

# 하향링크 주파수 분할 듀플렉스 시스템에서의 Massive MIMO 기술

## I. 서론

최근 전 세계적으로 스마트 폰의 보급화에 따라 인터넷 서비스, 고 화질 영상통화 및 비디오 스트리밍과 같은 서비스에 대한 수요증가로 인해 데이터 트래픽 요구량이 급증하고 있다<sup>[1]</sup>. 이러한 요구조건을 만족시키기 위하여 국내외 이동통신 업체들은 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 전송방식을 기반으로 하는 LTE (long term evolution) 및 4세대 LTE-Advanced 시스템을 채용하였다. 특히 이 시스템의 핵심 기술 중 하나인 MIMO (multiple input multiple output) 기술은 전력, 시간, 주파수 자원을 추가로 사용하지 않고 안테나 수에 비례하여 높은 전송률을 얻을 수 있다는 장점이 있으며, 최대 1Gbps 속도의 데이터 통신을 가능케 하였다<sup>[2]</sup>. 현재 데이터 트래픽 요구량은 지속적으로 폭증될 것으로 예상되기 때문에, LTE-Advanced 이후 이동통신 시스템인 B4G (beyond 4G) 및 5G 이동통신 기술에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[3]</sup>. B4G 이동통신 기술은 2020년 상용화를 목표로 LTE-Advanced 시스템 대비 데이터 전송률을 1,000배 이상으로 제공하는 것을 목표로 하고 있으며, 이를 실현하기 위한 새로운 기술 이슈로 massive MIMO, 3D 빔 형성, small cell enhancement 및 CoMP (coordinated multipoint processing) 등의 기술이 표준화 이슈로 채택되었다.

B4G 이동통신 기술의 핵심기술 중 하나인 massive MIMO는 기지국에 무수히 많은 안테나를 설치하여 간단한 선형 송수신기로도 간섭과 잡음 등의 문제를 해결하며 에너지 효율적인 전송이 가능하게 하는 기술이다<sup>[4]</sup>. 기존 MIMO 시스템에서는 채널 페스트 페이딩 및 사용자 간 간섭 문제가 성능을 제한하며, 이를 해결하기 위하여



박 상 원  
연세대학교  
전기전자공학과



최 일 규  
연세대학교  
전기전자공학과



이 충 용  
연세대학교  
전기전자공학과

DPC (dirty paper coding), vector perturbation 및 ML (maximum likelihood) 수신기처럼 높은 계산 복잡도를 갖는 비선형 송수신기를 사용한다. 한편 massive MIMO 시스템은 큰 수의 법칙에 의하여 MF (matched filter)와 같은 단순한 선형 송수신기로 MIMO 시스템의 문제들을 쉽게 해결하면서 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있다. 이러한 massive MIMO의 장점은 무한한 안테나 수를 가진 기지국에서 채널 정보를 모두 알고 있다는 가정을 기반으로 하고 있다. 따라서 안테나 수에 관계없이 채널 reciprocity를 이용하여 쉽게 채널 추정이 가능한 TDD (time division duplexing) 시스템에서 연구가 주로 진행되었다.

한편 TDD 시스템은 송수신단 간 거리가 멀거나 하향링크와 상향링크 전송량이 비슷할 경우 송신 및 수신 모드 전환으로 인하여 FDD (frequency division duplexing) 시스템에 비해 주파수 효율이 감소하는 단점이 있다. 이러한 이유로 현재 국내 통신업체들은 FDD 시스템을 지원하고 있으며, backward compatibility 확보를 위해서는 FDD 상황에서 동작 가능한 massive MIMO 시스템의 개발이 필요하다. TDD와 달리 FDD 시스템에서는 채널 reciprocity가 성립하지 않으므로 CSIT (channel state information at transmitter)를 확보하기 위해 사용자 단말이 측정된 채널을 quantization하여 기지국으로 보내주는 limited 피드백 시스템이 사용된다. 이때 피드백의 양이 안테나 수에 비례하여 증가하기 때문에 massive MIMO 환경에서는 그 양이 큰 부담이 된다.

Limited 피드백에 관한 기존 연구는 채널 벡터 자체를 quantization 해주는 VQ (vector quantization) 기법과 채널 벡터의 성분을 각각 quantization 해주는 SQ (scalar quantization) 기법으로 구분된다. VQ 방식은 코드 북을 구성하고 코드 북 중 가장 채널 벡터에 근접한 코드를 찾고 그에 해당하는 인덱스를 송신단으로 피드백해주는 기법이다. VQ에서 코드 북은 Grassmannian 기준으로 형성된 것이 최적이라 알려져 있으며, 차선책으로 DFT (discrete Fourier transform) 코드 북, RVQ (random vector

quantization) 코드 북 등이 연구되어 왔다<sup>[5-7]</sup>.

이러한 코드 북을 기반으로 하는 VQ 기법은 기존 MIMO 시스템에서 연구되어왔기 때문에 수 십 혹은 수 백개의 송신 안테나를 갖고 있는 massive MIMO 시스템에 적용할 경우 몇 가지의 문제가 발생한다. VQ는 quantization으로 인한 시스템 성능 열화를 억제하기 위해 코드 북의 크기를 송신 안테나 수에 대해 지수적으로 증가시켜야 하는데, 이러한 특징은 massive MIMO 시스템의 동작을 제한한다<sup>[7]</sup>. 또한 코드 북 형성 및 코드 북 검색이 어려워진다는 문제도 발생하게 된다. VQ와 대비되는 기법으로 SQ 기법은 안테나 하나에 대한 성상도 (constellation)를 설정한 이후 채널 벡터의 성분 각각에 대해 quantization을 수행하여 VQ의 코드 북 크기 증가 문제를 해결할 수 있는 기법이다. 하지만 SQ 기법은 채널 벡터 성분 사이의 상관관계를 고려하지 않고 있기 때문에 VQ 기법에 비해 빔 형성 gain이 다소 떨어지는 문제가 발생한다. SQ를 기반으로 하는 기법 중 TCQ (trellis coded quantization) 기법은 기존 SQ의 문제인 빔 형성 gain 성능 저하 문제를 다소 해결할 수 있는 기법이다<sup>[8]</sup>.

