Trends and Advances in Multi-Cell MISO/MIMO Technologies

성영철, 박주호, 김동건
한국과학기술원

요 약

본 고에서는 LTE-Advanced 및 Beyond 4G 이동 통신 시스템에서 셀 경계 지역 간섭 문제 해결 및 전송률 향상을 위해 핵심기술로 간주되는 다중 안테나를 사용한 다중 셀 기지국 협력 전송 방법에 대해 살펴본다. 특히, 다중 셀 통신 환경을 다중입력 단일출력(multiple-input single-output, MISO) 및 다중입력 다중출력 (multiple-input multiple-output, MIMO) 무선 간섭 채널로 모델링할 수 있는데, 이러한 MISO 및 MIMO 간섭 채널에서의 협력 및 분산 통신 방법에 관해 진행된 최근의 주요 연구 결과들을 소개한다.

Ⅰ. 서 론

최근 스마트폰 사용자의 폭발적 증가에 따른 모바일 인터넷 서비스 및 멀티미디어에 대한 급격한 수요 증가로 인해 기존 3G 망이 포화 상태에 이르게 되었고, 이러한 수요를 만족시키기 위해 4세대 이동 통신 시스템인 LTE (Long-term evolution) 서비스가 개시되었다. 더불어, 현재 LTE 보다 개선된 LTE-Advanced 시스템에 대한 연구, 표준화, 개발이 활발히 진행 중에 있다 [1]. LTE-Advanced의 요구 성능은 하향 링크와 상향 링크에서 최대 데이터 전송 속도가 각각 1Gbps와 500Mbps이며, 주파수 전송 효율 역시 하향 링크에서 최대 30 bps/Hz에 이른다. 이와 같이 매우 높은 데이터 전송률과 주파수 효율을 얻기 위해, LTE-Advanced에 채택된 주목할 만한 기술로는 우선 높은 스펙트럼 효율을 달성하기 위한 단일 및 다중 사용자 MIMO 전송기술과 셀 경계 지역에서의 효과적 간섭 제어를 통해 셀 내 평균 데이터 전송률 및 셀 가장자리 사용자 성능 향상을 목표로 하는 CoMP (Coordinated Muli-Point) 기술을 들 수 있다 [2]. 또한, 기존 대형 셀을 사용하는 셀룰러 구조에서 필연적으로 발생하는 음영 지역에서의 성능 열화를 개선하고, 사용자가 집중적으로 데이터를 발생 시키는 hot spot

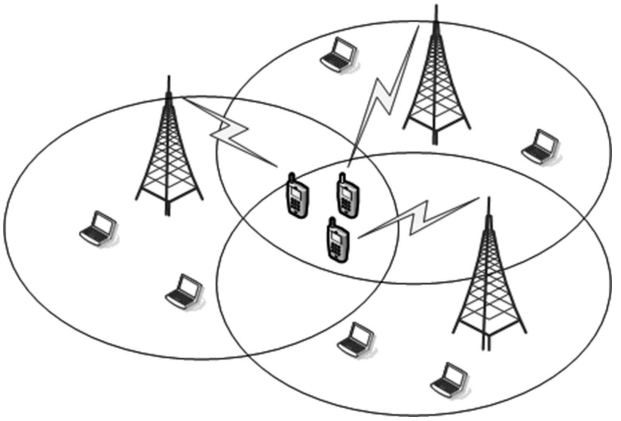

그림 1. 셀 간 간섭이 있는 셀룰러 시스템

에서의 성능을 보장하기 위하여 제안된 펨토셀 (femto-cell)이나 피코셀 (pico-cell)과 같은 초소형 heterogenous 셀을 포함하는 새로운 셀룰러 네트워크 구조에 대한 논의도 활발히 진행 중에 있다 [3]. 이러한 최근의 이동/무선 통신 시스템의 주파수 및 공간 자원의 재사용률을 높이는 진화 추세에서는 셀 경계 지역에 있는 사용자들은 더욱 많은 간섭의 영향을 받게 되며, 셀 경계 지역의 성능 열화가 심각하게 된다. 이에 LTE-Advanced 및 Beyond 4G 이동 통신 시스템에서는 효율적인 셀 간 간섭 제어/관리 기술의 필요성이 더욱 부각되고 있다.

기존 통신 이론에서 사용자 사이에 상호 간섭이 존재하는 채널을 간섭 채널(Interference channel)이라고 부르며, 간섭 채널에서 간섭을 제어하는 여러 방법이 연구되었다. 특히, 최근 들어 송수신기에 여러 개의 안테나를 설치하고 적절한 송수신 빔포밍 기술을 사용하여 간섭을 효과적으로 제어하는 방법이 많이 고려되고 있으며, 널리 연구되고 있다. 이에 본고에서는 LTE-Advanced 및 Beyond 4G 시스템의 간섭 제어 기술에 활용될 수 있는 다중 사용자 MISO 및 MIMO 간섭 채널에 관해 최근에 밝혀진 유용한 연구 결과들을 소개하고자 한다.

Ⅱ. MISO 간섭 채널에서의 연구 결과들

K 개의 기지국이 각자 하나의 단말과 통신하는 구조는 K 개의 송수신기 쌍이 존재하는 간섭 채널로 모델링된다. 이 K 개 송신수기 쌍 간섭 채널에서, 송신기에는 N 개의 안테나가 있고 수신기에는 단일[1] 안테나가 있는 상황을 K 사용자 다중입력 단일출력 (Multiple Input Single Output, MISO) 간섭 채널이라 부르는데, 이 상황을 먼저 고려하자. 특히, 이 채널 모델은 대부분의 현재 셀룰라 시스템에서처럼 단말기에 하나의 안테나가 내장된 경우를 잘 나타낸다. 이 MISO 간섭 채널 모델 하에서 수신기 k가 받는 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$y_k = h_{kk}^H s_k + \sum_{\substack{l=1,\\ l\neq k}}^{K} h_{kl}^H s_l + n_k. \qquad (1)$$

여기서, h_{kl}는 송신기 l 와 수신기 k 사이의 채널 벡터를 나타내며, 송신 메시지 벡터 s_k 는 평균이 영이고 공분산 행렬이 Σ_k 인 복소 정규 분포에 따라 생성된다고 가정한다. 그리고, 수신기 k에서의 열잡음 n_k는 평균이 영이고 분산이 σ_k^2인 복수 정규 분포를 따른다고 가정하자.

