

<http://dx.doi.org/10.7236/IIBC.2015.15.5.91>

IIBC 2015-5-11

제주 정낭(錠木) 채널 Code III

Jeju Jong-Nang Channel Code III

박주용*, 김정수**, 이문호***

Ju-Yong Park*, Jeong-Su Kim**, Moon-Ho Lee***

요약 본 논문은 제주 정낭 채널 code I, II 에 이은 “수신기 협력을 이용한 간섭 디코딩 기반 3-user NOR 스위칭 채널”을 다루고 있다. 제주 정낭 코드 (Jeju Jong Nang code) 는 스위칭 회로를 “1” 또는 “0” 의 이진 심볼로 해석하는 인류 최초의 HBCC (human binary coded communication)로 여겨진다. 본 논문에서는 3-user 정낭 NOR 스위칭 채널 기반 수신기 협력 간섭 디코딩의 실제적인 예를 소개한다. 제안한 시스템 모델은 TUJN (three user Jong Nang) NOR 스위칭 on-off 로직과 3-user 결정적 (deterministic) NOR 스위칭 채널 및 수신기 협력 GIC (Gaussian interference channel) 로 구성되어 있다. 따라서 이 모델은 Shannon의 이진 시스템과 erasure 채널 용량에도 잘 맞는다. 또한 자유도를 증가시키기 위해 각 협력 수신기가 이웃 수신기들을 도울 수 있다는 의미의 결정적 채널을 얻기 위한 3-user Gaussian 간섭 디코딩의 응용 예를 제시하고, 이웃 수신기 협력을 통한 최적 간섭 완화 sum rate이 7 bits에 달한다.

Abstract This paper presents “The 3-User NOR switching channel based on interference decoding with receiver cooperation” in succession to “Jeju Jong Nang channel code I, II”. The Jeju Jong Nang code is considered as one of the earliest human binary coded communication (HBCC) in the world with a definite “1” or “0” binary symbolic analysis of switching circuits. In this paper, we introduce a practical example of interference decoding with receiver cooperation based on the three user Jong Nang NOR switching channel. The proposed system models are the three user Jong Nang (TUJN) NOR logic switching on-off, three-user injective deterministic NOR switching channel and Gaussian interference channel (GIC) with receiver cooperation. Therefore, this model is well matched to Shannon binary symmetric and erasure channel capacity. We show the applications of three-user Gaussian interference decoding to obtain deterministic channels which means each receiver cooperation helps to adjacent others in order to increase degree of freedom. Thus, the optimal sum rate of interference mitigation through adjacent receiver cooperation achieves 7 bits.

Key Words : HBCC, 3-User NOR Switching, TUJN, Interference Decoding, Genie Coding.

I. 서론

제주도는 특별한 정낭 통신 풍습을 가지고 있다. 정낭

은 가족의 행방을 전달하기 위해 그림 1에 보인 것처럼 정주목 (3 개의 구멍을 가진 2 개의 세로로 세워진 기둥들) 에 위치한 3 개의 정낭 서까래로 구성된 토착 양식의

*정회원, 신경대학교 인터넷정보통신학과

**정회원, 숭실사이버대학교 컴퓨터정보통신학과

***정회원, 전북대학교 전자정보공학부(교신저자)

접수일자 : 2015년 7월 22일, 수정완료 2015년 9월 7일

게재확정일자 : 2015년 10월 9일

Received: 22 July, 2015 / Revised: 7 September, 2015 /

Accepted: 9 October, 2015

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

Dept: Division of Electronic Engineering, Chonbuk National University, Korea

대문이다. TUJN (three user Jong Nang) HBCC (human binary coded communication)은 방문자에게 거주자가 집에 있는지 아닌지를 알려준다^[1,9,11,25]. 정낭은 의사소통이 필요한 사람이 대문을 방문하여 메시지를 얻는다는 점에서 현재의 무선 통신과는 다르다. 그러나 일반적인 통신 시스템은 공통의 기호를 사용하여 멀리 떨어진 대상에게 정보를 전달한다^[1-3,8,10]. 본 논문과 관련하여 [28]은 정낭의 근본 원리에 대한 논리를 분석하였으며, [29]는 협력통신 정낭에서 간섭을 해석하였고, 본 논문에서는 3-user 수신 정낭의 간섭채널을 해석하였다. 세 논문 모두 NOR 채널을 공통으로 하여 연구되었다(표 1 참조). [25]에 의하면 BSC (binary symmetric channel)와 BEC (binary erasure channel)의 이론적 채널 용량은 TUJN 대문 채널의 실제적 풍속과 매우 유사했다. 결정적 간섭 채널 종류와 같은 용량 영역 기술은 [4, 5]에 제시되어 있다. 최근 [14, 18-20, 23, 24, 26]에서 논의되고 있는 결정적 모델에 보다 많은 관심이 집중되고 있다.

결정적 간섭 채널은 [13]에서 가우시안 릴레이 네트워크를 분석하는 학자들에 의해 제안되었고, 이후 가우시안 간섭 채널 (Gaussian Interference Channel : GIC)의 높은 SNR은 결정적 간섭 채널에 적용될 수 있다는 것을 보여준다.

결정적 간섭 채널도 다대일 및 일대다 간섭 네트워크^[12, 15]와 페이딩 방송 채널^[17]의 용량 영역을 나타내는데 사용될 수 있다. 더욱이 GIC에 대한 결정적 모델 연구들이 [20-24, 27]에서 보고되었다. [21]에서는 기존의 결정적인 채널이 강한 간섭을 가진 2-user에 대해 분석하였다. 같은 채널을 공유하는 두 사용자간의 상호작용 연구는 양방향 채널에 대한 Shannon의 연구에 제시되어 있다^[2]. 그의 연구결과는 망에서 간섭을 야기시키는 문제가 있어, 두 사용자의 강한 간섭 채널 문제를 과제로 남겼다. 2-user의 강한 간섭 채널용량은 [7]에서 계산해 제시하였다. 이를 위해 [16]에서는 layered lattice 코딩 방법이 사용하였고, 3-user 간섭채널 (IC: interference channel)에서는 [7]에서 사용된 layered random 코딩 방법을 사용하여 얻은 결과이상으로 rate를 개선시켰다.

layered lattice 코딩 방법은 3-user IC에서 1 이상의 자유도 (degree of freedom)를 달성할 수 있으며, 최근 [17]에 의하면 1 bit 내에서 2-user GIC의 용량 영역에 inner bound와 outer bound가 얻어졌다. 그러나 2-user 이상의 간섭채널에 대한 용량 달성 방법을 찾는 것은 아직 미해결 문제로 남아 있다. [21]에서는 2-user 간섭 채

널을 분석하였는데, 본 논문에서는 [21]의 2-user 간섭이론을 근거로, 제주정낭 3-user NOR 스위칭 채널의 분석을 통해 구체적 실용 예가 됨을 보였다.

본 논문에서 제안한 방법은 TUJN 결정채널에 기반한 3-user에 대한 분석이다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II 장에서 NOR 스위칭 채널 시스템 모델에 대해 서술하고, III 장에서는 3-user 협력 수신기의 TUJN 응용에 대해 논의한다. IV 장에서는 TUJN의 outer bound를 유도하고, V 장에서 도출된 결과에 대해 논의하며, 마지막으로 VI 장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

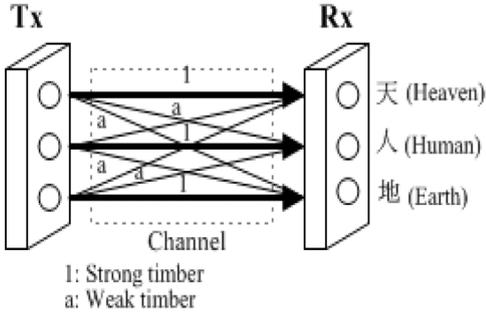
그림 1에 나타난 바와 같이, 정낭 3개는 정확하게 이진수 3 bits로 표현된다. 정낭 시스템은 8개의 다른 메시지를 전달할 수 있다. 하지만 표 1에 나타난 바와 같이, 제주 대문 풍속은 오직 4개의 메시지를 사용한다. 즉 000, 100, 101, 111 (표 1 참조)이다. 그림 1(a)의 "Salchaegi"는 정낭의 시초로 TX₁을 보면 RX₁으로 직접 가는 채널은 1이고, TX₁에서 RX₂, RX₃으로 가는 간섭채널은 a 이다. 이 말은 참고문헌 [16]의 그림 1과 채널행

