

최대 다이버시티 이득을 얻기 위한 복호 후 전달 (Decode-and-Forward) 릴레이 시스템의 위치에 관한 연구

정회원 곽 경 철*, 서 우 현*, 종신회원 홍 대 식*

Relay Position in Decode-and-Forward Relay Systems to Achieve Full Diversity Gain

Kyungchul Kwak*, Woohyun Seo* *Regular Members*, Daesik Hong* *Lifelong Member*

요 약

송신국 (Source) 과 릴레이 사이의 중계 링크에서 발생한 오류는 복호 후 전달(decode-and-forward, DF) 릴레이 시스템의 성능을 제한하고 릴레이와의 협력으로 얻을 수 있는 최대 다이버시티 이득을 얻지 못하도록 한다. 또한, 전체 복호 후 전달 릴레이 시스템의 오류 확률은 릴레이와 수신국 (destination)에서 발생한 에러의 합으로 표현되므로 최대 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 중계 링크의 오류 확률은 수신국에서 오류 전파 없이 maximum ratio combining (MRC)을 적용한 오류 확률보다 작아야 한다. 이러한 조건을 만족시키는 릴레이의 위치 범위에 릴레이가 위치하게 되면 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 뿐만 아니라 본 논문에서는 최대 다이버시티 이득을 얻으면서 릴레이의 전송파워를 최소화하는 위치를 정하므로 최대 다이버시티 이득을 얻는다는 전제하에서 전체 시스템이 최소의 파워를 사용할 수 있도록 한다. 이를 입증하기 위해 본 논문은 전체 오류 확률의 분석과 모의실험들을 수행 한다.

Key Words : Relay positioning, DF relay, Full diversity gain

ABSTRACT

Error propagation of source-relay (S-R) link limits the performance of decode-and-forward (DF) relay and prohibits DF relay from achieving full diversity gain. In order to solve this problem, the proposed deployment strategy focuses on two objectives. One is to achieve full diversity gain, and the other is to minimize the used power of the DF relay system. In order to achieve full diversity, the error probability of S-R link should be lower than that of maximal ratio combining (MRC) at destination without error propagation since the error probability of the weaker link dominates the total error probability. The proposed strategy of relay positioning points out the range of the relay position for achieving full diversity, and the used power of the relay is minimized by this range. Analysis of error probability and simulation results prove that the two objectives are achieved by the proposed strategy of the relay position.

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

※ 본 연구는 교육인적자원부, 산업자원부, 노동부의 출연금 및 보조금으로 수행한 최우수실험실 지원사업의 연구결과입니다.

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

논문번호 : KICS2007-09-002, 접수일자 : 2007년 9월 10일, 최종논문접수일자 : 2007년 11월 18일

I. 서 론

릴레이를 이용한 협력 시스템에서는 여러 개의 안테나를 사용하지 않고서도 하나 이상의 릴레이들을 이용하여 송신국(source)에서 원하는 수신국(destination)으로 공간 다이버시티를 이용한 메시지 전송을 할 수 있다^{[1][2]}. 그리고 처리 과정에 따라 릴레이는 크게 두 가지 종류로 분류된다. 하나는 릴레이에서 수신된 송신국의 파형 자체를 재전송하는 증폭 후 전달(amplify-and-forward, AF) 릴레이이고 다른 하나는 수신된 메시지를 검출하여 이를 다시 변조하여 전송하는 복호 후 전달(decode-and-forward, DF) 릴레이이다^[2].

AF 릴레이는 DF 릴레이에 비해 하드웨어 장비 측면에서 간단한 이점이 있지만 릴레이에서 수신한 잡음이 수신국으로 증폭되어 전달된다는 단점이 있다^[2]. 반면에 DF 릴레이는 메시지를 검출하고 재변조하여 전송하므로 릴레이의 잡음은 전달되지 않지만 DF 릴레이가 메시지를 제대로 복원하지 못하면 릴레이에서 복원 할 때 발생한 오류정보가 수신국에 그대로 전달되어 릴레이를 이용한 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 없다^[3].

