

논문 2013-50-8-8

저연산 연판정 기반의 다중 안테나 반복검출 기법

(Iterative MIMO Reception Based on Low Complexity Soft Detection)

신 상 식*, 최 지 응**

(Sang-Sik Shin and Ji-Woong Choi[©])

요 약

본 논문에서는 채널부호화 다중 안테나 시스템에서 공간다중화 전송된 신호들을 효과적으로 복조하기 위한 저연산 연판정 복조 다중 안테나 반복검출 기법을 제시한다. 반복 검출기법의 경우 우수한 성능에도 불구하고 연산량의 복잡성으로 수신단에 높은 복잡도를 요청하게 된다. 이러한 복잡도 감소를 위해 차원감소 소프트 검출 기법 (DRSD)과 모든 순서 순차적 간섭 제거 (AOSIC) 기법을 사용한다. 이 기법의 경우 기존 기법들에 비해 반복검출 기법의 연산량의 복잡성을 줄일 수 있으며 향상된 성능을 얻을 수 있다.

Abstract

In this paper, we propose an iterative soft dimension reduction based multi-input multi-output (MIMO) detection for coded spatial multiplexing system. In spite of better performance of iterative MIMO detection, its computational complexity gives a significant burden to the receivers. To mitigate this problem, we propose a scheme employing all ordering successive interference cancellation (AOSIC) for hard-decision detection and dimension reduction soft demodulator (DRSD) with iterative decoding for soft-decision detectors, respectively. This scheme can reduce complexity of iterative soft MIMO detection and provide better performance than other conventional detectors.

Keywords : Spatial multiplexing(SM), Inter-stream interference(ISI), Log-likelihood ratio(LLR),
Dimension reduction soft demodulation(DRSD), All ordering successive interference cancellation(AOSIC)

I. 서 론

현대 시대는 스마트폰과 같은 모바일 기기에 의해서 계속해서 더 많은 데이터양을 요구하고 있다. 이런 폭발적인 요구를 만족시키기 위해서 많은 고도의 기술들이 개발 및 사용되어 왔는데 그 중 송신단과 수신단에 하나 이상의 안테나를 사용하는 다중안테나 기술이 테

이터 전송량을 증가시킬 수 있는 핵심 기술로 각광받고 있다. 즉, 다중안테나 기술 중 공간다중 (spatial multiplexing, SM) 변조기술이 현재 IEEE 802.11n 및 LTE-Advanced 표준에 포함되어 사용되고 있다^[1].

하지만 다중안테나 기술은 수신단에 연산량 증가로 인한 부담을 주게 되는데 그 주된 이유는 각 안테나 간의 상호 간섭 (inter-stream interference) 때문이다. 이 문제를 완화하기 위해서 많은 선형등화기 기법들과 maximum likelihood (ML) 검출기 등이 연구되었다^[2~3]. 그 중 ML 검출기가 최적의 성능을 보장하지만, 안테나수가 증가할수록 기하급수적으로 계산 복잡도가 늘어나는 문제점을 가지고 있어서 많은 수의 안테나를 사용하는 다중 안테나 기법에는 구현이 쉽지 않다.

* 정회원, 국방기술품질원
(Defense Agency for Technology and Quality)

** 정회원, 대구경북과학기술원
(Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology)

© Corresponding Author(E-mail: jwchoi@dgist.ac.kr)
접수일자: 2013년6월4일, 수정완료일: 2013년7월29일

게다가, 컨볼루션 부호나 블록부호, 터보 부호 등의 채널 부호기법을 사용하는 경우 부호화된 비트들이 연관성을 가지게 되므로 심벌단위의 ML 검출기가 더 이상 최적을 성능을 나타낼 수 없다. 이런 경우 각각의 부호화된 비트들의 log-likelihood ratio를 이용하는 연판정 검출기법이 더 나은 성능을 보이게 된다.

