

<https://doi.org/10.7236/IIBC.2017.17.5.61>

IIBC 2017-5-8

5세대 MIMO 이동 통신의 다중 사용자 X 채널 간섭 정렬

Multi-User X-Channel Interference Alignment in 5 Generation MIMO Mobile Communications

김정수*, 이문호**

Jeong-Su Kim*, Moon Ho Lee**

요약 간섭 채널에 대한 연구는 정보 이론적으로 매우 중요한 문제로써 이에 관한 많은 연구가 진행되어 왔다. 하지만 가장 간단한 경우인 두 사용자 간섭 채널에서조차 특별한 경우를 제외하고는 채널 용량이 아직까지 밝혀져 있지 않다. 따라서 최근에는 채널 용량을 정확히 알아보는 대신, 높은 신호 대 잡음 비(SNR: Signal to noise power ratio) 대역에서의 전송률의 경향을 보는 다중화 이득에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 최적의 다중화 이득을 얻으면 높은 신호 대 잡음 비 대역에서 채널 용량의 경향을 알 수 있다. 두 명의 사용자가 존재하는 간섭 채널에서는 간섭을 제거하면 최적의 다중화 이득을 얻을 수 있다. 하지만 사용자 수가 셋 이상인 경우에는 간섭 제거(Zero Forcing)만으로 최적의 다중화 이득을 얻을 수 없고, 간섭 정렬이라는 새로운 기법이 필요하다는 것이 최근 연구에서 밝혀졌다. 간섭 정렬 기법은 크게 두 종류로 나눌 수 있다. 송수신 빔 형성(Beamforming) 행렬을 적절하게 골라서 신호와 간섭을 효과적으로 분리하는 방법과 유리수와 무리수의 성질을 이용하여 구조화된 코드(Structured code)를 구성하는 방법이다. 간섭 정렬 기법은 간섭 채널, X 채널, 복합 방송 채널(Compound broadcast channel), 다중 송수신처(Multi source multi destination)를 위한 다중 홉(Multi hop) 네트워크 등의 다양한 환경에서 최적의 다중화 이득을 달성할 수 있으며, 최근에는 데이터 분산 저장(distributed storage)에도 적용되고 있다. 본 논문에서는 지연된 채널 정보의 DoF를 구했다.

Abstract The study on interference channel is very important information theoretically and many studies have been done on it. However, even in the simplest case, even in the case of two user interfering channels, the channel capacity is not yet known except in special cases. Recently, research on the multiplexing gain that shows the tendency of the transmission rate in the high signal to noise ratio (SNR) band has been actively carried out, instead of accurately grasping the channel capacity. Obtaining optimal multiplexing gain can reveal trends in channel capacity at high signal-to-noise ratio bands. In an interfering channel with two users, the best multiplexing gain can be obtained by eliminating the interference. However, recent research shows that when the number of users is more than three, the optimal multiplexing gain can not be obtained only by zero forcing and a new technique called interference sorting is needed. There are two types of interference sorting techniques. Beamforming A method of effectively separating signals and interference by properly selecting matrices and constructing structured codes using rational numbers and irrational numbers. The interference alignment technique can achieve optimal multiplexing gain in various environments such as interference channel, X channel, compound broadcast channel, and multi hop network for multi source multi destination. In recent years, it has also been applied to distributed storage. Lee et al., "Lattice Code Interference Alignment in Cooperative Multipoint Transmission (COMP) for Interference Channels of Three Users", Journal of the Institute of Electronics Engineers, vol.49-TC,no.6,2012. In this paper, the DoF of delayed channel information is obtained.

Key Words : Beamforming, interference channel, X channel, Cooperative Multipoint Transmission(COMP)

*정희원, 숭실사이버대학교 컴퓨터정보통신학과

**정희원, 전북대학교 전자정보공학부(교신저자)

접수일자: 2017년 8월 8일, 수정완료: 2017년 9월 8일

게재확정일자: 2017년 10월 13일

Received: 8 August, 2017 / Revised: 8 September, 2017 /

Accepted: 13 October, 2017

**Corresponding Author: moonho@jbnu.ac.kr

Dept Division of Electronic Engineering, Chonbuk National University, Korea

I. 서 론

5세대 이동통신에서는 방송, 통신, 컴퓨팅의 융합과 더불어 스마트 폰과 같은 다기능 무선 기기에 기본을 둔 다양한 멀티미디어 데이터와 소셜 네트워크(SNS)와 같은 새로운 서비스로 인하여 무선 통신 데이터에 대한 요구가 급증하고 있다. 이와 같은 수요를 충족시키기 위한 무선 통신 시스템의 전송률 증대방안을 피코셀(pico-cell)이나 펠토셀(femto-cell)과 같이 기지국의 밀도를 높여서 주파수를 재사용 하고 있다. 이와 같이 단위 면적 당 기지국의 수를 증가시키는 망 설계 구조에서는 무선 시스템의 성능 한계가 기존처럼 열잡음에 기인하는 것이 아니라 셀 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 구분 할 수 있다^[5-10]. 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. 정보 이론적으로는 간섭채널의 가장 간단한 모델인 사용자 두 명의 간섭채널에 대해 40년대 및 80년대에 많은 연구가 수행되었다. 특히 이 연구를 통해 사용자가 두 명의 간섭 채널에서 위 간섭 제어 방식들이 각각 특정 환경에서 최적 방식 이라는 것이 밝혀져, 간섭제어에 많은 직관을 제시하지만, 아직까지도 사용자 두 명의 간섭채널에서조차 채널 용량이 정확히 밝혀지지 않고, 1 비트의 오차 범위에서만 밝혀진 환경이 존재한다. 이렇게 일반적 간섭채널의 정보이론적 분석은 어려운 과제이다. 하지만 최근 이러한 어려움을 극복하고자, 3명 이상의 일반적 다중 사용자 간섭 채널에서 정확한 채널 용량 대신 DoF(Degree-of-Freedom)을 성능 척도로 하는 연구가 제시되었으며, DoF를 달성하는 방식으로 간섭 정렬 기법이 제시되었다. 간섭 정렬 기법이 다중 사용자 간섭 채널 환경에서 최상의 DoF 값이 절반까지 달성할 수 있다는 것이 증명 되었다. DoF는 신호 잡음 대 잡음비(SNR: signal to noise ratio)에 따른 전송률의 증가율을 나타내

