

## 일반화 공간변조 시스템에서 채널 정보 오차를 고려한 탐색 영역 분할 수신기

윤학준<sup>1</sup> · 임창용<sup>1</sup> · 이경천<sup>2\*</sup>

### Search Space Partitioning-based Receiver for Generalized Spatial Modulation under Channel Information Errors

Hakjoon Yoon<sup>1</sup> · Changyong Im<sup>1</sup> · Kyungchun Lee<sup>2\*</sup>

<sup>1</sup>Undergraduate Student, Department of Electrical and Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology, Seoul 01811, Korea

<sup>2\*</sup>Associate Professor, Department of Electrical and Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology, Seoul 01811, Korea

#### 요약

본 논문에서는 일반화 공간변조 시스템을 위한 저복잡도 강인 최대우도 수신기를 제안한다. 이 수신기는 기존의 채널 정보 오차에 강인한 최대우도 수신기의 계산량을 낮추기 위해 전송 안테나 조합 분할의 방법을 사용한다. 최소 평균제곱오차 필터링 결과를 기반으로 전송 안테나 조합을 해일 가능성이 높은 영역과 낮은 영역으로 분할하고, 해일 가능성이 높은 영역에서 우선적으로 최대우도 탐색을 실시한다. 이렇게 구해진 해의 신뢰도를 판단하고, 그 결과에 따라 해일 가능성이 낮은 영역에서도 탐색을 실시할 지를 결정한다. 이와 같은 분할 탐색을 통해 기존 강인 최대우도 수신기의 성능을 유지하면서도 계산량을 크게 줄이도록 한다. 모의실험을 통해 제안 수신기가 기존 수신기의 성능을 유지하면서 계산량을 큰 폭으로 낮춘 이점을 확인하였다.

#### ABSTRACT

In this paper, we propose a low-complexity robust maximum likelihood (ML) receiver for generalized spatial modulation. The proposed receiver performs the transmit antenna partition to lower the computational loads. After we divide the transmit antenna combinations into two parts, one of which is “the likely TAC part,” and the other of which is “the unlikely TAC part”, based on the minimum mean square error (MMSE) filtering output. We first perform the maximum likelihood detection only in the likely TAC part. Then we evaluate the reliability of the solution found in the first search, and based its reliability we decide whether we continue the search in the unlikely TAC part. This partitioned search strategy maintains the performance of the conventional robust maximum likelihood receiver and simultaneously lowers computational loads. Through simulation, we found that our newly-proposed receiver achieves considerable gains over the conventional robust ML detector in terms of the computational loads while providing almost the same performance.

**키워드** : 공간변조, 일반화 공간변조, 채널 정보 오차, 최대우도 수신기, 전송 안테나 조합 분할

**Keywords** : Spatial Modulation, Generalized Spatial Modulation, Channel Information Error, Maximum Likelihood Detection, Transmit Antenna Partitioning

Received 10 October 2019, Revised 17 October 2019, Accepted 21 October 2019

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

Associate Professor, Dept. of Electrical and Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology, Seoul 01811, Korea

※ 본 논문은 한국통신학회 추계종합학술대회(2019년 11월)에서 발표한 논문(“채널 정보 오차 환경에서 일반화 공간변조 시스템을 위한 탐색영역 분할 기반 저복잡도 수신기”)을 확장한 논문임.

Open Access <http://doi.org/10.6109/jkiice.2019.23.12.1631>

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. 서론

무선통신 시스템에서 다수의 송수신 안테나를 사용하는 다중입출력(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 시스템을 사용함으로써 단일입출력(Single-Input Single-Output, SISO) 시스템과 비교해 높은 전송 속도를 얻을 수 있다[1]. 다중 입출력 시스템에서 안테나 수가 증가함에 따라 보다 높은 전송 속도를 기대할 수 있으나 계산량, 구현 비용, 전력 소비도 높아지는 단점을 가진다.

