

준직교 시공간 블록 부호화된 OFDM 시스템의 성능 분석

Performance Analysis of Quasi-Orthogonal Space-Time Block Coded OFDM Systems

황규상*, 이종식**, 정재필***, 오창현**

Kyu-Sang Hwang*, Jong-Sik Yi**, Jae-Pil Jong***, and Chang-Heon Oh****

요 약

하향 링크에서 고품질의 멀티미디어 서비스를 위한 기술로 직교 시공간 블록 부호를 이용한 전송 다이버시티 기법이 제안 되었지만 3개 이상의 송신 안테나를 사용하는 경우 대역효율이 저하되기 때문에 송신 안테나의 수가 증가하는 만큼의 다이버시티 효과를 얻을 수 없다. 따라서, 이를 개선하기 위한 연구로 송신 안테나의 수가 증가하더라도 추가적 대역을 필요로 하지 않는 준직교 시공간 블록부호가 제안되었다. 그러나 시공간 블록부호를 이용한 전송 다이버시티 기법은 준정지, 주파수 비선택적 채널을 가정하여 성능을 검증하였기 때문에 본 논문에서는 주파수 선택적 채널이 비선택적 채널로 등가화되는 OFDM 시스템에 준직교 시공간 블록부호를 적용함으로써 기존의 직교 시공간 블록 부호화된 OFDM 시스템과 성능을 비교, 분석하였다.

Abstract

As a technique for high-quality multimedia service in down-link, the transmit diversity schemes using a orthogonal space-time block codes were proposed. But if the number of transmit antenna is three or more, it was impossible to obtain full diversity gain because of the decline of spectral efficiency. Accordingly, the quasi-orthogonal space-time block code that not required a additional bandwidth was proposed. But using a space-time block codes, the transmit diversity schemes were verified over quasi-static and frequency non-selective channels. Therefore, in this paper, we analyze the performance of OFDM systems, which a frequency selective channel equalized a frequency non-selective channel, adapting the quasi-orthogonal space-time block code, and compare they to the conventional orthogonal space-time block coded OFDM systems.

Key words : OFDM, space-time block codes

1. 서 론

차세대 이동통신 시스템은 음성 서비스와 동시에

여러 종류의 데이터가 결합된 고품질의 멀티미디어 서비스의 제공이 필수적이다. 이러한 서비스를 효과적으로 제공하기 위해서는 전송 데이터의 대용량화

* (주)뉴파워 프라즈마(New Power Plasma Co. Ltd.)

** (주)디엔티(DE&T Co. Ltd.)

*** 가천길대학 전자통신과(Dept. of Electronic Communication, Gachon Gil College)

**** 한국기술교육대학교 전기전자공학과(Dept. of Electrical Engineering, Korea University of Technology and Education)

· 논문번호 : 2004-1-3

· 접수일자 : 2003년 12월 9일

및 고속화가 요구되며, 이러한 고속의 멀티미디어 데이터 전송을 위해서는 주파수 대역의 확장이 필요하다. 그러나 주파수 자원은 한정되어 있으며, 주파수 대역을 달리함으로써 구분되는 다양한 무선 시스템이 존재함에 따라 주파수 자원을 효율적으로 활용함으로써 대용량의 정보 전송을 가능케 하는 시스템 설계가 필요하다. 따라서, 이동통신 시스템의 품질 및 스펙트럼 효율 개선을 위해 부호화, 변조, 신호처리 기술 등에 대한 연구가 진행되고 있으며, 특히 정보량의 비대칭 구조에 따른 문제와 이동 단말기의 크기, 사용 전력 그리고 시스템의 복잡도 등의 제한요소를 극복하기 위해 하향 링크(down link)에서 시공간 부호화(STC: space-time coding) 기법을 적용한 전송 다이버시티(transmit diversity) 기술이 활발히 연구되고 있다[1]-[5].

