

다중 사용자 분산 빔포밍 네트워크의 중계기에서의 공간 분할 다중화 기법을 위한 최적 전력 할당 방법

정회원 안 동 건*, 서 방 원**, 정 철*** 중신회원 김 형 명***

Optimal Power Allocation for Spatial Division Multiplexing Scheme at Relays in Multiuser Distributed Beamforming Networks

Donggun Ahn*, Bang-Won Seo**, Cheol Jeong*** *Regular Members,*
Hyung-Myung Kim*** *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 다수의 송수신기 쌍과 다수의 중계 노드로 구성된 분산 빔포밍 Amplify-and-Forward (AF) 중계 네트워크를 다루고 있다. 제한한 방법에서는 빔포머 수의 자유도를 높이기 위하여 첫 번째 단계에서 송신기들이 직교 채널을 이용하여 중계기로 신호를 보낸다. 두 번째 단계에서 각 중계기는 송신기로부터 받은 신호에 복소 가중치를 곱하여 신호를 증폭하고 역방향 채널에 의해 생긴 위상 변화를 조정하여 하나의 채널로 수신기에 신호를 보낸다. 최적의 빔포밍 벡터는 서비스 품질 수준을 만족시키기 위해 수신기 각각의 신호 대 간섭 및 잡음비가 특정 문턱값보다 크면서 전체 중계 전송 전력을 최소화시키도록 구하였다. 모의실험을 통해 기존의 직교 분할 다중화 방법과 공간 분할 다중화 방법에 비하여 적당히 낮은 데이터 속도 범위에서 중계 송신 전력을 줄일 수 있음을 확인하였다.

Key Words : Distributed Beamforming, Multiuser, Power Allocation, SINR Constraint, AF Relay Network

ABSTRACT

In this paper, a distributed beamforming problem is considered in an amplify-and-forward (AF) wireless relay network consist of multiple source-destination pairs and relaying nodes. To exploit degree of freedom of the number of beamformers, in the first step, we proposed that the sources transmit their signals through orthogonal channels. During the second step, the relays transmit their received signals multiplied by complex weights to amplify and compensate for phase changes introduced by the backward channels through one common channel. The optimal beamforming vectors are obtained through minimization of the total relay transmit power while the signal-to-interference-plus-noise ratios (SINRs) at the destinations are above certain thresholds to meet a quality of services (QoS) level. In the numerical example, it is shown that the proposed scheme needs less transmit power for moderate network data rates than other schemes, such as space division multiplexing or time-division multiplexing scheme.

※ 이 논문은 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (KRF-2008-313-D00646).

* SK텔레콤 Network기술원 Access망개발팀(donggun.ahn@sktelecom.com),

** 한국전자통신연구원 이동통신연구본부 차세대이동통신방식연구팀(seobw@etri.re.kr),

*** 한국과학기술원 전기및전자공학과 통신신호처리 연구실(nostal72@kaist.ac.kr, hmkim@ee.kaist.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-01-024, 접수일자 : 2010년 1월 18일, 최종논문접수일자 : 2010년 3월 31일

I. 서 론

신호의 전파 도중에 일어나는 페이딩 현상을 줄이기 위해 여러 가지 다이버시티(diversity) 기법이 연구되었다^[1]. 그 중에서도 여러 개의 안테나를 이용한 공간 다이버시티(spatial diversity)는 시간 다이버시티(time diversity)와 주파수 다이버시티(frequency diversity)의 자원을 낭비하는 단점을 극복할 수 있으므로 많은 주목을 받아왔다. 그러나 모바일에 여러 개의 안테나를 구현하는 것은 크기와 복잡도, 사용 가능한 전력의 제한으로 인해 현실적으로 많은 어려움이 있다. 이런 문제를 해결하기 위해 협동 다이버시티(cooperative diversity) 방법이 제안되었다^[2-4]. 협동 통신(cooperative communication) 방식에서는 하나의 안테나를 가진 사용자들이 가상의 송신 배열 안테나(virtual transmit antenna array)를 형성하여 신호를 중계해주게 된다. 협동 통신 방식을 사용하면 네트워크 시스템 내에 중계기(relay) 역할을 하는 사용자들이 수신기(destination)까지 독립적인 다중 전송 경로를 형성하여 전송 실패 확률을 줄일 수 있게 된다. 결과적으로 여러 개의 안테나를 사용하지 않고도 통신 시스템의 신뢰성을 향상시킬 수 있고 시스템 용량과 신호를 전송할 수 있는 거리를 늘릴 수 있다^[2].

만약 중계기가 채널 정보를 이용할 수 있다면 송신기(source)와 중계기 사이의 채널로 인해 야기된 위상의 변화를 보상해줄 수 있다. 수신기에서는 중계기에서 보상된 신호를 받아 보강 간섭적으로 수신 신호를 재현할 수 있다. 분산 빔포밍(distributed beamforming)으로 알려져 있는 이러한 중계 방식이 [5-7]에서 제안되었다. 앞서 설명한 논문들이 다수의 중계기와 하나의 송수신기로 구성된 네트워크를 가정하였다면, 최근에는 다수의 송수신기로 구성된 네트워크를 고려한 연구가 활발히 진행되고 있다^[8-10]. [8]에서는 중계 전체 전송 전력을 최적화시키기 위한 목적으로 분산 빔포밍 기법을 제안하였고, [9]에서는 [8]에서 제안된 기법을 기반으로 복잡도를 줄일 수 있는 방법을 제안하였다. [10]에서는 중계기의 개별 전력의 제약 조건(constraint)을 추가한 기법에 대해서 다루었다. [8-10]의 연구에서는 하나의 빔포밍 벡터를 이용하여 다수의 사용자를 지원하는 방법에 대해서 다루었다.

본 논문에서는 다중 사용자를 고려한 네트워크 환경에서 각 사용자들의 SINR을 만족시켜야 하는 제약 조건이 있을 때 다수의 빔포밍 벡터를 사용하여 중계기의 전체 전송 전력을 최소화시키는 최적의 분산 빔포밍을 기법을 제안하였다. 간섭을 최소화시키기 위해

역방향 채널(Source-to-Relay, $S-R$)에서는 직교 채널을 이용하고, 자원 낭비를 줄이기 위해 순방향 채널(Relay-to-Destination, $R-D$)에서는 하나의 채널을 공유하여 전송하는 시스템에서 최적의 분산 빔포밍 벡터를 구하는 방법에 대하여 연구를 수행하였다.

II. 다중 사용자를 고려한 무선 중계 네트워크

다중 사용자를 지원하기 위한 방법에는 크게 두 가지가 있다. 첫 번째는 하나의 사용자를 지원하는 방법을 단순하게 확장한 것으로 직교 채널을 이용하는 방법이다. OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access), TDMA(Time Division Multiple Access), CDMA(Code Division Multiple Access)가 그 예가 될 수 있다. 이 방법의 경우 신호 간 간섭이 없다는 장점이 있지만 크게 두 가지의 단점이 존재한다. 첫째, 통신 자원의 비효율적 사용이다. 이 방식은 특정 송수신기 쌍에 대해 통신을 하고자 할 때마다 따로 새로운 채널을 형성해야 한다. 그러므로 사용자가 N 개인 중계 네트워크에서는 $2N$ 배 만큼의 자원이 필요하다. 또한 특정 사용자에 대해 $S-R$ 구간이나 $R-D$ 구간이 딥 페이딩(deep fading)에 빠졌을 때 그 사용자는 통신을 하지 못하게 된다. 결과적으로 이 때 할당된 자원을 딥 페이딩이 아닌 채널 상황에 있는 다른 사용자들이 사용하지 못함으로 인해 자원이 낭비된다. 둘째, 상대적으로 구현의 복잡도가 증가한다. 예를 들어 OFDMA나 CDMA를 사용하는 경우에는 단말의 복잡도가 증가하는 단점이 있다.

