논문 2012-49TC-1-2

시간 상관 채널에서 동 이득 차분 선부호화 기법

(Equal Gain Differential Precoding Technique for Temporally Correlated Channels)

이 신*, 김 상 구*, 김 영 주**

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

요 약

본 논문에서는 채널의 시간 상관을 이용하는 새로운 동 이득 차분 선부호화 기법을 제안한다. 기존의 차분 선부호화 기법은 채널의 전체 영역을 양자화하는 것이 아니라 인접 채널의 변화량에 해당하는 채널의 일부 영역만을 양자화 함으로 코드북이 증가하는 효과가 있어 시스템 용량을 증가시킨다. 그러나 기존의 기법은 동 이득 전송을 하지 않음으로 peak-to-average 전력비 (PAPR) 특성이 저하되는 문제가 있다. 본 논문에서는 동 이득 전송이 가능한 차분 코드북 설계 방법을 제안하고, 동 이득 전송의 성능을 분석한다. Monte-Carlo 시뮬레이션에 의해 제안하는 기법은 동일한 시스템 용량을 얻기 위해 같은 피드백 비트 수에서 기존의 LTE 선부호화 기법보다 1dB 성능이 향상되면서, 우수한 PAPR 특성을 보인다.

Abstract

In this paper, we propose a novel equal-gain differential precoding scheme utilizing temporal correlation of channels. The conventional differential precoding schemes only quantize a part of channel space not the whole channel space, so that it virtually increases codebook size which enhances the system capacity. But the conventional differential schemes increase peak-to-average power ratio (PAPR) without preserving equal-gain transmission. This paper proposes the design method of equal-gain differential precoding scheme and analyzes the performances of the proposed equal-gain precoding scheme. Monte-Carlo simulations verify that the proposed scheme has an advantage of 1dB to obtain the same system capacity with the same amount of feedback information compared with the conventional LTE schemes, with showing very low PAPR property.

Keywords : MIMO, precoding, limited feedback, differential feedback

Ⅰ. 서 론

송신 빔포밍(transmit beamforming) 기법은 채널 상태 정보(channel state information, CSI)를 이용하여 송신기에서 선부호화 행렬을 활용하여 다이버시티 이득(diversity gain)뿐만 아니라 어레이 이득(array gain)을 얻는 기법이다[1]. 주파수 분할 다중(frequency division duplex, FDD) 시스템은 상향링크와 하향링크에서 사용하는 주파수가 다르기 때문에 수신기는 CSI 또는 빔포밍 행렬을 송신단으로 피드백한다. 이 때, 제한된 대역폭에서 피드백 정보량의 감소를 위해 일정 크기의 양자화된 채널 정보들로 구성되어 있는 코드북을 송수신단에서 공유함으로써 피드백 수행 시에 발생되는 정보량을 감소시킬 수 있다[2~5]. 수신기는 코드북으로부터 선부호화 행렬을 선택하고 선택된 행렬의 인덱스를 송신기에 전송한다. 송신기는 이 정보를 이용하여 선부호화 행렬을 산정한다. 이 구조는 송신기의 채널 정보가 실제 채널에 근접하게 분석하는 것이 핵심 기술이다. 채널 정보를 갖는 코드북은 피드백 정보를 양자화 할 때

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

※ “이 논문은 2011년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음(This work was supported by the research grant of the Chungbuk National University in 2011)”.

