
MIMO에서 시공간 부호화된 MDPSK의 성능을 향상시키기 위한 차동 검파 시스템

김종일* · 이호진* · 유항열* · 김진용* · 김성열*

Improved Differential Detection Scheme of Space-Time Trellis Coded MDPSK For MIMO

Chong-Il Kim* · Ho-Jin Lee* · Hang-youal Yoo* · Jin-yong Kim* · Seung-youal Kim*

“이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음.”(KRF-2004-지방대학육성지원-D00266)

요 약

최근에 시공간 부호화(Space-Time Code, STC)는 차세대 이동 통신에서 고속의 신뢰성 있는 통신을 위해 각광받고 있다. 본 논문에서는 다중경로 페이딩 채널에서 고속의 데이터를 전송하고자 할 경우에 성능을 향상시키고자 트렐리스 부호화된(Trellis-Coded, TC) 차동 시공간 변조(Differential Space Time Modulation, DSTM)를 사용한 MDPSK에서 다중 심벌 검파 시스템을 제안한다. 차동 시공간 부호화된 MDPSK의 성능을 향상시키기 위해 DUSTM(differential unitary space-time modulation)을 이용하여 송신기를 설계하고 수신단에서 다중 심벌 검파를 수행하는 수신기와 디코딩 알고리즘을 개발하며, 이를 위한 새로운 가지 메트릭을 유도한다.

ABSTRACT

Recently, STC techniques have been considered to be candidate to support multimedia services in the next generation mobile radio communications and have been developed the many communications systems in order to achieve the high data rates. In this paper, we propose the Trellis-Coded Differential Space Time Modulation system with multiple symbol detection. The Trellis-code performs the set partition with unitary group codes. The Viterbi decoder containing new branch metrics is introduced in order to improve the bit error rate (BER) in the differential detection of the unitary differential space time modulation. Also, we describe the Viterbi algorithm in order to use this branch metrics. Our study shows that such a Viterbi decoder improves BER performance without sacrificing bandwidth and power efficiency.

키워드

시공간 부호(space-time code), TCM, 비터비 디코더, 다중 심벌 검파

I. 서 론

최근 이동통신 분야는 기술의 발달과 새로운 서비스의 개발에 의해 하루가 다르게 변하고 있다. 이러한 흐름 속

에서 국경 없는 서비스, 고속의 데이터 전송 및 동영상 서비스 등의 욕구를 만족하기 위해 IMT-2000 (International Mobile Telecommunication-2000) 서비스가 개시되었고 이에 발맞춰 보다 진보한 고속의 멀티 미디어 이동 통신 서

비스를 위하여 풍부한 용량을 제공하여야 하는데, 현재 보다 진보된 통신 기술을 개발하고자 노력하고 있다. 이에 송·수신단에 다중 안테나를 사용함으로써 독립적인 페이딩 채널을 다수 개 형성하여 다이버시티 이득과 코딩 이득을 동시에 얻는 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 방식에 대한 연구가 활발히 연구되고 있다[1-5]. 그러나 이동 통신 채널에서는 페이딩 현상에 의해 채널 상태 정보(channel state information)를 얻기가 쉽지 않다. 차동 시공간 부호화(Space-Time Coding, STC)는 동기 방식처럼 채널 상태 정보가 필요하지 않기 때문에 동기 방식보다 하드웨어 구조가 간단하여진다. 그러나 비동기 방식은 동기 방식보다 성능이 저하되는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 채널 코딩으로 트렐리스 부호(Trellis Code, TC)를 사용하며, 이를 이용하여 차동 유니터리 시공간 변조(differential unitary space-time modulation, DUSTM)를 사용한 MDPSK에서 BER 특성을 향상시키기 위해 1차 위상차 메트릭(metric)뿐만 아니라 다중 위상차 메트릭을 가지 메트릭으로 하는 다중 심벌 검파 시스템을 제안하며 이를 위한 비터비 디코더와 수신기를 제안한다. 차동 시공간 부호화된 MDPSK의 성능을 향상시키기 위해 차동 유니터리 시공간 변조를 이용하여 송신기를 설계하고 수신단에서 다중 심벌 검파를 수행하는 수신기와 디코딩 알고리즘을 개발하며, 이를 위한 새로운 가지 메트릭을 유도한다. 이를 위하여 2장에서는 유니터리 시공간 부호화 변조에 대해서 알아보고, 3장에서 시공간 부호화된 MDPSK의 성능을 향상시키기 위한 차동 검파 시스템에 대하여 기술한다. 4장에서 시뮬레이션과 검토, 5장에 결론을 맺는다.

