

다차원 공간다중화 MIMO 시스템의 복조 기법

임 성 호*, 김 경 수*, 최 지 웅^o

Detection Techniques for High Dimensional Spatial Multiplexing MIMO System

Sung-Ho Lim*, Kyungsoo Kim*, Ji-Woong Choi^o

요 약

전송 데이터 용량의 요구치가 급속히 증가하면서 공간 스트림마다 독립된 정보를 전송할 수 있는 spatial multiplexing (SM) 기반 multi-input multi-output (MIMO) 기술에 대한 관심이 증대되고 있다. 3GPP LTE-advanced, IEEE 802.11ac 등의 최근 표준들에서는 최대 8개까지의 공간 스트림을 지원하고 있으며, beyond 4G 시스템의 핵심 기술로 고려되고 있는 massive MIMO나 mm-wave 시스템에서는 수십~수백개 이상의 안테나 까지도 지원을 고려하고 있다. SM MIMO 시스템의 최적 복조 기법인 maximum likelihood (ML) 방식의 연산복잡도는 안테나수에 지수적으로 증가하므로, 안테나 수의 급속한 증가는 연산량의 급격한 증가를 유발하게 되어 낮은 복잡도로 구현 가능한 수신 기법들에 대한 필요성을 증대시키게 되었다. 본 논문에서는 이러한 SM MIMO 복조 기법들에 대한 연구 결과들을 설명한다. 또한, 기존의 복조 기법들과 달리, 지수적으로 복잡도의 증가가 필요하지 않는 간단한 선형 기법에 기반한 massive MIMO 시스템용 수신 기법에 대해서도 설명하고 향후의 시스템 디자인 시 고려할 사항들에 대해 간략히 정리한다.

Key Words : spatial multiplexing MIMO, maximum likelihood detection, linear detector, massive MIMO

ABSTRACT

With the increasing demands on high data rate, there has been growing interests in multi-input multi-output (MIMO) technology based on spatial multiplexing (SM) since it can transmit independent information in each spatial stream. Recent standards such as 3GPP LTE-advanced and IEEE 802.11ac support up to eight spatial streams, and massive MIMO and mm-wave systems that are expected to be included in beyond 4G systems are considering employment of tens to hundreds of antennas. Since the complexity of the optimum maximum likelihood based detection method increases exponentially with the number of antennas, low-complexity SM MIMO detection becomes more critical as the number of antenna increases. In this paper, we first review the results on the detection schemes for SM MIMO systems. In addition, massive MIMO reception schemes based on simple linear filtering which does not require exponential increment of complexity will be explained, followed by brief description on receiver design for future high dimensional SM MIMO systems.

* 본 논문은 미래창조과학부에서 지원하는 대구경북과학기술원 R&D프로그램 (13-BD-0404) 및 한국연구재단 기초연구사업 (2012R1A1A1009742)의 지원을 받아 수행되었습니다.

• First Author : Information & Communication Engineering, DGIST, ishdgist@dgist.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author : Information & Communication Engineering, DGIST, jwchoi@dgist.ac.kr, 정회원

* Information & Communication Engineering, DGIST, ssi09@dgist.ac.kr

논문번호 : KICS2014-05-210, Received May 30, 2014; Revised July 9, 2014; Accepted July 9, 2014

I. 서 론

MIMO 기술은 추가적인 주파수나 송신 전력 소모 없이 데이터 전송 용량의 증가 및 수신 다이버시티 향상을 기대할 수 있어 큰 관심을 받아왔다^[28]. 이 중 spatial multiplexing (SM) 기법은 다수의 안테나에 독립적인 정보를 전송하여 데이터 전송량을 늘릴 수 있다. IEEE 802.11n, 3GPP long term evolution (LTE), Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) 등 여러 이동통신 시스템에서 다중 안테나 기법을 적용하고 있으며, 사용하는 안테나수 또한 증가하고 있다^[1]. IEEE 802.16m (WiMAX Profile 2.0) 와 3GPP LTE-Advanced (LTE-A) (Release 10 or beyond)은 ITU 4G 기술들의 요구사항들을 넘어서거나 만족시키는 4G 무선 시스템들을 목표로 발전하고 있는 표준들로, WiMAX Profile 2.0과 LTE-Advanced 시스템의 경우 현재 최대 8개의 안테나 및 공간 스트림까지 지원하고 있다. 또한, IEEE 802.15.3c, WirelessHD, Wireless Gigabit Alliance (WiGig), ECMA-387처럼 기존에 비해 훨씬 높은 60GHz 대역의 주파수를 사용하는 802.11ad 시스템의 경우는 수십 개의 안테나를 사용하여 빔포밍을 구현하였으며, 그러한 예로 32x32 안테나 배열이 CMOS 회로 기술로 구현된 바 있다^[2].

안테나수 증가에 따라 실제로 데이터 전송량의 증가를 얻기 위해서는 다수의 안테나로부터의 간섭 신호들을 제거 또는 상쇄할 수 있는 효과적 수신기법을 적용해야 한다. 채널에 대한 정보가 있다면 수신기에서 다중 스트림 간섭효과가 완화되도록 송신기에서 미리 부호화 할 수 있다. 이때 요구되는 채널 정보는 수신기에서 송신기로 전달된다. 그러나 송신기에서 완벽한 채널 정보를 얻는 것은 쉽지 않으며, 채널의 변화속도가 증가할수록 채널 제환을 위해 필요한 정보량 부담은 급속히 증가된다. 결국 송신기에서 즉각적으로 완벽한 채널 정보를 얻는 것은 어렵기 때문에 송신기에서 간섭을 상쇄하는 것은 한계가 있다. 대신, 채널 정보를 용이하게 얻기 위해 지능적인 수신기가 다중 스트림 간섭 효과를 다루는 것이 필요하다. 이러한 다중 스트림 간섭 효과 상쇄를 위해서 zero-forcing (ZF), minimum mean square error (MMSE)와 같은 간단한 선형 MIMO 등화기나 복잡도가 훨씬 큰 트리서치 기반의 비선형 등화기 등에 대한 연구가 활발히 진행되었다^[3].

또한 최근에는 추가적인 데이터 전송량 증대를 위해 수십~수백개의 안테나를 적용하는 massive

MIMO 기술이 beyond 4G 시스템의 핵심 기술로 제안되어 많은 관심을 끌고 있다^[4]. 관련하여 안테나수의 증가에 따라 수신기의 복잡도가 지수적으로 증대되는 문제가 발생하지 않는 초간단 수신기들에 대한 연구들이 최근 활발히 진행되고 있다. 그러한 예로, 상향 링크 기지국 수신기에서 matched filtering (MF) 기법을 사용할 경우 안테나수가 증가함에 따라 최적의 성능에 근접하게 된다는 결과들이 발표되었으며, 대수의 법칙을 만족할 수 있는 안테나수 대비 사용자수에 대한 분석도 수행된 바 있다^[4,6]. 또한, 기존 대부분의 시스템에서 사용하던 frequency division duplexing (FDD) 방식 대신 time division duplexing (TDD) 시스템을 가정하고 채널의 reciprocity 성질을 이용할 경우, 기지국의 수신기뿐만 아니라 하향 링크 송신기에서 maximum ratio transmission (MRT) 기술들을 사용해도 마찬가지로의 효과를 얻을 수 있다.