따라서 최대 다이버시티 이득을 얻고 릴레이에서 발생한 오류 정보로 인한 성능 열화를 막기 위한 연구들이 진행되었으며 크게 능동적인 릴레이에 관한 연구와 수신국에서 능동적인 수신기법에 대한 연구로 분류된다^{[2][4][6]}. 가장 간단한 능동적인 릴레이는 cyclic redundancy check (CRC)로 수신된 신호의 오류를 확인해서 오류가 없을 때에만 신호를 전송하고 그렇지 않은 경우는 송신국에 재전송을 요구하는 릴레이이다^[2]. 그러나 이런 방법은 피드백 채널을 위한 부가적인 자원을 필요로 한다. 따라서 자원 효율성 측면에서 효과적이지 못하므로 재전송을 막기 위해 능동적 릴레이 기법의 하나로 선택적 릴레이가 제안되었다^[3]. 이는 수신국에서의 수신 신호 대 잡음비(signal to noise ratio, SNR)가 어떤 정해진 문턱 값을 넘어야만 DF 릴레이를 동작시키고 그렇지 못하면 AF 릴레이로 동작하는 방식이다. 또 다른 능동적인 릴레이는 CRC에서 오류가 확인되면 릴레이를 AF로 동작시키고 그렇지 않은 경우에만 복호 후 전달로 동작시키는 방법이다^[4]. 이런 능동적 릴레이는 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 있지만 AF 릴레이와 DF 릴레이 구동소자를 동시에 가져야 하므로 하드웨어 복잡도가 심각하게 증가된다.

능동적인 릴레이 기법들과는 달리, 수신국에서 능동적 수신기법을 사용하는 가중형 MRC가 A. Sendonaris와 T. Wang에 의해 제안되었다^{[2][5]}. 이것은 릴레이와 수신국의 순시적인 신호 대 잡음비를 수신국에서 이용하여 MRC시 가중치를 결정한다. 하지만, 순시적인 신호 대 잡음비 값에 의존하므로 송신국-릴레이 링크의 순시적인 신호 대 잡음비 값의 전달을 위한 별도의 채널이 필요하다.

또한, 일부 연구에서는 중계 링크의 수신 신호 대 잡음비가 나머지 링크의 수신 신호 대 잡음비보다 좋은 경우 최대 다이버시티 이득을 얻는다는 사실을 보이고 있다^{[2][5]}. 하지만 정확히 어느 정도 좋은 신호 대 잡음비를 가져야 하는지에 대해서는 언급되어 있지 않다.

따라서 본 논문에서는 하드웨어 복잡도 증가나 피드백 채널의 사용 없이 간단히 릴레이의 위치 설정만으로 중계 링크의 수신 신호 대 잡음비가 나머지 링크의 수신 신호 대 잡음비보다 좋도록 하기 위한 위치 설정 기법을 다룬다. 그 결과 릴레이와 송신국의 협력으로 최대 다이버시티이득을 얻고자 한다. 이를 위해 본 논문에서 DF 릴레이 시스템의 오류 확률이 유도되며 이를 이용하여 최대 다이버시티 이득을 얻는 릴레이의 위치 영역을 유도 한다. 그리고 릴레이-수신국 링크와 송신국-수신국 링크의 수신 신호 대 잡음비가 동일한 경우 최대 다이버시티를 얻으며 릴레이 전송파워를 최소화하는 위치를 제시한다.

그런데 릴레이의 위치는 실제로 시스템의 초기 설치에 고려되는 사항이고 수신국의 수신환경이 변화하는 환경에서 고정된 릴레이를 사용할 때는 본 기법의 적용이 어렵다. 하지만, 고정된 릴레이가 아닌 모바일(mobile) 릴레이를 사용하는 경우에는 수신국의 수신환경에 따라 최대 다이버시티 이득을 줄 수 있는 위치에 있는 릴레이를 선택할 수 있으므로 제안된 릴레이 위치 기법이 활용될 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 우선 II장에서 이중 홉 DF 릴레이 시스템 모델이 소개된다. III장에서 최대 다이버시티 이득을 얻기 위한 위치영역이 유도되며 IV장에서 모의실험을 통해 이를 뒷받침한다. 끝으로 V장에서 본 논문의 결론이 제시된다.

