

# 중계 시스템을 위한 MSE-기반 송신 전력 감소 기법

정회원 정진곤\*

## MSE-Based Power Saving Method for Relay Systems

Jingon Joung\* *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 여러 송수신 안테나를 갖는 송신기(source node), 중계기(relay node), 수신기(destination node)로 구성된 두 홉(two-hop) 빔포밍(beamforming) 중계 시스템을 고려한다. 송수신 심별간 평균제곱오차(mean square error: MSE)를 최소화하는 송수신기 빔포밍 벡터와 중계기 가중치 행렬을 설계한다. 이때, 송신기 또는 중계기에 송신 전력을 줄이기 위하여, 국소(local)부등식전력제약(inequality power constraint)을 사용한다. 제약식이 있는 평균제곱오차 최소화 문제는 라그랑주(Lagrange) 방법을 써 제약식이 없는 최적화 문제로 바꿀 수 있고, Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 조건으로부터 그 해를 얻을 수 있다. 제안한 중계 시스템에 송신기와 중계기 송신 전력을 각각 국소부등식으로 제약하여, 그 결과 두 홉에 채널 상태가 다를 경우, 최대 신호대잡음비(signal-to-noise ratio: SNR)를 얻는 기존 방식과 대등한 성능을 내며, 동시에 송신기 또는 중계기 송신 전력을 줄일 수 있다. 이를 모의실험을 통해 확인하였다.

**Key Words** : 빔포밍(beamforming), 증폭-후-전달 중계기(amplify-and-forward relay), 최소평균제곱오차(minimum mean square error: MMSE)

### ABSTRACT

In this paper, two-hop beamforming relay system, with source, relay, and destination nodes, is considered and the transmit- and receive-beamforming vectors and the relay processing matrix are designed for minimizing a mean square error (MMSE) between the transmit and receive signals. Here, to reduce the transmit power of the source or the relay, two local inequality constraints are involved with MMSE problem. By adopting the Lagrange method, closed formed Karush-Kuhn-Tucker (KKT) conditions (equalities) are derived and an iterative algorithm is developed to solve the entangled KKT equalities. Due to the inequality power constraints, the source or the relay can reduce its transmit power when the received signal-to-noise ratios (SNRs) of the first- and the second-hop are different. Meanwhile, the destination can achieve almost identical bit-error-rate performance compared to an optimal beamforming system maximizing the received SNR. This claim is supported by a computer simulation.

### I. 서 론

송신기(source node) 신호를 수신기(destination node)로 재전송하는 중계기(relay node)는 무선 통신거리 증대뿐만 아니라 통신 품질 향상 또한 피할

수 있어, 최근 무선통신 시스템에 중요한 부분으로 자리 잡고 있다<sup>[1]-[4]</sup>. 이와 더불어, 여러 송수신 안테나를 사용하는 다중송수신(multiple-input multiple-output: MIMO) 기술을 중계 시스템에 도입하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[3][4]</sup>. 다중송수신 기

\* 캘리포니아주립대(LA) 적응시스템 연구실(jgjoung@ee.ucla.edu)

논문번호 : KICS2009-01-011, 접수일자 : 2009년 1월 08일, 최종논문접수일자 : 2009년 7월 7일

술 가운데 송신 빔포밍(beamforming) 기술은, 송신기로부터 수신기쪽으로 빔을 형성하여, 중계 시스템과 함께 낮은 신호대잡음비(signal-to-noise ratio: SNR)를 개선하는데 효과적인 방법 가운데 하나이다. 기존 방식으로써 [4]에서는 시스템 신호대잡음비를 최대화하는 최적 송수신기 빔포밍 벡터와 중계기 가중치 행렬을 설계하였으며, 이때, 국소(local) 등식전력제약(equality power constraint)을 사용하여 송신기와 중계기 송신 전력을 각각 제어하였다.