렬 $H = \begin{bmatrix} 1 & a & a \\ a & 1 & a \\ a & a & 1 \end{bmatrix}$ 가 같다. 따라서 user와 사람 출입구 대문은 밀접한 관계로 가우시안 간섭채널로 모델링될 수 있다^[9, 11, 25, 28, 29]. 그림 1에서 정주목에 정낭 3개 중 하나가 울려져 있을 때, 즉 "100"은 집에 가족이 아무도 없지만 이웃 근처에 있어서 금방 돌아온다는 것을 나타낸다. 이것은 가우시안 잡음이 없는 점 대 점 통신 시스템과 같다^[26,23]. 이것은 이산 채널이 잡음의 영향을 받지 않는다는 간단한 예이다^[8]. 3개의 정낭 중 2개가 울려져 있을 때, 즉 "101"은 가족이 이웃마을을 방문하고 있어서 그들이 돌아오는데 시간이 걸린다는 것을 의미한다. 이 또한 특별한 경우의 이진 대칭채널이며 확률은 1이다. 정낭 3개가 모두 울려져 있을 때, 즉 "111"은 가족이 오랫동안 마을에 없다는 것을 나타낸다. 정낭이 모두 내려져 있거나 "000"은 가족이 집에 있다는 것을 나타낸다. 현대의 교통 신호 코드는 정낭 코드 1의 보수라는 점에서, 정낭신호로 만들 수 있다. 그 신호는 turn on-off 순서와 완전히 독립되어 있다.

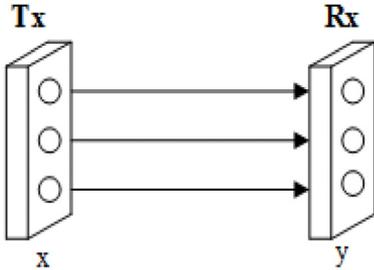
직교 BSC와 직교 BEC의 컨볼루션 (convolution)은

그림 2 에 보인 것처럼 다음과 같이 정의된다.

$$BSC * BEC = \int_{-\infty}^{\infty} BSC(\tau) BEC(T-\tau) d\tau \quad (1)$$



(a) 'Salchaegi' 정낭 원래의 대문



(b) 정낭 결정적 채널

그림 1. 제주도의 TUJN HBCC 와 결정적 채널
 Fig. 1. The TUJN HBCC and deterministic channel of Jeju island.

표 1. TUJN 프로토콜과 디지털 로직 NOR 채널
 Table 1. The TUJN protocol and digital ILogic/NOR channel.

Jong Nang Protocol	Jong Nang Comm.	Jong Nang Digital Code	Jong Nang Switching NOR/Logic Gate	Traffic Light Signal Codes
	House Holder Staying at Home	000		Red 111 Stop
	House Holder Visiting Next Door for a White	100 or 010		No signal
	House Holder Visiting a Neighboring Village	101		Yellow 010 Stand by
	House Holder Out of Town for a long time	111		Green 000 Passing

콘볼루션은 각종 변환 (transform) 계산뿐 아니라 시스템을 분석하거나 확률 이론 및 채널특성 분석에 응용된다. 여기서 또 관심을 끄는 것은 BSC 와 BEC 의 등식이 각각 $(2\tau - 1)^2$ 와 $(1 - \tau)$ 인 것처럼 시간 콘볼루션이다. BSC 와 BEC 의 콘볼루션에 대해 다음과 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$f_{BSC}(\tau) = 4\tau^2 - 4\tau + 1, \text{ 그리고 } f_{BEC}(\tau) = 1 - \tau \quad (2)$$

따라서 식 (3)과 같다.

$$f_{conv}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{BSC}(t-\tau) f_{BEC}(\tau) d\tau$$

$$= \begin{cases} \int_0^t (t-\tau+1)(4\tau^2-4\tau+1) d\tau = -\frac{1}{3}t^4 + 2t^3 - \frac{5}{2}t^2 + t, & 0 < t < 1 \\ \int_{-1}^t (t-\tau+1)(4\tau^2-4\tau+1) d\tau = 2 + \frac{1}{3}t^4 - 2t^3 + \frac{9}{2}t^2 - \frac{14}{3}t, & 1 < t < 2 \end{cases} \quad (3)$$

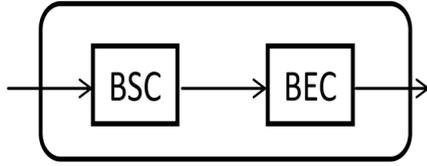
다시 BSC 와 정낭 NOR 채널의 콘볼루션에 대해 다음 식과 같다.

$$f_{BSC}(\tau) = 4\tau^2 - 4\tau + 1, f_{NOR_BEC}(T-\tau) = 1, \text{ 그리고}$$

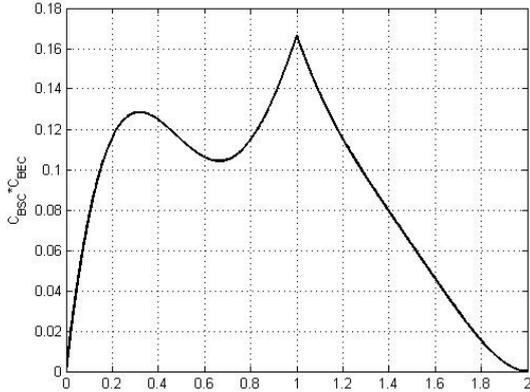
$$f_{conv}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{NOR_BEC}(t-\tau) f_{BSC}(\tau) d\tau$$

$$= \begin{cases} \int_0^1 (1)(4\tau^2-4\tau+1) d\tau = \frac{4}{3}t^3 - 2t^2 + t, & 0 < t < 1 \\ \int_{-1}^t (1)(4\tau^2-4\tau+1) d\tau = \frac{14}{3}t^3 + 6t^2 - 9t, & 1 < t < 2 \end{cases} \quad (4)$$

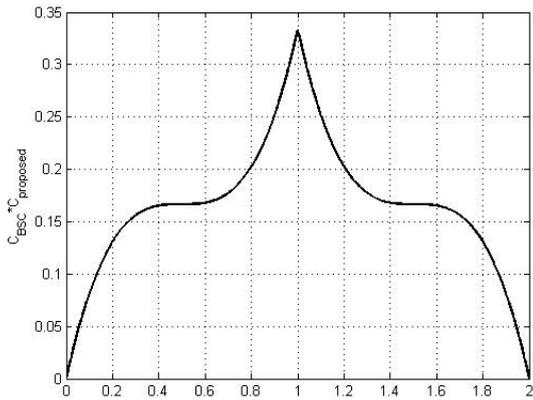
BSC 와 BEC 의 콘볼루션에 대해 전송 매체의 주파수 선택성을 고려하여 채널특성이 분석되며, 이는 i.i.d (independent and identically distributed) 랜덤 채널을 사용하는데 보다 효과적이다. 그림 2(b) 로부터 BSC 와 BEC 의 콘볼루션은 'M' 곡선을 닮는다. 반대로 BSC 와 BEC 의 deconvolution 은 'W' 곡선을 닮는다. BSC 와 정낭 이진 NOR 채널의 콘볼루션은 그림 2(c) 에 보인 것처럼 'Umbrella' 곡선 모양을 하고, BSC 와 정낭 이진 NOR 채널의 deconvolution 역은 'Wine cup' 곡선으로 나타내기 때문에, 결국 표 2 에 보인 것처럼 'Umbrella' 모양으로부터 'Wine cup' 모양으로 변환이 되며, [21] 의 결과인 'W' 커브와 같다.



(a) BSC 와 BEC 의 컨볼루션



(b) BSC 와 BEC 의 컨볼루션



(c) BSC 와 정낭 NOR BEC 채널의 컨볼루션

그림 2. BSC 와 BEC 및 BSC 와 정낭 NOR 채널의 컨볼루션 곡선.

Fig. 2. The convolution curve of BSC and BEC, and that of BSC and Jong Nang NOR BEC.

표 2. TUJN 프로토콜과 디지털 로직 NOR 채널

Table 2. The TUJN Protocol and Digital Logic/NOR Channel.

