

논문 2007-44SP-4-15

다중 안테나 시스템을 위한 Hybrid Iterative 검출 기법

(Hybrid Iterative Detection Algorithm for MIMO Systems)

김 상 현*, 신 명 철**, 김 경 연**, 이 충 용*

(Sangheon Kim, Myeongcheol Shin, Kyeongyeon Kim, and Chungyong Lee)

요 약

본 논문에서는 maximum a posteriori probability (MAP) 검출기와 minimum-mean-square-error (MMSE) 필터와 같은 선형 검출기의 hybrid 형태를 갖는, 다중안테나 시스템을 위한 iterative 수신기를 고려한다. MAP검출기의 우수한 성능과 선형 검출기의 낮은 복잡도를 얻기 위해 두 검출기를 한 프레임 내에서 동시에 사용하는 수신기 구조를 제안한다. Outer 코드의 extrinsic 정보인 코드 비트에 대한 a priori probability를 이용하여 검출기를 결정할 수 있는 임계치를 계산하고, 복조 심볼 단위로 결정된 검출기를 적용하여 코드 비트의 검출단에서의 extrinsic 정보를 계산한다. 모의실험 결과를 통해서, 제안된 수신기가 MMSE 수신기보다 우수한 성능을 가지며, MAP 수신기보다 낮은 복잡도를 가짐을 확인하였다.

Abstract

For multiple antenna systems, we consider the hybrid iterative detection of the maximum a posteriori probability(MAP) detection and the linear detection such as the minimum-mean-square-error(MMSE) filtering with soft cancelation. We devise methods to obtain both the lower complexity of the linear detection and the superior performance of the MAP detection. Using the a prior probability of the coded bit which is extrinsic of the outer decoder, we compute the threshold of grouping and determine the detection scheme symbol by symbol. Through the simulation results, it is shown that the proposed receiver obtains the superior performance to the MMSE detector and the lower complexity than the MAP detector.

Keywords : MIMO, iterative 수신기, MAP 검출기, MMSE 검출기

I. 서 론

다중안테나 기술은 무선 페이딩 채널 환경을 극복할 수 있는 핵심 기술로 인식되고 있으며, 송신단 및 수신단 관점에서의 많은 연구들이 이루어지고 있다. 다중안테나 (multi-input-multi-output: MIMO) 시스템은, 다중안테나를 사용함으로써 얻을 수 있는 공간영역에서의 다이버시티이득을 통해 무선 링크의 신뢰도를 향상시키거나, 독립적인 신호를 다중 안테나로 전송함으로써 링크 용량을 증대시킬 수 있다^[1]. 송신단 측에서는 송신 다이버시티 이득과 높은 전송률을 얻기 위한 space-

time code 분야의 연구가 이루어지고 있다. 수신단에서는 비트 에러율의 성능 개선을 위해서 iterative 수신기^[2]에 대한 연구가 주목을 받고 있다^{[3][4][5]}. MIMO 수신기와 검출기를 inner 코드로 고려하며 채널 코드를 outer 코드로 고려하는 iterative MIMO 수신기에 대한 연구가 최근 활발히 이루어지고 있다. Iterative 구조에는 a posteriori probability(APP) 척도에 기반한 최적의 검출기와 선형 검출기에 기반한 준최적의 검출기가 존재한다. 우수한 성능에도 불구하고, maximum a posteriori probability(MAP) 검출기는 상당히 높은 연산량을 필요로 하며 이 연산량은 송신 안테나의 개수와 신호의 constellation에 따라 기하급수적으로 증가하는 문제점을 가지고 있다. List sphere decoding(LSD)^[4], Fincke-Pohst(FP) MAP^[5], 그리고 breadth first 알고리

* 정회원, ** 학생회원, 연세대학교 전기전자공학과
(Department of Electrical and Electronic
Engineering, Yonsei University)

