

# 다중 채널 순서화 기술 기반 효율적인 Soft-Output MIMO 신호검출 기법과 VLSI 구현

정회원 임 태 호\*, 종신회원 유 성 욱\*, 김 재 권\*\*, 조 용 수\*

## An Efficient Soft-Output MIMO Signal Detection Method Based on Multiple Channel Ordering Technique and Its VLSI Implementation

Tae Ho Im\* *Regular Member,*

Sungwook Yu\*, Jaekwon Kim\*\*, Yong Soo Cho\* *Lifelong Members*

### 요 약

본 논문에서는 공간다중화 multiple input multiple output (MIMO) 시스템을 위한 효율적인 soft-output 신호검출 기법을 제안한다. 제안된 기법은 ordered successive interference cancellation (OSIC) 알고리즘을 기반으로 하지만, 오류 전파 문제를 크게 줄임으로써 기존 OSIC 알고리즘에 비해 큰 성능 향상을 보인다. 제안된 기법은 다중 순서화 기술을 이용한 enhanced OSIC (ESIC) 알고리즘을 결합한 기법으로 신뢰도 높은 log likelihood ratio (LLR) 값을 매우 적은 후보 심볼 벡터를 이용하여 생성할 수 있다. 본 논문에서는 4×4 16-QAM MIMO 시스템을 위한 OSIC, K-Best 기법과 제안된 신호검출 기법을 0.13 $\mu$ m CMOS 기술 환경에서 구현하였으며, 모의 시험과 구현 결과를 통해 제안된 신호검출 기법이 성능과 하드웨어 구현 측면에서 매우 효율적임을 확인하였다.

**Key Words** : IMO, OSIC, K-Best, MESIC

### ABSTRACT

In this paper, we propose an efficient soft-output signal detection method for spatially multiplexed multiple input multiple output (MIMO) systems. The proposed method is based on the ordered successive interference cancellation (OSIC) algorithm, but it significantly improves the performance of the original OSIC algorithm by solving the error propagation problem. The proposed method combines this enhanced OSIC (ESIC) algorithm with a multiple ordering technique in a very efficient way. As a result, the log likelihood ratio (LLR) values can be computed by using a very small set of candidate symbol vectors. The proposed method has been implemented with a 0.13 $\mu$ m CMOS technology for a 4×4 16-QAM MIMO system. The simulation and implementation results show that the proposed detector provides a very good solution in terms of performance and hardware complexity.

### I. 서 론

Multiple input multiple output (MIMO) 기술은 무

선 통신 시스템 용량 증대와 서비스 품질 향상을 위해 매우 효과적인 기법으로써, 차세대 이동통신 시스템 IMT-Advanced의 표준으로 확실히 되고 있는 LTE-

\* 이 논문은 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (R01-2008-000-10406-0)

\* 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신연구실 (yscho@cau.ac.kr), \*\* 연세대학교 원주캠퍼스 디지털통신연구실

논문번호 : KICS2009-06-253, 접수일자 : 2010년 6월 6일, 최종논문접수일자 : 2010년 11월 22일

Advanced 규격과 IEEE 802.16m 규격의 핵심기술로 채택되었다<sup>11</sup>. 그러나 MIMO 기술을 사용함으로써 송신부나 수신부의 연산복잡도가 크게 증가하게 되며, 특히 시스템 용량을 크게 향상시킬 수 있는 공간다중화 방식을 사용하는 경우에는 수신부의 신호 검출을 위한 연산복잡도가 크게 증가한다<sup>1,2</sup>. 그러므로 공간다중화 MIMO 시스템의 수신부는 최적 성능에 근접 하면서 높은 시스템 용량을 처리할 수 있는 낮은 복잡도를 가지는 신호검출기의 설계가 요구되어진다.

기존의 공간다중화 MIMO 시스템 수신부의 신호 검출 기법은 zero-forcing (ZF), minimum mean squared error (MMSE)를 이용한 선형기법과 ordered successive interference cancelation (OSIC) 계열의 비선형 기법, 최적의 성능을 보이는 maximum likelihood (ML)기법 등이 연구되어졌다<sup>1,2</sup>. 이 외에 ML 기법과 유사한 성능을 보이면서 연산복잡도를 낮춘 sphere decoding (SD), K-Best 기법과 같은 준 최적 기법 등이 활발히 연구되었다<sup>3-15</sup>.