송신 다이버시티 기술에 적용된 시공간 부호는 크게 STTC(space-time Trellis codes)와 STBC(space-time block codes)로 분류된다. STTC는 페이딩 채널에서 채널 부호화, 변조 기법, 그리고 다수의 송신 안테나를 통합하는 부호화 방식으로 안테나 수에 비례하는 다이버시티 이득과 트렐리스 부호에서 얻어지는 부호화 이득을 동시에 얻을 수 있다. 그러나 수신단의 복호기 구조는 비터비 알고리즘을 기반으로 하는 ML 수신기로 구성되기 때문에 트렐리스 상태수, 수신 안테나의 수, 가능한 space-time 심벌들의 수 등에 따라 시스템 복잡도가 증가하는 단점을 가진다[1]. 반면에 본 논문에서 적용하는 STBC는 두 송신 안테나에서 두 심벌구간 동안 서로 직교하는 심벌을 송신함으로써 수신기에서 추정된 각 채널 정보와 수신신호를 단순히 선형조합함으로써 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 장점을 지니지만 부호화 이득은 얻을 수 없는 단점을 가진다[2]-[4]. 이러한 STBC는 Alamouti가 2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용하여 처음으로 제안하였으며[2], Tarokh 등은 직교 설계 이론에 근거하여 각 안테나로 전송되는 심벌간에 직교성을 가지는 직교(Orthogonal) STBC를 설계하였다[3],[4]. 그러나 직교 STBC는 송신 안테나가 3개 이상인 경우 추가적 대역 확장을 필요로 한다[3]. 따라서, 대안으로 Jafarkhani는 3개 이상의 송신 안테나에서

디코딩의 복잡도는 증가하지만 추가적 대역 확장을 필요로 하지 않는 준직교(quasi-orthogonal) STBC를 제안하였다[5]. 그러나 이러한 시공간 부호화 기법들은 송수신단 사이의 무선채널 변화가 비교적 느리고(quasi-static), 주파수 비선택적(frequency nonselective) 채널을 가정하여 성능을 검증하였다[1]-[5]. 따라서, 단말의 이동성에 따른 무선 채널의 시간 선택성(time selectivity)과 다중경로에 의한 주파수 선택성(frequency selectivity)을 극복하기 위한 연구가 진행되고 있다. 특히, 채널의 주파수 선택성을 극복하기 위한 방법으로 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 변조 기법이 있으며[6],[7], 대표적인 방법으로 STBC-OFDM(space-time block coded OFDM), SFBC-OFDM(space-frequency block coded OFDM) 등이 있다[8],[9]. 본 논문에서는 직교 STBC와 준직교 STBC를 적용한 OFDM 시스템의 성능을 비교, 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. I 장의 서론에 이어 II 장에서 시공간 블록 부호 기법, III 장에서 OFDM 시스템에 대해 소개한다. 다음으로 IV 장에서는 시공간 블록 부호화된 OFDM 시스템에 대해 기술하였으며, V 장에서 이에 대한 모의실험을 통해 성능을 분석하였다. 그리고 VI 장에서 결론을 맺는다.

II. 시공간 블록부호

1. 직교 시공간 블록부호(orthogonal space-time block codes)

가장 간단한 구조를 가진 Alamouti의 2-branch 송신 다이버시티 시스템은 시간 $t = t_0$ 에서 x_1 과 x_2 , 심벌주기 T_s 만큼 지연된 시간 $t = t_0 + T_s$ 에서 $-x_2^*$, x_1^* 심벌을 2개의 송신 안테나를 통해 전송하며, 이를 아래와 같이 행렬 G_2 로 표현할 수 있다.

$$G_2 = \begin{matrix} \leftarrow \text{SPACE} \\ \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \\ \downarrow \text{TIME} \end{matrix} \quad (1)$$

만약 각 안테나를 통해 전송된 신호가 두 심볼주기 $2T_s$ 동안 변화하지 않으며 (quasi-static), 인접 심볼간 간섭이 없는 (flat) 채널 h_0, h_1 을 겪는다고 가정하면 심볼주기 T_s 간격을 두고 수신된 두 신호 r_1, r_2 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_1 &= h_0 x_1 + h_1 x_2 + n_1, \\ r_2 &= -h_0 x_2^* + h_1 x_1^* + n_2. \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, n_1, n_2 은 평균이 영이고, 분산이 σ_n^2 인 복소 가우시안 잡음이다.

식 (2)의 두 심볼주기 동안 수신된 신호를 이용하여 다이버시티 이득을 얻기 위한 합성 기법은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= h_0^* r_1 + h_1 r_2^* \\ &= (|h_0|^2 + |h_1|^2) x_1 + h_0^* n_1 + h_1 n_2^*, \\ \tilde{x}_2 &= h_1^* r_1 - h_0 r_2^* \\ &= (|h_0|^2 + |h_1|^2) x_2 - h_0 n_2^* + h_1^* n_1. \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, \tilde{x}_1 와 \tilde{x}_2 는 송신된 심볼을 추정하기 위한 ML 복호기의 입력신호이며, 2-branch 수신 다이버시티 이득과 같다.

