

다중방향 릴레이 시스템을 위한 자가간섭 소거 보조 릴레이 빔형성 기법

레 덕 안*, 박 진 배*, 조 용 옥**, 정 민 아***, 이 성 로**, 김 윤 희°

Self-Interference Cancellation-Aided Relay Beamforming for Multi-Way Relaying Systems

Anh Duc Le*, Jin Bae Park*, Yong Ok Cho**,
Min A Jeong***, Seong Ro Lee**, Yun Hee Kim°

요 약

본 논문은 N 통신노드들이 다중 안테나 비재생 릴레이국의 협력으로 서로 데이터를 교환하는 다중방향 릴레이 시스템을 제안한다. 기존의 단방향 릴레이를 적용한 다중방향 통신의 경우 $2N$ 전송 단계가 필요하나 제안하는 다중방향 릴레이 시스템은 단일 다중접속 단계와 $N-1$ 방송 단계로 구성된 총 N 전송 단계만 필요로 한다. 특히 효율적인 방송 단계 전송을 위해 통신노드들을 짝을 짓고 짝이 아닌 통신노드들에게 간섭을 주지 않는 새로운 릴레이 빔형성 행렬과 통신노드 자가간섭 소거기를 제안한다. 평균 합 전송률로 성능을 평가한 결과, 제안 기법이 기존 기법의 성능을 향상시키며 그 이득은 릴레이 노드 안테나 수와 통신노드 수가 비슷할 때 더 커짐을 볼 수 있다. 이러한 제안 기법은 여러 선박간의 정보를 공유할 필요가 있는 해양 통신 환경에서 통신 거리를 확장하는 데 효과적으로 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

Key Words : multi-way relay, non-regenerative relay, beamforming, self-interference cancelation

ABSTRACT

In this paper, we propose a multi-way relaying system, in which N communicating nodes interchange their information one another by the help of a multiple-antenna non-regenerative relay station (RS). While the conventional multi-way relaying requires $2N$ transmission phases to complete the data exchange, the proposed system completes the mission with N phases composed of one multiple access phase and $N-1$ broadcast phases. For effective broadcast transmission, the proposed system pairs users for signal transmission with a new RS beamforming matrix not to interfere with the nodes of different pairs and a self-interference canceler at each node. The performance evaluation in terms of the average sum rate shows that the proposed system outperforms the conventional one with more significant gain when the number of RS antennas is comparable to the number of communicating nodes. The proposed schemes can be applicable to marine communications where the ships need to share their information with extended coverage.

* 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2012R1A1A2040091)

** 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 대학중점연구소 지원사업으로 수행된 연구임(2009-0093828)

• 주저자 : 경희대학교 전자전파공학과, anhledc@facebook.com, 학생회원

° 교신저자 : 경희대학교 전자전파공학과, yheekim@hku.ac.kr, 종신회원

* 경희대학교 전자전파공학과, bublife@gmail.com, 준회원

** 목포대학교 정보전자공학과, hotlove555kr@naver.com, srlee@mokpo.ac.kr, 정회원

*** 목포대학교 컴퓨터공학과, majung@mokpo.ac.kr, 정회원

논문번호 : KICS2013-01-036, 접수일자 : 2013년 1월 14일, 최종논문접수일자 : 2013년 3월 8일

I. 서 론

최근 선박간 통신 또는 선박과 해안간 통신에서 기간의 연결성을 높이고 전송 용량을 향상시키기 위한 노력이 꾸준히 진행되고 있다¹⁻⁵. 이러한 노력으로 기존 위성을 이용한 멀티미디어 서비스 제공¹¹, 통신 인프라 구축 없이 WPAN (Wireless Personal Area Network)을 활용한 에너지 효율적 선박 내 네트워킹¹², CAMS (Communication Architecture for Maritime Sector)와 같은 다중 해양 무선 네트워크의 상호 연동¹³, WiMAX 및 LTE 기지국 설치를 통한 위치 추적 및 고속 무선 인터넷 서비스를 제공 등이 있다^{4,5}. 특히 WiMAX를 이용한 BATS (broadband antenna tracking systems)는 위성 도움 없이 저비용으로 광대역 멀티미디어 접속 기지국 위치를 찾고 추적하며, 해당 기지국 방향으로 멀티미디어 데이터를 집중 전달함으로써, 해안 20 km 내의 이동 선박에 통신을 지원할 수 있다. 따라서, 고속 멀티미디어 서비스 반경이 확장됨은 물론 이동 중의 선박에서도 무선 접속이 가능하다¹⁴. 그러나, 해안에서 더 멀리 떨어진 선박들이 저비용으로 고속 멀티미디어 서비스를 받기 위해서는 서비스 반경을 넓히면서 서로 정보를 빠르게 공유할 수 있는 새로운 방법이 필요하다.

이를 위해 본 논문에서는 다중방향 통신에^{6,7} 릴레이 통신을^{8,9} 접목한 다중방향 릴레이 통신을 고려한다. 다중방향 통신은 모든 통신노드들이 자신의 데이터를 다른 통신노드 모두에게 전달하는 방식으로 화상 회의, 다중 사용자 게임, 재난 모니터링, 군사 통신 등에 응용될 수 있다^{6,7}. 한편 릴레이 통신은 송신 노드에서 수신 노드로 데이터를 직접 전달하는 대신 중간에 다른 노드의 도움을 받아 전송함으로써, 데이터

전송의 신뢰성을 갖는 통신 영역을 확장할 수 있다^{8,9}. 그러나, 실제 환경에서 반이중 모드로 동작하는 통신노드들이 릴레이 통신을 할 경우 추가 전송 단계가 필요하기 때문에 주파수 효율이 나쁘게 된다. 구체적으로 N 통신노드로 구성된 다중방향 통신에 모든 사용자가 데이터를 다른 사용자에게 직접 전달하기 위해 N 전송 단계가 필요하지만, 기존의 단방향 릴레이 통신을 그대로 적용하면 총 $2N$ 전송 단계가 필요하다. 즉, 릴레이를 적용하면 주파수 효율이 0.5배 줄어드는 문제가 발생한다.

