

다중격자부호화된 Differential Unitary Space-Time Modulation

소순상, 이재홍
 서울대학교 전기컴퓨터공학부

Multiple Trellis Coded Differential Unitary Space-Time Modulation

Sun Sang So, Jae Hong Lee
 School of Electrical Engineering and Computer Science, Seoul National University
 E-mail : soonsang@inmac3.snu.ac.kr

Abstract

In this paper, multiple trellis code is combined with differential unitary space-time modulation (DUSTM). After the set partitioning of unitary space-time constellation for multiple trellis code is described, several code constructed are provided. BER results are presented.

I. 서론

Differential unitary space-time modulation(DUSTM)은 수신기에서 채널 상태 정보(channel state information; CSI)가 없는 경우에 무선 페이딩 채널에서 송신 안테나 다이버시티를 얻기 위해 제안되었다 [1], [2].

DUSTM이 제안된 이후로 성능을 개선시키려는 여러 연구들이 소개되었다. 이런 연구들은 크게 두 가지로 분류된다. 먼저 최소 유클리디언 거리가 큰 신호성좌점들을 발견하는 연구이다 [3], [4]. 그리고 DUSTM에 터보코드나 격자부호(trellis code)와 같은 채널 부호를 결합하는 연구가 다른 하나이다 [5], [6].

Divsalar가 제안한 다중격자부호변조(multiple trellis coded modulation; MTCM)는 페이딩 채널에서 최소 해밍거리(minimum Hamming distance)를 갖는 신호들 사이의 최소 유클리디언 거리들의 곱(minimum product of Euclidean distances)을 극대화함으로써 격자부호변조에 비해 더 좋은 성능을 보장한다 [7]. 본 논문에서는 이런 다중격자부호변조와 DUSTM이 결합된 다중격자부호화된 DUSTM을 제안하고 그것의 성능을 모의실험을 통해 참고문헌 [6]의 격자부호화된 DUSTM과 비교한다.

II. Differential Unitary Space-Time Modulation(DUSTM)

A. 채널 모델

n_t 개의 송신안테나와 n_r 개의 수신안테나를 사용하는 무선 채널을 고려한다. 각 송수신안테나 사이의 채널은 T 심플주기 동안 일정한 i.i.d 레일리 페이딩을 갖는다. 시간 t ($t=1, 2, \dots, T$)에서 j ($j=1, 2, \dots, n_t$) 번째 송신안테나로부터의 송신신호 c_j^t 에 대한 i 번째 수신안테나에서의 수신신호는 다음과 같다.

$$y_i^t = \sqrt{\rho} \sum_{j=1}^{n_t} h_{ji} c_j^t + n_i^t, \quad i=1, 2, \dots, n_r \quad (1)$$

여기서 ρ 는 수신안테나당 SNR 이고, j 번째 송신안테나와 i 번째 수신안테나 사이의 채널상태 h_{ji} 과 i 번째 수신안테나에서의 가산성 백색잡음 n_i^t 는 평균이 0 이고 실수부와 허수부의 분산이 0.5 인 복소 가우시안 확률변수이다. 또한 송신신호는 단위전력으로 정규화되었다고 가정된다. 수신신호를 행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho} \mathbf{C} \mathbf{H} + \mathbf{N} \quad (2)$$

여기서 $\mathbf{Y} = \{y_i^t\}$ 은 $T \times n_r$ 수신신호 행렬, $\mathbf{C} = \{c_j^t\}$ 은 $T \times n_t$ 송신신호 행렬, $\mathbf{H} = \{h_{ji}\}$ 는 $n_r \times n_t$ 채널 행렬, $\mathbf{N} = \{n_i^t\}$ 는 $T \times n_r$ 잡음 행렬이다.

