

공간 채널 모델의 통계적 특성을 반영한 다중 랭크 코드북의 설계 및 성능 이득 평가

김창현*, 성원진^o

Design and Performance Gain Evaluation of a Multi-Rank Codebook Utilizing Statistical Properties of the Spatial Channel Model

Changhyeon Kim*, Wonjin Sung^o

요약

5G 이동무선통신에서 요구되는 증가된 데이터 속도를 제공하기 위한 핵심적인 기술 축은 대규모 어레이를 활용하는 MIMO 전송을 통한 주파수 효율의 향상이다. MIMO 전송을 위해서는 CSI-RS (channel state information-reference signaling)를 이용하는 채널 추정 및 추정 결과에 적합한 빔포밍이 필요하며, 따라서 빔포밍 벡터를 정의하는 코드북의 설계는 매우 중요한 이슈이다. 본 논문에서는 공간채널모델을 이용하여 생성된 채널의 통계적인 특성을 활용하여 DFT (discrete Fourier transform) 행렬 기반 다중 랭크 코드북의 설계 방안을 제안하였다. 제안 방식은 인접한 안테나 원소 간 위상차의 분포와 전송 레이어 별 선택되는 코드벡터의 특징을 고려하여 PMI (precoding matrix indicator)의 구조 변경을 하였으며, LTE (long-term evolution) 시스템에서 사용 중인 3GPP 표준 코드북과의 성능 비교를 통하여 제안 방식의 이득을 산출하고 검증하였다.

Key Words : 5G, MIMO, LTE, LTE-Advanced, codebook, SCM

ABSTRACT

A core technological base to provide enhanced data rates required by 5G mobile wireless communications is the improved bandwidth efficiency using massive multiple-input multiple-output (MIMO) transmission. MIMO transmission requires the channel estimation using the channel state information reference signaling (CSI-RS) and appropriate beamforming, thus the design of the codebook defining proper beamforming vectors is an important issue. In this paper, we propose a multi-rank codebook based on the discrete Fourier transform (DFT) matrix, by utilizing statistical properties of the channel generated by the spatial channel model (SCM). The proposed method includes a structural change of the precoding matrix indicator (PMI) by considering the phase difference distributions between adjacent antenna elements, as well as the selected codevector characteristics of each transmission layer. Performance gain of the proposed method is evaluated and verified by making the performance comparison to the 3GPP standard codebooks adopted by Long-Term Evolution (LTE) systems.

* 본 연구는 한국연구재단 중견연구자 지원사업 (과제번호 NRF-2014R1A2A2A01003558) 및 LG전자의 지원으로 수행되었습니다.

• First Author : Sogang University Department of Electronic Engineering, ssuperstar@sogang.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author : Sogang University Department of Electronic Engineering, wsung@sogang.ac.kr, 중신회원

논문번호 : KICS2016-05-090, Received May 10, 2016; Revised June 20, 2016; Accepted June 23, 2016

I. 서론

다양하고 용량이 큰 콘텐츠의 전송 필요성으로 인한 주파수 효율의 향상을 위해, 현재의 이동통신시스템에서는 다수개의 송수신 안테나를 사용하는 MIMO (multiple-input multiple-output) 시스템이 도입되어 활용되고 있다. 지금보다 더 많은 데이터 처리를 위해 5세대 이동통신에서는 기존 대비 더 빠른 전송속도가 요구되고 있으며, 이를 달성하기 위한 방안 중 하나로 송수신 안테나 개수를 크게 증가시킨 시스템이 활용될 예정이다^{1,2}. 송수신 안테나 개수의 증가는 곧 데이터의 전송률 증가를 의미하지만, 한편으로는 CSI-RS (Channel State Information - Reference Signaling) 오버헤드 역시 증가하기 때문에 데이터 전송에 필요한 자원이 줄어드는 단점이 존재하고, 채널 추정과 추정된 채널의 보고를 위한 피드백의 난이도도 비례적으로 증가한다. 또한 추정된 채널에 적합한 빔포밍을 수행하기 위한 코드벡터의 정의와 코드북의 설계는 증가된 송수신 안테나의 개수가 존재할 때 더욱 중요한 연구 이슈가 되었다³. 최근 이산 푸리에 변환 (Discrete Fourier Transform; DFT) 행렬을 활용하여 채널 상관도를 기반으로 하는 코드북이 설계되어 활용되고 있으며, 단말의 지리적 위치를 활용하는 방식이 제안되기도 하였다^{4,6}. 제한된 피드백 비트 수의 조건 하에서 빔포밍 성능 향상을 위한 연구가 진행되었으며⁶⁻⁸, 3GPP에서도 송수신 안테나 개수의 증가에 따른 진화된 빔포밍 방식이 계속적으로 제시되고 있다. LTE Release 8의 4-Tx 와 Release 10의 8-Tx 코드북 정의에 이어⁹, 현재 Release 13에서는 16-Tx 환경에서의 코드북 설계가 진행되고 있다¹⁰.

