

# 고차원 변조 방식에서의 터보 부호화된 시공간 블록 부호 기술을 위한 최적의 연판정 검출 방법

준회원 김 영 민\*, 종신회원 김 수 영\*\*

## Soft Decision Detection Method for Turbo-coded STBC Using High-order Modulation Schemes

Young Min Kim\* Associate Member, Sooyoung Kim\*\* Lifelong Member

### 요 약

차세대 대부분의 무선 통신 시스템에서는 심각한 페이딩을 극복하기 위하여 터보부호와 같은 연판정 입출력을 반복적으로 사용하는 오류정정부호화 방식을 사용하는 동시에, 시공간부호를 활용하여 다이버시티 이득을 얻고자 한다. 그러므로 수신단에서 시공간부호에서 검출된 신호는 연판정 출력 형태로 오류정정 복호기에 전달되어야 한다. 본 논문에서는 QAM과 같은 고차원 변조방식을 사용하여 시공간부호화와 반복 복호를 사용하는 오류정정부호화 방식이 결합된 경우에 성능의 극대화를 위하여 최적의 연판정 검출 방법을 제시한다. 터보부호를 사용하는 시스템에서 여러 가지 시공간부호화 방식과 고차원 변조 방식이 결합될 경우 여러 가지 연판정 검출 방법에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하여, 제안된 방식이 적은 복잡도로 우수한 성능을 얻을 수 있음을 보인다.

**Key Words** : Space-time Block Coding (STBC), Soft Decision Detection, Turbo Codes

### ABSTRACT

Forward error correction (FEC) coding schemes using iterative soft decision detection (SDD) information are mandatory in most of the next generation wireless communication system, in order to combat inevitable channel impariments. At the same time, space-time block coding (STBC) schemes are used for the diversity gain. Therefore, SDD information has to be fed into FEC decoder. In this paper, we propose efficient SDD methods for turbo-coded STBC system using high order modulation such as QAM. We present simulation results of various SDD schemes for turbo-coded STBC systems, and show that the proposed methods can provide almost approximating performance to maximum likelihood detection with much less computational load.

### I. 서 론

다중 경로 페이딩으로 인하여 심각한 성능 저하가 야기될 수 있는 무선 통신 채널에서 시공간 부호(space-time block coding; STBC)를 사용하는 다중 안테나 기술은, 추가적인 대역폭 없이 채널의 단점을 오히려 장점으로 활용함으로써 다이버시티 이득을 얻

을 수 있는 기술이다. 이런 이유로 대부분의 차세대 무선통신시스템에서는 시공간 부호를 이용한 다중안테나기술을 채택하고 있다<sup>[1]</sup>. 또 다른 차세대 무선 통신 시스템의 큰 특징 중의 하나는 무선 통신 환경에서 발생하는 심각한 페이딩을 극복하기 위해서 터보부호와 같이 연판정 입출력을 사용하여 반복적으로 사용하는 오류정정부호화 방식을 채택하고 있다는 것이다.

\* 이 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2009-0088286)

\* 전북대학교 전자공학부 디지털통신시스템 연구실 (sookim@jnu.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-01-042, 접수일자 : 2010년 1월 28일, 최종게재논문통보일자 : 2010년 5월 13일

따라서, 향후 여러 가지 무선 통신 시스템에서 시공간부호와 터보부호를 동시에 사용할 가능성은 매우 크다고 할 수 있다. 또한, 이 경우에 수신단에서 시공간부호에 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<sup>2)</sup>.

특히, 터보 부호의 성능은 얼마나 정확하게 연판정 검출 정보를 터보 부호 복호기에 제공하는 것에 따라 좌우된다. 참고 문헌 [3]에 제시된 바와 같이, 터보 부호를 사용하지 않는 시스템에서 STBC 기술의 성능이 터보 부호화된 시스템에서 다른 양상을 보여 주는 것도 이러한 예이다. 비록 최대 우호 검출(maximum likelihood detection; MLD) 이 가장 정확한 연판정 검출 정보를 제공하지만, 복잡성 때문에 실제 시스템에서의 사용이 불가능하다.

위와 같은 MLD 방식의 복잡도를 줄이기 위하여 기존의 여러 연구에서는 복잡도를 감소시키는 연판정 검출 방식들이 제안되어 왔다<sup>4,5)</sup>. 그러나, 이와 같은 기존의 저 복잡도 알고리즘들은 전수 조사를 기본으로 하는 MLD에서 조사하는 방식들의 횟수를 줄이는 방식들을 그 기본 개념으로 하고 있다. 따라서, 기존의 방식들은 전수 조사의 횟수를 줄이기 때문에 근본적으로 어느 정도의 성능열화가 있을 수 있다.

위와 같은 점을 고려하여, 본 연구의 선행연구인 참고논문 [2]에서는 시공간부호와 터보부호를 동시에 사용하였을 때 수신단에서 시공간부호에 대한 신호 검출 후에 수행되는 터보 부호에 대한 복호 과정에서는 신뢰성 있는 연판정 입력이 필요하다는 점에 착안하여 각 STBC 기술들에 관해 연판정 출력 방법과 성능에 대하여 알아보았다.

