
MIMO 채널에서 Sphere Decoding 알고리즘을 이용한 신호검파

안진영* · 강윤정** · 김상준***

Signal Detection with Sphere Decoding Algorithm at MIMO Channel

Jinyoung An* · Yunjeong Kang** · Sangchoon Kim***

이 논문은 2009년도 동아대학교 학술 연구비 지원에 의해 연구되었음.

요 약

본 논문에서는 다중입력 다중출력 (Multiple Input Multiple Output: MIMO) 시스템에서 Maximum Likelihood (ML) 수신기와 같은 성능을 가지지만 복잡도가 낮은 Sphere Decoding (SD) 알고리즘에 대해 분석하고 그 성능을 평가한다. 각각의 송신 안테나에서 채널로 전송되는 독립적인 신호는 QPSK 와 16QAM 방식을 사용하여 변조되며, 채널은 산란이 활발하게 일어나는 레일리 (Rayleigh) 평탄 페이딩 채널로 가정한다. 수신기에서 수신된 신호는 Fincke & Pohst SD 알고리즘에 의해 각 송신 안테나로부터의 독립적인 신호로 검파되며, 그 성능이 ZF (Zero Forcing), MMSE (Minimum Mean Square Error), SIC (Successive Interference Cancelation), 그리고 ML수신기의 성과 비교되었다. 추가적으로 복잡도를 줄이기 위해 개선된 형태인 Viterbo & Boutros SD 알고리즘을 이용하여 검파된 신호의 BER 성과 부동 소수점 연산량(Floating Point Operations: FLOPS)이 각각 비교 분석되었다.

ABSTRACT

In this paper, we analyze the performance of the sphere decoding algorithm at MIMO system. The BER performance of this algorithm is the same as that of ML receiver, but computational complexity of SD algorithm is much less than that of ML receiver. The independent signals from each transmit antennas are modulated by using the QPSK and 16QAM modulation in the richly scattered Rayleigh flat-fading channel. The received signals from each receivers is independently detected by the receiver using Fincke & Pohst SD algorithm, and the BER output of the algorithm is compared with those of ZF, MMSE, SIC, and ML receivers. We also investigate the Viterbo & Boutros SD algorithm which is the modified SD algorithm, and the BER performance and the floating point operations of the algorithms are comparatively studied.

키워드

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output), Sphere Decoding, ML (Maximum Likelihood), Computational complexity

* 동아대학교 전자공학과 박사과정

** 동아대학교 전자공학과 석사과정

*** 동아대학교 전자공학과 조교수 (교신저자)

접수일자 : 2009. 04. 16

심사완료일자 : 2009. 05. 27

I. 서론

최근 공간 다중화 이득 (Spatial Multiplexing Gain) 또는 안테나 어레이 이득(Array Gain)을 얻기 위해, 송·수신기 양단에 다중 안테나를 사용하는 다중입력 다중출력 (MIMO) 시스템이 활발히 연구되고 있다[1]. 각 송신안테나로부터 독립적인 신호를 송신한 후, 다중 수신 안테나를 통해 신호를 검출(Detection)하게 되면 추가적인 자유도 (Degree of Freedom) 이득을 얻을 수 있다. 이러한 기술을 이용하는 MIMO 시스템은 논문[2]에서 제안된 V-BLAST 구조이다. V-BLAST 구조에서 공간적으로 다중화된 신호검출을 위해 사용되는 수신기는 일반적으로 Zero Forcing (ZF), Minimum Mean Square Error (MMSE), Maximum Likelihood (ML) 이 있다. 여기서 ML 수신기는 가장 뛰어난 BER 성능을 가지는 최적의 수신기이지만, 신호검출을 위해 요구되는 계산량이 안테나의 개수와 신호 변조 방식에 따라 지속적으로 증가하는 단점을 가진다. 반면 논문 [3-5]에서 연구된 SD 알고리즘은 ML 수신기와 같은 성능을 가지지만, 그 계산량이 매우 낮은 최적의 수신기이다. SD 알고리즘의 전체 계산량은 잡음 분산값에 비례하여 결정되는 반지름에 의해 좌우되기 때문에, 모든 신호 좌표를 수신된 신호와 비교하는 ML 수신기보다 낮은 계산량을 가진다.

