

레이리 페이딩을 겪는 다중 간섭 채널 환경에서 증폭-후-전달 릴레이 시스템의 성능 한계

정회원 류 현 석^{*°}, 종신회원 강 충 구^{*}

Performance Bounds of an Amplify-and-Forward Relay System with Multiple Rayleigh-faded Co-channel Interferers

Hyun-Seok Ryu^{*°} *Regular Member*, Chung G. Kang^{*} *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 2-홉 릴레이 시스템에서 릴레이 노드와 목적지 노드가 모두 임의의 수를 갖는 간섭원들의 영향을 받는 상황을 고려한다. 특히 릴레이 채널과 액세스 채널, 그리고 간섭 채널들이 모두 레이리 페이딩을 겪는다고 가정할 때, 증폭-후-전달(amplify-and-forward: AF) 릴레이 시스템의 불능 확률에 대한 정확한 수식을 도출하고, 나아가 불능 확률의 상한 식(upper bound)과 하한 식(lower bound)을 도출한다. 또한 도출된 불능 확률의 상한 식과 하한 식을 이용하여 AF 릴레이 시스템의 비트 오류율 성능에 대한 상한 식과 하한 식을 도출한다. 그리고 도출된 AF 릴레이 시스템의 불능 확률과 비트 오류율 성능에 대한 상한 식과 하한 식의 정확도를 모의실험을 통해 확인한다.

Key Words : Interference-limited system, amplify-and-forward relaying, outage probability, average bit error rate

ABSTRACT

In this paper, we consider a 2-hop relay system where both the relay and destination nodes suffer from the arbitrary number of co-channel interferers. More specifically, assuming that the relay and access channels as well as interference channels are all subject to Rayleigh fading, we derive an exact closed-form expression for outage probability of the amplify-and-forward (AF) relay system, and furthermore compute its upper and lower bounds. Based on these bounds, we derive the upper and lower bounds on the average bit error rate (BER) of the AF relay system. We also confirm the accuracy of our derivation by investigating the performance gap between the performance bounds under consideration and simulation results.

I. 서 론

릴레이 시스템은 광대역 이동 셀룰러 망의 커버리지를 확장하고 수율을 증대시킬 수 있는 요소 기술로서 많은 주목을 받아 왔으며^[1,2], 이러한 릴레이 시스템의 효율성을 분석하기 위해 많은 연구가 진

행되어 왔다^[3-6]. 그러나 대부분의 문헌들에서는 간섭의 영향을 고려하지 않은 잡음 제한적인 환경에서 릴레이 시스템의 성능 분석에 초점을 두고 있다. 예를 들어, 간섭이 존재하지 않는 환경에서 신호원 노드와 릴레이 노드 간의 채널(릴레이 채널)과 릴레이 노드와 목적지 노드 간의 채널(액세스 채널)이

* 고려대학교 전기전자전파공학부 무선정보시스템공학 연구실(kor74ryu@korea.ac.kr), (° : 교신저자)

* 고려대학교 전기전자전파공학부 무선정보시스템공학 연구실(ccgkang@korea.ac.kr)

논문번호 : KICS2011-12-591, 접수일자 : 2010년 12월 1일, 최종논문접수일자 : 2011년 1월 20일

각각 레일리 페이딩(Rayleigh fading)과 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise: AWGN)에 영향을 받는 환경^[3,4], 라이시안 페이딩(Rician fading)과 AWGN에 영향을 받는 환경^[5], 그리고 Nakagami-m 페이딩과 AWGN에 영향을 받는 환경^[6]에 대한 분석이 이루어 졌다. 그러나 광대역 이동 셀룰러 망은 높은 대역 효율성을 확보하기 위해 주파수 재사용을 하기 때문에 AWGN보다 주파수 재사용으로 인한 간섭(co-channel interference: CCI)이 시스템 성능을 좌우하는 핵심 요소가 되므로, 광대역 이동 셀룰러 망에서의 릴레이 시스템은 간섭-제한적인 시스템이다. 따라서 이러한 간섭-제한적인 환경이 릴레이 시스템의 성능에 어떠한 영향을 미치는지에 대한 연구가 보다 깊이 이루어져야 한다.

간섭-제한적인 환경에서 릴레이 시스템의 성능 분석에 대한 최초 연구는, 간섭원을 갖는 증폭-후-전달(Amplify-and-forward: AF) 릴레이 시스템의 평균 수율의 합(average sum-throughput)을 조사한 문헌^[7]에서 시작되었다. 특히, 간섭을 야기하는 릴레이 노드의 수와 액세스 채널의 목표 신호-대-잡음비(signal-to-noise ratio: SNR)를 조절함으로써 주파수 재사용을 이용하는 AF 릴레이 시스템이 주파수 재사용을 사용하지 않는 AF 릴레이 시스템보다 높은 평균 수율의 합 관점에서 이득을 얻을 수 있음을 보였다^[7]. 또한, 간섭-제한적인 환경에서 AF 릴레이 시스템의 다이버시티 이득이 간섭 채널에 의해 제한되는 것을 점근적 분석(asymptotic analysis)을 통해 보여준 바 있다^[8]. 한편, 릴레이 채널은 AWGN의 영향을 받지만, 액세스 채널이 레일리 분포를 갖는 다수의 간섭원들의 영향을 받는 환경에서, AF와 복호-후-전달(decode-and-forward: DF) 릴레이 시스템들의 불능 확률(outage probability)에 대한 분석이 이루어진 바 있다^[9]. 유사한 시기에 릴레이 채널이 레일리 분포를 갖는 다수의 간섭원들로부터 영향을 받고 액세스 채널은 AWGN만의 영향을 받는 환경에서, AF 릴레이 시스템의 평균 비트 오류율(average bit error rate) 성능과 불능 확률이 분석된 바 있다^[10]. 최근 릴레이 채널과 액세스 채널이 모두 임의의 수를 갖는 간섭원들로부터 영향을 받는 환경에서 AF와 DF 릴레이 시스템들의 불능 확률이 closed-form으로 도출된 바 있다^[11,12]. 그러나 이러한 환경에서 AF와 DF 릴레이 시스템들의 비트 오류율 성능은 알려진 바가 없다.

