JKIICE Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering

한국정보통신학회논문지(J. Korea Inst. Inf. Commun. Eng.) Vol. 21, No. 3 : 516~522 Mar. 2017

일반화 공간변조를 위한 저복잡도 강인 최대 우도 신호 검파

김정한 · 윤태선 · 오세훈 · 이경천*

Low-Complexity Robust ML Signal Detection for Generalized Spatial Modulation

Jeong-Han Kim · Tae-Seon Yoon · Se-Hoon Oh · Kyungchun Lee*

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

요 약

본 논문에서는 다중 안테나 구조 중 일부 송신 안테나만 활성화하고 활성 안테나의 인덱스를 통해 정보를 전송하는 일반화 공간변조(Generalized Spatial Modulation)시스템을 위한 최대우도 신호 검파 방법을 제안한다. 제안 최대우도 수신기는 기존의 채널 정보 오차에 강인한 최대 우도 수신기와 비교하여 공분산 행렬을 추정할 때 후보 해 집합을 확률적으로 추출하여 공분산 행렬을 추정함으로써 시스템 복잡도를 크게 줄이도록 한다. 모의 실험을 통해 제안 최대 우도 수신기가 기존의 채널 정보 오차를 고려하지 않는 수신기보다 높은 수신 성능을 가지며, 기존 강인 최대우도 수신기와 비교하여 동일한 비트 오류율 성능을 가지면서도 큰 폭으로 계산 복잡도를 낮춤을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a maximum likelihood signal detection scheme for a generalized spatial modulation system that activates only a subset of transmit antennas among multiple antennas and transmits information through the indexes of active antennas as well as through the transmit symbols. The proposed maximum likelihood receiver extracts a set of candidate solutions based on their a posteriori probabilities to lower the computational load of the robust receiver under channel information errors. Then, the chosen candidate solutions are exploited to estimate the covariance matrix of effective noise. Simulation results show that the proposed maximum likelihood detection scheme achieves better error performance than a receiver that does not take into account the channel information errors. It is also seen that it reduces the computational complexity with the same bit error rate performance as the conventional robust maximum likelihood receiver.

키워드 : 공간변조, 일반화 공간변조, 채널 정보 오차, 최대 우도 수신기

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

Received 12 December 2016, **Revised** 13 December 2016, **Accepted** 22 December 2016

* **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(2016년 11월)에서 발표한 논문(“일반화 공간변조 시스템에서 채널정보 오차에 강인한 저복잡도 반복 최대우도 수신기”)을 수정 및 확장한 논문임.

Open Access http://doi.org/10.6109/jkiice.2017.21.3.516 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/li-censes/ 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 여러 개의 송신 안테나와 수신 안테나를 사용함으로써 단일입출력(Single-Input Single-Output, SISO) 시스템과 비교해 높은 주파수 효율과 신뢰성을 제공할 수 있다[1]. 그러나 다중입출력 시스템은 다수 개의 신호가 동시에 송신됨에 따라 단일 입출력 시스템에 비해 송수신기 복잡도가 크게 증가하는 단점을 지닌다.

이러한 문제를 해결하는 방법으로 공간 변조(Spatial Modulation, SM) 시스템이 연구되었다[2,3]. 공간변조 시스템은 매 심볼 시간에 전체 송신 안테나 중 하나의 안테나만 선택하여 신호 송신에 사용하며, 송신 심볼과 선택된 활성 안테나의 인덱스를 이용해 정보 비트를 표현한다. 따라서 매 심볼 시간에 하나의 송신 안테나만 활성화 되므로 하나의 RF 체인만 필요하며, 송신 안테나 수와 같은 수의 RF 체인이 필요한 기존 다중입출력 시스템과 비교해 시스템 복잡도, 구현 비용, 전력 소비를 낮출 수 있는 장점을 가진다.

그러나 공간 변조 시스템은 다중입출력 시스템에 비해 낮은 주파수 효율을 가지는 단점이 있다. 이를 보완하기 위해 제안된 일반화 공간변조(Generalized Spatial Modulation, GSM)는 공간변조 기술을 확장한 것으로 전체 송신 안테나 중에서 복수 개의 안테나를 활성화함으로써 인덱스 조합의 수와 동시 전송 심볼의 수를 늘려 공간변조 대비 전송 속도를 향상시킨다[4-6].

