

논문 2014-51-10-2

대용량 데이터 전송을 위한 프리코더가 적용된 공간 변조기법 (Spatial Modulation Transmission Scheme with Pre-coder for High Data Rates)

조 봉 균*, 한 동 석**

(Bong Gyun Jo and Dong Seog Han[Ⓢ])

요 약

본 논문에서는 안테나 간 상관성이 존재하는 다중 안테나 환경에서도 스펙트럼 효율을 향상시킬 수 있으며 복잡도가 간단한 공간 변조기법의 전송량을 향상시키는 기법을 제안한다. 기존 공간 변조기법은 여러 개의 송신 안테나 중에서 일부 안테나만을 이용하여 신호 성상을 전송하고, 이 때 사용된 송신 안테나 조합을 통하여 추가 데이터를 전송한다. 그러므로 모든 송신 안테나를 항상 사용하는 기존 다중안테나(MIMO, multi-input multi-output) 전송기법에 비해서는 채널 용량 증대가 크지 않은 단점이 있다. 본 논문에서는 공간 변조기법의 채널 용량을 증대시키기 위하여 타이트 프레임 행렬을 이용한 프리코더를 적용한 새로운 공간 변조기법을 제안한다. 그리고 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안한 공간 변조기법의 채널 용량 향상을 보인다.

Abstract

In this paper, a novel transmission scheme is proposed to improve the data rates of spatial modulation (SM) which has low complexity and improves the spectral efficiency in correlated channel environments. The conventional SM scheme utilizes partial multiple antennas to transmit signal constellations and additional bits using antenna combinations. Therefore the channel capacity of SM is less than that of the conventional multiple input-multiple output (MIMO) scheme which uses all the available antennas. In this paper, an SM transmission scheme is proposed to improve the channel capacity using a tight frame pre-coder. The improvement in channel capacity of the SM scheme will be shown using computer simulations.

Keywords : 다중안테나, SM, 프리코더

I. 서 론

최근 차세대 모바일 단말기 및 UHD TV (ultra-high definition television)의 개발로 대용량의 콘텐츠 제작이

활발해지고 있다. 또한 고용량의 콘텐츠를 소비하는 소비자들도 급속도로 증가하고 있는 추세이다. 이러한 추세에 발맞추어 전 세계적으로 20~100 MHz 대역폭 및 다중안테나(MIMO, multi input multi output) 기술을 사용하는 LTE(long term evolution) 및 LTE-A(advanced)가 일반화되고 있다^[1]. 500Mbps~1Gbps 급의 전송량을 가지는 LTE 및 LTE-A에서 사용되고 있는 다중안테나 전송기법은 여러 개의 송·수신 안테나를 사용하여 채널 용량을 비약적으로 증가시켜 대용량의 데이터를 전송하기에 적합하다. 그러나 다중안테나 전송기법은 송신 심벌 간의 공간적 간섭 및 수신기의 복잡도가 높다는 단점이 있다^[2].

* 학생회원, ** 정회원, 경북대학교 전자공학부
(School of Electronics Engineering, Kyungpook National University)

Ⓢ Corresponding Author(E-mail: dshan@knu.ac.kr)

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2014-H0401-14-1004)

접수일자: 2014년05월21일, 수정일자: 2014년07월31일
게재확정: 2014년09월25일

최근에는 MIMO의 단점을 극복하기 위한 송신 안테나의 일부만을 사용하는 전송기법이 개발되었다. 이 전송기법은 무수히 많은 안테나를 사용하는 매시브(massive) MIMO에서, 안테나 수가 증가함에 따라 각 안테나별로 RF단이 필요하여 하드웨어 설계가 어려운 문제를 해결하기 위하여 제안되었다^[2]. 안테나 조합이 결합된 MIMO 기술들의 연구는 계산량을 감소시키는 접근과 수신 성능을 향상시키는 접근으로 발전하고 있다. 먼저 수신기의 복잡도를 감소시키는 기법에는 기존 최우검과(ML, maximum likelihood)의 계산량 감소를 위하여 SVD(singular value decomposition)^[3~4] 또는 MS(multiple-stage)를 사용하는 기법이 제안되었다^[5]. MS 방식은 MRRC(maximum receive ratio combining)을 이용한 준최적화 검과를 수행하고 난 후에 최우검과를 이용하여 심벌을 검과하는 방식이다. 수신 성능을 향상시키기 위한 기법에는 SSK(space shift keying)와 공간 변조기법(spatial modulation, SM)의 두 가지가 있다^[6]. SSK는 두 개의 송신 안테나 중에서 정보를 송신하는 안테나의 선택을 통해 이진정보를 보낸다^[7]. SSK 기법은 수신기가 간단하고, 송신 신호간의 간섭이 없다는 장점이 있다. 그러나 송신 안테나의 동작여부만으로 정보를 전송하기 때문에 전송량이 낮다^[6]. SSK의 전송량을 증가시키기 위하여 제안된 GSSK(generalized SSK)는 많은 송신 안테나를 사용함으로써, 송신 안테나 조합의 종류를 증가시켜 전송량을 증가시킨다^[8]. 그러나 송신 안테나 개수에 비해 증가되는 전송량이 크지 않으므로, 이것을 보완하기 위하여 공간 변조기법이 제안되었다.

공간 변조기법은 송신에 사용된 안테나 조합인 공간 정보와 QAM 성상을 전송을 통하여 전송용량을 증가시킨다. 또한 여러 개의 송신 안테나 중에서 일부 안테나만 이용하여 정보를 전송하기 때문에 송신 신호간의 간섭이 작은 장점도 있다^[6]. 그러나 공간 변조기법은 모든 송신 안테나를 이용하는 것이 아니므로 기존 공간다중화(spatial multiplexing) 기법보다는 전송량이 낮다. 또한 이를 해결하기 위해 제안된 STBC(space time block coding)-SM 기법 역시 기존 MIMO에 비해 대역효율이 좋지 않기 때문에, 갈수록 증가되는 대용량의 콘텐츠 및 이동 통신망의 트래픽 문제를 해결하기 어렵다^[9].