채널 행렬을 모를 경우 송신신호 행렬 \mathbf{C} 에 대한 수신신호의 조건부 확률 밀도 함수는 다음과 같다[1].

$$p(\mathbf{Y} | \mathbf{C}) = \frac{\exp\left(-\text{tr}\left\{\mathbf{Y}^H (\mathbf{I} + \rho \mathbf{C} \mathbf{C}^H)^{-1} \mathbf{Y}\right\}\right)}{\pi^{n_r T} \det(\mathbf{I} + \rho \mathbf{C} \mathbf{C}^H)^{n_r}} \quad (3)$$

여기서 “tr”과 “+”은 각각 트레이스(trace)와 공액 전치(conjugate transpose)이다.

본 연구는 국가지정연구실 사업과 BK21 사업의 지원으로 수행되었다.

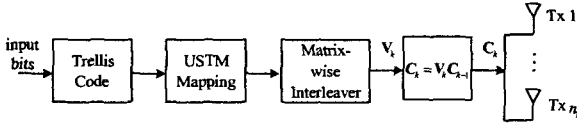


그림 1. 격자부호화된 DUSTM에서의 송신기

B. Differential Unitary Space-Time Modulation(DUSTM)

T 개의 심볼구간으로 이루어진 블록을 고려한다. k 번째 블록에서의 $n_r \times n_r$ 데이터 행렬(본 논문에서는 $T = n_r$ 인 경우만 고려)을 V_k 라고 하면, DUSTM에서는 V_k 이 unitary group \mathcal{V} 에 속한다. 여기서 $\mathcal{V} = \{V_l | V_l V_l^H = I, l = 0, 1, 2, \dots\}$ 이며, \mathcal{V} 의 크기(cardinality)는 L 이다.

k 번째 블록에서의 $n_r \times n_r$ 송신신호 행렬과 그에 대한 수신신호 행렬은 다음과 같다.

$$C_k = V_k C_{k-1}, C_0 = I \quad (4)$$

$$Y_k = \sqrt{\rho} C_k H + N_k \quad (5)$$

여기서 N_k 는 k 번째 블록에서의 잡음 행렬이고 H 은 두 개의 연속된 블록에 대한 일정한 채널 행렬이다. DPSK 에서와 같이 두 개의 연속된 수신신호 행렬 $\bar{Y}_k \triangleq [Y_{k-1}^T; Y_k^T]^T$ 를 통해 데이터 행렬 V_k 를 추정한다. 두 개의 송신신호 행렬 $\bar{C}_k = [C_{k-1}^T; C_k^T]^T$ 에 대한 \bar{Y}_k 의 조건부 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$p(\bar{Y}_k | \bar{C}_k) = \frac{\exp\left\{-\text{tr}\left\{\bar{Y}_k^H \left[I - \frac{\rho}{1+2\rho} \begin{bmatrix} I \\ \vdots \\ V_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ \vdots \\ V_k \end{bmatrix} \right] \bar{Y}_k\right\}\right\}}{\pi^{2n_r n_r} (1+2\rho)^{n_r n_r}} \quad (6)$$

$$= p(\bar{Y}_k | V_k)$$

수식 (6)의 조건부 확률 밀도 함수를 최소로 하는 데이터 행렬은 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{V}_k = \arg \max_{V \in \mathcal{V}} \text{tr} \left\{ \bar{Y}_k^H \begin{bmatrix} I \\ \vdots \\ V \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ \vdots \\ V \end{bmatrix} \bar{Y}_k \right\} \quad (7)$$

$$= \arg \max_{V \in \mathcal{V}} \text{Re tr} \{ Y_{k-1}^H V_k^H V \}$$

C. 격자부호화된(trellis coded) DUSTM

그림 1 은 격자부호화된 DUSTM 에서의 송신기를 보여준다. 데이터 비트들은 부호율이 b/n 인 격자부호에 의해 부호화된 후 n 비트의 블록으로 나누어져 unitary space-time 성좌점의 원소로 매핑된다. 이 신호는 행렬방식(matrix-wise)으로 인터리빙되고 차동변조된 후 n_r 개의 송신안테나를 통해 전송된다.

