

Super-Orthogonal STTC 전송 행렬을 이용한 STF-OFDM 시스템의 성능 평가 *

Performance Evaluation of Space Time Frequency OFDM System using Super-Orthogonal Space Time Trellis Code Transmission Matrix

서 명 석** 신 철 민*** 김 유 미**** 광 경 섭*****
(Myoung-seok, Seo) (Chul-Min, Shin) (Yoo-mi, Kim) (Kyung-sub, Kwak)

요 약

본 논문에서는 SOSTTC를 다중 안테나 시스템에 적용하고 ST·SF·STF 복호화 기법을 통해 효과적으로 신호를 검출하는 방법을 연계하여 주파수 선택적인 채널에서 성능 평가를 한다. 또한 성능 향상을 위해 제안된 시스템에 OFDM을 적용한다. 먼저 기본적인 두 개의 전송 안테나를 가진 SOSTTC-OFDM 시스템을 설명하고 기존의 시·공간 부호화된 OFDM과 성능을 비교한다. 이 시스템을 네 개의 전송 안테나 시스템으로 확장하고 기존의 ST·SF·STF-OFDM 기법에 SOSTTC를 적용하여 SOSTTC ST·SF·STF-OFDM 시스템을 설계한다. 이 시스템에 적합한 복호화 기법을 사용하여 효과적으로 신호가 검출됨을 평가하고, 또한 주파수 선택적 채널에서 도플러 주파수가 변화함에 따라 제안된 시스템의 성능을 확인한다.

Abstract

In this paper, we propose an efficient method to detect the signal and evaluate performance of the system in frequency selective fading channel. We combine proposed system with OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) to improve performance of the system. First, we study the SOSTTC-OFDM system using two transmit antenna and one receive antenna, and compare performance of the proposed space-time coded OFDM with that of previous system. We expand this system to the system using four transmit antennas with the proposed decoding method. Simulation results show that the proposed decoding method can detect the signal efficiently, and we identify that the performance of the proposed system is shown with varying doppler frequency in frequency selective fading channel.

Key Words: Super-orthogonal codes, set partitioning, space time codes, trellis codes, OFDM

* 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원 사업(IITA-2006-C1090-0603-0019)의 연구결과로 수행되었음.

** 주저자 : 인하대학교 정보통신공학과 석사과정

*** 공저자 : 인하대학교 정보통신대학원 석사과정

**** 공저자 : 인하대학교 정보통신공학과 석사과정

***** 공저자 : 인하대학교 정보통신대학원 교수

† 논문접수일 : 2006년 10월 7일

1. 서 론

최근의 이동통신 시스템은 주로 음성 위주의 서비스보다 멀티미디어 콘텐츠를 포함한 양질의 데이터 통신으로 중심축이 이동함에 따라 고속 데이터 전송이 요구되고 있으며, 특히 더 효율적인 스펙트럼 활용과 더 큰 채널 용량을 요구하는 순방향 링크에서의 고속 데이터 요구량이 중요성을 더하고 있다. 그러므로 현시점에서는 이동통신 환경의 열악성 극복과 아울러 데이터 전송량을 크게 높일 수 있는 기술이 절실히 요구된다. 현재 이동통신 환경의 열악성을 극복하고 데이터 전송량을 늘리기 위해 다중 안테나 시스템을 기반으로 새로운 부호기법, 변조방법, 송·수신 다이버시티를 결합하여 성능을 향상시키는 여러 연구들이 진행 중이다. 그 중에서 가장 일반적인 기술은 시·공간 부호(space-time code) 기법이다.

시·공간 부호는 고품질, 고속의 데이터 전송과 더 좋은 스펙트럼 및 전력 효율성을 얻기 위해 여러 개의 송신 안테나를 이용하여 다이버시티 이득(diversity gain)을 얻는 부호화 방법이다. 이 부호 기법은 크게 나눠 시·공간 트렐리스 부호(STTC: Space Time Trellis Code)와 시·공간 블록 부호(STBC: Space Time Block Code)로 분류할 수 있다. 시·공간 트렐리스 부호는 대체적으로 더 좋은 성능을 보이지만, 최대 다이버시티 차수(full diversity order)를 얻기 위해서 최대우도 복호기(maximum likelihood decoder)의 복잡도가 송신 안테나의 개수와 전송률에 대해 지수적으로 증가하는 단점이 있고, 높은 차수의 변조 기법을 채택함에 있어 제약이 있다. 또한, 높은 차수의 변조 기법에 대해 성능이 좋은 부호를 찾는 데 어려움이 있다[1]. 초기 Alamouti에 의해서 제안된 시·공간 블록 부호는 최대 다이버시티 차수를 가지면서 수신기에서 선형 처리만으로 최대우도 복호를 가능하게 하기 때문에, 수신기의 복잡도가 송신 안테나의 개수에 따라 선형적으로 증가하여 수신기의 구조가 간단해지고, 쉽게 신호를 검출할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그

러나 시·공간 블록 부호는 다이버시티 이득은 얻을 수 있지만, 부호화 이득은 얻을 수 없다는 단점이 있다[2]. Tarokh 등이 제안한 시·공간 트렐리스 부호는 부호화 이득과 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 있지만, 부호화 이득을 최대로 할 수 있는 최적의 부호 설계를 하지 못했다[3]. 따라서 Alamouti와 Tarokh 등은 다이버시티 이득만 얻게 해주는 시·공간 블록 부호를 내부부호(inner code)로 하고, 트렐리스 부호를 외부부호(outer coder)로 사용하여 부호화 이득을 얻는 연결 부호(concatenated code)를 제안하였다[4]. 그리고 Siwamogsatham과 Fitz는 이와 같은 구조를 제안하고 실험 결과를 제시하였다[5-6]. Jafrakhani와 Seshadri는 시·공간 블록 부호와 시·공간 트렐리스 부호를 결합하여 최대 다이버시티를 만족하면서, 기존의 STBC보다 더 높은 전송률을 갖는 새로운 SOSTTC (Super-Orthogonal Space Time Trellis Code)를 제안하였다[7]. SOSTTC의 특징은 내부부호로 Alamouti가 제시한 직교 설계(orthogonal design)와 외부부호로 시·공간 트렐리스 부호를 연결한 구조를 설계하였다. 이것은 최대 부호화 이득을 제공하기 위해서 super-orthogonal set을 정의하고 트렐리스 부호를 Ungerboeck의 Set partitioning[8]을 이용하여 최대 다이버시티와 높은 부호화 이득을 얻는 장점을 가지고 있다. 또한 주어진 전송률, 성상도, 상태 개수에 따라 최대 부호 이득을 얻을 수 있는 체계적인 설계 방법을 제시하였다.

