

논문 2011-48TC-5-2

LTE-Advanced 시스템의 선부호화된 상향 링크 성능 분석

(Performance Analysis of Precoded LTE-Advanced Uplink System)

김 상 구*, 이 신*, 김 영 주**

(Sang Gu Kim, Xun Li, and Young Ju Kim)

요 약

LTE-Advanced 시스템은 하향링크에서 1Gbps 상향링크에서 500Mbps 데이터 송신율을 목표로 한다. 이는 100MHz 이상의 스펙트럼 할당과 상향링크에서의 진보한 MIMO 안테나 기법에 의해 이루어진다. 본 논문은 LTE-A에서 정의하는 SC-FDMA 시스템 모델에서 LTE 하향링크의 코드북, SVD 코드북, EGT 코드북을 포함하는 상향링크 선부호화 기법을 분석한다. 마지막으로 SC-FDMA 기법에서도 발생하는 PAPR을 컴퓨터 시뮬레이션으로 분석하여, 비선형 전력 증폭기를 송신부에 고려한 채널 모델에서 동 이득 전송 기법이 다른 선 부호화 기법보다 우수함을 증명한다.

Abstract

LTE-Advanced aims at peak data rates of 1Gbits/s for the downlink and 500 Mbits/s for the uplink, which can be accomplished only by using wide spectrum allocation of 100MHz as well as advanced multiple input multiple output antenna techniques to the uplink. This paper analyzes the uplink precoding techniques which include LTE codebook of downlink, singular value decomposition codebook, and equal gain transmission codebook over LTE defined single carrier frequency division multiplexing systems. Finally considering nonlinear transmit power amplifier model, it is shown that link-level performance of EGT is superior to those of any other precoding schemes.

Keywords : LTE-A, SC-FDMA, Closed-loop MIMO, PAPR

I. 서 론

3GPP (3rd generation partnership project)에서 논의 중인 LTE-Advanced (long-term evolution advanced, LTE-A) 시스템은 100MHz의 대역폭을 이용하면서 하향링크에서는 1Gbps, 상향링크 (uplink)에서는 500Mbps의 최대 데이터 전송률을 목표로 한다^[1]. LTE-A는 LTE Rel-8과 마찬가지로 하향링크에서는 OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) 기법을 이용하고, 상향링크에서는 PAPR

(peak-to average power ratio)을 줄이기 위해 SC-FDMA (single-carrier frequency division multiple access) 기법을 적용한다. 이 때, 기존 LTE Release-8 상향링크 시스템은 단일 송신 안테나 포트를 사용하기 때문에 선부호화 (precoding)를 수행하지 않는 반면, LTE-A release-10 공식 표준문서에서는 상향링크 시스템에서 2 또는 4개의 송신 안테나 포트 사용에 대한 표준안이 기술되어 있어, 선부호화 수행이 가능해졌다^[2~3].

채널 상태 정보 (channel state information, CSI)를 이용한 선부호화 과정은 송신 다이버시티 이득을 획득할 수 있는 장점이 있으나, 완벽한 채널 상태 정보를 송신단으로 피드백하는 것은 불가능하기 때문에 실용적인 측면에서는 선부호화 행렬을 잘 설정할 수 있도록 부분적인 채널 정보로 구성된 코드북 (codebook)의 선부호화 행렬 인덱스 (precoding matrix index, PMI)를 피드

* 학생회원, ** 정회원, 충북대학교 정보통신공학과
(School of Information and Commun. Engineering,
Chungbuk National University)

※ 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2010-0002702).

접수일자: 2011년2월1일, 수정완료일: 2011년5월17일

백하여 송신단에서의 선부호화 과정을 수행하도록 한다^[4~6]. 본 논문에서는 LTE Rel-8 하향링크에서 정의된 코드북^[2~3], 특히 값 분해 (singular value decomposition, SVD) 기반의 코드북^[7], 그리고 동 이득 전송 (equal gain transmission, EGT) 기반의 코드북^[8]을 SC-FDMA 시스템의 선부호화 과정에 적용하여 발생하는 PAPR 및 비트 오류율 (bit error rate, BER)을 확인한다. 또한, SC-FDMA 시스템의 서로 다른 부반송파 매핑 기법에서 Monte-Carlo 시뮬레이션을 각각 수행, 각 코드북에 따라 발생하는 PAPR을 비교하고 이를 분석한다. 마지막으로 상향링크에서 반드시 고려해야 할 비선형 전력 증폭기 모델에서 선부호화를 적용한 SC-FDMA의 링크 레벨 성능을 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델을 소개한다. III장에서는 LTE-A 상향링크 시스템의 선부호화 방법을 설명하고, IV장에서는 선부호화된 SC-FDMA 신호의 PAPR을 분석한다. V장에서는 컴퓨터 시뮬레이션으로 링크레벨 성능 결과를 기술한다. 마지막으로 VI장에서 본 논문의 결론을 서술한다.