본 논문에서는 낮은 전송량을 가지는 공간 변조기법의 전송량을 증가시키기 위하여 다이버시티 이득을 극

대화 할 수 있는 프리코더를 적용한 공간 변조기법(pre-code SM, P-SM)을 제안한다. 프리코더로는 다이버시티 이득을 극대화 할 수 있는 타이트 프레임(tight frame) 행렬을 이용하여 전송 심벌을 시간과 공간적으로 분산시킨다. 타이트 프레임은 일반화된 파세벌의 항등(Parseval's identity)을 프레임 전체에 이용하는 방법이다^[10]. 이것은 기존 공간 변조기법 및 STBC-SM보다 동일 변조 레벨을 사용하였을 경우에 거의 두 배에 가까운 전송용량을 달성할 수 있다. 또한 분산되는 심벌들의 개수가 늘어날수록 다이버시티 이득을 증가시켜 수신 성능을 향상시킨다. 그러므로 타이트 프레임이 적용된 프리코더와 공간 변조기법의 결합을 통하여 높은 전송량을 만족시키고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II절에서는 기존 공간 변조기법과 STBC-SM 전송기법에 대하여 간략하게 설명한다. III절에서는 오류 확률을 줄이고 전송량을 증가시킬 수 있는 타이트 프레임을 이용한 프리코더 생성 기법 및 프리코더가 적용된 새로운 공간 변조기법을 제안한다. IV절에서는 컴퓨터 실험을 통하여 제안한 전송기법의 성능을 검토하고, V절에서 결론을 맺는다.

II. 기존 안테나 조합이 적용된 MIMO

기존 MIMO 전송기법은 대역폭을 증가시키지 않고 높은 전송량 및 좋은 수신 성능을 가지고 있으나, 수신기의 복잡도 및 송신 신호들 간의 간섭으로 인하여 실제 구현에 많은 문제점을 가지고 있다. 이를 해결하기 위하여 개발된 SSK, 공간 변조기법, STBC-SM 등이 제안되었다. 그러나 SSK는 전송량이 낮은 단점을 가지고 있으므로, 본 논문에서는 다중 성상을 적용시킬 수 있는 공간 변조기법과 STBC-SM 전송기법에 대하여 살펴본다.

공간 변조기법은 안테나 조합과 신호의 변조된 성상이 결합되어 수신기가 간단하고, 어느 정도의 채널 용량도 증대시킬 수 있는 전송기법이다. 송신 안테나의 개수를 N_t 로 나타내고, 신호 성상의 변조 레벨을 M 으로 나타내면 한 개의 심벌 전송 시간동안 전송되는 총 비트 수 C_{SM} 는 다음과 같다^[6].

$$C_{SM} = \log_2(N_t) + \log_2(M) \quad (1)$$

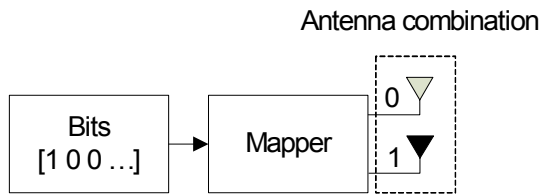


그림 1. 공간 변조기법 송신기
Fig. 1. SM transmitter.

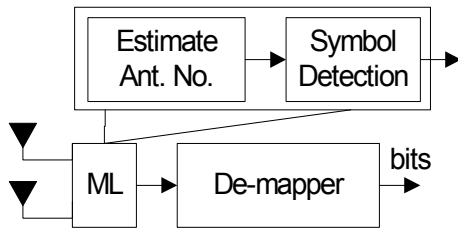


그림 2. 공간 변조기법 수신기
Fig. 2. SM receiver.

여기서 총 비트수는 안테나 조합과 신호 성상의 변조 레벨을 통하여 구한다. 그림 1은 공간 변조기법을 이용하여 정보를 전송하는 기법의 송신부를 나타낸다.

그림 1에서 송신될 신호의 비트열은 성상 매퍼 (mapper)를 통하여 원하는 심벌로 변조되며, 추가적인 비트를 보내기 위하여, 송신에 사용한 안테나를 선택한다. 만약 송신 안테나가 2개일 경우에는 한 개의 심벌 전송 시간동안 1 비트 정보가 추가적으로 전송된다.

수신기에서는 송신된 신호가 서로 다른 채널을 통하여 수신되게 되며, 안테나 조합 및 송신 심벌을 최우 (ML, maximum likelihood) 검파 기법을 이용하여 검파하게 된다. 이러한 수신기의 개념도를 그림 2에 나타내었다.

그림 2에서 공간 변조기법의 수신 성능은 안테나 조합 검파의 오류 확률이 전체 신호 심벌에 영향을 미치게 되므로 정확한 안테나 조합 검파가 필요하며, 최우 검파를 사용하면 최적의 수신 성능을 낼 수 있다. 그러나 공간 변조기법은 하나의 송신 안테나만을 사용함으로써 대역효율이 떨어지는 단점이 있다.

공간 변조기법은 수신기가 간단하며, 송신 신호 간의 간섭이 작은 것이 장점이다. 이러한 공간 변조기법의 수신 성능을 향상시키기 위하여 STBC를 안테나 조합과 결합한 STBC-SM 전송기법이 제안되었다^[10]. 이러한 STBC-SM의 한 개의 심벌 전송 시간동안 전송되는 총 비트 수는 다음과 같다.

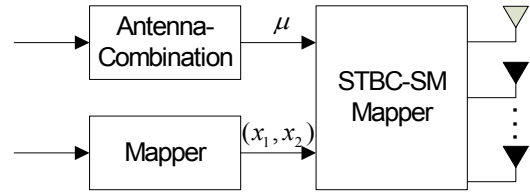


그림 3. STBC-SM 송신기
Fig. 3. STBC-SM transmitter.

$$C_{\text{STBC-SM}} = \frac{1}{2} \log_2(\rho) + \log_2(M) \quad (2)$$

식 (2)에서 ρ 는 송신 안테나 개수에 따라 조합 가능한 전송 행렬의 개수를 나타낸다. STBC-SM 전송 행렬은 두 개의 심벌 전송 시간동안 전송되기 때문에 $\log_2(\rho)$ 앞에 1/2가 붙는다. 이러한 STBC-SM 전송기법의 개념도를 그림 3에 나타내었다.

