

고속 무선 통신을 위한 비선형 MMSE 검출기를 갖는 터보 처리 다중 입출력 시스템

A Turbo Processing MIMO System with Non-Linear MMSE Detector for High-Speed Wireless Communications

강 병 권 · 조 동 균*

Byeong-Gwon Kang · Dong-Kyun Cho*

요 약

본 논문에서는 터보 처리 MIMO 시스템에서 시스템의 성능을 향상시키기 위해 기존의 선형 MMSE 검출기를 기반으로 간단한 비선형 MMSE 검출기를 유도하고 가우시안 근사화와 비선형 MMSE 검출기를 갖는 새로운 터보 처리 MIMO 시스템을 제안하였다. 터보 부호를 사용하는 터보 처리 MIMO 시스템에서 기존의 시스템과 제안된 시스템의 프레임 오류 성능을 살펴보면 1% FER을 기준으로는 송신과 수신 안테나 수를 각각 N 과 M 이라 할 때, $M=N=4$ 인 경우 제안된 시스템은 기존의 시스템보다 약 0.5 dB의 성능 향상을 갖고, $M=N=8$ 인 경우 제안된 시스템은 기존의 시스템보다 약 0.4 dB의 성능 향상을 갖는다. 또한 평균 외부 반복 횟수를 살펴보면 제안된 시스템이 기존의 시스템보다 낮은 수준을 보여주었다. 제안된 시스템의 비선형 MMSE 검출기가 수신 신호의 측정값에 근거하여 부호화된 비트의 연 출력을 결정함으로써 심볼 값을 판정하는데 필요한 영역에서의 불확실한 부분을 줄였기 때문에 성능이 향상될 수 있었다.

Abstract

In this paper, a simple and nonlinear MMSE detector is derived from the conventional linear MMSE detector to improve the system performance in turbo processing MIMO system and a new turbo processing MIMO system with nonlinear MMSE detector and Gaussian approximation is proposed. In turbo coded turbo processing MIMO system, the proposed system of $M=N=4$ performs about 0.5 dB better than the conventional system and the proposed system of $M=N=8$ performs about 0.4 dB better than conventional system at 1% FER. In addition, the average number of outer iterations of proposed system shows lower than that of conventional system. This is caused by the fact that the nonlinear MMSE detector of proposed system decides soft-outputs of coded bits based on the observation of received signals, so that it can reduce the uncertainty region in estimating the coded bits.

Key words : Turbo Process, MIMO, Nonlinear MMSE, Soft Decision, Rayleigh Fading

I. 서 론

다중 안테나를 이용한 다중 입출력 시스템은 최근 수 년에 걸쳐 고속 무선 통신에서 매우 큰 단일 사용자 용량이라는 장점으로 인하여 많은 관심을 받

아왔다. 특히, D-BLAST(Diagonal-BLAST) 또는 V-BLAST(Vertical-BLAST)라고 하는, BLAST(Bell-Labs Layered Space-Time) 구조에 기반한 다중 입출력 통신 시스템은 무선 채널에서 전체 전송 전력과 채널 대역폭을 증가시키지 않고도 매우 빠른 데이터 전송

순천향대학교 정보통신공학과(Dept. of Information & Communication Engineering, Soonchunhyang University)

*삼성전자(주) 통신연구소(Communication Research Center, Samsung Electronics)

· 논문 번호 : 20060830-101

· 수정완료일자 : 2006년 11월 15일

이 가능하기 때문에 더욱 중요하게 고려되었다^{[1]-[3]}. 기존의 V-BLAST 수신기는 ZF(Zero-Forcing) 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 선형 전환과 뒤따르는 부호화된 심볼에 기반을 둔 가 판정 값을 사용하는 연속 간섭 제거로 구성된 검출기를 사용하고 있다^[10].

지금까지 터보 처리는 샤논의 한계(Shannon limit)에 근접한 성능을 이루기 위해 연 입출력(SISO: Soft-Input Soft-Output) 복호기와 MIMO 검출기의 상호 효과를 이용하는 효율적인 방법으로 알려져 왔다. 참고문헌 Hochwald^[5] 등은 MAP(Maximum A Posteriori) 알고리즘에 기반하여 복잡도를 줄이기 위해 구형(sphere) 복호기를 갖는 MIMO 검출기를 제안하였다. 최적인 MAP 검출기의 높은 복잡도를 줄이기 위해 Sellathurai^[6] 등은 MIMO 검출기로서 MMSE 검출기를 제안하였다. 여기서 연 입출력 복호기의 부가(extrinsic) 정보는 터보 처리를 위한 고유(intrinsic) 정보로서 MMSE 검출기로 피드백 된다. 이때 MMSE 검출기는 부호화된 비트의 고유 확률로부터 연 간섭을 추정하고 MMSE 알고리즘에 기반한 가중치로 연 간섭 제거를 수행한다. MMSE 검출기가 연 입출력 복호기의 부가 정보를 사용한다는 사실은 선형 MS(Mean Square) 추정을 사용한다는 것을 의미한다.