본 논문에서는 LTE 단말의 하향링크 전송 성능 개선을 위해 3D SCM을 이용하여 안테나 원소 간 위상차의 확률밀도함수 및 평균 상관도 등의 정보를 추출하고, 이와 같은 채널의 통계적인 특성을 활용하여 다중 랭크 전송 시 향상된 성능을 보이는 코드북을 제안한다. 또한 평균 채널 용량 측면에서 제안 코드북의 성능을 평가하고, LTE Release 8 및 Release 10에서 정의된 코드북의 성능과 비교하여, 그 이득을 정량적으로 제시한다. 논문의 II장에서는 시스템 모델과 채널의 통계적 특성을 설명하고, III장에서는 성능 비교 평가에 활용되는 기존 코드북을 소개한다. IV장에서는 제안 코드북을 제안한 후, V장에서 성능 평가 결과를 제시한다. VI장에서는 논문의 결론을 맺는다. A^H 와 A^T 는 각각 행렬 A 의 Hermitian 행렬과 전치행렬을

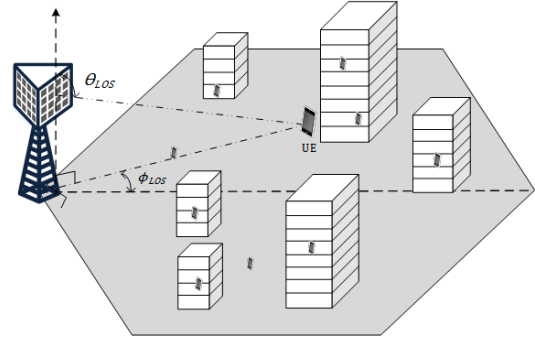


그림 1. 3D SCM 개념도
Fig. 1. Overview of 3D SCM.

의미한다.

II. 시스템 모델과 채널 특성

2.1 시스템 모델

본 논문에서는 3GPP의 표준문서 TR 36.873 문서^[11]에서 제시하는 3D SCM을 사용하여 채널을 형성한다. 그림 1은 3D SCM의 개념도를 나타내며, θ_{LOS} 와 ϕ_{LOS} 는 각각 단말기 (User Equipment; UE)와 기지국 사이의 천정각과 방위각을 의미한다. 3D SCM은 단말의 수평위치와 수직위치를 고려하여 채널을 형성하므로 실제 채널과 유사한 특성을 보인다. 본 논문에서는 3D SCM을 이용하여 생성하는 채널환경 중 UMa 시나리오를 선택하여 다중랭크 동작에서의 신호 모델을 사용하였다. K 개의 단말기가 존재하는 환경에서 N_R 개의 수신 안테나를 갖는 k 번째 단말기 ($i = 1, 2, \dots, K$)가 N_T 개의 송신 안테나 원소를 갖는 기지국으로부터 받는 신호 벡터 \mathbf{y}_k 는

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{x}_k + \sum_{l \neq k}^K \mathbf{H}_k \mathbf{W}_l \mathbf{x}_l + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

으로 나타낼 수 있으며, $\mathbf{H}_k = [\mathbf{h}_1^H \dots \mathbf{h}_{N_R}^H]^H$ 은 k 번째 단말기의 하향링크 채널 행렬로써, \mathbf{h}_n 은 n 번째 수신 안테나로 도달하는 하향링크 채널 벡터를 의미한다. $\mathbf{W}_k = [\mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_R]$ 은 k 번째 단말기의 빔포밍 행렬로써, \mathbf{w}_r 은 r 번째 전송 레이어를 위한 빔포밍 벡터이고, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_R]$ 은 송신데이터 벡터이며, 이때 R 은 전송 랭크를 의미하며 \mathbf{n}_k 는 분산이 N_0 인 k 번째 단말기의 가우시안 잡음 벡터이다. 또한 MMSE

신호검출기법에 의한 k 번째 단말의 합전송률 C 는

$$C = \sum_{r=1}^R C_r = \sum_{r=1}^R \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_r \mathbf{w}_r|^2}{\sum_{s \neq r} |\mathbf{h}_r \mathbf{w}_s|^2 + I^2} \right) \quad (2)$$

으로 표현되며, 이때 I^2 는 간섭 전력을 의미한다^[5,8,13]. 합 전송률을 최대로 하기 위해서는 증가된 신호 대 잡음 비 (signal-to-interference-plus-noise ratio; SINR)가 증가되어야 하므로, (2)를 최대화하는 빔포밍 벡터들은 최대 유사도 (Maximum likelihood) 검출을 포함하는 여타 방식에서도 유용하게 사용될 수 있다.

2.2 채널의 통계적 특성

그림 2는 교차 편파 안테나의 구조를 나타는 개념도이다. 교차 편파 구조 안테나는 반시계방향으로 -45° 기울어진 RHCP (right hand circularly polarized antenna)라 불리는 단일 편파 구조 안테나와, 반시계 방향으로 45° 기울어진 LHCP (left hand circularly polarized antenna)라 불리는 단일 편파 구조 안테나의 결합으로 이루어져 있다. 각각의 단일 편파 안테나는 수평방향으로 N_H 개, 수직방향으로 N_V 개의 안테나 원소가 존재하며, 교차 편파 구조의 전송환경에서 송신안테나의 개수는 $N_T = 2N_H \times N_V$ 이고, 단일 편파 구조의 전송환경에서는 송신안테나의 개수가 $N_T = N_H \times N_V$ 이다. d_H 와 d_V 는 각각 수평 및 수직 안테나의 간격을 의미한다. 안테나 어레이에서 안테나 원소를 좌표 (v, h) 으로 표시하며, v 는 $(1 \leq v \leq N_V)$ 수직좌표, h 는 $(1 \leq h \leq N_H)$ 수평좌표를 뜻한다. 본

