

증폭 및 전달 릴레이 기반 다중 사용자 피어투피어 통신 시스템에서 강인한 MMSE 필터 설계 방법

신 준 우*

On Robust MMSE-Based Filter Designs for Multi-User Peer-to-Peer Amplify-and-Forward Relay Systems

Joonwoo Shin*

요 약

본 논문에서는 부정확한 채널 정보가 주어진 환경에서 multi-user peer-to-peer 증폭 및 전달 릴레이 시스템에 대한 robust 릴레이 및 수신기 필터 설계 방법을 제안한다. 구체적으로, 평균 자승 오류율 합을 최소화 하는 관점에서 릴레이 및 수신기 필터를 구한다. 우선 iterative 연산이 필요한 joint 최적화 필터 설계 방법을 제시한다. 그리고 iterative 방법의 연산 복잡도를 개선하기 위해 릴레이 필터의 분해능에 기반을 둔 두 가지 robust non-iterative 부최적화 방법을 제안한다. 또한 릴레이와 특정 수신기 간의 local channel state information 만을 이용하는 변형된 수신기 설계 방법을 추가적으로 제안한다. 연산 복잡도 분석과 평균 자승 오류율 합 및 비트 오류율 성능을 확인하는 실험을 통해, 제안하는 robust non-iterative 부최적화 방법이 robust iterative 최적화 방법과 비교해 연산량 감소 효과는 크면서 성능 열화는 제한적임을 확인하였다. 그리고 채널 정보의 부정확함이 존재하는 시스템 환경에서 제안하는 방법의 상당한 robustness 를 확인하였다.

Key Words : MMSE filter, Amplify-and-forward relay

ABSTRACT

In this paper, we propose robust relay and destination filter design methods for the multi-user peer-to-peer amplify-and-forward relaying systems while taking imperfect channel knowledge into consideration. Specifically, the relay and destination filter sets are developed to minimize the sum mean-squared-error (MSE). We first present a robust joint optimum relay and destination filter calculation method with an iterative algorithm. Motivated by the need to reduce computational complexity of the iterative scheme, we then formulate a simplified sum MSE minimization problem using the relay filter decomposability, which lead to two robust sub-optimum non-iterative design methods. Finally, we propose robust modified destination filter design methods which require only local channel state information between relay node and a specific destination node. The analysis and simulation results verify that, compared with the optimum iterative method, the proposed non-iterative schemes suffer a marginal loss in performance while enjoying significantly improved implementation efficiencies. Also it is confirmed that the proposed robust filter design methods provide desired robustness in the presence of channel uncertainty.

* 주저자 : 한국전자통신연구원 B4G 이동통신방식연구부, joonoos@etri.re.kr, 정회원
논문번호 : KICS 2013-07-293, 접수일자 : 2013년 7월 13일, 최종논문접수일자 : 2013년 9월 9일

I. 서론

무선 통신 네트워크의 coverage 를 확장하거나 전송 용량을 개선하기 위해, 증폭 및 전달 (amplify-and-forward; AF) 릴레이 기반의 다중 송수신 안테나 무선 통신 시스템에 대한 연구가 광범위하게 이루어져 왔다^[1-3]. 이러한 다중 송수신 안테나 증폭 및 전달 릴레이 기반 시스템에 대한 연구는 대부분 단일 송신기, 릴레이, 수신기로 구성되는 시스템을 고려했다^[1-3]. 그러나 최근 무선 ad-hoc 네트워크 시스템 응용 분야의 발전과 더불어 multi-user peer-to-peer 무선 릴레이 네트워크에 대한 연구가 증가하고 있다^[4-13]. 이러한 multi-user peer-to-peer 무선 릴레이 네트워크에 대해, quality-of-service (QoS) 제약 조건하에서 전송 전력을 최소화하는 릴레이 설계 방법이 multiple 릴레이 모델을 기준으로 연구되었다^[4-6]. 그러나 multiple independent 릴레이 보다는 하나의 다중 안테나 릴레이나 유선으로 연결된 multiple 릴레이가 릴레이간 동기나 채널 정보 교환 면에서 효율적이다^[7]. 이와 같은 multi-user 다중 송수신 안테나 단일 릴레이 시스템에 대해 신호 대 잡음 비 (signal-to-noise-ratio; SNR) 제약 조건하에서 전송 전력을 최소화 하는 릴레이 설계 방법^[8-10], 전송율을 개선하는 릴레이 설계 방법^[7-11] 등에 관한 연구 결과가 소개되었다.

통신 링크의 reliability 를 보장하는 관점에서 신호에 대한 평균 자승 오류율도 중요한 설계 기준이다. 이에 대해 평균 자승 오류율 합을 최소화하는 릴레이 설계 방법이 각 user node 가 단일 안테나를 갖는 시스템을 기준으로 연구되었다^[12,13]. 최근 각 user node 가 다중 안테나를 갖는 시스템에 대해 평균 자승 오류율을 최소화하는 릴레이 및 수신기 필터 설계 방법이 제안되었다^[14]. 참고 문헌 [14] 는 연산 복잡도와 리소스 overhead 면에서 효율적인 non-iterative 릴레이 설계 방법 및 local 채널 (릴레이에서 해당 수신기까지의 채널) 정보 기반 수신기 설계 방법을 제안하였다. 그러나 참고 문헌 [14] 의 릴레이 및 수신기 설계를 위해서는 정확한 채널 정보가 필요하다. 실제 시스템에서 채널 추정 오류가 항상 존재함을 고려하면, 참고 문헌 [14] 의 방법은 실제 시스템에 적용하기 어렵다. 따라서 채널 정보의 오차를 고려한 robust 필터 설계 방법이 필요하다.

본 논문에서는 참고 문헌 [14] 의 릴레이 및 수

신기 설계 방법을 기반으로 채널 추정 오차가 있더라도 robust 하게 동작할 수 있는 개선된 설계 방법을 제안한다. 제안하는 robust 설계 방법도 참고 문헌 [14] 와 마찬가지로 iterative 연산 기반의 최적화 방법 및 릴레이 필터 분해능을 이용한 non-iterative 부최적화 설계 방법을 제안한다. 또한 local 채널 정보 기반의 robust 수신기 설계 방법도 제시한다. 제안하는 방법의 연산 복잡도 면에서의 효율성 및 채널 정보 오차에 대한 robustness 를 연산량 분석과 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

본 논문에서의 표기법은 다음과 같다. 굵은 대문자와 소문자는 각각 행렬과 벡터를 표시한다. 임의의 행렬 \mathbf{X} 에 대해, \mathbf{X}^T , \mathbf{X}^* , \mathbf{X}^H , $\text{Tr}(\mathbf{X})$, $\text{SVD}(\mathbf{X})$ 는 각각 \mathbf{X} 의 transpose, conjugate, Hermitian transpose, trace, singular value decomposition 을 의미한다. $\text{Blkdiag}[\{\mathbf{X}_i\}]$, $[\{\mathbf{X}_{ij}\}]$ 는 각각 $\{\mathbf{X}_i\}$ 가 diagonal 행렬을 구성하는 block-diagonal 행렬, $\{\mathbf{X}_{ij}\}$ 를 (i,j) 번째 성분 행렬로 구성하는 block 행렬을 나타낸다. 심볼 $\|\cdot\|_2^2$ 은 벡터의 2-norm 을, \mathbf{I}_n 는 크기 $n \times n$ 의 identity 행렬을 의미한다.

II. 본론

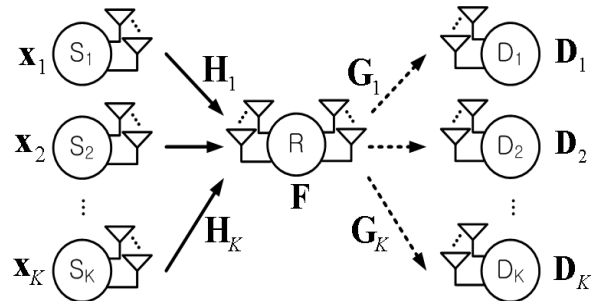


그림 1. Multi-user peer-to-peer MIMO amplify-and-forward relay systems (다중 안테나 증폭 및 전달 릴레이 기반 다중 사용자 통신 시스템)

2.1. 시스템 모델

본 논문은 그림 1 과 같이 K 개 송수신기 쌍이 단일 릴레이 노드를 통해 통신하는 다중 사용자 peer-to-peer 다중 송수신 안테나 릴레이 시스템을 고려한다. 송신기, 수신기, 릴레이에는 각각 N_s , N_d , 그리고 N_r 안테나가 있다. 이 시스템에서 k 번째 송신기 S_k ($k = 1 \sim K$) 는 릴레이 노드 R 을 통해 k 번째 수신기 D_k 로 정보를 전송한다.

