

제한된 피드백 정보를 이용하는 이중 공간 다중화 시스템의 Precoding 기법

Precoding Scheme for Dual Spatial Multiplexing Systems with Limited Feedback

이 명 원 · 문 철* · 육 종 관

Myoung-Won Lee · Cheol Mun* · Jong-Gwan Yook

요 약

본 논문에서는 제한된 피드백 정보를 사용하는 공간 다중화 시스템을 위한 precoding 기법을 제안하였다. 제안하는 precoding 기법은 unitary 행렬로 구성된 precoder 코드북내에서 precoding 행렬의 선택 정보를 송신단에 전달하는 장구간 피드백과 선택된 unitary 행렬의 열 벡터 중 전송에 사용될 열 벡터 정보를 송신단에 전달하는 단구간 피드백을 이용한다. 또한, zero-forcing 수신기를 사용하는 2x2 MIMO 시스템에 대해 평균 throughput을 최대화하는 precoder 코드북을 디자인하였다. 모의 실험 결과에 따르면 제안된 기법은 몇 비트의 장구간 피드백 정보를 추가함으로써 평균 SNR이 20 dB인 환경에서 멀티모드 안테나 선택 기술이나 멀티모드 기저 선택 기술에 비해 throughput 성능이 각각 11.2 %, 5.1 % 증가한다.

Abstract

In this paper, for spatial multiplexing with limited feedback, a precoding scheme is proposed based on the joint use of minimal instantaneous feedback and long-term feedback of a small number of bits, wherein the long-term feedback is used to convey a selected precoding matrix within a precoder codebook consisting of a number of unitary matrices, and the active column vectors of the selected unitary matrix are conveyed to the transmitter using instantaneous feedback. Focusing on the case of dual multi-input multi-output(MIMO) systems, precoder codebook design for maximizing the average throughput of a spatial multiplexing system with a zero-forcing(ZF) receiver is proposed. It is shown that the proposed scheme provides a considerable throughput enhancement over multi-mode antenna selection and multi-mode basis selection only with the additional long-term feedback of a small number of bits. For example, the throughput increases by 11.5 % than antenna selection and 5.1 % than basis selection, respectively, when SNR = 20 dB.

Key words : MIMO Systems, Spatial Multiplexing, Linear Precoding, Limited Feedback, Precoder Codebook

I. 서 론

최근 공간 다중화 기술을 통해 하향 링크의 용량을 증가시키는 방법으로써 precoding 기법에 대한 관심이 높아지고 있다. 상향 링크에서 지원할 수 있는

피드백 정보의 한계로 인해 현재의 연구는 채널의 SINR 정보만을 이용하거나 제한된 피드백 정보를 이용하는 precoding 기법에 초점이 되어왔다. 채널의 공분산 행렬을 이용한 MIMO 기법은 공분산 행렬이 매우 느리게 변화하기 때문에 소량의 장구간 피드백

연세대학교 전기전자공학과(Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

*충주대학교 전자통신공학과(Department of Electronic Communication Engineering, ChungJu National University)

· 논문 번호 : 20061018-128

· 수정완료일자 : 2006년 12월 5일

정보만 있으면 이를 갱신하기에 충분하다^[1]. 장구간 피드백이 궤환 루프에 큰 짐이 되진 않지만 이 방법은 순시 채널 상황에 대한 적응도가 떨어지기 때문에 순시 피드백을 이용한 방법에 비해 성능이 떨어진다. 순시 피드백을 이용한 접근 방법으로는 수신단에서 정해진 precoding 행렬의 유한 집합, 즉, 코드북내에서 순시 채널 정보를 이용하여 전송에 사용할 precoding 행렬을 선택하고 이 선택 정보를 송신단에 전달하는 방법이다^{[2],[3]}. 이러한 방법은 소량의 순시 피드백 정보만을 이용하면서 송신단에서 전체 채널 정보를 이용할 시의 용량에 근접한다. 그러나 이러한 방법은 멀티모드 precoding시 부스트림 수를 조절하기 위한 피드백 정보가 더 증가하는 단점이 있다^[2]. 또한 코드북이 공간상관도가 없는 MIMO 채널을 기반으로 디자인되기 때문에 채널의 공간상관도에 따른 적응도가 떨어지며 이를 극복하기 위해서는 코드북을 송신시의 공간상관도에 맞게 변화시켜 주기 위한 장구간 피드백 정보가 더 필요하다^[3]. 따라서 이러한 방법에서도 피드백 정보는 궤환 루프에 상당한 짐이 되며 피드백 양이 제한되어 있는 시스템에서는 코드북이 최적화 되어 있지 않다면 전체 주파수 효율에도 부정적인 영향을 미칠 수도 있다. 결과적으로 MIMO 이득을 얻기 위해서는 용량 이득과 피드백 양 사이의 효과적인 절충이 필요하다.

