DBpia

논문 15-40-06-01 The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences '15-06 Vol.40 No.06
http://dx.doi.org/10.7840/kics.2015.40.6.981

고차 변조 방식을 사용하는 MIMO 시스템을 위한 낮은 복잡도를 갖는 연판정 알고리즘

이 재 윤◆°, 김 경 택*

Soft-Decision Algorithm with Low Complexity for MIMO Systems Using High-Order Modulations

Jaeyoon Lee◆°, Kyoungtaek Kim*

요 약

최적 ML(Maximum Likelihood) 기법 및 sphere decoding(SD), QRM-MLD(QR decomposition with M-algorithm Maximum Likelihood Detection) 기반의 준 최적 검출 기법을 적용한 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 시스템에서의 LLR(Log Likelihood Ratio) 계산은 변조 차수 및 송/수신 안테나의 수가 증가할수록 그 복잡도가 지수적으로 증가하여 구현 및 성능 면에서 큰 문제점을 야기한다. 본 논문에서는 고차 변조 방식 기반의 $N_T \times N_R$ MIMO시스템 수신기의 QRM-MLD 기반 MIMO 검출기에서 연판정 시 아주 낮은 복잡도로 1dB 이내의 ML 검출 기법에 대한 오류 성능 접근도를 갖는 LLR 계산 방법을 제시하고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 여러 M 값에 대한 MIMO 시스템의 BER(Bit Error Rate) 결과를 도출하고 분석하여 제시된 방법의 유효성을 검증한다.

Key Words : MIMO, LLR, ML, QRM-MLD, BER

ABSTRACT

In a log likelihood ratio(LLR) calculation of the detected symbol, multiple-input multiple-output(MIMO) system applying an optimal or suboptimal algorithm such as a maximum likelihood(ML) detection, sphere decoding(SD), and QR decomposition with M-algorithm Maximum Likelihood Detection(QRM-MLD) suffers from exponential complexity growth with number of spatial streams and modulation order. In this paper, we propose a LLR calculation method with very low complexity in the QRM-MLD based symbol detector for a high order modulation based $N_T \times N_R$ MIMO system. It is able to approach bit error rate(BER) performance of full maximum likelihood detector to within 1 dB. We also analyze the BER performance through computer simulation to verify the validity of the proposed method.

※ 본 연구는 지식경제 기술혁신사업의 산업융합원천기술개발사업(과제번호:10043462)의 지원으로 수행되었습니다.
◆° First and Corresponding Author : Korean Intellectual Property Office, jylee1988@gmail.com, 정회원
* (주)파인텔레콤, kimkt@pinetelecom.com, 정회원
논문번호 : KICS2015-04-115, Received April 7, 2015; Revised June 9, 2015; Accepted June 9, 2015

www.dbpia.co.kr

Ⅰ. 서 론

다수의 송·수신 안테나를 사용하는 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 기술은 대역폭 및 전송 전력의 증가 없이 데이터 전송률을 높일 수 있을 뿐만 아니라 링크 신뢰성을 개선할 수 있다. 이러한 특성으로 인해 MIMO 기술은 IEEE 802.11n(Wi-Fi), 5G, 3GPP Long Term Evolution(LTE), LTE-A, WiMAX, HSPA+ 등 현대의 무선 통신 표준에서 핵심기술로 다뤄지고 있다.

MIMO 시스템에서 채널 용량을 높여 전송률을 증가시키는 공간 다중화 기법은 충분한 산란 환경에서 송수신단에 다중 안테나를 사용하여 다수의 독립적인 페이딩을 형성하고 송신 안테나마다 다른 신호를 전송한다. 이러한 MIMO 시스템에 대한 수신 검출 기법은 크게 ZF(Zero Forcing), MMSE(Minimum Mean Square Error)를 기반으로 하는 선형 검출 기법, SIC(Successive Interference Cancellation)를 기반으로 하는 비선형 검출 기법, 최적 ML(Maximum Likelihood) 기법, sphere decoding(SD), QRM-MLD(QR decomposition with M-algorithm Maximum Likelihood Detection) 기반의 준 최적 검출 기법 등으로 분류할 수 있다[1].

MIMO 시스템의 실제 개발에 있어 주된 과제는 공간적으로 다중화된 데이터 스트림을 분리시키는 MIMO 검출기의 효율적인 구현이다. 이를 위해 시스템 성능과 계산 복잡도 간의 다양한 trade-off를 제공하는 많은 알고리즘들이 개발되어 왔으며[2], 일반적으로 선형 검출 기법은 낮은 복잡도를 갖는 대신 성능 열화를 보이고, 반대로 많은 계산량을 요구하는 ML 검출 기법은 높은 복잡도를 갖는 대신 매우 우수한 성능을 보인다[2].

이동 통신 채널과 같이 오류 발생이 빈번한 무선 채널 환경에서 보다 우수한 채널 복호기의 성능을 도출하기 위해서는 채널 복호에 앞서 수신된 심벌로부터 각 비트의 확률 정보, 즉 각 비트 당 LLR(Log Likelihood Ratio) 값을 추출하여 채널 복호기로 입력하는 연판정이 수행되어야 하며, 이와 관련하여 다양한 통신 시스템에서 낮은 복잡도를 갖는 연판정 방법에 대해 연구되고 있다[3-6]. 송·수신 안테나가 4개 이상인 MIMO 시스템에서의 연판정 수행 시, 선형 검출 기법에서는 기존의 단일 안테나 시스템에서 사용된 방법을 적용하여 검출된 심볼에서 $\log_2 M$(M은 변조 차수)개의 비트 정보만을 추출하면 되므로 LLR 계산을 위한 복잡도가 시스템 성능에 큰 영향을 주지 않는다. 하지만 준 최적 검출 기법에서는 변조 차수와 송·수신 안테나 수에 따라 LLR 계산을 위한 복잡도가 지수적으로 증가하기 때문에 구현이 힘들뿐만 아니라 FPGA(Field-Programmable Gate Array) 타이밍 오류에 관련한 시스템 성능을 저하시키고 구현 비용 및 시간을 증가시키는 문제를 야기한다[7-8]. 통상적으로, ML, Sphere decoding, QRM-MLD 등과 같은 최적 및 준 최적 MIMO 검출 방식에서 각 비트의 LLR 값은 해당 비트 값이 매핑된 심볼을 갖는 후보 전송 신호 벡터 집합을 어떻게 설정하느냐에 따라 복잡도 및 성능이 달라진다[8,9]. 즉, 적은 후보 전송 신호 벡터 집합을 이용할수록 복잡도는 낮아지지만 오류 성능에 열화가 발생한다[8].

