

공간다중화 MIMO 시스템을 위한 높은 신뢰도의 연판정 값 발생방법

준회원 허 훈*, 우현명*, 방승재**, 정회원 박윤옥**, 종신회원 김재권*

A Novel Soft Output Generation Method for Spatially Multiplexed MIMO Systems

Hoon Hur*, Hyun-Myung Woo*, Seungjae Bahng** *Associate Members*,
Youn Ok Park** *Regular Member*, Jae-Kwon Kim* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 공간다중화 방식을 사용하는 다중 안테나 시스템의 수신부를 위한 연판정 값 발생방식을 제안한다. 공간 다중화 MIMO 시스템의 수신기술의 복잡도는 일반적으로 생성하는 후보벡터의 수에 비례하여 증가한다. 모든 송신 가능한 벡터를 후보벡터로 하는 ML 신호검출 기법은 신뢰도가 높은 연판정 값을 발생하여 우수한 성능을 달성하나 연산복잡도가 매우 높다. 반면 적은 수의 후보벡터를 발생하여 낮은 복잡도를 갖는 검출기법은 연판정 값의 신뢰도가 저하되는 단점을 갖는다. 본 논문에서는 적은 수의 후보벡터만 가용할 때, 연판정 값의 신뢰도를 향상시키는 방법을 제안한다.

Key Words : Signal detection, MIMO, Soft output, LLR

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel soft output generation method for spatially multiplexed MIMO systems. The receiver complexity of spatially multiplexed MIMO system is in proportion to the number of candidate vectors. The ML signal detection method considers all possible vectors as candidates, thereby achieving a high performance, however, its complexity is very high. Low complexity receiver techniques involving a small number of candidate vectors, provide soft output values of low reliability. In this paper, we propose a method to improve reliability of the soft output values obtained using a small number of candidate vectors.

1. 서 론

차세대 이동 통신 시스템은 멀티미디어 데이터 위주의 고속 데이터 서비스를 위해 보행자 속도로 이동하는 환경에서 1Gbps, 고속으로 움직이는 상황에서 100Mbps의 데이터 전송 속도가 요구한다. 이와 같은 요구를 만족시키기 위해서 제한된 주파수

대역을 사용한 고속 데이터 전송방법으로 multiple input multiple output (MIMO) 시스템 기술이 널리 연구 되고 있다¹⁾. MIMO 시스템을 사용하는 기술 중 특히 spatial multiplexing(SM)기술을 이용하면 추가적인 주파수 대역폭이나 송신 전력이 없이도 전송 속도를 향상시킬 수 있다²⁻⁴⁾.

공간다중화 방식을 사용하는 MIMO시스템은 수

* 연세대학교 원주캠퍼스 디지털통신연구실 (jaekwon@yonsei.ac.kr)

** 한국전자통신연구원 이동패킷모뎀 연구팀

논문번호: KICS2007-11-513, 접수일자: 2007년 11월 15일, 최종논문접수일자: 2008년 4월 10일

신부에서 중첩된 정보 스트림을 다시 구분하는 것이 어려운 과제이다. 송신가능한 모든 벡터에 대해 ML 매트릭 값을 계산하여, 가장 작은 매트릭에 해당하는 벡터를 선택하는 ML 신호검출기법은 높은 성능을 달성하나, 그 복잡도가 매우 높아 하드웨어 구현이 어렵다는 단점이 있다. 반면에 선형 필터링을 하는 검출기법은 복잡도가 낮아 하드웨어 구현이 용이하나, 오류 성능이 동시에 낮다는 단점이 있다. 이 두 가지의 극단적인 신호검출기법들의 중간에 해당하는 기법들로는 Modified ML (MML)^[5], QRM-MLD^{[6][7]}, Sphere decoding^{[8][9][10]}, QR-LRL^[11] 등이 있다. 이러한 기법들의 공통점은 생성하는 후보벡터의 개수와 이에 따라 소요되는 ML 매트릭 계산횟수를 감소하여 계산량을 감소하며, 동시에 ML에 근접한 성능을 달성한다는 것이다. 이러한 장점 때문에, 다양한 감소된 계산량의 신호검출 기법들이 작은 크기의 이동 단말기에 적용될 것으로 여겨진다.

한편, 연판정 값을 사용하는 채널복호기가 수신부에서 사용될 때, 연판정 값의 신뢰도에 의해 전체 시스템의 성능이 큰 영향을 받는다. MIMO 시스템을 위한 연판정 값으로 ML 매트릭을 사용할 수 있다. 각 비트를 위한 연판정 값은 각 비트가 특정 값, 즉 "0" 또는 "1"인 후보벡터 중 그 ML 매트릭이 가장 작은 값과 관계된다. 따라서 연판정 값은 일반적으로 후보벡터의 개수가 많을수록 그 신뢰도가 높아 고성능을 달성하게 된다. ML 신호검출기법은 모든 송신 가능한 벡터가 후보벡터이기 때문에, 이를 기반으로 생성된 연판정 값이 가장 신뢰도가 높다. 그러나 ML 신호검출기법의 복잡도를 감소하기 위해 제안된 다양한 신호검출기법들^{[5][11]}은 그 후보벡터의 개수가 줄어들수록 연산량은 감소하여 하드웨어 구현이 용이하나, 연판정 값의 신뢰도 또한 감소하게 되는 문제점을 갖고 있다. 기존 list sphere decoding (LSD)^[9] 기법은, sphere decoding (SD)의 연판정 값의 신뢰도를 높이기 위해 후보벡터를 포함하는 구의 반경을 충분히 크게 하여, 충분히 많은 개수의 후보벡터가 연판정 값 산출에 사용 되도록 하고 있으나, 근본적으로 다시 복잡도가 높아지게 된다.