며, 이를 통해 해당 신호 대 잡음비에서의 전송률을 대략 파악할 수 있다. 전송률은 다음과 같이 주어진다^[11].

$$R = \frac{K}{1 + \frac{1}{2} \dots + \frac{1}{K}} \log_2 SNR + OC \quad (1)$$

위 식에서 보듯이 신호 대 잡음비가 높은 경우 우변의 첫째 항이 주가 되고, 이 경우 DoF는 바로 전송율의 척도가 될 수 있다. 따라서, 최상의 DoF를 달성하는 간섭 정렬 기법은 신호 대 잡음비는 높지만 간섭에 의해 성능 한계가 나타나는 피코셀 또는 펠토셀 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. 본 논문의 구성은 II장에서 셀간 협력 다중점 송수신(COMP)과 셀 간 개념, III장은 지연된 채널 정보(Delayed CSIT)의 DoF, IV장에서 결론을 맺는다.

II. 셀 간 협력 다중점 송수신(COMP)과 셀 간 개념

LTE-Advanced에서는 셀 간 간섭을 최소화하면서 전송 용량을 증대시키는 주요 요소기술의 하나로 셀 간 협력 전송 기술을 개발하고 있다. LTE-Advanced에서 링크 성능을 개선시키기 위해서는 전송단과 수신단 사이의 단일 링크뿐만 아니라 타 링크로부터 들어오는 간섭 신호에 대한 대처가 요구되며, 이를 위해 COMP에서는 여러 셀들이 서로 협력하여 간섭을 최소화하면서 주변 셀들을 스케줄링을 하거나 빔 형성을 통해 단말이 경험하는 간섭을 줄여 성능을 향상시킨다. 표 2에서 COMP를 통해 셀 중심뿐만 아니라 셀 가장자리(cell-edge)에 있는 단말들에게도 높은 데이터 속도를 지원할 수 있게 된다^[2-4]. 셀 중심 환경에서는 셀을 섹터로 나누고 섹터화된 지향성 안테나 등을 설치하거나 추가 안테나 설치를 통해 데이터 전송 속도를 증가시키는 것이 가능하지만, 셀 가장자리는 주변 셀로부터의 간섭에 큰 영향을 받기 때문에 셀 간 협력이 없이는 일정 한계 이상의 성능을 보장하기 어렵기 때문에 주변 셀과의 협력을 통해 셀 간 간섭을 줄이고 전송효율을 높이는 셀 간 협력전송 기술이 필요하다. 셀 간 협력 전송 기술은 LTE-Advanced Release 13의 study item으로 채택되었고 표준기술로의

타당성이 검토되고 있다. 현재 다양한 협력 통신 시나리오에 근거해 COMP 기술의 성능을 분석 중이며, 동일 시스템뿐만이 아닌 이종 네트워크(피코셀, 펌트셀, relay 셀 등)을 위한 협력 전송 기술도 대한 연구도 진행 중이다. 향후에는 현재 진행 중인 다양한 COMP 기술의 성능 평가 결과를 바탕으로 Release 13에서 실제적인 표준화 작업을 진행할 COMP 후보기술 방식을 결정할 예정이다(표 2). 특히, 선정된 셀 간 협력전송 기술을 효율적으로 지원하기 위한 채널정보 교환 방식, 코드북 설계 방법, 코드북 선택 방법 등에 대한 논의가 추가적으로 진행될 것이다. 사용자 사이에 간섭이 존재하는 채널이 간섭 채널(Interference channel)이다. 간섭 채널에서 간섭을 제거하는 가장 간단한 방법은 시간, 주파수, 안테나와 같은 한정된 통신 자원들을 사용자들이 겹치지 않게 나누어 쓰는 것이다. 시간을 나누어 쓰는 시 분할 다중 접속(TDMA: Time division multiple access)이나 주파수를 나누어 쓰는 주파수 분할 다중 접속(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 간섭 채널을 연구하여 최적의 간섭 제어 기법을 찾는 것은 통신 효율을 높이므로 매우 중요하다. 간섭 채널에 대한 연구는 정보이론적으로 매우 중요한 문제로써 이에 관한 많은 연구가 진행되어 왔다. 하지만 가장 간단한 경우인 두 사용자 간섭 채널에서조차 특별한 경우를 제외하고는 채널 용량이 아직까지 밝혀져 있지 않다. 따라서 최근에는 채널 용량을 정확히 알아보는 대신, 높은 신호 대 잡음 비(SNR: Signal to noise power ratio) 대역에서의 전송률의 경향을 보는 다중화 이득에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 최적의 다중화 이득을 얻으면 높은 신호 대 잡음 비 대역에서 채널 용량의 경향을 알 수 있다. 두 명의 사용자가 존재하는 간섭 채널에서는 간섭을 제거하면 최적의 다중화 이득을 얻을 수 있다. 하지만 사용자 수가 셋 이상인 경우에는 간섭 제거(Zero Forcing)만으로 최적의 다중화 이득을 얻을 수 없고, 간섭 정렬이라는 새로운 기법이 필요하다는 것이 최근 연구에서 밝혀졌다. 간섭 정렬 기법은 크게 두 종류로 나눌 수 있다. 송수신 빔 형성(Beamforming) 행렬을 적절하게 골라서 신호와 간섭을 효과적으로 분리하는 방법과 유리수와 무리수의 성질을

