

논문 2012-49TC-6-4

세 명의 사용자의 간섭 채널을 위한 협력 다중점 송수신(CoMP)에서의 격자(Lattice) 부호 간섭 정렬

(Lattice Code of Interference Alignment for Interference Channel with 3 Users in CoMP)

이 문 호*, 평 부 스**

(Moon Ho Lee and Bu Shi Peng)

요 약

본 논문에서는 최근 스마트 폰의 급격한 보급과 음성 위주의 이동 통신 서비스가 무선 멀티미디어 콘텐츠를 중심으로 하는 데이터 위주의 서비스로 전환되고 있음을 보였고, 셀 서비스 문체인 음영(shadowing) 지역을 해결할 수 있는 방안으로 다중점 송수신(CoMP: Coordinated Multi-Point Transmission and Reception) 기법을 소개하였다. 간섭 신호의 영향을 줄이기 위해서는 원하지 않는 간섭 신호를 직교하도록 제어하는 것이 이상적이지만, 현실적인 응용에서는 간섭을 정렬하거나 회피하는 방법이 이용된다. 간섭을 적어 아닌 친구처럼 대할 수 있도록 하는 방법이 간섭 정렬 기법이다. 강한 간섭이 존재하는 가우시안 채널에서 격자 부호가 랜덤 부호처럼 Shannon 채널 용량을 달성할 수 있음을 확인하였고, 세 명의 사용자가 존재하는 대칭 간섭 채널의 간섭 정렬에 격자 부호를 적용하여 채널 매개 변수 a 와 자유도(DoF: Degree of Freedom)의 상관관계를 보였다.

Abstract

In this paper, we introduce CoMP in 3GPP LTE-Advanced Release 11 to take care of shadowing effects appearing in cell-edge areas to meet rapidly increasing demand for high speed transmission and multi-media data. In order to mitigate interference, orthogonalizing is ideal but it is slightly difficult to be applied to real systems. Therefore, interference alignment and avoidance are used in practical applications. Interference alignment is a scheme enabling us to consider interference our friend not enemy. We show lattice codes in Gaussian channel achieve Shannon capacity where strong interference exists. In addition, we show the relationship between channel parameter a and DoF(Degree of Freedom) applying lattice codes to interference alignment for interference channel with three users.

Keywords : Lattice Code, Interference Alignment, CoMP, Channel Capacity, Random Codebook.

I. 서 론

* 평생회원-교신저자, 전북대학교 전자공학부
(Lifetime Member, Division of Electronic Engineering, Chonbuk National University)

** 학생회원, 전북대학교 전자정보공학부
(Student Member, Division of Electronic and Information Engineering, Chonbuk National University)

※ 본 연구는 WCU R 32-2012-000-20014-0, FR 2010-0020942 MEST 2012-002521, NRF이 지원으로 이뤄졌음.

접수일자: 2012년 4월 30일, 수정완료일: 2012년 6월 14일

최근 스마트 폰의 급격한 보급과 음성 위주의 이동 통신 서비스가 무선 멀티미디어 콘텐츠를 중심으로 하는 데이터 위주의 서비스로 전환됨에 따라 모바일 데이터가 급증하는 추세를 나타내고 있으며 음영지역이 문제점으로 대두^[1~2]되고 있다. 특히, 우리나라의 스마트 폰 보급 대수는 2011년 10월 현재 2천만 대에 이르면서 웹 콘텐츠를 모바일 환경에서 자유롭게 이용하는 환경

을 제공하고 있다. 또한, 최근에는 iPad, 갤럭시 탭 등 태블릿 PC 보급이 급격히 증가하면서 무선 트래픽의 증가 추세는 더욱 가파르게 상승할 것으로 예측되고 있다.

그러나 이러한 스마트 기기를 중심으로 한 모바일 데이터 트래픽이 급격히 증가하면서 무선 인터넷의 속도가 급격히 저하하고 있으며 심지어는 접속 자체가 어려워지는 환경이 나타나고 있다. 이러한 무선 트래픽의 폭발적 증가는 우리나라만의 현상은 아니며 주요 선진국들의 무선 트래픽 사용량은 이미 포화상태에 이르렀다. 특히, 인구가 밀집한 도심 지역에서는 급증하는 트래픽 수요를 수용하기 위해서 보다 많은 수의 기지국이 필요하게 되었고, 이에 의해 주파수 자원이 절대적으로 부족하게 되었다^{1~4)}.

통신 사업자들은 급증하는 트래픽 수요를 수용하기 위해서 기존 3G WCDMA 기반 HSPA가 제공하는 최대 14Mbps 보다 5배 이상 높은 100Mbps 정도의 통신 용량을 제공하는 OFDMA 기반의 4G LTE를 서비스하고 있고, 급속한 모바일 데이터 량의 증가를 해결하기 위해 다중 입출력(MIMO : Multiple Input Multiple Output) 기술과 소형 기지국을 이용하여 공간 자원을 재사용하는 펌토 셀(Femto Cell) 기술, 기지국을 거치지 않는 단말간 직접 통신(D2D : Device to Device Communication) 등이 제안되었다. 자원 공유형(Resource Sharing) 통신 기술은 통신 자원이 제한된 상황에서 단말의 수가 증가하고 트래픽의 량이 증가하며 사용자 중심으로 통신 서비스 패턴이 변화하는 미래 통신 환경에 더욱 효과적이다.

모든 사용자들이 자원을 공유하여 사용하는 통신에서 가장 중요한 문제는 다른 사용자로부터의 간섭(Interference)을 처리하는 기술이다. 간섭을 제어/이용하는 통신 기술로는 3GPP Release 11 CoMP에서 채택한 간섭 정렬(Interference Alignment) 기술, 네트워크 부호(Network Coding) 기술, 동적인 자원 관리(Dynamic Resource Management) 기술, 격자 부호(Lattice Codes) 등이 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. II장에서 협력 다중점 송수신 기술에 대해 살펴보고, III장에서 3GPP Release 11 CoMP에서 채택한 간섭 정렬을 위한 고정 채널에서의 격자 부호를 분석하고, 컴퓨터 모의실험을 통하여 이를 확인한 후, IV장에서 결론을 맺는다.