다중 사용자를 지원하는 두 번째 방법은 송수신기와 중계기가 공간적으로 떨어져 있음을 이용한 공간 분할 다중화(Space Division Multiplexing, SDM) 기법을 사용하는 것이다^[8]. $S-R$ 구간에서 모든 사용자가 한 번에 신호를 전송하고 $R-D$ 구간에서도 마찬가지로 한 번에 신호를 전송하는 방법이다. 그러므로 사용자가 얼마나 많은가에 상관없이 TDMA의 경우 두 타임슬롯의 자원이 사용된다. 자원을 효율적으로 이용할 수 있다는 장점이 있지만, 사용자의 수에 비례하여 신호 간 간섭이 증가하는 단점이 존재한다. 그러므로 간섭을 최소화시키기 위한 적절한 빔포밍 벡터를 구하는 것이 중요하다. 이 방법은 MIMO(Multiple Input and Multiple Output)에서의 전송 빔포밍(transmit beamforming)^[11]과 기본적으로 유사하지만, MIMO 전송 빔포밍에서는 사용자들에게 보낼 신호들을 송신 안테나에서 정확하게 알고 있는 것과 달리 SDM에서는 채널을 겪은 잡음이 섞인 신호들을 알고 있다는 점

이 다르다. 또한 MIMO 전송 빔포밍에서는 각 사용자들에게 보내질 신호들을 송신 안테나에서 구별하는 것이 가능한 반면, SDM에서는 다수의 사용자 신호들의 합만을 알 수 있다. 그 결과 MIMO 하향 빔포밍에서는 사용자마다 빔을 할당할 수 있지만, SDM에서는 모든 사용자를 커버하기 위해 하나의 빔만을 사용할 수밖에 없다.

다중 사용자를 고려하는 방법에는 앞에서 언급한 두 가지 방법과 그 두 가지 방법을 조합한 방법이 존재할 수 있다. TDMA를 예로 들어 설명하면 TD-TD, SDM-SDM, TD-SDM, SDM-TD의 네 가지 방법을 생각할 수 있다. 여기에서 TD는 직교 채널을 이용하여 신호를 전송하는 방식을, SDM은 하나의 채널을 이용하여 한 번에 전송하는 방식을 의미한다. 네 가지 방법의 장단점을 비교해보면 아래 표와 같이 정리할 수 있다.

TD-SDM 방법의 경우 중계기에서 신호들을 구별하는 것이 가능하므로 사용자마다 빔을 할당할 수 있다. 물론 SDM의 경우보다 자원을 많이 사용하여 손해를 보지만 최적의 빔포밍 벡터를 구할 수 있다면 MIMO 빔포밍과 비슷한 효과를 가져올 수 있다.

표 1. 다중 사용자를 고려한 네트워크를 지원할 수 있는 네 가지 방법

방법	타임 슬롯 사용		자원의 효율성	심볼 구별	빔포머 수의 자유도	간섭 존재 여부
	S-R	R-D				
TD-TD	N	N	N/2N	가능	N	없음
SDM-SDM	1	1	N/2	불가	1	S-R, R-D 존재
TD-SDM	N	1	N/(N+1)	가능	N	R-D 존재
SDM-TD	1	N	N/(N+1)	불가	N	S-R 존재

III. TD-SDM의 최적의 빔포밍 벡터 제안

3.1 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1에서와 같이 N개의 송신기와 수신기 쌍과 R개의 중계기로 구성된 네트워크를 고려한다. 네트워크의 모든 노드는 전송과 수신을 위한 1개의 안테나를 가지고 있다고 가정한다. 각 송신기는 자신과 쌍을 이루는 수신기와 통신을 하기를 원하는 상황이다. 각 송신기와 수신기 쌍의 직접 경로(direct link)는 존재하지 않는 경우만을 고려한다. 각 중계기는 송신기로부터 수신된 신호를 복소수의 가중치(complex weight)를 곱하여 위상을 조정(phase-steered)하고 증폭하여 수신기로 전송한다. 중계기는 자신이 통신을

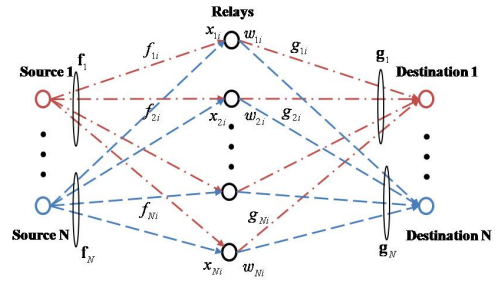


그림 1. 다중 사용자 무선 중계 네트워크

하고 있지 않는 상황에만 신호를 중계해주며 수신과 송신을 동시에 할 수 없는 반이중방식(half duplex mode)으로 동작한다.

제안된 방식의 전체 네트워크의 신호 전송에는 N+1 타임 슬롯이 소요된다. 예를 들어 TDMA의 경우를 그림으로 나타내면 그림 2와 같다.

첫 N개의 타임 슬롯 동안 N개의 송신기가 하나씩 각각의 신호를 중계기로 전송하고 중계기는 한 개의 타임 슬롯을 이용하여 N개의 타임 슬롯 동안 받은 신호를 한꺼번에 N개의 수신기로 전송한다. N타임 슬롯 동안 송신기에서 중계기까지 전송되는 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$x_{ri} = f_{ri}s_i + v_{ri}, \quad r=1,2,\dots,R, \quad i=1,2,\dots,N \quad (1)$$

채널 상수 f_{ri} 는 i번째 송신기에서 r번째 중계기 사이의 채널을 의미하며, s_i 는 i번째 송신기에서 전송된 신호이다. v_{ri} 는 i번째 타임 슬롯의 r번째 중계기 노드에서의 평균이 0이고 분산이 σ_v^2 인 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다. 모든 중계기에서의 잡음의 파워는 모든 타임 슬롯, 중계기마다 동일하고 독립이라고 가정한다. i번째 송신기는 자신의 최대 파워 P_i 를 이용하여 송신한다. 서로 다른 송신기에서 송신되는 심볼은 비상관(uncorrelated) 관계에 있다. 또한 송신되는 심볼과 잡음은 통계적으로 서로 독립적이다. 중계기에서 수신된 신호를 벡터의 형태로 나타내면 다음과 같다.