본 논문에서는 순시 피드백과 장구간 피드백 정보를 모두 이용함으로써 순시 피드백 부담을 줄이면서 좋은 성능을 보이는 precoding 기법을 제안한다. 장구간 피드백은 평균 throughput을 최대화하도록 디자인된 unitary 행렬들로 구성된 precoder 코드북내에서 이용될 precoding 행렬의 선택 정보를 송신단에 전달하는데 사용되며, 수신단에서 선택된 unitary 행렬의 열 벡터 중 전송에 사용될 벡터 정보를 순시적으로 송신단에 전달하기 위해 단구간 피드백을 이용한다. 송신 가중치는 동시에 전송되는 부스트림 수를 채널 상황에 따라 순시적으로 조절하면서 결정된다. 따라서 사용 가능한 송신 전력을 효과적으로 사용함으로써 용량 이득을 얻을 수 있는데, 이는 최소한의 순시 피드백을 이용하여 폐쇄 루프 MIMO 용량에 접근하기 위해서는 필수적이다^{[4],[5]}. 제안된 precoding 기법은 적은 수의 장구간 피드백 정보를 포함함으로써 멀티 모드 안테나 선택 기술이나 멀티 모

드 기저 선택 기술에 비해 상당한 throughput 성능 향상을 보여준다.

II. 시스템 모델

n_T 개의 송신 안테나와 n_R 개의 수신 안테나를 사용하여 n_s 개의 부스트림을 전송하는 공간 다중화 시스템을 가정한다. 부스트림의 수는 채널 환경에 따라 1개에서 $\min(n_R, n_T)$ 개까지 조절된다. 전체 송신 전력은 각 부스트림에 균일하게 나뉘어지며 각 부스트림의 전송률은 precoding 행렬의 열벡터에 의해 형성되는 공간 채널의 채널 상황에 따라 조절되며 각 부스트림은 n_T 개의 송신 안테나를 통하여 전송된다.

주파수 비선택적 페이딩 채널을 가정하면 $n_R \times 1$ 수신 벡터 y 는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$y = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{n_s}} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (1)$$

여기서, $\bar{\gamma}$ 는 수신 안테나 당 평균 신호대 잡음비를 의미하고 \mathbf{F} 는 $n_T \times n_s$ precoding 행렬을 의미하며, \mathbf{x} 와 \mathbf{w} 는 각각 $n_T \times 1$ 송신 벡터, $n_R \times 1$ AWGN 벡터를 나타낸다. \mathbf{H} 는 $n_R \times n_T$ 복소 채널 행렬이며 행렬의 각 성분은 평균이 0이고 분산이 1인 independent and identically distributed(i.i.d.) 복소 가우시안 확률 변수이다.

수신기 주변에 산란체가 충분히 많아서 수신 안테나간 상관도가 없는 경우, 즉, 송신 상관도만이 존재하는 경우를 가정하면 채널은 식 (2)와 같이 모델링될 수 있다^[6].

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \mathbf{R}_T^{1/2} \quad (2)$$

여기서 \mathbf{H}_w 는 상관도가 없는 $n_R \times n_T$ 복소 가우시안 행렬이며, \mathbf{R}_T 는 수신단에서의 상관 행렬이다.

