

심볼 기반 빔포밍을 위한 제한 피드백 기법

*이현호 **고영채

고려대학교

*hh2432@korea.ac.kr

Limited Feedback Technique for Symbol-Based Beamforming

*Lee, Hyun-Ho **Ko, Young-Chai

Korea University

요약

본 논문에서는, 다중송수신안테나 직교주파수분할다중화 (MIMO-OFDM) 시스템에서 심볼 기반 빔포밍을 위한 제한 피드백 기법을 고려했다. 공간적 상관도가 존재하는 다중전달경로 채널에서, 심볼 기반 빔포밍을 위한 제한 피드백 기법과 코드북을 제안하였다. 모의실험 결과를 통해 제안한 기법이 낮은 복잡도를 가지면서도 불구하고 기존의 iterative 알고리즘을 기반으로 하는 심볼 기반 빔포밍을 이용한 제한 피드백 기법보다 우수한 성능을 보임을 확인하였다. 또한, 제안한 코드북이 랜덤 벡터 양자화 코드북보다 우수한 성능을 보임을 확인하였다.

1. 서론

다중송수신안테나 직교주파수분할다중화 (MIMO-OFDM) 시스템에서 송-수신 빔포밍은 각 부반송파에 각각 독립적으로 수행되고, 이를 부반송파 기반 빔포밍 (subcarrier-based beamforming) 이라 한다 [1], [2]. 부반송파 기반 빔포밍은 송, 수신단에서 안테나 수만큼의 이산 푸리에 변환 (DFT) 처리장치가 필요하기 때문에, 높은 계산복잡도를 보인다. 또한 수신단에서 계산된 각 부반송파에 대한 송신가중벡터가 모두 피드백 되어야 하기 때문에, 피드백 부담이 부반송파의 수에 비례하여 증가하게 된다. 이에 비해, 모든 부반송파에 대해 동일한 송-수신 빔포밍을 수행하게 되는 심볼 기반 빔포밍 (symbol-based beamforming) 은 DFT 처리장치가 송, 수신단에서 각각 1개만 필요로 하게 되고, 피드백 부담도 확연히 감소시킬 수 있다 [3], [4].

본 논문에서는 [3], [4]에서 제안되었던 iterative 알고리즘 기반 심볼 기반 빔포밍과는 달리, non-iterative 알고리즘을 기반으로 하는 심볼 기반 빔포밍을 위한 제한 피드백 기법을 제안했다. 제안된 기법이 상대적으로 낮은 복잡도를 가지면서도 불구하고 기존의 iterative 알고리즘을 기반으로 하는 심볼 기반 빔포밍에 근접하는 성능을 보임을 모의 실험 결과를 통해 보였다. 또한 공간적 상관도가 존재하는 다중전달경로 채널에서, 심볼 기반 빔포밍을 위한 코드북을 제안하였다. 모의실험 결과를 통해, 제안된 코드북은 랜덤 벡터 양자화 코드북보다 우수한 성능을 보임을 확인했다.

2. 시스템 모델과 채널 모델

본 논문에서는, M_t 송신 안테나, M_r 수신 안테나, 그리고 N 부반송파를 가지는 MIMO-OFDM 시스템을 고려했다. n 번째 부반송파에 실리게 되는 데이터 심볼 s_n 은 평균이 0이고 분산은 $\mathbb{E}[|s_n|^2] = P_s$ 인 독립동일분포 가우시안 변수로 가정한다. 여기서 P_s 는 각 부반송파의 평균 전력이다. 역 DFT (IDFT)와 순환전치 삽입 후, 송신 빔포밍이 시간 도메인에서 수행된다. 송신가중벡터 $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$ 에 대해, 송신 신호는 $\mathbf{x}_n = \mathbf{v}s_n$ 으로 주어지고, 대응하는 시간 도메인 표현은 $\mathbf{x}[k] = 1/\sqrt{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{x}_n e^{j2\pi kn/N}$ 이다. 다시 말해서, 모든 부반송파의 신호에 대해서 동일한 송신가중벡터 \mathbf{v} 가 적용된다. 여기서 k 는 시

간 인덱스를 나타내고 송신가중벡터는 다음과 같은 전력제한을 가진다: $\mathbf{v}^H \mathbf{v} = 1$. 송신 빔포밍 후, OFDM 심볼은 MIMO 채널을 통해 전송된다.