접수일자: 2011년10월31일, 수정완료일: 2012년1월17일

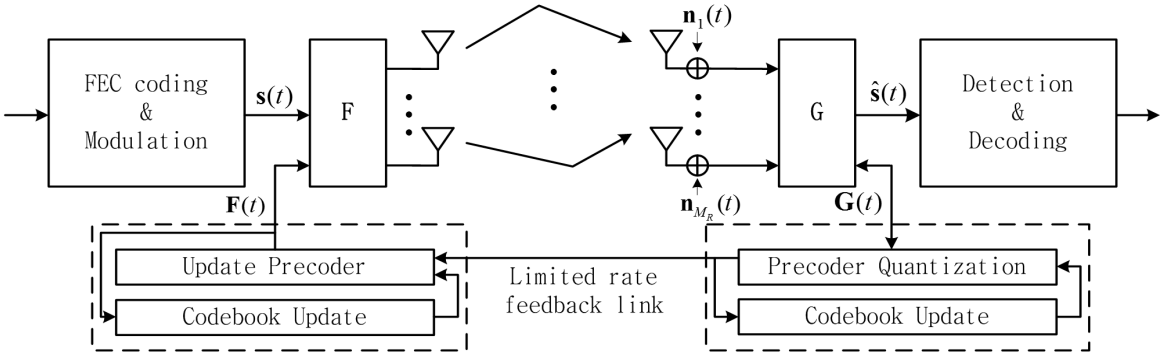

그림 1. 제한된 피드백 선부호화 MIMO 시스템의 블록도
Fig. 1. Block diagram of a limited feedback precoding MIMO system.

왜곡을 최대한 줄여 설계한다.

한편, 기존의 코드북 설계는 블록 페이딩 채널을 가정한다. 블록 페이딩 채널은 송신 데이터의 한 블록 구간에서 페이딩 채널 계수가 일정하고 다른 블록 구간의 페이딩 채널 계수들과는 서로 독립임을 가정한 모델이다. 이 모델을 활용한 다양한 코드북 설계 기법들이 개발되었다. Grassmannian subspace packing 기법[6~7], 부공간 보간 (subspace interpolation) 기법[8], Lloyd 알고리즘 기법[9~10], 그리고 벡터 양자화 설계 기법[11~12]이 이에 해당한다. 이 기법들은 채널들 사이의 시간 상관을 고려하지 않는다. 그러나 실제적인 시스템에서 시간 상관은 인접한 시간(time)인 경우 그 사이에 항상 존재한다. 시간 상관 채널에서 채널은 천천히 변화하고, 그에 따른 선부호화 행렬도 천천히 변화한다. 이 특징을 활용하여 양자화를 개선할 수 있다. 지금까지 상관 채널을 활용한 많은 적응형 코드북 설계 기법들이 개발되었다[13]. 채널 부공간 추적 (channel subspace tracking) 알고리즘을 활용한 측지선 (geodesic) 코드북 설계 기법[14~15], 그리고 확장-압축 (expansion-compression) 알고리즘을 활용한 더 효율적인 측지선 코드북 설계 기법이 이에 해당한다[16]. 이 기법들은 코드북 스위칭 (switching) 알고리즘을 기반으로 설계되고, 이 때, 코드북 스위칭은 주기적인 코드북 인덱스를 추가적으로 피드백 해야 한다[17~18]. 상관 채널과 이전의 준-대각 (quasi-diagonal) 코드북을 활용하여 선부호화 행렬을 개선시키는 차분 선부호화 구조는 추가적인 피드백을 필요로 하지 않는다[19]. 준-대각 코드북은 평균 상호 정보량 (average mutual information)을 활용하여 최적화되고, 시간 상관도에 따라 설계된다. 코드북을 찾는 체계적인 방법과 차분 순환 관점의 실시간 적응형 구조는 [20]에 자세히 설명되어 있고, 이 방식을 확장하여 개선한 적응형 반지름을 갖는 구면캡 (spherical cap) 코드북은 [21]에 자세히 설명되어 있다. 이 코드북들은 높은 PAPR (Peak-to-Average Power Radio)을 갖는 최대 비 전송 방식에서 좋은 성능을 보인다. 하지만, 실제 시스템에서는 증폭기의 효율, 증폭기의 왜곡, 그리고 인접한 채널 간섭에서 많은 문제들이 야기될 수 있다[22]. 이 문제를 개선할 수 있는 동 이득 전송 방식의 차분 코드북은 각 안테나의 파워를 제한하기 때문에 전체 안테나 파워를 제한하는 최대 비 전송 방식의 코드북보다 증폭기의 효율이 높다. 동 이득 전송 방식의 코드북은 [23~24]에서 자세히 설명한다. 본 논문에서는 시간 상관 채널에서 동 이득 전송 방식의 CL-MIMO (close loop-multiple input multiple output) 시스템의 적응형 코드북 설계를 제안하고 성능을 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. Ⅱ장에서는 선부호화 통신 시스템의 코드북에 대한 개요를 보여준다. Ⅲ장에서는 기존의 코드북과 제안된 코드북의 설계를 보이고, 수학적인 성능을 분석한다. Ⅳ장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안된 선부호화 구조를 기존의 다른 구조들과 비교한다. 마지막으로 Ⅵ장에서 본 논문의 결론을 서술한다.