다중 경로 페이딩 환경에서 고속의 데이터 전송을 위해 시·공간 부호를 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 결합시킨 시스템이 제안되었다. 최근 많은 논문들에서, 2×2 시·공간 부호 행렬을 적용한 두 개의 전송 안테나 시스템이 제안되었고, 4×4 시·공간 부호 행렬을 적용하여 ST·SF·STF-OFDM 시스템을 다양한 채널 상태에서 성능을 분석하였다[9-11].

본 논문에서는 SOSTTC 2×2 전송 행렬을 이용하여 두 개의 전송 안테나를 가진 OFDM 시스템과 결합하여 수신측의 안테나 개수의 증가에 따른 성능을 보이고, 4×4 전송 행렬을 가진 SOSTTC를 이

용하여 다중 안테나 OFDM 시스템과 결합하여 ST · SF · STF 영역에서 해석하고 블록 부호를 만들었다. SOSTTC STF-OFDM 시스템에 적합한 복호화 방식을 제안하고 성능을 분석한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II장에서 SOSTTC의 기본 개념을 설명하고, III장에서 SOSTTC 2×2 전송 행렬을 적용한 ST · SF-OFDM과 4×4를 적용한 SOSTTC STF-OFDM 시스템을 설명한다. IV장에서는 제안된 시스템을 모의실험을 통해 비교 분석하였고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. SOSTTC의 개념

본 장에서는 Siwamogsatham과 Fitz[6]이 제안한 SOSTTC 부호 기법을 설명한다. 여기서는 Super-Orthogonal set을 정의하고, 이것과 Ungerboeck의 Set partitioning을 결합한 SOSTTC를 정의한다. SOSTTC는 다음과 같이 기본적인 2×2 전송 행렬로 표현된다.

$$C(x_1, x_2, \theta) = \begin{pmatrix} x_1 e^{j\theta} & x_2 \\ -x_2^* e^{j\theta} & x_1^* \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 M-PSK 변조를 사용할 경우, $\theta = \frac{2\pi i}{M}$, $i = 0, \dots, M-1$ 이다[7]. 위의 행렬에서 전송되는 신호는 t 시간 동안 첫 번째 안테나를 통해서 $x_1 e^{j\theta}$, 두 번째 안테나를 통해서 x_2 가 전송된다. $(t+1)$ 시간 동안 첫 번째 안테나를 통해서 $-x_2^* e^{j\theta}$, 두 번째 안테나를 통해서 x_1^* 가 전송된다. 이것은 본래의 성상도에서 선택된 x_1, x_2, θ 만을 가지고 만들어진 신호이기 때문에 신호 성상도의 확장을 가져오지 않는다. 첫 번째 안테나의 위상 변위 θ 값에 따라서 기존 Alamouti가 제안한 시 · 공간 블록 부호보다 더 많은 전송 행렬을 생성할 수 있다. 일반적인 시 · 공간 블록 부호는 주어진 차원과 변조 방법 내에서 가능한 모든 직교 신호 집합을 포함하지 않는다. 예를 들어, BPSK 같은 경우는 θ 가 $0, \pi$ 의 값을 가지고 시 · 공간 블록 부호보다 더 많은 직교 행렬을 생성할 수

있다.

두 개의 전송 안테나를 가진 SOSTTC 시스템을 생각해보면 $(t+1)$ 시간 동안 채널은 c_i 로 i 번째 전송 안테나와 수신 안테나 사이에 복소수 채널 이득으로 표현한다. c_i 는 두 개의 심볼 전송 구간동안 일정하다고 가정하면, 수신측에서 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1 &= c_1 x_1 e^{j\theta} + c_2 x_2 + n_1 \\ y_2 &= -c_1 x_2^* e^{j\theta} + c_2 x_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 n_i 는 i 번째 전송 안테나에서 수신된 수신측 잡음이며, 평균이 0이고 분산이 σ^2 이다. 수신기에서 최대 유사 복호 알고리즘(Maximum Likelihood Decoding Algorithm)을 사용하여 수신된 신호를 검출하는 식은 다음과 같다.

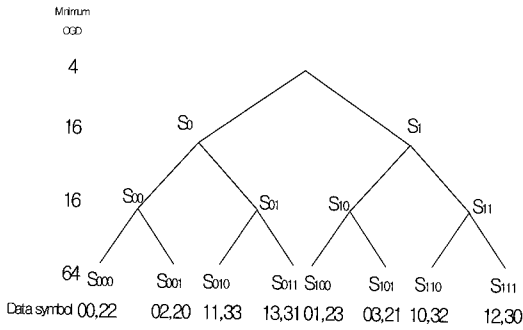
$$\hat{x} = \sum_{t=1}^l \sum_{j=1}^m |y_t^j| - \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} c_i^j \quad (3)$$

여기서 $\alpha_{i,j}$ 는 i 번째 전송 안테나에서 j 번째 수신 안테나로의 채널계수인 복소 가우시안 확률변수를 나타낸다.