송수신기간 직접 연결되는 무선 채널은 릴레이를 통하는 채널에 비해 경로 손실이 상대적으로 커 무시할 만 하다고 가정한다. 그리고 각 송신기는 $M = \min(N_s, N_d)$ 개 스트림을 동시에 전송할 수 있는 spatial multiplexing 시스템이다 (전체 송신 스트림 수는 KM). 릴레이 노드에서 KM 스트림을 처리하기 위해, $N_r \geq KM$ 으로 가정한다. S_k 에서 R , 그리고 R 에서 D_k 로 구성되는 다중 안테나 채널을 $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$, $\mathbf{G}_k \in \mathbb{C}^{N_d \times N_r}$ 로 모델링하고 행렬의 각 성분 계수는 $CN(0, \sigma_h^2)$, $CN(0, \sigma_g^2)$ 분포를 갖는 independent and identically (iid) 복소 가우시안 확률 변수로 가정한다. 송신 신호 벡터 $\mathbf{x}_k \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 은 $\mathbb{E}(\mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^H) = \sigma_{x_k}^2 \mathbf{I}_{N_s}$ 를 만족한다. 여기서 $\sigma_{x_k}^2 = P_k / N_s$, P_k 는 k 번째 송신기의 최대 전송 전력을 의미한다. 본 논문에서는 모든 송신기가 동일한 전송 전력을 갖는 시스템을 가정한다, 즉 $P_k = P_s, \forall k$. K 송신기 $\{S_k\}$ 는 각각 송신 신호 $\{s_k\}$ 를 짝수 시간 구간 동안 동시에 전송한다. 릴레이 노드는 $\mathbf{r} = \sum_{i=1}^K \mathbf{H}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{n}_r$ 를 수신한다. 여기서 \mathbf{n}_r 은 $CN(0, \sigma_r^2 \mathbf{I}_{N_r})$ 의 분포를 갖는 복소 가우시안 확률 벡터이다. 릴레이 노드는 수신 신호 \mathbf{r} 과 릴레이 필터 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 을 곱한 송신 신호 $\mathbf{x}_r = \mathbf{F}\mathbf{r} = \sum_{i=1}^K \mathbf{F}\mathbf{H}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{F}\mathbf{n}_r$ 을 홀수 시간 구간 동안 전송한다. 릴레이 전송 전력은 다음의 조건을 만족한다.

$$\text{Tr}\left(\mathbf{F}\left(\sum_{i=1}^K \sigma_{x_i}^2 \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}_{N_r}\right)\mathbf{F}^H\right) = P_R \quad (1)$$

여기서 P_R 은 릴레이 노드의 최대 전송 전력이다. 최종적으로 수신기 D_k 가 수신한 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{G}_k \mathbf{F} \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \sum_{i \neq k} \mathbf{G}_k \mathbf{F} \mathbf{H}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{G}_k \mathbf{F} \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_k \quad (2)$$

여기서 \mathbf{n}_k 는 $CN(0, \sigma_d^2 \mathbf{I}_{N_d})$ 분포를 갖는 복소 가우시안 잡음 벡터이다. 수신 필터 $\mathbf{D}_k \in \mathbb{C}^{N_s \times N_d}$ 를 적용한 후, \mathbf{D}_k 에서 추정된 신호 벡터 $\tilde{\mathbf{x}}_k$ 는 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{D}_k \mathbf{G}_k \mathbf{F} \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_k \sum_{i \neq k} \mathbf{G}_k \mathbf{F} \mathbf{H}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{D}_k \mathbf{G}_k \mathbf{F} \mathbf{n}_r + \mathbf{D}_k \mathbf{n}_k \quad (3)$$

이러한 신호 모델에 대해 채널 정보 $\{\mathbf{H}_k\}$ 와 $\{\mathbf{G}_k\}$ 가 릴레이와 수신기에 정확히 주어져 있다는 가정 하에서, 참고 문헌 [14] 는 평균 자승 오류율을 최소화 하는 필터 설계 방법을 제안하였다. 그러나 실제 시스템에서 릴레이와 수신기는 각각 해당 채널 $\{\mathbf{H}_k\}$ 와 $\{\mathbf{G}_k\}$ 를 추정해야 한다. 그 결과 채널 추정 에러로 인해 실제 채널과 추정 채널 간의 불일치를 피할 수 없다¹⁹⁾. 추정 채널을 $\{\hat{\mathbf{H}}_k\}$, $\{\hat{\mathbf{G}}_k\}$ 으로 나타낼 때, 실제 채널과 추정 채널은 다음과 같은 관계가 있다.

$$\mathbf{H}_k = \hat{\mathbf{H}}_k + \boldsymbol{\psi}_k \quad (4)$$

$$\mathbf{G}_k = \hat{\mathbf{G}}_k + \boldsymbol{\phi}_k \quad (5)$$

여기서 $\{\boldsymbol{\psi}_k\}$ 와 $\{\boldsymbol{\phi}_k\}$ 는 추정 에러를 반영하는 행렬이다. 이 행렬의 각 성분은 $CN(0, \sigma_\psi^2)$, $CN(0, \sigma_\phi^2)$ 의 분포를 갖는 iid 복소 가우시안 확률 변수이다.

릴레이 필터를 설계하기 위해서 릴레이는 수신기가 추정된 $\{\hat{\mathbf{G}}_k\}$ 정보를 feedback 받아야한다. 본 논문에서는 $\{\hat{\mathbf{G}}_k\}$ 정보가 error-free 하고 low delay 특성을 갖는 feedback 채널을 통해 릴레이로 feedback 됨을 가정한다. 이러한 가정 하에서 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_k = & \hat{\mathbf{D}}_k (\hat{\mathbf{G}}_k + \boldsymbol{\psi}_k) \hat{\mathbf{F}} (\hat{\mathbf{H}}_k + \boldsymbol{\phi}_k) \mathbf{x}_k \\ & + \hat{\mathbf{D}}_k \sum_{i \neq k} (\hat{\mathbf{G}}_k + \boldsymbol{\psi}_k) \hat{\mathbf{F}} (\hat{\mathbf{H}}_i + \boldsymbol{\phi}_i) \mathbf{x}_i \\ & + \hat{\mathbf{D}}_k (\hat{\mathbf{G}}_k + \boldsymbol{\psi}_k) \hat{\mathbf{F}} \mathbf{n}_r + \hat{\mathbf{D}}_k \mathbf{n}_k \end{aligned} \quad (6)$$

본 논문에서는 채널 정보에 오류가 있을 경우 그

영향을 경감할 수 있는 $\hat{\mathbf{F}}$ 와 $\{\hat{\mathbf{D}}_k\}$ 설계 방법을 평균 자승 오류율 (mean squared error; MSE) 최소화 관점에서 제시한다.

2.2. Robust iterative filter design for imperfect channel information

본 절에서는 채널 추정 정보와 추정 에러의 분산 정보만 주어졌다는 가정 하에서 평균 자승 오류율 합 (sum MSE) 를 최소화 하는 robust 릴레이 필터 및 수신기 필터를 설계한다.

$$\begin{aligned} \{\{\hat{\mathbf{D}}_k^*\}, \hat{\mathbf{F}}^*\} = \operatorname{argmin} \sum_{i=1}^K \operatorname{Tr}(\hat{\mathbf{E}}_i) \\ \text{s.t. } \operatorname{Tr}\left(\hat{\mathbf{F}}\left(\sum_{i=1}^K \sigma_x^2 \hat{\mathbf{H}}_i \hat{\mathbf{H}}_i^H + (\sigma_x^2 \sigma_\psi^2 K N_s + \sigma_r^2) \mathbf{I}_{N_r}\right) \hat{\mathbf{F}}^H\right) = P_R \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\hat{\mathbf{E}}_i$ 는 에러 공분산 행렬, 즉 $\hat{\mathbf{E}}_i = \mathbb{E}\left[(\mathbf{x}_i - \hat{\mathbf{x}}_i)(\mathbf{x}_i - \hat{\mathbf{x}}_i)^H\right]$ 을 나타낸다. 그리고 수식 (7) 에서 전력 제약 조건은 $\mathbb{E}[\boldsymbol{\Psi}_i \boldsymbol{\Psi}_i^H] = \sigma_\psi^2 N_s \mathbf{I}_{N_r}$ 을 이용해 구한다. 위 최적화 문제 (7) 은 $\hat{\mathbf{F}}$ 와 $\{\hat{\mathbf{D}}_k\}$ 각각에 대해서는 convex 문제이나, joint 최적화 관점에서는 non-convex 문제이다. 따라서 여기서는 $\hat{\mathbf{F}}$ 와 $\{\hat{\mathbf{D}}_k\}$ 각각을 번갈아 최적화하는 iterative 방법을 제안한다.

