
검출 복잡도를 감소시키는 Depth-first branch and bound 알고리즘 기반 디코더

이은주* · S.M.Humayun Kabir* · 윤기완*

Depth-first branch-and-bound-based decoder with low complexity

Eunju Lee* · S. M. Humayun Kabir* · Giwan Yoon*

이 논문은 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No.20090063076)

요 약

본 논문에서는 uncoded V-BLAST(Vertical Bell Laboratories Layered Space Time) 시스템에서 PSK 신호들을 joint-detection하기 위한 fast sphere decoder를 제안한다. 이른바 PSD라 불리는 제안된 디코더는 예비처리단계와 검색단계로 구성된다. PSD의 검색단계에서는 depth-first branch and bound 알고리즘을 통해 검출 후보가 되는 신호원들의 최상우선순위(best-first order)를 정하고 이 순위에 따라 신호를 검출하게 된다. 이 때 제안된 디코더는 최상우선순위(best-first order)를 정하는데 있어 계산복잡성을 줄이는 새로운 방법을 제안한다. 시뮬레이션 결과는 PSD에 의해 시스템의 복잡성은 줄이면서 시스템 성능은 ML과 동일하게 유지할 수 있음을 보여준다.

ABSTRACT

In this paper, a fast sphere decoder is proposed for the joint detection of phase-shift keying (PSK) signals in uncoded Vertical Bell Laboratories Layered Space Time (V-BLAST) systems. The proposed decoder, PSD, consists of preprocessing stage and search stage. The search stage of PSD relies on the depth-first branch-and-bound (BB) algorithm with "best-first" orders stored in lookup tables. Simulation results show that the PSD is able to provide the system with the maximum likelihood (ML) performance at low complexity.

키워드

space-time coding, multi-input multi-output, maximum likelihood detection, Pham SD

Key word

space-time coding, multi-input multi-output, maximum likelihood detection, Pham SD

I. 서 론

무선통신 시스템의 스펙트럼 효율을 상당히 향상시키는 것으로 알려진 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 기술은 최근 그 활용에 대한 연구가 활발히 이루어져 오고 있다. MIMO 기술 중 하나로 알려진 V-BLAST (Bell Labs Layered Space Time) 기법은 MIMO 시스템 수신단의 ML (maximum-likelihood) 디코더가 최적의 시스템 성능을 얻을 수 있도록 한다. 그러나 BFML (brute-force ML) 검출방식은 전송 안테나 개수에 따라 기하급수적으로 복잡성이 증가하기 때문에 실용적인 접근 방법이라 할 수 없다.

ML 디코더와 동일한 성능을 유지하면서 시스템의 복잡성을 감소시키는 이른바 SD (sphere decoder)라 불리는 일련의 검출 알고리즘들이 개발되어 오고 있다 [1-9]. 컴퓨터 시뮬레이션과 이론적 분석을 통해 SD들의 평균 복잡성이 BFML 디코더의 평균 복잡성보다 현저하게 낮다는 것이 증명되었다.

대부분의 sphere decoder [1-6]들은 처음부터 정수 격자 이론 (integer lattice theory)에 기초하여 구상되었고 이러한 SD들은 real SDs에 해당한다. 복잡한 MIMO 시스템에서 real SDs가 적용되기 위해서는 이와 등가의 real-value 시스템을 형성하도록 실수부와 허수부로 decoupling 될 필요가 있다. 그러므로 real SDs는 QAM이나 PAM과 같은 격자 기반의 변조 구조들에 가장 적합하며 PSK와 같은 다른 complex constellations에 대해서는 무효 후보들이 존재하게 되기 때문에 비능률적이다. Cui와 Tellambura는 real SDs가 PSK 신호 검출에 사용될 때 무효 후보들을 제거하는 효과적인 방법을 제안했다[7]. 이 방법에 의해 real SDs는 ML과 동일한 성능의 PSK-modulated MIMO 시스템을 제공할 수 있다.

