

M-PSK 성운을 이용한 새로운 이중계층 차분 동 이득 전송 기술

A Novel Dual-Layer Differential Equal Gain Transmission Technique Using M-PSK Constellations

김 영 주 · 서 창 원

Young-Ju Kim · Chang-Won Seo

요 약

LTE-Advanced(LTE-A), IEEE802.11ac, 그리고 다중송수신 안테나를 사용하는 레이더 시스템에서 사용할 수 있는 이중 계층 차분 동이득 코드북 설계 방법을 제안하고, 성능을 분석한다. 코드북의 코드워드 인자로 M진 위상 편이를 사용하여 단말기에서는 저비용의 전력 증폭기를 사용할 수 있도록 하고, 특히 고출력의 송신 전력을 사용하는 레이더 시스템에서 동이득 전송의 기본 요구사항을 만족시킨다. 차분 코드북은 무선 채널의 시간 상관 특성에 의해 선부호화 행렬 내 양자화된 채널 정보도 천천히 변화하도록 코드북을 설계한다. 이는 시간 상관 특성에 따른 채널 공간 내 일부분 만을 양자화하여 피드백하기 때문에 기존과 동일한 크기의 코드북을 구성해도 가상적으로 보다 정확한 채널정보를 양자화할 수 있어 채널 용량이 증가하는 효과를 갖는다. 제안하는 이중계층 코드북은 LTE 코드북 설계 요구조건을 유지하며, 동이득 전송이 필수인 레이더 시스템에 적용될 뿐만 아니라, 기존의 8진 동이득 코드북보다 향상된 성능을 보인다.

Abstract

We propose a dual-layer differential equal-gain codebook design methodology for LTE-Advanced(LTE-A), IEEE802.ac, and radar system having multiple transmit and receive antennas, and make computer simulations to evaluate its link-level performances. M-ary phase shift keying constellation is used as its codeword elements to utilize low-cost power amplifiers at mobile stations. Especially, the proposed codebook can meet radar systems requirement for the high-powered equal-gain transmission property. Due to the temporal correlation of the adjacent channel, the proposed differential codebook can quantize only the differential information of the channel instead of the whole channel subspace, which virtually increase the codebook size to realize more accurate quantization of the channel. The proposed codebook has the same properties of LTE codebook that is, constant modulus, complexity reduction, and nested property. Computer simulations show that the proposed codebook performs better than the conventional 8-ary codebooks with the same amount of feedback information.

Key words: Closed-Loop MIMO, Differential Codebook, LTE-A, Spatial Multiplexing

I. 서 론

Long-Term Evolution(LTE) 및 LTE-Advanced(LTE-A) 시

스템에서는 코드북을 이용하는 폐회로 다중 송수신 안테나(multiple-input multiple-output) 시스템을 표준에 반영하여 빔포밍 이득과 필요한 피드백 정보량 간에 최적의 균

「이 논문은 2013년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.」

충북대학교 전자정보대학(College of Electrical & Computer Engineering, Chungbuk National University)

· Manuscript received June 11, 2015 ; July 2, 2015 ; Accepted July 8, 2015. (ID No. 20150611-043)

· Corresponding Author: Young-Ju Kim (e-mail: scw3738@hanmail.net)

형을 유지하고 있다^[1]. 배열 이득(array gain)으로도 불리는 이론적인 빔포밍 이득을 얻기 위해서는 송신부에서 무한정도(精度, precision)의 채널 상태 정보(Channel State Information: CSI)를 미리 알고 있어야 한다. 그러나 코드북으로 불리우는 양자화된 채널 상태 정보(channel state information)를 이용하면 적은 피드백 비트 수로도 상당한 빔포밍 이득을 얻을 수 있다. Grassmannian 부공간 패킹(subspace packing) 알고리즘을 이용하여 코드북 내 코드워드들 간의 최소 chordal 거리가 최대가 되도록 코드북을 생성하거나^{[2],[3]}, 채널 행렬의 특이값 분해(Singular Value Decomposition: SVD)에서 코드북의 코드워드들을 구할 때 Lloyd 알고리즘을 이용한 생성방법이 있다^[4]. 코드북과 관련하여 SVD 기법을 이용하는 최대 비 전송(Maximum Ratio Transmission: MRT) 기법 외에 각 안테나에 부가되는 선부호화 값을 모두 동일하게 하는 동 이득 전송(Equal Gain Transmission: EGT) 기법이 있다. 동 이득 성질을 갖는 코드북을 이용하여 선부호화하는 방식을 양자화된 EGT(Quantized EGT: QEQT) 기법이라 불린다^[5]. QEQT 코드북은 각각의 선부호 값의 크기를 동일하게 하면서 Grassmannian 부공간 패킹 알고리즘을 기반으로 하여 스칼라(scalar) 양자화 및 벡터(vector) 양자화로 구할 수 있는데^{[6],[7]}, 양자화된 MRT(quantized MRT, QMRT) 방법과 비교하면 항상 부최적(suboptimum) 성능을 보인다. 그러나 QEQT의 동 이득(constant modulus) 특성은 상대적으로 저렴한 비선형 증폭기를 사용할 수 있게 하므로 단말기 송신부 개발에 중요한 설계 요소가 된다. 그리고 고 부가가치의 고가(高價) 레이더 시스템의 경우에도 안테나 별로 매우 높은 전력의 신호가 송신되므로, 안테나 별로 동일한 이득의 신호를 사용해야만 한다. 이러한 이유로 LTE 및 LTE-A 표준에서 동이득 성질을 갖는 코드북을 제안하고 있다^[8].

