

# 8-PSK 성운을 이용하는 이중계층 차분 선부호화 기법의 성능 분석

박 노 윤\*, 김 영 주<sup>o</sup>

## Performance Analysis of Dual-Layer Differential Precoding Technique Using 8-PSK Constellation

Noe-yoon Park\*, Young-ju Kim<sup>o</sup>

### 요 약

LTE 및 LTE-A 시스템에서 8-PSK 성운을 알파벳으로 가지는 이중계층 차분 코드북을 제안한다. 인접하는 무선 채널의 시간 상관으로 선부호화 행렬은 천천히 변화하므로, 무선 채널 공간의 전체를 양자화 하지 않고, 시간 상관에 따른 채널 공간의 일부분의 차분 성분만을 양자화하여 피드백을 한다면, 기존과 동일한 크기의 코드북으로도 가상적으로는 코드북이 매우 커지는 효과를 얻을 수 있어 채널 용량이 증가한다. 특히 제안하는 코드북은 LTE release-8의 코드북 설계조건인 8-PSK 성운을 사용하는 동 이득 특성 및 이중 계층 코드북이 단일 계층 코드북을 포함하는 특성을 가지는 새로운 차분 코드북이다. 코드북 내 코드워드들의 인자들이 8-PSK 성운만을 사용하므로, 선부호화 및 복호 시에 계산량이 낮아지는 LTE 코드북의 장점을 그대로 유지할 수 있다. 또한 동 이득 성질은 상대적으로 저렴한 비선형 증폭기를 사용할 수 있는 장점이 있어 가격의 제한을 받는 단말기 설계에는 필수적인 요소이다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 이중계층 선부호화 기법의 성능 분석에서, 동일한 피드백 비트 수를 갖는 같은 크기의 코드북에서 제안하는 차분 코드북은 정상상태에서 기존 LTE 코드북보다 최소 1.2dB 성능 향상을 보인다.

**Key Words** : Closed-loop MIMO, differential codebook, LTE, LTE-A, spatial multiplexing

### ABSTRACT

Dual-layer differential codebook using 8-PSK (phase shift keying) constellation as its codeword elements, is proposed for Long term evolution (LTE) and/or LTE-Advanced systems. Due to the temporal correlation of the adjacent channel matrices, the consecutive precoding matrices are likely to be similar. This approach 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. Especially, the proposed codebook has the same properties of LTE release-8 codebook that is, constant modulus, complexity reduction, and nested property. The mobile station can be designed by using less expensive non-linear amplifier utilizing constant modulus property. Computer simulations show that the capacity of the proposed dual-layer codebook performs almost 1.2dB better than those of any other non-differential codebooks with the same amount of feedback information.

※ 본 연구는 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행되었습니다 (2012R1A1B6002111).

◆ 주저자 : 충북대학교 전기·전자·정보·컴퓨터학부 정보통신공학전공, nypark@chungbuk.ac.kr, 정희원  
<sup>o</sup> 교신저자 : 충북대학교 전기·전자·정보·컴퓨터학부 정보통신공학전공, yjkim@chungbuk.ac.kr, 종신회원  
 논문번호 : KICS2012-01-002, 접수일자 : 2013년 1월 2일, 최종논문접수일자 : 2013년 5월 9일

## I. 서 론

Long-term evolution (LTE) 및 LTE-Advanced (LTE-A) 시스템에서는 코드북을 이용하는 폐회로 다중 송수신 안테나 (multiple-input multiple-output) 시스템을 표준에 반영하여 빔포밍 이득과 필요한 피드백 정보량 간에 최적의 균형을 유지하고 있다<sup>[1]</sup>. 배열 이득 (array gain)으로도 불리는 이론적인 빔포밍 이득을 얻기 위해서는 송신부에서 무한정도 (precision)의 채널 상태 정보(channel state information, CSI)를 미리 알고 있어야 한다. 그러나 코드북으로 불러오는 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<sup>[2,3]</sup>, 채널 행렬의 특이 값 분해 (singular value decomposition, SVD)에서 코드북의 코드워드들을 구할 때 Lloyd 알고리즘을 이용한 생성방법이 있다<sup>[4]</sup>. 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, QEGT) 기법이라 불린다<sup>[5]</sup>. QEGT 코드북은 각각의 선부호화 값의 크기를 동일하게 하면서 Grassmannian 부공간 패킹 알고리즘을 기반으로 하여 스칼라 양자화 및 벡터 양자화로 구할 수 있는데<sup>[6]</sup>, 양자화된 MRT (quantized MRT, QMRT) 방법과 비교하면 항상 부최적 성능을 보인다<sup>[7]</sup>. 그러나 QEGT의 동 이득 특성은 상대적으로 저렴한 비선형 증폭기를 사용할 수 있게 함으로, 단말기 송수신부 개발에 중요한 설계 요소가 된다. 그리고 고 부가가치의 고가 레이더 시스템의 경우에도 안테나 별로 매우 높은 전력의 신호가 송신되므로 안테나 별로 동일한 이득의 신호를 사용해야만 한다. 이러한 이유로 LTE 및 LTE-A 표준에서 동 이득 성질을 갖는 코드북을 제안하고 있다<sup>[8,9]</sup>.