본 논문에서는 비선형 MMSE 검출기와 가우시안 근사화를 갖는 터보 처리 MIMO 시스템을 제안한다. 비선형 MS 추정을 사용하면 연 입출력 복호기의 부가 정보 대신에 사후(a posteriori) 정보가 MMSE 검출기로 피드백 된다. 비선형 MS 추정을 사용하는 이유를 예를 들어 설명하면 다음과 같다. 확률 변수(RV: Random Variable) y 를 추정하는데 다른 확률 변수 x 를 사용한다고 가정하자. 만약 확률 변수 y 가 MS 오류 $E[(y-u)^2]$ 를 최소화시키기 위하여 상수 u 에 의해 추정된다면 u 의 최적 값은 $E[y]$ 이다. 그러나 u 가 x 에 의존하고 매 시간마다 확률 변수 x 의 값 x 를 관찰할 수 있다고 가정하면 $u(x)$ 의 최적 값은 $E[y|x]$ 이다^[12]. 관찰된 x 에 대한 정보는 y 를 추정하는데 있어서 심볼 값을 판정하는데 필요한 영역에서의 불확실한 영역을 줄여줄 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 터보 처리 MIMO 시스템의 기본 구조를 설명하였고, 3장에서는 선형 MMSE 검출기를 기반으로 비선형 MM-

SE 검출기를 유도하였다. 시뮬레이션 결과와 분석은 4장에서 설명하였고, 5장에서는 요약과 결론을 제시하였다.

II. 터보 처리 MIMO 시스템의 구조

2-1 기본 개념

본 논문에서는 그림 1과 그림 2와 같은 N 개의 송신 안테나와 M 개의 수신 안테나로 이루어진 MIMO 시스템을 고려한다. $b(i)$, $i \in \{1, \dots, L\}$ 는 정보 비트를 의미하고, L 은 프레임에서 정보 비트의 개수이다. 부호화된 비트 $c(j)$, $j \in \{1, \dots, 2L\}$ 는 인터리빙 되고, 각각의 부스트림으로 나뉘어 변조되어 MIMO 채널을 통해서 전송된다. 2^{M_c} 개의 점을 갖는 복소수로 이루어진 성상도 C (예를 들어 QPSK는 $M_c=2$)에서 \mathbf{a} 를 선택된 N 행 1열의 벡터, \mathbf{r} 를 수신된 신호의 M 행 1열의 벡터라 할 때 그 관계식은 식 (1)과 같다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{a} + \mathbf{v} \tag{1}$$

이 때 채널을 주파수 비 선택적 페이딩(frequency non-selective fading) 환경으로 가정하면 \mathbf{H} 는 복소 행렬이며, \mathbf{v} 는 평균 0, 차원당 분산 $N_0/2$ 를 갖는 독립적인 복소 가우시안 잡음이다. 이 때 벡터 $\mathbf{a}=[a_1, \dots, a_N]^T$ 는 성분 전력 제한 $E\|\mathbf{a}\|^2 = E_s/N$ 을 준수하는데, 이

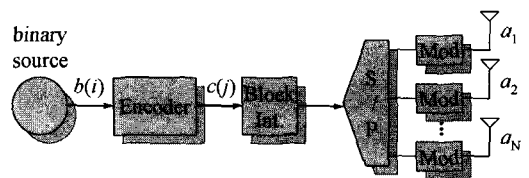


그림 1. 송신기 구조
Fig. 1. Transmitter structure.

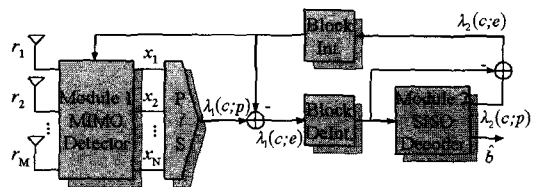


그림 2. 터보 처리 MIMO 시스템의 구조
Fig. 2. Structure of MIMO system with Turbo processing.

는 전체 송신 신호의 전력이 E_s 가 되도록 만들어 준다.

사용자의 정보는 송신단에서 시공간 처리 과정을 거친 후 N 개의 안테나를 통해 전송된다. 이때 수신단에서는 M 개의 수신 안테나에서 전송된 신호들이 중첩(superposition)되어 수신되며 수신 단의 시공간 처리 과정은 이렇게 중첩된 신호들을 적절하게 처리하여 사용자의 정보를 복원해 주는 역할을 한다. 시공간 처리 과정은 크게 계층화된 시공간 처리 과정과 시공간 부호화 처리 과정으로 구분할 수 있으며 두 가지 방식이 혼합된 형태의 기법들도 활발히 연구된 바 있다^{[1],[2]}.

