

# 다중 안테나 시스템에서 Zero-Forcing(ZF)과 Sphere Decoding(SD)을 결합한 향상된 성능의 복호 방법

준회원 이 홍 주\*, 배 정 민\*\*, 정회원 김 동 우\*\*\*

## A hybrid ZF-SD method for MIMO Systems

Hong-Ju Lee\*, Jeong-Min Bae\*\* Associate Members; Dongwoo Kim\*\*\* Regular Member

### 요 약

다중 안테나(MIMO) 시스템은 무선 통신에서 높은 전송용량을 제공하지만 사용하는 안테나의 숫자가 증가할 수록 수신단의 복호 과정에서 높은 연산량이 요구된다. 높은 연산량은 고속 통신 시스템의 구현을 어렵게 만드는 요인이다. 본 논문에서는 MIMO 시스템의 복호 기법으로 널리 알려진 ZF(Zero-Forcing) 방법과 SD(Sphere decoding) 방법을 결합하는 알고리즘을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 알고리즘을 통해 수신단의 복호 과정에서 필요한 연산량을 크게 줄이는 동시에 비트 에러 율(BER) 성능은 SD와 비슷한 결과를 얻을 수 있다.

**Key Words** : MIMO decoding, Sphere decoding, Zero-forcing, hybrid ZF-SD

### ABSTRACT

In this paper, we describe a hybrid ZF-SD method. The method is based on dimensionality reduction via precoding and cancellation of those symbols that can be quickly and reliably detected by a linear decoder. The proposed method shows BER performance similar to SD but with much lower computational complexity than SD.

### 1. 서 론

높은 전송용량을 제공하는 다중 안테나 시스템은 최근 차세대 기술로 많은 주목을 받고 있다<sup>[1]</sup>. 그 중 V-BLAST(Vertical Bell Laboratories Layered Space Time)은 주파수 효율이 높은 대표적인 다중 안테나 시스템이다. 그러나 수신 신호를 복호할 때 사용하는 ML(Maximum Likelihood Detection)의 과도한 연산량이 시스템 구현에 걸림돌이 되고 있다. 따라서 수신단의 복호 연산량을 줄일 수 있는 방법에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다<sup>[2]</sup>.

수신신호를 복호(decoding)하는 다양한 방법 중 하나인 ZF(Zero-Forcing) 방법은 수신단에서 채널

상태 정보를 알고 있을 때, 이 채널 정보 행렬의 역행렬을 이용하여 수신 신호를 복호하는 방법이다. 다른 복호 방법들에 비해 연산량이 적은 것이 장점이지만, ML 방법과 비교하여 비트 오류 율(BER: Bit Error Rate) 성능이 낮은 단점이 있다. 또 다른 수신 신호 복원 방법으로 SD(Sphere Decoding) 방법이 있다. 이 방법은 ML 방법과 유사하게 수신 신호의 심볼이 가질 수 있는 정상도 상의 격자점(lattice)들로 이루어진 벡터들과 수신신호와의 길이를 각각 계산하여 최소 유클리드 거리의 격자점을 복호 신호로 선택한다. 그러나 ML 방법처럼 가능한 모든 격자점들의 조합에 대하여 계산하지 않고 수신신호로부터 반지름이  $C$  인 고차원 구(hyper

※ 본 연구는 한국전자통신연구원 및 2006년도 2단계 두뇌한국21 사업에 의해 지원되었습니다.

