

논문 2009-46TC-4-8

확장된 OSTBC에 적용된 BICM

(BICM Applied to Expanded OSTBC)

김창중*, 박종철**, 이호경*

(Chang-Joong Kim, Jong-Chul Park, and Ho-Kyoung Lee)

요약

Alamouti 직교 시공간 블록 부호(Orthogonal Space-Time Block Code; OSTBC)에 적용된 BICM(Bit Interleaved Coded Modulation)은 부호율 손실 문제를 가지고 있다. 본 논문에서는 직교 시공간 블록 부호(Orthogonal Space-Time Block Code; OSTBC)를 확장하여 확장된 OSTBC(eXpanded OSTBC; XOSTBC)를 구성하고, 여기에 비트 인터리브 된 부호화 변조(Bit Interleaved Coded Modulation; BICM)을 적용하여 부호율의 손실 없이 다이버시티 이득을 얻도록 하였다. BPSK의 경우에 대한 설계 예제와 이에 대한 모의실험 결과가 제시된다.

Abstract

Bit-interleaved coded modulation (BICM) applied to Alamouti's orthogonal space-time block code(OSTBC) has a rate loss problem. In this paper, we expand orthogonal space-time block code (OSTBC) and apply bit-interleaved coded modulation (BICM) to expanded OSTBC (XOSTBC) to obtain a diversity gain without a rate loss. Binary phase shift keying (BPSK) design example is presented. Simulation results are also provided.

Keywords : MIMO, BICM, OSTBC, SOSTTC, Union Bound

I. 서론

직교 시공간 블록 부호(Orthogonal Space-Time Block Code; OSTBC)는 전송율의 저하 없이 최대의 공간 다이버시티를 제공하며 복호 복잡도도 낮다^[1]. OSTBC의 장점을 유지하면서 부호 이득이나 부호 다이버시티를 얻기 위해서는 OSTBC에 채널 부호를 적용해야 한다. 이 때 채널 부호의 부호율로 인한 전송율 손실을 피하기 위해서는 OSTBC 부호 집합을 확장한 후에 채널 부호를 적용해야 한다^[2~7]. 확장된 OSTBC (eXpanded OSTBC; XOSTBC)는 OSTBC 부호 행렬들과 이것에 유니터리 변환을 하여 얻어진 부호 행렬들의 합집합으로 얻어진다. 유니터리 변환으로 얻어진 부호

행렬들은 또 다른 OSTBC 부호가 된다. 따라서 XOSTBC 부호는 서로 다른 OSTBC 부호들의 합집합이다.

참고문헌^[2~6]에서는 XOSTBC에 TCM을 적용하는 방식에 대해서 다루었다. 이 방식들은 보통 초직교 시공간 격자 부호(Super-Orthogonal Space-Time Trellis Code; SOSTTC)라고 불린다. 준정지 페이딩 채널에 적용되는 SOSTTC들에는 신호 성좌를 확장하지 않고 부호 행렬만 확장하는 방식으로 얻어진 XOSTBC들이 사용되어 왔다. 준정지 페이딩 채널에서는 이러한 제한 조건이 SOSTTC의 성능에 큰 영향을 미치지 않았기 때문이다. 그러나 고속 페이딩 채널에서는 신호 성좌 확장 제한 조건이 성능에 큰 영향을 미친다^[5,6]. 신호 성좌 확장 제한 조건에 의해 얻어진 XOSTBC에서는 서로 다른 OSTBC 집합들끼리 서로 직교하지 않는다. 따라서 하나의 OSTBC의 원소가 다른 OSTBC의 원소로 잘못 판정되는 오류가 발생할 때의 공간 다이버시티는 항상 1에 불과하게 된다. 고속 페이딩 채널에서

* 정회원, ** 학생회원, 홍익대학교 전자정보통신공학부 (School of Electronic and Information and Communication Engineering Hongik University)
 ※ 본 논문은 지식경제부 기술혁신사업으로 지원된 연구임.
 접수일자: 2009년2월11일, 수정완료일: 2008년4월16일

SOSTTC의 오류 사건의 다이버시티는 오류 사건을 이루는 경로들의 가지들 사이에서 발생하는 공간 다이버시티들의 합으로 얻어진다. 따라서 고속 페이딩 채널에서 더 나은 성능을 얻기 위해서는 신호 성좌 확장 제한 조건을 해제하여 얻어진 XOSTBC를 사용해야 한다^[5~6]. 이는 SOSTTC에서만이 아니라 XOSTBC에 비트 인터리브 된 부호화 변조(Bit-Interleaved Coded Modulation; BICM)를 적용할 때에도 마찬가지이다^[7]. 따라서 참고문헌^[5~6]에서 얻어진 XOSTBC에 BICM을 적용한 시스템이 제안된 바 있다^[7].

