

논문 2006-43TC-4-4

# 지연된 귀환 채널 정보를 가지는 STBC-공간다중화 OFDM 시스템을 위한 귀환 기법

(Feedback Scheme for STBC-Spatial Multiplexing OFDM System with outdated channel feedback)

임종경\*, 황현철\*, 서명석\*\*, 곽경섭\*

(Jong Kyoung Lim, Hyeon Chyeol Hwang, Myoung Seok Seo, and Kyung Sup Kwak)

## 요약

본 논문에서는 지연된 귀환 채널 정보를 가지는 STBC-공간다중화 OFDM 시스템을 위한 전처리 구조를 제안한다. 보통 MIMO 시스템을 위한 전처리는 귀환 채널 상태 정보를 송신단이 완벽하게 안다는 가정 하에 설계된다. 하지만 실제 시스템에서는 귀환 채널 지연과 링크 오류가 존재하므로 송신단이 부정확한 귀환 채널 정보를 사용하게 되어 시스템 성능이 감소한다. 제안된 전처리는 이러한 성능 감소를 STBC가 제공하는 다이버시티 이득으로 보상할 수 있는 구조로 설계된다. 본 논문에서 제안하는 전처리 기법은 수신단에서 전처리 코드북의 색인을 송신단에 귀환하고 송신단은 전처리 행렬, 부반송파의 상관도, 채널의 자기 상관도를 고려하여 전송 심볼을 전처리한다. 모의실험을 통해 STBC-SM OFDM 시스템이 도플러 주파수가 60Hz 이상이 되면  $SER=10^{-3}$  이하에서 기존의 전처리된 MIMO-OFDM 시스템의 코드북 선택기법에 비해 성능이 우수함을 확인하였다.

## Abstract

In this paper, we propose an efficient precoding scheme for STBC-Spatial Multiplexing OFDM systems. In MIMO systems, the precoder is designed on the assumption that feedback channel information is perfectly known to transmitter and receiver. However, feedback delay and link errors in real environment make the transmitter use the incorrect channel information and consequently cause the performance degradation. The proposed precoder is designed to compensate for the performance degradation by the diversity gain provided by STBC. At the transmitter, the precoder for each subcarrier is constructed by using the index of codebook, subcarrier correlation, and auto correlation of channel. From the simulation results, STBC-spatial multiplexing OFDM outperforms the precoded-spatial multiplexing OFDM at  $SER=10^{-3}$  when the Doppler frequency is greater than 60Hz.

**Keywords :** STBC-OFDM, Spatial multiplexing, precoder, outdated feedback

## I. 서론

광대역 무선 통신 서비스는 보다 많은 정보와 서비스

\* 정회원, 인하대학교 정보통신대학원  
(Graduate school of Information Technology & Telecommunication, Inha University)

\*\* 학생회원, 인하대학교 일반대학원  
(Graduate school, Inha University)

※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구 (R01-2003-000-10685-0(2005))와 대학 IT연구센터 과제(INHA UWB-ITRC) 지원으로 수행되었음.

접수일자: 2006년1월17일, 수정완료일: 2006년4월13일

가 요구되면서 주어진 주파수 대역에서 시스템 용량과 신뢰성을 높일 수 있는 다중안테나 시스템이 주목받고 있다. 다중 안테나 시스템을 적용할 경우 공간 다이버시티 (Spatial Diversity)를 이용하여 채널의 품질을 향상시키거나 여러 데이터 스트림을 한 번에 전송하여 시스템의 용량을 늘릴 수 있는 공간 다중화 (Spatial Multiplexing) 기법 등을 이용할 수 있다.

시·공간 부호화 (Space-time code) 기법은 채널 상태 정보가 없이도 송신단에서 다이버시티 이득을 얻을 수 있기 때문에 개방형 시스템에서 주로 언급되

어 왔다.

또한 MIMO 기법을 주파수 선택적 채널에 적용하고자 할 경우 단일 반송파 방식의 등화기를 사용하는 등 수신단에서 주파수 선택적 채널의 영향을 극복하기 위하여 수신단의 복잡도가 크게 증가하지만 직교 주파수 분할 다중화 기법 (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에서는 IFFT/FFT를 이용하여 주파수 선택적 채널에서 효과적으로 데이터의 고속 전송이 가능하다.

최근 MIMO 혹은 OFDM 시스템에 관한 많은 논문들은 성능 향상을 위해서 귀환 정보를 이용하여 전송 심볼에 전처리를 하는 페루프 시스템에 대해 많은 연구를 하고 있다. 전처리 기법을 사용하는 페루프 MIMO 시스템은 송신단에서 채널의 정보를 모두 완벽히 안다는 것을 바탕으로 하여 제안되었고, 채널의 분산이나 평균값을 이용한 기법이 제안되었다<sup>[1]~[4]</sup>.

FDD (Frequency division duplexing) 통신 시스템에서 채널 상태 정보를 완벽하게 안다고 가정할 경우 전처리 기법을 통하여 최대 이득을 얻을 수 있다. 하지만 귀환 채널의 지연과 오류가 존재하는 실제 환경에서 모든 채널 상태 정보를 송신단에 정확히 보내는 것은 가능하지 않다. 이를 보완하기 위해 채널 상태 정보를 양자화한 코드북 정보를 송·수신단에서 이용하는 방법이 있다. 채널 정보를 양자화한 코드북 정보를 이용할 경우 제한된 귀환 채널에서 적은 귀환 채널 정보를 가지고도 성능의 감소를 작게 할 수 있다<sup>[5]</sup>.