하지만 연판정 검출기법도 채널용량에 도달하지 못한다^[4]. 채널용량에 가깝도록 더 나은 성능을 위해서 maximum a posteriori (MAP) 검출기법이 도입되었으나 피드백 되는 계산량의 증가로 실제 수신부에 사용하는 것이 용이하지 않다. 이를 해결하기 위해서 ML 기법을 변경한 근사적 최적 (sub-optimal) 기법들이 제시되었으나^[5-6] 여전히 실제 사용하기에는 복잡도가 크거나 성능이 만족스럽지 못하다. 이에 따라 본 논문에서는 ML 검출을 위해 기존에 고안한 모든 순서 순차적 간섭제거 기법 (AOSIC)^[7] 및 차원감소 소프트 검출기법 (DRSD)^[8] 을 적용하여 반복 검출에 적용할 수 있도록 변경한 MAP 기반의 반복검출 기법을 제안한다.

본 논문은 단락 II에서 시스템 모델을 정의하며 단락 III에서 반복 검출기법의 원리를 소개하고 단락 IV에서 제안하는 반복검출 기법을 설명한다. 단락 V에서는 복잡도 및 성능을 검증하며, 마지막으로 단락 IV에서 결론을 제시한다.

II. 시스템 모델

플랫 페이딩 채널을 상황에서 채널부호를 사용한 공간다중 (spatial multiplexing, SM) MIMO 시스템을 고려한다. 이때 그림 1과 같이 M_T 개의 송신안테나와 M_R 개의 수신안테나를 가진 $N_S (\leq \min(M_R, M_T))$ 개의 스트림이 전송된다고 가정한다. 송신단에서 데이터 비트들은 컨볼루션 부호, 터보 부호, Low-density parity check (LDPC) 부호 등의 채널 부호기를 거쳐 부호화된다. 부호화된 비트들은 N 비트들로 그룹화되며 심벌별로 $M = 2^N$ 개의 점들 중 하나로 매핑된다. 최종적으로 N_S 개의 심벌 그룹들은 송신 심벌 벡터를 형성하여 안테나로 매핑된 후 전송된다.

채널을 지나고 난 후, 수신기에 수신된 신호는 다음과 같이 표현된다.

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

$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1 \cdots \mathbf{y}_{N_R}]^T$ 는 $(N_R \times 1)$ 수신 신호 벡터이며, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \cdots \mathbf{h}_{N_T}]$ 는 $(M_R \times M_T)$ 채널 행렬로서, 열벡터 \mathbf{h}_m 은 m 번째 송신안테나에 해당하는 $(M_R \times 1)$ 채널이득 벡터를 나타낸다. 이 때 채널 \mathbf{H} 는 수신단에서 완벽히 알고 있다고 가정한다. 평균이 0이고 전력이 1로 정규화된 잡음 벡터 \mathbf{z} 의 확률밀도함수 (probability density function)는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{f}(\mathbf{z}) = \frac{1}{(\pi)^{N_R}} \exp(-\|\mathbf{z}\|^2). \quad (2)$$

III. 반복 검출기법

반복 다중 안테나 검출기에서는 log-likelihood ratio (LLR)를 다음과 같이 계산하여 각각의 메시지 비트에 대해서 소프트 검출을 한다.

$$L_{s,b} = \log \left(\frac{P[\mathbf{b}_{s,b} = +1 | \mathbf{y}]}{P[\mathbf{b}_{s,b} = -1 | \mathbf{y}]} \right) \quad (3)$$

s 는 다중 안테나의 스트림 인덱스를 나타내며 \mathbf{b} ($b \in [1, \dots, N]$)는 그 스트림의 비트 인덱스를 나타낸다. 위의 수식에 대해서 Bayes's 정리를 적용하면 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} L_{s,b} &= \log \left(\sum_{s \in \mathbf{b}_{s,b}^{+1}} p(\mathbf{y}|\mathbf{s})p(\mathbf{s}) \right) - \log \left(\sum_{s \in \mathbf{b}_{s,b}^{-1}} p(\mathbf{y}|\mathbf{s})p(\mathbf{s}) \right) \\ &= L_{s,b}^A + L_{s,b}^E \end{aligned} \quad (4)$$