본 논문에서는 기존 LTE 및 LTE-A 시스템에서 권장하는 코드북 설계원칙을 그대로 따르는 이중 계층 M-PSK 차분 코드북을 제안한다. 기존의 코드북은 8-PSK를 사용하였다면^[9], 제안하는 코드북의 코드워드들은 모두 M-PSK 성운(constellation)에서 선택한다. 8-PSK 성운 간의 조합을 M-PSK 성운 간의 조합으로 확장, 채널의 시간 상관 특성에 따른 성능 향상과 성운에 따른 계산적 복잡도

증가 사이의 trade-off 관계를 일반화한다^{[10],[11]}. 제안하는 코드북은 동 이득 특성, 선부호화 복잡도 감소 및 코드북 인덱스 검색 시간 감소의 장점을 그대로 가지게 된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델을 소개한다. III장에서는 기존의 코드북과 차분 코드북 생성 및 설계 기법을 설명한다. IV장에서는 시뮬레이션 결과를 분석한다. 마지막으로 V장에서는 본 논문의 결론을 서술한다. 다음의 수식 기호들이 본 논문에서 사용된다. $U(k, l)$ 은 서로 직교하는 정규화된(orthonormal) 열을 갖는 $k \times l$ 크기의 행렬을 의미한다. I_k 는 $k \times k$ 크기의 단위행렬이다. 임의의 영문 대문자가 행렬을 의미할 때, A^T 는 전치행렬을 의미하고, A^H 는 A 의 복소 전치행렬을 의미한다. \mathbb{C}^k 는 k 차원의 복소 공간(complex space)을 의미하고, $A \in \mathbb{C}^{k \times l}$ 은 복소 행렬 A 가 k 개의 행과 l 개의 열을 가짐을 의미한다. 행렬 AB 는 행렬 A 및 행렬 B 의 곱 그리고 $\langle A \cdot B \rangle$ 는 A 와 B 의 Hadamard 행렬곱을 의미한다.

II. 시스템 모델

LTE 혹은 LTE-A 시스템의 하향링크에서 폐회로 다중 송수신 안테나 시스템을 적용한다고 가정한다. 송신 안테나 수를 M_t , 수신 안테나 수를 M_r , 그리고 송신부의 송신 스트림 수를 M_s 라고 정의한다. 그림 1은 데이터 신호를 전송하는 간단한 폐회로 MIMO 시스템의 블록도이다. B 비트의 피드백을 한다고 가정할 때, 송수신부는 $N = 2^B$ 크기의 동일한 코드북을 공유한다. 코드북 $\mathbf{W}_k = \{\mathbf{W}_k^1, \dots, \mathbf{W}_k^N\}$ 에서 k 는 채널 구현 인덱스(channel realization index) 또는 시간 스텝(time instant)으로, 매 시간 인덱스마다 차분 코드북이 생성되며, 이때, $\mathbf{W}_k^n \in \mathbb{C}^{M_t \times M_s}$, $n = 1, \dots, N$ 은 \mathbf{W}_k 의 n 번째 코드워드를 의미한다. 수신부에서 이상적인 채널 추정을 가정, 주어진(또는 설계된) 코드북의 코드워드들 중에서 채널 용량을 최대화하는 n_{opt} 번째 코드워드를 선택하고, B 비트로 구성된 인덱스 n_{opt} 만을 송신부로 피드백한다. 송신부는 수신된 인덱스 n_{opt} 에서 $\mathbf{W}_k = \mathbf{W}_k^{n_{opt}}$ 인 값을 이용해 선부호화를 한다. 수신 신호 \mathbf{y}_k 는 식 (1)과 같이 표현된다.

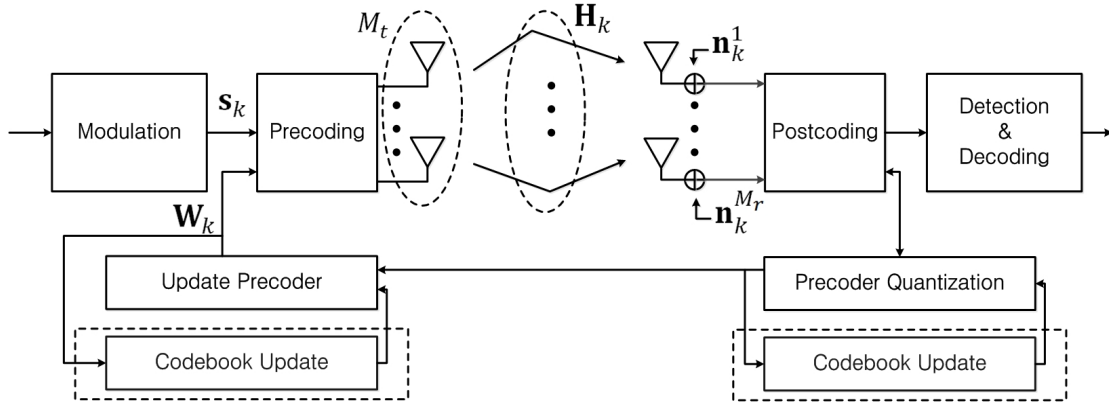


그림 1. 폐회로 MIMO 시스템 블록도
Fig. 1. Closed loop MIMO system block diagram.

