

논문 2013-50-1-5

Two-way 증폭과 전송 릴레이 네트워크의 용량 최적화

(Capacity Optimization of Two-way Amplify-and Forward Relay Networks)

모하마드 아부 하니프*, 이 문 호**, 박 주 용***

(Mohammad Abu Hanif, Moon Ho Lee, and Ju Yong Park)

요 약

본 논문에서는 two-way 릴레이 네트워크에서 파일럿(pilot)기반 채널 추정 기법과, 전송시 데이터 심볼과 함께 파일럿 심볼을 전송하는 기법을 제안한다. 채널상태정보(channel state information : CSI)가 없는 경우, destination은 파일럿 심볼을 사용해 채널을 추정한다. 이 시스템에서 릴레이는 파일럿 심볼과 데이터 심볼을 증폭하고 AF(amplify and forward)프로토콜을 사용하여 destination에 전송한다. 릴레이 이득이 고정되어 있어서 릴레이는 채널을 추정할 필요가 없기 때문에 destination이 채널을 추정한다. 이 채널 추정에는 이미 잘 알려진 LS(least-square)와 MMSE(minimum mean-square error)를 사용하였다.

Abstract

In this paper, we propose a pilot based channel estimation technique in two-way relay networks. We propose to transmit a pilot symbol together with the data symbol during transmission. In absence of Channel State Information (CSI), destination uses the pilot symbol to estimate the channel. In this system, the relay amplifies the pilot and the data symbol then forward them to the destination using amplify and forward (AF) protocol. We assume that the relay gain is fixed, so the relay does not need to estimate the channel, the destination only estimate the channel. We apply well-known Least-square (LS) and minimum mean-square error (MMSE) channel estimation methods to estimate the channel.

Keywords : two-way relay channel, LS, MMSE, MIMO, Channel Estimation

I. 서 론

이통통신의 사용이 증가함에 따라 유저들은 보다 빠른 속도의 데이터 전송을 원하고 있다. 따라서 무선통

신 기술은 지난 25여년에 걸쳐 획기적으로 진화 해왔고, 데이터 전송율과 배터리 수명, 망 연결 또한 급속히 발전해 왔다. 유튜브(YouTube)와 스마트폰 시대에, 네트워크 신뢰도와 데이터 전송속도, 배터리 파워 등도 앞으로 보다 급속도로 성능이 개선 될 것이다. 고속 무선 연결 기술과 네트워크 기술의 플랫폼으로써, 신뢰할 만한 고속 데이터 전송율이 요구되고 있다. 따라서 전송 다이버시티(diversity)는 송신단에서 한 개 이상의 안테나를 필요로 한다. 무선 소자들은 단일 안테나의 경우 하드웨적인 면에서 제한적인 복잡성 때문에 협력 무선 통신 시스템(cooperative wireless communication system)^[1]이 최근 많은 논문에서 제안되고 있다. 시공간기술(space-time technology)과 Alamouti 기법은 채

* 학생회원, ** 평생회원, 전북대학교 전자공학부
(Division of Electronic Engineering, Chonbuk National University)

*** 평생회원, 신경대학교 인터넷정보통신학과
(Department of Internet Information and Communication, Shyngyeong University)

※ 본 연구는 한국연구재단의 세계 수준의 연구중심대학 (World Class University, WCU R32-2013-000-20014-0, BSRP 2010-0020942, 그리고 MEST 2012- 002521의 지원으로 수행되었음.

접수일자: 2012년6월25일, 수정완료일: 2013년1월9일

널 추정이 필요한 코히어런트(coherent) 검파용으로 가장 널리 등장하고 있다. 시공간 MIMO(multiple input multiple output)와 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 시스템을 위한 채널 추정 기법에 대한 많은 연구 논문들이 발표되었다^[2~3]. 채널추정은 가능한 파일럿 정보로부터 무선채널에 의해 발생한 진폭의 변화와 위상의 편이를 평가하는 것이다. 채널 추정 방법은 다음과 같은 두 가지 방법, 즉, 파일럿 기반 채널 추정^[4, 10]과 블라인드(blind) 채널 추정^[5]으로 나눌 수 있다. 본 논문에서는 첫 번째인 파일럿 기반 채널 추정 방법에 대해 논의한다. 이용 방법으로는 LS(least square)와 MMSE(minimum-mean square error)가 채널 추정 방법으로 이용된다.

