

# LDPC 부호화된 멀티유저 상향링크 Massive-MIMO 시스템의 반복 검출 및 복호 수신기

박진수\*, 김인선\*, 송홍엽°, 한성우\*\*

## Iterative Detection and Decoding of LDPC-Coded Multiuser Uplink Massive-MIMO Systems

Jin Soo Park\*, Inseon Kim\*, Hong-Yeop Song°, Sung Woo Han\*\*

요약

본 논문에서는 LDPC 부호화된 멀티유저 상향링크 massive-MIMO 시스템에서, 연판정 MRC 검출기와 LDPC 복호기를 이용한 반복적 검출 및 복호 수신기를 제안한다. 우선 MRC 검출기에 대해 연판정 기법을 제안하고, 검출기와 LDPC 복호기간 정보 교환 관계를 유도한다. 제안된 반복적인 검출 및 복호 과정을 통해 성능이 향상될 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인한다.

**Key Words** : massive-MIMO, multiuser access, MRC detector, LDPC codes, iterative receiver

ABSTRACT

In this paper, we propose an iterative detection and decoding scheme for the LDPC coded multiuser uplink massive-MIMO systems. We consider the simple maximal ratio combining (MRC) detector and LDPC decoder. We formulate the soft output of MRC detector and the relation between the extrinsic informations of the detector and decoder. The performance improvement of the proposed iterative detection and decoding scheme is shown by computer simulation.

### I. 서론

무선 통신 시스템을 통한 전송 데이터 요구량이 크게 증가하고 있는 가운데, 이에 필요한 전력과 대역폭이 주요 제한사항이 되고 있다. 이러한 제한 사항 내에서 통신 속도를 올리기 위해, 최근 많은 수의 안테나를 사용하는 massive multiple-input multiple-output (massive-MIMO) 시스템이 고려되고 있다<sup>[1]</sup>.

하지만 이러한 massive-MIMO 시스템은 많은 양의 계산 복잡도를 필요로 한다<sup>[2]</sup>. MIMO 시스템의 간섭 없는 신호를 검출하기 위한 선형 검출기로는 zero-forcing (ZF) 또는 minimum mean square error (MMSE) 검출기 등이 사용되어 왔다. Small-scale MIMO 시스템에 이러한 고전적 검출기와 터보 부호를 연결한 수신기가 제안되었다<sup>[3]</sup>. 이러한 고전적 검출기들은 역행렬의 계산이 필요한데, massive-MIMO

※ This work was supported by EWRC program of Agency for Defence Development of Korea.

♦ First Author : School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University, js.park09@yonsei.ac.kr, 학생회원

° Corresponding Author : School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University, hysong@yonsei.ac.kr, 종신회원

\* School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University, is.kim@yonsei.ac.kr

\*\* Agency for Defence Development hansw79@add.re.kr

논문번호 : KICS2014-06-239, Received June 16, 2014; Revised August 18, 2014; Accepted August 21, 2014

시스템을 고려할 경우 큰 행렬의 역행렬 계산이 필요해지며 그에 따라 계산량 또한 매우 증가하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 그래프 상에서 낮은 복잡도를 갖는 신뢰도 전파 (belief propagation, BP) 검출기가 제안되었다<sup>4,5</sup>.

또한 MIMO 시스템에 LDPC 부호를 사용하는 연구도 진행되었는데, 최적 및 준 최적의 연관성 MIMO 검출기를 사용하는 연구가 발표되었다<sup>6</sup>. Massive-MIMO 시스템에 대한 결합적 검출 및 복호기에 대한 연구도 진행되었으나<sup>7</sup>, 해당 논문에서는 점대점 통신 상에서 송/수신단이 같은 수의 안테나를 사용할 경우를 가정하였다. 또한 massive-MIMO 시스템에 최적화된 LDPC 부호가 제안되었다<sup>8</sup>.

Massive-MIMO 시스템의 하향 링크에 대한 연구는<sup>10,11</sup> 등이 발표 되었다. 본 논문에서는 여러 유저가 동시에 기지국에 접속하는 상향링크 시스템을 고려한다. 모바일 기기들은 그 크기가 작아 많은 수의 안테나를 설치하기 어렵지만, 기지국의 경우는 많은 안테나를 설치할 수 있고 그에 따른 다이버시티 이득을 취할 수 있다. 이러한 시나리오에 대해서는 낮은 복잡도의 간단한 maximal ratio combining (MRC) 검출기가 효과적으로 동작할 수 있다. 본 논문은 이러한 MRC 검출기의 연관성 기법<sup>9</sup>을 바탕으로 멀티유저 상향링크 massive-MIMO 시스템의 반복적 MRC 검출 및 LDPC 복호 기법을 제안한다.

