

# 제한된 귀환채널에서 시공간블록부호화를 적용한 다중화 시스템의 성능

정회원 황 현 철\*, 신 승 훈\*\*, 준회원 임 중 경\*\*\*, 정회원 김 석 호\*\*\*, 종신회원 곽 경 섭\*\*\*

## Performance of Space Time Block Coded-Spatial Multiplexing Systems in Limited Feedback Channel

Hyeon Chyeol Hwang\*, Seung Hoon Shin\*\* *Regular Members,*  
Jong Kyoung Lim\*\*\* *Associate Member,*  
Seok Ho Kim\*\*\* *Regular Members,* Kyung Sup Kwak\*\*\* *Lifelong Member*

### 요 약

본 논문에서는 시공간블록부호화된 공간다중화 시스템에서 제한된 귀환채널을 효과적으로 활용할 수 있는 전처리 기법을 제안하고 성능을 분석한다. 전처리는 기존의 대각-가중-시공간블록부호화 다이버시티 시스템을 공간다중화 시스템으로 확장하여 경험적으로 설계된다. 제안된 시스템에 대해 심볼 오류의 상위한계를 귀환채널 오류를 고려하여 분석하였다. 또한 모의 실험을 통해 4.8kbps의 귀환채널 전송율에서 정규화된 도플러 주파수가 0.01 이상이 되면 기존의 안테나선택기법과 코드북선택기법에 비해 심볼오류 성능이 우수함을 확인하였다.

**Key Words** : spatial multiplexing, STBC, limited feedback channel, preprocessing, feedback channel error.

### ABSTRACT

In this paper, an efficient pre-processing in space time block coded-spatial multiplexing systems is presented. The pre-processing scheme is designed empirically with extending the diagonally weighted orthogonal space time-block coded diversity system to spatial multiplexing system. Simulation results show the proposed scheme outperforms both the precoder using the predefined codebooks and typical antenna selection scheme over moderate doppler frequency in limited feedback channel.

### 1. 서 론

고속 전송율을 필요로 하는 서비스의 증가와 더불어 주어진 주파수 대역에서 시스템용량을 높일 수 있는 기술로써 다중안테나(MIMO: Multiple Input Multiple Output) 시스템이 주목을 받고 있다<sup>[1]</sup>. 공간다중화(Spatial Multiplexing) 시스템은 MIMO 채널에서 다중 송신안테나를 통해 서로 상이한 여러

데이터 스트림들을 동시에 전송하여 시스템용량을 높일 수 있다<sup>[1]</sup>. 하지만, 비트오류 성능을 높이기 위해서 수신단에서 복잡도가 높은 정렬간섭제거 검출기를 사용해야 하는 단점이 있다<sup>[2]</sup>.

최근 많은 논문들에서, 송·수신단의 간단한 선형 처리만으로 비트오류 성능을 향상할 수 있는 폐루프형 공간다중화(CL-SM: Closed-Loop Spatial Multiplexing) 시스템이 연구되고 있다<sup>[3-5]</sup>. 송신단은 귀

\* 인하대학교 전자공학과 통신공학연구실 (solbaram@paran.com), \*\* SK-Telesys (achie@korea.com),  
\*\*\* 인하대학교 정보통신대학원 (johnwiz@naver.com, sylvstar@gmail.com, kskwak@inha.ac.kr)

논문번호: KICS2005-05-226, 접수일자: 2005년 5월 31일

※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2005-000-10685-0(2005))와 대학IT연구센터 과제(INHA UWB-ITRC)지원으로 수행되었음.

환채널을 통해 수신단이 보내준 귀환정보를 활용하여 데이터를 전처리한다. 하지만, 실제 무선환경은 귀환채널지연 특성 또는 오류로 인해 이상적인 채널을 가정할 수 없다. 귀환채널지연은 주파수분할듀플렉싱(FDD : Frequency Division Duplexing) 시스템에서 제한된 귀환채널 전송율로 인해, 시간분할듀플렉싱(TDD : Time Division Duplexing) 시스템에서는 상향링크와 하향링크간의 듀플렉싱 시간차이로 인해 발생한다<sup>[6]</sup>. 페이딩이 귀환채널지연 시간에 비해 상대적으로 빨리 변하면 송신단은 오래된 귀환정보를 이용하게 되며 결국 개방형 공간다중화 시스템에 비해 큰 이득을 얻을 수 없게 된다. 이러한 현상은 귀환채널 오류로 볼 수 있으며 시스템 설계시 반드시 고려해야 한다.

본 논문에서는 송·수신단에서 복잡도가 낮은 선형신호처리만으로 다이버시티 이득이 높고 귀환채널 지연 및 오류에 강한 CL-SM 시스템을 설계한다. STBC (Space Time-Block Codes)<sup>[7]</sup>를 활용하는 다이버시티 시스템에 대각 가중치를 주어 귀환채널 오류에 강한 시스템을 제안되었다<sup>[8]</sup>. 이 점에 착안하여 [8]의 기법을 다중화 시스템으로 확장하여 대각 가중치 선택기법을 제안하고 성능을 분석한다. 제안된 시스템은 STBC 공간다중화 시스템<sup>[9-10]</sup>의 페루프 방식으로써 가장 열악한 귀환채널오류에서 STBC 공간다중화 시스템의 성능과 동일할 것이라고 예상할 수 있다. 성능평가를 위해 기존의 안테나 선택기법<sup>[5]</sup> 및 코드복선택기법<sup>[4]</sup>과 비교하였다. 제안된 시스템은 주어진 귀환채널지연에 비해 도플러 주파수가 커질 때, 즉 이동체 속도가 빨라질수록 기존 시스템의 성능과 비교해 보면 성능 열화가 작다는 것을 모의 실험을 통해 확인하였다.

