

논문 2006-43TC-3-3

# 셀룰러 이동통신 환경에서 STBC-OFDM 시스템의 성능 비교, 분석

(A Comparative Performance Analysis of STBC-OFDM Systems Under Cellular Mobile Environments)

정 호 철\*, 장 은 경\*, 박 형 래\*\*, 장 은 영\*\*\*, 김 창 주\*\*\*\*

(Ho-Chul Jung, Eun-Kyoung Chang, Hyung-Rae Park, Eun-Young Jang, and Chang-Ju Kim)

## 요 약

본 논문에서는 대표적인 STBC 기법인 Alamouti, Tarokh, quasi-orthogonal 방식을 OFDM 시스템에 적용하여, 셀룰러 이동통신 환경에서 각 기법간의 성능을 비교, 분석한다. 먼저 각 STBC 기법들의 부호화 방식을 고찰하고 각 알고리즘 별로 적절한 복조 알고리즘을 제시한다. OFDM 시스템 파라메타는 Wibro 시스템을 고려하여 설정하며 2bps/Hz에서 4bps/Hz까지의 전송율에 대해서 STBC 기법별로 적절한 변조방식을 채택한다. 또한, 안테나별로 채널 추정이 가능하도록 주파수 영역에서 Walsh 코드를 이용하여 프리엠블을 코딩한다. 끝으로, 여러 가지 이동통신 채널 환경에서 STBC-OFDM 시스템의 전송율에 따른 성능을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다.

## Abstract

In this paper, we compare the performance of three representative STBC schemes, Alamouti's, Tarokh's and quasi-orthogonal schemes under cellular mobile environments when they are applied to the OFDM system. We first study the encoding algorithms of the STBC schemes along with the development of adequate demodulation algorithms. The OFDM parameters are selected by considering the Wibro system and adequate modulation schemes are assigned for each STBC schemes according to the transmission rate from 2bps/Hz to 4bps/Hz. The STBC-OFDM systems employ Walsh orthogonal codes covered along the frequency domain in order to estimate the channel information for different transmit antennas. We finally compare the performance of the STBC-OFDM systems according to the transmission rate through computer simulations in various mobile channel environments.

**Keywords :** STBC, OFDM, MIMO

## I. 서 론

최근 들어 고속의 데이터 전송과 전송 효율의 향상을 위해 여러 가지 다중 안테나 기술이 활발히 연구되고

있다.<sup>[1]-[8]</sup> 이 중, space-time block coding (STBC) 방식은 시공간 부호화된 신호를 다중 안테나를 통해 전송함으로써 수신단에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있는 대표적인 다중 안테나 기술 중 하나이다. STBC 기법은 Alamouti에 의해 처음 제안되었으며<sup>[5]</sup> 2개의 송신 안테나에만 적용 가능하였으나, 이후 Tarokh에 의해 3개 또는 4개의 송신 안테나에 적용하도록 확장되었다<sup>[6]</sup>. Alamouti와 Tarokh에 의해 제안된 기법은 직교코드(orthogonal code)를 이용하여 간단한 선형계산만으로 신호검출이 가능하다는 장점이 있는 반면 안테나가 3개 이상인 경우 전송율이 감소한다는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해 Paradias 등은 준 직교코드

\* 학생회원, \*\* 정회원, 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부  
(School of Avionics and Telecommunications, Hankuk Aviation University)  
\*\*\* 정회원, 국립 공주대학교 전기전자공학부  
(School of Electrical and Electronic Engineering, Kongju National University)  
\*\*\*\* 정회원, 한국전자통신연구원 전파기술연구그룹  
(Group of Radio Technology Development, ETRI)  
접수일자: 2006년1월31일, 수정완료일: 2006년3월14일

(quasi-orthogonal code)를 사용하여 전송율의 손실이 발생하지 않는 부호화 방식을 제안하였다<sup>[7]</sup>. 그러나 준 직교코드 방식은 복조과정에서 추가적인 간섭제거 과정이 필요하므로 직교코드 방식에 비해 복조기의 복잡도가 증가할 뿐 아니라 심볼간 간섭 (ISI)이 발생하는 단점이 있다.

