

다중 안테나 시스템을 위한 고정된 연산 복잡도를 갖는 격자 감소 기반 신호 검출 기법

양 유 식*, 서 동 근*, 김 재 권^o

A Novel Fixed-Complexity Signal Detection Technique Using Lattice Reduction for Multiple Antenna Systems

Yusik Yang*, Dong Geun Suh*, Jaekwon Kim^o

요 약

최근 고정된 연산량을 가지므로 하드웨어 구현이 용이한 고정연산량 (fixed-complexity) lattice reduction (fcLR) 기법이 제안되었다. 또한 한 개의 레이어에는 모든 성상점을 시도하여 높은 오류성능을 달성하는 QR-LRL (QR분해-least reliable layer) 신호검출기법이 제안되었다. 본 논문에서는 이 두 가지 기법을 결합하여 연산량은 고정되고 오류성능은 더욱 우수한 신호검출기법을 제안한다. QR-LRL에서와 같이 가장 신뢰도가 낮은 레이어 LRL을 제외한 후 LR을 수행하게 되면 LR의 연산복잡도가 크게 감소함을 보인다. 결과적으로 연산복잡도와 오류성능 관점에서 모두 제안된 방식이 기존 fcLR 기반 신호검출기법보다 우수한 성능을 달성한다. 모의실험을 통해 제안된 기법이 기존 기법에 비해 고정연산량 및 오류성능 관점에서 동시에 우수함을 보인다.

Key Words : Signal Detection, Spatially Multiplexed MIMO, Lattice Reduction, Fixed Complexity

ABSTRACT

Recently, a fixed complexity LR(fcLR) technique was proposed. Also QR-LRL signal detection method was proposed in which all constellation symbols are tried as the symbol corresponding to the least reliable layer (LRL), thereby achieving high error performance. In this paper, we combine these two efficient methods to propose a novel detection method. When the LRL is disregarded in the process of LR, the worst case complexity of LR is significantly reduced. Also, the proposed method is shown to be superior to the conventional fcLR-based detection method from the perspective of error performance. Simulations are performed to demonstrate the efficacy of the proposed method.

I. 서 론

멀티미디어 데이터 위주의 고속 데이터 서비스를 위해 보행자 속도로 이동하는 환경에서 1Gbps, 고속으로 움직이는 상황에서 100Mbps의 데이터 전송 속도가 요구된다. 이와 같은 요구를 만족시키기

위해서 제한된 주파수를 사용한 고속 데이터 전송방법으로 multiple input multiple output (MIMO) 기술이 널리 연구 되고 있다¹⁾. MIMO 시스템을 사용하는 기술 중 특히 spatial multiplexing (SM) 기술을 이용하여 추가적인 주파수 대역폭이나 송신 전력이 없이도 통신 용량을

※ 본 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2010-0003922)

♦ 주저자 : 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부, kinducc@gmail.com, 준회원

o 교신저자 : 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부, jaekwon@yonsei.ac.kr, 종신회원

* 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부, tkseo@yonsei.ac.kr

논문번호 : KICS2012-11-523, 접수일자 : 2012년 11월 6일, 최종논문접수일자 : 2012년 12월 20일

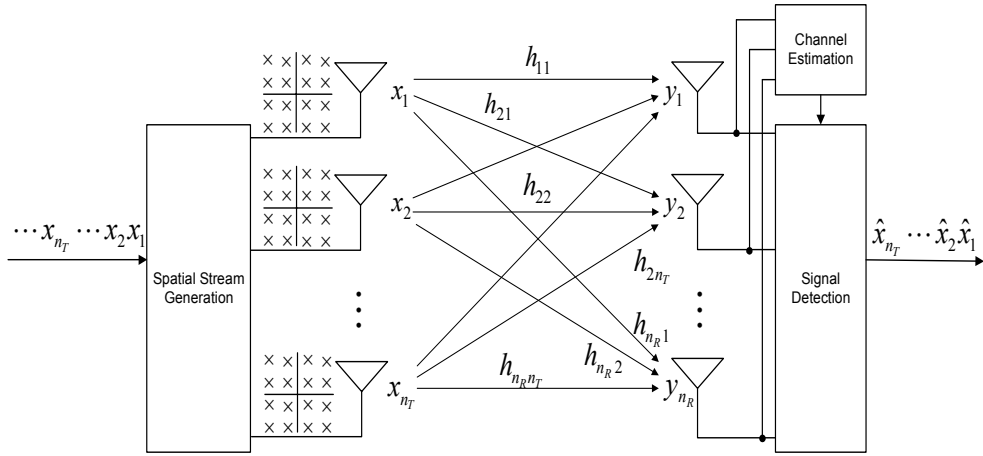


그림 1. 공간다중화 MIMO 시스템 모델
Fig. 1. Spatially multiplexed MIMO system model.

크게 향상시킬 수 있다^[2,3]. 그러나 일반적으로 SM MIMO 시스템에서는 송신 안테나의 수가 증가 할 수록 수신단의 신호검출복잡도가 현격히 증가한다는 단점이 있고, 이에 따라 수신부의 하드웨어 구현 복잡도를 줄이는 방법에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다.

