

논문 2016-53-3-3

M-PSK 성운을 이용한 적응형 차분 동 이득 전송 기술

(An Adaptive Differential Equal Gain Transmission
Technique using M-PSK Constellations)

김 영 주*, 서 창 원**

(Young-Ju Kim[Ⓞ] and Chang-Won Seo)

요 약

시간 상관 채널에 대한 차분 코드북의 적응형 기법을 제안한다. 제안하는 코드북의 코드워드 인자들은 M의 값이 8, 16 또는 32인 M-PSK 성운의 여러 집합 중에서 선택된다. 본 논문에서는 먼저 코드북의 최적의 구면 캡 반경을 어떻게 추적하는지 수학적으로 분석하고 적응형 기법의 구현 방법에 대해 설명한다. 본 논문의 차분 코드북들은 무선 채널 시간 상관 계수에 의해 적응적으로 선택되므로 항상 채널 상태에 따르는 최적의 코드북을 이용하여 송수신을 한다. Monte-Carlo 시뮬레이션은 제안하는 코드북의 성능이 같은 양의 피드백 정보를 가진 M-PSK 성운을 이용하는 비적응형 코드북보다 항상 우수함을 보인다.

Abstract

We propose an adaptive scheme of a differential codebook for temporally correlated channels. And the codeword entries of the propose codebook are selected among the set of M-PSK constellations - the values of M proposed in this paper are 8, 16, or 32. Firstly, we analyze mathematically how the optimal spherical cap radius of the proposed codebook is tracked. Then, we explain the practical implementation of the proposed adaptive method. Practically, some candidate differential codebooks we propose in this paper can be switched according to the temporal correlation coefficients of wireless channels in the proposed scheme. Monte-Carlo simulations demonstrate that the achievable throughput performance employing the proposed codebook is always superior to those of the differential codebooks employing M-PSK constellations and non-adaptive differential codebooks with the same amount of feedback information.

Keywords : Closed-loop MIMO, adaptive differential codebook, LTE-A, temporally correlated channel

I. 서 론

다중 송수신 안테나 (multiple-input multiple-output, MIMO) 기술은 지난 20년 동안 폭넓게 연구되어 왔고, 이미 3rd Generation Partnership Project (3GPP) 및 IEEE 802.16m 등의 최신 무선 액세스 네트워크에 적용되고 있다^[1~2]. MIMO 기술은 공간 분할 다중화 (spatial division multiplexing, SDM), 송신 다이버시티 (transmit

diversity, TD) 및 선부호화 기법 등으로 분류된다^[3]. 또한, MIMO 기술은 개루프 (open-loop) MIMO와 폐루프 (closed-loop) MIMO로 분류할 수 있다. 폐루프 MIMO 시스템은 송신부에서 채널 상태 정보 (channel state information, CSI)를 이용 가능할 때 공간 다이버시티, 시간 다이버시티 및 배열 (array) 이득을 제공한다^[4~6]. 폐루프 시스템의 선부호화 방식은 개루프 시스템보다 뛰어난 처리 성능을 보인다. 폐루프 시스템에서 중요한 것은 송신부가 수신부로부터의 CSI를 알고 있어야 한다는 것이다. CSI는 피드백 채널을 통해 송신부로 전송되는데, 주파수 분할 다중화 (frequency division duplexing, FDD) 시스템에서 피드백 정보의 양은 송신 안테나의 수가 증가함에 따라 증가하게 된다. 피드백 채널의 용량 제한 때문에 피드백 정보는 양자화 되어야 한다^[6]. 제한된 피드백 통신은 채널 공간의 양자화 왜곡

* 평생회원, ** 학생회원, 충북대학교 정보통신공학과 (School of Information and Communication Engineering, Chungbuk National University)

Ⓞ Corresponding Author (E-mail: yjkim@chungbuk.ac.kr)

※ 이 논문은 2014년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

Received : November 13, 2015 Revised : February 22, 2016

Accepted : March 9, 2016

을 최소화하는 코드북 설계 방법에 초점을 맞추고 있다 [7~11].