수신신호 행렬 시퀀스와 부호화된 신호 행렬 시퀀스를 각각 $Y = \{Y_0, Y_1, \dots\}$ 와 $V = \{V_0, V_1, \dots\}$ 라고 하면, V 에 대한 Y 의 조건부 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$p(Y|V) = \prod_k p(\bar{Y}_k | \bar{V}_k) = \prod_k p(\bar{Y}_k | \bar{C}_k) \quad (8)$$

V 가 송신되었을 때, 채널 상태 정보(channel state information; CSI) 없는 수신기가 다른 행렬 시퀀스 U 로 잘못 추정할 확률은 다음과 같다[6].

$$p(V \rightarrow U) \leq \prod_k \det \left(I + \frac{\rho^2}{4(1+2\rho)} (V_k - U_k) (V_k - U_k)^H \right)^{-n_r} \quad (9)$$

그리고 $V_k \neq U_k$ 인 k 의 집합을 $\eta(V, U)$ 라고 하면, 수식 (9)의 PEP(pairwise error probability)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$p(V \rightarrow U) \leq \left(\frac{\rho}{8} \right)^{-n_r n_r \delta} \prod_{k \in \eta} \det(V_k - U_k)^{-2n_r} \quad (10)$$

여기서 δ 는 $\eta(V, U)$ 의 크기, 즉 V 와 U 사이의 블록 해밍거리(block Hamming distance)이다. 수식 (10)의 PEP 가 최소가 되려면 최소블록해밍거리 $\delta_{\min} \equiv \min |\eta(V, U)|$ 와 minimum product of squared determinant distance $\prod D^2$ 이 최대가 되어야 한다. Determinant distance $D(V_k, U_k)$ 와 $\prod D^2$ 은 아래와 같이 정의된다.

$$\prod D^2 \equiv \min_{V \in \mathcal{V}} \left(\prod_{k \in \eta(V, U)} D^2(V_k, U_k) \right)$$

$$D(V_k, U_k) \equiv |\det(V_k - U_k)|^{1/n_r}$$

III. 다중격자부호화된(Multiple Trellis Coded) DUSTM

그림 1 에서 격자부호 대신 다중격자부호를 부호기로 사용하는 경우를 고려한다. 데이터 비트들은 부호율이 $mb/m(b+1)$ 인 다중격자부호에 의해서 부호화된다. 여기서 m 은 multiplicity 이다[7]. 참고문헌 [1]에서 제안된 cyclic group 특성을 갖는 unitary space-time constellation $\mathcal{V} = \{I, V_1, V_1^2, \dots, V_1^{L-1}\} = \{I, V_1, V_2, \dots, V_{L-1}\}$ 을 간략하게 $(L; u_1, u_2, \dots, u_{n_r})$ 으로 표현한다. \mathcal{V} 의 원소 V_l 은 다음과 같다.

$$V_l = \text{diag} \left(e^{j \frac{2\pi u_1}{L} l}, e^{j \frac{2\pi u_2}{L} l}, \dots, e^{j \frac{2\pi u_{n_r}}{L} l} \right)$$

여기서 u_1, u_2, \dots, u_{n_r} 은 \mathcal{V} 의 minimum determinant distance $D_{\min} = \min_{k \neq k'} D(V_k, V_{k'})$ 가 최대가 되도록 선택되는 양의 홀수이다. \mathcal{V} 의 원소에 대해서 $V_l = V_l^H$ 이다.

다중격자부호화된 DUSTM 의 설계를 위한 셋파티션(set partition)은 다중격자부호변조를 위한 그것과 유사하다. A_0 와 $A_0 \otimes A_0$ 를 complete constellation(signal points) $0, 1, \dots, (L-1)$ 과 A_0 의 ordered Cartesian product 라고 하면 셋파티션은 아래와 같다[7].

먼저 $A_0 \otimes A_0$ 를 L 개의 signal set $A_0 \otimes B_l$ 로 나눈다.

