

최대 다이버시티 이득을 획득하는 새로운 full-rate 시공간블록부호들

준회원 정지용*, 남궁호영**, 정회원 정태진***, 김철성****

New full-rate space-time block codes with full diversity

Ji-Yong Jung*, Ho-Young Namgung** Associate Members,
Tae-Jin Jung***, Cheol-Sung Kim**** Regular Members

요약

본 논문은 QAM 변조방식과 준정지(quasi-static) Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 3이상의 임의의 송신안테나를 사용할 경우 추가로 주파수 대역을 사용하지 않고 최대 다이버시티 이득을 획득하는 새로운 시공간블록부호들을 제안한다. 이 제안된 부호들은 기존의 A-ST-CR 부호^[6,7]와 같이 정상 회전 선부호기^[4,5]와 Alamouti 부호^[3]를 적절히 직렬 연결하여 구성된다. 전산 실험 결과, 제안된 부호는 ST-CR 부호^[4,5]보다 높은 코딩이득을 획득하며, QPSK 변조방식과 3, 4, 5개의 송신 안테나 개수를 사용할 경우 평균 심벌오율 10^{-5} 에서 기존의 ST-CR 부호^[4,5]보다 각각 약 1.3dB, 1.4dB 그리고 1.5dB의 코딩 이득의 성능 향상을 보이고, 16-QAM 변조방식과 3개의 송신 안테나 개수를 사용할 경우 약 3dB의 성능 향상을 보인다.

Key Words : fading channels, multiple transmit antennas, space-time codes, wireless communication, mobile communication

ABSTRACT

This paper proposes new space-time block codes achieving full rate and full diversity for QAM and quasi-static Rayleigh fading channels when using any number of transmit antennas larger than 3 transmit antennas. These codes are constructed by serially concatenating the constellation rotating precoders^[4,5] with the Alamouti scheme^[3] like the conventional A-ST-CR code^[6,7]. Computer simulations show that the proposed codes achieve approximately 1.3dB, 1.4dB and 1.5dB larger coding gains than the ST-CR codes^[4,5] for QPSK with 3, 4 and 5 transmit antennas, respectively, and about 3dB for 16QAM with 3 transmit antennas.

1. 서론

차세대 무선 통신 시스템은 고품질의 서비스와 신뢰성 높은 통신을 위해 보다 나은 전력 효율과 대역폭 효율이 요구되어 지고 있다. 페이딩을 겪는 채널 환경 하에서 별도의 주파수 대역의 추가 없이

다이버시티(diversity) 이득과 코딩(coding)이득을 동시에 획득하는 시공간부호(Space-time code)는 최근 차세대 고속 무선 통신 시스템에 적합한 방식으로 큰 관심을 얻고 있다. 특히, Alamouti가 제안한 시공간블록부호(STBC, space-time block code)^[3]는 2개의 안테나와 임의의 복소 변조방식을 사용할 경

* 전남대학교 컴퓨터정보통신공학과 통신시스템 연구실(jjy885@empal.com),

** 전남대학교 정보통신협동과정 통신시스템연구실(hynamgung@naver.com),

*** 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부(tjjung@chonnam.ac.kr), **** 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부(chskim@chonnam.ac.kr)
논문번호 : KICS2005-06-228, 접수일자 : 2005년 6월 1일

※ 본 연구는 전남대학교 고품질 전기전자 부품 및 시스템 연구센터의 연구비 지원에 의해 연구되었음.

