

MIMO 시스템에서 Zero-forcing 검파 결과의 검증 기법에 관한 연구

전형구

동의대학교 정보통신공학과
hgjeon@deu.ac.kr

<요약>

Zero Forcing (ZF) 검파 결과는 신호 대 잡음 환경이 양호한 경우 약 80% 이상이 Maximum Likelihood (ML) 검파 결과와 일치한다. 간단한 검증기를 통해 ZF 검파 결과가 ML 검파 결과와 일치하는지 알 수 있다면 검증 결과에 따라 복잡한 ML 검파 과정이나 별도의 검색 과정을 생략할 수 있다. 본 논문에서는 multiple input multiple output (MIMO) 시스템에서 ZF 검파 결과에 대한 검증 방식을 제안하였다. 제안된 검증 방식은 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 이용하였다. 제안된 검증기는 컴퓨터 시뮬레이션 결과 신호 대 잡음이 양호한 경우 80%이상의 정확한 true 판정 확률을 얻었으며 이때 false 판정 확률은 10^{-4} 이하를 보였다.

1. 서론

최근에 대역폭을 증가시키지 않고 데이터 전송 속도를 증가시킬 수 있는 방법으로 MIMO 시스템이 제안되었고 이후 MIMO 시스템의 검파 방식에 대한 많은 연구가 있었다 [1-4]. 대표적인 MIMO 시스템 검파 방식은 ML 방식과 ZF 방식이 있다. ML 검파 방식은 수신 신호와 복조된 신호 사이의 최소거리를 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 많아 지기 때문에 실제 구현하기 어렵다. ZF 검파 방식은 ML 방식에 비해서 계산량이 매우 적지만 BER 성능은 좋지 않다. MIMO 시스템 검파에서 기존의 검파 방식에 대한 연구는 대부분 적은 계산량과 복잡도로 ML 방식과 비슷한 성능을 얻기 위한 것이었다. 이러한 검파 방식은 공통적으로 ZF 방식을 사용하여 1차 복조를 수행하고 그 결과를 이용하여 단순화된 ML 검파 또는 순차적 간섭제거 방식 등 2차 검파 과정을 거친다. 즉, ZF 방식은 BER 성능이 좋지 않기 때문에 2차 검파를 수행하여 BER 성능을 개선한다. 그러나 SNR이 좋은 환경(10dB 이상)에서는 ZF 방식의 복조 결과의 약 80% 이상이 ML 방식의 복조 결과와 일치한다. 만약 ZF 복조 결과와 ML 방식의 복조 결과가 일치한다면 2차 검파가 필요 없지만 실제 MIMO 신호 복조에서 ZF 방식의 복조 결과와 ML 방식의 복조 결과가 일치하는 알 수 없기 때문에 모든 ZF 결과에 대하여 2차 검

파를 수행한다. 즉, ZF 결과의 80% 이상은 2차 검파가 필요 없는데 2차 검파를 수행해야만 하므로 불필요한 낭비가 발생한다. 만약 간단한 방법으로 ZF 검파 결과와 ML 검파 결과가 일치하는지 사전에 검증할 수 있다면 2차 검파가 꼭 필요한 경우에만 2차 검파를 수행함으로써 계산량과 소모 전력을 줄일 수 있다.

본 논문에서는 MIMO 시스템에서 ZF 복조 결과에 대한 ML 복조 결과의 일치 여부 검증 방식을 제안하고 그 성능을 분석하였다. 제안된 방식은 1차 검증과 2차 검증으로 구성되어 있다. 1차 검증은 ZF 검파 결과를 이용하여 MIMO 신호를 SIMO 신호로 변환한 후 검파를 수행하면 안테나 다이버시티 이득을 얻을 수 있고 잡음 분산이 줄어드는 효과를 이용하였다. 2차 검증은 ZF 검파시 복수 안테나 신호에 에러가 발생된 경우 1차 검증에서 발생할 수 있는 false-alarm을 줄일 수 있도록 설계되었다.

