

하향링크 다중 사용자 MIMO 통신 시스템을 위한 확장형 고정복잡도 스피어 복호기

구지훈*, 김용석*, 김재석^o

An Extendable Fixed-Complexity Sphere Decoder for Downlink Multi-User MIMO Communication System

Jihun Koo*, Yongsuk Kim*, Jaeseok Kim^o

요약

본 논문에서는, 하향 다중 사용자 MIMO 환경에서 간섭 검출 및 제거를 하기위해 확장된 fixed-complexity sphere decoder (FSD) 알고리즘이 제안되었다. 제안된 알고리즘은, generalized sphere decoder (GSD) 알고리즘을 이용한 채널행렬 확장과 간섭신호와 요구신호를 고려한 채널행렬 순서화를 통해 FSD 알고리즘을 간섭신호 검출에 활용 가능하도록 확장 하였다. IEEE802.11ac의 통신모드 중 네 명의 다중 사용자에게 각각 702 Mbit/s 전송이 가능한 환경의 몬테카를로실험을 통해서, 제안된 알고리즘이 10% packet error rate기준으로 간섭제거 기능이 없는 maximum-likelihood 검출성능 대비 E_b/N_0 가 약 3 dB 향상됨을 보여주었다.

Key Words : Multi-user MIMO, MIMO decoder, fixed-complexity sphere decoder

ABSTRACT

In this paper, a extension of a fixed-complexity sphere decoder (FSD) to perform interference signal detection and cancelling is proposed for downlink multiuser multiple input-multiple output (MIMO) communication system. It is based on the application of channel matrix expansion on generalized sphere decoder (GSD), and modification of the channel matrix ordering scheme to a FSD algorithm for interference detection. A Monte Carlo simulation shows that the proposed algorithm improves the receiver performance by 3 dB as compared to maximum likelihood detection without interference cancelling at 10% packet error rate in configuration of 702 Mbit/s datarate for four users respectively on IEEE802.11ac.

1. 서론

최근, 최대 4×4 다중입력다중출력(MIMO)을 구성하여 단일 스테이션(STA)에 최대 3.39Gbps의 데이터 전송이 가능한 새로운 무선LAN 표준인 IEEE802.11ac가 발표되었다¹⁾. 이는 기존 무선LAN 표준이 단독사

용자 MIMO(SU-MIMO)만을 지원한데 반해, 최대 4명의 하향링크(DL) 복수사용자 MIMO(MU-MIMO)를 지원하여 최대 8×8까지 안테나 구성이 확장될 수 있으며, 이때 전체 망의 합 용량은 6.77Gbit/s 가 된다.

IEEE802.11ac 표준의 DL MU-MIMO 기술은, 이전 IEEE802.11n의 explicit beamforming 기술에 양

* 연구는 미래창조과학부/산업기술연구회 융합연구사업의 지원으로 수행되었음 (과제번호 B551179-12-06-00).

• First Author : System LSI Business, Samsung Electronics, jihun.koo@samsung.ac.kr, 정회원

o Corresponding Author : School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University, jaekim@yonsei.ac.kr, 정회원

* 전양대학교 창의융합대학, yongsuk@kongyang.ac.kr 정회원

논문번호 : KICS2013-12-544, Received December 19, 2013; Revised March 8, 2014; Accepted April 11, 2014

자화 된 feedback 행렬을 사용하여 적용되었다. 이 기술은 각각의 STA로부터 전달된 채널상태 정보를 사용하여 다수의 STA에 프리코딩된 신호를 전송함으로써 시스템의 용량을 증가 시킨다. 프리코딩 신호를 생성하기 위해서는 Channel inversion 혹은 Block diagonalization(BD) 기반의 기술이 일반적으로 사용된다²⁻⁵⁾.

하지만 이러한 DL MU-MIMO의 경우 feedback 행렬 내에서 채널추정 및 양자화 오차가 발생하고, 결국 각각의 STA의 signal-to-interference-ratio(SIR)이 증가하게 되어 STA의 수신 성능이 감소된다⁶⁾. 이를 효과적으로 개선하기 위해 간섭신호와 요구신호 모두를 검출하여 간섭신호만을 제거 하는 기술이 필요하다. 그러나 이를 위해서는 간섭신호의 스트림 수만큼 수신기의 MIMO 차수가 증가하게 되어 수신기의 복잡도가 증가하게 된다. 즉, Optimal MIMO 검출성능을 갖는 maximum-likelihood decoder(MLD)나 sphere decoder(SD)와 같은 수신 알고리즘은 구현 복잡도 문제에 당면하게 된다.

이 문제를 해결하기 위해선 두 가지 대안이 있다. 첫 번째는 추가 검출 할 간섭신호의 스트림의 수를 제한하는 방법이고⁷⁾, 두 번째는 전체 간섭신호 검출을 위한 수신기를 quasi-ML 성능을 갖는 저 복잡도 알고리즘을 사용하는 방법이다. 본 논문에서는 quasi-ML 성능을 갖는 fixed-complexity SD(FSD)^{9,10)} 알고리즘을 간섭신호 검출에 용이하게 변경 적용하여 낮은 복잡도로 모든 간섭신호를 검출하고자 한다. 이를 위해서, generalized sphere decoder(GSD) 알고리즘을 이용한 채널행렬 확장을 수행하였으며, 간섭신호와 수신신호를 구분하여 채널 행렬을 순서화 후 FSD 알고리즘을 적용하였다. 이러한 과정을 통해서 각 STA는 간섭신호를 효과적으로 제거하여 수신 성능이 향상될 수 있다.

