

간섭정렬 기법의 개요

채성호 | 정세영

KAIST

요 약

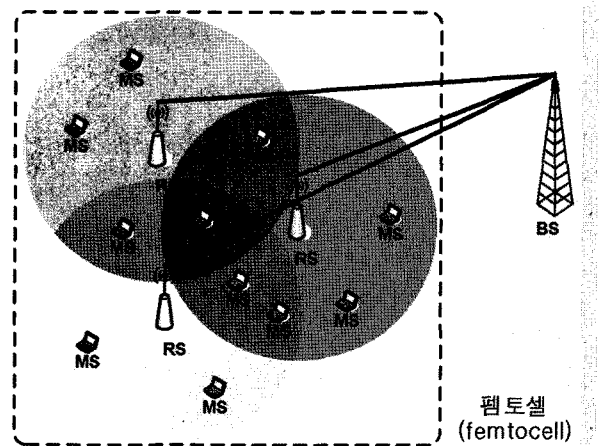
본고에서는 다중 사용자 환경에서 사용자간의 간섭을 효과적으로 제어하는 기법인 간섭정렬을 정보 이론적인 관점에서 살펴본다. 이제까지 발표된 여러 문헌들 가운데 주목할 만한 핵심 간섭정렬 아이디어를 소개하고, 이를 통해 결과적으로 얻을 수 있는 다중화 이득을 분석한다.

1. 서 론

최근 무선 인터넷과 멀티미디어 서비스의 보급이 가속화되면서 초소형 기지국을 가정이나 사무실 등 실내에 설치하는 펌토셀(Femtocell) 기술에 대한 관심이 높아지고 있다. 펌토셀은 기존의 셀룰라 망에 비해 셀 사이즈가 매우 작고 송신단과 수신단 사이의 거리가 짧아서 기존 셀룰라 망의 실내음영문제를 개선할 수 있으며 대용량 데이터 전송이 가능하다. 그러나 좁은 공간에 다수의 사용자가 밀집되어 있기 때문에 사용자간의 간섭이 심하다는 단점이 있다. 따라서 많은 사용자가 효과적인 통신을 하기 위해서는 네트워크의 성능을 저하시키는 간섭을 제어하는 일이 무엇보다도 중요하다.

이와 같이 사용자 사이에 간섭이 존재하는 채널을 간섭채널(Interference channel)이라 부른다. 간섭채널에서 간섭을 제거하는 가장 간단한 방법은 시간, 주파수, 안테나와 같은 한정된 통신 자원들을 사용자들이 겹치지 않게 나누어 쓰는

것이다. 시간을 나누어 쓰는 시분할다중접속(TDMA: Time division multiple access)이나 주파수를 나누어 쓰는 주파수 분할 다중접속(FDMA: Frequency division multiple access) 등이 이에 속한다. 하지만 이런 방법은 한 번에 한 사용자의 통신만 지원하므로, 대역 효율(Spectral efficiency)이 매우 낮다. 따라서 시스템 성능을 향상시키기 위해서는 여러 명의 사용자들이 통신 자원을 동시에 함께 써야 한다. 이와 같은 간섭채널을 연구하여 최적의 간섭제어 기법을 찾는 것은 통신 효율을 높이므로 매우 중요하다.



(그림 1) 펌토셀 환경

간섭채널에 대한 연구는 정보이론적으로 매우 중요한 문제로써 이에 관한 많은 연구가 진행되어 왔다. 하지만 가장 간단한 경우인 두 사용자 간섭채널에서조차 특별한 경우를

제외하고는 채널용량이 아직까지 밝혀져 있지 않다. 따라서 최근에는 채널용량을 정확히 알아보는 대신, 높은 신호 대 잡음 비(SNR: Signal to noise power ratio) 대역에서의 전송률의 경향을 보는 다중화 이득 (Multiplexing gain)에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 최적의 다중화 이득을 얻으면 높은 신호 대 잡음 비 대역에서 채널용량의 경향을 알 수 있다.

