

논문 2016-53-6-6

EVD기법을 이용한 QO-STBC의 간섭 제거

(Interference Cancellation for QO-STBC with EVD)

김 동 진*

(Dong Jin Kim[Ⓢ])

요 약

3개 이상의 송신안테나를 사용하고, 개루프 상황 하에서 준직교 시공간 블록 코드(Quasi-Orthogonal STBC, QO-STBC)는 완전한 전송률 및 최대의 다중화 이득에 근접한 효과를 얻을 수 있는 코드로 기존에 제안되어 왔다. 그러나, 기존의 QO-STBC는 검출행렬의 간섭성분으로 인한 성능 열화 및 높은 복호 복잡도를 요구하는 단점이 있다. 이에 따라 최근에 이러한 QO-STBC에 특정 로테이션 행렬을 곱해주는 간단한 복호를 통해 복호 복잡도를 줄이면서 간섭 성분을 제거하는 방법이 제안되었고, 본 논문에서는 이를 좀 더 일반화하여 EVD(Eigenvalue Decomposition) 기법을 이용하여 간섭성분을 제거하는 방법을 제안한다.

Abstract

Quasi-Orthogonal STBC (QO-STBC) scheme is proposed conventionally achieving approximate full rate and full diversity in more than 3 transmit antenna and open-loop environment. But, conventional QO-STBC has disadvantage that performance degradation by interference terms of detection matrix and high decoding complexity. Recently, this interference cancellation scheme of low decoding complexity by multiplying specific rotation matrix is proposed. We propose more general interference cancellation scheme by using EVD(Eigenvalue Decomposition).

Keywords : Space-time block code, Eigenvalue Decomposition, QO-STBC

1. 서 론

무선 통신환경에서 다중화 기법은 페이딩을 극복하는 중요한 기법 중 하나이다. 다중 안테나(MIMO) 상황 하에서 시공간 블록 코드(Space-Time Block Code, STBC)는 이러한 다중화 기법 중 공간 다중화 이득을 얻기 위한 방법으로 기존에 활발히 연구되어 왔다. 현재 국방 분야에서도 최신 통신무기체계인 전술정보통신 체계(Tactical Information Communication Network, TICN)의 부체계 중 하나인 전술이동통신체계에 적용된 와이브로 시스템의 요소기술로서 다양한 MIMO 기술이 적용되고 있다. 또한 추가로 STBC를 통해 다중화 이득을 확보하는 방식이 연구되어지고 있다. 기존의 연구를 통해 간단한 ML(Maximum Likelihood) 복호 기법만으로

로 송신 다중화 이득을 얻을 수 있는 직교 시공간 블록 코드(Orthogonal STBC, O-STBC)는 3개 이상의 송신 안테나를 가질 경우 완전한 전송률 및 최대의 다중화 이득을 얻을 수 없다는 것이 증명되었다. 이러한 문제들을 해결하기 위해 완전한 전송률 및 최대의 다중화 이득을 얻기 위한 기법들이 계속적으로 연구되어왔다^[1~3]. 개루프(피드백이 없는 상황)에서는 준직교 시공간 블록 코드(Quasi-Orthogonal STBC, QO-STBC)가 제안되어 완전한 전송률 및 최대의 다중화 이득에 근접한 효과를 얻을 수 있었으며^[4~5], 폐루프(피드백이 있는 상황)에서는 피드백 정보를 이용하여 확장형 시공간 블록 코드(Extended Orthogonal STBC, EO-STBC)를 사용하는 방법 등이 제안되었다^[6]. 전자는 피드백을 필요치 않는 반면, 최대의 다중화 이득을 제공하지는 못한다는 단점이 있다. 후자는 최대의 다중화 이득을 제공하는 반면, 피드백을 필요로 한다는 단점이 있다. 전자에 있어서 여러 가지 다양한 형태의 QO-STBC가 연구되어 왔고, 실수 심볼 그룹화 후 실수 성상 회전 기법을 사용

* 정회원, 국방기술품질원 (Defense Agency for Technology and Quality)

Ⓢ Corresponding Author (E-mail : visionary81@hotmail.com)

