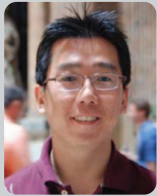


다중 사용자 간섭 채널에서의 간섭 정렬 연구 동향



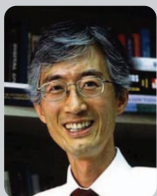
유 희 정
영남대학교



박 주 호
KAIST



성 영 철
KAIST



이 용 훈
KAIST

1. 서론

4세대와 5세대 이동통신에서는 방송, 통신, 컴퓨팅의 융합과 더불어 스마트 폰과 같은 다기능 무선 기기에 바탕한 다양한 멀티미디어 데이터와 소셜 네트워크와 같은 새로운 서비스로 인하여 무선 통신 데이터에 대한 요구가 급증하고 있다. 이와 같은 수요를 충족시키기 위한 무선 통신 시스템의 전송률 증대 방안으로 피코셀(pico-cell)이나 펌토셀(femto-cell)과 같이 기지국의 밀도를 높여서 주파수를 재사용하는 것이 널리 고려되고 있다. 이와 같이 단위 면적 당 기지국의 수를 증가시키는 망 설계

단위 면적 당 기지국의 수를 증가시키는 망 설계 구조에서는 무선 시스템의 성능 한계가 기존처럼 열잡음에 기인하는 것이 아니라 셀 간 간섭에 의해 발생한다.

구조에서는 무선 시스템의 성능 한계가 기존처럼 열잡음에 기인하는 것이 아니라 셀 간 간섭에 의해 발생한다. 그리하여, 차세대 이동통신 시스템에서는 간섭을 관리 및 제어하는 것이 과거 어느 때보다 더 중요한 연구 영역으로 부상하고 있다. 기존의 간섭 관리 제어 방안으로는 여러 기술들이 있으며, 크게 몇 가지로 구분할 수 있다. 우선, 기존의 시분할/주파수분할 다중 접속 방식과 같이 무선 자원 자체를 분리하여 사용하는 간섭 회피 (interference avoidance), 코드 분할 다중 접속 방식과 같이 대역 확산 방식을 이용한 간섭 평균화 (averaging out interference), 송신단 (Tomlinson-Harashima, dirty paper coding) 또는 수신단 (interference cancellation)에서 간섭을 제거하는 간섭 제거 그리고 간단히 간섭 신호에 대해 별다른 처리를 하지 않고 열잡음처럼 간주하는 방식 등이 있다. 정보이론적



으로는 간섭채널의 가장 간단한 모델인 사용자 두 명의 간섭채널에 대해 70년대 및 80년대에 많은 연구가 수행되었다^[1-7]. 특히, 이 연구들을 통해 사용자 두 명의 간섭 채널에서 위 간섭

3명 이상의 일반적 다중 사용자 간섭 채널에서 정확한 채널 용량 대신 Degree-of-Freedom (DoF)을 성능 척도로 하는 연구가 제시

제어 방식들이 각각 특정 환경에서 최적 방식이라는 것이 밝혀져, 간섭 제어에 많은 직관을 제시하지만, 아직 까지도 사용자 두 명의 간섭채널에서조차 채널 용량이 정확히 밝혀지지 않고, 1 비트의 오차 범위에서만 밝혀진 환경이 존재한다^[8].

이렇게 일반적 간섭채널의 정보이론적 분석은 어려운 과제이다. 하지만, 최근 이러한 어려움을 극복하고자, 3명 이상의 일반적 다중 사용자 간섭 채널에서 정확한 채널 용량 대신 Degree-of-Freedom (DoF)을 성능 척도로 하는 연구가 제시되었으며, DoF를 달성하는 방식으로 간섭 정렬 기법이 제시되었다^[9]. 간섭 정렬 기법이 다중 사용자 간섭 채널 환경에서 최상의 DoF 달성을 보장하며, 간섭이 없는 환경에서의 DoF 값의 절반까지 달성할 수 있다는 것이 증명되었다^[9-11]. DoF는 신호 대 잡음비(SNR: signal to noise ratio)에 따른 전송률의 증가율을 나타내며, 이를 통해 해당 신호 대 잡음비에서의 전송률을 대략 파악할 수 있다. 즉, 임의의 $\epsilon > 0$ 에 대해서 전송률은 다음과 같이 주어진다.

$$R = (DoF - \epsilon) \log_2(SNR) + o(\log_2(SNR)) \quad (1)$$

위 식에서 보듯이 신호 대 잡음비가 높은 경우 우변의 첫째 항이 주가 되고, 이 경우 DoF는 바로 전송률의 척도가 될 수 있다. 따라서, 최상의 DoF를 달성하는 간섭 정렬 기법은 신호 대 잡음비는 높지만 간섭에 의해 성능 한계가 나타나는 피코셀 또는 펨토셀 환경에서 전송률을 높일 수 있는 기술로 그 가능성이 크며, 또한, 데이터 공유가 필요 없고 채널 정보만 송신단 사이에 공유함으로써 구현할 수 있는 장점을 가지고 있다.

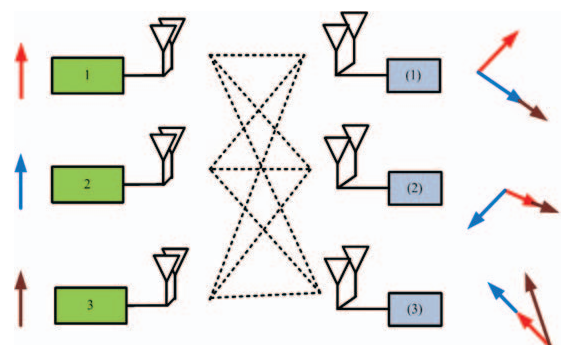
본고에서는 차세대 이동 통신 시스템에서 간섭 제어의 한 가능한 방식인 간섭 정렬 기술을 소개하고, 간섭 정렬에 대해 현재까지 알려진 중요한 결과들, 즉, DoF

의 달성도, 간섭 정렬 빔 설계 방식들, 채널 정보 전달, 셀룰러 환경 간섭 정렬, 여러 시험 모델의 결과 등을 기술 관점으로 분류하여 정리하여 소개하고자 한다.

II. 간섭 정렬의 개념 및 전송 자유도

간섭 정렬의 개념은 두 개의 송신단에서 두 개의 수신단 모두에게 데이터를 보내는 다중 안테나 채널인 multiple input multiple output (MIMO) X-채널에서 처음 소개 되었으며^[12,13], 그 후 간섭 채널로 확장되었다^[9]. 우선 신호 공간적 간섭 정렬에 대해 살펴보자. 신호 공간적 간섭 정렬의 기본 개념은 수신단의 다중 차원의 신호 벡터공간을 두 개의 부공간 (linear subspace), 즉 신호 부공간과 간섭 부공간으로 분리하고, 원하지 않는 송신단에서 오는 신호, 즉, 간섭 신호를 간섭 부공간에만 존재하도록 하고, 원하는 송신단에서 오는 신호는 신호 부공간에 존재하게 하여, 수신단에서 원하는 신호를 간섭의 영향 없이 검파할 수 있도록 하는 것이다.

