

단말 간 직접 통신을 포함하는 셀룰러 망을 위한 증폭 후 전달 방식 조력국의 설계 방법

정지훈*, 김동건*, 성영철^o

Design of Amplify-and-Forward Helper Stations for Cellular Networks with Device-to-Device Links

Jihoon Chung*, Donggun Kim*, Youngchul Sung^o

요약

이 논문에서는 단말 간 직접 통신(Device-to-Device: D2D) 링크가 있는 셀룰러 망 안에서 증폭 후 전달(Amplify-and-Forward: AF) 방식의 조력국을 사용하여 D2D 전송률을 높이고 D2D 단말기가 셀룰러 망에 미치는 간섭을 제어하는 방법을 제안한다. 전체 시스템의 quality-of-service (QoS)를 높이기 위해 두 가지 방법으로 조력국을 설계한다. 첫 번째는 D2D 단말기가 셀룰러 망에 미치는 간섭을 제한하면서 최저 D2D 전송률을 최대화하는 문제이고, 두 번째는 이것의 dual 문제인 각 D2D 단말기의 최소 전송률을 보장하면서 D2D 단말기가 셀룰러 망에 미치는 간섭을 최소화하는 문제이다. 또한, 이 문제들은 semi-definite programming (SDP) 문제로 바뀔 수 있음을 보인다. 실험 결과에서는 AF 조력국이 시스템의 성능을 획기적으로 향상시킬 수 있음을 보인다.

Key Words : Device-to-Device (D2D), Amplify-and-Forward (AF) Relays, Semi-Definite Program (SDP)

ABSTRACT

In this paper, the use of an amplify-and-forward (AF) helper station in a cellular network with device-to-device (D2D) communication links is considered to enhance D2D rates and control the interference caused by D2D users to the cellular network. Two design criteria for the AF helper station are considered to improve the overall system quality-of-service (QoS). One is maximization of the worst D2D user rate under a constraint on interference caused by D2D users to the cellular network and the other is its dual, i.e., minimization of interference caused by D2D users to the cellular network with minimum rate guarantee for each D2D user. It is shown that the considered problems reduce to semi-definite programming (SDP) problems. Numerical results show that the proposed AF helper station significantly improves the system performance.

I. 서론

언더레이(underlay) 방식의 단말 간 직접 통신(Device-to-Device: D2D)은 기지국의 트래픽 부하 해

소, 긴급 통신 등에 있어서 유망한 기술로 떠오르고 있다¹⁻⁴⁾. 언더레이 방식의 D2D 통신은 셀 커버리지 안에서 셀룰러와 같은 주파수를 사용하면서 기지국의 도움 없이 단말끼리 직접 데이터를 주고받는다⁴⁾.

※ 이 논문은 2013 년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(2013R1A1A2A10060852).

♦ First Author : School of Electrical Engineering, KAIST, j.chung@kaist.ac.kr, 정희원

o Corresponding Author : School of Electrical Engineering, KAIST, ysung@ee.kaist.ac.kr, 종신회원

* Samsung Electronics, dg.kim@kaist.ac.kr

논문번호 : KICS2016-03-042, Received March 4, 2016; Revised May 2, 2016; Accepted May 3, 2016

D2D 통신을 사용하면 기지국의 트래픽 부하를 줄이고 단말기의 전력 소모를 줄일 수 있지만, D2D 통신 링크가 다른 D2D 링크나 기존 셀룰러 단말기와 간섭을 일으킬 수 있다는 단점이 있다. 그 동안 이 D2D 망의 간섭을 다루기 위해 몇 가지 방법들이 제시되었고, 이 방법들은 주로 D2D와 셀룰러 단말기들의 자원을 효율적으로 배분하는 것에 중점을 두고 있다⁵⁾. 이와 같은 방법들이 효과적으로 간섭을 줄이기는 하지만 D2D 단말기, 셀룰러 단말기, 기지국 간의 협력을 통해서만 문제를 해결하고 있다. 이 논문에서는 언더레이 방식의 D2D 링크를 포함하는 셀룰러 망을 위한 간섭 제어와 전송률 향상을 위한 방법을 다른 관점에서 제시하고자 한다. 다중안테나 AF 릴레이 기능을 하는 D2D 조력국(helper station)을 도입하여, D2D 링크가 있는 셀룰러 망 내에서 조력국의 이득을 조사하고, 두 가지의 의미 있는 조력국 설계 문제를 풀고, 결과적인 성능 향상이 있음을 관찰한다.

