

채널 정보 오차에 강인한 일반화 공간변조 수신기

이재성 · 우대위 · 전은탁 · 윤성민 · 이경천*

A Robust Receiver for Generalized Spatial Modulation under Channel Information Errors

JaeSeong Lee · DaeWi Woo · EunTak Jeon · SungMin Yoon · Kyungchun Lee*

Department of Electrical and Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology, Seoul 01811, Korea

요약

본 논문에서는 전체 송신 안테나 중 일부 안테나만을 활성화하여 신호 송신에 사용하는 일반화 공간변조 (Generalized Spatial Modulation) 시스템을 위한 최대우도 수신기를 제안한다. 제안 수신기는 신호 검출시 채널 정보 오차의 효과를 완화시키기 위하여 채널 정보 오차로 인해 생성되는 실질 잡음 신호의 순시 공분산 행렬을 추정한다. 추정된 공분산 행렬은 검출 정확도를 높이기 위해 반복수행을 통해 갱신되며, 추정 결과는 최대 우도 검출에 사용된다. 모의 실험 결과에서 기존의 채널 정보 오차를 고려하지 않는 수신기와 비교하여 높은 성능을 얻음을 확인할 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, we develop an iterative maximum likelihood (ML) receiver for generalized spatial modulation systems. In the proposed ML receiver, to mitigate the deleterious effect of channel information errors on symbol detection, the instantaneous covariance matrix of effective noise is estimated, which is then used to obtain improved ML solutions. The estimated covariance matrix is updated through multiple iterations to enhance the estimation accuracy. The simulation results show that the proposed ML receiver outperforms the conventional ML detection scheme, which does not take the effect of channel information errors into account.

키워드 : 공간변조, 일반화 공간변조, 채널 정보 오차, 반복 추정, 최대우도 수신기

Key word : Spatial Modulation, Generalized Spatial Modulation, Channel Information Error, Iteration Estimation, Maximum Likelihood Detection

접수일자: 2015. 12. 01 심사완료일자: 2015. 12. 21 게재확정일자: 2016. 01. 04

* **Corresponding Author** Kyungchun Lee(E-mail:kclee@seoultech.ac.kr Tel:+82-2-970-6405)

Department of Electrical and Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology, Seoul 01811, Korea

※ 본 논문은 한국통신학회 추계종합학술대회 학부논문경진대회(2015년 11월)에서 발표한 논문("채널 정보 오차 존재 환경에서 일반화 공간변조 시스템을 위한 최대우도 수신기")을 수정 및 확장한 논문임.

Open Access <http://dx.doi.org/10.6109/jkiice.2016.20.1.45>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

I. 서 론

다중입출력(Multiple Input Multiple Output, MIMO) 시스템은 다수 개의 안테나를 통해 신호를 송수신함으로써 단일입출력(Single Input Single Output, SISO) 시스템에 비해 보다 높은 전송 속도를 얻을 수 있다[1]. 그러나 안테나의 수가 많아짐에 따라 필요한 RF 체인의 수가 증가하고, 시스템 비용과 복잡도가 높아지는 단점을 가지고 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위한 기술로 공간변조(Spatial Modulation, SM) 시스템이 최근 연구되고 있다[2,3]. 공간변조 시스템에서는 매 심볼 시간에 여러 개의 송신 안테나 중 하나의 송신 안테나만을 이용하여 신호를 송신하며, 따라서 하나의 RF 체인만으로 신호 송신이 가능하고 시스템 복잡도를 크게 줄일 수 있다. 공간변조에서 송신 정보의 표현을 위해 송신되는 심볼 뿐만 아니라 송신에 이용되는 활성 안테나의 인덱스를 이용한다. 즉, 수신단에서는 송신 심볼과 함께 송신에 이용된 활성 송신 안테나의 인덱스를 찾음으로써 복호를 수행한다.

