

MIMO 수신기에서 사전 Maximum Likelihood 검파 검증기 설계

종신회원 전 형 구*, 정회원 배 진 호**, 이 동 훈***

Prior Maximum Likelihood Detection Verifier Design in MIMO Receivers

Hyoung-Goo Jeon* *Lifelong Member*, Jinho Bae**, Donghoon Lee*** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 multiple input multiple output (MIMO) 시스템에서 Zero Forcing (ZF) 검파 결과가 Maximum Likelihood (ML) 검파 결과와 일치하는지 여부를 사전에 검증할 수 있는 사전 검증기를 제안하였다. MIMO 수신기에서 ZF 검파 결과는 신호 대 잡음 환경이 양호한 경우 약 90% 이상이 ML 검파 결과와 일치하기 때문에 제안된 검증기를 사용하여 MIMO 신호를 검파하면 10% 정도만 계산량이 복잡한 ML 검파 방식을 사용하고 나머지는 간단히 ZF 검파만 수행하면 된다. 제안된 검증기는 ZF 검파 결과를 이용하여 MIMO 신호를 single input multiple output (SIMO) 신호로 변환한 후 검파를 수행하면 안테나 다이버시티 이득을 얻을 수 있고 잡음 분산이 줄어드는 효과를 이용하여 설계되었다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 사전 검증기는 신호 대 잡음이 양호한 경우 80% 이상의 정확한 true 판정 확률을 얻었으며 이때 false 판정 확률은 10^{-4} 정도를 보였다.

Key Words : MIMO, SIMO, Maximum Likelihood detection, Zero forcing detection, ML Detection verifier

ABSTRACT

This paper proposes a prior maximum likelihood (ML) detection verifier which has an ability to verify if the zero forcing (ZF) detection results are identical to the ML detection results. Since more than 90% of ZF detection results are identical to ML detection results, the proposed verifier makes it possible to omit the computationally complex ML detection in 90% cases of MIMO signal detections. The proposed verifier is designed by using the diversity gain obtained from converting MIMO signal into single input multiple output (SIMO) signals. In the proposed method, single input multiple output (SIMO) signals for each transmit antenna are separated from MIMO signals after the MIMO signals are detected by ZF method. Computer simulations show that the true alarm probability of the proposed verifier is more than 80% and the false alarm probability is less than 10^{-4} .

I. 서 론

최근에 대역폭을 증가시키지 않고 데이터 전송

속도를 증가시킬 수 있는 방법으로 multiple input multiple output (MIMO) 시스템이 제안되었고 이후 MIMO 시스템의 검파 방식에 대한 많은 연구가 있

※ 본 연구결과는 동의대학교 2007년도 교내일반 연구과제(2007AA180)의 연구결과입니다.

* 동의대학교 정보통신공학과(hgjeon@deu.ac.kr), **제주대학교 해양시스템공학과(baejh@cheju.ac.kr)

*** 동명대학교 의용공학과(ldh5522@tu.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-07-318, 접수일자 : 2008년 7월 16일 최종논문접수일자 : 2008년 10월 8일

었다¹⁻⁴⁾. 대표적인 MIMO 시스템 검파 방식은 maximum likelihood (ML) 방식과 zero forcing (ZF) 방식이 있다. ML 검파 방식은 수신 신호와 복조된 신호 사이의 최소 거리를 갖는 송신 신호 집합을 찾는 방식으로서 검파기 최고의 성능을 보인다. 그러나 ML 방식은 송수신 안테나가 많으면 많을수록 신호의 성상이 클수록 탐색해야 하는 경우의 수가 지수적으로 많아지기 때문에 실제 구현하기 어렵다. ZF 검파 방식은 채널 행렬의 역행렬을 수신 벡터에 곱함으로써 전송된 신호를 검파하는 방식이다. ZF 검파 방식은 ML 방식에 비해서 계산량이 매우 적지만 역행렬을 곱할 때 잡음이 증폭되므로 BER 성능이 좋지 않다. 따라서 MIMO 시스템에서 검파 방식에 대한 기존의 연구는 대부분 적은 계산량과 복잡도로 ML 방식과 비슷한 성능을 얻기 위한 것이었다.

이러한 검파 방식은 공통적으로 minimum mean square error(MMSE) 방식이나 ZF 방식을 사용하여 1차 검파를 수행하고 그 결과를 이용하여 단순화된 ML 탐색 검파 또는 순차적 간섭제거 방식 등 2차 검파 과정을 거친다. 실제 SNR이 좋은 환경(10dB 이상)에서는 ZF 방식의 검파 결과의 약 90% 이상이 ML 방식의 검파 결과와 일치하므로 나머지 10% 정도의 경우에만 2차 검파가 필요하다. 그러나 기존의 MIMO 검파기는 1차 검파의 결과와 ML 방식의 검파 결과가 일치하는지 사전에 알 수 없기 때문에 모든 1차 검파 결과에 대하여 2차 검파를 수행하였다. 즉, 기존의 MIMO 검파 방식은 SNR 이 양호한 환경에서 90% 이상이 2차 검파가 필요 없음에도 불구하고 2차 검파를 수행해야만 하므로 불필요한 낭비가 발생하였다. 만약 MIMO 검파기가 2차 검파 시작 전에 간단한 방법으로 1차 검파의 결과와 ML 탐색 방식의 검파 결과가 일치하는지 알 수 있다면 많은 계산량을 필요로 하는 2차 검파 과정을 90% 정도의 경우에 생략할 수 있고 소요 계산량과 소모 전력을 크게 줄일 수 있다. 본 논문에서는 MIMO 수신기에서 1차 검파 결과와 ML 탐색 검파 결과의 일치 여부를 사전에 검증할 수 있는 ML 검파 사전 판정기를 제안하고 그 성능을 분석하고자 한다.