Received ; April 21, 2016

Revised ; May 21, 2016

Accepted ; June 15, 2016

하여 ML 복호 복잡도를 줄인 MDC(Minimum Decoding Complexity)-QO-STBC도 그 중 하나이다. 하지만 MDC-QO-STBC의 경우 복호 복잡도는 상대적으로 줄이는 반면 BER 성능은 기존의 QO-STBC에 대비 떨어지는 단점이 있다^[7]. 그리고 이와는 다른 측면에서 QO-STBC가 최대의 다중화 이득을 달성하는 방법, 즉, MRC(Maximum Ratio Combining) 기법^[8] 적용 이후에 생기는 간섭들을 제거하는 방법으로 특정 로테이션 행렬을 적용하는 것이 제안되었고^[9], 본 논문에서는 이를 좀 더 일반화하여 고유값 분해(Eigenvalue Decomposition, EVD) 기법을 이용하는 방법을 제안하고자 한다. 그리고 본 논문에 제안하는 방식과 방법적인 측면에서는 유사하게 QO-STBC의 복호 과정에서 발생하는 유색 잡음(Colored noise)을 고유값과 고유벡터를 이용하여 도출한 잡음 백색화 필터를 적용함으로써 백색잡음(White noise)으로 변환시켜 터보 부호와의 결합을 위한 연관성 검출 방식이 제안되기도 하였다.^[10] 본 논문 본론의 1장에서는 시스템 및 채널모델에 대한 가정을 할 것이며, 2장에는 기존 QO-STBC 및 복호 방식에 대해 기술할 것이고, 3장에서는 기존의 대표적인 QO-STBC들인 Jafarkhani와 Tirkkonen에 의해 제안된 코드들에 대해 EVD 기법을 이용하여 간섭을 제거하는 방법을 제안할 것이다.

II. 본 론

1. 시스템 및 채널모델

본 논문에서는 n 개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 가지는 MISO(Multi-input Single-output) 채널을 기본적인 시스템으로 가정한다. 이 경우 개루프 STBC 시스템은 아래의 그림 1과 같이 구성이 가능하다.

여기에서 STBC 부호화기는 k 개의 데이터 심볼, $\{s_1, s_2, \dots, s_k\}$ 를 받아들여서 l -심볼구간 동안 n 개의 송신 안테나를 통하여 전송되는 데이터 심볼을 결정한다. 이 경우, l -심볼 구간 동안 전송되는 심볼은 (1)과 같이 행렬 형태로 표현 가능하며 이 경우 표현된 \mathbf{C} 를 부호어 행렬이라고 칭한다.

여기에서 E_s 는 평균 수신 심볼 에너지이며, 부호어 행렬의 열 성분은 전송되는 송신 안테나를 나타내며, 행 성분은 시간 슬롯을 나타낸다.

시스템의 채널은 주파수 비선택적 채널(Flat Fading Channel)을 가정하며, i 번째 송신안테나와 수신안테나

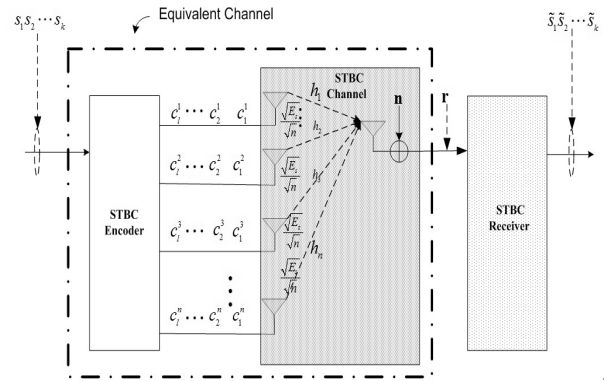


그림 1. 시스템 및 채널 모델 블록도
Fig. 1. System and Channel model Block diagram.

$$\mathbf{C} = \sqrt{\frac{E_s}{n}} \begin{bmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \dots & c_1^n \\ c_2^1 & c_2^2 & \dots & c_2^n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_l^1 & c_l^2 & \dots & c_l^n \end{bmatrix} \quad (1)$$

사이의 채널 특성을 h_i 로 표시한다. 이때, t 시각에 수신 안테나에서 받게 되는 신호는 아래와 같이 표현된다.

$$r_t = \sqrt{\frac{E_s}{n}} \sum_{i=1}^n c_t^i h_i + n_t \quad (2)$$

여기에서 n_t 는 t 시각에서의 잡음 샘플로서 평균이 0이고 전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 이면서 각각 독립인 복소 가우시안 랜덤 변수이다. l 구간 동안 전송되는 신호는 행렬 표현으로 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \sqrt{E_s} \mathbf{C} \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (3)$$

여기에서 $\mathbf{h} = [h_1 h_2 \dots h_n]^T$, $\mathbf{n} = [n_1 n_2 \dots n_l]^T$, $\mathbf{r} = [r_1 r_2 \dots r_l]^T$ 이며, $[\]^T$ 는 전치행렬을 의미한다.