그림 3에서 서로 다른 비트열은 안테나 조합 및 성상 변조를 통하여 최종적으로는 STBC-SM 변조 후에 신호가 전송된다. 여기서 μ 는 안테나 조합과 변조된 신호들의 결합으로 발생하는 여러 개의 최종 전송 행렬의 순번을 의미한다. STBC-SM은 기본적으로 STBC를 적용하여 송신 신호간의 간섭을 최소화한다. 또한 서로 다른 안테나에서 동일 신호를 교차시켜 전송함으로써 다이버시티(diversity) 이득을 얻기 때문에 수신 성능이 향상된다. 이러한 STBC 전송 행렬은 다음과 같다.

$$\bar{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (3)을 이용하여 송신 안테나 개수가 4인 전송 시스템에서 안테나 조합과 결합하면 다음과 같은 STBC-SM 조합 행렬을 나타낼 수 있다^[11].

$$\mathbf{X} = [\chi_0, \chi_1, \chi_2, \chi_3] \quad (4)$$

여기서 각 행렬의 요소는 다음과 같다.

$$\chi_0 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & 0 & 0 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 & 0 \end{bmatrix}, \chi_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & x_1 & x_2 \\ 0 & 0 & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$$

$$\chi_2 = \begin{bmatrix} 0 & x_1 & x_2 & 0 \\ 0 & -x_2^* & x_1^* & 0 \end{bmatrix} e^{j\theta}, \chi_3 = \begin{bmatrix} x_2 & 0 & 0 & x_1 \\ x_1^* & 0 & 0 & -x_2^* \end{bmatrix} e^{j\theta} \quad (5)$$

식 (5)에서 4개의 안테나 조합 $\chi_0, \chi_1, \chi_2, \chi_3$ 을 통하여 추가적인 정보를 송신할 수 있다. 여기서 조합 $\chi_0, \chi_1, \chi_2, \chi_3$ 의 각각의 열의 순서는 신호가 전송되는

송신 안테나 순서를 의미하고 행은 심벌 간격을 의미한다. 즉 χ_0 의 첫 번째 열 $[x_1 - x_2^*]^T$ 는 첫 번째 송신 안테나에서 전송된다는 의미이며, x_1 이 먼저 송신되고, x_2^* 가 두 번째로 전송된다. 여기서 $(\cdot)^T$ 는 전치 행렬을 의미한다. 각각의 STBC-SM 조합은 2개의 행을 가지므로 한 개의 조합 행렬은 각각 2개의 심벌을 순차적으로 전송한다. 그러므로 4개의 조합을 통하여 추가적으로 전송되는 비트는 한 개의 심벌 전송 시간동안 한 개의 비트 정보를 동시에 전송한다. STBC-SM 부호화 후, 채널을 통과하여 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \times \mathbf{H} + \mathbf{V} \quad (6)$$

여기서 \mathbf{Y} 는 수신 행렬, \mathbf{H} 는 채널 행렬이며, \mathbf{V} 는 가우스 분포를 따르는 수신기의 열잡음이다.

수신기에서는 먼저 STBC 전송 행렬의 직교성을 이용하여 송신 심벌 \tilde{x}_1, \tilde{x}_2 를 다음과 같이 추정한다. 전체 추정된 채널 행렬을 $\mathbf{H}_\mu = [\mathbf{h}_{\mu,1} \mathbf{h}_{\mu,2}]$ 로 가정하고, 각각의 조합에 해당하는 추정된 부채널은 $\mathbf{h}_{\mu,i}$, ($i = 1, 2$)로 나타내었다. 먼저 전체 안테나 조합 및 심벌 검파를 하기 위하여 부채널에 해당하는 송신 심벌 조합을 검파해야 하며, 이러한 검파 기법은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{1,\mu} &= \arg \min_{x_1 \in Q} \| \mathbf{y} - \mathbf{h}_{\mu,1} x_1 \|^2 \\ \tilde{x}_{2,\mu} &= \arg \min_{x_2 \in Q} \| \mathbf{y} - \mathbf{h}_{\mu,2} x_2 \|^2 \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 \mathbf{y} 는 수신 벡터, $\mathbf{h}_{\mu,i}$, $i = 1, 2$ 이고 크기가 $2 \times N_r \times 1$ (N_r 은 수신 안테나 개수)인 채널 벡터이다. 또한 Q 는 변조 성상을 나타낸다. 식 (7)에서 부채널에 해당하는 송신 심벌 조합 $\tilde{x}_{1,\mu}, \tilde{x}_{2,\mu}$ 를 추정하고, 이어서 안테나 조합 검파를 수행한다. 이러한 안테나 조합 검파 기법은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} m_{1,\mu} &= \arg \min_{x_1 \in Q} \| \mathbf{y} - \mathbf{h}_{\mu,1} x_1 \|^2 \\ m_{2,\mu} &= \arg \min_{x_2 \in Q} \| \mathbf{y} - \mathbf{h}_{\mu,2} x_2 \|^2 \\ m_\mu &= m_{\mu,1} + m_{\mu,2} \\ \tilde{\mu} &= \arg \min_{\mu} m_\mu \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 m_μ 는 μ 번째 부호 행렬에 대한 전체 최우

검과 결과 값을 나타내며, 이를 이용하여 수신기에서 부호 행렬 $\tilde{\mu}$ 를 추정한다. 최종적으로 식 (8)에서 추정된 송신 심벌 조합 $\tilde{x}_{1,\mu}, \tilde{x}_{2,\mu}$ 와 추정된 부호 행렬 $\tilde{\mu}$ 를 이용하여 송신 신호 $(\tilde{x}_{1,\tilde{\mu}}, \tilde{x}_{2,\tilde{\mu}})$ 를 검파한다. 이러한 STBC-SM은 기존 공간 변조기법보다 STBC의 직교성 및 높은 다이버시티 이득을 얻을 수 있기 때문에 수신 성능이 향상된다. 그러나 대역효율 면에서는 기존 공간 변조기법과 똑같기 때문에 갈수록 증가되는 대용량의 콘텐츠 및 이동 통신망의 트래픽 문제를 해결하기 힘들다.