다중안테나 시스템에서 송신 심볼을 검출하기 위해 수신단에서 채널 정보가 추정되며, 잡음 신호, 간섭 신호, 채널 시변 등의 이유로 인해 실제 시스템에서 채널 정보 오차가 발생한다. 채널 정보 오차는 채널 추정시 수신단 성능에 영향을 미치는 중요한 요소 중 하나로 여겨진다[7]. 채널 정보 오차 영향을 완화하기 위하여 반복수행을 통해 채널 정보 오차와 잡음의 순시 공분산(Covariance) 행렬을 추정함으로써 최대 우도 수신기(Maximum Likelihood, ML)의 성능을 높이는 방안을 고려할 수 있다[8,9].

그러나 기존의 일반화 공간변조를 위한 채널 추정 오차에 강인한 수신기에서 공분산 행렬 추정을 위해 모든 후보 해의 확률 계산이 필요했으며, 이로 인해 매우 높은 계산량이 요구되었다.

본 논문에서는 강인 최대 우도 수신기의 복잡도를 낮추기 위하여 확률적 계산을 통해 축소된 후보 해 집합을 추출하고, 추출된 후보 해 집합만을 이용하여 공분산 행렬 추정을 위한 반복 수행을 함으로써 계산량을 크게 줄이는 방안을 제안한다. 이를 통해 일반화 공간 변조 시스템에서 기존 강인 수신가와 거의 동일한 수신 성능을 가지면서도 계산 복잡도를 크게 낮추도록 한다.

본 논문의 II장에서는 일반화 공간변조 시스템의 동작과 신호 모델을 설명한다. III장에서는 채널 정보 오차를 고려한 저복잡도 반복 최대 우도 수신기의 동작을 설명한다. IV장에서 모의 실험의 결과를 통해 제안 수신기의 성능과 복잡도를 분석하며, 마지막으로 V장에서 논문의 결론을 서술한다.

Ⅱ. 시스템 모델

일반화 공간변조 시스템은 매 심볼 시간에 전체 송신 안테나 중 일부 송신 안테나만을 활성화하여 신호를 전송한다. 송신 안테나 개수가 N_t, 활성 안테나 개수가 N_a일 때, 가능한 활성 안테나 조합은 $\binom{N_t}{N_a}$이다.

이 때 활성 안테나 조합으로 표현되는 비트의 수는 $m_l = \left\lfloor \log_2 \binom{N_t}{N_a} \right\rfloor$ 가 되며, 실제 전송에 사용되는 활성안테나 조합의 수는 $N_c = 2^{m_l}$이다. 여기서 $\lfloor \cdot \rfloor$은 내림 연산을 의미한다.

N_a개의 활성 안테나를 통해 송신되는 M-QAM 변조 심볼에 해당하는 비트 수를 m_s라 하면, $m_s = N_a \log_2 M$이 되고, 전송되는 총 비트 수는 다음 식으로 표현된다.

$$m = m_l + m_s = \left\lfloor \log_2 \binom{N_t}{N_a} \right\rfloor + N_a \log_2 M \qquad (1)$$

표 1은 $N_t = 6$, $N_a = 3$일 때 $m_l = \left\lfloor \log_2 \binom{6}{3} \right\rfloor = 4$개의 전송 비트에 따른 총 16개의 활성 안테나 조합을 나타낸 것이다. 한 예로 전송비트가 [1 0 0 0]인 경우 1,4,6번째 안테나가 활성화되는 것을 볼 수 있다.

Table. 1 Antenna combination mapping in GSM

Bits	Antenna Combinations
0000	Antennas #1, #2, #3
0001	Antennas #1, #2, #4
0010	Antennas #1, #2, #5
0011	Antennas #1, #2, #6
0100	Antennas #1, #3, #4
0101	Antennas #1, #3, #5
0110	Antennas #1, #3, #6
0111	Antennas #1, #4, #5
1000	Antennas #1, #4, #6
1001	Antennas #1, #5, #6
1010	Antennas #2, #3, #4
1011	Antennas #2, #3, #5
1100	Antennas #2, #3, #6
1101	Antennas #2, #4, #5
1110	Antennas #2, #4, #6
1111	Antennas #2, #5, #6