따라서 본 연구는 V-BLAST 구조를 사용한 MIMO 시스템에서 최적의 BER 성능을 가지지만, 하드웨어적으로 복잡도가 낮은 SD 알고리즘을 QPSK와 16QAM 변조방식을 사용하여 그 성능을 평가한다. 여기서 초기에 결정된 반지름을 고정적으로 사용하는 Fincke & Pohst SD 알고리즘과 수신 신호를 찾을 때 마다 반지름을 갱신하여 복잡도를 더 낮춰주는 Viterbo & Boutros SD 알고리즘에 대해 그 연산량을 알아보고 기존의 MIMO 수신기 ZF, MMSE, OSIC (Ordered Successive Interference Cancellation), ML 수신기와 성능을 비교한다. 또한 각 SD 알고리즘에서 ZF 필터와 MMSE 필터를 사용하였을 때, 그 BER 성능과 부동소수점 연산량(FLOPS)을 비교 분석한다.

II. 본론

본 논문에서는 단일사용자 환경에서 N 개의 송신 안테나와 M 개의 수신안테나를 사용하는 협대역 MIMO 시스템을 고려한다. 채널은 한 개의 프레임이 송신되는 동안 변하지 않는 레일리 평탄 페이딩을 가정한다. 여기서 데이터 프레임은 QPSK 또는 16QAM 방식으로 변조된 신호이며, 채널 코딩 작업 없이 각각의 송신 안테나를 통해 독립적으로 송신된다. \vec{s} 를 $N \times 1$ 크기의 전송된 신호벡터로 그리고 \vec{y} 를 $M \times 1$ 크기의 수신된 신호 벡터로 표기할 경우 부가백색 가우시안 잡음 (Additive White Gaussian Noise: AWGN)을 가지는 MIMO 시스템의 입출력 관계식은 다음과 같이 표기된다.

$$\vec{y} = \mathbf{H} \cdot \vec{s} + \vec{v} \tag{1}$$

여기서 \mathbf{H} 는 $\mathbf{H} = [h^{m,n}] \in \mathbf{C}^{M \times N}$ 으로 정의하며, 각 채널 계수 $h^{m,n}$ 은 순환 대칭 복소 가우시안 (Circular Symmetric Complex Gaussian), 평균이 0이고 분산이 1, 즉 $CN(0,1)$ 의 분포를 가진다. \vec{v} 는 $M \times 1$ 의 크기를 갖는 AWGN 벡터이며, $CN(0, N_0)$ 의 분포를 따른다. 수신기에서는 채널 정보를 완벽하게 알지만, 송신기에서 채널 정보를 알지 못할 경우 전체 송신전력(정규화된 송신전력)은 송신 안테나 개수 N 만큼 균일하게 나누어 할당할 수 있으며, $1/N$ 로 표기 된다. 따라서 주어진 신호의 크기와 잡음의 분산 값을 이용하여 신호대 잡음비 (Signal to Noise Ratio: SNR)를 $SNR = 1/N_0$ 으로 표현할 수 있다.

III. 기존의 MIMO 공간 다중화 수신기

공간적으로 다중화된 신호를 검출하기위해 사용되는 기존의 MIMO 수신기는 선형(linear) 수신기인 ZF, MMSE 알고리즘과 비선형 수신기인 OSIC방식이 있으며 그 수신 기법은 다음과 같다.

3.1 MIMO 선형 수신기

ZF 수신기는 간단한 선형 수신기으로써 전송된 신호백

터 \vec{s} 를 구하기위해 다음과 같은 방법을 사용한다 [6],[7].

$$\vec{\hat{s}} = \mathbf{H}^+ \vec{y} \quad (2)$$

여기서 $\vec{\hat{s}}$ 는 검출된 신호 벡터를 의미하고 \mathbf{H}^+ 는 채널 행렬 \mathbf{H} 의 Moore-Penrose 준역행렬(pseudo-inverse)을 나타내며 다음과 같이 정의 된다[7],[8].

$$\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (3)$$

여기서 \mathbf{H}^H 는 채널 행렬 \mathbf{H} 의 복소 공액 전치 (Complex conjugate transpose)를 의미한다.