	Convolutional BSC and BEC	Proposed three-layered TJN (3 ²) Rx. cooperation symmetric channel
Capacity	$BSC * BEC$ $= \int_{-\infty}^{\infty} BEC(t-\tau) * BSC(\tau) d\tau$	$DoF = \min \begin{cases} 1, \max(a, 1-a) + \beta, 1 - \frac{2}{3}a + \frac{2}{3}\beta, & 0 \leq a \leq 1 \\ a, 1 + \beta, \frac{1}{3}a + \frac{2}{3}\beta, & a \geq 1. \end{cases}$
Curve		$DoF = 1$; weak region

III. 3-User 수신기 협력 TUJN

TUJN은 3 개의 입력을 가지고 있기 때문에, 정낭 결정 채널(Jong Nang Deterministic Channel : JNDC)에 해당하는 3 layer를 이 모델에서 사용한다. 3-user 송신기-수신기 링크는 정규화된 가우시안 간섭 채널로 모델링된다. 주파수 플랫 페이딩 채널을 가정하면, 수신기에서의 수신 신호 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y_j = \sum_{i=1}^3 h_{ij} x_i[n] + z_i[n] \tag{5}$$

여기서 x_i 는 신호 벡터이고, h_{ij} 는 i 번째 송신기로부터 j 번째 수신기로의 채널이고, 부가 잡음 프로세스 $\{z_i[n]\}, i = 1, 2, 3$ 는 독립이다. 본 논문에서는 시간 인덱스로 $[\cdot]$ 를 사용한다. 송신기 i 는 메시지 m_i 를 수신기 j 에 블록 코드워드 $\{x_i[n]\}_{n=1}^N$ 로 인코딩하고, 임의의 블록 길이 N 에 대해 다음 식 (6) 과 같은 전송 전력 제한을 가지고 송신하려 한다.

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_i[n]^2 \leq 1, \quad i = 1, 2, 3 \tag{6}$$

인코더 자신만의 메시지 m_1, m_2, m_3 에 전적으로 의존하는 각 인코더의 출력은 그림 3 에 보인 것처럼 서로 독립이라는 점에 유념해야 한다. 채널 파라미터를 다음과 같이 정의한다.

$$SNR_i = |h_{ii}|^2, \text{ and } INR_j = |h_{ij}|^2, \text{ for } i, j = 1, 2, 3, i \neq j \quad (7)$$

$(i, j) = \{(1, 2), (2, 1), (1, 3), (3, 1), (2, 3), (3, 2)\}$ 에 대해 수신기 협력 링크는 수신기 i 부터 j 까지의 수신기 협력 링크의 무손실 채널용량 C_{ij}^B 로, 인코딩은 causality 조건을 만족해야한다. C_{ij}^B 에서 i 는 송신, j 는 수신을 나타낸다. 시간 인덱스 $n = 1, 2, \dots, N$ 에 대해 수신기 2 에서 수신기 1 로의 협력신호 $u_{21}[n]$ 과 수신기 3 에서 수신기 1 로의 협력신호 $u_{31}[n]$ 은 $\{y_1[1], \dots, y_1[n-1], u_{12}[1], \dots, u_{12}[n-1], u_{13}[1], \dots, u_{13}[n-1]\}$ 만의 함수인 반면, 수신기 1 에서 수신기 2 로의 협력신호 $u_{12}[n]$ 과 수신기 3에서 수신기 2 로의 협력신호 $u_{32}[n]$ 은 $\{y_2[1], \dots, y_2[n-1], u_{21}[1], \dots, u_{21}[n-1], u_{23}[1], \dots, u_{23}[n-1]\}$ 만의 함수이고, 수신기 1 에서 수신기 3 으로의 협력신호 $u_{13}[n]$ 과 수신기 2 에서 수신기 3 으로의 협력신호 $u_{23}[n]$ 은 $\{y_3[1], \dots, y_3[n-1], u_{31}[1], \dots, u_{31}[n-1], u_{32}[1], \dots, u_{32}[n-1]\}$ 의 함수이다.

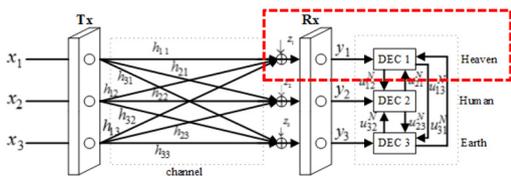
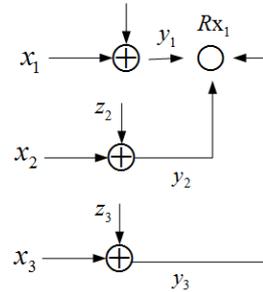


그림 3. 제안된 3-user 정량 대칭 수신기 협력
 Fig. 3. The proposed 3-User Jong Nang symmetric receiver cooperation.

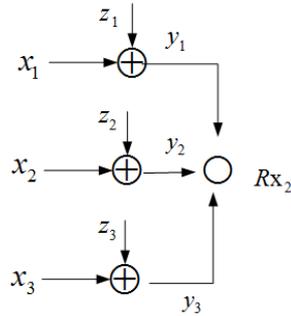
그림 3 에서 $SNR_1 = SNR_2 = SNR_3 = SNR$, $INR_{12} = INR_{21} = INR_{13} = INR_{31} = INR_{23} = INR_{32} = INR$, $INR_{13} = INR_{31} = INR_{23} = INR_{32} = INR$ 과 $C_{12}^B = C_{21}^B = C_{13}^B = C_{31}^B = C_{23}^B = C_{32}^B = C^B$ 인 대칭 채널을 생 각해볼 수 있고, $INR = \frac{2}{3} \log SNR$ 과 $C^B = \frac{1}{3} \log SNR$ 로 정의한다. 그림 3 의 점선부분은 그림 4(a) 의 동작과 같다.

1. 수신기 1 의 디코더

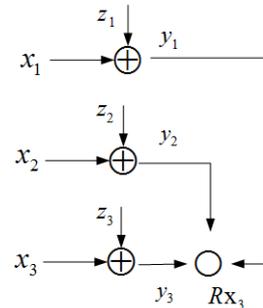
R_{ic} 와 R_{ip} 는 $i = 1, 2, 3$ 에 대해 사용자 i 의 일반적인 메시지 및 개인 메시지를 각각 나타내며, ξ_{ii} 는 '레이트 손실'이다. 다음에 나오는 constraint를 만족하는 레이트 튜플 (rate tuple) $(R_{1c}, R_{2c}, R_{3c}, R_{1p}, R_{2p}, R_{3p})$ 은 달성될 수 있다.



(a) 수신기 2 와 3 이 수신기 1을 도움



(b) 수신기 1 과 3 이 수신기 2 를 도움 :



(c) 수신기 1 과 2 가 수신기 3 을 도움

그림 4. 수신기에서 협력하는 3-user 정량
 Fig. 4. Three-User Jong Nang Cooperation at Receiver.

2. 수신기 2 와 수신기 3이 수신기 1을 도운 디코드

수신기 2 와 수신기 3 이 수신기 1 을 도와 정보를 정확히 해독하는 과정이 그림 4(a) 에 *strategy 2,3* →1, 즉 $STG_{2,3 \rightarrow 1}$ 과 같이 보이고 있으며, 따라서 이 과정을 수식으로 나타내면 다음과 같이 쓸 수 있다^[21].

$$R_{1p} \leq \min\{I(x_1; y_1 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}) + (C_{21}^B - \xi_{21})^+ + (C_{31}^B - \xi_{31})^+ \\ , I(x_1; y_1, y_2, y_3 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c})\} \quad (8)$$

$$R_{1c} \leq \min\{I(x_{2c}; y_1 | x_1, x_{3c}) + (C_{21}^B - \xi_{21})^+ + (C_{31}^B - \xi_{31})^+ \\ , I(x_{2c}; y_1, y_2, y_3 | x_1, x_{3c})\} \quad (9)$$

$$R_{3c} \leq \min\{I(x_{3c}; y_1 | x_1, x_{2c}) + (C_{21}^B - \xi_{21})^+ + (C_{31}^B - \xi_{31})^+ \\ , I(x_{3c}; y_1, y_2, y_3 | x_1, x_{2c})\} \quad (10)$$

$$R_{2c} + R_{1p} \leq \min\{I(x_{2c}, x_1; y_1 | x_{1c}, x_{3c}) + (C_{21}^B - \xi_{21})^+ + (C_{31}^B - \xi_{31})^+ \\ , I(x_{2c}, x_1; y_1, y_2, y_3 | x_{1c}, x_{3c})\} \quad (11)$$

$$R_{3c} + R_{1p} \leq \min\{I(x_{3c}, x_1; y_1 | x_{1c}, x_{2c}) + (C_{21}^B - \xi_{21})^+ + (C_{31}^B - \xi_{31})^+ \\ , I(x_{3c}, x_1; y_1, y_2, y_3 | x_{1c}, x_{2c})\} \quad (12)$$

$$R_{1c} + R_{1p} \leq \min\{I(x_{1c}, x_1; y_1 | x_{2c}, x_{3c}) + (C_{21}^B - \xi_{21})^+ + (C_{31}^B - \xi_{31})^+ \\ , I(x_{1c}, x_1; y_1, y_2, y_3 | x_{2c}, x_{3c})\} \quad (13)$$

