

공간다중화 MIMO 시스템을 위한 QOC 신호검출 기법

정회원 임 태 호*, 종신회원 김 재 권**, 조 용 수*

A QOC Signal Detection Method for Spatially Multiplexed MIMO Systems

Tae Ho Im* *Regular Member*, Jaekwon Kim**, Yong Soo Cho* *Lifelong Members*

요 약

본 논문은 공간다중화 multiple input multiple output (MIMO) 시스템을 위한 새로운 신호검출 기법인 QR-OSIC with Candidates (QOC) 기법을 제안한다. 제안하는 QOC 기법은 부분적인 successive interference cancellation (SIC) 알고리즘과 maximum likelihood (ML) metric 연산을 이용하여 많은 수의 후보 심볼 벡터 없이 최적 성능과 유사한 성능을 얻는다. 제안된 QOC 기법은 hard, soft decoding 시스템에서 모두 동일한 알고리즘으로 변경없이 사용할 수 있다. 특히, soft decoding 시스템을 위한 송신 신호의 모든 비트의 log likelihood ratio (LLR)를 기존 LLR estimation 알고리즘 없이 효율적으로 생성 가능하다. 제안된 신호검출 기법은 고정된 연산복잡도를 가지며 파이프라인 구조로도 구현이 가능하므로 VLSI 구현에 효율적인 특성을 보인다. 4x4 16-QAM MIMO 시스템을 위한 신호검출 기법을 VLSI 구현을 통하여 비교한 결과 QOC 신호검출기가 K-Best 신호검출기에 비해 27% 크기를 가지면서 하드웨어 지연은 더욱 작은 것을 확인 할 수 있다.

Key Words : MIMO, MMSE-OSIC, K-Best, QOC, Signal Detection

ABSTRACT

This paper proposes a new signal detection method, called QR-OSIC with Candidates (QOC) method, for spatially multiplexed multiple input multiple output (MIMO) systems. By using the ordered successive interference cancellation (OSIC) algorithm and the maximum likelihood (ML) metric, the proposed method achieves near-ML performance without requiring a large number of candidates. Although the proposed method can be used for both hard and soft decoding systems, it is especially useful for soft decoding systems since the LLR values for all the bits can be efficiently computed without using LLR estimation. The proposed method is also suitable for VLSI implementation since it leads to fixed throughput system.

1. 서 론

차세대 이동 통신 시스템은 멀티미디어 데이터 위주의 고속 데이터 서비스를 위해 보행자 속도로 이동하는 환경에서 1Gbps, 고속으로 움직이는 환경에서 100Mbps의 데이터 전송 속도가 요구된다^[1,2].

이와 같은 요구를 만족시키기 위해서는 제한된 주파수를 사용하여 고속 데이터 전송을 할 수 있는 공간다중화 multiple input multiple output (MIMO) 기술이 연구되고 있으며, IMT-Advanced의 표준으로 확립되고 있는 LTE-Advanced 규격과 IEEE 802.16m 규격의 핵심기술로 채택되었다^[2,3]. 그러나

* 본 연구는 지식경제 프론티어기술개발사업의 일환으로 추진되고 있는 지식경제부의 유비쿼터스컴퓨팅 및 네트워크 원천기반기술개발사업의 10C1-C2-11T와 삼성전자의 지원으로 이루어졌습니다.

* 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신연구실 (yscho@cau.ac.kr), ** 연세대학교 원주캠퍼스 디지털통신연구실
논문번호: KICS2010-06-253, 접수일자: 2010년 6월 6일, 최종논문접수일자: 2010년 8월 5일

일반적으로 공간다중화 MIMO 시스템에서는 송신 안테나의 수가 증가할수록 수신단의 신호검출 복잡도가 현격하게 증가하여 수신부 하드웨어 구현복잡도가 매우 높아지게 된다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 다양한 낮은 복잡도의 신호검출 기법이 연구되었고 대표적인 기법으로 K-Best, sphere decoding (SD) 기법이 있다^[4-15].