표기법

이 논문에서 쓰이는 표기법들은 다음과 같다. 행렬 \mathbf{A} 에 대해서, \mathbf{A}^* , \mathbf{A}^T , \mathbf{A}^H , $tr(\mathbf{A})$, $vct(\mathbf{A})$ 는 각각 켈레 복소 행렬, 전치 행렬, 켈레 전치 행렬, 행렬의 trace, 행렬의 vectorization을 뜻한다. \mathbf{I}_n 은 크기가 n 인 단위행렬을 뜻한다. (n 은 생략할 수 있다.) $\mathbf{0}$ 은 모든 원소가 0인 열벡터를 뜻한다. \otimes 은 Kronecker 곱을 뜻한다. $\mathbf{x} \sim CN(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\Sigma})$ 는 \mathbf{x} 가 평균 벡터 $\boldsymbol{\mu}$ 와 공분산 $\boldsymbol{\Sigma}$ 로 이루어진 원형 대칭 정규 분포 (circularly-symmetric Gaussian distribution)를 따른다는 뜻이다. $E[\cdot]$ 는 기댓값이다.

II. 시스템 모델

그림 1에 이 논문에서 다룬 시스템 모델을 나타내었다. 기존 셀룰러 상향 링크 모델에 K 개의 D2D 송수신 단말기 쌍과 \tilde{K} 개의 상향 링크 셀룰러 단말기가 있고, 추가로 D2D 전송률 향상과 간섭 제어를 위한 조력국이 있다. 각 D2D 송신기는 각각의 D2D 수신기와 직접 D2D 링크로 통신하고, 셀룰러 단말기들은 기지국으로 데이터를 전송한다. 여기서 D2D 송수신기와 셀룰러 단말기는 단일 안테나를, 기지국은 M_b 개의 안테나를 가지고, 조력국은 송신 안테나 M_t 개와 수신 안테나 M_r 개를 가지는 것으로 가정한다. 이 때,

1) 이 조력국은 기존의 다른 설정처럼 다중 안테나 간섭 채널로 생각될 수 있다⁸⁾.

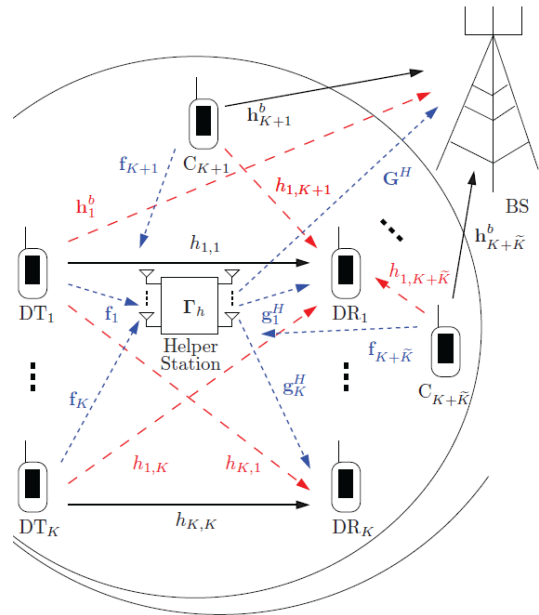


그림 1. 시스템 모델
Fig. 1. System model

D2D와 셀룰러 단말기들은 같은 통신 자원을 공유하며, 이로 인해서 K 개의 D2D 송수신 쌍과 \tilde{K} 개의 셀룰러 단말기들이 조력국 커버리지 내에서 서로 간섭을 미친다. 여기서 조력국은 받은 신호를 증폭하여 즉시 송신하는 다중입력 다중출력 (multiple-input multiple-output, MIMO) AF relay 역할을 한다.

전체 단말기 집합을 $\mathcal{U} = \{1, 2, \dots, K, K+1, \dots, K+\tilde{K}\}$ 라고 정의하고, 처음 K 개 $D = \{1, \dots, K\}$ 는 D2D 쌍을, 나중 \tilde{K} 개 $C = \{K+1, \dots, K+\tilde{K}\}$ 는 셀룰러 단말기를 가리키며 $\mathcal{U} = D \cup C$ 이다. 이 모델에서 조력국의 수신신호는 다음과 같다.

$$r_h = \sum_{j \in \mathcal{U}} f_j \sqrt{P_j} x_j + n_h \tag{1}$$

여기서 x_j 는 $j \in \mathcal{U}$ 번째 송신기의 송신 신호로, 독립 항등 분포 (independent and identically distributed: i.i.d.)이고 평균이 0이며 단위 공분산을 가지는 정규분포를 따른다고 가정하고, P_j 는 $j \in \mathcal{U}$ 번째 송신기의 송신 전력, f_j 는 $j \in \mathcal{U}$ 번째 송신기에서 조력국으로 가는 $M_t \times 1$ 채널 벡터, $n_h \sim CN(\mathbf{0}, \sigma_h^2 \mathbf{I})$ 는 조력국의 $M_r \times 1$ 수신 잡음 벡터를 나타낸다. 조력국의 수신 신호 r_h 는 $M_t \times M_r$ AF

