

레일레이 페이딩 채널을 고려한 듀얼 홉 디코딩 후 전달 중계 시스템에서 부분 중계 노드 선택 기법의 정확한 비트 오차율 분석

이상준 · 이인호*

Exact Bit Error Rate Analysis of Partial Relay Selection in Dual-Hop Decode-and-Forward Relaying Systems over Rayleigh Fading Channels

Sangjun Lee · In-Ho Lee*

Department of Electrical, Electronic and Control Engineering, Hankyong National University, Anseong 456-749, Korea

요 약

듀얼 홉 시스템에서 기존의 두 홉에 대한 채널 정보를 이용하여 가장 좋은 성능을 나타내는 중계 노드 선택 기법은 채널 피드백을 위한 자원의 소모가 크다. 본 논문에서는 듀얼 홉 디코딩 후 전달 중계 시스템에서 첫 번째 홉에 대한 채널 정보만을 필요로 하는 부분 중계 노드 선택 기법을 이용하여 정확한 평균 비트 오차율을 분석한다. 이 때, 독립적인 레일레이 페이딩 채널을 가정하여 M -ary QAM에 대한 정확한 비트 오차율의 표현식을 유도한다. 또한, 수치적 결과를 통해 두 홉에 대한 채널 정보를 이용하여 가장 좋은 성능을 나타내는 중계 노드 선택 기법과 부분 중계 노드 선택 기법에 대한 성능을 비교한다. 여기서, 중계 노드의 수와 첫 번째 홉과 두 번째 홉 간 평균 채널 전력비를 다양하게 가정하여 평균 비트 오차율을 분석한다.

ABSTRACT

The conventional best relay selection based on all the channel information for the first and second hops in dual-hop systems has a large consumption of resources for channel feedback. In this paper, we analyze the average bit error rate for partial relay selection based on the channel information only for the first hop in dual-hop decode-and-forward relaying systems, where we assume independent Rayleigh fading channels. In particular, we provide an exact and closed-form expression for the average bit error rate of M -ary QAM. Also, through numerical investigation, the performance of the partial relay selection is compared with the performance of the best relay selection, and the performance is evaluated for different numbers of relays and various average channel power ratios for the first and second hops.

키워드 : 디코딩 후 전달 중계 시스템, 부분 중계 노드 선택 기법, 레일레이 페이딩 채널, 비트 오차율

Key word : Decode-and-forward relaying system, partial relay selection, Rayleigh fading channel, bit error rate

접수일자 : 2013. 09. 17 심사완료일자 : 2013. 10. 14 게재확정일자 : 2013. 10. 30

* **Corresponding Author** In-Ho Lee (E-mail:ihlee@hknu.ac.kr, Tel:+82-31-670-5197)

Department of Electrical, Electronic and Control Engineering, Hankyong National University, Anseong 456-749, Korea

Open Access <http://dx.doi.org/10.6109/jkice.2014.18.1.42>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

I. 서 론

공간 다이버시티(diversity)는 송수신기에 여러 개의 안테나를 설치하여 다중의 통신 경로를 생성하는 기법이다. 이 기법에는 공간의 제약이 있는 모바일노드에 적용하기 힘들다는 단점이 있다. 이에 따라, 소스 노드와 목적지 노드 간 중계 노드가 모바일 노드의 역할을 대신 하는 협력 다이버시티 시스템이 제안되어 왔다 [1-3]. 이 시스템은 중계 노드들의 안테나들과 시간, 주파수 자원을 공유함으로써 가상의 안테나 배열을 생성하여 다이버시티 이득을 얻는다. 협력 다이버시티 시스템의 대표적인 중계 시스템으로는, 증폭 후 전달 중계 시스템(Amplify-and-Forward, AF)과 디코딩 후 전달 중계 시스템(Decode-and-Forward, DF)이 있다[4].

협력 다이버시티 시스템에서 중계 노드 수의 증가는 스펙트럼 효율의 손실을 가져온다[5]. 이것은, 소스 노드와 중계 노드 간 간섭을 줄이기 위하여 항상 수신 신호들의 직교성이 유지되어야 하기 때문이다. 즉, 중계 노드의 개수만큼 자원의 할당이 요구된다. 이와 같은 비효율적인 자원의 소모를 줄이기 위해, 가장 좋은 중간 간 수신 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio, SNR)를 제공하는 하나의 중계 노드를 선택하는 기법(Best Relay Selection, BRS)이 제안되었다[6]. [6]에서는 첫 번째 홉과 두 번째 홉에 대한 채널 정보를 모두 이용하기 때문에 큰 피드백 오버헤드(feedback overhead)를 요구한다. [7]에서는 [6]에서의 단점을 보완하기 위하여 첫 번째 홉의 채널 정보만을 이용하는 부분 중계 노드 선택 기법(Partial Relay Selection, PRS)을 제안하였다. 두 홉의 채널 정보를 모두 필요로 하는 BRS기법에 비하여 한 홉의 채널 정보만을 필요로 하는 PRS기법은 피드백 오버헤드 및 전력 소비의 측면에서 이점을 나타낸다. [8]에서는, 듀얼 홉 AF 중계 시스템에서의 레일레이 페이딩 채널을 가정하여 BRS기법에 대한 점근적인 심볼 오차율 표현식을 유도하였다. 이 때, 기존의 협력적 중계 노드 선택 기법과의 비교를 통해 다이버시티 이득과 성능을 분석하였다. [9]에서는, 듀얼 홉 AF 중계 시스템에서 PRS기법에 대한 성능을 평가하기 위해, 레일레이 페이딩 채널을 가정하여 비트 오차율과 아웃티지 확률에 대한 정확한 표현식을 유도하였다. [10]에서는, 듀얼 홉 네트워크에서 레일레이 페이딩 채널을 가정하여 PRS기법을 이용하는 DF 중계 시스템에서 높은 SNR