두 사용자 간섭채널에서는 제로포싱(Zero forcing) 기법을 쓰면 최적의 다중화 이득을 얻을 수 있다 [1]. 하지만 사용자 수가 셋 이상인 경우에는 제로포싱으로 최적의 다중화 이득을 얻을 수 없고, 간섭정렬(Interference alignment)이라는 새로운 기법이 필요하다는 것이 최근 연구에서 밝혀 졌다 ([2]-[9], [16]). 현재 문헌에서 소개하고 있는 간섭정렬 기법은 크게 두 종류로 나눌 수 있다. 송수신 빔형성 행렬을 적절하게 골라서 신호와 간섭을 효과적으로 분리하는 방법([2]-[4], [16]에서 다루고 있다)과 유리수와 무리수의 성질을 이용하여 구조화된 코드(Structured code)를 구성하는 방법([5]-[9]에서 다루고 있다)이다. 간섭정렬 기법은 간섭 채널에서뿐만 아니라 X채널 [5,6,10], 컴파운드 브로드캐스트 채널 (Compound broadcast channel) [11], 다중 사용자(Multi source multi destination) 멀티홉(Multi hop) 네트워크 [12]-[13] 등 다양한 네트워크 환경에서 최적의 다중화 이득을 달성할 수 있으며 최근에는 데이터 분산 저장(distributed storage)에도 적용되고 있다 [14]-[15].

본 고에서는 위에서 언급한 두 종류의 간섭정렬 기법에 대해 살펴본다. 각각의 간섭정렬 기법을 다룬 여러 연구 가운데 중요한 핵심 아이디어를 예시를 통해 소개하고 이를 통해 결과적으로 얻을 수 있는 다중화 이득에 대해 살펴본다. 구체적으로, 3장에서는 선형 빔형성 기법을, 4장에서는 구조화된 코드를 이용하는 기법에 대해 알아본다.

II. 시스템 모델

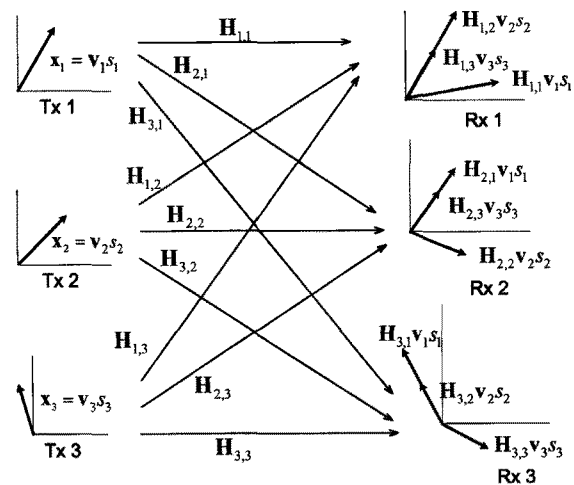
K사용자 간섭채널은 K개의 송신단과 K개의 수신단으로

구성된다. 각 송신단은 M개의 안테나를 사용하며, 각 수신단은 N개의 안테나를 사용한다고 가정한다. 또한 각 송신단 i는 수신단 i하고만 통신하기를 원하며, 각 수신단 i는 송신단 i를 제외한 다른 송신단으로부터 간섭신호를 받는다. 이때 송신단 i와 수신단 j사이의 입출력 관계는 다음과 같다.

$$y_j(t) = \sum_{i=1}^K H_{j,i}(t)x_i(t) + z_j(t)$$

여기서 t는 시간 슬롯, $x_i(t)$ 는 크기가 $M \times 1$ 인 송신단 i의 입력 벡터, $H_{j,i}(t)$ 는 크기가 $N \times M$ 인 송신단 i와 수신단 j사이의 채널 행렬, $y_j(t)$ 는 크기가 $N \times 1$ 인 수신단 j의 출력 벡터, $z_j(t)$ 는 크기가 $N \times 1$ 인 수신단 j에서의 잡음 벡터를 뜻한다. 잡음 벡터 $z_j(t)$ 의 성분들은 AWGN(Additive white Gaussian noise)이며, 각 계수의 평균은 0이고 분산은 1이다. 모든 잡음 벡터들은 서로 독립이며 송신 벡터들과도 독립이라고 가정한다. 또한 채널 성분들은 임의의 연속 분포로부터 추출되었다고 가정하고, 그 절대 값은 0보다 크며 유한한 값을 갖는다고 둔다. 모든 송수신단은 채널 정보들을 정확히 안다고 가정한다.

K사용자 간섭채널의 다중화이득은 다음과 같이 주어진다.



(그림 2) 사용자가 3명인 간섭채널에서 선형 빔형성 간섭정렬 기법을 통해 3 만큼의 다중화이득을 얻는 방법

$$\Gamma = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{R_+(P)}{\log P}$$

여기서 P 는 모든 송신단의 송신전력의 합을 나타내며, $R_+(P)$ 은 총 송신전력 P 에서의 전송률의 합(sum rate)을 나타낸다.