본 논문에서는 기존 LTE 및 LTE-A 시스템에서 권장하는 코드북 설계원칙을 그대로 따르는 이중 계층 차분 코드북을 제안한다. 코드북의 코드워드들은 모두 8-PSK 성운에서 선택하여, 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 기존 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 열을 갖는  $k \times l$  크기의 행렬을 의미한다.  $\mathbf{I}_k$ 는  $k \times k$  크기의 단위행렬이다. 임의의 영문 대문자가 행렬을 의미할 때,  $\mathbf{A}^T$ 는 전치행렬을 의미하고,  $\mathbf{A}^H$ 는 켈레복소수들의 전치 행렬을 의미한다.  $\mathbb{C}^k$ 는  $k$ 차원의 복소 공간을 의미하고,  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{k \times l}$ 은 복소 행렬  $\mathbf{A}$ 가  $k$ 개의 행과  $l$ 개의 열을 가짐을 의미한다. 행렬  $\mathbf{AB}$ 는 행렬  $\mathbf{A}$  및 행렬  $\mathbf{B}$ 의 곱을 의미한다.

## II. 시스템 모델

LTE 혹은 LTE-A 시스템의 하향링크에서 폐회로 다중 송수신 안테나 시스템을 적용한다고 가정한다. 송신 안테나수를  $M_t$ , 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  $\mathbb{W}_k = \{\mathbf{W}_k^1, \dots, \mathbf{W}_k^N\}$ 에서  $k$ 는 채널 구현 인덱스 (channel realization index) 또는 시간 스텝 (time instant)이며  $\mathbf{W}_k^n \in \mathbb{C}^{M_t \times M_s}$ ,  $n=1, \dots, N$ 은  $\mathbb{W}_k$ 의  $n$ 번째 코드워드를 의미한다. 수신부에서 이상적인 채널 추정을 가정하고 주어진 (또는 설계된) 코드북의 코드워드들 중에서 채널 용량을 최대화하는 코드워드를 선택하고 그 인덱스 ( $B$  비트),  $n_{opt}$ 만을 송신부로 피드백한다. 송신부는 수신된 인덱스  $n_{opt}$ 에서  $\mathbf{W}_k = \mathbf{W}_k^{n_{opt}}$  값을 이용해 선부호화를 한다. 수신 신호  $\mathbf{y}_k$ 는 식 (1)과 같이 표현된다.

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

이때  $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$ 은  $k$ 번째 채널 시간에서의 채널 벡터를 의미하며, 각각의 인자는 서로 독립이며 동일한 분포를 (independent and identically distributed, i.i.d.) 갖는 평균은 0이고 분산은 1인 복소 가우시안 확률 분포이다. 잡음 항  $\mathbf{n}_k$ 는 가산성 백색 가우시안 (additive White Gaussian, AWG) 분포