필터 행렬 Γ_h 과 곱해져서 전송된다. 그 후 조력국의 전송 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E\left[\left\|\Gamma_h\left(\sum_{j \in \mathcal{Z}} f_j \sqrt{P_j} x_j + n_h\right)\right\|^2\right] = \text{tr}(\Gamma_h F_h \Gamma_h^H) \quad (2)$$

여기서 $F_h = \sum_{j \in \mathcal{Z}} P_j f_j f_j^H + \sigma_h^2$ 이다. $i \in D$ 번째 D2D 수신기의 수신 신호는

$$y_i = \sum_{j \in \mathcal{Z}} h_{i,j} \sqrt{P_j} x_j + g_i^H \Gamma_h r_h + n_i = (h_{i,i} + g_i^H \Gamma_h f_i) \sqrt{P_i} x_i + \sum_{j \in \mathcal{Z} \setminus \{i\}} (h_{i,j} + g_i^H \Gamma_h f_j) \sqrt{P_j} x_j + g_i^H \Gamma_h n_h + n_i \quad (3)$$

여기서 $h_{i,j}$ 는 송신기 j 로부터 D2D 수신기 i 로의 복소 채널 이득, g_i 는 조력국으로부터 D2D 수신기 i 로 가는 $M_i \times 1$ 채널 벡터, $n_i \sim CN(0, \sigma_i^2)$ 는 D2D 수신기 i 의 잡음이다. 그리고 셀룰러 단말기 $i \in C$ 를 위한 기지국의 수신신호는

$$y_i^b = u_i^H \left[\sum_{j \in C} (h_j^b + G^H \Gamma_h f_j) \sqrt{P_j} x_j + \sum_{j \in D} (h_j^b + G^H \Gamma_h f_j) \sqrt{P_j} x_j + G^H \Gamma_h n_h + n_b \right]$$

여기서 h_j^b 는 송신기 j 에서 기지국으로 가는 $N_b \times 1$ 채널 벡터, G 는 조력국에서 기지국으로 가는 $M_i \times N_b$ MIMO 채널 행렬, $n_b \sim CN(0, \sigma_b^2)$ 는 기지국에서의 가우시안 잡음 벡터, u_i 는 기지국에서의 $i \in C$ 번째 셀룰러 단말기의 신호 수신을 위한 단위 크기를 가진 $N_b \times 1$ 수신 필터를 뜻한다. 기지국에서 본 $i \in D$ 번째 D2D 수신기와 $i \in C$ 번째 셀룰러 단말기의 신호 대 간섭 및 잡음 비 (signal-to-interference

plus-noise ratio: SINR)는 각각 식 (4)와 식 (5)와 같이 쓸 수 있다.

III. 조력국의 최적 설계

이 장에서는 D2D 전송률 향상과 간섭 제어를 위한 AF 조력국의 최적 설계 문제를 제안한다. 망의 quality-of-service (QoS)를 높이기 위해 두 가지 기준으로 최적 설계를 하고자 한다. 하나는 D2D 링크에서 셀룰러 상향 링크로의 간섭 허용 제한 조건 내에서 가장 낮은 D2D 단말기의 전송률을 최대화하는 문제이고, 다른 하나는 이것의 dual 문제이다. 첫 번째 최적화 문제는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

문제 1: 주어진 $\rho \geq 0$ 와 조력국에서의 채널 정보를 가지고 다음과 같이 Γ_h 를 설계

$$\max_{\Gamma_h} \min_{i \in D} \log_2(1 + \text{SINR}_i) \quad (6)$$

$$\text{s.t. 조력국의 전송 전력} \leq P_{h,\max} \quad (7)$$

$$\frac{\text{SINR}_i^b}{\text{SINR}_i^b} \geq \rho, \quad \forall i \in C \quad (8)$$

여기서 $P_{h,\max}$ 는 조력국의 최대 전력, SINR_i^b 는 D2D 링크가 없을 때 기지국에서 셀룰러 상향 링크 단말기 i 의 신호 대 잡음 비(signal-to-noise ratio: SNR)이다.

간섭 허용 제한 조건 (8)에서 좌항은 D2D 링크가 있을 때의 단말기 i 의 SINR과 D2D 링크가 없을 때의 SNR의 비임을 주목하자. 간섭 제한 요인 ρ 는 D2D 링크가 셀룰러 단말기에 미치는 간섭의 양을 결정한다. $\rho = 1$ 일 때, 각 셀룰러 단말기는 D2D 통신으로 인한 성능 저하가 되지 않는다. 식 (5)의 분자의 $u_i^H G^H \Gamma_h f_i$ 때문에 ρ 는 1보다 커질 수 있으며, ρ 를 키우면 간섭을 더 제한하게 된다. 기지국에서 상향 링

$$\text{SINR}_i = \frac{|h_{i,i} + g_i^H \Gamma_h f_i|^2 P_i}{\sum_{j \in \mathcal{Z} \setminus \{i\}} |h_{i,j} + g_i^H \Gamma_h f_j|^2 P_j + \sigma_h^2 \|g_i^H \Gamma_h\|^2 + \sigma_i^2}, \quad \text{for } i \in D \quad (4)$$

$$\text{SINR}_i^b = \frac{|u_i^H h_i^b + u_i^H G^H \Gamma_h f_i|^2 P_i}{\sum_{j \in \mathcal{Z} \setminus \{i\}} |u_i^H h_j^b + u_i^H G^H \Gamma_h f_j|^2 P_j + \sigma_h^2 \|u_i^H G^H \Gamma_h\|^2 + \sigma_b^2}, \quad \text{for } i \in C \quad (5)$$

