

논문 2009-46TC-9-1

# SC-FDMA 시스템에서 동 이득 전송 기법의 성능분석

## (Performance Analysis of Equal Gain Transmission Technique for SC-FDMA System)

김 영 주\*, 이 신\*\*

(Young Ju Kim and Xun Li)

### 요 약

LTE (long-term evolution) 상향링크 송신부는 소형, 저가 단말기를 구현하기 위해 낮은 PAPR을 유지하는 SC-FDMA 변조 방식을 채택하였다. 최근 LTE-A 상향링크에서는 SC-FDMA 변조방식에 MIMO 기법 중 하나인 코드북을 이용한 precoding을 적용하는 것을 논의하고 있다. 본 논문에서는 SC-FDMA에 다양한 precoding을 적용하면 PAPR이 증가할 수 있음을 보인다. 따라서 비선형 전력 증폭기를 송신부에 고려한 채널 모델에서 선부호화를 적용하면 링크레벨 성능이 감소하게 된다. 그러나 동 이득 전송 기법을 채택하면 성능 감소가 거의 없으므로, 비선형 증폭기를 고려한 성능은 다른 기법보다 매우 우수하다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과도 이러한 성능을 보여준다.

### Abstract

LTE-A (long term evolution advanced) uplink selected SC-FDMA (single carrier frequency division multiple access) to maintain low PAPR for a low price and tiny terminal. Recently, the application of codebook-based precoding to LTE-A uplink is discussed. This paper shows that PAPR can be increased when various precoding schemes are applied to the SC-FDMA as an LTE-A uplink. When, considering nonlinear power amplifier model to the transmitter, BER performances of precoded schemes degrade. But equal gain transmission scheme does show very low PAPR. So the link-level performance of EGT is superior to those of any other precoding schemes. Computer simulations also confirm the anticipated link-level performances.

**Keywords:** SC-FDMA, Precoding, Closed-loop MIMO, LTE, PAPR

### I. 서 론

3GPP (3rd generation partnership project)에서 제안한 release 8 표준은 LTE (long term evolution)이라 불리며, 이전 버전 표준인 WCDMA (wideband code division multiple access) 및 HSPA (high speed packet access)와 전혀 다른 변조 및 다중화 기법을 채택하고

있다<sup>[1~3]</sup>. LTE 하향링크는 OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) 기법을 사용하고 있으며, 상향링크에는 SC-FDMA (single carrier frequency division multiple access) 사용한다<sup>[4]</sup>. 상향링크는 단말기에서 기지국으로 송신하는 링크를 말하며, 단말기는 일반적으로 소형, 저가로 제작되어야 한다. LTE에서는 OFDMA 신호에 비해 적은 PAPR (peak-to-average power ratio)을 갖는 SC-FDMA 기법을 상향링크에 적용하여 소형, 저가 단말기를 구현할 수 있게 하였다.

한편 작년 4월 중국 Shenzhen에서 열린 3GPP 회의에서는 LTE보다 높은 평균 혹은 cell-edge 데이터 전송율과 최대 주파수 효율을 가능하게 하는 LTE-A

\* 정회원, \*\* 학생회원, 충북대학교 전자정보대학 정보통신공학과

(Chungbuk National University)

※ “이 논문 또는 저서는 2009년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임” (지방연구중심대학육성사업/충북BIT연구중심대학육성사업단).

접수일자: 2009년5월6일, 수정완료일: 2009년9월14일

(LTE-advanced)에 대한 논의를 시작하였다<sup>[5~11]</sup>. LTE-A에서 고려하는 여러 가지 기술 중 하나는 상향 링크에도 LTE의 하향링크와 같이 다중 RF 송수신기를 갖는 MIMO 기법을 적용하여 주파수 효율 및 시스템 성능을 향상시키는 것이다<sup>[12~14]</sup>.