한편 OFDM 방식은 고속의 데이터 전송에 적합한 방식으로 무선 랜<sup>[9],[10]</sup> 및 디지털 방송 시스템<sup>[11]</sup> 등에 채택되었으며, 4세대 이동통신시스템의 전송방식으로 유력시 되고 있다. 따라서 STBC 기법을 OFDM 시스템에 적용한 STBC-OFDM 시스템이 4세대 이동통신 시스템의 유력한 시스템 형태가 될 가능성이 높다고 할 수 있다. 그러나 현재까지 STBC-OFDM 시스템의 성능에 대한 체계적인 비교, 분석이 이루어지지 않았으며, 채널 추정 오차 또한 고려되어 있지 않다. 따라서 본 논문에서는 STBC 기법을 OFDM 시스템에 적용하여 각 방식들의 성능을 채널 추정 오차를 고려하여 비교 분석한다. 먼저 OFDM 파라미터는 Wibro 시스템<sup>[12]</sup>을 고려하여 설정하였으며, 2bps/Hz에서 4bps/Hz까지의 전송 속도 별로 적절한 변조방식을 STBC 기법에 적용한다. 채널 추정을 위한 프리앰블은 전송 효율의 감소를 피하기 위해 한 개의 OFDM 심볼로 구성하였으며, 전송 안테나별 채널 추정이 가능하도록 하기 위해서 주파수 영역에서 Walsh 코드를 사용하여 프리앰블을 코딩하였다. 끝으로 STBC-OFDM 시스템의 성능을 여러 가지 이동통신 환경에서 전송율에 따라 비교, 분석한다.

## II. 시공간 부호화 (STBC) 기법

### 1. Alamouti 방식<sup>[4]</sup>

Alamouti 방식은 송신 안테나가 2개일 경우에만 적용되며, 전송하고자 하는 복소 심볼  $s_1$  과  $s_2$  에 대한 시공간 부호화 방식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}. \quad (1)$$

이때, \*는 공액 복소수를 나타내며, 행은 전송시간, 열은 송신 안테나를 각각 의미한다. 전송 시간  $t$  와  $t+T$  에서 기저 대역 수신신호  $u_1$  과  $u_2$  는 다음과 같이 나타낼 수 있으며,

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$h_1$  과  $h_2$  는 두 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 복소 채널응답 특성,  $n_1$  과  $n_2$  는 시간  $t$  와  $t+T$  에서의 복소 잡음을 의미한다. 전송된 신호의 복조를 위해서 식 (2) 를 다음과 같이 변형한다.

$$\mathbf{u}' = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}'. \quad (3)$$

위 식에서  $E[\mathbf{n}'\mathbf{n}'^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$  이며, 다음의 과정을 통하여 원래의 신호를 복조할 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{H}\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{n}'. \quad (4)$$

이때, 채널 추정이 완벽하다면 복조된 신호는 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{s}} = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \mathbf{s} + \mathbf{n}_s. \quad (5)$$

$\alpha_1$  과  $\alpha_2$  는 두 송신 안테나로부터 수신된 신호의 페이딩 포락선을 의미하며, 잡음 성분의 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$E[\mathbf{n}_s \mathbf{n}_s^H] = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}. \quad (6)$$

### 2. Tarokh 방식<sup>[5]</sup>

Tarokh 방식은 3개 또는 4개의 송신 안테나를 사용하는 경우에 적용 가능하며, 다이버시티 이득은 가장 크지만 전송율의 손실이 발생한다는 단점이 있다. 네 개의 송신 안테나를 사용할 경우 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \\ u_7 \\ u_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5 \\ n_6 \\ n_7 \\ n_8 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

위 식에서  $s_1, s_2, s_3, s_4$  는 전송하고자 하는 복소 심볼,  $h_1, h_2, h_3, h_4$  는 각 전송 안테나와 수신 안테나 사이의 복소 채널 응답을 나타낸다. 신호의 복조를 위해서 수신 신호를 (8) 식과 같이 변형한다.

$$\mathbf{u}' = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5^* \\ u_6^* \\ u_7^* \\ u_8^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5^* \\ n_6^* \\ n_7^* \\ n_8^* \end{bmatrix}. \quad (8)$$

위 식에서  $E[\mathbf{n}'\mathbf{n}'^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{8 \times 8}$  이며 원 신호는 다음의 과정을 통하여 복조할 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \\ \tilde{s}_3 \\ \tilde{s}_4 \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{n}'. \quad (9)$$

채널 추정이 완벽한 경우, 복조된 신호는 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{s}} = 2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2) \mathbf{s} + \mathbf{n}_{\tilde{\mathbf{s}}}. \quad (10)$$

이때,  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$  는 각 안테나로부터 수신된 신호의 페이딩 포락선을 의미하며, 잡음의 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$E[\mathbf{n}_{\tilde{\mathbf{s}}}\mathbf{n}_{\tilde{\mathbf{s}}}^H] = 2(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2). \quad (11)$$

### 3. 준 직교코드 (Quasi-orthogonal) 방식<sup>[6]</sup>

준 직교코드 방식은 4개의 송신 안테나를 사용하며, 전송율의 손실은 없지만 심볼간 간섭으로 인하여 성능이 저하되는 단점이 있다. 수신된 신호는 다음과 같으며,

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & -s_1 & s_2 \\ s_4^* & s_3^* & -s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

신호의 복조를 위해서 다음과 같이 변형한다.

$$\mathbf{u}' = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2^* \\ u_3 \\ u_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3 & h_4 & h_1 & -h_2 \\ -h_4^* & -h_3^* & h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \\ n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}'. \quad (13)$$