III. 선형 빔형성 간섭정렬 기법

본 장에서는 선형 빔형성 간섭정렬 기법에 대해 소개한다. 서론에서 언급한 바와 같이 선형 빔형성 기법은 각 송신단의 빔형성 행렬을 적합하게 설정하여 각 수신단의 간섭신호를 정렬시키고 이와 동시에 간섭신호와 원하는 신호가 서로 선형적으로 독립되게 하는 기법이다.

1. 사용자가 3명인 간섭채널

선형 빔형성 간섭정렬 기법의 핵심 아이디어를 살펴보기 위해 먼저 사용자가 셋이고 ($K=3$) 각 송신단이 두 개의 안테나를 사용하는 경우를 고려하자. 여기서는 간섭정렬을 통해 각각의 사용자가 하나의 데이터 열을 전송하고 결과적으로 최적의 다중화 이득인 3을 달성하는 방법에 대해 설명한다. (그림 2)는 최적의 다중화이득을 달성하는 간섭정렬 기법에 대해 보여준다. 각 송신단 i 는 크기가 2×1 인 빔형성 행렬 \mathbf{v}_i 를 통해 하나의 독립적인 데이터 열 s_i 을 전송하며 이때 각 수신단의 간섭신호들은 정렬된다.

먼저 송신단 1과 3이 전송한 신호가 수신단 2에서 정렬되기 위한 조건은 다음과 같다.

$$\mathbf{H}_{2,1}\mathbf{v}_1 = \mathbf{H}_{2,3}\mathbf{v}_3$$

또한, 송신단 1과 2가 전송한 신호가 수신단 3에서 정렬되기 위한 조건은 다음과 같다.

$$\mathbf{H}_{3,1}\mathbf{v}_1 = \mathbf{H}_{3,2}\mathbf{v}_2$$

마지막으로 송신단 2와 3이 전송한 신호가 수신단 1에서

정렬하기 위한 조건은 다음과 같다.

$$\mathbf{H}_{3,1}\mathbf{v}_1 = \mathbf{H}_{3,2}\mathbf{v}_2$$

여기서 a 는 상수이다. 즉 요약하면 각각의 수신단에서 간섭신호가 정렬하기 위해서는 다음의 조건을 만족시켜야 한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{1,2}\mathbf{v}_2 &= a\mathbf{H}_{1,3}\mathbf{v}_3 \\ \mathbf{H}_{2,1}\mathbf{v}_1 &= \mathbf{H}_{2,3}\mathbf{v}_3 \\ \mathbf{H}_{3,1}\mathbf{v}_1 &= \mathbf{H}_{3,2}\mathbf{v}_2 \end{aligned}$$

이 조건은 아래의 조건과도 동등하다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1 &= a(\mathbf{H}_{3,1})^{-1}\mathbf{H}_{3,2}(\mathbf{H}_{1,2})^{-1}\mathbf{H}_{1,3}(\mathbf{H}_{2,3})^{-1}\mathbf{H}_{2,1}\mathbf{v}_1 \\ &= a\mathbf{A}\mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_3 &= (\mathbf{H}_{2,3})^{-1}\mathbf{H}_{2,1}\mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 &= (\mathbf{H}_{3,2})^{-1}\mathbf{H}_{3,1}\mathbf{v}_1 \end{aligned}$$

여기서 $\mathbf{A} = (\mathbf{H}_{3,1})^{-1}\mathbf{H}_{3,2}(\mathbf{H}_{1,2})^{-1}\mathbf{H}_{1,3}(\mathbf{H}_{2,3})^{-1}\mathbf{H}_{2,1}$ 이다. 위의 조건을 만족시키기 위해 \mathbf{v}_1 를 행렬 \mathbf{A} 의 고유 벡터 중 하나로 설정하자. 그러면 a 와 \mathbf{v}_2 , \mathbf{v}_3 는 \mathbf{v}_1 의 값에 따라 자동으로 결정된다. 이렇게 각 송신단의 빔형성 행렬을 알맞게 고르면, 각 수신단에서 원하는 신호는 1차원을 차지하는 반면 간섭신호는 1차원을 차지하며, 원하는 신호와 간섭신호가 서로 선형적으로 독립이 된다. ((그림 2) 참조). 따라서 각 사용자는 각 수신단에서 간섭신호를 제로포싱하여 다중화이득을 1만큼 얻을 수 있다.

이러한 선형 빔형성 간섭정렬 기법을 통해 $M=N$ 이고 사용자가 3명인 간섭채널에서 최적의 다중화 이득인 $3M/2$ 를 얻을 수 있음이 밝혀져 있다 [2].