본 논문에서는 단말기(user equipment, UE)가 저속으로 이동할 경우 최적의 성능 및 용량 증대를 얻을 수 있는 코드북을 이용한 closed-MIMO 기법을 LTE-A 상향링크에 적용하고 성능을 분석한다. 적용하는 선부호화 (precoding) 기법은 최대 비 전송 기법 (maximum ratio transmission, MRT) 과 동 이득 전송 (equal gain transmission, EGT) 기법이다<sup>[15~16]</sup>. MRT 기법은 성능이 우수하지만 PAPR을 증가시키고, EGT 기법은 MRT에 비해 1dB 성능이 저하되나, 매우 낮은 PAPR을 유지할 수 있다. 따라서 선부호화를 적용한 SC-FDMA의 PAPR을 CCDF (complementary cumulative density function)으로 분석하고, 상향링크에서 반드시 고려해야 할 비선형 전력 증폭기 모델에서 선부호화를 적용한 SC-FDMA의 링크 레벨 성능을 분석한다. MRT 기법은 송신 신호의 진폭을 가변시키므로 비선형 증폭기 채널에서 성능이 감소될 것이고, EGT 기법은 항상 일정한 진폭의 선부호화를 수행하므로, 비선형 증폭기 채널에서는 오히려 MRT 기법보다 우수한 성능을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 코드북 기반의 선부호화 기법을 소개한다. III장에서는 SC-FDMA 시스템에서 선부호화 방법을 설명한다. IV장에서는 선부호화된 SC-FDMA 신호의 PAPR을 분석한다. V장에서는 컴퓨터 시뮬레이션으로 링크레벨 성능 결과를 기술한다. 마지막으로 VI장에서 본 논문의 결론을 서술한다.

## II. 코드북 기반의 선부호화 기법

본 논문에서는 개회로 (open-loop) 보다 우수한 성능을 보이는 폐회로 (closed-loop) 선부호화 기법을 고려한다. 폐회로 기법에는 선부호화 벡터를 직접 양자화하여 송신부로 피드백하는 방법과 송수신부가 동일한 코드북을 가지고 있고, 수신부에서 최적의 코드북 벡터에 해당하는 인덱스만을 양자화하여 송신부로 전송하는 방법이 있다. WiMAX 시스템은 최대 비 전송 기법으로 송신안테나 수가 2개에서 4개인 경우 및 공간 멀티플렉

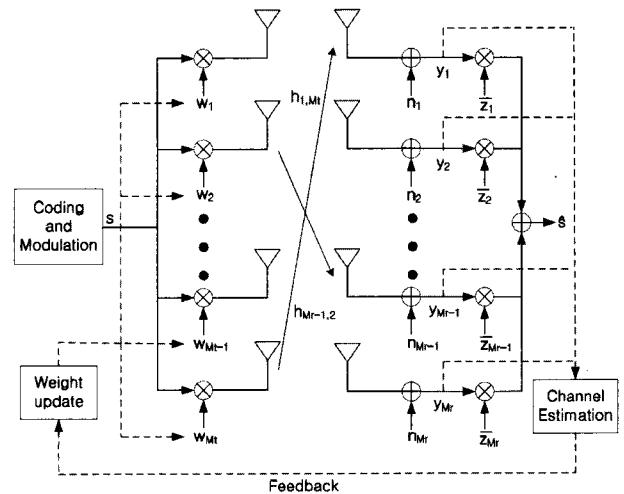


그림 1. MIMO 시스템의 선부호 및 결합 기법에 대한 블록 다이어그램

Fig. 1. Block diagram of precoding and combining method in MIMO systems.

싱 (spatial multiplexing, SM) 계층 (rank) 값이 1에서 4인 경우의 다양한 코드북이 제안되어 있다<sup>[17~18]</sup>. LTE 시스템에서도 최대 비 전송 방법의 코드북이 표준화되어 있고, 다른 방법의 최대 비 전송 코드북도 기고되어 있다<sup>[7]</sup>. 한편 동 이득 전송 용 코드북은 David Love 등에 의해 장단점이 자세히 연구된 코드북을 이용한 폐회로 선부호화 방법으로 6단계의 생성 방법으로 코드북을 얻을 수 있다<sup>[16]</sup>.

그림 1은 송신 안테나 수를  $M_t$ , 수신 안테나 수를  $M_r$ 이라 할 때, MIMO 빔포밍 송수신 시스템에서 채널 상태 정보(channel states information, CSI)의 피드백 과정을 나타낸 것이다.