(13) 식에서  $E[\mathbf{n}'\mathbf{n}'^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{4 \times 4}$  이며, 직교 코드와 동일한 방법으로 원래의 신호를 복조할 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{s}} = \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{n}'. \quad (14)$$

채널 추정이 완벽한 경우 복조된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \mu & 0 & \phi & 0 \\ 0 & \mu & 0 & -\phi \\ -\phi & 0 & \mu & 0 \\ 0 & \phi & 0 & \mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{H}^H \mathbf{n}' = \Delta_4 \mathbf{s} + \mathbf{n}_{\tilde{\mathbf{s}}}. \quad (15)$$

이때,  $\mu = \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2$ ,  $\phi = 2j \text{Im}(h_1^* h_3 + h_4^* h_2)$  이며  $E[\mathbf{n}_{\tilde{\mathbf{s}}}\mathbf{n}_{\tilde{\mathbf{s}}}^H] = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2) \sigma_n^2 \mathbf{I}_{4 \times 4}$  이다. 간섭 성분의 제거를 위해서 식 (15)를 다음과 같이 나타낼 수 있으며,

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_3 \end{bmatrix} = \Delta_2 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{\tilde{s}_1} \\ n_{\tilde{s}_3} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_4 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \Delta_2 \begin{bmatrix} s_4 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{\tilde{s}_4} \\ n_{\tilde{s}_2} \end{bmatrix},$$

이때,  $\Delta_2$  는 다음과 같다.

$$\Delta_2 = \begin{bmatrix} \mu & \phi \\ -\phi & \mu \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Zero-forcing 방법을 이용하여 간섭을 제거하면, 다음과 같이 복조된 신호를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_{zf,1} \\ \tilde{s}_{zf,3} \end{bmatrix} = \Delta_2^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_3 \end{bmatrix} + \Delta_2^{-1} \begin{bmatrix} n_{\tilde{s}_1} \\ n_{\tilde{s}_3} \end{bmatrix}, \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_{zf,4} \\ \tilde{s}_{zf,2} \end{bmatrix} = \Delta_2^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{s}_4 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_4 \\ s_2 \end{bmatrix} + \Delta_2^{-1} \begin{bmatrix} n_{\tilde{s}_4} \\ n_{\tilde{s}_2} \end{bmatrix}.$$

위 식에서  $\Delta_2^{-1}$ 는 다음과 같으며,

$$\Delta_2^{-1} = \begin{bmatrix} \beta & \delta \\ -\delta & \beta \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$\beta$ 와  $\delta$ 는 (20) 식과 같이 주어진다.

$$\beta = \frac{\mu}{\mu^2 + \phi^2}, \quad \delta = \frac{-\phi}{\mu^2 + \phi^2}. \quad (20)$$

### III. STBC-OFDM 시스템

#### 1. STBC-OFDM 시스템 구조

본 논문에서 고려한 STBC-OFDM 시스템의 블록 다이어그램은 그림 1과 같다.

전송될 데이터는 변조방식에 따라 심볼로 변환된 후 병렬화 과정을 거치게 되며, 시공간 부호화는 STBC 기법에 따라 2개, 4개 또는 8개의 연속된 OFDM 심볼에

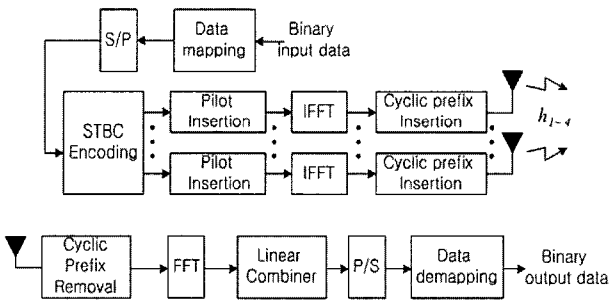


그림 1. STBC-OFDM 시스템의 블록 다이어그램  
Fig. 1. Block diagram of the STBC-OFDM system.

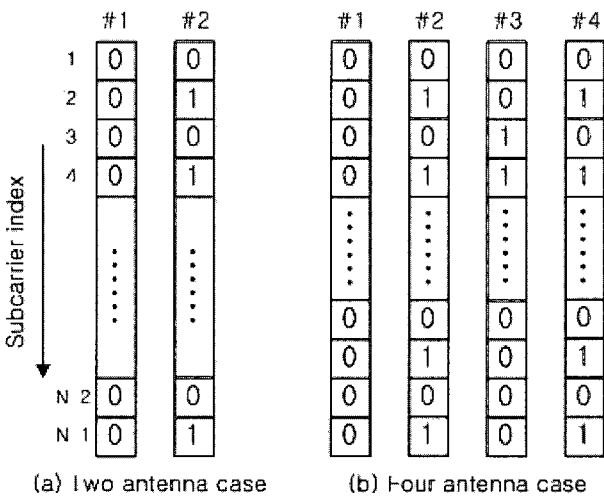


그림 2. Walsh 코드를 이용한 프리앰블 코딩 패턴  
Fig. 2. Coding pattern of the preamble using Walsh code.