크 셀룰러 단말기를 복호화할 때 제로포싱 (zero-forcing: ZF) 필터를 사용한다고 가정한다. 그러면 D2D 링크가 없을 때의 i 번째 단말기의 SNR은 식 (5)를 이용해 $SNR_i^b = |\mathbf{u}_i^H \mathbf{h}_i^b| P_i / \sigma_b^2$ 로 얻을 수 있다. 이 때 \mathbf{u}_i 는 ZF 필터로, $\mathbf{H}_b (\mathbf{H}_b^H \mathbf{H}_b)^{-1}$ 의 i 번째 열을 정규화한 것을 의미하며, $\mathbf{H}_b = [\mathbf{h}_1^b, \dots, \mathbf{h}_K^b]$ 이다. 식 (4), 식 (5), SNR_i^b , 로그함수의 단조성을 이용하면 문제 1은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\max_{\Gamma_h} \tau \tag{9}$$

$$\text{s.t. } |h_{i,i} + \mathbf{g}_i^H \Gamma_h \mathbf{f}_i|^2 P_i / \left(\sum_{j \in \mathcal{D} \setminus \{i\}} |h_{i,j} + \mathbf{g}_i^H \Gamma_h \mathbf{f}_j|^2 P_j + \sigma_h^2 \|\mathbf{g}_i^H \Gamma_h\|^2 + \sigma_i^2 \right) \geq \tau, \quad \forall i \in D \tag{10}$$

$$\text{tr}(\Gamma_h \mathbf{F}_h \Gamma_h^H) \leq P_{h,\max} \tag{11}$$

$$\sigma_b^2 \left| \mathbf{u}_i^H \mathbf{h}_i^b + \mathbf{u}_i^H \mathbf{G}^H \Gamma_h \mathbf{f}_i \right|^2 / \left(\left| \mathbf{u}_i^H \mathbf{h}_i^b \right|^2 \cdot \left(\sum_{j \in \mathcal{D} \setminus \{i\}} \left| \mathbf{u}_i^H \mathbf{h}_j^b + \mathbf{u}_i^H \mathbf{G}^H \Gamma_h \mathbf{f}_j \right|^2 P_j + \sigma_h^2 \|\mathbf{u}_i^H \mathbf{G}^H \Gamma_h\|^2 + \sigma_b^2 \right) \right) \geq \rho, \quad \forall i \in C \tag{12}$$

이 문제는 바로 풀기 쉽지 않기 때문에, 변수 Γ_h 에 대한 식으로 다시 써서 풀 것이다. 우선 식 (10)을 살펴보면, 좌항의 분모의 간섭 항은 다음과 같이 바뀌 쓸 수 있다.

$$\sum_j |h_{i,j} + \mathbf{g}_i^H \Gamma_h \mathbf{f}_j|^2 P_j = \sum_j |h_{i,j} + (\mathbf{f}_j^T \otimes \mathbf{g}_i^H) \Gamma_h|^2 P_j \tag{13}$$

$$= [\text{vect}(\Gamma_h)^H \mathbf{1}] \cdot \left(\sum_j P_j \begin{bmatrix} \beta_{i,j} \beta_{i,j}^H & \beta_{i,j} \alpha_{i,j} \\ \alpha_{i,j}^* \beta_{i,j}^H & |\alpha_{i,j}|^2 \end{bmatrix} \right) [\text{vect}(\Gamma_h)^T \mathbf{1}]^T \tag{14}$$