II. 시스템 모델

2.1 신호 모델

본 논문에서는 그림 1에서 보는 바와 같이 릴레이가 하나 사용된 이중 홉 DF 릴레이 시스템을 고

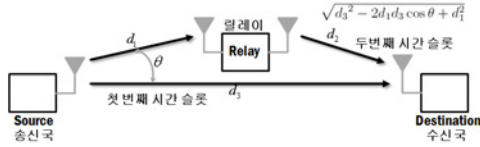


그림 1. 이중 홉 DF 릴레이 시스템

려한다. 이때, 각 노드들의 송수신 안테나는 하나로 가정한다. 송신국과 수신국 사이의 직접 링크는 다이버시티를 제공하기 위해 사용되며 따라서 송신국-릴레이-수신국을 거친 중계 링크를 포함해서 얻을 수 있는 최대 다이버시티 이득은 2가 된다. 송신국과 릴레이의 동시 전송으로 인한 간섭을 막기 위해서 릴레이와 송신국에서 전송하는 채널은 서로 직교해야 하므로 논문에서는 릴레이 프로토콜은 시간 분할 방식으로 동작한다고 가정한다. 그 결과 데이터 전송은 2 시간 슬롯 동안에 진행된다.

우선, 첫 번째 시간 슬롯에서 송신국은 심볼 x 을 P_1 의 파워로 전송한다. 이때, 릴레이 수신신호, y_{SR} 와 수신국 수신신호, y_{SD} 는 각각 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} y_{SR} &= \sqrt{kP_1d_1^{-\alpha}} h_1x + n_1, \\ y_{SD} &= \sqrt{kP_1d_3^{-\alpha}} h_3x + n_3 \end{aligned} \quad (1)$$

h_1 과 h_3 는 각각 송신국-릴레이 링크와 송신국-수신국 링크의 독립적인 주파수 비 선택적인 레일리 페이딩 채널 (Rayleigh flat fading channel)들이다. α 는 감쇄 상수이며, k 는 환경에 따른 상수이다. 또한, d_1 과 d_3 는 송신국-릴레이 링크와 송신국-수신국 링크의 거리들이고 n_1 과 n_3 는 평균이 0이고 σ_n^2 인 가우시안 (Gaussian) 부가잡음이다.

두 번째 시간 슬롯에 릴레이에서 전송된 신호는 수신국에서 수신시 다음과 같이 표현된다.

$$y_{RD} = \sqrt{kP_2d_2^{-\alpha}} h_2\hat{x} + n_2, \quad (2)$$

h_2 는 릴레이-수신국 링크의 주파수 비 선택적 레일리 페이딩 채널이며 \hat{x} 은 릴레이에서 재 변조한 심볼이다. P_2 는 릴레이에서의 전송 파워이다. n_2 는 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 가우시안 부가잡음이다. 이때, d_2 는 릴레이-수신국 링크의 거리이며 그림 1에서 보는 바와 같이 송신국-수신국 링크와 송신국-릴레이 링크가 이루는 각을 θ 라고 할 때

$\sqrt{d_3^2 - 2d_1d_2\cos\theta + d_1^2}$ 로 표현된다. 본 논문에서는 디코딩으로 인한 릴레이에서의 부가적인 전력소모와 하드웨어 복잡도를 고려하여 릴레이는 복조 (demodulate)만 하고 결정된 심볼을 다시 변조하는 것으로 가정한다.

위의 두 시간 슬롯동안의 전송이 끝나고 나면 수신국은 MRC를 수행하며 이는 다음 식으로 표현된다.

$$y_c = \frac{h_3^* \sqrt{kP_1d_3^{-\alpha}}}{\sigma_n^2} y_{SD} + \frac{h_2^* \sqrt{kP_2d_2^{-\alpha}}}{\sigma_n^2} y_{RD}. \quad (3)$$

2.2 DF 릴레이의 에러 확률

DF 릴레이에서 발생한 오류는 수신국에서 송신국-수신국 링크의 정보와 취합될 때 DF 릴레이 시스템의 성능 저하를 가져온다. 그 결과 전체 DF 릴레이 시스템의 오류 확률, $P_e^{tot}(\gamma_{SD}, \gamma_{SR}, \gamma_{RD})$ 은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} P_e^{tot}(\gamma_{SD}, \gamma_{SR}, \gamma_{RD}) &= (1 - P_e^{SR}(\gamma_{SR})) P_e^{MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD}) \\ &+ P_e^{SR}(\gamma_{SR}) P_e^{E-MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD}), \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, γ_{SD}, γ_{SR} 와 γ_{RD} 은 각각 송신국-수신국, 송신국-릴레이 그리고 릴레이-수신국 링크들의 수신 신호 대 잡음비들이다. $P_e^{SR}(\gamma_{SR})$ 은 첫 번째 시간 슬롯에 릴레이에서 발생한 오류 확률이며, $P_e^{MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD})$ 와 $P_e^{E-MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD})$ 는 두 번째 시간 슬롯에서 발생한 오류 확률들로 $P_e^{MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD})$ 은 첫 번째 시간 슬롯에서 릴레이에서 복조 시 오류가 없을 때 수신국에서 두 링크의 수신 신호를 취합한 오류 확률이고 $P_e^{E-MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD})$ 는 첫 번째 시간 슬롯에서 릴레이에서 복조 시 오류가 발생하여 수신국에서 두 링크로부터 서로 다른 신호를 수신한 경우의 오류 확률이다.