2. 일반적인 간섭채널

본 절에서는 사용자 수 K 와 송수신 안테나의 수 M , N 이 임의의 값을 갖는 일반적인 간섭채널에서 선형 빔형성 기법을 썼을 때 얻을 수 있는 다중화이득을 살펴본다. 여기서는 채널

널이 매 시간 슬롯마다 바뀌는 시변 채널(Time-varying channel)을 고려한다.

먼저 $M=N=1$ 이고, 사용자 수 K 가 임의의 값인 간섭채널을 생각하자. 이 경우 원래의 채널을 $(n+1)^T+n^T$ 만큼 심볼연장하며, 이때 사용자 1은 $(n+1)^T$ 의 다중화이득을 얻고 나머지 사용자들은 n^T 의 다중화이득을 얻는다. 여기서 $T=(K-1)(K-2)-1$ 이다. 이때 얻을 수 있는 다중화이득의 총합은

$$\sup_n \frac{(n+1)^T + (K-1)n^T}{(n+1)^T + n^T} = \frac{K}{2}$$

이므로, n 을 충분히 큰 양의 정수로 잡으면 최적의 다중화이득인 $K/2$ 에 다가갈 수 있다. 각 송신단에서 빔형성 행렬을 정하는 핵심 아이디어는 기본적으로 $K=3$ 인 경우와 같다 (자세한 설명은 [2]를 참조).

이제 K, M, N 이 모두 임의의 값을 갖고 각 채널행렬의 랭크가 $D \leq \min(M, N)$ 로 주어지는 일반적인 간섭채널을 생각하자. 이때 얻을 수 있는 다중화이득은 다음과 같다 [16].

$$\Gamma = \min \left(DK, \max \left(M + N - D, \frac{DL}{L+1} K \right) \right) \quad (1)$$

여기서 $L = \left\lfloor \frac{\max(M, N)}{D} \right\rfloor$ 이다. 만약 $D = \min(M, N)$ 인 경우에는 위의 다중화이득이 [3]에서 발표된 결과와 같아진다.

$K \leq K_1 = \left\lfloor \frac{N+M}{D} \right\rfloor - 1$ 인 경우, (1)을 달성하는 기법은 제로포싱 기법이다. 이때는 간섭신호의 수에 비해 각 송수신 안테나의 수가 충분히 크므로, 간섭신호를 제로포싱을 통해 모두 제거할 수 있다. 따라서 간섭 채널 링크가 모두 없는 경우와 같은 다중화이득을 얻을 수 있다. 하지만 $K > K_1$ 인 경우 사용자수가 늘어남에 따라 제로포싱으로 간섭신호를 모두 없앨 수 없으며, 더 높은 다중화이득을 얻기 위해서는 간섭정렬 기법을 써야 한다. 이때 각 사용자는 간섭 채널 링크가 모두 없는 경우에 비해 $\frac{1}{L+1}$ 배 만큼 다중화이득 손실을 보게 된다. 예를 들어 $M=N=D$ 인 경우에는 $L=1$ 이므로 각 사용자가 간섭링크가 모두 없는 경우와 비교하여 $\frac{1}{2}$ 배 만큼의 다중화이득을 얻을 수 있다. 위의 다중화이득을 얻기 위해 각 송신단에서 빔형성 행렬을 정하는 방법은 [3]과 [16]에서 자세히 소개하고 있다.

3. 다중사용자 멀티홉 네트워크

이러한 간섭정렬 기법은 싱글홉 네트워크인 간섭채널에서뿐만 아니라 다중사용자 멀티홉 네트워크에도 확장 적용이 가능하다. 특히 [12]에서는 사용자가 두 명인 간섭채널이 접합된(concatenation) 멀티홉 간섭 채널에서 간섭정렬을 두 홉에 걸쳐서 하는 간섭 중화 기법을 이용하여 최적의 다중화이득인 2를 얻을 수 있음을 보였다. 또한 일반적인 멀티홉 환경에서 릴레이 개수에 따른 최적의 간섭제어 기법 및 간섭정렬이 필요한 조건에 대해서는 [13]에서 자세히 다루고 있다.

지금까지 시변 채널에 적용할 수 있는 선형 빔형성 기법에 대해 살펴보고, 이를 통해 얻을 수 있는 다중화이득을 알아 보았다. 하지만 채널이 시불변(Constant channel)인 경우에 적합한 선형 빔형성 기법은 $K=3$ 일 때를 제외하고는 아직까지 알려지지 않았다. 일반적인 시불변 채널에서의 간섭정렬은 유리수와 무리수의 성질을 이용하여 구성된 구조화된 코드를 사용하여 구현할 수 있다.