II. 시스템 모델

LTE-A 상향링크에서는 휴대 단말기의 전력이 제한 되기 때문에, PAPR을 줄이기 위한 SC-FDMA 기법이 적용된 OFDMA 기법은 독립적으로 변조된 다수의 부반송파들이 더해져 신호의 진폭 차가 크게 발생하여 높은 PAPR을 얻지만, SC-FDMA는 OFDMA에서 N -point DFT 블록이 추가된 형태로, DFT 확산과 IFFT 두 연산이 서로를 상쇄 (cancellation)시켜 단일 반송파 시스템과 동일하게 되기 때문에 OFDMA보다 PAPR이

낮은 장점을 갖는다^[9]. LTE-A 상향링크의 MIMO SC-FDMA 모델은 그림 1과 같다. 입력신호 $s(m)$ 는 N -point DFT를 통해 아래 수식과 같이 주파수 영역으로 변환된다^[10].

$$S[k] = \sum_{m=0}^{M-1} s(m)e^{-j2\pi km/M} \quad (1)$$

이 때, k, m 은 $(0 \leq (k,m) \leq M-1)$ 이고, M 은 DFT 크기이다. 본 논문에서는 rank를 1로 가정하고, DFT 변환된 주파수 영역의 신호를 대문자로 표기한다. 따라서 이하의 $S[k]$, $H_{i,j}[k]$ 는 스칼라 값, $W[k]$, $\underline{S}[k]$, $Y[k]$, $N[k]$, $Z[k]$ 는 벡터, $H[k]$ 는 행렬을 의미한다. $S[k]$ 의 선부호화를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\underline{S}[k] = W[k] \times S[k] \quad (2)$$

여기서, $W[k] = [W_1, \dots, W_M]^T$ 는 선부호화 벡터이다. 이 때, M_i 는 송신 안테나 수이고, $[\cdot]^T$ 는 전치행렬 (transpose)을 의미한다. 선부호화 벡터는 송수신단이 모두 알고 있는 코드북에서 수신부의 신호 대 잡음비 (SNR)를 최대화하는 벡터로 결정된다. 그 벡터의 인덱스만 송신부로 피드백하여 선부호화를 수행한다^[9]. $\underline{S}[k]$ 는 부반송파 매핑에 의해 $Y[i]$ 로 변환된다. 매핑 방법은 DFT 변환된 신호를 연속적인 부반송파에 할당하는 LFDMA (localized FDMA) 방식과 DFT 변환된 신호를 일정 간격의 부반송파에 할당하는 IFDMA (interleaved FDMA) 방식이 있는데, IFDMA 방식은 실제 상향 링크의 자원할당에 있어서 제약이 크기 때문에 실제적인 시스템에서는 LFDMA 방식이 주로 적용된다^[10]. LFDMA 매핑을 적용한 식은 다음과 같다.

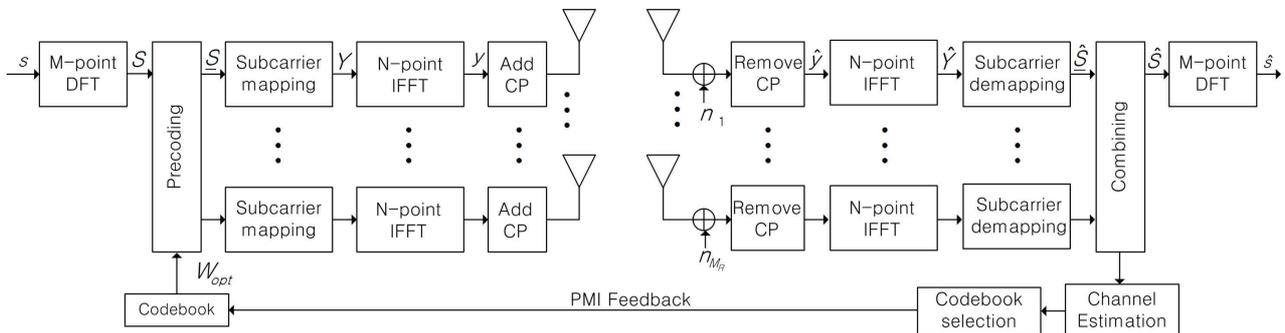


그림 1. LTE-A 상향링크의 기저대역 MIMO SC-FDMA
Fig. 1. Baseband MIMO SC-FDMA of LTE-A uplink.

