

제한된 궤환 채널 기반 MIMO 간섭 채널에서의 순서화 된 간섭 정렬 기법 설계

조성윤*, 양민호*, 양장훈**, 김동구^o

Ordered Interference Alignment in MIMO Interference Channel with Limited Feedback

Sungyeon Cho*, Minho Yang*, Janghoon Yang**, Dong Ku Kim^o

요 약

간섭정렬(Interference Alignment : IA)은 높은 신호 대 잡음 비(Signal to Noise Ratio : SNR)에서 다중 사용자 간섭 채널에서 도달 가능한 최대 자유도를 얻을 수 있는 데이터 전송 기법이다. 그러나 대부분의 간섭정렬에 대한 연구는 네트워크 내의 모든 채널의 정보를 송, 수신단에서 완벽하게 알아야 하는 비현실적인 가정에 기반을 둔다. 본 논문에서는 K 사용자 다중안테나 간섭채널에서 간섭정렬을 위한 채널 상태 정보 (Channel-State Information : CSI)의 궤환 량을 효율적으로 감소시킬 수 있는 CSI 궤환 구조를 제안한다. 기존의 IA기법은 K의 2차함수의 형태로 궤환 오버헤드가 증가하는 반면, 제안된 궤환 구조는 송, 수신 단 사이에서 계산된 IA 송신기의 순차적인 교환을 통하여 K에 선형적으로 증가하는 오버헤드를 갖는다. 또한, 주어진 궤환 구조 하에서 제한된 궤환 채널에 의한 잔여 간섭의 세기를 분석하였으며, 이 때 발생하는 잔여 간섭을 최소화 할 수 있는 IA 조건, 즉, 주어진 채널환경에 따라 각 수신단에서 잔여 간섭을 최소화할 수 있는 최적의 IA 쌍을 순차적으로 결정하는 알고리즘을 제안한다.

Key Words : Interference alignment, multiple-input multiple-output (MIMO), feedback design, interference channel, quantization error

ABSTRACT

Interference alignment (IA) is a data transmission technique that achieves the maximum degrees-of-freedom (DoF) in the multiuser interference channel for high signal-to-noise ratios (SNRs). However, most prior works on IA are based on the unrealistic assumption that perfect and global channel-state information (CSI) is available at all transmitters and receivers. In this paper, we propose the efficient design of feedback framework for IA that substantially suppresses the feedback overhead. While the feedback overhead in the conventional IA quadratically increases with K, the proposed feedback scheme supports the sequential exchange of computed IA precoders between transmitters and receivers and reduces the feedback overhead that linearly scales with K. Moreover, we analyze the residual interference due to the quantization error in limited feedback and propose the ordered IA algorithm that selects IA pair to minimize the sum residual interference in given channel realizations.

※ 본 연구는 방송통신위원회의 방송통신인프라원천기술개발사업의 연구결과로 수행되었습니다. (KCA-2012-12-911-04-004)

※ 본 연구는 IEEE VTC 2012-Spring에서 일부 수행되었음^[10].

• 주저자 : 연세대학교 전기전자공학과 이동통신연구실, acecho@yonsei.ac.kr, 정회원

◦ 교신저자 : 연세대학교 전기전자공학과 이동통신연구실, dkkim@yonsei.ac.kr, 종신회원

* 연세대학교 전기전자공학과 이동통신연구실, navigations@yonsei.ac.kr

** 한독미디어대학원대학교, 뉴미디어학부, jhyang@kgit.ac.kr, 정회원

논문번호 : KICS2012-08-402, 접수일자 : 2012년 8월 31일, 최종논문접수일자 : 2012년 10월 12일

I. 서 론

최근 셀룰러 시스템에서는 멀티미디어 서비스와 같은 고용량의 데이터 트래픽이 급증함에 따라, 이를 만족시키기 위한 셀의 소형화 및 기존의 매크로 셀 영역 내에 낮은 송신 전력을 가지는 다수의 작은 셀 (마이크로, 피코, 펨토 셀)을 설치함으로써 모든 셀 영역에서 높은 데이터 전송률을 제공할 수 있는 이기종 네트워크 (Heterogeneous Network) 가 큰 관심을 받고 있다. 하지만 이러한 셀의 소형화 및 이기종 네트워크에서는 인접한 다수의 셀들이 서로에게 심각한 셀 간 간섭을 발생시키기 때문에 이를 효율적으로 제어할 수 있는 간섭 제어 기법이 시스템 성능 향상에 매우 중요한 역할을 차지한다.

정보 이론적 관점에서의 다수의 송, 수신단이 존재하는 간섭 채널의 채널 용량은 아직까지 밝혀지지 않고 있다. 하지만 간섭 채널에서 얻을 수 있는 네트워크 상의 최대 다중화 이득 혹은 자유도 (Degrees of Freedom : DoF) 의 경우, 간섭 정렬 기법 (Interference Alignment : IA) 을 통하여 도달할 수 있음이 증명되었으며 이를 바탕으로 다중 사용자가 존재하는 간섭 제한적 (Interference-limited) 환경에서의 효율적인 간섭 제어 방식으로써 IA에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다^[1].

IA는 다중 사용자 간섭 채널에서 시간, 주파수 및 공간 차원으로 신호공간을 확장하여 모든 간섭 신호를 허용 가능한 차원내로 정렬시킴으로써 최대의 DoF를 얻을 수 있는 송수신 기법이다^[2,3]. 하지만 최대 DoF를 도달하기 위해서는 시변/주파수 선택적 채널에서의 무한한 신호 공간의 확장을 요구하기 때문에, 최근 IA의 연구는 일정한 단일 채널 환경에서 한정된 공간적 자원을 통해 도달할 수 있는 다중 안테나 환경에서의 DoF의 분석 및 송수신기 설계에 대한 연구가 주로 수행되어 왔다. [4]에서는 다중 안테나를 사용하는 K 명의 사용자 간섭 채널에서 IA를 구현할 수 있는 가능 조건 (Feasible Condition) 을 사용자의 송수신 안테나 수와 요구되는 자유도와의 관계를 통해 증명하였고 [5]에서는 이러한 조건을 만족시키는 반복적 구조의 IA 송수신 설계 기법을 제안하였다. 또한, 이러한 IA의 원리는 다중 안테나 기반의 셀룰러 네트워크 환경에 적용함으로써 셀 간 간섭 제어를 위한 다중 셀 프리코더 설계에 대한 연구로도 확장되었다^[6,7].

