

논문 2009-46TC-4-9

개선된 ABAB 형 준직교 시공간 블록 부호

(Improved ABAB Type Quasi-orthogonal Space-Time Block Codes)

김창중*, 여승준*, 이호경**

(Chang-Joong Kim, Seung-Jun Yeo, and Ho-Kyoung Lee)

요약

본 논문에서는 ABAB 형 준직교 시공간 부호(Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code; QOSTBC)에 사용되는 전처리 과정을 설계하는 조건을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 설계 조건은 최대 다이버시티 및 최대 전송율(Full Diversity and Full Rate; FDFR), 단일 심볼 복호 능력, 향상된 부호 이득을 얻을 수 있는 방법을 제공한다. 또한 본 논문에서는 제안된 설계 조건을 이용하여 개선된 ABAB 형 QOSTBC를 설계하였다. 이 QOSTBC는 기존에 Dalton이 제안했던 ABAB 형 QOSTBC 부호 보다 뛰어난 성능을 가질 뿐 아니라, 동일하게 FDFR을 충족하며, PAM 신호 성좌가 사용되는 경우, 단일 심볼 복호가 가능하다.

Abstract

In this paper, we propose the design criteria of the pre-processing scheme used in ABAB type quasi-orthogonal space-time block code (QOSTBC) and derive. The proposed design criteria show how to obtain full-diversity and full-rate (FDFR) property, single-symbol decodability, and increased coding gain. We design an improved ABAB type QOSTBC using the proposed design criteria. The designed QOSTBC has a superior performance to Dalton's QOSTBC and inherits the merits of Dalton's QOSTBC, which are FDFR property, and single symbol decodability for PAM signal constellation.

Keywords : communication system, MIMO antenna, space-time code, quasi-orthogonal space-time block code

I. 서론

Alamouti에 의해 제안된 직교 시공간 블록 부호(Orthogonal Space-Time Block Code; OSTBC)는 최대의 다이버시티와 최대의 전송율(Full Diversity Full Rate; FDFR)을 얻을 수 있으며, 단일 심볼 복호가 가능(single symbol decodable)하다^[1]. Alamouti가 처음에 제안했던 OSTBC는 송신 안테나가 2개인 경우에 한정되어 있었으나, Tarokh 등은 여러 개의 송신 안테나가 사용되는 경우까지 포함하는 일반화된 OSTBC를 찾았다^[2]. 일반화된 OSTBC는 언제나 최대의 송신 안테나 다이버시티를 가지며, 단일 심볼 복호가 가능하지만, 언

제나 최대의 전송율을 가질 수 있는 것은 아니다. Hurwitz-Radon 정리에 의하면 2차원 신호 성좌가 사용되는 경우에는 송신 안테나가 2개인 경우에 한해서 FDFR을 만족하며, 단일 심볼 복호가 가능한 OSTBC가 존재한다.

따라서 송신 안테나가 4개 이상 되는 경우에는 다이버시티나 전송율이나 복호 복잡도 중 하나를 포기해야 한다는 것이 일반적인 생각이었다. 송신 안테나가 4개 이상 되는 경우를 위한 부호 기법 중 초창기에 가장 널리 알려졌던 방식은 Jafarkhani에 의해 제안된 ABBA 방식의 준직교 시공간 블록 부호(Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code; QOSTBC)이다^[3]. 이 방식은 최대의 전송율을 만족하며, 이중 심볼 복호가 가능(double symbol decodable)하다. 그 뒤에 Sharma와 Papadakis는 회전된 신호 성좌를 사용하여 다이버시티 이득을 최대로 끌어 올릴 수 있는 방식을 제안하였다^[4]. 여기서 신호 성좌 회전각은 이론적인 성능 분석에 근거

* 정회원, ** 학생회원, 홍익대학교 전자정보통신공학부 (School of Electronic and Information and Communication Engineering Hongik University)

※ 본 논문은 지식경제부 기술혁신사업으로 지원된 연구임.