이 때, a priori LLR $L_{s,b}^A$ 과 extrinsic LLR $L_{s,b}^E$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{s,b}^A = \log \left(\frac{p[\mathbf{b}_{s,b} = +1]}{p[\mathbf{b}_{s,b} = -1]} \right) \quad (5)$$

$$L_{s,b}^E = \log \frac{\sum_{s \in \mathbf{b}_{s,b}^{+1}} p(\mathbf{y}|\mathbf{s}) \exp\left(\frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^A\right)}{\sum_{s \in \mathbf{b}_{s,b}^{-1}} p(\mathbf{y}|\mathbf{s}) \exp\left(\frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^A\right)} \quad (6)$$

$\mathbf{b}_{s,b}^{+1}$ 과 $\mathbf{b}_{s,b}^{-1}$ 은 심벌벡터 집합을 나타내며 각각 s 번째 스트림의 b 번째 비트가 +1, -1인 심벌들의 모든 집합을 의미하며, $\mathbf{b}_{\{s,b\}}$ 는 s 번째 스트림의 b 번째 비트를 제외한 비트 벡터를 의미하고 $\mathbf{L}_{\{s,b\}}^A$ 는 s 번째 스트림의 b 번째 비트를 제외한 priori LLR 값을 의미한다. 또한, 주어진 \mathbf{s} 에 대한 수신 벡터 \mathbf{y} 의 조건부 확률밀도함수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p(\mathbf{y}|\mathbf{s}) = \frac{1}{(\pi)^{M_R}} \exp(-\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2) \quad (7)$$

이 때 log-MAP 근사화를 이용해 (6)의 extrinsic LLR는 간단하게 아래와 같이 근사화할 수 있다^[9].

$$L_{s,b}^E \approx \min_{s \in \mathbf{b}_{s,b}^{-1}} \left(\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^A \right) - \min_{s \in \mathbf{b}_{s,b}^{+1}} \left(\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^A \right) \quad (8)$$

Extrinsic LLR 값은 그림 1처럼 채널 복호기에 전달되며 만족할 성능이 될 때까지 또는 주어진 최대 반복횟수까지 반복검출 과정을 거쳐서 수신 성능을 향상시킬 수 있다.

수식 (8)의 구현을 위해 모든 비트들의 조합을 고려한 exhaustive 기법을 사용할 경우 만족할만한 성능을 보여주기는 하지만 안테나와 심벌의 비트 수가 증가할수록 그 연산량이 기하급수적으로 증가하게 되어 실제 수신단에 적용하기 어려우며, a priori LLR 때문에 유클리디언 거리 계산 ($\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2$)을 기반으로 한 이전의 ML의 기법들을 더 이상 사용할 수 없다. 따라서, 연산량이 적으며 a priori LLR이 존재 시에도 이를 고려한 MAP기반의 검출 기법의 도입이 필요하다. 이에 본 논문은 ML 기반의 dimension reduction soft demodulation (DRSD)^[8]을 MAP기법으로 확장 사용하여 연산량을 줄이며 성능을 향상시키고자 한다.

IV. 제안하는 반복 검출기법

DRSD는 스트림의 차원 감소 기법으로 복잡한 계산이 필요한 소프트 검출 스트림의 수를 줄이는 기법이다. 즉, DRSD는 각각의 수신 비트마다 계산이 복잡한 LLR을 계산해야 하는 소프트 검출 스트림과 복조를 통

해 심벌 벡터를 바로 구하는 낮은 복잡도의 하드 검출로 분리해서 처리하는 수신 기법이다.

우선, 수신단에 전달되는 N_S 개의 스트림 중에서 LLR을 계산해야하는 N_S^{so} 개의 소프트 스트림과 나머지 소프트 스트림을 N_S^{ha} ($=N_S - N_S^{so}$)개로 나눈다. 또한 송신 심벌 벡터 중 소프트 검출로 정해진 스트림을 \mathbf{s}^{so} 로 표기하며 하드 검출을 사용할 스트림을 \mathbf{s}^{ha} 로 표현한다. 즉, 송신 스트림은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{ha} \\ \mathbf{s}^{so} \end{bmatrix} \quad (9)$$

소프트 스트림과 하드 스트림의 분리와 같이 채널 행렬도 두 개의 서브행렬로 아래와 같이 분리가 가능하다.

