

부호화된 MIMO 시스템에서 연판정 채널 이득값의 계산

준회원 김 영 민*, 상 평 평*, 종신회원 김 수 영*

Estimation of soft decision channel gain for coded MIMO system

Young Min Kim*, Ping Ping Shang* Associate Members, Sooyoung Kim* Lifelong Member

요 약

현대 디지털 통신 시스템에서는 여러 가지 열화 조건을 극복하기 위하여 거의 모든 시스템에서 오류정정 부호를 사용하며, 최근에는 반복적인 복호 기법으로 우수한 복호 성능 도출이 가능한 터보부호나 저밀도 패리티 검사 부호 등을 사용하는 시스템이 늘고 있는 추세이다. 특히 반복적인 복호 방법으로 성능을 향상 시키는 부호를 다중안테나 시스템에서 사용하기 위해서는 수신단에서 송신 신호를 검출할 때 연판정된 채널 이득값의 계산이 필수적으로 요구된다. 본 논문에서는 반복 복호 기법을 사용하는 다중안테나 시스템에서 효과적으로 연판정 값을 검출하는 방법에 대해 살펴보고, 여러 가지 MIMO 검출 방법에 대하여 그 유도 과정을 제시한다. 또한, 유도된 연판정 검출 방법에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하여, 제안된 방식이 적은 복잡도로 우수한 성능을 얻을 수 있음을 보인다.

Key Words : Multi-Input Multi-Output (MIMO), soft decision detection, turbo codes

ABSTRACT

Modern digital communication systems are required to use forward error correction (FEC) codes to combat inevitable channel impairment. Turbo codes or low density parity check (LDPC) codes, using iterative decoding with soft decision detection (SDD) information, are the most common examples. The excellent performance of these codes should be conditioned on accurate estimation of soft decision detection information. In order to use FEC codes with iterative decoding for Multi-Input Multi-Output (MIMO) system, reliable soft decision channel gain should be provided. In this paper, we investigate efficient SDD methods for turbo-coded MIMO system, and derive the corresponding formulas of SDD for various MIMO detection schemes. We present simulation results of the derived SDD schemes for turbo-coded MIMO systems, and show that the presented results almost approximate to maximum likelihood detection performance with much less computational load.

I. 서 론

차세대 여러 가지 무선 통신 시스템에서 데이터 전송 시 발생하는 심각한 페이딩을 극복하면서 고속 전송을 가능하도록 하기 위하여, 다중 안테나 방식 (multi-input multi-output; MIMO)에서 강력한 오류정정 부호화 능력을 가지고 있는 오류 정정(forward error correction; FEC) 부호를 결합하여 채택하고 있

다^{[1][2]}. 따라서, 향후 여러 가지 무선 통신 시스템에서 MIMO 방식과 터보부호와 같은 반복 복호를 사용하는 FEC 방식을 동시에 사용할 가능성은 매우 크다고 할 수 있다.

터보 부호는 수신단의 복호기에서 연판정 입력과 출력을 반복적으로 이용하여 계산함으로써 사론의 극한에 가까운 성능을 도출할 수 있는 FEC 방식으로써^[3], 이러한 우수한 성능은 반드시 정확한 연판정 입력 값

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

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

논문번호: KICS2011-04-204, 접수일자: 2011년 5월 2일, 최종논문접수일자: 2011년 5월 19일

이 제공된다라는 것을 기본 전제로 한다. 따라서 위와 같이 MIMO 방식과 터보부호와 같은 반복 복호를 사용하는 FEC 방식이 동시에 사용될 경우에는 MIMO 신호의 검출 후에 수행되는 터보 부호에 대한 복호 과정에서 정확한 연판정 입력 값이 필요하게 된다. 이 연판정 입력 값의 신뢰도가 복호 성능에 큰 영향을 미치기 때문에 효율적으로 연판정 검출 값을 출력할 수 있는 MIMO 신호 검출 방식의 필요성이 매우 크다고 할 수 있다^[4].

가장 정확하게 MIMO 검출 값을 계산하여 최대의 성능을 얻기 위해서는 최대 우도 검출 (maximum likelihood detection; MLD) 방법을 사용해야 한다^[5]. 그러나, 이 방법은 사용되는 전송 안테나 수와 변조 차수에 따라 그 계산 복잡도가 지수적으로 증가하기 때문에 실제 시스템에서의 구현은 거의 불가능하다. 반면에 가장 복잡도가 적은 검출 방식으로는 zero forcing 검출 (ZFD) 방법을 들 수 있으나, 검출 과정에서 발생하는 잡음 증가(noise enhancing) 현상으로 인한 성능 저하가 가장 큰 문제점으로 지적되고 있다.

이제까지 제안되어온 여러 가지 MIMO 검출 방식들은 MLD의 복잡도를 개선하면서도, ZFD의 성능 열화를 보상할 수 있는 방향으로 초점이 맞추어져 왔다. 그러나, 많은 방식들은 여전히 전수 조사를 기본으로 하는 MLD에서 조사하는 방식들의 횟수를 줄이는 방식들을 그 기본 개념으로 하고 있다^{[5][6]}. 특히, 대부분의 검출 방식들은 반복 복호 방식을 사용하는 FEC 방식과 결합을 염두에 두지 않고, 단순히 MIMO 검출 단계까지만의 과정을 고려한 방식이 다수를 이루고 있다.