수신 안테나 수가 N_r일 때, 송신단과 수신단 사이에 $N_r \times N_t$ 크기의 채널 행렬 $\boldsymbol{H}$가 형성되며, 채널 정보 오차를 고려한 채널 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\boldsymbol{H}_{l_k} = \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k} + \boldsymbol{E}_{l_k} \tag{2}$$

$l_k = (m_1, m_2, \cdots, m_{N_a})$은 활성 안테나 조합을 의미하며, $\boldsymbol{H}_{l_k}$는 $\boldsymbol{H}$에서 활성화된 $(m_1, m_2, \cdots, m_{N_a})$번째 송신 안테나에 해당하는 열벡터만 남긴 $N_r \times N_a$ 크기의 채널 행렬이다. $\widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k}$는 $\boldsymbol{H}_{l_k}$에 대한 추정치이며, $\boldsymbol{E}_{l_k}$는 $N_r \times N_a$ 크기의 독립적이고 동일하게 분포된 채널 정보 오차로 이루어진 행렬을 의미한다.

이 때, k번째 심볼 시간에서 채널 정보 오차를 고려한 수신 신호는 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{y}_k &= \boldsymbol{H}_{l_k}\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{v}_k \\ &= \left(\widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k} + \boldsymbol{E}_{l_k}\right)\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{v}_k \\ &= \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k}\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{E}_{l_k}\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{v}_k \\ &= \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k}\boldsymbol{x}_k + \tilde{\boldsymbol{v}}_k \end{aligned} \tag{3}$$

위 식에서 $\boldsymbol{x}_k$는 송신 심볼로 구성된 $N_a \times 1$ 크기의 벡터이며, $\boldsymbol{v}_k$는 평균이 0이고 분산이 σ_v^2인 백색 가우시안 잡음으로 구성된 $N_r \times 1$ 크기의 잡음 벡터이다. 또한, $\tilde{\boldsymbol{v}}_k = \boldsymbol{E}_{l_k}\boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{v}_k$는 채널 정보 오차 영향과 잡음 신호를 합한 $N_r \times 1$ 크기의 실질 잡음(Effective Noise) 벡터이다. 이 때 실질 잡음의 순시 공분산 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{R}_{\tilde{v}} &= \mathbb{E}\left[\tilde{\boldsymbol{v}}_k \tilde{\boldsymbol{v}}_k^H\right] = \mathbb{E}\left[\left(\boldsymbol{v}_k + \boldsymbol{E}_{l_k}\boldsymbol{x}_k\right)\left(\boldsymbol{v}_k + \boldsymbol{E}_{l_k}\boldsymbol{x}_k\right)^H\right] \\ &= \mathbb{E}\left(\boldsymbol{v}_k \boldsymbol{v}_k^H\right) + \mathbb{E}\left(\boldsymbol{E}_{l_k}\boldsymbol{x}_k \boldsymbol{x}_k^H \boldsymbol{E}_{l_k}^H\right) \\ &= \sigma_v^2 \boldsymbol{I}_{N_r} + \sigma_x^2 \boldsymbol{E}_{l_k}\boldsymbol{E}_{l_k}^H \end{aligned} \tag{4}$$

여기서 $(\cdot)^H$은 행렬 및 벡터의 복소 공액 전치(Complex Conjugate Transpose)를 의미하며, $\boldsymbol{I}_{N_r}$은 $N_r \times N_r$ 크기의 단위(Identity) 행렬, σ_x^2은 송신 심볼의 평균 전력이다.

Ⅲ. 채널 정보 오차를 고려한 저복잡도 반복 최대 우도 수신기

식 (4)의 공분산 행렬을 사용한 최대 우도 수신기는 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \left\{\hat{l}_k, \hat{\boldsymbol{x}}_k\right\} = \arg\max_{l_k, \boldsymbol{x}_k} \Bigg\{ &\frac{1}{\pi^{N_r} \det(\boldsymbol{R}_{\tilde{v}})} \cdot \\ &\exp\left(-(\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k}\boldsymbol{x}_k)^H \boldsymbol{R}_{\tilde{v}}^{-1} (\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k}\boldsymbol{x}_k)\right)\Bigg\} \end{aligned} \tag{5}$$

