DBpia

최소 복호 복잡도를 갖는 새로운 준직교 시공간블록부호 설계

준회원 채 창 현*, 최 대 원*, 정회원 정 태 진*

Design of New Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code with Minimum Decoding Complexity

Chang-Hyeon Chae*, Dae-Won Choi* ***Associate Members***, Tae-Jin Jung* ***Regular Member***

요 약

본 논문은 4개의 송신 안테나를 사용 할 경우 임의의 QAM 변조 방식과 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 최대 다이버시티 이득을 획득하고 더불어 full-rate을 획득하는 새로운 QO-STBC(quasi-orthogonal space-time block code)를 제안한다. 특히 제안된 부호는 기존의 MDC-QO-STBC(minimum decoding complexity QO-STBC)와 같이 준직교 특성을 만족하여 수신단에서 2개의 실수 심벌들로 구성된 4개의 그룹들에 대하여 각각 독립적인 ML(maximum likelihood) 복호가 가능하다는 장점을 갖는다. 전산 실험 결과 제안된 부호는 모든 변조 방식들에 대하여 MDC-QO-STBC와 동일한 비트 오율(BER) 성능을 보여준다. 하지만 제안된 부호는 모든 송신 안테나들에서 성상 회전 이전의 신호들에 비해 PAPR(peak-to-average power ratio) 값들이 증가하는 기존의 MDC-QO-STBC와 달리 오직 2개의 송신 안테나들에서만 PAPR의 증가가 발생하도록 수정 가능하며 따라서 실제 송신 시스템 구현 시 훨씬 큰 이점을 갖게 된다.

Key Words : Space Time Code, Transmit Diversity, PAPRs, Fading, QAM

ABSTRACT

In this paper, we propose a new quasi-orthogonal space-time block code(QO-STBC) achieving full rate and full diversity for general QAM and quasi-static Rayleigh fading channels with four transmit antennas. This code possesses the quasi orthogonal property like the conventional minimum decoding complexity QO-STBC(MDC-QO-STBC), which allows independently a maximum likelihood(ML) decoding to only require joint detection of two real symbols. By computer simulation results, we show that the proposed code exhibits the identical BER performance with the existing MDC-QO-STBC. However, the proposed code has an advantage in the transceiver implementation since the original coding scheme may be modified so that increases of peak-to-average power ratio occur at only two transmit antennas, but the MDC-QO-STBC does at all of transmit antennas.

Ⅰ. 서 론

최근 2개 이상의 송신 안테나에 대해 full-rate와 최대 다이버시티 이득을 획득하는 STBC에 대한 많은 연구 결과물들이 발표되었다. 특히 성상 회전 방법을 이용한 ST-CR(ST-constellation-rotating)[6]과 A-ST-CR (Alamouti-ST-CR)[7] 부호는 최대 다이버시티 이득과 최적의 코딩 이득을 획득하는 장점을 갖는다.

※ 이 논문은 2006년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임.(KRF-2006-331-D00382)
* 전남대학교 전자컴퓨터공학부 광대역무선통신연구실 (kidnara@moiza.chonnam.ac.kr, inaromp@moiza.chonnam.ac.kr, tjjung@chonnam.ac.kr)
논문번호 : KICS2007-09-419, 접수일자 : 2007년 9월 14일, 최종논문접수일자 : 2007년 11월 27일

www.dbpia.co.kr

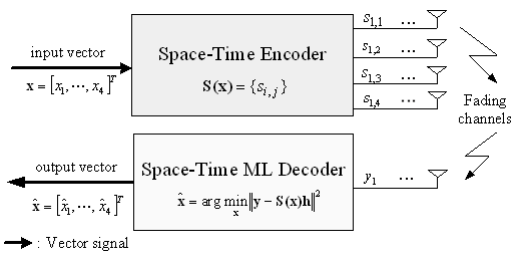

그림 1. 4개의 송신 안테나를 사용한 시공간블록부호 송수신 시스템 모델
Fig. 1 System model for STBC using four transmit antennas