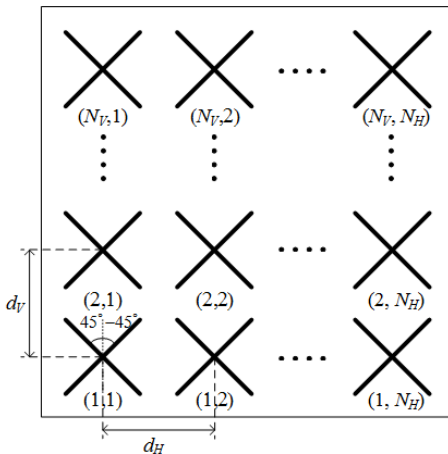


그림 2. 2차원 교차 편파 안테나 구조
Fig. 2. 2-dimensional cross polarization antenna structure

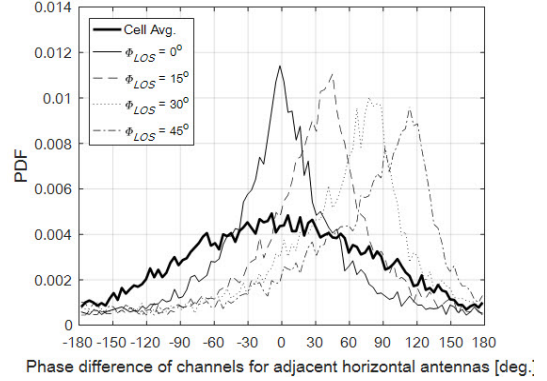


그림 3. 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따른 수평인접 안테나의 채널성분 간 위상차 δ 의 확률밀도함수
Fig. 3. PDF of phase difference δ of channels for adjacent horizontal antennas for UE azimuth angle Φ_{LOS}

논문에서는 수평 안테나 어레이를 위한 요소 코드북 설계에 초점을 맞추어 논의를 진행하며, 수직 안테나 어레이의 경우 유사한 방법으로 코드북 설계가 가능하다. 수평 및 수직 방향 요소 코드북이 존재하는 경우, 2차원 안테나 전체 어레이를 위한 빔포밍은 요소 코드벡터들의 Kronecker 곱을 활용하는 방식이 다수의 논문에서 소개되어 있다^[5,12].

주어진 수신 안테나에 대해, 단일 편파 구조의 송신 안테나 $(1, k)$ 에서 생성된 채널성분 $h_{1, k}$ ($1 \leq k \leq N_H$)의 위상을 $\angle h_k$ 라고 할 때, 인접한 수평 채널성분 간의 위상차는 $\delta_k = \angle h_{k+1} - \angle h_k$ ($1 \leq k \leq N_H - 1$)이고, 그 평균 위상차는

$$\delta = \frac{1}{(N_H - 1)} \sum_{k=1}^{N_H - 1} \delta_k \quad (3)$$

이다.

그림 3은 주어진 단말의 수신안테나에 대해, 송신 안테나의 개수가 4인 ($N_T = 4, N_H = 4, N_V = 1$) 단일 편파 송신안테나에서 생성된 인접한 수평 채널성분 간의 위상차의 평균 δ 를 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 관하여 확률밀도함수로 나타내었다. 확률밀도함수가 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따라 특정한 위상차 분포가 존재함을 확인할 수 있으며, 이는 단말의 지리적 위치, 즉 공간상의 단말의 방위각 Φ_{LOS} 를 알면 안테나 위상차분포를 통해 채널 성분의 특징을 추정할 수 있음을 의미한다.

III. LTE 표준 코드북

3.1 LTE Release 8 코드북

3GPP Release 8에서 정의된 LTE 4-Tx 코드북의 경우, 4 비트 피드백을 활용하며 Householder 행렬을 사용하여

$$\mathbf{W}_n = \mathbf{I} - \frac{2\mathbf{u}_n\mathbf{u}_n^H}{\mathbf{u}_n^H\mathbf{u}_n} \quad (4)$$

와 같이 생성된다. \mathbf{u}_n 은 $\{\pm 1, \pm(1+j)/\sqrt{2}, \pm j, \pm(1-j)/\sqrt{2}\}$ 중 선택된 4개의 원소로 구성되는 벡터이고($n=0, 1, \dots, 15$) \mathbf{I} 는 4×4 항등행렬이며, 생성된 코드북 \mathbf{W}_n 의 열벡터들은 각 전송 레이어별 코드벡터가 된다.

3.2 LTE-Advanced Release 10 코드북

LTE-Advanced Release 10 코드북은 이산 푸리에 변환 (discrete Fourier transform; DFT) 행렬을 활용하여 설계되었다. 코드북 \mathbf{W} 는 상대적으로 긴 주기마다 피드백을 통해 정해지는 long-term 코드북 \mathbf{W}_1 과 상대적으로 짧은 주기마다 피드백을 통해 단말의 코드벡터를 결정하는 precoder matrix indicator (PMI) \mathbf{W}_2 의 연산을 통해 이루어진 $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1\mathbf{W}_2$ 이중 코드북구조로 이루어져있다. LTE-Advanced Release 10 코드북은 4×32 의 DFT행렬 $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_0 \mathbf{b}_1 \dots \mathbf{b}_{31}]$ 를 활용하여 정의되며

$$\mathbf{b}_k = [1 \ \rho^k \ \rho^{2k} \ \rho^{3k}]^T, \ \rho = e^{(j2\pi k/32)}, \ k = 0, 1, \dots, 31 \quad (5)$$

이고 연속된 4개의 \mathbf{b}_k 집합으로 구성되는

$$\mathbf{X}^k = [\mathbf{b}_{2k} \ \mathbf{b}_{2k+1} \ \mathbf{b}_{(2k+2)\text{mod}32} \ \mathbf{b}_{(2k+3)\text{mod}32}], \quad k = 0, 1, \dots, 15 \quad (6)$$

