

# 간섭 채널을 위한 통합 궤환 정보 설계

전 기준\*, 변일무\*, 고병훈\*, 이두호\*, 이성로\*\*, 김광순<sup>o</sup>

## Joint Feedback Design for Interference Channel

Ki-Jun Jeon\*, Ilmu Byun\*, Byung-Hoon Ko\*, Duho Rhee\*, Seung-Ro Lee\*\*, Kwang-soon Kim<sup>o</sup>

### 요 약

본 논문에서 간섭 채널을 위한 통합 궤환 정보 설계 방법을 연구하였다. 다수의 송신단들은 궤환 정보 링크로부터 획득한 부분 채널 상태 정보사용을 고려하여 기대 전송율을 최대화 할 수 있는 통합 궤환 정보 설계를 간단한 반복적 알고리즘을 통해서 제안하였다. 또한 모의실험을 통하여 기존의 궤환 설계 대비 제안한 통합 궤환 정보 설계의 성능 이득을 보였다.

**Key Words** : Interference channel, feedback design, 간섭채널, 궤환 정보 디자인

### ABSTRACT

In this paper, we study joint feedback design for interference channel (IC). We develop a simple iterative algorithm for the joint feedback design to maximize the expected rate when the transmitters use partial channel-state information (CSI) obtained by the feedback link. Also, from the simulation result, we show that the performance gain is obtained compared to the conventional scheme.

### I. 서 론

간섭은 차세대 무선 통신, 특히 공통의 무선 액세스 기술 (RAT : radio access technology)을 이용하는 다수의 링크가 존재하는 이기종 네트워크 (heterogeneous network) 연구에 있어서 가장 중요한 문제 가운데 하나다. 대부분의 최신 무선 시스템 기술들은 다음 2 가지 방식으로 간섭을 다루고 있다. 첫째로, 주파수 혹은 시간 자원을 나눠 사용하여 간섭을 회피하는 방식과 둘째로, 같은 자원을 공유하여 사용되 발생하는 간섭을 잘 제어하는 방식이 있다. 그러나 한정된 자원의 특성상 자원을 분할하여 간섭을 회피하는 방식으로는 수많은 송신단 짝이 존재하는 네트워크에서 필요한 자원의 양

이 너무 많아지게 되어 한정된 자원을 이용하여 간섭을 제어하는 방식에 대해 현재 많은 연구가 진행되고 있다<sup>[1-15]</sup>.

자원을 공유하는 다수의 송신단 짝이 효율적으로 정보 교환을 하기 위한 간섭 제어 기술 연구 가운데 간섭 채널 (interference channel) 송신 기법에 대한 많은 연구들이 최근까지 진행되어 왔다<sup>[7-15]</sup>. [7]과 [8]에서 매우 강한 혹은 약한 (very strong & weak) 간섭 채널 환경의 전송용량 영역을 증명하였다. [9]에서는 전송률 분할 (rate-splitting)과 중첩 부호화 (superposition coding) 그리고 순차 복호화 (sequential decoding)를 이용한 간섭 채널 송신 기법을 제안하였으며 이때 달성 전송률 (achievable rate)을 보였다. [10]에서는 앞서 제안한 간섭 채널

※ 본 연구는 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (NRF-2011-0029321).

♦ 주저자 : 연세대학교 전기전자공학과, puco201@yonsei.ac.kr, 준회원

° 교신저자 : 연세대학교 전기전자공학과, ks.kim@yonsei.ac.kr, 중신회원

\* 연세대학교 전기전자공학과, dlfan@yonsei.ac.kr, 준회원, bhko@yonsei.ac.kr, 준회원, dhrhee@yonsei.ac.kr, 정회원

\*\* 목포대학교 정보전자공학과, srlee@mokpo.ac.kr, 정회원

논문 번호 : KICS2012-08-373, 접수일자 : 2012년 8월 13일, 최종논문접수일자 : 2012년 11월 1일

송신 기법에 동시 부호화 (joint decoding, simultaneous decoding)와 시간 공유 기법 (time sharing)을 접목시킨 Han-Kobayashi (HK) 기법을 제안하였으며 이는 현재까지 최적의 달성 전송률 (best achievable rate)을 얻을 수 있는 기술로 알려져 있다. [11]에서는 앞서 제안된 두 개의 독립적인 부호책 (codebook)과 이로부터 생성된 코드워드의 중첩 부호화 방식을 이용한 HK 기법으로 얻어지는 달성 전송률 영역을 보다 간단한 형태로 정리하였다. [12]에서는 간단한 HK 기법 (다수의 시간 공유 없이 단 한 번의 시간 공유와 전송률 분할을 수행)을 제안하였으며 일반화된 자유도 (GDOF : generalized degree of freedom)를 정의하여 이를 이용한 성능 분석을 수행하였다. 또한 [13]-[15]에서는 송수신단에서 완벽한 채널 상태 정보를 바탕으로 이전 수신 신호를 궤환 (아날로그 궤환) 받아 이를 이용하여 매 시간마다 인코딩을 수행하는 간섭 채널 송신 기법을 제안하고 이때의 외부 경계 (outer bound)를 증명하였으며 일반화된 자유도를 이용하여 아날로그 궤환 유무에 따른 성능 차를 보였다.

그러나 앞서 언급한 연구들은 송수신단이 모든 링크의 채널 상태 정보를 안다는 가정 하의 결과들이다. 하지만 실제 네트워크 환경에서는 모든 송수신단이 각 링크의 채널 상태 정보를 완벽하게 아는 것은 불가능하다. 따라서 실질적인 네트워크에서는 채널 상태 정보 궤환을 기반으로 하는 간섭 채널 송신 기법이 사용될 것이다. 채널 상태 정보 궤환을 기반으로 하는 통신에 대해서는 과거부터 많은 연구들이 진행되어 왔다<sup>[16-27]</sup>. [16]에서는 고정 전송률 기반 점대점 (P2P : Point2Point) 통신에서 아웃터지 확률을 최소화하는 채널 상태 정보 양자화 레벨 설계 방법을 제안하였다. [17]-[19]에서는 점대점 통신과 다중 접속 (MAC : Multiple Access Channel) 통신에서 기대 전송률 최대화를 위한 채널 상태 정보 양자화 레벨 설계와 전송 방식을 제안하였다. [20]에서는 다중 안테나 송신 단일 안테나 수신 (MISO : Multiple Input Single Output) 시스템에서 빔형성 벡터 설계와 디지털 궤환을 통한 송수신 기법을 제안하였다. 또한 [21][22]에서는 다중 안테나 송수신 (MIMO : Multiple Input Multiple Output) 시스템에 프리코더 설계 방법을 제안하였고 이때의 성능을 보였다. 이와 더불어 [23]-[25]에서는 다중 안테나를 가진 송신단과 단일 안테나를 가진 다수 수신단들간 통신하는 다중 안테나 방송 채널

(MIMO BC : Multiple Input Multiple Output Broadcast Channel)에서 증폭된 수신 신호 아날로그 궤환을 통해 양자화하지 않은 채널 상태 정보 획득 및 이를 이용한 송수신 기법을 제안하였다. 또한 [26]에서는 역시 MIMO BC에서 아날로그 궤환을 통한 간섭 제거 (ZF : Zero Forcing) 빔형성 기법 제안과 디지털 궤환 기반 빔형성과의 성능 비교 및 채널 상태 정보의 불확실성과 시간지연 정도에 따른 성능을 보였다.