참고문헌^[5~7]에서 사용된 XOSTBC는 참고문헌^[2~4]에 사용된 XOSTBC와는 달리 서로 다른 OSTBC 부호 간의 원소들의 제곱 차분 행렬(Squared Difference Matrix; SDM)의 차수가 2가 되는 경우들이 생긴다. 그러나 여전히 SDM의 차수가 1이 되는 경우들이 남아 있으며, 이는 다이버시티 이득을 저하시키는 요인으로 작용한다. 이 문제는 XOSTBC를 얻기 위해 사용된 유니터리 변환 행렬이 부호 행렬 중 하나의 열벡터만 바꾸고 다른 열벡터는 그대로 보존하는 형태로 제한되어 있기 때문에 생긴 것이다.

본 논문에서는 부호 행렬의 모든 벡터들을 변화시키는 보다 일반적인 유니터리 변환 행렬을 사용하여 참고문헌^[5~7]에 사용된 XOSTBC 보다 나은 XOSTBC를 설계하였으며, 이것에 BICM을 적용하였다. 본 논문에서 제안한 시스템은 참고문헌^[5~7]의 시스템들과 비슷한 복잡도에서 가장 뛰어난 다이버시티 이득을 가진다. 본 논문은 다음과 같이 구성된다. II장에서는 XOSTBC에 적용된 BICM의 성능을 분석하고, III장에서는 이를 이용하여 XOSTBC를 설계한 후 이 XOSTBC에 적용되는 BICM의 설계 예제에 대한 모의실험 결과를 보이며, IV장에서 결론을 맺는다.

II. XOSTBC에 적용된 BICM의 성능 분석

1. XOSTBC에 적용된 BICM의 시스템 모델

본 논문에서 제안하는 시스템의 구조는 참고문헌^[7]에서 제시된 것과 같다. 시스템의 구조를 블록도로 나타내면 그림 1과 같다.

길쌈 부호기의 출력은 비트 단위 인터리버를 통해 비트 단위로 뒤섞인 후, XOSTBC 블록을 통하여 두 개의 심볼 시간 동안 두 개의 송신 안테나에서 전송된다. 여기서 채널은 하나의 XOSTBC 블록이 송신되는 동안에

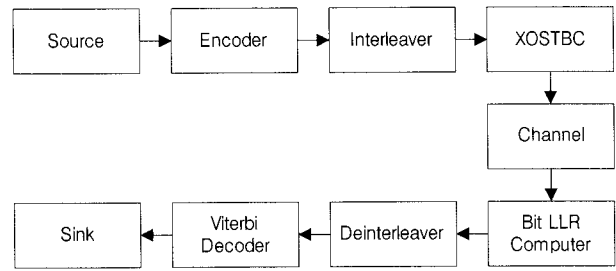


그림 1. 시스템 블록도
Fig 1. System block diagram.

는 변화가 없으며, 공간적으로는 완전히 비상관적이라고 가정한다. 또한 송신 안테나는 2개이고, 수신 안테나는 1개라고 가정한다. 그리고 채널 이득의 분포는 레일리 분포이며, 평균 신호 대 잡음 비(Signal to Noise Ratio; SNR)는 γ 라고 가정한다. 수신기에서는 XOSTBC의 복조 과정을 통해 비트 매트릭을 계산한 후에 이를 비트 단위로 디인터리빙하여 비터비 복호기를 통해 복호한다. 비트 매트릭으로는 비트 단위 로그 개연성 비율(Log-Likelihood Ratio; LLR)이나 근사화된 비트 LLR을 사용할 수 있다. 본 논문에서는 근사화된 비트 LLR을 사용하였다.

