

다중안테나 시스템을 위한 투영 기반 효율적인 채널 정보 피드백 기법

이 은 관*, 손 혁 민^o

Projection-Based Efficient Channel Information Feedback for MIMO Systems

Eun-gwan Lee*, Hyuk-min Son^o

요 약

다중안테나 기술은 공간 다이버시티 이득을 활용하여 채널 용량을 획기적으로 개선시킬 수 있으나 송수신단에서 정확한 채널 상태 정보가 필요하다. 또한 안테나 수가 증가할수록 채널 상태 정보를 피드백하기 위한 오버헤드가 증가하는 문제가 발생한다. 본 논문은 안테나 수에 따른 피드백 오버헤드 증가를 최소화 하고, 정확한 채널 상태 정보 전달하기 위해 투영기반 채널정보 피드백 기법을 제안한다. 제안하는 피드백 기법은 시간 상관도가 있는 채널에서 성긴 속성을 갖는 차등 벡터를 추출하고, 이를 낮은 차원의 벡터로 투영하여 피드백 오버헤드를 감소시킨다. 실험을 통해 기존 피드백 기법에 비해 동일 피드백 오버헤드 환경에서 채널 왜곡을 최소화하여 정확한 채널 상태 정보 전달이 가능함을 보인다.

Key Words : MIMO, differential vector feedback, CSI feedback, time correlated channel

ABSTRACT

The multi-antenna technology can dramatically improve the channel capacity by utilizing the spatial diversity gain, but it needs accurate channel state information at both transmitter and receiver. In addition, the increase in the number of antennas causes the increase in the feedback overhead for delivering channel state information. This paper proposes a projection - based channel information feedback scheme to reduce the feedback overhead while maintaining its accuracy. In the proposed scheme, the sparse differential channel vector is extracted from time correlated channel and then it is projected onto a low dimensional space to reduce the feedback overhead. Through the simulation results, it is shown that the proposed scheme minimize the channel distortion, compared to reference schemes for a given feedback overhead.

I. 서 론

4세대 및 5세대 무선 통신 시스템의 핵심기술인 다중안테나(MIMO, Multiple-Input Multiple-Output) 기술은 공간 다이버시티 이득을 활용하여 채널 용량을

개선시킬 수 있으나, 송수신단에서 정확한 채널 상태 정보(channel state information)를 필요로 한다^{1,2)}.

주파수 분할 듀플렉스(frequency division duplex) 시스템에서 다중안테나 기술을 사용하는 경우 상향 및 하향 링크의 주파수 대역이 다르므로 수신단에서

* 이 성과는 2019년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2017R1C1B5016402).

• First Author : Wonkwang University Department of Electronic Engineering, leg2718@naver.com, 학생회원

o Corresponding Author : Wonkwang University Department of Electronic Engineering, hson102@wku.ac.kr, 정회원

논문번호 : 201905-094-A-RE, Received May 29, 2019; Revised July 19, 2019; Accepted August 12, 2019

채널 상태 정보를 추정하고 추정된 채널 상태 정보를 송신단으로 전달한다. 채널 상태 정보 전달 피드백 오버헤드를 최소화하기 위해 채널 상태 정보를 양자화한 후 이를 송신단에 피드백 한다^{3,5}. 기존 대표적인 양자화 기법으로는 코드북 기반 양자화 기법이 있다. 다중안테나 채널 벡터와 가장 유사한 코드워드를 선택하고, 코드북 내에서의 인덱스 값을 피드백 하는 방식이다. 이때 코드북을 설계하는 방식으로는 RVQ(random vector quantization) 코드북³, Grassmannian 코드북⁴, 로이드 코드북⁵ 등이 있다. 특히 Grassmannian 코드북과 로이드 코드북은 VQC(vector quantization codebook)에 대한 최적의 양자화 오차를 보여준다^{6,7}. 그러나 코드북 기반 채널 상태 정보 피드백 기법은 안테나 수가 증가할수록 정확한 채널 상태 정보 전달을 위해 코드북 크기가 커지게 된다. 이는 코드북 저장을 위한 메모리 증가, 코드워드 선택을 위한 연산 복잡도 증가 및 피드백 오버헤드가 증가하는 문제를 야기한다. 만약 피드백 오버헤드가 고정된 상태에서 안테나의 수가 증가하는 경우에는 피드백된 채널 상태 정보의 왜곡(distortion)이 증가하게 된다.

이러한 문제에 대한 대안으로 압축 센싱(compressed sensing)기반 피드백 기법이 연구되어 왔다⁸⁻¹⁰. 압축 센싱 기반 피드백 기법은 높은 공간상관도를 갖는 채널 벡터로부터 성긴(sparse) 채널 벡터를 추출하고, 해당 채널을 압축하여 채널 상태 정보를 전송하는 기술이다. 압축된 채널로부터의 복원은 성긴 정도(sparsity level)가 높을수록 정확한 복원을 시킬 수 있다¹¹. 그러나 압축 센싱 피드백 기법은 성긴 특성을 갖는 채널의 원소 값이 아날로그 값으로 구해져 복원 시 왜곡의 가능성이 높고 공간 상관도가 낮은 채널 환경에서는 성긴 채널 벡터 추출 시 성긴 정도가 낮아져, 압축된 채널 상태 정보 복원 시 왜곡이 발생하여 정확한 복원이 어려워지는 문제가 발생한다.