본 논문에서는 두 가지 시공간 신호 처리 과정 중 계층화된 시공간 처리 과정에 초점을 맞추고자 하며 샤논의 한계에 근접한 성능을 이루기 위해 그림 2와 같이 연 입출력(SISO: Soft-Input Soft-Output) 복호기와 MIMO 검출기의 상호 효과를 이용하는 효과적인 방법인 터보 처리에 대하여 기술하고자 한다.

그림 2는 터보 처리 시스템의 반복 수행 연산 과정의 모델이다. MIMO 검출기는 채널을 지난 후 수신된 신호와 부호화 비트에 대한 고유 정보를 가지고 부호화된 비트에 대한 새로운 부가 정보를 계산한다. 그 후, 부가 정보는 인터리버를 통과하여 부호화 비트의 부가 정보를 계산하는 SISO 복호기의 외부 입력인 고유 정보가 된다. 그 후, 부가 정보는 다시 인터리빙 된 후 MIMO 검출기를 위한 고유 정보로 피드백 되어 반복 수행을 완성한다. 각각의 반복 수행은 정보의 교환을 통해 BER을 감소시킨다. 그림 2에서 첨자 1은 MIMO 검출기 연산과 연결된 연산 구간을 의미하며, 첨자 2는 SISO 복호기와 연결된 연산 구간을 의미한다. 1, 2로 분류된 구간 사이의 정보 교환의 한 주기 즉, 모듈 1의 출력 결과가 모듈 2를 거쳐 다시 모듈 1로 피드백 되는 한 주기가 하나의 반복 수행 과정이다.

2-2 선형 MMSE 검출기

MIMO 검출기는 크게 최적인 MAP 알고리즘을 기반으로 한 MAP 검출기와 복잡도를 줄이기 위하여 연 간섭 제거와 MMSE 알고리즘을 기반으로 한 MMSE 검출기로 나눌 수 있다. 최적인 MAP 검출기의 높은 복잡도를 줄이기 위해 여러 가지 준 최적인 방법들이 연구되어 왔다. 본 논문에서는 참고문헌

[6]에서 제안된 MIMO 검출기로서 연 간섭 제거와 MMSE 알고리즘에 기반한 가중치를 구하는 MMSE 검출기를 살펴본다.

자연 확산이 없을 때, 신호처리 간격에서 수신된 신호의 이산 시간 모델은 식 (1)과 같다. \mathbf{H} 의 계급은 $\min(M, N)$ 으로 가정한다. 풍부한 분산 환경에서는 다수의 전송 및 수신 안테나가 있을 때 이러한 조건은 충분히 충족된다.

a_k 를 검출하고자 하는 신호라고 하면 식 (1)을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}_k a_k + \mathbf{H}_k \mathbf{a}_k + \mathbf{v} \tag{2}$$

여기서 $\mathbf{H}_k = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{k-1}, \mathbf{h}_{k+1}, \dots, \mathbf{h}_N]$ 와 $\mathbf{a}_k = [a_1, a_2, \dots, a_{k-1}, a_{k+1}, \dots, a_N]$ 는 각각 간섭 채널 행렬과 k 번째 부스트림을 위한 간섭 부스트림의 벡터이다.

참고문헌 [7]에서 동일 안테나 간섭(CAI: Co-Antenna Interference)을 극복하기 위하여 검출기와 연 간섭 제거기의 결합된 사용에 근거를 둔 다중 부스트림 수신기가 제안되었는데, 이 수신기는 MMSE 기법을 사용함으로써 간섭 추정과 선형 검출기의 가중치를 최적화시킨다. 간섭 제거 수신기에서 CAI는 선형 빔 형성 출력으로부터 제거될 수 있다.

$$x_k = \mathbf{w}_k^H \mathbf{r} - u_k \tag{3}$$

여기서 u_k 는 간섭 부스트림의 선형 결합이다.

식 (2)와 식 (3)이 주어지면, 가중치 벡터 \mathbf{w}_k 와 u_k 는 다음의 비용 함수를 최소화시킴으로써 찾을 수 있다.

$$(\hat{\mathbf{w}}_k, \hat{u}_k) = \arg \min_{(\mathbf{w}_k, u_k)} E \left\| a_k - x_k \right\|^2 \tag{4}$$

여기서 기대값은 잡음과 데이터 열의 통계에 대한 것이다.