공간다중화 MIMO 시스템을 위한 다양한 신호검출기법들이 개발되었다. 이중(dual) 신호검출을 기반으로 하는 기법^[2]과 ordered successive interference cancellation (OSIC) 기법과 maximum likelihood (ML) 메트릭 사용을 결합한 기법^[3]등이 제안되었다. 공간다중화 MIMO 시스템을 위한 또 다른 부류의 신호검출기법으로써 한 개의 공간 레이어에 모든 가능한 성상점을 추정 신호로 시도하고 나머지 레이어의 추정치는 선형검출 등 간단한 검출기법을 수행하여 후보 벡터를 생성한 후 마지막으로 각 후보 벡터의 ML 메트릭을 계산하여 송신 벡터를 추정하는 기법들이 제안되었다^[4,6].

한, lattice reduction (LR) 기법을 기반으로 하는 다양한 수신기법들이 제안되었다^[7]. LR기반 수신기의 복잡도를 더욱 감소시키기 위해 부분적인 LR을 수행하여, 신호를 검출한 후 신뢰도를 점검하여 신뢰도가 높을 때에는 LR을 중단하는 방법이 제안되었다^[8]. 또한, 채널행렬이 시간 축 상에서 서로 높은 상관관계를 갖는다는 점을 활용하여, 이전에 수행한 LR 결과 값을 다시 활용하여 연산복잡도를 감소시키는 기법도 제안되었다^[9]. 그러나 이러한 기존 기법들은 평균연산량을 감소시키는 것을 목적으로 하였으며, 하드웨어 구현관점에서 중요한 최악의 경우의 연산복잡도 관점에서는 효율적이지 못하다^[10]. 최악의 경우의 연산복잡도를 고정하면서도 오류

성능의 열화를 최소화하는 기법인 fixed complexity LR (fcLR)기반 신호검출 기법이 제안되었다^[11].

본 논문에서는 한 개의 공간 스트림에 모든 성상점들을 시도하는 기존 기법과 고정 연산복잡도를 갖는 fcLR 기법을 활용한다. 두 가지 기존 기법들을 기반으로 하는 새로운 기법은 기존 fcLR기반 신호검출 기법에 비해 연산복잡도가 감소할 뿐만 아니라 오류성능도 향상됨을 보인다. 모의실험을 통해 오류성능 및 연산복잡도를 비교하여 제안된 기법의 우수성을 확인한다.

II. 공간다중화 MIMO 시스템

그림 1은 본 논문에서 고려하는 공간다중화방식 MIMO 시스템을 나타낸다. 송신 안테나 개수는 n_T 이고 수신 안테나의 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 $n_R \geq n_T$ 의 조건을 만족해야 신호검출이 가능하게 된다. 송신 및 수신신호의 관계는 다음 수식으로 표현 할 수 있다.

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

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

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

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

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

여기서 x_j 은 j 번째 송신 안테나로부터 송신된 신호를 나타내고, y_i 은 i 번째 수신 안테나에서 수신된 신호를 나타내며, $h_{i,j}$ 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 (iid) Rayleigh 페이딩 채널이득이라고 가정한다. 잡음 $z_i \sim CN(0, \sigma_z^2)$ 은 환형 대칭 가우시안 잡음으로 가정하고, 본 논문에서는 송신신호 x_j 는 16-QAM 변조된 심볼이라고 가정한다. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)과 다중안테나 기법의 결합시, 각 부채널에서의 신호검출은 동일한 절차로 수행된다. 따라서, 다음 장에 기술되는 식 (1)기반의 신호검출기법들의 설명에 있어서 부채널 인덱스는 없으나, 모든 기법들이 MIMO OFDM 시스템에 적용이 가능하다.

일반적으로, 수신부에서는 수신신호 \mathbf{y} 벡터가 주어졌을 때, 훈련신호를 통해 채널행렬 \mathbf{H} 를 먼저 추정하는 다음 송신신호 벡터 \mathbf{x} 를 찾는다. 그러나 본 논문에서는 신호검출기법을 집중적으로 다루며 채널추정은 고려하지 않고, 채널 추정이 이미 완벽하게 수행되어 가용하다고 가정한다. 따라서 일반적으로 추정치를 나타내는 $\hat{\mathbf{H}}$ 대신 \mathbf{H} 를 사용한다.

III. 공간다중화 MIMO 시스템

본 절에서는 기존의 두 가지 신호검출기법들인 QR-LRL (QR분해-least reliable layer) 검출기법과 fcLR기반 검출기법을 기술한다.

3.1. QR-LRL 신호검출기법

QR-LRL방식에서는 가장 낮은 신뢰도를 갖는 레이어에 대하여 모든 성상점들을 추정신호로 시도한다. \mathbf{H} 행렬의 pseudo inverse $\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$ 를 사용하여, 특정 레이어의 SNR은 식 (2)과 같이 표현된다.

$$SNR_l = \frac{\|\mathbf{e}_l^T \mathbf{H}^+\|^2}{\sigma_z^2} \quad (2)$$

여기서 SNR_l 는 l 번째 레이어의 검출 후

signal-to-noise ratio (SNR)을 나타내고 \mathbf{e}_l 은 l 번째 원소 값이 1이고 나머지 원소는 모두 0인 길이 n_T 인 컬럼벡터를 나타낸다. 식 (2)에서 벡터 $\mathbf{e}_l^T (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$ 의 놈값의 제곱의 크기가 잡음상승의 정도이므로, 이 값이 가장 큰 레이어가 가장 신뢰도가 낮은 레이어이다. 따라서 이 해당 레이어를 least reliable layer (LRL)로 명명하며 l_{LRL} 로 표현하고 다음과 같이 선택한다.