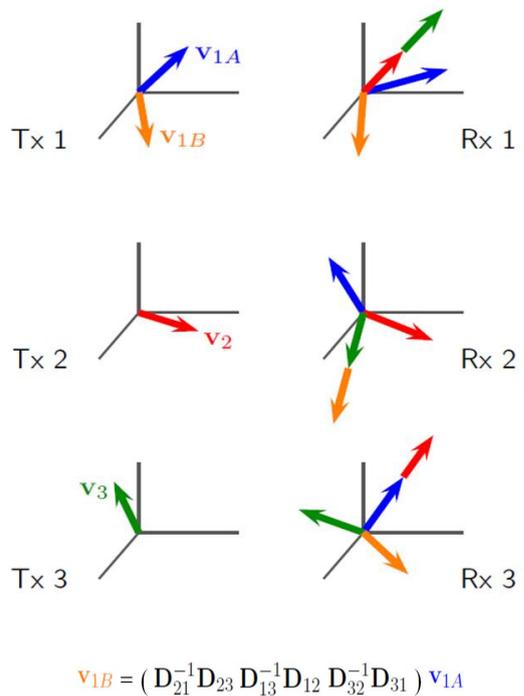


그림 1. 사용자가 3명인 간섭 채널에서의 선형 빔 형성 간섭정렬 기법
 Fig. 1. Interference Alignment using Beamforming over 3 user Interference channel

이용하여 구조화된 코드(Structured code)를 구성하는 방법이다. 간섭 정렬 기법은 간섭 채널, X 채널, 복합 방송 채널(Compound broadcast channel), 다중 송수신처(Multi source multi destination)를 위한 다중 홉(Multi hop) 네트워크 등의 다양한 환경에서 최적의 다중화 이득을 달성할 수 있다. 최근에는 데이터 분산 저장(distributed storage)에도 적용되고 있다.

선형 빔 형성 간섭 정렬 기법의 핵심 개념을 간단하게 설명하기 위해 사용자가 세 명(k=3)인 간섭 채널에서, 두 개의 송수신 안테나를 사용한다고 가정하면, 그림 1과 같이 선형 빔 형성 간섭 정렬을 통해 각각의 사용자가 하나의 데이터 열을 전송하고 결과적으로 최적의 다중화 이득인 3을 달성한다. 그림 2의 각 송신단 i는 크기가 2x1인 빔 형성 행렬 V_i 를 통해 하나의 독립적인 데이터 열 S_i 를 전송하며, 이 때, 각 수신단의 간섭 신호들은 정렬된다. 먼저 송신단 1과 3이 전송한 신호가 수신단 2에서 정렬되기 위한 조건은 다음과 같다.

$$D_{21} V_{1B} = D_{23} V_3 \quad (2)$$

표 1. 중요한 Interference DoF:

Table 1. Important Interference DoF:

IA	DoF	비교
MIMO 간섭 3 채널	3 User MIMO IC $d_1 = d_2 = d_3 = \frac{A}{2}$ $d_1 + d_2 + d_3 \leq \frac{3}{2}A$ $\dim(s_i) = A/2,$ $\dim(I_i) = A/2$	S. Jafar, "Degree of Freedom for The MIMO Interference Channel", IEEE Trans. IT, Vol.53, No.7, IT, 2007.
보안통신 간섭 정렬 Secrecy IA	$\frac{K-2}{2K-2}$	O. Schreck, "Interference Alignment for Secrecy", IEEE Trans. IT, vol.57, no.6, 2011.
3×2 User MIMO X Channel	$\frac{2AM}{M+1} : A = M+1$ $M=3, N=2$	S. Jafar, "Interference Alignment and The D.o.F of Wireless Channel", IEEE Trans. IT, Vol.55, No.9, 2009.
Single Ant. 단일 안테나 Cellular 망	$\frac{2K}{K+1} \quad (K: \text{사용자})$	S. Jafar, "Blind Interference", IEEE Trans. on Signal Processing, vol.59, no.6, 2011.
지연된 채널 정보(CSI) Delay Channel	$\frac{K}{1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{K}}$ $K: \text{User}$ $\text{e.g. } 3 \times 2 \text{ user}$ $DoF = \frac{9}{8}$	S. Jafar, "Retrospective IA over Interference Network" IEEE J. Select. Topics, Signal Processing vol.6, no.3, 2012.
Multi 다중안테나 Cellular 망	$\frac{2MN}{M+N} \quad M: T_X$ $N: R_r$	G.Sridharan. arXiv : cs IT/1312. 2681, 2013.
Reverse TDD 시스템	$d = \min \left\{ \frac{N_1 N_2 + T_1 T_2}{\text{Max}(N_1, N_2)}, \right.$ $M_1 + N_2, N_1 + M_2,$ $\text{Max}(M_1, M_2), \text{Max}(N_1, N_2)$ 여기서 $T_1 = \min(M_1, N_1(N_1 - N_2))^+$ $T_2 = \min(M_2, N_2(N_2 - N_1))^+$	S. W. Jeon arXiv : cs, IT/1404, 6012, Apr. 2014.
3 User Rank-Deficient MIMO IA	$\bar{d} = \min(D_s, \frac{N+M-D_s}{2}; D_s \leq M$ $\min(D_s, \frac{N}{2}, \frac{PM}{2P-1}, \frac{PN+2M-D_s}{2P+1},$ $P_1 > M$ 여기서 $P = [(D_s - M)/(N - M)].$ $MIMO(M_T, M_R, D_O, P_1, P_2)$	Y. Zeng, "Dgree of Freedom of The Three User Rank-Deficient" IEEE Trans. Wireless Common, vol.13, no.8, 2014.
Subspace Alignment 3 User MIMO	$d(MN) = \min \left(\frac{M}{2 - \frac{1}{K}}, \frac{N}{2 + \frac{1}{K}} \right)$ $M^{\#} \min(M_T, M_R), N = \text{Max}(M_T, M_R)$ $K = \lfloor MN - M \rfloor$	S. Jafar, ArXiv : 1109.4350, vol.1, cs, IT, 2011.