입력 신호  $s$ 는  $l$  번째 ( $1 \leq l \leq M_t$ ) 송신 안테나 가중치  $w_l$  과 곱을 통해 전송된다.  $k$  번째 ( $1 \leq k \leq M_r$ ) 수신 안테나에 의해 수신된 신호  $y_k$ 는 식 (1)과 같다<sup>[15~16]</sup>.

$$y_k = \left( \sum_{l=1}^{M_t} h_{k,l} w_l \right) s + n_k \quad (1)$$

$h_{k,l}$ 은 memoryless 페이딩 채널이며,  $n_k$ 는  $k$  번째 수신 안테나에서의 AWGN 잡음이다. 수신된 신호  $y_k$ 는  $k$  번째 수신 안테나 가중치  $\overline{z_k}$ 와 곱을 통해  $\hat{s}$  신호를 combining 할 수 있다 ( $\overline{z_k}$ 는  $z_k$ 의 conjugation을 의미). 이를 행렬 표기법으로 나타내면 다음과 같다<sup>[16]</sup>.

$$\hat{s} = (\mathbf{z}^H \mathbf{H} \mathbf{w}) s + \mathbf{z}^H \mathbf{n} \quad (2)$$

이 때, 채널  $\mathbf{H}$ 는  $M_r \times M_t$  크기를 갖는 페이딩 채널 매트릭스이며, 송신측 가중치 벡터와 잡음은 각각  $\mathbf{w} = [w_1 \cdots w_{M_t}]^T$ ,  $\mathbf{n} = [n_1 \cdots n_{M_r}]^T$ 이다. 그리고 수신측 가중치 벡터는  $\mathbf{z} = [z_1 \cdots z_{M_r}]^T$ 이다.  $\mathbf{T}$ 는 transposition,  $\mathbf{H}^H$ 는 conjugate transposition을 의미한다.

수신기에서 채널 상태 정보를 완벽히 추정했다고 가정하면 추정된 채널 상태 정보는 송신단으로 피드백이 이루어져, 새로운 가중치 벡터  $\mathbf{w}$ 를 업데이트 하는데 사용된다. 이때 상향링크 대역폭을 적게 사용하기 위해  $L$  bits 크기의 벡터 인덱스를 가지는 양자화된 코드북을 사용한다. 각 코드북들은 생성 효율성 및 저장 메모리에 최적화되어 있으며, 송·수신기 모두 동일한 코드북을 가지고 있다<sup>[18]</sup>.

MISO (multiple-input single-output) 채널인 경우, 최대 비 전송에서 선부호화는 아래와 같이 구한다<sup>[19]</sup>.

$$\mathbf{w} = \sqrt{M_t} \frac{\mathbf{h}^H}{\|\mathbf{h}\|_F} \quad (3)$$

이때  $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \cdots \ h_{M_r}]$  이다. 동 이득 전송의 경우는 최적의 성능을 얻기 위해  $\mathbf{w}$ 와  $\mathbf{z}$ 를 적절히 선택해야 하며, 이때,  $\mathbf{w}$ 와  $\mathbf{z}$ 는 아래의 식과 같고,  $\psi$ ,  $\phi$ 는 임의의 위상에 대한 각도이다<sup>[16]</sup>.

$$\mathbf{w} = \frac{1}{\sqrt{M_t}} e^{j\psi}, \quad \psi \in [0, 2\pi) \quad (4)$$

$$\mathbf{z} = \frac{1}{\sqrt{M_r}} e^{j(\phi + \text{phase}(\mathbf{H}\mathbf{w}))}, (\phi + \text{phase}(\mathbf{H}\mathbf{w})) \in [0, 2\pi) \quad (5)$$

최대 비 전송 및 동 이득 전송에서 사이즈가  $2^L$ 인 코드북을 이용할 경우에는 최적의 성능을 얻기 위한  $\mathbf{w}$ 와  $\mathbf{z}$ 를 선택하기 위해 식 (6)를 만족하는 코드북의 벡터 인덱스  $k$ 를 선택하면 된다. 이때,  $k$ 는  $[1 \cdots N]$ 에 해당하는 전체 벡터 인덱스 수이다.

$$k = \arg \max_{\substack{\mathbf{H} \in \Omega \\ k \in 2^L}} |\mathbf{H}\mathbf{w}(k)|_1 \quad (6)$$

최대 비 전송 및 동 이득 전송에서 코드북을 이용할 경우의 성능과 이론값의 성능은 [20]에서 설명하였다.