III. 제안하는 프리코더가 적용된 공간 변조기법

1. 타이트 프레임을 이용한 프리코더 생성 기법

본 논문에서는 타이트 프레임 형태의 프리코더를 공간 변조기법에 적용하여 전송량을 증가시키는 기법을 제안한다. 이에 앞서 타이트 프레임 형태의 프리코더가 어떻게 전송량을 증가시키며 수신 성능을 향상시킬 수 있는지에 대하여 알아본다.

MIMO 시스템의 수신 성능을 정확하게 비교하기 위해서는 동일한 전력을 사용해야 한다. 그러므로 그에 따른 전력 제한을 식 (9)과 식(10)에서 나타내고 있다 [12].

$$\text{tr} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{M}_n \mathbf{M}_n^H = T_s \quad (9)$$

$$\text{tr} \mathbf{M}_n \mathbf{M}_n^H = \frac{T_s}{N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

식 (9)과 식 (10)에서 \mathbf{M}_n 은 생성할 프리코더, N 은 한 개의 전송 행렬에 포함되어 있는 서로 다른 심벌들의 개수를 의미하며 $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 행렬이다. 또한 T_s 는 한 개의 심벌이 전송되는 시간을 의미하며, tr (trace)은 행렬의 모든 대각선 성분들의 합을 의미한다. 식 (9)와 식(10)에서 생성할 프리코더 \mathbf{M}_n 의 제곱의 대각 합은 심벌이 전송되는 시간과 같다. 즉 신호의 전송 행렬에 곱해지는 프리코더의 전력은 1이 되어야 하며, 이러한 조건을 만족시키기 위하여 프리코더는 유니타리(unitary) 행렬이 되어야 한다. 이러한 프리코더가 적용된 신호의 수신 알고리즘은 다음과 같다 [12].

$$\mathbf{Y} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{M}_n \mathbf{s}_n + \mathbf{V} \quad (11)$$

식 (11)에서 \mathbf{s}_n 는 변조된 심벌 벡터이며, 수신 신호를 검파하기 쉽도록 \mathbf{M}_n 을 크로네커 곱(Kronecker product) \otimes 를 사용하여 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{Y} = \sqrt{E_s} \mathbf{I}_T \otimes \mathbf{H} \mathbf{G} \mathbf{s} + \mathbf{V} \quad (12)$$

여기서 $\mathbf{G} = [\text{vec}(\mathbf{M}_0), \text{vec}(\mathbf{M}_1), \dots, \text{vec}(\mathbf{M}_{N-1})]$ 는 프리코더 \mathbf{M}_n 을 벡터화한 것으로, \mathbf{M}_n 의 열벡터에 해당하는 $\text{vec}(\mathbf{M}_0), \text{vec}(\mathbf{M}_1), \dots, \text{vec}(\mathbf{M}_{N-1})$ 를 행렬화한 것이다. 식 (12)에서 수신 신호 벡터 y_n 과 송신 신호 s_n 간의 공분산 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_s &= \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{M}_n (s_n - y_n) \right\} \times \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{M}_n (s_n - y_n) \right\}^T \\ &= \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} \mathbf{M}_{n_1}^* \mathbf{M}_{n_2} e_{n_1}^* e_{n_2} \end{aligned} \quad (13)$$

공분산 행렬 \mathbf{R}_s 는 각각의 프리코더 행렬과 오류에 관한 식으로 표현할 수 있으며, 수신 오류 확률을 줄이기 위해서 짝 오류(pairwise error) 확률을 구하면 다음과 같다^[12].

$$P(S^{(m)} \rightarrow S^{(k)}) \leq \frac{1}{\left(\frac{E_s}{4N_0}\right)^{\text{rank}(\mathbf{R}_s)N_r} \prod_{n=1}^{N_r} \lambda_n} \quad (14)$$

식 (14)에서 짝 오류의 상계(upper bound)를 줄이게 되면 필연적으로 짝 오류 확률이 줄어들게 된다. 그러므로 식 (14)의 분모 부분에서 제어할 수 있는 부분인 공분산 행렬의 계수(rank)를 최대화시키는 것이 중요하다. 이러한 공분산 행렬의 계수를 최대화하기 위하여 프리코더 \mathbf{M}_n 의 벡터화 형태인 \mathbf{G} 를 이용하여 다시 공분산 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{e}^H \mathbf{G}_0^H \mathbf{G}_0 \mathbf{e} & \dots & \mathbf{e}^H \mathbf{G}_0^H \mathbf{G}_{T-1} \mathbf{e} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{e}^H \mathbf{G}_{T-1}^H \mathbf{G}_0 \mathbf{e} & \dots & \mathbf{e}^H \mathbf{G}_{T-1}^H \mathbf{G}_{T-1} \mathbf{e} \end{bmatrix} \quad (15)$$

식 (15)에서 재구성된 공분산 행렬을 최대화하고 식 (9)와 식 (10)을 만족시키는 프리코더 벡터 \mathbf{G} 를 구현하기 위하여, 어떤 계수를 최대화시키는 $n \times m$ 크기의 행렬 \mathbf{A} 가 주어졌을 때의 \mathbf{G} 는 타이트 프레임이라고 정

의되고, 수식은 다음과 같다^[12].

$$\mathbf{G} = \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1/2} \quad (16)$$

타이트 프레임은 프레임이 일반화된 파세벌 항등을 따른다는 의미이며, 식 (16)에서 주어진 \mathbf{G} 를 전력 제한에 적합한지 살펴보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{G}^H \mathbf{G} &= (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-H/2} \mathbf{A}^H \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1/2} \\ &= (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-H/2} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{H/2} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{1/2} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1/2} \\ &= \mathbf{I} \end{aligned} \quad (17)$$

식 (17)에서 $\mathbf{G}^H \mathbf{G}$ 는 정확하게 단위행렬로 나타나므로 식 (9)와 식(10)의 전력제한을 만족시킨다. 만약 송신안테나 개수가 N_t 이고, 수신 안테나 개수가 N_r 일 경우에 크기 $N_t T_s \times N_r$ 를 가지는 \mathbf{G} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{G} = \sqrt{T_s/N_r} \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1/2} \quad (18)$$

본 논문에서는 타이트 프레임 형태인 \mathbf{G} 에 관한 식 (18)을 SM에 적용하여 전송량을 증가시키고 오류 확률을 줄일 수 있는 새로운 공간 변조기법을 제안하고자 한다.

