

공간다중화 MIMO 시스템을 위한 Soft Output 성능향상 기법

준회원 김진민*, 임태호*, 종신회원 김재권**,
정회원 이주현***, 종신회원 조용수*

A Soft Output Enhancement Technique for Spatially Multiplexed MIMO Systems

Jin-Min Kim*, Tae-Ho Im* *Associate Members*,
Jae-Kwon Kim** *Lifelong Member*, Joo-Hyun Yi*** *Regular Member*,
Yong Soo Cho* *Lifelong Member*

요약

무선통신 채널에서 높은 전송 속도를 가능하게 하는 공간다중화 MIMO 시스템에서 다중화된 신호를 검출하는 것은 어려운 작업이며, 최근 다양한 신호검출 기법들이 개발되었다. 다양한 신호검출기법중 maximum likelihood detection with QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD), sphere decoding (SD), QOC, MOC와 같은 기법들은 maximum likelihood (ML)기법과 유사한 경관정 달성한다. 그러나 일반적으로 이러한 기법들은 soft output의 신뢰도가 저하되는 문제점을 가진다. 본 논문에서는 기존 신호검출기법들의 soft output 신뢰도를 향상시키는 기법을 제안한다. 모의실험을 통하여 기존의 기법들과 결합시 제안된 방법에 의해 개선된 성능을 얻을 수 있음을 보인다.

Key Words : MIMO Detection, Spatially Multiplexing, MMSE-OSIC, QRM-MLD, Sphere decoding, QOC, MOC

ABSTRACT

In spatially multiplexed MIMO systems that enable high data rate transmission over wireless communication channels, the spatial demultiplexing at the receiver is a challenging task, and various demultiplexing methods have been developed. Among the previous methods, maximum likelihood detection with QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD), sphere decoding (SD), QOC, and MOC schemes have been reported to achieve a (near) maximum likelihood (ML) hard decision performance. In general, however, the reliability of soft output of these schemes is not satisfactory. In this paper, we propose a method which enhances the reliability of soft output. By computer simulations, we demonstrate the improved performance by the proposed method.

I. 서론

최근, 무선 이동통신 시장의 급성장으로 인하여 무선 환경에서의 다양한 멀티미디어 서비스가 요구되고 있으며, 따라서, 전송 데이터의 대용량화 및 데이터

전송의 고속화가 진행되고 있다. 그러나 가용 주파수와 전송전력들은 엄격하게 제한된다. 따라서 주파수 대역폭을 증가시키지 않고 고속의 데이터를 전송할 수 있는 다중 입출력 Multiple-Input Multiple Output (MIMO) 기술이 주목을 받고 있다.^[1]

※ 본 연구는 삼성전자의 지원과 21세기 프론티어 연구개발사업 유틸리티스컴퓨팅 및 네트워크기술개발사업의 지원으로 이루어졌습니다.

* 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신연구실, ** 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부 (jaekwon@yonsei.ac.kr)

*** 삼성전자 정보통신연구소

논문번호 : KICS2008-06-279, 접수일자 : 2008년 6월 20일, 최종논문접수일자 : 2008년 9월 2일

MIMO기술은 송·수신단에서 각각 다중 안테나를 사용하는 기술로, 단일 안테나를 사용하는 시스템에 비해 추가적인 주파수나 송신 전력 할당 없이도 채널 전송 용량을 증가시킬 수 있으며 송수신 안테나 개수들의 곱에 해당하는 다이버시티(Diversity) 이득을 얻어 전송 신뢰도를 향상시키는 공간 다이버시티(Spatial Diversity) 방식과 동시에 다수의 공간스트림을 전송하여 전송률을 높이는 공간 다중화 방식으로 구분된다.^{[2]-[4]}

공간 다중화 방식을 사용하는 경우, 각 송신 안테나들이 각기 다른 정보를 전송하기 때문에, 고속의 데이터를 전송할 수 있지만, 수신단에서는 다중화된 데이터들을 분리해야 하는 어려움이 있다. 공간 다중화 방식은 신호를 분리하는 작업의 방식에 따라 선형 신호 검출 기법(ZF, MMSE), OSIC 기법, ML 기법, 준 최적 기법 등으로 구분된다.^{[5]-[6]} 선형 신호 검출 기법 및 OSIC기법은 구현이 용이하지만 성능열화를 보인다. 또한, ML 기법은 최적의 성능을 보이지만 송신 안테나 수와 변조 차수가 높아짐에 따라 연산 복잡도가 지수적으로 증가하기 때문에 구현하기에 어려움이 있다.^[7] 이와같은 어려움을 해결하기 위해 준 최적 기법들이 제안 되었으며 Sphere Decoding(SD), QRM-MLD, QOC, MOC등이 이에 속한다.^{[7]-[12]}

