

# 저비용 선박간 통신을 위한 전송률 인지 양방향 릴레이 기법

왕진수\*, 김선용\*, 정민아\*\*, 이성로\*\*\*, 김윤희°

## Rate-Aware Two-Way Relaying for Low-Cost Ship-to-Ship Communications

Jinsoo Wang\*, Sun Yong Kim\*, Min-A Jeong\*\*, Seong Ro Lee\*\*\*, Yun Hee Kim°

### 요약

본 논문은 선단 내 해상 통신에서 두 통신 선박이 다중 안테나 릴레이 선박의 도움으로 데이터를 교환하는 양방향 릴레이 네트워크를 고려한다. 상기 네트워크에서 두 통신 선박의 정보 전송률이 다를 때 정보 전송 신뢰도를 높이는 전송률 인지 세 단계 아날로그 네트워크 부호화 기법을 제안한다. 제안 기법은 릴레이에서 직교하게 수신된 각 통신 선박의 신호로부터 향상된 품질의 아날로그 네트워크 부호화 신호를 안테나 수신 전력만을 이용하여 생성함으로써 릴레이를 채널 추정 기능 없이 낮은 복잡도로 구현할 수 있도록 한다. 또한, 제안 기법은 두 통신 선박의 서로 다른 전송률을 고려한 전송률-인지 릴레이 전력 할당 방법을 적용하여 비대칭 전송률을 갖는 데이터 교환의 아웃리지 확률을 크게 줄일 수 있음을 모의실험으로 보였다.

**Key Words** : Two-Way Relaying, Rate-Aware Resource Allocation, Antenna Selection, Ship-to-Ship Communications

### ABSTRACT

In this paper, we consider a two way relay network for ship-to-ship communications in a fleet, where two communicating ships exchange the information with the help of a multi-antenna relay ship. For th network, we propose a rate-aware three-phase analog network coding to improve the reliability of the information exchange with asymmetric rates. The proposed scheme allows low-complex implementation of the relay without channel estimation by generating an improved analog network coded signal with the orthogonally received signals from two ships by using only the received signal power at each antenna. In addition, the proposed scheme reduces outages in the data exchange at asymmetric rates by adopting a rate-aware relay power allocation, which is confirmed by evaluating the outage performance via simulation.

※ 본 논문은 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 IT융합 고급인력과정 지원사업(NIPA-2014-H0401-14-1009)과 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(NRF-2009-0093828) 및 한국연구재단의 일반연구자지원 사업(2012R1A1A2040091)으로 수행된 연구임.

♦ First Author : Kyung Hee University, Department of Electronics and Radio Engineering, delta310@khu.ac.kr, 학생회원

° Corresponding Author : Kyung Hee University, Department of Electronics and Radio Engineering, yheekim@khu.ac.kr, 종신회원

\* 건국대학교 전자공학부, kimsy@konkuk.ac.kr, 종신회원

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

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

논문번호 : KICS2014-05-159, Accepted June 20, 2014

## I. 서 론

해양에서의 선박간 통신은 육상 통신과 달리 지구국 설치 및 기반시설 환경 구축에 제한적이기 때문에 서비스 제공에 제한적이다<sup>[1-4]</sup>. 최근 위성을 이용한 선박간 통신 서비스 향상과<sup>[2]</sup> WiMAX 또는 LTE 등의 기존 통신 인프라를 이용한 서비스 제공 등이 연구되었다<sup>[3]</sup>. 그러나 위성 서비스는 이용과 품질이 제한적이며, 기존 통신 인프라를 이용하는 서비스는 거리상의 제약으로 해양에서 멀리 떨어진 위치의 선단에서의 선박간 통신에 적합하지 않다.

본 논문에서는 선단 내 선박간 통신을 효율적으로 하기 위한 방법으로 통신 환경을 넓히거나 품질을 향상시킬 수 있는 릴레이 통신을 고려한다. 고려하는 시스템은 선단 내 중심 위치에 있는 선박이 선박 사이의 통신을 제어하는 동시에 주변 선박들의 신호를 릴레이해 주는 것이다. 이와 비슷한 시스템 모형으로 릴레이 도움으로 여러 선박이 데이터를 공유하도록 하는 다중방향 릴레이 통신에 대한 연구를 [5]에서 수행하였다. 본 논문에서는 오직 두 통신 선박이 데이터를 교환하는 양방향 릴레이 통신을 고려한다.

양방향 릴레이 통신에서 각 전송 방향마다 두 단계 단방향 릴레이를 적용하는 기존의 네 단계 방식을 적용할 경우 전송률 손실이 발생하며, 이를 줄이기 위해 세 단계 양방향 릴레이 방식과 두 단계 릴레이 방식이 차례로 제안되었다<sup>[6-8]</sup>. 세 단계 양방향 릴레이 통신은 두 통신 노드가 각 신호를 직교하게, 즉 서로 다른 단계에 릴레이에 전송하고, 릴레이가 두 정보의 결합된 신호를 두 통신 노드에 동시에 전달한다. 반면, 두 단계 양방향 릴레이 통신은 두 통신 노드가 동시에 신호를 릴레이에 전송하고, 릴레이는 두 정보의 결합된 신호를 두 통신 노드에 동시에 전달한다. 이 때 두 정보의 결합 방법으로 디지털 네트워크 부호화와 아날로그 네트워크 부호화를 적용할 수 있는데, 릴레이 복잡도 감소가 최우선일 경우 아날로그 네트워크 부호화 기법이 선호된다<sup>[9-15]</sup>.

