터보 부호와 결합된 준직교 시공간 블록 부호의 효율적인 검출 기법

준회원 박 운 희*, 정회원 오 대 섭*, 준회원 김 영 민**, 종신회원 김 수 영**

Efficient Detection Scheme for Turbo Coded QO-STBC Schemes

Un Hee Park* *Associate Member*, Dae-Sub Oh* *Regular Member*
Young Min Kim** *Associate Member*, Sooyoung Kim** *Lifelong Member*

요 약

터보 부호화된 시공간 블록 부호(space-time block coding; STBC) 방식을 사용하는 디지털 통신 시스템에서는 STBC 방식에서 어떻게 연판정 값을 제공하느냐가 터보 부호의 성능과 밀접하게 관련되어 있기 때문에 세심한 주의가 필요하다. 본 논문에서는 이와 같은 시스템의 수신단에서 터보 부호의 복호화기에 들어가는 STBC 복호화기의 출력 값인 연판정 검출(soft decision detection; SDD) 값의 정확도의 정도에 따른 성능을 살펴본다. 최근 유사 직교 STBC(quasi-orthogonal STBC; QO-STBC) 방식의 복호 과정에서 발생하는 잡음 향상 효과를 완화시키기 위한 방식으로써 잡음 백색화 필터(noise whitened filter)를 이용한 방식이 제안되어 성능 향상 및 복잡도 개선에 도움이 될 수 있음이 밝혀진 바 있다. 이에 본 논문에서는 이러한 잡음 백색화 필터를 이용한 QO-STBC 방식에 대한 보다 명확한 수학적 분석 결과를 제시하고, 이에 적합한 SDD 방식을 제안한다.

Key Words : Space-time Block Code(STBC), Forward Error Correction(FEC), Soft-onput Soft-output(SISO), Soft Decision Detection, Turbo Codes

ABSTRACT

The performances of turbo-coded space-time block coding (STBC) schemes are subject to how soft decision detection (SDD) information are generated from the STBC decoder. For this reason, we have to pay particular attention to estimation of SDD. In this paper, we evaluate the performance of a turbo coded STBC scheme depending on the accuracy of the SDD. Recently, a new quasi orthogonal STBC (QO-STBC) scheme using a noise whitened filter was proposed in order to reduce noise enhancing effect of zero forcing detection process. This QO-STBC scheme was proven to be efficient in computational complexity compared to the other conventional QO-STBC schemes. In this paper, we first present detailed mathematical analysis on the noise whitened QO-STBC scheme, and by using the result we propose the optimum SDD method.

I. 서 론

무선 통신 시스템의 페이딩 현상을 극복하고, 다이버시티 이득을 얻기 위하여 개발된 방식중의 하나가 시공간 블록 부호 방식이다. 시공간 블록 부호(space-time block coding; STBC) 방식은 송신단에서

※ 본 연구의 결과는 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(No. 2009-0088286) 및 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 IT핵심원천기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [2008-F-013-03, 스펙트럼공학 및 밀리미터파대 전파자원 이용기술 개발]

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

논문번호 : KICS2010-02-077, 접수일자 : 2010년 2월 12일, 최종논문접수일자 : 2010년 4월 28일

시공간 부호화된 신호를 다중 안테나를 통해 전송함으로써 수신단에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있는 대표적인 다중 안테나 기술 중 하나로써, 알라무티(Alamouti)에 의해 송신단에서 두 개의 안테나를 사용하는 방식이 처음 제안되었다[1]. 이는 완전한 부호화율을 갖는 동시에 최적의 다이버시티 이득을 기대할 수 있다. 이후 Tarokh는 송신 안테나가 세 개 또는 네 개일 경우 적용이 가능한 방식을 제안하였다[2].

일반적으로 STBC에서는 송신 안테나의 수가 늘어남에 따라 기대할 수 있는 다이버시티 이득이 증가한다. 그러나 위에서 언급한 알라무티 방식과 Tarokh가 제안한 직교 시공간 블록 부호(orthogonal STBC; O-STBC) 방식들은 모두 직교 부호를 이용하여 간단한 선형 계산만으로 신호 복호가 가능하다는 강점이 있는 반면 안테나가 세 개 이상인 경우 전송률이 감소한다는 단점이 존재한다. 이에 송신 안테나가 네 개일 때 부호화율은 1이지만 부호화 행렬이 준직교 성질을 갖는 준직교 시공간 블록 부호(quasi-orthogonal STBC; QO-STBC) 방식이 제안되었다[3,4].