2. 제안하는 프리코더가 적용된 공간 변조기법

앞 장에서 살펴본 타이트 프레임 \mathbf{G} 로 구성된 프리코더를 공간 변조기법에 적용시키기 위해서는 부호화 기법 및 안테나 조합에 따른 부호 행렬을 구성하는 것이 중요하다. 이러한 부호 행렬을 구성하고 공간 변조기법 형태로 전송하는 개념도는 그림 4와 같다. 그림 4에서 송신되는 두 개의 비트 스트림은 각각 안테나 조합 및 성상 변조 뒤, 타이트 프레임 형태의 프리코더 행렬에 의하여 변환되고 최종적으로는 공간 변조기법 형태로 조합되게 된다. 또한 수신기에서는 수신된 신호의 안테나 조합 및 심벌의 검파를 최우 검파를 이용하여 최종적으로 검파한다. 먼저 타이트 프레임 형태의 프리코더를 송신될 신호에 적용하는 방법은 다음 식과 같다.

$$\mathbf{G} \mathbf{s} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \end{bmatrix} \quad (19)$$

식 (19)에서 $\mathbf{G} \mathbf{s}$ 는 타이트 프레임 행렬 \mathbf{G} 와 송신될

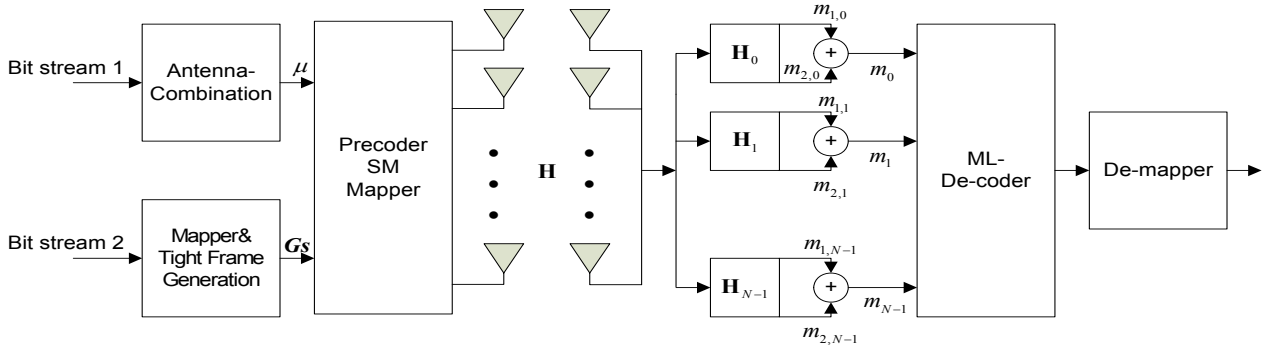


그림 4. 제안하는 프리코더가 적용된 공간 변조기법
Fig. 4. Proposed SM transmission method with pre-coder.

신호 정상 벡터 \mathbf{s} 에 곱해져 하나의 벡터 형태로 나타낸 것이다. 이러한 벡터를 부호 행렬로 표현하기 위해서 다음 식과 같이 정방 행렬로 만든다.

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} g_1 & g_3 \\ g_2 & g_4 \end{bmatrix} \quad (20)$$

식 (20)에서 정방 행렬로 만들어진 $\mathbf{\Gamma}$ 를 이용하여 부호행렬로 만들면 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{\Gamma}} &= \{\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4\} \\ \gamma_1 &= \begin{bmatrix} g_1 & g_3 & 0 & 0 \\ g_2 & g_4 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \gamma_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & g_1 & g_3 \\ 0 & 0 & g_2 & g_4 \end{bmatrix} \\ \gamma_3 &= \begin{bmatrix} 0 & g_1 & g_3 & 0 \\ 0 & g_2 & g_4 & 0 \end{bmatrix}, \quad \gamma_4 = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 & g_3 \\ g_2 & 0 & 0 & g_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

식 (21)에서 STBC-SM과 비슷한 형태로 4가지의 부호 행렬 $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ 를 만들어서 안테나 조합 신호 및 변조된 심벌을 전송하게 된다. 채널 행렬은 수신기의 간단한 검파를 위하여 $\tilde{\mathbf{h}}_\mu = [\tilde{\mathbf{h}}_{\mu,1} \ \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,2} \ \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,3} \ \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,4}]$ 같이 부채널 행렬로 나타낼 수 있다. 이러한 부채널 행렬은 송신기에서 부호화된 각각의 전송 행렬 조합에 따라서 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\gamma_1} &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \mathbf{H}_{2,1} \\ \mathbf{H}_{1,2} & \mathbf{H}_{2,2} \\ \mathbf{H}_{1,3} & \mathbf{H}_{2,3} \\ \mathbf{H}_{1,4} & \mathbf{H}_{2,4} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_{\gamma_2} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{3,1} & \mathbf{H}_{4,1} \\ \mathbf{H}_{3,2} & \mathbf{H}_{4,2} \\ \mathbf{H}_{3,3} & \mathbf{H}_{4,3} \\ \mathbf{H}_{3,4} & \mathbf{H}_{4,4} \end{bmatrix} \\ \mathbf{H}_{\gamma_3} &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{2,1} & \mathbf{H}_{3,1} \\ \mathbf{H}_{2,2} & \mathbf{H}_{3,2} \\ \mathbf{H}_{2,3} & \mathbf{H}_{3,3} \\ \mathbf{H}_{2,4} & \mathbf{H}_{3,4} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_{\gamma_4} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \mathbf{H}_{4,1} \\ \mathbf{H}_{1,2} & \mathbf{H}_{4,2} \\ \mathbf{H}_{1,3} & \mathbf{H}_{4,3} \\ \mathbf{H}_{1,4} & \mathbf{H}_{4,4} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (22)$$