본 논문에서는 릴레이 채널과 액세스 채널이 모두 임의의 수를 갖는 간섭원들의 영향을 받는 AF

릴레이 시스템의 불능 확률을 수학적으로 도출한다. 이는 이미 이전 문헌들^[11,12]에서 정확한 closed-form 결과로 주어진 바가 있으나, 본 논문에서는 이전 문헌들의 결과와 다른 형태의 closed-form 결과를 도출한다. 또한, 간섭 제한적인 환경에서 AF 릴레이 시스템의 종단간(end-to-end) 수신 신호-대-간섭 비(signal-to-interference ratio: SIR)가 DF 릴레이 시스템의 종단간 수신 SIR에 의해 상한 식(upper bound) 및 하한 식(lower bound)을 갖게 됨을 이용하여^[13], AF 릴레이 시스템의 불능 확률과 평균 비트 오류율의 상한 식과 하한 식을 유도한다. 다양한 파라미터들에 대해 제안한 AF 릴레이 시스템에 대한 불능 확률과 비트 오류율의 상한 식과 하한 식 결과가 모의실험을 통해 얻은 결과들과 유사함을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델을 살펴본다. III장에서는 AF 릴레이 시스템의 불능 확률을 closed-form으로 유도하고 불능 확률의 상한 식과 하한 식을 살펴본다. IV장에서는 III 장에서 도출된 결과들을 이용하여 AF 릴레이 시스템의 비트 오류율에 대한 상한 식과 하한 식을 유도한다. 한편 V 장에서는 III장과 IV장에서 도출된 결과들과 모의실험을 통해 얻어진 결과들을 비교하고, 마지막으로 VI장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 2-홉 릴레이 시스템의 하향링크를 고려한다. 간섭이 가우시안 잡음에 비해 시스템 성능을 좌우하는 중요 파라미터인 간섭 제한적인 시스템을 고려하므로, 수신단에서 AWGN의 영향은 고려하지 않는다^[11,12]. 한편, 릴레이 노드는 반 이중화(half-duplexing) 방식으로 동작한다고 가정하며, 릴레이 링크와 액세스 링크의 수신단에서 심볼들 간의 동기는 정확하다고 가정한다. 또한 송신단에서는 채널 정보를 알지 못하지만, 수신단에서는 이를 정확히 추정할 수 있다고 가정한다.

2.1 수신 신호 모델

x_1 을 첫 번째 전송 단계에서 신호원 노드(S)가 릴레이 노드(R)로 전송하는 심볼로 정의하자. 이때 x_1 이 N_1 개의 간섭원 신호, $\{x_{1,n}\}_{n=1}^{N_1}$ 의 영향을 받는다고 가정하면, 첫 번째 전송 단계에서 R에서

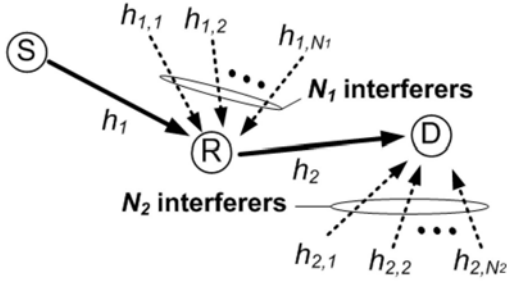


그림 1. 다수의 간섭원을 갖는 2-홉 릴레이 시스템
Fig. 1. 2-hop relay system with multiple co-channel interferers

수신되는 신호는 다음과 같다.

$$y_1 = \sqrt{P_1} h_1 x_1 + \sum_{n=1}^{N_1} \sqrt{P_{1,n}} h_{1,n} x_{1,n} \quad (1)$$

여기서 P_1 과 $\{P_{1,n}\}_{n=1}^{N_1}$ 은 각각 S 의 송신 전력과 R 에 간섭을 야기하는 인접 신호원 노드들의 송신 전력을 의미한다. h_1 은 S 와 R 간의 릴레이 채널을 나타내며, $\{h_{1,n}\}_{n=1}^{N_1}$ 은 릴레이 채널에 영향을 주는 간섭 채널들을 의미한다(그림 1참조). 한편, AF 릴레이 시스템에서 R 은 수신된 신호를 아날로그 도메인에서 증폭이득 G 만큼 증폭하여 두 번째 단계에 D 로 중계한다. 따라서 두 번째 전송 단계에서 D 에 수신된 신호는 다음과 같다.

$$y_2 = h_2 G y_1 + \sum_{n=1}^{N_2} \sqrt{P_{2,n}} h_{2,n} x_{2,n} \quad (2)$$

여기서 $\{P_{2,n}\}_{n=1}^{N_2}$ 은 D 로 간섭을 야기하는 인접 릴레이 노드들의 송신 전력을 나타낸다. h_2 는 R 과 D 간의 액세스 채널을 나타내며, $\{h_{2,n}\}_{n=1}^{N_2}$ 은 액세스 채널에 영향을 주는 간섭 채널들을 의미한다. 한편 증폭이득 G 는 다음과 같이 주어진다^[11,12].

$$G = \sqrt{\frac{P_2}{|h_1|^2 P_1 + \sum_{n=1}^{N_1} |h_{1,n}|^2 P_{1,n}}} \quad (3)$$

2.2 순시 신호-대간섭 비 모델

본 논문에서는 h_l 과 $h_{l,n}$ 이 서로 독립적인 복소 가우시안 분포를 따른다고 가정한다($l=1,2$,

$n=1, \dots, N_l$). 또한 분석의 편의를 위해 모든 전송 심볼들은 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안 분포를 따른다고 가정한다. 즉

$E[|x_l|^2] = E[|x_{l,n}|^2] = 1$. 따라서 식 (1)을 식 (2)에 대입하여 정리하면 AF 릴레이 시스템의 종단간 SIR은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\gamma_{AF} = \frac{G^2 |h_1|^2 |h_2|^2 P_1}{G^2 |h_1|^2 \sum_{n=1}^{N_1} |h_{1,n}|^2 P_{1,n} + \sum_{n=1}^{N_2} |h_{2,n}|^2 P_{2,n}} \quad (4)$$

식 (3)을 식 (4)에 대입하여 정리하면, γ_{AF} 는 다음과 같이 표현할 수 있다^[11,12].

$$\gamma_{AF} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1} \approx \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \quad (5)$$

여기서 γ_l 은 다음과 같다($l=1,2$).

$$\gamma_l = \frac{|h_l|^2 P_l}{\sum_{n=1}^{N_l} |h_{l,n}|^2 P_{l,n}} = \frac{S_l}{I_l} = \frac{S_l}{I_l} \quad (6)$$

2.3 순시 신호-대간섭 비의 상한 식 및 하한 식

AF 릴레이 시스템의 종단간 SIR은 식 (5)와 식 (6)을 통해 알 수 있듯이 각 홉의 SIR로 구성된 조화평균의 형태로 표현된다. 이를 이용하여 다음과 같은 관계를 고려할 수 있다^[13].

$$\frac{1}{2} \min(\gamma_1, \gamma_2) \leq \gamma_{AF} < \min(\gamma_1, \gamma_2) \quad (7)$$

여기서 등호는 $\gamma_1 = \gamma_2$ 일 때 성립한다. 한편 식 (7)의 좌변과 우변에 위치한 $\min(\gamma_1, \gamma_2)$ 는 DF 릴레이 시스템의 종단간 SIR임에 주목하자. 즉 AF 릴레이 시스템의 순시 종단간 SIR에 대한 상한 식 및 하한 식은 DF 릴레이 시스템의 순시 종단간 SIR들을 이용하여 표현할 수 있음을 의미한다. 본 논문에서는 이를 이용하여 AF 릴레이 시스템의 불능 확률 및 평균 비트 오류율 성능의 상한 식과 하한 식을 분석한다.