그림 4 (b)에서 수신기 y_2 는 비유적으로 Human 이고, 수신기 y_1 은 Heaven, 수신기 y_3 은 Earth, 즉 하늘과 땅에 기(氣)가 Human 디코딩 정보를 측면정보(side information) 로 돕는다. 같은 원리로 수신기 1 (Heaven) 은 수신기 2 (Human) 와 수신기 3 (Earth)에, 수신기 3은 수신기 1과 수신기 2에 측면 정보를 주어서 디코딩을 돕는다. 이것이 Genie 코딩이다. 이것의 문제점은 양자화에 오류를 발생시켜 레이트 손실을 일으킨다. 식 (8)-(22) 가 이들을 설명해 주고있다.

식 (8)-(13) 은 무간섭 세 수신기의 레이트를 표시한다. 특히 식 (13) 은 간섭이 하나인 수신기 1 의 레이트를 나타내고 있어서, 세 개의 간섭을 갖을 경우의 수신기 1 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{1c} + R_{2c} + R_{3c} + R_{1p} \leq \min\{I(x_{2c}, x_{3c}, x_1; y_1) + (C_{21}^B - \xi_{21})^+ + (C_{31}^B - \xi_{31})^+ \\ , I(x_{2c}, x_{3c}, x_1; y_1, y_2, y_3)\} \quad (14)$$

여기서 $\xi_{21} = I(y_2; y_1 | x_{2c}, x_{3c}, x_1, y_3)$, $\xi_{31} = I(y_3; y_1 | x_{2c}, x_{3c}, x_1, y_2)$ 와 $x_{ic} \sim N(0, Q_{ic})$ 은 $i = 1, 2, 3$ 에 대해 랜덤변수를 생성해

내는 일반적인 코드북이다. $x_1 = x_{2p} + x_{3c}$ 은 변수를 생성하는 중첩 코드북이고, $x_{1p} \sim N(0, Q_{1p})$ 은 x_{ic} 와 독립이다. 또한 $y_i = y_i + \hat{z}_i, i=2,3$ 은 랜덤변수를 생성하는 양자화 코드북이고, $\hat{z}_i \sim N(0, \Delta_i)$ 은 그 외 모두에 대해 독립이다. Δ_i 는 수신기 $i = 2, 3$ 의 양자화 왜곡이다.

3. 수신기 2 와 수신기 3 의 constraint

같은 방법으로 그림 4(b)-(c) 에서 수신기 1 과 수신기 3 이 수신기 2 를 도와 디코드 할 때와, 수신기 1 과 수신기 2 가 수신기 3 을 도와 디코드 할 때 수신기 2 와 3 에서의 레이트를 얻을 수 있다.

$$R_{1c} + R_{2p} \leq I(x_{1c}, x_2; y_2 | x_{2c}, x_{3c}) + C_{12}^B, \\ R_{3c} + R_{2p} \leq I(x_{3c}, x_2; y_2 | x_{1c}, x_{2c}) + C_{32}^B, \quad (15) \\ R_{2c} + R_{2p} \leq I(x_2; y_2 | x_{1c}, x_{3c}) + C_{12}^B + C_{32}^B, \\ R_{1c} + R_{2c} + R_{3c} + R_{2p} \leq I(x_{1c}, x_{3c}, x_2; y_2) + C_{12}^B + C_{32}^B$$

여기서 $x_2 = x_{2p} + x_{2c}$ 는 x_{2c} 와 독립이고 $x_{2p} \sim N(0, Q_{2p})$ 인 변수를 생성하는 중첩 코드북이다. 또한 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{3p} \leq I(x_3; y_3 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}), \\ R_{1c} + R_{3p} \leq I(x_{1c}, x_3; y_3 | x_{2c}, x_{3c}) + C_{13}^B, \\ R_{2c} + R_{3p} \leq I(x_{2c}, x_3; y_3 | x_{1c}, x_{3c}) + C_{23}^B, \\ R_{2c} + R_{2p} \leq I(x_2; y_2 | x_{1c}, x_{3c}) + C_{13}^B + C_{23}^B, \\ R_{1c} + R_{2c} + R_{3c} + R_{3p} \leq I(x_{1c}, x_{3c}, x_2; y_3) + C_{13}^B + C_{23}^B \quad (16)$$

여기서 $x_3 = x_{3p} + x_{3c}$ 는 x_{3c} 와 독립이고 $x_{3p} \sim N(0, Q_{3p})$ 인 변수를 생성하는 중첩 코드북이다. 따라서 이러한 레이트 제약 조건에 대해 다음과 같이 평가할 수 있다. 첫째, 수신기 협력이 없는 IC 와 달리, 수신기 2 와 3 은 수신기 1 을 도울 수 있도록 명확한 디코딩이 요구된다. 이러한 부가적인 요구 사항이 R_{2c} 와 R_{3c} 에 대해 각각 식 (9) 와 식 (10) 의 레이트 제한을 제시한다.

두 번째로, 수신기 1의 제약 조건들 중에서 우측에 있는 모든 값은 두 항의 최소값에 해당한다. 두 번째 항은 수신기 협력 링크가 추정 값을 정확히 전달할 수 있을 만

큼 강한 경우에 해당한다. 반면에 첫 번째 항은 추정 값 후보들을 정할 수만 있는 경우에 해당한다. JNDC의 "레이트 손실" 항 ξ_{21}, ξ_{31} 에 관해서, 추정 레벨은 어떤 개개의 신호도 협조 정보가 훼손하지 않도록 선택된다. 따라서 그러한 패널티 (penalty) 즉 정보훼손은 없다. 사실, $\xi_{21} = I(y_2, y_2 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}, x_1, y_1, x_3, y_3)$ 과 $\xi_{31} = I(y_3, y_3 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}, x_1, y_1, x_2, y_2)$ 은 수신기가 너무 작게 양자화 왜곡을 선택하는 경우에 JNDC에서 협력 선택 조합을 훼손하는 개개 비트 수에 해당한다.

그러나 가우시안 채널에서는 실제 가산의 캐리오버 때문에 각 부분이 추정 수준을 초과하는 수준에 까지 이르게 된다. 따라서 추정 왜곡을 적당하게 선택했을 지라도 bound 부근의 레이트 손실이 있게 된다.

마지막으로, 수신기 2 와 3 의 제약 조건 중에서, 수신기 2 와 3 이 수신기 1 을 도와 m_{1c}, m_{2c} 와 m_{3c} 를 디코드 하기 때문에 R_{1p} 는 개선되지 않는다. 왜곡 Δ_2 에 대해서는 수신기 1 의 레이트 제한에서 "레이트 손실" 항 ξ_{21} 의 양을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \xi_{21} &= I(\hat{y}_2, y_2 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}, x_1, y_1, x_3, y_3) \\ &= h(\hat{y}_2 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}, x_1, y_1, x_3, y_3) - h(\hat{y}_2 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}, x_1, y_1, x_3, y_3, y_2) \\ &= h(h_{22}x_{2p} + z_2 + \hat{z}_2 | h_{13}x_{3p} + h_{12}x_{2p} + z_2) - h(\hat{z}_2) \\ &= \log \left(1 + \Delta_2 + \frac{SNR_{2p}}{1 + INR_{12p} + INR_{2p}} \right) - \log(\Delta_2) \\ &\leq \log \left(\frac{1 + \Delta_2 + SNR_{2p}}{\Delta_2} \right). \end{aligned} \quad (17)$$