complex SD는 complex 시스템의 decoupling을 요구하지 않기 때문에 [8]에서 소개된 complex SD를 이용하면 real SDs에 당면한 무효 후보들의 문제 또한 해결될 수 있다. [8]에서 소개된 complex SD의 복잡성을 감소시킨 형태의 complex SD를 Pham SD라 하며, 이는 [9]에서 제안되었다. Pham SD의 핵심 아이디어는 depth-first branch-and-bound 알고리즘을 사용한다는 것이다[10]. Pham SD에 있어서, 각 layer에 놓인 잠재 후보들은 [8]에서 제안된 최초의 아이디어에 기초하여 결정된다. 이렇게 결정된 잠재 후보들은 첫 번째 solution이 최적

의 것이 될 확률을 최대화하도록 배열된다. 게다가 root node에서부터 모든 검색을 다시 시작하는 대신에 최종 점에 가장 가까운 path를 따라 검색이 계속 이루어진다. 그 결과, Pham SD는 [8]에서의 최초의 complex SD와 비교할 때 계산량을 현저히 감소시킨다. 그럼에도 불구하고, [8]에서의 최초의 complex SD와 Pham SD의 공통되는 단점은 계산상 비능률적인 \cos^{-1} 수행을 다루어야 하고, 그것 때문에 디코딩 처리 속도가 느려지게 된다는 것이다.

본 논문에서는, V-BLAST 시스템에서 PSK 신호들의 검출을 위한 fast sphere decoder를 제안한다. 이른바 PSD라 명명된 제안된 디코더는 예비처리 단계와 검색 단계로 구성되며, PSD의 검색단계는 Pham SD와 같이 depth-first BB 알고리즘에 기반하여 설계되어진다. 그러나 제안된 PSD는 Pham SD와 근본적으로 다음과 같은 점에서 다르다.

1. PSD는 \cos^{-1} 수행하는 계산을 제거한다.
2. PSD는 모든 distance metrics를 명확히 계산하는 대신 더 간단한 방법으로 distance metrics의 순차배열을 수행한다.

시뮬레이션 결과는 제안된 PSD가 [9]의 Pham SD와 비교할 때 어떤 심각한 수준의 성능 감소 없이도 계산량을 상당히 감소시킴을 보여주고 있다.

본 논문의 2장에서는 시스템 모델을 소개하고, 3장에서는 Pham SD 동작을 간략히 검토한 후 제안된 PSD의 검색단계를 소개한다. 시뮬레이션결과와 논의는 4장에서 소개되며, 마지막으로 5장은 본 논문의 결론으로 구성된다.

II. 시스템 모델

본고에서는 n_T 개의 송신안테나와 n_R 개의 수신 안테나를 가지고 있는 (n_T, n_R) uncoded V-BLAST configuration을 고려한다.

송신 단에서 입력 데이터 열은 n_T 개의 하위 열들로 나뉘고, 그 후 이들 각각은 양의 정수 n 에 대해 $M=2n$ 을 가지는 M-PSK에 의해 변조되어 각기 다른 전송 안테나

를 통해 전송된다. 좀 더 단순한 one-time-slot complex baseband 신호 모델의 경우, n_T 개의 $s_i, i = 1, \dots, n_T$ 로 구성된 $n_T \times 1$ 의 전송 신호 벡터 s 가 n_T 개의 전송 안테나를 통해 각 symbol 주기마다 보내진다. 신호들이 협대역 신호이고 채널이 준정적 상태(quasi-static)라는 전제 하에, 송수신 신호사이의 관계는 다음 형태로 표현되어 질 수 있다.