본 논문에서는 후보벡터의 개수가 적음에 따라 연판정 값의 신뢰도가 낮아지는 문제점을 세부적으로 분석하고, 이 문제점을 보완하는 방안을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 연판정 값 생성방식은 적은 수의 후보벡터를 생성하는 모든 신호검출기법에

적용될 수 있을 것으로 여겨지나, 최근 개발된 QR-LRL 신호검출기법을 예로 들어 기술하고 또한 모의실험을 수행하여 제안된 방식에 의해 개선된 성능을 보인다. 제안된 방식은 한 패킷에 포함된 비트의 LLR 계산시, 공통적인 절삭 임계치를 사용하는 방식이다. 따라서 곱셈등 추가적인 연산은 없으나, 절삭 임계치 계산 후 LLR을 계산하므로 검출과정에 delay가 발생하는 문제점이 있다.

II. 공간다중화 MIMO 시스템 모델

그림1은 본 논문에서 고려하는 공간다중화방식 MIMO 시스템을 보여준다. 송신 안테나 개수는 n_T 이고 수신 안테나 개수는 n_R 이다. 공간다중화 시스템에서는 송신 안테나 개수 n_T 가 미지수의 개수를 나타내고, 수신 안테나의 개수 n_R 이 방정식의 개수를 나타내기 때문에 $n_T \geq n_R$ 의 조건을 만족해야 한다. 송신 및 수신신호의 관계는 다음 수식으로 표현 할 수 있다.

$$y = Hx + z \tag{1}$$

$$y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{n_R}]^T$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,n_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,n_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R,1} & h_{n_R,2} & \dots & h_{n_R,n_T} \end{bmatrix}$$

$$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{n_T}]^T$$

$$z = [z_1 \ z_2 \ \dots \ z_{n_R}]^T$$

여기서 $x_i, i = 1, 2, \dots, n_T$ 은 i 번째 송신 안테나로부터 송신된 신호를 나타내고, $y_i, i = 1, 2, \dots, n_R$ 은 i 번째 수신 안테나에서 수신된 신호를 나타내며, $h_{i,j}, i = 1, 2, \dots, n_T, j = 1, 2, \dots, n_R$ 는 j 번째 송신 안테나와 i 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다. 크기가 $n_R \times n_T$ 인 채널 행렬 H 의 각 원소들은 서로 iid 이고, 분산 1의 복소 가우시안 분포를 갖는다. MIMO-OFDM 시스템에 적용 시에는 채널 행렬 H 는 다수개의 OFDM 심볼로 이루어진 한 프레임 동안 변하지 않으며 각 프레임은 독립적으로 변하는 블록 독

림 페이딩 채널을 가정한다. OFDM과 결합시, 각 부채널에서의 신호검출을 동일한 절차로 수행되므로, 다음 III장의 검출기법을 설명에 있어서 부채널 인텍스를 생략하고, 모의실험에서는 OFDM과 결합하여 성능을 평가한다. 잡음 $z_i \sim CN(0, \sigma_z^2), i = 1, 2, \dots, n_R$ 은 환경 대칭 가우시안 잡음으로 가정하고, 송신신호 $x_i, i = 1, 2, \dots, n_T$ 는 16-QAM 변조된 심볼이라고 가정한다.

수신부에서는 수신신호 y 벡터가 주어졌을 때, 훈련신호를 통해 채널행렬 H 를 먼저 추정한 다음 송신신호 벡터 x 를 찾아야 한다. 본 논문에서는 채널 추정은 고려하지 않고, 채널추정이 이미 완벽하게 수행되어 가용하다고 가정한다. 따라서 일반적으로 추정치를 나타내는 \hat{H} 대신 H 를 사용한다.

