

디코딩 후 전달방식에서 최적의 중계노드 선택방법에 대한 링크레벨 성능분석

정회원 이인호*, 김동우**

Performance Analysis of Decode-and-Forward Relaying Based on Optimal Relay Selection

In-Ho Lee*, Dongwoo Kim** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 디코딩 후 전달 시스템을 위한 최적의 중계노드 선택방법을 제안한다. 그 최적의 중계노드 선택 방법은 디코딩 후 전달 시스템에서 신호 중계를 위해 사용되는 시간슬롯을 최소화하고 최종 신호 대 잡음비를 최대화한다. 그러나, 중계노드 선택을 위한 시스템의 오버 헤드가 요구된다. 독립적이고 동일한 레일레이 분포를 따르는 채널들을 가정하여, 제안된 최적의 중계노드 선택방법 기반의 디코딩 후 전달방식에 대한 용량 저하 확률과 평균 비트 오차율의 식들을 유도하고, 그 식들의 수치적 결과와 시뮬레이션 결과를 비교하여 수식들을 검증한다. 중계노드의 개수가 각각 2, 4, 8이고 오버 헤드에 대한 시간슬롯의 개수가 각각 1, 2, 4일 때, 제안된 방식은 기존의 디코딩 후 전달방식보다 1% 비트 오차율에서 각각 1 dB, 2 dB, 3 dB의 이득이 있고, 1 bps/Hz에 대한 1% 용량 저하 확률에서 각각 0.5 dB, 4 dB, 12 dB의 이득이 있다.

Key Words : Optimal relay selection, Decode-and-forward, Outage probability, Bit error rate

ABSTRACT

In this paper, we propose an optimal relay selection scheme for decode-and-forward relaying systems. The optimal relay selection minimizes the number of time slots used to relay source's signal and maximizes an end-to-end signal-to-noise ratio. However, decode-and-forward relaying systems require additional overhead for the optimal relay selection. Assuming independent and identically distributed Rayleigh fading channels, we provide exact and closed-form expressions for the outage probability of capacity and the bit error rate for decode-and-forward relaying systems with the optimal relay selection. It is shown that the analytic results are perfectly matched with the simulated ones. When the numbers of relay nodes are 2, 4, and 8, and the numbers of time slots for overhead are 1, 2, and 4, respectively, the proposed system achieves 1 dB, 2 dB, and 3 dB gains at 1% bit error rate, respectively, and 0.5 dB, 4 dB, and 12 dB gains at 1% outage probability for 1 bps/Hz, respectively, over the conventional decode-and-forward relaying system.

1. 서 론

무선 시스템에서 다이버시티의 이용은 페이딩의 영향을 완화시킨다. 이 개념은 소스노드와 목적지노

드간의 독립적인 다중의 페이딩 경로들을 필요로 한다. 공간 다이버시티는 송수신기에 여러 개의 안테나를 설치하여 다중의 통신 경로들을 생성하는 방법으로 널리 알려져 있다. 그러나, 현실적으로 모

* 본 연구는 2007년도 2단계 두뇌한국21 사업에 의해 지원되었습니다.

* 한양대학교 전자전기계어계측공학과 이동통신망연구소 (inho@wnl.hanyang.ac.kr),

** 한양대학교 전자컴퓨터공학부 부교수 (dkim@hanyang.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-09-438, 접수일자 : 2007년 9월 28일, 최종논문접수일자 : 2007년 12월 17일

바일노드에는 다중의 안테나를 설치할 수 있는 공간이 부족하다. 따라서, 최근에 소스노드와 목적지 노드사이의 중계노드로서 모바일노드들을 이용하는 시스템이 제안되어 왔다^{[1][3]}. 그 시스템은 공간 다이버시티의 새로운 형태인 협력적 다이버시티를 이용한다. 즉, 중계노드들의 안테나들과 주파수 혹은 시간 자원들을 공유함으로써 가상의 안테나 배열을 생성하여 다이버시티를 이용한다.

본 논문은 다양한 중계 프로토콜들 중에서 디코딩 후 전달 방식^[2]에 초점을 둔다. 디코딩 후 전달 방식에서, 중계노드들은 소스로부터 브로드캐스트된 하나의 심볼을 수신하여 복조 및 디코딩한다. 그리고, 다시 인코딩하여 그 심볼을 목적지노드로 전송한다. 목적지노드에서는 소스노드와 중계노드들로부터 수신된 독립적인 다중의 신호들을 조합 기술을 이용하여 결합한다. 여기서, 수신된 다중의 신호들은 소스노드의 하나의 송신 심볼에 대한 여러 경로의 수신신호들을 의미한다. 본 논문에서는 결합된 신호의 신호 대 잡음비를 최대화시키는 최대 비율 조합 (maximal ratio combining)^[4]을 이용한다.