이 있을 때, long-term 코드북 \mathbf{W}_1 의 구조는 $\mathbf{W}_1 = [\mathbf{X}^k \ 0; 0 \ \mathbf{X}^k]$ 로 정의된다. ($k=0, 1, \dots, 15$)

PMI \mathbf{W}_2 는 선택된 long-term 코드북 \mathbf{W}_1 에서 각각의 레이어에 해당하는 코드벡터를 지정하며, RHCL과 LHCL의 교차 위상차를 결정한다. 랭크 2의 경우

$$\mathbf{W}_2 \in \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_1 - \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ j\mathbf{Y}_1 - j\mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \right\}$$

$$(\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2) \in \{(\tilde{\mathbf{e}}_1, \tilde{\mathbf{e}}_1), (\tilde{\mathbf{e}}_2, \tilde{\mathbf{e}}_2), (\tilde{\mathbf{e}}_3, \tilde{\mathbf{e}}_3), (\tilde{\mathbf{e}}_4, \tilde{\mathbf{e}}_4), (\tilde{\mathbf{e}}_1, \tilde{\mathbf{e}}_2), (\tilde{\mathbf{e}}_2, \tilde{\mathbf{e}}_3), (\tilde{\mathbf{e}}_1, \tilde{\mathbf{e}}_4), (\tilde{\mathbf{e}}_2, \tilde{\mathbf{e}}_4)\}$$
(7)

과 같이 PMI가 결정되며, $\tilde{\mathbf{e}}_n$ 은 n 번째 원소가 1이고 나머지 원소가 0인 4×1 인 벡터로써($n=1, 2, 3, 4$) \mathbf{W}_1 의 4개의 코드벡터 중 하나의 코드벡터를 선택하는 역할을 한다. 또한, 교차 위상차를 1 또는 j 의 값 중 한가지로 선택하여 1비트를 할당하였으며 ($\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2$) 조합에 3비트를 할당한다.

IV. 제안 코드북

그림 3을 통하여 단일 편파 안테나의 인접 안테나 위상차의 확률밀도함수가 균일하지 않고 단말의 위치를 나타내는 ϕ_{LOS} 에 따라 특정 값에 많이 분포되어 있는 것을 확인하였다. 이는 단말의 위치 정보를 알고 있을 때, DFT 행렬에서 특정 벡터를 선택하여 활용시 동일한 피드백 비트 수에 대해 성능을 향상시킬 수 있음을 의미한다. 제안 코드북은 Release 10 코드북과 동일한 DFT 행렬 및 $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1\mathbf{W}_2$ 의 이중 구조로 설계하되, 채널 위상 분포의 특성을 반영하여 코드벡터를 지정한다. Release 10 코드북의 경우 long-term 코드북 \mathbf{W}_1 의 범주 안에서 정해진 $(\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2)$ 의 조합에 따라 레이어마다 코드벡터를 결정한다. 이는 각 레이어 별 코드벡터의 선택이 \mathbf{W}_1 내에서 제한되는 단점이 존재한다. 제안 코드북의 경우 Release 10에서 정의된 4×32 DFT 행렬을 활용하되 PMI인 \mathbf{W}_2 의 구조적 변경을 통하여 성능의 향상을 이루는 것이 목적이다.

우선 Release 10에서 정의된 4×32 DFT 행렬을 이용하여 MMSE 검출기법에 의한 합전송률 C 가 최대가 되는 전체탐색 방식을 통해 코드벡터 선정의 경향성을 확인한다. 랭크 2에서 전체탐색 방식은

$$(\mathbf{c}_{k^*}, \mathbf{c}_{l^*}) = \arg \max_{\mathbf{c}_k, \mathbf{c}_l} [\log_2(1 + \frac{|\mathbf{h}_1 \mathbf{c}_k|^2}{|\mathbf{h}_1 \mathbf{c}_l|^2 + I^2}) + \log_2(1 + \frac{|\mathbf{h}_1 \mathbf{c}_l|^2}{|\mathbf{h}_1 \mathbf{c}_k|^2 + I^2})], \quad k, l = 0, 1, \dots, 31 \quad (8)$$

이며, I^2 는 간섭 전력을 의미하고 \mathbf{c}_i 는 4×32 DFT 행

렬의 열벡터 \mathbf{b}_i 를 이용하여 만든 코드벡터이고, \mathbf{c}_k 와 \mathbf{c}_k^* 은 각각 첫 번째와 두 번째 레이어의 코드벡터이며, \mathbf{c}_{k^*} 와 \mathbf{c}_k^* 은 전체탐색방식에서 구한 첫 번째 와 두 번째 레이어의 코드벡터이다.

그림 4는 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따라 단일 편파 송신안테나 전송에서의 전체탐색 방식으로 구한 레이어 별 코드벡터 간 상대적 거리의 확률밀도함수를 나타낸다. 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따라 다소 차이가 존재하지만 단말의 레이어별 코드벡터 사이의 상대적 거리는 주로 8, 16, 24의 값을 갖는다. 3GPP Release 10에서 정의된 4×32 DFT 행렬은 열벡터의 상대적 거리가 8의 배수가 될 때 서로 직교하도록 설계 되었다는 점에서 전체탐색 방식으로 선정되는 단말의 레이어별 코드벡터는 높은 확률로 서로 직교적인 관계에 있다는 점을 알 수 있다.