접수일자: 2009년2월16일, 수정완료일: 2008년4월16일

하여 다이버시티 이득만이 아니라 부호 이득도 최대화할 수 있는 값으로 결정된다. 따라서 이 방식은 다이버시티와 전송율만이 아니라 부호 이득 측면에서도 매우 뛰어나다. 그러나 ABBA 방식의 QOSTBC는 단일 심볼 복호는 불가능하다는 단점을 가지고 있다.

한편 QOSTBC에는 Jafarkhani가 제안했던 ABBA 방식 외에도 여러 가지 방식이 있다. 그 중 하나가 Dalton이 제안한 ABAB 형의 QOSTBC이다^[5]. ABAB 형의 QOSTBC의 부호 행렬은 직교 행렬이기는 하지만, 최대 차수를 가지지는 않는다. 따라서 이 부호 행렬을 있는 그대로 사용하면 최대의 송신 안테나 다이버시티를 얻을 수 없다. 물리적으로 보자면 ABAB 형의 부호 행렬에서는 하나의 신호가 네 개의 송신 안테나 모두에서 전송되는 것이 아니라 두 개의 송신 안테나에서만 전송되기 때문에 최대의 다이버시티를 가지지 못하게 된다. Dalton은 이 문제를 해결하기 위해 하나의 신호가 네 개의 송신 안테나 모두에서 전송될 수 있도록 하는 전처리 방법을 고안하여, FDFR을 만족시키는 QOSTBC를 얻어냈다. Dalton의 QOSTBC의 장점은 PAM 신호 성좌가 사용되는 경우에는 단일 심볼 복호가 가능하다는 것이다. 따라서 복잡도 측면에서 PAM 신호 성좌를 사용하는 Dalton의 QOSTBC는 회전된 신호 성좌를 사용하는 ABBA 형의 QOSTBC에 대한 매력적인 대안으로 여겨지고 있다.

반면에 Dalton의 QOSTBC는 회전된 신호 성좌를 사용하는 ABBA 형의 QOSTBC에 비해 부호 이득이 떨어진다는 단점을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 ABAB 형의 QOSTBC의 성능을 분석하고, 이를 근거로 ABAB 형 QOSTBC를 위한 전처리 과정을 고안하여, 최대의 송신 다이버시티를 보장할 뿐 아니라, Dalton의 QOSTBC에 비해 더 높은 부호 이득을 가지는 개선된 QOSTBC를 설계한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 ABAB 형 QOSTBC의 구조와 등가 채널 모형을 도출하여 이후의 논의를 준비한다. III장에서는 FDFR 및 단일 심볼 복호 복잡도를 얻기 위한 전처리 과정 설계 조건을 제시한 후 Dalton의 QOSTBC에 사용된 전처리 과정을 이 조건에 따라 검토하고, 새로운 전처리 과정을 제안한다. IV장에서는 III장의 설계 조건을 사용하여 얻어진 개선된 ABAB 형 QOSTBC의 설계 예제들을 보이며, 이를 기존의 기법들과 비교한다. 끝으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. ABAB 형 QOSTBC

1. ABAB 형 QOSTBC 부호의 구조

ABAB 형 QOSTBC의 부호 행렬은 식 (1)과 같이 구성된다.

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_1 & s_2 & -s_3 & -s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

식 (1)의 부호 행렬은 직교 행렬임에도 불구하고 최대 다이버시티를 가지지 못한다. 그 이유는 각각의 신호가 두 개의 송신 안테나에서만 전송되기 때문이다. 즉, s_1 과 s_2 는 첫 번째와 두 번째 송신 안테나에서만 전송되며, s_3 와 s_4 는 세 번째와 네 번째 송신 안테나에서만 전송된다. 따라서 s_1, s_2, s_3, s_4 를 식 (1)과 같은 방식으로 전송하면, 최대로 얻을 수 있는 송신 안테나 다이버시티의 절반 밖에 얻지 못하게 된다.

