

# 송신 안테나 사이에 상관관계가 있는 DSTTD 시스템에서 안테나 선택과 뒤섞는 기법

정희원 정진곤\*, 정의림\*, 이용훈\*

## Antenna Selection and Shuffling for DSTTD Systems with Correlated Transmit-Antenna

Jingon Joung\*, Eui-Rim Jeong\*, Yong Hoon Lee\* *Regular Members*

요 약

DSTTD(double space time transmit diversity) 시스템을 위한 새로운 안테나 선택과 뒤섞는 방법을 제안한다. 제안한 방법은 안테나 뒤섞는 방법만을 이용하는 기존 DSTTD 방식과 다르게 여러 신호를 동일한 안테나로 송신하는 것을 허용한다. 이러한 기법을 통하면 기존 방법에 비해 1.8 dB 정도의 신호 대 잡음비 이득을 얻을 수 있다. 제안한 기법의 단점으로 안테나 선택과 뒤섞는 가짓수가 단순히 뒤섞기만 수행한 가짓수에 비해 많다는 것인데 이를 성능 열화 거의 없이 여섯 가지로 줄일 수 있음을 보인다. 제안한 방식을 컴퓨터 모의실험을 통하여 비교한 결과, 기존 DSTTD 방식뿐만 아니라 기존 시공간 블록 코드(space time block code: STBC)와 공간 다중화(spatial multiplexing) 방식보다도 우수함을 확인 할 수 있었다.

**Key Words** : DSTTD, STBC, MIMO, 안테나 선택(antenna selection), 안테나 뒤섞임(antenna shuffling)

ABSTRACT

A new transmit antenna selection and shuffling ( $AS^2$ ) method for spatially correlated double space time transmit diversity (DSTTD) systems is proposed. The proposed method allows dumb antennas and the superposition of multiple signals at the same transmit antenna, whereas the conventional methods consider the antenna shuffling (AS) only. According to the simulation result, the proposed method provides a 1.8 dB signal-to-noise ratio (SNR) gain over the conventional methods for spatially correlated transmit antennas. Although the number of candidates for  $AS^2$  is much higher than that of AS, it is found that the number of candidates for  $AS^2$  can be reduced to 36 by using the characteristics and properties of preprocessing matrices, and among them, only 6 candidates are almost always chosen. Next, we empirically compare the bit-error-rate (BER) performance of the proposed method with the conventional spatial multiplexing (SM) technique with antenna selection. Simulation results show that the proposed method outperforms the SM technique.

### I. 서론

DSTTD(double space-time transmit diversity)는

송신 안테나가 4개이고 수신안테나가 2개인 MIMO (multiple input multiple output) 환경에서 두 시공간 블록 부호를 사용하여 송신하는 개방 루프 전송

※ 이 논문은 2007년도 한국과학기술원 BK21 정보기술사업단에 의하여 지원되었습니다.

\* 한국과학기술원 전자전산학과 디지털통신 연구실 (jjjoung, july)@stein.kaist.ac.kr, yohlee@ee.kaist.ac.kr

논문번호 : KICS2007-04-167, 접수일자 : 2007년 4월 9일, 최종논문접수일자 : 2007년 8월 1일

방법이다. 따라서 DSTTD는 시공간 블록 부호로 (space time block code: STBC) 다이버시티 (diversity) 이득과<sup>[1]</sup>, 두 데이터 스트림을 전송함으로써 다중화 (multiplexing) 이득을<sup>[2]</sup> 동시에 얻는다. 하지만 송신 혹은 수신 안테나 사이에 공간적 상관으로 DSTTD 시스템 성능이 떨어진다. 한편, 송신 안테나 뒤섞음은 이러한 성능 저하를 완화하기 위한 방법으로 잘 알려져 있다<sup>[3]-[7]</sup>. 이러한 방식은 먼저 수신기가 가능한 6가지 뒤섞임 방식 중에서 수신기 성능을 높일 수 있는 선행처리 (preprocessing) 행렬을 결정하여 송신기로 그 색인을 보내고, 이를 통해 송신기는 선행처리를 수행한다. 즉, 작은 양의 되먹임 정보 (3 bits)를 이용하여 기존 DSTTD 시스템 대비 성능 이득을 얻는다. 안테나 뒤섞임 선행처리행렬 결정은 공간 상관 (spatial correlation)을 최소화 하는 관점이나<sup>[3]</sup>, 평균 제곱 오차를 최소화 하는 관점<sup>[4],[7]</sup>, 혹은 두 스트림 중 후처리 (post-processing) 신호 대 잡음 비 (signal to noise ratio: SNR)가 더 작은 스트림의 SNR이 최대가 되는 관점에서<sup>[6]</sup> 수행된다.

