

# MIMO 시스템을 위한 연관정 값의 신뢰도 향상기법들의 비교분석

허 훈\*, 김 재 권\*\*

## A Comparative Study on Reliability Enhancement Techniques of Soft Output in MIMO Systems

Hoon Hur<sup>\*,\*</sup> Jae-Kwon Kim<sup>\*\*</sup>

요 약

본 논문에서는 공간다중화 방식을 사용하는 다중 안테나 시스템의 수신부에서 연관정 값의 신뢰도 향상기법 두 가지를 비교분석한다. 공간 다중화 MIMO 시스템의 수신기술 복잡도는 일반적으로 생성하는 후보벡터의 수에 비례하여 증가한다. 적은 수의 후보벡터를 발생하여 낮은 복잡도를 갖는 검출기법은 연관정 값의 신뢰도가 저하되는 단점을 갖는다. 이렇게 저하된 신뢰도를 향상시키는 방법으로써 절삭임계치를 사용하는 방법과 squared Euclidian 거리대신 Euclidian 거리를 사용하는 방법이 있다. 본 논문에서는 이 두 가지 방법의 이론적인 유사성을 보이고 하드웨어 구현관점에서의 장단점들을 분석한다.

ABSTRACT

In this paper, we compare two methods that improve the reliability of soft output at the receiver of MIMO communications. The receiver complexity of spatially multiplexed MIMO system is in proportion to the number of candidate vectors. Low complexity receiver techniques involving a small number of candidate vectors, provide soft output values of low reliability. In order to improve the low reliability of soft output, two previous methods can be used; the first method involves a clipping threshold, the second method uses Euclidian distance instead of squared Euclidian distance. In the paper, we address the theoretical similarity of the two methods, then we compare the two methods from the perspective of hardware implementation.

키워드 : signal detection, MIMO, soft output, LLR

### 1. 서 론

차세대 이동 통신 시스템에서 요구되는 고속 데이터 전송을 달성하기 위해서 제한된 주파수 대역을 사용한 고속 데이터 전송방법으로 multiple input multiple output (MIMO) 시스템 기술이 널리 연구되고 있다[1].

연관정 값을 사용하는 채널복호기가 수신부에서 사용될 때, 연관정 값의 신뢰도에 의해 전체시스템의 성능이 큰 영향을 받는다. MIMO 시스템을 위한 연관정 값으로 ML 메트릭을 사용할 수 있다. 각 비트

를 위한 연관정 값은 각 비트가 특정 값, 즉 “0” 또는 “1”인 후보벡터 중 그 ML 메트릭이 가장 작은 값과 관계된다. 따라서 연관정 값은 일반적으로 후보벡터의 개수가 많을수록 그 신뢰도가 높아 고성능을 달성하게 된다. ML 신호검출기법은 모든 송신 가능한 벡터가 후보벡터이기 때문에, 이를 기반으로 생성된 연관정 값이 가장 신뢰도가 높다. 그러나 ML 신호검출기법의 복잡도를 감소하기 위해 제안된 다양한 신호검출기법들은 그 후보벡터의 개수가 줄어들수록 연산량은 감소하여 하드웨어 구현이 용이하나, 연관정 값의 신뢰도 또한 감소하게 되는 문제점을 갖고 있다.

\* 연세대학교 통신공학 석사과정

\*\* 연세대학교 컴퓨터정보통신공학부 교수(jaekwon@yonsei.ac.kr)

이렇게 후보벡터의 개수가 적음에 따라 연관정 값의 신뢰도가 낮아지는 문제점을 보완하는 방안에는 두 가지가 있다. 첫째는 squared Euclidian 거리를 사용하는 대신 Euclidian 거리를 사용하는 방법이다[3]. 이 방법은 sqrt함수의 특성을 활용한 방안으로써 입력값의 오차가 클 때에도 출력값의 오차가 작다는 것을 활용한 방법이다. 둘째는 절삭임계치를 사용하는 방법이다 [4]. 이 방법은 후보벡터의 개수가 작을 때에는 ML metric의 값이 항상 양의 오류를 갖는다는 관찰을 기반으로 하는 방법으로써, 성공적으로 soft output의 신뢰도를 개선시킨다 [4].

