

논문 2010-47TC-2-1

# IEEE 802.16e 링크에서 시공간 블록 부호의 연판정 검출에 따른 터보 부호의 성능평가

(Performance Evaluation of Turbo Codes by Soft Detection Metrics of  
STBC over an IEEE 802.16e Link)

김 영 민\*, 김 수 영\*\*, 임 광 재\*\*\*

(Youngmin Kim, Sooyoung Kim, and Kwangjae Lim)

## 요 약

시공간 부호를 사용한 다중 안테나 기술은 추가적인 대역폭 필요 없이 다중 경로 환경에서 다이버시티 이득을 얻을 수 있다는 장점이 있다. 이런 이유로 IEEE 802.16e를 포함한 대부분의 4G 표준 후보기술들은 높은 처리 성능을 만족시키는 다중 안테나 기술을 채택 하고 있다. 또한, 이러한 4G 시스템에 대한 후보 기술 규격들에서는 심각한 페이딩을 극복하기 위해 연판정 입출력을 반복적 사용하는 터보 부호를 채택하고 있기 때문에 다중안테나 수신기에서 연판정 검출 값을 반드시 필요하다. 본 논문에서는 여러 가지 시공간 부호 기술들에서 연판정 검출 값을 계산하는 방법을 분석하여 주어진 방식에서 가장 효율적인 방식을 제안하고, IEEE 802.16e 링크에서 터보부호화 연계하여 성능 시뮬레이션 결과를 제시한다.

## Abstract

Multi antenna techniques using space-time codes can achieve diversity gains in a multi-path environment without additional bandwidth requirement. Most of the 4G candidate standards including the IEEE 802.16e adopt multi-input multi-output (MIMO) schemes to achieve either high throughput performance or diversity gains. In these 4G candidate standards, turbo codes using an iterative decoder with soft input soft output are used to overcome serious channel fading. For this reason, the estimated signal values from MIMO detectors should be soft decision detection values. In this paper, we propose efficient methods to estimate soft decision detection values for various space time coding schemes, and provide the simulation results of turbo coded space time coding scheme over an IEEE 802.16e link.

**Keywords :** space-time block coding, transmit diversity, WiMax, soft decision

## I. 서 론

시공간 부호(space time coding; STC)를 사용하는 다중 안테나 기술은 추가적인 대역폭 없이 다이버시티 이득을 얻을 수 있다는 점에서 매우 강력한 장점을 가진다고 할 수 있다. 이런 이유로 IEEE 802.16e를 포함한 대부분의 4G 표준들은 높은 처리율과 성능 향상을 위

해서 시공간 부호를 이용한 다중 입력 다중 출력 (multi-input multi-output; MIMO) 기술을 적용하였다 [1].

이러한 다중 안테나 기술과 더불어 4G 이동통신 시스템의 큰 특징 중의 하나가 강력한 오류정정 부호의 채택이라고 할 수 있다. 이는 이동 통신 환경에서 발생하는 심각한 페이딩을 극복하기 위해서는 강력한 오류정정부호 사용이 필수적이기 때문이다. 특히, 연판정 입출력을 사용하여 반복적으로 복호를 수행하여 고 부호화 이득을 얻을 수 있는 터보 부호가 많은 4G 규격에서 오류정정부호화 방식으로 채택되고 있다. 터보부호는 그 특성상 연판정 입력을 사용하여 복호를 수행하기 때

\* 학생회원, \*\* 평생회원, 전북대학교 전자공학부  
(Chonbuk National University)

\*\*\* 정회원, 한국전자통신연구원 광대역무선전송연구팀  
(ETRI)

접수일자: 2009년8월21일, 수정완료일: 2010년2월17일

문에 수신단의 복호기 입력으로 들어오는 연판정 값의 신뢰도가 복호 성능에 매우 큰 영향을 미친다.

따라서, 위와 같은 현재의 기술적인 동향과 필요성을 종합해 볼 때, 향후 여러 가지 무선통신 시스템에서 시공간부호와 터보부호를 동시에 사용할 가능성은 매우 크다고 할 수 있다. 또한, 이 경우에 수신단에서 시공간 부호에 대한 신호 검출 후에 수행되는 터보 부호에 대한 복호 과정에서는 연판정 입력이 필요하고, 이 연판정 입력 값의 신뢰도가 복호 성능에 큰 영향을 미치기 때문에 효율적으로 연판정 검출 값을 출력할 수 있는 시공간 부호 방식의 필요성이 매우 크다고 할 수 있다.

