

논문 2008-45TC-12-3

최대의 채널 이득을 위한 폐루프 직교 시공간 블록 부호

(A Closed Loop Orthogonal Space-Time Block Code for Maximal Channel Gains)

이 기 호*, 김 산 해*, 신 요 안**

(Kiho Lee, Sanhae Kim, and Yoan Shin)

요 약

본 논문에서는 4개의 송신 안테나를 사용하는 새로운 폐루프 직교 시공간 블록 부호 (Closed Loop Orthogonal Space-Time Block Code) 기법을 제안하고 기존의 폐루프 기법들과 비트오율 (Bit Error Rate; BER) 성능을 비교한다. 제안된 기법은 송신기에서 폐루프 기법을 통하여 채널 정보를 귀환받고 심벌 결합기를 통해 변조 심벌들을 결합한 후 시공간 블록 부호화하여 송신 안테나로 전송한다. 그 결과, 제안된 기법은 기존의 폐루프 시공간 블록 부호 기법에 비해 귀환된 채널 정보를 보다 효율적으로 이용함으로써 최대의 채널 이득을 획득하는 동시에 full-rate을 만족한다. 또한 채널 행렬이 직교하므로 수신 심벌에 대한 선형적인 복호가 가능하며 수신기는 낮은 복잡도를 갖게 된다. 모의실험 결과, 제안된 기법은 기존의 폐루프 기법들과 비교하여 성능 향상을 보임을 알 수 있다.

Abstract

In this paper, we propose a new CL-OSTBC (Closed Loop Orthogonal Space-Time Block Code) scheme for four transmit antennas and compare the scheme with existing closed loop schemes on the performance of BER (Bit Error Rate). In the proposed scheme, a transmitter receives channel feedback information and combines modulated symbols by the symbol combiner, and transmits the symbols encoded by the space-time block encoder. As a result, the proposed scheme achieves full-rate and maximal channel gains by more efficient utilization of the channel feedback information. Moreover, the scheme can reduce computation complexity by using a linear detector. Simulation results on the BER performance show that the proposed CL-OSTBC scheme outperforms existing CL-OSTBC schemes.

Keywords : STBC, STTD, MIMO, Closed Loop, Channel Feedback

I. 서 론

다중 안테나 (Multi Input Multi Output; MIMO) 시스템은 고속 데이터 전송율과 대용량 데이터 전송 및 높은 신뢰성을 만족함으로써 고품질의 멀티미디어 서비스를 제공하는 차세대 이동통신 기술로 주목받고 있다. MIMO 기술로서 다이버시티 기법인 시공간 부호화 기

법은 주파수 대역의 확장 없이 다이버시티 이득과 코딩 이득을 동시에 획득함으로써 신뢰성을 요구하는 차세대 무선 통신 시스템에 적합한 방식으로 주목받고 있다. Alamouti^[1]가 2개의 송신 안테나에 대해서 시공간 블록 부호를 처음으로 제안한 이후, 송신 안테나 4개 이상에서 최대 다이버시티 이득, full-rate 그리고 선형적인 최대우도 검출 (Maximum-Likelihood Detection; MLD)을 만족하는 시공간 블록 부호들의 연구가 활발히 진행되고 있다. 특히, 폐루프 시공간 블록 부호 기법은 채널 귀환 정보를 이용하므로 최대 다이버시티 이득 외에 귀환 이득을 획득할 수 있다. 그러므로 개방루프 시공간 블록 부호^[2-7]가 갖는 채널 이득보다 일반적으로 우수한 채널 이득을 가지므로 비트 오율 (Bit Error Rate;

* 학생회원, ** 평생회원, 숭실대학교 정보통신전자공학부 (School of Electronic Engineering, Soongsil University)

※ 본 연구는 숭실대학교 교내연구비 지원으로 이루어 졌음.