$$Y[k] = \begin{cases} S[k], & 0 \leq k \leq M-1 \\ 0, & M \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (3)$$

IFDMA 매핑을 적용한 식은 다음과 같다.

$$Y[k] = \begin{cases} S[k/Q], & k = Q \cdot m \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (4)$$

여기서, $Q=N/M$ 는 DFT 확산계수이다. $Y[k]$ 은 N -point IFFT 통해 식 (5)와 같이 다시 시간영역으로 변환된다^[10]. 이 때, 시간영역에서의 부반송과 매핑 방식은 IV장에서 설명한다.

$$y(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y[k] e^{j2\pi nk/N} \quad (5)$$

여기서, n, k 은 $(0 \leq (n, k) \leq N-1)$ 이고, N 은 IFFT 크기이다. 마지막으로 송신단에서는 CP (cyclic prefix)가 추가되고 데이터를 전송하게 된다.

채널을 통과하여 수신된 신호는 AWGN 잡음 $N[k] = [N_1, \dots, N_M]^T$ 가 추가되고 송신단의 역과정인 N -point FFT와 부반송과 디맵핑을 통해 $\hat{S}[k]$ 을 얻게 된다^[8]. 여기서, M_r 은 수신 안테나 수이다. 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{S}[k] = H[k] \underline{S}[k] + N[k] \quad (6)$$

$H[k]$ 는 $M_r \times M_t$ 크기의 레일리 페이딩 채널이고, 다음 수식과 같다.

$$H[k] = \begin{bmatrix} H_{11}[k] & \dots & H_{1,M_t}[k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M_r,1}[k] & \dots & H_{M_r,M_t}[k] \end{bmatrix} \quad (7)$$

수신단에서 다시 CP가 제거되고 FFT 과정을 거치고 부반송과 디맵핑이 끝나게 되면, 컴바이닝 과정을 거치게 된다. 이 때, 디맵핑이 끝난 신호는 수신 안테나 가중치 $Z^H[k]$ 와 곱을 통해 $\hat{S}[k]$ 신호를 만든다. 수식으로 표현하면 다음과 같다^[11].

$$\begin{aligned} \hat{S}[k] &= Z^H[k] \hat{S}[k] \\ &= Z^H[k] H[k] \underline{S}[k] + Z^H[k] N[k] \end{aligned} \quad (8)$$

이 때, $[\cdot]^H$ 는 복소공액전치 행렬을 의미한다.

III. LTE-A 상향링크 시스템의 선부호화 방법

폐회로 기법 선부호화 기법은 송수신부가 동일한 코드북을 가지고 있고, 수신부에서 선부호화 기법에 따라 최적의 코드북 벡터 인덱스만을 양자화하여 송신부로 피드백해주는 방법이다. 피드백에 의한 선부호화 기법이 적절히 수행된다면, 효율적인 MIMO 동작이 가능하다^[11].

비교 분석 할 코드북은 세 가지이다. 최대 비 전송 기반의 SVD 코드북은 송신안테나 수가 2개에서 4개인 경우와 공간 다중화 (spatial multiplexing, SM) 계층 (rank) 값이 1부터 4인 경우까지 다양한 코드북이 제안 되어 있다^[12~13]. LTE Rel-8 하향링크에서도 다양한 코드북이 표준화 되어 있다^[14]. 마지막으로 EGT 코드북은 David Love 등에 의해 제안된 선부호화 방법을 사용한다^[8].

