

3개 송신안테나를 사용한 새로운 시공간블록부호 설계

정회원 정 태 진*

Design of new space-time block codes using 3 transmit antennas

Tae-jin Jung* *Regular Members*

요 약

본 논문은 QAM 변조방식과 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 3개의 송신 안테나를 사용할 경우 추가로 주파수 대역을 사용하지 않고 최대 다이버시티 이득을 획득하는 새로운 시공간블록부호들을 제안한다. 이 제안된 부호들은 기존의 A-ST-CR 부호^[7]와 같이 성상 회전 선부호기^[4-6]와 Alamouti 부호^[3]를 적절히 직렬 연결하여 구성된다. 전산 실험 결과, 이 부호들은 모두 기존의 ST-CR 부호^[5,6]보다 높은 코딩 이득을 획득하고, 특히 제안된 부호들 중 가장 좋은 성능을 보이는 부호는 QPSK와 16-QAM 변조방식을 사용할 경우 평균 심벌오율 10^{-5} 에서 기존의 ST-CR 부호에 비하여 각각 약 1.5dB와 3dB 코딩 이득의 성능 향상을 보인다.

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

ABSTRACT

In this paper, new space-time block codes achieving full rate and full diversity for QAM and quasi-static Rayleigh fading channels when using 3 transmit antennas are proposed. These codes are constructed by serially concatenating the constellation rotating precoders^[4-6] with the Alamouti scheme^[3] like the conventional A-ST-CR code^[7]. Computer simulations show that all of the proposed codes achieve the coding gains greater than the existing ST-CR code^[5,6], in which the best has approximately 1.5dB and 3dB larger coding gains than the ST-CR code for QPSK and 16-QAM, respectively, at average SER= 10^{-5} .

I. 서 론

시공간부호(Space-time code)는 페이딩 채널 환경 하에서 다중 송신 안테나들을 사용하여 다이버시티(diversity) 이득과 코딩(coding) 이득을 동시에 획득 가능하여 최근 차세대 고속 무선 통신 시스템에 적합한 방식으로 큰 관심을 얻고 있다. 특히, 직교 이론을 이용한 시공간블록부호(Space-time block code)^[2]는 최대 다이버시티 이득을 획득하고, 더불어 수신단에서 선형 처리만으로 최대우도(ML) 복호가 가능하다는 장점을 갖는다. 하지만 복소 변조방

식을 사용할 경우 추가로 주파수 대역을 사용하지 않는 직교 STBC는 송신 안테나 개수 2일 경우에만 존재하며^[2,3], 현재 이 부호는 3세대 무선 이동통신 시스템의 3GPP(3rd generation partnership project) 표준^[10]으로 채택되어 있다. 이러한 이유로, 최근 복소 변조방식과 3개 이상의 송신 안테나들을 사용할 경우 추가로 주파수 대역을 사용하지 않고 최대 다이버시티 이득을 획득하는 시공간블록부호들에 대한 연구가 많이 진행되었다^[5-8]. 특히, ^[5,6]에서 제안된 ST-CR(Space-time constellation-rotating) 부호는 QAM 변조된 신호 벡터를 성상회전 선부호기를 통과시킨

* 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 광대역무선통신연구실(tjjung@chonnam.ac.kr)

논문번호 : KICS2005-01-015, 접수일자 : 2005년 1월 7일

※ 본 논문은 2004년도 전남대학교 학술연구비 지원에 의하여 수행되었습니다.

후 여러 개의 송신 안테나들을 통하여 시분할하여 전송함으로써 최대 다이버시티 이득을 획득한다. 하지만, 이 부호는 (존재하지 않는) 가상적인 직교 시공간블록부호^[2,9]에 비하여 상대적으로 낮은 코딩 이득을 가진다는 단점을 가진다. 이러한 이유로, 최근에 성상회전 선부호기와 Alamouti 부호를 직렬 연결하여 QAM 변조방식과 4이상의 짝수 개의 송신 안테나를 사용할 경우 기존의 ST-CR 부호보다 높은 코딩을 획득하는 A-ST-CR(Alamouti ST-CR) 부호들^[7,8]이 제안되었다. 하지만, 이 부호들은 4개 이상의 송신 안테나들을 사용하여 전송하는 구조로써 실제 송신 시스템 구현 시 어려움이 발생할 수 있다.