예를 들어, ZFD의 가장 큰 단점인 잡음 증가 현상을 획기적으로 개선할 수 있다고 알려져 있는 lattice reduction aided detection (LRAD) 방식은 FEC 방식을 사용하지 않은 시스템에서는 그 성능 개선이 매우 큰 것으로 알려져 있다^[7]. 그러나, LRAD의 특성상 그 출력 결과가 근본적으로 경판정 검출이기 때문에 터보 부호를 사용하는 시스템에서는 성능의 한계를 보인다는 연구 결과가 제시되어 있다^[8].

위와 같은 점을 고려하여, 선행연구인 참고논문 [4]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, 몇가지 시공간 블록 부호 (space time block coding; STBC) 에 관한 연판정 출력 방법을 제시하고, IEEE 802.16 채널에서의 성능 시뮬레이션 결과를 제시한 바 있다.

또, 참고문헌 [9]에서는 STBC에서 고차원 변조 심볼을 이용하여 전송할 경우, STBC 복호 후 채널이득을 보상해주는 방법을 제시하고 그 성능 시뮬레이션 결과를 제시하였다.

상기 선행연구에서는 효과적인 연판정 검출 결과가 제시되었으나, 그 유도 과정이 제시되지 않아 다른 MIMO 검출 방법에서의 적용이 어려운 단점이 있었다. 따라서 본 논문에서는 STBC 뿐만 아니라 공간 다중화(spatial multiplexing; SM) 기반의 MIMO 방식의 검출 시 연판정 비트 값을 어떻게 추출해야 하는지의 과정을 수식으로 상세히 유도하는 방법을 제시한다. 또한 여러 가지 부호화된 MIMO 방식에 유도된 결과를 적용한 시뮬레이션 결과를 제시하여 본 논문에서 유도된 결과가 적절함을 보인다.

본 서론에 이어 II장에서는 연판정 검출 방법의 기본 개념에 대하여 알아보고, III장에서는 여러 가지 MIMO 방식에서의 연판정 채널 이득값의 계산과정을 유도한다. IV장에서는 연판정 검출 방식에 대한 터보 부호와 고차원 변조 방식을 연계한 MIMO 방식의 성능을 알아보고 V장에서 결론을 맺는다.

II. 연판정 검출 방법

2.1 최대 우도 검출

N_T 개의 전송안테나에서 M -ary 변조 심볼을 송신하는 MIMO 시스템에서 수신된 변조 심볼을 구성하고 있는 각 비트에 대한 연판정 검출은 각 구성 비트가 0 또는 1이 될 확률값의 비를 계산하여 구할 수 있다. 따라서 N_T 개의 안테나로부터 전송되는 각 $m(\log_2 M)$ 비트로 구성된 전송 심볼 벡터 s 를 구성하고 있는 i 번째 비트 b_i 에 대한 연판정 검출은 아래와 같이 로그 우도률 (log likelihood ratio; LLR)을 이용한 최대 우도 검출 미터릭을 이용하여 계산할 수 있다^[5].

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

여기서 σ 는 가우시안 백색 잡음(additive white Gaussian noise; AWGN)의 표준편차, H 는 $N_R \times N_T$ 채널 행렬, r 은 수신 신호 벡터이다. 즉, 위의 연판정 LLR 값은 수신된 신호 벡터 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 최대 성능을 가진다는 장점이 있지만, 조합 가능한 모든 심볼을 계산해야 한다는 점 때문에 송신 안테나의 수와 변조 차수가 증가함에 따라, 그 복잡도가 지수적으로 증가하게 된다.

위 (1)의 LLR 값을 계산함에 있어서 전체 심볼 조합의 모든 값을 더하는 대신에 그 중에 최대 값만을 취함으로써 복잡도를 다소 감소시킬 수 있는 Max Log 미터릭 값을 사용할 수 있다. 그러나, 이 역시도 최소 값을 찾는 전수조사 횟수 자체가 안테나 수와 변조 차수에 대해 지수적으로 증가하기 때문에 복잡도는 여전히 매우 크다고 할 수 있다.

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

$$\approx \min_{s: b_i(s)=0} \frac{\|r-Hs\|^2}{\sigma^2} - \min_{s: b_i(s)=1} \frac{\|r-Hs\|^2}{\sigma^2}.$$

2.2 경판정 경계를 이용한 연판정 검출 방법

위와 같은 MLD 방식은 MIMO 검출과 연판정 비트 검출을 동시에 고려하여 모든 경우의 수를 조사함으로써, 그 성능은 우수하지만 복잡도가 매우 크기 때문에 실제 시스템에서의 활용은 거의 불가능하다. 이러한, 단점을 극복하기 위하여 MIMO 검출과 연판정 비트 검출 문제를 별개의 문제로 분리하도록 한 것이 일 부 선행 연구의 결과이다^{[4][9]}. 즉, STBC로 전송된 신호의 복호는 별도의 선형 검출 방식으로 실시하고, 일반적으로 단일 안테나 방식에서 수행하는 연판정 검출 방법을 수행하여 효과적으로 연판정 값을 계산하도록 한 방식이었다. 위 선행 연구에서 적용된 연판정 검출 방법은 심볼을 경판정으로 검출하는데 사용되는 경판정 경계 값을 이용한 것으로서, 각 구성 비트별 간단한 선형 계산만으로 그 해당 연판정 값을 계산할 수 있도록 하는 방식이다^[10-12].