채널코딩을 사용하여 soft decision을 하는 경우, hard decision에 비해 성능 이득을 얻을 수 있지만 신호검출기의 출력신호는 각 비트에 대한 LLR(Log Likelihood Ratio)정보가 되어야 한다. SD의 경우, 모든 비트에 대한 LLR값을 얻기 위해서는 고려하는 구의 반경을 증가시켜야 하고, 이는 연산 복잡도를 증가시킨다.^{[9][10]} 또한 QRM-MLD 기법은 LLR 생성을 위해 0일 확률과 1일 확률을 계산하는 중 후보군에 해당 비트의 특정 값이 존재하지 않을 수 있다는 문제점이 있다.^{[7][8][12]} 최근 제안된 MOC 및

QOC 기법은 적은 후보군 개수로부터 모든 비트에 대한 LLR 값을 얻을 수 있지만 후보군의 개수에 따라 성능이 좌우되고, 이로 인해 연산 복잡도가 증가되는 단점이 있다.^[13]

이상 살펴본 바와 같이, 공간 다중화 방식에서 soft decision을 수행하기 위한 준 최적 기법들은 다양한 문제점을 가진다. 따라서 연산 복잡도를 고려하여 후보군을 늘리지 않고 soft output의 신뢰도를 높이는 기법이 요구된다.

본 논문에서 제안하는 soft output 성능 향상 기법은 기존의 준 최적기법을 기반으로 하며, 후보군을 늘리지 않으면서 연판정의 신뢰도를 향상시킨다. 본 논문의 II장에서는 고려되는 시스템 모델을 설명하고, III장에서 기존의 다양한 준 최적 신호검출 기법들을 살펴보고, IV장에서는 제안된 기법을 기술한다. V장에서는 기존의 다양한 신호검출 기법과 제안된 신호검출 기법의 연산 복잡도를 비교하고, VI장에서는 모의실험을 통해 성능을 평가한다. 마지막으로 VII장에서 결론을 맺는다.

II. 공간다중화 MIMO 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같은 m 개의 송신 안테나와 n 개의 수신 안테나로 구성되고 $n \geq m$ 을 만족하는 무선통신 채널을 고려한다. 송신 및 수신신호의 관계는 다음 수식으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \tag{1}$$

$$\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_n]^T$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & \dots & h_{nm} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_m]^T$$

$$\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ \dots \ z_n]^T$$

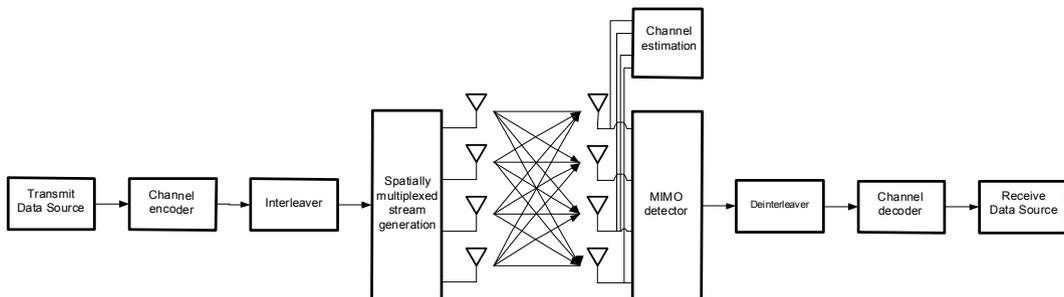


그림 1. 공간다중화 MIMO 시스템 모델

여기서 $x_i, i=1,2,\dots,m$ 은 i 번째 송신 안테나로부터 송신되는 M -ary QAM 변조된 심볼을 나타내고, $y_i, i=1,2,\dots,n$ 은 i 번째 수신 안테나에서 수신되는 신호를 나타내며, $h_{ij}, i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,m$ 은 j 번째 송신 안테나와 i 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다. 잡음 $z_i \sim CN(0, \sigma_z^2), i=1,2,\dots,n$ 은 환경 대칭 가우시안 잡음이라고 가정한다.

수신부에서는 수신신호 벡터 \mathbf{y} 가 주어졌을 때, 송신 신호 벡터를 검출하기 위해서는 혼련신호를 통해 채널행렬 \mathbf{H} 를 먼저 추정해야 한다. 그러나 본 논문에서는 완벽한 채널 추정이 이루어졌다고 가정한다. 따라서 일반적으로 추정치를 나타내는 $\hat{\mathbf{H}}$ 대신 \mathbf{H} 를 사용한다.

III. 기존 신호검출 기법

본 장에서는 기존의 ML, QRM-MLD, sphere decoding, QOC, MOC와 같은 다양한 신호검출 기법에 대하여 살펴본다.