기호  $\mathbf{X}^T$  와  $\mathbf{X}^H$  는 각각  $\mathbf{X}$  행렬의 전치행렬과 공액전치행렬을 나타내고  $\mathbf{X}^{-1}$  은 역행렬을 나타낸다.  $\mathbf{X}^*$  는  $\mathbf{X}$  의 복소공액을 나타낸다.  $(\mathbf{X})_{i,j}$  는  $\mathbf{X}$  행렬의  $(i,j)$  번째 행렬원소를 나타내고  $\binom{M}{N}$  은  $M$  개중에서  $N$  를 선택하는 경우의 수를 나타낸다.

## II. 시스템 모델

페루프형 STBC 공간다중화 시스템을 그림 1에 도시하였다. 송·수신단에 각각  $M$ 개의 송신안테나와  $N$  ( $\geq M/2$ ) 개의 수신안테나가 있으며 송신단에서 Alamouti의 STBC<sup>[7]</sup>를 적용한다. 단위 에너지를 갖

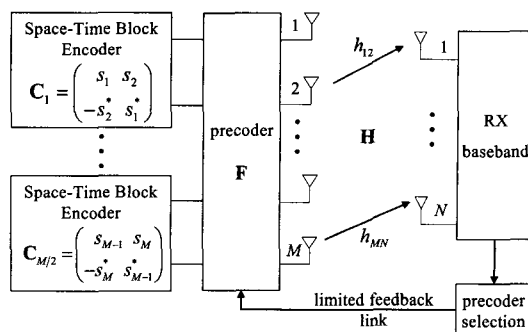


그림 1. 페루프형 STBC 공간다중화 시스템  
Fig. 1. Closed-Loop STBC Spatial Multiplexing Systems

는 정상도에 따라서 만들어진  $M$  개의 입력 심볼들  $(s_1, \dots, s_M)$ 이  $M/2$  개의 STBC 블록  $(\mathbf{C}_1, \dots, \mathbf{C}_{M/2})$ 을 형성한다. 블록들은  $M \times M$  크기의 행렬  $\mathbf{F}$ 에 의해 전처리되고 송신안테나에 대응되어 전송된다.

무선 채널은 준정상 평탄 페이딩 (quasi-static flat fading)으로 가정한다. 이 때, 채널은  $N \times M$  크기의  $\mathbf{H}$  행렬로 나타내고 이것의  $(m,n)$  번째 원소는  $h_{n,m}$ 로 표기한다.  $h_{n,m}$ 는  $m$  번째 송신안테나와  $n$  번째 수신안테나 사이의 채널 계수로서 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안 랜덤 변수이다. 두 심볼 시간동안 수신한 신호 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathcal{R} = \sqrt{\frac{2E_s}{M}} \mathbf{HFS} + \mathcal{N} = \sqrt{\frac{2E_s}{M}} \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{S} + \mathcal{N} \triangleq [\mathbf{r}_1 \quad \mathbf{r}_2]. \quad (1)$$

여기서  $\mathcal{R}$ 의 크기는  $N \times 2$ 이고  $\mathcal{N}$ 은  $N \times 2$  크기의 잡음행렬이다.  $\mathbf{S}$ 는 STBC 블록들의 집합으로써 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \dots & s_{M-1} & s_M \\ -s_2^* & s_1^* & \dots & -s_M^* & s_{M-1}^* \end{bmatrix} = [\mathbf{C}_1 \quad \dots \quad \mathbf{C}_{M/2}]^T. \quad (2)$$

$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{F}$ 는 등가채널로 볼 수 있으며 다음과 같이  $M$  개의 전송벡터로 표현할 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{H}} = [\tilde{\mathbf{h}}_1 \quad \tilde{\mathbf{h}}_2 \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{h}}_M]. \quad (3)$$

식 (1)에서 한 심볼시간 동안  $M$  개의 전송안테나에서 사용하는 평균총전력을  $E_s$ 로 규정하기 위해 계수  $\sqrt{2E_s/M}$ 로 정규화한다.  $\mathcal{N}$ 의 성분들은 서로 독립이고 동일한 가우시안분포를 갖는 랜덤변수이다

$\mathcal{N} \sim CN(0, \sigma_n^2)$ .  $\mathcal{R}$  을 다음과 같이 벡터화하여 변형된 수신신호모델로 표현할 수 있다.

$$\bar{\mathbf{r}} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2E_s}{M}} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{s} + \bar{\mathbf{n}} \quad (4)$$

여기서  $\bar{\mathbf{r}}$  은  $2N \times 1$  크기의 수신심볼벡터이고,  $\bar{\mathbf{n}}$  은  $2N \times 1$  크기의 잡음벡터이며  $2M \times 1$  크기의 전송심볼벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{M-1} \ s_M]^T \quad (5)$$