하지만 IA가 다수 인접 노드들에 의한 간섭 문제를 해결할 수 있는 유망한 기술임에도 불구하고,

이를 구현하기 위해서는 모든 송, 수신 노드들이 네트워크 내의 모든 채널 정보가 완벽히 알아야 한다는 큰 제약 요소를 따른다. 특히, 제한된 케환 채널 환경에서의 부정확한 채널 정보를 기반으로 한 IA의 구현은 양자화 오류에 의한 잔여 간섭의 영향으로 심각한 성능 저하가 발생한다^[8,9]. 본 논문에서는 K 사용자 간섭 채널에서의 IA 구현을 위한 낮은 오버헤드를 갖는 케환 채널 구조를 제안한다^[10]. 또한, 제한된 케환 채널 환경에서 발생하는 잔여 간섭의 크기를 분석하고 이를 바탕으로 네트워크 내의 총 간섭량을 최소화 시킬 수 있는 IA를 위한 간섭자들의 쌍을 결정하는 순서화 된 IA 스케줄링 방식을 제안하고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 K 사용자 MIMO 간섭 채널의 시스템 모델을 살펴보고, III 장에서는 낮은 케환 오버헤드를 갖는 IA 구현을 위한 케환 채널 구조를 제안하고 제한된 케환 채널에서 발생하는 잔여 간섭의 양을 분석한다. IV 장 및 V장에서는 제안된 케환 채널 구조에서 각 수신단에서 잔여 간섭을 최소화하는 IA 쌍 (IA pair)을 결정하는 순서화 된 IA 알고리즘을 설계하고 이에 대한 성능을 실험을 통해 평가한다. 최종적으로 VI 장에서 연구 결과를 정리한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 각각의 사용자가 M 개의 안테나를 지니고 단일 스트림을 송수신 하는 K 사용자 간섭 채널을 고려한다. 또한, $K = M + 1$ 조건 하에서 닫힌 형태 (Closed-form) 의 IA 빔형성 벡터 (Beamforming Vector) 의 설계가 가능하도록 하였으며^[11], 이때 k 번째 수신단에서의 수신 신호 벡터는 다음과 같이 나타낸다.

$$y^{[k]} = \sqrt{P} d_{kk}^{-\alpha/2} H^{[kk]} v^{[k]} s_k + \sum_{j \neq k} \sqrt{P} d_{kj}^{-\alpha/2} H^{[kj]} v^{[j]} s_j + n_k \quad (1)$$

여기서 s_k 는 k 번째 송신단에 의해 전송된 평균이 0 이고 분산이 1 인 정규분포를 갖는 데이터 신호를 의미하고 $v^{[k]}$ 는 이를 전송하는 $M \times 1$ 차원의 IA 빔형성 벡터를 나타낸다. 또한, $d_{jk}^{-\alpha/2}$ 와 $H^{[kj]} \in C^{M \times M}$ 는 k 번째 송신단과 j 번째 수신단 사이의 거리에 따른 신호 감쇄 및 레일레이 페

이딩 채널을 나타낸다. P 와 n_k 는 각각 송신 전력 및 가우시안 잡음을 의미한다.

수식 (1) 에서와 같이, k 번째 수신단에서는 총 $K-1$ 개의 인접한 송신단들에 의한 간섭 채널의 집합 $\{H^{[kj]}v^{[kj]} \mid \forall j, j \neq k\}$ 이 존재한다. 따라서 $K=M+1$ 조건 하에서 k 번째 송, 수신 링크 사이의 간섭이 없는 데이터 전송을 수행하기 위해서는 인접한 두 간섭자 즉, $k+1$ 번째와 $k+2$ 번째의 송신단으로부터 발생하는 두 개의 간섭 신호를 같은 부분공간 (Subspace) 으로 정렬시킴으로써 k 번째 수신단에서 발생하는 총 간섭 공간이 $M-1$ 차원의 부분 공간으로 정렬되도록 한다^[11]. 이러한 간섭 정렬을 통해, k 번째 수신단에서는 간단한 제로포싱 (Zero-forcing) 수신기로 모든 간섭을 제거할 수 있다. 위와 같은 원리를 이용하여 각각의 링크에서 단일 데이터 전송을 위한 IA 조건은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{span}(H^{[12]}v^{[2]}) &= \text{span}(H^{[13]}v^{[3]}) && \text{수신단 1} \\ \text{span}(H^{[23]}v^{[3]}) &= \text{span}(H^{[24]}v^{[4]}) && \text{수신단 2} \\ &\vdots && \vdots \\ \text{span}(H^{[K-1K]}v^{[K]}) &= \text{span}(H^{[K-11]}v^{[1]}) && \text{수신단 } K-1 \\ \text{span}(H^{[K1]}v^{[1]}) &= \text{span}(H^{[K2]}v^{[2]}) && \text{수신단 } K \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $\text{span}(A)$ 는 A 의 열벡터가 생성하는 벡터 공간이다. 또한 수식 (2)에서 각각의 IA 조건은 다음과 같이

$$\begin{aligned} \text{span}(H^{[k-1k]}v^{[k]}) &= \text{span}(H^{[k-1k+1]}v^{[k+1]}) \\ \Leftrightarrow \text{span}(v^{[k]}) &= \text{span}((H^{[k-1k]})^{-1}H^{[k-1k+1]}v^{[k+1]}) \end{aligned}$$

으로 표현할 수 있고, 이를 통해 순차적으로 연결된 빔형성 벡터 $\{v^{[k]}\}_{k=1}^K$ 를 아래와 같이 계산한다.

$$\begin{aligned} v^{[1]} &= \text{any eigenvector of } A_K \\ v^{[2]} &= (H^{[K2]})^{-1}H^{[K1]}v^{[1]} \\ v^{[3]} &= (H^{[13]})^{-1}H^{[12]}v^{[2]} \\ &\vdots \\ v^{[K]} &= (H^{[K-2K]})^{-1}H^{[K-2K-1]}v^{[K-1]} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $\|v^{[k]}\| = 1$ 이고 $A_K = (H^{[K-11]})^{-1}H^{[K-1K]}$
 $\dots (H^{[13]})^{-1}H^{[12]}(H^{[K2]})^{-1}H^{[K1]}$ 이다.