\* 한양대학교 전자전기제어계측공학과 이동통신망연구실 (hjlee@wnl.hanyang.ac.kr)

\*\* LG전자 MC사업부 단말연구소 개발3실 (baejeongmin@hotmail.com)

\*\*\* 한양대학교 전자컴퓨터공학부 부교수 (dkim@hanyang.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-05-211, 접수일자 : 2006년 5월 15일, 최종논문접수일자 : 2006년 8월 16일

sphere) 안의 격자점과의 길이만을 계산하기 때문에 ML보다 연산량이 작다. 그리고 구의 반지름  $C$ 의 길이에 따라 고차원 구가 포함하는 격자점의 수가 변하기 때문에 구의 반지름 크기를 결정하는 것도 중요한 문제이다. SD는 선형(linear) 복호 방법인 MMSE(Minimum Mean Square Error)이나 ZF보다 정교한 복호 기법이기 때문에 MMSE이나 ZF보다 BER 성능이 높다. 하지만, ML과 비교했을 때는 비슷하거나 다소 낮은 BER 성능을 보인다<sup>[2],[3]</sup>.

본 논문에서는 위에서 소개한 ZF과 SD 방법을 결합하여 복호 연산량을 더욱 줄이는 동시에 BER 성능은 SD와 유사하게 유지할 수 있는 방법을 제안하고자 한다. ZF과 SD가 결합된 알고리즘의 과정을 요약하면 다음과 같다.

알고리즘의 1단계에서는 ZF을 이용하여 수신 신호 벡터를 복호한다. 여기서 복호된 벡터는 각 원소들이 복소(complex)값을 가지므로 이 벡터를 실수(real)값을 원소로 하는 벡터로 변환한다. 이 실수 벡터의 각 원소에 대한 신호 대 잡음 비(SNR: Signal-to-Noise Ratio)값을 비교하여 높은 SNR 값을 갖는  $m$ 개에 대해서는 ZF로 복호한 결과를 이용하여 원소 값을 추정하고, 2단계에서는 ZF으로 추정된 원소 값을 이용하여 그에 대한 수신 신호를 발생하여 전체 수신 신호로부터 빼 주고, 변형된 수신 신호에 대해서 더 정교한 SD 복호 기법을 적용하여 나머지 원소들을 복호한다. 상세한 알고리즘은 본 논문의 IV장에 소개되어 있다.

본 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 시스템 모델을 설명하고, III장에서는 SD 알고리즘을 소개한다. IV장에서는 ZF과 SD을 결합하는 알고리즘을 설명한다. V장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 본 논문에서 제시한 알고리즘의 비트 오류율(BER) 성능과 연산량 성능을 보인다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서는 다중 안테나 시스템으로 V-BLAST 시스템을 가정한다<sup>[1]</sup>. 송신 안테나는  $n_T$  개 이고, 수신 안테나는  $n_R$  개로 가정하여  $n_T \leq n_R$  조건을 만족한다. 그리고 한 개의 버스트(burst)는  $L$ 개 심볼로 구성되며,  $L$ 개 심볼 동안 채널 상태 값은 변하지 않는다고 가정한다. (즉,  $L$ 개 심볼 동안 채널 상태 값의 변화는 아주 작은 값이기 때문에 무시할 수 있다고 가정한다.) 수신단에서는 채널 상태 정보

를 가지고 있지만, 송신 단에서는 채널 상태 정보가 없다고 가정한다. 위와 같은 가정 하에서 복소 수신 신호  $\tilde{\mathbf{r}}$ 은 다음의 식 (1)로 표현 할 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{r}} = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}} = \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (1)$$

여기서  $\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \dots, \tilde{s}_{n_T}]^T$ 은 차원(dimension)이  $n_T \times 1$ 인 복소 송신 신호 벡터를 의미하고,  $\tilde{\mathbf{r}} = [\tilde{r}_1, \tilde{r}_2, \dots, \tilde{r}_{n_R}]^T$ 은 차원이  $n_R \times 1$ 인 복소 수신 신호 벡터를 나타낸다.  $\tilde{\mathbf{A}}$ 는 차원이  $n_R \times n_T$ 이고, 복소 채널 값  $\tilde{a}_{ij}$ 를 원소로 하는 복소 채널 행렬을 나타낸다. 그리고 벡터  $\tilde{\mathbf{n}}$ 는 차원이  $n_R \times 1$ 이고 분산이  $2\sigma^2 \mathbf{I}$  ( $\mathbf{I}$ : 단위행렬)인 백색 가우시안 잡음(White Gaussian circularly symmetric noise)을 나타낸다. 각 송신 안테나의 송신 파워들의 합을  $\rho$ 로 나타낸다. 송신 안테나와 수신 안테나 사이에서 전파를 분산시키는 장애물들은 무한하게 많다(rich scattering)고 가정한다. 따라서 채널 행렬의 원소  $\tilde{a}_{ij}$ 의 실수 부분과 허수 부분이 각각 평균이 0이고, 분산이 1인 가우시안 독립 동일 분포 (independent and identically distributed)를 따른다.

