

논문 2012-49TC-5-6

# 차분 선부호화 구조를 적용한 LTE-A 상향링크 시스템의 성능 분석

## (Performance Analysis of LTE-A System Uplink with Differential Precoding Scheme)

이 신\*, 박 노 윤\*, 김 영 주\*\*

(Xun Li, Noe Yoon Park, and Young Ju Kim)

### 요 약

LTE 시스템에서는 폐회로 기반의 다중 안테나 기술이 적용되었으며, 차분 코드북을 비롯한 다양한 다중 안테나 기반의 선부호화 기술들이 향상된 LTE (LTE-Advanced) 시스템의 요구조건을 만족시키기 위해 제안되었다. 차분 코드북 설계와 관련하여 이전에 연구된 내용은 준 대각(quasi-diagonal) 단위 행렬 및 구면 캡(spherical cap)에 중점을 두었지만, 이는 동 이득 성질을 만족하지 못한다. 동 이득 성질은 특히 상향 링크에서 첨두 전력 대 평균 전력비 (PAPR)에 상당한 영향을 미치므로 매우 중요하다. 본 논문에서는 각 송신 안테나에 동 이득을 유지하는 성질을 이용한 새로운 차분 코드북을 상향 링크 기반 차분 선부호화 시스템에 적용하고, 이를 통해 비트 오류율(BER)과 첨두 전력 대 평균 전력비를 분석하였다. 특히, 송신기의 비선형 증폭기를 고려하여 다양한 차분 선부호화 기법들의 성능을 분석하였다. 모의 실험을 통해 선형 증폭기를 고려할 경우 기존에 제안된 차분 코드북이 우수한 성능을 보이지만, 비선형 증폭기를 고려할 경우에는 제안하는 차분 코드북의 우수함을 증명하였다.

### Abstract

The closed-loop multiple-input multiple-output (MIMO) system has been adopted by long term evolution (LTE) system. Many techniques are proposed to enhance the transmission of LTE's advanced version to meet the increasing requirement, in which differential codebook gains a lot of interest. Previous researches on designing differential codebooks focused on quasi-diagonal unitary matrix which cannot guarantee the equal gain property. The equal gain property is very important to uplink because the performance of uplink is very sensitive to the peak-to-average power ratio (PAPR). In this paper, we derive the analytical expression of average bit error rate and PAPR for differential precoding MIMO system. Using the analytical results, we investigate the performances of several differential precoding schemes considering non-linear amplifier at the transmitter. Some selected simulation results indicate that the conventional differential precoding schemes have good performances without the consideration of non-linear amplifier. While considering non-linear amplifier, the proposed differential codebook outperforms other differential precoding schemes because it maintains the equal gain per transmit antenna.

**Keywords :** LTE-A, SC-FDMA, Differential codebook, PAPR

\* 학생회원, \*\* 평생회원-교신저자, 충북대학교 정보통신공학과

(School of Information and Communication Engineering, Chungbuk National University)

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

접수일자: 2012년3월22일, 수정완료일: 2012년5월12일

## I. 서 론

2012년 1월 스위스 제네바에서 개최된 국제전기통신연합(international telecommunication union, ITU) 회의에서는 LTE-Advanced (long term evolution advanced, LTE-A) 시스템<sup>[1]</sup>을 4세대 이동통신기술의 국제 표준으로