표 2. MIMO-LTE 스펙

Table 2. specialiation of MIMO-LTE

Parameters	Specifications of MIMO-LTE and LTE-Advanced			
	Release 10 (2012)	Release 11 (2013)	Release 12 (2015)	Release 13 (2016)
Aggregated Channel Bandwidth	20-100 MHz	>100MHz	>200MHz	500MHz
Carrier Aggregation	FDD or TDD	FDD or TDD	FDD+TDD	FDD+TDD
Modulation	128 QAM	256QAM	>256 QAM	1024 QAM
Antennas	4x4 and 8x8	8x8 and 16x16	8x8, 16x16, And 32x32	32x32, 64x64 and 128x128
Access Model	UL: SC-FDMA DL: OFDMA	UL: SC-FDMA DL: OFDMA	UL: SC-FDMA DL: OFDMA	UL: Hybrid-SCDMA DL: Hybrid OFDMA
Peak Data Rate	UL: 75 Mbps DL: 300 Mbps	UL: 1.5 Gbps DL: 3 Gbps	UL:>1.5 Gbps DL:>3 Gbps	UL: 10 Gbps DL: 20 Gbps
Peak Spectral Efficiency	UL: 15 bps/Hz DL: 30 bps/Hz	UL: 50 bps/Hz DL: 100 bps/Hz	UL:>50 bps/Hz DL:>100 bps/Hz	UL: 100 bps/Hz DL: 200 bps/Hz
Multipath Interference	cyclic prefix (CP)	Extended (CP)	Extended (CP)	Hybrid CP
Interference Mitigation	CoMP	Enhanced CoMP	Inter-eNB with Enhanced CoMP	Multilayer CoMP, NOMA
MIMO Channel	2D	2D	Enhanced 2D	3D for EBF and FD-MIMO

EBF=Elevation Beamforming, FD-MIMO=Full Dimension-MIMO

또한, 송신단 1과2가 전송한 신호가 수신단 3에서 정렬되기 위한 조건은 다음과 같다.

$$D_{32} V_2 = D_{31} V_{1A} \quad (3)$$

마지막으로 송신단 2와 3이 전송한 신호가 수신단 1에서 정렬하기 위한 조건은 다음과 같다.

$$D_{12} V_2 = D_{13} V_3 \quad (4)$$

요약하면 각각의 수신단에서 간섭 신호가 정렬하기 위해서는 다음의 조건을 만족시켜야 한다. 이 때, $D_{12}, D_{22} \dots$ 등은 Diagonal Channel이며, 수신단에 Zeroforcing(H^{-1})을 각 신호로 수신한다.

$$D_{12} V_2 = D_{13} V_3, \quad (5)$$

$$D_{21} V_{1B} = D_{23} V_3,$$

$$D_{31} V_{1A} = D_{32} V_2.$$

이 조건은 아래의 조건과도 동등하다.