접수일자: 2008년10월30일, 수정완료일: 2008년11월18일

BER)을 크게 향상시킬 수 있다^[8~10]

제안된 페루프 시공간 블록 부호 기법은 심벌 결합기를 통해 결합된 심벌을 전송함으로써 귀환된 채널 정보를 더욱 효과적으로 이용할 수 있고, 이로 인해 기존의 페루프 시공간 블록 부호보다 향상된 채널 이득을 갖는다. 본 논문에서는 하나의 시공간 블록이 겪는 시간 동안에는 채널이 변하지 않는 준정지 평탄 페이딩 (quasi-static flat fading) 채널을 가정하여 최대의 채널 이득, full-rate을 만족하고 수신기에서 선형적인 MLD가 가능한 페루프 시공간 블록 부호를 설계하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 다음 장에서는 제안된 페루프 시공간 블록 부호에 대한 시스템 모델을 소개하고, III 장과 IV 장에서는 기존의 페루프 기법인 CL-EO-STBC (Closed Loop Extended Orthogonal Space-Time Block Code) 기법과 제안된 페루프 기법을 각각 설명한다. V 장에서는 제안된 기법과 기존의 페루프 기법들에 대한 모의실험을 통해 BER에 대한 성능을 비교하고 분석한다. 마지막 VI 장에서 결론을 보여준다.

II. 제안된 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1에서 도시하는 바와 같이 4개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용하는 full-rate을 갖는 페루프형 시공간 블록 부호를 고려한다.

먼저, 송신단에서는 입력 심벌 벡터 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$ 를 입력 받아 심벌 결합기를 통해 다음과 같은 결합 신호 벡터 \mathbf{s} 를 생성한다.

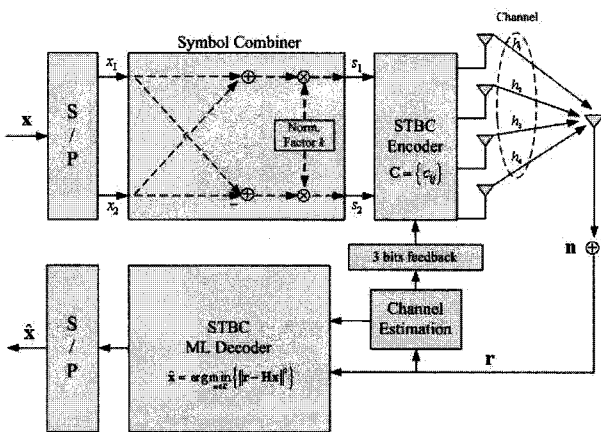


그림 1. 제안된 페루프 시공간 블록 부호 기법을 위한 송수신 블록 다이어그램

Fig. 1. Block diagram of the proposed closed loop STBC scheme.

$$\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T = \begin{bmatrix} k(x_1 + x_2) \\ k(x_1 - x_2) \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 $[\cdot]^T$ 는 전치 벡터 연산을 의미하고 k 는 전송 심벌의 평균 에너지를 1로 정규화하기 위한 정규화 인자를 의미한다. 시공간 부호화된 전송 심벌들은 4개의 송신 안테나를 통해 각각의 시간 슬롯 동안 독립적인 페이딩을 겪은 후 수신하게 된다. 수신 벡터 $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2]^T$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{\rho}{M}}\mathbf{C}\mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (2)$$

$$\mathbf{h} = [h_1 \ h_2]^T \quad (3)$$

여기서 ρ 는 수신 안테나에서의 신호대잡음비 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)이고 M 은 송신 안테나 수를 나타내며, \mathbf{C} 는 2×2 크기의 전송 부호 행렬, h_i 는 i 번째 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 페이딩 채널 계수, 그리고 \mathbf{n} 은 2×1 크기의 백색 잡음 벡터를 각각 의미한다. \mathbf{n} 의 원소들은 각각 평균이 0이고 분산이 1인 복소 Gaussian 랜덤 변수이다. 수신단에서는 채널 추정기를 통하여 완벽하게 채널 계수 벡터 \mathbf{h} 를 안다는 가정하에 아래의 식과 같이 MLD를 수행함으로써 모든 가능한 성상도 심벌 벡터 공간 S 에 대한 최소 유클리드 거리를 만족하는 추정 심벌 벡터 $\hat{\mathbf{x}}$ 를 선택하게 된다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x} \in S}{\operatorname{arg\,min}} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (4)$$

여기서 \mathbf{H} 는 각 기법에 따른 2×2 크기의 등가 채널 행렬을 의미한다.

III. 기존의 CL-EO-STBC 부호

본 장에서는 송신 안테나 4개에 대해서 채널 귀환 정보를 이용하여 시공간 블록 부호화하는 기존의 CL-EO-STBC^[8~9] 기법들에 대하여 각각 소개한다.