현재 연구가 활발히 진행되고 있는 5G 이동통신 시스템에서는 256-QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 이상의 고차 변조 방식과 64개 이상의 안테나들을 고려하기 때문에 이러한 복잡도로 인한 구현 및 시스템 성능 저하의 문제가 크게 대두될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 고차 변조 방식 기반의 $N_T \times N_R$ MIMO 시스템의 수신 검출 기법으로 MRVD(Modified Real Value Decomposition)를 이용한 QRM-MLD를 적용하고, LLR 계산 시 요구되는 후보 전송 신호 벡터 집합을 최소화하여 연판정 시 아주 낮은 복잡도로 1dB 이내의 ML 검출 기법에 대한 오류 성능 접근도를 갖는 LLR 계산 방법을 제시한다. 또한 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 다양한 MIMO 시스템 구조에 대한 BER(Bit Error Rate) 결과를 도출하고 분석하여 제시된 방법의 유효성을 검증한다.

Ⅱ. 시스템 모델

본 논문에서는 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나를 갖는 OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 기반의 MIMO 시스템을 고려하며, 수신단에서는 MIMO 검출 기법 중 MRVD 후 QR 분해를 기반으로 하는 QRM-MLD 검출 기법과 MIMO 검출 기법의 기준 성능을 제시하는 최적 ML 기법을 고려한다. 그림 1에는 본 논문에서 고려하는 $N_T \times N_R$ OFDM-MIMO 수신기의 구조를 나타내었다.

그림 1에서 수신 안테나 별로 수신된 신호는 각각 FFT(Fast Fourier transform) 후 채널 추정기에서 추정된 채널 정보와 함께 MIMO 검출기로 보내진다.

www.dbpia.co.kr

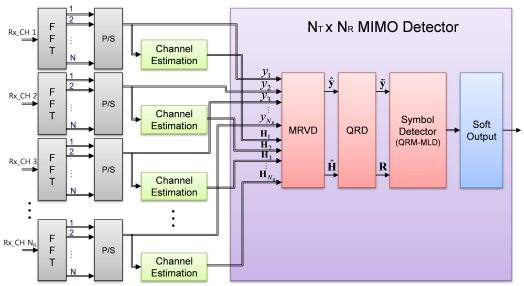

그림 1. $N_T \times N_R$ OFDM-MIMO 검출기 블록도.
Fig. 1. $N_T \times N_R$ OFDM-MIMO detector block diagram.

MIMO 검출기에서는 MRVD를 적용할 경우에는 수신 신호와 채널 정보를 MRVD 한 후 QR 분해하여 심볼 검출기로 보내고, MRVD를 적용하지 않을 경우에는 바로 QR 분해하여 심볼 검출기로 보낸다. 연판정 출력기(Soft output block)에서는 심볼 검출기에서 검출된 심볼들에 대한 각 비트의 LLR을 계산하여 각 비트 별 확률 정보를 출력하게 된다.

본 논문에서는 M-QAM(M-ary Quadrature Amplitude Modulation) 계열의 변조 방식을 고려하며, 그림 2에 M-QAM 변조 방식의 한 예로 16-QAM의 신호점 성상도를 나타내었으며, 그림 3에는 그림 2에서 보인 16-QAM 성상도를 I, Q축에 대한 두 개의 PAM(Pulse Amplitude Modulation) 성상도로 나눈 것을 나타내었다.

기본적인 MIMO 시스템에서 복소 기저 입출력 관계는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{H}\boldsymbol{s} + \boldsymbol{n} \tag{1}$$

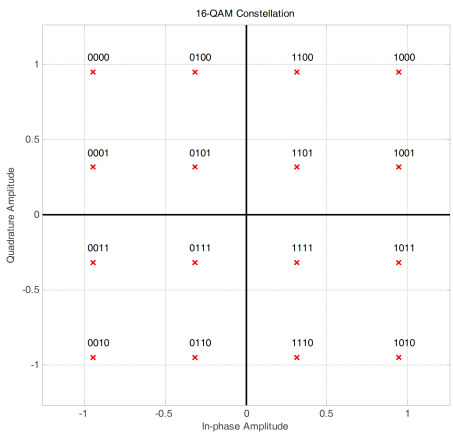

그림 2. 16-QAM 신호점 성상도 및 비트 매핑 구조.
Fig. 2. Signal constellation and bits-to- symbol mapping structure of 16-QAM.

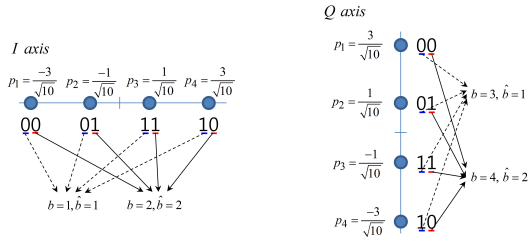

그림 3. 그림 2의 16-QAM 성상도에 대한 I-Q 4-PAM 성상도.
Fig. 3. I-Q 4-PAM signal constellation of 16-QAM.

여기서 $\boldsymbol{y} = \left[y_1\ y_2 \cdots\ y_{N_R}\right]^T$ 이고, $y_j, j = 1, 2, ..., N_R$은 j 번째 수신 안테나에서 수신한 신호이다. 또한 $\boldsymbol{s} = \left[s_1\ s_2 \cdots\ s_{N_T}\right]^T$ 이고, $s_i, i = 1, 2, ..., N_T$는 i 번째 송신 안테나에서 송신된 신호이며, $\boldsymbol{H}$는 $N_R \times N_T$ 채널 행렬을 나타내고, $\boldsymbol{H}$의 (j, i)번째 원소 $H_{ji}, j = 1, 2, ..., N_R, i = 1, 2, ..., N_T$는 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다. $\boldsymbol{n}$는 복소 원소 당 N_0의 분산을 갖는 *i.i.d.* 영 평균 복소 가우시안 N_R차원 잡음 벡터이다. 수신 안테나 당 SNR은 $1/N_0$이다[6].