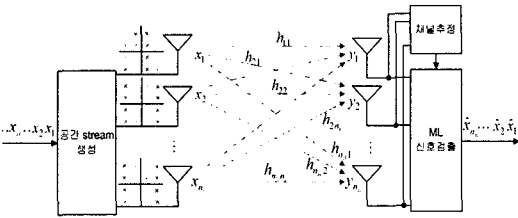


그림 1. 공간다중화 MIMO 시스템 모델

III. SM MIMO 시스템을 위한 연판정 값 발생

본 절에서는 기존 연판정 값 생성 방식을 분석하고, 문제점을 지적하고, 이 문제점을 완화하는 새로운 방식을 제안한다. 3.1절에서는 연판정 값 생성에 사용되는 후보벡터 집합 생성에 대해 알아보고, 이를 기반으로 3.2 절에서는 적은 수의 후보벡터들만 가용할 때, 연판정 값 생성 문제점을 분석한다. 3.3 절에서는 기존의 연판정 값 발생방식을 기술하고, 이의 문제점을 지적하고, 마지막으로 3.4절에서는 새로운 향상된 신뢰도의 연판정 값 발생방식을 제안한다.

3.1 후보벡터 집합생성

ML 신호검출 기법은 아래 식과 같이 표현할 수 있다.

$$x_{ML} = \underset{x}{\operatorname{argmin}} \|y - Hx\|^2 \quad (2)$$

식 (2)을 통해 알 수 있듯이, ML 신호검출을 위

해 $|C|^{n_R}$ (16-QAM의 경우, $|C|=16$, 정상도의 크기)개의 가능한 조합의 모든 송신 신호벡터 대해 ML 매트릭을 계산해야 하며 가장 작은 ML 매트릭 값에 해당하는 송신 신호벡터가 송신된 신호로 추정된다. 이 기법을 사용하게 되면 많은 후보벡터들을 근거로 계산된 각 비트의 연판정 값의 신뢰도가 최적으로 높아 매우 높은 성능을 달성하게 된다. 이 기법은 최적의 성능을 보이지만, 매우 높은 복잡도 때문에 하드웨어 구현이 어렵다는 단점이 있다[5]. ML 신호검출 기법의 복잡도를 낮추는 MML, QRM-MLD, SD, QR-LRL 기법들은 연판정 값의 계산에 사용되는 후보벡터의 수가 제한되기 때문에 성능에 열화가 발생한다. 이러한 기법들 중 본 논문은 QR-LRL 검출기법을 기반으로, 연판정 값 신뢰도 개선 방안에 대해 기술하고, 모의실험을 수행한다. 따라서 QR-LRL을 간략하게 기술한다.

QR-LRL은 OSIC를 기반으로 하고, OSIC의 성능이 첫 레이어의 검출 성능에 많은 영향을 받음을 고려하며, 처음레이어의 심볼 값을 모든 송신 가능한 값으로 시도하는 방식이다. 이 방식의 특징으로는 가장 신뢰도가 낮은 레이어(LRL; least reliable layer)를 맨 처음 검출한다는 점이다. 구체적으로 3×3 MIMO 시스템을 예로 들면, 그 결과는 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

위 식의 zero forcing (ZF) 등화기가 아래와 같다고 가정한다.

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{bmatrix} \quad (4)$$

위의 등화기를 거친 수신신호는 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} = G \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + G \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (5)$$

위 식으로부터 각 레이어의 SNR은 아래와 같이 표현됨을 알 수 있다.

$$SNR_i = \frac{E\{|x_i|^2\}}{\|g_i\|^2 \sigma_z^2} = \frac{E_r}{\|g_i\|^2 \sigma_z^2}, i = 1, 2, 3 \quad (6)$$

여기서 벡터 \mathbf{g}_i 는 \mathbf{G} 행렬 i 번째 행을 나타내고 σ_s^2 은 잡음의 분산이고, E_s 는 송신 심볼의 에너지로써, 각 안테나에서 송신된 에너지가 모두 동일하다고 가정하였다. 따라서 신뢰도가 가장 낮은 레이어의 인덱스는 $\|\mathbf{g}_i\|^2$ 이 가장 큰 인덱스 i 임을 알 수 있다. 이렇게 선택된 레이어를 제외하고 나머지 2개의 레이어는 SNR 순서, 즉 신뢰도순서로 정렬한다. QR-LRL에 의해 정렬된 벡터가 $[x_{(1)} x_{(2)} x_{(3)}]^T = [x_3 x_1 x_2]^T$ 라 하면 \tilde{x}_2 의 신뢰도가 가장 낮고, \tilde{x}_1 의 신뢰도가 가장 높고, \tilde{x}_3 의 신뢰도가 중간이 된다. 이렇게 정렬된 송수신 관계가 아래와 같다고 하자.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1(1)} & h_{1(2)} & h_{1(3)} \\ h_{2(1)} & h_{2(2)} & h_{2(3)} \\ h_{3(1)} & h_{3(2)} & h_{3(3)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{(1)} \\ x_{(2)} \\ x_{(3)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (7)$$

일단 정렬이 끝나면 신호검출을 위해 채널행렬의 QR 분해를 하고, 양변에 \mathbf{Q}^H 를 곱하여 아래 식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{23} \\ 0 & 0 & r_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{(1)} \\ x_{(2)} \\ x_{(3)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{z}_1 \\ \tilde{z}_2 \\ \tilde{z}_3 \end{bmatrix} \quad (8)$$