그러나 완전한 전송률을 위하여 다이버시티 이득의 손실을 감수해야 하는 QO-STBC 방식은 검출 부분에서 많은 계산량 증가와 복잡도가 발생한다는 단점 및 zero forcing (ZF) 복호 방식의 특성으로 인한 잡음 증폭 효과로 인한 성능 저하의 문제점이 있다. 특히 오류정정 부호의 한 종류인 터보 부호와 연계되어 사용될 경우 적절한 연판정 검출(soft decision detection; SDD) 값을 계산하는데 어려움이 따르기 때문에, 복호 성능에 매우 큰 영향을 미치게 된다. 이에 기존의 연구에서는 터보 부호와 연계되어 사용되는 QO-STBC 방식에 대한 가장 효율적인 SDD 값 계산 방식을 제안하였다[5,6].

참고문헌 [7]에서 제안된 또 다른 QO-STBC 방식 중의 하나가 *minimum-decoding-complexity* QO-STBC (MDC-QO-STBC) 방식이다. 이 방식은 QO-STBC의 ML (maximum likelihood) 복호 시 그 복잡도를 감소시킨 방식이나, 여전히 전수조사(exhaustive search)를 이용한 방식으로 선형 복호 시보다 높은 연산량을 감수해야 한다.

참고문헌 [3,4]에서 제안된 기존 QO-STBC 방식에서는 ZF 복호 방식을 사용하게 되는데 이때, 복호 과정에서 잡음 증폭 효과로 인하여 유색 잡음(colored noise)이 발생하게 된다. 이 경우, 일반적인 가산성 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise; AWGN)에 대한 기존의 등화기를 적용할 수 없다는 문제점이 존재하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 수신단에서 유색 잡음을 백색 잡음으로 변형시키는 잡음 백색화 필터(noise whitened filter)를 적용한 whitened noise QO-STBC (WN-QO-STBC) 방식이 제안된 바 있다[8].

이 방식은 간단한 선형 결합에 의한 병렬 복호가 가능하다는 장점이 있지만, 참고문헌 [8]에서는 구체적인 필터를 유도하는 과정 및 그 결과 값이 전혀 제시되어 있지 않기 때문에 실제 구현에는 많은 어려움이 있었다. 뿐만 아니라 앞서 언급한 바와 동일한 이유로 터보 코드와 결합하였을 경우 적절한 SDD 값을 계산하는데 어려움이 존재하므로, 이에 각별한 주의가 필요하다. 그러므로 본 논문에서는 WN-QO-STBC에 대한 수학적인 분석 결과를 구체화하여 제시하고, 이를 바탕으로 효율적인 SDD 값을 계산하는 방법을 제시한다.

본 서론에 이어 II장에서는 기존의 QO-STBC 방식과 WN-QO-STBC 방식에 대한 수학적인 해석을 제시하고, III장에서는 터보 부호와의 결합을 위한 연판정 검출 기법을 제안하며, IV장을 통해 시뮬레이션 결과를 확인하고 분석한다. 마지막으로 V장에서 이 논문의 결론을 정리할 것이다.

II. QO-STBC 방식

2.1 기존의 QO-STBC 방식

QO-STBC방식은 O-STBC에서 부호화율이 1이 되기 위해서 안테나 개수가 2개로 제한된다는 단점을 극복하기 위하여 제안된 방식이다. 그러나 부호화율이 1이 될 수 있도록 하기 위하여 다이버시티 이득에서의 손실이 불가피하며, 뿐만 아니라 복호 과정에서 많은 계산 량의 증가와 복잡도가 발생한다는 단점 및 ZF 복호 시 잡음 향상 효과로 인한 성능 저하의 문제점이 존재한다[9].

다음은 각각 참고 문헌 [3] 및 [4]에서 제시한 QO-STBC 방식에 대한 부호화 행렬, X_{J4} 및 X_{T4}를 나타낸다.

$$X_{J4}=\begin{bmatrix} X_{12} & X_{34} \\ -X_{34}^{*} & X_{12}^{*} \end{bmatrix},\quad X_{T4}=\begin{bmatrix} X_{12} & X_{34} \\ X_{34} & X_{12} \end{bmatrix}, \qquad (1)$$

여기서, X_{12}와 X_{34}은 각각 심볼 x_1, x_2및 심볼 x_3, x_4로 이루어진 2×2 알라무티 부호화 행렬로 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$X_{12}=\begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix},\ X_{34}=\begin{bmatrix} x_3 & x_4 \\ -x_4^* & x_3^* \end{bmatrix}. \quad (2)$$

즉, 위의 부호화 행렬들은 각각 2개의 알라무티 부호를 반복하여 사용하여 설계한 것으로써, 부호화율은 1이지만, 불완전한 공간 직교성을 가짐으로 인하여 유사 직교부호라고 한다.