2. MIMO 시스템 및 Zero Forcing (ZF) 검파

$m \times n$ MIMO 시스템의 수신측에서 수신한 신호는 (1) 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (1)$$

여기서 $\mathbf{Y} = [Y_1, Y_2, \dots, Y_n]^T$ 이고 Y_i 는 i -번째 수신 안테나에서 수신된 신호를 나타낸다. $\mathbf{X} = [X_1, X_2, \dots, X_m]^T$ 이고

X_i 는 i -번째 송신 안테나에서 송신된 신호를 나타낸다. $\mathbf{H} = (\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \dots, \mathbf{H}_m)$ 는 채널 매트릭스를 나타내며, $\mathbf{H}_i = (H_{i1}, H_{i2}, \dots, H_{in})^T$ 이고 채널 매트릭스의 i -번째 열 벡터이다. 여기서 H_{ij} 는 i -번째 송신 안테나와 j -번째 수신 안테나 사이의 채널 응답을 나타낸다. m 은 송신측 안테나 개수를 n 은 수신측 안테나 개수를 나타낸다. $\mathbf{W} = (W_1, W_2, \dots, W_N)^T$ 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 ZF 방식을 이용하여 간단하게 MIMO 신호를 검파할 수 있다. ZF 방식은 \mathbf{H} 의 역행렬을 이용한다.

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

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

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

$$\rho_i = \mathbf{V}_i\mathbf{W} \quad (3)$$

여기서 ρ_i 의 variance는 (4) 식과 같다.

$$\text{Var}[\rho_i] = E[|\rho_i|^2] = \sigma^2 \|\mathbf{V}_i\|^2 \quad (4)$$

여기서 $\|\cdot\|^2$ 는 \cdot 의 2차 norm 연산을 나타낸다.

MIMO 시스템에서 N_t 개의 송신 안테나와 N_r 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. 따라서 N_t 개의 송신 안테나와 N_r 개의 수신안테나에도 불구하고 ZF 검파 방식은 diversity 이득은 1이다[5]. 즉, ZF 검파 방식은 diversity 이득을 얻을 수 없다는 단점이 있어 수신기의 BER 성능이 좋지 않다.

3. 제안된 ML 검파 검증 방식

ML 검파 검증 알고리즘은 1차 검증과 2차 검증으로 구분된다. ZF 검파 결과가 1차 검증에 통과된 경우에 2차 검증을 시도하여 1차 및 2차 검증이 모두 통과된 경우에 ZF 검파 결과를 ML 검파 결과와 같은 것으로 취급한다.

3.1 1차 검증

1차 검증은 LS 방식으로 검파를 수행하고 이 결과를 토대로 SIMO 신호를 만든다. ML 검증 절차는 다음과 같다. 제안된 ML 검파 검증기는 ZF 검파기의 결과를 입력으로 받아들여 검증 결과 비트를 출력한다. ML 검증 결과의 출력 비트가 모두 ZF 검파 결과와 일치하면 그 ZF 검파 결과는 ML이라고 판정한다. 그러나 ZF 검파 결과와 검증기의 결과가 불일치하면 ML 판정이 아니라고 판정한다. 따라서 우수한 ML 검파 검증기가 되기 위해서는 다음 2가지 요구사항을 만족해야 한다.

- i) ZF 검파 결과 \hat{X}_i 에 에러가 있으면 ZF 검파 검증기를 통과했을 때 비트판정이 바뀔 확률이 1에 근사해야 한다.
- ii) ZF 검파 결과 \hat{X}_i 에 에러가 없으면 ZF 검파 검증기를 통과 했을 때 비트 판정이 그대로 유지될 확률이 될 수 있는 한 커야 된다.