간섭을 정렬할 신호 벡터공간을 만드는 방법은 여러 가지인데, 간단하게는 <그림 1>에서처럼 다중 안테나를 이용하는 방법이 있다. 단일 안테나 (single-input single-output, SISO) 시스템에서는 신호 벡터공간을



<그림 1> 3-사용자 2-안테나 MIMO 간섭 채널에서 신호 공간에 기반한 간섭 정렬 기법의 예^[9]



생성하기 위하여 시간 또는 주파수 공간을 이용할 수 있다. Cadambe와 Jafar는 시간 및 주파수 공간에 기반한 간섭 정렬로 단일 안테나 입력 단일 안테나 출력 K -사용자 간섭 채널에서 총

이론적으로는 일반적 $M \times M$ 다중 안테나 K -사용자 간섭 채널에서 완벽한 간섭 정렬과 최대 DoF의 달성이 가능한 것이 밝혀졌다.

$K/2$ 의 DoF를 얻을 수 있음을 최초로 보였다^[9]. 그리고, 송신단과 수신단에 각각 M 개의 다중 안테나를 사용하는 K -사용자 MIMO 간섭 채널의 경우에는, 사용자가 3명인 경우 완벽한 간섭 정렬이 가능하며 $3M//2$ 의 DoF를 얻을 수 있고, 사용자 4명 이상의 경우에는 안테나 신호 공간만 이용한 접근 방식으로는 $KM/2$ 의 DoF를 얻을 수 없다는 것을 밝혔다. 이후, 어떤 채널에서 간섭 정렬이 가능한가 및 달성 가능한 DoF는 얼마인가에 관한 연구가 많이 진행되었는데, 대표적인 결과는 다음과 같다. Yetis 등에 의해 M 개의 송신 안테나와 N 개의 수신 안테나를 갖는 일반적 K -사용자 MIMO 간섭 채널에서 d 개의 데이터 스트림을 전송할 때, 완벽한 간섭 정렬을 가능하게 하는 빔 행렬이 존재하는 조건은 $M+N-(K+1)d \geq 0$ 임이 밝혀졌다^[14]. 달성 가능한 DoF에 관한 연구로는 신호 공간적 접근 방식이 아닌, 대수적 접근 방식(algebraic method)으로 간섭 정렬의 달성 가능한 DoF 밝힌 결과들이 있다. Etkin과 Ordentlich는 실수의 채널 이득을 갖는 K -사용자 가우시안 간섭 채널에서 채널 이득의 유리수 또는 무리수 여부에 따라서 달성 가능한 DoF는 $K/2$ 또는 그 이하이며, $K/2$ 의 DoF를 달성하는 채널 이득들의 집합은 0의 measure를 갖는다는 것을 보였다^[10]. 그리고, Motahari 등은 정수론의 Khinchine - Groshev 법칙에 기반한 간섭 정렬 기법을 제안하고, rationally independent 채널 이득의 성질을 활용하여 M 개의 송수신 안테나를 갖는 K -사용자 간섭 채널에서 $KM/2$ 의 DoF 상한값을 달성할 수 있음을 보였다^[11]. 즉, 신호 공간적 접근 방식에서는 불가능했던 $M \times M$ 다중 안테나 K -사용자 간섭 채널에서의 완벽한 간섭 정렬과 최대 DoF의 달성이 이론적으로는 가능한 것이 밝혀진 것이다. 하지만 실제 통신 시스템에서는 SNR이 유한하고,

채널 정보 역시 유한 정밀도를 가지기 때문에 위의 정수론적 접근 방식은 이론적으로는 의미있으나, 현실적 구현은 어렵다고 볼 수 있다. 이외에도, 채널의 통계적 특성을 이용한 에르고딕

간섭 정렬 방식도 제안되었는데^[15], 이 방식은 채널 계수들의 특성상 서로 간섭이 제거 될 수 있는 두 개의 시간 구간에 동일 데이터를 전송하여 수신 신호를 합하면 자동적으로 간섭이 제거되는 하는 방식이나, 실제 상황에서는 그러한 채널이 구현될 때까지 기다릴 수가 없으므로 이론적 의미만 지닌다고 볼 수 있다.

위에서 보듯이 이론적으로는 일반적 $M \times M$ 다중 안테나 K -사용자 간섭 채널에서 완벽한 간섭 정렬과 최대 DoF의 달성이 가능한 것이 밝혀졌다. 다음 절에서는 현실적으로 적용이 가능한 다중사용자 MIMO 간섭 채널 환경에서 신호 공간적 접근 방식에 기반한 간섭 정렬에 중점을 두고 이를 위한 빔 설계 방식들을 소개하고자 한다.

III. 간섭 정렬 빔 설계 기법

M 개의 안테나를 갖는 K -사용자 MIMO 간섭 채널에서 각 송신단이 d 개의 데이터 스트림을 동시에 전송하는 시스템 모델에서 지금까지 알려진 유용한 간섭 정렬 빔 설계 방식들을 설명하고자 한다. 우선 고려하는 환경에서의 간섭 정렬을 위한 필요 충분 조건은 다음과 같다^[9,16].

조건 1. ^[17]

$$\begin{aligned} C(\mathbf{H}_{12}\mathbf{V}_2) &= C(\mathbf{H}_{13}\mathbf{V}_3) = \dots = C(\mathbf{H}_{1K}\mathbf{V}_K) \\ C(\mathbf{H}_{21}\mathbf{V}_1) &= C(\mathbf{H}_{23}\mathbf{V}_3) = \dots = C(\mathbf{H}_{2K}\mathbf{V}_K) \\ &\vdots \\ C(\mathbf{H}_{K1}\mathbf{V}_1) &= C(\mathbf{H}_{K2}\mathbf{V}_2) = \dots = C(\mathbf{H}_{K,K-1}\mathbf{V}_{K-1}) \end{aligned} \quad (2)$$

그리고, $\text{rank}(\mathbf{H}_{kk}\mathbf{V}_k)=d$. 여기서, $C(\mathbf{A})$ 는 행렬 \mathbf{A} 의 열 벡터들을 기저로 구성된 선형 공간을 나타내고, \mathbf{H}_j 와 \mathbf{V}_j 는 각각 송신단 j 에서 수신단 i 까지의 $M \times M$ 채널 행

렬과 송신단 j 에서 $M \times d$ 송신빔 행렬을 가리킨다. 간섭 정렬 빔 행렬 설계 문제는 조건 1을 모두 만족하는 송신빔 집합 $\{V_j, j=1, \dots, K\}$ 을 구하는 문제이다.

우선 위 문제를 풀기 위해서는 조건 1을 좀 더 구체적인 수식으로 나타낼 필요가 있다. 그래서 다음과 같이 구체적인 조건을 재해석이 가능하다.