$$\mathbf{y}_k = \sqrt{\frac{\rho}{M_s}} \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

이때 $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$ 은 k 번째 채널 시간에서의 채널 벡터를 의미하며, \mathbf{H}_k 의 M_t 개의 인자는 서로 독립이며 동일한 분포(independent and identically distributed: i.i.d.)를 갖는 평균은 0이고, 분산은 1인 복소 가우시안 확률 분포이다. 잡음 항 \mathbf{n}_k 는 가산성 백색 가우시안(Additive White Gaussian: AWG) 분포를 가지며, 평균은 0이고, 분산 σ^2 은 잡음 신호의 전력(power)이다. ρ 값은 수신 신호의 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio: SNR)를 $1/\sigma^2$ 로 정규화할 수 있도록 결정한다. 또는 ρ 를 수신 신호의 신호 대 잡음비(Signal to Noise Ratio: SNR)이라 정하고, $\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k$ 및 \mathbf{n}_k 의 전력을 1로 정규화 할 수도 있다. 한편, 시간 상관성 채널은 아래 식 (2)에 의한 1차 가우스-마르코프 체인 모델을 가정한다.

$$\mathbf{H}_k = \epsilon \mathbf{H}_{k-1} + \sqrt{1 - \epsilon^2} \mathbf{G}_k \quad (2)$$

$\mathbf{G}_k \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$ 은 시간 k 에서 평균이 0이고, 분산이 1인 서로 독립적이고 동일한 분포를 갖는 새로운 비상관성 레일리 플랫 페이딩 채널 벡터이다. ϵ ($0 \leq \epsilon \leq 1$)는 채널 상관 계수로서 인접한 채널 \mathbf{H}_{k-1} 와 \mathbf{H}_k 간의 상관성을 나타낸다. 모든 \mathbf{H}_k 는 동일한 ϵ 값을 갖는다고 가정한다. 채널 상관 계수는 $\epsilon = J_0(2\pi f_D T)$ 로 Jakes 모델을

따른다. 이때, $J_0(\cdot)$ 는 0차 베셀 함수, T 는 시간 스텝 주기(또는 간격, channel instant interval), 그리고 $f_D = v f_c / c$ 는 단말의 이동속도 v , 반송 주파수 f_c , 그리고 $c = 3 \times 10^8$ m/s로 계산되는 최대 도플러 주파수이다.

III. 이중 계층 차분 선부호화 시스템

3-1 기존의 차분 코드북 동작

LTE 시스템 그리고 WiMAX 시스템 등의 일반적인 코드북 설계는 무선 채널의 시간 상관관을 고려하지 않는다. 그러나 실제 무선 채널에 존재하는 시간 상관관을 고려하여 폐회로 MIMO 시스템의 성능을 향상시키는 연구가 최근 이루어지고 있는데, 시간 스텝에서 연속되는 MIMO 채널들이 매우 천천히 변하므로, 차분 선부호화 행렬들이 거의 직교 행렬로 표현될 것이라는 가정으로 차분 코드북을 설계하거나, 채널 행렬의 구면(球面, sphere) 공간의 일부인 구면 캡(spherical cap)의 반지름을 최적화하고, Procrustes 또는 Gram-Schmidt 직교화 기법을 적용하는 차분 회전 피드백 기법이 제안되었다^[12]. LTE-A로 불리는 LTE release 10, 11에서는 듀얼(dual) 코드북이 제안되었는데, 이는 차분 코드북 또는 적응(adaptive) 코드북과 유사한 성질을 갖는다^[13]. WiMAX 시스템의 802.16m 표준에서도 변환 기반(transformation-based)의 차분 코드북이 심도 있게 논의되고, 표준안에 채택이 되었다^[14].

양자화된 차분 피드백 시스템에서는 채널 행렬의 구면

(球面, sphere) 공간의 일부분만 양자화한 코드북을 설계하여 시간 스텝이 증가함에 따라 채널행렬의 차분 성분을 따라 가며 선부호화 행렬을 업데이트한다. 즉, 현재 시간 인덱스에서 양자화 된 부공간은 이전 시간 인덱스에서 양자화 된 부공간에 영향을 미친다. 따라서 기존의 코드북과 동일한 크기를 가지면서 가상적으로 코드북의 크기를 매우 크게 하므로 더 세밀한 양자화를 가능하게 한다. 송신부화 수신부는 동일한 코드북 업데이트 방법을 사용하여 송수신부가 모든 시간 스텝에서 동일한 코드북으로 업데이트 되도록 한다. 참고문헌 [15]에서는 코드북 업데이트 방법이 아래와 같다.

$$\mathbf{W}_k^i = \mathbf{W}_{diff}^i \mathbf{W}_{k-1} \quad (3)$$

이때 \mathbf{W}_{diff}^i , $1 \leq i \leq N$ 은 랜덤 정방(square) 행렬인 $\mathbf{W}_{diff} \in U(M_t, M_t)$ 의 집합에서 컴퓨터 시뮬레이션으로 찾아진 차분 코드북 \mathbf{w}_{diff} 의 i 번째 코드워드를 의미한다. \mathbf{W}_{diff}^i 행렬은 대각 성분의 값이 거의 일정하고, 대각 성분외의 값은 거의 0으로 되므로 유사 대각(quasi-diagonal) 행렬이라 불린다. 코드북 \mathbf{w}_{diff} 을 설계할 때는 평균 상호 정보(mutual information)를 최대화하는 코드북을 찾는다. 참고문헌 [12]에서는 직교 행렬 기법을 이용하여 체계적으로 차분 코드북을 설계한다.