2. 이진 입력 연속 출력 등가 채널 모델

이 때 비트 단위 인터리버에서 비트 단위 디인터리버까지의 블록을 통합하여 하나의 등가적인 채널 모형으로 생각하면, 이진 입력 연속 출력 (binary-input continuous-output) 채널을 얻을 수 있게 된다^[8]. 그런데 이 채널에서 출력은 심볼 라벨링 맵과 신호 성좌에 따라 비대칭적인 특성을 가질 수도 있다^[8]. 이러한 채널의 비대칭성은 선형 길쌈 부호에 대한 성능 분석 도구들을 이 채널에 적용하기 어렵게 한다. 따라서 참고문헌^[8]에서는 가상적인 랜덤 스위치를 사용하여 랜덤 스위치의 값이 0일 때에는 본래의 심볼 라벨링 맵을 사용하고, 1일 때에는 심볼 라벨링 맵을 비트 단위로 반전하여 사용하게 함으로써 채널을 대칭화한 후에 성능 분석을 수행하였다.

3. 신호 쌍 오류 확률의 상계(上界; upper bound)

대칭화 된 채널 모델을 사용하여 얻어진 성능 분석 식들의 특징은 채널 부호에 관련된 부분과 반복조에 관련된 부분을 완전히 분리하여 취급할 수 있다는 것이다. 따라서 참고문헌^[8]의 성능 분석 식들은 그림 1과 같이 XOSTBC를 반복조 방식으로 사용하는 경우에도 그

대로 사용될 수 있다. 참고문헌^[8]에서 얻어진 상계(上界, upper bound)들 중 BICM 절삭 상계(Expurgated Bound; EB)는 매우 정밀도가 높다. 그러나 BICM-EB는 특정한 신호 성좌와 심볼 라벨링 규칙에서만 사용될 수 있다는 단점을 가지고 있다^[8-9]. 반면에 절삭 상계의 유도 과정에 사용된 BICM 결합 상계(Union Bound; UB)는 매우 느슨한 상계이기는 하지만, 모든 경우에 사용될 수 있으며, 성능의 추이를 파악하고, 설계를 위한 조건을 제시하기에는 충분하다. 따라서 본 논문에서는 BICM-UB를 사용하여 성능을 분석하고, 설계 조건을 제시하였다. 참고문헌^[8]에 의하면 이진 시퀀스 \underline{c} 가 전송되었을 때, 이것이 $\hat{\underline{c}}$ 로 잘못 판별될 신호 쌍 오류 확률(Pairwise Error Probability; PEP)의 BICM-UB는 식 (1)과 같이 된다.

$$P(\underline{c} \rightarrow \hat{\underline{c}}) \leq m^{-d} \sum_{\underline{S}} 2^{-d} \sum_{\underline{U}} 2^{-d(m-1)} \sum_{\underline{X} \in \chi_{\underline{c}}^{\underline{S}}} \sum_{\hat{\underline{X}} \in \chi_{\hat{\underline{c}}}^{\underline{S}}} P(\underline{X} \rightarrow \hat{\underline{X}}) \quad (1)$$

여기서 m 은 신호 행렬 당 비트의 개수이며, d 는 이진 시퀀스 \underline{c} 와 $\hat{\underline{c}}$ 사이에서 서로 다른 비트들의 개수(해밍 거리)이고, $\underline{S} = (S_1, S_2, \dots, S_d)$ 는 신호 행렬 내의 비트 위치들의 시퀀스이며, $\underline{U} = (U_1, U_2, \dots, U_d)$ 는 채널 대칭화를 위해 도입된 랜덤 스위치의 상태에 대한 시퀀스이다. 이 때, S_k 는 1에서 m 까지의 정수가 되고, U_k 는 0 또는 1이다. 또한 $\underline{X} = (X_1, X_2, \dots, X_d)$ 는 전송된 신호 행렬들의 시퀀스이고, $\hat{\underline{X}} = (\hat{X}_1, \hat{X}_2, \dots, \hat{X}_d)$ 는 수신기에서 사용되는 후보 신호 행렬들의 시퀀스이다. 그리고 $\chi_{\underline{c}}^{\underline{S}} = \chi_{c_1}^{S_1} \times \dots \times \chi_{c_k}^{S_k} \times \dots \times \chi_{c_d}^{S_d}$ 이며, $\chi_{c_k}^{S_k}$ 는 S_k 번째 비트가 c_k 인 신호 행렬들이다. 한편, 신호 행렬 시퀀스 \underline{X} 에서 $\hat{\underline{X}}$ 로의 PEP $P(\underline{X} \rightarrow \hat{\underline{X}})$ 는 다음과 같이 구해진다^[6].