$\bar{\mathbf{n}}$  의 성분도  $\mathcal{N}$  와 마찬가지로 서로 독립이고 동일한 가우시분포를 갖는 랜덤변수,  $\bar{\mathbf{n}} \sim CN(0, \sigma_n^2)$  이며  $\bar{\mathbf{H}}$  는 변형된 등가 채널 행렬로써 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_1 & \tilde{\mathbf{h}}_2 & \dots & \tilde{\mathbf{h}}_{M-1} & \tilde{\mathbf{h}}_M \\ \tilde{\mathbf{h}}_2^* & -\tilde{\mathbf{h}}_1^* & \dots & \tilde{\mathbf{h}}_M^* & -\tilde{\mathbf{h}}_{M-1}^* \end{bmatrix} \triangleq [\bar{\mathbf{h}}_1 \ \dots \ \bar{\mathbf{h}}_M] \quad (6)$$

수신단에서  $\bar{\mathbf{r}}$  은 다음과 같이 주어진 Zero-Forcing 검출기로 처리된다.

$$\hat{\mathbf{s}} = \sqrt{M/(2E_s)} \cdot \bar{\mathbf{H}}^\dagger = \sqrt{M/(2E_s)} \cdot (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}})^{-1} \bar{\mathbf{H}}^H \quad (7)$$

여기서,  $(\cdot)^\dagger$  은 Moore-Penrose 의사역행렬을 나타낸다. 검출기 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{s} + \sqrt{M/(2E_s)} \cdot \bar{\mathbf{H}}^\dagger \cdot \bar{\mathbf{n}} \quad (8)$$

이것은 전송심볼벡터를 나타내는 식 (5)의 예측값이다.

### III. 페루프형 STBC 공간다중화 시스템

송신단은 전송채널을 모르지만 수신단은 채널추정을 통해 완벽히 안다고 가정한다. 수신단은 순간 전송채널상태를 활용하여 전처리 행렬  $\mathbf{F}$  를 결정하고 제한된 귀환채널을 통해 이것을 송신단에 알려준다.  $\mathbf{F}$  는 다이버시티 시스템을 위해 제안된 [8]의 대각가중-STBC 기법을 공간다중화 시스템으로 확장하여 설계된다.

$\mathbf{F}$  를  $M \times M$  크기의 안테나쌍 행렬  $\mathbf{P}$  와 전력할당 행렬  $\mathbf{A}$  의 곱으로 나타내면 다음과 같이 표현

할 수 있다.

$$\mathbf{F} = \mathbf{P} \cdot \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}_{M \times M}$$

$$\times \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{1-\alpha} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (9)$$

여기서  $\mathbf{P}$  는 채널상태에 따라  $\mathbf{I}_M$  의 열을 재배치하여 구해진다.  $\mathbf{I}_M$  의 위치차  $p$  는 순열을 나타낸다.  $\mathbf{P}$  의  $2i-1$  번째와  $2i$  번째 열은  $i$  번째 STBC블록인  $\mathbf{C}_i$  를 전송할 두 개의 안테나를 나타낸다. 예를 들어,  $M=4$  이고

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

이면  $\mathbf{C}_1$  은 1번째와 3번째 안테나를 통해,  $\mathbf{C}_2$  은 2번째와 4번째 안테나를 통해 전송된다.  $\mathbf{P}_{odd}$  를  $\mathbf{P}$  의 홀수 번째 열로 이루어진  $M \times M/2$  크기의 행렬이고  $\mathbf{P}_{even}$  를  $\mathbf{P}$  의 짝수 번째 열로 이루어진  $M \times M/2$  크기의 행렬로 정의한다. 이때,  $\mathbf{P}_{odd}$  는  $M/2$  개의 심볼을 가장 신뢰성 있게 전송할 수 있는  $M/2$  개의 우세한 안테나를 나타낸다. 이것은 다양한 전송 안테나선택기법 (TAS: Transmit Antenna Selection)<sup>[11]</sup>을 이용하여  $M$  개의 전송안테나 중에서  $M/2$  개의 안테나를 선택하여 결정할 수 있다. 본 논문에서는 안테나선택기법으로 최대-후처리-SNR 기준<sup>[5]</sup>을 고려하며  $\mathbf{P}_{odd}$  는 다음을 만족하도록 선택된다.

$$\mathbf{P}_{odd} = \arg \max_{\mathbf{P}_{odd} \in \Omega} \left[ \min_{1 \leq k \leq M/2} \frac{1}{(\tilde{\mathbf{P}}_{odd}^H \mathbf{H}^H \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{P}}_{odd})_{k,k}^{-1}} \right] \quad (10)$$

여기서  $\Omega$  는  $\mathbf{I}_M$  의  $M$  개의 열 중에서  $M/2$  개의

열을 선택하여 만들어진  $n_c = \binom{M}{M/2}$ 개의 행렬들의 집합이다.  $\mathbf{P}_{odd}$ 가 식 (10)에 따라 결정되면  $\mathbf{I}_M$ 의 열들중에서  $\mathbf{P}_{odd}$ 에 해당하는 열을 제거하여  $\mathbf{P}_{even}$ 을 구한다.