STC를 이용한 다중안테나 기술로서 Alamouti는 다중 경로 페이딩 환경에서 2개의 송신 안테나에 적용하여 큰 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 직교 시공간 블록 부호 (orthogonal space time block coding; O-STBC) 기술을 발표했다<sup>[2]</sup>. 다중 안테나 시스템에서는 일반적으로 안테나의 개수가 증가함에 따라 더 큰 다이버시티 이득을 얻을 수 있지만, 송신안테나 개수가 2개보다 더 많을 경우 부호화률이 1인 직교 부호화 행렬이 존재하지 않는다. 이러한 이유로 송신 안테나 개수가 2개보다 많을 경우 부호화률이 1이 될 수 있도록 하기 위하여 다이버시티 이득에서의 손실을 감수하는 준 직교 시공간 부호(quasi orthogonal space time block coding; QO-STBC)가 제안되었다<sup>[3-4]</sup>.

그러나 QO-STBC 방식은 다이버시티 이득의 감소 이외에도 검출 부분에서 많은 계산량 증가와 복잡도가 발생한다는 단점이 발견되었다. 특히 이러한 QO-STBC 방식이 터보부호와 연계되어 사용될 시에는 적절한 연판정 검출 값을 계산하는데 어려움이 따르기 때문에, 복호 성능에 매우 큰 영향을 미치게 된다.

이 논문에서는 상기한 바와 같이 STBC 방식이 터보부호와 연계되어 사용될 때 연판정 검출 값의 중요도가 매우 크다는 점에 착안하여, 여러 가지 STBC 방식에 대한 터보부호의 성능을 평가하고자 한다. 먼저 여러 가지 STBC 방식에 대한 연판정 검출 값 계산 방식을 살펴보고, 주어진 STBC 방식에서 가장 효율적인 연판정 검출 값 계산 방식을 제안한다. 특히, WiMax 채널 상에서 여러 가지 STBC 방식에 따른 다양한 연판정 검출 값과 연계된 터보부호의 성능을 살펴보고, 본 논문에서 제안된 연판정 검출 값의 우수성을 입증할 것이다.

본 서론에 이어 II장에서는 STBC 방식에서의 연판정

검출의 필요성과 방법에 대해 살펴보고, 여러 가지 STBC 방식에 대한 연판정 검출 방식과 가장 효율적인 방식을 제안한다. III장에서는 터보부호와 연계된 모의 실험 결과를 살펴본다. 먼저 주파수 비선택적 레일레이 채널에서 방식간의 성능을 살펴보고, WiMax 채널에서 사용자의 속도의 변화에 따른 성능을 살펴보기로 한다. 마지막으로 IV장에서 결론을 맺는다.

## II. STBC 방식에서의 연판정 검출

### 1. 연판정 검출의 필요성 및 방법

심각한 시간 및 주파수 선택적 페이딩이 발생하는 이동통신 환경에서 요구되는 적절한 성능을 유지하기 위해서, 강력한 오류정정부호 기술의 사용은 필수적이다. 특히, 최근들어 연판정 입력 및 출력을 이용하여 반복적으로 복호를 수행함으로써 강력한 부호화 이득을 얻을 수 있다는 장점으로 인하여 터보부호는 4G 이동통신 시스템 및 여러 가지 디지털 통신 시스템에서 오류정정부호화 방식으로 표준화되어 있다.

연판정 값을 필수적으로 사용해야 하는 터보부호의 특성으로 인하여 터보부호의 입력이 되는 연판정 값의 정확도는 복호 성능에 매우 큰 영향을 미치게 된다. 따라서 수신단에서 복호기의 바로 전단에서 얼마나 정확한 연판정 정보를 전달해 주느냐가 터보부호의 성능을 좌우한다고 할 수 있다. 따라서 STBC 방식과 연계된 터보부호의 경우 STBC 복호기에서 검출되는 값이 연판정 값이어야 하고, 이 연판정 값의 정확도가 터보부호의 성능에 큰 영향을 미치게 되는 것이다.

STBC 방식에 대한 연판정 검출 값은 아래와 같은 로그 우도 률 (log likelihood ratio; LLR)을 이용한 최대 우도 검출(maximum likelihood detection; MLD) 미터릭을 이용하여 계산할 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$L(b_i|y) \approx \log \left( \frac{\sum_{s: b_i(s)=1} \exp\left(-\frac{1}{\sigma} \|y - Hs\|^2\right)}{\sum_{s: b_i(s)=0} \exp\left(-\frac{1}{\sigma} \|y - Hs\|^2\right)} \right), \quad (1)$$

