

논문 2014-51-3-1

레일레이 페이딩 채널에서 전이중 양방향 중계 네트워크의 성능 분석

(Performance Analysis of a Full-Duplex Two-Way Relay Network over Rayleigh Fading Channels)

최 동 욱*, 이 재 홍**

(Dongwook Choi[©] and Jae Hong Lee)

요 약

전이중(full-duplex) 양방향(two-way) 중계 네트워크는 전이중 방식을 사용하는 중계기에서 중첩 부호화(superposition coding) 혹은 물리 계층 네트워크 부호화(physical layer network coding)를 사용하여 기존 반이중(half duplex) 중계기를 사용하는 양방향 중계 네트워크에 비해 높은 주파수 효율을 제공한다. 본 논문에서는 전이중 양방향 중계 네트워크를 고려하여 전이중 방식에서 필연적으로 발생하는 루프간섭 신호의 영향을 살펴보았다. 여기에서 사용자 및 중계기는 루프간섭 신호를 제거하기 위해 루프간섭 신호를 추정한다. 하지만 루프간섭 신호를 추정할 때, 추정 오류가 발생하여 수신 신호에서 루프간섭 신호를 완벽하게 제거하기는 어렵다. 모의실험에서는 불능 확률(outage probability)을 통해 이로 인해 발생할 수 있는 성능 변화를 분석하였다.

Abstract

Two-way full-duplex relay network provides improved spectral efficiency by using either superposition coding or physical layer network coding at relays compared to conventional two-way half-duplex relay network. In this paper, we investigate the impact of residual loop interference on the performance of the two-way full-duplex relay network. Users and relays in the two-way full-duplex relay network estimate the residual loop interference in order to cancel it. However, it is difficult to perfectly cancel the residual loop interference from the received signal due to the estimation error. Numerical results show the impact of the estimation error on the outage probability of the two-way full-duplex relay network.

Keywords : 양방향 중계 네트워크, 전이중 방식, 불능 확률, 불안정한 채널 정보

I. 서 론

전이중(full-duplex) 양방향(two-way) 중계 네트워크

는 전이중 방식을 사용하는 중계기에서 중첩 부호화(superposition coding) 혹은 물리 계층 네트워크 부호화(physical layer network coding)를 사용하여 기존 반이중(half-duplex) 중계기를 사용하는 반이중 양방향 중계 네트워크에 비해 높은 주파수 효율을 제공한다^[1~4].

전이중 단방향(one-way) 중계 네트워크의 성능 분석은 최근 활발하게 연구되고 있다^[5~7]. T. Riihonen et al.에 의해서 전이중 단방향 중계 방식과 반이중 단방향 중계 방식의 기회적 선택을 통한 주파수 효율 향상 기법이 연구되었고^[5], D. W. K. Ng et al.에 의해 전이중

* 학생회원, ** 정회원, 서울대학교 전기정보공학부 (Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University)

© Corresponding Author(E-mail: dongwook@snu.ac.kr).

※ 이 논문은 2013, 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2009-0083495, 2011-0017437).

접수일자: 2013년11월21일, 수정완료일: 2014년3월5일

단방향 MIMO-OFDMA(multiple input multiple output orthogonal frequency division multiple access)시스템에서의 데이터 레이트 증가를 위한 자원 할당 기법이 연구되었다^[6]. 또한 H. Kim et al.에 의해서 전이중 단방향 인지 무선(cognitive radio) 시스템에서의 불능 확률(outage probability)이 분석되었다^[7]. 하지만 대부분의 최근 연구는 전이중 단방향 중계 네트워크 연구에 치중되어 전이중 양방향 중계 네트워크 연구는 미흡한 실정이다. X. Cheng et al.에 의해서 전이중 양방향 중계 네트워크에 대한 연구가 있었으나 통신 채널이 시간에 따라 변하지 않고 일정하다는 다소 비현실적인 시스템 모델을 가정하였다^[8].

본 논문에서는 전이중 양방향 중계 네트워크를 고려하여 전이중 양방향 중계 네트워크의 통신 프로토콜을 제안하고 전이중 방식에서 필연적으로 발생하는 루프 간섭(loop interference) 신호의 영향을 살펴보았다. 하지만 루프간섭 신호를 추정할 때 추정 오류(estimation error)가 발생하여 수신 신호에서 루프간섭 신호를 완벽하게 제거하기는 어렵다. 모의실험에서는 이로 인해 발생할 수 있는 성능 변화를 불능 확률을 통해 분석하였다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 전이중 방식을 사용하는 사용자 a , b 및 중계기 r 로 구성된 양방향 중계 네트워크를 고려한다. 그림 1과 같이 사용자 a 와 b 간의 직접 경로(direct path)는 없으며, 중계기 r 의 도움으로 서로의 정보를 교환한다. 이때 각 사용자 a , b 및 중계기 r 은 전이중 방식으로 신호를 송수신하기 때문에 송신안테나와 수신안테나를 분리하여 사용한다.