위 식을 바탕으로 신호 검출은 아래와 같다.

```

For i = 1: |C|
    x3,temp = C(i);
    x2,temp = Q( (y2 - r23x3,temp) / r22 )
    x1,temp = Q( (y1 - r12x2,temp - r13x3,temp) / r11 )
    x = [x1,temp x2,temp x3,temp]T
    metric_temp = ||y - Rx||2
    B = [B x]
    metric=[metric metric_temp]
End
    
```

위의 알고리즘기술에서, C는 성상도 점들의 집합을 의미하고, C(i)는 i 번째 성상점을 나타낸다. 위 검출과정을 거치면 |C|개의 후보벡터와 각 후보벡터에 해당하는 ML 메트릭 값을 얻게 된다. 이렇게 생성된 적은 수의 후보 벡터만을 사용해서 각 비트의 LLR값을 생성해야 한다.

3.2 연관성 값 발생 문제점 분석

먼저 ML 신호검출방법을 사용했을 때의 정확한 LLR 값에 대해 알아본다. 정확한 LLR 값을 구하기 위해서는 모든 송신 가능한 심볼 벡터에 대한 ML 메트릭 값이 사용되어야 한다. 정확한 LLR 값은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$L(b_{k,m}|y) \approx \min_{\mathbf{x} \in \chi(k,m)^-} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in \chi(k,m)^+} D(\mathbf{x}) \quad (9)$$

여기서, $D(\mathbf{x}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2$ 이고, $\chi(k,m)^-$ 은 $b_{k,m} = -1$ 에 해당하는 벡터들의 집합이고, $\chi(k,m)^+$ 은 $b_{k,m} = +1$ 을 만족하는 벡터들의 집합이다. 식(9)에서의 근사화 표현은 max-log 근사화를 사용했기 때문이고, 후보벡터의 개수가 적기 때문이 아님을 강조한다. 성상도는 16-QAM을 가정하고 3×3 MIMO 시스템을 가정할 때 $|\chi(k,m)^-| = |\chi(k,m)^+| = C^r/2 = 16^3/2$ 이다.

QR-LRL등 준최적 신호검출 기법을 사용 할 경우에는 모든 송신 가능한 심볼 벡터에 해당하는 ML 메트릭 값이 가용하지 않기 때문에 아래와 같은 근사화된 LLR 값을 발생할 수 있다.

$$L(b_{k,m}|y) \approx \min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^-} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^+} D(\mathbf{x}) \quad (10)$$

여기서, $S(k,m)^-$ 은 3.1절에서 준최적 검출기법으로 얻은 후보벡터 집합 B에 속한 벡터들 중 $b_{k,m} = -1$ 을 만족하는 벡터들의 집합을 의미하고, $S(k,m)^+$ 은 $b_{k,m} = +1$ 을 만족하는 벡터집합을 나타낸다. 위 수식(10)을 사용한 근사화된 LLR 값을 사용할 때는 아래의 2가지 문제가 발생하게 된다.

- 문제점 1: 후보 벡터 집합B에 존재하지 않는 비트 값이 있어 ML 메트릭값을 구할 수 없는 경우가 존재한다.
- 문제점 2: 후보 벡터 집합B 내에 비트 값이 존재하지만 그 값이 정확하지 않는 경우가 있다.

위의 2가지 문제점을 좀 더 세부적으로 분석한다. 후보벡터 집합에 어떤 특정비트의 특정 값일 경우가 없을 때는 즉 $S(k,m)^- = \emptyset$ 또는 $S(k,m)^+ = \emptyset$ 식(10) 우편의 2개항 중 1개 항에 해당하는 값을 구할 수 없어 해당 비트에 대한 LLR 값을 구할 수 없게 되고, 존재하지 않는 비트 값에 대한

ML 메트릭 값을 특정 값으로 대체해야 한다. 식 (10)의 우편 2개항중 적어도 한 개의 항은 항상 존재한다.

후보벡터 집합에 특정 비트의 값이 0과 1일 때에 해당하는 후보벡터들이 모두 포함되어 있어 LLR 값을 구할 수 있을 때 즉 $S(k,m)^- \neq \emptyset$ 이고 $S(k,m)^+ \neq \emptyset$ 일 때에도 오류가 발생하며, 그 오류를 다시 2가지 경우로 나누어 분석할 수 있다. 벡터 x_{ML} 은 식(2)를 만족하는 벡터이고, 후보벡터 집합 B 에 속한 벡터 중 ML 메트릭이 가장 작은 벡터는 $x_{ML,B}$ 로 표시한다. 유사하게 $b_{k,m,ML}$ 은 x_{ML} 에 해당하는 $b_{k,m}$ 의 비트값을 의미하고, $b_{k,m,ML,B}$ 는 $x_{ML,B}$ 에 해당하는 $b_{k,m}$ 의 비트값을 나타낸다. 먼저 후보벡터 집합에 ML 해가 존재하는 경우, 즉 $x_{ML} = x_{ML,B}$ 이고, 따라서 $b_{k,m,ML} = b_{k,m,ML,B}$ 의 경우에는 LLR 값이 아래와 같이 표현된다.