A. SVD 기반의 코드북

부반송과 k 번째의 채널 행렬 $H[k]$ 는 SVD (singular value decomposition) 기법을 이용해 다음과 같이 분해될 수 있다^[15].

$$H[k] = U[k] \Sigma[k] V[k]^H \quad (9)$$

여기서, $\Sigma[k] = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{M_r})$ 는 $H[k]H[k]^H$ 또는 $H[k]^H H[k]$ 고유값 (eigenvalue)들로 이루어진 대각행렬이고, $M_r \times M_t$ 행렬이다. $U[k]$ 의 열 (column)들은 $H[k]H[k]^H$ 고유 벡터 (eigenvector)들이고, $M_r \times M_r$ unitary 행렬이다. $V[k]$ 의 열들은 $H[k]^H H[k]$ 고유벡터들이고, $M_t \times M_t$ unitary 행렬이다. 이 때 선부호화 벡터는 다음 수식과 같다^[16].

$$W[k] = V[k] \quad (10)$$

$U[k]^H$ 행렬이 수신단에서 정합 필터 (matched filter)로 사용된다면, MIMO 채널은 송신단에서 쉽게 분해할 수 있다.

SVD 기반의 코드북 행렬은 $V[k]$ 행렬의 양자화로 부터 얻어진다. DFT 행렬을 이용하는 방법등으로 코드북을 생성할 수 있다^[17~19]. 수신기에서는 아래 식에 의해 최적의 선부호화 벡터를 선택할 수 있다^[16].

$$k_{opt} = \arg \min_{\hat{W}_i \in G} \left\| V[k] - \hat{W}_i \right\|_F \quad (11)$$

여기서, \widehat{W}_i 는 i 번째 선부호화 행렬을 의미하고, b 는 피드백 비트 수, i 는 $(0 \leq i \leq 2^b)$ 이다. G 는 unitary 행렬의 코드북이고, $\|\cdot\|_F$ 는 Frobenius norm을 의미한다.

B. LTE 시스템의 코드북

LTE 시스템의 코드북은 chordal distance를 크게 하고, 선부호화 수행시 행렬 계산량을 낮춰야 한다. 또한 선부호화로 인한 송신 안테나의 각 포트의 송신 전력을 크게 증가하지 않도록 한다. 이러한 특징을 고려한 LTE 코드북은 다음과 같은 세 가지 성질을 갖는다.

- Complexity reduction : LTE-A 시스템 코드북의 모든 원소는 $\left\{ \pm 1, \pm j, \frac{\pm 1 \pm j}{2} \right\}$ 에 포함되어 행렬 계산량이 감소한다.
- Nested property : lower rank 코드북이 high rank 코드북의 일부로 포함되어 rank를 개조할 때 low rank 코드북을 재사용 할 수 있다.
- Constant modulus property : 각 송신 안테나 별로 동일한 전력 이득을 주어 송신 전력에 영향을 주지 않는다.

상기 특성을 유지하면서 로이드 (Lloyd) 알고리즘^[20] 등을 이용한 exhaustive search 방법으로 최적의 LTE 시스템의 코드북을 찾는다. 로이드 기법은 CSI 후보의 큰 집합에서 코드북의 초기값을 정한 후 각 코드워드의 영역을 구한다. 각 영역의 중심점 (centroid)를 새로운 코드북으로 한다. 코드북이 수렴할 때까지 이 과정을 반복 한다.

C. EGT 코드북

동 이득 전송의 경우는 최적의 성능을 얻기 위해 $W[k]$ 는 아래의 수식과 같고, ψ 는 임의의 위상에 대한 각도이다^[8].

$$W[k] = \frac{1}{\sqrt{M_t}} e^{j\psi[k]}, \psi \in [0, 2\pi) \quad (12)$$

선부호화 기법은 사이즈가 2^b 인 코드북을 이용할 경우에는 최적의 성능을 얻기 위해 $W[k]$ 를 선택한다. 이것은 식 (13)를 만족하는 코드북의 벡터 인덱스 k_{opt} 를 선택하면 된다. 이 때, k 는 $[1 \dots 2^b]$ 에 해당하는 전체 코드북의 벡터 인덱스이다.

$$k_{opt} = \arg \max_{H \in \Omega, k \in 2^b} \| HW[k] \|_F^2 \quad (13)$$

코드북을 이용한 동 이득 전송의 성능은 [21]에서 설명하였다.