본 논문에서는 먼저 두 개 이상의 데이터 스트림을 더하여 한 안테나를 통하여 송신할 수 있다는 시나리오를 추가하여 가능한 뒤섞임 가짓수를 증가시킨다. 이 과정은 등가적으로 안테나 선택과 뒤섞임 (antenna selection and shuffling: AS<sup>2</sup>)을 수행하는 것으로 설명할 수 있다. 원하는 AS<sup>2</sup> 방식으로는 두 스트림 중 후처리 SNR이 더 작은 스트림의 SNR을 최대화 하는 기준으로 결정한다. 이 때 수신기에는, ZF (zero-forcing) 검파기나 최소 평균 제곱 오차 (minimum mean square error: MMSE) 검파기 등, 선형 검파기 (linear detector)를 이용한 송신 데이터 추정을 가정한다. 이 경우 일부 송신 안테나는 송신에 이용되지 않을 수 있으며, 가능한 AS<sup>2</sup> 수는 65,536 가지에 이른다. 이는 6 가지 기존 안테나 뒤섞임 수에 비해 상당히 커, 수신기에서 송신기로 되먹임 해야 하는 정보가 매우 증가한다. 하지만, 이러한 AS<sup>2</sup>를 통하여 1.8 dB SNR 이득이 있음을 모의실험에서 확인할 수 있었다. 다음으로 보다 실용적으로 AS<sup>2</sup>를 사용하기 위하여 가능한 AS<sup>2</sup> 가짓수를 줄인다. 먼저 AS<sup>2</sup> 행렬에 몇 가지 규칙 및 특성을 이용하여 전체 가짓수가 36으로 줄어 들 수 있음을 보이고, 더 나아가 36가지 가운데 특정 6 가지만 대부분 선택된다는 점을 관찰한다. 따라서 기존의 안테나 뒤섞임과 동일한 양의 되먹

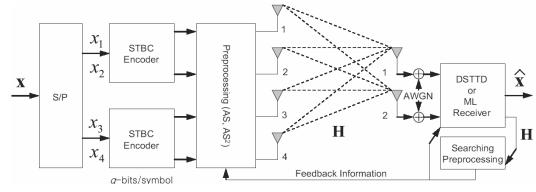


그림 1. 선행처리를 하는 DSTTD 시스템 모델.

임 정보를 가지면서도 1.8 dB SNR 이득을 얻을 수 있다. 흥미로운 사실은 이 6 가지 경우가 모두 네 송신 안테나 가운데 둘만을 이용하여 송신한다는 것이다. 따라서 이와 비교할 수 있을 만한 기존 방식으로써, 공간 다중화 방식 (spatial multiplexing: SM) 시스템과 컴퓨터 모의실험을 통해 비트 오류율 (bit-error-rate: BER) 성능을 비교한다. 모의실험 결과에 따르면 제안하는 방식이 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

본 논문에서는 다음과 같은 수학적 표기법을 사용한다:  $tr(\cdot)$ ,  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$ ,  $(\cdot)^*$ ,  $(\cdot)^{-1}$ ,  $[\cdot]$ ,  $Re(\cdot)$ ,  $[\cdot]_{a,b}$ 는 각각 행렬의 대각 원소의 합(trace), 전치 행렬 (transpose), 허미시안 전치 행렬(Hermitial transpose), 쥘레 복소 행렬(conjugate), 역 행렬, 올림, 실수 부, 행렬의  $(a,b)$ 째 원소를 가리킨다;  $I_N$ 과  $\mathbf{0}_N$ 은 각각 크기가  $N$ 인 항등 행렬 (identity matrix), 0행렬을 의미한다.

## II. 시스템 모델

그림 1은 네 송신 안테나와 두 수신 안테나를 갖는 DSTTD 시스템을 나타낸다. 송신 심볼 벡터  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$ 이다. DSTTD 심볼 행렬  $\mathbf{S}^T$ 는  $(x_1, x_2)$ 와  $(x_3, x_4)$ 를 독립적인 두 STBC로 부호화하여 생성한다. 즉, DSTTD 심볼 행렬  $\mathbf{S}^T = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \end{bmatrix}$ 이며, 이는  $4 \times 4$  선행처리행렬  $\mathbf{W}_k$  ( $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ )와 곱한 후, 두 심볼 시간 동안 네 송신 안테나를 통해 전송된다.  $m$ 째 수신안테나에서 심볼 시간  $t$ 에 수신한 신호를  $y_m(t)$ 라고 나타내고, 독립이며 동일하게 분포된 (i.i.d) 평균이 0, 분산이  $N_0$ 인 복소 가우시안 확률 변수 잡음을  $n_m(t)$ 이라고 하면, 두 심볼 구간 동안 수신한 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_1(1) & y_1(2) \\ y_2(1) & y_2(2) \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{W}_k\mathbf{S} + \begin{bmatrix} n_1(1) & n_1(2) \\ n_2(1) & n_2(2) \end{bmatrix} \quad (1)$$

이때, 채널 행렬  $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} & h_{1,4} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & h_{2,3} & h_{2,4} \end{bmatrix}$ 와 같이 쓸 수 있는데,  $(m, n)$ 째 원소는  $n$ 째 송신 안테나에서  $m$ 째 수신 안테나로의 채널 이득을 의미한다. 또한, 채널  $\mathbf{H}$ 는  $\mathbb{R}_R^{1/2} \mathbb{H} \mathbb{R}_T^{1/2}$ 와 같이 분해될 수 있으며,  $\mathbb{H}$ 의 각 원소는 i.i.d인 평균 0, 분산 1인 복소 가우시안 확률 변수이고,  $\mathbb{R}_R \in C^{2 \times 2}$ 과  $\mathbb{R}_T \in C^{4 \times 4}$ 는 각각 수신 안테나와 송신 안테나 사이의 공간 상관 행렬이다<sup>8)</sup>. 여기서 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 는 수신기에서 알고 있다고 가정한다. 수신 신호 (1)은 다음과 같은 선형 모델로 정리될 수 있다.

$$[y_1(1) \ y_1^*(2) \ y_2(1) \ y_2^*(2)]^T = \mathbf{E}_k \mathbf{x} + [n_1(1) \ n_1^*(2) \ n_2(1) \ n_2^*(2)]^T \quad (2)$$