제안된 방식은 1차 검증과 2차 검증으로 구성되어 있다. 1차 검증은 본 논문에서 제안한 1차 검증 판별식을 사용하여 MIMO 수신기에서 1차 검파가 ML 검파 결과가 같을 가능성이 있는지 판별한다. 2차 검증은 1차 검증이 성공하였을 때 수

행하며 1차 검증에서 발생할 수 있는 false-alarm 을 줄일 수 있도록 설계되었다.

본 논문의 구성은 서론에 이어 제 II장에서는 MIMO 시스템 모델에 대하여 논하며, 제 III장에서 사전 검증기를 제안하였다. 제 IV장에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안된 방식의 성능을 분석하였고 제 V장에서 결론을 맺었다.

II. MIMO 시스템 모델

m 개의 송신측 안테나와 n 개의 수신측 안테나가 존재하는 $m \times n$ MIMO 시스템에서 MIMO 수신기가 수신한 신호는 (1) 식과 같이 표현할 수 있다.

$$Y = HX + W \tag{1}$$

여기서 $Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_n]^T$ 이고 Y_i 는 i -번째 수신 안테나에서 수신된 신호를 나타낸다. $X = [X_1, X_2, \dots, X_m]^T$ 이고 X_i 는 i -번째 송신 안테나에서 송신된 신호를 나타낸다. $H = (H_1, H_2, \dots, H_m)$ 는 채널 매트릭스를 나타내며, $H_i = (H_{i1}, H_{i2}, \dots, H_{in})^T$ 이고 채널 매트릭스의 i -번째 열벡터이다. 여기서 H_{ij} 는 i -번째 송신 안테나와 j -번째 수신 안테나 사이의 채널 응답을 나타낸다. $W = (W_1, W_2, \dots, W_n)^T$ 는 noise 신호 벡터를 나타낸다. 각 W_i 는 서로 독립이며 동일 확률 분포를 가지며 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 AWGN 잡음이라고 가정하였다.

MIMO 수신기는 1차 검파에서 ZF 방식을 이용하여 간단하게 수신된 MIMO 신호를 검파할 수 있다. ZF 방식은 H 의 역행렬을 이용한다.

$$\hat{R} = VY, \hat{r}_i = V_i Y, \hat{X} = \text{sign}(\hat{R}),$$

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x \geq 0 \\ -1 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{2}$$

여기서 V 는 H 의 역행렬을 나타내며 $V = H^{-1}$ 이다. V_i 는 행렬 V 의 i -번째 행벡터를 나타내며 $V_i = (V_{i1}, V_{i2}, \dots, V_{in})$ 이다. $\hat{X} = [\hat{X}_1, \hat{X}_2, \dots, \hat{X}_m]^T$ 는 ZF 방법에 의한 판정 결과이다. (2) 식에서 i -번째 송신 안테나 신호에 대한 잡음 성분을 ρ_i 라고 하면 ρ_i 는 (3) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\rho_i = V_i W \tag{3}$$

여기서 ρ_i 의 variance는 (4) 식과 같다.

$$\text{Var}[\rho_i] = E[|\rho_i|^2] = \sigma^2 \|V_i\|^2 \tag{4}$$

여기서 $\|\cdot\|^2$ 는 *의 2차 norm 연산을 나타낸다. MIMO 시스템에서 m 개의 송신 안테나와 n 개의 수신안테나가 있지만 송신 안테나의 신호는 수신측에서 서로 간섭하는 신호로 작용한다. (2)식의 검파 방식은 역행렬을 곱해 줌으로써 서로 간섭 신호를 decorrelation시켜 제거할 수 있지만 noise가 증폭된다. m 개의 송신 안테나와 n 개의 수신 안테나인 경우에 ZF 검파 방식에서 diversity 이득은 $n - m + 1$ 이고 $m = n$ 인 경우 다이버시티 이득은 1 이다^[5]. 즉, ZF 검파 방식은 $m = n$ 인 경우 diversity 이득을 얻을 수 없다는 단점이 있어 수신기의 BER 성능이 좋지 않다. 그러나 ZF 방식은 계산이 매우 간단하고 SNR이 양호한 환경에서 ZF 검파 결과의 90% 이상이 ML 방식의 검파 결과와 일치한다. $m \times n$ MIMO 시스템에서 n 차의 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 ML 탐색 방법에 의한 검파를 수행해야 한다.

III. 제안된 사전 ML 검파 판정기

사전 ML 검파 판정기는 막대한 계산량을 필요로 하는 ML 탐색 검파 과정 없이 MIMO 수신기의 1차 검파 결과와 ML 검파 결과와 일치하는지 검증하는 역할을 수행해야 한다. 본 논문에서 MIMO 수신기에서 1차 검파는 ZF 방식을 이용하여 이루어진다고 가정하였다. 제안된 사전 ML 검파 판정기 알고리즘은 1차 검증과 2차 검증으로 이루어져 있다. 2차 검증은 1차 검증을 통과한 검파 결과에 대해서 수행되며 1차 및 2차 검증이 모두 통과된 경우에 1차 검파 결과가 ML 검파 결과와 같은 것으로 판정한다.