IV. 선부호화된 SC-FDMA 신호의 PAPR

II장의 식 (3), (4)에서 $Y[k]$ 의 IDFT는 식 (5)와 같이 변환되어 $y_n (n = 0, 1, \dots, N-1)$ 로 표현된다. 이 때, LFDMA 방식은 $n = Qm + q$ 으로 표현되며, 다음 수식과 같다^[10].

$$y_n = y_{Q \cdot m + q} \quad (14)$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{Q} s^{(n)_{\text{mod } M}}, & q = 0 \\ \frac{1}{Q} \cdot (1 - e^{j2\pi \frac{q}{Q}}) \cdot \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} \frac{s_p}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{(m-p)}{M} + \frac{q}{QM} \right\}}}, & q \neq 0 \end{cases}$$

여기서, q 는 $(0 \leq q \leq Q-1)$ 이고, $Q = N/M$ 는 DFT 확산 계수이다. IFDMA 방식은 $n = Mq + m$ 으로 표현되며, 다음 수식과 같다^[10].

$$y_n = y_{M \cdot q + m} = \frac{1}{Q} s^{(m)} = \frac{1}{Q} s^{(n)_{\text{mod } M}} \quad (15)$$

여기서, $N = QM$ 이다.

준정적 (quasi-static) 플랫 페이딩 채널을 적용하여 부호화된 SC-FDMA 신호의 PAPR을 구하는 식을 유도한다. 준정적 채널은 한 OFDM 심벌 주기 동안 선부호화 벡터도 일정하게 유지되므로 $W[k]$ 는 OFDM 심벌 주기 내에서 W 인 상수라 할 수 있다. 따라서 PAPR 식은 다음과 같다.

$$PAPR = \frac{\max |W \cdot S[k]|^2}{E \left[|W \cdot S[k]|^2 \right]} = \frac{\max_{k=0,1,\dots,N-1} |W \cdot S[k]|^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |W \cdot S[k]|^2} \quad (16)$$

이 때, 한 OFDM 심벌 주기 동안은 W 가 일정하므로, 식 (16)의 W 는 상수가 되어 선부호화를 하지 않은 경우와 동일하게 된다^[10, 22].

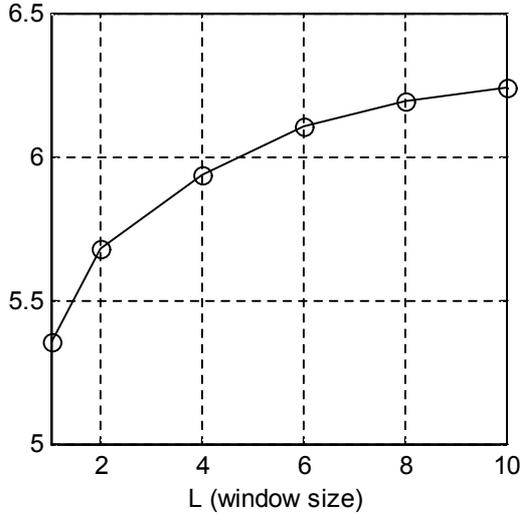


그림 2. 관찰 윈도우 구간 L 에 따른 PAPR의 CCDF
Fig. 2. CCDF curve of PAPR for the observation window size L .

$$PAPR = \frac{|W| \times \max |S[k]|^2}{|W| \times E[|S[k]|^2]} = \frac{\max |S[k]|^2}{E[|S[k]|^2]} \quad (17)$$

따라서 선부호화의 영향을 반영하기 위하여 L 개의 OFDM 심벌구간동안의 관찰 윈도우 구간을 증가시켜 PAPR을 구할 수 있다.

$$PAPR = \frac{\max_{k=0,1,\dots,LN-1} |W \cdot S[k]|^2}{\frac{1}{LN} \sum_{k=0}^{LN-1} |W \cdot S[k]|^2} \quad (18)$$

식 (18)에서는 L 개의 W 가 PAPR에 반영되는 결과를 얻을 수 있다. 그림 2는 식 (19)를 반영한 결과로써, Monte-Carlo 기법으로 PAPR의 CCDF를 구한다. 이때, CCDF는 임의의 PAPR 값인 $PAPR_0$ 보다 구하는 PAPR 값이 클 확률을 의미한다. 심벌 변조는 QPSK를 사용하여 관찰 윈도우 구간 L 을 2에서 10까지 증가시키면서 CCDF를 관찰한다. 이 때, 펄스성형 (pulse shaping)과 오버샘플링 (oversampling)은 고려하지 않았다. 이들 결과로부터 $L=10$ 이면 충분히 선부호화 벡터의 영향이 반영됨을 알 수 있다.