그러나 이러한 기존의 채널 상태 정보에 대한 디지털 궤환 혹은 아날로그 궤환 전송 방식은 간섭 채널 송신 기법에서의 채널 상태 정보 이용에 적합하지 않다. 디지털 궤환의 경우 기존의 궤환 정보 설계 방식들은 간섭 채널을 형성하는 각 송신단들의 전력과 각 송수신단 사이 채널의 통계적 특성이 다르다는 점 등이 반영 되지 않아서 최적의 채널 상태 정보 양자화를 수행할 수 없는 한계를 지닌다. 또한 기존의 아날로그 궤환 기법들은 다른 송수신단으로부터 들어오는 간섭이 고려되지 않아 짝을 이루는 링크에 대한 부정확한 채널 상태 정보를 획득하게 되고 간섭 채널 송신 기법을 위해선 다른 수신단으로 간섭을 미치는 채널에 대한 정보가 필요한 특성을 간과하여 효율적인 간섭 채널 송신 기법을 하는데 큰 어려움이 존재한다. 그러므로 본 논문에서는 각 송신단들의 전력과 송수신단 사이 채널의 통계적 특성을 고려한 디지털 기반 통합 궤환 정보 설계와 이를 이용한 간섭 채널 송신 기법을 통해서 기대 전송률<sup>[28,29]</sup>을 최대화시키는 것을 목적으로 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 본 논문에서 고려하는 시스템 모형을 소개하고, III장에서는 본 논문에서 궤환 정보를 이용하는 간섭 채널 송신 기법을 위한 통합 궤환 정보 설계 알고리즘을 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통하여 제안한 통합 궤환 정보를 통해서 얻는 성능을 알아본다. 마지막으로 V장에서는 결론을 맺는다. 또한 본 논문에  $C_U, u, U$  는 각각 유한 집합 (finite set)  $C_U$ 와 이에 속하는 값  $u$  그리고 유한 집합  $C_U$ 에 속하는  $u$  값으로 맵핑되는 이산 랜덤 변수를  $U$ 로 표기한다.

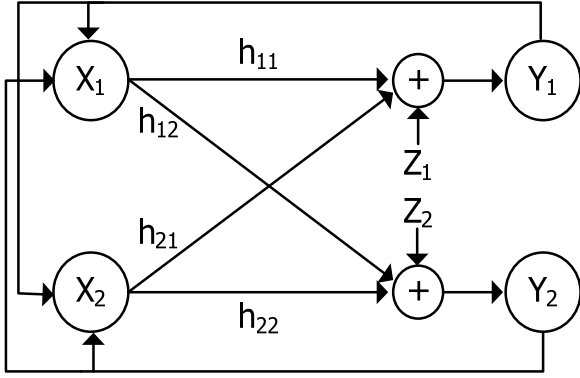


그림 1. 가우시안 간섭 채널 모형  
Fig. 1. Gaussian Interference channel model

### II. 시스템 모형

본 장에서는 논문에서 사용될 수식 표기법 정의와 시스템 모형에 대해서 설명한다. 그림 1과 같이 2개의 송수신단 짝이 존재하는 간단한 이산 시간 가우시안 간섭 채널 형태를 가정하고 각 수신단에서 송신단들에게 각 채널 링크에 대한 정보를 케환시켜준다. 임의의 유한 집합을  $C_{U_1}, C_{U_2}, C_{W_1}, C_{W_2}$ 라 정의하고 각 집합에 속하는 값으로 대응되는 보조 랜덤 변수를  $U_1, U_2, W_1$  그리고  $W_2$ 로 정의하도록 한다. 1번째 송신단과 2번째 송신단이 보내는 메시지를  $V_1$ 와  $V_2$ 로 정의하며 이는 식 1과 같이 정의되는 유한 메시지 집합  $C_{V_1}$ 과  $C_{V_2}$ 의 원소이다.

$$\begin{aligned} C_{V_1} &= \{1, 2, \dots, \lfloor 2^{nR_1} \rfloor\}, \\ C_{V_2} &= \{1, 2, \dots, \lfloor 2^{nR_2} \rfloor\}. \end{aligned} \quad (1)$$

HK 기법에 근거하여 1번째 송신단은 메시지  $V_1$ 을  $(V_{11}, V_{12})$ 로 분할하며 여기서  $V_{11}$ 과  $V_{12}$ 는 유한 메시지 집합  $C_{V_{11}}$ 과  $C_{V_{12}}$ 의 원소로 대응되는 값이다. 비슷한 방식으로, 2번째 송신단은 메시지  $V_2$ 를  $(V_{21}, V_{22})$ 로 분할하며 이는 각각 유한 메시지 집합  $C_{V_{21}}$ 과  $C_{V_{22}}$ 에 속하는 값이다. 여기서  $V_{12}$ 와  $V_{21}$ 는 서로 의도하지 않는 수신단에서도 복호화가 가능한 공용 메시지 (common message)이고  $V_{11}$ 와  $V_{22}$ 는 서로 짝을 이루는 수신단에서만 복호화할 수 있는 개인 메시지 (private message)라고 정의한다. 이때, 보조 랜덤 변수  $W_1(W_2)$ 는 메시지  $V_{12}$