3.1 제안된 1차 검증 알고리즘

(1) 식으로 표현되는 $m \times n$ MIMO 수신 신호에

서 $(m - 1)$ 개의 송신 신호와 채널 정보 \mathbf{H} 를 정확하게 알고 있다면 나머지 1개 송신신호에 대한 single input multiple output (SIMO) 수신 신호 \mathbf{R}_i 는 (5) 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_i &= \mathbf{Y} - \sum_{j=1, j \neq i}^m \mathbf{H}_j X_j \\ &= \mathbf{H}_i X_i + \mathbf{W} \end{aligned} \quad (5)$$

SIMO 수신 신호 \mathbf{R}_i 는 $1 \times n$ 벡터이며 n 차의 다이버시티 이득을 얻을 수 있고 이 신호에 대한 ML 검파는 매우 간단하며 다음 절차와 같다.

$$r_i = \mathbf{E}_i \mathbf{R}_i \quad (6)$$

$$X_{i,ML} = \text{sign}(r_i) \quad (7)$$

여기서 $\mathbf{E}_i = (\mathbf{H}_i)^\dagger$ 이고 $(\cdot)^\dagger$ 는 pseudo 역행렬 연산을 의미한다. $X_{i,ML}$ 는 SIMO 수신 신호에 대한 ML 검파 결과이며 MIMO 수신 신호에서 ML 검파 방식으로 구한 결과와 동일하다. 본 논문에서는 이러한 사실을 이용하여 사전 검증기를 설계하였고 그림 1에 블록도를 보였다.

1차 검증은 MIMO 수신기의 1차 검파 결과 $\hat{\mathbf{X}}$ 가 ML 결과라고 가정하고 각각의 송신 신호에 대한 single input multiple output (SIMO) 신호를 만든다. 이 SIMO 신호들을 (6) 식과 (7) 식 처럼 ML 검파하고 그 결과 $\tilde{\mathbf{X}}$ 가 1차 검파 결과 $\hat{\mathbf{X}}$ 와 동일할 때만 1차 검증이 통과된다. 우수한 1차 검증기가 되기 위해서는 다음 2가지 요구사항을 만족해야 한다.

- 1) 1차 검파 결과 \hat{X}_i 에 에러가 없을 때 1차 검증기 SIMO 신호의 ML 판정 결과 \tilde{X}_i 가 \hat{X}_i 와 동일할 확률이 1에 근사해야 한다.
- 2) 1차 검파 결과 \hat{X}_i 에 에러가 있을 때 1차 검

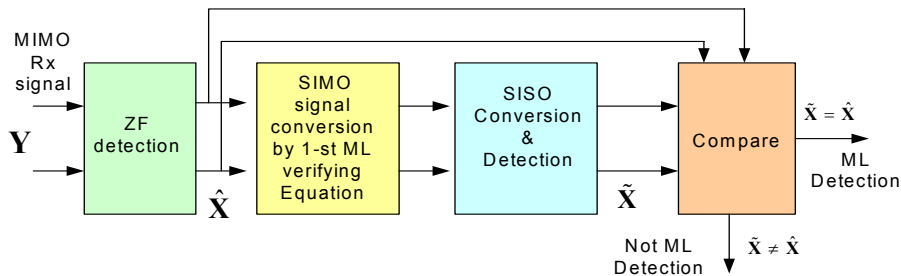


그림 1. 제안된 1차 검증기 블록도

중기 SIMO 신호의 ML 판정 결과 \tilde{X}_i 가 \hat{X}_i 와 동일하지 않을 확률이 1에 근사해야 한다.

본 논문에서는 이러한 두 가지 요구 조건을 만족시키는 1차 검증 알고리즘을 제안하였다.

제안된 1차 검증 알고리즘에서 첫번째 절차는 먼저 1차 검파된 데이터 \hat{X} 를 이용하여 MIMO신호를 각 i-번째 안테나에 대하여 SIMO 신호 \tilde{R}_i 로 변환한다. \tilde{R}_i 는 (8) 식으로 나타낼 수 있다.

$$\tilde{R}_i = (Y - H\hat{X}) + \alpha H_i \hat{X}_i, \quad (8)$$

여기서 α 는 앞에서 언급한 1차 검증기의 2가지 요구사항을 만족시키기 위해서 도입한 검증 상수를 나타내며 $0 < \alpha \leq 1$ 범위의 임의 상수이다. 뒤에서 α 의 효과를 자세히 언급하도록 하겠다. 두번째 절차는 SIMO 신호 벡터 \tilde{R}_i 에 $E_i = (H_i)^+$ 벡터를 곱하여 SISO 수신 신호 \tilde{r}_i 로 변환한다.

$$\tilde{r}_i = E_i \tilde{R}_i, \quad (9)$$

SISO 신호 \tilde{r}_i 를 $sign(\cdot)$ 함수를 이용하여 i-번째 송신 신호에 대해서 ML 비트 판정을 내린다. 즉, $\tilde{X}_i = sign(\tilde{r}_i)$ 이며 1차 검증기의 출력을 나타낸다. 1차 검증기는 $\tilde{X} = \hat{X}$ 인 경우에만 1차 검증기를 통과하여 2차 검증기로 진행한다.