3.1 ML 신호검출 기법

ML 검출방식은 송신 가능한 모든 심볼 벡터들을 고려하여 아래 (2)식으로 표현되는 ML metric 값을 최소로 하는 송신 벡터를 찾아내는 방식으로, 송신 심볼 벡터의 전송 확률이 모두 같을 때 최적의 성능을 달성한다.

$$\mathbf{x}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (2)$$

그러나, 연산 복잡도는 송신 안테나 수와 성상도의 크기($|C|$)에 지수 함수적으로 증가하게 된다. 따라서 필요한 ML metric 연산횟수는 $|C|^m$ 로 표현되고 하드웨어로 구현하기에는 어려운 단점이 있다.

3.2 QRM-MLD 신호검출 기법

QRM-MLD는 채널 행렬의 QR분해한 결과에 M-알고리즘을 적용한 방법이다. 따라서 채널행렬 \mathbf{H} 의 QR 분해를 통해 아래와 같이 ML metric의 등가적 표현이 가능하다.

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 = \|\mathbf{Q}^H \mathbf{y} - \mathbf{Q}^H \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 = \|\tilde{\mathbf{y}} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 \quad (3)$$

QRM-MLD는 수식 (3)에 M-알고리즘을 적용하여 송신신호 x_m, x_{m-1}, \dots, x_1 에 대한 후보 벡터를 선택한다. 용이한 설명을 위해 송신안테나와 수신안테나의 개수가 4개로 동일하다고 가정하면 아래와 같

이 표현이 가능하다.

$$\|\tilde{\mathbf{y}} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 = \left\| \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}_3 \\ \tilde{y}_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (4)$$

$$= |\tilde{y}_4 - r_{44}x_4|^2 + |\tilde{y}_3 - r_{33}x_3 - r_{34}x_4|^2 + |\tilde{y}_2 - r_{22}x_2 - r_{23}x_3 - r_{24}x_4|^2 + |\tilde{y}_1 - r_{11}x_1 - r_{12}x_2 - r_{13}x_3 - r_{14}x_4|^2$$

식(4)을 이용하여 송신신호 벡터 검출이 4단계로 이루어진다.

STEP 1 : $|\tilde{y}_4 - r_{44}x_4|^2$ 를 작게하는 x_4 의 후보군을 $|C|$ 중에서 M 개 선택한다.

STEP 2 : $|\tilde{y}_4 - r_{44}x_4|^2 + |\tilde{y}_3 - r_{33}x_3 - r_{34}x_4|^2$ 를 작게하는 $\{x_4, x_3\}$ 를 $M \times |C|$ 개중 M 개 선택한다.

STEP 3 : $|\tilde{y}_4 - r_{44}x_4|^2 + |\tilde{y}_3 - r_{33}x_3 - r_{34}x_4|^2 + |\tilde{y}_2 - r_{22}x_2 - r_{23}x_3 - r_{24}x_4|^2$ 를 작게하는 $\{x_4, x_3, x_2\}$ 를 $M \times |C|$ 개중 M 개 선택한다.

STEP 4 : 식(4)로 표현되는 ML metric 값을 가장 작게 하는 송신 신호벡터를 $M \times |C|$ 개중에서 선택한다.

이와 같은 QRM-MLD의 성능은 후보군의 개수 M 값에 의해 결정된다. 따라서 후보군의 개수가 클수록 ML 성능에 근접하게 되지만 복잡도가 증가하고, 적은 후보군의 개수를 사용하면 성능이 열화가 되는 trade-off 관계에 있다.

3.3 Sphere Decoding (SD)

SD는 ML신호검출과 같이 ML metric을 최소로 하는 송신신호 벡터를 찾지만, 모든 가능한 송신신호 벡터를 대입하지 않고 반지름 R 을 가지는 구 내부의 벡터들만 고려함으로써 연산량을 줄이는 방식이다.

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \leq R^2 \quad (5)$$

그러나 반지름 R 값에 따라 ML metric의 계산 횟수가 달라지므로 연산 복잡도를 예측하기가 어렵고, 최악의 경우의 연산복잡도는 ML 검출 복잡도와 동일하므로 하드웨어 구현이 용이하지 않다.

3.4 QOC / MOC

QOC와 MOC는 QRM-MLD와 같이 고정된 연산복잡도를 가지며, 성능면에서 ML과 유사한 성능을 달성한다. QOC와 MOC는 송신안테나의 개수와 동일한 m 개의 단계를 거치면서 신호를 검출하고, 각 단계에서는 Successive Interference Cancellation (SIC)과정을 통해 송신신호 벡터를 $|C|$ 개 검출하고 검출된 송신신호 벡터열중 ML metric이 작은 M 개만큼의 송신신호 벡터열을 다음 단계로 전달한다. 이때 MOC의 경우는 SINR로 검출 순서를 정하여 MMSE-OSIC기반의 송신신호 벡터를 검출하고 QOC의 경우는 채널 H 를 QR분해후 각 열의 norm 값으로 검출순서를 정한후 ZF-OSIC기반으로 송신신호 벡터를 검출하는 차이가 있다.