본 논문에서는 다음과 같은 표기법을 사용한다. $U(k,l)$은 $k\times l$ 행렬들의 집합, 굵은 대문자 $\mathbf{A}$는 행렬, 굵은 소문자 $\mathbf{a}$는 벡터, C^k은 k차원 복소 공간을 의미한다.

Ⅱ. 시스템 모델과 선부호화 기법

피드백 선부호화 MIMO 시스템의 블록도는 그림 1과 같다. 이 시스템은 송신 안테나 수는 M_T, 수신 안테나 수는 M_R인 시스템이다. 주파수 영역의 데이터 스트림은 각각 순방향 오류 제어(forward error control, FEC) coding 및 변조 블록으로 보내진다. 이때, 심볼 벡터 $\mathbf{s}_m = [s_{m,1}, s_{m,2}, \cdots, s_{m,V}]^T$는 $M_T \times V$ 크기의 행렬인 정규화(normalized)된 선부호화 행렬 F_t와 곱해진다. 여기서, m은 시간 인덱스이고, $V \le \min(M_T, M_R)$는 데이터 스트림 수, 그리고 $[\cdot]^T$는 전치행렬을 의미한다. 수신된 기저대역 신호는 다음 수식과 같다.

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{H}_m \mathbf{F}_m \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_m, \tag{1}$$

이 때, 레일리 분포를 갖는 $\mathbf{H}_m$는 시간 m에서의 $M_R \times M_T$ 채널 행렬, $\mathbf{n}_m$는 잡음 벡터로 백색잡음(additive white gaussian noise, AWGN)을 의미한다. 수신된 심볼 벡터 $\mathbf{y}_m$는 선형 등화기에서 채널과 스트림 간 간섭의 감소에 의해 진폭과 위상 왜곡을 보상 받는다[4]. 수신기에서 채널 상태 정보가 완벽하다고 가정될 때, 선형 등화기의 출력은 다음 수식과 같다.

$$\hat{\mathbf{s}}_m = \mathbf{G}_m \mathbf{y}_m, \tag{2}$$

이 때, $\mathbf{G}_m$ 는 $V \times M_R$ 행렬로 ZF(Zero Forcing)과 MMSE(Minimum Mean Square Error) 기법중 하나를 선택할 수 있으며 다음 수식과 같다.

$$\mathbf{G}_m{}^{ZF} = (\mathbf{H}_m \mathbf{F}_m)^{\dagger}, \tag{3}$$

$$\mathbf{G}_m{}^{MMSE} = \left[\mathbf{F}_m^* \mathbf{H}_m^* \mathbf{H}_m \mathbf{F}_m + \sigma^2 \mathbf{I}_V\right]^{-1} \mathbf{F}_m^* \mathbf{H}_m, \tag{4}$$

여기서, $[\cdot]^{\dagger}$는 의사 역행렬(pseudo-inverse), $[\cdot]^*$는 공액 전치, 그리고 $[\cdot]^{-1}$는 역행렬, σ는 신호 잡음비 (signal to noise ratio, SNR), $\mathbf{I}_V$는 $V \times V$ 단위행렬. 수신 SNR γ_m는 다음과 같다.