디코딩 후 전달방식의 링크 레벨 성능은 용량 저하 확률(outage probability)^{[5],[6]}과 평균 비트 오차율^[8]로 분석 및 평가되어 왔다. 기존의 디코딩 후 전달 방식은 중계노드의 개수가 증가함에 따라 용량 저하 확률이 크게 증가한다. 그 이유는 목적지노드에서 수신되는 신호들의 직교성(orthogonality)을 유지하기 위하여 중계노드의 개수만큼의 시간슬롯이 요구되기 때문이다. 본 논문에서는 시간슬롯 자원의 낭비를 최소화하고 최종 신호 대 잡음비를 최대화 하는 최적의 중계노드 선택방법을 제안한다. 그 최적의 중계노드 선택방법은 소스노드의 신호를 성공적으로 디코딩할 수 있는 중계노드들중에서 채널상태가 가장 좋은 하나의 중계노드를 선택하는 것이다. 제안된 중계노드 선택방법 기반의 시스템과 기존의 디코딩 후 전달 시스템을 공평하게 비교하기 위하여 중계노드 선택을 위해 요구되는 시스템의 오버 헤드를 고려한다.

본 논문에서는 독립적이고 동일한 레일레이 분포를 따르는 채널들을 가정하여, 제안된 최적의 중계노드 선택방법 기반의 디코딩 후 전달방식에 대한 용량 저하 확률과 평균 비트 오차율의 식들을 유도한다. 평균 비트 오차율에서 고려된 변조방식들은 각각 PAM (Pulse Amplitude Modulation), QAM (Quadrature Amplitude Modulation), PSK (Phase Shift Keying)이다. 그 유도된 식들의 수치적 결과

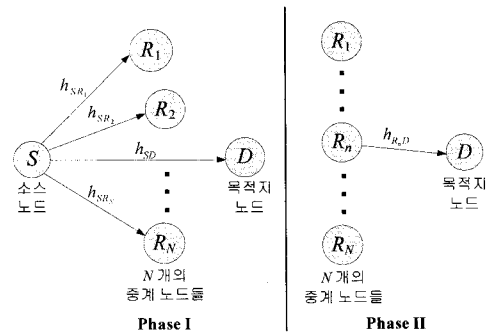


그림 1. 하나의 중계노드를 선택하여 이용하는 디코딩 후 전달 시스템

들과 시뮬레이션 결과들을 비교하여 수식들을 검증한다. 중계노드의 개수가 각각 2, 4, 8이고 오버 헤드에 대한 시간슬롯의 개수가 각각 1, 2, 4일 때, 제안된 방식은 기존의 디코딩 후 전달방식보다 1% 비트 오차율에서 각각 1 dB, 2 dB, 3 dB의 이득이 있고, 1 bps/Hz에 대한 1% 용량 저하 확률에서 각각 0.5 dB, 4 dB, 12 dB의 이득이 있다.

II. 시스템 모델

시간슬롯의 낭비를 최소화하기 위하여 그림 1과 같이 N 개의 중계노드들중에서 하나의 중계노드만을 선택하여 이용하는 디코딩 후 전달 시스템을 고려한다. Phase I에서 소스노드는 하나의 시간슬롯 동안 목적지노드와 N 개의 중계노드들에게 송신심볼을 브로드캐스트 한다. 그 다음으로, Phase II에서 N 개의 중계노드들중 디코딩 셀에 포함되는 중계노드들과 목적지노드간의 채널상태를 보고 가장 좋은 채널상태를 갖는 중계노드를 선택하여 하나의 시간슬롯 동안 소스노드의 심볼을 목적지노드로 전송한다. 여기서, 디코딩 셀 C_D 는 소스노드의 메시지를 성공적으로 디코딩할 수 있는 중계노드들의 셀을 의미하며^{[5],[6],[8]}, 그 디코딩 셀 C_D 는 전체 중계노드의 셀 $C = \{R_1, R_2, \dots, R_N\}$ 의 부분셀이다. 목적지노드는 Phase I과 Phase II에서 수신된 신호들을 최대 비율 조합하여 최종 수신신호를 얻는다.

Phase I에서 소스노드와 목적지노드간의 복소채널계수는 h_{SD} 이고, 소스노드와 n 번째 중계노드간의 복소채널계수는 h_{SR_n} 이다. Phase II에서 n 번째 중계노드와 목적지노드간의 복소채널계수는 h_{R_nD} 이다. 노드들간의 모든 채널들은 상호 독립적인 레일레이 분포를 따른다고 가정한다. 따라서, 그 채널들의 전

력은 각각 $x_0 = |h_{SD}|^2$, $\hat{x}_n = |h_{SR_n}|^2$, $x_n = |h_{R_nD}|^2$ 이고 그것들은 서로 독립적인 지수분포를 따른다. 본 논문에서는 x_0 와 x_n , $n=1,2,\dots,N$ 의 평균이 λ 으로 동일하다고 가정하고, \hat{x}_n , $n=1,2,\dots,N$ 의 평균은 $\hat{\lambda}$ 으로 동일하다고 가정한다. 또한, 수신기인 중계노드들과 목적지노드가 그것들의 각 수신신호에 대한 채널상태정보를 완벽하게 알고 있다고 가정하고, 송신기인 중계노드들과 소스노드는 채널상태정보를 모른다고 가정한다. 그러므로, Phase II에서의 중계노드 선택정보는 두 번째 홉 (즉, 중계노드들과 목적지노드간의 링크)의 채널상태를 알 수 있는 목적지노드로부터 중계노드들로 전달되어야 한다. 이러한 절차는 시스템의 오버 헤드를 증가시킨다. 이 오버 헤드에 관한 토의는 III장 1절에서 할 것이다.