그러나 이 부호들에는 기존의 직교 STBC 부호들[2,3]과 달리 직교 특성을 만족하지 않아 수신단에서 ML(maximum likelihood) 복호 복잡도가 아주 높다는 단점이 존재한다. 이러한 이유로 최근 심벌들 간 직교 여부 대신 심벌 그룹들 간에 직교 특성이 만족하도록 하여 수신단에서 복호 복잡도를 상대적으로 줄일 수 있는 full-rate QO-STBC (quasi-orthogonal STBC)들이 많이 제안되었다[8-12]. 특히 [9,10]에서 제안된 부호들은 최대 다이버시티 이득을 만족하지 않는 [8] 부호에 복소 성상 회전 기법을 적용하여 2개의 복소 심벌 그룹들 간의 독립적인 복호가 가능하면서 더불어 최대 다이버시티 이득을 획득하는 장점을 갖는다. 이와 달리 MDC-QO- STBC (minimum decoding complexity QO-STBC)[11,12]는 최대 다이버시티 획득을 위하여 기존의 복소 성상 회전 기법을 사용하는 [9,10]과 달리 실수 성상 회전 기법을 사용하는데 이는 수신단에서 2개의 복소 심벌 그룹들이 아닌 오로지 4개의 실수 심벌 그룹들에 대한 독립적인 ML 복호가 가능하게 하여 복호 복잡도를 추가로 더욱 줄일 수 있다는 장점을 갖는다. 하지만 이러한 실수 성상 회전 기법은 기존의 준직교 부호[9,10]와 달리 모든 송신 안테나들에서 성상 회전 이전의 신호들에 비하여 PAPR (peak-to-average power ratio) 값들이 증가하는 현상이 발생하며 따라서 이 부호는 실제 송신 시스템 구현 시 문제가 발생 할 수 있다.

이러한 이유로 본 논문에서는 4개의 송신 안테나를 사용할 경우 임의의 QAM 변조에 대해 full-rate과 최대 다이버시티 이득을 만족하는 새로운 QO-STBC를 제안한다. 이 제안된 부호는 기존의 A-ST-CR[7]의 구조를 기반으로 실수 성상 회전 선부호기와 Alamouti 부호를 직렬 연접하여 구성된다. 이 제안된 부호는 기존의 MDC-QO-STBC와 같이 동일한 준직교 특성을 만족하여 2개의 실수 심벌만으로 구성된 4개의 그룹들에 대한 독립적인 ML 복호가 가능하게 된다. 특히 이 제안된 부호는 동일한 성능과 복호 복잡도로 기존의 MDC-QO-STBC와 달리 오로지 2개의 송신 안테나에서만 PAPR 증가가 발생하도록 수정 가능하며 따라서 이 새로이 수정된 부호는 송신단 구현 시 훨씬 큰 이점을 가지게 된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. Ⅱ장에서는 본 논문에서 고려되는 시스템을 모델링한다. 그리고 Ⅲ장에서는 기존의 A-ST-CR의 중요한 특성들을 간략히 살펴보고 Ⅳ장에서는 4개의 송신 안테나에 대한 새로운 full-rate QO-STBC를 제안한다. Ⅴ장에서는 제안된 부호에 대한 실험 결과들을 제시하고 기존의 STBC들과 성능을 비교 및 분석하고 마지막으로 Ⅵ장에서는 결론을 맺는다.

Ⅱ. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 준정지 Rayleigh 페이딩 환경에서 4개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용하는 full-rate STBC를 고려한다.

먼저, 시공간 부호기는 QAM 변조된 4×1 신호 벡터 $\vec{x}=[x_1,\cdots,x_4]^T$를 입력으로 받아 4×4 송신 부호 행렬 $S(\vec{x})=\{s_{ij}\}$을 발생한 뒤 4의 신호 구간 동안 4개의 송신 안테나를 사용하여 전송한다. 여기에서 $\vec{z}^T$은 $\vec{z}$의 transpose 벡터를 나타내고, s_{ij}는 i번째 전송 시간에 j번째 안테나를 통해 전송되는 신호를 나타낸다. 또한, 전송되는 전체 평균 심벌 에너지 값을 일정하게 하기 위하여 $E\{\|S(\vec{x})\|^2\}=E\{|\vec{x}|^2\}=4$가 되도록 한다. 여기에서 $E\{\bullet\}$와 $\|\bullet\|$는 각각 평균 연산자 및 Frobenius norm 값을 나타내고, $|\bullet|$는 벡터의 크기를 의미한다.

본 논문에서는 먼저 서로 다른 송신 안테나를 통해 전송된 심벌들이 각각 독립적인 Rayleigh 페이딩을 겪고 한 부호 전송 구간 동안 값이 변하지 않는 준정지 채널로 가정한다. 이러한 가정으로 수신 벡터 $\vec{y}=[y_1,\cdots,y_4]^T$는 다음과 같이 정리될 수 있다.

$$\vec{y}=\sqrt{E_s}\,S(\vec{x})\vec{h}+\vec{n}. \quad (1)$$

여기에서 E_s와 $\vec{h}=[h_1,\cdots,h_4]^T$는 각각 평균 수신 심벌 에너지와 채널 응답 벡터이며 h_i는 i번째 송신 안테나로부터 수신 안테나까지의 복소 페이딩 값으로 실수와 허수 부분이 각각 0의 평균값과 0.5의 분

www.dbpia.co.kr

산 값을 가지는 i.i.d.(independent and identically distributed) Gaussian 분포를 갖는다. 또한, $\vec{n}=[n_1,\cdots,n_4]^T$는 4×1 노이즈 벡터를 나타내며, n_i는 시간 i에서 수신기의 i.i.d. 백색 Gaussian 노이즈(AWGN) 샘플 값이며 실수와 허수 부분이 각각 $N_0/2$의 양방향 전력 밀도를 갖는다.