아날로그 네트워크 부호화에서 두 단계 기법은 두 단계로 데이터 교환을 완수함으로써 주파수 효율을 향상시킬 수 있다. 그러나 두 통신 노드가 동시에 신호를 전송하기 위해서 통신 노드 사이에 시간 동기를 맞추어야 하는 점과 통신 노드와 릴레이 사이의 채널 측정 문제, 그리고 반 이중 통신 특성으로 인해 두 통신 노드 사이의 직접 채널을 이용할 수 없다는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하는 방법으로 주파수 효율 성능 감소를 조금 허용하는 세 단계 아날로그 네트워크

부호화 기법이 제안되었다<sup>[12-13]</sup>. 세 단계 아날로그 네트워크 부호화 기법은 전송률이 그리 높지 않은 경우 두 단계 아날로그 네트워크 부호화보다 우수한 아웃티지 성능을 보이고 있다. 그러나 현재까지 세 단계 기법에 대한 연구는 통신 노드와 릴레이 노드 모두가 단일 안테나인 경우를 고려하였고, [10]과 같이 두 통신 노드의 전송률이 서로 다른 경우는 고려하지 않았다.

본 논문에서는 선단의 릴레이 선박이 다중 안테나를 장착하고 두 통신 선박이 서로 다른 전송률로 데이터를 전송할 때 낮은 복잡도로 향상된 성능을 제공하는 세 단계 아날로그 네트워크 부호화 기법을 제안한다. 제안 기법은 릴레이에서 각 안테나별 수신 전력만으로 안테나 선택과 릴레이 전력 할당을 수행함으로써 릴레이에서의 채널 추정 기능을 없애는 한편 두 전송률 차이에 덜 민감한 성능을 제공한다.

이후 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 양방향 릴레이 통신 시스템 모형을 제시하고, III장에서는 제안하는 세 단계 아날로그 네트워크 부호화 기법을 기술한다. IV장에서는 제안한 기법에 적용 가능한 전송률이 서로 다른 조건에서 전송률-인지 릴레이 전력 할당 기법을 제안한다. V장에서는 제안한 기법의 아웃티지 확률을 기존 방식과 비교하며, VI장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모형

그림 1은 해상에서 두 통신 선박  $T_1$ ,  $T_2$ 와 릴레이 선박  $R$ 로 구성된 양방향 릴레이 시스템 모형을 보인 것이다. 각 통신 선박  $T_1$ ,  $T_2$ 의 안테나 수는 하나이고 릴레이  $R$ 의 안테나 수는  $M$ 이며, 각 선박은 반이중 (half-duplex) 통신을 기반으로 한다. 각 선박간 채널은 가역적이며 (reciprocal), 레일리 페이딩 특성을

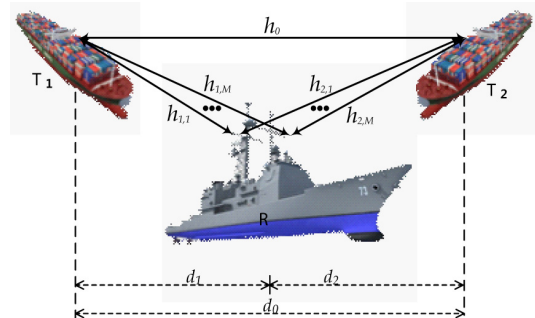


그림 1. 해상 통신에서의 양방향 릴레이 시스템 모형.  
Fig. 1. System model of two-way relay for marine communications

떡고, 데이터가 교환될 때까지 변하지 않는다. 상기 조건에서  $T_1$ 과  $T_2$  사이의 직접 경로 채널 진폭은  $h_0 \sim CN(0, d_0^{-\nu})$ ,  $T_i$ 와  $R$ 의  $m$ 번째 안테나 사이의 채널 진폭은  $h_{i,m} \sim CN(0, d_i^{-\nu})$ 로 쓸 수 있다. 여기서,  $d_0$ 는  $T_1$ 과  $T_2$  사이의 거리,  $d_i$ 는  $T_i$ 와  $R$  사이의 거리,  $\nu$ 는 경로 감쇄 지수,  $\sim$ 은 확률 분포를 가지는 것을 의미하며,  $CN(\mu, \sigma^2)$ 은 평균이  $\mu$ 이고 분산이  $\sigma^2$ 인 복소 정규 분포를 나타낸다.

제안하는 양방향 릴레이 통신 방식은 그림 2와 같이 세 단계로 데이터 교환을 완수한다. 첫 단계에서 (시간 슬롯)  $T_1$ 은 심볼  $x_1$ 를 송신 전력  $P_1$ 으로 릴레이  $R$ 과 통신 상대  $T_2$ 에 전송하고, 두 번째 단계에서  $T_2$ 는 심볼  $x_2$ 를 송신 전력  $P_2$ 로 릴레이  $R$ 과 통신 상대  $T_1$ 으로 전송한다. 첫 단계에서 릴레이  $R$ 의  $m$ 번째 안테나와  $T_2$ 에서 수신한 신호는 각각

$$y_{R,1,m} = h_{1,m} \sqrt{P_1} x_1 + w_{R,1,m}, m = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

와

$$y_{T_2,1} = h_0 \sqrt{P_1} x_1 + w_{T_2,1} \quad (2)$$

이고, 두 번째 단계에서 릴레이  $R$ 의  $m$ 번째 안테나와 상대 선박  $T_1$ 에서 수신한 신호는 각각

$$y_{R,2,m} = h_{2,m} \sqrt{P_2} x_2 + w_{R,2,m}, m = 1, 2, \dots, M \quad (3)$$

와

$$y_{T_1,2} = h_0 \sqrt{P_2} x_2 + w_{T_1,2} \quad (4)$$

이다. 식 (1)-(4)에서  $w_{N_i,m} \sim CN(0, \sigma^2)$ 과  $w_{N_i,i} \sim CN(0, \sigma^2)$ 은 선박  $N \in \{T_1, T_2, R\}$ 의  $i$ 번째 단계에서의 복소 정규잡음을 나타낸다.