접수일자: 2007년3월29일, 수정완료일: 2007년6월8일

증^[6]과 같은 연산량을 감소시키는 기법들이 제안되었지만, MAP 기반의 검출기는 여전히 높은 연산량을 요구한다. 더욱 낮은 연산량을 얻기 위해서, minimum-means-square-error(MMSE)와 같은 선형 필터링을 다중 사용자 시스템^[7]이나 주파수 선택적 페이딩 환경^[8]에 적용한 연구가 수행되었다. 그러나 선형 검출기는 동일 iteration수에 대해서 MAP 기반 검출기에 비해 열화된 성능을 나타낸다. 그러므로 본 논문에서는 낮은 신뢰도의 비트들에 대해서는 MAP 검출기를 이용하고, 높은 신뢰도를 나타내는 비트에 대해서는 MMSE 검출기를 적용함으로써, MMSE 보다 우수한 성능을 가지고 MAP 보다 낮은 연산량을 갖는 수신기를 제안한다.

II. 시스템 모델

다음 그림 1은 n_T 개의 송신 안테나와 n_R 개의 수신 안테나를 갖는 MIMO 시스템의 블록도를 나타내고 있다. 채널 코더, 비트 인터리버, 그리고 심볼 매핑으로 구성된 그림의 송신기는 버티컬 인코더(vertical encoder) 형식의 전형적인 공간 다중화 송신기구조를 보여주고 있다. 정보 비트 벡터 b 는 채널 코더에 의해 인코딩되어 인터리버를 통과하여 $L \times 1$ 차원의 코드 비트 벡터 c 로 재구성된다. 여기서, 이 코드 벡터는 다음과 같이 K 개의 연속된 블록으로 표시될 수 있다.

$$c = [c_1^T, \dots, c_k^T, \dots, c_K^T]^T \quad (1)$$

여기서,

$$c_k = [c_{k,1}^T, \dots, c_{k,i}^T, \dots, c_{k,n_T}^T]^T \quad (2)$$

이고, $\beta \times 1$ 차원의 서브벡터 $c_{k,i} = [c_{k,i,1}, \dots, c_{k,i,\beta}]^T$ 는 M-ary quadrature amplitude modulation (QAM) 심볼 $x_{k,i}$ 를 구성한다. 이때, $\beta = \log_2 M$ 이고, 심볼 $x_{k,i}$ 는 심볼 벡터 $x_k = [x_{k,1}, \dots, x_{k,n_T}]^T$ 의 i 번째 원소를 나타낸다. 마지막으로 $n_T \times 1$ 차원의 심볼 벡터 x_k 는 n_T 개의 안테나를 통해 전송되고, MIMO 채널을 통해 다음과 같은 $n_R \times 1$ 차원의 수신 신호 벡터 y_k 가 얻어진다.

$$y_k = \sqrt{\frac{\rho}{n_T}} H_w x_k + n_k, \quad k = 1, \dots, K \quad (3)$$

여기서, H_w 는 $n_R \times n_T$ 차원의 채널 행렬이며 행렬의

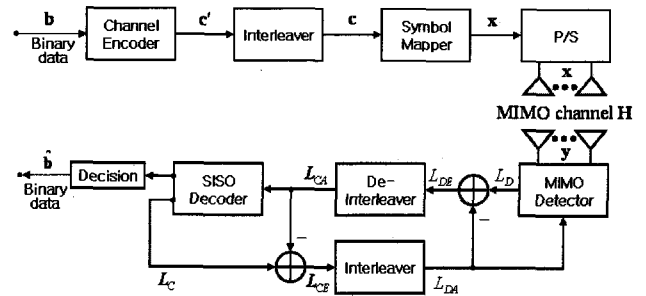


그림 1. 전체 시스템 모델

Fig. 1. The overall system model.