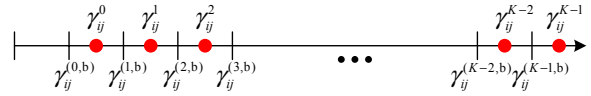


그림 2. 스칼라 양자화 영역 도식도  
Fig. 2. Description of the scalar quantization region

$(V_{21})$ 을 전달하는 역할을 하며  $U_1(U_2)$ 는 메시지  $V_{11}(V_{22})$ 을 전달하는 역할을 한다. 이와 같이 메시지를 분할하는 목적은 각 수신단이 서로 짝을 이루지 않는 송신단 정보의 일부분에 대한 복호를 허락하여 서로 간 간섭을 줄이고 합전송률 (sum rate)을 높이고자 함에 있다. 부호화 함수  $f_1$ 과  $f_2$ 는 다음과 같이 정의 된다.

$$f_1 : C_{V_1} \mapsto C_{X_1}^n, f_2 : C_{V_2} \mapsto C_{X_2}^n. \quad (2)$$

여기서 함수  $f_1$ 은 3가지 함수  $f_{11}, f_{12}$  그리고  $f_{13}$ 로 구성되며 아래와 같다.

$$f_{11} : C_{V_{11}} \mapsto C_{U_1}^n, f_{12} : C_{V_{12}} \mapsto C_{W_1}^n, f_{13} : C_{U_1}^n \times C_{W_1}^n \mapsto C_{X_1}^n. \quad (3)$$

같은 방식으로 함수  $f_2$ 는 아래와 같다.

$$f_{21} : C_{V_{21}} \mapsto C_{W_2}^n, f_{22} : C_{V_{22}} \mapsto C_{U_2}^n, f_{23} : C_{U_2}^n \times C_{W_2}^n \mapsto C_{X_2}^n. \quad (4)$$

여기서 함수  $f_{13}$ 와  $f_{23}$ 는 Cover의 중첩 부호화 (superposition coding) 기술 적용을 기반으로 한다 [29]. 그림 1에서 묘사된 이산 시간 기저 대역 간섭 채널 신호는 아래와 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} Y_1 &= h_{11}X_1 + h_{21}X_2 + Z_1, \\ Y_2 &= h_{12}X_1 + h_{22}X_2 + Z_2. \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $h_{ij}(i, j = 1 \text{ or } 2)$ 는 독립이고 동일한 분포 평균 0과 분산  $\overline{\gamma_{ij}}$ 을 따르는 복소 가우시안 채널이며  $Z_i$  역시 평균 0과 분산 1을 따르는 복소 가우시안 랜덤 변수이다. 또한  $\gamma_{ij} = |h_{ij}|^2$ 를 채널 전력으로 정의하고  $F(\gamma_{ij})$ 와  $f(\gamma_{ij})$ 를  $\gamma_{ij}$ 의 누적 분포 함수 (CDF : cumulative distribution function)와 확률 밀도 함수 (PDF : probability density function)로 표기한다. 각 송신 전력은 조건  $P_i = \lambda_i P_i + (1 - \lambda_i) P_i$

를 따르며  $E[X_i^2] \leq P_i$ 를 만족하고 여기서  $\lambda_i$  는  $i$  번째 송신단의 개인 메시지에 해당되는 전력 할당 비율을 의미한다. 본 논문에서는 그림 2와 같이 스칼라 (scalar) 양자화를 가정하며 또한 수신단에서는  $I(\gamma_{ij})$ 를  $K$ -레벨로 분할된 양의 실수 영역 중 해당 영역의 인덱스를 나타내는 함수로 사용하며 식 (6) 과 같이 정의 된다.

$$I(\gamma_{ij}) = g \quad \text{if } \gamma_{ij} \in [\gamma_{ij}^{(g,b)}, \gamma_{ij}^{(g+1,b)}), g = 0, \dots, K-1. \quad (6)$$

여기서  $\gamma_{ij}^{(g,b)}$ 는 양자화 영역의 경계값을 의미하고 편의를 위해서 우리는  $\gamma_{ij}^{(K,b)} = \infty$ 와  $\gamma_{ij}^{(-1,b)} = 0$ 로 간주하며 영역내의 대표값을  $\gamma_{ij}^g$ 로 정의한다. 또한 인덱스  $g$ 는 잡음과 시간지연 없이 케환 채널을 통해서  $i$ 번째 수신단에서  $j$ 번째 송신단으로 전달된다고 가정하도록 한다.

### III. 통합 케환 정보 설계

본 장에서는 제안하는 통합 케환 정보 설계 방법에 대해서 설명한다. 통합 케환 정보 설계를 위한 목적 함수 (objective function)에 대한 설명에 앞서서 완벽한 채널 상태 정보를 획득한 상황에서의 최적의 합전송률  $R$ 을 구하는 방법에 대해서 간단히 설명하도록 하겠다.

#### 3.1. 완벽한 채널 상태 정보를 이용한 최적의 합전송률

각  $j$ 번째 송수신쌍에서 획득할 수 있는 최대 공유 메시지 전송률  $R_j^c$ 와 개인 메시지 전송률  $R_j^p$  그리고 동시 복호화를 통해서 얻을 수 있는 모든 공유 메시지 및 개인 메시지의 합전송률  $R_j^J$ 는 아래와 같이 주어진다.

$$R_1^c \leq \min\{I(Y_1; W_1|W_2U_1), I(Y_2; W_1|W_2U_2)\}, \quad (7)$$

$$R_2^c \leq \min\{I(Y_1; W_2|W_1U_1), I(Y_2; W_2|W_1U_2)\}, \quad (8)$$

$$R_1^p \leq I(Y_1; U_1|W_1W_2), \quad (9)$$

$$R_2^p \leq I(Y_2; U_2|W_1W_2), \quad (10)$$

$$R_1^J \leq I(Y_1; W_1W_2U_1), \quad (11)$$

$$R_2^J \leq I(Y_2; W_1W_2U_2). \quad (12)$$

공용 메시지는 모든 수신단에서 복호가 가능해야

하므로 각 수신단에서의 한계 전송률 (marginal rate)의 최소값을 만족해야하며 개인 메시지는 각각의 짝을 이루는 수신단의 한계 전송률로 주어지게 된다. 또한 각 수신단에서 동시 복호화를 통해서 얻을 수 있는 한계 전송률도 위와 같이 주어지게 된다. 위 수식으로부터 합전송률은 아래와 같이 주어지게 된다.

$$R \leq R_1^c + R_2^c + \min\{R_1^J - R_1^c - R_2^c, R_1^p\} + \min\{R_2^J - R_1^c - R_2^c, R_2^p\}. \quad (13)$$