$$l_{LRL} = \arg \min_l SNR_l = \arg \max_l \|\mathbf{e}_l^T \mathbf{H}^+\|^2 \quad (3)$$

신호검출기법으로 minimum mean squared error (MMSE)기법이 사용될 경우에는 식 (3)의 SNR 대신 검출 후 signal-to-interference-plus-noise-ratio (SINR)을 기준으로 하여 유사하게 선택하면 된다. 이렇게 선택된 레이어에 모든 가능한 성상점을 대입하고, 특정 성상점에 대해 나머지 레이어의 값을 zero-forcing (ZF) 선형검출기법 등 다양한 방법으로 결정하여 총 $|Q|$ 개의 후보 벡터를 확보한다. 마지막으로, 각 후보벡터에 대한 ML 메트릭 값을 계산하여 가장 작은 메트릭 값을 갖는 후보벡터를 선택한다.

3.2. 고정연산량 LR기반 신호검출기법

Lattice reduction (LR) 기법을 사용하면 채널행렬 \mathbf{H} 의 condition number를 감소시켜 간단한 선형검출기를 사용해서도 우수한 성능을 달성할 수 있다. 그러나 일반적으로 condition number가 매우 큰 경우 LR 절차가 높은 연산복잡도를 요구하게 되어 최악의 경우의 복잡도가 중요한 하드웨어 구현에 적합하지 못하다는 단점이 있다. 이를 보완한 고정연산량 (fixed complexity) LR (fcLR) 기반 신호검출 기법이 제안되었으며^[11], Table I은 fcLR기술의 요약 및 연산복잡도를 나타낸다.

Table I의 n_c 및 n_r 은 행렬 \mathbf{H} 의 row 및 column의 개수를 나타내며, $[\mathbf{Q}, \mathbf{R}] = \mathbf{q}[\mathbf{H}]$ 은 QR 분해를 나타낸다. Table I에서 행5-8은 fcLR기법의 size reduction 절차를 나타내고 행9-17은 column exchange 절차를 나타낸다. 두 개의 절차는 6번 행의 μ 결과 값이 0인지 여부와 9번 행에 있는 조건문의 만족여부에 따라 그 수행여부가 결정되게 되며, 최악의 경우는 항상 이 조건이 만족되어 조건부 내부명령어를 실행하는 경우이다. Table I의 fcLR에서는 기존 LR기법에서와는 달리

표 1. fcLR의 연산복잡도
Table 1. Computational complexity of fcLR.

	$[\mathbf{Q}, \mathbf{R}, \mathbf{T}] = \text{fcLR}[\mathbf{H}, \delta, n_I]$	number of flops
1	$[n_r, n_c] = \text{size}[\mathbf{H}]$	
2	$[\mathbf{Q}, \mathbf{R}] = \mathbf{qr}[\mathbf{H}]$ and $\mathbf{T} = \mathbf{I}_{n_c}$	$7n_r n_c^2 - n_r n_c - n_r$
3	for $n_{\text{idx}} = 1 : n_I$	
4	for $k = 2 : n_c$	
5	size-red $[\mathbf{r}_k]$ (lines 5-8)	
6	for $j = k-1 : -1 : 1$	
7	$\mu = \lceil r_{j,k} / r_{j,j} \rceil$	4
8	$\mathbf{r}_k = \mathbf{r}_k - \mu \mathbf{r}_j$ and $\mathbf{t}_k = \mathbf{t}_k - \mu \mathbf{t}_j$	$8j + 8n_c$
9	end	
10	col-exch $[\mathbf{r}_{k-1}, \mathbf{r}_k]$ (line 9-17)	
11	if $\delta r_{k-1, k-1} ^2 > r_{k,k} ^2 + r_{k-1, k} ^2$	6
12	$\mathbf{r}_{k-1} \leftrightarrow \mathbf{r}_k$ and $\mathbf{t}_{k-1} \leftrightarrow \mathbf{t}_k$	
13	norm = $\sqrt{ r_{k-1, k-1} ^2 + r_{k, k-1} ^2}$	6
14	$c = r_{k-1, k-1} / \text{norm}$	1
15	$s = r_{k, k-1} / \text{norm}$	2
16	$\Theta = \begin{bmatrix} c & s \\ -s & c \end{bmatrix}$	
17	$\mathbf{r}_j(k-1:k) = \Theta \mathbf{r}_j(k-1:k), j \geq k-1$	$28n_c - 28k + 56$
18	$[\mathbf{q}_{k-1} \ \mathbf{q}_k] = [\mathbf{q}_{k-1} \ \mathbf{q}_k] \Theta^H$	$28n_r$
19	end	
20	end	
21	end	

column index를 나타내는 k 가 감소하지 않고 circular 증가하며 총 반복횟수가 고정되어 있어 결국 최악의 경우의 LR 연산량이 고정된다. Size reduction 절차 1회와 column exchange 절차 1회를 1회 루프라고 정의하면, 반복횟수 n_I 를 나타내는 3번 행을 고려할 때 fcLR의 최악의 경우의 루프 수 L 은 $n_I \times (n_c - 1)$ 로 표현된다. Table I의 연산량 평가를 위해 floating point operations (flops) 횟수를 사용했으며 복소수 곱셈, 복소수 덧셈을 각각 6 flops와 2 flops로 환산하였고, 곱셈, 나눗셈, 덧셈, 최대값, square root 등 실수연산은 모두 1flop으로 환산하였다. 연산량을 평가하는 다양한 방법이 존재할 수 있겠으나 본 논문에서는 주된 비교대상이 되는 [11]의 평가방식을 채택하였다. fcLR의 결과로 얻게되는 unitary 행렬 \mathbf{Q} , upper triangular 행렬 \mathbf{R} , unimodular 행렬 \mathbf{T} 는 다음의 관계를 갖는다.