본 논문에서는 SM MIMO 복조 기법의 개념 및 관련한 연구 결과들에 대해 설명한다. 또한, massive MIMO 등 최근의 MIMO 시스템을 SM 복조 관점에서 설명하고 향후의 다중 안테나 SM 시스템 디자인 시 고려할 사항들에 대해 간단히 논의를 진행한다. II 장에서는 단일 사용자와 다중 사용자 모두를 고려한 SM 복조 기술들의 기본적인 원리와 SM 복조기가 결합된 향상된 검출을 설명하고 경관정과 연관성 수신기를 소개한다. III장에서는 등화기반 혹은 maximum likelihood (ML) 기법들과 같은 다양한 SM 검출 기법들을 설명한다. 마지막으로 IV장에서는 massive MIMO 시스템의 간단한 설명 및 SM 복조 관점에서의 기존 기법들과의 장단점, 향후 디자인 시 고려할 사항들에 대해 기술한다.

II. SM MIMO 복조 기법 원리

SM MIMO 전송은 단일 사용자에게 공간적 스트림이 할당되면 단일 사용자 SM으로 분류되고, 다중 사용자에게 할당되면 다중 사용자 SM으로 분류된다. 수신기에서 먼저 수신된 신호를 검출하고 채널 코딩이 되어 있다면 검출한 출력 비트를 복호화 한다. 검출의 결과가 성상도에서 결정된 후보 심볼들 중 하나이면 경관정이라 하고, 확정된 것이 아닌 계산된 각각의 메시지 비트에 대한 가능성이면 연관정이라 한다. 다음에서는 SM 검출 및 복호와 관련하여 이러한 기본적인 개념들을 설명한다.

2.1 단일 사용자와 다중 사용자 SM MIMO

단일 사용자 SM MIMO 시스템에서 모든 공간적 스트림은 단일 사용자에게 할당된다. 반면에, 다중 사용자 시나리오에서 SM MIMO 기술들은 공간적으로 다중화된 방식으로 데이터 스트림을 여러 사용자에게 전달한다. 그 중에서 적용된 다중 사용자 빔포밍 혹은 프리코딩 기법은 기지국의 방사패턴이 사용자의 방향으로 가장 큰 이득을 얻도록 각각의 사용자에게 맞춰지도록 한다. 논문^[7]에서는 다중 사용자 SM이 단일 사용자 SM보다 복잡도와 성능 사이에서의 더 나은 균형을 제공한다는 사실을 보여준다. 단일 사용자와 다중 사용자 SM MIMO 기법은 초기에는 단일 셀 구성에 적용되도록 구현되어 왔으나 다른 기지국들 사이에서 신호의 송신과 수신에서의 조정으로 셀 가장자리에 위치한 사용자의 처리율을 증가시키기 위해 다중 셀 상황에서도 사용될 수 있다.

2.2 SM MIMO 검출 및 복호

SM MIMO 기술들은 다차원을 함께 사용하기 위해 확장되어 왔다. 논문^[8]에서는 Bell Lab layered space-time (BLAST)라는 공간 다중화의 이점을 이용하는 구조를 제시하였으며, 논문^[9]에서는 공간 스트림 간 간섭을 순차적으로 제거하면서 각각의 스트림을 검출하는 vertical BLAST (V-BLAST)라는 SM MIMO의 선구적인 변복조 기법을 제안하였다. 또한, 시공간 변복조 알고리즘은 채널 용량을 얻기 위해, 비트 인터리빙된 코딩 변조 (BICM) 기법과 같이 변조와 채널 코딩을 페이딩 채널에 용이하게 접목할 수 있는 채널 코딩 기법과 결합된다. 시공간 알고리즘과 채널 코딩 기법을 결합하는 가장 간단한 방법은 시공간 검출기의 출력이 채널 복호기로 직접 전달되도록 직렬로 연결하는 것이다. 검출기에서 복호기로 전달되는 비트 정보는 L-value라 불리는 log likelihood ratio (LLR)로 표현되며 복호화된 비트 정보의 신뢰도를 나타낸다. 이 때, LLR값이 0이면 비트가 여전히 랜덤한 상태에 있음을 암시한다.

이러한 단방향 연결의 구현 복잡도는 상대적으로 낮지만 각 비트의 사전 정보가 검출기에서 사용될 수 없는 한계를 가진다. 검출기에서 복호기까지 이르는 단방향 연결의 성능 저하 문제를 극복하기 위해서 복호기에서 검출기로의 궤환 경로가 추가된 iterative detection and decoding (IDD) 기법이 사용가능하며, III장에서 보다 상세히 설명할 예정이다.

2.3 경관정과 연관정 수신기

경관정과 연관정 수신기를 언급하기에 앞서 먼저 SM MIMO 시스템 모델을 묘사한다. 이 시스템 모델은 단일 사용자 구성을 가정하지만 다중 사용자 SM MIMO의 경우로 쉽게 확장될 수 있다. 이러한 SM MIMO 시스템에서 N_T 개의 안테나를 가진 송신기는 $N_s (\leq \min(N_R, N_T))$ 개의 공간적 스트림을 N_R 개의 안테나를 가진 수신기로 평탄 페이딩 채널을 통해 보낸다. 송신기에서는 메시지 비트들이 길쌈 부호, 터보 부호, low-density parity check (LDPC) 부호 등을 거쳐 부호화된 비트열로 변환되고, N 개의 비트열이 M-ary 심벌로 매핑 후 ($M=2^N$), N_s 개의 공간 스트림으로 병렬 변환된다. N_s 개의 병렬 스트림은 프리코딩을 통해 N_T 개의 스트림으로 전환된 후 안테나를 통해 전송된다.

수신기에서의 수신 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

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

여기서 $\mathbf{y} = [y_1 \dots y_{N_R}]^T$ 은 ($N_R \times 1$) 수신 신호 벡터, $\mathbf{x} = [x_1 \dots x_{N_s}]^T$ 은 ($N_s \times 1$) 송신 심벌 벡터, \mathbf{z} 는 ($N_R \times 1$) 잡음 벡터, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_s}]$ 은 ($N_R \times N_s$) 유효 채널 행렬, \mathbf{h}_m 은 m번째 스트림에서 모든 수신 안테나로 전달되는 ($N_R \times 1$) 채널 이득 벡터이다. 이 때, 잡음 벡터 \mathbf{z} 는 independent, identically distributed (i.i.d.) circularly symmetric 복소 가우시안 확률 벡터 변수를 나타내며, 평균 0, 분산 1을 가진다고 가정한다.