#### 3.2. 간섭 채널 송신 기법을 위한 통합 케환 정보 설계 방법

본 논문에서는 기대 전송률 최대화를 목적으로 간섭 채널 송신 기법을 위한 통합 케환 정보를 설계한다. 여기서 기대 전송률이란 특정 아웃티지 조건 없이 평균적인 관점에서의 최대 전송률을 의미한다 [27][28]. 즉 각 양자화 된 채널 상태 정보에 디지털 케환 인덱스에 의해서 생성되는 아웃티지 영역  $(\gamma_{ij}^{(g,b)}, \gamma_{ij}^g)$  (경계값과 대표값 사이 영역)을 제외한 나머지 영역에 속할 확률과 이때 대표값에 의해서 정해지는 타겟 전송률 곱에 대한 합의 최대값이 기대 전송률로 정의되며 이는 결국 아래와 같은 목적 함수로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \max_{\{\gamma_{ij}^g, \gamma_{ij}^{(g,b)}\}} & \sum_{g_1=0}^{K-1} \sum_{g_2=0}^{K-1} \sum_{g_3=0}^{K-1} \sum_{g_4=0}^{K-1} F(\gamma_{11}^{(g_1+1,b)}, g_1, \gamma_{11}) F(\gamma_{12}^{(g_2+1,b)}, g_2, \gamma_{12}) \\ & \cdot F(\gamma_{21}^{(g_3+1,b)}, g_3, \gamma_{21}) F(\gamma_{22}^{(g_4+1,b)}, g_4, \gamma_{22}) R_{(\gamma_{11}, \gamma_{12}, \gamma_{21}, \gamma_{22})}^{(g_1, g_2, g_3, g_4)}, \\ \text{s.t. } & \gamma_{ij}^{(g+1,b)} - \gamma_{ij}^g \geq 0, \gamma_{ij}^g - \gamma_{ij}^{(g,b)} \geq 0. \end{aligned} \quad (14)$$

여기서  $F(\gamma_{ij}^{(g+1,b)}, \gamma_{ij}^g) = F(\gamma_{ij}^{(g+1,b)}) - F(\gamma_{ij}^g)$ 를 의미하며  $R_{(\gamma_{11}, \gamma_{12}, \gamma_{21}, \gamma_{22})}^{(g_1, g_2, g_3, g_4)}$ 는 케환 정보 인덱스  $(g_1, g_2, g_3, g_4)$ 에 의해서 정해지는 합 전송률을 의미한다. 위 목적 함수를 최대화하기 위해서는 직관에 근거하여  $\gamma_{ij}^{g,b} = \gamma_{ij}^g (g=0, \dots, K-1)$ 가 되어야 함을 알 수 있다<sup>[7]</sup>. 좀 더 자세히 설명하면 임의의 양자화 대표값 집합  $\{\gamma_{ij}^g\}$ 이 주어졌을 때 양자화 영역 내에서의  $(\gamma_{ij}^{(g,b)}, \gamma_{ij}^g)$ 는 아웃티지 영역이므로 이때의 달성 전송률이 0이 되고 이는 기대 전송률에 기여를 하지 못함을 의미한다. 그러나 이때  $\gamma_{ij}^{(g,b)}$ 이  $\gamma_{ij}^g$  되면 아웃티지 발생 없이 이때의 대표값에

의해서 정해지는 타겟 전송률을 보낼 수 있어서 이는 결국 기대 전송률을 증가시킨다. 따라서 목적 함수를 최대화하기 위해서는 대표값과 영역의 경계값이 일치하게 되며 이는 항상 발생하게 되는 아웃티지 영역  $(\gamma_{ij}^{(-1,b)}, \gamma_{ij}^{(0,b)})$ 을 제외한 나머지 아웃티지 영역의 최소화를 의미한다. 식 (7)-(12)는 아래와 같이 정의 되며  $R_{(\gamma_{11}^{g_1}, \gamma_{12}^{g_2}, \gamma_{21}^{g_3}, \gamma_{22}^{g_4})}$ 는 식 (13)과 아래 식으로부터 유도 된다.

$$R_1^c \leq \min \left\{ \log \left( 1 + \frac{\gamma_{11}^{g_1-1} (1-\lambda_1) P_1}{1 + \gamma_{21}^{g_3} \lambda_2 P_2} \right), \log \left( 1 + \frac{\gamma_{12}^{g_2-1} (1-\lambda_1) P_1}{1 + \gamma_{12}^{g_2-1} \lambda_2 P_1} \right) \right\}, \quad (15)$$

$$R_1^p \leq \log \left( 1 + \frac{\gamma_{11}^{g_1-1} \lambda_1 P_1}{1 + \gamma_{21}^{g_3} \lambda_2 P_2} \right), \quad (16)$$

$$R_2^c \leq \min \left\{ \log \left( 1 + \frac{\gamma_{12}^{g_2-1} (1-\lambda_2) P_2}{1 + \gamma_{12}^{g_2-1} \lambda_1 P_2} \right), \log \left( 1 + \frac{\gamma_{22}^{g_4-1} (1-\lambda_2) P_2}{1 + \gamma_{12}^{g_2} \lambda_1 P_1} \right) \right\}, \quad (17)$$

$$R_2^p \leq \log \left( 1 + \frac{\gamma_{22}^{g_4-1} \lambda_2 P_2}{1 + \gamma_{12}^{g_2} \lambda_1 P_1} \right), \quad (18)$$

$$R_1^j \leq \min \left\{ \log \left( 1 + \frac{\gamma_{11}^{g_1-1} P_1 + \gamma_{21}^{g_3-1} (1-\lambda_2) P_2}{1 + \gamma_{21}^{g_3-1} \lambda_2 P_2} \right), \log \left( 1 + \frac{\gamma_{11}^{g_1-1} P_1 + \gamma_{21}^{g_3} (1-\lambda_2) P_2}{1 + \gamma_{21}^{g_3} \lambda_2 P_2} \right) \right\}, \quad (19)$$

$$R_2^j \leq \min \left\{ \log \left( 1 + \frac{\gamma_{22}^{g_4-1} P_2 + \gamma_{12}^{g_2-1} (1-\lambda_1) P_1}{1 + \gamma_{12}^{g_2-1} \lambda_1 P_1} \right), \log \left( 1 + \frac{\gamma_{22}^{g_4-1} P_2 + \gamma_{12}^{g_2} (1-\lambda_1) P_1}{1 + \gamma_{12}^{g_2} \lambda_1 P_1} \right) \right\}. \quad (20)$$