$$r = Hs + w \quad (1)$$

이 때, $r = [r_1, \dots, r_{n_R}]^T$ 은 $n_R \times 1$ 수신신호벡터이고, $(\cdot)^T$ 은 전치(轉置-transpose)연산자를 표시하며, $w = [w_1, \dots, w_{n_R}]^T$ 는 노이즈분산 σ^2 을 가지는 zero-mean complex Gaussian Random Variable의 독립적인 샘플들로 모델화되어지는 n_R 개의 수신안테나에서의 노이즈 샘플을 나타낸다. H 는 $n_R \times n_T$ 채널 매트릭스이며, 이것의 성분들은 0.5의 등가분산을 가지는 zero-mean complex Gaussian Random Variable의 샘플들로 모델화되어진 수신 안테나와 송신 안테나 사이의 path gain이다. 또한 개개의 안테나에서 전송된 신호들이 P/n_T 와 동일한 전력을 가지며, 이 때 $\varepsilon(ss^H) = \frac{P}{n_T} I_{n_T}$ 이다. $(\cdot)^H$ 는 매트릭스의 Hermitian transpose를 표시하고, I_{n_T} 는 $n_R \times n_T$ 단위행렬을, $\varepsilon(\cdot)$ 는 기댓값 연산을 표시한다.

H 가 완벽하게 수신 단에 알려졌다다는 가정 하에, 전송된 벡터는 다음에 따라 ML 디코더를 사용하여 복구될 수 있다.

$$\hat{s} = \arg \min_{s \in \Omega} \| r - Hs \|^2 \quad (2)$$

이때, Ω 은 전송 constellation이고, $\| A \|^2 = \text{tr}(A^H A)$ 로 정의되는 행렬 A 의 Euclidean norm을 표시하고, $\text{tr}(A)$ 는 A 의 자취를 나타낸다.

또한 QR decomposition [11]을 H 에 적용함으로써 다음을 얻을 수 있다.

$$H = QR \quad (3)$$

이때 Q 는 orthonormal columns를 가진 매트릭스이고 R 은 upper triangular 매트릭스이다.

제한된 PSD 디코더는 전송 벡터 s 를 (2)에 기초하여 검출하기 보다는, 다음 식을 사용하여 s 를 검출할 것이다.

$$\hat{s} = \arg \min_{s \in \Omega} \| v - Rs \|^2 \quad (4)$$

$$= \arg \min_{s \in \Omega} \sum_{k=1}^{n_T} |\zeta_k - R_{k,k} s_k|^2 \quad (5)$$

이때 $v = Q^H r$ 은 feed-forward 매트릭스 Q 에 의해 필터링된 후의 $n_T \times 1$ 수신신호벡터이며,

$$\zeta_k = v_k - \sum_{i=k+1}^{n_T} R_{k,i} s_i \text{ 이다.}$$

III. PSD의 검색 단계

이해를 돕기 위해 우선 Pham SD [9]가 어떻게 동작하는지를 간략히 보기로 한다.

1. Pham SD의 동작 원리

Pham SD는 주로 s 의 각 성분들에 대한 coordinate bounds, 즉 각 layer의 bounds의 계산과 그 bounds와 depth-first BB 알고리즘을 이용한 ML solution을 위한 검색과정을 포함하는 개념이다.

coordinate bounds의 계산 : Pham SD에서 $s_k, k = 1, \dots, n_T$ 에 대한 bounds의 계산은 최초의 complex SD [8]에 의해 행하여지는 방식과 동일한 방식으로 이루어진다. [8]에서의 아이디어는 PSK constellation을 동심원의 고리로 표현하는 것인데, 이는 $\rho e^{j\theta}$ 로 정의되며, ρ 는 고리의 반지름, $j = \sqrt{-1}$, 그리고 $\theta \in [0, 2\pi]$ 는 고리 위에 놓여있는 constellation point의 phase이다. s_k 에 해당하는 bounds는 배열된 동심원의 고리와 ζ_k 에 중심을 둔 반지름 C 의 원과의 교차점에 의해 정해지게 된다.

bounds를 얻기 위해 다음과 같이 정의 한다.

$$\lambda_k = \hat{\zeta}_k / R_{k,k} = \frac{1}{R_{k,k}} (v_k - \sum_{i=k+1}^{n_T} R_{k,i} \hat{s}_i) \quad (6)$$

이때, \hat{s}_i 는 s_i 의 임시 decision 값이고, $\hat{\zeta}_k$ 는 $s_i = \hat{s}_i$ 일 때 평가된 ζ_k 값이다. 또한 다음과 같은 양을 정의할 수 있는데,

$$\eta = \frac{1}{2\rho|\lambda_k|} (\rho^2 + |\lambda_k|^2 - \frac{C}{R_{k,k}^2}) \quad (7)$$

이때 C는 현재의 sphere의 반지름이다.