여기서  $s$ 는 집합  $\{b_{k,1}, \dots, b_{k,p}\}$  중의 한 값을 갖는 변조 심볼이고,  $H$ 는 채널 부호 행렬이다. 또한,  $\sigma$ 는 가우시안 백색 잡음의 표준편차를 의미한다. 즉, 위 LLR 값은 수신된 신호  $y$ 에 대하여 모든 가능한 심볼 값의 비트 조합 중 그 해당 추정 비트 값이 1인 확률과 0인 확률의 로그 비를 나타낸 것이다. 이 방법은 MLD이기 때문

에 추정 성능이 우수하다는 장점이 있지만, 모든 가능한 심볼의 조합을 계산해야 한다는 점 때문에 시공간 부호화 행렬의 크기가 증가함에 따라, 그 복잡도가 지수 함수적으로 증가하게 된다. 위 (1)의 LLR 값을 계산함에 있어서 전체 심볼 조합의 모든 값을 더하는 대신에 그 중에 최대 값을 취함으로써 복잡도를 다소 감소시킬 수 있는 Max Log 미터릭 값을 아래와 같이 구할 수 있다<sup>[6]</sup>.

$$L(b_i|y) \approx \log \left( \frac{\max_{s: b_i(s)=1} \exp(-\frac{1}{\sigma} \|y - Hs\|^2)}{\max_{s: b_i(s)=0} \exp(-\frac{1}{\sigma} \|y - Hs\|^2)} \right), \quad (2)$$

위와 같은 MLD 방식은 그 성능은 우수하지만 복잡도가 매우 크기 때문에 실제 시스템에서의 활용은 거의 불가능하다. O-STBC 방식의 경우에는 부호화 행렬의 직교성으로 인하여 채널 행렬도 직교 행렬이 되므로 선형 복호 방식 자체가 MLD 복호 방식이 된다. 따라서, O-STBC 방식의 경우 별도로 위 식 (1) 또는 (2)를 이용한 MLD 연판정 검출의 필요성이 없다는 결론을 내릴 수 있다. 그러나, QO-STBC 방식에서는 간섭 인자들로부터 인하여 검출 값의 신뢰성을 잃게 된다.

## 2. Alamouti 방식에서의 연판정 검출

STC 방식은 다중 안테나 기술의 하나로써 여러 개의 안테나에서 시간 및 공간 상에서 특정한 성질을 갖도록 설계된 부호화 방식으로 신호를 전송함으로써 쉽게 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 기술이다. 이러한 방식은 Alamouti가 1998년에 두 개의 송신 안테나를 이용하여 아래와 같은 방식으로 전송하는 아이디어를 제안함으로써 시작되었다<sup>[2]</sup>.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

여기서  $r_i$ 는  $i$ 번째 타임 슬롯에 수신된 신호이고  $h_j$ 는  $j$ 번째 전송안테나와 수신단 사이의 채널 계수이다. 전송 심볼  $x_i$ 에 채널 계수가 곱해져서 전송되고 수신단에서 가우시안 잡음  $n_i$ 가 더해진다. 위 식 (3)에서의 채널 부호화 행렬은 직교 행렬이 되기 때문에 위 식 (3)을 채널 행렬을 이용하여 표현하였을 경우 그 채널 행렬 역시 직교행렬이 된다. 이러한 특성으로 인하여 수신단에서의 신호 검출은 아래와 같이 간단한 선형 프로세싱으로 구할 수

있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

위 식 (4)의 선형 검출 방식은 MLD 방식이기 때문에 위 식 (4)의 검출된 연판정  $\hat{x}_i$  값을 사용한 터보 부호에 대한 복호 성능은 식 (1)의 MLD 미터릭을 사용한 성능과 거의 동일할 것이다. 이후 기술될 III장의 시뮬레이션 결과에서 이를 증명할 것이다.

## 3. QO-STBC 에서의 연판정 검출

일반적으로 STBC 기술에서 전송 안테나의 개수가 증가함에 따라 다이버시티 이득도 같이 증가하게 된다. 그러나 두 개 이상의 안테나를 사용하는 방식에서는 부호화율이 1인 O-STBC 방식을 설계할 수 없기 때문에 다이버시티 이득에 대한 희생을 감수해야한다. 다음은 참고문헌<sup>[3-4]</sup>에서 제안한 4개 안테나 시스템에 적용이 가능한 QO-STBC 방식에 대한 부호화 행렬이다.

$$X_{C4} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}, \quad (5)$$

위의 부호 행렬을 보면 심볼 대각 방향으로는  $x_1, x_2$  으로 이루어진 Alamouti 행렬이, 그 반대 방향으로는 심볼  $x_3, x_4$  로 이루어진 Alamouti 행렬로 이루어져있다. 본 논문에서는 이 방식을 C-QO-STBC (conventional QO-STBC)라고 부르기로 한다. 네 타임 슬롯동안 채널의 상태가 변하지 않고 한 개의 수신 안테나를 사용하는 시스템을 가정하면 수신된 신호는 다음과 같은 수식 (6)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = H_{C4} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