이러한 문제를 극복하는 방법으로 주파수 효율적인 양방향 릴레이 통신 방식을¹⁰⁻¹⁴ 다중방향 통신에 확장 적용한 N 단계 다중방향 릴레이 통신이 제안되었다¹⁵⁻¹⁷. N 단계 다중방향 릴레이 통신은 모든 통신노드가 릴레이국으로 동시에 정보를 전송하는 다중접속 단계와, 릴레이국이 여러 통신노드에 송신 심볼을 다중 빔으로 공간 다중화하여 순환적으로 전달하는 $N-1$ 방송 단계로 구성된다. 이 때 방송 단계에서 릴레이국이 통신노드로 비재생 신호를 전달하는 방법으로 [15]와 [16]은 다른 목적의 릴레이 빔형성 행렬을 고안하였다. 즉, [15]에서는 릴레이 송신 전력이 고정일 때 통신노드가 전달하는 총 전송량을 증가시키는 릴레이 빔형성 기법을 ZF (zero forcing) 또는 MMSE (minimum mean square error)기준으로 설계하였고, [16]에서는 각 통신노드가 요구하는 전송률을 만족시키면서 릴레이국의 송신 전력을 최소화하는 릴레이 빔형성 기법이 제안되었다.

본 논문에서는 [15]와 동일한 조건에서 시스템 용량을 더욱 향상시키는 다중방향 릴레이 통신 방식을 제안한다. 제안 방식은 방송 단계에서 통신노드들을 서로 다르게 짙을 지어 신호를 전송하도록 하고, 다른

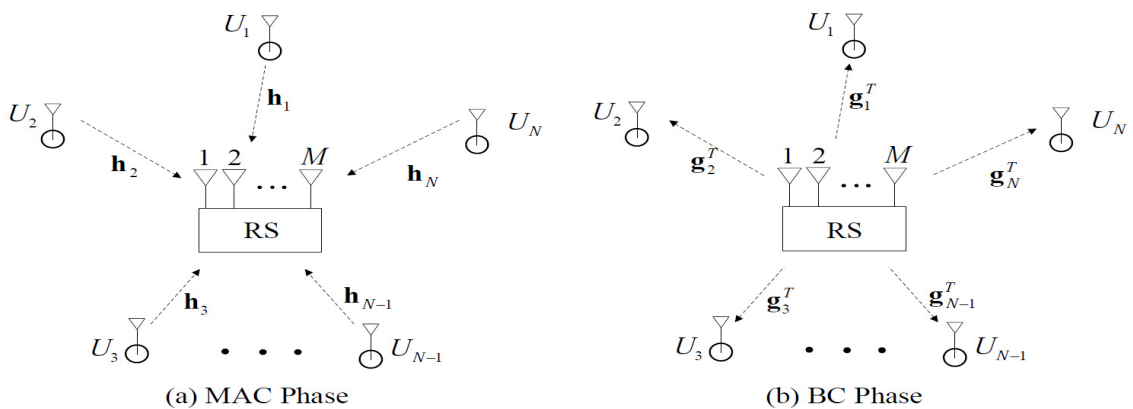


그림 1. 다중방향 릴레이 시스템 모형
Fig. 1 System model of a multi-way relaying network

사용자 쌍에게 간섭을 주지 않으면서 원하는 쌍에게 신호를 가장 잘 전달할 수 있도록 릴레이 빔형성 행렬을 구성하며, 이 때 각 통신노드에 발생하는 자가간섭을 통신노드가 소거하도록 한다. 제안한 방식을 위한 릴레이 빔형성 행렬은 하향 링크 다중 사용자 다중 송수신 안테나 시스템을 위해 제안된 ZF 기반의 블록 대각 (block diagonalization) 기법을 다중방향 릴레이 환경에 맞게 수정 보완하였으며 그에 따른 성능의 우수성을 제시하였다.

이후 논문의 구성은 다음과 같다. II절은 다중방향 릴레이 시스템 모형을 기술하고, III절에서는 기존 기법과 비교하여 제안하는 다중 안테나 릴레이 빔형성 기법을 소개한다. IV절에서 제안 기법과 기존 기법의 성능을 합 전송률 평균으로 비교한 후, 마지막으로 V절에서 결론을 맺는다.

표기법 : 논문에서 사용한 수식 표기 기법은 다음과 같다. 벡터 또는 행렬에 대해 $(\cdot)^*$ 은 복소 공액, $(\cdot)^T$ 는 전치, $(\cdot)^H$ 는 복소 공액 전치 (Hermitian), $(\cdot)^\dagger$ 는 Moore-Penrose 의사 역행렬, $tr(\cdot)$ 는 행렬의 궤적 (trace)을 나타낸다. $C^{m \times n}$ 과 $R^{m \times n}$ 은 각각 크기가 $m \times n$ 인 복소 행렬 공간과 실수 행렬 공간, $\mathbf{0}_n$ 은 성분이 모두 영인 $n \times 1$ 영 벡터, \mathbf{I}_n 은 $n \times n$ 단위행렬을 나타낸다. $CN(\mathbf{m}, \Sigma)$ 는 평균 벡터가 \mathbf{m} 이고 공분산 행렬이 Σ 인 복소 정규 확률 벡터의 분포를 가리키고, $E\{\cdot\}$ 는 기댓값, \sim 는 ‘분포를 따른다’를 뜻한다.