첫번째 조건은 ML이 아닌 ZF 검파 결과를 걸러내는 데 사용되며 두번째 조건은 ML인 ZF 판정 결과를 검출하는데 사용된다. 본 논문에서는 이러한 두 가지 요구 조건을 만족시키는 1차 판별식을 제안하였다. 제안된 1차 판별식은 먼저 ZF 방법으로 복조된 $\hat{\mathbf{X}}$ 를 이용하여 MIMO신호를 각 i -번째 안테나에 대하여 SIMO 신호 $\tilde{\mathbf{R}}_i$ 로 변환한다. $\tilde{\mathbf{R}}_i$ 는 (5) 식으로 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{R}}_i = (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}) + \alpha\mathbf{H}_i\hat{X}_i, \quad (5)$$

여기서 α 는 1차 검증 상수를 나타내며 $0 < \alpha \leq 1$ 범위의 임의 상수이다. 모든 안테나 송신 신호에 한 SIMO 신호 벡터 $\tilde{\mathbf{R}}_i$ 에 $\mathbf{E}_i = (\mathbf{H}_i)'$ 벡터를 곱하여 SISO 수신 신호 \tilde{r}_i 로 변환한다.

$$\tilde{r}_i = \mathbf{E}_i\tilde{\mathbf{R}}_i, \quad (6)$$

여기서 $\mathbf{E}_i = (\mathbf{H}_i)'$ 이고 $(\cdot)'$ 는 pseudo 역행렬 연산을

의미한다. 벡터 \mathbf{E}_i 는 SIMO 신호 벡터 $\bar{\mathbf{R}}_i$ 를 SISO 신호로 바꾸는 역할을 한다. SISO 신호 \tilde{r}_i 를 $sign(\cdot)$ 함수를 이용하여 한 개 비트에 대해서 ML 비트 판정을 내린다. 즉, $\hat{X}_i = sign(\tilde{r}_i)$ 이다. $\hat{\mathbf{X}}$ 가 모두 에러가 없고 ML의 판정 결과와 동일하다면, $\bar{\mathbf{R}}_i = \mathbf{W} + \alpha \mathbf{H}_i X_i$ 이다. 이 경우에,

$$\tilde{r}_i = \alpha \mathbf{E}_i \mathbf{H}_i X_i + \mathbf{E}_i \mathbf{W} = \alpha X_i + \mathbf{E}_i \mathbf{W} \quad (7)$$

이다. (7) 식에서 잡음 성분을 μ_i 라고 하면 μ_i 는 (8) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mu_i = \mathbf{E}_i \mathbf{W} \quad (8)$$

μ_i 는 Gaussian 분포를 가지며 mean은 0이고 μ_i 의 variance는 (9) 식과 같다.

$$Var[\mu_i] = \sigma^2 \|\mathbf{E}_i\|^2 \quad (9)$$

SISO 신호로 변환시 (7) 식에서 다른 송신 안테나 신호의 간섭이 없으므로 N_r 개의 수신 신호로부터 얻는 다이버시티 이득은 N_r 이다[5]. 따라서 통계적으로

$$Var[\mu_i] \propto \frac{1}{N_r} Var[\rho_i] \quad (10)$$

\hat{X}_i 이 ML 판정 결과이며 에러가 없는 경우, (7) 식과 (10) 식을 고려하여 \tilde{r}_i 과 \hat{r}_i 의 개념적인 pdf를 그리면 그림 1과 같다. 그림 1은 $\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{X}$ 이며 $X_i = 1$ 인 경우에 \tilde{r}_i 과 \hat{r}_i 의 개념적인 pdf의 예를 보여주고 있다.