식 (4)에 대한 해는 다음과 같이 참고문헌 [7]에서 제시하였다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}_k &= (\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H + \mathbf{H}_k (\mathbf{I}_{N-1} - \text{Diag}(E[\mathbf{a}_k]E[\mathbf{a}_k]^H)) \mathbf{H}_k^H \\ &\quad + \sigma^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{h}_k \\ \hat{u}_k &= \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k E[\mathbf{a}_k] \end{aligned} \tag{5}$$

2-3 연 출력 터보 복호기

본 논문에서는 SISO 복호기로서 전송된 스트림의

사후 확률을 제공하고 간섭 부스트림의 기대값을 얻기 위해서 터보 복호기^{[8]~[11]}를 사용하였다. 터보 복호기의 MAP 블록은 연 입출력을 갖는다. 터보 복호기 내부에서의 MAP 블록은 다음과 같은 입출력을 갖는다.

- A priori(La)** - 대수 최대 우도 형식으로 된 원 데이터의 사전 정보
- Systematic(S)** - 수신된 체계화된 정보 부호
- Code(C)** - 수신된 부호화된 패리티 부호
- LLR(L)** - MAP 블록 입력에 의해 조건이 있는 원 데이터의 대수 최대 우도
- Extrinsic(Ex)** - 원 데이터의 부가 정보
- Code LLR(F)** - MAP 블록 입력에 의해 조건이 있는 부호화된 패리티 부호의 LLR

본 논문에서는 MAP 알고리즘에 대한 유도를 반복하지는 않고 단지 결과를 언급할 것이고 자세한 사항은 참고문헌 [5]에 잘 설명되어 있다. MAP 알고리즘의 목표는 각 정보 비트 d_k 가 1이 될 사후 확률 (APP: A Posteriori Probability)과 0이 될 사후 확률의 LLR을 제공하는 것으로서 결과는 다음과 같다.

$$L(\hat{a}_k) = \log \left[\frac{\sum_m \alpha_k^m \delta_k^{1,m} \beta_{k+1}^{(1,m)}}{\sum_m \alpha_k^m \delta_k^{0,m} \beta_{k+1}^{(0,m)}} \right] \quad (6)$$

여기서 확률 함수는 다음과 같다.

$$\delta_k^{i,m} = P(d_k = i, S_k = m | R_1^N) \quad (7)$$

$$\alpha_k^m = P(R_1^{k-1} | S_k = m) \quad (8)$$

$$\beta_{k+1}^{(i,m)} = P(R_{k+1}^N | S_{k+1} = f(i, m)) \quad (9)$$

여기서 $f(i, m)$ 는 입력 i 와 상태 m 이 주어질 때의 다음 상태를 나타낸다.

부호기는 체계적이고 데이터와 패리티에 미치는 잡음은 독립적이므로 $\delta_k^{i,m}$ 표현에서 가지 전이 확률 $P(x_k | d_k = i, S_k = m)$ 은 현재 상태에 독립적이다. 따라서 다음 식을 얻을 수 있다.

$$L(\hat{a}_k) = L(d_k) + L_c(x_k) + L_e(\hat{a}_k) \quad (10)$$

여기서 각 시간 k 에 대하여 $L(d_k)$ 는 사전 확률 비율이고, $L_c(x_k)$ 는 채널의 LLR이고, $L_e(\hat{a}_k)$ 는 출력부가 정보를 나타낸다.

같은 방법으로 정보 비트 d_k 에 대응하는 각 패리티 비트 p_k 의 LLR을 얻을 수 있다.

$$L(\hat{p}_k) = \log \left[\frac{\sum_m \alpha_k^m \gamma_k^{1,m} \beta_{k+1}^{g(1,m)}}{\sum_m \alpha_k^m \gamma_k^{0,m} \beta_{k+1}^{g(0,m)}} \right] \quad (11)$$

패리티 비트 p_k 에 대한 확률 함수는 다음과 같다.

$$\gamma_k^{j,m} = P(p_k = j, S_k = m, R_k) \quad (12)$$

$$\alpha_k^m = P(R_1^{k-1} | S_k = m) \quad (13)$$

$$\beta_{k+1}^{g(j,m)} = P(R_{k+1}^N | S_{k+1} = g(j, m)) \quad (14)$$

여기서 $g(j, m)$ 은 패리티 j 와 상태 m 이 주어질 때의 다음 상태를 나타낸다.

데이터와 패리티에 미치는 잡음은 독립적이므로 $\gamma_k^{j,m}$ 표현에서 가지 전이 확률 $P(y_k | p_k = j, S_k = m)$ 은 현재 상태와 독립적이다. 따라서 다음 식을 얻을 수 있다.

$$L(\hat{p}_k) = L_c(y_k) + L_e(\hat{p}_k) \quad (15)$$

식 (7)~(9)와 식 (12)~(14)에 의하여 다음 관계식을 얻을 수 있다.

$$\alpha_k^m = \alpha_k^m \quad (16)$$

$$\beta_{k+1}^{g(j,m)} = \beta_{k+1}^{g(j,m)} \quad (17)$$

$$\gamma_k^{j,m} = \delta_k^{h(j,m),m} \quad (18)$$

여기서 $h(j, m)$ 는 j 와 상태 m 에 의해 결정되는 입력 i 를 나타내고 $g(j, m)$ 는 $f(i, m)$ 와 동일하다.