Ⅲ. MIMO 시스템에서의 LLR 계산

MIMO 검출 후 보다 우수한 성능에 도달하기 위해서는 검출된 신호를 바탕으로 연판정 출력 데이터를 발생시켜 이를 채널 복호기로 입력해주어야 한다. MIMO 검출 신호에 대한 연판정 출력 데이터를 얻기 위해서는 $\boldsymbol{s}$의 모든 비트에 대해 LLR을 계산해 주어야 한다. N_T개의 송신 안테나와 N_R개의 수신 안테나를 갖는 MIMO 시스템을 고려하면, 부호화된 비트 스트림은 N_T차원의 송신 심볼 벡터 $s \in \mathbb{O}^{N_T}$로 매핑된다. 여기서 $\mathbb{O}$는 복소 스칼라 성상점(constellation point)들($|\mathbb{O}| = 2^{\log_2 M}$, M은 변조 차수)의 집합이다. 각 심볼 벡터 $\boldsymbol{s}$는 비트 레벨 라벨 벡터 $\boldsymbol{x}$와 서로 관련된다. $\boldsymbol{x}$의 원소는 $x_{j,b}$로 표현하며, 송신 안테나에 대한 심볼 벡터 $\boldsymbol{s} = \left[s_1\ s_2 \cdots\ s_{N_T}\right]^T$ 의 j 번째 원소에 해당하는 성상점 라벨에서 b 번째 비트를 나타낸다. 즉, $x_{j,b}, j = 1, 2, ..., N_T$, $b = 1, 2, ..., \log_2 M$(M은 변조 차수)는 0 또는 1을 갖는다. 본 절에서는 먼저 최적 검출 방식인 ML 검출 방법에 대한 LLR 계산 방법을 설명한다.

www.dbpia.co.kr

3.1 ML 기반의 Max-Log LLR 계산

LLR 계산 시 계산 복잡도를 줄이기 위해 일반적으로 아래와 같이 정의된 max-log 근사화가 사용된다[6].

$$LLR(x_{j,b}|\boldsymbol{y}) \approx \min_{\boldsymbol{s}\in\boldsymbol{\chi}_{j,b}^{(0)}} \| \boldsymbol{y}-\boldsymbol{Hs} \|^2 - \min_{\boldsymbol{s}\in\boldsymbol{\chi}_{j,b}^{(1)}} \| \boldsymbol{y}-\boldsymbol{Hs} \|^2 \quad (2)$$

여기서 $\boldsymbol{\chi}_{j,b}^{(0)}$과 $\boldsymbol{\chi}_{j,b}^{(1)}$는 j 번째 송신 안테나 심볼 s_j에서 b 번째 비트 값이 각각 비트 0과 1인 복소 심볼 벡터들의 집합이다. 각 비트에 대해 식 (2)의 두 최소값 중 하나는 MIMO 검출 문제 $\boldsymbol{s}^{ML}=\arg\min_{\boldsymbol{s}\in\mathbb{O}^{N_T}} \| \boldsymbol{y}-\boldsymbol{Hs} \|^2$의 ML 해와 관련하여 다음과 같이 주어진다[6].

$$\lambda^{ML} = \| \boldsymbol{y}-\boldsymbol{Hs}^{ML} \|^2 \quad (3)$$

식 (2)의 두 번째 최소값은 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\overline{\lambda}_{j,b}^{ML} = \min_{\boldsymbol{s}\in\boldsymbol{\chi}_{j,b}^{(\overline{x}_{j,b}^{ML})}} \| \boldsymbol{y}-\boldsymbol{Hs} \|^2 \quad (4)$$

여기서 $\overline{x}_{j,b}^{ML}$는 $\boldsymbol{s}^{ML}$에서 j 번째 원소의 b 번째 비트에 대한 역을 나타낸다. 식 (3)과 (4)를 이용하면 max-log LLR은 다음과 같이 쓸 수 있다[6].

$$LLR(x_{j,b}|\boldsymbol{y}) = \begin{cases} \lambda^{ML} - \overline{\lambda}_{j,b}^{ML}, & x_{j,b}^{ML}=0 \\ \overline{\lambda}_{j,b}^{ML} - \lambda^{ML}, & x_{j,b}^{ML}=1 \end{cases} \quad (5)$$

변조 차수 M을 갖는 변조 기법이 적용된 $N_T\times N_R$ MIMO 시스템의 경우 식 (2)를 적용하면 하나의 비트에 대한 LLR을 도출하기 위해 식 (4)의 메트릭 $\| \boldsymbol{y}-\boldsymbol{Hs} \|^2$을 $(M/2)\times M^{N_T-1}$ 번 수행하여야 하며, N_T개의 안테나로 전송된 심볼에 대한 모든 비트 $(\log_2 M\times N_T)$의 LLR을 얻기 위해서는 $\log_2 M\times N_T\times(M/2)\times M^{N_T-1}$번의 계산을 요구한다. 이러한 계산량은 보다 우수한 오류 성능을 제시할 수 있으나, 하드웨어 구현 시 발생하는 타이밍 오류에 민감해질 수 있으며, 많은 시간과 비용이 요구되는 문제를 야기한다.

3.2 제안된 Max-Log LLR 계산 알고리즘

ML, Sphere decoding, QRM-MLD 등과 같은 최적 및 준 최적 MIMO 검출 방식에서 각 비트의 LLR 값은 해당 비트 값이 매핑된 심볼을 갖는 후보 전송 신호 벡터 집합을 어떻게 설정하느냐에 따라 복잡도 및 성능이 달라진다. 최적 및 준 최적 MIMO 검출 기법으로 검출된 신호 벡터는 수신 신호와 최소의 자승 유클리디안 거리 값을 갖는 신호 벡터이며, LLR 값 또한 해당 비트 값을 갖는 신호 벡터와의 자승 유클리디안 거리 계산을 바탕으로 최소 값을 갖는 신호 벡터에 대한 계산 결과이므로 고려된 MIMO 검출 기법으로 검출된 신호 벡터의 신호 원소들은 LLR 계산 시 최소값을 가질 확률이 높다.