이제, bounds가 다음과 같이 η 에 기초하여 특정된다. $\eta < -1$ 면, 고리 위의 모든 signal point들은 s_k 를 위한 후보들이 된다. $\eta > 1$ 이면, 고리 위에는 signal point들이 존재하지 않는다. $-1 \leq \eta \leq 1$ 의 경우에는 다음 phase범위 내에 존재하는 signal point들만이 s_k 를 위한 후보들이 되며, θ_{λ_k} 는 λ_k 의 phase이고, 그 범위는 $0 \leq \cos^{-1} \leq \pi$ 이다.

$$[\theta_{\lambda_k} - \cos^{-1}(\eta), \theta_{\lambda_k} + \cos^{-1}(\eta)] \quad (8)$$

검색 전략: 그림 1.에서는 nT=3인 경우의 Pham SD의 검색 전략을 보여주고 있다.

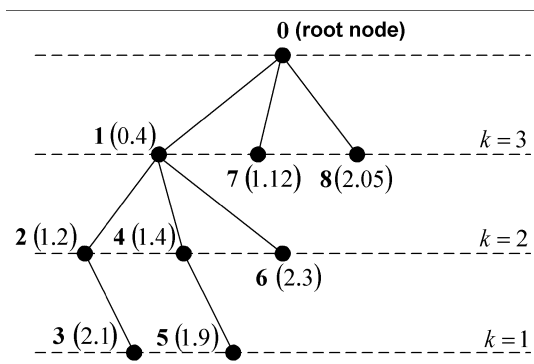


그림 1. Pham SD의 검색 criterion
Fig. 1 Illustration of the search criterion of the Pham SD

그림 1에서 볼드체 숫자는 검색 과정 동안 방문한 노드의 순서를 표시하고 있고, 괄호안의 숫자는 각 point에서 누적된 전체 distance metric을 표시하고 있다. Pham SD에서는 적당한 solution을 찾은 후 루트노드부터 검색을 전부 다시 시작하기 보다는 새로운 solution이 가능한 빨리 얻어질 수 있도록 최종점에 이르는 가장 가까운 path를 따라 검색을 계속한다. 예를 들면, path 0→1→2→3에 대한 첫 번째 solution을 얻은 후에, 디코더는 $k=2$ 레벨에서 노드4를 선택한다. 한 레벨에서 한 노드를 선택하는 순서는 최상 우선 법칙(best-first rule)에 의해 결정된다. 즉, 누적된 distance metric을 최소로 가지는 노드가 처음으로 선택된다. 레벨2에서 노드4를 선택함으로써 누적된 metric이 1.9인 path 0→1→4→5에 의한 solution을 찾을 수 있다. 새 solution과 현재의 가장 우수한 distance metric을 업데이트한 후 디코더는 레벨2에서 남아있는 노드6을 선택하고 이 노드의 metric이 1.9보다 더 크다는 사실을 찾아낸다. 그러므로 디코더는 레벨2에서 검색을 마치고 레벨3의 노드7에서 다시 검색을 계속한다. 전체 디코딩과정은 레벨3의 모든 노드가 방문되거나 이 레벨에서 어떤 노드에 누적된 metric이 현재의 가장 우수한 distance metric보다 우수할 때 끝나게 된다.

이제까지 Pham SD의 동작원리로부터 그것이 각 레벨에서 distance metric의 계산과 분류, \cos^{-1} 계산을 요구한다는 점을 알 수 있다. 다음에는 검출 복잡성을 감소시키도록 각 레벨에서의 distance metric의 분류와 \cos^{-1} 의 계산의 부담을 제거하는 방법을 제안할 것이다.