[6]에 제안된 방법이 ANC(analog network coding)방법인데, 이 방법은 유저(user)들로부터 받은 신호들의 합을 선형적으로 증폭한 후, 그 신호들을 다시 유저들에게 보내주는 방법이다. ANC는 첫 번째 타임 슬롯(time slot) 동안 릴레이에서 충돌이 발생하는 흥미로운 현상에 근거한 것이다. 따라서 그러한 충돌은 자기 간섭(self-interference)이라고 하는 자신의 수신 신호로부터 감산을 통해 두 번째 타임 슬롯동안 destination에서 해결될 수 있다. 본 논문에서는 기존의 채널 추정 방법^[7, 10]들에 대해 알아보고, [11]에서 제안한 기존 OFDM 채널 추정 시스템을 기반으로 하여 본 논문에서 제안한 two-way 릴레이 통신 시스템의 파일럿 기반 채널 추정법과 기존 방법들을 비교 평가한다.

본 논문의 구성으로는 II장에서 시스템 모델에 대해 서술하며, III장에서는 제안한 two-way 릴레이 통신 시스템의 파일럿 기반 채널 추정에 대해 기술한다. IV장에서는 제안 시스템의 SER(symbol error rate) 성능에 대해 간단히 서술하며, V장에선 시뮬레이션이 수행되고, 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

그림 1에 i 개의 릴레이와 두 유저 u_1 과 u_2 를 갖는 협력(cooperative) 릴레이 네트워크를 나타내었다. 두 유저 모두 다중 안테나를 가지고 있고, 각 릴레이들은 싱글(single) 안테나를 가지고 있다. 각 채널들은 플랫(flat) 페이딩 채널로 가정했다. 이 시스템에서는 u_1 과 u_2 모두 릴레이를 통해 통신 하고, 유저사이에 직접 링

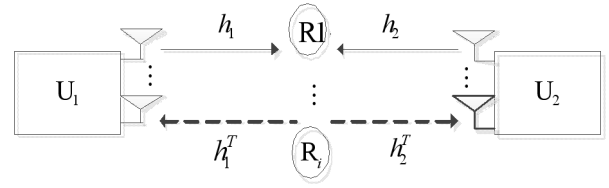


그림 1. 시스템 모델

Fig. 1. System Model.

크(link)는 없는 것으로 했다. 각 유저들과 릴레이 및 destination에서 채널상태정보(channel state information : CSI)가 불가능한 것으로 가정했다. 따라서 destination에서 코히어런트 검파를 위해서는 채널 계수가 필요하게 된다. 이 때문에 채널 추정을 위해서는 파일럿 심볼을 사용할 수 있다.

이 시스템에서 증폭 이득(gain)은 고정되어 있고 소스(source)와 릴레이 모두 하나의 파일럿 심볼을 보낸다. 유저와 릴레이가 동시에 메시지를 보낼 수는 없기 때문에, u_1 과 릴레이 사이의 페이딩 채널은 \mathbf{h}_1 으로, 복소수이고, 평균이 제로, 분산이 $\sigma_{h_1}^2 = 1/d_{w1}$ 인 가우시안 분포를 따른다. 여기서 d_{w1} 은 u_1 과 릴레이 사이의 거리이다. 그리고 u_2 와 릴레이 사이의 채널은 \mathbf{h}_2 로, 역시 복소수이고, 평균이 제로, 분산이 $\sigma_{h_2}^2 = 1/d_{w2}$ 인 가우시안 분포를 따른다. 여기서 d_{w2} 은 u_2 와 릴레이 사이의 거리이다.

첫 번째 위상(타임 슬롯 1)에서는 u_1 과 u_2 모두 파일럿 신호와 데이터 심볼을 동시에 전송한다. 릴레이는 소스-릴레이 채널을 추정할 필요 없이, 소스 심볼을 받아 증폭하여 destination (u_1 과 u_2)로 보낸다. destination인 유저들이 수신한 파일럿 심볼을 사용하여 채널(릴레이에서 destination 링크 채널)을 추정한다.