이제 α 의 도입의 영향에 대해서 알아보자. (8) 식에서 검증 상수 α 의 도입을 도입하면 \hat{X}_i 의 에러 유무에 따라서 \tilde{r}_i 의 확률분포가 변한다. 먼저 \hat{X}_i 에 에러가 존재하지 않는 경우를 살펴보자. MIMO 수신기에서 1차 검파 결과 \hat{X} 가 모두 에러가 없고

ML의 판정 결과와 동일하다고 하면 \tilde{R}_i 는 식 (10)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{R}_i &= (Y - H\hat{X}) + \alpha H_i \hat{X}_i A \\ &= \alpha H_i X_i + W \end{aligned} \quad (10)$$

이 경우에 \tilde{R}_i 를 SISO 신호로 바꾸면 (11)식으로 나타낼 수 있다.

$$\tilde{r}_i = \alpha E_i H_i X_i + E_i W = \alpha X_i + E_i W \quad (11)$$

이다. (11) 식에서 잡음 성분을 μ_i 라고 하면 μ_i 는 (12) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mu_i = E_i W \quad (12)$$

μ_i 는 Gaussian 분포를 가지며 mean은 0이고 μ_i 의 variance는 (13) 식과 같다.

$$Var[\mu_i] = \sigma^2 \|E_i\|^2 \quad (13)$$

(11) 식에서 SISO 신호로 변환시 다른 송신 안테나 신호의 간섭이 없고 X_i 송신 신호에 대해서 n개의 독립적인 수신 신호가 존재하므로 다이버시티 이득은 n이다. 따라서 통계적으로

$$Var[\mu_i] \approx \frac{1}{n} Var[\rho_i] \quad (14)$$

이다. 즉, 검증기의 최종 SISO 신호에서 신호 성분은 α 의 영향으로 작아졌고 \tilde{r}_i 는 \hat{r}_i 보다 분산이 $1/n$ 배 작다는 것을 알 수 있다.

\hat{X}_i 이 ML 판정 결과이며 에러가 없고 인 경우에, \tilde{r}_i 의 분산이 \hat{r}_i 의 분산보다 $1/n$ 배 작다는 것을 고려하여 \hat{r}_i 와 \tilde{r}_i 의 개념적인 확률분포를 그리면 그림 2와 같다.

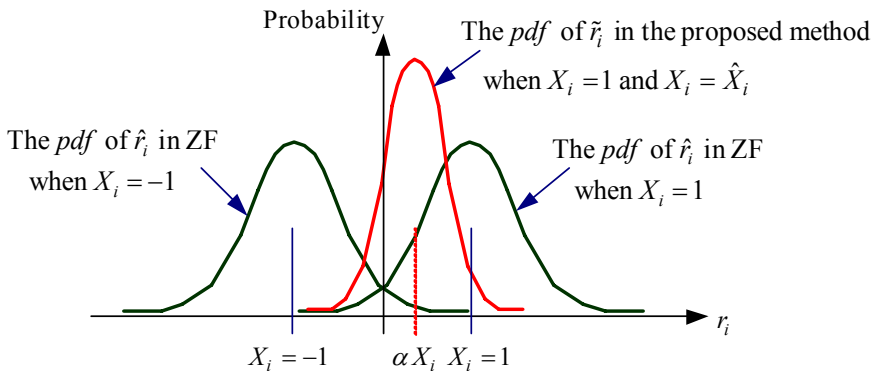


그림 2. $\hat{X} = X$ 이며 $X_i = 1$ 인 경우에 \hat{r}_i 와 \tilde{r}_i 의 개념적인 pdf 곡선

그림 2에서 \tilde{r}_i 의 확률분포는 α 값에 따라서 신호 성분이 줄어들기 때문에 원점 쪽으로 이동했음을 알 수 있고 분산이 작기 때문에 평균값 αX_i 근처에서 매우 높은 확률을 보인다. $\tilde{r}_i > 0$ 인 경우 $\hat{X}_i = X_i$ 가 되며 α 값에 따라서 $P(\tilde{r}_i > 0) \approx 1$ 이 될 수 있다.

한편, $X_i = 1$ 인 경우 $\hat{\mathbf{X}}$ 벡터의 \hat{x}_i 비트가 ML 판정과 다르고 에러가 발생하여 $\hat{x}_i = -X_i$ 라고 판정하였다고 하자. 이때 $\bar{\mathbf{R}}_i$ 는 (15) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_i &= \mathbf{H}_i(X_i - \hat{X}_i) + \alpha \mathbf{H}_i \hat{X}_i + \mathbf{W} \\ &= \mathbf{H}_i(2 - \alpha)X_i + \mathbf{W} \end{aligned} \quad (15)$$

(15) 식을 벡터 \mathbf{E}_i 를 이용하여 SISO 신호로 변환하면 (16) 식과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{r}_i &= \mathbf{E}_i(\mathbf{H}_i(2 - \alpha)X_i + \mathbf{W}) \\ &= (2 - \alpha)X_i + \mu_i \end{aligned} \quad (16)$$

그림 3은 (14)식과 (16)식을 고려하여 \hat{r}_i 과 \tilde{r}_i 의 개념적인 확률분포를 나타낸 것이다. (16) 식에서 볼 때 신호는 $(2 - \alpha)$ 배 만큼 증가한 반면 잡음 항의 분산은 오히려 $1/n$ 만큼 줄었으므로 그림 3에서 $P(\tilde{r}_i > 0 | \hat{X}_i \neq X_i = 1) \approx 1$ 이다. 즉, \hat{X}_i 에 에러가 존재하면 (16) 식에서 α 값에 따라 $\tilde{r}_i > 0$ 이 되어 $\hat{X}_i \neq X_i$ 이 될 확률이 거의 1에 근접한다. 따라서 1차 검증기 출력 중 어느 하나라도 $\hat{X}_i \neq X_i$ 이면 1차 검파 결과에는 에러가 존재한다는 것을 알 수 있다. 결론적으로 1차 검증기는 어느 하나라도

$\hat{X}_i \neq X_i$ 이면 1차 검파 결과가 ML 검파 결과와 다르다고 판정할 것이다. 이상으로 식 (8)에서 α 값 도입에 따른 영향을 분석하여 보았다.