위 벡터와 행렬의 복소수 값을 실수 값으로 만들기 위해 다음 식들을 정의한다.

$$\mathbf{s} = \left[ \text{Re}(\tilde{\mathbf{s}}^T) \quad \text{Im}(\tilde{\mathbf{s}}^T) \right]^T, \quad (2)$$

$$\mathbf{r} = \left[ \text{Re}(\tilde{\mathbf{r}}^T) \quad \text{Im}(\tilde{\mathbf{r}}^T) \right]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\tilde{\mathbf{A}}^T) & -\text{Im}(\tilde{\mathbf{A}}^T) \\ \text{Im}(\tilde{\mathbf{A}}^T) & \text{Re}(\tilde{\mathbf{A}}^T) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\mathbf{n} = \left[ \text{Re}(\tilde{\mathbf{n}}^T) \quad \text{Im}(\tilde{\mathbf{n}}^T) \right]^T. \quad (5)$$

여기서  $\text{Re}(\cdot)$ 는 실수 부분을 의미하고  $\text{Im}(\cdot)$ 은 허수 부분을 의미하며,  $(\cdot)^T$ 는 행렬의 전치행렬(transpose)를 의미한다. 위의 식들을 이용하여 식

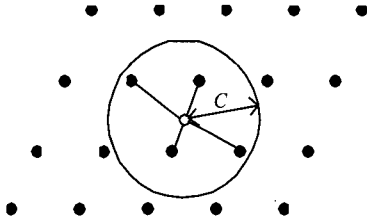


그림 1. SD 알고리즘의 기하학적 표현

(1)을 실수 값으로 다시 써보면 아래의 식 (6)과 같다.

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (6)$$

### III. SD 알고리즘

SD는 ML과 유사한 개념으로, 수신 신호가 가질 수 있는 성상도 상의 격자점으로 이루어진 후보 벡터들과 수신신호와와의 유클리드 길이를 계산하여 가장 가까운 길이의 벡터를 복호 신호로 선택한다. 그러나 그림 1에서 보듯이 반지름이  $C$  인 고차원 구 안에 존재하는 격자점에 대해서만 길이 계산 및 비교 연산을 수행하기 때문에 ML에 비해 연산량이 현저하게 낮다. 그림 1에서 검은 점은 격자점들을 의미하며, 흰색 점은 수신 신호를 의미한다.

그림 2는 SD의 알고리즘의 순서도를 나타낸다. SD의 수학적 유도과정은 참고논문 [2],[3]에 나타나 있다. 그림 2에서 보듯이 입력 값으로는 실수 수신 신호 벡터  $\mathbf{r}$ , 원의 초기 반지름  $C$ , 실수 값 채널 행렬  $\mathbf{H}$ , 변조 방식에 따른 성상도의 가능한 점의 집합  $\mathcal{S}$  이다.

그림 2에서 사용한 함수와 기호들의 정의는 다음과 같다.  $\mathbf{G}$  는 Gram 행렬이며  $\mathbf{G} = \mathbf{H}^T \mathbf{H}$  로 정의된다.  $Q\text{-chol}(\mathbf{G})$  은 Cholesky 분해(factorization)를 나타낸다. 행렬  $\mathbf{G}$  는 상삼각 행렬(Upper diagonal matrix)  $\mathbf{R}$  로 분리(decomposition)할 수 있으며, 다음과 같은 관계식을 만족한다.