다음으로 Tarohk 등은 전송 심볼이 QAM과 같은 복소 심볼이고, 3-branch 이상의 송신 다이버시티 구조에 적용하기 위한 복소 직교 STBC G_3, G_4, H_3, H_4 를 제안하였으며, 3-branch 이상의 전송 다이버시티 구조에서 일정 시간동안 각 안테나로 전송되는 심볼간의 직교성을 나타내는 식 (4)를 만족하면서 추가적 대역을 필요로 하지 않는 직교 시공간 블록부호는 존재하지 않음을 증명하였다[3].

$$G_c G_c^H = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_K|^2) I_{K \times K}. \quad (4)$$

여기서, G_c 는 행렬로 표현된 시공간 블록 부호이

며, 복소 심볼 $\mathbf{O}, \pm x_1, \dots, \pm x_K$ (K 는 하나의 STBC를 구성하는 입력 심볼의 수)로 구성된다. 그리고 $[]^H$ 는 허미션 행렬 (Hermitian matrix)을 의미한다.

본 논문에서 적용된 직교 시공간 블록부호 G_4 는 식 (5), H_4 는 식 (6)과 같으며, 추가적인 주파수 대역을 필요로 하지 않는 Alamouti의 직교 시공간 블록 부호 G_2 보다 대역효율이 G_4 의 경우 2배, H_4 의 경우 1.3배가 됨을 알 수 있다. 따라서, 이러한 직교 시공간 블록부호의 송신 안테나의 수 증가에 따른 전송효율 감소 문제를 해결하기 위한 연구로 Jafarkhani는 준직교(quasi-orthogonal) STBC를 제안하였다[5].

$$G_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}. \quad (5)$$

$$H_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} & -\frac{(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

2. 준직교 시공간 블록부호 (quasi-orthogonal space-time block codes)

송신 안테나의 수가 증가하더라도 추가적인 대역 확장이 필요하지 않은 준직교 시공간 블록 부호는 식 (1)의 G_2 를 적절히 조합함으로써 간단히 구성할 수 있으며, 본 논문에서 OFDM 시스템에 적용한 준직교 STBC Q_4 는 다음과 같다[5].

$$Q_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & -x_3 & -x_2 & x_1 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

직교 부호의 경우 수신기에서 간단한 선형조합에 의해 ML 복호가 가능하지만 준직교 부호의 경우 직교 부호에서처럼 선형조합에 의해 복호하는 경우 다른 심볼들에 의한 간섭을 피할 수 없다. 따라서, 준직교 부호의 복호는 이러한 간섭을 최소화하기 위한 다른 복호 기법이 필요하며, 이는 시스템의 복잡도에 직접적으로 영향을 미치기 때문에 성능 대 복잡도 사이의 trade-off가 필요하다.

식 (7)의 Q_4 행렬에서 $4T_s$ 동안 각 송신 안테나로 전송되는 심볼을 나타내는 열벡터가 각각 $\nu_1, \nu_2, \nu_3, \nu_4$ 인 경우 열벡터간의 내적은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \langle \nu_1, \nu_2 \rangle &= \langle \nu_1, \nu_3 \rangle = \langle \nu_2, \nu_4 \rangle \\ &= \langle \nu_3, \nu_4 \rangle = 0, \\ \langle \nu_1, \nu_4 \rangle &\neq 0, \langle \nu_2, \nu_3 \rangle \neq 0. \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $\langle \nu_i, \nu_j \rangle = \sum_{l=1}^4 (\nu_i)_l (\nu_j)_l^*$

열벡터 ν_1 과 ν_4 , ν_2 와 ν_3 가 서로 직교하지 않기 때문에 식 (4)의 직교성을 만족하지 못한다. 따라서, 4 개의 송신 안테나와 M 개의 수신 안테나를 가지는 시스템에 Q_4 를 적용한 경우 직교 부호와 같이 선형 조합에 의해 복호하는 경우 다른 심볼들에 의한 간섭성분이 존재하기 때문에 식 (9)과 식 (10)로 주어지는 함수 $f_{14}(x_1, x_4)$ 와 $f_{23}(x_2, x_3)$ 의 합이 최소가 되는 값으로 ML 복호한다[5].