이러한 이유로, 본 논문에서는 QAM 변조방식과 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 3개의 송신 안테나를 사용할 경우 추가로 주파수 대역을 사용하지 않고 최대 다이버시티 이득을 획득하는 새로운 시공간블록부호들을 제안한다. 이 제안된 부호들은 기존의 A-ST-CR 부호와 같이 성상회전 선부호기와 Alamouti 부호를 적절히 직렬 연결하여 구성된다. 제안된 부호들은 모두 기존의 ST-CR 부호보다 높은 코딩 이득을 획득하며, 이 중에서 가장 좋은 성능을 보이는 부호는 QPSK와 16-QAM 변조방식을 사용할 경우 심벌오율 10^{-5} 에서 각각 약 1.5dB와 3dB 코딩 이득의 성능 향상을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 3개의 송신 안테나를 사용하는 일반적인 시공간블록부호의 전송 구조와 페이딩 채널 환경을 모델링하고, 제 III장에서는 기존의 ST-CR 부호의 특징들을 살펴본다. 다음으로, 제 IV장에서는 제안된 연결 시공간블록부호들을 설계하고, 제 V장에서는 제안된 부호들에 대한 실험 결과들을 제시한 후 기존의 시공간블록부호들과 성능을 비교 및 분석한다. 마지막으로, 제 VI장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 및 페이딩 채널 모델

본 논문에서는 아래 그림 1과 같이 QAM 변조방식과 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경 하에서 3개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용하는 시공간블록부호를 고려한다.

먼저 송신단에서는 QAM 변조된 L 개의 신호들을 묶어 $L \times 1$ 송신 신호 벡터 $\vec{x} = [x_1 x_2 \dots x_L]^T$ 를 구성한 후 시공간 블록 부호기로 입력된다. 여기에서 z^T 는 z 의 전치(transpose) 벡터를 나타낸다. 시공간

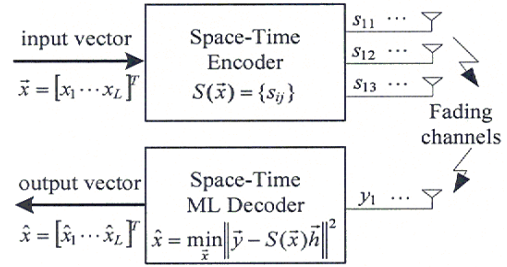


그림 1. 시공간블록부호 송수신 시스템

블록 부호기는 입력된 신호 벡터 \vec{x} 를 특정 맵핑 관계식을 이용하여 $T_0 \times 3$ 송신 부호 행렬 $S(\vec{x}) = \{s_{ij}\}$ 를 구성하여 T_0 개의 신호 구간동안 3개의 전송 안테나들을 통하여 전송한다. 여기에서 s_{ij} 는 $S(\vec{x})$ 의 i 번째 행과 j 번째 열의 값을 나타내는데, 이 신호는 시간 i 에서 j 번째 송신 안테나를 통하여 전송된다. 그리고 $R = L/T_0$ 은 송신 데이터 율(transmission data rate)을 나타내는데, 본 논문에서는 이후부터 $T_0 = L$ 로 하여 $R = 1$ (full rate)인 부호만을 고려한다. 또한, L 개의 신호 구간동안 3개의 송신 안테나로 전송되는 전체 평균 심벌 에너지 값을 일정하기 위하여 $E\{\|S(\vec{x})\|^2\} = LE_s$ 가 되도록 한다. 여기에서 $E\{\cdot\}$ 와 $\|\cdot\|$ 는 각각 평균 연산자와 Frobenius norm 값을 나타내고, E_s 는 평균 심벌 에너지를 나타낸다.

이와 같이 3개의 송신 안테나에서 출력된 신호들은 각각 독립적인 페이딩을 겪은 후 수신단에 도착하며, L 시간동안 도착된 수신 신호 벡터 $\vec{y} = [y_1 y_2 \dots y_L]^T$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

여기에서 $\vec{h} = [h_1 h_2 h_3]^T$ 는 3×1 채널 응답 벡터를 나타내고, h_i 는 i 번째 송신 안테나로부터 수신 안테나까지의 복소 페이딩 값으로 실수와 허수 부분이 각각 0의 평균 값과 0.5의 분산 값을 가지는 i.i.d.(independent and identically distributed) Gaussian 분포를 갖는다. 특히, 본 논문에서는 모든 채널 값들이 L 심볼 구간 동안 변하지 않는다는 준정지(quasi-static) 페이딩 채널을 가정한다. 식 (1) 내의 $\vec{n} = [n_1 n_2 \dots n_L]^T$ 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 Euclidean 거리에 있는 $L \times 1$ 신호 벡터 \vec{x} 을 선택함으로써 다음과 같이 최대우도(ML) 복호를 수행하게 된다.

