

실수 선부호기를 이용한 새로운 차등 시공간 변조 설계

준회원 김 홍 중*, 정회원 김 준 호*, 종신회원 김 철 성*, 정 태 진*

Design of New Differential Space-Time Modulation Using Real Precoder

Hongjung Kim* *Regular Member*, Junho Kim* *Associate Member*,
Cheolsung Kim*, Taejin Jung* *Lifelong Members*

요 약

기존 Zhu가 제안한 준직교 기반의 차등시공간변조(Differential Space-Time Modulation, DSTM)는 복소 선부호기와 준직교 시공간블럭부호를 연결하여 차등변조기법으로 전송함으로써 수신단에서 채널 정보 추정 없이 2개의 복소 신호들에 대한 독립적인 복조, 즉 준직교 차등복조가 가능하다는 장점을 갖는다. 본 논문에서는 이와 같은 준직교 기반 Zhu-DSTM를 기반으로 복소 선부호기 대신 실수 선부호기를 사용함으로써 수신단에서 2개의 실수 신호들에 대한 독립적인 차등복조가 가능하게 하여 수신 복잡도를 더욱 줄일 수 있는 새로운 DSTM를 제안한다. 전산 실험 결과 제안된 기법은 기존의 준직교 기반 DSTM들과 거의 같거나 향상된 성능을 가짐을 확인할 수 있으며 따라서 수신 복잡도 및 수신 성능 측면에서 큰 장점을 가지게 된다.

Key Words : DSTM, STBC, Diversity, MIMO, Fading

ABSTRACT

The conventional Zhu's differential space-time modulation(DSTM) based on quasi-orthogonal design adopted a complex precoder in order to allow an independent joint detection of two complex symbols without any channel informations at a receiver. In this paper, by simply replacing the complex precoder used in Zhu's DSTM with a real precoder, a new DSTM is presented for four transmit antennas. The real precoder enables the receiver to decode two real symbols pair separately, and thus the new DSTM has greatly reduced decoding complexity compared to the Zhu's DSTM. By computer simulation results, the proposed scheme is shown to exhibit almost identical or improved error performance compared to the existing DSTMs.

I. 서 론

기존의 시공간블럭부호(Space-Time Block Code, STBC)는 여러 개의 송신안테나들을 이용하여 송신 신호들을 여러 독립적인 채널 경로들로 전송함으로써 수신단에서 다이버시티 이득과 코딩 이득을 동시

에 얻는 장점을 갖는다. 이러한 STBC는 수신단에서 복호 시 채널 정보 추정 여부에 따라 크게 두 가지, 즉 채널 정보를 추정하여 복호하는 coherent STBC^[1-4]와 채널 정보를 추정하지 않고 차등변조기법을 이용하는 차등시공간변조(Differential ST Modulation, DSTM)^[5-10]로 구분할 수 있다. 특히 이

※ 본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행되었습니다. [10039199, 인지 품질 기반 스케일러블 3D 비디오 코덱 핵심 기술 연구]

* 전남대학교 전자컴퓨터공학과 광대역무선통신연구실(tjjung@chonnam.ac.kr), (° : 교신저자)

논문번호 : KICS2011-12-596, 접수일자 : 2011년 12월 2일, 최종논문접수일자 : 2012년 1월 17일

DSTM은 채널 추정의 비용이 문제가 되거나 채널 추정 자체가 힘든 환경에서 유용하게 사용되어질 수 있다.

먼저 [5], [6]에서 제안된 DSTM 기법들은 기존의 직교(orthogonal) STBC(O-STBC)[1]와 차등 기법을 결합하여 수신단에서 각 송신 신호에 대한 독립적인 복호가 가능하여 수신단 복호 복잡도를 줄이는 장점을 갖는다. 하지만 이 직교 기반 DSTM 기법들은 기존의 존재하는 O-STBC를 기반으로 만들어졌기 때문에 복소 변조 방식을 사용할 경우 오직 2개의 송신 안테나를 사용할 경우에만 데이터 전송률 1(full-rate)를 갖는다는 단점이 존재한다.