한편, limited 피드백 시스템과는 별개로 전체 채널 정보를 피드백 하지 않고 채널의 일부 정보만을 이용한 massive MIMO 기법에 대한 연구도 진행되고 있다. FDD 하향링크 환경에서 채널 정보에 의존하지 않는 기법 중 하나인 SSK (space shift keying) 기법은 피드백 용량이 매우 제한된 환경에서도 massive MIMO 기술을 사용할 수 있게 해주는 기법이다<sup>[9]</sup>.

본 고에서는 먼저 massive MIMO 시스템에 대한 모델과 이론적인 특성을 소개하고 기존 FDD 환경에서의 limited 피드백 방식인 VQ와 SQ 기법에 대하여 설명한다. 다음으로 massive MIMO 상황에서 limited 피드백을 사용했을 때 생기는 문제와 이를 해결하기 위한 코드 북 형성 및 검색 기법과 TCQ 기법을 소개한다. 마지막으로 극히 일부의 채널 정보만을 사용하여 신호를 전송할 수 있는 PM 기법을 소개하고 간략한 실험 결과와 결론으로 본 고를 마무리 한다.

## II. Massive MIMO 시스템의 특징

### 1. 간섭 제거 특성

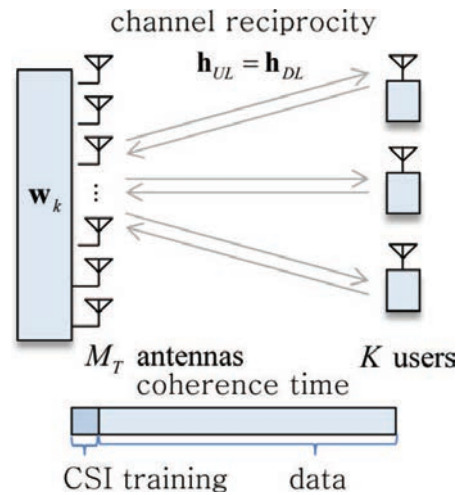
인접 기지국에서의 간섭 또는 MIMO 시스템에서의 안테나 간 간섭은 이동통신 시스템의 성능을 저하하는 요인들이다. LTE 시스템에서는 인접 기지국에서의 간섭을 해결하기 위해 주파수 및 시간 자원을 적당히 배분하여 간섭을 줄이는 ICIC (inter-cell interference coordination) 기법과 기지국 간 채널 정보와 전송 신호를 교환하고 협력하여 신호를 송신하는 CoMP 기법을 사용한다. 그러나 이러한 기법들은 간섭의 양을 줄일 수 있는데 한계가 있으며 기지국 간 협력에 필요한 높은 용량의 백홀을 필요로 한다는 단점이 존재한다. 기존 MIMO 시스템에서의 간섭은 DPC, vector perturbation 같은 비선형 송수신로 거의 완벽히 제거할 수 있지만 MF, ZF (zero-forcing) 등의 선형 송수신기로는 제거할 수 있는 정도에 한계가 있다. 이와는 달리 massive MIMO 시스템은 다수의 안테나를 이용한 빔 형성을 통해 단순한 선형 송수신기로 간섭을 제거하여 사용자에게 높은 수신 전력을 제공할 수 있다는 특징이 있다. 본 절에서는 massive MIMO의 간섭 제거 원리를 설명하기 위하여 <그림 1>과 같은 TDD massive MIMO 환경을 가정하고 하향링크에서의 특성을 분석한다.

Massive MIMO의 간섭 제거 원리는 다음 식과 같은 큰 수의 법칙 (law of large numbers)을 근거로 한다. 두 개의  $M_T \times 1$  랜덤 벡터  $\mathbf{a}=[a_1, a_2, \dots, a_{M_T}]^T$ 와  $\mathbf{b}=[b_1, b_2, \dots, b_{M_T}]^T$ 가 서로 독립이며 원소들의 평균이, 분산이 각각  $\sigma_a^2, \sigma_b^2$ 일 때, 두 벡터는 큰 수의 법칙에 의해 다음 두 특징을 갖는다.

$$\lim_{M_T \rightarrow \infty} \frac{1}{M_T} \mathbf{a}^H \mathbf{a} = 1 \quad (1)$$

$$\lim_{M_T \rightarrow \infty} \frac{1}{M_T} \mathbf{a}^H \mathbf{b} = 0 \quad (2)$$

식 (1), (2)는 두 벡터간의 내적이 점근적으로 하나의 값으로 수렴한다는 것을 뜻한다. 기지국 안테나가  $M_T$ 개이고 사용자는 단일 안테나를 가진다고 가정하면,



<그림 1> TDD massive MIMO 시스템

$k$ 번째 사용자와 기지국 간의 레일리 페이딩 채널  $\mathbf{h}_k=[h_1, h_2, \dots, h_{M_T}]^T$ 은  $M_T$ 가 증가함에 따라 다음과 같은 수식을 만족한다.

$$\frac{1}{M_T} \mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_l = \begin{cases} 1, & \text{if } l = k \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