위 간섭 채널에서와 같이 송수신기가 여러 쌍이 있는 경우, 그 채널에서 얻을 수 있는 최대의 전송률을 나타내고자 할 때, 일대일 통신 환경에서와 같이 단일 수신기의 스칼라 (scalar) 값 전송률을 이용하는 것은 적절치 않고, 각 수신기에서 얻을 수 있는 전송률 값을 모두 모아 전송률 벡터를 정의하고 모든 달성 가능한 전송률 벡터들로 이루어진 채널 용량 영역 (channel capacity region)을 고려해야 한다. 그리하여, 사용자 K 쌍의 간섭 채널의 채널 용량 영역은 크기가 K 인 전송률 벡터들로 구성되며, K 차원 유클리드 공간 내의 부분 집합이 된다. 채널 용량 영역 내의 임의의 전송률 벡터에 대해 각 송수신기에서 해당하는 전송률을 얻을 수 있는 채널 부호 및 복호기가 존재하며, 이를 사용했을 때 임의의 작은 전송 에러 확률을 가지면서 원하는 전송률을 얻을 수 있다. 채널 용량 영역의 외곽 경계 (outer boundary)는 여러 사용자가 동시에 달성할 수 있는 최대치를 의미하는데, 특히, 외곽 경계 중 파레토 경계 (Pareto boundary)는 다음과 같이 정의된다.

정의 1: 어떤 전송률 벡터 $(R_1, R_2, \cdots, R_K)$가 채널 용량 영역의 파레토 경계에 있다는 것은 $(R_1, R_2, \cdots, R_K) \leq (Q_1, Q_2, \cdots, Q_K)$ 이면서 $(R_1, R_2, \cdots, R_K) \neq (Q_1, Q_2, \cdots, Q_K)$을 만족시키는 다른 전송률 벡터 $(Q_1, Q_2, \cdots, Q_K)$가 채널 용량 영역 내에 존재하지 않는 것을 뜻한다. (여기서, 한 벡터가 다른 벡터보다 같거나 크다는 것은 각 원소 별로 모두 같거나 크다는 것을 의미한다.)

즉, 사용자 전송률 벡터가 파레토 경계 상에 존재한다는 것은 최소한 어떤 한 명의 전송률을 손해 보지 않고는 다른 사용자의 전송률을 높일 수 없다는 것을 뜻한다. 파레토 경계는 간섭 채널과 같이 동시에 모든 사용자의 용량을 증가시킬 수 없는 시스템에서 달성할 수 있는 최적의 점이라고 볼 수 있기 때문에 간섭 채널에서 전송률의 최적성을 가늠할 수 있는 중요한 성능 지표이다.

일반적인 간섭 채널의 정확한 채널 용량 영역은 현재 알려지지 않았으며, 송수신기 2 쌍의 대칭 간섭 채널의 경우에는 간섭이 큰 경우, 작은 경우, 중간인 경우로 구분하여 채널 용량 영역 및 전송률의 합에 관한 결과가 알려져 있다. 이 경우, 간섭 신호가 클 때는 간섭 신호 복호 후 제거하는 것, 간섭 신호가 작을 때는 간섭을 열잡음으로 간주하고 복호하는 것이 최적이라는 사실이 알려져 있으며, 그리고, 간섭의 세기가 중간일 경우 앞의 두 방식을 적절히 섞어서 사용하는 Han-Kobayashi 방법이 좋은 성능을 낸다는 것이 알려져 있다 [4],[5]. 하지만, 이 송수신기 2 쌍의 간섭 채널 모델은 이론적 직관을 얻는데는 유용하지만, 실제 환경에서의 간섭 채널은 세 쌍 이상의 송수신기가 존재하여 훨씬 복잡한 문제가 된다. 이에 다중 사용자 간섭 채널 문제에 대한 접근을 용이하게 하게 위해, 수신기에서 원하지 않는 송신기에서 오는 간섭을 열잡음으로 간주하고 자신에게 전송된 신호만 복호하는 single-user decoder (SUD)를 사용하는 수신 모델을 고려하고, 이 수신 모델 하에서 최대 전송 용량 영역과 최적 송수신 방식에 관한 연구가 많이 진행되었다. SUD 수신기로 얻을 수 있는 전송률 영역 (achievable rate region)은 이론적 채널 용량 영역에 부분 집합이지만, 실제 무선 통신 시스템에서 successive interference cancellation과 같은 복잡한 신호 처리 없이 간단한 SUD 수신기를 사용하여 얻을 수 있는 최대의 전송률 영역이라는 점에서 실질적인 의미가 있다. 이때, MISO 간섭 채널에서 SUD를 이용하는 수신기 k의 전송률은 다음과 같이 주어진다.

$$R_k = \log_2\left(\frac{h_{kk}^H \Sigma_k h_{kk}}{\sigma_k^2 + \sum_{l\neq k} h_{kl}^H \Sigma_l h_{kl}}\right). \qquad (2)$$

위 전송률에 바탕하여 정의 1을 이용해 SUD 수신 모델 하에서의 K 사용자 MISO 간섭 채널의 달성 전송률 영역과 이 영역의 파레토 경계를 다시 정의할 수 있다. 이 SUD 기반 MISO 간섭 채널 문제에 대한 초기 결과로 [6,7,8]을 들 수 있는데, [6,7,8]에서는 SUD 기반 MISO 간섭 채널에서 얻을 수 있는 전

1 수신기에서 안테나가 여러 개 있더라도 보내는 메시지의 개수가 하나이고 수신 빔을 equal gain combiner와 같이 채널 및 송신 메시지에 상관없는 구조로 고정하고 사용하는 경우도 이에 해당한다.