따라서 위와 같은 특성을 이용하면 식 (3), (4)는 다음과 같이 다시 표현할 수 있으며,

$$\lambda^{MIMO_D} = \| \boldsymbol{y}-\boldsymbol{Hs}^{MIMO_D} \|^2 \quad (6)$$

$$\overline{\lambda}_{j,b}^{MIMO_D} = \min_{\boldsymbol{s}\in\boldsymbol{\chi}_{j,b}^{(\overline{x}_{j,b}^{MIMO_D})}} \| \boldsymbol{y}-\boldsymbol{Hs} \|^2 \quad (7)$$

여기서 $s^{MIMO_D} = \left[s_1^{MIMO_D}\ s_2^{MIMO_D}\ \cdots\ s_{N_T}^{MIMO_D} \right]^T$는 MIMO 검출 신호 벡터를 나타내고, $\boldsymbol{\chi}_{j,b}^{(\overline{x}_{j,b}^{MIMO_D})}$는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{\chi}_{j,b}^{(\overline{x}_{j,b}^{MIMO_D})} = \left[s_1^{MIMO_D}\ s_2^{MIMO_D}\ \cdots\ s_j^{(\overline{x}_{j,b}^{MIMO_D})}\ \cdots\ s_{N_T}^{MIMO_D} \right] \quad (8)$$

여기서 $s_j^{(\overline{x}_{j,b}^{MIMO_D})}$는 $x_{j,b}^{MIMO_D}$를 갖는 QAM 심볼이며, 해당 비트에 대해 $M/2$ 개가 존재 가능하므로 식 (8)을 이용할 경우 식 (7)의 메트릭 $\| \boldsymbol{y}-\boldsymbol{Hs} \|^2$은 N_T개의 안테나로 전송된 신호의 모든 비트 $(\log_2 M\times N_T)$에 대해 $\log_2 M\times N_T\times(M/2)$번 계산된다.

위에서도 언급하였듯이 각 비트의 LLR 값은 수신 심볼과 최소거리에 위치한 해당 비트 값이 매핑된 심볼에 가장 영향을 크게 받는다. 그림 2의 16-QAM 성상도를 보면 해당 비트 값이 매핑된 심볼 기준으로 역비트 값이 매핑된 심볼은 8개이며, 이중 I 혹은 Q 축 기준으로 가장 가까운 거리에 위치한 심볼 4개를 이용하여 $\boldsymbol{\chi}_{j,b}^{(\overline{x}_{j,b}^{MIMO_D})}$를 구성하면 다음과 같다.

www.dbpia.co.kr

$$\chi_{j,b}^{\left(\overline{x}_{j,b}^{MIMO_D}\right)} = \left[s_1^{MIMO_D} \; s_2^{MIMO_D} \cdots \; s_{j,\min_d}^{\left(\overline{x}_{j,b}^{MIMO_D}\right)} \cdots \; s_{N_T}^{MIMO_D} \right] \quad (9)$$

여기서 $s_{j,\min_d}^{\left(\overline{x}_{j,b}^{MIMO_D}\right)}$는 $x_{j,b}^{MIMO_D}$을 갖는 QAM 심볼 중 j 번째 신호의 b 번째 비트($x_{j,b}^{MIMO_D}$)를 갖는 심볼과 가장 가까운 위치에 있는 심볼을 나타낸다. 식 (9)를 이용할 경우 식 (7)의 메트릭 $\| \boldsymbol{y} - \boldsymbol{Hs} \|^2$은 N_T 개의 안테나로 전송된 신호의 모든 비트($\log_2 M \times N_T$)에 대해 $\log_2 M \times N_T \times \sqrt{M}$번 계산된다.

M-QAM 계열의 변조 방식의 신호점 성상도는 도 3에서 볼 수 있듯이 I, Q축에 대한 두 개의 PAM 신호점 성상도로 나눌 수 있다. MRVD(Modified Real Value Decomposition)는 식 (10)과 같이 수행되며, MRVD 후 QR 분해하면 MIMO 검출 시 복소 수신 신호를 다루는 것이 아니라 수신 신호의 I, Q 축 성분 값을 다루게 되며, LLR 계산 시에도 이러한 I, Q 축 성분 값을 사용하게 된다.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{R}\{y_1\} \\ \mathfrak{I}\{y_1\} \\ \vdots \\ \mathcal{R}\{y_{N_R}\} \\ \mathfrak{I}\{y_{N_R}\} \end{bmatrix}}_{\tilde{\boldsymbol{y}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{R}\{H_{1,1}\} & -\mathfrak{I}\{H_{1,1}\} & \cdots & \mathcal{R}\{H_{1,N_T}\} & -\mathfrak{I}\{H_{1,N_T}\} \\ \mathfrak{I}\{H_{1,1}\} & \mathcal{R}\{H_{1,1}\} & \cdots & \mathfrak{I}\{H_{1,N_T}\} & \mathcal{R}\{H_{1,N_T}\} \\ & & \ddots & & \\ \mathcal{R}\{H_{N_R,1}\} & -\mathfrak{I}\{H_{N_R,1}\} & \cdots & \mathcal{R}\{H_{N_R,N_T}\} & -\mathfrak{I}\{H_{N_R,N_T}\} \\ \mathfrak{I}\{H_{N_R,1}\} & \mathcal{R}\{H_{N_R,1}\} & \cdots & \mathfrak{I}\{H_{N_R,N_T}\} & \mathcal{R}\{H_{N_R,N_T}\} \end{bmatrix}}_{\tilde{\boldsymbol{H}}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{R}\{s_1\} \\ \mathfrak{I}\{s_1\} \\ \vdots \\ \mathcal{R}\{s_{N_T}\} \\ \mathfrak{I}\{s_{N_T}\} \end{bmatrix}}_{\tilde{\boldsymbol{s}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{R}\{z_1\} \\ \mathfrak{I}\{z_1\} \\ \vdots \\ \mathcal{R}\{z_{N_R}\} \\ \mathfrak{I}\{z_{N_R}\} \end{bmatrix}}_{\tilde{\boldsymbol{z}}} \quad (10)$$