$$\gamma_m = \frac{\| \mathbf{H}_m \mathbf{F}_m \|_F^2}{\sigma^2}, \tag{5}$$

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

$$\mathbf{F}_m = \underset{\mathbf{F}_i \in W}{\arg max} \| \mathbf{H}_m \mathbf{F}_i \|_F, \tag{6}$$

이 때, W는 코드북, $\| \cdot \|_F$는 Frobenius norm 행렬을 의미한다. 위와 다른 선부호화 행렬 선택 방식은 용량을 최대화 하는 것이며, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_V + \sigma^2 \mathbf{F}_m^* \mathbf{H}_m^* \mathbf{H}_m \mathbf{F}_m\right), \tag{7}$$

$$\mathbf{F}_m = \underset{\mathbf{F}_i \in W}{\arg max} \log_2 \det\left(\mathbf{I}_V + \sigma^2 \mathbf{F}_m^* \mathbf{H}_m^* \mathbf{H}_m \mathbf{F}_m\right). \tag{8}$$

식 (6), (8)를 보면, 채널 용량의 최대화하는 $\mathbf{F}_i$는 수신 SNR을 최대화하는 $\mathbf{F}_i$와 동일한 것을 알 수 있다.

Ⅲ. 차분 코드북 설계

A. *Grassmannian 빔포밍 기법*

코드북 사이즈는 피드백 정보량이 제한되어 있는 시스템에 영향을 준다. 최적의 선부호화 성능을 위해서는, 코드북 사이즈는 커야하지만 피드백 정보량의 최소화는 코드북 사이즈의 감소에 의해 이루어진다. 때문에, 우리는 유니터리 행렬의 모든 집합 $U(M_T, V)$에서 최적의 코드북을 선택해야 한다. 이렇게 만들어지는 코드북들을 complex Stiefel manifold로 정의한다[3, 25]. $U(M_T, V)$의 각 행렬은 M_T차원에서의 Complex 공간을 의미하는 C^{M_T}의 V-차원 부분공간이다. V-차원 부분공간의 집합은 $U(M_T, V)$에 있는 행렬들로부터 이어지며, complex Grassmann manifold이다. 코드북 W는 $U(M_T, V)$에서 유한개의 행렬을 선택한다[3].

Grassmannian 빔포밍 방식은 선부호화 행렬의 집합

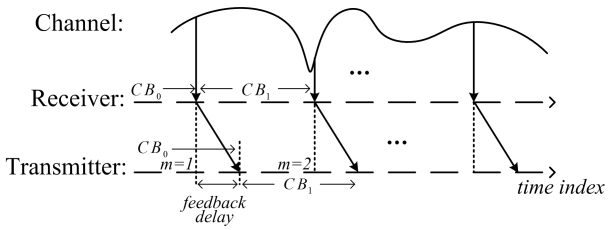

그림 2. 송·수신기의 시간 관계
Fig. 2. The timing chart of transmitter and receiver.

$W=\{\mathbf{F}_i : 1 \le i \le N\}$를 설계하기 위해, 다음 수식을 최대화 할 수 있는 코드북 W를 찾는다.

$$\delta(W) = \min_{1 \le a < b \le N} \sqrt{V - \left|\mathbf{F}_a^* \mathbf{F}_b\right|_F^2}, \quad (9)$$

여기서, N은 코드북 사이즈이다. 코드북 W의 밀도(density)는 [5]에서 정의된다.