II. DL MU-MIMO의 시스템 모델

IEEE 802.11ac표준의 DL MU-MIMO 통신환경에서, access point(AP)는 M 개의 송신 안테나를 이용하여 k 개의 STA들, 즉, k 명의 사용자들에게 동시 데이터 전송이 가능하다. 그리고 i 번째 사용자, STA _{i} 는 N_i 수신 안테나를 가지고 있다고 하면, STA _{i} 에 수신된 신호 즉, \mathbf{y}_i 는 다음 수식 (1)과 같이 송신신호 \mathbf{s} 와 백색잡음 \mathbf{v}_i 및 유효 채널 $H_i\mathbf{F}$ 간의 선형조합으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= H_i\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{v}_i \\ &= H_i\mathbf{F}_i\mathbf{s}_i + H_i\mathbf{F}_{/i}\mathbf{s}_{/i} + \mathbf{v}_i \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 H_i 는 STA _{i} 의 $N_i \times M$ 채널행렬이며 \mathbf{F} 는 $M \times N_i$ 빔 조향 행렬이다. 또, N_i 개의 수신 안테나를 갖고 각 수신 안테나 당 m_i -QAM 변조된 심볼을 수신하는 STA _{i} 의 요구 심볼 \mathbf{s}_i 는, 심볼 집합 $\chi_{m_i}^{N_i}$ 안에서 균등 배분 된다. 그리고 $\mathbf{F}_{/i}$ 와 $\mathbf{s}_{/i}$ 는, 다음 식 (2)와 같이, 각각 \mathbf{F} 와 \mathbf{s} 에서 STA _{i} 를 위한 열벡터를 제외한 모든 열벡터들로 구성된 비 정방행렬이다.

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{/i} &= [\mathbf{F}_1 \cdots \mathbf{F}_{i-1} \mathbf{F}_{i+1} \cdots \mathbf{F}_K] \\ \mathbf{s}_{/i} &= [\mathbf{s}_1^T \cdots \mathbf{F}_{i-1}^T \mathbf{F}_{i+1}^T \cdots \mathbf{F}_K^T] \end{aligned} \quad (2)$$

Explicit feedback beamforming을 위해서 AP는 STA _{i} 로부터 유효채널정보 $H_{effect,i} = H_i\mathbf{F}$ 를 피드백 받아 다음 송신 시 사용할 빔 조향 행렬 \mathbf{F}_{steer} 를 결정해야 한다. 이를 위해, STA _{i} 는 $H_{effect,i}$ 로부터 beamforming feedback 행렬 \mathbf{V}_i 를 연산 후 AP로 피드백 한다. 그때, AP는 다수의 STA들로부터 수신된 $\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_k]$ 를 이용하여 \mathbf{F}_{steer} 를 결정한다¹¹⁾. 하지만, Explicit feedback beamforming에서는 feedback 행렬의 크기를 줄이고자 \mathbf{V}_i 대신 양자화 된 행렬 $\hat{\mathbf{V}}_i$ 를 사용하기 때문에 식 (1)은 식 (3)으로 다시 표현될 수 있다¹¹⁾.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= H_i\hat{\mathbf{F}}\mathbf{s} + \mathbf{v}_i \\ &= H_i\hat{\mathbf{F}}_i\mathbf{s}_i + H_i\hat{\mathbf{F}}_{/i}\mathbf{s}_{/i} + \mathbf{v}_i \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $\hat{\mathbf{F}}$ 은 양자화 된 feedback 행렬 $\hat{\mathbf{V}}$ 를 이용하여 산출된 빔 조향 행렬이다¹¹⁾. 즉, $\hat{\mathbf{F}}$ 의 양자화 오차로 인해서, STA _{i} 는 \mathbf{F} 에 의해 조향된 $\mathbf{F}\mathbf{s}$ 대비 더 큰 간섭신호를 받게 된다. 다음에서 요구 신호대비 간섭신호의 비(SIR)에 대해 자세히 분석해 보도록 한다.

2.1 DL MU-MIMO의 SIR

IEEE 802.11ac의 양자화된 feedback 행렬에 의한 SIR를 분석하기 위해서, 두 개의 안테나를 갖는 다수의 STA로 구성된 네트워크 환경을 가정하였다. 또한 양자화 된 feedback 행렬의 영향만을 알아보기 위해

서 식 (3)의 \mathbf{v}_i 성분은 제외 되었으며, 채널 행렬은 완전히 독립된 이상적인 채널이라고 가정하였다. 즉 요구되는 신호의 채널은 항등행렬로, 간섭신호 채널은 영행렬로 가정하였다. 마지막으로 프리코딩기법은 [3]에 기술된 Block diagonalization(BD)을 이용하여 전체 합 용량이 최대가 되도록 하였다.

표 1은 이러한 가정 하에서 사용자 증가에 따른 SIR을 보여주고 있다. 가정된 이상적인 채널 및 최대 양자화 조건에서 조차도 사용자가 4명의 경우 SIR이 40dB 이하가 됨을 알 수 있다.