$N_T = N_R = 4$인 경우, 그림 1에서 MRVD 후 QR 분해한 ML 메트릭과 등가 SD 메트릭은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} &\| \hat{\boldsymbol{y}} - \hat{\boldsymbol{H}}\hat{\boldsymbol{s}} \|^2 = \| \hat{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{QR}\hat{\boldsymbol{s}} \|^2 \\ &= \| \boldsymbol{Q}^T [\hat{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{QR}\hat{\boldsymbol{s}}] \|^2 = \| \tilde{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{s}} \|^2 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\left(\hat{\boldsymbol{s}} - \overline{\hat{\boldsymbol{s}}}\right)^T \hat{\boldsymbol{H}}^T \hat{\boldsymbol{H}} \left(\hat{\boldsymbol{s}} - \overline{\hat{\boldsymbol{s}}}\right) = \| \boldsymbol{R}\left(\hat{\boldsymbol{s}} - \overline{\hat{\boldsymbol{s}}}\right) \|^2 \quad (12)$$

여기서 $\hat{\boldsymbol{y}}, \hat{\boldsymbol{H}}, \hat{\boldsymbol{s}}$는 각각 $\boldsymbol{y}, \boldsymbol{H}, \boldsymbol{s}$의 MRVD된 것을 의미하며, $\boldsymbol{R}$은 $\boldsymbol{H}$를 QR 분해하여 얻어진 행렬로 식 (13)과 같이 표현되고, $\tilde{\boldsymbol{y}} = \left[\tilde{y}_1 \; \tilde{y}_2 \cdots \; \tilde{y}_8\right]^T$, $\hat{\boldsymbol{s}} = [\mathcal{R}\{s_1\} \; \mathfrak{I}\{s_1\} \; \mathcal{R}\{s_2\} \; \mathfrak{I}\{s_2\} \; \mathcal{R}\{s_3\} \; \mathfrak{I}\{s_3\} \; \mathcal{R}\{s_4\} \; \mathfrak{I}\{s_4\}]^T$, $\overline{\hat{\boldsymbol{s}}} = \left(\hat{\boldsymbol{H}}^H \hat{\boldsymbol{H}}\right)^{-1} \hat{\boldsymbol{H}}^H \hat{\boldsymbol{y}}$, $\left(\hat{\boldsymbol{s}} - \overline{\hat{\boldsymbol{s}}}\right) = [\left(\mathcal{R}\{s_1\} - \mathcal{R}\{\overline{s}_1\}\right) \; \left(\mathfrak{I}\{s_1\} - \mathfrak{I}\{\overline{s}_1\}\right) \; \left(\mathcal{R}\{s_2\} - \mathcal{R}\{\overline{s}_2\}\right) \cdots \left(\mathfrak{I}\{s_4\} - \mathfrak{I}\{\overline{s}_4\}\right)]^T$ 이다.

$$\boldsymbol{R} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} & R_{14} & R_{15} & R_{16} & R_{17} & R_{18} \\ 0 & R_{22} & R_{23} & R_{24} & R_{25} & R_{26} & R_{27} & R_{28} \\ 0 & 0 & R_{33} & R_{34} & R_{35} & R_{36} & R_{37} & R_{38} \\ 0 & 0 & 0 & R_{44} & R_{45} & R_{46} & R_{47} & R_{48} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{55} & R_{56} & R_{57} & R_{58} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{66} & R_{67} & R_{68} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{77} & R_{78} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{88} \end{bmatrix} \quad (13)$$

편의상 식 (11), (12)에서 $\hat{\boldsymbol{s}}$를 다음과 같이 고려하면,

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{s}} &= [\mathcal{R}\{s_1\} \; \mathfrak{I}\{s_1\} \; \mathcal{R}\{s_2\} \; \mathfrak{I}\{s_2\} \\ &\quad \mathcal{R}\{s_3\} \; \mathfrak{I}\{s_3\} \; \mathcal{R}\{s_4\} \; \mathfrak{I}\{s_4\}]^T \\ &= \left[\hat{s}_1 \; \hat{s}_2 \; \hat{s}_3 \; \hat{s}_4 \; \hat{s}_5 \; \hat{s}_6 \; \hat{s}_7 \; \hat{s}_8\right]^T \end{aligned} \quad (14)$$

MRVD 후 수신 신호에 대한 max-log LLR은 식 (2)를 이용하여 다음과 같이 다시 표현될 수 있다.

$$LLR\left(x_{\hat{j},\hat{b}} | \tilde{\boldsymbol{y}}\right) \approx \min_{\hat{\boldsymbol{s}} \in \hat{\boldsymbol{\chi}}_{\hat{j},\hat{b}}^{(0)}} \| \tilde{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{s}} \|^2 - \min_{\hat{\boldsymbol{s}} \in \hat{\boldsymbol{\chi}}_{\hat{j},\hat{b}}^{(1)}} \| \tilde{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{s}} \|^2 \quad (15)$$

여기서 $\hat{\boldsymbol{\chi}}_{\hat{j},\hat{b}}^{(0)}$, $\hat{j} = 1, 2, ..., 2N_T$, $\hat{b} = 1, 2, ..., \log_2 \sqrt{M}$과 $\hat{\boldsymbol{\chi}}_{\hat{j},\hat{b}}^{(1)}$, $\hat{j} = 1, 2, ..., 2N_T$, $\hat{b} = 1, 2, ..., \log_2 \sqrt{M}$는 $\hat{\boldsymbol{s}}$에서 $\hat{j}$ 번째 원소의 $\hat{b}$ 번째 비트 값이 각각 비트 0과 1인 PAM 심볼 벡터들의 집합이다.