식 (5)에서 $\{l_k, \boldsymbol{x}_k\}$가 지수부에만 의존하므로 다음과 같이 간략화 할 수 있다.

$$\left\{\hat{l}_k, \hat{\boldsymbol{x}}_k\right\} = \arg\min_{l_k, \boldsymbol{x}_k} \left\{\left(\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k}\boldsymbol{x}_k\right)^H \boldsymbol{R}_{\tilde{v}}^{-1} \left(\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k}\boldsymbol{x}_k\right)\right\} \tag{6}$$

식 (6)을 적용하기 위해서는 $\boldsymbol{R}_{\tilde{v}}$ 정보가 필요하지만 수신단에서 $\boldsymbol{R}_{\tilde{v}}$를 알지 못하므로 각 후보 해 $\{l_k, \boldsymbol{x}_k\}$의 사후 확률(a posteriori probability)을 이용하여 추정하도록 한다.

이를 위해 먼저 채널 추정 오차를 평균전력 σ_E^2을 가지는 독립 확률 변수로 가정하여 실질 잡음 순시 공분산 행렬의 초기 추정치 $\hat{\boldsymbol{R}}_{\tilde{v},0} = (\sigma_v^2 + \sigma_x^2 \sigma_E^2 N_a)\boldsymbol{I}_{N_r}$를 얻

는다. 그리고 식 (6)에서 $\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}}$를 $\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}},0}$로 대체한 후 목적함수를 최소화하는 하나의 최적해 $\{\hat{l}_k, \widehat{\boldsymbol{x}_k}\}$만 찾는 대신 제일 작은 값부터 N_l번째 작은 값에 해당하는 N_l개의 후보 해 $\{l, \boldsymbol{x}_k\}$들의 집합을 추출한다.

사후 확률의 반복 계산과정에 모든 후보 해를 고려하는 것이 정확도 측면에서 가장 유리하지만 매우 많은 수의 후보 해를 고려함으로 인해 계산량이 크게 증가하는 문제가 발생한다. 따라서 식 (6)의 목적함수 $\left(\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k}\boldsymbol{x}_k\right)^H \boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}}^{-1}\left(\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k}\boldsymbol{x}_k\right)$를 이용하여 가장 확률이 높은 N_l의 후보 해만 추출하여 이후 반복 계산을 수행함으로써 낮은 계산량으로 높은 성능을 유지하도록 한다. 추출된 N_l개의 후보 해 중 i번째 후보 해를 $\{l_k^i, \boldsymbol{x}_k^i\}$라고 할 때 $\{l_k^i, \boldsymbol{x}_k^i\}$의 사후 확률 p_k^i는 다음과 같이 계산된다.

$$p_k^i = \frac{1}{p_k \det(\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{v}},0})} \cdot \exp\left\{-\left(\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k^i}\boldsymbol{x}_k^i\right)^H \boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}},0}^{-1}\left(\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k^i}\boldsymbol{x}_k^i\right)\right\} \tag{7}$$

여기서 p_k는 모든 p_k^i의 합을 1로 만들기 위해 나누어 주는 값이다. 실질 잡음 신호 $\tilde{\boldsymbol{v}}_k$를 $\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k}\boldsymbol{x}_k$로 표현할 수 있으므로, 실질 잡음의 공분산 행렬의 추정치는 사후 확률을 통해 다음과 같이 얻어진다.

$$\widehat{\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}_k}} = \sum_{i=1}^{N_l} p_k^i \left(\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k^i}\boldsymbol{x}_k^i\right)\left(\boldsymbol{y}_k - \widehat{\boldsymbol{H}}_{l_k^i}\boldsymbol{x}_k^i\right)^H \tag{8}$$

여기서 식 (8)을 이용하여 보다 정확한 공분산 행렬 추정치를 얻기 위하여 다음과 같이 $k = 1, 2, \cdots, K$의 심볼 시간에 해당하는 공분산 행렬 추정치를 평균화한다.

$$\widehat{\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}}} = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} \widehat{\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}_k}} \tag{9}$$

식 (9)를 통해 얻어진 공분산 행렬 추정치 $\widehat{\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}}}$를 식 (7)의 $\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}},0}$에 대체하여 N_l개 후보 해의 사후 확률 p_k^i 값을 갱신한다. 또한 갱신된 p_k^i를 이용하여 식 (8), (9)의 과정을 거쳐 $\widehat{\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}}}$를 갱신하며, 이는 다시 식 (7)에 적용된다. 이와 같은 반복수행 과정을 통해 공분산 행렬 추정의 정확도를 높일 수 있으며, 최대 반복 수행 횟수인 N_{iter} 회의 수행이 지난 후 얻어진 $\widehat{\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}}}$를 식 (6)의 $\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}}$에 대입하여 최종 해 $\{\hat{l}_k, \widehat{\boldsymbol{x}_k}\}$를 구한다.