표 1. 두 개의 안테나를 갖는 STA 및 양자화 된 feedback matrix를 이용한 BD beamforming에서의 SIR
Table 1. SIR with 2 × 2 STAs under BD beamforming with compressed feedback matrix

Number of users	Quantization bits for ψ and ϕ^*	
	5bits for ψ 7bits for ϕ	7bits for ψ 9bits for ϕ
2 users	30.61 dB	42.61 dB
3 users	28.61 dB	40.75 dB
4 users	27.09 dB	39.08 dB

* ψ and ϕ are the elements of the feedback matrix, and they contain the information of $\hat{\mathbf{V}}_i$ [1]

2.2 DL MU-MIMO를 위한 간섭신호 검출

일반적인 MIMO 검출기의 경우, 간섭성분인 $H_i \hat{\mathbf{F}}_i \mathbf{s}_i$ 를 잡음으로 간주함으로써 \mathbf{s}_i 의 수신 오차확률 $P_e(\hat{\mathbf{s}}_{ML,i} \neq \mathbf{s}_i)$ 를 최소화 하는 Maximum likelihood decoder(MLD)는 다음 식 (4)와같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{s}}_{MLD,i} = \arg \min_{\mathbf{s}_i \in \chi_{m_i}^N} \|\mathbf{y}_i - H_i \hat{\mathbf{F}}_i \mathbf{s}_i\|^2 \quad (4)$$

하지만, 앞서 표 1을 통해 언급했듯이 간섭신호 성분이 간과 되지 않을 만큼 증가되기 때문에, STA_i에서 간섭을 포함하는 전체 심볼 $\hat{\mathbf{s}}_{MLD}^T = [\hat{\mathbf{s}}_{MLD,i}^T \hat{\mathbf{s}}_{MLD,/i}^T]$ 을 검출하기 위한 MLD는 다음 수식 (5)와같이 표현되어 \mathbf{s} 의 수신 오차확률 $P_e(\hat{\mathbf{s}}_{MLD,i} \neq \mathbf{s})$ 를 최소화 한다.

$$\hat{\mathbf{s}}_{MLD}^i = \arg \min_{\mathbf{s} \in \Omega} \left\| \mathbf{y}_i - \overline{\mathbf{H}}^i \begin{bmatrix} \mathbf{s}_i \\ \mathbf{s}_{/i} \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (5)$$

여기서 Ω 는 K 개의 STA에 대한 모든 송신 심볼 집합을 표현하게 된다. 따라서 $j=1,..,K$ 일 때 모든 STA의 N^j 차원을 갖는 m_j -QAM 선상도상의 원소로 이루어진 M 차원 벡터 집합이 된다. 또, 수식 (6)과 같이 $\overline{\mathbf{H}}^i$ 는 모든 간섭 항을 포함하는 STA_i의 유효채널을, $\hat{\mathbf{s}}_{MLD,i}^i$ 는 $\hat{\mathbf{s}}_{MLD}^i$ 중에서 STA_i의 요구신호 심볼벡터를 의미한다.

$$\overline{\mathbf{H}}^i = H_i [\hat{\mathbf{F}}_i \hat{\mathbf{F}}_{/i}] \quad (6)$$

$$\hat{\mathbf{s}}_{MLD}^i = [\hat{\mathbf{s}}_{MLD,i}^i \hat{\mathbf{s}}_{MLD,/i}^i]$$

즉, 식 (4)의 일반적인 MIMO 심볼 검출기에서는 잡음 강도가 $|H_i \hat{\mathbf{F}}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{v}_i|^2$ 가 되지만, 간섭신호를 고려하는 식 (5)의 MU-MIMO 심볼 검출기에서는 잡음 강도가 $|\mathbf{v}_i|^2$ 가 되어, $|H_i \hat{\mathbf{F}}_i \mathbf{s}_i|^2 > |\mathbf{v}_i|^2$ 인 경우 식 (5)의 잡음강도가 식(4) 보다 낮아지게 되고 수신 성능이 향상됨을 유추 할 수 있다.

하지만, 식 (4)의 검출기 대비 식 (5)의 검출기는 채널행렬의 차수가 증가하여 연산복잡도가 크게 증가하게 된다. 다음 장에서는 이러한 문제에 대한 해결 방안을 찾고자, 먼저 기존의 SU-MIMO에서 저 복잡도 알고리즘으로 알려진 FSD 알고리즘에 대해 살펴보고 III 장에서는 이를 확장하여 MU-MIMO 심볼 검출에 적용하는 방법을 알아 보도록 한다.

2.3 Fixed-complexity sphere decoder 알고리즘

FSD는 수식 (4)로 표현되는 MLD가 송신안테나 차수와 변조차수에 지수적으로 증가하는 연산 복잡도 문제를 간소화하기 위해서 고안된 알고리즘 중 하나이다^[9]. FSD에서는 MLD의 전체 탐색 공간 $\chi_{m_i}^{N_i}$ 대신에 노드 분포 벡터 $\mathbf{n}_s = (n_1, n_2, \dots, n_M)$ 에 의해 제한된 탐색 공간 $\chi_{m_i}^{N_i} \supset S$ 를 사용하여 연산복잡도를 현저하게 낮추었다. 즉 \mathbf{n}_s 의 i 번째 원소 n_i 는 요구되는 수신 성능에 따라서 1 혹은 m_i 의 값을 갖게 된다. 모든 n_i 값이 1인 경우는 단독 경로 탐색을 통해서 zero-forcing 검출기와 같은 $\hat{\mathbf{s}}_{FSD,i} = \hat{\mathbf{s}}_{ZF,i}$ 을 갖게 되고, 모든 n_i 값이 m_i 인 경우는 정적 가지치기에 의한 탐색 공간 축소가 없어서 MLD와 같은 $\hat{\mathbf{s}}_{FSD,i} = \hat{\mathbf{s}}_{MLD,i}$ 을 갖게 된다.