송률 영역의 외곽 경계 (접평면으로 접할 수 있는 경계면, 즉, weighted sum rate 최대화 경계면)에 있는 임의의 한 점을 달성하는 입력 공분산 행렬 $\{\Sigma_k\}$을 다음 최적화 문제를 통해 구하고자 하였다 [6].

[문제 1]

어떤 양의 상수 집합 $\{\mu_i\}_{i=1}^{K}$에 대해서

$$\text{maximize} \quad \sum_{i=1}^{K}\mu_i R_i$$

$$\text{subject to} \quad R_k = \log\left(\frac{h_{kk}^H \Sigma_k h_{kk}}{\sigma_k^2 + \sum_{i\neq k} h_{ki}^H \Sigma_i h_{ki}}\right), \qquad (3)$$

$$tr(\Sigma_k) \le P_k, \quad \Sigma_k > 0.$$

그리고, [6,7,8]에서 [문제 1]이 다음 최적화 문제와 동치임을 밝혔다.

[문제 2]

$$\text{maximize} \quad h_{ii}^H \Sigma_i h_{ii}$$

$$\text{subject to} \quad h_{ji}^H \Sigma_i h_{ji} \le \epsilon_{ji}, \text{ for } j \neq i, \qquad (4)$$

$$tr(\Sigma_i) \le P_i, \quad \Sigma_i > 0.$$

여기서, $\epsilon_{ji} > 0$인 상수이다. 이 결과는 SUD 기반 MISO 간섭 채널에서 중요한 초기 결과이다. [문제 2]가 나타내는 바를 살펴보면, 각 송신기에서 원치 않는 각 수신기에 미치는 간섭의 최대치를 잘 정한 뒤 원하는 수신기로의 전송률이 최대가 되도록 공분산 행렬을 설계하면 weighted sum rate 최대 외곽 경계 상에 있는 임의의 전송률 벡터를 얻을 수 있음을 뜻한다. [문제 1]에서 각 송신기에서 사용되는 최적의 공분산 행렬을 얻기 위해 꼬인 최적화 문제 (joint optimization)를 풀어야 하는데 비해, [문제 2]를 통해서는 $\{\epsilon_{ij}\}$가 주어지면, 각 송신기마다 분산적으로 최적의 송신 빔을 설계할 수 있게 된다. [문제 2]를 통해 weighted sum rate 최대 외곽 경계 상의 점을 얻고자 하면 ϵ_{ji}를 [문제 1]에서 얻는 최적의 입력 공분산 행렬을 썼을 때 다른 수신기에 미치는 간섭의 양으로 정하면 된다 (즉, $\epsilon_{ji} = h_{ji}\Sigma_i^* h_{ji}$). 또한, [6,7,8]에서는 얻을 수 있는 전송률 영역의 모든 weighted sum rate 최대 외곽 경계 상의 점은 송신 빔포밍을 통해 얻을 수 있음을 밝혔다. 따라서, SUD 기반 MISO 간섭 채널에서 최적 전송 신호의 공분산 행렬은 rank가 1인 양의 준정합 (positive semi-definite) 행렬로 이는 빔포밍 벡터 v_k의 외적으로 나타낼 수 있다는 것을 의미한다. (즉, $\Sigma_k = v_k v_k^H$). 즉, MISO 간섭 채널에서 SUD를 사용할 경우 각 송신기에서는 스칼라 메시지를 표준 정규 분포에 따라 발생시키고 이를 적절한 송신 빔포밍 벡터를 통해 전송하는 것으로 최적의 성능을 얻을 수 있다는 것을 의미한다.

위 weight sum rate 외곽 경계에 관한 연구와는 독립적으로, SUD 기반 MISO 간섭 채널에서 얻을 수 있는 전송률 영역의 파레토 경계를 달성하는 송신 빔벡터 구조에 대한 연구 또한 널리 진행되어 흥미로운 연구 결과가 많이 알려져 있다 [9,10,11]. 이 문제는 처음 Jorswieck 및 Larsson 등에 의해 고려되었는데, 이들은 [9]에서 파레토 경계에 존재하는 전송률 벡터를 얻기 위해서는 각 송신기에서 다음과 같은 구조의 빔포밍 벡터를 사용해야 함을 밝혔다.

$$v_k = \sum_{l=1}^{K} \xi_{lk} h_{lk} \qquad (5)$$

여기서, $\|v_k\|_2^2 = P_k$ 이고 $\xi_{lk} \in C$ 는 복소 선형 결합 계수이다. 즉, 파레토 경계 상에 존재하는 전송률 벡터를 얻기 위해서는 각 송신기에서 송신기 자신과 각 수신기 사이 채널의 선형 결합으로 송신 빔을 만들어야 하며, 최대의 전송 파워를 사용해야 한다. 특히, 이 결과를 응용하면 $K=2$ 일 때 파레토 최적점을 얻기 위한 송신 빔 구조를 쉽게 알 수 있는데, $K=2$ 일 때 파레토 경계 상의 전송률 벡터를 얻을 수 있는 송신빔의 구조는 다음과 같음을 [9]에서 유도해 내었다.

$$v_k = \frac{\lambda_k v_k^{MRT} + (1-\lambda_k) v_k^{ZF}}{\|\lambda_k v_k^{MRT} + (1-\lambda_k) v_k^{ZF}\|} \qquad (6)$$

여기서, $\lambda_k \in [0,1]$이고 v_k^{MRT}는 자기 정합 (matched filter 또는 maximal ratio transmission) 빔을, v_k^{ZF}은 제로포싱 (Zero- forcing) 빔을 나타낸다. 자기 정합 전송 빔은 송신기가 다른 수신기에게 미치는 간섭을 전혀 고려하지 않고 자신의 수신기로의 전송률을 최대화하는 빔이고 (이기적인 전송 방법), 제로포싱 빔은 반대로 다른 수신기에게 간섭이 전혀 미치지 않도록 하는 조건 하에서 자신의 수신기가 얻을 수 있는 전송률을 최대로 하는 빔이다 (이타적인 전송 방법). 따라서, (6)이 뜻하는 바는 각 송신기가 송신 전력을 최대로 사용하면서 이기적인 빔과 이타적인 빔을 적절히 조화롭게 사용할 때 Pareto 최적점을 달성함을 뜻한다. 만약 λ_1을 크게 한다면, 수신기 1이 얻는 전송률은 증가하지만 수신기 2에 미치는 간섭이 더 커지게 되어 수신기 2의 전송률은 낮아진다. 이 trade-off 관계를 적절히 이용하여 파레토 경계 상에 있는 전송률 벡터를 얻게 된다.