그림 1(a)는 경관정 복호화 기능을 가진 단방향 MIMO SM 수신기 모델을 보여준다. MIMO 경관정 검출기는 N_R 개의 수신 안테나에서 수신된 신호 벡터

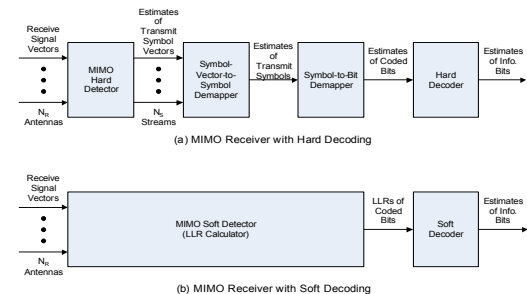


그림 1. MIMO SM 수신기
Fig. 1. MIMO SM receiver

로부터 송신 심볼 벡터를 추정한다. 각각의 송신 심볼 벡터의 성분은 송신기에서 사용되는 성상도에서의 후보 심볼로 디매핑된다. 경관정 복호기는 해당하는 후보 심볼에 해당하는 비트열을 입력으로 복호를 수행한다. 부호화 되지 않은 시스템은 경관정 복호화의 특별한 경우로 볼 수 있으며 송신기에서의 부호기 및 수신기에서의 복호기가 존재하지 않는다.

MIMO 경관정 검출기에서는 수신 신호 벡터 \mathbf{y} 로부터 송신 심볼을 추정한다. 송신 심볼 벡터의 ML 추정은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\mathbf{x} \in X} f(\mathbf{y} | \mathbf{x}) \quad (2)$$

여기서 X 는 모든 가능한 M^{N_s} 개의 송신 심볼 벡터들의 집합이며, 송신 신호 벡터 \mathbf{x} 에 대한 수신 신호 벡터 \mathbf{y} 의 조건부 확률 밀도 함수는 아래와 같다.

$$f(\mathbf{y} | \mathbf{x}) = \frac{1}{\pi^{N_R}} \exp(-\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2) \quad (3)$$

(2)와 (3)로부터, 송신 심볼 벡터의 ML 추정은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x} \in X} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (4)$$

이것은 ML 추정기가 Euclidean distance (ED)를 최소화하는 심볼 후보를 선택함을 나타낸다. 이러한 ML기반 기법 외에 III장에서 설명할 선형 등화기, 스피어 복호 기반 비선형 등화기 등 많은 수신 기법들이 적용가능하다.

그림 1(b)는 연관정 복호화 기능을 가진 MIMO 수신기 모델을 보여준다. 경관정 복호기를 가진 수신기와 대조적으로, 부호화된 비트의 LLR은 수신된 신호 벡터로부터 직접 계산된다. LLR은 비트가 추정하는 데이터를 생성하기 위해 연관정 복호기로의 입력이 될 수 있다. s번째 스트림의 n번째 비트($b_{s,n}$)에 대한 LLR은 다음과 같다.

$$L(b_{s,n}) = \log \left(\frac{P\{\mathbf{y} | b_{s,n} = 1\}}{P\{\mathbf{y} | b_{s,n} = 0\}} \right) \quad (5)$$

(3)의 확률밀도 함수식을 기반으로, LLR은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$L(b_{s,n}) = \log \left(\sum_{\mathbf{x} \in X_{s,n}^{(1)}} \exp(-\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2) \right) - \log \left(\sum_{\mathbf{x} \in X_{s,n}^{(0)}} \exp(-\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2) \right) \quad (6)$$

여기서 $X_{s,n}^{(b)}$ 은 $b_{s,n} = b$ 인 송신 심볼 벡터의 집합이다. 두 집합 $X_{s,n}^{(0)}$ 와 $X_{s,n}^{(1)}$ 은 $b_{s,n}$ 이 각각 0과 1인 X 의 부분 집합으로 각각 $M^{N_s/2}$ 개의 벡터들을 포함한다. 이 때, 위 식은 모든 후보들의 ED를 계산한 후 그 연산을 수행하므로 복잡도가 너무 높아서, 일반적으로 다음과 같이 max-log (최대-로그) 근사 식을 이용한다^[10].

$$\tilde{L}(b_{s,n}) \triangleq \min_{\mathbf{x} \in X_{s,n}^{(1)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 - \min_{\mathbf{x} \in X_{s,n}^{(0)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (7)$$

그러나 근사적인 LLR 계산의 복잡도 또한 꽤 높아서 III장에서 설명할 여러 가지 준최적 기법들에 대한 연구들이 광범위하게 수행되었다^[10-18].

III. 대표적 SM MIMO 복조 기법

SM MIMO를 통한 전송량 증대는 고성능 SM MIMO 복조기가 적용되지 않은 경우, 이론적인 수치만큼 크지 않을 수 있다. 이 때 수신 성능의 주된 저하 요소는 다중 스트림 사이에서의 간섭으로, 다음에서는 다중 스트림 간섭을 효과적으로 완화할 수 있는 여러 가지 복조 기법들에 대해 설명한다.

3.1 MIMO SM을 위한 검출 기술

스트림간 간섭 완화를 위한 전통적인 접근은 MIMO 등화를 이용하는 것이다. Zero forcing (ZF) 혹은 minimum mean square error (MMSE) 기준으로, decision feedback equalizer (DFE) 혹은 linear equalizer (LE)와 같은 다양한 등화기가 SM MIMO 시스템을 위해 개발되어 왔다^[9]. 이러한 등화기는 간단히 구현할 수 있지만, 성능 측면에서는 송신 신호를 직접 추정하는 ML 검출기보다 단점을 가진다. 하지만 ML 검출기는 우수한 성능에도 불구하고 연관정을 이행하기에 상당히 복잡하다. 이로 인해 ML SM 연관정 복조기를 낮은 복잡도로 구현하기 위한 노력들이 이전부터 계속 이어지고 있다. 논문^[10,29]에서는 경관정 스피어 복호기를 연관정 복호를 위해 변경한 기법을 제시하였으며, 다양한 M-알고리즘 혹은 K-Best 알고리즘의 연관정 버전들이 소개되었다^[12]. 또한, 스피어 디코더 목록 수를 고정함으로써 스피어 복호 방식의 최대 단점 중 하나인 가변 복잡도를 고정 복잡도

로 구현하는 기법도 제안된 바 있다^[13].

3.1.1 등화 기반의 검출기

이전의 세부 내용에서의 ML, 준ML 검출기는 최적 혹은 준최적 성능을 제공함에도 불구하고, 이것의 구현은 많은 수의 공간 스트림과 성상도 포인트 때문에 실제로 매우 어렵다. 예를 들면 64-quadrature amplitude modulation (QAM) ($M=64$) 을 사용하는 경우, 공간 스트림 개수가 4보다 큰 경우 ($N_S > 4$) 에는 현재의 기술로는 실현이 어려운 상황이다. 이러한 경우 선형 등화기 혹은 정렬된 순차적 간섭 제거기(SIC) 처럼 훨씬 더 간단한 검출기가 주로 사용되어 왔다.