최근 연구되고 있는 공간변조(Spatial Modulation, SM)는 심볼 시간마다 하나의 송신 안테나를 활성화하며 이 안테나만을 이용해 신호를 전송하고, 송신되는 심볼과 함께 활성화 안테나의 인덱스를 이용하여 정보를 전송한다. 매 심볼 시간마다 하나의 활성화 안테나만 사용하므로 하나의 RF체인만을 필요로 하며, 다중입출력 시스템의 시스템 복잡도를 크게 낮출 수 있는 장점을 지닌다 [2,3].

그러나 공간변조 시스템은 복잡도가 낮지만 기존 다중입출력 시스템과 비교해 상대적으로 낮은 전송 속도를 가진다. 일반화공간변조(Generalized Spatial Modulation, GSM)는 공간변조 시스템의 낮은 전송속도를 보완하기 위해 제안된 구조로 매 심볼 시간에 복수 개의 송신 안테나를 활성화시켜 전송 속도를 향상시킨다[4-6]. 모든 송신 안테나에서 신호를 송신하는 공간 다중화(Spatial Multiplexing)와 비교해 일반화 공간변조 시스템은 일부 안테나만을 활성화하므로 더 낮은 전력 소비를 요구하는 장점을 가질 뿐 아니라 동시에 여러 안테나를 활성화하고 활성화 안테나 집합의 조합을 이용해 정보를 전송하여 공간변조 대비 향상된 전송속도를 기대할 수 있다.

채널 정보 오차는 수신단에서 채널 정보를 추정할 때 잡음, 간섭 신호, 채널의 시간에 따른 변동으로 인해 발생하며 수신기의 심볼 검출 성능을 열화시키는 원인이 된다[7]. 따라서 채널 정보 오차를 영향을 완화함으로써 수신단 성능을 개선시키는 것이 가능하다. 이와 같은 방식의 예로 최대우도(Maximum Likelihood, ML) 수신기에서 채널 정보 오차에 의해 만들어지는 순시 공분산(Covariance)행렬을 반복 수행으로 추정하고, 이 정보를 이용해 수신 성능을 향상시키는 방식이 제안된 바 있다 [8,9].

그러나 채널 정보 오차에 강인한 최대우도 수신기는 후보 해 탐색을 위해 높은 계산량을 요구하는 문제를 가

진다. 이를 보완하기 위해 본 연구에서는 채널 정보 오차에 강인한 수신기에 최소제곱평균오차(Minimum Mean Square Error) 필터 결과를 기반으로 한 전송 안테나 조합(Transmit Antenna Combination, TAC) 분할 기법[10]을 적용하는 방식을 제안한다. 이 수신 방식에서는 후보 해 탐색 과정에서 송신 안테나 조합들을 후보 해일 가능성이 높은 조합 집합과 후보 해일 가능성이 낮은 조합 집합으로 나눈다. 그리고 후보 해일 가능성이 높은 조합 집합에서 강인 신호 탐색을 먼저 수행한다. 이렇게 찾아진 해에 오류가 있다고 판단될 경우에서만 해일 가능성이 낮은 조합 집합에서도 재탐색을 수행하여 전체 수신기의 계산량을 크게 줄이도록 한다. 이를 통해 기존 강인 최대우도 신호 수신기와 동일한 수신 성능을 가지면서도 계산 복잡도를 크게 낮출 수 있도록 한다.

## II. 시스템 모델 및 강인 최대우도 수신기

일반화 공간변조 방식은 MIMO 시스템에서 매 심볼 시간마다 두 개 이상의 송신 안테나를 활성화 하는 송신 구조를 의미한다. 송신 안테나 개수를  $N_t$ , 수신 안테나 개수를  $N_r$ , 매 심볼 시간에 활성화되는 안테나 개수를  $N_a$  ( $2 \leq N_a \leq N_t$ )라고 가정한다. 이 때 가능한 활성화 안테나 조합의 수는  $\binom{N_t}{N_a}$ 가 되고 이 조합들로 송신 가능한 비트의 수는  $N_c = \lfloor \log_2 \binom{N_t}{N_a} \rfloor$ 가 된다. 여기서  $\lfloor x \rfloor$ 는  $x$ 보다 작거나 같은 가장 큰 정수를 의미한다.