이때  $\mathbf{E}_k$ 는 유효 채널 행렬이며 다음과 같이  $\mathbf{H}$ 와  $\mathbf{W}_k$ 로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{E}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \mathbf{W}_{k,1} + \mathbf{h}_2^T \mathbf{W}_{k,3} & \mathbf{h}_1^T \mathbf{W}_{k,2} + \mathbf{h}_2^T \mathbf{W}_{k,4} \\ (\mathbf{h}_1^H \mathbf{W}_{k,1} + \mathbf{h}_2^H \mathbf{W}_{k,3})\mathbf{J} & (\mathbf{h}_1^H \mathbf{W}_{k,2} + \mathbf{h}_2^H \mathbf{W}_{k,4})\mathbf{J} \\ \mathbf{h}_3^T \mathbf{W}_{k,1} + \mathbf{h}_4^T \mathbf{W}_{k,3} & \mathbf{h}_3^T \mathbf{W}_{k,2} + \mathbf{h}_4^T \mathbf{W}_{k,4} \\ (\mathbf{h}_3^H \mathbf{W}_{k,1} + \mathbf{h}_4^H \mathbf{W}_{k,3})\mathbf{J} & (\mathbf{h}_3^H \mathbf{W}_{k,2} + \mathbf{h}_4^H \mathbf{W}_{k,4})\mathbf{J} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서,  $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 이며,  $\{\mathbf{h}_k\}$ 와  $\{\mathbf{W}_{k,j}\}$ 는 각각  $\mathbf{H}, \mathbf{W}_k$ 의  $2 \times 1, 2 \times 2$  분할 행렬로  $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T & \mathbf{h}_2^T \\ \mathbf{h}_3^T & \mathbf{h}_4^T \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{W}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{k,1} & \mathbf{W}_{k,2} \\ \mathbf{W}_{k,3} & \mathbf{W}_{k,4} \end{bmatrix}$ 와 같이 정의된다. 만약 수신기에, ZF나 최소 평균 제곱 오차 검파기 등, 선형 검파기를 사용한다면 식 (2)의  $l$ 째 ( $l \in \{1, \dots, 4\}$ ) 심볼에 대한 후처리 SNR을 다음과 같이 유도할 수 있다<sup>9)</sup>.

$$\text{SNR}_{ZF,l} = \frac{E_s}{N_0} \cdot \frac{1}{\left[ (\mathbf{E}_k^H \mathbf{E}_k)^{-1} \right]_{l,l}}$$

$$\text{SNR}_{MMSE,l} = \frac{E_s}{N_0} \cdot \frac{1}{\left[ (\mathbf{E}_k^H \mathbf{E}_k + \frac{1}{\rho} \mathbf{I}_4)^{-1} \right]_{l,l}} - 1 \quad (4)$$

여기에서  $E_s$ 는 각 송신 안테나의 송신 출력이고,  $\rho$ 는 수신 SNR을 나타낸다. DSTTD 시스템은 (4)에 따라 스트림 별 후처리 SNR을 계산하여, 가능한  $\mathbf{W}_k$ 의 집합  $\mathbf{R} = \{\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \dots, \mathbf{W}_6\}$  가운데 다음과

같이 최소-최대 (min-max) 문제를 풀어 최적의  $\mathbf{W}_{k,opt}$ 를 얻는다.

$$\mathbf{W}_{k,opt} = \arg \max_{\mathbf{W}_k} \left( \min_l (\text{SNR}_{ZF(MMSE),l}) \right), \forall l \text{ and } \forall k \quad (5)$$

수신기는 최적  $\mathbf{W}_{k,opt}$ 를 송신기에 알려주기 위해,  $\lceil \log_2 K \rceil$  비트 정보를 송신기에 되먹임하고 이를 받은 송신기는  $\mathbf{W}_{k,opt}$ 와 같이 처리한 심볼들을 전송한다.

### III. 제안하는 선행처리행렬

이 절에서는 새로운 선행처리행렬 집합  $\mathbf{R}$ 를 설계 한다. 기존 안테나 뒤섞음 방식에  $\mathbf{W}_k$ 의 모든 행은 1을 한 개 갖고 나머지 원소는 모두 0이다. 더불어 송신하지 않는 안테나를 없애기 위해 1에 위치는 모든 행에서 다르게 배치된다. 이와 같은 안테나 뒤섞음 가짓수는 여섯이다. 반면 본 논문에서는 한 안테나로 아무것도 송신 하지 않는 것과 두 신호를 한 개의 안테나로 섞어 송신 하는 것을 허용한다. 이와 같은 시나리오에서는 원소 0과 1을 갖는 어떤  $4 \times 4$  행렬도  $\mathbf{W}_k$ 가 될 수 있으며 가능한 전체 가짓수가 65,536까지 늘어나게 된다. 모의 실험 결과에서 보이겠지만 이와 같이 전체 가짓수를 늘림으로써 기존의 안테나 뒤섞음 방식에 비해 약 1.8 dB의 이득을 얻을 수 있다. 하지만 제안한 구조에서는 늘어난 선행처리행렬 가짓수로 인해 되먹임 정보가 크게 늘어난다. 따라서 성능 열화 없이 선행처리행렬 전체 가짓수를 줄이는 것이 필요하고 다음과 같이 몇 가지 선행처리행렬의 성질을 이용하여 전체 가짓수를 줄인다.

#### 3.1 선행처리행렬의 디자인 규칙

$4 \times 4$  이진 선행처리행렬  $\mathbf{W}_k$ 는 다음의 규칙에 의해 성능 열화 없이 그 가짓수를 상당량 줄일 수 있다.

규칙 1. 전송되지 않는 데이터 스트림이 발생하는 상황을 피하기 위해, 전체 원소가 0인  $[0, 0, 0, 0]^T$ 와 같은 열은 없어야 한다.