III. 불능 확률 분석

본 절에서는 2-홉 AF 릴레이 시스템의 불능 확률에 대한 정확한 closed-form 결과를 도출하고, 식 (7)을 이용

하여 불능 확률의 상한 식과 하한 식을 도출한다. 분석에 앞서 다음의 기호들을 정의한다. $f_X(x)$, $F_X(x)$, 그리고 $M_X(s)$ 는 각각 랜덤 변수, X 의 확률 밀도 함수 (probability density function: PDF)와 누적 밀도 함수 (cumulative density function: CDF), 그리고 moment generating function (MGF)를 나타낸다. 또한 $X \sim \epsilon(1/\alpha)$ 를 평균 α 를 갖는 지수 분포의 랜덤 변수 X 로 정의한다($\alpha > 0$). 즉, X 의 PDF는 $f_X(x) = (1/\alpha)e^{-x/\alpha}$ 이다. 한편 AF 릴레이 시스템의 불능 확률은 종단간 SIR이 특정 임계 값 Δ 보다 작은 확률을 의미하며, 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 P_{out}^{AF}(\Delta) &= \Pr[\gamma_{AF} \leq \Delta] \\
 &= \Pr\left[\frac{\gamma_1\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \leq \Delta\right] \\
 &= \Pr\left[\left(\frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2}\right) > \frac{1}{\Delta}\right]
 \end{aligned} \tag{8}$$

3.1 정확한 closed-form 결과

h_l 과 $h_{l,n}$ 이 서로 독립적인 복소 가우시안 분포를 따른다고 가정하기 때문에 $|h_l|^2$ 과 $|h_{l,n}|^2$ 은 각각 평균이 Ω_l 과 $\Omega_{l,n}$ 인 지수 분포이다($l=1,2, n=1,\dots,N_l$). 분석의 편의를 위해 $Y_1 = 1/\gamma_1$, $Y_2 = 1/\gamma_2$, $Z = Y_1 + Y_2$ 로 정의하면, γ_{AF} 의 불능 확률에 대한 정확한 closed-form 결과는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_{out}^{AF}(\Delta) &= \Pr\left[\left(Y_1 + Y_2\right) > \frac{1}{\Delta}\right] = \Pr\left[Z > \frac{1}{\Delta}\right] \\
 &= 1 - F_Z(1/\Delta) \\
 &= 1 - \sum_{k=1}^{N_1} \sum_{n=1}^{N_2} \frac{A_{1,k} A_{2,n} \rho_{1,k} \rho_{2,n}}{2} \\
 &\quad \times \left[\frac{\Delta}{(\rho_{1,k} + \Delta)(\rho_{2,n} + \Delta)}\right]^2 \\
 &\quad \times {}_2F_1\left(2, 2; 3; \frac{\rho_{1,k}\rho_{2,n} + (\rho_{1,k} + \rho_{2,n})\Delta}{(\rho_{1,k} + \Delta)(\rho_{2,n} + \Delta)}\right)
 \end{aligned} \tag{9}$$

Proof. 부록 A 참조

식 (9)는 [11]의 식 (15)와 [12]의 식 (17)에서 구한 AF의 불능 확률과 다른 형태임을 알 수 있다.

3.2 불능 확률의 상한 식 및 하한 식

$W = \min(\gamma_1, \gamma_2)$ 로 정의하면, 식 (7)을 이용하여 AF 릴레이 시스템의 불능 확률에 대한 상한 식과

표 1. M-QAM 변조의 조건부 비트 오류율을 위한 파라미터
Table 1. Parameters for conditional error rate of M-QAM

변조차수	a	b
4-QAM	1	2
16-QAM	3/4	4/5
64-QAM	7/12	2/7

하한 식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\Pr[W \leq \Delta] < P_{out}^{AF}(\Delta) < \Pr[W \leq 2\Delta] \tag{10}$$

분석의 편의를 위해 $P_{out}^{AF}(\Delta)$ 의 상한 식과 하한 식을 각각 $P_{out}^-(\Delta) = \Pr[W \leq \Delta]$ 와 $P_{out}^+(\Delta) = \Pr[W \leq 2\Delta]$ 로 정의하자. 또한 $\omega \in \{\Delta, 2\Delta\}$ 로 정의하면, $P_{out}^\pm(\Delta)$ 은 부록 A의 식 (A-5)에 의해 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_{out}^\pm(\omega) &= \Pr[W \leq \omega] \\
 &= 1 - \Pr[\gamma_1 > \omega] \Pr[\gamma_2 > \omega] \\
 &= 1 - \Pr[Y_1 \leq 1/\omega] \Pr[Y_2 \leq 1/\omega] \\
 &= 1 - F_{Y_1}(1/\omega) F_{Y_2}(1/\omega) \\
 &= 1 - \left[\sum_{k=1}^{N_1} \frac{A_{1,k} \rho_{1,k}}{w} {}_2F_1\left(2, 1; 2; -\frac{\rho_{1,k}}{w}\right) \right] \\
 &\quad \times \left[\sum_{n=1}^{N_2} \frac{A_{2,n} \rho_{2,n}}{w} {}_2F_1\left(2, 1; 2; -\frac{\rho_{2,n}}{w}\right) \right]
 \end{aligned} \tag{11}$$

IV. 평균 비트 오류율 분석

본 절에서는 식 (7)에 주어진 AF 릴레이 시스템의 종단간 SIR에 대한 상한 식과 하한 식을 이용하여 AF 릴레이 시스템의 평균 비트 오류율을 수학적으로 유도한다. 대부분의 시스템에서 널리 이용되는 Gray-encoding을 사용하는 변조 방식을 고려할 때, AF 릴레이 시스템의 조건부 비트 오류율 (conditional bit error rate)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_b(e|\gamma_{AF}) = aQ(\sqrt{b\gamma_{AF}}) \tag{12}$$

여기서 $Q(x)$ 는 가우시안 Q-function을 의미하며, $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 이다. 한편, a 와 b 는 변조 방식에 따라 주어지는 상수를 나타낸다. 특히 binary/quadrature phase shift keying (BPSK/QPSK),

frequency shift keying (FSK), 그리고 M-ary square/rectangular quadrature amplitude modulation (M-QAM) 변조 방식들에 대한 조건부 비트 오류율은 $aQ(\sqrt{b\gamma})$ 의 형태로 표현할 수 있다^[10]. 본 논문에서는 M-QAM을 고려하며, 이때 각 변조 차수에 대한 a 와 b 는 표 1에 명시하였다^[14].