각 비트에 대해 식 (15)의 첫 번째 최소값은 MIMO 검출 후 다음과 같이 주어진다.

$$\lambda^{MIMO_D} = \| \tilde{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{s}}^{MIMO_D} \|^2 \quad (16)$$

www.dbpia.co.kr

여기서 $\hat{\boldsymbol{s}}^{MIMO_D}$는 MRVD 후 MIMO 검출 기법으로 도출된 PAM 전송 신호 벡터이다. 두 번째 최소값은 아래와 같이 표현된다.

$$\overline{\lambda}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D} = \min_{\hat{\boldsymbol{s}} \in \hat{\boldsymbol{\chi}}_{\hat{j},\hat{b}}^{\left(\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}\right)}} \| \tilde{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{s}} \|^2 \quad (17)$$

여기서 $\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}$는 $\hat{\boldsymbol{s}}^{MIMO_D}$의 $\hat{j}$ 번째 원소의 $\hat{b}$ 번째 비트에 대한 역을 나타낸다. 식 (16)와 (17)를 이용하면 MRVD 기반의 MIMO 검출 기법에 대한 max-log LLR은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$LLR\left(x_{\hat{j},\hat{b}} | \tilde{\boldsymbol{y}}\right) = \begin{cases} \lambda^{MIMO_D} - \overline{\lambda}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}, & x_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D} = 0 \\ \overline{\lambda}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D} - \lambda^{MIMO_D}, & x_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D} = 1 \end{cases} \quad (18)$$

그러나 식 (15)-(18)을 이용한 N_T개의 안테나로 전송된 신호의 모든 비트($\log_2 M \times N_T$)에 대한 LLR 계산 역시 $\log_2 M \times N_T \times (\sqrt{M}/2) \times (\sqrt{M})^{2N_T-1}$번의 상당히 많은 LLR 계산을 요구한다. 따라서 LLR 계산량을 줄이기 위하여 식 (8)에서와 같이 후보 전송 신호 벡터 집합을 MIMO 검출 신호를 이용하여 구성하면, 즉 식 (17)의 $\hat{\boldsymbol{\chi}}_{\hat{j},\hat{b}}^{\left(\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}\right)}$에서 $\hat{j}$ 번째 신호 원소를 제외한 나머지 신호 원소를 고려된 MIMO 검출 기법으로 도출된 신호들로 대체하면 $\hat{\boldsymbol{\chi}}_{\hat{j},\hat{b}}^{\left(\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}\right)}$는 아래와 같이 다시 정의된다.

$$\hat{\boldsymbol{\chi}}_{\hat{j},\hat{b}}^{\left(\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}\right)} = \left[\hat{s}_1^{MIMO_D} \; \hat{s}_2^{MIMO_D} \cdots \hat{s}_{\hat{j}}^{\left(\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}\right)} \cdots \hat{s}_{2N_T}^{MIMO_D} \right] \quad (19)$$

여기서 $\hat{s}_{\hat{j}}^{\left(\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}\right)}$는 $\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}$를 갖는 PAM 심볼이며, 해당 비트에 대해 $\sqrt{M}/2$ 개가 존재 가능하므로 식 (19)을 이용할 경우 식 (17)의 메트릭 $\| \tilde{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{s}} \|^2$은 N_T개의 안테나로 전송된 신호의 모든 비트($\log_2 M \times N_T$)에 대해 $\log_2 M \times N_T \times (\sqrt{M}/2)$번 계산된다.

또한, 그림 3의 4-PAM 성상도를 보면 해당 비트 값이 매핑된 심볼 기준으로 역 비트 값이 매핑된 심볼은 두 개이므로, 이중 가장 가까운 거리에 위치한 심볼을 이용하여 아래 식 (18)과 같이 $\hat{\boldsymbol{\chi}}_{\hat{j},\hat{b}}^{\left(\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}\right)}$를 구성하면 계산량을 더욱 줄일 수 있다.

$$\hat{\boldsymbol{\chi}}_{\hat{j},\hat{b}}^{\left(\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}\right)} = \left[\hat{s}_1^{MIMO_D} \; \hat{s}_2^{MIMO_D} \cdots \hat{s}_{\hat{j},\min_d}^{\left(\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}\right)} \cdots \hat{s}_{2N_T}^{MIMO_D} \right] \quad (20)$$

여기서 $\hat{s}_{\hat{j},\min_d}^{\left(\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}\right)}$는 $\overline{x}_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}$을 갖는 PAM 심볼 중 $\hat{j}$ 번째 신호의 $\hat{b}$ 번째 비트($x_{\hat{j},\hat{b}}^{MIMO_D}$)를 갖는 심볼과 가장 가까운 위치에 있는 심볼을 나타낸다. 식 (20)을 이용할 경우 식 (17)의 메트릭 $\| \tilde{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{s}} \|^2$은 N_T개의 안테나로 전송된 신호의 모든 비트($\log_2 M \times N_T$)에 대해 $\log_2 M \times N_T$번 계산된다. 즉, 각 비트에 대해 단 한번 LLR 계산이 수행된다.

Ⅳ. 시뮬레이션 결과 분석

제시된 LLR 계산 방법에 대한 유효성 검증을 위해 다양한 MIMO 시스템 구조를 가정하여 Matlab simulink 기반으로 시뮬레이션을 수행한다. 표 1에는 시뮬레이션을 위해 적용된 여러 시스템 파라미터들과

표 1. 시뮬레이션 파라미터.
Table 1. Simulation parameters.

Parameters	Values
BW	20MHz
FFT size	256
CP length	32
Antenna configuration	2×2, 4×4 ($N_T \times N_R$)
Sub-Frame structure	12 OFDM symbols (including 2 preambles)
Symbol mapping	16QAM
Channel coding	Convolutional coding Code rate: 1/2, 2/3, 3/4 Constraint length: K=7 Generating polynomials: [171 133]
Channel estimation	Least Square + Linear Interpolation
MIMO detection	ML, QRM-MLD, MRVD-based QRM-MLD(M=2, 4, 8)

www.dbpia.co.kr

표 2. 채널 모델-Extended ITU Pedestrian-A Model.
Table 2. Channel Model-Extended ITU Pedestrian-A Model.

	Tap no.						
Average power [dB]	0.0	-1.0	-2.0	-3.0	-8.0	-17.2	-20.8
Excess delay [ns]	0.0	30	70	80	110	190	410

MIMO 수신기에 적용된 기법들을 나타내었으며, 표 2에 나타낸 것과 같이 시뮬레이션을 위해 Extended ITU Pedestrian-A 채널 모델을 적용하며, 30Hz의 최대 도플러 천이를 가정하여 BER을 도출한다. 또한 본 논문에서는 QRM-MLD의 MIMO 검출 기법을 위해 그림 4에 나타낸 CORDIC(Coordinate Rotation Digital Computer) 알고리즘 기반의 systolic array구조[9]를 이용하여 QR 분해를 수행한다.