또한, 수신단에서 zero forcing 수신기를 이용하여 송신 신호를 복원한다고 가정하면 m 번째 스트림에 대한 SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)은 식 (3)과 같이 표현할 수 있다^[7].

$$\gamma_m = \frac{\bar{\gamma}}{n_s [(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}]_{m,m}} \quad (3)$$

여기서 $\mathbf{H} = \mathbf{H} \mathbf{F}$ 이며 이때 총 용량은 식 (4)와 같다.

$$C(\mathbf{H} \mathbf{F}, \frac{\bar{\gamma}}{n_s}) = \sum_{m=1}^{n_s} \log_2(1 + \gamma_m) \quad (4)$$

수신단에서 H 의 채널 정보를 알고 있다는 가정하에 수신단에서는 throughput을 최대화하는 precoding 행렬 F 를 선택하여 제한 루프를 이용하여 송신기에 선택된 F 를 알려준다.

III. 2x2 MIMO 시스템을 위한 제한된 피드백을 사용하는 Precoding 기법

본 장에서는 ZF 수신기를 사용하는 2x2 MIMO 시스템에 대한 precoding 기법을 제안한다. 송신단에서 이용하는 피드백 정보가 제한되는 시스템에서는 송신단에서 필요한 정보를 어떻게 양자화하여 전송할지가 주된 이슈 중 하나이다. 본 논문에서는 precoder 코드북을 구성하는 방법과 수신기에서 precoder 코드북내의 precoding 행렬을 선택하고 제한된 피드백을 이용하여 송신단에 precoding 행렬을 전송하는 방법을 제시한다.

3-1 평균 Throughput을 최대화하는 Precoder 디자인

먼저 $n_s=2$ 인 경우 평균 throughput을 최대화하는 precoder를 유도한다. unitary 행렬 D 의 일반적인 형태는 식 (5)와 같이 표현된다.

$$D = \begin{bmatrix} \frac{ae^{j\theta_2}}{\sqrt{1-a^2}} e^{j(\theta_1+\theta_2)} & \sqrt{1-a^2} e^{j\theta_3} \\ \sqrt{1-a^2} e^{j(\theta_1+\theta_2)} & -ae^{j(\theta_1+\theta_3)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 a 는 (0, 1)사이의 실수이다. 송신 안테나가 2인 경우에 대한 일반적인 송신 상관 행렬은 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_T = \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho^* & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

단, $*$ 는 복소 켤레를 의미하고, ρ 는 크기가 $|\rho|$ 이고 위상이 ϕ 인 복소수이다. ZF 수신기를 이용하는 m 번째 스트림에 대한 SINR의 확률 밀도 함수는 식 (7)과 같이 표현된다^[7].

$$f_{\gamma_m}(x) = \frac{2\sigma_m^2}{\gamma} e^{-\frac{2\sigma_m^2}{\gamma}x} \quad (7)$$

여기서 σ_m^2 은 $(D^H R_T D)^{-1}$ 의 대각 성분이며, 식 (8)과 같이 주어진다.

$$\sigma_m^2 = \frac{1 - (-1)^m 2|\rho|\alpha\sqrt{1-a^2}\cos(\theta_1+\phi)}{1-|\rho|^2} \quad m=1,2 \quad (8)$$

따라서 두 스트림에 대한 평균 sum throughput은 식 (9)와 같이 표현할 수 있다.

$$E[C_D] = \sum_{m=1}^2 \int_0^\infty \log_2(1+x) f_{\gamma_m}(x) dx \\ = \frac{1}{\ln 2} \sum_{m=1}^2 e^{\frac{2\sigma_m^2}{\gamma}} E_1\left(\frac{2\sigma_m^2}{\gamma}\right) \quad (9)$$

여기서, $E[\cdot]$ 는 기대값 연산자를 의미하며 exponential integra $E_1(x)$ 는 식 (10)과 같이 정의된다.

$$E_1(x) = \int_x^\infty t^{-1} e^{-t} dt \quad (10)$$

Lemma 1: 임의의 송신 상관 행렬에 대하여 $n_s=2$ 인 경우, 평균 sum throughput을 최대화하는 precoding 행렬은 식 (11)로 표현된다.

$$D_{opt} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j(l\pi-\phi)} & -\frac{1}{\sqrt{2}} e^{j(l\pi-\phi)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

단, l 은 정수를 나타낸다.