이제 첫 번째 타임 슬롯에서는, 릴레이에서 수신한 파일럿과 데이터 신호를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{h}_1 \mathbf{x}_{1p} + \mathbf{h}_2 \mathbf{x}_{2p} + \mathbf{n}_r \quad (1)$$

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{h}_1 \mathbf{x}_{1d} + \mathbf{h}_2 \mathbf{x}_{2d} + \mathbf{n}_r \quad (2)$$

여기서 \mathbf{x}_{1p} 과 \mathbf{x}_{2p} 는 전력 ρ_{ps} 를 갖는 u_1 과 u_2 로부터 전송되어온 파일럿 심볼이고, \mathbf{x}_{1d} 과 \mathbf{x}_{2d} 는 소스 전

송전력이 ρ_{ds} 인 u_1 과 u_2 로부터 전송되어온 데이터 심볼이다. \mathbf{n}_r 은 평균이 제로이고 분산이 N_o 인 복소수 AWGN(additive white Gaussian noise)이다. 보다 일반적인 경우인 two-way 릴레이 채널의 업링크와 다운링크에서는, 두 번째 위상(타임 슬롯 2)동안에 릴레이로부터 u_1 과 u_2 로의 채널이 각각 \mathbf{h}_1^T 과 \mathbf{h}_2^T 으로 주어진다. 이들은 각각 평균이 제로이고 분산이 $\sigma_{h_i}^2 = 1/d_{r_{m1}}$ (여기서 $d_{r_{m1}}$ 은 릴레이와 U_1 사이의 거리)과 (여기서 $d_{r_{m2}}$ 은 릴레이와 U_2 사이의 거리) 인 복소수 가우시안 분포를 갖는다.

두 번째 위상(타임 슬롯 2)에서, 릴레이는 증폭된 신호를 유저들에게 전송한다. 파일럿과 데이터가 전송되는 동안 U_1 에서 수신된 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{p_{-U_1}} &= \beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{y}_p + \mathbf{n}_d \\ &= \beta_1 \mathbf{h}_1^T (\mathbf{h}_1 x_{1p} + \mathbf{h}_2 x_{2p} + \mathbf{n}_r) + \mathbf{n}_d \\ &= \beta_1 (\mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_1 x_{1p} + \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2 x_{2p} + \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r) + \mathbf{n}_d \\ &= \beta_1 |\mathbf{h}_1|^2 x_{1p} + \beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2 x_{2p} + \beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{d_{-U_1}} &= \beta_2 \mathbf{h}_1^T \mathbf{y}_d + \mathbf{n}_d \\ &= \beta_2 \mathbf{h}_1^T (\mathbf{h}_1 x_{1d} + \mathbf{h}_2 x_{2d} + \mathbf{n}_r) + \mathbf{n}_d \\ &= \beta_2 \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_1 x_{1d} + \beta_2 \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2 x_{2d} + \beta_2 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \\ &= \beta_2 |\mathbf{h}_1|^2 x_{1d} + \beta_2 \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2 x_{2d} + \beta_2 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $(\cdot)^T$ 는 transpose를 나타내며, \mathbf{n}_d 는 개개 베이스(basis)에서 평균이 제로이고 분산이 N_o 으로 표준화된 가우시안 랜덤 변수이다. 이와 유사하게 파일럿과 데이터가 전송되는 동안 U_2 에서 수신된 신호는 역시 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{y}_{p_{-U_2}} = \beta_1 \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2^T x_{1p} + \beta_1 |\mathbf{h}_2|^2 x_{2p} + \beta_1 \mathbf{h}_2^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \quad (5)$$

$$\mathbf{y}_{d_{-U_2}} = \beta_2 \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2^T x_{1d} + \beta_2 |\mathbf{h}_1|^2 x_{2d} + \beta_2 \mathbf{h}_2^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \quad (6)$$

여기서 β_1 과 β_2 는 파일럿과 데이터가 전송되는 동안 수신 전력에 반비례하는 증폭계수로서 다음과 같이 주어진다.

$$\beta_1 = \sqrt{\frac{\rho_{pr}}{\rho_{ps} \sigma_{h_1}^2 + N_o}} \quad (7)$$

$$\beta_2 = \sqrt{\frac{\rho_{dr}}{\rho_{ds} \sigma_{h_1}^2 + N_o}} \quad (8)$$

여기서 ρ_{pr} 과 ρ_{dr} 은 파일럿과 데이터가 destination 유저에 전송되는 동안 릴레이 전송전력이다.