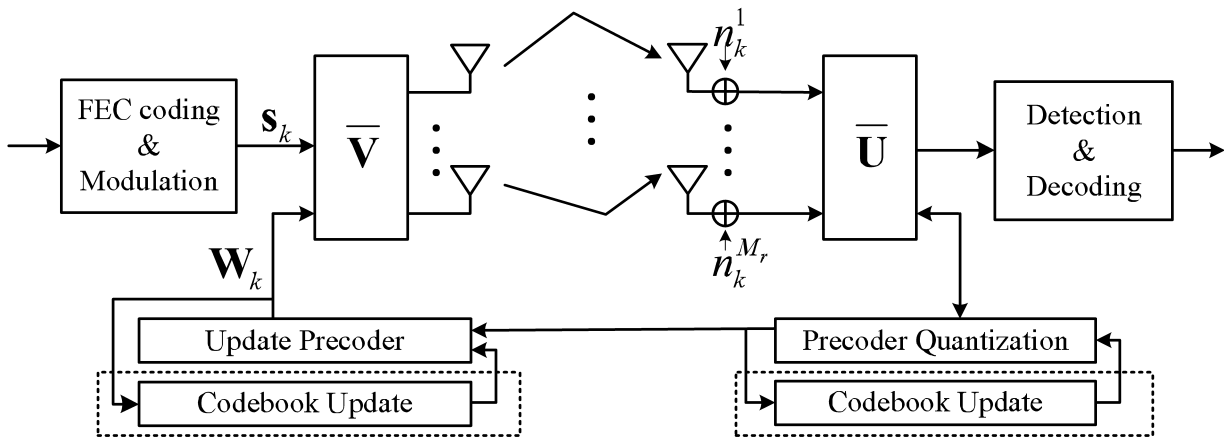


그림 1. 폐회로 MIMO 시스템 블록도  
Fig. 1. Closed loop MIMO system block diagram.

를 가지며, 평균은 0이고 분산  $\sigma^2$ 은 잡음 신호의 전력 (power)이다.  $\rho$ 값은 수신 신호의 신호 대 잡음비 (signal-to-noise ratio, SNR)를  $1/\sigma^2$ 로 정규화 할 수 있도록 결정한다. 또는  $\rho$ 를 수신 신호의 신호 대 잡음비 (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 식에 의한 1차 가우스-마르코프 채널 모델을 가정한다.

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

$\mathbf{G}_k \in \mathbb{C}^{M_t \times M_r}$  은 시간  $k$ 에서 평균이 0이고 분산이 1인 서로 독립적이고 동일한 분포를 갖는 새로운 비상관성 레일리 플랫 페이딩 채널 벡터이다.  $\epsilon (0 \leq \epsilon \leq 1)$ 는 채널 상관 계수로서 인접한 채널  $\mathbf{H}_{k-1}$ 와  $\mathbf{H}_k$  간의 상관성을 나타낸다. 모든  $\mathbf{H}_k$ 는 동일한  $\epsilon$  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 단말기 속도  $v$ , 반송 주파수  $f_c$ , 그리고  $c = 3 \times 10^8 m/s$  로 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 상관을 고려하지 않는다. 그러나 실제 무선 채널에 존재하는 시간 상관을 고려하여 폐회로 MIMO 시스템의 성능

을 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<sup>[10]</sup>, 채널 행렬의 구면 공간의 일부인 구면 캡 (spherical cap)의 반지름을 최적화하고, Procrustes 또는 Gram-Schmidt 직교화 기법을 적용하는 차분 회전 피드백 기법이 제안되었다<sup>[11]</sup>. LTE-A로 불리는 LTE release 10, 11에서는 듀얼 (dual) 코드북이 제안되었는데, 이는 차분 코드북 또는 적응 (adaptive) 코드북과 유사한 성질을 갖는다<sup>[12]</sup>. WiMAX 시스템의 802.16m 표준에서도 변환 기반의 (transformation-based) 차분 코드북이 심도있게 논의되고 표준안에 채택이 되었다<sup>[13,14]</sup>.

양자화된 차분 피드백 시스템에서는 채널 행렬의 구면 공간의 일부분만 양자화된 코드북을 설계하여 시간 스텝이 증가함에 따라 채널행렬의 차분 성분을 따라가며 선부호화 행렬을 업데이트한다. 따라서 기존의 코드북과 동일한 크기를 가지면서 가상적으로 코드북의 크기를 매우 크게 함으로 더 세밀한 양자화를 가능하게 한다. 송신부화 수신부는 동일한 코드북 업데이트 방법을 사용하여 송수신부가 모든 시간 스텝에서 동일한 코드북으로 업데이트 되도록 한다. [10]에서 제안된 코드북 업데이트 방법은 하기의 식과 같다.

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

이때  $\mathbf{W}_{diff}$ 은 랜덤 정방 (square) 행렬인  $\mathbf{W}_{diff}^n \in U(M_r, M_t)$ ,  $1 \leq n \leq N$ 의 집합으로 구성된 차분 코드북  $\mathbf{W}_{diff}$ 에서 시간 스텝  $k$ 에 해당되는

최적 코드워드를 의미한다.  $\mathbb{W}_{diff}$  행렬은 대각 성분의 값이 거의 일정하고, 대각 성분외의 값은 거의 0 이 되기 때문에 유사 대각 (quasi-diagonal) 행렬이라 불린다.  $\mathbb{W}_{diff}$  을 설계할 때는 평균 상호 정보 (mutual information)를 최대화하는 코드북을 찾는다. [11]에서는 직교 행렬 기법을 이용하여 체계적으로 차분 코드북을 설계한다.