그림 5에는 2x2 MIMO 시스템에서의 ML 검출 방식에 대한 LLR 계산 방법에 따른 BER 성능을, 그림 6에는 2x2 MIMO 시스템에서의 QRM-MLD (M=8) 검출 방식에 대한 LLR 계산 방법에 따른 BER 성능을 나타내었다. [1]과 [10]에서 제시된 성능 그림에서 알 수 있듯이 길쌈 부호화(Convolutional coding)가 사용되었을 경우 4X4 MIMO 시스템에서는 BER, PER 상에서 연판정이 경판정보다 대략 1.5 ~ 2dB의 성능 개선을 보인다. 그림 5, 6에서 알 수 있듯이 송신 안테나로 전송되는 심볼 벡터들의 모든 후보 집합에 대해 LLR을 계산하는 식 (3), (4), (5)를 이용한 BER 결과가 경판정 보다 대략 2dB 정도의 이득을 갖으며, 식 (6), (7), (9)를 이용하면 식 (3), (4), (5)를 이용하여 LLR 계산이 필요 없는 경판정의 경우에 대해 얻는 성능 이득의 약 50%에 해당하는 성능 개선(약 1dB)

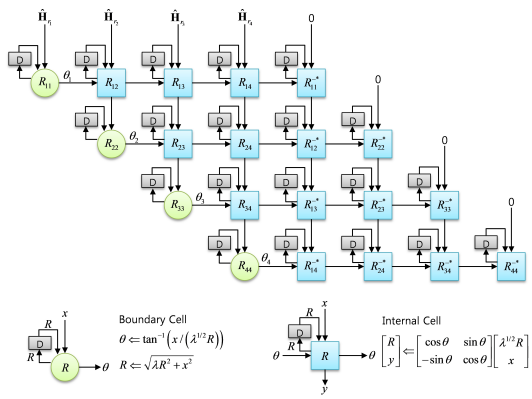

그림 4. CORDIC 알고리즘 기반의 systolic array 구조.
Fig. 4. CORDIC Algorithm-based systolic array structure.

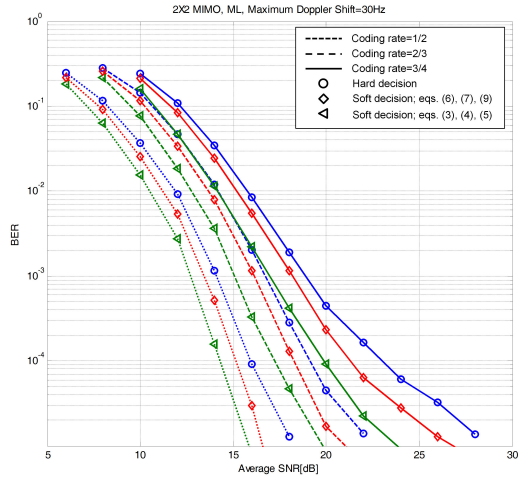

그림 5. 2x2 MIMO 시스템에서 ML 검출 방식에 대한 LLR 계산 방법에 따른 BER 성능 비교.
Fig. 5. BER comparison of the LLR calculation methods in 2x2 MIMO system using ML detector.

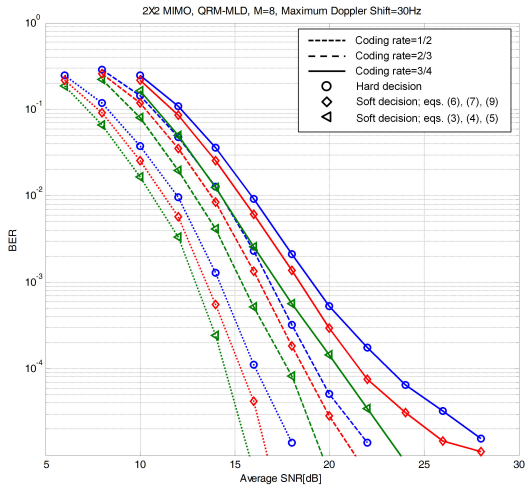

그림 6. 2x2 MIMO 시스템에서 QRM-MLD (M=8) 검출 방식에 대한 LLR 계산 방법에 따른 BER 성능 비교.
Fig. 6. BER comparison of the LLR calculation methods in 2x2 MIMO system using QRM-MLD(M=8) detector.

을 아주 적은 계산량으로 얻을 수 있다.

그림 7에는 2x2 MIMO 시스템에서의 MRVD 기반의 QRM-MLD(M=4) 검출 방식에 대한 LLR 계산 방법에 따른 BER 성능을, 그림 8, 9에는 4x4 MIMO 시스템에서의 MRVD 기반의 QRM-MLD 검출 방식에 대한 LLR 계산 방법에 따른 BER 성능을 M=4, M=4+8에 대해 각각 나타내었다. 그림 7, 8, 9에서 알 수 있듯이 식 (16), (17), (20)을 이용하여 각 비트의 LLR을 계산하면, 비트 당 단 한 번의 메트릭

www.dbpia.co.kr

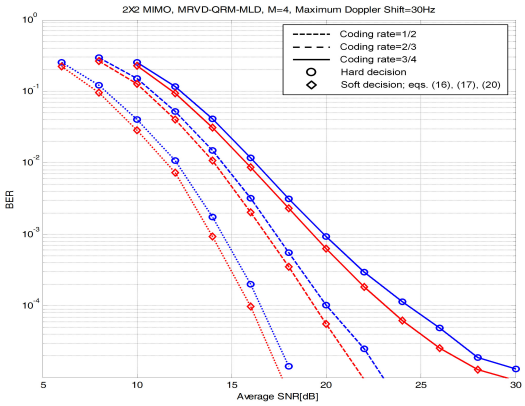

그림 7. 2x2 MIMO 시스템에서 MRVD 기반 QRM-MLD(M=4) 검출 방식에 대한 LLR 계산 방법에 따른 BER 성능 비교
Fig. 7. BER comparison of the LLR calculation methods in 2x2 MIMO system using MRVD based QRM-MLD(M=4) detector.