그리고 수신기에서 정확한 심벌 검파 및 조합 검파를 위하여 타이트 프레임 형태의 프리코더 행렬도 필요하며, 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{g_1} &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{1,1} & \mathbf{G}_{2,1} \\ \mathbf{G}_{3,1} & \mathbf{G}_{4,1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_{g_2} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{1,2} & \mathbf{G}_{2,2} \\ \mathbf{G}_{3,2} & \mathbf{G}_{4,2} \end{bmatrix} \\ \mathbf{G}_{g_3} &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{1,3} & \mathbf{G}_{2,3} \\ \mathbf{G}_{3,3} & \mathbf{G}_{4,3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_{g_4} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{1,4} & \mathbf{G}_{2,4} \\ \mathbf{G}_{3,4} & \mathbf{G}_{4,4} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (23)$$

식 (22)와 (23)을 이용하여 수신기에서 정확한 심벌 검파 및 조합 검파를 위한 최종 변형된 채널 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,1} &= \begin{bmatrix} \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_1} \mathbf{G}_{g_1}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_2} \mathbf{G}_{g_1}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_3} \mathbf{G}_{g_1}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_4} \mathbf{G}_{g_1}\} \end{bmatrix}^T, \quad \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,2} = \begin{bmatrix} \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_1} \mathbf{G}_{g_2}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_2} \mathbf{G}_{g_2}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_3} \mathbf{G}_{g_2}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_4} \mathbf{G}_{g_2}\} \end{bmatrix}^T \\ \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,3} &= \begin{bmatrix} \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_1} \mathbf{G}_{g_3}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_2} \mathbf{G}_{g_3}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_3} \mathbf{G}_{g_3}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_4} \mathbf{G}_{g_3}\} \end{bmatrix}^T, \quad \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,4} = \begin{bmatrix} \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_1} \mathbf{G}_{g_4}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_2} \mathbf{G}_{g_4}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_3} \mathbf{G}_{g_4}\} \\ \text{vec}\{\mathbf{H}_{\gamma_4} \mathbf{G}_{g_4}\} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (24)$$

식 (24)를 이용하여 각 안테나 조합에 따른 심벌 검파 및 안테나 조합 검파를 수행하게 되며, 각각의 검파 기법은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \\ \tilde{s}_3 \\ \tilde{s}_4 \end{bmatrix} = \arg \min_{s_1, s_2, s_3, s_4 \in Q} \left\| \mathbf{y} - \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,1} s_1 - \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,2} s_2 - \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,3} s_3 - \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,4} s_4 \right\|^2$$

$$m_\mu = \min_{s_1, s_2, s_3, s_4 \in Q} \left\| \begin{array}{l} \mathbf{y} - \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,1} s_1 - \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,2} s_2 \\ - \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,3} s_3 - \tilde{\mathbf{h}}_{\mu,4} s_4 \end{array} \right\|^2$$

$$\tilde{\mu} = \arg \min_{\mu} m_\mu \quad (25)$$

식 (25)를 통하여 신호 검파 및 안테나 검파를 정확하게 수행할 수 있으며, 타이트 프레임 형태인 프리코더의 낮은 오류 확률 성능의 영향으로 인하여, 수신 성능이 향상된다. 제안한 기법의 프리코더 개수는 송신되는 심벌의 개수에 따라서 결정된다. 만약 6개의 심벌을 분산시켜 전송할 경우($T_s = 3$)의 전송 심벌 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{G}_s = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \\ g_6 \end{bmatrix} \quad (26)$$

식 (26)은 식 (19)와 같이 타이트 프레임 행렬 \mathbf{G} 와 송신될 신호 성상 벡터 \mathbf{s} 에 곱해서 하나의 벡터 형태로 나타낸 것이다. 분산되는 4개의 심벌들을 바탕으로 구성된 식 (21)의 부호 행렬과는 다르게 전송되는 부호 행렬의 차원은 3×4 로 늘어난다. 즉 분산되는 심벌 개수 2개당 부호 행렬 행 하나가 늘어난다. 그리고 전송되는 부호 행렬 개수는 식 (21)과 동일하게 4개를 사용한다.

마지막으로 제안한 전송기법의 대역효율을 알아보면 다음과 같다.

$$C_{P-SM} = \frac{1}{T_s} \log_2(\rho) + 2 \log_2(M) \quad (27)$$

앞에서 살펴본 식 (1)의 공간 변조기법 및 식 (2)의 STBC-SM의 대역효율과 제안한 전송기법의 대역효율을 비교하면 약 2배 정도 차이가 남을 알 수 있다. 공간 변조기법과 STBC-SM은 두 개의 심벌 전송 시간동안 두 개의 심벌만을 전송하지만 제안한 전송기법은 $T_s = 2$ 일 경우, 프리코더로 인하여 분산된 심벌 네 개가 전송되므로, 대역효율 면에서 이득을 가진다. 또한 $T_s = 3$ 일 경우에는 3개의 심벌을 전송하는 시간 동안 2개의 추가적인 비트 정보를 전송하므로 대역효율 면에

서는 조금 손해를 본다. 또한 T_s 가 증가할수록 복잡도 역시 증가되므로 수신 성능과 하드웨어 구현 가능성과의 관계에 대한 연구가 필요하다. $T_s = 2$ 일 경우에는 유럽형 DVB-NGH의 전송방식으로 송신 안테나 개수에 비례하여 전송량이 증가하는 골든 코드(golden code)가 고려되고 있으므로, 하드웨어 측면에서 제안한 기법을 차세대 통신 시스템에 적용하는 것은 가능할 것이라 예상된다.

IV. 실험 결과

본 장에서는 제안한 프리코더를 이용한 SM 전송기법과 기존 공간 변조기법과의 수신 성능 차이를 확인하기 위하여 컴퓨터 실험을 통하여 비교하였다. 실험환경 및 시스템은 표 1과 같다.