공간변조는 모든 송신 안테나에서 신호를 송신하는 공간 다중화(Spatial Multiplexing) 방식과 비교해 복잡도가 낮은 장점이 있으나, 전송 속도에서는 단점을 지닌다. 일반화 공간변조(Generalized Spatial Modulation, GSM)는 이와 같은 공간변조의 단점을 보완하고 시스템을 보다 일반적인 구조로 변형한 것이다[4-6]. 즉, 공간변조에서 매 심볼 시간에 하나의 송신 안테나만을 활성화하는 것과 달리 일반화 공간변조에서는 보다 높은 전송 속도를 얻기 위하여 복수 개의 송신 안테나를 선택하여 활성화한다. 이 경우 활성 안테나 집합을 선택하는 경우의 수가 증가할 뿐 아니라, 동시에 전송되는 심볼의 수도 증가하므로 기존 공간변조와 비교하여 전송 속도를 높일 수 있다. 일반화 공간변조는 기존 공간변조와 비교하여 복잡도는 증가하지만, 모든 안테나를 전송에 사용하는 공간다중화와 비교해서는 큰 폭의 복잡도 감소 이득을 가진다.

일반적으로 고려되는 다른 다중입출력 전송 방식들과 마찬가지로 일반화 공간변조에서도 수신단은 신호 복호를 위해 채널 정보를 이용하며, 채널 정보 오차는 수신 성능에 영향을 미친다. 채널 정보 오차는 수신단에서 채널 추정시 잡음 신호, 채널 페이딩 등에 의해 발

생하며, 수신단 성능에 영향을 미치는 중요한 요소 중 하나이다[7,8].

본 논문에서는 [8]에서 공간다중화를 위해 제안된 강인 수신기를 일반화 공간변조 시스템으로 확장하여 일반화 공간변조에 적합한 최대우도(Maximum Likelihood) 수신기를 제안한다. 제안 수신기에서 채널 추정 오차의 영향을 고려하며, 반복수행을 통해 채널 추정 오차의 영향과 잡음 신호를 더한 실질 잡음신호의 순시 공분산(Covariance) 행렬을 추정한다. 추정된 순시 공분산 행렬은 최대우도 수신기의 동작에 이용되며, 이를 통해 향상된 수신 성능을 얻게 된다.

본 논문의 II장에서는 일반화 공간변조 시스템 개요와 신호 모델을 설명한다. 이어서 III장에서 채널 정보 오차를 고려한 제안 최대우도 수신기의 동작을 설명한다. IV장에서 모의실험의 결과를 통해 제안 수신기의 성능을 분석하며, 마지막으로 V장에서 논문의 결론을 서술한다.

II. 시스템 모델

본 장에서는 일반화 공간변조 방식의 동작과 신호 모델을 설명한다. 수신단에 N_r 개의 수신 안테나가 있으며, 송신단의 N_t 개의 송신 안테나 중 N_u 개의 안테나가 매 심볼 시간에 활성화 된다고 가정한다.

일반화 공간변조에서 전송 비트들은 활성 안테나 조합과 송신 심볼에 나누어 할당되며, 가능한 활성 안테나의 조합은 $N = \binom{N_t}{N_u}$ 가 된다. 따라서 활성 안테나의 조합으로 표현되는 전송 비트의 수는 $m_c = \lfloor \log_2 N \rfloor$ 이 된다. 여기서 $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 내림 연산을 의미한다. 일반화 공간변조 시스템에서 동시에 N_u 개의 심볼이 전송되므로 M-QAM 변조를 사용할 경우 송신 심볼로 표현되는 비트 수는 $m_s = N_u \log_2 M$ 이 되고, 결과적으로 총 전송 비트는 다음과 같이 표현된다.

$$m = m_c + m_s = \lfloor \log_2 N \rfloor + N_u \log_2 M \quad (1)$$

표 1은 5개의 송신안테나에서 2개의 활성 안테나를 선택하여 신호를 송신하는 일반화 공간변조에서 m_c 개의 전송 비트에 의해 결정되는 활성 안테나 조합을 나

타낸 것이다. 여기에 추가하여 m_s 개의 전송 비트가 2개의 심볼로 변조되어 활성 안테나들을 통해 송신된다.