II장에서는 고려하는 massive-MIMO 시스템과 MRC 검출기, LDPC 복호기를 설명한다. III장에서는 제안하는 반복적 검출 및 복호 과정을 설명한다. IV장과 V장에서 시뮬레이션 결과와 결론을 통해 논문을 마무리 한다.

## II. 시스템 모델

$K$  유저들이 각각 하나의 안테나를 통해 기지국에 송신하고, 기지국은  $M$ 개의 안테나를 통해 수신하는 시스템을 생각하자. 본 논문에서는, 기지국에서 많은 수의 안테나를 설치할 수 있다고 예상하여  $M \gg K$ 인 경우만을 생각하기로 한다. 또한 각 유저들은 동일한  $(n, k)$  이진 LDPC 부호를 사용하며 BPSK 변조 방식을 사용하는 것을 가정하자. 이 때,  $n$ 과  $k$ 는 각각 부호의 길이와 메시지의 길이이다.  $\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ x_3(t) \ \dots \ x_K(t)]^T$ 는 송신 심볼 벡터로써,  $x_i(t)$ 는  $i$ 번째 유저가  $t = 1, \dots, n$ 번째 시간에 송신한 LDPC 부호어의 한 심볼이다. 채널 행렬  $\mathbf{H}(t) \in \mathbb{C}^{M \times K}$  은  $i$ 번째 유저와  $j$

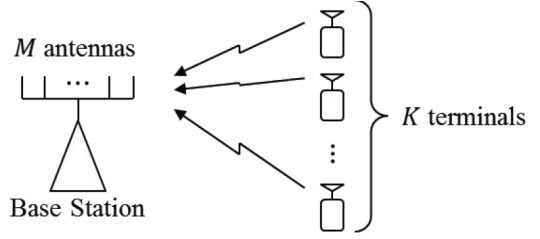


그림 1. 멀티유저 상향링크 massive-MIMO 시나리오.  
Fig. 1. Multiuser uplink massive-MIMO scenario.

번째 수신 안테나 사이의 복소 채널 계수  $h_{ji}(t)$ 로 이루어져 있다. 각 채널 계수는 i.i.d인  $\mathcal{CN}(0,1)$  분포를 따르고, 매 시간에 따라 채널은 서로 독립적인 것으로 가정하자. 이 때  $t$ 번째 시간에 수신한 수신 벡터  $\mathbf{y}(t)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t) \ y_2(t) \ y_3(t) \ \dots \ y_M(t)]^T = \sqrt{P} \mathbf{H}(t) \mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

이 때,  $y_j(t)$ 는  $t$ 번째 시간에  $j$ 번째 수신 안테나로 수신한 값이며,  $\sqrt{P}$ 는 송신 신호 크기를 나타낸다. 잡음 벡터  $\mathbf{n}(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ n_3(t) \ \dots \ n_M(t)]^T$ 는  $j$ 번째 안테나에 대해 i.i.d  $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ 를 따르는  $n_j(t)$  들을 원소로 갖는다. 본 논문에서는 수신단이 완벽한 채널 정보(channel state information at the receiver, CSIR)를 알고 있다고 가정한다. 이러한 시스템 모델 상에서 수신단은 다량의 안테나를 통한 공간 다이버시티와 채널 부호를 통한 시간 다이버시티를 이용할 수 있다.

