

셀간 협력 통신을 위한 상향링크 환경에서의 ML 및 ZF/MMSE 를 결합한 검출 기술

A Joint ML and ZF/MMSE Detection Algorithm in Uplink for BS Cooperative System

김점수*, 김정곤**, 김석우*

Jurm-Su Kim*, Jeong-Gon Kim** and Seok-Woo Kim*

요 약

본 논문에서는 최근 4세대 이동통신에서 논의 되고 있는 기술인 셀 간 협력 통신이 가능한 다중 셀 환경에서 상향링크에서의 다중 사용자 신호 검출기술에 대해서 다루었다. 먼저 기존 검출 기술로 ML, ZF, MMSE 그리고 SIC 등을 다루었고, 보통 ML은 최적의 성능을 보이지만, 복잡도가 지수적으로 증가하며, ZF 나 MMSE 는 간단하지만 성능이 떨어지며, SIC 는 복잡하고 오류전파 현상이 발행 할 수 있는 문제점을 가지고 있다. 이에 기존의 ZF/MMSE 에 비해서는 성능 개선이 이루어지면서, 복잡도를 유지 또는 감소시킬 수 있는 구조 제안을 위해서 ZF/MMSE 방식과 ML 의 적용구조를 단순화 시킨 부분 ML 복호 방식을 결합한 검출 방식을 제안하였다. 모의실험 결과, 제안방식은 ZF/MMSE 기반의 SIC 방식에 비해 BER 성능이 개선 또는 유지 되었으며, 복잡도 측면에서 감소하는 효과를 보였으며, 또한 복잡도 감소는 협력 기지국 및 안테나 수가 증가할수록 더 감소 효과가 커질 수 있음을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, we address the issue of joint detection schemes for uplink cellular system when base station cooperation is possible for multi-user detection in multi-cell scenario. The ZF, ML, MMSE and SIC detection are analyzed and evaluated as a conventional scheme. ML attains the optimal performance but the complexity increases exponentially, ZF/MMSE have simple structure but have poor detection performance and SIC has better performance but it has large complexity and potential of the error propagation. However, they need the increased decoder complexity as the number of iteration is increased. We propose a new joint ML and ZF/MMSE detection scheme, which combines the partial ML decoding and ZF/MMSE detection, in order to decrease the decoder complexity. Simulation results show that the proposed scheme attains same or a little bit better BER performance and expect reduced decoder complexity, specially in the case of large number of Base Station are cooperated each other.

Key words : ML, ZF, MMSE, SIC, BS-Cooperation

I. 서 론

차세대 이동통신 기술인 4세대 이동통신은 이동 중 100 Mbps 급 속도, 정지 중에는 1 Gbps 급 속도를

* 한세대학교(Hansei University)

** 한국산업기술대학교(Korea Polytechnic University)

· 제1저자 (First Author) : 김점수

· 교신저자 (Corresponding Author) : 김정곤 (jgkim@kpu.ac.kr)

· 투고일자 : 2011년 5월 13일

· 심사(수정)일자 : 2011년 5월 13일 (수정일자 : 2011년 6월 10일)

· 게재일자 : 2011년 6월 30일

제공해 유선과 무선, 통신과 방송이 융합되는 기술로서 2012년에 상용화가 시작될 것으로 예측된다. 4세대 이동통신의 핵심기술로 주목 받는 몇 가지 기술들 중에서 다중 안테나 기술은 이동통신 환경에서 다수의 안테나를 사용해 데이터를 송·수신하는 다중 안테나 신호처리 방식으로 여러 개의 안테나를 사용해 동일한 무선 채널에서 두 개 이상의 데이터 신호를 전송함으로써 무선통신의 범위를 넓히고, 속도도 크게 향상시킬 수 있는 장점을 가지고 있다 [1].

단일 셀 환경에서의 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 기술은 지속적으로 연구되어 오고 있으며, 최근에는 다중 셀 환경에서 인접 셀의 간섭을 제거하기 위해 기지국 협력을 통한 간섭 제거 기술이 연구되고 있다 [2-4]. 단일 셀의 입장에서 단말기와 기지국의 안테나가 1개인 경우 SISO (Single-Input Single-Output) 형태로 볼 수 있지만 다중 셀 환경이 되면, 전체적인 셀 환경의 시점에서 보았을 경우 협력하는 기지국들이 각 셀에 위치한 단말의 정보를 backhaul 로 교환하게 되면 하나의 virtual-MIMO 형태로 볼 수 있게 된다. 따라서 다중 셀 환경에서도 기존의 단일 셀에서 사용되는 MIMO 기술을 이용해서 다중 사용자의 신호를 검출 할 수 있다.

기지국 협력 기반의 다중 검출 기술에 사용되는 알고리즘은 ZF (Zero Forcing), MMSE (Minimum Mean Square Error), SIC (Successive Interference Cancellation) 그리고 ML (Maximum Likelihood) 알고리즘이 대표적이며, 그 중 ML 알고리즘의 단점인 복잡도를 줄이고 SIC 의 성능보다 좋은 성능을 낼 수 있는 여러 가지 알고리즘들을 논문을 통해서 알려졌으며, 그 중 ML 과 다른 알고리즘들을 결합한 방식인 DFE (Decision Feedback Equalizer) 방식과 ML 을 결합한 알고리즘 [2], ML 과 SIC 를 결합한 알고리즘 [3], ML 의 복잡도를 줄이기 위해 지원 가능한 심볼의 가지 수를 줄이는 알고리즘 [4] 등 많은 알고리즘들이 제안 되었었다. 위의 알고리즘들은 ML 을 기반으로 해서 데이터를 복원하기 때문에 ML 에 근접할 수 있는 성능을 보이지만 복잡도는 여전히 높다는 것을 알 수 있다. 따라서 성능과 복잡도 사이에 적당한 trade-off 가 이루어지는 알고리즘들이 계속 연구가

되고 있는 상황이다. 또한 위에서 언급한 다중 검출 기술 들은 각 신호들의 정보를 backhaul 을 통해 한 곳에서 신호를 복호하는 중앙 집중형 방식에서 적용 가능 하지만, 복잡도 및 시간 지연이 커지므로, 이를 각 기지국에서 자기 신호를 복호하고 다른 기지국으로 채널 상태 정보 및 간섭을 주는 신호의 데이터 등을 backhaul 로 협력 통신하는 기지국으로 전송해 주는 분산형 통신 방식 [5-8]도 연구가 되고 있다.

본 논문은 이와 같이 셀간 협력이 가능한 이동 통신 환경에서 다중 검출을 위해 기존의 ML 알고리즘의 단점인 복잡도를 줄이면서, SIC 의 단점을 보완하여 성능 개선을 낼 수 있도록, ML 과 ZF 및 MMSE 복호 방식을 결합한 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 ML 의 높은 복잡도를 줄이기 위해 ZF 나 MMSE 를 사용하여 초기 복호 심볼을 결정한 뒤에 SINR 순서에 따라 부분적으로 ML 을 적용하는 방식이다. 제안한 알고리즘의 성능 평가를 위해서 다중셀 환경을 고려해서 이를 검증 하였으며, 선형 알고리즘인 ZF, MMSE 와 비선형 알고리즘인 SIC 와 결합한 방식 들과 서로 검출 성능을 비교하였다.