이러한 이유로 [7]~[10]에서는 4개의 송신 안테나들을 사용할 경우 모든 복소 변조 방식에서 full-rate를 만족하는 새로운 DSTM들을 제안하였다. 먼저 [7]에서 제안된 Zhu-DSTM은 기존의 준직교(quasi-orthogonal) STBC(QO-STBC)[3]을 기반으로 설계되어 수신단에서 두 복소 신호 쌍에 대한 독립적인 복호, 즉 준직교 차등복조기법이 가능하다는 장점을 갖는다. 하지만 이 기법은 변조 차수가 높아질수록 수신단 복호 복잡도가 증가하게 되며, 이러한 이유로 [9]~[10]에서는 두 실수 신호 쌍에 대한 독립적인 차등복조가 가능하게 하여 수신 복잡도를 더욱 줄일 수 있는 DSTM들을 제안하였다. 하지만 이와 같은 장점에도 불구하고 이 기법들은 [7]의 Zhu-DSTM에 비하여 성능 저하가 발생한다는 문제점을 갖는다.

따라서 본 논문에서는 [7]에서 제안된 기존의 준직교 기반 Zhu-DSTM을 이용하여 모든 복소 변조 방식에서 full-rate를 만족하는 새로운 DSTM을 제안하고자 한다. 특히 제안된 기법은 복소 선부호기를 이용한 기존의 Zhu-DSTM과 다르게 실수 선부호기를 대신 이용하여 수신단에서 두 실수 신호 쌍에 대한 독립적인 복조가 가능하게 함으로써 [9]~[10]의 DSTM들과 동일한 수신 복잡도를 갖는다. 하지만 전산 실험 결과 제안된 기법은 이 DSTM들에 비하여 향상된 수신 성능을 가지며 따라서 제안된 기법은 수신 복잡도 및 수신 성능 측면에서 큰 장점을 가지게 된다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 4개의 송신안테나와 1개의 수신안테나를 사용하는 시스템을 고려한다. 먼저, 4개의 변조된 심벌로 구성된 입력 벡터

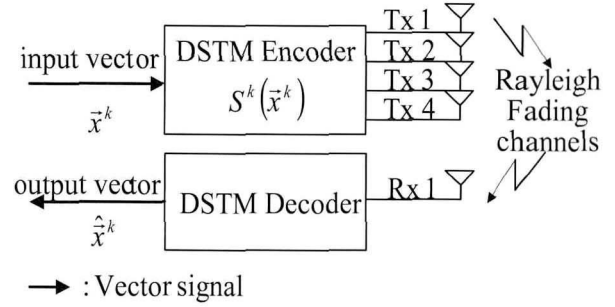


그림 1. 4개의 송신안테나를 사용하는 DSTM 시스템 모델
Fig. 1. System models for DSTM with 4 TX antennas

$\vec{x}^k = [x_1^k, x_2^k, x_3^k, x_4^k]$ 을 입력으로 받은 DSTM 부호기는 k 번째 전송되는 full-rate의 4×4 송신 부호 행렬 $S^k(\vec{x}^k)$ 을 생성한다. 이렇게 전송된 신호들은 하나의 수신안테나를 통해 수신되는데 이 수신 벡터 $\vec{y}^k = [y_1^k, y_2^k, y_3^k, y_4^k]$ 는 다음과 같은 행렬 연산을 이용하여 표현할 수 있다.

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

여기서 y_i^k 는 수신 k 번째 전송구간에서 i 번째 수신된 신호를 나타낸다. 여기에서, $\vec{n}^k = [n_1^k, n_2^k, n_3^k, n_4^k]$ 은 잡음 벡터로, n_i^k 는 $S^k(\vec{x}^k)$ 의 송신 시간 i 에서 수신기의 i.i.d. AWGN 샘플값이며 실수와 허수 부분이 각각 $N_0/2$ 의 양방향 전력 밀도를 갖는다. 또한 $\vec{h}^k = [h_1^k, \dots, h_4^k]$ 는 채널 페이딩 벡터로써 h_i^k 는 k 번째 송신 부호가 전송되었을 때 i 번째 송신안테나로부터 수신안테나까지의 복소수 페이딩 값으로 실수와 허수 부분이 각각 0의 평균과 0.5의 분산을 가지는 i.i.d. Gaussian 분포를 갖는다. 여기서 페이딩은 최소 2개의 연속된 송신 부호 행렬이 전송되는 동안 동일하다고 가정한다. 그리고 수신측에서는 수신신호 \vec{y}^k 와 이전 수신신호 \vec{y}^{k-1} 을 이용한 DSTM 복호를 수행하여 \vec{x}^k 를 추정한다.