$Q\text{-chol}(\mathbf{G}) = \mathbf{R}^T \mathbf{R} = \{q_{jk}\}$ , 여기서  $\{q_{jk}\} = r_{jk} / r_{jj}$ ,  $j=1, \dots, n, k=j+1, \dots, n$  이다.  $\{r_{jk}\}$  은 행렬  $\mathbf{R}$  의  $j$  행,  $k$  열에 해당하는 원소를 의미한다. 함수  $Q(v, \mathcal{S})$  는 입력 값  $v$  를 집합  $\mathcal{S}$  의 원소 중 가장 가까운 원소로 내림(round down)하는 함수이다.

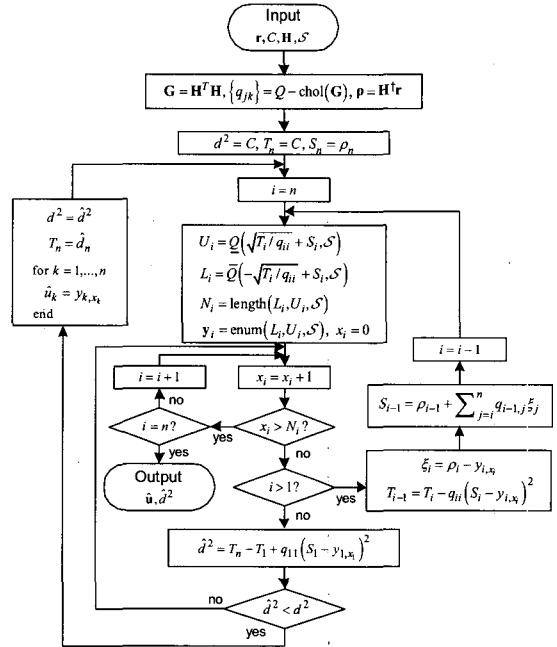


그림 2. SD 알고리즘 순서도 [4]

이와 비슷하게  $Q(v, \mathcal{S})$  는 입력 값  $v$  를 집합  $\mathcal{S}$  의 원소 중 가장 가까운 원소로 올림(round up)한다. 그리고 함수  $enum(v_1, v_2, \mathcal{S})$  는 집합  $\mathcal{S}$  의 원소 중에서  $v_1$  과  $v_2$  사이에 해당하는 원소들을 열 벡터로 출력한다. 또한 함수  $length(v_1, v_2, \mathcal{S})$  는  $enum(v_1, v_2, \mathcal{S})$  가 출력하는 열벡터의 길이 값을 출력한다.

SD는 그림 2에서처럼 순환(loop) 구조로 되어있으며 수신 벡터의 차원 크기만큼 순환한다. 따라서 한 번의 순환에서는 수신 벡터의 한 개의 원소에 대한 후보 원소 값을 결정한다. 먼저 원의 반지름  $C$  내부에 존재하는 격자점 중에 현재 복호가 진행 중인 원소 값에 해당하는  $U_i$  (upper bound),  $L_i$  (low bound)을 얻는다. ( $i$ 는 순환 인덱스이다.)  $U_i, L_i$  값 사이에 있는 점들을 복호할 원소의 후보로 결정하는데, 이 후보들은 벡터  $y_i$  에 저장된다. 이와 같은 과정을  $i=1$  에서부터  $i=2n_R$  까지 반복을 하고 나면 각 후보 원소들의 조합으로 차원이  $2n_R \times 1$  인 후보 벡터들을 얻을 수 있다. 마지막으로 이 후보 벡터들과 수신 벡터 사이의 유클리드 길이  $\hat{d}^2$  를 각각 계산한다. 만약  $\hat{d}^2$  가 반지름  $C$  보다 작으면 새로 계산된 길이를 새로운 반지름으로 하여 위의 순환 과정을 다시 반복한다. 만약  $\hat{d}^2$  가

반지름  $C$  보다 크거나 같은 경우에는  $\hat{d}^2$ 가 가장 짧은 후보 벡터를 수신된 벡터로 최종 결정하고 SD 는 종료된다.