실제로 이러한 연판정 검출 계산 방법은 단일 안테나 시스템일 경우 MLD와 동일하게 되는데, 그 이유는 다음과 같이 설명될 수 있다. 단일 안테나 시스템에서 이진위상(binary phase shift; BPSK) 변조 방식을 사용하는 경우를 고려하여 식 (1)의 MLD를 계산해 보기로 한다. BPSK에서는 하나의 심볼에 하나의 비트만이 존재하므로 송신 심볼 및 수신 심볼은 실수 성분만 존재하게 되고, 식 (1)의 채널 행렬 H 의 구성

요소가 단일 값 h 로만 구성되어 있다고 가정할 수 있다. 따라서, 식 (1)의 MLD를 통한 LLR 값을 구해보면 다음과 같이 정리 할 수 있다.

$$L(b_1|r) = \log \frac{\exp\left(-\frac{(\text{Re}\{r\}+|h|)^2}{2\sigma^2}\right)}{\exp\left(-\frac{(\text{Re}\{r\}-|h|)^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (3)$$

$$= -\frac{(\text{Re}\{r\}+|h|)^2 - (\text{Re}\{r\}-|h|)^2}{2\sigma^2},$$

$$= -\frac{2|h|\text{Re}\{r\}}{\sigma^2}$$

위식에서 계산된 $L(b_1|r)$ 값은 $-\text{Re}\{r\}$, 즉 경판정 경계와 수신된 심볼 r 과의 거리에 계수, $\rho = 2|h|/\sigma^2$ 을 곱한 것이며, 이 계수는 곧 채널 이득이 고려된 신호 대잡음비 (signal to noise ratio; SNR)라는 것을 알 수 있다.

위와 동일한 원리로 실수 축과 허수 축에 각 구성 비트를 전송하는 QPSK 변조 방식에 대하여 첫 번째 비트와 두 번째 비트에 대한 연판정 값을 계산하면 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$L(b_1|r) = -\frac{2|h|\text{Re}\{r\}}{\sigma^2}, \quad (4)$$

$$L(b_2|r) = -\frac{2|h|\text{Im}\{r\}}{\sigma^2},$$

위 식 (4)에서도 볼 수 있듯이 두 번째 비트에 대한 연판정 값 $L(b_2|r)$ 값은 b_2 에 대한 경판정 경계와 r 과의 거리에 계수 ρ , 즉 SNR을 곱한 것임을 알 수 있다. 즉, 이러한 원리를 확장하게 되면 심볼을 구성하고 있는 각 비트들에 대한 연판정 경계 값은 각 구성 비트들이 0인지 1인지를 결정 짓는 경판정 경계 값과의 거리에 적절한 계수를 곱하여 줌으로써 계산할 수 있게 된다.

다음 그림 1은 16-QAM 방식의 정상도와 각 구성 비트들에 대한 경판정 경계를 보여주고 있다. 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 i 번째 비트에 대한 경계값, D_i 는 각각, $D_1: x=0$, $D_2: y=0$, $D_3: |x|=2A$, $D_4: |y|=2A$ 와 같이 나타낼 수 있고, i 번째 비트에 대한 연판정 검출 값들은 각각 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$L(b_1|r) = -\rho \text{Re}\{r\},$$

$$L(b_2|r) = -\rho \text{Im}\{r\},$$

$$L(b_3|r) = \rho(2A - |\text{Re}\{r\}|), \quad (5)$$

$$L(b_4|r) = \rho(2A - |\text{Im}\{r\}|).$$

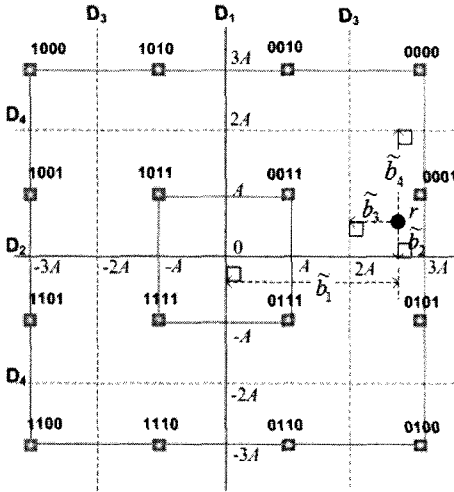


그림 1. 16-QAM에서 경관정 경계
Fig. 1. Hard decision thresholds for 16-QAM

위 식 (5) 의 연관정 검출 값들은 단일 안테나 시스템에서의 검출 값이므로, MIMO 시스템에서는 송신 심볼을 검출하기 위하여 별도로 수행하는 검출 과정에서 SNR의 변화를 반영해 주어야 한다. 즉 최종 MIMO 검출 후 i 번째 비트에 대한 연관정 검출 값, \hat{b}_i 은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{b}_i = \alpha L(b_i | r), \quad (6)$$

여기서

$$\alpha = \frac{\hat{\rho}}{\rho}, \quad (7)$$

이고, $\hat{\rho}$ 은 MIMO 검출 후의 SNR 값이다.