### III. SC-FDMA 시스템에서 선부호화 방법

SC-FDMA 시스템은 OFDMA 기법과 함께 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 개념을 기초로 한다. SC-FDMA은 다중 반송파 기법에 단일 반송파 개념을 적용하여 PAPR을 획기적으로 개선하는 방법으로 세 가지 주요 기능 블록이 있다. 우선 시간 영역의 신호  $\{x_m : m = 0, 1, \dots, M-1\}$ 를  $M$  포인트 DFT로  $M$  개의 주파수 영역 신호  $X_k$ 를 발생한다. 그리고  $N$  개의 직교 부반송파들 중에  $M$  개의 주파수 영역 신호를 매핑하여  $\{\bar{X}_l : l = 0, 1, \dots, N-1\}$ 을 구한다. 마지막으로 OFDM과 마찬가지로  $N$  포인트 IDFT를 수행하여  $\tilde{x}_n$ 를 구한다. 이때  $Q = N/M$ 을 DFT 확산 계수라 하며  $Q$  명의 사용자가  $N$ 개의 부반송파들에 아래에서 설명할 방법들로 매핑시켜 다중화

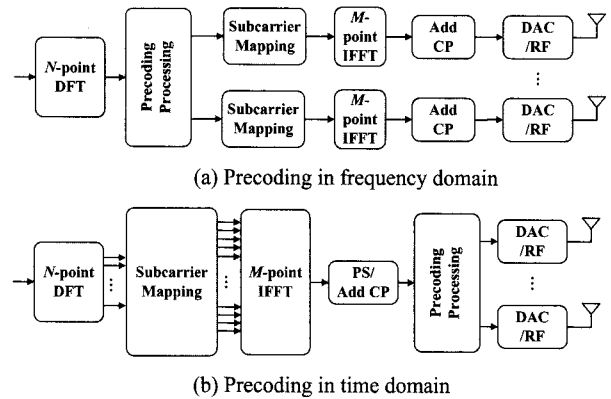


그림 2. 선부호화된 SC-FDMA 시스템 블록도  
Fig. 2. Block diagram of precoded SC-FDMA systems.

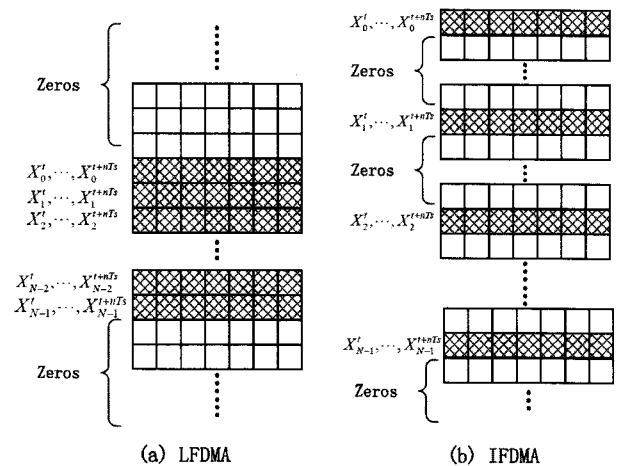


그림 3. 부반송파 매핑 방법  
Fig. 3. Subcarrier mapping method.

를 할 수 있다.

SC-FDMA는 반송파 매핑방법에 따라 2가지로 나뉜다. 하나는 IFDMA (interleaved SC-FDMA)이고, 다른 하나는 LFDMA (localized SC-FDMA)이다. 자세한 것은 [7]에 설명되어 있다. IFDMA에서 DFT 변환된 신호는 사용하고 있는 부반송파 사이에 같은 간격으로 전체 대역폭에 할당한다. 이에 반하여 LFDMA에서는 연속적인 부반송파에 DFT 변환된 신호를 채워 넣는다.

선부호화 방법은 그림 2와 같이 DFT 블록 전 혹은 IDFT 블록 이후인 시간영역에서 수행하거나, DFT 블록 후인 주파수 영역에서 수행할 수 있다.  $X_k$  신호를 주파수 영역에서의 선부호화 한 신호  $\underline{X}_k$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$X_k = \sum_{n=0}^{M-1} x_n e^{-j \frac{2\pi}{M} nk}, \quad (7)$$

$$\underline{X}_k = W_k \cdot X_k, \quad (8)$$

이때  $k = 1, 2, \dots, M$ 는  $N$ 개의 부반송파에 매핑하기 전 주파수 영역의 인덱스이다.