그러나, 참고 문헌 [2]에서 제시된 내용은 변조방식이 QPSK인 경우에 한정된 것으로써, 신호의 검출 과정, 즉 복조 과정에서 채널 이득을 별도로 고려해 줄 필요가 없었기 때문에, 연판정 검출 후 터보 부호 복호기에서 그 값을 직접 사용할 수 있었다. 그러나, QAM과 같은 고차원 변조 방식에서는 STBC 복호 과정에서 채널 이득을 보상할 필요가 있기 때문에, 각 심볼 별로 얻어진 연판정 비트 값에 다시 채널 이득 값을 반영해 주어야만 신뢰성 있는 연판정 검출 값을 얻을 수 있다. 따라서 본 논문에서는 고차원 변조 방식을 사용한 STBC 방법에서의 연판정 검출 방법을 알아보고 각 방법에 따른 모의 실험 결과를 살펴 볼

것이다.

본 논문에서 제안된 방식은 기존의 MLD 방식과는 달리 STBC 복호와 복호된 심볼로부터 각 심볼을 구성하고 있는 비트별 연판정 값을 추출하는 단계를 분리하여 복잡도를 획기적으로 줄임으로써, 지수 연산이나 최근접점을 찾는 연산 등이 필요 없으며, O-STBC 나 선형 복호 QO-STBC 에서는 MLD 방식과 비교하여 성능 열화가 전혀 없는 방식이다.

본 서론에 이어 II장에서는 연판정 검출의 필요성 및 기본 개념에 대해 알아보고 고차원 변조 방식에서의 연판정 방법에 대해 설명 한다. III장에서는 고차원 변조 방식에서의 STBC 방식의 연판정 검출 방법에 대해 설명하고 최적의 연판정 검출 방법을 제안한다. 그다음 IV장에서는 연판정 검출 방식에 대한 복잡도 비교 및 터보 부호와 고차원 변조 방식을 연계한 STBC 방식의 성능을 알아보고 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 연판정 검출 방법

### 2.1 필요성 및 기본 개념

아래 그림 1은 터보 부호와 시공간 부호화 방식이 동시에 사용된 무선 통신 시스템의 송수신 블록도를 나타낸 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 터보 부호 복호기는 연판정 입력값을 필요로 하는데 그 전단의 복호기에서는 신뢰성 있는 연판정 입력이 필수적이다. 그러므로 STBC 복호기에서 출력하는 연판정 값은 전체적인 성능에 큰 영향을 끼치게 된다.

그림 1에서  $b$ 는 터보 부호화된 비트열이고,  $s$ 는 변조 심볼,  $s'$ 은 STBC 부호화된 심볼,  $n$ 은 가우시안 잡음,  $H$ 는 채널 이득 행렬,  $r$ 은 수신 신호이며,  $L(b|r)$ 은 수신된 신호  $r$ 로부터 MLD 방식으로 각 비트별 추출된 연판정 값을 나타낸다. 수신된 변조 심볼을 구성하고 있는 각 비트에 대한 연판정 검출 방법은 각 비트가 0 또는 1이 될 확률값을 표현하는 것이다. 연판정 검출은 아래와 같이 로그 우도 룰 (log likelihood

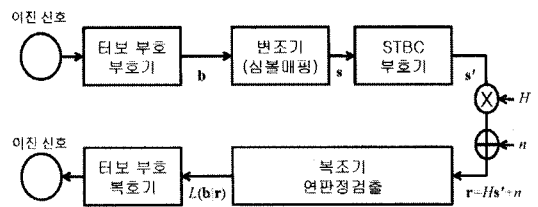


그림 1. MLD 방식을 사용하는 무선 통신 시스템의 송수신 블록도  
Fig. 1. Baseband model of wireless communication system using a MLD scheme

ratio; LLR)을 이용한 최대 우호 검출 미터릭을 이용하여 계산할 수 있다<sup>4)</sup>.

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

여기서  $s$ 는 집합  $\{b_{k,1}, \dots, b_{k,p}\}$  중의 한 값을 갖는 변조 심볼이 될 것이다. 또한,  $\sigma$ 는 가우시안 백색 잡음  $n$ 의 표준편차를 의미한다. 즉, 위 LLR 값은 수신된 신호  $r$ 에 대하여 모든 가능한 심볼 값의 비트 조합 중 그 해당 추정 비트 값이 1인 확률과 0인 확률의 로그 비를 나타낸 것이다. 이 방법은 모든 확률에 대한 로그비이기 때문에 추정 성능은 우수하다는 장점이 있지만, 조합 가능한 모든 심볼을 계산해야 한다는 점 때문에 시공간 부호화 행렬의 크기와 변조 차수가 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.

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

### 2.2 고차원 변조 방식에서의 연판정 검출

위와 같은 MLD 방식은 STBC 복호와 복조 심볼로부터의 연판정 비트 검출을 동시에 고려하여 모든 경우의 수를 조사함으로써, 그 성능은 우수하지만 복잡도가 매우 크기 때문에 실제 시스템에서의 활용은 거의 불가능하다. 아래 그림 2는 터보 부호와 시공간 부호화 방식이 동시에 사용된 무선 통신 시스템에서 STBC 복호와 심볼로부터 각 비트별 연판정 값을 검출 하는 단계를 나누어 수행하는 방식에 대한 송수신 블록도 이다.