$$P(\underline{X} \rightarrow \hat{\underline{X}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{k=1}^d f(A_k, \gamma, \theta) d\theta \quad (2)$$

식 (2)에서 $f(A_k, \gamma, \theta)$ 는 아래의 식 (3)과 같다.

$$f(A_k, \gamma, \theta) = \left[\left(1 + \frac{\gamma \lambda_1^{(k)}}{4 \sin^2 \theta} \right) \left(1 + \frac{\gamma \lambda_2^{(k)}}{4 \sin^2 \theta} \right) \right]^{-1} \quad (3)$$

여기서 $\lambda_1^{(k)}$ 와 $\lambda_2^{(k)}$ 는 $A_k = (X_k - \hat{X}_k)^H (X_k - \hat{X}_k)$

로 정의되는 SDM의 고유치들이다. 편의상 $\lambda_1^{(k)} \geq \lambda_2^{(k)}$ 라고 가정한다. 식 (2)를 식 (1)에 대입하여 이진 시퀀스들에 대한 PEP의 BICM-UB를 구하면, 식 (4)와 같이 된다.

$$P(\underline{c} \rightarrow \hat{\underline{c}}) \leq \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[\frac{1}{m 2^m} \sum_{i=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{\underline{X} \in \chi_{\underline{c}}^i} \sum_{\hat{\underline{X}} \in \chi_{\hat{\underline{c}}}^i} f(A, \gamma, \theta) \right]^d d\theta \quad (4)$$

식 (4)에서 시간 인덱스 k 는 의미가 없기 때문에 생략되었다.

III. BICM을 위한 XOSTBC의 설계

본 장에서는 II장의 성능 분석 결과를 근사화하여 PEP에 지배적인 영향을 미치는 인수들을 추출하고, 이를 이용하여 BICM을 위한 XOSTBC의 설계 기준을 제시한다.

1. XOSTBC 설계 기준 (Design Criteria) 유도

식 (4)의 피적분자(integrand)에 $\theta = \pi/2$ 를 대입하면, 아래의 식 (5)와 같은 상계를 얻을 수 있다.

$$P(\underline{c} \rightarrow \hat{\underline{c}}) < \frac{1}{2} [g(\gamma)]^d \quad (5)$$

여기서 $g(\gamma)$ 는 식 (6)과 같이 정의된다.

$$g(\gamma) = \frac{1}{m 2^m} \sum_{i=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{\underline{X} \in \chi_{\underline{c}}^i} \sum_{\hat{\underline{X}} \in \chi_{\hat{\underline{c}}}^i} f\left(A, \gamma, \frac{\pi}{2}\right) \quad (6)$$

식 (6)에서 γ 가 1보다 매우 크다고 가정하면, 즉 SNR이 매우 높다고 가정하면, $f(A, \gamma, \pi/2)$ 는 식 (7)과 같이 근사화 된다.

$$f\left(A, \gamma, \frac{\pi}{2}\right) \approx \left(\left(\frac{\gamma}{4} \right)^R \prod_{i=1}^R \lambda_i \right)^{-1} = f_{\text{high SNR}}(A, \gamma) \quad (7)$$

여기서 R 은 SDM A 의 차수이다. 이는 0이 아닌 고유치들의 개수와 같다. 따라서 $R=1$ 이면, $\lambda_2=0$ 이다. 물리적으로 R 은 SDM이 가질 수 있는 공간 다이버시티의 크기라고 볼 수 있다. 식 (7)을 식 (6)에 대입하면 식 (8)과 같이 높은 SNR에서의 $g_{\text{high SNR}}(\gamma)$ 를 구할 수 있다.

$$g_{\text{high SNR}}(\gamma) = \frac{1}{m2^m} \sum_{i=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{X \in \mathcal{X}_b^i} \sum_{\tilde{X} \in \mathcal{X}_b^i} f_{\text{high SNR}}(A, \gamma) \quad (8)$$