또, FSD는 quasi-ML 성능을 갖기 위해서는 단독

탐색 층(SS layer)의 수와 전역탐색 층(FS layer)의 수를 각각 $l_{i,SS}^i$ 와 $l_{i,FS}^i$ 으로 표현할 때, 다음 식 (7)의 제약 조건을 만족하여야 한다⁹⁾.

$$\begin{aligned} l_{i,FS}^i &\geq \lceil \sqrt{N_i} - 1 \rceil \\ l_{i,SS}^i &= N_i - l_{i,FS}^i \end{aligned} \quad (7)$$

이러한 조건 하에서, FSD 알고리즘에 의해 탐색되는 심볼 수는 $m_i^{l_{i,FS}^i}$ 이 된다. 예를 들어, $N_i = 4$ 일 때 $l_{i,SS}^i = 3$, $l_{i,FS}^i = 1$ 이므로 $\mathbf{n}_s = (1, 1, 1, m_i)$ 가 되며, 탐색되는 심볼 수는 m_i 개가 된다.

마지막으로, STA_i에서 요구신호를 검출하기 위한 index 벡터 \mathbf{u}_i^i 를 편의상 \mathbf{o} 라고 표기 할 때, FSD 알고리즘은 N_i 개의 열을 갖는 채널행렬 $\bar{\mathbf{H}}_i^i = \mathbf{H}_i \hat{\mathbf{F}}_i$ 를 $k = N_i, N_i - 1, \dots, 1$ 에 대하여 다음의 방법을 반복하여 순서화 한다.

1) \mathbf{o}_{k+1} 가 이전 반복에서 얻어진 index벡터이고, $\bar{\mathbf{H}}_{i(k)}^i = \bar{\mathbf{H}}_{i(\mathbf{o}_{k+1})}^i$ 가 이전 반복에서 선택된 \mathbf{o}_{k+1} 에 해당하는 열들을 $\mathbf{0}$ 으로 대체된 행렬일 때, $\bar{\mathbf{H}}_{i(k)}^{i\dagger} = (\bar{\mathbf{H}}_{i(k)}^{iH} \bar{\mathbf{H}}_{i(k)}^i)^{-1} \bar{\mathbf{H}}_{i(k)}^{iH}$ 을 구한다.

2) $(\bar{\mathbf{H}}_{i(k)}^{i\dagger})_j$ 가 $\bar{\mathbf{H}}_{i(k)}^{i\dagger}$ 의 j 번째 행이고, $j \in [1, N_i] - \{\mathbf{o}_{k+1}\}$ 일 때 다음 수식 (8)에 의해서 index o_k 를 구한다.

$$o_k = \begin{cases} \arg \max_j \| (\bar{\mathbf{H}}_{i(k)}^{i\dagger})_j \|^2, & \text{if } n_k = m_i \\ \arg \min_j \| (\bar{\mathbf{H}}_{i(k)}^{i\dagger})_j \|^2, & \text{if } n_k \neq m_i \end{cases} \quad (8)$$

상기 반복으로 얻어진 $|\mathbf{u}_{SS,i}^i| = l_{i,SS}^i$, $|\mathbf{u}_{FS,i}^i| = l_{i,FS}^i$ 인 $\mathbf{u}_i^i = \mathbf{o} = \{\mathbf{u}_{SS,i}^i, \mathbf{u}_{FS,i}^i\}$ 를 이용하여 $\bar{\mathbf{H}}_i^i$ 를 순서화하고 FSD 트리탐색을 수행하여 $\hat{\mathbf{s}}_{FSD,i}^i$ 를 얻을 수 있다.

이상의 FSD 알고리즘은 SU-MIMO 환경에서 저 복잡도로 구현 가능한 sub-optimal MIMO 심볼 검출 방법으로 잘 알려져 왔다. 다음 장에서는 이를 MU-MIMO 환경에 효과적으로 적용하기 위한 방안을 살펴보고자 한다.

III. 제안하는 간섭신호 검출기

앞서 살펴보았듯이, 간섭신호 검출하여 제거하는 기능이 없는 일반적인 MIMO 수신신호 검출기는 사용자 수 증가에 따라 높은 SIR의 영향을 받게 되고 수신 성능이 감소한다. 반면에 간섭신호 제거 기능을 갖는 MIMO 수신신호 검출기는 향상된 수신 성능을 보이나 구현 복잡도 문제를 갖게 된다. 본 논문에서는 GSD 알고리즘을 이용하여 채널행렬을 확장하고, 간섭신호를 고려한 채널행렬 순서화 후 FSD 알고리즘에 적용하는 DL MU-MIMO 용 저 복잡도 검출기를 제안한다.