본 논문은 공간상관도가 낮은 채널 환경에서도 시간 상관도가 있는 경우, 해당 특성을 활용한 효율적 투영기반 차등 벡터 피드백 방식을 제안한다. 본 방식에서는 시간 상관도가 있는 채널 벡터들로부터 차등 벡터(differential vector)를 추출하고, 해당 차등 벡터가 성긴 속성을 갖도록 문턱 값(threshold)에 의하여 차등 벡터의 각 원소 값을 $-1, 0, 1$ 로 정해진 값으로 변환한다. 이후 낮은 차원의 벡터로 투영시켜 피드백 오버헤드를 낮추어 전송한다. 송신단에서 투영된 채널을 원래 채널로 복원할 때 성긴 채널 벡터의 값을 구성하는 $-1, 0, 1$ 값에 대한 완전 탐색 기법

(exhaustive search)이 가능하여, 정확한 복원이 가능하다. 실험을 통해 제안된 기법이 기존 기술 대비 동일 피드백 오버헤드 환경에서 채널 왜곡을 최소화하여 정확한 채널 상태 정보 전달이 가능함을 보인다.

본 논문에서 대문자의 경우 행렬, 그리고 소문자는 벡터로 표기한다. 행렬 A 에 대한 에르미트행렬은 A^H 로 표기한다. 이와 동일한 방법으로 행렬 A 의 전치 행렬은 A^T , 그리고 역행렬은 A^{-1} 로 표기할 수 있다. $|a|$ 는 복소수 a 의 절대 값으로 표기한다. a 에 대한 l_2 -norm은 $\|a\|$, 그리고 기댓값은 $E[a]$ 으로 표기한다. 평균이 μ 이고 분산이 σ^2 인 정규분포는 $N(\mu, \sigma^2)$ 으로 표기한다.

II. 시스템 모델

N 개의 송신 안테나를 가지는 기지국, 단일 안테나를 가지는 단일 사용자로 구성된 다중 입력 단일 출력(MISO, Multiple-Input Single-Output) 통신 시스템을 고려한다. 신호 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$y[t] = \sqrt{P}h^H[t]w[t]s[t] + n \quad (1)$$

여기서, t 는 시간 인덱스, $s[t] \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 은 t 번째 심볼 전송 구간에서의 송신 심볼, $E[\|s[t]\|^2] = 1$, P 는 송신 전력, $n \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 은 부가 백색 가우시안 잡음(additive white gaussian noise)으로 평균이 0이고 분산이 1인 가우시안 랜덤 변수, $h[t] \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 t 번째 심볼 전송 구간에서 레일리 페이딩(Rayleigh fading) 채널 벡터, $w[t] \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 $\|w[t]\|^2 = 1$ 인 MRT(maximal ratio transmission) 빔포밍 벡터이다. 그리고 수신단에서 채널 벡터 $h[t]$ 를 정확하게 알고 있다고 가정한다.

MRT 전처리 기법을 활용한 빔포밍 벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$w[t] = \frac{\hat{h}[t]}{\|\hat{h}[t]\|} \quad (2)$$

여기서, $\hat{h}[t]$ 은 t 번째 심볼 전송 구간에서 수신단의 피드백을 통하여 송신단에서 복원된 채널 벡터이다. 수식 (1)에서 채널 벡터는 가우스 마르코프(gauss markov) 모델을 따르며 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 h[1] &= h_{iid} \\
 h[t] &= \rho h[t-1] + \sqrt{1-\rho^2} h_{iid} \quad (t \geq 2) \quad (3)
 \end{aligned}$$

여기서, $h_{iid} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 독립 항등 분포(iid, independent and identically distributed) 레일레이 페이딩 채널이며, $\rho (0 \leq \rho \leq 1)$ 는 시간 상관 계수(temporal correlation coefficient)이다. 모든 전송 구간에 대해서 시간 상관 계수가 일정하고 송신단과 수신단에서 정확하게 알고 있으며 피드백 오류와 피드백 지연이 없다고 가정한다.

신호 대 잡음비(SNR, signal-to-noise ratio)는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$SNR = P|h[t]^H w[t]|^2 \quad (4)$$

높은 채널 용량을 달성하기 위해, 송신단에서 채널 벡터를 활용한 프리 코딩 기법이 필요하다. 그러나 송신단에서 정확한 채널 벡터를 얻는 것은 쉽지 않으므로 일반적으로 수신단으로부터 전달받은 양자화된 채널 벡터 $\hat{h}[t]$ 를 이용한다. 그러므로 채널 용량 C 는 수식 (1)에서 수신 신호 y 로부터 얻을 수 있는 송신 심볼에 대한 최대 상호 정보이며 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C = \log_2(1 + P|h[t]^H w[t]|^2) \quad (5)$$

III. 제안하는 투영기반 효율적인 채널 정보 피드백 기법

본 논문에서 제안하는 투영 기반 효율적인 채널 정보 피드백 기법은 그림 1과 같다. 그림 1에서 사용자가 채널 상태 정보를 추정하여 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 를 구한 후 차등 벡터를 성긴 차등 벡터 $\bar{h}[t]$ 로 변환한다.