1. 1-비트 귀환을 이용한 CL-EO-STBC^[8]

이 기법은 전송 부호 행렬을 생성하기 위해 식 (5)와 같은 Alamouti^[1]가 제안한 2개의 송신 안테나를 사용하는 시공간 블록 부호 행렬을 기반으로 한다.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 $[\cdot]^*$ 는 공액 복소 연산을 의미한다. Alamouti 시공간 부호 행렬 \mathbf{C} 를 확장한 각각의 전송 부호 행렬 \mathbf{D}_1 과 \mathbf{D}_2 는 다음과 같다.

$$\mathbf{D}_1 = [\mathbf{C}_1 \ \mathbf{C}_2] = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{D}_2 = [\mathbf{C}_1 \ -\mathbf{C}_2] = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & -x_1 & -x_2 \\ -x_2^* & x_1^* & x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

송신기에서 식 (5)와 같이 Alamouti 시공간 부호 행렬 \mathbf{C} 를 통해 부호화된 심벌들을 전송한다고 하면 두 개의 시간 슬롯을 통해 수신된 신호 벡터는 $\mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{h} + \mathbf{n}$ 이고 여기서 두 번째 시간 슬롯에 대해 공액 복소 연산을 취함으로써 수신 신호 벡터를 다음과 같이 등가 채널 모델로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \widetilde{\mathbf{r}} &= \mathbf{H}\mathbf{x} + \widetilde{\mathbf{n}} \\ \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

마찬가지로 전송 부호 행렬 \mathbf{D}_1 과 \mathbf{D}_2 를 통해 부호화된 심벌들을 전송하고 위와 같이 공액 복소 연산을 취하면 다음과 같이 각각의 등가 채널 행렬을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_1 &= \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 \\ &= \begin{bmatrix} h_1 + h_3 & h_2 + h_4 \\ h_2^* + h_4^* & -h_1^* - h_3^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_2 &= \mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2 \\ &= \begin{bmatrix} h_1 - h_3 & h_2 - h_4 \\ h_2^* - h_4^* & -h_1^* + h_3^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

등가 채널 행렬 $\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2$ 에 대한 Gramian 행렬 $\mathbf{G} = \mathbf{E}_1^\dagger \mathbf{E}_1$ (또는 $\mathbf{E}_2^\dagger \mathbf{E}_2$)는 다음과 같은 직교 특성을 갖는다.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} |\alpha_1|^2 & 0 \\ 0 & |\alpha_1|^2 \end{bmatrix} \text{ or } \begin{bmatrix} |\alpha_2|^2 & 0 \\ 0 & |\alpha_2|^2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서 $[\cdot]^\dagger$ 는 복소 전치 행렬을 의미하고 α_1, α_2 는 채널 이득으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\alpha_1 = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2 + 2\text{Re} \{h_1 h_3^* + h_2 h_4^*\} \quad (12)$$

$$\alpha_2 = \sum_{i=1}^4 |h_i|^2 - 2\text{Re} \{h_1 h_3^* + h_2 h_4^*\} \quad (13)$$

윗 식에서 $2\text{Re} \{ \cdot \}$ 을 β 라 하고 귀환 비트를 k 라 하면 최대의 채널 이득을 얻기 위한 귀환 조건은 다음과 같다.

$$k = \begin{cases} 0, & \beta \geq 0 \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

이 때, 송신기에서는 귀환 비트 $k=0$ 이면, 전송 부호 행렬 \mathbf{D}_1 을 이용하여 시공간 블록 부호화하고 귀환 비트 $k=1$ 인 경우에는 \mathbf{D}_2 를 이용하여 시공간 블록 부호화한다. 이 기법은 단지 1비트의 귀환 비트를 이용함으로써 개루프 시공간 블록 부호 기법들보다 향상된 채널 이득을 얻을 수 있을 뿐 아니라 직교 채널로 인한 선형적인 복호가 가능하다.