3.2 제안된 2차 검증 방식

MIMO 수신기의 1차 검파에서 2개 이상의 비트에서 에러가 발생하면 1차 검증기가 오동작하여 ML 검파라고 false-true 판정을 내릴 수 있다. 2차 검증은 1차 검증에서 발생한 false-alarm 판정을 걸러내기 위하여 수행된다. $\mathbf{x} \neq \hat{\mathbf{x}}$ 이면서 2개 이상 비트에 에러가 발생한 경우에 SIMO 신호는 (17) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_i &= (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}) + \alpha \mathbf{H}_i \hat{X}_i \\ &= \sum_{j \in X_i \neq \hat{X}_i} \mathbf{H}_j(X_j - \hat{X}_j) + \alpha \mathbf{H}_i \hat{X}_i + \mathbf{W} \end{aligned} \quad (17)$$

\mathbf{E}_i 벡터를 이용하여 SISO 신호로 변환하면 (18) 식과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{r}_i &= \sum_{j \in X_i \neq \hat{X}_i} \mathbf{E}_i \mathbf{H}_j(X_j - \hat{X}_j) + \alpha \mathbf{E}_i \mathbf{H}_i \hat{X}_i + \mathbf{E}_i \mathbf{W} \\ &= \alpha \hat{X}_i + \theta_i + \mu_i \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 $\theta_i = \sum_{j \in X_i \neq \hat{X}_i} \mathbf{E}_i \mathbf{H}_j(X_j - \hat{X}_j)$ 이며 다른 송신 안테나 신호들의 에러 판정으로 인하여 발생하는 간섭 신호이다. 이 간섭 신호 θ_i 는 1차 검증기가 오동작하게 할 수 있다. 예를 들어 송신 신호 $X_i = 1$ 이고 1차 검파기에서 $\hat{X}_i = -1$ 로 판정한 경우를 생각해보자. $\theta_i = 0$ 인 경우 $P(\tilde{r}_i < 0 | \hat{X}_i \neq X_i = 1) = 0$ 이지만 θ_i 의 간섭 신호가 존재하여 그림 4의 \tilde{r}_i 의 확률분포를 왼쪽으로 이동시키면 $P(\tilde{r}_i < 0 | \hat{X}_i \neq X_i = 1)$ 가 커지

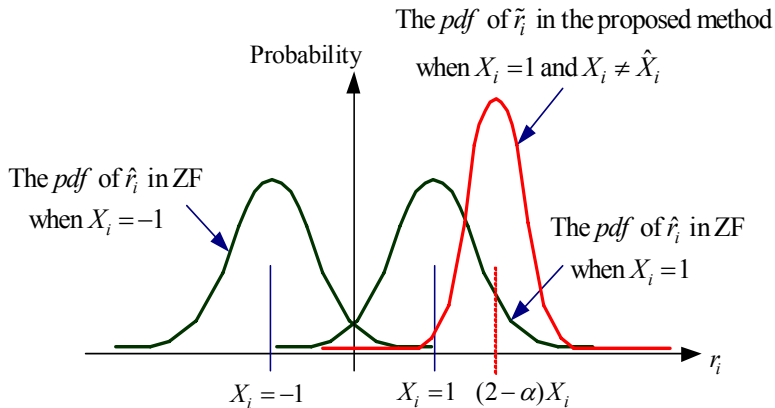


그림 3. $\hat{X}_i \neq X_i$ 인 경우 \hat{r}_i 과 \tilde{r}_i 의 개념적인 확률분포

고 이로 인하여 $\hat{x}_i \neq x_i$ 임에도 불구하고 $\tilde{r}_i < 0$ 이 되면 1차 검증기의 결과 $\bar{x}_i = \hat{x}_i$ 인 경우가 발생할 수 있다. 이러한 1차 검증기의 결과는 false-alarm을 일으키며 MIMO 수신기의 BER 성능에 좋지 않은 영향을 주기 때문에 이러한 결과는 될 수 있으면 최소화되도록 사전 ML 검파 검증기가 설계되어야 한다. 본 논문에서는 이러한 경우를 방지하기 위하여 1차 검증이 통과되었을 때 2차 검증을 시도한다.

1차 검증의 오동작은 다른 안테나 간섭 신호에 의해서 발생하므로 2차 검증에서는 다른 안테나 간섭 신호의 영향을 줄여야 한다. 2차 검증은 (17) 식의 SIMO 신호 $\bar{\mathbf{R}}_i$ 에서 다른 송신 안테나의 에러 비트 항의 영향을 줄이기 위하여 $\mathbf{V} = \mathbf{H}^{-1}$ 을 이용한다. $\mathbf{V}_i = (V_{i1}, V_{i2}, \dots, V_{im})$ 라고 하자. \mathbf{V}_i 와 \mathbf{H}_j 는 (19) 식으로 표현되는 직교 (orthogonal) 성질을 갖는다.

$$\mathbf{V}_i \mathbf{H}_j = \begin{cases} 1 & \text{if } i = j \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (19)$$