IV. 구조화된 코드를 이용한 간섭정렬 기법

본 장에서는 [5]-[7]에서 다루는 구조화된 코드를 사용하는 간섭정렬 기법을 소개한다. 여기서는 채널이 시간에 따라 변하지 않는 시불변 채널을 고려한다. 또한 모든 채널 계수들이 실수(Real number)로 이뤄져 있다고 둔다. 이때 다중화이득은 다음과 같이 정의된다.

$$\Gamma = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{R_+(P)}{0.5 \log P}$$

1. 다중접속채널과 X 채널에서의 간섭정렬 기법

[5]-[7]에서 제안한 간섭정렬 기법의 기본 아이디어를 쉽게 살펴보기 위하여, 간섭채널을 살펴보기 앞서 사용자가 3명인 다중접속채널을 먼저 고려하자. 사용자가 3명이고 각 송수신단이 안테나를 하나 쓰는 다중접속채널의 입출력 관계는 다음과 같다.

$$y = x_1 + ax_2 + bx_3 + z$$

여기서 a 와 b 는 실수이며, 사용자들은 데이터 열을 하나씩 보낸다고 가정한다. 각 데이터 열은 송신 성상도(Transmit constellation)

$$U_{A,Q} = A\{-Q, -Q+1, \dots, Q-1, Q\}$$

내에서 변조(Modulated)되었다고 가정하며 여기서 Q 는 임의의 정수이고, A 는 수신 성상도의 최단거리를 조절하는 매개변수다. 각 수신 신호들의 성상도는 $A(u_1 + au_2 + bu_3)$ 로 표현할 수 있으며, 여기서 u_i 는 정수이다. $A(u_1 + au_2 + bu_3)$ 와 $A(u_1' + au_2' + bu_3')$ 로 표현되는 서로 다른 두 수신 성상도를 고려하자. 두 수신 성상도 사이의 거리는 $d = A|(u_1 - u_1') + a(u_2 - u_2') + b(u_3 - u_3')|$ 이며, 이 거리의 최소값은 Khintchine-Groshev 이론에 따라 $d_{min} \approx \frac{A}{Q}$ 이다 [6]. 여기서 잡음을 제거하기 위해서는 $d_{min} = 1$ 이어야 하므로, $A \approx Q$ 로 둔다. 이를 통해 수신신호와 송신 성상도 사이의 일대일 대응이 가능하므로 수신단은 세 개의 데이터 열을 모두 복호할 수 있다. 각 사용자의 전송률은 $R_i = \log(2Q-1)$ 이며, 송신전력은 $P = A^2 Q^2$ 이다. 따라서 $P \approx Q^4$ 임을 알 수 있으며, 다중화이득은 다음과 같다.

$$\Gamma = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{R_1(P)}{0.5 \log P} = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{R_1 + R_2 + R_3}{0.5 \log P} = 1$$

이제 사용자가 두 명인 X 채널에 대해 살펴보자. 이 채널에서는 각 송신단이 수신단 1과 2 모두에게 각각 하나의 독립적인 데이터를 전송한다. 간섭정렬을 위해 송신단 1과 2의 전송신호를 채널 계수들을 이용하여 다음과 같이 정한다.

$$\mathbf{x}_1 = \mathbf{H}_{2,2}u_1 + \mathbf{H}_{1,2}v_1$$

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{H}_{2,1}u_2 + \mathbf{H}_{1,1}v_2$$

여기서 u_i 와 v_i 는 송신단 1이 각각 수신단 1과 2로 전송하고자 하는 데이터 열이고, u_2 와 v_2 는 송신단 2가 각각 수신단 1과 2로 전송하고자 하는 데이터 열이다. 앞에서 설명한 다중접속채널에서와 마찬가지로 모든 데이터 열들은 송신 성

상도 $U_{A,Q}$ 내에서 변조되었다. 이때 각 수신단에서 받은 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1 &= (\mathbf{H}_{1,1}\mathbf{H}_{2,2})u_1 + (\mathbf{H}_{2,1}\mathbf{H}_{1,2})u_2 + (\mathbf{H}_{1,1}\mathbf{H}_{1,2})(v_1 + v_2) + z_1 \\ &= (\mathbf{H}_{1,1}\mathbf{H}_{2,2})u_1 + (\mathbf{H}_{2,1}\mathbf{H}_{1,2})u_2 + (\mathbf{H}_{1,1}\mathbf{H}_{1,2})u_3 + z_1 \\ y_2 &= (\mathbf{H}_{2,1}\mathbf{H}_{1,2})v_1 + (\mathbf{H}_{1,1}\mathbf{H}_{2,2})v_2 + (\mathbf{H}_{2,1}\mathbf{H}_{2,2})(u_1 + u_2) + z_2 \\ &= (\mathbf{H}_{2,1}\mathbf{H}_{1,2})v_1 + (\mathbf{H}_{1,1}\mathbf{H}_{2,2})v_2 + (\mathbf{H}_{2,1}\mathbf{H}_{2,2})v_3 + z_2 \end{aligned}$$