우 추가적인 주파수 대역의 사용 없이(full-rate) 최대 다이버시티 이득을 획득하고, 더불어 수신단에서 직교성을 이용한 간단한 최대우도(ML) 복호가 가능하다는 장점을 갖는다. 이 부호는 3세대 무선 이동통신 시스템의 3GPP(3rd generation partnership project) 표준으로 채택되어 있다^[8]. 하지만 복소 변조방식을 사용할 경우 full-rate 직교 STBC는 송신 안테나 개수가 2일 경우에만 존재하며^[7], 따라서 최근 복소 변조방식과 3개 이상의 송신 안테나 개수를 사용할 경우 추가로 주파수 대역을 사용하지 않고 최대 다이버시티 이득을 획득하는 full-rate 시공간블록부호들이 발표 되었다^[4-7]. 참고문헌 [4,5]에서 제안된 ST-CR(Space-time constellation-rotating) 부호는 QAM 변조된 신호벡터를 성상회전 선부호기를 통과시킨 후 여러 개의 송신안테나를 통하여 시분할하여 전송함으로써 임의의 송신안테나 개수를 사용하여 full-rate를 만족하고 최대 다이버시티이득을 획득한다. 하지만 직교 STBC 보다 상대적으로 낮은 코딩이득을 가지는 단점이 존재하여 ST-CR 부호의 단점을 개선한 새로운 A-ST-CR 부호들^[6,7]이 제안되었는데, 이 부호는 성상회전 선부호기와 Alamouti 부호를 적절히 직렬 연결함으로써 기존의 ST-CR 부호보다 높은 코딩이득을 획득하게 된다. 하지만, 이 부호는 오직 짝수개의 송신안테나들을 사용하므로 실제 송신 시스템 구현 시 어려움이 발생할 수 있다. 따라서 [9]에서는 기존의 A-ST-CR 부호를 적절히 수정하여 송신안테나가 3개일 경우에도 최대의 다이버시티 이득을 얻는 새로운 연결 시공간 블록 부호를 제안하였다.

본 논문에서는 기존의 송신안테나 3개를 사용하는 새로운 연결 시공간 블록부호^[9]를 3 이상의 임의의 송신안테나로 확장하여 사용할 경우 QAM 변조 방식에서 최대 다이버시티 이득을 획득하는 새로운 full-rate STBC들을 제안한다. 이 제안된 부호들은 기존의 A-ST-CR 부호와 같이 성상회전 선부호기와 Alamouti 부호를 적절히 직렬 연결함으로써 구성된다. 전산 실험 결과, 이 제안된 부호들은 기존의 ST-CR 부호보다 상대적으로 높은 코딩 이득을 획득한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 STBC 시스템을 모델링하고, 제 III장에서는 기존의 ST-CR 부호의 전송 구조와 특징을 살펴본다. 다음으로 제 IV장에서는 제안된 STBC들을 설계하고, 제 V장에서는 제안된 부호에 대한 모의실험 결과들을 제시하고 기존의 STBC들과 성능을 비교 및

분석한다. 마지막으로 제 VI장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 임의의 송신안테나 개수와 1개의 수신안테나를 사용하는 STBC를 고려한다.

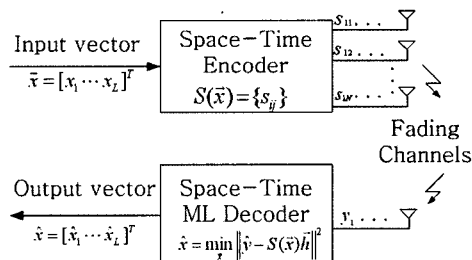


그림 1. 시공간블록부호 송수신 시스템

먼저, 시공간 부호기는 QAM 변조된 $L \times 1$ 신호벡터 $\vec{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_L]^T$ 를 입력으로 받아 $T_0 \times N$ 송신부호 행렬 $S(\vec{x}) = \{s_{ij}\}$ 을 발생한 뒤 T_0 의 신호 구간동안 N 개의 송신안테나를 사용하여 전송한다. 여기에서 Z^T 는 Z 의 transpose 벡터를 나타내고, S_{ij} 는 i 번째 전송시간에 j 번째 안테나를 통해 전송되는 신호를 나타낸다. 그리고 $R = L/T_0$ 로서 송신 데이터율을 나타내는데, 본 논문에서는 이후부터 $T_0 = L$ 로 하여 $R = 1$ (full rate)인 부호만을 고려한다.

또한, L 개의 신호 구간동안 N 개의 송신 안테나들을 통하여 전송되는 전체 평균 심벌 에너지값을 일정하게 하기 위하여 $E\{\|S(\vec{x})\|^2\} = E\{\|\vec{x}\|^2\} = LE$, 가 되도록 한다. 여기에서 $E\{\cdot\}$ 와 $\|\cdot\|$ 는 각각 평균 연산자 및 Frobenius norm 값을 나타내고, $\|\cdot\|$ 는 벡터의 크기이며, E_s 는 평균 심벌 에너지를 나타낸다.