○ 완화 제로포싱 (Relaxed zero forcing) 방식 및 순차적 직교 사영 결합 빔 디자인 알고리즘 [14]

식 (5) 및 (6)은 SUD 기반 MISO 간섭 채널에서 시스템 전송률 벡터가 파레토 경계 상에 존재하게 하는 송신 빔의 필요조건으로, 실제 주어진 파레토 경계 상의 하나의 전송률 벡터를 얻기 위해 필요한 선형 결합 계수 값을 제공하지는 못한다. 간단한 $K=2$인 경우, 파레토 최적점을 얻는 λ_i $(i=1,2)$ 값을 구하는 방법이 [10,11] 등에서 알려져 있다. 하지만, K가 3 이상인 경우는 식 (5)을 이용한 search 방법은 다차원 공간 상의 검색을 필요로 하여 비효율적이다. 이에, SUD 기반 MISO 간섭 채널에서 파레토 경계점을 달성하기 위한 몇몇 효과적인 빔 설계 방법들이 제시되었다. 첫 번째 방식은 제로포싱에 regularization을 적용하는 regularized 제로포싱 방식인데 이 방식은 Peel 외에 의해 제시되었다 [15]. 둘째는, Sadek 외 [16] 및 Zakhour 와 Gesbert [17]에 의해 제시된 신호대누설더하기잡음비(signal-to-leakage-plus-noise ratio, SLNR)를 최대화하는 방식이다. 그리고, 셋째는 Shang 외 [8], Zhang 과 Cui [12], 그리고, Sung 외 [13,14]에 의해 제안/발전된 완화 제로포싱에 기반한 빔 설계 방식이다. 앞의 두 방식은 원래 다중 사용자 MISO broadcast 채널을 위해 제안되었지만 다중 사용자 MISO 간섭 채널로도 쉽게 적용되었다. 각각의 방식은 서로 다른 설계 파라미터를 가지는데, regularized 제로포싱 (또는 regularized channel inversion)에서는 열잡음 regularization 값, 신호대누설더하기잡음비 최대화 방식에서는 열잡음과 간섭 누설양의 weighting 값, 그리고, 완화 제로포싱에서는 원하지 않는 수신기에 미치는 간섭량이 그 파라미터들이다. 최근 이 세 방식이 접근 방법은 다르지만 서로 같은 빔 집합을 설계한다는 것이 밝혀졌다 [14]. 즉, 위 세 방식의 한 방식으로 설계 가능한 모든 빔 벡터는 나머지 두 방식으로도 모두 설계 가능하다. 하지만, 이 세 방식의 차이점은 서로 다른 설계 파라미터를 가진다는 것인데, 이 중 SUD 기반 MISO 간섭 채널에서 가장 효율적인 송신 빔 설계를 가능하게 하는 방식인 완화제로포싱에 대해 이 절에서 살펴보겠다. 앞서 말했듯이, SUD 기반 MISO 간섭 채널에서 얻을 수 있는 최대의 전송률 영역은 송신 빔포밍을 통해 얻을 수 있음이 밝혀졌는데 [8], 이 사실에 기반하여 완화 제로포싱 빔 설계 문제를 나타내면 다음 수식과 같다.

[문제 3]

$$\text{maximize} \quad \log\left(\frac{|h_{kk}^H v_k|^2}{(1+\epsilon_k)\sigma_k^2}\right)$$

$$\text{subject to} \quad |h_{ji}^H v_i|^2 \le \epsilon_{ji,} = \alpha_{lk}\sigma_l^2 \ \text{for}\ j \ne i, \qquad \|v_i\|^2 \le P_i. \tag{7}$$

여기서, σ_l^2은 수신기 l의 열잡음 레벨이고, α_{lk}은 송신기 k에서 수신기 l로 가는 수신기 l의 열잡음에 상대적인 간섭량 파라미터이고, 그리고, $\epsilon_k = \sum_{l \ne k} \alpha_{kl}$ 이다. 송신 안테나의 수가 충분히 많은 경우 (즉,$N \ge K$), [문제 3]이 뜻하는 바를 생각해 보면, 송신 빔을 제로포싱 빔으로 만들어 간섭을 완전히 제거하는 대신, 원하지 않는 수신기에 미리 정한 적절량의 간섭을 허용하는 범위 내에서 자신의 전송률을 최대화하는 송신 빔 설계 방식이다. 기존의 제로포싱 빔의 경우, 송신 빔이 간섭 채널의 영공간 (null-space)에 존재해야 하기 때문에 송신 빔이 충분한 자유도를 가지지 못하는 반면, 완화 제로포싱의 경우 원하지 않는 수신기로의 간섭을 적당히 허용함으로써 빔의 자유도가 증가하여 전체 전송률 측면에서 오히려 이득이 될 수 있다. 이와 같이 제로포싱에서 원하지 않는 수신기에 적정량의 간섭을 허용하는 범위 내에서 자신의 전송률을 최대화하는 빔 설계 방식을 [13,14]에서 완화 제로포싱 방식'이라고 명명하였다.