에 대한 아웃티지 확률과 심볼 오차율의 근사 표현식을 유도하였다.

지금까지, PRS기법을 이용하는 듀얼 홉 DF 중계 시스템에서 정확한 비트 오차율 성능에 대한 연구는 진행되지 않았다. 특히, [11]에서 처럼 DF 중계 노드에서 디코딩의 성공 여부를 실제와 유사하게 비트 오차를 토대로 판단하여, PRS기법에 대한 비트 오차율 성능을 연구한 사례는 없다.

본 논문에서는, [11]과 같이 중계 노드에서 디코딩의 성공 여부를 비트 오차를 토대로 판단하는 디코딩 후 전달 중계 시스템을 고려하여, 독립적이고 균일한 분포를 따르는 채널에서 PRS기법에 대한 평균 비트 오차율의 정확한 표현식을 유도한다. 이 때, QAM(Quadrature Amplitude Modulation)의 변조방식을 이용한다. 또한, 소스 노드와 목적지 노드 간 직접 경로를 고려하여, 목적지 노드에서 중계되어 수신된 신호와 직접 수신된 신호를 결합하기 위하여 최대 비율 결합(Maximal Ratio Combining, MRC)[12]을 이용한다. 최종적으로, 수치적 결과를 통해 모든 분석적인 표현식을 검증하고, 중계 노드의 수, 그리고 첫 번째 홉과 두 번째 홉의 평균 채널 전력비를 다양하게 가정하여 PRS기법과 BRS기법의 비트 오차율 성능을 비교한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 하나의 소스 노드(S)와 K 개의 중계 노드($R_k, k=1, \dots, K$), 그리고 하나의 목적지 노드(D)로 구성된 듀얼 홉 DF 중계 시스템을 고려한다. 이 때, 소스 노드와 목적지 노드 간 직접적인 링크가 존재한다고 가정한다. 각 중계 노드는 반이중 모드로 동작하며, 하나의 송수신 안테나를 갖는다고 가정한다.

그림 1에서와 같이, 소스 노드와 k 번째 중계 노드 간 복소 채널 계수는 h_{sk} 이고, k 번째 중계 노드와 목적지 노드 간 복소 채널 계수는 h_{kd} 이다. 그리고 소스 노드와 목적지 노드 간 직접적인 링크의 복소 채널 계수는 h_{sd} 이다. 여기서, h_{sk} 와 h_{kd} , 그리고 h_{sd} 에 대한 순시 채널 전력은 각각 $\alpha_{sk} = |h_{sk}|^2$, $\alpha_{kd} = |h_{kd}|^2$, 그리고 $\alpha_{sd} = |h_{sd}|^2$ 로 가정한다. $\Gamma_{sk} = \rho|h_{sk}|^2$, $\Gamma_{kd} = \rho|h_{kd}|^2$, 그리고 $\Gamma_{sd} = \rho|h_{sd}|^2$ 는 각각 소스 노드에 의해 k 번째 중

계 노드에서 수신되는 순시 SNR, k 번째 중계 노드에 의해 목적지 노드에서 수신되는 순시 SNR, 그리고 소스 노드와 목적지 노드 간 직접적인 링크에 의해 수신되는 순시 SNR을 의미한다. 여기서, 평균 송신 SNR ρ 는 모든 노드에서 동일하다고 가정한다.

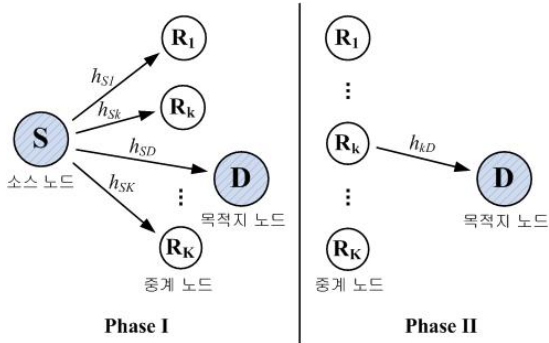


그림 1. 부분 중계 노드 선택 기법을 이용하는 듀얼 홉 DF 중계 시스템

Fig. 1 Dual-hop decode-and-forward relaying system using partial relay selection

Phase I에서, 소스 노드는 하나의 시간슬롯 동안 송신 심볼을 목적지 노드와 K 개의 중계 노드로 브로드캐스트 한다. Phase II에서는, 식 (1)의 PRS기법에 따라 소스 노드와 중계 노드들 간 가장 큰 수신 SNR을 제공하는 중계 노드를 이용하여 하나의 시간슬롯 동안 소스 노드의 심볼을 목적지 노드로 전송한다.