표 1에서 기존의 공간 변조기법, STBC-SM 및 제안한 P-SM 전송기법의 시스템 및 대역효율을 나타내었다. 채널은 평평한 레일리(Rayleigh) 채널을 적용하였으며, 대역효율을 똑같이 하기 위하여 공간 변조기법은 8-QAM, STBC-SM은 16-QAM을 사용하였고, 제안한 시스템은 $T_s = 2$ 일 경우에는 QPSK를 사용하여 5bit/s로 동일하게 하였다. 대역효율은 공간 변조기법의 경우 8-QAM에서 발생하는 3bit/s 정보와 송신 안테나 4개를 사용함으로써 발생하는 추가적인 2bit/s 정보를 합하면 5bit/s가 되며, STBC-SM은 16-QAM에서 발생하는 4bit/s와 안테나 조합에 의한 1bit 정보가 합쳐져서 5bit/s가 된다. 그리고 제안한 기법($T_s = 2$)의 대역효율은 두 개의 QPSK 정보로 인한 4bit/s와 안테나 조합에서 발생하는 추가적인 1bit 정보가 합쳐져서 5bit/s가 된다. 그리고 시스템의 수신 안테나 개수는 2개와 4개로 설정하였다. 다음 그림 5는 4×2 공간 변조기법,

표 1. 실험환경
Table 1. simulation environment.

	공간 변조기법	STBC-SM	P-SM ($T_s=2$)
시스템 (송신기개수 \times 수신기개수)	4x2, 4x4	4x2, 4x4	4x2, 4x4
대역효율	5bit/s (8QAM)	5bit/s (16QAM)	5bit/s (QPSK)
채널 환경	Rayleigh	Rayleigh	Rayleigh

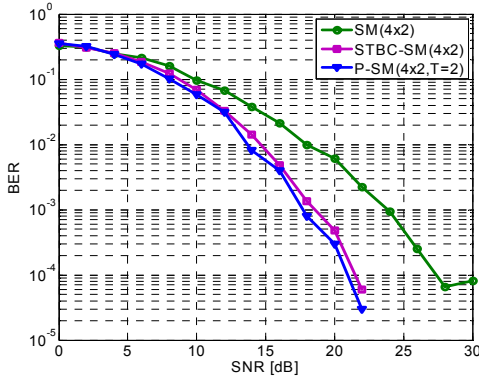


그림 5. 송·수신 안테나 개수가 4×2일 때 수신 성능 비교
 Fig. 5. Reception performance comparison in 4x2 system.

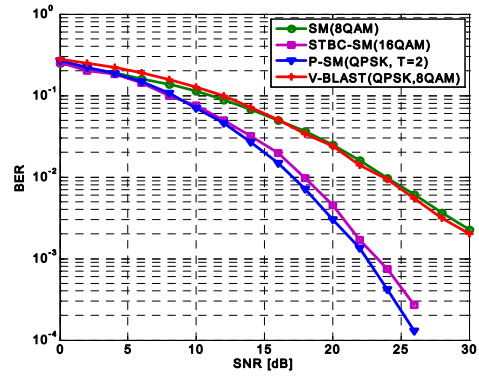


그림 7. 상관성이 존재하는 채널에서의 수신 성능 비교 ($r = 0.7$)
 Fig. 7. Reception performance comparison in correlated channel ($r = 0.7$).

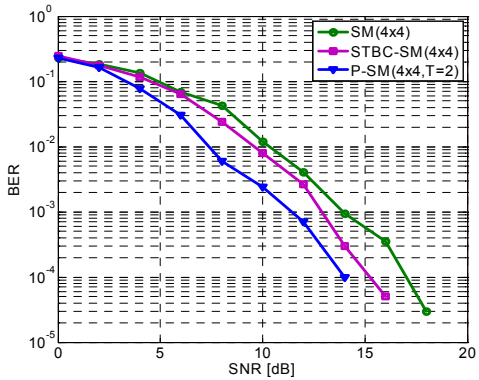


그림 6. 송·수신 안테나 개수가 4×4일 때 수신 성능 비교
 Fig. 6. Reception performance comparison in 4x4 system.

STBC-SM 및 제안한 시스템의 수신 성능 결과이다.

그림 5에서 제안한 P-SM 전송기법($T_s = 2$)의 수신 성능이 BER(bit error rate) 10^{-4} 기준으로 공간 변조기법보다는 약 10dB, STBC-SM보다는 약 0.5dB 정도 좋아짐을 알 수 있다. 그 이유는 타이트 프레임 형태의 프리코더를 이용하면 $N = 4$ 일 경우, 즉 한 개의 전송 행렬에 서로 다른 심벌 4개를 모두 분산하여 전송함으로써, 다이버시티 이득이 가장 높기 때문이다.

그림 6은 송·수신 안테나 개수를 4×4로 통일했을 경우의 SNR(signal to noise ratio)에 따른 BER 결과이다. 그림 6에서 송·수신 안테나 개수가 각각 4개일 경우에도 제안한 P-SM 전송기법($T_s = 2$)의 수신 성능이 BER 10^{-4} 기준으로 공간 변조기법보다 약 4dB,

STBC-SM보다는 약 1.5dB 정도 좋아진다. 수신 안테나 개수가 늘어남으로써, 얻을 수 있는 다이버시티 이득이 늘어나며, 오류 확률을 줄일 수 있는 타이트 프레임 형태의 프리코더를 적용했기 때문에 좋은 수신 성능을 얻을 수 있다.

만약 서로 다른 4개의 심벌 분산 외에 6개 이상의 심벌을 분산시켜 공간 변조기법에 적용시킨다면, 식 (14)에서의 공분산 행렬 \mathbf{R}_s 의 개수를 올려서 수신 성능을 더욱더 향상시킬 수 있다. 그러나 복잡도 측면에서는 지수적으로 증가하므로 하드웨어를 구현할 경우, 적절하게 분산할 심벌 개수를 정해야 한다. 마지막으로 상관성이 존재하는 채널에서 기존 다중안테나 방식과의 수신 성능을 비교하기 위하여 공간 다중화 방식의 송·수신 안테나 개수가 2개인 V-BLAST를 채널 상관 계수가 0.7인 레일리 채널에서 공간 변조기법들과 비교하였다. 또한 대역효율 5bit/s로 동일하게 실험하기 위하여 V-BLAST 한 개의 송신기에서는 QPSK(2bit/s), 나머지 다른 송신기에서는 8QAM(3bit/s)을 전송하였다.