따라서 각 패리티 비트 p_k 에 대한 APP의 대수 비율은 데이터 d_k 의 LLR을 위해 사용된 α_k^m , $\beta_{k+1}^{(j,m)}$ 그리고 $\delta_k^{h(j,m),m}$ 를 사용하여 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$L(\hat{p}_k) = \log \left[\frac{\sum_m \alpha_k^m \delta_k^{h(1,m),m} \beta_{k+1}^{g(1,m)}}{\sum_m \alpha_k^m \delta_k^{h(0,m),m} \beta_{k+1}^{g(0,m)}} \right] \quad (19)$$

III. 비선형 MMSE 검출기 유도

2-2절에서는 가중치 벡터 w_k 와 u_k 를 추정하기 위해 비용 함수 식 (4)를 최소화시키는 선형 MS 추정을 사용하였다. 그러나 본 논문에서는 식 (20)의 비

용 함수를 최소화시킴으로써 가중치 벡터 $\mathbf{w}_k(\mathbf{x})$ 와 $u_k(\mathbf{x})$ 을 추정하기 위한 비선형 MS 추정을 제안한다.

$$(\hat{\mathbf{w}}_k(\mathbf{x}), \hat{u}_k(\mathbf{x})) = \arg \min_{(\mathbf{w}_k, u_k)} E \left[\left\| \mathbf{w}_k^H(\mathbf{x}) \mathbf{r} - u_k(\mathbf{x}) - a_k \right\|^2 \right] \quad (20)$$

여기서 $\mathbf{x}=[x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ 이고 기대값은 잡음, 데이터 열의 확률 그리고 관찰 \mathbf{x} 에 대한 것이다.

비용 함수 C 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$C = E \left[\left\| \mathbf{w}_k^H(\mathbf{x}) \mathbf{r} - u_k(\mathbf{x}) - a_k \right\|^2 \right] \\ = \iiint \left(\mathbf{w}_k^H(\mathbf{x}) \mathbf{r} - u_k(\mathbf{x}) - a_k \right)^2 f(\mathbf{a}, \mathbf{v}, \mathbf{x}) d\mathbf{a} d\mathbf{v} d\mathbf{x} \\ = \int f(\mathbf{x}) \iiint \left(\mathbf{w}_k^H(\mathbf{x}) \mathbf{r} - u_k(\mathbf{x}) - a_k \right)^2 f(\mathbf{a}, \mathbf{v}|\mathbf{x}) d\mathbf{a} d\mathbf{v} d\mathbf{x} \quad (21)$$

여기서의 적분값은 양수가 된다. 그러므로 만약 내부의 적분이 모든 관찰 \mathbf{x} 에 대하여 최소가 된다면 C 는 최소가 된다고 할 수 있다. 내부 적분은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\iiint \left(\mathbf{w}_k^H(\mathbf{x}) \mathbf{r} - u_k(\mathbf{x}) - a_k \right)^2 f(\mathbf{a}, \mathbf{v}|\mathbf{x}) d\mathbf{a} d\mathbf{v} \\ = E \left[\left\| \mathbf{w}_k^H(\mathbf{x}) \mathbf{r} - u_k(\mathbf{x}) - a_k \right\|^2 | \mathbf{x} \right] \quad (22)$$

가중치 벡터 $\mathbf{w}_k(\mathbf{x})$ 와 $u_k(\mathbf{x})$ 는 조건부 비용 함수인 식 (22)를 최소화함으로써 구할 수 있다. 이 기대값은 만일 u_k 가 $u_k(\mathbf{x})$ 로, \mathbf{w}_k 는 $\mathbf{w}_k(\mathbf{x})$ 로 바뀌고 $f(\mathbf{a}, \mathbf{x})$ 가 $f(\mathbf{a}, \mathbf{v}|\mathbf{x})$ 로 바뀐다면 참고문헌 [6]에서 사용된 형태가 된다. 그러므로 만약 $E[a_k]$ 가 $E[a_k|\mathbf{x}]$ 로 바뀐다면 $u_k(\mathbf{x})$ 와 $\mathbf{w}_k(\mathbf{x})$ 는 참고문헌 [6]에서와 같은 기대값을 가질 것이다. 그 결과는 다음과 같다.