$$L(b_{k,m}|y) \approx \min_{x \in S(k,m)^-} D(x) - \min_{x \in S(k,m)^+} D(x) = D(x_{ML}) - \min_{x \in S(k,m)^+} D(x) < 0 \quad (11)$$

식(11)에서 $b_{k,m,ML} = b_{k,m,ML,B} = -1$ 임을 가정으로 하였다. 식(11) 우편의 2개 항 중 1개 항의 값은 정확하지만 다른 항이 정확하지 않고, 정확하지 않는 항은 ML해의 정의에 따라 항상 양의 오류를 나타내게 된다. 후보벡터 집합에 ML해가 존재하지 않는 경우에는 LLR 값이 아래와 같이 표현된다.

$$L(b_{k,m}|y) \approx \min_{x \in S(k,m)^-} D(x) - \min_{x \in S(k,m)^+} D(x) = D(x_{ML,B}) - \min_{x \in S(k,m)^+} D(x) < 0 \quad (12)$$

식(12)에서도 $b_{k,m,ML,B} = -1$ 임을 가정으로 기술하였다. 위 식을 관찰하면 식(12) 우편의 2개의 항이 모두 오류를 포함하고 있으며 역시 ML해의 정의에

따라서 두 항의 오류는 모두 양의 오류라는 것을 알 수 있다.

위의 문제점들을 종합하면 아래의 그림으로 표현이 가능하다. 아래의 그림 2은 QPSK 변조방식, 3x3 MIMO 시스템, ML 해가 후보벡터에 포함되어 있지 않다는 것을 가정으로 하였다.

위 그림 2에서 볼 수 있듯이 정확한 LLR 값과 비교할 때 QR-LRL에 의해 생성된 후보벡터를 사

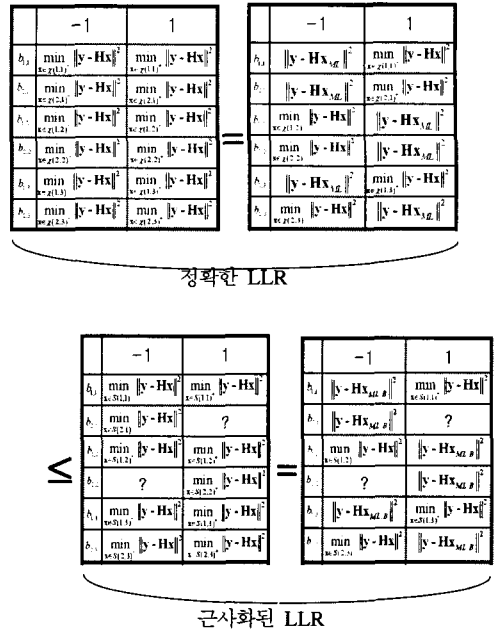


그림 2. 적은수의 후보벡터를 사용한 LLR값 오류. QPSK 성상도와 3x3 MIMO 시스템을 가정

용한 근사화된 LLR 값의 절대값은 항상 크거나 같다는 것을 확인 할 수 있다. 또한 존재하지 않는 비트 값에 대한 ML 메트릭을 정해야 한다. 특정 비트의 특정 값이 후보벡터에 존재하지 않는 경우 이를 대체하는 기존의 방식이 있다. III절에서 기존 연관정 값 발생방법을 기술한다.

3.3 기존의 연관정 값 발생 방법^[11]

기존 방식에서는 아래와 같이 연관정 값을 발생하여 특정 비트의 존재하지 않는 값에 대한 ML 메트릭 문제를 해결한다.

단계 1: 첫 번째 레이어의 LLR값 생성

$$L(b_{k,n_f} | y) \approx \min_{x \in S(k,n_T)} D(x) - \min_{x \in S(k,n_T)^+} D(x), 1 \leq k \leq \log_2 |C| \quad (13)$$

단계 2: 임계값 Th계산

$$T^+(k) = \min_{x \in S(k,n_T)^+} D(x), 1 \leq k \leq \log_2 |C| \quad (14)$$

$$T^-(k) = \min_{x \in S(k,n_T)^-} D(x), 1 \leq k \leq \log_2 |C| \quad (15)$$

$$T(k) = \max(T^+(k), T^-(k)), 1 \leq k \leq \log_2 |C| \quad (16)$$

$$Th = \frac{\sum_{k=1}^{\log_2 |C|} T(k)}{\log_2 |C|} \quad \text{또는} \quad Th = \frac{\max_{\mathbf{x}} T(k)}{\mathbf{x}} \quad (17)$$

단계 3: 임계치 Th 로 존재하지 않은 ML 메트릭으로 사용하여, 나머지 비트들의 LLR 생성

$$\min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^-} D(\mathbf{x}) = Th \quad \text{또는} \quad \min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^+} D(\mathbf{x}) = Th \quad (18)$$

$$L(b_{k,m} | \mathbf{y}) \approx \min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^-} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^+} D(\mathbf{x})$$

$$, 1 \leq k \leq \log_2 |C|, 1 \leq m \leq n_T - 1 \quad (19)$$

위의 기존 방식은 문제점 1의 해결방안이고, 문제점 2에 대한 개선책이 아니라는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 문제점 1뿐만 아니라 문제점 2를 동시에 고려한 연관정 값 발생방식을 제안한다.