$$V_3 = (D_{23})^{-1} D_{21} V_{1B}, \quad (6)$$

$$V_2 = (D_{32})^{-1} D_{31} V_{1A}.$$

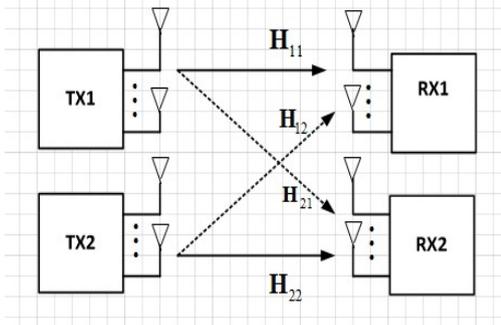


그림 2. X채널
 Fig. 2. X channel

여기서 $V_{1B} = (D_{21}^{-1}D_{23}D_{13}^{-1}D_{12}D_{32}^{-1}D_{31})V_{1A}$ 이다. V_{1B} 는 간섭 신호이고, V_{1A} 는 보내는 신호이다. 위의 조건을 만족시키기 위해 V_i 를 행렬 V_{1A} 의 고유 벡터(Eigen Vector) 중 하나로 설정하자. 그러면 V_{1A} , V_2 , V_3 는 V_1 의 값에 따라 자동으로 결정된다. 이렇게 각 송신단의 빔 형성 행렬을 알맞게 고르면, 각 수신단에서 원하는 신호와 간섭 신호는 1차원을 차지하며, 원하는 신호와 간섭 신호가 그림 2와 같이 서로 선형적으로 독립이 된다. 따라서 각 사용자는 각 수신단에서 간섭을 제거하여 다중화 이득을 1만큼 얻을 수 있다. 이러한 선형 빔 형성 간섭 정렬 기법을 통해 송수신 안테나의 개수가 같고, 사용자가 3명인 간섭 채널에서 최적의 다중화 이득인 $\frac{3M}{2}$ 을 얻을 수 있음이 밝혀져 있다. 송신 안테나의 개수가 2개이면, 다중화 이득은 $\frac{3 \times 2}{2} = 3$ 이다. 여기서 M은 송신 안테나의 개수이다. 표 1은 중요한 Interference DoF이다.

X channel 3user 경우인데 한 메시지를 제거하면

$$d_1 + d_2 \leq A, d_2 + d_3 \leq A, d_3 + d_1 \leq A \quad (7)$$

(7)식을 각각 더해

$$d_1 + d_2 + d_3 \leq \frac{3}{2}A. \quad (8)$$

1948년 Shannon은 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN : Additive White Gaussian Noise)이 존재하는 점 대 점 통신(point-to-point communication)에서 랜덤 코드북으로 생성한 부호로 (9)의 채널 용량을 달성함을 증명하였다.

$$C = \frac{1}{2} \log(1 + \frac{S}{N}) \quad (9)$$

가산성 백색 가우시안 채널의 용량과 DoF는 식 (10), (11)과 같다.

$$C_{AWGN} = \log(1 + SNR), \quad (10)$$

$$DoF = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{C}{\log(SNR)} = 1. \quad (11)$$

직교화(Orthogonalizing)를 통한 채널 용량은

$$\sum_{i=1}^k R_i = \log(1 + \frac{\sum_{i=1}^k P_i}{N}). \quad (12)$$

두 명의 사용자가 존재하는 채널에서의 채널 용량은

$$\sum_{i=1}^2 R_i = \log(1 + \frac{\sum_{i=1}^2 P_i}{N}),$$

$$2R = \log(1 + 2\frac{P}{N}) = \log(1 + 2 SNR). \quad (13)$$

따라서,

$$R = \frac{1}{2} \log(1 + 2 SNR). \quad (14)$$

그리고,

$$DoF = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{R}{\log(2SNR)} = \frac{1}{2} \frac{\log(1 + 2SNR)}{\log(2SNR)} \quad (15)$$

간섭 대 잡음 비(INR:Interference to Noise Ratio)와 신호 대 잡음 비(SNR:Signal to Noise Ratio)를 증가시키되, 그 비율(α)을 고정시키고, 간섭을 잡음으로 간주하면,

$\alpha = \frac{\log INR}{\log SNR}$ 라 가정하면, 전송 용량과 DoF는

$$R = \log(1 + \frac{SNR}{1 + INR}) \quad (16)$$

$$DoF = \lim_{SNR, INR \rightarrow \infty} \frac{R}{\log(\frac{SNR}{1 + INR})} = \frac{\log(1 + \frac{SNR}{INR})}{\log(SNR)} = \frac{\log(\frac{SNR}{INR})}{\log(SNR)}$$

$$= \frac{\log(SNR) - \log(INR)}{\log(SNR)} = 1 - \frac{\log(INR)}{\log(SNR)} = 1 - \alpha \quad (17)$$

α 의 값에 따른 DoF를 그래프로 나타내면, 그림 3과 같다.

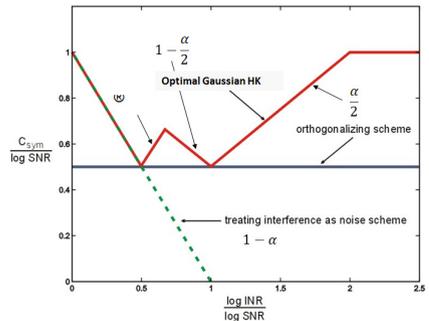


그림 3. α 의 값에 따른 DoF
 Fig. 3. Plot of DoF for α

III. 지연된 채널 정보(Delayed CSIT)의 DoF

실제 무선 통신 시스템에서는 채널 정보 획득 시 제한된 피드백 문제 뿐 만 아니라 채널 피드백 지연(delay)도 발생하게 된다. 변화가 빠른 채널에서는 피드백 지연이 있으면 패드백을 채널정보를 정확히 알려주더라도 송신기가 획득한 채널 정보와 실제로 현재 채널사이에는 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 획득한 채널과 실제 채널은 전혀 다르다 (통계적으로 독립) 이와 같이 지연된 채널정보를 가지는 상황에서 간섭 정렬을 통해 DoF 이득을 얻고자 하는 연구가 진행 되었으며 이는 ‘retrospective 간섭 정렬’이다. 기존에는 지연된 채널 정보가 현재 채널과 통계적으로 독립이면 효용이 없다고 취급하여 최대 DoF가 1이다. 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, 실제 송신기에 N 개의 안테나 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(3.1)와 같음을 보였다.

$$\frac{K}{1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{K}} (> 1) \quad (18)$$