제안 저복잡도 반복 최대 우도 수신기의 전체 알고리즘은 다음과 같다.

<저복잡도 반복 최대 우도 수신기 동작 알고리즘>

1. $l = 1$, $\hat{\boldsymbol{R}}_{\tilde{\boldsymbol{v}},0} = (\sigma_v^2 + \sigma_x^2 \sigma_E^2 N_a)\boldsymbol{I}_{N_r}$.
2. $\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}},0}$를 이용하여 각 후보해 $\{l_k, \boldsymbol{x}_k\}$에 대해 식 (6)의 목적함수 값 계산.
3. 가장 작은 목적함수 값을 가지는 N_l개의 후보 해 $\{l_k^i, \boldsymbol{x}_k^i\}$ 집합 추출.
4. p_k^i, $i = 1, 2, \cdots, N_l$, $k = 1, 2, \cdots, K$를 $\hat{\boldsymbol{R}}_{\tilde{\boldsymbol{v}}_k, l-1}$를 이용하여 계산 : 식 (7)
5. 4에서 구한 p_k^i를 이용하여 $\hat{\boldsymbol{R}}_{\tilde{\boldsymbol{v}}_k, l}$, $k = 1, 2, \cdots, K$ 계산 : 식 (8)
6. $k = 1, 2, \cdots, K$ 심볼 시간의 공분산 행렬 추정치를 평균화한 $\widehat{\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}}}$ 계산 : 식 (9)
7. $l \leftarrow l + 1$
8. if $l \leq N_{\text{iter}}$
   4번 단계로 돌아감.
   else
   $\widehat{\boldsymbol{R}_{\tilde{\boldsymbol{v}}}}$를 이용하여 해 $\{\hat{l}_k, \widehat{\boldsymbol{x}_k}\}$ 검출 : 식 (6)
   end

Ⅳ. 모의 실험 결과

제안 저복잡도 최대 우도 수신기의 수신 성능과 계산 복잡도를 평가하기 위하여 모의 실험을 수행하였다. 각 채널 계수는 평균이 0이고 1의 분산을 가지는 복소 가우시안 랜덤 확률변수로 가정하였으며, 채널정보 오차 행렬의 각 원소는 평균이 0이고 σ_E^2의 분산을 가지는 복소 가우시안 랜덤 확률변수로 가정하였다. 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise, SNR)는 총 송신 전력과 잡음 신호 전력의 비로 하였다.

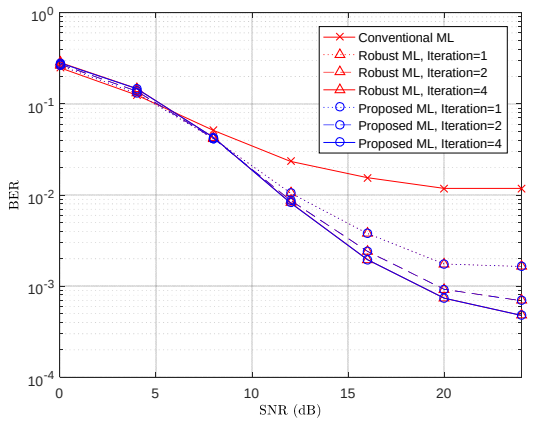

Fig. 1 BER vs. SNR performance. $N_t=6$, $N_r=6$, $N_a=2$, 4-QAM, $\sigma_E^2=0.2$.