조건 2.^[17] 다음과 같은 bilinear 조건을 만족하는 수신빔 행렬들의 집합 ($U_j: \text{size}(U_j) = M \times d, j=1, \dots, K$)이 존재한다.

$$\begin{aligned} U_1^H H_{12} V_2 &= U_1^H H_{13} V_3 = \dots = U_1^H H_{1K} V_K \\ U_2^H H_{21} V_1 &= U_2^H H_{23} V_3 = \dots = U_2^H H_{2K} V_K \\ &\vdots \\ U_K^H H_{K1} V_1 &= U_K^H H_{K2} V_2 = \dots = U_K^H H_{KK-1} V_{K-1} \end{aligned} \quad (3)$$

수신단 1을 기준으로 설명하면, 들어오는 간섭 신호들($H_{12}V_2, H_{13}V_3, \dots, H_{1K}V_K$)에 대해 공통의 직교 부공간이 존재하고, 그 부공간이 $C(U_1)$ 이다. 그래서 $\{V_i\}$ 를 고정한 다음 $\{U_i\}$ 를 결정하고, 다시 $\{U_i\}$ 를 고정한 다음 $\{V_i\}$ 를 결정하는 형태의 반복 알고리즘을 통하여 수렴된 최종 해인 $\{V_i\}$ 를 구하는 방식이 있다^[16]. 한쪽 빔을 고정하고 다른 빔을 구하는 과정을 좀 더 살펴보면, 우선 총 간섭의 공분산 행렬을 구하고 수신 총 간섭 공분산 행렬의 d 개의 최소 고유치에 해당하는 고유벡터들로 이루어진 $M \times d$ 행렬로 결정할 수 있다. 하지만, 이 경우 빔 행렬들은 간섭 정렬만 목표로 설계되므로, 신호대잡음비가 낮을 때는 효과적이지 않다. 그러므로, 총 간섭 공분산 행렬에 열잡음 공분산 행렬을 더한 후 새로운 공분산 행렬의 d 개의 최소 고유치에 해당하는 고유벡터들로 이루어진 $M \times d$ 행렬로 결정할 수도 있다^[16]. 편의상, 첫 번째 방법을 iterative interference alignment (IIA), 두 번째 방법을 max-sinr 방식이라 하자. 이 두 방법의 fixed-point 구조는 [18]에 밝혀져 있다.

IIA 방식에서는 무선 채널의 reciprocity를 가정하여 송신 빔과 수신 빔을 단계적으로 구한다. 하지만, 채널 reciprocity 가정이 없어도 송신 빔과 각 수신단에서 간섭 부공간을 반복적으로 갱신하는 교차 최소화

(alternating minimization) 기법을 이용하여 간섭 정렬 빔을 구할 수도 있다^[19]. 채널 reciprocity를 가정할 수 있다면, 각 수신단의 간섭 부공간과 투사 (projection) 행렬의 의해서 span하는 공간이 서로 직교하기 때문에 IIA와 교차 최소화 기반의 빔 설계 방식이 동일한 결과를 낸다는 것을 확인할 수 있다.

조건 1을 다른 방식으로 해석하여 또 다른 빔 설계 방식이 제안되었다^[17]. 이 방식은 위와 같이 간섭 정렬 조건은 bilinear 형태가 아닌 선형 형태로 나타낸다. 즉, 조건 1의 첫 등식은 다음과 같이 풀어 쓸 수 있다.

$$C(H_{12}[v_1^2, \dots, v_d^2]) = C(H_{13}[v_1^3, \dots, v_d^3]). \quad (4)$$

여기서, v_k^i 는 송신단 i 의 빔 행렬 중에서 k 번째 열을 가리킨다. 두 선형 공간이 일치한다는 것은 다음과 같은 등식이 성립함을 의미한다.

$$H_{12}v_i^2 = \sum_{j=1}^d \alpha_{ij}^{13} H_{13}v_j^3, i=1, \dots, d. \quad (5)$$

α_{ij}^{13} 은 선형 조합 계수를 나타낸다. 식 (5)를 Kronecker 곱을 이용하여 하나의 행렬식으로 나타낼 수 있다.

$$(I_d \otimes H_{12})\text{vec}(v_2) - (A_{13} \otimes H_{13})\text{vec}(v_3) = 0. \quad (6)$$

I_d 는 크기가 $d \times d$ 인 단위행렬을, $\text{vec}(V_i)$ 는 v_k^i 들을 세워서 만든 $Md \times 1$ 의 크기의 벡터를 의미한다. A_{13} 은 그 (i, j) 성분은 α_{ij}^{13} 인 행렬을 나타낸다. 이와 같은 방법으로 조건 1의 모든 등식을 하나의 큰 선형 방정식으로 쓸 수 있다^[17]. 그리고, 빔 행렬과 가변수 행렬 중 하나를 고정하고 나머지를 최소 자승법(least squares)으로 구하는 구조를 반복하여 최종 해를 구한다. 그래서, 이 방식을 반복 최소 자승 (iterative least squares- ILS) 방식이라고 한다. ILS 방식은 기존 IIA 방식과 동일한 성능을 내면서도 수렴 속도가 빠르고, 계산 복잡도가 낮은 것으로 알려져 있다^[17]. 이 방식의 장점은 간섭 정렬을 선형 방정식 문제로 재구성함으로써 실질적 시변 채널에서 다양한 빔 추적 알고리즘 설계를 가능하게 하는 것이다. 고유 벡터 동요 이론 (perturbation theory) 또는 켈레 구배법(conjugate gradient)을 이용

한 시변 채널에서 간섭 정렬 빔 추적 알고리즘들이 제안되었다^[20,21].

위와 같은 대수학(algebra)에 기반한 반복적 (iterative) 알고리즘과 더불어, 가능한 빔포밍 행렬의 기하학적 특성을 이용한 간섭 정렬 방법도 제안되었다. 대부분의 경우, 송신 신호 사이의 간섭을 최소화 하기 위해, 간섭 정렬 빔 설계 시 빔포밍 행렬의 열벡터들이 단위 길이를 가지고 서로 직교한다고 가정한다. (즉, 어떤 빔포밍 행렬 \mathbf{V}_k 는 $\mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_k = \mathbf{I}$ 를 만족한다.) 이와 같은 행렬의 집합을 리만 기하학에서 Stiefel manifold라 부르는데, 간섭 정렬 빔 설계 문제는 각 단말기의 총 간섭 공분산 행렬의 가장 작은 고유치 d 개의 합을 최소화하는 송신 빔포밍 행렬을 Stiefel manifold 상에서 찾는 문제로도 볼 수 있다. 그리하여, Zhang 등에 의해 Steifel manifold 상에서 steepest descent method를 이용하여 간섭 정렬 빔을 설계하는 방법이 제안되었다^[22]. 더욱이, 간섭 정렬 조건 식 (3)을 보면 식 (3)을 만족시키는 송신 빔 포밍 행렬 \mathbf{V}_k 와 수신 빔 포밍 행렬 \mathbf{U}_k 의 오른쪽에 어떤 unitary 행렬을 곱하더라도 여전히 성립함을 알 수 있다. (즉, \mathbf{V}_k 와 \mathbf{U}_k 가 각각 $\mathbf{V}_k \Phi_k$, $\mathbf{U}_k \Psi_k$ 로 바뀌어도 성립한다^[23].) 따라서, 간섭 정렬을 이루면서 전체 전송률을 최대로 하는 송수신 행렬 \mathbf{V}_k 와 \mathbf{U}_k 를 Grassmann manifold 상에서의 최적화로도 찾을 수 있다. Grassmann manifold는 Stiefel manifold의 quotient space로 빔 설계 공간이 Stiefel manifold를 이용할 때 보다 작다. 이와 같은 사실에 기반하여 Grassmann manifold 상에서 간섭 정렬 빔을 steepest descent method로 찾는 방법 역시 제안되었다^[22]. 위 결과에서는 간섭 정렬 빔 설계에 대해서만 다룬 반면, Santamaria 등은 먼저 전체 간섭 누출을 최소화 하는 \mathbf{V}_k 와 \mathbf{U}_k 를 기존에 알려진 간섭 정렬 빔 설계 방법으로 찾은 뒤 거기서 전체 전송률이 최대가 되도록 하는 송수신 빔을 Grassmann manifold 상에서 steepest gradient method를 수행하여 찾는 알고리즘도 제안하였다^[24].