따라서, 각 송신 안테나를 통해 독립적인 페이딩을 겪은 후 L 시간동안 수신되는 $L \times 1$ 신호벡터 $\vec{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_L]^T$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{y} = S(\vec{x})\vec{h} + \vec{n}. \tag{1}$$

여기에서 $\vec{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_N]^T$ 는 $N \times 1$ 채널 응답 벡터로서 h_i 는 i 번째 송신 안테나로부터 수신 안테나까지의 복소 페이딩 값으로 실수와 허수 부분이 각각 0의 평균값과 0.5의 분산 값을 가지는 i.i.d(in-

dependent and identically distributed) Gaussian 분포를 갖는다. 또한, $\vec{n}=[n_1 n_2 \dots n_L]^T$ 는 $L \times 1$ 노이즈 벡터를 나타내며, n_i 는 시간 i 에서 수신기의 i.i.d. 백색 Gaussian 노이즈 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 Uclidean 거리에 있는 $L \times 1$ 신호 벡터 \hat{x} 을 선택함으로써 다음과 같이 최대우도(ML) 복호를 수행하게 된다.

$$\hat{x} = \min_x \| \vec{y} - S(\vec{x}) \vec{h} \|. \quad (2)$$

이와 같은 최대우도 복호 방법으로 Tarokh 등은 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 다음과 같은 두 가지의 시공간부호의 디자인 조건들을 제시하였다¹⁾.

• Rank criterion

시공간부호의 다이버시티 이득을 최대화하는 디자인 조건으로, 임의의 서로 다른 두 신호 벡터 \vec{x}, \vec{x}' 에 대한 행렬 $A(\vec{x}, \vec{x}') = (S(\vec{x} - \vec{x}'))^*(S(\vec{x} - \vec{x}'))$ 가 non-singular 해야 한다. 여기에서 Z^* 는 Z 의 Hermitian (conjugate transpose) 행렬을 나타낸다. 즉, $A(\vec{x}, \vec{x}')$ 의 determinant 값, $det(A(\vec{x}, \vec{x}'))$ 이 0보다 큰 값을 가져야 한다.

• Determinant criterion

시공간부호의 코딩 이득을 최대화하는 디자인 조건으로, 모든 서로 다른 두 신호 벡터 \vec{x}, \vec{x}' 에 대한 행렬 $A(\vec{x}, \vec{x}')$ 의 0이 아닌 eigenvalue들의 곱들 중에서 최소값을 최대화해야 한다. 특별히, 만약, $A(\vec{x}, \vec{x}')$ 가 nonsingular 하면 0이 아닌 eigenvalue들의 곱은 $det(A(\vec{x}, \vec{x}'))$ 값과 같게 된다.

III. 기존의 ST-CR 부호 및 A-ST-CR 부호

참고문헌 [4,5]에서 제안된 ST-CR 부호기는 그림 2처럼 우선, $N \times 1$ 신호 벡터 $\vec{x}=[x_1 x_2 \dots x_N]^T$ 에 $N \times N$ 성상회전 행렬 Θ_N 를 곱하여 새로운 $N \times 1$ 회전 벡터 $\vec{r}=[r_1 r_2 \dots r_N]^T$ 을 생성한다. 여기에서 사용되는 Θ_N 는 페이딩이 없는 AWGN 환경에서 성능 저하가 발생하지 않도록 신호 성상들 간의 Uclidean 거리를 일정하게 하는 unitary(또는 orthogonal) 행렬만을 고려한다^{4,5)}.

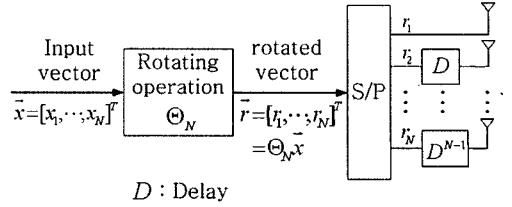


그림 2. ST-CR 송신기

특히, ST-CR 부호에 사용되는 성상회전행렬 Θ_N 는 임의의 서로 다른 두 신호 벡터 $\vec{x}=[x_1 x_2 \dots x_N]^T$ 와 $\vec{x}'=[x_1' x_2' \dots x_N']^T$ 에 대하여 성상 회전된 새로운 두 회전 벡터 \vec{r} 과 \vec{r}' 내의 모든 엔트리들이 언제나 서로 다른 값 ($r_i \neq r'_i, \forall_i$)을 갖도록 디자인되는데, 앞으로 본 논문에서는 이와 같은 특성을 성상회전행렬 Θ_N 의 회전특성(rotation property)이라 지칭하도록 하겠다. 여기에서 r_i 와 r'_i 는 각각 벡터 \vec{r} 과 \vec{r}' 의 i 번째 엔트리 값을 나타낸다.