규칙 2. 두 개의 시공간 블록 심볼 쌍이 동일한 안테나로 송신되는 것을 막기 위해서는  $[1, 1, \times, \times]$ 나  $[\times, \times, 1, 1]$ 과 같은 행은 없어야 한다.

규칙 3. 각 심볼이 한 송신 안테나를 통해 한번만 전송된다고 하면  $\mathbf{W}_k$  는 원소 1을 4개 갖는다.

규칙 4. 수신기에서의 과소결정 (underdetermined) MIMO 검파를 피하기 위해서는  $\mathbf{W}_k$  가 [1, 0, 1, 0] 과 [0, 1, 0, 1]을 동시에 행으로 가져서는 안 된다.

여기에서 규칙 4에 대해 부가설명을 하면 다음과 같다. 만약 규칙 4를 만족하지 않는다면  $\mathbf{W}_{k,i} = \mathbf{W}_{k,i+1}$  이 성립하므로 (3)의 유효 채널 행렬은 비정칙행렬(singular matrix)이 되어 공간 다중화를 구현하기 위해 수신기에서 과소결정 MIMO 검파를 수행해야 한다. 이는 수신기 설계를 매우 복잡하게 한다. 규칙 1 ~ 4에 의해서  $\mathbf{W}_k$  의 후보 수는 65,536개에서 136개로 줄어들게 된다. 하지만 여전히 기존 방식의 선행처리행렬 수 6에 비해 수가 많으며, 되먹임 정보량 감소를 위해, 이를 더 줄여야 할 필요가 있다. 다음 절에서는 선행처리행렬의 성질을 이용하여 성능 열화 거의 없이  $\mathbf{W}_k$  의 후보 개수를 36개로 줄일 수 있음을 보인다.

### 3.2 선행처리행렬의 성질

성질 1. 두 스트림 가운데 더 작은 후처리 SNR은 두 데이터 스트림에 시공간 블록 부호를 바꾸어도 변하지 않는다.

증명: 만약 두 데이터 스트림들에 시공간 블록 부호의 위치를 바꾸면 새로운 유효 채널 행렬  $\bar{\mathbf{E}}_k = \mathbf{E}_k \mathbf{P}$ 와 같이 쓸 수 있다. 여기에서  $\mathbf{P}$ 는 자리바꿈 (permutation) 행렬로  $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_2 & \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{I}_2 & \mathbf{0}_2 \end{bmatrix}$ 와 같다. 자리바꿈 행렬  $\mathbf{P}$ 는  $\mathbf{P} = \mathbf{P}^H = \mathbf{P}^{-1}$ 와 같은 관계가 있으며 임의의 행렬  $\mathbf{M}$ 에 대하여  $[\mathbf{PMP}]_{l,l'} = [\mathbf{M}]_{l',l}$ 이 성립한다. 이러한  $\mathbf{P}$ 의 성질을 이용하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} [(\bar{\mathbf{E}}_k^H \bar{\mathbf{E}}_k)^{-1} + \xi \mathbf{I}_4]_{l,l'} &= [((\mathbf{E}_k \mathbf{P})^H \mathbf{E}_k \mathbf{P})^{-1} + \xi \mathbf{I}_4]_{l,l'} \\ &= [\mathbf{P}^H (\mathbf{E}_k^H \mathbf{E}_k)^{-1} \mathbf{P} + \xi \mathbf{I}_4]_{l,l'} \\ &= [(\mathbf{E}_k^H \mathbf{E}_k)^{-1} + \xi \mathbf{I}_4]_{l',l'} \end{aligned} \quad (6)$$

이때  $l \in \{1, \dots, 4\}$ 로부터  $l' \in \{1, \dots, 4\}$ 로 변환하는 것은 단순히  $\mathbf{P}$ 에 의한 자리바꿈이다. 그러므로  $\mathbf{P}$ 는 후처리 SNR을 바꾸지 않는다. □

성질 2. 각 데이터 스트림들에 시공간 블록 부호별 송신 안테나가 모두 바뀌더라도 최소 후처리

SNR은 바뀌지 않는다.

증명: 모든 데이터 스트림들에 시공간 블록 코드별 송신 안테나가 바뀌면 새로운 유효 채널 행렬은  $\bar{\mathbf{E}}_k = \mathbf{B} \mathbf{E}_k \mathbf{C}$ 로 쓸 수 있고  $\mathbf{B}$ 와  $\mathbf{C}$ 는 블록 대각 행렬로 각 블록은  $\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$ 와  $\mathbf{c} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 로 주어진다.  $\mathbf{B}$ 와  $\mathbf{C}$ 는 자리바꿈 행렬  $\mathbf{P}$ 와 동일한 성질을 갖기 때문에 이를 이용하여 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$\left[ (\bar{\mathbf{E}}_k^H \bar{\mathbf{E}}_k)^{-1} + \xi \mathbf{I}_4 \right]_{l,l'} = \left[ (\mathbf{E}_k^H \mathbf{E}_k)^{-1} + \xi \mathbf{I}_4 \right]_{l',l'} \quad \square$$

성질 1과 2를 이용하면 후처리 SNR 변화 없이  $\mathbf{W}_k$  의 가짓수를 136에서 36으로 줄일 수 있다.