한편, 각 비트의 log likelihood ratio (LLR) 값을 이용하는 채널 복호기가 수신부에 사용되는 시스템의 경우, 신호검출기의 LLR 값의 신뢰도가 전체 시스템의 성능에 큰 영향을 준다. SD, K-Best 기법의 경우 LLR 값을 후보 벡터를 이용한 자승 유클리디언 거리를 이용하여 생성할 수 있다. 각 비트를 위한 LLR 값은 각 비트가 특정값, 즉 '-1' 또는 '1'인 후보 벡터 중 자승 유클리디언 거리가 가장 작은 값과 관계된다. ML 신호검출 기법은 모든 송신 가능한 모든 심볼 벡터를 이용하여 생성된 LLR 값이 가장 신뢰도가 높다. 그러나 SD, K-Best 기법과 같은 기존 준 최적 신호검출 기법은 한정된 후보 벡터를 이용하고 LLR 값이 존재하지 않는 비트의 경우 LLR 추정을 통해 생성함으로써 LLR 신뢰도가 낮아지는 문제점이 있다<sup>11-13</sup>.

본 논문에서는 기존 준 최적 기법에 비해 성능과 복잡도 측면에서 우수한 새로운 신호검출 기법을 제안한다. 특히, 제안하는 신호검출 기법은 신뢰도 높은 LLR 값을 생성하여 성능 향상에 효과적이다. 기존 준 최적 기법 중 하드웨어 구현에 적합하다고 알려진 K-Best 기법과 제안하는 기법의 하드웨어 구현을 통해 하드웨어 복잡도를 엄밀히 비교한다.

본 논문은 다음과 같은 구성으로 이루어졌다. II장에서 공간다중화 MIMO 시스템을 위한 제안하는 새로운 신호검출 기법에 대해 자세히 살펴본다. III장에서 제안된 신호검출 기법과 기존 신호검출 기법과의 모의 시험을 통해 성능을 비교한다. IV장에서는 제안된 신호검출 기법의 연산복잡도를 후보 심볼 벡터의

개수를 K-Best 기법과 비교한다. 또한, 제안된 기법과 K-Best, OSIC 기법을 VLSI 구현을 통해 하드웨어 복잡도를 엄밀히 비교한다. 마지막으로 V장에서는 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델과 제안하는 신호검출 기법

본 논문에서는  $N_T$ 개의 송신 안테나와  $N_R$ 개의 수신 안테나를 가진 MIMO 시스템을 가정한다. 송신 신호와 수신 신호의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z}, \\ \mathbf{r} &= [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_{N_R}]^T, \\ \mathbf{x} &= [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_T}]^T, \\ \mathbf{z} &= [z_1 \ z_1 \ \dots \ z_{N_R}]^T, \end{aligned} \tag{1}$$

여기서  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_1 \ \dots \ x_{N_T}]^T$ 는 송신 신호벡터이고 quadrature amplitude modulation (QAM)인 복소수 성상도 신호를 가정한다.  $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_{N_R}]^T$ 은 수신 신호 벡터이고,  $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ \dots \ z_{N_R}]^T$ 는 환경 대칭 가우시안 잡음으로 가정한다. 채널 행렬의 원소  $h_{i,j}$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_R$ ,  $j = 1, 2, \dots, N_T$ 는  $j$  번째 송신 안테나와  $i$  번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다. 크기가  $N_R \times N_T$ 인 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 의 각 원소들은 서로 independent and identically distributed (i.i.d.) Rayleigh fading 채널 이득이라고 가정한다. OFDM과 다중안테나 기법의 결합시, 각 부채널에서의 신호 검출은 동일한 절차로 수행된다. 따라서, 다음 장에 기술되는 식 (1) 기반의 신호검출 기법들은 부채널 인덱스는 없으나, MIMO-OFDM 시스템에도 적용이 가능하다. 일반적으로, 수신부에서는 훈련 신호를 통해 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 를 먼저 추정하고 다음 송신 신호 벡터  $\mathbf{x}$ 를 검출하여야 한다. 그러나 본 논문에서는 신호검출 기법의 성능만을 고려하기 위하여 채널 추정은 고려하지 않고, 채널을 수신부에서 완벽하게 알고 있다고 가정한다. 따라서 일반적으로 추정치를 나타내는  $\hat{\mathbf{H}}$  대신  $\mathbf{H}$ 를 사용한다. 이와 같이 정의한 시스템을 기반으로 제안하는 신호검출 기법을 자세히 설명한다. 본 논문에서는 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 의 QR 분해를 통해 얻는다. 여기서  $\mathbf{Q}$ 는  $N_R \times N_T$  유니터리(unitary) 행렬이고,  $\mathbf{R}$ 은  $N_T \times N_T$  상삼각 행렬이다.  $\mathbf{Q}^H$ 을 식 (1)의 양변에 곱하여 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{Q}^H \mathbf{r} \cong \mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{Q}^H \mathbf{z} \quad (2)$$

여기서  $\mathbf{Q}^H \mathbf{r}$ 는 기존  $\mathbf{z}$ 와 동일한 통계적 특성을 가진다. 상삼각 행렬  $\mathbf{R}$ 은 기존 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 에 비해 연산복잡도를 크게 줄일 수 있으므로 기존 다양한 신호검출 기법들이 식 (1) 대신 식 (2)를 사용한다.