수신단에서는 채널 벡터 $\vec{h}$ 값을 완벽히 안다는 가정 하에 모든 가능한 송신 부호 행렬들 중 $\vec{y}$와 최소 Euclidean 거리에 있는 신호 벡터 $\hat{\vec{x}}$을 선택함으로써 다음과 같이 ML 복호를 수행하게 된다.

$$\hat{\vec{x}}=\arg\min_{\vec{x}}\|\vec{y}-S(\vec{x})\vec{h}\|^2. \tag{2}$$

Ⅲ. 기존의 A-ST-CR 부호

기존의 4개의 송신 안테나를 사용하는 A-ST-CR[7] 부호는 먼저 4×1 송신 신호 벡터 $\vec{x}=[x_1,\cdots,x_4]^T$에 4×4 성상 회전 행렬 Θ을 곱하여 새로운 4×1 회전 벡터 $\vec{r}=[r_1,\cdots,r_4]^T\equiv\Theta\vec{x}$을 발생한다. 여기에서 사용되는 Θ는 페이딩이 없는 AWGN 환경에서 성능 저하가 발생하지 않도록 하기 위하여 신호 성상들 사이의 Euclidean 거리를 일정하게 하는 unitary 행렬만을 고려한다. 다음으로 총 4개의 회전된 신호 r_i를 2개 씩 묶은 다음 각각 Alamouti 부호화하여 다음과 같이 전송한다[7].

$$S(\vec{r})=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} r_1 & r_2 & 0 & 0\\ -r_2^* & r_1^* & 0 & 0\\ 0 & 0 & r_3 & r_4\\ 0 & 0 & -r_4^* & r_3^*\end{bmatrix}. \tag{3}$$

여기에서 $1/\sqrt{2}$는 전체 평균 심벌 에너지를 4로 정규화하기 위함이다. 식 (3)의 부호에 대해서 서로 다른 입력 벡터 $\vec{x}$와 $\vec{x'}$에 대한 $A(\vec{x},\vec{x'})=S(\vec{r}-\vec{r'})^*S(\vec{r}-\vec{r'})$의 determinant을 계산하면 다음과 같다[7].

$$\det(A(\vec{x},\vec{x'}))=\frac{1}{16}\prod_{i=1}^{2}\left(|d_{2i-1}|^2+|d_{2i}|^2\right)^2. \tag{4}$$

여기에서 $d_i=r_i-r_i'$이고 r_i와 r_i'은 각각 $\vec{r}$과 $\vec{r'}$의 i번째 원소이다. 또한 $\vec{r}$과 $\vec{r'}$은 각각 $\vec{x}$와 $\vec{x'}$의 회전 벡터이다. 식 (3)의 A-ST-CR에서 사용되는 Θ는 모든 서로 다른 $\vec{x}$와 $\vec{x'}$에 대해 항상 $d_i\neq0(r_i\neq r_i')$이 되도록 디자인 되는데, 이를 회전 특성(rotation property)라고 명칭한다[7]. 따라서 이와 같은 회전 특성으로 인해 식 (4)의 값이 항상 0보다 큼을 쉽게 확인할 수 있으며 식 (3)의 A-ST-CR은 Tarokh의 rank criterion[1]을 만족하여 최대 다이버시티 이득을 획득하게 된다.

한편 [4-6]에서 전산 탐색 방법 등을 통해 QAM 변조 방식을 사용할 경우 최대 다이버시티 이득을 획득하고 더불어 Tarokh의 determinant criterion[1]의 관점으로 최적의 코딩 이득을 획득하는 Θ들이 연구되었는데, 특히 2개의 송신 안테나를 사용할 경우 실수 성상 회전 행렬 2×2 Θ는 다음과 같다[4-6].

$$\Theta=\begin{bmatrix}\cos\theta & \sin\theta\\ -\sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix}. \tag{5}$$

여기에서 $\theta=\tan^{-1}((1\pm\sqrt{5})/2)$이다.