원소들은 평균이 0이고, 차원당 분산이 $1/2$ 인 독립적인 복소 가우시안 랜덤 변수이며, ρ 는 평균 수신 SNR을 의미한다. 본 논문에서는 간단한 표현을 위해서, $\sqrt{\rho/n_T} H_w$ 를 H 로 표현한다. 식(3)에서 n_k 는 독립적이고 동일한 분포를 갖는 평균이 0이고, 차원당 분산이 σ^2 인 복소 가우시안 랜덤 변수를 원소로 갖는 잡음 벡터를 의미하고, K 는 심볼 벡터의 개수를 나타내며 그 값은 $L/(\beta \times n_T)$ 이다.

그림 1에서의 수신단을 살펴보면, MIMO 검출기와 채널 디코더가 각각 inner 디코더와 outer 디코더의 역할을 함으로써, iterative 디코딩 기법이 적용될 수 있음을 확인할 수 있다. MIMO 검출기는 수신된 신호 벡터, 채널 행렬, 그리고 a priori 정보를 이용하여 APP 검출기를 통해 코드 비트에 대한 a posteriori 정보 L_D 를 계산한다. 계산된 L_D 에서 a priori 정보 L_{DA} 를 제거한 extrinsic 정보인 L_{DE} 를 디인터리빙한 후 Bahl, Cocke, Jelinek, and Raviv(BCJR) 알고리즘[9]을 이용한 채널 디코더를 이용하여 코드 비트의 extrinsic 정보인 L_{CE} 를 얻는다. 그리고, L_{CE} 는 다시 MIMO 검출기의 a priori 정보로 다시 피드백됨으로써 한번의 iteration이 완성되고 이러한 과정이 반복적으로 수행된다.

III. MIMO 시스템을 위한 iterative 수신기

1. MAP 검출기

코드 비트 블록 $c_{k,i}$ 의 j 번째 비트를 $c_{k,i,j}$ 라고 하면, MIMO 검출기에서의 비트 $c_{k,i,j}$ 에 대한 a posteriori log-likelihood ratio(LLR)는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$L_D(c_{k,i,j}|y_k) = \ln \frac{P(c_{k,i,j} = +1|y_k)}{P(c_{k,i,j} = -1|y_k)} \quad (4)$$

코드 비트 간의 독립성을 가정하고, Bayes 정리를 이용하면 위 L-값은 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned}
 L_D(c_{k,i,j} | \mathbf{y}_k) &= \ln \frac{P(c_{k,i,j} = +1)}{P(c_{k,i,j} = -1)} + \ln \frac{P(\mathbf{y}_k | c_{k,i,j} = +1)}{P(\mathbf{y}_k | c_{k,i,j} = -1)} \\
 &= L_{DA}(c_{k,i,j}) \\
 &\quad + \ln \frac{\sum_{c_k: c_{k,i,j} = +1} p(\mathbf{y}_k | c_k) \prod_{m \neq i, n \neq j} P(c_{k,m,n})}{\sum_{c_k: c_{k,i,j} = -1} p(\mathbf{y}_k | c_k) \prod_{m \neq i, n \neq j} P(c_{k,m,n})} \quad (5)
 \end{aligned}$$

여기서, 코드 비트의 확률 $P(c_{k,m,n})$ 은 채널 디코더에 의해 주어진다. 위 식의 첫 번째 항은 a priori 정보 $L_{DA}(c_{k,i,j})$ 를 의미하고, 두 번째 항은 채널 디코더의 입력 값이 될 extrinsic 정보 $L_{DE}(c_{k,i,j} | \mathbf{y}_k)$ 를 나타낸다. 그리고 조건부 확률 분포 $p(\mathbf{y}_k | c_k)$ 는 다음과 같은 분포를 가진다.

$$p(\mathbf{y}_k | c_k) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{n_R}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}_k - \mathbf{H}\mathbf{x}_k\|^2\right) \quad (6)$$

