

# 주파수 영역에서의 사전 부호화를 이용한 STF-OFDM 전송 기법

정회원 박 상 순\*, 김 한 경\*, 백 흥 기\*\*

## STF-OFDM Transmission Scheme via Precoding in Frequency Domain

Sang-Soon Park\*, Han-Kyeng Kim\*, Heung-Ki Baik\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 다중 경로 페이딩 환경에서 고속 데이터 전송에 적합한 STF(Space-Time-Frequency) coded OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송 기법을 제안한다. 본 논문에서 제시하는 STF-OFDM 전송 기법은 적은 연산량으로 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 간단한 전송 기법이다. 주파수 영역에서의 사전부호화를 통해 주파수 다이버시티 이득을 획득하여 기존의 ST-OFDM 전송 기법의 성능을 향상 시킬 수 있다. 본 논문에서 제시하는 사전 부호화는 적은 연산량으로 부호화와 복호화가 가능한 간단한 사전 부호화 기법이다.

키워드 : MIMO-OFDM, Diversity, STBC, OFDM, Precoding, STF-OFDM

### ABSTRACT

In this paper, we propose a STF(Space-Time-Frequency) coded OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) transmission scheme as an attractive solution for high bit rate data transmission in a multipath fading environment. The STF-OFDM transmission scheme that we propose in this paper is a simple transmission scheme for achieving frequency diversity gain with low complexity. Using precoding in frequency domain, we obtain frequency diversity gain and improve the SER performance of conventional ST-OFDM. The precoding scheme proposed in this paper is a very simple method that can be encoded and decoded with low complexity.

### 1. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 다중 반송파 시스템의 일종으로 부 반송파간의 직교성을 유지함으로써 부반송파간 주파수 간격을 최소화하여 단위 주파수당 전송 효율을 높일 수 있고, 병렬 전송 방식이므로 심볼 주기가 증가하여 지연확산에 대한 시스템의 민감성이 줄어들며, 채널을 협대역 플랫폼 페이딩 부채널로 나눔으로써 주

파수 선택성 페이딩에 강하다는 장점이 있어 다양한 고속 무선 통신시스템의 전송방식으로 채택되었다 [1][2]. 또한 다중 안테나를 이용하여 신호를 다수의 독립적인 페이딩 채널을 통해 전송함으로써 다이버시티 이득과 코딩 이득을 동시에 얻기 위한 방법으로 Alamouti에 의해 STBC(Space-Time Block Coding)가 제안되었다[3]. 2개의 송신 안테나를 사용한 Alamouti의 제안 이후 직교 설계 조건에 의한 임의의 송신 안테나로 확장 가능한 여러 가지 부호화율의

\* 전북대학교 전자공학과 신호처리연구실(spwman@empal.com)

\*\* 전북대학교 전자정보공학부 전자정보신기술연구센터

논문번호 : 040026-0119, 접수일자 : 2004년 1월 19일

STBC로 발전되었다[10].

다중경로 페이딩 채널 환경에서 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 STBC를 OFDM에 적용한 ST-OFDM(Space-Time Block Coded OFDM) 기법이 제안되었으며 공간과 주파수영역에서 부호화를 수행한 SF-OFDM(Space-Frequency Block Coded OFDM) 기법도 제안되었다[4][5]. 그리고 최근에 시간, 공간 그리고 주파수 영역에서 부호화를 수행하는 STF-OFDM 전송 기법들이 제안되고 있다[6][7].

기존의 ST-OFDM 전송 기법은 시간 영역에서 인접한 두 OFDM 심볼간에 채널의 변화가 없다고 가정하고 부호화를 수행하기 때문에 채널의 시변 정도에 큰 영향을 받지만 SF-OFDM 전송 기법은 주파수 영역에서 인접한 두 OFDM 심볼간에 채널의 변화가 없다고 가정하고 부호화를 수행하기 때문에 채널의 주파수 선택성 특성과 FFT 차수에 큰 영향을 받는다. 최근 K. Suto가 4개의 송신 안테나를 사용할 때 ST-OFDM과 SF-OFDM 전송 기법을 혼합한 형태의 STF-OFDM 전송 기법을 제안하였는데 이는 4개 이상의 송신 안테나를 갖는 시스템에서 적용이 가능하다. Z. Liu가 사전 부호화를 이용한 STF-OFDM 전송 기법을 제안하여 기존의 ST-OFDM 전송 기법의 성능을 향상시켰으나 신호의 부호화와 복호화에 많은 연산량을 필요로 한다는 단점이 있다[7]. 이에 본 논문에서는 적은 연산량으로도 최대의 주파수 다이버시티 이득을 얻음으로써 기존의 ST-OFDM의 성능을 향상시킬 수 있는 새로운 방식의 STF-OFDM 전송 기법을 제안한다.