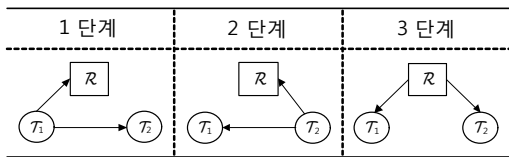


그림 2. 세 단계 양방향 릴레이 프로토콜.  
Fig. 2. Protocol of 3-phase two-way relay

릴레이  $R$ 은 수신 신호 (1)과 (3)으로부터 세 번째 단계에서 두 통신 선박에 전송할 릴레이 신호를 생성한다. 그림 3은 릴레이 송신 신호 생성 과정을 나타낸 것이다. 먼저 각  $i \in \{1, 2\}$ 번째 단계의 수신 신호  $\{y_{R,i,m}\}_{m=1}^M$ 로부터 수신 안테나 선택을 통해 결합 신호

$$z_{R,i} = y_{R,i,m_i} \quad (5)$$

를 출력한다. 여기서 수신 안테나 선택은

$$m_i = \arg \max_{m \in \{1, 2, \dots, M\}} \quad (6)$$

와 같이 수신 전력이 가장 큰 것을 고르는 것이다. 릴레이는 수신 결합 신호  $z_{R,1}$ 과  $z_{R,2}$ 를 세 번째 단계에서 동시에 전송한다. 이 때 각 수신 통신 선박이 바라는 신호를 가장 좋은 품질로 수신 받을 수 있도록 송신 안테나를 선택하여 전송하며, 해당 안테나는 수신 신호 결합 시 선택된 안테나 색인  $(m_1, m_2)$ 를 이용한다. 즉,  $z_{R,1}$ 은  $m_2$  안테나로 송신함으로써  $T_2$ 로 가장 잘 전달될 수 있도록 하며,  $z_{R,2}$ 은  $m_1$  안테나로 송신함으로써  $T_1$ 으로 가장 잘 전달될 수 있도록 한다.

제안하는 기법에서는  $T_1$ 과  $T_2$ 가 서로 다른 전송률로 전송하고  $T_1$ 과  $R$  사이의 채널과  $T_2$ 와  $R$  사이의 채널이 서로 다를 수 있음을 고려하여, 릴레이 전력을 서로 다른 양으로 할당하여 신호를 전달한다. 이에 따라 릴레이에서 안테나  $m$ 에 송신되는 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$s_{R,m} = G_1 z_{R,1} \delta_{m,m_2} + G_2 z_{R,2} \delta_{m,m_1}, m = 1, 2, \dots, M \quad (7)$$

여기서  $G_1$ 과  $G_2$ 는 릴레이 송신 전력을  $P_R$ 로 맞추는 조건에서  $z_{R,1}$ 과  $z_{R,2}$ 에 서로 다른 전력 할당에 따른 증폭 이득을 나타내며,  $\delta_{m,m'}$ 은  $m = m'$ 일 때 1이고

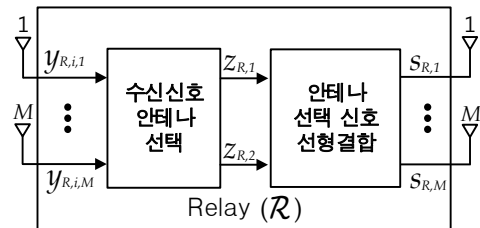


그림 3. 릴레이 송수신 처리기 모형  
Fig. 3. Block diagram of relay transceiver

$m \neq m'$  일 때 0인 크로네커 델타 함수이다. 증폭 이득을 구체적으로 쓰면

$$G_i = \sqrt{\frac{\beta_i P_R}{P_i |h_{i,m_i}|^2 + \sigma^2}}, \quad i=1,2 \quad (8)$$

이고 여기서  $\beta_i$ 는  $\beta_1 + \beta_2 = 1$ 이고  $\beta_1, \beta_2 \geq 0$ 인 조건을 만족하는 릴레이 전력 할당 값이다.

릴레이가 세 번째 단계에서 릴레이 송신 신호 (7)을 통신 선박  $T_1, T_2$ 로 방송하면,  $T_j, j \in \{1,2\}$ 에서의 수신 신호는

$$y_{T_j,3} = G_i h_{j,m_j} h_{i,m_i} \sqrt{P_i} x_i + G_j h_{j,m_j} h_{i,m_j} \sqrt{P_j} x_j + \tilde{w}_{T_j,3} \quad (9)$$

로 쓸 수 있다. 여기서  $(i,j) = \{(1,2), (2,1)\}$  이고,  $\tilde{w}_{T_j,3} = G_i h_{j,m_j} w_{R,i,m_i} + G_j h_{j,m_j} w_{R,j,m_j} + w_{T_j,3}$ 은 세 번째 단계에서  $T_j$ 가 겪은 총 잡음 성분이다. 식 (9)의 오른쪽 첫 항은 상대방  $T_i$ 가 보낸 검출해야 할 신호이고 둘째 항은  $T_j$  자신이 보낸 심볼에 의한 자가 간섭이다.  $T_j$ 는  $(G_i \sqrt{P_i} h_{j,m_j} h_{i,m_i}, G_j \sqrt{P_j} h_{j,m_j} h_{i,m_j})$ 를 추정하여 자가 간섭을 소거하고 상대방 신호를 동기 (coherent) 검출을 수행한다. 자가 간섭을 완벽하게 소거한 뒤의 신호는

$$\tilde{y}_{T_j,3} = G_i h_{j,m_j} h_{i,m_i} \sqrt{P_i} x_i + \tilde{w}_{T_j,3} \quad (10)$$

로 쓸 수 있으며, 식 (10)과 식 (2) ( $T_j = T_2$ 일 경우) 또는 식 (3)을 ( $T_j = T_1$ 일 경우) 최대비 결합하여 심볼  $x_i$ 를 검출한다.