II 장에서는 기본적인 시스템 구조와 기지국 협력 통신에 사용되는 기존의 여러 가지 알고리즘에 대해서 설명하고, III 장에서는 제안하는 알고리즘에 대해서 설명을 하고, 복잡도 분석을 통해서 기존의 알고리즘과 비교를 하였으며, IV 장에서는 모의실험을 통해서 제안한 알고리즘의 성능을 평가하기 위해서 기존 알고리즘인 ZF, MMSE, SIC 알고리즘과 성능을 비교하였다. 마지막으로 V 장에서는 결론을 맺었다.

II. 시스템 구조와 기존의 기지국 협력 통신 알고리즘

M 개의 단말기와 N 개의 기지국을 고려한 상향 링크 환경에서의 기지국 협력 통신 기술 시스템의 수신 신호 \mathbb{R} 은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbb{R} = \mathbb{H}\mathbb{S} + \mathbb{N} \quad (1)$$

여기서 \mathbb{H} 는 $N \times M$ 인 채널행렬이고, \mathbb{H} 에서

j^{th} 단말기와 i^{th} 기지국 사이의 성분을 \mathbb{H}_{ij} 로 나타내며 그 구조는 식(2)와 같다.

$$\mathbb{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (2)$$

\mathbb{S} 는 $[s_1, s_2, s_3, \dots, s_M]^T$ 인 단말기에서 송신한 신호이며, \mathbb{R} 은 $[r_1, r_2, r_3, \dots, r_N]^T$ 인 협력 통신에 참여 하는 기지국에서 수신한 신호를 나타낸다. 또한 \mathbb{N} 은 $N \times 1$ 이고 σ^2 인 가우스잡음 (Gaussian noise) 을 나타낸다.

그림 1은 상향링크 환경에서 기지국, 단말기가 각각 3개인 경우 기지국 협력통신을 위한 시스템 구조를 나타낸 것이다. MS1 의 송신신호는 BS1, BS2, BS3 에서 모두 수신하게 되며, MS2, MS3 또한 모든 BS 에서 수신을 하고, 각 기지국에서 수신한 MS 의 정보를 backhaul 을 통해서 교환하며, 그 정보를 이용하여 다중 사용자의 신호를 검출하는 구조를 나타내고 있다. 일반적인 MIMO 시스템인 경우 단말기의 안테나가 2개 이상인 경우 안테나 사이에 발생하는 상관도로 인하여 안테나를 어느 정도 이격시켜서 사용하여야 하는 문제점이 발생하나 그림 1에서처럼 단말기의 거리가 멀기 때문에 단말기의 안테나 사이에 상관도에 상관없이 기지국 협력 통신이 가능하다. 여기서 모든 단말기에서 송신되는 데이터는 독립적이고, 동시에 전송된다고 가정 하고 가우스잡음 또한 독립적이다 [9].

한편, 이와 같은 다중 안테나에서 오는 신호를 동시에 다중 검출 할 수 있는 기법에 대해서 살펴보도록 하겠다.

2-1 ML 알고리즘

ML 알고리즘은 송신데이터 \mathbb{S} 에 해당되는 모든 심볼을 대입하여 $\hat{\mathbb{S}}_{ML}$ 을 얻는 알고리즘이다.

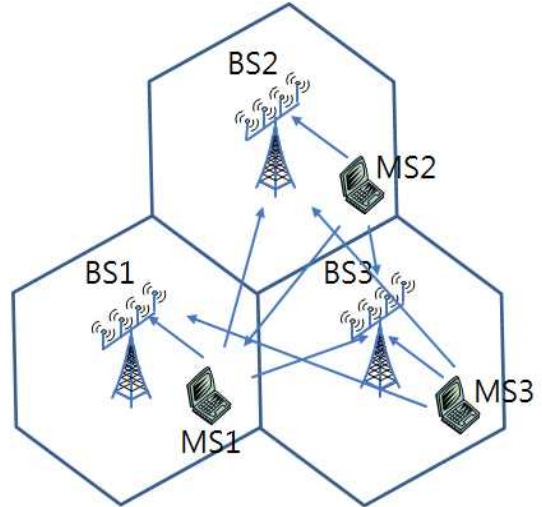


그림 1. 상향링크에서 기지국 협력 통신 을 위한 시스템 구조 (BS : 3, MS : 3)

Fig. 1. System structure of Cooperative BS in Uplink (BS : 3, MS : 3)

$$\hat{\mathbb{S}}_{ML} = \underset{\mathbb{S} \in \gamma^{M_t}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbb{R} - \mathbb{H}\mathbb{S}\|^2 \quad (3)$$

여기서 γ 는 송신 데이터의 성좌도를 나타낸다. ML 알고리즘은 M_t 의 full multiplexing 이득을 얻을 수 있고, N_r 만큼의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 하지만 $\hat{\mathbb{S}}_{ML}$ 을 추정하기 위한 요구되는 가지 수는 γ^{M_t} 이기 때문에 따라서, ML 알고리즘은 송신 안테나의 수가 증가할수록 지수 함수적으로 증가하게 되며, 또한 성좌도의 크기가 커질수록 복잡도가 증가하게 되는 단점이 있다 [9],[10].

2-2 ZF 알고리즘

ZF 알고리즘은 선형 알고리즘으로 수신 신호 벡터 \mathbb{R} 에 \mathbb{G}_{ZF} 를 곱해주는 알고리즘이다. \mathbb{G}_{ZF} 는 채널 행렬 \mathbb{H} 의 Moore-Penrose pseudo-inverse 행렬을 나타낸다.

$$\mathbb{G}_{ZF} = \mathbb{H}^+ = (\mathbb{H}^H \mathbb{H})^{-1} \mathbb{H}^H \quad (4)$$

$$\mathbb{G}_{ZF} \cdot \mathbb{H} = \mathbb{I} \quad (5)$$

식 (4)에서 첨자 + 는 conjugate transpose 를 나타내며, 식 (5)에서 \mathbb{I} 는 단위행렬을 나타낸다. 위의 식 (4),(5)에 의해서 송신 신호 \mathbb{S} 가 복원이 된다. 하지만 $\mathbb{H}^H \mathbb{H}$ 행렬의 역행렬이 구해지지 않는다면 \mathbb{G}_{ZF} 를 구할 수 없게 되며, 또한 잡음에도 \mathbb{G}_{ZF} 가 곱해지므로 잡음신호가 증폭되는 단점이 있다 [11].

2-3 MMSE 알고리즘

ZF 알고리즘의 단점인 잡음신호 증폭을 막기 위해서 역행렬을 구하는데 있어 잡음신호까지 고려한 MMSE 알고리즘은 다음과 같다.

$$\mathbb{G}_{MMSE} = (\mathbb{H}^H \mathbb{H} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbb{I}_{M_t})^{-1} \mathbb{H}^H \quad (6)$$

식 (6)은 MIMO 수신기의 MMSE 기법과 동일하다. 그러므로 이것은 MISO 수신기에 두 시간영역을 이용하여 MIMO 의 MMSE 등화기법을 적용한 것으로 생각할 수 있다. 이 복호 방법은 \mathbb{G}_{MMSE} 를 SNR 에 따라서 적절히 변화를 주면서 간섭을 제거할 뿐만 아니라 잡음의 증폭을 막게 된다. 즉 낮은 SNR 에서는 작은 가중치를 곱하는 효과를 얻는다 [12],[13].