위 식과 같은 특성은 favorable propagation이라 정의되며, 앞에서 언급한 massive MIMO의 장점들을 가능하게 하는 핵심이다<sup>[10]</sup>. 이 특성을 이용하여 간섭을 제거함을 보이기 위해 총 사용자의 수가  $K$ 명이고, 사용자의 안테나 수가 하나인 시나리오를 가정하면, 하향링크 상황에서 사용자  $k$ 의 수신신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= \sum_{k'=1}^K \sqrt{P_{k'}} \mathbf{h}_{k'} \mathbf{w}_{k'} s_{k'} + \mathbf{n}_k \\ &= \sqrt{P_k} \mathbf{h}_k \mathbf{w}_k s_k \\ &\quad + \sum_{k'=1, k' \neq k}^K \sqrt{P_{k'}} \mathbf{h}_{k'} \mathbf{w}_{k'} s_{k'} + \mathbf{n}_k \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $P_k, \mathbf{w}_k, s_k$ 는 각각  $k$ 번째 사용자에게 해당하는 기지국의 송신 파워, 선형 프리코더, 송신 신호이고,  $\mathbf{n}_k$ 은 분산이  $N_0$ 인 부가백색 잡음이다. 이때  $k$ 번째 사용자의 수신 신호는 다음과 같은 신호 대 간섭 잡음비 (SINR)를 갖는다.

$$SINR_k = \frac{P_k |\mathbf{h}_k \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{k'=1, k' \neq k}^K P_{k'} |\mathbf{h}_{k'} \mathbf{w}_{k'}|^2 + N_0} \quad (5)$$

이 때 송신단에서 MF 선형 프리코더  $w_k = h_k^H / (\sqrt{K} \sqrt{|h_k|^2})$ 를 사용하고,  $M_T$ 가 무한대라고 가정하면 favorable propagation 특성으로 인하여 기지국 간 간섭 부분이 0으로 수렴하게 된다. 따라서 순시 SINR은 다음과 같은 형태로 쓸 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$SINR_k = \frac{P_k M_T}{K N_0} \quad (6)$$

식 (6)은 massive MIMO 시스템에서 안테나 수에 따라 SINR을 선형적으로 증가시킬 수 있음을 의미한다.

## 2. 전송률 합 분석

식 (4)에서의 에르고딕 전송률 합은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{MF} &= E\left[\sum_{k=1}^K \log_2(1 + SINR_k)\right] \\ &\leq \sum_{k=1}^K \log_2(1 + E[SINR_k]) \end{aligned} \quad (7)$$

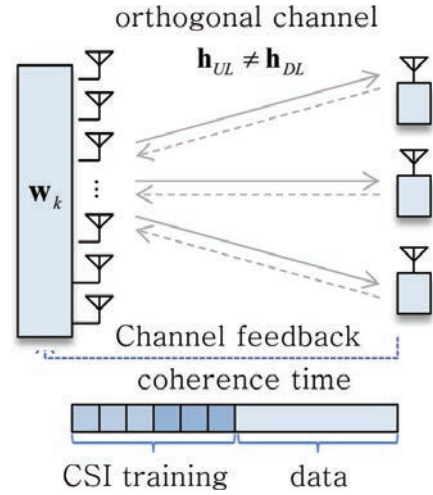
식 (5)의 SINR은  $P_k=1, N_0=1$ 이라고 가정하고 MF 선형 프리코더를 사용하면 다음과 같은 형태로 정리된다.

$$SINR_k = \frac{|h_k \frac{h_k^H}{\sqrt{K} \sqrt{|h_k|^2}}|^2}{\sum_{k'=1, k' \neq k}^K |h_k \frac{h_{k'}^H}{\sqrt{K} \sqrt{|h_{k'}|^2}}|^2 + 1} \quad (8)$$

이때, 식 (8)의 기대값은 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} E[SINR_k] &= \frac{E\left[|h_k \frac{h_k^H}{\sqrt{K} \sqrt{|h_k|^2}}|^2\right]}{E\left[\sum_{k'=1, k' \neq k}^K |h_k \frac{h_{k'}^H}{\sqrt{K} \sqrt{|h_{k'}|^2}}|^2 + 1\right]} \\ &\sim \frac{\frac{M_T^2}{KM_T}}{\sum_{k'=1, k' \neq k}^K \frac{M_T}{KM_T} + 1} \\ &= \frac{M_T}{2K-1} \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)의 자세한 증명은 [11]을 참고하면 된다. 따라서 MF 선형 프리코더를 사용하는 massive MIMO의 에르고딕 전송률 합은 다음과 같다.



〈그림 2〉 FDD massive MIMO 시스템

$$R_{MF} \sim K \log_2\left(1 + \frac{M_T}{2K-1}\right) \quad (10)$$

식 (10)은 massive MIMO에서 안테나 수를 사용자 수에 비례하여 늘려주기만 한다면 전송률을 사용자 수에 따라 선형적으로 늘릴 수 있음을 의미한다.

## III. FDD massive MIMO에서의 피드백 기법

〈그림 1〉에서 볼 수 있듯이, TDD 환경에서의 채널 MIMO 시스템을 나타내고 있다. TDD 환경에서는 채널 reciprocity로 인해 하향링크와 상향링크 채널이 같아지며, 채널 추정은 기지국의 안테나 수에 영향을 받지 않기 때문에 coherence time 동안 채널 정보를 획득하면서 데이터를 전송하는 것이 문제가 되지 않는다. 하지만 〈그림 2〉과 같은 FDD 시스템에서는 TDD와 달리 채널 reciprocity가 성립하지 않으므로 기지국에서의 채널 정보 확보를 위해 사용자 단말에서 추정된 채널을 quantization하여 기지국으로 보내주는 limited 피드백 기법이 사용되어야 하며, 채널 추정 비용이 안테나 수에 비례하기 때문에 이를 줄일 필요가 있다. 본 장에서는 limited 피드백의 두 방식인 VQ 방식과 SQ 방식을 소개하고 massive MIMO 상황에서 생기는 문제점과 그 해결책을 제시한다. 또한 massive MIMO의 전체 채널 정보를 사용하지 않고 채널 정보의 극히 일