[15]에서는 차분 코드북을 설계할 때, 구면 캡 안에서 작은 변화 (perturbation)를 일으켜 변화가 일어난 행렬 (perturbed matrix)을 유니터리 공간 (unitary space)에 투영하여 구한다. 구면 캡의 반지름  $r_k$  은 채널 방향 변화 (channel directional variation)의 영향과 누적된 양자화 오차를 모두 고려하여 매 시간스텝 또는 어느 일정한 조건이 만족되었을 때 결정된다. 작은 변화와 투영을 기반으로 하는 적응 기법은 다음과 같이 표현될 수 있다.

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

이때,  $proj(\cdot)$ 은 투영 함수를 의미하고,  $\Theta \in U(k, l)$ 는 임의의 회전 행렬로 구성된 차분 코드북이다. Procrustes 또는 Gram-Schmidt 열 직교화 기법을 이용하여 투영 함수를 구할 수 있다<sup>[16]</sup>. 구면 캡에서의 차분 코드북도 Grassmannian 공간에서 얻을 수 있으며, 차분 코드북이 아닌 일반 코드북과 마찬가지로 전체 전력이 일정하게 하는 최대 비 전송 방법과 각 안테나 송신 전력이 동일하게 하는 동 이득 전송 방법이 있다. 본 논문에서는 동 이득 전송을 하는 다중 계층 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  $\mathbb{W}_{k-1}^{n_{opt}}$  과 제안하는 코드북  $\mathbb{W}_{diff}$ 의 각 코드워드들과의 곱에 의해 새로운 코드북이 생성된다.

$$\mathbb{W}_k = \langle \mathbb{W}_{diff} \cdot \mathbb{W}_{k-1} \rangle \quad (5)$$

이때,  $\langle \cdot \rangle$ 는 제안하는 차분 코드북의 각 코드워드들과 시간 스텝  $k-1$ 에서 결정된 빔포밍 행렬  $\mathbb{W}_{k-1}$ 의 인자 간 (element by element) 곱이며, 각 시간 스텝  $k$ 에서 새로운 코드북  $\mathbb{W}_k$ 를 생성한다. 시간 스텝  $k=1$ 의 경우는  $k-1$ 이 존재하지 않기

때문에 LTE release-8 코드북 등 기존의 코드북을 이용하고  $k=2$ 부터 식 (5)를 통해 제안하는 차분 코드북을 적용한다.

식 (5)의 코드북은 수신부 및 송신부에서 동일하게 업데이트되어야 한다. 수신부에서는 하향링크 채널을 추정하고 이 값을 이용하여 최적의  $\mathbb{W}_k$ 를 코드북  $\mathbb{W}_k$ 에서 선택한다. 시간 스텝  $k$ 에서 최적의 인덱스  $n_{opt}$ 는 식 (6)과 같이 채널 용량을 최대화 하도록 선택할 수 있다.

$$n_{opt} = \arg \max_n \log_2 (1 + \rho \mathbf{H}_k^H \mathbb{W}_k^n) \quad (6)$$

이때,  $\mathbb{W}_k^n, n=1, \dots, N$ 는 식 (5)에서 생성된 시간 스텝  $k$ 에서의 코드북  $\mathbb{W}_k$ 의 코드워드들이다. 한편, 채널 용량은  $C$ 는 아래 식과 같다.

$$C = \log_2 (1 + \rho \mathbf{H}_k^H \mathbb{W}_k^{n_{opt}}) \quad (7)$$

다른 선부호 선택 방법으로는 식 (8)을 이용하여 수신 신호 대 잡음 비를 최대화 하는 선부호  $\mathbb{W}_k^n$ 를 식 (5)에서 생성된 코드북  $\mathbb{W}_k$ 에서 선택하는 것이다.

$$n_{opt} = \arg \max_n \mathbf{H}_k^H \mathbb{W}_k^n \quad (8)$$

잡음신호의 분산이  $\sigma^2$ 일 때, 수신 신호 대 잡음 비  $\gamma$ 는 다음 식과 같다.

$$\gamma = \frac{\mathbf{H}_k^H \mathbb{W}_k^n}{\sigma^2} \quad (9)$$

식 (6)와 (8)에서 선택된 최적의 선부호  $\mathbb{W}_k^{n_{opt}}$ 은 수신 신호 대 잡음 비를 최대화 하거나 채널 용량을 최대화 하는데, 이 두 가지 방법에서 구한  $\mathbb{W}_k^{n_{opt}}$ 은 동일함을 식 (6)가 식 (8)을 포함하고 있음에서 알 수 있다.

