

다중 릴레이, 다중 사용자 All-MIMO 시스템에서 릴레이 지역 채널 정보를 사용한 기지국 및 릴레이 전처리기 공동 설계 기법

정회원 조 영 민*, 장 승 훈**, 종신회원 김 동 구*

Joint Base Station and Relay Precoder Design with Relay Local Channel State Information for Multi-relay Aided Multi-user All-MIMO System

Young-Min Cho*, Seungjun Jang**, *Regular Members*, Dong Ku Kim* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 다중 릴레이와 다중 사용자가 존재하고, 모든 노드에 다중 안테나가 탑재된 시스템에서 기지국, 릴레이 전처리기 공동 설계 기법을 제안한다. 설계 기준은 릴레이가 각자의 지역 채널 정보만 취할 수 있고, 전체 릴레이 합 전력 제약 환경일 때, 사용자 평균 자승 오류의 합(sum mean square error, SMSE)을 최소화하는 것이다. 한 릴레이의 지역 채널 정보는, 시스템의 모든 첫 번째 홉 및 두 번째 홉 채널 중에서, 그 릴레이 자신이 접속된 채널의 정보로 정의된다. 블록 대각화 전처리기가 연결된 기지국 전처리기 구조를 사용하면, 각 릴레이가 지역 채널 정보만을 활용하여 자신의 전처리기 구조를 결정할 수 있다. 제안 하는 기법은 SMSE 쌍대성을 사용하여 기지국 전처리기와 릴레이 전처리기를 결정하는 1단계 및 사용자 수신 필터를 결정하는 2단계의 순차적 반복을 기반으로 한다. 제안한 기법은 반드시 수렴하며, 이론적으로 이를 검증할 수 있다. 제안하는 기법이 Simple amplify-and-forward(SAF), MMSE 릴레이 및 [1]에서 제안한 방식에 비해서 SMSE 성능, 합 전송률 성능 모두 우월한 것을 확인한다.

Key Words : MIMO, relay, SMSE, precoder design, duality

ABSTRACT

In this paper, we propose a joint base station(BS) and relay precoders design in multi-relay aided multi-user all-multiple-input multiple-output(MIMO) system. The design criterion is to minimize user sum mean square error(SMSE) with relay sum power constraint(RSPC) where only local channel state information(CSI)s are available at relays. Local CSI at a relay is defined as the CSI of the channel which the relay itself accesses, out of among all the 1st hop and the 2nd hop channel in the system. With BS precoder structure which is concatenated with block diagonalization(BD) precoder, each relay can determine its own precoder using only local CSI. Proposed scheme

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 “대학IT연구센터육성지원사업”의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2012-H0301-12-1008)

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 “이공계전문기술지원서포터즈 사업”의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2011-C7210-1101-0001)

* 연세대학교 전기전자공학과 이동통신 연구실(datem38@yonsei.ac.kr, dkkim@yonsei.ac.kr) (° : 교신저자)

** 삼성전자 네트워크 사업부(shjang0@gmail.com)

논문번호 : KICS2012-01-041, 접수일자 : 2012년 1월 31일, 최종논문접수일자 : 2012년 5월 11일

is based on sequential iteration of two stages; stage 1 determines BS precoder and relay precoders jointly with SMSE duality, and stage 2 determines user receivers. Proposed scheme can be demonstrated theoretically to be always converge. We verify that proposed scheme outperforms simple amplify-and-forward(SAF), MMSE relay, and proposed schemes in [1] in terms of both SMSE and sum-rate performances.

I. 서 론

다중 안테나(multiple-input and multiple-output, MIMO)와 릴레이는 차세대 4G 시스템에 필요한 서비스 용량 증대에 기여할 수 있는 중요한 기술로 각광받아 왔다. 릴레이는 기지국(base station, BS)으로부터의 경로 감쇄를 보상하는 역할을 하여 셀 외곽 지역이나 음영 지역에 속해있는 사용자의 quality-of-service(QoS)를 높이는데 사용된다. 또한, 기지국과 릴레이의 협력 통신이나 다중 릴레이들 간의 협력(cooperation) 통신으로 다이버시티 이득을 얻는 기법을 구현하기 위해 릴레이를 사용할 수도 있다. 따라서 릴레이 기술은 초고속 전송 속도가 필요한 서비스를 제공하는데 매우 유용하다. [2]에서 802.16m 및 LTE-advanced 시스템에서 고려할 수 있는 여러 가지 릴레이 기술에 대해서 소개하였다.

MIMO 릴레이 시스템은 다중 안테나를 탑재한 릴레이가 도입된 시스템을 의미한다. 기지국과 사용자에도 다중 안테나가 탑재된 경우, 이를 All-MIMO 시스템이라고 칭한다. 대표적인 릴레이 프로토콜로 amplify-and-forward(AF) 그리고 decode-and-forward(DF) 등이 잘 알려져 있다^[3]. DF 릴레이의 경우, 데이터를 복호함에 따른 지연 현상이 발생하므로 대다수의 릴레이 연구는 AF 릴레이를 고려하고 있다. MIMO 릴레이 연구에서 AF 릴레이 전처리 설계 또는 기지국 및 릴레이 전처리 공동 설계(joint BS and relay precoders design)에 관한 많은 논문이 발표되었다. 본 논문에서 ‘기지국 및 릴레이 전처리 공동 설계’란 기지국과 릴레이의 전처리를 모두 설계한다는 의미로 사용한다.

단일 릴레이와 단일 사용자가 있는 MIMO 시스템에서 최적의 릴레이 전처리 디자인에 관한 연구로는 다음과 같은 몇 가지를 살펴볼 수 있다^[4,7]. Munoz-Medina의 2인은 기지국과 사용자간 직접 링크가 존재하는 3-노드 릴레이 시스템에서 기지국과 사용자 사이의 상호 정보량(mutual information)을 최대화하는 릴레이 전처리를 제안하였다^[4]. Guan과 Luo는 직접 링크를 제거한 3-노드 시스템에서

릴레이 전처리를 설계하였다^[5]. Mo와 Chew의 논문에서는 non-convex 문제를 부분적인 하부 문제로 나누는 primal decomposition 방법을 사용해서 기지국 및 릴레이 전처리 공동 설계 방법을 제안하였다^[6]. 한편으로, Rong은 Mo와 Chew가 사용한 모델에 직접 링크를 추가한 시스템에서 유사한 연구 결과를 발표하였다^[7].

[8-10]에서는 직접 링크를 배제하고, 단일 릴레이와 다중 사용자로 구성된 MIMO 시스템을 다룬다. Chae의 2인의 논문에서는 사용자 스케줄링을 고려할 때, 사용자 합 전송률(sum-rate)의 상한값(upper bound)과 하한값(lower bound)을 제시하였다^[8]. Chae는 또한 all-pass 릴레이, singular value decomposition(SVD) 릴레이와 같은 다양한 릴레이 전처리를 제시하였다. Zhang의 2인은 각 사용자들의 개별 목표 signal-to-interference ratio(SINR)을 만족시키면서 기지국, 릴레이 전력의 합을 최소화 하는 반복(iteration)기반 기지국 및 릴레이 전처리 공동 설계 방법을 제시하였다^[9]. 그리고, 사용자들 평균 자승 오류(mean square error, MSE)의 합(sum-MSE, SMSE)을 최소화 하는 반복기반 기지국 및 릴레이 전처리 공동 설계 방법이 개발되었다^[10].

다중 릴레이가 존재하고 직접 링크가 배제된 시스템에서는 기지국 및 릴레이 전처리 공동 설계 설계에 관한 논문은 발표된 바가 없고, 릴레이에 한정된 전처리를 설계 하는 방법에 관한 연구가 대부분이다. [11][12]에서는 다중 릴레이 및 단일 사용자로 구성된 시스템을 다루고 있다. Shi의 3인은 QR분해를 사용하여 MIMO 릴레이 채널을 삼각 행렬 채널로 변환하는 다중 릴레이 전처리를 제안하였다. Behbahani의 2인의 논문에서는 사용자의 SINR 목표치를 만족시키는 동시에, 사용자의 수신기에 입력되는 전력 제약 조건을 만족시킬 수 있는 다중 릴레이 전처리를 제안하였다^[12]. 여기서, 사용자의 수신기에 입력되는 전력에 제약을 적용하는 목적은, 다중 셀 환경에서 [12]의 시스템을 구동한다고 가정 했을 때, 사용자 수신기에 입력되는 전력이 필요 이상으로 크지 않게 조절하여, 인접 셀의

사용자에 일으키는 간섭을 간접적으로 줄이기 위한 것이다. 마지막으로 다중 릴레이가 존재하는 다점대 다점(multipoint-to-multipoint) 통신에 관한 연구로 다음과 같은 논문들을 소개한다^[13,14]. Oyman과 Paularj는 [13]에서 matched filter(MF), zero-forcing(ZF), minimum MSE(MMSE) 릴레이 방식을 소개하고 데이터 스트림별 signal-to-interference ratio(SIR) 분포 측면에서 세 가지 방식의 성능을 비교하였다. Chalise와 Vandendorpe는 각 사용자의 SINR 요구 조건을 맞추면서 전력 소비를 작게 하는 다중 릴레이 전처리기 설계 방법을 제안하였다^[14].

위치적으로 분산되어 있는 다중 릴레이들은 각각 기지국과 백홀로 연결되어 있어서 서로 간 데이터가 공유될 수 있다. 이 경우, 다중 릴레이 간 협력으로 다중 사용자의 QoS를 상승시킬 수 있다. 반면, 위치적으로 분산된 사용자들의 QoS를 높이기 위해서, 각 릴레이마다 각자 서비스할 특정 사용자 그룹을 배당하는 방법도 생각해 볼 수 있다. 또한 기지국과 다중 릴레이의 협력을 통한 서비스 질 향상도 기대해 볼 만하다. 이와 같이 다중 사용자가 존재하는 시스템에서 다양한 다중 릴레이를 운용하는 방법은 여러 가지가 있다. 하지만, 다중 릴레이 및 다중 사용자로 구성된 All-MIMO 시스템에 관한 연구는 활발하게 진행되지 않고 있다. 특히 기지국 전처리기와 다중 릴레이 전처리기를 공동으로 결정하는 기법은 사용자 QoS를 대폭 끌어올릴 수 있는 기법임에도 불구하고, 다중 릴레이와 다중 사용자 시스템에서 노드 수의 증가에 따른 시스템의 복잡성과 이 시스템을 효과적으로 다루는데 필요한 수학적 도구의 부재에 따른 참고 문헌 및 기초 연구의 미비로 인하여, 지금까지 의미 있는 연구 결과가 발표된 바가 없다.