2.2 WN-QO-STBC 방식 및 수학적 해석

위에서 언급한 일반적인 QO-STBC 방식은 불완전한 직교성으로 인하며, 알라무티 부호에서와 같은 선형 복호 방식을 사용할 수 없기 때문에 ZF 복호 방식을 사용하여야 한다. 이 경우, 잡음 증폭 효과가 발생하게 되고, 신호 검출 과정에서 잡음은 유색 잡음(colored noise)으로 변환된다. 따라서 일반적으로 AWGN 환경에서 사용할 수 있도록 설계된 등화기를 적용할 수 없게 된다. 참고 문헌 [8]에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 수신단에 잡음 백색화 필터(noise whitening filter)를 적용하는 방식을 제안하였다.

그러나, 기존의 참고문헌 [8]에서는 그 결과식만을 제시하여 구체적인 채널 행렬을 알 수 없었다. 이러한 문제점으로 터보 부호화된 방식에 대한 성능 검증과 구체적인 연판정 검출 방식의 적용이 불가능하였다. 본 논문에서는 먼저, 상세한 수학적인 분석 과정을 제시하여 구체적인 연판정 검출 방법을 제시하는데 이용할 것이다.

부호화 행렬 (1)을 이용하여 신호가 네 타임 슬롯 동안 주파수 비선택적 채널을 통과하여 하나의 수신 안테나로 전송된다고 가정하면, 수신단에 도달하는 신호는 다음과 같은 행렬식으로 나타낼 수 있다.

$$\Gamma = HX+\eta, \quad (3)$$

위에서 $X=[x_1\ x_2\ x_3\ x_4]^T$이고, 부호화 행렬 X_{J4}에 대하여 $\Gamma=[r_1\ r_2^*\ r_3^*\ r_4]^T$, $\eta=[n_1\ n_2^*\ n_3^*\ n_4]$ 및, 부호화 행렬 X_{T4}에 대하여 $\Gamma=[r_1\ r_2^*\ r_3\ r_4^*]^T$, $\eta=[n_1\ n_2^*\ n_3\ n_4^*]$으로, r_i 및 n_i는 i번째 수신되는 신호 및 분산이 σ_n^2인 AWGN이다. AWGN은 각 타임 슬롯의 잡음 값들이 서로 독립적이므로 공분산 $E[\eta\eta^H]=\sigma_n^2 I$를 만족한다. H는 채널 행렬로 부호화 행렬 X_{J4}, X_{T4}에 대한 채널행렬을 각각 H_{J4}, H_{T4}으로 표기하고, 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$H_{J4}=\begin{bmatrix} H_{12} & H_{34} \\ H_{34}^* & -H_{12}^* \end{bmatrix},\ H_{T4}=\begin{bmatrix} H_{12} & H_{34} \\ H_{34} & H_{12} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

여기서,

$$H_{12}=\begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix},\ H_{34}=\begin{bmatrix} h_3 & h_4 \\ h_4^* & -h_3^* \end{bmatrix}. \quad (5)$$

신호의 복호를 위하여 위의 식 (3)에 H의 에르미트(hermitian) 행렬을 곱하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H^H\Gamma = H^HHX+\eta_c, \quad (6)$$

여기서, H^HH는 검출 행렬로서 X_{J4}, X_{T4}에 대해 각각 다음과 같은 값을 가진다.

$$H_{J4}^HH_{J4}=\begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & \beta_{J4} \\ 0 & \alpha & -\beta_{J4} & 0 \\ 0 & -\beta_{J4} & \alpha & 0 \\ \beta_{J4} & 0 & 0 & \alpha \end{bmatrix},$$
$$H_{T4}^HH_{T4}=\begin{bmatrix} \alpha & 0 & \beta_{T4} & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & \beta_{T4} \\ \beta_{T4} & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & \beta_{T4} & 0 & \alpha \end{bmatrix}, \quad (7)$$

여기서, α는 네 개의 송신 안테나로부터 얻을 수 있는 채널 이득이며, β_{J4}, β_{T4}는 간섭인자로서 다음과 같이 표현된다.

$$\alpha=\sum_{i=1}^{4}|h_i|^2,\ \beta_{J4}=2Re\{h_1h_4^*-h_2h_3^*\},$$
$$\beta_{T4}=2Re\{h_1h_3^*+h_2h_4^*\}. \quad (8)$$

또, 식 (6)에서 η_c는 복호 과정 시 발생하는 유색 잡음으로, 이를 백색화하기 위한 필터링 과정을 위하여 적절한 잡음 필터가 필요하다. 이 백색 필터(whitening filter) H_w를 통과한 백색화된 잡음 η_w는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\eta_w = H_w\eta_c = H_wH^H\eta, \quad (9)$$