### 2.1 Massive-MIMO 수신기의 MRC 검출기

$M \gg K$ 인 massive-MIMO 수신기에서는 MRC 검출기가 최적에 가까운 성능을 보이는 것으로 알려져 있다<sup>2</sup>. MRC 검출기  $\mathbf{G}(t)$ 는

$$\mathbf{G}(t) = \frac{1}{M\sqrt{P}} \mathbf{H}(t)^H \quad (2)$$

로 정의되며, 이를 통해 추정 송신 벡터  $\tilde{\mathbf{x}}(t)$ 를

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{G}(t) \mathbf{y}(t) \\ &= \sqrt{P} \mathbf{G}(t) \mathbf{H}(t) \mathbf{x}(t) + \mathbf{G}(t) \mathbf{n}(t) \\ &= \frac{1}{M} \mathbf{H}^H(t) \mathbf{H}(t) \mathbf{x}(t) + \frac{1}{M\sqrt{P}} \mathbf{H}^H(t) \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

로 계산하게 된다. 이 때,  $M \gg K$ 를 이용하면  $\mathbf{H}^H(t)\mathbf{H}(t) \approx M\mathbf{I}_{K \times K}$ 의 성질을 통해

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) \approx \mathbf{x}(t) + \frac{1}{M\sqrt{P}}\mathbf{H}^H(t)\mathbf{n}(t)$$

를 유도할 수 있다<sup>2,12)</sup>.

고전적인 ZF, MMSE 검출기의 경우, 역행렬 계산을 위한 많은량의 계산이 필요하게 된다. 하지만 이러한 MRC 검출기는 단순 에르미트(hermitian) 연산만으로도 구현 가능하다. 이를 통해 간단한 구조의 낮은 복잡도를 갖는 검출기를 이용할 수 있다.

### 2.2 LDPC 부호의 신뢰도 전파 복호

각 사용자가 전송하는 심볼들은 LDPC 부호어의 원소들로서,  $c_i^u$ 가  $i$ 번째 유저의  $u$ 번째 체크 노드일 때  $x_i(1), x_i(2), \dots, x_i(n)$  이  $c_i^1, c_i^2, \dots, c_i^{n-k}$ 에 미리 결정된 그래프를 따라 연결되어있다. 이 때 LDPC 부호의 복호로 신뢰도 전파 기법을 고려하도록 하자<sup>13)</sup>.  $L_{x_i(t)}$ 는  $x_i(t)$ 에 대한 입력 log-likelihood ratio (LLR) 이다.  $\alpha_i^u(t)$ 와  $\beta_i^u(t)$ 는 각각  $t$ 번째 변수 노드가  $u$ 번째 체크 노드에게,  $u$ 번째 체크 노드가  $t$ 번째 변수 노드에게 보내는 메시지이다.  $iter$ 는 반복 복호 횟수를 나타내며,  $max\ iter$ 는 사전에 정하는 최대 반복 복호 횟수이다. 검출된  $\tilde{x}_i(t)$ 들로 체크 노드를 검사, 즉 각 체크노드여 연결된 변수 노드의 판정값  $\tilde{x}_i(t)$ 를 모두 XOR했을 때 0이 되는지를 확인 하여, 만족되지 않은 노드가 있을 때 수행되는 복호 알고리즘을 요약하면 다음과 같다<sup>13)</sup>.

- 1) 초기화 :  $\beta_i^u(t) = 0, \forall i, \forall u, \forall t, iter = 1$
- 2) 변수 노드에서 체크 노드로 보내는 메시지

$$\alpha_i^u(t) = L_{x_i(t)} + \sum_{w \in N_c(x_i(t)) \setminus u} \beta_i^w(t)$$

이 때,  $N_c(x_i(t))$ 는  $x_i(t)$ 에 이웃한 체크 노드의 집합이다.

- 3) 체크 노드에서 변수 노드로 보내는 메시지

$$\beta_i^u(t) = 2 \tanh^{-1} \left( \prod_{v \in N_v(c_i^u) \setminus t} \tanh(\alpha_i^v(t)/2) \right)$$

이 때,  $N_v(c_i^u)$ 는  $c_i^u$ 에 이웃한 변수 노드의 집합이다.

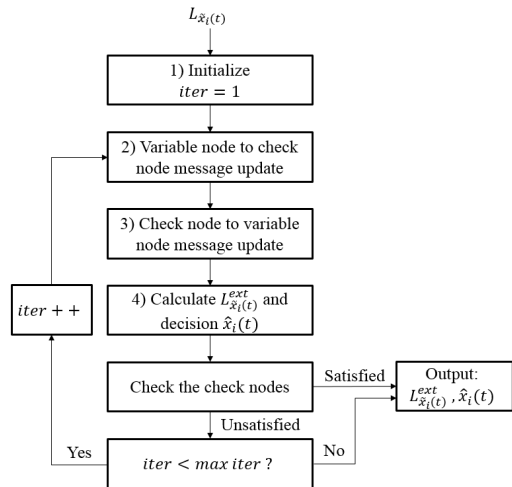


그림 2. LDPC 부호의 신뢰도 전파 복호 흐름도.  
Fig. 2. Flow chart of belief propagation decoding of LDPC codes.