여기서  $H_{C4}$ 은 아래와 같은 채널 행렬을 나타낸다.

$$H_{C4} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3 & h_4 & h_1 & h_2 \\ h_4^* & -h_3^* & h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}, \quad (7)$$

O-STBC 방식에서는  $H^H H$ 로 정의되는 검출 행렬  $D$ 가 대각행렬이기 때문에 수신 신호에  $H^H$ 를 곱하여 선형적으로 복호가 가능하다. 그러나 C-QO-STBC에서는 검출 행렬이 비 대각행렬이기 때문에 네 타임 슬롯 동안 전송된 신호에 대한 추정치  $\hat{X}$ 을 다음과 같은 zero forcing (ZF) 방법으로 계산한다<sup>[5]</sup>.

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} = (H_{C4} H_{C4}^H)^{-1} \cdot H_{C4}^H \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} \quad (8)$$

먼저 위 식 (8)의 신호 검출 값  $\hat{X}$ 을 그대로 연판정 값으로 사용할 수 있는지를 알아보기 위하여 O-STBC 방식에서 검출 행렬에 해당하는  $H_{C4} \times H_{C4}^H$  행렬을 구해보면 아래와 같은 결과를 얻는다.

$$H_{C4} \cdot H_{C4}^H = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & \beta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & \beta \\ \beta & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & \beta & 0 & \alpha \end{bmatrix}, \quad (9)$$

위에서  $\alpha$ 는 아래와 같이 전체 채널 이득을 나타낸다.

$$\alpha = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2, \quad (10)$$

그리고  $\beta$ 는 간섭 인자로서 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \beta &= h_1 h_3^* + h_1^* h_3 + h_2 h_4^* + h_2^* h_4 \\ &= 2\text{Re}\{h_1 h_3^* + h_2 h_4^*\}, \end{aligned} \quad (11)$$

위 식 (8)에서 먼저 검출행렬의 역행렬을 구해보면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(H_{C4} \cdot H_{C4}^H)^{-1} = \gamma \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\beta/\alpha & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\beta/\alpha \\ -\beta/\alpha & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\beta/\alpha & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

여기서

$$\gamma = \frac{\alpha}{\alpha^2 - \beta^2}, \quad (13)$$

식 (10)번과 (11)번에서 확인할 수 있듯이  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 양의 실수이고, 따라서  $\gamma$  값도 양의 실수가 된다. 따라

서, 경판정 값을 사용할 경우에는  $\gamma$  값을 사용하지 않아도 된다. 식 (8)번에 (12)의 결과를 삽입하면 다음과 같이 된다.

$$\hat{X} = \gamma \cdot \Lambda \cdot \begin{bmatrix} r_1 & r_2^* & r_3 & r_4^* \end{bmatrix}^T, \quad (14)$$

여기서

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1^* & \lambda_2 & \lambda_3^* & \lambda_4 \\ \lambda_2^* & -\lambda_1 & \lambda_4^* & -\lambda_3 \\ \lambda_3^* & \lambda_4 & \lambda_1^* & \lambda_2 \\ \lambda_4^* & -\lambda_3 & \lambda & -\lambda_1 \end{bmatrix}, \quad (15)$$

또,  $\lambda_1 \sim \lambda_4$ 는 아래와 같이  $h_1 \sim h_4$ 로 나타내어진다.

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= h_1 - \frac{\alpha}{\beta} h_3, & \lambda_2 &= h_2 - \frac{\alpha}{\beta} h_4, \\ \lambda_3 &= h_3 - \frac{\alpha}{\beta} h_1, & \lambda_4 &= h_4 - \frac{\alpha}{\beta} h_2. \end{aligned} \quad (16)$$

만일 신호 검출시  $\gamma$ 를 생략하면 다음과 같이 간단한 검출 식이 만들어진다.

$$\hat{X}' = \Lambda \cdot \begin{bmatrix} r_1 & r_2^* & r_3 & r_4^* \end{bmatrix}^T, \quad (17)$$

다음 장의 시뮬레이션 결과에서는 위의 식 (14) 또는 (17)을 연판정 검출 값으로 사용하였을 경우 터보 부호에 대한 복호 성능에 어떤 영향을 미치는 지에 대해 분석하기로 한다.