여기서, \mathbf{x}_k 는 코드 비트 벡터 c_k 에 의해 구성된 전송 심볼 벡터를 의미한다. Extrinsic 정보 $L_{DE}(c_{k,i,j} | \mathbf{y}_k)$ 는 Max-log 근사를 적용하여 다음 식(7)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 L_{DE}(c_{k,i,j} | \mathbf{y}_k) &\approx \max_{c_k: c_{k,i,j} = +1} \left[-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}_k - \mathbf{H}\mathbf{x}_k\|^2 + \sum_{\substack{m \neq i \\ n \neq j}} P(c_{k,m,n}) \right] \\
 &\quad - \max_{c_k: c_{k,i,j} = -1} \left[-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}_k - \mathbf{H}\mathbf{x}_k\|^2 + \sum_{\substack{m \neq i \\ n \neq j}} P(c_{k,m,n}) \right] \quad (7)
 \end{aligned}$$

이와 같은 과정을 통해 extrinsic 정보를 계산하는 MAP 검출기의 연산량은 안테나수와 복조 방식에 따라 기하급수적으로 증가하게 된다.

2. Soft cancellation을 이용한 MMSE 검출기

MAP 검출기의 연산량을 줄이기 위해서, soft cancellation을 이용한 선형 MMSE 필터링이 다중 사용자 code division multiple access(CDMA) 시스템^[7]과 선택적 채널에서의 equalizer^[8]에 적용되었으며, MIMO 시스템^[10]에도 적용된 바 있다. 이 검출 기법의 첫 번째 단계에서는, 코드 비트의 a priori 정보를 이용하여 전송된 심볼 벡터 \mathbf{x}_k 를 다음 식(8)과 같이 추정할 후, 수신된

전체 신호에서 제거함으로써 간섭 성분을 줄이게 된다.

$$\overline{x_{k,n}} = E[x_{k,n}] = \sum_{q \in Q} q P(x_{k,n} = q), \quad n = 1, \dots, n_T \quad (8)$$

여기서, Q 는 quadrature amplitude modulation (QAM) 심볼 집합을 의미하고, $P(x_{k,n} = q)$ 는 각 심볼의 확률을 나타내며 이 확률은 심볼 q 를 구성하는 코드 비트의 a priori 확률의 곱으로 계산된다. 채널 행렬 \mathbf{H} 에서 i 번째 열 \mathbf{h}_i 를 제거한 부행렬을 $\mathbf{H}^{[i]}$, 추정된 심볼 벡터 $\overline{\mathbf{x}}_k = [\overline{x_{k,1}}, \dots, \overline{x_{k,n_T}}]^T$ 에서 i 번째 원소를 제외한 심볼 벡터를 $\overline{\mathbf{x}}_k^{[i]}$ 라고 각각 표기하면, 수신된 신호에서 재구성된 신호를 제거함으로써, 다음과 같이 간섭 신호가 억제된 신호를 얻을 수 있다.

$$\widetilde{\mathbf{y}}_{k,i} = \mathbf{y}_k - \mathbf{H}^{[i]} \overline{\mathbf{x}}_k^{[i]} \quad (9)$$

검출기의 두 번째 단계에서는, MMSE 필터링을 통해 다음과 같이 추정 신호 $\widehat{x}_{k,i}$ 를 획득한다.

$$\widehat{x}_{k,i} = \mathbf{g}_{k,i}^H \widetilde{\mathbf{y}}_{k,i} \quad (10)$$

이때, 가중치 벡터 $\mathbf{g}_{k,i}$ 는 다음 식(11)과 같다.

$$\mathbf{g}_{k,i} = (\mathbf{H}\mathbf{V}_{k,i}\mathbf{H}^H + 2\sigma^2\mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_i \quad (11)$$

여기서, 대각 행렬 $\mathbf{V}_{k,i}$ 는 $x_{k,n}$ 의 분산을 원소로 갖지만, i 번째 대각 원소는 심볼 에너지인 E_x 이다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_{k,i} &= \text{diag}(\text{var}[x_{k,1}], \dots, E_x, \dots, \text{var}[x_{k,n_T}]) \\
 \text{var}[x_{k,n}] &= \left(\sum_{q \in Q} |q|^2 P(x_{k,n} = q) \right) - |\overline{x_{k,n}}|^2 \quad (12)
 \end{aligned}$$