$\mathbf{A}$ 는  $\mathbf{P}_{odd}$ 에 해당하는 송신안테나에  $\sqrt{\alpha}$ 의 가중치를 주고  $\mathbf{P}_{even}$ 에 해당하는 송신안테나에  $\sqrt{1-\alpha}$ 의 가중치를 준다. 이렇게 하여 STBC 블록마다 할당된 두 안테나의 전송전력 합을 일정하게 한다. 여기서  $0.5 \leq \alpha \leq 1$ 로 하여  $\mathbf{P}_{odd}$ 에 해당하는 안테나에 더욱 큰 전력을 할당한다.  $\alpha$ 는 귀환채널 지연 (또는 오류)에 따라 조절할 수 있으며  $\alpha=0.5$ 이면 개방형 STBC 다중화 시스템<sup>[9]</sup>이 되고  $\alpha=1$ 이면  $M$ 개의 송신안테나 중에서  $M/2$ 개를 선정하는 안테나선택 기법<sup>[5]</sup>이 된다.  $\alpha$ 는 전송채널의 변화율과 비교하여 상대적으로 긴 시간 동안 고정된 값으로 설정한다. 따라서 수신단은 선택된  $\mathbf{P}_{odd}$ 에 대한 인덱스만 송신단에 알려주면 된다. 이 때 필요한 귀환 비트수는  $b_f = \lceil \log_2 \binom{M}{M/2} \rceil$ 이 되며 안테나선택기법과 동일한 비트가 필요하다.

예를 들어  $M=4$ 일 경우  $\mathbf{P}$ 의 경우의 수는  $n_c = 6$ 되고 귀환비트 수는  $b_f = 3$ 이 된다.  $\mathbf{P}$ 는 채널 상태에 따라 식 (10)에 의해 다음 행렬중의 한가지로 선택된다.

$$\mathbf{P}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{P}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_5 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_6 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

식 (10)에서 가능한  $\Omega$ 는  $\mathbf{P}_1 \sim \mathbf{P}_6$  행렬들의 홀수 열을 취하여 만든 행렬들의 집합으로 다음과 같다.

$$\left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right\}$$

이 때, 만일 식 (10)에 의해 우세한 안테나가 1번째와 3번째 안테나로 결정되면

$$\mathbf{P}_{odd} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_{even} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

가 되어  $\mathbf{P} = \mathbf{P}_2$ 가 된다.

#### IV. 성능 분석

대각-가중-STBC 다이버시티 시스템에서  $M=2$ 이고  $N=1$ 일 때 귀환채널오류에 대한 BER의 상위한계를 구하였다<sup>[8]</sup>. STBC 다중화 시스템은 수학적 성능분석이 어렵기 때문에 페루프형 STBC 다중화 시스템도 역시 Closed form 형태의 BER 성능분석이 힘들다. 따라서 본 논문에서는 귀환채널오류에 따른 심볼오류의 상위한계를 Monte Carlo 모의 실험으로 구한다.

##### 4.1 심볼오류의 상위 한계

먼저, 식 (8)의 ZF 검출기에 의한 심볼오류를 구해본다. 채널 부호화를 사용하지 않는 시스템에서 최근접 neighbor union bound<sup>[12]</sup>를 이용해서 채널  $\mathbf{H}$ 가 주어졌을 때 심볼오류를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Pr(\text{error}/\mathbf{H}) \leq \frac{N_e}{M} \sum_k Q \left( \sqrt{\frac{c \cdot \text{SNR}_k}{2^b - 1}} \right). \quad (11)$$

여기서,  $b$ 는 성상에 해당하는 비트수이고  $N_e$ 와  $c$ 은 성상에 의존하는 상수값으로

$$N_e = \begin{cases} 2(1-2^{-b/2}) & \text{for square qam} \\ 2 & \text{for 8-psk} \end{cases},$$

$$c = \begin{cases} 3 & \text{for square qam} \\ 2 \sin^2 \frac{\pi}{8} & \text{for 8-psk} \end{cases}. \quad (12)$$

이다.  $\text{SNR}_k$ 는  $k$ 번째 스트림에 대한 ZF 검출기 출력의 SNR으로써 다음과 같이 주어진다.

$$\text{SNR}_k = \frac{2\rho}{M(\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}})_{k,k}^{-1}}. \quad (13)$$

여기서,  $\rho = E_s/\sigma_n^2$ 으로 수신안테나당 수신 SNR을 나타낸다. Chernoff bound  $Q(x) \leq \exp(-x^2/2)$ 를 적용하면 식 (11)은 다음과 같이 표현된다.

$$\Pr(\text{error}/\mathbf{H}) \leq \frac{N_e}{M} \cdot \sum_k \exp \left( -\frac{c \cdot \text{SNR}_k}{2(2^b - 1)} \right)$$

$$\leq N_e \cdot \exp\left(-\frac{c \cdot SNR_{min}}{2(2^b - 1)}\right). \quad (14)$$

여기서,

$$SNR_{min} = \min_k SNR_k. \quad (15)$$

이다.