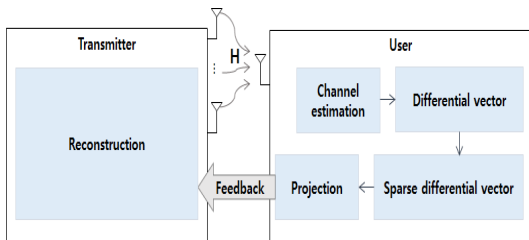


그림 1. 투영 기반 효율적인 채널 정보 피드백 모델
Fig. 1. Projection-based efficient channel information feedback model

이후 낮은 차원으로 투영시켜 압축시킨 정보를 송신단에 전달한다. 송신단에서 사용자로부터 전달받은 압축시킨 정보를 복원하여 채널 상태 정보를 얻을 수 있다.

3.1 투영기반 채널 정보 피드백 과정

본 논문에서는 수신단에서 하향 링크 채널 추정방법을 통해 얻은 채널 벡터 $h[t]$ 를 수신단에서 정확하게 알고 있다고 가정한다. 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 는 이전 심볼 전송 구간에서 복원된 채널 벡터 $\hat{h}[t-1]$ 에 시간 상관 계수 ρ 를 곱한 후, 해당 값을 현재 채널 벡터 $h[t]$ 에서 뺀 형태로 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{h}[t] &= h[t] - \rho \hat{h}[t-1] \\
 &= \rho h[t-1] + \sqrt{1-\rho^2} h_{iid} - \rho \hat{h}[t-1] \quad (6) \\
 &= \sqrt{1-\rho^2} h_{iid} + \rho(h[t-1] - \hat{h}[t-1])
 \end{aligned}$$

여기서, $t = 1$ 일 때 첫 번째 심볼 전송 구간이므로 $\hat{h}[0]$ 은 영벡터로 가정한다.

수식 (6)에서의 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 를 성긴 특성을 가지는 벡터 $\bar{h}[t]$ 로 만들기 위해 차등 벡터의 원소 값이 특정 문턱 값 $\gamma_t (\gamma_t > 0)$ 보다 큰 경우와 $-\gamma_t$ 보다 작은 경우의 채널 상태 정보만을 추출한다. 추출하는 방법으로는 우선 차등 벡터의 원소 값을 실수 성분과 허수 성분으로 분리한다. 이후 분리한 원소 값에 대해서 γ_t 보다 큰 경우에 원소 값을 1, $-\gamma_t$ 보다 작은 경우에 원소 값을 -1 , 그리고 나머지 원소 값을 0으로 변환하여 모든 원소 값이 특정한 값 1, 0, -1 로 이루어진 $\bar{h}[t]$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$[\bar{h}[t]]_i = \begin{cases} 1, & Re(\alpha_i) \geq \gamma_t \\ 0, & -\gamma_t < Re(\alpha_i) < \gamma_t \\ -1, & Re(\alpha_i) \leq -\gamma_t \end{cases} \quad (7)$$

$$[\bar{h}[t]]_{N+i} = \begin{cases} 1, & Im(\alpha_i) \geq \gamma_t \\ 0, & -\gamma_t < Im(\alpha_i) < \gamma_t \\ -1, & Im(\alpha_i) \leq -\gamma_t \end{cases} \quad (8)$$

여기서, N 은 송신 안테나의 개수, $\bar{h}[t] \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$ 은 t 번째 심볼 전송 구간에서 성긴 특성을 가지는 벡터, γ_t 은 t 번째 심볼 전송 구간에서의 문턱 값, $[\bar{h}[t]]_i$ 은 $\bar{h}[t]$ 의 i 번째 행의 원소 값,

$\tilde{h}[t] = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_i, \dots, \alpha_N]^T$ 이다.

수식 (6)에서 $t = 1$ 일 때 첫 번째 심볼 전송 구간에 대한 채널 상태 정보를 갖고 있는 차등 벡터 $\tilde{h}[1]$ 의 모든 원소 값을 수식 (7)과 수식 (8)처럼 문턱 값 γ_1 을 기준으로 특정한 값 1, 0, -1 값으로 변환한다. 이로 인하여 $\tilde{h}[t]$ 의 성긴 정도가 문턱 값이 클수록 높아지고 문턱 값이 작을수록 낮아진다. 이를 고려하여 문턱 값의 초기 값은 $t = 1$ 일 때 차등 벡터 $\tilde{h}[1] = h_{iid}$ 이므로 차등 벡터의 원소의 실수 및 허수부에 대한 확률 밀도 함수를 양의 영역에서 절단 정규 분포의 평균값으로 설정하였다. $\tilde{h}[1]$ 을 수식 (7)과 수식 (8)에서 실수 부분과 허수 부분으로 나눠서 계산하기 때문에 성긴 특성을 가진 벡터로 변환 시 원소 값은 $X \sim N(0, \frac{1}{2})$ 을 따르며 확률 변수 X 에 대한 확률 밀도 함수를 0부터 ∞ 영역에서의 절단 정규 분포의 평균값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= E(X|0 < x < \infty) \\ &= \mu + \sigma \frac{\phi(0) - \phi(\infty)}{\Phi(\infty) - \Phi(0)} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, μ 는 확률 변수 X 의 기댓값, σ 는 확률 변수 X 의 표준편차, $\phi(x)$ 는 확률 변수 X 에 대한 확률 밀도 함수, $\Phi(x)$ 는 확률 변수 X 에 대한 누적 분포 함수이다. 실제로 절단 정규 분포의 평균값으로 초기 값을 설정하는 경우 실험을 통해 왜곡이 가장 낮게 측정되는 것을 실험결과 및 결론에서 설명하였다.

t 가 증가할 때 γ_1 값으로 일정하다면, 수식 (6)에서 차등 벡터의 원소 값이 $-\gamma_1$ 보다 크거나 γ_1 보다 작은 값에 대해서 성긴 특성을 가지는 벡터 $\tilde{h}[t]$ 로 추출이 불가능하여 이전 심볼 전송 구간에서 추출되지 않은 채널 상태 정보를 포함할 수 없다. 그러므로 t 가 증가할 때 문턱 값도 같이 감소시켜 이전 심볼 전송 구간에서 추출되지 않은 채널 상태 정보를 포함할 수 있도록 해야 한다.