III. MIMO 방식에서 채널 이득 계산

3.1 직교 STBC 방식

STBC 방식은 Alamouti가 1998년에 두 개의 송신 안테나를 이용하여 아래와 같은 방식으로 전송하는 아이디어를 제안함으로써 시작되었다^[13].

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = H_A \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix}, \quad (8)$$

여기서 r_i 는 i 번째 타임 슬롯에 수신된 신호, n_i 는 i 번째 수신신호에 더해지는 복소 가우시안 잡음이고, s_i

는 i 번째 타임슬롯에 전송되는 변조 신호이다. H_A 는 Alamouti 부호의 채널 행렬로써 아래와 같이 표기된다.

$$H_A = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

여기서 h_j 는 j 번째 전송안테나와 수신단 사이의 채널 계수이다. 위 식 (10)의 H_A 는 직교 행렬 이므로, 수신단에서의 신호 검출은 아래와 같이 간단한 선형 과정으로 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} H_A \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix}, \quad (10)$$

여기서 \hat{s}_i 는 i 번째 타임 슬롯에 검출된 심볼이다. 위 식 (10)에 식 (8)을 대입하면 다음과 같은 식이 된다.

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \begin{bmatrix} h_1 n_1 + n_2^* n_2^* \\ h_2 n_1 - n_1^* n_2^* \end{bmatrix}, \quad (11)$$

위 식의 결과에 대하여, 검출된 신호의 SNR $\hat{\rho} = 2/\sigma^2$ 를 구하기 위하여 먼저 i 번째 타임 슬롯에 검출된 신호에 대한 잡음 분산을 식으로 나타내면 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\sigma_i^2 = E[|n_{s_i}|^2] - (E[|n_{s_i}|])^2, \quad (12)$$

위 식의 첫 번째 항인 잡음의 제곱 평균을 먼저 계산하면 아래식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} E[|n_{s_i}|^2] &= E\left[\left| \frac{h_1 n_1 + n_2^* n_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \right|^2 \right] \\ &= \frac{E[|h_1 n_1|^2 + |h_2^* n_2^*|^2 + 2|h_1 h_2^* n_1 n_2^*]}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)^2} \\ &= \frac{|h_1|^2 E[|n_1|^2] + |h_2|^2 E[|n_2|^2] + 2|h_1 h_2^* E[n_1 n_2^*]}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)^2}. \end{aligned} \quad (13)$$

위식에서 복소 가우시안 잡음에 대한 평균 크기 $E[|n_i|] = 0$ 이고 $E[n_i n_j] = 0$ 이므로, 위 식 (13)은 아래와 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$E[|n_{s_i}|^2] = \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2) \sigma^2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)^2}. \quad (14)$$

또한 식 (12)의 두 번째 항인 잡음 평균의 제곱을 계산해 보면

$$E[|n_{s_i}|]^2 = \left(E \left[\left| \frac{h_1 n_1 + n_2^* n_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \right|^2 \right] \right) \quad (15)$$

$$= \frac{|h_1|E[|n_1|] + |h_2|E[|n_2|]}{(|h_1|^2 + |h_2|^2)^2} = 0.$$

이므로, \hat{s}_i 에 대한 잡음 분산은 식 (12)-(15)의 결과로부터 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\sigma}_i^2 = \frac{\sigma^2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}. \quad (16)$$

따라서, i 번째 타임 슬롯에 검출된 신호를 구성하고 있는 연판정 비트 값에 곱하여 주어야 하는 최종 이득 α_i 은 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\alpha_i = \frac{\hat{\rho}_i}{\rho} = |h_1|^2 + |h_2|^2. \quad (17)$$

3.2 QO-STBC 방식에서 연판정 검출

유사직교 시공간 블록 부호화 방식은 (quasi-orthogonal space time block coding; QO-STBC) 송신 안테나의 수가 2개 이상으로 늘어나게 되면 완전한 직교성을 가지는 부호화 행렬이 존재하지 않는다는 점 때문에 다이버시티 이득을 향상시키기 위하여 고안된 방식으로써 4개의 송신 안테나를 가지는 QO-STBC 방식에 대하여 네 타임 슬롯 동안 수신된 신호는 아래와 같이 표현할 수 있다^[14,15].