$$\mathbf{H} = \mathbf{QRT}^{-1} \quad (4)$$

Table I에 나타난 LR 수행 후 다양한 신호검출기법을 사용할 수 있으나 본 논문에서는 ZF기법을 가정하며, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{ZF}} = 2\mathbf{T} \lceil (\mathbf{R}^{-1} \mathbf{Q}^H \mathbf{y} - \mathbf{T}^{-1} (1+j) \mathbf{1}_{n_r}) / 2 \rceil \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{1}_{n_r}$ 는 모든 원소 값이 모두 1이며 길이가 n_r 인 벡터를 나타낸다. 식(5)의 연산 복잡도는 $12n_T^3 + 21n_T^2 + (8n_R + 2)n_T$ 이다.

IV. 제안된 신호검출기법

본 절에서는 기존 QR-LRL방식의 오류성능을 분석하고 분석 결과를 토대로 fcLR을 활용하여 새로운 신호검출기법을 제안한다.

4.1. QR-LRL 성능분석

QR-LRL방식은 후보벡터 생성단계와 최적벡터 선택단계로 구성되어 있다. 식(1)의 송수신관계로부터 p 번째 컬럼을 제외한 송수신관계를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y} - \mathbf{h}_p x_p = \mathbf{H}_p^c \mathbf{x}_p^c + \mathbf{z} \quad (6)$$

여기서 \mathbf{h}_p 는 p 번째 컬럼벡터를 나타내고, $\mathbf{H}_p^c = [\mathbf{h}_1 \dots \mathbf{h}_{p-1} \ \mathbf{h}_{p+1} \dots \mathbf{h}_{n_r}]$, $\mathbf{x}_p^c = [x_1 \dots x_{p-1} \ x_{p+1} \dots x_{n_r}]$ 를 나타낸다. QR-LRL 신호검출 방식에서 후보벡터의 집합 S 의 생성절차는 다음과 같이 기술된다.

$$S = \{ \mathbf{x} | \mathbf{x}_p^c = D(\mathbf{H}^+ (\mathbf{y} - \mathbf{h}_p x_p)), \forall x_p \in \Omega \} \quad (7)$$

여기서 $D(\cdot)$ 는 QAM slicer를 나타내며 Ω 는 성상점들의 집합을 나타낸다. 식(7)에 의해 구성된 후보벡터들 중 최적 벡터를 다음과 같이 선택한다.

$$\hat{\mathbf{x}}_{opt} = \operatorname{argmin}_{\hat{\mathbf{x}}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|^2 \quad (8)$$

위의 식 (7)과 (8)에 의해 신호검출을 수행했을 때 벡터오류확률은 다음과 같이 표현된다.

$$P(\hat{\mathbf{x}}_{opt} \neq \mathbf{x}) = P(\mathbf{x} \notin S) + P(\mathbf{x} \in S)P(\hat{\mathbf{x}}_{opt} \neq \mathbf{x} | \mathbf{x} \in S) \quad (9)$$

관계 $P(\mathbf{x} \in S) < 1$, $S \subset \Omega^{n_T}$, $P(\hat{\mathbf{x}}_{opt} \neq \mathbf{x} | \mathbf{x} \in \Omega^{n_T}) = P(\hat{\mathbf{x}}_{ML} \neq \mathbf{x})$ 를 사용하면 식 (9)의 두 번째 항은 다음과 같은 upper bound를 갖는다.

$$P(\mathbf{x} \in S)P(\hat{\mathbf{x}}_{opt} \neq \mathbf{x} | \mathbf{x} \in S) < P(\hat{\mathbf{x}}_{opt} \neq \mathbf{x} | \mathbf{x} \in S) < P(\hat{\mathbf{x}}_{ML} \neq \mathbf{x}) \quad (10)$$

식 (9)과 (10) 그리고 ML 신호검출이 최적신호 검출기법이라는 점을 결합하면 다음 관계를 얻을 수 있다.

$$P(\hat{\mathbf{x}}_{ML} \neq \mathbf{x}) < P(\hat{\mathbf{x}}_{opt} \neq \mathbf{x}) < P(\mathbf{x} \notin S) + P(\hat{\mathbf{x}}_{ML} \neq \mathbf{x}) \quad (11)$$

위 식 (11)로부터 $P(\mathbf{x} \notin S)$ 가 0으로 다가감에 따라 $P(\hat{\mathbf{x}}_{opt} \neq \mathbf{x})$ 가 $P(\hat{\mathbf{x}}_{ML} \neq \mathbf{x})$ 에 다가감을 확인할 수 있다. 따라서, 식(7)과 (8)를 이용한 신호검출기법의 성능을 향상시키기 위해 $P(\mathbf{x} \notin S)$ 을 감소시키는 것이 적합함을 알 수 있다.