2. 2-비트 귀환을 이용한 CL-EO-STBC^[9]

본 기법 또한 앞서와 같이 Alamouti 부호 행렬을 기반으로 한다. 식 (5)를 확장한 송신 부호 행렬 \mathbf{E} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} U_1 x_1 & x_1 & U_2 x_2 & x_2 \\ -U_1 x_2^* & -x_2^* & U_2 x_1^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서, 채널 귀환 정보 U_1 과 U_2 는 $(-1)^i$ 과 $(-1)^k$ 의 값을 각각 가지며, 귀환 비트 $i, k \in \{0, 1\}$ 이다. 1개의 수신 안테나를 통해 두 개의 시간 슬롯 동안 수신된 신호 벡터 \mathbf{r} 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{E}\mathbf{h} + \mathbf{n} \\ \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} x_1 U_1 h_1 + x_1 h_2 + x_2 U_2 h_3 + x_2 h_4 + n_1 \\ -x_2^* U_1 h_1 - x_2^* h_2 + x_1^* U_2 h_3 + x_1^* h_4 + n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

윗 식에서 수신신호 r_2 에 대해 공액 복소 연산을 취함으로써 다음과 같은 등가 채널 모델을 얻는다.

$$\begin{aligned} \widetilde{\mathbf{r}} &= \mathbf{H}\mathbf{x} + \widetilde{\mathbf{n}} \\ \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_1' + h_2 & h_3' + h_4 \\ h_3^* + h_4^* & -h_1^* - h_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 h_1' 과 h_3' 는 각각 $U_1 h_1, U_2 h_3$ 를 각각 의미한다.

등가 채널 행렬 \mathbf{H} 에 대한 Grammian 행렬은 다음과 같은 직교 특성을 갖는다.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \alpha^* & \beta \\ \beta^* & -\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta^* & -\alpha^* \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$= \begin{bmatrix} |\alpha|^2 + |\beta|^2 & 0 \\ 0 & |\alpha|^2 + |\beta|^2 \end{bmatrix}$$

여기서 $\alpha = h_1 + h_2$, $\beta = h_3 + h_4$ 이고 $|\alpha|^2 + |\beta|^2$ 는 채널 이득 G_c 으로써 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$G_c = |\alpha|^2 + |\beta|^2$$

$$= |U_1|^2 |h_1|^2 + |h_2|^2 + |U_2|^2 |h_3|^2 + |h_4|^2 \quad (19)$$

$$+ 2\text{Re} \{U_1 h_1 h_2^* + U_2 h_3 h_4^*\}$$

여기서 $|U_1|^2 = |U_2|^2 = 1$ 이므로 최대 다이버시티 이득 G_d 와 귀환 이득 G_f 는 다음과 같다.

$$G_d = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \quad (20)$$

$$G_f = 2\text{Re} \{(-1)^i h_1 h_2^* + (-1)^k h_3 h_4^*\} \quad (21)$$

윗 식에서 G_f 가 귀환된 2 비트 i, k 를 이용하여 최대 이득을 얻기 위한 조건은 다음과 같다.

$$i = \begin{cases} 0, & \text{if } \text{Re} \{h_1 h_2^*\} \geq 0 \\ 1, & \text{if } \text{Re} \{h_1 h_2^*\} < 0 \end{cases} \quad (22)$$

$$k = \begin{cases} 0, & \text{if } \text{Re} \{h_3 h_4^*\} \geq 0 \\ 1, & \text{if } \text{Re} \{h_3 h_4^*\} < 0 \end{cases} \quad (23)$$

이 기법은 단지 2비트의 귀환 비트를 이용함으로써 1비트의 귀환 비트를 사용하는 페루프 시공간 블록 부호 기법보다 향상된 채널 이득을 얻을 수 있다.

IV. 제안된 페루프 시공간 블록 부호

본 장에서는 앞서 소개한 기존의 기법들과 마찬가지로 4개의 송신 안테나를 사용하는 경우에 최대의 채널 이득을 얻을 수 있는 페루프 직교 시공간 블록 부호 기법을 제안한다. 또한, 채널 귀환 정보를 양자화하지 않고 정확한 채널 위상 정보를 이용하는 경우와 이를 3비트로 양자화하는 경우에 대해 각각 설명한다.