본 논문에서는 상기 두 가지 방법의 이론적인 유사성을 보이고, 하드웨어 구현관점에서 장단점을 알아본다. 본 논문에서 다루는 연관정 값 생성방식은 적은 수의 후보벡터를 생성하는 모든 신호검출기법에 적용될 수 있을 것으로 여겨지나, 최근 개발된 QR-LRL[2] 신호검출기법을 예로 들어 기술하고 또한 모의실험을 수행한다.

## II. 공간다중화 MIMO 시스템 모델

송신 안테나 개수는  $n_T$ 이고 수신 안테나 개수는  $n_R$ 이다. 송신 및 수신신호의 관계는 다음 수식으로 표현 할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (1)$$

여기서 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 는 크기가  $n_R \times n_T$ 이고 각 원소들은 서로 iid이고, 분산 1의 복소 가우시안 분포를 갖는다. 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.

## III. SM MIMO 시스템을 위한 연관정 값 발생 및 문제점 분석

본 절에서는 후보벡터의 개수가 적을 때의 연관정 값 생성 방식을 분석하고, 이에 따른 문제점을 지적한다.

### 1. 후보벡터 집합 생성

ML 신호검출 기법은 아래 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x}_{ML} = \underset{\mathbf{x}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (2)$$

식 (2)을 통해 알 수 있듯이, ML 신호검출을 위해  $|C|^{n_T}$  (16-QAM의 경우,  $|C| = 16$ , 성상도의 크기)개의 가능한 조합의 모든 송신 신호벡터 대해 ML 메트릭을 계산해야 하며 가장 작은 ML 메트릭값에 해당하는 송신 신호벡터가 송신된 신호로 추정된다. 이 기법을 사용하게 되면 많은 후보벡터들을 근거로 계산된 각 비트의 연관정 값의 신뢰도가 최적으로 높아 매우 높은 성능을 달성하게 된다. 이 기법은 최적의 성능을 보이지만, 매우 높은 복잡도 때문에 하드웨어 구현이 어렵다는 단점이 있다. ML 신호검출 기법의 복잡도를 낮추는 MML, QRM-MLD, SD, QR-LRL[2] 기법들은 연관정 값의 계산에 사용되는 후보벡터의 수가 제한되기 때문에 성능에 열화가 발생한다. 이러한 기법들 중 본 논문은 QR-LRL 검출기법을 기반으로, 연관정 값 신뢰도 개선 방안에 대해 분석한다.

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.

$$L(b_{k,m} | \mathbf{y}) \approx \min_{\mathbf{x} \in \chi(k,m)^-} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in \chi(k,m)^+} D(\mathbf{x}) \quad (3)$$

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(3)에서의 근사화 표현은 max-log 근사화를 사용했기 때문이고, 후보벡터의 개수가 적기 때문이 아님을 강조한다. 성상도는 16-QAM을 가정하고  $3 \times 3$  MIMO 시스템을 가정할 때  $|\chi(k,m)^-| = |\chi(k,m)^+| = C^{n_T}/2 = 16^3/2$ 이다.

QR-LRL 등 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.

$$L(b_{k,m}|\mathbf{y}) \approx \min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^-} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^+} D(\mathbf{x}) \quad (4)$$

여기서,  $S(k,m)^-$ 은 2.1절에서 준최적 검출기법으로 얻은 후보벡터 집합  $B$ 에 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(4)을 사용한 근사화된 LLR 값을 사용할 때는 아래의 2가지 문제가 발생하게 된다.

- 문제점1 : 후보 벡터 집합  $B$ 에 존재하지 않는 비트 값이 있어 ML 메트릭값을 구할 수 없는 경우가 존재한다.
- 문제점2 : 후보 벡터 집합  $B$ 내에 비트 값이 존재하지만 그 값이 정확하지 않는 경우가 있다.

위에서 지적된 두 가지 문제점을 보완하는 방안을 기술한다.