송·수신 안테나가 4개일 때 x_4 에 대한 후보군을 만들기 위한 첫 번째 단계에서 QOC의 의사코드는 다음과 같다.

```

for i=1:|C|
    x4 = C(i)
    x3 = slicer( (ỹ3 - r3,4x4) / r3,3 )
    x2 = slicer( (ỹ2 - r2,3x3 - r2,4x4) / r2,2 )
    x1 = slicer( (ỹ1 - r1,2x2 - r1,3x3 - r1,4x4) / r1,1 )
    compute and store ||ỹ - Rx||2
end
    
```

계산된 ML metric값은 크기가 작은 순으로 정렬되어 이에 해당하는 x_4 의 값을 M 개만큼 다음 단계로 전달한다. 두 번째 단계에서는 첫 번째 단계에서 전달 받은 후보군 x_4 와 SIC과정을 통하여 $\{x_4, x_3\}$ 의 후보군을 생성한다. 두 번째 단계의 의사코드는 다음과 같다.

```

for i=1:M
    x4,c = x4,c(i)
    for j=1:|C|
        x3 = C(j)
        x2 = slicer( (ỹ2 - r2,3x3 - r2,4x4) / r2,2 )
        x1 = slicer( (ỹ1 - r1,2x2 - r1,3x3 - r1,4x4) / r1,1 )
        compute and store ||ỹ - Rx||2
    end
end
    
```

이후, 세 번째 단계도 두 번째 단계에서 전달 받은 후보군 벡터를 이용하여 SIC과정을 거쳐 송신신호 벡터를 검출하여 $\{x_4, x_3, x_2\}$ 를 네 번째 단계로 전달하고 마지막 단계에서 가장 작은 ML metric값을 선택함으로써 송신신호 벡터를 검출한다.

3.5 MIMO 시스템 Soft Output 생성 문제점

MIMO시스템은 soft input soft output 채널 복호를 통해 성능을 개선한다. 그러므로 신호 검출기는 soft output값을 출력해야 한다. 이를 위해 신호검출기는 ML metric의 비에 대해 자연로그를 취한 값으로써 신호의 확률적인 값을 soft output으로 출력한다. 이러한 확률적인 값을 LLR이라 정의하고 max-log근사화를 이용하면 다음의 수식과 같다.

$$L(b_k | \mathbf{y}) \approx \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}_{k,0}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 - \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}_{k,1}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (6)$$

여기서 $x_{k,p} \triangleq \{\mathbf{x} = \text{map}(b_1, b_2, \dots, b_{m \log_2 |C|}) | b_k = p\}$,

$k = 1, 2, \dots, m \log_2 |C|, p = 0, 1$ 이다. 기존의 QRM-MLD, sphere decoding, QOC, MOC는 LLR 값을 계산하기 위해 후보 벡터들이 사용되며 이 후보 벡터들을 본 논문에서는 S_c 로 표현한다. S_c 의 부분집합 $S_{k,p} \triangleq \{\mathbf{x} = \text{map}(b_1, b_2, \dots, b_{m \log_2 |C|}) | \mathbf{x} \in S_c, b_k = p\}$ 을 이용하여 아래의 LLR 계산식을 얻을 수 있다.

$$L(b_k | \mathbf{y}) \approx \min_{\mathbf{x} \in S_{k,0}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 - \min_{\mathbf{x} \in S_{k,1}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (7)$$

그러나 기존의 신호검출 기법 중 QRM-MLD와 SD의 경우 $S_{k,p} = \emptyset$ 인 경우가 존재하여 LLR값을 생성하기 어렵다. 이에 대해 후보군의 개수를 늘리거나 적절한 상수값으로 대체하는 방법이 제안되었지만, 추가적인 후보군의 사용은 연산 복잡도가 증가하는 단점이 있고, 적절한 상수값으로 대체하는 clipping기법의 경우 신호대 잡음비로 표현되는 SNR이나 채널추정 오차에 의해 정확한 clipping 값을 정하기 어렵다는 단점이 있다.

IV. 제안된 신호검출 기법

본 장에서는 공간다중화 MIMO시스템에서 준최적 신호검출 기법의 soft output 성능향상 기법을 제안한다. 용이한 설명을 위해 송·수신 안테나가 4개로 동일하다고 가정한다. 제안된 기법은 전처리를 통하여 성상도의 크기에 관계없는 연산 복잡도

를 가지며 후보군의 개수를 늘리지 않으면서 성능 이득을 얻을 수 있다. 먼저 0비트에 대한 ML metric 값은 다음과 같이 분해하여 나타낼 수 있다.

$$\min_{x \in S_{k,0}} \|y - Hx\|^2 = \min_{x \in S_{k,0}} \left\| y - \sum_{i \in I \setminus \{j\}} h_i x_i - h_j x_j \right\|^2 \quad (8)$$