II. 협력 다중점 송수신(CoMP) 기술

1. 모바일 트래픽의 폭발적 증가 현황

스마트 폰, 태블릿 PC는 2015년까지 수량 기준으로 각각 연평균 23.3%, 62.3%씩 초고속 성장이 이루어질 것으로 예상되고 있다. 이러한 이동통신기기의 사용량의 증대와 일반 휴대 전화(2G)의 24배에 해당하는 스마트폰 송수신 데이터의 용량이 증가는 모바일 데이터 트래픽의 폭증 현상을 유발 시킬 것으로 예상된다. 그림 1에서 제시하는 바와 같이 Cisco의 2011년 보고서에 의하면 2015년 글로벌 모바일 데이터 트래픽은 2010년 대비 26배 증가한 6,254 Peta Byte(PB, 2⁵⁰ bytes)에 이를 것으로 전망된다.

모바일 트래픽의 증가는 스마트 폰, 태블릿 PC 등 이동통신기능을 가진 스마트 단말기의 등장과 더불어 이를 지원하는 다양한 앱 및 멀티미디어 콘텐츠의 개발 및 보급에 따른 결과이다. 보다 다양하고 풍부한 멀티미디어 콘텐츠 사용을 위한 스마트폰 등의 등장으로 모바일 트래픽에 대한 수요는 더욱 폭증할 것으로 전망되고 있다. 또한 단말기 형태가 아닌 USB dongle, laptopcard 등을 기반으로 하는 LTE 모뎀이 등장하여 디지털카메라 등 다양한 디지털 기기에 이동통신기능을 제공함에 따라 모바일 데이터 트래픽의 증가는 더욱 더 가속화될 것으로 전망된다.

폭발적으로 증가하는 모바일 데이터 트래픽의 증가 추세로 인해 현재의 3G WCDMA 시스템은 보다 큰 용량을 제공하는 LTE 시스템으로 교체되고 있다. 또한, 통신사업자의 입장에서는 수용해야하는 모바일 데이터는 폭발적으로 증가하는데 비해서 통신서비스의 수익은

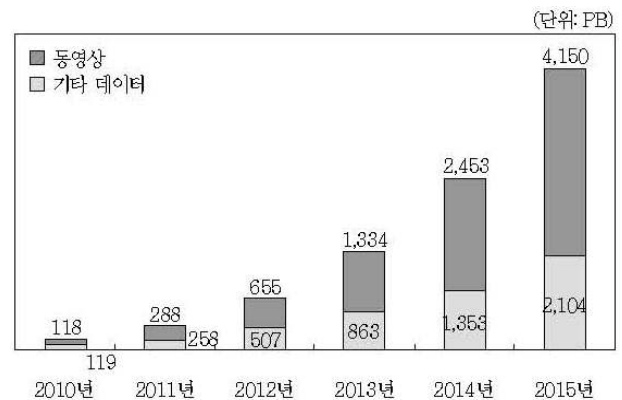


그림 1. 모바일 데이터 트래픽 증가
Fig. 1. Increase in Mobile Traffic.

선형적으로 느리게 증가하여 수익구조의 악화를 경험하고 있다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 3GPP에서는 Release 8 LTE 이후 발전된 형태인 LTE-Advanced 시스템을 개발함으로써 LTE 시스템의 용량을 증대하고 ITU의 국제표준인 IMT-Advanced 무선통신 표준 요건에 부응하는 이동통신 시스템 표준을 개발하고 있다. 3GPP LTE-Advanced의 Release 10, 11에서 진행되는 표준화 기술개발 동향을 자유도(degree of freedom)와 관련된 다중화 이득(Multiplexing Gain) 증대의 측면에서 CoMP(Coordinated Multipoint Transmission Reception)를 소개한다.

2. 셀 간 협력 다중점 송수신(CoMP) 기술

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 링크뿐만이 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. CoMP를 통해 셀 중심뿐만이 아니라 셀 가장자리(cell-edge)에 있는 단말들에게도 높은 데이터 속도를 지원할 수 있게 된다. 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 없는 일정 한계 이상의 성능을 보장하기 어렵기 때문에 주변 셀과의 협력을 통해 셀 간 간섭을 줄이고 전송효율을 높이는 셀 간 협력전송 기술이 필요하다^[8].

셀 간 협력 전송 기술은 LTE-Advanced Release 11의 study item으로 채택되었고 표준기술로의 타당성이 검토되고 있다. 현재 다양한 협력 통신 시나리오에 근거해 CoMP 기술의 성능을 분석 중이며, 동일 시스템뿐만이 아닌 이종 네트워크(피코셀, 펌토셀, relay 셀 등)을 위한 협력 전송 기술도 대한 연구도 진행 중이다. 향후에는 현재 진행 중인 다양한 CoMP 기술의 성능 평가 결과를 바탕으로 Release 11에서 실제적인 표준화 작업을 진행할 CoMP 후보기술 방식을 결정할 예정이

다. 특히, 선정된 셀 간 협력전송 기술을 효율적으로 지원하기 위한 채널정보 교환 방식, 코드북 설계 방법, 코드북 선택 방법 등에 대한 논의가 추가적으로 진행될 것이다.

3. 간섭 정렬(Interference Alignment)

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 사용자들 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 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.

4. 사용자가 세 명인 간섭 채널

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 2와 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^{3,5)}. 이 때, 채널행렬은 대각행렬로, 이의 역행렬은 각 원소의 역을 취한 후 각 행과 열을 전치시켜 얻을 수 있는 Element-wise Inverse Jacket 행렬이다. (25)식은 일반적인 채널 행렬이고, (29)식은 대칭 채널의 채널 행렬이다.

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

$$D_{21} V_{1B} = D_{23} V_3 \tag{1}$$

또한, 송신단 1과2가 전송한 신호가 수신단 3에서 정

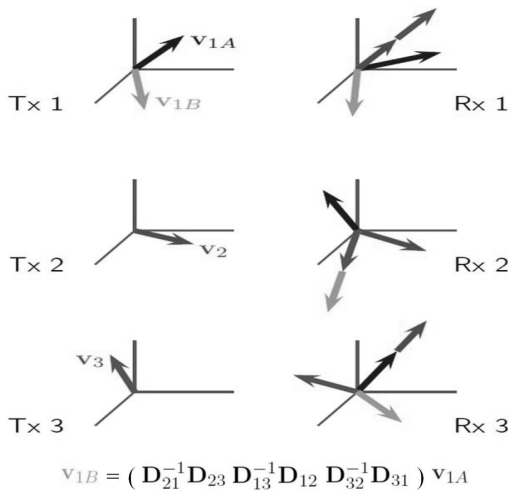


그림 2. 사용자가 3명인 간섭 채널에서의 선형 빔 형성 간섭정렬 기법

Fig. 2. Interference Alignment using Beamforming over 3 user Interference channel.