Table. 1 Antenna mapping in GSM ($N_t = 5, N_u = 2$)

Bits	Antenna Combinations
000	Antennas #1, #2
001	Antennas #1, #3
010	Antennas #1, #4
011	Antennas #1, #5
100	Antennas #2, #3
101	Antennas #2, #4
110	Antennas #2, #5
111	Antennas #3, #4

고려하는 일반화 공간변조 시스템에서 송신단과 수신단 사이에 채널 행렬 $\mathbf{H} \in C^{N_r \times N_t}$ 가 생성된다. 실제 통신 시스템에서 채널 추정 오차로 인해 수신단에서 \mathbf{H} 정보에 오차가 발생하며, 이는 다음과 같이 표현 된다.

$$\mathbf{H} = \hat{\mathbf{H}} + \mathbf{E} \quad (2)$$

위 식에서 $\hat{\mathbf{H}} \in C^{N_r \times N_t}$ 는 채널 행렬 추정치이며, $\mathbf{E} \in C^{N_r \times N_t}$ 는 채널 정보 오차를 의미한다. \mathbf{E} 의 각 원소를 독립적이고 동일하게 분포된 확률 변수라고 가정한다. 이 때 k 번째 심볼 구간에서 수신 신호는 아래와 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_{l_k} \mathbf{s}_k + \mathbf{v}_k \quad (3)$$

$l_k = (n_1, n_2, \dots, n_{N_u})$ 은 일반화 공간변조 송신단에서 결정하는 활성 안테나 조합이며, \mathbf{H}_{l_k} 는 \mathbf{H} 에서 활성화된 $(n_1, n_2, \dots, n_{N_u})$ 번째 송신 안테나에 해당하는 열벡터만 남긴 채널 행렬을 의미한다. $\mathbf{v}_k \in C^{N_r \times 1}$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_v^2 인 독립 가우시안 확률 변수로 이루어진 잡음 벡터이며, $\mathbf{s}_k \in C^{N_u \times 1}$ 은 QAM 변조를 이용하여 송신된 신호로 가정한다. 채널 정보 오차의 영향을 고려한 수신 신호 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= (\hat{\mathbf{H}}_{l_k} + \mathbf{E}_{l_k}) \mathbf{s}_k + \mathbf{v}_k \\ &= \hat{\mathbf{H}}_{l_k} \mathbf{s}_k + \mathbf{E}_{l_k} \mathbf{s}_k + \mathbf{v}_k \\ &= \hat{\mathbf{H}}_{l_k} \mathbf{s}_k + \tilde{\mathbf{v}}_k \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)에서 $\hat{\mathbf{H}}_{l_k}$ 와 \mathbf{E}_{l_k} 는 각각 $\hat{\mathbf{H}}$ 와 \mathbf{E} 에서 활성화된 송신 안테나에 해당하는 열벡터로 이루어진 행렬을 뜻한다. $\tilde{\mathbf{v}}_k \in C^{N_r \times 1}$ 는 채널 정보 오차와 잡음 신호를 모두 고려한 실질 잡음(Effective noise) 신호를 의미하며, $\tilde{\mathbf{v}}_k$ 의 순시 공분산 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{v}}} &= \mathbb{E}[\tilde{\mathbf{v}}_k \tilde{\mathbf{v}}_k^H] = \mathbb{E}[(\mathbf{v}_k + \mathbf{E}_{l_k} \mathbf{s}_k)(\mathbf{v}_k + \mathbf{E}_{l_k} \mathbf{s}_k)^H] \\ &= \mathbb{E}(\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H) + \mathbb{E}(\mathbf{E}_{l_k} \mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^H \mathbf{E}_{l_k}^H) \\ &= \sigma_v^2 \mathbf{I}_{N_r} + \sigma_s^2 \mathbf{E}_{l_k} \mathbf{E}_{l_k}^H \end{aligned} \quad (5)$$

위 식에서 σ_s^2 는 송신 심볼의 평균 전력을 의미하며, \mathbf{I}_{N_r} 은 $N_r \times N_r$ 크기의 단위(Identity) 행렬이다. 또한 $(\cdot)^H$ 는 행렬 및 벡터의 에르미트 전치 (Hermitian Transpose)이다.