수식 (8)에서 $I \setminus \{j\}$ 는 $I = \{1, 2, \dots, m\}$ 인 인덱스 집합에서 j 번째 인덱스가 제외된 집합을 의미한다. 만약 x_j 가 ML metric 값이 최소가 되도록 변환된다면 $x_i, i \in I \setminus \{j\}$ 에 해당하는 심볼들은 기존보다 작은 ML metric 값을 갖게 되고, 이는 $x_i, i \in I \setminus \{j\}$ 심볼들에 대한 LLR값의 신뢰도를 향상시킬 수 있다. 새로운 \bar{x}_j 를 얻기 위하여 다음의 식을 이용한다.

$$\begin{aligned} \bar{x}_j &= \arg \min_{x_j, x \in S_{k,0}} \left\| y - \sum_{i \in I \setminus \{j\}} h_i x_i - h_j x_j \right\|^2 \quad (9) \\ &= \arg \min_{x_j, x \in S_{k,0}} \left\| \frac{h_j^H}{\|h_j\|^2} (y - \sum_{i \in I \setminus \{j\}} h_i x_i) - x_j \right\|^2 \\ &= \text{slicer} \left(\frac{h_j^H}{\|h_j\|^2} (y - \sum_{i \in I \setminus \{j\}} h_i x_i) \right) \end{aligned}$$

전체 metric 값은 $\|y - H\bar{x}\|^2 \leq \|y - Hx\|^2$ 와 같이 표현되고, 이때 $\bar{x} = [x_1 \dots x_{j-1} \bar{x}_j x_{j+1} \dots x_m]^T$ 를 의미한다. 제안된 방법은 모든 송신 심볼에 대하여 변환을 시행한다. 따라서 총 송신심볼 개수만큼의 변환이 시행되고 점차 ML metric값은 감소하거나 같게 되므로, 기존 준 최적기법에서 ML metric값 연산을 수행하지 않고 변환된 심볼 벡터의 ML metric 연산만을 수행하여 LLR을 구할 수 있다. 이는 수식 (10)과 같다.

$$\bar{x}_1 = \text{slicer} \left(\frac{h_1^H}{\|h_1\|^2} (y - h_2 x_2 - h_3 x_3 - h_4 x_4) \right) \quad (10)$$

$$\bar{x}_2 = \text{slicer} \left(\frac{h_2^H}{\|h_2\|^2} (y - h_1 \bar{x}_1 - h_3 x_3 - h_4 x_4) \right)$$

$$\bar{x}_3 = \text{slicer} \left(\frac{h_3^H}{\|h_3\|^2} (y - h_1 \bar{x}_1 - h_2 \bar{x}_2 - h_4 x_4) \right)$$

$$\bar{x}_4 = \text{slicer} \left(\frac{h_4^H}{\|h_4\|^2} (y - h_1 \bar{x}_1 - h_2 \bar{x}_2 - h_3 \bar{x}_3) \right)$$

$$LLR(b_{i,j}) = \min_{x \in S_{i,j}^0} \|y - H\bar{x}\|^2 - \min_{x \in S_{i,j}^1} \|y - H\bar{x}\|^2$$

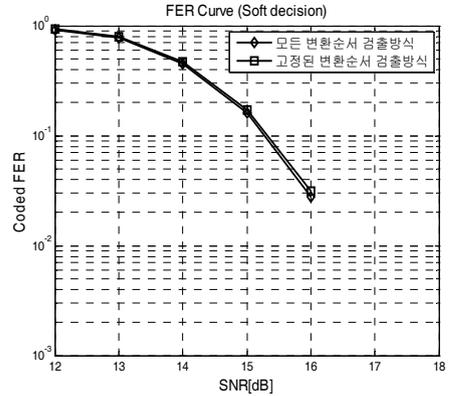


그림 2. 변환순서에 따른 FER 성능

이때 변환순서는 변환 심볼의 값에 영향을 주며, 이는 성능과 연관된다. 모든 변환 순서를 고려하여 최소값을 갖는 ML metric을 선택하기 위해서는 총 $m!$ 만큼의 연산이 필요하게 되고 이는 많은 연산 복잡도를 필요로 한다. 이에 대해 본 논문에서는 모든 변환 순서를 고려하지 않고 준 최적 기법에서 사용되는 채널 순서화를 이용하여 변환순서를 정한다. 즉, 가장 작은 norm값이나 SINR값을 갖는 채널을 겪은 송신 심볼은 여러일 확률이 크기 때문에 가장 먼저 변환을 시행하고, 다음으로 작은 채널 norm값이나 SINR값을 갖는 채널을 겪은 심볼을 변환 하는 순으로 순서를 고정한다. 따라서 이와 같은 방법으로 변환을 수행시 고려되는 변환순서는 1개가 되고 준 최적방식의 ML metric연산을 제거하면 제안된 기법이 적용되기 전과 ML metric 연산량은 동일하다. 모든 변환순서를 고려한 방식과 준 최적방식에서 사용되는 검출순서를 이용한 고정된 변환순서 검출방식은 그림 2와 같이 성능면에서 미미한 차이를 보인다. 본 시뮬레이션의 환경은 VI장에서 자세히 다룬다.