2. 기존의 QO-STBC 소개

Alamouti 코드는 2개의 송신 안테나를 사용하면서 완전한 전송률 및 최대의 다중화 이득을 가지는 O-STBC의 대표적인 코드중의 하나이다. Alamouti 코드의 부호어 행렬은 아래의 (4)와 같다^[1].

$$\mathbf{C}_{Alamouti} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

하지만 이러한 O-STBC의 경우에는 앞서 말한 바와 같이 3개 이상의 송신 안테나를 가질 경우에는 완전한 전송률 및 최대의 다중화 이득을 얻을 수 없음이 이미 증명되어 왔다. 이에 따라 3개의 이상의 송신안테나에 대해 최대의 다중화 이득은 얻을 수는 없지만 완전한 전송률을 제공하는 다양한 형태의 QO-STBC가 제안되었다. 대표적으로는 4개의 송신안테나에 대한 Jafarkhani와 Tirkkonen에 의해 제안된 형태가 있으며, 각각의 부호어 행렬은 아래의 (5)와 (6)과 같다^[4~5].

$$\text{Jafarkhani : } \mathbf{C}_J = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\text{Tirkkonen : } \mathbf{C}_T = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ -s_4^* & s_3^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

(5)와 (6)의 부호어 행렬을 통해서 알 수 있듯이 QO-STBC의 부호어 행렬의 열들은 완벽하게 직교하지는 않다. 예를 들면, Jafarkhani가 제안한 \mathbf{C}_J 의 경우 i 번째 열에 해당하는 \mathbf{c}_i 들의 관계를 보면 다음과 같이

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2 \rangle &= \langle \mathbf{c}_1, \mathbf{c}_3 \rangle = \langle \mathbf{c}_2, \mathbf{c}_4 \rangle = \langle \mathbf{c}_3, \mathbf{c}_4 \rangle = 0, \\ \langle \mathbf{c}_2, \mathbf{c}_3 \rangle &\neq 0, \quad \langle \mathbf{c}_1, \mathbf{c}_4 \rangle \neq 0 \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서 $\langle \mathbf{c}_i, \mathbf{c}_j \rangle$ 는 \mathbf{c}_i 와 \mathbf{c}_j 의 내적을 나타낸다. 식 (3)을 참고하여 4개의 시간 슬롯동안에 Jafarkhani와 Tirkkonen에 의해 제안된 형태로 4개의 송신 안테나에서 보내고 1개의 수신 안테나에서 받는 수신신호는 아래의 (8)과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \mathbf{C}_J \text{ (or } \mathbf{C}_T) \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (8)$$

등가(Equivalent) 채널 행렬을 도출하기 위해서 (8)의 식에서 Jafarkhani가 제안한 코드의 경우에 r_2 와 r_3 에 복소 켈레를 적용하게 되면 아래의 (9)과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{r}_J = \mathbf{H}_J \mathbf{s} + \mathbf{n}_J \quad (9)$$

여기에서 $\mathbf{r}_J = [r_1 \ r_2^* \ r_3^* \ r_4]^T$, $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$, $\mathbf{n}_J = [n_1 \ n_2^* \ n_3^* \ n_4]^T$ 이다. 그리고, Tirkkonen가 제안한 코드의 경우에는 r_2 와 r_4 에 복소 켈레를 적용하게 되면 아래의 (10)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{r}_T = \mathbf{H}_T \mathbf{s} + \mathbf{n}_T \quad (10)$$

여기에서 $\mathbf{r}_T = [r_1 \ r_2^* \ r_3 \ r_4^*]^T$, $\mathbf{n}_T = [n_1 \ n_2^* \ n_3 \ n_4^*]^T$ 이고, (9)와 (10)에 기술된 등가 채널 행렬 \mathbf{H}_J (Jafarkhani)와 \mathbf{H}_T (Tirkkonen)는 각각 아래의 (11)과 (12)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{H}_J = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* - h_1^* & h_4^* & -h_3^* & -h_3^* \\ h_3^* & h_4^* & -h_1^* & -h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{H}_T = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* - h_1^* & h_4^* & -h_3^* & -h_3^* \\ h_3 & h_4 & h_1 & h_2 \\ h_4^* - h_3^* & h_2^* & -h_1^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (12)$$