III. 채널 정보 오차를 고려한 최대우도 수신기

다중안테나 시스템을 위한 일반적인 최대우도 수신기의 동작에서 잡음 신호의 공분산을 이용하지만, 본 연구에서는 실제 시스템에서 채널 추정 오차가 존재하는 것을 고려하여 채널 정보 오차의 영향과 잡음 신호를 포함한 실질 잡음 신호 $\tilde{\mathbf{v}}_k$ 의 공분산 행렬을 수신기에서 이용한다. 실질 잡음 신호가 여러 랜덤 신호의 합이므로 중심극한정리에 의하여 가우시안 분포로 근사화된다고 가정하며, 최대우도 수신기는 다음과 같이 표현 된다.

$$\{\hat{l}_k, \hat{\mathbf{s}}_k\} = \operatorname{argmax}_{l_k, \mathbf{s}_k} \left\{ \frac{1}{\pi^{N_r} \det(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{v}}})} \cdot \exp\left(-(\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k} \mathbf{s}_k)^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{v}}}^{-1} (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k} \mathbf{s}_k)\right) \right\} \quad (6)$$

위 식은 주어진 수신 신호 조건 하에서 일반화 공간 변조에서 가능한 모든 활성 안테나 및 송신 심볼조합 $\{l_k, \mathbf{s}_k\}$ 중 최대 확률밀도 함수 값을 갖는 해 $\{\hat{l}_k, \hat{\mathbf{s}}_k\}$ 를 찾는 과정을 의미한다. $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{v}}}$ 가 고정된 경우 식 (6)에

서 지수함수의 지수부에 의해서만 해가 결정되므로 다음과 같이 간략화할 수 있다.

$$\{\hat{l}_k, \hat{\mathbf{s}}_k\} = \operatorname{argmin}_{l_k, \mathbf{s}_k} \left\{ (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k} \mathbf{s}_k)^H \mathbf{R}_{\mathbf{v}}^{-1} (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k} \mathbf{s}_k) \right\} \quad (7)$$

그러나 $\mathbf{R}_{\mathbf{v}}$ 는 순시 채널 정보 오차 행렬 \mathbf{E} 에 의해 결정되는 것으로 수신단에서 알지 못하는 정보이다. 따라서 제안 최대우도 수신기에서는 검파 결과인 $\{\hat{l}_k, \hat{\mathbf{s}}_k\}$ 를 이용하여 $\mathbf{R}_{\mathbf{v}}$ 를 추정하도록 한다. 이를 위해 각 활성 안테나 및 심볼 조합 $\{l_k, \mathbf{s}_k\}$ 의 사후 확률 (A-posteriori Probability) p_k^i 를 계산한다. k 의 심볼 구간의 i 번째 후보 해 조합을 $\{l_k^i, \mathbf{s}_k^i\}$ 라고 할 때 이 후보해의 사후 확률은 다음과 같이 구해진다.

$$p_k^i = \frac{1}{p_k \det(\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{v}}_0})} \cdot \exp \left\{ - (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k^i} \mathbf{s}_k^i)^H \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{v}}_0}^{-1} (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k^i} \mathbf{s}_k^i) \right\} \quad (8)$$

식 (8)에서 p_k 로 나누어주는 것은 전체 확률의 합이 1이 되도록 하는 정규화 인자로서 $\sum_{i=1}^{2^m} p_k^i = 1$ 이 되도록 한다. $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{v}}_0}$ 를 추정하기 전에 식 (8)의 연산을 수행하므로 확률을 계산할 때 $\mathbf{R}_{\mathbf{v}}$ 대신 $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{v}}_0}$ 에 대한 초기 추정치인 $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{v}}_0}$ 를 사용한 것을 볼 수 있다. $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{v}}_0}$ 의 초기 추정치로 \mathbf{E}_k 의 각 원소가 σ_E^2 의 분산을 가지는 확률 변수일 때 얻어지는 $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{v}}_0}$ 의 기대값을 취하며, 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{v}}_0} = (\sigma_v^2 + \sigma_s^2 \sigma_E^2 N_u) \mathbf{I}_{N_r} \quad (9)$$