전처리를 사용하는 페루프 시스템들은 잘못된 귀환채널 정보에 상당히 민감하다. 귀환 채널의 페이딩(fading)이나 귀환 신호 지연(feedback delay)등에 의해 귀환 채널 정보를 송신 신호에 잘못 적용할 경우 개방형 시스템보다 많은 이득을 얻기 힘들다. 따라서 페루프 시스템은 귀환 정보의 오류나 지연을 고려해서 전처리를 설계해야 한다.

선형 전처리를 사용하는 페루프 시스템에서 무선 채널이 매우 빨리 변할 때 송신단에도 채널 상태를 빨리 갱신해 주어야 한다. 만약 채널 상태 정보를 자주 갱신하지 않으면 선형 전처리를 사용하였을 경우 성능 이득을 기대하기 어렵다.

본 논문은 귀환 채널의 지연과 오류를 극복하기 위해 부반송파의 상관도와 채널의 자기 상관도를 고려한 전처리 구조를 설계하고 STBC-SM (Space Time Block Coded Spatial Multiplexing : 시·공간 블록 부호화 공간 다중화)<sup>[5]</sup> 을 사용하는 OFDM 시스템에 확

대·적용한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장 1절에서는 본 논문에서 고려하고 있는 페루프 STBC-SM OFDM 시스템 모델을 설명한다. II장 2절에서 채널의 자기 상관도와 OFDM 심볼의 부반송파의 상관도를 고려한 전처리를 설계 기법에 대해 설명한다. III장에서는 모의실험을 통해 제안한 기법과 정확한 귀환 채널 정보를 이용한 STBC-SM OFDM 시스템, SM-OFDM 시스템, 그리고 개방형 STBC-OFDM 시스템들 간의 성능을 비교한다. 마지막으로 IV장에서는 결론을 내린다.

기호 :  $A^T$  와  $A^H$  는 각각  $A$  행렬의 전치 행렬과 공액 전치 행렬을 나타내고  $A^{-1}$  은  $A$ 의 역행렬을 나타낸다.  $A^*$ 는  $A$ 의 복소 공액을 나타내며  $A^\dagger$ 는  $A$ 의 직교 행렬을 나타낸다.  $A_k$ 는  $A$ 의  $k$ 번째 부반송파를 나타낸다.

## II. 본 론

### 1. 시스템 모델

본 논문에서 제안하는 페루프 STBC-SM OFDM 시스템을 그림 1에 도시한다. 송·수신단에 각각  $M$  개와  $N$  ( $\geq M/2$ )개의 안테나를 가지고 있다. 송신단에서 OFDM 심볼의  $k$ 번째 부반송파에 전송될 심볼 벡터  $\mathbf{s}_k = [s_{k,1}, \dots, s_{k,M}]$ 를 만들고 STBC-SM을 한 후, 수신단에서 귀환한 채널 상태 정보를 이용하여 OFDM 심볼에 전처리하여 송신 신호를 만든다. STBC는 식 (1)과 같이 Alamouti<sup>[5]</sup>가 제안한  $2 \times 2$  복소 직교 설계를 이용한 송신 다이버시티 기법을 사용한다. 즉,  $2n-1$  번째 OFDM 심볼의  $k$ 번째 부반송파 신호  $s_{k,2n-1}$ 와  $2n$  번째 OFDM 심볼의  $k$ 번째 부반송파 신호  $s_{k,2n}$ 가 식 (1)과 같이 부호화된다.

$$\mathbf{C}_{k,n} = \begin{bmatrix} s_{k,2n-1} & s_{k,2n}^* \\ s_{k,2n} & -s_{k,2n-1}^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 1행의 성분들은 송신 안테나 1번에서, 2행 성분들은 송신 안테나 2번에서 전송되는 신호를 나타낸다. 즉, 각 송신 안테나에서  $t$  시간에 첫 번째 열 성분인  $2n-1$ 번째 OFDM 심볼의  $k$ 번째 부반송파 신호와  $2n$ 번째 OFDM 심볼의  $k$ 번째 부반송파 신호가 안테나 1번과 2번에 의해 전송된다.  $t+1$  시간에는  $s_{k,2n-1}$ 과  $s_{k,2n}$ 의 직교 설계에 의한 복사본인  $-s_{k,2n-1}^*$ 과  $s_{k,2n}^*$ 이 안