3.4 제안된 연관정 값 발생 방법

제안된 연관정 값 발생방식은 절삭 임계치 (clipping threshold), Th_{clip} 를 설정하여 ML 메트릭이 Th_{clip} 보다 클 때 절삭을 수행하는 방식이다. 절삭수행은 아래와 같이 ML해가 후보벡터에 존재하는 경우와 포함되어 있지 않은 경우로 나누어 고려할 수 있다.

식(11)의 경우, 즉 $\mathbf{x}_{ML} = \mathbf{x}_{ML,B}$ 이고 $b_{k,m,ML,B} = -1$ 을 가정 했을 때, 식(11)의 두 번째 항이 절삭된다면 발생하는 LLR의 절대 값이 감소한다는 것을 확인 할 수 있다. 3.2절에서 지적한 바와 같이, 적은 수의 후보벡터를 사용함에 따른 LLR 절대 값이 증가하는 현상을 완화하는 방안이다. $\mathbf{x}_{ML} \in B$, 즉 $\mathbf{x}_{ML} \neq \mathbf{x}_{ML,B}$ 의 경우에는 식(12)의 우편 2개의 항이 모두 양의 오류를 갖게 되므로 두 개의 항이 모두 Th_{clip} 보다 커서 절삭될 수 있다. 식(12)의 우편의 2개의 값이 모두 절삭이 될 경우에는 LLR 값이 0이 된다. 물론 Th_{clip} 값에 따라, 2개의 항이 모두 오류를 포함하나, 2개의 항 중 1개의 항만 절삭될 수도 있다.

제안된 방식을 사용하기 위해서는 알맞은 절삭 임계치 Th_{clip} 값을 정해야 한다. LLR 계산에는 $\mathbf{x}_{ML,B}$ 의 ML 메트릭 뿐만 아니라, 다른 후보 벡터들의 ML 메트릭이 중요하다. 먼저 $\mathbf{x}_{ML,B}$ 이외의 다른 후보벡터들, 즉 $\mathbf{x} \in B \setminus \{\mathbf{x}_{ML,B}\}$ 의 ML 메트릭 값

을 관찰하면 아래와 같다.

$$\| \mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x} \|^2 = \| \mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_{ML,B} + \mathbf{H}(\mathbf{x}_{ML,B} - \mathbf{x}) \|^2 \quad (20)$$

$$= \| \mathbf{z} + \mathbf{H}(\mathbf{x}_T - \mathbf{x}) \|^2 = \| \mathbf{x} + \mathbf{H}\mathbf{e} \|^2 \quad (21)$$

LLR값은 식(21)로 나타내지는 ML 메트릭의 최소값과 관계된다. 최소값은 아래와 같이 표현 할 수 있다.

$$\min_{\mathbf{e}} \| \mathbf{z} + \mathbf{H}\mathbf{e} \|^2 = \min_{\mathbf{e}} (\mathbf{z} + \mathbf{H}\mathbf{e})^H (\mathbf{z} + \mathbf{H}\mathbf{e})$$

$$= \min_{\mathbf{e}} (\mathbf{z}^H \mathbf{z} + \mathbf{z}^H \mathbf{H}\mathbf{e} + \mathbf{e}^H \mathbf{H}^H \mathbf{z} + \mathbf{e}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{e}) \quad (22)$$

성상도가 매우커서 \mathbf{e} 의 자유도가 무한대라고 가정했을 때 위에서 구한 최소값의 기대치를 구하면 아래와 같다.

$$E \left\{ \min_{\mathbf{e}} (\mathbf{z}^H \mathbf{z} + \mathbf{z}^H \mathbf{H}\mathbf{e} + \mathbf{e}^H \mathbf{H}^H \mathbf{z} + \mathbf{e}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{e}) \right\}$$

$$= E \{ \mathbf{z}^H \mathbf{z} + \mathbf{z}^H \mathbf{H}\mathbf{e}_{min} + \mathbf{e}_{min}^H \mathbf{H}^H \mathbf{z} + \mathbf{e}_{min}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{e}_{min} \} \quad (23)$$

$$= \sigma_z^2 n_T + E \{ \mathbf{e}_{min}^H \mathbf{H}^H \mathbf{e}_{min} \} \quad (24)$$

$$= \sigma_z^2 n_T + \lambda_{min}^2 E \{ \| \mathbf{e}_{min} \|^2 \} \quad (25)$$

그러나 식(25)을 이용하기에는 비트, 심볼, OFDM 부반송파, OFDM 심볼, 패킷마다 값이 모두 달라 구하는데 어려움이 있다. 비록 최적 절삭 임계치를 사용하기는 어려우나 본 논문에서는 아래의 값을 준최적 값으로 제안한다.