#### IV. ZF과 SD 결합 알고리즘

수신단에서 송신 신호 벡터  $\mathbf{s}$ 를 추정하기 위하여 ML대신 SD를 사용하더라도 비교적 많은 연산량이 필요로 한다. 그래서 본 논문에서는 두 단계로  $\mathbf{s}$ 를 추정하는 방법을 제안한다. 1단계에서는 수신 신호에 간단한 복호 기법을 적용한다. 이 때 사용하는 복호기법으로는 SD보다 훨씬 연산량이 적은 ZF 복호기를 사용하였다. 아래의 식 (7)처럼 채널 상태 정보 행렬  $\mathbf{H}$ 를 이용한 ZF기법을 적용하여  $\hat{\mathbf{s}}_{ZF}$  값을 얻는다.

$$\hat{\mathbf{s}}_{ZF} = \left( \text{Re} \left\{ \mathbf{H}^T \mathbf{H} \right\} \right)^{-1} \text{Re} \left\{ \mathbf{H}^T \mathbf{y} \right\}. \quad (7)$$

여기서  $(\cdot)^{-1}$ 는 행렬의 역행렬(inverse matrix) 연산을 의미한다. 이렇게 해서 얻은  $\hat{\mathbf{s}}_{ZF}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\hat{\mathbf{s}}_{ZF} = \left[ \text{Re} \{ \hat{s}_1 \} \quad \dots \quad \text{Re} \{ \hat{s}_{n_r} \} \quad \text{Im} \{ \hat{s}_1 \} \quad \dots \quad \text{Im} \{ \hat{s}_{n_r} \} \right]^T \quad (8)$$

이 때, ZF로 얻은 복호 벡터  $\hat{\mathbf{s}}_{ZF}$ 의 각 원소에 대한 순시적 SNR 값은 아래의 식 (9)로부터 구할 수 있다.

$$\text{SNR}_k = \frac{\text{diag}_k(\mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{s}\mathbf{s}^T\mathbf{H}^T\mathbf{G}^T)}{2\sigma^2}, \quad k=1,2,\dots,2n_r. \quad (9)$$

$$\mathbf{G} = \left( \mathbf{H}^T \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T. \quad (10)$$

여기에서  $\mathbf{G}$ 는 ZF 복호기를 나타내며,  $\text{diag}_k(\cdot)$ 는 행렬의 대각 원소로 이루어진 벡터의  $k$ 번째 원소를 의미한다. ZF 복호기를 이용하여 얻은  $\hat{\mathbf{s}}_{ZF}$ 의 각 원소에 대하여  $\text{SNR}_k$  값이 큰 값부터 내림차순으로 정렬한다. 정렬된 벡터의 첫 번째 원소부터  $m$ 개의 원소는  $\hat{\mathbf{s}}_{ZF}$ 으로부터 직접 송신 데이터를 추정한다. ZF으로 직접 추정한 원소들을 묶어서  $\mathbf{s}_D$ 라고 정의하고, 나머지 원소들을 묶어서  $\mathbf{s}_{\bar{D}}$ 라고 정의하면, 수신 신호  $\mathbf{r}$ 은 식 (11)처럼 다시 쓸 수 있다.