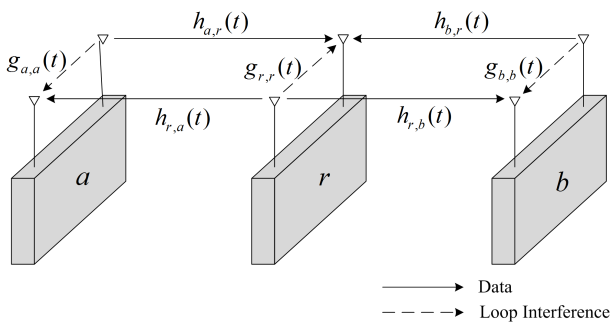


그림 1. 전이중 양방향 중계 네트워크

Fig. 1. Two-way full-duplex relay network.

두 사용자 a 와 b 의 정보교환은 총 두 단계에 걸쳐서 이루어진다. 첫 번째 단계에서 두 사용자 a 와 b 는 각각 자신의 신호를 중계기 r 에 전달한다. 이때 중계기 r 의 수신안테나에서 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$y_r(t) = \sqrt{E_a} h_{a,r}(t) x_a(t) + \sqrt{E_b} h_{b,r}(t) x_b(t) + \sqrt{E_r} g_{r,r}(t) x_r(t) + n_r(t) \quad (1)$$

여기에서 E_a , E_b , E_r 은 각각 사용자 a 와 b , 중계기 r 의 송신전력을 나타내고, $x_a(t)$, $x_b(t)$, $x_r(t)$ 은 각각 사용자 a 와 b , 중계기 r 에서 t 시간에 송신되는 신호를 나타내고, $h_{a,r}(t)$ 와 $h_{b,r}(t)$ 는 각각 사용자 a 와 중계기 r 사이의 채널, 사용자 b 와 중계기 r 사이의 채널을 나타내고, $g_{r,r}(t)$ 은 중계기 r 의 송신안테나와 수신안테나 사이의 루프 간섭 채널을 나타낸다. 이때 $h_{a,r}(t)$, $h_{b,r}(t)$, $g_{r,r}(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 각각 $\sigma_{h_{a,r}}^2$, $\sigma_{h_{b,r}}^2$, $\sigma_{g_{r,r}}^2$ 인 원형 대칭 복소수 가우시안(circularly symmetric complex Gaussian) 채널로 가정한다. 또한 $n_r(t)$ 은 중계기 r 서 시간 t 에 들어오는 평균이 0이고 분산이 N_0 인 가산 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise)을 나타낸다.

중계기 r 의 수신 신호는 수식 (1)에서와 같이 자신의 루프 간섭 신호를 포함하고 있다. 중계기 r 이 자신의 루프 간섭 신호를 완벽하게 추정하여 제거할 수 있다면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{y}_r(t) = y_r(t) - \sqrt{E_r} g_{r,r}(t) x_r(t) = \sqrt{E_a} h_{a,r}(t) x_a(t) + \sqrt{E_b} h_{b,r}(t) x_b(t) + n_r(t) \quad (2)$$

하지만 중계기 r 은 자신의 루프 간섭 신호를 완벽하게 추정하기 어렵기 때문에 추정 오류로 인해 루프 간섭 신호의 일부가 남게 된다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\tilde{y}_r(t) = y_r(t) - \sqrt{E_r} \hat{g}_{r,r}(t) x_r(t) = \sqrt{E_a} h_{a,r}(t) x_a(t) + \sqrt{E_b} h_{b,r}(t) x_b(t) + \sqrt{E_r} \Delta g_{r,r}(t) x_r(t) + n_r(t) \quad (3)$$

여기에서 $\hat{g}_{r,r}(t)$ 과 $\Delta g_{r,r}(t)$ 은 각각 루프 간섭 채널 추정값과 루프 간섭 채널 추정 오류를 나타내고, 이들의 관계는 다음과 같다.

$$g_{r,r}(t) = \hat{g}_{r,r}(t) + \Delta g_{r,r}(t) \quad (4)$$

여기에서 $\widehat{g}_{r,r}(t)$ 과 $\Delta g_{r,r}(t)$ 은 서로 무상관 관계(uncorrelated)이어서 최소 평균 자승 오류 추정(minimum mean-square error estimation)이 가능하다고 가정한다. 또한 $\widehat{g}_{r,r}(t)$ 과 $\Delta g_{r,r}(t)$ 은 평균이 0이고 분산이 각각 $\sigma_{\widehat{g}_{r,r}}^2$, $\sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 = \sigma_{g_{r,r}}^2 - \sigma_{\widehat{g}_{r,r}}^2$ 인 원형 대칭 복소수 가우시안 분포를 따른다고 가정한다.