$$\begin{aligned} f_{14}(x_1, x_2) = \sum_{m=1}^M \left(\sum_{n=1}^4 |h_{n,m}|^2 (|x_1|^2 \right. \\ \left. + |x_4|^2) + 2Re \left(-h_{1,m}r_{1,m}^* - h_{2,m}r_{2,m}^* \right. \right. \\ \left. \left. - h_{3,m}r_{3,m}^* - h_{4,m}r_{4,m}^* \right) x_1 + (-h_{4,m}r_{1,m}^* + h_{3,m}r_{2,m}^* \right. \\ \left. + h_{2,m}r_{3,m}^* - h_{1,m}r_{4,m}^* \right) x_4 + (h_{1,m}h_{4,m}^* - h_{2,m}h_{3,m}^* \\ \left. - h_{2,m}h_{3,m}^* + h_{1,m}h_{4,m}^*) x_1 x_4 \right). \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} f_{23}(x_2, x_3) = \sum_{m=1}^M \left(\sum_{n=1}^4 |h_{n,m}|^2 (|x_2|^2 \right. \\ \left. + |x_3|^2) + 2Re \left(-h_{2,m}r_{1,m}^* + h_{1,m}r_{2,m}^* \right. \right. \\ \left. \left. - h_{4,m}r_{3,m}^* + h_{3,m}r_{4,m}^* \right) x_2 + (-h_{3,m}r_{1,m}^* - h_{4,m}r_{2,m}^* \right. \\ \left. + h_{1,m}r_{3,m}^* + h_{2,m}r_{4,m}^* \right) x_3 + (h_{2,m}h_{3,m}^* - h_{1,m}h_{4,m}^* \\ \left. - h_{1,m}h_{4,m}^* + h_{2,m}h_{3,m}^*) x_2 x_3 \right). \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, $r_{n,m}$ 은 n 번째 송신 안테나에서 m 번째 수신 안테나로 수신된 신호이며, 그때의 송수신 안테나 사이의 채널 응답은 $h_{n,m}$ 이다.

그러나 식 (9)의 $f_{14}(x_1, x_4)$ 는 x_2 와 x_3 에 독립적이고, 식 (10)의 $f_{23}(x_2, x_3)$ 는 x_1 과 x_4 에 독립적이기 때문에 Q_4 에 대한 복호는 다음과 같다.

$$\text{Min}_{x_1, x_4} f_{14}(x_1, x_4). \quad (11)$$

$$\text{Min}_{x_2, x_3} f_{23}(x_2, x_3). \quad (12)$$

이와 같이 준직교 부호의 복호과정은 간단한 선형조합에 의한 식 (3)의 직교 부호의 복호과정보다 복잡하다. 그렇지만 준직교 부호의 경우 부호화 과정이 매우 간단하고 직교 부호의 경우 하나의 심볼 단위로 복호되지만 준직교 부호의 경우 쌍을 이루는 두 심볼, 즉 (x_1, x_4) 및 (x_2, x_3) 단위로 복호되기 때문에 준직교 시공간 블록 부호를 이용한 전송 다이버시티 기법은 전체 시스템의 측면에서 복잡도가 증가하는 크지 않다. 또한 송신 안테나의 수 증가에 따른 직교 시공간 블록 부호의 전송효율이 저하되는 문제를 해결할 수 있는 장점이 있다.

III. OFDM 시스템

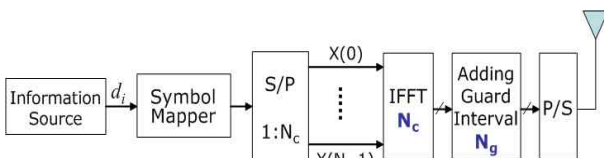
OFDM 시스템 블록도는 그림 1과 같다[10]. 송신에서는 (a)와 같이 발생된 정보 비트열은 심볼 부호화에 의해 심볼주기가 T_s 인 PSK 혹은 QAM 심

볼로 변환되고, 변환된 심볼 데이터는 직/병렬 변환기에 의해 사용 부반송파의 수 N_c 만큼 병렬화된다. 다음으로 병렬화된 신호 $X := [X(0), X(1), \dots, X(N_c - 1)]^T$ ($[\]^T$: 전치 (transpose))는 IDFT 블록에 의해 OFDM 변조되며, 주기가 $T_{sub} = N_c T_s$ 인 하나의 OFDM 심볼 $x := [x(0), x(1), \dots, x(N_c - 1)]^T$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

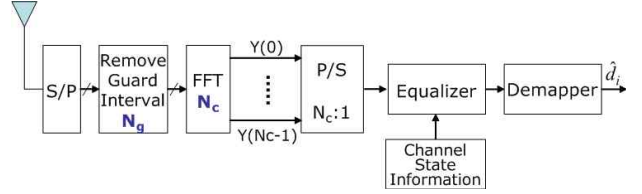
$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} X(k) \exp\left(j \frac{2\pi n k}{N_c}\right), \quad 0 \leq n \leq N_c - 1. \quad (13)$$