우선 (4)에서 $P_e^{E-MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD})$ 의 오류 확률을 구하기 위해 간단히 이진 (binary) 신호를 전송하는 경우를 가정하자. 이때, 수신국에서의 MRC 결과 (3)은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} y_c &= \frac{(|h_3|^2 \gamma_{SD}^2 - |h_2|^2 \gamma_{RD}^2)x}{\sigma_n^2} \\ &+ \frac{h_3^* \sqrt{kP_1d_3^{-\alpha}}}{\sigma_n^2} n_3 + \frac{h_2^* \sqrt{kP_2d_2^{-\alpha}}}{\sigma_n^2} n_2 \end{aligned} \quad (5)$$

따라서, MRC 후 등가적인 신호 대 잡음비는 다음과 같이 계산된다.

$$\gamma_e = \frac{(|h_3|^2 \gamma_{SD}^2 - |h_2|^2 \gamma_{RD}^2)^2}{|h_3|^2 \gamma_{SD}^2 + |h_2|^2 \gamma_{RD}^2}. \quad (6)$$

(5)와 (6)의 결과에서 알 수 있는 점은 거리에 따른 감쇄를 고려하면 일반적으로 γ_{RD} 의 값이 γ_{SD} 보다 크므로 γ_e 가 큰 값을 갖더라도 그것은 릴레이-수신국 링크에서 발생한 오류 심볼, $-x$ 로 검출을 만들고 그 결과 $P_e^{E-MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD})$ 이 1에 가까운 값이 된다는 점이다. 이러한 경향은 릴레이-수신국 링크의 수신 신호 대 잡음비가 송신국-수신국 링크의 그것보다 클수록 확실해 진다.

따라서, 릴레이-수신국 링크의 수신 신호 대 잡음비가 송신국-수신국 링크의 경우 보다 매우 클 때 전체 DF 릴레이 시스템의 오류확률은 다음 식으로 근사화 할 수 있다.

$$P_e^{tot}(\gamma_{SD}, \gamma_{SR}, \gamma_{RD}) = P_e^{MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD}) + P_e^{SR}(\gamma_{SR}). \quad (7)$$

여기서 보듯이 γ_{RD} 의 값이 γ_{SD} 보다 클 때는 수신국에서 오류 확률은 릴레이에서 발생한 오류 확률과 릴레이에서 오류 없이 전송 시 수신국에서 MRC 오류 확률의 합으로 표현된다.

III. 최대 다이버시티 이득을 얻기 위한 릴레이의 위치

수신국에서 MRC를 이용하여 최대 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 릴레이에서 발생한 오류가 수신국으로 전파되지 않도록 해야 한다^{[2][3]}. 그러나 본 논문에서 고려하는 릴레이는 부가적인 처리 없이 단지 수신 신호를 복조하고 재 변조하므로 송신국-릴레이 링크에서 발생한 오류는 고쳐지지 못하고 이는 전체 릴레이 시스템의 성능을 저하시킨다. 따라서 이를 막기 위한 가장 간단하면서도 효과적인 방법은 송신국-릴레이 링크의 신호 품질을 릴레이-수신국 링크와 송신국-수신국 링크의 MRC의 신호품질보다 좋게 만들어 오류가 전파되더라도 그 영향이 MRC성능에 영향을 주지 못하도록 만드는 방법이다^{[2][5]}.

또한, 신호의 품질은 거리에 따른 전송 신호의 감쇄에 의해 결정되므로 송신국-릴레이 링크의 신호

품질을 좋게 하기 위해서는 릴레이의 위치가 송신국에 가까워야 한다. 하지만 릴레이가 송신국에 가까워지면 수신국에서 멀어지므로 송신국-릴레이 링크의 수신 신호 대 잡음비는 증가하지만 수신국에서 수신 신호 대 잡음비는 감소하여 결국 전체 오류 확률은 증가하게 된다. 그 결과 릴레이-수신국 링크의 수신 품질 개선을 위해 릴레이의 전송파워를 증가시키는 문제를 일으킨다.