수식 (3)을 기반으로 채널 벡터의 차를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$h[t] - h[t-1] = \rho^{t-2}(h[2] - h[1]) \quad (t \geq 2) \quad (10)$$

이때, $h[2] - h[1] = (\rho - 1)h[1] + \sqrt{1 - \rho^2}h_{iid}$.

수식 (10)에서 현재 채널 벡터와 이전 채널 벡터의 차벡터는 모든 심볼 전송 구간에서 ρ^{t-2} 형태로 표현되는 것을 알 수 있다. 또한 수식 (6)에서 이전 심볼 전송 구간에서 복원된 채널 $\hat{h}[t-1]$ 은 문턱 값 γ_{t-1} 기준으로 추출된 채널 상태 정보로만 이루어져 있다. 그러므로 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 에서 이전 심볼 전송 구간에서 복원된 채널 $\hat{h}[t-1]$ 를 제외한 채널 상태 정보가 수식 (10)과 같이 ρ 의 비율로 변하기 때문에 문턱 값 γ_t 을 ρ^t 의 비율로 감소시켜 1 또는 -1로 변형되는 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값과 문턱 값의 오차 범위를 최소화하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\gamma_t = \rho^t \gamma_{t-1} \quad (t \geq 2) \quad (11)$$

수식 (6)에서 t 가 충분히 크면 채널 정보 피드백 기법으로 인해 $t - 1$ 일 때 실제 채널 벡터와 복원된 채널 벡터의 차가 영벡터에 가깝게 계산되므로 차등 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{h}[t] \approx \sqrt{(1 - \rho^2)}h_{iid} \quad (12)$$

t 가 증가할수록 수식 (11)에 의해서 문턱 값이 계속하여 감소하면 $\tilde{h}[t]$ 의 성긴 특성의 정도가 점점 낮아지는 문제와 수식 (12)로 인해 1 또는 -1로 변형되는 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값이 문턱 값 γ_t 와의 오차 범위가 커지므로 송신단에서 차등 벡터를 복원 시 오차 범위로 인해 정확한 차등 벡터를 얻을 수 없으므로 문턱 값의 최솟값이 필요하다. 수식 (9)에서 문턱 값의 초기 값과 마찬가지로 수식 (12)에 대한 양의 영역에서 절단 정규 분포의 평균값으로 설정했을 때 왜곡이 가장 낮게 나오는 것을 실험결과 및 결론에서 설명하였다. 차등 벡터의 원소들은 수식 (7)과 수식 (8)에서 실수 부분과 허수 부분으로 나눠서 계산하기 때문에 성긴 특성을 가진 벡터로 변환 시 차등벡터의 원소 값은 $Y \sim N(0, \frac{(1 - \rho^2)}{2})$ 을 따르게 된다. 수식 (9)와 같이 절단 정규 분포를 이용하며 $Y \sim N(0, \frac{(1 - \rho^2)}{2})$ 에 대한 확률 밀도 함수를 0부터 ∞ 영역에서의 절단 정규 분포의 평균값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E(Y|0 < y < \infty) = \gamma_1 \times \sqrt{1 - \rho^2} = \gamma_{t(\min)} \quad (13)$$

여기서, $\gamma_{t(\min)}$ 은 문턱 값의 최솟값이다.

차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값을 $\bar{h}[t]$ 로 변환 시 문턱 값 γ_t 와 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값에 대한 오차 범위를 최소화하기 위해 t 가 증가할 때 수식 (11)이 수식 (13)보다 작은 경우 문턱 값을 수식 (13)으로 설정한다.

피드백 오버헤드를 낮추기 위해서 수식(7)과 수식 (8)에서 구한 성긴 특성을 가지는 벡터 $\bar{h}[t]$ 를 $2N$ 보다 더 낮은 차원에 투영시키며 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f_t = \Psi \bar{h}[t] \quad (14)$$

여기서, $f_t \in \mathbb{C}^{C \times 1}$ 은 투영된 벡터, C 는 투영공간의 차원, $\Psi \in \mathbb{C}^{C \times 2N}$ 은 투영 행렬(projection matrix)^[12]로 논문 [12]의 measurement matrix 설계 방식을 인용하였으며 Ψ 는 모든 심볼 전송 구간에서 일정하고 송수신단이 알고 있다고 가정한다.

수신단에서 투영된 벡터 f_t 를 송신단으로 잡음 없이 피드백 한다고 가정한다. $\bar{h}[t]$ 의 원소 값은 특정한 값 1, 0, -1 값으로만 구성되어 있고 투영 행렬을 송수신단에서 알고 있으므로 송신단에서 완전 탐색 기법이 가능하여 $\bar{h}[t]$ 을 정확하게 복원할 수 있으며 완전 탐색 기법은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h^*[t] = \operatorname{argmin}_{[v]_j \in (-1, 0, 1)} \|f_t - \Psi v\| \quad (15)$$

여기서, $[v]_j$ 는 $v \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$ 의 j 번째 행의 원소 값, $h^*[t]$ 는 t 번째 심볼 전송 구간에서 $\|f_t - \Psi v\|$ 가 가장 작은 벡터이다.