III. 기존의 준직교 기반 Zhu-DSTM과 차등복조기법

그림 2는 기존의 4개의 송신 안테나를 사용하는 준직교 기반 Zhu-DSTM[7]의 세부 송신 블록 구조를 나타낸다.

그림 2의 준직교 기반 Zhu-DSTM는 먼저 입력 벡터 $\vec{x}^k = [x_1^k, x_2^k, x_3^k, x_4^k]$ 의 3번째와 4번째 신호에 $e^{j\pi/4}$

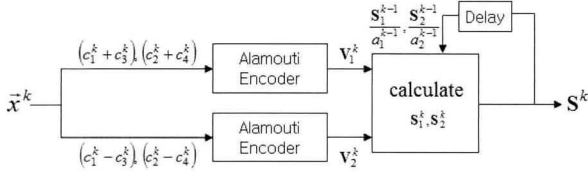


그림 2. 기존의 준직교 기반 Zhu-DSTM 송신 구조^[7]
Fig. 2. Conventional Zhu-DSTM based on quasi-orthogonal design^[7]

를 곱하여 $\vec{c}^k = [c_1^k \ c_2^k \ c_3^k \ c_4^k] = [x_1^k \ x_2^k \ e^{j\pi/4} x_3^k \ e^{j\pi/4} x_4^k]$ 을 만들고, 이 신호들에 대하여 그림 2와 같이 각각 Alamouti 부호^[1]화하여 k 번 째 두 서브 신호 행렬 V_1^k 와 V_2^k 을 생성한다.

$$V_1^k = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} c_1^k + c_3^k & -(c_2^k + c_4^k)^* \\ c_2^k + c_4^k & (c_1^k + c_3^k)^* \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$V_2^k = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} c_1^k - c_3^k & -(c_2^k - c_4^k)^* \\ c_2^k - c_4^k & (c_1^k - c_3^k)^* \end{bmatrix}.$$

다음으로 식 (2)의 V_i^k 와 이전에 전송된 $(k-1)$ 번 째 서브 송신 부호 행렬 S_i^{k-1} 을 곱하여 아래와 같이 k 번째 서브 송신 부호 행렬 S_i^k 를 생성한다.

$$S_i^k = \frac{S_i^{k-1}}{a_i^{k-1}} V_i^k, \quad S_i^0 = I_2. \quad (3)$$

여기서, a_i^{k-1} 은 $(S_i^{k-1})^* S_i^{k-1} = (a_i^{k-1})^2 I_2$ 을 만족하도록 평균 송신 파워를 일정하게 유지하기 위한 값^[8]이고 A^* 는 행렬 A 의 conjugate transpose를 의미한다.

마지막으로 식 (3)의 두 서브 송신 부호 행렬 S_i^k 들은 아래와 같은 최종 송신 부호 행렬로 4개의 송신 안테나들을 통하여 전송된다.

$$S^k = \begin{bmatrix} S_1^k & 0_2 \\ 0_2 & S_2^k \end{bmatrix}. \quad (4)$$

여기에서 0_2 는 2×2 영행렬이다.

다음으로 높은 SNR에서 그림 2의 준직교 기반 Zhu-DSTM의 ML 차등복호 알고리즘^[8]을 정리하면 아래와 같다.

$$\operatorname{argmin}_{x^k} \left\{ \begin{aligned} & \left| \frac{z_1 - (c_1^k + c_3^k)\rho_1}{\sqrt{|c_1^k + c_3^k|^2 + |c_2^k + c_4^k|^2 + (a_1^{k-1})^2}} \right|^2 \\ & + \left| \frac{z_2 - (c_2^k + c_4^k)\rho_1}{\sqrt{|c_1^k + c_3^k|^2 + |c_2^k + c_4^k|^2 + (a_1^{k-1})^2}} \right|^2 \\ & + \left| \frac{z_3 - (c_1^k - c_3^k)\rho_2}{\sqrt{|c_1^k - c_3^k|^2 + |c_2^k - c_4^k|^2 + (a_2^{k-1})^2}} \right|^2 \\ & + \left| \frac{z_4 - (c_2^k - c_4^k)\rho_2}{\sqrt{|c_1^k - c_3^k|^2 + |c_2^k - c_4^k|^2 + (a_2^{k-1})^2}} \right|^2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

여기에서 $[z_1 \ z_2] = \frac{a_1^{k-1}}{\rho_1} [y_1^k \ (y_2^k)^*] \begin{bmatrix} y_1^k & (y_2^k)^* \\ y_2^k & -(y_1^k)^* \end{bmatrix},$

$[z_3 \ z_4] = \frac{a_2^{k-1}}{\rho_2} [y_3^k \ (y_4^k)^*] \begin{bmatrix} y_3^k & (y_4^k)^* \\ y_4^k & -(y_3^k)^* \end{bmatrix},$

$\rho_1 = \sqrt{|y_1^k|^2 + |y_2^k|^2}, \quad \rho_2 = \sqrt{|y_3^k|^2 + |y_4^k|^2}$ 이다.