제안하는 코드북의 선부호화 기법은 마치 회전 로크가 동작하는 것과 유사하다. 예를 들어 송신 안테나 수가 4인 경우 시간 스텝  $k-1$ 에서 이중 계층 차분 코드북의  $\mathbb{W}_{k-1} = [1, e^{-j\pi/4}, 1, e^{j\pi/4}; e^{-j\pi/4} \ 1 \ 1 \ e^{-j\pi/4}]$ 가 선택되었다면, 제안하는 차분 코드북 내 첫 번째 인덱스에 해당하는 코드워드가  $[1, 1, 1, 1; 1 \ 1 \ 1 \ 1]$ 으로 구성될 때, 시간 스텝  $k$ 에

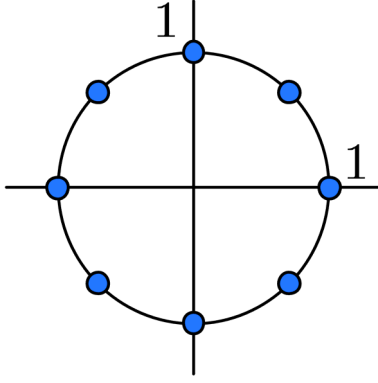


그림 2. 8-PSK 성운도  
Fig. 2. 8-PSK constellation

서의 코드북  $\mathbb{W}_k$ 에서  $\mathbf{W}_k^1$ 는  $[1, e^{-j\pi/4}, 1, e^{j\pi/4}; e^{-j\pi/4}, 1, 1, e^{-j\pi/4}]$ 가 된다. 제안하는 차분 코드북  $\mathbb{W}_{diff}$ 의 다른 코드워드들도 모두 마찬가지로  $\mathbf{W}_{k-1}$ 와 인자 간 곱이 되어 구해진다. 제안하는 차분 코드북 설계에서는 선부호화 행렬의 인자가 그림 2에 나타낸 8-PSK 성운의 집합  $M$ 에 속한다고 가정하며, 이는 식(10)과 같다.

$$M = \left\{ \frac{1}{\sqrt{M_t}} e^{j\pi k/4}, k = 0, 1, \dots, 7 \right\} \quad (10)$$

LTE release-8 관련 3GPP 표준화 문서 내에서 규정한 코드북에서도 8-PSK 성운의 인자로 코드북을 설계하여 constant modulus property와 nested property를 충족하여 선부호화 및 복호화의 복잡도를 경감시키고 있으므로, 제안하는 차분 코드북은 LTE 코드북 설계 조건을 완벽하게 만족시키게 된다<sup>[1]</sup>. 즉, 최대 비 방식의 경우 고려해야 하는 성운 수가 스트림 수 증가에 비례하여 계속 증가하게 되지만, 제안하는 코드북과 LTE 코드북은 연산 시 고려하는 성운 수가 항상 8개로 제한되므로 복잡도가 감소하게 된다. 제안하는 차분 코드북  $\mathbb{W}_{diff} = \{\mathbf{W}^1, \mathbf{W}^2, \dots, \mathbf{W}^N\}$ 에서  $\mathbf{W}^n \in \mathbb{C}^{M_t \times M_s}$ ,  $n = 1, \dots, N$ 은 코드북에서  $n$ 번 째 코드워드를 의미한다. 제안하는 차분 코드북 내 코드워드 행렬은 8-PSK 성운의 인자를 이용하므로, 집합  $\{\mathbf{W}^2, \dots, \mathbf{W}^N\}$ 은 컴퓨터 시뮬레이션으로 주어진 시간 상관  $\epsilon$ 에서 식 (7)을 이용하여 채널 용량  $C$ 를 최대화하는 집합으로 구할 수 있다. 이때,  $\mathbf{W}^1 = [1, 1, \dots, 1; \dots; 1, 1, \dots, 1]^T$ 은 모든 인자가 1로 구성이 되는데 시간 스텝 간의 채널 변화가 거의 발생하지 않음을 의미한다.  $M_t = 4$ ,  $M_s = 2$ 인 경우, 제안하는 차분 코드북을 표 1에 보인다.