여기서, η_c의 공분산 행렬이 $E[\eta_c\eta_c^H]=\sigma_n^2H^HH$이기 때문에 η_w의 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$E[\eta_w\eta_w^H]=\sigma_n^2H_wH^HHH_w^H. \quad (10)$$

유색잡음 η_c를 백색 잡음으로 변형시키기 위해서는

식 (10)이 $\mathrm{E}[\eta_w \eta_w^H] = \sigma_n^2 \mathrm{I}$를 만족해야 함을 의미하며, 여기서 $H_w H^H H H_w^H = \mathrm{I}$를 충족시키기 위한 백색 필터 H_w가 필요하다. 따라서 $H_w = (H^H H)^{-1/2}$이 된다. 식 (7)의 검출행렬들은 다음과 같이 분해 될 수 있다.

$$H^H H = Q \Lambda Q^H = \sum_{i=1}^{r} \lambda_i q_i q_i^H, \tag{11}$$

여기서, $QQ^H = \mathrm{I}$, $\Lambda = \mathrm{diag}(\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_r)$이며, r, λ_i, q_i는 각각 행렬 $H^H H$의 랭크(rank), 고유 값, 고유 벡터(eigen vector)를 의미한다. 따라서 백색 필터 H_w는 다음과 같다.

$$H_w = \sum_{i=1}^{r} \lambda_i^{-1/2} q_i q_i^H. \tag{12}$$

그러므로 H_w와 H^H 그리고 H의 조합에 의하여 새로운 등가(equivalent) 필터 H_e를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$H_e = H_w H^H H = \sum_{i=1}^{r} \lambda_i^{1/2} q_i q_i^H, \tag{13}$$

참고문헌 [8]에서 접근한 방식으로, 참고문헌 [3]에서 제시된 부호화 행렬 X_{J4}에 대하여 각 고유 값에 대응하는 고유 벡터 q_i를 구하는 과정은 다음과 같다. 먼저, 식 (7)의 검출 행렬 $H_{J4}{}^H H_{J4}$에 대한 총 네 개의 고유 값들은 간단한 특성방정식의 성질을 통하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\lambda_1, \lambda_3 = \alpha + \beta_{J4}, \quad \lambda_2, \lambda_4 = \alpha - \beta_{J4}, \tag{14}$$

식 (11)을 만족하는 Q와 위에서 제시한 고유 값들에 대응하는 고유벡터를 구하면 각각 다음과 같다.

$$Q = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix},$$

$$q_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, q_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, q_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \end{bmatrix}, q_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{15}$$

위 고유 값과 고유 벡터들을 이용하여 새로운 등가 필터 H_e를 다음의 간단한 선형계산 과정을 통하여 얻을 수 있다. 참고로 검출행렬 $H_{J4}{}^H H_{J4}$의 랭크는 4이다.

$$\begin{aligned} H_e &= \sum_{i=1}^{4} \lambda_i^{1/2} q_i q_i^H, \\ &= \lambda_1^{1/2} q_1 q_1^H + \lambda_2^{1/2} q_2 q_2^H + \lambda_3^{1/2} q_3 q_3^H + \lambda_4^{1/2} q_4 q_4^H, \\ &= \begin{bmatrix} A+B & 0 & 0 & A-B \\ 0 & A+B & B-A & 0 \\ 0 & B-A & A+B & 0 \\ A-B & 0 & 0 & A+B \end{bmatrix}, \end{aligned} \tag{16}$$

여기서,

$$A = \sqrt{\alpha + \beta_{J4}}, \; B = \sqrt{\alpha - \beta_{J4}}, \tag{17}$$

행렬 H_e는 $H^H H$와 비슷한 형태를 띠고 있지만, H_e의 고유 값들은 $H^H H$의 고유 값들의 재곱근 형태로 존재한다. 위에서 얻은 등가 필터 H_e를 이용하여, 백색화된 수신 신호 $\dot{\Gamma}$을 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{\Gamma} = H_w H^H \Gamma = H_e X + \eta_w, \tag{18}$$

수신 신호 $\dot{\Gamma}$은 다음의 독립적인 두 그룹으로 나뉘어 간단한 병렬 복호가 가능하다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{r}_1 \\ \dot{r}_4 \end{bmatrix} &= H_{e,14} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_{w1} \\ \eta_{w4} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} \dot{r}_2 \\ \dot{r}_3 \end{bmatrix} &= H_{e,23} \begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_{w2} \\ \eta_{w3} \end{bmatrix}, \end{aligned} \tag{19}$$