확정하였다. 이러한 LTE-A 시스템은 송·수신 다이버시티 & 어레이 이득 및 스펙트럼 효율을 높이고자 다중 안테나 기술을 채택하고 있다<sup>[2~3]</sup>. 어레이 이득을 얻기 위해서는 송신단에서 채널 상태 정보(channel state information, CSI)를 이용하여 선부호화 과정을 거쳐야 하는데, 주파수 분할 다중(frequency division multiplexing, FDD) 시스템은 상향링크와 하향링크에서 사용하는 주파수가 상이(相異)하여 송신단에서는 정확한 채널 상태 정보를 알 수가 없어 close-loop 시스템을 통해 수신단에서 추정된 CSI 또는 선부호화 행렬을 송신단으로 피드백(feedback)한다. 그러나 제한된 피드백 채널로 인해 송신단에서는 완벽한 채널 상태 정보를 알 수가 없으며, 이를 위해 ‘제한된 피드백 시스템’에 대한 연구가 수행되었다<sup>[4~5]</sup>. 여러 연구 중에서 코드북(codebook)을 이용한 선부호화 시스템은 피드백 정보량의 감소를 위해 일정크기의 코드워드로 구성된 코드북을 송수신단에 공유함으로써 원하는 코드워드에 대응되는 선부호화 행렬 인덱스(precoding matrix index, PMI)만을 수신단에서 송신단으로 피드백하는 것으로 피드백 오버헤드 및 지연 등에 의해 발생하는 영향을 최소화할 수 있는 장점을 갖는다<sup>[6]</sup>. 특히 CSI에 대한 양자화 왜곡이 최소화되도록 코드북 내 코드워드를 설계한다면, 어레이 이득을 더욱 증가시킬 수 있다.

최근 LTE-A 시스템에서 코드북을 적용한 성능 향상을 목적으로 많은 연구가 진행되어 왔다. 특히 이중(dual) 코드북 기법 중의 한 가지인 차분 코드북 기법에 대해 많은 연구가 수행 중에 있다. 실제적인 시스템에서는 인접한 시간인 경우 시간 상관성이 항상 존재하는데, 차분 코드북은 채널의 시간 상관성을 고려하여 양자화 왜곡을 최소화 시키는 기법이다<sup>[7]</sup>. 이 기법은 다른

이중 코드북 기법과 비교하여 코드북 내 인덱스를 추가로 피드백 하지 않아 제한된 피드백 채널을 효율적으로 사용할 수 있는 장점이 있다. 기존에 연구된 차분 코드북은 평균 상호 정보량(mutual information)을 활용하기 위해 준-대각(quasi-diagonal) 단위행렬을 이용하거나, 차분 회전 성질을 이용한 실시간 적응형 구조 및 구면 캡(spherical cap) 방식의 설계 기법 등에 대해 연구되었다<sup>[7~9]</sup>. 이와 같은 차분 코드북 설계 기법은 최대 비 전송 방식을 기반으로 하는데, 첨두 전력 대 평균 전력비(peak-to-average ratio, PAPR)의 증가, 증폭기 왜곡에 따른 효율 저하, 그리고 in-band & out-of-band 신호 간섭 등의 문제가 발생된다<sup>[10]</sup>.

한 편, 동 이득 전송 방식을 사용한 차분 코드북은 각 송신 안테나의 파워를 제한하기 때문에 PAPR을 감소시키는 효과를 가져온다<sup>[11]</sup>. 또한, 최대 비 전송 방식의 코드북에 비해 이론적인 성능이 약간 감소하지만, 비선형 증폭기를 사용하는 실제 시스템에서는 최대 비 전송 방식보다 우수한 성능을 얻을 수 있다. 따라서 현재 LTE-A 시스템의 코드북은 동 이득 전송 성질을 갖는다.

본 논문에서는 동 이득 성질을 갖는 새로운 차분 코드북을 적용한 LTE-A 상향링크 선부호화 시스템 모델을 설계하고 이를 수학적으로 분석한다. 또한, 일반 코드북 생성 기법과 차분 코드북 구조를 분석한다. 그리고, 다양한 차분 코드북들을 LTE-A 상향링크 시스템에 적용, 발생하는 PAPR 및 비트 오류율(bit error rate, BER)을 분석한다. 이 때, 실제 시스템에서 사용되는 비선형 증폭기 모델을 적용한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델을 소개한다. III장에서는 기존 코드북과 차분 코드