### 4) 판정 : 출력 LLR인

$$L_{x_i(t)}^{ext} = L_{x_i(t)} + \sum_{w \in N_c(x_i(t))} \beta_i^w(t)$$

을 계산하고 모든 체크 노드가 만족 되었는지 확인한다. 만약 모든 체크 노드가 만족 되었다면 출력 LLR로 각 bit들을 판정하여  $\hat{x}_i(t)$ 를 출력하고, 그렇지 않다면  $iter < max\ iter$  일 경우는  $iter++$  후 2)로 돌아간다. 만약  $iter == max\ iter$  이면 복호과정을 끝낸다.

그림 2는 이러한 LDPC 부호의 신뢰도 전파 복호 흐름도이다.

## III. 반복 검출 및 복호 기법

그림 3은 반복적 검출 및 복호기의 일반적인 블록도식이다.  $L_{x_i(t)}$ 와  $\hat{x}_i(t)$ 는 각각 출력 LLR값과 추정된 부호어 bit를 나타낸다<sup>16)</sup>. 2장에서 설명한 각 블록을 하나의 그래프로 표현하면 그림 4처럼 결합된 형태로 나타난다. 이 때  $y_j(t)$ 는 검출기의 관찰노드이다. 본 논문에서는 각 유저들이 같은 LDPC 부호로 동시에 송신을 시작한다고 가정하였다.

LDPC 부호의 BP 복호를 위해서는 검출기 단에서  $L_{x_i(t)}$ 를 제공해야 하므로 이를 계산할 필요가 있다. 이전 연구결과<sup>16)</sup>를 바탕으로, 이후로는  $(t)$ 를 생략한다. 수식 (3)을 원소단위로 다시 정리하면,

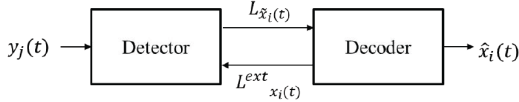


그림 3. 반복적 검출 및 복호 수신기의 블록 도식.  
Fig. 3. Block diagram of the iterative detection and decoding at the receiver.

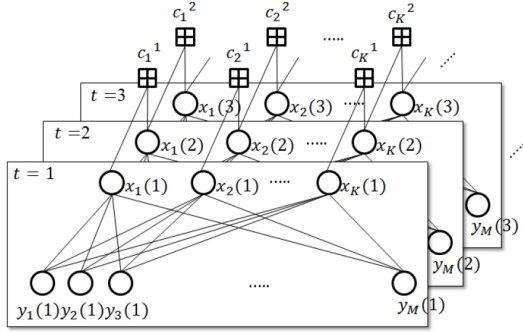


그림 4. 검출기와 복호기의 결합 그래프.  
Fig. 4. Joint graph of the detectors and decoders.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_i &= \frac{1}{M\sqrt{P}} \sum_{j=1}^M h_{ji}^* y_j \\ &= \frac{1}{M\sqrt{P}} \sum_{j=1}^M h_{ji}^* \left( \sqrt{P} \sum_{l=1}^K h_{jl} x_l + n_j \right) \end{aligned} \quad (4)$$

와 같이 표현된다. 추정된  $\tilde{x}_i$ 를 Gaussian 랜덤 변수로 생각하면, 그 평균과 분산을 이용해 표현할 수 있다<sup>[5]</sup>.  $x_i = +1$ 이라 할 때의 평균은

$$\begin{aligned} E[\tilde{x}_i | x_i = +1] &= \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \sum_{l=1, l \neq i}^K h_{ji}^* h_{jl} E[x_l] \\ &\quad + \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M h_{ji}^* h_{ji} \end{aligned} \quad (5)$$

이 된다.  $x_i = -1$ 일 때에는 마찬가지로,

$$\begin{aligned} E[\tilde{x}_i | x_i = -1] &= \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \sum_{l=1, l \neq i}^K h_{ji}^* h_{jl} E[x_l] \\ &\quad - \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M h_{ji}^* h_{ji} \end{aligned} \quad (6)$$