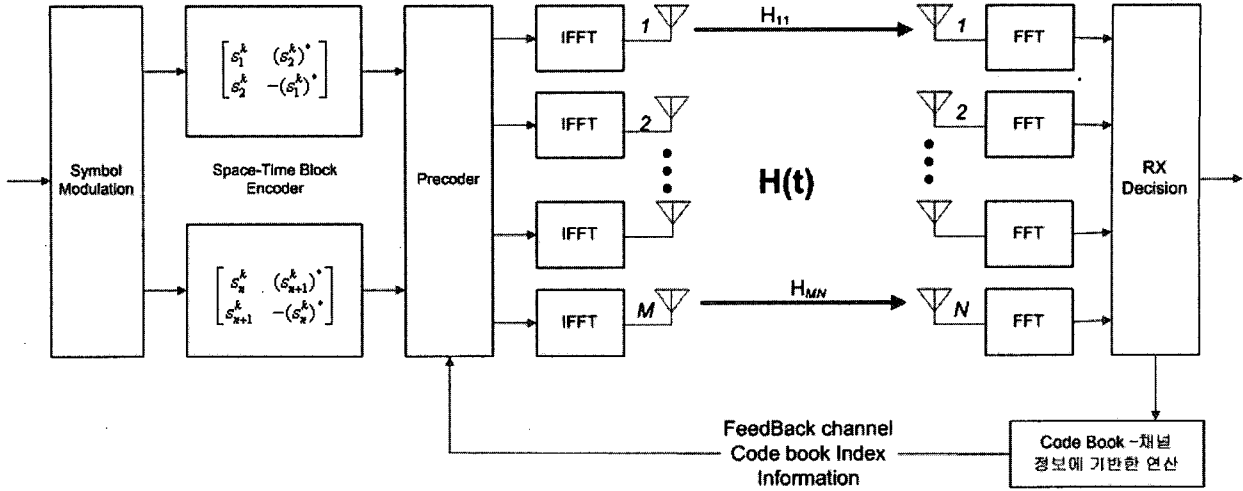


그림 1. 페루프형 STBC-SM OFDM 시스템 블록도  
 Fig. 1. Closed loop STBC-SM OFDM system block.

테나 1번과 2번에 의해 전송된다. SM-OFDM 시스템에 STBC 기법을 결합함으로써 얻는 다이버시티 이득으로 성능의 하락을 방지할 수 있다.

M개의 안테나로 송신될 STBC-SM OFDM 심볼들은 전처리기를 지난 후 주파수 채널 정보에 대한 시간 응답인 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 연산을 통해 전송한다.

N개의 수신 안테나와 M개의 송신 안테나를 가지는 다중 안테나 채널은  $N \times M$  크기의 시간 영역의 다중 안테나 채널 행렬  $H(t)$ 는 L개의 다중 경로, 각각의 경로가 가지는 시간 지연  $\tau_i$ , 그리고 시간 지연에 따른 각 경로의 전력 프로파일을 가진다. 여기서 i 번째 다중 경로를 가지는 채널 행렬을  $A_i(t)$ 라 할 때( $i=1, \dots, L$ ), 시간 영역의 다중 안테나 채널 행렬인  $H(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$H(t) = \sum_{i=1}^L A_i(t) \delta(t - \tau_i) \quad (2)$$

$A_i(t)$ 는 평균이 0 이고 분산이 1 인 복소 가우시안 랜덤 변수이고,  $\delta(t)$ 는 시간 지연  $\tau$  에 대한 펄스 웨이핑 행렬이다.

주파수영역에서 k번째 부반송파에 대하여 두개의 OFDM 심볼 시간 동안 수신한 신호 행렬은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_k = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \hat{H}_k F_k S_k + N_k = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \tilde{H}_k S_k + N_k \quad (3)$$

$$\triangleq [r_{k,1} \ r_{k,2}]$$

여기서  $R_k$ 의 크기는  $N \times 2$ 의 크기를 가지며 다중 안테나 채널  $\hat{H}_k$ 는 k번째 OFDM 심볼의 부반송파가 겪게 되는 시간 영역의 다중 안테나 채널  $H(t)$ 를 IFFT하여 주파수 영역으로 옮긴 것이다.  $N_k$ 은 서로 독립이고 동일한 가우스 분포를 갖는 랜덤 변수인 백색 가우시안 잡음(AWGN) 행렬로써  $N \times 2$ 의 크기를 가진다. 행렬  $F_k$ 는  $M \times M$  크기의 전처리 행렬을 나타낸다. 송신 신호 행렬  $S_k$ 는 식 (1)을 이용하여 변조한 STBC-OFDM 심볼의 집합으로  $M/2$  개의 블록이 식 (4)와 같이 생성된다.

$$S_k = \begin{bmatrix} s_{k,1} & s_{k,2} & \dots & s_{k,M-1} & s_{k,M} \\ s_{k,2} & -s_{k,1} & \dots & s_{k,M} & -s_{k,M-1} \end{bmatrix}^T$$

$$= [C_{k,1} \ \dots \ C_{k,M/2}]^T \quad (4)$$

$\hat{H}_k = \hat{H}_k \cdot F_k$ 는 등가 채널로 볼 수 있으며, M 개의 전송 벡터로 구성된다.

$$\tilde{H}_k = [\tilde{h}_1 \ \tilde{h}_2 \ \dots \ \tilde{h}_M] \quad (5)$$

수신 신호 행렬  $R_k$ 을 정규화하기 위해 한 심볼 시간 동안 M 개의 안테나에 대해 평균-총 전력을 1로 하기 위해 계수  $\sqrt{E_s/M}$ 로 정규화 한다. 수신단에서  $R_k$ 은 등가 채널과 수신 신호를 이용하여 식 (6)과 같은 벡터  $\bar{r}_k$ 로 재구성 된다.

$$\bar{\mathbf{r}}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{k,1} \\ \mathbf{r}_{k,2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \bar{\mathbf{H}}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \quad (6)$$

$\bar{\mathbf{H}}_k$ 는 변형된 등가 채널 행렬로써 식 (7)과 같이 주어진다.