마지막 단계에서는, 전체 수신 신호 벡터인 \mathbf{y}_k 가 아닌 MMSE 추정치인 $\widehat{x}_{k,i}$ 를 기반으로 하여 코드 비트의 a posteriori 정보와 extrinsic 정보를 다음 식과 같이 계산한다.

$$L_D(c_{k,i,j} | \widehat{x}_{k,i}) = \ln \frac{P(c_{k,i,j} = +1 | \widehat{x}_{k,i})}{P(c_{k,i,j} = -1 | \widehat{x}_{k,i})} \quad (13)$$

$$L_{DE}(c_{k,i,j} | \widehat{x}_{k,i}) = \ln \frac{P(\widehat{x}_{k,i} | c_{k,i,j} = +1)}{P(\widehat{x}_{k,i} | c_{k,i,j} = -1)} \quad (14)$$

여기서, MMSE 추정치 $\widehat{x}_{k,i}$ 의 조건부 확률 분포 함수 $p(\widehat{x}_{k,i} | c_{k,i,j})$ 는 다음과 같이 표현되고

$$p(\widehat{x}_{k,i}|c_{k,i,j}) = \sum_{q \in Q} p(\widehat{x}_{k,i}|x_{k,i}=q)P(x_{k,i}=q|c_{k,i,j}) \quad (15)$$

$P(x_{k,i}=q|c_{k,i,j})$ 는 비트의 a priori 확률의 곱으로 구할 수 있으며, 조건부 확률 분포 $p(\widehat{x}_{k,i}|x_{k,i}=q)$ 는 가우시안 분포로 가정한다^{[7][8]}.

3. MAP과 MMSE를 이용한 제안된 Hybrid 검출기

앞서 언급한 바와 같이, MMSE 검출기는 MAP 검출기에 비해 연산량 측면에서 더욱 효율적이다. 하지만 그림 2에서 살펴 볼 수 있듯이, soft cancellation을 이용한 MMSE 검출기는 MAP 검출기에 비해 동일 iteration에서 상당한 성능 저하를 나타낸다. 그러므로 이 장에서는 MAP 검출기의 우수한 성능과 MMSE 검출기의 효율성을 모두 얻기 위한 MAP과 MMSE의 hybrid 형태의 검출기를 제안한다. 여기서, 채널 디코더의 soft L-값 또는 extrinsic 정보가 그 비트의 신뢰도를 나타낸다는 사실을 고려해 볼 수 있다. 즉, 더욱 높은 크기의 L-값을 가진 비트는 정확히 맞을 확률이 더욱 높게 되고, 이러한 특성은 심볼에도 변함없이 반영된다. 그러므로 이러한 L-값의 특성을 이용하여 전체 코드 비트를 다음과 같이 두 그룹으로 분류한다. 첫 번째 그룹은 MMSE 검출기가 적용될 높은 신뢰도를 갖는 비트로 구성되고, 두 번째 그룹은 MAP 검출기를 이용할 상대적으로 낮은 신뢰도의 비트들의 집합이다. 이러한 분류는 비트 단위가 아닌 심볼 단위로 이루어진다. MMSE 검출기의 첫 번째 단계에서, 채널 디코더의 extrinsic 정보인 코드 비트의 a priori 정보를 이용하여 soft-cancellation을 위해 식 (8)과 같이 전송 신호를 추정하기 때문에, 결과적으로 신뢰도가 높은 정보일수록 더욱 정확한 추정치를 유도하게 되고, 이는 결국 작은 Euclidean 거리 $|\overline{x}_{k,i} - x_{k,i}|$ 를 갖게 한다. 그러므로 추정치 $\overline{x}_{k,i}$ 가 추정 오차를 $\overline{x}_{k,i} = x_{k,i} + n_{k,i}^v$ 과 같이 포함한다는 사실을 주목하여, Euclidean 거리의 제곱의 평균을 가상의 잡음 분산 σ_v^2 로 고려하고, 이 분산을 임계치로 하여 심볼을 분류한다.