2. 등가 채널 모델

이를 등가 채널 모형을 통해서 다시 설명하면 다음과 같이 된다. 수신 안테나가 하나인 준정지 레일리 페이딩 환경에서 식 (1)의 부호 행렬이 전송되었다고 할 때, 수신 신호의 복소 기저 대역 표현은 다음과 같다.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix}}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_1 & s_2 & -s_3 & -s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \end{bmatrix}}_S \underbrace{\begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix}}_h + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}}_n, \quad (2)$$

여기서 h 와 n 은 평균이 0이고 공분산 행렬이 각각 $E[hh^H] = I_4/4$, $E[nn^H] = N_0I_4$ 가 되는 원형 대칭 복소 가우시안 랜덤 벡터들이다. 식 (2)의 두 번째 행과 네 번째 행에 결레 복소수 연산을 취하면, 아래의 식을 얻게 된다.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \\ y_3 \\ y_4^* \end{bmatrix}}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* - h_1^* & h_4^* - h_3^* & & \\ h_1 & h_2 & -h_3 & -h_4 \\ h_2^* - h_1^* & -h_4^* & h_3^* & \end{bmatrix}}_H \underbrace{\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix}}_s + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \\ n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix}}_n, \quad (3)$$

채널 행렬 H 를 대각화하기 위해 $H = UDV^H$ 로 특이치 분해하면, $V = I_4$ 가 되고 D 는 대각 성분이

$(\sqrt{2\alpha}, \sqrt{2\alpha}, \sqrt{2\beta}, \sqrt{2\beta})$ 가 되는 대각 행렬이 되며 $U = HD^{-1}$ 가 된다. 여기서 $\alpha = (|h_1|^2 + |h_2|^2)$, $\beta = (|h_3|^2 + |h_4|^2)$ 이다. \tilde{y} 의 좌측에 U^H 를 곱하여 채널을 대각화하면, 식 (4)와 같은 등가 채널 모형을 얻을 수 있게 된다.

$$\tilde{s} = U^H \tilde{y} = Ds + \frac{U^H \tilde{n}}{\eta}, \quad (4)$$

여기서 $E[\eta\eta^H] = E[U^H \tilde{n} \tilde{n}^H U] = N_0 I_4$ 이다. 식 (4)를 살펴보면, 열벡터 s 의 원소 s_1 과 s_2 는 채널 이득이 $\sqrt{2\alpha}$ 인 채널만을 지나고, s_3 와 s_4 는 채널 이득이 $\sqrt{2\beta}$ 인 채널만을 지난다는 것을 알 수 있다. 따라서 이 방식의 다이버시티는 2가 된다는 것을 알 수 있다. III 장에서는 이러한 문제점을 해결하기 위한 전처리 과정에 대해서 다룬다.

III. ABAB 형 QOSTBC의 전처리 과정 설계

1. 설계 조건

II 장에서 살펴 본 바와 같이 ABAB 형 QOSTBC를 그대로 사용하면, 최대 송신 다이버시티를 얻을 수 없다. 이 문제를 해결하기 위해서는 Dalton의 QOSTBC처럼 전처리 과정을 사용해야 한다. Dalton의 전처리 과정은 FDFR을 만족시킬 뿐 아니라, PAM 신호 성과와 함께 사용되면, 단일 심볼 복호도 가능하게 한다. 그러나 부호 이득은 그다지 뛰어나지 않다. 본 절에서는 전처리 과정의 설계 조건을 FDFR의 성취, 단일 심볼 복호 가능성, 부호 이득의 세 가지 기준에서 제시한다.

가. FDFR을 위한 설계 조건

최대의 송신 다이버시티를 얻기 위해서 간단하게 생각해볼 수 있는 방법 중 하나는 s_1 과 s_3 에 동일한 신호 x_1 을 보내고, s_2 와 s_4 에도 동일한 신호 x_2 를 보내게 하는 것이다. 이렇게 하면, x_1 과 x_2 는 네 개의 송신 안테나 모두에서 송신된다. 그러면 x_1 과 x_2 는 모두 $\sqrt{2\alpha}$ 채널만이 아니라 $\sqrt{2\beta}$ 채널도 거치게 되며, 따라서 최대의 송신 다이버시티를 얻을 수 있게 된다. 그러나 이 방식을 사용하면, 하나의 부호 행렬에서 x_1 과 x_2 두 개의 신호 밖에 전송하지 못하게 되어 전송율이 반으로 준다. 따라서 전송율의 손실 없이 최대의 송신 안