여기서 $\alpha_{i,j} = h_{i,j}$ 이고, $\beta_{i,j} = \mathbf{f}_j^* \otimes \mathbf{g}_i$ 이다. $\alpha_{i,j}$, $\beta_{i,j}$ 는 오직 채널 정보에만 의존한다. 식 (13)에서는 $\text{vect}(\mathbf{ABC}) = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vect}(\mathbf{B})$ 를 사용하였다. 식 (10)의 좌항의 분자 항도 같은 방법으로 바꿀 수 있다. 좌항의 분모의 잡음 항은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} & \sigma_h^2 \|\mathbf{g}_i^H \Gamma_h\|^2 + \sigma_i^2 = \sigma_h^2 \text{tr}(\Gamma_h^H \mathbf{g}_i \mathbf{g}_i^H \Gamma_h) + \sigma_i^2 \\ & \stackrel{(a)}{=} \sigma_h^2 \text{vect}(\Gamma_h^T)^T (\mathbf{g}_i^* \mathbf{g}_i^T \otimes \mathbf{I}) \text{vect}(\Gamma_h) + \sigma_i^2 \\ & \stackrel{(b)}{=} \sigma_h^2 \text{vect}(\Gamma_h)^H (\mathbf{I} \otimes \mathbf{g}_i \mathbf{g}_i^H) \text{vect}(\Gamma_h) + \sigma_i^2 \tag{15} \\ & = [\text{vect}(\Gamma_h)^H \mathbf{1}] \begin{bmatrix} \sigma_h^2 (\mathbf{I} \otimes \mathbf{g}_i \mathbf{g}_i^H) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0}^T & \sigma_i^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{vect}(\Gamma_h) \\ \mathbf{1} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

위 등식에서 (a)는 $\text{vect}(\mathbf{ABCD}) = \text{vect}(\mathbf{D}^T)^T \cdot (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vect}(\mathbf{B})$ 를, (b)는 $\text{vect}(\mathbf{A}^T)^T (\mathbf{B} \otimes \mathbf{C}) \cdot \text{vect}(\mathbf{A}^H) = \text{vect}(\mathbf{A})^T (\mathbf{C} \otimes \mathbf{B}) \text{vect}(\mathbf{A}^*)$ 의 성질을 이용하였다. 조력국 전력 제한 조건 식 (11)은 다음 식처럼 바꿀 수 있다.

$$\begin{aligned} & \text{tr}(\Gamma_h \mathbf{F}_h \Gamma_h^H) = \text{vect}(\Gamma_h)^H (\mathbf{F}_h^T \otimes \mathbf{I}) \text{vect}(\Gamma_h) \leq P_{h,\max} \\ & [\text{vect}(\Gamma_h)^H \mathbf{1}] \begin{bmatrix} \mathbf{F}_h^T \otimes \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0}^T & -P_{h,\max} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{vect}(\Gamma_h) \\ \mathbf{1} \end{bmatrix} \leq 0 \end{aligned}$$

위 식에서도 $\text{vect}(\mathbf{ABCD}) = \text{vect}(\mathbf{D}^T)^T (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \cdot \text{vect}(\mathbf{B})$ 의 성질을 사용했다. 식 (14)와 식 (15)를 사용하면 마지막 제한조건 식 (12)도 비슷한 방법으로 다음과 같이 바꿀 수 있다.

$$\begin{aligned} & \sigma_b^2 [\text{vect}(\Gamma_h)^H \mathbf{1}] \begin{bmatrix} \beta_{i,j} \beta_{i,j}^H & \beta_{i,j} \alpha_{i,j} \\ \alpha_{i,j}^* \beta_{i,j}^H & |\alpha_{i,j}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{vect}(\Gamma_h) \\ \mathbf{1} \end{bmatrix} \\ & \geq \rho [\text{vect}(\Gamma_h)^H \mathbf{1}] \left(\sum_{j \in \mathcal{D} \setminus \{i\}} P_j \begin{bmatrix} \beta_{i,j} \beta_{i,j}^H & \beta_{i,j} \alpha_{i,j} \\ \alpha_{i,j}^* \beta_{i,j}^H & |\alpha_{i,j}|^2 \end{bmatrix} \right) \\ & + \left[\begin{bmatrix} \sigma_h^2 (\mathbf{I} \otimes \mathbf{G} \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \mathbf{G}^H) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0}^T & \sigma_b^2 \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} \text{vect}(\Gamma_h) \\ \mathbf{1} \end{bmatrix} |\alpha_{i,i}|^2 \tag{16} \end{aligned}$$

여기서 $\alpha_{i,j} = \mathbf{u}_i^H \mathbf{h}_j^b$ 이고, $\beta_{i,j} = \mathbf{f}_j^* \otimes \mathbf{G} \mathbf{u}_i$ 이다. 최종적으로 식 (13)-(16)을 토대로 문제 1은 다음과 같이 바뀌 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \max_{\gamma} \tau \\ & \text{s.t. } (\gamma^H \mathbf{A}_{i,i} \gamma) / (\gamma^H \mathbf{B}_i \gamma) \geq \tau, \quad \forall i \in D, \\ & \quad \gamma^H \mathbf{E} \gamma \leq 0 \\ & \quad \gamma^H \left(\frac{\sigma_b^2}{P_i} \mathbf{A}_{i,i} - \rho |\alpha_{i,i}|^2 \mathbf{B}_i^* \right) \gamma \geq 0, \quad \forall i \in C. \tag{17} \end{aligned}$$