실질 잡음 신호는 $\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k} \mathbf{s}_k$ 와 같으므로 실질 잡음의 순시 공분산 행렬은 사후 확률 p_k^i 를 이용하여 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{v}}_k} = \sum_{i=1}^{2^m} p_k^i (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k^i} \mathbf{s}_k^i) (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k^i} \mathbf{s}_k^i)^H \quad (10)$$

이러한 추정 과정에 더하여 보다 정확한 순시 공분산 행렬 추정치를 얻기 위해 여러 심볼 구간에서의 결과를 평균화할 수 있다. 즉, K 의 심볼 구간동안 채널이 거의 일정하다고 가정하여 다음과 같이 해당 구간에서 추정된 순시 공분산 행렬을 평균화한다.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{v}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{v}}_k} \quad (11)$$

이와 같은 과정으로 추정된 순시 공분산 행렬을 식 (8)에 $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{v}}_0}$ 대신 적용하여 각 후보해의 사후 확률 p_k^i 를 갱신할 수 있으며, 이를 통해 식 (10)과 (11)의 순시 공분산 행렬 역시 갱신이 가능하다. 즉, 제안 최대우도 수신기에서 반복 수행을 통해 순시 공분산 행렬을 갱신하는 과정을 거친다. 최대 반복 수행 횟수가 N_j 일 때 전체 수신기 동작을 요약하면 다음과 같다.

<반복수행을 통한 최대우도 수신기 동작>

1. $j = 1$, $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{v},0} = \sigma_v^2 \mathbf{I}_{N_r} + \sigma_s^2 \sigma_E^2 N_u \mathbf{I}_{N_r}$ 설정
2. $p_k^i, i = 1, 2, \dots, N, k = 1, 2, \dots, K$ 를 $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{v}}_{k,j-1}}$ 을 이용해 계산: 식 (8)
3. $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{v}}_{k,j}}, k = 1, 2, \dots, K$ 을 계산: 식 (10)
4. $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{v}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{v}}_k}$ 를 이용해 공분산 행렬 추정치를 갱신: 식 (11)
5. $j \leftarrow j + 1$
6. if $j \leq N_j$
 2번 단계로 돌아감.
 else
 $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{v}}_k}$ 을 이용하여 해 $\{\hat{l}_k, \hat{\mathbf{s}}_k\}$ 검출: 식 (7)
 end

IV. 시뮬레이션 결과

제안 최우도 수신기의 성능 평가를 위해 모의실험을 수행하였다. 모의실험에서 채널 \mathbf{H} 의 각 원소는 0의 평균, 분산 1을 갖는 독립 복소 가우시안 확률변수로 가정

하였으며, \mathbf{E} 의 각 원소는 0의 평균과 σ_E^2 의 분산을 갖는 복소 가우시안 확률 변수로 가정하였다. 또한 $K=32$ 심볼 시간 동안 채널이 일정한 블록 페이딩 환경으로 가정하였다. 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio, SNR)는 총 송신 전력과 잡은 신호의 전력의 비로 정의하였으며, $\text{SNR} = \frac{\sigma_s^2 N_u}{\sigma_v^2}$ 로 표현된다.

그림 1은 $N_t = 6, N_r = 6, N_u = 2$ 이고 4-QAM 변조를 사용하며, $\sigma_E^2=0.5$ 일 때 채널 정보 오차의 영향을 고려하지 않은 기존 최대우도 수신기와 제안한 최대우도 수신기의 비트오류율(Bit Error Rate, BER)을 비교한 것이다. 그림 2는 $N_t = 4, N_r = 6, N_u = 2, 4\text{-QAM}$, $\sigma_E^2=0.5$ 일 때의 모의 실험 결과이며, 그림 3은 상대적으로 채널 정보 오차가 적은 환경에서의 실험 결과로서 $N_t = 6, N_r = 6, N_u = 2, 4\text{-QAM}$, $\sigma_E^2=0.2$ 에서의 모의 실험 결과이다. 그림 1-3의 모의 실험 결과에서 제안한 채널 정보 오차를 고려한 최대우도 수신기가 기존 수신기와 비교해 큰 폭의 성능 이득을 가짐을 확인할 수 있으며, 반복수행 횟수를 늘릴수록 보다 높은 성능을 얻는 것을 볼 수 있다.