4.2. 제안된 신호검출기법

앞 절의 QR-LRL방식의 성능분석으로부터 $P(\mathbf{x} \notin S)$ 을 0에 가깝도록 하는 것이 신호검출기법의 오류성능을 향상시키는 방법임을 확인하였다. 먼저 $P(\mathbf{x} \notin S)$ 을 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned} P(\mathbf{x} \notin S) &= P(\hat{\mathbf{x}}_p^c \neq \mathbf{x}_p^c | \hat{x}_p = x_p) \\ &= 1 - P(\hat{x}_q = x_q, \forall q \neq p | \hat{x}_p = x_p) \\ &\approx 1 - \prod_{l=1}^{n_T-1} \left\{ 1 - Q\left(\sqrt{\gamma / \|\mathbf{e}_l^T(\mathbf{H}_p^c)^+\|^2}\right) \right\} \end{aligned}$$

$$\approx \sum_{l=1}^{n_T-1} Q\left(\sqrt{\gamma / \|\mathbf{e}_l^T(\mathbf{H}_p^c)^+\|^2}\right) \quad (12)$$

여기서 파라미터 γ 는 성상도와 SNR을 반영한다. 식 (12)의 첫 번째 근사화는 pseudo inverse이후 잡음성분들이 독립이라는 가정을 사용했기 때문이며, 두 번째 근사화는 SNR이 높아 각 $Q\left(\sqrt{\gamma / \|\mathbf{e}_l^T(\mathbf{H}_p^c)^+\|^2}\right)$ 이 매우 작다는 가정을 사용했기 때문이다. 식 (12)으로부터 $P(\mathbf{x} \notin S)$ 확률은 \mathbf{H}_p^c 의 condition number에 의해 결정됨을 알 수 있다. 본 절에서는 $P(\mathbf{x} \notin S)$ 을 감소시키는 방법으로 fcLR의 사용을 제안한다. 기존 fcLR을 사용하여 관계 $[\mathbf{Q}, \mathbf{R}, \mathbf{T}] = \text{fcLR}[\mathbf{H}_p^c, \delta, n_T]$ 를 얻는다. LR은 condition number를 줄이므로 fcLR 결과를 이용한 $\mathbf{H}_{p, \text{fd.R}}^c = \mathbf{QR}$ 를 사용하면 다음의 관계를 얻는다.

$$\begin{aligned} &\sum_{l=1}^{n_T-1} Q\left(\sqrt{\gamma / \|\mathbf{e}_l^T(\mathbf{H}_{p, \text{fd.R}}^c)^+\|^2}\right) \\ &\leq \sum_{l=1}^{n_T-1} Q\left(\sqrt{\gamma / \|\mathbf{e}_l^T(\mathbf{H}_p^c)^+\|^2}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

위에서 등식은 fcLR에 의해 condition number가 감소하지 않은 경우 즉 size reduction과 column exchange가 전혀 발생하지 않는 경우에 해당한다. 5절의 모의실험을 통해 제안된 방식에 의한 성능향상을 확인한다.

4.3. 제안된 방식의 연산 복잡도

기존 LR기반의 ZF 신호검출기법과 제안된 방식 모두 LR 수행절차와 신호검출절차로 나누어 볼 수 있다. 먼저 LR 수행절차에 대해 두 방식을 비교하면 기존 LR-ZF기법에서는 $n_R \times n_T$ 행렬에 대한 LR이 필요하고 제안된 방식에서는 $n_R \times (n_T - 1)$ 행렬에 대한 LR을 수행할 필요가 있으므로 제안된 방식의 연산량이 낮다. 신호검출 단계에서의 연산량 관점에서는 식 (7) 및 (8)에 의해 표현되는 제안된 방식의 신호검출 기법보다 기존 ZF 기법은 연산량이 낮다. 그러므로 두 방식을 비교하기 위해서는 두 절차에 대한 연산량을 분석하여 동시에 고려해야 한다. Table II는 제안된 방식을 요약하고 그 연산 복잡도를 나타낸다. 제안된 방식의 신호검출절차의 연산복잡도는 다음과 같다.

표 2. 제안된 방식의 연산복잡도
Table II. Computational complexity of the proposed detection.