참고문헌 [16]에서는 차분 코드북을 설계할 때, 구면 캡(spherical cap) 안에서 작은 변화(perturbation)를 일으켜 변화가 일어난 행렬(perturbed matrix)을 유니타리 공간(unitary space)에 투영(project, 寫影)하여 설계하는 방법을 제안하였다. 구면 캡의 반지름 r_k 는 채널 방향 변화(channel directional variation)의 영향과 누적된 양자화 오차를 모두 고려하여 매 시간스텝 또는 어느 일정한 조건이 만족되었을 때 결정된다^[18]. 작은 변화와 투영을 기반으로 하는 적응 기법은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{W}_k^i = \text{proj}(r_k \mathbf{I}_{M_t} + \sqrt{1-r_k} \Theta) \mathbf{W}_{k-1} \quad (4)$$

이때, $\text{proj}(\cdot)$ 은 투영(projection) 함수를 의미하고, $\Theta \in U(k, l)$ 는 임의의 회전 행렬이다. Procrustes 또는 Gram-Schmidt 열 직교화 기법을 이용하여 투영 함수를 구할 수 있다^[17]. 구면 캡에서의 차분 코드북도 Grassma-

nian 공간에서 얻을 수 있으며, 차분 코드북이 아닌 일반 코드북에서와 마찬가지로 전체 전력이 일정하게 하는 최대 비 전송 방법과 각 안테나 송신 전력이 동일하게 하는 동 이득 전송 방법이 있으며, 본 논문에서는 동 이득 전송을 하는 다중 계층 M-PSK 차분 코드북을 설계한다.

3-2 제안하는 차분 코드북 동작 및 설계

제안하는 차분 코드북의 동작은 다음과 같다. 매 시간 k 마다 송신부와 수신부에서는 식 (5)와 같이 이전 시간인 $k-1$ 에서 결정된 빔포밍 행렬 $\mathbf{W}_{k-1}^{n_{opt}}$ 과 제안하는 코드북 \mathbf{W} 의 각 코드워드들과의 곱에 의해 새로운 코드북이 생성된다.

$$\mathbf{W}_k = \langle \mathbf{W} \cdot \mathbf{W}_{k-1}^{n_{opt}} \rangle \quad (5)$$

이때, $\langle \cdot \rangle$ 는 코드북의 각 코드워드들과 $k-1$ 에서 결정된 빔포밍 행렬 $\mathbf{W}_{k-1}^{n_{opt}}$ 의 인자 간(element by element) Hadamard 곱이며, 이를 통해 각 시간 스텝 k 에서 새로운 코드북 \mathbf{W}_k 를 생성한다. 이때, 각 코드워드와 빔포밍 벡터의 내적(inner product, 內積)으로 구하며, 각 코드워드 행렬과의 행렬 곱이 아님에 주의해야 한다. 그리고 초기 코드북 즉 $k=1$ 의 경우는 이전 시간 인덱스에서의 최적 코드워드가 없기 때문에 차분 코드북이 아닌 LTE release-8 코드북과 같은 기존의 코드북을 이용하고, $k=2$ 부터 제안하는 차분 코드북을 적용한다.

식 (5)를 통해 제안하는 차분 코드북은 수신부 및 송신부에서 동일하게 업데이트되어야 한다. 수신부에서는 하향링크 채널 \mathbf{H}_k 를 추정하고, 이 값을 이용하여 최적의 선부호(pre-coder) $\mathbf{W}_k^{n_{opt}}$ 를 코드북 \mathbf{W}_k 에서 선택한다. 시간 스텝 k 에서 최적의 인덱스 n_{opt} 는 식 (6)과 같이 채널 용량(channel capacity)를 최대로 하도록 선택할 수 있다.

$$n_{opt} = \arg \max_{1 \leq n \leq N} \left(1 + \rho \|\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k^n\|_2^2 \right) \quad (6)$$

본 논문에서는 선부호화 행렬의 코드워드에 대해 모두 M-PSK 성운을 가지는 것이 아니라, 1개의 주위에 오직 3 혹은 5개의 성운을 갖는 다중 스트림 차분 코드북을 설계한다. 참고문헌 [18]에서는 그림 2(a)와 같이 8-PSK 성운