대해 부반송파 별로 실시된다. 채널 추정을 위한 프리앰블은 매 프레임의 시작점에서 각 안테나 별로 삽입이 되며, IFFT 과정을 거친 후 cyclic prefix가 삽입되어 안테나 별로 전송되게 된다. 수신된 신호는 먼저 cyclic prefix가 제거되고 FFT과정을 거친 후 코히어런트 복조과정을 통하여 원래의 신호로 복조된다.

코히어런트 복조를 위한 채널추정은 프리앰블의 코딩을 통하여 안테나별로 가능하도록 하였다. 프리앰블의 코딩은 주파수 축에서 실시되었으며, 두개의 전송 안테나를 사용하는 Alamouti방식은 2x2 Walsh 코드, 네 개의 전송 안테나를 사용하는 Tarokh방식과 준 직교방식은 4x4 Walsh 코드를 사용하였다.

#### 2. 채널 추정

채널 추정은 프리앰블을 이용하여 실시되며, 프리앰블 영역에서 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \text{Re} \left[ \sum_{i=0}^{N_a-1} s^{(i)}(t) \otimes g(t) + n(t) \right]. \quad (21)$$

이때,  $N_a$ 는 전송 안테나의 수이며  $g(t)$ 는 채널의 임펄스 응답,  $n(t)$ 는  $E[n^2(t)] = \sigma_n^2 = N_o$ 인 복소 잡음을 나타낸다.  $g(t)$ 는 다음과 같이 임펄스 열로 나타낼 수 있으며,

$$g(t) = \sum_n a_n \delta(t - \tau_n), \quad (22)$$

$a_n$ 은 복소 진폭,  $\tau_n$ 은 지연 시간을 나타낸다.  $s^{(i)}(t)$ 는  $i$ 번째 안테나로부터 전송된 OFDM 신호로서 다음과 같다.

$$s^{(i)}(t) = \sqrt{E_{s,p}/2} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} d_p^{(k)}(t) W_k^{(i)}(t) \times \exp \left[ j \left\{ 2\pi (f_c + k/T_{sym})t + \phi_k^{(i)} \right\} \right]. \quad (22)$$

위 식에서  $d_p^{(k)}(t)$ 는 복소 파일럿 심볼,  $E_{s,p}$ 는 파일럿 심볼의 에너지를 나타내며  $W_k^{(i)}(t)$ 는  $i$ 번째 안테나에 곱해진 Walsh 코드를,  $T_{sym}$ 은 OFDM 유효 심볼 구간을 나타낸다. FFT과정을 거친  $k$ 번째 부반송파에서의 기적대역 신호는 다음과 같이 주어지며,

$$u_k = \sqrt{\frac{E_{s,p}}{2}} \sum_{i=0}^{N_a-1} \alpha_k^{(i)} d_p^{(k)} W_k^{(i)} \exp(\phi_k^{(i)}) + n_k, \quad (24)$$

$\alpha_k^{(i)}$ ,  $\phi_k^{(i)}$ 는  $k$ 번째 부반송파에서의  $i$ 번째 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 페이딩 포락선과 위상을 나타낸다. 만약 채널상의 지연 확산이 작아서 페이딩이 연속된  $N_a$ 개의 부반송파에 대해 일정하다면, LS 방식<sup>[13]</sup>을 이용한  $i$ 번째 송신 안테나에 대한  $l$ 번째 그룹의 채널 추정 값은 다음과 같으며,

$$Y_{p,l}^{(i)} = \sum_{k=ln_a}^{(l+1)N_a-1} u_k (d_p^{(k)})^* w_k^{(j)}$$

$$= \sqrt{E_{s,p}} N_a \alpha_l^{(i)} \exp(j\phi_l^{(i)}) + n_l^{(i)}$$

$$l = 0, 1, 2, \dots, N/N_a - 1. \quad (25)$$

$E[n_l^{(i)2}] = N_a N_o$ 이다. LS 방식을 이용한 송신 안테나별 채널 추정 이후 LMMSE<sup>[14]</sup> 방식을 이용하여 채널 추정 성능이 향상되도록 하였다. LMMSE 방식을 이용한 채널 추정은 다음과 같이 행렬 연산으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{lmmse} = \mathbf{R}_{hh} \left( \mathbf{R}_{hh} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I} \right)^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{ls}. \quad (26)$$

이때,  $\mathbf{R}_{hh}$ 는 채널  $\mathbf{h}$ 의 correlation 함수이며, SNR은 평균 신호대 잡음비,  $\hat{\mathbf{h}}_{ls}$ 는 LS 방식을 이용하여 구한 채널 추정값을 나타낸다.  $\beta$ 는 전송 심볼이  $x_k$ 일 경우 다음과 같이 주어진다.

$$\beta = E[|x_k|^2] E[|1/x_k|^2] \quad (27)$$

#### IV. STBC-OFDM 시스템의 설계 및 성능 분석

본 절에서는 STBC-OFDM의 성능을 전송율에 따라

표 1. OFDM 시스템의 주요 파라메타  
Table 1. Key parameters of the OFDM system.