테나 다이버시티를 얻기 위해서는 s_1 과 s_3 에 x_1 외에도 또 다른 신호 x_3 를 합성해서 보내야 한다. 다시 말해서 s_1 과 s_3 는 각각 x_1 과 x_3 의 함수가 되어야 한다. 마찬가지로 s_2 와 s_4 도 각각 x_2 와 x_4 의 함수가 되어야 한다. 그런데 s_1, s_3 와 s_2, s_4 는 서로 독립이기 때문에 굳이 s_2, s_4 를 얻기 위해서 다른 함수를 사용할 필요는 없다. 그러므로 s_1, s_2, s_3, s_4 는 x_1, x_2, x_3, x_4 와 아래의 식 (5)와 같은 관계를 가지게 된다.

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f(x_1, x_3) \\ f(x_2, x_4) \\ g(x_1, x_3) \\ g(x_2, x_4) \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 f 함수와 g 함수는 일대일 대응 함수이어야만 한다. 이후로는 편의상 x_1, x_2, x_3, x_4 를 원형 심볼, s_1, s_2, s_3, s_4 를 송신 심볼이라고 부르고 일대일 대응 함수 f 와 g 를 전처리 함수라고 부르기로 한다.

나. 단일 심볼 복호를 위한 설계 조건

일반적으로 식 (5)의 전처리 함수가 사용되는 경우, 최대 개연성 (Maximum-Likelihood; ML) 수신기는 이중 심볼 복호 복잡도를 가지게 된다. ML 수신기의 메트릭으로 사용되는 로그 개연성 함수는 다음과 같이 쓸 수 있다. 그 이유는 원형 심볼 x_1 과 x_3 가 f 함수와 g 함수에 의해 결합되어 있고, 마찬가지로 x_2 와 x_4 도 결합되어 있기 때문이다. 그러나 f 함수와 g 함수를 각각 식 (6)과 같이 실수부와 허수부로 완전히 분리될 수 있게 하면, ML 수신기는 단일 심볼 복호 복잡도를 가질 수 있게 된다.

$$\begin{aligned} f(a, b) &= f_R(a) + jf_I(b) \\ g(a, b) &= g_R(a) + jg_I(b) \end{aligned} \quad (6)$$

단, a, b 는 모두 실수이며, f_R, f_I, g_R, g_I 도 모두 일대일 대응 실수 함수이어야 한다. 다시 말해서 원형 심볼들이 실수이고, 전처리 함수가 식 (6)과 같은 형태를 가진다면, ABAB 형 QOSTBC는 FDFR을 만족할 뿐 아니라, 단일 심볼 복호도 가능하다.

다. 부호 이득 향상을 위한 설계 조건

시공간 부호의 부호 이득은 부호 이득 거리(Coding Gain Distance; CGD)에 의해서 결정되며, CGD는 부호

행렬 간 제곱 차분 행렬의 0이 아닌 고유치들의 곱으로 정의된다^[6]. 제곱 차분 행렬의 행렬식이 0이 아니라면, CGD는 제곱 차분 행렬의 행렬식과 같다. 전송된 신호 행렬을 S 라고 하고, 후보 신호 행렬을 \hat{S} 이라고 하며, \hat{S} 의 원소들을 \hat{s}_i (여기서 $i = 1, 2, 3, 4$)로 표시하기로 하자. $S \neq \hat{S}$ 일 때, 식 (1)과 같이 정의되는 ABAB 형 QOSTBC의 제곱 차분 행렬의 행렬식은 아래와 같이 구해진다.

$$\det((S - \hat{S})^H(S - \hat{S})) = (4\Delta_f\Delta_g)^2 \quad (7)$$

여기서 $\Delta_f = \sum_{i=1}^2 |s_i - \hat{s}_i|^2$, $\Delta_g = \sum_{i=3}^4 |s_i - \hat{s}_i|^2$ 이다.