2. PSD의 검색 단계

Pham SD로부터, k레벨에서 $\eta < -1$ 라면 모든 constellation point들이 s_k 의 후보가 된다는 것을 보았다. 이런 경우 \cos^{-1} 의 계산을 할 필요가 없다. 그러나 모든 좌표 점들이 s_k 의 후보들이 될 때 Pham SD는 모든 점들의 distance metrics를 계산하고 분류하여야만 할 것이다. 그러므로 다음에서 할 일은 효과적으로 이 계산상의 문제를 해결하는 것이다. 아래 그림은 k레벨에서의 모든 좌표 점들의 distance metrics를 명확하게 계산하고 분류할 필요 없이 검색테이블에 기초하여 최상우선법칙(best-first rule)을 적용하는 방법이다.

다음과 같이 정의되는 M-PSK constellation을 생각해 보자.

$$\Omega = \left(\rho e^{j \frac{(2n+1)}{M} \pi} : n = 0, 1, \dots, M-1 \right) \quad (9)$$

$x = (x_1, \dots, x_M)$ 을 M symbols $\in \Omega$ 을 만족하는 $M \times 1$ 벡터라고 하자. 식 (5)로부터 k 레벨에서의 최상 우선순위를 찾는 문제는 $R_{k,k}x_i, i = 1, \dots, M$ 의 M개의 값들 중 어떤 값들이 $\hat{\zeta}_k$ 의 값에 가장 가까이 있는지, 두 번째로 가까이 있는지 등등을 결정하는 문제가 된다.

그림 2에서는 M=8인 constellations의 $R_{k,k}x_i, i = 1, \dots, 8$ 와 복소평면상의 $\hat{\zeta}_k$ 를 도시하고 있다. $R_{k,k}$ 가 양의 실수 값이므로, $R_{k,k}x_i$ 의 phase들은 모든 i 에 대한 x_i 의 phase들과 같다. 그림 2는 k 레벨에서의 모든 신호점들의 최상우선순위를 찾는 매우 간단한 방법을 제안하고 있는데, 이는 원점을 지나는 서로 다른 직선의 경사를 그제 비교함으로써 얻어질 수 있다.

우선, 원점을 지나는 직선의 경사와 점 $\hat{\zeta}_k$ 은 다음에 서처럼 계산되어 질 수 있다.

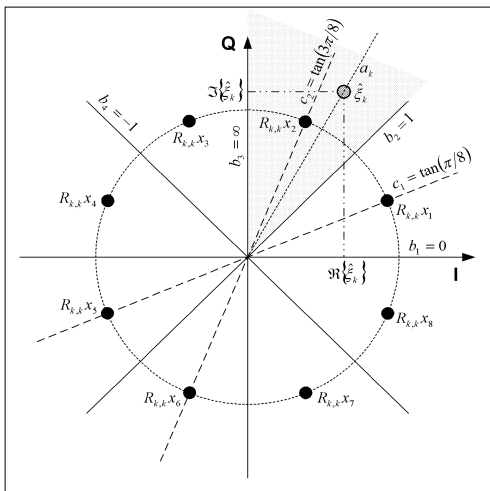


그림 2. 8-PSK constellation에 대한 k레벨에서의 심볼 최상우선순위결정을 위한 그림
Fig.2 Illustration of determining the "best-first" order of symbols at level k for a 8-PSK constellation

$$a_k = \frac{I(\hat{\zeta}_k)}{R(\hat{\zeta}_k)} \quad (10)$$

이때, $R(a)$ 와 $I(a)$ 는 complex number a 의 실수부와 허수부를 표시한다. (10)에서 구한 a_k 를 4개의 3차원적인 직선들(b-boundaries)의 경사인 b_1, b_2, b_3, b_4 와 비교함으로써, 점 $\hat{\zeta}_k$ 가 어느 지역에 속하게 되는지를 알 수 있다. 이와 같은 방법으로 방문된 첫 번째 심벌 x_l 뿐만 아니라 원점과 $R_{k,k}x_l$ 을 지나는 직선의 기울기인 c_l 을 쉽게 얻을 수 있다. 이런 기울기 c_l 을 가지는 직선들을 c-boundaries라고 부른다. 각각의 PSK constellation은 자기 자신만의 b-boundaries와 c-boundaries를 가지며, 이들은 미리 알려질 수 있다. 마지막으로 a_k 와 c_l 을 비교함으로써 남아있는 심벌들의 최상우선순위도 큰 어려움 없이 얻을 수 있다.