여기서 각 송신단의 개인 메시지와 공용 메시지 사이의 전력 분할 비율  $\lambda_1 \in [0,1]$ 과  $\lambda_2 \in [0,1]$ 는 식 (13)을 최대화시키는 값을 수치 탐색 (numerical search)을 통해서 얻게 된다.  $\{\gamma_{12}^g, \gamma_{21}^g, \gamma_{22}^g\}$ 이 임의의 집합  $\{\eta\}$ 으로 주어졌을 때 Karush Kuhn Tuncker (KKT) 조건에 의해서 식 (14)를 최대화 시키는 조건은 식 (21)과 같이 정리 된다<sup>17)</sup>.

$$\frac{\partial}{\partial \gamma_{11}^g} \left( \sum_{g_1=0}^{K-1} \sum_{g_2=0}^{K-1} \sum_{g_3=0}^{K-1} F_{(\gamma_{12}^{g_1+1}, \gamma_{12}^{g_1})} F_{(\gamma_{21}^{g_2+1}, \gamma_{21}^{g_2})} F_{(\gamma_{22}^{g_3+1}, \gamma_{22}^{g_3})} \cdot \left( F_{(\gamma_{11}^{g_1+1}, \gamma_{11}^{g_1})} R_{(\gamma_{11}^g, \gamma_{12}^{g_1}, \gamma_{21}^{g_2}, \gamma_{22}^{g_3})} + F_{(\gamma_{11}^g, \gamma_{11}^{g-1})} R_{(\gamma_{11}^{g-1}, \gamma_{12}^{g_1}, \gamma_{21}^{g_2}, \gamma_{22}^{g_3})} \right) \right) = 0. \quad (21)$$

앞선 시스템 모형 가정으로부터 누적 분포 함수

$$F(\gamma_{ij}^g) = 1 - \exp \left( -\frac{\gamma_{ij}^g}{\gamma_{ij}} \right) \text{와 확률 밀도 함수}$$

$$f(\gamma_{ij}^g) = \frac{1}{\gamma_{ij}} \exp \left( -\frac{\gamma_{ij}^g}{\gamma_{ij}} \right) \text{가 주어지고 이를 이용하여 식 (21)에 대입하여 정리하면 식 (22)와 같이 정리된다.}$$

$$\gamma_{11}^{g+1} = -\overline{\gamma_{11}} \log \left[ e^{-\left(\frac{\gamma_{11}}{\gamma_{11}}\right)} - \sum_{g_1=0}^{K-1} \sum_{g_2=0}^{K-1} \sum_{g_3=0}^{K-1} e^{-\left(\frac{\gamma_{12}^{g_1-1}}{\gamma_{12}} - \frac{\gamma_{12}^{g_1}}{\gamma_{12}}\right)} \cdot e^{-\left(\frac{\gamma_{21}^{g_2-1}}{\gamma_{21}} - \frac{\gamma_{21}^{g_2}}{\gamma_{21}}\right)} e^{-\left(\frac{\gamma_{22}^{g_3-1}}{\gamma_{22}} - \frac{\gamma_{22}^{g_3}}{\gamma_{22}}\right)} \left( \frac{R_{(\gamma_{11}^g)} - R_{(\gamma_{11}^{g-1})}}{\nabla R_{(\gamma_{11}^g)}} \right) \right]. \quad (22)$$

여기서  $e^{(a,b)} \doteq e^a - e^b$ ,  $R_{(\gamma_{11}^g)} = R_{(\gamma_{11}^{g_1}, \gamma_{12}^{g_2}, \gamma_{21}^{g_3}, \gamma_{22}^{g_4})}$  이

고  $\nabla R_{(\gamma_{11}^g)} = \frac{\partial R_{(\gamma_{11}^g)}}{\partial \gamma_{11}^g}$ 는  $R_{(\gamma_{11}^g)}$ 를  $\gamma_{11}^g$ 에 대해서 편미분한 식이다. 본 논문의 케환 정보 설계를 위한 간단한 반복적 알고리즘은 로이드-맥스 (Lloyd-max) 알고리즘<sup>30)</sup>에서 착안하여 제안되었다. 첫 번째 단계로 임의의 집합  $\{\eta\}$ 이 주어졌을 때 식 (22)로부터  $\gamma_{11}^1, \dots, \gamma_{11}^{K-1}$ 이  $\gamma_{11}^0$ 의 함수 형태로 표현가능하며 따라서 간단히 풀리게 된다. 다음 단계로 임의의 초기값 집합  $\{\eta\}$ 을 획득한  $\{\gamma_{11}^g\}$  집합으로 업데이트를 수행한 후 새로운  $\{\gamma_{11}^g\}$ 를 찾게 된다. 이후 다시 획득한 양자화 레벨로 업데이트를 진행한 후 다시 새로운 양자화 레벨을 찾는 과정을 반복적으로 수행하게 된다. 이와 같은 반복 과정을 양자화 레벨이 자연 수렴 조건인

$$\sum_{\forall ij} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{(\gamma_{ij}^k(p) - \gamma_{ij}^k(p-1))^2}{(\gamma_{ij}^k(p))^2} \leq \epsilon \text{을 만족할 때 가}$$

지 진행하며 여기서  $p$ 와  $\epsilon$ 은 반복 과정 인덱스와 작은 양의 실수 값을 의미한다. 초기 값에 따라서 최종적으로 얻어진 각각의 양자화 레벨을 식 (14)에 대입하여 최대화되는 양자화 레벨을 찾게 된다.

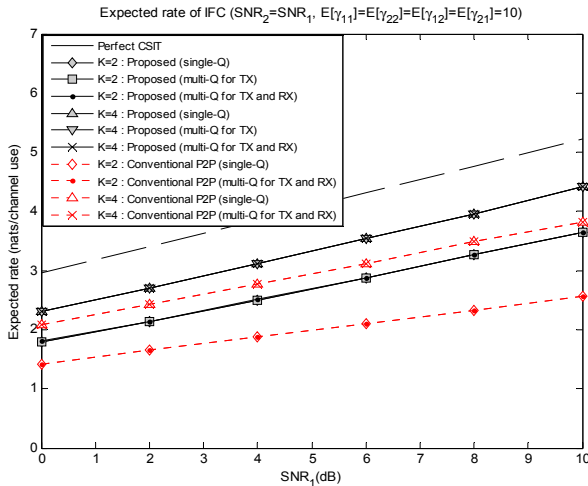


그림 3. 양자화된 채널 상태 정보를 이용한 균형 간섭 채널에서의 기대 합전송률  
Fig. 3. Expected rate of symmetric interference channel via quantized CSI

만약 송신단 별로 서로 다른 양자화 레벨을 사용할 경우 이러한 방법으로 구한 양자화 레벨을 첫 번째 송신단이 사용한다고 가정하고 두 번째 송신단에 대한 양자화 레벨을 앞서 설명하였던 방식으로 임의의 초기 값으로부터 기대 전송률을 최대화하는 양자화 레벨을 찾아가게 된다. 또한 모든 채널 링크에 대한 양자화 레벨을 서로 다르게 가져가게 될 경우에는 앞서 획득한 각 송신단의 양자화 레벨을 각 송수신단 짝을 이루는 채널 링크의 양자화 레벨로 가정한 후 간섭으로 영향을 미치는 채널 링크에 대한 채널 상태 정보 설계를 수행하면 얻을 수 있다.