MMSE 수신기는 각각의 송신 안테나로부터 전송된 신호에 대해 모든 잡음과 상호 간섭 성분을 최소화 해준다. 검출 신호 $\vec{\hat{s}}$ 는 다음과 같이 디코딩 된다[7],[9].

$$\vec{\hat{s}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + N_0 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{H}^H \vec{y} \quad (4)$$

ZF 디코더는 각 송신안테나로부터의 신호를 완벽하게 구분할 수 있지만 잡음성분을 향상시키는 단점을 가진다. 반면 MMSE 디코더는 신호를 구분하는 능력이 떨어지지만 잡음에 덜 민감하다는 강점을 가진다.

3.2 MIMO 비선형 수신기

MIMO 선형 수신기는 더 향상된 성능을 위해 SIC 알고리즘과 병행하여 사용된다. 이번 절에서 언급하는 SIC 알고리즘은 강한 신호 성분 순으로 정렬된(Ordered) SIC 알고리즘을 가정한다. 만약 수신기에서 ZF 디코더를 사용할 경우 OSIC 알고리즘을 포함한 ZF 수신기의 전체 알고리즘은 표 1과 같다[2],[7]. 식 ②는 i 번째 단계에서 채널 행렬 \mathbf{H}_i 의 준역행렬을 의미한다. 과정 ③에서는 BER 성능을 최대화 시켜주는 최적의 열벡터 요소를 결정하며, 여기서 $(\mathbf{G}_i)_j$ 는 \mathbf{G}_i 의 j 번째 행을 나타낸다. 식 ④-⑥ 은 각각 소거 (nulling) 벡터, 결정 통계치 (decision statistic), 송신된 신호 \vec{s} 에 대한 검출된 신호를 나타내며, ⑥ 의 $Q[\cdot]$ 는 양자화 연산을 의미한다. 식 ⑦에서는 수신된 신호 벡터로부터 앞서 검출된 신호를

제거 (cancellation) 하며, 식 ⑧ 은 다음 i 번째 채널 행렬 \mathbf{H}_{i+1} 을 위해 \mathbf{H}_i 의 k_i 번째 열벡터를 0 으로 채우는 과정이다. 이것은 앞서 검파 후 제거된 k_i 번째 안테나 신호에 대한 채널행렬의 열벡터 성분이기 때문이다.

마찬가지 방법으로 MMSE-OSIC 수신기에 대한 전체 알고리즘은 $\mathbf{G}_i = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + N_0 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{H}^H$ 로 준역행렬을 바꾼 후 ZF-OSIC 알고리즘과 동일한 과정을 통해 얻을 수 있다.

표 1. ZF-OSIC 알고리즘
Table 1. ZF-OSIC Algorithm.

①	for $i = 1, \dots, N$
②	$\mathbf{G}_i = \mathbf{H}_i^+$
③	$k_i = \arg \min_j \ (\mathbf{G}_i)_j\ ^2$
④	$\vec{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i}$
⑤	$z_{k_i} = \vec{w}_{k_i}^T \vec{y}_i$
⑥	$\hat{s}_{k_i} = Q[z_{k_i}]$
⑦	$\vec{y}_{i+1} = \vec{y}_i - \hat{s}_{k_i} \cdot (\mathbf{H}_i)_{k_i}$
⑧	$\mathbf{H}_{i+1} = \mathbf{H}_i^{\bar{k}_i}$
⑨	end

검파된 신호 $\vec{\hat{s}}$ 를 원래의 신호 배열 $(1, 2, \dots, N)$ 로 순환

IV. Sphere Decoding(SD) Algorithm

앞서 언급된 MIMO 공간 다중화 검파기중 ML 수신기는 가장 좋은 성능을 가지며 다음과 같이 신호를 검출한다.

$$\vec{\hat{s}} = \arg \min_{\vec{s}} \|\vec{y} - \mathbf{H} \vec{s}\|^2 \quad (5)$$

여기서 $\arg \min_{\vec{s}} \|\cdot\|^2$ 는 norm 제곱 값이 최소가 되는 벡터 \vec{s} 를 찾는 과정이다. 즉, ML 수신기는 수신된 신호를 모든 신호 좌표와 비교하여 가장 짧은 거리를 가

지는 좌표를 수신 신호로 검출한다. 이 방법은 송신 안테나의 개수와 심플당 비트의 수가 증가함에 따라 계산량이 지수 적으로 증가하게 되며, 하드웨어적인 복잡도를 증가시킨다. 반면 SD 알고리즘은 계산량을 줄이기 위해 다음과 같이 신호를 검출한다[3-5].