본 논문에서 제안하는 STF-OFDM 전송 기법은 기존의 ST-OFDM 전송 기법에 주파수 영역에서의 간단한 사전 부호화를 수행하여 주파수 다이버시티 이득을 얻는 새로운 방식의 전송 기법이다. 이 사전 부호화 기법은 직교 행렬을 이용하여 변조된 심볼을 각각의 부반송파에 골고루 퍼지게 하여 일부 부반송파의 채널 상태가 나쁘더라도 나머지 부반송파의 정보를 이용하여 신호를 복원할 수 있도록 한다. 이 부호화 기법은 원 신호를 더하거나 빼서 신호를 부호화하기 때문에 부호화와 복호화의 연산량이 매우 적은 장점이 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서 최대 주파수 다이버시티 이득을 갖는 STF-OFDM 부호화 기법과 복호화 기법을 제안한다. 그리고 3장에서는 기존의 방법과 제안한 방법을 컴퓨터 모의 실험을 통해 비교 분석하고 4장에서 결론을 맺는다.

## II. 직교 사전 부호화를 이용한 STF-OFDM

본 장에서는 주파수 영역에서의 사전 부호화를 이용해 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 STF-OFDM 전송 기법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 STF-OFDM 전송 기법은 다음과 같은 과정을 거쳐 실현된다. 그림 1은 제안한 STF-OFDM 전송 기법을 나타낸 블록도이다.

- 주파수 영역에서 사전 부호화를 수행한다.
- 주파수 영역에서 사전 부호화된 심볼을 시공간 블록 부호화한다.
- 시간과 공간 그리고 주파수 영역에서 부호화 된 심볼을 역 푸리에 변환한 후 cyclic prefix를 붙여 각각의 송신 안테나를 통해 전송한다.

### 1. 주파수 영역에서의 사전 부호화

본 절에서는 주파수 다이버시티 이득을 얻기 위한 방법으로 주파수 영역에서 수행하는 간단한 사전 부호화 기법을 제안한다. 송신단에서 변조된 신호를 병렬로 변환한 데이터 벡터  $X$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$X(n) = [x_0(n) \quad x_1(n) \quad \dots \quad x_{N-1}(n)]^T$$

여기에서  $x_k(n)$ 는  $n$ 번째 OFDM 심볼에서  $k$ 번째 부반송파를 통해 전송되는 신호를 나타내며  $N$ 은 부반송파의 수를 나타낸다.

#### 첫번째 단계

먼저  $X$ 를 2개의 sub-block  $X_{1/2}$ 과  $X_{2/2}$ 로 나누면  $X_{1/2}$ 과  $X_{2/2}$ 는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$X_{1/2} = [x_0 \quad x_1 \quad \dots \quad x_{N/2-1}]^T$$

$$X_{2/2} = [x_{N/2} \quad x_{N/2+1} \quad \dots \quad x_{N-1}]^T$$

$$X = \begin{bmatrix} X_{1/2} \\ X_{2/2} \end{bmatrix}$$

$X$ 를 sub-block 간에 SFBC를 수행하면 2개의 데이터 벡터가 생성되는데 이 2개의 데이터 벡터를 더하고 이 값을  $\tilde{E}_1$ 이라 하면  $\tilde{E}_1$ 은 다음과 같다.

$$\tilde{E}_1 = \begin{bmatrix} X_{1/2} + X_{2/2} \\ X_{1/2}^* - X_{2/2}^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기에서  $X$ 의 실수 값들로 이루어진 벡터를  $A$ , 허수

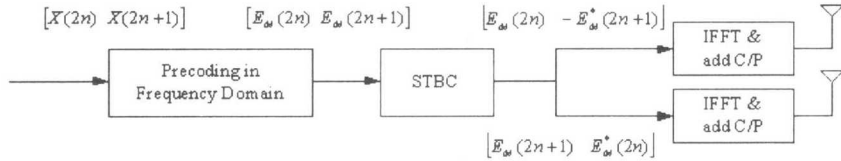


그림 2. 제한한 STF-OFDM 전송 기법

값들로 이루어진 벡터를  $B$ 라 하면  $X$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$X = A + jB$$

또한  $A$ 와  $B$ 를 각각 2개의 sub-block  $A_{1/2}, A_{2/2}$ 와  $B_{1/2}, B_{2/2}$ 로 나누고

$$A = \begin{bmatrix} A_{1/2} \\ A_{2/2} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_{1/2} \\ B_{2/2} \end{bmatrix}$$