본 논문은 Kronecker model을 기반으로 한 L 개의 탭을 가진 채널을 가정한다 [5]. l 번째 채널 탭 행렬은 $\mathbf{H}_l \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{R}_l)$ 의 분포를 따른다. 여기서 평균 행렬은 모든 행렬요소가 0으로 되어 있는 $\mathbf{0}$ 이고 상관행렬은 $\mathbf{R}_l = \sigma_l^2 \mathbf{R}_{t,l} \otimes \mathbf{R}_{r,l}$ 이다. σ_l^2 은 $\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_l^2 = 1$ 을 만족하는 평균전력지연프로파일이고, \otimes 는 Kronecker product를 나타낸다. l 번째 채널 탭 행렬은

$$\mathbf{H}_l = \sigma_l \mathbf{R}_{r,l}^{1/2} \mathbf{G}_l \mathbf{R}_{t,l}^{T/2}, \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad (1)$$

으로 표현되고, $\mathbf{R}_{t,l} \in \mathbb{C}^{M_t \times M_t}$ 와 $\mathbf{R}_{r,l} \in \mathbb{C}^{M_r \times M_r}$ 은 각각 송, 수신 상관행렬을 나타낸다. $\mathbf{G}_l \in \mathbb{C}^{M_t \times M_r}$ 은 평균이 0이고 분산이 1인 독립동일분포 가우시안 변수로 이루어진 행렬이다. (1)에서 \mathbf{H}_l 의 (a, b) 번째 행렬요소는 b 번째 송신 안테나와 a 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다. $\mathbf{R}_{t,l}$ 과 $\mathbf{R}_{r,l}$ 의 (a, b) 번째 행렬요소는 각각

$$[\mathbf{R}_{t,l}]_{(a,b)} = \rho_{t,l}^{|b-a|} e^{j2\pi(a-b)d_t \sin(\bar{\varphi}_{\text{DoD},l})}, \quad (2)$$

$$[\mathbf{R}_{r,l}]_{(a,b)} = \rho_{r,l}^{|b-a|} e^{j2\pi(a-b)d_r \sin(\bar{\varphi}_{\text{DoA},l})}, \quad (3)$$

으로 표현되고 [5], 여기서 $\rho_{t,l}$, $\rho_{r,l}$, d_t , d_r , $\bar{\varphi}_{\text{DoD},l}$ and $\bar{\varphi}_{\text{DoA},l}$ 는 각각 송/수신 상관계수, 정규화된 송/수신 안테나간 거리, 평균 출발방향/도착방향 (DoD/DoA) 를 나타낸다.

수신 빔포밍이 시간 도메인에서 수행된 후, 순환전치가 제거되고 수신신호에 DFT 연산이 실행된다. 모든 부반송파의 신호에 대해서 동일한 수신가중벡터 \mathbf{u} 가 적용된다. 정확한 시간동기가 이루어진다는 가정 아래, n 번째 부반송파에 대한 수신신호는

$$y_n = \mathbf{u}^H \mathbf{H}_n \mathbf{v} s_n + \mathbf{u}^H \mathbf{w}_n, \quad (4)$$

와 같이 표현되고, 여기서 $\mathbf{H}_n = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l e^{-j2\pi ln/N}$ 은 n 번째 부반송파에 대한 채널주파수응답을 나타낸다. 하나의 송신안테나를 가진 간섭원이 존재한다고 가정할 때 $\mathbf{w}_n \in \mathbb{C}^{M_r \times 1}$ 은

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{h}_{\text{int},n} x_{\text{int},n} + \mathbf{z}_n \quad (5)$$