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}^{ha} \quad \mathbf{H}^{so}] \quad (10)$$

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 \mathbf{s}^{so} 와 \mathbf{s}^{ha} 에 해당하는 채널응답행렬을 나타낸다. 따라서 식 (1)의 수신 신호는 아래와 같이 표현 가능하다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^{ha} \mathbf{s}^{ha} + \mathbf{H}^{so} \mathbf{s}^{so} + \mathbf{z}. \quad (11)$$

그리하여 s 번째 스트림에 b 번째 비트의 LLR 계산식 (8)은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$L_{s,b}^E = \min_{s^{ha} \in \mathbf{b}_{s,b}^{+1}, s^{so} \in \mathbf{b}_{s,b}^{so(-)}} \left(\|\mathbf{y} - \mathbf{H}^{ha} \mathbf{s}^{ha} - \mathbf{H}^{so} \mathbf{s}^{so}\|^2 - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}}^T \mathbf{L}_{\{s,b\}}^A \right) - \min_{s^{ha} \in \mathbf{b}_{s,b}^{-1}, s^{so} \in \mathbf{b}_{s,b}^{so(+)}} \left(\|\mathbf{y} - \mathbf{H}^{ha} \mathbf{s}^{ha} - \mathbf{H}^{so} \mathbf{s}^{so}\|^2 - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}}^T \mathbf{L}_{\{s,b\}}^A \right) \quad (12)$$

여기서 $\mathbf{b}_{s,b}^{ha}$ 는 하드검출 송신 심벌 벡터의 집합이며, $\mathbf{b}_{s,b}^{so(+)}$ 과 $\mathbf{b}_{s,b}^{so(-)}$ 는 각각 s 번째 스트림의 b 번째 비트가 +1, -1인 소프트 검출 송신심벌 벡터의 집합이다.

식 (12)는 아래의 식과 같이 각각 하드스트림과 소프트스트림의 최적화 문제로 분리하여 표현 가능하다.

$$L_{s,b}^E = L_{s,b}^{E,(-)} - L_{s,b}^{E,(+)}$$

$$= \min_{s^{so} \in \mathbf{b}_{s,b}^{so(-)}} \left(\min_{s^{ha} \in \mathbf{b}_{s,b}^{ha}} \left\{ \|\tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{s}^{so}) - \mathbf{H}^{ha} \mathbf{s}^{ha}\|^2 - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}}^{ha} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^{ha,A} \right\} - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}}^{so} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^{so,A} \right) - \min_{s^{so} \in \mathbf{b}_{s,b}^{so(+)}} \left(\min_{s^{ha} \in \mathbf{b}_{s,b}^{ha}} \left\{ \|\tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{s}^{so}) - \mathbf{H}^{ha} \mathbf{s}^{ha}\|^2 - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}}^{ha} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^{ha,A} \right\} - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}}^{so} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^{so,A} \right) \quad (13)$$

이 때 $\mathbf{L}_{\{s,b\}}^{ha,A}$, $\mathbf{L}_{\{s,b\}}^{so,A}$, $\mathbf{b}_{\{s,b\}}^{ha}$, $\mathbf{b}_{\{s,b\}}^{so}$ 는 각각의 하드 및 소프트 스트림의 priori LLR과 비트열을 의미하고, $\tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{s}^{so})$ 는 아래와 같이 수신신호에서 주어진 각각의 소프트 스트림 \mathbf{s}^{so} 에 해당하는 수신 신호를 제거한 신호를 의미한다.

$$\tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{s}^{so}) = \mathbf{y} - \mathbf{H}^{so}\mathbf{s}^{so} = \mathbf{H}^{ha}\mathbf{s}^{ha} + \mathbf{z} \quad (14)$$