라 하면  $\tilde{E}_1$ 은 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{E}_1 &= \begin{bmatrix} A_{1/2} + A_{2/2} \\ A_{1/2} - A_{2/2} \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} B_{1/2} + B_{2/2} \\ -B_{1/2} + B_{2/2} \end{bmatrix} \\ &= \left( \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes I_{N/2} \right) A + j \left( \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \otimes I_{N/2} \right) B \quad (2) \end{aligned}$$

여기서  $I_{N/2}$ 는  $N/2 \times N/2$  단위 행렬을 나타내며  $\otimes$ 는 Kronecker product를 나타낸다.

두번째 단계

$X_{1/2}$ 과  $X_{2/2}$ 를 다시 2개의 sub-block으로 나누면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$X_{1/2} = \begin{bmatrix} X_{1/4} \\ X_{2/4} \end{bmatrix}, X_{2/2} = \begin{bmatrix} X_{3/4} \\ X_{4/4} \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} X_{1/4} \\ X_{2/4} \\ X_{3/4} \\ X_{4/4} \end{bmatrix}$$

이를 식 (1)에 대입하면  $\tilde{E}_1$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{E}_1 = \begin{bmatrix} X_{1/4} + X_{3/4} \\ X_{2/4} + X_{4/4} \\ X_{1/4}^* - X_{3/4}^* \\ X_{2/4}^* - X_{4/4}^* \end{bmatrix}$$

$\tilde{E}_1$ 을 인접한 sub-block 간에 SFBC를 수행하면 2개의 데이터 벡터가 생성되는데 이 2개의 데이터 벡터를 더하고 이 값을  $\tilde{E}_2$ 이라 하면  $\tilde{E}_2$ 는 다음과 같다.

$$\tilde{E}_2 = \begin{bmatrix} X_{1/4} + X_{2/4} + X_{3/4} + X_{4/4} \\ X_{1/4}^* - X_{2/4}^* + X_{3/4}^* - X_{4/4}^* \\ X_{1/4} + X_{2/4} - X_{3/4} - X_{4/4} \\ X_{1/4} - X_{2/4} - X_{3/4} + X_{4/4} \end{bmatrix}$$

위 식을 실수 값과 허수 값으로 나누면 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{E}_2 &= \begin{bmatrix} A_{1/4} + A_{2/4} + A_{3/4} + A_{4/4} \\ A_{1/4} - A_{2/4} + A_{3/4} - A_{4/4} \\ A_{1/4} + A_{2/4} - A_{3/4} - A_{4/4} \\ A_{1/4} - A_{2/4} - A_{3/4} + A_{4/4} \end{bmatrix} \\ &+ j \begin{bmatrix} B_{1/4} + B_{2/4} + B_{3/4} + B_{4/4} \\ -B_{1/4} + B_{2/4} - B_{3/4} + B_{4/4} \\ -B_{1/4} - B_{2/4} + B_{3/4} + B_{4/4} \\ B_{1/4} - B_{2/4} - B_{3/4} + B_{4/4} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

위 식은 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{E}_2 &= \left( \left( \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \right) \otimes I_{N/4} \right) A \\ &+ j \left( \left( \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \right) \otimes I_{N/4} \right) B \end{aligned}$$

일반화

이와 같은 과정을  $M$  번 수행하고 그 값을  $\tilde{E}_M$ 이라 하면  $\tilde{E}_M$ 은 다음과 같은 식으로 일반화 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{E}_M &= \left( \left( \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \dots \otimes \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}}^M \right) \otimes I_{N/K} \right) A \\ &+ j \left( \left( \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \dots \otimes \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}}^M \right) \otimes I_{N/K} \right) B \quad (3) \end{aligned}$$

여기서  $K=2^M$ 이며 이와 같은 과정을  $M=\log_2 N$  번까지 반복해서 수행할 수 있는데  $M=\log_2 N$ 일 때  $\tilde{E}_M$ 의 각각의 성분들은  $X$ 의 모든 성분 즉