III. IA 구현을 위한 궤환 채널 구조 설계

다중 사용자 간섭 채널에서의 IA 기법은 최대 DoF를 획득할 수 있는 반면, 각각의 송, 수신 노드들이 네트워크 내의 모든 채널 상태 정보 (Channel

State Information :CSI) 를 완벽하게 알고 있어야 하는 제약 조건이 있다. 이를 위해 기존의 IA 기법은 각각의 수신단에서 송신단들과의 모든 간섭 채널 정보를 추정하여 이를 다른 노드들에게 브로드캐스팅(Broadcasting)해 주는 방식을 고려하였으나 이러한 궤환 방식은 K 가 증가함에 따라 궤환해야 할 CSI의 오버헤드가 K^2 로 증가하게 된다^[8,9]. 즉, 네트워크 내의 사용자의 수인 K 가 증가함에 따라 도달할 수 있는 DoF는 선형적으로 증가하는 반면, 이를 구현하기 위한 궤환 채널의 수는 K^2 로 증가함으로써 네트워크상에 큰 부담으로 작용하게 된다. 본 장에서는 수식 (2)의 닫힌 형태의 IA 해를 기반으로 새로운 형태의 IA 조건을 제시하고 이를 바탕으로 K 에 선형적으로 증가하는 궤환 방식을 제안한다. 또한, 각 궤환 링크 별로 궤환 채널이 제한된 상황에서 발생하는 잔여 간섭의 양을 분석하고자 한다.

3.1. 순차적 CSI 교환 방식 ($K \geq 4$)

수식 (3)에서 $v^{[1]}$ 은 모든 수신단의 간섭 채널 행렬들로 구성된 고유값 문제 (Eigenvalue Problem)를 통해 결정된다. 따라서, 채널 경로가 많아지거나 안테나 수가 많아지게 되면 $v^{[1]}$ 을 계산하기 위해 필요한 CSI의 궤환량이 크게 증가하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 수식 (2)에서의 $K-1$ 및 K 번째 수신단의 IA 조건은 다음과 같은 조건으로 대체한다.

$$\begin{aligned} \text{span}(H^{[K-11]}v^{[1]}) &= \text{span}(H^{[K-12]}v^{[2]}) \\ \text{span}(H^{[K1]}v^{[1]}) &= \text{span}(H^{[K2]}v^{[2]}) \end{aligned} \quad (4)$$

즉, 첫 번째 및 두 번째 송신단으로부터 전송되는 2개의 간섭 신호는 $K-1$ 및 K 번째 수신단의 동일한 부분공간에 정렬되고, 이를 통해 IA 빔형성 벡터 $\{v^{[k]}\}_{k=1}^K$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} v^{[1]} &= \text{any eigenvector of } \overline{A}_K \\ v^{[2]} &= (H^{[K2]})^{-1}H^{[K1]}v^{[1]} \\ v^{[3]} &= (H^{[13]})^{-1}H^{[12]}v^{[2]} \\ &\vdots \\ v^{[K]} &= (H^{[K-2K]})^{-1}H^{[K-2K-1]}v^{[K-1]} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $\overline{A}_K = (H^{[K-11]})^{-1}H^{[K-12]}(H^{[K2]})^{-1}H^{[K1]}$ 이다.

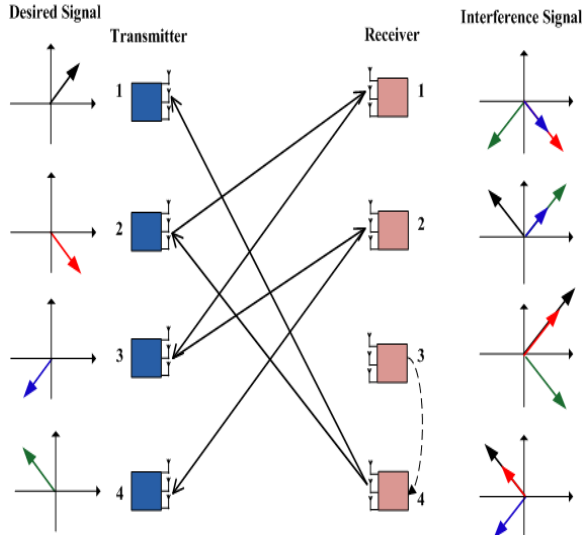


그림 1. $K=4$ 에서의 순차적 CSI 교환 방식 기반의 IA
 Fig. 1. Sequential CSI-exchange based IA scheme in $K=4$

수식 (5)를 통해 설정된 IA 빔형성 벡터를 설계 하기 위해, 본 장에서는 각각의 송, 수신단 사이에 계산된 빔형성 벡터가 순차적으로 교환되면서 모든 빔형성 벡터를 결정하는 순차적 CSI 교환 방식의 케환 구조를 다음과 같이 제안한다.

그림 1은 $K=4$ 인 환경에서 순차적 CSI 교환 방식을 고려한 상황에서의 IA 수행 과정을 도식화 한 것이다. 알고리즘 1에서 제안한 CSI 케환 오버헤드를 송, 수신단 사이에 교환이 되는 채널 계수의 총 합으로 나타낼 때, 제안된 케환 채널의 구조는 1 단계에서 $K-1$ 번째 수신단에서 K 번째 수신단으로 $(\mathbf{H}^{[K-11]})^{-1}\mathbf{H}^{[K-12]}$ 의 채널 정보 교환을 요구한다. 즉, 수신단 사이에서는 M^2 개의 복소 채널 계수들이 교환된다. 다음으로 K 번째 수신단에서 계산된 M 개의 복소 계수를 갖는 $\mathbf{v}^{[1]}$ 과 $\mathbf{v}^{[2]}$ 가 첫 번째 및 두 번째 송신단으로 전송되고, $\mathbf{v}^{[2]}, \mathbf{v}^{[3]}, \dots, \mathbf{v}^{[K]}$ 까지는 이전에 계산된 M 차원의 빔형성 벡터가 송 수신단 사이를 순차적으로 교환됨으로써 총 $2(K-2)M$ 의 케환량이 요구된다. 따라서 알고리즘 1의 CSI 케환 오버헤드는

$$N_{EX} = M^2 + 2(K-1)M \quad (6)$$

으로 나타나고 이는 K 에 선형적으로 증가함을 알 수 있다.