위에서 살펴본 바와 같이 C-QO-STBC 방식에 대한 검출 행렬 (9)는 간섭 인자들이 존재하기 때문에 O-STBC 방식에서 적용하는 것과 같은 간단한 선형 복호 방식을 사용할 수 없다. 참고문헌<sup>[5]</sup>에서는 완전 직교하는 채널 행렬을 유도함으로써 수신단에서 간단한 선형 복호가 가능하도록 한 LD-QO-STBC 방식을 제안했다. 즉, LD-QO-STBC 방식에서는 C-QO-STBC에서의 검출 행렬에 해당하는  $H_{C4}^H \times H_{C4}$  행렬에 Givens rotation을 적용하여 대각 행렬을 유도하였다. 그 결과로써 다음과 같은 4개의 전송 안테나를 위한 새로운 직교 채널 행렬,  $H_{N4}$  및 그에 해당하는 부호 행렬  $X_{N4}$ 를 제안했다.

$$H_{N4} = \begin{bmatrix} h_1 - h_3 & h_2 - h_4 & h_1 + h_3 & h_2 + h_4 \\ h_2^* - h_4^* & h_3^* - h_1^* & h_2^* + h_4^* & -(h_1^* + h_3^*) \\ h_3 - h_1 & h_4 - h_2 & h_1 + h_3 & h_2 + h_4 \\ h_4^* - h_2^* & h_1^* - h_3^* & h_4^* + h_2^* & -(h_1^* + h_3^*) \end{bmatrix},$$

$$X_{N4} = \begin{bmatrix} x_1+x_3 & x_2+x_4 & x_3-x_1 & x_4-x_2 \\ -(x_2^*+x_4^*) & x_1^*+x_3^* & x_2^*-x_4^* & x_3^*-x_1^* \\ x_3-x_1 & x_4-x_2 & x_1+x_3 & x_2+x_4 \\ x_2^*-x_4^* & x_3^*-x_1^* & -(x_2^*+x_4^*) & x_1^*+x_3^* \end{bmatrix}, \quad (18)$$

식 (18)로부터 채널 행렬은 직교하는 것이 명백하기 때문에 아래와 같이 간단한 선형 복호 방식으로 추정 신호를 구할 수 있다.

$$\hat{X} = H_{N4}^H \cdot [r_1 \ r_2^* \ r_3 \ r_4^*]^T, \quad (19)$$

Alamouti 방식과 마찬가지로 위 식 (19)의 선형 검출 방식은 MLD 방식이기 때문에 위 식 (19)의 검출 결과를 그대로 연관정 검출 값으로 사용할 수 있을 것이다. 다음 장의 모의 실험 결과에서 상세히 살펴보기로 한다.

### III. 모의 실험 결과

본장에서는 다양한 STBC 방식과 연계된 터보부호의 성능 시뮬레이션 결과를 비교한다. 본 장의 시뮬레이션에서 사용된 변조 방식은 QPSK이며, 전체 전송 신호 전력은 안테나 개수에 따라 동일하게 분배했다. 사용된 터보부호는 IEEE 802.16 Wireless OFDMA MAN 규격에 오류정정부호 방식으로 정의되어 있는 duo-binary 터보부호이며<sup>[7]</sup>, 프레임당 심볼 개수는 192로 가정하였다.

#### 1. 레일레이 채널에서의 성능

IEEE 802.16 링크 상에서의 성능을 확인하기에 앞서 주파수 비 선택적 레일레이 채널에서의 성능 시뮬레이션 결과를 분석한다.

그림 1은 레일레이 채널에서 각각의 STBC 기술들의 프레임 오류율(frame error rate; FER) 성능을 나타낸다. LD-QO-STBC는 식(19)에서 볼 수 있듯이 한 심볼 구간 동안 두 개의 심볼을 더하여 보내게 되므로, 다른 방식들과 동일한 전력을 사용한다는 가정하에 정규화 작업을 하였다. 즉 한 심볼 구간당 전송되는 전력은 모든 방식에서 동일하다. 복호 연산 과정에서 Alamouti 방식에서는 두 타임 슬롯 동안, QO-STBC 방식에서는 네 타임 슬롯 동안 채널 계수가 변하지 않는다는 가정하에 실험을 하였다.

그림 1에서 확인 할 수 있듯이 Alamouti 방식과

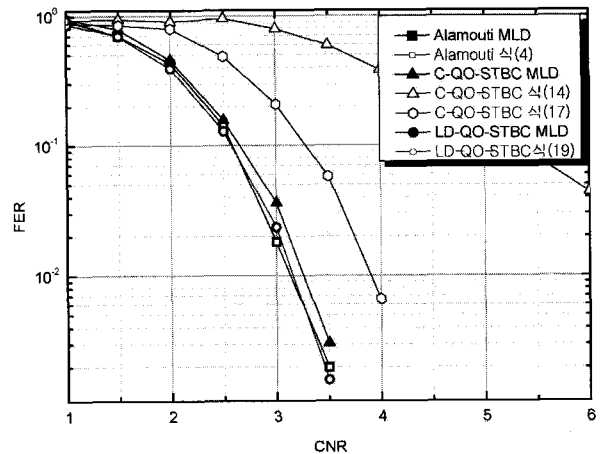


그림 1. 레일레이 채널에서 터보부호화된 여러 가지 STBC 방식의 FER 성능비교

Fig. 1. The FER performance comparison of turbo coded STBC schemes over a Rayleigh channel.