으로 나타내고, $\mathbf{h}_{\text{int},n} = \sum_{l=0}^{L_{\text{int}}-1} \mathbf{h}_{\text{int},l} e^{j2\pi ln/N}$ 은 간섭원과 수신단 사

이의 채널주파수응답을 가리킨다. $\mathbf{h}_{\text{int},l}$ 은 $\sigma_{\text{int},l}^2 \mathbf{R}_{\text{int},r,l}$ 의 상관행렬을 가지고, $\mathbf{R}_{\text{int},r,l}$ 은 (3)과 유사하게 $\rho_{\text{int},r,l}$ 와 $\varphi_{\text{DoA,int},l}$ 를 이용하여 정의된다. 간섭 심볼 $x_{\text{int},n}$ 은 평균이 0이고 분산은 $\mathbb{E}[|x_{\text{int},n}|^2] = \sigma_{\text{int}}^2$ 인 독립동일분포 가우시안 변수로 가정하고, \mathbf{z}_n 은 평균이 0이고, 상관행렬이 $\sigma_z^2 \mathbf{I}_M$ 인 독립동일분포 가우시안 벡터로 가정한다.

(4)로부터, n 번째 부반송파에 대한 평균 수신 신호 대비 잡음 및 간섭 (SINR)은

$$\text{SINR}_n(\mathbf{u}, \mathbf{v}) = \frac{\mathbb{E}[|\mathbf{u}^H \mathbf{H}_n \mathbf{v}_s|^2]}{\mathbb{E}[|\mathbf{u}^H \mathbf{w}_n|^2]} = \frac{|\mathbf{u}^H \mathbf{H}_n \mathbf{v}|^2 P_s}{\mathbf{u}^H \mathbf{R}_{\mathbf{w}_n} \mathbf{u}} \quad (6)$$

으로 나타내고, 여기서 $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_n}$ 은 \mathbf{w}_n 의 공분산행렬을 가리킨다. (4)에 IDFT를 적용했을 때 시간 도메인에서의 수신 신호는

$$y[k] = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{u}^H \mathbf{H}_l \mathbf{v}_s[k-l] + \mathbf{u}^H \mathbf{w}[k] \quad (7)$$

이고, 이를 통해 OFDM 복조 이전의 평균 수신 SINR은

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{\text{pr}}(\mathbf{u}, \mathbf{v}) &= \frac{\mathbb{E}[|\sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{u}^H \mathbf{H}_l \mathbf{v}_s[k-l]|^2]}{\mathbb{E}[|\mathbf{u}^H \mathbf{w}[k]|^2]} \\ &= \frac{P_s \sum_{l=0}^{L-1} |\mathbf{u}^H \mathbf{H}_l \mathbf{v}|^2}{\mathbf{u}^H \mathbf{R}_{\mathbf{w}} \mathbf{u}} \end{aligned} \quad (8)$$

으로 나타내고, 이때 $\mathbf{w}[k]$ 는 \mathbf{w}_n 에 대응하는 시간 도메인 벡터이고 $\mathbf{R}_{\mathbf{w}} = \mathbb{E}[\mathbf{w}[k] \mathbf{w}^H[k]]$ 이다.

3. 심볼 기반 빔포밍을 위한 제한 피드백 기법

A. 이전 기법: iterative 알고리즘을 기반으로 하는 심볼 기반 빔포밍

(6)을 최대화하는 closed-form 해를 구하는 것은 해결불가능하기 때문에 [4]에서는 (8)을 최대화하는 기법을 제안했다. 하지만 이 또한 non-convex 최적화 문제이기 때문에, [4]에서는 이를 해결하기 위해 iterative 알고리즘을 제안하였다. (8)을 다시 쓰면

$$\text{SINR}_{\text{pr}}(\mathbf{u}, \mathbf{v}) = \frac{\mathbf{u}^H \mathbf{B}(\mathbf{v}) \mathbf{u}}{\mathbf{u}^H \mathbf{R}_{\mathbf{w}} \mathbf{u}} = \frac{\mathbf{v}^H \mathbf{A}(\mathbf{u}) \mathbf{v}}{\mathbf{u}^H \mathbf{R}_{\mathbf{w}} \mathbf{u}}, \quad (9)$$