II. 시스템 모형

그림 1은 N 개의 통신노드와 단일 비재생 릴레이국으로 구성된 반이중 다중방향 릴레이 시스템 모형을 도식화한 것이다. 여기서, N 은 짝수이고, 각 통신노드는 다른 모든 통신노드에게 데이터를 전달해야 하나, 통신노드 사이의 거리가 멀어 직접 경로로 전달할 수 없다고 가정한다. 각 통신노드는 안테나가 하나이고 릴레이국은 안테나가 M 개이다. 해양 통신에 적용할 경우 릴레이국은 선박 그룹 중앙에서 선박을 통솔하는 주 선박으로, 통신노드들은 릴레이국 주변 선박으로 가정할 수 있다. 그림 1(a)에서 볼 수 있듯이 첫 번째 다중접속 단계에서 모든 통신노드는 자신의 데이터 심볼을 릴레이국에 동시에 전송한다. 릴레이국은 다중접속 단계에서 받은 신호를 $N-1$ 방송 단계마다

선형 변환을 다르게 하여 전송한다. 여기서, N 전송 단계 동안 채널은 바뀌지 않고 주파수 비선택적 레일리 페이딩 특성을 가진다고 가정한다. 통신노드 U_k 에서 릴레이국으로의 다중 접속 단계 채널 응답은 $\mathbf{h}_k = [h_{k,1} h_{k,2} \cdots h_{k,M}]$, 릴레이국에서 통신노드 U_k 로의 방송 단계 채널 응답은 $\mathbf{g}_k^T = [g_{k,1} g_{k,2} \cdots g_{k,M}]$ 으로 쓸 수 있다 (여기서, 채널이 가역적이면 다중접속 단계의 채널 $\mathbf{h}_k \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$ 와 방송 단계의 채널 $\mathbf{g}_k \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$ 는 $\mathbf{g}_k = \mathbf{h}_k$ 가 된다).

먼저 다중접속 단계에서 릴레이국이 수신한 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y}_R = \sum_{k=1}^N \mathbf{h}_k s_k + \mathbf{w}_R = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w}_R \quad (1)$$

여기서, s_k 는 통신노드 U_k 의 데이터 심볼로 송신 전력 $E\{[s_k^2]\} = P_U$ 이고, $\mathbf{w}_R \sim CN(\mathbf{0}, \sigma_R^2 \mathbf{I}_M)$ 은 릴레이 노드에서 복소 정규 잡음 벡터이다. 또한, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \cdots \mathbf{h}_N] \in C^{M \times N}$ 이고 $\mathbf{s} = [s_1 s_2 \cdots s_N]^T$ 이다. 비재생 릴레이국은 수신 신호를 복호하지 않고 선형 변환하여 통신노드에 전달한다. 이를 위해 릴레이국은 수신 행렬 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_2 \cdots \mathbf{a}_N]^T \in C^{N \times M}$ 로 간섭을 줄여든 다음의 신호를 출력한다.

$$\mathbf{z}_R = \mathbf{A}\mathbf{y}_R \quad (2)$$

여기서, $\mathbf{z}_R \in C^{N \times 1}$ 은 릴레이국에서의 심볼 벡터 \mathbf{s} 에 대한 추정치로 볼 수 있다.

릴레이국은 각 방송 단계에서 \mathbf{z}_R 의 각 원소가 전달되어야 할 통신노드에 알맞은 송신 빔형성을 형성하여 보낸다. 이 때, 다른 통신노드로부터의 데이터 심볼을 모든 통신노드가 받기 위해서 방송 단계마다 각 데이터가 전달되는 통신노드를 바꾼다. 즉, n 째 전송 단계에서 릴레이국이 송신하는 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{x}_{R,n} = \alpha_n \mathbf{B}_n \mathbf{\Pi}_n \mathbf{z}_R, n = 2, 3, \dots, N \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{B}_n = [\mathbf{b}_{n,1} \mathbf{b}_{n,2} \cdots \mathbf{b}_{n,N}] \in C^{M \times N}$ 은 n 째 전송 단계에서의 송신 빔형성 행렬, $\mathbf{\Pi}_n$ 은 n 째 전송 단계에서 데이터 송신 및 수신 노드를 연결하는 순열 행

렬, 그리고 α_n 은 릴레이국 송신 전력 조건 $E\{\|\mathbf{x}_{R,n}\|^2\} \leq P_R$ 을 만족하는 신호 증폭 계수이다.

좀 더 구체적으로 순열 행렬 $\mathbf{\Pi}_n$ 의 (i,j) 번째 원소 $\pi_{n,ij}$ 는 n 째 전송 단계에서 i 째 통신노드가 j 째 통신노드로부터 데이터 심볼을 받을 경우 1, 그렇지 않으면 0인 값을 가진다. 다중방향 통신에서는 N 통신노드 사이에 데이터가 모두 교환되어야 하므로 다음을 만족해야 한다.

- $\pi_{n,ij} = 0$ or 1
- $\sum_{i=1}^N \pi_{n,ij} = 1, \sum_{j=1}^N \pi_{n,ij} = 1$
- $\mathbf{I}_N + \sum_{n=2}^N \mathbf{\Pi}_n = \mathbf{1}_N \mathbf{1}_N^T$

여기서 $\mathbf{1}_N$ 은 길이 N 이고 원소가 모두 1인 벡터를 나타낸다. 한편, 식 (3)을 다시 쓰면

$$\mathbf{x}_{R,n} = \mathbf{F}_n(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w}_R) \quad (4)$$

이고 여기서 $\mathbf{F}_n = \alpha_n \mathbf{B}_n \mathbf{\Pi}_n \mathbf{A} = \alpha_n \tilde{\mathbf{F}}_n$ 는 전체 릴레이 송수신 빔형성 행렬을 나타내며, 그에 따른 릴레이 증폭 계수는 다음과 같이 주어진다.

$$\alpha_n = \sqrt{\frac{P_R}{\text{tr}\{\tilde{\mathbf{F}}_n(P_U \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_R^2 \mathbf{I}_M) \tilde{\mathbf{F}}_n^H\}}} \quad (5)$$