우선, $\hat{\mathbf{F}}$ 가 주어졌다는 가정 하에서 D_k 에서 robust 평균 자승 오류율 최소화 수신기는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{D}_k^* = \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{F}}^H \mathbf{G}_k^H \left\{ \sum_{i=1}^K \mathbf{G}_i \hat{\mathbf{F}} \hat{\mathbf{H}}_i \hat{\mathbf{H}}_i^H \hat{\mathbf{F}}^H \mathbf{G}_i^H + \left(K N_s \sigma_\psi^2 + \frac{\sigma_r^2}{\sigma_x^2} \right) \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{F}} \hat{\mathbf{F}}^H \mathbf{G}_k^H \right. \\ \left. \times \left(\sum_{m=1}^{N_r} \lambda_m^{(A)} + \left(K N_s \sigma_\psi^2 + \frac{\sigma_r^2}{\sigma_x^2} \right) \sum_{m=1}^{N_r} \lambda_m^{(B)} \right) \sigma_\phi^2 + \frac{\sigma_d^2}{\sigma_x^2} \right\}^{-1} \quad (8)$$

여기서 $\lambda_m^{(A)}$ 와 $\lambda_m^{(B)}$ 는 \mathbf{A}_A 와 \mathbf{A}_B 의 m 번째 diagonal 성분에 해당하고, \mathbf{A}_A 와 \mathbf{A}_B 는

$$\operatorname{SVD}\left(\hat{\mathbf{F}}\left(\sum_{i=1}^K \hat{\mathbf{H}}_i \hat{\mathbf{H}}_i^H\right) \hat{\mathbf{F}}^H\right) = \mathbf{U}_A \mathbf{A}_A \mathbf{U}_A^H,$$

$$\operatorname{SVD}\left(\hat{\mathbf{F}} \hat{\mathbf{F}}^H\right) = \mathbf{U}_B \mathbf{A}_B \mathbf{U}_B^H \text{ 로부터 구한다.}$$

수신 필터 $\{\hat{\mathbf{D}}_k\}$ 가 주어졌다는 가정 하에서 릴레이 필터를 구하기 위해, 최적화 문제 (7) 을 다음과 같이 풀이가 용이한 형태로 변형할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{F}}^* = \operatorname{argmin} \sum_{i=1}^K \mathbb{E} \|\mathbf{x}_i - \hat{\beta}^{-1} \hat{\mathbf{x}}_i\|_2^2 \\ \text{subject to } \hat{\beta}^2 \operatorname{Tr}\left(\hat{\mathbf{F}}\left(\sum_{i=1}^K \sigma_x^2 \hat{\mathbf{H}}_i \hat{\mathbf{H}}_i^H + (\sigma_x^2 \sigma_\psi^2 K N_s + \sigma_r^2) \mathbf{I}_{N_r}\right) \hat{\mathbf{F}}^H\right) = P_R \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 $\hat{\mathbf{F}} = \hat{\beta}^{-1} \hat{\mathbf{F}}$ 을 의미하고 $\hat{\beta}$ 은 다음과 같이 나타낸다.

$$\hat{\beta} = \sqrt{\frac{P_R}{\operatorname{Tr}\left(\hat{\mathbf{F}}\left(\sum_{i=1}^K \sigma_x^2 \hat{\mathbf{H}}_i \hat{\mathbf{H}}_i^H + (\sigma_x^2 \sigma_\psi^2 K N_s + \sigma_r^2) \mathbf{I}_{N_r}\right) \hat{\mathbf{F}}^H\right)}} \quad (10)$$

Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 조건 [16] 으로부터 구한, 최적화 문제 (9) 의 해는 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{F}}^* = \sum_{k=1}^K \left(\left(\sum_{i=1}^K \mathbf{G}_i^H \hat{\mathbf{D}}_i^H \hat{\mathbf{D}}_i \mathbf{G}_i + (\sigma_\phi^2 + P_R^{-1} \sigma_d^2) \sum_{l=1}^K \operatorname{Tr}(\hat{\mathbf{D}}_l \hat{\mathbf{D}}_l^H) \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \right. \\ \left. \times \mathbf{G}_k^H \hat{\mathbf{D}}_k^H \hat{\mathbf{H}}_k^H \left(\sum_{j=1}^K \hat{\mathbf{H}}_j \hat{\mathbf{H}}_j^H + \left(\sigma_\psi^2 K N_s + \frac{\sigma_r^2}{\sigma_x^2} \right) \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \right) \quad (11)$$

전력 제약 조건을 만족하는 최종 릴레이 필터 $\hat{\mathbf{F}}^*$ 는 $\hat{\mathbf{F}}^* = \hat{\beta} \hat{\mathbf{F}}^*$ 에서 구한다. 여기서 구한 $\hat{\mathbf{D}}^*$ 와 $\hat{\mathbf{F}}^*$ 는 $\sigma_\psi^2 = 0$, $\sigma_\phi^2 = 0$ 일 때, 참고 문헌 [14]

알고리즘 1.

최적 robust 릴레이 필터와 수신기 필터 set 을 구하는 방법

$l = 0$ 으로 설정하고, $\hat{\mathbf{F}}$ 를 임의의 $N_r \times N_r$ 으로 초기화 한다.

이를 토대로 $\{\hat{\mathbf{D}}_k\}$ 를 초기화 한다.

repeat

$l := l + 1$

Step 1: $\hat{\beta}$ 와 $\hat{\mathbf{F}}$ 을 (10) 과 (11)을 이용해 구한다.

Step 2: (8)을 토대로 $\{\hat{\mathbf{D}}_k\}$ 를 update 한다.

Step 3: l 번째 iteration 에서의 평균 자승 오류율 합

$$\operatorname{SMSE}_{(l)} \left(= \sum_{i=1}^K \operatorname{Tr}(\mathbf{E}_i) \right) \text{ 을 구한다.}$$

until $|\operatorname{SMSE}_{(l)} - \operatorname{SMSE}_{(l-1)}| < \epsilon$,

여기서 ϵ 은 임의의 아주 작은 값이다.

에서 구한 해에 수렴한다. $\{\hat{\mathbf{D}}_k^*\}$ 와 $\hat{\mathbf{F}}^*$ 를 이용해 최적화 문제 (7) 의 해는 다음의 iterative 알고리즘을 통해 구할 수 있다.

위 알고리즘 1 은 최적화 문제 (7) 의 non-convexity 로 인해 global 최적 해를 보장하지는 못하지만, local 최적 해는 구한다.

2.3. Robust non-iterative filter design for imperfect channel information

이 절에서는 iterative 설계 방법의 연산 복잡도를 줄일 수 있는 non-iterative 설계 방법을 제시한다.