#### IV. 모의실험

본 논문에서 다양한 송신 전력 짝과 채널의 통계적 특성에 따라서 성능 결과를 비교하였다. 크게 3가지 경우로 나누어 모의실험을 진행하였으며 첫 번째는 각 송신 전력과 채널의 통계적 특성이 동일한 균형 간섭 채널, 두 번째는 채널의 통계적 특성은 같지만 각 송신단의 전력이 서로 다른 불완전 불균형 간섭 채널 그리고 마지막으로 각 송신단 전력과 채널의 통계적 특성이 모두 다른 완전 불균형 간섭 채널을 가정한다.

양자화 레벨 사용은 크게 3가지 방법을 가정하였다. 하나의 양자화 레벨을 사용하는 방법 (모의 실험 결과에서 검은색 실선에 다이아몬드와 삼각형

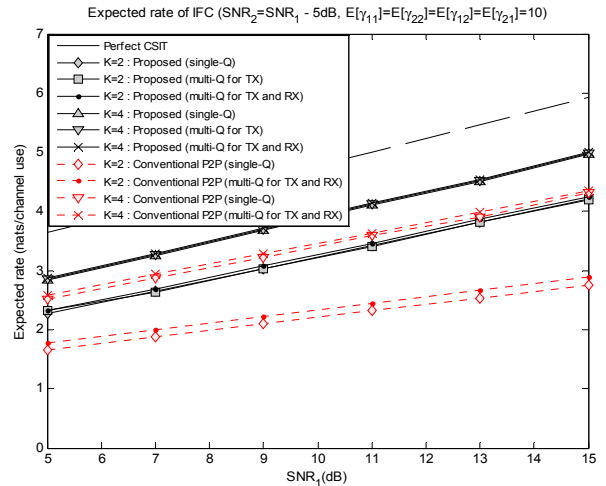


그림 4. 양자화된 채널 상태 정보를 이용한 불완전 불균형 간섭 채널에서의 기대 합전송률  
Fig. 4. Expected rate of imperfect asymmetric interference channel via quantized CSI

마크), 각 송신단별로 서로 다른 양자화 레벨을 사용하는 방법 (모의 실험 결과에서 검은색 실선에 사각형과 역삼각형 마크), 또는 각 송신단 별로 다른 양자화 레벨을 사용하는 동시에 송신단별로 자기와 짝을 이루는 수신단과 간섭으로 영향을 미치는 수신단과 다른 양자화 레벨을 사용하는 방법, (모의 실험 결과에서 검은색 실선 점과 엑스 마크) 즉, 각 송신단 별로 2개의 양자화 레벨을 사용하는 방법을 이용하여 간섭 채널 송신 기법을 적용하였다. 또한 기존의 P2P 기반 케환 정보 설계 방법은 하나의 양자화 레벨을 사용하는 경우 (모의 실험 결과에서 빨간색 점선에 다이아몬드와 삼각형 마크)는 송신 전력이 가장 큰 송신단을 기준으로 자신의 송신 전력과 자신과 짝을 이루는 수신단 사이의 채널 ( $h_{11}$  또는  $h_{22}$ )만을 고려하여 채널 케환 정보를 설계를 의미한다. 다중 양자화 레벨을 사용하는 경우 (모의 실험 결과에서 빨간색 점선에 점과 엑스 마크)는 각 송신단 별 다른 양자화 레벨을 사용하는 동시에 송신단별 뿐만 아니라 자신과 짝을 이루는 수신단과 간섭으로 미치는 다른 수신단과의 채널의 통계적 특성을 각각 고려하여 서로 달리 채널 케환 정보를 설계하여 각 송신단 별로 2개의 양자화 레벨 사용을 가정한다.

그림 3은 균형 간섭 채널 상황에서의 결과이다. 각 송신 전력이  $P_1 = P_2 = [0 : 2 : 10]$  (dB)로 동일하고 각 채널의 통계적 특성이 모두 평균 0과 분산

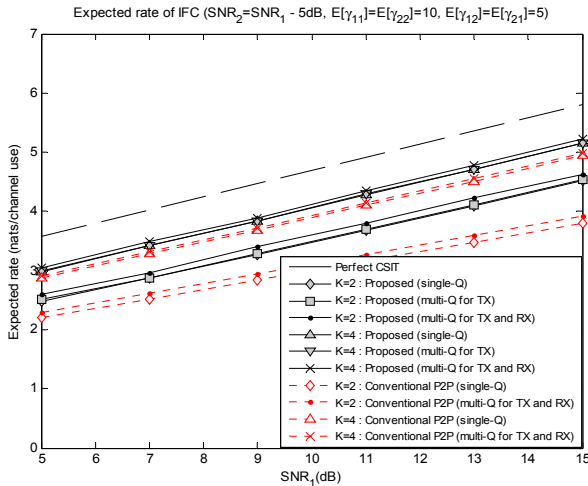


그림 5. 양자화된 채널 상태 정보를 이용한 완전 불균형 간섭 채널에서의 기대 합전송률  
 Fig. 5. Expected rate of perfect asymmetric interference channel via quantized CSI

$\overline{\gamma_{ij}}=10$  을 따르는 균형 간섭 채널이다. 케환 정보 비트수가 증가할수록 성능이 좋아지는 것을 확인할 수 있으며 기존의 P2P 기반 케환 정보 설계 대비 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다. 하지만 간섭 채널이 완전 균형을 이뤄서 각 송신단이 서로 다른 케환 정보 양자화 레벨을 가지고 있더라도 성능 이득은 거의 없는 것을 확인할 수 있었다.