먼저 수신단 1에서 받은 신호를 고려해보자. 이때 수신단 1에서 간섭신호들이 $\mathbf{H}_{1,1}\mathbf{H}_{1,2}$ 방향으로 정렬되었음을 확인하자. 또한 앞에서 설명한 사용자가 3명인 다중접속채널과 비교해 보면 거의 비슷한 꼴이지만, X 채널에서는 다중접속채널에서와 달리 간섭신호 $u_3 = v_1 + v_2$ 가 존재함을 알 수 있다. 하지만 이 경우에도 Khintchine-Groshev 이론에 따라 두 수신 성상도 사이의 거리의 최소값은 $d_{min} \approx \frac{A}{Q}$ 이다 [6]. 마찬가지로 수신단 2의 수신신호에서도 간섭신호들이 $\mathbf{H}_{2,1}\mathbf{H}_{2,2}$ 방향으로 정렬되었으며, $d_{min} \approx \frac{A}{Q}$ 이다. 따라서 다중접속 채널에서 설명한 분석 방법을 그대로 적용하면, 각 수신단은 모든 데이터 열을 복호할 수 있으며 최적의 다중화이득인 4/3을 얻을 수 있다. 만약 v_1 과 v_2 가 지금처럼 정렬되지 않고 서로 다른 방향을 가지는 경우에는 수신 성상도가 4개의 정수의 선형 결합으로 이뤄지므로, 수신 성상도 사이의 거리의 최소값은 Khintchine-Groshev 이론에 따라 $d_{min} \approx \frac{A}{Q}$ 이고, 이때 다중화이득은 1로 감소한다. 즉 구조화된 코드를 사용하는 간섭정렬 기법은 송신 신호방향을 채널 계수를 이용해 조절하여 각 수신단에 존재하는 간섭을 정렬함으로써 d_{min} 에서 표현되는 Q 의 지수값을 줄일 수 있으며, 결과적으로 더 높은 다중화이득을 얻을 수 있게 하는 것이라고 할 수 있다. 구조화된 코드를 사용하였을 때 얻을 수 있는 다중화이득은 다음과 같은 식으로 표현할 수도 있다 [54].

$$\Gamma = \frac{\sum_{i=1}^K L_i}{m}$$

여기서는 L_i 는 수신단 i 이 원하는 신호가 차지하는 수신 방향의 개수, m 은 모든 수신단을 고려하였을 때 각 수신단의 수신 방향의 개수의 최대값을 뜻한다. 예를 들어 앞에서 고

려한 사용자가 2명인 X 채널의 경우 $L_1=L_2=2$ 이며, $m=3$ 이므로 4/3만큼의 다중화이득을 얻을 수 있다.

2. 사용자가 3명인 단일 입출력 간섭채널

앞 절에서 설명한 간섭정렬 기법을 비슷한 방법으로 간섭채널에 적용할 수 있다. 채널 계수가 다음과 같이 주어지는 간섭채널은 시스템 모델에서 정의한 원래 채널과 같은 다중화이득을 갖는다. [6]

$$\begin{aligned} y_1 &= G_1 x_1 + x_2 + x_3 + z_1 \\ y_2 &= G_2 x_2 + x_1 + x_3 + z_2 \\ y_3 &= G_3 x_3 + x_1 + G_0 x_2 + z_3 \end{aligned}$$

이때 G_0, G_1, G_2, G_3 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G_0 &= \frac{\mathbf{H}_{1,3} \mathbf{H}_{2,1} \mathbf{H}_{3,2}}{\mathbf{H}_{1,2} \mathbf{H}_{2,3} \mathbf{H}_{3,1}}, \quad G_1 = \frac{\mathbf{H}_{1,1} \mathbf{H}_{1,2} \mathbf{H}_{2,3}}{\mathbf{H}_{1,2} \mathbf{H}_{2,1} \mathbf{H}_{1,3}} \\ G_2 &= \frac{\mathbf{H}_{2,2} \mathbf{H}_{1,3}}{\mathbf{H}_{1,2} \mathbf{H}_{2,3}}, \quad G_3 = \frac{\mathbf{H}_{3,3} \mathbf{H}_{1,2} \mathbf{H}_{2,1}}{\mathbf{H}_{1,2} \mathbf{H}_{2,3} \mathbf{H}_{3,1}} \end{aligned}$$