LD-QO-STBC 방식에서는 부호화 행렬이 직교 행렬이기 때문에 MLD 방식으로 연관정 값을 검출하여 사용한 결과와 선형 검출 결과를 그대로 연관정 값으로 사용한 결과가 일치함을 알 수 있다. 그러나, C-QO-STBC 방식에서는 MLD 값과 선형 검출값을 연관정 값으로 사용한 경우 무시할 수 없는 성능 차이가 확연히 나타남을 확인 할 수 있다. 특히 ZF 방식으로 복호된 식 (14)의 결과를 그대로 사용할 경우 엄청난 성능 저하를 초래하게 되며, 이를 보완한 (17)의 연관정 검출식을 차선책으로 활용할 수 있다는 것을 알 수 있다.

#### 2. IEEE 802.16e 링크 모델

여러 가지 STBC 방식의 터보부호와 연계된 성능을 실제 IEEE 802.16 링크 상에서 평가하기 위하여 먼저

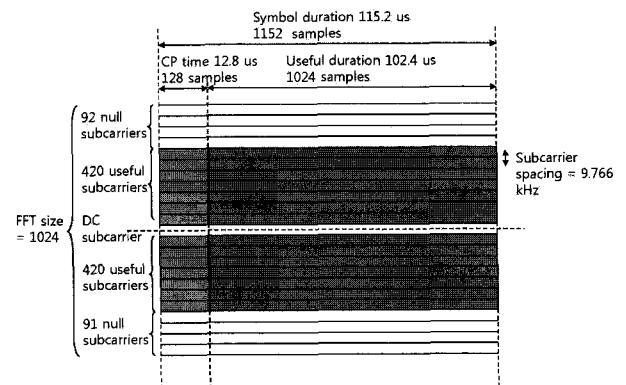


그림 2. IEEE 802.16e 시스템에서의 한 프레임당 데이터 라인구조

Fig. 2. Data line structure of a frame for IEEE 802.16e system.

터보부호 및 STBC 방식을 적용할 프레임 구조에 대해 살펴보기로 한다. 그림 2에 나타나 있는 바와 같이 대역폭이 10 MHz이고 1024 개의 부반송파 중 실제 데이터 전송에 사용되는 840개의 부반송파를 사용하고, 5 ms 동안 47개의 OFDM 심볼로 이루어진 시분할(time division duplexing; TDD) 프레임 구조를 사용한다<sup>[7]</sup>. 터보 부호가 적용된 각 방식간의 성능 비교를 위하여 192 심볼로 이루어진 터보 부호가 한 프레임 내에 균일하게 분포되어 있다고 가정하였다. 본 연구에서는 최대의 주파수 다이버시티를 얻기 위하여 한 프레임 내에 192 심볼이 최대한 넓은 주파수 간격으로 배치 되었다고 가정하였다.

시스템의 성능 평가를 위한 채널 모델로써 IEEE 802.16m의 평가방법에 제시되어 있는 CDL(cluster-delay-line) 공간 채널 모델을 사용하였으며<sup>[8]</sup>, 아래 그림 3은 사용자의 이동 속도가 30 km/h일 경우 시간 및 주파수 축에서의 채널 이득을 나타낸 것이다.

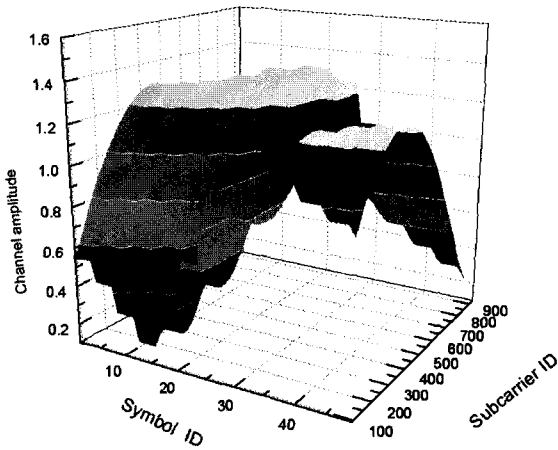


그림 3. IEEE 802.16 CDL 공간 채널 모델 반응특성  
Fig. 3. The channel response characteristics for IEEE 802.16 CDL spatial channel model.