식 (4)의 릴레이 송신 신호가 전달될 때 n 번째 단계에서 통신노드 U_i 의 수신신호는 다음과 같다.

$$y_{n,i} = \mathbf{g}_i^T \mathbf{x}_{R,n} + w_{n,i}, \quad (6)$$

여기서, $w_{n,i} \sim \text{CN}(0, \sigma_{ij}^2)$ 는 n 번째 전송 단계에서 통신노드 U_i 에서의 복소 정규 잡음이다. 통신노드에서의 수신 신호를 모두 모아 벡터 $\mathbf{y}_n = [y_{n,1} y_{n,2} \dots y_{n,N}]^T$ 로 배열하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_n &= \mathbf{G}\mathbf{x}_{R,n} + \mathbf{w}_n \\ &= \mathbf{G}\mathbf{F}_n \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{G}\mathbf{F}_n \mathbf{w}_R + \mathbf{w}_n, \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1 \mathbf{g}_2 \dots \mathbf{g}_N]^T \in C^{N \times M}$ 은 방송 채널 행렬이고, $\mathbf{w}_n = [w_{n,1} w_{n,2} \dots w_{n,N}]^T$ 는 통신노드에서의 잡음 벡터이다. 상기 신호 모형을 기반으로 다음 절에서는 다중 안테나 릴레이 송수신 행렬 \mathbf{F}_n 을 설계한다.

III. 다중 안테나 릴레이 송수신 빔형성

3.1. 기존 방법^[15]

기존 방법에서는 수신 신호 (7)로부터 $\mathbf{F}_n = \alpha_n \tilde{\mathbf{F}}_n$ 을 ZF 또는 MMSE 기준으로 고안하였다. 그에 따른 $\tilde{\mathbf{F}}_n$ 은 각각

$$\tilde{\mathbf{F}}_{n,zf} = \mathbf{G}^\dagger \mathbf{\Pi}_n \mathbf{H}^\dagger \quad (8)$$

$$\tilde{\mathbf{F}}_{n,mmse} = \left(\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \frac{N\sigma_U^2}{P_R} \mathbf{I}_M \right) \mathbf{G}^H \mathbf{\Pi}_n \mathbf{H}^H \left(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \frac{\sigma_R^2}{P_U} \mathbf{I}_M \right)^{-1} \quad (9)$$

으로 쓸 수 있고, 각 기준의 α_n 은 식 (8)과 식 (9)를 각각 식 (5)에 대입하여 구할 수 있다. 기존 방법에서는 송신 행렬이 $\mathbf{B}_n = \mathbf{B}$ 으로 모든 방송 단계에서 동일하나, 매 방송 단계마다 데이터 심볼 송수신 노드가 다르므로 순열 행렬 $\mathbf{\Pi}_n$ 은 바뀌게 된다. 여기서, 순열 행렬 $\mathbf{\Pi}_n$ 은 II절에서 제시한 조건을 만족하는 임의의 행렬을 사용할 수 있다. 예를 들어 $N=4$ 일 때 가능한 $\{\mathbf{\Pi}_n\}_{n=2}^4$ 의 한 예는 다음과 같다.

$$\mathbf{\Pi}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Pi}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Pi}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

상기 예에서 통신노드 U_1 은 $n=2$ 이면 통신노드 U_2 로부터, $n=3$ 이면 통신노드 U_3 으로부터, $n=4$ 이면 통신노드 U_4 로부터 데이터 심볼을 받는다.

이 때, ZF 방식은 수신 신호에 다른 통신노드 간섭을 모두 없애는 반면, MMSE 방식은 ZF 방식에서 발생하는 잡음 증폭을 줄이는 대신 다른 통신노드 간섭을 허용한다. 따라서, MMSE 방식의 성능을 향상시키기 위해 이전 방송단계에서 받은 송신 심

블을 소거하는 MMSE-IC 기법을 추가적으로 제안 하였다.

3.2. 제안 방법

본 절에서는 기존 방법보다 성능을 향상시킬 수 있도록 통신노드에 자가간섭 소거 기능을 도입한 릴레이 송수신 빔형성 행렬 F_n 을 제안한다. 자가간섭 소거 기능 및 그에 따른 릴레이 빔형성 기법의 변화를 알기 위해 $\pi_{n,ij}=1$ 일 때 (즉 n 째 전송 단계에서 통신노드 U_i 가 통신노드 U_j 로부터 심볼을 받을 때) 식 (6)을 쓰면 다음과 같다.

$$y_{n,i} = \mathbf{g}_i^T \mathbf{F}_n \mathbf{h}_j s_j + \sum_{l=1, l \neq j}^N \mathbf{g}_i^T \mathbf{F}_n \mathbf{h}_l s_l + \mathbf{g}_i^T \mathbf{F}_n \mathbf{w}_R + w_{n,i} \quad (11)$$

여기서, 오른쪽 식의 첫 항은 검출할 신호이고 두 번째 항은 간섭 신호이다. 이 간섭 신호 가운데 $\mathbf{g}_i^T \mathbf{F}_n \mathbf{h}_i s_i$ 는 통신노드 U_i 자신이 보낸 심볼 s_i 를 포함하는 자가간섭 성분으로 U_i 에서 소거 가능하다. 자가간섭 소거가 완벽하다고 가정할 때 소거 후의 출력은

$$\tilde{y}_{n,i} = \mathbf{g}_i^T \mathbf{F}_n \mathbf{h}_j s_j + \sum_{l=1, l \neq j, l \neq i}^N \mathbf{g}_i^T \mathbf{F}_n \mathbf{h}_l s_l + \mathbf{g}_i^T \mathbf{F}_n \mathbf{w}_R + w_{n,i} \quad (12)$$

이고, 그에 대한 신호대간섭잡음비는 다음과 같다.