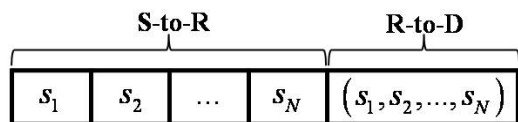


그림 2. 제안된 방식의 개요도

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{f}_i s_i + \mathbf{v}_i, \quad \mathbf{x}_i, \mathbf{v}_i, \mathbf{f}_i \in \mathbb{C}^{R \times 1} \quad (2)$$

$\mathbf{x}_i \triangleq [x_{1i}, x_{2i}, \dots, x_{ri}]^T$ 는 i 번째 송신기에서 수신된 중계기의 신호를 벡터로 표현한 것이다. $\mathbf{f}_i \triangleq [f_{1i}, f_{2i}, \dots, f_{ri}]^T$ 는 i 번째 송신기에서 송신할 때 각 중계기까지의 채널을 벡터로 표현한 것이다. 마지막으로 $\mathbf{v}_i \triangleq [v_{1i}, v_{2i}, \dots, v_{ri}]^T$ 는 중계기에서 i 번째 송신기에서 전송된 신호 수신 시 더해지는 잡음이다. 순방향 채널에서는 r 번째 중계기에서 역방향 채널을 통해 받은 수신된 i 번째 신호에 복소수 가중치 ω_{ri}^* 를 곱하여 한 번에 수신기로 전송하게 된다. 모든 중계기에서 송신되는 신호를 벡터의 형태로 표현하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{t} &= \sum_{i=1}^N \mathbf{w}_i^H \odot \mathbf{x}_i = \sum_{i=1}^N \mathbf{W}_i^H \mathbf{x}_i, \\ \mathbf{t}, \mathbf{w}_i &\in \mathbb{C}^{R \times 1}, \mathbf{W}_i \in \mathbb{C}^{R \times R} \end{aligned} \quad (3)$$

\mathbf{t} 의 r 번째 요소가 r 번째 중계기에서 송신되는 신호 벡터이다. $\mathbf{w}_i \triangleq [w_{1i}, w_{2i}, \dots, w_{ri}]^T$ 는 중계기에서 i 번째 수신된 신호에 곱해지는 빔포밍 복소 가중치 벡터이다. \odot 는 Schur-Hadamard (element-wise) 곱셈이다. $\mathbf{W}_i \triangleq \text{diag}(\mathbf{w}_i)$ 는 빔포밍 복소 가중치 벡터를 대각화한 행렬이다. k 번째 수신기에서 최종적으로 수신되는 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} y_k &= \mathbf{g}_k^T \mathbf{t} + n_k, \quad \mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{R \times 1} \\ &= \underbrace{\mathbf{g}_k^T \mathbf{W}_k^H \mathbf{f}_k s_k}_{\text{desired signal component}} + \underbrace{\mathbf{g}_k^T \sum_{i=1, i \neq k}^N \mathbf{W}_i^H \mathbf{f}_i s_i}_{\text{interference component}} + \underbrace{\mathbf{g}_k^T \sum_{i=1}^N \mathbf{W}_i^H \mathbf{v}_i + n_k}_{\text{noise component}} \end{aligned} \quad (4)$$

중계기에서 k 번째 수신기까지의 채널은 $\mathbf{g}_k \triangleq [g_{1k}, g_{2k}, \dots, g_{rk}]^T$ 이다. g_{rk} 는 r 번째 중계기에서 k 번째 수신기까지의 채널을 의미한다. n_k 는 k 번째 수신기에서의 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 AWGN이다. 채널 상수 $\mathbf{f}_i, \mathbf{g}_k$, 송신기 신호 $\{s_i\}_{i=1}^N$, 중계기에서의 잡음 \mathbf{v}_i 와 수신기 잡음 $\{n_k\}_{k=1}^N$ 은 공동 독립(jointly independent) 관계에 있다.

3.2 문제의 정의

중계기들의 전송 파워를 최소화시키는 빔포밍 벡터를 구하는 문제를 다음과 같이 공식화할 수 있다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_N} \quad & P_T \\ \text{subject to} \quad & \text{SINR}_k \geq \gamma_k, \text{ for } k=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (5)$$

P_T 는 중계기의 전송 파워이고 $\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_N$ 은 구해야 할 빔포밍 벡터이며 γ_k 는 k 번째 수신기에서 만족시켜야 할 SINR 문턱값이다. k 번째의 SINR은 아래와 같이 정의된다.

$$\text{SINR}_k = \frac{P_S^k}{P_I^k + P_N^k} \quad (6)$$

P_S^k 는 k 번째 수신기를 위한 신호의 파워이고, P_I^k 는 k 번째가 아닌 다른 수신기를 위한 신호가 k 번째 수신기에게 영향을 미치는 간섭 신호의 파워이다. 마지막으로 P_N^k 는 중계기에서 증폭된 중계기에서의 잡음과 수신기에서의 잡음의 합인 파워이다.

제안한 방법에서 중계기에서의 송신 신호는 서로 다른 수신된 신호에 각 수신기마다 서로 다른 빔포밍 벡터를 곱한 형태로 전송이 된다. 그러므로 중계기에서의 총 전송 파워는 각 개별 수신기를 위해 전송되는 신호의 파워의 합으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_T &= \sum_{k=1}^N P_{T,k} = \sum_{k=1}^N \mathbb{E}\{\mathbf{t}_k^H \mathbf{t}_k\} = \sum_{k=1}^N \text{tr}\{\mathbf{W}_k^H \mathbf{R}_x^k \mathbf{W}_k\} \\ &= \sum_{k=1}^N \mathbf{w}_k^H \mathbf{D}_x^k \mathbf{w}_k = \mathbf{w}^H \mathbf{D}_x \mathbf{w} \\ \mathbf{t}_k &\in \mathbb{C}^{R \times 1}, \mathbf{R}_x^k \in \mathbb{C}^{R \times R}, \mathbf{D}_x^k \in \mathbb{C}^{R \times R}, \\ \mathbf{w} &\in \mathbb{C}^{R \cdot N \times 1}, \mathbf{D}_x \in \mathbb{C}^{R \cdot R \times R \cdot N} \end{aligned} \quad (7)$$

$\mathbf{t}_k \triangleq \mathbf{W}_k^H \mathbf{x}_k$ 는 k 번째 수신기를 위한 중계기의 전송 신호이다. $\mathbf{R}_x^k \triangleq \mathbb{E}\{\mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^H\}$ 는 중계기 수신 신호의 공분산 행렬(covariance matrix)이다.

$\mathbf{D}_x^k \triangleq \text{diag}([\mathbf{R}_x^k]_{11}, [\mathbf{R}_x^k]_{22}, \dots, [\mathbf{R}_x^k]_{rr})$ 는 \mathbf{R}_x^k 의 대각 성분만을 추출해낸 대각 행렬이다. $[\cdot]_{rr}$ 은 행렬의 (r, r) 성분이다. 빔포밍 벡터 $\mathbf{w} \triangleq [\mathbf{w}_1^T, \mathbf{w}_2^T, \dots, \mathbf{w}_N^T]^T$ 는 개별 수신기를 위한 빔포밍 벡터 모두를 일렬로 세워

$R \cdot N \times 1$ 의 벡터 형태로 표현한 것이다. 마지막으로 $\mathbf{D}_x \triangleq \text{diag}(\mathbf{D}_x^1, \mathbf{D}_x^2, \dots, \mathbf{D}_x^N)$ 는 \mathbf{D}_x^k 를 블록 대각화한 $R \cdot N \times R \cdot N$ 행렬이다.