3. 연판정 검출 방식에 따른 성능 분석

아래 그림 4~그림 6은 앞 절에서 살펴본 CDL 채널에서 사용자의 속도가 각각 3, 30 및 60 km/h일 경우에 대한 여러 가지 STBC 방식의 FER 성능 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다.

그림 4의 FER 성능 결과를 살펴보면 그림 2의 레일리 채널에서의 모의 실험 결과와는 약간의 성능 차이가 있지만 각각의 STBC 방식 간의 성능 차이는 거의 동일하다는 것을 알 수 있다. 또, 그림 5에 나타나 있는

바와 같이 사용자의 이동 속도가 30 km/h까지 증가하여도 시간에 따른 채널 계수의 변화가 그리 심하지 않기 때문에 성능에 커다란 영향을 끼치지 않는다.

그림 6에 나타나 있는 사용자의 이동 속도가 60 km/h로 증가했을 경우의 성능 결과를 살펴보면, 사용자의 이동 속도가 증가함에 따라 타임 슬롯들 간의 채널 계수의 값이 변화하기 때문에 채널 직교성이 점점 떨어지게 된다. 특히 네 타임 슬롯 동안의 채널 계수의 값이

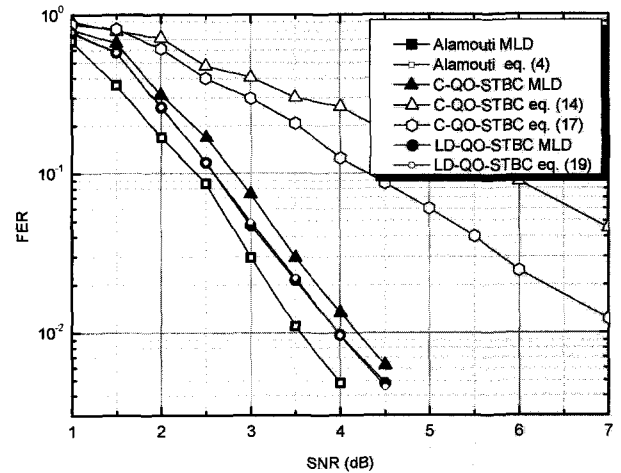


그림 4. 사용자의 이동 속도가 3 km/h일 경우 IEEE 802.16 링크 상에서 터보부호화된 STBC 방식의 FER 성능

Fig. 4. The FER performance comparison of turbo coded STBC schemes over an IEEE 802.16 link with mobile speed of 3 km/h.

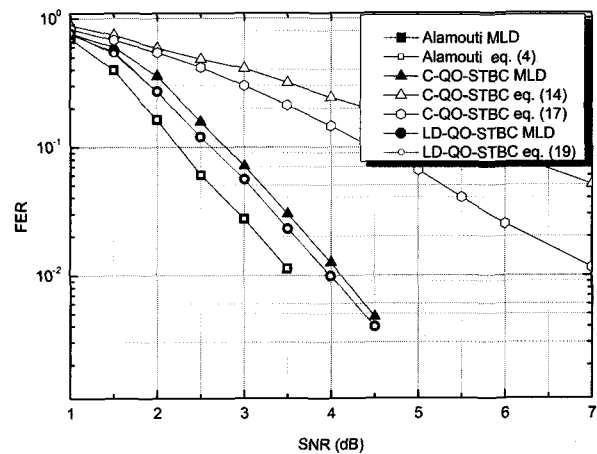


그림 5. 사용자의 이동 속도가 30 km/h일 경우 IEEE 802.16 링크 상에서 터보부호화된 STBC 방식의 FER 성능

Fig. 5. The FER performance comparison of Turbo coded STBC schemes over an IEEE 802.16 link with mobile speed of 30 km/h.

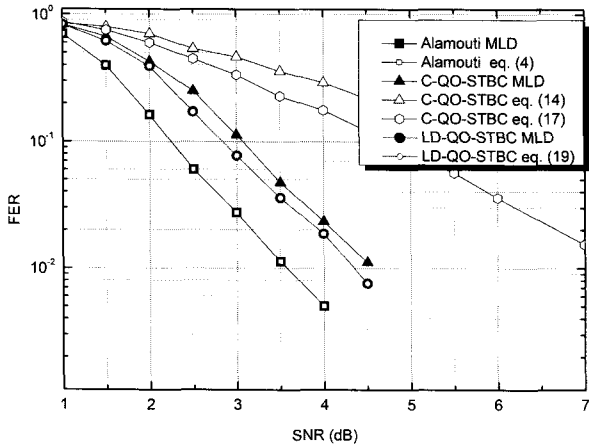


그림 6. 사용자의 이동 속도가 60 km/h일 경우 IEEE 802.16 링크 상에서 터보부호화된 STBC 방식의 FER 성능

Fig. 6. The FER performance comparison of Turbo coded STBC schemes over an IEEE 802.16 link with mobile speed of 60 km/h.