$$k^* = \arg \max_{k=1, \dots, K} \{ \Gamma_{Sk} \} \quad (1)$$

이 때, 선택된 중계 노드에서 디코딩이 성공한 경우에만 심볼의 전송이 이뤄지며, 전송되는 심볼은 소스 노드에서와 동일한 변조 방식으로 변조된 것이다. 목적지 노드에서 최종적으로 수신된 신호들은 최대 비율 결합을 이용하여 결합한다.

본 논문에서는 플랫(flat) 레일레이 페이딩 채널을 가정하여, 모든 채널이 독립적이고 균일한 분포를 따른다고 가정한다. 따라서, 모든 중계 노드($k=1, \dots, K$)에 대하여 α_{Sk} , α_{kD} , 그리고 α_{SD} 에 해당하는 평균 채널 전력을 각각 β_{SR} , β_{RD} , 그리고 β_{SD} 로 동일하게 가정한다. 이 때, Γ_{Sk} , Γ_{kD} , 그리고 Γ_{SD} 에 대한 확률 밀도 함수는 각각 다음과 같이 표현된다.

$$f_{\Gamma_{Sk}}(x) = \frac{1}{\rho\beta_{SR}} e^{-\frac{x}{\rho\beta_{SR}}}, \quad k=1, \dots, K \quad (2)$$

$$f_{\Gamma_{kD}}(x) = \frac{1}{\rho\beta_{RD}} e^{-\frac{x}{\rho\beta_{RD}}}, \quad k=1, \dots, K \quad (3)$$

$$f_{\Gamma_{SD}}(x) = \frac{1}{\rho\beta_{SD}} e^{-\frac{x}{\rho\beta_{SD}}} \quad (4)$$

III. M -ary QAM 변조에 대한 비트 오차율 분석

듀얼 홉 DF 중계 시스템에서 레일레이 페이딩 채널을 가정하여 PRS기법을 이용한 중단 간 평균 비트 오차율은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \bar{P}_b = & \sum_{k=1}^K \Pr \{ E_{SD}, F_{R_k}, \Gamma_{Sk} > \Gamma_{S1}, \dots, \Gamma_{Sk} > \Gamma_{SK} \} \\ & + \Pr \{ E_{MRC}, S_{R_k}, \Gamma_{Sk} > \Gamma_{S1}, \dots, \Gamma_{Sk} > \Gamma_{SK} \} \quad (5) \end{aligned}$$

식 (5)에서, \bar{P}_b 는 k 번째 중계 노드가 K 개의 중계 노드 중 가장 큰 수신 SNR을 제공할 때, k 번째 중계 노드에서 디코딩이 실패(F_{R_k})할 경우 S - D 링크에 대한 비트 에러(E_{SD})가 발생할 확률과 k 번째 중계 노드에서 디코딩이 성공(S_{R_k})할 경우 S - D , R_k - D 링크에 대한 결합 신호의 비트 에러(E_{MRC})가 발생할 확률의 합으로 표현된다. 여기서, E_{SD} , F_{R_k} , E_{SD} , S_{R_k} 의 확률 분석 시 M -ary QAM의 변조방식을 고려한다. 채널들이 독립적이고 균일한 확률 분포를 따른다는 가정으로부터, 식 (5)의 중단 간 평균 비트 오차율은 다음과 같이 다시 표현될 수 있다.

$$\bar{P}_b = \bar{B}_{SD} \cdot \bar{P}_{k^*}^F + \bar{B}_{MRC} \cdot \bar{P}_{k^*}^S \quad (6)$$

여기서, \bar{B}_{SD} , \bar{B}_{MRC} 는 각각 소스 노드와 목적지 노드 간 직접적인 링크에 의해 수신된 심볼의 비트 에러 확률, 소스 노드와 목적지 노드 간 직접적인 링크와 선택된 중계 노드와 목적지 노드 간 링크에서 수신된 심볼들의 MRC 결합에 대한 비트 에러 확률을 의미한다. $\bar{P}_{k^*}^F$, $\bar{P}_{k^*}^S$ 는 각각 선택된 중계 노드에서의 디코딩 실패

확률과 성공 확률을 의미하고, 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{P_{k^*}^F}{P_{k^*}^S} = \frac{S_{k^*}}{1 - S_{k^*}} \quad (7)$$

식 (7)에서, $\overline{S_{k^*}}$ 는 선택된 중계 노드에서 수신된 QAM 변조 심볼의 에러 확률을 의미한다. 이것은 선택된 중계 노드에서의 디코딩 실패 확률과 성공 확률을 얻을 때 이용되고, 다음과 같이 표현된다.

$$\overline{S_{k^*}} = 1 - (1 - \overline{B_{k^*}})^{\log_2 M} \quad (8)$$

식 (8)에서, $\overline{B_{k^*}}$ 는 선택된 중계 노드에서 수신된 심볼의 비트 에러 확률을 의미한다.