한편, 식 (12)의 조건부 비트 오류율을 중단간 SIR, γ_{AF} 에 대해 평균을 취하면, 다음과 같이 평균 비트 오류율을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} P_b^{AF}(e) &= \int_0^\infty aQ(\sqrt{b\gamma_{AF}})f_{\Gamma_{AF}}(\gamma_{AF})d\gamma_{AF} \quad (13) \\ &= \frac{a}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty F_{\Gamma_{AF}}\left(\frac{x^2}{b}\right)e^{-x^2/2}dx \end{aligned}$$

Proof: 부록 B 참조

식 (13)의 closed-form 결과가 존재하지 않기에, 식 (7)을 이용하여 $F_{\Gamma_{AF}}(x^2/b)$ 의 상한 식과 하한 식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$F_W\left(\frac{x^2}{b}\right) < F_{\Gamma_{AF}}\left(\frac{x^2}{b}\right) < F_W\left(\frac{2x^2}{b}\right) \quad (14)$$

따라서 $P_b^{AF}(e)$ 의 상한 식과 하한 식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$P_b^-(e) < P_b^{AF}(e) < P_b^+(e) \quad (15)$$

여기서 $P_b^+(e)$ 와 $P_b^-(e)$ 는 각각 다음과 같다.

$$P_b^+(e) = \frac{a}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty F_W\left(\frac{2x^2}{b}\right)e^{-x^2/2}dx \quad (16)$$

$$P_b^-(e) = \frac{a}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty F_W\left(\frac{x^2}{b}\right)e^{-x^2/2}dx \quad (17)$$

분석의 편의를 위해 $\mu \in \{2/b, 1/b\}$ 로 정의하면, 식 (16)과 식 (17)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_b^+(e) &= \frac{a}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty F_W(\mu x^2)e^{-x^2/2}dx \\ &= \frac{a}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \Pr[W \leq \mu x^2]e^{-x^2/2}dx \\ &\equiv \frac{a}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \{1 - F_{Y_1}(1/\mu x^2)F_{Y_2}(1/\mu x^2)\}e^{-x^2/2}dx \end{aligned} \quad (18)$$

식 (11)과 [15]의 식 (9.121.5)을 이용하면 식 (18)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_b^\pm(e) &= \frac{a}{2} - \frac{a}{\sqrt{2\pi}} \sum_{k=1}^{N_1} \sum_{n=1}^{N_2} A_{1,k}A_{2,n} \\ &\times \int_0^\infty \frac{\rho_{1,k}\rho_{2,n}e^{-x^2/2}}{(\mu x^2 + \rho_{1,k})(\mu x^2 + \rho_{2,n})} dx \quad (19) \end{aligned}$$

식 (19)에서 $\rho_{1,k} = \rho_{2,n} = \rho$ 일 때, [15]의 식 (9.211.4)에 의해 φ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\varphi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho}{\mu}} \Psi\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{\rho}{2\mu}\right) \quad (20)$$

여기서 $\Psi(a, b; z)$ 는 second-kind confluent hypergeometric function을 의미한다^[15]. 식 (20)을 식 (19)에 대입하면, $\rho_{1,k} = \rho_{2,n} = \rho$ 일 때, $P_b^{AF}(e)$ 의 상한 식과 하한 식을 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b^+(e) = \frac{a}{2} \left\{ 1 - \sum_{k=1}^{N_1} \sum_{n=1}^{N_2} \frac{A_{1,k}A_{2,n}\sqrt{b\rho}}{2} \Psi\left(\frac{1}{2}, -\frac{1}{2}; \frac{b\rho}{4}\right) \right\} \quad (21)$$

$$P_b^-(e) = \frac{a}{2} \left\{ 1 - \sum_{k=1}^{N_1} \sum_{n=1}^{N_2} \frac{A_{1,k}A_{2,n}\sqrt{b\rho}}{\sqrt{2}} \Psi\left(\frac{1}{2}, -\frac{1}{2}; \frac{b\rho}{2}\right) \right\} \quad (22)$$

한편, $\rho_{1,k} \neq \rho_{2,n}$ 일 경우, 식 (19)의 φ 는 [15]의 식 (9.211.4)를 이용하여 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \varphi &= \frac{\rho_{1,k}\rho_{2,n}}{\rho_{2,n} - \rho_{1,k}} \left\{ \int_0^\infty \frac{e^{-x^2/2}dx}{\mu x^2 + \rho_{1,k}} - \int_0^\infty \frac{e^{-x^2/2}dx}{\mu x^2 + \rho_{2,n}} \right\} \\ &= \frac{\rho_{1,k}\rho_{2,n}}{2(\rho_{2,n} - \rho_{1,k})} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\rho_{1,k}}} \Psi\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{\rho_{1,k}}{2\mu}\right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{\sqrt{\rho_{2,n}}} \Psi\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{\rho_{2,n}}{2\mu}\right) \right\} \end{aligned} \quad (23)$$

따라서 $P_b^{AF}(e)$ 의 상한 식과 하한 식은, 식 (23)을 식 (19)에 대입하여 각각 다음과 같이 얻을 수 있다.