II. 유니터리 시공간 변조 (Unitary Space Time Modulation, USTM)

시공간 부호(STC)의 시스템 모델은 그림 1처럼 표현할 수 있다.

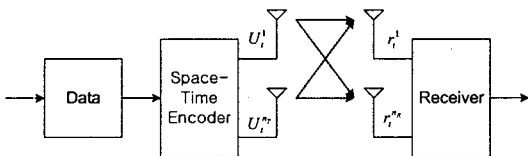


그림 1. 시공간 부호화 시스템 모델
Fig. 1. STC system model

송신단과 수신단은 각각 n_T, n_R 개의 안테나로 구성되며, 시간 t 마다 신호 $U_t^i (i = 1, \dots, n_T)$ 가 각각의 안테나 i 에서 동시에 전송된다. 채널은 slow fading channel로 가정하며, 송신 안테나 i 에서 수신 안테나 j 로 의 경로 이득은 $h_{i,j}$ 로 정의된다. 경로 이득은 실 차원(real dimension)당 분산이 0.5인 독립적 복소 가우시안 랜덤 변수로 모델링 된다. 그러므로 시간 t 에서 j 번째 안테나의 수신 신호 r_t^j 는 다음과 같은 등식으로 표현된다.

$$r_t^j = \sum_{i=0}^{n_T} h_{i,j} U_t^i + n_t^j \quad (1)$$

여기서, j 번째 수신 안테나의 잡음 랜덤 변수 n_t^j 는 복소 차원(complex dimension)당 $\eta/(2 \cdot SNR)$ 의 분산을 갖으며 평균이 0인 복소 가우시안 랜덤 변수의 독립적인 표본들이다. 각 안테나로부터 전송되는 심볼들의 평균 에너지는 1로 정규화된다. 그러므로 각각의 수신안테나에 수신된 신호의 평균 전력은 n_T 이다.

MIMO 시스템의 송수신단에서 채널 상태 정보가 없을 때 성능을 향상시키기 위한 유니터리 시공간 변조가 개발되었다[6-8]. n_T 개의 송신 안테나를 갖고 대역폭 효율이 η bits/s/Hz 인 USTM은 M 개의 $n_T \times n_T$ 유니터리 (Unitary) 신호 행렬 집합으로 표현할 수 있다.

$$\Phi_0, \Phi_1, \dots, \Phi_{M-1} \quad (2)$$

여기서 $\Phi_i \cdot \Phi_i^H = \Phi_i^H \cdot \Phi_i = I_{n_T}$ 이며 $M = 2^{m \cdot n_T}$ 이다. 유니터리 신호 행렬은 직교 성질을 만족하기 때문에 모든 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 여기서 각 행렬의 i 번째 행은 n_T 심벌 주기의 i 번째 송신 안테나를 통해 전송된다.

III. MIMO에서 시공간 부호화된 MDPSK의 성능을 향상시키기 위한 차동 검파 시스템

본 장에서는 MIMO에서 차동 시공간 부호화된 MDPSK에 대한 다중 심벌 검파기를 설계한다. 본 논문

서 설계하고자 하는 시스템 모델이 그림 2에 나와 있다. 정보데이터는 트렐리스 부호화시키기 위해 컨볼루션 인코더와 신호 집합 행렬 사상기를 거쳐지게 된다. 여기서 트렐리스 부호화는 Ungerboeck가 제안한 TCM의 신호 집합 분할을 하게 되고 신호 사상은 유니터리 집합 코드들 중에 하나를 사상하게 된다.