Ⅳ. 새로운 준직교 시공간블록부호 설계

Ⅲ장에서는 성상 회전 선부호기와 Alamouti 부호를 직렬 연접한 A-ST-CR의 특성에 대해 간략하게 살펴보았다. 본 장에서는 A-ST-CR과 비슷한 접근 방식을 이용하여 4개의 송신 안테나를 사용할 경우 준직교 특성을 만족하는 새로운 STBC를 제안한다. 특히 제안된 부호는 기존의 MDC-QO-STBC[11-12]처럼 2개의 실수 심벌만으로 구성된 4개의 그룹에 대해 각각 독립적인 ML 복호가 가능하다.

제안된 부호기는 우선 연속된 4개의 QAM 변조된 신호들을 묶어 4×1 송신 신호 벡터 $\vec{x}=[\vec{x_1},\vec{x_2}]$를 발생한다. 여기에서 $\vec{x_i}=[x_{i,1},x_{i,2}]^T$는 i번째 2×1 서브 신호 벡터를 나타낸다. 다음으로 이와 같이 발생된 총 2개의 2×1 서브 벡터 $\vec{x_i}$을 각각 2×2 성상 회전 행렬 Θ에 곱함으로써 총 2개의 2×1 서브 회전 벡터 $\vec{r_i}=[r_{i,1},r_{i,2}]^T=\Theta\vec{x_i}$, $i=1,2$을 발생한다. 이와 같이 발생된 $\vec{r_1}$과 $\vec{r_2}$의 j, $j=1,2$번째 원소들을 묶어 2개의 신호 쌍 $(r_{1,j},r_{2,j})$을 발생한 뒤 각각 Alamouti 부호화[3] 하여 다음과 같이 4개의 송신 안테나를 사용하여 식 (3)의 A-ST-CR과 동일한 방식으로 전송한다.

$$S(\vec{r})=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{2,1} & 0 & 0\\ -r_{2,1}^* & r_{1,1}^* & 0 & 0\\ 0 & 0 & r_{1,2} & r_{2,2}\\ 0 & 0 & -r_{2,2}^* & r_{1,2}^*\end{bmatrix}. \tag{6}$$

www.dbpia.co.kr

여기에서 $1/\sqrt{2}$는 전체 평균 심벌 에너지를 4로 일정하게 하기 위함이다. (6)의 새로운 부호는 4개의 QAM 변조된 신호들을 4개의 신호 구간 전송하므로 full-rate를 만족함을 쉽게 알 수 있다.

다음으로 식 (6)의 제안된 부호에 대하여 서로 다른 송신 신호 벡터 $\vec{x}$와 $\vec{x'}$에 대해 Ⅲ장에서 정의한 $A(\vec{x},\vec{x'})$의 determinant를 계산하면 다음과 같다.

$$\det\left(A(\vec{x},\vec{x'})\right)=\frac{1}{16}\prod_{i=1}^{2}\left(|d_{1,i}|^2+|d_{2,i}|^2\right)^2. \tag{7}$$

여기에서 $d_{i,j}=r_{i,j}-r_{i,j}'$이고 $r_{i,j}$와 $r_{i,j}'$은 각각 $\vec{r_i}$과 $\vec{r_i'}$의 j번째 원소이다. 먼저, 서로 다른 두 벡터 $\vec{x}$와 $\vec{x'}$는 $\vec{x_i}\neq\vec{x_i'}$을 만족하는 서브 벡터가 적어도 1개는 항상 존재하며, 따라서 이 두 서브 벡터들은 Θ의 회전 특성으로 인하여 $\vec{x_i}\neq\vec{x_i'}$인 i에 대하여 $r_{i,j}\neq r_{i,j}'$(또는 $d_{i,j}\neq 0$), $\forall j$가 항상 만족하게 된다. 따라서 식 (7)의 determinant 값은 항상 0보다 크게 되며, 식 (6)의 부호 역시 A-ST-CR처럼 최대 다이버시티 이득을 획득한다.

다음은 식 (6)의 제안된 부호가 MDC-QO-STBC [11-12]와 같은 준직교 특성을 만족하여 2개의 실수 심벌로 독립적인 ML 복호가 가능함을 알아보겠다. 먼저, 식 (6)의 부호에 대한 식 (2)의 ML 복호 알고리듬을 신호 벡터 $\vec{x}$에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$\|\vec{y}-S(\vec{r})\vec{h}\|^2=\left\|\vec{y'}-H\begin{bmatrix}\Theta & 0_2\\ 0_2 & \Theta\end{bmatrix}\vec{x}\right\|^2. \tag{8}$$

여기에서, $\vec{y'}$는 수신 벡터 $\vec{y}$의 짝수 번째 원소를 conjugate하여 발생한 벡터이며, 0_2는 2×2 영(zero) 행렬을 나타낸다. 그리고

$$H=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}h_1 & 0 & h_2 & 0\\ h_2^* & 0 & -h_1^* & 0\\ 0 & h_3 & 0 & h_4\\ 0 & h_4^* & 0 & -h_3^*\end{bmatrix} \tag{9}$$