일반적으로 STBC를 간단하게 복호하기 위해 MRC 기법을 적용할 수 있다^[8]. MRC기법을 적용하기 위해 수신 벡터에 등가 채널 행렬 \mathbf{H} 의 에르미트(Hermitian)인 \mathbf{H}^H 를 곱해줄 수 있고, 이때 발생하는 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 를 검출 행렬로 정의할 수 있다. O-STBC의 경우 검출 행렬이 대각 행렬 형태이므로 ML 복호 알고리즘과 같은 간단한 복호 알고리즘만으로도 복호가 가능하다. 그러나, QO-STBC의 경우 아래의 (13)와 (14)에 표현된 Jafarkhani와 Tirkkonen의 코드에 대한 각각의 검출 행렬 \mathbf{D}_J 와 \mathbf{D}_T 를 통해서도 알 수 있듯이 β 와 γ 같은 간섭 성분들이 발생하고 이로 인해 복호 성능저하를 일으킨다. 이는 QO-STBC가 완전한 전송률은 달성되나, 최대의 다중화 이득은 보장하지 않는다는 것을 의미하기도 한다.

$$\mathbf{D}_J = \mathbf{H}_J^H \mathbf{H}_J = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & \beta \\ 0 & \alpha & -\beta & 0 \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{D}_T = \mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_T = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & \gamma & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & \gamma \\ \gamma & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & \gamma & 0 & \alpha \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\text{여기에서 } \alpha = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2, \beta = 2\text{Re}\{h_1^* h_4 - h_2^* h_3\}$$

$\gamma = 2\text{Re}\{h_1^* h_3 + h_2^* h_4\}$ 이다. 일반적으로 \mathbf{D}_J 와 \mathbf{D}_T 의 간섭 성분들로 인한 성능저하를 막기 위해 ZF(Zero Forcing) 기법을 사용하며, 이는 아래의 (15)와 (16)을 통해 표현된다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}} &= (\mathbf{H}_J^H \mathbf{H}_J)^{-1} \mathbf{H}_J^H \mathbf{r}_J \\ &= (\mathbf{H}_J^H \mathbf{H}_J)^{-1} \mathbf{H}_J^H \mathbf{H}_J \mathbf{s} + (\mathbf{H}_J^H \mathbf{H}_J)^{-1} \mathbf{H}_J^H \mathbf{n}_J \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}} &= (\mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_T)^{-1} \mathbf{H}_T^H \mathbf{r}_T \\ &= (\mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_T)^{-1} \mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_T \mathbf{s} + (\mathbf{H}_T^H \mathbf{H}_T)^{-1} \mathbf{H}_T^H \mathbf{n}_T \end{aligned} \quad (16)$$

하지만, ZF기법은 복호 복잡도가 높으며, 검출 행렬의 역행렬이 존재하지 않을 경우 잡음이 매우 커짐에 따라 치명적인 성능열화의 위험이 있다. 이에 따라 3장에서는 검출 행렬에서 나타나는 간섭 성분들을 제거하기 위해 검출 행렬을 대각화하는 방법에 대해 제안하도록 할 것이다.

3. EVD를 이용한 QO-STBC 복호 방안 및 적용

가. 검출 행렬의 대각화

참고문헌^[9]에서는 Tirkkonen가 제안한 QO-STBC의 검출 행렬에 대해 2개의 특정한 로테이션 행렬을 이용하여 대각 행렬로 만들고, 이에 상응하는 등가 채널 행렬 및 부호어 행렬을 도출하였다. 하지만, 참고문헌^[9]에서 제안한 대각화 방식은 특정 QO-STBC에 적용 가능한 것으로 본 논문에서는 조금 더 일반화된 형태로 검출 행렬의 고유값과 고유벡터를 이용하는 방식, 즉 EVD 기법을 이용하는 방식을 제안하고자 한다. 임의의 $n \times n$ 형태의 \mathbf{A} 에 대한 고유값을 $\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\}$ 이라 하고, 그에 상응하는 고유벡터를 $\{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_n\}$ 이라 할 때, 아래의 (17)을 만족한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}\mathbf{Q} &= \mathbf{A}[\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \dots \ \mathbf{v}_n] = [\mathbf{A}\mathbf{v}_1 \ \mathbf{A}\mathbf{v}_2 \ \dots \ \mathbf{A}\mathbf{v}_n] \quad (17) \\ &= [\lambda_1 \mathbf{v}_1 \ \lambda_2 \mathbf{v}_2 \ \dots \ \lambda_n \mathbf{v}_n] = \mathbf{Q}\hat{\mathbf{A}} \end{aligned}$$