수식 (7)과 수식 (8)에서 차등 벡터의 원소 값이 문턱 값 기준으로 특정한 값 1, 0, -1 값으로 변환하였다. 그러므로 송신단에서 $h^*[t]$ 를 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 로 복원을 해야 한다. 문턱 값 γ_t 및 $-\gamma_t$ 기준으로 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 를 변형시켰기 때문에 $h^*[t]$ 에 문턱 값 γ_t 를 곱하여 복원한 원소 값은 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값이 γ_t 보다 훨씬 큰 값과 $-\gamma_t$ 보다 훨씬 작은

값에 대하여 오차가 크기 때문에 $\gamma_t h^*[t]$ 와 $\tilde{h}[t]$ 의 왜곡이 크게 발생하며, 이는 실험 결과 및 결론에서 설명한다. 그러므로 문턱 값인 γ_t 로 복원하는 방법은 정확한 채널 상태 정보를 얻을 수 없다. 그러나 수식 (12)에서 t 가 충분히 증가하면 차등 벡터는 $\tilde{h}[t] \approx \sqrt{(1 - \rho^2)} h_{iid}$ 이므로 문턱 값 γ_t 및 $-\gamma_t$ 기준으로 1과 -1로 변형된 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값에 대한 평균값을 곱하여 복원하여 오차를 최소화할 수 있다. 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값이 양의 영역에서 문턱 값 γ_t 보다 큰 원소 값에 대한 평균값을 구하는 방법은 수식 (7)과 수식 (8)에서 실수 부분과 허수 부분으로 나뉘어 계산하기 때문에 성긴 특성을 가진 벡터로 변환 시 차등벡터의 원소 값은 $X \sim N(0, \frac{(1 - \rho^2)}{2})$ 을 따르게 된다. 수식 (9)와 같이 절단 정규 분포를 이용하며 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값이 양의 영역에서 문턱 값 γ_t 보다 큰 원소 값에 대한 평균값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E(X|X > \gamma_t) = \frac{\sqrt{1 - \rho^2} \exp(-\frac{\gamma_t^2}{1 - \rho^2})}{\sqrt{\pi} (1 - \operatorname{erf}(\frac{\gamma_t}{\sqrt{1 - \rho^2}}))} \quad (16)$$

여기서, $E(X|X > \gamma_t)$ 은 $X \sim N(0, \frac{(1 - \rho^2)}{2})$ 에 대한 확률밀도함수를 γ_t 부터 ∞ 영역에서의 절단정규 분포의 평균이다.

그러므로 송수신단에서 문턱 값 기준으로 변환한 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값을 복원하기 위해 $\bar{h}[t]$ 에 수식 (16)에서 구한 $E(X|X > \gamma_t)$ 을 곱하며 복원된 채널은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{h}[t] = E(X|X > \gamma_t) \times h^*[t] + \rho \hat{h}[t - 1] \quad (17)$$

$E(X|X > \gamma_t) \times h^*[t]$ 로 복원된 차등벡터에 $\rho \hat{h}[t - 1]$ 을 더하면 수식 (3)의 t 번째 심볼 전송 구간에서의 채널 벡터로 나오게 되며 송신단에서 채널 상태 정보를 얻을 수 있다.

3.2 투영기반 채널 정보 피드백 기법을 MIMO 시스템에 적용

N_t 개의 송신 안테나를 가지는 기지국과 N_r 개의 안테나를 가지는 단일 사용자로 구성된 MIMO 시스템을 고려하였을 때 투영기반 채널 정보 피드백 기법을 적용시킬 수 있는 방법은 다음과 같다.

첫 번째 방법은 MIMO 시스템 채널 행렬은 $H \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 로 구성되므로 채널 행렬을 벡터로 변환시킨다. 채널 행렬의 원소는 실수 부분과 허수 부분을 따로 분리하며 채널 행렬을 벡터로 변환시키면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_H = \begin{bmatrix} \text{real}(h_1) \\ \text{imag}(h_1) \\ \vdots \\ \text{real}(h_{N_t}) \\ \text{imag}(h_{N_t}) \end{bmatrix} \quad (18)$$

여기서, $h_H \in \mathbb{C}^{(2N_r N_t) \times 1}$ 로 채널 행렬을 벡터로 변환시킨 벡터, $H = [h_1, h_2, \dots, h_{N_t}]$ 이며 $h_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ ($1 \leq i \leq N_t$)이다.

채널 행렬을 벡터로 변환시킨 벡터 h_H 를 본 논문에서 제안하는 기법에 적용이 가능하여 MIMO 시스템으로 확장시킬 수 있다.

두 번째 방법은 수신단에서 receive combining vector $u \in \mathbb{C}^{1 \times N_r}$ 를 설계하여 채널 행렬 $H \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 에 결합한다. 그러면 effective channel vector $uH \in \mathbb{C}^{1 \times N_t}$ 는 채널 벡터로 대체하여 본 논문에서 제안하는 기법에 적용이 가능하며 MIMO 시스템으로 확장시킬 수 있다.