여기서,

$$\begin{aligned} H_{e,14} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} A+B & A-B \\ A-B & A+B \end{bmatrix}, \\ H_{e,23} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} A+B & B-A \\ B-A & A+B \end{bmatrix}, \end{aligned} \tag{20}$$

식 (19)의 백색 잡음화된 수신 신호의 두 그룹에 각

각 ZF 복호화기를 적용하여 검출된 신호 $\dot{x}_i$는 각각 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \vdots\\ \dot{x}_4\end{bmatrix}=(H_{e,14})^{-1}\begin{bmatrix}\dot{r}_1\\ \vdots\\ \dot{r}_4\end{bmatrix},\ \begin{bmatrix}\dot{x}_2\\ \vdots\\ \dot{x}_3\end{bmatrix}=(H_{e,23})^{-1}\begin{bmatrix}\dot{r}_2\\ \vdots\\ \dot{r}_3\end{bmatrix}. \quad (21)$$

위와 비슷한 방법으로 참고문헌 [4]에서 제시한 부호화 행렬 X_{T4}에 대한 새로운 등가 필터 $H_{e,T4}$를 구하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$H_{e,T4}=\begin{bmatrix}A+B & 0 & A-B & 0\\ 0 & A+B & 0 & A-B\\ A-B & 0 & A+B & 0\\ 0 & A-B & 0 & A+B\end{bmatrix}, \quad (22)$$

위 식 (22)의 행렬 X_{T4}에 대한 등가 필터 $H_{e,T4}$는 식 (16)에서 구한 등가 필터 H_e와 달리 행렬의 비 대각(off-diagonal) 원소가 모두 동일하다는 장점을 갖는다.

Ⅲ. 터보 부호와의 결합을 위한 연판정 검출 기법

오류정정 부호의 한 종류인 터보 부호는 반복 복호 과정을 통해 복호의 신뢰도를 높이는 고성능 복호 방식을 사용하는 부호 중의 하나이다. 터보 부호의 복호기는 내부의 연판정 입력 및 연판정 출력(soft-input soft-output; SISO)을 이용한 반복적인 복호화 과정을 수행하는데, 터보 부호의 성능은 채널 상태 정보(channel quality information; CQI)를 어떻게 사용하느냐에 따라 크게 달라진다. 터보 부호과 결합된 STBC 방식에서 터보 부호의 복호화기는 STBC 복호화기 다음에 위치하고 있기 때문에, STBC 복호화기로부터 나온 SDD 값이 터보 부호의 복호화기로 들어가게 됨을 의미하고, 이 때 CQI는 SDD 값에 포함된다. 따라서 이와 같은 시스템에서의 STBC 방식은 터보 부호의 성능과 밀접하게 관련되어 있기 때문에 세심한 주의가 필요하다.

3.1 ML 검출기

일반적으로 최적의 연판정 값을 얻기 위해서는 ML 검출 방법을 이용하여야 한다. 다음 식은 로그 우도률(log likelihood ratio; LLR)을 이용한 ML 검출기를 사용하여 STBC 방식에 대한 SDD 값을 얻기 위한 것이다[9].

$$L(b_i|\Gamma)=\log\left(\frac{\sum_{X:b_i(X)=1}\exp\left(-\frac{1}{\sigma_n}\|\Gamma-HX\|^2\right)}{\sum_{X:b_i(X)=0}\exp\left(-\frac{1}{\sigma_n}\|\Gamma-HX\|^2\right)}\right), \quad (23)$$

송신 부호 벡터 X는 $n_t m$개 의 비트$(b_1,\ldots,b_{n_t m})$들로 이루어져 있는데, m은 변조 심볼당 비트의 수이다. ML 검출기는 최대의 성능을 기대할 수 있지만, 식 (23)와 같은 복잡도가 부호화 행렬 크기와 변조 심볼의 크기에 따라 지수적으로 증가하게 된다는 단점이 존재하기 때문에 실제 시스템에서의 활용은 거의 불가능하다. O-STBC 방식의 경우에는 부호화 행렬의 직교성으로 인하여 채널 행렬도 직교 행렬이 되므로 선형 복호 방식 자체가 ML 검출기와 동일함을 의미한다. 따라서 O-STBC 방식의 경우 별도로 위식 (23)을 이용한 MLD 연판정 검출의 필요성이 없다는 결론을 내릴 수 있다. 그러나, QO-STBC 방식에서는 기존의 ZF 복호 방식으로부터는 효과적인 SDD 정보를 얻을 수 없다[5,6].