#### 4.2 귀환채널오류를 고려한 심볼오류

주어진 채널  $\mathbf{H}$  에서 심볼오류는 귀환채널오류가 없을 경우와 귀환채널오류가 있을 경우에 대한 심볼오류의 합으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \Pr(\text{error}/\mathbf{H}) \\ &= \Pr(\text{error}, \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})}/\mathbf{H}) + \sum_{v=1, v \neq f(\mathbf{H})}^{n_c} \Pr(\text{error}, \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v/\mathbf{H}) \\ &= \Pr(\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})}/\mathbf{H}) \cdot \Pr(\text{error}/\mathbf{H}, \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})}) \\ & \quad + \sum_{v=1, v \neq f(\mathbf{H})}^{n_c} \Pr(\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v/\mathbf{H}) \cdot \Pr(\text{error}/\mathbf{H}, \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v) \\ &= \Pr(\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})}) \cdot \Pr(\text{error}/\mathbf{H}, \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})}) \\ & \quad + \sum_{v=1, v \neq f(\mathbf{H})}^{n_c} \Pr(\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v) \cdot \Pr(\text{error}/\mathbf{H}, \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v). \end{aligned} \quad (16)$$

여기서  $\mathbf{P}_i (i=1, \dots, n_c)$  는  $\Omega$  의  $i$  번째 원소로부터 유도된 행렬이며  $f(\mathbf{H})$  는 전송채널이  $\mathbf{H}$  로 주어질 때 수신단에서 식 (10)를 계산하여 결정된  $\mathbf{P}_i$  의 아래첨자를 나타낸다.  $\mathbf{P}_i \rightarrow \mathbf{P}_j$  는 수신단에서  $i$  번째 원소를 선택하여 송신단에 알려주었지만 귀환채널오류로 송신단에서  $j$  번째 원소에 해당하는  $\mathbf{P}_j$  를 안테나쌍 행렬로 사용하는 사건을 나타낸다. 첫 번째 등식은 전체 확률 이론에 따라 전개할 수 있고 세 번째 등식은 전송채널과 귀환채널오류는 서로 독립을 가정할 때 전개된다. 귀환채널에 오류가 없을 확률을  $P_c$  라고 할 때 귀환채널오류에 의해  $\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v$  이 일어날 확률은 모든 인덱스  $v (\neq f(\mathbf{H}))$  에 대해 동일하기 때문에  $\Pr(\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v) = (1 - P_c)/(n_c - 1)$  로 쓸 수 있다. 따라서 식 (16)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \Pr(\text{error}/\mathbf{H}) &= P_c \cdot \Pr(\text{error}/\mathbf{H}, \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})}) \\ & \quad + \left(\frac{1 - P_c}{n_c - 1}\right) \cdot \sum_{v=1, v \neq f(\mathbf{H})}^{n_c} \Pr(\text{error}/\mathbf{H}, \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v). \end{aligned} \quad (17)$$

식 (14)를 이용하면 식 (17)은

$$\begin{aligned} \Pr(\text{error}/\mathbf{H}) &\leq P_c \cdot N_e \cdot \exp\left(-\frac{c \cdot SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})}}}{2(2^b - 1)}\right) \\ & \quad + \left(\frac{1 - P_c}{n_c - 1}\right) \cdot \sum_{v=1, v \neq f(\mathbf{H})}^{n_c} N_e \cdot \exp\left(-\frac{c \cdot SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v}}{2(2^b - 1)}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

된다. 여기서  $SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v}$  는  $\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v$  이 발생했을 때 ZF 검출기 출력의 최소 SNR값을 나타낸다. 최종적으로 심볼오류의 상위한계는 식 (18)을 채널  $\mathbf{H}$  에 대하여 ensemble 평균을 취하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_e &= E_{\mathbf{H}} \left\{ \Pr(\text{error}/\mathbf{H}) \right\} \\ &\leq P_c \cdot N_e \cdot E_{SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})}}} \left\{ \exp\left(-\frac{c \cdot SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_{f(\mathbf{H})}}}{2(2^b - 1)}\right) \right\} \\ & \quad + \left(\frac{1 - P_c}{n_c - 1}\right) \cdot \sum_{v=1, v \neq f(\mathbf{H})}^{n_c} N_e \cdot E_{SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v}} \left\{ \exp\left(-\frac{c \cdot SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v}}{2(2^b - 1)}\right) \right\}. \end{aligned} \quad (19)$$

여기서  $SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v}$  의 분포는 해석적으로 구하기 힘들기 때문에 모의 실험을 통해 식 (19)의 상위한계를 구한다. 독립이고 동일한 분포 (i.i.d.)를 갖는 전송채널,  $\rho = 20$  dB,  $\alpha = 0.8$  에서  $SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v}$  에 대한 누적확률분포를 모의실험을 수행하여 구해보면 그림 2와 같다.

$v$  의 값에 상관없이  $SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v}$  는 동일한 분포를 나타내므로 식 (19)를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} P_e &\leq P_c \cdot N_e \cdot E_{SNR_{min}^{\mathbf{P}_1 \rightarrow \mathbf{P}_1}} \left\{ \exp\left(-\frac{c \cdot SNR_{min}^{\mathbf{P}_1 \rightarrow \mathbf{P}_1}}{2(2^b - 1)}\right) \right\} \\ & \quad + (1 - P_c) \cdot N_e \cdot E_{SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v}} \left\{ \exp\left(-\frac{c \cdot SNR_{min}^{\mathbf{P}_{f(\mathbf{H})} \rightarrow \mathbf{P}_v}}{2(2^b - 1)}\right) \right\}_{f(\mathbf{H})=1}. \end{aligned} \quad (20)$$