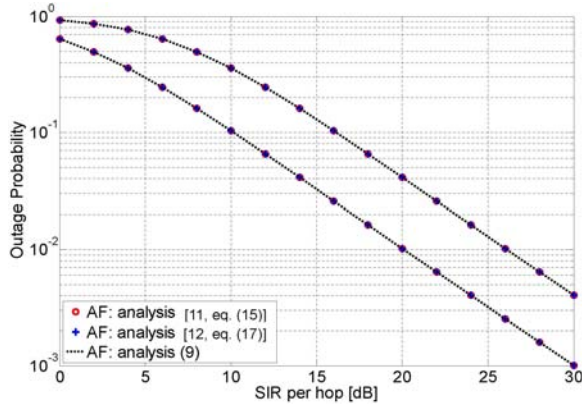


그림 2. 대칭 채널에서 홉당 SIR에 따른 이전 문헌들에서 유도된 불능 확률의 결과들과 본 논문에서 유도된 불능 확률의 결과 비교

Fig. 2. Outage probability as the function of SIR per hop over symmetric channel: the existing results vs. proposed one

$$P_b^+(e) = \frac{a}{2} \left\{ 1 - \sum_{k=1}^{N_1} \sum_{n=1}^{N_2} \frac{A_{1,k} A_{2,n} \rho_{1,k} \rho_{2,n}}{\rho_{2,n} - \rho_{1,k}} \sqrt{\frac{b}{4}} \left[\frac{1}{\sqrt{\rho_{1,k}}} \right] \right. \\ \left. \times \Psi\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{b\rho_{1,k}}{4}\right) - \frac{1}{\sqrt{\rho_{2,n}}} \Psi\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{b\rho_{2,n}}{4}\right) \right\} \quad (24)$$

$$P_b^-(e) = \frac{a}{2} \left\{ 1 - \sum_{k=1}^{N_1} \sum_{n=1}^{N_2} \frac{A_{1,k} A_{2,n} \rho_{1,k} \rho_{2,n}}{\rho_{2,n} - \rho_{1,k}} \sqrt{\frac{b}{2}} \left[\frac{1}{\sqrt{\rho_{1,k}}} \right] \right. \\ \left. \times \Psi\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{b\rho_{1,k}}{2}\right) - \frac{1}{\sqrt{\rho_{2,n}}} \Psi\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{b\rho_{2,n}}{2}\right) \right\} \quad (25)$$

V. 모의실험

본 절에서는 모의실험을 통하여 본 논문에서 제안하는 불능 확률과 평균 비트 오류율의 상한 식과 하한식이 정확한 closed-form 결과와 얼마나 일치하는지를 확인하고자 한다. 본 모의 실험에서 모든 채널은 블록 레일리 주파수 평탄 페이딩(block frequency-flat Rayleigh fading)을 겪는다고 가정한다. 즉, 채널 계수가 한 블록 내에서는 상수 값을 갖게 되며, 블록들 간에는 독립성을 갖는다. 모든 모의실험에서 $E[|h_l|^2] = \Omega_l = 1$, 그리고 $E[|h_{l,n}|^2] = \Omega_{l,n} = 1$ 을 가정한다($l=1,2, n=1,\dots,N_l$). 릴레이 링크와 액세스 링크의 평균 SIR이 동일한 채널을 대칭 채널로 명명하고(즉, $\rho_{1,k} = \rho_{2,n}$), 릴레이 링크와 액세스 링크의 평균 SIR이 상이한 채널을 비대칭 채널(즉, $\rho_{1,k} \neq \rho_{2,n}$)이라고 명명한다. 분석의 편

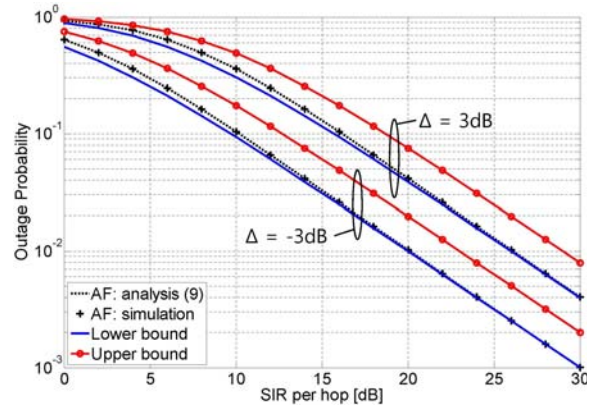


그림 3. 대칭 채널에서 홉당 SIR에 따른 불능 확률 비교
Fig. 3. Outage probability vs. SIR per hop (symmetric channel)

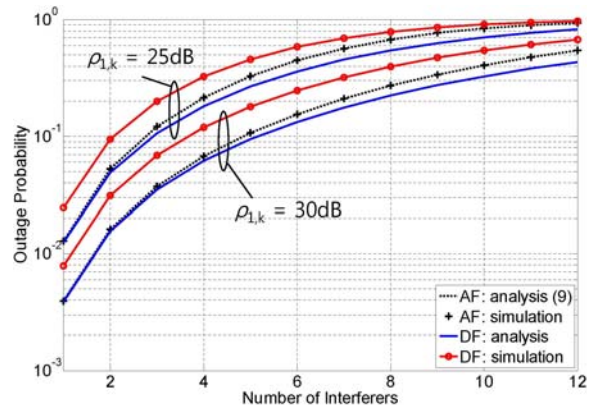


그림 4. 대칭 채널에서 간섭원의 수에 따른 불능 확률 비교
Fig. 4. Outage probability vs. the number of interferers (symmetric channel)

의를 위해 간섭원의 송신 전력은 동일하다고 가정한다($P_{1,k} = P_{2,n} = P$ 여기서 $k, n = 1, \dots, N$)^[12]. 이때, 첫 번째 홉과 두 번째 홉의 홉당 평균 SIR을 각각 다음과 같이 정의한다.

$$\rho_{1,k} = \frac{\Omega_1 P_1}{\sum_{k=1}^{N_1} \Omega_{1,k} P_{1,k}} = \frac{P_1}{\sum_{k=1}^{N_1} P_{1,k}} = \frac{P_1}{NP} \quad (26)$$

$$\rho_{2,n} = \frac{\Omega_2 P_2}{\sum_{n=1}^{N_2} \Omega_{2,n} P_{2,n}} = \frac{P_2}{\sum_{n=1}^{N_2} P_{2,n}} = \frac{P_2}{NP} \quad (27)$$

그림 2는 대칭 채널에서 릴레이 링크와 액세스 링크에 간섭원이 하나만 존재할 경우에 대해 ($N_1 = N_2 = 1$), 문헌 [11]의 식 (17)과 문헌 [12]의 식 (15), 그리고 본 논문에서 유도한 closed-form

결과인 식 (9)의 불능 확률 결과를 해당 평균 SIR, $\rho_{1,k}$ 의 변화에 따라 비교한 그림이다. 그림을 통해 알 수 있듯이 본 논문에서 유도한 closed-form 결과는 문헌 [11]의 식 (17)과 문헌 [12]의 식 (15)에서 유도된 결과와 정확히 일치함을 알 수 있다.