여기서 설명할 간섭정렬 기법은 3장에서 설명한 선형 빔형성 기법과 마찬가지로 $\frac{3n+1}{2n+1}$ 의 다중화 이득을 얻을 수 있다. 송신단 1은 $n+1$ 방향으로 신호를 전송하며 전송신호는 다음과 같이 설계한다.

$$x_1 = A \sum_{j=0}^n G_0^j u_{1j}$$

송신단 2와 3은 n 방향으로 신호를 전송하며 전송신호는 각각 다음과 같이 설계한다.

$$\begin{aligned} x_2 &= A \sum_{j=0}^{n-1} G_0^j u_{2j} \\ x_3 &= A \sum_{j=0}^{n-1} G_0^j u_{3j} \end{aligned}$$

이때 수신단 1이 받는 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1 &= A \left(\sum_{j=0}^n G_1 G_0^j u_{1j} + \sum_{j=0}^{n-1} G_0^j (u_{2j} + u_{3j}) \right) + z_1 \\ &= A \left(\sum_{j=0}^n G_1 G_0^j u_{1j} + \sum_{j=0}^{n-1} G_0^j u'_{1j} \right) + z_1 \end{aligned}$$

위 식에서도 알 수 있듯이, 송신단 2와 3에서 전송한 신호가 수신단 1에서 정렬되었다. 따라서 수신단 1이 원하는 신호가 차지하는 방향의 개수는 $n+1$ 인 반면 간섭신호가 차지하는 방향의 개수는 n 이 된다. 또한 수신단 2와 3이 받는 신호는 각각

$$\begin{aligned} y_2 &= A \left(\sum_{j=0}^{n-1} G_2 G_0^j u_{2j} + \sum_{j=0}^n G_0^j (u_{1j} + u_{3j}) \right) + z_2 \\ &= A \left(\sum_{j=0}^{n-1} G_2 G_0^j u_{2j} + \sum_{j=0}^n G_0^j u'_{2j} \right) + z_2 \\ y_3 &= A \left(\sum_{j=0}^{n-1} G_3 G_0^j u_{3j} + \sum_{j=0}^n G_0^j (u_{1j} + u_{2j}) \right) + z_3 \\ &= A \left(\sum_{j=0}^{n-1} G_3 G_0^j u_{3j} + \sum_{j=0}^n G_0^j u'_{3j} \right) + z_3 \end{aligned}$$

와 같으며, 간섭신호들이 정렬되었음을 확인할 수 있다. 결론으로 간섭정렬 기법을 통해 얻을 수 있는 다중화이득은 다음과 같다.

$$\Gamma = \frac{\sum_{i=1}^K L_i}{m} = \frac{3n+1}{2n+1}$$

선형 빔형성 기법에서의 마찬가지로 n 은 임의의 양의 정수로 정할 수 있으므로, 구조화된 코드를 사용하여 시분할 채널에서 최적의 다중화이득인 $\sup_n \frac{3n+1}{2n+1} = \frac{3}{2}$ 을 얻을 수 있다.

3. 일반적인 간섭채널

구조화된 코드를 사용하는 간섭정렬 기법도 선형 빔형성 기법과 마찬가지로 K, M, N 이 임의의 값을 갖는 일반적인 간섭채널에 적용할 수 있다. 여기서는 각 채널 행렬의 랭크가 $\min(M, N)$ 로 주어진다고 가정한다. 이때 달성 가능한 다중화이득은 다음과 같다 [7].

$$\Gamma = \frac{MN}{M+N}K$$

위의 다중화이득은 사용자의 수가 $K \leq \left\lfloor \frac{\max(M, N)}{\min(M, N)} \right\rfloor$ 이거나 $K \geq \frac{M+N}{\gcd(M, N)}$ 일 때 최적임이 밝혀져 있다 [7].

구조화된 코드를 사용하는 간섭정렬 기법은 시불변 채널에 적용할 수 있기 때문에, 시변 채널에서도 당연히 적용할 수 있다 [5]. 또한 본고에서는 채널 계수의 값이 실수인 경우만 고려하였지만, 채널 계수의 값이 무리수인 경우로 확장이 가능하며 [17], 이때 얻을 수 있는 다중화이득의 값은 채널 계수가 실수인 경우와 같다.