OFDM 방식에서 각 부반송파로 전송되는 심볼간의 간섭은 존재하지 않는다. 그러나 신호의 전송은 OFDM 심볼 단위로 이루어지기 때문에 다중경로 채널을 통해 전송된 신호는 이전 OFDM 심볼에 의해 영향을 받게 된다. 이러한 연속된 OFDM 심볼간의 간섭을 방지하고 부반송파간의 직교성을 유지하기 위해 채널의 최대 지연확산시간 τ_{max} 보다 긴 보호구간을 유효심볼의 뒷 부분에서 복사하여 삽입하며, 이를 Cyclic Prefix (CP) 라 한다[11]. 보호구간에 의해 OFDM 심볼의 주기는 실제 데이터가 전송되는 유효 심볼주기 T_{sub} 와 보호구간 T_g 의 합이 되며 ($T_{sym} = T_{sub} + T_g$), 수신단에서는 보호구간을 제거한 후 유효 심볼주기 동안의 신호를 이용하여 복조한다. 보호구간 $T_g = N_g T_s$ 가 삽입된 하나의 OFDM 심볼 $x_g := [x_g(0), x_g(1), \dots, x_g(N_c + N_g - 1)]^T$ 는 식 (14)와 같으며, DAC와 저역통과 필터, RF 단을 거쳐 채널로 전송된다.

$$x_g(n) = x(\text{mod}[n - N_g, N_c]), \quad 0 \leq n \leq N_c + N_g - 1. \quad (14)$$



(a) 송신기 블록도



(b) 수신기 블록도

그림 1. OFDM 시스템

Figure 1. Block diagram of OFDM System

송신 안테나를 통해 송신된 신호는 차수 L (지연 확산되는 샘플의 수)를 갖는 주파수 선택적 페이딩 채널을 거쳐 수신된다. 시간 n 에서 채널의 임펄스 응답을 $h(n, \tau)$ 라 하면, $\tau > L$ 인 경우 $h(n, \tau) = 0$ 이며, 인접 OFDM 심볼간의 간섭을 방지하기 위해 보호구간 $N_g \geq L$ 이어야 한다. 따라서 채널 $h(n, \tau)$ 를 거쳐 수신된 신호는

$$\begin{aligned} y_g(n) &= x_g(n) \star h(n, \tau) + w(n) \\ &= \sum_{l=0}^L h(n, l) x_g(n-l) + w(n), \\ &0 \leq n \leq N_c + N_g - 1. \end{aligned} \quad (15)$$

로 표현할 수 있다. 여기서, \star 는 컨벌루션 (convolution) 을 의미하며, $w(n)$ 은 평균이 0, 분산이 σ_w^2 인 복소 가우시안 잡음을 나타낸다.

수신된 신호 y_g 는 그림 1의 (b)와 같이 송신과 반대의 과정을 거쳐 복호되며, OFDM 심볼간의 간섭을 방지하기 위해 삽입된 보호구간이 제거된 신호 y 는

$$y(n) = y_g(n + N_g), \quad 0 \leq n \leq N_c - 1. \quad (16)$$

로 표현할 수 있으며, DFT 블록을 통해 OFDM 복조된 신호 $Y := [Y(0), Y(1), \dots, Y(N_c - 1)]^T$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} Y(k) &= H(k)X(k) + W(k), \\ &0 \leq k \leq N_c - 1. \end{aligned} \quad (17)$$

여기서, $W(k)$ 는 각 부반송파에 해당하는 복소 가우시안 잡음이며, $H(k)$ 는 각 부반송파 성분

$X(k)$ 가 거치게 되는 평탄한 부채널의 주파수 응답으로

$$H(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{l=0}^L h(l) \exp\left(-j \frac{2\pi lk}{N_c}\right), \quad 0 \leq k \leq N_c - 1. \quad (18)$$

이다. 단, $h(l)$ 은 식 (15)에서 하나의 OFDM 심볼구간 동안 채널이 변화하지 않는다고 가정하여 하나의 OFDM 심볼구간의 채널의 시변 응답 $h(n, l)$ 을 시불변 응답 $h(l)$ 로 치환한 것이다.

식 (17)의 신호는 추정된 각 부채널의 주파수 응답 $\widehat{H}(k)$ 를 이용하여 아래식과 같이 채널에 대한 왜곡이 보상되어 진다.

$$\widehat{X}(k) = \frac{Y(k)}{\widehat{H}(k)}, \quad 0 \leq k \leq N_c - 1. \quad (19)$$

OFDM 방식은 식 (17)과 같이 각 부반송파 성분은 시간영역에서 심볼간 간섭이 없으며, 주파수 영역에서 비선형적인 평탄한 부채널 겪게 된다. 따라서 다중경로에 의한 주파수 선택적 채널을 겪은 OFDM 심볼은 수신단에서 식 (19)과 같이 간단한 단일탭 등화기를 이용하여 각 부반송파 성분이 겪은 채널의 특성을 보상할 수 있다.