Proof: 먼저 고정된 R_T 에 대하여 σ_1^2 과 σ_2^2 의 합이 일정한 값, $x=2(1-|\rho|^2)^{-1}$ 을 가지며 각각은 식 (12)와 같은 상하한 내에서 변화한다는 사실에 주목한다.

$$\frac{1-2|\rho|\alpha\sqrt{1-a^2}}{1-|\rho|^2} \leq \{\sigma_m^2\}_{m=1,2} \\ \leq \frac{1+2|\rho|\alpha\sqrt{1-a^2}}{1-|\rho|^2} \quad (12)$$

σ_1^2 을 $x-\sigma_2^2$ 으로 대체하거나 σ_2^2 을 $x-\sigma_1^2$ 으로 대체하면 평균 sum throughput은 단일 변수 x (σ_1^2 또는 σ_2^2)에 대한 함수가 되며 식 (13)과 같이 표현된다.

$$E[C_D(x)] = \frac{1}{\ln 2} \left(e^{-\frac{2x}{\gamma}} E_1\left(\frac{2x}{\gamma}\right) + e^{\frac{2(x-x)}{\gamma}} E_1\left(\frac{2(x-x)}{\gamma}\right) \right) \quad (13)$$

Convexity property에 따라서 $\frac{d^2}{dx^2} f(x) \geq 0$ 은 $f(x)$ 가 convex 함수이기 위한 필요 충분 조건이며^[8], x 의 범위 내에서 $-\frac{d^2}{dx^2} E[C_D(x)] \geq 0$ 을 만족하기 때문에 평균 sum throughput은 x 에 대한 convex 함수임을 알 수 있다. 따라서 $E[C_D(x)]$ 의 최대값은 x 의 상한 또는 하한에서 갖게 된다. x 의 상/하한은 $\cos(\theta_1$

$+\phi) = \pm 1$ 일 때 얻을 수 있으며 결과적으로 θ_1 은 $l\pi - \phi$ 이어야 하며 이때 l 은 임의의 정수이다. 또한 x 의 상/하한은 α 에 따라서 변화하는데 $\alpha=2^{-1/2}$ 일 때 상한이 최대가 되고 하한이 최소가 된다. 즉, $E[C_D(x)]$ 가 최대값을 갖는 x 의 상/하한 중 하나인 x_{\max} 와 $E[C_D(x)]$ 가 최소값을 갖는 x_{\min} 사이의 거리를 증가시킴으로써 $E[C_D(x)]$ 의 최대값을 더 증가시킨다. 여기서 $x_{\min} = (1 - |\rho|^2)^{-1}$ 이며 이는 $\frac{d}{dx} E[C_D(x)] = 0$ 의 해이다.

그림 1에서 lemma 1에 대한 예를 볼 수 있다. $\bar{\gamma} = 10$ dB, $|\rho| = 0.5$, $\phi = 0$ 인 경우의 예이다. 그림에서 $\theta_1 = l\pi$, $\alpha = 2^{-1/2}$ 에서 $E[C_D(x)]$ 가 최대가 된다는 것을 확인할 수 있다.

SINR이 낮은 환경 또는 송신 상관도가 매우 높은 채널 환경에서는 동시에 전송하는 스트림의 수를 줄이는 것이 가용한 송신 전력을 효과적으로 사용하게 됨으로써 모든 스트림을 다 전송하는 것보다 용량을 증가시킬 수 있다^[5]. 이러한 채널 환경에서 2x2 MIMO 시스템은 가중치 벡터를 이용한 송신 beamforming이 최적의 전송 전략이 된다.

Lemma 2: 송신 beamforming에 의한 평균 throughput을 최대화하는 가중치 벡터는 $n_s=2$ 인 경우의 최적의 precoding 행렬, D_{opt} 의 열벡터 중 하나이다.

Proof: 가중치 벡터의 일반적인 형태는 식 (14)와 같다.