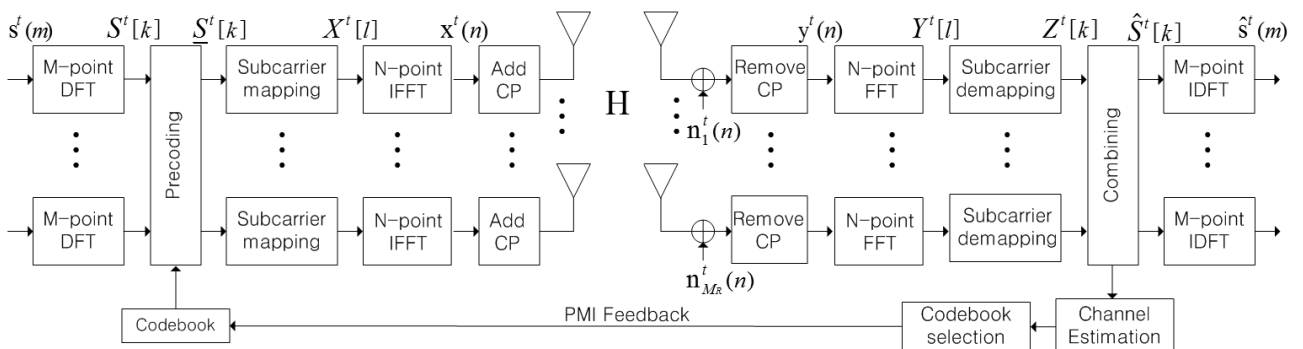


그림 1. LTE-A 상향링크의 기저대역 MIMO SC-FDMA  
 Fig. 1. Baseband MIMO SC-FDMA of LTE-A uplink.

북 생성 및 설계 기법을 설명한다. IV장에서는 시뮬레이션 결과를 분석한다. 마지막으로 V장에서는 본 논문의 결론을 서술한다.

## II. 시스템 모델

LTE-A 상향링크 시스템에서는 DFT (discrete fourier transform) 확산 기법을 사용하여 PAPR을 감소시키는 SC-FDMA (single carrier frequency division multiple access) 기법을 사용한다<sup>[12]</sup>. LTE-A 상향링크 MIMO 시스템은 그림 1과 같다. 이 시스템은 송신 안테나 수  $M_T$ , 수신 안테나 수  $M_R$ 인 시스템이다. 심볼 벡터  $\mathbf{s}^t(m) = [s_1^t, s_2^t, \dots, s_V^t]^T$ 는 식 (1)과 같이  $M$ -point DFT를 통해 주파수 영역으로 변환된다.

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

이 때,  $m, k (0 \leq (m, k) \leq M)$ 는 DFT 인덱스,  $M$ 은 DFT 크기,  $N$ 은 IFFT 크기,  $t$ 는 시간 인덱스, 그리고  $V \leq \min(M_T, M_R)$ 는 데이터 스트림 수를 의미한다.  $\mathbf{S}^t[k]$ 는  $M_T \times V$ 행렬인 정규화(normalized)된 선부호화 행렬  $\mathbf{F}^t[k]$ 와 곱해진다. 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\underline{\mathbf{S}}^t[k] = \mathbf{F}^t[k] \times \mathbf{S}^t[k] \quad (2)$$

선부호화 된 심볼 벡터  $\underline{\mathbf{S}}^t[k]$ 는 부반송파 매핑을 통해 전체 부반송파에 할당된다. 매핑 방식은 식 (3)을 통해 실제적인 시스템에서 사용하는 LFDMA (localized frequency division multiple access) 방식을 적용한다<sup>[12]</sup>.

$$\mathbf{X}^t[l] = \begin{cases} \underline{\mathbf{S}}^t[l], & 0 \leq l \leq M-1 \\ 0, & M \leq l \leq N-1 \end{cases} \quad (3)$$

이 때,  $l (0 \leq l \leq N)$ 은 IFFT 인덱스이다. 매핑된 심볼  $\mathbf{X}^t[l]$ 는  $N$ -point IFFT를 통해 다시 시간 영역으로 변환된다. 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{x}^t(n) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \mathbf{X}^t[l] e^{\frac{j2\pi nl}{N}} \quad (4)$$

이 때,  $n (0 \leq n \leq N)$ 은 IFFT 인덱스이다. 송신단에서는 CP(cyclic prefix)가 추가되고 전송하게 되는데, 수신

된 기저대역 신호는 다음 수식과 같다.

$$\mathbf{y}^t(n) = \mathbf{H}^t(n)\mathbf{x}^t(n) + \mathbf{n}^t(n) \quad (5)$$

이 때,  $\mathbf{H}(t)$ 는 레일리 분포를 갖는 시간  $t$ 에서의  $M_R \times M_T$  크기를 갖는 채널 행렬,  $\mathbf{n}^t(n)$ 는 백색잡음 (additive white gaussian noise, AWGN) 벡터이다.