본 논문에서도 [4]에서와 같이 낮은 신호대잡음비 환경에 적합한 빔포밍 시스템에 증폭-후-전달 (amplify-and-forward) 방식 중계기를 고려한다. 여기서, 송신기 및 중계기 송신 전력 감소를 위한 국소부등식전력 제약(inequality power constraint)을 도입한, 송신기에서 송신한 심벌과 수신기에서 수신한 심벌 사이에 평균제곱오차(mean square error: MSE)를 최소화하도록 하는 빔포밍 벡터와 중계기 가중치 행렬을 설계한다.1) 그 결과, 송신기-중계기 사이 채널과 중계기-수신기 사이 채널 상태가 다른 일반적인 통신환경에서, 기존 신호대잡음비 최대화 시스템과 대등한 성능을 내며, 동시에 송신기 또는 중계기 송신 전력을 줄일 수 있음을 모의실험을 통해 확인하였다.

본 논문에서는 다음과 같은 수학 표기를 사용하였다.  $tr(\cdot), (\cdot)^T, (\cdot)^H, (\cdot)^*, (\cdot)^{-1}$ 은 각각 행렬 또는 벡터의 대각합(trace), 전치(transpose), 복소켤레 전치(complex conjugate transpose), 켈레(conjugate), 반전(inversion)을 나타내고;  $\|q\|_2, \|Q\|_F$ 는 각각  $q$ 의 절대 값, 벡터  $q$ 의 2-놈(norm), 행렬  $Q$ 의 Frobenius-놈 나타내며; ' $E$ '는 확률변수의 평균을 나타낸다.

## II. 시스템 모델

그림 1에 보인바와 같이 두 홉 중계 시스템은 각각  $N_s, N_R, N_D$ 개 안테나를 갖는 송신기, 중계기, 수신기로 이루어진다. 여기서, 편의상 중계기 송/수신 안테나는 따로 나타내었다. 첫째 홉과 둘째 홉의 MIMO 채널 행렬을 각각  $H^H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_s}$ 와  $G \in \mathbb{C}^{N_D \times N_R}$

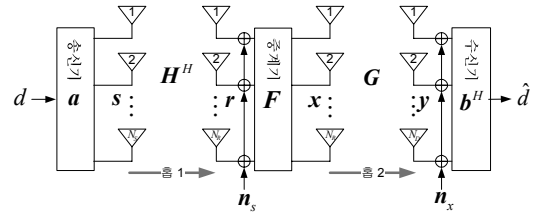


그림 1. 두 홉 증폭-후-전달 빔포밍 중계 시스템 모델

로 표기한다. 각 채널 행렬의 원소들은 독립이며 같은 분포(independent and identically distributed: i.i.d.) 확률변수로서, 분산이 1, 평균이 0인 정규분포를 따른다고 가정한다. 실제 통신에서 발생하는 경로손실(path loss)이나 쉐도잉(shadowing)과 같은 대규모페이딩(large scale fading)에 따른 영향은 중계기와 수신기 잡음 크기에 반영한다. 또한, 한 프레임 전송동안 변하지 않는 준정적(quasi-static) 채널을 가정하였다. 편의상 시간 인덱스를 생략하고, 송신기가 전송할 데이터 심벌을  $d$ 로( $E\{d^2\} = \sigma_d^2$ ), 송신 빔포밍 벡터를  $a \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 로 두면, 송신 심벌 벡터  $s \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 는 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s = ad \tag{1}$$

이때, 중계기가 수신한 벡터 신호  $r \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 은 (2)와 같다.

$$r = H^H s + n_s \tag{2}$$

여기서  $n_s \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 는 평균이 0인 덧셈잡음(Additive White Gaussian noise: AWGN)으로 이루어진 벡터이고;  $E n_s n_s^H = \sigma_{n_s}^2 I_{N_R}$ 이며;  $I_q$ 는  $q$ 크기 단위행렬이다. 다음으로 중계기는 수신 벡터  $r$ 에 중계기 가중치 행렬  $F \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$ 를 곱해 (3)과 같은 중계 신호 벡터  $x \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 를 재전송 한다.

$$x = Fr \tag{3}$$

따라서, 수신기가 받은 벡터 신호  $y \in \mathbb{C}^{N_D \times 1}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다:

$$y = Gx + n_x \tag{4}$$

여기서  $n_x \in \mathbb{C}^{N_D \times 1}$ 는 수신기에 덧셈잡음 벡

1) 신호대잡음비 최대화 방식<sup>[4]</sup>에 국소부등식전력제약을 두고, Lagrange 최적화 방식으로 해를 얻어, 전력 감소 효과를 얻을 수 있다. 이러한 과정은 본 논문에서 다루는 부등식 제약이 있는 MSE 최소화 과정과 유사하다. 본 논문에서는 채널 추정 오차 및 수신기 복잡도 등 실제 시스템으로 확장하기 위해 풀어야 할 문제들을 다루기에 적합한 평균제곱오차 최소화 방식을 따른다.