	$\hat{\mathbf{x}} = \text{prop}[\mathbf{H}, \mathbf{y}, \delta, n_T]$	number of flops
1	$p = \arg \max_l \ \mathbf{e}_l^T \mathbf{H}^{-1} \ ^2$	$8n_T^3 - 2n_T^2 + 4n_R n_T$
2	$[\mathbf{Q}, \mathbf{R}, \mathbf{T}] = \text{fCLR}[\mathbf{H}_p^c, \delta, n_T]$	flops(fCLR[·])
3	metric=bignumber	
4	$\text{invR} = \mathbf{R}^{-1}$	$4n_T^3 - 13n_T^2 + 14n_T - 5$
5	$\mathbf{s} = \mathbf{T}^{-1}(1+j)\mathbf{1}_{n_T-1}$ Steps 1 and 2 ((8),(9)) (lines 6-18)	$8n_T^3 - 18n_T^2 + 10n_T$
6	$\mathbf{z} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}$ and $\tilde{\mathbf{h}}_p = \mathbf{Q}^H \mathbf{h}_p$	$(16n_R - 4)n_T - 16n_T + 4$
7	$\text{invz} = (\text{invRz} - \mathbf{s})/2$	$4n_T^2 - 5n_T + 1$
8	$\text{inv}\tilde{\mathbf{h}}_p = \text{invR}\tilde{\mathbf{h}}_p/2$	$4n_T^2 - 7n_T + 3$
9	for $l = 1 : \Omega $	
10	$\tilde{\mathbf{x}}_p^c = \text{invz} - \text{inv}\tilde{\mathbf{h}}_p \Omega(l)$	$8(n_T - 1)$
11	$\bar{\mathbf{x}}_p^c = 2 \lceil \tilde{\mathbf{x}}_p^c \rceil + \mathbf{s}$	$6(n_T - 1)$
12	$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{z} - \tilde{\mathbf{h}}_p \Omega(l)$	$8(n_T - 1)$
13	metric_tmp = $\ \tilde{\mathbf{y}} - \mathbf{R} \bar{\mathbf{x}}_p^c \ ^2$	$4n_T^2 - 3n_T - 2$
14	if metric_tmp < metric	
15	$\hat{x}_p = \Omega(l)$ and $\hat{\mathbf{x}}_p^c = \bar{\mathbf{x}}_p^c$	
16	metric = metric_tmp	
17	end	
18	end	
19	$\hat{\mathbf{x}}_p^c = \mathbf{T} \hat{\mathbf{x}}_p^c$	$8n_T^2 - 18n_T + 10$

$$20n_T^3 - 17n_T^2 - 10n_T + 20n_R n_T - 16n_R + 13 + |\Omega|(4n_T^2 + 19n_T - 24) \quad (14)$$

식 (14)로부터 제안된 방식의 신호검출절차의 복잡도는 성장점의 크기에 비례해 증가함을 알 수 있다. 5절 모의실험에서 평가되었지만 두 절차를 모두

도가 기존 fcLR-ZF 기법에 비해 낮다. 주된 이유는 가장 신뢰도가 낮은 레이어인 LRL을 LR 절차에서 제외하면 LR 절차의 연산복잡도가 매우 크게 감소하기 때문이다. LRL이 제외된다는 것은 QR분해 후 행렬 \mathbf{R} 의 off-diagonal 원소 성분의 크기가 작다는 것을 의미한다. Off-diagonal 원소의 크기를 줄이는 것이 LR 절차를 고려할 때 LRL을 제외했을 때 LR 연산복잡도가 감소함을 알 수 있다.

V. 모의실험

본 장에서는 모의실험을 통해 제안된 방식이 연산량 및 오류성능 관점에서 기존 fcLR-ZF기법에 비해 우수함을 보인다. 그림 2는 파라미터 $\delta=1$, $n_T=n_R=8$ 의 경우 independent identically distributed (i.i.d.) Rayleigh 분포를 갖는 랜덤 행렬 \mathbf{H} 와 \mathbf{H}_p^c 에 대한 fcLR절차의 연산 복잡도를 비교한다. 그림2은 두 채널에 대해 fcLR을 사용하여 완벽한 격자감소(LR)를 하기위한 연산복잡도의 cumulative distribution function (CDF)이다. 그림 2에서는 fcLR의 최악의 경우의 복잡도를 고정하지 않아 완벽한 격자감소가 되도록 하였다.

그림 2 해석의 예를 들면 무작위의 채널행렬 \mathbf{H} 중 90%가 완벽한 격자감소를 위해서 약 40,000

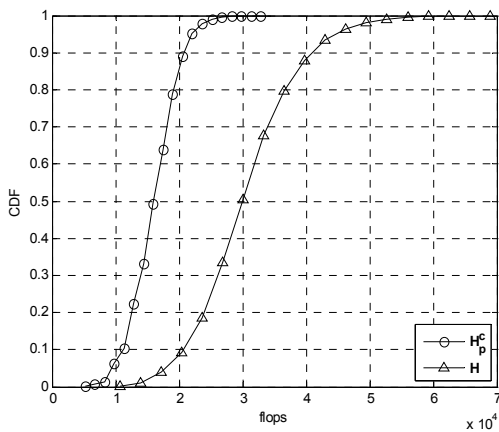


그림 2. 행렬 \mathbf{H} 와 \mathbf{H}_p^c 에 대한 fcLR절차의 연산복잡도 비교. 파라미터 $\delta=1$, $n_T=n_R=8$ 의 경우

Fig. 2. fcLR complexity comparison of \mathbf{H} and \mathbf{H}_p^c with $\delta=1$, $n_T=n_R=8$.