3.2 기존의 QO-STBC 방식

QO-STBC 방식의 부호화 행렬은 완전한 직교 성질을 갖지 않기 때문에, 식 (5)에서 볼 수 있듯이 일반적인 O-STBC 방식의 선형 복호를 수행하게 되면, β와 같은 간섭 인자가 발생하게 된다. 따라서 기존의 참고 문헌 [10]에서 제시된 ZF 복호 방식을 사용하는데, 이와 같은 복호 방식은 O-STBC 방식에서 사용하는 선형 복호 과정에 비하여 복잡도가 증가하고, 무엇보다 복호 과정 중에 잡음도 함께 증폭시키기 때문에 성능의 감소를 가져온다. 따라서 이 값을 그대로 SDD 정보로 사용하게 되면 심각한 성능 저하를 가져오게 되며, 이러한 단점을 극복하기 위하여 ZF 복호 방식을 수정 보완하여 SDD를 얻을 수 있는 방식이 제안된 바 있다[5,6].

위의 참고문헌 [5],[6]에서 제시된 방식은 QO-STBC에 대한 ZF 복호 과정 중에 잡음 증폭 효과를 줄일 수 있도록 일종의 정규화 작업을 수행함으로써 ML 검출기에 가까운 성능을 얻을 수 있는 SDD 값을 계산하는 것이다.

3.3 WN-QO-STBC 방식

기존의 QO-STBC 방식에 대한 ZF 복호 시 잡음 증폭 효과 등으로 인하여 터보 부호와 연계 시 SDD 값의 신뢰성이 떨어지게 되고 이는 성능에 막대한 영향을 미치게 된다. 이와 유사한 이유로, WN-QO-STBC 방식도 터보 부호와 결합 시 각별한 주의가 필요하게 되는데, 터보 부호 복호화기로 들어가는 STBC 복호 후의 SDD 출력 값을 보다 섬세히 조정하면, 복잡한 ML 검출 없이도 간단한 방법으로 ML에 근접한 성능을 기대할 수 있다.

먼저, 검출 식 (21)의 $\dot{x}_1$, $\dot{x}_4$에 대하여 SDD 출력 값의 조정 과정을 살펴보기 위하여 $H_{e,14}$의 역행렬을 식 (21)에 대입하여 다시 정리하면,

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_4\end{bmatrix}=\gamma\begin{bmatrix}A+B & B-A\\ B-A & A+B\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{r}_1\\ \dot{r}_4\end{bmatrix},$$
$$=(H_{e,14})^{-1}\left\{H_{e,14}\begin{bmatrix}x_1\\ x_4\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\eta_{w1}\\ \eta_{w4}\end{bmatrix}\right\}, \quad (24)$$

여기서,

$$\gamma=\frac{1}{4\sqrt{\alpha^2-\beta^2}}, \quad (25)$$

γ는 항상 1보다 큰 양의 정수이므로, 식 (24)에서 γ를 제거하면, 경판정 검출 방식의 성능에 영향을 주지 않고, 터보 부호된 STBC 방식의 성능의 향상을 기대할 수 있다. γ을 생략한 변형된 (24)의 새로운 검출 신호를 다음과 같이 표현한다.

$$\dot{x}_1'=(A+B)\dot{r}_1+(B-A)\dot{r}_4,$$
$$\dot{x}_4'=(B-A)\dot{r}_1+(A+B)\dot{r}_4, \quad (26)$$

식 (24)에서 $(H_{e,14})^{-1}$의 비 대각 원소는 간섭 성분의 잡음을 더해주는 역할을 하기 때문에, 비 대각 성분의 값을 적절히 조정함에 따라 보다 나은 성능을 기대할 수 있다. 그러나, 이 경우 비대각 성분의 값을 완전히 없애 버릴 경우에는 검출 행렬인 $(H_{e,14})^{-1}H_{e,14}$에 악영향을 줄 수 있기 때문에 신중히 적절한 값을 결정하여야 한다. 즉, (26)에 대한 변형된 검출식을 다음과 같이 나타낸다.

$$\dot{x}_1''=(A+B)\dot{r}_1+k(B-A)\dot{r}_4,$$
$$\dot{x}_4''=k(B-A)\dot{r}_1+(A+B)\dot{r}_4, \quad (27)$$

k는 임의의 상수 값으로, 전수 조사를 통하여 최적의 값을 찾아낼 수 있다. 다음 장에서는 여러 가지 k값에 따른 성능을 제시함으로써 최적의 k 값을 얻을 수 있음을 보일 것이다.

Ⅳ. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 SDD 값에 따른 터보 부호화된 시공간 블록 부호 방식의 성능을 제시한다. 시뮬레이션에서는 QPSK 변조방식을 사용하고, 총 송신 전력은 송신 안테나 수에 따라 균일하게 나뉜다고 가정한다. 뿐만 아니라, 사용자 채널 상태를 완벽하게 추정 할 수 있으며, 연속적인 전송 심벌 네 주기 동안의 채널 페이딩이 일정하다고 가정하였다.