또한 식(18)의 DoF가 각 채널이 iid일 때는 최적의 DoF임을 보였다. Retrospective 간섭 정렬의 기본 아이디어를 $K=N=2$ 인 경우에는

$$\frac{K}{1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{K}} = \frac{2}{1 + \frac{1}{2}} = \frac{4}{3} \quad (19)$$

식 (19)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 i 에서 수신기 j 로 가는 채널, x_{ij} 를 수신기 j 로 가는 j 째 심볼이라 하자. 그리고, 수신기의 열잡

음은 없다고 가정하자. 이때 지연된 채널 정보로 최대의 DoF를 얻는 방법은 아래와 같다. 각 수신단에서 검파가 동일하므로, 수신단 1만 보면 $m=1$ 일때 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. $m=2$ 일때 송신 신호는 $[x_{21}, x_{22}]^T$ 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 송신 신호를 모두 알고 있으며, 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 $m=1$ 에 받은 신호와 $m=3$ 에서 받은 신호를 조합하여 $[x_{21}, x_{22}]$ 얻어 총 3시간 구간에 4개의 심볼을 보낼 수 있게된다.

즉,

$$d_1 + d_2 + d_3 = \frac{4}{3} \quad (20)$$

기존 Maddah-Ali와 Tse의 결과는 방송채널에서 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 있을때 분산형 retrospective 간섭 정렬이 가능하며 이때 얻을 수 있는 DoF가 각각 $9/8$ 과 $8/7$ 임을 Maleki, Jafar, Shamai가 2012년에 밝혔다. 다만 위에서 보인 각각의 채널에서 얻을 수 있는 최적의 DoF인지는 밝혀내지 못하였다.

고차 심볼 : Generating

i. 송신기 안테나 $2N$ 이면 :

$$DoF_1 = \frac{4}{2 + \frac{1}{DoF_2}} \quad (21)$$

여기서 수신단의 하나의 timeslot을 갖는

$$DoF_1 = 1 \text{이다}$$

$$DoF_1 = \frac{4}{2+1} = \frac{4}{3} \quad (22)$$

ii. $K=3$ 일때

$$DoF_1(3) = \frac{K}{1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{K}} = \frac{3}{1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3}} = \frac{18}{11} \quad (23)$$

iii. $K=3$ 이고 DoF_3 (수신단이 3심볼을 보내려면)

$$DoF_3(3) = 1 \quad DoF_3(3) = \frac{3}{1} = 3 \quad (24)$$

$$DoF_1^*(k) \geq \frac{k}{1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{k}} \quad (25)$$

일반적

$$DoF_j^*(k) \geq \frac{k-j+1}{j} \frac{1}{\frac{1}{j} + \frac{1}{j+1} + \dots + \frac{1}{k}} \quad (26)$$

따라서

$$DoF_1^*(2) = DoF_1(2) = \frac{2-1+1}{1} \frac{1}{1 + \frac{1}{2}} = 2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{2}} = \frac{4}{3} \quad (27)$$

$$DoF_1^*(3) = \frac{9}{3 + \frac{9}{DoF_2^*(3)}} = \frac{9}{3+3} = \frac{9}{6} = \frac{3}{2} \quad (28)$$

$$DoF_2^*(3) = \frac{6}{3 + \frac{6}{DoF_3^*(3)}} = \frac{6}{5} \quad (\text{부록에 자세히 증명했음}) \quad (29)$$

주요 간섭 정렬과 DoF(Degree of Freedom)을 요약하면 표 1과 같다. 그림 4는 (19)-(29)식까지 DoF를 그려놓은 것이다.

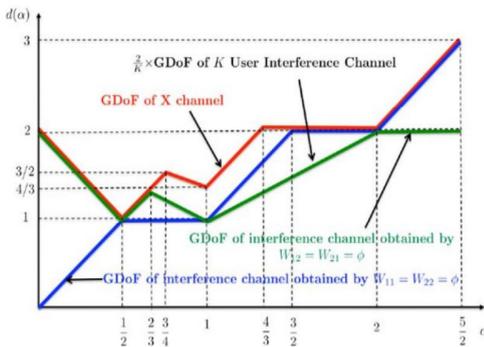


그림 4. 대칭 X 채널의 GDoF
 Fig. 4. GDoF symmetric X channel

$$\alpha = \frac{\log INR}{\log SNR}, \quad (\alpha) = \frac{c_{sym}}{\log SNR}$$

IV. 결론

일반적으로 $M \times N$ 다중 안테나에 K 사용자 간섭 채널에서 채널용량을 구하는 대신 DoF를 정의해서 구한다. 일반적 $M \times N$ 다중 안테나 K-사용자 간섭 채널에서 완벽한 간섭 정렬과 최대 DoF의 달성이 가능한 것이 밝혀졌기 때문이다. 다중사용자 MIMO 간섭 채널 환경에서 신호 공간적 접근 방식에 기반한 간섭 정렬에 중점을 두고 이를 위한 빔 설계 방식들은 Femtocell, Picocell, Macrocell이 초래한 Heterogeneous Cell에서 DoF를 구하고 있다.