두 번째 단계에서는 중계기 r 에서 신호를 증폭 후 재전송(amplify-and-forward) 한다. 이때 중계기 r 에서 사용자 a 와 b 로 전송하는 신호는 다음과 같다.

$$x_r(t) = \alpha(t)\widetilde{y}_r(t-1) \quad (5)$$

여기에서 $\alpha(t)$ 는 시간 t 일 때의 증폭계수를 나타낸다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\alpha(t) = \frac{1}{\sqrt{E_a|h_{a,r}(t-1)|^2 + E_b|h_{b,r}(t-1)|^2 + \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + N_0}} \quad (6)$$

중계기 r 에서의 신호 전송 후 사용자 a 와 b 에서 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$y_a(t) = \sqrt{E_r}h_{r,a}(t)x_r(t) + \sqrt{E_a}g_{a,a}(t)x_a(t) + n_a(t) \quad (7)$$

$$y_b(t) = \sqrt{E_r}h_{r,b}(t)x_r(t) + \sqrt{E_b}g_{b,b}(t)x_b(t) + n_b(t) \quad (8)$$

여기에서 $h_{r,a}(t)$ 와 $h_{r,b}(t)$ 는 각각 중계기 r 과 사용자 a 사이의 채널, 중계기 r 과 사용자 b 사이의 채널을 나타내고, $g_{a,a}(t)$ 와 $g_{b,b}(t)$ 는 각각 사용자 a 와 b 에서의 루프 간섭 채널을 나타낸다. 이때 $h_{r,a}(t)$, $h_{r,b}(t)$, $g_{a,a}(t)$, $g_{b,b}(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 각각 $\sigma_{h_{r,a}}^2$, $\sigma_{h_{r,b}}^2$, $\sigma_{g_{a,a}}^2$, $\sigma_{g_{b,b}}^2$ 인 원형 대칭 복소수 가우시안 채널로 가정한다. 또한 $n_a(t)$ 와 $n_b(t)$ 는 각각 사용자 a 와 b 에서 시간 t 에 들어오는 평균이 0이고 분산이 N_0 인 가산 백색 가우시안 잡음을 나타낸다.

사용자 a 와 b 는 첫 번째 단계에서 자신이 송신한 신호를 중계기 r 을 경유하여 다시 수신하게 되는데 이러한 자기 간섭 신호(self-interference)가 수신 신호에 포함되어 있다. 또한 사용자 a 와 b 의 수신 신호에는 자신의 루프 간섭 신호가 포함되어 있다. 사용자 a 와 b 가 자신의 자기 간섭 신호와 루프 간섭 신호를 완벽하게 추정하여 제거할 수 있다면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \widetilde{y}_a(t) &= y_a(t) - \alpha(t)\sqrt{E_r E_a}h_{r,a}(t)h_{a,r}(t-1)x_a(t-1) \\ &\quad - \sqrt{E_a}g_{a,a}(t)x_a(t) \\ &= \alpha(t)\sqrt{E_r E_b}h_{r,a}(t)h_{b,r}(t-1)x_b(t-1) \\ &\quad + \alpha(t)E_r h_{r,a}(t)\Delta g_{r,r}(t-1)x_r(t-1) \\ &\quad + \alpha(t)\sqrt{E_r}h_{r,a}(t)n_r(t-1) + n_a(t) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{y}_b(t) &= y_b(t) - \alpha(t)\sqrt{E_r E_b}h_{r,b}(t)h_{b,r}(t-1)x_b(t-1) \\ &\quad - \sqrt{E_b}g_{b,b}(t)x_b(t) \\ &= \alpha(t)\sqrt{E_r E_a}h_{r,b}(t)h_{a,r}(t-1)x_a(t-1) \\ &\quad + \alpha(t)E_r h_{r,b}(t)\Delta g_{r,r}(t-1)x_r(t-1) \\ &\quad + \alpha(t)\sqrt{E_r}h_{r,b}(t)n_r(t-1) + n_b(t) \end{aligned} \quad (10)$$