채널의 피드백 문제와 간섭 정렬을 함께 고려한 연구 결과들을 소개

또한, MIMO 간섭 채널에서의 DoF를 최대화하는 문제는 아래의 관계에 의해서 랭크 제약 하에서의 랭크 최소화 (RCRM: rank constrained rank minimization)

문제로 재해석할 수 있다^[25].

$$DoF = \text{rank}(\text{신호부공간}) - \text{rank}(\text{간섭부공간}) \quad (7)$$

즉, DoF 최대화는 신호 부공간의 랭크 제약 하에서 간섭 부공간의 랭크를 최소화하는 문제이다. 이 문제를 직접 푸는 것은 어렵기 때문에 최소 고유치 제약 하에서의 norm을 최대화하는 convex 최적화 문제로 relax 하여 해를 찾는 방식이 제안되었다^[25].

다른 기법으로는 Homotopy continuation을 이용한 단일 빔 간섭 정렬 방식이 제안되었다^[26]. 이 방식은 우리가 해를 쉽게 찾을 수 있는 출발 시스템을 조금씩 변형시키면서 풀고자 하는 목표 시스템의 해를 경로 추적 방식으로 구하는 것이다. 이에 바탕하여, MIMO 간섭 채널의 rank-one 간략화를 출발점으로 해서 간섭 정렬 해를 구하는 방식에 제안되었다^[26]. 그 외에도 최소 평균 제곱 오류(MMSE: minimum mean square error)의 합을 최소화 하는 형태로 빔을 설계하는 방식^[27], 양방향 훈련 신호(bi-directional training)를 이용한 적응형 빔 설계 방식^[28]등 많은 방식들이 현재까지도 계속 소개되고 있다.

IV. 불확실한 채널 정보 하에서의 간섭 정렬

지금까지 소개한 간섭 정렬 관련 연구에서는 송신단에서 전체 송신기와 수신기 사이의 채널을 완벽하게 알고 있다고 가정하고 있을 때 얻어진 결과이다. 하지만, 실제 무선 통신 시스템에서는, 수신기는 파일럿 신호 등을 이용하여 비교적 정확한 채널 정보를 알 수 있지만, 송신기는 피드백 시 생기는 여러 문제로 정확한 채널 정보를 알기 어렵다. 이 장에서는 이와 같이 채널의 피드백 문제와 간섭 정렬을 함께 고려한 연구 결과들을 소개한다.



1. 제한된 피드백 (Limited feedback)

수신기에서 채널을 정확히 추정했다 하더라도 피드백 채널의 용량이 제한되어 있으므로, 수신기는 추정된 채널 정보를 양자화하여 송신단에 피드백 하게 되며 이로 인해 송신단에서는 채널 정보에 오차가 생기게 된다. 이에 따라 송신단이 불확실한 채널 정보를 완전한 채널로 가정하고 이를 이용하여 간섭 정렬을 한다고 했을 때, 간섭 정렬이 보장하는 최대의 DoF를 얻기 위해 필요한 피드백 비트 수나 피드백 방법에 관한 연구가 진행되어 왔다.

간섭 정렬에서 채널 피드백 문제를 처음으로 다룬 연구^[29]에서는 K 개의 송수신기 쌍이 있는 SISO 간섭 채널을 고려하였다. 이때 각 송수신기 사이의 채널은 L 개의 탭을 가진 주파수 선택적 채널이며, K 개의 송신기에 전체 평균 송신 전력 제약 P 가 있다고 가정하였다. 이와 같은 상황에서 각 수신기에서 추정된 채널을 Grassmannian codebook을 이용하여 양자화한 뒤 다른 모든 송수신기에 알려줄 때, 피드백 비트의 수가 아래 식 (8)을 넘는다면, 송신단에서 불확실한 채널을 이용하여 간섭 정렬을 하더라도 K -사용자 SISO 간섭 채널에서 얻을 수 있는 최대의 DoF인 $K/2$ 를 얻을 수 있음을 밝혔다.

$$K(L-1) \log P \tag{8}$$

그 후, 이 결과를 $N \times M$ MIMO 간섭 채널로 확장하여 composite Grassmannian manifold 상의 codebook을 이용하여 채널을 피드백 할 때 최대의 자유도를 얻기 위해 필요한 최소 피드백 비트가 $K > R$ 일 경우 (9)와 같음이 또한 밝혀졌다^[30].

$$\min(N, M)^2 (RL-1) \log P \tag{9}$$

여기서 $R = \left\lfloor \frac{\max(N, M)}{\min(N, M)} \right\rfloor$ 이다.

셀룰러 네트워크 상황에서 피드백과 간섭 정렬을 고려한 연구도 수행되었는데, 논문 [31]에서는 M 개의 안테나가 있는 2개의 단말기에서 여러 개의 안테나를 가진 기지국으로 정보를 전송하는 상향 링크를 다루고 있다. 특히, 이 논문에서는 2-셀 셀룰러 네트워크에서

완벽한 채널 정보를 알고 있을 때 얻어지는 최대의 DoF를 밝혔고, 피드백 비트의 수가 아래 식 (10) 이상이면, 셀룰러 네트워크에서도 완전한 채널 정보가 있을 때와 같은 자유도를 얻을 수 있음을 밝혔다.

$$(M-1) \log_2(SNR) + const. \tag{10}$$

위에 소개한 결과들은 수신기에서 알아낸 채널 정보를 양자화하여 송신기에 되돌려주는 피드백 방법을 다루고 있다. 이와 같은 방법은 식 (8)-(10)에서 보듯 SNR에 따라 피드백 비트의 수가 증가하는 단점이 있어 실제 간섭 정렬이 유용하게 쓰일 수 있는 높은 SNR 영역에서는 시스템에 상당한 부담을 유발할 수 있다. 이와 같은 문제를 해결하고자, 아날로그 피드백 방식이 MIMO 간섭 채널에 고려되었다^[32]. 아날로그 피드백 방식은 수신기에서 채널 원소를 양자화하지 않고 역방향 전송으로 직접 송신기에 보내면 송신기가 채널을 추정하여 사용하는 방식이다. 이와 같은 아날로그 피드백 방식은 SNR에 따라 피드백 비트가 증가하는 디지털 피드백의 단점을 없애면서도 간섭 채널에서 얻을 수 있는 최대의 자유도를 보장할 수 있음이 알려져 있다. 다만, 이와 같은 아날로그 피드백에서는 순방향 전송과 역방향 전송의 송신 전력이 비슷해야 하는 제약이 있는데 역방향 전송 전력이 $O(P^\beta)$, ($0 < \beta < 1$)로 순방향 전송 전력 P 에 견주어 느리게 증가하면 전체 DoF의 β 배를 얻을 수 있음이 알려졌다^[32].