렬되기 위한 조건은 다음과 같다.

$$D_{32} V_2 = D_{31} V_{1A} \tag{2}$$

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

$$D_{12} V_2 = D_{13} V_3 \tag{3}$$

여기서 a는 상수이다. 즉 요약하면 각각의 수신단에서 간섭 신호가 정렬하기 위해서는 다음의 조건을 만족시켜야 한다.

$$D_{12} V_2 = D_{13} V_3$$

$$D_{21} V_{1B} = D_{23} V_3 \tag{4}$$

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

이 조건은 아래의 조건과도 동등하다.

$$V_3 = (D_{23})^{-1} D_{21} V_{1B}$$

$$V_2 = (D_{32})^{-1} D_{31} V_1 \tag{5}$$

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 신호는 1차원을 차지하는 반면 간섭 신호는 1차원을 차지하며, 원하는 신호와 간섭 신호가 그림 2와 같이 서로 선형적으로 독립이 된다. 따라서 각 사용자는 각 수신단에서 간섭을 제거하여 다중화 이득을 1만큼씩 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 개수, N은 수신 안테나의 개수이다.

그림 3과 같이 간섭 신호를 원하는 신호와 직교(orthogonal)하도록 하는 것이 최적의 방법이다. 그렇게

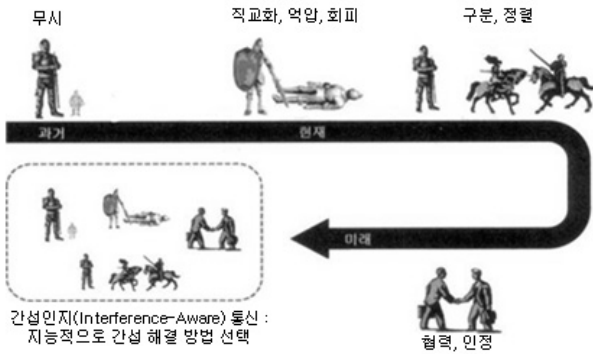


그림 3. 간섭 정렬
Fig. 3. Interference Alignment.

하지 못한다면, 서로 간섭을 정렬해서 사이 좋게 지내도록 하는 것이 차선책이다.

III. 간섭 정렬을 위한 격자 코딩

1948년 Shannon은 가산성 백색 가우시안 잡음 (AWGN : Additive White Gaussian Noise)이 존재하는 점 대 점 통신(point-to-point communication)에서 랜덤 코드북(random codebook)으로 생성한 부호로 (6)의 채널 용량을 달성함을 증명^[9]하였다.

$$C = \frac{1}{2} \log\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (6)$$

가산성 백색 가우시안 채널의 용량과 D.o.F는 (7), (8)과 같다.

$$C_{AWGN} = \log(1 + SNR) \quad (7)$$

$$D.o.F = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{C}{\log(SNR)} = 1 \quad (8)$$

직교화(Orthogonalizing)를 통한 채널 용량은

$$\sum_{i=1}^k R_i = \log\left(1 + \frac{\sum_{i=1}^k P_i}{N}\right) \quad (9)$$

두 명의 사용자가 존재하는 채널에서의 채널 용량은

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

$$2R = \log\left(1 + 2\frac{P}{N}\right) = \log(1 + 2 SNR) \quad (10)$$

따라서,

$$R = \frac{1}{2} \log(1 + 2 SNR) \quad (11)$$

그리고,

$$D.o.F = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{R}{\log(2SNR)} \approx \frac{1}{2} \frac{\log(1 + 2SNR)}{\log(2SNR)} \approx \frac{1}{2} \quad (12)$$

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

$$\alpha = \frac{\log INR}{\log SNR} \text{ 라 가정하면,}$$

전송 용량과 D.o.F는

$$R = \log\left(1 + \frac{SNR}{1 + INR}\right) \quad (13)$$

$$D.o.F = \lim_{SNR, INR \rightarrow \infty} \frac{R}{\log\left(\frac{SNR}{1 + INR}\right)}$$

$$= \frac{\log\left(1 + \frac{SNR}{INR}\right)}{\log(SNR)} = \frac{\log\left(\frac{SNR}{INR}\right)}{\log(SNR)}$$

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

$$= 1 - \alpha \quad (14)$$

α 의 값에 따른 D.o.F를 그래프로 나타내면, 그림 4와 같다.

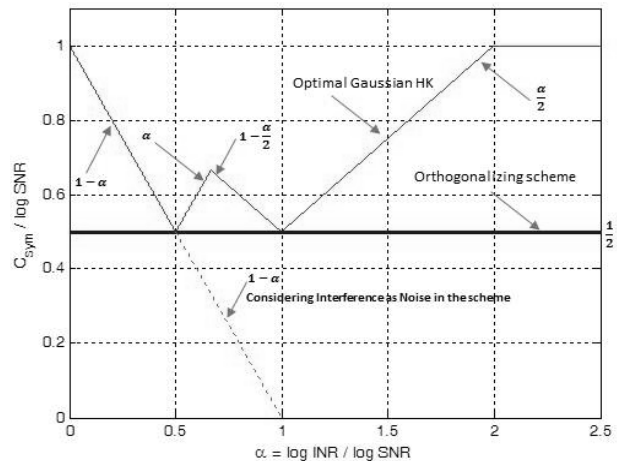


그림 4. α 의 값에 따른 D.o.F^[7]
Fig. 4. Plot of D.o.F for α ^[7].

IV. 격자 부호 (Lattice Code)

1. 왜 격자부호인가?