본 논문에서는 직접 링크가 없고, 다중 릴레이와 다중 사용자로 구성된 All-MIMO 시스템에서 기지국 및 릴레이 전처리기 공동 설계 기법을 제안한다. 모든 릴레이가 각자의 지역 채널 정보(local CSI)만 취할 수 있고, 전체 릴레이에 릴레이 합 전력 제약이 적용될 때, 사용자 SMSE를 최소화하는 것을 설계 기준(criterion)으로 한다. 릴레이의 지역 채널 정보란, 시스템의 모든 채널 정보인 전역 채널 정보(global CSI) 가운데, 기지국과 다른 릴레이의 첫 번째 홉 채널 정보, 다른 릴레이와 사용자들 사이의 두 번째 홉 채널 정보를 제외한, 릴레이 자신이 직접 연결된 채널의 정보로 정의된다. 블록 대각화 전

처리기[15]가 결합된 기지국 전처리기 구조를 사용하면, 각 릴레이가 지역 채널 정보만을 활용하여 자신의 전처리기 구조를 결정할 수 있어, 릴레이 간 분산된 전처리기 설계가 가능함을 보인다. 이 구조와 SMSE 최소화 설계 기준을 반영한 최적화 문제를 정형화한 후, 순차적 반복 기반의 준최적해를 찾는 알고리즘을 제시한다. 알고리즘은 기지국 전처리기와 릴레이 전처리를 병렬적으로 결정하는 1단계, 사용자 수신 필터를 결정하는 2단계로 분리할 수 있다. 여기서 병렬적이라는 의미는, 기지국 전처리를 결정할 때, 릴레이 전처리를 고정시키고, 릴레이 전처리를 결정할 때, 기지국 전처리를 고정시키는 등 서로 의존적인 연산 과정을 따르지 않고, 기지국 전처리기와 릴레이 전처리기가 각각 개별적으로, 서로 독립적으로 결정된다는 의미로 사용된다. 1단계에서 SMSE 쌍대성을 사용하여, 기지국 전처리기와 릴레이 전처리를 병렬적으로 결정할 수 있으며, 릴레이 합 전력 제약 환경에서도 각 릴레이는 다른 릴레이의 전력에 관한 정보가 필요치 않게 된다. 두 단계는 알고리즘이 수렴할 때 까지 서로 반복되며, 알고리즘의 수렴성에 대해서 이론적으로 검증한다. 제안하는 기법이 종래의 simple amplify-and-forward(SAF), MMSE 릴레이 및 블록 대각화(block diagonalization, BD)-MMSE 방식[1]보다 우수한 SMSE 성능을 보여주는 것을 모의실험을 통해서 확인한다. 또한, 합 전송률 성능에서도 종래의 방식들보다 우월한 것을 확인한다. 제안하는 기법은 릴레이에서 전역 채널 정보 대신 지역 채널 정보만 있어도 구현이 가능하며, 각 릴레이가 다른 릴레이에서 사용되는 전력에 관한 정보 없이도 구현 가능하다는 점에서 실용성이 있다. 또한, 기지국 전처리기와 릴레이 전처리기가 각각 병렬적으로 결정된다는 점에서 실용성이 강화된다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 본 논문에 대한 시스템 모델의 수식 표현을 구체화 하고 사용할 릴레이 운용 시나리오를 가정한다. III장에서는 릴레이에서 지역 채널 정보만으로 알고리즘을 구현할 수 있게 하는 기지국 구조와 그 원리에 대해서 서술한다. IV장에서는 기지국 및 릴레이 전처리기 공동 설계 방법과, 사용자 수신 필터를 결정하는 방법에 대해서 자세히 서술한다. V장에서 모의실험을 통해 제안하는 기법과 종래의 기법들을 비교하여 제안하는 기법의 우수성을 확인하고, VI장에서 최종 결론을 맺는다.

본 논문에서 사용할 수학 기호를 정의한다.

$[X]^H$, $tr(X)$ 는 각각 행렬 X 의 hermitian 행렬, trace 연산자를 의미하며, $blkdiag(X_1, X_2, \dots)$ 와 $(X_1 \oplus X_2 \oplus \dots)$ 는 블록 요소 X_1, X_2, \dots 로 구성된 블록 대각행렬을 의미한다. 마지막으로, $E[\cdot]$ 는 기대값을 의미한다.

II. 시스템 모델

2.1. 단일 기지국, 다중 AF 릴레이, 다중 사용자 시스템

본 논문에서는 그림 1과 같이 단일 기지국, R 개의 릴레이 및 K 명의 사용자로 구성된 시스템을 고려한다. 기지국에서 사용자까지 직접 링크는 고려하지 않는다. 기지국, 릴레이, 사용자 모두에는 다중 안테나가 설치되어 있고, 기지국 안테나 수, 한 릴레이 당 안테나 수, 한 사용자 당 안테나 수는 각각 N_S, N_R, N_U 로 표시한다. k 번째 사용자가 기지국으로부터 받는 데이터 스트림의 개수는 L_k 로 표시한다. 기지국에서 전송하는 K 명의 사용자의 총 데이터 스트림 개수의 합은 $L = \sum_{k=1}^K L_k \leq N_S$ 이다. 기지국에서는 k 번째 사용자에게 전송하는 신호 $x_k \in \mathbb{C}^{L_k \times 1}$ 에 전처리기를 $T_k \in \mathbb{C}^{N_S \times L_k}$ 를 곱한 후 릴레이에 전송한다. 기지국으로부터 r 번째 릴레이 사이의 첫 번째 홉 채널 $G_r \in \mathbb{C}^{N_R \times N_S}$ 을 통과한 후 r 번째 릴레이에 수신된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y_r = G_r T x + n_{1,r} \quad (1)$$

여기서, $n_{1,r} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 은 첫 번째 홉에서 r 번째 릴레이에 입력되는 잡음이고, $x = [x_1^H, \dots, x_K^H]^H \in \mathbb{C}^{L \times 1}$, $T = [T_1, \dots, T_K] \in \mathbb{C}^{N_S \times L}$ 이다. 모든 릴레이를 고려한 첫 번째 홉의 수신은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y = G T x + n_1 \quad (2)$$

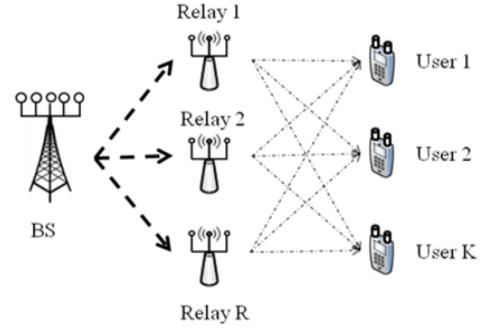


그림 1. 다중 릴레이, 다중 사용자 시스템
Fig. 1. Multi-relay multi-user system

여기서, $y = [y_1^H, \dots, y_R^H]^H \in \mathbb{C}^{N_R R \times 1}$ 이며, $G = [G_1^H, \dots, G_R^H]^H \in \mathbb{C}^{N_R R \times N_S}$ 는 기지국과 모든 릴레이 간의 첫 번째 홉 채널을 의미한다. r 번째 릴레이는 수신 신호 y_r 에 전처리기를 $W_r \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$ 을 곱한 후 사용자들에 재전송한다. 그리고 전체 릴레이 전처리기를 $W = blkdiag[W_1, \dots, W_R] \in \mathbb{C}^{N_R R \times N_R R}$ 와 같이 쓸 수 있다. r 번째 릴레이와 k 번째 사용자 사이의 두 번째 홉 채널은 $H_{kr} \in \mathbb{C}^{N_U \times N_R}$ 로 표시한다. 표기상의 편의를 위해서 두 번째 홉 채널을 표시하는 다음과 같은 몇 가지 행렬을 정의한다.

$$\begin{aligned} H_r &= [H_{1r}^H, \dots, H_{Kr}^H]^H \in \mathbb{C}^{N_U K \times N_R} \\ \hat{H}_k &= [H_{k1}, \dots, H_{kR}] \in \mathbb{C}^{N_U \times N_R R} \\ H &= [H_1, \dots, H_R] \in \mathbb{C}^{N_U K \times N_R R} \end{aligned} \quad (3)$$

(3)의 행렬들은 위에서 각각 차례로, r 번째 릴레이와 모든 사용자들 간 채널, 모든 릴레이와 k 번째 사용자간 채널, 모든 릴레이와 모든 사용자간 채널을 표시한다. 기지국에서 송신한 x_k 는 모든 릴레이를 통과한 후, k 번째 사용자에게 도달하게 된다. k 번째 사용자 수신 신호 $z_k \in \mathbb{C}^{L_k \times 1}$ 를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$z_k = H_k W (G T x_k + n_1) + n_{2,k} \quad (4)$$

여기서, $n_{2,k} \in \mathbb{C}^{N_U \times 1}$ 는 k 번째 사용자에게 입력되는 잡음이다. 각 사용자는 수신 필터 $R_k \in \mathbb{C}^{L_k \times N_U}$ 를 사용하여 \hat{x}_k 를 추정한다. 전체 사용

자 수신 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{W}(\mathbf{G}\mathbf{T}\mathbf{x} + \mathbf{n}_1) + \mathbf{n}_2 \quad (5)$$

여기서, $\mathbf{n}_2 = [\mathbf{n}_{2,1}^H, \dots, \mathbf{n}_{2,K}^H]^H \in \mathcal{C}^{N_v K \times 1}$ 이고, $\mathbf{z} = [\mathbf{z}_1^H, \dots, \mathbf{z}_K^H]^H \in \mathcal{C}^{N_v K \times 1}$ 이다. \mathbf{x} 의 MSE는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= E[(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})^H] \\ &= (\mathbf{R}\mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{G}\mathbf{T} - \mathbf{I}_L)(\mathbf{R}\mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{G}\mathbf{T} - \mathbf{I}_L)^H \quad (6) \\ &\quad + \sigma_1^2 \mathbf{R}\mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{W}^H \mathbf{H}^H \mathbf{R}^H + \sigma_2^2 \mathbf{R}\mathbf{R}^H \end{aligned}$$

여기서, $\mathbf{R} = \text{blkdiag}[\mathbf{R}_1, \dots, \mathbf{R}_R] \in \mathcal{C}^{L \times N_v K}$ 이고, \mathbf{I}_X 는 rank X 인 단위행렬을 의미한다. \mathbf{x} 는 평균이 영벡터이고, 자기 공분산 행렬이 단위행렬인, 무상관(uncorrelated) 랜덤 벡터라고 가정한다. 잡음 $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2$ 은 모두 평균이 영벡터이고, 자기 공분산 행렬이 각각 $E[\mathbf{n}_1 \mathbf{n}_1^H] = \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_R R}$, $E[\mathbf{n}_2 \mathbf{n}_2^H] = \sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_v R}$ 인 무상관 랜덤 벡터라고 가정한다.