$$\begin{aligned} \Delta(W) &= \sum_{i=1}^{N} \mu\left(B_{F_i}\left(\frac{\delta(W)}{2}\right)\right) \\ &= N\left(\frac{\delta(W)}{2}\right)^{2(M_T-1)}, \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, $B_{F_i}(x)$는 행렬 F_i의 주위를 도는 반지름 x를 갖는 행렬구(matrices ball)를 의미한다. 밀도는 양자화 되지 않은 선부호화 행렬이 행렬구 집합에 포함되어 있을 확률의 지표이다. 양자화된 선부호화 행렬은 등방성 분포(isotropically distributed)이고, 행렬구의 집합은 코드북에서 선부호화 행렬들의 주변에 분산되어진다. 그러므로, 코드북 사이즈 N이 증가하는 것만큼 밀도도 증가하게 된다. 이로 인해, 최소 거리 δ의 상계[上界]는 증가하고, 양자화 왜곡은 감소하게 된다[5]. 반면에, 코드북 사이즈가 증가하게 된 후에는 피드백 정보량의 증가로 이어진다. 코드북의 대상 범위를 채널의 현재 상관관계와 일치하는 f인자로 조절 할 수 있다. QEGT 코드북을 예로 들면, 선부호화 행렬 원소들은 $e^{j\Theta}/\sqrt{M_T}$에 의해 제한되어 진다. 여기서, Θ는 $M_T \times V$ 행렬이고 각 원소는 송신 안테나와 데이터 스트림에 상응하는 위상 차이를 의미한다. 이러한 이유는 QEGT 코드북에서 각 행렬이 V-차원 복소 부분공간이고, 행렬의 각 행은 complex line이기 때문이다. QEGT 시스템을 위한 f인자는 다음과 같이 정의된다.

$$f = \frac{\max(\theta_{initial})}{\max(\theta_{object})} \quad (11)$$

대상 적용 범위 (object coverage)를 위한 새로운 코드북은 이전 선부호화 행렬에 의해 중심이 되어야 한다. 그리고 이것은 Grassmannian subspace packing 기법, 또는 로이드 기법에 의해 다시 생성할 수 있다. 하지만 이후에 선부호화 행렬은 시간에 따라 변화하며, 이러한 기법들을 이용해서 새로운 코드북을 생성할 때 높은 계산량이 발생하기 때문에 실시간으로 생성되기 어렵다. 그러나, 임의의 ϕ 값일 경우 벡터 $v \equiv ve^{j\phi}$를 만족하기 때문에 차분 코드북 W_{diff}는 변화하는 위상 ϕ에 의해 $G(M_T,1)$를 구성할 수 있다. 이러한 방식으로 끊임없이 변화되는 차분 코드북을 실시간으로 설계할 수 있다.

B. *기존 차분 코드북 구조*

구면 캡 차분 코드북은 차분 회전 관점의 실시간 적응형 구조이다. 차분 코드북 W_{diff}의 생성방법은 [20~21]에서 자세히 설명한다. 시간 $m \ge 1$ 일 경우 생성되는 새로운 코드북은 다음 수식과 같다.

$$W_m = proj(r_m \mathbf{I}_{M_t} + \sqrt{1-r_m^2}\, F_{m-1})\, W_{diff} \quad (12)$$

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

준-대각 차분 코드북은 상관 채널과 이전의 준-대각 코드북을 활용하여 선부호화 행렬을 개선시키는 구조이다. 차분 코드북 W_{diff}의 생성방법은 [19]에서 자세히 설명한다. 시간 $m \ge 1$ 일 경우 생성되는 새로운 코드북은 다음 수식과 같다.

$$W_m = W_{diff} F_{m-1} \quad (13)$$

C. *동 이득 차분 코드북 구조*

시간 상관 채널을 고려할 때, 이전 선부호화 행렬과 컴바이닝 (combining)에 의해 새로운 코드북으로 생성되는 차분 코드북을 제안한다. 이 새로운 코드북은 전체 $G(M_T, V)$ 대신에 이전 선부호화 행렬 주위에 행렬구 집합을 생성한다. 새로운 코드북을 갱신하는 과정은 송수신기가 동시에 같은 채널정보를 적용하는 것이다. 이것은 송신기와 수신기에 같은 코드북이 있다는 것을 가정한다. 송·수신기의 시간 관계는 그림 2와 같다. 첫 번째 피드백에서 이 시스템은 식 (6) 또는 식 (8)와 같은 과정을 거친 후, 송신기는 선부호화 정보를 받고 현재의 선부호화 행렬에 의해 중심이 계산되어 진다.