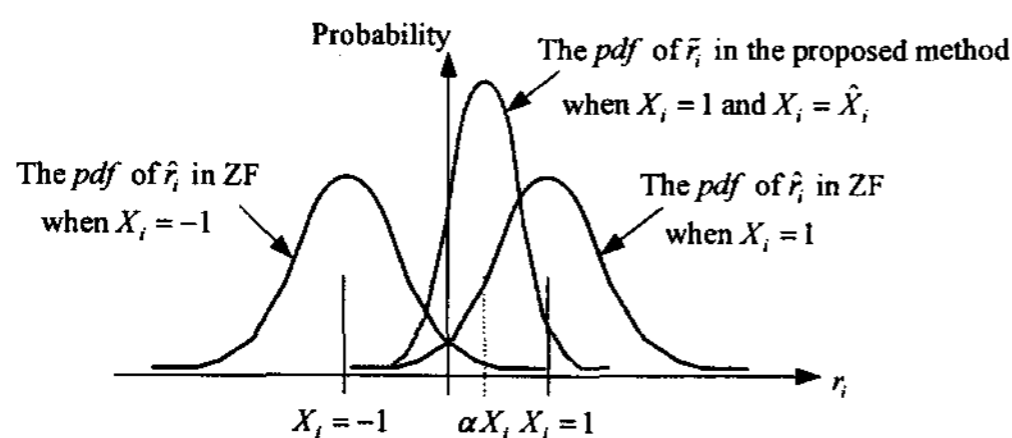


그림 1 $\hat{X}_i = X_i$ 인 경우 ZF 출력과 ZF 검파 검증기 출력의 개념적인 pdf 곡선

(5) 식에서 $\tilde{r}_i > 0$ 인 경우 $\hat{X}_i = X_i$ 가 된다. \tilde{r}_i 의 pdf 는 분산이 작기 때문에 평균값 근처에 매우 높은 확률을 보이며 그 외 부분의 확률은 매우 낮다. 따라서 α 값에 따라서 pdf가 0쪽으로 이동하였지만 $Pr(\tilde{r}_i > 0 | \hat{X}_i = X_i) \approx Pr(\tilde{r}_i > 0)$ 이다.

$\hat{\mathbf{X}}$ 벡터의 \hat{X}_i 비트가 ML 판정과 다르게 에러가 발생하여 $\hat{X}_i = -X_i$ 라고 하자. 이때 $\bar{\mathbf{R}}_i$ 는 (11) 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_i &= \mathbf{H}_i (X_i - \hat{X}_i) + \alpha \mathbf{H}_i \hat{X}_i + \mathbf{W} \\ &= \mathbf{H}_i (2 - \alpha) X_i + \mathbf{W} \end{aligned} \quad (11)$$

(11) 식을 벡터 \mathbf{E}_i 를 이용하여 SISO 신호로 변환하면 (12) 식과 같다.

$$\begin{aligned} r_i &= \mathbf{E}_i (\mathbf{H}_i (2 - \alpha) X_i + \mathbf{W}) \\ &= (2 - \alpha) X_i + \mu_i \end{aligned} \quad (12)$$

(12) 식에서 $\tilde{r}_i > 0$ 인 경우 $\hat{X}_i = X_i \neq \hat{X}_i$ 가 된다. 그림 2는 (10)식과 (12)식을 고려하여 개념적인 pdf 곡선을 나타낸 것이다. (10) 식에서 볼 때 신호는 $(2 - \alpha)$ 배 만큼 증가한 반면 잡음 항의 분산은 오히려 $1/N_r$ 만큼 줄었으므로 그림 2에서 $Pr(\tilde{r}_i > 0 | \hat{X}_i \neq X_i) \ll 1$ 이다. 따라서 어느 하나라도 $\hat{X}_i \neq X_i$ 이면 ZF에 의한 검파 결과는 ML의 에러가 없는 결과가 아님을 알 수 있다. 즉, 어느 하나라도 $\hat{X}_i \neq X_i$ 이면 ZF 검파 검증기는 ZF 검파 결과가 ML 검파 결과와 다르다고 판정할 것이다. $\mathbf{X} \neq \hat{\mathbf{X}}$ 이면서 2개 이상 비트에 에러가 발생한 경우에 SIMO 신호는 (13) 식과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_i &= (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}) + \alpha \mathbf{H}_i \hat{X}_i \\ &= \sum_{\mu_i(X_i \neq \hat{X}_i)} \mathbf{H}_i (X_i - \hat{X}_i) + \alpha \mathbf{H}_i \hat{X}_i + \mathbf{W} \end{aligned} \quad (13)$$