교차 편파 송신안테나를 사용하는 전송환경에서도 단일 편파 송신안테나를 사용하는 전송과 같은 양상을 보인다는 것을 그림 5를 통하여 확인할 수 있다. 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따라 교차 편파 송신안테나 전송환경의 전체탐색 방식으로 구한 레이어별 코드벡터 사이의 상대적 거리를 살펴보면 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따라 차이는 존재하지만 코드벡터 사이의 상대적 거리의 값은 주로 16, 8, 24의 순서를 보인다. 교차 편파 송신안테나에서 역시 단말의 레이어별 코드벡터는 서로 직교적인 관계를 갖도록 선택되는 것을 알 수 있다. 이는 MMSE 검출기법에 의한 합전송률 C 를 높

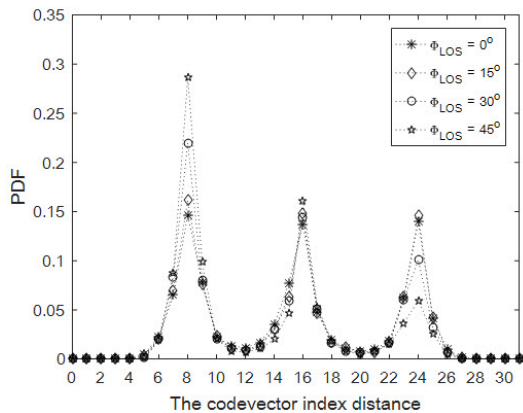


그림 4. 단일 편파 송신안테나에서 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따른 전체탐색 방식의 레이어간 코드벡터 인덱스 간 상대적 거리의 확률밀도함수
Fig. 4. PDF of the codevector index distance of full search scheme for UE azimuth angle Φ_{LOS} using co-polarization transmit antenna arrays

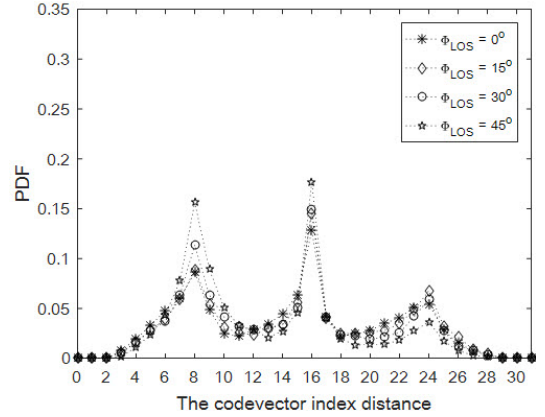


그림 5. 교차 편파 송신안테나에서 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따른 전체탐색 방식의 레이어간 코드벡터 인덱스 간 상대적 거리의 확률밀도함수
Fig. 5. PDF of the codevector index distance for UE azimuth angle Φ_{LOS} using cross polarization transmit antenna arrays

이기 위한 방법으로 레이어별 코드벡터가 직교적으로 배치한다. 직교적으로 배치한 코드벡터는 (8)에서 간섭의 크기를 줄여 합전송률을 증가시키는 효과가 있다.

제안 코드북은 그림 4와 그림 5의 경향을 반영하여 PMI \mathbf{W}_2 의 구조적 변경을 통해 합전송률 성능의 개선을 이룰 수 있다. 제안 코드북의 첫 번째 레이어의 코드벡터 \mathbf{w}_1 과 두 번째 레이어의 코드벡터 \mathbf{w}_2 의 관계를 $\mathbf{w}_2 = \beta_k \mathbf{w}_1$ 으로 나타내며, 이때 β_k 는 첫 번째 레이어의 코드벡터 \mathbf{w}_1 와 두 번째 레이어의 코드벡터 \mathbf{w}_2 의 인덱스 간 상대적 거리 k 에 해당하는 행렬로써

$$\beta_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho^k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho^{2k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \rho^{3k} \end{bmatrix}, \rho = e^{j\frac{2\pi}{32}k}, k=0, 1, \dots, 31 \quad (9)$$

표 1. 단일 편파 송신안테나에서 피드백 비트수 Q 에 따른 제안 코드북의 PMI 구조
Table 1. PMI structure of the proposed codebook using Q feedback bits for co-polarization transmit antenna arrays

feedback bits	\mathbf{Y}_1	β_k
$Q=2$ $\begin{pmatrix} Q_1=2 \\ Q_2=0 \\ Q_3=0 \end{pmatrix}$	$\mathbf{Y}_1 \in \{\tilde{\mathbf{e}}_1, \tilde{\mathbf{e}}_2, \tilde{\mathbf{e}}_3, \tilde{\mathbf{e}}_4\}$	β_8
$Q=3$ $\begin{pmatrix} Q_1=2 \\ Q_2=1 \\ Q_3=0 \end{pmatrix}$	$\mathbf{Y}_1 \in \{\tilde{\mathbf{e}}_1, \tilde{\mathbf{e}}_2, \tilde{\mathbf{e}}_3, \tilde{\mathbf{e}}_4\}$	$\beta_k \in \{\beta_8, \beta_{16}\}$

로 나타낸다. 이는 Release 10 코드북 구조의 확장형으로, $\beta_k \in \{\beta_0, \beta_1, \beta_2, \beta_3\}$ 일 때 Release 10 코드북과 동일한 구조가 된다.

제안 코드북은 PMI \mathbf{W}_2 의 피드백 비트수 $Q = Q_1 + Q_2 + Q_3$ 에 따라 가변적으로 구조를 바꾸어 사용할 수 있으며, Q_1, Q_2, Q_3 는 각각 $\mathbf{Y}_1, \beta_k, \alpha$ 의 위상차를 선택하는데 사용되는 비트수를 의미한다.