표 1. 제안하는 차분 코드북 ( $M_t = 4$ ,  $M_s = 2$ )  
Table 1. Proposed differential codebook ( $M_t = 4$ ,  $M_s = 2$ ).

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

#### IV. 제안하는 차분 코드북의 성능 분석

제안하는 차분 코드북을 적용한 폐회로 다중 안테나 시스템의 성능을 Monte-Carlo 모의실험을 통해 분석하였다. 시스템 모델에서 채널은 시간 상관성 및 주파수 비상관 채널을 가정하며, 차분 선부호화 시스템의 성능 분석에서 초기 이중계층 코드북은 제안하는 코드북과 같이 8-PSK 성운을 이용하여 설계된 LTE 코드북을 사용한다. 송신 안테나 수는 4개, 수신 안테나 수는 2개 또는 4개를 가정한 이중 계층 기반의 MIMO 시스템에서 코드북 크기는  $N = 16$ 으로 LTE release-8 시스템과 동일하게 한다. 1차 가우스-마르코프 프로세스의  $\epsilon$ 값은 반송파 주파수 2.5GHz, 단말기의 이동 속도 3km/hr에서 파장  $\lambda = c/f_c = 3 \times 10^8 / 2 \times 10^9 = 0.15$ 을 구하고, 도플러

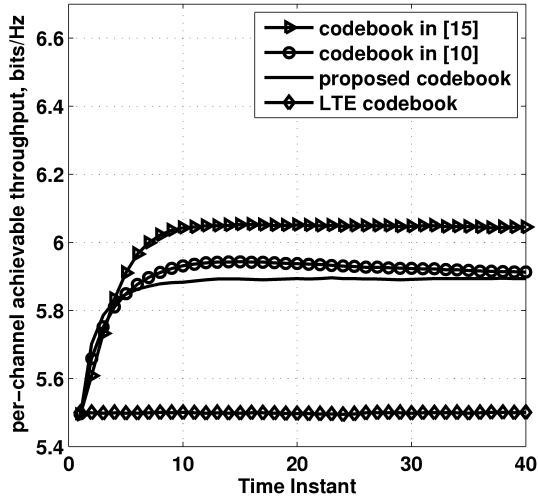


그림 3. 다양한 차분 코드북에서 각 시간 인덱스의 채널 용량에 따른 성능 비교,  $(M_t, M_r) = (4, 2)$

Fig. 3. Per-time instance achievable throughput performance of various differential codebook schemes when  $(M_t, M_r) = (4, 2)$

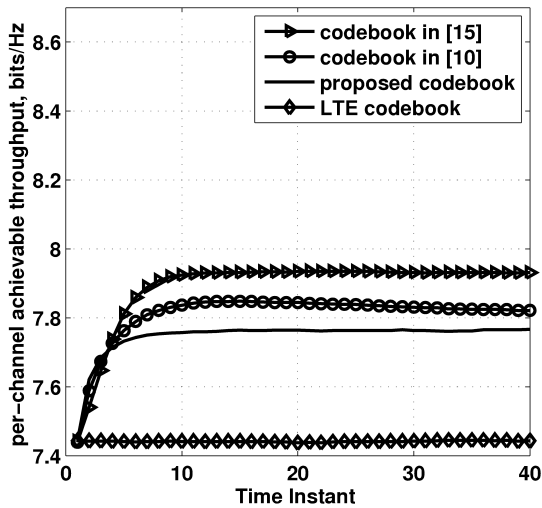


그림 4. 다양한 차분 코드북에서 각 시간 인덱스의 채널 용량에 따른 성능 비교,  $(M_t, M_r) = (4, 4)$

Fig. 4. Per-time instance achievable throughput performance of various differential codebook schemes when  $(M_t, M_r) = (4, 4)$

주파수  $f_D = v/\lambda = 3km/hr/0.15m = 5.55 Hz$ 를 구한 다음, 피드백 시간 간격  $T = 5ms$ 에 대해  $\epsilon = J_0(2\pi f_D T) = 0.988$ 와 같이 설정하였다<sup>[15]</sup>. Monte-Carlo 시뮬레이션으로 제안하는 기법의 채널 당 시간 스텝에 따른 용량과 정상 상태 (steady state) 채널 용량 (channel capacity or achievable throughput)을 구한다.