2-4 SIC 알고리즘

SIC 알고리즘은 수신 신호에서 SNR 값이 가장 큰 신호부터 선형 등화 방식인 ZF 나 MMSE 를 이용하여 복호를 한 뒤, 복원된 신호를 수신 신호에서 제거를 해주고, 다시 SNR 값을 구하여 가장 큰 SNR 을 얻은 신호를 ZF 나 MMSE 로 복원하고 수신신호에서 제거해주는 방식으로 모든 송신 신호가 다 복호될 때까지 반복하는 방식이다. 자세한 알고리즘 절차는 표 1에 표현을 하였으며, SNR 을 구하는 방법은 다음과 같다 [13].

$$\rho = \frac{|\hat{s}|^2}{\sigma^2 \|\mathbb{H}^+\|^2} \quad (7)$$

여기서 \hat{s} 은 s 의 양자화 된 신호 이며, $|\hat{s}|^2$ 는 \hat{s} 의 전력 값 이고, $\|\mathbb{H}^+\|^2$ 은 \mathbb{H}^+ 의 Euclidean norm이다. 식 (7)에 의해서 신호 대 잡음비가 크다는 것은 $\|\mathbb{H}^+\|^2$ 의 값이 작다는 뜻이 된다. SIC 기술의 장점으로서는 ZF 나 MMSE 등과 같은 선형 등화 후에 간섭 제거 기술을 더하게 되면 추가적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 만일 MIMO 환경에서 SIC 를 통한 임시 복호가 성공하게 되면 SIC 로 다중 안테나 간 간섭은 완벽히 제거할 수 있다. 그러므로 간섭이 제거되고 마지막 남은 심볼은 등가적인 SIMO 환경으로 볼 수 있기 때문에 추가적인 안테나 다이버시티 이득을 얻게 되는 것이다. 하지만, SIC 의 단점은 초기 복호되는 데이터가 잘못 복호되면 그 이후에 복호 되는 신호에도 계속적으로 영향을 받기 때문에 잘못된 초기 결정이 후기 결정에도 영향을 미치게 된다. 이에 따라서 복호 순서를 정확히 결정하여야 오류 전파현상을 줄일 수 있다.

SIC 알고리즘의 순서는 다음 표 1 과 같다.

표 1. SIC 알고리즘 순서도
Table 1. SIC Algorithm

초기화
$\mathbf{G}_i = \mathbf{H}^+$
$i = 1$
반복
$k_i = \arg \min_{j \in \{k_1, \dots, k_{i-1}\}} \ \mathbf{G}_i\ _j^2$
$\mathbf{y}_{k_i} = \mathbf{G}_{k_i} \mathbf{R}_i$
$\bar{\mathbf{s}}_{k_i} = Q(\mathbf{y}_{k_i})$
$\mathbf{R}_{i+1} = \mathbf{R}_i - \bar{\mathbf{s}}_{k_i} \mathbf{H}_{k_i}$
$\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^+$
$i = i + 1$

여기서 k_i 는 i 번째 행의 값을 나타내고, j 는 열을 나타내고, 역행렬을 나타내는 필터 행렬 \mathbb{G}_i 가 업데이트 될 때 채널 행렬 \mathbb{H} 에서 k_i 값에 해당되는 열을 제거하고 업데이트를 한다. 그리고 ZF SIC 와 MMSE SIC 의 차이점은 필터 행렬 \mathbb{G}_i 를 구하는 방법만 다르고 나머지 절차는 같다.

SIC 알고리즘의 단점은 오류전파 현상으로 인하

여 첫 번째 복호되는 신호가 정확히 복호가 되어야 하며, 또한 역행렬을 신호가 복원될 때 마다 사용하기 때문에 ZF 나 MMSE 보다 복잡도가 높다 [14].

III. 제안하는 알고리즘과 복잡도 분석

3-1 제안하는 알고리즘

제안하는 알고리즘은 기지국 협력 통신에서 최적의 알고리즘인 ML 과 기본적인 선형 알고리즘인 ZF, MMSE 를 결합한 방식의 알고리즘이다. ML 이 성능은 가장 우수하지만 그로 인해 발생하는 높은 복잡도를 ZF 나 MMSE 알고리즘을 이용해서 줄인 방식이다.

ML 은 송신 안테나에서 전송하는 모든 심볼의 가지 수를 계산해야 하지만 제안하는 알고리즘은 ZF 나 MMSE 를 이용하여 초기 심볼을 결정하고 그 상태에서 SIC 처럼 SINR 을 이용하여 신호를 하나씩 복원해 나가는 방식이다.

제안하는 알고리즘의 절차는 다음과 같다.

step 1. ZF 나 MMSE 를 이용한 초기 복호 신호 \bar{s} 결정

$$\begin{aligned} \bar{S} &= (\mathbb{H}^H \mathbb{H})^{-1} \mathbb{H}^H \times \mathbb{R} \quad \text{또는} \quad (8) \\ \bar{S} &= (\mathbb{H}^H \mathbb{H} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbb{I}_{M_t}) \mathbb{H}^H \times \mathbb{R} \end{aligned}$$

step 2. 신호별로 SINR 을 구하여 SINR 이 높은 순서대로 복호 순서를 정하고, SINR 이 가장 큰 sub-stream 부터 신호를 복호한다.

step 3. 복호할 신호를 제외하고 나머지 심볼들을 고정시키고 ML 을 적용한다.

예를 들어 단말기가 3개 기지국이 3개인 경우 s_1 을 가장 먼저 복원 시키는 경우라면, 식 (9) 와 같이 표현할 수 있으며, 여기서 \tilde{s}_1 는 처음 복원할 심볼로 변조차수에 의해 변화되는 값을 나타내며, γ 는 \tilde{s}_1 에

해당되어지는 가능한 심볼의 성좌도이며, $\hat{s}_{1_{ML}}$ 은 \bar{s}_1 의 sub-stream 이 ML 을 통해 복호 된 신호이다.

$$\hat{s}_{1_{ML}} = \underset{\tilde{s}_1 \in \Upsilon}{\operatorname{argmin}} \left\| \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \\ \tilde{s}_3 \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (9)$$

step 4. 나머지 신호가 복원 될 때까지 step 2 에서 정해진 순서대로 step 3 을 반복. 이 때, 복원한 데이터 값이 있다면, \bar{s} 값을 대신 그에 해당하는 \hat{s}_{ML} 값으로 대체해서 사용한다.

3-2 제안방식의 복잡도 분석 결과

제안한 알고리즘의 복잡도와 기존의 기지국 협력 방식 기술들을 복잡도 분석을 위하여 검출 알고리즘 수행 시의 Multiplication 및 Division 수행 횟수를 분석 하여 이를 서로 비교 하였으며, 수행 횟수 분석 결과는 다음 표 2 와 같이 나타낼 수 있으며, 각 알고리즘의 복잡도를 계산하는 방법 및 도출 결과는 부록 1 에 자세하게 기술하였다. 또한 여기서는 기지국 협력 통신에 참여하는 기지국과 단말의 숫자가 동일한 경우를 가정하였으며, 따라서, 송신 안테나와 수신 안테나의 개수를 N 개로 동일한 경우를 가정 하여서 계산하였다.

복잡도를 계산하는 절차는 ZF/MMSE SIC 의 경우 채널 행렬 $N \times N$ 의 경우부터 열의 값을 하나씩 제거해 가면서 $\{N \times (N-1), \dots, N \times 1\}$ 규칙을 찾아 수식화 하여 복잡도를 구하였으며, 제안하는 알고리즘의 복잡도를 구하는 과정은 처음 복원하는 신호의 복잡도와 나머지 신호를 구하는 복잡도를 구분하여 복잡도를 구하였다. 자세한 복잡도 유도과정은 부록 1-3에 나타내었다.