$$\gamma_{n,ij} = \frac{|\mathbf{g}_i^T \mathbf{F}_n \mathbf{h}_j|^2 P_U}{\sum_{l=1, l \neq i, l \neq j}^N |\mathbf{g}_i^T \mathbf{F}_n \mathbf{h}_l|^2 P_U + \|\mathbf{g}_i^T \mathbf{F}_n\|^2 \sigma_R^2 + \sigma_w^2} \quad (13)$$

제안하는 릴레이 빔형성 행렬은 수신 빔형성 행렬 A 에 대해서는 기존의 방법을 그대로 쓰나, 순환 행렬 Π_n 과 송신 빔형성 행렬 B_n 은 신호대간섭잡음비 (13)을 향상시키는 방법을 도입한다. 먼저, 수신 빔형성 행렬은 식 (8)과 (9)으로부터 ZF와 MMSE 기준에 대해 다음과 같이 각각 주어진다.

$$A_{ZF} = \mathbf{H}^\dagger \quad (14)$$

$$A_{MMSE} = \mathbf{H}^H \left(\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \frac{\sigma_R^2}{P_U} \mathbf{I}_M \right)^{-1} \quad (15)$$

한편, 제안 기법에서는 방송 단계에서 통신노드 쌍을 형성하도록 순환 행렬에 대한 제약 조건에

$\pi_{n,ij} = \pi_{n,ji}$ 가 추가된다. $N=4$ 에 대한 $\{\Pi_n\}_{n=2}^4$ 의 예는 다음과 같다.

$$\Pi_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \Pi_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \Pi_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

이러한 조건 하에 송신 빔형성 행렬을 설계하기 위해 n 째 단계에서

$i_{n,k} < j_{n,k}, i_{n,k} < i_{n,k+1}, \pi_{n,i_{n,k}j_{n,k}} = 1$ 을 만족하는 순차 정렬된 통신노드 쌍 $\{(i_{n,k}, j_{n,k})\}_{k=1}^{N/2}$ 을 정의한다. 예를 들어, (16)에서 Π_3 에 대한 순차 정렬된 통신노드 쌍은 $(i_{3,1}, j_{3,1}) = (1, 3)$ 과 $(i_{3,2}, j_{3,2}) = (2, 4)$ 가 된다.

송신 빔형성 행렬은 ZF 기반 블록 대각화 기법을^[15] 수정하여 다른 통신노드 쌍들에게 간섭을 일으키지 않으면서 자가간섭 소거 후 바라는 통신노드의 신호대간섭잡음비를 향상시키도록 설계한다. 이를 위해 먼저 송신 행렬 $B_n = [b_{n,1} b_{n,2} \dots b_{n,N}]$ 을 부행렬 $\{B_{n,k} = [b_{n,i_{n,k}} b_{n,j_{n,k}}]_{k=1}^{N/2}\}$ 로 나눈다. 여기서, $B_{n,k}$ 는 크기가 $M \times 2$ 인 행렬로 k 째 통신노드 쌍에 대한 부행렬이다. 방송 채널 행렬 G_n 또한 k 째 통신노드 쌍에 해당하는 부행렬

$$G_{n,k} = [\mathbf{g}_{i_{n,k}} \mathbf{g}_{j_{n,k}}]^T \in C^{2 \times M} \quad (17)$$

과 다른 통신노드 쌍에 대한 부행렬

$$\tilde{G}_{n,k} = [\mathbf{g}_1 \dots \mathbf{g}_{i_{n,k}-1} \mathbf{g}_{i_{n,k}+1} \dots \mathbf{g}_{j_{n,k}-1} \mathbf{g}_{j_{n,k}+1} \dots \mathbf{g}_N]^T \in C^{(N-2) \times M} \quad (18)$$

으로 나눌 수 있다. 송신 부행렬 $B_{n,k}$ 는 다른 통신노드 쌍에 간섭을 일으키지 않도록 $\tilde{G}_{n,k}$ 의 영 공간에 놓여 있어야 한다. 따라서, $\tilde{G}_{n,k}$ 의 계수가 $\tilde{r}_{n,k}$ 일 때 특이값 분해 (singular value decomposition) 를 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{G}_{n,k} = U_{\tilde{G}_{n,k}} \sum_{\alpha} [V_{\tilde{G}_{n,k}}^{(1)} V_{\tilde{G}_{n,k}}^{(0)}]^H \quad (19)$$

여기서 영을 갖는 특이값에 해당하는 우행렬 $\mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)} \in C^{M \times (M - \tilde{r}_{n,k})}$ 로부터 $\mathbf{B}_{n,k}$ 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\mathbf{B}_{n,k} = \mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)} \mathbf{Q}_{n,k}, \quad (20)$$

여기서, $\mathbf{Q}_{n,k} = [\mathbf{q}_{i_{n,k}} \mathbf{q}_{j_{n,k}}] \in C^{(M - \tilde{r}_{n,k}) \times 2}$ 은 n 번째 단계에서 k 번째 통신노드 쌍에 대한 행렬로 추후 다시 설명한다.