최근 널리 연구되고 있는 K-Best, SD 기법은 hard decoding 시스템에서 최적 신호검출 기법인 maximum likelihood (ML) 기법과 유사한 성능을 보인다. K-Best 기법과 SD 기법 모두 트리 검색 알고리즘을 기반으로 하며 K-Best 기법은 너비 우선 검색 (breadth-first search) 알고리즘^[6-11] 방식이며 SD 기법은 깊이 우선 검색 (depth-first search) 알고리즘^[12-15] 방식이다. 너비 우선 검색을 이용한 K-Best 기법은 트리 검색의 각 stage에서 후보 벡터 K 개를 선택함으로써 연산복잡도를 줄일 수 있으며 K 값이 고정된 경우 고정된 연산복잡도를 가진다^[5]. 이에 반해, SD 기법은 채널 환경에 따라 가변적인 연산복잡도를 가진다. 그러므로 K-Best 기법이 SD 기법에 비해 하드웨어 구현측면에서 용이하다^[7].

본 논문에서는 K-Best 기법과 같이 고정된 연산 복잡도를 가지면서 매우 낮은 복잡도를 가지면서도 향상된 성능을 보이는 QR-OSIC with Candidates (QOC) 기법을 제안한다. QOC 기법은 K-Best 기법에 비해 적은 후보 심볼 벡터를 이용하여 최적 성능에 근접한 성능을 보인다. 특히, 신뢰도가 높은 비트 log likelihood ratio (LLR) 값을 효율적으로 생성하여 soft decoding 시스템에 적합한 신호검출 기법이다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. II장에서는 공간다중화 MIMO 시스템 모델을 기술하고 제안하는 신호검출 기법인 QOC 기법에 대하여 설명한다. III장에서는 제안된 QOC 기법의 성능을 확인하고 ML, K-Best 기법과 비교한다. IV장에서는 제안된 QOC 기법과 K-Best 기법의 연산복잡도를 비교하고 VLSI 구현 결과를 통해 하드웨어 구현복잡도를 비교한다. 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델과 QOC 신호검출 기법

본 논문에서 고려하는 공간다중화 MIMO 시스템은 송신 안테나 개수는 N_T 이고 수신 안테나 개수

는 N_R 이다. 공간다중화 시스템에서는 수신 안테나 개수가 송신 안테나의 개수와 동일하거나 많아야지만 신호검출이 가능하므로 $N_R \geq N_T$ 의 조건을 만족하는 시스템을 가정한다. 송신 및 수신 신호의 관계는 다음 수식으로 표현할 수 있다.

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

여기서 $x = [x_1 x_2 \dots x_{N_T}]^T$ 는 송신 신호벡터이고 quadrature amplitude modulation (QAM)인 복소수 성상도 신호를 가정한다. $r = [r_1 r_2 \dots r_{N_R}]^T$ 은 수신 신호 벡터이고, $z = [z_1 z_2 \dots z_{N_R}]^T$ 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 행렬의 각 원소들은 서로 independent and identically distributed (i.i.d.) Rayleigh fading 채널 이득이라고 가정한다. OFDM과 다중안테나 기법의 결합시, 각 부채널에서의 신호검출은 동일한 절차로 수행된다. 따라서, 식 (1) 기반의 신호검출 기법들은 부채널 인덱스는 없으나, MIMO-OFDM 시스템에도 적용이 가능하다. 일반적으로, 수신부에서는 혼련 신호를 통해 채널 행렬 H 를 먼저 추정하고 다음 송신 신호 벡터 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{H} 대신 H 를 사용한다. 이와 같은 시스템 모델을 가정하여 제안하는 신호검출 기법을 설명한다. 제안하는 QOC 기법은 4단계로 구성되고 4단계에 대하여 자세히 설명한다.

단계 1: 채널 행렬 H 의 순서화와 QR 분해

채널 행렬 H 의 순서화는 다양한 방법이 연구되었다. 본 논문에서는 채널 순서화는 일반적인 방법을 사용하고 순서는 $1, 2, \dots, N_T$ 를 가정한다. 순서화된 채널 행렬을 QR 분해를 통해 $H = QR$ 를 얻으며 Q 는 $N_R \times N_T$ 유니터리 행렬이고 R 은 $N_T \times N_T$ 상삼각 행렬이다. QR 분해를 통해 얻어진 Q^H 를 식 (1)에 곱하여 다음 식으로 표현할 수 있다.