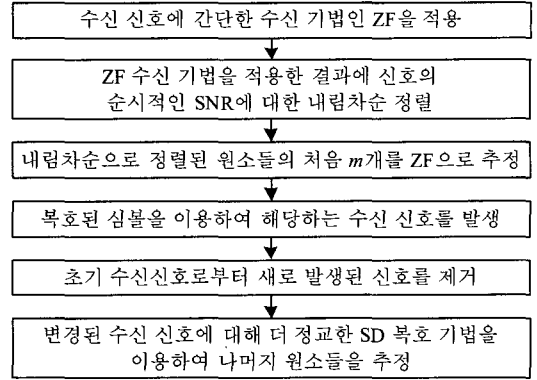


그림 3. ZF와 SD 결합 알고리즘 순서도

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_D & \mathbf{H}_{\bar{D}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_D \\ \mathbf{s}_{\bar{D}} \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (11)$$

$\hat{\mathbf{s}}_{ZF}$  중에서 위에서 정한  $m$ 개의 원소에 대해서 0과 비교하여  $\hat{\mathbf{s}}_D$ 를 추정하게 된다. 그리고, 채널 값  $\mathbf{H}_D$ 와  $\hat{\mathbf{s}}_D$ 를 이용하여  $\hat{\mathbf{s}}_D$ 에 대한 수신 신호를 발생시키고, 식 (12)처럼 수신 신호로부터 이 값을 빼주게 된다.

$$\mathbf{r}_{\bar{D}} = \mathbf{r} - \mathbf{H}_D \hat{\mathbf{s}}_D. \quad (12)$$

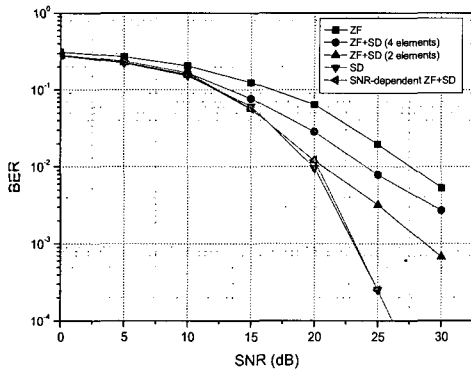
$\hat{\mathbf{s}}_D$ 가 실제 값  $\mathbf{s}_D$ 를 정확하게 예측한 경우, 식 (13)처럼  $\mathbf{r}_{\bar{D}}$ 에는  $\mathbf{s}_D$ 에 대한 성분이 전혀 남아 있지 않게 된다.

$$\mathbf{r}_{\bar{D}} = \mathbf{r} - \mathbf{H}_D \hat{\mathbf{s}}_D = \mathbf{H}_{\bar{D}} \mathbf{s}_{\bar{D}} + \mathbf{n}. \quad (13)$$

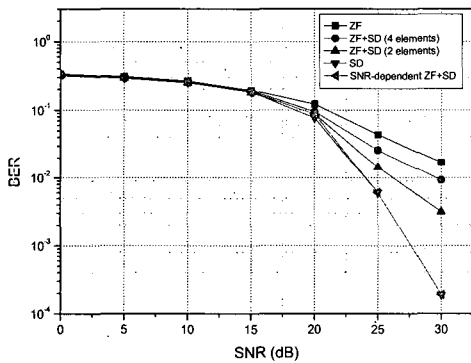
이제 2번째 단계로서,  $\mathbf{r}_{\bar{D}}$ 에 SD와 같은 더 정교한 복호 기법을 적용하여  $\hat{\mathbf{s}}_{\bar{D}}$ 를 추정하게 된다. SD의 초기 반지름  $C$  값을 결정하기 위해  $\hat{\mathbf{s}}_{ZF}$  값과 수신 벡터  $\mathbf{r}$ 과의 거리를  $d$ 라고 하면,  $d = \|\mathbf{r} - \hat{\mathbf{s}}_{ZF}\|$ 라고 나타낼 수 있다. 그리고 반지름이  $C$ 인 구가 성상도 상에서 적어도 한 개의 격자점을 반드시 포함하기 위해, 성상도 상의 점들의 대각선 거리인  $a/\sqrt{2}$ 를 더해준다. 여기서  $a$  값은 변조 방식에 의해 정해지는 값이다. 따라서 SD의 초기 반지름은  $C = d + a/\sqrt{2}$ 로 정한다. 마지막으로  $\mathbf{s}_D$ 와  $\hat{\mathbf{s}}_{\bar{D}}$ 를 합하여 최종 수신 신호벡터  $\hat{\mathbf{s}}$ 를 결정할 수 있다. 이 알고리즘이 복호 연산량을 줄일 수 있는 이유는 SD로 들어가는 입력 신호의 차원을 ZF를 통해 줄일 수 있기 때문이다. SD 방법의 연산량은 수신신