$x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$ 의 조합들로 이루어진 부호가 된다. 즉 이와 같은 사전 부호화는 각각의 신호를 여러 부반송파에 골고루 퍼지게 하는 역할을 한다. 따라서 특정 부반송파에서 심한 왜곡이 발생해도 다른 부반송파를 통해 전송된 심볼을 이용하여 원 신호를 복원할 수 있다. 또한  $M=\log_2 N$ 일 때 원 신호의 실수 성분과 허수 성분으로 이루어진 벡터  $A, B$ 에 곱해지는 행렬은 Hadamard 행렬과 같은 형태가 된다. 이와 같이 사전 부호화 하기 위해 곱해주는 행렬의 요소는 1, 0, -1로 이루어져 있기 때문에 적은 연산량으로 사전 부호화가 가능하다. 이 때 사전 부호화된 심볼의 평균 전력 값이 원 신호의 평균 전력 값 보다  $2^M$ 배 증가하기 때문에 원 신호와 동일한 전력을 갖도록 하기 위해  $1/\sqrt{2^M}$ 을 곱하고 그 값을  $E_M$ 이라 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E_M = \frac{1}{\sqrt{2^M}} \tilde{E}_M \tag{4}$$

여기서  $\Phi_1$ 과  $\Phi_2$ 를 각각 다음과 같이 정의하면

$$\Phi_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad \Phi_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$$

식 (3)과 식 (4)를 이용하여  $E_M$ 은 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} E_M &= \frac{1}{\sqrt{2^M}} \left\{ \left( \overbrace{\Phi_1 \otimes \Phi_1 \dots \otimes \Phi_1}^M \right) \otimes I_{N/K} \right\} A \\ &\quad + \frac{j}{\sqrt{2^M}} \left\{ \left( \overbrace{\Phi_2 \otimes \Phi_2 \dots \otimes \Phi_2}^M \right) \otimes I_{N/K} \right\} B \\ &= C_M A + j D_M B \end{aligned} \tag{5}$$

여기서  $C_M$ 과  $D_M$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} C_M &= \frac{1}{\sqrt{2^M}} \left\{ \left( \overbrace{\Phi_1 \otimes \Phi_1 \dots \otimes \Phi_1}^M \right) \otimes I_{N/K} \right\} \\ D_M &= \frac{1}{\sqrt{2^M}} \left\{ \left( \overbrace{\Phi_2 \otimes \Phi_2 \dots \otimes \Phi_2}^M \right) \otimes I_{N/K} \right\} \end{aligned}$$

식 (5)와 같이 원 신호  $X$ 의 실수부와 허수부에 각각 행렬  $C_M$ 과  $D_M$ 을 곱하여 간단히 구현할 수 있다. 여기서 원 신호  $X$ 를  $E_M$ 으로 변환시키기 위해  $X$ 의 실수 값들로 이루어진 벡터  $A$ 와 허수 값들로 이루어진 벡터  $B$ 에 곱해주는 행렬  $C_M$ 과  $D_M$ 은 정규 직교 행렬 (orthonormal matrices)이며 행렬  $C_M$ 과  $D_M$ 을 데이터

심볼 벡터에 곱해 데이터 심볼을 다수( $2^M$ )의 부반송파에 실어 보냄으로써 특정 부반송파에서 심한 페이딩을 겪어도 그 영향을 최소화시킬 수 있다. 즉 주파수 영역에서의 사전 부호화를 통해 주파수 다이버시티를 얻을 수 있는데  $M=\log_2 N$ 일 때 각각의 신호는 모든 부반송파에 동일하게 할당되어 전송된다.

### 2. 시공간 부호화

주파수 영역에서 사전 부호화 된 신호  $E_M$ 을 표 1과 같이 시공간 블록 부호화하는데 표 1은 2개의 송신 안테나로 이루어진 시스템의 시공간 블록 부호화 기법을 나타낸다. 이와 같은 과정을 통해 부호화된 신호를 그림 1과 같이 역 푸리에 변환한 후 cyclic prefix를 붙여 각각의 송신 안테나를 통해 전송한다. 이와 같이 주파수 영역에서 사전 부호화 된 심볼  $E_M$ 을 시간과 공간영역에서 다시 부호화하기 때문에 이 전송 기법을 STF-OFDM 전송 기법이라 할 수 있다.

표 1. 직교 사전 부호화된 심볼의 시공간 부호화

	Antenna 1	Antenna 2
Time (2n)	$E_M(2n)$	$E_M(2n+1)$
Time (2n+1)	$-E_M^*(2n)$	$E_M^*(2n)$

### 3. STF-OFDM 복호화 기법

본 절에서는 STF-OFDM의 복호화 기법에 대해 기술한다. 본 논문에서 제시한 STF-OFDM 전송 기법의 복호화 과정은 다음과 같이 STF-OFDM 부호화의 역 과정을 통해 실현된다.