이다. 식 (8) 내 등식은 벡터 내 원소를 conjugate 하여도 그 크기는 일정함을 이용하였다. 다음으로 식 (9)의 H을 수정하여 unitary 특성을 만족하는 새로운 행렬 $B(B^*B=I_4)$을 다음과 같이 정의한다. 여기에서 I_4는 4×4 단위 행렬을 나타낸다.

$$B=\begin{bmatrix}\frac{h_1}{\rho_1} & 0 & \frac{h_2}{\rho_1} & 0\\ \frac{h_2^*}{\rho_1} & 0 & -\frac{h_1^*}{\rho_1} & 0\\ 0 & \frac{h_3}{\rho_2} & 0 & \frac{h_4}{\rho_2}\\ 0 & \frac{h_4^*}{\rho_2} & 0 & -\frac{h_3^*}{\rho_2}\end{bmatrix}. \tag{10}$$

여기에서 $\rho_1=\sqrt{|h_1|^2+|h_2|^2}$, $\rho_2=\sqrt{|h_3|^2+|h_4|^2}$이다. 다음으로 이와 같이 정의 된 행렬 B을 이용하여, 식 (8)의 ML Metric 값을 아래와 같이 각각 $\vec{x_1}$과 $\vec{x_2}$의 실수부와 허수부로 구성된 4개의 독립된 함수들의 합으로 쉽게 분리할 수 있다.

$$\left\|\vec{y'}-H\begin{bmatrix}\Theta & 0_2\\ 0_2 & \Theta\end{bmatrix}\vec{x}\right\|^2=\left\|B^*\vec{y'}-B^*H\begin{bmatrix}\Theta & 0_2\\ 0_2 & \Theta\end{bmatrix}\vec{x}\right\|^2 \tag{11}$$

$$=\left\|\begin{bmatrix}\vec{z_1}\\ \vec{z_2}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\Lambda & 0_2\\ 0_2 & \Lambda\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Theta & 0_2\\ 0_2 & \Theta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\vec{x_1}\\ \vec{x_2}\end{bmatrix}\right\|^2 \tag{12}$$

$$=\sum_{i=1}^{2}\|\vec{z_i}-\Lambda\Theta\vec{x_i}\|^2 \tag{13}$$

$$=\sum_{i=1}^{2}\left(\|\vec{z_i^R}-\Lambda\Theta\vec{x_i^R}\|^2+\|\vec{z_i^I}-\Lambda\Theta\vec{x_i^I}\|^2\right). \tag{14}$$

여기에서, $[\vec{z_1},\vec{z_2}]^T=B^*\vec{y'}$이고 $\Lambda=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}\rho_1 & 0\\ 0 & \rho_2\end{bmatrix}$이다. 또한 $\vec{a^R}$과 $\vec{a^I}$는 각각 벡터 $\vec{a}$의 실수부와 허수부를 의미한다. 식 (11)의 등식 관계는 벡터의 norm 값을 일정하게 하는 unitary 행렬 B의 특성을 이용한 것이다.

따라서 식 (11)과 최종 유도된 식 (14)를 비교하면 식 (11)의 왼쪽 식의 ML Metric 값을 최소화하는 것은 식 (14)의 $\vec{x_1}$과 $\vec{x_2}$의 실수부와 허수부끼리 구성된 4개의 독립된 함수들을 각각 최소화하는 것과 동일함을 알 수 있다. 이러한 이유로, 수신단에서는 각 서브 송신 벡터들의 실수부와 허수부를 다음과 같이 독립적으로 ML 복호를 수행할 수 있다.

$$\widehat{\vec{x_i^R}}=\arg\min_{\vec{x_i^R}}\|\vec{z_i^R}-\Lambda\Theta\vec{x_i^R}\|, \tag{15}$$

$$\widehat{\vec{x_i^I}}=\arg\min_{\vec{x_i^I}}\|\vec{z_i^I}-\Lambda\Theta\vec{x_i^I}\|,\quad i=1,2. \tag{16}$$