$$\bar{\mathbf{H}}_k = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_{k,1} & \tilde{\mathbf{h}}_{k,2} & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_{k,M-1} & \tilde{\mathbf{h}}_{k,M} \\ -\tilde{\mathbf{h}}_{k,2}^* & \tilde{\mathbf{h}}_{k,1}^* & \cdots & -\tilde{\mathbf{h}}_{k,M}^* & \tilde{\mathbf{h}}_{k,M-1}^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\triangleq [\bar{\mathbf{h}}_1 \cdots \bar{\mathbf{h}}_M]$$

수신단에서  $\bar{\mathbf{r}}_k$ 은 다음과 같이 주어지 Zero-forcing 검출기로 처리된다.

$$\mathbf{G}_k = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \cdot \bar{\mathbf{H}}_k^\dagger = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \cdot (\bar{\mathbf{H}}_k^H \bar{\mathbf{H}}_k)^{-1} \bar{\mathbf{H}}_k^H \quad (8)$$

여기서  $(\cdot)^\dagger$ 은 Moore-Penrose 의사역행렬을 나타낸다. 검출기의 출력은 식 (6)과 식 (8)을 이용하여 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{s}}_k = \mathbf{G}_k \cdot \bar{\mathbf{r}}_k = \mathbf{s}_k + \sqrt{\frac{M}{E_s}} \cdot \bar{\mathbf{H}}_k^\dagger \cdot \mathbf{n}_k \quad (9)$$

## 2. 제안된 전처리 구조

송신단은 채널 상태 정보를 모르지만 수신단에서 채널 추정을 통하여 완벽하게 안다고 가정한다. 수신단은 추정된 채널 상태 정보를 활용하여  $k$  번째 부반송파에 대한 전처리 행렬  $\mathbf{F}_k$ 를 결정하고 그에 해당하는 색인을 송신단에 알려준다.

먼저 식 (3)의  $\hat{\mathbf{H}}_k$ 에 대하여 특이값 분해 (SVD: singular value decomposition)를 수행하면 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{U}_k \mathbf{D}_k \mathbf{V}_k^H \quad (10)$$

여기서 벡터  $\mathbf{U}_k$ 와  $\mathbf{V}_k$ 는  $N \times N$ ,  $M \times M$ 의 크기를 가지는 유니터리 행렬이고  $\mathbf{D}_k$ 는  $N \times M$  크기의 대각 행렬이다.  $\mathbf{V}_k = [\bar{\mathbf{V}}_k \bar{\mathbf{V}}_k^\perp]$ 는 2개의  $M \times M/2$ 의 크기의  $\bar{\mathbf{V}}_k$ 와  $\bar{\mathbf{V}}_k^\perp$ 로 나눌 수 있고  $\bar{\mathbf{V}}_k$ 와  $\bar{\mathbf{V}}_k^\perp$ 는 각각  $M/2$ 의 큰

고유 값과  $M/2$ 의 작은 고유 값이다. 그리고  $\bar{\mathbf{V}}_k^H \bar{\mathbf{V}}_k = \mathbf{I}_{M/2}$ ,  $(\bar{\mathbf{V}}_k^\perp)^H \bar{\mathbf{V}}_k^\perp = \mathbf{I}_{M/2}$  그리고  $(\bar{\mathbf{V}}_k^\perp)^H \bar{\mathbf{V}}_k = 0$ 의 성질을 가진다.

$M$ 개의 송신 안테나와  $M/2$ 개의 서브 스트림을 가지는 공간 다중화 시스템의 경우 최적의 전처리 행렬은  $\bar{\mathbf{V}}$ 이다<sup>[1]</sup>. 하지만 귀환 채널 정보의 지연이나 채널의 오류에 의해 송신단은 부정확한 전처리 행렬을 사용하며, 이는 부채널 간의 직교성을 왜곡하며 결국, 성능의 하락을 가져온다. 따라서 STBC 기법을 결합함으로써 얻는 다이버시티 이득으로 성능의 감소를 줄일 수 있다.

본 논문에서 STBC-SM OFDM 시스템에서  $k$ 번째 부반송파를 위한 전처리 구조는 대각 가중 다이버시티 시스템<sup>[7]</sup>을 공간 다중화 시스템으로 확장하여 다음과 같은 구조로 설계한다.

$$\mathbf{F}_k = \sqrt{a_k} \bar{\mathbf{V}}_k \Phi + \sqrt{1-a_k} \bar{\mathbf{V}}_k^\perp \Phi^\perp \quad (11)$$

여기서  $\Phi = [\mathbf{e}_1 \mathbf{e}_3 \cdots \mathbf{e}_{M-1}]^T$ ,  $\Phi^\perp = [\mathbf{e}_2 \mathbf{e}_4 \cdots \mathbf{e}_M]^T$ 이며,  $\mathbf{e}_i$ 는  $i$ 번째 원소가 단위 값이고 나머지 원소들이 모두 0으로 구성된 행벡터이다.  $a_k$ 는 채널 지연을 고려하여 할당되는 값으로  $[0.5, 1]$  범위의 값이다.