그림 3은 대칭 채널에서 릴레이 링크와 액세스 링크에 간섭원이 하나만 존재할 경우에 대해 ($N_1 = N_2 = 1$), 해당 평균 SIR, $\rho_{1,k}$ 의 변화에 따른 불능 확률을 비교한 그림이다. 먼저 식 (9)의 수학적 분석을 통해 얻어진 closed-form 결과와 모의실험을 통한 결과가 정확히 일치함을 알 수 있다. 또한 closed-form 결과로 구한 AF의 불능 확률은 본 논문에서 제안한 불능 확률의 상한 식과 하한 식 사이에 존재함을 알 수 있다. 특히 closed-form 결과로 얻어진 AF의 불능 확률은 20 dB 이상의 SIR에서 제안한 불능 확률의 하한 식과 정확히 일치함을 알 수 있다. 한편, 그림 4는 대칭 채널에서 간섭원 수의 변화에 따른 AF 릴레이 시스템의 불능 확률을 나타낸 것으로, 간섭원의 수가 증가할수록 불능 확률이 증가함을 알 수 있다. 또한 그림 3에서와 마찬가지로 수학적 분석으로 얻어진 결과와 모의실험 결과가 정확히 일치함을 알 수 있으며, 본 논문에서 제안한 불능 확률의 상한 식보다 하한 식이 정확한 closed-form 결과에 더욱 근접함을 알 수 있다.

그림 5, 그림 6, 그리고 그림 7은 비대칭 채널에서 릴레이 링크와 액세스 링크에 간섭원이 하나만 존재할 경우에 대해 ($N_1 = N_2 = 1$), 두 번째 홉의 평균 SIR, $\rho_{2,n}$ 의 변화에 따른 4-QAM, 16-QAM, 그리고 64-QAM 변조를 사용하는 AF 릴레이 시스템의 평균 비트 오류율 성능을 각각 나타낸 것이다. 이때 첫 번째 홉의 평균 SIR, $\rho_{1,k}$ 는 $\rho_{2,n}$ 보다 항상 3dB 좋다고 가정한다(즉, $\rho_{1,k} = \rho_{2,n} + 3\text{dB}$). 한편 수학적 분석을 통해 얻어진 AF 릴레이 시스템의 비트 오류율에 대한 상한 식과 하한 식은 식 (24)와 식 (25)를 통해 알 수 있듯이 second-kind confluent hypergeometric function으로 구성되어 있다. MATLAB에서는 second-kind confluent hypergeometric function을 지원하지 않기 때문에 Mathematica를 통해 얻어진 결과를 plotting하였다 (Mathematica의 HypergeometricU function을 이용). 그림 4, 그림 5 그리고 그림 6을 통해 AF 릴레이 시스템의 비트 오류율에 대한 모의실험 결과는 본 논문에서 제안한 비트 오류율의 상한 식 (24)와 하

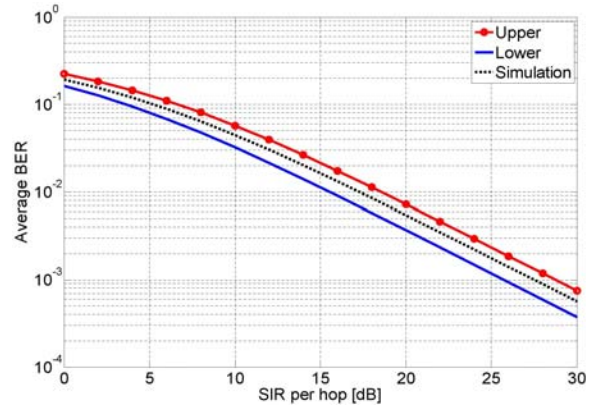


그림 5. 두 번째 홉의 SIR 변화에 따른 AF 릴레이 시스템의 평균 비트 오류율 성능: 4-QAM
Fig. 5. Average BER of the AF relay system as the function of the second hop SIR: 4-QAM

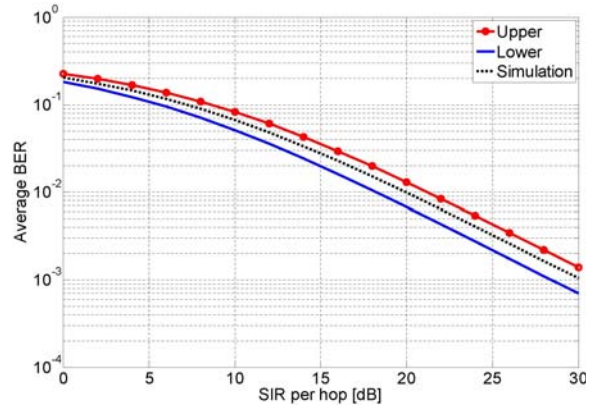


그림 6. 두 번째 홉의 SIR 변화에 따른 AF 릴레이 시스템의 평균 비트 오류율 성능: 16-QAM
Fig. 6. Average BER of the AF relay system as the function of the second hop SIR: 16-QAM

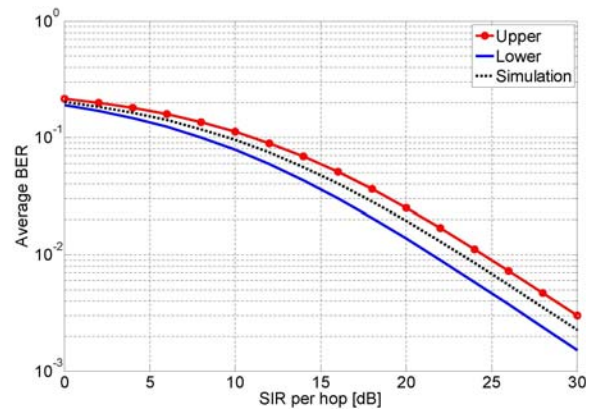


그림 7. 두 번째 홉의 SIR 변화에 따른 AF 릴레이 시스템의 평균 비트 오류율 성능: 64-QAM
Fig. 7. Average BER of the AF relay system as the function of the second hop SIR: 64-QAM

한 식 (25) 사이에 존재함을 알 수 있다. 또한, AF 릴레이 시스템의 비트 오류율에 대한 상한 식과 하한 식의 성능 차이가 그리 크지 않음을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안한 AF 릴레이 시스템의 불능 확률과 비트 오류율의 상한 식과 하한 식은 AF 릴레이 시스템의 성능을 예측하는데 유용할 것임을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 2-홉 릴레이 시스템에서 릴레이 채널과 액세스 채널이 모두 임의의 수를 갖는 간섭원들의 영향을 받을 때, AF 릴레이 시스템의 불능 확률을 수학적으로 도출하였다. 이는 이미 이전 문헌들[11], [12]에서 정확한 closed-form 결과들로 유도된 바가 있으나, 본 논문에서는 이전 문헌들의 결과와 다른 형태의 closed-form 결과를 도출하였다. 또한, 간섭 제한적인 환경에서 AF 릴레이 시스템의 수신 신호-대-간섭 비(signal-to-interference ratio: SIR)가 DF 릴레이 시스템의 수신 SIR에 의해 상한 식 및 하한 식을 갖게 됨을 이용하여, AF 릴레이 시스템의 불능 확률과 평균 비트 오류율에 대한 상한 식과 하한 식을 수학적으로 도출하였다. 다양한 파라미터들에 대해 도출된 수학적 분석 결과가 모의실험 결과들과 정확히 일치함을 보이고, 제안한 AF 릴레이 시스템의 불능 확률과 비트 오류율의 상한 식과 하한 식은 각각 closed-form 결과와 모의실험을 통해 얻어진 정확한 값들과 유사함을 보였다. 따라서 제안하는 AF 릴레이 시스템의 성능 한계(performance bounds)는 AF 릴레이 시스템의 불능 확률과 비트 오류율 성능을 예측하는데 유용할 것으로 판단된다.

부록 A: 식 (9)의 증명

$I_{l,n}$ 은 $E[I_{l,n}] = \beta_{l,n}$ 을 갖는 지수 분포이므로(즉, $\beta_{l,n} = E[I_{l,n}] = E[|h_{l,n}|^2 P_{l,n}] = \Omega_{l,n} P_{l,n}$), $I_{l,n}$ 의 PDF는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$f_{I_{l,n}}(i_{l,n}) = \frac{1}{\beta_{l,n}} e^{-i_{l,n}/\beta_{l,n}} \quad (A-1)$$

따라서 독립적인 랜덤 변수들의 합, $I_l = \sum_{n=1}^{N_l} I_{l,n}$ 의 MGF는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} M_{I_l}(s) &= E[e^{-sI_l}] = \prod_{n=1}^{N_l} M_{I_{l,n}}(s) \\ &= \prod_{n=1}^{N_l} \frac{1/\beta_{l,n}}{s + 1/\beta_{l,n}} \end{aligned} \quad (A-2)$$

부분 분수 분해에 의해서 식 (A-2)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$M_{I_l}(s) = \sum_{n=1}^{N_l} \left[\prod_{m=1, m \neq n}^{N_l} \frac{\beta_{l,n}}{\beta_{l,n} - \beta_{l,m}} \right] \frac{1/\beta_{l,n}}{s + 1/\beta_{l,n}} \quad (A-3)$$

식 (A-3)에 Laplace 역 변환을 취함으로써, I_l 의 PDF를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$f_{I_l}(i_l) = \sum_{n=1}^{N_l} \frac{A_{l,n}}{\beta_{l,n}} e^{-i_l/\beta_{l,n}} \quad (A-4)$$

여기서 $n=1$ 일 때, $A_{l,n} = 1$ 이고, $n \geq 1$ 일 때,

$A_{l,n} = \prod_{m=1, m \neq n}^{N_l} (1 - \beta_{l,m}/\beta_{l,n})^{-1}$ 이다. 한편, $Y_l = 1/\gamma_l = I_l/S_l$ 의 PDF는 식 (A-4)와 [15]의 식 (3.351.3)을 이용하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} f_{Y_l}(y_l) &= \int_0^\infty s f_{S_l}(s) f_{I_l}(s y_l) ds \\ &= \sum_{n=1}^{N_l} \frac{A_{l,n} \rho_{l,n}}{(1 + \rho_{l,n} y_l)^2} \end{aligned} \quad (A-5)$$

여기서 $\rho_{l,n} = \alpha_l/\beta_{l,n}$ 을 나타내며, 이때 $\alpha_l = E[S_l] = E[|h_l|^2] = \Omega_l P_l$ 을 의미한다. Y_l 의 CDF는 [15]의 식 (3.194.1)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} F_{Y_l}(y_l) &= \int_0^{y_l} f_{Y_l}(\tau) d\tau \\ &= \sum_{n=1}^{N_l} A_{l,n} \rho_{l,n} y_l {}_2F_1(2, 1; 2; -\rho_{l,n} y_l) \end{aligned} \quad (A-6)$$

여기서 ${}_2F_1(a, b; c; z)$ 는 Gauss hypergeometric function을 의미한다^[15]. Y_l 의 MGF는 [16]의 식 (19.1)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} M_{Y_l}(s) &= s \cdot L\{F_{Y_l}(y_l)\} \\ &= \sum_{n=1}^{N_l} A_{l,n} \exp\left\{\frac{s}{2\rho_{l,n}}\right\} W_{-1, 1/2}\left(\frac{s}{\rho_{l,n}}\right) \end{aligned} \quad (A-7)$$

여기서 $L\{\cdot\}$ 은 Laplace 변환을 의미하고, $W_{a,b}(\cdot)$ 는 Whittaker function을 의미한다^[12]. $Z = Y_1 + Y_2$ 의 MGF는 식 (A-7)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$M_Z(s) = M_{Y_1}(s)M_{Y_2}(s) = \sum_{k=1}^{N_1} \sum_{n=1}^{N_2} A_{1,k}A_{2,n} \exp\left\{\left(\frac{1}{\rho_{1,k}} + \frac{1}{\rho_{2,n}}\right)\frac{s}{2}\right\} \times W_{-1,1/2}\left(\frac{s}{\rho_{1,k}}\right) W_{-1,1/2}\left(\frac{s}{\rho_{2,n}}\right) \quad (\text{A-8})$$

마지막으로 [16]의 식 (16.48)에 주어진 Laplace 역 변환을 이용하면 식 (A-8)은 다음과 같다.

$$F_Z(z) = L^{-1}\left\{\frac{M_Z(s)}{s}\right\} = \sum_{k=1}^{N_1} \sum_{n=1}^{N_2} \frac{A_{1,k}A_{2,n}\rho_{1,k}\rho_{2,n}}{2} \left[\frac{z}{(z\rho_{1,k}+1)(z\rho_{2,n}+1)}\right]^2 \times {}_2F_1\left(2,2;3;\frac{z(\rho_{1,k}+\rho_{2,n}+\rho_{1,k}\rho_{2,n})}{(z\rho_{1,k}+1)(z\rho_{2,n}+1)}\right) \quad (\text{A-9})$$

식 (A-9)에 $z = 1/\Delta$ 를 대입하면 식 (9)를 얻을 수 있다.