1. 정확한 채널 위상 귀환 정보를 이용한 기법

먼저, 송신기에서는 수신기로부터 귀환 채널을 통해 채널 위상 정보 θ_i ($i = 1, \dots, 4$)를 수신받고 다음과 같

이 채널 위상 벡터 θ 를 생성한다.

$$\theta = [e^{j\theta_1} \ e^{j\theta_2} \ e^{j\theta_3} \ e^{j\theta_4}] \quad (24)$$

다음으로 심벌 결합기를 통해 생성한 결합 심벌 벡터 \mathbf{s} 와 귀환 채널 위상 벡터 θ 를 결합하여 다음과 같은 전송 부호 행렬 \mathbf{C} 를 얻는다.

$$\mathbf{C} = \mathbf{s}\theta = \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} s_1 & e^{j\theta_2} s_1 & e^{j\theta_3} s_1 & e^{j\theta_4} s_1 \\ e^{j\theta_1} s_2 & e^{j\theta_2} s_2 & e^{j\theta_3} s_2 & e^{j\theta_4} s_2 \end{bmatrix} \quad (25)$$

여기서 s_1, s_2 는 각각 $k(x_1 \pm x_2)$ 을 의미하고, 정규화인자 k 는 $\sqrt{1/2}$ 의 상수값을 갖는다. 수신단에서 1개의 수신 안테나를 통해 두 개의 시간 슬롯 동안 수신된 신호는 다음과 같다.

$$r_1 = \sqrt{\frac{1}{2}} (e^{j\theta_1} h_1 + e^{j\theta_2} h_2 + e^{j\theta_3} h_3 + e^{j\theta_4} h_4)(x_1 + x_2) + n_1$$

$$r_2 = \sqrt{\frac{1}{2}} (e^{j\theta_1} h_1 + e^{j\theta_2} h_2 + e^{j\theta_3} h_3 + e^{j\theta_4} h_4)(x_1 - x_2) + n_2 \quad (26)$$

윗 식에서 수신 신호 r_1 과 r_2 는 다음과 같이 수신 신호 벡터 \mathbf{r} 로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} \alpha & \alpha \\ \alpha & -\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

여기서 $\alpha = h_1 e^{j\theta_1} + h_2 e^{j\theta_2} + h_3 e^{j\theta_3} + h_4 e^{j\theta_4}$ 이다. 등가 채널 행렬 \mathbf{H} 에 대한 Grammian 행렬은 다음과 같이 직교한다.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} |\alpha|^2 & 0 \\ 0 & |\alpha|^2 \end{bmatrix} \quad (28)$$

여기서 $|\alpha|^2$ 는 채널 이득 G_c 로서 다음과 같이 다이버시티 이득 G_d 와 귀환 이득 G_f 나타낼 수 있다.

$$G_c = |h_1 e^{j\theta_1} + h_2 e^{j\theta_2} + h_3 e^{j\theta_3} + h_4 e^{j\theta_4}|^2$$

$$= \sum_{i=1}^4 |h_i|^2 |e^{j\theta_i}|^2 + 2\text{Re} (h_1^* h_2 e^{j\theta_{21}}$$

$$+ h_1^* h_3 e^{j\theta_{31}} + h_1^* h_4 e^{j\theta_{41}} + h_2^* h_3 e^{j\theta_{32}}$$

$$+ h_2^* h_4 e^{j\theta_{42}} + h_3^* h_4 e^{j\theta_{43}})$$

$$= G_d + G_f \quad (29)$$

여기서 $\theta_{ij} = \theta_i - \theta_j$ 이고 $|e^{j\theta_i}|^2 = 1$ ($i = 1, \dots, 4$)이므로 다이버시티 이득 G_d 는 다음과 같다.

$$G_d = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \quad (30)$$

또한, 귀환 이득 $G_f = 2\text{Re}(\cdot)$ 가 최대의 이득을 얻기 위해서는 다음과 같은 조건을 만족하면 된다.

$$\begin{aligned} h_i e^{j\theta_i} &= |h_i| \\ \theta_i &= m\pi - \angle h_i \quad (m = \text{even}) \end{aligned} \quad (31)$$

윗 식 같이 각각의 채널 위상들에 대해서 정확한 위상 회전을 통하여 복소 채널 계수 값을 양의 실수 값으로 변환함으로써 어떠한 손실없이 최대의 채널 이득을 얻을 수 있다.