본 논문에서 제안된 중계노드 선택방법이 최종 수신 신호 대 잡음비를 최대화시키는 최적의 방법임을 아래의 Lemma 1에서 보인다.

Lemma 1: 디코딩 셀이 K 개의 중계노드들로 구성된 $C_D = \{R_1, R_2, \dots, R_K\}$ 이라 하자. 중계노드들의 총 송신전력의 합이 소스노드의 송신전력과 동일하다고 가정하고, 소스노드와 중계노드들로부터 수신된 모든 신호들이 목적지노드에서 최대 비율 조합이 된다고 가정하면, 두 번째 홉에서 가장 좋은 채널상태를 갖는 중계노드 하나를 선택하는 것이 최종 수신 신호 대 잡음비를 최대화시키는 최적의 중계노드 선택방법이다.

증명: 최종 수신 신호 대 잡음비를 최대화시키는 최적화 문제를 다음과 같이 공식화 할 수 있다.

$$\max \frac{P}{\sigma^2} x_0 + \sum_{k=1}^K \frac{P_k}{\sigma^2} x_k \quad (1)$$

여기서, 제약식으로는 $\sum_{k=1}^K P_k = P$ 와 $0 \leq P_k \leq P$, $k=1,2,\dots,K$ 이 있다. P 는 중계노드들의 총 송신전력의 합이고, P_k 는 k 번째 중계노드의 송신전력이고, σ^2 은 목적지노드의 잡음전력이다. x_1 이 가장 큰 채널 전력 값이라 하자. 제약식을 $P_1 = P - \sum_{k=2}^K P_k$ 으로 고치고, 식 (1)에 대입하면 다음과 같다.

$$\max \frac{P}{\sigma^2} x_0 + \frac{P}{\sigma^2} x_1 - \sum_{k=2}^K \frac{P_k}{\sigma^2} (x_1 - x_k) \quad (2)$$

식 (2)에서, $(x_1 - x_k) > 0$, $k=2,3,\dots,K$ 이다. 그러므로, 식 (2)는 $\sum_{k=2}^K \frac{P_k}{\sigma^2} (x_1 - x_k) = 0$ 일 때 최대화되고, 그것은 $P_2 = P_3 = \dots = P_K = 0$ 일 때 만족된다. 결론적으로, 본 논문에서 고려된 중계 시스템에서는 디코딩 셀내의 중계노드들중 두 번째 홉에서 가장 좋은 채널 전력을 갖는 하나의 중계노드를 선택하는 것이 최적의 중계노드 선택방법이다.

본 논문에서 고려된 시스템에서는 소스노드의 송신전력이 선택된 중계노드의 송신전력과 동일하다고 가정하여 소스노드와 선택된 중계노드의 송신 신호 대 잡음비가 $SNR = P/\sigma^2$ 으로 같다.

III. 최적의 중계노드 선택방법 기반의 디코딩 후 전달 시스템의 성능 분석

본 장에서는 최적의 중계노드 선택방법 기반의 디코딩 후 전달 시스템에 대한 용량 저하 확률의 식과 다양한 변조방식들에 대한 비트 오차율의 식을 유도한다. 본 장에서 수학적 분석의 편의를 위하여 전체 중계노드 셀인 C 와 디코딩 셀인 C_D 의 원소들을 중계노드들의 인덱스들로만 표현한다. 즉, $C = \{1, 2, \dots, N\}$ 이 된다.

3.1 용량 저하 확률의 분석

II장에서 언급한 것처럼 최적의 중계노드를 선택하기 위해서는 목적지노드가 중계노드들과의 채널상태정보를 비교하여 가장 좋은 채널상태를 갖는 중계노드를 선택하여 그 선택정보를 디코딩 셀내의 모든 중계노드들에게 알려주어야 한다. 그렇게 해야만 충돌없이 선택된 노드만 송신을 할 수 있다. 이러한 절차의 수행을 위해서는 시스템의 오버헤드가 필수적으로 요구된다. 본 논문에서는 이러한 절차를 위한 정확한 오버헤드 계산을 수행하지 않는다. 그 대신으로, 가장 좋은 채널상태를 갖는 중계노드를 정확하게 선택하기 위해 요구되는 시스템의 오버헤드를 변수 α 로 두어 그 변수에 대한 성능변화를 분석한다.

[3]을 이용하여, 최적의 중계노드 선택 기반의 디코딩 후 전달 방식에 대한 용량을 다음과 같이 표현한다.

$$I = \frac{1}{\alpha+2} \log(1 + SNR(x_0 + x_{C_D})) \quad (3)$$

여기서, $x_{C_D} = \max_{i \in C_D} \{x_i\}$ 이고, 분모의 $\alpha+2$ 는 최적의 중계노드 선택 기반의 디코딩 후 전달 방식

에서 총 요구되는 시간슬롯의 개수를 의미한다. 용량 저하 확률은 용량 I 가 요구되는 전송율 R 보다 낮아질 확률로서 정의되며, 다음과 같이 표현된다^[6].

$$P_{out}(R) = \sum_{C_D} \Pr\{I < R | C_D\} \Pr\{C_D\} \quad (4)$$

여기서, $\Pr\{C_D\}$ 는 디코딩 셀 C_D 가 발생할 확률이다. 채널들이 독립적이고 동일한 확률 분포를 따른다는 가정으로부터, 식 (4)는 다음과 같이 표현된다.

$$P_{out}(R) = \Pr\{x_0 < r | C_D = 0\} \Pr\{|C_D| = 0\} + \sum_{n=1}^N \binom{M}{n} \Pr\{x_0 + x_{C_D} < r | C_D = n\} \Pr\{|C_D| = n\} \quad (5)$$

여기서, $r = (2^{R(\alpha+2)} - 1) / SNR$ 이고, $|C_D|$ 는 디코딩 셀 C_D 의 원소 개수를 의미한다.