다음으로 그림 2의 ST-CR 부호는 성상 회전된 새로운 벡터 \vec{r} 내의 각 엔트리 r_i 를 아래와 같이 시간 i 에서 i 번째 전송 안테나를 통하여 전송하게 된다.

$$S(\vec{x}) = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & r_N \end{bmatrix}. \quad (3)$$

여기에서 N 개의 송신 안테나로 전송되는 전체 평균 심벌 에너지는 $E(\|S(\vec{x})\|^2) = N E_s$ 이다. 또한 식 (3)의 부호에 대하여 임의의 서로 다른 두 신호 벡터 \vec{x}, \vec{x}' 에 대한 $N \times N$ 행렬 $A(\vec{x}, \vec{x}')$ 의 행렬값 $det(A(\vec{x}, \vec{x}'))$ 을 계산하면 다음과 같다^{4,5)}.

$$det(A(\vec{x}, \vec{x}')) = \prod_{i=1}^N |d_i|^2 \quad (4)$$

여기에서, $d_i = r_i - r'_i$ 으로 정의되어지고, 식 (4)의 $det(A(\vec{x}, \vec{x}'))$ 은 앞에서 언급한 성상회전 행렬 Θ_N 의 회전 특성, $r_i \neq r'_i$, (또는 $d_i \neq 0$), \forall_i 으로 인하여 항상 0보다 큰 값을 가짐을 쉽게 알 수 있다. 따라서 식 (3)의 ST-CR 부호는 Tarokh의 rank criterion을 만족하여 최대 다이버시티 이득을 획득하게 된다. Yan은 참고문헌 [4,5]에서 대수이론(algebraic number theory)을 이용하여 각 안테나 개수에 대하여 최대 다이버시티이득을 획득하는 $N \times N$ unitary 성상회전 행렬 Θ_N 을 아래와 같이 제시하였다.

$$\Theta_N = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & \alpha_0 & \cdots & \alpha_0^{N-1} \\ 1 & \alpha_1 & \cdots & \alpha_1^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \alpha_{N-1} & \cdots & \alpha_{N-1}^{N-1} \end{bmatrix}, & N=2^n \quad (5) \\ \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{j\beta\pi/N} & \cdots & e^{j\beta\pi(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\beta\pi(N-1)/N} & \cdots & e^{j\beta\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix} \\ \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \alpha & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \alpha^{N-1} \end{bmatrix}, & N \neq 2^n \quad (6) \end{cases}$$

여기에서, 식 (5)의 $\alpha_i = \exp(j2\pi(i+1/4)/N)$, $i=0,1,\dots,N-1$ 이고, 식 (6)에서 $\alpha = e^{j2\pi p/Q}$ 이다. 또한, 여기서 $p=NQ$ 이고 Q 는 자연수이며, Q 는 코딩 이득이 최대가 되는 값을 선택하여 사용한다^[4,5].

또한, Yan은 [5]에서 특별히 $N=3$ 인 경우에 대하여 전산탐색방법으로 최대 다이버시티 이득을 획득하고, 더불어 최대 코딩이득을 획득하는 3×3 unitary 정상회전행렬 Θ_3 을 제시하였다.

$$\Theta_3 = \begin{bmatrix} 0.69 & 0.51 - j0.11 & -0.43 + j0.26 \\ -0.36 - j0.31 & 0.70 - j0.17 & -0.01 - j0.51 \\ 0.19 + j0.52 & 0.24 - j0.39 & 0.70 \end{bmatrix} \quad (7)$$

한편, 기존의 ST-CR 부호^[4,5]의 특성을 이용하여 짝수개의 N 에 대한 A-ST-CR 부호^[6,7]는 Tarokh의 rank criterion을 만족하는 식 (8)과 같은 송신부호 행렬을 사용한다.