이러한 직교 성질을 이용하면 다른 안테나 간섭 신호의 영향을 없앨 수 있다. (17) 식의 SIMO 신호 $\bar{\mathbf{R}}_i$ 에 역행렬 벡터 \mathbf{V}_i 곱하면 (19) 식의 직교 성질에 의하여 다른 안테나 에러 신호의 영향은 없어지지만 $\mathbf{V}_i \mathbf{W}$ 항은 노이즈를 증폭시킨다. 반면 (17) 식의 SIMO 신호 $\bar{\mathbf{R}}_i$ 에 \mathbf{E}_i 를 곱하면 $\mathbf{E}_i \mathbf{W}$ 항으로 표시되는 노이즈 영향은 감소되지만 $\mathbf{E}_i \mathbf{H}_j \neq 0$ 이므로 다른 안테나 에러 신호에 의한 간섭 잡음에 영향을 받는다. 따라서 노이즈 증폭 영향을 줄이고 다른 안테나 간섭 잡음 영향을 줄이기 위하여 (20) 식과 같이 두 신호의 평균을 취한다.

$$z_i = (\mathbf{E}_i + \mathbf{V}_i) \bar{\mathbf{R}}_i / 2 \quad (20)$$

(20) 식은 (21) 식으로 나타낼 수 있다.

$$z_i = \alpha X_i + \frac{1}{2} (\theta_i + \mu_i + \rho_i) \quad (21)$$

(21) 식에서 다른 안테나 간섭 신호 항이 (18) 식에 비하여 1/2로 줄었으므로 다른 안테나 신호의 에러 관정으로 인한 간섭 영향이 1/2로 감소한다. 2차 검증에서 ML 판정식은 (22) 식으로 나타낼 수 있다.

$$\bar{X}_i = \text{sign}(z_i) \quad (22)$$

$\hat{x}_i = \bar{x}_i = \bar{X}_i$ 인 경우에 MIMO 수신기의 1차 검파 결과는 ML 검파 결과와 같다고 판정한다.

3.3 사전 ML 검파 검증기의 계산량

제안된 1차 검증에서 필요한 곱셈의 횟수를 계산하여 보자. MIMO 수신기는 1차 검파를 위하여 \mathbf{H} 의 역행렬 \mathbf{V} 를 미리 계산한다. 검증기는 채널 벡터 \mathbf{H}_i 의 유사 역행렬 \mathbf{E}_i 벡터를 계산해야 한다. \mathbf{E}_i 벡터의 계산은 \mathbf{H}_i 의 크기가 $1 \times n$ 의 벡터이므로 계산이 매우 간단하며 본 논문에서는 n 번의 곱셈이 필요하다고 가정하였다. 따라서 모든 \mathbf{H}_i 에 대한 유사 역행렬 계산은 $m \times n$ 번의 곱셈을 필요로 한다. $\bar{\mathbf{R}}_i$ 계산에서 $(\mathbf{Y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}})$ 는 모든 안테나에 대하여 공통적으로 수행되는 계산이므로 한번만 계산이 필요하며 $m \times n$ 번의 곱셈을 필요로 한다. 각 안테나 별로 수행되는 계산은 $\alpha \mathbf{H}_i \hat{x}_i$ 계산과 $\bar{\mathbf{R}}_i$ 에서 \tilde{r}_i 변환에 필요한 계산이다. $\mathbf{H}_i \hat{x}_i$ 계산은 $\mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}$ 계산에 포함되므로 별도의 계산이 필요 없고 단지 α 를 곱하는데 n 번의 곱셈이 필요하다. $\bar{\mathbf{R}}_i$ 를 \tilde{r}_i 로 변환하려면 \mathbf{E}_i 벡터를 곱해야 하므로 필요한 곱셈은 n 번이다. 각 안테나 별로 $2n$ 번의 곱셈이 필요하므로 m 개의 송신 안테나를 고려하면 $2m \times n$. 따라서 1차 검증에 필요한 곱셈 횟수는 모두 $4m \times n$ 이다. 2차 검증은 식 (14)를 참조하면 알 수 있듯이 별도의 곱셈이 필요하지 않다. 여기서 2로 나눗셈은 오른쪽 1단 쉬프트 동작으로 간단히 계산할 수 있다고 가정하였다. 그러므로 1차 및 2차 검증에 필요한 곱셈의 계산량은 총 $4m \times n$ 이다.

한편 ML 검파 방식에서 i 번째 송신 신호 벡터를 $\mathbf{X}(i)$ 라고 할 때 수신 신호 벡터와 최소 거리를 계산하기 위하여 모든 송신 신호 벡터에 대해서 $\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}(i)$ 의 norm을 계산해야 한다. 먼저 $\mathbf{H}\mathbf{X}(i)$ 계산에 필요한 곱셈의 횟수는 $m \times n$ 이다. 송신 신호 벡터 $\mathbf{X}(i)$ 는 총 $(N_s)^m$ 가 존재한다. 여기서 N_s 는 신호 성상의 개수를 나타낸다. 따라서 모든 송신 신호 벡터에 대해서 $\mathbf{H}\mathbf{X}(i)$ 의 계산은 $(N_s)^m \times m \times n$ 의 곱셈이 필요하지만 중복되는 계산을 제외하면 $N_s \times m \times n$ 번 필요하다. $\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}(i)$ 는 $1 \times n$ 의 벡터이므로 임의의 송신 신호 벡터 $\mathbf{X}(i)$ 에 대해서 $\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}(i)\|^2$ 계산에 n 의 곱셈이 필요하다. 모든 송신 신호 벡터에 대해서 $\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}(i)\|^2$ 계산에 필요한 곱셈은 $(N_s)^m \times n$ 이다. 따라서 ML 검파에 필요한 곱셈의 횟수는 모두 $(N_s)^m \times n + N_s \times m \times n$ 이다.