Lemma 1. 수신기에서 robust 평균 자승 오류를 최소화 (minimizing mean squared error; MMSE) 필터 $\{\hat{\mathbf{D}}_k^*\}$ 를 적용할 때, 평균 자승 오류를 합을 최소화하는 릴레이 필터는 $\mathbb{E}(\boldsymbol{\psi}_k \boldsymbol{\psi}_k^H) = \sigma_\psi^2 N_s \mathbf{I}_{N_r}$ 과 $\mathbb{E}(\boldsymbol{\phi}_k \boldsymbol{\phi}_k^H) = \sigma_\phi^2 N_s \mathbf{I}_{N_r}$ 을 이용해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{\mathbf{F}}^* = \sum_{i=1}^K \hat{\mathbf{B}}_k \hat{\mathbf{W}}_k \quad (12)$$

여기서 $\hat{\mathbf{B}}_k$ 와 $\hat{\mathbf{W}}_k$ 는 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{B}}_k = \left(\sum_{i=1}^K \hat{\mathbf{G}}_i^H \hat{\mathbf{D}}_i^H \hat{\mathbf{D}}_i \hat{\mathbf{G}}_i + \left(\sigma_\phi^2 \sum_{i=1}^K \text{Tr}(\hat{\mathbf{D}}_i \hat{\mathbf{D}}_i^H) + \lambda \right) \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \hat{\mathbf{G}}_k^H \hat{\mathbf{D}}_k^H \quad (13.a)$$

$$\hat{\mathbf{W}}_k = \hat{\mathbf{H}}_k^H \left(\sum_{j=1}^K \hat{\mathbf{H}}_j \hat{\mathbf{H}}_j^H + \left(\sigma_\psi^2 K N_s + \frac{\sigma_r^2}{\sigma_x^2} \right) \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \quad (13.b)$$

여기서 $\hat{\lambda}$ 는 릴레이 전송 전력 조건을 만족하는 Lagrange multiplier 이다. (참고 문헌 [14] 의 증명 과정이 유사해 증명은 생략한다)

Joint 최적화 문제 (7) 에서 평균 자승 오류를 합은 Lemma 1 의 릴레이 필터 분해능을 적용해 다음과 같이 다시 정리할 수 있다.

$$\sum_{i=1}^K \text{Tr}(\hat{\mathbf{E}}_i) = \sum_{i=1}^K \sigma_x^2 \text{Tr} \left(\mathbf{I}_{N_s} - \sigma_x^2 \hat{\mathbf{H}}_i^H \hat{\mathbf{W}}^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{H}}_i \right. \\ \left. + \sigma_x^2 \hat{\mathbf{H}}_i^H \hat{\mathbf{W}}^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} (\hat{\mathbf{R}}^{-1} + \delta^2 \hat{\mathbf{Y}}_i)^{-1} \hat{\mathbf{R}}^{-1} \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{H}}_i \right) \quad (14)$$

여기서, δ 는 다음과 같이 정의한다.

$$\delta = \sqrt{\left(\sum_{m=1}^K \lambda_m^{(A)} + \left(K N_s \sigma_\psi^2 + \frac{\sigma_r^2}{\sigma_x^2} \right) \sum_{m=1}^K \lambda_m^{(B)} \right) \sigma_\phi^2 \sigma_x^2 + \sigma_d^2}$$

수식 (14)에서 최적화와 관련 없는 항을 제거함으로써 최적화 문제 (7) 은 다음과 같이 간략화 할 수 있다.

$$\min_{\mathbf{B}} \sum_{i=1}^K \text{Tr} \left(\hat{\mathbf{H}}_i^H \hat{\mathbf{W}}^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} (\hat{\mathbf{R}}^{-1} + \delta^2 \hat{\mathbf{Y}}_i)^{-1} \hat{\mathbf{R}}^{-1} \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{H}}_i \right) \\ \text{subject to } \text{Tr}(\hat{\mathbf{B}} \hat{\mathbf{R}} \hat{\mathbf{B}}^H) = P_R \quad (15)$$

여기서 $\hat{\mathbf{Y}}_i = \hat{\mathbf{B}}^H \hat{\mathbf{G}}_i^H \hat{\mathbf{G}}_i \hat{\mathbf{B}}$ 이고,

$$\hat{\mathbf{B}} = [\hat{\mathbf{B}}_1 \cdots \hat{\mathbf{B}}_K], \quad \hat{\mathbf{W}} = [\hat{\mathbf{W}}_1^T \cdots \hat{\mathbf{W}}_K^T]^T, \\ \hat{\mathbf{R}} = [\{\hat{\mathbf{R}}_{ij}\}],$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{ij} = \sigma_x^2 \hat{\mathbf{W}}_i \left(\sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{H}}_k^H + \left(\sigma_\psi^2 K N_s + \frac{\sigma_r^2}{\sigma_x^2} \right) \mathbf{I}_{N_r} \right) \hat{\mathbf{W}}_j^H$$

이다.

최적화 문제 (15) 에 대한 analytical 한 해는 릴레이에서 수신기로 송신시 발생하는 cross-link interference 때문에 구하기가 쉽지 않다. 따라서 여기서는 (15) 에 기반을 둔 부최적화 해법을 제안한다.

2.3.1. Robust channel-inversion-based sub-optimum strategy

릴레이에서 수신기로 전송되는 cross-link interference 를 제거하기 위해,

$$\hat{\mathbf{B}}_k = \hat{\mathbf{Q}}_k^{(ZF)} \hat{\mathbf{U}}_k^{(ZF)} \hat{\mathbf{T}}_k^{(ZF) \frac{1}{2}}$$

로 가정하고

$\hat{\mathbf{Q}}_k^{(ZF)} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 는 다음과 같은 QR-decomposition 을 통해 구한다.

$$\text{QR}(\hat{\mathbf{G}}_k^{(ZF)}) = \hat{\mathbf{Q}}_k^{(ZF)} \hat{\mathbf{T}}_k^{(ZF)} \quad (16)$$

여기서 $\{\hat{\mathbf{G}}_k^{(ZF)}\}$ 는

$$\hat{\mathbf{G}}^H (\hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{G}}^H)^{-1} = [\hat{\mathbf{G}}_1^{(ZF)}, \dots, \hat{\mathbf{G}}_K^{(ZF)}],$$

$\hat{\mathbf{G}} = [\hat{\mathbf{G}}_1^T, \dots, \hat{\mathbf{G}}_K^T]^T$ 에서 구한다. 수식 (16) 의 결과 $\hat{\mathbf{Q}}_k^{(ZF)}$ 는 $\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{B}}_{k'} = \mathbf{0} (k \neq k')$ 이 되게 한다. 이 같은 방법을 참고 문헌 [18] 에서는 정확

한 채널 정보를 기준으로 interference 를 완전히 제거한다는 관점에서 zero-forcing channel-inversion (ZF-CI) 방법이라고 했으나, 여기서는 추정 채널 $\{\hat{\mathbf{G}}_k\}$ 기준의 cross-link interference 를 제거한다는 관점에서 ZF-CI 방법이라 한다. $\hat{\mathbf{U}}_k^{(ZF)}$ 는 $\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{Q}}_k^{(ZF)}$ 로 표현되는 effective channel 을 diagonalize 하도록 $\text{SVD}(\hat{\mathbf{Q}}_k^{(ZF)H} \hat{\mathbf{G}}_k^H \hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{Q}}_k^{(ZF)}) = \hat{\mathbf{U}}_k^{(ZF)} \hat{\mathbf{\Lambda}}_k^{(ZF)} \hat{\mathbf{U}}_k^{(ZF)H}$ 으로부터 구한다. 남은 최적화 파라미터 $\hat{\mathbf{I}}_k^{(ZF)}$ 를 구하기 위해, $\hat{\mathbf{R}} \approx \mathbf{I}_{KM}$ 근사화*를 적용해 최적화 문제 (15) 를 다음과 같이 간략화 할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \min_{\{\hat{\mathbf{I}}_i^{(ZF)}\}} \sum_{i=1}^K \text{Tr} \left\{ \hat{\mathbf{C}}_{ii}^{(i)} \left(\mathbf{I}_{N_r} + \delta^{-2} \hat{\mathbf{\Lambda}}_i^{(ZF)} \hat{\mathbf{I}}_i^{(ZF)} \right)^{-1} \right\} \\ & \text{subject to } \sum_{i=1}^K \text{Tr} \left(\hat{\mathbf{R}}_{ii} \hat{\mathbf{I}}_i^{(ZF)} \right) = P_R \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 $\hat{\mathbf{C}}_{ii}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ 는 block 행렬 $\left[\left\{ \hat{\mathbf{C}}_{ij}^{(k)} \right\} \right] = \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}}^H$ 의 (i,j) 성분 행렬이다.