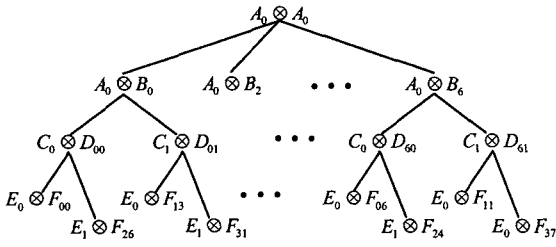
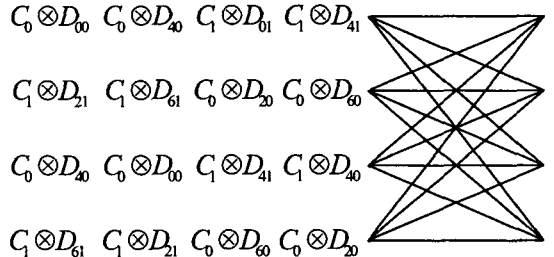
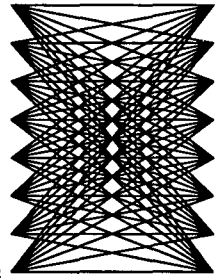


그림 2. $m=2$ 인 다중격자부호를 위한 $(8; [1, 3])$ 의 셋파티션($n^*=3$)



a) 부호율 4/6, 상태수 4인 다중격자부호

$E_0 \otimes F_{00}$	$E_1 \otimes F_{26}$	$E_0 \otimes F_{04}$	$E_1 \otimes F_{22}$	$E_0 \otimes F_{13}$	$E_1 \otimes F_{31}$	$E_0 \otimes F_{17}$	$E_1 \otimes F_{35}$
$E_0 \otimes F_{15}$	$E_1 \otimes F_{33}$	$E_0 \otimes F_{11}$	$E_1 \otimes F_{37}$	$E_0 \otimes F_{02}$	$E_1 \otimes F_{20}$	$E_0 \otimes F_{06}$	$E_1 \otimes F_{24}$
$E_1 \otimes F_{26}$	$E_0 \otimes F_{00}$	$E_1 \otimes F_{22}$	$E_0 \otimes F_{04}$	$E_1 \otimes F_{31}$	$E_0 \otimes F_{13}$	$E_1 \otimes F_{35}$	$E_0 \otimes F_{17}$
$E_1 \otimes F_{33}$	$E_0 \otimes F_{15}$	$E_1 \otimes F_{37}$	$E_0 \otimes F_{11}$	$E_1 \otimes F_{20}$	$E_0 \otimes F_{02}$	$E_1 \otimes F_{24}$	$E_0 \otimes F_{06}$
$E_0 \otimes F_{04}$	$E_1 \otimes F_{22}$	$E_0 \otimes F_{00}$	$E_1 \otimes F_{26}$	$E_0 \otimes F_{17}$	$E_1 \otimes F_{35}$	$E_0 \otimes F_{13}$	$E_1 \otimes F_{31}$
$E_0 \otimes F_{11}$	$E_1 \otimes F_{37}$	$E_0 \otimes F_{15}$	$E_1 \otimes F_{33}$	$E_0 \otimes F_{06}$	$E_1 \otimes F_{24}$	$E_0 \otimes F_{02}$	$E_1 \otimes F_{20}$
$E_1 \otimes F_{04}$	$E_0 \otimes F_{22}$	$E_1 \otimes F_{26}$	$E_0 \otimes F_{00}$	$E_1 \otimes F_{35}$	$E_0 \otimes F_{17}$	$E_1 \otimes F_{31}$	$E_0 \otimes F_{13}$
$E_1 \otimes F_{37}$	$E_0 \otimes F_{11}$	$E_1 \otimes F_{33}$	$E_0 \otimes F_{15}$	$E_1 \otimes F_{24}$	$E_0 \otimes F_{06}$	$E_1 \otimes F_{20}$	$E_0 \otimes F_{02}$



b) 부호율 4/6 상태수 8인 다중격자부호

그림 3. $(8; [1, 3])$ 를 위한 다중격자부호

여기서 B_j 의 $j(j=0, 1, \dots, L-1)$ 번째 원소는 $n_j \oplus i$ 이며 \oplus 은 modulo L 연산이다. $A_0 \otimes B_j$ 의 j 번째 2-tuple signal point는 ordered pair $(j, n_j \oplus i)$ 이다. 여기서 n 은 파티션된 셋 내에서 $\delta_{\min} = m$ 인 $\prod D^2$ 가 최대가 되도록 선택된다. 이런 최적의 n 을 n^* 이라 하면, $\delta_{\min} = 2$ 인 경우에 n^* 은 아래의 수식 (11)을 통해서 1, 3($L=8$ 일 때)과 3, 5($L=16$ 일 때)로 얻어진다.