총 대역폭	10 MHz
FFT 크기 / 유효심볼길이	1024 / 102.4 us
보호구간 길이	10.6 us
부반송파 간격	9.7656 KHz
전송 주파수	2.5 GHz
전송율	2bps/Hz, 3bps/Hz, 4bps/Hz
변조 방식	QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM
프레임 길이	9 OFDM 심볼 (0.1017ms)

서 비교, 분석한다. 또한 단말기의 속도와 rms delay의 변화에 따른 STBC-OFDM 방식들의 성능 분석 결과도 제시한다.

시뮬레이션에 사용된 OFDM 시스템의 프레임 구조와 STBC 기법의 부호화 단위는 그림 3과 같으며, 각 프레임은 8개의 데이터 심볼과 1개의 프리앰블로 구성된다. OFDM 시스템의 주요 파라메타는 표 1과 같다.

시뮬레이션 시 delay profile은 exponential 모델을 사용하였으며, 최대 상대 지연 시간은 rms delay의 4배, 전체 경로 수는 10으로 균등한 지연 시간을 갖도록 하였다. 특별한 언급이 없을 경우, 단말기의 속도는 5km/h, rms delay는 0.5us로 가정하였으며, 파일럿 심볼의 에너지는 트래픽 심볼의 에너지와 동일하게 설정하였다. 전송율에 따른 변조방식은 표 2와 같으며, 송신 다이버시티를 채택하지 않은 경우의 변조방식은 Alamouti나 준 직교코드의 변조 방식과 동일하다. 채널 추정은 partitioned LMMSE 방식을 채택하였으며 partition 크기는 64로 설정하였다. 또한 연속된 두 프레임의 채널 추정값 사이에 선형 보간을 실시하여 채널 추정 성능이 향상되도록 하였다.

그림 4는 전송율이 2bps/Hz인 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다. 점선은 채널 추정이

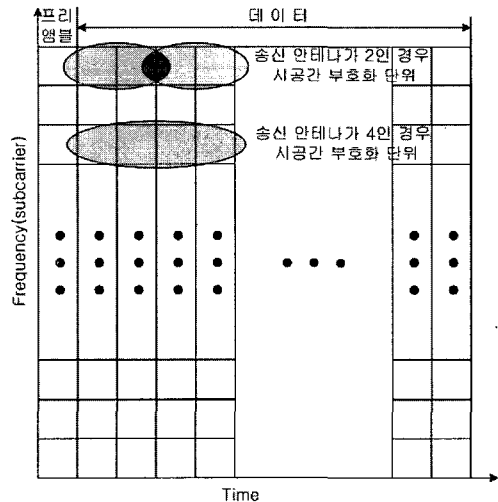


그림 3. OFDM 시스템의 프레임 구조  
Fig. 3. Frame structure of OFDM system.

표 2. 전송율에 따른 변조 방식  
Table 2. Modulation scheme vs. transmission rates.

STBC 방식	변조 방식		
	2bps/Hz	3bps/Hz	4bps/Hz
Alamouti	QPSK	8PSK	16QAM
Tarokh	16QAM	64QAM	256QAM
준 직교코드	QPSK	8PSK	16QAM

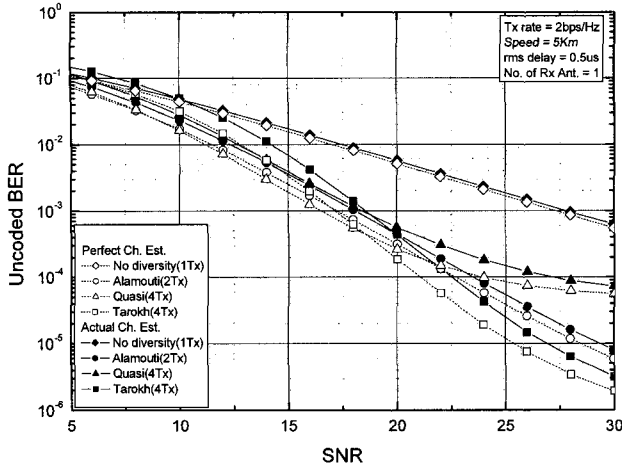


그림 4. 전송율이 2bps/Hz일 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능 비교

Fig. 4. Performance comparison between STBC-OFDM schemes for 2bps/Hz.

