

MIMO에서 시공간 부호화된 MDPSK의 성능을 향상시키기 위한 차동 검파 시스템

김종일*, 이호진*, 유항열*, 김진용*, 김성열*

*관동대학교

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*

*Kwandong University

E-mail : cikim@kd.ac.kr

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

1. 서 론

최근 이동통신 분야는 기술의 발달과 새로운 서비스의 개발에 의해 하루가 다르게 변하고 있다. 이러한 흐름 속에서 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 이동통신 서비스를 위하여 풍부한 용량을 제공하여야 하는데, 현재 여러나라 및 업체에서 보다 진보된 통신 기술을 개발하고자 노력하고 있다. 따라서

본 논문에서는 채널 코딩으로 트렐리스 부호(Trellis Code, TC)를 사용하며, 이를 이용하여 차동 시공간 변조(Differential Space Time Modulation, DSTM)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 DUSTM(differential unitary space-time modulation)을 이용하여 송신기를 설계하고 수신단에서 다중 심벌 검파를 수행하는 수신기와 디코딩 알

고리들을 개발하며, 이를 위한 새로운 가지 매트릭을 유도한다.

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

본 장에서는 MIMO에서 차동 시공간 부호화된 MDPSK에 대한 다중 심벌 검파기를 설계한다. 본문에서 설계하고자 하는 시스템 모델이 그림 1에 나와 있다. 정보데이터는 트렐리스 부호화시키기 위해 컨볼루션 인코더와 신호 집합 행렬 사상기를 거치게 된다. 여기서 트렐리스 부호화는 Ungerboeck가 제안한 TCM의 신호 집합 분할을 하게 되고 신호 사상은 유니터리 집합 코드들 중에 하나를 사상하게 된다.

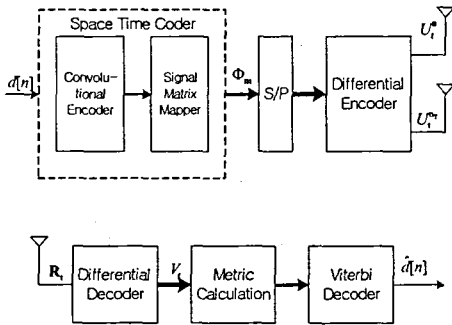


그림 1. 차동 시공간 부호화된 MDPSK 시스템

MIMO 시스템의 송수신단에서 채널 상태 정보가 없을 때의 유니터리 시공간 변조가 논문 [4]에서 소개되었다. n_T 개의 송신 안테나를 갖고 대역폭 효율이 η bits/s/Hz 인 USTM은 M 개의 $n_T \times n_T$ Unitary 신호 행렬 집합으로 표현할 수 있다.

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

여기서 $\Phi_i \cdot \Phi_i^H = \Phi_i^H \cdot \Phi_i = I_{n_T}$ 이며 $M = 2^{m_T}$ 이다. Unitary 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.

시간 t 에서 컨볼루션 인코더의 출력 비트열 z_t ($z_t \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$)에 의해 다음과 같은 Unitary 신호 행렬 집합 $\Phi_0, \Phi_1, \dots, \Phi_{M-1}$ (단 여기서 $M=4$)중 하나를 선택하게 된다.

$$\Phi_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \Phi_1 = \begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & j \end{bmatrix}, \Phi_2 = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \Phi_3 = \begin{bmatrix} -j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix} \quad (2)$$

그러나 일반적으로 TCM은 한정된 산발 에러를 수정하는데 사용되어진다. 만일 채널 출력 단에서

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 유니터리 시공간 변조를 하기 위해 차동 인코더에 입력된다. 초기에 차동 인코더는 $U_0 = I_{n_T}$ 를 전송하게 되며 그 후에는 다음과 같이 차동 방식으로 전송하게 된다. 즉

$$U_t = U_{t-1} \cdot U_{z_t} \quad (3)$$

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

만일 두 개의 전송 심벌 구간동안 flat 페이딩 채널이라 하고 n_R 개의 수신안테나를 통해 수신된 신호 R_t 는 차동 디코더를 거쳐 $n_R \times n_T$ 행렬인 V_t 로 다음과 같이 된다.

$$V_t = H U_t + N_t \quad (4)$$

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

식 (3)과 (4)에서 V_t 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} V_t &= H U_t + N_t \\ &= H U_{t-1} \Phi_{z_t} + N_t \\ &= V_{t-1} \Phi_{z_t} + N_t' \end{aligned} \quad (5)$$

윗 식에서 채널 행렬 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 매트릭을 이용하여 정보를 추출하게 된다.[7]

$$\begin{aligned} \hat{z}_t &= \arg \max_{m \in Z} p(V_t | \Phi_m) \\ &= \arg \max_{m \in Z} \text{Tr}(V_t \Phi_m^H \Phi_m V_t^H) \end{aligned} \quad (6)$$