이고, 이때 $\mathbf{A}(\mathbf{u})$ 와 $\mathbf{B}(\mathbf{v})$ 는 각각

$$\mathbf{A}(\mathbf{u}) = P_s \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l^H \mathbf{u} \mathbf{u}^H \mathbf{H}_l, \quad (10)$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{v}) = P_s \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{v} \mathbf{v}^H \mathbf{H}_l^H, \quad (11)$$

이다. (9)를 최대화하는 iterative 알고리즘은 아래 표 I과 같다.

표 I. OFDM 복조 이전의 평균 수신 SINR을 최대화하기 위한 iterative 알고리즘 [4]

	$q=0$ 으로 설정하고, $\mathbf{v}[q]$ 초기화.
1단계	$\mathbf{u}[q+1] \leftarrow \mathbf{B}(\mathbf{v}[q])$ 와 $\mathbf{R}_{\mathbf{w}}$ 의 지배적 일반 고유벡터.
2단계	$\mathbf{v}[q+1] \leftarrow \mathbf{A}(\mathbf{u}[q+1])$ 의 지배적 고유벡터.
3단계	중단조건이 만족되면 중단, 아니면 $q \leftarrow q+1$ 그리고 1단계부터 다시 반복.

만약 표 I의 알고리즘이 제한 피드백 상황에 바로 적용된다면, 우리는 아래와 같은 알고리즘을 생각할 수 있다.

알고리즘: 최종 iteration이 끝난 후 계산된 송신가중벡터를 코드북 벡터 중 chordal 거리를 최소화시키는 코드북 벡터로 양자화시켜 사용한다.

본 논문에서는, 위의 알고리즘을 symLF이라고 부른다. 이 두 알고리즘은 제안 알고리즘과의 비교를 위해 고려된다. 여기서 norm이 1인 두 벡터 \mathbf{c}_1 과 \mathbf{c}_2 사이의 chordal 거리는 $d(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2) = \sqrt{1 - |\mathbf{c}_1^H \mathbf{c}_2|^2}$ 이라고

정의한다.

B. 제안 기법: non-iterative 알고리즘을 기반으로 하는 심볼 기반 빔포밍을 위한 제한 피드백 기법

본 절에서는, 심볼 기반 빔포밍을 위한 제한 피드백 기법 non-iterative 알고리즘을 제안한다. 표 I에서 보였듯이, \mathbf{v} 는 $\mathbf{A}(\mathbf{u})$ 의 지배적 고유벡터 (dominant eigenvector)이다. 그러나, 제한 피드백의 경우, \mathbf{v} 가 코드북 벡터들 중 하나로 제한되기 때문에 iterative 알고리즘은 다음과 같이 단순화시킬 수 있다. 코드북 행렬을 $\mathbf{F} = \{\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_B\}$ 라고 했을 때 \mathbf{F} 의 i 번째 열 \mathbf{f}_i 에 대해서, $\mathbf{B}(\mathbf{f}_i)$ 는 (11)을 이용하여 얻을 수 있다. 여기서 $|\mathbf{F}| = 2^B$ 이고, B 는 피드백 비트의 수를 가리킨다. 주어진 \mathbf{f}_i 에 대해, $\mathbf{B}(\mathbf{f}_i)$ 와 $\mathbf{R}_{\mathbf{w}}$ 의 지배적 일반 고유벡터 (dominant generalized eigenvector), \mathbf{u}_i 를 구할 수 있다. (9)를 이용하여 \mathbf{f}_i 와 \mathbf{u}_i 에 대한 OFDM 복조 이전의 평균 수신 SINR, $\text{SINR}_{\text{pr}}(\mathbf{u}_i, \mathbf{f}_i)$ 을 구할 수 있다. 최종적으로, 코드북으로부터 $\text{SINR}_{\text{pr}}(\mathbf{u}_i, \mathbf{f}_i)$ 를 최대화시키는 코드북 벡터 $\hat{\mathbf{v}}$ 를 구할 수 있다. 또한 이때의 수신가중벡터는 $\hat{\mathbf{u}}$ 임을 알 수 있다. 제안하는 non-iterative 알고리즘은 아래 표 II와 같이 요약된다.