식 (1)의 부호 행렬을 그대로 사용하면, $S \neq \hat{S}$ 일지라도 식 (7)이 0이 될 수 있다. 그러나 식 (5)와 같은 전처리 과정을 거치면, 식 (7)이 항상 0이 아닌 값을 가지게 된다. 이는 식 (5)의 특수한 경우인 식(6)을 사용하는 경우에도 마찬가지이다. 따라서 식 (5)나 식 (6)의 전처리 과정이 사용되는 경우에는 식 (7)을 CGD로 사용할 수 있다. 그런데 통신 시스템의 오류 성능은 발생 확률이 가장 높은 오류 사건의 영향을 받으며, 발생 확률이 가장 높은 오류 사건은 최소의 CGD를 가지는 오류 사건이므로, 부호 이득을 높이기 위해서는 최소의 CGD를 최대화할 수 있도록 f 함수와 g 함수를 설계해야 한다.

2. 기존의 전처리 과정: Dalton의 전처리 과정

Dalton의 QOSTBC는 식 (5)에서 정의된 전처리 함수 f 와 g 를 각각 식 (7)과 같이 하는 경우가 된다.

$$\begin{aligned} f(a,b) &= \frac{a+jb}{\sqrt{2}} \\ g(a,b) &= (f(a,b))^* \end{aligned} \quad (7)$$

따라서 Dalton의 QOSTBC는 FDFR을 만족시키는 ABAB 형 QOSTBC이다. 원형 심볼들이 PAM 신호라면, 식 (7)의 전처리 함수는 식 (6)과 같이 실수부와 허수부로 완전히 분리될 수 있다. 따라서 단일 심볼 복호가 가능하다. 이후로 본 논문에서는 원형 심볼들이 PAM 신호인 경우만 다루기로 한다. 편의상 원형 심볼들의 후보 심볼들을 \hat{x}_i (여기서 $i = 1, 2, 3, 4$)라고 하자. 이 때 최소의 CGD는 $x_i - \hat{x}_i$ 들 중 하나만 0이 아니고, 나머지는 모두 0인 경우와 같아진다. 편의상 $x_1 - \hat{x}_1$ 만 0이 아니고, 나머지는 모두 0이라고 하고, 최소의 CGD

를 구하면 식 (8)과 같아진다.

$$\min(4\Delta_f\Delta_g)^2 = \min(x_1 - \hat{x}_1)^8 \quad (8)$$

3. 본 논문에서 제안하는 전처리 과정

본 논문의 목표는 FDFR을 만족하고, 단일 심볼 복호가 가능하며, 부호 이득이 Dalton의 QOSTBC 보다 높은 ABAB 형 QOSTBC를 설계하는 것이다. 이를 위하여 본 논문에서는 아래의 식 (9)와 같은 전처리 함수를 고안하였다.

$$\begin{aligned} f(a,b) &= \frac{a+jb}{\sqrt{2}} \\ g(a,b) &= f(\pi(a), \pi(b)) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 π 함수는 퍼뮤테이션을 수행하는 함수이다. 즉 π 는 정의역과 치역이 같은 일대일 대응 함수이다. 식 (9)는 식 (6)과 같이 실수부와 허수부로 완전히 분리될 수 있다. 따라서 단일 심볼 복호가 가능하다. 식 (9)의 전처리 과정을 사용하는 경우 최소의 CGD는 Dalton의 QOSTBC의 최소 CGD의 경우와 비슷하게 $x_i - \hat{x}_i$ 들 중 하나만 0이 아니고, 나머지는 모두 0인 경우와 같아진다. 편의상 $x_1 - \hat{x}_1$ 만 0이 아니고, 나머지는 모두 0이라고 하고, 최소의 CGD를 구하면 식 (10)과 같아진다.

$$\min(4\Delta_f\Delta_g)^2 = \min((x_1 - \hat{x}_1)(\pi(x_1) - \pi(\hat{x}_1)))^4 \quad (10)$$

따라서 부호 이득을 향상시키기 위해서는 위의 식 (10)을 최대화할 수 있도록 퍼뮤테이션 함수 π 를 설계해야 한다.