$M$ -QAM 변조 방식에서  $N_a$ 개의 활성화 안테나 수를 통해 전송되는 변조 심볼의 비트 수는  $N_a \log_2 M$ 이다. 따라서 총 전송 비트 수는 다음과 같이 표현된다.

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

MIMO 시스템에서 송신 및 수신 안테나 수에 따라 채널 행렬  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  과 잡음 벡터  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 의 차원이 결정된다. 여기서  $\mathbb{C}^{M \times N}$ 는  $M \times N$  크기의 복소 행렬 집합을 의미하며,  $(\cdot)^T$ 는 벡터의 전치(transpose)이다. 잡음 벡터  $\mathbf{n}$ 은 평균 0, 분산  $\sigma_n^2$ 의 독립 가우시안 확률 변수들로 구성된다. 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 는 채널 정보 오차

를 고려할 시  $\mathbf{H} = \hat{\mathbf{H}} + \mathbf{E}$  로 표현되고, 여기서  $\hat{\mathbf{H}}$ 는 채널 행렬 추정치이며,  $\mathbf{E}$ 는 채널 정보 오차를 의미한다. 이 오차 행렬  $\mathbf{E}$ 의 각 원소는 독립적이고 동일하게 분포된 확률변수이고, 분산은  $\sigma_E^2$ 라고 가정한다. 이를 종합하면 수신신호  $\mathbf{y} = [y_1, y_2, y_3, \dots, y_{N_r}]^T$ 는 다음과 같이 표현된다.

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

여기서  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, s_3, \dots, s_{N_a}]^T$ 는 송신신호로 이루어진 벡터로 활성 송신 안테나에 해당하는  $N_a$ 개의 0이 아닌 원소를 가진다. 이 때  $k$ 번째 심볼 시간에서 위의 식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= (\hat{\mathbf{H}}_{l_k} + \mathbf{E}_{l_k})\mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \\ &= \hat{\mathbf{H}}_{l_k}\mathbf{s}_k + \mathbf{E}_{l_k}\mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k = \hat{\mathbf{H}}_{l_k}\mathbf{s}_k + \tilde{\mathbf{n}}_k \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 각 변수의 밑 첨자  $k$ 는  $k$ 번째 시간에서의 값을 뜻하며,  $l_k = (n_1, n_2, \dots, n_{N_a})$ 는  $k$ 번째 시간에서 활성 안테나들의 인덱스를 의미한다. 또한  $\mathbf{H}_{l_k}$ 는  $k$ 번째 심볼 시간에 활성화된  $(n_1, n_2, \dots, n_{N_a})$ 번째 송신 안테나에 해당하는 열벡터만 남긴 채널 행렬이며,  $\mathbf{E}_{l_k}$ 도  $(n_1, n_2, \dots, n_{N_a})$ 번째 송신 안테나에 해당하는 열벡터만 남긴 채널 정보 오차 행렬이다.  $\mathbf{s}_k$ 는  $\mathbf{s}$ 에서 활성화된 안테나에 해당하는 심볼들로 구성된  $N_a \times 1$  크기의 심볼 벡터이다. 여기서  $\tilde{\mathbf{n}}_k = \mathbf{E}_{l_k}\mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k$ 는 채널 정보 오차와 잡음 벡터를 합친 실질 잡음(Effective Noise)으로 정의되고, 이 실질 잡음의 순시 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} &= \mathbb{E}[\tilde{\mathbf{n}}_k \tilde{\mathbf{n}}_k^H] = \mathbb{E}[(\mathbf{n}_k + \mathbf{E}_{l_k}\mathbf{s}_k)(\mathbf{n}_k + \mathbf{E}_{l_k}\mathbf{s}_k)^H] \\ &= \mathbb{E}(\mathbf{n}_k \mathbf{n}_k^H) + \mathbb{E}(\mathbf{E}_{l_k}\mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^H \mathbf{E}_{l_k}^H) \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_r} + \sigma_s^2 \mathbf{E}_{l_k} \mathbf{E}_{l_k}^H \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $(\cdot)^H$ 는 행렬의 켈레전치(Complex Conjugate Transpose)이며,  $\mathbf{I}_{N_r}$ 은  $N_r \times N_r$  크기의 단위행렬,  $\sigma_s^2$ 은 송신 신호의 평균 전력을 의미한다.