그리고 첫번째 셋파티션 결과를 홀-짝으로 나눈다. 그 이후의 과정도 이런 홀-짝 분리를 계속 수행한다.

그림 2는 $(8; [1, 3])$ 에 대한 셋파티션을 보여주고 있다. 셋파티션의 첫번째 단계에서 파티션된 셋들은 다음과 같다.

$$A_0 \otimes B_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 3 \\ 2 & 2 \\ 3 & 1 \\ 4 & 4 \\ 5 & 7 \\ 6 & 2 \\ 7 & 5 \end{bmatrix}, A_0 \otimes B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 1 & 5 \\ 2 & 0 \\ 3 & 3 \\ 4 & 6 \\ 5 & 1 \\ 6 & 4 \\ 7 & 7 \end{bmatrix}, A_0 \otimes B_4 = \begin{bmatrix} 0 & 4 \\ 1 & 7 \\ 2 & 2 \\ 3 & 5 \\ 4 & 0 \\ 5 & 3 \\ 6 & 6 \\ 7 & 1 \end{bmatrix}, A_0 \otimes B_6 = \begin{bmatrix} 0 & 6 \\ 1 & 1 \\ 2 & 4 \\ 3 & 7 \\ 4 & 2 \\ 5 & 5 \\ 6 & 0 \\ 7 & 3 \end{bmatrix}$$

$A_0 \otimes B_i (i=0, 2, 4, 6)$ 이 $A_0 \otimes A_0$ 내에서 가장 큰 $\prod D^2$ 을 갖기 때문에, $A_0 \otimes B_i (i=1, 3, 5, 7)$ 는 위의 셋파티션에서 배제된다. 좀더 높은 데이터율이 요구된다면 좋은

거리 특성을 희생함으로써 이렇게 배제된 셋들이 모두 포함될 수 있다. 셋파티션의 두번째 단계에서 파티션된 셋들은 첫번째 단계의 셋들의 홀-짝 분리이며 다음과 같다.

$$C_0 \otimes D_{00} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2 & 6 \\ 4 & 4 \\ 6 & 2 \end{bmatrix}, C_1 \otimes D_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 3 \\ 3 & 1 \\ 5 & 7 \\ 7 & 5 \end{bmatrix}, C_0 \otimes D_{20} = \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 2 & 0 \\ 4 & 6 \\ 6 & 4 \end{bmatrix}, C_1 \otimes D_{31} = \begin{bmatrix} 1 & 5 \\ 3 & 3 \\ 5 & 1 \\ 7 & 7 \end{bmatrix},$$

$$C_0 \otimes D_{40} = \begin{bmatrix} 0 & 4 \\ 2 & 2 \\ 4 & 0 \\ 6 & 6 \end{bmatrix}, C_1 \otimes D_{51} = \begin{bmatrix} 1 & 7 \\ 3 & 5 \\ 5 & 3 \\ 7 & 1 \end{bmatrix}, C_0 \otimes D_{60} = \begin{bmatrix} 0 & 6 \\ 2 & 4 \\ 4 & 2 \\ 6 & 0 \end{bmatrix}, C_1 \otimes D_{71} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 3 & 7 \\ 5 & 5 \\ 7 & 3 \end{bmatrix}.$$

비슷한 방법으로 셋파티션의 세번째 단계에서 파티션된 셋들은 다음과 같다.