### III. 아웃티지 최적화 전송률 인지 릴레이 전력 할당

본 논문에서 제안하는 양방향 릴레이 기법을 적용할 경우  $T_i$ 에서  $T_j$ 으로의  $(i,j) = \{(1,2), (2,1)\}$  최종 신호대잡음비는 다음과 같다.

$$A_{ij} = \gamma_{i,0} + \frac{\epsilon_j \beta_i \gamma_{i,m_i} \gamma_{j,m_j}}{\epsilon_j \beta_i \gamma_{j,m_j} + \epsilon_j \beta_j \gamma_{j,m_j} \frac{\gamma_{i,m_i} + 1}{\gamma_{j,m_j} + 1} + \gamma_{i,m_i} + 1} \quad (11)$$

여기서  $\gamma_{i,0} = P_i \frac{|h_{i,0}|^2}{\sigma^2}$ 는  $T_i$ 에서  $T_j$ 로의 직접 경로

채널의 순간 신호대잡음비,  $\gamma_{i,m} = P_i \frac{|h_{i,m}|^2}{\sigma^2}$ 는  $T_i$ 에서 릴레이  $R$ 의  $m$ 번째 안테나로의 순간 신호대잡음비,  $\epsilon_i = \frac{P_R}{P_i}$ 는 릴레이  $R$  대비 통신 선박  $T_i$ 의 송신 전력비이다. 이에 따른  $T_i$ 에서  $T_j$ 로 전송 가능한 상호 정보량은

$$I_{ij} = \frac{1}{3} \log_2(1 + A_{ij}) \text{ bps/Hz} \quad (12)$$

이며, 여기서 1/3은 총 세 단계로 데이터 전송을 함으로써 발생하는 전송률 손실을 나타낸다. 이 때  $T_i$ 에서  $T_j$ 로의 전송률이  $R_{T_{ij}}, (i,j) = \{(1,2), (2,1)\}$ 일 때 이를 올바르게 보내지 못 할 아웃티지 확률은

$$P_{out} = \Pr[I_{12} < R_{T,12} \text{ or } I_{21} < R_{T,21}] \quad (13)$$

으로 정의된다. 여기서  $\Pr[\cdot]$ 은 사건에 대한 확률 값을 가리킨다.

본 절은 아웃티지 확률 (13)을 최소화하는 릴레이 전력 할당 값  $\beta = (\beta_1, \beta_2)$ 를 유도하고자 한다. 이를 위해 식 (11)과 식 (12)를  $A_{ij}(\beta)$ 와  $I_{ij}(\beta)$ 로 바꾸어  $\beta$ 의 함수임을 명확히 하자. 그러면, 식 (13)은

$$P_{out} = \Pr\left\{ \min\left(\frac{I_{12}(\beta)}{R_{T,12}}, \frac{I_{21}(\beta)}{R_{T,21}}\right) < 1 \right\} = \Pr\left\{ \min\left(\frac{A_{12}(\beta)}{2^{3R_{T,12}} - 1}, \frac{A_{21}(\beta)}{2^{3R_{T,21}} - 1}\right) < 1 \right\} \quad (14)$$

으로 다시 쓸 수 있으며, 아웃티지 확률  $P_{out}$ 을 최소화하는  $\beta$ 에 대한 최적화 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\beta^* = \arg \max_{\beta \geq 0, \|\beta\|_1 = 1} \quad (15)$$

여기서  $\|\cdot\|_p$ 는  $p$ -norm 벡터,  $A_{T_{ij}} = 2^{3R_{T_{ij}}} - 1$ 는 전송률  $R_{T_{ij}}$ 를 지원하는 최소 신호대잡음비이다.

최적화 문제 (15)를  $\beta = (\beta_1, \beta_2) = (\beta, 1 - \beta)$ 를 이용하여 한 변수  $\beta$ 의 문제로 바꾸어 보자. 먼저 식

(11)은

$$A_{12}(\beta, 1-\beta) = \gamma_{1,0} + \frac{\beta \epsilon_2 \gamma_{1,m_1} \gamma_{2,m_2}}{\beta A_{12} + B_{12}} \quad (16)$$

과

$$A_{21}(\beta, 1-\beta) = \gamma_{2,0} + \frac{(1-\beta) \epsilon_1 \gamma_{1,m_1} \gamma_{2,m_2}}{(1-\beta) A_{21} + B_{21}} \quad (17)$$

로 다시 쓸 수 있고, 여기서

$$A_{ij} = \epsilon_j \gamma_{j,m_j} - \epsilon_j \gamma_{j,m_i} \frac{\gamma_{i,m_i} + 1}{\gamma_{j,m_j} + 1} \quad (18)$$

와

$$B_{ij} = \gamma_{i,m_i} + \epsilon_j \gamma_{j,m_i} \frac{\gamma_{i,m_i} + 1}{\gamma_{j,m_j} + 1} + 1 \quad (19)$$

이다. 그러면, 식 (15)는

$$\beta^* = \arg \max_{0 \leq \beta \leq 1} \quad (20)$$

로 다시 쓸 수 있으며, 여기서

$$\tilde{A}_{ij}(\beta) = \frac{A_{ij}(\beta, 1-\beta)}{A_{T,ij}} \quad (21)$$

는 전송률을 지원하는 데 필요한 최소 신호대잡음비로 정규화된 신호대잡음비이다.

### 정리 1

식 (20)의 최적해  $\beta^*$ 는

$$\mu_0 = \frac{\gamma_{2,0} A_{T,12} - \gamma_{1,0} A_{T,21}}{\gamma_{1,m_1} \gamma_{2,m_2}}, \quad (22)$$

의 범위에 따라 다르며,  $\mu_0 \leq -\frac{A_{T,12}\epsilon_1}{A_{21} + B_{21}}$  이면

$\beta^* = 0$  이고,  $\mu_0 \geq -\frac{A_{T,12}\epsilon_1}{A_{21} + B_{21}}$  이면  $\beta^* = 1$  이며,

$-\frac{A_{T,12}\epsilon_1}{A_{21} + B_{21}} < \mu_0 < \frac{A_{T,21}\epsilon_2}{A_{12} + B_{12}}$  이면

$$\beta^* = \frac{-\Theta(\mu_0) + \sqrt{\Theta^2(\mu_0) + 4\Omega(\mu_0)\Xi(\mu_0)}}{2\Omega(\mu_0)} \quad (23)$$