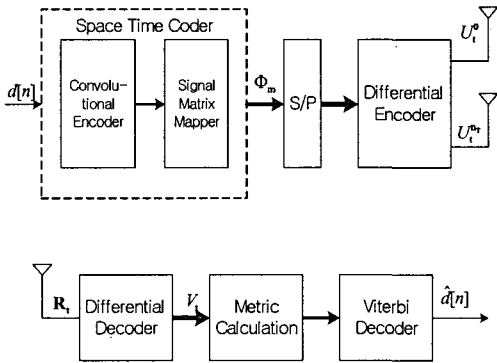


그림 2. 차동 시공간 부호화된 MDPSK 시스템
Fig. 2. Differential Space-Time Coded MDPSK

MDPSK를 TCM에 적용하기 위해서는 세단계를 거쳐 게된다. 첫째, 코드율(code rate) $R = n/(n+1)$ 의 컨볼루션 부호화기를 사용하였을 때 채널 신호 집합의 크기를 2^n 에서 2^{n+1} 로 채널 신호 집합을 확장하는 것이다. 예를 들어 DPSK에서는 신호당 정보비트가 1비트씩 전송되는 $M=2^1$ 인 신호화이다. 따라서 $M=2^2=4$ 로 확장시키기 위해 코드율이 1/2인 컨볼루션 부호화기가 사용되어진다. 신호 집합은 DPSK의 2개의 신호점으로 부터 4개로 확장된다. 둘째, 확장된 채널 신호 집합에서 유클리드 거리가 점차적으로 최대가 되도록 신호 집합 분할을 한다. TCM을 설계하기 위한 마지막 단계로, 이러한 집합 분할이 이루어 지도록 컨볼루션 부호화기를 설계한다. 따라서 시간 t 에서 컨볼루션 인코더의 출력 비트열 z_t ($z_t \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$)에 의해 다음과 같은 유니터리 신호 행렬 집합 $\Phi_0, \Phi_1, \dots, \Phi_{M-1}$ (단 여기서 $M=4$)중 하나를 선택하게 된다.

$$\Phi_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \Phi_1 = \begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & j \end{bmatrix}, \Phi_2 = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \Phi_3 = \begin{bmatrix} -j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix} \quad (3)$$

이러한 DQPSK에 대한 신호 집합 분할과 신호 집합 행렬 사상기가 그림 3에 나와 있다.

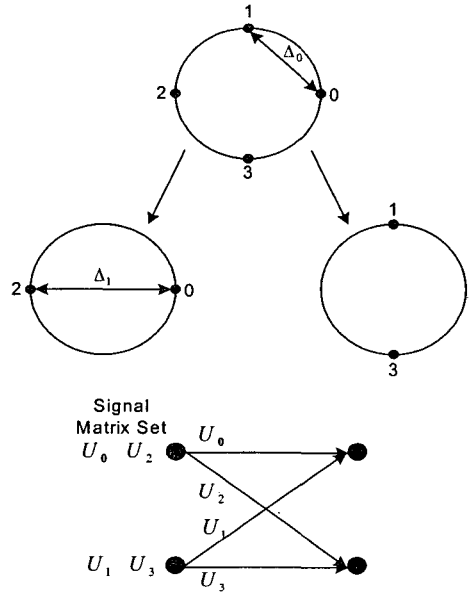


그림 3. 신호 집합 분할과 트렐리스 다이어그램
Fig. 3. Signal set partition and Trellis diagram

그러나 일반적으로 TCM은 한정된 산발 에러를 수정 하는데 사용되어진다. 만일 채널 출력단에서 연접(burst) 에러가 발생하였다고 하면 TCM 디코더는 올바르게 디코딩 할 수 없다. 그러므로 이러한 연접 에러를 산발 에러로 만들기 위해 심벌 인터리빙 방식이 뒷단에 도입된다. 사상된 신호 집합 행렬 Φ_{z_t} 는 차동 USTM (differential unitary space-time modulation, DUSTM)을 하기 위해 차동 인코더에 입력되며 다음 표처럼 표현 될 수 있다.

표 1. 차동 변조된 신호 행렬의 예
Table 1. Exemplum of differential space time code

정보:	d_1	d_2	d_3
사상된 신호 집합 행렬	Φ_{z_1}	Φ_{z_2}	Φ_{z_3}
차동 변조된 신호 행렬	$U_1 = \Phi_{z_1}$	$U_2 = \Phi_{z_1} \Phi_{z_2}$	$U_3 = \Phi_{z_1} \Phi_{z_2} \Phi_{z_3}$

즉 t 번째 전송 블록에서 정보 비트열 \mathbf{d}_t 는 변조 신호 z_t 와 시공간 변조행렬 Φ_{z_t} 를 선택하게 된다.