## 2. 문제점 1의 해결방안 [2]

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

단계 1 : 첫 번째 레이어의 LLR값 생성

$$L(b_{k,n_T}|\mathbf{y}) \approx \min_{\mathbf{x} \in S(k,n_T)^-} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in S(k,n_T)^+} D(\mathbf{x}), 1 \leq k \leq \log_2 |C| \quad (5)$$

단계 2 : 임계값  $Th$  계산

$$T^+(k) = \min_{\mathbf{x} \in S(k,n_T)^+} D(\mathbf{x}), 1 \leq k \leq \log_2 |C| \quad (6)$$

$$T^-(k) = \min_{\mathbf{x} \in S(k,n_T)^-} D(\mathbf{x}), 1 \leq k \leq \log_2 |C| \quad (7)$$

$$T(k) = \max(T^+(k), T^-(k)), 1 \leq k \leq \log_2 |C| \quad (8)$$

$$Th = \frac{\sum_{k=1}^{\log_2 |C|} T(k)}{\log_2 |C|} \quad \text{또는} \quad Th = \max_{\mathbf{x}} T(k) \quad (9)$$

단계 3 : 임계치  $Th$ 로 존재하지 않은 ML 메트릭으로 사용하여, 나머지 비트들의 LLR생성

$$\min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^-} D(\mathbf{x}) = Th \quad \text{또는} \quad \min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^+} D(\mathbf{x}) = Th \quad (10)$$

$$L(b_{k,m}|\mathbf{y}) \approx \min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^-} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in S(k,m)^+} D(\mathbf{x}), 1 \leq k \leq \log_2 |C|, 1 \leq m \leq n_T - 1 \quad (11)$$

위 기존 방식은 문제점 1의 해결방안이고, 문제점 2에 대한 개선책이 아니라는 단점이 있다.

## 3. 문제점 1과 2 동시 해결방안 [4]

제안된 연판정 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(4)의 경우, 즉  $\mathbf{x}_{ML} = \mathbf{x}_{ML,B}$  이고  $b_{k,m,ML,B} = -1$ 을 가정 했을 때, 식(4)의 두 번째 항이 절삭된다면 발생하는 LLR의 절대 값이 감소한다는 것을 확인 할 수 있다. 2.2절에서 지적한 바와 같이, 적은 수의 후보벡터를 사용함에 따른 LLR 절대 값이 증가하는 현상을 완화하는 방안이다.  $\mathbf{x}_{ML} \notin B$ , 즉  $\mathbf{x}_{ML} \neq \mathbf{x}_{ML,B}$ 의 경우에는 식(4)의 우변 2개의 항이 모두 양의 오류를 갖게 되므로 두 개의 항이 모두  $Th_{clip}$ 보다 커서 절삭될 수 있다. 식(4)의 우변의 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.

본 절의 방식을 사용하기 위해서는 알맞은 절삭 임계치  $Th_{clip}$  값을 정해야 한다. LLR 계산에는  $\mathbf{x}_{ML,B}$ 의 ML 메트릭 뿐만 아니라, 다른 후보 벡터

들의 ML 매트릭이 중요하다. 먼저  $\mathbf{x}_{ML,B}$  이외의 다른 후보벡터들, 즉  $\mathbf{x} \in \mathcal{A}\{\mathbf{x}_{ML,B}\}$ 의 ML 매트릭 값을 분석하면 아래와 같다.

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 = \|\mathbf{z} + \mathbf{H}(\mathbf{x}_T - \mathbf{x})\|^2 = \|\mathbf{z} + \mathbf{H}\mathbf{e}\|^2 \quad (12)$$

LLR값은 식(12)로 나타내지는 ML 매트릭의 최소값과 관계된다. 최소값은 아래와 같이 표현 할 수 있다.

$$\min_{\mathbf{e}} (\mathbf{z}^H \mathbf{z} + \mathbf{z}^H \mathbf{H}\mathbf{e} + \mathbf{e}^H \mathbf{H}^H \mathbf{z} + \mathbf{e}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H}\mathbf{e}) \quad (13)$$

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

$$\sigma_z^2 n_T + \lambda_{min}^2 E\{\|\mathbf{e}_{min}\|^2\} \quad (14)$$

그러나 식(14)을 이용하기에는 비트, 심볼, OFDM 부반송파, OFDM 심볼, 패킷마다 값이 모두 달라 구하는데 어려움이 있다. 비록 최적 절삭 임계치를 사용하기는 어려우나 아래의 준최적 값을 사용할 수 있다.