부만을 이용하는 port modulation 기법을 소개한다.

$$w_{DFT,l} = \frac{1}{\sqrt{M_T}} [e^{j2\pi u_1(l-1)/L} \dots e^{j2\pi u_{M_T}(l-1)/L}]^T \quad (13)$$

### 1. Vector quantization

주파수 분할 하향링크 시스템에서는 상향링크와 하향 링크의 채널이 다르기 때문에 다음의 3단계를 거쳐 채널 정보가 기지국에게 전달된다. 첫째, 기지국이 전송한 파일럿 (pilot) 신호를 통해 사용자가 하향링크 채널을 추정한다. 둘째, 사용자가  $L=2^b$ 개의 단위 벡터로 구성된 벡터 코드 북  $\mathbf{W}=[w_1 \dots w_L]$ 에서 채널과 가장 유사도가 높은 단위 벡터의 인덱스  $l^*$ 를 찾아낸다.

$$l^* = \arg \max_{1 \leq l \leq L} |\bar{h}^H w_l| \quad (11)$$

셋째, 수식 (11)에서 선택된 단위 벡터의 인덱스  $l^*$ 를 기지국에게 피드백 해준다. 기지국과 사용자는 코드 북을 공유하고 있기 때문에, 피드백 받은 인덱스를 이용하여 기지국은  $w_{l^*}$ 를 찾아내어 채널정보를 얻을 수 있다.

이러한 시스템에서 데이터 전송량이나 비트 오류 확률 (bit error rate, BER) 같은 성능은 코드 북  $\mathbf{W}$ 가 채널의 방향을 얼마나 잘 양자화했는지에 따라 결정된다. Grassmannian 기준을 사용하면 전체 코드 북으로 표현되는 영역을 최대화시킬 수 있으며, 다음과 같이 수식적으로 표현할 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$\text{minimize} \max_{1 \leq l < m \leq L} r_{l,m} \quad (12)$$

여기서  $r_{lm} = |w_l^H w_m|$ 으로, 단위 벡터  $w_l$ 과  $w_m$ 간 유사도를 의미한다.

#### 가. Massive MIMO 시스템을 위한 코드 북 형성 기법

본 항에서는 간단히 낮은 최대 유사도를 갖는 코드 북을 형성할 수 있어 기존 MIMO 시스템에서 많이 연구된 DFT 코드 북 형성 기법을 소개하고, 이 코드 북이 massive MIMO 시스템에 부적합한 이유와 그 문제를 해결하기 위한 방법들을 소개한다. DFT 수식의 자연 상수 부분을 이용하면 다음과 같이 간단히 단위 벡터를 형성할 수 있다.

이러한 단위 벡터  $L$ 개를 열로 갖고 있는 코드 북을 DFT 코드 북이라 한다<sup>[12]</sup>. 여기서 DFT 수식의 주파수에 해당하는 계수인  $\{u_1, \dots, u_{M_T}\}$ 은 각각에서  $L-1$ 의 사이 값을 가지며, 이 값에 따라서 DFT 코드 북의 최대 유사도가 결정된다. Grassmannian 기준을 충족시키는 계수는 닫힌 형태 (closed form) 으로는 구할 수 없으며,  $M_T$ 개의 계수들로 구성할 수 있는 모든 조합  $L^{M_T}$ 개의 최대 유사도를 비교해야 한다. 이러한 특징 때문에 DFT 코드 북은 massive MIMO 시스템에서 형성이 어렵다. 본 고에서는 이 경우의 수를 대폭적으로 감소시킬 수 있는 방안으로 두 가지를 소개한다.

#### 1) 반복적 코드 북 형성 기법

위의 경우의 수 문제는  $M_T$ 개의 계수를 동시에 고려하는데서 발생하기 때문에, 안테나 별로 계수를 변화시킨다면 유사도 비교 횟수를 대폭적으로 줄일 수 있다. 반복적 코드 북 형성 기법은 비교 횟수를 줄이면서도 Grassmannian 기준을 최대한 만족시키기 위해 최대 유사도가 줄어들 때까지 전체 과정을 반복한다. 이 기법을 사용하면 DFT 코드 북을 형성할 때(반복 횟수)  $\times LM_T$ 번 유사도를 비교한다. 안테나 수에 지수적이 아닌 선형적으로 비교 횟수가 증가하므로, massive MIMO 시스템에서도 낮은 최대 유사도를 갖는 DFT 코드 북을 형성할 수 있다.

#### 2) 재귀적 코드 북 형성 기법

만약, 기지국 안테나 수  $M_T$ 과 코드 북 길이  $L$ 이 특정 관계에 있다면, 더욱 간단하게 massive MIMO 용 코드 북을 형성할 수 있다.  $\{u_1, \dots, u_{M_T}\} = \{1, \dots, M_T\}$ 일 때 단위 벡터 간 유사도는 다음과 같다.

$$w_l^H w_m = \frac{1}{M_T} \sum_{p=1}^{M_T} e^{j2\pi p(m-l)/L} = \frac{e^{j2\pi(M_T+1)(m-l)/L} - e^{j2\pi(m-l)/L}}{M_T(e^{j2\pi(m-l)/L} - 1)} \quad (14)$$