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

여기서 $Q^H \mathbf{z}$ 는 기존 잡음 벡터 \mathbf{z} 와 동일한 통계적 특성을 지닌다. 식 (2)의 ML 해는 다음 식으로 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x} \in |\Omega|^{N_T}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 \quad (3)$$

여기서 $|\Omega|$ 는 성상도의 크기를 나타낸다. 위 식을 $N_T = N_R$ 에 대하여 다시 기술하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x} \in |\Omega|^{N_T}}{\operatorname{argmin}} \left[\sum_{i=1}^{N_T} \left| y_i - \sum_{j=i}^{N_T} r_{ij} x_j \right|^2 \right] \quad (4)$$

단계 2: $M \times |\Omega|$ 임시 심볼 벡터 생성

그림 1은 후보 심볼 벡터의 개수 $M=1$ 이고 4×4 MIMO 시스템을 위한 제안된 QOC 기법 알고리즘을 트리 구조로 표현한 것이다. $4 (= N_T)$ stage로 구성되고 각 stage에서는 $M \times |\Omega|$ 개의 임시 심볼 벡터를 생성하고 M 개의 후보 심볼 벡터를 선택한다. 각 stage에서 $M \times |\Omega|$ 개의 임시 심볼 벡터를 생성시에 이전 stage에서 M 개의 후보 심볼 벡터를 이용한다. 그러나, 첫 번째 stage는 이전 stage가 존재하지 않으므로 $|\Omega|$ 개의 임시 심볼 벡터를 생성한다. 각 임시 심볼 벡터의 $i = N_T - n$ 에서 $i = 1$ 번째 심볼은 아래의 SIC 수식을 이용하여 구한다.

$$x_i = Q \left(\frac{y_i - \sum_{j=i+1}^{N_T} r_{ij} x_j}{r_{ii}} \right) \quad (5)$$

여기서 n 은 stage 수이며 $Q(\cdot)$ 는 slicing 함수이다. 예를 들어, stage 1에서 모든 성상도의 심볼 $|\Omega|$ 개를 x_4 을 위해 대입한 후 각 x_4 에 대하여 나머지 x_3, x_2, x_1 심볼을 식 (5)를 이용하여 $|\Omega|$ 개의 후보 심볼 벡터를 생성한다. Stage 2에서는 stage 1에서 선택된 후보 심볼 벡터의 각 $[x_4]$ 에 대해서 $|\Omega|$ 개의 x_3 을 위해 대입한 후 나머지 x_2, x_1 심볼을 식 (5)를 이용하여 생성한다. 그러므로 $M \times |\Omega|$ 개의 임시 심볼 벡터가 생성된다. 다음 단계 3, 4에서 각 stage에서 후보 심볼 벡터를 선택하는 방법에

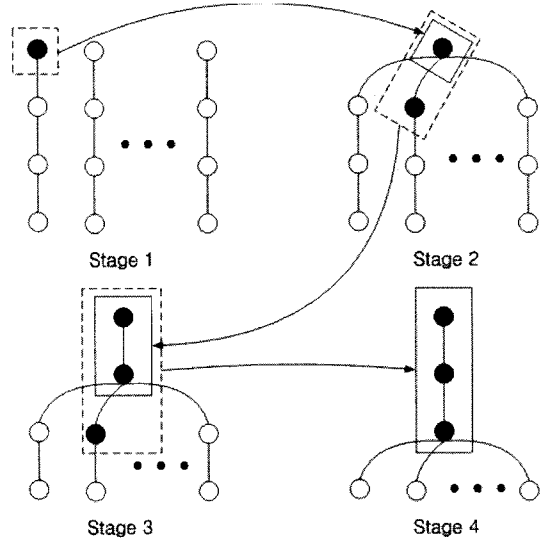


그림 1. 4×4 MIMO 시스템을 위한 제안된 QOC 신호검출 기법 ($M=1$)
Fig. 1. Proposed algorithm with $M=1$ for 4×4 MIMO System

대해 기술한다.