LTE 시스템에서 새로운 코드북은 차분 위상 행렬 Θ의 양자화에 의해 쉽게 만들어질 수 있고, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$W_{diff} = \exp\left\langle j \cdot \frac{phase(W_{initial})}{f} \right\rangle, \quad (14)$$

여기서 $\langle \cdot \rangle$는 Hadamard product을 의미하고, $W_{initial}$는 초기 코드북을 의미한다. W_{diff}는 $M_T \times V$ 크기의 차분 코드북이다. 시간 $m \geq 1$일 경우 새로운 코드북은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$W_m = \langle W_{diff} \cdot F_{m-1} \rangle \quad (15)$$

$m = 0$ 일 때, W_0는 초기 코드북을 의미한다. 시간 m에서 피드백 PMI는 새로운 코드북 W_m의 인덱스이다. 또한, 이것은 차분 코드북 W_{diff}의 인덱스이기도 하다. 최종 선부호화 행렬은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{F}_m = \langle W_{diff}(PMI_m) \cdot \mathbf{F}_{m-1} \rangle \quad (16)$$

실제적으로는 m이 커질 때, 많은 수의 행렬구를 만들고 그중 $\mathbf{F}_{m-1}$을 통해 선택한다. 코드북들의 합집합은 $G(M_T, V)$이고, 코드북들의 범위는 f값에 따라 조절된다. 그러므로 최적의 선부호화 행렬은 f값의 범위를 초과하지 않아야 한다. 위 과정을 요약하면, 제안된 최소 거리들과 기존의 코드북은 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$f\delta_{diff} \geq \delta_{anchor} \quad (17)$$

D. 차분 코드북을 적용한 PAPR 분석

PAPR은 실제 비선형 왜곡을 발생시키는 고출력 증폭기의 입력 신호 $\mathbf{F}_m \mathbf{s}_m$에 대하여 최대 전력과 평균 전력의 비로 정의된다[26]. 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$PAPR(\mathbf{F}_m \mathbf{s}_m) = \frac{\max|\mathbf{F}_m \mathbf{s}_m|^2}{E[|\mathbf{F}_m \mathbf{s}_m|^2]} \quad (18)$$

PAPR에서 관심있는 분포는 특정한 전력 레벨을 넘어서는 확률 분포이기 때문에 CCDF가 많이 사용된다. CCDF는 임의의 PAPR 값인 $PAPR^0$보다 구하는 PAPR 값이 클 확률을 의미한다.

Ⅳ. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 Monte Carlo 시뮬레이션을 통해 제안된 선부호화 구조의 성능을 보인다. 기존의 다른 선부호화 구조에 대한 SER과 채널 용량을 비교한다. 주파수 선

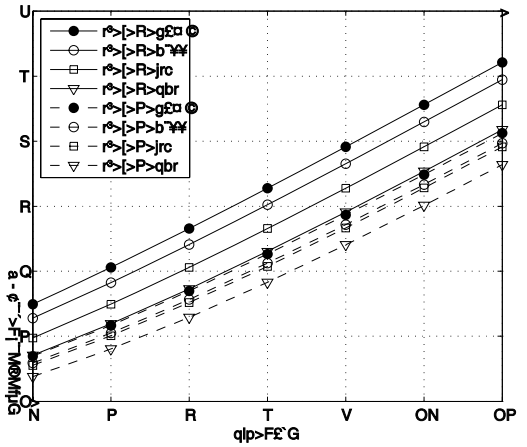

그림 3. 채널 용량 성능: 3km/h and $f = 4$
Fig. 3. Capacity versus SNR: 3km/h and $f = 4$.

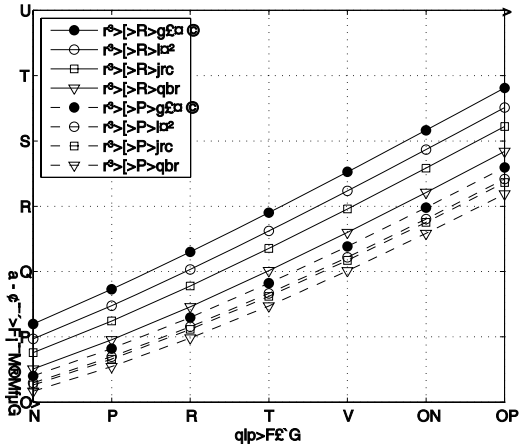

그림 4. 채널 용량 성능: 30km/h and $f = 4$
Fig. 4. Capacity versus SNR: 30km/h and $f = 4$.