References

- [1] Soung Yong Chol "Interference Alignment Multi user interference channel" IEEK vol. 40, no. 4, 2013. 4.
- [2] S. Jafar, "Degree of Freedom for The MIMO Interference Channel", IEEE Trans. IT. Vol.53, No.7, IT, 2007.
- [3] O. Schreck, "Interference Alignment for Secrecy", IEEE Trans. IT. vol.57, no.6, 2011.
- [4] Y. Zeng, "Dgree of Freedom of The Three User Rank-Deficient" IEEE Trans. Wireless Common, vol.13, no.8, 2014.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] C. Yetis, T. Gou, and A. Kayran, "On Feasibility of Interference Alignment in MIMO Interference Networks," IEEE Trans. Signal Process, vol.58, no. 9, pp. 4771-4728, Sep. 2010.
- [8] 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.

- [9] H. Yu and Y. Sung, "Least squares approach to joint beam design for interference alignment in multiuser multi-input multi-output interference channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 58, Sept. 2010.
- [10] C.wang, "Degree of freedom characterization" *IEEE* vol.18 no.5 May 2014.

부 록

자유도의 특성

블라인드 간섭 조정 기능이 있는 3 유저 SISO 간섭 채널인 경우

$K=1,2,3$,

두 개의 독립적인 기호 s_1^k, s_2^k

빔 포밍 벡터 u_1^k, u_2^k 라면 송신된 신호 벡터

$$X_k = u_1^k s_1^k + u_2^k s_2^k \quad (30)$$

주어진 값에 의해 형성된 빔 포밍 벡터는

$$\begin{cases} u_2^1 = u_1^2 = [01110]^T \\ u_2^2 = u_1^3 = [00111]^T \end{cases} \quad (31)$$

안테나 모드 전환 패턴이다

$$L_k = [l_k(1) l_k(2) \dots l_k(5)] \quad (32)$$

Rx1일때 : 두 번째 시간 슬롯의 끝에서 안테나 모드 1을 모드 2로 전환하면

$$i. L_1 = [11222] \quad (33)$$

Rx2일때 : 세 번째 타임 슬롯의 끝에 안테나 모드 1을 모드 2로 전환한다.

$$ii. L_2 = [11122] \quad (34)$$

Rx3일때 : 안테나 모드를 2번으로 전환하는데, 첫 번째 타임 슬롯의 끝에서 모드1에서 모드2로 그리고 다시 4번째 타임 슬롯에서 다시 모드3으로 돌아간다.

$$iii. L_3 = [12221] \quad (35)$$

$$H_{1k} = \text{diag}([h_{1k}(1) h_{1k}(1) h_{1k}(2) h_{1k}(2) h_{1k}(2)])$$

$$\text{since } L_1 = [11222]$$

$$H_{2k} = \text{diag}([h_{2k}(1) h_{2k}(1) h_{2k}(1) h_{2k}(2) h_{2k}(2)])$$

$$\text{since } L_1 = [11122]$$

$$H_{3k} = \text{diag}([h_{3k}(1) h_{3k}(2) h_{3k}(2) h_{3k}(2) h_{3k}(1)])$$

$$\text{since } L_1 = [12221]$$

각 수신기는 두 개의 원하는 기호를 디코딩 할 수 있다.

$$y_1 = \sum_{k=1}^3 H_{1k} x_k + z_1 = \begin{bmatrix} h_{11}(1) & 0 \\ h_{11}(1) h_{11}(1) \\ h_{11}(2) h_{11}(2) \\ 0 & h_{11}(2) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^1 \\ s_2^1 \end{bmatrix} + z_1$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & h_{13}(1) \\ h_{12}(1) & 0 & 0 & h_{13}(1) \\ h_{12}(2) h_{12}(2) h_{13}(2) h_{13}(2) \\ h_{12}(2) h_{12}(2) h_{13}(2) & 0 \\ 0 & h_{12}(2) h_{13}(2) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^2 \\ s_2^2 \\ s_1^3 \\ s_2^3 \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$y_1 = u_1^1, u_2^1 \quad u_1^1 = [11100]^T, \quad u_2^1 = [01110]^T \begin{bmatrix} s_1^1 s_2^1 \\ s_2^1 s_2^2 \\ s_1^3 s_2^3 \end{bmatrix}$$

$$y_2 = u_1^2, u_2^2 \quad u_1^2 = [01110]^T, \quad u_2^2 = [00111]^T \begin{bmatrix} s_1^1 s_2^1 \\ s_2^1 s_2^2 \\ s_1^3 s_2^3 \end{bmatrix}$$

$$y_3 = u_1^3, u_2^3 \quad u_1^3 = [00111]^T, \quad u_2^3 = [11100]^T \begin{bmatrix} s_1^1 s_2^1 \\ s_2^1 s_2^2 \\ s_1^3 s_2^3 \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$u \times H \Rightarrow [11100]^T \times [h_{1k}(1) h_{1k}(1) h_{1k}(1) h_{1k}(2) h_{1k}(2) h_{1k}(2)]$$

$$= [h_{1k}(1) h_{1k}(1) h_{1k}(1) h_{1k}(2) 0 0]^T \quad (38)$$

원하는 2차원 신호 부분 공간과 4차원 간섭 부분 공간은 다음과 같다.

$$y_1 = \begin{bmatrix} h_{11}(1) & 0 \\ h_{11}(1) h_{11}(1) \\ h_{11}(2) h_{11}(2) \\ 0 & h_{11}(2) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^1 \\ s_2^1 \end{bmatrix} + z_1 + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & h_{13}(1) \\ h_{12}(1) & 0 & 0 & h_{13}(1) \\ h_{12}(2) h_{12}(2) h_{13}(2) h_{13}(2) \\ h_{12}(2) h_{12}(2) h_{13}(2) & 0 \\ 0 & h_{12}(2) h_{13}(2) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^2 \\ s_2^2 \\ s_1^3 \\ s_2^3 \end{bmatrix} \quad (39)$$

위의 식으로부터 s_2^2 와 s_1^3 는 남아있는 u 와 같은 방향으로 정렬된다.