이 완화 제로포싱 방식은 낮은 신호대잡음비 영역에서 기존 제로포싱에 비해 뛰어난 성능을 보일 뿐만 아니라, 간섭 허용치를 잘 조절하면 SUD 기반 MISO 간섭 채널의 파레토 경계의 임의의 점을 달성할 수 있다 [12]. 또한, [문제3]에서와 같이 허용하는 간섭량을 수신기의 열잡음에 기초하여 설정할 수 있는데 (다른 방식들에서도 수신기의 열잡음 레벨은 모두 알아야 한다), 이를 이용하면 복잡한 중앙 연산 없이도 파레토 경계에 대략 근접한 빔을 설계하는 허용 간섭량을 쉽게 설정할 수 있다. 대개, 수신기의 열잡음의 10%에서 많게는 50%정도를 허용하면 좋은 성능을 얻을 수 있다. 더욱이, 완화 제로포싱 방식에서는 간섭량 파라미터가 결정되면 각 수신기의 신호대간섭더하기잡음비 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR)를 바로 계산할 수가 있어, 각 수신기가 받을 수 있는 전송률을 정확히 계산할 수 있는 장점도 있다.

앞서 말한 장점들 외에 완화 제로포싱 방식의 추가적인 장점은 완화 제로포싱 빔을 간단히 설계할 수 있는 알고리즘이 존재한다는 것이다. 즉, 각 송신기에서 원하지 않는 수신기들로의 허용 간섭량이 정해졌을때 송신기에서 자기 수신기로의 전송률을 최대화하는, 즉, 완화 제로포싱 송신 빔을 설계하는, 매우 낮은 복잡도의 "순차적 직교사영 결합 (Sequential Orthogonal Projection Combining, SOPC)" 빔 설계 알고리즘이 개발되었다 [14]. 이 알고리즘은 우선 송신기가 자신의 전송률을 최대화하기 위해 자기 정합 방향으로 빔을 키우다가 간섭 허용치의 한계에 도달한 첫 번째 원하지 않는 수신기가 나오면 자기 정합 벡터를 이 원하지 않는 수신기 채널 벡터의 직교공간으로 사영시킨 방향으로 빔벡터를 키운다. 이렇게 하면, 이 수신기에 간섭을 더이상 주지 않으면서 자신의 전송률을 최대화할 수 있다. 이 방향으로 송신 빔을 키우다가 간섭 허용치의 한계에 도달한

두 번째 수신기를 만나면, 이제 자기 정합 벡터를 첫 번째 수신기와 두 번째 수신기의 채널 벡터들의 공통의 직교공간에 사영시킨 방향으로 송신 빔벡터를 키운다. 그러면, 이 두 원하지 않는 수신기에게 더 이상 간섭을 미치지 않으면서 자기 전송률을 최대화하는 방향으로 송신 빔을 키울 수 있다. 순차적 직교사영 결합 송신 빔 설계 알고리즘은 이러한 과정을 송신 빔의 전력 제한 조건까지 진행하는 방식이다. 이 순차적 직교사영 결합 알고리즘은 임의의 송수신기 쌍의 수에 대해 간단한 사영만으로 송신 빔벡터를 얻을 수 있는 방식으로, 지금까지 알려진 가장 간단한 송신 빔 설계 알고리즘이다.

이제 완화 제로포싱 방법과 다른 송신 빔 설계 방법들 사이의 상호 관계에 대해 좀 더 자세히 살펴보자. [문제 3]에 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 조건을 이용하여 최적해의 꼴을 바로 구할 수도 있는데, [12]에서는 [문제 3]의 최적화 문제의 근이 아래와 같음을 밝혔다.

$$v_k = \left(\sum_{l \neq k} \lambda_{kl} h_{lk} h_{lk}^H + \lambda_{kk} I \right)^{-1} h_{kk} \sqrt{p_k} \,, \qquad (8)$$

여기서, λ_{kl}은 양의 상수이고, p_k는 송신 파워를 결정하는 부분이다. (8)의 괄호 안의 값을 살펴보면, 이 값은 열잡음과 송신기 l에서 수신기 k로 가는 누설 간섭의 weighted sum의 covariance 행렬이다. 그리고, 식 (8)의 해는 다름 아닌 [16,17]에서 고려된 신호대누설더하기잡음비(SLNR)를 최대화하는 빔의 해와 일치한다. 또한, 식 (8)의 괄호 안에서 $\lambda_{kk} I$을 빼면 다름아닌 채널 inversion 이고 $\lambda_{kk} I$를 regularization factor로 넣으면 바로 Peel 외에 의해 제안된 regularized channel inversion (RCI) 방식과도 동일하다 [15]. 그러므로, 완화 제로포싱 방식으로 구현하는 송신 빔벡터의 집합과 regularized channel inversion 또는 신호대누설더하기잡음비 (SLNR) 방식으로 구현하는 송신 빔벡터의 집합이 모두 같다는 것을 의미한다. 하지만, 신호대누설더하기잡음비 (SLNR) 방식에서는 간섭량과 열잡음의 weighting factor로 주어진 λ_{kl}이 설계 파라미터가 되는데, 이 파라미터는 [문제 3]의 허용 간섭량 파라미터 α_{kl}과 같은 직관을 제공하지 못한다. (λ_{kl}는 [문제3]의 KKT 조건을 푸는 복잡한 과정을 통해 구해질 수는 있다.) 그리하여, α_{kl}와 σ_l^2을 이용한 손쉬운 파라미터 설정, 설정된 파라미터 하에서 손쉽게 송신 빔벡터 설계를 가능케 하는 순차적 직교사영 결합 빔 설계 알고리즘의 존재, 그리고 정확한 전송률 계산 가능 등을 고려할 때, SUD 기반 MISO 간섭 채널에서 완화 제로포싱 방식이 신호대누설더하기잡음비 (SLNR) 방식보다 더 많은 장점들을 제공한다.