이다. 여기서,

$$\Omega(\mu_0) = A_{T,21}\epsilon_2 A_{21} - A_{T,12}\epsilon_1 A_{12} - \mu_0 A_{12} A_{21}, \quad (24)$$

$$\Theta(\mu_0) = \begin{aligned} & A_{T,12}(A_{12} - B_{12})\epsilon_1 \\ & - A_{T,21}(A_{21} + B_{21})\epsilon_2 \\ & + \mu_0(A_{12}B_{21} - A_{21}B_{12} + A_{12}A_{21}) \end{aligned}, \quad (25)$$

그리고

$$\Xi(\mu_0) = -\mu_0(A_{21}B_{12} + B_{12}B_{21}) - A_{T,12}\epsilon_1 A_{12} \quad (26)$$

이다.

**증명:** 먼저  $\tilde{A}_{12}(\beta)$ 가  $\beta$ 에 대한 증가함수이고  $\tilde{A}_{21}(\beta)$ 가  $\beta$ 에 대한 감소함수임을

$$\frac{d}{d\beta} \tilde{A}_{12}(\beta) = \frac{\epsilon_2 \gamma_{1,m_1} \gamma_{2,m_2} E_{12}}{A_{T,12}(\beta D_{12} + E_{12})} > 0 \quad (27)$$

와

$$\frac{d}{d\beta} \tilde{A}_{21}(\beta) = -\frac{\beta \epsilon_1 \gamma_{1,m_1} \gamma_{2,m_2} E_{21}}{A_{T,21}\{(1-\beta)D_{21} + E_{21}\}} < 0 \quad (28)$$

로부터 알 수 있다. 따라서,  $\tilde{A}_{12}(0) > \tilde{A}_{21}(0)$ 이면 (등가적으로  $\mu_0 \leq -\frac{A_{T,12}\epsilon_1}{D_{21} + E_{21}}$  이면),

$\min(\tilde{A}_{12}(\beta), \tilde{A}_{21}(\beta))$ 는  $\beta = 0$ 에서 발생하고 따라서 최적해는  $\beta^* = 0$ 이다. 한편,  $\tilde{A}_{12}(1) < \tilde{A}_{21}(1)$ 이면

(등가적으로  $\mu_0 \geq \frac{A_{T,21}\epsilon_2}{D_{12} + E_{12}}$  이면),

$\min(\tilde{A}_{12}(\beta), \tilde{A}_{21}(\beta))$ 는  $\beta = 1$ 에서 발생하고 따라서 최적해는  $\beta^* = 1$ 이다. 그 외의 경우인

$\tilde{A}_{12}(0) > \tilde{A}_{21}(0)$ 와  $\tilde{A}_{12}(1) < \tilde{A}_{21}(1)$ 인 경우에는, 즉

$-\frac{A_{T,12}\epsilon_1}{D_{21} + E_{21}} < \mu_0 < \frac{A_{T,21}\epsilon_2}{D_{12} + E_{12}}$ 인 경우 최적해  $\beta^*$ 는

2차식

$$\Omega(\mu_0)\beta^2 + \Theta(\mu_0)\beta - \Xi(\mu_0) = 0 \quad (29)$$

를 만족해야 하며 따라서 (29)의 두 해

$$\beta = \frac{-\Theta(\mu_0) \pm \sqrt{\Theta^2(\mu_0) + 4\Omega(\mu_0)\Xi(\mu_0)}}{2\Omega(\mu_0)} \quad (30)$$

가운데에서  $0 \leq \beta \leq 1$ 에 있는 값을 고르면 식 (23)이 된다.

정리 1에서 제시하는 최적해는 직접 경로에 대한 순간 채널상태정보  $\gamma_{1,0}$ 와  $\gamma_{2,0}$ 가 필요하나 이에 대한 정보는 릴레이에서 직접 알 수가 없기 때문에 두 통신 선박  $T_1$ 과  $T_2$ 로부터 케환 받아야 한다. 이 때  $\gamma_{1,0}$ 와  $\gamma_{2,0}$ 가 영향을 미치는 값은 식 (22)의  $\mu_0$ 이며, 식에서 알 수 있듯이 직접 경로 채널 품질  $\gamma_{1,0}$ 와  $\gamma_{2,0}$ 의 선형 차이를 릴레이 채널 품질  $\gamma_{1,m_1}$ 와  $\gamma_{2,m_2}$ 의 곱으로 나눈 값이기 때문에 값의 크기가 매우 작을 것으로 예상된다. 따라서 본 논문에서는  $T_1$ 과  $T_2$ 에서 릴레이로의 피드백을 없애기 위해 식 (23)에서  $\mu_0$ 를 영 값으로 근사화한  $\beta^*_{\mu_0=0}$ 를 준최적 릴레이 전력 할당 값으로 제안한다.

즉 제안하는 준최적 릴레이 전력 할당은

$$\beta^* = \frac{-\Theta(0) + \sqrt{\Theta^2(0) + 4\Omega(0)\Xi(0)}}{2\Omega(0)} \quad (31)$$

으로 쓸 수 있으며,  $\Omega(0) = A_{T,21}\epsilon_2 A_{21} - A_{T,12}\epsilon_1 A_{12}$ ,  $\Theta(0) = A_{T,12}(A_{12} - B_{12})\epsilon_1 - A_{T,21}(A_{21} + B_{21})\epsilon_2$ , 그리고  $\Xi(\mu_0) = -A_{T,12}\epsilon_1 A_{12}$ 이다.