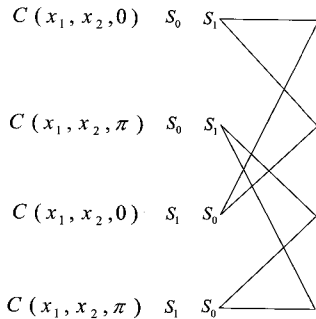
최대 유사 복호 알고리즘을 이용하여 검출된 신호를 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= c_1^* e^{-j\theta} y_1 + c_2 y_2^* = (|c_1|^2 + |c_2|^2) x_1 + c_1^* e^{-j\theta} n_1 + c_2 n_2^* \\ \hat{x}_2 &= c_2^* y_1 - c_1 e^{j\theta} y_2^* = (|c_1|^2 + |c_2|^2) x_2 + c_2^* n_1 - c_1 e^{-j\theta} n_2^* \end{aligned} \quad (4)$$

이 SOSTTC는 초기 STTC 구조보다 최대 다이버시티를 만족시키면서 높은 부호화 이득을 얻는 장점이 있다. Super-Orthogonal 설계 집합을 이용한 Set partitioning을 통해 다음과 같은 CGD(Coding Gain Distance)의 값을 계산하고, 최적의 트렐리스 부호 생성 기법을 이용한다. 전송 신호쌍 x_1, x_2 의 차행렬 $B(x_1, x_2)$ 을 가지는 최소 determinant 행렬을 구하면 $A(x_1, x_2) = B(x_1, x_2) B^H(x_1, x_2)$ 이고, x_1, x_2 쌍에 대한 CGD는 $d^2(x_1, x_2) = \det(A(x_1, x_2))$ 이다. 여기서 $\det(A)$ 는 행렬 A 의 determinant이다. QPSK에 대한 Set partitioning의 예를 <그림 1>에서 볼 수 있다. 가지에 있는 숫자는 시 · 공간 블록 부호의 심볼



<그림 1> QPSK에 대한 Set partitioning
<Fig. 1> Set partitioning for QPSK



<그림 2> bit/s/Hz (QPSK) : 4-state 부호
<Fig. 2> A four-state code; $r=2\text{bit/s/Hz}$ (QPSK $r=2$)

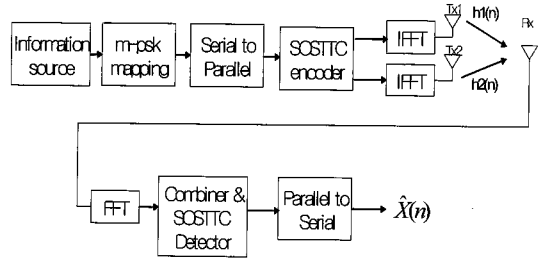
을 구성하는 이진 입력을 의미한다. 적은 비트 오류로 인해 CGD가 작아질 수 있는 것을 Set partitioning을 이용하여 최대한 늘려 놓았기 때문에 높은 부호화 이득을 얻을 수 있게 된다. 위의 Set partitioning을 이용하여 각 state에서 부호화 이득을 얻기 위한 트렐리스가 가능하다.

위의 트렐리스는 기존의 논문 [3]에서 설계된 Tarokh의 4-state QPSK STTC에 비해 2dB의 성능 이득을 얻는다. 또한 SOSTTC는 여러 종류의 PSK와 2, 4, 8-state 등의 다양한 환경에서 구성이 가능하다[7]. 다음 장에서는 2×2 와 4×4 SOSTTC를 이용한 ST · SF · STF-OFDM 시스템을 제안한다.

III. 서로 다른 전송 행렬을 적용한 ST · SF · STF-OFDM

1. 2×2 SOSTTC 전송 행렬을 적용한 ST-OFDM

먼저 송신 안테나가 두 개인 시스템을 고려해 보면, <그림 3>과 같은 간단한 블록 다이어그램으로 나타낼 수 있다.



<그림 3> 두 개의 전송 안테나를 가진 SOSTTC-OFDM

<Fig. 3> SOSTTC-OFDM System with two Tx antenna

단위 시간에 정보 비트가 입력되고 M-PSK 매핑된 신호의 SOSTTC 부호화 과정은 연속된 두 OFDM 심볼의 동일 부채널에 해당하는 두 심볼간에 이루어진다. 또한 트렐리스도에 따라 다이버시티 이득과 부호화 이득이 최대가 되도록 성상도에 따른 위상 변위 θ 값이 결정된다. l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부채널 신호 $X[l, k]$ 와 $(l+1)$ 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부채널 신호가 $X[l+1, k]$ 일 때 SOSTTC 부호화기는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} X[l, k]e^{j\theta} & X[l+1, k] \\ -X^*[l+1, k]e^{j\theta} & X^*[l, k] \end{pmatrix} \quad (5)$$

이들 신호들은 IFFT에 의해 각각의 OFDM 심볼을 형성하고 cycle prefix가 삽입된 후, 두 개의 전송 안테나를 통해 각각 전송된다. 심볼 주기 T_s 동안 길이 N 벡터 심볼로 구성된다.

$$\begin{aligned} X_1 &= [X_1(0)e^{j\theta_0}, X_1(1)e^{j\theta_1}, \dots, X_1(N-1)e^{j\theta_{N-1}}]^T \\ X_2 &= [X_2(0), X_2(1), \dots, X_2(N-1)e^{j\theta_{N-1}}]^T \end{aligned} \quad (6)$$

첫 번째 안테나에서는 첫 번째 시간 동안에 $X_1(n)e^{j\theta_n}$ 을 전송하고, $-X_2^*(n)e^{j\theta_n}$ 을 두 번째 시간 동안에 전송한다. 두 번째 안테나에서는 첫 번째 시간 동안 $X_2(n)$ 을 전송하고, $X_1^*(n)$ 을 두 번째 시간 동안에 전송한다. 전송 행렬은 식 (7)과 같다.

$$\begin{pmatrix} X_1(n)e^{j\theta_n} & X_2(n) \\ -X_2^*(n)e^{j\theta_n} & X_1^*(n) \end{pmatrix} \quad (7)$$

채널 응답이 두 시간 슬롯 동안 일정하다고 가정하면, 복조되는 벡터는 대응되는 시간 슬롯에서 수신되는 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Y_1(n) &= A_1(n)X_1(n)e^{j\theta_n} + A_2(n)X_2(n) + Z_1(n) \\ Y_2(n) &= -A_1(n)X_2^*e^{j\theta_n} + A_2(n)X_1^* + Z_2(n) \end{aligned} \quad (8)$$