그림 4는 불완전 간섭 채널 상황에서의 실험 결과이다. 모든 채널 링크의 통계적 특성이 평균 0과 분산  $\overline{\gamma_{ij}}=10$ 으로 같지만 각 송신단의 전력이  $P_1=[5:2:15]$ (dB)와  $P_2=[0:2:10]$ (dB)로 차가 5dB 존재하는 불완전 불균형 간섭 채널이다. 각 비트수 별로 기존 P2P 케환 정보 설계를 통해서 얻은 성능 대비 더 좋은 성능을 갖는 것을 확인할 수 있다. 또한 기존의 P2P 케환 정보 설계를 통해 얻은 양자화 레벨의 경우 전력이 커질수록 촘촘해지는 경향을 보이는 반면 간섭 채널을 위해 제안한 통합 케환 정보 설계 방식을 통해서 얻은 양자화 레벨은 두 송신 전력이 커짐에 따라서 항상 양자화 레벨이 촘촘해지는 경향을 보이지는 않으며 이는 송신 전력이 커지면서 짝을 이루는 수신단으로의 수신 전력뿐만 아니라 다른 수신단으로의 간섭도 커지게 되기 때문이다. 또한 통합 케환 정보 설계 방식으로 얻은 양자화 레벨은 기존 P2P 양자화 레벨 대비 양자화 레벨 간 간격이 비교적 넓은 특징을 보인다. 또한 균형 간섭 채널에서의 모의실험 결과와 비교해 보았을 때 각 송신단이 서로 다른 양자화 레벨

을 사용할 경우 하나의 양자화 레벨을 사용하는 것보다 약간의 이득을 얻는 것을 확인할 수 있다. 이러한 이유는 두 송신단의 전력이 불균형하기 때문에 두 송신단이 서로 다른 양자화 레벨을 사용함으로써 이에 따른 이득을 얻을 수 있기 때문이다.

그림 5는 완전 불균형 간섭 채널에서의 실험 결과다. 송신단 전력  $P_1, P_2$ 가 각각  $P_1=[5:2:15]$ (dB)와  $P_2=[0:2:10]$ (dB)로 차가 5dB 존재하고 채널의 통계적 특성이 각 송신단과 짝을 이루는 수신단의 채널 링크는 통계적 특성이 평균 0과 분산  $\overline{\gamma_{ij}}=10$ 을 따르고 각 송신단과 짝을 이루지 않는 수신단으로 간섭을 미치는 채널 링크는 통계적 특성이 평균 0과 분산  $\overline{\gamma_{ij}}=5$ 를 따르는 완전 불균형 간섭 채널이다. 각 비트수 별로 기존 P2P 케환 정보 설계를 통해서 얻은 성능 대비 더 좋은 성능을 보이며 불완전 간섭 채널 모의실험 결과와 비교했을 때 제안한 통합 케환 정보 설계와 P2P 케환 정보 설계로 얻은 성능 갭은 줄어든 것을 확인할 수 있다. 또한 불완전 간섭 채널에서와 마찬가지로 기존의 P2P 케환 정보 설계를 통해 얻은 송신 전력이 커지면서 양자화 레벨이 촘촘해지는 경향을 항상 따르지 않는 것이며 기존의 P2P 케환 정보 설계를 통해 얻은 양자화 레벨보다 양자화 레벨 간 간격이 넓은 특징을 갖는 것을 확인할 수 있다. 또한 각 송신단이 서로 다른 양자화 레벨을 사용할 경우 하나의 양자화 레벨을 사용하는 것보다 더 많은 성능 이득을 얻는 것을 확인할 수 있다. 특히 각 송신단 별 채널 링크 별로 다른 양자화 레벨을 사용할 경우 성능 이득 차이 앞선 결과 대비 더 큰 것을 볼 수 있다. 이러한 이유는 서로 다른 송신단의 전력과 각각 짝을 이루는 채널 링크와 간섭으로 영향을 미치는 채널 링크의 통계적 특성이 다르므로써 완전 불균형한 간섭 채널 상황이 되어서 각 채널 링크에 대해서 개별적인 양자화 레벨을 사용함으로써 얻는 이득이 커지기 때문이다.

## V. 결론

본 논문에서는 간단한 가우시안 간섭 채널 모형에서 간섭 채널 송신 기법을 위한 채널 케환 정보 설계 기법을 제안하였다. 제안하는 케환 정보 설계 알고리즘은 각 송신단의 전력과 채널 링크들의 통계적 특성을 통합 고려하여 설계하였으며 로이드-맥스 알고리즘에서 착안한 간단한 반복적 기법을

제안하였다. 또한 모의 실험을 통해서 각 송신단의 전력과 채널 링크들의 통계적 특성을 통합 고려하였기 때문에 기존의 점대점 통신에서의 제한 정보 설계보다 더 좋은 성능을 갖는 것을 확인할 수 있었다. 향후 연구로 다수의 송수신 짝이 존재하는 간섭 채널 형태로 확장하여 진행할 계획이다.