고려했을 때 제안된 방식의 최악의 경우의 연산복잡

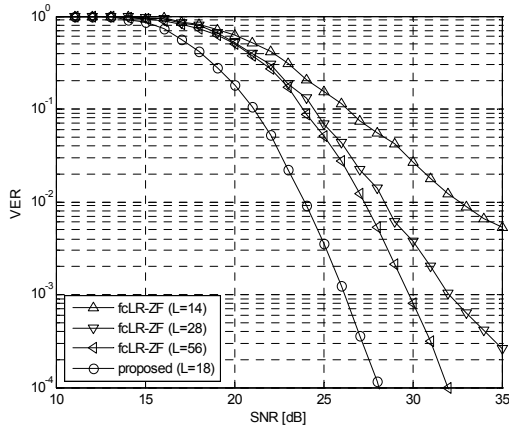


그림 3. 제안된 방식과 기존 fcLR-ZF 기법의 오류성능 비교. 파라미터 $\delta=1$, $n_T=n_R=8$, $|\Omega|=16$ 의 경우
 Fig. 3. Comparison of proposed detection and conventional fcLR-ZF detection with $\delta=1$, $n_T=n_R=8$, $|\Omega|=16$.

flops가 요구된다고 할 수 있다. 그림 1로부터 기존 fcLR-ZF 기법에서 필요한 LR절차가 제안된 방식에서 필요한 LR 절차에 비해 매우 높은 복잡도를 요구함을 알 수 있다. 90%의 무작위 채널에 대해 fcLR-ZF에서 필요한 행렬 \mathbf{H} 의 LR은 약 40,000flops가 요구되며 제안된 방식에서 필요한 행렬 \mathbf{H}_p^c 의 fcLR절차의 연산복잡도는 약 20,000 flops가 됨을 알 수 있다. Table I의 6번 행의 μ 의 결과 값이 0이 아니고 9번 행의 조건이 만족할 때가 최악의 복잡도를 갖게 된다는 점을 감안하면 파라미터 δ 의 값이 감소하면 평균복잡도는 감소하지만 최악의 경우의 복잡도는 감소하지 않는다. 파라미터 δ 가 감소하게 되면 Table I의 9번 행의 조건문이 더 낮은 빈도수로 만족하게 되어 평균 연산량이 감소하게 되며, 동시에 최악의 경우의 복잡도의 발생 빈도수 또한 감소하게 된다. 비록 낮은 빈도수로 발생하나 최악의 경우의 복잡도는 파라미터 δ 와 관계없이 일정하게 유지된다. 파라미터 δ 의 값이 감소하게 되면 size reduction절차와 column exchange 절차가 느슨하게 실행됨에 따라 LR이후 채널행렬의 condition number가 증가하게 되어 결과적으로 오류성능을 저하시킨다. 따라서 본 논문에서는 파라미터 $\delta=1$ 을 사용한다.

그림 3은 파라미터 $\delta=1$, $n_T=n_R=8$, $|\Omega|=16$ 의 경우 기존 fcLR-ZF 방식과 제안된 방식의 vector error rate (VER) 성능을 비교하며, 여기서 vector란 n_T 개의 송신안테나로부터 동시에 전송되는 신호들로 이루어지고 한 개 이상의 심볼오류를

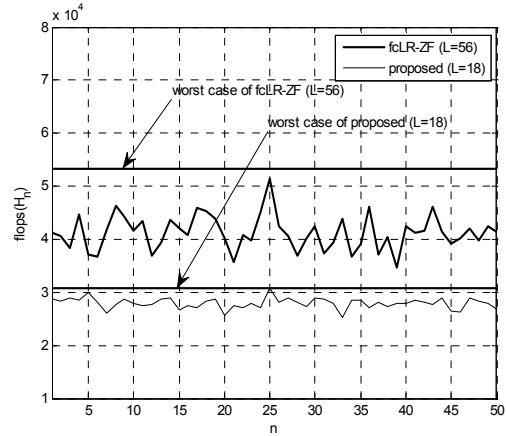


그림 4. 기존 fcLR-ZF 기법과 제안된 방식의 worst case 연산복잡도 비교. 파라미터 $\delta=1$, $n_T=n_R=8$, $|\Omega|=16$ 의 경우
 Fig. 4. Comparison of proposed detection and conventional fcLR-ZF detection in terms of the worst case complexity with $\delta=1$, $n_T=n_R=8$, $|\Omega|=16$.

모두 벡터오류라 정의한다. 크기가 16인 다양한 성상도 들이 있으나 본 논문에서는 16-QAM을 사용했으며, 수신부에서의 채널추정은 이상적으로 이루어져 추정오차가 없다고 가정하였다. 파라미터 $L=18$ 을 갖는 제안된 방식의 성능이 $L=56$ 을 갖는 기존 fcLR-ZF 기법의 성능보다 우수함을 확인할 수 있다. 그림 3에 나타나 있지는 않지만 제안된 방식의 경우 파라미터 L 값이 18보다 커지더라도 성능이 더 향상되지 않음을 모의실험을 통해 확인하였으며 기존 fcLR-ZF 기법의 성능도 L 값이 56보다 커지더라도 오류성능이 더 향상되지 않음을 모의실험을 통해 확인하였다. Table I에 요약된 fcLR 절차로부터 알 수 있듯이 루프수를 나타내는 L 값이 취할 수 있는 값은 fcLR의 입력으로 주어지는 행렬의 column개수의 배수가 된다. 따라서 기존방식의 L 값은 $n_R-1=7$ 의 배수가 되고, 제안된 방식의 L 값은 $n_R-2=6$ 의 배수가 된다.