여기에서 \mathbf{Q} 와 $\hat{\mathbf{A}}$ 는 아래의 (18)과 (19)로 표현된다.

$$\mathbf{Q} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \dots \ \mathbf{v}_n] \quad (18)$$

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_n \end{bmatrix} \quad (19)$$

(19)의 행렬에서 알 수 있듯이 $\hat{\mathbf{A}}$ 는 \mathbf{A} 의 고유값을 대각 성분으로 가지는 대각 행렬이다. $\hat{\mathbf{A}}$ 를 다시 표현하면 아래의 (20)과 같다.

$$\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{Q} \quad (20)$$

여기에서 \mathbf{A} 가 에르미트 행렬일 경우($\mathbf{A} = \mathbf{A}^H$) 각각의 고유값에 상응하는 고유벡터들은 직교하며, 특히 고유벡터들이 정규직교할 경우에는 $\mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{Q}^H$ 이 성립된다^[11].

나. Jafarkhani Code 적용

앞서 “가”에서 제안된 내용에 따라 Jafarkhani가 제안한 QO-STBC에 적용해보도록 하겠다. Jafarkhani가 제안한 코드에 대한 검출 행렬 \mathbf{D}_J 는 (13)에 기술되어 있으며, \mathbf{D}_J 의 고유값을 구해보면 $\alpha - \beta$, $\alpha + \beta$ 이다. 그리고 $\alpha - \beta$ 에 상응하는 고유벡터는 아래의 (21)과 같으며,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{J1} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [-1 \ 0 \ 0 \ 1]^T, \\ \mathbf{v}_{J2} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [0 \ 1 \ 1 \ 0]^T \end{aligned} \quad (21)$$

$\alpha + \beta$ 에 상응하는 고유벡터는 아래의 (22)와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{J3} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [1 \ 0 \ 0 \ 1]^T, \\ \mathbf{v}_{J4} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [0 \ -1 \ 1 \ 0]^T \end{aligned} \quad (22)$$

참고로 (21)과 (22)에서 벡터들에 곱해지는 $1/\sqrt{2}$ 은 정규화하기 위한 값이다. 그리고, (18)에 상응하는 고유벡터 \mathbf{Q}_J 를 구해보면 아래의 (23)과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_J &= [\mathbf{v}_{J1} \ \mathbf{v}_{J2} \ \mathbf{v}_{J3} \ \mathbf{v}_{J4}] \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (23)$$

이제 \mathbf{D}_J 를 대각화하기 위해 (20)의 식에 \mathbf{Q}_J 를 대입하여 대각 행렬, $\widehat{\mathbf{D}}_J$ 를 구해보면 \mathbf{D}_J 가 에르미트 행렬이고, 그에 따른 고유벡터들이 정규직교함에 따라 $\mathbf{Q}_J^{-1} = \mathbf{Q}_J^H$ 이므로 아래의 (24)와 같다.

$$\begin{aligned} \widehat{\mathbf{D}}_J &= \mathbf{Q}_J^{-1} \mathbf{D}_J \mathbf{Q}_J = \mathbf{Q}_J^H \mathbf{D}_J \mathbf{Q}_J \\ &= \begin{bmatrix} \alpha - \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha - \beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha + \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha + \beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

여기에서 $\mathbf{D}_J = \mathbf{H}_J^H \mathbf{H}_J$ 이므로 (24)에 대입하면, $\widehat{\mathbf{D}}_J$ 는 아래의(25)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{\mathbf{D}}_J &= \mathbf{Q}_J^H \mathbf{H}_J^H \mathbf{H}_J \mathbf{Q}_J \\ &= (\mathbf{H}_J \mathbf{Q}_J)^H \mathbf{H}_J \mathbf{Q}_J \\ &= \mathbf{H}_{JM}^H \mathbf{H}_{JM} \end{aligned} \quad (25)$$

따라서, $\mathbf{H}_{JM} = \mathbf{H}_J \mathbf{Q}_J$ 이므로, \mathbf{H}_{JM} 를 구해보면 아래의 (26)과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{JM} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_4 - h_1 & h_2 + h_3 & h_1 + h_4 & h_3 - h_2 \\ -h_2^* - h_3^* & h_4^* - h_1^* & h_2^* - h_3^* & h_1^* + h_4^* \\ -h_2^* - h_3^* & h_4^* - h_1^* & h_3^* - h_2^* & -h_1^* - h_4^* \\ h_1 - h_4 & -h_2 - h_3 & h_1 + h_4 & h_3 - h_2 \end{bmatrix} \\ & \quad (26) \end{aligned}$$