제한된 피드백 시스템에서 수신기는 유효 용량 또는 신호 대 잡음비 (signal-to-noise, SNR)을 최대화하는 선부호기 행렬의 유한 집합으로부터 최적의 선부호기를 선택한다. 수신기는 부합하는 인덱스 비트의 형태로 최적의 코드워드 인덱스 (codeword index)를 송신기로 보낸다. 코드북 설계 전략으로 수치적 최적화 기법^[7~9] 또는 랜덤 벡터 양자화 (random vector quantization, RVQ) 기법의 사용이 제안되었다^[10]. 랜덤 코드북은 피드백 비트의 수와 송신 안테나의 증가를 점진적으로 최적화함을 보인다. 이러한 연구는 독립적인 블록 단위 페이딩 채널을 가정한다. 느리게 변하는 채널에서 시간 상관 채널 모델은 현재 채널 구현보다 이전 채널의 구현에 의존적이며 실제 채널에 보다 밀접한 모델이다. 차분 코드북은 무선 채널의 시간 상관 특성에 의해 선부호화 행렬 내 양자화 된 채널 정보도 천천히 변화하도록 코드북을 설계한다. 이는 시간 상관 특성에 따른 채널 공간 내 일부분만을 양자화하여 피드백하기 때문에 기존과 동일한 크기의 코드북을 구성해도 가상적으로 보다 정확한 채널정보를 양자화 할 수 있어 채널 용량이 증가하는 효과를 갖는다. 시간 상관 채널을 통해 몇 가지 명확히 정의된 차분 코드북이^[12~16]에서 제안되었다. [12]에서 연속된 MIMO 채널은 차분 선부호기가 준 대각 행렬이 되도록 매우 느리게 변화한다고 가정한다. [13]에서 차분 회전 피드백 기술은 구면 캡 반경 최적화 및 Procrustes 또는 Gram-Schmidt 직교화 기법의 적용이 소개됨으로써 제안 및 분석되었다. IEEE 802.16m에서 변형 기반의 차분 코드북은 표준화 방안에 대하여 철저히 논의 및 채택되었으며^[14~15], long term evolution advanced (LTE-A)는 최근 차분 코드북과 유사성을 가지는 듀얼 코드북 구조를 논의한 바 있다^[16].

M-PSK 성운은 LTE release-8 코드북 설계 기준으로 계산적 편이성 및 완벽한 호환성을 유지하기 위해 이용되는데, [17] 및 [18]은 오직 M-PSK 성운만을 이용하는 MIMO 시스템 기반의 콤비네이션 로크 차분 코드북 또는 M진 위상 편이 방식 (phase shift keying, PSK) 차분 코드북을 제안했다^[19]. 또한, [20]에서는 M-PSK를 이용한 새로운 차분 코드북을 제안했다. 본 논문에서는 각 시점에서의 시간 상관 계수에 따라 적응적으로 M-PSK 차분 코드북을 전환하는 적응형 기법을 제안한다. 또한, 본 논문의 주요 이슈 중 하나인 시간 상관 채널에서 주어진 선택된 이전 및 현재의 최적의 인덱스를

사용하는 위상 편이 추적 기능에 대하여 설명한다.

논문의 구성은 다음과 같다. II에서는 M-PSK 차분 코드북 기법에 대하여 다룬다. III에서는 위상 추적 기능 및 전환을 사용하는 적응형 기법을 제안한다. IV에서는 III에 대한 시뮬레이션 결과 및 이에 대한 논의를 한다. 마지막으로 V에는 결론을 기재한다.

본 논문에서 사용되는 수식 기호들은 다음과 같다. \mathbf{I}_M 은 $M \times M$ 크기의 단위행렬이다. 진한 대문자 \mathbf{A} 는 행렬, $a_{i,j}$ 는 행렬 \mathbf{A} 의 i,j 번째 원소, 진한 소문자 \mathbf{a} 는 벡터, \mathbf{A}^T 는 행렬 \mathbf{A} 의 전치행렬, \mathbf{A}^H 는 행렬 \mathbf{A} 의 복소 전치행렬 그리고 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{m \times n}$ 은 복소 행렬 \mathbf{A} 가 m 개의 행과 n 개의 열로 이루어짐을 가리킨다.

II. 시스템 모델

1. 시스템 모델

M_t 개의 송신 및 M_r 개의 수신 안테나를 가진 제한된 피드백 MIMO 시스템을 고려한다. s_k 는 송신 신호다. 송신기 및 수신기는 모두 $N = 2^B$ 크기, B 비트의 피드백, $\mathbb{F}_k = \{\mathbf{f}_{k,n}\}_{n=1}^N$ 의 일반적인 코드북을 가진다. 여기서 k 는 시간 인덱스이고, $\mathbf{f}_{k,n} \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$, $n = 1, \dots, N$ 은 선부호화 벡터이다. 즉각적인 채널 추정에 따르면 수신기는 더 나은 코드북 벡터 인덱스 n_{opt} 를 선택하고, 이후 각각의 코드북 인덱스는 다시 송신기로 보내진다. 송신기는 현재의 코드북 \mathbb{F}_k 에서 최적의 선부호화 벡터 $\mathbf{f}_{k,n_{opt}}$ 를 선택한다. M_r 개의 수신 안테나로 수신된 신호 벡터 \mathbf{y}_k 는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_k = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{H}_k \mathbf{f}_{k,n_{opt}} s_k + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

이 때 $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$ 은 시간 인덱스 k 에서 평균이 0이고 분산이 1인 서로 독립적이고 동일한 분포 (independent and identically distributed, i.i.d.)를 갖는 비상관성 레일리 플랫폼 페이딩 채널 행렬, k 는 이산 시간 순간이며, $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{M_r \times 1}$ 는 i.i.d. 특성을 갖는 평균은 0이고 분산은 1인 가산성 백색 가우시안 잡음 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 벡터 그리고 ρ 은 SNR을 의미한다.