4.1 단일 편파 송신안테나

안테나 개수가 4인 단일 편파 송신안테나의 경우 long-term 코드북 \mathbf{W}_1 을 $\mathbf{W}_1 = \mathbf{X}^k$ 로 변경하고, PMI $\mathbf{W}_2 = (1/\sqrt{2}) [\mathbf{Y}_1 \mathbf{Y}_2]$ 의 구조로 변경하여 단일 편파 구조의 안테나에 적용되는 코드북으로 사용할 수 있다. 이 때 제안 코드북의 PMI \mathbf{W}_2 는

$$\mathbf{W}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{Y}_1 \ \beta_k \mathbf{Y}_1], \mathbf{Y}_1 \in \{\tilde{\mathbf{e}}_1, \tilde{\mathbf{e}}_2, \tilde{\mathbf{e}}_3, \tilde{\mathbf{e}}_4\} \quad (10)$$

으로 나타내며, 표 1은 그림 4의 결과를 반영한 피드백 비트수 Q 에 따라 달라지는 PMI \mathbf{W}_2 의 구조를 나타낸다. $Q=3$ 인 경우 Q_1 에 2비트가 할당되어 long-term 코드북 \mathbf{W}_1 에서 4개의 코드벡터 중 하나의 코드벡터를 첫 번째 레이어의 코드벡터 \mathbf{w}_1 으로 선정하고, Q_1 에 1비트가 할당되었기 때문에 β_k 는 β_8 와 β_{16} 중 하나의 값을 선택하여 두 번째 레이어의 코드벡터 $\mathbf{w}_2 = \beta_k \mathbf{w}_1$ 로 정하게 된다.

표 2. 교차 편파 송신안테나에서 피드백 비트수 Q 에 따른 제안 코드북의 PMI 구조
Table 2. PMI structure of the proposed codebook using Q feedback bits for cross polarization transmit antenna arrays

feedback bits	\mathbf{Y}_1	β_k	α
$Q=3$ $\begin{pmatrix} Q_1=2 \\ Q_2=0 \\ Q_3=1 \end{pmatrix}$	$\mathbf{Y}_1 = \tilde{\mathbf{e}}_n$ ($n=1,2,3,4$)	β_{16}	$\alpha \in \{1, j\}$
$Q=4$ $\begin{pmatrix} Q_1=2 \\ Q_2=1 \\ Q_3=1 \end{pmatrix}$	$\mathbf{Y}_1 = \tilde{\mathbf{e}}_n$ ($n=1,2,3,4$)	$\beta_k \in \{\beta_8, \beta_{16}\}$	$\alpha \in \{1, j\}$
$Q=5$ $\begin{pmatrix} Q_1=2 \\ Q_2=1 \\ Q_3=2 \end{pmatrix}$	$\mathbf{Y}_1 = \tilde{\mathbf{e}}_n$ ($n=1,2,3,4$)	$\beta_k \in \{\beta_8, \beta_{16}\}$	$\alpha \in \{\pm 1, \pm j\}$

4.2 교차 편파 송신안테나

안테나 개수가 8인 교차 편파 송신안테나의 경우, long-term 코드북 \mathbf{W}_1 과 PMI \mathbf{W}_2 를

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{X}^k & 0 \\ 0 & \mathbf{X}^k \end{bmatrix}, \mathbf{W}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \mathbf{Y}_2 \\ \alpha \mathbf{Y}_1 & -\alpha \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

의 구조로 변경하면 교차 편파 구조의 안테나 어레이에 적용되는 코드북으로 사용할 수 있다. 이때, α 는 교차 위상차를 의미하고 1, $j, -1, -j$ 중 하나의 값을 갖는다. 제안 코드북의 PMI \mathbf{W}_2 는

$$\mathbf{W}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & \beta_k \mathbf{Y}_1 \\ \alpha \mathbf{Y}_1 & -\alpha \beta_k \mathbf{Y}_1 \end{bmatrix}, \mathbf{Y}_1 \in \{\tilde{\mathbf{e}}_1, \tilde{\mathbf{e}}_2, \tilde{\mathbf{e}}_3, \tilde{\mathbf{e}}_4\} \quad (12)$$

로 나타내며, 표 2는 그림 5의 결과를 반영한 피드백 비트수 Q 에 따라 달라지는 PMI \mathbf{W}_2 의 구조를 나타낸다. $Q=4$ 인 경우에 Q_1 에 2비트가 할당되어 long-term 코드북 \mathbf{W}_1 에서 4개의 코드벡터 중 하나의 코드벡터를 첫 번째 레이어의 코드벡터 \mathbf{w}_1 으로 선정하고, Q_2 에 1비트가 할당되어 β_k 는 β_8 와 β_{16} 중 하나의 값을 선택하여 두 번째 레이어의 코드벡터 $\mathbf{w}_2 = \beta_k \mathbf{w}_1$ 를 선정한다. 또한, Q_3 에 1비트가 할당되어 α 는 1과 j 중 한 가지 값을 갖는다.

V. 성능평가

본 논문은 2개의 수신안테나를 가지는 단말이 4개의 단일 편파 구조의 송신안테나를 가진 전송환경과 8개의 교차 편파 구조의 송신안테나를 가진 전송환경인 2가지 경우에 대하여 제안 코드북과 LTE Release 8 코드북, LTE-Advanced Release 10 코드북의 성능을 비교하였다. 성능평가에 사용한 채널 환경은 3D SCM의 UMa 시나리오이고 성능평가의 지표로써 레이 어간 간섭의 영향이 고려된 합전송률 C 를 사용하였으며 사용한 파라미터는 표 3과 같다.