[11]의 식 (6)을 이용하여, 레일레이 페이딩 채널을 가정한 k 번째 중계 노드의 M -ary QAM에 대한 n 번째 비트의 순시 에러 확률 표현식을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\overline{P_{\sqrt{M},k}}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{j=0}^{(1-2^{-n})\sqrt{M}-1} Q_{\sqrt{M},j}(n) \Omega_{\sqrt{M},j}(\rho\beta_{sk}) \quad (9)$$

여기서,

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

$$\Omega_{\sqrt{M},j}(\zeta) = 1 - \sqrt{\frac{Z_{\sqrt{M},j}^2 \zeta}{\log_2 M + Z_{\sqrt{M},j}^2 \zeta}} \text{ 이고,}$$

여기서,

$$Z_{\sqrt{M},j} = (2j+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 \sqrt{M}}{M-1}} \text{ 이다.}$$

최종적으로, [11]의 식 (8)에서 k 번째 중계 노드에서의 M -ary QAM에 대한 정확한 비트 오차율을 다음과 같이 유도하였다.

$$\overline{B_k} = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{n=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \overline{P_{\sqrt{M},k}}(n) \quad (10)$$

3.1. 직접적인 링크에 의해 수신된 심볼의 비트 에러

확률, $\overline{B_{SD}}$

직접적인 링크에 의해 목적지 노드에서 수신된 심볼의 비트 에러 확률은, 식 (9)에서 β_{sk} 을 β_{SD} 로 대체하여 식 (10)과 동일한 방식으로 얻을 수 있다. S - D 간 링크에 의해 목적지 노드에서 수신된 M -ary QAM에 대한 비트 오차율은 다음과 같다.

$$\overline{B_{SD}} = \frac{1}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{n=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{j=0}^{(1-2^{-n})\sqrt{M}-1} Q_{\sqrt{M},j}(n) \Omega_{\sqrt{M},j}(\rho\beta_{SD}) \quad (11)$$

3.2. 직접적인 링크와 중계 링크에 의해 수신된 심볼의

MRC-출력 비트 에러 확률, $\overline{B_{MRC}}$

$\Gamma_{MRC} = (\rho\alpha_{SD} + \rho\alpha_{k^*D}) / \log_2 M$ 는 S - D , R_{k^*} - D 링크에 의해 수신된 MRC-출력 SNR을 의미한다. [11]의 식 (9)과 같이 기댓값을 이용한다.

$$\begin{aligned} E[e^{-\Gamma_{MRC} \cdot s}] &= \int_0^\infty \int_0^\infty e^{-\frac{\rho x_1 s}{\log_2 M}} e^{-\frac{\rho x_2 s}{\log_2 M}} \\ &\quad \times f_{\Gamma_{SD}}(x_1) f_{\Gamma_{k^*D}}(x_2) dx_1 dx_2 \\ &= \left(\frac{\log_2 M}{\rho\beta_{SD}s + \log_2 M} \right) \left(\frac{\log_2 M}{\rho\beta_{RD}s + \log_2 M} \right) \quad (12) \end{aligned}$$

식 (12)을 이용하여, 목적지 노드에서 M -ary QAM에 대한 n 번째 비트의 순시 에러 확률은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{P_{\sqrt{M},D}}(n) &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{j=0}^{(1-2^{-n})\sqrt{M}-1} Q_{\sqrt{M},j}(n) \\ &\quad \times E \left[\operatorname{erfc} \left(Z_{\sqrt{M},j} \sqrt{\frac{\rho\alpha_{SD} + \rho\alpha_{k^*D}}{\log_2 M}} \right) \right] \\ &= \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{j=0}^{(1-2^{-n})\sqrt{M}-1} \frac{Q_{\sqrt{M},j}(n)}{\pi} \\ &\quad \times \int_0^{\pi/2} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\frac{Z_{\sqrt{M},j}^2 \rho\beta_{SD}}{\log_2 M} + \sin^2 \theta} \right) \left(\frac{\sin^2 \theta}{\frac{Z_{\sqrt{M},j}^2 \rho\beta_{RD}}{\log_2 M} + \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (13) \end{aligned}$$

식 (13)에서, [13]의 식 (5A.58-60)을 이용하여 다음과 같은 표현식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \overline{P_{\sqrt{M},D}}(n) &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{j=0}^{(1-2^{-n})\sqrt{M}-1} Q_{\sqrt{M},j}(n) \\ &\times \frac{1}{1-\beta_{SD}/\beta_{RD}} \left[\Omega_{\sqrt{M},j}(\rho\beta_{RD}) - \frac{\beta_{SD}}{\beta_{RD}} \Omega_{\sqrt{M},j}(\rho\beta_{SD}) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