$$\hat{u}_k(\mathbf{x}) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k E[a_k|\mathbf{x}] \\ \hat{\mathbf{w}}_k(\mathbf{x}) = \left(\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H + \mathbf{H}_k \left[\mathbf{I}_{N-1} - \text{Diag} \left[E[a_k|\mathbf{x}] E[a_k|\mathbf{x}]^H \right] \right] \mathbf{H}_k^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M \right)^{-1} \mathbf{h}_k \quad (23)$$

전송된 심볼 a_k 의 부호화된 비트들이 서로 독립적이라고 가정한다면, 전송된 심볼 a_k 의 조건부 기대값은 부호화된 비트들의 조건부 기대값으로부터 QPSK 변조형태로 변조될 수 있다.

$$E[a_k|\mathbf{x}] = \frac{1}{\sqrt{2}} (E[\text{Re}(a_k|\mathbf{x})] + jE[\text{Im}(a_k|\mathbf{x})]) \quad (24)$$

부호화된 비트 c 의 사후 확률을 제공하기 위해 연 출력 복호기를 사용한다.

$$E[c|\mathbf{x}] = E[\text{Re}(a_k|\mathbf{x})] \text{ or } E[\text{Im}(a_k|\mathbf{x})] \\ = (+1)p(c=+1|\mathbf{x}) + (-1)p(c=-1|\mathbf{x}) \\ = \frac{(+1)\exp(\lambda_2(c;p))}{1 + \exp(\lambda_2(c;p))} + \frac{(-1)}{1 + \exp(\lambda_2(c;p))} \\ = \tanh\left(\frac{\lambda_2(c;p)}{2}\right) \quad (25)$$

여기서 $\lambda_2(c;p)$ 는 SISO 복호기 내부에 있는 MAP 블록의 최종 연출력인 사후 정보를 나타낸다.

비선형 MMSE 검출기와 터보 복호기를 사용한 터보 처리 시스템은 그림 3에 잘 나타나 있다. 비선형 MMSE 검출기를 기반으로 하면 연 출력 복호기의 부가 정보 $\lambda_2(c;e)$ 대신에 사후 정보 $\lambda_2(c;p)$ 가 사용된다.

일반적으로 비선형 MS 추정은 선형 MS 추정에 비하여 복잡도가 증가하고 계산량이 많아지는 단점이 있으나 터보 처리 MIMO 시스템에서는 연 출력 복호기를 사용하기 때문에 단지 연 출력 복호기의 부가 정보 대신에 사후 정보를 사용함으로써 간단히 비선형 MS 추정이 가능하게 된다. 그림 3에서 연 출력 복호기로 전달되는 정보는 MMSE 검출기 출력에서 가우시안 처리에 의해 오류를 근사화시킴으로써 부가 정보 $\lambda_1(c;e)$ 을 유도할 수 있다^[13].

$$\lambda_1(a_k, e) = \frac{2\sqrt{2}}{1 - \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k} x_k \quad (26)$$

식 (26)에 의한 신호는 간섭 신호를 포함하는 잡음을 고려한 채널의 정보를 포함하는 대수 우도 비율을 나타내는 것이므로 터보 부호의 복호가 보다 정확해질 수 있고 따라서 터보 처리의 성능이 향상될 수 있다.

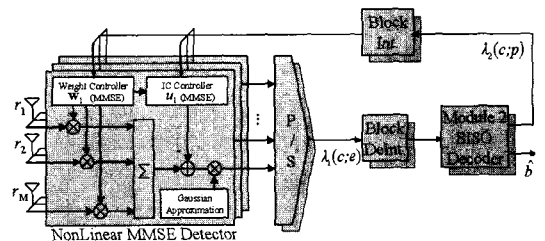


그림 3. 비선형 MMSE 검출기를 갖는 터보 처리 수신기

Fig. 3. Turbo processing receiver with nonlinear MMSE detector.

IV. 성능 결과

4-1 시뮬레이션 성능 기준과 가정

송신 단에서 $L=1600, 3200$ 의 길이를 가지는 전송 프레임을 구성하고 각 전송 프레임은 각 송신 안테나 당 400개의 변조 심볼로 구성하였다. 수신 안테나의 수는 송신 안테나의 수와 동일하게 설정하였고 M 으로 나타내었다. 모의 실험을 위한 MIMO 검출기는 선형 MMSE 검출기와 3장에서 제안된 비선형 MMSE 검출기를 고려하였다. 채널 인터리버로 3GPP 표준의 블록 인터리버를 사용하였으며, 채널 모델로 레일리 페이딩 채널을 고려하여 랜덤 프로세스를 발생하였다. 페이딩은 주파수 비 선택적 페이딩을 가정하였다. 채널 추정은 이상적 채널 추정을 가정하여 수신 단에서 채널 정보를 완벽하게 복원할 수 있다고 가정하였으며 복조된 신호의 연 판정 (soft-decision)값은 양자화(quantization) 과정 없이 실제 값으로 터보 처리 복호기에 입력된다.