5.1 단일 편파 송신안테나

단일 편파 안테나 구조의 송신의 경우 LTE Release 8 코드북과 LTE-Advanced Release 10 코드북을 사용할 수 있으며, LTE-A Release 10 코드북은 단일 편파 구조 안테나의 제안 코드북의 동작과 같이 long-term 코드북 $\mathbf{W}_1^k = \mathbf{X}^k$ 으로 PMI

표 3. 성능평가 시뮬레이션 파라미터
Table 3. Simulation parameters for performance evaluation

파라미터	값
셀 구조	19셀 3섹터
기지국 간 거리	500 m
경로 감쇄	3D SCM UMa 시나리오
중심주파수	2GHz
송신 안테나 개수 N_T	4(단일 편파 구조) 8(교차 편파 구조)
수신 안테나 개수 N_R	2
인접송신 안테나간 거리	0.5λ (2λ)
인접수신 안테나간 거리	0.25λ (0.5λ)
기지국의 높이	25 m

$\mathbf{W}_2 = (1/\sqrt{2}) [\mathbf{Y}_1 \mathbf{Y}_2]$ 으로 구조를 변경하여 4-Tx 단일 편파 구조의 안테나에서 동작하는 코드북으로 바꾸어 평가하였다. \mathbf{Y}_1 과 \mathbf{Y}_2 조합에 2비트를 할당하여 $(\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2)$ 은 $\{(\tilde{e}_1, \tilde{e}_2), (\tilde{e}_2, \tilde{e}_3), (\tilde{e}_1, \tilde{e}_4), (\tilde{e}_2, \tilde{e}_4)\}$ 중 하나의 값을 가지며, PMI \mathbf{W}_2 의 피드백 비트수는 2가 된다.

그림 6은 $N_T = 4, N_R = 2$ 인 환경에서 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따라 달라지는 합전송률 C 의 크기를 나타

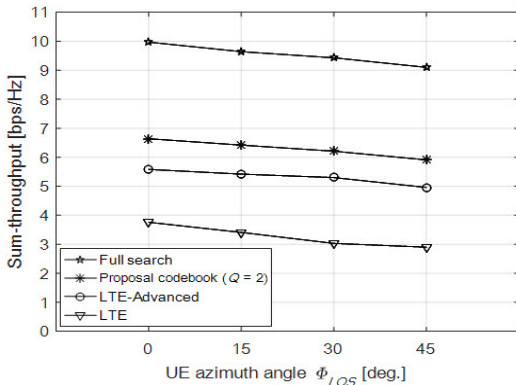


그림 6. 단일 편파 구조 송신안테나에서 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따른 코드북 성능평가
Fig. 6. Evaluation of codebook performance for specific UE azimuth angle Φ_{LOS} using co-polarization transmit antenna arrays

낸다. 동일한 PMI 피드백 비트수에서 제안 코드북의 성능이 LTE-Advanced Release 10 코드북에 비해 우수하다.

5.2 교차 편파 송신안테나

교차 편파 안테나 구조의 송신의 경우 LTE-A Release 10 코드북과 제안 코드북을 비교할 수 있다. 그림 7은 $N_T = 8, N_R = 2$ 인 환경에서 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따라 달라지는 합전송률 C 의 크기를 나타낸다. 동일한 PMI 피드백 비트수에서 제안 코드북의 성능이 LTE-Advanced Release 10 코드북에 비해 우수하며, 제안 코드북의 PMI 비트수 $Q = 3$ 인 경우에도 PMI 피드백 비트수가 4인 LTE-Advanced Release 10

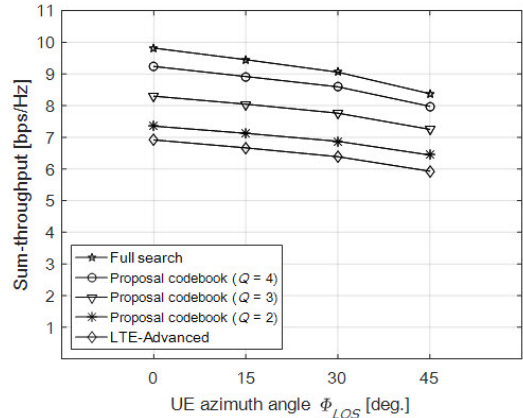


그림 7. 교차 편파 구조 송신안테나에서 단말의 방위각 Φ_{LOS} 에 따른 코드북 성능평가
Fig. 7. Evaluation of codebook performance for specific UE azimuth angle Φ_{LOS} using cross-polarization transmit antenna arrays

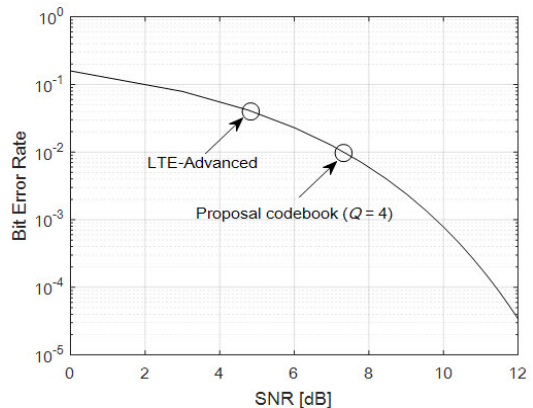


그림 8. MMSE 검출방식에 의한 BER성능 (QPSK 변조)
Fig. 8. BER performance of the MMSE receiver (QPSK modulation)

코드북에 비해 합전송률 C 의 크기가 크다는 것을 알 수 있다. 또한 제안 코드북의 PMI 피드백 비트수 Q 가 커질수록 전체탐색 방식의 성능에 가까워지는 경향을 보인다.