이 된다. 본 논문에서는 BPSK 변조만 고려했기 때문에  $\tilde{x}_i$ 의 실수 부분만 고려하면 다음과 같이 분산을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} &Var[\mathcal{R}(\tilde{x}_i) | x_i = +1] \\ &= \frac{1}{M^2} \sum_{j=1}^M \sum_{l=1, l \neq i}^K (\mathcal{R}(h_{ji}^* h_{jl}))^2 Var[x_l] \\ &\quad + \frac{1}{PM^2} \sum_{j=1}^M Var[\mathcal{R}(h_{ji}^* n_j)] \\ &= \frac{1}{M^2} \sum_{j=1}^M \sum_{l=1, l \neq i}^K (\mathcal{R}(h_{ji}^* h_{jl}))^2 Var[x_l] \\ &\quad + \frac{\sigma_n^2}{2PM^2} \sum_{j=1}^M |h_{ji}|^2 \end{aligned} \quad (7)$$

$x_i = -1$ 일 때의 분산은 (7)과 동일하다. 이렇게 구한 (4)-(7)을 이용하여  $\tilde{x}_i$ 의 LLR을 다음과 같이 구할 수 있다<sup>[14]</sup>. 위에서 구한  $\mathcal{R}(E[\tilde{x}_i | x_i = +1])$ ,  $\mathcal{R}(E[\tilde{x}_i | x_i = -1])$ 과  $Var[\mathcal{R}(\tilde{x}_i) | x_i = +1]$ 을 각각  $\mu^+$ ,  $\mu^-$ 와  $\nu$ 로 간단히 쓰고  $\tilde{x}_i$ 가 Gaussian 분포를 따르는 것으로 했던 가정을 이용하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P[\mathcal{R}(\tilde{x}_i) | x_i = +1] = \frac{1}{\sqrt{2\pi\nu}} \exp\left(-\frac{(\tilde{x}_i - \mu^+)^2}{2\nu}\right)$$

$$P[\mathcal{R}(\tilde{x}_i) | x_i = -1] = \frac{1}{\sqrt{2\pi\nu}} \exp\left(-\frac{(\tilde{x}_i - \mu^-)^2}{2\nu}\right)$$

이 때, BPSK 송신을 가정하였으므로  $\tilde{x}_i$ 의 실수값만 고려하여 LLR 값을 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L_{\tilde{x}_i} &= \log \frac{P[\mathcal{R}(\tilde{x}_i) | x_i = +1]}{P[\mathcal{R}(\tilde{x}_i) | x_i = -1]} \\ &= \frac{-(\tilde{x}_i - \mu^+)^2 + (\tilde{x}_i - \mu^-)^2}{2\nu} \end{aligned} \quad (8)$$

복호기는 이렇게 구해진 값을 입력으로 사용하여 신뢰도 전파 복호 알고리즘을 수행 한 후  $L_{x_i}^{ext}$  값을 출력한다. 만약 복호가 성공적으로 끝나지 못했다면, 이 출력값은 검출기의 a priori 입력으로 사용될 수 있다.

$$E[x_i] = \frac{e^{L_{x_i}^{ext}} - 1}{e^{L_{x_i}^{ext}} + 1}$$

$$Var[x_i] = 1 - E^2[x_i]$$

이렇게 구해진 평균과 분산값을 검출기의 (5)-(7)식

에 적용하여 다시 (8) 식을 계산하면  $L_{x_i}$  값을 새롭게 업데이트 할 수 있다. 즉, 이를 이용하여 성공적으로 복호되지 않은 부호에 대해 다른 부호에서 업데이트된 정보들을 함께 이용하여 다시 복호를 시도할 수 있게 된다.

#### IV. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션을 위해 본 논문은 기지국이 64개의 안테나를 가지고 있으며 4, 8, 16명의 유저가 있는 상황을 가정하였다. 이에 사용한 채널 부호는 길이, 부호율이 각각 1000, 1/2인 (3,6) 레귤러 LDPC 부호이다.