한편 SC-FDMA는 반송파 매핑방법에 따라 2가지로 나뉜다. 하나는 IFDMA (interleaved SC-FDMA) 이고, 다른 하나는 LFDMA (localized SC-FDMA) 이다<sup>[4, 21]</sup>. IFDMA에서 DFT 변환된 신호는 사용하고 있는 부반송파 사이에 같은 간격으로 전체 대역폭에 할당한다. 이에 반하여 LFDMA에서는 연속적인 부반송파에 DFT 변환된 신호를 채워 넣는다. 이 때, 두 기법 모두 사용되지 않는 부반송파에는 0을 삽입한다. 도식은 그림 3에 나타나있다.

#### IV. SC-FDMA 신호의 PAPR

시간 영역에서의 SC-FDMA 신호의 수식적 표현은 부반송파 매핑 방법에 따라 아래와 같이 표현된다<sup>[21]</sup>.

$$y_{n,IFDMA} = \frac{1}{Q} x_m = \frac{1}{Q} x_{(n)_{\text{mod } M}} \quad (9)$$

$$y_{n,LFDMA} = \begin{cases} \frac{1}{Q} x_{(n)_{\text{mod } M}} \\ \frac{1}{Q} \left(1 - e^{j2\pi \frac{q}{Q}}\right) \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} \frac{x_p}{1 - e^{j2\pi K}} \end{cases} \quad (10)$$

지금부터, 준정적 (quasi-static) 플랫 페이딩 채널을 가정할 경우 선부호화된 SC-FDMA 신호의 PAPR을 구하는 식을 유도한다. 준정적 채널은 한 OFDM 심벌 주기 동안 선부호화 벡터도 일정하게 유지되는 것이라 정의되므로, 아래와 같이 PAPR을 구할 수 있다.

$$PAPR = \frac{\max |wx_n|^2}{E[|wx_n|^2]} = \frac{\max_{n=0,1,\dots,N-1} |wx_n|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |wx_n|^2} \quad (11)$$

이때 한 OFDM 심벌 주기 동안은  $w$ 가 일정하므로, 식 (11)의  $w$ 는 상수가 되어 선부호화를 하지 않은 경우와 동일하게 된다<sup>[21-22]</sup>.

$$PAPR = \frac{|w| \times \max |x_n|^2}{|w| \times E[|x_n|^2]} = \frac{\max |x_n|^2}{E[|x_n|^2]} \quad (12)$$

따라서 선부호화의 영향을 반영하기 위하여  $L$ 개의 OFDM 심벌구간동안 으로 관찰 윈도우를 증가시켜 PAPR을 구할 수 있다.

$$PAPR = \frac{\max_{n=0,1,\dots,LN-1} |wx_n|^2}{\frac{1}{LN} \sum_{n=0}^{LN-1} |wx_n|^2} \quad (13)$$

식 (13)에서는  $L$ 개의  $w$ 가 PAPR에 반영되는 결과를 얻을 수 있다.

Monte Carlo 시뮬레이션으로 PAPR의 CCDF를 구하도록 하자. 이때 CCDF는 어떤 PAPR 값  $PAPR_0$ 보다

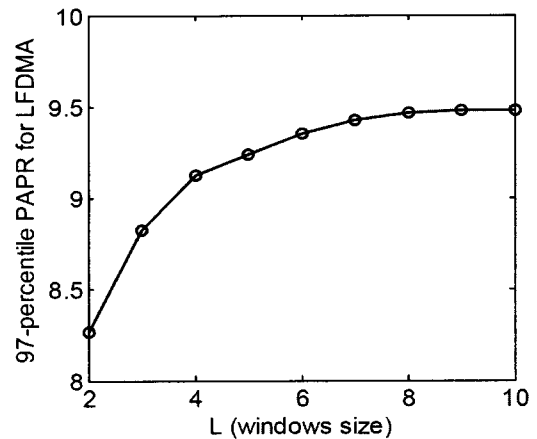


그림 4. 관찰 윈도우 크기  $L$ 에 따른 PAPR의 CCDF  
Fig. 4. CCDF curve of PAPR for the observation window size  $L$ .

표 1. 관찰 윈도우 크기  $L$ 에 따른 99.9% PAPR  
Table 1. 99.9 percentile PAPR for the observation window size  $L$ .