V. 시뮬레이션 결과와 분석

본 장에서는 페이딩 무선채널에서 송신 증폭기가 선

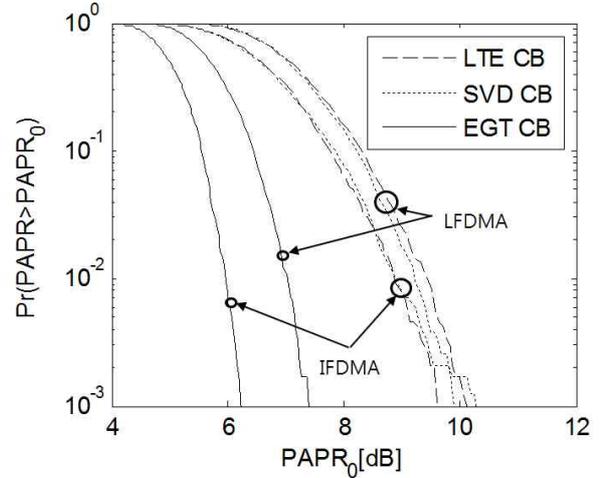


그림 3. Roll-off factor = 0.22 인 여러 가지 선부호화 기법에서 IFDMA와 LFDMA의 CCDFs
Fig. 3. CCDFs of IFDMA and LFDMA when roll-off factor is 0.22 for various precoding schemes.

표 2. PAPR 및 BER 측정용 시뮬레이션 파라미터
Table 2. Simulation parameters for PAPR and BER.

Parameter	Value
Bandwidth	5MHz
Carrier frequency	2GHz
Channel for PAPR	Rayleigh fading
Tx antenna	2
Modulation	QPSK
Channel estimation	Ideal
DFT size (M)	12
IDFT size (N)	512
Precoding Codebook	EGT/SVD/LTE
Oversampling factor	8
pulse shaping	Raised Cosine Filter
roll-off factor	0.22

형 모델인 경우와 비선형 모델인 경우에 여러 가지 선부호화 기법들의 BER을 링크 레벨 시뮬레이션으로 분석한다. 선부호화 기법은 코드북을 이용하는 방법으로 국한한다. 그림 3에서는 QPSK 변조, IFDMA 및 LFDMA의 부반송과 매핑을 적용한 SC-FDMA 시스템에서 관찰 윈도우 구간 $L=10$ 인 경우, 코드북 기반의 선부호화 기법의 CCDF를 구한다. 코드북은 LTE Rel-8 하향링크에서 정의된 코드북, EGT 코드북 그리고 SVD 코드북을 적용하여 비교하였다. 8배의 오버샘플링, roll-off factor는 0.22인 raised-cosine 필터로 펄스 성형을 하였다^[2, 4 14, 23]. 부반송과 매핑은 IFDMA, LFDMA로 하고, DFT와 IDFT 사이즈는 $M=12$, $N=512$ 이다. 10^{-2} BER을 기준으로 비교하였을 때,

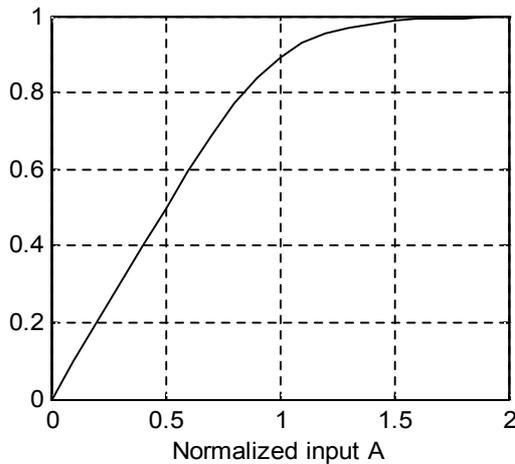


그림 4. Rapp 모델의 입·출력 상관곡선
Fig. 4. Input-output relationship for Rapp model.

EGT 코드북의 경우 IFDMA 매핑 방식이 LFDMA 방식보다 약 1dB의 PAPR 개선을 보이며, SVD, LTE 코드북의 경우 IFDMA 매핑 방식이 LFDMA 매핑 방식보다 약 0.5dB의 PAPR 개선을 보인다. 이것은 IFDMA 방식의 특성상 DFT 변환된 신호가 전체 대역폭에 고르게 분산되어 있기 때문에 상대적으로 좁은 구간에 분포되어 있는 LFDMA 방식보다 개선된 PAPR을 보이기 때문이다. 또한 IFDMA 매핑 방식의 경우, EGT 코드북 기반의 시스템이 SVD, LTE 코드북 기반의 시스템보다 약 3dB의 성능 증가를 보였고, LFDMA 매핑 방식의 경우 약 2.5dB의 성능 증가를 확인하였다. 이는 SVD 코드북이 송신신호의 진폭을 가변시키는 반면, EGT 코드북은 동일한 크기를 갖는 선부호화 행렬의 특성 때문에 송신신호를 가변시키지 않기 때문이다.