따라서 제안된 릴레이 위치 기법은 최대 다이버시티 이득을 얻기 위한 송신국-릴레이 링크의 거리의 영역을 송신국-수신국 링크의 신호 대 잡음비에 따라 제시할 뿐 아니라 최대 다이버시티 이득을 얻으면서 전송파워를 최소화 하는 지점을 제시한다.

(7)에서 보는 바와 같이 수신국에서 오류 확률은 $P_e^{MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD})$ 와 $P_e^{SR}(\gamma_{SR})$ 의 합으로 표현되고 다이버시티이득은 둘 중 큰 오류 값의 다이버시티 이득을 따르므로 MRC를 통해 얻는 최대 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 $P_e^{MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD})$ 의 값보다 $P_e^{SR}(\gamma_{SR})$ 의 값이 더 작아야 한다는 사실을 알 수 있다. 따라서 DF 릴레이 시스템이 최대 다이버시티 이득을 얻기 위한 기준은 다음과 같이 표현된다.

$$P_e^{MRC}(\gamma_{SD}, \gamma_{RD}) \geq P_e^{SR}(\gamma_{SR}). \quad (8)$$

릴레이-수신국 링크와 송신국-수신국 링크의 MRC 시 신호품질이 (8)에 의해 결정된 위치에서 다이버시티 이득을 최대로 얻는 지를 정량적으로 보이기 위해서 $\gamma_{SD} = \gamma_{RD}$ 를 가정하자. 이때, 릴레이 전송파워는 다음 식에 의해 결정된다.

$$\gamma_{SD} = \gamma_{RD} = \frac{P_1}{\sigma_n^2} k d_3^{-\alpha} = \frac{P_2}{\sigma_n^2} k d_2^{-\alpha}. \quad (9)$$

그리고 분석의 간단함을 보이기 위해서 이진 전송을 가정하면 (8)의 조건은 다음과 같이 정리 된다^[7].

$$d_1 \leq d_3 \left(\frac{4\gamma_{SD}}{3} \right)^{-1/\alpha}. \quad (10)$$

이때, 등호는 송신국-릴레이 링크의 최대 거리, d_1^{max} 를 나타낸다. 그 결과, 전체 DF 릴레이 시스템의 오류 확률의 하계 (lowerbound)는 다음과 같이 표현된다.

$$P_e^{tot}(\gamma_{SD}, \gamma_{SR}, \gamma_{RD}) = \frac{1}{4\gamma_{SR}} + \frac{3}{16\gamma_{SD}^2} \geq \frac{3}{8\gamma_{SD}^2}. \quad (11)$$

여기에서 보는 바와 같이 전체 DF 릴레이 시스템의 오류 확률은 송신국-수신국 링크의 신호 대 잡음비의 제곱으로 감소하므로 얻어지는 다이버시티 이득은 2이며 이는 시스템의 최대 다이버시티 이득과 같다.

전송 파워 P_2 를 얻기 위해 (9)의 조건을 적용하면 다음과 같다.

$$P_2 = P_1 \left(\frac{d_3}{d_2} \right)^{-\alpha} \tag{12}$$

$$= P_1 \left(\frac{1}{\sqrt{1 - 2d_1/d_3 \cos \theta + (d_1/d_3)^2}} \right)^{-\alpha}.$$

결과적으로 송신국과 릴레이의 전송파워를 합한 전체 전송파워는 다음과 같이 표현된다.

$$P_{tot} = P_1 + P_2$$

$$= P_1 \left(1 + \left(\frac{1}{\sqrt{1 - 2d_1/d_3 \cos \theta + (d_1/d_3)^2}} \right)^{-\alpha} \right).$$
(13)

릴레이에서의 전송파워를 최소화 하려면 (12)에서 $\theta = 0$ 이어야 한다. 이는 릴레이가 송신국과 수신국의 직선거리 상에 위치해야 한다는 사실을 의미한다. 뿐만 아니라 d_1 이 감소할수록 송신국-릴레이 링크의 수신품질이 나머지 링크들의 수신품질 보다 좋게 되어 최대 다이버시티 이득은 얻지만 릴레이-수신국 링크의 거리인 d_2 가 늘어나게 되고 릴레이에서의 전송파워가 늘어나게 되어 전체 전송파워는 증가하게 된다. 따라서 최대 다이버시티 이득을 얻으면서 전체 전송 파워를 최소화하려면 송신국-릴레이 링크의 거리인 d_1 이 d_1^{max} 로 늘어나야 한다. 그 결과 릴레이가 송신국-수신국 링크 상에 위치한 경우의 전체 시스템의 최소 전송파워는 다음 식으로 정리 된다.