알고리즘 1에서 제안하는 순차적 CSI 교환 방식의 경우 송 수신단 사이의 케환 채널뿐만 아니라

알고리즘 1: 순차적 CSI 교환 방식의 케환 구조

Algorithm1: Sequential CSI exchange feedback

1단계 : $\mathbf{v}^{[1]}$ 과 $\mathbf{v}^{[2]}$ 계산

$K-1$ 번째 수신단은 $(\mathbf{H}^{[K-11]})^{-1}\mathbf{H}^{[K-12]}$ 을 K 번째 수신 단에게 전달한다. 이를 통해 K 번째 수신단은 수식 (5)를 통해 $\mathbf{v}^{[1]}$ 과 $\mathbf{v}^{[2]}$ 를 계산하고 이를 송, 수신단 사이의 케환 채널을 통해 첫 번째 와 두 번째 송신단으로 전달한다.

2단계 : $\mathbf{v}^{[2]}, \mathbf{v}^{[3]}, \dots, \mathbf{v}^{[K]}$ 의 교환

For $k = 2 : K-1$

k 번째 송신단에서 $\mathbf{v}^{[k]}$ 를 $k-1$ 번째 수신단으로 전달한다. 그러면, $k-1$ 번째 수신단은 수식 (5)를 통해 $\mathbf{v}^{[k+1]}$ 을 계산하고 이를 $k+1$ 번째 송신단으로 케환 한다.

End

수신단 사이에서의 채널 교환을 위한 추가적인 높은 전송 용량의 케환 채널을 요구한다. 최근 셀룰러 시스템에서의 근거리의 사용자들의 경우, Wi-Fi 또는 D2D (Device-to-Device)와 같은 이기종 망을 이용한 직접 통신을 허용함으로써 제안한 알고리즘의 적용이 가능하다^[12].

3.2. 양자화 오류에 의한 잔여 간섭의 양

본 장에서는 알고리즘 1에서 제안된 순차적 CSI 교환 방식에서 송 수신단 사이의 케환 채널이 B 비트로 제한될 때, 양자화 된 빔형성 벡터를 케환함에 따른 잔여 간섭의 양을 분석한다. 즉, 각각의 수신단에서 계산된 $\mathbf{v}^{[k]}$ 는 랜덤 벡터 양자화 (Random Vector Quantization : RVQ)를 통해 설계된 2^B 크기의 코드북에서 최소 삼각분할 거리 (Chordal Distance)를 가지는 빔형성 벡터 $\hat{\mathbf{v}}^{[k]}$ 를 선택하고 이를 해당 송신단에 전달해 준다.

$$\hat{\mathbf{v}}^{[k]} = (\cos\theta_k)\mathbf{v}^{[k]} + (\sin\theta_k)\bar{\mathbf{v}}^{[k]} \quad (7)$$

여기서 θ_k 는 $\hat{\mathbf{v}}^{[k]}$ 와 $\mathbf{v}^{[k]}$ 사이의 각도이고 $\bar{\mathbf{v}}^{[k]}$ 는 $\|\bar{\mathbf{v}}^{[k]}\| = 1$ 를 만족하는 양자화 오류 (Quantization Error)를 나타내며 $E[\sin^2\theta_k] \leq 2^{-\frac{B}{M-1}}$ 이다^[13]. 이때 완벽한 케환 채널에서의 총 전송률과 제한된 케환 채널에서의 총 전송률의 차이는 다음과 같은 상한(Upper-bound)를 갖는다^[10].

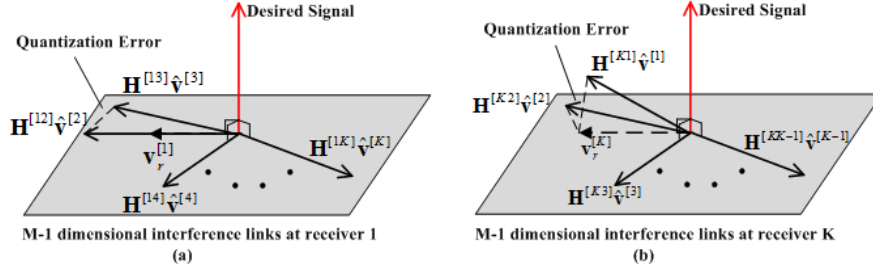


그림 2. CSI 교환 기반의 IA 에서 제한된 궤환 채널에 의한 잔여 간섭 ((a) 수신단 1 (b) 수신단 K)
 Fig. 2. Residual interference due to the limited feedback in CSI-exchange based IA ((a) Receiver 1 (b) Receiver K)

$$\begin{aligned} \Delta R &\leq E \left[\sum_{k=1}^K \log_2(1 + I^{[k]}) \right] \\ &\leq K \log_2 \left(1 + \frac{1}{K} E \left[\sum_{k=1}^K I^{[k]} \right] \right) \end{aligned} \quad (8)$$

단, $I^{[k]} = \sum_{k \neq i} P d_{ki}^{-\alpha} |\hat{\mathbf{r}}^{[k]\dagger} \mathbf{H}^{[ki]} \hat{\mathbf{v}}^{[i]}|^2$ 이고 $\hat{\mathbf{r}}^{[k]}$ 은 k 번째 수신단의 수신 필터이다. 즉, 양자화 오류에 의한 전송률의 감소량은 네트워크 내의 총 잔여 간섭량의 합에 로그 함수 형태로 증가하고 이때의 잔여 간섭은 다음과 같이 분석된다.

정리 1 : 순차적 CSI 교환 기반 IA에서의 각 수신단에서 발생하는 평균 잔여 간섭의 양은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E[I^{[k]}] &\leq P M^2 d_{k,k+2}^{-\alpha} 2^{-\frac{B}{M-1}}, \quad k = 1, \dots, K-2 \\ E[I^{[K-1]}] &\leq P M^2 \left(d_{(K-1),1}^{-\alpha} 2^{-\frac{B}{M-1}} + d_{(K-1),2}^{-\alpha} 2^{-\frac{B}{M-1}} \right) \\ E[I^{[K]}] &\leq P M^2 \left(d_{K1}^{-\alpha} 2^{-\frac{B}{M-1}} + d_{K2}^{-\alpha} 2^{-\frac{B}{M-1}} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