식 (20)에 의해 구성되는 송신 빔형성 행렬을 적용할 경우 식 (12)에서 다른 통신노드 쌍으로부터의 간섭은 0이 되므로, 통신노드 U_j 에서 자가간섭 소거 후의 출력은

$$\tilde{\mathbf{y}}_{n,i} = \alpha_n \mathbf{g}_i^T \mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)} \mathbf{Q}_{n,k} \pi_2 \mathbf{A}_{n,k} \mathbf{h}_j s_j + \alpha_n \mathbf{g}_i^T \mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)} \mathbf{Q}_{n,k} \pi_2 \mathbf{A}_{n,k} \mathbf{w}_R + w_{n,i} \quad (21)$$

이고, 그에 따른 신호대간섭잡음비는 다음과 같다.

$$\gamma_{n,ij} = \frac{\alpha_n^2 |\mathbf{g}_i^T \mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)} \mathbf{Q}_{n,k} \pi_2 \mathbf{A}_{n,k} \mathbf{h}_j|^2 P_U}{\alpha_n^2 \|\mathbf{g}_i^T \mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)} \mathbf{Q}_{n,k} \pi_2 \mathbf{A}_{n,k}\|^2 \sigma_R^2 + \sigma_U^2} \quad \text{for } (i,j) = (i_{n,k}, j_{n,k}) \quad (22)$$

여기서, $\mathbf{A}_{n,k} = [\mathbf{a}_{n,i_{n,k}} \mathbf{a}_{n,j_{n,k}}]^T$ 는 k 번째 통신노드 쌍에 대한 수신 빔형성 행렬의 부행렬이고 $\pi_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 이다. 릴레이국의 잡음을 무시하면 ($\sigma_R^2 \approx 0$) 수신 행렬 \mathbf{A} 는 (14)와 (15)로부터 $\mathbf{A}_{n,k} \mathbf{h}_j \approx [0 \ 1]^T$ 인 특성을 가지므로, (22)는 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$\gamma_{n,ij} \approx |\mathbf{g}_i^T \mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)} \mathbf{q}_i|^2 \frac{\alpha_n^2 P_U}{\sigma_U^2}, \quad \text{for } (i,j) = (i_{n,k}, j_{n,k}) \quad (23)$$

따라서 식 (23)을 최대로 하는 $\mathbf{q}_{i_{n,k}}$ 는 다음과 같이 선택할 수 있다.

$$\mathbf{q}_{i_{n,k}} = \lambda_{i_{n,k}} (\mathbf{g}_{i_{n,k}}^T \mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)})^H = \lambda_{i_{n,k}} (\mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)})^H \mathbf{g}_{i_{n,k}}^* \quad (24)$$

여기서, $\lambda_{i_{n,k}}$ 는 상수이고, 모든 통신노드에게 할당

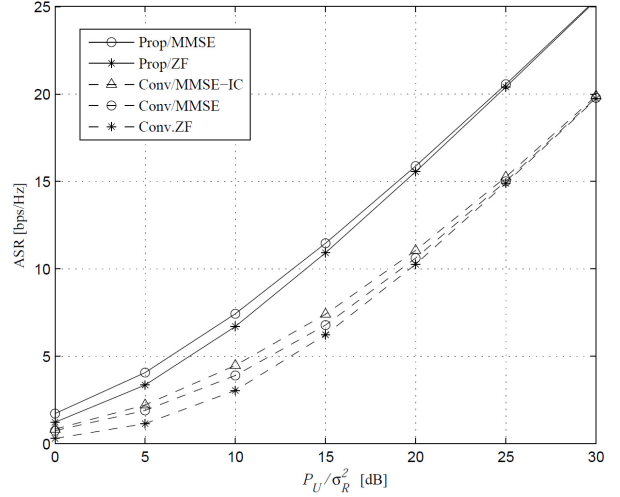


그림 2. $M=N=4$ 이고 $P_R = NP_U$ 일 때 P_U / σ_R^2 에 따른 합 전송률 평균.

Fig. 2. Average sum rate (ASR) versus P_U / σ_R^2 when $M=N=4$ and $P_R = NP_U$.

된 송신 전력이 동일할 경우 (즉 $\|\mathbf{b}_i^2\| = 1$) $\lambda_{i_{n,k}} = 1 / \|(\mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)})^H \mathbf{g}_i^*\|$ 로 주어진다. 동일한 방법으로 $\mathbf{q}_{j_{n,k}}$ 또한 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\mathbf{q}_{j_{n,k}} = \lambda_{j_{n,k}} (\mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)})^H \mathbf{g}_{j_{n,k}}^* \quad (25)$$

최종적으로 식 (24)와 (25)를 식 (20)에 대입하면 송신 행렬에 대한 부행렬은 $\mathbf{A}_{n,k} = \text{diag}(\lambda_{i_{n,k}}, \lambda_{j_{n,k}})$ 를 정의하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{B}_{n,k} = \mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)} (\mathbf{V}_{\mathbf{G}_{n,k}}^{(0)})^H \mathbf{G}_{n,k}^H \mathbf{A}_{n,k}, \quad (26)$$

IV. 성능 평가

본 절에서는 제안된 다중방향 릴레이 기법의 성능을 방송 단계와 다중접속 단계 채널이 가역적이고 ($\mathbf{G} = \mathbf{H}^T$) 잡음 분산이 모두 같을 때 ($\sigma_R^2 = \sigma_U^2$) 합 전송률 평균을 모의실험으로 평가한다.

전송률은 데이터 심볼 $\{s_i\}_{i=1}^N$ 가 평균이 0이고 복소 정규 분포일 때 최대로 전달 할 수 있는 값인 상호 정보량을 이용한다. 이 때 통신노드 U_j 에서 통신노드 U_i 로의 전송률은 다음과 같다.

$$I_{ij} = \log_2(1 + \gamma_{n(i,j),ij}), \quad (27)$$

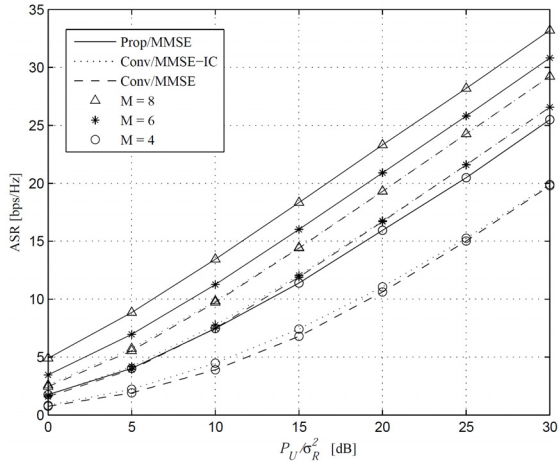


그림 3. $N=4$, $P_R=NP_U$ 일 때, 서로 다른 M 값에 대한 합 전송률 평균.