그림 5, 6, 7은 여러 시스템 세팅에 따른 BER 성능을 보여준 그림이다. 각 그림에서의 ‘uncoded’는 채널 부호를 사용하지 않은 MRC, ZF, 또는 MMSE 검출기의 성능이다. 선형 검출기는 아니지만 massive-MIMO 검출에 효과적인 GAI-BP 검출기의 성능 또한 참고를 위해 함께 나타내었다. 각 그림에서의 ‘1-Iteration’은 1번의 검출과 100번의 반복 복호를 수행하고, 복호 결과를 별도로 피드백하지 않았을 때의 성능이다. GAI-BP를 제안한 논문<sup>[5]</sup>의 경우, 검출기만의 반복 동작 또한 나타내고 있으나, 본 논문에서는 1회의 검출기 동작 성능만을 나타내었다. 더 잦은 피드백을 적용할 경우에는 LDPC 복호기의 총 반복 복호 횟수를 100회로 고정하였다. 예를 들어 ‘2-Iteration’의 경우에는 첫 검출 이후 50회의 복호를 수행하고 그 결과를 피드백하여 LLR값을 1회 업데이트 한 후 나머지 50회의 복호를 적용한 것이며, ‘4-Iteration’는 3회의 LLR 업데이트와 각 25회의

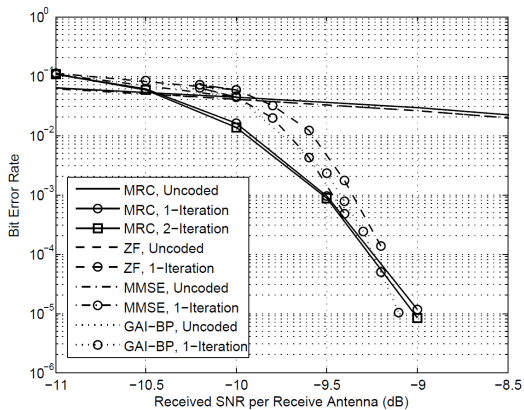


그림 5.  $K=4$ ,  $M=64$ 인 멀티유저 상향링크 massive-MIMO 시스템의 BER 성능.  
Fig. 5. Bit error rate performance of the  $K=4$ ,  $M=64$  multuser uplink massive-MIMO system.

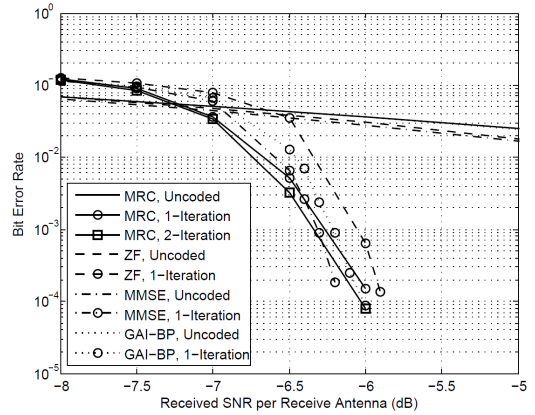


그림 6.  $K=8$ ,  $M=64$ 인 멀티유저 상향링크 massive-MIMO 시스템의 BER 성능.

Fig. 6. Bit error rate performance of the  $K=8$ ,  $M=64$  multuser uplink massive-MIMO system.

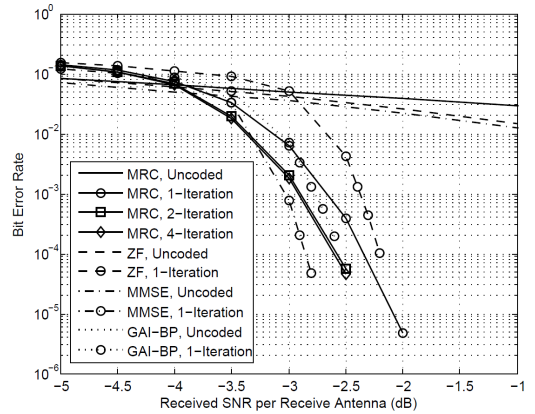


그림 7.  $K=16$ ,  $M=64$ 인 멀티유저 상향링크 massive-MIMO 시스템의 BER 성능.

Fig. 7. Bit error rate performance of the  $K=16$ ,  $M=64$  multuser uplink massive-MIMO system.

LDPC 부호의 복호를 수행한 것이다. 이 때 LLR 업데이트를 위해 필요한 계산량은 LDPC 부호의 복호에 필요한 계산량에 비해 그리 많지 않다.