따라서 BICM-UB의 관점에서 XOSTBC는 $g_{\text{high SNR}}(\gamma)$ 를 최소화할 수 있도록 설계되어야 한다. 또한 식 (8)의 다이버시티의 최대값은 2이며, 이는 모든 R 이 2와 같을 때 얻어지게 된다는 것을 알 수 있다. 다시 말해서 식 (8)은 모든 이진 입력 연속 출력 등가 채널들의 공간 다이버시티가 2일 때, 최대의 공간 다이버시티를 가지게 된다. 한편 식 (8)에서 지배적인 항들만 남겨 두어 식을 단순화 하면, 보다 간편하게 XOSTBC를 설계할 수 있게 된다. 주어진 X 에 대한 최대의 $f_{\text{high SNR}}(A, \gamma)$, $\max_X f_{\text{high SNR}}(A, \gamma)$ 를 $f_{\text{high SNR}}^*(A, \gamma)$ 라고 하고, 주어진 X 에 대한 $f_{\text{high SNR}}^*(A, \gamma)$ 들의 개수를 $N(X)$ 라고 하면, 식 (8)에서 지배적인 영향을 미치는 항들은 $f_{\text{high SNR}}^*(A, \gamma)$ 이다. 따라서 식 (8)은 다음과 같이 근사화 될 수 있다.

$$g_{\text{high SNR}}(\gamma) \approx \frac{1}{m2^m} \sum_{i=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{X \in \mathcal{X}_b^i} N(X) f_{\text{high SNR}}^*(A, \gamma) \quad (9)$$

식 (9)는 BICM-EX의 관점과 비슷하며, XOSTBC 설계를 위한 더 간단한 기준으로 활용될 수 있다.

2. XOSTBC 설계 예제

기존에 연구된 XOSTBC 신호집합들은 Alamouti OSTBC에 유니터리 변환 행렬의 대각 성분들이 $\text{diag}(e^{j\psi}, 1)$ 이고, 나머지 성분들은 0인 행렬들을 곱하여 얻어진 것이다. 이러한 XOSTBC 신호 집합들은 그것을 구성하는 OSTBC 집합들끼리의 직교성이 보장되지 않는다. 따라서 0이 아닌 SDM A 들의 차수 R 이 2가 되지 못하는 경우가 생긴다. 이는 설계를 어렵게 할 뿐 아니라 다이버시티 이득 관점에서도 좋지 않다.

반면에 XOSTBC를 구성하는 OSTBC 집합들끼리 서로 직교하게 만든다면, XOSTBC는 일종의 OSTBC가 되고, 여기서 얻어지는 0이 아닌 모든 SDM A 들의 차수 R 은 항상 2가 되며, 고유치 λ_1 과 λ_2 는 항상 같아진다. 따라서 설계 조건이 훨씬 단순해질 수 있게 된다. 또한 $g_{\text{high SNR}}(\gamma)$ 의 다이버시티가 항상 2가 되어 성능

향상에도 도움이 된다. 따라서 본 논문에서는 OSTBC 집합들끼리 서로 직교하게 하는 유니터리 변환 행렬을 사용하여 XOSTBC를 설계하였다. 이러한 유니터리 변환 행렬의 대각성분은 $\text{diag}(e^{j\psi}, -e^{j\psi})$ 이고, 나머지 성분들은 0이다. 이 유니터리 변환 행렬 U 를 Alamouti의 OSTBC 행렬 $G(x_1, x_2)$ 의 좌측에 곱하면, 아래의 식 (10)과 같이 각각의 신호 성좌들을 ψ 만큼 회전 변환한 것과 같아진다.

$$UG(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} x_1 e^{j\psi} & x_2 e^{j\psi} \\ -x_2^* e^{-j\psi} & x_1^* e^{-j\psi} \end{bmatrix} = G(x_1 e^{j\psi}, x_2 e^{j\psi}) \quad (10)$$

본 논문에서는 $G(x_1, x_2, 0)$ 으로 얻어지는 OSTBC와 $G(x_1, x_2, \psi)$ 로 얻어지는 OSTBC의 합집합으로 구성되는 XOSTBC에 대해서만 생각하였다. 이렇게 얻어진 XOSTBC들의 SDM의 고유치들은 식 (11)과 같아진다.