V. 결론

본고에서는 다중 사용자 환경에서 사용자간의 간섭을 효과적으로 제어하는 기법인 간섭정렬을 정보 이론적인 관점에서 살펴보았다. 간섭정렬은 크게 두 가지 기법, 즉 선형 빔형성 기법과 구조화된 코드를 쓰는 기법으로 나눌 수 있다. 각각의 기법의 핵심아이디어 및 연구결과에 대해 설명하고, 이들을 통해 얻을 수 있는 다중화이득을 알아보았다.

참고 문헌

- [1] S. A. Jafar and M. J. Fakhreddin, "Degrees of freedom for the MIMO interference channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 53, no. 7, pp. 2637-2642, Jul. 2007.
- [2] V. R. Cadambe and S. A. Jafar, "Interference alignment and degrees of freedom for the K-user interference channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 8, pp. 3425-3441, Aug. 2008.
- [3] T. Gou and S. A. Jafar, "Degrees of freedom of the K user MxN MIMO interference channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 56, pp. 6040-6057, Dec. 2010.
- [4] V. R. Cadambe, S. A. Jafar, and S. Shamai (Shitz), "Interference alignment on the deterministic channel and application to fully connected AWGN interference networks," in *Proc. Information Theory and Applications Workshop*, University of California San Diego, La Jolla, CA, May 2008, pp. 41-45.
- [5] A. Motahari, S. O. Gharan, and A. Khandani, "Real interference alignment with real numbers," in *arXiv:cs.IT/0908.1208*, Aug. 2009.
- [6] A. Motahari, S. O. Gharan, and A. Khandani, "Real interference alignment: Exploiting the potential of single antenna systems," in *arXiv:cs.IT/0908.2282v2*, Nov. 2009.
- [7] A. Ghasemi, A. S. Motahari, and A. K. Khandani, "Interference alignment for the K user MIMO interference channel," in *arXiv:cs.IT/0909.4604*, Sep. 2009.
- [8] 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, pp. 4932-4946, Nov. 2009.
- [9] G. Bresler, A. Parekh, and D. Tse, "The approximate capacity of the many-to-one and one-to-many Gaussian interference channels," in *Proc. 45th Annu. Allerton Conf. Communication, Control, and Computing*, Monticello, IL, Sep. 2007.
- [10] S. A. Jafar and S. Shamai (Shitz), "Degrees of freedom region for the MIMO X channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 1, pp. 151-170, Jan. 2008.
- [11] H. Weingarten, S. Shamai (Shitz), and G. Kramer, "On the compound MIMO broadcast channel," in *Proc. Information Theory and Applications Workshop*, University of California San Diego, La Jolla, CA, Jan. 2007.
- [12] Tiangao Gou, Syed A. Jafar, Sang-Woon Jeon, and Sae-Young Chung, "Aligned interference neutralization and the degrees of freedom of the 2x2x2 interference channel," to appear in *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, Saint Petersburg,

- Russia, Jul.-Aug. 2011.
- [13] Sang-Woon Jeon, Sae-Young Chung, and Syed A. Jafar, "Degrees of freedom region of a class of multisource Gaussian relay networks," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 57, pp. 3032-3044, May 2011.
- [14] Changho Suh and Kannan Ramchandran, "Exact Regeneration Codes for Distributed Storage Repair Using Interference Alignment," in *arXiv:cs.IT/1001.0107v2*, Apr. 2010.
- [15] Yunnan Wu and Alexandros G. Dimakis, "Reducing Repair Traffic for Erasure Coding-Based Storage via Interference Alignment," in *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, pp. 2276-2280, June 28-July 03, 2009, Coex, Seoul, Korea.
- [16] Sung Ho Chae and Sae-Young Chung, "On the degrees of freedom of rank deficient interference channels," to appear in *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, Saint Petersburg, Russia, Jul.-Aug. 2011.
- [17] M. A. Maddah-Ali, "The degrees of freedom of the compound MIMO broadcast channels with finite states," in *arXiv:cs.IT/0909.5006*, 2009.

약 력



채 성 호

2002년 ~ 2005년 한국정보통신대학교 (현 KAIST ICC) 공학사
 2005년 ~ 2008년 한국정보통신대학교 (현 KAIST ICC) 공학석사
 2008년 ~ 현재 KAIST 전기 및 전자공학과 박사과정
 관심분야 : 무선통신, 네트워크 정보이론



정 세 영

1986년 ~ 1990년 서울대학교 공학사
 1990년 ~ 1992년 서울대학교 공학석사
 1995년 ~ 2000년 MIT EECS 공학박사
 2000년 ~ 2004년 Airvana, Inc. principal engineer
 2005년 ~ 현재 KAIST 전기 및 전자공학과 부교수
 관심분야 : 네트워크 정보이론, 오류 정정부호, 무선통신