IV. 시공간 블록 부호화된 OFDM 시스템

본 논문에서 성능을 분석하고자 하는 STBC-OFDM 시스템의 송/수신 블록도는 그림 2와 같다[8],[9]. 송신에서는 (a)와 같이 입력된 정보비트는 PSK 혹은 QAM 심볼로 변환되고, 변환된 심볼은 해당 시공간 블록 부호화 기법에 따라 동일 부채널로 전송되는 OFDM 부반송파 성분간 부호화된다. 다음으로 공간적으로 분리된 각 심볼들은 OFDM 변조되어 각 송신 안테나를 통해 전송된다. 그림 3은 OFDM 시스템에서 Q_4 로 부호화된 STBC 구조를 보여주며, $X_{l+i,k}$ 는 $l+i$ 번째 OFDM 심볼의

k 번째 부반송파 성분을 의미한다.

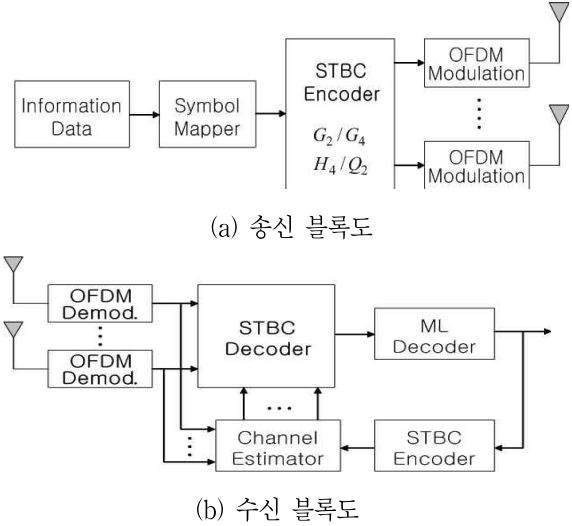


그림 2. STBC-OFDM 시스템 블록도
Figure 2. Block diagram of STBC-OFDM System

수신에서는 그림 2의 (b)와 같이 OFDM 복조된 후 송신에서 사용된 시공간 부호화 기법에 따라 복호된다.

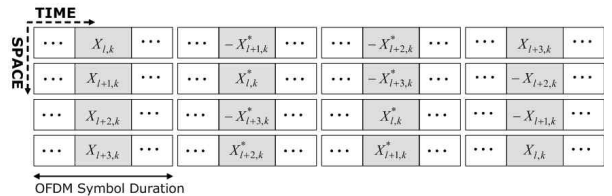


그림 3. OFDM 시스템에서 Q_4 로 부호화된 STBC 구조
Figure 3. Structure of STBC for OFDM system coded by Q_4

V. 모의실험 결과 및 검토

본 장에서는 채널의 변화가 비교적 느린 레일리 페이딩 환경에서 Jafarkhani에 의해 제안된 준직교 시공간 블록 부호를 OFDM 시스템에 적용함으로써 기존 직교 시공간 블록 부호화된 OFDM 시스템과 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다.

본 모의실험에 적용된 주요 시스템 파라미터는 표 1과 같다. 또한 COST207 일반 도심 채널 전력

지연 프로파일 [12]과 최대 도플러 주파수 $f_d = 10$ [Hz] 인 준정지 Rayleigh 페이딩 환경하에서 모의실험을 수행하였으며, 수신기에서 채널 정보를 완벽하게 추정하였다는 것을 가정한다.

그림 4는 QPSK, 8PSK, 16QAM 변조 방식에서의 준직교 시공간 블록부호 Q_4 를 적용한 OFDM 시스템에 대한 모의실험 결과이다. 10^{-3} 의 BER을 만족하는 E_b/N_o 값은 QPSK 변조된 경우 약 12.5dB, 8PSK의 경우 15.5dB, 16QAM의 경우 16.5dB 이며, 다이버시티 기법을 사용하지 않은 OFDM 시스템과 비교할 때 약 13dB 의 성능이 개선되었다. 그리고 변조 방식에 따라 조금은 다르지만 약 25dB 이상의 E_b/N_o 에서 error flow 현상이 일어나는 것은 최대 Doppler 주파수 $f_d = 10$ [Hz]로 채널의 변화가 매우 느리지만 시공간 블록 부호화가 4개의 OFDM 심볼 단위로 이루어지기 때문이다.