터이고,  $E\mathbf{n}_x\mathbf{n}_x^H = \sigma_{n_x}^2 \mathbf{I}_{N_D}$ 이다. 수신기는 수신 빔포밍 벡터  $\mathbf{b}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N_D}$ 를 이용해 수신 신호 벡터 (4)를 결합(combining)하여 (5)와 같이 데이터 심벌  $\hat{d}$ 을 추정한다.

$$\hat{d} = \mathbf{b}^H \mathbf{y} \quad (5)$$

다음 장에서 (1)과 (5)에 송수신기 빔포밍 벡터  $\mathbf{a}$ ,  $\mathbf{b}$ 와 (3)에 중계기 가중치 행렬  $\mathbf{F}$ 를 설계한다.

### III. 평균제곱오차 최소화 빔포밍 벡터 및 중계기 가중치 행렬

송신기와 중계기에 평균 송신 전력이 각각 최대 송신 전력  $P_S$ 와  $P_R$ 로 한정되어 있을 때, 송신 심벌  $d$ 와 추정 심벌  $\hat{d}$ 에 차를 최소화하는 송수신기 빔포밍 벡터  $\{\mathbf{a}, \mathbf{b}\}$ 와 중계기 가중치 행렬  $\mathbf{F}$ 를 얻기 위한 평균제곱오차 최소화(minimum MSE: MMSE) 문제는 (6)과 같이 나타낼 수 있다.<sup>2)</sup>

$$\begin{aligned} & \operatorname{argmin}_{\{\mathbf{a}, \mathbf{F}, \mathbf{b}\}} E|d - \hat{d}|^2 \\ & \text{s.t. } E\|\mathbf{s}\|_2^2 \leq P_S \text{ and } E\|\mathbf{x}\|_2^2 \leq P_R \end{aligned} \quad (6)$$

제약이 있는 최적화 문제 (6)은 라그랑주 승수(Lagrange multiplier)를 써, (7)과 같이 제약이 없는 최적화 문제로 바꿀 수 있다.

$$\operatorname{argmin}_{\{\mathbf{a}, \mathbf{F}, \mathbf{b}, \lambda_S, \lambda_R\}} E|d - \hat{d}|^2 + \underbrace{\lambda_S(E\|\mathbf{s}\|_2^2 - P_S) + \lambda_R(E\|\mathbf{x}\|_2^2 - P_R)}_J \quad (7)$$

여기서  $\lambda_S$ 와  $\lambda_R$ 은 각각 송신기와 중계기에 라그랑주 승수이고, (7)에 비용함수(cost function)  $J$ 는 (1)–(5)를 이용하여 (8)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} J = & \sigma_d^2 - \sigma_d^2 \mathbf{b}^H \mathbf{G} \mathbf{F} \mathbf{H}^H \mathbf{a} - \sigma_d^2 \mathbf{a}^H \mathbf{H} \mathbf{F}^H \mathbf{G}^H \mathbf{b} \\ & + \mathbf{b}^H \mathbf{G} \mathbf{F} \mathbf{H}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H + \sigma_{n_x}^2 \operatorname{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{G}^H \mathbf{b} \mathbf{b}^H \mathbf{G} \mathbf{F}) \\ & + \sigma_{n_x}^2 \operatorname{tr}(\mathbf{b} \mathbf{b}^H) + \lambda_S (\sigma_d^2 \|\mathbf{a}\|_2^2 - P_S) \\ & + \lambda_R (\sigma_d^2 \|\mathbf{F} \mathbf{H}^H \mathbf{a}\|_2^2 + \sigma_{n_s} \|\mathbf{F}\|_F^2 - P_R) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)에 라그랑주 비용함수  $J$ 를 유도하는 과정에서

2)  $E\|\mathbf{s}\|_2^2 + E\|\mathbf{x}\|_2^2 \leq P_S + P_R$ 와 같이 전체(global)부등식 전력제약을 통해, 성능 향상을 꾀할 수 있으나, 본 논문에서는 네트워크 전력을 줄이고자, 송신기 또는 중계기에 전력을 줄일 수 있는 국소(local)부등식전력제약만을 다룬다.