표 1은 제안하는 기법의  $N_T = N_R = 4$ 인 경우의 수도 코드(pseudo-code)이다. 최적으로 순서화된 채널 행렬을 사용하는 대신 다중 채널 행렬을 사용한다. 최적의 순서화를 위한 연산은 하지 않는다. 수도 코드의 1~2번째 줄이  $\mathbf{H}$ 의 열벡터 순서화된 채널을 보인다. 채널 순서화는 QR 분해의 하드웨어 구현 복잡도를 낮추기 위해 재사용할 수 있도록 정하였으며 다음과 같이 채널 순서화 하였다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_1 &= [h_1 \ h_2 \ h_3 \ h_4] \\ \mathbf{H}_2 &= [h_1 \ h_2 \ h_4 \ h_3] \\ \mathbf{H}_3 &= [h_4 \ h_3 \ h_1 \ h_2] \\ \mathbf{H}_4 &= [h_4 \ h_3 \ h_2 \ h_1] \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $\mathbf{h}_i$ 는 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 의  $i$ 번째 열벡터이다. 순서화된 채널 행렬  $\mathbf{H}_i$ 의 마지막 열에는  $\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \mathbf{h}_3, \mathbf{h}_4$  열벡터가 한번씩 존재하게 된다. 그러므로 제안된 신호검출 기법은  $x_1, x_2, x_3, x_4$  심볼에 송신 가능한 심

볼을 모두 한번씩 대입한 후 SIC를 통해 후보 벡터를 생성할 수 있다. 제안된 신호검출 기법은 표 1의 6번째 줄과 같이 송신 가능한 모든 심볼을 하나의 심볼에 대해 대입 한 후 7-9줄과 같이 SIC 과정을 거쳐 후보 심볼 벡터  $\hat{\mathbf{x}}_{ij}$ 를 생성한다. 이와 같이 첫번째 심볼에 대하여 모든 송신 가능한 심볼을 대입한 후 나머지 심볼에 대해서 SIC와 같은 방식으로 후보 심볼 벡터를 생성 후 지승 유클리디언 거리로 최종 검출 심볼을 선택하는 방식을 본 논문에서는 Enhanced SIC (ESIC)라고 명명한다. 여기서  $\Omega$ 는 성상도 심볼의 집합이며  $Q(\cdot)$ 는 slicing 함수이다. ESIC 기법을 식 (3)과 같이 다중 채널 순서화된 각 채널 행렬에 대해 적용하여 모든 송신 가능한 심볼을 대입하는 과정을 심볼 모두 수행하는 기법이 본 논문에서 제안하는 기법으로 Multiple Enhanced SIC (MESIC)이라 명명한다.

Soft decoding 시스템을 위하여 LLR 연산은 송신 심볼의 모든 비트에 대하여 필요하다. 그러므로  $B$  비트의  $N_T$ 개의 심볼이 송신되므로 전체  $B \times N_T$  비트의 LLR 연산이 필요하다. 비트  $b_{ij}$ 의 LLR은 다음 식으로 정의한다<sup>12,13</sup>.

$$L(b_{ij}|\mathbf{y}) = \ln \left( \frac{\Pr(b_{ij} = +1|\mathbf{y})}{\Pr(b_{ij} = -1|\mathbf{y})} \right) \quad (4)$$

여기서  $b_{ij}$ 는  $i$ 번째 심볼의  $j$ 번째 비트를 의미한다. 식 (4)의 연산을 위해서는 매우 높은 연산 복잡도가 필요하므로 max-log approximation을 통해 식 (4)을 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>12,13</sup>.

$$\begin{aligned} L(b_{ij}|\mathbf{y}) & \approx \min_{x \in X_{ij}^{(-1)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 - \min_{x \in X_{ij}^{(1)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $X_{ij}^{(-1)}$ 와  $X_{ij}^{(1)}$ 는  $i$ 번째 심볼의  $j$ 번째 비트가 -1 이거나 +1인 모든 심볼 벡터를 포함하는 집합이다.  $X_{ij}^{(-1)}$ 와  $X_{ij}^{(1)}$ 는  $X_{ij}^{(-1)} \cap X_{ij}^{(1)}$  조건과  $X_{ij}^{(-1)} \cup X_{ij}^{(1)}$  조건을 만족하기 위해서는  $|\Omega|^{N_T}$ 번의 ML metric 연산이 필요하다<sup>13</sup>. 높은 복잡도를 감소시키기 위해 대부분의 트리 검색을 기반으로 한 신호검출 기법은  $|\Omega|^{N_T}$ 개의 심볼 벡터의 집합에서 부분 집합  $S$ 를 이용하여 아래 식을 이용하여 LLR을 생성한다.