$$E_0 \otimes F_{00} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2 & 6 \\ 4 & 4 \\ 6 & 2 \end{bmatrix}, E_1 \otimes F_{26} = \begin{bmatrix} 2 & 6 \\ 6 & 2 \\ 4 & 4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, E_0 \otimes F_{04} = \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 2 & 0 \\ 4 & 6 \\ 6 & 4 \end{bmatrix}, E_1 \otimes F_{22} = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 6 & 4 \\ 4 & 6 \\ 0 & 2 \end{bmatrix},$$

$$E_0 \otimes F_{13} = \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 2 & 0 \\ 4 & 6 \\ 6 & 4 \end{bmatrix}, E_1 \otimes F_{31} = \begin{bmatrix} 1 & 3 \\ 3 & 1 \\ 5 & 7 \\ 7 & 5 \end{bmatrix}, E_0 \otimes F_{17} = \begin{bmatrix} 0 & 4 \\ 2 & 2 \\ 4 & 0 \\ 6 & 6 \end{bmatrix}, E_1 \otimes F_{35} = \begin{bmatrix} 1 & 5 \\ 3 & 3 \\ 5 & 1 \\ 7 & 7 \end{bmatrix},$$

$$E_0 \otimes F_{15} = \begin{bmatrix} 0 & 4 \\ 2 & 2 \\ 4 & 0 \\ 6 & 6 \end{bmatrix}, E_1 \otimes F_{33} = \begin{bmatrix} 1 & 7 \\ 3 & 5 \\ 5 & 3 \\ 7 & 1 \end{bmatrix}, E_0 \otimes F_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 6 \\ 2 & 4 \\ 4 & 2 \\ 6 & 0 \end{bmatrix}, E_1 \otimes F_{37} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 3 & 7 \\ 5 & 5 \\ 7 & 3 \end{bmatrix}.$$

다중격자부호의 설계는 이상의 셋파티션을 바탕으로 한다. 격자상에서 어떤 한 상태에서 나가거나 그 상

$$n^* = \arg \max_n \prod D^2 = \arg \max_{n=1, 3, \dots, L/2-1} \left\{ \min_{m=1, 2, \dots, L/2-1} 16 \sin \left(\frac{mu, \pi}{L} \right) \sin \left(\frac{nm, \pi}{L} \right) \sin \left(\frac{mu, \pi}{L} \right) \sin \left(\frac{nm, \pi}{L} \right) \right\}. \quad (11)$$