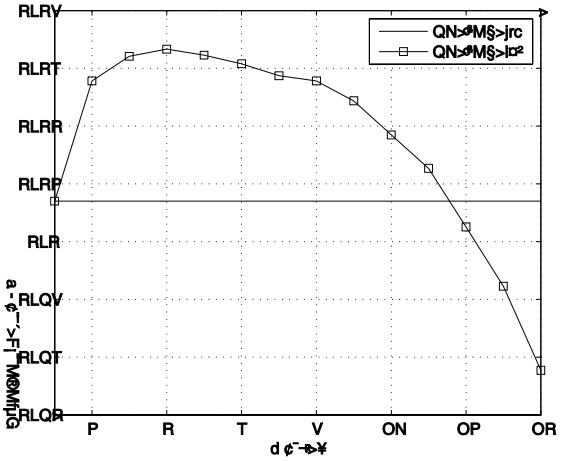

그림 5. 채널 용량과 f인자의 관계: 30 km/h
Fig. 5. Capacity versus factor f: 30 km/h.

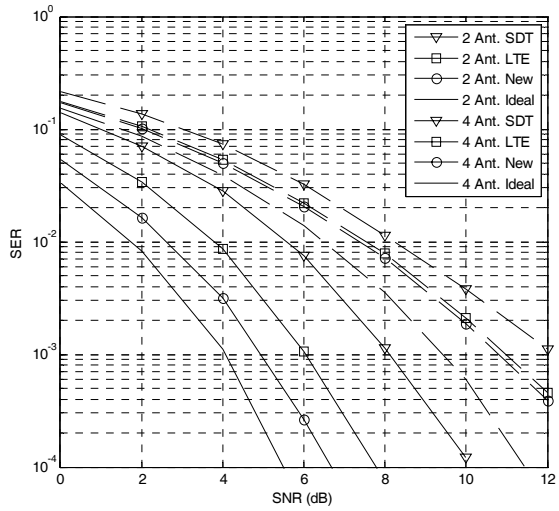

그림 6. SER 성능: 3km/h and $f = 4$
Fig. 6. SER versus SNR: 3km/h and $f = 4$.

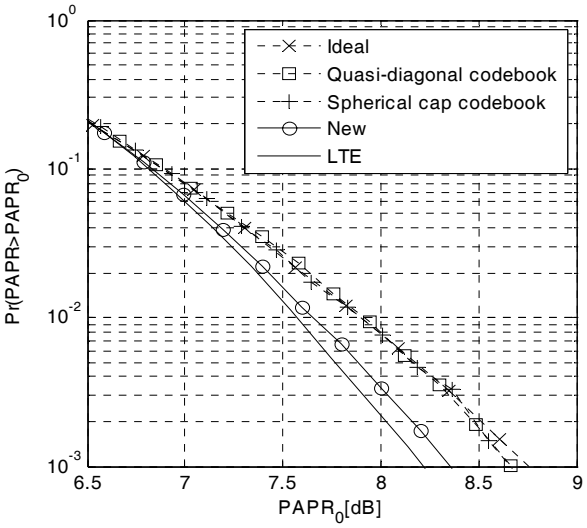

그림 7. CCDF성능: 3km/h and $f = 4$
Fig. 7. CCDF performances: 3km/h and $f = 4$.