식 (6)의 제안된 부호 $S(\vec{r})$은 최대 다이버시티 이득을 획득하고 준직교 특성으로 복호 복잡도가

www.dbpia.co.kr

상대적으로 낮다는 장점들이 있지만 각 송신 안테나에서 신호 불연속성과 더불어 PAPR 값들이 커진다는 문제점이 발생한다. 이러한 문제점은 기존의 방법[6,7]처럼 원래 송신 부호 행렬 $S(\vec{r})$ 양쪽에 2개의 4×4 unitary 행렬 V와 U을 곱하여 새로운 송신 신호 행렬 $S'(\vec{r})= VS(\vec{r})U$을 발생한 뒤 $S(\vec{r})$ 대신 전송함으로써 일부 해결이 가능하다. 참고로 수정된 부호 $S'(\vec{r})$는 unitary 행렬 V와 U의 특성으로 수정 이전의 원래 부호 $S(\vec{r})$와 동일한 특성들과 성능을 갖는다. 한 예로 식 (5)에서 정의된 Θ을 사용하는 식 (6)의 제안된 부호에 대하여 아래와 같은 unitary 행렬들을 사용할 경우

$$V=\begin{bmatrix}\cos\theta & 0 & -\sin\theta & 0\\ 0 & \cos\theta & 0 & -\sin\theta\\ \sin\theta & 0 & \cos\theta & 0\\ 0 & \sin\theta & 0 & \cos\theta\end{bmatrix}, \tag{17}$$

$$U=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1&0&1&0\\0&1&0&1\\1&0&-1&0\\0&1&0&-1\end{bmatrix}, \tag{18}$$

새로이 수정된 부호 행렬 $S'(\vec{r})$는 다음과 같다.

$$S'(\vec{r})=\frac{1}{2}V\begin{bmatrix}r_{1,1} & r_{2,1} & r_{1,1} & r_{2,1}\\ -r_{2,1}^{*} & r_{1,1}^{*} & -r_{2,1}^{*} & r_{1,1}^{*}\\ r_{1,2} & r_{2,2} & -r_{1,2} & -r_{2,2}\\ -r_{2,2}^{*} & r_{1,2}^{*} & r_{2,2}^{*} & -r_{1,2}^{*}\end{bmatrix} \tag{19}$$

$$=\frac{1}{2}\begin{bmatrix}x_{1,1} & x_{2,1} & \alpha_1x_{1,1}+\alpha_2x_{1,2} & \alpha_1x_{2,1}+\alpha_2x_{2,2}\\ -x_{2,1}^{*} & x_{1,1}^{*} & -\alpha_1x_{2,1}^{*}-\alpha_2x_{2,2}^{*} & \alpha_1x_{1,1}^{*}+\alpha_2x_{1,2}^{*}\\ x_{1,2} & x_{2,2} & \alpha_2x_{1,1}-\alpha_1x_{1,2} & \alpha_2x_{2,1}-\alpha_1x_{2,2}\\ -x_{2,2}^{*} & x_{1,2}^{*} & -\alpha_2x_{2,1}^{*}+\alpha_1x_{2,2}^{*} & \alpha_2x_{1,1}^{*}-\alpha_1x_{1,2}^{*}\end{bmatrix}. \tag{20}$$

여기에서, $\alpha_1=\cos(2\theta),\alpha_2=\sin(2\theta)$이고 θ는 식 (5)에 정의되어 있다. 이와 같이 식 (20)의 새로이 수정된 부호는 식 (6)의 원래 부호에 비하여 신호 불연속 구간이 존재하지 않고 각 송신 안테나의 평균 송신 파워가 동일함을 쉽게 확인 할 수 있다. 특히 [11,12]에서 제안된 아래와 같은 MDC-QO-STBC와 비교하면 다음과 같다.

$$S_{MDC}=\frac{1}{2}\begin{bmatrix}\Psi_1^R & \Psi_2^R & -(\Psi_1^I)^* & -(\Psi_2^I)^*\\ -(\Psi_2^R)^* & (\Psi_1^R)^* & \Psi_2^I & -\Psi_1^I\\ -(\Psi_1^I)^* & -(\Psi_2^I)^* & \Psi_1^R & \Psi_2^R\\ \Psi_2^I & -\Psi_1^I & -(\Psi_2^R)^* & (\Psi_1^R)^*\end{bmatrix}. \tag{21}$$

여기에서 $\Psi_k^R=\Delta_k^R+j\Delta_{k+2}^R, \Psi_k^I=\Delta_k^I+j\Delta_{k+2}^I$ 이고 $\Delta_k^R=\cos\phi x_k^R-\sin\phi x_k^I, \Delta_k^I=\sin\phi x_k^R+\cos\phi x_k^I, \phi=13.29^o$ 이다. 식 (21)의 부호는 성상 회전 기법 사용으로 인하여 모든 송신 안테나 및 전송 구간에서 총 2개의 복소 변조된 심벌들이 동시에 전송되게 되며 따라서 각 송신 안테나에서의 PAPR 증가가 발생하게 된다. 하지만 식 (20)의 새로이 제안된 부호는 오로지 마지막 2개의 송신 안테나에서만 2개의 복소 변조된 신호가 전송되어 PAPR 증가가 발생함을 확인할 수 있다. 따라서 이 새로운 부호는 기존의 MDC-QO-STBC 부호에 비하여 송신단 구현 시 훨씬 큰 이점을 가지게 된다.