이제 개별 신호 레벨에서 직관적인 양자화가 작용하는 이유를 설명한다. 레이트손실은 수신기 2 와 수신기 3 이 수신기 1을 도울 때 R_{1p} 는 속도가 개선되지 않으면 레이트 손실이 생기는데, 이유는 양자화 잡음을 들 수 있다. 즉 $\Delta_2 = 1 + SNR_{2p}$ 을 선택함으로써 레이트 손실 ξ_{21} 은 upper bound 가 1 이다. 특히 $SNR_2 \leq INR_{12} + INR_{32}$ 일때 $SNR_{2p} = 0$ 이므로 $\xi_{21} = 1$ 이 된다. 반면에 수신기 1 의 y_2 에서 원하지 않은 신호 전력 레벨이 정확히 $1 + SNR_{2p}$ 이므로 수신기 1 은 이 불필요한 신호를 잡음으로 처리한다. 따라서 \hat{y}_2 를 y_2 로 대체하는 것

은 레이트를 제한된 이득만큼 향상시킬 뿐이다. 수신단 1 에서 "레이트 손실" ξ_{31} 을 수치화해 왜곡 Δ_3 의 항으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \xi_{31} &= I(\hat{y}_3, y_3 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}, x_1, y_1, x_2, y_2) \\ &= h(\hat{y}_3 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}, x_1, y_1, x_2, y_2) - h(\hat{y}_3 | x_{1c}, x_{2c}, x_{3c}, x_1, y_1, x_2, y_2, y_3) \\ &= h(h_{33}x_{3p} + z_3 + \hat{z}_3 | h_{13}x_{3p} + z_1, h_{23}x_{3p} + z_2) - h(\hat{z}_3) \\ &= \log \left(1 + \Delta_3 + \frac{SNR_{3p}}{1 + INR_{13p} + INR_{23p}} \right) - \log(\Delta_3) \\ &\leq \log \left(\frac{1 + \Delta_3 + SNR_{3p}}{\Delta_3} \right). \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 수신기 1 과 3 은 수신기 2 을 도와 디코드하고, 레이트 손실은 다음과 같이 간략화 할 수 있다.

$$\xi_{12} \leq \log \left(\frac{1 + \Delta_1 + SNR_{1p}}{\Delta_1} \right). \quad (19)$$

$$\xi_{32} \leq \log \left(\frac{1 + \Delta_3 + SNR_{3p}}{\Delta_3} \right). \quad (20)$$

여기서 수신기 1 과 2 는 수신기 3 을 도와 디코드하고, 레이트 손실은 다음과 같이 주어진다.

$$\xi_{13} \leq \log \left(\frac{1 + \Delta_1 + SNR_{1p}}{\Delta_1} \right). \quad (21)$$

$$\xi_{23} \leq \log \left(\frac{1 + \Delta_2 + SNR_{2p}}{\Delta_2} \right). \quad (22)$$

수신기 3 의 y_2 에서 원하지 않은 신호 전력 레벨이 정확히 $1 + SNR_{2p}$ 이어서 수신기 3 이 이 불필요한 신호를 잡음으로 처리한다는 것을 알 수 있다. 따라서 \hat{y}_2 를 y_2 사실 로 대체하는 것은 레이트를 제한된 이득만큼 향상시킨다. 수신기가 같은 정보를 다른 두 수신기에 나누어주기 때문에, 양자화 레이트 손실 항은 그 수신기로부터 똑같다. 이것은 식 (17)-(22) 에 의해 쉽게 증명할 수 있고, $\xi_{12} = \xi_{13}, \xi_{21} = \xi_{23}, \xi_{31} = \xi_{32}$ 의 조건으로부터 얻을 수 있다.

IV. TUJN Outer Bound

식 (23)–(25) 의 outer bound를 나타내기 위해, 먼저 데이터 처리 부등식과 Fano의 부등식을 이용한 상호정보에 의한 레이트의 upper bound를 찾는다. 따라서 수신기 협력 없는 가우시안 IC 및 수신기 협력이 있는 가우시안 IC의 두 가지 경우에 대해 알아본다.

첫 번째 경우는 upper bound를 얻기 위해 [21] 에서 언급한 genie-aided 코딩 방법을 적용하며, 이 bound는 Z-채널 bound (genie가 간섭 심볼 x_j^N 을 수신기 i ($i \neq j$) 에 제공)와 ETW(Etkin, Tse and Wang)-bound^[17] (genie가 수신기 j 에서 사용자 i 가 만들어낸 간섭항 $s_i^N = h_j x_i^N + z_j^N$ 을 수신기 i 에 제공) 이다. u_{12}^N 과 u_{21}^N 모두 (y_1^N, y_2^N) 의 함수이고, u_{13}^N 과 u_{23}^N 도 모두 (y_1^N, y_3^N) 의 함수이며, u_{23}^N 과 u_{32}^N 또한 모두 (y_2^N, y_3^N) 의 함수라는 사실을 이용하고, 나머지 간단한 bound 기술은 두 번째 경우에 적용한다. 그 결과는 [21] 의 결과와 유사한 형태를 얻는다. \bar{C} 는 음이 아닌 레이트 튜플 (R_1, R_2, R_3) 로 구성되는데, 이러한 $C \subseteq \bar{C}$ 에 대해 genie가 수신기 i 에게 부가 정보를 주면, 다음과 같은 upper bound를 갖는다.

$$R_1 \leq \log(1+SNR_1) + \min \left\{ C_{21}^B + C_{31}^B, \log \left(1 + \frac{INR_{21} + INR_{31}}{1+SNR_1} \right) \right\} \quad (23)$$

$$R_2 \leq \log(1+SNR_2) + \min \left\{ C_{12}^B + C_{32}^B, \log \left(1 + \frac{INR_{12} + INR_{32}}{1+SNR_2} \right) \right\} \quad (24)$$

$$R_3 \leq \log(1+SNR_3) + \min \left\{ C_{23}^B + C_{13}^B, \log \left(1 + \frac{INR_{23} + INR_{13}}{1+SNR_3} \right) \right\} \quad (25)$$

예를 들어 보면, $SNR = 3$, $INR = 2/3 \log SNR$ 이고, $C_B = 1/3 \log SNR$ 이면 $R_1 = R_2 = R_3 = \log(1+SNR) + \min(INR, C_B) = \log(1+3) + \min(2/3, 1/3) = 2 + 1/3 = 7/3$ 이어서, $R_1 + R_2 + R_3 = 7$ bits 를 얻는다. 따라서 송신기 i 로부터 수신기 i 에게 genie가 부가정보를 보내는 경우 간단한 컷셋 (cut-set) 상부 경계를 얻게 된다.

$$\begin{aligned} R_1 + R_2 + R_3 \leq & \log \left(1 + INR_{12} + INR_{13} + \frac{SNR_1}{1 + INR_{21} + INR_{31}} \right) \\ & + \log \left(1 + INR_{21} + INR_{23} + \frac{SNR_2}{1 + INR_{12} + INR_{32}} \right) \\ & + \log \left(1 + INR_{31} + INR_{32} + \frac{SNR_3}{1 + INR_{13} + INR_{23}} \right) \\ & + (C_{21}^B + C_{31}^B + C_{12}^B + C_{32}^B + C_{13}^B + C_{23}^B) \quad (26) \end{aligned}$$

만약 genie가 한 수신기에서 다른 두 송신 및 수신 정보로서 부가정보를 제공하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R_1 + R_2 + R_3 \leq & \log(1 + SNR_1 + INR_{21} + INR_{31}) \\ & + \log \left(1 + \frac{SNR_2}{1 + INR_{21} + INR_{23}} \right) \\ & + \log \left(1 + \frac{SNR_3}{1 + INR_{31} + INR_{32}} \right) \\ & + C_{12}^B + C_{32}^B + C_{13}^B + C_{23}^B \\ \leq & \log(1 + SNR_3 + INR_{13} + INR_{23}) \\ & + \log \left(1 + \frac{SNR_2}{1 + INR_{21} + INR_{23}} \right) \\ & + \log \left(1 + \frac{SNR_1}{1 + INR_{12} + INR_{13}} \right) \\ & + C_{12}^B + C_{32}^B + C_{21}^B + C_{31}^B \quad (27) \end{aligned}$$

가우시안 분포는 조건부 분산 제약 조건에 따라 조건부 엔트로피를 극대화시키기 때문에, (R_1, R_2, R_3) 이 달성될 수 있는 경우 다음 식 (28) 및 (29) 와 같이 upper bound 를 얻는다.