$$T^+(k,m,f,n,p) = \min_{\substack{\mathbf{x} \in S(k,m,f,n,p)^+ \\ S(k,m,f,n,p)^+ \subset B}} D(\mathbf{x}) \quad (15)$$

$$T^-(k,m,f,n,p) = \min_{\substack{\mathbf{x} \in S(k,m,f,n,p)^- \\ S(k,m,f,n,p)^- \subset B}} D(\mathbf{x}) \quad (16)$$

$$T(k,m,f,n,p) = \max(T^+(k,m,f,n,p), T^-(k,m,f,n,p)) \quad (17)$$

$$Th_{clip} = \frac{1}{PNFMK} \sum_p \sum_n \sum_f \sum_m \sum_k T(k,m,f,n,p) \quad (18)$$

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

#### IV. Euclidian 거리 사용에 의한 신뢰도 향상

앞 절에서 언급된 soft output 신뢰도 향상기법

들은 squared Euclidian 거리를 기반으로 하였다. 기존 방법 [3]에서는 Euclidian 거리를 사용해서 soft output의 신뢰도를 향상할 수 있음을 보였다.

##### 1. Euclidian 거리 사용 시 오류 분석 [3]

특정비트의 값으로 1 또는 -1이 존재 하지 않는 bit에 대한 LLR 계산시, 1 또는 -1이 존재하는 bit의 평균치를 이용하여 LLR을 계산하는데, 그림1은 squared Euclidian distance와 Euclidian distance을 사용시 error를 비교한 그림이다. squared Euclidian distance의 값이 4~8사이의 값을 갖는 경우, 각각의 평균치와 최소, 최대값을 비교하면 squared Euclidian distance보다 Euclidian distance의 오차가 적음을 알 수 있다.

##### 2. Soft output 신뢰도 향상기법들의 이론적인 유사성

그림 2는 square root함수의 모양과 특정 값 보다 클 때 clipping을 수행하는 함수의 모양을 나타낸다. 그림 2에서 관찰할 수 있듯이 2개 함수들의 모양이 매우 유사하다는 것을 알 수 있다. 따라서 [3]의 Euclidian 거리의 사용을 통한 soft output의 신뢰도 향상과 [4]의 절삭임계치의 사용을 통한 soft output의 신뢰도 향상이 유사할 것으로 예상된다. 이러한 유사성은 V장의 모의실험 결과를 통해 확인 할 수 있다.

하드웨어 구현관점에서 [3]의 Euclidian 거리를 사용한 방법은 sqrt 함수가 사용되고, [4]의 절삭임계치를 사용하는 방법은 sqrt 함수가 사용되지 않는다는 차이점이 있다. 일반적으로 sqrt 함수는 하드웨어 구현관점에서 곱셈과 유사한 하드웨어 복잡도를 요구하기 때문에, [4]의 절삭임계치를 사용하는 방법이 하드웨어 구현관점에서 [3]의 방법에 비해 우수하다고 할 수 있다.

##### 3. Square root의 간편한 하드웨어 구현

Euclidian 거리를 사용하는 방법에 소요되는 sqrt 연산을 회피하는 방안이 있다. 다양한 방안이 있으나 자주 사용되는 방법으로써 아래 수식 (19)로 표

현되는 근사화방안이 있다.

$$|x| = \begin{cases} |real(x)| + \frac{3}{8} |image(x)|, & |real(x)| > |image(x)| \\ \frac{3}{8} |real(x)| + |image(x)|, & |real(x)| < |image(x)| \end{cases} \quad (19)$$

여기서  $x$ 는 complex number를 의미함.

수식 (19)로 표현되는 근사화 방안의 오차는 그림 3에서 확인 할 수 있다. 단위원상에 존재하는 복소수의 Euclidian거리와 수식 (19)에 의해 근사화된 Euclidian 거리를 비교한다. 그림 3으로부터 관찰할 수 있듯이 오차가 균일하지 않다.

### V. 모의실험

본 장에서는 OFDM과 결합한 형태의 MIMO 시스템에 적용되었을 때, [2]와 [4]에서 제안된 두 가지 방법을 각각 squared Euclidian거리를 사용한 경우와 [3]에서와 같이 Euclidian거리를 사용한 경우에 대해 성능을 비교한다.