식 (4)의 실질 잡음 신호의 순시 공분산을 이용한 최대우도 수신기는 다음과 같이 표현된다[9].

$$\begin{aligned} \{\hat{l}_k, \hat{\mathbf{s}}_k\} &= \\ \arg \max_{l_k, \mathbf{s}_k} &\left\{ \frac{1}{\pi^{N_r} \det(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}})} \cdot \right. \\ &\left. \exp\left(-(\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k}\mathbf{s}_k)^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k}\mathbf{s}_k)\right)\right\} \end{aligned} \quad (5)$$

위 식에서 해는 지수 함수의 인자에 의해서만 결정이 되므로 식을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\{\hat{l}_k, \hat{\mathbf{s}}_k\} = \arg \min_{l_k, \mathbf{s}_k} \left\{ (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k}\mathbf{s}_k)^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k}\mathbf{s}_k) \right\} \quad (6)$$

여기서  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}$ 는 순시 채널 정보 오차 행렬  $\mathbf{E}$ 에 의해 결정되므로 수신단에서 알 수 없는 정보이다. 따라서 각 후보 해  $\{l_k, \mathbf{s}_k\}$ 의 사후 확률(a-posteriori probability)을 이용하여 추정하도록 하며,  $k$ 번째 심볼 시간의  $i$ 번째 후보 해 조합을  $\{l_k^i, \mathbf{s}_k^i\}$ 라고 할 때 이 후보 해의 사후 확률  $p_k^i$ 은 다음과 같이 표현된다[9].

$$p_k^i = \frac{1}{p_k} \cdot \exp\left\{-\left(\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k^i}\mathbf{s}_k^i\right)^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}},0}^{-1} \left(\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k^i}\mathbf{s}_k^i\right)\right\} \quad (7)$$

식 (7)에서  $p_k$ 는 전체 확률의 합을 1로 만들기 위해  $\sum_{i=1}^{2^m} p_k^i = 1$ 이 만족되도록 각 확률을 나누는 값이다. 또한 식 (7)에서 정확한 사후 확률을 계산하기 위해  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}$  정보가 필요하나 이 정보가 주어지지 않으므로 이를 초기 추정치  $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{n}},0}$ 로 대체하였다.  $\mathbf{E}$ 의 각 원소의 분산을  $\sigma_E^2$ 라고 가정했으므로 실질 잡음 공분산의 초기 추정치  $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{n}},0}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{n}},0} = (\sigma_n^2 + \sigma_s^2 \sigma_E^2 N_a) \mathbf{I}_{N_r} \quad (8)$$

실질 잡음 신호는  $\tilde{\mathbf{n}}_k = \mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k}\mathbf{s}_k$ 로 표현되므로  $\tilde{\mathbf{n}}_k$ 의 순시 공분산 행렬은 사후 확률  $p_k^i$ 를 이용하여 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{n}},k} = \sum_{i=1}^{2^m} p_k^i (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k^i}\mathbf{s}_k^i) (\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{H}}_{l_k^i}\mathbf{s}_k^i)^H \quad (9)$$

마지막으로 이 추정 과정에 보다 정확한 순시 공분산 행렬 추정치를 얻기 위해 총  $K$ 개의 심볼 구간에서의 결과를 다음과 같이 평균화한다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n},k} \quad (10)$$

이렇게 추정된 순시 공분산 행렬  $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}$ 을 식 (7)에  $\mathbf{R}_{\mathbf{n},0}$  대신 대입하여 각 후보해의 사후 확률  $p_k^i$ 를 갱신할 수 있다. 또한 갱신된 사후 확률  $p_k^i$ 을 통하여 식 (9), (10)의 결과를 갱신할 수 있으며, 반복 수행 횟수  $N_j$ 까지 반복적으로 이들 계산 결과를 갱신하여 공분산 행렬 추정치의 정확도를 높인다. 이와 같은 방식으로 추정된 순시 공분산 행렬은 식 (5)에서 강인 최대우도 수신기의 해를 얻는데 이용된다.