표 1. STBC-OFDM 시스템 파라미터
Table 1. Parameters of STBC-OFDM systems

시스템 파라미터	파라미터 값
부채널의 수	$N_c = 256$
보호구간의 크기	$N_g = N_c/4 = 64$
송신 안테나의 수	$M = 4$
수신 안테나의 수	$N = 1$
샘플링 속도	$R_s = 2^{20}$ [samples/sec]
샘플링 주기	$T_s = 1/R_s = 2^{-20}$ [sec]
OFDM 심볼 주기	$T_{sym} = 305.2$ [μsec]
STBC의 종류	G_4, H_4, Q_4

그림 5는 전송효율 2 [bits/s/Hz]에서 준직교 시공간 블록부호 Q_4 와 직교 시공간 블록 부호 G_4 를 적용한 OFDM 시스템에 대한 모의실험 결과이며, Q_4 가 G_4 보다 10^{-3} 의 BER에서 약 3dB 우수함을 알 수 있다.

그림 6은 전송효율 3 [bits/s/Hz]에서 준직교 시공간 블록부호 Q_4 와 직교 시공간 블록 부호 H_4 를 적용한 OFDM 시스템에 대한 모의실험 결과이며, 10^{-4} 이상의 BER에서 두 시스템의 성능 차이가 약

1dB 이하로 크지 않음을 알 수 있다.

마지막으로 그림 7은 동일한 변조 방식 (QPSK) 에서 준직교 시공간 블록부호 Q_4 와 직교 시공간 블록 부호 H_4 를 적용한 OFDM 시스템에 대한 모의 실험 결과이며, G_4 의 성능은 동일한 변조 방식에서 H_4 와 같다. 따라서 Q_4 부호를 사용한 경우 10^{-3} 의 BER에서 약 1dB, 10^{-4} 의 BER에서 약 2.5dB 성능의 열화가 생기지만 한정된 자원인 주파수 사용의 효율성을 나타내며, 주파수당 전송율로 정의되는 대역효율은 사용된 블록부호의 부호화율에 의해 결정되기 때문에 Q_4 의 대역효율이 G_4 보다 2배, H_4 보다 1.3배 됨을 알 수 있다.

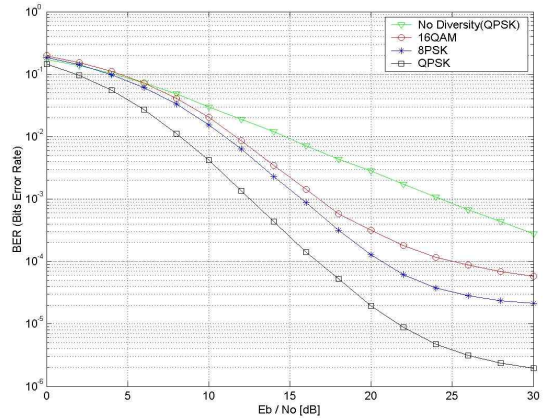


그림 4. 준직교 STBC-OFDM 시스템 성능
Figure 4. Performance of quasi-orthogonal STBC-OFDM systems

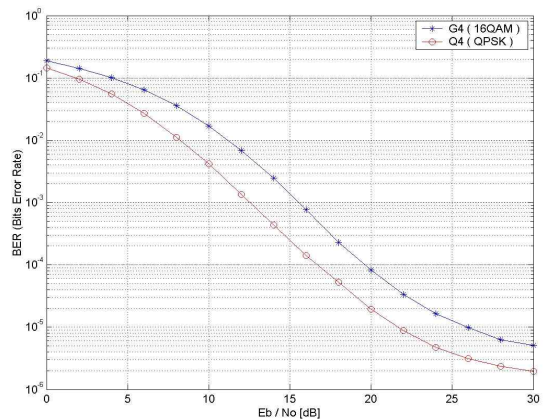


그림 5. 2 [bits/s/Hz]에서 STBC-OFDM 시스템 성능
Figure 5. Performance of STBC-OFDM systems at 2 [bits/s/Hz]

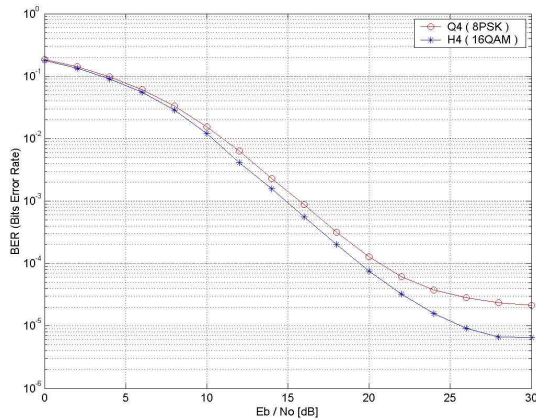


그림 6. 3 [bits/s/Hz]에서 STBC-OFDM 시스템 성능
Figure 6. Performance of STBC-OFDM systems at 3 [bits/s/Hz]