이 때 식 (13)에서 각각의 소프트 스트림 \mathbf{s}^{so} 당 최적의 하드 스트림을 구하기 위해서는 아래를 만족하는 \mathbf{s}^{ha} 를 구해야 한다.

$$\hat{\mathbf{s}}^{ha}(\mathbf{s}^{so}) = \arg \min_{\mathbf{s}^{ha} \in \mathbf{b}^{ha}} \left(\left\| \tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{s}^{so}) - \mathbf{H}^{ha}\mathbf{s}^{ha} \right\|^2 - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}}^{ha} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^{ha,A} \right) \quad (15)$$

이러한 주어진 \mathbf{s}^{so} 에 대한 최적 스트림 벡터 $\mathbf{s}^{ha} (= \hat{\mathbf{s}}^{ha}(\mathbf{s}^{so}))$ 를 낮은 복잡도로 구하기는 어렵기 때문에 아래와 같이 기존에 있는 ML기반의 검출 조건을 만족하는 \mathbf{s}^{ha} 를 $\hat{\mathbf{s}}^{ha}(\mathbf{s}^{so})$ 로 근사화한다.

$$\hat{\mathbf{s}}^{ha}(\mathbf{s}^{so}) = \arg \min_{\mathbf{s}^{ha} \in \mathbf{b}^{ha}} \left(\left\| \tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{s}^{so}) - \mathbf{H}^{ha}\mathbf{s}^{ha} \right\|^2 \right) \quad (16)$$

$\hat{\mathbf{s}}^{ha}(\mathbf{s}^{so})$ 에 해당하는 비트 스트림을 $\hat{\mathbf{b}}_{\{s,b\}}^{ha}$ 라고 할 경우, 식 (13)은 아래의 근사식 (17)로 표현 가능하다.

$$L_{s,b}^E \approx \min_{\mathbf{s}^{so} \in \mathbf{L}_{s,b}^{so(-1)}} \left(\left\| \tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{s}^{so}) - \mathbf{H}^{ha}\hat{\mathbf{s}}^{ha}(\mathbf{s}^{so}) \right\|^2 - \frac{1}{2} \hat{\mathbf{b}}_{\{s,b\}}^{ha} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^{ha,A} - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}}^{so} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^{so,A} \right) - \min_{\mathbf{s}^{so} \in \mathbf{L}_{s,b}^{so(+1)}} \left(\left\| \tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{s}^{so}) - \mathbf{H}^{ha}\hat{\mathbf{s}}^{ha}(\mathbf{s}^{so}) \right\|^2 - \frac{1}{2} \hat{\mathbf{b}}_{\{s,b\}}^{ha} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^{ha,A} - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}}^{so} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^{so,A} \right) \quad (17)$$

이를 정리하면, s 번째 스트림의 b 번째 비트의 LLR 값 계산은 다음의 3가지 단계로 나누어서 계산할 수 있다. 첫 번째는 주어진 a priori LLR을 가지고 각각의 소프트 검출 스트림에 대한 최소 유클리디언 거리를 가지는 $\mathbf{s}^{ha} (= \hat{\mathbf{s}}^{ha}(\mathbf{s}^{so}))$ 를 식 (16)과 같이 찾아낸다. 2 단계에서는 각각의 \mathbf{s}^{so} 와 이에 해당하는 $\hat{\mathbf{s}}^{ha}(\mathbf{s}^{so})$ 및 $L_{\{s,b\}}^{so,A}$ 를 이용해 각각의 \mathbf{s}^{so} 에 해당하는 $L_{s,b}^{E,(-1)}$ 및 $L_{s,b}^{E,(+1)}$ 의 후보값들을 계산한다. 3단계에서는 각각의 \mathbf{s}^{so} 에 해당하는 $L_{s,b}^{E,(-1)}$ 및 $L_{s,b}^{E,(+1)}$ 의 후보들 중 비트 집합 1과 -1에 대해

최소값을 구하여 식 (17)과 같이 최종적인 $L_{s,b}^E$ 을 계산하여 채널 복호기에 전달한다. 반복검출기법은 위의 일련의 계산을 반복적으로 수행한다.