### III. 전송 안테나 조합(TAC) 분할을 이용한 강인 수신기

강인 최대우도 수신기의 높은 계산량을 완화하는 방법으로 TAC 분할을 적용하며, 이를 위해 다음의 최소평균제곱오차 필터의 결과를 이용한다.

$$\tilde{\mathbf{s}}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} \quad (11)$$

이  $\tilde{\mathbf{s}}_{MMSE}$ 를 가중계수(Weight Factor) 계산에 이용하고, 이를 통해 각 TAC의 신뢰도를 구한다. 만약 어떤 TAC가 실제로 송신에 사용된 TAC일 경우 TAC에 포함된 송신 안테나에 해당하는  $\tilde{\mathbf{s}}_{MMSE}$ 의 원소의 값이 확률적으로 클 것이다. 그 반대로 해당 안테나가 신호를 전송하지 않은 경우에는  $\tilde{\mathbf{s}}_{MMSE}$ 의 해당 원소의 값이 0에 가까울 확률이 높다. 이 성질을 이용해  $l$ 번째 TAC에 대한 가중 계수  $w_l$ 를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$w_l = \left| \tilde{s}_{MMSE, i_{l,1}} \right|^2 + \left| \tilde{s}_{MMSE, i_{l,2}} \right|^2 + \dots + \left| \tilde{s}_{MMSE, i_{l, N_c}} \right|^2 \\ = \sum_{n=1}^{N_c} \left| \tilde{s}_{MMSE, i_{l,n}} \right|^2, l = 1, 2, 3, \dots, 2^N \quad (12)$$

위 식에서  $\tilde{s}_{MMSE, i}$ 은  $\tilde{\mathbf{s}}_{MMSE}$ 의  $i$ 번째 원소이며,  $\{i_{l,1}, i_{l,2}, \dots, i_{l, N_c}\}$ 은  $l$ 번째 TAC에 포함되는 송신 안테나 인덱스를 의미한다. 각 TAC의 가중 계수는 전체 TAC 조합을 나타내는 행렬  $\mathbf{C}$ 를 해일 가능성이 높은 TAC 집합  $\mathbf{C}_1$ 와 해일 가능성이 낮은 TAC 집합  $\mathbf{C}_2$ 로 분할하는

데 이용된다. 여기서  $\mathbf{C}$ 은  $N_t \times 2^N$  크기의 전체 TAC 행렬로 정의되며,  $\mathbf{C}$ 의  $l$ 번째 열은  $l$ 번째 TAC, 즉  $[i_{l,1}, i_{l,2}, \dots, i_{l, N_c}]^T$ 가 된다. 해일 가능성이 높은 TAC 집합  $\mathbf{C}_1$ 은  $w_l$ 의 값 중 큰 순서대로  $P$ 번째까지의 값에 해당하는  $P$ 개의 TAC들로 구성되며, 해일 가능성이 낮은 TAC의 집합  $\mathbf{C}_2$ 은 다른 나머지 TAC들로 구성된다.

최대우도 수신기의 계산량을 낮추기 위해 먼저 해일 가능성이 높은 TAC 집합인  $\mathbf{C}_1$ 로 탐색 영역을 한정하여 식 (6)의 최대우도 탐색을 수행하여  $\bar{\mathbf{s}}_1$ 를 찾는다. 여기서  $\bar{\mathbf{s}}$ 는  $N_t \times 1$  크기의 송신 심볼 벡터의 해로서, 식 (6)의  $\{l, \mathbf{s}_k\}$ 로 상호변환이 가능하다.