IV. 설계 예제

본 장에서는 PAM 신호 성좌가 사용되는 경우에 대하여 III장 3절에서 제안한 개선된 QOSTBC를 설계하는 예제들을 보인다. 편의상 PAM 신호 성좌 χ 의 $k+1$ 번째 원소를 $\chi_{(k)}$ 로 정의한다. 여기서 k 는 0부터 χ 의 원소의 개수 빼기 1까지의 값을 가진다. 예를 들어 $\chi = \{-3, -1, 1, 3\}$ 이라고 할 때, $\chi_{(0)} = -3$ 이고, $\chi_{(1)} = -1$ 이다. $x_i = \chi_{(k)}$ 일 때, $\pi(x_i) = \chi_{(\phi(k))}$ 라고 정의하면, 원형 심볼들의 퍼뮤테이션 함수 π 의 설계는 결국 심볼 라벨들의 퍼뮤테이션 함수 ϕ 의 설계와 같다.

1. 4-PAM의 경우

원형 심볼들이 4-PAM 신호라고 할 때, III장 3절의 설계 조건대로 최적의 ϕ 를 검색한 결과 $\phi(0)=1$, $\phi(1)=3$, $\phi(2)=0$, $\phi(3)=2$ 를 얻었다. 송신 심볼의 에너지가 1이 되도록 정규화하면, 4-PAM 신호 성좌는 $\chi = \{-3/\sqrt{5}, -1/\sqrt{5}, 1/\sqrt{5}, 3/\sqrt{5}\}$ 이 된다. 이때 최소 CGD는 6.5536이며, 이는 Dalton QOSTBC의 CGD인 0.4096 보다 큰 값이다.

한편 BER 성능은 심볼의 라벨링의 영향을 받는다. 일반적으로 BER 성능은 그레이 매핑을 사용할 때 가장 좋아지며, Dalton의 QOSTBC에서 그레이 매핑은 원형 심볼들에 대한 그레이 매핑을 사용해도 무방하다. 그러나 본 논문에서 제안하는 QOSTBC에서는 원형 심볼들에 대한 그레이 매핑이 성능 관점에서의 그레이 매핑과 다르다. 실제로 최적의 매핑을 찾기 위해서는 최소의 CGD가 발생될 때, 하나의 비트씩만 변하도록 하는 그레이 매핑을 설계해야 할 것이다. 본래의 심볼을 하나의 축으로 하고, 퍼뮤테이션 된 심볼을 하나의 축으로 하여 2차원 평면상에 위에서 설계된 4-PAM 심볼을 표시하면, 그림 1과 같이 된다.

그림 1을 보면, 최소의 CGD는 $\chi_{(0)} \rightarrow \chi_{(1)}$, $\chi_{(1)} \rightarrow \chi_{(3)}$, $\chi_{(3)} \rightarrow \chi_{(2)}$, $\chi_{(2)} \rightarrow \chi_{(0)}$ 에서 발생하게 된다는 것을 알 수 있다. 따라서 이러한 부분들에서 심볼의 라벨들이 한 비트씩만 변하도록 해야 BER을 최소화 할 수 있다. 4-PAM을 사용하는 경우, 이러한 매핑은 원형 심볼들에 대한 자연적 매핑과 같다. 따라서 4-PAM 신호가 원형 심볼로 사용되는 경우, 본 논문에서 제안한

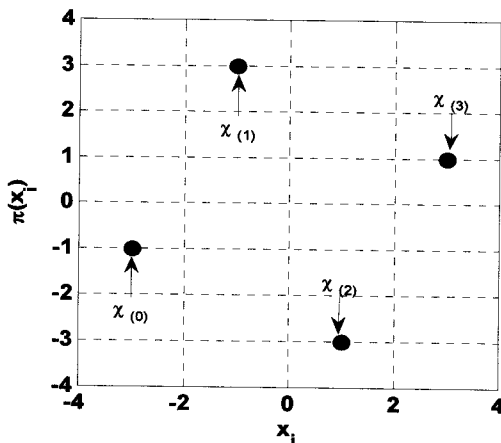


그림 1. 본래 심볼들과 퍼뮤테이션 된 심볼들을 사용하여 그려진 신호 성좌도
 Fig 1. Signal constellation plotted using the original symbols and permuted symbols.