2.2. 릴레이 운용 시나리오

다중 릴레이 및 다중 사용자로 구성된 단일 기지국 네트워크에서 다중 릴레이를 활용하는 방법은 다양하지만, 데이터 라우팅 방법에 따라 크게 두 가지 방식을 생각 할 수 있다. 첫 번째 라우팅 방식은 기지국이 모든 사용자의 데이터를 모든 릴레이에 송신한 후, 모든 릴레이가 협력해서 모든 사용자를 서비스 해주는 방식이다. 개별 사용자 측면에서 보면, 특정 릴레이에 소속되어 있지 않고, 모든 릴레이를 통해서 서비스를 받는다. 각 릴레이 측면에서 보면, 특정 사용자가 아닌 모든 사용자를 서비스 하는데 기여하게 된다. 두 번째 라우팅 방식은 릴레이별로 서비스할 사용자가 그룹화 되어 있는 방식이다. k 번째 사용자가 $r(k)$ 번째 릴레이에 선택되어 있는 경우, 기지국은 첫 번째 홉에서 $r(k)$ 번째 릴레이에 k 번째 사용자의 데이터를 전송한다. $r(k)$ 번째 릴레이는 두 번째 홉에서 k 번째 사용자에게 최종적으로 데이터를 전송하게 된다. 이 때 $r(k)$ 번째 릴레이를 제외한 다른 릴레이는 k 번째 사용자에게 간섭을 일으킨다. 라우팅 방식에 따라, 송수신기 및 릴레이 전처리기를 설계하는 방법에 차이가 있다.

본 논문에서는 두 번째 라우팅 방식을 사용한다. $R = K$ 이고 각 릴레이 당 서비스할 사용자가 한

명씩 결정되어 있는 시스템에서, 기지국 및 릴레이 전처리기 공동 설계 방법에 대해서 논의한다. 편의를 위해 $r(k) = k$ 라고 가정한다. 즉, k 번째 사용자에게 전송될 데이터는 기지국으로부터 k 번째 릴레이를 거쳐 전달된다. 전체 릴레이는 릴레이 합 전력 제약의 적용을 받는다. 기지국에서는 모든 첫 번째 홉, 두 번째 홉 채널 정보를 알고 있고, 릴레이들은 지역 채널 정보를 완벽하게 안다고 가정한다. 기지국 전처리기를 결정하는 연산은 기지국에서, 각 릴레이 전처리기는 각 릴레이에서, 사용자 수신 필터는 각각 사용자측에서 수행되고, SMSE 쌍대성에서 필요한 scaling factor는 기지국에서 계산된다고 가정한다. 즉, 릴레이는 지역 채널 정보를 활용하여 자신의 전처리기를 결정하는 것으로 기능을 한정시킨다. 기지국에는 전역 채널 정보를 가지고, 기지국 전처리기를 결정하는 기능 이외에, SMSE 쌍대성의 scaling factor를 계산하는 기능을 추가적으로 부여하였다. 일반적으로 릴레이가 기지국에 비해서 소형화되고 간단한 기능을 갖춘 장치임을 감안했을 때, 이는 실제 상황에 잘 부합한다고 볼 수 있다.

실제적인 구현을 위해서는 다음과 같은 채널 추정 과정이 필요하다. 첫 번째 홉 채널 정보 측정을 위해 기지국에서 파일럿 신호를 전송하며, 두 번째 홉 채널 정보 측정을 위해 각 릴레이에서 파일럿 신호를 전송한다. 즉, 기지국과 각 릴레이는 서로 구별되는 프리앰블을 각각 전송한다. 이어서 사용자는 추정한 두 번째 홉 채널 정보를 궤환 채널을 통해 릴레이에 전송한다. 각 릴레이는 자신이 추정한 첫 번째 홉 채널 정보와 사용자로부터 받은 채널 정보를 궤환 채널을 통해 기지국에 전송한다.

III. 지역 채널 정보 구현 가능성을 위한 기지국 구조

본 시스템 모델에서 SMSE를 최소화하는 기지국 및 릴레이 전처리기 공동 설계를 위한 최적화 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{T}, \mathbf{W}_k, \mathbf{R}_k, \forall k} & \text{tr}[\mathbf{E}] \\ \text{tr}[\mathbf{T}\mathbf{T}^H] & \leq P_S \quad (7) \\ \sum_{k=1}^K & \text{tr}[\mathbf{W}_k(\mathbf{G}_k \mathbf{T}\mathbf{T}^H \mathbf{G}_k^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_R}) \mathbf{W}_k^H] \leq P_R \end{aligned}$$

여기서 P_S 는 기지국 전력 제약이고, P_R 은 릴레이

이 합 전력 제약이다. (7)의 일반화된 해법은 k 번째 릴레이 전처리기 W_k 를 결정할 때, k 번째 릴레이를 제외한 다른 모든 릴레이와 모든 사용자들 간 두 번째 홉 채널 정보를 요구한다. 이와 같이, 다른 릴레이의 두 번째 홉 채널 정보를 알기 위해서는 서로 다른 릴레이들이 각자 추정한 두 번째 홉 채널 정보를 교환해야 하며 이 경우 많은 시그널링 오버헤드가 필요하여 실제적 구현이 어렵다. 다른 릴레이의 두 번째 홉 채널 정보가 필요한 원인을 이해하기 위해 문제 (7)의 목적함수를 다음과 같이 풀어쓰기로 한다.

$$\begin{aligned}
 & tr(\mathbf{E}) \\
 &= \sum_{k=1}^K tr \left[\mathbf{R}_k \mathbf{H}_{kk} \mathbf{W}_k \left(\mathbf{G}_k \mathbf{T} \mathbf{T}^H \mathbf{G}_k^H \dots \right. \right. \\
 & \left. \left. + \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_U} \right) \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_{kk}^H \mathbf{R}_k^H \right] \\
 &+ \sum_{k=1}^K \sum_{\tilde{k} \neq k} tr \left[\mathbf{R}_k \mathbf{H}_{k\tilde{k}} \mathbf{W}_{\tilde{k}} \mathbf{G}_{\tilde{k}}^H \mathbf{T} \mathbf{T}^H \mathbf{G}_k^H \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_{k\tilde{k}}^H \mathbf{R}_k^H \right] \\
 &- \sum_{k=1}^K \sum_{\tilde{k}=1}^K tr \left(\mathbf{R}_k \mathbf{H}_{k\tilde{k}} \mathbf{W}_{\tilde{k}} \mathbf{G}_{\tilde{k}}^H \mathbf{T} \right) \\
 &- \sum_{k=1}^K \sum_{\tilde{k}=1}^K tr \left(\mathbf{T}^H \mathbf{G}_{\tilde{k}}^H \mathbf{W}_{\tilde{k}}^H \mathbf{H}_{k\tilde{k}}^H \mathbf{R}_k^H \right) \quad (8) \\
 &+ \sigma_2^2 \sum_{k=1}^K tr \left(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^H \right) + L
 \end{aligned}$$

(8)의 두 번째 항에서 $\tilde{k} \neq k$ 일 때, W_k 와 $W_{\tilde{k}}$, $H_{k\tilde{k}}$, $G_{\tilde{k}}$ 이 곱으로 연결되어 있으므로, W_k 을 결정할 때, $W_{\tilde{k}}$, $H_{k\tilde{k}}$, $G_{\tilde{k}}$ 이 필요하게 된다. 이 항을 제거하기 위해서 다음과 같은 기지국 송신기 구조를 도입한다.

$$\mathbf{T}' = \mathbf{T}_{BD} \mathbf{T} \quad (9)$$

여기서 T_{BD} 는 블록 대각화 전처리기[15]로 주어진다. 기지국으로부터 모든 릴레이 사이의 채널을 직교화 하여, 다른 릴레이로 향하는 신호로부터의 간섭이 모두 제거되도록 한다. 직교화된 첫 번째 홉 유효 채널은 $G_{eff} = GT_{BD}$ 로 표시한다. 이 때, G_{eff} 는 블록 대각 행렬 구조이며, k 번째 블록 요소를 $G_{eff,k} \in C^{N_R \times N_R}$ 로 표시하기로 한다. T 는 블록 대각 행렬 구조를 갖는다고 가정하며, T 의 k

번째 블록 요소 $T_k \in C^{N_R \times L_k}$ 는 k 번째 사용자 신호를 위한 기지국 전처리기가 된다. T_k 의 구조를 결정하는 방법은 다음 장에서 논의한다. (9)의 T' 를 (8)의 T 에 대입하면 다음과 같은 수식을 얻는다.

$$\begin{aligned}
 & tr(\mathbf{E}) \\
 &= \sum_{k=1}^K tr \left[\mathbf{R}_k \mathbf{H}_{kk} \mathbf{W}_k \left(\mathbf{G}_{eff,k} \mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H \dots \right. \right. \\
 & \left. \left. + \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_U} \right) \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_{kk}^H \mathbf{R}_k^H \right] \\
 &- \sum_{k=1}^K \sum_{\tilde{k}=1}^K tr \left(\mathbf{R}_k \mathbf{H}_{k\tilde{k}} \mathbf{W}_{\tilde{k}} \mathbf{G}_{eff,\tilde{k}}^H \mathbf{T}_{\tilde{k}} \right) \\
 &- \sum_{k=1}^K \sum_{\tilde{k}=1}^K tr \left(\mathbf{T}_{\tilde{k}}^H \mathbf{G}_{eff,\tilde{k}}^H \mathbf{W}_{\tilde{k}}^H \mathbf{H}_{k\tilde{k}}^H \mathbf{R}_k^H \right) \quad (10) \\
 &+ \sigma_2^2 \sum_{k=1}^K tr \left(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^H \right) + L
 \end{aligned}$$

$$\mathbf{T}_{BD}^H \mathbf{T}_{BD} = \mathbf{I} \text{이므로,}$$

$$tr[\mathbf{T}' \mathbf{T}'^H] = \sum_{k=1}^K tr[\mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H] \text{로 기지국 총 전}$$

력은 그대로 유지된다. (10)에서 서로 다른 릴레이 전처리기 곱으로 이루어진 항이 제거된 것을 알 수 있다. 따라서 W_k 의 결정에 필요한 채널 정보는, 각각 첫 번째 홉, 두 번째 홉 지역 채널 정보인 $G_{eff,k}$, H_k 로 한정된다. (7)의 최적화 문제는 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned}
 & \min_{\mathbf{T}_k, \mathbf{W}_k, \mathbf{R}_k, \forall k} tr[\mathbf{E}] \\
 & \sum_{k=1}^K tr[\mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H] \leq P_S \\
 & \sum_{k=1}^K tr \left[\mathbf{W}_k \left(\mathbf{G}_{eff,k} \mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_U} \right) \mathbf{W}_k^H \right] \\
 & \leq P_R \quad (11)
 \end{aligned}$$

다음 장에서는 (11)의 최적화 문제를 푸는 방법에 관한 논의를 진행한다.