제한된 탐색영역에서 찾아진 해  $\bar{\mathbf{s}}_1$ 는 전 영역 탐색에 의해 구해진 해가 아니므로 성능 열화를 가져올 수 있다. 이를 보완하기 위해  $\bar{\mathbf{s}}_1$ 의 신뢰도를 판단하여 추가 탐색 여부를 결정한다.  $\bar{\mathbf{s}}_1$ 의 신뢰도 판단을 위한 기준은 다음과 같다[10, 11].

$$\alpha = \left\| \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{y} - \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{H} \bar{\mathbf{s}}_1 \right\|^2 \leq T \quad (13)$$

여기서  $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}^{-\frac{1}{2}}$ 는  $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}$ 의 콜레스키(Cholesky) 분해를 통해 구해지는 삼각행렬이며,  $T$ 는 최대우도 탐색해의 신뢰성을 측정하기 위한 경계값으로  $N_t$ 로 설정된다[10, 11]. 즉, (13)의  $\alpha$ 가  $N_t$ 보다 작다면 TAC 조합  $\mathbf{C}_1$ 으로 제한된 탐색에서 구해진 해가 높은 신뢰도를 가졌다고 판단하여 탐색 알고리즘을 종료한다. 반대로  $\alpha$ 가  $N_t$ 보다 크다면 TAC 영역을  $\mathbf{C}_2$ 로 하는 추가 탐색을 수행하여 이에 대한 해  $\bar{\mathbf{s}}_2$ 를 찾는다. 그 후  $\bar{\mathbf{s}}_1$ 과  $\bar{\mathbf{s}}_2$  중 식 (6)의 목표 함수를 더 작게 하는 해를 최종해로 결정한다.

전체 알고리즘을 요약하면 아래와 같다. 이 알고리즘에서 단계 1-3은 공분산 행렬을 계산하는 과정이며, 단계 4-10은 각 시간  $k$ 마다 이루어지는 신호 검파 과정으로 간략한 수식 표현을 위해 시간 인덱스  $k$ 를 생략하였다.

#### < TAC 분할을 이용한 제안 강인 최대우도 수신기 알고리즘 >

1.  $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n},0} = (\sigma^2 + \sigma^2 \sigma^2 N_c) \mathbf{I}_{N_t}$ ,  $j = 1$  설정
2.  $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n},0}$ 를 이용해 식 (7), (9), (10)을 이용해  $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}$  갱신,  $j++$

3.  $j = N_j$  가 될 때까지 (7), (9), (10)을 이용해  $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}$ 을 반복 갱신
4.  $\tilde{\mathbf{s}}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y}$
5.  $w_l = \sum_{n=1}^{N_s} |\tilde{s}_{MMSE, i_l}|^2, l = 1, 2, 3, \dots, 2^{N_c}$
6.  $i = 1, 2, \dots, 2^{N_c}$  를  $w_l$ 의 내림차순으로 재배열한  $\bar{i}$ 를 구함
7.  $\mathbf{C}$ 의 열을  $\bar{i}$ 의 순서로 재배열
8. 재배열한  $\mathbf{C}$ 의 첫  $P$ 열을  $\mathbf{C}_1$ , 나머지 열을  $\mathbf{C}_2$ 로 분할
9.  $\mathbf{C}_1, \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}$ 을 이용해 식 (6)의 해인  $\bar{\mathbf{s}}_1$ 를 구함
10. if  $\bar{\mathbf{s}}_1$ 이 (13)을 만족  
 $\hat{\mathbf{s}} = \bar{\mathbf{s}}_1$   
 else  
 $\mathbf{C}_2, \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{n}}$ 을 이용해 식 (6)의 해  $\bar{\mathbf{s}}_2$ 를 구함.  
 $\bar{\mathbf{s}}_1, \bar{\mathbf{s}}_2$  중 식 (6)의 목표함수를 더 작게 하는 해를 최종해  $\hat{\mathbf{s}}$ 로 결정.  
 end

#### IV. 시뮬레이션 결과

제안한 TAC 분할을 이용한 강인 최대우도 수신기와 기존 강인 최대우도 수신기의 성능과 계산 복잡도를 비교하기 위해 모의실험을 수행하였다. 채널 계수는 평균이 0이고 분산이 1인 독립 복소 가우시안 확률 변수로 가정하였으며, 채널 정보 오차 행렬의 각 원소는 평균 0, 분산  $\sigma_E^2$ 의 복소 가우시안 확률 변수로 가정하였다. 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio, SNR)는 총 전송전력과 잡음 신호 분산의 비로 정의한다.