A_1, A_2 의 요소는 채널 임펄스 응답 (h_1, h_2)에 FFT를 취한 것이다. Z_i 는 i 번째 전송 안테나에서 수신된 평균 0이고 분산이 σ^2 인 가우시안 채널 잡음이다. 그리고 채널 이득은 각각 독립적이라고 가정하고, 추정되는 신호는 채널 응답이 알려져 있거나 수신측에서 채널의 상태가 정확하게 측정된다고 가정한다. 식 (8)과 채널 응답의 행렬을 결합하여 계산하면 추정되는 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_1 &= A_1^*(n)e^{-j\theta_n}Y_1(n) + A_2(n)(Y_2(n))^* \\ \hat{X}_2 &= A_2^*(n)Y_1(n) - A_1(n)e^{j\theta_n}(Y_2(n))^* \end{aligned} \quad (9)$$

전자에서는 ML 복호화를 사용하여 n 전송 구간 동안에 신호를 결정한다. 식 (8)과 (9)를 결합하여 표현하면 추정되는 신호는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_1(n) &= (|A_1(n)|^2 + |A_2(n)|^2)X_1(n) + A_1^*(n)e^{-j\theta_n}Z_1(n) + A_2(n)Z_2^*(n) \\ \hat{X}_2(n) &= (|A_1(n)|^2 + |A_2(n)|^2)X_2(n) + A_2^*(n)Z_1(n) - A_1(n)e^{j\theta_n}Z_2^*(n) \end{aligned} \quad (10)$$

2. 2 × 2 SOSTTC 전송 행렬을 적용한 SF-OFDM

채널의 시변 정도가 커서 연속된 OFDM 심볼 사이에 채널이 변화할 경우에는 시·공간 부호화된 OFDM은 적용이 어려워진다. 그러나 채널의 주파수 선택적 특성(Frequency Selectivity)이 크지 않고, FFT 크기가 매우 커서 인접 부채널 간의 채널 주파

수 응답이 거의 바뀌지 않을 경우에는 인접 부채널의 심볼 사이에 부호화를 적용할 수 있다. 이러한 경우에는 부호화가 주파수 영역에서 이루어지므로 SFBC-OFDM이 된다[12]. 다음은 두 개의 전송 안테나를 사용한 SOSTTC SF-OFDM을 기술하겠다. 기본적으로 SF-OFDM의 부호화는 한 OFDM 심볼의 인접 부채널에 해당하는 두 심볼 사이에 이루어진다. l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부채널 신호 $X[l, k]$ 와 $(k+1)$ 번째 부채널 신호 $X[l, k+1]$ 은 다음 식과 같이 부호화된다.

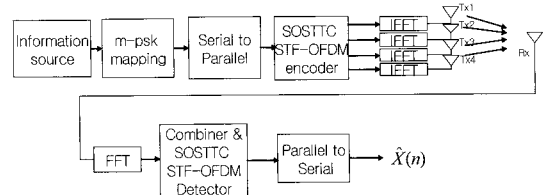
$$\begin{pmatrix} X[l, k] & X[l, k+1] \\ -X^*[l, k+1] & X^*[l, k] \end{pmatrix} \quad (11)$$

앞에서 기술한 SOSTTC ST-OFDM과 마찬가지로 식 (11)에서 1행 성분들은 첫 번째 송신 안테나에서, 2행 성분들은 두 번째 송신 안테나에서 전송되는 신호를 나타낸다. 즉, 각 송신 안테나에서 l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부채널 신호는 첫 번째 열 성분이 전송되고, $(k+1)$ 번째 부채널 신호는 두 번째 열 성분이 전송된다.

3. 4 × 4 SOSTTC 전송 행렬을 적용한 STF-OFDM

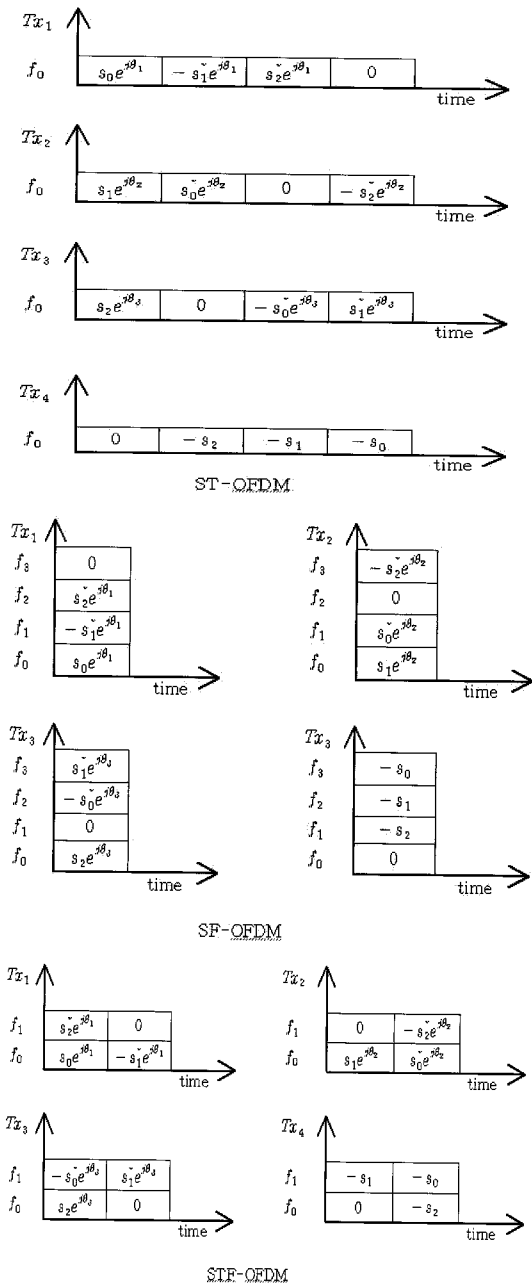
네 개의 전송 안테나와 하나의 수신 안테나를 가진 SOSTTC STF-OFDM을 간단한 블록 다이어그램으로 나타내면 다음과 같다.