$$S(\vec{x}) = \begin{bmatrix} S_{Aba}(r_1, r_2) & 0_2 & \cdots & 0_2 \\ 0_2 & S_{Aba}(r_3, r_4) & \cdots & 0_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_2 & 0_2 & \cdots & S_{Aba}(r_{N-1}, r_N) \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기에서 $S_{Aba}(a, b) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -a & b \\ b & a \end{bmatrix}$ 이고, 0_2 는 2×2 영 행렬이다. 또한 식 (8)의 부호에 대하여 행렬값 $\det(A(\vec{x}, \vec{x}'))$ 을 계산하면 앞에서 언급한 ST-CR 부호의 Θ_N 의 회전특성 $r_i \neq r'_i$ (또는 $d_i \neq 0$), $\forall i$ 으로 인하여 언제나 0보다 큰 값을 가지며 최대 다이버시티 이득을 획득함을 쉽게 확인할 수 있다.

$$\det(A(\vec{x}, \vec{x}')) = \prod_{i=1}^{N/2} \frac{(|d_{2i-1}|^2 + |d_{2i}|^2)^2}{4} > 0 \quad (9)$$

IV. 제안된 연결 시공간블록부호 설계

본 장에서는 ST-CR 부호와 Alamouti 부호를 적절히 직렬 연결하여 임의의 송신 안테나 개수에 대하여 최대 다이버시티 이득을 획득하는 새로운 시

공간블록부호들을 설계한다.

N 개의 송신 안테나 개수를 사용하는 새로운 부호는 먼저, QAM 변조된 $2(N-1) \times 1$ 신호벡터 $\vec{x} = [x_1 x_2 \cdots x_{2(N-1)}]^T$ 에 $2(N-1) \times 2(N-1)$ 정상회전행렬 $\Theta_{2(N-1)}$ 을 곱하여 $2(N-1) \times 1$ 회전벡터 $\vec{r} = [r_1 r_2 \cdots r_{2(N-1)}]^T$ 을 발생한다. 이와 같이 발생된 \vec{r} 내의 엔트리들을 순서대로 쌍으로 묶어 총 $N-1$ 개의 회전신호 쌍 (r_{2k-1}, r_{2k}) , $k=1, \dots, N-1$ 을 발생한 뒤, 각각의 신호 쌍을 독립적으로 Alamouti 부호화하여 $2(N-1)$ 신호구간동안 N 개의 전송 안테나를 사용하여 아래와 같은 방법으로 전송한다.

$$S(\vec{x}) = \sqrt{\frac{N-1}{N}} \begin{bmatrix} r_1 & \frac{r_2}{\sqrt{2}} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -r_2^* & \frac{r_1}{\sqrt{2}} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{r_3}{\sqrt{2}} & \frac{r_4}{\sqrt{2}} & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_4^*}{\sqrt{2}} & \frac{r_3^*}{\sqrt{2}} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \frac{r_{2N-3}}{\sqrt{2}} & r_{2N-2} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \frac{-r_{2N-2}^*}{\sqrt{2}} & r_{2N-3}^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기에서, $\sqrt{\frac{N-1}{N}}$ 와 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 는 전체 평균 심벌 에너지 값을 $E(\|S(\vec{x})\|^2) = 2(N-1)E_s$ 로 유지하기 위한 보정값이다. 예를 들어, 송신안테나 개수가 3과 4일 경우 식 (10)의 새로운 송신부호행렬 $S(\vec{x})$ 들은 아래와 같다.

$$S(\vec{x}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} r_1 & \frac{r_2}{\sqrt{2}} & 0 \\ -r_2^* & \frac{r_1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & \frac{r_3}{\sqrt{2}} & r_4 \\ 0 & \frac{-r_4^*}{\sqrt{2}} & r_3^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$S(\vec{x}) = \sqrt{\frac{3}{4}} \begin{bmatrix} r_1 & \frac{r_2}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ -r_2^* & \frac{r_1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{r_3}{\sqrt{2}} & \frac{r_4}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & \frac{-r_4^*}{\sqrt{2}} & \frac{r_3^*}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_5}{\sqrt{2}} & r_6 \\ 0 & 0 & \frac{-r_6^*}{\sqrt{2}} & r_5^* \end{bmatrix} \quad (12)$$