IV. 기지국 및 릴레이 전처리기 공동 최적화 방법

(11)은 $T_k, W_k, R_k, \forall k$ 에 대한 convex 최적화 문제가 아니어서 최적해를 구하기 어렵다. 따라서

순차적 반복 알고리즘을 기반으로 하여 준최적해를 얻는 방법을 사용하기로 한다. 순차적 반복 알고리즘은 $\mathbf{R}_k, \forall k$ 를 고정하고 $\mathbf{T}_k, \mathbf{W}_k, \forall k$ 를 결정하는 1단계, $\mathbf{T}_k, \mathbf{W}_k, \forall k$ 를 고정하고 $\mathbf{R}_k, \forall k$ 를 결정하는 2단계로 구분되고, 순차적 업데이트 방식으로 수렴할 때 까지 이 과정을 반복한다.

4.1. 릴레이 전처리기 구조

k 번째 릴레이 전처리기는 다음과 같이 두 단계 신호 처리부로 분리할 수 있다.

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{F}_k \mathbf{B}_k, \forall k \quad (12)$$

여기서, $\mathbf{B}_k, \mathbf{F}_k$ 은 각각 k 번째 릴레이의 수신 필터와 송신 필터이며, $\mathbf{B} = \text{blkdiag}[\mathbf{B}_1, \dots, \mathbf{B}_K] \in \mathbf{C}^{N_R R \times N_R R}$, $\mathbf{F} = \text{blkdiag}[\mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_K] \in \mathbf{C}^{N_R R \times N_R R}$ 로 표시한다. k 번째 릴레이의 수신 필터는 기지국으로부터 k 번째 사용자의 신호를 선형 처리하며, 다음과 같은 MMSE 필터로 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_k^* &= \mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H (\mathbf{G}_{eff,k} \mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_{\setminus R}})^{-1}, \\ &, \forall k \end{aligned} \quad (13)$$

(12), (13)을 (11)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} tr(\mathbf{E}) &= L - tr \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H \mathbf{A}_{kk}^{-1} \mathbf{G}_{eff,k} \mathbf{T}_k \right) \\ &+ tr \left([\mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{W} - (\mathbf{T}_1^H \mathbf{G}_{eff,1}^H \mathbf{A}_{11}^{-1} \oplus \dots \oplus \mathbf{T}_K^H \mathbf{G}_{eff,K}^H \mathbf{A}_{KK}^{-1})] [(\mathbf{A}_{11} \oplus \dots \oplus \mathbf{A}_{KK})] \right. \\ &\dots [\mathbf{W}^H \mathbf{H}^H \mathbf{R}^H - (\mathbf{T}_1^H \mathbf{G}_{eff,1}^H \mathbf{A}_{11}^{-1} \oplus \dots \oplus \mathbf{T}_K^H \mathbf{G}_{eff,K}^H \mathbf{A}_{KK}^{-1})] \left. \right) \\ &- \sum_{k, \tilde{k}, k \neq \tilde{k}} tr(\mathbf{R}_k \mathbf{H}_{k\tilde{k}} \tilde{\mathbf{W}}_k \mathbf{G}_{eff,\tilde{k}} \tilde{\mathbf{T}}_k) \\ &- \sum_{k,l, k \neq l} tr(\mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H \tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{H}_{kl} \mathbf{R}_k^H) \\ &+ \sigma_2^2 \sum_{k=1}^K tr(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^H) \\ &= \sum_{k=1}^K tr(\mathbf{I}_{L_k} + \sigma_1^{-2} \mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H \mathbf{G}_{eff,k} \mathbf{T}_k)^{-1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ tr([\mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{F} - \mathbf{I}_L] [(\mathbf{Q}_{11} \oplus \dots \oplus \mathbf{Q}_{KK})] \\ &\dots [\mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{R}^H - \mathbf{I}_L]) + \sigma_2^2 \sum_{k=1}^K tr(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^H) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 $\mathbf{A}_{kk} = \mathbf{G}_{eff,k} \mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_R}$ 이고, $\mathbf{Q}_{kk} = \mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H \mathbf{A}_{kk}^{-1} \mathbf{G}_{eff,k} \mathbf{T}_k$ 이다. (14)에서 $\sum_{k=1}^K tr(\mathbf{I}_{L_k} + \sigma_1^{-2} \mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H \mathbf{G}_{eff,k} \mathbf{T}_k)^{-1}$ 은 첫 번째 홉 채널을 통과한 모든 사용자 신호가 릴레이 수신 필터를 통과한 후, 릴레이에서 발생한 모든 사용자 신호의 SMSE를 의미한다. 이를 $tr(\mathbf{E}_1)$ 로 표시하기로 한다. 나머지 부분인 두 번째 항과 세 번째 항의 합은, 릴레이에서 전송한 신호가 사용자 수신 필터를 통과한 후에 발생한 SMSE를 의미한다. 이를 $tr(\mathbf{E}_2)$ 로 표시하기로 한다. (11)을 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{T}_k, \mathbf{F}_k, \mathbf{R}_k, \forall k} &tr(\mathbf{E}_1) + tr(\mathbf{E}_2) \\ &\sum_{k=1}^K tr[\mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H] \leq P_S \\ &\sum_{k=1}^K tr[\mathbf{F}_k \mathbf{Q}_{kk} \mathbf{F}_k^H] \leq P_R \end{aligned} \quad (15)$$

4.2. 기지국, 릴레이 전처리기 결정 방법

알고리즘 1단계는 사용자 수신기 행렬 $\mathbf{R}_k, \forall k$ 이 고정되어 있다고 가정하고, $\mathbf{T}_k, \mathbf{F}_k, \forall k$ 에 대해서 (15)를 푼다. $tr(\mathbf{E}_1)$ 은 $\mathbf{T}_k, \forall k$ 의 함수이고, $tr(\mathbf{E}_2)$ 은 $\mathbf{T}_k, \mathbf{F}_k, \forall k$ 의 함수이다. $tr(\mathbf{E}_2)$ 를 최소화 하는 $\mathbf{T}_k, \mathbf{F}_k, \forall k$ 를 결정하고, 이 $\mathbf{T}_k, \forall k$ 가 $tr(\mathbf{E}_1)$ 도 동시에 최소화시키는 것을 확인한다. 1단계에서는 두 번째 홉 채널에서 SMSE 쌍대성을 사용한다. 즉, 두 번째 홉 채널의 하향 링크를 쌍대 상향링크로 변환한다. 변환된 두 번째 홉 채널에서는 릴레이가 개념적으로 수신기 역할을 하게 되고, 사용자들은 릴레이에 신호를 전송하는 송신기 역할을 하게 된다. 이와 같이 SMSE 쌍대성을 도입하면 다음과 같은 두 가지 이점이 있다.

첫째, 릴레이가 자신의 송신 필터를 결정할 때, 릴레이 합 전력 제약이 적용되는 상황에서도, 다른 릴레이의 전력에 관한 정보가 필요하지 않다. 쌍대 상향링크에서는 릴레이의 송신 필터를 결정하는 문제가 수신 필터를 결정하는 문제로 바뀌게 된다. 수

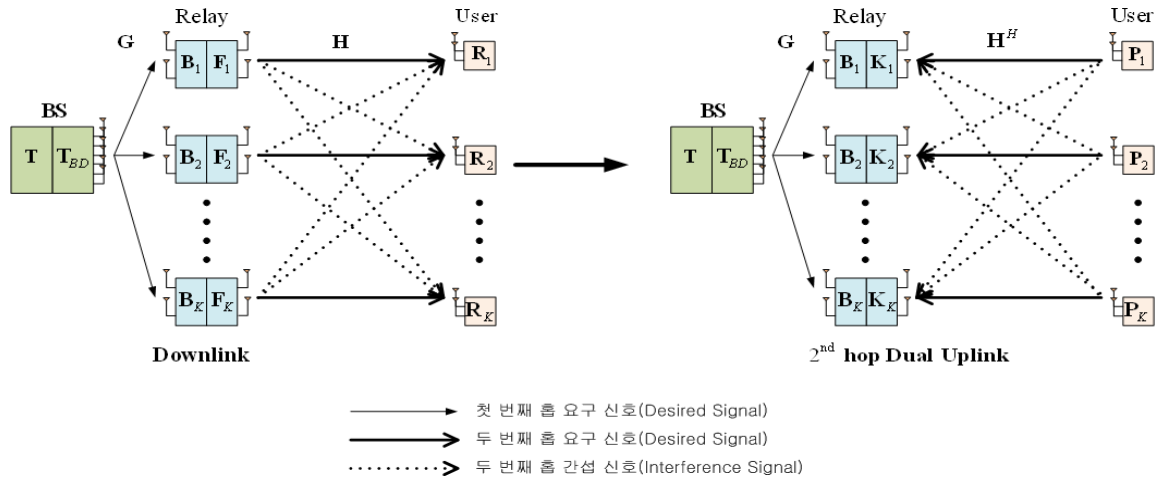


그림 2. 두 번째 홉 쌍대성
Fig. 2. Duality for the 2nd hop

신 필터를 결정하는 경우는 전력 제약의 적용을 받지 않으므로, 릴레이들의 전력 상황을 고려할 필요가 없다. 이 때, 릴레이 자신을 제외한 다른 릴레이들의 전력 상황에 관한 정보가 필요치 않다는 점은 실제 구현상의 큰 이점이 된다. 쌍대 상향링크에서 전력 제약은 사용자에게 적용된다. 쌍대 상향링크에서 사용자 송신기의 전력의 합이 릴레이 합 전력 제약을 만족하면, SMSE 쌍대성에 의해서, 하향 링크에서 릴레이 송신기들의 전력의 합이 릴레이 합 전력 제약을 그대로 만족한다. 정리하면, 릴레이가 자신의 전력과 다른 릴레이의 전력 상황을 전혀 고려할 필요 없이 자신의 송신 필터를 결정할 수 있으며, 그럼에도 릴레이의 전력의 합은 합 전력 제약을 그대로 만족하도록 할 수 있다.

둘째, SMSE 쌍대성은 $T_k, F_k, \forall k$ 를 동시에 병렬적으로 결정할 수 있게 한다. SMSE 쌍대성을 사용하지 않는 경우, $T_k, \forall k$ 를 고정하고 $F_k, \forall k$ 를 결정한 다음, $F_k, \forall k$ 를 고정하고 $T_k, \forall k$ 를 결정해야 한다. 즉, 반복 기반 알고리즘에서 반복 단계가 늘어나게 된다. SMSE 쌍대성을 사용하면 $T_k, F_k, \forall k$ 를 동시에 결정할 수 있다. 알고리즘 반복 단계가 3단계에서 2단계로 줄어들게 되므로 알고리즘의 실용성이 높아진다.