이 시스템은 4 × 4 SOSTTC를 이용한 STF-OFDM 시스템이다. 본 논문에서는 3/4 전송률을 가진 SOSTTC 전송 행렬을 사용하였다. ST-OFDM은



<그림 4> 네 개의 전송 안테나를 가진 SOSTTC STF-OFDM 시스템

<Fig. 4> SOSTTC STF-OFDM System with four Tx antennas



<그림 5> 4×4 SOSTTC를 적용한 ST·SF·STF-OFDM 부호 구조

<Fig. 5> ST·SF·STF-OFDM codes structure applying 4×4 SOSTTC

하나의 부반송파에 연속된 네 개의 OFDM 심볼을 각각의 안테나를 통해 전송하고, SF-OFDM은 네 개

의 연속된 부반송파에 한 개의 OFDM 심볼을 각각의 안테나를 통해 전송한다. 그리고 STF-OFDM은 두 개의 연속된 OFDM 심볼을 두 개의 반송파에 실어서 네 개의 안테나를 통해 전송한다. 이후, 수신측에서는 보호 구간을 제거하고 수신된 신호는 각각의 복호화기를 통해 복호된다. 블록 부호의 직교성과 채널 상태의 관계는 다음과 같다. 복소 채널 이득이 한 블록 내에서 일정할 때, 블록 부호의 직교성은 유지되지만, 그렇지 않을 경우에는 블록 부호의 직교성은 깨어지게 된다. 따라서 블록 부호에 대한 직교성의 파괴는 성능의 감쇠와 잡음을 유발시킨다 [11]. <그림 5>에서는 SOSTTC ST·SF·STF-OFDM의 부호 구조를 나타내었다.

본 절에서는 4×4 SOSTTC 전송 행렬을 이용한 ST·SF·STF-OFDM 부호 구조를 나타내었다. ST·SF-OFDM의 경우, 이전에 기술했던 2×2 SOSTTC 전송 행렬을 이용한 ST·SF-OFDM과 유사하기 때문에 여기에서는 SOSTTC를 이용한 STF-OFDM을 보다 상세히 전개하고 적절한 복호화 방식을 제안하였다. 다음은 3/4 전송률을 가진 4×4 SOSTTC 직교 행렬이다[7].

$$C = \begin{pmatrix} x_1 e^{j\theta_1} & x_2 e^{j\theta_2} & x_3 e^{j\theta_3} & 0 \\ -x_2^* e^{j\theta_1} & x_1^* e^{j\theta_2} & 0 & -x_3 \\ x_3^* e^{j\theta_1} & 0 & -x_1^* e^{j\theta_3} & -x_2 \\ 0 & -x_3^* e^{j\theta_2} & x_2^* e^{j\theta_3} & -x_1 \end{pmatrix} \quad (12)$$

위의 직교 행렬은 세 개의 안테나에 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 의 위상을 조절해주는 값이 직교 행렬의 수를 확장시킬 수 있다. 예를 들어 QPSK 같은 경우 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 은 $0, \pi/2, 3\pi/2$ 가 될 수 있다. 위의 직교 행렬을 OFDM에 적용하여 STF-OFDM 시스템을 고려해 보면, 데이터 심볼 벡터 $X(n)$ 을 여덟 개의 데이터 심볼 벡터 $X_{1,1}(n), X_{2,1}(n), X_{3,1}(n), X_{4,1}(n), X_{1,2}(n), X_{2,2}(n), X_{3,2}(n), X_{4,2}(n)$ 으로 나타낼 수 있으며, 각각의 데이터 심볼들은 식 (13)과 같이 정의된다. 식 (13)에서 $X_{l,t}(n)$ 은 t 시간 슬롯 동안 l 번째 안테나를 통해서 전송되는 데이터 심볼 벡터이다. STF 부호화와 복호화기는 다음과 같은 세 가지 요소의 벡터

로 나타낼 수 있다. $X(n)$ 을 길이 $N/3$ 으로 나누어 $X_1(n), X_2(n), X_3(n)$ 으로 나타낼 수 있으며, 그것은 식 (14)와 같다.

SOSTTC 부호화된 등가 전송 행렬은 식 (15)와 같다.

$$\begin{pmatrix} X_1(n)e^{j\theta_1(n)} & X_2(n)e^{j\theta_2(n)} & X_3(n)e^{j\theta_3(n)} & 0 \\ -X_2^*(n)e^{j\theta_1(n)} & X_1^*(n)e^{j\theta_2(n)} & 0 & -X_3(n) \\ X_3^*(n)e^{j\theta_1(n)} & 0 & -X_1^*(n)e^{j\theta_3(n)} & -X_2(n) \\ 0 & -X_3^*(n)e^{j\theta_2(n)} & X_2^*(n)e^{j\theta_3(n)} & -X_1(n) \end{pmatrix} \quad (15)$$

OFDM 심볼의 각 채널 응답을 대각 행렬 A_1, A_2, A_3, A_4 이라고 가정하면 수신된 벡터는 식 (16)과 같다. 식 (16)에서 수신되는 신호 $Y_{t,e \text{ or } o}(n)$ 을 t 번째 시간 슬롯 동안 부반송파의 홀수와 짝수로 나누어 생각해보면 다음과 같이 기술할 수 있다. $A_{1,t,e \text{ or } o}(n)$ 는 첫 번째 안테나로부터 t 번째 시간 슬롯 동안 홀수 · 짝수의 부반송파에 대한 채널 응답으로 정의한다. 그리고 $X_{1,t,e \text{ or } o}(n)$ 은 첫 번째 안테나로부터 t 번째 시간 슬롯 동안 홀수 · 짝수의 부반송파에 대한 전송되는 데이터 신호 벡터로 정의한다. 나누어 정리하면 식 (17)과 같고 이것을 다시 정리