선형 등화기는 다음과 같이 표현된 채널 왜곡을 보상함으로써 송신된 벡터 \mathbf{x} 를 결정한다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{LEQ} &= [\hat{x}_1 \hat{x}_2 \cdots \hat{x}_{N_S}]^T \\ &= [dec(\tilde{x}_1) dec(\tilde{x}_2) \cdots dec(\tilde{x}_{N_S})]^T \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $[\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \cdots \tilde{x}_{N_S}]^T = \mathbf{G}\mathbf{y}$ 이고, $dec(\tilde{x}_s) = (\arg \min_{x \in \Omega} |x - \tilde{x}_s|)$ 은 등화된 출력 \tilde{x}_s 를 가장 가까운 성상도 포인트로 매핑하는 슬라이싱을 나타낸다. Ω 는 성상도 포인트의 집합이고, \mathbf{G} 는 ZF, MMSE, maximum ratio combining (MRC) 선형 검출기의 등화 행렬이다.

$$\mathbf{G} = \begin{cases} (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H, \text{ZF} \\ (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_s^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H, \text{MMSE} \\ (\text{diag}(\mathbf{H}^H \mathbf{H}))^{-1} \mathbf{H}^H, \text{MRC} \end{cases} \quad (9)$$

여기서 $\text{diag}(\mathbf{A})$ 은 대각성분을 제외한 나머지가 영인 \mathbf{A} 행렬을 말하고 \mathbf{H} 는 Hermitian을 의미한다.

약간의 부가적인 복잡도로 선형 등화기 보다 더 좋은 성능을 위해, 널링과 캔슬링을 반복적으로 수행하는 SIC기법도 이용될 수 있다. 여기서 신호들은 잡음 증폭의 차수를 증가시키는 순서로 검출할 수 있으며, 논문^[20]과 같이 에러 전파를 고려하여 순서를 정할 수도 있다. 경관정이 행해진 후, 이것은 논문^[19]의 경우와 같이 LLR 계산을 위해 사용될 수 있다.

3.1.2 ML 방식의 검출기

위에서 언급된 선형 검출기는 공간 필터링의 개념에 기반을 두고 있다. 여기서 각각의 다중화된 신호 스트림은 수신기에서 고유한 공간 차원으로 분리된다. 반면에 ML 방식의 검출기는 가능한 후보들을 모두

검색함으로써 공간적으로 다중화된 신호들을 동시에 알아내어 성능 향상이 가능하다. 여기서, 기존의 준최적 연관정 ML 방식의 SM 검출기들과 차원 축소 연관정 검출기(dimension reduction soft detector, DRSD)라고 불리는 제안된 기법^[18,27]에 대해 더 자세히 설명한다.

1) 기존의 준ML 방식 검출기

기존의 준ML 방식의 검출기들은 일반적으로 N_S 개의 공간 스트림들을 순차적으로 매기고, 식 (3) 또는 (7)의 계산시 각 스트림이 기여하는 ED 부분을 재귀적으로 $s = N_S$ 에서 시작하여 거꾸로 $s = 1$ 의 순서로 구현하는 방식을 따른다. 이 때, 스트림 순서는 최고의 신호대 잡음 전력비를 얻기 위해 잡음 전력 증폭 순으로 배열할 수도 있으며^[9], 다른 기준을 통해서도 정할 수 있다. 우수한 성능을 제공하는 list fixed-complexity sphere decoder (LFSD)의 경우, 각 레벨에서 가장 작은 순서로 ED가 증가되는 k_s 개의 자식노드를 선택하는 방식으로 레벨이 늘어남에 따라 후보들의 개수가 비례하여 증가하여 총 $K_s = \left(\prod_{s=1}^{N_S} k_s \right)$ 개의 후보들을 비교하게 된다. M -알고리즘의 경우 비슷한 방식으로 후보들을 유지하지만 각 레벨에서 총 K_M 개의 노드들을 지속적으로 유지한다는 점에서 차별성을 가진다^[11]. 다른 방법들 또한 심볼 후보를 선택하는 방식에 따라 차이가 발생하며 유사한 방법으로 설명될 수 있다^[12,13].

LFSD에서는 $K = K_s$ 이고 M -알고리즘에서 $K = K_M$ 인 것처럼, 일단 모든 K 개의 후보가 정해지면, LLR은 다음과 같이 (7)의 근사 형태를 기반으로 계산될 수 있다.

$$L(b_{s,n}) = \min_{\mathbf{x} \in \bar{X}_{s,n}^{(0)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 - \min_{\mathbf{x} \in \bar{X}_{s,n}^{(1)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (10)$$

여기서 $\bar{X}_{s,n}^{(b)}$ 은 $b_{s,n} = b$ 인 트리 탐색 후에 남아있는 송신 심볼 벡터들의 집합이다. 그리고 $s = 1, \dots, N_S, n = 1, \dots, N$ 에 대해 $|\bar{X}_{s,n}^{(0)} \cup \bar{X}_{s,n}^{(1)}| = K$, $\bar{X}_{s,n}^{(0)} \subset \bar{X}_{s,n}^{(0)}, \bar{X}_{s,n}^{(1)} \subset \bar{X}_{s,n}^{(1)}$, $\bar{\mathbf{x}}_{s,n}^{(b)} = \arg \min_{\mathbf{x} \in \bar{X}_{s,n}^{(b)}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2$ 이다. 비트 인덱스 혹은 비트 값(0 혹은 1)에 해당하는 어떤 스트림에도 후보가 없을 때, 즉, $\bar{X}_{s,n}^{(b)}$ 에 속하는 원소가 후보 중에 하나도 존재하지 않을 경우, 디폴트

값인 L_f 이 해당하는 비트에 대한 LLR 성분값으로 할당될 수 있으며 그 결과로 성능저하가 발생한다. K 가 증가함에 따라 $\overline{X}_{s,n}^{(b)}$ 에 원소가 존재할 가능성이 점점 커지고 디폴트값의 사용이 회피될 수 있기 때문에 수신기 성능은 향상되나 점점 많은 후보들이 비교되어야 하므로 연산량이 증가된다.

2) DRSD (차원 축소 연관정 검출기)

상기 ML기반의 연관정 검출기법의 복잡도는 공간 스트림의 개수가 증가함에 따라 급격히 증가하며 (10)과 같이 연관정을 위해 비트별로 $X_{s,n}^{(b)}$ 을 구분하여 서치를 구하는 과정의 복잡도가 주된 요인으로 작용한다. 이러한 연관정 ML 기법의 복잡도를 감소시키기 위해 현존하는 경관정 검출기를 부분적으로 사용하는 SM 연관정 복조기가 최근에 제안되었다^[18]. 일반적인 준ML 접근은 동시에 모든 스트림에 대해 가능한 모든 송신 심볼 값을 모두 고려하지만, 위에 묘사된 등화기 기반의 접근은 가능한 모든 ED를 계산하는 방법을 적용하지 않고 모든 산출 부담을 경관정 검출기로 전가한다. 이러한 두 가지 방법들의 적합한 결합을 위해 DRSD 기법에서는, ED계산시 LLR을 위한 연관정용 스트림들을 부분적으로 고려하고 남아있는 스트림에 대하여 최적의 송신 심볼 서브벡터를 찾기 위해 경관정 검출기를 사용한다.