### 3.3 최종 선행처리행렬 후보

1) 안테나 뒤섞음 조합: 이 조합은 기존 안테나 뒤섞음 조합과 동일하다<sup>[3], [7]</sup>. 이 조합을  $\Upsilon_0$ 으로 정의하며 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Upsilon_0 = \left\{ \begin{bmatrix} 1000 \\ 0100 \\ 0010 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=1}, \begin{bmatrix} 1000 \\ 0100 \\ 0001 \\ 0010 \end{bmatrix}_{k=2}, \begin{bmatrix} 1000 \\ 0010 \\ 0100 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=3}, \begin{bmatrix} 1000 \\ 0001 \\ 0100 \\ 0010 \end{bmatrix}_{k=4}, \begin{bmatrix} 1000 \\ 0010 \\ 0001 \\ 0100 \end{bmatrix}_{k=5}, \begin{bmatrix} 1000 \\ 0001 \\ 0010 \\ 0100 \end{bmatrix}_{k=6} \right\}$$

$\Upsilon_0$  내에서만  $\mathbf{W}_k$  를 선택하는 시스템을 AS-DSTTD라고 부른다.

2) 안테나 선택과 뒤섞음 조합: 이 경우는 두 가지의 조합으로 나눌 수 있는데 먼저 네 시공간 블록 부호 출력 중 한 쌍을 더한 다음 한 개의 안테나로 송신하는 방법이 있다. 즉, 이 경우에는 네 송신 신호를 세 안테나를 통하여 송신한다. 이 조합은  $\Upsilon_1$ 으로 표시하며 다음과 같다.

$$\Upsilon_1 = \left\{ \begin{bmatrix} 1001 \\ 0100 \\ 0010 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=7}, \begin{bmatrix} 1010 \\ 0001 \\ 0100 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=8}, \begin{bmatrix} 0100 \\ 0001 \\ 1010 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=9}, \begin{bmatrix} 0100 \\ 1001 \\ 0010 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=10}, \begin{bmatrix} 0100 \\ 1010 \\ 0001 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=11}, \begin{bmatrix} 0100 \\ 0010 \\ 1001 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=12}, \begin{bmatrix} 1001 \\ 0100 \\ 0010 \\ 0010 \end{bmatrix}_{k=13}, \begin{bmatrix} 1010 \\ 0001 \\ 0100 \\ 0010 \end{bmatrix}_{k=14}, \begin{bmatrix} 0100 \\ 0001 \\ 1010 \\ 0001 \end{bmatrix}_{k=15}, \begin{bmatrix} 0100 \\ 0010 \\ 0001 \\ 1010 \end{bmatrix}_{k=16}, \begin{bmatrix} 0100 \\ 0010 \\ 1001 \\ 0001 \end{bmatrix}_{k=17}, \begin{bmatrix} 0100 \\ 0000 \\ 0010 \\ 0010 \end{bmatrix}_{k=18}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0000 \\ 0100 \\ 0100 \end{bmatrix}_{k=19}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0100 \\ 0001 \\ 1010 \end{bmatrix}_{k=20}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0000 \\ 0000 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=21}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0000 \\ 1010 \\ 0001 \end{bmatrix}_{k=22}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0000 \\ 0000 \\ 1001 \end{bmatrix}_{k=23}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0000 \\ 0000 \\ 0010 \end{bmatrix}_{k=24}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0010 \\ 0001 \\ 0100 \end{bmatrix}_{k=25}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0001 \\ 1010 \\ 0100 \end{bmatrix}_{k=26}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0100 \\ 0001 \\ 1010 \end{bmatrix}_{k=27}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0100 \\ 1010 \\ 1001 \end{bmatrix}_{k=28}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0010 \\ 0000 \\ 1001 \end{bmatrix}_{k=29}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0010 \\ 0001 \\ 0100 \end{bmatrix}_{k=30} \right\}$$

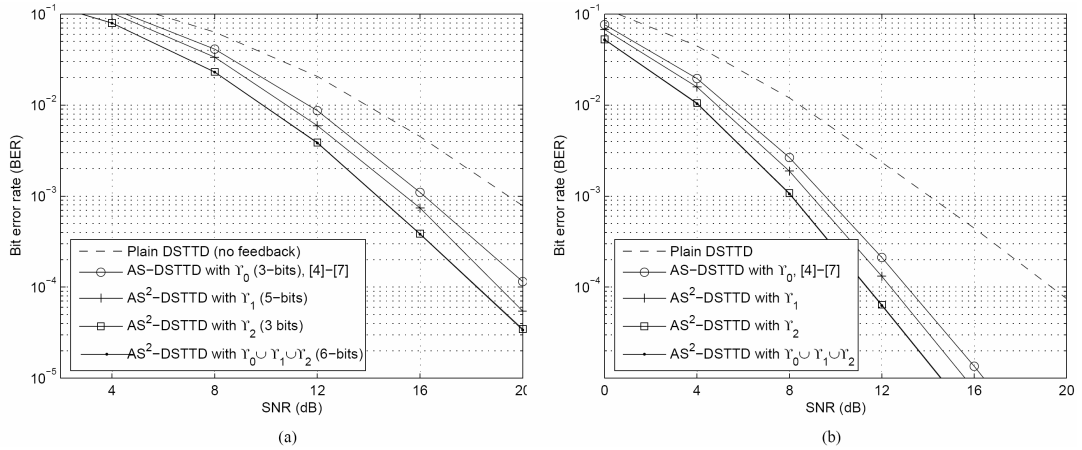


그림 2. 기존 DSTTD, AS-DSTTD, AS<sup>2</sup>-BER 성능 비교 (a) 공간 상관 MIMO 채널. (b) 공간 상관성이 없는 MIMO 채널.