택적 레일리 페이딩일 경우로 가정하고, 이동속도는 3km/h인 낮은 이동속도와 30km/h의 높은 이동속도인 두 가지 경우로 시나리오 되었다. 피드백 채널은 에러가 없다고 가정한다. 그림 3, 4는 본 논문에서 제안된 구조, 이상적인 full CSI 구조, LTE 코드북 (Release 8) 구조, 그리고 SDT 구조의 채널 용량 성능을 나타낸다. 그림 3에서는 3km/h의 사용자 속도, 그림4에서는 30km/h의 사용자 속도이고, $f = 4$로 설정되었다. 이 그림들은 제안된 구조가 기존의 LTE 코드북을 능가하는 성능을 보여준다. 전력(power) 이득은 4 송신 안테나일 경우 약 1 dB이고, 2 송신 안테나일 경우에는 0.2dB 감소한다. 전력 이득 변화는 유동성의 증가에 크게 영향을 받지 않는다. 이러한 이유는 f인자가 불변하고, 새로운 코드북의 범위가 충분히 좁기 때문이다. 그림 5는 부분공간 f인자에 따라 제안된 기법의 채널 용량 성능의 변화를 나타낸다. 이 때, SNR은 12 dB이다. f인자가 증가하면, 새로운 코드북의 범위는 작아진다. 따라서 송신기가 최적의 선부호화 행렬에 더 근접하게 된다. 그러나 이후 새로운 코드북의 채널 추적 능력은 감소하게 되고, 시스템 성능 저하로 이어질 것이다. 그림 5는 30km/h일 때 최적의 f값이 4인 것을 보여준다. f인자는 채널의 시간 상관성에 따라서 적절히 설계되어야 한다. 그림 6은 송신 안테나 수가 2와 4, 수신 안테나 수가 1, 그리고 f인자는 4일 경우의 MIMO 시스템에서의 SER 성능을 보여준다. 사용자의 속도는 3km/h이고 ZF 등화기가 수신기에 적용된다. 4개의 송신 안테나 시스템에서는 이상적인 full CSI 구조의 성능이 가장 우수하고, SDT 구조의 성능이 가장 낮다. 그리고, 새로운 코드북은 기존의 코드북 성능을 1dB 정도 능가한다. 2개의 송신 안테나 시스템에서도 새로운 코드북이 기존의 코드북보다 성능이 뛰어나지만, 전력 이득은 감소한다.

Monte Carlo 시뮬레이션으로 여러 가지 차분 코드북을 적용한 PAPR의 CCDF를 구한 결과는 그림 7과 같다. 이 때 부반송파 수는 128, 사용자 속도는 30km/h 그리고 $f = 4$를 적용하였다. 동 이득 전송 방식을 사용한 제안하는 코드북이 최대 비 전송 방식을 사용한 이상적인 full CSI 코드북, 구면 캡 코드북, 준-대각 코드북보다 PAPR 성능의 우수함을 확인하였다.

V. 결 론

본 논문은 시간 상관성 채널을 이용하여 선부호화 시스템을 위한 차분 선부호화 기반의 코드북 구조를 제안한다. 이 때, 제한된 피드백 채널은 오직 송신기에 CSI를 전달하는 것만 가능하다. 제안하는 코드북 구조는 Monte Carlo 시뮬레이션 결과 피드백되는 정보량은 같으면서 기존 선부호화 구조보다 우수한 성능을 확인하였다. 게다가, 기존의 LTE 선부호화 구조와 완벽한 호환성을 가진다. 또한, 제안된 차분 코드북 구조는 다른 차분 코드북 기법 및 기존 LTE 코드북과 비교하여 PAPR 성능의 우수함을 보인다.

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 Unversal 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

이 신(학생회원)

2004년 중국 산둥대학교 정보시스템학과 학사 졸업.
2008년 충북대학교 대학원 바이오정보기술학과 석사 졸업.
2008년 2월～현재 충북대학교 대학원 정보통신공학과 박사과정.

<주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO, OFDM>

김 영 주(정회원)

1988년 고려대학교 전자전산공학과 학사 졸업.
1996년 한국과학기술원 정보통신공학과 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>

김 상 구(학생회원)

2010년 충북대학교 정보통신공학과 학사 졸업.
2010년 3월～현재 충북대학교 대학원 정보통신공학과 석사과정.

<주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO, OFDM>