랜덤 변수인 x_0, x_1, \dots, x_N 은 독립적이고 평균이 λ 인 지수분포를 따르므로, x_0 의 모멘트 생성함수는 $M_{x_0}(s) = 1/(\lambda s + 1)$ 이고, $|C_D| = n$ 일 때 x_{C_D} 의 확률밀도함수는 다음과 같다^[7].

$$f_{x_{C_D}}(x) = \frac{n}{\lambda} \sum_{i=0}^{n-1} \binom{n-1}{i} (-1)^i e^{-x(i+1)/\lambda} \quad (6)$$

식 (6)에 라플라스 변환을 적용하면, x_{C_D} 의 모멘트 생성함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$M_{x_{C_D}}(s) = n \sum_{i=0}^{n-1} \binom{n-1}{i} (-1)^i \frac{1}{\lambda s + i + 1} \quad (7)$$

$z_{C_D} = x_0 + x_{C_D}$ 라 하자. x_0 와 x_{C_D} 의 모멘트 생성함수를 이용하여 z_{C_D} 의 모멘트 생성함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$M_{z_{C_D}}(s) = M_{x_0}(s) \cdot M_{x_{C_D}}(s) = \frac{n}{(\lambda s + 1)^2} + n \sum_{i=1}^{n-1} \binom{n-1}{i} \frac{(-1)^i}{(\lambda s + i + 1)(\lambda s + 1)} \quad (8)$$

식 (8)에 라플라스 역변환을 적용하여 얻어진 확률 밀도함수를 적분하여 아래의 누적분포함수를 구할 수 있다.

$$F_{z_{C_D}}(r) = \Pr\{z_{C_D} < r | |C_D| = n\} = n \left(1 - \left(1 + \frac{r}{\lambda} \right) e^{-r/\lambda} \right) + n \sum_{i=1}^{n-1} \binom{n-1}{i} \frac{(-1)^i}{i+1} \times \left\{ 1 + \frac{1}{i} \left(e^{-(i+1)r/\lambda} - (i+1)e^{-r/\lambda} \right) \right\} \quad (9)$$

랜덤변수인 $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_N$ 은 독립적이고 평균이 λ 인 지수분포를 따르므로, $\Pr\{|C_D| = n\}$ 은 다음과 같이 얻어진다.

$$\Pr\{|C_D| = n\} = \prod_{i \in C_D} \Pr\{\hat{x}_i \geq r\} \prod_{i \notin C_D} \Pr\{\hat{x}_i < r\} = e^{-nr/\lambda} (1 - e^{-r/\lambda})^{N-n} \quad (10)$$

식 (5)에서 디코딩 셀이 존재하지 않는 경우에 대한 확률 식들은 각각 다음과 같이 구해진다.

$$\Pr\{x_0 < r | |C_D| = 0\} = 1 - e^{-r/\lambda} \quad (11)$$

$$\Pr\{|C_D| = 0\} = \prod_{i=1}^N \Pr\{\hat{x}_i < r\} = (1 - e^{-r/\lambda})^N \quad (12)$$

최종적으로, 식 (9)~식 (12)를 식 (5)에 대입하면 용량 저하 확률 식을 구할 수 있다.

3.2 다양한 변조방식에 대한 비트 오차율의 분석
채널들이 독립적이고 동일한 확률 분포를 따르는 가정으로부터, 최적의 중계노드 선택 기반의 디코딩 후 전달 시스템의 비트 오차율은 다음과 같이 표현된다^[8].

$$\overline{P_b^U} = \sum_{n=0}^N \binom{M}{n} \overline{B_D^U}(|C_D| = n) \Pr^U\{|C_D| = n\} \quad (13)$$

여기서, $U \in \{PAM, QAM, PSK\}$ 는 변조방식을 의미하고, $\overline{B_D^U}(|C_D| = n)$ 은 디코딩 셀의 원소 개수가 n 개일 때의 변조방식 U 에 대한 최종 비트 오차율을 의미한다. $\Pr^U\{|C_D| = n\}$ 은 변조방식 U 에 대하여 디코딩 셀의 원소 개수가 n 개일 확률을 의미한다. 본 논문에서는 하나의 시간슬롯 동안 변조된 하나의 심볼이 전송된다고 가정한다. 그러므로, $\Pr^U\{|C_D| = n\}$ 은 다음과 같이 구해진다^[8].

$$\Pr^U\{|C_D| = n\} = (1 - S^U)^n (S^U)^{N-n} \quad (14)$$

여기서, $\overline{S^U}$ 은 U 로 변조된 심볼이 소스노드로부터 전송되어 중계노드에서 수신될 때의 심볼 오차율을 의미하고, M -ary 변조에 대하여 $\overline{S^U}$ 은 다음과 같이 표현된다^[8].