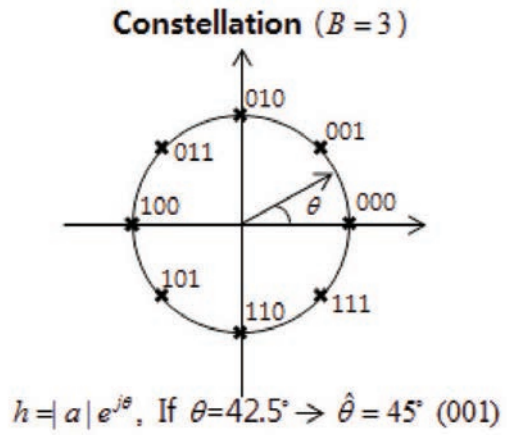
이때, 단위 벡터 간 유사도는 단위 벡터의 인덱스와 관계없이  $L=M_T$ 일 때는 0이 되고,  $L=M_T+1$ 일 때는  $1/M_T$ 이 된다. 유사도가 일정하면 최대 유사도와 최소 유사도가 일치하기 때문에, Grassmannian 기준을 최대한 충족시키는 최적의 코드 북을 형성할 수 있다. 그러나 코드 북 길이가 기지국 안테나 수와 비슷하다면 양자화 오류로 인한 성능손실이 커지게 된다. 이럴 때는 코드 북 간 Kronecker 곱을 이용하여 안테나 수 대비 코드 북 길이를 증가시킬 수 있다.

$$W_K \otimes (\dots W_2 \otimes W_1) = W \quad (15)$$

코드 북  $W_k$ 의 크기가  $M_k \times L_k$ 이고 최대 유사도가  $r_{maxk}$ 일 때, 코드 북  $W$ 의 크기는  $\prod_{k=1}^K M_k \times \prod_{k=1}^K L_k$ 가 되고 최대 유사도는  $\max_{1 \leq k \leq K} r_{maxk}$ 가 된다. 이러한 재귀적인 (recursive) 기법은 간단하게 massive MIMO 시스템에 적합한 코드 북을 형성할 수 있게 해줄뿐더러, 기존 MIMO 시스템의 코드 북을 이용해 massive MIMO 시스템의 코드 북을 형성할 수 있게 하여 하위 호환성도 보장해준다. 그러나 안테나 수와 코드 북 길이에 제약이 있다는 단점이 있다.

#### 나. Massive MIMO 시스템을 위한 코드 북 검색 기법

수식 (11)과 같이 단위 벡터의 인덱스를 검색하는 경우, 채널과 코드 북 내 모든 단위 벡터 사이의 유사도를 계산하여 그 값을 비교하는 과정이 필요하다. Massive MIMO 시스템에서는 유사도 하나를 계산하는데 많은 연산이 사용될 뿐만 아니라 비교해야 할 유사도의 수도 급증하기 때문에 기존의 코드 북 검색 기법을 그대로 사용할 경우 실시간 통신 시스템에서 딜레이 문제가 생길 수 있다. 이럴 경우, 단위 벡터와 채널 간 유사도가 일정 한계점 (threshold)  $\lambda_r$ 을 넘으면 현재 단위 벡터가 충분히 채널 방향을 잘 표현한다고 판단하여 검색을 중지함으로써 검색 시간을 감소시킬 수 있다. 한계점  $\lambda_r$ 이 1에 가까워질수록 성능 손실은 없지만 검색 시간의 감소가 적고 0에 가까워질수록 성능 손실이 커지고 검색 시간이 대폭 감소하기 때문에, 약간의 성능 손실로도 대폭적으로 검색 시간을 감소시킬 수 있는



(그림 3) Scalar quantization 시스템의 성상도

한계점을 찾는 것이 중요하다. 여러 한계점과 그 성능은 [13]에 소개되어있다.

## 2. Scalar quantization

SQ 기법은 massive MIMO의 채널 피드백을 위한 코드 북 크기 문제를 단순한 성상도 구성을 통해 해결 가능한 기법이다. 하나의 안테나에 대한 quantization 과정을 여러 개의 안테나에 대해 반복적으로 수행하면 되기 때문에 massive MIMO 시스템에도 쉽게 적용할 수 있다는 장점이 있다.

사용자가 기지국으로 피드백 해주어야 할 채널  $h$ 의 scalar 성분  $h_i$ 는 각각  $\hat{B}$ 비트의 quantization 비트를 할당하며 총  $B = \hat{B}M_T$  비트를 기지국으로 피드백 해준다고 가정한다. 이때 SQ 기법은 사용자가 (그림 3)과 같이 채널의 위상을 나타내는  $W_{SQ} = \{w_1, \dots, w_{\hat{B}}\}$  상도를 구성한 이후 채널 성분을 다음 식에 의해 quantization 한다.

$$f_i = \arg \max_{\omega \in W} |\bar{h}_j^H \omega|^2 \quad (16)$$

이때  $\bar{h}_j$ 는 scalar 채널의 크기가 1로 정규화된 값이다. 위 과정을 모든 채널 성분에 대해 수행한 이후 quantization 된 채널 벡터는 다음과 같다.

$$f = [f_1 f_2 \dots f_{M_T}] \quad (17)$$

만일 사용자가 quantization 비트를 3 비트 사용한

다고 가정할 때의 SQ 기법에 대한 예시는 <그림 3>과 같다. 이때, 성상도는  $w_{SQ} = \left\{ e^{j\theta} \mid \theta = \frac{n\pi}{4}, n = 0, 1, \dots, 7 \right\}$ 이며, 채널 성분 값이  $\bar{h} = e^{j42.5^\circ}$  일 때  $f = e^{j45^\circ}$ 로 quantization 되며, 비트열으로는 001로 표현된다.