수신기 모델에서는 송신기 모델의 역 과정이 수행된다. CP가 제거된 후, 수신된 심볼 벡터  $\mathbf{y}^t(n)$ 는  $N$ -point FFT를 통해 다시 주파수 영역에서  $\mathbf{Y}^t[l]$ 로 변환되고, 부반송파 demapping을 통해  $\mathbf{Z}^t[k]$ 가 된다. 이후, 선형 등화기에서 채널과 스트림간 간섭의 감소에 의해 진폭과 위상 왜곡을 보상 받는다[13]. 수신기에서 채널 상태 정보가 완벽하다고 가정한다면, 선형 등화기의 출력은 다음 수식과 같다.

$$\hat{\mathbf{S}}^t[k] = \mathbf{G}^t[k] \mathbf{Z}^t[k] \quad (6)$$

$\mathbf{G}^t[k]$ 는  $V \times M_R$  크기의 행렬로 식 (7)과 식 (8)을 통해 ZF(Zero Forcing)과 MMSE(Minimum Mean Square Error) 기법 중 하나를 선택할 수 있다.

$$\mathbf{G}_{ZF}^t[k] = (\mathbf{H}^t[k] \mathbf{F}^t[k])^\dagger \quad (7)$$

$$\mathbf{G}_{MMSE}^t[k] = [\mathbf{F}^t[k]^* \mathbf{H}^t[k]^* \mathbf{H}^t[k] \mathbf{F}^t[k] + \sigma^2 \mathbf{I}_V]^{-1} \mathbf{F}^t[k]^* \mathbf{H}^t[k] \quad (8)$$

이 때,  $[\cdot]^\dagger$ 는 의사 역행렬(pseudo-inverse),  $[\cdot]^*$ 는 공액 전치, 그리고  $[\cdot]^{-1}$ 는 역행렬,  $\sigma$ 는 신호 잡음비 (signal to noise ratio, SNR),  $\mathbf{I}_V$ 는  $V \times V$  단위행렬이다. 수신 SNR  $\gamma(t)$ 는 다음과 같다,

$$\gamma^t = \frac{\|\mathbf{H}^t[k] \mathbf{F}^t[k]\|_F^2}{\sigma^2} \quad (9)$$

성능을 최대화하기 위한 선부호화 행렬  $\mathbf{F}^t$ 는 수신 SNR 최대가 되도록 선택되어야 한다. 선택 기준은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{F}^t[k] = \operatorname{argmax}_{\mathbf{F}_i^t \in W} \|\mathbf{H}^t[k] \mathbf{F}_i^t\|_F \quad (10)$$

이 때,  $\|\cdot\|_F$ 는 Frobenius norm 행렬,  $i$ 는 선부호화 행렬 인덱스를 의미한다. 선형 등화기의 출력 신호는 다시  $M$ -point IDFT를 통해 시간 영역으로 변환되어  $\hat{\mathbf{s}}^t(m)$ 가 된다. 본 논문에서 시간 상관 채널은 1st-

order Markov 모델[14]을 적용하였으며, 시간  $t$ 에서 채널은 아래와 같다.

$$\mathbf{H}^t[k] = \begin{bmatrix} h_{1,1}^t[k] & \cdots & h_{1,M_T}^t[k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R}^t[k] & \cdots & h_{M_R,M_T}^t[k] \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{H}^t[k] = \epsilon \mathbf{H}^{t-1}[k] + \sqrt{1-\epsilon^2} \mathbf{P}^t[k] \quad (12)$$

이 때,  $\mathbf{P}^t[k]$ 는 레일리 분포를 갖는 시간  $t$ 에서의  $M_R \times M_T$  크기를 갖는 임의의 복소수 행렬이며,  $\epsilon \in [0,1]$ 는 시간  $t$ 에서의 채널 행렬  $\mathbf{H}^t[k]$ 와 시간  $t-1$ 에서의 채널 행렬  $\mathbf{H}^{t-1}[k]$ 의 상관도를 나타내는 시간 상관 계수이다.