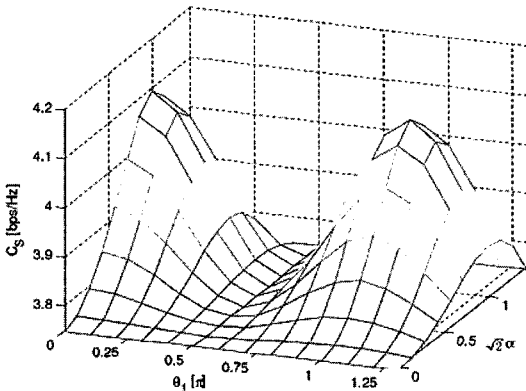


그림 1. Precoder에 따른 평균 throughput($\rho=0.5$, $\bar{\gamma} = 10$ dB)

Fig. 1. An example of an optimal precoder design maximizing the average throughput when $\rho=0.5$ and $\bar{\gamma}=10$ dB.

$$\mathbf{d} = [\alpha \sqrt{1 - \alpha^2} e^{j\theta}]^T \quad (14)$$

이 때, 평균 throughput은 식 (15)와 같이 주어진다.

$$E[C_D] = \frac{1}{\ln 2} e^{\frac{\sigma^2}{\gamma}} E_1\left(\frac{\sigma^2}{\gamma}\right) \quad (15)$$

여기서 $\sigma^2 = (\mathbf{d}^H \mathbf{R} \mathbf{d})^{-1}$ 이고, 이는 식 (16)으로 주어진다.

$$\sigma^2 = \frac{1}{1 + 2|\rho|\alpha\sqrt{1 - \alpha^2} \cos(\theta + \phi)} \quad (16)$$

평균 throughput은 σ^2 에 따른 단조 감소 함수이기 때문에 σ^2 이 최소일 때 $E[C_D]$ 는 최대가 된다. σ^2 은 $\alpha=2^{-1/2}$ 이고 $\theta = 2k\pi - \phi$ (단, k 는 모든 정수)인 경우에 최대를 가진다. 따라서 최적의 가중치 벡터 \mathbf{d}_{opt} 는 식 (17)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{d}_{opt} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \quad \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j(2k\pi - \phi)} \right]^T \quad (17)$$

\mathbf{d}_{opt} 는 l 이 짝수인 \mathbf{D}_{opt} 의 첫 번째 열벡터와 l 이 홀수인 \mathbf{D}_{opt} 의 두 번째 열벡터 모두와 일치한다. 결과적으로 \mathbf{D}_{opt} 의 열벡터 중 하나가 송신 beamforming에 의한 평균 throughput을 최대화한다.

3-2 제한된 피드백을 사용하는 2x2 MIMO 시스템을 위한 Precoding 기법

Lemma 1과 2는 ZF 수신기를 사용하는 2x2 MIMO 시스템에서 송신단에서 precoding 행렬을 지정하기 위해 어떻게 피드백을 사용할 것인지를 알려주며 따라서 precoding 기법을 디자인하는데 이용할 수 있다.

본 논문에서는 Lemma 1에 기반을 두어서 랭크가 2인 G 개의 precoding 행렬들의 집합으로 이루어진 precoder 코드북 F 를 식 (18)과 같이 디자인한다.

$$\{ \mathbf{F}_g \}_{g=1, \dots, G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\phi_g} & \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\psi_g} \end{bmatrix} \quad (18)$$

여기서 $\{\phi_g\}_{g=1, \dots, G}$ 는 $[0, \pi]$ 내에 균일하게 양자화한 위상으로 θ_1 을 대표하기 위한 것이다. ϕ_g 가 $[0, 2\pi]$ 내에 분포함에 따라 θ_1 은 $[0, \pi]$ 사이에서 분포한다.

수신단에서 채널을 완벽하게 알 수 있다는 가정

하에 수신단에서는 독립적인 두 단계의 병렬 과정, 즉, (1) R_T 를 이용하여 precoder 코드북 $F=\{F_1, \dots, F_G\}$ 내에서 평균 throughput $E[C_B]$ 를 최대화하는 precoding 행렬 F_{g^*} 를 선택하고 (2)순시 채널에 대해서 F_{g^*} 내의 n_T 열벡터 중에 최적의 조합을 선택하는 과정을 통해서 throughput을 최대화하는 최적의 precoding 행렬 F 를 선택한다.