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{L/\beta} \sum_{k=1}^{L/(\beta n_T)} \sum_{i=1}^{n_T} |\overline{x}_{k,i} - x_{k,i}|^2 \quad (16)$$

즉, 순간적인 잡음의 크기를 평균 잡음 분산과 비교함으로써, 정보의 신뢰도를 결정하게 된다. 그러나 실질적으로는 전송된 신호 $x_{k,i}$ 를 알 수 없으므로, Euclidean

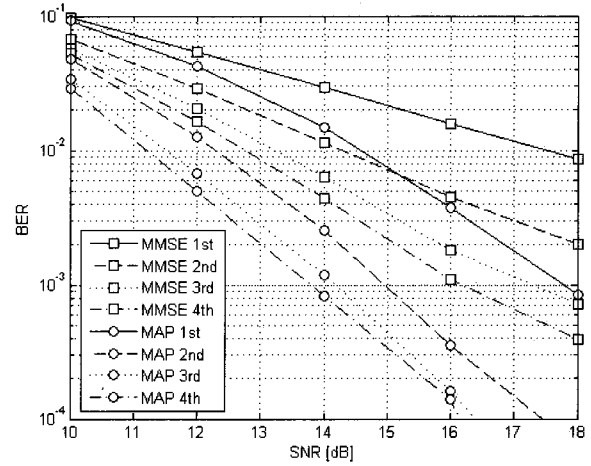


그림 2. 3개의 전송 안테나와 3개의 수신 안테나를 갖는 MIMO 시스템에서의 MAP 검출기와 MMSE 검출기의 비트오율

Fig. 2. The coded BER for the MAP and MMSE detectors with 3 transmit and 3 receiver antennas.

거리 $|\overline{x}_{k,i} - x_{k,i}|$ 는 다음과 식 (17)과 같이 $d_{k,i}$ 로 대체되고, 가상의 잡음 분산도 식 (18)로 근사화된다.

$$d_{k,i} = \min_{x_{k,i} \in Q} |\overline{x}_{k,i} - x_{k,i}| \quad (17)$$

$$\tilde{\sigma}_v^2 = \frac{1}{L/\beta} \sum_{k=1}^{L/(\beta n_T)} \sum_{i=1}^{n_T} d_{k,i}^2 \quad (18)$$

I_{MAP} 과 I_{MMSE} 를 각각 MAP 검출기와 MMSE 검출기가 적용되는 심볼의 인덱스 집합이라 하면, 심볼 $x_{k,i}$ 의 인덱스들을 다음과 같이 분류할 수 있다.

$$(k, i) \in \begin{cases} I_{MAP}, & \text{for } d_{k,i}^2 > \tilde{\sigma}_v^2 \\ I_{MMSE}, & \text{for } d_{k,i}^2 < \tilde{\sigma}_v^2 \end{cases} \quad (19)$$

최종적으로, 선택된 인덱스 집합에 따라서 심볼을 구성하는 코드 비트의 extrinsic L-값을 계산함으로써 한번의 iteration이 이루어진다.

IV. 모의실험 결과

제안된 MIMO 수신기의 성능을 평가하기 위해서, 3개의 송신 안테나와 3개의 수신 안테나를 갖는 MIMO 시스템을 구성하였다. 정보 비트는 (7, 5)의 생성기를 갖고 1/2 비율을 갖는 convolutional 채널 코드로 인코딩되고, 코딩된 비트들은 랜덤 인터리버를 통과한 후