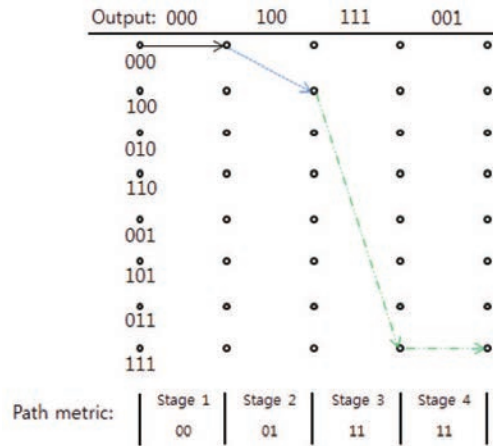
### 가. Trellis coded quantization

TCQ 기법은 trellis decoding 과정을 이용하여 SQ 기법보다 조밀하게 채널을 표현해줄 수 있는 기법이다. 사용자는 채널을 추정하여 그 값을 trellis decoding 한 이후 기지국으로 피드백 해주며, 기지국은 피드백 받은 값을 encoding 하여 quantization 된 채널을 얻을 수 있다.

Trellis decoding 과정을 설명하기 위해  $M_T=4$ 를 가정하고 <그림 3>의 성상도를 이용하여 scalar quantization 된 채널의 비트들이 각각 000, 100, 111, 001이라고 가정한다. Trellis code의 특성은 현재 state가 정해져 있으면 각 path (<그림 4>에서의 화살표) 방향에 따라 출력값이 고유한 값을 가진다. 이때 모든 path 들을 전부 고려하여 식 (18)과 같은 metric 식으로 가장 적은 quantization 오류를 갖는 quantization 채널을 결정할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \arg \min_{w_n} |w_n - \bar{h}_m| \\ & \text{where } n=1, 2, \dots, 2^b, m=1, 2, \dots, M_T \end{aligned} \quad (18)$$

(18) 식의 trellis decoding 과정을 안테나 순서에 따라 수행한 비트열은 00, 01, 11, 11이 된다. 이때 주의할 점은 trellis decoding된 비트열을 다시 encoding을 하였을 때 원래 SQ의 비트열 000, 100, 111, 001로 복원될 것이 보장되지는 않는다는 점이다. 위 과정에 대한 예시는 <그림 4>에 설명되어 있다. Trellis decoding 과정이 함축하는 바는 실제 채널과 quantization된 채널의 전체 오류를 최소화하기 위한 과정이기 때문에 각 채널의 오류만을 최소화하는 SQ에 비해 성능이 향상된다. 또한 본 예제에서의 기존 SQ는 총 12 비트를 피드백 해주었다면, TCQ는 8 비트만 피드백 해주기 때문에 보내주어야 할 비트 수 측면에서



<그림 4> Trellis decoding 예시

도 유리한 기법이다.

### 3. 채널 정보의 일부만을 이용하는 전송 기법

FDD massive MIMO 시스템에서는 coherence time의 길이 대비 피드백 오버헤드가 높기 때문에 CSIT를 확보하기 어렵다. 이런 경우 안테나 도메인에서 심볼 맵핑을 수행하는 SSK 기법을 응용하면 다중 사용자를 지원하기는 힘들지만 점 대 점 통신 링크에서는 massive MIMO의 장점을 살려 지원이 가능하다.

#### 가. Port modulation

PM (port modulation) 기법은 massive MIMO 시스템에서 SSK를 활용한 기법 중 하나로 precoder 도메인도 modulation에 활용하는 기법이다<sup>[14]</sup>. SSK는 안테나 공간 자원을 심볼 맵핑에 활용하여 송신단은 하나의 안테나만을 이용하여 신호를 전송하고, 수신단은 어느 안테나로 신호를 받았는지를 판단하면 송신된 심볼을 알 수 있는 기법이다. 만일 송신 안테나 수가 4개라면 첫 번째 안테나는 00, 두 번째 안테나는 01과 같은 과정으로 맵핑할 수 있다. 이때 송신단에서 두 번째 안테나로만 신호를 전송하면, 수신단에서 어느 안테나로 전송했는지 판단하여 01의 심볼을 demodulation 해낼 수 있다.

$M_T$ 개의 기지국 안테나와  $M_R$ 개의 사용자 안테나를 가지고 있는 환경을 가정하면 송신 비트  $\mathbf{a}$ 는 <표 1>의

〈표 1〉 PM mapping/demapping (P=4)

$a$	$x$
00	$[\sqrt{p}000]^T$
01	$[0\sqrt{p}00]^T$
10	$[00\sqrt{p}0]^T$
11	$[000\sqrt{p}]^T$

PM mapping 규칙에 의해 송신 신호  $\mathbf{x} = [0, 0, \dots, \sqrt{p}, 0, \dots, 0]^T$ 에 mapping 된다.  $P \times 1$  벡터로 구성된 송신 신호  $\mathbf{x}$ 는  $P$ 개의 precoder 들로 이루어진 코드 북  $\mathbf{W} = [w_1, \dots, w_p]$ 를 곱한 채널을 통과하여 수신단으로 전송 된다. 이때 각 사용자는 다음과 같은 신호를 수신하게 된다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{H}_{eff} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (19)$$

$[M_R \times 1] [M_R \times M_T] [M_T \times P] [P \times 1] [M_R \times 1] [M_R \times P] [P \times 1] [M_R \times 1]$

여기서  $\mathbf{H}$ 와  $\mathbf{H}_{eff} = \mathbf{H}\mathbf{W}$ 는 다음과 같이 구성된다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1^{(row)} \\ \vdots \\ h_{M_R}^{(row)} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_{eff} = \begin{bmatrix} h_1^{(row)} w_1 & \dots & h_1^{(row)} w_P \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R}^{(row)} w_1 & \dots & h_{M_R}^{(row)} w_P \end{bmatrix} \quad (20)$$

수식 (19), (20)에 따르면  $m = \log_2 P$ 의 길이를 갖는  $a$ 가  $j$ 번째 port로 mapping 되었다고 가정한 수신 신호는 다음과 같아진다.