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

이와 같은 최대우도 복호 방법으로 Tarokh 등은 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 다음과 같은 두 가지의 시공간부호의 디자인 조건들을 제시하였다¹¹.

- 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

QAM 변조방식과 3개의 송신 안테나를 사용하는 ST-CR 부호¹⁵⁻⁶⁾는 먼저 3×1 신호 벡터 $\vec{x} = [x_1 x_2 x_3]^T$ 에 3×3 성상회전 행렬 Θ_3 을 곱하여 새로운 3×1 회전 벡터 $\vec{r} = [r_1 r_2 r_3]^T = \Theta_3 \vec{x}$ 를 발생한다. 여기에서 사용되는 Θ_3 는 페이딩이 없는 AWGN 환경에서 성능 저하가 발생하지 않도록 신호 성상들 간의 Euclidean 거리를 일정하게 하는 unitary(또는 orthogonal) 행렬만을 고려한다⁴⁻⁶⁾. 특히, ST-CR 부호에 사용되는 Θ_3 는 임의의 서로 다른 두 신호 벡터 \vec{x}, \vec{x}' 에 대하여 성상회전된 새로운 두 회전 벡터 \vec{r}, \vec{r}' 내의 모든 엔트리들이 언제나 서로 다른 값($r_i \neq r'_i, \forall i$)을 갖도록 디자인되는데, 앞으로 이와 같은 특징을 성상회전 행렬 Θ_3 의 회전 특성(rotation property)이라 지칭하도록 하겠다⁷⁾. 여기

에서 r_i 와 r'_i 는 각각 벡터 \vec{r} 과 \vec{r}' 의 i 번째 엔트리 값을 나타낸다.

이와 같이 성상회전된 새로운 벡터 \vec{r} 내의 각 엔트리 r_i 는 아래와 같이 시간 i 에서 i 번째 전송 안테나를 통하여 전송된다.

$$S(\vec{x}) = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & r_3 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

여기에서 3개의 송신 안테나로 전송되는 전체 평균 심벌 에너지는 $E\{\|S(\vec{x})\|^2\} = 3E_s$ 이다. 다음으로 식 (3)의 ST-CR 부호에 대하여 임의의 서로 다른 두 신호 벡터 \vec{x}, \vec{x}' 에 대한 3×3 행렬 $A(\vec{x}, \vec{x}')$ 의 행렬값(determinant), $\det(A(\vec{x}, \vec{x}'))$ 을 계산하면 다음과 같다^{5,6)}.

$$\det(A(\vec{x}, \vec{x}')) = \prod_{i=1}^3 |d_i|^2. \quad (4)$$

여기에서 $d_i = r_i - r'_i$ 이다. 따라서, 앞에서 언급한 성상회전 행렬 Θ_3 의 회전 특성, $r_i \neq r'_i$ (또는 $d_i \neq 0$), $\forall i$ 으로 인하여 식 (4)의 행렬값은 0보다 큰 값을 가짐을 쉽게 확인할 수 있으며, 이러한 이유로 식 (3)의 ST-CR 부호는 Tarokh의 rank criterion을 만족하여 최대 다이버시티 이득을 획득하게 된다. Yan 등은 ⁶⁾에서 전산 탐색 방법을 이용하여 QAM 변조방식을 사용할 경우 최대 다이버시티 이득을 획득하고, 더불어 determinant criterion 관점으로 최적의 성능을 보이는 성상회전 행렬을 제시하였다.

$$\Theta_3 = \begin{bmatrix} 0.69 & 0.51 - j0.11 & -0.43 + j0.26 \\ -0.36 - j0.31 & 0.70 - j0.17 & -0.01 - j0.51 \\ 0.19 + j0.52 & 0.24 - j0.39 & 0.70 \end{bmatrix} \quad (5)$$

IV. 새로운 연접 시공간블록부호 설계

본 장에서는 QAM 변조방식과 3개의 송신 안테나를 사용할 경우 기존의 성상회전 선부호기와 Alamouti 부호를 적절히 직렬 연접하여 최대 다이버시티 이득을 획득하는 새로운 full-rate 시공간블록부호들을 설계한다.