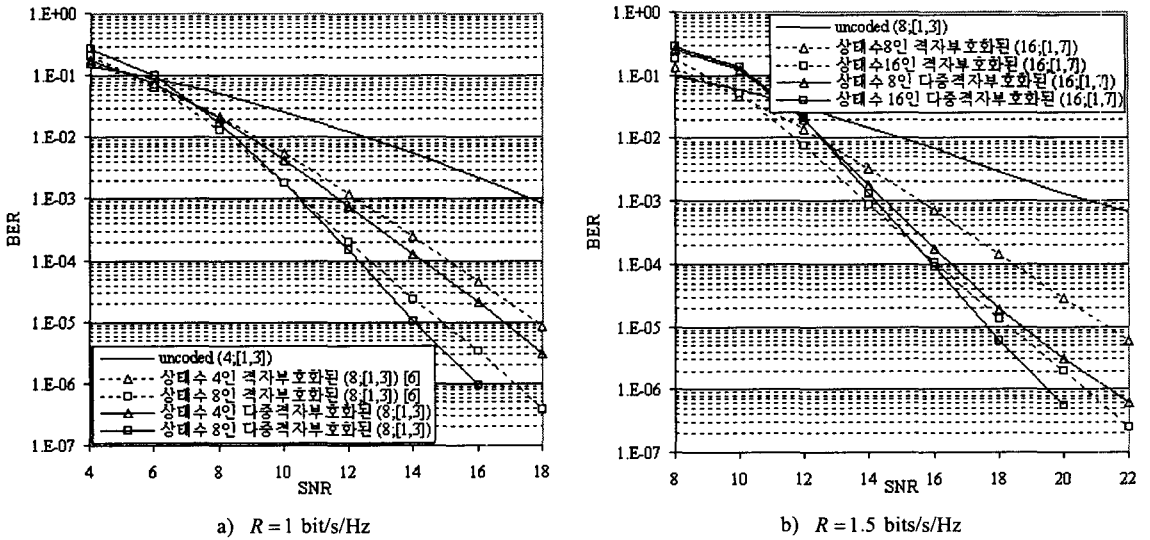


Fig. 4. 2 개의 송신안테나와 1 개의 수신안테나에 대한 다중격자부호화된 DUSTM 의 BER

테로 들어오는 가지들에는 셋 $\{A_0 \otimes B_0, A_0 \otimes B_4\}$ 이나 셋 $\{A_0 \otimes B_2, A_0 \otimes B_6\}$ 의 원소들로 할당한다. 그리고 그 인접한 상태에서 나가거나 그것으로 들어오는 가지들에는 다른 셋의 원소들로 할당한다. 평행 가지들(parallel branch)들 사이의 error path 는 최소블록해밍거리를 가지므로 이런 평행 가지들에는 셋파티션에서 가장 낮은 단계에 있는 가장 큰 product of squared determinant distance 를 갖는 셋들의 원소들을 할당한다.

그림 3a)와 3b)는 부호율 4/6 이고 상태수 4 과 8 인 다중격자부호를 보여준다. 상태수 4 와 8 인 다중격자부호화된 DUSTM 의 $\prod D^2$ 은 각각 4 와 16 이며 δ_{\min} 은 2 이다.

(16; [1, 7]) 을 위한 부호율 6/8 인 다중격자부호도 (8; [1, 3]) 을 위한 그것의 설계와 같은 방법으로 설계된다.

그림 4 는 이상적인 인터리버와 2 개의 송신안테나와 1 개의 수신안테나를 사용하는 uncoded DUSTM, 격자부호화된 DUSTM, 다중격자부호화된 DUSTM 의 BER 을 비교해서 보여준다. $R=1$ bit/s/Hz 에서 상태수 4 와 8 인 경우에 다중격자부호화된 DUSTM 은 격자부호화된 DUSTM 에 비해 각각 0.9dB 와 1.0dB 의 SNR 이득을 얻고 있다. 또한 $R=1.5$ bits/s/Hz 에서 상태수 8 과 16 인 경우에 전자는 후자에 비해 각각 2.5dB 와 0.7dB 의 SNR 이득을 얻고 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 채널 상태 정보가 없는 다중안테나 시스템을 위한 다중격자부호화된 DUSTM 이 제안되었다. DUSTM 을 위한 다중격자부호의 설계를 설명되었고, 그렇게 설계된 부호가 소개되었다. 그리고 모의실험

을 통해 같은 스펙트럼 효율에서 다중격자부호화된 DUSTM 이 격자부호화된 DUSTM 에 비해 더 좋은 성능을 얻고 있음이 보여졌다.

참고문헌

- [1] B. L. Hughes, "Differential space-time modulation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, no. 7, pp. 2567-2578, Nov. 2000.
- [2] B. M. Hochwald and T. L. Marzetta, "Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh fading," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, no. 2, pp. 543-564, Mar. 2000.
- [3] B. L. Hughes, "Optimal space-time constellations from groups," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 2, pp. 401-410, Feb. 2003.
- [4] X. Liang and X. Xia, "Unitary signal constellations for differential space-time modulation with two transmit space-time modulation with two transmit antennas: parametric codes, optimal designs, and bounds," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, No. 8, Aug. 2002.
- [5] I. Bahceci and T. M. Duman, "Combined turbo coding and unitary space-time modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 8, Aug. 2002.
- [6] M. Tao and R. S. Cheng, "Trellis-coded differential unitary space-time modulation in slow flat fading channels with interleaver," in *Proc. IEEE WCNC 2002*, Orlando, FL, Mar. 17-21, 2002, pp. 285-290.
- [7] D. Divsalar and M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels: set partitioning for optimum code design," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, no. 9, pp. 1013-1021, Sept. 1988.