$L$	99.9% PAPR for LFDMA (dB)
2	8.262
4	9.122
6	9.347
8	9.465
10	9.471

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

Bandwidth	5MHz
Carrier frequency	2GHz
Data rate	7.68Mbps
Channel for PAPR	Quasistatic Rayleigh fading
Channel for BER	Jakes' model (3, 60 km/hr)
Tx antenna	2
Modulation	QPSK
Channel estimation	Ideal
DFT size ( $M$ )	16/512 (PAPR/BER)
IDFT size ( $N$ )	512/2048 (PAPR/BER)
Precoding Codebook	EGT/WiMAX/LTE/TI
Oversampling factor	8
pulse shaping	Raised Cosine Filter

구하는 PAPR 값이 클 확률을 의미한다. 심벌 변조는 QPSK, 부반송파 매핑은 IFDMA 및 LFDMA 방식을 적용한 SC-FDMA 시스템에서 이상적인 최대 비 전송 및 동 이득 전송 선부호화가 있는 경우와 없는 경우를 비교한다. 이때 오버샘플링 (oversampling) 과 펄스성형 (pulse shaping)은 고려하지 않고, 관찰 윈도우 구간  $L$ 을 2에서 10까지 증가시키면서 CCDF를 관찰한다. 시뮬레이션 결과는 그림 4와 같고, 이 결과에서 99.9% PAPR을 더 자세한 관찰 윈도우 구간에서 정리하면 표 1과 같다. 이들 결과로부터  $L=10$ 이면 충분히 선부호화 벡터의 영향이 반영됨을 알 수 있다. 그리고 동이득 전송 기법의 PAPR은 매우 낮음을 알 수 있다.

그림 5에서는 QPSK 변조, IFDMA 및 LFDMA의 부반송파 매핑을 적용한 SC-FDMA 시스템에서 관찰 윈도우 구간  $L=30$ 인 경우, 코드북 기반의 선부호화 방식의 CCDF를 구한다. 이 때, 코드북은 LTE, TI, EGT 그리고 WiMAX에서 제안한 코드북을 적용하여 비교하였다<sup>[3, 7, 12, 16]</sup>. 8배의 오버샘플링, roll-off factor는 0.5인 raised-cosine 필터로 펄스 성형을 하였다.

#### IV. 비트오율 (BER) 시뮬레이션

본 장에서는 도플러 주파수를 고려한 주파수 플랫폼 페이딩 무선채널에서 송신 증폭기가 선형 모델인 경우와 비선형 모델이 경우에 여러 가지 선부호화 기법의 링크 레벨 시뮬레이션으로 비트오율을 분석한다. 선부호화 기법은 코드북을 이용하는 방법으로 국한한다.

무선채널 모델은 도플러 주파수 적용이 가능한 Jakes 모델을 이용한다. 반송파 주파수는 2GHz, 데이터 전송 속도는 7.68Mbps, UE의 속도는 3km/hr, 60km/hr로 한다. 모델의 동기 및 채널 추정은 이상적이라고 가정하고, 2×1 MIMO 시스템에서 안테나 사이에 충분한 거리가 있으므로 correlation은 없다고 가정한다. 코드북의 인덱스를 피드백할 때 에러는 없고 1ms의 지

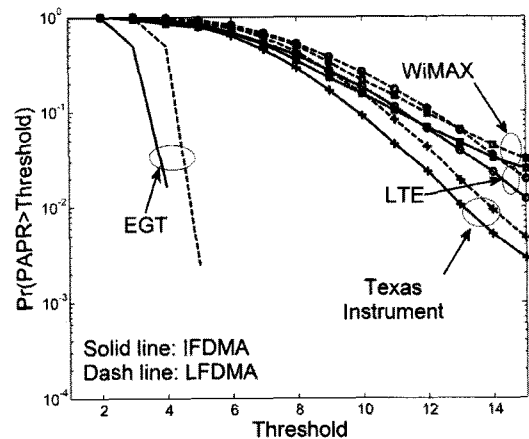


그림 5. roll-off factor = 0.5 인 여러 가지 선부호화 기법에서 IFDMA와 LFDMA의 CCDFs  
Fig. 5. CCDFs of IFDMA and LFDMA when roll-off factor is 0.5 for various precoding schemes.