첫째로 수신단은 R_T 를 이용하여 식 (19)와 같이 precoder 코드북내에서 precoding 행렬을 선택한다.

$$F_{g^*} = \arg \max_{g \in \{1, \dots, G\}} |\sigma_{g,1}^2 - \sigma_{g,2}^2| \quad (19)$$

여기서 $\sigma_{g,1}^2$ 과 $\sigma_{g,2}^2$ 은 $(F_{g^*}^H R_T F_{g^*})^{-1}$ 의 대각성분이다. $\sigma_{g,1}^2$ 과 $\sigma_{g,2}^2$ 의 차가 커질수록 lemma 1에서 알 수 있듯이 평균 용량, $E[C_B]$ 과 커진다. 순시 채널 H 에 비교해서 송신 상관행렬 R_T 는 매우 천천히 변화하기 때문에 선택된 precoding 행렬의 인덱스 g^* 는 장구간 피드백을 통해 송신단에 전송해도 무방하다. 두 번째로, 선택된 F_{g^*} 의 열벡터 중 전송에 사용될 열벡터를 수신단에서 순시 채널 H 에 대해 결정하여 이에 대응하는 SINR과 전송에 사용될 열벡터, s 를 단구간 피드백을 통해 송신단에 전송한다. F_{g^*} 의 열벡터로부터 선택된 n_s 개의 열벡터로 이루어진 벡터 집합을 A 라고 하자. Lemma 2에 따르면 송신 beamforming에 의한 평균 throughput을 최대화하는 최적의 가중치 벡터는 F_{g^*} 의 열벡터 중 하나가 된다. 따라서 최적의 precoder F 는 식 (20)과 같이 결정된다.

$$F = \arg \max_{F(A), i \in \{1, \dots, 2^{n_T-1}\}} C\left(H F(A)_i, \frac{\bar{\gamma}}{n_{A_i}}\right) \quad (20)$$

여기서, A_i 는 F_{g^*} 의 열벡터를 원소로 하는 집합의 부분집합이며, n_{A_i} 는 A_i 내의 벡터의 개수, 즉 부분집합 A_i 의 원소 수를 나타낸다. 또한, $C\left(H F(A)_i, \frac{\bar{\gamma}}{n_{A_i}}\right)$ 는 A_i 내의 열벡터로 구성되는 precoding 행렬 $F(A)_i$ 를 사용할 때의 sum throughput을 나타낸다. 가능한 precoder $\{F(A)_k\}_{k=1, \dots, 2^{n_T-1}}$ 에 대하여 전송률이 계산되며 throughput을 최대화하는 precoding 행렬이 최적의 precoding 행렬 F 로 결정된다.

IV. 모의 실험

본 논문에서 제안하는 precoding 기법을 적용하여

몬테-카를로 시뮬레이션을 통해 성능을 평가하였다. 단말의 위치를 1,000회 갱신하고, 즉, R_T 를 1,000번 발생시켰고 각 위치에 대하여 채널을 10,000번 발생 시켜서 얻어진 throughput을 평균하여 성능 척도로 사용하였다. R_T 를 발생시킬 시, 송신단에서의 입사각, ϕ 는 $(-60^\circ, 60^\circ)$ 내에서 균일하게 발생시켰다. 또한 순시 채널은 식 (2)를 이용하여 공간 상관도가 있는 MIMO 채널을 발생시켰으며 공간 상관 행렬 R_T 는 안테나 간격, $d_T=4\lambda$ 인 균일 선형 배열 안테나를 사용하며 angular spectrum이 δ_T 를 기준으로 $[\delta_i - \Delta_T, \delta_i + \Delta_T]$ 내에 균일하게 분포하는 균일 각 분포 모델을 사용하여 구하였다^[9]. 송신 안테나간의 상관도는 각이 분포하는 $2\Delta_T$ 에 따라 변화하는데 상관도가 높은 경우는 $2\Delta_T=5^\circ$, 낮은 경우는 $2\Delta_T=30^\circ$ 로 하여 시뮬레이션을 하였다.