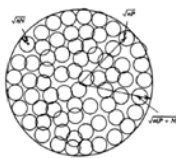
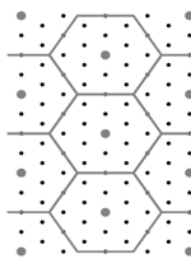
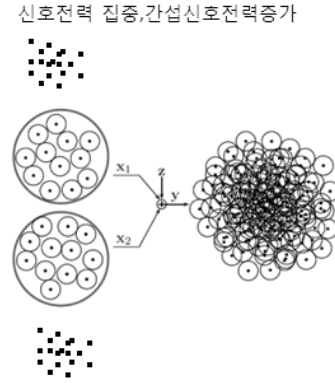
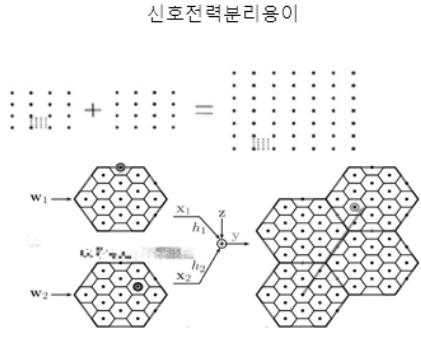
격자부호는 다중 점 대 점 통신(multipoint-to-point communication)을 위한 CoMP에 적합하다. 그 이유는 표 1에서 보이고 있다. 즉, 기존 점 대 점 통신(point-to-point communication)의 대표적인 방식인 Shanon(1948)의 Sphere 부호를 독립적으로 사용하는 경우, 여러 사용자가 동시에 랜덤 코드 북 기반의 부호들을 송신하는 경우, 채널에서 합쳐지면, 서로 뭉쳐서 간섭 파워가 크게 증가하고, 수신단에서는 원하는 신호의 복원이 어려워진다. 반면 Zamir(2004)가 제안한 격자 부호(Lattice Code)는 송신 파워 조절을 조절하는 것만으로 동시에 수신하는 신호를 쉽게 분리할 수 있다. 마치 골과 이영 사이에 기와를 이영에 얹혀 일직선상에 얹혀 놓았기 때문에 기와집이 비가 안 새는 것처럼 말이다. 신호 분리가 기와 지붕 (Tiling)과 같다.

즉, 간섭이 많은 통신 환경에서는 기존의 랜덤 코드 북 기반의 코드보다 간섭을 제어/이용할 수 있는 구조를 가진 코드 북이 효과적으로 동작한다. 자세한 유도는 IV.1, IV.2, IV.3절에서 보였다. Zamir 교수는 2012년 7월 1일 MIT에서 열리는 국제 정보이론 학술대회서 ‘격자코드’ 이론 Tutorial로 발표할 예정이다.

2. 최소 평균 제곱 오차(Minimum Mean Square Error) 기반의 격자 부호의 채널 용량

이스라엘 Tel Aviv 대학 Ram Zamir 교수는 2004년 앞서 증명된 격자 부호의 채널 용량(achievable rate)은 부호의 길이가 ∞일 때, 전체 구(sphere)가 아닌 얇은 구형 셸(shell)에서의 격자 부호의 오류 확률과 같음을 증명했다. 이는 부호의 길이 n이 무한대일 때 격자 내의 구조와 대칭성(symmetry)의 많은 부분을 손실하여, 최대 우도(ML:Maximum Likelihood) 복호를 통해 수신된 신호와 가장 가까운 격자 안의 격자 점(Lattice

표 1. Shannon Sphere 코드와 Zamir Shell Lattice Code 비교
Table 1. Comparison of Shannon Sphere and Zamir Shell Lattice Code.

기존 Shannon[1948] Sphere Code	Zamir [2004] Shell Lattice code
 <p>Sphere packing for the Gaussian channel</p> <p>Shanon:</p> $C = \frac{1}{2} \log(1 + SNR)$	 <p>Lattice: $\Lambda = \{G \cdot j : j = \text{vector of integers}\}$ Generator matrix G for q-ary code J: integer matrix Linearly: $i_1, i_2 \in \Lambda \Rightarrow i_1 + i_2 \in \Lambda$</p> <p>Nested lattice Λ_1: fine Λ_2: coarse $\Lambda_2 \subset \Lambda_1 \Rightarrow G_2 = G_1 \cdot J$</p> <p>Nesting Ratio = $\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^{\frac{1}{n}} = \det(J) ^{\frac{1}{n}}$</p>
<p>신호전력 집중, 간섭신호전력증가</p> 	<p>신호전력분리용이</p> 

point)이 아닌 구 안의 격자 점을 찾기에 이를 통해 결정된 영역은 격자가 본래 지니고 있던 기본 영역으로 다르다는 점에 기인한다. 최대 우도 복호는 부호의 경계 (boundary)를 무시하고 수신한 신호와 가장 가까운 격자 점으로 결정하기에 복호 과정에서 격자의 대칭성을 유지할 뿐만 아니라 복잡도(complexity)를 줄여 준다. 그러나 격자 부호는 채널 용량이 $\frac{1}{2} \log(\text{SNR})$ 이하일 때에만 신뢰할 만한 전송이 가능하여 낮은 신호 대 잡음 비 영역에서 심각한 성능 저하를 초래한다. 심지어 신호 대 잡음 비가 1보다 작은 영역에서는 채널 용량이 0이다. 즉, 격자 복호를 통한 최대 채널 용량은 $\frac{1}{2} \log(\text{SNR})$ 이다. 또한, 전력 제한 채널을 $\sqrt{\frac{1+\text{SNR}}{\text{SNR}}}$ 이란 효과적인 잡음 수준의 제한없는 모듈라-격자 가산성 잡음 채널로 변환함과 동시에 최소 평균 제곱 오차 (MMSE:Minimum Mean Square Error) 추정 원리를 이용하여 신호 대 잡음 비를 1만큼 증가시켜 원래의 전력 제한된 가산성 백색 가우시안 채널의 점 대 점 통신 시 채널 용량인 $\frac{1}{2}(1 + \text{SNR})$ 을 달성할 수 있음을 증명^[4, 10]하였다.

격자 부호의 부호화/복호화 블록도는 그림 5와 같다.

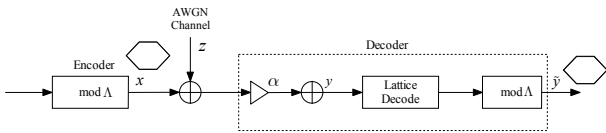


그림 5. 격자 부호의 부호화/복호화
Fig. 5. Encoding/Decoding of Lattice code.