표 1. SNR 구역에 따른 성분 개수 분할

SNR 구역		ZF로 추정하는 원소 개수	SD로 추정하는 원소 개수
1구역	0~10 dB	4	4
2구역	11~20 dB	2	6
3구역	21~30 dB	0	8



(a) 16-ary QAM, 4x4



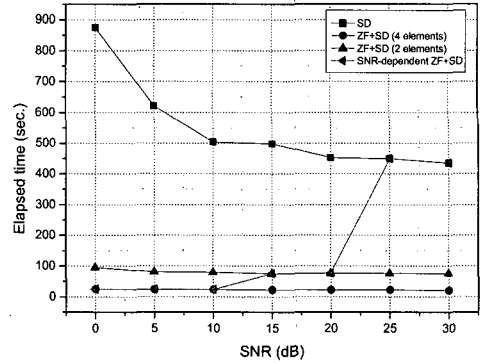
(b) 32-ary QAM, 4x4

그림 4. SD, ZF, ZF와 SD 결합형 방법의 BER 비교 그래프

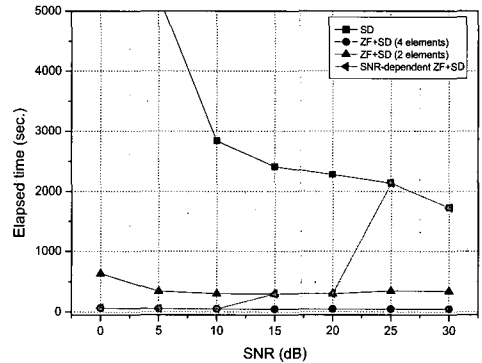
호의 차원이 높아짐에 따라 기하급수적으로 연산량이 증가하게 된다. 위의 그림 3은 이 논문에서 제시한 알고리즘의 순서대로 나타낸 것이다.

### V. 시뮬레이션 결과

다음은 이 논문에서 제시한 알고리즘을 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행한 결과 그래프이다. 그림 4는 SD, ZF, ZF+SD, SNR-dependent SD+ZF 네 가지 방법의 BER 성능을 나타낸다. 가로축은 수신 안테나 당 평균 SNR값을 의미하고  $\rho/\sigma^2$ 으로 정의된다. 세로축은 BER 값을 의미한다. SD 알고리즘이 가장 좋은 성능을 보였으며, ZF 방법이 가장



(a) 16-ary QAM, 4x4



(b) 32-ary QAM, 4x4

그림 5. SD, ZF, SD+ZF 방법의 연산량 비교 그래프

낮은 성능을 보였다. 그리고 SD+ZF 방법이 그 중간 정도의 성능을 보임을 알 수 있다. 여기서 '4 elements', '2 elements'가 의미하는 것은 ZF로 추정하는 원소의 개수인  $m$ 을 의미한다.

SNR-dependent SD+ZF 방법은 SNR 범위를 몇 개의 구역으로 나누어, 구역마다 다른 방법을 적용한다. 구역을 나누는 방법은 위의 표 1과 같다.