2. 지연된 채널 정보 (Delayed CSIT)

실제 무선 통신 시스템에서는 채널 정보 획득 시 앞서 소개한 제한된 피드백 문제 뿐 만 아니라 채널 피드백 지연(delay)도 발생하게 된다. 변화가 빠른 채널에서는 피드백 지연이 있으면 피드백으로 채널 정보를 정확히 알려주더라도 송신기가 획득한 채널 정보와 실제 현재 채널 사이에는 차이가 존재한다. 채널이 천천히 변하거나 채널 변화에 상관도가 크면 획득한 채널 정보를 바탕으로 채널 예측(prediction)을 통한 빔포밍을 생각할 수 있다. 반면, 채널이 빠르게 변하거나 피드백에서 지연이 큰 경우 획득된 채널과 실제 채널은 전혀

다르다 (통계적으로 독립이다). 이와 같이 지연된 채널 정보를 가지는 상황에서 간섭 정렬을 통해 DoF 이득을 얻고자 하는 연구가 진행되었으며, 이를

‘retrospective 간섭 정렬’이라고 부른다. 기존에는 지연된 채널 정보가 현재 채널과 통계적으로 독립이면 효용이 없다고 취급하여 최대 DoF가 1이라고 생각하고 있었다. 하지만 retrospective 간섭 정렬을 통해 1보다 큰 DoF를 얻을 수 있다는 것이 밝혀졌다.

Maddah-Ali와 Tse는 벡터 방송 채널(BC: broadcast channel)에서 지연된 채널 정보가 현재 채널과 독립일 경우에도 채널 정보를 아예 모르는 것보다는 높은 자유도를 얻을 수 있음을 보였으며^[33], 실제 송신기에 N 개의 안테나가 있고, 단일 안테나를 갖는 K 명의 수신기가 있는 경우 (단, $N \geq K$), 지연된 채널 정보(CSI: channel state information)를 이용하여 얻을 수 있는 전체 DoF가 식 (11)와 같음을 보였다^[33].

$$\frac{K}{1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{K}} (> 1) \quad (11)$$

또한, 식 (11)의 DoF가 각 채널이 iid일 때는 최적의 DoF임을 보였다. Retrospective 간섭 정렬의 기본 아이디어를 $K=N=2$ 인 경우에 소개하면 아래와 같다^[33].

식 (11)에 따르면, $K=N=2$ 인 경우 $4/3$ DoF를 얻을 수 있다. 따라서, 세 시간 구간 동안 네 개의 심볼을 보내야 한다. 매 시간마다 채널이 독립적으로 변하며 수신기는 바뀐 채널을 바로 알지만, 송신기는 1 시간 구간이 지난 뒤에야 채널을 알게 된다고 가정하자. $h_{ij}[m]$ 을 시간 m 에서 송신 안테나 j 에서 수신기 i 로 가는 채널, x_{ij} 를 수신기 i 로 가는 j 째 심볼이라 하자. 그리고, 수신기의 열잡음은 없다고 가정하자. 이때 지연된 채널 정보로 최대의 DoF를 얻는 방법은 아래와 같다. (각 수신단에서 검파가 동일하므로, 수신단 1만 살펴보겠다.)

$m=1$ 일 때 송신 신호는 $[x_{11}, x_{12}]^T$ 로 (수신기 1을 위한 심볼 2개) 한다. 이때 수신기 1의 수신 신호는 $y_1[1] = h_{11}[1]x_{11} + h_{12}[1]x_{12}$ 이다. $m=2$ 일 때 송신 신호는 $[x_{21},$

송신기에서 채널 정보를 전혀 알지 못하는 경우에 간섭 정렬을 이용하여 정보를 전송하는 방법

$x_{22}]^T$ 로 (수신기 2을 위한 심볼 2개) 한다. 이때의 수신 신호는 $y_1[2] = h_{11}[2]x_{21} + h_{12}[2]x_{22}$ 이다. $m=3$ 일 때 송신기는 지난 시간의 채널과 송신 신호를 모두 알고 있으

며, 송신 신호를 지난 시간에 각 수신기의 간섭 신호를 더한 것 $[(h_{21}[1]x_{11} + h_{22}[1]x_{12}) + (h_{11}[2]x_{21} + h_{12}[2]x_{22}), 0]^T$ 로 한다. 따라서 이때의 수신 신호는 $y_1[3] = h_{11}[3](h_{21}[1]x_{11} + h_{22}[1]x_{12} + h_{11}[2]x_{21} + h_{12}[2]x_{22})$ 로 수신기 1에서는 $h_{11}[3]$ 을 알고 있으므로, $m=3$ 에서 보낸 신호를 바로 알 수 있다. 따라서 수신기 1은 $m=1$ 에서 받은 신호와 $m=3$ 에서 받은 신호를 조합하여 $[x_{11}, x_{12}]$ 를 알아낼 수 있고 수신기 2는 비슷한 방법으로 $m=2$ 에서 받은 신호와 $m=3$ 에서 받은 신호를 조합하여 $[x_{21}, x_{22}]$ 얻어 총 3 시간 구간에 4개의 심볼을 보낼 수 있게 된다.

기존 Maddah-Ali와 Tse의 결과는^[33] 방송 채널에서 얻은 것으로 송신기가 모든 전송 메시지를 알고 있지만, 간섭 채널 및 X-채널에서는 다른 송신기의 전송 정보를 알 수 없으므로 분산형 retrospective 간섭 정렬 방법이 필요하다. 이에 3-사용자 SISO 간섭 채널 및 2-사용자 SISO X-채널에서 지연된 채널 정보만 있을 때 분산형 retrospective 간섭 정렬이 가능하며 이때 얻을 수 있는 DoF가 각각 $9/8$ 과 $8/7$ 임을 Maleki, Jafar, Shamai가 2012년에 밝혔다^[34]. 다만 위에서 보인 DoF가 각각의 채널에서 얻을 수 있는 최적의 DoF 인지는 밝혀내지 못하였다. 마지막으로 지연된 채널 정보가 있는 2-사용자 MIMO 간섭 채널의 DoF 영역에 대한 결과가 있다^[35]. 특히, 각 송수신기에 임의 개수의 안테나가 있는 경우 얻을 수 있는 모든 DoF 영역을 retrospective 간섭 정렬 방법을 이용하여 얻었다. 또한, 특정한 안테나 조합의 경우 지연된 채널 정보로 얻을 수 있는 DoF 영역과 채널 정보를 완전히 알았을 때 얻을 수 있는 DoF 영역이 일치함을 보였다^[35].

3. 그 밖의 결과

그 밖에 불완전한 채널 정보를 바탕으로 간섭 정렬 빔을 사용했을 때 얻을 수 있는 전송을 분석에 대한 연

구가 있다^[36-38]. 각 연구 결과를 간략히 소개하면 [36]은 K -사용자 MIMO 간섭 채널에서 채널에 대한 여러가 정규 분포로 주어진 경우, 간섭 정렬 빔을 사용할 때 얻게 되는 에르고딕 전송률의 상한과 하한을 구하였고, [37]에서는 [36]와 같은 채널에서 송신 안테나 상관까지 고려하여 간섭 정렬 빔을 쓸 때 수신 신호대 잡음 및 간섭비의 분포를 밝혔다. [38]은 3GPP 시스템에서 채널 정보가 불확실할 때 간섭 정렬이 가지는 성능에 대해 시뮬레이션으로 분석하였다.