α 로 수신 신호 y 의 크기를 조정된 후, $\text{mod } \Lambda$ 연산을 취하면,

$$\begin{aligned} \tilde{y} &= [\alpha y] \text{ mod } \Lambda \\ &= [\alpha x + \alpha z] \text{ mod } \Lambda \\ &= [x + \alpha z - (1-\alpha)x] \text{ mod } \Lambda \end{aligned} \quad (15)$$

효과적으로 크기가 조정된 잡음

이제 효과적으로 조정된 잡음은 부호어에 종속되므로 무시할 수 있고, 이의 분산값은 (16)과 같다.

$$N_{\text{EFFEC}} = \alpha^2 N + (1-\alpha)^2 P \quad (16)$$

최소 평균 제곱 오류 계수 α 는 (17)과 같이 최적화된다.

$$\alpha_{\text{MMSE}} = \frac{P}{N+P} \quad (17)$$

(16)에 (17)을 대입하면,

$$\begin{aligned} N_{\text{EFFEC}} &= \alpha_{\text{MMSE}}^2 N + (1 - \alpha_{\text{MMSE}})^2 P \\ &= \left(\frac{P}{N+P}\right)^2 N + \left(1 - \left(\frac{P}{N+P}\right)\right)^2 P \\ &= \frac{P^2}{(N+P)^2} N - P - 2\frac{P^2}{N+P} + \frac{P^3}{(N+P)^2} \\ &= \frac{P^2 N + P(N+P)^2 - 2P^2(N+P) + P^3}{(N+P)^2} \\ &= \frac{P^2 N + PN^2 + 2P^2 N + P^3 - 2P^2 N - 2P^3 + P^3}{(N+P)^2} \\ &= \frac{PN(N+P)}{(N+P)^2} \\ &= \frac{PN}{N+P} \end{aligned} \quad (18)$$

따라서,

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{2} \log\left(\frac{P}{N_{\text{EFFEC}}}\right) = \frac{1}{2} \log\left(\frac{P}{\frac{PN}{N+P}}\right) \\ &= \frac{1}{2} \log\left(\frac{N+P}{N}\right) = \frac{1}{2} \log\left(1 + \frac{P}{N}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

3. 양 방향 가산성 백색 가우시안 잡음 중계 채널의 대칭 전송 용량

양 방향 가산성 백색 가우시안 잡음 중계 채널은 그림 5와 같다. 그림 6의 시스템은 송수신이 이루어지는 동안 전력이 P 로 제한되고, 잡음 분산은 N 으로 제어되고, 전송 용량은 R 로 일정하다.

별다른 조건이나 제약사항이 주어지지 않는다면, 위 시스템의 전송 용량의 상한은 (20)과 같다.

$$R \leq \frac{1}{2} \log\left(1 + \frac{P}{N}\right) \quad (20)$$

중계단에서 w_1 과 w_2 를 복호한 후 $w_1 \oplus w_2$ 를 전송한다면, 위 시스템의 전송 용량은 (21)과 같다.

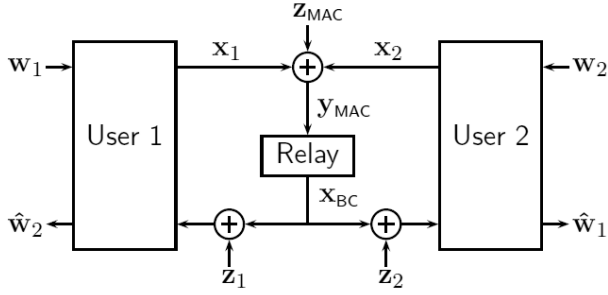


그림 6. 양 방향 가산성 백색 가우시안 중계 채널 시스템

Fig. 6. AWGN two-way relay channel-symmetric system.

$$R = \frac{1}{4} \log\left(1 + \frac{2P}{N}\right) \quad (21)$$

중계단에서 양자화된 y 를 송신한다면, 위 시스템의 전송 용량은 (22)와 같다.

$$R = \frac{1}{2} \log\left(1 + \frac{P}{N} \frac{P}{3P+N}\right) \quad (22)$$

중계단에서 $w_1 \oplus w_2$ 를 복호한 후 재전송한다면, 위 시스템의 전송 용량은 (23)과 같다.

$$R = \frac{1}{2} \log\left(\frac{1}{2} + \frac{P}{N}\right) \quad (23)$$

상기 기술한 조건에 따른 시스템의 전송 용량은 그림 6과 같다. 그림 7은 신호 대 잡음 비에 따른 단위 사용자 전송 용량으로 나타내었다.

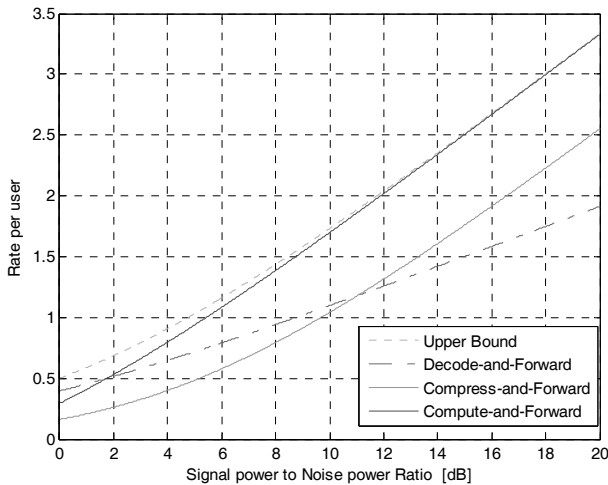


그림 7. 신호 대 잡음 비에 따른 단위 사용자 전송 용량

Fig. 7. Rate a user for SNR.