$$\lambda(A) = \lambda_1 = \lambda_2 = |x_1 e^{j\psi} - \hat{x}_1 e^{j\psi}|^2 + |x_2 e^{j\psi} - \hat{x}_2 e^{j\psi}|^2 \quad (11)$$

식 (11)을 식 (9)에 대입하면, 아래의 식이 얻어진다.

$$g_{\text{high SNR}}(\gamma) \approx \frac{1}{m2^m} \sum_{i=1}^m \sum_{b=0}^1 \sum_{X \in \mathcal{X}_b^i} N(X) \left(\frac{\gamma}{4} \lambda(A) \right)^{-2} \quad (12)$$

본 논문에서는 식 (12)를 기준으로 하여 $\lambda(A)$ 의 최소값을 최대화하는 ψ 를 사용하여 XOSTBC를 설계하였다. 더 나은 설계를 위해서는 신호의 라벨링도 고려하여야 하지만, 본 논문에서는 신호 라벨링에 대한 설계는 다루지 않는다. $\lambda(A)$ 의 최소값을 최대화 하는 ψ 는 M 진 PSK 신호 성좌가 사용되는 경우에는 π/M 이 된다. 예를 들어서 BPSK 신호 성좌가 사용되는 경우에는 $\pi/2$ 가 최적의 ψ 가 된다. 이렇게 얻어진 XOSTBC는 모든 이진 입력 연속 출력 등가 채널에서 최대의 공간 다이버시티를 가지며, 상당히 높은 부호 이득을 가지게 된다.

3. XOSTBC에 적용되는 BICM의 모의실험 결과

본 절에서는 BPSK 신호 성좌를 사용하는 XOSTBC에 적용되는 BICM 시스템의 모의실험을 수행하였다. 모의실험 환경은 다음과 같다. 하나의 OSTBC 신호행렬이 전송되는 블록 시간 동안은 페이딩 성분이 일정하고, 서로 다른 블록 시간 동안에는 시간적으로 완전히 비상관적인 고속 레일리 페이딩 환경을 가정하였다. 변

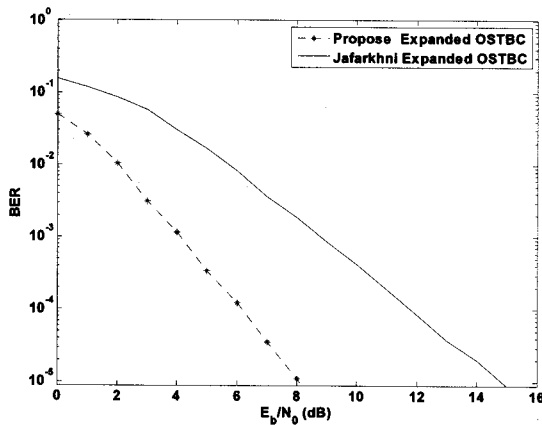


그림 2. XOSTBC에 적용된 BICM의 BER 곡선들
(부호기의 상태 개수 = 4, BPSK)

Fig. 2. BER curves of BICM applied to XOSTBC.
(number of encoder states = 4, BPSK)

조 방식은 BPSK를 사용하였고, 부호기는 부호율이 2/3인 조직적 귀환 부호기를 사용하였으며, 기존에 Jafarkhani가 사용하였던 XOSTBC가 사용된 경우와 III장에서 제안한 XOSTBC를 사용한 경우를 비교하여 모의실험을 수행하였다. 그림 2에서 사용된 부호기의 패리티 점검 행렬은 8진 표기법으로 $h = [3 \ 5 \ 7]$ 이며, 이 부호기는 부호율이 2/3이고, 상태의 개수가 4인 이진 길쌈 부호기 중 최적의 길쌈 부호기이다.

그림 2를 보면, Jafarkhani의 방식으로 얻어진 XOSTBC를 사용하는 BICM의 BER 곡선에 비해 본 논문에서 제안한 방식으로 얻어진 XOSTBC를 사용하는 BICM의 BER 곡선이 더욱 가파른 기울기를 가지는 것을 알 수 있다. 이는 본 논문에서 제안한 XOSTBC의 SDM들이 항상 최대의 차수를 가지기 때문이다.