초기에 차동 인코더는 $\mathbf{U}_0 = \mathbf{I}_{n_T}$ 를 전송하게 되며 그 후에는 다음과 같이 차동 방식으로 전송하게 된다.

$$\mathbf{U}_t = \mathbf{U}_{t-1} \cdot \Phi_{z_t} \quad (4)$$

가 된다. 여기서 $\mathbf{U}_t = [\mathbf{U}_t^0, \mathbf{U}_t^1, \dots, \mathbf{U}_t^{n_T}]^T$ 가 되며 T 는 전치 행렬을 뜻하며 \mathbf{U}_t^i 는 i 번째 안테나를 통해서 전송되는 신호 행렬 열이다.

만일 두 개의 전송 심벌 구간동안 flat 페이딩 채널이라고 하고 n_R 개의 수신안테나를 통해 수신된 신호 \mathbf{R}_t 는 차동 디코더를 거쳐 $n_R \times n_T$ 행렬인 \mathbf{V}_t 로 다음과 같이 된다.

$$\mathbf{V}_t = \mathbf{H}\mathbf{U}_t + \mathbf{N}_t \quad (5)$$

여기서 \mathbf{H} 는 $n_R \times n_T$ 인 채널 행렬, \mathbf{N}_t 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 독립 복소 가우시안 잡음 행렬이다.

식 (4)과 (5)에서 \mathbf{V}_t 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_t &= \mathbf{H}\mathbf{U}_t + \mathbf{N}_t \\ &= \mathbf{H}\mathbf{U}_{t-1}\Phi_{z_t} + \mathbf{N}_t \\ &= \mathbf{V}_{t-1}\Phi_{z_t} + \mathbf{N}'_t \end{aligned} \quad (6)$$

윗 식에서 채널 행렬 \mathbf{H} 는 나타나지 않기 때문에 채널 상태 정보 없이 현재 신호와 전 신호와의 행렬로부터 정보를 추출할 수 있게 된다. 따라서 ML(maximum-likelihood) 방식의 복조는 다음과 같은 메트릭을 이용하여 정보를 추출하게 된다.

$$\begin{aligned} \hat{z}_t &= \arg \max_{m \in Z} p(\mathbf{V}_t | \Phi_m) \\ &= \arg \max_{m \in Z} \text{Tr}(\mathbf{V}_t \Phi_m^H \Phi_m \mathbf{V}_t^H) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $(\cdot)^H$ 는 Hermitian 행렬을 뜻하고, Tr은 행렬의 trace이며, $Z = \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$ 이다.

따라서 DUSTM의 수신기는 다음과 같은 연속된 두 수

신 신호 행렬을 사용하여 Φ_m 을 결정해야만 한다.

$$\overline{\mathbf{V}}_t \triangleq [\mathbf{V}_{t-1}; \mathbf{V}_t] \quad (8)$$

여기서 $\overline{\mathbf{V}}_t$ 에 대한 코드 행렬은

$$\overline{\mathbf{C}}_\Phi \triangleq [\mathbf{U}_{t-1}; \mathbf{U}_{t-1}\Phi_m] \quad (9)$$

이 된다. 만일 \mathbf{U}_{t-1} 이 수신단에서 알려졌다고 하면 식 (7)의 ML 디코더에서

$$\overline{\mathbf{C}}_\Phi^H \overline{\mathbf{C}}_\Phi = \begin{bmatrix} n_T \mathbf{I} & n_T \Phi_m \\ n_T \Phi_m^H & n_T \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (10)$$

이 되며 따라서 ML 디코더의 메트릭은

$$\begin{aligned} \hat{z}_t &= \arg \max_{m \in Z} \text{Tr}(\overline{\mathbf{V}}_t \overline{\mathbf{C}}_\Phi^H \overline{\mathbf{C}}_\Phi \overline{\mathbf{V}}_t^H) \\ &= \arg \max_{m \in Z} \text{Tr} \left\{ [\mathbf{V}_{t-1}; \mathbf{V}_t] \begin{bmatrix} n_T \mathbf{I} & n_T \Phi_m \\ n_T \Phi_m^H & n_T \mathbf{I} \end{bmatrix} [\mathbf{V}_{t-1}; \mathbf{V}_t]^H \right\} \\ &= \arg \max_{m \in Z} \text{Re} \text{Tr}(\mathbf{V}_{t-1} \Phi_m \mathbf{V}_t^H) \\ &= \arg \max_{m \in Z} \text{Re} \text{Tr}(\Phi_m \mathbf{V}_t^H \mathbf{V}_{t-1}) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 “ReTr”은 trace의 실수부분이다. 그러나 DUSTM에서 정보는 차동 부호화되기 때문에 다음과 같은 식이 성립한다.