$$P_{tot}^{min} = P_1 \left(1 + \left(\frac{1}{1 - d_1^{max}/d_3} \right)^{-\alpha} \right)$$

$$= P_1 \left(1 + \left(\frac{1}{1 - (4\gamma_{SD}/3)^{-1/\alpha}} \right)^{-\alpha} \right).$$
(14)

따라서, 본 논문에서 제안하는 릴레이의 위치 기법은 수신국의 목표 수신 신호 대 잡음비가 설정되

었을 때 초기 릴레이의 위치를 설정하는 경우에 효과적으로 사용할 수 있다. 또한, 수신국의 수신 환경이 변화하는 경우라도 모바일 릴레이의 경우에 대해서는 최대 다이버시티 이득 영역 내의 릴레이를 선택함으로써 적용이 가능하다.

IV. 실험 결과

본 절에서는 제안된 릴레이 위치에 의한 성능을 컴퓨터 모의실험을 통해서 검증한다. 우선 제안된 릴레이 위치 기법을 통해 최대 다이버시티 이득을 얻음을 보이기 위한 실험 결과가 그림 2에 도시되었다. 제안된 릴레이의 위치는 최대 다이버시티 이득을 얻으며 전송파워를 최소화 하는 영역의 경계, d_1^{max} 로 설정되었다. (10)에서 확인 할 수 있는 바와 같이 d_1^{max} 는 송신국-수신국 링크의 거리와 γ_{SD} 에 의해 결정되므로 γ_{SD} 에 따른 d_1^{max} 의 값이 필요하다. 그래서 표 1은 실험에 사용되는 몇 가지 γ_{SD} 에 대한 d_1^{max} 의 값을 구성한 것이다.

그림 2에서 굵은 실선은 제안된 relay 위치에서의 비트 오류율 (bit error rate, BER)이고 원형 표시는 (11)을 그린 것으로 실험결과와 분석의 일치를 보이기 위함이다. 뿐만 아니라 점선은 γ_{SD} 의 -2 지수 승 함수를 그린 결과로 제안된 릴레이 위치 기법을 통해 얻어지는 다이버시티 이득이 고려하는

표 1. $\gamma_{SD} = \gamma_{RD}$ 인 경우, γ_{SD} 에 따른 d_1^{max}/d_3

γ_{SD}	5dB	10dB	15dB	20dB	25dB
d_1^{max}/d_3	0.69	0.52	0.39	0.29	0.22

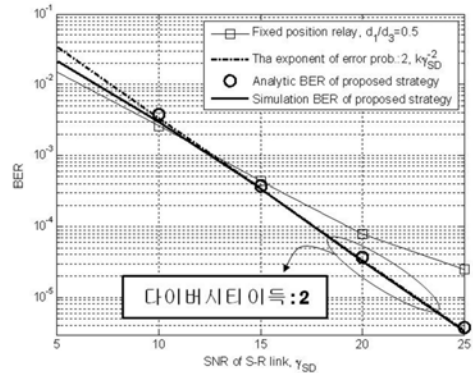


그림 2. $\gamma_{SD} = \gamma_{RD}$ 인 경우, 고정된 위치의 릴레이와 제안된 릴레이 위치 기법의 성능 비교 ($\alpha = 4$)

릴레이 시스템의 최대 다이버시티 이득인 2임을 보이기 위해 그려졌다.