$$d^2 \geq \|\vec{y} - \mathbf{H}\vec{s}\|^2 \quad (6)$$

여기서 반지름 d 는 $d = \sqrt{\lambda MN_0}$ 로 정의되며, λ 는 최소 1개 이상의 신호 좌표가 99% 이상의 확률로 원안에 포함 되도록 선택되는 파라미터이다[3]. 즉 SD 알고리즘은 수신된 신호 \vec{y} 로부터 최소 거리를 가지는 신호 좌표를 검출하기 위해 반지름이 d 인 원 안에 있는 좌표에 대해서만 거리를 비교하기 때문에 ML 수신기에 비해 계산량이 훨씬 적다.

4.1 Fincke & Pohst SD 알고리즘

논문 [4]의 Fincke & Pohst SD 알고리즘은 식 (6)의 우변항을 계산하기 위해 ZF 필터를 사용하여 \vec{s} 값을 $\vec{s} = \mathbf{G}_{ZF}\vec{y}$ 와 같이 미리 추정 후에 최소 거리 값을 구한다. 여기서 \mathbf{G}_{ZF} 는 $\mathbf{G}_{ZF} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^H$ 를 의미한다. Fincke & Pohst SD 알고리즘의 전체 과정[3-4]은 그림 1에 제시 되었으며, 여기서는 알고리즘 진행 과정만 간단히 언급한다. 그림 1의 입력 단계에서 \mathbf{R} 은 채널의 QR 분해로 얻은 행렬이며, \vec{z} 는 Q 행렬을 이용하여 얻은 수정된 수신신호 $\vec{z} = \mathbf{Q}\vec{y}$ 를 나타낸다. 단계 1은 초기화 과정이며, $i = n$ ($i = n, \dots, 1$)으로 두고 반지름과 검출된 신호 관련 파라미터 d_n^2 와 $\hat{s}_{n|n+1}$ 을 초기화한다. 단계 2는 i 번째 과정에서 검출된 신호의 상한치 U_i 와 하한치 x_i 를 계산하는 과정이며, 기호 $\lfloor \cdot \rfloor$ 와 $\lceil \cdot \rceil$ 는 각각 내림과 올림 연산을 의미한다. 단계 3에서는 s_i 를 i 번째 과정의 상한치 U_i 가 될 때까지 증가시키며, 상한치 이하인 경우 단계 5에서 i 의 마지막 과정 $i = 1$ 이 되었는지 판단한다. $i = 1$ 이 아닌 경우 단계 6으로 가서 $i - 1$ 번째 검출 신호와 반지름 관련 파라미터 $\hat{s}_{i|i+1}$ 과 d_i^2 를 구한 후 단계 2로 돌아간다. 만약 단계 5에서 $i = 1$ 인 경우 식 (6)을 만족하는 신호 좌

표중 하나를 찾은 것이므로 좌표 \vec{s} 와 그 거리를 저장한 후 단계 3으로 돌아간다. 만약 단계 3에서 s_i 가 상한치 U_i 보다 큰 경우 단계 4로 가서 i 를 증가시킨다. 단계 4에서 i 가 n 이하인 경우 단계 3으로 다시 돌아가며, $i = n + 1$ 인 경우 식 (6)을 만족하는 모든 신호 좌표를 찾은 것이므로 알고리즘을 종료하게 된다.

한편 MMSE 필터를 사용 하였을 때의 성능을 분석하기 위해 ZF 필터 대신 MMSE 필터를 사용할 수 있다. MMSE 필터는 $\mathbf{G}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H} + N_0\mathbf{I}_N)^{-1}\mathbf{H}^H$ 이며, 입력값 $\vec{x} = \mathbf{G}_{MMSE} \cdot \vec{y}$ 를 제외하면 나머지 알고리즘 과정은 그림 1과 동일하다.