$$T^+(k, m, f, n, p) = \min_{\substack{\mathbf{x} \in S(k, m, f, n, p)^+ \\ S(k, m, f, n, p)^+ \subset B}} D(\mathbf{x}) \quad (26)$$

$$T^-(k, m, f, n, p) = \min_{\substack{\mathbf{x} \in S(k, m, f, n, p)^- \\ S(k, m, f, n, p)^- \subset B}} D(\mathbf{x}) \quad (27)$$

$$T(k, m, f, n, p) = \max(T^+(k, m, f, n, p), T^-(k, m, f, n, p)) \quad (28)$$

$$Th_{clip} = \frac{1}{PNFMK} \sum_p \sum_n \sum_f \sum_m \sum_k T(k, m, f, n, p) \quad (29)$$

여기서 k 는 비트 인덱스, m 은 심볼 인덱스, f 는 OFDM 부 반송파 인덱스, n 은 OFDM 심볼 인덱스, p 는 패킷 인덱스를 나타내고, 각 인덱스의 대문자는 해당 인덱스의 평균치를 위해 합한 개수를 나타낸다.

모의실험을 통해 위의 절삭 임계치의 순시 값과 평균값을 아래와 같이 구하였다. 그림 3의 결과를 통해 SNR이 증가함에 따라 절삭 임계치가 감소하여 식(25)과 일치한다는 것을 확인할 수 있다.

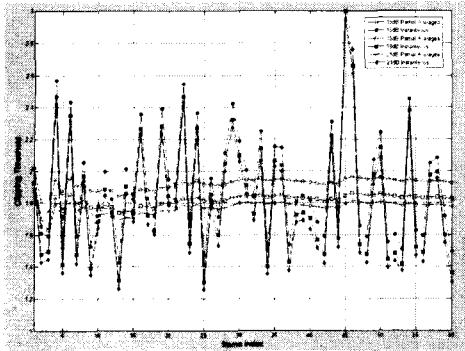


그림 3. 제안된 결사 임계치

IV. 성능분석

본장에서는 OFDM과 결합한 형태의 MIMO 시스템에 적용되었을 때 세가지 기법 즉, 기존의 2가지 방법과 제안된 방법의 성능을 비교한다. 모의 실험환경은 표 1과 같다.

그림 4는 모의실험에 사용된 채널의 power delay profile(PDP)을 나타내고, 그림 5는 기존방법과 제안된 방식을 FER 성능 면에서 비교한다. Hard 성능은 QR-LRL의 경판정(Hard decision)성능을 나타낸다. 기존 방법들을 사용하면 낮은 SNR에서는 경판정에 비해 성능이 개선되나, SNR이 높아짐에 따라 오히려 경판정에 비해 성능이 열화됨을 알 수 있다. 이러한 성능 열화는 III.2절에서 지적한 바와 같이 후보벡터의 수가 적음에 따른 연판정 값의 신뢰도 저하에 따른 결과이다. 제안된 방식을 사용하면, 경판정에 비해 약 3dB의 SNR 이득을 달성함을 알 수 있다. 수식(29)를 사용해 결사임계치를 계산하는 제안된 방식은 곱셈등 주요 추가연산이 없다. 그러나 이 결사 임계치를 계산한 후 한 패킷의 LLR을 연산함에 따른, 검출 delay가 발생하는 문제점이 있다.

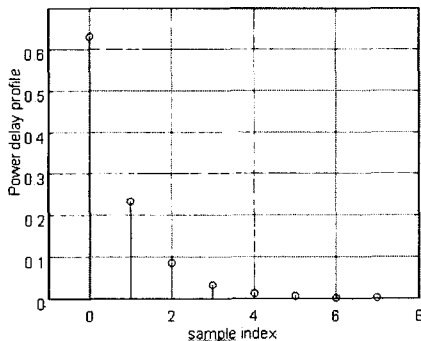


그림 4. 모의실험에 사용된 채널의 PDP

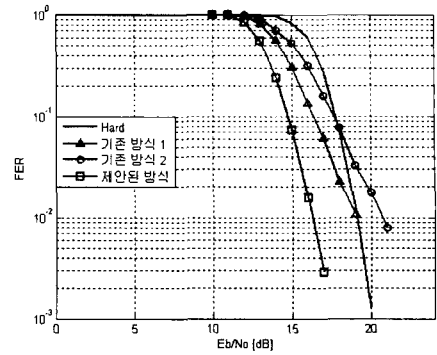


그림 5. 연판정 발생방법에 따른 성능비교 기존방법 1: 식(17)의 평균값 사용, 기존방법 2: 식(17)의 최대값 사용, 제안된 방식: 식(29)를 결사임계치로 사용