그림 1은  $N_t = 4, N_r = 4, N_a = 2, 4-QAM, \sigma_E^2 = 0.2$  환경에서 SNR에 따른 비트오류율(Bit Error Rate, BER) 성능을 나타낸 것이다. 이 때 해일 가능성이 높은 TAC 집합의 크기  $P=2$ 라고 가정하였다. 그림 2는  $N_t = 6, N_r = 6, N_a = 2, 4-QAM, P=4$ 의 환경에서의 결과이다. 모든 환경에서  $K=64$ 로 가정하였다. 조건을 다르게 한 모든 모의실험 결과에서 제안한 강인 최대우도 수신기가 기존 강인 수신기[9]와 거의 동일한 성능을 가

짐을 볼 수 있다. 또한 반복횟수를  $N_j = 2$ 회로 늘릴 경우 수신 성능이 향상됨을 확인할 수 있다.

그림 3, 4는 각각 그림 1, 2의 환경에서 수신기의 계산량을 비교한 결과이다. 계산량을 비교하기 위해 채널 정보 오차의 공분산 행렬의 추정을 위해 반복 수행을 2회 실시한 환경에서 기존 강인 최대우도 수신기[9]와 제안 강인 최대우도 수신기의 최대우도 탐색 알고리즘(식 6)을 통해 계산된 실수 덧셈, 곱셈 연산 횟수를 산출하였다. 그림 3, 4 모두에서 제안 수신기가 기존 강인 최대우도 수신기보다 낮은 계산량을 요구함을 확인할 수 있다. 높은 SNR 영역에서 곱셈, 덧셈 모두에 대해 제안 수신 방식이 약 30-35%의 낮은 계산량을 가짐을 확인할 수 있다.

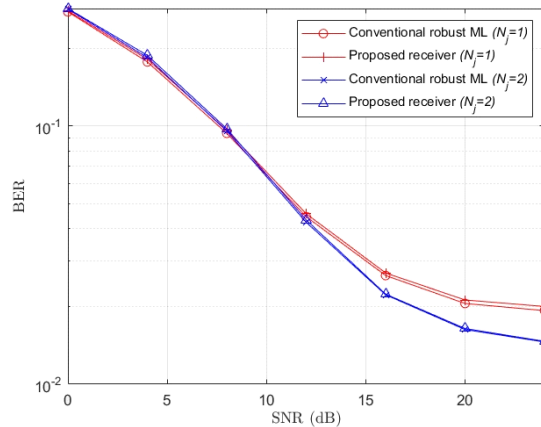


Fig. 1 BER vs SNR performance  
 $N_t = 4, N_r = 4, N_a = 2, 4-QAM, \sigma_E^2 = 0.2, P = 2$

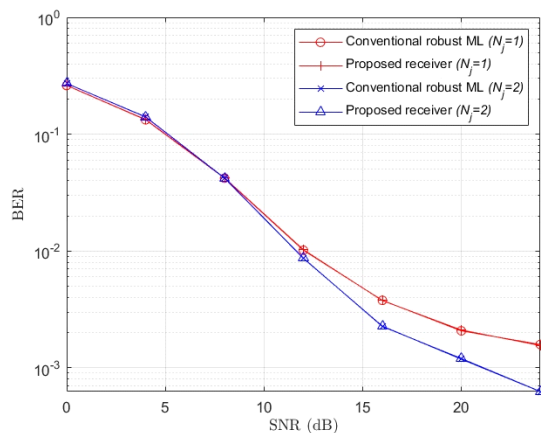
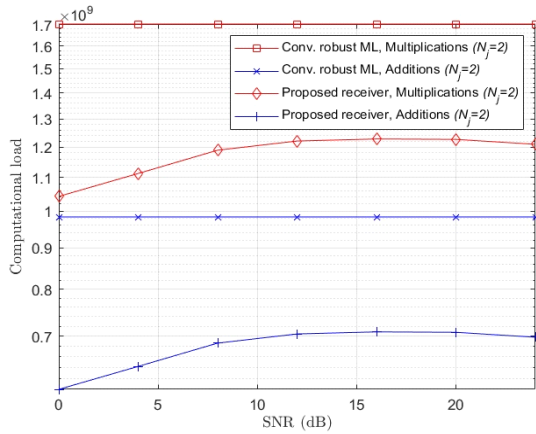
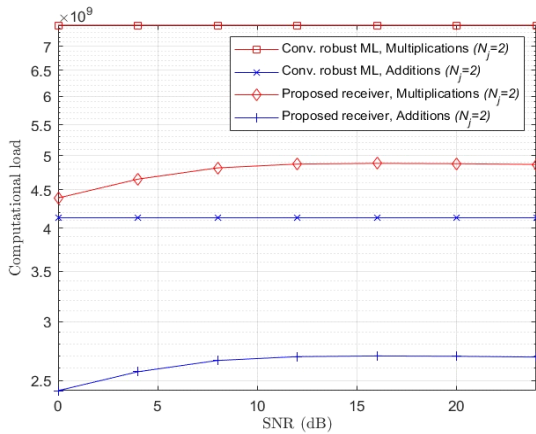