2. 양자화된 3-비트 귀환 정보를 이용한 기법

실제적인 무선 통신 시스템에서 채널 귀환 정보를 이용하는 페루프 기법은 송수신 시스템 사이에 지연을 유발시키거나 오히려 채널 귀환 정보가 왜곡되어 시스템의 성능을 저해시킬 수 있다. 그러므로 실제적인 무선 통신 시스템은 채널 귀환 정보를 양자화하고 가능한 최소의 양자화된 귀환 비트를 요구한다. 송신기에서는 수신기로부터 귀환 채널을 통해 얻어진 3개의 귀환 비트 $w, y, z \in \{0, 1\}$ 을 이용하여 다음과 같은 귀환 채널 벡터 \mathbf{p} 를 생성한다.

$$\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ p_3 \ p_4] \quad (32)$$

여기서 $p_1 = 1$, $p_2 = (-1)^w$, $p_3 = (-1)^y$, $p_4 = (-1)^z$ 이다. 그 후 심벌 결합기를 통해 생성한 결합 심벌 벡터 \mathbf{s} 와 귀환 채널 벡터 \mathbf{p} 를 결합하여 다음과 같은 전송 부호 행렬 \mathbf{C} 를 얻는다.

$$\mathbf{C} = \mathbf{s} \cdot \mathbf{p} = \begin{bmatrix} s_1 & p_2 s_1 & p_3 s_1 & p_4 s_1 \\ s_2 & p_2 s_2 & p_3 s_2 & p_4 s_2 \end{bmatrix} \quad (33)$$

수신단에서 1개의 수신 안테나를 통해 두 개의 시간 슬롯 동안 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_1 &= \sqrt{\frac{1}{2}}(h_1 + p_2 h_2 + p_3 h_3 + p_4 h_4)(x_1 + x_2) + n_1 \\ r_2 &= \sqrt{\frac{1}{2}}(h_1 + p_2 h_2 + p_3 h_3 + p_4 h_4)(x_1 - x_2) + n_2 \end{aligned} \quad (34)$$

그러므로 등가 채널 행렬 \mathbf{H} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} \alpha & \alpha \\ \alpha & -\alpha \end{bmatrix} \quad (35)$$

여기서 $\alpha = h_1 + p_2 h_2 + p_3 h_3 + p_4 h_4$ 이다. 등가 채널 행렬 \mathbf{H} 에 대한 Gramian 행렬은 식 (28)에서와 같이 직교 특성을 만족하고 채널 이득 G_c 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} G_c &= |h_1 + p_2 h_2 + p_3 h_3 + p_4 h_4|^2 \\ &= \sum_{i=1}^4 |p_i|^2 |h_i|^2 \\ &\quad + 2\text{Re}(p_2^* h_1^* h_2 + p_3^* h_1^* h_3 + p_4^* h_1^* h_4 \\ &\quad + p_2^* p_3^* h_2^* h_3 + p_2^* p_4^* h_2^* h_4 + p_3^* p_4^* h_3^* h_4) \\ &= G_d + G_f \end{aligned} \quad (36)$$

여기서 $|p_i|^2 = 1$ ($i = 1, \dots, 4$)이므로 다이버시티 이득 G_d 는 다음과 같다.

$$G_d = |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \quad (37)$$

또한, 귀환 이득 G_f 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} G_f &= 2\text{Re}((-1)^w h_1^* h_2 + (-1)^y h_1^* h_3 \\ &\quad + (-1)^z h_1^* h_4 + (-1)^w (-1)^y h_2^* h_3 \\ &\quad + (-1)^w (-1)^z h_2^* h_4 + (-1)^y (-1)^z h_3^* h_4) \end{aligned} \quad (38)$$

윗 식에서 G_f 가 제한된 귀환 채널 비트 w, y, z 를 이용하여 다음 식과 같은 조건을 만족하면 최대의 귀환 이득을 얻을 수 있다.

$$\hat{w}, \hat{y}, \hat{z} = \arg \max_{w, y, z \in \{0, 1\}} \{G_f\} \quad (39)$$

V. 모의실험 결과 및 성능 분석

본 장에서는 하나의 시공간 블록 동안 채널이 일정하게 유지되는 준정지 평탄 페이딩 환경을 가정하고 4개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나를 사용하는 경우에 대해서 기존의 페루프형 시공간 블록 부호 기법들^[8-10]과 제안된 기법에 대해 BER 성능을 비교, 분석하

였다. 모의실험을 위해서 페이딩 채널 계수는 평균이 0 이고 분산이 1인 복소 가우시안 랜덤 분포로 발생시켰으며, 송신기에서는 심벌 결합기를 통해 생성된 결합 심벌들의 평균 심벌 에너지를 1로 정규화하였다. 심벌 변조 방식은 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 8-PSK, 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 을 사용하였다. 수신단에서는 수신된 신호를 복호하기 위해 선형 MLD 기법을 적용하였다.