모의 실험에 사용된 채널 부호는 3GPP 시스템에서 고품질 데이터를 지원하기 위하여 제안되고 있는 터보 부호를 사용하였다. 3GPP 시스템은 64 kbps 이상의 전송률을 가지는 데이터 트래픽에 대하여 터보 부호/복호화를 사용한다. 3GPP 시스템의 터보 부호화기는 두 개의 재귀 길쌈 부호(recursive convolutional code)와 인터리버로 구성되어 있다. 터보 부호의 인터리버와 복호에 대한 설명은 3GPP 표준에 자세히 설명되어 있다. 3GPP에서 길쌈 부호기의 다항식은 $G_1=15_{oct}$, $G_2=13_{oct}$, 부호율은 1/3이 사용된다. 본 논문에서는 평처링을 통하여 부호율을 1/2로 조정하였고 CRC 발생기는 $D^{24}+D^{23}+D^6+D^5+D+1$ 을 사용하였다.

터보 처리 MIMO 시스템의 모의 실험으로 얻어진 프레임 오율, 비트 오율 그리고 평균 외부 반복 횟수와 같은 성능은 E_b/N_o 에 대한 곡선으로 나타낸다. 이때 E_b/N_o 는 $E_b/N_o = E_s/N_o + 10\log_{10}(1/RM_c)$ 로 정의하여 모든 송신 안테나에서 전송된 신호 전력의 합을 기준으로 하여 프레임 오율 성능을 평가하였다.

4-2 비선형 MMSE 검출기를 갖는 터보 처리 시스템의 성능

그림 4는 터보 부호를 갖는 터보 처리 MIMO 시

스템에서 선형 MMSE 검출기를 갖는 기존의 시스템과 비선형 MMSE 검출기를 갖는 제안된 시스템의 프레임 오율 성능 비교를 보여준다. 그림 4에서 1% FER을 기준으로 $M=4$ 일 때 제안된 시스템은 기존의 시스템보다 약 0.5 dB의 성능 향상을 갖고 $M=8$ 일 때 제안된 시스템은 기존의 시스템보다 약 0.4 dB의 성능 향상을 갖는다. 3장에서 설명했듯이 제안된 시스템의 비선형 MMSE 검출기는 수신 신호에 대한 관찰을 고려하여 부호화된 비트의 연 출력을 결정함으로써 불확실한 영역을 줄여 성능을 향상시킬 수 있다.

그림 5는 터보 복호기의 반복 횟수를 CRC 확인으

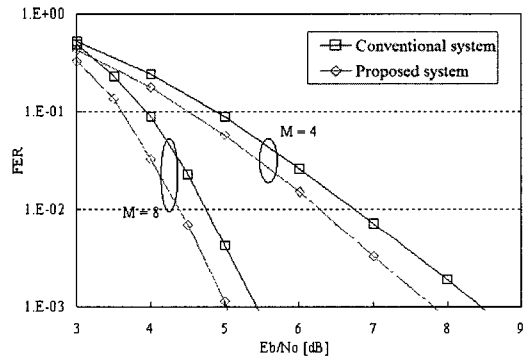


그림 4. 터보 처리 MIMO 시스템에서 기존의 시스템과 제안된 시스템의 프레임 오율 성능 비교
Fig. 4. Comparison of frame error rates of Turbo processing MIMO system between conventional and proposed system.

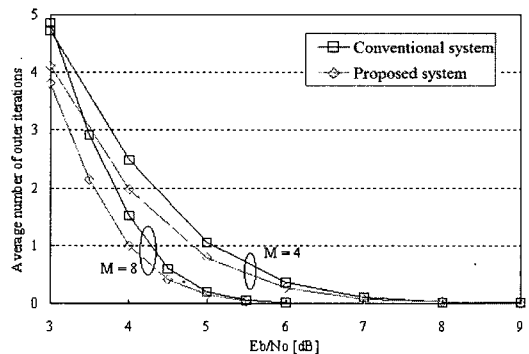


그림 5. MIMO 채널에서 터보 처리 시스템의 평균 외부 반복 횟수
Fig. 5. Average number of outer iterations of Turbo processing system over MIMO channel.

로 조기에 정지시켰을 때의 터보 부호를 갖는 터보 처리 시스템의 평균 외부 반복 횟수를 보여준다. 그림 4에서 1%의 FER을 만족시키기 위해서 $M=4$ 일 때 E_b/N_0 가 6.3 dB 이상이어야 하고 $M=8$ 때 E_b/N_0 가 4.4 dB 이상 되어야 한다. 이러한 조건에서 평균 외부 반복 횟수를 살펴보면, 그림 5에서 $M=4$ 일 때 약 0.25번, $M=8$ 일 때 약 0.5번의 평균 외부 반복을 갖는다. 이러한 모의 실험의 결과에 의하면 제안된 시스템은 기존의 시스템보다 성능이 뛰어날 뿐 아니라 수행 속도도 향상됨을 알 수 있다.