또한 [8]에서는 식 (5)의 ML 수신 복잡도를 줄이기 위하여 ML 복호와 거의 동일한 성능을 가지고 두 복소 신호 쌍, (x_1^k, x_3^k) 와 (x_2^k, x_4^k) 의 독립적 복호가 가능한 준직교 차등복조기법을 아래와 같이 제안하였다.

$$\operatorname{argmin}_{x_1^k, x_3^k} \left\{ \begin{aligned} & \left| \frac{z_1 - (c_1^k + c_3^k)\rho_1}{\sqrt{|c_1^k + c_3^k|^2 + 1 + (a_1^{k-1})^2}} \right|^2 \\ & + \left| \frac{z_3 - (c_1^k - c_3^k)\rho_2}{\sqrt{|c_1^k - c_3^k|^2 + 1 + (a_2^{k-1})^2}} \right|^2 \end{aligned} \right\}, \quad (6)$$

$$\operatorname{argmin}_{x_2^k, x_4^k} \left\{ \begin{aligned} & \left| \frac{z_2 - (c_2^k + c_4^k)\rho_1}{\sqrt{1 + |c_2^k + c_4^k|^2 + (a_1^{k-1})^2}} \right|^2 \\ & + \left| \frac{z_4 - (c_2^k - c_4^k)\rho_2}{\sqrt{1 + |c_2^k - c_4^k|^2 + (a_2^{k-1})^2}} \right|^2 \end{aligned} \right\}. \quad (7)$$

IV. 새로운 준직교 기반 DSTM과 차등복조기법

식 (6)-(7)의 준직교 차등복조기법^[9]은 두 복소 심볼 쌍에 대한 독립적인 복호가 가능하지만 변조 차수가 높아질수록 수신단 복호 복잡도가 증가한다는 단점을 갖는다. 이러한 복호 복잡도를 줄이기 위하여 본 장에서는 그림 2의 기존의 Zhu-DSTM을 기반으로 새로운 DSTM을 제안하고자 한다.

이를 위하여 먼저 식 (2)의 두 서브 신호 행렬 V_1^k 와 V_2^k 를 아래와 같이 복소 선부호기, \emptyset 가 곱해

진 송신 신호 벡터의 Alamouti 부호화 행렬로 재정리하고자 한다.

$$V_1^k = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_1^k - (r_2^k)^* \\ r_2^k (r_1^k)^* \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$V_2^k = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_3^k - (r_4^k)^* \\ r_4^k (r_3^k)^* \end{bmatrix}.$$

여기서 $\begin{bmatrix} r_1^k \\ r_3^k \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} x_1^k \\ x_3^k \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} r_2^k \\ r_4^k \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} x_2^k \\ x_4^k \end{bmatrix}$ 이고 $\Phi = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\pi/4} \\ 1 & -e^{j\pi/4} \end{bmatrix}$ 이다. 따라서 식 (8)의 수식을 보면 그림 2의 Zhu-DSTM은 그림 3과 같이 복소 선부호기를 이용한 QO-STBC를 차등변조기법으로 전송하는 구조로 재해석이 가능하다.

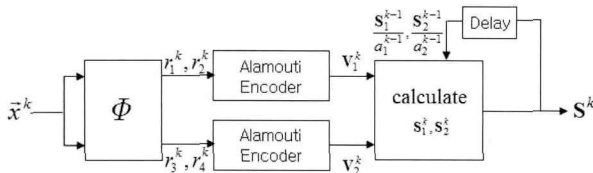


그림 3. 기존의 복소 선부호기 기반 Zhu-DSTM 송신 구조
Fig 3. Conventional Zhu-DSTM using a complex precoder^[7]

기존의 coherent QO-STBC는 크게 두 가지, 즉 복소 선부호기와 실수 선부호기를 이용한 부호들로 구분된다. 특히 실수 선부호기를 이용하는 QO-STBC^[4]는 수신단에서 두 실수 신호에 대한 독립적인 복호가 가능하여 복호 복잡도를 크게 줄일 수 있다는 장점을 갖는다. 이러한 이유로 본 논문에서는 그림 3과 같은 복소 선부호기 대신 그림 4와 같은 실수 선부호기를 이용한 새로운 준직교 기반 DSTM을 설계하고자 한다.