단계 3: ML metric computation

단계 2에서 얻어진 각 임시 심볼 벡터는 아래 식과 같이 ML metric을 연산한다.

$$ML([x_{N_T} x_{N_T-1} \dots x_1]) = \sum_{i=1}^{N_T} \left| y_i - \sum_{j=i}^{N_T} r_{ij} x_j \right|^2 \quad (6)$$

기존 K-Best, sphere decoding 기법의 트리 검색을 이용한 방식에서는 partial Euclidean distance (PED) metric을 이용한다.

$$PED([x_{N_T} x_{N_T-1} \dots x_n]) = \sum_{i=n}^{N_T} \left| y_i - \sum_{j=1}^{N_T} r_{ij} x_j \right|^2 \quad (7)$$

단계 4: 후보 심볼 벡터 선택

단계 4에서는 가장 작은 ML metric 값을 가지는 M 개의 후보 심볼 벡터를 선택한다. 이 과정에서 다수의 임시 심볼 벡터가 제거되므로 연산복잡도를 낮추게 된다.

단계 1 과정은 채널 행렬에 대해서 한번 수행하며 단계 2~4 과정은 모든 stage에서 수행하면서 후보 심볼 벡터를 선택 및 생성합니다.

Soft decoding 시스템에서는 MIMO 신호검출 기법의 출력이 송신 심볼 각 비트의 LLR 값이 되고

이 값을 이용하여 channel decoder에서 송신 비트가 0인지 1인지 hard decision을 하게 된다. 공간다중화 MIMO 시스템에서는 N_T 개의 심볼이 전송되고 각 심볼은 Q 비트 ($Q = \log_2 \Omega$)를 가지므로 신호검출기의 출력은 $N_T \times Q$ 비트의 LLR 값이 된다. b_{ij} 비트의 LLR은 다음 식과 같이 표현된다^[11,12].

$$L(b_{ij}|\mathbf{y}) = \ln \left(\frac{\Pr(b_{ij} = +1|\mathbf{y})}{\Pr(b_{ij} = -1|\mathbf{y})} \right) \quad (8)$$

여기서 b_{ij} 는 i 번째 심볼의 j 번째 비트를 나타낸다. 식 (8)을 연산하기 위해서는 매우 높은 복잡도가 필요하므로 본 논문에서는 아래 식의 max-log approximation 알고리즘을 이용하여 LLR을 생성한다^[11,12].

$$L(b_{ij}|\mathbf{y}) \approx \min_{\mathbf{x} \in X_{ij}^{(-1)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 - \min_{\mathbf{x} \in X_{ij}^{(1)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 \quad (9)$$

여기서 $X_{ij}^{(-1)}$ 와 $X_{ij}^{(1)}$ 는 i 번째 심볼의 j 번째 비트가 0이거나 1인 모든 심볼 벡터를 포함하는 집합이다. $X_{ij}^{(-1)}$ 와 $X_{ij}^{(1)}$ 는 $X_{ij}^{(-1)} \cap X_{ij}^{(1)} = \emptyset$ 조건을 만족하기 위해서는 $|\Omega|^{N_T}$ 번의 ML metric 연산이 필요하다. 높은 복잡도를 감소시키기 위해 대부분의 트리 검색을 기반으로 한 신호검출 기법은 $|\Omega|^{N_T}$ 개의 심볼 벡터의 집합에서 부분 집합 \mathbf{S} 를 이용하여 아래 식을 이용하여 LLR을 생성한다.

$$L(b_{ij}|\mathbf{y}) \approx \min_{\mathbf{x} \in S_{ij}^{(-1)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 - \min_{\mathbf{x} \in S_{ij}^{(1)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2 \quad (10)$$