Ⅲ. MIMO 간섭 채널의 연구 결과와 알고리즘들

앞 절에서 우리는 SUD 기반 MISO 간섭 채널에서의 파레토 최적 빔의 조건 및 몇몇 송신 빔 설계 방식들에 대하여 살펴보았다. 이제 MIMO 간섭 채널에 대해 살펴 보자. 아직까지는 SUD 수신 모델에서조차 MIMO 간섭 채널 파레토 최적 빔에 관해 제대로 알려진 결과는 없으며, 이 문제는 open 문제로 남아 있다. 대신, MIMO 간섭 채널에서는 파레토 최적성보다는 최대 전송 자유도 (degree-of-freedom, DoF)에 기반한 연구들이 활발히 진행되었는데, 간섭 정렬 방식이 그 핵심에 있다고 볼 수 있다. 이 절에서는 간섭 정렬과 관련 연구에 대해서 간단히 살펴본다.

○ 간섭 정렬(Interference alignment)

다중 사용자 MIMO 간섭 채널에 대한 연구는 통신 이론적으로 중요한 문제로서, 최근 이에 관한 많은 연구가 진행되었다. 간섭 채널의 경우, 특별한 경우를 제외하고는 채널 용량이 아직까지 밝혀져 있지 않기 때문에 최근에는 채널 용량 대신 높은 신호대잡음비(Signal-to-noise ratio, SNR) 영역에 적합한 성능 척도인 전송 자유도 (DoF) 즉, 다중화 이득(Multiplexing gain)을 이용한 연구가 MIMO 간섭 채널 분야에서 활발히 진행되었다. 특히, Cadambe와 Jafar에 의해 2008년 제안된 간섭 정렬 (interference alignment) 방식이 다중 사용자 간섭 채널에서 최대의 전송 자유도를 달성할 수 있음이 밝혀졌다 [18]. 간섭 정렬이란 각 수신기에서 수신 신호 공간을 신호 공간과 간섭 공간 둘로 나누고, 송신기들이 협력하여 적절히 송신 빔을 설계함으로써 채널을 통해 전송된 신호가 자기가 원하는 수신기에서는 신호 공간에 속하고, 원하지 않는 수신기에서는 간섭 공간에 속하도록 하는 신호 설계 및 송수신 방법이다. 〈그림 2〉는 사용자 세 명의 2×2 MIMO 간섭 채널에서 각 사용자가 1의 DoF를 사용하는 경우의 간섭 정렬을 설명하고 있다. 〈그림 2〉

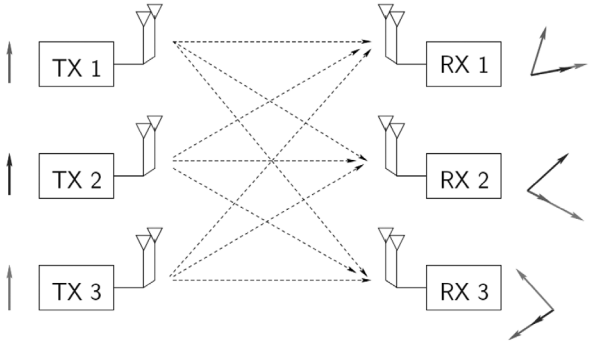

그림 2. 간섭 정렬의 개요

의 상황을 보기로 간섭 정렬을 살펴보자. 모든 송수신기가 각각 2개씩 안테나를 가지고 있으므로, 각 송신기는 최대 2개의 독립적인 데이터 스트림을 신호 공간에 실어 보낼 수 있다. 하지만, 이렇게 하면 원하지 않는 수신기에서 간섭 신호가 두 개의 수신 안테나가 생성하는 2차원 수신 신호 공간 전체를 차지하게 되어 간섭을 회피할 수가 없다. 이때 각 송신기가 2개의 데이터 스트림 대신 1개의 데이터 스트림만 전송하면, 채널을 통해 전송된 신호는 각 수신기에서 2 차원 수신 공간 중 1차원의 공간만 차지하게 되고 나머지 1차원의 공간이 비게 되는데, 이 비어 있는 1차원의 수신 공간에 원치 않는 나머지 2개의 송신기에서 오는 간섭 신호를 정렬하여 할당하는 것이다. 이렇게 수신 신호 공간을 원하는 신호가 들어갈 신호 공간과 원하지 않는 간섭 신호가 들어갈 간섭 공간으로 분리하고 이렇게 되도록 송신 빔들을 설계하면, 신호 공간은 전혀 간섭의 영향을 받지 않으며, 간단한 선형 수신기로써도 수신 신호와 간섭을 완전히 분리하여 간섭이 없는 수신 신호를 얻을 수 있다. 이와 같이, 수신 신호 공간을 신호 공간과 간섭 공간으로 분리하고 간섭 신호가 각 수신기의 간섭 공간에 들어가도록 각 송신기에서 빔 형성을 하여 정보를 전송하는 방식이 바로 간섭 정렬이다.

간섭 정렬을 이용한 연구는 크게 두 갈래로 진행되었는데, 하나는 여러 간섭 채널 모델에서 간섭 정렬의 구현 가능성(feasibility) 및 간섭 정렬을 통해 얻을 수 있는 최대 전송 자유도를 규명하는 연구이며 [19,20], 또다른 연구 방향은 간섭 정렬을 위한 실질적 송수신 빔 설계 방법에 관한 연구이다 [21-27]. 앞의 전송 자유도 규명 문제는 많은 연구 결과들이 이미 나와 있으며, 지금도 조금씩 다른 채널 모델에서 계속 진행되어 있어 본고에서는 자세히 다루지 않겠다. 대신, 여기서는 간섭 정렬을 달성하는 몇몇 알려진 효율적인 송수신 빔 설계 알고리즘에 대해 소개하겠다.