위 식에서 사용된 항들의 정의는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \gamma &= \begin{bmatrix} \text{vect}(\Gamma_h) \\ 1 \end{bmatrix}, \quad A_{i,j} = P_j \begin{bmatrix} \beta_{i,j} \beta_{i,j}^H & \beta_{i,j} \alpha_{i,j} \\ \alpha_{i,j}^* \beta_{i,j}^H & |\alpha_{i,j}|^2 \end{bmatrix}, \\ B_i &= \sum_{j \in \mathcal{D} \setminus \{i\}} A_{i,j} + \begin{bmatrix} \sigma_h^2 (I \otimes g_i g_i^H) & 0 \\ 0^T & \sigma_i^2 \end{bmatrix}, \quad \forall i \in D, \\ B_i^b &= \left(\sum_{j \in \mathcal{D} \setminus \{i\}} A_{i,j} + \begin{bmatrix} \sigma_h^2 (I \otimes G u_i u_i^H G^H) & 0 \\ 0^T & \sigma_b^2 \end{bmatrix} \right), \quad \forall i \in C, \\ E &= \begin{bmatrix} F_h^T \otimes I & 0 \\ 0^T & -P_{h,\max} \end{bmatrix}, \quad \alpha_{i,j} = \begin{cases} h_{i,j}, & i \in D \\ u_i^H h_j, & i \in C \end{cases}, \\ \beta_{i,j} &= \begin{cases} f_j^* \otimes g_i, & i \in D \\ f_j^* \otimes G u_i, & i \in C \end{cases}. \end{aligned}$$

위 문제는 바로 풀 수는 없는 비컨벡스 (nonconvex) 문제이다. 이와 같은 형태를 컨벡스 (convex) 문제로 바꾸는 semi-definite relaxation 기술이 알려져 있다⁹⁾. 이 기술을 사용하여 문제를 다음과 같은 semi-definite program (SDP) 문제로 바꾸었다.

문제 1-1: 셀룰러 간섭 제한 조건 하에서의 최저 D2D 단말기 전송률 최대화

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{X}} \quad & \tau \\ \text{s.t.} \quad & \text{tr}((A_{i,i} - \tau B_i) \mathbf{X}) \geq 0, \quad \forall i \in D, \\ & \text{tr}(D \mathbf{X}) \leq 0, \\ & \text{tr}((\sigma_b^2 A_{b,i} - \rho |\alpha_{b,i}|^2 B_i^b) \mathbf{X}) \geq 0, \quad \forall i \in C. \end{aligned}$$

여기서 $\mathbf{X} = \gamma \gamma^H$ 이고, \mathbf{X} 는 랭크가 1인 positive semi-definite 행렬이다.

SDP 문제의 해는 컨벡스 최적화의 일반적인 방법인 interior point method를 사용하여 찾을 수 있다⁹⁾. 해가 rank-one 제한조건을 만족하지 못했을 때는 rank-one decomposition이나 randomization technique을 이용하여 \mathbf{X} 로부터 랭크 1을 만족하는 해 γ 를 찾을 수 있음이 알려져 있다¹⁰⁾.

AF 필터 설계를 위한 두 번째 방법은 QoS가 보장되는 하에서 D2D 링크가 셀룰러 시스템에 미치는 간섭을 최소화하는 것이다. 이 최적화 문제는 다음과 같이 표현된다.

문제 2: 주어진 조력국의 채널 정보 하에서 Γ_h 설계

$$\begin{aligned} \max_{\Gamma_h} \min_{i \in C} \quad & \frac{\text{SINR}_i^b}{\text{SINR}_i^b} \\ \text{s.t.} \quad & \text{조력국의 전송 전력} \leq P_{h,\max} \\ & \text{SINR}_i^b \geq 2^{R_{\min}^b} - 1, \quad \forall i \in D \end{aligned}$$

여기서 $P_{h,\max}$ 는 조력국의 최대 전력, R_{\min}^b 은 D2D 단말기의 최소 보장 전송률을 뜻한다.

문제 2도 문제 1의 풀이 방법처럼 SDP 기술을 사용하여 풀어낼 수 있다. 문제 1과 문제 2는 모두 초기 상수들의 계산과 컨벡스 최적화의 계산의 두 부분으로 나누어 생각할 수 있다. 컨벡스 최적화 계산량은 송신과 수신 안테나 수의 곱인 $M_t M_r$ 에 비례하고, 초기 상수의 계산량은 $M_t M_r K$ 에 비례한다. 즉, D2D 단말기의 개수 K 는 초기 상수 계산에만 영향을 미치고, 이후 컨벡스 최적화 계산에서는 영향을 미치지 않는다.