\mathbf{E}_i 벡터를 이용하여 SISO 신호로 변환하면 (14) 식과 같다.

$$r_i = \sum_{\mu_i(X_i \neq \hat{X}_i)} \mathbf{E}_i \mathbf{H}_i (X_i - \hat{X}_i) + \alpha \mathbf{E}_i \mathbf{H}_i \hat{X}_i + \mathbf{E}_i \mathbf{W},$$

$$= \alpha \hat{X}_i + \theta_i + \mu_i, \quad (14)$$

여기서 $\theta_i = \sum_{j \in (X_j \neq \hat{X}_j)} \mathbf{E}_j \mathbf{H}_j (X_j - \hat{X}_j)$ 이며 다른 송신 안테나 신호들의 에러 판정으로 인하여 발생하는 간섭 신호이다. 이 간섭 신호가 그림 2의 \tilde{r}_i 의 pdf를 왼쪽으로 이동시키는 경우 $\Pr(\tilde{r}_i < 0 | \hat{X}_i \neq X_i)$ 가 커지고 이로 인하여 $\hat{X}_i \neq X_i$ 임에도 불구하고 ZF 검파 검증기의 결과가 $\bar{X}_i = \hat{X}_i$ 인 경우가 발생할 수 있다.

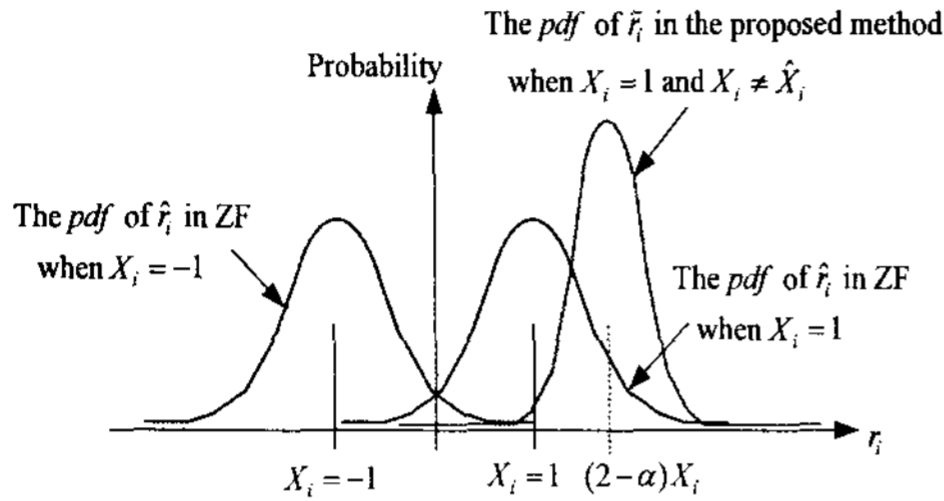


그림 2 $\hat{X}_i \neq X_i$ 인 경우 ZF 출력과 ZF 검파 검증기 출력의 개념적인 pdf 곡선.

이러한 ZF 검파 검증기의 결과는 false-alarm을 일으키며 MIMO 수신기의 BER 성능에 좋지 않은 영향을 주기 때문에 이러한 결과는 될 수 있으면 작도록 ZF 검파 검증기가 설계되어야 한다. 2개 이상의 안테나 송신 비트에러가 있는 경우 1차 검증식에서 간섭을 일으키며 이로 인하여 1차 검증에서 false-alarm을 일으킬 수 있다. 본 논문에서는 이러한 경우를 방지하기 위하여 2차 검증을 시도한다.