### References

- [1] D. L. Perez, G. D. L. Roche, A. Valcarce, A. Juttner and J. Zhang, "Interference avoidance and dynamic frequency planning for wimax femtocells networks", *IEEE ICCS.*, pp. 1579-1584, Nov. 2008.
- [2] Z. Bharucha, A. Saul, G. Auer and H. Haas, "Dynamic resource partitioning for downlink femto to macro cell interference avoidance", *EURASIP J. Wire. Comm. Netw.*, vol. 2010, Article ID 143414, pp. 1-12, Jan. 2010.
- [3] K. Son, S. Chong and G. d. Veciana, "Dynamic association for load balancing and interference avoidance in multi cell networks", *IEEE Trans. Wire. Comm.*, vol. 8, no. 7, pp. 3566-3576, July 2009.
- [4] V. Cadambe, S. Jafar, "Interference Alignment and Degrees of Freedom of the  $K$ -User Interference Channel", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-54, no. 8, pp. 3425-3441, Aug. 2008.
- [5] K. Gomadam, V. Cadambe and S. Jafar, "Approaching the capacity of wireless networks through distributed interference alignment", *IEEE Glob.* 2009, pp. 1-6, Nov. 2009.
- [6] S. W. Peters and R. W. Heath Jr, "Interference alignment via alternating minimization", *IEEE ICASSP.* 2009, pp. 2445-2448, Apr. 2009.
- [7] H. Sato, "The capacity of the Gaussian interference channel under strong interference", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-27, no. 6, pp. 786-788, Nov. 1981.
- [8] X. Shang, G Kramer and B. Chen, "A new outer bound and the noisy-interference sum-rate capacity for Gaussian interference channels", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-55, no. 2, pp. 689-699, Feb. 2009.
- [9] A. B. Carleial, "Interference channels", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-24, no. 1, pp. 60-70, Jan. 1978.
- [10] T. S. Han and K. Kobayashi, "A new achievable rate region for the interference channel", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-27, no. 1, pp. 49-60, Jan. 1981.
- [11] H. F. Chong, M. Motani, H. K. Garg and H. E. Gamal, "On The Han-Kobayashi Region for the Interference Channel", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-54, no. 7, pp. 3188-3195, Jul. 2008.
- [12] R. Etkin, D. N. C. Tse and H. Wang, "Gaussian interference channel capacity to within one bit", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-54, no. 12, pp. 5534-5562, Dec. 2008.
- [13] C. Suh and D. N. C. Tse, "Feedback capacity of the Gaussian interference channel to within 1.7075 bits: The symmetric case", [Online]. Available: arXiv:0901.3580v1, Jan. 2009.
- [14] C. Suh and D. N. C. Tse, "Symmetric feedback capacity of the Gaussian interference channel to within one bit", *IEEE ISIT.* 2009, pp. 1609-1613, Jun. 2009.
- [15] C. Suh and D. N. C. Tse, "Feedback Capacity of the Gaussian Interference Channel to Within 2 Bits", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-57, no. 5, pp. 2667-2685, May 2011.
- [16] S. Bhashyam, A. Sabharwal, and B. Aazhang, "Feedback gain in multiple antenna systems", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 50, no. 5, pp. 785 - 798, May 2002.
- [17] T. T. Kim and M. Skoglund, "On the expected rate of slowly fading channels with quantized side information", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 55, no. 4, pp. 820-829, Apr. 2007.
- [18] K. J. Jeon, I. Byun, K. S. Kim et al, "A Study on the rate maximization via channel side information for the overwater ad-hoc network system", *KICS ICC.* 2011, pp. 1-2, Nov. 2011.
- [19] K. J. Jeon, I. Byun, K. J. Choi and K. S. Kim, "Joint Feedback Design for Multiple Access Channel", *APCC.* 2012, pp. 253-254, Oct. 2012.
- [20] K. K. Mukkavilli, A. Sabharwal, E. Erkip, and B. Aazhang, "On beamforming with finite rate



feedback in multiple-antenna systems”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-49, no. 10, pp. 2562-2579, Oct. 2003.

[21] D. J. Love, R. W. Heath Jr and T. Strohmer, “Grassmannian Beamforming for Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-49, no. 10, pp. 2735-2747, Oct. 2003.

[22] D. J. Love, R. W. Heath Jr, “Limited feedback unitary precoding for orthogonal space-time block codes”, *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 53, no. 1, pp. 64-73, Jan. 2005.

[23] D. Samardzija and N. Mandayam, “Unquantized and uncoded channel state information feedback on wireless channels”, *IEEE WCNC*. 2005, pp. 1059 - 1065, Mar. 2005.

[24] D. Samardzija and N. Mandayam, “Unquantized and Uncoded Channel State Information Feedback in Multiple-Antenna Multiuser Systems”, *IEEE Trans. Comm.*, vol. 54, no. 7, pp. 1335-1345, Jul. 2006.

[25] T. L. Marzetta and B. M. Hochwald, “Fast Transfer of Channel State Information in Wireless Systems”, *IEEE Trans. Sig. Proc.* vol. 54, no. 4, pp. 1268-1278, Jun. 2004.

[26] G. Caire, N. Jindal, M. Kobayashi, N. Ravindran, “Quantized vs. Analog Feedback for the MIMO Broadcast Channel : A Comparison between Zero-Forcing Based Achievable Rates”, *IEEE ISIT*. 2007, pp. 2046-2050, Jun. 2007.

[27] E. Biglieri, J. Proakis and S. Shamai (Shitz), “Fading channels : Information -theoretic and communications aspects”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-44, no. 10, pp. 2619-2692, Oct. 1998.

[28] M. Effros and A. Goldsmith, “Capacity definitions and coding strategies for general channels with receiver side information”, *IEEE ISIT*. 1998, pp. 39, Aug. 1998.

[29] T. Cover and J. Thomas, “Elements of Information Theory”, Hoboken, NJ: Wiley, 2006.

[30] A. Gersho and R. M. Gray, “Vector

Quantization and Signal Compression”, Norwell, MA: Kluwer, 1992.

전 기 준 (Ki-Jun Jeon)



2008년 2월 경희대학교 전기  
전자공학과 (공학사)  
2010년 2월 연세대학교 전기  
전자공학과 (공학석사)  
2010년 3월~현재 연세대학교  
전기전자공학과 박사과정  
<관심분야> 정보이론, 소스채  
널코딩, 영상코딩

변 일 무 (Ilmu Byun)



2005년 2월 연세대학교 전기  
전자공학과 (공학사)  
2007년 2월 연세대학교 전기  
전자공학과 (공학석사)  
2007년 3월~현재 연세대학교  
전기전자공학과 박사과정  
<관심분야> 협력 통신, 애드  
혹 네트워크, LDPC 부호

고 병 훈 (Byung-Hoon Ko)

2006년 8월 연세대학교 전기전자공학과 (공학사)



2007년 3월~현재 연세대학교  
전기전자공학과 석박사 통  
합 과정  
<관심분야> 애드혹 네트워크,  
계층간 최적화

이 두 호 (Duho Rhee)



2004년 8월 연세대학교 기계  
전자공학부 (공학사)  
2006년 8월 연세대학교 전기  
전자공학과 (공학석사)  
2006년 9월~현재 연세대학교  
전기전자공학과 박사과정  
<관심분야> 이동통신 , 적응

변조 및 부호화

이 성 로 (Seong-Ro Lee)



1987년 2월 고려대학교 전자공학과 (공학사)

1990년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

1996년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

2005년 3월~현재 목포대학교 정보공학부 정보전자공학전공 부교수

<관심분야> 디지털통신 시스템, 이동 및 위성통신시스템, USN/텔레미틱스응용분야, 임베디드시스템

김 광 순 (Kwang-Soon Kim)



1994년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)

1996년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

1999년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

1999년 3월~2000년 3월 Dept.

ECE, UC San Diego, 박사후연구원

2000년 4월~2004년 2월 한국전자통신연구원 선임연구원

2004년 3월~2009년 2월 연세대학교 전기전자공학부 조교수

2009년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학부 부교수

<관심분야> 통신이론, 변복조 방식, 다중사용자/다중셀 다중안테나 시스템, 애드혹 및 이종 셀룰러 네트워크의 용량 및 계층간 최적화