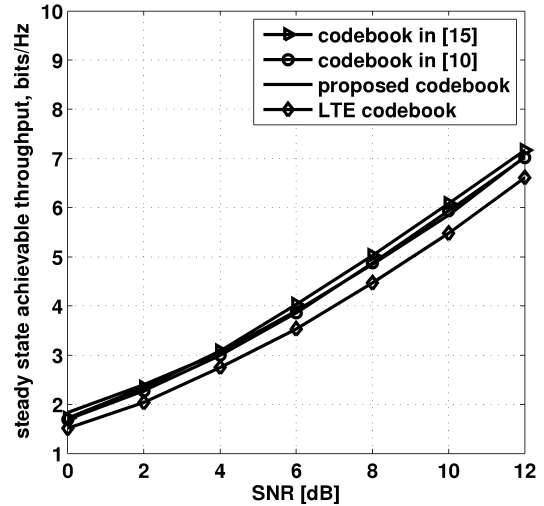


그림 5. 다양한 차분 코드북에서 SNR 당 정상상태의 채널 용량에 따른 성능 비교,  $(M_t, M_r) = (4, 2)$

Fig. 5. Steady state achievable throughput performance of various differential codebook schemes when  $(M_t, M_r) = (4, 2)$

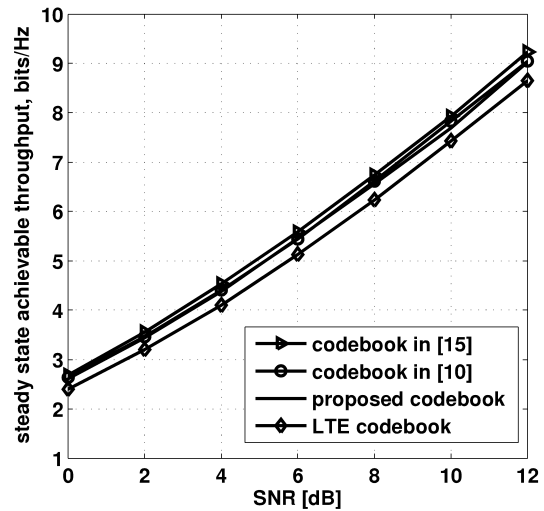


그림 6. 다양한 차분 코드북에서 SNR 당 정상상태의 채널 용량에 따른 성능 비교,  $(M_t, M_r) = (4, 4)$

Fig. 6. Steady state achievable throughput performance of various differential codebook schemes when  $(M_t, M_r) = (4, 4)$

(channel capacity or achievable throughput)을 구한다. 이 때, 최대 비 전송 방식과 동 이득 전송 방식의 차분 코드북 성능을 비교하고, 동 이득 방식 내 LTE 코드북과 제안하는 차분 코드북의 성능 또한 비교한다. 그림 3, 그림 4는 수신 안테나 수가 2 또는 4에서 시간 스텝에 따른 채널 용량의 변화를 보 이는데, [15]의 차분 코드북, [10]의 차분 코드북, 제안하는 차분 코드북, 그리고 LTE release-8 코드북의

성능을 나타낸다. 이때, 신호 대 잡음비는 10dB로 고정한다. 최대 비 전송을 기반으로 한 [10],[15]의 코드북은 항상 동 이득 전송을 기반으로 한 제안하는 코드북보다 성능이 우수하지만, 서론에서 기술한 바와 같이 실제시스템을 고려하였을 경우 동일 이득 전송을 기반으로 하는 LTE 코드북보다 각각 0.4 bps/Hz, 0.3 bps/Hz의 이득을 얻는데, 이는 LTE에서 지원하는 대역폭인 20MHz에서 이론상으로 최소 6Mbps 이상의 성능 개선을 의미한다. 더욱이 8-PSK 성운만을 코드북 인자로 가짐으로 구현 복잡도가 작을 뿐만 아니라 정상 상태 성능으로 빠르게 수렴함을 알 수 있다. 그림 5, 그림 6은 수신 안테나 수가 2 또는 4에서 신호 대 잡음비에 따른 채널 당 정상 상태 채널 용량을 보이는데, [15]의 차분 코드북, [10]의 차분 코드북, 제안하는 차분 코드북, 그리고 LTE release-8 코드북의 성능을 나타낸다. 제안하는 코드북은 최대 비 전송 기법보다 성능은 약간 저하되지만 동 이득 특성을 가지면서 LTE 코드북에 비해 각각 0.4 bps/Hz, 0.3 bps/Hz의 이득을 얻는데, 이는 LTE에서 지원하는 대역폭인 20MHz에서 이론상으로 최소 6Mbps 이상의 성능 개선을 의미한다. 한편, 시간 상관 계수  $\epsilon$ 이 0.999 (1km/hr)에서 0.872 (10km/hr)로 변화할 경우에도 그림 3~6과 비슷한 성능 곡선을 얻을 수 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 기존 LTE 및 LTE-A 시스템에서 권장하는 코드북 설계원칙을 그대로 따르는 이중계층 차분 코드북을 제안하였다. LTE 코드북과 동일하게 8-PSK 성운만을 차분 코드북의 인자로 사용함으로써 송수신부의 선부호화기 관련 구조의 복잡도를 낮추었고, LTE 코드북의 설계 조건인 constant modulus property, nested property 조건 또한 만족한다. 정상 상태의 채널 용량도 LTE 시스템의 코드북 보다 성능이 개선되는 것을 Monte-Carlo 기반의 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인하였다.