채널 추정 알고리즘에 의해 수신기가 현재의 CSI를

완벽히 알고 있다고 가정한다. 시스템 성능을 최대화하기 위해서는 두 가지의 코드북 인덱스 선택 기준이 제시된다. 하나는 SNR 선택 기준이며, 또 다른 하나는 용량 선택 기준이다. SNR 선택 기준에서 최적의 선부호기 $\mathbf{f}_{k,n_{opt}}$ 는 수신 SNR이 최대화 되도록 선택되어야 한다. 그러므로 선택 기준은 다음과 같다^[7].

$$n_{opt} = \arg \max_{\mathbf{f}_{k,n} \in \mathbb{F}_k} \|\mathbf{H}_k \mathbf{f}_{k,n}\|_2^2 \quad (2)$$

다른 선부호화 행렬 선택 기준은 다음과 같이 쓸 수 있는 최대 용량이다^[13].

$$n_{opt} = \arg \max_{\mathbf{f}_{k,n} \in \mathbb{F}_k} \log_2(1 + \rho \|\mathbf{H}_k \mathbf{f}_{k,n}\|_2^2) \quad (3)$$

수식 (2) 및 (3)으로부터 최적의 선부호화 벡터 \mathbf{f}_k 는 SNR과 용량 최대화 기준 모두를 만족시키는 것을 알 수 있다.

시간 상관을 갖는 채널에서의 채널 변화는 1차 Gauss-Markov 프로세스로 모델링할 수 있다^[21].

$$\mathbf{H}_k = \epsilon \mathbf{H}_{k-1} + \sqrt{1 - \epsilon^2} \mathbf{G}_k \quad (4)$$

이때 $\mathbf{G}_k \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$ 은 i.i.d.를 갖는 평균이 0이고 분산이 1인 혁신 프로세스이다. 잡음 성분인 \mathbf{n}_k 는 \mathbf{G}_k 와 \mathbf{H}_0 에 독립이며, 초기 상태 \mathbf{H}_0 또한 모든 시간 인덱스 k 에 대해 \mathbf{G}_{k+1} 와 독립인 것으로 가정한다. 시간 상관 계수인 ϵ ($0 \leq \epsilon \leq 1$) 는 인접한 채널 정보 \mathbf{H}_{k-1} 와 \mathbf{H}_k 사이의 상관성을 나타낸다. ϵ 의 값이 크다는 것은 두 연속된 시간 사이의 채널이 매우 높은 상관관계를 가짐을 나타낸다. \mathbf{H}_k 의 모든 인자는 동일한 시간 상관 계수 ϵ 값을 갖는다고 가정한다.

2. 기존의 차분 코드북

양자화 된 차분 피드백 시스템에서 오직 채널 공간의 일부는 양자화 왜곡을 감소시키기 위하여 양자화 되며, 양자화 된 부공간은 이전의 선부호기에 의존한다. [12]에서 송신기는 차분 코드북 $\mathbf{f}_{diff,n_{opt}}$ 와 이전의 선부호화 벡터 및 수신기에 의해 명시된 $\mathbb{F}_{diff} = \{\mathbf{f}_{diff,n}\}_{n=1}^N$ 를 이

용함으로써 선부호화 행렬을 계산하며, 이는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{f}_k = \langle \mathbf{f}_{diff,n_{opt}} \cdot \mathbf{f}_{k-1} \rangle \quad (5)$$

이때 연산자 $\langle \cdot \rangle$ 는 \mathbf{f}_{k-1} 와 $\mathbf{f}_{diff,n_{opt}}$ 의 Hadamard 곱이며, 여기서 수신기는 $\mathbb{F}'_{diff} = \{\mathbf{f}_{diff,n} \mathbf{f}_{k-1}\}_{n=1}^N$ 을 사용하여 용량을 최대화하는 최적의 선부호화 벡터를 선택한다. 이러한 차분 코드북은 준 대각 (quasi-diagonal) 행렬을 포함한다.

^[13]에서 정규화된 구면 캡 r_k 의 반경은 채널 방향의 변화 및 누적된 양자화 오차의 영향을 적분함으로써 연속적으로 결정된다. 적응형 계획 기반의 섭동 및 투영의 코드북 업데이트 프로세스는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{f}_k = \text{proj}(\sqrt{1 - r_k} \mathbf{I}_{M_t} + r_k \mathbf{f}_{diff,n_{opt}}) \mathbf{f}_{k-1} \quad (6)$$

여기서 $\text{proj}(\cdot)$ 는 투영 함수 그리고 $\mathbb{F}_{diff} = \{\mathbf{f}_{diff,n}\}_{n=1}^N$ 는 무작위로 얻어진 회전 행렬 기반의 차분 코드북을 나타낸다. Procrustes 직교화 또는 Gram-Schmidt 열 직교화 중 하나는 투영 함수에 이용될 수 있다^[19]. 수신기는 $\mathbb{W}_{diff} = \{\text{proj}(\sqrt{1 - r_k} \mathbf{I}_{M_t} + r_k \mathbf{f}_{diff,n}) \mathbf{f}_{k-1}\}_{n=1}^N$ 을 이용하여 용량을 최대화하는 최적의 선부호화 행렬을 선택한다.