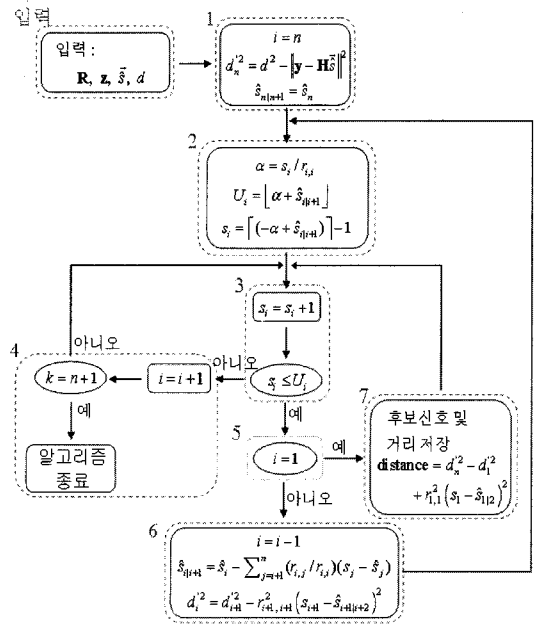


그림 1. Fincke & Pohst SD 알고리즘의 순서도
Fig. 1. Flowchart of Fincke & Pohst SD Algorithm.

4.2 Viterbo & Boutros SD 알고리즘

그림 1의 Fincke & Pohst SD 알고리즘은 단계 7에서 식 (6)을 만족하는 후보 신호 하나를 찾은 후 고정된 반지름으로 다음 후보 신호를 찾는다. 이 과정은 잡음이 큰 영역(낮은 SNR 영역)에서 수신 $d = \sqrt{\lambda MN_0}$ 에 의해 반지름이 커지므로 여전히 많은 계산량을 요구한

다. 논문 [5]의 Viterbo & Boutros SD 알고리즘은 위의 단점을 개선시킨 방법으로써, 전체 알고리즘은 그림 2와 같다. 그림 2의 방법은 단계 7, 8을 제외하면, 그 나머지 과정이 그림 1과 동일하다. 위의 알고리즘은 단계 8에서 후보 신호 하나를 찾을 때마다 수신된 신호와의 거리를 파라미터 'distance'로 저장한다. 이 값은 반지름 관련 파라미터 d_n^2 에 저장되고 i 를 n 으로 초기화시킨 후 알고리즘이 재시작 된다. 다시 단계 7에서는 현재 결정된 후보 신호가 이전의 후보 신호보다 수신된 신호와의 거리가 짧은 경우에만 단계 8로 넘어가 반지름을 줄이기 때문에 SNR이 낮은 영역에서 그 계산량을 훨씬 줄일 수 있다. 또한 IV. 1절과 마찬가지로 ZF 필터 대신 MMSE 필터를 사용하여 그 성능을 분석할 수 있으며, 입력값 \vec{s} 을 제외하면 나머지 과정이 그림 2와 동일하다.

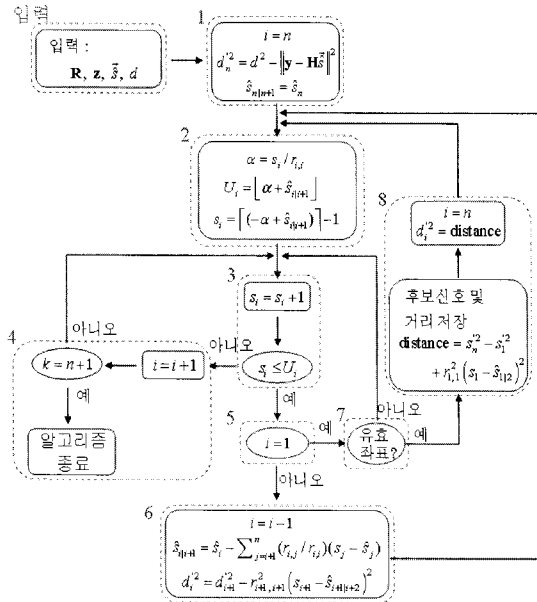


그림 2. Viterbo & Boutros SD 알고리즘의 순서도
Fig. 2 Flowchart of Viterbo & Boutros SD Algorithm.

V. 시뮬레이션 결과

MIMO 평탄 페이딩 채널에서 SD 알고리즘과 기존의 MIMO 수신기(ZF, MMSE, ML, OSIC)의 성능평가는 100,000 회의 독립적인 Monte-Carlo 시뮬레이션을 통해 수행되었다. 수신기에서 신호 검출시 심볼간 간섭(Inter-symbol interference: ISI)은 없다고 가정하며, 각 수신기의 BER 출력과 복잡도(Complexity)가 비교 분석되었다. MIMO 수신기의 복잡도는 매트랩 5.3 버전에서 FLOPS (Floating point operations) 함수의 계산량을 통해 분석되었다.