#### IV. 성능 도출

본 절에서는 선박의 송신 전력이  $P_1 = P_2 = P_R = P$ 로 같게 두고, 통신 선박간의 거리를  $d_0 = d_1 + d_2 = 1$ 로 정규화한 조건에서 성능을 도출한다. 성능 도출을 위한 기준 변수로 직접 경로의 평균 신호대잡음비  $\bar{\gamma}_0 = E[\gamma_{i,0}] = \frac{P}{\sigma^2}$ 를 이용하고, 경로 감쇄 지수  $\nu = 3.5$ 에 따라 릴레이 경로의 평균 신호대잡음비가  $\bar{\gamma}_{i,m} = E[\gamma_{i,m}] = \bar{\gamma}_0 d_i^\nu$ 로 결정된다.

먼저 그림 4는 세 단계 아날로그 네트워크 부호화에서 제안하는 전송률 인지 릴레이 전력 할당 기법과

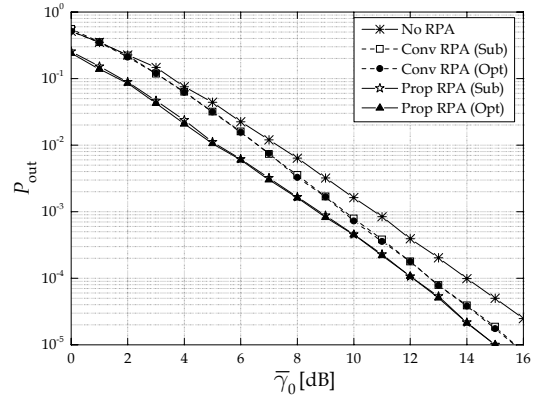


그림 4.  $R_{T,12} = 0.2$ bps/Hz,  $R_{T,21} = 0.8$ bps/Hz,  $M=2$ ,  $d_1 = d_2 = 0.5$ 일 때 기존 및 제안하는 릴레이 전력 할당 기법의 아웃리지 확률

Fig. 4. Outage probabilities of the conventional and the proposed relay power allocation scheme when  $R_{T,12} = 0.2$ bps/Hz,  $R_{T,21} = 0.8$ bps/Hz,  $M=2$ , and  $d_1 = d_2 = 0.5$

기존의 릴레이 전력 할당 기법 [12]의 성능을 직접 경로의 평균 신호대잡음비  $\bar{\gamma}_0$ 에 따라 보인 것이다. 그림에서 두 통신 선박의 전송률은  $R_{T,12} = 0.2$ bps/Hz과  $R_{T,21} = 0.8$ bps/Hz으로 다르며, 릴레이 안테나 수는  $M=2$ 이고 릴레이 위치는 두 통신 선박의 정중앙에 ( $d_1 = d_2 = 0.5$ ) 위치한다고 가정하였다. 그림에서 ‘Prop RPA (Opt)’와 ‘Prop RPA (Sub)’는 식 (23)과 (31)에 의한 본 논문에서 제안하는 전송률 인지 최적 및 준최적 릴레이 전력 할당 방식을 가리키고 ‘Conv RPA (Opt)’와 ‘Conv RPA (Sub)’는 [12]에서 제안하는 전송률을 고려하지 않은 릴레이 전력 할당 방식을 가리키며, ‘No RPA’는 전력 할당 없이  $\beta_1 = \beta_2 = 0.5$ 로 둔 경우를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안하는 전송률 인지 릴레이 전력 할당 방식은 기존의 릴레이 전력 할당 방식보다 우수한 성능을 보이고, 제안하는 준최적 기법은 최적 기법과 거의 비슷한 성능을 보임을 볼 수 있다.

그림 5는  $R_{T,12} = 0.2$ bps/Hz과  $R_{T,21} = 0.8$ bps/Hz이고, 릴레이가 정중앙에 위치할 때 ( $d_1 = d_2 = 0.5$ ),  $\bar{\gamma}_0$ 에 따른 아웃리지 확률을 릴레이 안테나 수  $M=2,4$ 에 대해 비교한 것이다. 기존 릴레이 방식과의 비교를 위해 본 논문에서 제안하는 세 단계 기법은 세 가지 전력 할당 기법과 [11]에서 제안한 두 단계 아날로그 네트워크 부호화 기법의 성능을 (‘Conv 2P’) 함께 보였다. 안테나 수가 증가함에 따라 다양성 이득으로 모든 기법의 성능이 향상되며 특히

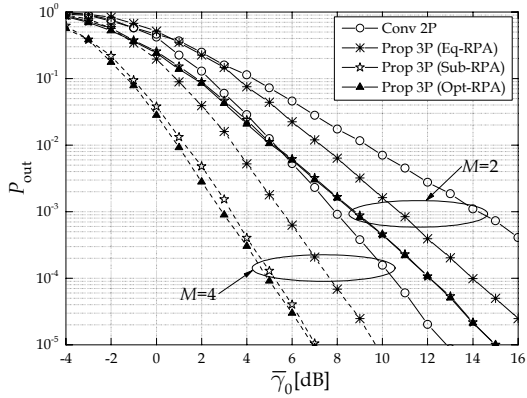


그림 5.  $R_{T,12} = 0.2 \text{ kps/Hz}$ ,  $R_{T,21} = 0.8 \text{ kps/Hz}$ 이고,  $d_1 = d_2 = 0.5$ 일 때의 아웃티지 확률  
Fig. 5. Outage probabilities when  $R_{T,12} = 0.2 \text{ kps/Hz}$ ,  $R_{T,21} = 0.8 \text{ kps/Hz}$ , and  $d_1 = d_2 = 0.5$

제안한 세 단계 기법이 기존의 두 단계 기법보다 향상된 다양성 이득을 제공함을 볼 수 있다. 또한, 제안한 세 단계 기법이 대역효율적 측면에서 두 단계 기법보다 떨어지더라도 전력 할당 및 안테나 선택을 통하여 성능을 보상 받을 수 있음을 알 수 있다. 부가적으로 제안한 세 단계 기법에서 릴레이 전력 할당을 적용할 경우 적용하지 않는 경우보다 약 2 ~ 3 dB의 성능 이득을 제공하며 준최적 릴레이 전력 할당 기법이 최적 릴레이 전력 할당 기법과 성능이 비슷함을 볼 수 있다.