간섭 정렬을 위한 송수신 빔 설계 알고리즘은 [21]에서 처음 소개되었는데, 각 수신기에서 간섭이 최소가 되도록 하는 송신 빔 설계 방법과 신호대간섭더하기잡음비(SINR)를 최대화하는 송수신 빔 설계 알고리즘이 제안되었다. [21]와 유사한 방식으로 간섭 정렬 빔을 얻는 방법이 [22]에 소개되었는데, [21]과 [22] 모두 간섭 정렬 빔을 구하는 문제를 연립 이차 방정식 꼴로 바꾸고 이 방정식의 근을 반복적인 과정 (iteration)을 통해 풀어서 송수신 빔을 얻는다. 반면, [23]에서는 최소 자승(least squares) 방법을 이용하여 간섭 정렬 문제를 숨은 변수를 가지는 일차 선형 방정식 꼴로 바꾸고 이에 기초한 간섭 정렬 빔 설계 알고리즘이 제시되었다. 그 밖에 각 수신기에서 원하는 신호의 공분산 행렬의 rank를 필요한 값만큼 유지하면서 간섭 공분산 행렬의 rank를 최소로 하는 최적화 문제를 통해 간섭 정렬 빔을 얻는 방법도 제안되었다 [26]. 위에 알려진 간섭 정렬 빔 설계 방법들은 모두 완전한 채널 정보를 필요로 하며, 채널이 변하면 간섭 정렬 빔을 완전히 새로 구해야 하는 단점이 있다. 실제 무선 통신 환경에서는 채널이 계속 변화하며 채널 정보를 완전히 알지 못하는 경우가 많다. 이와 같이 실제 통신 시스템의 한계점들을 고려하여 간섭 정렬 빔을 설계하는 방법들도 제안되었는데 [24,25], 먼저 [24]에서는 시변 채널에 알맞도록 간섭 정렬 빔을 채널의 변화에 따라 업데이트하는 방법을 제안하였으며, 또한 이 알고리즘의 복잡도를 개선시킨 적응적(adaptive) 간섭 정렬 알고리즘도 개발되었다 [25]. 이러한 고속 알고리즘들은 채널이 연속적으로 변하는 실제 무선 통신 시스템에서 간섭 정렬 구현을 한층 가능하게 하였다.

지금까지 설명한 간섭 정렬 방법은 간섭 채널에 주어진 최대의 전송 자유도 또는 다중화 이득을 얻을 수 있는 방법으로 신호대잡음비(SNR)는 높지만 간섭에 의한 성능 열화가 심각한 상황에 가장 적합하다. 하지만, 신호대잡음비 (SNR)가 높지 않은 무선 통신 환경에서는 간섭 정렬을 이용하여 정보를 전송하는 것이, 보내는 데이터 스트림의 숫자를 줄여야 하기 때문에 총 전송률 측면에서 오히려 좋지 않다. 따라서, 이를 개선하기 위해 간섭 정렬을 변형시키거나 다른 접근 방법을 이용해, 낮거나 중간의 신호대잡음비 영역에서도 좋은 성능을 가지는 선형 송수신 빔 설계 방식 역시 연구되었으며, 대표적인 결과로는 max-SINR 알고리즘 [21], sum-rate 기반 gradient descent algorithm [27], 신호 성분 regularized least squares [23] 등을 들 수 있다. 그리고, 이러한 반복적 알고리즘들의 fixed-point 구조와 수렴성에 관한 결과가 부분적으로나마 알려져 있다 [28].

○ MIMO 간섭 채널에서의 일반적 결과에 관해

앞서 언급하였듯이 MIMO 간섭 채널에서 최대 전송 자유도 (DoF)에 기반한 연구 결과들은 존재하고, 즉, 간섭 정렬 방식이 높은 신호대잡음비 영역에서 최적이다는 결과는 존재하고, 이미 언급한 max-SINR 알고리즘 [21], sum-rate 기반 gradient descent algorithm [27], 신호대누설더하기잡음비 (SNLR) 최대화 방식 [16,17], MIMO 상황 완화 제로포싱 [13,14] 등의 알고리즘을 이용하여 MIMO 간섭 채널에서 송신 빔을 설계하는 것은 가능하나, 아직, SUD 기반 MISO 간섭 채널에서처럼, 임의의 신호대잡음비에서 전송률 영역의 파레토 경계점을 달성할 수 있는 MIMO 간섭 채널 최적 빔 구조에 대해서는 알려진 결과는 없다. 앞으로, LTE-Advanced 및 Beyond 4G 시스템에서는 단말기에도 두 개 이상의 안테나가 장착되는 경우가 일반적이므로, MIMO 간섭 채널의 일반적 신

호대잡음비 영역에서의 전송률 영역의 파레토 경계점을 달성할 수 있는 최적의 빔 구조를 밝히는 것은 이론적으로 뿐만 아니라 실질적으로 풀어야 할 중요한 문제로 남아 있다. 특히, Beyond 4G 시스템에서 고려되는 기지국에 거대 배열 안테나를 장착한 massive MIMO 통신과 이에 따르는 셀 경계 지역의 간섭 문제는 새로운 문제로 떠오르고 있다.

Ⅲ. 결 론

본고에서는 LTE-Advanced 및 Beyond 4G 통신 시스템에서 셀 경계 지역 간섭 문제 해결에 유용한 최근 알려진 MISO 및 MIMO 간섭 채널에서의 주목할 만한 연구 결과들을 소개하였다. 앞으로, 일반적 MIMO 간섭 채널과 massive MIMO 간섭 채널에 대한 이론적 연구와 실질적 구현이 차세대 이동 통신 시스템을 위해 필요하며, 이에 대한 더 많은 연구가 기대된다.

참 고 문 헌

[1] A. Ghosh, R. Ratasuk, B. Mondal, N. Mangalvedhe, and T. Thomas,"LTE-advanced: Next-generation wireless broadband technology,"IEEE Wireless. Commun., vol. 17, no. 3, pp. 10-22, Jun. 2010.

[2] M. Sawahashi, Y. Kishiyama, A. Morimoto, D. Nishikawa, and M. Tanno, "Coordinated multipoint transmission/reception techniques for LTE-Advanced," IEEE Wireless. Commun. vol. 17, no. 3, pp. 26-34, Jun. 2010.

[3] V. Chandrasekhar, J. Andrews, and A. Gatherer, "Femtocell networks: A survey," IEEE Commun. Mag. vol. 46, no. 9, pp. 59-67, Sep. 2008.