그림 2~4는 각각 QPSK, 8-PSK, 16-QAM 변조를 사용한 경우에 대해서 양자화된 3개의 귀환 비트를 이용한 제안된 기법과 4개의 송신 안테나에서의 이상적인

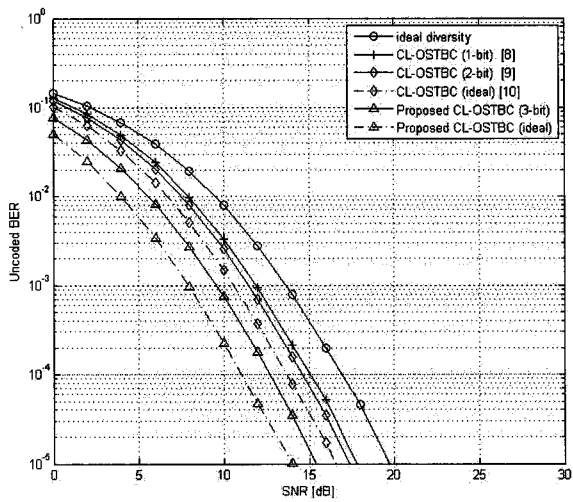


그림 2. 제안된 기법과 기존의 페루프 시공간 블록 부호 기법들 간의 BER 성능 비교 (QPSK)
Fig. 2. Comparison of BER for the proposed CL-OSTBC and the existing CL-OSTBCs (QPSK).

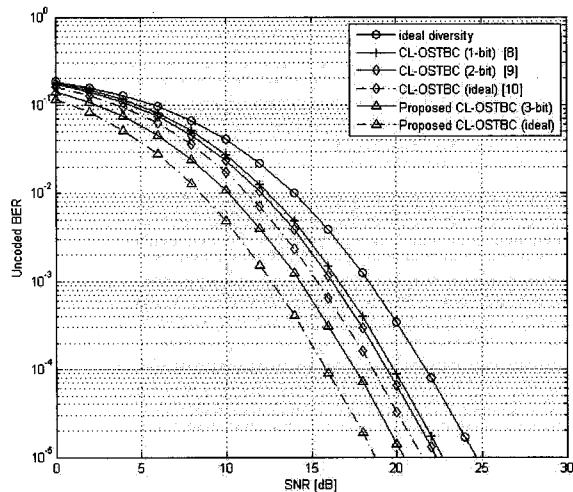


그림 3. 제안된 기법과 기존의 페루프 시공간 블록 부호 기법들 간의 BER 성능 비교 (8-PSK)
Fig. 3. Comparison of BER for the proposed CL-OSTBC and the existing CL-OSTBCs (8-PSK).

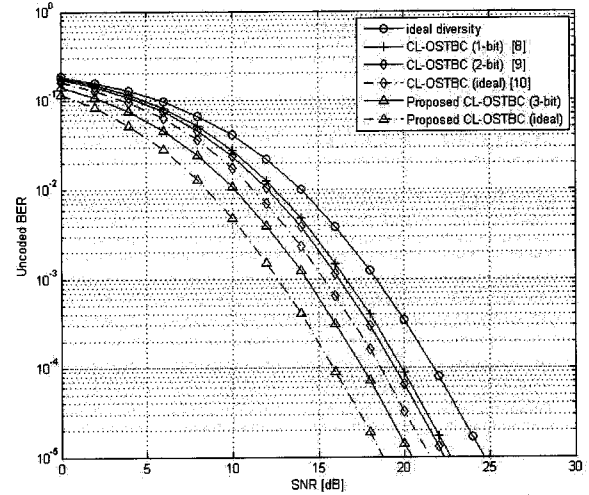


그림 4. 제안된 기법과 기존의 페루프 시공간 블록 부호 기법들 간의 BER 성능 비교 (16QAM)
Fig. 4. Comparison of BER for the proposed CL-OSTBC and the existing CL-OSTBCs (16QAM).