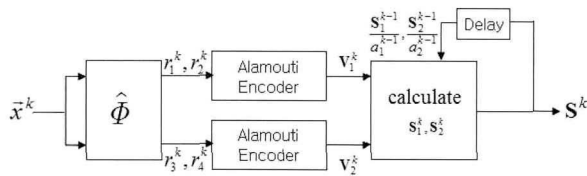


그림 4. 제안된 실수 선부호기 기반 DSTM 송신 구조
Fig 4. Proposed Zhu-DSTM using a real precoder

여기에서

$$\begin{bmatrix} r_1^k \\ r_3^k \end{bmatrix} = \hat{\Phi} \begin{bmatrix} x_1^k \\ x_3^k \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} r_2^k \\ r_4^k \end{bmatrix} = \hat{\Phi} \begin{bmatrix} x_2^k \\ x_4^k \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (10)$$

이다.

이와 같은 식 (10)의 실수 선부호기를 사용할 경우 식 (6)과 (7)의 준직교 차등복조기법을 재정리하면 다음과 같다.

$$\operatorname{argmin}_{x_1^k, x_3^k} \left\{ \left(\frac{\operatorname{Re}(z_1) - \operatorname{Re}(r_1^k)\rho_1}{\sqrt{\operatorname{Re}(r_1^k)^2 + \operatorname{Im}(r_1^k)^2 + 1 + (a_1^{k-1})^2}} \right)^2 + \left(\frac{\operatorname{Im}(z_1) - \operatorname{Im}(r_1^k)\rho_1}{\sqrt{\operatorname{Re}(r_1^k)^2 + \operatorname{Im}(r_1^k)^2 + 1 + (a_1^{k-1})^2}} \right)^2 + \left(\frac{\operatorname{Re}(z_3) - \operatorname{Re}(r_3^k)\rho_2}{\sqrt{\operatorname{Re}(r_3^k)^2 + \operatorname{Im}(r_3^k)^2 + 1 + (a_2^{k-1})^2}} \right)^2 + \left(\frac{\operatorname{Im}(z_3) - \operatorname{Im}(r_3^k)\rho_2}{\sqrt{\operatorname{Re}(r_3^k)^2 + \operatorname{Im}(r_3^k)^2 + 1 + (a_2^{k-1})^2}} \right)^2 \right\}. \quad (11)$$

$$\operatorname{argmin}_{x_2^k, x_4^k} \left\{ \left(\frac{\operatorname{Re}(z_2) - \operatorname{Re}(r_2^k)\rho_1}{\sqrt{1 + \operatorname{Re}(r_2^k)^2 + \operatorname{Im}(r_2^k)^2 + (a_1^{k-1})^2}} \right)^2 + \left(\frac{\operatorname{Im}(z_2) - \operatorname{Im}(r_2^k)\rho_1}{\sqrt{1 + \operatorname{Re}(r_2^k)^2 + \operatorname{Im}(r_2^k)^2 + (a_1^{k-1})^2}} \right)^2 + \left(\frac{\operatorname{Re}(z_4) - \operatorname{Re}(r_4^k)\rho_2}{\sqrt{1 + \operatorname{Re}(r_4^k)^2 + \operatorname{Im}(r_4^k)^2 + (a_2^{k-1})^2}} \right)^2 + \left(\frac{\operatorname{Im}(z_4) - \operatorname{Im}(r_4^k)\rho_2}{\sqrt{1 + \operatorname{Re}(r_4^k)^2 + \operatorname{Im}(r_4^k)^2 + (a_2^{k-1})^2}} \right)^2 \right\}, \quad (12)$$

여기서 $\operatorname{Re}(r)$ 는 r 의 실수 값을 의미하고, $\operatorname{Im}(r)$ 는 r 의 허수 값을 의미 한다.