표 II. OFDM 복조 이전의 평균 수신 SINR을 최대화하기 위한 non-iterative 제안 알고리즘

1단계	$\mathbf{B}(\mathbf{f}_i) = P_s \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{f}_i \mathbf{f}_i^H \mathbf{H}_l^H$ for $\forall \mathbf{f}_i$.
2단계	$\mathbf{u}_i \leftarrow$ dominant generalized eigenvector of $\mathbf{B}(\mathbf{f}_i)$ and $\mathbf{R}_{\mathbf{w}}$.
3단계	$(\hat{\mathbf{u}}, \hat{\mathbf{v}}) = \text{argmax}_{\mathbf{u}_i, \mathbf{f}_i} \text{SINR}_{\text{pr}}(\mathbf{u}_i, \mathbf{f}_i)$.

C. 코드북 설계 제안

본 절에서는, 공간적 상관도가 존재하는 다중전달경로 채널에서 심볼 기반 빔포밍을 위한 코드북을 제안한다. 제안하는 코드북은 generalized Lloyd algorithm (GLA)를 기반으로 한다. GLA는 다음 두 가지 조건을 수렴할 때까지 반복한다: 1) Nearest neighborhood condition (NNC), 2) Centroid condition (CC). 제안하는 코드북 설계에서는 NNC 조건 이전에 각 코드워드와 채널 구현에 대해서, 최적화된 수신가중벡터를 구하게 된다. 제안하는 코드북 설계 알고리즘은 다음과 같이 요약된다.

1. 트레이닝 수열 $\mathbf{T} = \{\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \dots, \mathbf{H}_T\}$ 를 생성한다. 여기서 $|\mathbf{T}|$ 는 \mathbf{T} 의 카디널리티를 가리키고 $\mathbf{H}_j = \{\mathbf{H}_{j,1}, \mathbf{H}_{j,2}, \dots, \mathbf{H}_{j,L}\}$ 는 L 채널 탭 행렬으로 이루어진 집합을 의미한다.
2. 모든 \mathbf{H}_j 와 \mathbf{f}_i 에 대해, $[P_s \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_{j,l} \mathbf{f}_i \mathbf{f}_i^H \mathbf{H}_{j,l}^H]$ 와 $\mathbf{R}_{\mathbf{w}}$ 의 지배적 일반 고유벡터 $\mathbf{u}_{i,j}$ 를 구한다.
3. NNC: 주어진 코드워드 \mathbf{f}_i 에 대해, partition region \mathbb{R}_i 는 다음을 만족한다.

$$\mathbb{R}_i = \left\{ \mathbf{H}_j : \max_{\mathbf{u}_{i,j}} \frac{\mathbf{u}_{i,j}^H [\sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_{j,l} \mathbf{f}_i \mathbf{f}_i^H \mathbf{H}_{j,l}^H] \mathbf{u}_{i,j}}{\mathbf{u}_{i,j}^H \mathbf{R}_{\mathbf{w}} \mathbf{u}_{i,j}} \right\}.$$

4. CC: 주어진 partition region \mathbb{R}_i 에 대해, 최적화된 코드워드 \mathbf{f}_i 는 다음과 같이 결정된다.

$$\mathbf{f}_i = \text{argmax}_{\mathbf{v} \in \mathbf{F}} \sum_{\mathbf{H}_j \in \mathbb{R}_i} \frac{\mathbf{v}^H [\sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_{j,l}^H \mathbf{u}_{i,j} \mathbf{u}_{i,j}^H \mathbf{H}_{j,l}] \mathbf{v}}{\mathbf{u}_{i,j}^H \mathbf{R}_{\mathbf{w}} \mathbf{u}_{i,j}}.$$

5. 수렴할 때까지 2 - 4단계를 반복한다.