4.1 3×3 행렬 Θ_3 와 Alamouti 구조를 이용한 연결 시공간블록부호

앞 장에서 언급하였지만 식 (3)의 ST-CR 부호는 3×3 성상회전 행렬 Θ_3 을 통하여 새로이 발생된 벡터 \vec{r} 내의 각 엔트리 r_i 를 시간 i 에서 i 번째 전송 안테나를 통하여 전송한다. 이와 달리, 새로운 부호는 아래와 같이 회전 벡터 \vec{r} 내의 r_1 과 r_2 를 쌍으로 묶어 Alamouti 부호화^[3]한 뒤 첫 두개의 신호 구간 동안 2개의 송신 안테나를 통하여 전송하고, 나머지 신호 r_3 은 Alamouti 부호와 서로 다른 시간 및 송신 안테나를 이용하여 전송한다.

$$S(\vec{x}) = \sqrt{\frac{3}{5}} \begin{bmatrix} r_1 & r_2^* & 0 \\ -r_2 & r_1 & 0 \\ 0 & 0 & r_3 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

여기에서 $\sqrt{3/5}$ 값은 전체 평균 심벌 에너지 값을 $E\{\|S(\vec{x})\|^2\} = 3E_s$ 으로 일정하기 위하여 보정한 값이다. 식 (6)의 새로운 부호는 3개의 QAM 변조된 신호 x_i 를 3개의 신호 구간동안 전송하므로 $R=1$, 즉 full-rate을 만족한다. 이 부호에 대하여 임의의 서로 다른 두 신호 벡터 \vec{x}, \vec{x}' 에 대한 3×3 행렬 $A(\vec{x}, \vec{x}')$ 의 행렬값, $\det(A(\vec{x}, \vec{x}'))$ 을 계산하면 아래와 같이 쉽게 계산된다.

$$\det(A(\vec{x}, \vec{x}')) = \left(\frac{3}{5}\right)^3 (|d_1|^2 + |d_2|^2)^2 |d_3|^2. \quad (7)$$

이 값은 성상회전 행렬 Θ_3 의 회전 특성($d_i \neq 0, \forall i$)으로 인하여 언제나 0보다 큰 값을 가지게 되며, 따라서 식 (6)의 부호는 식 (3)의 ST-CR 부호처럼 최대 다이버시티 이득을 획득한다.

식 (6)의 새로운 부호는 r_1 과 r_2 를 쌍으로 묶어 Alamouti 부호화한 뒤 전송하는 구조이다. 이와 달리 Alamouti 부호화되는 신호 쌍을 묶는 방법을 달리하여 아래와 같이 식 (6)과 다른 2개의 새로운 부호들을 추가로 설계할 수 있다.

$$\sqrt{\frac{3}{5}} \begin{bmatrix} r_1 & r_3 & 0 \\ -r_3^* & r_1^* & 0 \\ 0 & 0 & r_2 \end{bmatrix}, \quad \sqrt{\frac{3}{5}} \begin{bmatrix} r_2 & r_3 & 0 \\ -r_3^* & r_2^* & 0 \\ 0 & 0 & r_1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

이 새로운 부호들 모두 식 (6)의 부호처럼 식 (7)과 같은 $\det(A(\vec{x}, \vec{x}'))$ 을 계산함으로써 최대 다이버시티 이득을 획득함을 쉽게 증명할 수 있다. 실험 결과, 식 (6)과 식 (8)의 총 3개의 새로운 부호들은 거의 동일한 코딩 이득을 보임을 확인 할 수 있었

으며, 본 논문에서는 제 V장에서 이 중에서 가장 좋은 성능을 보이는 식 (6)의 부호에 대한 실험 결과를 제시한다.