하지만 사용자 a 와 b 는 루프 간섭 신호를 완벽하게 추정하기 어렵기 때문에 수신 신호에 추정 오류로 인해 루프 간섭 신호의 일부가 남게 된다. 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \widetilde{y}_a(t) &= y_a(t) - \alpha(t)\sqrt{E_r E_a}h_{r,a}(t)h_{a,r}(t-1)x_a(t-1) \\ &\quad - \sqrt{E_a}g_{a,a}(t)x_a(t) \\ &= \alpha(t)\sqrt{E_r E_b}h_{r,a}(t)h_{b,r}(t-1)x_b(t-1) \\ &\quad + \alpha(t)E_r h_{r,a}(t)\Delta g_{r,r}(t-1)x_r(t-1) \\ &\quad + \alpha(t)\sqrt{E_r}h_{r,a}(t)n_r(t-1) \\ &\quad + \sqrt{E_a}\Delta g_{a,a}(t)x_a(t) + n_a(t) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{y}_b(t) &= y_b(t) - \alpha(t)\sqrt{E_r E_b}h_{r,b}(t)h_{b,r}(t-1)x_b(t-1) \\ &\quad - \sqrt{E_b}g_{b,b}(t)x_b(t) \\ &= \alpha(t)\sqrt{E_r E_a}h_{r,b}(t)h_{a,r}(t-1)x_a(t-1) \\ &\quad + \alpha(t)E_r h_{r,b}(t)\Delta g_{r,r}(t-1)x_r(t-1) \\ &\quad + \alpha(t)\sqrt{E_r}h_{r,b}(t)n_r(t-1) \\ &\quad + \sqrt{E_b}\Delta g_{b,b}(t)x_b(t) + n_b(t) \end{aligned} \quad (12)$$

여기에서 $\widehat{g}_{a,a}(t)$ 와 $\widehat{g}_{b,b}(t)$ 는 각각 사용자 a 와 b 에서의 루프 간섭 채널 추정값을 나타내고, $\Delta g_{a,a}(t)$ 와 $\Delta g_{b,b}(t)$ 는 이의 루프 간섭 채널 추정 오류를 나타낸다. 이들의 관계는 다음과 같다.

$$g_{a,a}(t) = \widehat{g}_{a,a}(t) + \Delta g_{a,a}(t) \quad (13)$$

$$g_{b,b}(t) = \widehat{g}_{b,b}(t) + \Delta g_{b,b}(t) \quad (14)$$

$$\begin{aligned}
\gamma_b(t) &= \frac{|\alpha(t)|^2 E_r E_a |h_{r,b}(t)|^2 |h_{a,r}(t-1)|^2}{|\alpha(t)|^2 E_r^2 |h_{r,b}(t)|^2 \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + |\alpha(t)|^2 E_r |h_{r,b}(t)|^2 N_0 + E_b \sigma_{\Delta g_{b,b}}^2 + N_0} \\
&= \frac{\frac{E_r}{E_b \sigma_{\Delta g_{b,b}}^2 + N_0} |h_{r,b}(t)|^2 \frac{E_a}{E_r \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + N_0} |h_{a,r}(t-1)|^2}{\frac{E_r}{E_b \sigma_{\Delta g_{b,b}}^2 + N_0} |h_{r,b}(t)|^2 + \frac{E_a}{E_r \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + N_0} |h_{a,r}(t-1)|^2 + \frac{E_b}{E_r \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + N_0} |h_{b,r}(t-1)|^2 + 1} \\
&= \frac{\chi_{a,1} |h_{r,a}(t)|^2 \chi_{b,2} |h_{b,r}(t-1)|^2}{\chi_{a,1} |h_{r,a}(t)|^2 + \chi_{b,2} |h_{b,r}(t-1)|^2 + \chi_{a,2} |h_{a,r}(t-1)|^2 + 1} \tag{15}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\gamma_a(t) &= \frac{|\alpha(t)|^2 E_r E_b |h_{r,a}(t)|^2 |h_{b,r}(t-1)|^2}{|\alpha(t)|^2 E_r^2 |h_{r,a}(t)|^2 \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + |\alpha(t)|^2 E_r |h_{r,a}(t)|^2 N_0 + E_a \sigma_{\Delta g_{a,a}}^2 + N_0} \\
&= \frac{\frac{E_r}{E_a \sigma_{\Delta g_{a,a}}^2 + N_0} |h_{r,a}(t)|^2 \frac{E_b}{E_r \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + N_0} |h_{b,r}(t-1)|^2}{\frac{E_r}{E_a \sigma_{\Delta g_{a,a}}^2 + N_0} |h_{r,a}(t)|^2 + \frac{E_b}{E_r \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + N_0} |h_{b,r}(t-1)|^2 + \frac{E_a}{E_r \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + N_0} |h_{a,r}(t-1)|^2 + 1} \\
&= \frac{\chi_{b,1} |h_{r,b}(t)|^2 \chi_{a,2} |h_{a,r}(t-1)|^2}{\chi_{b,1} |h_{r,b}(t)|^2 + \chi_{a,2} |h_{a,r}(t-1)|^2 + \chi_{b,2} |h_{b,r}(t-1)|^2 + 1} \tag{16}
\end{aligned}$$