데이터 심벌과 채널 및 잡음은 서로 독립이라고 가정하였다. 여기서 비용함수  $J$ 가 모든 변수  $\{\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{F}\}$ 에 대해 동시에 convex 함수임을 보장할 수 없지만, 변수 각각에 대해서 convex 함수임으로, 한 변수에 대해 다른 변수를 고정하고 최적화 하는 방식<sup>[8]</sup>을 써, 적어도 국소최적값(local optimum)을 얻을 수 있다. 이를 얻기 위해 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 조건<sup>[5]</sup>을 구한다. 즉,  $\mathbf{a}$ ,  $\mathbf{b}$ ,  $\mathbf{F}$ 에 대해  $J$ 의 미분식을 0으로 두어 각각에 대한 방정식을 푼다.

먼저, 복소 행렬에 대한 미분과 여러 선형 대수 성질들을 사용하여<sup>[6][7]</sup>, (9)와 같이  $\mathbf{F}$ 에 대한  $J$ 의 미분식을 구한다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \mathbf{F}} = & -\sigma_d^2 \mathbf{G}^H \mathbf{b}^* \mathbf{a}^T \mathbf{H}^* + \sigma_d^2 \mathbf{G}^H \mathbf{b}^* \mathbf{b}^T \mathbf{G}^H \mathbf{F} \mathbf{H}^H \mathbf{a}^* \mathbf{a}^T \mathbf{H}^* \\ & + \sigma_{n_s}^2 \mathbf{G}^T \mathbf{b}^* \mathbf{b}^T \mathbf{G}^* \mathbf{F}^* + \lambda_R (\sigma_d^2 \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{a}^* \mathbf{a}^T \mathbf{H} + \sigma_{n_s}^2 \mathbf{F}) \end{aligned} \quad (9)$$

다음으로, 식 (9)를 0이 되게 하는 행렬  $\mathbf{F}$  가운데 최소 Frobenius-놈을 갖는 가중치 행렬 (10)을 얻는다.

$$\mathbf{F} = \frac{\mathbf{G}^H \mathbf{b} \mathbf{a}^H \mathbf{H}}{\left( \|\mathbf{G}^H \mathbf{b}\|_2^2 + \lambda_R \right) \left( \|\mathbf{H}^H \mathbf{a}\|_2^2 + \sigma_{n_s}^2 \sigma_d^{-2} \right)} \quad (10)$$

마찬가지로,  $\mathbf{a}$ 에 대한  $J$ 의 미분식 (11)을 얻고,

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \mathbf{a}} = & -\sigma_d^2 \mathbf{H}^H \mathbf{F}^H \mathbf{G}^H \mathbf{b}^* + \sigma_d^2 \mathbf{H}^H \mathbf{F}^H \mathbf{G}^H \mathbf{b}^* \mathbf{b}^H \mathbf{G}^H \mathbf{F}^H \mathbf{a}^* \\ & + \lambda_S \sigma_d^2 \mathbf{a}^* + \lambda_R \sigma_d^2 \mathbf{H}^H \mathbf{F}^H \mathbf{a}^* \end{aligned} \quad (11)$$

이를 0이 되게 하는 벡터  $\mathbf{a}$  가운데 최소 2-놈을 갖는 송신 빔포밍 벡터 (12)를 얻는다.

$$\mathbf{a} = \frac{\mathbf{H} \mathbf{F}^H \mathbf{G}^H \mathbf{b}}{\|\mathbf{H} \mathbf{F}^H \mathbf{G}^H \mathbf{b}\|_2 + \lambda_S \|\mathbf{H} \mathbf{F}^H\|_F + \lambda_S} \quad (12)$$

또한,  $\mathbf{b}$ 에 대한  $J$ 의 미분식 (13)으로부터

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \mathbf{b}} = & -\sigma_d^2 \mathbf{G}^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{a}^* + \sigma_d^2 \mathbf{G}^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{a}^* \mathbf{a}^T \mathbf{H}^H \mathbf{F}^H \mathbf{G}^H \mathbf{b}^* \\ & + \sigma_{n_x}^2 \mathbf{G}^* \mathbf{F}^H \mathbf{F}^H \mathbf{G}^T \mathbf{b}^* + \sigma_{n_x}^2 \mathbf{b}^* \end{aligned} \quad (13)$$