사각형 표시가 된 실선은 릴레이의 위치가 γ_{SD} 에 관계없이 송신국과 수신국의 중간에 위치한 경우의 비트 오류율을 나타낸다. 그림 2의 결과를 보면 γ_{SD} 가 낮은 경우에는 고정 릴레이가 더 좋은 성능을 보이는 것으로 보인다. 이는 $d_1^{max}/d_3=0.5$ 인 γ_{SD} 을 계산해보면 약 11dB정도 되므로 결국 11dB이하에서는 $\gamma_{SD}=\gamma_{RD}$ 조건을 맞추기 위해서 고정 릴레이가 제안된 릴레이 방식보다 더 큰 파워를 사용하고 있기 때문이다. 따라서 더 큰 전송파워를 사용하기 때문에 비트 오류율이 낮을 수밖에 없고 직접적인 성능 비교는 객관적이지 못하다. 마찬가지로 γ_{SD} 가 11dB이상이 되면 d_1^{max}/d_3 이 0.5보다 작아지므로 $\gamma_{SD}=\gamma_{RD}$ 조건을 맞추기 위해 제안된 방법이 더 많은 파워를 사용하게 되고 고정 릴레이보다 좋은 성능을 보이게 된다. 제안된 위치 기법이 고정 릴레이 기법에 비해 더 많은 파워를 사용할 수도 있고 더 적은 파워를 사용할 수도 있지만 3장에서 설명한 바와 같이 제안된 방법을 사용하게 되면 최대 다이버시티를 얻기 위한 최소한의 파워만을 사용하게 된다는 점이 중요하다.

그림 3은 송신국-수신국의 수신 신호 대 잡음비, γ_{SD} 가 고정된 경우, 릴레이 위치에 따른 수신국의 비트 오류 성능을 보이고 있다. x 축은 송신국-릴레이 링크의 거리 대 송신국-수신국 링크의 거리 비율이며 y 축은 비트오류율이다. 그림에서 보는 바와 같이 릴레이 위치가 수신국에 가까울수록 비트 오류율이 매우 커지게 됨을 알 수 있다. 이는 본 논문에서 제안한 릴레이 위치 기법의 근간이 되는 송

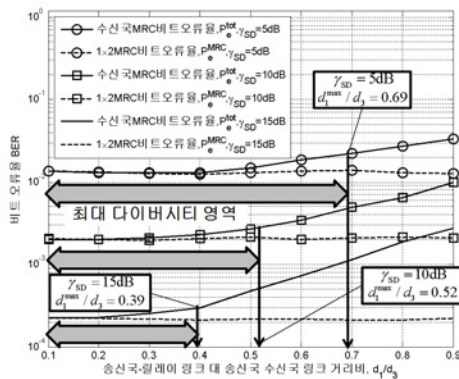


그림 3. $\gamma_{SD}=\gamma_{RD}$ 인 경우, 송신국-수신국의 신호 대 잡음비가 고정된 경우 릴레이 위치에 따른 비트오류율 ($\alpha=4$)

신국-릴레이 링크의 수신 신호 대 잡음비 값이 줄어 들게 되어 전체 비트 오류율에서 송신국-릴레이 링크의 비트 오류율의 값이 큰 영향을 미치기 때문이다. III장에서 설명한 바와 같이 송신국-수신국간의 수신 신호 대 잡음비가 증가할수록 수신국에서 MRC시 성능이 좋아지기 때문에 최대 다이버시티 이득을 얻고 오류율의 증가를 막기 위해서 송신국-릴레이간의 수신 신호 대 잡음비는 더 큰 값을 요구하게 된다. 그 결과 릴레이가 점차 송신국 쪽에 위치해야만 한다. 그리고 (11)에서 보는 바와 같이 최대 다이버시티 이득을 얻으며 전체 전송파워를 최소화 하는 위치, d_1^{max} 에서 중계링크와 수신국에서 MRC의 비트 오류율이 같아지게 된다. 따라서 전체 비트 오류율은 1x2 single input multiple output (SIMO) MRC 비트 오류율의 두 배 정도 값을 갖게 된다.

그림 4는 릴레이의 위치에 따라 전체 전송파워의 변화를 보여주는 그림이다. x 축은 그림 3과 마찬가지로 송신국-릴레이 간 거리 대 송신국-수신국간 거리 비율이며 y 축은 전체 전송파워 (송신국 전송파워 + 릴레이 전송파워) 대 송신국 전송파워의 비율이다. 릴레이-수신국 링크와 송신국-수신국 링크의 신호 대 잡음비가 같으므로 릴레이가 송신국에 가까울수록 전체 전송파워 비율이 커지게 되며 그림에 표시한 것과 같이 송신국-수신국 링크의 수신 신호 대 잡음비가 증가할수록 릴레이의 위치가 보다 송신국에 가까워야 하므로 사용되는 전체 전송파워는 감쇄상수에 따라 지수적으로 증가한다.