$$\begin{aligned} 2R_1 + R_2 + R_3 \leq & \log(1 + INR_{21} + INR_{31} + SNR_1) \\ & - \log(1 + INR_{12} + INR_{13}) \\ & + \log(1 + INR_{12} + INR_{13} + SNR_1) \\ & + \log \left(1 + \frac{SNR_2}{1 + INR_{21} + INR_{23}} \right) \\ & + \log \left(1 + \frac{SNR_3}{1 + INR_{31} + INR_{32}} \right) \\ & + C_{21}^B + C_{31}^B + C_{12}^B + C_{32}^B + C_{13}^B + C_{23}^B \quad (28) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 3R_1 + R_2 + R_3 = & \log(1 + INR_{21} + INR_{31} + INR_{13} + INR_{23} \\
 & + SNR_1 + SNR_3 + \frac{INR_{12} + INR_{32} + SNR_2}{1 + INR_{12} + INR_{32}} \\
 & + \left. \frac{\left\{ \det \begin{pmatrix} h_{11}h_{22}h_{33} + h_{12}h_{23}h_{31} + h_{21}h_{32}h_{13} \\ -h_{13}h_{22}h_{31} - h_{21}h_{12}h_{33} - h_{11}h_{23}h_{32} + \end{pmatrix} \right\}^2}{1 + INR_{12} + INR_{32}} \right) \\
 & + \log(1 + INR_{21} + INR_{31} + INR_{12} + INR_{32} \\
 & + SNR_1 + SNR_2 + \frac{INR_{13} + INR_{23} + SNR_3}{1 + INR_{13} + INR_{23}} \\
 & + \left. \frac{\left\{ \det \begin{pmatrix} h_{11}h_{22}h_{33} + h_{12}h_{23}h_{31} + h_{21}h_{32}h_{13} \\ -h_{13}h_{22}h_{31} - h_{21}h_{12}h_{33} - h_{11}h_{23}h_{32} + \end{pmatrix} \right\}^2}{1 + INR_{13} + INR_{23}} \right) \\
 & - \log(1 + INR_{13} + INR_{23} + SNR_3) \\
 & - \log(1 + INR_{12} + INR_{32} + SNR_2) \\
 & + \log(1 + INR_{12} + INR_{13} + SNR_1) \\
 & - \log(1 + INR_{12} + INR_{13}) \\
 & + \log(1 + INR_{12} + INR_{32}) \\
 & + \log(1 + INR_{13} + INR_{23}) + C_{21}^{\beta} + C_{31}^{\beta}
 \end{aligned} \tag{29}$$

식 (23)-(25) 와 (28) 은 각각 개별 레이트와 합 레이트의 직접적인 컷셋 upper bound 임을 알 수 있다.

V. 결과 분석

본 장에서는 일반화 시킨 자유도의 특성에 대해 논의한다. 간단히 표현하기 위해 bound를 갖는 갭(gap) 내에 까지 용량 영역을 알아내기 위해 다음과 같은 대칭 셋업(set-up)에 초점을 맞춘다.

$$\begin{aligned}
 SNR_1 = SNR_2 = SNR_3 = SNR, \quad INR_1 = INR_2 = INR_3 = INR \\
 C_1^{\alpha} = C_2^{\alpha} = C_3^{\alpha} = C^{\alpha}, \quad R_1 = R_2 = R_3 = R, \quad INR_1 = INR_{21} + INR_{31}, \\
 INR_2 = INR_{12} + INR_{32}, \quad INR_3 = INR_{13} + INR_{23}, \quad INR_{21} = INR_{31}, \\
 INR_{12} = INR_{32}, \quad INR_{13} = INR_{23}, \quad C_1^{\beta} = C_{12}^{\beta} + C_{13}^{\beta}, \quad C_2^{\beta} = C_{21}^{\beta} + C_{23}^{\beta}, \\
 C_3^{\beta} = C_{31}^{\beta} + C_{32}^{\beta}, \quad C_{12}^{\beta} = C_{13}^{\beta}, \quad C_{21}^{\beta} = C_{23}^{\beta}, \quad \text{and} \quad C_{31}^{\beta} = C_{32}^{\beta}. \\
 INR_1 = INR_{21} + INR_{31}, \quad INR_2 = INR_{12} + INR_{32}, \quad INR_3 = INR_{13} + INR_{23}. \\
 INR_{21} = INR_{31}, \quad INR_{12} = INR_{32}, \quad INR_{13} = INR_{23}, \quad C_1^{\beta} = C_{12}^{\beta} + C_{13}^{\beta}, \\
 C_2^{\beta} = C_{21}^{\beta} + C_{23}^{\beta}, \quad C_3^{\beta} = C_{31}^{\beta} + C_{32}^{\beta}, \quad C_{12}^{\beta} = C_{13}^{\beta}, \quad C_{21}^{\beta} = C_{23}^{\beta}, \quad \text{and} \quad C_{31}^{\beta} = C_{32}^{\beta}.
 \end{aligned}$$

근사화된 대칭 용량은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{C}_{sym} = \min \left\{ \begin{aligned} & \log(1 + SNR) + \min \left\{ C^{\alpha}, \log \left(1 + \frac{INR}{1 + SNR} \right) \right\}, \\ & \log \left(1 + INR + \frac{SNR}{1 + INR} \right) + C^{\alpha}, \\ & \frac{1}{3} \log(1 + SNR + INR) + \frac{1}{3} \log \left(1 + \frac{SNR}{1 + INR} \right) + \frac{2}{3} C^{\alpha}, \text{ and} \\ & \frac{1}{3} \log \left(1 + 3SNR + 3INR + \left\{ \det \begin{pmatrix} h_{11}h_{22}h_{33} + h_{12}h_{23}h_{31} + h_{21}h_{32}h_{13} \\ -h_{13}h_{22}h_{31} - h_{21}h_{12}h_{33} - h_{11}h_{23}h_{32} + \end{pmatrix} \right\}^2 \right) \end{aligned} \right\} \tag{30}$$

선형영역에서 시스템의 작용을 살펴보기 위해 [17] 에서 제안한 GDoF (generalized degrees of freedom) 를 사용한다. [21] 에서 이에 대한 정의로부터 자연스럽게 다음과 같이 확장하였다.

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log INR}{\log SNR} = \alpha, \quad \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{C^{\beta}}{\log SNR} = \beta \tag{31}$$

그리고 만약 한계 (limit)가 존재하면 사용자당 GDoF 수를 다음과 같이 정의한다.

$$DoF = \lim_{\substack{fix \alpha, \beta \\ SNR \rightarrow \infty}} \frac{\bar{C}_{sym}}{\log SNR} \tag{32}$$

그러나 고정 값 α 와 β 로 특정 채널이 구현되어 bound 제한이 존재하지 않는다. 이러한 상황은 $\alpha = 1$ 인 경우에 발생하고, 내부와 outer bound 모두에서 채널 위상이 중요한 역할을 한다. 이 시스템이 MIMO (multiple-input multiple-output) 인지 아닌지에 따라 그 위상이 달라질 수 있다. 다음과 같이 근사화를 이용하면 GDoF 를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \log(1 + SNR + INR) \approx \max(\log SNR, \log INR), \text{ and} \\
 \log \left(1 + \frac{SNR}{1 + INR} \right) \approx \left(\log \frac{SNR}{INR} \right)^+ \tag{33}
 \end{aligned}$$

식 (30)-(33)으로부터 식 (34)와 같은 GDoF 를 얻을 수 있고, 부록 A 에서 이를 증명하였으며, DoF 에 대한 수치적 그래프를 그림 6 에 나타냈다.

$$DoF = \min \begin{cases} 1, \max(\alpha, 1-\alpha) + \beta, 1 - \frac{2}{3}\alpha + \frac{2}{3}\beta, & 0 \leq \alpha \leq 1 \\ \alpha, 1 + \beta, \frac{1}{3}\alpha + \frac{2}{3}\beta & \alpha \geq 1 \end{cases} \quad (34)$$

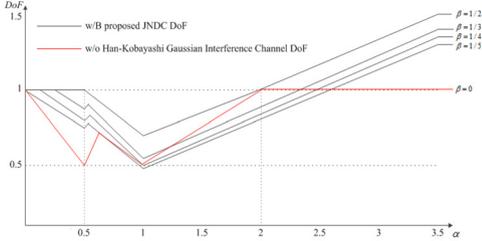


그림 5. 3-layer JNDC의 일반화된 자유도
Fig. 5. The generalized degree of freedom for the three-layered JNDC.