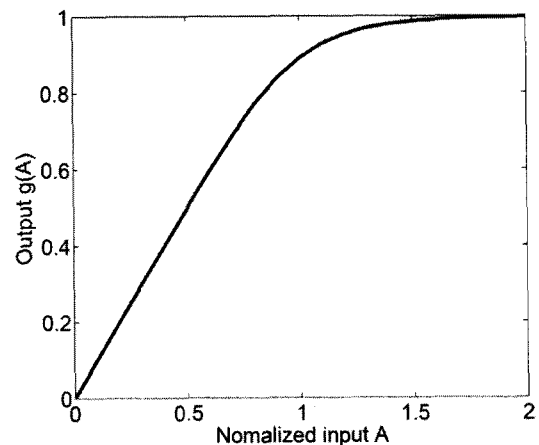


그림 6. Rapp 모델의 입·출력 상관곡선  
Fig. 6. Input-output relationship for Rapp model.

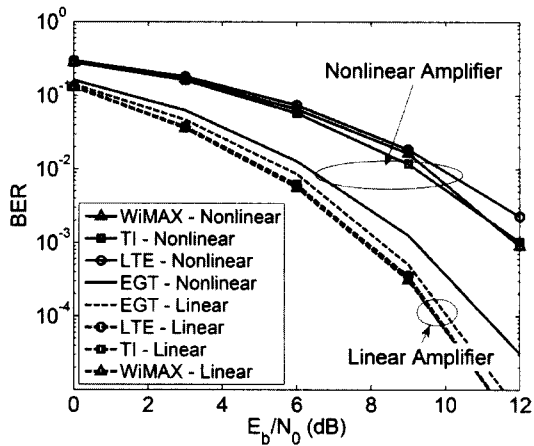


그림 7. UE 속도가  $3\text{km/hr}$ 일 경우 BER 성능곡선  
Fig. 7. BER performance of precoded SC-FDMA, where UE's speed is  $3\text{km/hr}$ .

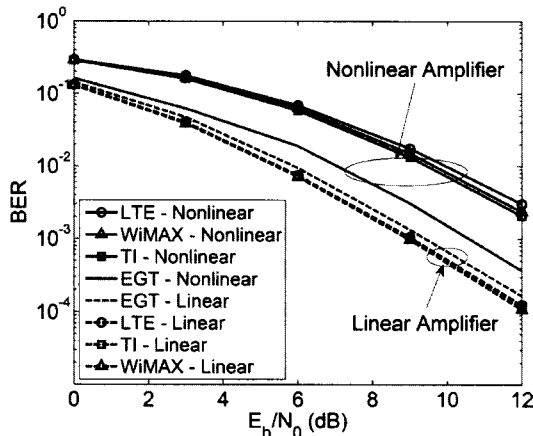


그림 8. UE 속도가  $60\text{km/hr}$ 일 경우 BER 성능곡선  
Fig. 8. BER performance of precoded SC-FDMA, where UE's speed is  $60\text{km/hr}$ .

연은 있다고 가정한다. 한편 송신기의 비선형 증폭기 모델은 Rapp's 모델을 적용한다. 그 식은 아래와 같고 비선형 특성을 표현하는  $p=3$ 일 경우 입출력 관계는 그림 6과 같다.

$$g(A) = \frac{A}{(a + A^{2p})^{1/(2p)}}, \quad (14)$$

SC-FDMA의 부반송파 매핑은 IFDMA, LFDMA로 하고, DFT와 IDFT 사이즈는  $M=512$ ,  $N=2048$ 이다.

그림 7은 UE의 속도가  $3\text{km/hr}$ 인 무선 채널에서, 2개의 송신 안테나, 2개의 수신 안테나를 가지는 다른 프리코딩 기법들에 LFDMA를 적용하였을 때, BER 성능을 나타낸다. 수신기에서는 최대비결합(maximum ratio combining, MRC)기법을 사용하였다. 비록 송신기에서 선형 증폭기를 고려하였을 때, EGT 기법은 다른

코드북에 비해  $1\text{dB}$  성능이 낮았다. 그러나 비선형 증폭기를 고려하였을 때, EGT 기법은  $10^{-3}$  BER에서 다른 기법에 비해  $3\text{dB}$  성능이 좋게 나타났다. 그림 8은 UE의 속도가  $60\text{km/hr}$ 인 무선채널에서 비선형 증폭기를 고려하여 선부호화된 SC-FDMA 시스템의 BER 성능을 보인다. 전반적인 성능은 UE의 속도가  $3\text{km/hr}$ 인 경우에 비해 저하되면서, 선부호 기법 간의 성능 차이는 작아진다. 그 이유는 피드백 정보가  $1\text{ms}$  지연되므로 UE의 속도가 높은 경우 성능 저하가 더 발생하기 때문이다.