하면, 식 (18)과 같다. 또한 수신단에서 채널 상태 정보를 완전히 알고 있다고 가정하면 블록 내에서 복소 채널 이득은 같다. 이 시스템에서 $\hat{X}(n)$ 을 추정하는 STF 복호화를 위한 식은 (19)와 같고, 이 식에 식 (18)을 대입하여 계산한 결과, 추정되는 $\hat{X}_1(n), \hat{X}_2(n), \hat{X}_3(n)$ 은 식 (20)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_1(n) &= (|A_1(n)|^2 + |A_2(n)|^2 + |A_3(n)|^2 + |A_4(n)|^2)X_1(n) + \eta_1 \\ \hat{X}_2(n) &= (|A_1(n)|^2 + |A_2(n)|^2 + |A_3(n)|^2 + |A_4(n)|^2)X_2(n) + \eta_2 \\ \hat{X}_3(n) &= (|A_1(n)|^2 + |A_2(n)|^2 + |A_3(n)|^2 + |A_4(n)|^2)X_3(n) + \eta_3 \end{aligned} \quad (20)$$

IV. 모의실험

이 장에서는 모의실험 결과를 기술한다. 수신측에서 완전히 채널을 추정할 수 있다고 가정한다. 모의 실험은 I-METRA 채널 시뮬레이션[13]을 사용하였으며, 고려한 채널 모델로는 3GPP에서 결정한 도시 환경에서의 표준 다중 안테나 환경[14]인 Case B를 채택하였다. Case B는 서로 다른 지면 확산을 가지는 전형적인 Urban 매크로-셀 환경을 모델링하며, 모든 다중경로가 동일한 AoA (Angle of Arrival)를

$$\begin{aligned} X_{1,1}(n) &= [X_0(n)e^{j\theta_1(n)}, X_2^*(n)e^{j\theta_1(n)}, \dots, X_{N-3}(n)e^{j\theta_1(n)}, X_{N-1}^*(n)e^{j\theta_1(n)}]^T \\ X_{1,2}(n) &= [-X_1^*(n)e^{j\theta_1(n)}, 0, \dots, X_{N-2}(n)e^{j\theta_1(n)}, 0]^T \\ X_{2,1}(n) &= [X_1^*(n)e^{j\theta_2(n)}, 0, \dots, X_{N-2}(n)e^{j\theta_2(n)}, 0]^T \\ X_{2,2}(n) &= [X_0^*(n)e^{j\theta_2(n)}, -X_2(n)e^{j\theta_2(n)}, \dots, X_{N-3}(n)e^{j\theta_2(n)}, -X_{N-1}(n)e^{j\theta_2(n)}]^T \\ X_{3,1}(n) &= [X_2(n)e^{j\theta_3(n)}, -X_0(n)e^{j\theta_3(n)}, \dots, X_{N-1}(n)e^{j\theta_3(n)}, X_{N-3}(n)e^{j\theta_3(n)}]^T \\ X_{3,2}(n) &= [0, X_1^*(n)e^{j\theta_3(n)}, \dots, 0, X_{N-2}(n)e^{j\theta_3(n)}]^T \\ X_{4,1}(n) &= [0, X_1(n), \dots, 0, X_{N-2}(n)]^T \\ X_{4,2}(n) &= [-X_2(n), X_0(n), \dots, X_{N-1}(n), X_{N-3}(n)]^T \\ X_1(n) &= [X_0(n), X_3(n), \dots, X_{N-6}(n), X_{N-3}(n)]^T \\ X_2(n) &= [X_1(n), X_4(n), \dots, X_{N-5}(n), X_{N-2}(n)]^T \\ X_3(n) &= [X_2(n), X_5(n), \dots, X_{N-4}(n), X_{N-1}(n)]^T \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} Y_1 &= A_1(n)X_{1,1}(n) + A_2(n)X_{2,1}(n) + A_3(n)X_{3,1}(n) + A_4(n)X_{4,1}(n) + Z_1(n) \\ Y_2 &= A_1(n)X_{1,2}(n) + A_2(n)X_{2,2}(n) + A_3(n)X_{3,2}(n) + A_4(n)X_{4,2}(n) + Z_2(n) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} Y_{1,e} &= A_{1,1,e}(n)X_{1,1,e}(n) + A_{2,1,e}(n)X_{2,1,e}(n) + A_{3,1,e}(n)X_{3,1,e}(n) + A_{4,1,e}(n)X_{4,1,e}(n) + Z_{1,e}(n) \\ Y_{1,o} &= A_{1,1,o}(n)X_{1,1,o}(n) + A_{2,1,o}(n)X_{2,1,o}(n) + A_{3,1,o}(n)X_{3,1,o}(n) + A_{4,1,o}(n)X_{4,1,o}(n) + Z_{1,o}(n) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} Y_{2,e} &= A_{1,2,e}(n)X_{1,2,e}(n) + A_{2,2,e}(n)X_{2,2,e}(n) + A_{3,2,e}(n)X_{3,2,e}(n) + A_{4,2,e}(n)X_{4,2,e}(n) + Z_{2,e}(n) \\ Y_{2,o} &= A_{1,2,o}(n)X_{1,2,o}(n) + A_{2,2,o}(n)X_{2,2,o}(n) + A_{3,2,o}(n)X_{3,2,o}(n) + A_{4,2,o}(n)X_{4,2,o}(n) + Z_{2,o}(n) \end{aligned}$$

$$Y_{1,e} = A_{1,1,e}(n)X_1(n)e^{j\theta_1} + A_{2,1,e}(n)X_2(n)e^{j\theta_2} + A_{3,1,e}(n)X_3(n)e^{j\theta_3} + Z_{1,e}(n) \quad (18)$$

$$Y_{1,o} = A_{1,1,o}(n)X_3^*(n)e^{j\theta_1} - A_{3,1,o}(n)X_1^*(n)e^{j\theta_3} - A_{4,1,o}(n)X_2(n) + Z_{1,o}(n)$$

$$Y_{2,e} = -A_{1,2,e}(n)X_2^*(n)e^{j\theta_1} + A_{2,2,e}(n)X_1^*(n)e^{j\theta_2} - A_{4,2,e}(n)X_3(n) + Z_{2,e}(n)$$

$$Y_{2,o} = -A_{2,2,o}(n)X_3^*(n)e^{j\theta_2} + A_{3,2,o}(n)X_2^*(n)e^{j\theta_3} - A_{4,2,o}(n)X_1(n) + Z_{2,o}(n)$$

$$\hat{X}_1(n) = Y_{1,e}(n)A_1^*(n)e^{-j\theta_1(n)} + (Y_{2,e}(n))^*A_2(n)e^{j\theta_2(n)} - (Y_{1,o}(n))^*A_3(n)e^{j\theta_3(n)} - Y_{2,o}(n)A_4^*(n) \quad (19)$$