상수로 유지되어야 할 필요가 있는 QO-STBC 방식의 경우 사용자의 이동 속도가 증가할 수록 성능이 더 많이 저하됨을 알 수 있다. 그러나 이 경우에 있어서도 직교하는 채널 행렬을 사용함으로써 MLD가 가능한 선형 복호 방식을 사용하는 Alamouti 방식과 LD-QO-STBC 방식은 MLD 연관정 값을 사용한 터보부호의 성능과 일반 선형 검출 방식으로 연관정 값을 추출한 터보 부호의 방식이 동일함을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 IEEE 802.16e 링크 상에서 여러 가지 STBC 방식들의 연관정 신호 검출에 따른 터보 부호의 성능결과를 살펴보았다. QO-STBC 방식들 중 C-QO-STBC 방식은 ZF 방식을 사용하여 선형 검출이 가능 하지만 검출된 값을 그대로 연관정 값으로 활용할 경우 터보 부호의 성능을 크게 저하시킨다는 것을 확인할 수 있었다. 반면에, 부호화 행렬은 준직교하는 특성을 가지지만, 채널 행렬은 직교하는 특성을 가지기 때문에 선형 MLD 복호가 가능한 LD-QO-STBC 방식의 경우 매우 적은 연산 만으로도 연관정 값의 추출이 가능하기 때문에 터보 부호의 성능의 저하가 거의 없음을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제시된 결과는 터보부호와 STBC 방식을 동시에 사용하는 여러 가지 무선통신 시스템에서 효과적으로 활용될 수 있다.

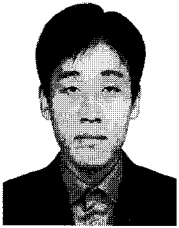
#### 참 고 문 헌

- [1] S. Ahmadi "An overview of next-generation mobile WiMAX technology" *IEEE Communication Magazine*, vol. 47, pp. 112 - 131, Jun. 2009.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [3] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Communications*, vol. 49, pp. 1-4, Jan. 2001.
- [4] O. Tirkkonen, A. Boariu, and A. Hottinen. "Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ Tx antennas," in *2000 IEEE Sixth Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 2, pp. 429-432, Sept. 2000.
- [5] Erik G. Larsson and Joakim Jalden "Fixed-Complexity Soft MIMO Detection via Partial Marginalization", *IEEE Trans. on Communications*, vol. 56, no. 8, pp. 3397-3407, Aug. 2008.
- [6] Unhee Park, Sooyoung Kim, Kwangjae Lim, and Jing Li, "A Novel QO-STBC Scheme with Linear Decoding for Three and Four Transmit Antennas", *IEEE Communications Letter*, vol. 12, no. 12, pp. 868-870, Dec. 2008.
- [7] IEEE 802.16 Standard - Local and Metropolitan Area Networks - Part 16, IEEE Std 802.163-2005.
- [8] IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, Draft IEEE 802.16m Evaluation Methodology, Dec. 2007.

## — 저 자 소 개 —



김 영 민(학생회원)  
 2009년 전북대학교 전자정보  
 공학부 학사 졸업.  
 2009년~현재 전북대학교  
 전자공학 석사 과정 중.  
 <주관심분야 : 시공간블록부호,  
 이동/위성통신>



임 광 재(정회원)  
 1988년 인하대학교 전자공학과  
 학사 졸업.  
 1992년 인하대학교 전자통신공학  
 석사 졸업.  
 1999년 인하대학교 전자통신공학  
 박사 졸업.  
 1999년~2009년 ETRI 위성 및 이동통신 분야  
 선임연구원.  
 2010년~현재, ETRI 광대역무선전송연구팀장.  
 <주관심분야 : 이동/위성통신 물리계층 및 매체  
 접속계층>



김 수 영(정회원)  
 1990년 한국과학기술원 전기 및  
 전자공학과 학사 졸업.  
 1990년~1991년 ETRI 연구원  
 1992년 Univ. of Surrey, U.K  
 공학 석사 졸업.  
 1995년 Univ. of Surrey, U.K  
 공학 박사 졸업.  
 1994년~1996년 Research Fellow, Univ. of  
 Surrey, U.K.  
 1996년~2004년 ETRI 광대역무선전송연구 팀장.  
 2004년~현재 전북대학교 전자정보공학부  
 부교수.  
 <주관심분야 : 오류정정부호, 시공간블록부호, 이  
 동/위성통신>