다른 설계 방법으로, 셀룰러 망에 미치는 간섭 제한 조건 하에서 D2D 전송률 가중치 합 최대화 문제를 생각할 수 있다. 하지만 단순한 다중 사용자 간섭 채널 하의 전송률 가중치 합 최대화 문제는 닫힌 꼴의 (closed-form) 해로 나타낼 수 없다고 알려져 있다¹¹⁾. 이런 이유로, 간섭 누설 (leakage) 관련 추가 제한 조건 하에서의 D2D 전송률 가중치 합 최대화 문제에 대한 연구가 더 필요하다.

IV. 모의실험 결과

시뮬레이션을 위해 단말기 수는 $K = \tilde{K} = 2$, 안테나 수는 $M_t = M_r = N_b = 4$, 잡음 전력은 $\sigma_b^2 = \sigma_h^2 = 1$, 모든 i 에 대해 $\sigma_i^2 = 1$ 로 설정하였다. 모든 채널 성분은 평균이 0인 정규분포를 사용했다. D2D 단말기는 조력국에 가까이 위치하고, 셀룰러 단말기는 기지국에 가까이 위치한다고 가정해서 $f_i, f_j, g_i, G, h_{i,k}$ 의 분산은 각각 $10^2, 3^2, 3^2, 1, 10^2$ 으로 설정하였고, 이때 $i \in D, j \in C, k \in \mathcal{D}$ 이다. 그림 2는 문제 1을 풀어 얻은 결과로, ρ 값에 따른 최소 D2D 전송률 대 조력국 전력 $P_{h,\max}$ 를 나타낸다. 최소 D2D 전송률은 조력국이 없을 때 (w/o HS)와 비교하면 10배 이상 높다. $P_{h,\max}$ 가 증가함에 따라 최소 D2D 전송률은 증가하지만, $P_{h,\max}$ 가 어느 이상 높아지면 포화 (saturation) 된다. 식 (4)의 분자와 분모에 모두 Γ_h 가 포함되어 있기 때문이다. $P_{h,\max}$ 가 작을 때는 Γ_h 가 행렬 방향에 맞춰서 잘 정렬되어 있을 경우 $P_{h,\max}$ 에 따른 SINR 이득이 증가하지만 높은 $P_{h,\max}$ 에서는 분모와 분자의 Γ_h 항이 서로 상쇄되는 것으로 해석할 수 있다. 그림 3은 $\rho = 0.7$ 일 때, M_t 와 M_r 값을 2, 4, 8로 설정한 결과이다. 안테나 수가 많아질수록 안테나 다이버시티 이득을 얻어 최소 D2D 전송률이 증가하

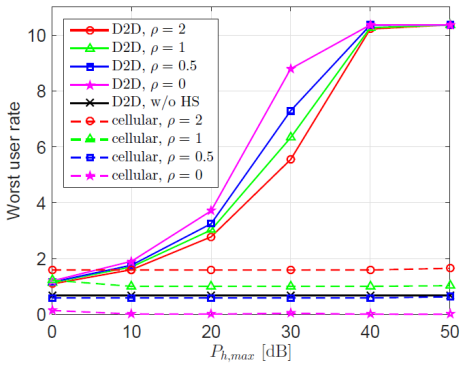


그림 2. 다른 ρ 에 대한 최저 D2D 전송률 대 $P_{h,max}$ (문제 1)
 Fig. 2. Worst D2D rate versus $P_{h,max}$ for different ρ (Problem 1)

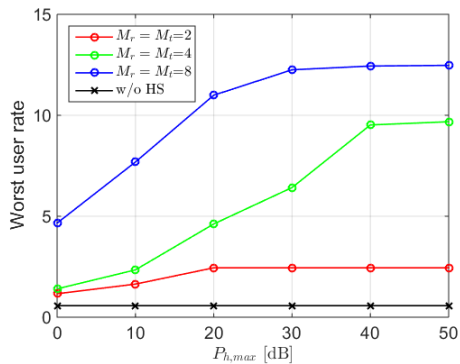


그림 3. 다양한 조력국 안테나 수 (M_r, M_t)에 따른 최저 D2D 전송률 (문제 1)
 Fig. 3. Worst cellular rate for different number of antennas of helper station (Problem 1)

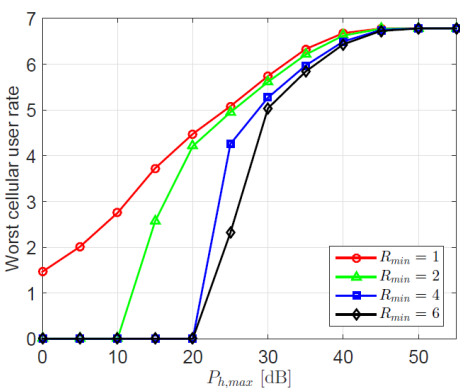


그림 4. 다른 R_{min} 에 대한 최저 셀룰러 전송률 대 $P_{h,max}$ (문제 2)
 Fig. 4. Worst cellular rate versus $P_{h,max}$ for different R_{min} (Problem 2)

는 경향을 보인다. 그림 4는 문제 2를 푼 결과를 나타

낸다. 이 경우도 조력국이 시스템 성능을 최저 D2D 전송률 측면에서 4배 이상 높인다는 것을 볼 수 있다.