V. 결 론

다중 안테나를 이용한 다중 입출력 시스템은 과거 수년 간 고속 무선 통신에서 매우 큰 단일 사용자 용량으로 인하여 많은 주목을 받아왔다. 특히 사선의 한계에 근접한 성능을 이루기 위해 SISO 복호기와 MIMO 검출기의 상호 효과를 이용하는 터보 처리가 널리 알려져 왔다. 본 논문에서는 최적인 MAP 검출기의 높은 복잡도를 줄이고 터보 처리 MIMO 시스템에서 시스템의 성능을 향상시키기 위해 기존의 선형 MMSE 검출기를 기반으로 간단한 비선형 MMSE 검출기를 유도하고 성능이 개선된 비선형 MMSE 검출기와 가우시안 근사화를 갖는 새로운 터보 처리 MIMO 시스템을 제안하였다. 제안된 시스템에서는 입출력 복호기의 사후 정보가 터보 처리를 위한 고유 정보로서 MMSE 검출기로 피드백 된다. 잘 알려진 연 출력 부호로서는 터보 부호를 사용하였다.

터보 부호를 갖는 터보 처리 MIMO 시스템에서 기존의 시스템과 제안된 시스템의 프레임 오류 성능을 살펴보면 1% FER을 기준으로는 $M=4$ 일 때 제안된 시스템은 기존의 시스템보다 약 0.5 dB의 성능 향상을 갖고 $M=8$ 일 때 제안된 시스템은 기존의 시스템보다 약 0.4 dB의 성능 향상을 갖는다. 또한 평균 외부 반복 횟수를 살펴보면 제안된 시스템이 기존의 시스템보다 낮은 수준을 보여주었다. 이는 제안된 시스템의 비선형 MMSE 검출기가 수신 신호에 대한 관찰을 고려하여 부호화된 비트의 연 출력을 결정함으로써 심볼 값을 판정하는데 필요한 영역에서의 불확실한 영역을 줄였기 때문에 성능이 향상될 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas", *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [2] G. J. Foschini, M. J. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [3] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolaniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, pp. 1841-1852, Nov. 1999.
- [4] G. D. Golden, G. D. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using the VBLAST space-time communication architecture", *Electronic Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 14-15, Jan. 1999.
- [5] B. Hochwald, S. Ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, Mar. 2003.
- [6] M. Sellathurai, S. Haykin, "TURBO-BLAST for wireless communications: theory and experiments", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 10, pp. 2538-2546, Oct. 2002.
- [7] A. J. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT13, pp. 260-269, Apr. 1967.
- [8] C. Berrou, A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo codes", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1261-1271, Oct. 1996.
- [9] S. Benedetto, G. Montorsi, "Unveiling turbo codes: Some results on parallel concatenated coding schemes", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 42, pp. 409-428, Mar. 1996.
- [10] Lang Lin, R. S. Cheng, "Implements in SOVA-based decoding for turbo codes", *ICC 1997 Montreal*, vol. 3, pp. 1473-1478, 1997.

- [11] B. Sklar, "A primer on turbo code concepts", *IEEE Commun. Mag.*, pp. 94-102, Dec. 1997.
- [12] Athanasios Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, New York, 3rd Edition, 1991.
- [13] X. Wang, H. V. Poor, "Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CD-MA", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 7, pp. 1046-1061, Jul. 1999.
- [14] S. Haykin, M. Sellathurai, Y. Jong, and T. Wilkinke, "Turbo-MIMO for wireless communications", *IEEE Comm. Mag.*, pp. 48-53, Oct. 2004.

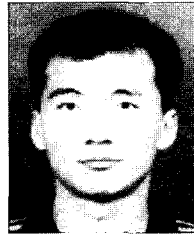
강 병 권



1982년 3월~1986년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)
 1986년 3월~1988년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학석사)
 1988년 3월~1993년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학박사)
 1993년 3월~1997년 8월: 한국전자

통신연구원 이동통신기술연구단 선임연구원
 1997년 9월~현재: 순천향대학교 정보통신공학과 교수
 2005년 8월~2006년 7월: 미국 Georgia Institute of Technology 방문교수
 [주 관심분야] 이동통신시스템, RFID, MIMO 통신

조 동 균



1991년 3월~1997년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)
 1997년 3월~1999년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)
 1999년 3월~2004년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학박사)
 2004년 3월~현재: 삼성전자 정보

통신 총괄 통신연구소 책임연구원
 [주 관심분야] 통신공학, 이동통신시스템, MIMO OFDM