α 값이 달라지면 협력으로부터 얻어진 이득이 변한다는 것을 알 수 있다. GDoF 를 조사해 보면 높은 SNR 에서는 INR이 dB 스케일로 SNR 의 50% 이하일 때, 수신기 성능이 최고점에 도달 될 때까지 1 bit 협력이 사용자당 대략 1 bit 이득을 얻는다는 결과를 얻을 수 있다. 반면에 α 가 dB 스케일의 60% 와 300% 사이인 경우, 1 bit 협력이 포화상태까지 사용자당 대략 0.5 bit 의 이득을 얻는다는 결과를 얻을 수 있다. GDoF 의 그림을 보면 최적의 간섭운영 기술을 이해할 수 있도록 해준다. 이 기술은 3-user IC 의 용량을 근사화 하는데 아주 성공적으로 이용되어 왔다. 그림 5 에 보인 3-user IC 의 GDoF 가 “W” 커브인 것을 아주 쉽게 알 수 있다. 정량 NOR 스위칭 채널은 “수평 라인” 이다. 이에 따라 NOR 스위칭 채널이 간섭의 very weak, weak, strong, very strong 에 해당하는 여러 가지 regime 을 확인함으로써, IC 가 개선되고 이들 각각은 자기 자신만의 분명한 특성을 갖는다.

마지막으로 그림 5 에 보인바와 같이 수신기 협력을 얻는 3-layer JNDC 에 대해 TUJN NOR 스위칭 채널과 GDoF 를 비교할 수 있다. DoF 의 결정적 채널에 대해 TUJN 간섭 디코딩은 그림 6 에 보인 것처럼 간섭의 weak 영역인 $\alpha=0.5$ 에서 1 사이이다. 그렇지 않으면 정량 NOR 스위칭 채널 용량은 $\max I(X, Y) = 1$ 이고 확률은 $q=0.5$ 이다. 따라서 정량 NOR 직교 스위칭 채널 용량은 0.5 의 최적 확률을 가진 1 이다. 수평라인은 $\alpha=0.5$ 이고 DoF가 1 이며, “W” 곡선을 갖는 TUJN 수

신기 협력에 잘 응답한다. 또한 $\alpha=0.5$ 일 때 log-likelihood 확률을 갖는 TUJN 결정 채널은 정량 NOR 스위칭 채널의 확률과 일치한다.

VI. 결론

본 논문에서는 수신기 협력을 이용한 간섭 디코딩 기반 3-user NOR 스위칭 채널을 제안했다. 실제 예는 제주 정량 TUJN NOR 스위칭 채널 분석에 의한 수신기 협력 결정채널을 통해, 간섭을 줄이기 위한 간섭 디코딩이다. 인접한 수신기 서로에게 도움을 주는 3-user 수신기에서, 결합 확률에 기반한 스위칭 on-off user 이진 시스템에 매핑 되는, 정량 NOR 스위칭 채널용량을 유도했다. 3개의 정량으로된 정량 HBCC는 스위칭최로의 이진 심볼 분석과 정확히 일치한다. 더구나 TUJN이 outer bound 에 대해 7 bits 를 계산해야 할, 결정적 채널에 대한 간섭 디코딩의 실 예라는 것을 유도했다. TUJN 은 천(天) 지(地) 인(人)을 의미하는, 부가정보를 공급하기 위해 genie 복호 방법을 사용하고 난 다음, upper bound 에 컷셋을 이용했다. 따라서 [21] Tse 그룹 수신기 2-user 간섭 협력 복호 방법을 제주 정량 3-user NOR 스위칭 채널로 확장하여, 수신기 1은 수신기 2와 수신기 3이 돕고, 수신기 2는 수신기 1과 수신기 3이 도우며, 수신기 3은 수신기 1과 수신기 2가 도우주어 outer bound 는 7bits 가 되었다. [21]의 이론이 실제 3-user NOR 스위칭 채널에도 잘 적용됨을 알 수 있었다. 2012 년 이래 제주 정량 이진코드 통신은 집안 대문뿐 아니라 스마트 시티를 위한 제주도의 결합 교통 신호등에 이용되고 있다. 제주 정량 코드는 세계 무형문화제에 등재하기 위한 노력을 기울이고 있다.

References

- [1] C. E. Shannon, “A Symbolic Analysis of Relayed Switching Circuits,” *Trans. AIEE*, vol. 57, pp. 713-723, 1938.
- [2] C. E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423, 623-656, 1948.

- [3] R. G. Gallager, *Information Theory and Reliable Communication*, John Wiley & Sons, Inc. 1968.
- [4] A. E. Gamal and M. Costa, "The Capacity Region of a Class of Deterministic Interference Channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 2, March 1982.
- [5] M. H. M. Costa, "On the Gaussian Interference Channel," *IEEE Trans. on Inf. Theory*, vol. 31, no. 5, September 1985.
- [6] T. M. Cover, J. a. Thomas, *Elements of Information Theory*, Wiley & Sons, Inc., Publication, 1991.
- [7] T. S. Han and K. Kobayashi, "A New Achievable Rate Region for the Interference Channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-27, pp. 49 - 60, Jan. 1981.
- [8] R. G. Gallager, "C. E. Shannon: A Retrospective on His Life, Work, and Impact," *IEEE Trans. on Inf. Theory*, vol. 47, no. 7, Nov., 2001.
- [9] M. H. Lee, "The History of Jeju Jong Nang Binary Code," *IEEE Vehicular Technology Society (VTS) News*, vol. 50, no. 1, 2003.
- [10] D. Tse, P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [11] M. H. Lee, X. Jiang, C.H. Choe, S. H. Kim, "Analysis of Jong Nang Multiple Access Channel," *International Symposium on Information Theory and its Applications (ISITA)*, Seoul, Korea, 2006.
- [12] A. Salman, D. Suhas, D. Tse, "A Deterministic Approaches to Wireless Relay Networks," *International Symposium on Inf. Theory*, Nice, France, June 24-27 ,2007.
- [13] G. Bresler, A. Parekh, and D. Tse, "The Approximate Capacity of the Many-to-One and One-to-Many Gaussian Interference Channels," *Allerton Conf. on Communi., Control, and Computing*, Monticello, IL, September 2007.
- [14] G. Bresler and D.N.C. Tse, "The Two-User Gaussian Interference Channel: A Deterministic View," *European Trans. on Telecommuni*, June 2008.
- [15] D. Tse and R. Yates, "Fading Broadcast Channels with State Information at the Receivers," *Allerton Conference on Computing and Control*, Sep. 2008.
- [16] S. Sridharan, A. Jafarian, S. Vishwanath, S. A. Jafar, S. Shamai, "A Layered Lattice Coding Scheme for a Class of Three User Gaussian Interference Channels," *Forty-Sixth Annual Allerton Conference*, UIUC, Illinois, USA, Sept. 23-26, 2008.
- [17] R. Etkin, D. N. C. Tse, and H. Wang, "Gaussian Interference Channel Capacity to within One Bit," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, pp. 5534 - 5562, Dec. 2008.
- [18] Ke-Lin Du, M. N. S. Swamy, *Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies*, Cambridge University Press, 2010.
- [19] S. Avestimehr, S. Diggavi, and D. N. C. Tse, "Wireless Network Information Flow: A Deterministic Approach," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 57, no. 4, pp. 1872-1905, 2011.
- [20] N. Schrammar, "On Deterministic Models for Wireless Networks," *Licentiate Thesis in Telecommunications Stockholm*, Sweden 2011, June 8, 2014 19 DRAFT
- [21] I-Hsiang Wang, David N.C Tse, "Interference Mitigation Through Limited Receiver Cooperation," *IEEE Trans. on Inf. Theory*, vol. 57, pp. 2931-2940, May, 2011.
- [22] B. Bandemer, A. E. Gamal, "Interference Decoding for Deterministic Channels," *IEEE Trans. on Inf. Theory*, vol. 57, No. 5, May 2011.
- [23] A. E. Gamal, Y. H. Kim, *Network Information Theory*, Cambridge University Press 2011.
- [24] E. Metsala, J. Salmelin, *Mobile Backhaul*, Wiley, 2012.
- [25] M. H. Lee, M. H. A. Khan, D. Park, "Analysis of a Deterministic Jong Nang Gate with Transmitter Cooperation," *Int. J. of Wireless & Mobile Networks (IJWMN)*, vol. 4, no. 4, August 2012.
- [26] A. Lozano, R. W. Heath, J. G. Andrews,