^[17] 및 ^[18]에서 M-PSK 차분 코드북의 엔트리(entries)는 M-PSK 성운의 집합이다. 현재의 코드북은 모든 채널이 사용될 때마다 업데이트되며, 코드북의 코드워드는 연속적으로 변화한다. 초기의 시간 스텝 $k = 1$ 에서는 LTE release-8 코드북과 같은 기존의 코드북이 사용된다. 제안하는 차분 코드북은 $k \leq 2$ 부터 적용된다. 코드북 업데이트는 송신기 및 수신기 모두에서 동시에 작동되어야 하며, 이는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbb{F}_k = \langle \mathbb{F}_{diff} \cdot \mathbf{f}_{k-1} \rangle \quad (7)$$

이때 연산자 $\langle \cdot \rangle$ 는 \mathbf{f}_{k-1} 와 $\mathbb{F}_{diff} = \{\mathbf{f}_{diff,n}\}_{n=1}^N$ 의 n 번째 인자의 Hadamard 곱이며, 여기서 \mathbb{F}_k 의 n 번째 인자인 \mathbb{F}_k 의 집합을 얻는다. $\mathbb{F}_k = \{\mathbf{f}_{k,n}\}_{n=1}^N$ 의 최적의 인덱스 n_{opt} 는 수식 (4)의 시간 상관 채널을 통해 전송률

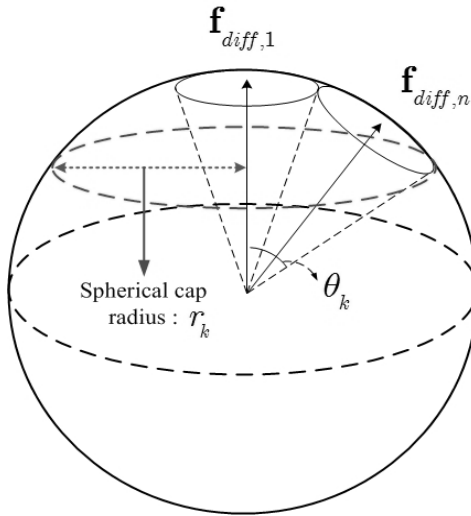


그림 1. k 번째 시간 스텝에서 M-PSK 차분 코드북의 주요 위상 및 구면 캡 반경 사이의 관계
Fig. 1. The relationship between the principal phase and the spherical cap radius of the M-PSK differential codebook at the k -th time instant.

(achievable throughput)이 최대가 되게끔 선택된다. M-PSK 차분 코드북은 선부호화 벡터의 인자에 대하여 모두 M-PSK 성운을 갖는 것이 아닌 1개의 주위에서 3 또는 5개의 성운만을 가진다. M-PSK 성운이 적용되었을 때, $e^{j\frac{\pi}{4}}$, 1 , $e^{-j\frac{\pi}{4}}$ 인 3개의 성운 또는 $e^{j\frac{\pi}{8}}$, $e^{j\frac{\pi}{16}}$, 1 , $e^{-j\frac{\pi}{16}}$, $e^{-j\frac{\pi}{8}}$ 인 5개의 성운 중 하나면 1km/h 및 30km/h 사이의 단말 이동속도의 M-PSK 차분 코드북 \mathbb{F}_{diff} 을 설계하는데 충분하다. 따라서 제안하는 코드북은 높은 정밀도의 코드북을 설계하는데 3 혹은 5개의 성운만으로도 채널 행렬 공간의 제한된 영역에 집중할 수 있다.

M-PSK 성운에 대한 코드워드 엔트리의 제한은 안테나 당 등 이득 제약 특성 (또는 상수 모듈러스 특성)을 유지 가능하게 만든다. 그래서 제안하는 코드북의 사용은 사용자 단말 (user equipment, UE)의 복잡도를 줄이고, 첨두 대 평균 전력비 (peak-to-average power ratio, PAPR)의 불필요한 증가를 방지할 수 있다.

III. 제안하는 적응형 기법

M-PSK 성운을 사용하는 기존의 차분 코드북은 고정된 구면 캡 반경을 가지지 않을 뿐만 아니라, 시간 상관의 정도에 따라 적응적으로 코드북을 전환하지 않는다^[17-18]. 시스템의 성능을 향상시키기 위하여, 각 시간

스텝의 후보 코드북 중에서 가장 적합한 코드북을 적응적으로 선택한다.

차분 선부호화 방식은 최종 전송률을 얻기 전에 일부 천이 상태를 가지게 된다. 또한 피드백 오차가 누적되면 코드북 업데이트에서 성능이 저하될 수 있기 때문에 정기적인 재생 (refresh) 작용이 필요하다. 일반적으로 천이 상태의 초기 스텝은 정상 상태의 경우보다 큰 구면 캡 반경을 가진다. 시간 스텝 k 가 초기 상태로부터 증가하면 구면 캡 반경은 정상 상태에 도달할 때까지 작아지게 된다. 그리고 반경의 변화는 이전 및 현재 시간 스텝 간에 밀접하게 관련되어 있다. [23]에서 구면 캡 (또는 polar-cap) 차분 코드북에 대한 반경의 상한은 RVQ 코드북의 Voronoi 영역의 근사치를 이용하여 도출하였다. M-PSK 차분 코드북의 주요 위상 및 구면 캡 반경 사이의 관계는 그림 1과 같다. 수식 (7)의 M-PSK 차분 코드북 \mathbb{F}_{diff} 에 대한 정규화 가능한 최대 반경 r_k 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r_k = \sin(\theta_k) = \sqrt{1 - |\mathbf{f}_{diff,1}^H \mathbf{f}_{diff,n}|^2} \quad (8)$$