그리고 \mathbf{H}_{JM} 에 상응하는 부호어 행렬 \mathbf{C}_{JM} 은 아래의 (27)과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{JM} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_3 - s_1 & s_2 - s_4 & s_2 + s_4 & s_1 + s_3 \\ s_4^* - s_2^* & s_3^* - s_1^* & -s_1^* - s_3^* & s_2^* + s_4^* \\ -s_2^* - s_4^* & -s_1^* - s_3^* & s_3^* - s_1^* & s_2^* - s_4^* \\ s_1 + s_3 & -s_2 - s_4 & s_4 - s_2 & s_3 - s_1 \end{bmatrix} \\ & \quad (27) \end{aligned}$$

즉, 이는 송신단에서 부호어 행렬 \mathbf{C}_{JM} 으로 신호를 송신하면, 수신단에서는 아래의 (28)과 같이 간단한 선

형 복호가 가능하게 된다는 것을 의미한다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}} &= \mathbf{H}_{JM}^H \mathbf{r}_J \\ &= \mathbf{H}_{JM}^H \mathbf{H}_{JM} \mathbf{s} + \mathbf{H}_{JM}^H \mathbf{n}_J \end{aligned} \quad (28)$$

다. Tirkkonen Code 적용

이번에는 “가”에서 제안된 내용에 따라 Tirkkonen가 제안한 QO-STBC에 적용해보도록 하겠다. Tirkkonen가 제안한 코드에 대한 검출 행렬 \mathbf{D}_T 는 (14)에 기술되어 있으며, \mathbf{D}_T 의 고유값을 구해보면 \mathbf{D}_J 의 그것과 동일하게 $\alpha - \beta$, $\alpha + \beta$ 이다. 그리고 $\alpha - \beta$ 에 상응하는 고유벡터는 아래의 (29)와 같으며,

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{T1} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [1 \ 0 \ -1 \ 0]^T, \\ \mathbf{v}_{T2} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [0 \ 1 \ 0 \ -1]^T \end{aligned} \quad (29)$$

$\alpha + \beta$ 에 상응하는 고유벡터는 아래의 (30)과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{T3} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [1 \ 0 \ 1 \ 0]^T, \\ \mathbf{v}_{T4} &= \frac{1}{\sqrt{2}} [0 \ 1 \ 0 \ 1]^T \end{aligned} \quad (30)$$

참고로 (28)과 (29)에서 벡터들에 곱해지는 $1/\sqrt{2}$ 은 정규화하기 위한 값이다. 그리고, (18)에 상응하는 고유벡터 행렬 \mathbf{Q}_T 를 구해보면 아래의 (31)과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_T &= [\mathbf{v}_{T1} \ \mathbf{v}_{T2} \ \mathbf{v}_{T3} \ \mathbf{v}_{T4}] \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (31)$$

이제 \mathbf{D}_T 를 대각화하기 위해 (20)의 식에 \mathbf{Q}_T 를 대입하여 대각 행렬, $\widehat{\mathbf{D}}_T$ 를 구해보면 \mathbf{D}_T 가 에르미트 행렬이고, 그에 따른 고유벡터들이 정규직교함에 따라 $\mathbf{Q}_T^{-1} = \mathbf{Q}_T^H$ 이므로 아래의 (32)와 같다.

$$\begin{aligned} \widehat{\mathbf{D}}_T &= \mathbf{Q}_T^{-1} \mathbf{D}_T \mathbf{Q}_T = \mathbf{Q}_T^H \mathbf{D}_T \mathbf{Q}_T \\ &= \begin{bmatrix} \alpha - \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha - \beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha + \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha + \beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (32)$$

여기에서 $D_T = H_T^H H_T$ 이므로 (32)에 대입하면, \widehat{D}_T 는 아래의 (33)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{D}_T &= Q_T^H H_T^H H_T Q_T \\ &= (H_T Q_T)^H H_T Q_T \\ &= H_{TM}^H H_{TM} \end{aligned} \quad (33)$$

따라서, $H_{TM} = H_T Q_T$ 이므로, H_{TM} 를 구해보면 아래의 (34)와 같다.