다음으로 k 번째 수신기에서의 SINR_k를 구하기 위해 수신 신호의 파워 P_S^k , 간섭 신호의 파워 P_I^k , 잡음의 파워 P_N^k 는 k 번째 수신기에서 수신된 신호 식 (4)로부터 구할 수 있다. k 번째 수신기에서 수신 신호의 파워 P_S^k 는 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$P_S^k = \mathbb{E} \left\{ \mathbf{g}_k^T \mathbf{W}_k \mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{g}_k^* \right\} \mathbb{E} \left\{ |s_k|^2 \right\} \\ = \mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_k, \quad \mathbf{R}_k \in \mathbb{C}^{R \times R}, \mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{R \times 1} \quad (8)$$

$\mathbb{E}\{\cdot\}$ 는 앙상블 평균(ensemble average)을 나타내
고, $\mathbf{h}_k \triangleq (\mathbf{g}_k \circ \mathbf{f}_k) = [f_{1k}g_{1k} \ f_{2k}g_{2k} \ \dots \ f_{Rk}g_{Rk}]^T$ 는 k 번째 송신기와 수신기까지의 S - R 채널과 R - D 채널의 곱이다. $\mathbf{R}_k \triangleq P_k \mathbb{E}\{\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H\}$ 는 채널 \mathbf{h}_k 의 공분산 행렬에 송신기의 파워 P_k 를 곱한 것으로 정의된다.

k 번째 수신기에서 간섭 신호의 파워 P_I^k 는 식 (9)와 같이 표현할 수 있다.

$$P_I^k = \mathbb{E} \left\{ \mathbf{g}_k^T \left(\sum_{i \in \mathcal{D}_k} \mathbf{W}_i \mathbf{f}_i \mathbf{f}_i^H \mathbf{W}_j S_i S_j^* \right) \mathbf{g}_k \right\} \\ = \sum_{i \in \mathcal{D}_k} \mathbf{w}_i^H \mathbf{Q}_k \mathbf{w}_i, \quad \mathbf{Q}_k \in \mathbb{C}^{R \times R}, \mathbf{h}_k^i \in \mathbb{C}^{R \times 1} \quad (9)$$

$\mathcal{D}_k \triangleq \{1, 2, \dots, N\} - \{k\}$ 는 k 를 제외한 나머지 집합
이고, $\mathbf{Q}_k \triangleq \mathbb{E}\{P_i \mathbf{h}_k^i (\mathbf{h}_k^i)^H\}$ 는 채널 $\mathbf{h}_k^i \triangleq (\mathbf{g}_k \circ \mathbf{f}_i)$ 의 공분산 행렬이다. 마지막으로 k 번째 수신기에서 잡음의 파워 P_N^k 는 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$P_N^k = \mathbb{E} \left\{ \sum_{i=1}^N \mathbf{v}_i^H \mathbf{W}_i \mathbf{g}_k^* \mathbf{g}_k^T \sum_{i=1}^N \mathbf{W}_i \mathbf{v}_i \right\} + \sigma_n^2 \\ = N \sigma_v^2 \text{tr} \left\{ \sum_{i=1}^N \mathbf{W}_i^H \mathbf{R}_g^k \mathbf{W}_i \right\} + \sigma_n^2 \quad (10) \\ = \sum_{i=1}^N \mathbf{w}_i^H \mathbf{D}_g^k \mathbf{w}_i + \sigma_n^2 = \mathbf{w}^H \mathbf{D}_g \mathbf{w} + \sigma_n^2 \\ \mathbf{D}_g \in \mathbb{C}^{R \cdot N \times R \cdot N}, \mathbf{D}_g^k \in \mathbb{C}^{R \times R}, \mathbf{R}_g^k \in \mathbb{C}^{R \times R}$$

$\mathbf{R}_g^k \triangleq \mathbb{E}\{\mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H\}$ 는 채널 \mathbf{g}_k 의 공분산 행렬이고
 $\mathbf{D}_g^k \triangleq N \sigma_v^2 \text{diag} \left\{ [\mathbf{R}_g^k]_{11}, [\mathbf{R}_g^k]_{22}, \dots, [\mathbf{R}_g^k]_{RR} \right\}$ 는 \mathbf{R}_g^k 의 대각 성분만을 추출해낸 대각 행렬이다. 마지막으로 $\mathbf{D}_g \triangleq \text{diag}(\mathbf{D}_g^1, \mathbf{D}_g^2, \dots, \mathbf{D}_g^N)$ 는 \mathbf{D}_g^k 를 블록 대각화한 $R \cdot N \times R \cdot N$ 행렬이다. 이렇게 구해진 식 (7)~(10)을 이용하여 원래의 최적화 문제 식 (5)를 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$\min_{\mathbf{w}} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{D}_x \mathbf{w} \\ \text{subject to} \quad \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_k^k \mathbf{w}_k}{\sum_{i \in \mathcal{D}_k} \mathbf{w}_i^H \mathbf{Q}_k \mathbf{w}_i + \mathbf{w}^H \mathbf{D}_g \mathbf{w} + \sigma_n^2} \geq \gamma_k \quad (11) \\ k = 1, 2, \dots, N$$

일반적으로 식 (11)은 제약 조건이 convex가 아니고 \mathcal{D}_k 집합에 대한 합 $\sum_{i \in \mathcal{D}_k} \{\cdot\}$ 과 전체 집합 $\{1, 2, \dots, N\}$ 성분이 나뉘져 있으므로 $(\mathbf{w} \triangleq [\mathbf{w}_1^T, \mathbf{w}_2^T, \dots, \mathbf{w}_N^T]^T)$ convex 최적화 기법들을 그대로 적용하기 어렵다. 다음 절에서 수식적 변형을 통해 식 (11)을 semidefinite programming (SDP) 최적화 문제의 형태로 변환하는 것에 대해 설명하겠다.

3.3 중계기 전력 할당 방법

$\sum_{i \in \mathcal{D}_k} \mathbf{w}_i^H \mathbf{Q}_k \mathbf{w}_i + \mathbf{w}^H \mathbf{D}_g \mathbf{w} + \sigma_n^2 \geq 0$ 이므로 최적화 문제 (11)의 제약 조건을 식 (12)와 같이 변형시킬 수 있다.

$$\mathbf{w}_k^H (\mathbf{R}_k^k - \gamma_k \mathbf{D}_g^k) \mathbf{w}_k - \sum_{i \in \mathcal{D}_k} \mathbf{w}_i^H (\gamma_k \mathbf{Q}_k + \gamma_k \mathbf{D}_g^i) \mathbf{w}_i \\ = \mathbf{w}_k^H \mathbf{A}_{k,k} \mathbf{w}_k + \sum_{i \in \mathcal{D}_k} \mathbf{w}_i^H \mathbf{A}_{i,k} \mathbf{w}_i \quad (12)$$

$= \sum_{i=1}^N \mathbf{w}_i^H \mathbf{A}_{i,k} \mathbf{w}_i = \mathbf{w}^H \mathbf{A}_k \mathbf{w} \geq \gamma_k \sigma_n^2$
 $\mathbf{A}_{i,k} \in \mathbb{C}^{R \times R}, \mathbf{A}_k \in \mathbb{C}^{R \cdot N \times R \cdot N}$
 $\mathbf{A}_{i,k}$ 는 $i = k$ 일 때, $\mathbf{R}_k^k - \gamma_k \mathbf{D}_g^k$ 로 정의되고 $i \neq k$ 일 때 $-\gamma_k \mathbf{Q}_k - \gamma_k \mathbf{D}_g^i$ 로 정의된다.