Fig. 3 Average sum rate (ASR) versus P_U/σ_R^2 for different values of M when $N=4$, $P_R=NP_U$

여기서, $n(i,j)$ 는 통신노드 U_i 와 U_j 가 $\pi_{n,ij}=1$ 로 쌍을 이루는 방송 단계를 나타낸다. 이 때 통신노드마다 다른 전송률을 전송할 경우 합 전송률은 다음과 같이 주어진다.

$$SR = \frac{N-1}{N} \left(\sum_{j=1}^N I_{U_j} \right), \quad (28)$$

여기서, $I_{U_j} = \min_{i \neq j} I_{ij}$ 는 통신노드 U_j 가 다른 통신노드에게 전달 가능한 최소 전송률이다. 합 전송률의 평균인 $ASR = E\{SR\}$ 은 식 (28)을 페이딩 채널의 확률 분포로 평균하여 얻어진다.

그림 2는 $M=N=4$ 이고 $P_R=NP_U$ 일 때, 통신노드 신호대잡음비 P_U/σ_R^2 에 대한 합 전송률 평균을 기존 기법과 제안 기법에 대해 보인 것이다. 그림에서 ‘Prop/ZF’와 Prop/MMSE’는 수신 빔형성 행렬 (14)와 (15)를 적용한 제안 기법, ‘Conv/ZF’와 ‘Conv/MMSE’는 식 (8)과 식 (9)를 적용한 기존 기법과 ‘Conv/MMSE-IC’는 식 (9)와 간섭 제거를 적용한 경우이다. 그림에서 볼 수 있듯이 $P_U/\sigma_U^2=20$ dB일 때 제안기법이 기존 기법보다 약 5 bps/Hz정도 더 높은 평균 합 전송률을 보이는 것을 알 수 있다. 한편, 신호대잡음비가 낮을 때에는 MMSE 수신 행렬을 사용하여 성능을 더욱 향상시킬 수 있음을 볼 수 있다.

그림 3은 $N=4$ 이고 $P_R=NP_U$ 이며 기존 및 제안 기법에 MMSE 기법을 적용할 때 릴레이국의 안테나 수 M 에 따른 합 전송률 평균을 보인 것이

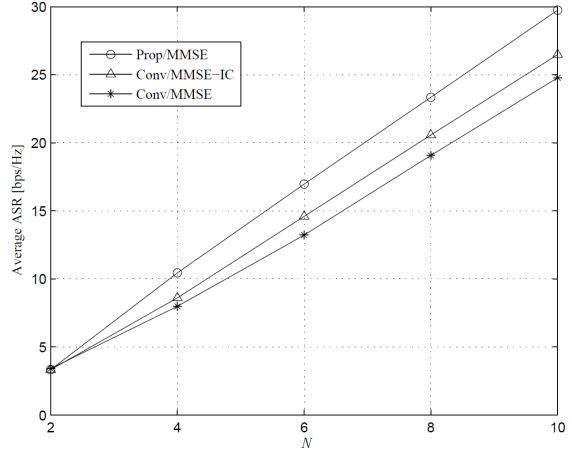


그림 4. $M=N$, $P_R=NP_U$, $P_U/\sigma_R^2=15$ dB일 때 N 에 따른 합 전송률 평균.

Fig. 4. Average sum rate (ASR) versus N when $M=N$, $P_R=NP_U$, $P_U/\sigma_R^2=15$ dB.

다. M 이 증가하면 릴레이국의 빔형성 특성이 좋아지기 때문에 합 전송률 평균 또한 증가함을 볼 수 있다. 릴레이국이 소거해야 할 간섭 성분의 최대 차수는 제안 기법에서 $N-2$, 기존 기법에서는 $N-1$ 이므로 제안 기법이 기존 기법보다 자유도가 항상 하나 더 높다. 따라서, 안테나 수 M 이 바뀌어도 제안 기법이 기존 기법보다 항상 더 성능 이득이 있으며, 그 성능 이득은 M 이 작을 때 오히려 더 크게 된다.

그림 4는 $M=N$, $P_U/\sigma_R^2=15$ dB, $P_R=NP_U$ 일 때, 통신노드 수 N 에 따라 합 전송률 평균을 보인 것이다. 통신노드 수와 안테나 수를 함께 늘리면 기존 기법과 제안 기법 모두 성능이 거의 선형적으로 증가하지만 제안 기법의 기울기가 기존 기법보다 더 큼을 볼 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 모든 사용자가 데이터를 서로 교환하는 다중 방향 통신 환경에서 효율적인 다중 안테나 릴레이 방식을 제안하였다. N 전송 단계를 거쳐 모든 데이터를 교환하는 제안 방식에서는 $N-1$ 방송 단계의 성능을 향상시키기 위해, 통신노드 쌍을 짓고 통신노드에 자가간섭 소거 기능을 추가하며, 이 기능에 알맞은 릴레이 송수신 빔형성 행렬을 설계하였다. 성능 평가 결과 제안한 방식은 릴레이국에서 처리해야 할 간섭 성분을 기존 기법에 비해 한 차원 줄임으로써 성능을 향상시키고, 이 때 성능

향상은 릴레이국 안테나 수와 통신노드 수와 비슷할 때 가장 큼을 볼 수 있다. 또한 릴레이국 안테나 수가 증가하거나 릴레이국 안테나 수와 통신노드 수가 함께 증가할 때 시스템 합 전송률 평균이 증가함을 볼 수 있다. 따라서, 제안한 다중방향 릴레이 기법은 넓은 해상 영역 내에 산재된 선박간에 멀티미디어 데이터를 빠르게 공유하는 서비스 제공에 적합하다.