이를 0이 되게 하는 최소 2-놈, 수신 빔포밍 벡터  $\mathbf{b}$ 를 얻는다.

$$\mathbf{b} = \frac{\mathbf{GFH}^H \mathbf{a}}{\|\mathbf{GFH}^H \mathbf{a}\|_2^2 + \sigma_{n_s}^2 \sigma_d^{-2} \|\mathbf{GF}\|_F^2 + \sigma_{n_r}^2 \sigma_d^{-2}} \quad (14)$$

마지막으로,  $\lambda_S$ 와  $\lambda_R$ 에 대한  $J$ 의 미분식들을 0으로 두고, 앞서 구한 (10)에  $\mathbf{F}$ 와 (12)에  $\mathbf{a}$ 를 써 (15), (16)과 같이 음이 아닌 라그랑주 승수를 구한다.

$$\lambda_R = \left( \frac{\sigma_d^2 \|\mathbf{H}^H \mathbf{a}\|_2^4 \|\mathbf{G}^H \mathbf{b}\|_2^2 + \sigma_{n_s}^2 \|\mathbf{G}^H \mathbf{b} \mathbf{a}^H \mathbf{H}\|_F^2}{P_R (\|\mathbf{H}^H \mathbf{a}\|_2^2 + \sigma_{n_s}^2 \sigma_d^{-2})^2 - \|\mathbf{G}^H \mathbf{b}\|_2^2} \right)^+ \quad (15)$$

$$\lambda_S = \left( \frac{\sigma_d^2 \|\mathbf{H}^H \mathbf{G}^H \mathbf{b}\|_2^2}{P_S} - \|\mathbf{H}^H \mathbf{G}^H \mathbf{b}\|_2^2 - \lambda_R \|\mathbf{F}^H\|_F^2 \right)^+ \quad (16)$$

여기서  $(v)^+ = \max(0, v)$ 이다.

앞서 구한 평균제곱오차 최소화 송수신기 빔포밍 벡터  $\{\mathbf{a}, \mathbf{b}\}$ 와 중계기 가중치 행렬  $\mathbf{F}$ 는 서로 간에 함수임으로, (10), (12), (14)-(16)으로부터 직접 구하기 어렵다. 이를 해결하기 위해 다음과 같은 반복적(iterative) 알고리즘<sup>[8]</sup>을 제안한다.

반복적 평균제곱오차 최소화 알고리즘

단계 1: 초기화,  $k = 1$

$$\mathbf{F}_0 = \mathbf{I}_{N_R}, \quad \mathbf{b}_0 = [1 \dots 1], \quad \lambda_S = \lambda_R = J_0 = 0$$

단계 2: 반복,  $k \leftarrow k + 1$

$$\mathbf{a}_k = f_{\mathbf{a}}(\mathbf{F}_{k-1}, \mathbf{b}_{k-1}, \lambda_S, \lambda_R); \quad \text{식 (12)}$$

$$\mathbf{b}_k = f_{\mathbf{b}}(\mathbf{F}_{k-1}, \mathbf{a}_k); \quad \text{식 (14)}$$

$$\mathbf{F}_k = f_{\mathbf{F}}(\mathbf{a}_k, \mathbf{b}_k, \lambda_S); \quad \text{식 (10)}$$

$$\lambda_R = f_{\lambda_R}(\mathbf{a}_k, \mathbf{b}_k); \quad \text{식 (15)}$$

$$\lambda_S = f_{\lambda_S}(\mathbf{F}_k, \mathbf{b}_k, \lambda_R); \quad \text{식 (16)}$$

단계 3: 식 (8)에 MSE  $J_k$  계산.

단계 4:  $0 \leq J_{k-1} - J_k \leq \epsilon$  이면, 단계 2와 3 반복.