실제 시스템에서는 송·수신단의 연산량을 줄이는 것이 필요하고 제한된 귀환 대역폭을 사용해야 한다. 따라서 부반송파를 주파수 상관도에 따라 그룹화 하고 그룹의 중심 부반송파에 대한 전처리 행렬만을 수신단에서 결정하고 그 전처리 행렬만을 송신단에 알려주는 것이 효과적이다.  $N$ 개의 부반송파를  $G$ 개의 그룹으로 나누고 각 그룹은  $J$ 개의 부반송파로 구성되고  $N=G \times J$ 라고 가정한다.  $g$ 번째 그룹의 중심 부반송파에 인접한  $i$ 번째 부반송파에 대한 전처리 행렬은 송신단에서 다음과 같이 구성한다.

$$\mathbf{F}_{g,i} = \sqrt{a_{g,i}} \bar{\mathbf{V}}_{(g-1)J+\frac{J}{2}} \Phi + \sqrt{1-a_{g,i}} \bar{\mathbf{V}}_{(g-1)J+\frac{J}{2}}^\perp \Phi^\perp \quad (12)$$

제안하는 전처리 기법에 사용하는  $a_{g,i}$ 는 전송 심볼에 분배되는 전력에 가중치를 주는 것으로 OFDM 심볼이 지나가는 다중경로 채널의 자기 상관도  $r_t$ 와 OFDM 심볼의 부반송파간의 상관도  $r_f(i)$ 를 고려한 값으로 식 (12)와 같다.

$$a_{g,i} = (r_f(i) \times r_t)^2, \quad 0 \leq i \leq \left\lfloor \frac{J}{2} \right\rfloor \quad (12)$$

여기서  $i$  는  $g$  번째 그룹의 중심 부반송파에 인접한  $i$  번째 부반송파를 나타낸다.

채널이 WSS (Wide-sense stationary)라는 가정 하에, 지수적으로 감소하는 다중 경로 전력 지연 프로파일에 대해 부반송파의 상관도  $r_f(i)$  는 식 (13)과 같다 [10]

$$r_f(i) = \frac{1}{1 + j2\pi\tau_{rms}i/T}, \quad 0 \leq i \leq \left\lfloor \frac{J}{2} \right\rfloor \quad (13)$$

여기서 지연 전력 프로파일을 나타내는  $\tau_{rms}$ , 부반송파 간격으로 FFT구간  $T$  의 역수인  $1/T$ ,  $i$  는  $g$  번째 그룹의 중심 부반송파에 인접한  $i$  번째 부반송파를 나타낸다.

OFDM 심볼이 겪게 되는 다중 경로 채널의 자기 상관 상관도는 도플러 주파수  $f_d$  와 Jakes 스펙트럼을 가지는 시간 페이딩 신호에 대한 시간 상관 함수인 식 (14)로 나타낸다[10].

$$r_t = J_0(2\pi f_d l T_f) \quad (14)$$

여기서  $J_0$  는 1종 0차 베셀 함수이다.  $f_d$  는 도플러 주파수(Hz)이며  $l$  은 OFDM 심볼 인덱스를  $T_f$  는 OFDM 심볼 주기를 나타낸다.  $a$  가 0.5보다 작을 경우 가중치를 0.5로 조정하여 가중치를 가정한다. 만약  $a = 1$  이 되면  $M$  개의 안테나 중에  $M/2$  개의 송신 안테나를 사용하는 안테나 선택 기법이 된다.

$\bar{V}_k$  에 대한 코드북은 [1]에서 주어진 최소 특이 값 기준(Minimum Singular criteria)을 이용하여 설정된 것을 사용한다.

### III. 모의실험 성능 분석

본 논문에서 사용하는 가정은 다음과 같다. 수신단에서 채널 상태를 완벽하게 안다고 가정하고 Zero-Forcing 수신기를 사용하며 채널 코딩은 STBC를 사용한다. 송신 신호가 겪는 다중 안테나 채널  $H(t)$  는 변형된 Jakes 채널 모델[14]을 사용하였으며 지연 확산(Delay Spread)을 가지는 다중 경로 페이딩 채널로 가정한다.

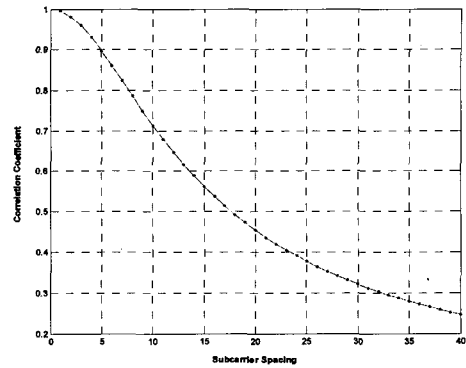


그림 2.  $f_d$ 에 따른 OFDM 심볼 부반송파 상관도  
Fig. 2. OFDM symbol subcarrier correlation for  $f_d$ .

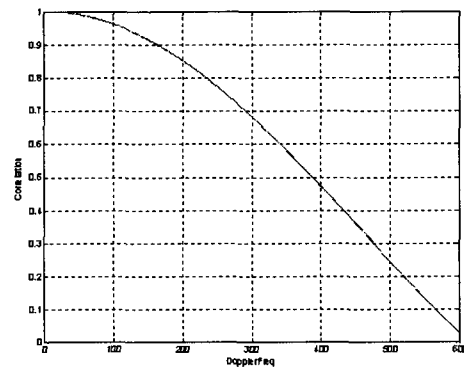


그림 3.  $f_d$ 에 따른 OFDM 심볼 시간 상관도  
Fig. 3. OFDM symbol time correlation for  $f_d$ .

표 1은 모의실험에 사용한 파라미터를 나타낸다. 모의실험에서 사용한 시스템은 2.15GHz의 단일 경로 채널과 4개의 지연 시간을 가지는 다중경로 채널을 사용하였으며, 32개의 부반송파를 사용한다. 따라서 부반송파의 간격은  $1/T_s = 2.5KHz$  이다. 안테나간의 상관도는 없다고 가정한다. 표 2는 모의실험에서 사용된 다중 경로 지연 프로 파일을 가진 채널 모델을 나타낸다.