$$\overline{S^U} = 1 - (1 - \overline{B^U})^{\log_2 M} \quad (15)$$

여기서, $\overline{B^U}$ 은 중계노드에서 수신된 U 변조 심볼의 비트 오차율을 의미한다. $\overline{B^{PAM}}$, $\overline{B^{QAM}}$, $\overline{B^{PSK}}$ 는 각각 [8]에서 주어진 식 (7), 식 (8), 식 (12)에 λ 를 적용하여 구해진다. 이 식들을 식 (14)와 식 (15)에 대입하면 $\Pr^U\{|C_D|=n\}$ 을 얻을 수 있다. 이렇게 얻어진 $\Pr^U\{|C_D|=n\}$ 와 아래의 절들에서 유도하는 각 변조방식에 대한 $\overline{B_D^U}(|C_D|=n)$ 을 식 (13)에 대입하면 최종 비트 오차율 식을 얻을 수 있다.

3.2.1 PAM과 QAM에 대한 비트 오차율의 분석

$\Gamma_{C_D} = \frac{SNR}{\log_2 M}(x_0 + x_{C_D})$ 라 하자. 식 (8)로부터, $|C_D|=n$ 일 때 Γ_{C_D} 의 모멘트 생성함수는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} M_{\Gamma_{C_D}}(s) &= \frac{n}{\left(\frac{SNR \cdot \lambda}{\log_2 M} s + 1\right)^2} + n \sum_{i=1}^{n-1} \binom{n-1}{i} (-1)^i \\ &\times \left[\frac{1}{i} \left(\frac{SNR \cdot \lambda}{\log_2 M} s + 1\right)^{-1} \right. \\ &\left. - \frac{1}{i(i+1)} \left(\frac{SNR \cdot \lambda}{(i+1)\log_2 M} s + 1\right)^{-1} \right] \quad (16) \end{aligned}$$

식 (16)을 이용하여 [8]의 분석을 따르면, $|C_D|=n$ 일 때의 M -ary PAM과 M -ary QAM에 대한 최종 비트 오차율을 다음과 같이 얻는다.

$$\begin{aligned} \overline{B_D^{PAM}}(|C_D|=n) &= \frac{n}{M \log_2 M} \sum_{m=1}^{\log_2 M} \left[\sum_{j=0}^{(1-2^{-m})M-1} K_{M,j}(m) \right. \\ &\times \left\{ 1 - \Omega_{M,j}(SNR \cdot \lambda) \left(\frac{3}{2} - \frac{1}{2} \Omega_{M,j}^2(SNR \cdot \lambda) \right) \right. \\ &+ \sum_{i=1}^{n-1} \binom{n-1}{i} (-1)^i \left(\frac{1}{i} (1 - \Omega_{M,j}(SNR \cdot \lambda)) \right. \\ &\left. \left. - \frac{1}{i(i+1)} (1 - \Omega_{M,j,i}(SNR \cdot \lambda)) \right) \right\} \quad (17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{B_D^{QAM}}(|C_D|=n) &= \frac{n}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{m=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \left[\sum_{j=0}^{(1-2^{-m})\sqrt{M}-1} K_{\sqrt{M},j}(m) \right. \\ &\times \left\{ 1 - \Omega_{\sqrt{M},j}(SNR \cdot \lambda) \left(\frac{3}{2} - \frac{1}{2} \Omega_{\sqrt{M},j}^2(SNR \cdot \lambda) \right) \right. \\ &+ \sum_{i=1}^{n-1} \binom{n-1}{i} (-1)^i \left(\frac{1}{i} (1 - \Omega_{\sqrt{M},j}(SNR \cdot \lambda)) \right. \\ &\left. \left. - \frac{1}{i(i+1)} (1 - \Omega_{\sqrt{M},j,i}(SNR \cdot \lambda)) \right) \right\} \quad (18) \end{aligned}$$

여기서,

$$K_{M,j}(m) = (-1)^{\lfloor \frac{j2^{m-1}}{M} \rfloor} \left(2^{m-1} - \left\lfloor \frac{j2^{m-1}}{M} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right)$$

$$L_{M,j} = (2j+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M^2 - 1}},$$

$$\Omega_{M,j}(\beta) = \sqrt{\frac{L_{M,j}^2 \beta}{\log_2 M + L_{M,j}^2 \beta}},$$

$$\Omega_{M,j,i}(\beta) = \sqrt{\frac{L_{M,j}^2 \beta}{(i+1) \log_2 M + L_{M,j}^2 \beta}},$$

$$\Omega_{\sqrt{M},j}(\beta) = \sqrt{\frac{L_{\sqrt{M},j}^2 \beta}{\log_2 M + L_{\sqrt{M},j}^2 \beta}},$$

$$\Omega_{\sqrt{M},j,i}(\beta) = \sqrt{\frac{L_{\sqrt{M},j}^2 \beta}{(i+1) \log_2 M + L_{\sqrt{M},j}^2 \beta}} \quad \text{이다.}$$

$\overline{B_D^{PAM}}(|C_D|=0)$ 과 $\overline{B_D^{QAM}}(|C_D|=0)$ 은 $\overline{B^{PAM}}$ 과 $\overline{B^{QAM}}$ 에 λ 를 적용하여 구할 수 있다.