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = H_C \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

위 식에서 채널 행렬 H_C 는 아래와 같이 표현된다.

$$H_C = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* - h_1^* & h_4^* & -h_3^* & -h_1^* \\ h_3 & h_4 & h_1 & h_2 \\ h_4^* - h_3^* & h_2^* & -h_1^* & -h_3^* \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Alamouti 방식과 같은 직교 STBC 방식에서는 채널 행렬의 직교성으로 인하여 수신 신호에 채널 행렬의 헤르미안을 곱하여 선형적으로 복호가 가능하다. 그러나 위와 같은 QO-STBC에서는 채널 행렬이 직교하지 않기 때문에 네 타임 슬롯 동안 전송된 신호에 대한 추정치 \hat{s}_i 을 다음과 같은 ZFD로 계산한다^[17].

$$\hat{\mathbf{s}} = (H_C^H H_C)^{-1} H_C^H \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \mathbf{s} + (H_C^H H_C)^{-1} H_C^H \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

여기서 $(H_C^H H_C)^{-1} H_C^H$ 를 아래와 같이 정의하면,

$$(H_C^H H_C)^{-1} H_C^H = \begin{bmatrix} h'_{11} & h'_{12} & h'_{13} & h'_{14} \\ h'_{21} & h'_{22} & h'_{23} & h'_{24} \\ h'_{31} & h'_{32} & h'_{33} & h'_{34} \\ h'_{41} & h'_{42} & h'_{43} & h'_{44} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

QO-STBC에서 ZFD로 검출된 i 번째 타임 슬롯 심볼의 잡음 분산은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\sigma}_i^2 = E \left[\left| \sum_{j=1}^4 h'_{ij} n_j \right|^2 \right] - E \left[\left| \sum_{j=1}^4 h'_{ij} n_j \right|^2 \right] \quad (22)$$

$$= \sum_{j=1}^4 |h'_{ij}|^2 E[|n_j|^2] - \left(\sum_{j=1}^4 h'_{ij} E[n_j] \right)$$

$$= \sigma^2 \sum_{j=1}^4 |h'_{ij}|^2,$$

그러므로 ZFD 결과 발생한 채널 이득은 아래의 식과 같이 표현 할 수 있다.

$$\alpha_i = \frac{\hat{\rho}_i}{\rho} = \frac{1}{\sum_{j=1}^4 |h'_{ij}|^2}. \quad (23)$$

3.3 Spatial multiplexing (SM) 방식

STBC방식은 여러 개의 송신 안테나에 동일한 신호를 서로 다른 형태로 부호화하여 전송함으로써 성능의 향상을 도모하고자 하는 방식이다. 반면에 SM 방식은 여러 개의 송신안테나에 동시에 서로 다른 신호를 전송함으로써 전송 효율을 증대시키고자 하는 방식이다. 동시에 여러 개의 신호가 서로 다른 안테나로 송신되기 때문에 신호들 간에 간섭이 발생할 수 있

고, 따라서 송신 신호를 검출하는 것은 SM 기반의 MIMO 방식에서 매우 중요한 문제이다. 본 논문에서는 여러 가지 SM 기반 MIMO 검출 방식 중에서 그 검출 과정이 선형 계산으로 비교적 간단하게 나타낼 수 있는 ZFD 방식과 minimum mean squared error (MMSE) 검출 방식에 대하여 고려하기로 한다.

N_T 개의 전송안테나와 N_R 개의 수신 안테나를 가지는 SM 시스템을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y} = H_M \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (24)$$

여기서 \mathbf{s} 는 N_T 개의 변조 신호 벡터이고, \mathbf{y} 와 \mathbf{n} 은 N_R 개의 전송된 신호와 잡음 벡터이다. H_M 은 아래와 같은 $N_R \times N_T$ 채널 행렬이다.

$$H_M = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}, \quad (25)$$

여기에서 h_{ij} 는 j 번째 전송안테나에서 i 번째 수신안테나로의 경로에 대한 채널 이득을 나타낸다.

N_T 와 N_R 이 같지 않은 일반적인 경우를 고려하여, ZFD 결과로 검출된 신호 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}} &= \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \dots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} = (H_M^H H_M)^{-1} H_M^H \mathbf{y} \\ &= \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \dots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \overline{h_{11}} & \overline{h_{12}} & \dots & \overline{h_{1N_T}} \\ \overline{h_{21}} & \overline{h_{22}} & \dots & \overline{h_{2N_T}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \overline{h_{N_T1}} & \overline{h_{N_T2}} & \dots & \overline{h_{N_TN_T}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \dots \\ n_{N_R} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (26)$$

여기서 $\overline{h_{ij}}$ 는 $(H_M^H H_M)^{-1} H_M^H$ 의 i 번째 행과 j 번째 열의 값이다. 따라서 i 번째 수신안테나에서 ZFD 결과로 발생한 잡음 분산은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}_i^2 &= E \left[\left| \sum_{j=1}^{N_R} \overline{h_{ij}} n_j \right|^2 \right] - E \left[\left| \sum_{j=1}^{N_R} \overline{h_{ij}} n_j \right|^2 \right] \\ &= \sum_{j=1}^{N_R} |\overline{h_{ij}}|^2 E[n_j^2] - \left(\sum_{j=1}^{N_R} \overline{h_{ij}} E[n_j] \right) \\ &= \sigma^2 \sum_{j=1}^{N_R} |\overline{h_{ij}}|^2, \end{aligned} \quad (27)$$

앞선 방식들과 마찬가지로 i 번째 수신안테나에서 ZFD 방식으로 검출된 변조 신호에 대한 채널 이득은 아래 식과 같다.

$$\alpha_i = \frac{\hat{\rho}_i}{\rho} = \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_T} |\overline{h_{ij}}|^2}, \quad (28)$$