- 수신된 신호에서 cyclic prefix를 제거한 후 푸리에 변환을 수행하고 시공간영역에서의 역 부호화를 통해 사전 부호화된 신호  $E_M$ 의 추정 값  $\hat{E}_M$ 을 구한다.
- $\hat{E}_M$ 의 실수부와 허수부에 각각 직교 행렬  $C_M$ 과  $D_M$ 의 역 행렬을 곱하여 원 신호  $X$ 의 추정 값  $\hat{X}$ 를 구한다.
- 최종적으로 ML(Maximum Likelihood) 판정을 통하여 원 신호를 복원한다.

수신 신호에서 cyclic prefix를 제거한 후 푸리에 변환을 수행한 신호를  $Y$ 라 하고 채널의 주파수 응답을 대각 성분으로 갖는 대각 행렬을  $\Lambda$ 라 하고 각각 다음과 같이 정의한다.

$$Y = [y_0 \ y_1 \ \dots \ y_{N-1}]^T$$

$$\Lambda = \text{diag}(\lambda_0 \ \lambda_1 \ \dots \ \lambda_{N-1})$$

그리고 시간 영역에서 인접한 채널의 주파수 응답이 같다고 가정하고

$$\Lambda(2n) = \Lambda(2n+1) = \Lambda$$

라 하면 수신 안테나에서 수신된 신호를  $Y$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$Y(2n) = \Lambda^{(1)} E_M(2n) + \Lambda^{(2)} E_M(2n+1) + Z(2n)$$

$$Y(2n+1) = -\Lambda^{(1)} E_M^*(2n+1) + \Lambda^{(2)} E_M^*(2n) + Z(2n+1)$$

(6)

여기서  $\Lambda^{(1)}$  과  $\Lambda^{(2)}$  는 각각 송신 안테나1, 2와 수신 안테나 사이의 주파수 응답을 나타내며  $Z$ 는 수신 안테나에서 발생하는 잡음 성분으로 이루어진 벡터이다. 이렇게 각각의 수신 안테나로 수신된 신호와 주파수 응답의 선형 결합을 통해  $E_M$ 을 추정할 수 있다.

$$\hat{E}_M(2n) = \Gamma^{-1}(\Lambda^{(1)*} Y(2n) + \Lambda^{(2)} Y^*(2n+1))$$

$$\hat{E}_M(2n+1) = \Gamma^{-1}(\Lambda^{(2)*} Y(2n) - \Lambda^{(1)} Y^*(2n+1)) \quad (7)$$

여기서  $\Gamma = |\Lambda^{(1)}|^2 + |\Lambda^{(2)}|^2$  이다. 따라서  $\Gamma^{-1}$ 는 다음과 같은  $N \times N$ 차 대각 행렬로 나타낼 수 있다.

$$\Gamma^{-1} = \text{diag} \left( \frac{1}{|\lambda_0^{(1)}|^2 + |\lambda_0^{(2)}|^2}, \dots, \frac{1}{|\lambda_{N-1}^{(1)}|^2 + |\lambda_{N-1}^{(2)}|^2} \right)$$

이 선형 결합 기법은 ST-OFDM 전송 기법에서의 선형 결합 기법과 달리  $\Gamma^{-1}$ 을 곱해주는데 이는  $\hat{E}_M$ 의 각 성분들을 결합해  $\hat{X}$ 을 구해야 되기 때문에  $E_M$ 의 위상뿐 아니라 크기까지 정확히 추정하기 위함이다. 식 (6)을 식 (7)에 대입하면  $E_M$ 과  $\hat{E}_M$ 의 관계를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{E}_M(2n) = E_M(2n) + \Gamma^{-1}(\Lambda^{(1)*} Z(2n) + \Lambda^{(2)} Z^*(2n+1))$$

$$\hat{E}_M(2n+1) = E_M(2n+1) + \Gamma^{-1}(\Lambda^{(2)*} Z(2n) - \Lambda^{(1)} Z^*(2n+1)) \quad (8)$$

여기서  $E_M$ 의 실수 값들로 이루어진 벡터를  $P$ , 허수 값들로 이루어진 벡터를  $Q$ 라 하면 식 (5)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E_M = P + jQ = C_M A + jD_M B \quad (9)$$

여기서  $\hat{E}_M$ 의 실수 값들로 이루어진 벡터를  $\hat{P}$ , 허수 값들로 이루어진 벡터를  $\hat{Q}$ 라 하고  $\hat{X}$ 의 실수 값

들로 이루어진 벡터를  $\hat{A}$ , 허수 값들로 이루어진 벡터를  $\hat{B}$ 라 하면 위 식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{E}_M = \hat{P} + j\hat{Q} = C_M \hat{A} + jD_M \hat{B} \quad (10)$$