Karush-Kuhn-Tucker 조건 [16] 에서, $\hat{\mathbf{I}}_i^{(ZF)}$ 의 j 번째 diagonal 성분은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\gamma}_{ij}^{(ZF)} = \max \left(\sqrt{\frac{\hat{c}_{ij}}{\mu^{(ZF)} \hat{\rho}_{ij} \delta^{-2} \hat{\lambda}_{ij}^{(ZF)}}} - \frac{1}{\delta^{-2} \hat{\lambda}_{ij}^{(ZF)}}, 0 \right) \quad (18)$$

여기서 \hat{c}_{ij} , $\hat{\rho}_{ij}$, 그리고 $\hat{\lambda}_{ij}^{(ZF)}$ 는 각각 $\hat{\mathbf{C}}_{ij}^{(i)}$, $\hat{\mathbf{R}}_{ij}$, $\hat{\mathbf{\Lambda}}_{ij}^{(ZF)}$ 의 j 번째 diagonal 성분을 나타낸다.

$\hat{\mu}^{(ZF)}$ 는 전력 제약 조건 $\sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^{N_s} \hat{\rho}_{ij} \hat{\gamma}_{ij}^{(ZF)} = P_R$ 을 만족하는 water filling solution 의 water level로부터 구할 수 있다. 결과적으로 robust ZF-CI 기

$$\text{만 부최적화 릴레이 필터 } \hat{\mathbf{F}}^{(ZF)} = \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{B}}_k^{(ZF)} \hat{\mathbf{W}}_k$$

는 $\hat{\mathbf{B}}_k^{(ZF)} = \hat{\mathbf{Q}}_k^{(ZF)} \hat{\mathbf{U}}_k^{(ZF)} \hat{\mathbf{I}}_k^{(ZF) \frac{1}{2}}$ 을 적용해 구할 수 있다.

2.3.2. Robust MMSE-channel-inversion-based sub-optimum strategies

ZF-CI 기반 부최적화 방법은 추정 채널 기준의 cross-link interference 를 제거하는데, 이는 일반적 zero-forcing 기법과 마찬가지로 low-to-mid 신호 대 잡음 비 영역의 성능 감쇄를 대가로 한다. 이를 감안해 low-to-mid 신호 대 잡음 비 영역의 성능을 개선하는 robust 평균 자승 오류율 최소화 채널 인버전 (minimum mean squared error channel inversion; MMSE-CI) 기반의 부최적화 방법을 추가적으로 제안한다. Robust ZF-CI 기반 방법과 마

찬가지로, $\hat{\mathbf{B}}_k = \hat{\mathbf{Q}}_k^{(MMSE)} \hat{\mathbf{U}}_k^{(MMSE)} \hat{\mathbf{I}}_k^{(MMSE) \frac{1}{2}}$ 로 가정한다. 그리고 $\hat{\mathbf{Q}}_k^{(MMSE)}$ 는 다음과 같은 QR-decomposition 을 통해 구한다.

$$\text{QR}(\hat{\mathbf{G}}_k^{(MMSE)}) = \hat{\mathbf{Q}}_k^{(MMSE)} \hat{\mathbf{T}}_k^{(MMSE)} \quad (19)$$

여기서 $\hat{\mathbf{G}}_k^{(MMSE)}$ 는

$$\hat{\mathbf{G}}^H \left(\hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{G}}^H + \alpha \mathbf{I}_{KN_d} \right)^{-1} = \left[\hat{\mathbf{G}}_1^{(MMSE)}, \dots, \hat{\mathbf{G}}_K^{(MMSE)} \right]$$

에서 구하고, $\alpha = \frac{K \sigma_d^2}{P_R}$ 로 선택한다^[18].

Robust ZF-CI 기반 부최적화 방법과 달리, $\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{Q}}_{k'}^{(MMSE)} \neq \mathbf{0}$ ($k \neq k'$) 이므로 residual cross-link interference 가 발생한다. 이로 인해 analytical 해를 구하기가 어렵다. 여기서는 robust MMSE-CI 기반 해를 구하기 위해, 높은 신호 대 잡음 비 영역으로 가정해 $\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{Q}}_{k'}^{(MMSE)} \approx \mathbf{0}$ ($k \neq k'$) 이 됨을 이용한다. 즉, 높은 신호 대 잡음 비 가정을 토대로 cross-link interference 가 무시 가능해짐을 이용해 robust ZF-CI 와 유사한 방법으로 나머지 파라미터를 구할 수 있다. $\hat{\mathbf{U}}_k^{(MMSE)}$ 는 $\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{Q}}_k^{(MMSE)}$ 의 유효 채널을 diagonalize 하기 위해 다음과 같이 구한다.

* 시뮬레이션 결과를 통해 $\hat{\mathbf{R}} \approx \mathbf{I}_{KM}$ 의 근사화가 reasonable 함을 확인할 수 있다.

$$\text{SVD}(\mathbf{Q}_k^{(\text{MMSE})H} \hat{\mathbf{G}}_k^H \hat{\mathbf{G}}_k \mathbf{Q}_k^{(\text{MMSE})}) = \mathbf{U}_k^{(\text{MMSE})} \mathbf{A}_k^{(\text{MMSE})} \mathbf{U}_k^{(\text{MMSE})H} \quad (20)$$

전력 할당을 결정할 diagonal 행렬 $\hat{\mathbf{F}}_k^{(\text{MMSE})}$ 또한, 앞서의 ZF-CI 기반 방법과 동일한 과정을 통해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\gamma}_{ij}^{(\text{MMSE})} = \max \left(\sqrt{\frac{\hat{c}_{ij}}{\mu^{(\text{MMSE})} \hat{\rho}_{ij} \delta^{-2} \lambda_{ij}^{(\text{MMSE})}} - \frac{1}{\delta^{-2} \lambda_{ij}^{(\text{MMSE})}}}, 0 \right) \quad (21)$$

여기서 $\mu^{(\text{MMSE})}$ 는 전력 제약 조건 $\sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^{N_s} \hat{\rho}_{ij} \hat{\gamma}_{ij}^{(\text{MMSE})} = P_R$ 을 만족하도록 결정하고, $\hat{\lambda}_{ij}^{(\text{MMSE})}$ 는 $\hat{\mathbf{A}}_{ij}^{(\text{MMSE})}$ 의 j 번째 diagonal 성분에 해당한다. 최종적으로

$$\hat{\mathbf{B}}_k^{(\text{MMSE})} = \hat{\mathbf{Q}}_k^{(\text{MMSE})} \hat{\mathbf{U}}_k^{(\text{MMSE})} \hat{\mathbf{F}}_k^{(\text{MMSE})} \frac{1}{2} \quad \text{을}$$

$$\hat{\mathbf{F}}^{(\text{MMSE})} = \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{B}}_k^{(\text{MMSE})} \hat{\mathbf{W}}_k \quad \text{에 대입해 robust}$$

MMSE-CI 기반 부최적화 릴레이 필터를 구한다.

부최적화 릴레이 필터에 대응하는 수신 필터는 앞서 구한 부최적화 릴레이 필터를 수식 (8) 에 대입해 구한다. 그런데 수식 (8) 을 이용해 수신기 필터를 구할 경우 각 수신기는 모든 송신기에서 릴레이로 연결되는 채널과 릴레이에서 해당 수신기로 연결되는 채널, 즉 global channel state information (CSI) 가 필요하다. 그러나 global CSI 조건은 pilot signal 과 같은 system overhead 가 증가한다는 점에서 바람직하지 않다. 다음 장에서는 이러한 global CSI 대신 릴레이에서 해당 수신기까지의 local CSI 만을 필요로 하는 수신기 설계 방법을 제시한다.