또한, MMSE 검출을 사용할 경우 검출된 신호 벡터는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}} &= (H_M^H H_M + \sigma^2 I_M)^{-1} H_M^H \mathbf{y} \\ &= (H_M^H H_M + \sigma^2 I_M)^{-1} H_M^H H_M \mathbf{s} \\ &\quad + (H_M^H H_M + \sigma^2 I_M)^{-1} H_M^H \mathbf{n}, \end{aligned} \quad (29)$$

여기서 I_M 은 $N_T \times N_T$ 단위행렬이다. 또 위 식 (29)에서 $(H_M^H H_M + \sigma^2 I_M)^{-1}$ 를 아래와 같이 정의하면,

$$(H_M^H H_M + \sigma^2 I_M)^{-1} = \begin{bmatrix} \overline{h_{11}} & \overline{h_{12}} & \dots & \overline{h_{1N_T}} \\ \overline{h_{21}} & \overline{h_{22}} & \dots & \overline{h_{2N_T}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \overline{h_{N_T1}} & \overline{h_{N_T2}} & \dots & \overline{h_{N_TN_T}} \end{bmatrix}, \quad (30)$$

MMSE 검출 후 i 번째 수신안테나에서 SNR은 아래와 같이 표현될 수 있음이 알려져 있다^[16]. 즉,

$$\hat{\rho}_i = \frac{\rho}{h_{ii}} - 1. \quad (31)$$

이제, i 번째 수신안테나에서 MMSE 검출된 신호에 대한 채널 이득을 구하기 위하여 위 식 (31)을 식 (7)에 대입하면 아래와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\alpha_i = \frac{\hat{\rho}_i}{\rho} = \frac{1}{h_{ii}} - \frac{1}{\rho} = \frac{1}{h_{ii}} - \sigma^2. \quad (32)$$

IV. 모의 실험 결과

4.1 모의 실험 환경

본장에서는 위 III장에서 유도된 여러 가지 채널 이득을 적용한 연관정 비트 검출 값이 타당한지를 검증하기 위하여 MIMO 방식과 연계된 터보부호의 성능을 비교한다. 전체 전송 신호 전력은 안테나 개수에 따라 동일하게 분배된다고 가정하였으며, STBC 방식

에서는 채널 행렬의 특성에 따라, 각각 2 또는 4 타 임 슬롯 동안 채널 이득은 일정하다고 가정하였다. 변 조 방식으로는 16-QAM을 적용하였으며, 오류정정부 호화 방식으로는 IEEE WiMaX 규격의 오류정정부호 화 방식으로 정의 되어 있는 duo-binary 터보 부호를 사 용하였다^[2].

아래 표 1은 시뮬레이션 파라미터를 정리한 것이 다. STBC 방식으로는 III.1절과 III.2절에 기술되어 있는 2×1 Alamouti STBC 방식과 4×1 QO-STBC 방 식에 대해 시뮬레이션을 수행하였으며, SM 방식으로 는 송신안테나수와 수신 안테나 수가 각각 2개 및 4개 인 2×2 및 4×4 방식에 대해 시뮬레이션을 수행하였 다. 또, 검출 방식으로는 표 1에 제시되어 있는 바와 같이 수식 (1)에 제시되어 있는 연관성 MLD 방식 D1 과, 참고 문헌 [7]에 제시되어 있는 LRAD 방식 D2를 적용하여 비교 기준으로 삼기로 한다.

또, 본 논문에서 제시된 여러 가지 연관성 비트 검 출 방법 중 ZFD와 MMSE 방식을 경관성 입력하는 D3 및 D6를 비교하여 적절한 연관성 입력이 어느 정 도의 부호화 이득을 가져올 수 있는지를 살펴보도록 하였다. 특히, 본 논문에서 상세히 유도한 채널 이득 을 적절히 반영한 검출 방식인 D4와 D7의 성능과 채널 이득을 제대로 반영하지 않은 D5와 D8과 비교한 결과를 제시하여, 정확한 채널 이득의 반영이 얼마나

표 1. 시뮬레이션 파라미터.

| 파라미터 | 기본 값 |
|----------|--|
| 채널 모델 | 주파수 비 선택적 레일레이 채널 |
| MIMO 방식 | - 2×1 Almaouti STBC - 4×1 QO-STBC - 2×2 SM - 4×4 SM |
| 검출 방법 | D1 연관성 MLD, 수식 (1) |
| | D2 LRAD ^[7] |
| | D3 경관성 ZFD |
| | D4 연관성 ZFD (채널이득 반영) |
| | D5 연관성 ZFD (채널 이득 미반영) |
| | D6 경관성 MMSE |
| | D7 연관성 MMSE (채널이득 반영) |
| | D8 연관성 MMSE (채널 이득 미반영) |
| 프레임 크기 | 424 비트 |
| 변조 방식 | 16-QAM |
| 오류정정부호화기 | duo-binary 터보부호 (부호화률=1/3) |
| 복호 방법 | Max-log MAP 알고리즘 (최대반복부호 회수 : 8) |

중요한 역할을 하는지를 강조하고자 한다.