$$\mathbf{y} = \sqrt{p} h_{eff,j}^{(col)} + \mathbf{n} \quad (21)$$

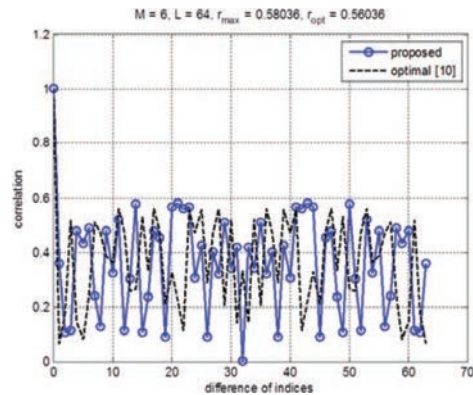
여기서  $h_{eff,j}^{(col)} = [h_1^{(row)} f_j, \dots, h_{M_R}^{(row)} f_j]^T$ 이다. 식 (21)과 같은 수신 신호를 받았을 때 수신단에서 벡터 간 거리가 가장 가까운  $h_{eff,j}^{(col)}$ 를 찾으면 원래의 신호를 demodulation 할 수 있게 된다. Massive MIMO 시스템이라 할지라도 PM 송신을 위하여 필요한 pilot의 개수는 송신 안테나 수와 관계없이  $P$ 개 이므로 각 사용자의 coherence time을 고려하여  $P$ 를 설정하면 적은 채널 정보 피드백 양으로도 우수한 성능을 얻을 수 있다.

### III. 실험결과

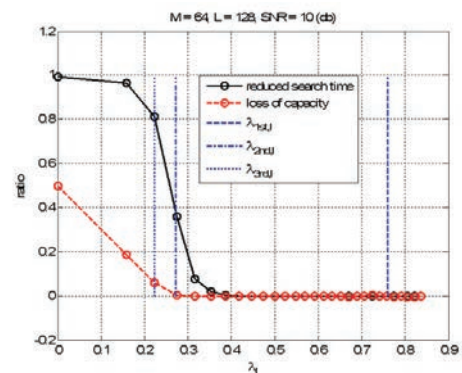
〈그림 5〉는 기지국 안테나가 6 개이고 코드 북 크기가 64일 때, 모든 계수를 동시에 고려하는 기존의 DFT 코드 북 형성 기법과 안테나 별로 계수를 찾는 제

안 DFT 코드 북 형성 기법의 유사도이다. 기존의 DFT 코드 북 형성 기법은 [12]에 나와 있는 최적 계수  $\{u_1, \dots, u_6\} = \{1, 18, 23, 39, 46, 57\}$ 를 사용하였다. 기존 기법은  $64^6 = 6.87 \times 10^{10}$ 번의 유사도 비교를 수행한 반면 반복적으로 형성된 DFT 코드 북은 오직  $3 \times 64 \times 6 = 1152$ 번의 유사도 비교를 수행하여 비슷한 최대 유사도를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 기존 기법은  $L^M$ 번의 유사도 비교를 필요로 하고 반복적으로 형성된 DFT 기법은 (반복 횟수)  $\times L M_T$ 번의 유사도 비교를 필요로 하므로 이 차이는 massive MIMO 환경으로 가면 더욱 극대화 될 것이다.

〈그림 6〉에서는 기지국 안테나가 64개, 코드 북 크기가 128개이고 송신 신호 대 잡음 비가 10dB인 상황에서  $\lambda$ 에 따른 검색 시간 감소와 성능 손실의 비율을

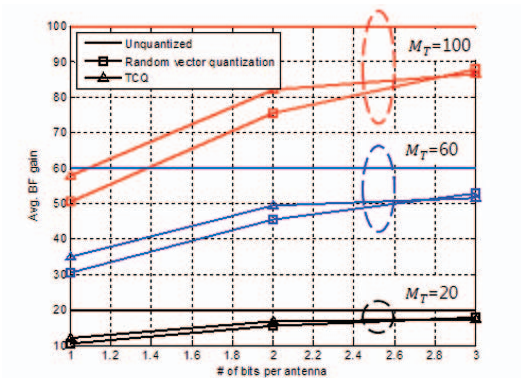


〈그림 5〉 최적 DFT 코드 북과 반복적으로 형성된 DFT 코드 북의 유사도 비교

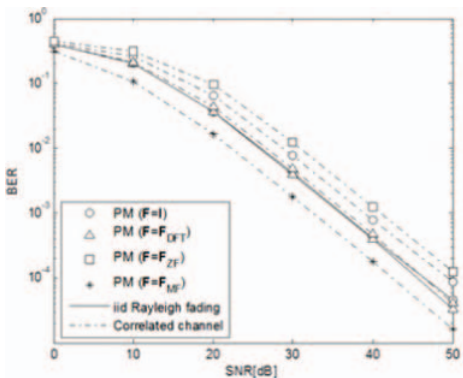


〈그림 6〉 코드 북 검색 기법의 검색 시간 감소와 성능 손실 비율





〈그림 7〉 RVQ와 TCQ 기법 간 빔포밍 이득 성능 비교



〈그림 8〉 각 프리코더 별 PM 성능 비교

나타내고 있다. 각  $\lambda$ 별로 검색 시간과 성능 손실 비율의 관계는 반비례하기 때문에 시스템에 적합한  $\lambda$ 값을 사용해야 함을 알 수 있다.

〈그림 7〉은 VQ의 대표적인 기법인 RVQ 방식과 TCQ 기법의 빔 형성 이득에 대한 성능을 비교한 그래프이다. 안테나 당 quantization 비트수를 많이 할당할수록 빔 형성 gain이 증가하며, 특히 안테나 당 비트수를 3개 이상 사용할 경우 RVQ에 비해 TCQ의 성능이 거의 동일해지는 것을 확인할 수 있다.