3.2.2 PSK에 대한 비트 오차율의 분석

식 (16)에 라플라스 역변환을 적용하여, $|C_D|=n$ 일 때 Γ_{C_D} 의 확률밀도함수를 다음과 같이 구한다.

$$\begin{aligned} f_{\Gamma_{C_D}}(x) &= n \left(\frac{\log_2 M}{SNR \cdot \lambda} \right)^2 x e^{-\frac{x \log_2 M}{SNR \cdot \lambda}} \\ &+ \frac{n \log_2 M}{SNR \cdot \lambda} \sum_{i=1}^{n-1} \binom{n-1}{i} \frac{(-1)^{i+1}}{i} \\ &\times \left(e^{-\frac{x(i+1) \log_2 M}{SNR \cdot \lambda}} - e^{-\frac{x \log_2 M}{SNR \cdot \lambda}} \right) \quad (19) \end{aligned}$$

식 (19)를 이용하여 [9]의 분석을 따르면, $|C_D|=n$ 일 때의 M -ary PSK에 대한 최종 비트 오차율을 다음과 같이 얻는다.

$$\overline{B_D^{PSK}}(|C_D|=n) = \frac{n}{\log_2 M} \sum_{j=1}^M e_j \Pr\{\theta \in \Theta_j; |C_D|=n\} \quad (20)$$

여기서, e_j 는 영역 Θ_j 내에서 비트 오차의 개수이고, $\Theta_j = [(2j-3)\pi/M, (2j-1)\pi/M]$, $j=1, \dots, M/2$ 이다.

$$\begin{aligned} \Pr\{\theta \in [\theta_L, \theta_U]; |C_D|=n\} = & \frac{\theta_U - \theta_L}{2\pi} + \frac{1}{2}\zeta_{U,0} \left\{ \left[\frac{1}{2} + \frac{\tan^{-1}(\xi_{U,0})}{\pi} \right] \left(1 + \frac{1}{2(\omega_{U,0}^2 + 1)} \right) \right. \\ & \left. + \frac{\sin(\tan^{-1}(\xi_{U,0})) \cdot \cos(\tan^{-1}(\xi_{U,0}))}{2\pi(\omega_{U,0}^2 + 1)} \right\} \\ & - \frac{1}{2}\zeta_{L,0} \left\{ \left[\frac{1}{2} + \frac{\tan^{-1}(\xi_{L,0})}{\pi} \right] \left(1 + \frac{1}{2(\omega_{L,0}^2 + 1)} \right) \right. \\ & \left. + \frac{\sin(\tan^{-1}(\xi_{L,0})) \cdot \cos(\tan^{-1}(\xi_{L,0}))}{2\pi(\omega_{L,0}^2 + 1)} \right\} \\ & + \sum_{i=1}^{n-1} \binom{n-1}{i} \frac{(-1)^{i+1}}{i} \left[\left(\frac{1}{i+1} \right) \left\{ \frac{\theta_U - \theta_L}{2\pi} + \frac{1}{2}\zeta_{U,i} \right. \right. \\ & \left. \left. \times \left(\frac{1}{2} + \frac{\tan^{-1}(\xi_{U,i})}{\pi} \right) - \frac{1}{2}\zeta_{L,i} \left(\frac{1}{2} + \frac{\tan^{-1}(\xi_{L,i})}{\pi} \right) \right\} \right. \\ & \left. - \left\{ \frac{\theta_U - \theta_L}{2\pi} + \frac{1}{2}\zeta_{U,0} \left(\frac{1}{2} + \frac{\tan^{-1}(\xi_{U,0})}{\pi} \right) - \frac{1}{2}\zeta_{L,0} \right. \right. \\ & \left. \left. \times \left(\frac{1}{2} + \frac{\tan^{-1}(\xi_{L,0})}{\pi} \right) \right\} \right] \end{aligned} \quad (21)$$

여기서,

$$\epsilon_i = \sqrt{\frac{SNR \cdot \lambda}{i+1}}, \omega_{U,i} = \epsilon_i \sin(\theta_U), \omega_{L,i} = \epsilon_i \sin(\theta_L),$$

$$\zeta_{U,i} = \frac{\omega_{U,i}}{\sqrt{\omega_{U,i}^2 + 1}}, \zeta_{L,i} = \frac{\omega_{L,i}}{\sqrt{\omega_{L,i}^2 + 1}},$$

$$\xi_{U,i} = \frac{\epsilon_i \cos(\theta_U)}{\sqrt{\omega_{U,i}^2 + 1}}, \xi_{L,i} = \frac{\epsilon_i \cos(\theta_L)}{\sqrt{\omega_{L,i}^2 + 1}} \text{ 이다.}$$

$\overline{B_D^{PSK}}(|C_D|=0)$ 은 $\overline{B^{PSK}}$ 에 λ 를 적용하여 구할 수 있다.