그림 4는 파라미터 $\delta=1$, $n_T=n_R=8$, $|\Omega|=16$ 의 경우 기존 fcLR-ZF 기법과 제안된 방식의 연산복잡도를 비교한다. 그림 4에서 알 수 있는 바와 같이 기존 fcLR-ZF 기법의 최악의 경우의 연산복잡도는 453,360 flops이며 제안된 방식의 최악의 경우의 연산복잡도는 30,756 flops이다. 제안된 방식의 연산복잡도는 정상점의 크기에 비례하여 증가하지만 기존 fcLR-ZF 기법의 연산복잡도는 증가하지 않는다. 제안된 방식에 64-QAM이 적용되었을 때의 연산복잡도는 49,188로써 여전히 기존

fcLR-ZF 기법보다 연산량 면에서 효율적이다. 제안된 방식의 더 우수한 성능을 고려할 때, 제안된 방식이 오류성능과 연산복잡도 관점에서 모두 개선된 성능을 달성함을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 기존 QR-LRL기법과 fcLR기법의 아이디어를 결합한 새로운 신호검출기법을 제안하였다. 제안된 신호검출기법은 QR-LRL에서와 같이 한 개의 레이어에 모든 성상점을 대입하고 나머지 레이어는 간단한 선형검출을 통해 구하여 후보 벡터들을 생성한다. 본 논문에서는 후보벡터가 후보 벡터들의 집합에 포함되는 확률이 전체적인 오류성능에 큰 영향을 미침을 수학적으로 분석하였다. 제안된 방식에서는 후보 벡터를 생성하는 선형검출 절차에 fcLR을 적용함으로써 송신된 신호벡터가 후보 벡터 집합에 포함될 확률을 향상시켰다. 또한 fcLR의 연산복잡도는 한 개의 컬럼을 제외한 경우에 매우 크게 감소함을 보였으며 특별히 LRL레이어를 제외하였을 때 연산량이 현격하게 감소함을 보였다. 모의실험을 통해 기존 fcLR 기반 ZF 기법과 비교할 때 제안된 방식이 최악의 경우의 연산량 관점과 오류성능 관점 모두에서 성능이 향상됨을 확인하였다.

References

- [1] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channel," *IEEE Signal. Proc. Mag.*, vol. 17, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [2] J. Kim, S. Bahng, and Y. Park, "Signal detection method based on the double detection spatially multiplexed MIMO systems," *J. KICS*, vol. 34, no. 6, pp. 634-641, Jun. 2009.
- [3] T. H. Im, J. Kim, and Y. S. Cho, "A QOC signal detection method for spatially multiplexed MIMO systems," *J. KICS*, vol. 35, no. 9, pp. 771-777, Sep. 2010.
- [4] J. Kim, D. Kim, and S. Yun, "Mitigating error propagation in successive interference cancellation," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E89-B, No. 10, pp. 2956-2960, Oct. 2006.
- [5] S. Bahng, Y. Park, and J. Kim, "QR-LRL signal detection for spatially multiplexed MIMO systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, no. 10, pp. 3383-3386, Oct. 2008.
- [6] S. Bak, J. Kim, and W. Y. Yang, "An improved ordering method for MIMO signal detection using QR decomposition and successive interference cancellation," *J. KICS*, vol. 34, no. 10, pp. 1010-1015, Oct. 2009.
- [7] Y. H. Gan, C. Ling, and W. H. Mow, "Complex lattice reduction algorithm for low-complexity full-diversity MIMO detection," *IEEE Trans. Signal Proces.*, vol. 57, no. 7, pp. 2701-2710, Jul. 2009.
- [8] B. Gestner, X. Ma, and D. V. Anderson, "Incremental lattice reduction: motivation, theory, and practical implementation," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 11, no. 1, pp. 188-198, Jan. 2012.
- [9] H. Najafi, M. E. D. Jafari, and M. O. Damen, "On adaptive lattice reduction over correlated fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 5, pp. 1224-1227, May 2011.
- [10] J. Jalden, D. Seethaler, and G. Matz, "Worst and average-case complexity of LLL lattice reduction in MIMO wireless system," in *Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech, Signal Proces.*, pp. 2685-2688, Apr. 2008.
- [11] H. Vetter, V. Ponnampalam, M. Sandell, and P. A. Hoeher, "Fixed complexity LLL algorithm," *IEEE Trans. Signal Proces.*, vol. 57, no. 4, pp. 1634-1637, Apr. 2009.

양 유 식 (Yusik Yang)



2012년 2월 연세대학교 원주
캠퍼스 컴퓨터정보통신 공학
부 학사

2012년 3월~현재 연세대학교
원주캠퍼스 전산학과 석사과
정

<관심분야> MIMO-OFDM, 실
용적인 신호검출기법

서 동 근 (Dong Geun Suh)



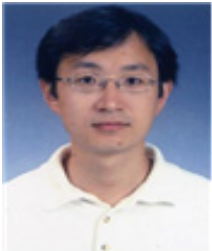
1979년 2월 고려대학교 노어노
문학과 학사

1990년 12월 Univ. of
Oklahoma 이학 석사

1995년 5월 Univ. of
Oklahoma 이학박사

2012년 9월~현재 연세대학교
원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부 조교수
<관심분야> USN, 소프트웨어공학

김 재 권 (Jaekwon Kim)



1995년 8월 중앙대학교 전기
공학과 학사

2000년 2월 중앙대학교 전기
공학과 석사

2004년 5월 Dept. of ECE,
The University of Texas
at Austin 공학박사

2004년 8월~2005년 8월 삼성종합기술연구 4G 시
스템 Lab

2005년 9월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터
정보통신공학부 조교수, 부교수

<관심분야> MIMO-OFDM, 무선 비디오 전송기법