$$\mathbf{V}_t = \mathbf{V}_{t-1} \Phi_{z_t} \quad (12)$$

$$\mathbf{V}_{t-1} = \mathbf{V}_{t-2} \Phi_{z_{t-1}} \quad (13)$$

$$\mathbf{V}_{t-L} = \mathbf{V}_{t-L-1} \Phi_{z_{t-L}} \quad (14)$$

이다. 따라서

$$\mathbf{V}_t = \mathbf{V}_{t-L-1} \Phi_{z_{t-L}} \Phi_{z_{t-L+1}} \dots \Phi_{z_t} \quad (15)$$

따라서 만일 수신단에서 일차 위상차 행렬뿐만 아니라 L

차 위상차 행렬을 추출할 수 있다고 하면 ML 디코더를 위한 메트릭은

$$\hat{z}_t = \arg \max_{G \in Z} \left\{ \begin{array}{l} \text{Re Tr}(\Phi_{z_t} V_t^H V_{t-1}) \\ + \text{Re Tr}(\Phi_{z_{t-L+1}} \Phi_{z_{t-L+2}} \dots \Phi_{z_t} V_t^H V_{t-L}) \end{array} \right\} \quad (16)$$

이 된다. 따라서 비터비 디코더의 가지 메트릭은

$$\begin{aligned} & \text{Re Tr}(\Phi_{z_t} V_t^H V_{t-1}) \\ & + \text{Re Tr}(\Phi_{z_{t-L+1}} \Phi_{z_{t-L+2}} \dots \Phi_{z_t} V_t^H V_{t-L}) \end{aligned} \quad (17)$$

이 된다. 만일 $L = 2$ 라고 하면

$$\hat{z}_t = \arg \max_{G \in Z} \left\{ \begin{array}{l} \text{Re Tr}(\Phi_{z_t} V_t^H V_{t-1}) \\ + \text{Re Tr}(\Phi_{z_{t-1}} \Phi_{z_t} V_t^H V_{t-2}) \end{array} \right\} \quad (18)$$

가 되며 가지 메트릭은

$$\text{Re Tr}(\Phi_{z_t} V_t^H V_{t-1}) + \text{Re Tr}(\Phi_{z_{t-1}} \Phi_{z_t} V_t^H V_{t-2}) \quad (19)$$

이다. 이를 수행하기 위한 수신단의 복조 블록도는 그림 4와 같다. 위의 메트릭을 비터비 디코더에 적용하기 위한 알고리즘을 설계한다. 이 경우에 수신단에서의 성능은 현재 신호 행렬 위상차의 메트릭뿐만 아니라 과거 L 차 신호 행렬 위상차의 메트릭에 의존한다. 따라서 비터비 디코더의 가지 메트릭은 식 (19)의 첫 번째 항과 두 번째 항과의 합으로 표시된다.

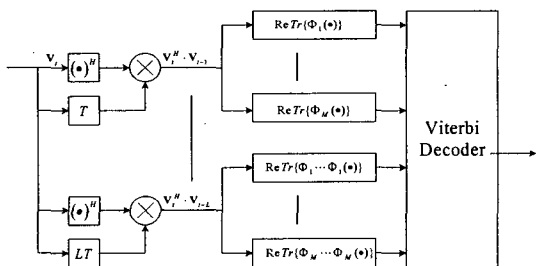


그림 4. 다중 심벌 검파 수신기와 비터비 디코더
Fig. 4. Multiple symbol detection and Viterbi decoder

첫 번째 항은 전통적인 TC-DUSTM 메트릭이며 두 번째 항을 계산하기 위해 다음과 같은 단계를 거치게 된다.