- “Fundamental Limits of Cooperation,” *IEEE Trans. on Inf. Theory*, vol. 59, no. 9, pp. 5213–5226, Sept. 2013.
- [27] B. Bandemer, A. E. Gamal, “Interference Decoding for Deterministic Channels,” *IEEE Trans. on Info. Theory*, vol. 57, no. 5, May 2011.
- [28] Moon Ho Lee, “Jeju Jong Nang Channel Code I,” *Journal of The Institute of Electronics Engineers of Korea*, vol. 49, no. 12, pp.27–35, December 2012.
- [29] Moon Ho Lee, Md. Hashem Ali Khan and Ju Yong Park, “Jeju Jong Nang Channel Code II,” *Journal of The Institute of Electronics Engineers of Korea*, vol. 49, no. 12, pp.36–44, December 2012.
- [30] Y. S. Im, E. Y. Kang, “MPEG-2 Video Watermarking in Quantized DCT Domain,” *The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication(JIIBC)*, Vol. 11, No. 1, pp. 81–86, 2011.
- [31] I. Jeon, S. Kang, H. Yang, “Development of Security Quality Evaluate Basis and Measurement of Intrusion Prevention System,” *Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society(JKAIS)*, Vol. 11, No. 1, pp. 81–86, 2010.

부 록 A

식 (34) 의 증명

식 (30) 의 첫 번째 행을 생각해보면 DoF 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 DoF &= \lim_{SNR \rightarrow \infty} \min \left[\frac{\log(1+SNR) + \min \left\{ C^\beta, \log \left(1 + \frac{INR}{1+SNR} \right) \right\}}{\log SNR} \right] \\
 &= \lim_{SNR \rightarrow \infty} \min \left[\frac{\log(1+SNR)}{\log SNR} + \min \left(\frac{C^\beta}{\log SNR}, \frac{\log \left(1 + \frac{INR}{1+SNR} \right)}{\log SNR} \right) \right] \quad (35)
 \end{aligned}$$

이제 다음 식을 구한다.

$$\begin{aligned}
 &\frac{\log \left(1 + \frac{INR}{1+SNR} \right)}{\log SNR} = \frac{\log(1+INR+SNR) - \log(1+SNR)}{\log SNR} = \frac{\log(1+INR+SNR)}{\log SNR} - \frac{\log(1+SNR)}{\log SNR} \\
 &= \max \left(\frac{\log SNR \log INR}{\log SNR} \right) = \max \left(\frac{\log SNR \log INR}{\log SNR \log SNR} \right) \max(1, \alpha) \quad (36)
 \end{aligned}$$

식 (35)로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 DoF &= \min \{ 1 + \min(\beta, \max(1, \alpha) - 1) \} \\
 &= \min \{ 1 + \min(\beta, \max(0, \alpha - 1)) \} \quad (37)
 \end{aligned}$$

$0 \leq \alpha < 1, \alpha - 1 < 0$ 이면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$DoF = \min \{ 1 + \min(\beta, 0) \} = \min \{ 1 + \beta, 1 \} = 1 (\beta \geq 0). \quad (38)$$

$\alpha \geq 1 \Rightarrow \alpha - 1 > 0$ 이면 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$DoF = \min \{ 1 + \min(\beta, \alpha - 1) \} = \min \{ 1 + \beta, \alpha \}. \quad (39)$$

식 (30) 의 두 번째 행으로부터 다음 식을 얻는다.

$$\begin{aligned}
 DoF &= \lim \min \frac{\log \left(1 + \frac{INR}{1+INR} \right) + C^\beta}{\log SNR} = \min \lim \frac{\log \left(1 + \frac{SNR}{1+INR} \right) + C^\beta}{\log SNR} \\
 &= \min \frac{\max \left\{ \log INR \left(\log \frac{SNR}{INR} \right) + C^\beta \right\}}{\log SNR} = \min \{ \max(\alpha, (1-\alpha)^+) + \beta \}. \quad (40)
 \end{aligned}$$

$0 \leq \alpha < 1$ 일 때 식 (40) 으로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$DoF = \min \{ \max(\alpha, 1-\alpha) + \beta \}. \quad (41)$$

또한 $\alpha \geq 1 \Rightarrow (1-\alpha)^+ = 0$ 이면 다음 결과를 얻을 수 있다.

$$DoF = \min \{ \max(\alpha, 0) + \beta \} = \min \{ \alpha + \beta \}. \quad (42)$$

다시 식 (30) 으로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 DoF &= \lim \frac{\min \left\{ \frac{1}{3} \log(1+SNR+INR) + \frac{2}{3} \log \left(1 + \frac{SNR}{1+INR} \right) + \frac{2}{3} C^{\beta} \right\}}{\log SNR} \\
 &= \min \lim \left\{ \frac{1}{3} \frac{\max(\log SNR, \log INR)}{\log SNR} + \frac{2}{3} \frac{\left(\frac{\log SNR}{INR} \right)^+}{\log SNR} + \frac{2}{3} \frac{C^{\beta}}{\log SNR} \right\} \quad (43) \\
 &= \min \left\{ \frac{1}{3} \max(1, \alpha) + \frac{2}{3} (1-\alpha)^+ + \frac{2}{3} \beta \right\}
 \end{aligned}$$

$0 \leq \alpha < 1$ 일 때 식 (43) 으로부터 다음 식을 얻는다.

$$DoF = \min \left\{ \frac{1}{3} + \frac{2}{3} (1-\alpha) + \frac{2}{3} \beta \right\} = \min \left\{ 1 - \frac{2}{3} \alpha + \frac{2}{3} \beta \right\} \quad (44)$$

또한 $\alpha \geq 1 \Rightarrow (1-\alpha)^+ = 0$ 이면 다음 식을 얻는다.

$$DoF = \min \left\{ \frac{1}{3} \alpha + 0 + \frac{2}{3} \beta \right\} = \min \left\{ \frac{1}{3} \alpha + \frac{2}{3} \beta \right\} \quad (45)$$

식 (30) 로부터 다음결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 DoF &= \lim \frac{\min \frac{1}{3} \log \left(1 + 3SNR + 3INR + \left\{ \det \begin{pmatrix} h_1 h_2 h_3 & h_1 h_2 h_{33} + h_2 h_2 h_{31} + h_2 h_2 h_{33} \\ -h_1 h_2 h_{31} & -h_2 h_2 h_{33} - h_1 h_2 h_{32} \end{pmatrix} \right\}^2 \right)}{\log SNR} \\
 &= \lim \frac{\min \left(\frac{1}{3} \max(3 \log SNR, 3 \log INR) \right)}{\log SNR} = \min(\max(1, \alpha)).
 \end{aligned} \quad (46)$$

$0 \leq \alpha < 1$ 에 대해 식 (46) 으로부터 다음결과를 얻을 수 있다.

$$DoF = \min \{1\} \text{ and } \alpha \geq 1, \text{ then } DoF = \min \{\alpha\}. \quad (47)$$

식 (38), (41), (45) 와 (47) 로부터 다음결과를 얻는다.

$$DoF = \min \left\{ 1, \max(\alpha, 1-\alpha) + \beta, 1 - \frac{2}{3} \alpha + \frac{2}{3} \beta \right\}, 0 \leq \alpha \leq 1. \quad (48)$$

유사한 방법으로 식 (39), (41), (45) 와 (47) 로부터 다음결과를 얻을 수 있다.

$$DoF = \min \left\{ \alpha, 1 + \beta, \frac{1}{3} \alpha + \frac{2}{3} \beta \right\}, \alpha \geq 1 \Rightarrow \alpha + \beta \geq 1 + \beta \quad (49)$$

따라서 식 (34) 가 완벽하게 증명되었다. ■

저자 소개

박 주 용(정회원)



- 1994년 : 전북대학교 전자공학과 박사
 - 1991년 ~ 2007년 : 서남대학교 전기전자공학과 교수
 - 2007년 3월 ~ 현재 : 신경대학교 인터넷정보통신학과 교수
- <주관심분야 : 무선이동통신, 통신이론>

김 정 수(정회원)



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

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 MEST, 2015R1A2A1A05000977, NRF, Korea.
 본 연구는 제주 정낭 채널 code 1, II에 이은 연구입니다.