IV. 실험결과 및 결론

투영기반 효율적인 피드백 기법과 성능을 확인하기 위해 논문 [7, 13]에서 로이드 알고리즘 기반 코드북 설계 방식을 인용하여 50000개를 발생시킨 가우시 기반 레일레이 페이딩 채널 벡터 $h[t]$ 에 대한 로이드 코드북 (Lloyd codebook)기반 피드백 기법, 논문 [14]에서 제안한 투영 기반 차등 벡터 피드백 (projection-based differential feedback, PBDF) 및 논문 [15]에서 제안한 코드북 기반 차등 벡터 피드백 기

법 (codebook-based differential feedback, CBDF)과 동일한 환경에서 비교 분석하였다. 본 논문에서는 송신안테나 개수 $N = 16$, 시간 상관 계수 $\rho = 0.9$, 투영된 차원 $C = 2$, 공간 상관 계수는 0.9 , $SNR = 10dB$ 로 설정한다. 송신단과 수신단에서 공간 상관 계수를 알고 있다고 가정한다. 벡터의 복소수 원소마다 3 ~ 4비트를 할당하면 정확하게 전달이 가능하다고 알려져 있으므로^[16] $B = 8$ 비트로 설정하여 실험을 진행한다.

왜곡(Distortion) D 는 평균 제곱 오차(Mean squared error) 형태이며 t번째 심볼 전송 구간에서 실제 채널 벡터와 송신단에서 복원된 채널의 차이를 의미하며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D = \|h[t] - \hat{h}[t]\|^2 \quad (19)$$

왜곡을 송신 안테나 수 N 으로 정규화 하였으며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{D}{N} = \frac{1}{N} \|h[t] - \hat{h}[t]\|^2 \quad (20)$$

그림 2는 시간 상관도가 있는 채널 환경에서 $t = 1$ 일 때 첫 번째 심볼 전송 구간에서 문턱 값의 초기 값에 대한 채널 왜곡을 나타낸 결과이다. 복원 방법 1 (Reconstruction method 1) 그래프는 송신단에서 채널 복원 시 수식 (17)에서 $E(X|X > \gamma_1)$ 이 아닌 γ_1 를 곱하여 복원한 결과이며 복원 방법 2 (Reconstruction method 2) 그래프는 송신단에서 채널 복원 시 수식 (17)를 이용한 결과이다. 복원 방법 1 그래프보다 복원 방법 2 그래프가 더 좋은 성능을 보인다. 이는 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 를 문턱 값 기준으로 성긴 특성을 가지는 벡터 $\bar{h}[t]$ 로 변환하여 송신단에서 차등 벡터 $\tilde{h}[t]$ 로 복원 시 γ_t 를 곱하여 복원하면 t번째 심볼 전송 구간에서 차등벡터 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값에 대해서 γ_t 보다 큰 모든 원소 값이 γ_t 값으로 복원되기 때문에 기존의 원소 값과 γ_t 값에 오차가 커 왜곡이 높게 나타나지만 차등벡터 $\tilde{h}[t]$ 의 원소 값에 대해서 γ_t 보다 큰 모든 원소 값의 평균값 $E(X|X > \gamma_t)$ 로 복원하면 기존의 원소 값과 오차가 줄어들어 γ_t 값으로 복원했을 때 보다 왜곡이 낮게 나타난다. 또한 $t = 1$ 일 때 차등벡터는 $\tilde{h}[1] = h_{iid}$ 이므로 차등벡터

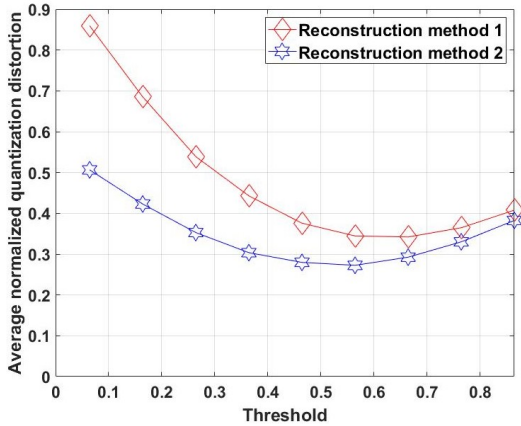


그림 2. 첫 번째 심볼 전송 구간에서 문턱 값의 초기 값에 대한 정규화된 채널 왜곡
 Fig. 2. Normalized quantization channel distortion for the initial value of the threshold in the first symbol transmission interval

$\tilde{h}[1]$ 의 원소 값은 정규 분포를 따르게 된다. 그러므로 양의 영역에서 절단 정규 분포의 평균값을 문턱 값의 초기 값으로 설정하였을 때 문턱 값 γ_1 을 기준으로 크거나 같은 차등벡터의 원소 값과 $-\gamma_t$ 보다 작거나 같은 차등 벡터의 원소 값만 1과 -1로 변형되기 때문에 복원 시 $E\{X|X > \gamma_t\}$ 로 복원하면 변형된 값들에 대한 평균값이기 때문에 왜곡을 최소화시킬 수 있다는 것을 그림 2에서 실험을 통하여 나타난다. 마찬가지로 t 가 충분히 클 때 차등벡터는