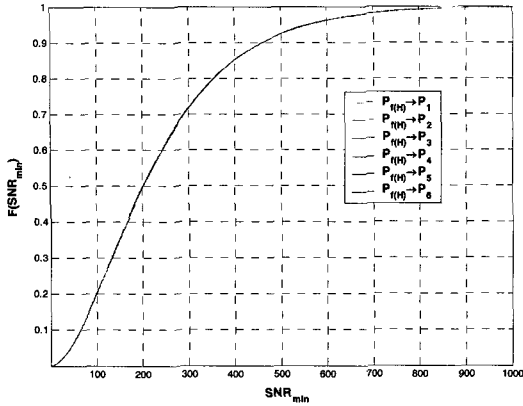


그림 2.  $SNR_{min}^{P_f(H) \rightarrow P_e}$ 에 대한 누적확률분포  
Fig. 2. Cumulative Distribution Function for  $SNR_{min}^{P_f(H) \rightarrow P_e}$ .

또한, 식 (20)에서 평균항들은  $\alpha$ 에 의존하기 때문에 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_e \leq P_c \cdot N_e \cdot g_1(\alpha) + (1 - P_c) \cdot N_e \cdot g_2(\alpha). \quad (21)$$

여기서

$$g_1(\alpha) = E_{SNR_{min}^{P_f(H) \rightarrow P_e}} \left\{ \exp \left( -\frac{c \cdot SNR_{min}^{P_f(H) \rightarrow P_e}}{2(2^b - 1)} \right) \right\},$$

$$g_2(\alpha) = E_{SNR_{min}^{P_f(H) \rightarrow P_e}} \left\{ \exp \left( -\frac{c \cdot SNR_{min}^{P_f(H) \rightarrow P_e}}{2(2^b - 1)} \right) \right\}_{f(H) \neq 1} \quad (22)$$

이다.

그림 3은 식 (20)에서  $M=4, N=2, \rho=20dB$ , QPSK 변조일 때  $\alpha$ 와  $P_c$ 에 대한 심볼오율  $P_e$ 의 상위한계를 보여준다. 귀환채널오류가 작을 때  $\alpha$ 가 1에 가까울수록 귀환채널오류가 크면 0.5에 가까울수록 심볼 오율이 작은 것을 확인할 수 있다.  $\alpha$ 가 0.8 ~ 0.9이면 귀환채널오류에 민감하지 않은 적절한 심볼 오율 특성을 보여준다. 이것은 대각가중-STBC 다이버서티 시스템에서 볼 수 있는 동일한 특성이다.

### 4.3 귀환채널지연과 귀환채널오류의 관계

실제 무선환경에서 귀환채널지연으로 인해 송신단은 현시점의 채널에 적합하지 않은 오래된 전처리행렬을 이용하게 된다. 이러한 현상은 귀환채널오류로 볼 수 있다. 본 절에서는 귀환채널지연과 귀환채널 오류의 관계를 구체적으로 살펴본다. 먼저 귀

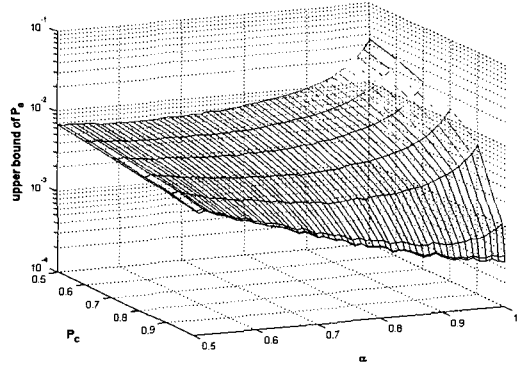


그림 3.  $\alpha$ 와  $P_c$ 에 대한  $P_e$ 의 상위한계 ( $M=4, N=2$ )  
Fig. 3. Upper-bound of  $P_e$  for the various value  $\alpha$  and  $P_c$  ( $M=4, N=2$ )

환채널지연을 고려하기 위해서는 채널의 시간에 따라 변화하는 채널상태진화모델<sup>[6]</sup>이 필요하다. 채널상태진화모델로써 주어진 이산시간에 대해 Jake모델과 비교할 때 동일한 특성을 나타내는 1차 마르코프 채널모델<sup>[6]</sup>을 고려하며 이것은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{H}(k) = \beta \cdot \mathbf{H}(k - b_f) + \sqrt{1 - \beta^2} \cdot \mathbf{H}_e(k). \quad (23)$$

여기서  $R_f (= 1/T_f)$ 를 귀환채널전송율로 정의할 때 귀환채널지연시간은  $T_D = b_f T_f$ 로 주어진다.  $\mathbf{H}_e(k)$ 의 성분들은 평균이 영이고 분산이 1인 i.i.d.분포의 복소가우스 랜덤변수들이다.  $\beta$ 는 현시점의 채널성분과  $b_f T_f$  시간이전 시점의 채널성분 사이의 상관도를 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$\beta = J_0(2\pi f_d b_f T_f). \quad (24)$$

여기서  $J_0(x)$ 는 영차 베셀함수를 나타내며  $f_d$ 는  $Hz$  단위의 도플러 주파수이다.