### III. 차분 코드북 설계

최적의 선부호화를 위한 코드북 설계는 코드북의 크기가 클수록 높은 성능을 얻을 수 있다. 그러나, 피드백 정보량이 제한되어 있기 때문에 코드북 크기를 최소화 하면서 높은 성능을 얻을 수 있는 코드북을 설계하여야 한다. 이를 위해, unitary 행렬의 모든 집합  $U(M_T, V)$ 에서 최적의 코드북을 선택해야 한다<sup>[6]</sup>.  $U(M_T, V)$ 의 각 행렬은  $M_T$ 차원 Complex 공간의  $V$ -차원 부분공간이다.  $V$ -차원 부분공간의 집합은  $U(M_T, V)$ 에 있는 행렬들로부터 이어지는 complex Grassmann manifold이다. 이 때, 코드북  $W$ 는  $U(M_T, V)$ 에서 유한개의 행렬을 선택하여 만들어진다. Grassmannian 빔포밍 기법은 선부호화 행렬의 집합  $W = \{\mathbf{F}_i\}_{i=1}^R$ 를 설계하기 위해, 다음 수식을 최대화 할 수 있는 코드북  $W$ 를 찾는다.

$$\delta(W) = \min_{1 \leq a < b \leq R} \sqrt{V - |\mathbf{F}_a^H \mathbf{F}_b|_F^2} \quad (13)$$

이 때,  $R$ 은 코드북 크기이다. 코드북  $W$ 의 밀도는 양자화 되지 않은 선부호화 행렬이 행렬구 집합에 포함되어 있을 확률이다<sup>[15]</sup>. 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta(W) &= \sum_{i=1}^N \mu \left( B_{F_i} \left( \frac{\delta(W)}{2} \right) \right) \\ &= N \left( \frac{\delta(W)}{2} \right)^{2(M_T-1)} \end{aligned} \quad (14)$$

이 때,  $B_{F_i}(x)$ 는 행렬  $\mathbf{F}_i$ 의 주위를 도는 반지름  $x$ 를 갖는 행렬구(matrices ball)를 의미한다. 양자화된 선부호화 행렬은 등방성 분포(isotropically distributed)이고, 행렬구의 집합은 코드북에서 선부호화 행렬들의 주변에 분산되기 때문에 코드북 크기가 증가하면 밀도도 증가하게 되어 양자화 왜곡은 감소하는 반면, 피드백 정보량은 증가될 것이다. Grassmannian 빔포밍 기법 이외에는 random vector quantization 기법 등이 있다<sup>[16]</sup>.

차분 코드북은 채널의 시간 상관성을 고려하여 채널 정확도를 향상시키는 기법이다. 아래에서는 기존에 연구된 차분 코드북 설계 기법과 제안하는 새로운 차분 코드북 설계 기법에 대해 설명한다.

#### A. 준-대각 차분 코드북

준-대각 차분 코드북은 상관 채널과 이전의 준-대각 코드북을 활용하여 선부호화 행렬을 개선시키는 구조이다. 차분 코드북  $W_{diff}$ 의 생성방법은 [7]에서 자세히 설명한다. 시간  $t \geq 1$  일 경우 생성되는 새로운 코드북은 다음 수식과 같다.

$$W^t = W_{diff} \mathbf{F}^{t-1} \quad (15)$$

#### B. 구면 캡 차분 코드북

구면 캡 차분 코드북은 차분 회전 관점의 실시간 적응형 구조이다. 차분 코드북  $W_{diff}$ 의 생성방법은 [8][9]에서 자세히 설명한다. 시간  $t \geq 1$  일 경우 생성되는 새로운 코드북은 다음 수식과 같다.

$$W^t = \text{proj}(r^t \mathbf{I}_{M_t} + \sqrt{1-r^t} \mathbf{F}^{t-1}) W_{diff} \quad (16)$$

이 때,  $\text{proj}(\cdot)$ 는 유클리디안 공간에 투영을 의미하고, 구면 캡의 반지름인  $r^t$ 는 변화되는 채널의 방향과 축적된 양자화 오류에 의해 연속적으로 결정된다.