## V. 결론

LTE 시스템의 상향링크는 낮은 PAPR을 얻기 위해 SC-FDMA 변복조 방식을 채택하였다. 최근 LTE-A 시스템의 후보 기술을 논의하면서 상향링크에 MIMO 기법을 적용하여 용량을 증가시키거나 다이버시티 성능을 높이려고 하고 있다. 본 논문에서는 SC-FDMA에 선부호화 기법을 적용하면 PAPR이 증가함에 주목하여, 저속 사용자 환경에서 우수한 성능을 보이는 코드북 기반의 선부호화 기법을 적용한 SC-FDMA 시스템의 PAPR을 이론적으로 분석하고, 동 이득 전송의 PAPR이 가장 우수함을 보였다. 한편 LTE-A 상향링크에 비선형 증폭기 모델까지 고려하여 다양한 선부호화 기법들의 비트오율(BER) 성능을 비교하였다. 비선형 증폭기 채널 모델에서, 동 이득 전송 기법은 다른 최대 비전송 기법들 보다 성능이 더 우수함을 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인하였다.

## 참고 문헌

- [1] A. Toskala, H. Holma, K. Pajukoski, *et al.*, "UTRAN long term evolution in 3GPP," *Proc. International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) '06*, Helsinki, Finland, Sep. 2006.
- [2] 3rd Generation Partnership Project, <http://www.3gpp.org>.
- [3] 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.
- [4] Hyung G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman,

- "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission," *IEEE Vehicular Technology Mag.*, vol. 1, no. 3, Sep. 2006, pp. 30-38.
- [5] 3GPP TSGRAN1 Chairman, REV-080058, "Summaries of LTE-Advanced," Apr. 2008.
- [6] Panasonic, R1-081791, "Technical proposals and considerations for LTE advanced," May 2008.
- [7] Texas Instruments, R1-081979, "Enhancement for LTE-Advanced," May 2008.
- [8] Alcatel-Lucent, REV-080048, "LTE-Advanced candidate technologies," May 2008.
- [9] Ericsson, REV-080030, "LTE-A technology components," Apr. 2008.
- [10] NTT DoCoMo, REV-080026, "Proposals for LTE-A technologies," Apr. 2008.
- [11] Nortel, REV-080033, "Technical proposals for LTE-A," Apr. 2008.
- [12] Texas Instrument, R1-082496, "Uplink SU-MIMO for E-UTRA," June 2008.
- [13] Panasonic, R1-082998, "Precoding consideration on LTE-Adv uplink," August 2008.
- [14] H. G. Myung, et. al., "Peak power characteristics of single carrier FDMA MIMO precoding system," *IEEE VTC*, Fall 2007.
- [15] T. K. Lo, "Maximum ratio transmission," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 47, no. 10, pp. 1458-1461, Oct. 1999.
- [16] D. J. Love and R. W. Heath, "Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 7, July, 2003.
- [17] IEEE802.16e, "Air interface for broadband wireless access systems," June 2008.
- [18] 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](http://www.wimaxforum.org/sites/wimaxforum.org/files/document_library/mobile_wimax_part1_overview_and_performance.pdf), Aug. 2006.
- [19] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to space time wireless communications*, Cambridge university press, pp. 95-96, 2003.
- [20] Noe Yoon Park, Young Ju Kim, Xun Li, and Kwan Seob Lee, *IEEE VTC Spring 2009*, IEEE 69th 26-29 April 2009.
- [21] H. G. Myung and D. J. Goodman, *Single Carrier FDMA*, Wiley, 2008.
- [22] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Wireless Commun.*, Apr. 2005.

---

 저 자 소 개
 

---



김 영 주(정회원)  
 1988년 고려대학교 전자전산공학과  
 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 전기전자컴퓨터공학부  
 교수  
 <주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO>



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>