3.1 GSD 알고리즘을 이용한 채널행렬 확장

식 (5)에서 STA_i는 $\hat{\mathbf{s}}_{MLD,i}^i$ 을 검출하기 위해서 전체 $\hat{\mathbf{s}}_{MLD}^i$ 검출이 수행된다. 하지만, 유효채널 $\bar{\mathbf{H}}_i^i$ 는 $N_i \times M$ 의 비 정방행렬이기 때문에 낮은 수신오차 확률을 갖는 SD 계열 알고리즘을 적용하기 위해서는 GSD 알고리즘⁷⁾을 이용하여 다음과 같은 수식으로 전개 가능하다.

$$\hat{\mathbf{s}}_{MLD}^i = \arg \min_{\mathbf{s} \in \Omega} \|\bar{\mathbf{y}}^i - \mathbf{D}^i \mathbf{s}\|^2 \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } \mathbf{G}^i &= \bar{\mathbf{H}}_i^{iH} \bar{\mathbf{H}}_i^i + \sigma_{I,M}^2 \mathbf{I} = \mathbf{D}^{iH} \mathbf{D}^i \\ \bar{\mathbf{y}}^i &= \mathbf{G}^i \mathbf{H}_i^H \mathbf{y}_i \end{aligned}$$

결과적으로 유효채널 $\bar{\mathbf{H}}_i^i$ 는 $M \times M$ 정방행렬 D_i 로 변형되어, STA_i에서 수신한 간섭신호를 포함한 모든 요소 $\hat{\mathbf{s}}_{MLD}^i$ 의 검출이 가능해진다. 하지만 M 이 IEEE802.11ac의 경우 최대 8까지 가능하기 때문에, 복잡도 또한 비약적으로 증가하게 된다.

3.2 DL MU-MIMO 시스템에서 FSD 알고리즘 적용을 위한 채널 행렬의 순서화 방법

앞서 기술하였듯이, FSD 알고리즘은 SU-MIMO 환경에서 quasi-ML 수신 성능을 제공하면서 종래의 SD 알고리즘의 가변 복잡도를 고정된 연산 복잡도로 단순화하여 연산복잡도 개선시켰다⁹⁾. 하지만, 간섭 검출을 위해 FSD 알고리즘에 식 (9)을 적용할 때는 고려되어야만 하는 사항이 있다. FSD 알고리즘은 quasi-ML 성능을 보장하기 위해서, 식 (7)과 유사하게, FSD 알고리즘의 탐색트리 중 전역탐색 층수는

$l_{FS}^i \geq \lceil \sqrt{M} - 1 \rceil$ 을, 단독 탐색 층수는 $l_{SS}^i = M - l_{FS}^i$ 을 만족하도록 분리되게 된다^[10]. 이때, FSD algorithm의 채널행렬 순서화를 통해 신호강도가 작은 신호는 FS layer에서 반대의 경우는 SS layer에서 검출 되도록 채널행렬을 순서화한다^[8].

그러나 이 FSD algorithm의 채널행렬 순서화 방법을 DL MU-MIMO의 간섭신호 검출에 그대로 적용하게 되면, 일반적으로 간섭신호의 강도가 요구 신호의 강도보다 낮아서 간섭신호는 경우는 FS layer로, 요구 신호는 주로 SS layer로 배치되게 된다. 때문에 STA_i에서 검출한 전체 송신 심볼 $\hat{\mathbf{s}}_{FSD}^i$ 에 대한 수신오차 확률 $P_e(\hat{\mathbf{s}}_{FSD}^i \neq \mathbf{s})$ 는 [8]에 따라 quasi-ML의 성능을 갖게 된다. 하지만, SS layer에서 연산된 $\hat{\mathbf{s}}_{FSD,i}^i$ 에 대한 $P_e(\hat{\mathbf{s}}_{FSD,i}^i \neq \mathbf{s}_i)$ 는 quasi-ML 수신 성능을 갖지 못하게 된다.

이러한 이유로 $P_e(\hat{\mathbf{s}}_{FSD}^i \neq \mathbf{s})$ 뿐만 아니라 $P_e(\hat{\mathbf{s}}_{FSD,i}^i \neq \mathbf{s}_i)$ 도 quasi-ML 성능을 보장받기 위해서, 다음과 같은 조건이 추가 되어야 한다.

i. $\bar{\mathbf{H}}^i$ 를 이용한 FSD 알고리즘의 채널 순서화를 수행하여, FSD의 순서화된 index 집합 \mathbf{u}_{FS}^i 와 SS layer의 순서화된 index 집합 \mathbf{u}_{SS}^i 를 구한다.

ii. $H_i \hat{\mathbf{F}}_i$ 을 이용한 FSD 알고리즘의 채널 순서화를 수행하여, FS layer의 순서화된 index 집합 $\mathbf{u}_{FS,i}^i$ 와 SS layer의 순서화된 index 집합 $\mathbf{u}_{SS,i}^i$ 를 구한다.

iii. 앞서 구해진 순서화된 index 집합들을 이용해서 식 (10)을 만족하는 순서화된 index 집합 $\bar{\mathbf{u}}_{FS}^i$ 와 $\bar{\mathbf{u}}_{SS}^i$ 을 구한다.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{u}}_{FS}^i &= \mathbf{u}_{FS}^i \cap \mathbf{u}_{FS,i}^i \\ \bar{\mathbf{u}}_{SS}^i &= \mathbf{u}_{SS}^i \setminus \mathbf{u}_{FS,i}^i \\ &= \{u : u \in \mathbf{u}_{SS}^i \text{ and } u \notin \mathbf{u}_{FS,i}^i\} \end{aligned} \quad (10)$$