#### C. 동 이득 전송 차분 코드북

동 이득 전송 차등 코드북은 차등 위상 행렬을 양자화하여 차등 코드북을 생성하는 구조이다<sup>[17]</sup>. 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$W_{diff} = \exp \left\langle j \cdot \frac{\text{phase}(W_{initial})}{f} \right\rangle \quad (17)$$

여기서,  $\langle \cdot \rangle$ 는 hadamard product,  $W_{initial}$ 는 임의의 초

기 코드북, 그리고  $W_{diff}$ 는  $M_T \times V$  크기의 동 이득 전송 차분 코드북이다.  $f$ 는 채널의 현재 상관관계를 나타내며, 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$f = \frac{\max(\theta_{anchor})}{\max(\theta_{diff})} \quad (18)$$

이 때,  $\max(\theta_{anchor})$ 는 초기 코드북의 범위,  $\max(\theta_{diff})$ 는 동 이득 전송 차분 코드북의 범위이다. 시간  $t \geq 1$  일 경우 생성되는 새로운 코드북은 다음 수식과 같다.

$$W^t = \langle W_{diff} \cdot F^{t-1} \rangle \quad (19)$$

#### IV. 시뮬레이션 결과

제안하는 차분 코드북을 적용한 LTE-A 상향링크 시스템의 성능을 Monte-Carlo 모의실험을 통해 분석하였다. 표 1은 모의실험을 위한 여러 가지 가정 및 파라미터를 정리한 것이다. LTE 기반의 시스템 모델에서 채널은 시간 상관성 및 주파수 비상관 채널을 가정하며, 동 이득 전송 차분 코드북에서 초기 코드북은 LTE 코드북을 사용한다.

모의실험을 통해 PAPR의 CCDF (complementary cumulative distribution function)를 측정된 결과는 그림 2에 나타낸다. 동 이득 전송 차분 코드북, LTE 코드북은 각 송신 안테나의 파워를 제한하기 때문에 진폭이 가변되지 않는 반면, 최대 비 전송 방식인 준-대각 코드북 및 구면 캡 코드북은 전체 송신 안테나의 파워만

표 1. PAPR 및 BER 측정용 시뮬레이션 파라미터  
Table 1. Simulation parameters for PAPR and BER.

Parameter	Value
Bandwidth	5 MHz
Carrier frequency	2 GHz
Channel	1-st order Markov
Antenna configuration	4 by 2
Modulation	QPSK
Channel estimation	Ideal
DFT size ( $M$ )	12
IDFT size ( $N$ )	512
$f$ factor	0.991
Non-linear amplifier factor	3
Time correlation coefficient ( $\epsilon$ )	0.988

을 제한하고, 각 안테나의 파워는 채널에 따라서 변화되어 가변되는 진폭에 의해 PAPR이 증가하게 된다. 때문에, 동 이득 전송 차분 코드북의 PAPR 성능이 최대 비 전송 방식 코드북 보다 우수함을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

그림 3은 선형 증폭기를 사용할 경우 BER 성능이다. 선형 증폭기는 실제 시스템에서 사용하는 모델이 아닌 이론적인 성능을 나타낸다. 최대 비 전송 방식의 코드북들은 전체 안테나 파워를 제한하기 때문에 각 안테나 파워가 증가할 수 있지만 선형 증폭기를 사용할 경우 신호의 왜곡이 발생하지 않기 때문에 LTE 코드북 또는 동 이득 전송 차분 코드북보다 최대 1.8 dB의 이득을