V. 연산복잡도 비교

본 장에서는 송신신호 심볼 변환시 필요한 연산 복잡도를 엄밀히 계산하였다. 변조 방식이 16 QAM 이고 4개의 수신 안테나와 4개의 송신 안테나인 공간다중화 방식의 MIMO 시스템의 경우를 예로 복잡도를 계산하였다. 연산복잡도 계산과정에서 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 덧셈, 뺄셈, 쉬프트 연산은 하드웨어 구현 측면에서 간단하므로 실수 곱셈, 실수 나눗셈의 개수

를 통해 연산 복잡도를 계산한다.

- 2) 성상도 심볼의 실수부와 허수부는 실수로 가정한다. 그러므로 성상도 심볼의 곱셈은 쉬프트 연산으로 처리 가능하다.
- 3) slicer(·)는 곱셈과 나눗셈과 비교할 때 매우 간단하므로 연산복잡도에 포함하지 않고 내부에 포함된 나눗셈 연산은 decision boundary를 수정함으로써 회피 할 수 있다.

수식 (9)를 이용한 심볼 변환을 수행시 필요한

$\mathbf{h}_j^H \mathbf{y}, \mathbf{h}_j^H \mathbf{h}_i, \|\mathbf{h}_j\|^2$ 의 연산은 전처리부에서 수행하여 심볼 변환시마다의 연산을 막을 수 있다. 이에 대한 연산 복잡도는 표 1와 같다.

만약 QRM-MLD, QOC의 기법처럼 채널 \mathbf{H} 를 QR분해하면 표 2과 같이 복잡도가 감소한다.

위와 같이 미리 계산된 값과 쉬프트 및 덧셈연산을

표 1. 제안된 기법의 연산복잡도(1)

안테나 개수	$\mathbf{h}_j^H \mathbf{y}$	$\mathbf{h}_j^H \mathbf{h}_i$	$\ \mathbf{h}_j\ ^2$	전체
2×2	16	8	8	32
3×3	36	36	18	90
4×4	64	96	32	192
일반식	$4m^2$	$2m^3-2m^2$	$2m^2$	$2m^3+4m^2$

표 2. 제안된 기법의 연산복잡도(2)

안테나 개수	$\mathbf{r}_j^H \mathbf{y}$	$\mathbf{r}_j^H \mathbf{r}_i$	$\ \mathbf{r}_j\ ^2$	전체
2×2	8	2	4	14
3×3	18	10	9	37
4×4	32	28	16	76
일반식	$2m^2$	$\frac{2m^3-3m^2+m}{3}$	m^2	$\frac{2m^3+6m^2+m}{3}$

표 3. 다양한 신호검출 기법들의 연산 복잡도

후보군의 개수	QOC		MOC		QRM-MLD (M=16)		제안된 기법	
	곱셈	나눗셈	곱셈	나눗셈	곱셈	나눗셈	곱셈	나눗셈
M=1	644	4	822	6	2560	4	720	4
M=2	824	4	1182	6				
M=3	1004	4	1542	6				
M=4	1184	4	1902	6				

이용하여 $\mathbf{h}_j^H (\mathbf{y} - \sum_{i \in \mathcal{I}(j)} \mathbf{h}_i x_i)$ 을 구할 수 있고 slicer

의 decision boundary를 $\|\mathbf{h}_j\|^2$ 만큼 확장함으로써 나눗셈 연산을 회피 할 수 있다.

제안된 방법을 QOC에 적용하였을 경우 복잡도는 표 3과 같다. 이때 유사한 성능을 비교하기 위해서 QRM-MLD의 후보군의 개수는 16으로 하였으며, SD의 경우는 고정된 복잡도를 갖기 어렵기 때문에 비교대상에서 제외하였다. 제안된 방법은 후보군을 1개로 유지하고 변환을 시행하기 때문에 표 3에서 76개만을 더한 곱셈기의 양을 갖는다. 이는 QOC에서 후보군의 개수가 2일경우보다 작은 값으로, 후보군의 개수가 많을 경우보다 매우 낮은 연산 복잡도를 갖는다. 그러나 성능 측면에서는 MOC의 후보군의 개수가 4개인 경우와 거의 동일한 성능을 나타내는 것을 다음장에서 보인다.