먼저, 부분적으로 N_S^{so} 개의 스트림에 대해 LLR을 계산하는 문제를 살펴본다. N_S^{so} 을 연관정 복조가 행해질 스트림의 수라고 하고, N_S^{ha} 를 남아있는 스트림의 수라 하면 $N_S^{ha} = N_S - N_S^{so}$ 이다. 연관정 복조 스트림에 해당하는 송신 심볼 서브벡터를 \mathbf{x}^{so} 라 하고, 남아있는 스트림에 해당하는 송신 심볼 서브벡터를 \mathbf{x}^{ha} 라 하면, 재배열된 송신 심볼 벡터는 \mathbf{x}^{so} 의 가장 위에 \mathbf{x}^{ha} 을 배치함으로써 형성될 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^{ha} \\ \mathbf{x}^{so} \end{bmatrix} \quad (11)$$

그러한 예로, $N_S = 4$ 인 경우 1번째, 3번째 스트림에 대한 연관정 수행시, $N_S^{so} = 2$, $\mathbf{x}^{so} = [x_1 x_3]^T$, $\mathbf{x}^{ha} = [x_2 x_4]^T$, $\hat{\mathbf{x}} = [x_2 x_4 x_1 x_3]^T$ 가 되며, 심볼 벡터 순서 변경은 아래처럼 치환 행렬 \mathbf{P} 를 \mathbf{x} 에 곱함으로써 가능하다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{P} \mathbf{x} \quad (12)$$

유사하게, 채널 행렬의 열들은 치환 행렬 \mathbf{P} 를 사용하여 재배열된다.

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{P}^T = [\mathbf{H}^{ha} \mathbf{H}^{so}] \quad (13)$$

여기서 $\mathbf{H}^{so} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_S^{so}}$ 와 $\mathbf{H}^{ha} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_S^{ha}}$ 은 연관정 복조 스트림인 \mathbf{x}^{so} 과 나머지 남아있는 스트림인 \mathbf{x}^{ha} 에 대한 채널 서브행렬을 나타낸다. 송신 심볼 벡터와 채널 행렬에 대한 위의 치환으로, 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} = \hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{z} = \mathbf{H}^{ha} \mathbf{x}^{ha} + \mathbf{H}^{so} \mathbf{x}^{so} + \mathbf{z} \quad (14)$$

그러면 s 번째 스트림의 n 번째 비트($b_{s,n}$)에 대한 LLR은 다음과 같다.

$$\tilde{L}(b_{s,n}) = \min_{\mathbf{x}^{so} \in X_{s,n}^{so(0)}, \mathbf{x}^{ha} \in X^{ha}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}^{ha} \mathbf{x}^{ha} - \mathbf{H}^{so} \mathbf{x}^{so}\|^2 - \min_{\mathbf{x}^{so} \in X_{s,n}^{so(1)}, \mathbf{x}^{ha} \in X^{ha}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}^{ha} \mathbf{x}^{ha} - \mathbf{H}^{so} \mathbf{x}^{so}\|^2 \quad (15)$$

여기서 $X_{s,n}^{so,(b)}$ 은 $b_{s,n} = b$ 인 모든 연관정 복조 송신 심볼 서브 벡터 \mathbf{x}^{so} 의 집합이고, X^{ha} 은 모든 경관정 송신 심볼 서브 벡터 \mathbf{x}^{ha} 의 집합이다. 집합 $X_{s,n}^{so,(b)}$ 과 X^{ha} 에 대해 최소 ED를 계산하는 것은 아래의 두 가지 단계를 거쳐 수행될 수 있다. 먼저 아래의 식에서 내부 괄호식에 해당하는 값을 구하는 과정으로, 각각의 \mathbf{x}^{so} 에 대해 최소 ED를 만족하는 \mathbf{x}^{ha} 를 경관정 복조기를 이용해 X^{ha} 내에서 구한다. 이후 각각의 비트에 해당하는 $X_{s,n}^{so,(b)}$ 내에서의 모든 후보 \mathbf{x}^{so} 와 해당하는 최소 ED 값들을 비교해서 궁극적으로 최소의 ED 값을 각각의 비트에 대해 구함으로써 다음의 LLR 값을 구할 수 있게 된다.

$$\tilde{L}(b_{s,n}) = \min_{\mathbf{x}^{so} \in X_{s,n}^{so(0)}} \left(\min_{\mathbf{x}^{ha} \in X^{ha}} \|\mathbf{y}^{ha}(\mathbf{x}^{so}) - \mathbf{H}^{ha} \mathbf{x}^{ha}\|^2 \right) - \min_{\mathbf{x}^{so} \in X_{s,n}^{so(1)}} \left(\min_{\mathbf{x}^{ha} \in X^{ha}} \|\mathbf{y}^{ha}(\mathbf{x}^{so}) - \mathbf{H}^{ha} \mathbf{x}^{ha}\|^2 \right) \quad (16)$$

즉, 여기서

$$\mathbf{y}^{ha}(\mathbf{x}^{so}) \triangleq \mathbf{y} - \mathbf{H}^{so} \mathbf{x}^{so} \quad (17)$$

이고, MIMO ML 경관정 검출기는 ED를 최소화하는 송신 심볼 벡터 $\hat{\mathbf{x}}^{ha}(\mathbf{x}^{so})$ 을 다음과 같이 효율적으로 찾는다.

$$\hat{\mathbf{x}}^{ha}(\mathbf{x}^{so}) = \arg \min_{\mathbf{x}^{ha} \in \mathcal{X}^{ha}} \|\mathbf{y}^{ha}(\mathbf{x}^{so}) - \mathbf{H}^{ha} \mathbf{x}^{ha}\|^2 \quad (18)$$

이 때, $\hat{\mathbf{x}}^{ha}(\mathbf{x}^{so})$ 에 해당되는 최소 ED는 다음과 같이 계산되며,

$$D(\mathbf{x}^{so}) = \|\mathbf{y}^{ha}(\mathbf{x}^{so}) - \mathbf{H}^{ha} \hat{\mathbf{x}}^{ha}(\mathbf{x}^{so})\|^2 \quad (19)$$

LLR은 다음 식을 이용하여 최종적으로 계산될 수 있다.

$$\tilde{L}(b_{s,n}) = \min_{\mathbf{x}^{so} \in \mathcal{X}_{s,n}^{so(0)}} D(\mathbf{x}^{so}) - \min_{\mathbf{x}^{so} \in \mathcal{X}_{s,n}^{so(1)}} D(\mathbf{x}^{so}) \quad (20)$$

이때, N_S^{so} 및 N_S^{ha} 의 개수에 따라 연관정, 경관정 복조의 차수가 달라지며, 복잡도 또한 달라진다. 일반적으로 N_S^{so} 이 증가할 경우 낮은 복잡도의 경관정 복조의 스트림수가 증가하므로 성능은 저하되어, 성능과 복잡도간의 trade-off를 고려하여 N_S^{so} 와 N_S^{ha} 를 결정하게 된다.