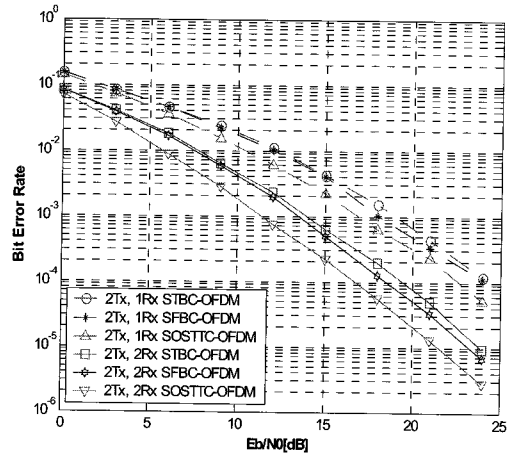
$$\hat{X}_2(n) = Y_{1,e}(n)A_2^*(n)e^{-j\theta_2(n)} + (Y_{2,e}(n))^*A_1(n)e^{j\theta_1(n)} - Y_{1,o}(n)A_4^*(n) + (Y_{2,o}(n))^*A_3(n)e^{j\theta_3(n)}$$

$$\hat{X}_3(n) = Y_{1,e}(n)A_3^*(n)e^{-j\theta_3(n)} - Y_{2,e}(n)A_4^*(n) + (Y_{1,o}(n))^*A_1(n)e^{j\theta_1(n)} - (Y_{2,o}(n))^*A_2(n)e^{j\theta_2(n)}$$

가짐을 가정한다. PDP (Power Delay Profile)는 ITU Pedestrian A의 PDP를 갖는다. 모의실험에서 이용한 파라미터는 <표 1>과 같다.

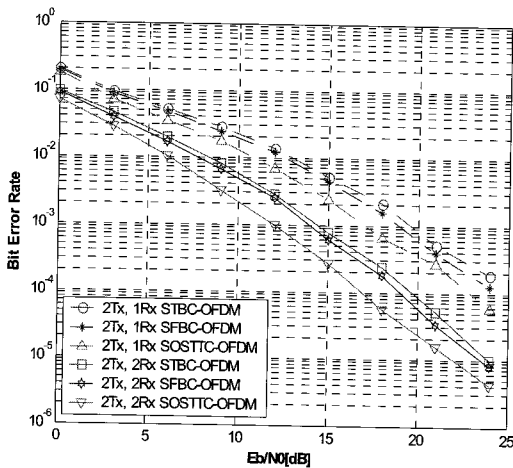
<표 1> 모의실험 변수
<Table 1> Parameter

파라미터	값
변조 방법	QPSK, 16QAM
시스템 대역 주파수	20 MHz
부반송파 수	2048
FFT 크기	1536
보호 구간	18.08 μ S
심볼 길이	100 μ S
최대 도플러 주파수	20, 200, 1000 Hz



<그림 7> 2x2 SOSTTC 전송 행렬을 이용한 SF-OFDM ($f_d=20$ Hz)

<Fig. 7> SF-OFDM using 2x2 SOSTTC Transmission Matrix ($f_d=20$ Hz)

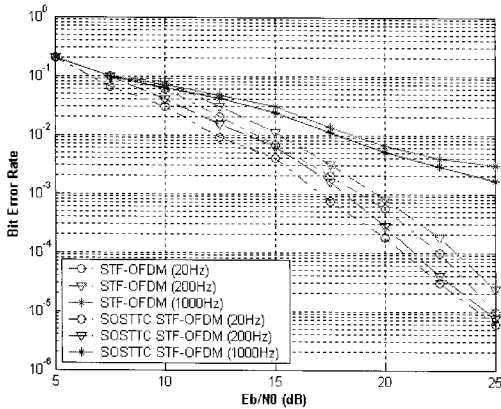


<그림 6> 2x2 SOSTTC 전송 행렬을 이용한 ST-OFDM ($f_d=20$ Hz)

<Fig. 6> ST-OFDM using 2x2 SOSTTC Transmission Matrix ($f_d=20$ Hz)

<그림 6>과 <그림 7>에서는 2x2 SOSTTC 전송 행렬을 이용한 시스템의 경우에 기존의 STBC-OFDM과 SFBC-OFDM을 비교하였다. 전송 안테나가 두 개인 경우의 성능을 보이고 있다.

<그림 6>과 <그림 7>에서 확인할 수 있듯이 기존의 SFBC-OFDM보다 10^{-3} 에서 약 2dB 정도의 향상된 성능을 나타내고 있다. 이것은 시·공간 부호보다 SOSTTC 부호의 부호 이득 때문에 발생한 결과이다. 시스템의 복잡도는 ST·SF-OFDM보다 증가하지만, 성능의 향상을 보임으로써 시스템에 적용할 만한 가치가 있다. 다음은 4x4 전송 행렬을 이용한 SOSTTC STF-OFDM과 STF-OFDM을 서로 다른 도플러 주파수에서 성능을 보인다.