여기서 부분 집합 \mathbf{S} 는 QOC 신호검출 기법의 각 stage에서 생성된 임시 심볼 벡터이며 ML metric 값이 $\|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{x}\|^2$ 으로 이용된다. 그러므로 QOC 신호검출 기법에서 LLR 생성을 위하여 추가적인 복잡도는 비교기와 뺄셈 연산만이 사용된다. 또한, $S_{ij}^{(-1)}$ 와 $S_{ij}^{(1)}$ 는 전체 심볼 벡터를 이용하는 ML 신호검출 기법과 같이 $S_{ij}^{(-1)} \cap S_{ij}^{(1)} = \emptyset$ 조건과 $S_{ij}^{(-1)} \cup S_{ij}^{(1)} = \mathbf{S}$ 조건을 만족하므로 모든 비트의 LLR 생성에 문제가 발생하지 않는다. K-Best 기법과 sphere decoding 기법에서 $S_{ij}^{(-1)} \cap S_{ij}^{(1)} = \emptyset$ 조

건과 $S_{ij}^{(-1)} \cup S_{ij}^{(1)} = \mathbf{S}$ 조건을 만족하지 않는 경우가 발생하므로 다양한 알고리즘이 연구되었다^[11,12,14].

III. 성능 비교

표 1은 본 논문에서 성능 비교를 위해 사용된 모의 시험 파라미터 값이다. 채널은 한 frame 동안 정적이라고 가정하며 수신단에서 채널 정보를 완벽하게 알고 있다고 가정한다.

그림 2는 ML과 K-Best, QOC 기법의 hard decoding 시스템에서의 frame error rate (FER) 성능을 비교한 것이다. K-Best 기법과 QOC 기법은 K, M 값이 증가함에 따라 성능이 향상됨을 보인다. K-Best 기법은 K 값에 따라 성능 차이가 매우 크게 발생한다. 반면에, QOC 기법은 M 값에 따른 성능차이가 크지 않는 특징을 가진다. 또한, $M=1$ 인

표 1. 모의 시험 파라미터
Table 1. Simulation parameters

Parameter	Value
Number of antennas	4x4
Channel	i.i.d. Rayleigh fading channel
FFT size	64
Data modulation	16-QAM
Frame length	10 OFDM symbols
Channel encoding/ decoding	Convolutional coding (rate=1/2), Viterbi decoding
Channel estimation	Ideal (Known CSI)

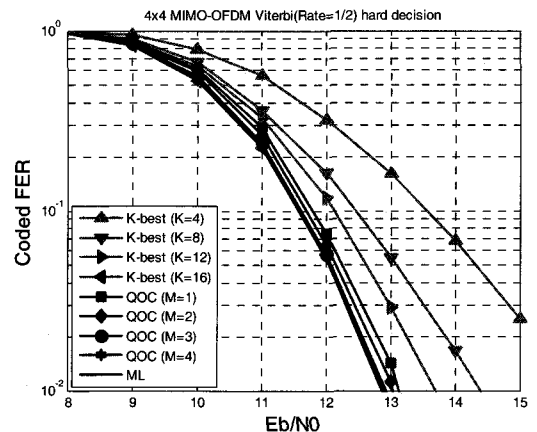


그림 2. Hard Viterbi decoding 4x4 MIMO 시스템 환경에서 FER 성능 비교
Fig. 2. FER comparison for hard Viterbi decoding 4x4 MIMO system

QOC 기법과 $K=16$ 인 K-Best 기법은 유사한 성능을 보인다. 이 결과를 통해 K-Best 기법에 비하여 QOC 기법이 적은 후보 심볼 벡터를 이용하여 유사한 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 3은 ML search와 K-Best, QOC 기법의 soft decoding 시스템에서의 FER 성능을 비교한 것이다. Hard decoding 시스템에서의 성능과는 달리 K-Best 기법은 $K=16$ 인 경우에도 최적 성능에 비해 약 1.5dB이상의 성능 차이를 보인다. 그러나 QOC 기법의 경우에는 $M=4$ 인 경우 약 0.5dB의 성능의 보이며 $M=1$ 인 경우에도 $K=16$ 인 K-Best 기법에 비해 우수한 성능을 보인다.