$\mathbf{A}_k \triangleq \text{diag}(\mathbf{A}_{1,k}, \mathbf{A}_{2,k}, \dots, \mathbf{A}_{N,k})$ 는 모든 i 에 대하여 $\mathbf{A}_{i,k}$ 를 블록 대각화한 $R \cdot N \times R \cdot N$ 행렬이다. 결국 원래의

최적화 문제 (11)은 아래의 수식과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{D}_x \mathbf{w} \\ \text{subject to} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{A}_k \mathbf{w} \geq \gamma_k \sigma_n^2 \quad k=1,2,\dots,N \end{aligned} \quad (13)$$

목적 함수는 $\mathbf{D}_x \geq 0$ 이므로 quadratic 형태의 convex이지만, 제약 조건은 convex가 아니다. 제약 조건이 convex 형태가 되기 위해서는 \mathbf{A}_k 행렬이 모든 k 에 대해서 negative semidefinite이어야 한다. 그러나 만약 $\mathbf{A}_k \leq 0$ 이라면 제약 조건의 우변이 0보다 크므로 feasible set이 존재하지 않게 된다. 그러므로 식 (13)의 제약 조건은 non-convex이거나 infeasible 이다.

위의 문제를 해결하기 위해 semidefinite relaxation (SDR) 기법을 활용한다. $\mathbf{X} \triangleq \mathbf{w}\mathbf{w}^H$ 으로 치환하면, 식 (13)은 (14)와 같은 형태로 다시 쓸 수 있게 된다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{X}} \quad & \text{tr}(\mathbf{D}_x \mathbf{X}) \\ \text{subject to} \quad & \text{tr}(\mathbf{A}_k \mathbf{X}) \geq \gamma_k \sigma_n^2, \quad k=1,2,\dots,N, \\ & \text{rank}(\mathbf{X})=1, \mathbf{X} \geq 0 \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14) 역시 $\text{rank}(\mathbf{X})=1$ 조건 때문에 convex의 형태가 아니다. SDR 기법을 사용하여 다음과 같이 rank-one조건이 빠진 형태로 변형할 수 있다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{X}} \quad & \text{tr}(\mathbf{D}_x \mathbf{X}) \\ \text{subject to} \quad & \text{tr}(\mathbf{A}_k \mathbf{X}) \geq \gamma_k \sigma_n^2, \quad k=1,2,\dots,N, \\ & \mathbf{X} \geq 0 \end{aligned} \quad (15)$$

식 (15)의 수식에서 목적 함수와 N 개의 제한 조건은 모두 convex이다. 또한 semidefinite constraint도 \mathbf{X} 에 대해서 convex이다. 결국 SDR 기법을 활용하여 얻어진 식 (15)는 convex의 형태이고 interior method를 활용한 소프트웨어 툴 SeDuMi^[12] 또는 CVX^[13]를 이용하여 효율적으로 답을 찾을 수 있다.

SDP relaxation으로 인해 $\text{rank}(\mathbf{X})=1$ 이 항상 만족되는 것이 보장되지는 않는다. 그러나 일반적으로 $N \leq 3$ 인 경우에는 SDP relaxation은 언제나 rank-one solution을 가지는 것이 알려져 있다^[14]. 만약 $\text{rank}(\mathbf{X}) \neq 1$ 이라면 randomized technique을 활용하여 \mathbf{X} 로부터

터 \mathbf{w} 를 구할 수 있다^[15].

IV. 모의실험 및 결과 분석

4.1 모의실험 환경

중계기와 수신기에서의 잡음의 파워는 모두 같다고 가정한다. ($\sigma_v^2 = \sigma_n^2 = \sigma^2$) 그리고 모든 송신기에서 전송되는 신호들의 파워는 모두 같고 SDM-SDM의 경우 그 값은 잡음의 파워와 동일하다고 가정한다. ($P_1^{SDM-SDM} = P_2^{SDM-SDM} = \dots = P_N^{SDM-SDM} = \sigma^2$) 신호의 파워와 잡음의 파워를 같게 만든 이유는 S-R 채널과 R-D 채널의 환경에 따른 중계기의 전송 전력 차이를 보기 위해서이다. 예를 들어 채널의 분산이 5dB라면, 송신 신호의 파워를 5dB로 발생시키고 채널의 분산이 1인 모의실험과 동일한 결과를 나타낸다. 나머지 방법들의 경우는 SDM-SDM를 기준으로 신호의 파워를 설정한다. 구체적인 신호의 전송 전력 조정은 이후에 설명하도록 하겠다. 각 수신기의 SINR_k은 모두 동일한 문턱값을 가진다고 가정한다. ($\gamma_k = \gamma$) 마지막 모의실험을 제외한 채널 상수는 별도의 processing center에서 정확하게 파악하고 있으며(full channel state information, full CSI), 이곳에서 빔포밍 벡터의 가중치가 계산되어 각 중계기로 전달한다고 가정한다^[6]. 별도의 processing center는 기지국이 될 수도 있고, 고정된 중계기의 형태일 수도 있다. Processing center가 기지국인 경우에는 송신기가 중계기를 통하지 않고 수신기와 통신할 수도 있지만, 중계기를 통하여 통신을 하면 기지국의 작업 부하를 줄일 수 있다. 마지막 모의실험은 부분 채널 정보(partial CSI)를 가정한다. 모든 채널 상수는 분산이 σ_f^2, σ_g^2 인 flat Rayleigh fading으로 발생시켰다. Full CSI의 경우 채널 정보를 정확하게 파악하고 있으므로 최적화 식 (13)을 풀기 위한 $\mathbf{Q}_k, \mathbf{R}_k^k, \mathbf{D}_k^k$ 는 앙상블 평균(expectation)를 제거한 형태로 재정의 된다.

서로 다른 4가지의 방법들의 공정한 비교를 위해 송수신기 쌍이 2개 일 때 TDMA 방식을 이용하여 동일한 자원을 가지고 즉, 12개의 타임 슬롯 동안 동일한 네트워크 데이터 속도를 달성할 수 있도록 모의실험을 구현하였다. 12개의 타임 슬롯이 필요한 이유는 각 방법마다 전송에 필요한 최소 타임 슬롯의 최소 공배수인 12 타임 슬롯으로 맞추어야 방법들 간의 공정한 비교가 가능해지기 때문이다. 동일한 12 타임 슬롯 동안 모든 방법들이 달성하는 전체 네트워크 데이터 속도는 6D이다($D_{tot}=6D$). D는 SINR_k를 만족시키기

위한 최소의 데이터 속도를 의미한다. D_{slot} 은 각 방법마다 타임 슬롯 동안 만족시켜야 할 전체 네트워크 데이터 속도를 나타낸다. D_{ind} 는 수신기 하나 당 만족시켜야 할 데이터 속도이다. TD-TD와 SDM-SDM의 경우 12 타임 슬롯 동안 6번을 중계기에서 수신기로 전송하며, TD-SDM는 4번, SDM-TD는 8번을 전송한다. ($N_s^{TD-TD}=6, N_s^{SDM-SDM}=6, N_s^{TD-SDM}=4, N_s^{SDM-TD}=8$)

그러므로 한 타임 슬롯 당 만족시켜야 할 데이터 속도는 각 방법 별로 $D_{slot} = 6D/N_s$ 의 관계로 정의된다. SDM-SDM와 TD-SDM는 한 타임 슬롯 동안 동시에 2명의 수신기를 포함하므로 한 수신기 당 만족시켜야 하는 데이터 속도는 반으로 줄게 된다. 이렇게 함으로써 총 네트워크 데이터 속도를 동일하게 맞출 수 있다. ($D_{ind}=D_{slot}/d$) d 는 한 타임 슬롯을 공유하는 수신기의 개수이다. TD-TD와 SDM-TD의 경우에 $d=1$ 이고, SDM-SDM, TD-SDM의 경우에 $d=2$ 이다. 마지막으로 공정한 비교를 위하여 총 송신 전력을 각 방법들마다 동일하게 맞춰주는 과정이 필요하다. 12번의 타임 슬롯 동안 SDM-SDM의 경우 두 개의 송신기가 6번의 타임 슬롯 동안 중계기로 전송하게 된다. 만약 SDM-SDM에서 각 송신기의 파워를 1로 전송한다면 나머지는 N_s 와 d 에 따라 $P_k^{TD-TD}=2, P_k^{SDM-SDM}=1, P_k^{TD-SDM}=1.5, P_k^{SDM-TD}=1.5$ 로 조정되었다. 중계기의 전송 파워는 잡음으로 정규화되었고, 또한 총 타임 슬롯 개수인 12로 평균을 내었다.