$$H_{TM} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_1 - h_3 & h_2 - h_4 & h_1 + h_3 & h_2 + h_4 \\ h_2^* - h_4^* & h_3^* - h_1^* & h_2^* + h_4^* & -h_1^* - h_3^* \\ h_3 - h_1 & h_4 - h_2 & h_1 + h_3 & h_2 + h_4 \\ h_4^* - h_2^* & h_1^* - h_3^* & h_2^* + h_4^* & -h_1^* - h_3^* \end{bmatrix} \quad (34)$$

그리고 H_{TM} 에 상응하는 부호어 행렬 C_{TM} 은 아래의 (35)와 같다.

$$C_{TM} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 + s_3 & s_2 + s_4 & s_3 - s_1 & s_4 - s_2 \\ -s_2^* - s_4^* & s_1^* + s_3^* & s_2^* - s_4^* & s_3^* - s_1^* \\ s_3 - s_1 & s_4 - s_2 & s_1 + s_3 & s_2 + s_4 \\ s_2^* - s_4^* & s_3^* - s_1^* & -s_2^* - s_4^* & s_1^* + s_3^* \end{bmatrix} \quad (35)$$

즉, 이는 (28)과 마찬가지로, 송신단에서 부호어 행렬 C_{TM} 으로 신호를 송신하면, 수신단에서는 아래의 (36)과 같이 간단한 선형 복호가 가능하게 된다는 것을 의미한다.

$$\begin{aligned} \tilde{s} &= H_{TM}^H r_T \\ &= H_{TM}^H H_{TM} s + H_{TM}^H n_T \end{aligned} \quad (36)$$

III. 실험 결과

실험은 Monte Carlo 방법을 사용하였으며 변조 방식은 QPSK를 사용하였다. 주파수 비선택적 채널인 상황을 고려하였으며, 채널 특성 h_i 는 평균이 0이고 분산이 1/2인 복소 가우시안 랜덤 변수로 가정하였다. 그리고 h_i 들 간의 상관관계는 없으며 독립인 경우를 실험하였다.

아래의 그림 2를 통해서 실험결과를 확인해보면 ZF 기법을 통해 복호된 기존의 QO-STBC 방식과 새롭게 제안된 QO-STBC 방식은 BER 성능 상으로는 유사하

표 1. 식 (15)와 식 (28)의 복호 복잡도 비교
Table1. Decoding Complexity Comparison of (15) and (16).

구분	식 (15)	식 (28)
변조방식	QPSK	QPSK
송신 안테나 수(n)	4	4
수신 안테나 수	1	1
복호형태	$(H_J^H H_J)^{-1} H_J^H r_J$	$H_{JM}^H r_J$
행렬형태	$H_J = n \times n$ $r_J = n \times 1$	$H_{JM} = n \times n$ $r_J = n \times 1$
곱셈횟수 계산식	$3n^3 + n^2$	n^2
곱셈횟수	208	16

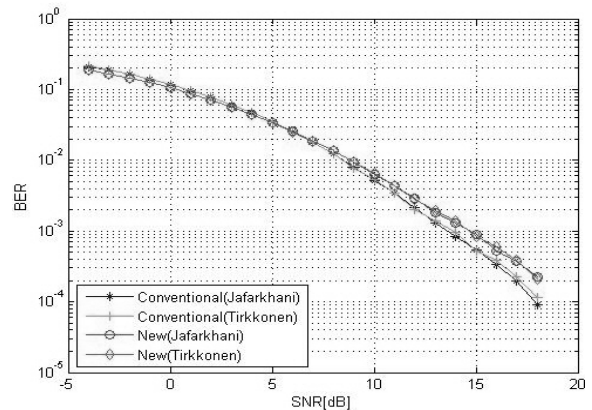


그림 2. 기존 QO-STBC 와 새로운 QO-STBC와 성능비교
Fig. 2. Comparison of Conventional QO-STBC and New QO-STBC.

다. 하지만 ZF 기법을 통한 기존의 복호 방식에서는 역행렬을 구해야함으로 인해 복호 복잡도가 높는데 비해 본 논문에서 제안되는 방식은 간단한 선형 복호 방식이므로 복호 복잡도 낮다는 측면에서 장점을 지닌다. 이는 제안된 방식의 경우 송신 안테나가 4개이고 수신안테나가 1개인 MISO 채널을 일괄적으로 복호하는 것을 4개의 SISO(Single Input Single Output) 채널을 병렬로 복호하게끔 하는 효과를 가진다는 것을 의미한다. 그리고 수신단의 복잡도가 낮다는 것은 실제 구현 측면에서 수월할뿐더러 전력도 상대적으로 적게 사용할 수 있다는 것을 의미하기도 한다.