제안한 반복적 평균제곱오차 최소화 알고리즘에서 각 단계  $k$ 를 수행함에 따라 평균제곱오차  $J_k$ 는 단조 감소한다. 또한,  $J_k \geq 0$ 이므로,  $J_k$ 의 수렴을 보장할 수 있다. 그 결과, 단계 4에서와 같이  $J_{k-1}$ 과  $J_k$ 에 차가 설계 지수  $\epsilon > 0$ 보다 작을 때, 반복적 알고리즘을 종료하고 최적의 송수신기 빔포밍 벡터  $\{\mathbf{a}, \mathbf{b}\}$ 와 중계기 가중치 행렬  $\mathbf{F}$ 를 얻을 수 있다.

**IV. 모의실험 결과 및 분석**

본 장에서는 기존 평균제곱오차 최소화 공간 다중화 (spatial multiplexing :SM) 시스템과<sup>[3]</sup> 신호대 잡음비최대화 빔포밍 시스템<sup>[4]</sup>, 그리고 제안한 평균제곱오차 최소화 빔포밍 시스템의 비트오류율(bit error rate: BER) 성능 및 각 노드의 송신 전력을 비교한다. 송신기의 모든 송신안테나를 써 공간 다중화를 할 경우, 다중화한 신호를 간섭 없이 추정하기 위해 중계기와 수신기는 송신기 안테나 수 이상에 안테나를 필요로한다 (즉,  $N_R \geq N_S$  이고,  $N_D \geq N_S$  이어야 함). 따라서,  $N_S = N_R = N_D = 2$ 를 가정하고, 또한, 공간 다중화 시스템과 빔포밍 시스템은 각각 심벌 전력이 1인( $\sigma_s^2 = 1$ ) BPSK(binary phase- shift keying)와 QPSK(quadrature PSK) 심벌을 전송한다고 가정하여,

공간 다중화 시스템과 빔포밍 시스템 사이에 공

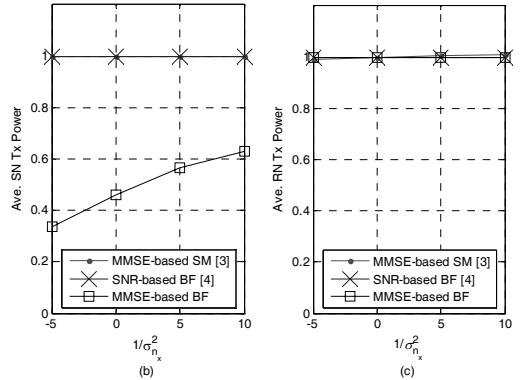
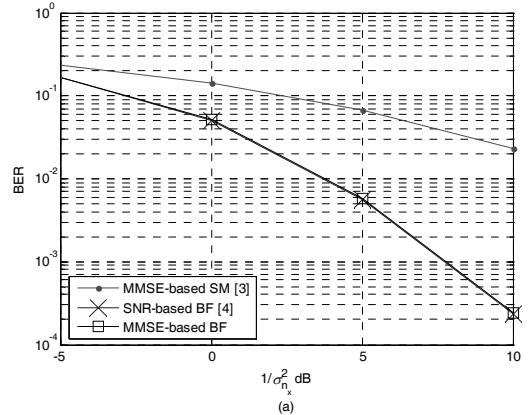


그림 2.  $P_S = P_R = 1$ 이고,  $\sigma_{n_s}^{-2} = 25 \text{ dB}$ 일 때, (a) 비트오류율 비교 (b) 송신기 평균 송신 전력 비교 (c) 중계기 평균 송신 전력 비교

정한 성능 비교를 하였다. 즉, 두 흡을 통해 전송되는 정보 데이터는 공간 다중화, 빔포밍 시스템 모두 두 비트이다. 설계 지수  $\epsilon=10^{-4}$ 로 두고, 채널과 잡음의 특성은 II장에서 설명한 바와 같다.