$$\begin{aligned} L(b_{ij}|\mathbf{y}) & \approx \min_{x \in S_{ij}^{(-1)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 - \min_{x \in S_{ij}^{(1)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 \end{aligned} \quad (6)$$

표 1. 4x4 MIMO 시스템을 위한 제안된 신호검출 기법의 심볼 트리 구조  
Fig. 1. Pseudo-code for the proposed method

1	for $i = 1 : N_T$
2	$\mathbf{H}_i = [\mathbf{h}_{i1} \ \mathbf{h}_{i2} \ \mathbf{h}_{i3} \ \mathbf{h}_{i4}]$
3	$[\mathbf{Q}, \mathbf{R}_i] = \text{QRD}(\mathbf{H}_i)$
4	$\mathbf{y}_i = (\mathbf{Q}_i)^H \mathbf{r}$
5	for $j = 1 :  \Omega $
6	$\hat{x}_{ij-4} = \Omega^{(j)}$
7	$\hat{x}_{ij-3} = Q((y_{i-3} - r_{i-34}\hat{x}_{ij-4}) / r_{33})$
8	$\hat{x}_{ij-2} = Q((y_{i-2} - r_{i-23}\hat{x}_{ij-3} - r_{i-24}\hat{x}_{ij-4}) / r_{22})$
9	$\hat{x}_{ij-1} = Q\left(\frac{(y_{i-1} - r_{i-12}\hat{x}_{ij-2} - r_{i-13}\hat{x}_{ij-3} - r_{i-14}\hat{x}_{ij-4})}{r_{11}}\right)$
10	$\hat{\mathbf{x}}_{ij} = [\hat{x}_{ij-1}, \hat{x}_{ij-2}, \hat{x}_{ij-3}, \hat{x}_{ij-4}]$
11	$SED_{ij} = \ \mathbf{y}_i - \mathbf{R}_i \hat{\mathbf{x}}_{ij}\ ^2$
12	$LLR\_update(\hat{\mathbf{x}}_{ij}, SED_{ij})$
13	end
14	end

여기서 부분 집합  $S$ 는 생성된 임시 심볼 벡터이며 ML metric 값이  $\| \mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x} \|^2$ 으로 이용된다.  $S_{ij}^{(-1)}$ 와  $S_{ij}^{(1)}$ 는 전체 심볼 벡터를 이용하는 ML 신호검출 기법과 같이  $S_{ij}^{(-1)} \cap S_{ij}^{(1)} = \emptyset$  조건을 만족하므로 모든 비트의 LLR 생성에 문제가 발생하지 않는다. 식 (3)에서 각 송신 심볼에 대하여 송신 가능한 모든 심볼을 대입하기 위하여 다중 채널 순서화를 통하여  $S_{ij}^{(-1)} \cap S_{ij}^{(1)} = \emptyset$  조건을 만족할 수 있게 하였다. 이 과정을 통해 LLR 값의 신뢰도가 높아지게 되고 soft decoding 성능 향상에 기여한다.

그림 1은 QPSK 심볼이 송신 심볼인 4x4 MIMO 시스템을 위한 MESIC 기법의 후보 심볼 벡터를 생성하는 예이다. 그림 1에서 송신한 심볼이 QPSK 라고 가정하면 4개의 심볼에 해당하는 비트로 표현하면 다음과 같다.

$$\{\Omega^{(1)}, \Omega^{(2)}, \Omega^{(3)}, \Omega^{(4)}\} = \{(-1, -1), (-1, -1), (-1, -1), (-1, -1)\} \quad (7)$$

식 (7)에서 정의한 QPSK 심볼을 송신하는 경우 그림 1의 후보 심볼 비트 벡터로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(1, -1), (-1, 1), (-1, -1), (-1, -1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(1, -1), (1, -1), (-1, -1), (-1, 1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(-1, 1), (-1, 1), (1, 1), (1, -1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(1, -1), (1, 1), (-1, 1), (1, 1)\} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(1, -1), (1, 1), (-1, -1), (-1, -1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(1, -1), (1, -1), (-1, 1), (-1, 1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(-1, 1), (1, -1), (1, -1), (1, 1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(-1, 1), (-1, -1), (1, 1), (1, 1)\} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(-1, 1), (-1, -1), (1, -1), (1, 1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(1, -1), (-1, 1), (1, -1), (-1, -1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(1, -1), (1, -1), (-1, -1), (-1, 1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(1, -1), (1, 1), (1, -1), (-1, 1)\} \end{aligned} \quad (10)$$