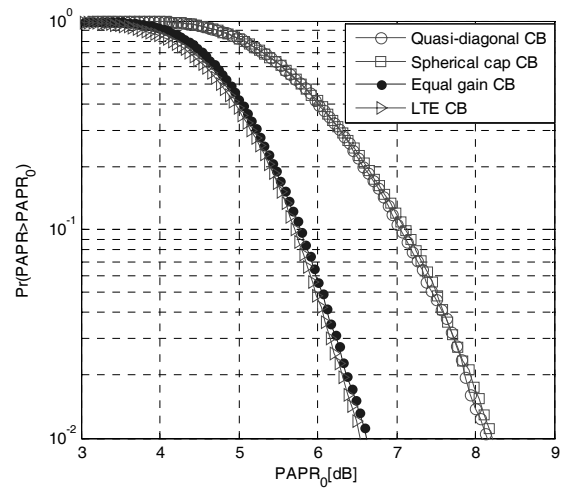


그림 2. 여러 가지 선부호화 기법의 CCDFs  
Fig. 2. CCDFs of various precoding schemes.

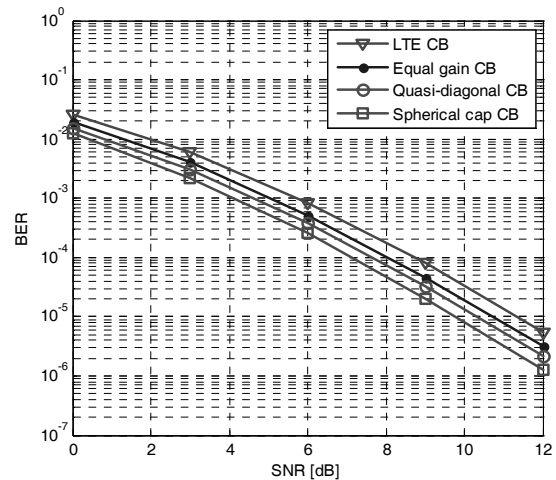


그림 3. 선형 증폭기를 적용한 BER 성능.  
Fig. 3. BER performance of linear amp.

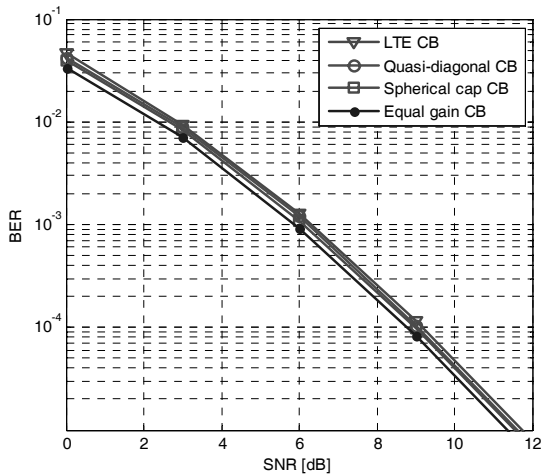


그림 4. 비선형 증폭기를 적용한 BER 성능  
Fig. 4. BER performance of nonlinear amp.

언는다. 그러나 실제 시스템에서는 완벽한 선형 증폭기를 구현하는 것은 불가능하다.

그림 4는 Rapp's 모델<sup>[18]</sup> 기반의 비선형 증폭기 모델을 적용한 차분 코드북들의 BER 성능이다. 비선형 증폭기 모델을 적용할 경우 최대 비 전송 방식 기반의 코드북을 사용한 시스템의 송신기 출력신호는 진폭이 가변되기 때문에 신호의 왜곡이 심화된다. 반면에, 동 이득 전송 방식 코드북을 사용한 시스템은 진폭이 가변되지 않기 때문에 신호의 왜곡이 적다. 때문에, 동 이득 전송 차분 코드북은 기존 최대 비 전송 방식의 코드북보다 최대 0.5dB의 성능이 향상됨을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