여기서 \mathbf{f}_{diff} 는 이전의 선부호기와 동일하게 만든 현재 선부호기의 M-PSK 차분 코드북의 코드워드이다. 그리고 $\mathbf{f}_{diff,n}$ 는 n 의 값의 증가함에 따라 코달 거리 (chordal distance)가 가능한 한 증가하는 코드워드를 나타낸다. 정규화 된 θ_k 는 코드워드 $\mathbf{f}_{diff,1}$ 와 시간 스텝 k 에 대하여 가능한 최적의 (양자화 되지 않은) 선부호기 사이의 위상과 관련되어 있다.

코드북의 양자화 오차를 가진 코드워드를 고려해보면, 정규화 가능한 최대 반경은 이전에 선택된 코드워드 \mathbf{f}_{k-1} 과 최근에 선택된 코드워드 \mathbf{f}_k 사이의 평균 거리와 관련되어 있다.

$$\begin{aligned} \sin(\theta_k) &\triangleq E \left[\sqrt{1 - |\mathbf{f}_{k-1}^H \mathbf{f}_k|^2} \right] \\ (a) &\leq \sqrt{1 - E \left[|\mathbf{f}_{k-1}^H \mathbf{f}_k|^2 \right]} \\ (b) &= \sqrt{1 - E \left[\left| \mathbf{f}_{k-1}^H (\epsilon \mathbf{f}_{k-1} + \sqrt{1 - \epsilon^2} \mathbf{g}_k) \right|^2 \right]} \quad (9) \\ (c) &= \sqrt{1 - \epsilon^2 E \left[|\mathbf{f}_{k-1}^H \mathbf{f}_{k-1}|^2 \right] - (1 - \epsilon^2) E \left[|\mathbf{f}_{k-1}^H \mathbf{g}_k|^2 \right]} \\ (d) &= \sqrt{1 - \epsilon^2 + \epsilon^2 E \left[1 - |\mathbf{f}_{k-1}^H \mathbf{f}_{k-1}|^2 \right] - \frac{(1 - \epsilon^2)}{M_t}} \\ (e) &\leq \sqrt{1 - \epsilon^2 + \epsilon^2 \left[\sin(\theta_{k-1}) \cdot 2^{-\frac{B}{2(M-1)}} \right]^2 - \frac{(1 - \epsilon^2)}{M_t}} \end{aligned}$$

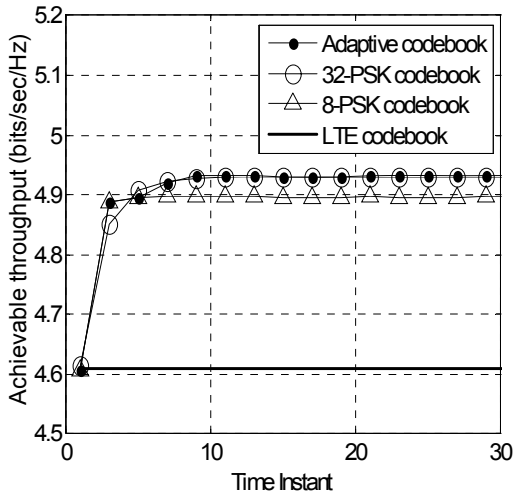


그림 2. 사용자 단말 속도 1km/h ($\epsilon = 0.999$) 및 $(M_t, M_r) = (4, 1)$ 일 때, 시간 상관 채널에서 적응형 M-PSK 차분 코드북의 성능.

Fig. 2. Achievable throughput vs. time instant in a temporal correlated channel for adaptive M-PSK differential codebook when $(M_t, M_r) = (4, 1)$ with the UE speed of 1km/h ($\epsilon = 0.999$).

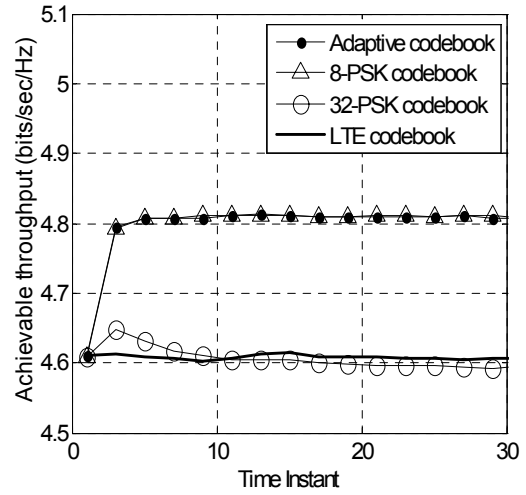


그림 3. 사용자 단말 속도 7km/h ($\epsilon = 0.936$) 및 $(M_t, M_r) = (4, 1)$ 일 때, 시간 상관 채널에서 적응형 M-PSK 차분 코드북의 성능

Fig. 3. Achievable throughput vs. time instant in a temporal correlated channel for adaptive M-PSK differential codebook when $(M_t, M_r) = (4, 1)$ with the UE speed of 7km/h ($\epsilon = 0.936$).