두 번째 홉 채널을 쌍대 상향 링크로 변환했을 때, k 번째 사용자 송신기를 P_k , k 번째 릴레이 수신기를 K_k 로 표시하기로 하고, $K = \text{blkdiag}[K_1, \dots, K_K]$, $P = \text{blkdiag}[P_1, \dots, P_K]$ 이다. 이어서 두 번째 홉에서 릴레이

에 입력되는 잡음이 평균 0이고 자기 공분산 행렬이 $\sigma_2^2 I_{N_r R}$ 인 무상관 랜덤 벡터라고 가정하자. 이 과정이 그림 2에 잘 나타나 있다.

이 때, 하향 링크 채널의 F_k, R_k 과 쌍대 상향 링크의 K_k, P_k 가 서로 다음과 같은 조건을 만족한다고 가정하자.

$$F_k^H = \sqrt{\alpha} K_k, R_k^H = \frac{P_k}{\sqrt{\alpha}}, \forall k, \quad (16)$$

$$\alpha = \frac{\sum_{k=1}^K \text{tr}(P_k^H P_k)}{\sum_{k=1}^K \text{tr}(K_k^H Q_k K_k)}$$

(16)의 조건을 만족할 경우 다음이 성립한다.

$$\begin{aligned} & \text{tr}(E_2) \\ &= \text{tr}([RHF - I_L][Q_{11} \oplus \dots \oplus Q_{KK}] \\ & \dots [F^H H^H R^H - I_L]) + \sigma_2^2 \text{tr}(RR^H) \\ &= \text{tr}([Q_{11} \oplus \dots \oplus Q_{KK}][\sigma_2^2 KK^H \\ & + (KH^H P - I_L)(P^H HK^H - I_L)]) \\ &= \text{tr}(QE_2^{ul}) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 E_2^{ul}

$$= [\sigma_2^2 KK^H + (KH^H P - I_L)(P^H HK^H - I_L)]$$

는 쌍대 상향 링크에서 사용자 측에서 송신한 신호가 릴레이에 도착해서 $K_k, \forall k$ 를 통과했을 때 모든 릴레이에서의 SMSE를 의미한다. 그리고 하향 링크에서 전체 릴레이 송신 전력과 쌍대 상향 링크

에서 전체 사용자 송신 전력은 다음과 같이 동일하게 유지된다.

$$\sum_{k=1}^K \text{tr}[\mathbf{F}_k \mathbf{Q}_{kk} \mathbf{F}_k^H] = \sum_{k=1}^K \text{tr}[\mathbf{P}_k \mathbf{P}_k^H] \quad (18)$$

이는 하향 링크에서 쌍대 상향 링크로 전환 될 때, 릴레이 합 전력 제약을 그대로 만족하는 것을 의미한다. 이와 같이 본 논문의 시스템의 두 번째 홉에서도 [16]에서와 유사한 SMSE 쌍대성이 성립하는 것을 확인할 수 있다.

(17), (18)을 사용하면 (15)의 최적화 문제는 다음과 같이 바뀌 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{T}_k, \mathbf{K}_k, \mathbf{P}_k, \forall k} \text{tr}[\mathbf{E}_1] + \text{tr}[\mathbf{Q}\mathbf{E}_2^{ul}] \\ & \sum_{k=1}^K \text{tr}[\mathbf{T}_k \mathbf{T}_k^H] \leq P_S \\ & \sum_{k=1}^K \text{tr}[\mathbf{P}_k \mathbf{P}_k^H] \leq P_R \end{aligned} \quad (19)$$

\mathbf{R} 이 고정되어 있으므로 \mathbf{P} 도 역시 고정되어 있다. k 번째 릴레이 수신기 \mathbf{K}_k 는 다음과 같은 MMSE 필터가 된다.

$$\mathbf{K}_k^* = \mathbf{P}_k^H \mathbf{H}_{kk} (\hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{P} \mathbf{P}^H \hat{\mathbf{H}}_k + \sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_R})^{-1}, \forall k \quad (20)$$

(20)에서 알 수 있듯이 k 번째 릴레이의 지역 채널 정보 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 만으로 \mathbf{K}_k^* 를 결정할 수 있다. 그리고 수신 필터이므로 전력 제약의 적용을 받지 않고, 다른 릴레이의 전력에 관한 정보도 필요하지 않다. 결정된 $\mathbf{K}_k^*, \forall k$ 와 (16)으로부터 \mathbf{F} 가 결정된다. 이어서 $\mathbf{T}_k, \forall k$ 를 구하기 위해서 (17)을 풀어서 쓰면,

$$\begin{aligned} & \text{tr}(\mathbf{Q}\mathbf{E}_2^{ul}) \\ & = \sum_{k=1}^K \text{tr} \left[\mathbf{Q}_{kk} (\sigma_2^2 \mathbf{K}_k \mathbf{K}_k^H \right. \\ & \quad + (\mathbf{K}_k \mathbf{H}_{kk}^H \mathbf{P}_k - \mathbf{I}_{L_k}) (\mathbf{P}_k^H \mathbf{H}_{kk} \mathbf{K}_k^H - \mathbf{I}_{L_k}) \\ & \quad \left. + \sum_{k' \neq k} \mathbf{K}_k \mathbf{H}_{k'k}^H \mathbf{P}_{k'} \mathbf{P}_{k'}^H \mathbf{H}_{k'k} \mathbf{K}_k^H \right] \end{aligned} \quad (21)$$

와 같이 된다. (20)의 \mathbf{K}_k^* 를 (21)에 대입해서 다

음과 같이 정리한다.

$$\begin{aligned} & \text{tr}(\mathbf{Q}\mathbf{E}_2^{ul}) \\ & = \sum_{k=1}^K \text{tr} \left[\mathbf{Q}_{kk} (\mathbf{I}_{L_k} - \mathbf{P}_k^H \mathbf{H}_{kk} (\mathbf{H}_{kk}^H \mathbf{P}_k \mathbf{P}_k^H \mathbf{H}_{kk} \right. \\ & \quad \left. + \sum_{k' \neq k} \mathbf{H}_{k'k}^H \mathbf{P}_{k'} \mathbf{P}_{k'}^H \mathbf{H}_{k'k} + \sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_R})^{-1} \mathbf{H}_{kk}^H \mathbf{P}_k) \right] \\ & = \sum_{k=1}^K \text{tr} \left[\mathbf{Q}_{kk} (\mathbf{I}_{L_k} + \mathbf{P}_k^H \mathbf{H}_{kk} \dots \right. \\ & \quad \left. \dots \left(\sum_{k' \neq k} \mathbf{H}_{k'k}^H \mathbf{P}_{k'} \mathbf{P}_{k'}^H \mathbf{H}_{k'k} + \sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_R} \right)^{-1} \mathbf{H}_{kk}^H \mathbf{P}_k \right)^{-1} \right] \end{aligned} \quad (22)$$

여기서, 다음 치환을 이용한다.

$$\begin{aligned} f_{1,k}(\mathbf{T}_k) &= \text{tr}(\mathbf{I}_{L_k} + \sigma_1^{-2} \mathbf{T}_k^H \mathbf{G}_{eff,k}^H \mathbf{G}_{eff,k} \mathbf{T}_k)^{-1}, \forall k \\ f_{2,k}(\mathbf{T}_k) &= \text{tr} \left[\mathbf{Q}_{kk} (\mathbf{I}_{L_k} + \mathbf{P}_k^H \mathbf{H}_{kk} \dots \right. \\ & \quad \left. \dots \left(\sum_{k' \neq k} \mathbf{H}_{k'k}^H \mathbf{P}_{k'} \mathbf{P}_{k'}^H \mathbf{H}_{k'k} + \sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_R} \right)^{-1} \mathbf{H}_{kk}^H \mathbf{P}_k \right)^{-1} \right], \forall k \\ f_{0,k}(\mathbf{T}_k) &= f_{1,k}(\mathbf{T}_k) + f_{2,k}(\mathbf{T}_k), \forall k \end{aligned} \quad (23)$$

(23)을 사용하여 (19)의 목적함수를

$$\text{tr}(\mathbf{E}_1) + \text{tr}(\mathbf{Q}\mathbf{E}_2^{ul}) = \sum_{k=1}^K f_{0,k}(\mathbf{T}_k)$$

와 같이 간단하게 표현할 수 있다. 각 $f_{0,k}(\mathbf{T}_k)$ 는 단독 입력 변수 \mathbf{T}_k 의 함수이고, 다른 $\tilde{k} (\forall k \neq \tilde{k})$ 번째 항의 $\mathbf{T}_{\tilde{k}}$ 의 영향을 받지 않는다. 각 항들이 서로 독립성을 유지

하므로, $\sum_{k=1}^K f_{0,k}(\mathbf{T}_k)$ 를 최소화 하는 문제는, K 개의 개별 항 $f_{0,k}(\mathbf{T}_k)$ 을 최소화 하는 하위 문제로 분리된다. $f_{0,k}(\mathbf{T}_k)$ 를 최소화 하는 \mathbf{T}_k 를 구조를 결정하는 순서는 다음과 같다. 먼저, $f_{2,k}(\mathbf{T}_k)$ 를 최소화 하는 \mathbf{T}_k 를 구조를 결정한다. 그리고 이 \mathbf{T}_k 가 $f_{1,k}(\mathbf{T}_k)$ 역시 최소화 시키는 구조임을 밝힌다. $f_{1,k}(\mathbf{T}_k)$ 와 $f_{2,k}(\mathbf{T}_k)$ 를 동시에 최소화 하는 \mathbf{T}_k 는 결과적으로 $f_{0,k}(\mathbf{T}_k)$ 를 최소화 하게 된다.