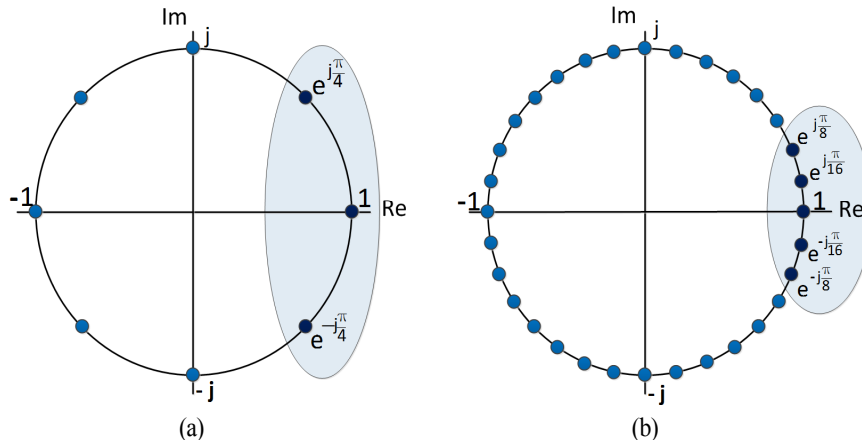


그림 2. (a) 8-PSK 성운도, (b) 32-PSK 성운도
 Fig. 2. (a) 8-PSK constellation, (b) 32-PSK constellation.

을 고려하여 차분 코드북 내 코드워드를 결정하였다. 성운의 수를 16, 32, 64로 증가시키며, 컴퓨터를 이용한 검색에서 64 이상에서는 32와 동일한 성능을 보이므로, 본 논문에서 제안하는 차분 코드북은 그림 2(b)에서 나타낸 바와 같이 32-PSK 성운을 고려한다. 이 때, 32개의 성운에서 \mathbf{W}_{diff} 의 코드워드로써 5개의 성운 $e^{j\frac{4\pi}{M}}$, $e^{j\frac{2\pi}{M}}$, 1 , $e^{-j\frac{2\pi}{M}}$ 그리고 $e^{-j\frac{4\pi}{M}}$ 를 이용한다. 5개 이상의 성운을 사용할 경우에는 throughput의 개선이 있음을 예측할 수 있고, 컴퓨터 모의실험에서 확인할 수 있으므로 본 논문에서 고찰한다.

차분 코드북 내 최적 코드워드를 결정하기 위해 참고문헌 [22]에서 제안한 설계 방법을 이용하여 코드워드를 결정한다. 예를 들어 $M_t = 4$, $N=16$ 인 경우, 제안하는 차분 코드북의 주 선부호화 코드워드는 $\mathbf{W}_{diff}^1 = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$ 로서 시간 인덱스 간의 채널 변화가 발생하지 않음을 의미한다. 코드북의 크기 N 이 16으로 고정되어 있을 때, \mathbf{W}_{diff}^1 에 근접한 chordal 거리를 가지는 나머지 15개의 선부호화 코드워드를 결정하기 위해 먼저 후보 성운을 3개부터 홀수개로 증가시키면서 주어진 채널 환경에서 최적인 5개를 구한다. 그림 2(b)의 5개 성운에서 발생 가능한 모든 경우의 수 즉, 후보 차분 코드북을 생성한다. 그리고 발생 가능한 모든 경우의 후보 차분 코드북을 생성한다. 그 후보군 중에서 식 (6)에 기반하여 채널 용량을 최대화하

는 특정 후보 코드북을 최종 차분 코드북으로 결정한다. 이를 통해 생성된 32-PSK 차분 코드북을 표 1에 나타낸다.

IV. 제안하는 차분 코드북의 성능 분석

제안하는 차분 코드북을 적용한 폐회로 다중 안테나 시스템의 성능을 Monte-Carlo 모의실험을 통해 분석하였다. 제안하는 차분 코드북에 의한 성능은 저속 페이딩 MIMO 채널에서 이상적인 동 이득 전송 기법 및 LTE 코드북과 그 성능을 비교하였다. 송신 안테나 수는 4개, 수신 안테나 수는 2 또는 4개를 가정한 이중 계층 기반의 MIMO 시스템에서 코드북 크기는 $N = 16$ 으로 LTE 시스템과 동일하게 한다. 따라서 피드백 비트 수는 4이며, 피드백 에러 및 지연은 이상적인 환경을 가정한다. 시간 상관 채널의 변화는 1차 Gauss-Markov 프로세스 및 모델링하였고, 반송파 주파수 2.5 GHz이다. 단말기의 이동 속도 1 km/hr 및 3 km/hr에서 폐회로 최대 비 전송 성능을 얻을 수 있으며, 이에 대한 시간 상관 계수 ϵ 는 0.999, 0.988 이다^[18].

Monte-Carlo 시뮬레이션으로 제안하는 기법의 채널 당 시간 스텝에 따른 achievable throughput을 구한다. 시뮬레이션은 수신 안테나 수 2, 송신부의 송신 스트림 수가 2에서 단말기의 이동 속도에 따른 시간 스텝 당 획득 가능한 채널 용량의 변화를 보이는데, 이상적인 동 이득 전송,

표 1. 폐회로 MIMO 시스템 블록도 이중 계층에서의 제안하는 M-PSK 차분 코드북
 Table. 1. Proposed M-PSK differential codebook in dual-layer.