귀환채널 자체의 오류가 없다고 가정하면 도플러 주파수와 귀환채널지연에 의해 발생하는 귀환채널오류는 다음과 같이 주어진다.

$$\Pr \left( \mathbf{P}_{f(H)} \rightarrow \mathbf{P}_v, v \neq f(H) / f_d T_D \right). \quad (25)$$

식 (23)의 채널모델에 대해 식 (25)를 모의 실험을 통해 구하면 그림 4와 같이 나타난다. 직관적으로 추측한 바와 같이 주어진 귀환채널지연에 비해 도플러 주파수가 상대적으로 커지면 귀환채널오류가 커진다는 것을 확인할 수 있다.

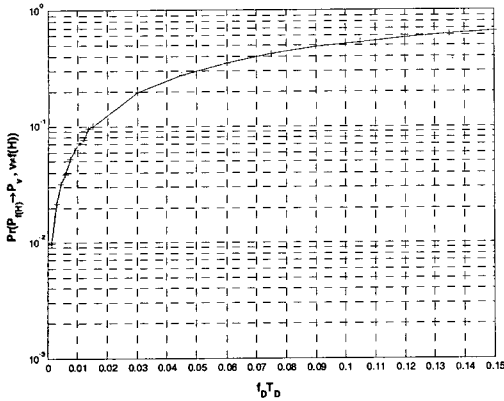


그림 4. 정규화된 귀환채널지연에 대한 귀환채널오류  
Fig. 4. Feedback channel error rate against normalized feedback channel delay

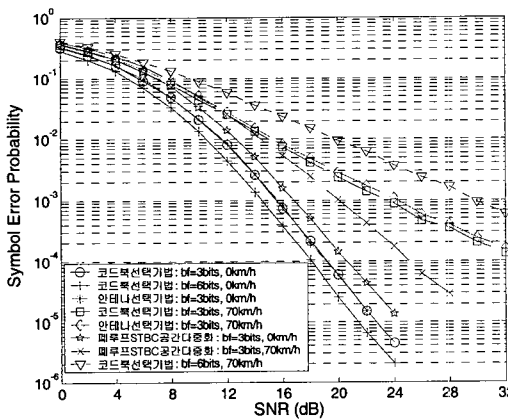


그림 5. 페루프형 STBC공간다중화방식, 안테나선택기법, 코드북선택기법의 심볼오류 ( $M=4, N=2, \text{QPSK}$ )  
Fig. 5. Symbol error rate for closed-loop STBC spatial multiplexing systems, antenna selection scheme, code-book selection scheme ( $M=4, N=2, \text{QPSK}$ )

#### 4.4 성능 비교

제안된 기법과 안테나선택기법<sup>[5]</sup>과 코드북선택기법<sup>[4]</sup>의 심볼오류 성능을 Monte Carlo 모의실험을 통해 비교한다. 모든 시스템들의 수신단은 ZF 검출기를 사용한다. 송수신안테나 수는 각각  $M=4$ 와  $N=2$ 로 가정한다. 주파수효율을  $4 \text{ bps/hz}$ 로 설정하기 위해 QPSK 변조를 사용한다. 제안한 시스템에서  $\alpha$ 는 0.8로 설정하였다. 무선채널은 식 (24)로 표현되는 1차 마르코프체인 모델을 사용하였다.

그림 5은 SNR에 대한 심볼오류율을 보여준다.  $T_D=0$ 일 때, 즉 귀환채널지연이 없을 경우 6비트 코드북선택기법이 가장 우수하고 3비트 코드북선택기법과 안테나선택기법은근사한 성능을 보여준다. 제안된 기법은 다른 기법들에 비해 1.5 dB ~ 3 dB 차이를 보인다. 모든 기법들이 동일한 기울기를 보

여주기 때문에 동일한 다이버시티 이득을 제공함을 알 수 있다.  $f_d=140 \text{ hz}$  (중심주파수=2.15GHz일 때, 이동속도=70km/h)와  $R_f=4.8 \text{ kbps}$  ( $T_f=0.2083 \text{ ms}$ )일 때, 제안된 기법이 가장 우수함을 볼 수 있다. 6비트 코드북선택기법은 귀환정보가 너무 늦게 도착하기 때문에 개방형 공간다중화시스템의 성능까지 떨어지게 된다.

그림 6은  $f_d T_f$ 에 대한 오류성능을 보여준다. 주어진 귀환채널의 전송율에 대해  $f_d$ 가 증가하면 제안된 기법이 특정 도플러 주파수에서 성능이 가장 좋은 것을 볼 수 있다. 큰  $f_d$ 일 경우, 제안한 기법은 2차의 다이버시티 이득을 제공하는 개방형 STBC 공간다중화시스템 성능에 근접한다. 따라서 제안한 기법은 최소 2차의 다이버시티 이득을 제공할 수 있다. 하지만 다른 기법들은 큰  $f_d$ 에 대해 1차의 다이버시티 이득을 갖는 공간다중화시스템 성능에 근접한다. 다시 말하면, 기존의 기법들은 정확한 귀환정보로 성능을 향상시킬 수 있지만 정확한 귀환정보로 인해 성능이 급격히 떨어진다.