2.3.3. Robust modified destination receive filters using local channel state information

Global CSI 기반 robust 평균 자승 오류를 최소화 수신기 (8) 을 Lemma 1 과 $\hat{\mathbf{R}} \approx \mathbf{I}_{KM}$ 근사화를 이용해 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{D}}_k^* = \hat{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}}^H \left(\hat{\mathbf{B}}^H \hat{\mathbf{G}}_k^H \hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{B}} + \delta^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \hat{\mathbf{B}}^H \hat{\mathbf{G}}_k^H \quad (22)$$

이에 대한 증명은 참고 문헌 [14] 과 유사해 생략한다.

$$\text{수식 (22) 에 } \hat{\mathbf{F}}^* \text{ 대신 } \hat{\mathbf{F}}^{(\text{ZF})} = \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{B}}_k^{(\text{ZF})} \hat{\mathbf{W}}_k$$

를 대입 하면, 다음과 같이 robust ZF-CI 기반 릴레이 필터에 대응되는 local CSI 기반의 robust modified 수신기를 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{D}}_k^{(\text{ZF})} = \left(\hat{\mathbf{B}}_k^{(\text{ZF})H} \hat{\mathbf{G}}_k^H \hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{B}}_k^{(\text{ZF})} + \delta^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \hat{\mathbf{B}}_k^{(\text{ZF})H} \hat{\mathbf{G}}_k^H \quad (23)$$

마찬가지로 robust MMSE-CI 기반 릴레이 필터 $\hat{\mathbf{F}}^{(\text{MMSE})} = \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{B}}_k^{(\text{MMSE})} \hat{\mathbf{W}}_k$ 에 대한 robust modified 수신기도 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{D}}_k^{(\text{MMSE})} = \left(\hat{\mathbf{B}}_k^{(\text{MMSE})H} \hat{\mathbf{G}}_k^H \hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{B}}_k^{(\text{MMSE})} + \delta^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \hat{\mathbf{B}}_k^{(\text{MMSE})H} \hat{\mathbf{G}}_k^H \quad (24)$$

앞에서 구한 평균 자승 오류를 최소화 필터는 모두 채널 추정 에러 분산 σ_ψ^2 , σ_ϕ^2 을 정확히 알고 있다는 가정하에서 구했다. 그러나, 실제 시스템에서는 이러한 채널 추정 에러 분산은 적절한 확률적 방법 [20] 을 통해 추정한다. 아래에서 제시할 시뮬레이션 결과에서는 이러한 채널 추정 에러 분산이 정확하지 않을 경우에 대한 성능 분석도 제시한다.

2.4. Computational complexity

연산 복잡도를 분석하기 위해 본 논문에서는 복소수 곱 연산 횟수를 기준으로 한다. Table 1 은 각 scheme 별 복소수 곱 연산 횟수를 분석한 결과이다*.

Iterative 방법의 경우 복소수 곱 연산 수가 iteration 횟수 I_{iter} 에 비례해 증가한다. 반면 제안하는 부최적화 방법은 iteration 이 필요하지 않아 iterative 방법의 iteration 횟수가 많을수록 제안하는 방법의 연산 효율성이 명확해진다.

* 부최적화 방법의 경우 높은 신호 대 잡음 비 영역에서 equal power allocation 됨을 가정한다.

Table 1. Computational complexity comparison (연산 복잡도 비교)

Iterative	$\{\widehat{\mathbf{D}}_k^*\}$	$K \times \left\{ (2K+3)N_s N_r^2 + (2K+1)N_s^2 N_r + (K+1)N_s^3 \right. \\ \left. + N_s^2 + \frac{2}{3}N_d^3 + N_d + 6 \right\}$	$\times I_{iter}$
	$\widehat{\mathbf{F}}^*$	$\left(\frac{7}{3}K + 2 \right) N_r^3 + (2(K+1)N_s + 3)N_r^2 \\ + ((2K+1)N_s N_d + (K+1))N_r + KN_s N_d^2 + 3K + 5$	
Non-iterative	$\{\widehat{\mathbf{D}}_k^*\}$	$K \times \left\{ (2K+3)N_s N_r^2 + (2K+1)N_s^2 N_r \right. \\ \left. + (K+1)N_s^3 + N_s^2 + \frac{2}{3}N_d^3 + N_d + 6 \right\}$	
	$\mathbf{F}^{(ZF)}$ or $\mathbf{F}^{(MMSE)}$	$K \times \left\{ \frac{2}{3}N_r^3 + (K+2)N_s N_r^2 + (2(K+1)N_d^2 + 2(N_s + N_d)N_s + 3)N_r \right. \\ \left. + 11N_s^3 + N_d N_s^2 + N_s + \frac{2}{3}(K^2 - 1)N_d^3 \right\}$	
	$\{\widehat{\mathbf{D}}_k^{(ZF)}\}$ or $\{\widehat{\mathbf{D}}_k^{(MMSE)}\}$	$K \left\{ \frac{2}{3}N_s^3 + 2N_d N_s^2 + 2N_d N_r N_s + N_s + 2 \right\}$	

Robust ZF-CI 기반 부최적화 방법과 MMSE-CI 기반 부최적화 방법의 연산 복잡도 측면에서 차이 점은 전자는 $\{\widehat{\mathbf{G}}_k^{(ZF)}\}$ 을 $\widehat{\mathbf{G}}^H (\widehat{\mathbf{G}}\widehat{\mathbf{G}}^H)^{-1}$ 에서 구하고 후자는 $\{\widehat{\mathbf{G}}_k^{(MMSE)}\}$ 를 $\widehat{\mathbf{G}}^H (\widehat{\mathbf{G}}\widehat{\mathbf{G}}^H + \alpha \mathbf{I}_{KN_d})^{-1}$ 에서 구한다는 점이다. 따라서 두 방법의 연산 복잡도 차이는 거의 없다. 높은 신호 대 잡음 비 SNR = 20 [dB] , K = 3, 그리고 $N_s = N_d = 2$ 인 환경에서 iterative 방법의 수렴을 위한 평균 iteration 횟수는 $I_{iter} = 20^*$ 이다. 이를 기준으로 그림 2 는 각 scheme 에 대한 연산량을 계산한 결과이다.

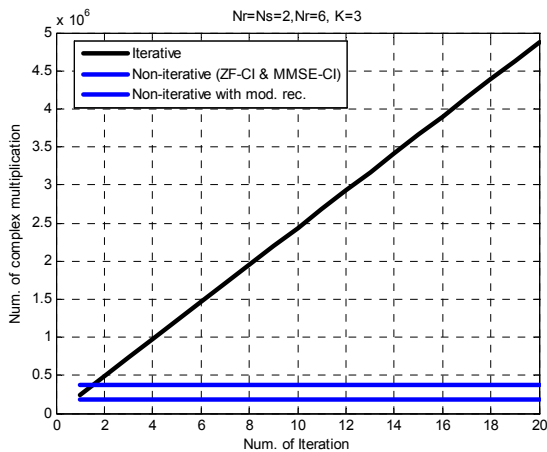


그림 2. Computational complexity comparison over various number of iteration (반복 횟수에 따른 연산 복잡도 비교) (K = 3, $N_s = N_d = 2$, $N_r = 6$)

* 이는 실험을 통해 확인한 값이다.

예상대로 iteration 횟수가 증가할수록 제안하는 부최적화 방법의 효율성이 명확해짐을 확인할 수 있다. 그림 2 에서 $N \times N$ 행렬의 inversion 연산과 $N \times M$ 행렬의 QR-decomposition 연산의 연산 복잡도는 각각 $\frac{2}{3}N^3$, $2NM^2 - \frac{2}{3}M^3$ 으로 가정한다^[20].

III. Simulation results

여기서는 제안하는 방법의 성능을 확인하기 위해, 비트 오류율 (bit error rate; BER) 과 평균 자승 오류율 합 (sum MSE) 시뮬레이션 결과를 제시한다. 시뮬레이션을 위해, spatially uncorrelated flat fading 다중 안테나 채널을 가정하고, 각 채널 계수는 복소 가우시안 확률 변수로 $CN(0,1)$ 의 분포를 갖는다고 가정한다. ($\sigma_h^2 = \sigma_g^2 = 1$). $K = 3$. $N_s = N_d = 2$, $N_r = 6$ 으로 가정하고, 송신기에서 릴레이까지의 링크에 대한 신호 대 잡음비 ($\text{SNR}_{SR} = \frac{P_s}{\sigma_r^2}$), 릴레이에서 수신기까지의 신호 대 잡음비 ($\text{SNR}_{RD} = \frac{P_R}{\sigma_d^2}$) 를 $\text{SNR} = \text{SNR}_{SR} = \text{SNR}_{RD}$ 로 가정한다. 채널 추정 에러는 각각 $\sigma_\psi^2 = 0.1\sigma_h^2$, $\sigma_\phi^2 = 0.1\sigma_g^2$ 로 가정한다. Iterative 방법의 경우 릴레이 필터는 릴레이 송신 전력 제약 조건으로 power-scale 한 임의의