그림 3, 4는 QPSK 변조 방식을 사용한 MIMO 시스템에서 송수신 안테나의 개수를 각각 2개, 4개 사용하였을 때 ZF, MMSE, ZF-OSIC, MMSE-OSIC, ML, SD 알고리즘을 사용한 수신기의 BER 성능을 보여준다. 그림을 통해 SD 알고리즘의 성능은 ML 수신기의 성능과 거의 동일함을 알 수 있다. 또한 선형 MIMO 수신기(ZF, MMSE)를 제외한 나머지 수신기(ZF-OSIC, MMSE-OSIC, ML, SD)는 안테나 개수가 증가할 경우 그 성능도 좋아지며, 특히 ML 수신기와 SD 알고리즘을 사용한 수신기는 월등한 성능 향상이 있다. 한편 Fincke & Pohst (FP) SD 알고리즘과 Viterbo & Boutros (VB) SD 알고리즘 각각이 ZF과 MMSE 필터를 사용하여도 같은 성능을 보이는 것은 SD 알고리즘 자체가 성능을 최적화 해주기 때문에 필터를 바꾸어도 성능은 변함이 없다.

그림 5에서는 16QAM 변조 방식을 사용한 4x4 MIMO 시스템에서 기존의 MIMO 수신기와 SD 알고리즘의 성능을 비교 하였다. 그림 3, 4에서와 마찬가지로 각 수신기의 성능이 비슷한 경향으로 나타나며, SD 알고리즘은 ML 수신기와 같은 성능을 보여준다. 하지만 심볼당 전송하는 비트수의 증가로 전체적인 성능이 그림 3, 4의 수신기에 비해 저하됨을 알 수 있다.

그림 6, 7, 8은 각각 그림 3, 4, 5의 각 수신기에 대한 부동 소수점 연산량(FLOPS)을 보여준다. 전체 수신기에서 ZF과 MMSE 수신기는 가장 적은 연산량으로 신호를 검출하며, ML 수신기는 가장 많은 연산량을 요구한다. ZF와 MMSE 수신기의 각 연산량이 비슷한 것과 같이, SD 알고리즘 또한 ZF 필터와 MMSE 필터 사용에 대한 결과 연산량이 거의 차이가 없음을 보인다.

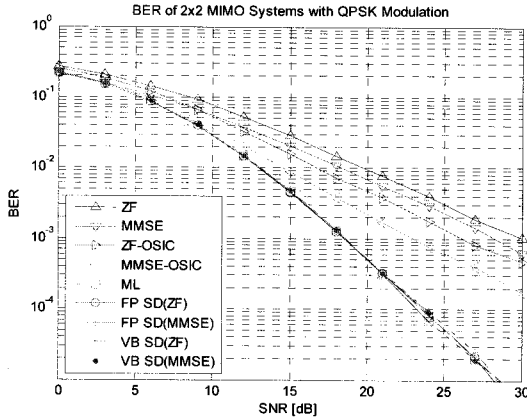


그림 3. 2x2 MIMO 시스템의 BER 성능 (QPSK)
Fig. 3 BER Performance of 2x2 MIMO System (QPSK)

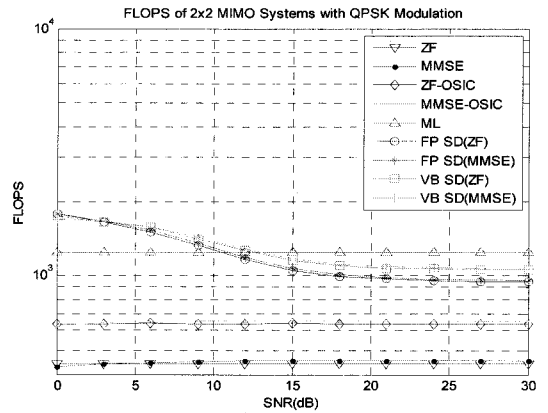


그림 6. 2x2 MIMO 시스템의 부동소수점 연산량 (QPSK)
Fig. 6 FLOPS of 2x2 MIMO System (QPSK).