4. 다른 사용자에게서 오는 간섭을 제어할 수 있는 격자 부호

K 개의 송수신기, K 개의 독립적인 정보로 구성된 K 사용자가 존재하는 간섭 채널에서는 k 번째 송신기가 k 번째 수신기로 w_k 라는 정보를 보낼 때, k 번째 수신기가 원하지 않는 다른 송신기로부터 간섭 신호를 받는다. 이는 넓은 의미에서 비대칭적 채널로 간주할 수 있고, (24)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_j(i) = X_j(i) + a \sum_{k=1, k \neq j}^K X_k(i) + Z_j(i), \forall j \in K \quad (24)$$

(24)에서 i 는 i 번째 채널, $Y_j(i)$ 는 j 번째 수신기에서 i 번째 채널을 통해 수신하는 신호, $X_j(i)$ 는 j 번째 송신기에서 i 번째 채널을 통해 송신하는 신호, $Z_j(i)$ 는 j 번째 수신기에서 i 번째 채널에 가해지는 가산성 백색 가우시안 잡음을 의미한다. 이 때, 가산성 백색 가우시안 잡음은 평균이 0이고 분산이 1인 정규분포를 나타낸다. 채널 행렬과 자유도(DoF: Degree of Freedom)는 다음과 같다.

$$H = \begin{pmatrix} 1 & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & 1 & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & 1 \end{pmatrix} \quad (25)$$

$$H_1 = \left\{ \begin{array}{l} H \in R^{3 \times 3}: h_{11} = h_{22} = h_{33} = 1, \\ \text{and } \frac{h_{12}}{h_{21}} \times \frac{h_{23}}{h_{32}} \times \frac{h_{31}}{h_{13}} \in Q \end{array} \right\} \quad (26)$$

$$D_{\text{sum}} \triangleq \limsup_{P_1+P_2+P_3 \rightarrow \infty} \max_{(R_1, R_2, R_3) \in C_{\text{af}}} \frac{R_1 + R_2 + R_3}{\frac{1}{2} \log(P_1 + P_2 + P_3)} \quad (27)$$

대칭 채널일 때 (25)의 행렬의 주대각 원소외의 원소들이 (28)과 같다.

$$h_{12} = h_{13} = h_{21} = h_{23} = h_{31} = h_{32} = a \quad (28)$$

따라서, (25)의 채널 행렬은 (29)와 같이 나타난다.

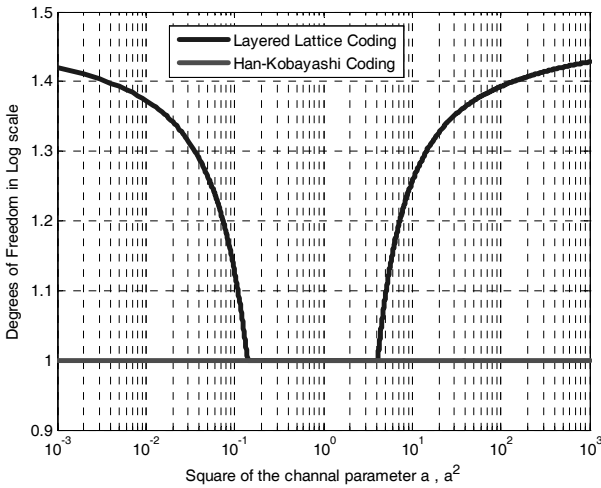
$$H = \begin{pmatrix} 1 & a & a \\ a & 1 & a \\ a & a & 1 \end{pmatrix} \quad (29)$$

자유도의 하한은 (30)과 같다.

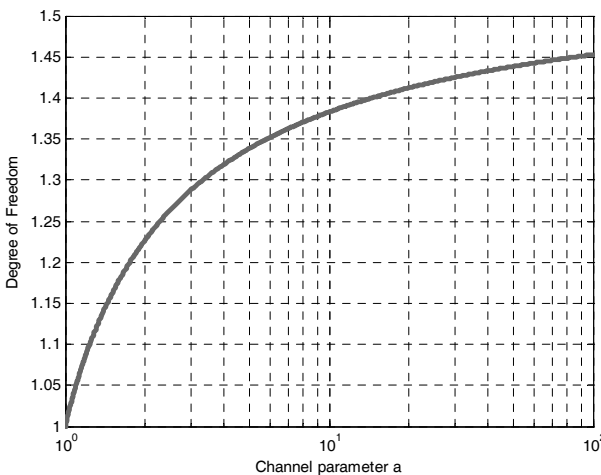
$$D_{\text{sum}} \cong \begin{cases} \max(1, 3 \times \frac{\log(a^2 - 1)}{\log(2a^4 - a^2)}), & a^2 > 2 \\ 1, & \frac{1}{3} < a^2 \leq 2 \\ \max(1, 3 \times \frac{\log(\frac{1-a^2}{2a^2})}{\log(\frac{1+a^2}{2a^4})}), & 0 < a^2 \leq \frac{1}{3} \end{cases} \quad (30)$$

비대칭 채널에서의 채널 매개 변수 a 의 영역에 따른 전송 용량 R_i 와 전력 P_i 는 다음과 같다.

$$R_{ji} = \frac{1}{2} \log \left(\frac{P_{ji}}{\sigma^2 m_{ji}} \right) \quad (31)$$



(a) 대칭 채널에서의 매개변수 a 제곱에 따른 자유도
(a) Degree of freedom for a^2 in symmetric channel



(b) 비대칭 채널에서의 매개변수 a 에 따른 자유도
(b) Degree of freedom for a in asymmetric channel

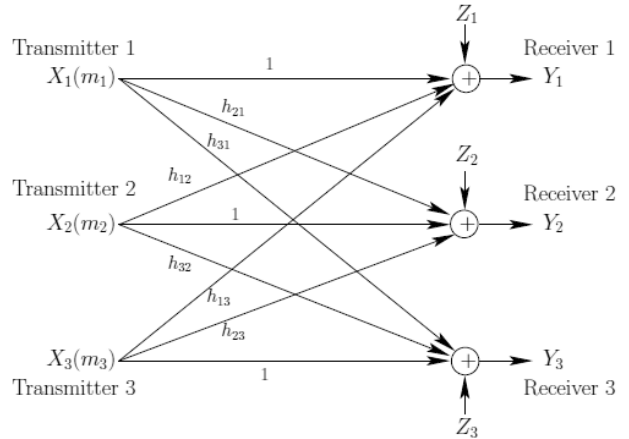
그림 8. 채널 매개변수 a 제곱에 따른 자유도
Fig. 8. Degree of freedom for a^2 .

$$P_j = P_{j1} + P_{j2} + \dots + P_{jN} \quad (32)$$

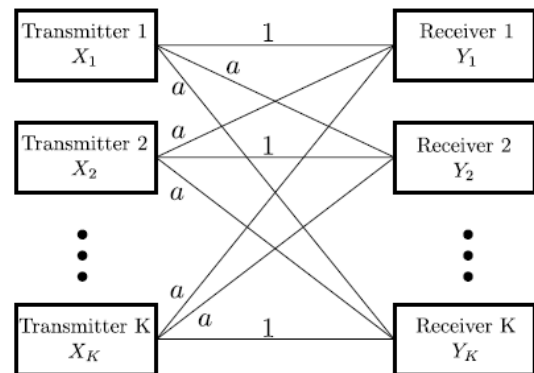
이에 따른, 자유도의 하한은 (33)과 같다.