그림 2에서  $r'$ 은 STBC 복호 신호이며,  $L''(b_i|r')$ 은 심볼을 구성하고 있는 각 비트별 연판정 값을 나타낸다. 먼저, STBC를 사용한 MIMO 시스템을 고려하기에 앞서, 단일 안테나 시스템에서 고차원 변조 방식에 대한 연판정 검출 기법에 대해 살펴보자. 하나의 변조 심볼  $r'$ 이 여러개의 비트  $b_i$ 들 구성되어 있는 고차원 변조 방식에서 Max Log 미터릭을 활용한 연판정 검

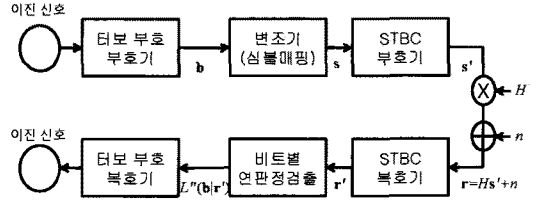


그림 2. 2단계로 분리된 연판정 검출 방식을 사용하는 무선 통신 시스템의 송수신 블록도

Fig. 2. Baseband model of wireless communication system using two step soft decision detection scheme

출 값은 다음과 같이 정리 할수 있다<sup>6)</sup>.

$$L(b_i|r') = \frac{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 - (x-x_1)^2 - (y-y_1)^2}{\sigma^2} = \frac{x_0^2 + y_0^2 - 2xx_0 - 2yy_0 - x_1^2 - y_1^2 + 2xx_1 + 2yy_1}{\sigma^2}, \quad (3)$$

여기서  $x$ 와  $y$ 는 수신된 심볼  $r'$ 의 I 채널 및 Q 채널 값, 즉 실수부 및 허수부의 값이고  $x_1$ 와  $y_1$ 는  $b_i$ 가 1일 때 가장 가까운 점이고  $x_0$ 와  $y_0$ 는  $b_i$ 가 0일 때 가장 가까운 지점이다. 이 방법은 지수 연산이나 로그 연산은 필요 없지만 모든 경우에 있어서 수신된 지점에서 가장 근접한 점을 찾는 과정이 필요하다.

이러한, 단점을 극복하기 위하여 심볼을 경관점으로 검출하는데 사용되는 경관정 경계 값을 이용한 효과적인 연판정 검출 방법 방법이 제안된 바 있다<sup>6-8)</sup>. 예를 들어 그림 3은 16-QAM 방식의 성장도와 경관정 경계를 보여주고 있다. 그림에서 볼 수 있는 바와

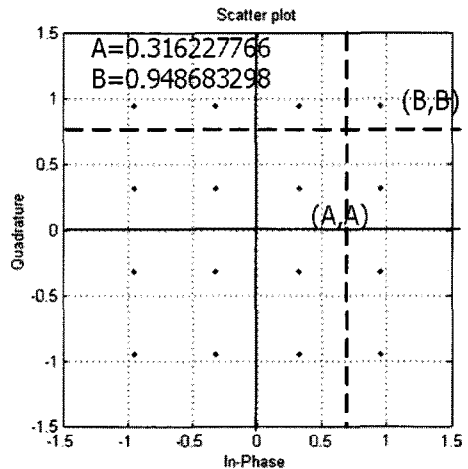


그림 3. 16-QAM에서 경관정 경계  
Fig. 3. Hard decision thresholds for 16-QAM

같이  $i$ 번째 비트에 대한 경계값,  $D_i$ 는 각각,  $D_1:x=0$ ,  $D_2:y=0$ ,  $D_3:|x|=(A+B)/2$ ,  $D_4:|y|=(A+B)/2$ 와 같이 나타낼 수 있고,  $i$ 번째 비트에 대한 연관성 검출 값은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$L''(b_i|r') = -\frac{2}{\sigma^2} \text{sign}(r - D_i) \sqrt{(x - x_{i(D)})^2 + (y - y_{i(D)})^2}, \quad (4)$$

여기서  $x_{i(D)}$ 와  $y_{i(D)}$ 는  $i$ 번째 비트에 대한 경관성 경계  $D_i$ 의 실수부 및 허수부의 값을 의미한다.

### 2.3 STBC 방식에서 연관성 검출

시공간 블록부호(space-time block coding; STBC)를 이용한 다중 안테나 시스템에서는 한꺼번에 전송하는 심볼  $s$ 의 크기가 안테나의 개수에 비례하여 증가하게 되므로 수식 (1)의 방법으로는 심볼의 크기에 따라 지수적으로 증가하는 복잡도 때문에 사용이 불가능하다.

직교 STBC(orthogonal STBC; 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 디지털위상변조(phase shift keying; PSK)와 같이 변조 심볼의 크기가 항상 일정한 변조 방식을 사용하는 경우에는, 별도로 위 식 (1) 또는 (2)를 이용한 MLD 연관성 검출의 필요성이 없다는 결론을 내릴 수 있다<sup>2)</sup>. 그러나, QAM과 같이 변조 심볼의 크기가 일정하지 않은 변조 방식의 경우에는 이를 보완해 줄 수 있는 방법이 필요하다. 다음 장에서는 이러한 점에 대해 보다 상세히 분석하기로 한다.

준 직교(quasi orthogonal STBC; QO-STBC) 방식에서는 채널 행렬의 불완전 직교성으로 인하여 생긴 간섭 인자들 때문에 선형 검출된 연관성 값이 MLD에 비하여 신뢰성을 잃게 되어 이를 그대로 활용할 경우 성능에 심각한 영향을 미칠 수 있다.