V. 채널 정보가 없는 경우의 간섭 정렬

IV 장에서와 같이 채널 정보가 일부 주어지는 것과 달리, 송신기에서 채널 정보를 전혀 알지 못하는 경우에 간섭 정렬을 이용하여 정보를 전송하는 방법에 대한 연구도 진행되었다^[39-42]. 채널 정보 없이 간섭 정렬을 하는 방법을 통틀어 blind 간섭 정렬이라고 부르며, blind 간섭 정렬을 위해서는 각 송수신기 사이 채널의 상관도가 서로 다름을 (통계적 특성이 서로 다름을) 이용한다^[39]. 아래에서 송신 안테나가 2개, 수신 안테나가 1개이며 2개의 단말이 있는 MISO 방송 상황에서 blind 간섭 정렬을 이루는 간단한 보기를 소개한다^[39].

$K=N=2$ 인 경우 blind 간섭 정렬로도 4/3 DoF를 얻을 수 있다. 따라서 3 시간 구간 동안 4개의 심볼을 보내야 한다. IV장과 마찬가지로 $h_{ij}[m]$ 을 송신 j 안테나에서 수신기 i 로 가는 m 째 채널, x_j 를 수신기 i 로 가는 j 째 심볼이라 하자. 단, 3 시간 구간 동안 송신기에서 각 수신기로 가는 채널이 <그림 2>와 같이 변한다고 두자. 이때 전송 심볼을 아래와 같이 구성한다. $m=1$,

	$m=1$	$m=2$	$m=3$
수신기 1	$h_{11}[1]$	$h_{11}[2]$	$h_{11}[2]$
	$h_{12}[1]$	$h_{12}[2]$	$h_{12}[2]$
수신기 2	$h_{21}[1]$	$h_{21}[1]$	$h_{21}[2]$
	$h_{22}[1]$	$h_{22}[1]$	$h_{22}[2]$

<그림 2> Blind 간섭 정렬을 위한 채널 구성^[39]

$[x_{11}, x_{21}]$, $m=2$, $[x_{11}+x_{12}, x_{21}+x_{22}]$, $m=3$, $[x_{12}, x_{22}]$. 그러면 수신기 1에서 받는 신호는 시간에 따라 각각 $y_1[1]=h_{11}[1]x_{11}+h_{12}[1]x_{21}$, $y_1[2]=h_{11}[2](x_{11}+x_{12})+h_{12}[2](x_{21}+x_{22})$, $y_1[3]=h_{11}[2]x_{12}+h_{12}[2]x_{22}$ 이다. $y_1[2]-y_1[3]$ 을 구하면 $y_1[2]-y_1[3]=h_{11}[2]x_{11}+h_{12}[2]x_{21}$ 이므로 시간 1에서 수신 신호와 위 값을 조합하면 자신에게 보낸 심볼 $[x_{11}, x_{21}]$ 를 알 수 있다. 수신기 2에서도 비슷한 방식으로 2 심볼을 얻을 수 있어 전체 4/3 DoF를 얻는다.

위의 보기와 같이 blind 간섭 정렬은 각 채널의 시간에 따른 상관이 어떤 특수한 꼴로 나타나야 한다. 하지만 임의로 변하는 채널에서 원하는 상관을 얻기 위해서는 오랜 시간을 기다려야 한다. 특히, 시간에 따라 매우 천천히 변하는 채널의 경우, 이와 같은 문제가 더욱 심각한데 이에 원하는 임의의 채널 변화를 만들기 위하여 안테나의 전파 특성을 바꿀 수 있는 재구성 가능 안테나를 이용하여 채널을 원하는 대로 변하게 만들어 blind 간섭 정렬을 이루는 방법이 제안되어 있으며^[40-42], 특히 몇몇 경우 blind 간섭 정렬을 통해 최대의 DoF를 얻을 수 있음이 알려져 있다.

MISO 방송 채널에서^[40] 그리고 MIMO 방송 채널에서^[41]위와 같이 채널의 상관 구조를 이용하는 blind 간섭 정렬을 달성하는 방법이 알려졌으며, 또한 이때 얻을 수 있는 최대 DoF도 알려졌다. 간섭 채널에서 blind 간섭 정렬 연구는 Ke와 Wang의 결과^[42]가 대표적인데 2-사용자 MIMO 간섭 채널에서 blind 간섭 정렬로 최대의 DoF를 얻기 위해서는 두 개의 송신기 가운데 하나에만 재구성 가능 안테나를 쓰면 되고, 또한 안테나가 선택할 수 있는 모드의 개수가 재구성 가능 안테나가 설치된 송신기에 해당하는 수신기의 수신 안테나 수와 같거나 크면 최대의 DoF를 얻을 수 있음이 밝혀졌다.

VI. 셀룰러 네트워크에서 간섭 정렬

송수신기가 일대일로 쌍을 이루며 대응되는 간섭 채널에서 연구된 간섭 정렬의 아이디어를 하나의 송신기에 여러 개의 수신기가 있는 하향 링크 또는 하나의 수



신기로 여러 송신기가 동시에 정보를 전송하는 상향 링크 셀룰러 네트워크 상황에 알맞도록 변형하여 셀룰러 시스템의 성능 향상을 꾀하는 연구도 진행되었다^[43-48].

우선, 각 셀마다 K 명의 사용자가 있는 셀룰러 네트워크에서 간섭 정렬 기법을 통해 각 셀마다 $K/K+1$ 의 DoF를 얻을 수 있음이 밝혀졌다^[43]. 이 경우, 사용자의 수가 늘어나면서 DoF가 1로 접근하게 되는데, 기존 간섭 채널에서는 각 송수신기 쌍이 1/2의 DoF 밖에 얻지 못하는 것에 비하면 셀룰러 네트워크에서는 다중 사용자 이득(multiuser gain)을 얻은 것으로 볼 수 있다. 이후 셀룰러 네트워크의 하향 연결에서 더 나은 성능을 갖는 간섭 정렬 방식이 제안되었는데^[44], 새로 제안된 방식이 셀룰러 네트워크에 쓰였을 때 기존 간섭 정렬 방식 대비 더 좋은 성능을 가짐을 보이고 특히 마이크로-피코 기지국이 혼재하는 heterogeneous 셀룰러 네트워크 상황에서 성능이 우수함을 보였다^[44]. 이후 특수한 경우로 각 셀에 2명의 사용자가 있고 2-셀만 존재하는 MIMO 셀룰러 네트워크에서 송신 안테나의 수가 $[3M/2] \leq N \leq 2M$ 을 만족하는 경우, 시스템의 최대 DoF인 $2M$ 을 얻을 수 있는 간섭 정렬 방식이 알려져 있다^[45]. 그 밖에 셀룰러 네트워크에서 간섭 정렬의 feasibility 및 효율적인 빔 설계 방법에 대한 연구가 진행되었다^[46-48].

VII. 그 외 간섭 정렬의 응용

1. 보안 (Secrecy) 통신

간섭 정렬은 여러 송신기에서 어떤 원하지 않는 수신기로 가는 간섭 신호를 중첩되게 하여 수신 신호 공간의 저차원 부공간을 차지하게 한다. 간섭 신호가 저차원 부공간에 중첩되어 있으므로 각 수신기에서는 간섭 신호를 복호해 내기가 어렵다. 따라서, 간섭 정렬이 무선 통신에서 보안에 응용될 수 있음을 알 수 있다. K 명의 사용자가 있는 MIMO

간섭 채널에서 보안 통신을 위한 여러 조건을 고려하여 얻을 수 있는 secure DoF가 $\frac{K-2}{2K-2}$ 임을 밝혀졌으며, 이를 확장하여 시스템에 도청자 (eavesdropper)가 있는 경우의 secure DoF는 $\frac{K-2}{2K}$ 로 주어짐도 밝혀졌다^[49]. 그 밖에도 MIMO X-채널^[50] 및 간섭을 겪는 다중 접속 채널 (MAC: multiple access channel)^[51] 등 여러 무선 통신 환경에서 간섭 정렬을 통한 보안 통신 방법에 대한 연구 결과가 알려져 있다.