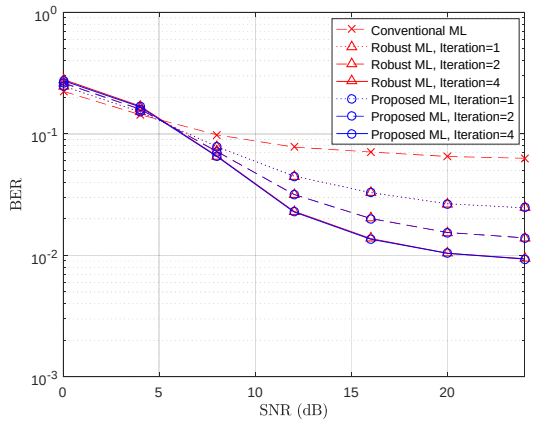

Fig. 2 BER vs. SNR performance. $N_t=4$, $N_r=6$, $N_a=2$, 4-QAM, $\sigma_E^2=0.5$.

그림 1은 $N_t=6$, $N_r=6$, $N_a=2$이며 4-QAM 변조를 사용하고 $\sigma_E^2=0.2$일 때 채널 정보 오차 영향을 고려하지 않은 최대 우도 수신기(Conventional ML), 모든 후보 해를 고려한 기존 강인 최대 우도 수신기(Robust ML), 추출한 후보 해 집합을 이용한 제안 최대 우도 수신기(Proposed ML)의 비트 오류율 성능(Bit Error Rate, BER)을 반복 수행 횟수에 따라 비교한 것이다. 기존 강인 최대 우도 수신기와 제안 최대 우도 수신기에서 $K=64$, $N_l=16$으로 가정하였다. 모의 실험 결과를 통해 제안 저복잡도 최대 우도 수신기가 채널 정보 오차를 고려하지 않은 최대 우도 수신기보다 우수한 BER 성능을 보이며, 기존 강인 최대 우도 수신기와 거의 동일한 성능을 가짐을 확인할 수 있다.

그림 2는 $N_t=4, N_r=6$, $N_a=2$이며 4-QAM변조를 사용하고 $\sigma_E^2=0.5$, $K=64$, $N_l=16$으로 가정했을 때의 결과이다. 그림 2에서도 제안 저복잡도 최대 우도 수신기가 채널 정보 오차를 고려하지 않은 최대 우도 수신기와 비교해 큰 폭의 BER 성능 이득을 보이며, 기존 강인 최대 우도 수신기와 거의 동일한 성능을 가짐을 확인 할 수 있다.

그림 3과 그림 4는 각 그림 1과 그림 2의 환경에서 계산 복잡도를 비교한 결과이다. 계산복잡도 비교를 위하여 기존 강인 최대 우도 수신기와 제안 최대 우도 수신기의 K 심볼 시간 동안 저복잡도 반복 최대 우도 수신기 동작 알고리즘에서 각각의 과정에서 계산되는 복소수 덧셈, 곱셈, 나눗셈 연산 횟수를 산출하였다. 기존 강인 최대 우도 수신기는 모든 후보해를 고려하여 공분산 행렬을 추정한 과정의 연산횟수를 산출하였고, 제안 저복잡도 반복 최대 우도 수신기는 가장 작은 목적함수 값을 가지는 N_l개의 후보 해 $\{l_k^i, \boldsymbol{x}_k^i\}$ 집합을 추출하여 공분산 행렬을 추정한 과정의 연산횟수를 산출하였다.

그림 3과 그림 4에서 제안 수신기가 축소된 후보 해 집합만을 이용하여 공분산 행렬의 반복 추정을 수행함으로써 기존 강인 최대 우도 수신기와 비교해 약 10배의 계산량 감소 이득을 얻음을 확인 할 수 있다.

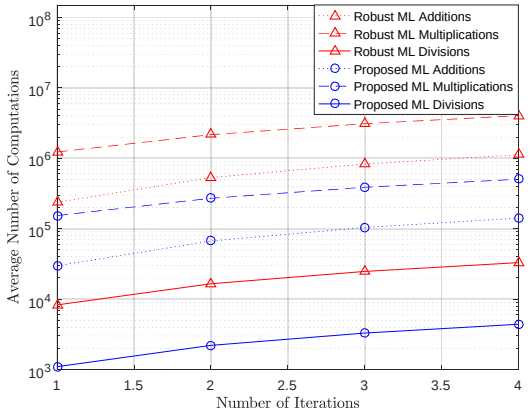

Fig. 3 Comparison of computational complexity. $N_t=6$, $N_r=6$, $N_a=2$, 4-QAM, $\sigma_E^2=0.2$.