예를 들어, 그림 2에서 $b_2 < a_k < b_3$ 일 때 방문되는 첫 번째 심벌은 x_2 가 될 것이다. 또한, $a_k < c_2$ 이기 때문에 8개의 constellation point들의 최상우선순위는 $(x_2, x_1, x_3, x_8, x_4, x_7, x_5, x_6)$ 이 된다. $a_k > c_2$ 인 경우에는 최상우선순위는 $(x_2, x_3, x_1, x_4, x_8, x_5, x_7, x_6)$ 이 될 것이다.

모든 좌표 점들에 대한 distance metrics를 계산하고 분류하는 대신에 제안된 방법을 이용하면 k레벨에서의 신호 점들의 최상우선순위를 훨씬 더 간단하게 얻을 수 있게 된다.

IV. 시뮬레이션 결과와 논의

이 장에서는 제안된 디코더를 여러 가지 PSK modulation schemes의 V-BLAST 구조들에 적용하여 그것의 성능과 복잡성을 증명하기로 한다. 시뮬레이션에서는 sphere의 최초의 반지름 C를 100으로 설정하였다. 어떤 신호 점도 sphere 안에 존재하지 않는 경우, 반지름은 하나 이상의 신호 점이 찾아질 때까지 0.2C의 간격으로 증가한다. 알고리즘들은 모두 C언어의 floating point로 구현되어지고, 그 후 mex파일들로 전환되며

MATLAB 6에서 사용되어진다. 또한 복잡성을 측정하는데 floating point 연산자 (flops)의 개수를 사용한다. 즉, 합, 차, 곱, 나누기 그리고 \cos^{-1} 연산자를 사용한다. 또한 예비처리단계의 복잡성은 고려하지 않고 검색 단계의 flops만을 세기로 한다.

그림 3과 그림 4는 8-PSK 변조를 적용하고 있는 (4,4), (8,8) 시스템에서 SE-SD 디코더 (Schnorr-Euchner sphere) [4]와 Pham SD의 BER(bit error rate) 성능과 복잡성을 PSD의 것들과 비교한 것이다. SE-SD는 무효 후보들을 제거하기 위해 [7]에서 Cui등에 의해 제안된 방법을 짜 넣은 것이다.

그림 3에서 볼 수 있듯이 PSD의 성능은 Pham SD의 성능과 거의 동일하다. 게다가 그림 4로부터 PSD에 의해 제공되는 복잡성이 SE-SD, Pham SD와 비교해 볼 때 두드러지게 감소함을 알 수 있다.

예를 들어, SNR=24dB이고, $\beta = \beta_{MMSE}$ 일 때, PSD의 복잡성은 (4,4), (8,8)시스템에서의 Pham SD의 것보다 대략 2.5배와 2.9배 더 낮아진다.

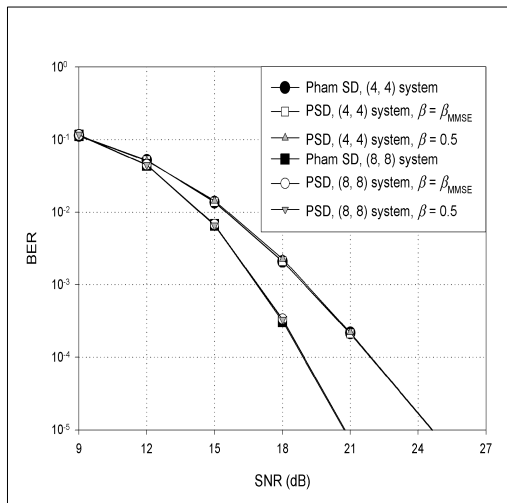


그림 3. (4, 4) 와 (8, 8) 시스템에서의 Pham SD와 PSD의 성능 ; 8-PSK
Fig.3 Performance of the Pham SD and PSD in (4,4) and (8,8) systems ; 8-PSK