먼저, 그림 2에 결과는 송신기와 중계기 송신 최대 전력을 1로 제약하고( $P_S = P_R = 1$ ), 중계기와 수신기 잡음 전력이  $\sigma_{n_s}^{-2} (=25 \text{ dB}) \geq \sigma_{n_r}^{-2}$ 인 환경에서의 실험 결과를 나타낸다. 그림 2(a)에서와 같이 제안한 평균제곱오차 최소화 방식의 비트오류율 성능이 기존 신호대잡음비 최대화 시스템과 거의 같음을 알 수 있다. 본 실험 환경에서 SM이라 표기한 공간 다중화 시스템은 중계기에서 더해진 잡음이 다중화된 심벌 사이에 간섭을 일으켜 낮은 비트오류율 성능을 나타낸다. 한편, 제안한 시스템에 중계기 송신 전력은 다른 비교 시스템과 같으나, 송신기 송신 전력은 비트오류율이  $10^{-3}$ 인 지점에서 약 40% 줄었음을 그림 2(b)와 (c)를 통해 알 수 있다. 이는 증폭-후-전달 중계기 특성상, 시스템 신호대잡음비에 영향을 주지 않고 송신기 송신 전력을 줄일 수 있음을 뜻한다. 이는 부등식 제약이 있는 라그랑주 최적화의 결과로써, 이때  $\lambda_S = 0$ 이 된다. 이러한 사실은 비록, 송신기 전력이 줄어 중계기 잡음 세기  $\sigma_{n_s}^2$ 이 상대적으로 증가하고 중계기에서 최대 송신 전력을 사용하였음에도 불구하고, 여전히 수신기 잡음  $\sigma_{n_r}^2$ 가  $\sigma_{n_s}^2$  대비 상대적으로 우세하여 시스템 신호대잡음비가 변하지 않았기 때문이다. 여기서 주목할 것은 (6)에서와 같이 송신기와 중계기에 각각 독립인 국소부 등식전력제어를 사용하였기 때문에 여유분의 송신기 송신 전력을 중계기가 쓰도록 하여 시스템 성능을 높이는 해를 얻을 수 없다는 점이다. 이는 앞서 말한 바와 같이 송신기와 중계기에 송신 전력을 전체 전력제어로 최적화함으로써 해결할 수 있다. 하지만, 이때 시스템 전력 감소 효과는 얻을 수 없다.

다음으로,  $P_S = P_R = 2$ 이고,  $\sigma_{n_s}^{-2} \geq \sigma_{n_r}^{-2} (=5 \text{ dB})$ 인 환경에서의 실험 결과를 그림 3에 나타내었다. 앞선 실험에서와 비슷한 이유로, 제안한 평균제곱오차 최소화 시스템에 비트오류율 성능은 신호대잡음비 최대화 시스템 성능과 거의 같으며, 송신기 송신 전력은 동일하지만, 비트오류율이 거의 변하지 않는 영역에서 중계기 송신 전력이 약 20% 정도 감소하였음을 확인할 수 있다. 이 영역에서  $\lambda_R = 0$ 이 된다. 또한, 기존 평균제곱오차 최소화 공간 다중화 시스템에 중계기도 송신 전력 감소 효과를 얻을 수 있

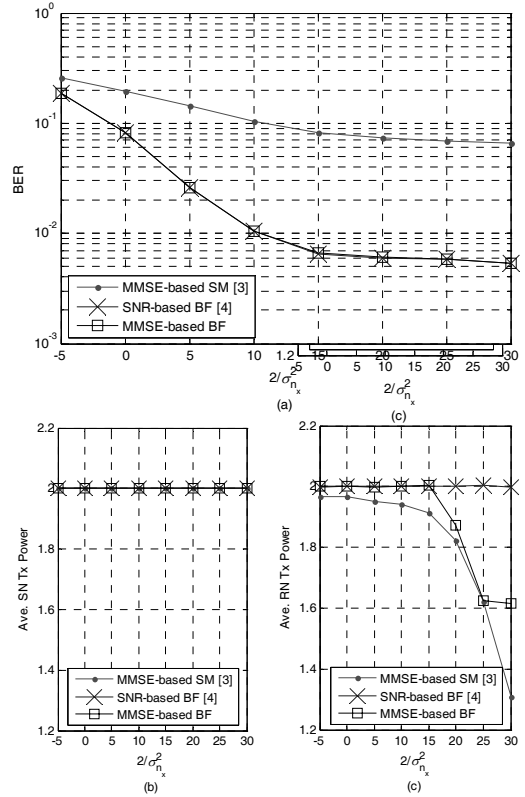


그림 3.  $P_S = P_R = 2$ 이고,  $\sigma_{n_s}^{-2} = 5 \text{ dB}$ 일 때, (a) 비트오류율 비교 (b) 송신기 평균 송신 전력 비교 (c) 중계기 평균 송신 전력 비교

으나, 심벌간 간섭으로 인해 성능이 많이 떨어짐을 알 수 있다.