식 (10)의 새로운 부호는 총 $2(N-1)$ 개의 QAM

변조된 신호들을 $2(N-1)$ 의 신호구간 동안 전송하므로 full-rate($R=1$) 조건을 만족한다. 다음으로, 식 (10)의 부호에 대하여 임의의 서로 다른 두 신호 벡터 \vec{x} , \vec{x}' 에 대한 $N \times N$ 행렬 $A(\vec{x}, \vec{x}')$ 의 행렬값 $\det(A(\vec{x}, \vec{x}'))$ 을 구하면 다음과 같이 쉽게 정리될 수 있다.

$$\det(A(\vec{x}, \vec{x}')) = \left(\frac{N-1}{N}\right)^N \left(\frac{1}{2}\right)^{N-2} (|d_1|^2 + |d_2|^2) \times (|d_{2N-3}|^2 + |d_{2N-2}|^2) \times \prod_{i=1}^{N-2} (|d_{2i-1}|^2 + |d_{2i}|^2 + |d_{2i+1}|^2 + |d_{2i+2}|^2). \quad (13)$$

이 행렬값은 식 (3)의 ST-CR 부호와 같이 θ_N 의 회전특성으로 의하여 언제나 0보다 큰 값을 가지게 되며, 따라서 식 (10)의 새로운 부호는 Tarokh의 Rank criterion에 의해 최대 다이버시티 이득을 획득하게 된다.

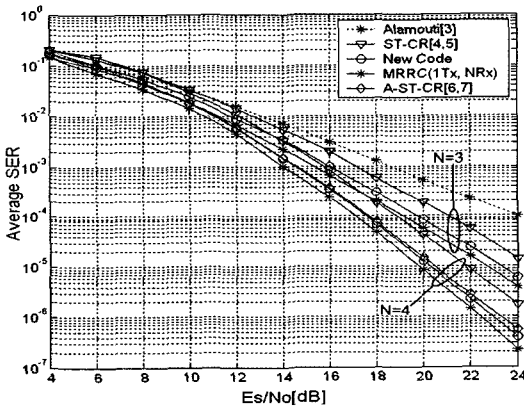


그림 3. QPSK 변조방식을 사용한 경우 E_s/N_0 에 대한 평균 심벌오율($N=3,4$)

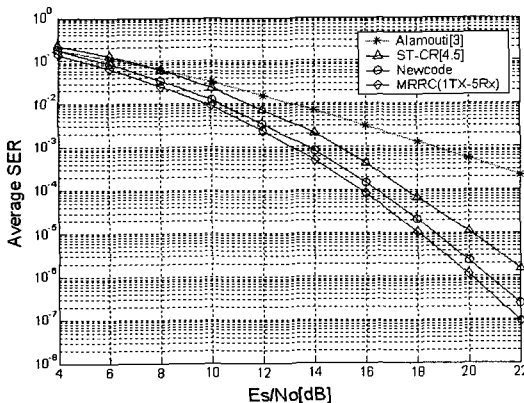


그림 4. QPSK 변조방식을 사용한 경우 E_s/N_0 에 대한 평균 심벌오율($N=5$)

식 (10)의 부호는 식 (3)의 ST-CR 부호처럼 각 송신 안테나에 신호가 존재하지 않는 구간이 발생하며, 이는 실제 송신 시스템 구현 시 고전력 증폭기의 비선형성으로 인하여 문제가 발생할 수 있다. 이러한 문제를 해결하는 한 방법으로, 원래 $2(N-1) \times N$ 송신 부호 행렬 $S(\vec{x})$ 의 양쪽에 non-zero 엔트리로 구성된 임의의 unitary 행렬 $2(N-1) \times 2(N-1)$ U 와 $N \times N$ V 를 각각 곱하여 새로운 $2(N-1) \times N$ 송신 부호 행렬 $S(\vec{x})' = US(\vec{x})V$ 을 발생한 뒤, 이 행렬을 $S(\vec{x})$ 대신 전송함으로써 해결할 수 있다^[4-7]. 이 수정된 부호 $S(\vec{x})'$ 는 U 와 V 의 unitarity 특성으로 인하여 원래 부호 $S(\vec{x})$ 와 동일한 특성과 성능을 갖는다.