Ⅴ. 실험 결과

본 장에서는 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경

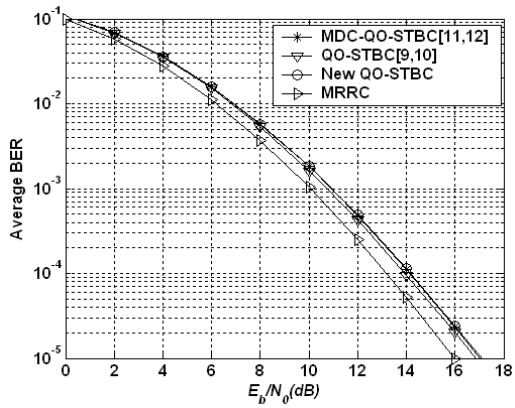

그림 2. 4-QAM 변조 방식에 대한 평균 BER
Fig. 2 Average BER versus Eb/No [dB] for 4-QAM

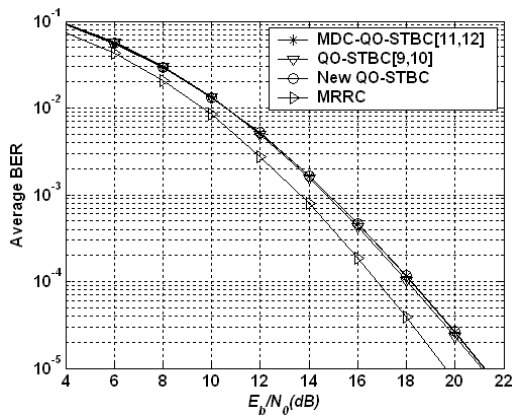

그림 3. 16-QAM 변조 방식에 대한 평균 BER
Fig. 3 Average BER versus Eb/No [dB] for 16-QAM

www.dbpia.co.kr

표 1. QO-STBC들 비교(M=변조 차수)
Table 1. Comparisons of Conventional and Proposed QO-STBCs.(M = Modulation Order)

	ξ		부호의 총 수	PAPR 증가(안테나 수)
	$M=4$	$M=16$		
QO-STBC[9,10]	0.5	0.1	$2M^2$	0
MDC-QO-STBC[11,12]	0.447	0.089	$4M$	4
New QO-STBC	0.447	0.089	$4M$	2

하에서 4개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용할 경우 식 (20)의 수정된 부호에 대한 전산 실험 결과를 제시한다. 또한 제안된 부호와의 성능 비교를 위하여 최적의 성상 회전 기법을 사용한 기존의 QO-STBC[9-12]들의 결과들을 추가로 제시한다. 더불어, 이론적인 최적 성능과의 비교를 위하여 동일한 전체 평균 심벌 에너지로 1개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용하는 MRRC(maximal ratio receiver combining)의 실험 결과도 제시하였다. 표 1은 전산 실험에서 고려되는 QO-STBC 부호들의 성능 비교를 위하여 모든 가능한 서로 다른 송신 신호 벡터에 대한 최소 determinant 값, $\xi = \min(\det(A(\vec{x},\vec{x'})))$[1]과 ML 복호 시에 필요한 총 가능한 부호의 총 수, 그리고 성상 회전 후 PAPR 증가가 발생하는 송신 안테나의 개수를 나타낸다.

그림 2와 3은 각각 4-QAM와 16-QAM 변조 방식을 사용할 경우에 대한 평균 비트 오율(BER)을 나타낸 것이다. 실험 결과 제안된 준직교 부호는 모든 변조 방식에서 최대 다이버시티 차수 4를 가지고 MRRC와 비교했을 때 각각 약 1dB와 1.5dB 이내의 성능을 보여줌을 확인할 수 있다. 또한 제안된 부호는 MDC-QO-STBC[11-12]와 거의 동일한 성능을 보이며, QO-STBC[9-10]와 비교했을 때 약간의 성능 저하를 보여준다. 이와 같은 이유는 표 1과 같이 새로운 부호의 ξ가 MDC-QO-STBC의 ξ와 동일한 값을 가지고 또한 QO-STBC의 ξ보다 작은 값을 가지기 때문이다. 그러나 제안된 부호는 표 1처럼 2개의 실수 심벌만으로 구성된 4개의 그룹을 각각 ML 복호가 가능하여 [9-10]의 QO-STBC들 보다 ML 복호 복잡도를 크게 줄일 수 있다는 장점을 갖는다. 더불어 제안된 부호는 MDC-QO-STBC와 비교했을 때 동일한 성능과 수신 ML 복잡도를 가지더라도 모든 송신 안테나에서 PAPR 증가가 발생하는 MDC-QO-STBC와는 달리 오직 2개의 송신 안테나에서만 PAPR의 증가가 발생하여 송신기의 실제적인 구현 측면에서의 큰 장점이 존재한다.