오류정정 부호 방식으로는 N개의 심벌에 대해 $3N$개의 부호화된 심벌을 출력하는 부호화율 1/3인 duo-binary 터보 부호를 사용하고 [11], 본 논문의 시뮬레이션에서는 한 번에 터보 부호에 입력되는 심벌의 개수 N이 212인 터보부호를 사용하였다. 또는 복호 방식으로는 MaxlogMAP 복호 방식을 사용하였으며, 최대 반복 복호 횟수는 8회로 제한하였다.

먼저, 그림 1에서는 오류정정 부호를 사용하지 않은 여러 가지 STBC 방식의 비트 오율(bit error rate; BER) 성능을 레일레이 페이딩 채널에서 시뮬레이션 한 결과를 제시하였다. 이는 오류정정부호화 방식에서 SDD가 미치는 영향을 비교 분석하기 위한 것이다. 그림에서 살펴 볼 수 있듯이 오류정정 부호 방식을 사용하지 않았을 경우에는, WN-QO-STBC 방식과 기존의 QO-STBC 방식에 대하여 ZF 복호 시 알라무티 방식에 비해 약 1 dB 정도의 성능 향상을 기대할 수 있다. 뿐만 아니라, ML 복호를 적용할 경우 ZF 복호에 비하여 약 1.5 dB 정도의 추가적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

다음 그림 2는 레일레이 페이딩 채널에서 터보 부호화된 WN-QO-STBC 방식들의 성능을 알라무티 방식과 비교하여 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 터보부호를 사용할 경우에는 ML 복호(식 (23))를 사용하여도 알라무티 방식보다 성능이 좋지 않다는 것

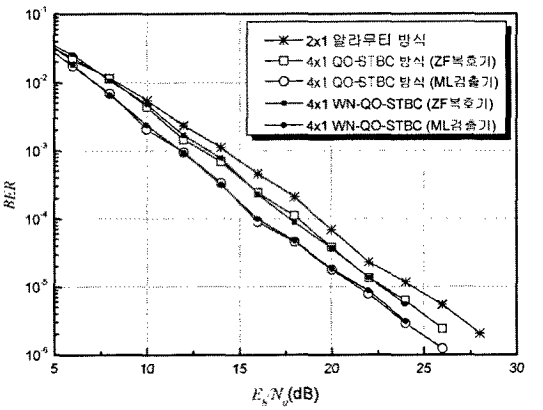


그림 1. 레일레이 페이딩 채널에서 오류정정부호를 사용하지 않은 STBC 방식의 BER 성능
Fig. 1. BER performances of uncoded STBC schemes over a Rayleigh fading channel

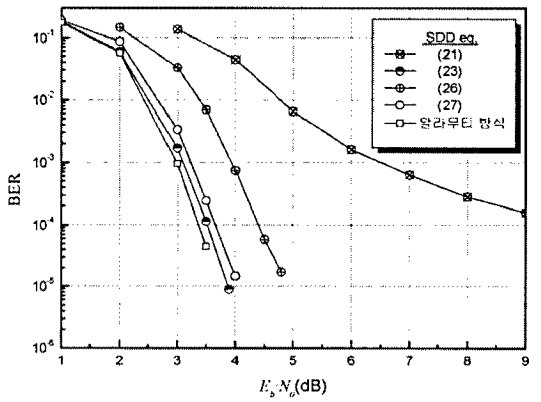


그림 2. 레일레이 페이딩 채널에서 여러 가지 SDD 방식을 이용한 터보 부호화된 WN-QO-STBC 방식의 성능 비교
Fig. 2. BER performances of turbo-coded WN-QO-STBC with various SDD schemes over a Rayleigh fading channel

을 알 수 있다. 이는 부호화 방식을 사용하지 않은 시스템에서 우수한 성능을 도출하는 방식이 터보 부호를 사용하게 되면 그 양상이 바뀔 수 있음을 보여준다. 또한, 식 (23)을 사용한 ML 검출기 복호 방식이 WN-QO-STBC 방식에 있어서는 최적의 성능을 보이지만, ZF 복호기에 의해 생성된 SDD 값을 그대로 이용한 터보 부호화된 WN-QO-STBC 방식의 성능은 복호 과정에서 각 (26), (27)과 같이 수정되지 않으면 심각한 성능 저하를 초래할 수 있음을 확인할 수 있다. 특히, 식 (27)에 의하여 생성된 SDD값은 ML 검출기에 비하여 매우 적은 복잡도를 가지는 변형화된 ZF 복호화기를 사용하였음에도 불구하고, ML 검출기와 유사한 성능을 낼 수 있다.