공간의 제약으로 $d=2$ 인 경우에 대해서만 실험 결과를 보였지만 앞서 설명한 관계에 따라 확장 가능하다. 예를 들어 $d=3$ 일 때의 주요 파라미터들은 다음과 같다.

$$D_{tot} = 6D$$

$$N_s^{TD-TD} = 6, N_s^{SDM-SDM} = 6, N_s^{TD-SDM} = 3, N_s^{SDM-TD} = 9 \quad (16)$$

$$P_k^{TD-TD} = 3, P_k^{SDM-SDM} = 1, P_k^{TD-SDM} = 2, P_k^{SDM-TD} = 2$$

4.2 모의실험 결과 및 성능 분석

모의실험에서는 제안한 TD-SDM 방법의 성능을 분석하기 위해 TD-TD, SDM-SDM, SDM-TD 방법들과 동등한 데이터 속도를 만족시키기 위해 필요한 중계기의 파워를 비교 분석하였다. 성능 분석을 위해 full CSI일 때 역방향 채널 환경과 순방향 채널 환경을 변수로 두고 4가지 방법들에서의 데이터 속도에 따른 중계기 평균 전송 파워를 결과로 나타내었다. 모든 모의실험에서 참여하는 송수신기의 개수는 2 ($N=2$), 중계기의 개수는 20개 ($R=20$)로 고정하였다.

그림 3, 4는 역방향 채널 환경과 순방향 채널 환경에 따른 각 방법들의 성능을 나타낸다. 그림 3은 역방향 채널 환경이 비교적 좋지 않은 상황일 때와 좋은 상황일 때 ($\sigma_f^2 = -5, 15dB$), 총 네트워크 데이터 속도에 따른 정규화된 중계기의 평균 전송 파워를 나타낸다. 이 때 순방향 채널 환경은 $\sigma_g^2 = 10dB$ 로 고정시켰다. 채널 상황에 따라 비교적 낮은 네트워크 데이터 속도에서 제안된 TD-SDM 방법이 SDM-SDM에 비해 최대 6dB 정도의 이득을 얻을 수 있는 것을 확인할 수 있다. 이는 채널이 안 좋을 때($\sigma_f^2 = -5dB$)보다 좋을 때($\sigma_f^2 = 15dB$) 수신되는 신호가 잡음에 비해 크므로 더 온전한 신호에 빔포밍 가중치를 곱할 수 있기 때문이다. 그러나 네트워크 데이터 속도가 커짐에 따라 성능이 역전되는 현상이 발생한다. 이는 데이터

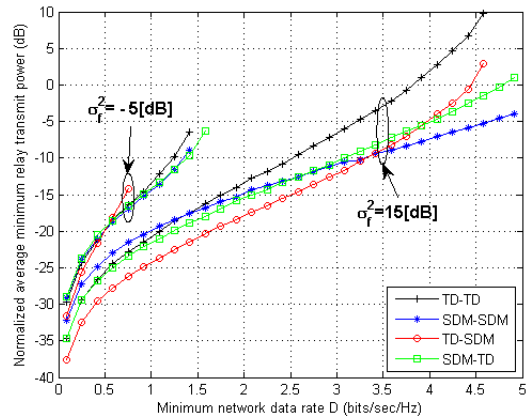


그림 3. 데이터 전송 속도에 따른 정규화 된 평균 중계기 전송 파워 ($R=20, N=2, \sigma_f^2 = -5, 15dB, \sigma_g^2 = 10dB$)

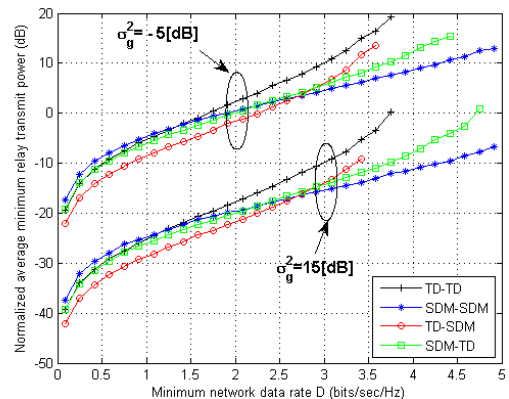


그림 4. 데이터 전송 속도에 따른 정규화 된 평균 중계기 전송 파워 ($R=20, N=2, \sigma_f^2 = 10dB, \sigma_g^2 = -5, 15dB$)

속도가 증가할수록 TD-SDM 방법이 만족시켜야 할 SINR 문턱값이 다른 방법에 비해 빠르게 증가하기 때문이다. 예를 들어, SDM-SDM의 경우는 만족시켜야 할 SINR 문턱값이 $\gamma=2^D-1$ 이지만 TD-SDM의 경우 $\gamma=2^{3D/2}-1$ 이다. 그 결과로 D 값이 커짐에 따라 최적화 문제의 제약 조건을 만족시키지 못하게 된다. 그에 비해 SDM-SDM은 만족시켜야 할 SINR 문턱값이 더 느리게 증가하기 때문에 더 높은 데이터 속도에 대해서도 최적화 문제를 풀 수 있다. TD-TD 방식이 SDM-SDM 방식보다 낮은 데이터 속도에서 더 우수한 성능을 보이는 것은 SDM-SDM이 얻을 수 있는 자원 이득에 비해 신호를 동시에 보냄으로 인한 간섭 효과가 크기 때문이다.

그림 4에서는 순방향 채널 환경의 영향을 나타내고 있다. 순방향 채널 환경이 비교적 좋지 않은 상황일 때와 좋은 상황일 때($\sigma_g^2=-5, 15dB$), 총 네트워크 데이터 속도에 따른 정규화된 중계기의 평균 전송 파워를 나타낸다. 이 때 역방향 채널 환경은 $\sigma_f^2=10dB$ 로 고정시켰다. 역방향 채널 환경의 변화와 마찬가지로 데이터 속도가 커지게 되면 성능이 역전되는 지점이 생기게 된다. 그러나 성능이 역전되는 데이터 속도 지점은 변화가 없이 정률 감소된 형태의 결과를 보여 준다. 이는 $\mathbf{Q}_k, \mathbf{R}_h^k, \mathbf{D}_g^k$ 로 결정되는 식 (13)의 \mathbf{A}_k 가 모두 σ_g^2 와 선형적 관계에 있기 때문이다. 그러므로 σ_g^2 가 작을수록 최적의 결과값인 \mathbf{w} 가 정률 증가되며 순방향 채널 환경의 손실을 보상해주는 역할을 한다. 그 결과 식 (13)의 목적 함수가 증가하게 되어 더 많은 중계기 전송 파워를 필요로 하게 된다. 결과 내용을 정리하면 표 2와 같다.