여기서 각각의 최소 \mathbf{s}^{so} 를 계산하기 위해서 하드 검출기가 필요한데 ML 검출기법의 경우 연산량이 높아 지므로 각 \mathbf{s}^{so} 에 대한 최소 \mathbf{s}^{ha} 를 직접 찾는 AOSIC를 적용하여 복잡성을 줄이고자 한다^[7]. AOSIC의 계산 단계는 아래와 같다.

$$\text{Initialization : } \mathbf{G}_i = \mathbf{w}_i = [\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}^H \\ i=1$$

$$\text{Recursion : } \mathbf{w}_j = (\mathbf{G}_i)_j \\ \hat{\mathbf{s}}_j^{ha} = \mathbf{w}_j \tilde{\mathbf{y}}_i \\ \bar{\mathbf{s}}_j^{ha} = \text{dec}(\hat{\mathbf{s}}_j^{ha}) \\ \tilde{\mathbf{y}}_{i+1} = \tilde{\mathbf{y}}_i - \bar{\mathbf{s}}_j^{ha} (\mathbf{H})_j \\ \mathbf{G}_{i+1} = (\mathbf{H}_j^-)^+ \\ i = i + 1$$

Finalizing :

$$\hat{\mathbf{s}}^{ha}(\mathbf{s}^{so}) = \arg \min_{\bar{\mathbf{s}}^{ha} \in \Phi} \left(\left\| \tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{s}^{so}) - \mathbf{H}^{ha}\bar{\mathbf{s}}^{ha} \right\|^2 - \frac{1}{2} \mathbf{b}_{\{s,b\}}^{ha,T} \mathbf{L}_{\{s,b\}}^{ha,A} \right), \\ \Phi = \{\bar{\mathbf{s}}_1^{ha}, \bar{\mathbf{s}}_2^{ha}, \dots, \bar{\mathbf{s}}_{N_s^{ha}}^{ha}\}$$

여기서 $(\mathbf{A})_j$ 은 A 행렬의 j 번째 행을 의미하며 \mathbf{H}_i^- 은 H 행렬의 i 번째 행을 제거한 H 행렬을 의미하고, $\bar{\mathbf{s}}_q^{ha}$ 는 q 번째 순서를 가진 SIC 검출기의 출력이다. 즉, 식 (16)을 얻기 위해 모든 \mathbf{s}^{ha} 에 해당하는 유클리디언 거리를 계산하여 비교하는 대신 각각의 스트림 배열을 바꿔가며 SIC 방식으로 \mathbf{s}^{ha} 후보를 선택하며, 이 때 스트림 배열의 총 가짓수는 $N_s^{ha}!$ 가 된다.

만약 모든 스트림의 모든 비트들에 대해 반복 소프트 디코딩을 해야 한다면, DRSD 계산 순서를 여러 번 해주어야 한다. 즉, 송신단의 스트림 순서를 변경해서 남아있는 스트림에 동일한 계산을 하면 된다. 예를 들면 $(N_s, N_s^{so}) = (4, 2)$ 일 때, 반복 소프트 디코딩 DRSD 프로세스를 스트림 3번째와 4번째에 대해서 $\mathbf{s} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \mathbf{s}_3, \mathbf{s}_4]$ 과 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \mathbf{h}_3, \mathbf{h}_4]$ 를 가지는 순서를 가지고 계산을 한다. 그 이후에 스트림 1번째와 2번째 스트림에 대해서 DRSD 프로세스를 계산하기 위해서 $\mathbf{s} = [\mathbf{s}_3, \mathbf{s}_4, \mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2]$, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_3, \mathbf{h}_4, \mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2]$ 처럼

순서를 변경하여 똑같은 계산을 반복적으로 수행하여 모든 스트림의 모든 비트에 대해서 계산할 수 있다.