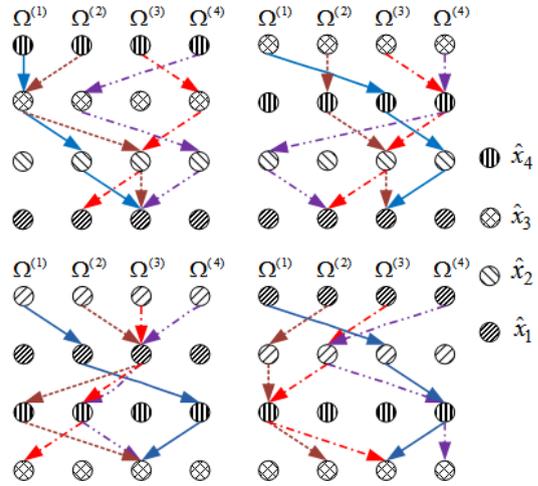


그림 1. 4x4 MIMO 시스템을 위한 제안된 신호검출 기법의 심볼 트리 구조  
Fig. 1. Proposed Method for 4x4 QPSK System

$$\begin{aligned} \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(-1, -1), (1, -1), (1, -1), (1, 1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(-1, 1), (-1, -1), (-1, 1), (-1, -1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(1, -1), (-1, 1), (1, -1), (-1, -1)\} \\ \{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4\} &= \{(1, 1), (-1, 1), (1, 1), (1, 1)\} \end{aligned} \quad (11)$$

식 (8)~(11)와 같이 총  $16(N_T \times |\Omega|)$ 개의 심볼 벡터가 생성됨을 확인 할 수 있고,  $S_{ij}^{(-1)} \cap S_{ij}^{(1)} = \emptyset$  조건을 만족함을 확인할 수 있다.

### III. 성능 비교

표 2는 성능 비교를 위해 사용된 모의 시험 파라미터이다. 그림 2는 표 2에서 정의한 hard decoding 방식을 사용하는 MIMO 시스템에서 다양한 신호검출 기법의 frame error rate (FER) 성능을 비교한 것이다. OSIC 기법은 오류 전파 문제 때문에 매우 열화된 성능을 보인다. 반면에, ESIC 기법은 OSIC 기법에 비해서 매우 향상된 성능을 보인다. 그 이유는 SIC 과정에서 첫 번째 심볼에 대해서 송신 가능한 성상도의 모든 심볼을 대입함으로써 오류 전파 문제를 해결하기 때문이다. 또한, ESIC 기법은  $K=12$ 인 K-Best 기법의 성능보다 향상된 성능을 보이며 K-Best 기법에 비해 낮은 연산복잡도를 가진다. MESIC 기법은 ESIC 기법에 비해 더욱 향상된 성능을 보이며  $K=16$ 인

표 2. 모의 시험 파라미터

Table 2. Simulation parameter

Parameter	Value
Channel	i.i.d. Rayleigh fading (8tap)
Number of antennas	4×4
Data modulation	16-QAM
FFT size	64
Frame length	10 OFDM symbols
Channel coding (Hard decoding)	Convolutional coding (r=1/2) Viterbi decoding
Channel coding (Soft decoding)	Turbo coding (r=1/2) Turbo decoding (iteration: 3)

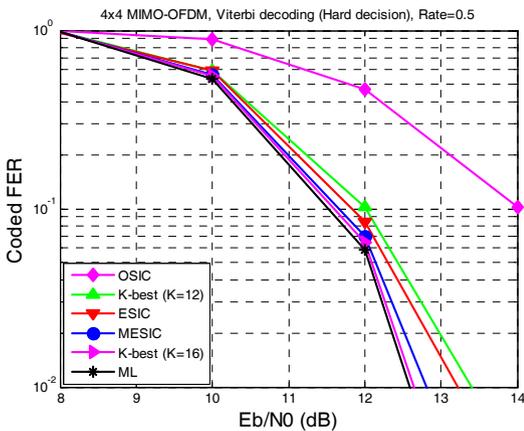


그림 2. 4x4 MIMO hard decoding 시스템을 위한 FER 성능 비교 (R=1/2, Viterbi hard decoding)  
Fig. 2 FER comparison for hard decoding 4×4 MIMO system

K-Best 기법과 함께 최적 성능과 유사한 성능을 보인다. MESIC 기법은 다중 채널 순서화된 채널에 대하여 송신 심볼 수만큼의 ESIC 기법을 수행함으로써 송신 가능한 모든 심볼을 대입하는 첫 번째 심볼을 제외하 나머지 심볼에서 발생하는 검출 오류를 최소화 한다.