표 2 에서 각 알고리즘의 최고차항만 비교해서 보면 ZF, MMSE 의 경우 $\frac{5}{2}N^3$, ZF/MMSE SIC 의 경우 $\frac{7N^4}{12}$ 그리고 제안한 알고리즘의 복잡도는

$\frac{5N^3 - 4N^2\gamma}{2}$ 로서 SIC 알고리즘과 비교했을 때 제안한 알고리즘이 복잡도가 더 작다는 것을 확인 할 수 있다. 또한 ML 의 복잡도에 비해서도 많이 작음을 알 수 있다.

표 2. 기지국 협력통신 알고리즘의 복잡도 수식
Table 2. Complexity formula for cooperative BS algorithm

	Multiplication	Division
ZF	$\frac{5N^3 + N^2}{2}$	-
MMSE	$\frac{5N^3 + N^2 + 2N}{2}$	1
ZF-SIC	$\frac{7N^4 + 24N^3 + 47N^2 - 18N - 12}{12}$	-
MMSE-SIC	$\frac{7N^4 + 24N^3 + 53N^2 - 12N - 12}{12}$	N
ML	$\gamma^N N^2 + \gamma^N N$ [3]	-
ML-ZF	$\frac{5N^3 - N^2 + 4N^2\gamma + 2N\gamma + 2}{2}$	-
ML-MMSE	$\frac{5N^3 - N^2 + 2N + 4N^2\gamma + 2N\gamma + 2}{2}$	1

IV. 모의실험 및 결과

II, III 장 에서 설명한 기존의 알고리즘들인 MMSE, MMSE SIC 알고리즘과 제안방식에 대한 시뮬레이션을 MATLAB 을 이용하여 그림 2와 같이 단말기가 인접 셀 간섭을 가장 크게 받는 셀의 가장자리에 위치시키고 각 알고리즘의 채널코딩을 사용하지 않은 Uncoded 신호의 BER 을 비교 분석하였으며. 시뮬레이션은 표 3에 나타난 것처럼, IEEE 802.16m 의 표준규격에 있는 시스템의 물리계층 파라미터 값으로 데이터 신호를 생성하고, 셀 환경을 구축 하였으며, 또한 채널환경으로 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 과 802.16m Evaluation Methodology document 문서에 제시된 다중경로 페이딩을 채널환경에 적용하였다 [15].

그림 2,3은 모의실험에 사용된 단말기와 기지국의

위치를 나타낸 그림이고, 보통 셀 가장자리에 단말이 위치하였을 경우 인접 셀에 위치한 단말로 인해서 간섭이 가장 크게 작용하기 때문에 모든 셀 가장자리에 단말기를 위치시키고, 최악의 단말 위치를 가정하여 협력 통신을 수행하는 셀이 3개인 경우와 4개인 경우로 구분하여 시뮬레이션을 하였다.

그림 4-7은 ZF, MMSE, ZF/MMSE SIC 방식과 제안한 알고리즘의 성능을 각 단말기의 평균 BER 을 비교한 그래프이다. 그림 4, 5에서는 제안 방식이 동일 BER을 달성하기 위한 요구 SNR 이 기존 ZF 에 비해서는 최소 4dB 이상 그리고, MMSE-SIC 에 비해서는 1.5 ~ 2 dB 정도 감소하는 것을 볼 수 있다. 또한, 협력 기지국 안테나 개수가 3 개에서 4 개로 늘어나도 성능 차이가 그대로 유지 되는 것을 볼 수 있었다. 그림 6, 7 에서도 제안 방식이 기존 MMSE 방식에 비해서는 최소 4 dB 이상 감소하였고, MMSE-SIC 방식과는 요구 SNR 측면에서 거의 같은 성능을 보여주고 있다. 따라서 제안한 알고리즘의 성능이 기존의 알고리즘인 ZF/MMSE, ZF SIC 알고리즘보다 성능이 향상되었고, MMSE SIC 알고리즘과 비슷한 성능을 보였다.

표 3. 시뮬레이션 파라미터
Table 3. Simulation parameter

Parameter	Value
site to site	1.5 Km
Number of cell	3, 4
Number of MS	3, 4
Number of antenna	1 per MS
Number of data	1024
FFT size	1024
Modulation	QPSK
Pathloss	130.19 + 37.6*log10(R/1000) dB, R is Km
Sampling frequency	11.2 KHz
Doppler frequency	6.944 Hz
Fading channel	Rayleigh channel

표 4는 안테나의 개수를 3~8까지 증가시키고 변조는 QPSK 를 사용한 경우의 Multiplication 복잡도 값을 나타낸 것으로 Division 복잡도의 경우. 모든 알고리즘에서 Division 이 사용되는 것이 아니기 때문

에 Multiplication 의 복잡도만 나타내었다. 셀 가장자리 부분에서는 수신 전력이 작게 설정 되므로, AMC 를 사용하더라도, QPSK 등과 같은 변조 방식을 사용할 가능성이 매우 높다고 할 수 있다.

표 4에서 제안한 알고리즘이 기존의 알고리즘과 비교하였을 때, 제안 방식이 기존의 ZF 및 MMSE 기반의 SIC 방식에 비해서 복잡도가 감소했음을 알 수 있고, 협력 기지국 개수가 증가 할수록 복잡도 차이가 더 커지는 것을 확인 할 수 있었다. 이는 SIC 방식에서 협력 기지국 개수가 늘어나면서 발생 되는 역행렬 연산 등의 overhead 가 점점 지수적으로 증가 되는 것이 주요 원인 이라고 볼 수 있다.

모의실험 분석을 통한결과 제안한 알고리즘이 ZF, MMSE 에 비해서 향상된 BER 성능을 보였으며, ZF SIC 보다 좋은 성능을 보였지만 MMSE SIC 와는 비슷한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 하지만 복잡도 분석을 통해 제안한 알고리즘이 안테나가 증가 하더라도 복잡도가 ZF/MMSE SIC 에 비해서 적은 복잡도를 가짐으로 최종적으로 성능과 복잡도를 고려한 전체적인 성능 분석에 있어 제안한 알고리즘이 기존의 ZF/MMSE 나 SIC 알고리즘보다 좋은 성능을 보인다고 할 수 있다.