참 고 문 헌

- [1] EUREKA, E! 3194 FORCE8, Retrieved Apr, 16, 2013, from <http://www.eurekanetwork.org>
- [2] Y.-M. Park, W.-Y. Lee, S.-R. Lee, and Y. L. Lee, "Energy efficient transmission parameters analysis of TDMA based HR-WPAN system for ship environment," *J. KICE*, vol. 34, no. 10, pp. 170-174, Oct. 2009.
- [3] L. Mu, R. Kumar, and A. Prinz, "An integrated wireless communication architecture for maritime sector," in *Proc. 4th Int. Workshop Multiple Access Commun. (MACOM) 2011*, pp. 193-205, Trento, Italy.
- [4] OLDSAILOR, *Mobile WiMAX: BATS ship to ship wireless broadband communications tracking system*, Retrieved AUG, 7, 2009, from <http://www.marinebuzz.com/2009/08/07/mobile-wimax-bats-demonstrates-ship-to-ship-wireless-broadband-communications-tracking-system/>
- [5] X. Su, B. Hui, K. H. Chang, and G. Jin, "Application of 3GPP LTE and IEEE 802.11 p systems to ship ad-hoc network with the existence of ISI", *J. KICS*, vol. 36, no. 12, pp. 1106-1114, Dec. 2012.
- [6] E. C. van der Meulen, "A survey of multi-way channels in information theory," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 23, no. 1, pp. 1-37, Jan. 1977.
- [7] K. Eswaran and M. Gastpar, "Achievable rates for conferencing multiway channels," in *Proc. IEEE Int. Symp. Inform. Theory*, pp. 1398-1402, Toronto, Canada, 2008.
- [8] T. M. Cover and A. A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 25, no. 5, pp. 572-584, Sep. 1979.
- [9] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [10] B. Rankov and A. Wittneben, "Spectral efficient protocols for half-duplex relay channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 25, no. 2, pp. 379-389, Feb. 2007.
- [11] M. Chen and A. Yener, "Multiuser two-way relaying for interference limited systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, pp. 3883-3887, Beijing, China, May 2008.
- [12] A. U. T. Amah and A. Klein, "Pair-aware transceive beamforming for non-regenerative multi-user two-way relaying," in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process.*, pp. 2506-2509, Dallas, U.S.A., Mar. 2010.
- [13] J. Joung and A. H. Sayed, "Multiuser two-way amplify-and-forward relay processing and power control methods for beamforming system", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 58, no. 3, pp. 1833-1846, Mar. 2010.
- [14] E. Yilmaz, R. Zakhour, D. Gesbert, and R. Knopp, "Multi-pair two-way relay channel with multiple antenna relay station," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, pp. 1-5, Cape Town, South Africa, May 2010.
- [15] A. U. T. Amah and A. Klein, "Non-regenerative multi-way relaying with linear beamforming," in *Proc. IEEE Int. Symp. Personal Indoor Mobile Radio Commun.*, pp. 1843-1847, Tokyo, Japan, Sep. 2009.
- [16] A. U. T. Amah and A. Klein, "A transceive strategy for regenerative multi-antenna multi-way relaying," in *Proc. IEEE Workshop Comput. Advances Multi-Sensor Array Process.*, pp. 352-355, Aruba, Venezuela, Dec. 2009.
- [17] C. Hausl, O. Işcan, and F. Rossetto,

“Resource allocation for asymmetric multi-way relay communication over orthogonal channels,” *EURASIP J. Wireless Commun. Network*, vol. 2012, no. 20, pp. 1-12, Jan. 2012.

[18] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.

레 덕 안 (Anh Duc Le)



2009년 8월 HoChiMinh City University of Technology
통신공학과 공학사
2011년 8월 경희대학교 전자전파공학과 공학석사
<관심분야> 증폭 후 전송기반 릴레이 시스템

박 진 배 (Jin Bae Park)



2011년 8월 경희대학교 전자공학과 공학사
2011년 9월~현재 경희대학교 전자전파공학과 석사과정
<관심분야> OFDM, 증폭 후 전송기반 릴레이 시스템, LTE

조 용 옥 (Yong Ok Cho)



2011년 2월 목포대학교 정보전자공학과 졸업
2011년 3월~현재 목포대학교 전자공학과 석사과정
<관심분야> M2M 통신, 무선 센서네트워크, 임베디드시스템

정 민 아 (Min A Jeong)



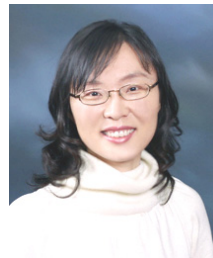
1994년 2월 전남대학교 전산통계학과 석사
2002년 2월 전남대학교 전산통계학과 박사
2005년 3월~현재 목포대학교 컴퓨터공학과 부교수
<관심분야> 데이터베이스/데이터마이닝, 생체인식시스템, 무선통신응용분야 (RFID, USN, 텔레매틱스), 임베디드시스템

이 성 로 (Seong Ro Lee)



1987년 2월 고려대학교 전자공학과 학사
1990년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사
1996년 8월 한국과학기술원 전기및전자공학과 박사
2005년 3월~현재 목포대학교 공과대학 정보전자공학과 교수
<관심분야> 디지털통신시스템, 이동 및 위성통신시스템, USN/텔레매틱스응용분야, 임베디드시스템, 생체인식시스템

김 윤 희 (Yun Hee Kim)



1995년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사
1997년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사
2000년 1월~2000년 4월 UCSD 방문 연구원
2000년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 박사
2000년 9월~2004년 8월 한국전자통신연구원 선임 연구원
2004년 9월~현재 경희대학교 전자정보학부 조교수, 부교수
2006년 1월~현재 IEEE 준석학회원, 한국통신학회 논문지 편집위원
<관심분야> 이동/무선 통신, 통신이론, 통계학적 신호처리, 부호이론