그림 3은 표 2에서 정의한 soft decoding 방식을 사용하는 MIMO 시스템에서 다양한 신호검출 기법의 FER 성능을 보인다. 그림 2의 hard decoding 성능에서는 ESIC 기법과 K-Best 기법, MESIC 기법 모두 최적 성능과 큰 차이를 보이지 않는다. 그러나 soft decoding 시스템에서는 MESIC 기법의 성능이 K-Best 기법, ESIC 기법에 비해 향상된 성능을 보인다. 앞 절에서 설명한 것과 같이 MESIC 기법은 각 송신 심볼의 송신 가능한 심볼을 최소 한번씩 대입하여 모든 송신 비트에 대한 LLR을 효율적으로 신뢰도 높은 값을 생성할 수 있다.

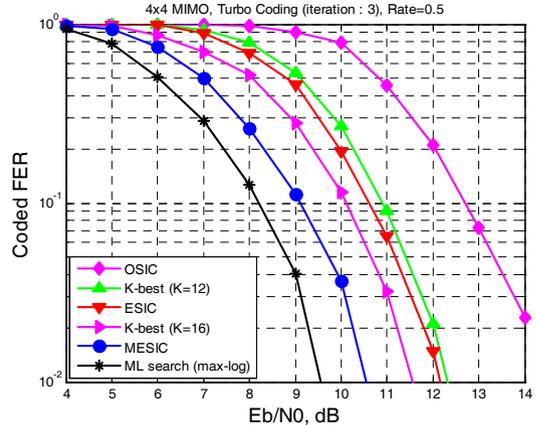


그림 3. 4x4 MIMO soft decoding 시스템을 위한 FER 성능 비교 (R=1/2, Turbo decoding)  
Fig. 3. FER comparison for soft decoding 4×4 MIMO system

#### IV. 복잡도 비교

제안된 MESIC 기법은 K-Best 기법에 비하여 적은 수의 후보 심볼 벡터를 생성한다. K-Best 기법은 후보 심볼 벡터의 개수가  $K \times |\Omega|$ 개로 정상도의 크기와 K 값에 따라 변한다. 이에 반해, MESIC 기법은 후보 심볼 벡터의 개수가  $N_T \times |\Omega|$ 개로 정상도의 크기와 전송 안테나 개수 또는 전송 심볼의 개수에 따라 변한다. K-Best의 K 값은 일반적으로 최적 성능과 유사하기 위해서는 전송 안테나 개수나 전송 심볼의 개수에 비해 큰 값을 가진다. 특히, 정상도의 크기가 커질수록 성능을 최적 성능과 유사한 성능을 가지기 위해서는 K 값이 커야만 한다. 그러나 MESIC 기법은  $N_T$  값은 고정된 값이고 16-QAM, 64-QAM의 높은 차수의 정상도 크기에 비해 매우 작은 값을 가지므로 K-Best 기법에 비해 낮은 복잡도를 보인다. 표 3은 여러 시나리오에 대하여 후보 심볼 벡터의 개수를 정리한 표이다. 4x4 MIMO 환경에서 QPSK 심볼을 전송 시에는 K=4인 K-Best 기법과 MESIC 기법이 동일

표 3. 후보 심볼 벡터의 개수  
Table 3. Number of candidate vectors

	K-Best	MESIC
4x4, QPSK (K=4)	16	16 (100%)
4x4, 16-QAM (K=12)	192	64 (33.3%)
4x4, 16-QAM(K=16)	256	64 (25%)
4x4, 64-QAM(K=32)	2048	256 (12.5%)
4x4, 64-QAM(K=64)	3072	256 (6.3%)
General Case	$K \times  \Omega $	$N_T \times  \Omega $

표 4. 4x4 MIMO 신호검출기의 구현 결과 비교  
Fig. 4. Comparison of implementation results for 4x4 MIMO detectors

	Shen [10]	Guo [5]	Mondal [9]	Wenk [6]	K-Best	Proposed Method		OSIC
						MESIC	EISC	
$ \Omega $	64-QAM	16-QAM	64-QAM	16-QAM	16-QAM	16-QAM	16-QAM	16-QAM
$K$	8	10	64	5	16	N/A	N/A	N/A
Throughput [Mb/s]	252.6	106.6	100	376	2400			
Area [KGE]	210	97	1760	115	1762	1487	386	229
FOM	9.62	11.0	3.64	16.3	21.8	N/A	N/A	N/A
Technology	65nm	0.35μm	65nm	0.25μm	0.13μm			