결과적으로 FS layer의 수 l_{FS}^i 와 SS layer의 수 l_{SS}^i 는 다음과 같은 식 (11)에 의해서 구해지게 된다. 이는 식 (9)와 식 (10)에 의해 $l_{FS}^i \geq \lceil \sqrt{M} - 1 \rceil$ 와 $l_{SS}^i \geq \lceil \sqrt{N_i} - 1 \rceil$ 를 모두 만족하게 되어 $P_e(\hat{\mathbf{s}}_{MLD,i}^i \neq \mathbf{s}_i)$ 와 $P_e(\hat{\mathbf{s}}_{MLD}^i \neq \mathbf{s})$ 모두 quasi-ML 성

능을 갖게된다.

$$\begin{aligned} l_{FS}^i &= \lceil \bar{\mathbf{u}}_{FS}^i \rceil \\ l_{SS}^i &= M - l_{FS}^i = \lceil \bar{\mathbf{u}}_{SS}^i \rceil \end{aligned} \quad (11)$$

지금까지 전개된 제안하는 MU-MIMO 간섭신호 검출기에 대한 pseudo 알고리즘을 정리하면 표 2와 같이 정리된다.

그림 1은 $M = 4, N_i = 2, N_{/i} = 2$ 인 STA 두 개로 구성된 망에 대해서 제안된 간섭제거 방법을 적용 하였을 때, STA_i의 탐색트리가 어떻게 나뉘어졌는지 보여주고 있다. 보통의 경우, 확률적으로 간섭성분 신호강도는 요구신호의 신호강도 보다 작아서 탐색트리의 상위 layer와 하위 layer로 양분화 되어 분포되게 된다.

표 2. 제안하는 MU-MIMO 심볼 검출기의 pseudo 알고리즘
Table 2. Pseudo algorithm of proposed MU-MIMO decoder

Input	$\bar{\mathbf{H}}^i = H_i [\hat{\mathbf{F}}_i \hat{\mathbf{F}}_{/i}] = [\bar{\mathbf{H}}_i^i \bar{\mathbf{H}}_{/i}^i], \mathbf{y}_i$
Output	$[\hat{\mathbf{s}}_i^i \hat{\mathbf{s}}_{/i}^i]$
Extension of the effective channel matrix	· Calculation D_i and $\bar{\mathbf{y}}_i$ by equation (9)
Modification of channel matrix ordering scheme	· $\{\mathbf{u}_{SS}^i \mathbf{u}_{FS}^i\} = \text{FSD_ordering}(\bar{\mathbf{H}}^i)$ · $\{\mathbf{u}_{FS,i}^i \mathbf{u}_{SS,i}^i\} = \text{FSD_ordering}(\bar{\mathbf{H}}_i^i)$ · Calculation $\bar{\mathbf{u}}_{FS}^i$ and $\bar{\mathbf{u}}_{SS}^i$ by equation (10) · Ordering D_i using $\bar{\mathbf{u}}_{FS}^i$ and $\bar{\mathbf{u}}_{SS}^i$
Decision of received symbol	· Performing tree-search using the ordered D_i and $\bar{\mathbf{y}}_i$

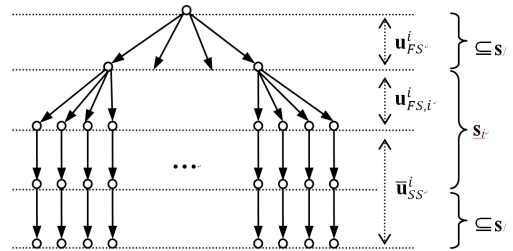


그림 1. $M = 4, N_i = 2, N_{/i} = 2$ 인 STA 두 개로 구성된 망 상의 STA_i에 대해서, 제안된 간섭 검출 알고리즘으로 순서화된 탐색트리
Fig. 1. Sample search tree ordered by the proposed channel matrix ordering scheme to detect interference signal at $M = 4, N_i = 2, N_{/i} = 2$, and a QPSK modulation for all streams

IV. 실험 결과

4.1 실험 시나리오

VHT study group(VHTSG)에서 발표한 6가지 very high throughput(VHT)의 사용 시나리오 분류^[11] 중 무선디스플레이와 HDTV의 중계는 VHT 규격을 이용하여 무압축 혹은 경량압축 비디오 스트리밍 서비스가 가능함을 보여주고 있다. 본 논문에서는 이들 시나리오 중 경량 압축된 비디오 스트리밍 서비스 상황과 무압축 비디오 스트리밍 서비스 환경을 가정하여 표 3과 같이 두 가지 통신 환경 상황을 선정 하였다.

표 3. VHT 규격의 사용 시나리오 기반의 시뮬레이션 환경 Table 2. Simulation cases based on usage scenario^[11]

Variables	Case 1: light compressed video streaming service	Case 2: uncompressed video streaming service
Number of users	4	2
N_i	2	4
User position	Ring topology that has an AP at the center	
Modulation and coding rate	16-QAM, 3/4	64-QAM, 5/6
Channel bandwidth	80MHz	160MHz
Number of bits for \hat{v}	5 bits ψ , 7 bits for ϕ	
Forward error correction	BCC	
Packet size	1024 bytes	
Channel model	TGac Channel D	
Theoretical data rate	702 Mbit/s	2.336 Gbit/s
Throughput* per user	491 Mbit/s	1.638 Gbit/s
Required throughput ^[11]	200 Mb/s for H.264	1.5 Gbit for 1080p**

* Throughput: assuming a 70% efficient MAC.
 ** 1080p with YGrCb, 1920x1080 pixels, 12 bits/pixels, 60 frames/s

4.2 제안된 알고리즘의 수신 성능

본 장에서는, 앞서 언급한 것처럼, 표 3에 기술된 경우 1 및 경우 2에 환경을 모사하여 간섭제거 기능이 없는 MLD 및 제안하는 알고리즘간의 packet-error-rate (PER) 성능을 분석하였다.