VI. 결론 및 향후 과제

본 논문에서는 XOSTBC에 적용되는 BICM 시스템의 성능을 분석하고, 이를 이용하여 XOSTBC의 설계 기준을 유도하였으며, 설계된 XOSTBC를 사용한 BICM의 성능을 모의실험을 통하여 평가하였다. 본 논문에서 설계한 XOSTBC는 기존의 XOSTBC들과 달리 본래의 OSTBC 신호 행렬의 모든 벡터들을 변형시킨다. 이렇게 얻어진 XOSTBC에서는 0이 아닌 모든 SDM들이 직교 행렬을 이루게 된다. 다시 말해서 이렇게 얻어진 XOSTBC는 또 다른 OSTBC의 부분 집합이 된다. 따라서 본 논문에서 제안한 XOSTBC의 0이 아닌 SDM들은 언제나 최대의 차수를 가지게 된다. 또한 본

논문에서는 XOSTBC를 설계할 때, 0이 아닌 SDM의 최소의 고유치를 최대화할 수 있도록 설계하였으며, 이는 최대의 부호 이득은 아닐지라도, 상당히 높은 부호 이득을 보장한다. 본 논문에서는 이러한 결과를 BPSK 신호 성과와 부호율이 2/3이고 부호기의 상태수가 4인 길쌈 부호기가 사용되는 BICM 시스템에 대한 모의실험을 통하여 입증하였다. 이 결과는 QPSK, 8-PSK 뿐만 아니라 QAM에도 적용될 수 있다.

한편 본 논문에서는 XOSTBC의 설계 시 심볼 라벨링에 대한 설계는 다루지 않았다. 심볼 라벨링을 설계하려면, 식 (9)의 $N(X)$ 와 같은 인수들이 고려되어야 한다. 이는 향후 연구 과제로 다루어질 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [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] H. Jafarkhani and N. Seshadri, "Super-orthogonal space-time trellis codes", *IEEE Trans. Inform Theory*, vol. 49, pp. 937-950, Apr., 2003.
- [3] S. Siwamogsatham and M. P. Fitz, "High-rate concatenated space-time block code M-TCM designs", *IEEE Trans. Inform Theory*, vol. 51, no. 12, pp. 4173-4183, Dec. 2005.
- [4] D. M. Ionescu, "On space-time code design," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 1, pp. 20-28, Jan. 2003.
- [5] 김창중, 허서원, 이호경, "고속 레일리 페이딩 채널에 적합한 개선된 초직교 시공간 격자 부호", 한국통신학회논문지, 제 32권, 제 9호, 820-825쪽, 2007년 9월
- [6] C.-J. Kim, S.W. Heo and H.-K. Lee, "Improved super-orthogonal space-time trellis codes for fast Rayleigh fading channels", *Electronics Letters*, vol. 44, no. 12, pp. 752-753, May, 2008.
- [7] 박종철, 김창중, 이호경, "개선된 SOSTBC 적용된 BICM", 전자공학회논문지, 제 45권 (TC 편), 제 3호, 34-39쪽, 2008년 3월
- [8] G. Caire, G. Taricco, E. Biglieri, "Bit-interleaved coded modulation", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 927-946, May, 1998.
- [9] V. Sethuraman, B. Hajek, "Comments on "Bit-interleaved coded modulation", *IEEE Trans. Inform Theory*, vol. 52, no. 4, pp. 1795-1797, Apr. 2006.

저 자 소 개



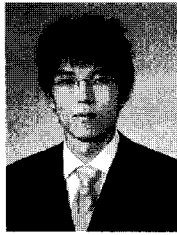
김 창 중(정회원)
 2000년 홍익대학교 전자전기
 공학부 학사 졸업.
 2002년 홍익대학교 대학원 전과
 통신공학과 석사 졸업.
 2005년 홍익대학교 대학원
 전자정보통신공학과
 박사 수료.

<주관심분야 : 통신, 부호 이론, 부호화 변조, 시
 공간부호>



이 호 경(정회원)
 1981년 서울대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1987년 Northrop University
 전자공학과 석사 졸업.
 1994년 University of Southern
 California 전자공학과
 박사 졸업.

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



박 증 철(학생회원)
 2007년 홍익대학교 전자전기
 공학부 학사 졸업.
 2009년 홍익대학교 대학원
 전자정보통신공학과
 석사 졸업.

<주관심분야 : 통신, 부호 이론,
 BICM, 시공간부호>