그림 2는 제안된 차원 축소 방법이 적용된 복조기의 부분적인 블록 다이어그램을 보여준다. 첫 번째 블록은 연관정 복조 송신 심볼 서브벡터들에 대한 후보 부분집합을 생성하는 블록이다. 두 번째 블록은 원래의 수신 신호 벡터에서 연관정 복조 송신 심볼 서브벡터들의 영향을 제거한 새로운 수신 신호 벡터를 형성한다. 그러면 세 번째 블록에서 경관정 문제가 N_S^{ha} 의 차원으로 해결된다. 다음 블록에서, 경관정 송신 심볼 서브벡터의 추정을 기반으로 하여 각각의 연관정 복조 송신 심볼 서브벡터에 대한 ED가 계산된다. 마침내, LLR이 ED를 기반으로 하여 계산된다. 논문^[18]에

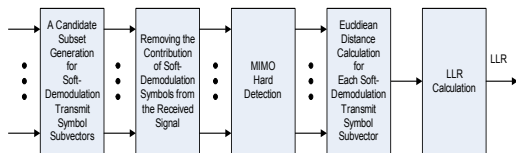


그림 2. 부분적인 MIMO 차원 축소 방법이 적용된 연관정 복조기
Fig. 2. Partial MIMO soft demodulator with dimension reduction approach

는 DRSD와 이전의 다른 기법들의 성능과 복잡도 비교를 포함하여 DRSD에 관한 더 상세한 내용이 설명되어 있다.

제안한 DRSD의 최적성은 최적 경관정 검출기의 사용으로 유지될 수 있다. 그러나 최적성을 희생하여 복잡도를 보다 더 줄일 수 있다. 복잡도를 줄이는 가장 쉬운 방법은 준ML 경관정 검출기, 선형 등화기, 결정 재입력 등화기와 같은 준최적 경관정 검출기를 사용하는 것이다. 준최적 경관정 검출기의 사용은 상당한 성능 손실을 야기할 수 있다. 이런 경우에, 복잡도와 성능의 타협으로써 하나의 준최적 경관정 검출기 대신 다중 준최적 경관정 검출기가 사용될 수 있다^[21]. 복잡도를 줄이는 또 다른 방법으로 경관정 복조 송신 심볼 서브벡터를 위한 M^{N_S} 개의 연관정 송신 심볼 서브벡터 후보들 대신 적은 수의 후보들을 적절히 선택할 수 있다^[22].

3.2. 반복 검출 및 복호(IDD)

더 높은 데이터 전송 속도를 지원하기 위해, 단방향 비반복 복호보다 훨씬 더 나은 성능을 제공하는 반복 검출 및 복호(IDD) 기법이 점점 주목을 받고 있다^[10]. IDD 수신기는 그림 3과 같이 근최적 성능을 얻기 위해 심볼 검출기와 채널 복호기 사이에서 연관정 정보를 교환한다.

IDD 기법은 복호기에서 검출기까지의 피트백 경로를 최대한 활용한다. 그리고 연관정 정보가 교환되는 경로에서는 인터리버와 디인터리버의 집합으로 구성되어 있다. IDD 기법은 그림 3에서의 양방향의 알고리즘에서 검출기와 복호기 사이의 연관정 정보를 반복적으로 교환한다. IDD기법이 최적 알고리즘으로 엄격하게 증명되지는 않았지만 심볼을 복호하고 근최적 결과를 얻는데 매우 효율적이다. IDD 기법 하에서 LLR은 a priori LLR (L_A), extrinsic LLR (L_E), a posteriori LLR (L_D) 3가지로 나뉜다. 우선, 검출기에서 최대 사후(MAP) 검출과 같은 검출 알고리즘을 사용하여 신호 벡터를 추정할 수 있고 a posteriori LLR

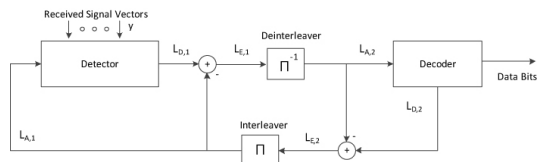


그림 3. 반복적인 검출 및 복호 수신기의 블록다이어그램
Fig. 3. A block diagram of iterative detecting and decoding receiver

을 계산한다. a posteriori LLR에서 a priori LLR을 빼면 extrinsic LLR을 얻을 수 있으며, 이는 검출기와 복호기 사이에서 교환된다. 수신 신호의 검출과 복호를 반복하면서, a posteriori LLR은 더 정확해지고 이에 부응하여 더 정확해진 a priori LLR은 검출과 복호에 사용될 수 있다. 상기의 반복적인 과정은 주어진 복호 성능 혹은 정지 기준이 만족될 때까지 수행된다.

IDD SM MIMO 복조기법의 경우, 단방향 기법의 LLR 식인 (7)과 달리 아래 식과 같이 a priori LLR $p[x]$ 가 ED 최소화식에 부가되어 기존의 트리 서치 기법을 그대로 적용할 수 없다는 문제점을 가진다²³⁾.

$$L(b_{s,n}) = \min_{x \in X_{s,n}^{(0)}} (\|y - Hx\|^2 - \log p(x)) - \min_{x \in X_{s,n}^{(1)}} (\|y - Hx\|^2 - \log p(x)) \quad (21)$$

따라서 비반복 복호기와 비교하면 반복 연산에 따른 추가적인 연산량 외에도 상기 최적화 해를 구하기 위한 별도의 과정이 필요하여 매우 많은 연산량을 필요로 한다. 이로 인해 최근에는 성능 요구 수준을 유지하면서 복잡도를 줄이기 위한 다양한 알고리즘들이 제안되었다^{10-14,25)}. 스퀘어 디코딩 기반의 IDD 기법들이나^{10,24)}, list-administration 기법에 기반한 단일 트리 서치 연판정 IDD 기법¹¹⁾, 고정 복잡도를 가진 MMSE parallel interference cancellation (PIC) 기법¹⁴⁾ 등이 복수개의 후보들을 유지하면서 a priori 정보를 반영하는 기법들로서 연구되었으며, 연판정 정보를 케환하며 트리 탐색에서 다양한 후보들을 갱신하기보다 successive cancellation method를 사용하여 하나의 유력한 후보를 유지하는 IDD 기법들도 개발되었다²⁵⁾.

IV. Massive MIMO 시스템의 복조

앞선 비선형 기법들의 경우, 현재 4~8개 이상의 공간 스트림을 구현하기가 현실적으로 어렵다. 최근에는 안테나수가 증가할수록 지수적으로 송수신 필터의 복잡도가 증가하는 제약 조건을 극복할 수 있는 massive MIMO 기술이 제시되었다. 기지국에서 아주 많은 안테나를 사용함으로써 가우시안 분포를 따르는 채널이 겪는 유효 채널이 확률적인 특성에서 결정적인 특성으로 수렴할 수 있다. 이러한 대수의 법칙을 적용함으로써, 선형 송수신 필터로 충분히 비선형 송수신 필터에 필적하는 성능에 도달할 수 있다⁶⁾. 앞장에서 설명한 ZF 또는 MMSE 선형 기법의 경우 차원이 증가함에 따라 역행렬 수행의 복잡도 또한 급격히

증가되므로, 이러한 계산이 필요 없는 초간단 MF/MRT 송수신 필터링 기법이 큰 주목을 받고 있다^{14,6)}. 즉, 식(9)의 선형기반 등화기법에서 역행렬 연산이 필요한 ZF 또는 MMSE기법에 비해 MRC 기법의 연산량이 훨씬 작으므로 안테나수가 수십~수백 개 이상인 경우에서도 구현이 가능하게 된다. 논문¹⁴⁾에서는 하향링크에서 안테나수(N_R)와 사용자수(N_T)가 일정한 비율($N_R/N_T =$ 상수)로 무한대로 수렴할 때 MF 필터와 ZF 빔포밍의 용량을 구하였으며, 논문^{126,30)}에서는 상향링크에서 massive MIMO의 이론적인 용량에 근접한 성능을 얻기 위해 필요한 안테나수가 모의 실험을 통해 분석되었다.