Ⅵ. 결 론

본 논문에서는 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경하에서 QAM 변조 방식과 4개의 송신 안테나를 사용할 경우 full-rate과 최대 다이버시티 이득을 획득하는 새로운 QO-STBC를 제안하였다. 이 부호는 기존의 실수 성상 회전 선부호기와 Alamouti 부호를 적절히 직렬 연접함으로써 생성된다. 제안된 부호는 기존의 MDC-QO-STBC처럼 수신단에서 2개의 실수 심벌만으로 구성된 4개의 독립적인 함수를 이용하여 각각 ML 복호를 할 수 있는 준직교 성질을 만족한다. 또한, 본 논문에서는 신호 불연속성과 PAPR의 증가를 부분적으로 없애기 위해 원래의 부호를 수정한 새로운 부호도 같이 제시하였다. 특히 이 수정된 부호는 unitary 행렬의 특징을 이용하여 원래의 부호와 동일한 성능을 갖으며, 기존의 MDC-QO-STBC와의 비교 시 절반의 송신 안테나에서만 PAPR의 증가가 발생하여 실제 구현 측면에서 큰 장점이 있다.

참 고 문 헌

〔1〕 V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," *IEEE Trans. Inform. Theory,* Vol.44, no.2, pp.744-765, Mar. 1998.

〔2〕 V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for Wireless Communication: Theory of Generalized Orthogonal Designs," *IEEE Trans. Inform. Theory,* Vol.45, pp.1456-1467, July 1999.

〔3〕 S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.,* Vol.16, no.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.

〔4〕 J. Boutros ans E. Viterbo, "Signal Space Diversity: A Power and Bandwidth Efficient Diversity Technique for Rayleigh Fading Channel," *IEEE Trans. Inform. Theory,* Vol.44, pp.1453-1467, July 1998.

〔5〕 X. Giraud, E. Boutillon, and J. C. Belfore,

www.dbpia.co.kr

"Algebraic Tools to Build Modulation Schemes for Fading Channels," *IEEE Trans. Inform. Theory,* Vol.43, pp.938-952, May 1997.

〔6〕 Y. Xin, Z. Wang, and G. B. Giannakis, "Space-Time Diversity Systems Based on Linear Constellation Precoding," *IEEE Tran. Wireless Commun.* Vol.2 pp.294-309, Mar. 2003.

〔7〕 T. Jung and K. Cheun, "Design of Concatenated Space-Time Block Codes Using Signal Space Diversity and The Alamouti Scheme," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.7, pp.329-331, July 2003.

〔8〕 H. Jafarkhani, "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.49, pp.1-4, Jan. 2001.

〔9〕 W. Su and X.-G. Xia, "Signal Constellations for Quasi-Orthogonal Space-Time Block Codes With Full Diversity," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.50, pp.2331-2347, Oct. 2004.

〔10〕 L. Xian and H. Liu, "Rate-One Space-Time Block Codes With Full Diversity," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.53, pp.1986-1990, Dec. 2005.

〔11〕 C. Yuen, Y. L. Guan, and T. T. Tjhung, "Quasi-Orthogonal STBC With Minimum Decoding Complexity," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.4, pp.2089-2094, Sep. 2005.

〔12〕 C. Yuen, Y. L. Guan, and T. T. Tjhung, "Quasi-Orthogonal STBC With Minimum Decoding Complexity: Further Results," in *Proc. Wireless Communications and Nwtworking Conf. (WCNC)*, pp.483-488, New Orleans, LA, 2005.

채 창 현 (Chang-Hyeon Chae) 준회원

2007년 2월 전남대학교 전자컴퓨터공학부 졸업

2007년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부(석사과정)

<관심분야> 무선통신, 통신공학

최 대 원 (Daw-Won Choi) 준회원

2007년 2월 전남대학교 전자 컴퓨터공학부 졸업

2007년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부(석사과정)

<관심분야> 무선통신, 통신공학

정 태 진 (Tae-Jin Jung) 정회원

1996년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과(학사)

1998년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과(석사)

2003년 8월 포항공과대학교 전자전기공학과(박사)

2003년 9월~2004년 2월 한국전자통신연구원 전파방송연구소 선임연구원

2004년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부 조교수

<관심분야> 대역확산통신방식, 통신 및 정보 이론

www.dbpia.co.kr