$f_{2,k}(\mathbf{T}_k)$ 를 최소화 하는 \mathbf{T}_k 는 다음과 같이 구해진다. \mathbf{T}_k 는 [8]의 SVD 릴레이 방식과 유사한 형태로 결정된다. 다음 고유치 분해를 정의한다.

$$\begin{aligned}
 & P_k^H H_{kk} \left(\sum_{k' \neq k} H_{k'k}^H P_{k'} P_{k'}^H H_{k'k} + \sigma_2^2 I_{N_R} \right)^{-1} H_{kk}^H P_k \\
 & = U_{2,k} D_{2,k} U_{2,k}^H \\
 & D_{2,k} = \text{diag}(\lambda_{2,k,1}, \dots, \lambda_{2,k,L_k})
 \end{aligned} \tag{24}$$

(24)에서 $(\lambda_{2,k,1}, \dots, \lambda_{2,k,L_k})$ 는 가장 큰 값부터 작아지는 순서로 정렬되어 있다. $A_{kk} = G_{eff,k} T_k T_k^H G_{eff,k}^H + \sigma_1^2 I_{N_R}$, $Q_{kk} = T_k^H G_{eff,k}^H A_{kk}^{-1} G_{eff,k} T_k$ 이므로, (24)를 사용하여, $f_{2,k}(T_k)$ 를 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & f_{2,k}(T_k) \\
 & = \text{tr} \left[Q_{kk} \left(I_{L_k} + P_k^H H_{kk} \left(\sum_{k' \neq k} H_{k'k}^H P_{k'} P_{k'}^H H_{k'k} + \sigma_2^2 I_{N_R} \right)^{-1} H_{kk}^H P_k \right)^{-1} \right] \\
 & = \text{tr} \left[\left(\sigma_1^{-2} T_k^H G_{eff,k}^H G_{eff,k} T_k + I_{L_k} \right)^{-1} \sigma_1^{-2} T_k^H G_{eff,k}^H \right. \\
 & \left. \dots G_{eff,k} T_k \left(I_{L_k} + U_{2,k} D_{2,k} U_{2,k}^H \right)^{-1} \right] \\
 & = \text{tr} \left[(X_k + I_{L_k})^{-1} X_k (D_{2,k} + I_{L_k})^{-1} \right], \forall k \tag{25}
 \end{aligned}$$

여기서, $X_k = \sigma_1^{-2} U_{2,k}^H T_k^H G_{eff,k}^H G_{eff,k} T_k U_{2,k}$ 이다. 그리고 첫 번째 흡 유효 채널에 관련된 다음 고유치 분해를 정의한다.

$$\begin{aligned}
 & \sigma_1^{-2} G_{eff,k}^H G_{eff,k} = U_{1,k} D_{1,k} U_{1,k}^H \\
 & D_{1,k} = \text{diag}(\lambda_{1,k,1}, \dots, \lambda_{1,k,N_R})
 \end{aligned} \tag{26}$$

이 때, (25)를 최소화하는 T_k 는 다음 구조를 갖는다^[10].

$$T_k^* = U_{1,k} \begin{pmatrix} \Lambda_k^{1/2} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} U_{2,k}^H, \forall k \tag{27}$$

여기서, Λ_k 는 $r_k = \min(N_R, L_k)$ 의 크기를 갖는 대각 행렬이다. 한편, (26)의 고유치 분해를 이용하면 $f_{1,k}(T_k)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$f_{1,k}(T_k) = \text{tr} \left(I_{L_k} + T_k^H U_{1,k} D_{1,k} U_{1,k}^H T_k \right)^{-1}, \forall k \tag{28}$$

(28)의 $f_{1,k}(T_k)$ 를 최소화 하는 T_k 는 다음과

같은 구조를 갖는 것으로 알려져 있다^[17].

$$\tilde{T}_k = U_{1,k} \begin{pmatrix} \Lambda_k^{1/2} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \forall k \tag{29}$$

이 때, $f_{1,k}(T_k^*) = f_{1,k}(\tilde{T}_k)$ 이므로, (26)은 $\text{tr}(E_1)$, $\text{tr}(QE_2^u)$ 을 동시에 최소화 하며, 따라서 $\text{tr}(E)$ 를 최소화 한다. $G_{eff,k}$, \hat{H}_k 가 주어지고 P 가 고정되어 있을 때, $U_{1,k}$ 와 $U_{2,k}$ 는 고정된 형태로 주어진다. 이어서 Λ_k 를 결정하기 위해, (26)의 T_k^* 를 (19)의 목적함수에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 & \text{tr}(E_1 + QE_2^u) \\
 & = \sum_{k=1}^K \text{tr} \left[\left(I_{L_k} + T_k^H U_{1,k} D_{1,k} U_{1,k}^H T_k \right)^{-1} \right. \\
 & \left. + (X_k + I_{L_k})^{-1} X_k (D_{2,k} + I_{L_k})^{-1} \right] \\
 & = \sum_{k=1}^K \text{tr} \left[\left(I_{L_k} + U_{2,k}^H \Lambda_k^{1/2} D_{1,k} \Lambda_k^{1/2} U_{2,k} \right)^{-1} \right. \\
 & \left. + \left(\Lambda_k^{1/2} D_{1,k} \Lambda_k^{1/2} + I_{L_k} \right)^{-1} \Lambda_k^{1/2} D_{1,k} \Lambda_k^{1/2} (D_{2,k} + I_{L_k})^{-1} \right] \\
 & = \sum_{k=1}^K \sum_{l_k=1}^{r_k} \frac{1 + \lambda_{1,k,l_k} \Lambda_{k,l_k,l_k} (\lambda_{2,k,l_k} + 1)^{-1}}{1 + \lambda_{1,k,l_k} \Lambda_{k,l_k,l_k}} \tag{30}
 \end{aligned}$$

여기서 $r_k = \min(N_S, N_R, L_k)$ 이다. (26)의 Λ_k 를 결정하는 것은 다음 문제로 귀결된다. 모든 k 에 대하여,

$$\begin{aligned}
 & \min_{\Lambda_{k,l_k,l_k}, \forall k} \sum_{k=1}^K \sum_{l_k=1}^{r_k} \frac{1 + \lambda_{1,k,l_k} \Lambda_{k,l_k,l_k} (\lambda_{2,k,l_k} + 1)^{-1}}{1 + \lambda_{1,k,l_k} \Lambda_{k,l_k,l_k}} \\
 & s.t. \sum_{k=1}^K \sum_{l_k=1}^{r_k} \Lambda_{k,l_k,l_k} \leq P_S, \Lambda_{k,l_k,l_k} \geq 0
 \end{aligned} \tag{31}$$

위 문제는 $\Lambda_{k,l_k,l_k}, \forall k$ 에 대한 convex 최적화 문제로서 Karush-Khun-Tucker(KKT)를 사용하여 쉽게 풀린다. 정리하면, $R_k, \forall k$ 가 결정되면 (16)에 의해 $P_k, \forall k$ 가 결정되고, (16), (20)에 의해서 $F_k, \forall k$ 가 결정되며, 동시에 (25), (31)에 의해서 $T_k, \forall k$ 가 결정된다. 즉, R_k 가 주어졌을 때, F_k 와 T_k 는 병렬적으로 결정된다.

2단계에서는 1단계에서 결정된 $\mathbf{T}_k, \mathbf{F}_k, \forall k$ 를 고정하고, $\mathbf{R}_k, \forall k$ 을 다음과 같은 사용자별 MMSE 수신 필터로 결정한다.

$$\mathbf{R}_k = \mathbf{Q}_{kk}^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_{kk}^H (\hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{F} \mathbf{Q} \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{H}}_k^H + \sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_U})^{-1}, \forall k \quad (32)$$

1단계와 2단계는 SMSE가 수렴할 때까지 반복된다. 수렴한 후에 (12), (13)을 이용해서 $\mathbf{W}_k, \forall k$ 를 얻을 수 있다. 표1에 알고리즘을 요약하였다. 이후 이 알고리즘을 공동 기지국 및 분산 다중 릴레이 알고리즘 (Joint BS and Distributed Multi-Relay, JBDMMR)이라고 표기하기로 한다.

4.3. 알고리즘의 수렴성 검토

1단계에서 $\mathbf{R}_k, \forall k$ 가 고정되어 있을 때, $\mathbf{T}_k, \mathbf{F}_k, \forall k$ 는 (15)의 해로 결정되므로, 이를 업데이트 할 때마다 $tr(\mathbf{E})$ 는 항상 작아진다. 1단계 내에서 $\mathbf{F}_k, \mathbf{R}_k, \forall k$ 가 $\mathbf{P}_k, \mathbf{K}_k, \forall k$ 로 전환될 때와 그 역방향으로 전환될 때, $tr(\mathbf{E})$ 는 항상 동일하게 유지된다. 마찬가지로 2단계에서 $\mathbf{T}_k, \mathbf{F}_k, \forall k$ 가 고정되어 있을 때, (32)에 의해 $\mathbf{R}_k, \forall k$ 를 업데이트 할 때마다 $tr(\mathbf{E})$ 값은 항상 작아진다. $tr(\mathbf{E})$ 의 하한이 0이고, 항상 값이 유지되거나, 작아지므로 JBDMMR은 반드시 수렴한다.

V. 모의 실험 결과

5.1 실험 환경

종래의 방식들과 JBDMMR의 SMSE 성능 및 합 전송률 성능을 모의 실험을 통해서 비교한다. 첫 번째 홉 및 두 번째 홉 채널은 모두 평균이 0이고, 공분산 행렬이 단위행렬인 Rayleigh분포를 따른다. σ_1^2 와 σ_2^2 는 모두 1이라고 가정한다. 알고리즘은 매 회 반복하면서 SMSE값이 미리 정의된 accuracy 이내로 수렴할 때 종료된다. 여기서 accuracy ϵ 은 10^{-6} 이다. 기지국의 블록 대각화 전처리를 구현하기 위해 항상 $N_S \geq KN_R$ 를 만족한다. 각 그래프에서 SNR은 $\frac{P_S}{\sigma^2}$ 로 정의되며, 모든 경우에 $P_S = P_R$ 라고 가정한다.

JBDMMR과 비교하기 위한 종래의 릴레이 방식에는 SAF, MMSE 릴레이[5] 및 [1]에서 제안한 방식이 있다. SAF는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{T} &= \sqrt{\frac{P_S}{L}} \mathbf{I}_{N_S}(1:L) \\ \mathbf{W}_r &= \sqrt{\frac{P_R}{tr(\mathbf{G}_r \mathbf{T} \mathbf{T}^H \mathbf{G}_r^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_R})}} \mathbf{I}_{N_R} \end{aligned} \quad (33)$$

여기서 $\mathbf{I}_{N_S}(1:L)$ 는 단위행렬에서 첫 번째부터 L 번째까지의 열을 의미한다. [1]에서는 개별 릴레이 전력 제약이 적용될 때, 다중 릴레이 및 다중 사용자 환경에서 SMSE를 최소화하기 위한 릴레이 방식을 소개하고 있다. 본 논문에서는 이를 BD-MMSE라고 표기하기로 한다. 개별 릴레이 전력 제약은 P_R/K 이다. 공정한 전력 제약에서의 비교를 위해 릴레이 합 전력 제약에서 BD-MMSE의 결과도 비교 대상으로 설정하였다. 시스템 구성은 (R, K, N_S, N_R, N_K) 가 $(2, 2, 4, 2, 2)$, $(3, 3, 9, 3, 3)$, $(3, 3, 6, 2, 2)$ 의 세 가지 경우이다. 각 시스템 구성에서, 최대 합 전송률을 얻을 수 있도록 사용자별 데이터스트림 수를 결정하였으며, 이는 모든 시스템 구성에서 $L_k = 1, \forall k$ 이다. 모든 그래프에서 PRPC와 RSPC는 각각 릴레이 합 전력 제약(per relay power constraint, PRPC) 및 (relay sum power constraint, RSPC)를 의미한다.