앞서 기술한 대로 안테나수가 증가함에 따라 SM 송수신기법의 복잡도 및 전력 소모가 급격하게 증가하며, 안테나 어레이를 구현하기 위한 디바이스의 크기 또한 급격히 증가 한다⁴⁾. 우선, 풍부한 스퀘터링 조건을 만족할 수 있는 안테나 간격을 $\lambda/2$ 라 한다면, 2차원 안테나 어레이의 경우, $N_R \times N_R$ 안테나의 경우 필요면적은 $0.5\lambda N_R \times 0.5\lambda N_R$ 이다. 예를 들면, 2.5GHz 대역에서 20×20 어레이는 120cm x 120cm를 필요로 하며, 주어진 디바이스 크기에 따라 지원 가능한 최대 안테나 개수의 제한을 갖게 된다. 그러한 물리적 제한 내에서 추가적으로 다음과 같이 필요연산량 (또는 구현 복잡도)을 고려해야 한다. 표 1과 같이 역행렬 연산이 필요 없이 간단한 곱셈이 추가 되는 MF (또는 송신기에서의 MRT) 기법의 복잡도가 가장 낮으며, 역행렬 연산이 필요한 MMSE/ZF 기법, K-Best 등의 준최적 비선형 ML, 최적 ML 기법 순으로 복잡도가 증가하게 된다. 상세한 구현 알고리즘에 따라 상세한 구현 복잡도는 달라지나, 시스템에서 구현 가능한 연산량의 최대치가 주어질 경우 각 기법이 지원 가능한 최대 안테나수가 결정된다. 그러한 예로, 표 1에서 알 수 있듯이 수신 심벌당 2만개의 곱셈 연산이 허용될 경우, 4×4 MIMO SM 시스템에 있어서는 K-Best와 같은 준최적 수신 기법의 사용이 가능하다. 100×100 과 같이 massive MIMO 환경에서는 MRC 필터링만이 적용 가능하다.

그러한 최대 안테나수 한도 내에서 수신기가 지원할 수 있는 전송 용량 또는 오류 성능이 달라진다. 수신 기법에 따라 구체적인 전송용량의 차이가 발생하며, 그림 4와 같은 대략적 경향성을 가진다. 이 때, Massive MIMO의 경우 N_T/N_R 이 충분히 커서 대수의 법칙이 충분히 의미를 가지며 신호 대 잡음전력비는 크다고 가정하였다⁵⁾. 물론, 상기 변수들과 채널 추

표 1. 연산량 계산식
Table 1. Computational complexity

Scheme	Computational complexity (Number of multiplications)	Example ($N_R = N_T = N_S = 4, M = 64, K_B = 16$: K of K-Best scheme)	Example ($N_R = N_T = N_S = 100, M = 64,$ $K_B = 16$: K of K-Best scheme)
ML	$N_T M^{N_T}$	67,108,864	9.51×10^{159}
K-Best	$M + N_T(N_T - 1)MK_B$	12,352	10,137,664
ZF	$2N_T N_R + (2/3)N_T^3$	75	686,667
MRC	$2N_T N_R$	32	20,000

정 오차 등에 따라 각 기법들의 성능이 역전되는 경우도 발생할 수 있다. 이 때, 주어진 안테나 한도 내에서 최고의 전송 용량을 갖는 송수신 기술을 선택할 수 있다. 반대로, 전송 용량의 필요치가 주어진 상황에서 복잡도를 최소화하는 방식으로 송수신 방식을 결정할 수도 있다.

향후 한동안은 안테나 어레이 구현의 어려움 등으로 대수의 법칙이 적용될 만큼 충분한 수의 안테나 적용이 쉽지 않을 것으로 예상된다. 그러한 경우, 기존의 SM MIMO 송수신 기술과 massive MIMO 기술의 장단점을 접목한 새로운 방식의 송수신 기술들이 요청될 것이다.

SM MIMO 시스템에서 최적 복조 기법의 복잡도는 안테나수에 지수적으로 증가하는 반면, massive MIMO의 경우에는 선형 송수신 필터로 충분히 비선형 송수신 필터에 필적하는 성능에 도달할 수 있으므로 복잡도의 지수적인 증가를 초래하지 않는다. 안테나수에 따른 적절한 SM 송수신 방식은 기존의 SM MIMO 시스템과 massive MIMO 시스템 사이에서 위치할 것으로 예상되며, 두 방식의 복잡도, 성능 등의 측면에서 trade-off를 고려한 설계가 필요할 것으로 예상된다.

References

[1] Q. Li, G. Li, W. Lee, M. Lee, D. Mazzaresse, B. Clerckx, and Z. Li, "MIMO techniques in WiMAX and LTE: A feature overview," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 5, pp. 86-92, May 2010.

[2] S. Yong, P. Xia, and A. Valdes-Garcia, *60GHz technology for Gbps WLAN and WPAN: From theory to practice*, NY: John Wiley & Sons, 2011.

[3] J.-W. Choi, J. Lee, H. Kwon, and I. Kang, *Chapter 8: Efficient MIMO receiver design for next generation wireless systems* (R. Mahmoudi and K. Iniewski, Low Power Emerging Wireless Technologies), CRC press, Feb. 2013.

[4] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, "Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with large arrays," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 30, no. 1, pp. 40-60, Jan. 2012.

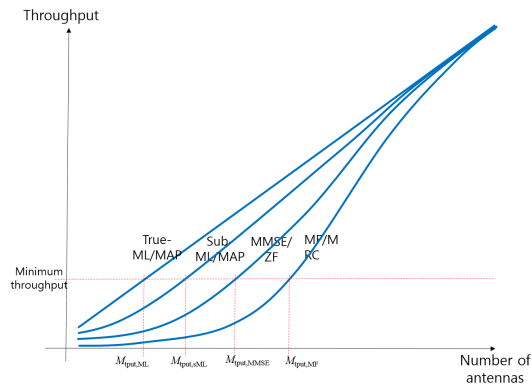


그림 4. 안테나수에 따른 SM 수신기법의 전송용량
Fig. 4. Throughput of SM receiver schemes

V. 결론

본 논문에서는 우선 SM MIMO 시스템 복조 방식의 기본 원리, 선형 및 비선형 검출 방식과 함께 대표적인 단방향, 양방향 복조 기법들에 대해 설명하고, 최근 beyond 4G 시스템의 핵심 기술로 부각되는 massive MIMO 시스템의 복조 기법을 선형 필터링 관점에서 기술하였다. 비선형 송수신 필터를 사용하는