송신 심볼이 겪게 되는 다중 안테나 채널은 완벽하게 추정한다고 가정하고 전송 프레임의 첫 번째 OFDM 심볼에서 각 그룹의 대표 부반송파를 가지고 전처리 행렬  $F_k$ 를 선택한다.

모의실험에서 OFDM 심볼을 그룹화 하는 방법은 한 프레임 내의 OFDM 심볼 한 개의 부반송파를 4개씩 8개의 그룹으로 나눈 후 부반송파의 상관도가 가장 비슷하게 나올 수 있게 각 그룹 내의 중심에 위치한 부반송파를 대표 값으로 설정하고 이를 이용하여 나머지 3개의 부반송파의 상관도를 계산하여 전처리 행렬  $F_{n,i}$ 에 적용한다. 한 그룹 내의 4개의 부반송파 중에서 중심에 위치한 부반송파를 대표 값으로 잡을 경우 부반송파의

상관도는 1, 0.98795, 0.95425의 값을 가지게 된다. 그림 2는 모의실험에서 사용하는 부반송파 간격에 따른 상관도를 도시한 것이다.

시스템 블록도에서 나타내듯이 귀환 채널 정보는 6bits 코드북을 사용한다. 도플러 주파수( $f_d$ )는 5Hz, 60Hz, 160Hz 그리고 240Hz로 모의실험을 수행한다.

그림 4, 그림 5, 그림 6, 그림 7은 송·수신 안테나 구성이 4x2 인 시스템에서 한 개의 OFDM 심볼의 32개의 부반송파를 4개씩 8그룹으로 나누었을 때 SER (Symbol Error Rate : 심볼 오류율)을 나타낸다.

모든 결과 그래프에서 보듯이 이동체의 도플러 주파수( $f_d$ )가 커질수록 SER 성능을 나빠짐을 볼 수 있다.

그림 4는 도플러 주파수( $f_d$ )가 5Hz일 때 성능 곡선이다. 다중 경로 안테나 채널의 STBC-SM OFDM 시스템일 경우, 5Hz에서 가중치  $\alpha$  를 적용한 부호화된 전처리 행렬과 채널 상태를 모두 알려준 유니터리 전처리 행렬과 SNR이 높아질수록 차이가 나지 않고 겹쳐서 떨어지는 것을 볼 수 있고 개방형 STBC-OFDM 시스템에 적용한 경우와 비교했을 경우와  $10^{-2}$  지점에서 비교해 보면 약 5dB정도 차이가 있음을 볼 수 있다. 이는 OFDM 심볼 내의 부반송파 상관도와 채널의 자기 상관도가 다중 안테나 채널의 영향을 거의 받지 않고 한 그룹 내에 응답이 거의 같게 나타나기 때문이다. 또한 수신단에서 Zero-forcing 기법을 사용하기 때문에 귀환 채널의 지연에 대해 보다 빨리 대응할 수 있다.

60Hz의 경우인 그림 5에서 이동체의 속도가 빨라짐으로써 가중치  $\alpha$  를 적용한 부호화된 전처리 행렬과 채널 상태를 모두 알려주는 유니터리 전처리 행렬이 적용된 STBC-SM OFDM 시스템과 SM-OFDM 시스템이 차이가 나기 시작함을 볼 수 있다. 하지만 이는  $SER = 10^{-3}$  이하로 떨어지는 28dB 이상인 높은 SNR 에서 STBC-SM OFDM 시스템과 SM-OFDM 시스템이 역전되기 시작함을 볼 수 있다. 물론 60Hz 인 경우도 두 시스템 모두 개방형 STBC-OFDM 시스템보다 약 4dB 정도 성능이 좋음을 볼 수 있다.

그림 6은 도플러 주파수 160Hz를 때의 성능을 보여 준다. SM-OFDM 시스템과 STBC-SM OFDM 시스템의 성능이  $SNR = 20dB$  부근에서 역전되기 시작된다.  $SER=10^{-3}$ 에서는 SM-OFDM 시스템과 STBC-SM OFDM 시스템과의 성능 차이가 약 5dB 이상 차이가 난다. 하지만 SM-OFDM 시스템일 경우 제안한 부호화된 전처리 기법을 사용한 경우나 유니터리 전처리 기법을 사용한 2가지 모두 32dB인 높은 SNR에서 개방형

표 1. 모의실험 파라미터

Table 1. Simulation Parameter.

Parameter	Value
FFT size	32
Center frequency	2.15GHz
Sampling Frequency	3.2MHz
Sampling Interval	312.5ns
SubCarrier Spacing	2.5KHz
Number of used SubCarrier	32
Frame Length	0.625ms
Number of Symbol in Frame	50
Modulation	QPSK
Guard interval	8

표 2. 채널 모델

Table 2. Channel Model.