여기서 $0 \leq r_k^2 \leq 1$, $\sin(\theta_0) = 1$ 및 $\mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$ 은 i.i.d.를 갖는 평균이 0이고 분산이 1인 혁신 프로세스를 나타낸다. (a)는 Jensen의 부등식을 따르고, (b)는 \mathbf{f}_{k-1} 및 \mathbf{g}_k 의 방향과 진폭 사이의 독립성으로부터 가져왔다. (c)는 \mathbf{f}_{k-1} 및 \mathbf{g}_k 가 독립이라는 사실에서 의한 것이며 (d)에서 $\|\mathbf{f}_{k-1}^H \mathbf{g}_k\|^2$ 은 평균이 $1/M_t$ 로 주어지는 파라미터 1 및 $M_t - 1$ 를 가지는 베타 분포이다. 그리고 (e)는 [23]의 $E[1 - |\mathbf{f}_k^H \mathbf{f}_k|^2] \leq \left[\sin(\theta_k) \cdot 2^{-\frac{B}{2(M_t-1)}} \right]^2$ 에서 가져왔다.

수식 (9)의 최대 $\frac{2}{3}\theta_k$ 보다 적은 \mathbf{f}_k 와 \mathbf{f}_{k-1} 간의 위상 범위 및 보행자에 대한 성능을 고려해서, 8-PSK 및 32-PSK 성운을 가지는 M-PSK 차분 코드북을 설정한다. 만약 모든 송신기 및 수신기에 일부 M-PSK 코드북이 설계 및 저장되어 있다면, 송신기와 수신기는 8-PSK 차분 코드북 및 32-PSK 차분 코드북 간의 위상 범위가 동일한 코드북을 선택한다.

IV. 시뮬레이션 결과

Monte-Carlo 시뮬레이션은 제안하는 적응형 기법의 용량 성능을 보여주고, 느리게 변하는 채널에서 LTE

코드북의 성능을 비교하기 위해 실시하였다. 송신 안테나 수 M_t 는 4, 수신 안테나 수 M_r 은 1 혹은 2인 안테나 시스템을 가정한다. 시뮬레이션은 150만 회 이상 반복 실시하였다. 제안하는 기법의 동작을 보장하기 위하여 시간 상관 채널의 변화는 1차 Gauss-Markov 프로세스로 모델링하였다. 채널 상관 계수 ϵ 는 $\epsilon = J_0(2\pi f_D T)$ 로 Jakes 모델을 따른다. 이때, $J_0(\cdot)$ 는 0차 베셀 함수, T 는 시간 스텝 주기 그리고 $f_D = v f_c / c$ 는 단말기 속도 v , 반송 주파수 f_c , 그리고 $c = 3 \times 10^8$ m/s 로 계산되는 최대 도플러 주파수이다. 피드백 간격은 5ms, 반송 주파수는 2.5GHz 그리고 UE의 속도는 1km/h 및 7km/h로 가정한다. 시간 스텝 $k=0$ 에서는 LTE 코드북의 코드워드를 선택한다. 피드백 채널은 오차가 없는 것으로 가정한다. 또한, 채널 추정 및 동기화는 완벽하며 공간 상관은 없고 송·수신 안테나 간에 피드백 지연이 없다고 가정한다.

동작 SNR을 10dB로 고정하였을 때, 시간 스텝에 대한 최종 전송률은 그림 2와 같다. 송신 안테나 수 M_t 는 4, 수신 안테나 수 M_r 은 1 그리고 코드북 사이즈는 16이다. 성능 곡선은 UE의 속도를 1km/h ($\epsilon = 0.999$)로 가정했을 때의 제안하는 적응형 기법, M-PSK 차분 코드북 그리고 LTE 코드북의 성능을 나타낸다. 그림 2에서 초기 시간 스텝 범위에서는 8-PSK 차분 코드북의 수렴이 32-PSK 차분 코드북보다 약 0.04 bits/sec

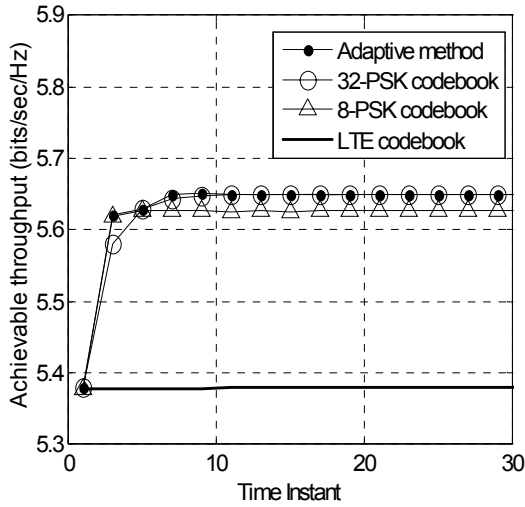


그림 4. 사용자 단말 속도 1km/h ($\epsilon = 0.999$) 및 $(M_t, M_r) = (4, 2)$ 일 때, 시간 상관 채널에서 적응형 M-PSK 차분 코드북의 성능

Fig. 4. Achievable throughput vs. time instant in a temporal correlated channel for adaptive M-PSK differential codebook when $(M_t, M_r) = (4, 2)$ with the UE speed of 1km/h ($\epsilon = 0.999$).