본 논문에서 제안하는 식 (6)와 식 (8)의 부호들은 회전된 신호들의 일부를 Alamouti 부호화하여 전송하는 구조이며, 따라서 기존의 A-ST-CR 부호^[7,8]처럼 각 송신 안테나에 신호가 존재하지 않는 구간이 발생한다. 이러한 신호 끊김 현상은 원래 송신 부호 행렬 $S(\vec{x})$ '의 양쪽에 nonzero 엔트리로 구성된 임의의 3×3 unitary 행렬 U 와 V 를 각각 곱하여 발생된 새로운 3×3 송신 부호 행렬 $S(\vec{x}') = US(\vec{x})V$ 을 $S(\vec{x})$ 대신 전송함으로써 해결할 수 있다^[6-8]. 특히, 이와 같이 수정된 부호 $S(\vec{x}')$ 는 신호 성상들 사이의 Euclidean 거리를 일정하게 하는 unitary 행렬들 U, V 의 특성으로 인하여 수정 이전의 원래 부호 $S(\vec{x})$ 와 동일한 특성들과 성능을 갖게 된다^[7-8].

4.2 4×4 행렬 Θ_4 와 Alamouti 구조를 이용한 연결 시공간블록부호

식 (3)의 ST-CR 부호와 식 (6), (8)의 새로운 연결 시공간블록부호들은 3개의 QAM 변조된 신호 x_i 를 3개의 신호 구간동안 3개의 송신 안테나를 통하여 전송하는 full-rate 시공간블록부호들이다. 본 장에서는 이와 달리 4개의 QAM 변조된 신호들로 구성된 송신 신호 벡터 $\vec{x} = [x_1 x_2 x_3 x_4]^T$ 을 4개의 신호 구간동안 3개의 송신 안테나를 통하여 전송하는 새로운 full-rate($R=1$) 연결 시공간블록부호들을 설계하고자 한다.

먼저 4×1 신호 벡터 \vec{x} 를 4×4 성상회전 행렬 Θ_4 을 곱하여 새로운 4×1 회전 벡터 $\vec{r} = [r_1 r_2 r_3 r_4]^T = \Theta_4 \vec{x}$ 를 발생한다. 여기에서 사용되는 Θ_4 는 식 (3)과 식 (6)에서 사용하는 Θ_3 처럼 회전 특성 ($d_i \neq 0, \forall i$)을 만족하는 unitary 행렬만을 고려한다. 특히, Yan은 [5,6]에서 제안한 ST-CR 부호에 대하여 QAM 변조방식과 4개의 송신 안테나를 사용할 경우 Tarokh의 determinant criterion 관점으로 최적의 성능을 보이는 unitary 행렬 Θ_4 를 다음과 같이 제안하였다.

$$\Theta_4 = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_0 & \alpha_0^2 & \alpha_0^3 \\ 1 & \alpha_1 & \alpha_1^2 & \alpha_1^3 \\ 1 & \alpha_2 & \alpha_2^2 & \alpha_2^3 \\ 1 & \alpha_3 & \alpha_3^2 & \alpha_3^3 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

여기에서 $\alpha_i = e^{j2\pi(i+1/4)/4}$, $i = 0, \dots, 3$ 이다. 새로운 부호들은 이와 같이 발생된 회전 벡터 \vec{r} 내의 각 엔트리 r_i 를 식 (6)과 비슷한 방법으로 Alamouti 부호와 연결함으로써 아래와 같이 4개의 신호 구간동안 3개의 송신 안테나들을 통하여 전송하게 된다.

$$S(\vec{x}) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} r_1 & r_2 & 0 \\ -r_2^* & r_1 & 0 \\ 0 & 0 & r_3 \\ 0 & 0 & r_4 \end{bmatrix} & (10) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} r_1 & \frac{r_2}{\sqrt{2}} & 0 \\ -r_2^* & \frac{r_1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & \frac{r_3}{\sqrt{2}} & r_4 \\ 0 & -\frac{r_4}{\sqrt{2}} & r_3 \end{bmatrix} & (11) \end{cases}$$

식 (10) 내의 $\sqrt{2/3}$ 와 식 (11) 내의 $\sqrt{2/3}$ 와 $\sqrt{1/2}$ 은 식 (6)과 같이 3개의 송신 안테나들로 전송되는 전체 평균 심벌 에너지 값을 $E\{\|S(\vec{x})\|^2\} = 4E_s$ 으로 일정하기 위하여 보정한 값이다. 위 두 부호들에 대하여 임의의 서로 다른 두 신호 벡터 \vec{x} , \vec{x}' 에 대한 3×3 행렬 $A(\vec{x}, \vec{x}')$ 의 행렬값들을 계산하면 다음과 같다.