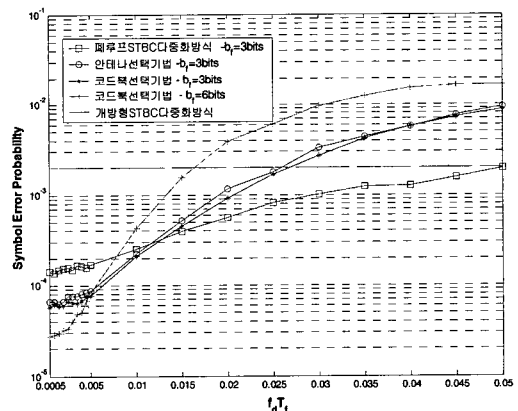


그림 6. 정규화된 귀환채널지연에 대한 심볼오류 ( $M=4, N=2, \text{QPSK}, \text{SNR}=20 \text{ dB}$ )  
Fig. 6. Symbol error rate for the normalized feedback channel delay ( $M=4, N=2, \text{QPSK}, \text{SNR}=20 \text{ dB}$ )

#### V. 결론

본 논문에서는 페루프형 STBC 공간다중화 시스템을 제안하였다. 모의 실험을 통해 제안된 시스템은 귀환채널오류에 강하고 특정 도플러 주파수 이상에서 기존 페루프형 다중화시스템에 비해 우수한 성능을 보이는 것을 확인하였다. 제안된 시스템은 안테나선택기법 또는 코드북선택기법과 함께 동일한

시스템에 적용되어 특정 도플러 주파수 이상에서 사용될 수 있다.

참 고 문 헌

[1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antenna," Bell Labs Technical Journal, Vol. 1, No. 2, pp.41~59, 1996.

[2] 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," IEEE Proc. of ISSSE-98, September 1998.

[3] A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. B. Giannakis, and H. Sampath, "Optimal designs for space-time linear precoders and decoders," IEEE Trans. on Sig. Proc., Vol. 60, pp. 1051~1064, May 2002.

[4] D. J. Love, and R.W. Heath Jr., "Limited feedback precoding for spatial multiplexing systems using linear receivers," IEEE MILCOM 2003, 1, pp. 627~632, 13-16 Oct. 2003

[5] R. W. Heath, Jr., S. Sandhu, A. Paulraj, "Antenna Selection for Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers," IEEE Com. Letter, Vol. 5, No. 4, April 2001.

[6] E. N. Onggosanusi, A. Gatherer, A. G. Dabak, and S. Hosur, "Performance analysis of closed-loop transmit diversity in the presence of feedback delay," IEEE Trans. Com., vol. 49, pp. 1618~1630, Sept. 2001.

[7] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity techniques for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Com., vol. 16, pp. 1451 - 1458, Oct. 1998.

[8] E. G. Larsson, G. Ganesan, and P. Stoica, "On the Performance of Orthogonal Space-Time Block Coding With Quantized Feedback," IEEE Com. Letters, Vol. 6, No. 11, pp. 487~489, Nov. 2002.

[9] A. F. Naguib, N. Seshadri, and R.

Calderbank, "Increasing data rate over wireless channels," IEEE Signal Processing Mag., vol. 17, pp. 76-92, May 2000.

[10] H. Skjjevling, D. Gesbert, N. Christophersen, "Combining Space Time Block Codes and Multiplexing in Correlated MIMO Channels: An antenna assignment strategy," Proc. of Nordic Signal Processing Conference (NORSIG), 2003.

[11] S. Sanayei and A. Nosratinia, "Antenna Selection in MIMO Systems", IEEE Communication Magazine, October 2004.

[12] J. M. Cioffi, Course Notes, EE 379, Stanford University, 2002.

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, 무

선랜, UWB

신 승 훈 (Seung Hoon Shin)

정회원



1995년 2월 인하대학교 전자공학과 학사 졸업  
 1997년 2월 인하대학교 전자공학과 석사 졸업  
 2003년 2월 인하대학교 전자공학과 박사  
 2004년 12월 인하대학교 UWB-

ITRC 연구원

2005년 1월~현재 SK-Telesys 연구원

<관심분야> MIMO, UWB, 이동통신, 위성통신, 전력 제어



**임 종 경 (Jong Kyoung Lim)**

준회원



2004년 2월 인하대학교 전자전  
기공학과 학사 졸업  
2004년 3월~현재 인하대학교  
정보통신대학원 석사 과정  
<관심분야> MIMO-OFDM, 이  
동통신, 휴대인터넷

**김 석 호 (Ho Seok Kim)**

정회원



1998년 2월 인하대학교 전자공  
학과 학사 졸업  
2001년 2월 인하대학교 전자공  
학과 석사 졸업  
2001년 2월~현재 인하대학교  
정보통신대학원 박사과정  
<관심분야> UWB, Ad-hoc Net-

work, WLAN, MIMO

**곽 경 섭 (Kyung Sup Kwak)**

종신회원



1977년 2월 인하대학교 전기공  
학과 학사 졸업  
1981년 12월 미국 USC 전자공  
학과 석사 졸업  
1988년 2월 미국 UCSD 통신이  
론 및 시스템 박사  
1988년 2월~1989년 2월 미국

Hughes Network Systems 연구원

1989년 2월~1990년 3월 미국 IBM Network Analy-  
sis Center 연구원

2000년 3월~2002년 2월 인하대학교 정보통신전문대  
학원 원장

2002년 1월~현재 한국통신학회 부회장

2003년 8월~현재 초광대역 무선통신 연구센터 (UWB-  
ITRC) 센터장

<관심분야> 위성 통신, 이동 통신, 무선네트워크,  
UWB