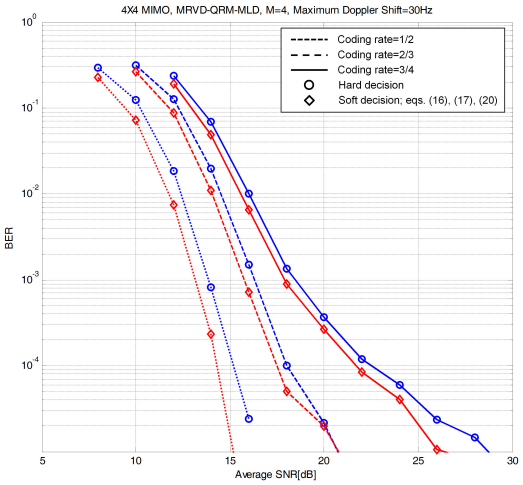

그림 8. 4x4 MIMO 시스템에서 MRVD 기반 QRM-MLD(M=4) 검출 방식에 대한 LLR 계산 방법에 따른 BER 성능 비교
Fig. 8. BER comparison of the LLR calculation methods in 4x4 MIMO system using MRVD based QRM-MLD(M=4) detector.

$\| \tilde{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{s}} \|^2$ 계산으로 경판정 대비 약 1dB의 성능 이득을 획득할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 ML, Sphere decoding, QRM-MLD 등과 같은 최적 및 준 최적 MIMO 검출 방식 기반의 $N_T \times N_R$ MIMO 시스템에서 사용 가능한 아주 낮은 복잡도를 갖는 연판정 복호 알고리즘을 제시하였다.

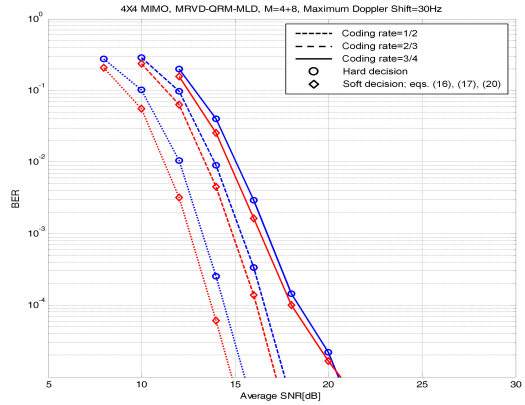

그림 9. 4x4 MIMO 시스템에서 MRVD 기반 QRM-MLD(M=4+8) 검출 방식에 대한 LLR 계산 방법에 따른 BER 성능 비교
Fig. 9. BER comparison of the LLR calculation methods in 4x4 MIMO system using MRVD based QRM-MLD(M=4+8) detector.

제시된 알고리즘은 MRVD 기반으로 후보 전송 신호 벡터 집합을 MIMO 검출 신호를 이용하여 구성하도록 하여 최소화된 후보집합에서 간단한 실수 계산만으로 LLR이 계산될 수 있도록 하였으며, 그 결과, LLR 계산 시 메트릭 $\| \tilde{\boldsymbol{y}} - \boldsymbol{R}\hat{\boldsymbol{s}} \|^2$ 은 N_T개의 안테나로 전송된 신호의 모든 비트($\log_2 M \times N_T$)에 대해 $\log_2 M \times N_T$번 계산됨을 확인하였고, BER 성능 또한 1dB 이내의 ML 검출 기법에 대한 오류 성능 접근도를 갖는 것으로 확인되었다. 따라서 제시된 방법을 256 QAM 및

64개 이상의 안테나를 고려하는 5G 이동통신 시스템에 적용할 경우 보다 효율적인 구현을 가능하게 하고 고속의 신호 처리로 인한 시스템 과부하 및 성능 열화를 방지할 수 있을 것으로 기대된다.

References

[1] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, 1st Ed., Jone Wiley & Sons, 2010.

[2] B. Steingrimsson, Z. Q. Luo, and K. M. Wong, "Soft quasi-maximum-likelihood detection for multile-antenna wireless channels," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, no. 11, pp. 2710-2719, Nov. 2003.

[3] J. Lee, Y. Jang, and D. Yoon, "Approximated

www.dbpia.co.kr

soft-decision demapping algorithm for coded 4+12+16 APSK," *J. KICS*, vol. 37, no. 9, pp. 738-745, Sept. 2012.

[4] M. Zhang and S. Kim, "Performance enhancement by scaling soft bit information of APSK," *J. KICS*, vol. 38, no. 10, pp. 858-866, Oct. 2013.

[5] I. Kang, Y. Kim, J. Seo, H. Kim, and H. Kim, "Performance analysis of a bit mapper of the dual-polarized MIMO DVB-T2 system," *J. KICS*, vol. 38, no. 9, pp. 817-825, Sept. 2012.

[6] C. Studer, A. Burg, and H. Bölcskei, "Soft-output sphere decoding: algorithms and VLSI implementation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 26, no. 2, pp. 290-300, Feb. 2008.

[7] C. Yoon and H. Lee, "Implementation of low-complexity MIMO detector and efficient soft-output demapper for MIMO-OFDM-based wireless LAN systems," *EURASIP J. Wireless Commun. Netw.*, vol. 143, May 2013.

[8] X. F. Qi and K. Holt, "A lattice-reduction-aided soft demapper for high-rate coded MIMO-OFDM systems," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 14, no. 5, pp. 305-308, May 2007.

[9] B. Yang and J. F. Böhme, "Rotation-based RLS algorithms: Unified derivations, numerical properties, and parallel implementations," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 40, no. 5, pp. 1151-1167, May 1992.

[10] B. M. Hochwald and S. Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, Mar. 2003.

이 재 윤 (Jaeyoon Lee)

2002년 2월 : 대전대학교 정보통신공학과 졸업
2004년 2월 : 대전대학교 정보통신공학과 석사
2008년 2월 : 한양대학교 전자통신컴퓨터공학과 박사
2008년 3월~2012년 1월 : 한양대학교 연구조교수
2012년 2월~2014년 8월 : 한국전자통신연구원 선임연구원
2014년 9월~현재 : 특허청 심사관
<관심분야> 통신 이론, 무선 및 이동 통신 시스템, VLSI

김 경 택 (Kyoungtaek Kim)

2002년 2월 : 한남대학교 물리학과 졸업
2004년 2월 : 한남대학교 고체물리학과 석사
2004년 3월~현재 : ㈜파인텔레콤 책임연구원
<관심분야> 통신 시스템, 무인 항공기 데이터 링크, VLSI

www.dbpia.co.kr