이렇듯 소프트 스트림과 하드 스트림으로 스트림을 분리한 뒤 a priori LLR을 단계적으로 고려하여 복잡도가 지수적으로 증가하는 것을 방지함으로써 계산량 측면에서 이점을 가지게 된다.

V. 복잡도 계산 및 성능

반복 DRSD 검출기의 복잡도 검증을 위해 일반적인 반복 MAP 소프트 검출기와 비교를 수행한다. 각각의 LLR 값에 대한 유클리디언 거리를 계산하기 위해서 트리 서칭 (tree searching)을 고려하고, 트리 서칭에서 체크하는 복조 포인트의 개수를 복잡도 계산의 기준으로 삼는다. 이 논문에서는 모든 반복 검출기에서 공통적으로 계산하는 a priori 정보에 대한 계산량은 고려하지 않는다.

일반적인 MAP 검출기에서 체크 노드의 개수는 아래와 같다.

$$C(N_S) = \sum_{i=1}^{N_S} M^i = \frac{M^{N_S+1} - M}{M - 1} \quad (18)$$

일반적인 노드에 대한 서칭은 트리의 모든 노드에 대해서 유클리디언 거리를 체크한다. 즉, i 번째 스트림 노드의 고려할 모든 복조 포인트는 M^i 으로 표시 한다. 반면에, 반복 DRSD의 경우는 소프트 스트림에 대해서만 거리 계산을 수행하므로 복조 포인트 개수는 아래와 같다.

$$C_{DRSD}(N_S^{so}) = \sum_{i=1}^{N_S^{so}} M^i = \frac{M^{N_S^{so}+1} - M}{M - 1} \quad (19)$$

본 논문에서는 비교적 우수한 성능을 가지며 연산량 측면에서 현실적으로 구현 가능한 MMSE를 기반으로 한 parallel interference cancellation (MMSE-PIC) 검출기와 제안 기법의 복잡도 및 성능을 비교하고자 한다. MMSE-PIC 검출기는 각각의 스트림에 MMSE 기법을 적용하여 각각의 스트림에 대해서 경관정을 한 후 a priori LLR을 계산하여 반복 검출하는 기법이다^[10]. MMSE-PIC와 반복 DRSD를 비교하는 이유는 두 가지 알고리즘이 모두 신호대 잡음 전력비 (signal to noise power ratio)에 무관하게 고정된 복잡도를 가지며 ML

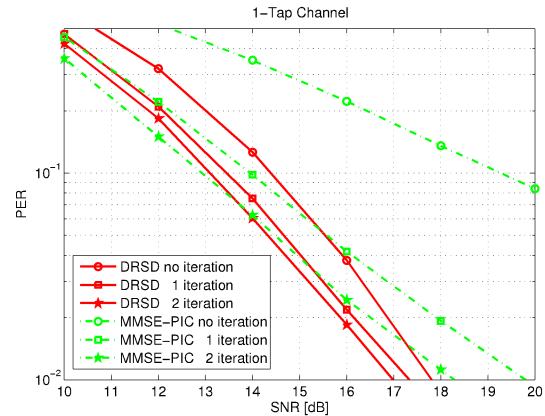


그림 2. QPSK 3개 송신안테나와 3개 수신안테나 성능
Fig. 2. PER curves for QPSK with 3 transmit and 3 receiver antennas.

방식을 기반으로 하기 때문이다. 또한 DRSD가 한 스트림에 대해서 소프트 검출을 할 경우 아래와 같이 M 의 복잡도를 가지며, 이는 MMSE-PIC의 복잡도와 유사하다^[10].

$$C_{DRSD}(1) = \sum_{i=1}^1 M^i = M \quad (20)$$

성능을 검증하기 위해서 그레이 부호를 사용하는 MIMO-OFDM 시뮬레이터를 사용한다^[11]. 시뮬레이션 결과는 Convolution 인코더 (Rate R=5/6과 Constraint lengths K=7, Polynomials[133, 171])를 사용하며 BCJR 채널 디코더를 사용한다. 채널은 플랫폼 페이딩 채널을 가정하고 하나의 패킷은 4개의 OFDM 심벌로 구성되며 128개의 부반송파를 사용한다.