<그림 8> 4×4 SOSTTC 전송 행렬을 이용한 STF-OFDM (16QAM)

<Fig. 8> STF-OFDM using 4×4 SOSTTC Transmission Matrix (16QAM)

V. 결 론

본 논문에서는 주파수 선택적 페이딩 채널의 무선 통신 환경에서 SOSTTC (Super-Orthogonal Space-Time Trellis Codes) ST · SF · STF-OFDM을 제안하였다. 모의실험을 통해 2×2 SOSTTC 전송 행렬을 이용한 ST · SF-OFDM을 기존의 ST · SF-OFDM 시스템과 비교하였다. 또한, 4×4 SOSTTC 전송 행렬을 이용한 네 개의 전송 안테나를 가진 SOSTTC STF-OFDM 시스템의 경우에 도플러 주파수가 증가함에 따른 성능을 분석하였다. 비교 분석을 통하여 2×2 전송 행렬을 가진 SOSTTC를 이용한 ST · SF-OFDM 시스템이 기존 시스템보다 성능이 개선됨을 확인할 수 있었다. 제안된 4×4 전송 행렬을 가진 SOSTTC를 이용한 STF-OFDM 시스템도 기존의 STF-OFDM보다 성능이 개선됨을 확인할 수 있었다. 또한 전체적으로 시 · 공간 부호에 비해 SOSTTC를 사용함으로써 최대 다이버시티를 만족시키면서 높은 부호화 이득을 얻음을 모의실험을 통해 확인했다. 향후 송 · 수신단의 안테나 개수를 증가시켜 높은 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 시스템이나, 다른 부호화 방식을 이용한 다중 사용자의 경우에 효과적인 검출 방법 및 시스템을 고려하

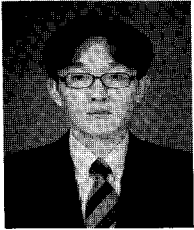
는 것도 차후의 과제이다.

참 고 문 헌

- [1] 김상효, 강익선, 노종선, "Overview of Space-Time Codes - 다중 송수신 안테나 시스템을 위한 시공간 부호", *대한전자공학회, 텔레콤*, Vol. 18, No. 2, pp.46-57, Dec. 2002.
- [2] S. M. Alamouti, "A Simple Transmitter Diversity Technique for Wireless communications", *IEEE Journal on SAC*, Vol. 16, No. 8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [3] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction", *IEEE Trans. on Infom. Theory*, Vol. 44, No. 2, pp.744-765, Mar. 1998.
- [4] S. M. Alamouti, V. Tarokh, and P. Poon, "Trellis-Coded Modulation and Transmit Diversity: Design Criteria and Performance Evaluation," *IEEE ICUPC '98*, Vol. 1, pp.917-920, Oct. 1998.
- [5] S. Siwamogsatham and M. Fitz, "Robust Space-Time Codes for Correlated Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 50, No. 10, pp.2408-2416, Oct. 2002.
- [6] -, "Improved High Rate Space-Time Codes via Orthogonality and Set Partitioning", *IEEE Wireless Comm. and Net. Conf. (WCNC)*, Vol. 1, pp.264-270, Mar. 2002.
- [7] H. Jafarkhani and N. Seshadri, "Super-Orthogonal Space-Time Trellis Codes", *IEEE Trans. on Infom. Theory*, Vol. 49, No. 4, pp.937-950, Apr. 2003.
- [8] G. Ungerboeck, "Channel Coding for Multi-level/Phase Signals", *IEEE Trans. on Infom.*

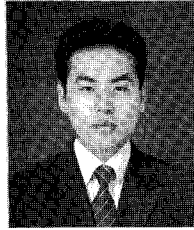
- Theory*, Vol. 28, No. 1, pp.55-67, Jan. 1982.
- [9] K. F. Lee and D. B. Williams, "A Space-Time coded Transmitter Diversity Technique for Frequency selective Fading Channels", *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, pp.149-152, Mar. 2000.
- [10] -, "A Space-Frequency Transmitter Diversity Technique for OFDM System", *IEEE GLOBECOM '00*, Vol. 3, pp.1473-1477, Nov. 2000.
- [11] Kenji Suto and Tomoaki Ohtsuki, "Performance Evaluation of Space-Time-Frequency Block Codes over Frequency Selective Fading Channels", *IEEE VTC '02*, Vol. 3, pp.1466-1470, Sep. 2002.
- [12] 박경원, 김태곤, 조용수, "고속 무선 전송을 위한 MIMO-OFDM 기술", *Telecomm. Review*, Vol. 12, No. 2, pp.210-224, April 2002.
- [13] P. K. Jean, S. Laurent, and E. M. Preben, "MIMO Channel Characterization," *Tech. IST-2000-30148 I-METRA, IST*, Oct. 2002, Available at <http://www.ist-imetra.org/>
- [14] ESTI Tech. Report, "Multiple-Input Multiple Output Antenna Processing for HSDPA", TR 25.876.v1.0.1, 2002.

저자소개



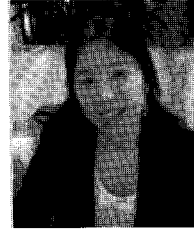
서 명 석 (Seo, Myoung-Seok)

2004년 8월 : 인하대학교 컴퓨터공학부 학사 졸업
2004년 9월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신공학과 석사과정



신 철 민 (Shin, Chul-Min)

2005년 2월 : 인하대학교 생명과학/컴퓨터공학부 학사 졸업
2005년 3월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신대학원 석사과정



김 유 미 (Kim, Yoo-Mi)

2005년 2월 : 배재대학교 정보통신공학부 학사 졸업
2005년 8월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신공학과 석사과정



곽 경 섭 (Kwak, Kyung-Sub)

1977년 2월 : 인하대학교 전기공학과 학사 졸업
1981년 12월 : 미국 USC 전기공학과 석사 졸업
1988년 2월 : 미국 UCSD 통신이론 및 시스템 박사
1988년 2월 ~ 1989년 2월 : 미국 Hughes Network Systems 연구원
1989년 2월 ~ 1990년 3월 : 미국 IBM Network Analysis Center 연구원
2000년 3월 ~ 2002년 2월 : 인하대학교 정보통신 전문대학원 원장
2000년 3월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신 전문대학원 교수
2003년 8월 ~ 현재 : 인하대학교 초 광대역 무선통신 연구센터(UWB-ITRC) 센터장
2006년 1월 ~ 현재 : 한국통신학회 회장