다이버시티 성능 및 Akhtar^[8], Yi Yu^[9], Eltayeb^[10]가 제안한 기존의 페루프형 기법에 대한 BER 성능 비교를 보여준다. 제안된 기법은 Akhtar^[8] 및 Yi Yu^[9]가 제안한 기법에 비해 각각 2 비트와 1 비트의 귀환 비트를 추가적으로 사용함으로써 BER 10⁻⁵에서 약 2.5dB와 2dB의 성능 향상을 각각 보여주고 있다. 특히, 채널 귀환 정보를 양자화 하지 않은 정확한 채널 위상 귀환 정보를 사용하는 경우에 제안된 기법이 Eltayeb^[10] 기법보다 약 3dB 정도의 성능 향상이 있으며, 제안된 기법에 3비트로 양자화된 채널 귀환 정보를 사용하더라도 양자화를 하지 않은 정확한 채널 위상 귀환 정보를 사용하는 Eltayeb^[10] 기법과 비교하여 약 1dB의 성능 향상을 보여주고 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 준정지 평탄 페이딩 환경에서 4개의 송신 안테나에 대해서 최대의 채널 이득을 획득하는 페루프형 시공간 블록 부호를 제안하였다. 제안된 기법은 심벌 결합기를 통해 결합된 변조 심벌을 시공간 부호화하고 귀환된 채널 정보를 더욱 효과적으로 이용함으로써 기존의 페루프 시공간 블록 부호 기법들보다 우수한 BER 성능을 갖는다. 모의실험 결과, 제안된 기법은 기존의 기법^[8-9]에 대해 각각 2비트, 1비트의 추가적인 귀환 비트를 사용함으로써 약 2.5dB, 2dB 성능 향상을 보였고, 정확한 채널 위상 귀환 정보를 이용하는 Eltayeb^[10] 기법에 비해서도 양자화된 3비트의 귀환 비

트만을 사용함으로써 약 1dB의 성능 향상이 있음을 알 수 있다.

참 고 문 헌

[1] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Jour. Selected. Areas in Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[2] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 1 pp. 1-4, Jan. 2001.

[3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.

[4] 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, no. 7 pp. 329-331, July 2003.

[5] C. Yuen, Y. L. Guan, and T. T. Tjhung, "Quasi-orthogonal STBC with minimum decoding complexity," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 5, pp. 2089-2094, Sept. 2005.

[6] D. N. Dao and C. Tellambura, "Capacity -approaching semi-orthogonal space-time block codes," *Proc. IEEE GLOBECOM*, vol. 6, pp. 3305-3309, St. Louis, USA, Nov. 2005.

[7] M. Z. A. Khan and B. S. Rajan, "Single-symbol maximum likelihood decodable linear STBCs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, no. 5, pp. 2062- 2091, May 2006.

[8] J. Akhtar and D. Gesbert, "Extended orthogonal block codes with partial feedback," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 6, pp. 1959-1962, Nov. 2004.

[9] Y. Yu, S. Keroueden, and J. Yuan, "Closed-loop extended orthogonal space-time block codes for three and four transmit antennas," *IEEE Signal Proc. Lett.*, vol. 13, no. 5, pp. 273-276, May 2006.

[10] N. M. Eltayeb, S. Lambbotharan, and J. A. Chambers, "A phase feedback based extended space-time block code for enhancement of diversity," *Proc. IEEE VTC 2007-Spring*, pp. 2296-2299, Dublin, Ireland, Apr. 2007.

저 자 소 개



이 기 호(학생회원)
 2008년 인천대학교
 전자공학과 학사.
 2008년~현재 숭실대학교 대학원
 정보통신공학과
 석사과정 재학 중.
 <주관심분야 : MIMO 신호처리,
 Cognitive Radio, OFDM>



김 산 해(학생회원)
 2000년 숭실대학교
 전자공학과 학사.
 2002년 숭실대학교 대학원
 전자공학과 석사.
 2004년 숭실대학교 대학원
 전자공학과 박사수료.
 2004년~2008년 (주) 포스데이타 휴대 인터넷
 연구소 연구원.
 2008년~현재 숭실대학교 대학원 전자공학과
 박사과정 재학 중.
 <주관심분야 : MIMO-OFDM 기술, IEEE 802.16
 e/m, 3GPP-LTE>



신 요 안(평생회원)
 1987년 서울대학교
 전자공학과 학사.
 1989년 서울대학교
 전자공학과 석사.
 1992년 University of Texas at
 Austin 전기및컴퓨터
 공학과 박사.
 1992년~1994년 오스틴 소재 MCC (Micro-
 electronics & Computer Technology
 Corp.) 연구원소시업 Member of
 Technical Staff
 1994년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부
 교수
 <주관심분야 : MIMO-OFDM, UWB, Cognitive
 Radio>