## III. 고차원 변조 STBC 방식을 위한 연관성 검출 기법

### 3.1 O-STBC 방식

STBC 방식은 Alamouti가 1998년에 두 개의 송신 안테나를 이용하여 아래와 같은 방식으로 전송하는 아이디어를 제안함으로써 시작되었다<sup>1)</sup>.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

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 (5)에서의 부호화 행렬은 직교 행렬이 되기 때문에 위 식 (5)를 채널 행렬을 이용하여 표현하였을 경우 그 채널 행렬 역시 직교행렬이 된다. 이러한 특성으로 인하여 수신단에서의 신호 검출은 아래와 같이 간단한 선형 과정으로 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} (|h_1|^2 + |h_2|^2)x_1 + h_1^*n_1 + h_2n_2 \\ (|h_1|^2 + |h_2|^2)x_2 + h_2^*n_1 - h_1n_2 \end{bmatrix}, \quad (6) \end{aligned}$$

위 식 (6)의 선형 검출 방식은 MLD 방식이기 때문에 위 식 (6)을 이용하여 검출된 연관성  $\hat{x}_i$ 값을 사용한 터보 부호에 대한 복호 성능은 식 (1)의 MLD 미터릭을 사용한 성능과 거의 동일할 것이다. PSK 변조 방법에서는 모든 변조 심볼의 크기가 동일하기 때문에 복조 과정에서 채널 이득을 보상할 필요가 없다. 따라서, 식 (6)을 그대로 사용하여 변조 심볼을 검출할 수 있게 되고, 이 값을 이용하여 변조 심볼을 구성하고 있는 각 비트에 대한 연관성 값을 검출하게 되면, 연관성 검출 값에도 채널 이득 값이 그대로 포함되게 된다.

그러나, QAM과 같이 변조 심볼들의 크기가 동일하지 않은 경우에는 복조 단계 또는 STBC 복호 단계에서 채널 이득을 보상하여야만 제대로 된 변조 심볼을 복원할 수 있게 된다. 그러나, 이러한 방법으로 변조 심볼을 복원하게 되면 복원 과정에서 채널 이득 보상을 거쳤으므로, 복조된 심볼에는 더 이상 채널 이득 정보가 남아있지 않게 된다. 또한, 이 문제는 다음과 같이 해석이 가능하다. 수신된 신호가 STBC 복호 과정을 거치게 되면, 수신 신호에 더해진 잡음의 분산 값이 변하게 된다. 따라서, 식 (3)과 (4)의 연관성 비트 검출을 위하여 고려해 주어야 하는 잡음의 분산 값  $\sigma^2$ 이 변화하게 되는 것이다.

즉, QAM 변조된 신호에 대한 최종 검출 심볼  $\hat{x}_i'$ 은 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\hat{x}_i' = \hat{x}_i / (|h_1|^2 + |h_2|^2), \quad (7)$$

또,  $\hat{x}_i'$ 을 구성하고 있는 각  $j$ 번째 비트에 대한 연 판정 검출 값  $\hat{b}'_{i,j}$ 은 수식 (4)를 이용하여 아래와 같이 표현할 수 있고,

$$\hat{b}'_{i,j} = L''(b'_{i,j}|\hat{x}_i'), \quad (8)$$

여기서 식 (7)과정을 통하여 변화된 잡음 분산 값을 반영하여 주면, 아래와 같이 최종적으로  $i$ 번째 심볼에 대한  $j$ 번째 비트의 연판정 입력 값을 얻을 수 있다.

$$\hat{b}_{i,j} = \hat{b}'_{i,j}(|h_1|^2 + |h_2|^2), \quad (9)$$

### 3.2 QO-STBC 방식에서 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 [9][10]에서 제안한 4개 안테나 시스템에 적용이 가능한 QO-STBC 방식에 대한 부호화 행렬이다.

$$X_{C4} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}, \quad (10)$$

그에 따른 채널 행렬  $H_{C4}$ 는 아래와 같이 나타낸다.

$$H_{C4} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* - h_1^* & h_4^* & -h_3^* & \\ h_3 & h_4 & h_1 & h_2 \\ h_4^* - h_3^* & h_2^* & -h_1^* & \end{bmatrix}, \quad (11)$$

O-STBC 방식에서는 채널 행렬의 직교성으로 인하여 수신 신호에  $H^H$ 를 곱하여 선형적으로 복호가 가능하다. 그러나 기존 QO-STBC에서는 채널 행렬이 직 교 하지 않기 때문에 네 타임 슬롯 동안 전송된 신호에 대한 추정치  $\hat{X}$ 을 다음과 같은 zero forcing (ZF) 방법으로 계산한다<sup>[11]</sup>.