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

따라서 DUSTM의 수신기는 다음과 같은 연속된 두 수신 신호 행렬을 사용하여 Φ_m 을 결정해야만 한다.

$$\bar{V}_t \triangleq [V_{t-1}; V_t] \quad (7)$$

여기서 \bar{V}_t 에 대한 코드 행렬은

$$\bar{C}_\Phi \triangleq [U_{t-1}; U_{t-1} \Phi_m] \quad (8)$$

이 된다. 만일 U_{t-1} 이 수신단에서 알려졌다고 하면 식 (6)의 ML 디코더에서

$$\overline{C_\phi^H} \overline{C_\phi} = \begin{bmatrix} n_T I & n_T \Phi_m \\ n_T \Phi_m^H & n_T I \end{bmatrix} \quad (9)$$

이 되며 따라서 ML 디코더의 매트릭은

$$\begin{aligned} \hat{z}_i &= \arg \max_{m \in Z} \text{Tr}(\overline{V}_i^H \overline{C_\phi^H} \overline{C_\phi} \overline{V}_i^H) \\ &= \arg \max_{m \in Z} \text{Tr} \left\{ [V_{i-1} : V_i] \begin{bmatrix} n_T I & n_T \Phi_m \\ n_T \Phi_m^H & n_T I \end{bmatrix} [V_{i-1} : V_i]^H \right\} \\ &= \arg \max_{m \in Z} \text{Re Tr}(V_{i-1} \Phi_m V_i^H) \\ &= \arg \max_{m \in Z} \text{Re Tr}(\Phi_m V_i^H V_{i-1}) \end{aligned} \quad (10)$$

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

$$V_i = V_{i-1} \Phi_{z_i} \quad (11)$$

$$V_{i-1} = V_{i-2} \Phi_{z_{i-1}} \quad (12)$$

$$V_{i-L} = V_{i-L-1} \Phi_{z_{i-L}} \quad (13)$$

이다. 따라서

$$V_i = V_{i-L-1} \Phi_{z_{i-L}} \Phi_{z_{i-L+1}} \dots \Phi_{z_i} \quad (14)$$

따라서 만일 수신단에서 일차 위상차 행렬뿐만 아니라 L차 위상차 행렬을 추출할 수 있다고 하면 ML 디코더를 위한 매트릭은

$$\hat{z}_i = \arg \max_{G \in Z} \left\{ \begin{aligned} &\text{Re Tr}(\Phi_{z_i} V_i^H V_{i-1}) \\ &+ \text{Re Tr}(\Phi_{z_{i-L}} \Phi_{z_{i-L+1}} \dots \Phi_{z_i} V_i^H V_{i-L}) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

이 된다. 따라서 비터비 디코더의 가지 매트릭은

$$\begin{aligned} &\text{Re Tr}(\Phi_{z_i} V_i^H V_{i-1}) \\ &+ \text{Re Tr}(\Phi_{z_{i-L}} \Phi_{z_{i-L+1}} \dots \Phi_{z_i} V_i^H V_{i-L}) \end{aligned} \quad (16)$$

이 된다. 만일 L=2라고 하면

$$\hat{z}_i = \arg \max_{G \in Z} \left\{ \begin{aligned} &\text{Re Tr}(\Phi_{z_i} V_i^H V_{i-1}) \\ &+ \text{Re Tr}(\Phi_{z_{i-1}} \Phi_{z_i} V_i^H V_{i-2}) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

가 되며 가지 매트릭은

$$\text{Re Tr}(\Phi_{z_i} V_i^H V_{i-1}) + \text{Re Tr}(\Phi_{z_{i-1}} \Phi_{z_i} V_i^H V_{i-2}) \quad (18)$$

이다. 이를 수행하기 위한 수신단의 복조 블록도는 그림 2와 같다. 위의 매트릭을 비터비 디코더에 적용하기 위한 알고리즘을 설계한다. 이 경우에 수신단에서의 성능은 현재 신호 행렬 위상차의 매트릭뿐만 아니라 과거 L차 신호 행렬 위상차의 매트릭에 의존한다. 따라서 비터비 디코더의 가지 매트릭은 식 (19)의 첫 번째 항과 두 번째 항과의 합으로 표시된다.