Fig. 2 BER vs SNR performance  
 $N_t = 6, N_r = 6, N_a = 2, 4-QAM, \sigma_E^2 = 0.2, P = 4$



**Fig. 3** Computational load  
 $N_t = 4, N_r = 4, N_a = 2, 4-QAM, \sigma_E^2 = 0.2, P = 2$



**Fig. 4** Computational load  
 $N_t = 6, N_r = 6, N_a = 2, 4-QAM, \sigma_E^2 = 0.2, P = 4$

## V. 결론

본 논문에서는 일반화 공간변조 시스템에서 전송 안테나 조합(TAC)을 이용한 강인 최대우도 수신기를 제안하였다. 제안 수신기는 채널 정보 오차에 의한 성능 열화를 완화하기 위해 실질 잡음의 공분산 행렬을 추정한다. 그리고 최소평균제곱오차 필터링 결과를 기반으로 전송 안테나 조합을 해일 가능성이 높은 영역과 낮은 영역으로 분할하고, 해일 가능성이 높은 영역에서 우선 탐색한다. 우선 탐색으로 얻어진 해가 실제 해인 것으로

추정될 경우 탐색을 종료하며, 그렇지 않을 경우 해일 가능성이 낮은 TAC 영역에서 재탐색을 실시한다. 모의 실험을 통해 다양한 조건에서 모의 실험을 한 결과 기존 강인 최대우도 수신기와 비교해 유사한 성능을 가지면서도 최대우도 탐색 동작에 약 30-35%의 계산량 감소를 얻는 것을 확인하였다.

## ACKNOWLEDGEMENT

This study was supported by the Research Program funded by the SeoulTech (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] N. Ishikawa, S. Sugiura, and L. Hanzo, "50 years of permutation, spatial and index modulation: from classic RF to visible light communications and data storage," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 3, pp. 1905-1938, thirdquarter 2018.
- [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. L. Narasimhan, P. Raviteja, and A. Chockalingam, "Generalized spatial modulation in large-scale multiuser MIMO systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 7, pp. 3764-3779, July 2015.
- [6] T. Lakshmi Narasimhan, and A. Chockalingam, "On the capacity and performance of generalized spatial modulation," *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 252-255, Feb. 2016.
- [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.
- [10] T. Q. Tran and K. Lee, “Ordering- and Partitioning-Aided Sphere Decoding for Generalized Spatial Modulation,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 10, Oct. 2018.
- [11] F. Wang, Y. Xiong, and X. Yang, “Approximate ML detection based on MMSE for MIMO systems,” *Progress Electromagn. Res. Symp.*, vol. 3, no. 4, pp. 475 - 480, 2007.



**윤학준(Hakjoon Yoon)**

2014.3 ~ 현재 서울과학기술대학교 전기정보공학과 학사  
※관심분야: 이동통신



**임창용(Changyong Im)**

2014.3 ~ 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, 기계학습