5.2. SMSE 성능 비교

그림 3은 $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (2, 2, 4, 2, 2)$ 인 경우에 SMSE 성능을 비교하였다. BD-MMSE은 개별 릴레이 전력 제약, 릴레이 합 전력 제약 두 가지 경우 거의 동일한 SMSE 성능을 보인다. 모든 SNR영역에서 JBDMMR이 다른 방식들에 비해 우수한 성능을 나타내고 있다. SMSE= 10^{-2} 에서, JBDMMR은 MMSE 릴레이에 비해 5dB, BD-MMSE에 비해 2dB 정도의 SNR이득을 보인다. 그림 4는 $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 9, 3, 3)$ 에서 SMSE 성능을 비교한 것인데, 역시 JBDMMR의 성능이 가장 우수하다. SMSE= 10^{-2} 에서 MMSE 릴레이에 비해 7dB, BD-MMSE에 비해 3dB 정도의 SNR이득을 보인다.

그림 5는 $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 6, 2, 2)$

에서 성능을 비교한 것이다. 이 시스템 구성에서는 MMSE 릴레이의 성능이 포화(saturation) 되는 현상이 나타난다. BD-MMSE와 JBDMR을 사용한 경우에는 40dB 미만에서 포화되지 않는다. 이는 종래의 기술을 사용하였을 때에 비하여, BD-MMSE와 JBDMR을 사용하여 높은 자유도(dgree of freedom, DoF)를 얻을 수 있음을 의미한다. 첫 번째 홉에서 블록 대각화 전처리기를 사용하여 두 번째 홉 채널을 근사적으로 간섭 채널(interference channel, IC)화 하였다. 3-user 간섭 채널에서 각 사용자 당 안테나 개수가 2일 경우 간섭 정렬을 사용하여, 각 사용자는 DoF 1을 얻을 수 있음이 알려져 있다[18]. BD-MMSE와 JBDMR의 경우는 릴레이 송신 필터 $F_k, \forall k$ 를 디자인할 때, SMSE 최소화 기준을 사용하였고, 간섭 정렬을 사용한 것이 아니라서 최대 DoF를 얻는 방식은 아니다. 그리고 본 논문의 시스템에서 사용자는 실제로 첫 번째 홉 채널로부터 완전히 분리 되지 않고, 기지국의 전처리기와 첫 번째 홉 채널의 영향을 모두 받는다. 그러므로 [18]에서 제시한 간섭 정렬 방식과 그에 따른 사용자 수신기를, 본 시스템의 두 번째 홉 채널에 그대로 적용할 수는 없다. 하지만, SMSE 최소화 기준을 사용하여, 최대 DoF는 아니지만, 근접하는 DoF를 얻을 수 있는 가능성이 있다. 높은 SNR 영역에서 포화되지 않는 결과는 이와 같은 사실을 실험적으로 보여준다. [18]의 간섭 정렬 방식을 릴레이들에서 사용한다고 가정하고, 최적화된 기지국 전처리기와 사용자 수신기를 공동으로 설계하는 것은 차후에 흥미로운 연구 주제로 다루어질 수 있다. 이때, 간섭 정렬 방식이 전역 채널 정보를 요구하므로, 릴레이에서 지역 채널 정보를 활용한 JBDMR 보다 우월한 성능을 나타낼 것으로 예상된다.

한편으로, $SMSE=10^{-1}$ 에서 JBDMR이 BD-MMSE에 비해 2.4dB 정도의 SNR이득이 있다. 이와 같이 종래의 대표적인 릴레이 방식인 MMSE 릴레이가 포화현상이 일어나 효율성이 없는 시스템 구성에서도 JBDMR을 사용해서 성능 향상을 극대화할 수 있다.

5.3. 합 전송률 성능 비교

알고리즘의 성능을 비교할 때 궁극적인 성능 척도 비교 기준으로 합 전송률 성능을 많이 사용한다. 그림 6은 $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (2, 2, 4, 2, 2)$ 인 경우 합 전송률 성능을 비교하였다. 모든 SNR영역

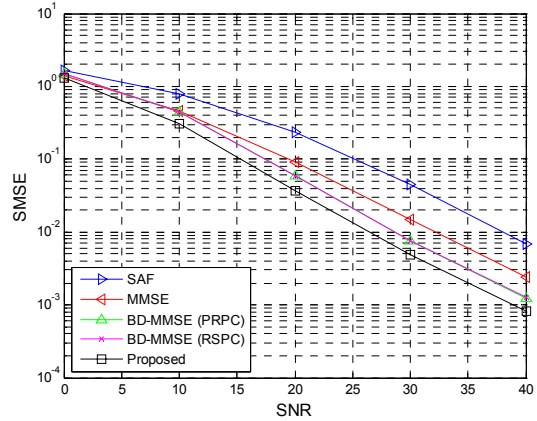


그림 3. $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (2, 2, 4, 2, 2)$ 일 때 SMSE 성능 비교
Fig. 3. Performance comparison of SMSE when $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (2, 2, 4, 2, 2)$

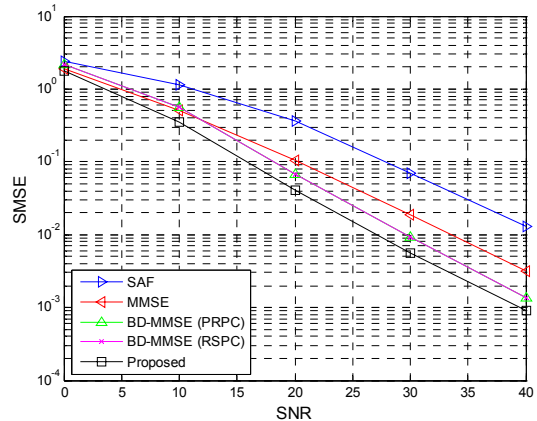


그림 4. $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 9, 3, 3)$ 일 때 SMSE 성능 비교
Fig. 4. Performance comparison of SMSE when $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 9, 3, 3)$

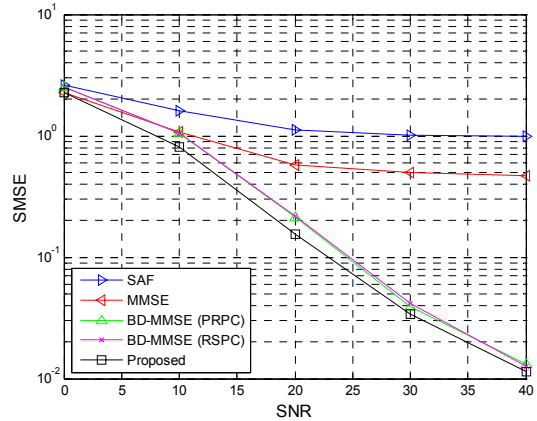


그림 5. $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 6, 2, 2)$ 일 때 SMSE 성능 비교
Fig. 5. Performance comparison of SMSE when $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 6, 2, 2)$

에서 JBDMR이 종래의 방식들에 비해 우수한 성능

을 나타냈다. JBDMR는 20dB에서 11.7bps/Hz의 합 전송률 성능을 보인다. 이는 SAF에 비해 약 54.7%, MMSE 릴레이에 비해 약 23.4%, BD-MMSE에 비해 약 10.0% 개선된 것이다. 그림 7은 $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 9, 3, 3)$ 인 경우 합 전송률 성능을 비교하고 있다. 이 경우에도 JBDMR이 모든 SNR영역에서 종래의 방식들에 비해 우수한 성능을 나타내고, 20dB에서 18.8bps/Hz의 합 전송률 성능을 보인다. 이는 SAF에 비해 약 76.7%, MMSE 릴레이에 비해 약 24.6%, BD-MMSE에 비해 약 11.5% 개선된 것에 해당한다. 그림 8은 $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 6, 2, 2)$ 에서 합 전송률 성능을 비교한 것이다. MMSE 릴레이의 경우 20dB이상에서 더 이상 합 전송률이 증가하지 않는 포화 현상이 일어난다. 하지만, BD-MMSE와 JBDMR은 포화가 40dB 미만에서 포화가 일어나지 않는다. JBDMR은 20dB에서 13.4bps/Hz의 합 전송률 성능을 보이고 있다. 이는 SAF에 비해 약 151.8%, MMSE 릴레이에 비해 약 60.4%, BD-MMSE에 비해 약 10.5% 개선된 것에 해당한다. 즉, 합 전송률 관점에서도 JBDMR이 종래의 방식들에 비해 우수한 성능을 보여주고 있으며, MMSE 릴레이의 효율성이 없는 시스템 구성에서도 JBDMR을 사용해서 성능을 크게 향상시킬 수 있다.

MMSE 릴레이의 경우는 기지국에서 전처리를 하지 않고 등방 전송하므로, 기지국에서 채널 정보가 필요하지 않고, 릴레이에서의 지역 채널 정보를 사용하여 동작한다. JBDMR의 경우는 이와 다르게 기지국에서 전역 채널 정보가 필요하므로 부가적인 오버헤드가 발생한다. 이외에 반복 기반 알고리즘이므로 계산량 및 복잡도 증가를 동반한다. 한편, BD-MMSE는 릴레이에서의 지역 채널 정보 및 기지국에서 첫 번째 홉 채널 정보를 알고 있을 때 동작하는 반복 기반 알고리즘이다. JBDMR은 기지국에서 첫 번째 홉 및 두 번째 홉 채널 정보를 모두 알고 있어야 한다는 가정이 필요하므로, 여기서 BD-MMSE에 비해 부가적인 오버헤드가 발생한다. 이를 구체적으로 살펴보면 다음과 같다. JBDMR과 BD-MMSE 모두 릴레이에서는 첫 번째 홉 채널 정보가 필요하고, 사용자에서는 두 번째 홉 채널 정보가 필요하므로 기지국 및 릴레이에서 전송하는 파일럿 신호의 양은 동일하다. 그리고 두 방식 모두 릴레이에서 기지국으로 연결되는 케환 채널이 필요하다. 여기서, 이 케환 채널로 전송되는 정보는 BD-

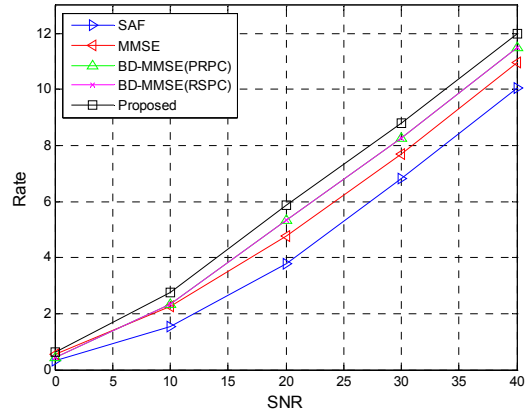


그림 6. $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (2, 2, 4, 2, 2)$ 일 때 합 전송률 성능 비교
Fig. 6. Performance comparison of sum-rate when $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (2, 2, 4, 2, 2)$