본 논문에서 제안한 사전 ML 검파 검증 알고리

즘을 사용하면 MIMO 수신기에서 1차 검파 후 단순히 $4m \times n$ 의 추가적인 곱셈 계산만으로 ML 검파에 필요한 $(N_s)^m \times n + N_s \times m \times n$ 번의 곱셈과 탐색 과정 없이 ML 검파 여부를 알 수 있다. 제안된 방식은 ML 검파만 사용하는 방식에 비하여 ZF 검파에 필요한 별도의 계산과 구현이 필요하지만 전체적인 계산 감소를 고려하면 이득이다. 제안된 방식은 SNR이 우수할수록 전체 신호 벡터를 검색하는 ML 검파 방식에 덜 의존하게 만든다. 따라서 SNR이 좋을수록 계산량의 감소비는 커질 것으로 예상된다. 다음 절에서 SNR에 따른 계산량 감소비를 컴퓨터 시뮬레이션으로 도출하였다.

IV. 성능 분석

MIMO 시스템은 4개의 송수신 안테나를 사용한다고 가정하였다. 채널 환경은 독립적으로 Rayleigh fading을 겪는 랜덤 4x4 채널 매트릭스를 발생시켰다. MIMO 시스템은 QPSK 변조 방식을 사용하며 채널 매트릭스의 채널 값을 통해 수신 안테나에서 신호를 수신한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 100,000 개의 송신 신호 벡터를 발생시켜 1) True 판정, 2) False-alarm 판정 확률을 구하였다. 여기서 True 판정은 MIMO 수신기에서 1차 검파한 결과가 ML 검파 결과와 동일한 경우 사전 검증기가 True 판정을 내리는 경우이다. False-alarm 판정은 1차 검파 결과가 ML 검파 결과와 일치하지 않을 때 사전 검증기가 True 판정을 내리는 경우이다. False-alarm 판정은 BER 성능 영향에 나쁜 영향을 미치므로 최소화 되어야 한다.

그림 4는 사전 검증기의 True 판정 확률을 보여

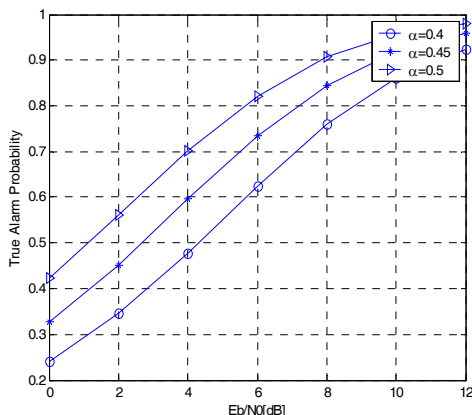


그림 4. True 판정 확률

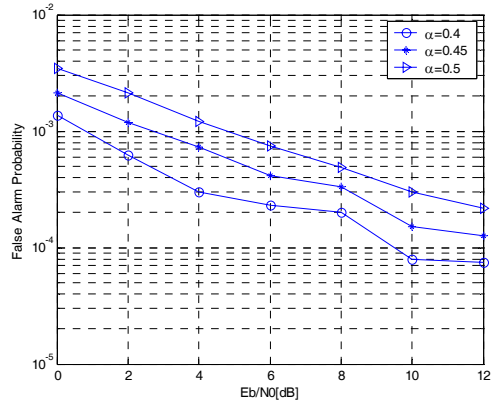


그림 5. False-alarm 확률

주고 있다. 사전 검증기는 SNR이 개선될수록 True 판정의 확률도 증가하는 것을 알 수 있다. $\alpha = 0.5$ 인 경우에 SNR이 8 dB 이상에서 True 판정의 확률이 90% 이상이 된다. $\alpha = 0.45$ 인 경우에 SNR이 10 dB 이상에서 True 판정의 확률이 90% 이상이 된다. 그림 5는 사전 검증기의 False-alarm 판정 확률을 보여주고 있다. SNR이 개선될수록 False-alarm 판정의 확률이 감소하는 것을 알 수 있다. 본 시뮬레이션에서는 검증 상수 α 값을 0.4, 0.45 및 0.5로 변화시켜 가면서 결과를 구하였다. 이 그림의 결과에서 보면, α 값이 검증기의 성능에 영향을 주고 있는 것을 알 수 있다. 즉, α 값이 증가할수록 True 판정 확률은 증가하지만 False-alarm 판정 확률도 증가하는 것을 알 수 있다. True 판정 확률은 검파 시에 계산을 줄여주지만 False-alarm 판정은 BER 성능에 나쁜 영향을 미치므로 MIMO 수신기의 BER 성능을 고려하여 적당한 α 값을 정하는 것이 필요하다.

그림 6은 각 검파 방식의 BER 성능을 보여준다. 그림 6에서 LS 방법은 ZF 방법을 나타내며 성능이 가장 좋지 않다. 예상대로 ML 방법이 가장 좋은 성능을 보인다. Hybrid 방식은 검증기의 검증상수 $\alpha = 0.4$ 인 경우이고 사전 검증기가 ML 라고 판정한 경우에는 ZF 검파 결과를 최종 검파 결과로 놓고 사전 검증기가 ZF 검파 결과가 ML 검파 결과와 같지 않다고 판정할 경우에는 추가로 ML 검파를 수행한다. Hybrid 방식의 BER 성능은 SNR이 8 dB 이상에서 ML 검파 방식보다 약간 떨어진다. 이 성능 저하는 false-alarm 때문에 발생하며 $BER = 10^{-4}$ 에서 두 방식의 성능 차이는 거의 없다는 것이 주목할 필요가 있다.