표 4. 기지국 협력통신 알고리즘의 곱셈 복잡도 비교
Table 4. multiplication complexity of cooperative BS algorithm

협력 기지국 개수	ZF-SIC	MMSE-SIC	ML-ZF	ML-MMSE
3	131	137	148	151
4	333	343	297	301
5	704	719	521	526
6	1319	1340	835	841
7	2267	2295	1254	1261
8	3651	3687	1793	1801

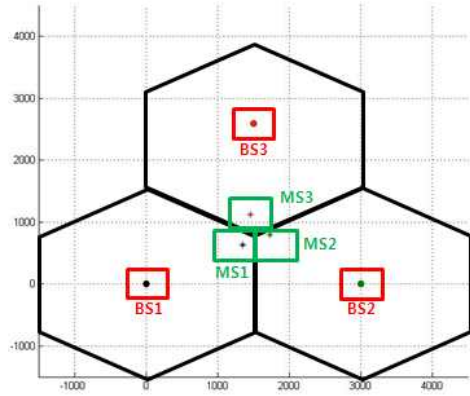


그림 2. 기지국과 단말기의 위치 (3 x 3)
Fig. 2. Location of BSs and MSs (3 x 3)

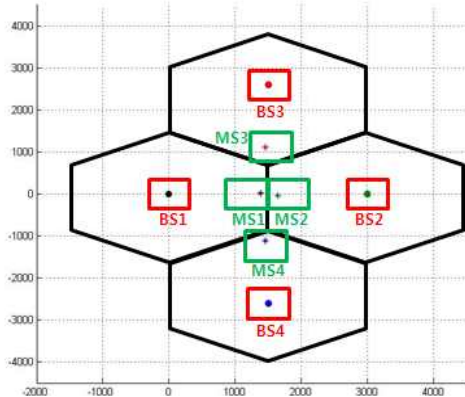


그림 3. 기지국과 단말기의 위치 (4 x 4)
Fig. 3. Location of BSs and MSs (4 x 4)

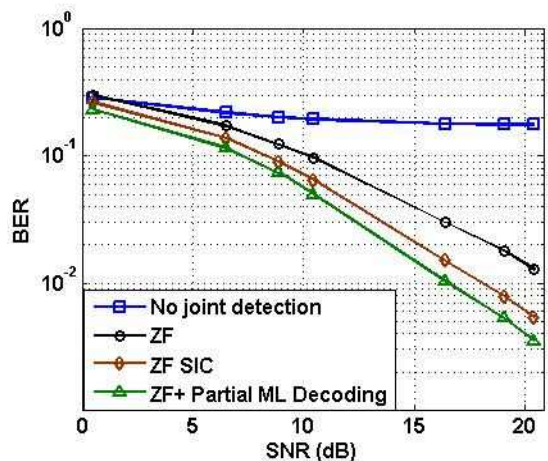


그림 4. ZF, ZF SIC 와 제안한 알고리즘의 Unencoded BER 성능 그래프 (3 x 3)
Fig. 4. Unencoded BER performance of ZF, ZF SIC and proposed algorithm (3 x 3)

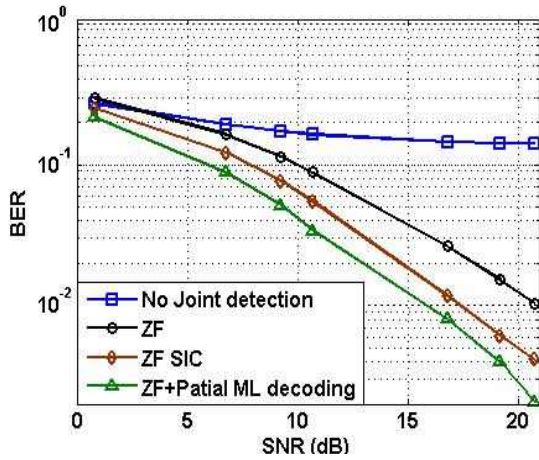


그림 5. ZF, ZF SIC 와 제안한 알고리즘의 Uncoded BER 성능 그래프 (4 x 4)

Fig. 5. Uncoded BER performance of ZF, ZF SIC and proposed algorithm (4 x 4)

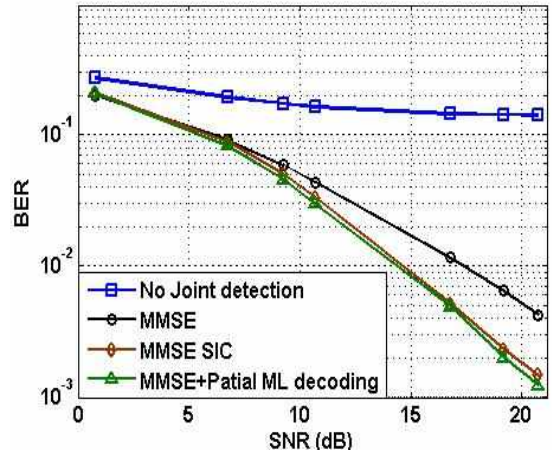


그림 7. MMSE, MMSE SIC 와 제안한 알고리즘의 Uncoded BER 성능 그래프 (4 x 4)

Fig. 7. Uncoded BER performance of MMSE, MMSE SIC and proposed algorithm (4 x 4)

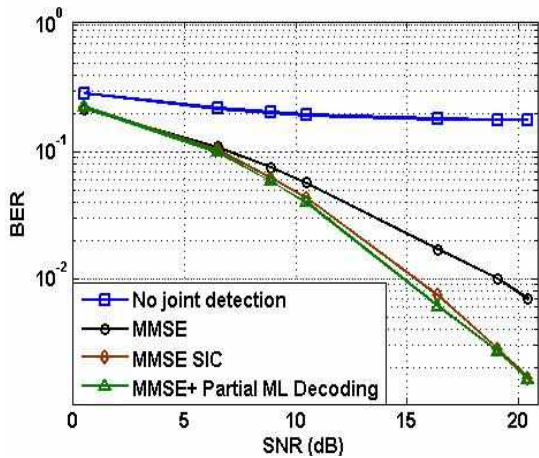


그림 6. MMSE, MMSE SIC 와 제안한 알고리즘의 Uncoded BER 성능 그래프 (3 x 3)

Fig. 6. Uncoded BER performance of MMSE, MMSE SIC and proposed algorithm (3 x 3)

V. 결 론

본 논문에서는 업 링크 환경에서 백홀 링크를 통하여 정보를 교환하여 다수의 단말을 처리하는 Joint Detection 기술들에 대해 살펴 본 후, 기존방식들의 문제점을 찾고, 그 문제점을 극복하기 위해 ZF 또는 MMSE 를 ML 과 결합한 방식을 제안하여 비교 분석하였다. BER 성능그래프에서 선형 알고리즘인 ZF 와 MMSE 가 가장 낮은 성능을 나타냈으며, 비선형 알고리즘인 SIC 가 선형알고리즘 보다 좋은 성능을 보였다. 하지만 제안한 알고리즘에 비해서는 성능이 떨어지는 결과를 나타내었다. 더욱이 제안한 알고리즘과 다른 알고리즘들의 복잡도를 비교한 결과 SIC 알고리즘은 신호를 복원 할 때마다 역행렬을 구해야 하기 때문에 복잡도가 증가하는 문제점이 있었지만, 제안한 방식의 알고리즘은 한 번의 역행렬을 이용해서 구하기 때문에 SIC 에 비해 낮은 복잡도를 얻을 수가 있었다. 그리고 채널코딩이나 인터리빙 등 기술을 적용하지 않은 Uncoded 신호이기 때문에 hard decision 을 통해 알고리즘을 분석하였고, 만약 채널코딩이나 인터리빙 등 기술이 적용된 coded 신호인 경우 제안한 알고리즘과 기존의 알고리즘을 soft decision 방식 중 하나인 LLR을 이용해서 신호를 검출 할 수 있을 것이다 [17].

향후, 4세대 이동통신이 본격적으로 상용화가 되면, 셀의 가장자리 사용자들도 셀 가까이에 위치한 사용자와 동일한 서비스를 할 수 있도록 해야 할 것이다. 또한 지금 까지 나온 알고리즘들은 중앙 집중형 방식으로 하나의 중앙 기지국에서 각 단말의 데이터가 구해지기 때문에 backhaul 로 교환하는 데이터의 양이 많아지게 되며, 이로 인해 데이터 처리속도가 늦어지게 된다. 따라서 중앙 집중형 방식이 아닌 분산형 방식으로 데이터를 복원해서 backhaul 로 교환하는 데이터의 양을 줄이기 위한 기술들에 대해서도 연구해야 할 것이다.