여기에서 $\widehat{g_{a,a}}(t)$ 과 $\Delta g_{a,a}(t)$, $\widehat{g_{b,b}}(t)$ 과 $\Delta g_{b,b}(t)$ 은 서로 무상관 관계 이어서 최소 평균 자승 오류 추정이 가능하다고 가정한다. 또한 $\widehat{g_{a,a}}(t)$ 과 $\Delta g_{a,a}(t)$ 은 평균이 0이고 분산이 각각 $\sigma_{g_{a,a}}^2$, $\sigma_{\Delta g_{a,a}}^2 = \sigma_{g_{a,a}}^2 - \sigma_{\widehat{g_{a,a}}}^2$ 인 원형 대칭 복소수 가우시안 분포를 따르고, $\widehat{g_{r,r}}(t)$ 과 $\Delta g_{r,r}(t)$ 도 평균이 0이고 분산이 각각 $\sigma_{g_{b,b}}^2$, $\sigma_{\Delta g_{b,b}}^2 = \sigma_{g_{b,b}}^2 - \sigma_{\widehat{g_{b,b}}}^2$ 인 원형 대칭 복소수 가우시안 분포를 따른다고 가정한다.

III. 불능 확률 성능 분석

III장에서는 수식 (11), (12)를 바탕으로 사용자 a 와 b 의 신호 대 잡음 및 간섭비(SINR: signal to interference plus noise ratio)를 구하고, 이의 누적 분포 함수(CDF: cumulative density function)를 계산한다. 이후 이를 이용하여 불능 확률을 유도한다.

1. 신호 대 잡음 및 간섭비

수식 (11), (12)와 (6)를 이용하여 각 사용자 a 와 b 의 신호 대 잡음 및 간섭비(SINR: signal to interference plus noise ratio)를 구하면 다음 페이지 상단의 수식 (15), (16)과 같다. 여기에서 $\chi_{a,1}$, $\chi_{b,1}$, $\chi_{a,2}$, $\chi_{b,2}$ 는 다음

과 같다.

$$\chi_{a,1} = \frac{E_r}{E_a \sigma_{\Delta g_{a,a}}^2 + N_0} \tag{17}$$

$$\chi_{b,1} = \frac{E_r}{E_b \sigma_{\Delta g_{b,b}}^2 + N_0} \tag{18}$$

$$\chi_{a,2} = \frac{E_a}{E_r \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + N_0} \tag{19}$$

$$\chi_{b,2} = \frac{E_b}{E_r \sigma_{\Delta g_{r,r}}^2 + N_0} \tag{20}$$

2. 누적 분포 함수

2절에서는 수식 (15), (16)을 이용하여 사용자 a 와 b 의 신호 대 잡음 및 간섭비에 대한 누적 분포 함수를 구한다. 사용자 a 의 신호 대 잡음 및 간섭비에 대한 누적 분포 함수는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_a}(\gamma) &= \Pr\left(\frac{\chi_{a,1} |h_{r,a}|^2 \chi_{b,2} |h_{b,r}|^2}{\chi_{a,1} |h_{r,a}|^2 + \chi_{b,2} |h_{b,r}|^2 + \chi_{a,2} |h_{a,r}|^2 + 1} < \gamma\right) \\
&= \int_0^\infty \int_0^{\frac{\gamma}{\chi_{b,2}}} \Pr\left(|h_{r,a}|^2 > \frac{\gamma \chi_{a,2} y + \gamma \chi_{b,2} x + \gamma}{\chi_{a,1} \chi_{b,2} x - \chi_{a,1} \gamma}\right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times f_{|h_{b,r}|^2}(x)f_{|h_{a,r}|^2}(y)dxdy \\ & + \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\gamma}{\chi_{b,2}} \Pr\left(|h_{r,a}|^2 < \frac{\gamma\chi_{a,2}y + \gamma\chi_{b,2}x + \gamma}{\chi_{a,1}\chi_{b,2}x - \chi_{a,1}\gamma}\right) \\ & \times f_{|h_{b,r}|^2}(x)f_{|h_{a,r}|^2}(y)dxdy \end{aligned} \quad (21)$$

여기에서 표기의 편의를 위해 시간을 나타내는 t 와 $t-1$ 은 생략하였다. 수식 (21)에 포함되어 있는 $|h_{r,a}|^2$, $|h_{a,r}|^2$, $|h_{b,r}|^2$ 들이 서로 독립이고, 파라미터를 $\frac{1}{\sigma_{h_{r,a}}^2}$, $\frac{1}{\sigma_{h_{a,r}}^2}$, $\frac{1}{\sigma_{h_{b,r}}^2}$ 로 하는 지수 분포 확률 변수들(exponentially distributed random variables)이므로 수식 (21)은 다음과 같이 정리될 수 있다.