단계 1 : 시간 t 에서 모든 상태에 대한 후보신호 Φ_{z_t} 와 신호행렬 위상차를 이용하여 가지메트릭 $\text{Re Tr}(\Phi_{z_t} V_t^H V_{t-1})$ 를 계산한다.

단계 2 : 후방(backward) 탐색을 이용하여 시간 $t-j \cdot MC$ 에서의 상태 m 과 시간 $t-j \cdot MC+1$ 에서의 상태 n 사이의 후보 신호 $\Phi_{z_{t-j \cdot MC}}$ 를 찾는다.(단, $j=L-1, L-2, \dots, 1$ 이다.)

단계 3 : 식 (19)에서의 두 번째 항을 계산하기 위해 비터비 디코더의 입력신호 $V_t^H V_{t-L}$ 와 단계 2에서 찾은 $\Phi_{z_{t-L+1}} \Phi_{z_{t-L+2}} \dots \Phi_{z_t}$ 를 이용하여 두 번째 가지 메트릭을 계산한다.

단계 4 : 식 (19)를 사용하여 가지 메트릭을 계산한다.

단계 5 : 각 상태의 가지 수 만큼 단계 4를 반복한다.

단계 6 : 모든 상태에 대해서 단계 1,2,3,4를 반복한다.

단계 7 : 시간 $t+1$ 에서 경로 메트릭을 비교하여 생존 경로를 찾는다.

단계 8 : 정보 데이터를 디코딩한다.

단, 여기서 L 은 비터비 디코더의 디코딩 지연보다 작아야 한다.

이것에 대한 비터비 디코더 알고리즘 예제가 그림 5에 나와 있다.

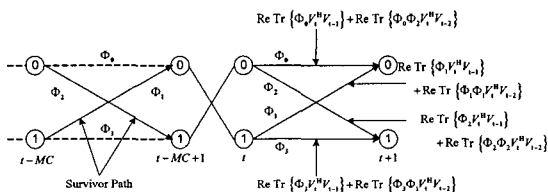


그림 5. 다중 심벌 검파를 위한 비터비 디코더 알고리즘 예제 ($L = 2$)

Fig. 5. Example of Viterbi decoder algorithm with multiple symbol detection

IV. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 트렐리스 부호화된(Trellis-Coded, TC) 차동 시공간 변조를 사용한 8DPSK에서 트렐리스 부호화의 상태수와 인터리버에 따른 성능을 Monte Carlo 방법을 통한 시뮬레이션을 통해 알아본다. 트렐리스 부호화의 상태수는 4상태와 8상태, 16상태에 대하여 수행하며 인터리빙은 8×8 과 16×16 를 가진 블록 인터리빙을 사용한다. 수신단에서 디코딩은 1차 위상차만을 사용한 비터비 디코더와 앞장에서 구현한 다중 심벌 검파를 수행하는 비터비 디코더를 사용하여 상호 비교하게 된다. 이러한 결과가 그림 6~11에 나와 있다. 레일리 채널에서 인터리버가 64일때 전통적인 디코더 방식과 다중 심벌 검파를 수행한 디코더의 상태 수에 따른 결과가 그림 6, 8, 10에 나와 있으며 인터리버가 256일때의 결과가 그림 7, 9, 11에 나와 있다. 결과에서 알 수 있듯이 다중 심벌 검파를 수행하면 상태 수에 따라 2-4dB 정도 성능이 향상됨을 알 수 있다.

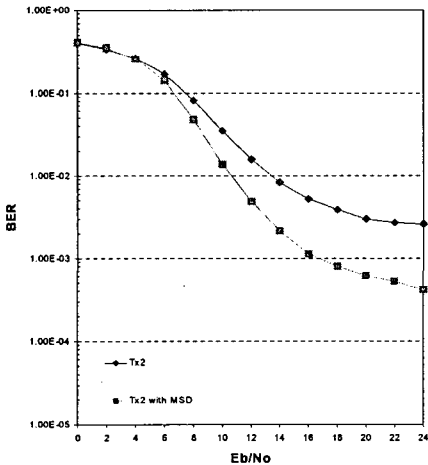


그림 6. 트렐리스 부호화된 차동 시공간 8DPSK의 성능(인터리버 : 8×8 , 상태 수 : 4)
 Fig. 6. Performance of Differential Space-Time Trellis Coded 8DPSK(Interleaver : 8×8 , State number : 4)