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} = (H_{C4}H_{C4}^H)^{-1} \cdot H_{C4}^H \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

참고문헌 [2]에서 전개된 바와 같이 위 식 (12)의 추정된 신호  $\hat{X}$ 을 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\hat{X} = \gamma \cdot \Lambda \cdot [r_1 \quad r_2^* \quad r_3 \quad r_4^*]^T \quad (13)$$

여기서

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1^* & \lambda_2 & \lambda_3^* & \lambda_4 \\ \lambda_2^* & -\lambda_1 & \lambda_4^* & -\lambda_3 \\ \lambda_3^* & \lambda_4 & \lambda_1^* & \lambda_2 \\ \lambda_4^* & -\lambda_3 & \lambda & -\lambda_1 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

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

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= h_1 - \frac{\alpha}{\beta} h_3/k, & \lambda_2 &= h_2 - \frac{\alpha}{\beta} h_4/k, \\ \lambda_3 &= h_3 - \frac{\alpha}{\beta} h_1/k, & \lambda_4 &= h_4 - \frac{\alpha}{\beta} h_2/k, \end{aligned} \quad (15)$$

위 식에서

$$\alpha = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2, \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \beta &= h_1 h_3^* + h_1^* h_3 + h_2 h_4^* + h_2^* h_4 \\ &= 2 \operatorname{Re}\{h_1 h_3^* + h_2 h_4^*\} \end{aligned} \quad (17)$$

이며,  $k$ 값은 임의의 상수로써 실험적인 시도를 통하여  $k$ 가 1.5정도의 값을 가질 때 최적의 성능을 가짐을 알 수 있었다<sup>[2]</sup>. 그리고  $\gamma$ 는 아래와 같은 식으로 표현된다.

$$\gamma = \frac{\alpha}{\alpha^2 - \beta^2}, \quad (18)$$

식 (16)번과 (17)번에서 확인할 수 있듯이  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 양의 실수이며,  $\alpha$ 가  $\beta$ 보다 크므로  $\gamma$  값도 양의 실수가 된다. 따라서, 경관정 값을 사용할 경우에는  $\gamma$  값을 사용하지 않아도 된다. 만일 신호 검출시  $\gamma$ 을 생략하면 다음과 같이 간단한 검출 식이 만들어 진다.

$$\hat{X}' = \Lambda \cdot [r_1 \quad r_2 \quad r_3 \quad r_4]^T, \quad (19)$$

고차원 변조에서의 QO-STBC의 신호 검출시에는 O-STBC에서와 마찬가지로 아래와 같이 채널 이득을 보상해 주는 과정이 필요하다.

$$\hat{X}''_i = \hat{X}'_i / \alpha, \quad (20)$$

여기에서  $\hat{X}''_i$ 을 구성하고 있는 각  $j$ 번째 비트에 대한 연관정 검출 값  $\hat{b}'_{i,j}$ 은 수식 (4)를 이용하여 아래와 같이 표현할 수 있고,

$$\hat{b}'_{i,j} = L''(b'_{i,j} | \hat{x}''_i), \quad (21)$$

그 다음 터보 부호 복호기에 채널 정보를 반영하기 위하여 다음과 같이 연관정된 비트 검출 후 검출된 비트를 아래와 같은 연산을 한다.

$$\hat{b}_{i,j} = \alpha \hat{b}'_{i,j}. \quad (22)$$

그러나, 식 (11)에서 볼 수 있듯이 채널 행렬의 불완전한 직교성 때문에 선형 복호가 불가능하게 되고, ZF 검출로 인한 잡음 증대 효과 때문에 MLD 미터릭을 사용한 성능보다 떨어지게 된다.

### 3.3 선형 복호 QO-STBC 방식

기존의 QO-STBC방식은 채널 행렬이 직교 하지 않기 때문에 직접적인 선형 검출이 불가능 하였다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 Given rotation을 이용하여 기존 QO-STBC의  $H_{C1}^H H_{C1}$ 에서 나타나는 간섭 인자  $\beta$ 를 제거함으로써 다음과 같은 직접적인 선형검출이 가능한 채널 행렬을 제시하였다<sup>[11]</sup>.

$$H_{N4} = \begin{bmatrix} h_1 - h_3 & h_2 - h_4 & h_1 + h_3 & h_2 + h_4 \\ h_2 - h_4 & h_3 - h_1 & h_2 + h_4 & -(h_1 + h_3) \\ h_3 - h_1 & h_4 - h_2 & h_1 + h_3 & h_2 + h_4 \\ h_4 - h_2 & h_1 - h_3 & h_4 + h_2 & -(h_1 + h_3) \end{bmatrix} \quad (23)$$

위 식 (23)를 이용하여 부호화 행렬을 나타내면 다음과 같다.

$$X_{N4} = \begin{bmatrix} x_1 + x_3 & x_2 + x_4 & x_3 - x_1 & x_4 - x_2 \\ -(x_2 + x_4) & x_1 + x_3 & x_2 - x_4 & x_3 - x_1 \\ x_3 - x_1 & x_4 - x_2 & x_1 + x_3 & x_2 + x_4 \\ x_2 - x_4 & x_3 - x_1 & -(x_2 + x_4) & x_1 + x_3 \end{bmatrix}, \quad (24)$$

위 식에서 볼 수 있듯이 채널 행렬이 직교하기 때문에 다음과 같은 간단한 방법으로 선형 검출이 가능하다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_{N'} &= \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} = H_{N4}^H \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + H_{N4} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}, \quad (25) \end{aligned}$$