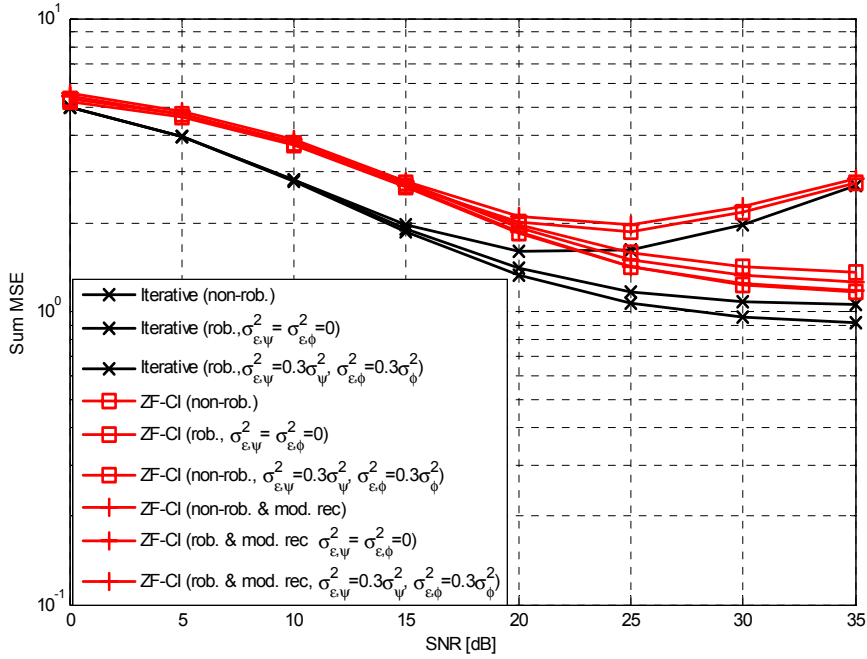


그림 3. (a) Robust ZF-CI-based methods (강인한 제로 포싱 채널 인버전 방법)

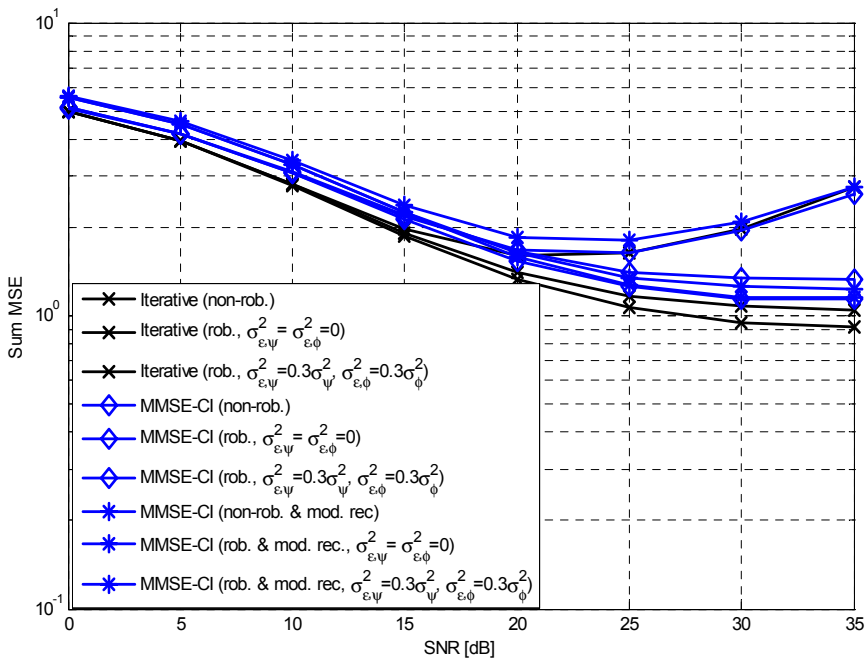


그림 3. (b) Robust MMSE-CI-based methods (강인한 최소 평균 자승 오류율 최소화 채널 인버전 방법)
 그림 3. Sum MSE Performances of robust schemes (강인한 방법의 평균 자승 오류율 합 성능)
 $(\sigma_\psi^2 = 0.1\sigma_h^2, \sigma_\phi^2 = 0.1\sigma_g^2)$

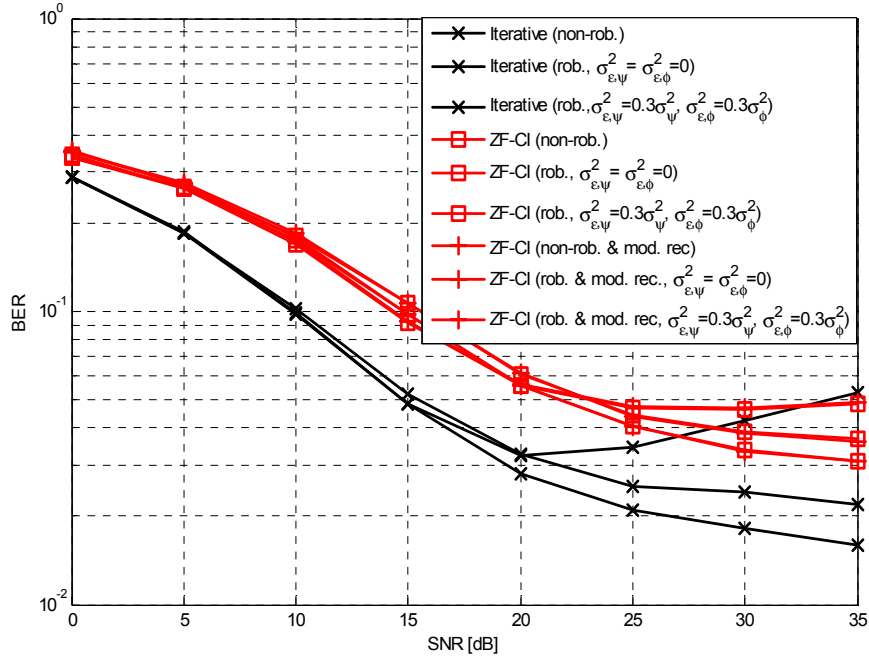


그림 4. (a) Robust ZF-CI-based methods (강인한 제로 포싱 채널 인버전 방법)

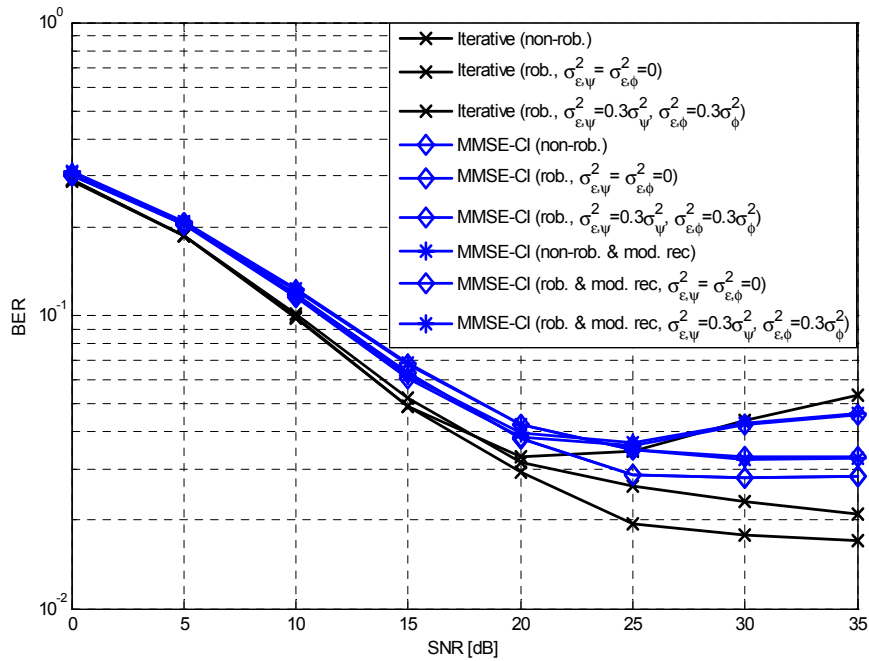


그림 4. (b) Robust MMSE-CI-based methods (강인한 평균 자승 오류율 최소화 채널 인버전 방법)
 그림 4. BER performances of robust schemes (강인한 방법의 비트 오류율 성능)
 $(\sigma_\psi^2 = 0.1\sigma_h^2, \sigma_\phi^2 = 0.1\sigma_g^2)$