Parameter	Value
Num of path	4
Dealy(ns)	0, 200, 400, 600
Relative path Power(dB)	0, -9.7, -19.2, -22.8
Speed(Hz)	5, 60, 160, 240

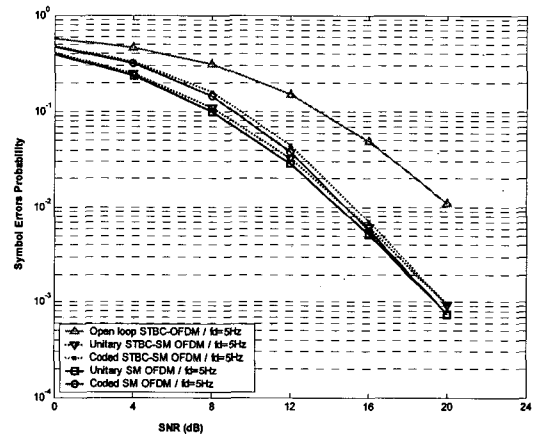


그림 4.  $f_d = 5Hz$ , 개방형 STBC-OFDM, SM-OFDM 그리고 STBC-SM OFDM의 비교 성능

Fig. 4. Performance of open-loop STBC-OFDM, SM-OFDM, and STBC-SM OFDM with  $f_d=5Hz$ .

STBC-OFDM 시스템보다 안 좋은 성능을 보았다.

마지막으로 도플러 주파수( $f_d$ )가 240Hz 인 경우, STBC-SM OFDM 시스템과 개방형 STBC-OFDM 시스템이 거의 같은 성능을 내는 것을 볼 수 있다. 하지만 SM-OFDM 시스템은 20dB 에서 STBC-SM OFDM 시스템과 역전되기 시작하고 28dB 부근에서 개방형 STBC-OFDM 시스템보다 성능이 나쁘게 나타나는 것을 볼 수 있다. 도플러 주파수가 커질수록 제안한 기법을 사용한 STBC-SM OFDM 시스템이 2차 다이버시티 이득을 제공하는 개방형 STBC-OFDM 시스템에 근접

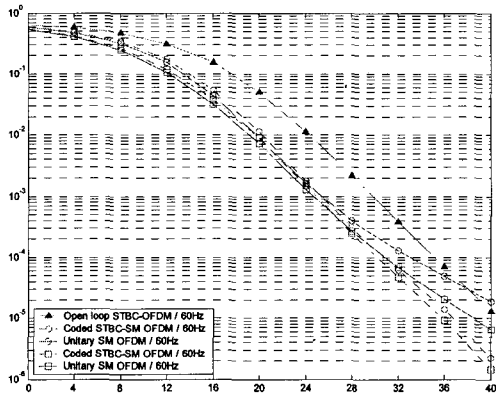


그림 5.  $f_d = 60\text{Hz}$ , 개방형 STBC-OFDM, SM-OFDM 그리고 STBC-SM OFDM의 비교 성능  
 Fig. 5. Performance of open-loop STBC-OFDM, SM-OFDM, and STBC-SM OFDM with  $f_d=60\text{Hz}$ .

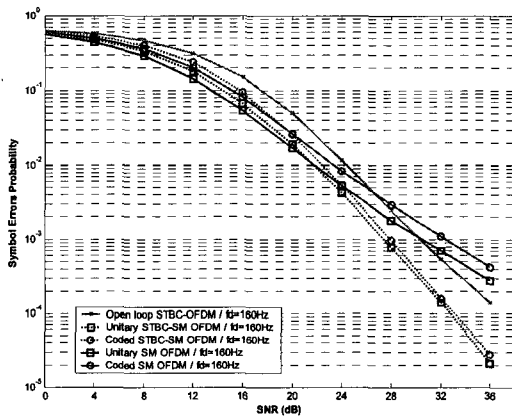


그림 6.  $f_d = 160\text{Hz}$ , 개방형 STBC-OFDM, SM-OFDM 그리고 STBC-SM OFDM의 비교 성능  
 Fig. 6. Performance of open-loop STBC-OFDM, SM-OFDM, and STBC-SM OFDM with  $f_d=160\text{Hz}$ .

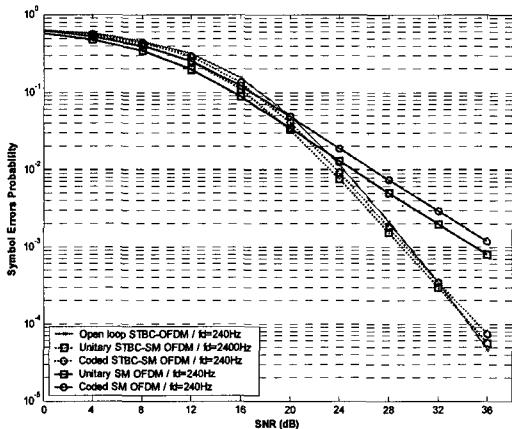


그림 7.  $f_d = 240\text{Hz}$ , 개방형 STBC-OFDM, SM-OFDM 그리고 STBC-SM OFDM의 비교 성능  
 Fig. 7. Performance of open-loop STBC-OFDM, SM-OFDM, and STBC-SM OFDM with  $f_d=240\text{Hz}$ .