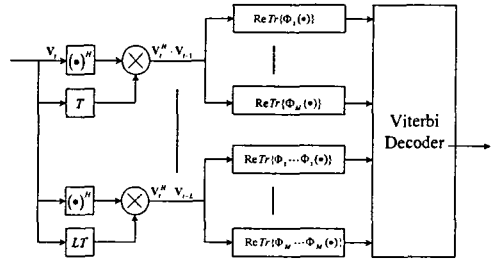


그림 2. 다중 심벌 검파 수신기와 비터비 디코더

III. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 트렐리스 부호화된(Trellis-Coded, TC) 차동 시공간 변조를 사용한 MDPSK에서 트렐리스 부호화의 상태수와 인터리버에 따른 성능을 Monte Carlo 방법을 통한 시뮬레이션을 통해 알아본다. 트렐리스 부호화의 상태 수는 4상태와 8상태에 대하여 수행하며 인터리빙은 8×8와 16×16를 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 3~6에 나와 있다. 레일레이 채널에서 인터리버가 64일때 전통적인 디코더 방식과 다중 심벌 검파를 수행한 디코더의 상태 수에 따른 결과가 그림 3, 4에 나와 있으며 인터리버가 256일때의 결과가 그림 5, 6에 나와 있다. 결과에서 알 수 있듯이 다중 심벌 검파를 수행하면 상태 수에 따라 2~4dB 정도 성능이 향상됨을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 연속적인 위상차를 이용한 트렐리스 부호화된(Trellis-Coded, TC) 차동 시공간 변조-OFDM 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.

"이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음." (KRF-2004-지방대 학술성지원-D00266)

참고문헌

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criteria and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp.744-764, Mar. 1998.
- [2] 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.
- [3] B. L. Hughes, "Differential space-time modulation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, pp. 2567-2578, Nov. 2000.
- [4] Bertrand M. Hochwald and Wim Sweldens, "Differential Unitary Space-Time Modulation," *IEEE Trans. ON COMMUNICATIONS*, VOL. 48, NO. 12, pp. 2041-2052, DECEMBER 2000
- [5] S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. Stamoulis, and A. R. Calderbank, "Differential space-time transmission for frequency-selective channels," presented at the 36th Annu. Conf. of Information Sciences and Systems, Princeton, NJ, Mar. 2002.
- [6] 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.
- [7] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A differential detection scheme for transmit diversity," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, pp. 1169-1174, July 2000.

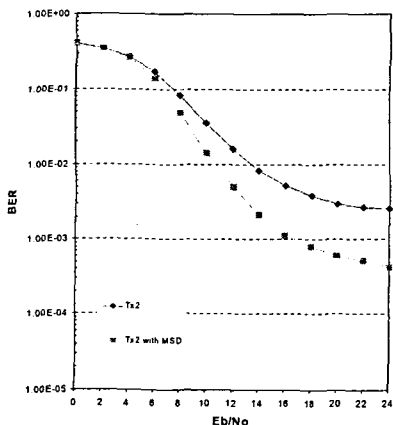


그림 3. 트렐리스 부호화된 차동 시공간 MDPSK의 성능(인터리버 : 8x8, 상태 수 : 4)

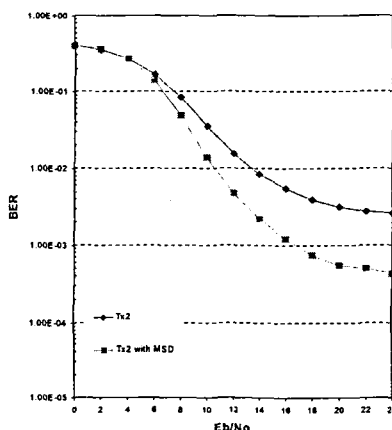


그림 4. 트렐리스 부호화된 차동 시공간 MDPSK의 성능(인터리버 : 16x16, 상태 수 : 4)

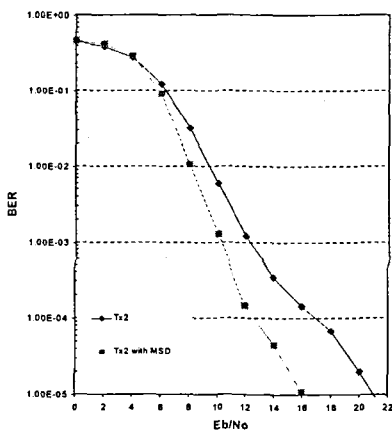


그림 5. 트렐리스 부호화된 차동 시공간 MDPSK의 성능(인터리버 : 8x8, 상태 수 : 8)

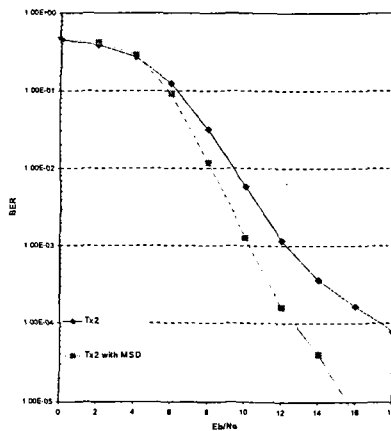


그림 6. 트렐리스 부호화된 차동 시공간 MDPSK의 성능(인터리버 : 16x16, 상태 수 : 8)