식 (10)과 동일한 방식으로, 목적지 노드에서의 M -ary QAM에 대한 정확한 비트 오차율은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \overline{B_{MRC}} &= \frac{1}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{n=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{j=0}^{(1-2^{-n})\sqrt{M}-1} Q_{\sqrt{M},j}(n) \\ &\times \frac{1}{1-\beta_{SD}/\beta_{RD}} \left[\Omega_{\sqrt{M},j}(\rho\beta_{RD}) - \frac{\beta_{SD}}{\beta_{RD}} \Omega_{\sqrt{M},j}(\rho\beta_{SD}) \right] \end{aligned} \quad (15)$$

3.3. 선택된 중계 노드에서 수신된 심볼의 비트 에러 확률, B_{k^*}

$\Gamma_{S_{k^*}} = \rho\alpha_{S_{k^*}}/\log_2 M$ 는 선택된 중계 노드에서의 수신 SNR을 나타낸다. [11]의 식 (9)과 같이 기댓값을 이용한다.

$$E[e^{-\Gamma_{S_{k^*}} \cdot s}] = \int_0^\infty e^{-\frac{\rho x s}{\log_2 M}} f_{\Gamma_{S_{k^*}}}(x) dx \quad (16)$$

그러나 $\Gamma_{S_{k^*}}$ 에 대한 확률 밀도 함수를 알 수 없기 때문에, 독립적이고 균일분포를 따르는 누적 분포 함수를 이용한다.

$$\begin{aligned} F_{\Gamma_{S_{k^*}}}(x) &= \Pr\{\max_{k=1,\dots,K} \{\Gamma_{S_k}\} < x\} \\ &= \Pr\{\Gamma_{S_1} < x, \Gamma_{S_2} < x, \dots, \Gamma_{S_K} < x\} \\ &= \Pr\{\Gamma_{S_1} < x\} \Pr\{\Gamma_{S_2} < x\} \dots \Pr\{\Gamma_{S_K} < x\} \\ &= \Pr\{\Gamma_{S_k} < x\}^K \\ &= (1 - e^{-x/\beta_{SR}})^K \end{aligned} \quad (17)$$

누적 분포 함수의 미분을 통해, $\Gamma_{S_{k^*}}$ 에 대한 확률 밀도 함수를 다음과 같이 얻는다.

$$F_{\Gamma_{S_{k^*}}}(x)' = f_{\Gamma_{S_{k^*}}}(x) = \frac{K}{\beta_{SR}} e^{-\frac{x}{\beta_{SR}}} \left(1 - e^{-\frac{x}{\beta_{SR}}}\right)^{K-1} \quad (18)$$

이제, 식 (16)은 다음과 같이 표현될 수 있다. 전개 시, 이항정리(binomial theorem)를 이용한다.

$$\begin{aligned} E[e^{-\Gamma_{S_{k^*}} \cdot s}] &= \frac{K}{\beta_{SR}} \int_0^\infty e^{-\frac{\rho x s}{\log_2 M}} e^{-\frac{x}{\beta_{SR}}} \left(1 - e^{-\frac{x}{\beta_{SR}}}\right)^{K-1} dx \\ &= \frac{K}{\beta_{SR}} \int_0^\infty e^{-\frac{\rho x s}{\log_2 M}} e^{-\frac{x}{\beta_{SR}}} \sum_{i=0}^{K-1} \binom{K-1}{i} \left(-e^{-\frac{x}{\beta_{SR}}}\right)^i dx \\ &= K \sum_{i=0}^{K-1} (-1)^i \binom{K-1}{i} \left(\frac{\log_2 M}{\rho\beta_{SR}s + (1+i)\log_2 M} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

식 (19)을 이용하여, 선택된 중계 노드에서 M -ary QAM에 대한 n 번째 비트의 순시 에러 확률은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{P_{\sqrt{M},k^*}}(n) &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{j=0}^{(1-2^{-n})\sqrt{M}-1} Q_{\sqrt{M},j}(n) \\ &\times E \left[\operatorname{erfc} \left(Z_{\sqrt{M},j} \sqrt{\frac{\rho\alpha_{S_{k^*}}}{\log_2 M}} \right) \right] \\ &= \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{j=0}^{(1-2^{-n})\sqrt{M}-1} \frac{Q_{\sqrt{M},j}(n)}{\pi} K \sum_{i=0}^{K-1} \binom{K-1}{i} \frac{(-1)^i}{1+i} \\ &\times \int_0^{\pi/2} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\frac{Z_{\sqrt{M},j}^2 \rho\beta_{SR}}{(1+i)\log_2 M} + \sin^2 \theta} \right) d\theta \end{aligned} \quad (20)$$