한 성능을 보여준다. 이는 귀환 정보가 귀환 채널을 통해 송신단으로 되돌아가기까지 지연 시간이 커지고 이동 속도가 빠른 수신단에서 송신단으로 귀환 채널 정보가 지연과 오류로 인해 제대로 갱신되지 못하기 때문이다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 STBC-SM OFDM 시스템의 전처리 기법을 제안하였다. 모의실험을 통해 수신단에서 코드북 색인 정보를 송신단으로 귀환 시킨 후 송신 심볼에 제안한 기법을 적용한 시스템과 송신단으로 모든 채널 정보를 알려주는 페루프 시스템과 성능의 차이가 크지 않음을 알 수 있었다. 또한 동일한 모의실험 환경에서 SM-OFDM 시스템보다는 STBC-SM OFDM 시스템이 수신단의 이동속도가 빠를 경우에도 더 좋은 성능을 보임을 확인하였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] David J. Love, Robert W. Heath "Limited Feedback Unitary Precoding for Spatial Multiplexing System," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.51, No.8 Aug 2005.
- [2] H. Sampath and A. Paulraj, "Linear precoding for space-time coded systems with known fading correlations," *IEEE Comm Letter*, vol. 6, no. 6, pp. 239 - 41, Jun. 2002.
- [3] A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. B. Giannakis, and H. Sampath, "Optimal designs for space-time linear precoders and decoders," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 5, pp. 1051 - 064, May 2002.
- [4] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj, "Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 49, no. 12, pp. 2198 - 206, Dec. 2001.
- [5] Alamouti, S. M. "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* Vol. 16, Issue 8, pp:1451 - 1458, Oct. 1998.
- [6] V. Le Nir and M. Helard "Reduced-Complexity space-time block coding and decoding schemes with block linear precoding," *Electronic Letter* Vol. 39 No.14 pp.1066 - 1068, 10 July 2003.
- [7] E. G. Larsson, G. Ganesan, and P. Stoica, "On the Performance of Orthogonal Spae-Time Block

Coding with Quantized Feedback," *IEEE Comm. Letter*, Vol. 6, No.11, pp.487 - 489, Nov. 2002.

[8] Anna Scaglione, Petre Stoica, Sergio Barbarossa, Georgios B. Giannakis, and Hernanth Sampath "Optimal Designs for Space-Time Linear Precoders and Decoders," *IEEE Trans on Signal Processing*, Vol. 50, No. 5, May 2002.

[9] Zhiqiang Liu, Yan Xin, and Georgios B. Giannakis "Linear Constellation Precoding for OFDM With Maximum Multipath Diversity and Coding Gains," *IEEE Trans on Comm.*, VOL. 51, NO. 3, Mar. 2003.

[10] Richard Van Nee. Ramjee Prasad "OFDM for Wireless Multimedia Communication," *Artech House, inc.*, 2000.

[11] David Tse, Pramod Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge Univ. Press, 2005.

[12] K. N. Lau and Youjian Liu and Tai Ann Chen "Optimal Partial Feedback Design for MIMO Block Fading Channels with Causal Noiseless Feedback," *ICC '03. IEEE International Conference*, Vol. 4, pp.2663 - 2667, 11-15 May 2003.

[13] Shahab Sanayei and Aria Nosratinia, *Antenna Selection in MIMO Systems*, *IEEE Comm. Magazine*, pp.68 - 73, Oct 2004.

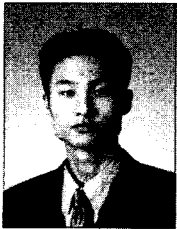
[14] IEEE Working Group 802.20, " 802.20 Channel Models Document for IEEE 802.20 MBWA System Simulations - 802.20-PD-08," <http://grouper.ieee.org/groups/802/20/>, Sept 6, 2005.

[15] Dent, P., Bottomley, G.E., and Croft, T. "Jakes fading model revisited," *Electronics Letters* Vol. 29, Issue 13, pp:1162 - 1163, 24 June 1993.

[16] Jakes, William C., *Microwave Mobile Communications*, New York, Wiley, 1974.

[17] Hara, S., M. Mouri, M. Okada, and N. Morinaga, "Transmission Performance Analysis of Multi Carrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel," in *wireless Personal Comm. Kluwer Academic Publishers*, Vol. 2, pp 335-356, 1996.

저 자 소 개



**임 종 경**(정회원)  
 2004년 2월 인하대학교  
 전자전기공학과 학사 졸업  
 2006년 2월 인하대학교  
 정보통신대학원 석사 졸업  
 2006년 2월~현재 삼성전자  
 정보통신총괄

<주관심분야 : MIMO-OFDM, 이동통신, 휴대인터넷>



**황 현 철**(정회원)  
 1997년 2월 인하대학교  
 전자공학과 학사 졸업  
 1999년 2월 인하대학교  
 전자공학과 석사 졸업  
 2006년 2월 인하대학교  
 전자공학과 박사 졸업

<주관심분야 : MIMO-OFDM, 이동통신, 무선랜, UWB>



**서 명 석**(학생회원)  
 2004년 8월 인하대학교  
 컴퓨터공학과 학사 졸업  
 2004년 9월 인하대학교  
 정보통신공학과 석사 과정  
 <주관심분야 : 이동통신, 무선네트워크 >



**곽 경 섭**(정회원)  
 1977년 2월 인하대학교  
 전기공학과 학사 졸업  
 1981년 12월 미국 USC  
 전자공학과 석사 졸업  
 1988년 2월 미국 UCSD 통신이론  
 및 시스템 박사

1988년 2월~1989년 2월 미국 Hughes Network Systems 연구원  
 2000년 3월~2002년 2월 인하대학교 정보통신 전문대학원 원장  
 2000년 3월~현재 인하대학교 정보통신전문 대학원 교수  
 2003년 8월~현재 초광역 무선통신 연구센터 (UWB-ITRC) 센터장  
 2006년 1월~현재 한국통신학회 회장  
 <주관심분야 : 위성 및 이동통신, 무선네트워크, UWB>