3.2 2차 검증

ZF 검파 검증기의 false-alarm 경우를 걸러내기 위하여 1차 검증을 통과한 경우에 대해서만 2차 검증을 시도한다. 2차 검증은 SIMO 신호 $\tilde{\mathbf{R}}_i$ 에서 다른 송신 안테나의 에러 비트 항의 영향을 줄이기 위하여 $\mathbf{V} = \mathbf{H}^\perp$ 을 이용한다. $\mathbf{V}_i = (V_{i1}, V_{i2}, \dots, V_{iN_s})$ 라고 하자. \mathbf{V}_i 와 \mathbf{H}_i 는 (15) 식의 서로 직교 (orthogonal) 성질을 갖는다.

$$\mathbf{V}_i \mathbf{H}_i = \begin{cases} 1 & \text{if } i = j \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

(15) 식의 성질을 이용하여 SIMO 대 SISO 신호 변환시 다른 안테나 에러 신호의 영향을 없앤다. 한편 $\mathbf{V}_i \mathbf{W}$ 는 노이즈를 증폭시킨다. $\mathbf{E}_i \mathbf{W}$ 는 AWGN 노이즈 영향은 감소시키지만 ZF 방식 검파에서 발생한 다른 안테나 에러 신호에 의한 간섭 잡음에 영향을 받는

다. 따라서 노이즈 증폭 영향을 줄이고 ZF 방식의 오류 판정으로 인한 간섭 잡음 영향을 줄이기 위하여 (16) 식과 같이 두 신호의 평균을 취한다.

$$\begin{aligned} z_i &= (\mathbf{E}_i + \mathbf{V}_i) \tilde{\mathbf{R}}_i / 2 \\ &= (\tilde{r}_i + \hat{r}_i + (\alpha - 1)\hat{X}_i) / 2 \end{aligned} \quad (16)$$

$\hat{X}_i = X_i$ 일 때 (16) 식은 (17) 식으로 나타낼 수 있다.

$$z_i = \alpha X_i + \frac{1}{2}\theta_i + \frac{1}{2}(\mu_i + \rho_i) \quad (17)$$

(17) 식에서 간섭 신호 항이 1/2로 줄었으므로 다른 안테나 신호의 에러판정으로 인한 간섭 신호의 크기가 1/2로 줄었다. 2차 검증의 결과 식은 (18) 식으로 나타낼 수 있다.

$$\bar{X}_i = \text{sign}(z_i) \quad (18)$$

$\hat{X}_i = \bar{X}_i = \bar{X}_i$ 인 경우에 ZF 검파 결과는 ML 검파 결과와 같다고 판정한다.

3.3 계산의 복잡도 비교

ZF 검파를 위해서 ML 검파 검증기의 유무에 관계 없이 역행렬 \mathbf{V} 를 계산해야만 한다. 그리고 채널 벡터 \mathbf{H}_i 로부터 유사 역행렬 \mathbf{E}_i 벡터의 계산은 매우 간단하다. 먼저 제안된 검증 방식의 1차 검증에서 필요한 곱셈의 횟수를 계산하여 보자. \mathbf{R}_i 계산에서 $(\mathbf{Y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}})$ 는 공통적인 계산이기 때문에 한번 계산이 필요하며 총 $N_s N_r$ 번의 곱셈을 필요로 한다. $\mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}$ 계산은 $\mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}$ 계산을 포함하고 있기 때문에 별도의 $\mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}$ 계산이 필요하지 않다. SIMO 신호 벡터 $\tilde{\mathbf{R}}_i$ 를 각 SISO 신호 (\tilde{r}_i)로 변환하는데 필요한 곱셈은 N_r 번이므로 모든 \tilde{r}_i 를 계산하는데 $N_s N_r$ 번의 곱셈이 필요하다. 따라서 1차 검증에 필요한 곱셈 횟수는 $2N_s N_r$ 이다. 2차 검증은 식 (14)를 참조하면 알 수 있듯이 별도의 곱셈이 필요하지 않다. 여기서 2로 나눴셈은 오른쪽 1단 쉬프트 동작으로 간단히 계산할 수 있다고 가정하였다. 그러므로 1차 및 2차 검증에 필요한 곱셈의 계산량은 $2N_s N_r$ 이다.