한 개수의 후보 심볼 벡터를 가진다. 그러나 MESIC 기법은 16-QAM 심볼 전송 시  $K=16$ 인 K-Best 기법의 후보 심볼 벡터 개수에 비해 약 1/4 밖에 되지 않는다. 또한, 64-QAM 심볼 전송 시  $K=64$ 인 K-Best 기법에 비해 약 1/16 이다. 상대적으로 매우 적은 개수의 후보 심볼 벡터로도 앞 절에서 확인한 것과 같이

그림 4는 4x4 MIMO 시스템을 위한 제안된 MESIC 기법의 블록도이다. QR 분해 알고리즘의 modified Gram-Schmidt orthogonalization 방식을 이용하여 하드웨어를 구현하였다. 본 논문에서는 QR 분해의 복잡도가 매우 높으므로 log domain conversion 기술을 이용하여 곱셈기와 나눗셈을 덧셈과 뺄셈으로 변환함으로써 복잡도를 낮춘다. 그림 4에서 Multiple QRD Unit 블록은 QR 분해기의 하드웨어를 공유하여 4번의 QR 분해를 병렬로 처리하지만 하나의 QR 분해기 복잡도의 약 2배의 하드웨어 크기로 구현하였다. ESIC 블록은 ESIC 알고리즘을 수행하여 후보 심볼 벡터를 생성한다. SEDCU 블록은 ESIC 블록에서 생성한 후보 심볼 벡터를 이용하여 자승 유클리디언 거리를 연산한다. 마지막으로 LLR Unit 블록은 각 SEDCU 블록에서 생성한 자승 유클리디언 거리값으로 식 (5)에 이용하여 송신한 모든 비트 LLR 값을 생성한다.

본 논문에서는 그림 4와 같은 구조로 MESIC 기법을 0.13μm CMOS 기술을 기반으로 구현하였다. 표

4는 4x4 MIMO 시스템을 위한 신호검출 기법의 구현 결과를 비교한 것이다. 표 4를 통해 기존 구현 결과와 구현 환경과 구조가 다르므로 절대적인 비교가 불가능하다. 기존 다른 구현 결과와 비교하기 위해서 참고 논문 [9]에서 사용한 figure of merit (FOM)을 사용한다. FOM의 정의는 다음과 같다.

$$FOM \cong K \times \frac{\text{Throughput} [\text{Mbps}]}{\text{Area} [\text{KGE}]} \quad (7)$$

MESIC 기법은 K-Best 기법의 K값을 이용하지 않으므로 정확한 비교를 위하여 동일한 변조차수 (16-QAM)와 클럭 주파수 (150Mhz), 기술 라이브러리(0.13μm)와 비트 precision 환경에서 ESIC, MESIC 뿐만 아니라 K-Best와 OSIC 기법을 구현하였다. MESIC 기법은 ESIC 기법에 비하여 높은 하드웨어 복잡도를 가지지만 동일한 환경의 K-Best 기법에 비해서 낮은 복잡도를 보인다. 본 논문에서 구현한 K-Best와 MESIC 기법의 하드웨어 크기가 참고 논문에서 비해서 크지만, 본 논문에서는 차세대 이동 통신 시스템에 적합하도록 전송량의 극대화를 위해 병렬적인 구현 구조로 설계하였으며 최대 2.4Gbps의 전송량을 보인다.

### V. 결론

본 논문에서는 기존 SIC 알고리즘을 기반의 ESIC 기법을 설명하고 다중 채널 순서화와 ESIC를 결합한 MESIC 기법을 제안하였다. 기존 SIC 기법에서 발생하는 오류 전파 문제를 ESIC 기법을 이용하여 해결하여 hard decoding 시스템에서 최적 성능에 근접할 수 있다. 또한, ESIC 기법과 다중 채널 순서화를 결합하여 모든 비트의 LLR 값을 신뢰성 높게 생성하여 soft decoding 성능이 기존 준 최적 신호검출 기법에 비해 향상된다. 제안된 MESIC 기법은 적은 수의 후보 심볼 벡터를 생성하고 적은 순서화 블록으로 구현 가능

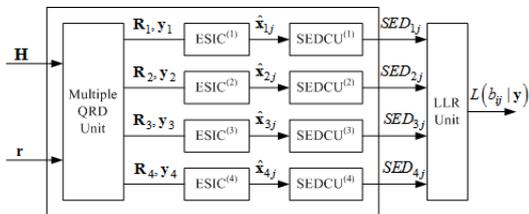


그림 4. 제안된 신호검출 기법의 high-level pipeline 구조 블록도  
Fig. 4. Implementation results for 4x4 MIMO detector

하므로 성능과 하드웨어 복잡도면에서 매우 효율적인 신호검출 기법이다.