Index	Codeword(Rank 1)	Codeword(Rank 2)
1	$[1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$[1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$
2	$[1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ 1 \ 1]^T$	$[e^{-j\frac{\pi}{16}} \ 1 \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{16}}]^T$
3	$[1 \ 1 \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ 1]^T$	$[e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{16}}]^T$
4	$[1 \ e^{j\frac{\pi}{16}} \ 1 \ e^{j\frac{\pi}{16}}]^T$	$[1 \ e^{-j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{8}}]^T$
5	$[1 \ e^{j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ 1]^T$	$[e^{j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{16}}]^T$
6	$[1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ 1]^T$	$[e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{16}}]^T$
7	$[1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ 1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}}]^T$	$[e^{j\frac{\pi}{8}} \ 1 \ e^{-j\frac{\pi}{8}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}}]^T$
8	$[1 \ e^{j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{16}}]^T$	$[e^{j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{8}}]^T$
9	$[1 \ e^{-j\frac{\pi}{8}} \ 1 \ e^{j\frac{\pi}{8}}]^T$	$[e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}}]^T$
10	$[1 \ e^{j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}}]^T$	$[e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}}]^T$
11	$[1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}}]^T$	$[1 \ 1 \ 1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}}]^T$
12	$[1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}}]^T$	$[e^{-j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{8}}]^T$
13	$[1 \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{16}}]^T$	$[e^{-j\frac{\pi}{16}} \ 1 \ 1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}}]^T$
14	$[1 \ e^{-j\frac{\pi}{8}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}} \ e^{-j\frac{\pi}{16}}]^T$	$[1 \ 1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}}]^T$
15	$[1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{8}}]^T$	$[e^{-j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{8}}]^T$
16	$[1 \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{j\frac{\pi}{8}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}}]^T$	$[e^{-j\frac{\pi}{16}} \ e^{-j\frac{\pi}{8}} \ 1 \ e^{-j\frac{\pi}{16}}]^T$

8-PSK 차분 코드북, 제안하는 32-PSK 차분 코드북, 그리고 LTE 코드북의 성능을 나타낸다. 이때, 신호 대 잡음비는 10 dB로 고정한다. 본 시뮬레이션에서는 목표 throughput을 얻기 위해 필요한 이득을 dB로 표현하였다. 결과, 그래프의 y축은 throughput이며, x축은 차분 코드북이 천이되면서 보이는 성능을 나타낸다.

그림 3, 그림 4는 수신 안테나 수 M_r 이 2일 때, 사용자의 이동속도가 1 km/hr, 3 km/hr 인 경우의 성능을 나

타낸 것으로, 제안하는 32-PSK 차분 코드북은 채널 용량의 수렴 범위에서 LTE 코드북보다 각각 0.51 dB, 0.44 dB의 성능 향상을 보인다. 제안하는 코드북은 이상적인 동이득 전송에 비하면 성능이 떨어지지만, 침투 전력 대 평균 전력비의 증가, 증폭기 왜곡에 따른 효율 저하 등의 문제가 상대적으로 적게 발생하는 장점을 갖는다.

그림 5, 그림 6은 수신 안테나 수가 4일 때, 사용자의 이동속도가 1 km/hr, 3 km/hr 인 경우의 성능을 나타

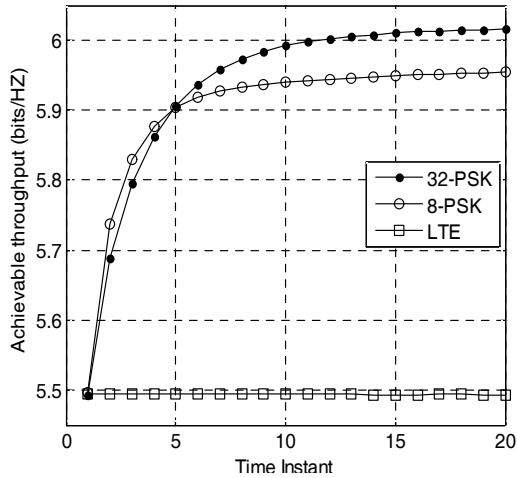


그림 3. 사용자의 이동속도가 1 km/hr 이고 $(M_t, M_r, M_s) = (4, 2, 2)$ 일 때의 채널 정보량 비교

Fig. 3. Achievable throughput performance of various differential codebook schemes when the user speed of 1km/hr and $(M_t, M_r, M_s) = (4, 2, 2)$.

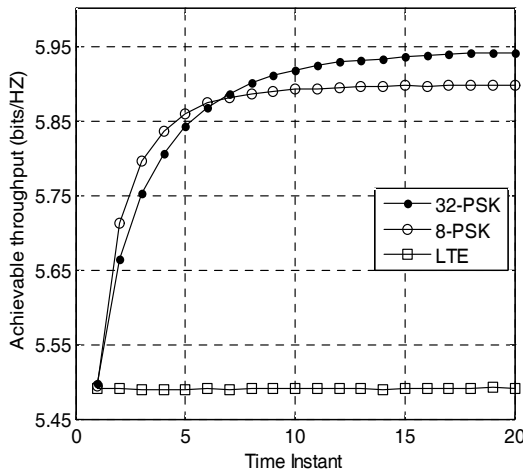


그림 4. 사용자의 이동속도가 3 km/hr 이고 $(M_t, M_r, M_s) = (4, 2, 2)$ 일 때의 채널 정보량 비교

Fig. 4. Achievable throughput performance of various differential codebook schemes when the user speed of 3 km/hr and $(M_t, M_r, M_s) = (4, 2, 2)$.