그림4는 squared Euclidian distance를 사용시 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 앞 절에서 지적한 바와 같이 후보벡터의수가 적음에 따른 연판정 값의 신뢰도 저하에 따른 결과이다. [4]의 방식을 사용하면, 경판정에 비해 약 3dB의 SNR 이득을 달성함을 알 수 있다. 수식(18)을 사용해 절삭임계치를 계산하는 제안된 방식은 곱셈등 주요 추가연산이 없다.

그림5는 squared Euclidian 거리대신 Euclidian 거리 사용 시 FER 성능 비교이다. Euclidian 거리를 사용하면, clipping효과가 있기 때문에 기존 방식1, 2도 성능이 향상됨을 알 수 있다.

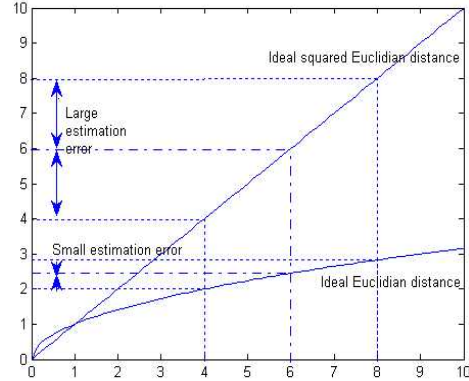


그림 1. LLR계산시 squared Euclidian 거리와 Euclidian 거리의 오류 비교[3]

Fig 1. Squared Euclidian distance-based LLR calculation and Euclidian distance-based LLR calculation[3]

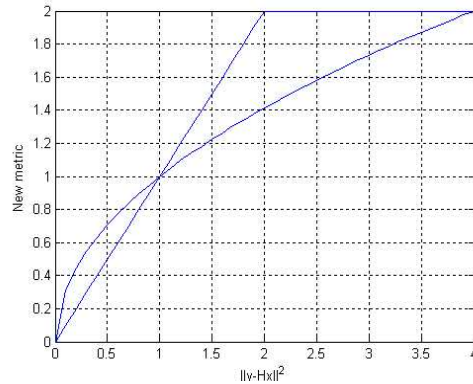


그림 2. Sqrt함수와 clipping (2를 가정함)

Fig 2. Sqrt and clipping function

절삭임계치를 사용하는 [4]의 방법의 경우에는 Euclidian 거리의 사용에 의한 추가적인 성능향상이 매우 적음을 관찰할 수 있다. 이 현상은, Euclidian 거리를 사용하는 것이 이미 clipping을 수행한 것과 이론적으로 유사하기 때문에, [4]의 추가적인 clipping에 의한 성능향상이 적어 발생한다.

그림6은 수식 (19)로 표현되는 square root의 근사화 방식을 이용했을 때의 FER 성능이다. 그림 5

와 거의 유사한 성능을 보임을 확인할 수 있다.

결론적으로, [2]와 [4]의 soft output 발생방법이 squared Euclidian 거리를 사용할 경우에는 매우 큰 성능차이가 존재하나, [3]에서와 같이 Euclidian 거리를 사용할 때에는 거의 유사한 성능과 복잡도를 갖는다는 것을 확인할 수 있다. 또한, sqrt 연산이 수식 (19)을 사용하면 간단히 구현이 가능하고, 따라서, [4]의 방법과 [2]의 방법이 하드웨어 구현관점에서 복잡도가 유사함을 알 수 있다.

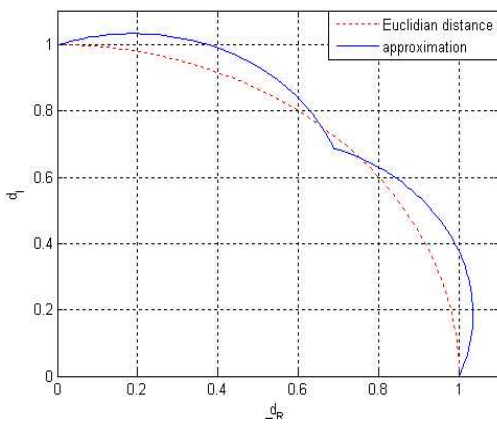


그림 3. Euclidian 거리와 식(19)의 근사화.  
Fig 3. Euclidian distance and approximation (19).