그림 2는 상관도가 높은 채널 및 낮은 채널에서 평균 SNR 대비 제한한 precoding 기법의 평균 throughput을 보여준다. 비교를 위해 멀티 모드 안테나 선택 기술^[10]과 멀티 모드 기저 선택 기술^[4]을 같이 고려하였다. 멀티 모드 안테나 선택 기술은 매 채널 발생 시 throughput을 최대화 하는 최적의 전송 안테나 부분 집합을 선택하여 n_T 비트를 단구간 피드백을 통해 송신단에 전달한다. n_T 비트는 각각 안테나를 전송에 사용할지를 나타낸다. 멀티 모드 기저 선

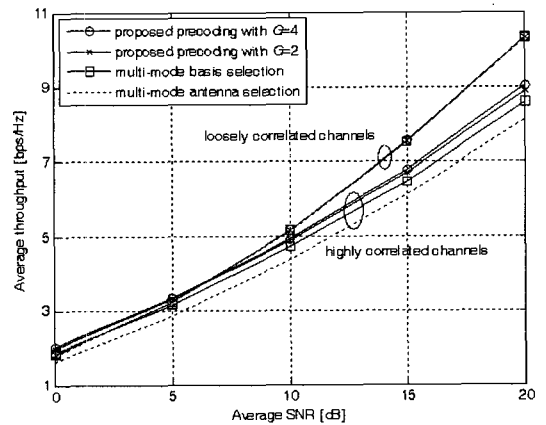


그림 2. 채널 상관도에 따른 $\bar{\gamma}$ 대비 평균 throughput 비교

Fig. 2. Average throughput comparison between precoding schemes in loosely and highly correlated channels.

택 기술은 n_T 개의 orthonormal 기저들 중에 최적의 기저 부분 집합을 선택한다는 점에서 멀티 모드 안테나 선택 기술과 다르다. 고려되는 precoding 기법들은 모두 n_T 비트의 단구간 피드백 정보를 사용하며 제안되는 precoding 기법은 2^G 개의 precoding 행렬로 이루어지는 precoder 코드북 중에 선택된 precoding 행렬의 인덱스를 나타내기 위한 $\lceil \log_2 G \rceil$ 비트의 추가적인 장구간 피드백 정보를 사용한다. 여기서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 크거나 같은 가장 작은 정수를 의미한다.

상관도가 낮은 채널 환경에서는 고려되는 모든 precoding 기법들은 동일한 평균 throughput 성능을 가진다. Lemma 1과 2에 의해 $|\rho|=0$ 이면, α 와 θ_1 에 관계없이, 즉 precoding 행렬에 무관하게 $n_S=2$ 인 경우 $\sigma_1^2=\sigma_2^2=1$ 이고 $n_S=1$ 인 경우 $\sigma^2=1$ 이 되며 따라서 동일한 평균 throughput 성능을 가진다. 채널 상관도가 높은 환경에서는 제안된 precoding 기법이 멀티 모드 안테나 선택 기술이나 멀티 모드 기저 선택 기술보다 뛰어난 성능을 보인다. 멀티 모드 안테나 선택 기술은 식 (5)와 (14)에서 $\alpha=1$ 인 경우이며 이는 $n_S=2$ 인 경우 $\sigma_1^2=\sigma_2^2=(1-|\rho|^2)^{-1}$, $n_S=1$ 인 경우 $\sigma^2=1$ 이 되며 이는 lemma 1과 2에 의하면 최소의 평균 throughput을 갖게 된다. 또한 상관도가 높은 채널 환경에서는 제안된 precoding 기법이 멀티 모드 기저 선택 기술보다 높은 평균 throughput 성능을 보여주는데 이는 멀티 모드 기저 선택 기술은 제안된 precoding 기법이 하나의 precoding 행렬로 구성된 precoding 코드북을 이용하는 경우와 동일하기 때문이다. 제안된 precoding 기법의 precoder 코드북의 행렬 수가 많아질수록 ϕ_s 를 더 세밀하게 양자화할 수 있기 때문에 최적의 θ_1 에 더 근접하게 표현할 수 있다. 결론적으로 제안된 precoding 기법은 1, 2 비트의 추가적인 장구간 피드백을 통해 멀티 모드 안테나 선택 기술이나 멀티 모드 기저 선택 기술에 비해 상당한 throughput 증가를 보여준다는 점을 확인할 수 있다. 예를 들어 $\bar{\gamma}=20$ dB인 높은 상관도를 갖는 채널 환경에서는 G 가 2, 4로 증가함에 따라 멀티 모드 안테나 선택 기술에 비해 throughput이 각각 9.6 %, 11.2 % 증가하며 멀티 모드 기저 선택 기술에 비해선 각각 3.6 %, 5.1 % 증가한다.