위의 그림 2,3,4의 결과들을 바탕으로 제안된 릴레이 위치기법은 릴레이나 수신국에서 채널 정보나 CRC등을 이용한 능동적인 기법의 사용 없이도 릴

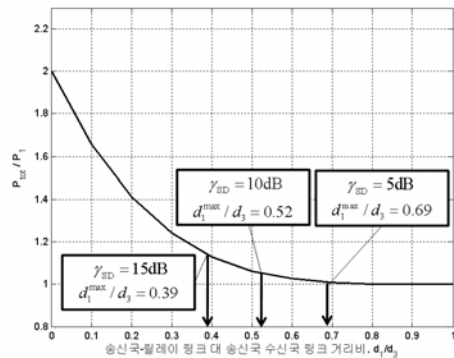


그림 4. $\gamma_{SD}=\gamma_{RD}$ 인 경우, 릴레이의 위치에 따라 사용되는 전체 전송파워(송신국 전송 파워+릴레이 전송파워) 대 수신국의 전송파워 비($\alpha=4$)

레이에서 발생한 오류가 수신국의 MRC 성능에 영향을 미치지 않을 수 있는 릴레이의 위치의 범위를 보였으며 릴레이에서의 전송파워를 최소화하고 최대 다이버시티를 얻는 최적의 릴레이의 위치를 d_1^{max} 로 계산해냈다. 그리고 최적의 릴레이 위치가 수신국의 수신 신호 대 잡음비가 증가함에 따라 송신국에 가까워진다는 사실을 실험과 3장의 분석을 통해서 확인했다.

V. 결 론

본 논문에서 제안된 릴레이의 위치 기법은 DF 릴레이 시스템의 문제점인 릴레이에서 발생한 오류 전파를 하드웨어 복잡도의 증가나 채널 정보의 사용 없이 극복하고 최대 다이버시티 이득을 끌어낸다. 뿐만 아니라 릴레이-수신국 링크와 송신국-수신국 링크의 수신 신호 대 잡음비가 같은 경우에는 최대 다이버시티 이득을 얻을 뿐만 아니라 사용되는 전체 전송 파워를 최소화 할 수 있는 이점이 있다. 이를 입증하기 위해 본 논문은 위의 사실들에 대한 분석과 뒷받침할 모의실험들이 제시되었다. 하지만 본 논문에서 고려한 환경은 단기 페이딩(short term fading)과 거리에 따른 감쇄만을 포함시켰기 때문에 장기 페이딩(long term fading)에 의한 성능이 포함되어 있지 않기 때문에 이에 대한 연구가 추가적으로 필요하다.

참 고 문 헌

[1] A.Sendonaris, E.Erkips, and B.Aazhang, "User cooperation diversity. Part I : System description" *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 51, No. 11, pp.1927-1938, Nov. 2003

[2] A.Sendonaris, E.Erkips, and B.Aazhang, "User Cooperation Diversity Part II : Implementation aspects and performance analysis" *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 51, No. 11, pp.1939-1948, Nov. 2003

[3] J.N.Laneman, D.N.C.Tse, and G.W.Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, Vol.50, No.12, pp. 3062-3080, Dec.2004

[4] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Coded

Cooperation under slow fading, fast fading and power control" in *Proc. Asilomar Conf. Signals, Syst., Comput.*, 2002.

[5] T.Wang, R.Wang,and G.B.Giannakis, "Efficient Demodulation in Cooperative Schemes Using Decode-and-Forward Relays" *Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 1051-1055, 2005

[6] Jemin Lee, Sungsoo Park, Hano Wang, and Daesik Hong, "QoS-guaranteed Transmission Scheme Selection for OFDMA Multi-hop Cellular Networks", *IEEE ICC'07*, pp.4587-4591, 24-28 June 2007

[7] Proakis, "Digital Communication Systems, the 4th edition" *Mc Graw Hill*, pp.821-839

곽 경 철 (Kyungchul Kwak)

정회원



2003년 2월 연세대학교 기계전자공학부(학사)
2005년 2월 연세대학원 전기전자공학과(석사)
2005년 3월~현재 연세대학원 전기전자공학과(박사과정)
<관심분야> 통신공학, 신호처리

서 우 현 (Woohyun Seo)

정회원



2004년 2월 연세대학교 기계전자공학부(학사)
2004년 3월~현재 연세대학교전자공학과 석박사통합과정
<관심분야> 통신신호처리, OFDMA, MIMO

홍 대 식 (Daesik Hong)

종신회원



한국통신학회 논문지 제21권, 제8호(1996) 참조