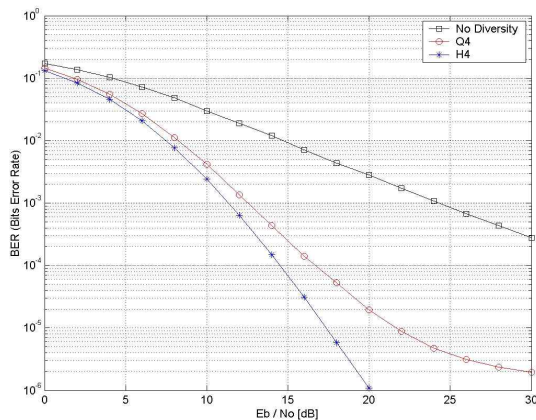


그림 7. QPSK 변조된 STBC-OFDM 시스템의 성능
Figure 7. Performance of STBC-OFDM systems with QPSK symbol

V. 결 론

본 논문에서는 일반적인 도심 무선 채널 환경에서 추가적인 주파수 대역의 확장없이 4개의 송신 안테나를 사용하여 송신 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 준직교 시공간 블록 부호화된 OFDM 시스템을 추가적 주파수 대역의 확장이 필요한 직교 시공간 블록 부호화된 OFDM 시스템과 성능을 비교, 분석하였다. 그 결과 직교 STBC-OFDM 시스템에 비해 10^{-3} 의 BER에서 약 1dB 성능이 저하되었지만 한정된 자원인 주파수의 활용 정도를 나타내는 대역 효율면에서 G_4 보다 2배, H_4 보다 1.3배 개선됨을

알 수 있었다. 따라서 준직교 STBC-OFDM 시스템은 제한된 주파수 대역 내에서 고속의 멀티미디어 서비스를 제공하기 위한 적합한 기술로 판단된다.

참고문헌

- [1] 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 Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, Mar. 1998.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. on Select. Areas in Commun.*, vol. 16, no. 8, Oct. 1998.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, July 1999.
- [4] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE J. on Select. Areas in Commun.*, vol. 17, no. 3, Mar. 1999.
- [5] Hamid Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 49, no. 1, Jan. 2001.
- [6] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for receivers," *EBU Tech Review*, no. 24, pp. 3-25, Aug. 1987.
- [7] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 17-25, Mar. 1990.
- [8] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels," in *Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel*

Signal Processing Workshop, Cambridge, MA, pp. 149-152, Mar. 2000.

- [9] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, San Francisco, CA, pp. 1473-1477, Nov. 2000.
- [10] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [11] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," in *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 964-967, 1980.
- [12] COST207 TD(86)51-REV 3 (WG1), "Proposal on channel transfer functions to be used in GSM tests late 1986," Sept. 1986.

황 규 상(黃圭相)



1999년 2월 : 청운대학교 전자공학과(공학사)
 2003년 8월 : 한국기술교육대학교 전기전자공학과(공학석사)
 2004년 2월~현재 : (주)뉴파워 플라즈마
 관심분야 : CDMA, OFDM

이 종 식(李宗植)



2002년 2월 : 한국기술교육대학교 정보기술공학부(공학사)
 2004년 2월 : 한국기술교육대학교 전기전자공학과(공학석사)
 2004년 2월~현재 : (주)DE&T
 관심분야 : CDMA, OFDM

정 재 필(鄭在弼)



1985년 2월 : 단국대학교 전자공학과(공학사)
 1989년 8월 : 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 2000년 8월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과(공학박사)

1989년 8월~1991년 12월 : (주)동양전자통신 중앙연구소
 1994년 2월~현재 : 가천길대학 전자통신과 부교수
 관심분야 : 이동통신, 멀티미디어통신, 신호처리

오 창 헌(吳昌憲)



1988년 2월 : 한국항공대학교 항공통신공학과(공학사)
 1990년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과(공학석사)
 1996년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과(공학박사)

1990년 2월~1993년 9월 : 한진전자(주) 기술연구소 근무
 1993년 10월~1999년 2월 : 삼성전자(주) CDMA 개발팀 근무
 1999년 3월~현재 : 한국기술교육대학교 정보기술공학부 조교수
 관심분야 : 이동통신, 무선통신, 멀티미디어통신