식 (20)에서, [13]의 식 (5A.9)를 이용하여 다음과 같은 표현식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \overline{P_{\sqrt{M},k^*}}(n) &= \frac{K}{\sqrt{M}} \sum_{j=0}^{(1-2^{-n})\sqrt{M}-1} \sum_{i=0}^{K-1} (-1)^i \\ &\times Q_{\sqrt{M},j}(n) \binom{K-1}{i} \left(\frac{\Phi_{\sqrt{M},j,i}(\rho\beta_{SR})}{1+i} \right) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서,

$$\Phi_{\sqrt{M},j,i}(\zeta) = 1 - \sqrt{\frac{Z_{\sqrt{M},j}^2 \zeta}{(1+i)\log_2 M + Z_{\sqrt{M},j}^2 \zeta}} \quad \text{이다.}$$

식 (10)과 동일한 방식으로, 선택된 중계 노드에서 수신된 M -ary QAM에 대한 정확한 비트 오차율은 다음과 같이 표현된다.

$$\overline{B_{k^*}} = \frac{K}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{n=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{j=0}^{\sqrt{M}-1} \sum_{i=0}^{K-1} (-1)^i \times Q_{\sqrt{M},j}(n) \binom{K-1}{i} \left(\frac{\Phi_{\sqrt{M},j,i}(\rho\beta_{SR})}{1+i} \right) \quad (22)$$

최종적으로, 얻어진 식 (22)을 식 (8)에 대입한다. 그리고 식 (8)을 식 (7)에 대입한다. 식 (7)을 3.1절, 3.2절에서 각각 유도된 식 (11), 식 (15)과 함께 식 (6)에 대입하여 PRS기법 기반의 QAM 변조 심볼에 대한 평균 중단 간 비트 오차율을 구할 수 있다.

IV. 수치적 결과

본 장에서는 III장에서 유도한 비트 오차율 수식들과 몬테카를로(Monte Carlo) 시뮬레이션 결과를 비교하여 정확한 수식 분석이 이뤄졌는지 확인하고, 그 확인된 수식들을 이용하여 듀얼 홉 DF 중계 시스템에서의 PRS기법을 이용한 중단 간 비트 오차율과 BRS기법을 이용한 중단 간 비트 오차율의 성능을 비교한다.

시뮬레이션은 표 1과 같은 세 가지 경우를 고려한다. 표 1의 모든 경우에서 소스 노드와 목적지 노드 간 직접적인 링크의 평균 채널 전력은 0.5로 가정한다. Case I에서, 중계노드 수 K 는 2, 첫 번째 홉과 두 번째 홉의 평균 채널 전력은 각각 1, 2로 가정한다. Case II, III에서는, 중계 노드 수 K 를 각각 2와 5로 가정하고, 첫 번째 홉과 두 번째 홉의 평균 채널 전력을 (1, 1), (1, 10), (1, 20)의 상이한 세 가지 경우로 구분하였다. 여기서, 첫 번째 홉과 두 번째 홉의 평균 채널 전력 값은 중계 노드의 위치로 해석될 수 있으며, 따라서, 두 번째 홉의 평균 채널 전력이 첫 번째 홉의 평균 채널 전력 보다 큰 경우에 중계 노드가 소스 노드보다 목적지 노드에 더 근접해 있다고 할 수 있다.

그림 2는 Case I에 대한 M -ary QAM의 평균 비트 오차율을 나타낸다. PRS기법에 대하여, 유도된 수식과 시뮬레이션 결과가 완벽히 일치함을 볼 수 있고, β_{SR}, β_{RD} 간 비율이 1:2일 때 BRS기법과의 비교를 통해 PRS기법

의 비트 오차율 성능을 확인할 수 있다. 이 때, M 이 커짐에 따라 PRS기법의 비트 오차율이 BRS기법의 비트 오차율에 근접한다.

표 1. 시뮬레이션 시나리오
Table. 1 Simulation scenarios

구 분	중계 노드 수	평균 채널 전력		
Case I	K=2	$\beta_{SD}=0.5,$ $\beta_{SR}=1,$ $\beta_{RD}=2$		
Case II	K=2	$\beta_{SD}=0.5,$ $\beta_{SR}=1,$ $\beta_{RD}=1$	$\beta_{SD}=0.5,$ $\beta_{SR}=1,$ $\beta_{RD}=10$	$\beta_{SD}=0.5,$ $\beta_{SR}=1,$ $\beta_{RD}=20$
Case III	K=5	$\beta_{SD}=0.5,$ $\beta_{SR}=1,$ $\beta_{RD}=1$	$\beta_{SD}=0.5,$ $\beta_{SR}=1,$ $\beta_{RD}=10$	$\beta_{SD}=0.5,$ $\beta_{SR}=1,$ $\beta_{RD}=20$