ML 검파 방식에서 1개의 송신 신호 벡터에 대해서 최소 거리 탐색에 필요한 곱셈 횟수는 $N_s N_r$ 번이고 거리 계산을 위한 별도의 제곱 및 제곱근 계산이 필요하다. ML 검파 방식에서 총 송신 신호 벡터의 개수는 $(N_s)^M$ 가 존재한다. 여기서 N_s 는 심벌의 성상 차수를 나타낸다. 따라서 ML 검파 방식에서 총 송신 신호 벡터를 탐색하는데 필요한 곱셈의 수는 $(N_s)^M N_s N_r$ 이다. ML 방식은 계산량이 많으므로 ZF 방식을 이용하여 1차 검파를 수행하고 BER 성능 향상을 위한 2차 검파는 ZF 결과를 기준 신호로 삼아 가까운 주변 신호를 탐색한다고 하자. 이 때 1개의 송신 안테나 신

호가 error일 때를 가정하여 기준 신호의 주변 신호를 탐색할 때 $N_t N_s$ 개 이상의 탐색이 필요하다. ZF 검파 후 2차 탐색을 위해서 최소 4개만을 탐색한다고 하여도 제안된 방식보다 많은 계산량이 필요하다. 하지만 ML 검파 검증기를 통과시켜 ML 결과와 일치 여부를 알 수 있으면 일치하지 않는 ZF 검파 결과만을 대상으로 2차 탐색을 시도하면 되므로 많은 계산량을 절약할 수 있다.

4. 성능분석

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. 본 논문에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 100,000 개의 송신 신호 벡터를 발생시켜 1) True-True 판정, 2) False-True 판정확률을 구하였다. 여기서 True-True 판정은 ZF 검파한 결과가 ML 검파 결과와 동일한 경우 검증기가 True 판정을 내리는 경우이다. False-True 판정은 ZF 검파 결과가 ML 검파 결과와 일치하지 않을 때 검증기가 True 판정을 내리는 경우이다. False-True 판정은 BER 성능 영향에 나쁜 영향을 미치므로 최소화 되어야 한다.