한편, 빔포밍 시스템<sup>4)</sup> 송신기는 송신 빔포밍을 위해 송신기-중계기 사이 채널 정보를 알아야 한다. 이에 더해, 송신기-중계기와 중계기-수신기 채널 상태에 따라 송신기와 중계기 송신 전력을 제어하기 때문에, 제안한 평균제곱오차 최소화 빔포밍 시스템에 송신기는 중계기와 수신기에 잡음 크기와 중계기-수신기 채널 정보를 추가로 알아야 한다는 부담이 있다. 그러나, 빔포밍 시스템이 채널 변화가 매우 적은 환경에 적합하다는 점과, TDD(time division duplex)-기반 통신에 상하향 링크 채널 대칭성을 사용할 수 있다는 점에 비추어, 즉 빔포밍 시스템에 하향링크 통신에서 수신기가 알고 있는 정보를 상향링크 통신에 있어 송신기 입장에서 사용할 수 있기 때문에, 추가 정보 필요에 따른 시스템 부담을 줄일 수 있으리라고 예상된다. 하지만, 신호대잡음비 최대화 빔포밍 시스템 대비 추가 신

호(signaling)와 반복적 알고리즘에 따른 시스템 복잡도는 증가할 것으로 예상된다.

## V. 결 론

본 논문에서는, 중계 시스템에 송신기 또는 중계기 송신 전력을 줄이기 위해 국소부등식전력제약을 쓴 평균제곱오차 최소화 송수신기 빔포밍 벡터 및 중계기 가중치 행렬을 설계하고, 최적의 해를 얻기 위한 반복적 알고리즘을 제안하였다. 모의실험 결과, 제안한 중계 시스템은 신호대잡음비 최대화 빔포밍 시스템과 견주어 대등한 비트오류율 성능을 얻으며, 동시에 송신기 또는 중계기 송신 전력을 효과적으로 줄일 수 있음을 확인하였다. 앞으로, 이에 더해 시스템 복잡도 감소, 각 링크간 채널 획득 방법 및 전체전력제어를 통한 시스템 성능 향상 방안 등이 연구되어야 한다.

## 참 고 문 헌

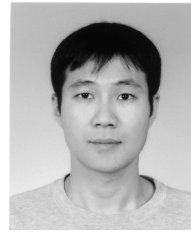
- [1] B. Rankov and A. Wittneben, "Spectral efficient protocol for half-duplex fading relay channels," *IEEE Trans. J. Select. Areas Commun.*, Vol. 25, pp. 379-389, Feb., 2007.
- [2] O. Munoz-Medina, J. Vidal, and A. Agustin, "Linear transceiver design in nonregenerative relays with channel state information," *IEEE Tans. Signal Processing*, Vol. 55, pp. 2593-2604, Jun., 2007.
- [3] W. Guan and H. Luo, "Joint MMSE transceiver design in non-regenerative MIMO relay systems," *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 12, pp. 517-519, Jul., 2008.
- [4] B. Khoshnevis, W. Yu, and R. Adve, "Grassmannian beamforming for MIMO amplify-and-forward relaying," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, pp. 1397-1407, Oct., 2008.
- [5] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1985.
- [6] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*. 1st ed., Cambridge, MA: Cambridge Univ. Press, 1985.
- [7] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computation*, 3rd ed. Baltimore, MD: The

Johons Hopkins Univ. Press, 1996.

- [8] J. Joung and Y. H. Lee, "Regularized channel diagonalization for multiuser MIMO downlink using a modified MMSE criterion," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol.55, pp.1573-1579, Apr., 2007.

정진곤 (Jingon Joung)

정회원



2001년 연세대학교 전파공학과 학사

2003년 한국과학기술원 전기및 전자공학과 석사

2007년 한국과학기술원 전기및 전자공학과 박사

2007~2008년 한국과학기술원 전자전산학과 연수연구원

2008년~현재 캘리포니아주립대(LA) 박사후연구원

<관심분야> MU-MIMO/MIMO 시스템 송/수신기 설계, 중계 시스템 및 중계 프로토콜 설계 등