여기서,  $\rho_1 = (2\alpha - 2\beta)$ ,  $\rho_2 = (2\alpha + 2\beta)$ 이다. 위 식 (25)에서 볼 수 있듯이 직접적인 선형 검출이 가능하기 때문에 O-STBC와 마찬가지로, 선형 검출된 값을 사용하여도 MLD 미터릭을 이용한 성능과 동일한 성능을 보일 수 있다. QAM과 같은 고차원 변조 신호에 대한 검출 시에는 채널 이득을 보상해 주어야 하므로, 다음과 같은 방법으로 변조 심볼을 검출한다.

$$\hat{X}_{N''_i} = \begin{cases} \hat{X}_{N'_i} / \rho_1, & \text{if } i = 1, 2 \\ \hat{X}_{N'_i} / \rho_2, & \text{if } i = 3, 4 \end{cases}, \quad (26)$$

또한,  $\hat{X}_{N''_i}$ 의  $j$ 번째 비트에 대한 연관정 검출 값  $\hat{b}'_{i,j}$ 은 수식 (4)를 이용하여 아래와 같이 표현할 수 있고,

$$\hat{b}'_{i,j} = L''(b'_{i,j} | \hat{x}_{N''_i}), \quad (27)$$

각 비트에 대한 연관정 값에는 채널 이득 정보가 반영되어 있지 않으므로 아래와 같이 검출된 비트에 채널 정보를 반영한다.

$$\hat{b}_{i,j} = \begin{cases} \rho_1 \hat{b}'_{i,j}, & \text{if } i = 1, 2 \\ \rho_2 \hat{b}'_{i,j}, & \text{if } i = 3, 4 \end{cases} \quad (28)$$

#### IV. 모의 실험 결과

##### 4.1 모의 실험 환경

본장에서는 변조 방법에 따라 STBC 방식과 연계된 터보부호의 성능을 비교한다. 본 장의 시뮬레이션에서 사용된 변조기의 연판정 검출 방법은 경판정 경계값을 이용한 방법을 사용하였다<sup>6,8)</sup>. 전체 전송 신호 전력은 안테나 개수에 따라 동일하게 분배된다고 가정하였으며, STBC 방식에서 한꺼번에 전송되는 2 또는 4 타임 슬롯 동안 채널 이득은 일정하다고 가정하였다. 사용된 터보 부호는 IEEE WiMAX 규격의 오류정정부호 방식으로 정의 되어 있는 duo-binary 터보 부호이다<sup>12)</sup>. 아래 표 1은 시뮬레이션 파라미터를 정리한 것이다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터

파라미터	기본 값
채널 모델	주파수 비 선택적 레일레이 채널
복조방법	경판정 경계를 이용한 연판정 검출 방법
프레임 크기	384 비트
오류정정부호화기	duo-binary 터보부호 (부호화률=4)
복호 방법	Max-log MAP 알고리즘 (최대반복복호 회수 : 8)

##### 4.2 복잡도 비교

먼저 본 논문에서 제안된 방식이 MLD 방식과 비교하여 복잡도의 감소 정도가 어느 정도인지를 알아보기 위하여 몇 가지 예제에 대하여 아래 표 2에 정리하여 나타내었다. 표 2에 나타나 있는 바와 같이 MLD 방식은 변조 차수와 안테나 수에 따라 지수적으로 증가하는 행렬의 곱셈 및 덧셈 연산을 수행하여야 한다. 그러나, 제안된 방식을 이용할 경우 변조 차수나 안테나 수에 상관없이 STBC 복호를 위한 단 한번의 행렬 곱셈이 필요하다. 단지, 추가적으로 선형적인 복잡도를 가지는 변조 심볼별 구성 비트의 연판정 비트 값을 추출하는 연산이 필요하지만 그 복잡도는 거의 미미한 수준이다.

표 2. 연판정 검출 방식의 복잡도 비교

		MLD	제안방식
2×1 16QAM	행렬 곱셈 (회): Hs	2 <sup>2×4</sup> ×8=2048	1
	행렬 덧셈 (회): r-Hs	2 <sup>2×4</sup> ×8=2048	-
	exp (회)	2 <sup>2×4</sup> ×8=2048	-
	log (회)	2×4=8	-
	비트별 연판정값 (식 (4))	-	4×4=16
4×1 QPSK	행렬 곱셈 (회): Hs	2 <sup>4×2</sup> ×8=2048	1
	행렬 덧셈 (회): r-Hs	2 <sup>4×2</sup> ×8=2048	-
	exp (회)	2 <sup>4×2</sup> ×8=2048	-
	log (회)	4×2=8	-
	비트별 연판정값 (식 (4))	-	2×2=4
4×1 16QAM	행렬 곱셈 (회): Hs	2 <sup>4×4</sup> ×16=262144	1
	행렬 덧셈 (회): r-Hs	2 <sup>4×4</sup> ×16=262144	-
	exp (회)	2 <sup>4×4</sup> ×16=262144	-
	log (회)	4×4=16	-
	비트별 연판정값 (식 (4))	-	4×4=16

##### 4.3 변조 차수에 따른 O-STBC 방식의 성능

그림 4는 레일레이 채널에서 각각의 변조 방식에 따른 O-STBC 방식 중의 하나인 알라무티 방식의 프레임 오류율(frame error rate; FER) 성능을 나타낸다. 위 그림 4에서 확인할 수 있듯이 O-STBC 방식은 채널 행렬의 직교성 때문에 선형 검출이 가능하여 본