### 참 고 문 헌

- [1] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bölcskei, "An overview of MIMO communications - a key to gigabit wireless," *Proceedings of the IEEE*, Vol.92, No.2, pp.198-218, Feb. 2004.
- [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] Y. Dai, S. Sun and Z. Lei, "A comparative study of QRD-M detection and sphere decoding for MIMO-OFDM systems," in *Proc. IEEE Int. Symp. of Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, pp.186-190, Sep. 2005.
- [4] L. Barbero and J. Thompson, "A fixed-complexity MIMO detector based on the complex sphere decoder," in *Proc. IEEE Int. Workshop Signal Process. Advances Wireless Commun.*, Jul. 2006, pp.1 - 5.
- [5] Z. Guo and P. Nilsson, "Algorithm and implementation of the K-best sphere decoding for MIMO detection," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.24, No.3, pp.491-503, Mar. 2006.
- [6] M. Wenk, M. Zellweger, A. Burg, N. Felber, and W. Fichtner, "K-best MIMO detection VLSI architectures achieving up to 424 Mbps," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems*, pp.1151-1154, May 2006.
- [7] S. Chen, T. Zhang, and Y. Xin, "Relaxed K-best MIMO signal detector design and VLSI implementation," *IEEE Trans. VLSI Systems*, Vol.15, No.3, pp.328-337, Mar. 2007.
- [8] K. Kim, J. Yue, R. Iltis, J. Gibson, "A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.4, No.2, pp.710-721, Mar. 2005.
- [9] S. Mondal, A. M. Eltawil, C.-A. Shen, and K. N. Salama, "Design and implementation of a sort-free K-Best sphere decoder," *IEEE Trans. VLSI Systems* (online), 2009.
- [10] C. A. Shen and A. M. Eltawil, "A radius adaptive K-Best decoder with early termination: algorithm and VLSI architecture," *IEEE Trans. Circuits and Systems I* (online), 2010.
- [11] T. H. Im, I. Park, J. M. Kim, J. Yi, J. Kim, S. Yu, and Y. S. Cho, "A new signal detection method for spatially multiplexed MIMO systems and its VLSI implementation," *IEEE Trans. Circuits and Systems-II*, Vol.56, No.5, pp.399-403, May 2009.
- [12] 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.
- [13] C. Studer, A. Burg, and H. Bölcskei, "Soft-output sphere decoding: algorithms and VLSI implementation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.26, No.2, pp.290-300, Feb. 2008.
- [14] A. Burg, M. Borgmann, M. Wenk, M. Zellweger, W. Fichtner and H. Bölcskei, "VLSI implementation of MIMO detection using the sphere decoding algorithm," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.40, No.7, pp.1566-1577, Jul. 2005.
- [15] M. Siti and M. Fitz, "A novel soft-output layered orthogonal lattice detector for multiple antenna communications," in *Proc. IEEE ICC*, Vol.4, pp.1686-1691, June 2006.
- [16] C. K. Singh, S. H. Prasad, and P. T. Balsara, "VLSI architecture for matrix inversion using modified Gram-Schmidt based QR decomposition," in *Proc. Int. Conf. VLSI Design*, pp.836 - 841, Jan. 2007.

임 태 호 (Tae Ho Im)

정회원

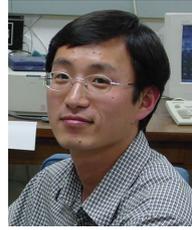


2006년 2월 중앙대학교 전자  
전기공학부 학사  
2008년 2월 중앙대학교 전자전  
기공학부 석사  
2008년 3월~현재 중앙대학교  
전자전기공학부 박사과정  
<관심분야> 차세대 이동통신,

디지털 통신, OFDM, MIMO

김 재 권 (Jaekwon Kim)

종신회원



1995년 8월 중앙대학교 전기공  
학과  
2000년 2월 중앙대학교 전기공  
학과 석사  
2004년 5월 The University of  
Texas at Austin 공학박사  
2004년 8월~2005년 8월 삼성

종합기술연구원 4G 시스템 Lab

2005년 9월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정  
보통신공학부 교수

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

유 성 옥 (Sungwook Yu)

종신회원



1992년 2월 서울대학교 전기  
공학과 졸업  
1996년 12월 UT Austin,  
Electrical and Computer  
Engineering 공학석사  
2000년 5월 UT Austin,  
Electrical and Computer  
Engineering 공학박사

2000년 8월 Intel, Senior Design Engineer

2004년 4월 삼성반도체 System LSI 사업부 책임연  
구원

2005년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 부교수  
<관심분야> 통신 및 신호처리용 응용회로 설계, 고  
성능 디지털 회로 설계

조 용 수 (Yong Soo Cho)

종신회원



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

2003년 8월~2007년 12월 TTA 휴대인터넷 프로젝  
트그룹(PG302) 무선접속 실무반 의장

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