$$\begin{aligned} F_{\gamma_a}(\gamma) &= 1 - \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\gamma}{\chi_{b,2}} \frac{1}{\sigma_{h_{a,r}}^2 \sigma_{h_{b,r}}^2} \\ & \times \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{h_{a,r}}^2} - \frac{y}{\sigma_{h_{b,r}}^2} - \frac{\gamma\chi_{a,2}y + \gamma\chi_{b,2}x + \gamma}{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1}(\chi_{b,2}x - \gamma)}\right) dxdy \end{aligned} \quad (22)$$

수식 (22)에 $x = \frac{1}{\chi_{a,1}\chi_{b,2}}(z + \chi_{a,1}\gamma)$ 을 넣고 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} F_{\gamma_a}(\gamma) &= 1 - \frac{\exp\left(-\frac{\gamma}{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1}} - \frac{\gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \chi_{b,2}}\right)}{\sigma_{h_{a,r}}^2 \sigma_{h_{b,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{y}{\sigma_{h_{a,r}}^2}\right) \\ & \times \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma\chi_{a,2}y + \gamma^2 + \gamma}{\sigma_{h_{a,r}}^2 z} - \frac{z}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}\right) dz dy \end{aligned} \quad (23)$$

이때, $\int_0^\infty \exp\left(-\frac{p}{x} - qx\right) dx = 2\sqrt{\frac{p}{q}} K_1(\sqrt{pq})$ [9, eq. (3.471.9)]을 이용하여 수식 (23)을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} F_{\gamma_a}(\gamma) &= 1 - 2 \exp\left(-\frac{\gamma}{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1}} - \frac{\gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \chi_{b,2}}\right) \int_0^\infty \exp\left(-\frac{y}{\sigma_{h_{a,r}}^2}\right) \\ & \times \sqrt{\frac{\gamma\chi_{a,2}y + \gamma^2 + \gamma}{\sigma_{h_{a,r}}^4 \sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}} K_1\left(2\sqrt{\frac{\gamma\chi_{a,2}y + \gamma^2 + \gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}}\right) dy \end{aligned} \quad (24)$$

또한,

$$\begin{aligned} & \int_0^\infty \exp(-\lambda x) \sqrt{\kappa x + \eta} K_1(\mu \sqrt{\kappa x + \eta}) dx = \frac{\kappa \mu}{4\lambda^2} \\ & \times \exp\left(\frac{\kappa \mu^2}{4\lambda} + \frac{\eta \lambda}{\kappa}\right) \Gamma\left(-1, \frac{\kappa \mu^2}{4\lambda}\right) - \frac{1}{\kappa} \exp\left(\frac{\eta \lambda}{\kappa}\right) \int_0^\eta \exp\left(-\frac{\lambda x}{\kappa}\right) \\ & \times \sqrt{x} K_1(\mu \sqrt{x}) dx \quad [10, \text{vol. 4, eq. (1.1.2.3)}] \end{aligned}$$

을 이용하여 수식 (24)를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} F_{\gamma_a}(\gamma) &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1}} - \frac{\gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \chi_{b,2}} + \frac{\gamma}{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2}} + \frac{1}{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2}}\right) \\ & \times \left\{ \frac{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}} \exp\left(\frac{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}\right) \right. \\ & \times \Gamma\left(-1, \frac{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}\right) - \frac{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}{4\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma} \\ & \left. \times \int_0^{\frac{4\gamma^2 + 4\gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}} \exp\left(-\frac{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}{4\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma} y\right) \sqrt{y} K_1(\sqrt{y}) dy \right. \\ & \left. = \Xi(\gamma) \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

이때 수식 (25)에 있는 적분은 폐형(closed form)으로 풀기 어려우므로 근사치를 이용하여 계산한다. 3차 테일러 급수(Taylor series)인 $e^{-x} \approx \sum_{n=0}^3 \frac{(-x)^n}{n!}$ 을 이용하여 수식 (25)에 있는 적분을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Xi(\gamma) &\approx \sum_{n=0}^3 \left(-\frac{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}{4\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma} \right)^n \int_0^{\frac{4\gamma^2 + 4\gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}} \frac{y^{n+\frac{1}{2}}}{n!} K_1(\sqrt{y}) dy \end{aligned} \quad (26)$$

이때 $K_1(\sqrt{y}) = \frac{1}{2} G_{02}^{20}\left(\frac{y}{4} \middle| \frac{1}{2}, -\frac{1}{2}\right)$ [9, eq. (9.34.3)]와

$\int_0^x y^{m-1} \times G_{02}^{20}\left(\frac{y}{4} \middle| \frac{1}{2}, -\frac{1}{2}\right) dy = x^m G_{13}^{21}\left(\frac{x}{4} \middle| \frac{1-m}{2}, -\frac{1}{2}, m\right)$ [10, vol. 3, eq. (1.16.21)]을 이용하여 수식 (26)을 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Xi(\gamma) &\approx \sum_{n=0}^3 \left(-\frac{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}{4\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma} \right)^n \frac{1}{2n!} \left(\frac{4\gamma^2 + 4\gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}} \right)^{n+\frac{3}{2}} \\ & \times G_{13}^{21}\left(\frac{\gamma^2 + \gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}} \middle| \frac{-n-\frac{1}{2}}{2}, -\frac{1}{2}, -n-\frac{3}{2}\right) \end{aligned} \quad (27)$$