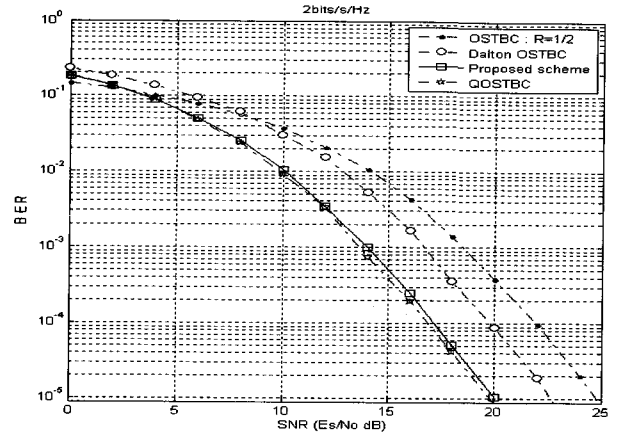


그림 2. 다양한 시공간 블록 부호들의 실험적인 BER 곡선 (전송율: 2bits/s/Hz)
 Fig 2. Empirical BER curves of various space-time block codes (rate: 2bits/s/Hz).

ABAB 형 QOSTBC에는 원형 심볼들에 대한 자연적 매핑을 사용하도록 하였다.

그림 2는 2bits/s/Hz를 전송할 때, 본 논문에서 제안하는 부호와 다양한 시공간 블록 부호들에 대한 모의실험 결과를 그린 것이다. 전송률 관점에서 동등한 비교를 위해 본 논문에서 제안하는 부호는 4-PAM을 사용하였고, OSTBC는 전송률이 1/2인 부호 행렬에 16-QAM을, Dalton의 QOSTBC에는 4-PAM을 사용하였다. 또한 그림 1에서 QOSTBC는 회전 변환된 QPSK 신호 성좌를 사용하는 ABBA 형 QOSTBC를 의미한다.

그림 2를 보면, 높은 SNR에서 모든 BER 곡선들의 기울기가 비슷하다는 것을 알 수 있다. 이는 그림 2에 사용된 시공간 블록 부호들의 다이버시티 차수가 모두 같기 때문이다. 반면에 부호 이득은 OSTBC가 가장 작고 Dalton의 QOSTBC가 이 보다 약간 높으며, 본 논문에서 제안한 QOSTBC와 회전된 신호를 사용하는 ABBA 형 QOSTBC가 가장 뛰어나다는 것을 알 수 있다. 또한 회전된 신호를 사용하는 ABBA 형 QOSTBC가 본 논문에서 제안한 QOSTBC에 비해 더 뛰어난 성능을 보이지만, 그 차이는 매우 미미하다.

2. 8-PAM의 경우

8-PAM을 사용하는 경우 최적의 ϕ 는 매우 여러 가지 나타난다. 그 중 대부분은 아래와 같은 함수로 표현될 수 있는 범주에 속한다.

$$\phi(k) = mk + u \pmod{8} \tag{11}$$

여기서, m 과 u 는 1에서 8사이의 정수이며, 서로 소

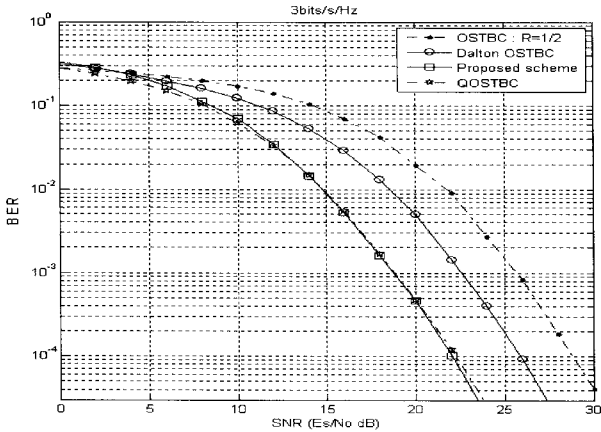


그림 3. 다양한 시공간 블록 부호들의 실험적인 BER 곡선 (전송율: 3bits/s/Hz)

Fig 3. Empirical BER curves of various space-time block codes (rate: 3bits/s/Hz).