$$\det(A(\vec{x}, \vec{x}')) = \begin{cases} \left(\frac{2}{3} \right)^3 (|d_1^p + d_2^p|)(|d_3^p + d_4^p|) & (12) \\ \frac{2}{3} (|d_1^p + d_2^p|)(|d_1^p + d_3^p + d_4^p|) & (13) \\ (|d_3^p + d_4^p|). \end{cases}$$

여기에서 두 행렬값들은 정상회전 행렬 θ_4 의 회전 특성($d_i \neq 0$, $\forall i$)으로 인하여 언제나 0보다 크를 쉽게 확인할 수 있으며, 따라서 식 (10)-(11)의 부호들은 언제나 최대 다이버시티 이득을 획득한다. 더불어, 이 부호들 모두 4개의 심볼 구간동안 4개의 송신 신호 x_i 를 전송하므로 full-rate을 만족한다.

식 (8)의 부호들처럼 식 (10)과 식 (11)의 부호들 내 Alamouti 부호화되는 회전 신호 쌍을 묶는 방법을 달리하여 각각 $4C_2$ 개의 부호들을 추가로 설계할 수 있다. 실험 결과, 이 부호들은 거의 동일한 코딩 이득을 가짐을 확인할 수 있었으며, 본 논문에서는 제 V장에서 이 중에서 가장 좋은 성능을 보이는 식 (10)-(11) 부호들에 대한 실험 결과들을 제시한다.

식 (10)-(11)의 부호들은 식 (6)과 (8)의 부호들처

럼 각 송신 안테나에 신호가 존재하지 않는 구간이 발생한다. 따라서 앞 장에서도 언급하였지만, 이러한 신호 끊김 현상은 원래 송신 부호 행렬 $S(\vec{x})$ 의 양쪽에 nonzero 엔트리로 구성된 임의의 unitary 행렬 4×4 U 와 3×3 V 를 각각 곱하여 발생된 새로운 4×3 송신 부호 행렬 $S(\vec{x}') = US(\vec{x})V$ 을 $S(\vec{x})$ 대신 전송함으로써 해결할 수 있다. 이 수정된 부호 $S(\vec{x}')$ 는 unitary 행렬의 특성으로 인하여 원래 부호 $S(\vec{x})$ 와 동일한 특성과 성능을 갖는다^[7-8].

V. 실험 결과

본 장에서는 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경에서 3개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용할 경우 QPSK 및 16-QAM 변조방식들에 대하여 제안된 부호들의 전산 실험 결과들을 제시한다. 또한, 제안된 부호들과의 성능 비교를 위하여 2개의 송신 안테나를 사용하는 Alamouti 부호^[3]와 3개의 송신 안테나를 사용한 ST-CR 부호^[5,6] 및 가상적인 (hypothetical) 직교 STBC 부호^[2]의 전산 실험 결과들도 추가로 제시한다. 여기에서 사용하는 가상적인 직교 STBC 부호의 실험 결과들로 동일한 전체 평균 심벌 에너지를 사용할 경우 1개의 송신 안테나와 3개의 수신 안테나를 사용하는 다중 안테나 시스템의 MRRC (maximal-ratio receiver combining) 결과들을 대신 사용하였다^[7-9].

그림 2와 3은 각각 QPSK와 16-QAM 변조방식에 대하여 식 (6), (10)-(11)의 제안된 세 가지 유형의 연결 부호들과 식 (3)의 ST-CR 부호, 직교 STBC, Alamouti 부호들의 평균 심벌오율(SER) 값들을 제시한다. 여기에서, 식 (6)의 연결 부호와 식 (3)의 ST-CR 부호는 식 (5)의 3×3 정상회전 행렬 θ_3 ^[7]을 사용하고 식 (10)-(11)의 연결 부호들은 식 (9)의 4×4 정상회전 행렬 θ_4 ^[4-6]을 사용하였다.