그림 1-3에서 낮은 SNR 영역에서는 제안 최대우도 수신기가 기존 최대우도 수신기보다 성능이 열화됨을 볼 수 있다.

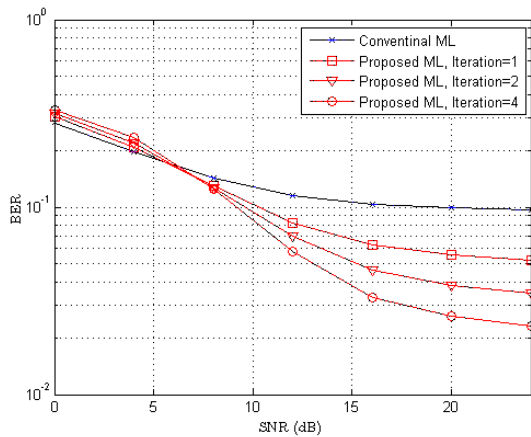


Fig. 1 BER vs. SNR performance : 6×6 4-QAM, $\sigma_E^2=0.5$, $N_u = 2$

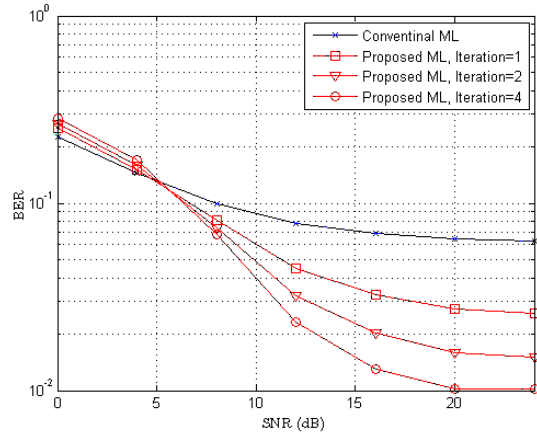


Fig. 2 BER vs. SNR performance : 4×6 4-QAM, $\sigma_E^2=0.5$, $N_u = 2$

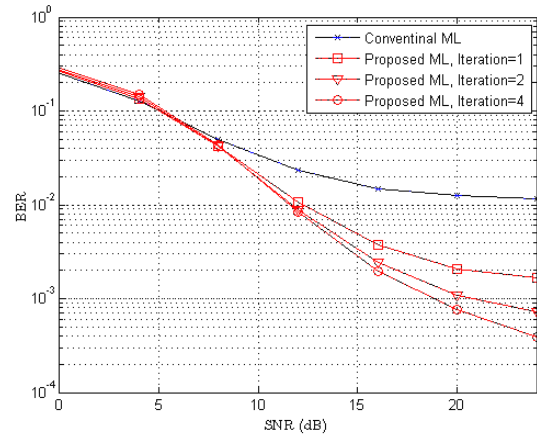


Fig. 3 BER vs. SNR performance : 6×6 4-QAM, $\sigma_E^2=0.2$, $N_u = 2$

이는 낮은 SNR 영역에서 수신 오류율이 높음에 따라 수신 결과를 이용하여 반복적으로 실질 잡음의 공분산 행렬의 추정하는 것이 부정확해지고 이로 인해 수신 성능이 저하되기 때문이다. 그러나 그림1의 모의 실험 결과에서 기존 최대우도 수신기는 SNR이 10dB일 때부터 SNR 증가에 따른 성능 향상이 매우 적은 것에 반해 제안 수신기는 SNR이 20dB일 때까지 비트오류율이 계속 감소하여 높은 SNR 영역에서 큰 폭의 성능 이득을 가짐을 확인할 수 있다.