$$D_{\text{sum}} \geq \limsup_{P_1+P_2+P_3 \rightarrow \infty} \frac{\sum_{j=1}^3 \sum_{i=1}^N R_{ji}}{\frac{1}{2} \log(P_1 + P_2 + P_3)} \quad (33)$$

다른 사용자가 동시에 존재하는 통신 상황에서 다른 사용자에게 의한 간섭이 존재할 때 부호가 가진 구조를 이용하여 간섭을 제어하는데, K -사용자 가우시안 간섭 채널에서 그림 9와 같이 송신단이 동일한 격자 Λ 에서 선택한 부호어를 사용하고 있을 때, 단일 채널 행렬의 직접 링크 채널 이득이 1이고 간섭 링크 채널 이득이 a



(a) 세 명의 사용자가 존재하는 가우시안 간섭 채널
(a) Three user Gaussian Interference channel



(b) K 사용자가 존재하는 대칭 간섭 채널
(b) K user Interference channel

그림 9. 신호 대 잡음 비에 따른 단위 사용자 전송 용량

Fig. 9. Rate a user for SNR.

로 모두 같다면 각 사용자의 수신단에서 모든 간섭들은 $a\Lambda$ 격자 안으로 들어가게 되어, 신호와 간섭이 분리가 가능한 격자 정렬이 가능함^[11]을 보였다. 그 결과 간섭 링크 채널 이득 계수인 a 가 아주 작을 때와 아주 큰 경우에 자유도가 사용자가 두 명인 간섭 채널에서 채널 용량(achievable rate)이 가장 큰 Han-Kobayashi 기법을 세 명의 사용자가 존재하는 상황에 적용한 경우보다 뛰어난 결과를 보였다.

그림 8을 보면, 격자 부호를 이용하는 경우, $\frac{1}{3} < a^2 \leq 2$ 인 간섭 영역에서는 D.o.F가 Han-Kobayashi 기법을 이용할 때와 같지만, $0 < a^2 \leq \frac{1}{3}$ 인 약한 간섭 영역과 $a^2 > 2$ 인 강한 간섭 영역에서는 D.o.F가 Han-Kobayashi 기법보다 훨씬 큼을 알 수 있다.

한편, 그림 4와 그림 8을 비교해보면, 그림 4는 Y축이 D.o.F와 X축이 $\alpha = \frac{\log INR}{\log SNR}$ 이지만, 그림 8은 Y축이 D.o.F, X축이 단지 채널 행렬 중 간섭부분에 해당하는 계수인 a 를 의미한다.

비대칭 채널에서의 채널 매개 변수 a 의 영역에 따른 전송 용량 R_i 와 전력 P_i 는 다음과 같다,

$$R_{ji} = \frac{1}{2} \log \left(\frac{P_{ji}}{\sigma^{2m_{ji}}} \right) \quad (34)$$

$$P_j = P_{j1} + P_{j2} + \dots + P_{jN} \quad (35)$$

이에 따른, 자유도의 하한은 (36)과 같다.

$$D_{\text{sum}} \geq \limsup_{P_1+P_2+P_3 \rightarrow \infty} \frac{\sum_{j=1}^3 \sum_{i=1}^N R_{ji}}{\frac{1}{2} \log(P_1 + P_2 + P_3)} \quad (36)$$

그림 8. (b)의 컴퓨터 모의실험 결과에서 알 수 있듯이, 비대칭 채널의 경우, 채널 매개 변수 a 가 일정한 값에 이르면 자유도의 포화점이 나타나서 더 이상 증가하지 않는다는 것을 확인할 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 최근 스마트 폰의 급격한 보급과 음성 위주의 이동 통신 서비스가 무선 멀티미디어 콘텐츠를 중심으로 하는 데이터 위주의 서비스로 변환됨을 보였

고, 셀 서비스 문제인 음영 지역 해소 방안인 CoMP를 간략히 소개했다. 간섭 신호를 없애기 위해서는 다른 신호들을 직교하도록 제어하는 것이 최적이나 이가 힘들 경우에는 간섭을 정렬하거나 억누르거나 회피하는 방법이 있다. 간섭을 적어 아닌 친구처럼 대할 수 있도록 하는 방법이 간섭 정렬 기법이다. 또한, 이스라엘 Tel Aviv 대학 Ram Zamir 교수가 발표한 격자 부호가 랜덤 부호처럼 Shannon 채널 용량을 달성할 수 있음을 확인하였고, 미국 캘리포니아 대학 Syed Ali Jafar 교수가 발표한 세 명의 사용자가 존재하는 대칭 채널에 간섭 정렬 기법에 격자 부호를 적용하여 대칭 채널에서의 채널 매개 변수 a 의 제곱에 따른 자유도와 비대칭 채널에서의 채널 매개 변수 a 에 따른 자유도를 확인하였고, 비대칭 채널에서는 채널 매개 변수 a 가 일정한 값에 이르면 포화점(saturation point)이 나타나서 자유도가 더 이상 증가하지 않는다는 것을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] 정세영, 이인규, “차세대 무선 통신 시스템,” 전자공학회지, 제39권, 제3호, 15-15쪽, 2012년 3월
- [2] A. Y. Lee, A. Modarressi, and S. Mohan, “Convergence of application services in next-generation networks [Guest Editorial],” IEEE Communications Magazine, Vol. 50, no. 3, pp. 16-17, March 2012.
- [3] 채성호, 정세영, “간섭정렬 기법의 개요,” 한국통신학회지(정보와 통신), 제28권, 제9호, 76-83쪽, 2011년 8월
- [4] 이희관, “구조화 코딩(Structured Codes): 이론의 역사와 전망(History and Perspective),” 전자공학회지, 제39권, 제3호, 240-245쪽, 2012년 3월
- [5] V. R. Cadambe and S. A. Jafar, “Interference alignment and the degrees of freedom for the K user interference channel,” IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 54, no. 8, pp. 3425-3441, August 2008.
- [6] S. Sridharan, A. Jafarian, S. Vishwanath, S. A. Jafar, and S. Shamai, “A Layered Lattice Coding Scheme for a Class of Three User Gaussian Interference Channels,” 46th Annual Allerton Conference, pp. 531-538, September 23-26, 2008.
- [7] David Tse, “Interference An Information Theoretic View,” 2009 IEEE International Symposium on Information Theory, Tutorial, June 28, 2009.