그림 7에서 채널 상관 계수 r 이 0.7일 경우에서의 V-BLAST, 공간 변조기법, STBC-SM 및 제안한 전송기법의 수신 성능을 나타내고 있다. 여기서 채널 상관 계수에 따른 채널 상관은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} H_{cor1} \\ H_{cor2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & r \\ r & 1 \end{bmatrix}^{1/2} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \quad (28)$$

식 (28)에서 h_1 과 h_2 는 각각의 채널 이득을 나타내며, H_{cor1} 과 H_{cor2} 는 채널 상관 계수 r 에 따른 h_1 과

h_2 의 합으로 나타난다. 그러므로 채널 상관 계수 r 이 1에 가까워질수록 두 개의 독립적인 채널 h_1 과 h_2 가 서로 크게 영향을 준다. 이러한 채널 상관 계수 r 이 포함된 채널 상관 행렬이 적용된 그림 7에서 모든 전송기법의 수신 성능이 나빠진다. 이유는 채널 간의 상관성이 존재하면 송신 신호 간의 간섭이 심해지기 때문에 신호를 정확하게 검파할 수 없다. 더욱이 대역효율이 5bit/s(QPSK, 8QAM)인 V-BLAST인 경우에는 수신 신호간의 간섭 영향을 많이 받기 때문에 수신 성능이 더욱 나빠진다. 제안한 기법의 $T_s = 2$ 일 경우의 복잡도는 ρM^4 으로 STBC-SM($2\rho M$), 공간 변조기법(ρM) 및 V-BLAST(M^2)보다는 복잡하지만 수신 성능이 다른 전송기법보다 뛰어나며, 변조레벨이 STBC-SM과 공간 변조기법보다는 동일한 대역효율 관점에서 낮기 때문에 충분히 경쟁력이 있다고 생각된다.

V. 결 론

본 논문에서는 오류 확률을 낮추며, 채널 효율도 극대화 할 수 있는 타이트 프레임 형태의 프리코더를 공간 변조기법에 적용시켜 전송량을 증가시켰다. 기존의 공간 변조기법 및 STBC-SM 전송기법보다 낮은 변조레벨의 성상을 적용시켜 동일한 전송량 기준으로 더 좋은 수신 성능을 나타내었다. 그러나 복잡도 및 실제적인 하드웨어 구현이 가능하도록 분산할 심벌 개수를 고려하고, 복잡도를 줄일 수 있는 SD(sphere decoding) 기법의 연구가 필요하다.

REFERENCES

[1] D. Astely, E. Dahlman, A. Furuskar, Y. Jading, M. Lindstrom, and S. Parkvall, "LTE: The Evolution of Mobile Broadband," *IEEE Commun. Mag.*, vol.47, no.4, pp.44-51, April 2009.
[2] M. Di Renzo, H. Haas, and P. M. Grant, "Spatial modulation for multiple - antenna wireless systems: A survey," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 12, pp. 182 - 191, Dec. 2011.
[3] J. Wang, S. Jia, and J. Song, "Signal Vector Based Detection Scheme for Spatial Modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 16, no. 1, pp. 19 - 21, Jan. 2012.

[4] J. Zheng, "Signal Vector Based List Detection for Spatial Modulation," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 1, no. 4, pp. 265 - 267, Aug. 2012.
[5] N. R. Naidoo, H. J. Xu, and T. Al-Mumit Quazi, "Spatial modulation: optimal detector asymptotic performance and multiple-stage detection," *IET Commun.*, vol. 5, no. 10, pp. 1368 - 1376, Jul. 2011.
[6] R. Y. Mesleh et al., "Spatial modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, pp. 2228 - 2241, July 2008.
[7] J. Jeganathan et al., "Space shift keying modulation for MIMO channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, pp. 3692 - 3703, July 2009.
[8] J. Jeganathan, A. Ghayeb, and L. Szczecinski, "Generalized space shift keying modulation for MIMO channels," *IEEE International Symposium Personal, Indoor Mobile Radio Commun. (PIMRC'08)*, Cannes, France, Sept. 2008.
[9] Myung Chul Park and Dong Seog Han, "A Golden Coded-Spatial Modulation MIMO System", *Journal of The Institute of Electronics Engineers of Korea*, Vol. 50, No. 10, October, 2013.
[10] Y. C. Eldar and J., G.D. Forney, "Optimal tight frames and quantum measurement," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, no. 3, pp. 599 - 610, Mar. 2002.
[11] E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, and H. V.Poor, "Space-Time Block Coded Spatial Modulation," *IEEE Tran. on Commun.*, vol. 59, no. 3, pp. 8230832, Mar. 2011.
[12] R. W. Health and A. J. Paulraj, "Linear dispersion codes for MIMO systems based on frame theory," *IEEE Trans. Signal Process*, vol. 50, pp. 2429-2441, Oct. 2002.

— 저 자 소 개 —



조 봉 균(학생회원)
 2008년 경북대학교 전자전기 컴퓨터학부 공학사.
 2011년 경북대학교 전자전기 컴퓨터학부 공학석사.
 2011년~현재 경북대학교 IT대학 대학원 박사과정.

<주관심분야 : MIMO, 디지털 방송>



한 동 석(평생회원)
 1987년 경북대학교 전자공학과 공학사.
 1989년 KAIST 전기 및 전자공학과 공학석사.
 1993년 KAIST 전기 및 전자공학과 공학박사.

1987년 10월~1996년 8월 삼성전자 기술총괄신호처리 연구소 선임연구원

1996년 8월~현재 경북대학교 IT대학 교수

2006년 7월~2008년 7월 정보통신연구진흥원 디지털 TV/방송사업단 단장

2011년~현재 경북대학교 IT·자동차융합연구센터 장

<주관심분야 : 통신신호처리, 지능형 교통시스템>