본 논문이 직접 다루는 부분은 아니지만 수신기 성능의 참고를 위하여 고전적인 선형 검출기인 ZF, MMSE 검출기와, 낮은 복잡도의 GAI-BP 검출기 및 LDPC 부호화된 시스템의 성능도 첨부하였다. 이를 위해 필요한 연산정 검출기는 <sup>[3,5]</sup>의 논문을 참고하였다. 단, ZF와 MMSE에 관한 논문<sup>[3]</sup>은 반복 검출 및 복호에 중점을 두지 않았기 때문에 본 논문에서는 고전 검출기에 대한 반복 검출 및 복호 성능을 표시하지 않았다. 또한, GAI-BP 검출기의 경우  $O(K^2M)$ 의 복잡도를 갖는데<sup>[5]</sup>, 제안하는 알고리즘의 복잡도 또한

(8) 식을  $K$ 회 계산하므로  $O(K^2M)$ 의 복잡도를 갖는다. 단, MRC 복호기는 경관정 후 그 신뢰도를 추정하는 방식이므로 경관정 이후 LDPC 부호의 체크 노드 검사를 수행하여 모두 만족될 경우 신뢰도 추정을 하지 않아도 되는 장점이 있다.

이후 LDPC 부호화된 경우에 대하여 살펴보도록 하자. 유저의 수가 각각 4, 8인 그림 5와 6을 보면, MRC 검출기를 사용하여도 다른 검출기를 사용한 경우와 비교하여 낮은 SNR에서 더 좋은 성능을 보이며, 높은 SNR 영역에서도 비슷한 성능을 보여준다. 그림 7에서는 유저의 수가 16일때의 성능을 보여주는데, '1-iteration' 기준으로 MRC 검출기를 사용했을 때 보다 GAI-BP 검출기와 연관정 MMSE 검출기를 사용했을 때의 성능이 0.2~0.5dB 가량 열화됨을 알 수 있다. 이는 MRC 검출기가 충분히 좋은 성능을 보일 수 있는 조건인  $M \gg K$  에서 더 멀어졌기 때문으로 해석된다. 하지만, '2-iteration' 환경에 대하여 살펴보면, 이러한 성능 열화가 약 0.2dB 가량 극복됨을 확인할 수 있다. 하지만 '4-iteration'을 보면, 여러 회의 반복 검출 및 복호가 지속적인 이득을 가져다주지는 않고 그 이득이 점차 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 따라서, 한번의 검출기 재 작동, 즉 '2-iteration'만으로도 충분함을 알 수 있다. 또한  $K$ 가  $M$ 보다 훨씬 작은 경우, 즉 그림 5의 경우, 이미 MRC 검출기가 충분히 잘 동작하였기 때문에 이러한 이득은 크지 않다. 하지만  $K$ 가 점차 증가할 때,  $\mathbf{H}^H(t)\mathbf{H}(t) \approx M\mathbf{I}_{K \times K}$  근사식은 점점 더 어긋나게 되는데 불구하고, 제안하는 반복적 검출 및 복호 과정을 통해  $K$ 가  $M$ 보다 훨씬 작지 않을 때의 성능 열화를 효과적으로 극복할 수 있게 된다.

### V. 결 론

본 논문에서는 LDPC 부호화된 멀티유저 상향링크 massive-MIMO 수신기를 위한 연관정 MRC 검출기와 LDPC 복호기의 반복 검출 및 복호 기법을 제안하였다. 이를 위해 본 논문에서는 유저 수  $K$ 보다 수신 안테나 수  $M$ 이 훨씬 많은 상황을 가정한다. 복호기 출력은 검출기를 통해 LLR 업데이트를 수행하고, 이를 다시 복호기가 이용한다. 이러한 반복적 검출 및 복호를 통한 성능 향상을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 역행렬 계산이 필요 없는 MRC 검출기에 대비하여, 역행렬 계산이 필요한 ZF, MMSE 검출기와 massive-MIMO 수신기로 주로 고려되는 동일 복잡도의 GAI-BP 검출기를 사용하여 LDPC 부호를 연결한

경우에 대한 성능 비교도 수행하였다. LDPC 부호와 함께 사용한 경우, 낮은 SNR 영역에서는 더 좋은 성능을 보이며, 높은 SNR 영역에서도 큰 성능 열화를 보이지 않음을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 단, 본 논문에서는 채널 추정이 완벽히 되어있는 상황을 가정하였으나 실제 채널 추정의 오류가 있을 경우의 성능은 추후 연구를 통해 확인해야 한다.