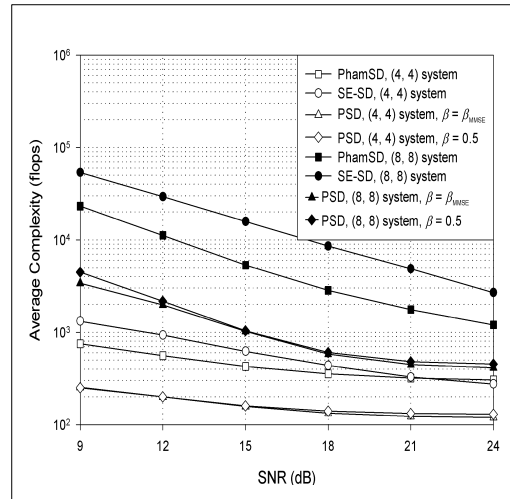


그림 4. (4, 4) and (8, 8)시스템에서의 Pham SD, SE-SD, PSD의 SNR에 대한 복잡성 ; 8-PSK
Fig.4 Complexity versus SNR of the Pham SD, SE-SD, and PSD in (4,4) and (8,8) systems ; 8-PSK

동일한 시뮬레이션 조건에 대해서 PSD의 복잡성은 SE-SD의 것보다 약 2.3배와 5.9배 더 낮아진다.

Pham SD, SE-SD와 달리 PSD는 $n_R < n_T$ 를 갖는 시스템의 경우, 즉 undetermined V-BLAST시스템에 대해서도 동작할 수 있다. 그림 5에서는 4 PSK 변조를 가지는 (6,6), (6,3)시스템에서 BFML, Pham SD, 그리고 PSD의 BER곡선을 도시하고 있다. 그림 5로부터 PSD는 undetermined (6,3)시스템에서 BFML의 것과 거의 같은 성능을 가짐을 알 수 있다.

중요한 점은 PSD가 상대적으로 낮은 복잡성으로 ML과 동일한 성능을 (6,3)시스템에 제공한다는 것이다. 그림 6에서 도시된 것과 같이 (6,3)시스템의 PSD의 복잡성은 낮은 SNR의 (6,6)시스템에서의 Pham SD와 SE-SD 둘다의 것보다도 더 낮다.

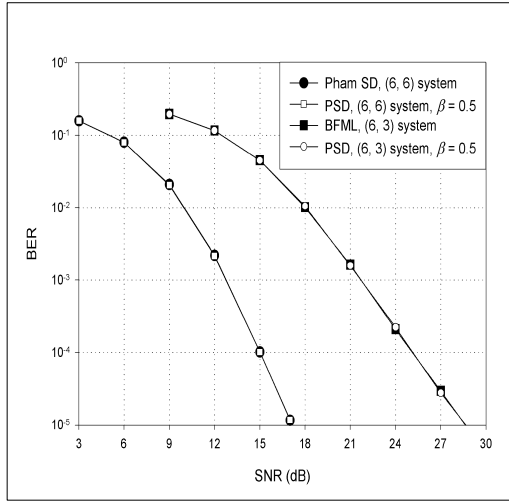


그림 5. (6, 6) and (6, 3) 시스템에서의 BFML, Pham SD, and PSD의 BER곡선 ; 4-PSK
Fig.5 BER curves of the BFML, Pham SD, and PSD in (6,6) and (6,3) systems; 4-PSK

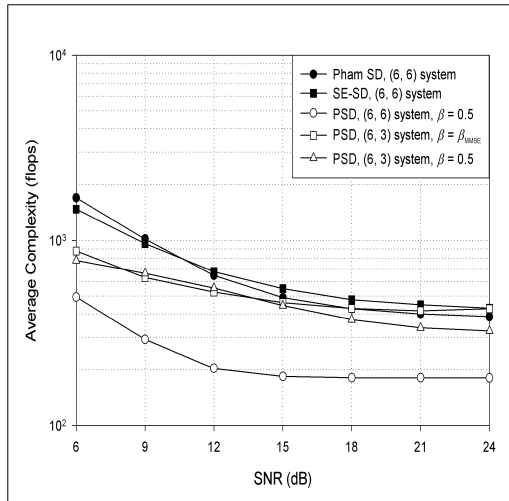


그림 6. (6, 6) and (6, 3) 시스템에서의 Pham SD, SE-SD, PSD의 complexity ; 4-PSK
Fig.6 Complexity versus SNR of the Pham SD, SE-SD, and PSD in (6,6) and (6,3) systems ; 4-PSK