추가적으로 복호 복잡도에 대해 좀 더 정확한 비교를 위해 기존의 ZF 기법을 통한 복호 방식인 식 (15), (16)과 제안된 복호 방식인 식 (28), (36)을 계산하기 위해 필요한 곱셈 횟수를 구해보고자 한다. 일반적으로 $n \times n$ 행렬 및 역행렬의 곱셈 횟수는 $O(n^3)$ 이므로 아래의 표 1의 계산식과 같이 나타낼 수 있다. 여기에서 식 (15)와 식 (16)은 사실상 동일하고 식 (28)과 식

(36) 또한 사실상 동일하므로 표1에서는 식 (15)와 식 (28)만 비교하였다. 표 1에서 나타나듯이 제안된 방식이 ZF 기법을 통한 복호 방식에 비해 복호 복잡도가 훨씬 낮다는 것을 알 수 있다.

IV. 결 론

기존의 O-STBC에서 크게 두 갈래의 확장 형태로 EO-STBC와 QO-STBC가 있다. 전자의 경우 페루프에서 최대의 다중화 이득을 얻을 수 있고 후자의 경우에는 개루프에서 최대의 다중화 이득을 얻을 수 없다. 이를 다른 말로 표현하면 QO-STBC 경우에 모든 열들이 완벽하게 직교하지는 않기 때문에 복호를 위해 MRC기법을 적용할 시 간섭 성분이 생긴다는 것을 의미한다. 이러한 간섭 성분을 제거하기 위해 기존에 2개의 특정한 로테이션 행렬을 이용하여 검출 행렬 $H^H H$ 를 대각 행렬로 만드는 방법들이 제안되었으나, 이는 특정 QO-STBC에 적용 가능한 것으로 제한적인 방법이었다. 이에 본 논문에서는 EVD기법을 이용하여 검출 행렬 $H^H H$ 를 대각 행렬로 만드는 방법을 제안하였고 이는 기존의 방법들을 확장 또는 일반화 시킨 방법이다. 또한, 본 논문에서 대표적인 QO-STBC인 Jafarkhani와 Tirkkonen의 코드에 적용하여 봄으로써 다양한 QO-STBC에 적용 가능함을 확인하였다.

REFERENCES

[1] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J.Select.Areas Commun.*, vol.16, pp. 1451-1458, October 1998.

[2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.45, pp. 1456-1467, July 1999.

[3] Branka Vucetic, Jinhong Yuan, *Space-Time Coding*, Wiley, 2003.

[4] H. Jafarkhani, "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code," *IEEE Trans. Commun.*, vol.49, no.1 pp. 1-4, January 2001.

[5] O. Tirkkonen, A. Boariu, and A. Hottinen, "Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ Tx antennas", in *Proc. IEEE sixth Int. symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 2, pp. 429-432, Sept 2000.

[6] J. Akhtar and D. Gesbert, "Extended Orthogonal Block Codes With Partial Feedback," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.3, no.6, pp. 1959-1962, November 2004.

[7] C. Yuen, Y. L. Guan, T. T. Tjhung, "Quasi-Orthogonal STBC with Minimum Decoding Complexity", *IEEE Trans. Wireless commun.* Vol.4, pp. 2089-2094, September 2005.

[8] T. K. Y. Lo, "Maximum ratio transmission", *IEEE Trans. on Communications*, vol.47, no.10, pp. 1458-1461, October 1999.

[9] U. Park, S. Kim, K. Lim, J. Li, "A Novel QO-STBC scheme with linear decoding for three and four transmit antennas", *IEEE Communications Letters*, Vol.12, No.12, December 2008.

[10] Un Hee Park, Dae Sub Oh, Young Min Kim, Soo Young Kim, "Efficient Detection Scheme for Turbo Coded QO-STBC Schemes", *The Journal of Korean Institute of Communication Sciences*, 35(5), pp. 423-430, May 2010.

[11] Chi-Tsong Chen, *Linear System Theory and Design*, 3th edition, Oxford University Press, 1999.

저 자 소 개



김 동 진(정회원)

2006년 고려대학교 전기전자전파공학부 학사 졸업.

2009년 고려대학교 전파공학과 석사 졸업.

2010년~2011년 씨앤비텍 연구원

2011년~국방기술품질원 연구원.

<주관심분야: 국방, 무선통신, 신호처리>