### References

- [1] B. Shim and B. Lee, "Evolution of MIMO technology," *J. KICS*, vol. 38A, no. 08, Aug. 2013.
- [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, Jan. 2013.
- [3] Y. Kim, P. Shang, S. Kim, and K. Choi, "A simple soft linear detection for coded multi-input multi-output systems," *Wirel. Commun. Mobile Computing*, Oct. 2011.
- [4] A. Chockalingam, "Low-complexity algorithms for large-MIMO detection," in *Proc. ISCCSP*, pp. 1-6, Limassol, Mar. 2010.
- [5] P. Som, T. Datta, N. Srinidhi, A. Chockalingam, and B. S. Rajan, "Low-complexity detection in large-dimension MIMO-ISI channels using graphical models," *IEEE J. Selected Topics in Signal Process.*, vol. 5, no. 8, Dec. 2011.
- [6] J. Zheng and B. D. Rao, "LDPC-coded MIMO systems with unknown block fading channels: soft MIMO detector design, channel estimation, and code optimization," *IEEE Trans, Signal Process.*, vol. 54, no. 4, Apr. 2006.
- [7] T. L. Narasimhan, A. Chockalingam, and B. S. Rajan, "Factor graph based joint detection/decoding for LDPC coded large-MIMO systems," in *Proc. IEEE VTC*, pp. 1-5, Yokohama, May 2012.
- [8] T. L. Narasimhan and A. Chockalingam, "EXIT chart based design of irregular LDPC codes for large-MIMO systems," *IEEE*



*Commun. Lett.*, vol. 17, no. 1, Jan. 2013.

- [9] J. S. Park, I. Kim, and H.-Y. Song, "Soft detector for multiuser uplink large-MIMO systems," in *Proc. KICS*, vol. 2013, no. 11, pp. 736-737, Nov. 2013.
- [10] M. Jung and S. Choi, "Optimal number of base station antennas and users in MF based multiuser massive MIMO systems," *J. KICS*, vol. 38A, no. 08, Aug. 2013.
- [11] I. Choi, H. Nho, and C. Lee, "A codebook generation and search scheme for FDD downlink massive MIMO systems," *J. KICS*, vol. 38A, no. 08, Aug. 2013.
- [12] S. Choi, "Fundamentals of massive MIMO systems," *19th Wirel. Commun. Workshop: 5G Mobile Commun. Technol.*, Seoul, Korea, Feb. 2013.
- [13] S. J. Johnson, *Iterative Error Correction*, Cambridge University Press, Cambridge, 2010.
- [14] U. Madhow, *Fundamentals of Digital Communication*, Cambridge University Press, Cambridge, 2008.

**박진수 (Jin Soo Park)**



2009년 2월 : 연세대학교 전기  
전자공학과 졸업  
2009년 3월~현재 : 연세대학교  
전기전자공학과 석박사 통합  
과정  
<관심분야> 통신공학, 부호이  
론, 전자전 통신

**김인선 (Inseon Kim)**



2012년 8월 : 연세대학교 전기  
전자공학과 졸업  
2012년 9월~현재 : 연세대학교  
전기전자공학과 석박사 통합  
과정  
<관심분야> 통신공학, 부호이론

**송홍엽 (Hong-Yeop Song)**



1984년 2월 : 연세대학교 전자  
공학과 졸업  
1986년 5월 : University of  
Southern California Dept.  
of EE. Systems 석사  
1991년 12월 : University of  
Southern California Dept.  
of EE. Systems 박사  
1992년 1월~1993년 12월 : Post-Doc Research Associate,  
University of Southern California Dept. of EE.  
Systems  
1994년 1월~1995년 8월 : Senior Engineer, Qualcomm  
Inc., San Diego, California.  
2002년 3월~2003년 2월 : Visiting Professor, University  
of Waterloo, Canada  
1995년 9월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 교수  
<관심분야> 통신공학, 정보이론, 부호이론, 암호이  
론, 이산수학

**한성우 (Sung Woo Han)**



2000년 2월 : 충북대학교 컴퓨  
터공학과 공학박사  
2001년 8월~2002년 8월 : 미  
육군무장연구소 교환연구원  
1982년 10월~현재 : 국방과학  
연구소 수석연구원  
<관심분야> 통신공학, 대전자  
전 통신, 군위성통신, Software Defined Radio,  
Cognitive Radio