### References

[1] 3GPP, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation, Release 9.1.0.," 3GPP TS 36.211, 2010.  
 [2] D. J. Love, R. W. Heath Jr., and T. Strohmer,

"Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2735-2747, Oct. 2003.  
 [3] D. J. Love and R. W. Heath Jr., "Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 8, pp. 2967-2976, Aug. 2005.  
 [4] S. A. Jafar and S. Srinivasa, "On the optimality of beamforming with quantized feedback," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 12, pp. 2288-2302, Dec. 2007.  
 [5] D. J. Love and R. W. Heath, "Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 7, pp. 1102-1110, July 2003.  
 [6] C. R. Murthy and B. D. Rao, "Quantization methods for equal gain transmission with finite rate feedback," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 1, pp. 233-245, Jan. 2007.  
 [7] 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. 385, Yong Pyong, Korea, Feb. 2011.  
 [8] "3GPP LTE Release-8 V0.0.9: evolved packet system RAN," in 3GPP LTE, Dec. 2009.  
 [9] "IEEE P802.16m-2008 draft standard for local and metropolitan area network," in IEEE, Feb. 2008.  
 [10] T. Abe and G. Bauch, "Differential codebook MIMO precoding technique," in *Proc. IEEE GLOBECOM 2007*, pp. 3963-3968, Washington D.C., U.S.A., Nov. 2007.  
 [11] T. Kim, D. J. Love, B. Clerckx, and S. J. Kim, "Differential rotation feedback MIMO system for temporally correlated channels," in *Proc. IEEE GLOBECOM 2008*, pp. 1-5, New Orleans, U.S.A., Nov. 2008.  
 [12] 3GPP TSG RAN WG1, "WF on 8 Tx codebook," 3GPP R1-105011, Aug. 2010.  
 [13] IEEE, "Codebook design for IEEE 802.16m MIMO schemes," IEEE C802.16m-08/1182r1, 2008.

- [14] IEEE, "Differential feedback for IEEE 802.16m MIMO schemes," IEEE C802.16m-09/0058r3 2009.
- [15] T. Kim, D. J. Love, and B. Clerckx, "MIMO systems with limited rate differential feedback in slowly varying channels," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 1175-1189, 2011.
- [16] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix Computation*, 3<sup>rd</sup> Ed., Johns Hopkins University Press, 1994.

**박 노 윤** (Noe-yoon Park)



2007년 2월 충북대학교 정보통신공학과 학사 졸업  
2009년 2월 충북대학교 정보통신공학과 석사 졸업  
2009년 3월~현재 충북대학교 정보통신공학전공 박사과정  
<관심분야> 차세대이동통신시스템, LTE-A, MIMO

**김 영 주** (Young-ju Kim)



1988년 2월 고려대학교 전자전산공학과 학사 졸업  
1996년 2월 한국과학기술원 정보통신공학과 석사 졸업  
2001년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정  
1987년 11월~1993년 12월 (주)

금성사 평택연구소 연구원  
1996년 2월~1997년 2월 동경공업대학교 연구원  
2000년 4월~2000년12월 ETRI 위촉연구원  
2001년 1월~2003년 8월 (주)엘지전자 UMTS 시스템연구소 연구원  
2003년 9월~현재 충북대학교 전기·전자·정보·컴퓨터학부 부교수  
<관심분야> LTE-A, Distributed antenna system