그림 3과 4는 각각 Case II, Case III에 대한 16-ary QAM의 평균 비트 오차율을 나타낸다. 여기서, PRS기법을 이용하여 유도된 수식과 시뮬레이션 결과가 완벽히 일치함을 볼 수 있다. 두 그림에서 β_{SR}, β_{RD} 간 비율은 동일하게 1:1, 1:10, 그리고 1:20으로 가정하고, K 는 서로 상이하게 가정하였다. 그림 3에서 K 는 2로 가정한다. 낮은 SNR인 평균 비트 오차율이 0.1인 지점에서 β_{SR}, β_{RD} 간 비율이 1:1, 1:10, 그리고 1:20인 경우에 대하여 PRS, BRS기법 간 SNR간격은 각각 1.1 dB, 1.2 dB, 그리고 1.2 dB이다. 높은 SNR인 평균 비트 오차율이 0.001인 지점에서 β_{SR}, β_{RD} 간 비율이 1:1, 1:10, 그리고 1:20인 경우에 대하여 PRS, BRS기법 간 SNR간격은 각각 3 dB, 1.8 dB, 그리고 1.6 dB이다. 그림 4에서는 K 를 5로 가정한다. 낮은 SNR인 평균 비트 오차율이 0.1인 지점에서 β_{SR}, β_{RD} 간 비율이 1:1, 1:10, 그리고 1:20인 경우에 대하여 PRS, BRS기법 간 SNR간격은 각각 2.4 dB, 3.4 dB, 그리고 3.6 dB이다. 높은 SNR인 평균 비트 오차율이 0.001인 지점에서 β_{SR}, β_{RD} 간 비율이 1:1, 1:10, 그리고 1:20인 경우에 대하여 PRS, BRS기법 간 SNR간격은 각각 7 dB, 6 dB, 그리고 5 dB이다.

그림 3, 4에서 낮은 SNR에서의 PRS기법은, 두 홉 간 평균 채널 전력비에 따라 거의 영향을 받지 않거나 β_{SR} 와 β_{RD} 간 비율의 차가 줄어들어 따라 미미한 이득을 보인다.

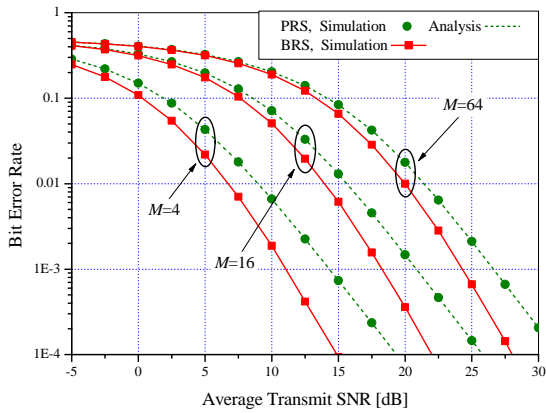


그림 2. Case I에 대하여 M-ary QAM을 이용한 평균 비트 오차율 분석

Fig. 2 Average bit error rate analysis using M-ary QAM for Case I

그러나 높은 SNR에서는 $\beta_{SR} < \beta_{RD}$ 일수록 큰 이득을 보인다. 이것은, PRS기법이 비교적 높은 SNR에서 $\beta_{SR} < \beta_{RD}$ 에 따라 좋은 성능을 보인다는 것을 의미한다. 여기서, β_{SR}, β_{RD} 간 비율이 1:10이상으로 증가함에 따라 제한된 시스템의 이득이 미미해지는 양상을 볼 수 있다. 또한, 그림 3, 4의 비교를 통해, K의 증가가 BRS기법의 평균 비트 오차율 성능을 향상시킨다는 것을 알 수 있다. 이 때, PRS기법에서는 $\beta_{SR} = \beta_{RD}$ 일 때 성능의 개선이 거의 없고 $\beta_{SR} < \beta_{RD}$ 에 따라 미세한 성능의 향상을 보인다. 다이버시티 측면에서, BRS기법은 PRS기법보다 더 큰 다이버시티 이득을 얻는다. 그림 3, 4를 통해, BRS기법의 비트 오차율이 PRS기법의 비트 오차율보다 가파른 기울기를 보인다는 것을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 독립적이고 균일한 분포를 갖는 채널을 가정하여 듀얼 홉 DF 중계 시스템에서 PRS기법을 이용하여 정확한 비트 오차율을 분석하였다. 특히, IV장에서 중계 노드의 수와 첫 번째 홉과 두 번째 홉 간 평균 채널 전력비를 다양하게 가정하여 PRS, BRS기법의 평균 비트 오차율을 분석하였다. 분석 결과를 통해, 높은 SNR에서 PRS기법은 첫 번째 홉의 평균 채널 전력이 두 번째 홉의 평균 채널 전력보다 작을수록 BRS기법에 근접하

여, 큰 이득을 보인다는 것을 알았다. 그리고 첫 번째 홉과 두 번째 홉 간 비율이 1:10이상으로 증가함에 따라 제한된 시스템의 이득이 미미해지는 양상을 나타내어, 일정한 지점에서 이득치의 포화가 발생함을 알 수 있다.