그림 4의 새로운 DSTM에 대한 식 (11)과 (12)의 차등복조기법은 식 (5)의 ML 복조에 비하여 상대적으로 수신 복잡도가 낮기는 하지만 아직까지 높은 차수의 변조방식을 사용할 경우 수신 복잡도가 높다는 문제점이 발생한다. 따라서 본 논문에서는 수신 복잡도를 추가로 줄이기 위하여 식 (11)과 (12)의 두 복소 신호들 기반의 복호 대신 두 실수 신호들 기반의 복호가 가능한 새로운 준직교 차등복조기법을 제안하고자 한다.

먼저 식 (11)의 (x_1^k, x_3^k) 복조기법에 대하여 두 실수 신호 쌍, $(\operatorname{Re}(x_1^k), \operatorname{Re}(x_3^k))$ 와 $(\operatorname{Im}(x_1^k), \operatorname{Im}(x_3^k))$ 의 독립적 복호가 가능한 복조기법을 제안하도록 하겠다.

실수 선부호기를 이용한 식 (9)의 수식을 보면 실수 엔트리 값을 가지는 $\hat{\Phi}$ 에 의하여 $\operatorname{Re}(r_1^k)$ 와 $\operatorname{Re}(r_3^k)$ 신호들은 오로지 $\operatorname{Re}(x_1^k)$ 와 $\operatorname{Re}(x_3^k)$ 신호들에 의하여 구성되며, 또한 $\operatorname{Im}(r_1^k)$ 와 $\operatorname{Im}(r_3^k)$ 신호들 역시 오로지 $\operatorname{Im}(x_1^k)$ 와 $\operatorname{Im}(x_3^k)$ 신호들로만 구성된다.

따라서 식 (11) 내 분자 식은 $(Re(x_1^k), Re(x_3^k))$ 와 $(Im(x_1^k), Im(x_3^k))$ 를 포함한 식으로 분리가 가능하다. 하지만 분모 식을 보면 $Re(r_1^k), Re(r_3^k), Im(r_1^k), Im(r_3^k)$ 값들이 모두 포함되어 있어 최종 식 (12)는 $(Re(x_1^k), Re(x_3^k))$ 와 $(Im(x_1^k), Im(x_3^k))$ 를 각각 포함한 식들로 분리가 불가능하다.

따라서 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 $(Re(x_1^k), Re(x_3^k))$ 를 복호할 경우, 식 (11) 분모 내 $Im(r_1^k)^2$ 대신 평균값, 즉 $E\{Im(r_1^k)^2\}=0.5$ 를 사용하고, $Im(r_3^k)^2$ 대신 $E\{Im(r_3^k)^2\}=0.5$ 를 사용하도록 한다. 또한 $(Im(x_1^k), Im(x_3^k))$ 를 복호할 경우에는 동일한 방법으로 분모 내 $Re(r_1^k)^2$ 대신 평균값 $E\{Re(r_1^k)^2\}=0.5$ 를 사용하고, $Re(r_3^k)^2$ 대신 평균값 $E\{Re(r_3^k)^2\}=0.5$ 를 사용한다. 이와 같은 방법을 사용할 경우 식 (12)를 $(Re(x_1^k), Re(x_3^k))$ 와 $(Im(x_1^k), Im(x_3^k))$ 를 포함한 식들로 분리가 가능하고, 따라서 아래와 같이 준직교 차등복조기법이 가능하게 된다.

$$\operatorname{argmin}_{Re(x_1^k), Re(x_3^k)} \left\{ \left(\frac{Re(z_1) - Re(r_1^k)\rho_1}{\sqrt{Re(r_1^k)^2 + 0.5 + 1 + (a_1^{k-1})^2}} \right)^2 + \left(\frac{Re(z_3) - Re(r_3^k)\rho_2}{\sqrt{Re(r_3^k)^2 + 0.5 + 1 + (a_2^{k-1})^2}} \right)^2 \right\}, \quad (13)$$

$$\operatorname{argmin}_{Im(x_1^k), Im(x_3^k)} \left\{ \left(\frac{Im(z_1) - Im(r_1^k)\rho_1}{\sqrt{0.5 + Im(r_1^k)^2 + 1 + (a_1^{k-1})^2}} \right)^2 + \left(\frac{Im(z_3) - Im(r_3^k)\rho_2}{\sqrt{0.5 + Im(r_3^k)^2 + 1 + (a_2^{k-1})^2}} \right)^2 \right\}, \quad (14)$$

이와 동일한 방법으로 식 (12)에 대하여 $(Re(x_2^k), Re(x_4^k))$ 와 $(Im(x_2^k), Im(x_4^k))$ 의 독립적 차등복조기법을 구하면 다음과 같다.