그림 5와 6은 제안된 TD-SDM 방법에 대해서 역방향과 순방향 채널 환경의 영향을 나타내고 있다. 역방향 채널 환경과 순방향 채널 환경이 좋을수록 같은 네트워크 데이터 속도를 얻는데 드는 중계기의 파워가 적다. 순방향 채널 환경의 영향은 앞에서 설명한 것과 같다. $\mathbf{Q}_k, \mathbf{R}_h^k, \mathbf{D}_g^k$ 로 결정되는 식 (13)의 \mathbf{A}_k 가 모두 σ_g^2 와 선형적 관계에 있기 때문에 σ_g^2 가 5dB씩

표 2. 채널과 송수신기 쌍의 수와 TD-SDM 방법의 상관관계

	역방향 채널 (S-R) σ_f^2 증가	순방향 채널 (R-D) σ_g^2 증가	송수신기 쌍의 수 N 증가
중계기 전송 파워 이득 vs. SDM-SDM	증가	변화 없음	증가
성능 역전 지점	높아짐	변화 없음	낮아짐

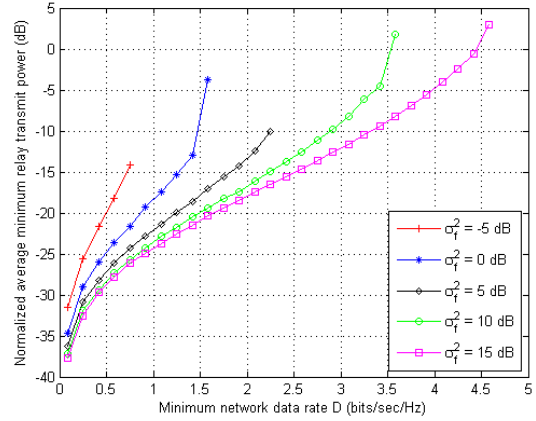


그림 5. TD-SDM 방법의 데이터 전송 속도에 따른 정규화된 평균 중계기 전송 파워 (서로 다른 S-R 채널 환경) ($R=20, N=2, \sigma_g^2=10dB$)

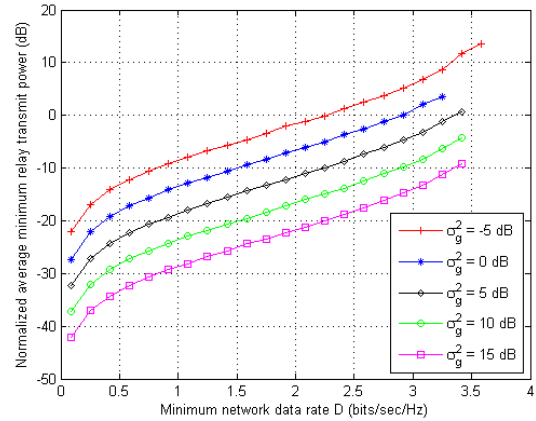


그림 6. TD-SDM 방법의 데이터 전송 속도에 따른 정규화된 평균 중계기 전송 파워 (서로 다른 R-D 채널 환경) ($R=20, N=2, \sigma_f^2=10dB$)

증가할수록 최적의 결과값인 \mathbf{w} 가 정률 감소되어 중계기 전송 파워는 5dB씩 감소하는 것을 그림 6에서 확인할 수 있다.

그림 7은 앞의 모의실험과는 달리 피드백 양을 줄이기 위하여 processing center에서 full CSI가 아닌 partial CSI를 알고 있다고 가정하였다. 채널 환경은 $\sigma_f^2=10dB, \sigma_g^2=0dB$ 이다. Partial CSI인 경우 full CSI와 다르게 다음과 같이 채널을 발생시켰다.

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{ri} &= \bar{\mathbf{f}}_{ri} + \tilde{\mathbf{f}}_{ri}, \quad \mathbf{g}_{ri} = \bar{\mathbf{g}}_{ri} + \tilde{\mathbf{g}}_{ri} \\ \bar{\mathbf{f}}_{ri} &= e^{j\theta_{ri}} / \sqrt{1 + \alpha_f}, \quad \bar{\mathbf{g}}_{ri} = e^{j\theta_{ri}} / \sqrt{1 + \alpha_g} \\ \text{var}(\tilde{\mathbf{f}}_{ri}) &= \alpha_f / (1 + \alpha_f), \quad \text{var}(\tilde{\mathbf{g}}_{ri}) = \alpha_g / (1 + \alpha_g) \end{aligned} \quad (17)$$

V. 결 론

채널 상수 f_{ri} 는 미리 알려진 f_{ri} 의 평균(\bar{f}_{ri}) 성분과 평균이 0인 확률 변수(zero-mean random variable) \tilde{f}_{ri} 의 합으로 표현될 수 있다고 가정하였다. 또한 서로 다른 r 과 r' 에 대하여 \tilde{f}_{ri} 와 $\tilde{f}_{r'i}$ 는 독립이다. θ_{ri} 는 $[0, 2\pi]$ 구간의 값을 가지는 균등 확률 변수(uniform random variable)이다. α_f 는 채널의 불확실성 정도를 나타내는 파라미터이다. $\mathbb{E}\{|f_{ri}|^2\}=1$ 이고, α_f 가 증가할수록 \tilde{f}_{ri} 의 분산값은 증가하는 반면 채널의 평균값인 \bar{f}_{ri} 는 감소한다. 결과적으로 채널 상수 f_{ri} 의 불확실성이 증가한다. 채널 상수 g_{ri} 에 대해서도 f_{ri} 와 마찬가지로 설정하였다. Partial CSI를 적용하면 최적화식 (13)을 풀기 위한 $\mathbf{Q}_k, \mathbf{R}_k^h, \mathbf{D}_k^k$ 는 다음과 같이 재정의 된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_f^i(r, r') &\triangleq \left(\bar{f}_{ri} \bar{f}_{r'i}^* + \frac{\alpha_f}{1+\alpha_f} \delta_{rr'} \right) \\ \mathbf{R}_g^k(r, r') &\triangleq \left(\bar{g}_{rk} \bar{g}_{r'k}^* + \frac{\alpha_g}{1+\alpha_g} \delta_{rr'} \right) \\ \mathbf{Q}_k &\triangleq P_f \mathbf{R}_f^i(r, r') \mathbf{R}_g^k(r, r'), \quad i \in \mathcal{D}_k \\ \mathbf{D}_g^i &\triangleq N \sigma_v^2 \text{diag} \left\{ [\mathbf{R}_g^i]_{11}, [\mathbf{R}_g^i]_{22}, \dots, [\mathbf{R}_g^i]_{RR} \right\}, \quad i \in \mathcal{D}_k \\ \mathbf{R}_k^h(r, r') &\triangleq P_g \mathbf{R}_f^i(r, r') \mathbf{R}_g^k(r, r') \\ \mathbf{D}_g^k &\triangleq N \sigma_v^2 \text{diag} \left\{ [\mathbf{R}_g^k]_{11}, [\mathbf{R}_g^k]_{22}, \dots, [\mathbf{R}_g^k]_{RR} \right\} \end{aligned} \quad (18)$$

채널의 불확실성 정도를 나타내는 파라미터 α_g 값이 커질수록 전송 전력이 더 많이 소요되는 것을 그림 7에서 확인할 수 있다.