## V. 결 론

본 논문에서는 SC-FDMA에 차분 선부호화 기법을 적용하여 PAPR을 분석하였다. 모의 실험을 통해 동 이득 전송 방식의 차분 코드북이 최대 비 전송 방식의 차분 코드북보다 PAPR 성능이 우수함을 보였다. 한편, 차분 코드북을 적용한 BER 성능을 비교한 결과, 선형 증폭기를 사용할 경우 최대 비 전송 방식의 차분 코드북이 동 이득 전송 방식의 차분 코드북보다 성능이 더 우수하지만, 비선형 증폭기를 사용할 경우 동 이득 전송 방식 기반 차분 코드북의 성능이 상대적으로 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), Mar. 2011.
- [2] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Europ. Trans. Telecommun.*, vol. 10, pp. 585-595, Nov./Dec. 1999.
- [3] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [4] D. J. Love, R. W. Heath, Jr., W. Santipach and M. L. Honig, "What is the value of limited feedback for MIMO channels," *IEEE commun. Mag.*, vol. 42, No. 10, pp. 54-59, Oct. 2004.
- [5] S. G. Kim, Xun Li and Y. J. Kim, "Performance analysis of precoded LTE-Advanced uplink system," *Journal of the Institute of Electronics Engineers of Korea*, vol. 48, no. 5, pp. 418-425, May 2011.
- [6] D. J. Love and R. W. Heath Jr., "Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, pp. 2967-2976, Aug. 2005.
- [7] T. Abe and G. Bauch, "Differential codebook mimo precoding technique," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conf. GLOBECOM' 07*, pp. 3963-3968, 2007.
- [8] T. J. Kim, D. J. Love, B. Clerckx, and S. J. Kim, "Differential rotation feedback mimo system for temporally correlated channels," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conf. IEEE GLOBECOM 2008*, pp. 1-5, 2008.
- [9] T. Kim, D. J. Love, and B. Clerckx, "Mimo systems with limited rate differential feedback in slowly varying channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 4, pp. 1175-1189, Apr. 2011.
- [10] C.-p. Liang, J.-H. Jong, W. E. Stark, and J. R. East, "Nonlinear amplifier effects in communications systems," *IEEE Trans. Microw. theory Tech.*, vol. 47, no. 8, pp. 1461-1466, Aug. 1999.
- [11] 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.
- [12] H. G. Myung and D. J. Goodman, *Single Carrier FDMA*, Wiley, 2008.
- [13] S. A. Jafar and S. Srinivasa, "On the Optimality of Beamforming with Quantized Feedback," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, pp. 2288-2302, Dec. 2007.

- [14] T. J. Kim, D. J. Love, B. Clerckx, "MIMO systems with limited rate differential feedback in slowly varying channels," *Communications IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 4, pp. 1175-1189, Apr. 2011.
- [15] D. J. Love, R. W. Heath, "Equal Gain Transmission in Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1102-1110, July 2003.
- [16] J. Zheng, E. R. Duni, and B. D. Rao, "Analysis of multiple-antenna systems with finite-rate feedback using high-resolution quantization theory," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 4, pp. 1461-1476, Apr. 2007.
- [17] S. G. Kim, Xun Li and Y. J. Kim, "Equal gain differential precoding technique for temporally correlated channels," *Journal of the Institute of Electronics Engineers of Korea*, vol. 49, no. 1, pp. 11-18, Jan. 2012.
- [18] 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 —



이 신(학생회원)  
 2004년 중국 산둥대학교 정보시스템학과 학사 졸업.  
 2008년 충북대학교 대학원 바이오 정보기술학과 석사 졸업.  
 2008년 3월~현재 충북대학교 대학원 정보통신공학과 박사과정.

<주관심분야 : LTE-A, 차분 선부호화 시스템>



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

1987년11월~1993년12월 (주)금성사 평택연구소  
 1996년 2월~1997년 2월 동경공업대학교 연구원  
 2000년 4월~2000년12월 ETRI 위촉연구원  
 2001년 1월~2003년 8월 (주)엘지전자 UMTS 시스템연구소

2003년 9월~현재 충북대학교 전자정보대학 교수  
 <주관심분야 : LTE-A, Distributed antenna system>



박 노 윤(학생회원)  
 2007년 충북대학교 정보통신 공학과 학사 졸업.  
 2009년 충북대학교 정보통신 공학과 석사 졸업.  
 2009년 3월~현재 충북대학교 정보통신공학과 박사 과정.

<주관심분야 : 차세대이동통신시스템, LTE-A, MIMO>