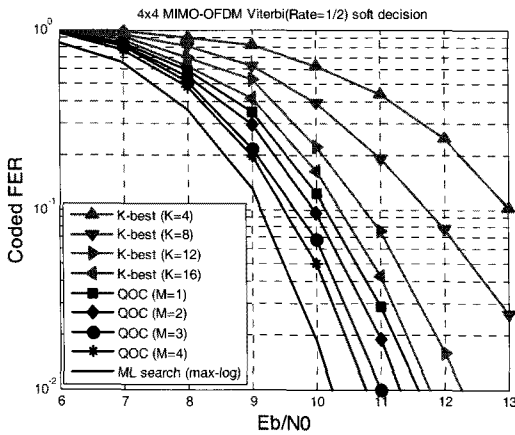


그림 3. Soft Viterbi decoding 4x4 MIMO 시스템 환경에서 FER 성능 비교
Fig. 3. FER comparison for soft Viterbi decoding 4x4 MIMO system

IV. 복잡도 비교

표 2는 표 1에서 가정한 MIMO 시스템을 위한 K-Best 기법과 QOC 기법의 QR 분해를 제외한 블록의 실수 곱셈기의 개수를 나타낸다. QOC 기법은 SIC 알고리즘과 ML metric을 기반으로 하므로 M 의 개수에 따라 연산복잡도가 결정된다. QOC 기법의 $M=1$ 인 경우와 K-Best 기법의 $K=16$ 인 경우 hard decoding 성능이 유사하지만 QOC 기법이 현격하게 낮은 복잡도를 지닌다. QOC 기법의 경우 M 값이 K-Best 기법의 K 값에 비해 작은 값으로 soft decoding 성능은 더욱 우수함을 보인다. 즉, 적은 ML metric 연산으로도 더욱 신뢰도 높은 비트 LLR를 생성함을 의미한다.

더욱 정확한 복잡도를 비교하기 위하여 K-Best

표 2. 연산복잡도 비교
Table 2. Computational complexity comparison

K-Best	Number of Mul.	QOC	Number of Mul.
$K=4$	544	$M=1$	308
$K=8$	1,056	$M=2$	488
$K=12$	1,568	$M=3$	668
$K=16$	2,080	$M=4$	848
General case	$32+128 \times K$		$128+180 \times M$

기법과 QOC 기법을 이용한 신호검출기를 VLSI 구현을 하였다. K-Best 기법을 위하여 다양한 효율적인 VLSI 구조가 제안되었다. 그림 4는 4 stage elements (SE)로 구성된 K-Best 기법을 위한 블록도이다. SE 블록은 parent node unit (PNU)와 partial Euclidean distance computation unit (PEDCU), candidate selection unit (CSU)로 구성된다. PNU는 각 stage 사이에 pipeline register로 구현되며, PEDCU는 PED를 연산한다. CSU는 가장 작은 PEDs를 가지는 K 개 후보 심볼 벡터를 선택한다.

그림 5는 제안된 QOC 기법의 블록도이다. PNU와 CSU는 K-Best 기법과 유사한 기능을 하며 partial successive interference cancellation unit (PSICU)는 SIC 알고리즘을 이용하여 임시 후보 심볼 벡터를 생성한다. Squared Euclidean distance computation unit (SEDCU)는 ML metric을 연산한다. 표 3은 4x4 16-QAM MIMO 시스템을 위한 구현 결과를 비교한 것이다. QOC 신호검출기가 K-Best 신호검출기에 비하여 27%의 크기를 가지면서 하드웨어 지연은 더욱 작은 것을 확인 할 수 있다.

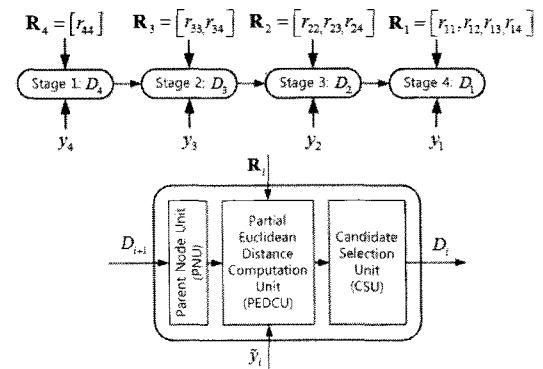


그림 4. K-Best 기법의 파이프라인 하드웨어 구조 블록도
Fig. 4. High-level pipelined linear array architecture for the K-best method