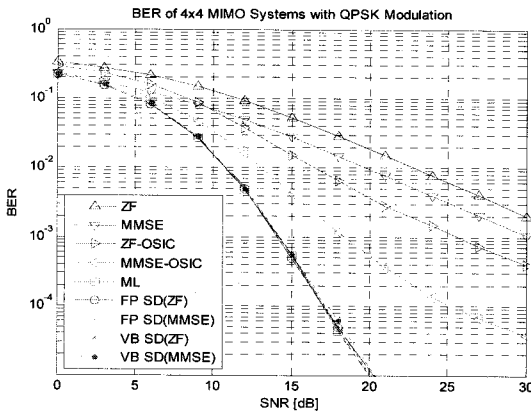


그림 4. 4x4 MIMO 시스템의 BER 성능 (QPSK)
Fig. 4 BER Performance of 4x4 MIMO System (QPSK)

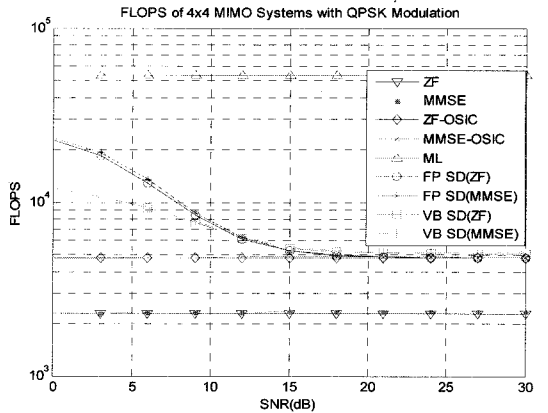


그림 7. 4x4 MIMO 시스템의 부동소수점 연산량 (QPSK)
Fig. 7 FLOPS of 4x4 MIMO System (QPSK)

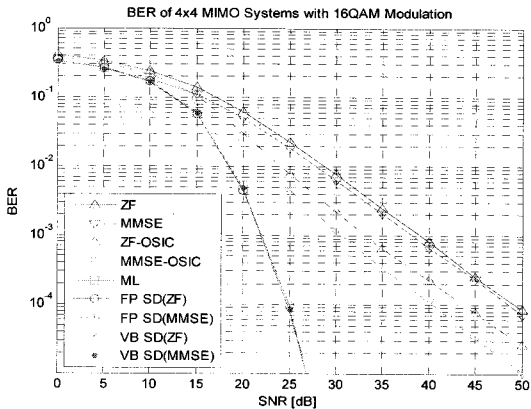


그림 5. 4x4 MIMO 시스템의 BER 성능 (16QAM)
Fig. 5 BER Performance of 4x4 MIMO System (16QAM)

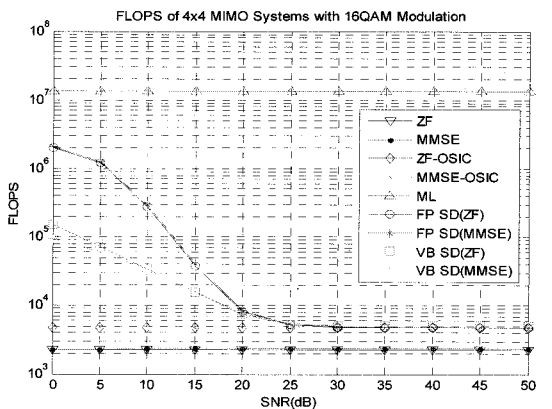


그림 8. 4x4 MIMO 시스템의 부동소수점 연산량 (16QAM)
Fig. 8 FLOPS of 4x4 MIMO System (16QAM)

한편 그림 6의 경우 낮은 SNR 영역에서 SD 알고리즘의 연산량이 ML 수신기보다 더 많은 것을 알 수 있다. 이것은 QPSK 변조 방식을 사용하는 2×2 MIMO 시스템에서 수신된 신호와 비교되는 참조신호의 개수가 적어, SD 알고리즘에서 기본적으로 요구되는 연산량이 전체 계산량에 큰 비중을 차지하기 때문이다.