송신기의 비선형 증폭기 모델은 Rapp's 모델을 적용하고, 수식은 (19)와 같다. 여기서, p 는 비선형의 정도를 조절하는 값으로 $p=3$ 일 경우 입출력 관계는 그림 4와 같다^[24].

$$g(A) = \frac{A}{(1 + A^{2p})^{1/(2p)}} \quad (19)$$

그림 5는 송수신기에서 각각 두 개의 안테나를 가질 때, 여러 가지 프리코딩 기법들을 LFDMA에 적용한 BER 성능을 나타낸다. 이 때, 수신기에서는 최대비결합(maximum ratio combining, MRC)기법을 사용하였다.

송신기에서 선형 증폭기를 고려하였을 때, EGT 기법은 다른 코드북에 비해 0.5dB 성능이 낮은 반면에, 비선형 증폭기를 고려하였을 때, 10^{-2} BER을 기준으로

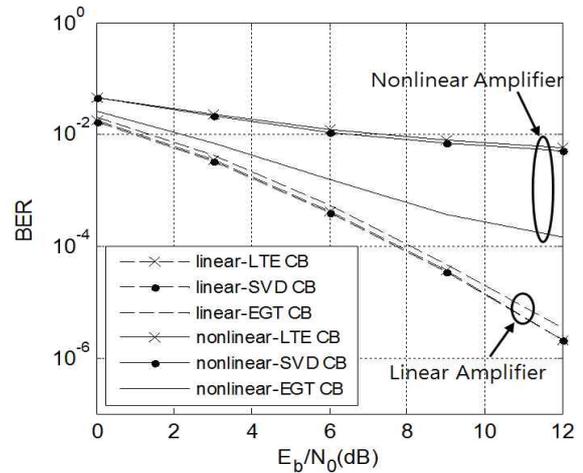


그림 5. 선부호화된 SC-FDMA BER 성능곡선
Fig. 5. BER performance of precoded SC-FDMA.

다른 기법에 비해 약 4dB의 성능 개선을 보였고 dB 값이 증가할수록 성능 개선 또한 증가하는 것을 확인하였다. 이는 EGT 코드북이 송신 신호의 진폭을 가변시키지 않으므로 다른 코드북에 비해 비선형 왜곡에 강인하기 때문이다. 즉, EGT 코드북은 다른 코드북에 비해 HPA (High power Amplifier)의 전력 효율을 증가시킬 뿐만 아니라 BER 성능을 증가시키게 된다.

IV. 결 론

LTE-A 시스템의 상향링크는 낮은 PAPR을 위해 SC-FDMA 방식을 채택하였다. 최근 LTE-A에서는 상향링크에 MIMO기법을 적용하여 다이버시티 성능을 높이고, 용량을 증가시키려 하고 있다. 본 논문에서는 SC-FDMA에 선부호화 기법을 적용하고, 코드북 기반의 선부호화 기법을 적용한 SC-FDMA 시스템의 PAPR을 분석한다. 이 때, EGT 기반의 코드북을 사용한 선부호화 기법의 PAPR이 가장 우수함을 보였다. 한편, 비선형 증폭기 모델을 고려하여 다양한 선부호화 기법들의 BER 성능을 비교하였다. 비선형 증폭기 채널 모델에서, EGT 기반의 코드북을 사용한 선부호화 기법이 다른 기법들보다 성능이 더 우수함을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] 3rd Generation Partnership Project, 3GPP TR 36.913 - Requirements for further advancedments