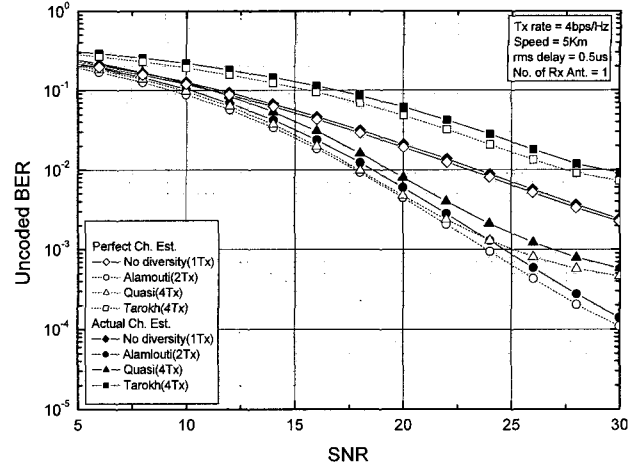


그림 6. 전송율이 4bps/Hz일 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능 비교

Fig. 6. Performance comparison between STBC-OFDM schemes for 4bps/Hz.

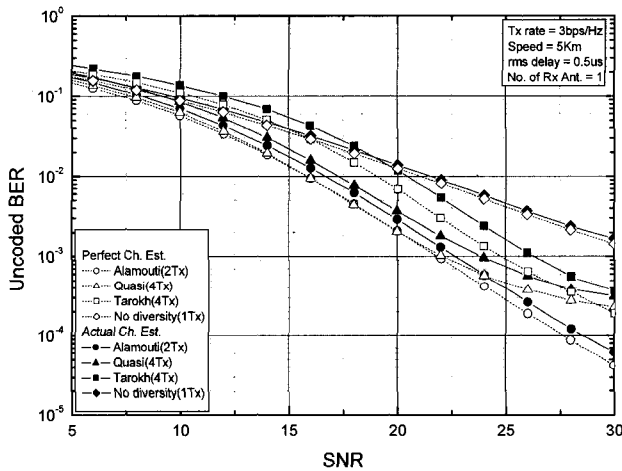


그림 5. 전송율이 3bps/Hz일 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능 비교

Fig. 5. Performance comparison between STBC-OFDM schemes for 3bps/Hz.

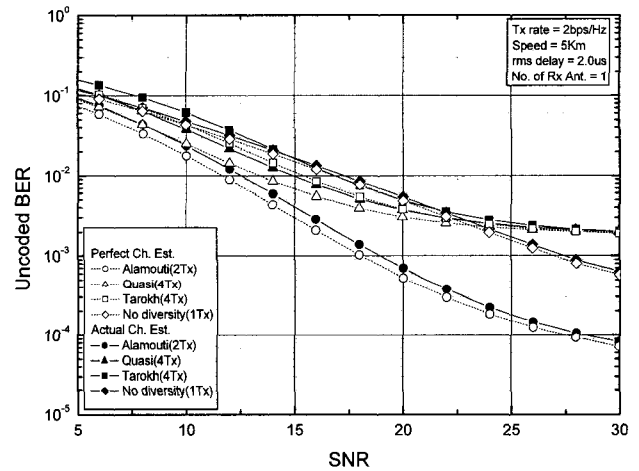


그림 7. 지연 확산이 큰 경우의 STBC-OFDM 방식들의 성능 비교 (2bps/Hz)

Fig. 7. Performance comparison between STBC-OFDM schemes for 2bps/Hz in case of large delay spread.

완벽한 경우, 실선은 채널 추정 오차를 고려한 경우의 성능 곡선이다. 그림으로부터 전송율이 2bps/Hz인 경우,  $10^{-3}$  BER을 기준으로 목표 BER이 높은 경우에는 Alamouti 방식이 우수함을 알 수 있다. 이는 Alamouti 방식이 Tarokh 방식에 비해 다이버시티 이득은 크지 않지만 저차의 변조방식을 채용하기 때문이다. 반면, 목표 BER이 낮은 경우에는 Tarokh 방식의 성능이 가장 우수하며 이는 네 개의 송신 안테나를 사용함으로써 얻는 다이버시티 이득이 가장 크기 때문이다. 준 직교방식은 복조 과정에서 발생하는 심볼간 간섭으로 인해서 네 개의 안테나를 사용함에도 불구하고 Alamouti 방식에 비해서도 성능이 저하되었다. 또한 네 개의 안테나

를 사용하는 경우, 두 개의 안테나를 사용하는 경우에 비해 채널 추정 오차에 의한 성능 감소가 크다는 것을 알 수 있다.

그림 5와 6은 전송율이 3bps/Hz와 4bps/Hz인 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다. 전송율이 3bps/Hz인 경우, Alamouti 방식의 성능이 가장 우수함을 알 수 있으며, Tarokh 방식의 경우 상대적으로 고차의 변조방식인 64QAM을 사용함으로써 다이버시티 이득보다 큰 성능 저하가 발생하였다. 4bps/Hz의 경우 역시 Alamouti 방식의 성능이 가장 우수하였으며, Tarokh 방식은 256QAM의 사용으로 다이버시티가 없는 경우보다 성능이 저하되었다.

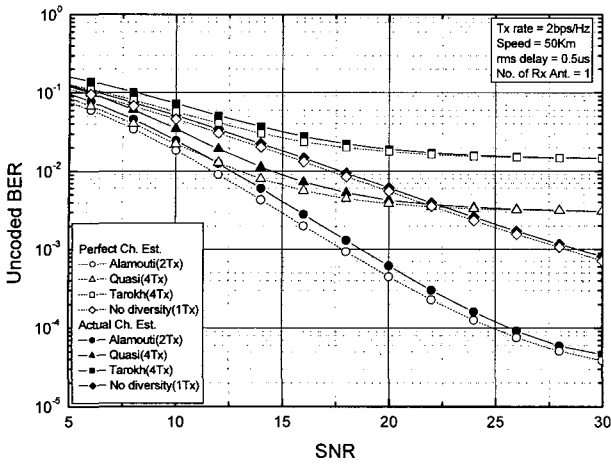


그림 8. 속도가 50km/h인 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능 비교 (2bps/Hz)

Fig. 8. Performance comparison between STBC-OFDM schemes for 2bps/Hz in case of 50km/h.

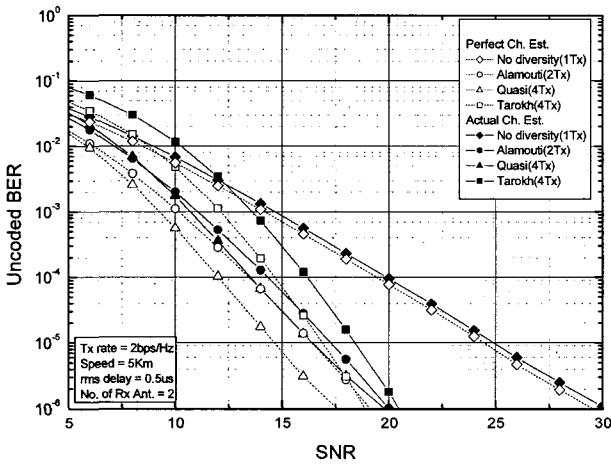


그림 9. 수신 안테나가 두개인 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능 비교 (2bps/Hz)

Fig. 9. Performance comparison between STBC-OFDM schemes for 2bps/Hz in case of two rx antennas.

그림 7은 rms delay가 2us인 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다. 그림으로부터 rms delay가 증가할 경우 Alamouti 방식의 성능이 가장 우수하며, 나머지 두 방식은 심각한 성능 저하가 발생함을 알 수 있다. 이는 Tarokh과 준 직교코드 방식의 채널 추정 은 네 개의 연속된 부 반송파에 걸쳐 이루어지므로 rms delay가 증가할 경우 부반송파간의 correlation 감소로 채널 추정 오차가 심하게 발생하기 때문이다.

그림 8은 rms delay가 0.5us이고 단말기의 속도가 50km/h인 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다. STBC 기법이 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 부호화 과정에 포함되는 심볼 간의 채널 변화가 없

어야 한다. 그러나 단말기의 속도가 증가할 경우 시간 축에서의 심한 채널 변화로 STBC 시스템의 성능 저하가 발생한다. 4개의 심볼을 이용하는 준 직교코드 방식과 8개의 심볼을 이용하는 Tarokh 방식은 심볼 간 채널 변화로 인해 심각한 성능 저하가 발생함을 알 수 있다. 두개의 심볼을 이용하는 Alamouti 방식은 나머지 두 방식에 비해 상대적으로 채널 변화에 따른 성능 저하가 작게 발생하였다.