VI. 모의실험 결과

본 장에서는 다양한 신호검출 기법을 모의실험을 통해 성능을 비교한다. 모의실험 파라미터는 표 4와 같다. MIMO-OFDM 시스템은 각 부 채널간 직교성이 유지되고, 정확한 동기 및 채널 추정이 이루어졌다고 가정한다. 이와 같은 MIMO-OFDM 시스템에 MIMO 신호검출 기법을 적용할 경우 부 채널간 직교성이 성립되므로 각 부채널에서 기존 MIMO 시스템에서와 같이 동일한 신호검출 기법이 적용된다. 본 논문의 모의 실험에서 사용하는 power delay profile (PDP)은 exponentially decaying PDP이고, 해당하는 rms delay spread는 약 4 샘플구간이고, coherence bandwidth 관점에서는 8개 부반송파 대역폭에 해당하게 된다. 그림 3은 k번째 심벌 구간에서 i번째 수신 안테나와 j번째 수신 안테나 사이의 다중경로 채널의 주파수 응답을 나타낸다.

표 4. 모의실험 파라미터

Parameter	Value
no. of transmit antenna (m)	4
no. of receive antenna (n)	4
FFT size	64
Data modulation	16QAM
Frame length	10 OFDM symbols
Channel coding / decoding	Convolutional coding (rate=1/2) Viterbi decoding (hard/soft)
Channel information	Ideal (Known CSI)

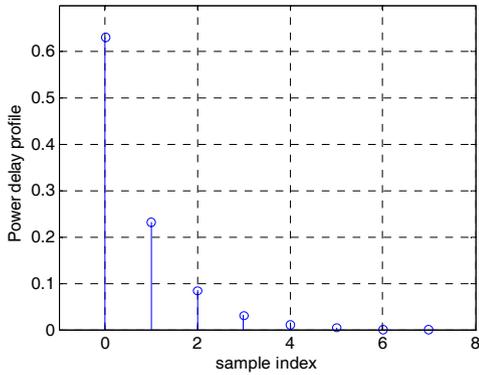
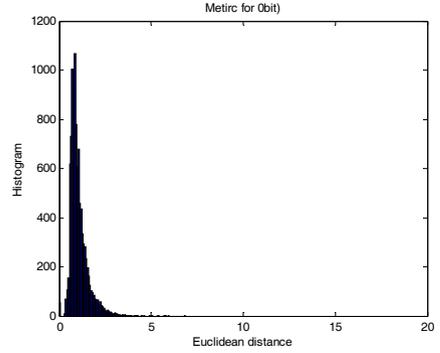


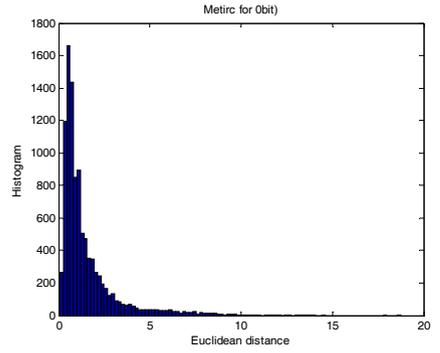
그림 3. 모의실험에 사용된 채널의 Power delay profile

다음의 그림은 ML 기법과 QOC 및 QOC에 본 발명을 적용한 결과의 0비트에 대한 ML metric 분포를 나타낸다. SNR이 13dB 상황에서 ML기법은 최대 6.86의 ML metric값을 가지지만 QOC의 경우 모든 송신신호 벡터를 고려하지 않았으므로 18.78의 큰 값을 가진다. 그러나 제안된 기법 적용시 QOC 최대 ML metric 거리값은 11.82으로 6.96이 감소하였으며 기존보다 ML의 ML metric의 분포와 유사해지는 결과를 얻을 수 있다. 따라서 LLR의 신뢰도가 향상 되었다고 판단 할 수 있다.

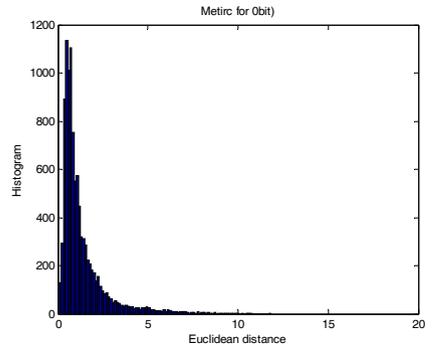
그림 5에서 QOC의 각 후보군의 개수에 대한 성능과 MOC의 후보군의 개수가 4개인 경우, QOC의 후보군의 개수가 1개인 경우에 제안된 기법을 적용하였을 경우의 Frame Error Rate (FER)을 보여준다. 제안된 방식은 QOC의 후보군 개수가 4개일 때와 10-2의 FER 레벨에서 유사한 성능을 보이며, 이는 464개의 곱셈기의 감소를 가져온다. 유사 복잡도 기준으로 QOC(M=2)와 비교하면 SNR이득은 약 0.8dB이다.