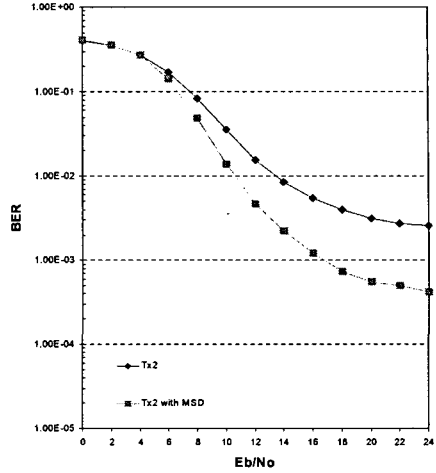


그림 7. 트렐리스 부호화된 차동 시공간 8DPSK의 성능(인터리버 : 16×16 , 상태 수 : 4)
 Fig. 7. Performance of Differential Space-Time Trellis Coded 8DPSK(Interleaver : 16×16 , State number : 4)

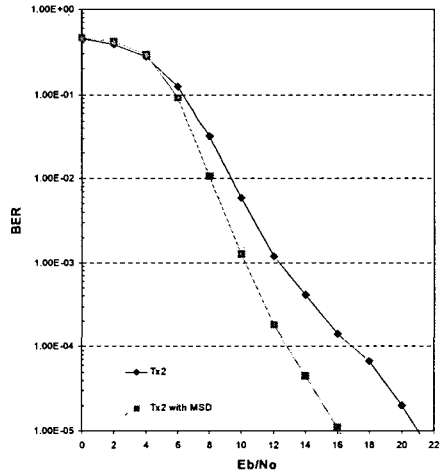


그림 8. 트렐리스 부호화된 차동 시공간 8DPSK의 성능(인터리버 : 8×8 , 상태 수 : 8)
 Fig. 8. Performance of Differential Space-Time Trellis Coded 8DPSK(Interleaver : 8×8 , State number : 8)

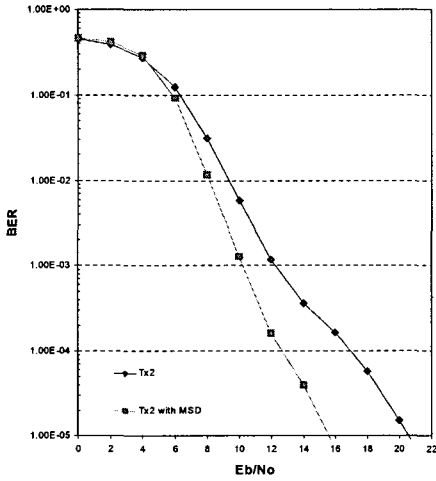


그림 9. 트렐리스 부호화된 차동 시공간 8DPSK의 성능(인터리버 : 16×16, 상태 수 : 8)
 Fig. 9. Performance of Differential Space-Time Trellis Coded 8DPSK(Interleaver : 16×16, State number : 8)

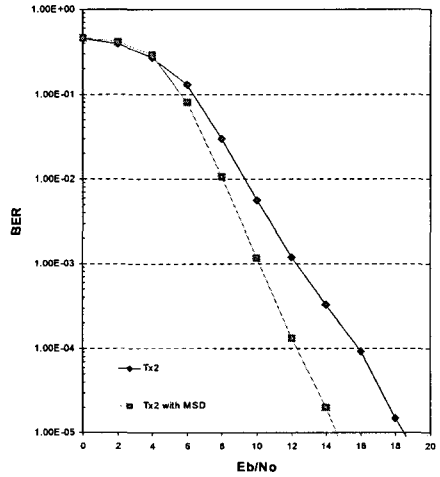


그림 11. 트렐리스 부호화된 차동 시공간 8DPSK의 성능(인터리버 : 16×16, 상태 수 : 16)
 Fig. 11. Performance of Differential Space-Time Trellis Coded 8DPSK(Interleaver : 16×16, State number : 16)