낸 것이다. 제안하는 32-PSK 차분 코드북은 채널 용량의 수렴 범위에서 LTE 코드북보다 각각 0.44 dB, 0.34 dB의 성능 향상을 보인다. 그림 3부터 그림 6을 비교하면 수신 안테나의 수가 많을수록 코드북의 성능은 증가하지만,

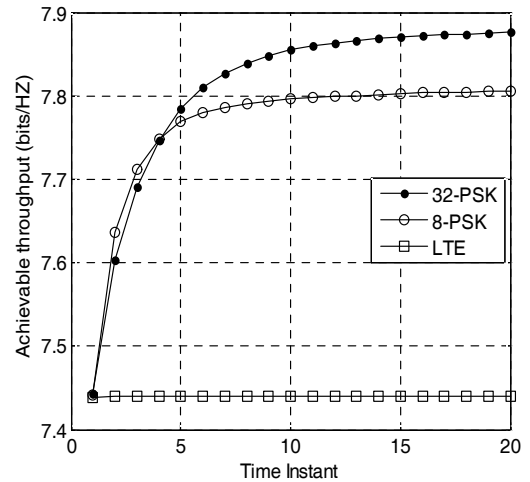


그림 5. 사용자의 이동속도가 1 km/hr 이고 $(M_t, M_r, M_s) = (4, 4, 2)$ 일 때의 채널 정보량 비교

Fig. 5. Achievable throughput performance of various differential codebook schemes when the user speed of 1 km/hr and $(M_t, M_r, M_s) = (4, 4, 2)$.

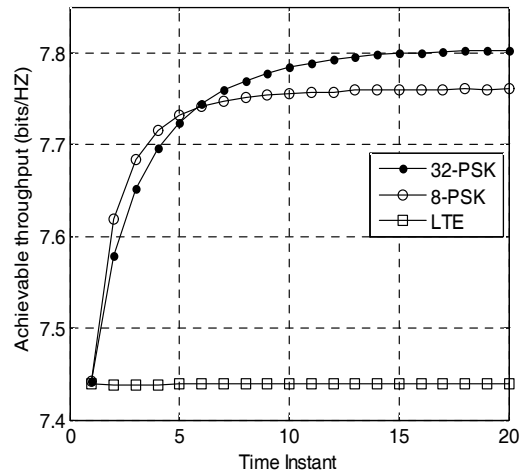


그림 6. 사용자의 이동속도가 3 km/hr 이고 $(M_t, M_r, M_s) = (4, 4, 2)$ 일 때의 채널 정보량 비교

Fig. 6. Achievable throughput performance of various differential codebook schemes when the user speed of 3 km/hr and $(M_t, M_r, M_s) = (4, 4, 2)$.

동일한 수신 안테나 수에서 사용자의 이동속도가 증가함에 따라 제안하는 코드북의 성능은 감소한다. 이는 사용자의 이동속도가 증가함에 따라 시간 상관에 따른 채널 변화의 범위가 증가하기 때문이다. 다시 말해 사용자의

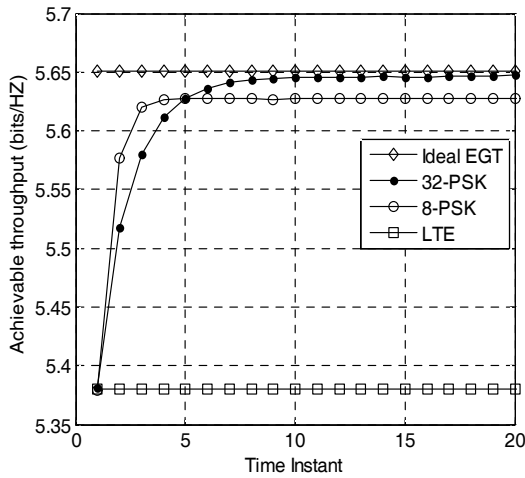


그림 7. 사용자의 이동속도가 1 km/hr 이고, $(M_t, M_r, M_s) = (4, 2, 1)$ 일 때의 채널 정보량 비교

Fig. 7. Achievable throughput performance of various differential codebook schemes when the user speed of 1 km/hr and $(M_t, M_r, M_s) = (4, 2, 1)$.

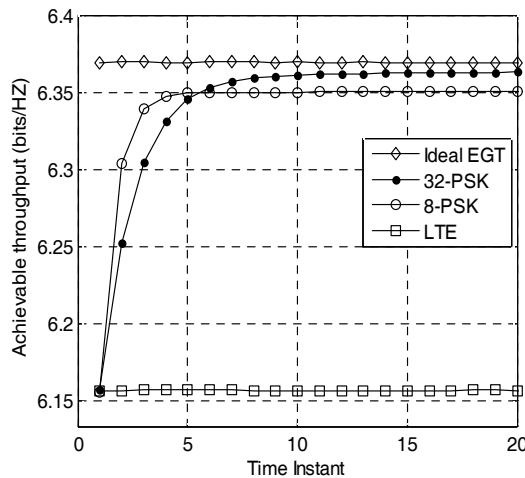


그림 8. 사용자의 이동속도가 1 km/hr 이고, $(M_t, M_r, M_s) = (4, 4, 1)$ 일 때의 채널 정보량 비교

Fig. 8. Achievable throughput performance of various differential codebook schemes when the user speed of 1 km/hr and $(M_t, M_r, M_s) = (4, 4, 1)$.