4.2 복잡도 비교

먼저 본 논문에서 제안된 방식이 최대 성능을 도출 할 수 있는 MLD 방식과 비교하여 복잡도의 감소 정 도가 어느 정도인지를 알아보기 위하여 몇 가지 예제 에 대하여 아래 표 2에 정리하여 나타내었다. 표 2에 나타나 있는 바와 같이 MLD 방식은 변조 차수와 안 테나 수에 따라 지수적으로 증가하는 행렬의 곱셈 및 덧셈 연산을 수행하여야 한다. 그러나, 제안된 방식을 이용할 경우 변조 차수나 안테나 수에 상관없이 MIMO 검출을 위한 단 한 번의 행렬 곱셈이 필요하 다. 단지, 추가적으로 선형적인 복잡도를 가지는 변조 심볼별 구성 비트의 연관성 비트 값을 추출하는 연산 이 필요하지만 그 복잡도는 거의 미미한 수준이다.

표 2. 연관성 검출 방식의 복잡도 비교

| | | MLD | 제안방식 |
|--------------|------------------|----------------|--------|
| 2×1 Alamouti | 행렬 곱셈 (회): Hs | 22×4×8=2048 | 1 |
| | 행렬 덧셈 (회): r-Hs | 22×4×8=2048 | - |
| | exp (회) | 22×4×8=2048 | - |
| | log (회) | 2×4=8 | - |
| | 비트별 연관성값 (식 (5)) | - | 4×4=16 |
| 4×4 SM | 행렬 곱셈 (회): Hs | 24×4×16=262144 | 1 |
| | 행렬 덧셈 (회): r-Hs | 24×4×16=262144 | - |
| | exp (회) | 24×4×16=262144 | - |
| | log (회) | 4×4=16 | - |
| | 비트별 연관성값 (식 (5)) | - | 4×4=16 |

4.3 STBC 방식의 성능

그림 2는 레일레이 채널에서 16-QAM을 사용하는 STBC 방식들의 비트 오류율(bit error rate; BER) 성능 을 나타낸다. 그림 2에서 확인할 수 있듯이 Alamouti 방식은 채널 행렬이 직교하기 때문에 선형 검출, 즉 다른 신호의 간섭이 없는 ZFD가 가능하며, 적절한 채널 이득을 반영한 연관성 ZFD 방식, D4가 MLD 방 식 D1과 동일한 성능을 보임을 알 수 있다. 그러나, 채널 이득을 적절히 반영해 주지 않은 ZFD, D5의 경 우 심각한 성능 열화가 발생함을 확인 할 수 있다.

이러한 경향은 QO-STBC에서도 동일하게 확인할 수 있다. D4의 경우 MLD 방식인 D1과 근접한 성능 을 보이는 반면 D5의 경우 심각한 성능 저하를 초래 함을 알 수 있다. Alamouti 방식과 달리 QO-STBC 방식은 채널 행렬의 준 직교 성질 때문에 ZFD 수행 시 발생하는 잡음 증대 효과로 인하여 D1 방식에 비

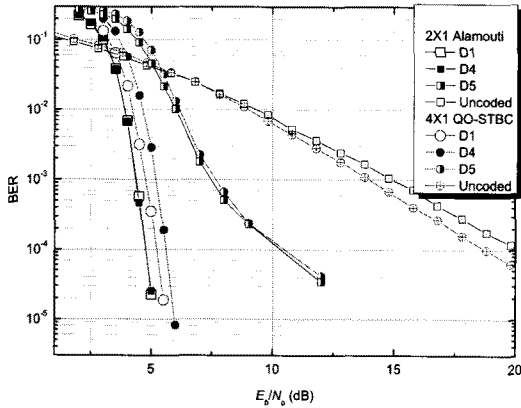


그림 2. STBC 방식의 BER 성능
Fig. 2. BER performance comparison of STBC schemes

하여 다소 성능 저하가 있음을 알 수 있다.

4.4 SM 방식의 성능

그림 3과 그림 4는 각각 2x2 및 4x4 SM 방식에 대한 레일레이 채널에서의 BER 성능을 나타낸다. FEC 부호의 사용유무와 상관없이 MLD는 최대의 성능을 도출할 수 있음을 확인할 수 있다. 특히, LRAD의 경우 FEC 부호를 사용하지 않았을 경우 ZFD나 MMSE 검출에 비하여 우수한 성능을 보이지만, 근본적으로 연관정이 불가능한 LRAD의 특성 때문에 터보 부호를 사용하였을 경우인 D2는 본 논문에서 제한한 D4나 D6에 비해 성능 열화가 있음을 알 수 있다.

특히, 주목할만한 점은 FEC 부호를 사용할 경우 MIMO 검출 방식에 별 상관없이 경관정 입력을 사용하면 거의 동일한 성능이 도출된다는 것을 알 수 있다. 즉 경관정 값을 사용한 D2, D3 및 D6는 제한된

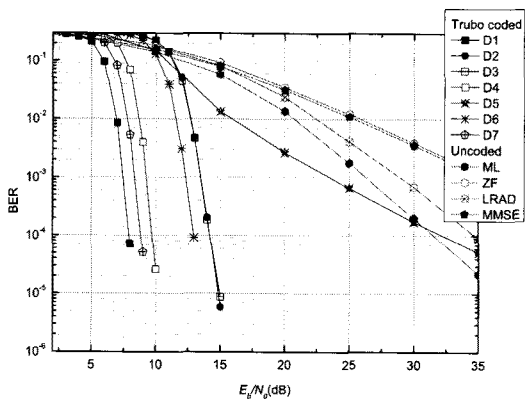


그림 3. 여러 가지 검출 방식을 이용한 2x2 SM의 BER 성능
Fig. 3. BER performance of the 2x2 SM using various detection schemes