그림 6과 그림 7은 각각 두 전송률이 대칭인 경우와 ( $R_{T,12} = R_{T,21} = 0.5 \text{ bps/Hz}$ ) 비대칭인 경우 ( $R_{T,12} = 0.2 \text{ bps/Hz}$ ,  $R_{T,21} = 0.8 \text{ bps/Hz}$ ) 대해서 릴

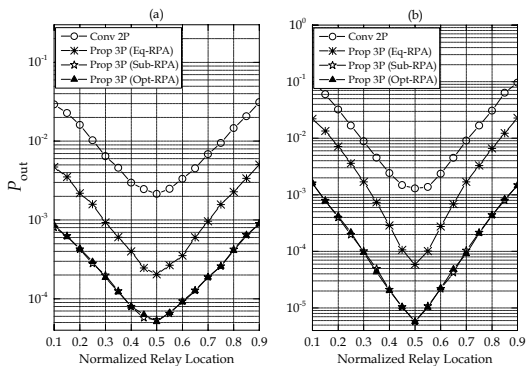


그림 6. 전송률이  $R_{T,12} = R_{T,21} = 0.5 \text{ kps/Hz}$  으로 대칭일 때 릴레이 위치  $d_1$ 에 따른 아웃티지 성능 (a)  $M=2$ 이고  $\bar{\gamma}_0 = 10 \text{ dB}$  (b)  $M=4$ 이고  $\bar{\gamma}_0 = 5 \text{ dB}$ .  
Fig. 6. Outage probabilities when  $R_{T,12} = R_{T,21} = 0.5 \text{ kps/Hz}$  (a)  $M=2$  and  $\bar{\gamma}_0 = 10 \text{ dB}$  (b)  $M=4$  and  $\bar{\gamma}_0 = 5 \text{ dB}$  in terms of the relay location  $d_1$

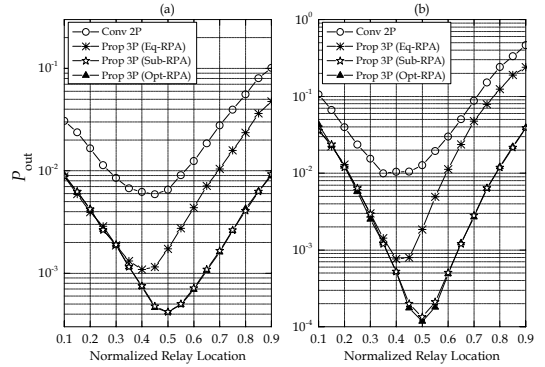


그림 7. 전송률이  $R_{T,12} = 0.2 \text{ kps/Hz}$ 이고  $R_{T,21} = 0.8 \text{ kps/Hz}$ 으로 비대칭일 때의 릴레이 위치  $d_1$ 에 따른 아웃티지 확률: (a)  $M=2$ 이고  $\bar{\gamma}_0 = 10 \text{ dB}$  (b)  $M=4$ 이고  $\bar{\gamma}_0 = 5 \text{ dB}$ .  
Fig. 7. Outage probabilities when  $R_{T,12} = 0.2 \text{ kps/Hz}$  and  $R_{T,21} = 0.8 \text{ kps/Hz}$  (a)  $M=2$  and  $\bar{\gamma}_0 = 10 \text{ dB}$  (b)  $M=4$  and  $\bar{\gamma}_0 = 5 \text{ dB}$  in terms of the relay location  $d_1$

레이 위치  $d_1$ 에 따른 아웃티지 확률을 보인 것이다. 그림 6(a)와 그림 7(a)는  $M=2$ 이고  $\bar{\gamma}_0 = 10 \text{ dB}$ 일 때의 성능이고, 그림 6(b)와 그림 7(b)는  $M=4$ 이고  $\bar{\gamma}_0 = 5 \text{ dB}$ 일 때의 성능이다. 두 통신 선박의 전송률이 같은 경우 모든 기법이 릴레이 위치가 정중앙에 있을 때 가장 좋은 성능을 제공함을 볼 수 있다. 그러나 두 통신 선박의 전송률이 다른 경우 기존의 두 단계 방식과 릴레이 전력 할당이 없는 세 단계 방식의 경우 두 방향의 성능이 비슷하게 되는  $d_1 \approx 0.3$ 에서 가장 좋은 성능을 보이지만, 제안하는 릴레이 전력 할당 방식을 적용하면  $R \rightarrow T_1$  성능을 향상시킴으로서  $d_1 \approx 0.5$ 에서 가장 좋은 성능을 보인다.

## V. 결론

본 논문은 선단에서 데이터 전송률이 다른 두 통신 선박이 다중 안테나 릴레이 선박의 도움으로 데이터를 교환할 때 이용 가능한 전송률-인지 세 단계 아날로그 네트워크 부호화 기법을 제안하였다. 제안 기법은 통신 선박의 신호 전송을 다른 단계에 구현함으로써 수신 신호 전력만으로 수신 및 송신 안테나를 선택 가능하게 하였다. 또한, 통신 선박의 서로 다른 전송률을 인지하여 아웃티지 확률을 최적화하는 전송률 인지 릴레이 전력 할당 값을 유도하는 한편, 직접 경로 채널 상태 정보 없이 구현 가능한 실용적인 준최적 릴레이 전력 기법을 함께 제안하였다. 모의실험 결과 제안하는 전송률 인지 릴레이 전력 할당 기법이 기존

의 릴레이 전력 할당 기법보다 우수한 성능을 보이는 한편, 제안하는 준최적 기법의 성능이 최적 기법과 비슷한 성능을 제공함을 보였다. 또한 제안 기법은 기존의 두 단계 아날로그 네트워크 부호화 기법보다 우수한 성능을 보였다.