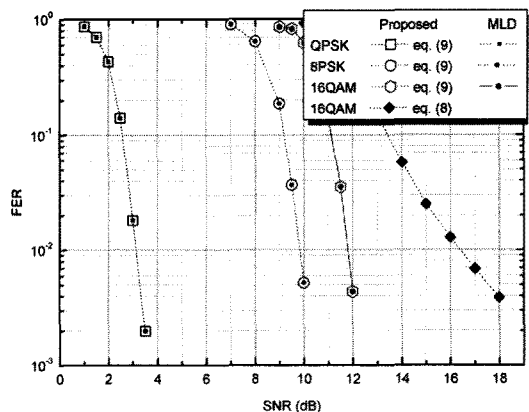


그림 4. 레일레이 채널에서 변조 방법에 따른 터보 부호화된 알라무티 방식의 FER 성능  
Fig. 4. FER performance of the turbo coded Alamouti scheme for various modulation schemes over a Rayleigh channel

논문에서 제안한 바와 같이 STBC 복호를 진행하고, 그에 따라 경판정 경계값을 이용한 연판정 검출 방법을 사용한 방식이 MLD 방식과 동일한 성능을 보임을 알 수 있다. 그러나, 잡음 분산의 변화를 적절히 반영해 주지 않을 경우 고차원 변조 방식의 경우 성능의 열화가 발생함을 확인할 수 있다. 즉, 식 (7)로부터 STBC 복호를 수행한 이후, 식 (4)로부터 연판정 비트 값을 계산한 식 (8)의 경우 16-QAM에서는 성능 열화가 발생한다. 그러나, 식 (9)에서의 같이 적절히 보상을 해 줄 경우 MLD와 동일한 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

#### 4.4 변조 차수에 따른 QO-STBC 성능

O-STBC는 채널 행렬의 직교성 때문에 간단한 선형 검출만으로 MLD와 같은 성능을 만족 시킬 수 있었다. 그러나 QO-STBC 방식에서는 ZF 검출 시 발생한 잡음 증대 효과로 인한 성능 저하를 보인다. 아래 그림 5는 기존의 QO-STBC 방식에 대한 여러 가지 연판정 검출 방법에 따른 FER 성능을 나타낸 것이다.

그림 5의 결과를 살펴보면 식 (13)의 ZF 방식에서 도출된 연판정 값을 그대로 사용할 경우 MLD 방식과 많은 성능 차이가 있다는 것을 볼 수 있다. 8-PSK 방식의 경우, 식 (15)에서  $k=1.5$ 를 적용하고, 본 논문에서 제안한 식 (22)를 사용하게 되면, MLD 방식과 거의 근접한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 그러나, 16-QAM의 경우  $k=1$ 를 사용했을 경우 그 성능이 더 우수하다는 것을 알 수 있다.

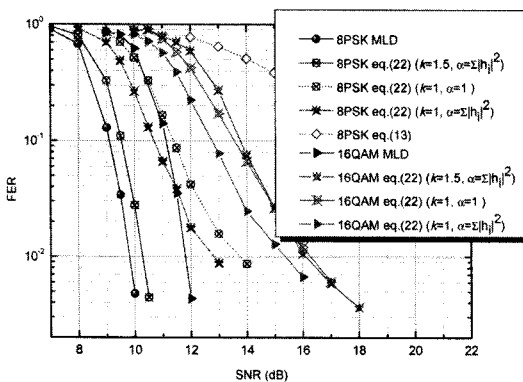


그림 5. 레일레이 채널에서 변조 방법에 따른 터보 부호화된 QO-STBC 방식의 FER 성능  
Fig. 5. FER performance of the turbo coded QO-STBC scheme for various modulation schemes over a Rayleigh channel

#### 4.5 변조 차수에 따른 선형 복호 QO-STBC 성능 기준 방식들과 달리 선형 복호 QO-STBC는 식

(24)에서 볼 수 있듯이 각 심볼 구간 동안에 두 개의 심볼을 더하여 보내게 되므로 더 많은 전체 전력을 소모 하게 된다. 따라서, 적당한 비교를 위하여 각 변조 심볼당 전송하는 전력이 동일하도록 정규화 시킨 후 시뮬레이션 한 결과가 그림 6에 나타나 있다.

위 그림 6에서 볼 수 있듯이 채널 행렬의 직교성 때문에 고차원 변조 방식에서의 성능도 좋은 결과를 보인다. 즉, 본 논문에서 제시된 식 (28)을 적용하게 되면, 변조 방식에 상관없이 식 (1)의 MLD 방식과 동일한 결과를 보인다는 것을 알 수 있다. 또한, 아래 그림 7은 그림 5의 일반 QO-STBC 방식과 선형 복호가 가능한 QO-STBC 방식에 대하여 최적의 성능을 갖는 연판정 검출 기법을 적용하였을 경우 FER 성능을 비교하여 나타낸 것이다.