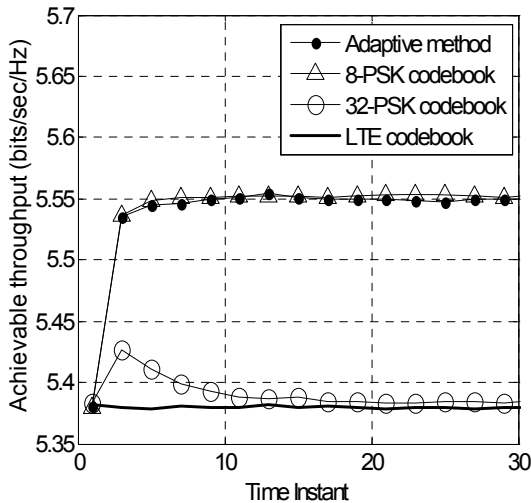


그림 5. 사용자 단말 속도 7km/h ($\epsilon = 0.936$) 및 $(M_t, M_r) = (4, 2)$ 일 때, 시간 상관 채널에서 적응형 M-PSK 차분 코드북의 성능

Fig. 5. Achievable throughput vs. time instant in a temporal correlated channel for adaptive M-PSK differential codebook when $(M_t, M_r) = (4, 2)$ with the UE speed of 7km/h ($\epsilon = 0.936$).

/Hz, 32-PSK 코드북은 수렴 범위에서 8-PSK 차분 코드북보다 성능이 약 0.037bits/sec/Hz 더 뛰어나며, 제안하는 적응 기법은 항상 M-PSK 차분 코드북보다 뛰어난 성능을 보인다.

그림 3은 그림 2의 시뮬레이션 파라미터에서 오직

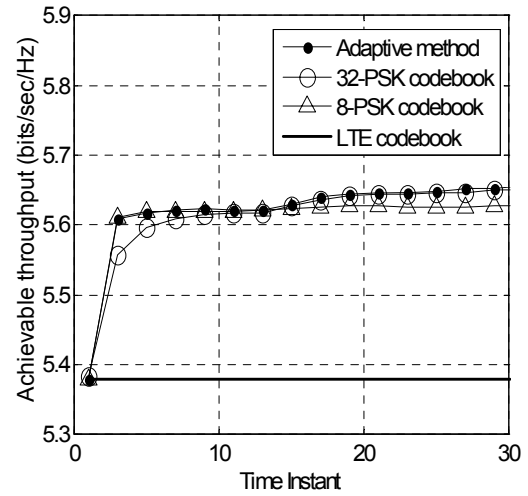


그림 6. 사용자 단말 속도 1 ~ 3km/h ($\epsilon = 0.988 \sim 0.999$) 및 $(M_t, M_r) = (4, 2)$ 일 때, 시간 상관 채널에서 적응형 M-PSK 차분 코드북의 성능

Fig. 6. Achievable throughput vs. time instant in a temporal correlated channel for adaptive M-PSK differential codebook when $(M_t, M_r) = (4, 2)$ with the UE speed of 1 ~ 3km/h ($\epsilon = 0.988 \sim 0.999$).

UE 속도 7km/h의 차이만을 가진다. 시간 상관의 값이 감소했기 때문에, 수렴 범위에서 8-PSK 차분 코드북은 32-PSK 차분 코드북보다 뛰어난 성능을 보인다. 제안하는 적응형 기법은 8-PSK 차분 코드북과 동일하며 32-PSK 차분 코드북 및 LTE 코드북보다 항상 더 좋은 성능을 보인다. 그림 4와 그림 5는 M_t 는 4 및 M_r 는 2로 가정하며, 다른 파라미터는 그림 2 및 그림 3과 동일하며, 시뮬레이션 또한 같은 결과를 보인다.

그림 6은 UE 속도 1 ~ 3km/h ($\epsilon = 0.988 \sim 0.999$)만 다르며, 나머지 시뮬레이션 파라미터는 그림 5와 동일하다. UE 속도는 시간 스텝 1에서 30에 걸쳐 3km/h에서 1km/h로 점차 감소한다. 속도가 감소함에 따라 약 UE 속도 2km/h 이하가 되는 시간 스텝부터 32-PSK 차분 코드북은 8-PSK 차분 코드북보다 더 나은 성능을 보인다. 시뮬레이션 결과로부터 제안하는 기법은 성운 수가 8 또는 32로 고정된 M-PSK 차분 코드북보다 항상 더 나은 성능을 가지는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 느리게 변하는 MIMO 채널에서 M-PSK 성운을 가지는 적응형 차분 코드북을 제안하였다. 이후의 시간 스텝에서의 위상을 이용하는 채널 추

적 능력을 조사하였는데, 이는 위상 변화 범위의 상한을 결정하여 적응적으로 변화시킬 수 있다. 시뮬레이션 결과로부터 제안하는 기법은 피드백 정보의 양이 정확히 동일할 때, 항상 다른 후보 코드북보다 뛰어난 적절한 코드북을 선택하였다.