부 록 1

1. ZF-SIC 복잡도 계산 결과

ZF-SIC 를 구하기 위한 복잡도는 $(\mathbb{H}^H\mathbb{H})^{-1}$ 을 구하기 위한 복잡도(①), $(\mathbb{H}^H\mathbb{H})^{-1}\mathbb{H}^H$ 구하기 위한 복잡도(②) 그리고 복호할 순서를 결정하기 위한 norm 을 구하는 복잡도(③), 신호 복호 할 때 필요한 복잡도(④), 간섭제거 하는 부분의 복잡도(⑤) 를 계산해서 더하면 된다. 또한 복잡도를 유도해 내기 위해서 채널행렬 \mathbb{H} 이 $N \times N$ 인 경우부터 열을 하나씩 삭제하면서 규칙을 찾아서 계산을 하였다. 또한 그 때의 복잡도는 $C_{i,j}$ 로 나타내었고, 여기서 i 는 복잡도 계산순서를 나타내며, j 는 채널행렬 \mathbb{H} 의 열의 크기를 나타낸다.

(1) 채널행렬 \mathbb{H} 의 크기가 $N \times N$ 에서 $N \times 1$ 까지 한열씩 삭제할 때의 복잡도

① $(\mathbb{H}^H\mathbb{H})^{-1}$ 의 복잡도 계산

$\mathbb{H}^H\mathbb{H}$ 의 복잡도는 $N \times N$ 크기의 행렬 두 개를 곱하는 만큼의 복잡도가 계산이 되는데 여기서 $\mathbb{H}^H\mathbb{H}$ 의 값이 대칭행렬의 형태로 나오므로 복잡도는 $(N \times N) \times (N \times N)$ 의 일반적인 행렬 곱셈 복잡도 N^3 이 아닌 결과값의 반만 계산하면 된다. 따라서 요소값 하나를 구하는 데 N 의 복잡도가 사용되고 상부삼각행렬 이기 때문에 열의 개수가 N 부

터 1씩 감소하게 된다. 따라서 복잡도 $C_{1,N}$ 으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} C_{1,N} &= \sum_{i=0}^{N-1} N(N-i) & (10) \\ &= \frac{1}{2}N^3 + \frac{1}{2}N^2 \end{aligned}$$

위의 계산 복잡도에서 추가적으로 $\mathbb{H}^H\mathbb{H}$ 의 역행렬을 계산하기위한 복잡도가 필요한데, $N \times N$ 크기의 역행렬 복잡도 $C_{2,N}$ 는 N^3 [16] 이 된다.

채널 행렬의 크기가 $N \times (N-1)$ 크기인 경우에 $\mathbb{H}^H\mathbb{H}$ 의 계산 복잡도는 $C_{1,N}$ 에서 사용된 계산결과 값에서 유추해서 결과를 얻을 수 있기 때문에 계산할 필요가 없다. 따라서 복잡도가 추가적으로 들지 않는다. $\mathbb{H}^H\mathbb{H}$ 의 역행렬 복잡도의 경우 크기가 $(N-1) \times (N-1)$ 이기 때문에 역행렬 복잡도 $C_{2,N-1}$ 은 $(N-1)^3$ 로 계산되어진다.

위의 복잡도 연산에서 규칙을 유추해보면 최종적으로 $\mathbb{H}^H\mathbb{H}$ 의 연산은 맨처음 한번만하면 되기 때문에 최종적인 C_1 은 $C_{1,N}$ 의 복잡도가 사용되며, $\mathbb{H}^H\mathbb{H}$ 의 역행렬 복잡도는 N^3 에서 N 의 크기가 1씩 감소하기 때문에 최종적인 C_2 는 다음과 같다.

$$C_2 = \sum_{i=0}^{N-1} (N-i)^3 \quad (11)$$

② $(\mathbb{H}^H\mathbb{H})^{-1}\mathbb{H}^H$ 의 복잡도 계산

$(\mathbb{H}^H\mathbb{H})^{-1}$ 의 크기는 $N \times N$ 행렬이고, \mathbb{H}^H 또한 $N \times N$ 행렬이며, 결과 값이 C_1 의 값처럼 대칭행렬이 아니기 때문에 일반적인 행렬 곱 복잡도 $C_{3,N}$ 은 N^3 으로 나타낼 수 있다.

채널행렬 \mathbb{H} 의 크기가 $N \times (N-1)$ 인 경우 $(\mathbb{H}^H\mathbb{H})^{-1}$ 의 크기가 $(N-1) \times (N-1)$ 행렬이며, \mathbb{H}^H 의 크기는 $(N-1) \times N$ 이므로 두 행렬의 곱셈 복잡도 $C_{3,N-1}$ 은 다음과 같다.

$$C_{3,N-1} = N(N-1)^2 \quad (12)$$

①과 마찬가지로 규칙을 유추해보면 NN^2 , $N(N-1)^2$ 순으로 제곱부분의 성분에서 N 의 크기가 1씩 감소하게 된다. 따라서 최종적으로 다음과 같은 복잡도 C_3 을 얻을 수 있다.

$$C_3 = \sum_{i=0}^{N-1} N(N-i)^2 \quad (13)$$

③ ZF-SIC 에서 순서를 결정하기 위한 각 행의 norm 값 구하는 복잡도

$(\mathbb{H}^H\mathbb{H})^{-1}\mathbb{H}^H$ 을 계산한 행렬의 크기가 $N \times N$ 이며, 이 때 한 행에서 norm 을 구하는 수식은 $\sqrt{a_{11}^2 + a_{12}^2 + \dots + a_{1N}^2}$ 와 같이 나타낼 수 있으며, 이때 사용되는 제곱근 연산도 한번의 곱셈이 사용된다고 가정한 복잡도는 $N+1$ 이고, 행의 개수가 N 이기 때문에, 최종적인 복잡도 $C_{4,N}$ 은 다음과 같다.

$$C_{4,N} = (N+1)N \quad (14)$$

채널행렬 \mathbb{H} 의 크기가 $N \times (N-1)$ 인 경우 $(\mathbb{H}^H\mathbb{H})^{-1}\mathbb{H}^H$ 을 계산한 행렬의 크기가 $(N-1) \times N$ 이며, norm 을 구하는 방법은 같지만 행의 개수가 감소하였기 때문에 $C_{4,N-1}$ 은 다음과 같다.

$$C_{4,N-1} = (N+1)(N-1) \quad (15)$$

규칙을 유추해보면 C_4 는 다음과 같다.

$$C_4 = \left(\sum_{i=0}^{N-1} (N+1)(N-i) \right) - (N+1) \quad (16)$$

식 (16)에서 $(N+1)$ 을 빼 이유는 복호할 신호가 한 개 남은 경우 norm 을 구하는 절차는 생략 할 수 있기 때문이다.