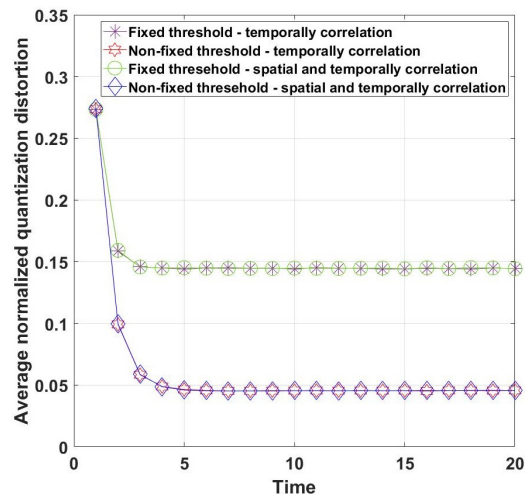


그림 3. 문턱 값을 고정 및 비고정 시켰을 때 대한 시간에 따른 정규화된 채널 왜곡
 Fig. 3. Normalized quantization channel distortion over time for fixed and non-fixed thresholds

$\tilde{h}[t] \approx \sqrt{(1-\rho^2)}h_{iid}$ 이므로 양의 영역에서 절단 정규 분포의 평균값을 문턱 값의 최솟값으로 설정하였을 때 좋은 성능을 얻을 수 있다.

그림 3은 t 가 증가할 때 문턱 값을 고정시켰을 때와 문턱 값을 감소시켰을 때 공간 및 시간 상관도가 있는 채널 환경과 시간 상관만 있는 채널 환경에서 t 에 따른 채널의 왜곡을 나타낸 결과이다. 공간 및 시간 상관도가 있는 채널 환경과 시간 상관도만 있는 채널 환경에서 성능이 동일하였다. 또한, t 가 증가할 때 문턱 값을 고정시켰을 때보다 문턱 값을 감소시켰을 때 성능이 우수하게 나왔다. 이는 t 가 증가할 때 문턱 값을 고정시키면 이전 심볼 전송 구간에서 추출된 채널 상태 정보를 피드백하여 다음 심볼 전송 구간에서 차등벡터를 구성할 때 추출된 채널 상태 정보가 제거되어 포함되지 않으며 고정된 문턱 값으로는 나머지 채널 상태 정보에 대한 추출에 한계가 있기 때문이다. 그러므로 t 가 증가할 때 문턱 값을 감소시킬시 다음 심볼 전송 구간에서 차등벡터에서 나머지 채널 상태 정보를 추출이 가능하기 때문에 문턱 값을 고정시켰을 때보다 문턱 값을 감소시킬 때 더 좋은 성능을 보인다.

그림 4에서 공간 및 시간 상관도가 있는 채널 환경과 시간 상관 채널 환경에서 본 논문에서 제안한 기법 및 PBDF와 시간 상관 채널 환경에서 로이드 코드북 기반 피드백 기법 및 CBDF에 대한 시간에 따른 채널의 왜곡을 나타낸 결과이다. 일반적으로 안테나 개수가 많아질수록 채널의 차원이 커지게 되어 코드북 기반 채널 피드백 기법은 코드 벡터의 수를 증가시켜야

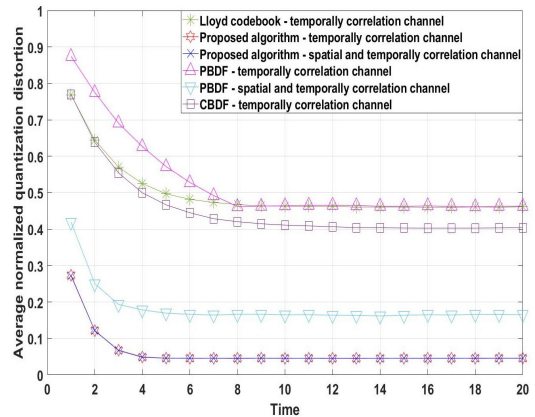


그림 4. 기존 피드백 기법 및 제안한 기법에 대한 시간에 따른 정규화된 채널 왜곡
 Fig. 4. Normalized quantization channel distortion over time for reference schemes and proposed techniques

채널 왜곡을 최소화 할 수 있다. 그러므로 그림 4에서 송신 안테나 수 대비 피드백 비트 수의 부족으로 인해 로이드 코드북 기반 피드백 기법과 CBDF에서 채널 왜곡이 높게 나타나는 것을 볼 수 있다. 또한, PBDF는 투영 행렬을 이용하여 송신단에서 차등 벡터 복원 시 투영 오류(projection error)를 보정하기 위해 투영 행렬 설계를 투영 오류를 고려하여 업데이트 하지만, 이상적으로 완벽한 보정이 불가능하기 때문에 채널 왜곡이 발생한다. 그러나 본 논문에서 제안한 기법의 경우 피드백 채널에 노이즈가 없는 경우 완전 탐색 기법을 이용하여 성진 채널을 복원하기 때문에 투영 오류의 영향을 받지 않아 비교 기법 대비 우수한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

그림 5에서 시간 상관 채널 환경에서 본 논문에서 제안한 기법과 로이드 코드북 기반 피드백 기법과 PBDF 및 CBDF에 대한 시간에 따른 sum-rate 을 나타낸 결과이다. 상기 그림 4의 결과 측면에서 비교 기법보다 본 논문에서 제안한 기법이 채널의 왜곡이 낮게 나온 것을 근거로 수신 SNR 성능이 더 우수하기 때문에 sum-rate 또한 좋은 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

본 논문에서는 다중안테나 시스템에서 피드백 오버헤드를 감소시키고 채널 상태 정보를 정확하게 전달할 수 있는 투영기반 효율적인 채널 정보 피드백 기법을 제안하였다. 실험을 통해 기존 로이드 코드북 양자화 피드백 기법과 PBDF, CBDF보다 동일 비트에서 더 정확한 채널 상태 정보를 전달할 수 있다는 것을 확인할 수 있었다. 그러나 완전 탐색 기법으로 인해 복잡도가 크게 증가하는 단점이 있다. 추후 복잡도를