$$\operatorname{argmin}_{Re(x_2^k), Re(x_4^k)} \left\{ \left(\frac{Re(z_2) - Re(r_2^k)\rho_1}{\sqrt{1 + Re(r_2^k)^2 + 0.5 + (a_1^{k-1})^2}} \right)^2 + \left(\frac{Re(z_4) - Re(r_4^k)\rho_2}{\sqrt{1 + Re(r_4^k)^2 + 0.5 + (a_2^{k-1})^2}} \right)^2 \right\}, \quad (15)$$

$$\operatorname{argmin}_{Im(x_2^k), Im(x_4^k)} \left\{ \left(\frac{Im(z_2) - Im(r_2^k)\rho_1}{\sqrt{0.5 + Im(r_2^k)^2 + 1 + (a_1^{k-1})^2}} \right)^2 + \left(\frac{Im(z_4) - Im(r_4^k)\rho_2}{\sqrt{0.5 + Im(r_4^k)^2 + 1 + (a_2^{k-1})^2}} \right)^2 \right\}. \quad (16)$$

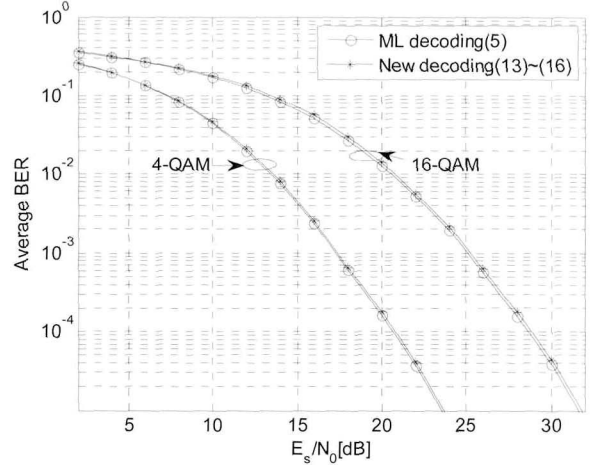


그림 5. 제안된 DSTM의 각 복호방식에 따른 평균 BER
Fig. 5. Comparison of ML and the proposed QO detection

실수 선부호기를 이용한 식 (13)~(16)의 최종 복호 방식과 복소 선부호기를 이용한 식 (11)~(12)의 기존의 준직교 복호 방식을 비교하면 새로운 방식은 두 실수 신호 쌍에 대한 독립적인 복호가 가능하여 기존의 두 복소 신호 쌍에 대한 방법에 비하여 수신단 복호 복잡도가 급격히 줄어들음을 확인할 수 있다. 예를 들어 16-QAM를 사용할 경우 기존의 방식에서는 총 256개의 복소 신호 쌍들에 대한 계산 값들이 필요하지만 새로운 방식에서는 총 16개의 실수 신호 쌍들에 대한 값들이 필요하게 된다.

V. 실험 결과

본 장에서는 그림 4의 새로운 준직교 기반 DSTM과 기존의 준직교 기반 DSTM[7]-[10]들의 성능 결과들을 비교하고자 한다. 본 실험에서 사용한 식 (11)의 실수 선부호기 내 θ 값은 전산 실험을 통하여 가장 좋은 성능을 보이는 26.5° 를 사용하였다. 모든 전산 실험 결과에서 a_i^{k-1} 값들은 현재 송신 이전, 즉 $(k-1)$ 번 째 복호된 심벌들을 이용하여 계산하였다. 한편, 채널은 준정지 Rayleigh 페이딩 채널로써 한 프레임 전송 동안은 일정하며 서로 다른 프레임 전송 간에는 서로 독립적인 채널 값을 가진다고 가정하였다. 그리고 한 프레임은 128개의 송신 부호 행렬을 전송하며 매 프레임마다 첫 서브송신 부호 행렬은 $S_1^0 = S_2^0 = I_2$ 이다.