V. 실험 결과

본 장에서는 준정지 Rayleigh 페이딩 채널환경 하에서 QPSK 및 16-QAM 변조방식에 대하여 식 (10)의 제안된 STBC의 전산 실험 결과를 제시한다. 또한 제안된 부호와의 성능비교를 위하여 식 (3)의 ST-CR 부호와 Alamouti 부호 및 N 이 4일 경우의 A-ST-CR 부호의 성능 결과도 추가로 제시한다. 더불어, 최적의 성능 기준을 위하여 동일한 전체평균 심벌에너지로 1개의 송신안테나와 다중의 수신안테나를 사용하는 MRRC (maximal-ratio receiver combining) 실험결과들도 포함한다.

그림 3은 QPSK 변조방식과 $N=3,4$ 인 송신 안테나 개수를 사용할 경우 제안된 부호와 다른 STBC들의 평균 심벌오율 값들을 보여준다. 여기에서 $N=3$ 인 경우 제안된 부호와 ST-CR 부호는 각각 식 (5)의 4×4 θ_4 와 식 (7)의 3×3 θ_3 를 사용하였고, $N=4$ 일 경우에는 각각 식 (6)의 6×6 θ_6 ($P=36$)와 식 (5)의 4×4 θ_4 를 사용하였다. 또한 A-ST-CR 부호 역시 식 (5)의 4×4 θ_4 를 사용하여 실험하였다. 실험 결과, 제안된 부호는 송신안테나 개수 3과 4를 사용할 경우 기존의 ST-CR 부호보다 평균 심벌오율 10^{-5} 에서 각각 약 1.3dB와 1.4dB의 성능 향상을 보인다. 또한 송신안테나 개수 $N=4$ 일 경우 기존의 A-ST-CR 부호에 비해 거의 동일한 성능을 가짐을 확인할 수 있었다. 하지만 기존의 A-ST-CR 부호는 짝수개의 송신안테나에 대해서만 제한적으로 적용할 수 있지만, 본 논문에서 제안하는 부호는 송신안테나개수에 제약받지 않고 임의의 송신안테나개수에 적용하여 성능을 획득하는 장점을 가진다.

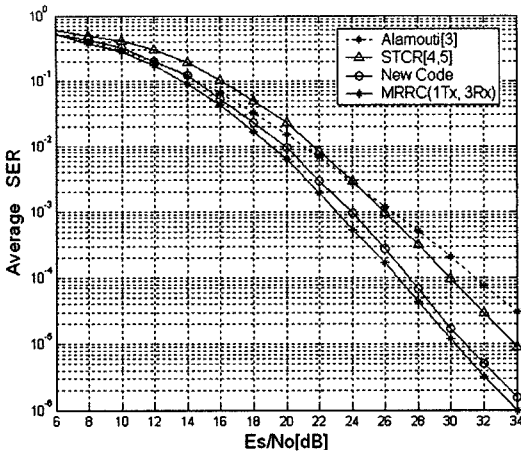


그림 5. 16-QAM 변조방식을 사용한 경우 E_s/N_0 에 대한 평균 심벌오율

또한 그림 4는 QPSK 변조방식과 $N=5$ 인 경우 제안된 부호와 ST-CR 부호를 각각 식 (6)의 5×5 Θ_5 와 식 (5)의 8×8 Θ_8 를 사용하여 실험하였다. 실험결과, 제안된 부호는 기존의 ST-CR 부호보다 평균 심벌오율 10^{-5} 에서 약 1.5dB의 성능 향상을 보인다. 참고 문헌 [3]에서 2개의 송신안테나를 사용하는 Alamouti 부호는 직교특성으로 인하여 수신단에서 송신신호에 대한 MRC 복호 성능을 획득한다. 따라서, 제안된 부호는 기존의 ST-CR 부호와 다르게 회전된 신호벡터 \vec{s} 을 Alamouti 부호화하여 전송함으로써 수신단에서 복호 성능을 높일 수 있어 ST-CR 부호보다 높은 코딩이득을 획득하게 된다. 또한, 제안된 부호는 고려한 모든 평균 심벌오율 값들에서 MRRC 실험 결과에 비하여 약 0.5dB 이내의 성능 저하만 보인다.