수식 (25)와 (27)을 이용하여 정리하면 다음과 같이 사

용자 a 의 신호 대 잡음 및 간섭비에 대한 누적 분포 함수를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 F_{\gamma_a}(\gamma) &\simeq 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\sigma_{h_{r,a}}^2 \chi_{a,1}} - \frac{\gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \chi_{b,2}} + \frac{\gamma}{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2}} + \frac{1}{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2}}\right) \\
 &\times \left\{ \frac{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{r,a}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}} \exp\left(\frac{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{r,a}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}\right) \right. \\
 &\times \Gamma\left(-1, \frac{\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{r,a}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}\right) - \frac{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{r,a}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}^2}{4\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma} \\
 &\times \sum_{n=0}^3 \left(-\frac{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{r,a}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}}{4\sigma_{h_{a,r}}^2 \chi_{a,2} \gamma} \right)^n \frac{1}{2n!} \left(\frac{4\gamma^2 + 4\gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{r,a}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}} \right)^{n+\frac{3}{2}} \\
 &\times G_{13}^{21} \left(\frac{\gamma^2 + \gamma}{\sigma_{h_{b,r}}^2 \sigma_{h_{r,a}}^2 \chi_{a,1} \chi_{b,2}} \middle| \frac{-n-\frac{1}{2}}{\frac{1}{2}, -\frac{1}{2}, -n-\frac{3}{2}} \right) \quad (28)
 \end{aligned}$$

사용자 b 의 신호 대 잡음 및 간섭비에 대한 누적 분포 함수는 사용자 a 의 것과 유사하게 구하여 얻을 수 있다.

3. 불능 확률

불능 사건은 사용자의 신호 대 잡음 및 간섭비가 미리 정한 기준 값 γ_{th} 보다 작아지는 경우 발생하며, 사용자 a 의 불능 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_{out,a}(\gamma_{th}) &= \Pr(\gamma_a < \gamma_{th}) \\
 &\simeq F_{\gamma_a}(\gamma_{th}) \quad (29)
 \end{aligned}$$

유사한 방법으로 사용자 b 의 불능 확률도 얻을 수 있다.

IV. 실험

본 모의실험에서는 $SNR = \frac{E_a}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} = \frac{E_r}{N_0}$ 로 정의하여 사용자와 중계기는 같은 송신전력을 사용한다고 가정하였다.

그림 2는 SNR에 따른 사용자 a 의 불능 확률을 나타낸다. 중계기 r 과 사용자 a 에서 루프간섭 채널 추정 오류의 분산이 0, 0.001, 0.01, 0.1로 변경되었을 때 불능 확률이 어떻게 변화하는지 확인하였다. 루프간섭 채널 추정 오류의 분산이 0일 경우는 완벽한 채널 추정이 가능한 상태이다. 신호 대 잡음 및 간섭비 기준값 γ_{th} 는 1 dB로 가정하였다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼

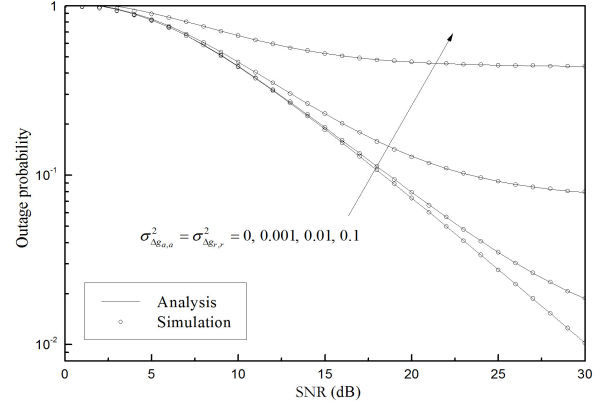


그림 2. 채널 추정 오류가 있는 양방향 전이중 중계 네트워크의 사용자 a 불능 확률 ($\gamma_{th} = 1$ dB)

Fig. 2. Outage probability of the user a for the two-way full-duplex relay network with imperfect CSI ($\gamma_{th} = 1$ dB).