표 1. 모의실험 환경

Table 1. simulation parameters

System mode	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 coding 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)

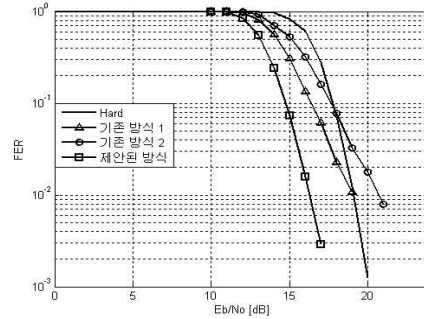


그림 4. 연판정 발생방법에 따른 성능비교.  
기존방법 1 : 식(11)의 평균값 사용,  
기존방법 2 : 식(11)의 최대값 사용, 제안된 방식 : 식(18)를 절삭임계치로 사용  
Fig 4. Comparison of LLR calculation.

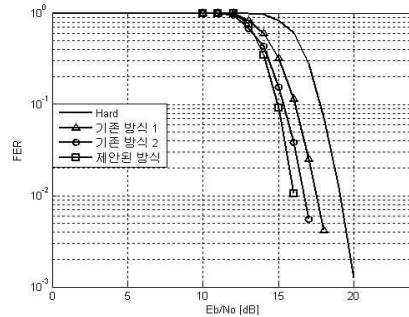


그림 5. Square root 사용시 성능비교.  
기존방법 1 : 식(11)의 평균값 사용, 기존방법 2 : 식(11)의 최대값 사용, 제안된 방식 : 식(18)를 절삭임계치로 사용  
Fig 5. Comparison of square root LLR calculation.

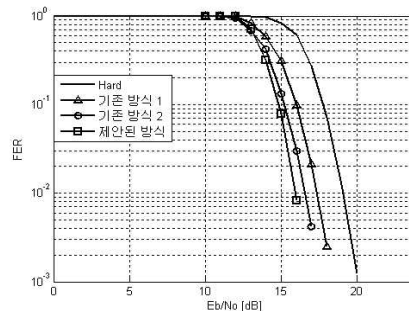


그림 6. Sqrt의 근사화 방법 사용시 성능비교.  
기존방법 1 : 식(11)의 평균값 사용, 기존방법 2 : 식(11)의 최대값 사용, 제안된 방식 : 식(18)를 절삭임계치로 사용  
Fig 6. Comparison of approximation square root LLR calculation.

## VI. 결 론

본 논문에서는 적은 수의 후보 벡터들만 가용할 경우 LLR 신뢰도를 향상하는 방안들을 비교 분석하였다. 절삭 임계치를 사용하는 방법과 Euclidian 거리를 사용하는 방법의 이론적 유사성을 보이고, 하드웨어 구현 관점에서 비교하였다.

Euclidian 거리를 사용하는 방법은 sqrt 함수의 연산을 효율적으로 구현할 수 있어 하드웨어 복잡도 면에서는 절삭임계치를 사용하는 방법과 유사하나, 성능면에서는 여전히 절삭임계치를 사용하는 방법이 우월하다는 것을 알 수 있다.

## 참고문헌

- [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] 방승재, "다중 송수신 시스템의 수신장치 및 채널 복호기를 위한 LLR 생성장치" *대한민국 특허*, 출원번호 : 2007-0084846, 출원일 : 2007년 8월 23일.
- [3] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, M. Sawahashi, T. Itoh, 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" *IEEE Internation Symposium*. vol. 2, Sept. 2004.
- [4] 허훈, 김재권, "공간다중화 MIMO 시스템을 위한 높은 신뢰도의 연판정 값 발생방법" *한국정보통신기술학회 하계학술대회, 관동대학교*, 2008년 6월 13일-14일.

## 저자약력

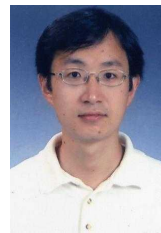


허 훈 (Hoon Hur)

2007년 연세대학교 원주캠퍼스  
컴퓨터정보통신공학부  
졸업

2007년-현재 연세대학교 통신공학  
석사과정

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



김 재 권(Jae-Kwon Kim)

1995년 중앙대학교 전기공학과 졸업  
2000년 중앙대학교 전기공학과 석사  
2004년 The University of Texas  
at Austin 공학박사

2004년-2005년 삼성종합기술연구원  
4G 시스템 Lab.

2005년-현재 연세대학교 원주  
캠퍼스

컴퓨터정보통신공학부 교수

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