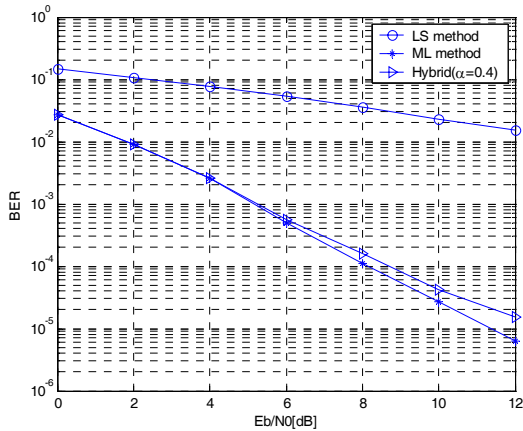


그림 6. 제안된 방식의 BER 성능 비교

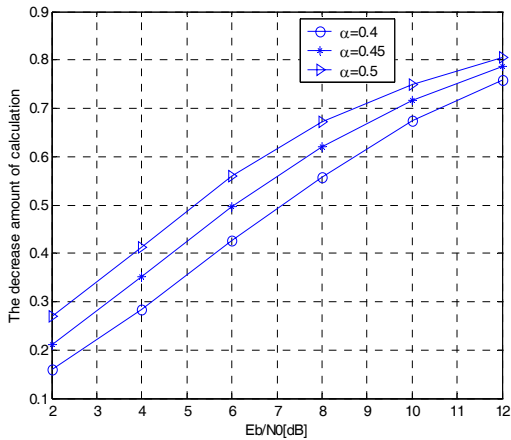


그림 7. SNR에 따른 계산량 감소율

제안된 방식은 SNR이 우수할수록 전체 신호 벡터를 검색하는 ML 검파 방식에 덜 의존하게 만든다. 따라서 SNR이 좋을수록 계산량의 감소는 커질 것으로 예상된다. 그림 7 SNR이 변화할 때 ML 검파 방식에 필요한 전체 계산량 대 하이브리드 방식을 사용했을 때 계산량의 비를 계산한 것이다. 10 dB에서 약 70% 정도의 계산량 감소를 보인다. 본 모의 실험에서 역행렬 계산은 $(n)^3$ 의 곱셈이 필요하다고 가정하였다.

V. 결론

본 논문에서는 MIMO 수신기의 1차 검파 결과를 ML 검파 결과와 일치하는지 사전에 검증할 수 있는 사전 검증 알고리즘을 제안하였다. 제안된 방법은 1차 검증과 2차 검증으로 이루어져있다. 1차

검증기는 MIMO 신호를 SIMO 신호를 만들어 검파하면 잡음 분산이 줄어든 효과를 이용하였고 2차 검증기는 1차 검증기의 false-alarm을 줄일 수 있도록 설계되었다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 제안된 사전 검증기는 신호 대 잡음이 9dB 이상 양호한 환경에서 80% 이상의 true 판정을 보였고 α 가 0.4이고 SNR이 8 dB 이상인 경우에 10^{-4} 정도의 false-alarm 판정 확률을 보였다. 이러한 결과로 볼 때 실제 MIMO 시스템에서 사전 검증기를 매우 유용하게 사용할 수 있을 것으로 보인다.

본 연구결과는 동의대학교 2007년도 교내일반연구과제(2007AA180)의 연구결과입니다.

참고 문헌

- [1] G. J. Foschini, "Layered space time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," Bell systems technical journal, Vol.1, pp. 41-59, Autumn 1996
- [2] Lei He, Hongya Ge, "Reduced complexity maximum likelihood detection for V-BLAST systems," Proc. IEEE MILCOM2003, pp.1386-1391, Oct. 2003
- [3] X. Li, H. C. Huang, A. Lozano, and G. J. Foschini, "Reduced-complexity detection algorithm for system using multi-element arrays," Proc. IEEE GLOBECOM, pp.1072-1076, 2000.
- [4] Y. Li, "Parallel detection for V-BLST system," Proc. IEEE ICC2000, pp. 340-344, May 2000
- [5] David Tse & Pramod Viswanath, Fundamentals of wireless communication, Cambridge Univ. press, 2005
- [6] J. H. Winters, J. Salz, and R. D. Gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems", IEEE Trans. on Comm. Vol. 42, Feb. 1994.

전 형 구 (Hyoung-Goo Jeon)

중신회원



1987년 2월 인하대학교 전자공학과 학사
1992년 2월 연세대학교 전자공학과 석사
2000년 8월 연세대학교 전기 및 컴퓨터공학과 박사
1987년 2월~2001년 2월 한국

전자통신연구원 이동통신연구소 선임연구원
2001년 3월~현재 동의대학교 정보통신공학과 부교수
2006년 1월~2007년 1월 Texas A&M University Post-Doc. fellowship

<관심분야> MIMO-OFDM, 디지털 통신, 이동통신

이 동 훈 (Donghoon Lee)

정회원



1987년 인하대학교 전자공학과 졸업 (공학사)
1993년 인하대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
2000년 9월~10월 필란드 지바스킬 라대학 가속기센터 교환 연구원

2001년 인하대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
1987년 10월~2006년 2월 원자력 의학원 방사선의학연구 센터 책임연구원

2006년 3월~현재 동명대학교 의용공학과 조교수
<관심분야> 생체계측 및 신호처리, 의료영상처리 및 응용시스템, 방사선의료기기 및 연구기기

배 진 호 (Jinho Bae)

정회원



1993년 아주대학교 전기 및 전자공학과 학사 졸업
1996년 KAIST 정보통신공학과 석사 졸업
2001년 KAIST 전자전산학과 박사 졸업
2002년 10월~현재 제주대학교

해양시스템공학과 교수
<관심분야> 레이더 및 소나신호처리, 광신호처리