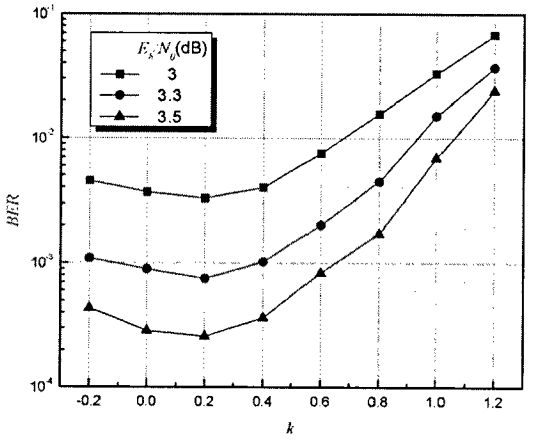


그림 3. 레일레이 페이딩 채널에서 k 값에 따른 BER 성능 비교
Fig. 3. BER performance according to k values over a Rayleigh fading channel

그림 3은 식 (27)에서 사용된 최적의 k 값을 도출하기 위한 결과를 나타낸 그림이다. 그림 3에 나타나 있는 바와 같이 신호 대 잡음비 영역에 상관없이 k 값이 약 0.2일 경우 최적의 성능을 도출할 수 있음을 알 수 있다.

V. 결 론

터보부호의 특성상 복호 시 SDD 값이 반드시 필요하기 때문에 SDD 값의 정확성은 터보부호 성능에 큰 영향을 준다. 본 논문에서는 병렬 복호가 가능한 WN-QO-STBC 방식에 대한 상세한 수학적인 분석 결과를 제시하고, 터보 부호화 결합할 경우 매우 간단한 복호 방식으로 최적의 성능을 도출할 수 있는 SDD 방식을 제안하였다. 본 논문에서 제시된 방식은 기존의 ZF 복호 방식과 유사한 복잡도로 ML에 근접한 성능을 도출할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct. 1998, .

[2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.17, No.3, pp.451-469, Mar. 1999.

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

[4] O. Tirkkoen, A. Boariu, and A. Hottinen "Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ Tx antennas," IEEE 6th Int. Symp. On Spread-Spectrum Tech. & Appl. (ISSTA, 2000), pp.429-432, Sep. 2000.

[5] Unhee Park, Youngmin Kim, and Sooyoung Kim, "A new result on turbo coded QO-STBC schemes," IEEE Communications Letter, Vol.14, No.3, pp.191-201, Mar. 2010.

[6] 김영민, 김수영, 임광재, 윤철식, "IEEE 802.16e 링크에서의 시공간 블록 부호의 연판정 검출에 따른 터보 부호의 성능 평가," 전자공학회논문지, 제 47권 TC편 제 2호, pp. 1-8, 2010년 2월

[7] C. Yuen, Y. L. Guan, T. T. Tjhung, "Quasi-orthogonal STBC with Minimum Decoding Complexity," IEEE Trans. Wireless Communication, Vol.4, No.5, pp.2089-2094, Sep. 2005.

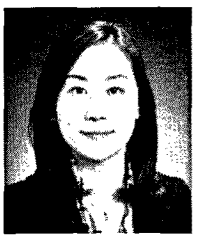
[8] C. Yuen, Y. L. Guan, T. T. Tjhung, "Decoding Of Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code With Noise Whitening", IEEE PIMRC, Vol.3, pp.2166-2170, Sep. 2003.

[9] 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.

[10] B. Badic, H. Weinrichter, and M. Rupp, "Quasi-Orthogonal Space Time Block Codes: Approaching Optimality," in Proc. of the 13th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), tutorial paper, Antalya, Turkey, Sep. 2005.

[11] ETSI EN 301-790: "Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for satellite distribution systems"

박 운 희 (Un Hee Park) 준회원



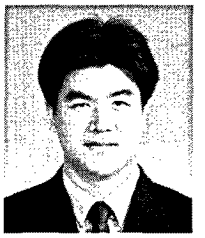
2008년 2월 전북대학교 전자정보공학부 학사

2010년 2월 전북대학교 전자공학 석사

2010년 4월~현재 한국전자통신 연구원 위성무선융합연구부 위성휴대전송연구팀

<관심분야> 시공간블록부호, 이동/위성통신

오 대 섭 (Dae-Sub Oh) 정회원



1996년 2월 경북대학교 전자공학과 학사

1998년 2월 경북대학교 전자공학과 석사

2000년 7월 LG정보통신 주임연구원

2000년 7월~현재 한국전자통신연구원 선임연구원

<관심분야> 위성통신, 전파통신, 디지털통신공학

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