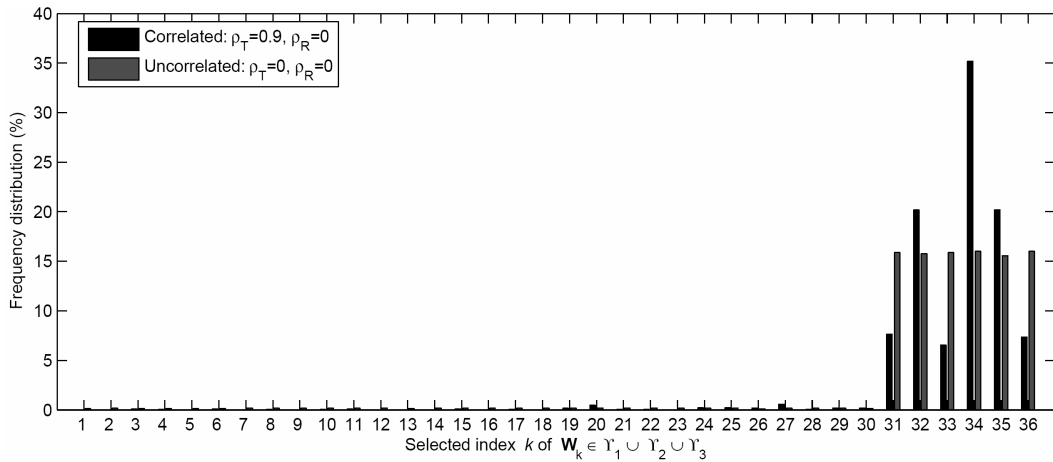


그림 3. AS<sup>2</sup>-DSTTD의 36개 전체 후보 중 선택되는 조합의 확률적 빈도

다음으로 네 시공간 블록 코드 출력을 두 쌍으로 짝지어 다음 각 쌍을 더하여 두 안테나로 송신하는 방법이 있다. 이는  $\Upsilon_2$ 로 표시하고 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\Upsilon_2 = \left\{ \begin{matrix} \begin{bmatrix} 1001 \\ 0110 \\ 0000 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=31}, \begin{bmatrix} 1001 \\ 0000 \\ 0110 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=32}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 1001 \\ 0110 \\ 0000 \end{bmatrix}_{k=33}, \begin{bmatrix} 1001 \\ 0000 \\ 0000 \\ 0110 \end{bmatrix}_{k=34}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 1001 \\ 0000 \\ 0110 \end{bmatrix}_{k=35}, \begin{bmatrix} 0000 \\ 0000 \\ 1001 \\ 0110 \end{bmatrix}_{k=36} \end{matrix} \right\}$$

$\Upsilon_0, \Upsilon_1, \Upsilon_2$  세 조합을 모두 사용하는 제안하는 선행처리 방법을 AS<sup>2</sup>-DSTTD라고 부른다.

### 3.4 성능 비교

이 절에서는 채널부호화를 하지 않은 기존 AS-DSTTD 시스템과 AS<sup>2</sup>-DSTTD의 BER 성능을

검증, 비교한다. 모의실험 환경은 다음과 같다. 송신 데이터 변조는 QPSK(quaternary phase shift keying)이고; 수신기에서는 ZF 방식 기반 V-BLAST (vertical Bell laboratory layered space time) 검파기를 이용하고; MIMO 채널은 한 패킷 내에서는 변하지 않고 패킷 사이에서는 독립적으로 변하는 준 고정 (quasi-static) Rayleigh 페이딩 채널을 가정하였다. 되먹임 정보는 오류 없이 전송된다고 가정하였다. 모든 결과는 50,000개 패킷을 독립 전송하여 얻고, 이를 평균한 값이다. 여기에서 한 패킷은 2,000개 QPSK 심볼로 이루어 졌다. 공간 상관 채널  $\mathbb{R}_T$ 와  $\mathbb{R}_R$ 은 각각  $|\rho_T|^2 = 0.81$ 과  $|\rho_R|^2 = 0$ 의 상관 인자를 통하여 발생하였다.

그림 2의 모의실험 결과에 따르면 3 비트 되먹임을 하는 AS-DSTTD 시스템이 안테나 뒤섞음을 하

지 않는 기존 DSTTD 시스템보다 좋은 성능을 보인다. 제안한 AS<sup>2</sup>-DSTTD 시스템은 AS-DSTTD에 비해 약 1.8 dB 이득을 얻는다. 하지만, 제안한 방식을 위해  $\lceil \log_2 36 \rceil = 6$  비트 되먹임이 필요하다.

그러나 그림 2에 의하면 단지  $\Upsilon_2$  조합에서만 고르는 경우에도  $\Upsilon_0, \Upsilon_1, \Upsilon_2$  전체 조합에서 고르는 경우와 거의 성능 차이가 없음을 알 수 있다. 즉,  $\Upsilon_2$  조합만을 이용해 AS-DSTTD 시스템과 동일하게  $\lceil \log_2 6 \rceil = 3$  비트의 되먹임만 써도 AS-DSTTD 시스템 대비 1.8 dB의 이득을 얻을 수 있음을 뜻한다. 이는  $\Upsilon_0 \cup \Upsilon_1 \cup \Upsilon_2$  집합 전체에서  $\Upsilon_2$ 내 조합을 선택하는 확률이 상당히 높다는 것으로부터 확인할 수 있다. 실제로 그림 3에 모의실험을 통해 살펴본 결과와 같이 AS<sup>2</sup>-DSTTD 경우 약 97% 확률로  $\Upsilon_2$ 내 조합을 선택하는 것으로 관찰되었다. 이 결과로부터 다음과 같은 결론을 내릴 수 있다: 만약 송신 안테나가 공간적으로 높은 상관관계가 있다면 네 안테나 가운데 두개를 고르고, 두 쌍의 시공간 블록 부호 출력을 더한 다음 송신하는 것이 기존 AS-DSTTD에 비해 상당한 SNR 이득을 얻을 수 있다.