V. 결론

이 논문에서는 D2D 통신 링크가 있는 셀룰러 망 내에서 D2D 전송률을 높이고 D2D 단말기가 셀룰러 망에 미치는 간섭을 제어하는 AF 조력국을 고려하였다. 또한 이 AF 조력국의 두 가지 설계 방법인 간섭 제한 조건 내에서 최소 D2D 단말기 전송률을 최대화 하는 문제, D2D 단말기의 최소 전송률을 보장하는 제한 조건 내에서 D2D 단말기가 셀룰러 망에 미치는 간섭 최소화 문제에 대한 성능을 연구하였다. 시뮬레이션 결과를 통해 조력국이 시스템 성능을 최저 D2D 전송률 측면에서 각각 10배, 4배 이상 향상시킬 수 있음을 보았다. 지금까지 AF 조력국의 설계를 위해 조력국의 채널 정보를 알고 있다고 가정하였으나 차후의 연구에서는 부분적인 채널 정보 혹은 채널 분포만을 알고 있는 상황에서의 AF 조력국의 설계를 보일 수 있을 것이다.

References

- [1] S.-M. Oh, C. Lee, M. Yun, J. Shin, and A.-S. Park, "Resource allocation scheme for D2D communications in multi-cell environments," *J. KICS*, vol. 39A, no. 10, pp. 601-609, Oct. 2014.
- [2] T. Kim, K. Min, and S. Choi "Joint mode selection and resource allocation for device-to-device communication underlying OFDMA cellular networks," *J. KICS*, vol. 39A, no. 10, pp. 622-624, Oct. 2014.
- [3] H. Kim, H. Lee, and S. Kim, "Grouping resource allocation scheme for D2D communications," *J. KICS*, vol. 40, no. 8, pp. 1532-1541, Aug. 2015.
- [4] K. Doppler, M. Rinne, C. Wijting, C. Ribeiro, and K. Hugl, "Device-to-device communication as an underlay to LTE-Advanced networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 12, pp. 42-49, 2009.
- [5] A. Asadi, Q. Wang, and V. Mancuso, "A survey on device-to-device communication in cellular networks," *IEEE Commun. Surveys*

Tuts., vol. 16, no. 4, pp. 1801-1819, 2014.

- [6] B. Wang, L. Chen, X. Chen, X. Zhang, and D. Yang, "Resource allocation optimization for device-to-device communication underlying cellular networks," *IEEE VTC Spring*, pp. 1-6, Budapest, May 2011.
- [7] S. Kim and W. Stark, "Full duplex device to device communication in cellular networks," *ICNC*, pp. 721-725, Honolulu, HI, Feb. 2014.
- [8] Z. Ho and E. Jorswieck, "Instantaneous relaying: Optimal strategies and interference neutralization," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 12, pp. 6655-6668, 2012.
- [9] S. P. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, 2004.
- [10] W. Ai, Y. Huang, and S. Zhang, "New results on hermitian matrix rank-one decomposition," *Math. Program. Ser. A*, vol. 128, no. 1, pp. 253-283, Jun. 2011.
- [11] J. Park and Y. Sung, "On the pareto-optimal beam structure and design for multi-user mimo interference channels," *IEEE. Trans. Signal Process.*, vol. 61, no. 23, pp. 5932-5946, Sept. 2013.

정 지 훈 (Jihoon Chung)



2012년 : 한양대학교 전자통신 컴퓨터공학부 학사
 2014년 : KAIST 전기 및 전자 공학과 석사
 2014년~현재 : KAIST 전기 및 전자 공학부 박사과정
 <관심분야> 통신 신호처리, 이동 통신 시스템

김 동 건 (Donggun Kim)



2010년 : 한양대학교 미디어통신공학과 학사
 2015년 : KAIST 전기 및 전자 공학부 박사
 2015년~현재 : 삼성전자 DMC 연구소 책임연구원

<관심분야> 차세대 이동 통신 표준, 물리 계층과 MAC 계층 알고리즘, 통신 시스템 구조

성 영 철 (Youngchul Sung)



1993년 : 서울대학교 전자공학과 학사
 1995년 : 서울대학교 전자공학과 석사
 1995년~2000년 : LG 정보통신 선임연구원
 2000년~2005년 : Cornell 대학교 전기및컴퓨터공학 박사

2005년~2007년 : Senior Engineer, Qualcomm Inc. Corporate R & D Center, San Diego, CA
 2007년~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학부 부교수

<관심분야> 통신 신호처리, 통계학 및 통계 신호처리, 통신 및 정보 이론