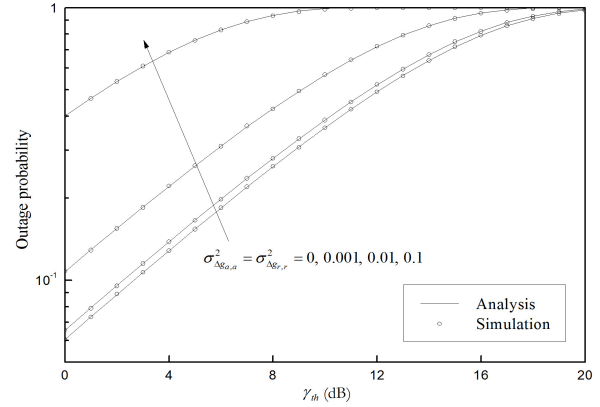


그림 3. 채널 추정 오류가 있는 양방향 전이중 중계 네트워크의 사용자 a 불능 확률 ($SNR = 20$ dB)

Fig. 3. Outage probability of the user a for the two-way full-duplex relay network with imperfect CSI ($SNR = 20$ dB).

로, 신호 대 잡음비가 증가할수록 불능 확률이 낮아지고 루프간섭 채널 추정 오류의 분산이 증가할수록 불능 확률이 높아지는 것을 확인하였다.

그림 3은 신호 대 잡음 및 간섭비 기준값 γ_{th} 에 따른 사용자 a 의 불능 확률을 나타낸다. 여기에서 중계기 r 과 사용자 a 에서 루프간섭 채널 추정 오류의 분산이 0, 0.001, 0.01, 0.1로 변경되었을 때 불능 확률이 어떻게 변화하는지 확인하였다. SNR은 20 dB로 가정하였다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼, 신호 대 잡음 및 간섭비 기준값 γ_{th} 이 증가할수록 불능 확률이 높아지고 루프간섭 채널 추정 오류의 분산이 증가할수록 불능 확률이 높아지는 것을 확인하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 전이중 양방향 중계 네트워크를 고려하여 전이중 양방향 중계 네트워크의 통신 프로토콜을 제안하고 전이중 방식에서 필연적으로 발생하는 루프간섭 신호의 영향을 살펴보았다. 하지만 루프간섭 신호를 추정할 때 추정 오류가 발생하여 수신 신호에서 루프간섭 신호를 완벽하게 제거하기는 어렵다. 루프간섭 추정 오류로 인한 성능 열화를 불능 확률의 수학적 유도도 확인해보고 모의실험을 통해서 이를 검증하였다.

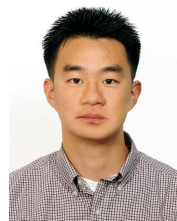
REFERENCES

- [1] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Optimized gain control for single-frequency relaying with loop interference," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 6, pp. 2801-2806, June 2009.
- [2] H. Ju, E. Oh, and D. Hong, "Catching resource-devouring worms in next-generation wireless relay systems: Two-way relay and full duplex relay," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 9, pp. 58-65, Sep. 2009.
- [3] D. Choi and J. H. Lee, "Outage probability of two-way relay network with multiple interferers," in *Proc of IEK Summer Conference 2012*, Jeju, Korea, June 2012.
- [4] D. Choi and J. H. Lee, "Bit error probability of a two-way full-duplex relay network over Rayleigh fading channels," in *Proc. of IEK Summer Conference 2013*, Jeju, Korea, July 2013.
- [5] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Hybrid full-duplex/half-duplex relaying with transmit power adaptation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 9, pp. 3074-3085, Sep. 2011.
- [6] D. W. K. Ng, E. S. Lo, and R. Schober, "Dynamic resource allocation in MIMO-OFDMA systems with full-duplex and hybrid relaying," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 5, pp. 1291-1304, May 2012.
- [7] H. Kim, S. Lim, H. Wang, and D. Hong, "Optimal power allocation and outage analysis for cognitive full duplex relay systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 10, pp. 3754-3765, Oct. 2012.
- [8] X. Cheng, B. Yu, X. Cheng, and L. Yang,

"Two-way full-duplex amplify-and-forward relaying," in *Proc. IEEE MILCOM 2013*, San Diego, CA, Nov. 2013. pp. 1-6.

- [9] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 7/e. San Diego, CA: Academic Press, 2007.
- [10] A. P. Prudnikov, Y. A. Brychkov, and O. I. Marichev, *Integrals and Series*. New York, NY: Gordon and Breach, 1992.

저 자 소 개



최 동 옥(학생회원)
2005년 고려대학교 전기전자전파
공학부 학사 졸업.
2007년~현재 서울대학교 전기
정보공학부 석박사통합
과정.

<주관심분야 : 무선통신, 협력통신, OFDM>



이 재 홍(정회원)
1976년 서울대학교 전자공학과
학사 졸업.
1978년 서울대학교 전자공학과
석사 졸업.
1986년 University of Michigan,
Ann Arbor, 전기공학과
박사 졸업.

1987년~현재 서울대학교 전기정보공학부 교수
<주관심분야 : 디지털통신, 부호이론, MIMO,
OFDM, 협력통신, V2V>