원하는 신호가 위치한 2차원 공간과 부분 공간 간섭 신호의 3 차원 위치는 다음과 같다.

$$R \triangleq \begin{bmatrix} h_{11}(1) & 0 & 0 & 0 & h_{13}(1) \\ h_{11}(1) h_{11}(1) h_{12}(1) & 0 & h_{13}(1) \\ h_{11}(2) h_{11}(2) h_{12}(2) h_{12}(2) h_{13}(2) \\ 0 & h_{11}(2) h_{12}(2) h_{12}(2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_{12}(2) & 0 \end{bmatrix} \quad (40)$$

최종적인 Rx3

$$y_3 = \sum_{k=1}^3 H_{3k} x_k + z_3 = \begin{bmatrix} 0 & h_{33}(1) \\ 0 & h_{33}(2) \\ h_{33}(2) h_{31}(1) \\ h_{33}(2) & 0 \\ h_{33}(1) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^3 \\ s_2^3 \end{bmatrix} + z_3$$

$$+ \begin{bmatrix} h_{31}(1) & 0 & 0 & 0 \\ h_{31}(2) & h_{31}(2) & h_{32}(2) & 0 \\ h_{31}(2) & h_{31}(2) & h_{32}(2) & h_{32}(2) \\ 0 & h_{31}(2) & h_{32}(2) & h_{32}(2) \\ 0 & 0 & 0 & h_{32}(1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^1 \\ s_2^1 \\ s_1^2 \\ s_2^2 \end{bmatrix} \quad (41)$$

따라서

$$R \triangleq \begin{bmatrix} h_{31}(1) & 0 & 0 & 0 & h_{33}(1) \\ h_{31}(2) & h_{31}(2) & 0 & 0 & h_{33}(2) \\ h_{31}(2) & h_{31}(2) & h_{32}(2) & h_{33}(2) & h_{33}(2) \\ 0 & h_{31}(2) & h_{32}(2) & h_{33}(2) & 0 \\ 0 & 0 & h_{32}(1) & h_{33}(1) & 0 \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$d_{i,j} = d_{j,i} \quad i \neq j, i, j \in \{1, 2, 3\}$$

$$d_{i,j} + d_{i,k} \leq d_i \quad i \neq j, i \neq k, j \neq k, i, j, k \in \{1, 2, 3\}$$

$$\begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{12} = d_{21} \\ d_{13} = d_{31} \\ d_{23} = d_{32} \end{bmatrix} \quad (43)$$

식 (41)대각선은 원하는 신호이고 (42)는 간섭 신호이다.

총 디멘션 수는 (43)와 같다.

$$d_1 + d_2 + d_3 - d_{23} \leq m$$

$$d_2 + d_3 + d_1 - d_{31} \leq m$$

$$d_3 + d_1 + d_2 - d_{12} \leq m$$

위식을 풀면

$$\frac{d_1 + d_2 + d_3}{m} - \frac{d_{23} + d_{31} + d_{12}}{3m} \leq 1 \quad (44)$$

앞에서 보아 알 수 있듯이

$$d_{i,j} = d_{j,i} \Rightarrow$$

$$d_{23} + d_{31} + d_{12} = \frac{1}{2}(d_{23} + d_{31} + d_{12} + d_{32} + d_{13} + d_{21}) \quad (45)$$

따라서

$$d_{i,j} = d_{i,k} = d_i \Rightarrow$$

$$d_{23} + d_{23} + d_{23} \leq \frac{d_1 + d_2 + d_3}{2} \Rightarrow \frac{d_1 + d_2 + d_3}{m} - \frac{d_1 + d_2 + d_3}{2(3m)} \leq 1 \quad (46)$$

$$d_1 + d_2 + d_3 \left(\frac{1}{m} - \frac{1}{6m} \right) \leq 1 \quad (47)$$

$$d_1 + d_2 + d_3 \left(\frac{6m-m}{6m} \right) \leq 1 \Rightarrow$$

$$DoF \text{는 } d_1 + d_2 + d_3/m \leq (6/5)$$

저자 소개

김 정 수(정회원)



- 1998년 : 전북대학교 정보통신공학과 석사
 - 2003년 : 전북대학교 컴퓨터공학과 박사
 - 2002년 6월 ~ 현재 : 숭실사이버대학교 컴퓨터정보통신학과 부교수
- <주관심분야 : 이동통신, IoT>

이 문 호(정회원)



- 1984년 : 전남대학교 전기공학과 박사, 통신기술사
 - 1985년 ~ 1986년 : 미국 미네소타 대학 전기과 포스트닥터
 - 1990년 : 일본동경대학 정보통신공학과 박사
 - 1970년 ~ 1980년 : 남양MBC 송신소장
 - 1980년 10월 ~ 2010년 2월 : 전북대학교 전자공학부 교수
 - 2010년 2월 ~ 2013 : WCU-2 연구책임교수
 - 2015 : 국가연구개발 우수성과 100선
 - 현재 : 전북대학교 전자공학부 초빙교수
- <주관심분야 : 무선이동통신>

※ This work was supported by the National Research Foundation of Korea(NRF) grant funded by the Korea government(MSIP) (No. 2015R1A2A1A05000977)