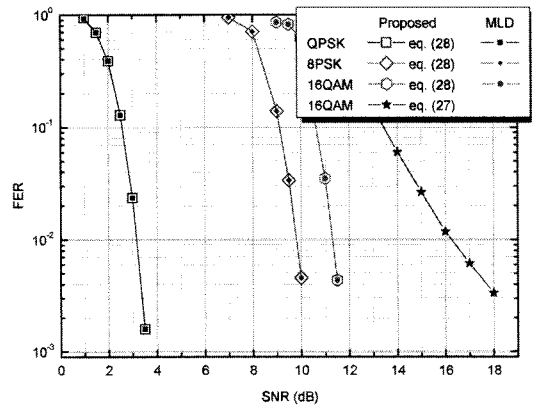


그림 6. 레일레이 채널에서 변조 방법에 따른 터보 부호화된 선형 복호 QO-STBC 방식의 FER 성능  
Fig. 6. FER performance of the turbo coded linear decoding QO-STBC scheme for various modulation schemes over a Rayleigh channel

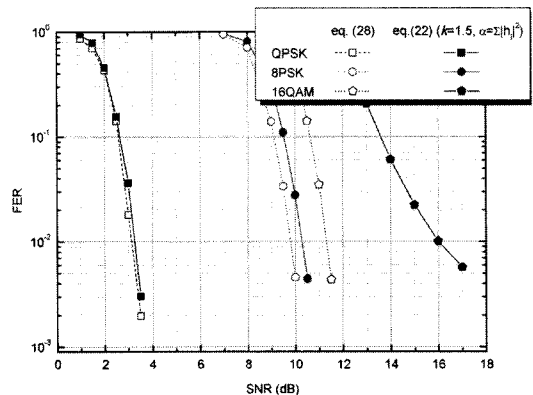


그림 7. 레일레이 채널에서 터보 부호화된 QO-STBC 방식 별 FER 성능 비교  
Fig. 7. FER performance comparison of the turbo coded QO-STBC schemes over a Rayleigh channel



그림 7에서 확인할 수 있듯이 일반 QO-STBC 방식도 적절한 연판정 검출 기법을 사용할 경우 변조 차수가 낮을 경우에는 선형 복호 QO-STBC 방식에 근접한 성능을 보인다는 것을 알 수 있다. 그러나, 변조 차수가 높아질수록 선형 복호 QO-STBC에 비해 비선형 복호로 인한 저하가 커지는 것을 확인 할 수 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 고차원 변조 방식과 결합된 STBC 방식의 터보부호화된 성능을 살펴보았다. 선형 복호가 가능한 STBC 방식의 경우 본 논문에서 제안한 기법을 적용할 경우 매우 간단한 연판정 검출 기법으로도 MLD와 동일한 성능을 얻을 수 있음을 보였다. 반면에, 기존 QO-STBC 방식은 채널 행렬의 불완전한 직교성으로 인하여, 기존의 ZF 검출 방식에서 도출된 연판정 값을 그대로 적용할 경우 심각한 성능 저하를 초래할 수 있다.

### 참 고 문 헌

[1] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.16, pp.1451-1458, Oct. 1998.

[2] 김영민, 김수영, "IEEE 802.16e 링크에서의 시공간 블록 부호의 연판정 검출에 따른 터보 부호의 성능평가", *대한전자공학학회논문지*, 47(2), pp. 109-116, Feb. 2010.

[3] C. Yuen, Y. Wu, S. Sun. "Four transmit diversity schemes for coded OFDM systems with four transmit antennas," *Journal of communications*, Vol.3, No.4, pp.1-7, Sept. 2008.

[4] Erik G. Larsson and Joakim Jalden "Fixed-complexity soft MIMO detection via partial marginalization", *IEEE Trans. Communications*, Vol.56, No.8, pp.3397-3407, Aug. 2008

[5] L. G. Barbero and J. S. Thompson, "A fixed-complexity MIMO detector based on the complex sphere decoder," *IEEE Signal Process. Advanced Wireless Commun (SPAWC)*, Cannes, France, Jul. 2006.

[6] Sunheui Ryoo, Sooyoung Kim, and Sung

Pal Lee. "Efficient soft demapping method for high order modulation schemes", *CIC 2003*, Seoul, Korea

[7] F.Tosato, P. Bisaglia, "Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2," *ICC 2002*. Vol.2, pp.664-668, May 2002.

[8] Hwang et al., "Method for calculating soft bit values for decoding per a bit unit and communication system using the same," *Korean patent A2003-0017886*.

[9] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Communications*, Vol.49, pp.1-4, Jan. 2001.

[10] 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.

[11] Unhee Park, Sooyoung Kim, Kwangjae Lim, and Jing Li, "A Novel QO-STBC scheme with linear decoding for three and four transmit antennas," *IEEE Commun. letters*, Vol.12, pp.868-870, No.12, Dec. 2008

[12] IEEE 802.16 Standard-Local and Metropolitan Area Networks-Part 16, *IEEE Std 802.163-2005*.

김 영 민 (Young Min Kim)

준회원



2009년 전북대학교 전자정보공학부 학사  
 2009년~현재 전북대학교 전자공학 석사 과정 중  
 <관심분야> 시공간블록부호, 이동/위성통신

김 수 영 (Sooyoung Kim)

종신회원



1990년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사

1990년 2월~1991년 9월 ETRI 연구원

1992년 10월 Univ. of Surrey, U.K 공학석사

1995년 2월 Univ. of Surrey, U.K 공학박사

1994년 11월~1996년 6월 Research Fellow, Univ. of Surrey, U.K

1996년 8월~2004년 2월 ETRI 광대역무선전송연구팀장

2004년 3월~현재 전북대학교 전자정보공학부 부교수  
<관심분야> 오류정정부호화방식, 이동/위성통신