2. 간섭 정렬의 실제 채널 실험 결과

앞에 소개된 이론적 결과와 더불어 실제 채널 환경에 간섭 정렬을 이용했을 때 어느 정도의 성능을 얻을 수 있을 것인가에 대한 실험이 진행되었다. 특히, 기존의 이론적 간섭 정렬 연구 결과는 채널이 이상적인 rich scattering을 겪는다고 가정하고 얻은 것인데, 실제 채널은 이와 같은 이상적인 특성을 갖지 않으므로 실제 채널에서 간섭 정렬을 적용했을 때 성능을 얻어보는 실험은 의미가 있다. 예를 들면, [52]는 3개의 송수신 쌍이 있는 2×2 MIMO 간섭 채널을 고려하였다. 이와 같은 환경에서 실제 채널을 측정된 뒤 측정된 채널을 바탕으로 컴퓨터 시뮬레이션으로 간섭 정렬을 썼을 때의 성능을 얻었다. 실험 결과 간섭 정렬을 사용하면 실제 채널에서도 이론적으로 보장된 최대의 DoF를 얻을 수 있음을 밝혀졌다^[52]. 다만 이 연구^[52]는 실제 간섭 정렬 신호를 전송하지 않기 때문에 전송 시 송수신기의 동기 문제나 하드웨어 효과를 고려하지 않은 결과이다.

후속 연구^[53,54]에서는 3-사용자 2×2 MIMO 간섭 채널에서 실제 간섭 정렬 신호를 생성하고 무선 채널로 전송하여 간섭 정렬의 성능에 대해 고찰하였다.

적절한 간섭 제어 방식을 상황에 맞게 적용함으로써 간섭 문제를 효과적으로 해결할 수 있다.^[55] 무선 간섭 문제가 심각한 차세대 소형셀 기반 무선 통신 시스템에 간섭 정렬은 그 잠재력을 충분히 활용한다면, 중요한 역할을 할 것으로 예상된다.

VIII. 결론

본고에서는 차세대 무선 통신



에서 간섭 제어의 한 방법으로 고려되는 간섭 정렬의 기본 원리 및 간섭 정렬 빔 디자인 방법, 그리고 간섭 정렬의 여러 응용에 대해 지금까지 알려진 연구 결과들을 살펴보았다. 앞서 말한 것과 같이 어떤 특정 간섭 제어 방식이 모든 간섭 상황에서의 해결책은 아니며, 적절한 간섭 제어 방식을 상황에 맞게 적용함으로써 간섭 문제를 효과적으로 해결할 수 있다.^[55] 무선 간섭 문제가 심각한 차세대 소형셀 기반 무선 통신 시스템에 간섭 정렬은 그 잠재력을 충분히 활용한다면, 중요한 역할을 할 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] H. Sato, "The capacity of the Gaussian interference channel under strong interference," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 27, no. 6, pp. 786–788, Nov. 1981.
- [2] A. Carleial, "Outer bounds on the capacity of interference channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 29, no. 4, pp. 602–606, Jul. 1983.
- [3] 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.
- [4] M. Costa, "On the Gaussian interference channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 31, no. 5, pp. 607–615, Sep. 1985.
- [5] G. Kramer, "Outer bounds on the capacity of Gaussian interference channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 3, pp. 581–586, Mar. 2004.
- [6] I. Sason, "On achievable rate regions for the Gaussian interference channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 6, pp. 1345–1356, Jun. 2004.
- [7] M. Costa and A. Gamal, "The capacity region of the discrete memoryless interference channel with strong interference," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 33, no. 5, pp. 710–711, Sep. 1987.
- [8] R. Erkin, D. Tse, and H. Wang, "Gaussian interference channel capacity to within one bit," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 12, pp. 5534–5561, Dec. 2008.
- [9] 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.
- [10] R. Etkin and E. Ordentlich, "The degrees of freedom of the K-user gaussian interference channel is discontinuous at rational channel coefficients," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 55, no. 11, pp. 4932–4946, Nov. 2009.
- [11] A. Motahari, S. Oveis-Gharan, M. Maddah-Ali, and A. Khandani, "Real interference alignment: exploiting the potential of signal antennas systems," *ArXiv pre-print cs.IT/0908.2282*, Nov. 2009.
- [12] M. Maddah-Ali, S. Motahari, and A. Khandani, "Signaling over MIMO multi-base systems – combination of multiple access and broadcast schemes," in *Proc. of ISIT 2006*, Seattle, WA, Jul. 2006.
- [13] S. Jafar and S. Shamai, "Degrees of freedom for the MIMO X channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 1, pp. 151–170, Jan. 2008.
- [14] 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.
- [15] B. Nazer, S. Jafar, M. Gastpar, and S. Vishwanath, "Ergodic interference alignment," in *Proc. of ISIT 2009*, Seoul, Korea, Jun.–Jul. 2009.
- [16] K. Gomadam, V. Cadambe, and S. Jafar, "A distributed numerical approach to interference alignment and applications to wireless interference networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 57, no. 6, pp. 3309–3322, Jun. 2011.
- [17] 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.
- [18] J. Park, Y. Sung, and H. Poor, “On beamformer design for multiuser MIMO interference channels,” *ArXiv pre-print cs.IT/1011.6121*, Nov. 2010.
- [19] S. Peters and R. Heath, Jr., “Interference alignment via alternating minimization,” in *Proc. of ICASSP 2009, Taipei, Taiwan, Apr. 2009*.
- [20] 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. Signal Process.*, vol. 60, no. 4, pp. 1910–1926, Apr. 2012.
- [21] 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*.
- [22] C. Zhang, H. Yin, and G. Wei, “One-sided precoder designs on manifolds for interference alignment,” *ArXiv pre-print cs.IT/1209.0537*, Sep. 2012.
- [23] H. Sung, S.-H. Park, K.-J. Lee, and I. Lee, “Linear precoder designs for K-user interference channels,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 1, pp. 291–301, Jan. 2010.
- [24] I. Santamaria, O. Gonzalez, R. Heath Jr., and S. Peters, “Maximum sum-rate interference alignment algorithms for MIMO channels,” in *Proc. of Globecom 2010, Miami, FL, Dec. 2010*.
- [25] D. Papailiopoulos and A. Dimakis, “Interference alignment as a rank constrained rank minimization,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 8, pp. 4278–4288, Aug. 2012.
- [26] O. Gonzalez and I. Santamaria, “Interference alignment in single-beam MIMO networks via homotopy continuation,” in *Proc. of ICASSP 2011, Prague, Czech Republic, May 2011*.
- [27] D. Schmidt, C. Shi, R. A. Berry, M. Honig, and W. Utschick, “Minimum mean squared error interference alignment,” in *Proc. of Asilomar 2009, Pacific Grove, CA, Nov. 2009*.
- [28] C. Shi, R. Berry, M. Honig, “Adaptive beamforming in interference networks via bi-directional training,” in *Proc. of CISS, Princeton, NJ, Mar. 2010*.
- [29] J. Thukral and H. Bölcskei, “Interference alignment with limited feedback,” in *Proc. of ISIT 2009, Seoul, Korea, Jun.–Jul. 2009*.
- [30] R. Krishnamachari and M. Varanasi “Interference alignment under limited feedback for MIMO interference channels,” in *Proc. of ISIT 2010, Austin, Tx, Jun. 2010*.
- [31] N. Lee, W. Shin, and B. Clerckx, “Interference alignment with limited feedback on two-cell interfering two-user MIMO-MAC,” *ArXiv pre-print cs.IT/1010.0931*, Oct. 2010.
- [32] O. Ayach and R. Heath Jr., “Interference alignment with analog channel state feedback,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 2, pp. 626–636, Feb. 2012.
- [33] M. Maddah-Ali and D. Tse, “Completely stale transmitter channel state information is still very useful,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 7, pp. 4418–4431, Jul. 2012.
- [34] H. Maleki, S. Jafar, and S. Shamai, “Retrospective interference alignment over interference networks,” *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 6, no. 3, pp. 228–240, Jun. 2012.
- [35] C. Vaze and M. K. Varanasi, “The degrees of freedom region and interference alignment for the MIMO interference channel with delayed CSIT,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 7, pp. 4396–4417, Jul. 2012.
- [36] R. Tresch and M. Guillaud, “Cellular interference alignment with imperfect channel knowledge,” in