증명: 첫 번째 수신단에서의 잔여 간섭 $I^{[1]}$ 은 양자화 된 빔형성 벡터인 $\hat{\mathbf{v}}^{[2]}$ 과 $\hat{\mathbf{v}}^{[3]}$ 의 정렬이 어긋남에 따라 발생한다. 따라서 ZF 수신 필터 $\hat{\mathbf{r}}^{[1]}$ 이 $[\mathbf{H}^{[12]} \hat{\mathbf{v}}^{[2]}, \mathbf{H}^{[14]} \hat{\mathbf{v}}^{[4]}, \dots, \mathbf{H}^{[1K]} \hat{\mathbf{v}}^{[K]}]$ 의 영공간 (Null-space)로 설계될 때, $I^{[1]}$ 의 상한은 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} I^{[k]} &= \sum_{k=2}^K P d_{1k}^{-\alpha} |\hat{\mathbf{r}}^{[1]\dagger} \mathbf{H}^{[1k]} \hat{\mathbf{v}}^{[k]}|^2 \\ &= P d_{13}^{-\alpha} |\hat{\mathbf{r}}^{[1]\dagger} \mathbf{H}^{[13]} \hat{\mathbf{v}}^{[3]}|^2 \\ &\leq P d_{13}^{-\alpha} \|\hat{\mathbf{r}}^{[1]\dagger} \mathbf{H}^{[13]}\|^2 \|\sin \theta_3 \bar{\mathbf{v}}^{[3]}\|^2 \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 부등식은 $|\mathbf{a}^\dagger \mathbf{b}|^2 \leq \|\mathbf{a}\|^2 \|\mathbf{b}\|^2$, $\mathbf{a}, \mathbf{b} \in C^{M \times 1}$ 를 따르며 $E[I^{[1]}]$ 은 다음과 같은 상

한값을 갖는다.

$$\begin{aligned} E[I^{[1]}] &\leq P d_{13}^{-\alpha} E[\|\mathbf{H}^{[13]}\|^2] 2^{-\frac{B}{M-1}} \\ &= P M^2 d_{13}^{-\alpha} 2^{-\frac{B}{M-1}} \end{aligned} \quad (11)$$

같은 방식으로 $E[I^{[k]}]$, $k = 2, \dots, K-2$ 에서의 상한이 유도될 수 있으며, $E[I^{[K]}]$ 는 아래와 같이 유도할 수 있다.

수신단 K에서의 간섭자 1과 2이 정렬된 부분 공간을 $\mathbf{v}_r^{[k]} = \text{span}(\mathbf{H}^{[k1]} \hat{\mathbf{v}}^{[1]}) = \text{span}(\mathbf{H}^{[k2]} \hat{\mathbf{v}}^{[2]})$ 으로 정의하고 $\hat{\mathbf{r}}^{[k]}$ 가 $[\mathbf{v}_r^{[k]}, \mathbf{H}^{[k3]} \hat{\mathbf{v}}^{[3]}, \dots, \mathbf{H}^{[kK-1]} \hat{\mathbf{v}}^{[K-1]}]$ 의 영공간으로 설계될 때, $I^{[k]}$ 의 상한은 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} I^{[k]} &= \sum_{k=1}^{K-1} P d_{1k}^{-\alpha} |\hat{\mathbf{r}}^{[k]\dagger} \mathbf{H}^{[kk]} \hat{\mathbf{v}}^{[k]}|^2 \\ &\leq P d_{k1}^{-\alpha} |\hat{\mathbf{r}}^{[k]\dagger} \mathbf{H}^{[k1]} \hat{\mathbf{v}}^{[1]}|^2 + P d_{k2}^{-\alpha} |\hat{\mathbf{r}}^{[k]\dagger} \mathbf{H}^{[k2]} \hat{\mathbf{v}}^{[2]}|^2 \\ &\leq P d_{k1}^{-\alpha} \|\hat{\mathbf{r}}^{[k]\dagger} \mathbf{H}^{[k1]}\|^2 \|\sin \theta_1 \bar{\mathbf{v}}^{[1]}\|^2 \\ &\quad + P d_{k2}^{-\alpha} \|\hat{\mathbf{r}}^{[k]\dagger} \mathbf{H}^{[k2]}\|^2 \|\sin \theta_2 \bar{\mathbf{v}}^{[2]}\|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

따라서 $E[I^{[k]}]$ 은 다음과 같은 상한값을 갖는다.

$$\begin{aligned} E[I^{[k]}] &\leq P d_{k1}^{-\alpha} E[\|\mathbf{H}^{[k1]}\|^2] 2^{-\frac{B}{M-1}} \\ &\quad + P d_{k2}^{-\alpha} E[\|\mathbf{H}^{[k2]}\|^2] 2^{-\frac{B}{M-1}} \\ &= P M^2 d_{k1}^{-\alpha} 2^{-\frac{B}{M-1}} + P M^2 d_{k2}^{-\alpha} 2^{-\frac{B}{M-1}} \end{aligned} \quad (13)$$

같은 방식으로 $E[I^{[K-1]}]$ 의 상한값은 수식 (9)와 같이 유도된다.

정리 1에서 유도된 잔여 간섭의 상한을 살펴보면 각 수신단에서 결정되는 IA 빔형성 벡터가 제한된 궤환 채널에 의한 양자화 오류의 영향으로 간섭 정

렬의 불일치를 발생시키고 이는 곧 간섭 신호의 세기 및 양자화 오류가 발생한 크기만큼의 잔여간섭을 일으킨다. 즉, 순차적 CSI 교환 방식에 따르면 $K-1$ 및 K 번째 수신단의 잔여 간섭은 $v^{[1]}$ 과 $v^{[2]}$ 에 의한 양자화 오류가 동시에 영향을 미친다. 반면, 다른 k 번째 수신단에서는 이전 단계에 계산된 양자화 된 $\hat{v}^{[k+1]}$ 를 기준으로 $v^{[k+2]}$ 를 계산하여 케환하기 때문에 각 수신단 별 잔여 간섭은 $\hat{v}^{[k+2]}$ 에 의한 양자화 오류만이 영향을 미친다. 그림 2는 $K=4$ 인 환경에서 양자화 오류에 따른 잔여 간섭의 발생을 도식화 한 것이다.