#### IV. 공간 다중 방식과 비교

이 절에서는  $\Upsilon_2$  조합만을 이용하는 제안된 AS<sup>2</sup>-DSTTD 시스템과 DSTTD가 아닌 기존 시스템과 성능을 비교한다. 두 데이터 스트림을 동시에 전송할 수 있는 기존 방식으로는 공간 다중 방식을 선택하였다 (그림 4 참조). 공정한 비교를 위해 공간 다중화 방식도 4개의 송신 안테나에서 가장 좋은 두 송신 안테나를 선택하여 송신한다고 가정하였다. 만약  $n_1, n_2$  째 안테나들이 전송을 위해 선택되었다고 하면, 이 두 시스템 수신 신호에 대해서는 다음과 같이 기술할 수 있다.

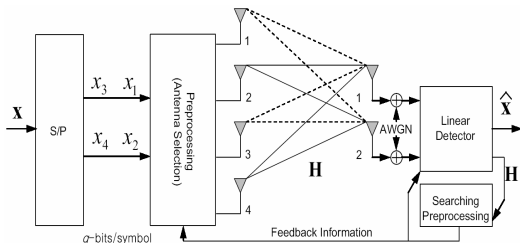


그림 4. 안테나 선택과 선형 검파기를 사용하는 공간 다중화 기법을 적용한 시스템 모델.

#### 4.1 $\Upsilon_2$ 조합만을 이용하는 AS<sup>2</sup>-DSTTD

식 (1)로부터 정규화된 수신신호는 다음과 같이 표현 된다:

$$\begin{bmatrix} y_1(1) & y_1(2) \\ y_2(1) & y_2(2) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_{1,n_1} & h_{1,n_2} \\ h_{2,n_1} & h_{2,n_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1+x_4 & -x_2^*+x_3^* \\ x_2+x_3 & x_1^*-x_4^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기에서 잡음 항은 생략하였다. 식 (7)을 선형 관계식으로 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} y_1(1) \\ y_1^*(2) \\ y_2(1) \\ y_2^*(2) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_{1,n_1} & h_{1,n_2} & h_{1,n_2} & h_{1,n_1} \\ h_{1,n_2}^* & -h_{1,n_1}^* & h_{1,n_1}^* & -h_{1,n_2}^* \\ h_{2,n_1} & h_{2,n_2} & h_{2,n_2} & h_{2,n_1} \\ h_{2,n_2}^* & -h_{2,n_1}^* & h_{2,n_1}^* & -h_{2,n_2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \mathbf{E}_{AS^2-DSTTD} \mathbf{x}. \quad (8)$$

여기서, 기존 AS-DSTTD 시스템과의 비교를 위해  $\Upsilon_0$ 의 유효 채널을 살펴보면 다음과 같다:

$$\mathbf{E}_{AS-DSTTD} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} & h_{1,4} \\ h_{1,2}^* & -h_{1,1}^* & h_{1,4}^* & -h_{1,3}^* \\ h_{2,1} & h_{2,2} & h_{2,3} & h_{2,4} \\ h_{2,2}^* & -h_{2,1}^* & h_{2,4}^* & -h_{2,3}^* \end{bmatrix}. \quad (9)$$

여기서, 송신 안테나1과 2로부터의 채널이 매우 좋지 않아, 즉,  $h_{1,1}, h_{1,2}, h_{2,1}, h_{2,2}$ 가 매우 작은 값을 갖는다면, AS<sup>2</sup>-DSTTD 시스템은 송신 안테나 3과 4만을 사용하여 송신한다. 이때 (8)의  $n_1=3$ 이고  $n_2=4$ 라고 생각할 수 있다. 그러므로 송신단 채널의 상관도에 상관없이 순간 채널 정보를 잘 이용하는 AS<sup>2</sup>-DSTTD 시스템은 그림 2(b)에서 보이는 바와 같이 기존의 AS-DSTTD 시스템 보다 나은 성능을 보인다.

#### 4.2 송신안테나 선택과 공간 다중화

안테나 선택과 공간 다중화를 적용한 시스템은 그림 4에서 보이고 있다. 이 시스템을 SM 시스템으로 부른다. 역시 수신 신호에서 잡음 항을 빼고 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\begin{bmatrix} y_1(1) & y_1(2) \\ y_2(1) & y_2(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,n_1} & h_{1,n_2} \\ h_{2,n_1} & h_{2,n_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & x_3 \\ x_2 & x_4 \end{bmatrix}$$

다시 정리하면,

$$\begin{bmatrix} y_1(1) \\ y_2(1) \\ y_1(2) \\ y_2(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,n_1} & h_{1,n_2} & 0 & 0 \\ h_{2,n_1} & h_{2,n_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{1,n_1} & h_{1,n_2} \\ 0 & 0 & h_{2,n_1} & h_{2,n_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \mathbf{E}_{SM} \mathbf{x}, \quad (10)$$

와 같고 유효 채널 행렬  $\mathbf{E}_{SM}$ 의 계수 (rank)는 4 이다.

4.3 데이터 검파 구조 및 송신안테나 선택 방법 앞서 언급했듯이 AS<sup>2</sup>-DSTTD에서 검파기는 ZF를 기반으로 하였고 (5)를 이용하여 원하는 AS<sup>2</sup> 조합을 선택하였다. 공정한 비교를 위하여 공간 다중화 방식도 ZF 검파기를 이용한다. 즉, 검파는 수신 신호 벡터 (10)에  $\mathbf{E}_{SM}^{-1}$ 을 곱하는 것으로 이루어진다. 전송 시 역시 네 개의 송신안테나 중에서 두 개를 고르는데 이는 AS<sup>2</sup>-DSTTD와 유사하게 (4)에  $\mathbf{E}_k$  대신  $\mathbf{E}_{SM}$ 을 대입하고 (5)를 통하여 계산한다.