행렬로 초기화 한다. 성능 비교를 위해 기존의 채널 정보가 정확히 주어진 경우의 필터 설계 방법 [14]에 대한 실험을 추가한다. 그림 3 (a) 와 그림 3 (b) 는 각각 ZF-CI 기반 부최적화 방법과 MMSE-CI 기반 부최적화 방법의 평균 자승 오류율 합 성능을 보여준다. 신호 대 잡음비가 커질수록 참고 문헌 [14] 의 방법은 실제 채널과 추정 채널의 불일치로 인한 leakage interference 가 커져 성능 열화가 커지는 반면 제안하는 방법은 이러한 성능 열화에 robustness 를 보인다. 또한 그림 3 (a) 의 ZF-CI 방법에 비해 그림 3 (b) 의 MMSE-CI 방법이 low-to-mid 신호 대 잡음비 영역에서 더 나은 성능을 보임을 알 수 있다. 특히 MMSE-CI 방법의 경우 iterative 방법과 비교해 성능 차이가 크지 않은데, 이는 제안하는 부최적화 방법의 효율성을 보여줄 뿐만 아니라, 앞에서 적용한 $\hat{\mathbf{R}} \approx \mathbf{I}_{KM}$ 근사화가 reasonable 함을 의미한다. 그림 4 의 비트 오류율 성능 또한 그림 3 과 마찬가지로 채널 추정 에러가 있는 환경에서 제안하는 방법의 robustness 을 보여준다. 또한 σ_ψ^2 과 σ_ϕ^2 의 추정 오류를 감안해, 채널 추정 에러 분산을 $\sigma_\psi^2 + \sigma_{\psi,\epsilon}^2$, $\sigma_\phi^2 + \sigma_{\phi,\epsilon}^2$ 으로 모델링하고 실험한 결과도 보여준다. 여기서 σ_ψ^2 와 σ_ϕ^2 는 실제 채널 추정 에러 분산, $\sigma_{\psi,\epsilon}^2$ 와 $\sigma_{\phi,\epsilon}^2$ 는 각각 over-estimate 을 반영한 분산을 의미한다. 신호 대 잡음 비 30 [dB], $\sigma_{\psi,\epsilon}^2 = 0.3\sigma_\psi^2$, $\sigma_{\phi,\epsilon}^2 = 0.3\sigma_\phi^2$ 일 때 약 15 % 이내의 비트 오류율 열화를 보임을 확인할 수 있다. 또한 실험 결과에는 보이지 않았으나, 채널 추정 에러 분산에 대한 under-estimate 의 경우에도 같은 결과를 보임을 확인하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는, multi-user peer-to-peer 증폭 및 전달 릴레이 시스템에서 채널 추정 오차가 있는 경우에 대한 robust 필터 설계 방법을 제안한다. 우선, iterative 연산을 토대로 joint 최적화 릴레이 및 수신기 필터 설계 방법을 제시한다. 그리고 릴레이 필터 분해능을 이용해 non-iterative 하게 구할 수 있는 부최적화 방법을 제시한다. 또한 수신기에서 local 채널 정보만으로 구현 가능한 modified robust 수신기 설계 방법을 각각의 부최적화 방법에 대해

제안한다. Complexity analysis 를 통해 제안하는 부최적화 방법이 iterative 연산이 필요한 최적화 방법과 비교해 연산 복잡도 면에서 효율적임을 확인하였다. 또한 평균 자승 오류율 실험과 비트 오류율 실험을 통해 제안하는 부최적화 방법, 특히 MMSE-CI 기반 방법의 성능이 iterative 연산 기반의 최적화 방법에 비해 열화가 크지 않음을 확인할 수 있다. 그리고 실험 결과 제안하는 방법이 채널 정보를 정확히 안다는 가정 하에서 설계한 기존 방법 [14] 와 비교해 실제 채널과 추정 채널의 불일치가 발생하는 환경에서 상당한 robustness 를 보임을 확인하였다.

References

- [1] X. Tang and Y. Hua, "Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 4, pp. 1398 - 1407, Apr. 2007.
- [2] O. Munoz-Median, J. Vidal, and A. Agustin, "Linear transceiver design in nonregenerative relays with channel state information," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 6, pp. 2593 - 2604, June 2007.
- [3] Y. Rong, X. Tang, and Y. Hua, "A unified framework for optimizing linear nonregenerative multicarrier MIMO relay communication systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 57, no. 12, pp. 4837 - 4851, Dec. 2009.
- [4] A. H. Phan, H. D. Tuan, H. H. Kha, and H. H. Nguyen, "Beamforming optimization in multi-user amplify-and-forward wireless relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 4, pp. 1510 - 1520, Apr. 2012.vol. 11, pp. 1510 - 1520, Apr. 2012.
- [5] Y. Cheng and M. Pesavento, "Joint optimization of source power allocation and distributed relay beamforming in multiuser peer-to-peer relay networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 6, pp. 2962 - 2973, June 2012.
- [6] S. Fazeli-Dehkordy, S. Shahbazpanahi, and S. Gazor, "Multiple peer-to-peer communications using a network of relays," *IEEE Trans.*

- Signal Process.*, vol. 57, no. 8, pp. 3053-3062, Aug. 2009.
- [7] Y. Liu and A. P. Petropulu, "On the sumrate of amplify-and-forward relay networks with multiple source-destination pairs," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 11, pp. 3732 - 3742, Nov. 2011.
- [8] M. Fadel, A. El-Keyi, and A. Sultan, "QOS-constrained multiuser peer-to-peer amplify-and-forward relay beamforming," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 3, pp. 1397 - 1408, Mar. 2012.
- [9] K. Zarifi, A. Ghayeb, and S. Affes, "Jointly optimal source power control and relay matrix design in multipoint-to-multipoint cooperative communication networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 9, pp. 4313 - 4330, Sep. 2011.
- [10] B. K. Chalise, L. Vandendorpe, and J. Louveaux, "MIMO relaying for multi-point to multi-point communication in wireless networks," in *Proc. 2nd IEEE Int. Workshop Computational Advances Multi-Sensor Adaptive Process. (CAMSAP '07)*, pp. 217-220, St. Thomas, U.S.A., Dec. 2007.
- [11] J. Kim, J. Hwang, K. J. Lee, and I. Lee, "Blockwise amplify-and-forward relaying strategies for multipoint-to-multipoint MIMO networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 7, pp. 2028 - 2033, July 2011.
- [12] P. Ubaidulla and A. Chockalingam, "Relay precoder optimization in MIMO-relay networks with imperfect CSI," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 11, pp. 5473 - 5484, Nov. 2011.
- [13] J. Joung and A. H. Sayed, "Multiuser two-way amplify-and-forward relay processing and power control methods for beamforming systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 58, no. 3, pp. 1833 - 1846, Mar. 2010.
- [14] J. Shin, J. Moon, and J. Ahn, "MMSE-based filter design for multi-user peer-to-peer MIMO amplify-and-forward relay systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC'2013)*, pp. 4098-4103, Budapest, Hungary, June 2013.
- [15] H. Sung, S. R. Lee, and I. Lee, "Generalized channel inversion methods for multiuser MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 11, pp. 3489 - 3499, Nov. 2009.
- [16] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex optimization*. Cambridge University Press, 2004.
- [17] C. Song, K. J. Lee, and I. Lee, "MMSE based transceiver designs in closed-loop non-regenerative MIMO relaying systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 7, pp. 2310 - 2319, July 2010.
- [18] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part I: channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195 - 202, Jan. 2005.
- [19] B. K. Chalise and L. Vandendorpe, "MIMO relay design for multipoint-to-multipoint communications with imperfect channel state information," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 57, no. 7, pp. 2785 - 2796, July 2009.
- [20] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix computations*, Johns Hopkins University Press, 1996.

신 준 우 (Joonwoo Shin)



2000 년 2월 한양대학교 전자,
전자통신, 전파 공학부 졸업
2002 년 2월 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 석사
2013 년 2월 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 박사
2002 년 2월~현재 한국전자

통신연구원 선임연구원

<관심분야> Multi-user MIMO, MIMO Interference channel, Relay systems.