### References

[1] IALA, "IALA maritime radio communications plan," 2011, www.iala-aism.org.

[2] EUREKA, E! 3194 FORCE8, Retrieved Apr, 16, 2013, from http://www.eurekanetwork.org

[3] 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/

[4] J. Anh, B. Kim, H. Shin, I. Kim, N. Jang, and W. Jeon, *Actuality and Efficiency of Utilization of Marine Safety Wireless Facility and Research of Spectrum*, National Radio Research Agency, Nov. 2013.

[5] L. Anh, J. B. Park, Y. O Cho, M. A. Jeong, S. R. Lee, and Y. H. Kim, "Self-interference cancellation-aided relay beamforming for multi-way relaying systems," *J. KICS*, vol. 38C, no. 4, pp. 378-386, Apr. 2013.

[6] P. Larsson, N. Johansson, and K. Sunell, "Coded bi-directional relaying," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 851-855, Melbourne, Australia, 2006.

[7] B. Rankov and A. Wittneben, "Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 25, no. 2, pp. 379-389, Feb. 2007.

[8] P. Popovski and T. K-Akino, *Coded Bidirectional Relaying in Wireless Networks in New Directions in Wireless Communications Research*. NY: Springer, 2009.

[9] E. S. Lo and K. B. Letaief, "Design and outage performance analysis of relay-assisted two-way wireless communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 4, pp. 1163-1174, Apr. 2011.

[10] C. Zhang, J. Ge, J. Li, and Y. Hu, "Fairness-aware power allocation for asymmetric two-way AF relaying networks," *Elect. Lett.*, vol. 48, no. 15, pp. 959-961, Jul. 2012.

[11] F. Gong and J. Zhang, "Distributed concatenated Alamouti codes for two-way relaying networks," *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 1, no. 3, pp. 197-200, Jun. 2012.

[12] J. C. Park, I. Song, and Y. H. Kim, "Outage-optimal allocation of relay power for analog network coding with three transmission phases," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 16, no. 6, pp. 838-841, Jun. 2012.

[13] G. Li, Y. Wang, and P. Zhang, "Linear MMSE processing design for 3-phase two-way cooperative MIMO relay systems," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 19, no. 7, pp. 443-446, Jul. 2012.

[14] H. Ryu and C. G. Kang, "Modulation scheme for network-coded bi-directional relaying over an asymmetric channel," *J. KICS*, vol. 37B, no. 2, pp. 97-109, Feb. 2012.

[15] H. Ryu, J. Lee, and C. G. Kang, "Network-coded bi-directional relaying over an asymmetric channel," *J. KICS*, vol. 38B, no. 3, pp. 172-179, Mar. 2013.

[16] T. M. Cover and J.A. Thomas, *Elements of Information Theory*, 2<sup>nd</sup> Ed., Wiley, Hoboken, NJ, 2006.

[17] J. Choi, *Optimal Combining and Detection*, UK: Cambridge Univ. Press, 2010.

왕진수 (Jinsoo Wang)



2009년 2월: 경희대학교 전파통신공학과 (공학사)  
 2011년 2월: 경희대학교 전자전파공학과 (공학석사)  
 2011년 3월~현재: 경희대학교 전자전파공학과 박사과정  
 <관심분야> MIMO-OFDM, 협력통신, 차세대 이동통신



**김 선 용 (Sun Yong Kim)**



1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사(최우 등)  
 1993년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
 1995년 8월: 한국과학기술원 전자전산학과 박사

1995년 4월~1996년 3월: 동경대학교 생산기술연구소 박사연구원  
 1996년 9월~1998년 12월: 한국전자통신연구원 초빙연구원  
 1996년 3월~2001년 8월: 한림대학교 정보통신공학부 전임강사, 조교수  
 2001년 8월~현재: 건국대학교 전자공학부 조교수, 부교수, 교수  
 1990년: IEEE Korea Section 학생논문대회 우수상 받음.  
 1992년~1993년: IEEE Communication Society 장학금 받음.  
 대한전자공학회, 한국통신학회 중신회원, IEEE 선임회원  
 <관심분야> 통계학적 신호처리, 이동통신, 통신이론.

**정 민 아 (Min-A Jeong)**



1992년 2월: 전남대학교 전산 통계학과 학사  
 1994년 2월: 전남대학교 전산 통계학과 이학석사  
 2002년 2월: 전남대학교 전산 통계학과 이학박사  
 2002년 2월~2003년 2월: 광주

과학기술원 정보통신공학과 Post-Doc  
 2011년 9월~2013년 2월: Cleveland Clinic Research  
 2005년 3월~현재: 목포대학교 컴퓨터공학과 부교수  
 <관심분야> 데이터베이스/데이터마이닝, 생체인식시스템, 무선통신응용분야, 임베디드시스템

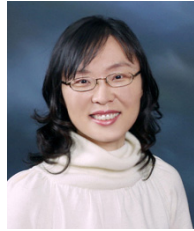
**이 성 로 (Seong Ro Lee)**



1987년 2월: 고려대학교 전자공학과 학사  
 1990년 2월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사  
 1996년 8월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 박사  
 2005년 3월~현재: 목포대학교 정

보전자공학과 교수  
 <관심분야> 디지털통신시스템, 이동 및 위성통신시스템, USN/텔레미틱스응용분야, 임베디드시스템, 생체인식시스템

**김 윤 희 (Yun Hee Kim)**



1995년 2월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사  
 1997년 2월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사  
 2000년 1월~2000년 4월, 2011년 1월~2012년 1월: UCSD 방문연구원

2000년 8월: 한국과학기술원 전자전산학과 박사  
 2000년 9월~2004년 8월: 한국전자통신연구원 선임연구원  
 2004년 9월~현재: 경희대학교 전자전파공학과 교수  
 2006년 1월~현재: IEEE 준석학회원, 한국통신학회 논문지 편집위원  
 <관심분야> 이동/무선 통신, 통신이론, 통계학적인호처리, 부호이론