표 1. 모의실험환경

System model	4x4 MIMO-OFDM systems (spatial multiplexing)
채널모델	Exponential power delay profile
채널추정	Ideal CSI at Rx
프레임 크기	10 OFDM symbols x 64-FFT size x 4stream x 4bits x 1/2 encoding rate = 5,120 bits
FFT 크기	64 points
변조방식	16-QAM
오류정정부호화기	convolutional turbo code (iteration=4, code rate=1/2)
인터리빙	Bit interleaved coded modulation (BICM)

V. 결론

본 논문에서는 공간 다중화 MIMO 시스템을 위한 연판정 값 발생방법을 제안하였다. 기존 ML 신호검출이 사용되면 후보벡터의 개수가 많아 연판정 값의 신뢰도가 높으나, 그 연산 복잡도가 높다는 단점이 있다. 반면에 QR-MLD, LSD, QR-LRL 등을 사용하면, 후보벡터의 개수가 줄어들어 연산 복잡도가 낮지만, LLR 신뢰도가 낮다는 단점이 있다. 본 논문에서는 적은 수의 후보 벡터들만 가용할 경우 LLR 신뢰도를 향상하는 방안을 제안하였고, QR-LRL 기반으로 모의실험을 통해 SNR 이득을 성공적으로 달성함을 보였다.

참 고 문 헌

[1] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channel," *IEEE Signal Process. Mag.*, Vol.17, No.2, pp.744-765, Mar. 1998.

[2] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Lab. Technical Journal*, Vol.1, No.2, pp.41-59, Aug. 1996.

[3] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.16, No.10, pp.1451-1458, Oct. 1998.

[4] S. Sanhdu and A. Paulraj, "Space-time block codes: a capacity perspective," *IEEE Commun. Letters*, Vol.4, No.12, pp.384-386, Dec. 2000.

[5] J. Kim, Y. Kim, K. Kim, "Computationally efficient signal detection method for next generation mobile communications using multiple antennas," *SK Telecommun. Review*, Vol.17, no 1C, pp.183-191, Feb. 2007.

[6] H. Kawai, K. Higuichi, N. Maeda, M. Sawahashi, T. Ito, Y. Kakura, A. Ushirokawa, and H. Seki, "Likelihood function for QRM-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel," *IEICE Trans, Commun.*, Vol.E88-B, No.1, pp.57-57, Jan. 2005.

[7] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, M. Sawahashi, "Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates Based on Maximum Reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO Multiplexing" 2004. *GLOBECOM '04. IEEE*, pp.2480-2486, Vol.4, 29 Nov.-3 Dec. 2004.

[8] U. Fincke and M. Pohst, "Improved methods for calculation vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis," *Math. Comput.*, Vol.44, pp.463-471, Apr. 1985

[9] B.M Hochwald and S.ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple -antenna channel," *IEEE trans. Commun.*, Vol.51, No.3,

pp.389-399, Mar.2003

[10] B.Hassibi and H. Vikalo, "On the expected complexity of sphere decoding," in *Proc. 35th Asiloman Confi signals, Syst., Comput., Pacific Grove, CA*, Nov. 2001, pp.1051-1055.

[11] 방승재, "다중 송수신 시스템의 수신장치 및 채널 복호기를 위한 LLR 생성장치" 대한민국 특허, 출원번호: 2007-0084846, 출원일: 2007년 8월 23일.

허 훈 (Hoon Hur)

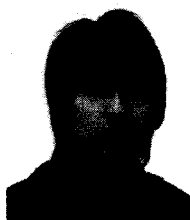
준회원



2007년 2월 연세대학교 원주 캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부
2007년 3월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 통신공학 석사과정
<관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO, 실용적인 신호검출기법

우 현 명 (Hyun-Myung Woo)

준회원



2008년 2월 연세대학교 원주 캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부
2008년 3월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 통신공학 석사과정
<관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO, 실용적인 신호검출기법

방 승 재 (Seungjae Bahng)

준회원

1998년 2월 인하대학교 전자공학과
2000년 2월 광주과학기술원 석사
2005년 5월 University of Hawaii-공학박사
2005년 7월~현재 한국전자통신연구원 이동통신연구단 선임연구원
<관심분야> 무선통신, OFDM, MIMO

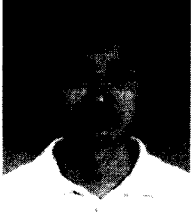
박 윤 옥 (Youn Ok Park)

정회원

1986년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업
1997년 2월 충남대학교 컴퓨터공학과 석사
2004년 12월 충남대학교 정보통신공학과 박사과정수료
1985년 12월~1987년 1월 삼성전자종합연구원 연구원
1987년 2월~현재 한국전자통신연구원 이동패킷모뎀연구팀팀장/책임연구원
<관심분야> 이동 통신, OFDM, MIMO, Modem Design

김 재 권 (Jae-Kwon Kim)

중신회원



1995년 8월 중앙대학교 전기공학과

2000년 2월 중앙대학교 전기공학과 석사

2004년 5월 The University of Texas at Austin 공학박사

2004년 8월~2005년 8월 삼성종합기술연구원 4G 시스템 Lab.

2005년 9월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부 교수

<관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO, 실용적인 신호검출 기법