실험 결과, 제안된 부호들은 두 변조방식 모두 최대 다이버시티 차수 3을 가지며, 또한 기존의 ST-CR 부호보다 높은 코딩 이득을 가짐을 확인할 수 있었다. 앞에서도 언급하였지만, 2개의 송신 안테나를 사용하는 Alamouti 부호는 직교 특성으로 인하여 수신단에서 송신 신호에 대한 MRC 복호가 가능하다. 따라서 제안된 부호는 기존의 ST-CR 부호처럼 회전된 신호 r_i 를 그대로 전송하는 대신 Alamouti 부호화하여 전송함으로써 수신단에서 r_i 에 대한 복호 성능을 높일 수 있어 코딩 이득 성능을

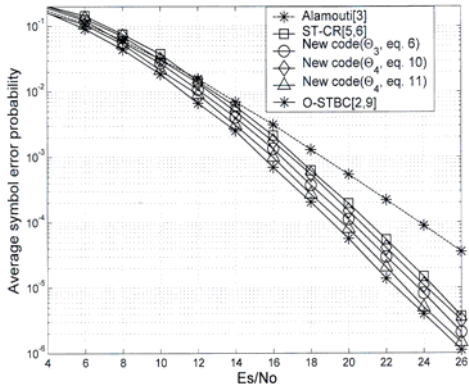


그림 2. QPSK 변조방식을 사용할 경우 E_s/N_0 에 대한 평균 심벌오율

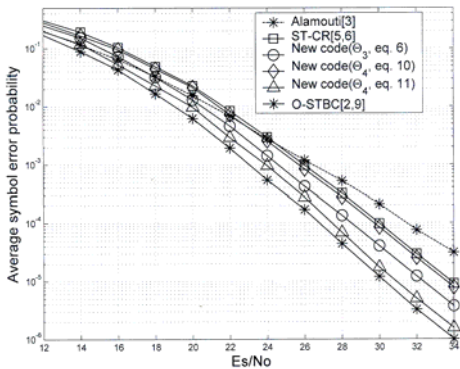


그림 3. 16-QAM 변조방식을 사용할 경우 E_s/N_0 에 대한 평균 심벌오율

향상시킬 수 있다. 제안된 부호들 중에서 가장 좋은 성능을 보이는 식 (11)의 부호는 QPSK와 16-QAM 변조방식을 사용할 경우 기존의 ST-CR 부호 보다 $SER=10^{-5}$ 에서 각각 약 1.5dB와 3dB의 성능 향상을 보이며, 또한 모든 SER 값들에서 직교 STBC 부호에 비하여 0.5dB 이내의 성능을 보인다.

VI. 결론

본 논문에서는 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경 하에서 QAM 변조방식과 3개의 송신 안테나를 사용할 경우 추가로 주파수 대역을 사용하지 않고 최대 다이버시티 이득을 획득하는 새로운 시공간블록부호들을 제안하였다. 이 부호들은 기존의 성상회전 선부호기와 Alamouti 부호를 적절히 직렬 연결함으로써 구성된다. 특히 제안된 부호들은 모두 기존의 ST-CR 부호보다 높은 코딩 이득을 획득하며 특히 제안된 부호들 중 가장 좋은 성능을 보이는

부호는 QPSK와 16-QAM 변조방식을 사용할 경우 각각 약 1.5dB와 3dB 성능 향상을 보인다.

하지만, 제안된 부호들은 기존의 직교 STBC처럼 직교 특성을 만족하지 않아 변조 차수가 높아질수록 수신단에서 최대우도 복호 복잡도가 기하급수적으로 증가한다는 단점을 가진다. 따라서, 차후 연구에서는 제안된 부호들과 거의 동일한 성능을 가지고 더불어 복호 복잡도를 줄일 수 있는 부호에 대한 연구를 진행할 것이다.

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] X. Giraud, E. Boutillon, and J. C. Belfore, "Algebraic tools to build modulation schemes for fading channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 43, pp. 938-952, May 1997.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.

- [8] 정태진, 전경훈, 양경철, “신호 공간 다이버시티와 Alamouti 구조를 이용한 연결 시공간 블록 부호 설계”, *SK Telecommun. Review*, Vol. 12, No. 2, pp. 186-199, 2002.
- [9] X. Li, T. Luo, G. Yue, and C. Yin, “A squaring method to simplify the decoding of orthogonal space-time block codes”, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 49, pp. 1700-1703, Oct. 2001.
- [10] 3GPP TS 25.201, *Physical layer - General description*, Mar. 2000.

정 태 진 (Tae-jin Jung)

정회원



1996년 2월 포항공과대학교 전자 전기공학과 졸업
 1998년 2월 포항공과대학교 전자 전기공학과(석사)
 2003년 8월 포항공과대학교 전자 전기공학과(박사)
 2003년 9월~2004년 2월 한국전

자 통신연구원 선임연구원
 2004년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 전임강사
 <관심분야> 대역확산통신방식, 통신 및 정보 이론