4단계에서, 주어진 partition region \mathbb{R}_i 에 대해, 최적화된 코드워드 \mathbf{f}_i

는 $\sum_{\mathbf{H}_j \in \mathbb{R}_i} \frac{\sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_{j,l}^H \mathbf{u}_{i,j} \mathbf{u}_{i,j}^H \mathbf{H}_{j,l}}{\mathbf{u}_{i,j}^H \mathbf{R}_{\mathbf{w}} \mathbf{u}_{i,j}}$ 의 지배적 고유벡터임을 알 수 있다.

D. 복잡도 비교

본 절에서는 제한 피드백 기법들의 계산 복잡도를 비교한다. 공평한 비교를 위하여 고유값 분해는 power method로 구현된다고 가정한다. 또한 코드북 생성은 보통 off-line에서 구현되기 때문에 복잡도 비교에서는 포함되지 않는다고 가정한다. 표 3에서는 각 제한 피드백 기법들의 복소 곱셈의 수에 대한 계산을 나타냈다. 여기서 N_{iter} 는 iterative 알고리즘에서의 반복 횟수를 가리키고, N_{PM} 은 power method의 반복 횟수를 나타낸다.

Table III. 각 제한 피드백 기법들의 복소 곱셈의 수

기법	복소 곱셈의 수
symLF	$N_{iter} \left[L(M_t M_r + M_t^2) + M_t^2 N_{PM} \right] + 2^B M_t$ $+ L(M_t M_r + M_r^2) + M_r^2 N_{PM}$
제안 기법	$2^B \left[L(M_t M_r + M_r^2) + M_r^2 N_{PM} + 2M_r^3 \right]$

$M = M_t = M_r$ 이라고 가정하였을 때, M 에 대한 복소 곱셈의 수를 그림 1과 같이 나타냈다. 여기서 iterative 알고리즘의 수렴을 보장하기 위해 N_{iter} 는 20을 가정하였다. 다른 기법들보다 제안하는 기법의 복소 곱셈의 수가 훨씬 적음을 그림 1을 통해 확인할 수 있다.

4. 모의실험 결과

본 장에서는, 제안하는 심볼 기반 빔포밍을 위한 제한 피드백 기법과 코드북의 성능을 살펴본다. 모든 모의실험에서, 부반송파는 64, $M_t = M_r = 3$ 을 가정하였다. 신호 대 잡음비 (SNR)와 신호 대 간섭 전력비 (SIR)를 각각 $SNR = P_s/\sigma_z^2$ 와 $SIR = P_s/\sigma_{int}^2$ 로 정의한다. 채널 모델로는, L 개의 동일한 전력의 탭을 가진 채널을 고려한다. 유사하게, 간섭원과 수신단 사이의 채널 모델로는 2개의 동일한 전력의 탭을 가진 채널을 고려한다. 평균 출발방향/도착방향은 각각 -30° 과 30° 사이의 균등분포를 가지고, $\varphi_{DoA, int, l}$ 은 60° 과 120° 사이의 균등분포를 가진다. $\rho_{int, r, l}$ 은 $\rho_{r, l}$ 과 동일하다고 가정하였다. 성능의 지표로써, 채널 구현의 $1-p/100$ 가 보장될 때 최대 전송률을 $p\%$ outage 용량으로 정의한다.

그림 2에서는 SIR에 대한 10% outage 용량 성능을 모의실험 결과를 통해 확인하였다. 제안한 기법의 outage 성능은 복잡도가 상대적으로 낮음에도 불구하고, symLF의 성능보다 약간 우월함을 확인할 수 있었다.

그림 3에서는 코드북의 카디널리티에 대한 10% outage 용량 성능을 모의실험 결과를 통해 확인하였다. 그림 3을 통해, 제안한 코드북이 랜덤 벡터 양자화 코드북보다 우월한 성능을 보임을 확인할 수 있었다. 특히, 피드백 비트의 수가 적을 때는 제안한 코드북의 성능이 확연히 우수함을 볼 수 있었다. 또한 제안하는 제한 피드백 기법은 코드북과 상관없이 항상 가장 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있었다.