(a) ML 기법에 의한 ML metric 분포



(b) QOC기법에 의한 ML metric 분포



(c) QOC기법에 제안된 기법 적용시 ML metric 분포

그림 4. 신호 검출 기법에 따른 ML metric의 분포

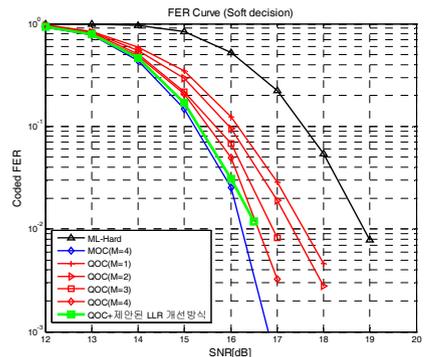


그림 5. 제안된 방식과 기존의 준 최적방식의 FER 성능

VII. 결 론

본 논문에서는 새로운 soft output 성능향상 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 ML metric 값을 생성하는 모든 준 최적 기법에 적용 될 수 있다. 본 논문에서 제안된 기법을 사용할 때, 추가적으로 소요되는 연산복잡도와 성능이득의 trade-off 관계를 엄밀하게 분석하였다. 제안된 기법을 기존 QOC 준 최적 기법과 결합하였을 때, 유사 복잡도를 갖는 기존 방법에 비해 약 0.8dB의 SNR 성능 이득을 달성함을 확인하였다.

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] G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Valenzuela and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory result using V-BLAST space time communication architecture," *IEEE Electronics Letters*, Vol.35, Jan. 1999.

[6] 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," *Proc. USRI ISSSE*, pp.295-300, Sept. 1998.

[7] 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 Tran., Commun.*, Vol.E88-B, No.1, pp. 57-57, Jan. 2005.

[8] K. J. Kim and J. Yue, "Joint channel estimation and data detection algorithms for MIMO-OFDM systems," *Proc. 36th Asilomar Conf. Signals, Syst., Comput.*, pp.295-300, 2002.

[9] B. M. Hochwald and S. Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antennas channel," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.51, No.3, pp. 389-399, Mar. 2003.

[10] M. O. Damen, A. Chkeif, and J. C. Belfiore, "Lattice code decoder for space-time codes," *IEEE Commun. Lett.*, pp.161-163 May 2000.

[11] D. W. Waters and J. R. Barry, "Noise-predictive decision feedback detection for multiple-input multiple-output channels," *Proc. IEEE Int. Symp. Advances Wireless Commun.*, Victoria, Canada. Sept. 2002, M.A 1.4.

[12] D. Yongmei, S. Sumei, and L. Zhongding, "A comparative study of QRD-M detection and sphere decoding for MIMO-OFDM systems," *Proc. PIMRC, Berlin*, pp.11-14, Sept. 2005.

[13] Tae Ho Im, Jaekwon Kim, and Yongsoo Cho, "MMSE-OSIC² signal detection for spatially multiplexed MIMO systems," *IEEE VTC*, Spring, Singapore, May, 2008.

김진민 (Jin-Min Kim)

준회원



2007년 2월 중앙대학교 전자 전
기공학부 학사 졸업
2007년 3월~현재 중앙대학교 전
자전기공학부 석사과정
<관심분야> 디지털 통신, OFDM,
MIMO

임태호 (Tae-Ho Im)

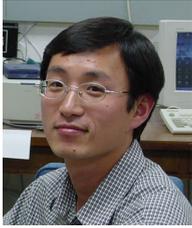
준회원



2006년 2월 중앙대학교 전자 전
기공학부 학사 졸업
2006년 3월~현재 중앙대학교 전
자전기공학부 석사과정
<관심분야> 디지털 통신, OFDM,
MIMO

김 재 권 (Jae-Kwon Kim)

중신회원



1995년 8월 중앙대학교 전기공학
학과 졸업
2000년 2월 중앙대학교 전기공학
학과 석사
2004년 5월 The University of
Texas at Austin 공학박사
2004년 8월~2005년 8월 삼성중
합기술연구원 4G 시스템 Lab

2005년 9월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보
통신공학부 교수

<관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO, 실용적인 신
호검출 기법

조 용 수 (Yong Soo Cho)

중신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자 공
학과 학사
1987년 2월 연세대학교 전자공
학과 석사
1991년 2월 The University of
Texas at Austin 공학박사
1992년 3월~현재 중앙대학교 전
자전기공학과 교수

2003년 8월~현재 TTA 휴대인터넷 프로젝트그룹
(PG302) 무선접속 실무반 의장

<관심분야> 4G 이동통신, OFDM/DMT 모뎀 설계,
MIMO-OFDM 모뎀 설계

이 주 현 (Joo-Hyun Yi)

정회원



1998년 2월 서울대학교 전기공
학부 학사
2000년 2월 서울대학교 전기컴
퓨터공학부 석사
2005년 2월 서울대학교 전기컴
퓨터공학부 박사
2005년 3월~현재 삼성전자 정보

통신연구소 책임연구원
<관심분야> 4G 이동통신, OFDM, MIMO, 간섭제거
기법