IV. 수치적 결과

본 장에서는 III장에서 유도한 용량 저하 확률식과 비트 오차율 식들을 시뮬레이션 결과를 통해 검증하고, 그 검증된 식들을 이용하여 최적의 중계노드 선택 기반의 디코딩 후 전달 시스템과 기존의 디코딩 후 전달 시스템 [5],[8]의 성능을 비교한다. 기존의 디코딩 후 전달 시스템에서는 $N+1$ 개의 시간슬롯을 이용한다. 첫 번째 시간슬롯에서, 소스노드는 송신심볼을 목적지 노드와 중계노드로 브로드캐스트 한다. 그 다음,

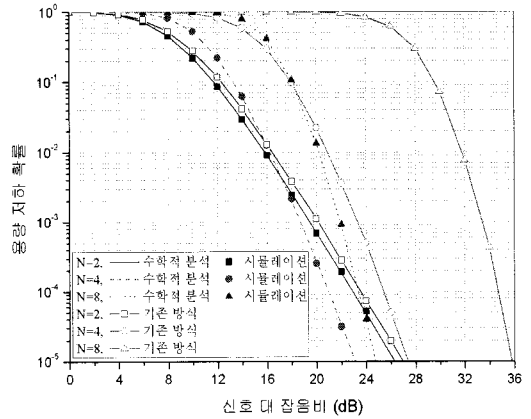


그림 2. $R=1$ bps/Hz이고, $\eta=0.5$ 일 때, 용량 저하 확률 성능

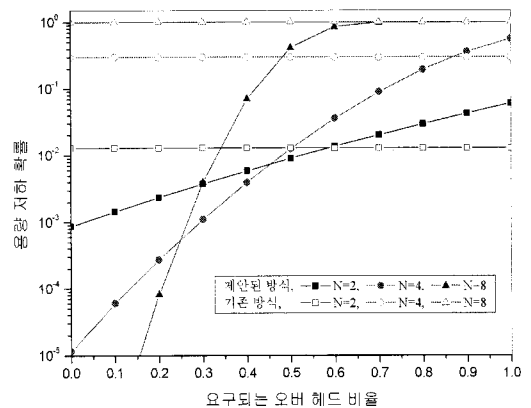


그림 3. $R=1$ bps/Hz이고, $SNR=16$ dB일 때, 오버 헤드 비율 η 에 따른 용량 저하 확률 성능

N 개의 시간슬롯들 동안에 디코딩셀에 포함되는 중계노드들은 미리 정해진 자신들의 시간슬롯에서 P/N 의 송신전력으로 송신심볼을 전송한다. 기존 시스템에 대한 용량 저하 확률과 비트 오차율의 성능결과는 각각 [5],[8]으로부터 얻었다.

본 장의 모든 결과들은 $\hat{\lambda}=\lambda=1$ 을 가정한 것이다. 그림 2와 그림 3은 $R=1$ bps/Hz일 때의 용량저하 확률의 성능을 보여준다. 여기서, 오버 헤드 비율은 $\eta=\alpha/N$ 으로 정의한다. 그림 2로부터, $\eta=0.5$ 일 때 시뮬레이션 결과와 유도된 수식의 결과가 일치함을 알 수 있다. 기존 방식과 제안된 방식을 비교하면, 중계노드의 개수가 증가할수록 제안된 방식의 이득이 크게 증가함을 알 수 있다. 이와 같이 얻어지는 이득은 오버 헤드 비율에 큰 영향을 받는다. 그림 3에서는 $SNR=16$ dB일 때, 오버 헤드 비율에

