하여 정확

하게 추정했다고 가정하면 이들을 사용하여 Rake 혼합을 하게 된다. 최종적인  $i$  번째 부 심벌 시퀀스를 검출하기 위한 결정 통계치는 다음과 같다.

$$\tilde{S}_i = \sum_{j=1}^4 u_{ji} \cdot b_{ji}^* , \quad i=1,K,4 \quad (13)$$

#### IV. 모의 실험 및 성능 분석

수평적 시공간 부호화 기법과 빔형성 기법의 결합한 JBSTC 방식의 성능 분석을 위하여 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험에서 전송 안테나는 2, 4개를 사용하였으며 안테나간 유격은  $4\lambda$ ,  $0.5\lambda$  일 때 각 퍼점의 폭을  $10^\circ$  (AOA= $0^\circ$ )로 가정하여 송신단의 상관 행렬을 구성하였다. 모의 실험에 사용된 채널 상관 행렬은 3GPP TSG RAN WG1에서 제시한 상관 행렬을 이용하여 실험하였다[2]. 수신 안테나도 마찬가지로 2, 4개를 사용하였고 안테나간 유격은  $0.5\lambda$ , 각도의 폭이  $360^\circ$ 의 균일한 전방향 일 때의 상관 행렬을 가정하였다[2]. 변조 방식은 QPSK, 16QAM을 사용하였으며 SF(Spreading Factor)는 송수신 안테나가 2개일때 8, 4개일때 16으로 하였고 단일 사용자를 가정하였다. 그림 5와 6은 채널이 매심벌마다 변하는 경우 각각 QPSK와 16QAM 변조 방식을 사용할 때 빔형성이 결합되지 않은 수평적 시공간 부호화 기법과 본 논문에서 제안한 빔형성이 결합된 JBSTC의 비트오율 성능을 도시한 것이다. 송신안테나 2개, 수신안테나 2개일때 채널 상호 상관 값이 없을 경우 두 기법의 성능 차이를 거의 볼 수 없다. 그러나 채널 상호 상관 정도가 커질수록 JBSTC가 우수함을 알 수 있었다. 송신안테나 4개, 수신안테나 4개일 경우 이러한 현상이 더욱 두드러지게 나타남을 알 수 있었다.

#### V. 결론

본 논문에서는 수평적 시공간 부호화 기법과 송수신단에 별도의 빔형성 기법을 결합한 JBSTC 구조 및 동작 원리를 기술하였고 이에 대한 성능을 분석하였다. 그 결과 채널 상관 정도가 낮은 독립 채널을 형성하는 경우에는 수평적 시공간 부호화 기법과 본 논문에서 제안한 JBSTC기법의 대등한 성능을 확인 하였으나 채널 상관 정도가 큰 경우는 JBSTC기법이 월등히 우수함을 확인하였다. 따라서, JBSTC 기법을 적용함으로써 공간상의 안테나간 채널 상호 상관 정도에 의한 심벌간의 간섭을 효과적으로 배제할 수 있음을 알 수 있다.

#### 참고 문헌

[1] 3GPP TSG RAN WG1, "Spatial channel model for

MIMO simulations," TSGR1#20(01)0582.

[2] 3GPP TSG RAN WG1, "Discussion on the MIMO channel model," TSGR1#Rel5(01)0702, June 2001.  
 [3] 중간 연구 보고서, "System beyond IMT-2000" 핵심기술 연구 - MIMO 시스템 시공간 신호처리 기술 연구, 한국 전자 통신 연구원, March 2002.  
 [4] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs. Tech. Jour.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Autumn 1996.  
 [5] D.-S. Shiu and M. Kahn, "Layered space-time codes for wireless communications using multiple transmit antennas," *Proc. Int'l Conf. Commun. (ICC '99)*, vol. 1, pp. 436-440, Vancouver, Canada, June 1999.

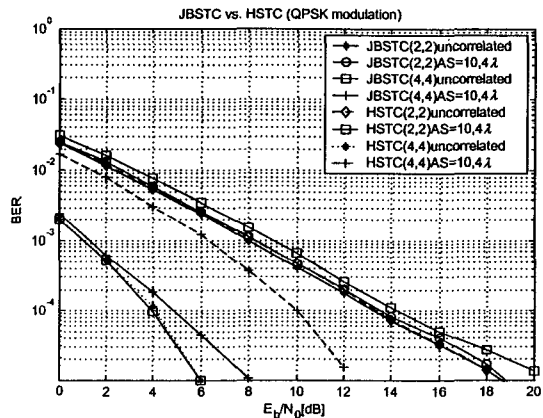


그림 5 : HSTC와 제안한 JBSTC 기법의 성능 비교.

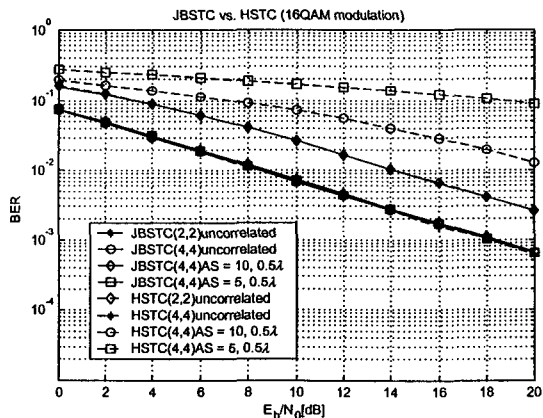


그림 6 : HSTC와 제안한 JBSTC 기법의 성능 비교.