위 식에서  $C_M$ 과  $D_M$ 은 각각 정규 직교 행렬이므로  $\hat{E}_M$ 의 실수부와 허수부에 각각  $C_M^{-1}$ 과  $D_M^{-1}$ 을 곱하여 다음 식과 같이  $\hat{X}$ 을 구할 수 있다.

$$\hat{X} = \hat{A} + j\hat{B} = C_M^{-1} \hat{P} + jD_M^{-1} \hat{Q} \quad (11)$$

이 때  $C_M^{-1}$ 과  $D_M^{-1}$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$C_M^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2^M}} \left\{ \left[ \begin{array}{cc} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{array} \right] \otimes \left[ \begin{array}{cc} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{array} \right] \dots \otimes \left[ \begin{array}{cc} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{array} \right] \right\} \otimes I_{NK}$$

$$D_M^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2^M}} \left\{ \left[ \begin{array}{cc} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{array} \right] \otimes \left[ \begin{array}{cc} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{array} \right] \dots \otimes \left[ \begin{array}{cc} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{array} \right] \right\} \otimes I_{NK}$$

여기서  $K=2^M$ 이다. 이와 같이 추정된  $\hat{X}$ 을 ML (Maximum Likelihood) 결정을 통해 복호화 할 수 있는데  $\hat{X}$ 은  $X$ 의 위상뿐 아니라 크기까지 추정된 값이다. 식 (5)와 식 (11)에서  $M=\log_2 N$ 일 때 최대의 주파수 다이버시티 이득을 갖는다. 즉 모든 부 채널의 주파수 응답과 각각의 부채널을 통해 전송된 신호를 결합하여 각각의 추정값  $\hat{x}_k$ 을 구하기 때문에 특정 주파수에서 심한 페이딩을 겪어도 그 영향을 최소화 할 수 있다.

본 논문에서 제시한 사전 부호화 기법은 STF-OFDM 전송 기법은 신호를 부호화할 때 원 신호의 전력을 조정하는 과정을 제외하면 곱셈이 필요 없기 때문에 연산량이 매우 적다. 또한 신호를 복호화 하기 위해  $\hat{X}$ 를 구할 때도  $\hat{E}_M$ 을 추정된 후  $\hat{E}_M$ 의 성분들을 더하거나 빼서  $\hat{X}$ 를 구할 수 있기 때문에 적은 연산량으로도 복호화 할 수 있는 간단한 전송 기법이다.

### III. 모의 실험

본 장에서는 기존의 전송 기법과 3장에서 제안한 최대 주파수 다이버시티 이득을 갖는 STF-OFDM 전송 기법을 다양한 환경하에서 컴퓨터 모의 실험을 하

고 각각의 성능을 비교 분석하였다. 본 장에서 사용될 전반적인 시스템 환경은 표 2와 같으며 채널 환경은 COST 207 typical urban(TU) 환경에서 모의 실험을 수행하였다[8][9].

표 2. 시스템 파라미터

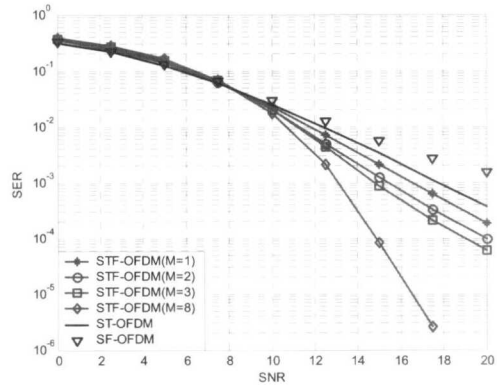
Symbol duration( $T_s$ )	0.2 $\mu$ s
FFT size ( $N$ )	256 개
Cyclic Prefix	32개
Symbol	QPSK, 16-QAM

그림 2는 기존의 ST-OFDM과 STF-OFDM 그리고 제안한 STF-OFDM 전송 기법의 성능을 비교한 그림으로 FFT 크기는 256이고 변조된 신호는 QPSK 신호이며 2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나로 이루어진 시스템의 성능을 나타낸다. 그림과 같이 STF-OFDM의 경우  $M=\log_2 N$ 일 때 가장 좋은 성능을 나타내는데 이는  $M=\log_2 N$  일 때 최대의 주파수 다이버시티를 갖기 때문이다. 즉 변조된 심볼들을 직교 사전 부호화를 통해 256개의 부반송파에 골고루 퍼지게 하여 전송하여 일부 부반송파의 채널 특성이 나빠도 나머지 부반송파의 채널로 전송된 정보를 이용하여 때문이다.