그림 7에서 FP SD 알고리즘의 연산량은 고정된 반지름의 사용으로 인해 SNR 이 낮은 영역에서는 ML 수신기 연산량의 절반, 선형 MIMO 수신기 연산량의 10배가 요구되고, SNR 이 높은 영역에서는 ML 수신기 연산량의 $1/10$, 선형 수신기 연산량의 2배, OSIC 수신기와는 거의 비슷한 연산량을 요구한다. 반면 VB SD 알고리즘 연산량은 후보 신호를 찾을 때마다 반지름을 갱신하므로 SNR이 낮은 영역에서는 FP SD 알고리즘 연산량의 절반 정도만 요구되며, SNR이 높은 영역에서는 FP SD 알고리즘 연산량과 같음을 보인다.

그림 7의 4×4 QPSK 환경보다 심볼당 전송 비트가 증가할 경우 ML 수신기의 연산량은 지수적으로 증가하며, 16QAM 변조 방식을 사용한 4×4 MIMO 시스템에서 전체 수신기의 연산량이 그림 8에 나타나있다. 그림 7과 마찬가지로 FP SD 알고리즘은 SNR이 낮은 영역에서 많은 연산량을 요구하며, VB SD 알고리즘은 SNR이 낮은 영역에서 ML 수신기에 비해 $1/100$ 배, SNR 높은 영역에서는 3000배 이상 적은 연산량으로 신호를 검출한다. 한편 선형 수신기와 OSIC 수신기는 변조 방식이 바뀌어도 요구되는 연산량이 같음을 그림 7과 8을 통해 알 수 있다.

VI. 결론

SD 알고리즘과 기존의 다양한 MIMO 수신기(ZF, MMSE, ML, OSIC)의 BER 성능과 부동소수점 연산량(FLOPS)이 MIMO 평탄 페이딩 채널에서 비교, 분석되었다. 시뮬레이션 결과로부터 SD 알고리즘은 최적의 BER 성능을 보이는 ML 수신기와 같은 성능을 가지는 것을 확인할 수 있으며, 특히 Viterbo & Boutros SD 알고리즘은 분석된 수신기중 계산량과 BER 성능의 관점에서 가장 효율적인 수신기임을 알 수 있다.

감사의 글

본 논문은 2009년도 동아대학교 학술 연구비 지원에 의해 연구 되었습니다.

참고문헌

- [1] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281-302, April 2003.
- [2] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST : An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," *ISSSE, URSI International Symposium on 29*, pp.295-300, Sept, 1998.
- [3] B. Hassibi and H. Vikalo, "On the Sphere-Decoding Algorithm I. Expected Complexity", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, pp. 2806-2818, Aug. 2005
- [4] U. Fincke and M. Pohst, "Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis", *Math. comput.*, vol. 44, pp. 463-471, Apr. 1985.
- [5] E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice decoder for fading channels", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 1639-1642, Jul. 1999.
- [6] H. Suzuki, Mark H., Graham D., "Design Criteria of MIMO Systems," *VTC. IEEE. 63rd Volume 4*, pp.1840-1843, 2006.
- [7] Mohinder J., *Space-Time Codes and MIMO Systems*, Artech House, 2004
- [8] Strang, G., *Linear Algebra and Its Applications*, Fort Worth, TX: Saunders College Publishing, Brace Jovanovich College publishers, 3rd edition, 1988.
- [9] Bolcskei, H., and A. Paulraj, "Multiple-Input Multiple-Output(MIMO) Wireless Systems," *Communications Handbook*, CRC Press, 2001

저자소개



안진영(Jinyoung An)

2007년 동아대학교 전기전자컴퓨터
공학부 전자전공 (공학사)

2009년 동아대학교 대학원
전자공학과 (공학석사)

2009년~현재 동아대학교 대학원 전자 공학과 박사과정

※관심분야: 이동/무선통신



강윤정(Yunjeong Kang)

2008년 동아대학교 전자공학과
(공학사)

2009년~현재 동아대학교 대학원
전자 공학과 석사과정

※관심분야: UWB시스템, MIMO 시스템, 무선통신



김상준(Sangchoon Kim)

1991년 연세대학교 전자공학과
(공학사)

1995년 미국 University of Florida
전기공학과 (공학석사)

1999년 미국 University of Florida 전기 및 컴퓨터공학과
(공학박사)

2000년~2005년 LG전자 책임연구원

2005년~현재 동아대학교 전자공학과 조교수

※관심분야: 이동/무선통신