IV. 순서화 된 간섭 정렬 알고리즘

각각의 수신단에서 송신단으로의 케환 채널이 완벽하다고 가정할 때, 순차적 CSI 교환 방식의 IA 기법은 총 K 의 데이터 스트림을 간섭 없이 전송할 수 있다. 하지만 제한된 CSI 케환 채널에서는 정리 1 과 같이 각 수신단에서 잔여 간섭이 발생하고 이는 시스템 성능 저하를 유발하게 된다. 특히, 수식 (8) 에서와 같이 제한된 케환 채널에 의한 전송률의 손실은 총 잔여 간섭의 합에 로그 함수 형태로 증가하기 때문에 이를 최소화 할 수 있는 IA 기법의 설계가 요구된다. 하지만 알고리즘 1의 CSI 교환 방식의 경우, 각 수신단 별로 총 $K-1$ 개의 간섭자들 중 서로 다른 임의의 두 개의 간섭자들을 IA를 위한 쌍으로 설정하고 IA 빔형성 벡터를 설계하였다. 따라서 간섭 채널의 크기가 큰 간섭자들이 IA를 위한 쌍으로 선택된 경우에는 양자화 오류에 의한 간섭의 정렬이 어긋나고 이에 따라 해당 수신단에서 심각한 성능 열화가 발생한다. 본 장에서는 수식 (9)를 기반으로 각 수신단에서 추정된 간섭 채널의 크기를 비교하여, 평균 잔여 간섭을 최소화 하도록 IA 간섭 쌍을 결정하는 순서화 된 IA 기법을 제안하고자 한다.

4.1. 전역 탐색 기반 순서화 된 IA 기법 (Ordered-IA with Full-Search Initialization :F-IA)

CSI 교환 방식의 IA를 수행하는 과정에서 제한된 케환 채널에 의한 잔여 간섭을 최소화하기 위하여 다음과 같이 IA 쌍을 순차적으로 결정한다. 먼저, 수식 (4)를 위한 $K-1$ 와 K 번째 수신단 및 첫 번째 그리고 두 번째 송신단과의 IA 쌍은 총 K

알고리즘 2: 전역 탐색 기반 순서화 된 IA Algorithm 2: Ordered-IA with full-search initialization

- 최초 IA 쌍의 설정 : 알고리즘 1에서 선택된 임의의 $K-1$ 과 K 번째 수신단에 대한 IA 쌍을 전역 탐색으로 결정

1. 순서화 되지 않은 총 K 개의 송, 수신 링크를 갖는 사용자 집합 Γ 가 존재함. ($|\Gamma|=K$.)

2. 총 $C_2^K = \frac{(K-1) \cdot K}{2}$ 의 경우의 수를 가지는 $\{K-1, K\}$ 조합을 설정함. 단, C_k^n 는 원소 n 개를 가지는 집합에서 k 개의 부분집합을 고르는 조합의 수.

3. 전 단계의 모든 수신 단의 조합에 대하여, 정리 1의 $\sum_{k=K-1}^K E[I^{[k]}]$ 를 최소화하는 간섭자들의 집합을 $\{1,2\}$ 으로 선택함. 즉, $\{K-1, K\}$ 의 수신단에서의 IA 쌍인 송신단 $\{1,2\}$ 를 결정함.

- 순차적 IA의 쌍 결정

1. 순서화 되지 않은 $K-4$ 명의 사용자 집합이 존재함. ($\Gamma = \Gamma \setminus \{1,2, K-1, K\}$.)

2. 정리 1로 부터 k 번째 수신단의 평균 잔여 간섭 $E[I^{[k]}]$ 를 최소화 하는 IA 쌍 인 $k+2$ 번째 사용자를 다음과 같이 결정함.

```

For  $k=1:K-4$ 
 $k+2 = \operatorname{argmin}_{\Gamma(l)} \{d_{k, \Gamma(l)}^\alpha | l=1, \dots, K-k-3\}$ ;
 $\Gamma = \Gamma \setminus \{k+2\}$ ;
End
    
```

여기서 $\operatorname{argmin}_x \{f(x) | \forall x\}$ 는 $f(x)$ 를 최소화 하는 x 를 나타내고 $\Gamma(l)$ 은 총 사용자 집합 Γ 에서의 l 번째 사용자를 의미한다.

명의 사용자 환경에서 가능한 모든 조합을 고려하여 이 중 최소 잔여 간섭을 발생시키는 쌍으로 선택한다. 다음으로, 순서화 되지 않은 간섭자들에 대해서 각각의 수신단에서 가장 작은 신호 감쇄를 나타내는 간섭자를 해당 수신단에서의 IA 쌍으로 순차적으로 결정한다.

4.2. 최소 수신단 거리 기반 순서화 된 IA 기법 (Ordered-IA with Nearest Receiver: R-IA)

알고리즘 3: 최소 수신단 거리 기반 순서화 된 IA
Algorithm 3 : Ordered-IA with nearest receiver

- 최초 IA 쌍의 설정

1. 순서화 되지 않은 총 K 개의 송, 수신 링크를 갖는 사용자 집합 Γ 가 존재함. ($|\Gamma|=K$)

2. 최소 거리를 유지하는 사용자의 집합을 $K-1$ 과 K 번째 수신단으로 선택함.

$$\{K-1, K\} = \operatorname{argmin}_{\hat{k}, \bar{k}} \{d_{\hat{k}, \bar{k}} \mid \forall \hat{k}, \bar{k}, \hat{k} \neq \bar{k}\};$$

3. 선택된 $K-1$ 번째 및 K 번째 수신단에서의 $\sum_{k=K-1}^K E[I^{[k]}]$ 를 최소화하는 간섭자들의 집합을 $\{1, 2\}$ 으로 선택함.

- 순차적 IA의 쌍 결정 : 알고리즘 2와 동일하게 수행

III 장에서 제안된 CSI 교환 기반 IA 기법은 K 번째 수신 단에서 $v^{[1]}$ 과 $v^{[2]}$ 의 계산을 위한 $K-1$ 번째 수신단과 K 번째 수신단 사이의 채널 정보 교환이 요구된다. 이러한 수신단 사이의 직접 통신은 근거리에서 위치한 사용자들 사이에서 가능하지만 알고리즘 2 에서의 수신단 $K-1$ 및 K 의 결정은 이러한 제약조건을 고려하지 않고 있다. 따라서 사용자들이 넓은 범위에서 임의로 분포하는 환경에서는 가장 가까운 거리에 위치한 사용자의 집합을 IA 초기화를 위한 $K-1$ 번째 및 K 번째 사용자로 우선적으로 선택함으로써 높은 전송용량을 가지는 수신단 간의 케환 채널을 확보하고 이를 중심으로 순차적으로 IA 쌍을 결정하도록 한다.