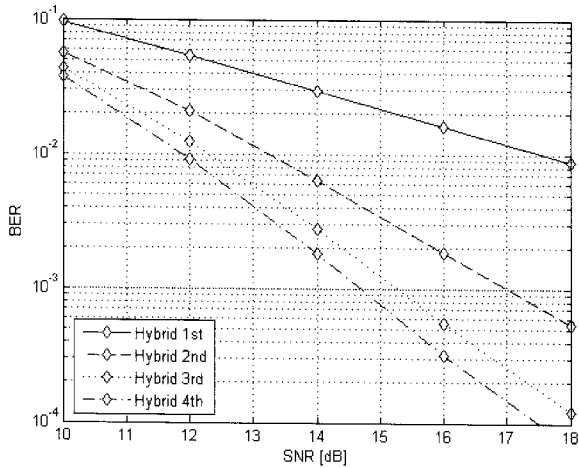


그림 3. 전송된 신호의 정보가 있는 경우의 비트오율
Fig. 3. The coded BER for the ideal case.

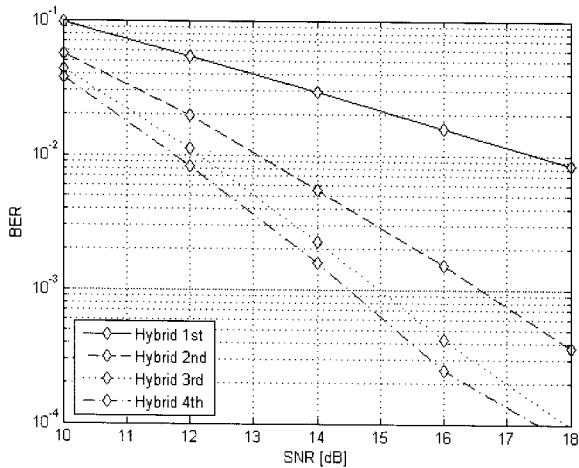


그림 4. 추정된 임계치를 적용한 경우의 비트오율
Fig. 4. The coded BER for the estimated threshold.

표 1. MAP 검출기 선택 비율

Table 1. Percentage of symbols selected as MAP detection.

	ideal case			approximation case		
	2nd	3rd	4th	2nd	3rd	4th
10dB	30.2%	22.2%	8.5%	41.4%	31.2%	25.8%
12dB	22.3%	12.3%	8.3%	32.7%	17.2%	11.1%
14dB	15.3%	6.4%	4.0%	23.1%	8.2%	4.6%
16dB	10.3%	10.1%	11.2%	15.4%	10.4%	11.2%
Total	14.3%			18.8%		

16-QAM 심볼로 변조된다. 수신단에서 완벽한 채널 정보를 가지고 있다고 가정하였고, 채널 행렬은 평균이 0 이고, 차원당 분산이 1/2인 독립적인 복소 가우시안 랜덤 변수들로 구성되었다. 연산량 감소를 위해서 첫 번째 iteration에서는 모든 심볼에 대해서 MMSE 검출기를 적용하였고, 이 후의 iteration부터 본 논문에서 제안