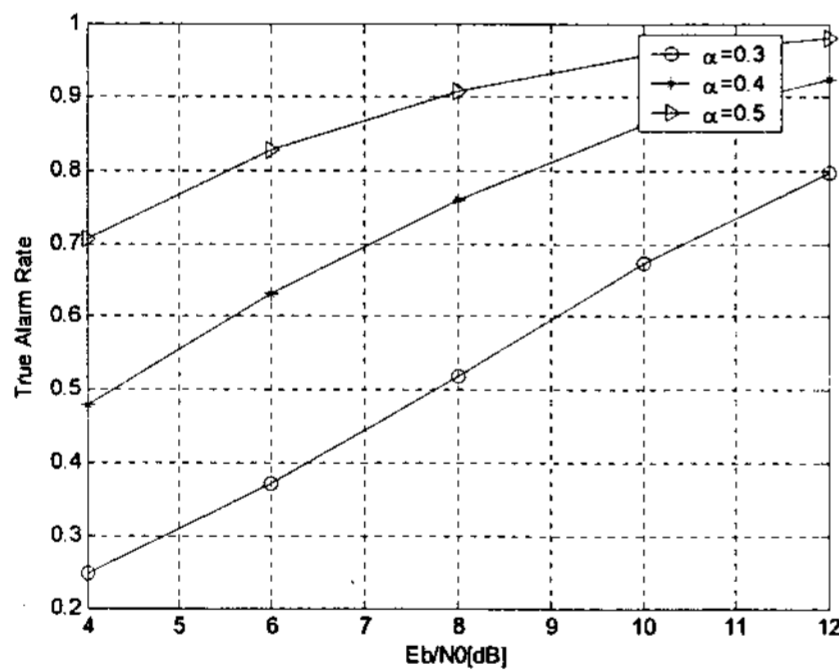


그림3. True-True 판정 확률

그림 3은 ZF 검파 검증기의 True-True 판정 확률을 보여주고 있다. ZF 검파 검증기는 SNR이 개선될수록 True-True 판정의 확률도 증가하는 것을 알 수 있다. 그림 4는 ZF 검파 검증기의 False-True 판정을 보여주고 있다. SNR이 개선될수록 False-True 판정의 확률이 감소하는 것을 알 수 있다. 본 시뮬레이션에서는 α 값을 0.3, 0.4 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-True 판정은 증가하지만 False-

True 판정 확률도 증가하므로 수신기의 BER 성능을 고려하여 적당한 값을 정하는 것이 필요하다.

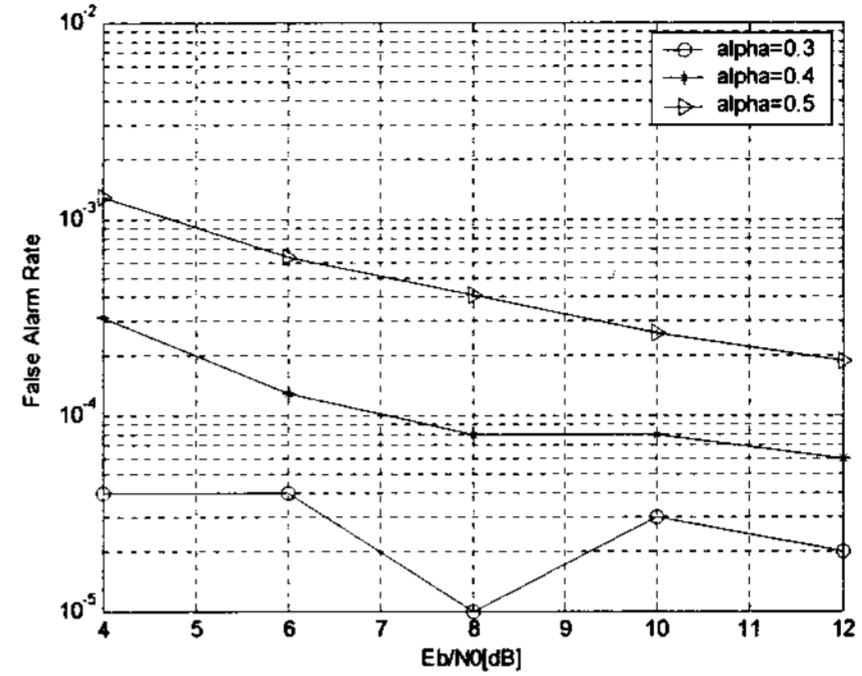


그림4. False-True 확률

5. 결론

본 논문에서는 ZF 검파 결과를 검증할 수 있는 방식을 제안하였다. 제안된 방법은 1차 검증과 2차 검증으로 이루어져있다. 1차 검증기는 MIMO 신호를 SIMO 신호를 만들어 검파하면 잡음 분산이 줄어드는 효과를 이용하였고 2차 검증기는 1차 검증기의 false-alarm을 줄일 수 있도록 설계되었다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 제안된 ZF 검파 검증기는 신호 대 잡음이 양호한 환경에서 80% 이상의 true-true 판정과 10⁻⁴의 false-true 확률을 보였다. 이러한 결과로 볼 때 QPSK 를 사용하는 실제 MIMO 시스템에서 ZF 검파 검증기를 사용할 수 있을 것으로 보인다.

[참고문헌]

[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