[4] T. Han and K. Kobayashi,"A new achievable rate region for the interference channel,"IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 27, no. 1, pp. 49-60, Jan. 1981.

[5] R. Etkin, D. Tse, and H. Wang, "Gaussian interference channel capacity to within one bit,"IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 54, no. 12, pp. 5534-5562, Dec. 2008.

[6] X. Shang and B. Chen, "Achievable rate region for downlink beamforming in the presence of interference," Asilomar, Pacifice Grove, CA, Nov. 2007.

[7] X. Shang, B. Chen, and H. V. Poor, "On the optimality of beamforming for multi-user MISO interference channels with single-user detection," Globecom 2009, Honolulu, Hawaii, Dec. 2009.

[8] X. Shang, B. Chen, and H. V. Poor, "Multiuser MISO interference channels with single-user detection: Optimality of beamforming and the achievable rate region,"IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 57, no. 7, pp. 4255-4237, July, 2011.

[9] E. Jorswieck, E. Larsson, and D. Danev, "Complete characterization of the Pareto boundary for the MISO interference channel," IEEE Trans. Signal Process, vol. 56, no. 10, pp. 5292-5296, Oct. 2008.

[10] J. Lindblom, E. Karipidis, and E. Larsson, "Closed-form parameterization of the Pareto boundary for the two-user MISO interference channel,"in Proc, ICASSP 2011, Prague, Czech Republic, May 2011.

[11] R. Mochaourab and E. Jorswieck,"Exchange economy in two-user multiple-input single-output interference channel,"IEEE J. Sel. Topics in Signal Process., vol. 6, no. 2, pp. 151-164, Apr. 2012.

[12] R. Zhang and S. Cui, "Cooperative interference management with MISO beamforming," IEEE Trans. Signal Process., vol. 58, no. 7, pp. 5450—5458, Oct. 2010.

[13] G. Lee, J. Park, Y. Sung, and M. Yukawa, "Coordinated beamforming with relaxed zero forcing," WCSP 2011 (invited paper), Nov. 2011.

[14] J. Park, G. Lee, Y. Sung, and M. Yukawa, "Coordinate beamforming with relaxed zero forcing: The sequential orthogonal projection combining method and rate control," submitted to IEEE Trans. Signal Process., Mar. 2012. (Available on ArXiv preprints cs.IT/1203.1758)

[15] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication - part I: channel inversion and regularization,"IEEE Trans. Commun., vol. 53, no. 1, pp. 195 - 202, Jan. 2005.

[16] M. Sadek, A. Tarighat, and A. H. Sayed, "A leakage-

based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels,"IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, no. 5, pp. 1711-1721, May 2007.

[17] R. Zakhour and D. Gesbert, "Coordination on the MISO interference channel using the virtual SINR framework,"ITW Workshop on Smart Antennas, Berlin, Germany, Feb. 2009.

[18] V. Cadambe, and S. Jafar, "Interference alignment and degrees of freedom of the K-user interference channel,"IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 54, no. 8, pp. 3425-3441, Aug. 2008.

[19] C. Yetis, T. Gou, S. Jafar, and A. Kayran, "On feasibility of interference alignment in MIMO interference networks,"IEEE Trans. Signal Process, vol. 58, no. 9, pp. 4771-4782, Sep. 2010.

[20] T. Gou and S. Jafar, "Degrees of freedom of the K-user MIMO interference channel,"IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 56, no. 12, pp. 6040-6057, Dec. 2010.

[21] K. Gomadam, V. R. Cadambe, and S. A. Jafar, "A distributed numerical approach to interference alignment and application to wireless interference networks," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 57, no. 6, pp. 3309-3322, Jun. 2011.

[22] S. Peters and R. Heath, "Cooperative algorithms for MIMO interference channels,"IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 60, no. 1, pp. 206-218, Jan. 2011.

[23] H. Yu and Y. Sung, "Least squares approach to joint beam design for interference alignment in multiuser multi-input multi-output interference channels," IEEE Trans. Signal Process., vol. 58, no. 9, pp. 4960-4966, Sep. 2010.

[24] H. Yu, Y. Sung, H. Kim and Y. H. Lee, "Beam tracking for interference alignment in slowly-fading MIMO interference channels: A perturbations approach under a linear framework," IEEE Trans. on Signal Process., vol. 60, no. 4, pp. 1910 - 1926, Apr. 2012.

[25] J. Lee, H. Yu, Y. Sung and Y. H. Lee, "Adaptive beam tracking for interference alignment in time-varying MIMO interference channels: Conjugate gradient approach,"in Proc. of ICASSP 2011, Prague, Czech Republic, May 2011.

[26] D. Papaiiopoulos and A. Dimakis, "Interference alignment as a rank constrained rank minimization," accepted to IEEE Trans. Signal Process. 2012. (Available on ArXiv pre-prints cs.IT/1010.0476v3)

[27] H. Sung, S. Park, K. Lee, and I. Lee, "Linear precoder design for K-user interference channels," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 9, no. 1, pp. 291-301, Jan. 2010.

[28] J. Park, Y. Sung, and H. V. Poor, "On beamformer design for multiuser MIMO interference channels," ArXiv pre-print cs.IT/1011.6121, Nov. 2010.

약 력

성 영 철

1993년 서울대학교 전자공학과 학사
1995년 서울대학교 전자공학과 석사
1995년~2000년 LG정보통신 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 전자공학과 부교수
관심분야: 통신 신호처리, 통계학 및 통계 신호처리, 통신 및 정보 이론

박 주 호

2006년 KAIST 전기 및 전자 공학과 학사
2008년 KAIST 전기 및 전자 공학과 석사
2008년~현재 KAIST 전기 및 전자공학과 박사과정
관심분야: 통신 신호처리, 이동 통신 시스템

김 동 건

2010년 한양대학교 미디어통신공학과 학사
2010년~현재 KAIST 전기 및 전자공학과 석박사 통합과정
관심분야: 통신 신호처리, 이동 통신 시스템