된 분류 기법에 따라 MAP과 MMSE 검출기를 각 심볼 단위로 적용하였다. 그림 3은 수신단 측에서 송신 신호에 대한 정보를 알고 있다고 가정하고 이 정보를 통해서 식(16)을 이용하여 검출기 선택 임계치를 계산한 경우의 비트 오차율에 대한 결과를 보여주고 있다. 결과를 살펴보면, 기존의 soft cancellation을 이용한 MMSE 검출기에 비해 iteration 수의 증가에 따른 성능 개선의 폭이 큼을 확인할 수 있다. 구체적으로 살펴보면, 제안된 수신기의 3 iteration의 결과가 MMSE 수신기의 4 iteration의 결과보다 우수한 성능을 나타내고 있다. 그림 4에서는 송신 신호에 대한 정보를 사용하지 않고, 식 (18)을 통해서 검출기 선택 임계치를 계산한 경우의 비트 오율에 대한 결과를 살펴볼 수 있다. 이 결과를 살펴보면, 근사화를 통해 얻은 임계치를 사용한 경우가 송신 신호를 알고 있을 때의 경우보다 우수한 비트 오율을 보임을 확인할 수 있다. 이는 근사화의 경우가 더욱 많은 MAP 검출기를 선택하였기 때문이며 이로 인하여 높은 연산량을 요구한다. 이러한 사실은 다음 표1의 MAP 검출기의 선택비율을 통해 확인할 수 있다. 표 1을 살펴보면, 두 번째 iteration부터 4번째 iteration까지, 송신 정보를 이용한 경우는 전체 심볼의 14.3%를, 그리고 근사화의 경우에는 18.8%의 심볼에 대해 MAP 검출기를 적용했음을 확인할 수 있다. 또한, 첫 번째 iteration에서는 모든 심볼에 대해 MMSE 검출기만을 적용했다는 사실을 고려해 보면, 제안된 방식은 MAP 검출기에 비해 상당한 연산량 감소를 얻을 수 있다. 따라서, 기존의 MAP 검출기와 MMSE 검출기에 비해 제안된 수신기는 MAP 검출기에 비해 다소의 성능 열차를 감수하며 연산량 측면에서의 효율성을 얻었고 이와 동시에 MMSE 검출기의 성능 향상을 얻을 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 MIMO 시스템을 위한 hybrid 검출기를 갖는 iterative 수신기를 고려하였다. 채널 디코더의 extrinsic 정보로부터 코드 비트에 대한 신뢰도를 가늠할 수 있다는 사실을 기반으로 하여, MAP 검출기와 MMSE 검출기의 hybrid 형식의 iterative 수신기를 제안하였다. 제안된 수신기는 두 검출기를 결합함으로써, MMSE 검출기의 낮은 연산량과 MAP 검출기의 우수한 성능을 동시에 가질 수 있음을 모의 실험을 통해 보였다.

참고 문헌

- [1] Severine Catreux, Larry J. Greenstein, and Vinko Erceg, "Some results and insights on the performance gains of MIMO systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 21, no. 5, pp. 839-847, June 2003.
- [2] Claude Berrou and Alain Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 10, pp. 1261-1271, Oct. 1996.
- [3] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Turbo-BLAST and its performance," *Proc. Vehicular Technology Conf.*, May 2001, pp. 1282-1286.
- [4] Bertrand M. Hochwald and Stephan ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, Mar. 2003.
- [5] H. Vikalo, B. Hassibi, and T. Kailath, "Iterative decoding for MIMO channels via modified sphere decoding," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 6, pp. 2299-2311, Nov. 2004.
- [6] Didier Le Ruyet, Tanya Bertozzi, and Bernaobek, "Breadth first algorithms for APP detectors over MIMO channels," *Proc. Int. Conf. Commun.*, vol. 2, June 2004, pp. 926-930.
- [7] 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.
- [8] M. Tuchler, A. Singer, and R. Koetter, "Minimum mean squared error equalization using a-priori information," *IEEE Trans. signal Process.*, vol. 50, pp. 673-683, Mar. 2002.
- [9] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theroy*, vol. IT-20, pp. 284-287, Mar. 1974.
- [10] Mathini Sellathurai and Simon Haykin, "TURBO-BLAST for wireless communications: Theory and experiments," *IEEE Trans. signal Process.*, vol. 50, no. 10, pp. 2538-2546, Oct. 2002.

저 자 소 개

김 상 현(정회원)
대한전자공학회 논문지
제 42권 TC편 제 8호 참조
<주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO 시스템>

신 명 철(학생회원)
대한전자공학회 논문지
제 42권 TC편 제 12호 참조
<주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO 시스템>

김 경 연(학생회원)
대한전자공학회 논문지
제 44권 TC편 제 4호 참조
<주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO 시스템>

이 충 용(정회원)
대한전자공학회 논문지
제 44권 TC편 제 4호 참조
<주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO 시스템>