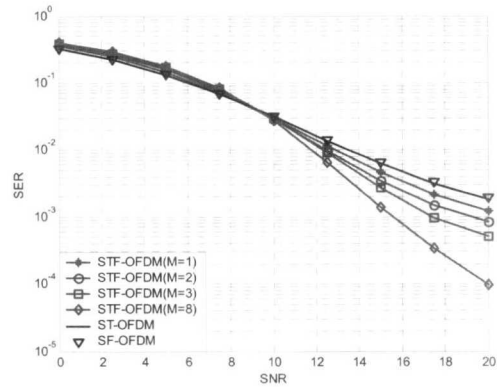
그림 3은 2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나로 이루어진 시스템에서 FFT 크기가 256, 변조된 신호가 QPSK이고 신호대 잡음비(SNR)가 15dB일 때 최대 도플러 주파수  $F_d$ 에 따른 성능을 비교한 그림이다. 그림과 같이 ST-OFDM 전송 기법과 STF-OFDM 전송 기법은 도플러 주파수  $F_d$ 가 큰 경우에는

$\lambda_k^\alpha(2n) = \lambda_k^\alpha(2n+1)$  라는 가정에 큰 오차가 존재하기 때문에 성능이 크게 저하됨을 알 수 있다. 반면에 SF-OFDM 전송 기법은 도플러 주파수에는 거의 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 그러나 SF-OFDM 전송 기법의 경우 FFT 차수에 큰 영향을 받는데 이는 FFT 차수가 작아지면 채널의 주파수 응답에 대한 분해능이 저하되므로 주파수 영역에서 인접한 채널의 주파수 응답이 같다는 가정, 즉  $\lambda_{2k}^\alpha(n) = \lambda_{2k+1}^\alpha(n)$  라는 가정에 큰 오차가 존재하기 때문이다. 따라서 본 논문에서 STF-OFDM 전송 기법은 FFT 크기가 작고 정규화 된 최대 도플러 주파수  $NT_s F_d$ 가 비교적 작은 경우 매우 유용한 전송 기법이다.

그림 4는 FFT 크기는 256이고 변조된 신호는 16-QAM 신호이며 2개의 송신 안테나와 1개의 수신



(a) 최대 도플러 주파수=20Hz



(b) 최대 도플러 주파수=500Hz

그림 2. 제안한 STF-OFDM의 성능 비교 (QPSK, 2Tx, 1Tx)

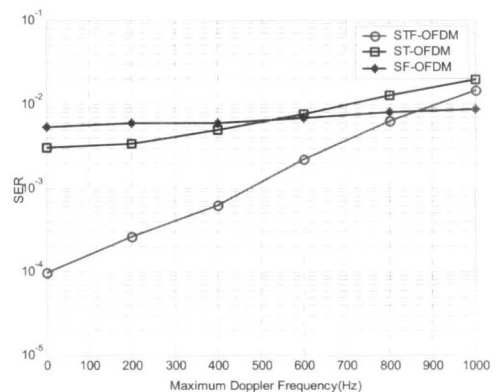


그림 3. 최대 도플러 주파수에 따른 성능 비교 (QPSK, 2Tx, 1Tx, SNR=15dB)

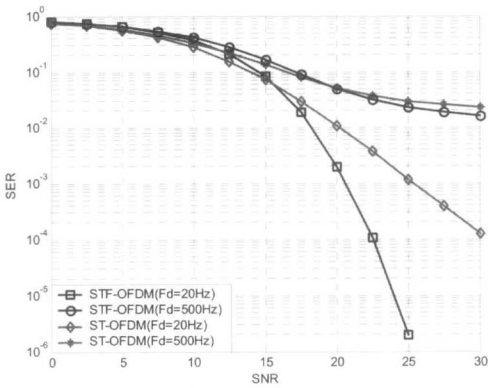
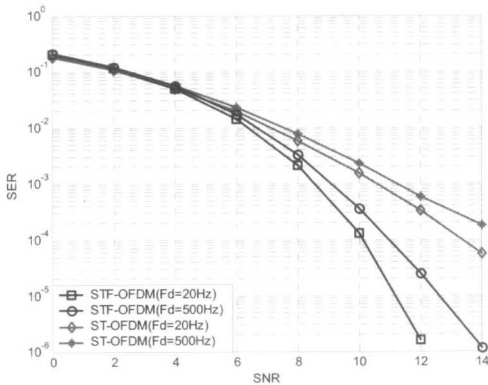
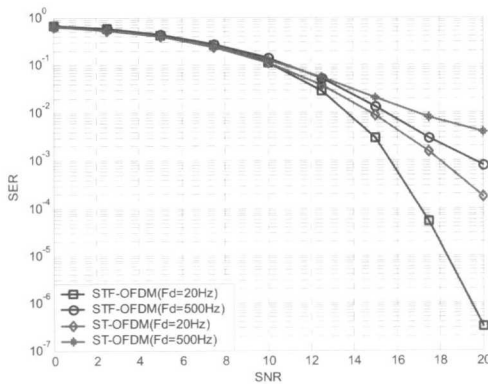