이동속도가 느릴 경우, 채널 변화의 범위가 줄어들어 제안하는 32-PSK 기반의 차분 코드북은 높은 정밀도를 갖는다.

그림 7, 그림 8은 수신 안테나 수가 각 2 및 4, 사용자의

이동속도가 1 km/hr 및 송신부의 송신 스트림 수가 1인 단일계층 코드북의 성능을 나타낸 것이다. 송수신 안테나 수와 사용자의 이동속도가 동일한 경우, 제안하는 이중계층 32-PSK 차분 코드북은 단일계층 32-PSK 코드 북보다 $(M_t, M_r) = (4, 2)$ 에서 0.35 dB, $(M_t, M_r) = (4, 4)$ 에서 1.5 dB의 성능 향상을 보임을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 천천히 변화하는 채널에서 32-PSK 성운 기반의 코드북을 이용한 폐회로 MIMO 시스템을 제안하였다. 제안하는 차분 코드북 내 코드워드 특성에 따라 제안하는 차분 코드북은 계산적 평이성 및 LTE 코드북 설계 기준을 만족시킨다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 동 이득 전송 특성이 유지될 때 제안하는 차분 선부호화 시스템은 동이득 고출력이 필수인 레이더 시스템 및 저비용의 증폭기를 사용하는 단말기에서 유용하게 사용되며, 기존의 동이득 코드북 또는 8-PSK 성운만 이용하는 차분코드북보다 향상된 성능을 보인다.

References

- [1] 3GPP TS 36.211, Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); Physical channels and modulation, Release 9.1.0.
- [2] D. J. Love, R. W. Heath Jr., and T. Strohmer, "Grassmannian beamforming for multiple-input multiple- output wireless systems", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 49, pp. 2735-2747, 2003.
- [3] D. J. Love, R. W. Heath Jr, "Limited feedback unitary precodig for spatial multiplexing systems", *IEEE Trans. Inform. Theory*, 51, pp. 2967-2976, 2005.
- [4] S. A. Jafar, S. Srinivasa, "On the optimality of beamforming with quantized feedback", *IEEE Trans. Commun.*, 55, pp. 2288-2302, 2007.
- [5] D. J. Love, R. W. Heath, "Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems", *IEEE Trans. Commun.*, 51, pp. 1102-1110, 2003.
- [6] C. R. Murthy, B. D. Rao, "Quantization methods for eq-

- ual gain transmission with finite rate feedback", *IEEE Trans. Signal Processing*, 55, pp. 233-245, 2007.
- [7] X. Zheng, Y. Xie, J. Li, and P. Stoica, "MIMO transmit beamforming under uniform elemental power constraint", *IEEE Trans. Signal Processing*, 55, pp. 5395-5406, 2007.
- [8] "IEEE P802.16m-2008 draft standard for local and metropolitan area network", *IEEE Standard 802.16m*, 2008.
- [9] N. Y. Park, Y. J. Kim, "Performance analysis of dual-layer differential precoding technique using 8-PSK constellation", *J. KICS*, vol. 38A, no. 5, pp. 401-408, May 2013.
- [10] N. Y. Park, Y. J. Kim, "A new differential codebook design method using LTE codebook for time correlated fading channels", in *Proc. KICS Winter Conf. 2013*, pp. 470-471, Jan. 2013.
- [11] X. Li, N. Y. Park, and Y. J. Kim, "Differential codebook for EGT systems over temporally correlated channels", in *Proc. KICS Winter Conf. 2011*, pp. 748-749, Feb. 2011.
- [12] T. Kim, D. J. Love, B. Clerckx, and S. J. Kim, "Differential rotation feedback MIMO system for temporally correlated channels", *GLOBECOM 2008. IEEE*, pp. 1-5, 2008.
- [13] R1-105011, WF on 8 Tx codebook, 3GPP TSG RAN WG1 62, 2010.
- [14] IEEE C802.16m-09/0058r3, Differential feedback for IEEE 802.16m MIMO schemes, 2009.
- [15] T. Kim, D. J. Love, and B. Clerckx, "MIMO systems with limited rate differential feedback for slowly varying channels", *IEEE Trans. on Commun.*, pp. 1175-1189, 2011.
- [16] J. Yang, D. B. Williams, "Transmission subspace tracking for MIMO systems with low-rate feedback", *IEEE Trans. on Commun.*, pp. 1629-1639, 2007.
- [17] G. H. Golub, C. F. V. Loan, *Matrix Computation*, 3rd ed., Johns Hopkins University Press, 1994.
- [18] Y. J. Kim, X. Li, T. J. Kim, and D. J. Love, "A combination lock-like differential codebook for temporally correlated channels", *IET Electronics Letters*, vol. 48, no. 1, pp. 1629-1639, Jan. 2012.

김 영 주



2001년 1월~2003년 8월: (주)엘지전자 UM-TS 시스템 연구소
 2011년 7월~2012년 7월: Purdue Univ. 방문교수
 2003년 9월~현재: 충북대학교 전자정보대학 교수
 [주 관심분야] LTE-A, Distributed Antenna

System

서 창 원



2014년 2월: 충북대학교 정보통신공학부 (공학사)
 2014년 3월~현재: 충북대학교 정보통신공학전공 석사과정
 [주 관심분야] 차세대이동통신시스템, LTE-A, MIMO