REFERENCES

- [1] S. A. Ahson, Long Term Evolution, 3GPP LTE Radio and Cellular Technology, Auerbach Publications, 2009.
- [2] Qinghua Li, "Advancement of MIMO technology in WiMAX: from IEEE 802.16d/e/j to 802.16m," IEEE Communications Magazine, vol. 47, no. 6, pp. 100-107, Jun. 2009.
- [3] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, Introduction to space time wireless communications, Cambridge University Press, pp. 95-96, 2003.
- [4] R. W. Heath and A. J. Paulraj, "Switching between multiplexing and diversity based on constellation distance," In Proceedings, Allerton Conference on Communications, Control, and Computing, Sep. 2000.
- [5] L. Zheng and D. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple antenna channels," IEEE Trans. on Infor. Theory, vol. 49, no. 5, pp. 1073-1096, May. 2003.
- [6] D. J. Love, R. W. Heath Jr., V. K. N. Lau, D. Gesbert, B. D. Rao and M. Andrews, "An overview of limited feedback wireless communication systems," IEEE J. Sel. Areas, Commun., vol. 26, no. 8, pp. 1341-1365, Oct. 2008.
- [7] D. J. Love, R. W. Heath Jr., and T. Strohmer, "Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems," IEEE Trans. on Information Theory, vol. 49, no. 10, pp. 2735-2747, Oct. 2003.
- [8] D. J. Love and R. W. Heath Jr., "Equal Gain Transmission in Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems," IEEE Trans. on Communications, vol. 51, no. 7, pp. 1102-1110, Jul. 2003.
- [9] C. R. Murthy and B. D. Rao, "Quantization methods for equal gain transmission with finite rate feedback," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 55, no. 1, pp. 233-245, Jan. 2007.
- [10] J. C. Roh and B. D. Rao, "Transmit beamforming in multiple-antenna systems with finite rate feedback: a VQ-based approach," IEEE Trans. on Information Theory, vol. 52, no. 3, pp. 1101-1112, Mar. 2006.
- [11] X. Li, S. G. Kim and Y. J. Kim, "Equal gain differential precoding technique for temporally correlated channels," The journal of the institute of Electronics Engineers of Korea, Vol. 49, No. 1, pp. 11-18, Jan. 2012.
- [12] T. Abe, and G. Bauch, "Differential codebook MIMO precoding technique," IEEE Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM '07., pp. 3963-3968, Nov. 2007.
- [13] T. Kim, D. J. Love, and B. Clerckx, "MIMO systems with limited rate differential feedback in slowly varying channels," IEEE Trans. on Commun., Vol. 59, No. 4, pp. 1175-1189. Apr. 2011.
- [14] IEEE C802.16m-09/0058r3, "Differential feedback for IEEE 802.16m MIMO schemes," Jan. 2009.
- [15] IEEE C802.16m-08/1182r1, "Codebook design for IEEE 802.16m MIMO schemes," Sep. 2008.
- [16] R1-105011, "WF on 8 Tx codebook," 3GPP TSG RAN WG1 62, Aug. 2010.
- [17] Y. J. Kim, X. Li, T. J. Kim, and D. J. Love, "A combination lock-like differential codebook for temporally correlated channels," IET Electronics Letters, vol. 48, no. 1, pp. 1629-1639, Jan. 2012.
- [18] Y. J. Kim, "A Differential Codebook Using 8-PSK Alphabets for Slowly Fading Channels," IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall) 2012, Sep. 2012.
- [19] 3GPP TS 36.211, Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation, Release 8.9.0.
- [20] Y. J. Kim, C. W. Seo and N. Y. Park, "A Novel Differential Equal Gain Transmission Technique using M-PSK Constellations in MIMO System," The journal of the institute of Electronics Engineers of Korea, Vol. 52, No. 1, pp. 14-31, Jan. 2015.
- [21] R. H. Etkin and D. N. C. Tse, "Degree of freedom in some underspread MIMO fading channel," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 52, no. 4, pp. 1576-1608, Apr. 2006.
- [22] G. H. Golub and C. F. V. Loan, Matrix Computation, Johns Hopkins University Press, 3rd ed., 1994.
- [23] J. Choi, B. Clerckx, N. Lee, and G. Kim, "A New Design of Polar-Cap Differential Codebook for Temporally/Spatially Correlated MISO channels," IEEE Trans. on Wireless Commun., vol. 11, no. 2, Feb. 2012.

저 자 소 개



김 영 주(평생회원)-교신저자
 2001년 1월~2003년 8월 (주)엘지전자
 UMTS 시스템연구소
 2011년 7월~2012년 7월 Purdue Univ.
 방문교수
 2003년 9월~현재 충북대학교 전자정보
 대학 교수

<주관심분야 : LTE-A, Distributed antenna system>



서 창 원(학생회원)
 2014년 충북대학교 정보통신공학과
 학사 졸업.
 2014년 3월~현재 충북대학교 정
 보통신공학과 석사 과정.
 <주관심분야 : 차세대이동통신시스템,
 LTE-A, MIMO>