- Proc. of ICC 2009, Dresden, Germany, Jun. 2009.
- [37] B. N.-Makouei, J. Andrews, and R. Heath Jr., "MIMO interference alignment over correlated channels with imperfect CSI," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 6, pp. 2783–2794, Jun. 2011.
- [38] D. Aziz, S. Sentuerk, A. Weber, and T. Wild, "A simple model for imperfect channel state information and its application for the assessment of interference alignment," in *Proc. of WiMob 2012*, Barcelona, Spain, Oct. 2012.
- [39] S. Jafar, "Exploiting channel correlations – Simple interference alignment schemes with no CSIT," *ArXiv pre-print cs.IT/0910.0555*, Oct. 2009.
- [40] T. Gou, C. Wang, and S. Jafar, "Aiming perfectly in the dart – Blind interference alignment through staggered antenna switching," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 4, pp. 2734–2744, Jun. 2011.
- [41] C. Wang, T. Gou, and S. Jafar, "Interference alignment through staggered antenna switching for MIMO BC with no CSIT," in *Proc. of Asilomar 2010*, Pacific Grove, CA, Nov. 2010.
- [42] L. Ke and Z. Wang, "Degrees of freedom regions of two-user MIMO Z and full interference channels: The benefit of reconfigurable antennas," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 6, pp. 3766–3779, Jun. 2012.
- [43] C. Suh and D. Tse, "Interference alignment for cellular networks," in *Proc. of Allerton Conf. 2008*, Monticello, IL, Sep. 2008.
- [44] C. Suh, M. Ho, and D. Tse, "Downlink interference alignment," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 9, pp. 2616–2626, Sep. 2011.
- [45] W. Shin, N. Lee, J.-B. Lim, C. Shin, and K. Jang, "On the design of interference alignment scheme for two-cell MIMO interfering broadcast channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 2, pp. 437–442, Feb. 2011.
- [46] B. Zhang, R. Berry, and M. Honig, "Interference alignment in MIMO cellular networks," in *Proc. of ICASSP 2011*, Prague, Czech Republic, May 2011.
- [47] T. Liu and C. Yang, "On the feasibility of linear interference alignment for MIMO interference broadcast channels with constant coefficients," accepted to *IEEE Trans. Signal Process.*, 2013.
- [48] J. Schreck and G. Wunder, "Iterative interference alignment for cellular systems with user selection," in *Proc. of ICASSP 2012*, Kyoto, Japan, Mar. 2012.
- [49] O. Koyluoglu, H. Gamal, L. Lai, and H. Poor, "Interference alignment for secrecy," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 57, no. 6, pp. 3323–3332, Jun. 2011.
- [50] T. Gou and S. Jafar, "On the secure degrees of freedom of wireless X networks," in *Proc. of Allerton Conf. 2008*, Monticello, IL, Sep. 2008.
- [51] G. Bagherikaram, A. Motahari, and A. Khandani, "On the secure degrees of freedom of the multiple-access-channel," *ArXiv pre-print cs.IT/1003.0729*, Mar. 2010.
- [52] O. Ayach, S. Peters, and R. Heath Jr., "The feasibility of interference alignment over measured MIMO-OFDM channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 9, pp. 4309–4321, Nov. 2010.
- [53] O. Gonzalez, D. Ramirez, I. Santamaria, J. Garcia-Naya, and L. Castedo, "Experimental validation of interference alignment techniques using a multiuser MIMO testbed," in *Proc. of ITG WSA 2011*, Aachen, Germany, Feb. 2011.
- [54] P. Zetterberg and N. Moghadam, "An experimental investigation of SIMO, MIMO, interference-alignment (IA) and coordinated multi-point (COMP)," in *Proc. of IWSSIP 2012*, Vienna, Austria, Apr. 2012.
- [55] Y. Sung, J. Park, and D. Kim, "Trends and advances in multi-cell MISO/MIMO technologies," *한국통신학회, 정보와 통신*, 2012년 8월.



유희정

1999년 2월 고려대학교 전파공학과 (학사)
2001년 2월 KAIST 전기및전자공학과 (석사)
2011년 2월 KAIST 전기및전자공학과 (박사)
2001년 2월~2012년 8월 ETRI 선임연구원
2012년 9월~현재 영남대학교 정보통신공학과 조교수

〈관심분야〉
통신신호처리, 통계적 신호처리



성영철

1993년 2월 서울대학교 전자공학과 (학사)
1995년 2월 서울대학교 전자공학과 (석사)
2005년 5월 코넬대학교 전기및컴퓨터공학(박사)
1995년 1월~2000년 6월 LG전자 선임연구원
2005년 10월~2007년 1월

Qualcomm Inc. Senior Engineer
2007년 2월~현재 KAIST 전기및전자공학과 부교수

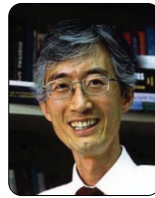
〈관심분야〉
무선통신, 통신신호처리, 통계적 신호처리, 정보이론



박주호

2006년 2월 KAIST 전기및전자공학과 (학사)
2008년 2월 KAIST 전기및전자공학과 (석사)
~현재 KAIST 전기및전자공학과 박사과정

〈관심분야〉
통신신호처리, 이동통신 시스템



이용훈

1978년 2월 서울대학교 전자공학과 (학사)
1980년 2월 서울대학교 전자공학과 (석사)
1984년 7월 Univ. of Pennsylvania Dept. of EE (박사)

1984년 8월~1989년 1월 SUNY Buffalo Dept. of ECE 조교수

1989년 1월~현재 KAIST 전기및전자공학과 교수

〈관심분야〉
통신시스템, 통신신호처리