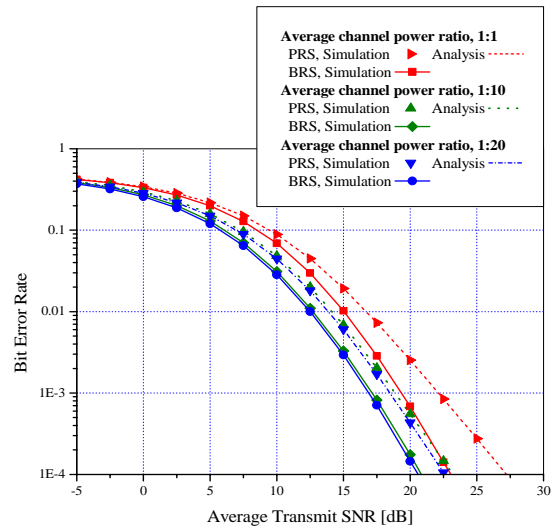


그림 3. Case II에 대하여 16-ary QAM을 이용한 평균 비트 오차율 분석

Fig. 3 Average bit error rate analysis using 16-ary QAM for Case II

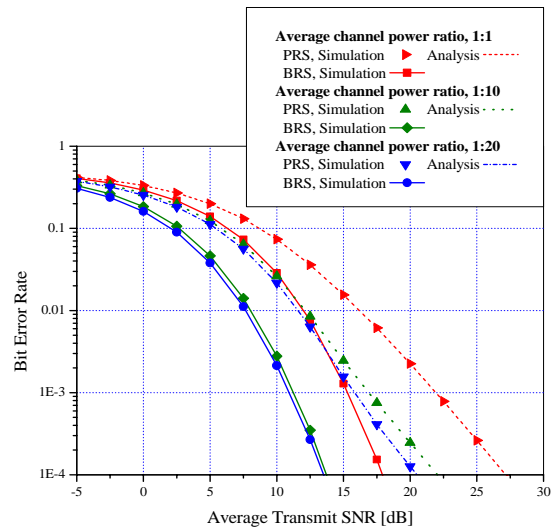


그림 4. Case III에 대하여 16-ary QAM을 이용한 평균 비트 오차율 분석

Fig. 4 Average bit error rate analysis using 16-ary QAM for Case III

또한, PRS기법은 중계 노드의 수가 증가함에 따라 평균 비트 오차율의 성능 개선이 미미하다는 결론을 얻었다.

REFERENCES

- [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 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.
- [3] J. N. Laneman and 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.
- [4] M. R. Souryal and B. R. Vojcic, "Performance of amplify-and-forward and decode-and-forward relaying in Rayleigh fading with turbo codes." in *Proc. IEEE ICASSP*, Toulouse, France, May. 2006.
- [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] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman, "A simple cooperative diversity method based on network path selection," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 3, pp. 659-672, Mar. 2006.
- [7] I. Krikidis, J. Thompson, S. McLaughlin, and N. Goertz, "Amplify-and-forward with partial relay selection," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, pp.235-237, Apr. 2008.
- [8] Y. Zhao, R. Adve, and T. J. Lim, "Symbol error rate of selection amplify-and-forward relay systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, pp.235-237, Apr. 2008.
- [9] Suraweera, H. A., D. S. Michalopoulos, and G. K. Karagiannidis. "Semi-blind amplify-and-forward with partial relay selection." *Electronics letters*, vol. 45, no. 6, pp. 317-319, Mar. 2009.
- [10] Rui, Xianyi. "Performance of selective decode-and-forward relay networks with partial channel information." *ETRI journal*, vol. 32, no. 1, pp. 139-141, Feb. 2010.
- [11] 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.
- [12] A. Shah and A. M. Haimovich, "Performance analysis of maximal ratio combining and comparison with optimum combining for mobile radio communications with co-channel interference," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no.4, pp. 1454-1463, Jul. 2000.
- [13] M. K Simon and M.-S. Alouni, *Digital communication over fading channels: A unified approach to performance analysis*. Wiley, 2000.



이상준(Sangjun Lee)

2013년 2월 : 국립한경대학교 전자공학과 학사
 2013년 3월 ~ 현재 : 국립한경대학교 일반대학원 전기전자제어공학과 석사과정
 ※관심분야 : 이동통신, 무선 협력 통신 시스템, MIMO 전송 기술



이인호(In-Ho Lee)

2003년 2월 : 한양대학교 전자컴퓨터공학부 학사
 2005년 2월 : 한양대학교 전자전기제어계측공학과 공학석사
 2008년 8월 : 한양대학교 전자전기제어계측공학과 공학박사
 2008년 9월 ~ 2010년 4월 : 삼성전자 DMC 연구소 책임연구원
 2010년 4월 ~ 2011년 3월 : 한양대학교 ERICA 부설연구소 공학기술연구소 박사후과정
 2011년 3월 ~ 현재 : 국립한경대학교 전기전자제어공학과 조교수
 ※관심분야 : 무선 협력 통신 시스템, MIMO 전송 기술, 무선자원관리 기술