④ ZF-SIC 에서 신호 복호 할 때의 복잡도
ZF-SIC 에서 신호를 복호 할 때의 수식은 다음과

같이 표현할 수 있다.

$$y_{k_i} = \mathbb{G}_{k_i} \times \mathbb{R}_i \quad (17)$$

여기서 \mathbb{G}_{k_i} 의 크기는 $1 \times N$ 벡터이며, \mathbb{R}_i 의 크기는 $N \times 1$ 이므로 y_{k_i} 상수 값으로 나오게 된다. 따라서 복잡도는 $(1 \times N) \times (N \times 1)$ 의 행렬 곱 복잡도가 사용되므로 $C_{5,N}$ 는 N 이 된다.

채널행렬 \mathbb{H} 의 크기가 $N \times (N-1)$ 인 경우도 \mathbb{G}_{k_i} , \mathbb{R}_i 크기가 동일하다. 따라서 $C_{5,N-1}$ 의 복잡도 N 이 된다.

위의 계산에서 복잡도를 유추해보면 채널행렬의 열이 삭제될때마다 N 의 복잡도가 사용되며, 채널행렬에서 열의 크기가 N 이기 때문에 N 번 반복한다고 할 수 있다. 따라서 복잡도 C_5 는 N^2 이 된다.

⑤ ZF-SIC 에서 간섭제거에 사용되는 복잡도

간섭 제거 할 때의 수식은 다음과 같이 표현이 가능하다.

$$\mathbb{R}_{i+1} = \mathbb{R}_i - \hat{s}_{k_i} \mathbb{H}_{k_i} \quad (18)$$

여기서 \hat{s}_{k_i} 는 상수이며, \mathbb{H}_{k_i} 의 크기는 $N \times 1$ 이며, \hat{s}_{k_i} 의 값이 각 \mathbb{H}_{k_i} 의 요소 값 마다 곱해지는 복잡도만 존재하므로 복잡도 $C_{6,N}$ 은 N 이 된다.

채널행렬 \mathbb{H} 의 크기가 $N \times (N-1)$ 인 경우도 \hat{s}_{k_i} , \mathbb{H}_{k_i} 크기가 동일하다. 따라서 $C_{6,N-1}$ 의 복잡도도 N 이 된다.

위의 계산에서 복잡도를 유추해보면 간섭 제거 할 때 사용되는 복잡도는 모든 신호를 다 복호한 경우 간섭제거를 할 필요가 없기 때문에 $N-1$ 번만 하면 된다. 따라서 복잡도 C_6 은 $N(N-1)$ 이다.

(2) 최종적인 ZF-SIC 복잡도 계산

최종적으로 $C_1 \sim C_6$ 을 합하면 ZF-SIC 의 복잡도를 구할 수 있으며, 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
C_{ZF-SIC} &= \frac{1}{2}N^3 + \frac{1}{2}N^2 + \sum_{i=0}^{N-1} (N-i)^3 \quad (19) \\
&+ \sum_{i=0}^{N-1} N(N-i)^2 + \sum_{i=0}^{N-1} (N+1)(N-i) \\
&+ N^2 + N(N-1) - (N+1) \\
&= \frac{7N^4 + 24N^3 + 47N^2 - 18N - 12}{12}
\end{aligned}$$

부 록 2

1. MMSE-SIC 복잡도 계산 결과

MMSE-SIC의 경우 식 (6)과 같으며, ZF-SIC 와 달리 추가적으로 $\frac{\sigma_n}{\sigma_s} \mathbb{I}_{M_T}$ 가 들어가고, 나머지 절차에 의한 복잡도는 ZF-SIC 와 똑같다. $\frac{\sigma_n}{\sigma_s}$ 값은 상수 값이며, \mathbb{I}_{M_T} 는 $N \times N$ 크기의 단위행렬이다. 따라서 채널행렬 \mathbb{H} 의 크기가 $N \times N$ 인 경우 $C_{7,N}$ 은 N 의 복잡도가 사용된다.

채널행렬 \mathbb{H} 의 크기가 $N \times (N-1)$ 인 경우 \mathbb{I}_{M_T} 의 크기가 $(N-1) \times (N-1)$ 이기 때문에 복잡도 $C_{7,N-1}$ 은 $N-1$ 이 된다.

위의 계산에서 복잡도를 유추해보면 N 의 값이 1 씩 감소하기 때문에 최종적인 복잡도 C_7 은 다음과 같다.

$$C_7 = \sum_{i=0}^{N-1} (N-i) \quad (20)$$

최종적인 MMSE-SIC 복잡도는 식 (19)와 식 (20)을 더하면 된다.

$$C_{MMSE-SIC} = \frac{7N^4 + 24N^3 + 53N^2 - 12N - 12}{12} \quad (21)$$

부 록 3

1. 제안하는 알고리즘 복잡도 계산 결과

(1) ZF 또는 MMSE 를 이용한 기준값 복잡도 제안하는 알고리즘의 경우 한 번의 역행렬만을 구하기 때문에 ZF 나 MMSE 를 사용해서 구할 수 있다. 따라서 ZF 로 기준 값을 결정 할 경우의 복잡도는 부록 1의 $C_{1,N}$, $C_{2,N}$, $C_{3,N}$ 을 더한 값이 되므로 C_8 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
C_8 &= \frac{1}{2}N^3 + \frac{1}{2}N^2 + N^3 + N^3 \quad (22) \\
&= \frac{5N^3 + N^2}{2}
\end{aligned}$$

MMSE 로 기준 값을 결정 한 경우의 복잡도는 식 (22)에 추가적으로 $\frac{\sigma_n}{\sigma_s} \mathbb{I}_{M_T}$ 을 한번만 계산한 복잡도인 $C_{7,N}$ 을 더한 복잡도 C_9 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
C_9 &= \frac{1}{2}N^3 + \frac{1}{2}N^2 + N^3 + N^3 + N \quad (23) \\
&= \frac{5N^3 + N^2 + 2N}{2}
\end{aligned}$$

(2) 첫 번째 신호를 복호하기 위한 ML 복잡도

식 (9)의 경우에서 채널 행렬의 크기를 $N \times N$ 으로 확장하여 복잡도를 계산하게 되면 다음과 같이 정리 할 수 있다.

$$\begin{aligned}
&\left\| \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \\ \vdots \\ s_3 \end{bmatrix} \right\| \quad (24) \\
&= \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_{11}\tilde{s}_1 + h_{12}\tilde{s}_2 + \cdots + h_{1N}\tilde{s}_N \\ h_{21}\tilde{s}_1 + h_{22}\tilde{s}_2 + \cdots + h_{2N}\tilde{s}_N \\ \vdots \\ h_{M1}\tilde{s}_1 + h_{M2}\tilde{s}_2 + \cdots + h_{MN}\tilde{s}_N \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

식 (24)에서 $h_{11}\tilde{s}_1 + h_{12}\tilde{s}_2 + \cdots + h_{1N}\tilde{s}_N$ 의 복잡도는 N 이며, 행이 N 개 있으므로 복잡도는 N^2 으로 계산 할 수 있다.