V. 시뮬레이션 결과 및 성능 비교

본 장에서는 주어진 B 비트 케환 채널에서 알고리즘 2와 3에서 제안한 순서화 된 IA 기법들의 합 전송률을 SNR 크기에 따라 비교하였다. 그림 3과 4은 $K=5, 6$ 인 간섭 채널에서 각각의 수신단의 케환 채널이 $B=4, 6$ 비트로 주어진 환경에서의 합 전송률 성능을 비교하였다. 각각의 송, 수신 링크 간의 최대 거리를 $D = \max \{d_{kj}/d_{kk} \mid \forall k, j\}$ 으로 정의하였고, 총 K 명이 $D=4$ 의 범위 내에서 임의로 분포한다고 가정하였다. 실험 결과를 통해 CSI 케환 채널이 완벽한 환경에서의 합 전송률은 SNR 이 증가함에 따라 선형적으로 증가함을 확인할 수 있다. 반면, 제한된 케환 채널에서 IA의 쌍을 임의로 설정한 Conventional IA^[11]의 합 전송률은

SNR이 증가함에 따른 잔여 간섭의 크기로 인하여 전송률의 증가율이 급격하게 둔화됨을 확인할 수 있다. 이처럼 제한된 케환 채널에서는 잔여 간섭의 영향으로 성능 열화가 심각하게 발생하지만, IV 장에서 제안한 순서화된 IA 기법은 임의의 순서로 IA 쌍을 설정한 기존의 방식에 비하여 높은 성능 향상을 보임을 확인할 수 있다. 특히, 실제 구현 가능성을 고려한 최소 수신단 거리 기반 IA (R-IA)의 경우, 낮은 SNR 영역에서는 전역탐색 기반의 IA (F-IA)의 성능과 거의 유사하게 나타나며 SNR이 높은 영역에서도 F-IA 에 비하여 약간의 성능 열화가 발생함을 확인할 수 있다.

또한, 제한된 케환 채널에서의 IA의 성능은 사용자가 분포하는 범위의 크기에 따라 의존한다. 그림 5에서는 $K=5$ 의 사용자가 각각, $D=4$ 및 $D=2$ 범위 내에서 임의로 분포하는 환경에서의 성능을 비교하였다. (단, 케환 채널은 각 수신단 별로 4 비트로 동일함.) 먼저, $D=2$ 영역에서의 IA 기법은 상대적으로 양자화 오류에 의한 간섭 효과가 심각해지기 때문에 $D=4$ 영역에서의 IA 기법에 비하여 심각한 성능 저하를 발생한다. 또한, 순서화된 IA 와 기존의 IA의 방식을 비교했을 때, 상대적으로 넓은 영역에서 사용자가 분포하는 $D=4$ 에서의 순서화된 IA의 성능 향상이 더욱 뚜렷하게 나타남을 확인할 수 있다. 이는 사용자 간의 거리가 좁은 환경에서는 각 수신단에서 인접 송신단들로 부터의 모든 간섭 신호의 세기가 매우 크기 때문에, 약한 잔여간섭을 발생시키는 IA 쌍을 선택하는 순서화된 IA의 성능 이득이 상대적으로 적게 나타나기 때문이다. 반면, 사용자가 넓은 범위에서 분포하는 경우

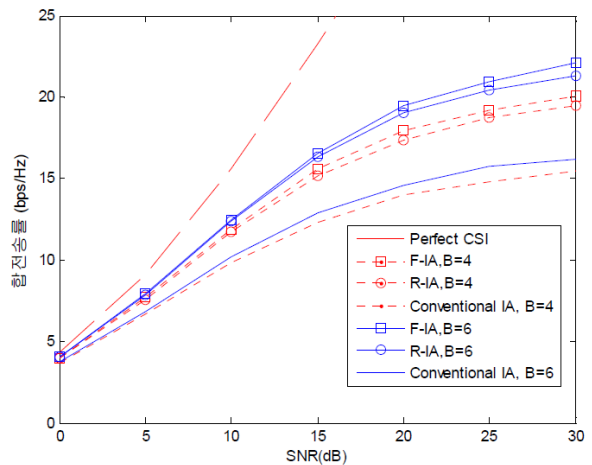


그림 3. $K=5$ 의 CSI 교환 기반의 F-IA, R-IA 및 기존의 IA의 합 전송률 비교 ($B=4, 6$)
 Fig. 3. Comparison of sum-rate between F-IA, R-IA and conventional IA in $K=5$. ($B=4, 6$)

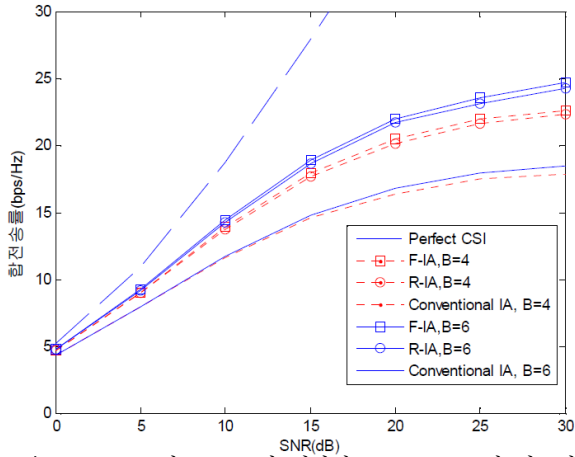


그림 4. $K=6$ 의 CSI 교환 기반의 F-IA, R-IA 및 기존의 IA의 합 전송률 비교 ($B=4,6$)
 Fig. 4. Comparison of sum-rate between F-IA, R-IA and conventional IA in $K=6$. ($B=4,6$)

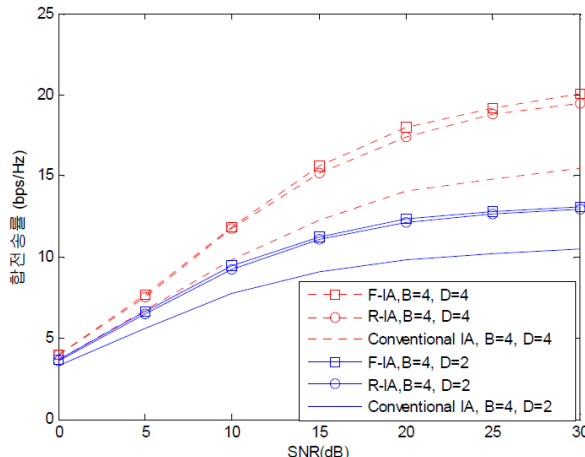


그림 5. 서로 다른 채널 환경에서의 CSI 교환 기반의 순서화 된 IA 및 기존의 IA의 비교 ($K=5$)
 Fig. 5. Comparison of ordered IA and conventional IA in different channel environments ($K=5$)

에는 다른 간섭자들로부터 영향을 받게 되는 간섭의 세기가 다양하게 분포하기 때문에 잔여간섭을 최소화 시키는 IA 쌍의 선택 알고리즘의 성능 효과가 크게 나타난다.