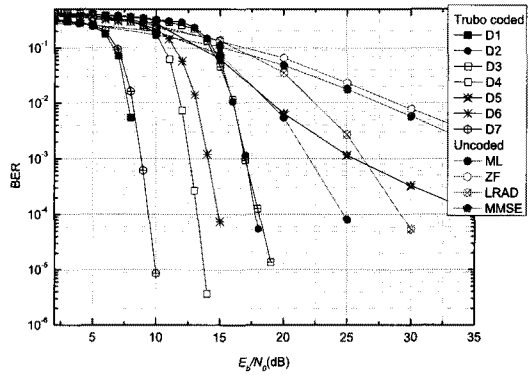


그림 4. 여러 가지 검출 방식을 이용한 4x4 SM의 BER 성능
Fig. 4. BER performance of the 4x4 SM using various detection schemes

방식인 D4나 D7에 비하여 약 5 dB 이상의 부호화 이득을 희생하여야 함을 알 수 있다. 또한, STBC 경우에서와 마찬가지로 채널 이득을 제대로 반영해 주지 않을 경우인 D5나 D8에서는 심각한 성능 열화가 나타남을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 터보부호화된 MIMO 시스템에서 ZFD나 MMSE와 같은 매우 간단한 선형 검출 방법을 적용하면서도, 적절한 채널 이득을 반영하여 줌으로써 매우 적은 복잡도로 우수한 부호화 성능을 얻을 수 있음을 보였다. 특히, 본 논문에서 살펴본 ZFD와 MMSE 방식에서 정확한 채널 이득을 유도하는 원리와 그 유도 과정을 상세히 제시함으로써 향후 다른 MIMO 검출 방법으로서의 확장이 가능할 수 있는 근거를 마련하였다. 본 논문에서 제시된 결과는 각 MIMO 검출 방법별 적절한 채널 이득을 반영해 준다면, MIMO 검출과정과 연관정 비트 추출 과정을 별개의 문제로 분리하여 MLD에서 요구되는 지수적 복잡도를 획기적으로 개선할 수 있음을 보였다.

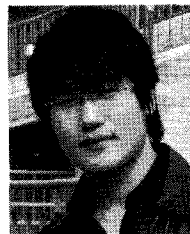
참 고 문 헌

- [1] "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8)", 3GPP TS 36.211 V8.3.0(2008-05)
- [2] IEEE 802.16 Standard - Local and Metropolitan Area Networks - Part 16, IEEE Std 802.

- 163-2005.
- [3] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes," *IEEE Int. Conf. Commun.*, Geneva, Switzerland, pp.1064-1070, 1993.
 - [4] 김영민, 김수영, "IEEE 802.16e 링크에서의 시공간 블록 부호의 연판정 검출에 따른 터보 부호의 성능평가", *대한전자공학회논문지*, 47(2), pp.109-116, Feb. 2010.
 - [5] 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
 - [6] 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.
 - [7] Inaki Berenguer and Xiaodong Wang, "MIMO antenna selection with lattice-reduction- aided linear receivers," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol.53, No.5, Sep. 2004
 - [8] P. Shang, Y. Kim, S. Kim and K. Choi, "Consideration of soft MIMO detection for turbo codes," *Proceedings of the 6th Int. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Chengdu, China, Sep. 23-25, 2010
 - [9] 김영민, 김수영, "고차원 변조 방식에서의 터보 부호화된 시공간 블록 부호 기술을 위한 최적의 연판정 검출 방법", *한국통신학회논문지*, 35(6), pp.562-571, Jun. 2010
 - [10] Sunheui Ryoo, Sooyoung Kim, and Sung Pal Lee. "Efficient soft demapping method for high order modulation schemes", *CIC 2003*, Seoul, Korea
 - [11] 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.
 - [12] 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*.
 - [13] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.16, pp.1451-1458, Oct. 1998.
 - [14] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Communications*, Vol. 49, pp.1-4, Jan. 2001.
 - [15] 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.
 - [16] 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
 - [17] Yi Jiang, Mahesh K. Varanasi, Jian Li, "Performance Analysis of ZF and MMSE Equalizers for MIMO Systems: An In-Depth Study of the High SNR Regime," *Journal of Communications*, Vol.3, No.4, pp.1-7, Sept. 2008.

김 영 민 (Young Min Kim)

준회원



2009년 전북대학교 전자정보공학부 학사.

2011년 2월 전북대학교 석사 <관심분야> 시공간블록부호, 이동/위성통신

상 평 평 (Ping Ping Shang)

준회원



2010년 8월 전북대학교 석사 2011년~현재 전북대학교 전자공학 박사 과정 중.

<관심분야> 시공간블록부호, 이동/위성통신

김수영 (Sooyoung Kim)

종신회원



1990년 2월 한국과학기술원 전
기 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 광대역무선전송연구
팀장

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