그림 2는 패킷 오류 곡선 (packet error rate, PER)으로 QPSK 변조기법을 사용하고 각각 3개의 송신, 수신 안테나를 사용했을 때의 신호 대 잡음 전력비에 대한 성능을 나타내고 있다. 그림에서와 같이 유사한 복잡도를 갖는 MMSE-PIC에 비해 제안 기법은 관심 영역인 $PER < 10^{-1}$ 에서 보다 우수한 성능을 나타내며, 반복 복호횟수가 적을수록 성능 향상의 정도가 증가함을 확인할 수 있다.

VI. 결론

SM 기반의 다중 안테나 시스템에서 수신 신호 복조를 위한 반복 MAP 검출기 기법은 수신단에 많은 계산 부담을 주는 문제가 있어 실제 좋은 성능에도 불구하고

사용하는데 한계를 가지고 있다. 이에 본 논문에서는 AOSIC를 하드 검출기로 사용하는 반복 DRSD 복조 기법을 제시하였으며 기존기법에 비해 유사한 복잡도를 가지면서도 보다 우수한 성능을 보여준다.

REFERENCES

- [1] D. Bai, C. Park, J. Lee, H. Nguyen, J. Singh, A. Gupta, Z. Pi, T. Kim, C. Lim, M. Kim, and I. Kang, "LTE-advanced modem design: challenges and perspectives," *IEEE Commun. Magazine*, Vol. 50, pp. 178-186, Feb. 2012.
- [2] P. Wolniansky, G. Foschini, G. Golden, and R. Valenzuela, "V-BLAST: Architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel," in *Proc. of International symposium on Signals, Systems, and Electronics*, pp. 295-300, June, 1998.
- [3] M. O. Damen, H. E. Gamal, and G. Caire, "On maximum-likelihood detection and the search for the closest lattice point," *IEEE Trans. Inform Theory*, Vol. 49, pp. 2389-2402, Oct. 2003.
- [4] C. E. Shannon (1947), *The mathematical theory of communication*, Urbana, University of Illinois Press.
- [5] S. Hochwald and S. Ten Brick, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 51, pp. 389-399, Mar. 2003.
- [6] L. G. Barbero and J. S. Thompson, "Extending a fixed-complexity sphere decoder to obtain likelihood information for turbo-MIMO systems," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, Vol. 57, pp. 2804-2814, Sept. 2008.
- [7] J.-W. Choi, J. Lee, H. Lou, and J. Park, "Improved MIMO SIC detection exploiting ML criterion," in *Proc. of Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 1-5, Sept. 2011.
- [8] J. Lee, J.-W. Choi, and H.-L. Lou, "MIMO maximum likelihood soft demodulation based on dimension reduction," in *Proc. of IEEE Globecom*, pp. 1-5, Dec. 2010.
- [9] J.-W. Choi, 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.
- [10] X. Wang and H. V. Poor, "Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded

CDMA," *IEEE Trans. Commun*, Vol. 47, pp. 1046-1061, July, 1999.

- [11] C. Studer and H. Bolcskei, "Soft-input soft-output single tree-search sphere decoding," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 56, pp. 4827-4842, Oct. 2010.

저자 소개



신 상 식(정회원)

2006년 동아대학교 전자공학과
학사 졸업.

2006년~2010년 삼성전자
무선사업부 연구원

2013년 대구경북과학기술원 정보통신융합공학전공 석사졸업.

2013년~국방기술품질원 연구원 재직

<주관심분야 : 무선통신, 신호처리>



최 지 응(정회원)

1998년 서울대학교 전자공학과
학사 졸업.

2000년 서울대학교 전자공학과
석사 졸업.

2004년 서울대학교 전자공학과
박사 졸업.

2005년~2007년 미국 스탠포드대학교
박사후연구원

2007년~2010년 미국 Marvell Semiconductor
책임 연구원

2010년~대구경북과학기술원 정보통신융합공학
전공 조교수

<주관심분야 : 무선통신, 신호처리>