V. 결론

PSD라 불리는 계산 효율이 우수한 sphere decoder는 V-BLAST 시스템에서 PSK 신호들을 검출하는데 제안된다. PSD는 예비처리 단계와 BB기반의 검색 단계로 구성된다. 제안된 디코더는 검색 단계에서 constellation상의 심벌들의 최상우선순위 계산을 간편히 하는 방법을 제안하여 복잡성을 줄일 수 있도록 한다. 시뮬레이션 결과는 제안된 PSD가 거의 동일한 BER 성능을 유지하면서 Pham SD와 SE-SD의 것보다도 상당히 낮은 평균 복잡성을 제공함을 보여준다.

감사의 글

본 연구는 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구(No.20090063076)로서, 관계부처에 감사드립니다.

참고문헌

- [1] E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channels", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, pp. 1639-1642, July 1999.
- [2] M.O. Damen, A. Chkeif, and J. Belfiore, "Lattice code decoder for space-time codes", IEEE Commun. Lett., vol. 4, pp. 161-163, May 2000.
- [3] E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, and K. Zeger, "Closest point search in lattices", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48, no. 8, pp. 2201-2214, Aug. 2002.
- [4] M.O. Damen, H.E. Gamal, and G. Caire, "On maximum-likelihood detection and the search for the closest lattice point", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 49, no. 10, Oct. 2003.

- [5] B. Hassibi and H. Vikalo, "On the sphere-decoding algorithm I. Expected complexity", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 53, no. 8, pp. 2806-2818, Aug. 2005.
- [6] A.M. Chan and I. Lee, "A new reduced-complexity sphere decoder for multiple antenna systems", in Proc. IEEE Int. Conf. Commun., vol. 1, pp. 460-464, May 2002.
- [7] T. Cui and C. Tellambura, "Joint channel estimation and data detection for OFDM systems via sphere decoding", In IEEE Proc. Globecom'04, vol. 6, pp. 3656-3660, Dec. 2004.
- [8] B.M. Hochwald and S.T. Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel", IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 3, Mar. 2003.
- [9] D. Pham, K.R. Pattipati, P.K. Willett, and J. Luo, "An improved complex sphere decoder for V-BLAST systems", IEEE Signal Process. Letter, vol. 11, no. 9, pp. 748-751, Sep. 2004.
- [10] J. Luo, K. Pattipati, P. Willett, and L. Brunel, "Branch-and-bound-based fast optimal algorithm for multiuser detection in synchronous CDMA", in Proc. IEEE Int. Conf. Commun., vol. 5, pp. 3336-3340, May 2003.
- [11] D. Wübben, R. Böhnke, J. Rinas, V. Kühn, and K. D. Kammeyer, "Efficient algorithm for decoding layered space-time codes", IEEE Electronics Letters, vol. 37, no. 22, pp. 1348-1350, Oct. 2001.

저자소개



이은주(Eunju Lee)

2002. 고려대학교 전기전자전파
공학부 학사
2008.~KAIST 전기및전자공학과
석사과정

※ 관심분야 : RF device, thin films



S. M. Humayun Kabir

2007. Khulna 대학교 컴퓨터공학
학사
2009. KAIST 정보통신공학과 석사

※ 관심분야 : intelligent algorithms, space-time coding
and MIMO systems.



윤기완(Giwan Yoon)

1983. 서울대학교 재료공학과 학사
1985. KAIST 재료공학 석사
1994. Univ. of Texas (미) 재료공학
박사

1985.~1990. LG 전자 주임연구원
1994.~1997. Digital Equipment Corporation (미)
선임연구원
1997.~2008. 한국정보통신대학교 공학부 교수
2009.~ KAIST 전기및전자공학과 교수
※ 관심분야 : multifunctional intelligent devices and
technologies for RF and wireless applications