그림 9는 수신 안테나가 두개인 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것으로 단말기의 속도는 5km/h, rms delay는 0.5us로 가정하였다. 이 경우 준 직교방식의 성능이 가장 우수하였으며, Tarokh 방식은 10<sup>-3</sup> BER에서 Alamouti 와 준 직교코드 방식에 비해 2.5dB 가량의 성능 저하를 보였다. 이는 수신 다이버시티의 증가로 송신 다이버시티의 효과가 상대적으로 감소하였기 때문이다. 그러나 목표 BER이 낮아질수록 송신 다이버시티에 효과에 의해 세 방식들의 성능차가 줄어들어 드는 것을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 셀룰러 이동통신 환경에서 STBC-OFDM 방식들의 전송율에 따른 성능을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하였다. 먼저 rms delay가 작고 저속의 경우, 낮은 전송율에서 목표 BER이 낮을 경우는 Alamouti 방식이, 목표 BER이 높은 경우에는 Tarokh 방식이 각각 우수한 성능을 보였다. 그러나 고속의 전송율에서는 Alamouti 방식이 가장 우수한 성능을 보였으며, Tarokh 방식은 고차의 변조방식의 사용으로 인한 성능 저하가 심각하게 발생하였다. 또한, 네 개의 안테나를 사용하는 Tarokh 방식과 준 직교코드 방식은 rms delay가 크거나 단말기가 고속일 경우, 심각한 성능 저하가 발생하였으며, 채널 추정 오차에 의한 성능 저하가 Alamouti 방식에 비해 크게 발생하였다. 따라서 송신 다이버시티 이득은 상대적으로 작지만 고속의 데이터 전송이 용이하고 통신 환경의 변화에 따른 성능의 변화가 작은 Alamouti 방식이 나머지 두 방식에 비해 우수하다고 할 수 있다. 그러나 Tarokh 방식과 준 직교코드 방식 역시 전송율이 낮거나 채널 환경에 따라서 space-time coding 방식과 space-frequency coding 방식을 적절히 적용할 경우 우수한 성능을 기대할 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environments when using multiple antennas," *Bell Labs Tech J.*, vol.1, no.2, pp.41-59, Feb. 1996.
- [2] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multiple antennas," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.17, no.11, pp.1841-1852, Nov. 1996.
- [3] 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," in *Proc. URSI ISSSE*, vol.16, no.8, p.1456-1467, Pisa, Italy, Jul. 1999.
- [4] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes for high data rate wireless communication : Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.44, no.2, pp.744-765, Jul. 1998.
- [5] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication," *IEEE J. Select. Areas Commun.* vol.16, no.8, p.1456-1467, Jul. 1999.
- [6] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.45, no.5, pp.1456-1467, Jul. 1999.
- [7] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Commun.*, vol.49, pp.1-4, Jan. 2001.
- [8] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communication: Performance results," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.17, no.3, pp.451-460, Mar. 1999.
- [9] IEEE 802.11a, IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specification, Nov. 1997.
- [10] ETSI, "Radio equipment and systems, High Performance Radio local area network (HIPERLAN) Type I," EST 300-652, Oct. 1996.
- [11] ETSI, "Radio broadcasting systems : digital audio broadcasting to mobile, portable and fixed receivers," EST 300-401, Feb. 1995.
- [12] Specification for 2.3GHz band portable internet service, TTA, Jun. 2005.
- [13] Louis L. Scharf. *Statistical signal processing : Detection, estimation, and time series analysis.* Addison-Wesley, 1991.
- [14] J. J. van de Beck, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. IEEE VTC'95*, pp.815-819, 1995.



## 저 자 소 개



정 호 철(학생회원)  
2003년 한국항공대학교  
전자공학과 학사 졸업.  
2004년~현재 한국항공대학교  
정보통신공학과(석사과정)  
<주관심분야 : MIMO, OFDM>



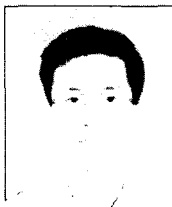
장 은 경(학생회원)  
2005년 한국항공대학교  
정보통신공학과 학사 졸업.  
2005년~현재 한국항공대학교  
정보통신공학과(석사과정)  
<주관심분야 : CDMA 동기,  
OFDM>



박 형 래(정회원)  
1982년 한국국항공대학교  
전자공학과 학사 졸업  
1986년 연세대학교  
전자공학과 석사 졸업  
1993년 미국 Syracuse University  
전기공학과 박사 졸업  
1985년~1998년 한국전자통신연구원 책임연구원  
(신호기술 연구실장)  
1999년~2000년 (주)씨엔에스테크놀로지  
전무이사  
2001년~현재 한국항공대학교 항공전자 및 정보  
통신공학부 부교수  
<주관심분야 : 신호처리, CDMA 모델설계, 스마  
트 안테나, 레이더 신호처리 등>



김 창 주(정회원)  
1980년 한국항공대학교  
전자공학과 학사 졸업  
1988년 KAIST 석사 졸업  
1993년 KAIST 박사 졸업  
1979년~1983년 ADD 연구원  
1983년~현재 ETRI 전파기술  
연구그룹장  
<주관심분야 : 전파신호처리, CDMA 신호해석>



장 은 영(정회원)  
1982년 한국항공대학교  
전자공학과 학사 졸업  
1988년 한국항공대학교  
전자공학과 석사 졸업  
1993년 한국항공대학교  
전자공학과 박사 졸업  
1982년~1985년 공군기술장교  
1985년~1986년 (주)금성통신 기술사원  
1991년~2005년 국립 천안공업대학 전자과 교수  
2005년~현재 국립 공주대학 전기전자공학부  
교수  
<주관심분야 : 이동통신, 무선통신>