그림 8은 (2)의 간섭의 전력 I 를 특정 크기로 고정시킨 상황에서 QPSK변조의 MMSE검출의 BER (bit error rate)을 나타낸 그림이다. 동일한 4비트 PMI 피드백 조건에서 Release 10의 LTE-Advanced 코드북과 제안 코드북을 비교하였을 때, 제안 코드북의 경우가 Release 10 LTE-Advanced 코드북과 비교하였을 때 평균 SNR이 높기 때문에 성능이 더 좋은 것을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문은 3D SCM을 이용하여 생성한 채널의 통계적인 특성을 이용하여 long-term 코드북 W_1 과 PMI W_2 의 구조적 변경을 통해 다중랭크 동작의 코드북을 제안하였으며, 3D SCM의 UMa 시나리오에서 랭크 2에서 동작하는 LTE Release 8 코드북, LTE-Advanced Release 10 코드북과 제안 코드북의 성능평가를 진행하였다. 그 결과 단말이 방위각 ϕ_{LOS} 에 있을 때 동일한 PMI 피드백 비트수에서 단일 편파 송신안테나를 사용하는 전송환경에서는 18%의 합전송률의 증가를 이루었으며, 교차 편파 송신안테나를 사용하는 전송환경에서는 17%의 합전송률의 이득을 나타내었다. 또한 제안 코드북의 경우 PMI W_2 의 피드백 비트수를 경우에 따라 가변적으로 바꾸어 사용 가능하다는 장점이 있다.

References

[1] J. Ahn and P. Song, "Further development perspectives of 5G mobile communications (3GPP 기반 5G 이동통신 기술 발전 전망)," *KICS*, vol. 30, no. 5, pp. 37-50, Dec. 2013.

[2] D. Kim, A. Park, and C. Kang, "Vision and Strategy for 5G mobile communications (5G 이동통신 비전 및 추진전략)," *KICS*, vol. 30, no. 5, pp. 3-11, Dec. 2013.

[3] C. Lim, T. Yoo, B. Clerckx, B. Lee, and B. Shim, "Recent trend of multiuser MIMO in LTE-advanced," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, no. 3, pp. 127-135, Mar. 2013.

[4] T. Shuang, *et al.*, "Design and evaluation of LTE-Advanced double codebook," in *Proc. VTC-spring 2011*, pp. 1-5, Yokohama, JPN, May 2011.

[5] Y. Han, X. Li, Y. Huang, L. Jiang, and G. Wang, "Design of double codebook based on 3D dual-polarized channel for multiuser MIMO system," *EURASIP J. Advances in Signal Processing*, vol. 2014, no. 1, Dec. 2014.

[6] X. Yun, *et al.*, "Investigation of optimum double codebook design for downlink MIMO in LTE-A," in *Proc. VTC-spring 2011*, pp. 1-5, Budapest, Hungary, May 2011.

[7] Y. Dai, *et al.*, "A PMI feedback scheme for downlink multi-user MIMO based on dual-codebook of LTE-advanced," in *Proc. VTC-Fall 2012*, pp. 1-5, Quebec City, Canada, Sept. 2012.

[8] T. Hiltunen, M. Lampinen, and M. Valkama, "Codebook design and link level performance of closed-loop 4x2 MIMO in HSDPA," in *2013 IEEE Int. Wirel. Symp. (IWS)*, Beijing, China, Apr. 2013.

[9] 3GPP, *Evolved universal terrestrial radio access, (E-UTRA); Physical channels and modulation*, 3GPP TS 26.211 v10.7.0(2013), Retrieved April 27, 2016, from http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.211/36211-a70.zip

[10] R1-156217, *WF on class A and class B CSI reporting for EB/FD-MIMO*

[11] 3GPP, *Technical specification group radio access network; Study on 3D channel model for LTE*, 3GPP TR. 36.873 v12.2.0(2015), Retrieved April 27, 2016, from http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.873/36873-c20.zip

[12] Y. Xie, *et al.*, "A limited feedback scheme for 3D multiuser MIMO based on Kronecker product codebook," in *2013 IEEE 24th Int. Symp. PIMRC*, pp. 1130-1135, London, UK, Sept. 2013.

[13] J. Ahn, D. Lee, C. Park, H. Kim, and J. Chung, "Code-book based beamforming techniques for improving SIR," *J. KICS*, vol. 15, no. 8, pp. 1469-1476, Aug. 2015.

김 창 현 (Changhyeon Kim)



2015년 2월 : 서강대학교 전자
공학과 졸업
2015년 3월~현재 : 서강대학교
전자공학과 석사과정
<관심분야> 빔포밍, MIMO,
5G

성 원 진 (Wonjin Sung)



1990년 2월 : 서울대학교 전자
공학과 졸업
1992년 5월 : Univ. of Michigan
(EECS) 석사
1995년 12월 : Univ. of Michigan
(EECS) 박사
1996년 1월~2000년 8월 : Hughes
Network Symstem사 책임연구원
2000년 9월~현재 : 서강대학교 전자공학과 교수
<관심분야> 이동무선통신, MIMO