그림 2에서도 유사한 성능 경향을 보이며 BER이 7×10^{-2} 일 때 제안 수신기가 기존 최우도 수신기와 비교하여 5dB 이상의 SNR 이득을 가지며 반복 수행 횟수가 증가함에 따라 SNR 이득이 커짐을 볼 수 있다. 또한 기존 수신기는 SNR이 24dB 일 때 약 6×10^{-2} 의 BER을 가지는 것에 반해 제안 수신기는 4회의 반복 수행을 통해 1×10^{-2} 의 낮은 BER을 가짐을 확인할 수 있다.

그림 3은 그림 1-2와 비교하여 채널 정보 오차의 전력인 σ_e^2 가 상대적으로 낮은 경우의 실험 결과로서 비트 오류율이 전체적으로 감소함으로 볼 수 있다. 그러나 이 환경에서도 제안 최대우도 수신기가 채널 정보 오차의 영향을 고려하지 않은 기존 수신기와 비교하여 큰 폭의 성능 이득을 가짐을 볼 수 있다.

V. 결론

일반화 공간변조 시스템에서 채널 정보 오차로 인한 성능 열화를 완화하는 최대우도 수신기를 제안하였다. 제안한 최대우도 수신기에서는 채널 정보 오차의 영향과 잡음 신호를 더한 실질 잡음 신호의 순시 공분산 행렬을 추정하며, 반복수행을 통해 수신 정확도를 높이도록 하였다. 모의 실험 결과를 통해 비트오류율 성능을 분석하였으며, 기존의 채널 정보 오차를 고려하지 않은 최대우도 수신기와 비교하여 제안 수신기가 큰 폭의 성능 이득을 가짐을 확인하였다.



이재성(Jaeseong Lee)

2010.3 ~ 현재 서울과학기술대학교 전기정보공학전공 학사
※관심분야 : 이동통신

ACKNOWLEDGMENTS

This study was supported by the Research Program funded by the Seoul National University of Science and Technology.

REFERENCES

- [1] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] R. Mesleh, H. Haas, S. Sinanović, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 4, pp. 2228-2241, July 2008.
- [3] M. D. Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation," *Proc. IEEE*, vol. 102, pp. 56-103, Jan. 2014.
- [4] T. Datta and A. Chockalingam, "On Generalized Spatial Modulation," in *Proc. IEEE WCNC*, pp. 2716-2721, 2013.
- [5] A. Younis, N. Serafimovski, R. Mesleh, and H. Haas, "Generalised spatial modulation," in *Proc. Asiloma Conference on Signals, Syst. Comput.*, pp. 1498- 1502. 2010.
- [6] J. Fu, C. Hou, W. Xiang, L. Yan, and Y. Hou, "Generalised spatial modulation with multiple active transmit antennas," in *Proc. 2010 IEEE Globecom Workshops*, pp. 839-844.
- [7] B. S. Thian and A. Goldsmith, "Reduced-complexity robust MIMO decoders," *IEEE Trans. Wireless Commun.* vol.12, no.8, pp.3783-3795, 2013.
- [8] N. Yoo, J.-H. Baek, H.-Y. Choi, Y. Kim, G. Kim, and K. Lee "ML symbol detection for MIMO-aided railway communication systems under channel information errors," *KICS Summer Conference*, 2015.



우대위(Daewi Woo)

2010.3 ~ 현재 서울과학기술대학교 전기정보공학전공 학사
※관심분야 : 이동통신



전은탁(EunTak Jeon)

2010.3 ~ 현재 서울과학기술대학교 전기정보공학전공 학사
※관심분야 : 이동통신



윤성민(SungMin Yoon)

2010.3 ~ 현재 서울과학기술대학교 전기정보공학전공 학사
※관심분야 : 이동통신



이경천(Kyungchun Lee)

2000.2 한국과학기술원 전기및전자공학전공 학사
2002.2 한국과학기술원 전기및전자공학전공 석사
2007.2 한국과학기술원 전기및전자공학전공 박사
2007.4 ~ 2008.6 University of Southampton, 박사후연구원
2008.7 ~ 2010.8 삼성전자 책임연구원
2010.9 ~ 현재 서울과학기술대학교 전기정보공학과 조교수
※관심분야 : 이동통신, Massive MIMO, 간섭 조정, 협력통신