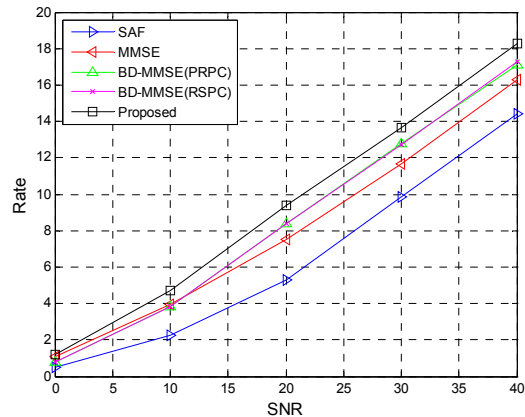


그림 7. $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 9, 3, 3)$ 일 때 합 전송률 성능 비교
Fig. 7. Performance comparison of sum-rate when $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 9, 3, 3)$

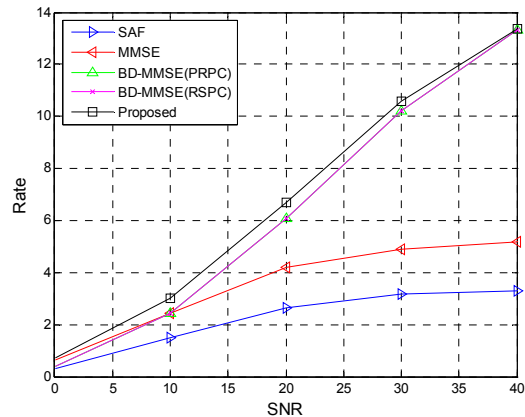


그림 8. $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 6, 2, 2)$ 일 때 합 전송률 성능 비교
Fig. 8. Performance comparison of sum-rate when $(R, K, N_S, N_R, N_K) = (3, 3, 6, 2, 2)$

MMSE의 경우 첫 번째 홉 채널 정보이며, JBDMR

의 경우 첫 번째 홉, 두 번째 홉 채널 정보이다. 이상적인 케환 채널을 가정하는 경우, 부가적인 기지국에서의 두 번째 홉 채널 정보를 활용하여, 전반적으로 성능을 10%로 향상시킬 수 있었다.

본 논문에서는 오버헤드 및 복잡도의 증가를 감안하여 SMSE 최소화 기준을 우선적으로 맞추는 데 주안점을 두고 있다. BD-MMSE와 JBDMR의 비교에서는 이상적인 케환 채널을 가정하고, 기지국에서 부가적으로 얻을 수 있는 두 번째 홉 채널 정보를 활용해서 기지국, 릴레이 전처리기를 공동으로 설계하는 방법과 얻을 수 있는 전송률 이득을 관찰하는데 의미가 있다. 케환 채널의 전송량이 동일할 때, JBDMR에서 더 많은 정보를 보내야 하므로 채널 정보의 부정확성이 더 많이 발생하여 BD-MMSE에 대한 성능 이득이 10%미만으로 감소하는 성능 열화가 예상되지만, 제한된 케환 채널 환경을 다루는 것은 차후 연구로 남긴다. 아울러 종래의 기술에 비해 부가적으로 요구되는 오버헤드 및 복잡도를 줄이면서 기지국과 릴레이의 전처리기를 공동으로 설계하는 방법에 관해서 차후 연구주제로 다룰 필요가 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 직접 링크가 없고, 동일한 수의 다중 릴레이와 다중 사용자로 구성된 All-MIMO 시스템에서, 릴레이 합 전력 제약이 적용되고, 릴레이가 지역 채널 정보만을 취할 수 있을 때, 사용자 SMSE를 최소화하는 기지국 및 릴레이 전처리기 공동 설계 기법을 제안하였다. 블록 대각화 전처리가 결합된 기지국 전처리기 구조를 활용하여, 릴레이가 지역 채널 정보만 취할 수 있을 때에도 설계가 가능함을 보였다. JBDMR은 기지국, 릴레이 전처리기를 결정하는 1단계, 사용자 수신 필터를 결정하는 2단계로 구성되며, 두 단계의 순차적 반복을 기반으로 하여 설계되었다. 이것이 항상 수렴함을 밝힐 수 있었으며, 또한, 릴레이 합 전력 제약이 적용되는 환경에서도 다른 릴레이의 전력에 대한 정보 필요하지 않음을 알 수 있었다. 본 논문에서 제안한 JBDMR이 종래의 릴레이 방식들보다 SMSE 성능, 합 전송률 성능 모두 종래의 방식들보다 우월한 것을 모의실험을 통해서 검증하였다. 특히, 종래의 대표적 릴레이 방식이라고 할 수 있는 MMSE 릴레이의 효용성이 크게 떨어지는 시스템 구성에서도 JBDMR을 사용하여 성능을 극대화시킬 수 있

는 것을 알 수 있었다. 알고리즘의 실용성을 강화하기 위한 차후 과제로, 개별 릴레이 전력 제약을 고려하고, 다중 릴레이와 다중 사용자의 수를 다르게 한, 보다 일반적인 환경 및 기지국에서의 채널 정보를 확보하기 위한 오버헤드와, 반복 기반 특성에 따른 복잡도 및 계산량을 최소한으로 하면서 기지국 및 릴레이 전처리기를 공동으로 설계하는 방법에 대한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] Y.-M. Cho, S. Jang, D. K. Kim, and J. Yang, "Minimum sum-mse design for distributed multi-relay aided multi-user MIMO network," in Proc IEEE MWSCAS., Aug. 2011.
- [2] K. Load, C. C. Wu, S. T. Sheu, Y. Yuan, M. Chion, D. Huo, and L. Xu, "IMT-advanced relay channels," IEEE Communication Magazine, vol. 48, no. 8, pp. 40-48, 2010.
- [3] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior," IEEE Trans. Inform., vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [4] O. Munoz-Medina, J. Vidal, and A. Agustinm, "Linear transceiver design in nonregenerative relays with channel state information," IEEE Trans. Signal Process., vol. 55, no. 6, pp. 2593-2604, Feb. 2008.
- [5] W. Guan and H. Luo, "Joint MMSE transceiver design in non-regenerative MIMO relay systems," IEEE Comm. Lett., vol. 12, no. 7, pp. 517-519, Jul. 2008.
- [6] R. Mo and Y. H. Chew, "MMSE-based joint source and relay precoding design for amplify-and-forward MIMO relay networks," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 8, no. 9, pp. 4668-4676, Sep. 2009.
- [7] Y. Rong, "MMSE-based non-regenerative multicarrier MIMO wireless relay communications with direct source-destination link," in Proc IEEE ICC., Jun. 2009.
- [8] C. Chae, T. Tang, R. W. Heath, and S. Cho, "MIMO relaying with linear processing for multiuser transmission in fixed relay

networks, " IEEE Trans. Signal Process., vol. 56, no. 2, pp. 727-738, Feb. 2008.

[9] R. Zhang, C. C. Chai, and Y. Liangm, "Joint beamforming and power control for multiantenna relay broadcast channel with QoS constraints, " IEEE Trans. Signal Process., vol. 57, no. 2, pp. 726-737, Feb. 2009.

[10] S. Jang, J. Yang, and D. K. Kim, "Minimum MSE design for multiuser MIMO relay system, " IEEE Comm. Lett., vol. 14, no. 9, pp. 812-814, Sep. 2010.

[11] H. Shi, T. Abe, T. Asai, and H. Yoshino, "Relaying schemes using matrix triangularization for MIMO wireless networks," IEEE Comm. Lett., vol. 55, no. 9, pp. 1683-1688, Sep. 2007.

[12] A. S. Behbahani, R. Merched, and A. M. Eltawil, "Optimizations of a MIMO relay network, " IEEE Trans. Signal Process., vol. 56, no. 10, pp. 5062-5073, Oct. 2008.

[13] O. Oyman and A. J. Paulraj, "Design and analysis of linear distributed MIMO relaying algorithms, " IEE Proc. Commun., vol. 153, no. 4, pp. 565-572, Aug. 2006.

[14] B. K. Chalise and L. Vandendorpe, "Optimization of MIMO relays for multipoint-to-multipoint communications: nonrobust and robust designs, " IEEE Trans. Signal Process., vol. 58, no. 12, pp. 6355-6368, Oct. 2008.

[15] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser Channels, " IEEE Trans. Signal Process., vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.

[16] R. Hunger, M. Joham, and W. Utschick, "On the MSE-duality of the broadcast channel and the multiple access channel, " IEEE Trans. Signal Process., vol. 57, no. 2, pp. 698-713, Feb. 2009.

[17] D. P. Palomar, J. M. Cioffi, and M. A. Lagunas, "Joint tx-rx beamforming design for multicarrier MIMO channels: a unified framework for convex optimization, " IEEE

Trans. Signal Process., vol. 51, no. 9, pp. 2381-2401, Sep. 2003.

[18] C. M. Yetis, G. Tiangao, S. A. Jafar, and A. H. Kayran, "Feasibility conditions for interference alignment, " in Proc IEEE Globecom 2009., Dec. 2012.

조 영 민 (Young-Min Cho)

정회원

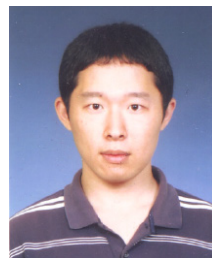


2007년 2월 연세대학교 전기
전자공학(공학사)
2007년 3월~현재 연세대
교 전기전자공학과 통합과
정
<관심분야> 4세대 이동통신,
다중 셀 다중사용자 MIMO

기술, 협력 Relay 기술

장 승 훈 (Seungjun Jang)

정회원



2002년 8월 연세대학교 기계
전자공학부 학사
2005년 2월 연세대학교 전기
전자공학과 석사
2010년 8월 연세대학교 전기
전자공학과 박사
2010년 9월~현재 삼성전자

네트워크 사업부

<관심분야> 4세대 이동통신, 스마트 소형셀 기반
간섭 정렬 기술, 차세대 DTV 방송 기술, 압축
센싱 기술, 에너지 효율 무선 시스템 기술

김 동 구 (Dong Ku Kim)

중신회원



1983년 2월 한국항공대학교
통신공학과 졸업
1985년 U.S.C. Dept. of
Electrical Engineering 석사
1992년 U.S.C. Dept. of
Electrical Engineering 박사
1994년~현재 연세대학교 공

과대학 전기전자공학과 교수

<관심분야> 4세대 이동통신, 스마트 소형셀 기반
간섭 정렬 기술, 차세대 DTV 방송 기술, 압축
센싱 기술, 에너지 효율 무선 시스템 기술