그림 4. 16-QAM 일 때의 성능비교 (2Tx, 1Tx)



(a) QPSK



(b) 16-QAM

그림 5. 2개의 송신 안테나와 2개의 수신 안테나로 이루어진 시스템의 성능 비교

안테나로 이루어진 시스템의 성능을 나타내며 그림 5는 FFT 크기는 256이고 개의 송신 안테나와 2개의 수신 안테나로 이루어진 시스템에서 변조된 신호가 각각 QPSK와 16-QAM일 때의 성능을 나타낸 그림이다. 그림 3, 4, 5의 STF-OFDM 시스템은 모두  $M=\log_2 N$ 일 때, 즉  $M=8$ 일 때의 성능을 나타낸 그림이다.

#### IV. 결론

본 논문에서는 주파수 영역에서의 사전 부호화를 통해 데이터 심볼을 다수( $2^M$ )의 부반송파에 실어 보냄으로써 일부 부반송파에서 심한 페이딩을 겪어도 그 영향을 최소화하여 기존의 ST-OFDM 전송 기법의 성능을 향상시킬 수 있는 새로운 STF-OFDM 전송 기법을 제안하고 모의 실험을 통해 그 성능의 우수성을 보였다. 또한 적은 연산량으로 사전 부호화의 과정과 그 역 과정을 수행할 수 있기 때문에 적은 연산량으로 부호화와 복호화가 가능한 STF-OFDM 시스템을 구현할 수 있다. 또한 제안한 STF-OFDM 전송 기법은 최대 도플러 주파수가 증가함에 따라 성능 저하가 발생하였는데 이는 시간적으로 인접한 채널의 주파수 응답이 같다는 가정에 오차가 발생하기 때문이다. 따라서 제안한 STF-OFDM 전송 기법은 최대 도플러 최대 도플러 주파수의 영향이 비교적 적은 환경에 특히 유용한 전송 기법이다.

#### 참고 문헌

- [1] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM FOR WIRELESS MULTIMEDIA COMMUNICATIONS*, Artech House, 2000.
- [2] J. Heiskala and J. Terry, *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, SAMS, 2001.
- [3] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [4] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels," *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, pp. 149-152, Cambridge,

MA, Mar. 2000.

- [5] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM system," *IEEE GLOBECOM 2000*, vol. 3, pp. 1473-1477, San Francisco, USA, Nov. 2000.
- [6] K. Suto and T. Ohtsuki, "Performance evaluation of space-time-frequency block codes over frequency selective fading channels," in *Proc. IEEE VTC 2002-Fall*, vol. 3, pp. 1466-1470, Sept. 2002.
- [7] Z. Liu, Y. Xin and G. B. Giannakis, "Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels" *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, issue 10, pp. 2465-2476, Oct. 2002.
- [8] COST207 TD(86)51-REV 3 (WG1), "Proposal on channel transfer functions to be used in GSM tests late 1986," Sept. 1986.
- [9] M. Pätzold, *MOBILE FADING CHANNELS*, WILEY, 2002.
- [10] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, " Space-Time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform.Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, July 1999.

박 상 순(Sang-Soon Park)

정회원



1997년 2월 : 전북대학교  
전자공학과 졸업  
2000년 2월 : 전북대학교  
전자공학과 석사  
2000년 3월 ~ 현재 : 전북대학교  
전자공학과 박사과정

<주관심분야> 신호처리, OFDM 시스템.

김 한 경(Han-Kyeng Kim)

정회원



1997년 2월 : 전주공업대학  
전기과 졸업  
1999년 2월 : 전주대학교  
전기전자공학과 졸업  
2001년 2월 : 전북대학교  
전자공학과 석사  
2001년 3월 ~ 현재 :  
전북대학교 전자공학과  
박사과정

<주관심분야> 신호처리, OFDM 시스템.

백 흥 기(Heung-Ki Baik)

한국통신학회논문지 제 25권, 제 8B호 참조