#### 4.4 모의실험 결과

모의실험 환경은 3.D 절과 동일하다. 그림 5에서 제안한 방식의 BER 성능이 기존 방식에 비해 더 좋을 수 있다. 안테나 사이 공간 상관이크면 그 이득은 줄어들고 공간 상관 없으면 그 이득은 커진다. 본 모의실험 결과에 의하면 BER=10<sup>-4</sup>에서 제안된 AS<sup>2</sup>-DSTTD 방식은 기존 공간 다중화 방식에 비해 약 0.7 dB SNR 이득을 얻는다. 그림 5와 그림 2를 비교하면 공간 다중화 기법이 기존 AS-DSTTD 방식보다 좋은 성능을 보이고 있는데, 이는 그림 5에 공간 다중화 기법 역시 4 송신 안테나 가운데 가장 좋은 두 송신 안테나를 선택하여 전송하는 구조를 채택하는 것에 기인한다.

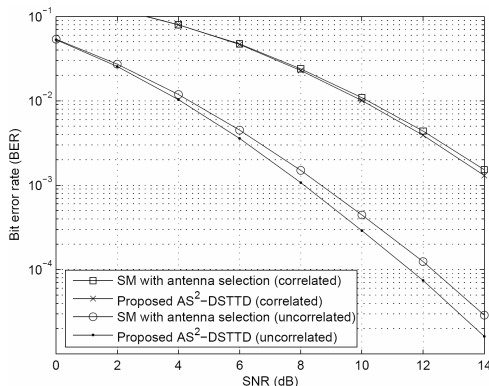


그림 5. 공간 다중화 기법과 제안한 AS<sup>2</sup>-BER 성능 비교

## V. 결론

DSTTD 시스템을 위한 새로운 안테나 선택과 뒤섞는 방법을 제안하였다. 제안한 방식을 이용하면 기존 안테나 뒤섞음 방식과 동일한 되먹임 정보량을 유지하면서도 1.8 dB 성능 향상이 가능함을 보였다. 뿐만 아니라 제안한 방식은 수신기에서 선형 검파기를 쓰는 경우 기존 공간 다중화 방식보다도 BER 측면에서 더 나은 성능을 보였다. 앞으로 여러 시스템간의 용량 (capacity) 분석 및 비교가 이루어져야 한다.

## 참고 문헌

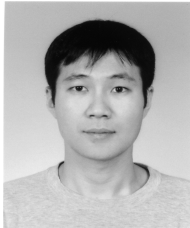
- [1] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456 - 1467, July 1999.
- [2] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 11, pp. 1841 - 1852, Nov. 1999.
- [3] E. N. Onggosanusi, A. G. Dabak, and T. M. Schmidl, "High rate space-time block coded scheme: performance and improvement in correlated fading channels," in *Proc. IEEE Wireless Communication and Networking Conf.*, Mar. 2002, vol. 1, pp. 194 - 199.
- [4] J. Joung, "Assigning space-time coded signals to transmit antennas for MIMO systems with multiple space-time block codes," Master thesis, School of Elect. Eng., KAIST, Daejeon, Korea, 2003.
- [5] IEEE Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, IEEE P802.16e/D12, 2005.
- [6] S. Shim, K. Kim, and C. Lee, "Efficient antenna shuffling scheme for a DSTTD system," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 2, pp. 124 - 126, Feb. 2005.
- [7] J. Joung, E.-R. Jeong, and Y. H. Lee, "A computationally efficient criterion for antenna

shuffling in DSTTD systems,” accepted in IEEE Commun. Lett., 2007.

- [8] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen, “A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation,” IEEE J. Select. Areas. Commun., vol. 20, no. 6, pp. 1211 - 1226, Aug. 2002.
- [9] R. W. Heath, Jr., S. Sandhu, and A. Paulraj, “Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers,” IEEE Commun. Lett., vol.5, no.4, pp.142 - 144, Apr. 2001.
- [10] R. A. Horn and C. R. Johnson, Matrix Analysis. 1st ed. Cambridge, MA: Cambridge Univ. Press, 1985.

정진곤 (Jingon Joung)

정회원



2001년 : 연세대학교 전파공학과 학사  
 2003년 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 석사  
 2007년 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 박사  
 2007~현재 : 한국과학기술원 전자전산학과 연수연구원

<관심분야> MU-MIMO/MIMO 시스템 transceiver 설계, Relay 시스템

정의림 (Eui-Rim Jeong)

정회원



1995년 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 학사  
 1997년 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 석사  
 2001년 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 박사  
 2001~2005년: 현대시스콤/UTS

tarcom 선임연구원

2005~현재: 한국과학기술원 전자전산학과 연구교수  
<관심분야> 통신 신호처리, 무선 통신 시스템 transceiver 설계, 동기 및 추정

이용훈 (Yong Hoon Lee)

정회원



1978년 : 서울대학교 전기공학과 학사  
 1980년 : 서울대학교 전기공학과 석사  
 1984년 : University of Pennsylvania 전기공학과 박사  
 1984~1988년 : State University of New York, Buffalo 조교수

1989~현재 : KAIST 전자전산학과 교수  
<관심분야> 신호 동기화, 추정 및 검파, 간섭 제거, CDMA, TDMA, OFDM 시스템 자원관리, MIMO 시스템 및 relay 시스템 송수신기 설계, Cognitive Radio 등