먼저 그림 4의 제안된 DSTM 구조에 대한 식 (13)~(16)의 새로운 준직교 차등복조기법은 식 (5)의 ML 복조 방식을 간략화한 기법이며, 따라서 이

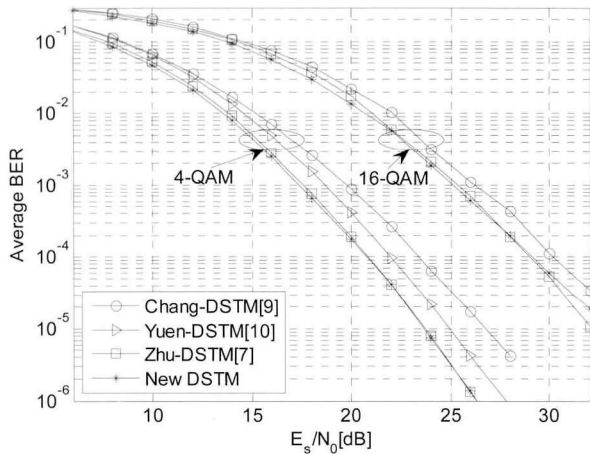


그림 6. 각 DSTM에 대한 평균 BER
Fig. 6. Average BERs for DSTMs with 4- and 16-QAMs

새로운 복조 방식이 실제 ML 성능과 어느 정도 성능 차이를 갖는지 알아보는 것이 중요하다. 그림 5는 4-QAM, 16-QAM 변조 방식으로 제안된 DSTM 구조에 대한 새로운 준직교 차등복조기법과 ML 성능 결과를 보여준다. 실험 결과 새로운 준직교 기법은 두 변조 방식 모두 모든 SNR 값들에서 ML 수신과 거의 동일한 성능을 가짐을 확인할 수 있다. 하지만 앞에서 언급한대로 새로운 복조 기법은 두 실수 신호들에 대한 독립적인 복조, 즉 준직교 복조기법이 가능하므로 수신 복잡도를 고려할 때 큰 의미가 있다고 할 수 있다.

그림 6은 4-QAM, 16-QAM 변조 방식에 대하여 새로운 준직교 차등복조기법을 사용한 제안된 DSTM과 기존의 DSTM들과의 성능 비교 결과이다.

먼저 그림 2의 기존의 Zhu-DSTM[7]과 비교 시 두 변조 방식 모두 거의 동일한 성능 결과를 가짐을 확인할 수 있다. 하지만 제안된 DSTM은 앞에서 언급한 것처럼 기존의 2개의 복소 심볼 쌍을 이용한 복호 방식과 달리 2개의 실수 심볼 쌍을 이용한 복호 방식이어서 수신단 복호 복잡도 측면에서 큰 장점을 갖는다. 더불어 기존의 Chang-DSTM[9]과 Yuen-DSTM[10]과 비교 시 제안된 DSTM은 모두 2개의 실수 심볼 쌍들의 독립적인 복호가 가능하여 동일한 수신 복잡도를 갖는다. 하지만 제안된 DSTM은 이 두 기법들보다 모두 큰 성능 향상을 보임을 확인할 수 있다. 이는 제안된 방식은 기존의 coherent QO-STBC에서 가장 좋은 성능을 보이는 실수 선부호기[4]를 사용하고 또한 ML 수신과 거의 동일한 성능을 보이는 새로운 차등복조 알고

리즘을 사용하였기 때문이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 기존의 4개의 송신안테나를 사용하는 준직교 기반 Zhu-DSTM을 기반으로 실수 선부호기를 사용하는 새로운 DSTM을 제안하였다. 또한 제안된 기법에 대하여 실제 ML 복호 성능과 거의 동일한 성능을 보이고 수신 복잡도를 추가로 줄일 수 있는 새로운 준직교 차등복조기법을 제안하였다. 제안된 방식은 기존의 다른 DSTM 기법들에 비하여 수신단 복잡도 또는 수신 성능 관점에서 큰 장점을 갖는다. 향후 연구에서는 제안된 기법과 기존의 기법들의 이론적 성능 비교를 위하여 수학적 분석 작업을 진행할 계획이다.

참 고 문 헌

- [1] S. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communication," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [2] 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.
- [3] H. Jafarkhani, "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 1, pp. 1-4, Jan. 2001.
- [4] C. Chae, T. Jung and I. Hwang, "Design of New Quasi-Orthogonal STBC with Minimum Decoding Complexity for Four Transmit Antennas," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, NO.10, pp. 3368-3370, Oct. 2008.
- [5] M. Tao and R. S. Cheng, "Differential Space-Time Block Codes." *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 2, pp. 1098-1102, Nov. 2001.
- [6] Z. Chen, G. Zhu, D. Qu and Y. Liu, "General Differential Space-Time Modulation," in *Proc. IEEE Global Telecommu. conf.*, Sanfrancisco, CA, vol. 1, pp. 282-286, Dec. 2003.