〈그림 8〉은 기지국 안테나가 16개, 사용자 안테나가 1개일 때 각 코드 북 형성 방식에 따른 PM 기법의 성능을 비교한 그래프이다. PM 기법은 어떠한 코드 북을 사용하느냐에 따라 성능이 달라지며, MF 계열의 코드 북을 사용하였을 때 correlation 환경에 강인함을 알 수 있다.

## IV. 결론

본 고에서는 FDD 시스템에서 massive MIMO가 사용될 때 생기는 문제점과 그 해결책에 대해 서술하였다. TDD 시스템과 달리 FDD 시스템에서는 사용자가 채널을 quantization하여 피드백 해야 하며, 안테나 수에 따라 채널 피드백 양이 증가하는 문제가 발생한다. VQ 기법은 안테나 수가 증가함에 따라 코드 북의 크기가 지수적으로 증가하는 문제가 발생하고, 이에 따라 코드 북 중 가장 유사한 채널을 검색하는 데 필요한 계산량이 증가한다. SQ 기법은 코드 북의 크기를 증가하지 않아도 되기 때문에 복잡도 측면에서는 우수한 기법이나 빔 형성 이득이 VQ에 비해 감소된다는 단점이 있다. 마지막 기법으로 소개된 SSK 기반의 PM은 채널 피드백 양 증가에 대한 해결책으로 채널의 극히 일부분을 이용하는 방법이나 앞의 SQ, VQ 기법과는 다른 modulation 방식을 사용한다. 본 고에서는 FDD massive MIMO를 위한 VQ 기법의 효율적인 코드 북 형성 및 검색 기법을 소개하였으며 SQ 기법의 빔 형성 이득을 보완하는 TCQ 기법, 채널 피드백 양을 대폭 감소시키며 correlation 상황에 강인한 PM 기법을 소개하고 각 기법들이 FDD massive MIMO 상황에 적합함을 실험을 통해 얻을 결과들을 통하여 살펴 보였다.

## 참고 문헌

- [1] D. Martin-Sacristan, J. F. Monserrat, J. Cabrejas-Penuelas, D. Calabuig, S. Garrigas, and N. Cardona, "On the way towards fourth generation mobile: 3GPP LTE and LTE-Advanced," EURASIP J. Wireless Commun. Networking, vol. 2009, Article no. 4, Mar. 2009.
- [2] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shafi, P.J. Smith, and A. Nagueib, "From theory to practice: an overview of MIMO space time coded wireless systems," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 21, no. 3, pp. 281-302, Apr. 2003.
- [3] M. Baker, "From LTE-advanced to the future," IEEE

- Commun. Mag., vol. 50, no. 2, pp.116–120, Feb. 2012.
- [4] 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.
- [5] K. K. Mukkavilli, A. Sabharwal, E. Erkip, and B. Aazhang, "On beamforming with finite rate feedback in multiple-antenna systems," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 49, no. 10, pp. 2562–2579, Oct. 2003.
- [6] B. M. Hochwald, T. L. Mazetta, T. J. Richardson, W. Sweldens, and R. Urbanke, "Systematic design of unitary space-time constellations," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 46, no. 6, pp. 1962–1973, Sep. 2000.
- [7] N. Jindal, "MIMO broadcast channels with finite-rate feedback," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 52, no. 11, pp. 5045–5060, Nov. 2006.
- [8] C. K. Au-Yeung, D. J. Love, and S. Sanayei, "Trellis coded line packing: large dimensional beamforming vector quantization and feedback transmission," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 10, no. 6, pp. 1844–1853, Jun. 2011.
- [9] J. Jeganathan, A. Ghayeb, L. Szczecinski and A. Ceron, "Space Shift Keying Modulation for MIMO Channels," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.8, no.7, pp. 3692– 3703, July 2009.
- [10] 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 Proces. Mag., vol. 30, no. 1, pp. 40–46, Jan. 2013.
- [11] C. Lee, C.-B. Chae, T. Kim, S. Choi, and J. Lee, "Network Massive MIMO for Cell-Boundary Users: From a Precoding Normalization Perspective," Proc. of IEEE Globecom, 2012.
- [12] B. M. Hochwald, T. L. Mazetta, T. J. Richardson, W. Sweldens, and R. Urbanke, "Systematic design of unitary space-time constellations," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 46, no. 6, pp. 1962–1973, Sep. 2000.
- [13] 최일규, 노훈동, 이충용, "주파수 분할 하향링크 거대 다중 안테나 시스템을 위한 코드 북 형성 및 검색 기법," 한국통신학회논문지, 2013, 38.8: 704–711.
- [14] H. Noh, Y. Kim, J. Lee, C. Lee, "Codebook Design of Generalized Space Shift Keying for FDD Massive MIMO Systems in Spatially Correlated Channels," IEEE Trans. Veh. Technol, vol.. PP, no. 99, p. 1, May 2014, doi: 10. 1109/TVT. 2014. 2324822.



**박 상 원**

- 2011년 2월 연세대학교 전기전자공학과 졸업
- 2011년 3월 연세대학교 전기전자공학과 석박사통합 과정 재학 중

〈관심분야〉

Massive MIMO, Flexible duplex, SONAR



**최 일 규**

- 2009년 2월 연세대학교 전기전자공학과 졸업
- 2009년 3월 연세대학교 전기전자공학과 석박사통합 과정 재학 중

〈관심분야〉

통신신호처리, MIMO 시스템



이충용

- 1995년 Georgia Institute of Technology 박사 졸업
- 1996년~1997년 삼성전자 연구원
- 1997년~현재 연세대학교 전기전자공학과 교수

〈관심분야〉

통신신호처리, 어레이신호처리, MIMO 시스템