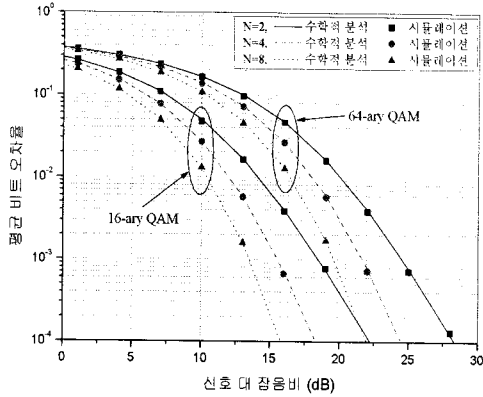


그림 4. M-ary QAM에 대한 평균 비트 오차율 성능

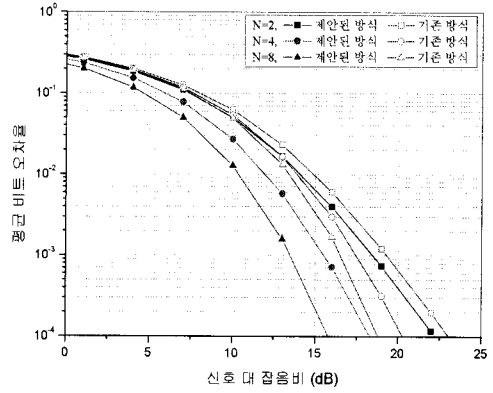


그림 6. 16-ary QAM에 대하여 제안된 방식과 기존 방식의 평균 비트 오차율 성능 비교

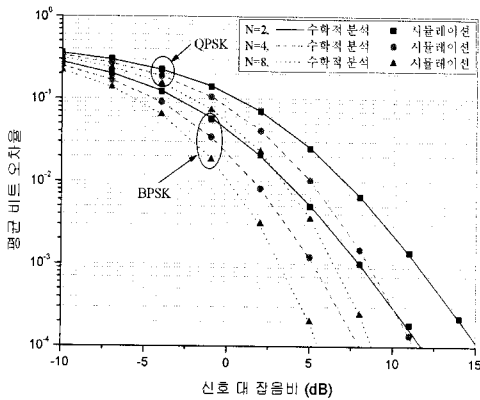


그림 5. M-ary PSK에 대한 평균 비트 오차율 성능

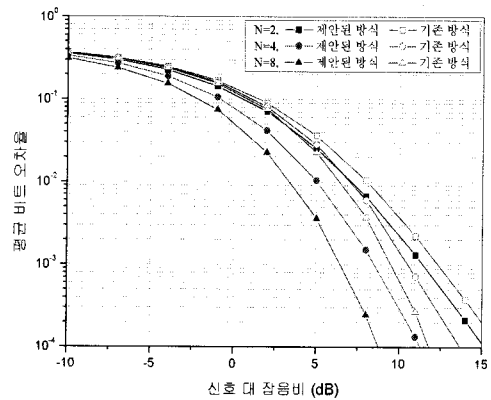


그림 7. QPSK에 대하여 제안된 방식과 기존 방식의 평균 비트 오차율 성능 비교

따른 용량 저하 확률 성능의 변화를 보여준다. 오버 헤드 비율이 0.6 이상으로 증가할 경우에 기존 방식의 성능보다 제안된 방식의 성능이 저조함을 알 수 있다. 또한, 용량 저하 확률의 성능은 중계노드의 개수가 증가할수록 오버 헤드 비율에 더욱 민감해진다.

그림 4와 그림 5는 M-ary QAM과 M-ary PSK에 대한 평균 비트 오차율의 시뮬레이션 결과와 유도된 수식의 결과가 일치함을 보여준다. 그림 6과 그림 7에서는 16-ary QAM과 QPSK에 대하여 기존 방식과 제안된 방식의 비트 오차율 성능을 비교한다. 평균 비트 오차율이 0.01일 때, $N=2, 4, 8$ 에 대하여 제안된 방식이 기존 방식보다 각각 1 dB, 2 dB, 3 dB의 이득이 있다. 중계노드 개수의 증가는 평균 비트 오차율 성능을 향상시킨다. 그러나, 그림 2와 그림 3에서 보여주는 것과 같이 그 중계노드 개수의 증가는 오버 헤드의 양에 따라 용량의 성능을 저하시킬 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 최적의 중계노드 선택방법을 제안하였고, 그 제안된 방법을 이용하는 디코딩 후 전달 시스템에 대한 용량 저하 확률과 평균 비트 오차율을 분석하였다. 중계노드의 선택을 위하여 요구되는 시스템의 오버 헤드를 고려하여 용량 저하 확률의 성능을 분석하였다. 기존 디코딩 후 전달 시스템과 제안된 시스템의 비트 오차율 성능을 비교하면, 중계노드가 증가함에 따라 제안된 방식의 이득이 더욱 커진다. 그러나, 용량 저하 확률 성능의 경우에는 시스템 오버 헤드에 따라 제안된 시스템이 기존 시스템보다 저조한 성능을 보일 수 있다. 중계노드 개수와 시스템의 오버 헤드가 주어질 때, 본 논문의 결과들을 이용하여 최적의 중계노드 선택방법에 대한 비트 오차율 성능의 이득량과 용량 저하 확률 성능의 이득량 혹은 손실량을 알 수 있으며, 이러한

정량값들은 중계노드 선택방법의 이용 여부 결정을 위해 이용될 수 있다.

참 고 문 헌

[1] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity---Part I: System description," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1927-1938, Nov. 2003.

[2] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.

[3] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, pp. 2415-2425, Nov. 2003.

[4] S. Haykin and M. Møher, *Modern Wireless Communications*, Prentice Hall, 2004.

[5] N. C. Beaulieu and J. Hu, "A closed-form expression for the outage probability of decode-and-forward relaying in dissimilar Rayleigh fading channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, no. 12, pp. 813-815, Dec. 2006.

[6] Y. Zhao, R. Adve, and T. J. Lim, "Outage probability at arbitrary SNR with cooperative diversity," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 8, pp. 700-702, Aug. 2005.

[7] H. A. David, *Order Statistics*, 2nd ed., Wiley, 1981.

[8] I.-H. Lee and D. Kim, "BER analysis for decode-and-forward relaying in dissimilar Rayleigh fading channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 11, no. 1, pp. 52-54, Jan. 2007.

[9] S. Chennakeshu and J. B. Anderson, "Error rates of Rayleigh fading multichannel reception of MPSK signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 338-346, Feb./Mar./Apr. 1995.

이 인 호 (In-Ho Lee)

정회원

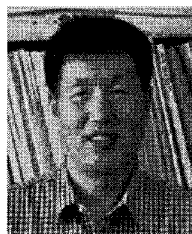


2003년 2월 한양대학교 전자컴퓨터공학부 학사졸업
 2005년 2월 한양대학교 전자전기제어계측공학과 석사졸업
 2005년 3월~현재 한양대학교 전자전기제어계측공학과 박사과정

<관심분야> Cooperative diversity, Multi-hop relaying system

김 동 우 (Dongwoo Kim)

정회원



1994년 8월 한국과학기술원 공학박사
 1994년 7월~2000년 2월 신세기통신 R&D 센터 선임과장
 2000년 3월~2004년 2월 한양대학교 전자컴퓨터공학부 조교수
 2004년 3월~현재 한양대학교 전자컴퓨터공학부 부교수

<관심분야> Multi-user MIMO, Cognitive radio transmission