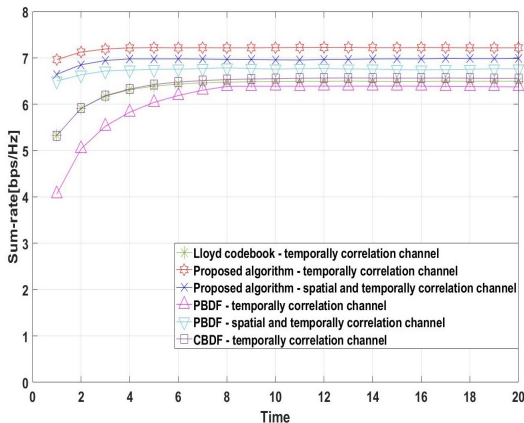


그림 5. 기존 피드백 기법 및 제안한 기법에 대한 시간에 따른 sum rate
Fig. 5. Sum-rate over time for reference schemes and proposed techniques

감소하기 위해서 송신단에서 성진 특성을 가진 벡터를 복원시키는 방법에 대한 연구가 필요하다.

References

- [1] T. L. Marzetta, "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 11, pp. 3590-3600, Nov. 2010.
- [2] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, "Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 30, no. 1, pp. 40-60, Jan. 2013.
- [3] C. K. Au-yeung and D. J. Love, "On the performance of random vector quantization limited feedback beamforming in a MISO system," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 2, pp. 458-462, Feb. 2007.
- [4] D. J. Love, R. W. Heath, and T. Strohmer, "Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2735-2747, Oct. 2003.
- [5] L. L. Winger, "Linearly constrained generalized Lloyd algorithm for reduced codebook vector quantization," *IEEE Trans. Sign. Process.*, vol. 49, no. 7, pp. 1501-1509, Jul. 2001.
- [6] W. Dai, Y. Liu, and B. Rider, "Quantization bounds on grassmann manifolds and applications to MIMO communications," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 3, Feb. 2008.
- [7] Y. T. Wu, Y. Y. Zhao, and F. Yu, "Comparison of codebooks for beamforming in limited feedback MIMO systems," *2012 IEEE Int. Conf. CSAE*, vol. 2, pp. 32-36 Zhangjiajie, China, Aug. 2012.
- [8] Y. Han and J. Lee, "Compressed sensing techniques for millimeter wave channel estimation," *J. KICS*, vol. 42, no. 1, pp. 25-30, Jan. 2017.
- [9] M. S. Sim, J. Park, C.-B. Chae, and R. W.

Heath, "Compressed channel feedback for correlated massive MIMO systems," *J. Commun. and Netw.*, vol. 18, no. 1, Feb. 2016.

- [10] P.-H. Kuo, H. T. Kung, and P.-A. Ting, "Compressive sensing based channel feedback protocols for spatially-correlated massive antenna arrays," *2012 IEEE WCNC*, pp. 492-497, Shanghai, China, Jun. 2012.
- [11] R. G. Baraniuk, "Compressive sensing," *IEEE Sign. Process. Mag.*, vol. 24, no. 4, pp. 118-124, Jul. 2007.
- [12] H. Song, W. Seo, and D. Hong, "Compressive feedback based on sparse approximation for multiuser MIMO systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 2, pp. 1017-1023, Feb. 2010.
- [13] X. Song and H.-N. Lee, "Multimode precoding for MIMO systems: Performance bounds and limited feedback codebook design," *IEEE Trans. Sign. Process.*, vol. 56, no. 10, pp. 5296-5301, Jul. 2008.
- [14] Y. Han, W. Shin, and J. Lee "Projection-based differential feedback for FDD massive MIMO systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 1, pp. 202-212, Mar. 2016.
- [15] K. Kim, T. Kim, D. J. Love, and I. H. Kim, "Differential feedback in codebook-based multiuser MIMO systems in slowly varying channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 2, pp. 578-588, Feb. 2012.
- [16] J. Choi, Z. Chance, D. J. Love, and U. Madhow, "Noncoherent trellis coded quantization: A practical limited feedback technique for massive MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 12, pp. 5016-5029, Dec. 2013.

이 은 관 (Eun-gwan Lee)



2018년 2월 : 원광대학교 전자공학과 졸업
 2018년 3월~현재 : 원광대학교 전자공학과 석사과정
 <관심분야> 통신공학, 인공지능
 [ORCID:0000-0002-0672-5550]

손 혁 민 (Hyuk-min Son)



2004년 8월 : 연세대학교 전기 전자 공학과 졸업
 2006년 2월 : 연세대학교 전기 전자 공학과 석사
 2011년 2월 : 연세대학교 전기 전자 공학과 박사
 2011년 3월~2012년 11월 : LG 전자 선임연구원 재직
 2012년 12월~2013년 11월 : Imperial College London 박사 후 연구원 재직
 2013년 12월~2014년 2월 : 연세대학교 박사 후 연구원 재직
 2014년 3월~2017년 2월 : 삼성전자 책임연구원 재직
 2017년 3월~현재 : 원광대학교 전자공학과 조교수
 <관심분야> 무선통신, 기계학습, 신호처리
 [ORCID:0000-0002-1677-8111]