V. 결 론

본 논문에서는 순시 피드백과 장구간 피드백 정보를 모두 이용함으로써 채널에 대한 적응도를 높이면서 순시 피드백 부담을 줄이면서 precoding 기법을 제안하였다. 장구간 피드백은 평균 throughput을 최대화하도록 디자인된 unitary 행렬들로 구성된 precoder 코드북내에서 이용될 precoding 행렬의 선택 정보를 송신단에 전달하는데 사용되며, 수신단에서 선택된 unitary 행렬의 열벡터 중 전송에 사용될 벡터 정보를 순시적으로 송신단에 전달하기 위해 단구간 피드백을 이용한다. 사용 가능한 송신 전력을 효과적으로 이용하기 위해 송신 가중치는 동시에 전송되는 부스트림 수를 채널상황에 따라 순시적으로 조절하면서 결정된다. 모의실험 결과 제안된 precoding 기법은 1, 2 비트의 추가적인 장구간 피드백을 통해 멀티 모드 안테나 선택 기술이나 멀티 모드 기저 선택 기술에 비해 상당한 throughput 증가를 보여준다는 점을 확인할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] S. H. Simon, A. L. Moustakas, "Optimizing MIMO antenna systems with channel covariance feedback", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 21, pp. 406-417, Apr. 2003.
- [2] D. J. Love, R. W. Heath, Jr., "Multi-mode precoding using linear receivers for limited feedback MIMO systems", in *Proc. of ICC*, pp. 448-452, 2004.
- [3] D. J. Love, R. W. Heath, Jr., "Grassmannian beamforming on correlated MIMO channels", in *Proc. of Globecom*, pp. 106-110, 2004.
- [4] C. Mun, J. K. Han, and D. H. Kim, "Multimode basis selection for spatial multiplexing with limited feedback", *Electronics Letters*, vol. 41, no. 24, pp. 1340-1342, Nov. 2005.
- [5] C. Mun, "Transmit antenna selection for spatial multiplexing with ordered successive interference cancellation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, no. 3, pp. 423-429, Mar. 2006.
- [6] D. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M.

Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multi-element antenna systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 502-513, Mar. 2000.

[7] D. A. Gore, R. W. Heath, Jr., and A. J. Paulraj, "Transmit selection in spatial multiplexing systems", *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 11, pp. 491-493, Nov. 2002.

[8] E. Kreyszig, *Introductory Functional Analysis with Applications*, John Wiley & Sons, 1978.

[9] J. Salz, J. H. Winters, "Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 4, pp. 1049-1057, Nov. 1994.

[10] D. J. Love, R. W. Heath, Jr., "Multi-mode antenna selection for spatial multiplexing with linear receivers", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 53, no. 8, part 2, pp. 3042-3056, Aug. 2005.

이 명 원



시스템

1999년 2월: 연세대학교 전파공학과 (공학사)
 2001년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)
 2001년 3월~현재: 연세대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 전파전파, MIMO 시스템

육 중 관



1987년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1989년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1996년 2월: 미국 University of Michigan (공학박사)
 1997년 1월~1998년 10월: 미국 University of Michigan (Research Fellow)
 1998년 11월~1999년 2월: Qualcomm Inc. Senior Engineer
 1999년 3월~2000년 2월: 광주과학기술원 정보통신과 교수
 2000년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수
 [주 관심분야] 마이크로파 소자 및 안테나, 초고주파 통신 시스템, 수치해석, RF MEMS 설계, 전자파환경(EMI/EMC), 병렬컴퓨팅

문 철



1995년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1997년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 2001년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학박사)
 2001년 3월~2002년 2월: 삼성전자 네트워크 사업부
 2002년 3월~2003년 7월: 호남대학교 전파공학과 교수
 2003년 8월~현재: 충주대학교 전자통신공학과 교수
 [주 관심분야] 전파전파, 무선통신 채널 모델링, MIMO/OFDM