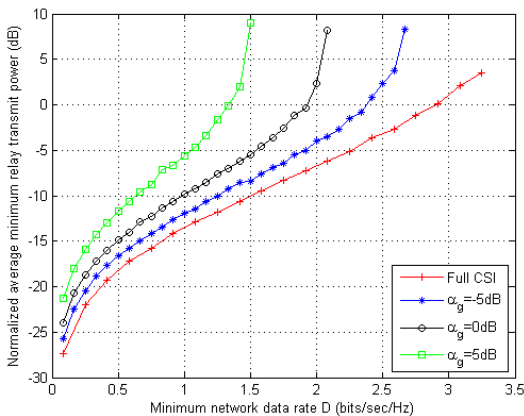


그림 7. TD-SDM 방법의 데이터 전송 속도에 따른 정규화된 평균 중계기 전송 파워 (partial CSI) ($R=20, N=2, \sigma_f^2=10dB, \sigma_g^2=0dB, \alpha_f=-5dB$)

본 논문에서는 다수의 송수신 쌍과 다수의 중계기로 구성된 AF 방식을 통한 다중 일대일 ad hoc 네트워크를 고려하였다. 제안한 방법에서는 S-R 구간에서 다수의 송신기가 그들의 신호를 직교 채널을 이용하여 중계기에 전송한다. 그리고 중계기는 수신된 신호를 증폭하고 위상 조정하는 과정을 거쳐 수신기에 한꺼번에 전송한다. 증폭과 위상 조정은 중계기가 받은 신호에 복소수 가중치를 곱함으로써 이루어진다. 간섭을 최소화시키기 위해 S-R 구간에서는 직교 채널을 이용하고, 자원 낭비를 줄이기 위해 R-D 구간에서는 하나의 채널을 공유하여 한 번에 전송하는 방법을 제안하였다. 제안한 방법에서는 기존의 방법이 하나의 빔으로 모든 사용자를 커버하는 것과는 달리 MIMO 빔포밍과 같이 사용자마다 하나의 빔을 할당하고 서로 간의 간섭을 최소화시킨다. 최적의 빔포밍 벡터는 모든 사용자 링크의 SINR 레벨을 만족시키면서 중계기의 총 전송 전력을 최소화하도록 설계되었다. 최적화 문제를 SDR 방법을 통해 SDP 문제로 변형하였고, 얻어진 convex 문제를 interior method와 같은 방법을 이용하여 효과적으로 풀어내었다. 다중 사용자를 지원할 수 있는 TD-TD, SDM-SDM, TD-SDM, SDM-TD 네 가지 방법 중 제안한 TD-SDM 방법이 총 네트워크 데이터 속도가 비교적 낮은 구간에서 SDM-SDM 방법에 비해 5~6dB 정도의 이득을 얻을 수 있었다. 얻을 수 있는 이득의 폭은 S-R 구간 채널 환경이 좋을수록, 송수신기 쌍의 수가 많을수록 증가하였다. 또한 참여하는 중계기의 수가 늘어날수록, R-D구간 채널 환경이 좋을수록 송신 전력이 줄어드는 것을 모의실험을 통해 확인하였다. 제안한 방법에서는 부분 채널 정보를 이용할 수 있는 형태로 수식을 전개하여 순간 채널 정보를 알지 못하더라도 구현이 가능하게 하였으므로 채널 정보의 피드백 양을 효과적으로 줄일 수 있는 장점이 있다.

참 고 문 헌

- [1] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005.
- [2] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity -Part I: System description," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.51, No.11, pp.1927 - 1938, Nov. 2003.

- [3] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity—Part II: Implementation aspects and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.51, No.11, pp.1939 - 1948, Nov. 2003.
- [4] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.50, No.12, pp.3062 - 3080, Dec. 2004.
- [5] Y. Jing and H. Jafarkhani, "Network Beamforming Using Relays With Perfect Channel Information," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.55, No.6, pp.2499-2517, June 2009.
- [6] N. Khajehnouri and A. H. Sayed, "Distributed MMSE relay strategies for wireless sensor networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.55, No.7, pp.3336 - 3348, Jul. 2007.
- [7] V. Havary-Nassab, S. Shahbazpanahi, A. Grami, and Z. Q. Luo, "Distributed beamforming for relay networks based on second-order statistics of the channel state information," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.56, No.9, pp.4306 - 4316, Sep. 2008.
- [8] S. Fazeli-Dehkordy, S. Gazor, and S. Shahbazpanahi, "Multiple Peer-to-Peer Communications Using a Network of Relays," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.57, No.8, pp.3053-3062, Aug. 2009
- [9] H. Chen, A. B. Gershman and S. Shahbazpanahi, "Distributed peer-to-peer beamforming for multiuser relay networks," in *Proc. IEEE Conf. Acoust. Speech Signal Process. (ICASSP)*, pp.2265-2268, 19-24 April 2009.
- [10] D. H. N. Nguyen, H. H. Nguyen, and H. D. Tuan, "Distributed Beamforming in Relay-Assisted Multiuser Communications," in *Proc. IEEE Internat. Conf. Commun. (ICC)*, pp.1-5, 14-18 June 2009.
- [11] M. Schubert and H. Boche, "Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual SINR constraints," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.53, No.1, pp.18-28, Jan. 2004.
- [12] J. F. Sturm, "Using SeDuMi 1.02, a Matlab toolbox for optimization over symmetric cones," *Optimiz. Methods Softw.*, Vol.11-12, pp.625-653, 1999.
- [13] M. Grant and S. Boyd. CVX: Matlab software for disciplined convex programming (web page and software). <http://stanford.edu/~boyd/cvx>, June 2009.
- [14] Y. Huang and S. Zhang, "Complex matrix decomposition and quadratic programming," *Math. Oper. Res.*, Vol.32, pp.758 - 768, Aug. 2007.
- [15] N. D. Sidiropoulos, T. N. Davidson, and Z.-Q. Luo, "Transmit beamforming for physical-layer multicasting," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.54, No.6, pp.2239 - 2251, Jun. 2006.

안 동 건 (Donggun Ahn)

정회원



2008년 2월 연세대학교 전기
전자공학과 공학사
2010년 2월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 공학석사
2010년 3월~현재 SK 텔레콤
네트워크기술원 Access망개
발팀

<관심분야> 다중 안테나, 중계기, 무선통신

서 방 원 (Bangwon Seo)

정회원



1997년 2월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 공학사
1999년 2월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 공학석사
2004년 11월~현재 한국전자통
신연구원 선임연구원
2010년 2월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 공학박사

<관심분야> 이동통신 기술, 통신 신호처리, MIMO,
OFDM, CDMA, Cognitive Radio

정 철 (Cheol Jeong)

정회원



2003년 8월 연세대학교 전기
전자공학과 공학사
2004년 2월~현재 한국과학기술
연구원 전기 및 전자공학과석
박사 통합과정
<관심분야> 다중 안테나, 중계
기, 무선통신

김 형 명 (Hyung-Myung Kim)

종신회원



1974년 2월 서울대학교 공학사
1982년 4월 미국 Pittsburgh
대학교 전기공학과 공학석사
1985년 12월 미국 Pittsburgh
대학교 전기공학과 공학박사
1986년 4월~현재 한국과학
기술원 전기 및 전자공학
과 교수

<관심분야> 디지털 통신 신호처리, 이동통신 기술,
다중사용자 검파기 다차원 시스템 이론, 디지털
신호와 영상처리 및 부호화