식 (24)의 계산이 변조 차수에 따라서 반복되지만 \tilde{s}_1 을 제외한 나머지 값들은 고정 값이기 때문에 복

잡도 C_{10} 은 다음과 같다.

$$C_{10} = N^2 + (\gamma - 1)N \quad (25)$$

① norm 값을 구하기 위한 복잡도

norm 값 계산은 식 (24)를 계산한 결과의 norm 값을 구하기 때문에 복잡도는 $N+1$ 로 계산되어지며, 이 복잡도 또한 변조 차수만큼 계산되어지므로 복잡도 C_{11} 은 다음과 같다.

$$C_{11} = \gamma(N+1) \quad (26)$$

② 첫 번째 신호 복호를 위한 최종적인 복잡도
신호를 한 개 복호 한 경우의 복잡도는 식 (25)와 식 (26)을 더한 것으로 표현이 가능하며 최종적으로 C_{12} 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} C_{12} &= N^2 + (\gamma - 1)N + \gamma(N+1) \quad (27) \\ &= N^2 + N(2\gamma - 1) + \gamma \end{aligned}$$

(3) 나머지 신호들을 복호 한 경우의 복잡도

처음 복호 되는 신호를 제외한 나머지 신호들을 복호 할 경우 처음 복호할 때 계산된 값과 중복되는 부분을 제외하고 계산을 하게 된다. 따라서 두 번째 신호를 복호 하는 경우의 복잡도 C_{13} 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} C_{13} &= N(\gamma - 1) + (N+1)(N-1) \quad (28) \\ &= 2N(\gamma - 1) + \gamma - 1 \end{aligned}$$

식 (28)의 복잡도가 $N-1$ 번 반복되므로 최종적인 복잡도 C_{14} 는 다음과 같다.

$$C_{14} = (N-1)(2N(\gamma - 1) + \gamma - 1) \quad (29)$$

(4) 제안하는 알고리즘의 최종적인 복잡도

초기 기준 값을 ZF로 결정한 경우의 제안한 알고리즘의 복잡도는 식 (22), (27) 그리고 식 (29)를 더한 값이 된다.

$$C_{ML-ZF} = \frac{5N^3 - N^2 + 4N^2\gamma + 2N\gamma + 2}{2} \quad (30)$$

마찬가지로 초기 기준 값을 MMSE 로 결정한 경우 제안한 알고리즘의 복잡도는 식 (23), (27) 그리고 식 (29)를 더한 값이 된다.

$$C_{ML-MMSE} = \frac{5N^3 - N^2 + 2N + 4N^2\gamma + 2N\gamma + 2}{2} \quad (31)$$

참 고 문 헌

- [1] 권수갑, "4G 소요 기술 개발 동향", *전자기술*, 22권 8호, pp. 9-17 2009. 8.
- [2] Hardjawana, W., Vucetic, B., Yonghui Li, "Multi-User Cooperative Base Station Systems With Joint Precoding and Beamforming", *IEEE Journal Of Selected Topics In Singnal Processing*, Vol. 3, No. 6, Dec. 2009, pp. 1079-1093
- [3] Balachandran, K., Kang, J.H., Karakayali, K., Rege, K.M., "NICE: A Network Interference Cancellation Engine for Opportunistic Uplink Cooperation in Wireless Networks", *IEEE Transactions On Wireless Communications*, Vol. 10, No. 2, Feb. 2011, pp. 540-549
- [4] Dartmann, G., Afzal, W., Xitao Gond, Ascheid, G., "Low complexity cooperative downlink beamforming in multiuser multicell networks", *Commnication Technology (ICCT), 2012 12th IEEE International Conference on*, ", Nov. 2010, pp. 717-721
- [5] Marsch, P., Fettweis, G., "On Uplink Network MIMO under a Constrained Backhaul and Imperfect Channel Knowledge", *Communications, 2009. ICC '09. IEEE International Conference on*, pp.1-6, June. 2009
- [6] Papadogiannis, A., Bang, H.J., Gesbert, D., Hardouin, E., "Efficient Selective Feedback Design for Multicell Cooperative Networks", *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, VOL. 60, NO. 1, pp. 196-205, Jan. 2011
- [7] Frank, P., Muller, A., Speidel, J., "Inter-Site Joint Detection with Reduced Backhaul Capacity Requirements for the 3GPP LTE Uplink", *Vehicular Technology Conference Fall-2010*, pp. 1-5, Sept. 2010

- [8] Rong Zhang, Hanzo, L., "Cooperative Downlink Multicell Preprocessing Relying on Reduced-Rate Back-Haul Data Exchange", *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, vol. 60 No. 2, pp. 539-545, Feb. 2011
- [9] Krishnan, G.K., Reddy, V.U, "High performance low complexity receiver for v-blast", *Signal Processing Advanced in Wireless Communications, 2007.SPAWC 2007. IEEE 8th Workshop on*, pp.1-5, June. 2007
- [10] Weiyu Xu, Youzheng Wang, Zucheng Zhou, Jing Wang, "A computationally efficient exact ML sphere decoder", *Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04.IEEE*, pp. 2594-2598, Dec. 2004
- [11] Gang Wang, Dandan Wang, Daoben Li, "An efficient ZF-SIC detection algorithm in MIMO CDMA system", *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003. 14th IEEE Proceedings on*, vol .2, pp. 1708-1711, Sept. 2003
- [12] 강병권, 한기관, "MMSE와 IC 기법을 이용한 SFBC-OFDM 시스템의 성능 분석" *한국통신학회 논문지*, '08-8 vol. 33 No.8, pp. 291-297, Aug. 2008
- [13] Wolniansky, P.W., Foschini, G.J., Golden, G.D., Valenzuela, R.A., "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel" *1998 URSI International Symposium, Signals, Systems, and Electronics*, 1998. ISSSE 98., pp. 295-300, Oct. 1998
- [14] Shengbing Cai, Zhemin Duan, Jin Gao, "Comparison of Different Virtual MIMO Detection Schemes for 3GPP LTE", *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2009. WiCom '09. 5th International Conference on*, pp. 1-5, Sept. 2009
- [15] "802.16m Evaluation Methodology Document", <http://www.IEEE802.org/16/tgm>, Jan. 2009
- [16] Gilbert Strang, "Linear Algebra and Its Applications-4th edition", *International Thomson Business Press*, Jan. 2006
- [17] Jungwon Lee, Ji-Woong Choi, Hui-Ling Lou, Jongsun Park, "Soft MIMO ML Demodulation Based on Bitwise Constellation Partitioning", *IEEE Communications Letters*, Vol. 13, pp. 736-738, Oct. 2009

김 점 수 (金占秀)



1995년 8월 : 연세 대학교 공학석사
 2007년 3월~ 현재 : 한세대학교 박사과정
 관심분야 : 이동통신 Cell Plan, 기지국-이동국간 무선 link, Femto Cell

김 정 곤 (金正坤)



1991년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학사)
 1993년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)
 1998년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)
 1998년 3월 ~1998년 5월 : 한국과학기술원 정보전자연구소 Post-Doc.
 1998년 6월 ~ 1999년 5월 : 미국 University of Hawaii 전자공학과 Post-Doc.
 1999년 6월 ~ 2001년 4월 : LG Telecom IMT-2000 연구팀
 2001년 5월 ~ 2003년 2월 : 삼성전자 정보통신총괄 통신연구소 표준연구팀 책임연구원
 2003년 3월 ~ 현재 : 한국산업기술대학교 전자공학과 부교수
 관심분야 : IMT-Advanced, MIMO, LTE, IEEE 802.16m 표준기술

김 석 우 (金錫佑)



1989년 10월 : 뉴저지공대 전자계산학과 (공학석사)
 1995년 2월 : 아주대학교 컴퓨터공학과 (공학박사)
 1997년 3월~ 현재 : 한세대학교 IT학부/경찰행정학과 부교수
 관심분야 : 정보보호시스템 개발, 클라우드컴퓨팅 및 보안 구현, Trusted computing