그림 5에서는 그림 4의 다섯 가지 알고리즘 중에서 SD, SD+ZF(4elements), SD+ZF(2elements), SNR-dependent SD+ZF의 연산량을 비교하였다. 세로축은 시뮬레이션이 수행된 시간을 초 단위로 측정된 결과이다. 그래프에서 알 수 있듯이 SD의 수행 시간이 가장 길므로 연산량이 가장 많고, 이 논문에서 제안한 ZF+SD 방법은 SD방법과 비교하여 수행 시간이 매우 짧은 것을 알 수 있다. 또한 SD로 추정하는 원소의 개수가 많을수록 연산량이 증가함을 알 수 있다. 이 그림에서 SNR-dependent SD+ZF는 SNR 1구역에서 SD로 복호하는 성분의 개수(4개)가 비교적 적기 때문에 연산량이 적지만, SNR 3구역에서 SD로 복호하는 성분의 개수(8개)가 비교적 많기 때문에 연산량이 증가하는 것을 알 수

있다. 하지만 SNR-dependent SD+ZF 방법은 SD와 거의 유사한 BER 성능을 보일 뿐 아니라, SD보다 더 좋은 연산량 성능을 보이기 때문에 제시된 알고리즘이 효율적인 복호 방법이라고 말할 수 있다.

## VI. 결론

정보 통신 서비스의 보편화에 따라 유선 통신뿐만 아니라 무선 통신을 이용해서도 음성 서비스 이외의 멀티미디어 서비스, 인터넷 서비스와 같은 보다 높은 전송 속도와 통신 품질을 요구하는 다양한 서비스 요구들이 급속도로 증대되고 있다. 전송 용량이 높은 다중 안테나 시스템의 상용화에 있어서 연산량을 줄이는 문제는 반드시 해결해야 할 중요한 문제이다. 지금까지 연구된 SD와 ZF 외에도 이러한 연산량 문제를 해결하기 위한 연구들이 계속되고 있다<sup>5)</sup>.

본 논문에서는 수신단의 복호 과정에서 필요한 연산량을 줄이기 위한 목적으로 ZF과 SD를 결합함으로써 복호 과정의 연산량을 기존의 SD에 비하여 더욱 감소시키는 알고리즘을 제시하였다. 본 논문의 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 새롭게 제시한 복호 방법은 SD와 유사한 BER 성능을 보여주는 동시에 항상 SD보다 낮은 연산량을 보여주고 있다.

## 참 고 문 헌

[1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.44, pp. 744-765, Mar. 1998.

[2] E. Viterbo, and J. Bours, "A universal lattice code decoder for fading channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1639 - 1642, July 1999.

[3] U. Fincke, and M. Pohst, "Improved method for calculating vectors of short length in a lattice, including a computational complexity analysis," *Mathematics of Computation*, vol.44, pp. 463-471, Apr. 1985.

[4] A. Chan and I. Lee, "A new reduced-complexity sphere decoder for multiple antenna systems," *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, vol. 1, pp. 460 - 464, New York, Apr. 28 - May 2, 2002.

[5] J. Luo, K. Pattipati, P. Willett, and F. Hasegawa, "Near-optimal multiuser detection in synchronous CDMA using probabilistic data association," *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 8, pp. 361 - 363, Sep. 2001.

이 홍 주 (Hong-Ju Lee)

준회원



2005년 2월 한양대학교 전자컴퓨터공학부 졸업  
2005년 3월~현재 한양대학교 전자전기제어계측공학과 석사과정  
<관심분야> MIMO decoding, Cooperative OFDM

배 정 민 (Jeong-Min Bae)

준회원



2003년 2월 한양대학교 전자컴퓨터공학부 졸업  
2005년 2월 한양대학교 대학원 전자전기제어계측공학과 석사 졸업  
2005년 2월~현재 LG전자 MC사업부 단말연구소 개발3실 주임

연구원

김 동 우 (Dongwoo Kim)

정회원



1994년 8월 한국과학기술원 공학박사  
1994년 7월~2000년 2월 신세기 통신 R&D 센터 선임과장  
2000년 3월~2004년 4월 한양대학교 전자컴퓨터공학부 조교수

2004년 3월~현재 한양대학교 전자컴퓨터공학부 부교수  
<관심분야> Multi-user MIMO, Cognitive radio transmission