그림 2는 네 명의 사용자에게 경량압축 비디오 스트리밍 서비스가 가능한 ‘경우 1’의 환경 하에서, 제안하는 알고리즘이 간섭제거가 없는 MLD 대비 10%

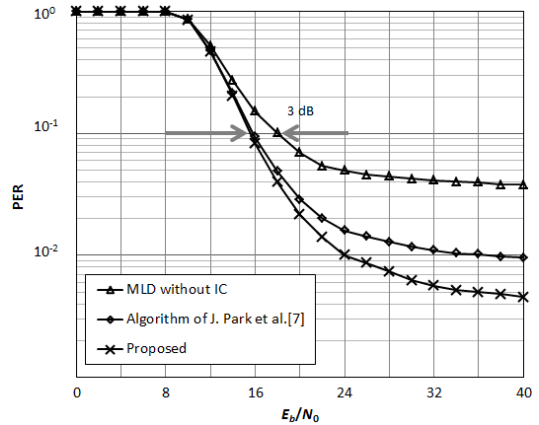


그림 2. 경우 1에 대한 간섭제거 기능이 없는 MLD 및 J. Park et al의 알고리즘과 제안하는 알고리즘의 PER 성능 Fig. 2. PER performance of MLD without IC, the algorithm of J. Park et al. and the proposed algorithm for case 1

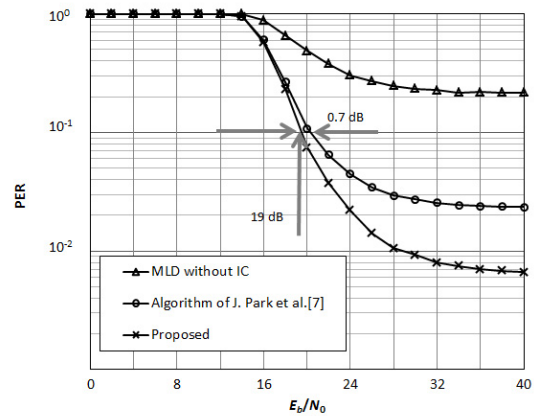


그림 3. 경우 1에 대한 간섭제거 기능이 없는 MLD 및 J. Park의 알고리즘과 제안하는 알고리즘의 PER 성능 Fig. 3. PER performance of MLD without IC, the algorithm of J. Park et al. and the proposed algorithm for case 1

PER 기준으로 약 3 dB의 E_b/N_0 가 개선됨을 보여주고 있다. 또, 높은 E_b/N_0 에서 [7]의 알고리즘 대비 낮은 PER을 가짐을 볼수 있다.

또, 그림 3은 표 3의 경우 2에 대한 PER 성능을 보여주고 있다. 간섭제거기능이 없는 MLD는 10% PER을 만족하는 E_b/N_0 가 없으나, 제안하는 알고리즘은 약 19 dB E_b/N_0 에서 10% PER을 만족하는 것을 확인할 수 있다. 또, 10% PER 기준으로 [7]의 알고리즘 대비 약 0.7 dB E_b/N_0 가 개선됨을 확인할 수 있다.

4.3 연산 복잡도 분석

연산 복잡도는 유클리디안 거리 연산의 수, 즉 탐색

공간상의 후보해의 개수로 표현 될 수 있다. 제안된 간섭검출 알고리즘은 FSD 알고리즘에 기반하고 있고, FSD 알고리즘의 탐색트리는 FS layer의 수 $|\bar{\mathbf{u}}_{FS}^i|$ 에 의해 지수적으로 증가하므로, 전체 탐색공간상 후보해는 $m_i^{|\bar{\mathbf{u}}_{FS}^i|}$ 가 된다.

표 4는 제안하는 간섭검출(IC) 알고리즘과 간섭검출 기능이 없는 MLD, 또 간섭 검출기능이 있는 MLD 간의 연산 복잡도를 보여주고 있다. 표 3의 경우 1의 환경에서는 제안하는 알고리즘이 간섭제거 기능이 없는 MLD 대비 한 차수 복잡도가 증가하고, 간섭제거 기능이 있는 MLD 대비 현저하게 낮은 복잡도를 갖게 됨을 알 수 있다. 마찬가지로 경우 2에서는, 제안하는 알고리즘이 오히려 간섭제거 기능이 없는 MLD 대비 한 차수 복잡도가 감소하였다. 즉, 전체적인 복잡도는 종래의 간섭검출 기능이 없는 MLD 대비 제안하는 알고리즘이 유사한 수준으로 구현 가능함을 보여주고 있다.