- [8] P. Marsch and G. P. Fettweis, "Coordinated Multi-Point in Mobile Communications," Cambridge University Press, July 2011.
- [9] Thomas M. Cover and Joy A. Thomas, "Element of Information Theory," John Wiley & Sons, 1991.
- [10] Uri Erez and Ram Zamir, "Achieving $\frac{1}{2}(1 + \text{SNR})$ on the AWGN Channel With Lattice Encoding and Decoding," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 50, no. 10, pp. 2293-2314 October 2004.
- [11] S. Sridharan, A. Jafrian, S. Vishwanath, and S. A. Jafar, "Capacity of symmetric k-user Gaussian very strong interference channels," Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. IEEE, December 2008.

부 록

(30)식 유도 :

정보를 송수신하는 동안, 각 송신기의 전력을 P로 제한하고, 채널 이득이 a로 일정하고, 각 수신기의 잡음 전력을 σ^2 로 일정한, 세 명의 사용자가 존재하는 가우시안 간섭 대칭 채널을 가정하자. 채널 이득이 $a^2 \geq \frac{P}{\sigma^2} + 1$ 를 만족하면, 각 사용자는 $\frac{1}{2} \log\left(\frac{P}{\sigma^2}\right)$ 의 대칭 전송 용량을 달성한다. 가우시안 잡음이 평균이 0이고 분산이 1인 정규분포를 따른다면,

$$a^2 \geq \frac{P}{\sigma^2} + 1 = P + 1 \quad (\text{A-1})$$

따라서,

$$P \leq a^2 - 1 \quad (\text{A-2})$$

전력 값에 따라 각 단계의 전송 용량은

$$R_i = \frac{1}{2} \log(a^2 - 1) \quad (\text{A-3})$$

전송 용량이 항상 0보다 커야 하므로, 그림 4에서 직관적으로 채널 이득은 항상 2보다 커야 한다는 것을 알 수 있다. 즉, $a^2 > 2$. 따라서, 각 사용자의 전송 용량을 합한 전송 용량의 최대값은,

$$R_{\max} = R = \frac{1}{2} \log(a^2 - 1)N \quad (\text{A-4})$$

총 전력은,

$$P_{\text{total}} = P = P_1 + \dots + P_N \leq (2a^4 - a^2)N \quad (\text{A-5})$$

이와 다른 경우의 각 사용자의 전송 용량을 합한 전송 용량의 최대값은,

$$R_{\max} = R = \frac{1}{2} \log(2a^4 - a^2)N \quad (\text{A-6})$$

이 때 선택된 전력 P_i 는,

$$P_i = \underbrace{(a^2 - 1)}_{\text{signal power}} \underbrace{(2a^4 - a^2)^{N-i}}_{\text{total power}}, i \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (\text{A-7})$$

$0 < a^2 \leq \frac{1}{3}$ 인 경우도 $a^2 > 2$ 와 비슷하게 증명할 수 있다. 여기서 단지 대칭 전송 용량에 대해서만 생각하도록 한다. $j \in \{1, 2, 3\}$ 일 때, j번째 송신기는 정보 $m \in \{1, 2, \dots, 2^{nR}\}$ 를 N개의 m_{j1}, \dots, m_{jN} 로 쪼개고, i번째의 부분 정보에 관련된 전송 용량과 전력을 각각 R_i, P_i 라 가정하자. 이 때 선택된 전력 P_i 는,

$$P_i = \underbrace{\frac{1 - a^2}{2a^4}}_{\text{signal power}} \underbrace{\left(\frac{1 + a^2}{2a^4}\right)^{N-i}}_{\text{total power}}, i \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (\text{A-8})$$

(8)에 전력 배분을 하면, i번째 부분 정보에 대하여 각 사용자의 전송 용량 R_i 는,

$$R_i = \frac{1}{2} \log\left(\frac{1 - a^2}{2a^2}\right) \quad (\text{A-9})$$

따라서, 각 사용자의 총 전송 용량 R은,

$$R_i = \frac{1}{2} \log\left(\frac{1 - a^2}{2a^2}\right)^N \quad (\text{A-10})$$

각 송신기의 전력은 (11)과 같이 확장된다.

$$P = P_1 + \dots + P_N \leq \left(\frac{1 + a^2}{2a^4}\right)^N \quad (\text{A-11})$$

세 명의 사용자가 존재하는 가우시안 간섭 채널의 총 자유도 D_{sum} 은 (12)와 같이 정의한다.

$$D_{\text{sum}} \triangleq \limsup_{P_1+P_2+P_3 \rightarrow \infty} \max_{(R_1, R_2, R_3) \in C_{\text{ap}}} \frac{R_1 + R_2 + R_3}{\frac{1}{2} \log(P_1 + P_2 + P_3)} \quad (\text{A-12})$$

따라서, (12)에 각 영역에 해당하는 전송 용량 값 R_i 와 전력 값 P_i 를 대입하면, (13)과 같고 본문 (30)식과 같다.

$$D_{\text{sum}} \geq \begin{cases} \max(1, 3 \times \frac{\log(a^2 - 1)}{\log(2a^4 - a^2)}), & a^2 > 2 \\ 1, & \frac{1}{3} < a^2 \leq 2 \\ \max(1, 3 \times \frac{\log(\frac{1-a^2}{2a^2})}{\log(\frac{1+a^2}{2a^4})}), & 0 < a^2 \leq \frac{1}{3} \end{cases} \quad (\text{A-13})$$

— 저 자 소 개 —



이 문 호(평생회원)-교신저자
1984년 전남대학교 전기공학과
박사, 통신기술사
1985년~1986년 미국 미네소타
대학 포스트닥터
1990년 동경대학 정보통신공학과
박사

1980년 10월~2010 2월 전북대학교 전자공학부
교수

2010년 2월~현재 WCU-2 연구책임교수

<주관심분야 : 무선이동통신>



평 부 스(학생회원)
2010년 귀주대학교 전자정보
공학과 학사 졸업.
2010년~현재 전북대학교 전자
정보공학부 석사과정
<주관심분야 : 무선이동통신, 오
류정정부호화 방식>