참고 문헌

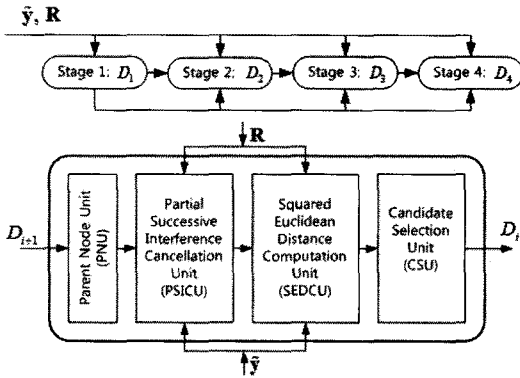


그림 5. QOC 기법의 파이프라인 하드웨어 구조 블록도
Fig. 5. High-level pipelined linear array architecture for the QOC method

표 3. 4x4 MIMO 시스템 환경을 위한 신호검출 기법의 VLSI 구현 결과

Table 3. Synthesis results for 4x4 MIMO system

Detection method	K-Best (K=16)	QOC (M=1)
Total cell area (μm^2)	8,285,014	2,230,387
# of gate (NAND gate equivalent) (KGE)	1,627	438
Max clock (MHz)	150	150
Latency (ns)	267	120
Throughput (Gbps)	2.4	2.4

V. 결 론

본 논문에서 공간다중화 MIMO 시스템을 위한 효율적인 신호검출 기법을 제안하였다. PED metric 연산을 대신하여 ML metric 연산을 사용함으로써 제안된 QOC 기법은 적은 개수의 후보 심볼 벡터 M을 이용하여 최적 성능과 유사한 성능을 보인다. 이와 같이 적은 수의 후보 심볼 벡터로 최적 성능과 유사한 성능을 보이는 이유는 다음과 같다. QOC 기법은 K-Best 기법에 비해 모든 심볼을 대입한 수 ML metric으로 후보 심볼 벡터를 선택하므로 K-Best 기법에 비해 신뢰도가 높은 후보 심볼 벡터가 선정되기 때문이다. 또한, QOC 기법은 hard decoding 시스템을 위해 사용된 ML metric 연산의 결과를 이용하여 모든 비트의 LLR을 생성함으로써 추가적인 LLR 생성 알고리즘을 사용하지 않고 soft decoding 시스템에 효율적으로 사용할 수 있다. 또한, 하드웨어 구현에도 용이한 구조를 가진다.

- [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] B. G. Evans and K. Baughan, "Vision of 4G," Electronics and Commun. Engineering Journal, Vol.12, No.6, pp.293-303, Dec. 2000.
- [3] 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.
- [4] L. Barbero and J. Thompson, "A fixed-complexity MIMO detector based on the complex sphere decoder," in Proc. IEEE Int. Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Commun., Jul. 2006, pp.1-5.
- [5] 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., Sep. 2005, pp.186-190.
- [6] 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.
- [7] 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, May 2006, pp.1151-1154.
- [8] 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.
- [9] K. Wong, C. Tsui, R.-K. Cheng, and W. Mow, "A VLSI architecture of a K-best lattice decoding algorithm for MIMO channels," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, May 2002, pp.273-276.
- [10] 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.

- [11] 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," in Proc. IEEE PIMRC, Sep. 2004, pp.1142-1148.
- [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. O. Damen, A. Chkeif, and J. C. Belfiore, "Lattice code decoder for space-time codes," IEEE Commun. Letters, Vol.4, No.5, pp.161-163, Mar. 2000.

김 재 권 (Jaekwon Kim)

종신회원



1995년 8월 중앙대학교 전기공학
학과
2000년 2월 중앙대학교 전기공학
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

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 전
자전기공학과 교수

2003년 8월~2007년 12월 TTA 휴대인터넷 프로젝
트그룹(PG302) 무선접속 실무반 의장
<관심분야> 차세대 이동통신, OFDM/DMT 모델
설계, MIMO-OFDM 모델 설계

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