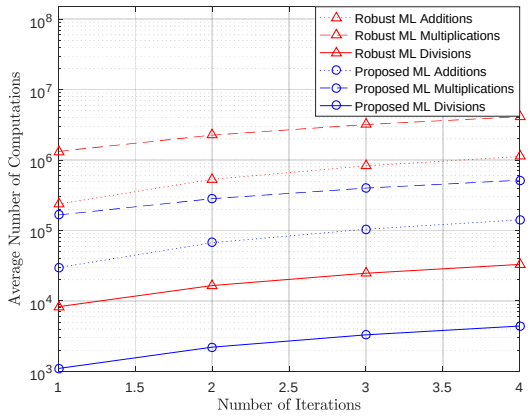

Fig. 4 Comparison of computational complexity. $N_t = 4$, $N_r = 6$, $N_a = 2$, 4-QAM. $\sigma_E^2 = 0.5$.

V. 결 론

본 논문에서는 일반화 공간 변조 시스템을 위한 채널 정보 오차에 강인한 저복잡도 반복 최대 우도 수신기를 제안 하였다. 제안 수신기에서는 각 후보해의 사후 확률을 이용하여 채널 정보 오차의 영향을 포함한 실질 잡음 신호의 공분산 행렬을 추정하여 신호 검파 성능을 높인다. 이 때 모든 후보 해를 고려하는 대신 사후 확률이 높은 일부 후보 해 집합만을 고려함으로써 계산 복잡도를 효과적으로 낮추도록 하였다. 모의 실험 결과를 통해 제안 저복잡도 반복 최대 우도 수신기가 기존 강인 최대 우도 수신기와 비교하여 거의 동일한 성능을 가지면서 계산 복잡도를 크게 낮춤을 확인하였다.

ACKNOWLEDGEMENTS

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, Cambridge, UK, 2005.

[2] R. Mesleh, H. Haas, S. Sinanovic, C. W. Ahn, and S. Yun, “Spatial modulation,” *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, vol. 57, no. 4, pp. 2228-2241, July 2008.

[3] M. Di Renzo, H. Haas, A. Ghrayeb, A. Sugiura, and L. Hanzo, “Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities, and implementation,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56-103, Jan. 2014.

[4] A. Younis, N. Serafimovski, R. Mesleh, and H. Haas, “Generalised spatial modulation,” in *Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, pp. 1498-1502, Nov. 2010.

[5] T. Datta and A. Chockalingam, “On generalized spatial modulation,” in *Proceeding IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pp. 2716-2721, Apr. 2013.

[6] J. Fu, C. Hou, W. Xiang, L. Yan, and Y. Hou, “Generalised spatial modulation with multiple active transmit antennas,” in *Proceeding IEEE Globecom Workshop on Broadband Wireless Access*, pp. 839-844, 2010.

[7] B. S. Thian and A. Goldsmith, “Reduced-complexity robust MIMO decoders,” *IEEE Transactions Wireless Communications*, vol. 12, no. 8, pp. 3783-3795, Aug. 2013.

[8] N. Yoo, J. Back, H. Choi, and K. Lee, “ML symbol detection for MIMO systems in the presence of channel estimation errors,” *KSII Transactions on Internet and Information Systems*, vol. 10, No. 11, pp. 5305-5321, Nov. 2016.

[9] J. Lee, D. Woo, E. Jeon, S. Yoon, and K. Lee, “A robust receiver for generalized spatial modulation under channel information errors,” *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, vol. 20, no. 1, pp. 45-51, Jan. 2016.

김정한(Jeong-Han Kim)

2011.3 ~ 현재 서울과학기술대학교 전기정보공학과 학사
※관심분야 : 이동통신

윤태선(Tae-Seon Yoon)

2011.3 ~ 현재 서울과학기술대학교 전기정보공학과 학사
※관심분야 : 이동통신

오세훈(Se-Hoon Oh)

2011.3 ~ 현재 서울과학기술대학교 전기정보공학과 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, U.K., 박사후연구원
2008.7 ~ 2010.8 삼성전자 책임연구원
2010.9 ~ 현재 서울과학기술대학교 전기정보공학과 부교수
※관심분야 : 이동통신, Massive MIMO, 협력통신