이어야 한다. 식 (11)은 선형 인터리버^[7]의 식과 동일하다. 한편, 8-PAM이 사용되는 경우에는 그레이 매핑을 찾기가 매우 어렵다. 따라서 본 논문에서는 원형 심볼들에 대한 자연적 매핑을 사용하여 모의실험을 수행하였다. 그림 3은 전송율이 3bits/s/Hz인 다양한 시공간 블록 부호들에 대한 모의실험 결과이다. 여기서 비교 대상이 되는 OSTBC는 전송률이 3/4인 부호 행렬에 64-QAM변조기를 사용했고, Dalton QOSTBC는 8-PAM을 사용했으며, 비교 대상이 되는 QOSTBC로는 회전 변환된 8-PSK를 사용하는 ABBA 형 QOSTBC를 사용하였다.

그림 3을 보면, 높은 SNR에서 모든 BER 곡선들의 기울기가 비슷하다는 것을 알 수 있다. 이는 그림 2에 사용된 시공간 블록 부호들의 다이버시티 차수가 모두 같기 때문이다. 또한 본 논문에서 제안한 QOSTBC와 회전된 신호를 사용하는 ABBA 형 QOSTBC가 가장 높은 부호 이득을 가지며 둘의 성능이 거의 같다는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서 제안하는 QOSTBC는 기존에 Dalton이 제안했던 QOSTBC 보다 부호 이득이 높을 뿐 아니라 Dalton의 QOSTBC의 모든 장점들, 즉 FDFR 특성과 복호 복잡도 특성을 모두 계승한다. 또한 본 논문에서 제안한 부호의 부호 이득은 4-PAM과 8-PAM의 경우에는 각각 회전 변환된 QPSK와 8-PSK 신호 성좌를 사용하는 ABBA 형 QOSTBC와 거의 동등하였다. 따라

서 본 논문에서 제안하는 ABAB 형 QOSTBC는 단일 심볼 복호가 불가능한 ABBA 형 QOSTBC에 대한 매력적인 대안이 될 수 있을 것이다.

한편 본 논문에서 제안하는 방식에 적합한 그레이 매핑의 설계는 다소 난해하다. 그 이유는 본 논문에서 제안하는 방식의 그레이 매핑이 최소 CGD에 의해서 결정는데, 이를 기하학적으로 나타내거나 체계화 하기가 쉽지 않기 때문이다. 그러므로 향후 과제로는 본 논문에서 제안한 ABAB 형 QOSTBC를 위한 그레이 매핑의 설계를 생각할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes for orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1466, July 1999.
- [3] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 1-4, Jan. 2001.
- [4] N. Sharma and C. B. Papadias, "Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 3, pp. 332-335, Mar. 2003.
- [5] L. A. Dalton and C. N. Georghiades, "A full-rate full-diversity four antenna quasi-orthogonal space time block code." *IEEE Trans. Commun.*, vol. 4, no. 2, Mar. 2005.
- [6] M. K. Simon and M. S. Alouini, *Digital Communications over fading Channels*, John Wiley & Sons, second edition, Nov. 2004.
- [7] O. Y. Takeshita and D. J. Costello, Jr, "On deterministic linear interleavers for turbo-codes," *Proc. of 35th Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing*.

— 저 자 소 개 —



김 창 중(정회원)

2000년 홍익대학교
전자전기공학부
학사 졸업.

2002년 홍익대학교 대학원
전파통신공학과
석사 졸업.

2005년 홍익대학교 대학원
전자정보통신공학과
박사 수료.

<주관심분야 : 통신, 부호 이론, 부호화 변조, 시공간부호>



이 호 경(정회원)

1981년 서울대학교 전자공학과
학사 졸업.

1987년 Northrop University
전자공학과 석사 졸업.

1994년 University of Southern
California 전자공학과
박사 졸업.

1994년~현재 홍익대학교 전자전기공학부 교수.
<주관심분야 : 채널코딩, TCM, Turbo TCM, 이
동통신, 위성통신>



여 승 준(학생회원)

2007년 홍익대학교
전자전기공학부
학사 졸업.

2009년 홍익대학교 대학원
전자정보통신공학과
석사 졸업.

<주관심분야 : 통신, 부호 이론, 시공간부호>