- [5] C. Lee, C.-B. Chae, T. Kim, S. Choi, and J. Lee, "Network massive MIMO for cell-boundary users: From a precoding normalization perspective," in *Proc. IEEE Globecom*, pp. 233-237, California, USA, Dec. 2012.
- [6] Y.-G Lim and C.-B. Chae, "Understanding of massive MIMO technology," *IEEK Mag.*, vol. 39, no. 11, pp. 63-70, Nov. 2012.
- [7] S. Sugiura, S. Chen, and L. Hanzo, "A universal space-time architecture for multiple-antenna aided systems," *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, vol. 14, no. 2, pp. 401-420, Jan. 2012.
- [8] G. J. Foschini, "Space-time block codes from orthogonal designs," *Bell Labs Technical J.*, vol. 2, pp. 41-59, 1996.
- [9] P. Wolniansky, G. Foschini, G. Golden, and R. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proc. URSI Int. Symp. Signals, Systems, and Electronics (ISSSE)*, pp. 295-300, Pisa, Italy, Sept. 1998.
- [10] B. M. Hochwald and S. ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, Mar. 2003.
- [11] C. Studer and H. Bolcskei, "Soft-input soft-output single tree-search sphere decoding," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 56, no. 10, pp. 4827-4842, Oct. 2010.
- [12] Y. L. C. de Jong and T. J. Willink, "Iterative tree search detection for MIMO wireless systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 6, pp. 930-935, Jun. 2005.
- [13] L. G. Barbero and J. S. Thompson, "Extending a fixed-complexity sphere decoder to obtain likelihood information for turbo-MIMO systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 5, pp. 2804-2814, Sept. 2008.
- [14] C. Studer, A. Burg, and H. Bölcskei, "Soft-output sphere decoding: algorithms and VLSI implementation," *IEEE J. Selected Areas in Commun.*, vol. 26, no. 2, pp. 290-300, Feb. 2008.
- [15] L. Milliner, E. Zimmermann, J. R. Barry, and G. Fettweis, "A fixed-complexity smart candidate adding algorithm for soft-output MIMO detection," *IEEE J. Selected Topics in Signal Processing*, vol. 3, no. 6, pp. 1016-1025, Dec. 2009.
- [16] J.-S. Kim, S.-H. Moon, and I. Lee, "A new reduced complexity ML detection scheme for MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 4, pp. 1302-1310, Apr. 2010.
- [17] R. de Lamare and R. Sampaio-Neto, "Adaptive reduced-rank equalization algorithms based on alternating optimization design techniques for MIMO systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 6, pp. 2482-2494, Jul. 2011.
- [18] J. Lee, J.-W. Choi, and H.-L. Lou, "MIMO maximum likelihood soft demodulation based on dimension reduction," in *Proc. IEEE Globecom*, pp. 1-5, Miami, FL, USA, Dec. 2010.
- [19] J. Ketonen, M. Juntti, and J. R. Cavallaro, "Performance-complexity comparison of receivers for a LTE MIMO-OFDM system," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 58, no. 6, pp. 3360-3372, Jun. 2010.
- [20] S. W. Kim, and K. P. Kim, "Log-likelihood -ratio-based detection ordering in V-BLAST," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, no. 2, pp. 302-307, Feb. 2006.
- [21] J.-W. Choi, J. Lee, H.-L. Lou, and J. Park, "Improved MIMO SIC detection exploiting ML criterion," in *Proc. IEEE VTC*, pp. 1-5, San Francisco, CA, USA, Sept. 2011.
- [22] J.-W. Choi, J. Lee, J. P. Choi, and H.-L. Lou, "MIMO soft near-ML demodulation with fixed low-complexity candidate selection," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E95-B, no. 9, pp. 2884-2891, Sept. 2012.
- [23] S. -S. Shin, H. Choi, and J.-W. Choi, "A low-complexity iterative MIMO detection and decoding scheme using dimension reduction," *Trans. Emerging Telecommun. Technol. (ETT)*,

online published, May 2014.

- [24] H. Vikalo, B. Hassibi, and T. Kailath, "Iterative decoding for MIMO channels via modified sphere decoder," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 3, no. 6, pp. 2299-2311, Nov. 2014.
- [25] J. W. Choi, A. C. Singer, J. Lee, and N. I. Cho, "Improved linear soft-input soft-output detection via soft feedback successive interference cancellation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 3, pp. 986-996, Mar. 2010.
- [26] J. Hoydis, J. S. ten Brink, and M. Debbah, "Massive MIMO: How many antennas do we need?," in *Proc. Allerton Conf. on Comm. Control and Comp.*, pp. 545-550, Monticello, IL, USA, Sept. 2011.
- [27] J. Lee, J.-W. Choi, H. Lou, and J. Park "Soft MIMO ML demodulation based on bitwise constellation partitioning," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 13, no. 10, pp. 736-738, Oct. 2009
- [28] B. H. Shim and B. J. Lee, "Evolution of MIMO Technology," *J. KICS*, vol. 38A, no. 8, pp. 712-723, Aug. 2013.
- [29] S. Ahmed and S. Kim, "Low Complexity LSD Scheme for Joint Iterative MIMO Detection," *J. KICS*, vol. 38C, no. 11, pp. 1051-1059, Nov. 2013.
- [30] M. C. Jung and S. Y. Choi, "Optimal Number of Base Station Antennas and Users in MF Based Multiuser Massive MIMO Systems," *J. KICS*, vol. 38A, no. 8, pp. 724-732, Aug. 2013.

임 성 호 (Sung-Ho Lim)



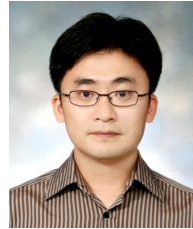
2014년 2월 : 충북대학교 전자공학부 공학사
 2014년 3월~현재 : 대구경북과학기술원 정보통신융합공학전공 석사과정
 <관심분야> MIMO 통신, 바이오 신호처리

김 경 수 (Kyungsoo Kim)



2012년 8월 : 숭실대학교 정보통신 전자공학부 공학사
 2012년 9월~현재 : 대구경북과학기술원 정보통신융합공학전공 통합과정
 <관심분야> 바이오 신호처리, 통신 신호처리

최 지 웅 (Ji-Woong Choi)



1998년 2월 : 서울대학교 전기공학부 공학사
 2000년 2월 : 서울대학교 전기공학부 공학석사
 2004년 8월 : 서울대학교 전기컴퓨터공학부 공학박사
 2004년 9월~2005년 10월 : 서울대학교 반도체공동연구소 박사후연구원
 2005년 11월~2007년 7월 : 미국 스탠포드대학교 박사후방문연구원
 2006년 7월~2007년 7월 : 미국 GCT반도체 컨설턴트
 2007년 8월~2010년 10월 : 미국 Marvell 반도체 Senior/Staff 연구원
 2010년 10월~현재 : 현재 대구경북과학기술원 정보통신융합공학전공 조교수
 <관심분야> 통신 이론, 통신 신호처리, 바이오메디컬 통신 및 신호처리, 뇌-기계 인터페이스