5. 결론

본 논문에서는, 공간적 상관도가 존재하는 다중전달경로 채널에서 심볼 기반 빔포밍 시스템에서의 제한 피드백 기법을 고려하였다. 이를 위해 non-iterative 알고리즘을 제안하였고, 또한 GLA를 기반으로 하는 코드북 설계 알고리즘을 제안하였다. 모의실험 결과를 통해, 제안한 제한 피드백 기법은 낮은 복잡도를 가지면서도 심볼 기반 빔포밍의 성능에 근접하는 것을 확인할 수 있었고, 뿐만 아니라 다른 제한 피드백 기법보다 우수한 성능을 보였다. 또한, 제안한 코드북은 동일한 피드백 조건 아래 랜덤 벡터 양자화 코드북보다 우수한 성능을 보임을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터 지원 사업의 연구결과로 수행되었음. (NIPA-2010-C1090-1011-0007)

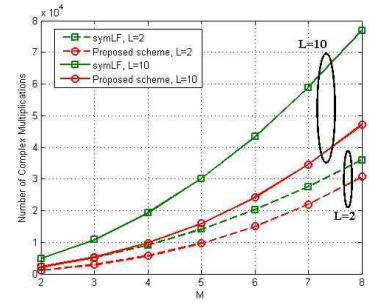


그림 1. $N_{PM} = 10$ 와 $B = 4$ 일 때 M 에 대한 각 제한 피드백 기법들의 복소 곱셈의 수.

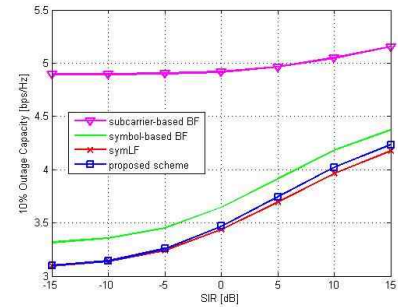


그림 2. SIR에 대한 10% outage 용량. $L = 2$, $\rho = 0.6$, $B = 4$, 그리고 $SNR = 10$ dB을 가정하였다. 모든 제한 피드백 기법에 대해, 제안된 코드북을 사용하여 모의실험을 수행.

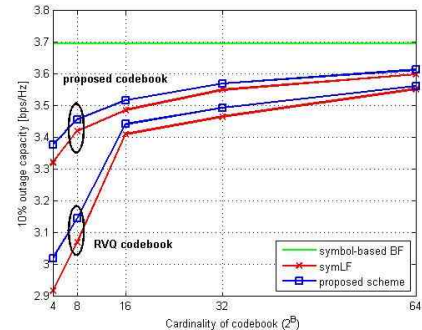


그림 3. $|\mathbf{F}| = 2^B$ 에 대한 10% outage 용량. $L = 2$, $\rho = 0.7$, $SNR = 10$ dB, 그리고 $SIR = 0$ dB을 가정.

6. 참고문헌

- [1] K.-K. Wong, R.-K. Cheng, K. Letaief, and R. Murch, "Adaptive antennas at the mobile and base stations in an OFDM/TDMA system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 1, pp. 195 - 206, Jan. 2001.
- [2] D. Palomar, J. Cioffi, and M. Lagunas, "Joint Tx-Rx beamforming design for multicarrier MIMO channels: a unified framework for convex optimization," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, no. 9, pp. 2381 - 2401, Sep. 2003.
- [3] D. Huang and K. Letaief, "Symbol-based space diversity for coded OFDM systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 1, pp.117 - 127, Jan. 2004.
- [4] A. Pollok, W. Cowley, and N. Letzepis, "Symbol-wise beamforming for MIMO-OFDM transceivers in the presence of co-channel interference and spatial correlation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 12, pp. 5755 - 5760, Dec. 2009.
- [5] D.-S. Shiu, G. Foschini, M. Gans, and J. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 3, pp. 502 - 513, Mar. 2000.