그림 5는 16-QAM 변조방식과 $N=3$ 일 경우 그림 3과 동일한 부호들의 평균 심벌오율 값들을 보여준다. 실험 결과, 제안된 부호는 QPSK 변조방식에 대한 그림 3, 4의 실험 결과들과 비슷한 성능 경향을 보이며, 특히 평균 심벌오율 10^{-5} 에서 기존의 ST-CR 부호보다 약 3dB의 성능 향상을 보인다.

VI. 결론

본 논문에서는 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 QAM 변조방식과 임의의 전송 안테나를 사용할 경우 별도의 주파수 대역을 사용하지 않고 최대 다이버시티 이득을 획득하는 새로운 STBC들을 제안하였다. 이 제안된 부호들은 기존의 A-ST-CR 부호와 같이 성상회전 선부호기와 Alamouti 부호를

적절히 직렬 연결하여 구성된다. 전산 실험 결과, 제안된 부호들은 기존의 ST-CR 부호보다 높은 코딩 이득을 획득하며, 또한 주어진 실험 환경에서 MRRC 성능 결과에 비하여 약 0.5dB 이내의 성능 저하만 발생함을 확인할 수 있었다.

하지만, 제안된 부호들은 변조 치수와 송신 안테나 개수가 증가할수록 수신단의 최대우도 복호기의 복잡도가 기하급수적으로 증가하는 단점이 존재한다. 따라서, 현재 제안된 부호들과 거의 동일한 성능을 가지고 더불어 복호 복잡도를 크게 줄일 수 있는 새로운 부호에 대한 연구를 진행하고 있다.

참고 문헌

- [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 communications: 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] Y. Xin, Z. Wang, and G. B. Giannakis, "Space-time constellation-rotating codes maximizing diversity and coding gains", *In Proc. Of Intl. Conf. On GLOBECOM*, Vol. 1, pp. 455-459. 2001.
- [5] Y. Xin, Z. Wang, and G. B. Giannakis, "Space-time diversity systems based on linear constellation precoding", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 2, No. 2, pp. 294-309, Mar. 2003.
- [6] T. Jung and K. W. Cheun, "Design of concatenated space-time block codes using signal space diversity and the Alamouti scheme", *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 7, No. 7, pp. 329-331, July 2003.
- [7] 정태진, 전경훈, 양정철, "신호 공간 다이버시

티와 Alamouti 구조를 이용한 연접 시공간블록 부호 설계”, *SK Telecommun. Review*, Vol. 12, No. 2, pp. 186-199, 2002.

- [8] 3GPP TS 25.201, Physical layer-General description, Mar.2000.
- [9] 정태진, “3개 송신안테나를 사용한 새로운 시공간블록부호 설계”, 한국통신학회 논문지 Accepted for publication.

정 지 용 (Ji-Yong Jung)

준회원



2004년 2월 전남대학교 정보통신공학부(학사)
 2004년 3월~현재 전남대학교 컴퓨터정보통신공학부 석사과정
 <관심분야> 시공간블록부호, OFDM

남궁 호 영 (Ho-Young Namgung)

준회원



2004년 2월 전남대학교 정보통신공학부 졸업
 2004년 3월~현재 전남대학교 정보통신협동과정 석사과정
 <관심분야> 시공간블록부호, RFID

정 태 진 (Tae-Jin Jung)

정회원



1996년 2월 포항공과대학교 전자전기공학부(학사)
 1998년 2월 포항공과대학교 전자전기공학부(석사)
 2003년 8월 포항공과대학교 전자전기공학부(박사)
 2003년 9월~2004년 2월 한국전

자동신연구원 선임연구원

2004년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 전임강사

<관심분야> 대역확산통신방식, 통신 및 정보 이론

김 철 성 (Cheol-Sung Kim)

정회원



1977년 2월 서울대학교 전자공학부(학사)
 1979년 2월 서울대학교 전자공학부(석사)
 1987년 2월 University of Arizona(박사)
 1979년 12월~1983년 3월 국방

과학연구소

1987년 11월~1989년 2월 한국전자통신연구원 이동통신 연구실장

1989년 3월~1995년 3월 전남대학교 전자공학과 교수

1995년 3월~2001년 3월 전남대학교 컴퓨터공학과 교수

1997년 2월~1998년 2월 UCSD, 방문교수

현재 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 교수

<관심분야> 이동통신시스템, CDMA, 디지털 통신 방식