표 4. 알고리즘 별 탐색공간 상의 후보해 개수
Table 4. Number of evaluated symbol sets for each algorithm

	MLD without IC	MLD with IC	Proposed scheme
case 1	16^2	16^8	16^3
case 2	64^4	64^8	64^3
Generalized form	$m_i^{N_i}$	$m_i^{M_i}$	$m_i^{ \bar{\mathbf{u}}_{FS}^i }$

V. 결 론

본 논문에서는, IEEE802.11ac의 DL MU-MIMO 통신에서 feedback matrix의 양자화 오차와 사용자 수에 따른 간섭신호가 수신성능에 미치는 영향에 대해서 알아보았다. 또 간섭신호를 효과적으로 제거하기 위해서 저 복잡도를 가지는 새로운 간섭 검출 알고리즘을 제안 하였다. 제안된 알고리즘에서는 GSD 알고리즘 기반으로 채널행렬을 확장하고, FSD 알고리즘을 이용하여 요구신호 및 간섭신호를 검출 할 수 있도록 채널행렬 순서화 방법을 제안하였다.

제안된 알고리즘의 신뢰성 있는 검증을 위해서, VHTSG 제안한 VHT usage scenario를 기반으로, 고해상도 video streaming service가 가능한 case를 두 가지 선정하여 Monte Carlo simulation을 수행 하였다. 네 명의 사용자에게 경량압축 비디오 스트리밍 서비스가 가능한 통신환경, 즉 STA가 702 Mbit/s의 전

송속도를 갖는 경우, 간섭제거 기능이 없는 MLD대비 10% PER에서 E_b/N_0 가 약 3 dB 향상되었다. 또, 두 명의 사용자에게 무압축 비디오 스테리밍 서비스가 가능한 통신환경, 즉 STA가 2.3Gbit/s로 통신하는 경우, 간섭제거 기능이 없는 MLD는 높은 간섭신호 강도로 인해서 모든 E_b/N_0 에서 PER이 10% 미만의 값을 가질 수 없었으나 제안된 알고리즘은 약 19 dB E_b/N_0 에서 10% PER을 가짐을 보여주었다.

References

- [1] IEEE Computer Society, *Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: Enhancements for very high throughput for operation in bands below 6 GHz*, IEEE P802.11ac/D1.0 Std., Jan. 2011.
- [2] Q. H. Spencer, C. B. Peel, and A. L. Swindlehurst, "An introduction to the multi-user MIMO downlink," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 42, pp. 60-67, Oct. 2004.
- [3] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, pp. 461-471, Feb. 2004.
- [4] D. Oh and Y. Lee, "An orthogonal multi-beam based MIMO scheme for multi-user wireless systems," in *Proc. KICS*, pp. 250-250, Daegu, Korea, Apr. 2005.
- [5] T. Kim, S. Kim, M. Kim, J. So and Y. Lee, "Two stage beamforming with limited feedback in multi-antenna multi-user downlink systems," in *Proc. KICS*, pp. 798-799, PyeongChang, Korea, Feb. 2012.
- [6] S. Moon, S. J., and I. Lee, "Channel quantization for block diagonalization with limited feedback in multiuser MIMO downlink channels," *J. Commun. Networks (JCN)*, vol. 16, no. 1, pp. 1-9, 2014.
- [7] J. Park, M. Kim, H. Kim, and J. Kim, "A high performance MIMO detection algorithm for DL MU-MIMO with practical errors in IEEE802.11ac systems," in *Proc. IEEE Int. Symp. Pers., Indoor, Mobile Radio Commun.*,

Oct. 2013.

- [8] M. O. Damen, K. Abed-Meraim, and J.-C. Belfiore, "Generalised sphere decoder for asymmetrical space-time communication architecture," *Electronics Lett.*, vol. 36, pp. 166-167, Jan. 2000.
- [9] L. G. Barbero and J. S. Thompson, "Fixing the complexity of the sphere decoder for MIMO detection," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 7, pp. 2131-2142, Jun. 2008.
- [10] L. G. Barbero, T. Ratnarajah, and C. Cowan, "A low-complexity soft MIMO detector based on the fixed-complexity sphere decoder," *IEEE ICASSP*, Las Vegas, USA, Apr. 2008.
- [11] A. Myles and R. de Vegt, "Wi-Fi alliance (WFA) VHT study group usage models," *IEEE doc*, 802.11n, 2009.

구 지 훈 (Jihun Koo)



2000년 : 인하대학교 전기공학과
학사 졸업
2002년 : 인하대학교 전기공학과
석사 졸업
2002년~현재 : 삼성전자 책임연
구원
2009년~현재 : 연세대학교 전자
공학과 박사과정

<관심분야> 무선통신시스템, WLAN, RFID

김 용 석 (Yonsuk Kim)



1989년 : 고려대학교 전자공학과
학사 졸업
1995년 : 경기대학교 멀티미디어
통신공학과 석사 졸업
2002년 : 고려대학교 전자공학과
박사 졸업
1995년~2014년 : 삼성전자 수석
연구원

2014년~현재 : 건양대학교 창의융합대학 교수
<관심분야> WLAN, WPAN, Bluetooth

김 재 석 (Jaeseok Kim)



1977년 : 연세대학교 전자공학과
학사 졸업
1979년 : KAIST 전기전자공학
과 석사 졸업
1988년 : Rensselaer Polytechnic
Institute, NY. 박사 졸업
1988년~1996년 : 한국전자통신
연구원 책임연구원

1996년~현재 : 연세대학교 전지전자공학과 교수
<관심분야> 통신 SoC 설계, 멀티미디어 SoC 설계