- for E-UTRA (LTE-Advanced), Nov. 2007.
- [2] 3rd Generation Partnership Project, 3GPP TS 36.211 - *Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8)*, Mar. 2009.
- [3] 3rd Generation Partnership Project, 3GPP TS 36.201 - *LTE Physical Layer - General Description (Release 8)*, 3GPP, Tech. Rep. TS 36.201, V8.1.0, Nov. 2007.
- [4] T. K. Lo, "Maximum ratio transmission," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 47, no. 10, pp. 1458-1461, Oct. 1999.
- [5] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to space time wireless communications*, Cambridge university press, pp. 95-96, 2003.
- [6] D. J. Love, R. W. Heath and T. Strohmer, "Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems", *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2735-2747, Oct. 2003.
- [7] I. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *AT&T Bell Laboratories internal Technical Memorandum*, 1995.
- [8] D. J. Love and R. W. Heath, "Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 51, no. 7, July 2003.
- [9] 조용수, 김재권, and 양원영, *MIMO-OFDM 무선 통신과 MATLAB*, 홍릉과학출판사, 2008.
- [10] H. G. Myung and D. J. Goodman, *Single Carrier FDMA*, Wiley, 2008.
- [11] 이상근, 조봉열, and 여운영, *쉽게 설명한 3G/4G 이동통신시스템(개정판)*, 홍릉과학출판사, 2009
- [12] IEEE802.16e, "Air interface for broadband wireless access systems," June 2008.
- [13] WiMAX Forum, "Mobile WiMAX - Part I: A technical overview and performance evaluation," http://www.wimaxforum.org/sites/wimaxforum.org/files/document_library/mobile_wimax_part1_overview_and_performance.pdf, Aug. 2006.
- [14] "Enhancement for LTE-Advanced," Texas Instruments, R1-081979, May 2008.
- [15] G. Golub and C. Loan, *Matrix Computation (3rd ed.)*. Johns Hopkins University Press, Baltimore, MD, USA, 1996.
- [16] Gilberto Berardinelli, Troels B.Srensen, Preben Mogensen, and Kari Pajukoski, "SVD-Based vs. Release 8 Codebooks for Single User MIMO LTE-A Uplink," *VTC 2010-Spring IEEE 71st*, Taipei, Taiwan, June 2010.
- [17] B.M. Hochwald, T.L. Marzetta, T.J. Richardson, W. Sweldens, and R. Urbanke, "Systematic design of unitary space-time constellations," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 46, pp. 1962-1973, Sep. 2000.
- [18] J. H. Conway, R.H. Hardin, and N.J.A. Sloane, "Packing lines, planes, etc.: packings in Grassmannian spaces," *Experimental Math.*, vol. 5, pp. 139-159, 1996.
- [19] T. Strohmer and R.W. Heath Jr, "Grassmannian frames with applications to coding and communications," *Appl. Comput. Harmon. Anal.*, vol. 14, pp. 257-257, May 2003.
- [20] S. P. Lloyd. "Least squares quantization in PCM," *IEEE Trans Inform. Theory*. vol. IT-28. Mar. 1982.
- [21] Noe Yoon Park, Young Ju Kim, Xun Li, and Kwan Seob Lee, "Fast Codebook Index Searching Algorithm for a Quantized EGT in MIMO Systems," *IEEE VTC Spring 2009. IEEE 69th*, Apr. 2009.
- [22] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Wireless Comm.*, Apr. 2005.
- [23] "Uplink SU-MIMO for E-UTRA," Texas Instrument, R1-082496, June 2008.
- [24] C. Rapp, "Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSWOFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System," in *Proceedings of the Second European Conference on Satellite Comm.*, Liege, Belgium, Oct. 1991.

저 자 소 개



김 상 구(학생회원)
 2010년 충북대학교 정보통신
 공학과 학사 졸업.
 2010년 3월~현재 충북대학교
 대학원 정보통신공학과
 석사과정.

<주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO, OFDM>



이 신(학생회원)
 2004년 중국 산둥대학교 정보시스
 템학과 학사 졸업.
 2008년 충북대학교 대학원 바이오
 정보기술학과 석사 졸업.
 2008년 2월~현재 충북대학교
 대학원 정보통신공학과
 박사과정.

<주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO, OFDM>



김 영 주(정회원)
 1988년 고려대학교 전자전산
 공학과 학사 졸업.
 1996년 한국과학기술원 정보통신
 공학과 석사 졸업.
 2001년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 박사 졸업.

1987년 11월~1993년12월 (주)금성사 평택연구소.
 1996년 2월~1997년 2월 동경공업대학교 연구원.
 2000년 4월~2000년12월 ETRI 위촉연구원.
 2001년 1월~2003년 8월 (주)엘지전자 UMTS 시
 스템연구소.
 2003년 9월~현재 충북대학교 전기전자컴퓨터
 공학부 교수.

<주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO>