

# 복호 후 전달 방식을 사용하는 전이중 통신 릴레이 시스템에서의 오수신 확률 성능 분석

정희원 권태훈\*, 임성묵\*, 박성수\*, 종신희원 홍대식\*

## Outage Probability Analysis of Full Duplex Relay with Decode and Forward Protocol

Taehoon Kwon\*, Sungmook Lim\*, Sungsoo Park\* *Regular Members*,  
Daesik Hong\* *Lifelong Member*

### 요약

본논문은 복호 후 전달 (decode-and-forward, DF) 프로토콜 하에서 전이중 통신방식 릴레이 (full duplex relay, FDR) 의 오수신 확률 (outage probability) 성능을 페이딩 채널하에서 유도하였다. 준기지국 형태의 고정된 릴레이를 가정하여 송신단과 릴레이 사이의 채널은 LOS (line of sight) 전파가 존재하는 Rician 채널을, 다른 링크 채널은 Rayleigh 채널을 고려하였다. 또한, 이 분석을 통해 전이중 통신 (full duplex, FD)으로 인한 간섭 문제와 자원의 효율성 향상 측면을 고려하여 실제로 FDR이 반이중 통신방식 릴레이 (half duplex relay, HDR) 보다 낮은 오수신 확률 성능을 가지기 위한 조건을 제시하였다. 분석된 오수신 확률 성능의 정확성은 모의 실험을 통하여 검증되었다.

**Key Words** : Full Duplex Relay, DF Relay, Outage Probability

### ABSTRACT

In this paper, we analyze the outage probability of full duplex relay (FDR) with decode-and-forward (DF) protocol is derived under fading channels. The fading channel for source-relay link is assumed to be Rician fading to consider the infrastructured fixed relay with line of sight (LOS) propagation, and the other fading channels are assumed to be Rayleigh fading. Based on this analytical result, we provide the criterion that FDR shows a lower outage probability than HDR to consider the interference problem and the resource efficiency improvement by full duplex (FD) operation. The accuracy of the analysis is confirmed throughout the simulation results.

### 1. 서론

릴레이 시스템에서는 송신단과 수신단 사이에 릴레이를 설치함으로써 전체 신호 감쇄를 줄일 수 있다. 이를 통해 릴레이 시스템은 음영 지역을 극복하고 파

워 효율을 향상시킬 수 있다<sup>1)</sup>.

릴레이 시스템은 이중 통신 방식에 따라 크게 두가지 종류로 분류된다. 하나는 반이중통신방식 (half duplex, HD) 으로, 이 방식에서 릴레이는 신호를 수신한 다음 수신 신호의 채널과는 다른 채널 (일반적으

※ 이 논문은 한국과학재단이 주관하는 국가지정연구실사업(NRL:R0A-2007-000-20043-0)의 지원을 받아 연구되었음.

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2010-(C1090-1011-0005))

\* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실(prof78@yonsei.ac.kr, daesikh@yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-01-034, 접수일자 : 2010년 1월 25일, 최종제재논문통보일자 : 2010년 5월 10일

로 다른 시간 슬롯을 이용한다)을 이용하여 재전송한다<sup>[2,5]</sup>. 다른 하나는 전이중통신방식 (full duplex, FD)으로서, 이 방식에서 릴레이는 신호를 수신하면서 동시에 같은 채널을 사용하여 재전송한다<sup>[2,5]</sup>.

반이중 통신방식 릴레이 (half duplex relay, HDR)에서는 송수신을 위해 서로 다른 채널을 사용하기 때문에 자원 효율 측면, 특히 시간 측면에서 손실을 가져오게 된다. 예를 들어 이중홉 릴레이 시스템의 경우, 송신단과 수신단 사이에 릴레이를 이용하여 신호를 전송시 두 개의 시간 슬롯이 요구된다. 반면, 전이중 통신방식 릴레이 (full duplex relay, FDR)는 이런 추가적인 자원을 필요로 하지 않는다<sup>[6]</sup>. 하지만, FDR에서는 같은 채널을 사용하여 동시에 송수신하므로 이때문에 간섭이 발생하게 되고 이 간섭은 시스템의 성능 열화를 가져온다. 따라서, FDR을 이용하여 성능을 향상시키기 위해서는 자원 효율성과 간섭 문제의 상충 관계가 고려되어야 한다.

이와 관련하여 [5]에서는 증폭 후 재전송 (amplify-and-forward, AF) 프로토콜 사용시 HDR와 FDR의 통신 용량을 비교하였다. 하지만, 송신단과 릴레이간 채널 및 간섭 채널의 페이딩 특성을 무시하였다. 또한, AF프로토콜과 복호 후 재전송 (decode-and-forward, DF) 프로토콜은 작동방식이 다르기 때문에 이 분석은 DF 프로토콜에 적용될 수 없다.

DF 프로토콜 하에서 위와 같은 상충 영향 관계를 조사하기 위해서는 FDR과 HDR의 성능 분석이 반드시 필요하다. 특히 오수신 확률 (outage probability) 성능 분석은 페이딩 환경에서 통신의 신뢰도를 평가하기 위해서 중요하다. 하지만, HDR에 비해 FDR의 오수신 확률 성능 분석은 많이 진행되어 있지 않다.

[2]에서는 FDR의 오수신 확률 성능 분석을 포함하여 이를 이용한 코딩 기법을 제안하였다. [7]에서는 Rician 페이딩 채널 하에서 FDR의 오수신 확률 성능을 분석하였다. 또한, [8]에서는 Rayleigh 페이딩 채널 환경하에서 FDR의 오수신 확률 성능 분석을 바탕으로 최적의 파워 할당과 전송 신호를 선택하는 기법을 제안하였다. 하지만 기존의 연구들은 주로 송신단이 채널 정보를 알고 있다는 가정하에서 이론적으로 도달할 수 있는 최대 전송률에 중점을 맞춰 분석되었다<sup>[2,7,8]</sup>. 위의 연구들의 결과는 FDR의 정보이론 측면의 성능을 분석하는데에는 중요하지만 FD로 인한 간섭 문제를 고려하지 않았기 때문에 FDR과 HDR의 상충 관계를 비교하기에는 적합하지 않다.

최근 우리는 요구되는 오수신 확률을 만족시키면서 FDR이 HDR보다 우세한 오수신 확률을 보이기 위한

조건을 신호 대 잡음비 (signal to noise ratio, SNR)와 신호 대 간섭비 (signal to interference ratio, SIR)로 제시하였다<sup>[9]</sup>. 이를 위해 Rayleigh 페이딩 채널 하에서 FDR의 오수신 확률 성능을 분석하였다. 하지만, 실제 릴레이가 네트워크 운영자에 의해 설치된 준기지국 형태의 고정된 릴레이일 경우 순방향 통신에서 송신단으로 표현되는 기지국과 릴레이 사이의 무선 채널은 LOS (line of sight) 성분을 포함하게 된다. 이때 기지국과 릴레이 사이의 무선 채널은 Rician 페이딩 채널을 따르게 된다. 이 경우 기지국과 릴레이 사이의 달라진 페이딩의 확률 분포로 인해 우리가 이전 논문에서 유도한 FDR의 오수신 확률과는 다른 새로운 분석이 필요하다.

따라서, 본 논문에서는 준기지국 형태의 고정된 릴레이를 가정하여 송신단과 릴레이 링크 사이의 Rician 페이딩 채널과 함께 릴레이와 수신단 링크, 에코 간섭 링크 및 송신단과 수신단의 링크의 Rayleigh 페이딩 채널 하에서 복호 후 전달 릴레이 시스템에 FDR을 사용했을 때의 오수신 확률 성능을 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 우선 2장에서 복호 후 전달 (decode and forward, DF) 프로토콜을 사용하는 FDR의 시스템 모델이 소개된다. 3장에서 오수신 확률 성능을 유도하며 4장에서는 모의 실험을 통해 이를 검증한다. 끝으로 5장에서 본 논문의 결론이 제시된다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 FD를 사용하는 이중홉 DF 릴레이 시스템을 고려한다<sup>[9]</sup>. 이 시스템은 송신단 (S), 릴레이 (R) 그리고 수신단 (D)으로 구성되어 있다. 송신단이 시간  $t$ 에 신호  $x_s(t)$ 를 릴레이에 송신하면 릴레이는 신호  $y_r(t)$ 를 수신하면서 동시에 전시간에 받은  $y_r(t-1)$ 로 재구성된 신호  $x_r(t)$ 를 재전송한다. 따라서, FDR에서는 같은 시간에 같은 주파수에서 송수신이 동시에 일어나게 되기 때문에 송신 신호가 현재 수신 신호에 간섭으로 작용하는 에코 간섭이 발생하게 된다. 만약, 릴레이에서 송수신 안테나가 가깝게 위치하게 되면, 에코 간섭의 강한 영향으로 인해 정상적인 통신 환경을 보장하기 어렵다. 실제로 에코 간섭의 크기는 원하는 수신 신호의 크기보다 매우 크기 때문에 넓은 동작 범위의 수신 필터를 요구하게 되고 이는 현실적으로 구현이 어렵다<sup>[6]</sup>. 그러므로 우리는 에코 간섭의 LOS 성분을 막기 위한 방향성 안테

나와 같은 안테나 고립 (antenna isolation) 을 가정한다<sup>4,6,9,10</sup>. 하지만, 에코 간섭의 크기가 원하는 수신 신호에 비해 워낙 크기 때문에 LOS 성분을 막더라도 다중 경로 채널을 통한 반사와 성분의 세기를 무시할 수 없다<sup>6</sup>. 이 경우 에코 간섭 채널은 Rayleigh 페이딩 채널로 모델링할 수 있다<sup>13</sup>.

추가로, 수신단에서는 릴레이가 전 시간에 받은 신호  $y_r(t-1)$ 가 현재 시간에 수신될 것을 예상하기 때문에 송신단으로부터 현재 송신 신호  $x_s(t)$ 는 간섭으로 작용하게 된다.

결과적으로 릴레이와 수신단으로부터의 시간  $t$ 에 받은 신호는 다음과 같이 각각 표현 가능하다.

$$\begin{aligned} y_r(t) &= h_{s,r}(t)x_s(t) + h_{r,r}(t)x_r(t) + n_r(t), \\ y_d(t) &= h_{r,d}(t)x_r(t) + h_{s,d}(t)x_s(t) + n_d(t), \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $x_s(t)$ 는 송신단으로부터 파워  $P$ 로 전송된 송신 신호이고  $x_r(t)$ 는 릴레이로부터 파워  $\alpha P$ 로 전송된 송신 신호이다. 순방향 통신을 고려하였을 때 송신단은 기지국이 되며 준기지국 형태의 고정된 릴레이를 가정하였기 때문에, S-R 링크간 채널  $h_{s,r}(t)$ 은 LOS로 인해 Rician 페이딩 채널을 따른다. 따라서,  $h_{s,r}(t)$ 는  $\sqrt{\frac{K\pi_{s,r}}{K+1}} + \sqrt{\frac{\pi_{s,r}}{K+1}} N(0,1)$ 로 모델링된다 (여기서는 순방향 통신을 가정하였지만, 역방향 통신이 되면 수신단이 기지국이 되며 이동국이 송신단이 된다. 이로 인해 S-R 링크 대신 R-D 링크가 Rician 페이딩 채널을 따르게 된다).  $N(a,b)$ 은 평균  $a$ 와 분산  $b$ 를 가지는 complex Gaussian 분포를 나타내며 Rician factor  $K$ 는 반사와 성분에 대한 LOS 성분의 에너지 비를 나타낸다. 또한,  $\pi_{s,r}$ 은 S-R 링크 채널의 평균 파워를 의미한다.

$h_{r,r}(t)$ ,  $h_{r,d}(t)$ 과  $h_{s,d}(t)$ 은 에코 간섭 링크 R-D 링크 S-D 링크간 채널을 각각 나타낸다. 안테나 고립

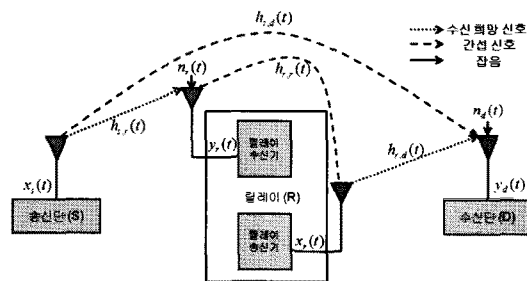


그림 1. 이중홉 DF FDR 시스템

을 가정하고 또한 순방향에서 수신단은 이동국으로 가정할 수 있기 때문에 위 채널들은 Rayleigh 페이딩 채널 가정하에서  $N(0, \pi_i), i \in \{(r,r), (r,d), (s,d)\}$ 로 모델링할 수 있다.  $n_k(t), k \in \{r,d\}$ 는 부가 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise, AWGN)으로 역시  $N(0, \sigma^2)$  분포로 나타낼 수 있다.

FDR 시스템에서 릴레이와 수신단에서 수신 신호 대 간섭 잡음비 (SINR)는 각각 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\Gamma_r = \frac{\gamma_{s,r}}{\gamma_{r,r} + 1}, \quad \Gamma_d = \frac{\gamma_{r,d}}{\gamma_{s,d} + 1}, \quad (2)$$

여기서  $\gamma_{s,r} = |h_{s,r}(t)|^2 P / \sigma^2$ ,  $\gamma_{r,r} = \alpha |h_{r,r}(t)|^2 P / \sigma^2$ ,  $\gamma_{r,d} = \alpha |h_{r,d}(t)|^2 P / \sigma^2$ ,  $\gamma_{s,d} = |h_{s,d}(t)|^2 P / \sigma^2$ 이다.

S-R 채널 계수는 Rician 확률 변수로 가정되었기 때문에,  $\gamma_{s,r}$ 은 자유도 2를 가지는 non-central Chi-square 확률 변수가 된다<sup>13</sup>. 이때 평균값은  $\overline{\gamma_{s,r}} = \pi_{s,r} P / \sigma^2$ 가 된다. 유사하게, 다른 채널 계수들도 Rayleigh 확률 변수로 모델링되기 때문에  $\gamma_{r,r}$ ,  $\gamma_{r,d}$ 와  $\gamma_{s,d}$ 는 모두 exponential 확률 변수로 평균값  $\overline{\gamma_{r,r}} = \alpha \pi_{r,r} P / \sigma^2$ ,  $\overline{\gamma_{r,d}} = \alpha \pi_{r,d} P / \sigma^2$ 과  $\overline{\gamma_{s,d}} = \pi_{s,d} P / \sigma^2$ 를 각각 가지게 된다.

DF 릴레이에 오수신 확률은 S-R 링크에서 요구 SINR을 만족시키지 못하거나 혹은 S-R 링크에서는 만족시키지만 R-D 링크에서 요구 SINR을 만족시키지 못할 경우 발생하게 된다. 따라서 DF 릴레이를 사용할 경우 오수신 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_O = P(\Gamma_r < \Gamma_T) + (1 - P(\Gamma_r < \Gamma_T))P(\Gamma_d < \Gamma_T), \quad (3)$$

여기서  $\Gamma_T$ 는 요구 SINR을 나타낸다.

$\gamma_{s,r}$ ,  $\Gamma_T$  그리고  $\gamma_{r,r}$ 는 음의 값을 가질 수 없기 때문에  $\gamma_{s,r}$ 가 주어졌을 때 릴레이에서 조건부 오수신 확률은 (2)를 이용하면 다음과 같이 표현된다<sup>9</sup>.

$$\begin{aligned} P(\Gamma_r < \Gamma_T | \gamma_{s,r}) &= P\left(\frac{\gamma_{s,r}}{\Gamma_T} - 1 < \gamma_{r,r}\right) \\ &= \begin{cases} \exp\left(-\left(\frac{\gamma_{s,r}}{\Gamma_T} - 1\right) / \gamma_{r,r}\right), & \gamma_{s,r} > \Gamma_T \\ 1, & \gamma_{s,r} \leq \Gamma_T \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서는  $\gamma_{r,r}$ 은 exponential 확률 변수로 누적 분포 함수(cumulative distribution function, CDF)

$$F_{\gamma_{r,r}}(x) = \exp\left(-\frac{x}{\gamma_{r,r}}\right) \text{를 가지는 것을 이용하였다}^{[13]}.$$

그러므로,  $P(\Gamma_r < \Gamma_T)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} P(\Gamma_r < \Gamma_T) &= \int_0^\infty P(\Gamma_r < \Gamma_T | \gamma_{s,r}) f_{\gamma_{s,r}}(\gamma_{s,r}) d\gamma_{s,r} \\ &= \int_0^\infty P\left(\frac{\gamma_{s,r}}{\Gamma_T} - 1 < \overline{\gamma_{r,r}}\right) f_{\gamma_{s,r}}(\gamma_{s,r}) d\gamma_{s,r} \quad (5) \\ &= \Phi_1 + \Phi_2, \end{aligned}$$

여기서  $\Phi_1$ 과  $\Phi_2$ 는 다음과 같다 ( $\Phi_1$ 과  $\Phi_2$ 의 자세한 전개과정은 부록 1에서 설명하였다).

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= \int_0^{\Gamma_T} f_{\gamma_{s,r}}(\gamma_{s,r}) d\gamma_{s,r} \\ &= 1 - Q\left(\sqrt{2K}, \sqrt{\frac{2(K+1)\Gamma_T}{\gamma_{s,r}}}\right), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Phi_2 &= \int_{\Gamma_T}^\infty \exp\left(-\left(\frac{\gamma_{s,r}}{\Gamma_T} - 1\right) / \overline{\gamma_{r,r}}\right) f_{\gamma_{s,r}}(\gamma_{s,r}) d\gamma_{s,r} \\ &= \frac{1}{\phi_1 + 1} \exp\left(\frac{1}{\gamma_{r,r}} + K\left(\frac{1}{(\phi_1 + 1)} - 1\right)\right) \\ &\cdot Q\left(\sqrt{\frac{2K}{(\phi_1 + 1)}}, \sqrt{\frac{2}{\gamma_{r,r}}\left(1 + \frac{1}{\phi_1}\right)}\right), \\ \phi_1 &= \frac{\overline{\gamma_{s,r}}}{(K+1)\Gamma_T \overline{\gamma_{r,r}}}, \end{aligned}$$

이때  $f_{\gamma_{s,r}}(\gamma_{s,r})$ 는 자유도 2를 가지는 non-central Chi square 분포의 확률 밀도 함수로 다음과 같이 정의된다<sup>[13]</sup>.

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{s,r}}(\gamma_{s,r}) &= \frac{1+K}{\gamma_{s,r}} \exp\left(-K - \frac{(1+K)\gamma_{s,r}}{\gamma_{s,r}}\right) \\ &\cdot I_0\left(2\sqrt{\frac{(1+K)K\gamma_{s,r}}{\gamma_{s,r}}}\right), \quad (6) \end{aligned}$$

그리고 다음과 같이  $Q(a,b)$ 는 제1종 0차 오더 변형 Bessel 함수  $I_0(ax)$ 로 표현되는 Marcum-Q 함수다<sup>[13]</sup>.

$$Q(a,b) = \int_b^\infty x \exp(-(x^2 + a^2)/2) I_0(ax) dx. \quad (7)$$

수신단에서 SINR은 릴레이에서의 SINR과 유사한 형태를 가진다. 단, 원하는 수신 신호가 송신단 대신 릴레이에서 오며 간섭이 에코 채널 대신 송신단에서 발생한다. 또한, 원하는 수신 신호가 Rician 페이딩 채널 대신 Rayleigh 페이딩 채널을 겪게 된다. Rayleigh 확률 변수가 K가 0인 Rician 확률 변수의 특수한 형태라는 것을 감안하여, (5)의 결과에 Marcum-Q 함수의 다음과 같은 특성을 적용한다 (이 특성은 부록 2에서 증명하였다).

$$Q(0,b) = \exp\left(-\frac{b^2}{2}\right) \quad (8)$$

그러면, 다음과 같이 수신단의 SINR이 요구 SINR를 만족시키지 못할 확률을 쉽게 얻을 수 있다.

$$P(\Gamma_d < \Gamma_T) = 1 - \frac{1}{\gamma_{s,d}\Gamma_T/\gamma_{r,d} + 1} \exp\left(-\frac{\Gamma_T}{\gamma_{r,d}}\right). \quad (9)$$

참고로, 수식(9)는 [9]의 수신단에서의 오수신 확률과 결과가 같다.

최종적으로 (5)와 (9)를 (3)의 결과와 결합하면, FDR을 사용할 경우 DF 릴레이에서의 오수신 확률을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_O^{FD} &= 1 - \left(\frac{1}{\frac{(2^{R_T}-1)\gamma_{s,d}}{\gamma_{r,d}} + 1}\right) \exp\left(-\frac{(2^{R_T}-1)}{\gamma_{r,d}}\right) \\ &\cdot (\Phi_3 - \Phi_4 \Phi_5), \quad (10) \end{aligned}$$

여기서,  $\Phi_3$ ,  $\Phi_4$ ,  $\Phi_5$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Phi_3 &= Q\left(\sqrt{2K}, \sqrt{\frac{2(K+1)(2^{R_T}-1)}{\gamma_{s,r}}}\right), \\ \Phi_4 &= \frac{1}{\frac{\phi_2}{2^{R_T}-1} + 1} \exp\left(\frac{1}{\gamma_{r,r}} + K\left(\frac{1}{\left(\frac{\phi_2}{2^{R_T}-1} + 1\right)} - 1\right)\right), \\ \Phi_5 &= Q\left(\sqrt{\frac{2K}{\left(\frac{\phi_2}{2^{R_T}-1} + 1\right)}}, \sqrt{\frac{2}{\gamma_{r,r}}\left(1 + \frac{2^{R_T}-1}{\phi_2}\right)}\right), \\ \phi_2 &= \frac{\overline{\gamma_{s,r}}}{(K+1)\gamma_{r,r}}, \end{aligned}$$

이때, 요구 SINR  $\Gamma_T$ 는 요구 전송률  $R_T$ 를 이용하여  $2^{R_T} - 1$ 로 표현된다<sup>[11]</sup>.

(10)의 식에서 알 수 있듯이 에코 채널과 S-D 링크 채널로부터 간섭이 커질수록 FDR의 오수신 확률은 증가하게 된다. 에코 간섭의 경우는 실제로 수신 안테나와 송신 안테나를 충분히 떨어트리거나 방향성 안테나를 사용함으로써 많이 낮출수 있다<sup>[4,6,9,10]</sup>.

실제로 [4]의 실험 결과는 위와 같은 안테나 고립 기법만으로도 80dB에 가까운 간섭 완화 효과를 얻을 수 있음을 보여준다. 또한, 더 나아가 수신 신호에서 먼저 간섭 신호를 검출한 뒤 제거하는 간섭 제거 기법을 사용할 경우 원래 신호보다 40dB이상의 에코 간섭까지 심각한 SNR 손실 없이 복구할 수 있음이 증명되었다<sup>[4]</sup>. 하지만, S-D 링크 채널로부터 발생하는 간섭의 경우는 원신호보다 간섭 신호가 약하기 때문에 간섭 제거 효과의 성능이 떨어지게 된다. 또한 일반적으로 송신단에서 릴레이와 수신단은 같은 방향에 존재하기 때문에 방향성 안테나와 같은 안테나 고립 기법의 사용이 힘들어지게 된다. 따라서 FDR은 S-D 링크간 자연적인 신호 감쇄 효과가 큰 환경에 사용하는 것이 적합하다<sup>[9]</sup>.

예를 들어, 지하철역과 같은 지하 모델에 사용될 경우 IEEE 802.16j의 채널모델에 따르면 21 dB의 S-D 링크 채널로부터의 간섭 완화 효과를 기대할 수 있다<sup>[4,12]</sup>. 유사하게, 셀경계, 음영지역 혹은 실내로 신호를 중계해야 할 경우와 같이 자연적으로 S-D채널의 감쇄 효과가 큰 환경에서 통신 영역 확대를 목적으로 FDR을 응용하는게 적합하다<sup>[8,9,12]</sup>.

하지만, 이런 경우이라도 FD로 인한 간섭 문제가 발생하지 않는 HDR이 유리할 수 있다. S-D 링크 채널의 신호 감쇄가 매우 커서 다이버시티를 얻을 수 없는 경우( $\pi_{s,d} \approx 0$ )를 가정하면 DF HDR의 오수신 확률은 다음과 같이 구할 수 있다 (자세한 전개과정은 부록3에서 설명하였다).

$$P_O^{HD} = 1 - Q\left(\sqrt{2K}, \sqrt{\frac{2(K+1)(2^{2R_T}-1)}{\gamma_{s,r}}}\right) \cdot \exp\left(-\frac{(2^{2R_T}-1)}{\gamma_{r,d}}\right) \quad (11)$$

(10)와 (11)를 이용하여 주어진 환경에서 FDR의 HDR에 대한 오수신 확률 이득을 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\Delta G = P_O^{HD} - P_O^{FD} \quad (12)$$

$\Delta G > 0$ 일 경우 FDR이 HDR보다 오수신 확률측면에서 유리하다. 이 경우 FD로 인한 간섭보다는 HD로 인한 자원 손실이 오수신 확률에 더 큰 영향을 미치게 되는 것을 의미한다.

#### IV. 실험 결과

본 절에서는 분석된 DF FDR의 오수신 확률 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통해서 검증한다. S-R 링크 평균 SNR ( $\overline{\gamma_{s,r}}$ ) 및 R-D 링크 평균 SNR ( $\overline{\gamma_{r,d}}$ )는 동일하다고 가정하였다. 수신단에서 평균 SIR( $SIR_d = \overline{\gamma_{r,d}}/\overline{\gamma_{s,d}}$ )과 릴레이에서 평균 SIR( $SIR_r = \overline{\gamma_{s,r}}/\overline{\gamma_{r,r}}$ )도 동일하게 가정하였다. 릴레이 파워 대 송신단 파워비  $\alpha$ 는 1로 책정되었다. 요구 전송률 ( $R_T$ )는 그림 2와 그림 4에서는 0.5 bps/Hz로 고정시켰고, 그림 3과 그림 4에서는 S-R 링크 평균 SNR 및 R-D 링크 평균 SNR은 10 dB로 고정시켰다. 그림 2와 그림 3에서 Rician factor  $K$ 는 1로 고정되었다.

그림 2에서는 S-R링크와 R-D링크간 평균 SNR에 대한 오수신 확률을 보여주고 있다. FDR은 에코 간섭 링크 채널과 S-D 링크 채널로부터 간섭이 발생하므로 S-R 링크와 R-D 링크간 평균 SNR이 증가하더라도 HDR보다 오수신 확률 향상률이 더 느리다. 예를 들어, S-R 링크와 R-D 링크간 평균 SNR이 0dB일때 FDR의 오수신 확률은 평균 SIR=[5dB, 10dB, 15dB]

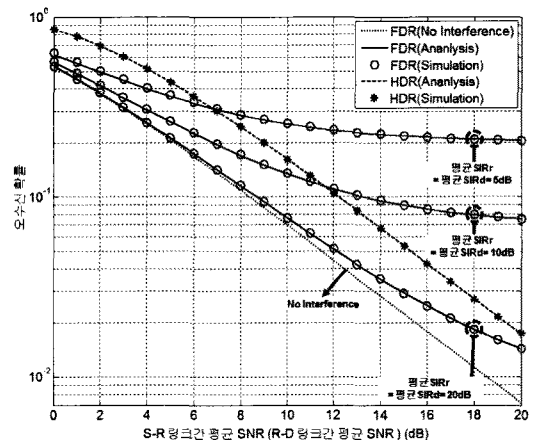


그림 2.  $\overline{\gamma_{s,r}} (= \overline{\gamma_{r,d}})$ 에 따른 오수신 확률 성능 ( $K=1$ ,  $R_T=0.5$  bps/Hz, 평균  $SIR_r (= \overline{\gamma_{s,r}}/\overline{\gamma_{r,r}}) =$  평균  $SIR_d (= \overline{\gamma_{r,d}}/\overline{\gamma_{s,d}}) = 5\text{dB}, 10\text{dB}, 20\text{dB}$ )

에 대해 모두 HDR보다 낮다. 하지만, 평균 SIR이 5 dB일때는 S-R 링크와 R-D 링크간 평균 SNR이 약 7dB에서부터, 평균 SIR이 10 dB일때는 S-R 링크와 R-D 링크간 평균 SNR이 약 12dB부터 성능이 역전된다.

그림 3에서는 요구 전송률에 따른 오수신 확률을 보여준다. 요구 전송률이 증가할수록 HDR이 FDR보다 급격하게 오수신 확률 성능이 나빠지게 된다. 이는 HDR이 FDR과 같은 전송률을 유지하기 위해서는 S-R 링크와 R-D 링크간 전송이 2배 빠르게 이루어져야하기 때문이다. 이는 요구 전송률의 증가가 HDR에 FDR보다 2배 많이 영향을 미치는 것을 의미한다.

그림 4는 Rician factor  $K$ 에 따른 오수신 확률을

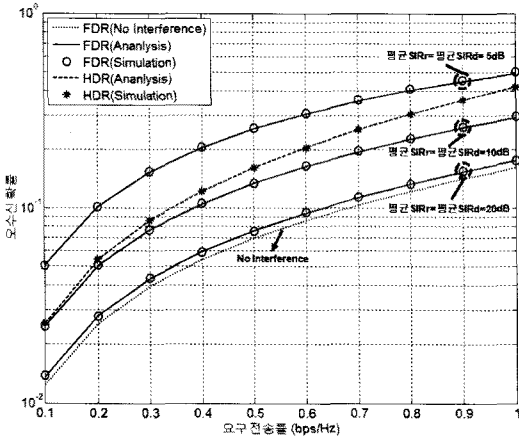


그림 3.  $R_T$ 에 따른 오수신 확률 성능 ( $K=1$ ,  $\overline{\gamma_{s,r}} = \overline{\gamma_{r,d}} = 10$  dB, 평균  $SIR_d (= \overline{\gamma_{s,r}} / \overline{\gamma_{r,r}}) =$  평균  $SIR_d (= \overline{\gamma_{r,d}} / \overline{\gamma_{s,d}}) = 5$  dB, 10dB, 20dB)

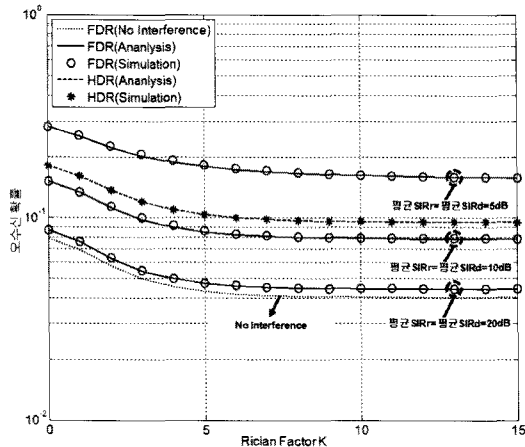


그림 4.  $K$ 에 따른 오수신 확률 성능 ( $\overline{\gamma_{s,r}} = \overline{\gamma_{r,d}} = 10$  dB,  $R_T = 0.5$  bps/Hz, 평균  $SIR_d (= \overline{\gamma_{s,r}} / \overline{\gamma_{r,r}}) =$  평균  $SIR_d (= \overline{\gamma_{r,d}} / \overline{\gamma_{s,d}}) = 5$  dB, 10dB, 20dB)

보여주고 있다.  $K$ 가 증가함에 따라 오수신 확률이 감소함을 확인할 수 있다. 이는  $K$ 가 증가함에 따라 S-R 링크 채널에서 LOS성분이 커지므로 통신 채널이 좀 더 안정적이 되기 때문이다.

그림 2, 그림 3와 그림 4에서는 FD로 인한 간섭이 존재하지 않을 때의 FDR의 오수신 확률이 FDR 사용시 도달할 수 있는 오수신 확률의 하한선이 됨을 확인할 수 있다. 이 경우, FDR의 성능 열화 요인인 간섭이 고려되지 않았으므로 항상 FDR이 HDR보다 우세한 성능을 보이게 된다. 이는 FD로 인한 간섭을 고려하지 않은 기존의 FDR의 오수신 확률 성능 분석이 FDR과 HDR의 상충 관계를 비교하기에는 적합하지 않음을 보여준다.

그림 5는 S-R 링크와 R-D 링크의 평균 SNR에 따른  $\Delta G$ 를 보여주고 있다. S-R 링크 평균 SNR이 감소할수록 FDR이 HDR보다 오수신 확률 측면에서 유리함을 보여주고 있다. 이는 평균 SNR이 감소할수록 오수신 확률에 미치는 잡음으로 인한 영향이 간섭으로 인한 영향보다 더욱 커지기 때문이다. 같은 이유로 R-D 링크 평균 SNR이 감소할수록 FDR이 HDR보다 오수신 확률 측면에서 유리해짐을 확인할 수 있다. 참고로, 이 경향은 Rayleigh 채널 하에서의 분석 결과와도 일치한다<sup>9)</sup>.

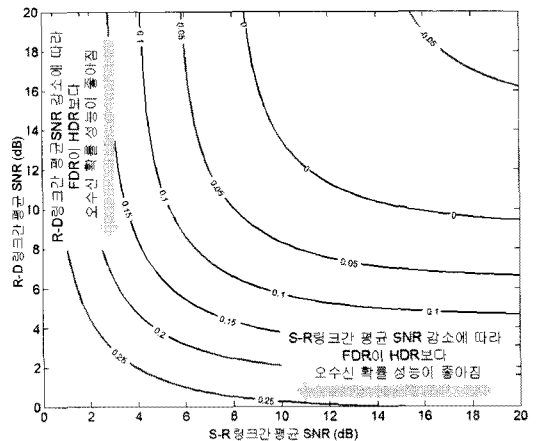


그림 5.  $\overline{\gamma_{s,r}}$  과  $\overline{\gamma_{r,d}}$  에 따른  $\Delta G$  ( $K=1$ , 평균  $SIR_d (= \overline{\gamma_{s,r}} / \overline{\gamma_{r,r}}) =$  평균  $SIR_d (= \overline{\gamma_{r,d}} / \overline{\gamma_{s,d}}) = 10$  dB,  $R_T = 0.5$  bps/Hz)

## V. 결론

본논문에서는 간섭을 고려하여 페이딩 채널하에서 FDR의 성능을 오수신 확률측면에서 분석하였다. 이 분석 결과를 이용하여 FDR과 HDR의 자원 효율측면

과 간섭측면에서의 성능의 상충 관계를 조사하였다.

일반적으로, 송신단과 릴레이간 링크 채널이 LOS 성분을 가지더라도 LOS성분이 없을 경우와 마찬가지로 송신단과 릴레이, 릴레이와 수신단사이의 평균 SNR이 감소할 수록 FDR이 HDR보다 오수신 확률 측면에서 우세한 성능을 보이게 된다.

### VI. 부 록

부록 1.  $P(\Gamma_r < \Gamma_T)$ 에서  $\phi_1$ 과  $\phi_2$ 의 전개과정

1)  $\phi_1$ 의 경우

$\phi_1$ 은  $\Gamma_T$ 를 변수로 가지는  $\gamma_{s,r}$ 의 CDF ( $F_{\gamma_{s,r}}(\Gamma_T)$ )와 같다. 따라서, [13]에 설명된 자유도 2를 가지는 non-central Chi-square 확률 변수의 CDF를 이용하면 (5)의  $\phi_1$ 를 쉽게 구할 수 있다.

2)  $\phi_2$ 의 경우

(6)을 이용하면  $\phi_2$ 는 다음과 같이 정리된다.

$$\phi_2 = \int_{\Gamma_T}^{\infty} \exp\left(-\frac{(\frac{\gamma_{s,r}}{\Gamma_T}-1)}{\gamma_{r,r}}\right) \frac{1+K}{\gamma_{s,r}} \cdot \exp\left(-K-\frac{(1+K)\gamma_{s,r}}{\gamma_{s,r}}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{(1+K)K\gamma_{s,r}}{\gamma_{s,r}}}\right) d\gamma_{s,r} \quad (13)$$

여기서,  $\gamma_{s,r} = \frac{1}{2\left(\frac{1}{\Gamma_T\gamma_{r,r}} + \frac{(1+K)}{\gamma_{s,r}}\right)} x^2$ 를 만족시키는  $x(x > 0)$ 를 정의하고  $\gamma_{s,r}$ 대신  $x$ 에 대해 (13)을 정리하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\phi_2 = \frac{1}{\phi_1+1} \exp\left(\frac{1}{\gamma_{r,r}}-K\right) \cdot \int_{\sqrt{\frac{2}{\gamma_{r,r}}\left(1+\frac{1}{\phi_1}\right)}}^{\infty} x \exp(-x^2/2) I_0\left(\sqrt{\frac{2K}{\phi_1+1}} x\right) dx \quad (14)$$

여기서, 식을 간단히 표현하기 위해 (5)에 정의된  $\phi_1$ 를 사용하였다.

따라서, (14)에 (7)의 Marcum-Q 함수의 정의를 이용하면 (5)의  $\phi_2$ 를 구할 수 있다.

부록 2.  $Q(0,b) = \exp(-b^2/2)$ 의 증명  
 Marcum-Q 함수는 다음과 같은 범위를 가진다<sup>[15]</sup>.

$$\exp\left(-\frac{(b+a)^2}{2}\right) \leq Q(a,b) \leq \exp\left(-\frac{(b-a)^2}{2}\right), \quad (15)$$

$b > a \geq 0.$

따라서,  $a=0$ 일때  $Q(0,b) = \exp\left(-\frac{b^2}{2}\right)$ 를 만족시킴을 쉽게 알 수 있다.

### 부록 3. DF HDR의 오수신 확률 전개 과정

HDR에서는 S-R과 R-D간 전송이 직교 채널(일반적으로 다른 time slot)을 이용하여 이루어지게 때문에 FDR과 같은 요구 전송률을 만족시키기 위해서 S-R 링크와 R-D링크간 전송이 FDR보다 2배 빠르게 이루어져야한다 ( $\Gamma_T = 2^{2R_T}-1$ )<sup>[9]</sup>. 반면, 송신단이나 에코 채널로부터의 간섭은 발생하지 않게 된다 ( $\pi_{r,r} = 0, \pi_{s,d} = 0$ )<sup>[9]</sup>.

$\pi_{r,r} = 0, \pi_{s,d} = 0$ 일 경우 (2)에서 릴레이와 수신단에서의 SINR은 각각  $\Gamma_r = \gamma_{s,r}, \Gamma_d = \gamma_{r,d}$ 와 같다. 따라서, 릴레이에서 오수신 확률은  $\gamma_{s,r}$ 가 자유도 2를 가지는 non-central Chi-square 확률 변수이므로  $\phi_1$ 과 같은 방법으로 다음과 같이 구할 수 있다<sup>[13]</sup>.

$$P(\Gamma_r < \Gamma_T) = \int_0^{\Gamma_T} f_{\gamma_{s,r}}(\gamma_{s,r}) d\gamma_{s,r} = 1 - Q\left(\sqrt{2K}, \sqrt{\frac{2(K+1)\Gamma_T}{\gamma_{s,r}}}\right) \quad (16)$$

수신단에서 오수신 확률은  $\gamma_{r,d}$ 가 exponential 확률 변수이므로 이의 CDF를 이용하면 다음과 같이 구할 수 있다<sup>[13]</sup>.

$$P(\Gamma_d < \Gamma_T) = \int_0^{\Gamma_T} f_{\gamma_{r,d}}(\gamma_{r,d}) d\gamma_{r,d} = 1 - \exp\left(-\frac{\Gamma_T}{\gamma_{r,d}}\right) \quad (17)$$

(16)과 (17)를 (3)에 대입한후  $\Gamma_T = 2^{2R_T}-1$ 를 이용하면 (11)의 DF HDR의 오수신 확률을 구할 수 있다.

### 참 고 문 헌

[1] J. Lee, S. Park, H. Wang, and D. Hong, "QoS-guaranteed transmission mode selection for efficient resource utilization in multi-hop cellular networks," IEEE Trans. on Wireless Commun., Vol.7, No.10, pp.3697-3701, Oct.

2008

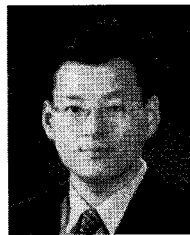
- [2] G. Kramer, M. Gastpar and P. Gupta, "Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, Vol.51, No.9, pp. 1244-1248, Sept. 2005
- [3] IEEE 802.16j, "IEEE P802.16j/D9: Draft amendment to IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16: air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems multihop relay specification," Feb. 2009
- [4] IEEE 802.16j, "IEEE 802.16j-08/127r1: Proposal for STR relaying on the same carrier," July 2008
- [5] T. Riihonen, S. Werner and R. Wichman "Comparison of full-duplex and half-duplex modes with a fixed amplify-and-forward relay," in *Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, April 2009
- [6] H. Ju, S. Lee, K. Kwak, E. Oh, and D. Hong, "A new duplex without loss of data rate and utilizing selection diversity," in *Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf.*, pp. 1519-1523, May 2008
- [7] Y. Zhu, Y. Xin, and P. Kam, "Outage probability of Rician fading relay channels," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, Vol.57, No.4, pp.2648-2652, July 2008
- [8] Y. Zhu, Y. Xin, and P. Kam, "Optimal transmission strategies for Rayleigh fading relay channels," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol.7, No.2, pp.618-628, Feb. 2008
- [9] T. Kwon, S. Lim, D. Hong, "Optimal duplex mode for DF relay in terms of outage probability," To appear in *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, 2010
- [10] C. R. Anderson, S. Krishnamoorthy, C. G. Ranson, T. J. Lemon, W. G. Newhall, T. Kummert, and J. H. Reed, "Antenna isolation, wideband multipath propagation measurements, and interference mitigation for onfrequency repeaters," in *Proc. IEEE SoutheastCon*, pp.110-114, March 2004
- [11] 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, pp.813-815, Dec. 2006

- [12] IEEE 802.16j, "IEEE 802.16j-06/015: Harmonized contribution on 802.16j (mobile multihop relay) usage models," Sept. 2006
- [13] J. G. Proakis, *Digital Communications*. 4th Ed. New York: McGraw-Hill. 2001
- [14] M. K. Simon and M.-S. Alouini, "Exponential-type bounds on the generalized Marcum Q-function with application to error probability analysis over Fading channels," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.48, No.3, pp.359-366, Mar. 2000

권태훈 (Taehoon Kwon)

정회원

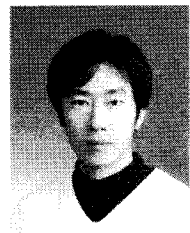


2004년 2월 연세대학교 기계전  
자공학부 학사  
2006년 2월 연세대학원 전기전  
자공학과 석사  
2006년 3월~현재 연세 대학원  
전기전자 공학과 박사 과정  
<관심분야> Relay system,

Cognitive Radio, Femtocell

임성묵 (Sungmook Lim)

정회원



2005년 2월 연세대학교 기계전  
자공학부 학사  
2006년 3월~현재 연세대학원  
전기전자 공학과 석박사 통  
합과정

<관심분야> Cognitive Radio,  
Femtocell



박 성 수 (Sungsoo Park)



정회원  
2006년 2월 연세대학교 기계전  
자공학부 학사  
2008년 2월 연세대학원 전기전  
자공학과 석사  
2008년 3월~현재 연세대학원  
전기전자 공학과 박사 과정  
<관심분야> Relay system,  
Femtocell

홍 대 식 (Daesik Hong)



종신회원  
1990년 Purdue Univ. Elec.  
Engineering 박사  
1991년~현재 연세대학교 전기  
전자 공학과 교수  
<관심분야> 디지털통신, 통신  
신호처리, 4G시스템, OFDM,  
릴레이 시스템