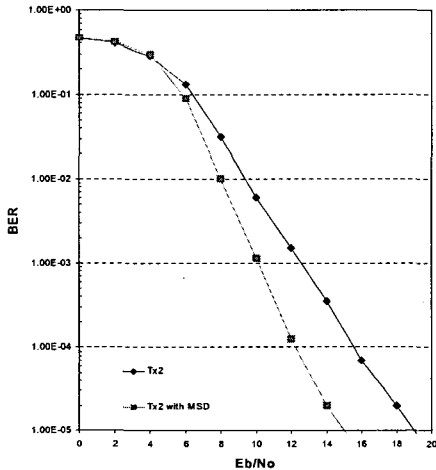


그림 10. 트렐리스 부호화된 차동 시공간 8DPSK의 성능(인터리버 : 8×8, 상태 수 : 16)
 Fig. 10. Performance of Differential Space-Time Trellis Coded 8DPSK(Interleaver : 8×8, State number : 16)

V. 결 론

본 논문에서는 MIMO에서 연속적인 위상차를 이용한 시공간 부호화된 MDPSK의 성능을 향상시키기 위하여 트렐리스 부호화된(Trellis-Coded, TC) 차동 시공간 변조 시스템을 제안했고 차동 시공간 변조는 DUSTM(differential unitary space-time modulation)을 이용하여 송신기를 설계했다. 또한 성능 향상을 위하여 다중 심벌 검파를 수행하는 수신기와 디코딩 알고리즘을 개발하며, 이를 위한 새로운 branch metric을 유도했다. 시뮬레이션을 통해 이러한 시스템은 2-4dB의 성능이 향상됨을 알 수 있다. 이러한 시스템은 채널 상태 정보가 불필요한 비동기 시스템으로 하드웨어 구조가 동기 방식보다 간단하게 되고 차세대 고속 이동 통신 시스템에 적절한 통신 방식이 될 수 있다.

참고문헌

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp.1451-1458, Nov. 1998.
- [2] R. S. Blum, Y. G. Li, J. H. Winters and Q. Yan, "Improved Space-Time Coding for MIMO-OFDM Wireless Communications," IEEE Tran. on Communications, Vol. 49, pp. 1873-1878, Nov. 2001.
- [3] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wirelesscommunication: Performance criteria and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, pp.744-764, Mar. 1998.
- [4] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 45, pp. 1456-1467, July 1999.
- [5] B. L. Hughes, "Differential space-time modulation," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 46, pp. 2567-2578, Nov. 2000.
- [6] Bertrand M. Hochwald and Wim Sweldens, "Differential Unitary Space-Time Modulation ," IEEE Trans. ON COMMUNICATIONS, VOL. 48, NO. 12, pp. 2041-2052, DECEMBER 2000
- [7] H. Jafarkhani and V. Tarokh, "Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, pp. 2626-2631, Sept. 2001.
- [8] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A differential detection scheme for transmit diversity," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 18, pp. 1169-1174, July 2000.

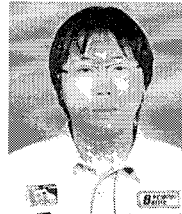
저자소개



김 종 일 (Chong-Il Kim)

1987 서강대학교 전자공학과 공학사
 1989 연세대학교 전자공학과 공학석사
 1993 연세대학교 전자공학과 공학박사

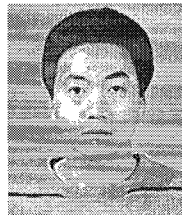
1993~현재 관동대학교 전자정보통신공학부 교수
 ※관심분야: 이동통신, STC, OFDM 등



이 호 진 (Ho-Jin Lee)

2004 관동대학교 전자정보전공 졸업
 2006 관동대학교 대학원 전자공학과 공학석사

2006 관동대학교 대학원 전자공학과 박사과정
 ※관심분야: 이동통신, STC



유 향 열 (Hang-youal Yoo)

2003 관동대학교 전자공학과 졸업
 2003 3월 ~ 현재: 관동대학교 전자공학과 석사

※관심분야: 이동통신, STC



김 진 용 (Jin-yong Kim)

2001 관동대학교 전자공학과 졸업
 2003 관동대학교 전자공학과 졸업 (공학석사)

2003~현재: 관동대학교 전자공학과 박사과정

※관심분야: 이동통신, STC



김 성 열 (Seung-youal Kim)

2001 관동대학교 전자공학과 졸업
 2003 관동대학교 전자공학과 졸업 (공학석사)

2003~현재: 관동대학교 전자공학과 박사과정

※관심분야: 이동통신, STC