부록 B: 식 (13)의 증명

평균 비트 오류율은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b^{AF}(e) = \int_0^\infty aQ(\sqrt{b\gamma_{AF}})f_{\Gamma_{AF}}(\gamma_{AF})d\gamma_{AF} \quad (\text{B-1})$$

부분 적분을 이용하면, 식 (B-1)은 다음과 같다.

$$P_b^{AF}(e) = a \int_0^\infty Q(\sqrt{b\gamma_{AF}})dF_{\Gamma_{AF}}(\gamma_{AF}) = a \underbrace{Q(\sqrt{b\gamma_{AF}})F_{\Gamma_{AF}}(\gamma_{AF})}_0^\infty - a \int_0^\infty F_{\Gamma_{AF}}(\gamma_{AF})\frac{d}{d\gamma_{AF}}Q(\sqrt{b\gamma_{AF}}) \quad (\text{B-2})$$

Gaussian Q-function의 정의에 따라, Q-function의 미분 값은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dz}Q(z) = -\frac{e^{-z^2/2}}{\sqrt{2\pi}} \quad (\text{B-3})$$

$z = \sqrt{b\gamma_{AF}}$ 로 변수 변환을 하면, 식 (B-2)의 $dQ(\sqrt{b\gamma_{AF}})/d\gamma_{AF}$ 는 다음과 같다.

$$\frac{d}{d\gamma_{AF}}Q(\sqrt{b\gamma_{AF}}) = -\frac{b}{2\sqrt{2\pi}}\frac{e^{-b\gamma_{AF}/2}}{\sqrt{b\gamma_{AF}}}d\gamma_{AF} \quad (\text{B-4})$$

$x = \sqrt{b\gamma_{AF}}$ 로 변수 변환을 하면, $d\gamma_{AF} = 2xdx/b$ 이므로 이를 식 (B-3)에 대입한 후, 그 결과를 다시 식 (B-2)에 대입하여 정리하면, 식 (13)을 얻을 수 있다.

참고 문헌

- [1] R. Pabst, B. H. Walke, D. C. Schults, P. Herhold, S. Mukherjee, H. Viswanathan, M. Lott, W. Zirwas, M. Dohler, H. Aghvami, D. Falconer, and G. P. Fettwies, "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 9, pp.80-89, Sept. 2004.
- [2] L. Le and E. Hossain, "Multi-hop cellular networks: potential gains, research challenges, and a resource allocation frameworks," *IEEE Commn. Mag.*, vol.45, no.9 ,pp. 66-73, Sept. 2007.
- [3] M. O. Hansa and M. -S. Alouini, "End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Wireles Commun.*, vol.2, no.6, pp. 1126-1131, Nov.2003.
- [4] 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.
- [5] B. Maham and A. Hjørungnes, "Performance analysis of amplify-and-forward opportunistic relaying in Rician fading," *IEEE Signal Process.*, vol.16, no.8, pp. 643-646, Aug.2009.
- [6] S. Ikki and M. H. Amed, "Performance analysis of cooperative diversity wireless networks over Nakagami- m fading channel," *IEEE Commun.*

Lett., vol.11, no.4, pp. 334-336, Apr. 2007.

[7] A. Agustin and J. Vidal, "Amplify-and-forward cooperation under interference-limited spatial reuse of the relay slot," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.7, no.5, pp. 1952-1962, May 2008.

[8] I. Krikidis, J. S. Thompson, S. McLaughlin, and N. Goertz, "Max-min relay selection for legacy amplify-and-forward systems with interference," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.8, no.6, pp. 3016-3027, June 2009.

[9] C. Zhong, S. Jin, and K.-K. Wong, "Dual-hop relay systems with noisy relay and interference-limited destination," *IEEE Trans. Commun.*, vol.58, no.3, pp. 764-768, Mar. 2010.

[10] H. A. Suraweera, H. K. Garg, and A. Nallanathan, "Performance analysis of two hop amplify-and-forward systems with interference at the relay," *IEEE Commun. Lett.*, vol.14, no.8, pp. 692-694, Aug. 2010.

[11] D. Lee and J. H. Lee, "Outage probability for dual-hop relaying systems with multiple interferers over Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol.60, no.1, pp. 333-338, Jan. 2011.

[12] H.-S. Ryu, J.-S. Lee, and C. G. Kang, "Performance analysis of relay systems in an interference-limited environment," in *proc. IEEE VTC'11-Spring*, May 2011.

[13] P. A. Anghel and M. Kaveh, "Exact symbol error probability of a cooperative network in a Rayleigh-fading environment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.3, no.5, pp. 1416-1421, Sept. 2004.

[14] A. J. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.

[15] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, Orlando, FL: Academic Press, 7th ed., 2007.

[16] G. E. Roberts and H. Kaufman, *Tables of Laplace Transforms*, Philadelphia, PA: Saunders, 1996.

류 현 석 (Hyun-Seok Ryu)

정회원



1999년 8월 고려대학교 전자공학과
2006년 2월 고려대학교 전파공학과 석사
2011년 2월 고려대학교 전기 컴퓨터 공학과 박사
2011년 3월~현재 고려대학교

BK-21 정보기술사업단 연구 교수
<관심분야> 광대역 무선 송/수신 기술, 이동통신 시스템 모델링 및 성능 분석

강 충 구 (Chung G. Kang)

중신회원



1987년 6월 Univ. of California (San Diego), 전자공학과 학사
1989년 6월 Univ. of California (Irvine), 전자 및 컴퓨터 공학과 석사
1993년 3월 Univ. of California (Irvine), 전자 및 컴퓨터 공

학과 박사
1992년 7월~1993년 6월 (미) Aerospace Corp. 연구원
1993년 3월~1994년 2월 (미) Rockwell International 연구원
2000년 9월~2001년 8월 (미) Center for Wireless Communication, UCSD 방문 교수
1994년 3월~2006년 2월 고려대학교 전파통신공학과 교수
2003년 7월~현재 TTA PG05 2.3GHz 휴대인터넷 프로젝트 그룹 부의장/서비스 및 네트워크 실무반 의장
2005년 1월~2005년 12월 한국통신학회 이동통신 연구회 위원장
2006년 1월~현재 한국통신학회 (상임)학술이사
<관심분야> 광대역 무선 전송 기술 및 매체접근 제어 프로토콜 설계/구현, 무선 네트워크(Wireless PAN/LAN/MAN) 제어 프로토콜 설계 및 성능 분석