VI. 결 론

본 논문에서는 제한된 궤환 채널 기반의 K 사용자 MIMO 간섭 채널을 고려하였고, IA 구현을 위한 효율적인 채널 궤환 방식을 제안하였다. 특히, IA를 위한 기존의 CSI 궤환 오버헤드가 K 에 이차 함수 형태로 증가하는 반면, 제안한 알고리즘은 선형적인 증가를 나타내어 사용자의 수가 증가함에 따라 효율성이 크게 증가함을 보였다. 또한, 제한된 궤환 채널환경에서 발생하는 양자화 오류에 의한 잔여간섭의 양을 분석하였고, 잔여 간섭을 최소화

하는 순서화된 IA 알고리즘을 제안하였다. 즉, 각 수신단에서의 IA 쌍이 이미 결정된 상태가 아닌, 주어진 채널환경에 따라 잔여 간섭을 최소화 할 수 있는 IA 쌍을 순차적으로 결정함으로써 기존의 방식과 비교하여 큰 성능 향상을 보임을 실험을 통해 확인하였다.

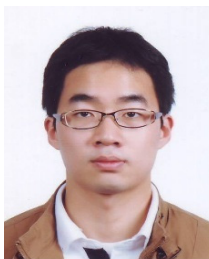
참 고 문 헌

- [1] S. Chae and S. Chung, "Introduction to Interference Alignment", *Inform. & Commun. Magazine*, vol 28, no. 9, pp. 76-83, Aug. 2011.
- [2] V. R. Cadambe and S. A. Jafar, "Interference alignment and the degrees of freedom for the K user interference channel," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 54, no. 8, pp. 3425-3441, Aug. 2008.
- [3] T. Gou and S. A. Jafar, "Degrees of freedom of the K user MxN MIMO interference channel," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 56, no. 12, pp. 6040-6057, Dec. 2010.
- [4] C. M. Yetis, T. Gou, S. A. Jafar and A. H. Kayran, "On feasibility of interference alignment in MIMO interference networks," *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 58, no. 9, pp. 4771-4782, Sept. 2010.
- [5] K. Gomadam, V. Cadambe, and S. Jafar, "Approaching the capacity of wireless networks through distributed interference alignment," in Proc. *IEEE GLOBECOM*, pp. 1-6, New Orleans, USA, Dec. 2008.
- [6] C. Suh, M. Ho and D. Tse, "Downlink interference alignment," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 59, no. 9, pp. 2616-2626, Sept. 2011.
- [7] B. Zhuang, R. A. Berry and M. L. Hoing, "Interference alignment in MIMO cellular networks," in Proc. *IEEE ICASSP*, pp. 3356-3359, Prague, Czech Republic, May 2011.
- [8] J. Thukral and H. Bolcskei, "Interference alignment with limited feedback," in Proc. *IEEE Int. Symp. Inform. Theory*, pp.

1759-1763, Seoul, Korea, June 2009.

- [9] R. T. Krishnamachari and M. K. Varanasi, "Interference alignment under limited feedback for MIMO interference channels," submitted to *IEEE Trans. on Inform. Theory*, Nov. 2009.
- [10] S. Cho, H. Chae, K. Huang, D. Kim, V. K. N. Lau and H. Seo, "Efficient feedback design for interference alignment in MIMO interference channel," in *Proc. IEEE VTC*, pp. 1-5, Yokohama, Japan, May 2012.
- [11] R. Tresch, M. Guillaud and E. Riegler, "On the achievability of interference alignment in the K-User constant MIMO interference channel," in *Proc. IEEE Workshop on Statistical Signal Process*, pp. 277-280, Cardiff, UK, Sept. 2009.
- [12] W. Shin, N. Lee, J. Lim, C. Shin and K. Jang, "Interference alignment through user cooperation for two-cell MIMO Interfering Broadcast Channels," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, pp.120-125, Miami, USA, Dec. 2010.
- [13] N. Jindal, "MIMO broadcast channels with finite-rate feedback," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 52, no.11, pp. 5045 - 5060, Nov. 2006.

조 성 윤 (Sungyoon Cho)



2006년 2월 연세대학교 전기전자공학과 공학사
 2008년 2월 연세대학교 전기전자공학과 석사
 2008년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

<관심분야> 다중 사용자 MIMO, interference alignment, 다중 셀 협력 통신, 소형 셀 네트워크

양 민 호 (Minho Yang)



2012년 2월 연세대학교 전기전자공학과 공학사

2012년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 석, 박사 통합과정

<관심분야> Interference alignment, B4G 통신 시스템, device-to-device 통신

양 장 훈 (Janghoon Yang)



1996년 2월 연세대학교 전파공학과 공학사

2001년 U.S.C. Dept of Electrical Engineering 공학 석사

2001년 U.S.C. Dept of Electrical Engineering 공학 박사

2001년~2006년 삼성전자 책임연구원

2006년~2010년 연세대학교 공과대학 전기전자공학부 연구 교수

2010년~현재 한독미디어대학원대학교 뉴미디어학부 부교수

<관심분야> CDMA, OFDMA, MIMO, relay, cross layer optimization, 간섭 채널, 정보이론, neural signal processing

김 동 구 (Dong Ku Kim)



1983년 2월 한국항공대학교 통신공학과 졸업

1985년 U.S.C. Dept. of Electrical Engineering 석사

1992년 U.S.C. Dept. of Electrical Engineering 박사

1994년~현재 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 교수

<관심분야> 4세대 이동통신 시스템, 협력 MIMO 기술, 무선 이동 relay 기술, compressed sensing, 차세대 에너지 효율 무선 시스템 기술