따라서 CSI가 유저나 릴레이, destination에 알려져 있지 않다고 가정했기 때문에 파일럿 수신 신호를 이용하여 채널을 추정할 수 있다. 식 (3)에서 첫 번째 항은 U_1 의 자기 간섭을 나타내고, 나머지 항은 U_2 를 형성하는 신호로 볼 수 있다. 그러므로 U_1 은 $\mathbf{y}_{p_{-U_1}}$ 로부터 자기 간섭신호를 제하면 원하는 복조 신호를 얻을 수 있다^[8]. 식(3)으로부터 자기 간섭신호 $\mathbf{y}_{p_{-U_1}}$ 을 빼면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{y}_{p_{-U_1}} = \beta_1 \mathbf{h}_1^T x_{2p} + \beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \quad (9)$$

III. 제안된 파일럿 기반 채널 추정

1. LS(Least Square) 채널 추정

Destination에서는 수신된 파일럿 심볼을 사용하여 Relay-Destination 링크 ($\mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2$)를 형성하는 채널을 추정하는 것으로 가정했기 때문에, 식(9)로부터 수신 파일럿 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y}_{p_{-U_1}} = \beta_1 \mathbf{H} x_{2p} + N \quad (10)$$

여기서 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2]$, 그리고 $N = \beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d$ 이다. 채널 \mathbf{H} 의 추정은 $\hat{\mathbf{H}}$ 로 나타낸다. LS 추정에서는 [9]에 서술된 바와 같이 다음 cost function을 최소화 하는 방법으로 추정 채널 $\hat{\mathbf{H}}$ 을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \varepsilon(\hat{\mathbf{H}}) &= \|\mathbf{y}_{p_{-U_1}} - \beta_1 x_{2p} \hat{\mathbf{H}}\|^2 \\ &= (\mathbf{y}_{p_{-U_1}} - \beta_1 x_{2p} \hat{\mathbf{H}})^H (\mathbf{y}_{p_{-U_1}} - \beta_1 x_{2p} \hat{\mathbf{H}}) \\ &= \mathbf{y}_{p_{-U_1}}^H \mathbf{y}_{p_{-U_1}} - \beta_1 \mathbf{y}_{p_{-U_1}}^H x_{2p} \hat{\mathbf{H}} - \beta_1^H x_{2p}^H \hat{\mathbf{H}} \mathbf{y}_{p_{-U_1}} \\ &\quad + \hat{\mathbf{H}}^H \beta_1^H x_{2p}^H x_{2p} \beta_1 \hat{\mathbf{H}} \end{aligned} \quad (11)$$

$\hat{\mathbf{H}}$ 를 영(zero)이 되도록 cost function을 유도하면 $\beta_1 x_{2p}^H x_{2p} \hat{\mathbf{H}} = x_{2p}^H \mathbf{y}_{p-U_1}$ 을 얻을 수 있고, 따라서 LS채널 추정은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{H}}_{LS} &= x_{2p}^{-1} \mathbf{y}_{p-U_1} \\ &= \beta_1 \mathbf{H} x_{2p}^{-1} x_{2p} + N x_{2p}^{-1} \\ &= \beta_1 \mathbf{H} + N x_{2p}^{-1}\end{aligned}\quad (12)$$

이제 LS추정으로부터 다음과 같이 MSE를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}MSE_{LS} &= E\{(H - H_{LS})^H (H - H_{LS})\} \\ &= E\{(H - x_{2p}^{-1} \mathbf{y}_{p-U_1})^H (H - x_{2p}^{-1} \mathbf{y}_{p-U_1})\} \\ &= E\{(H - \beta_1 H - N x_{2p}^{-1})^H (H - \beta_1 H - N x_{2p}^{-1})\} \\ &= E\{(H^H H - \beta_1 H H^H - H^H N x_{2p}^{-1} - \beta_1^H H H^H \\ &\quad + \beta_1 H H^H \beta_1 + \beta_1^H H^H N x_{2p}^{-1} - N^H (x_{2p}^{-1})^H H \\ &\quad + N^H (x_{2p}^{-1})^H \beta_1 H - (x_{2p}^{-1})^H N N^H x_{2p}^{-1})\} \\ &= E\{(H^H H) + E\{\beta_1 H H^H \beta_1\} \\ &\quad + E\{(x_{2p}^{-1})^H N N^H x_{2p}^{-1}\}\} \\ &= E\{(H^H H) + E\{\beta_1^H H H^H \beta_1\} \\ &\quad + \frac{E\{(\|n_r\|^2)^T (\|\beta_1\|^2)^T (\|h_1\|^2)^T + (\|n_d\|^2)^T\}}{\sigma_{x_{2p}}}\}\end{aligned}\quad (13)$$

2. MMSE 채널 추정

식(12) LS 추정으로부터 $\hat{\mathbf{H}}_{LS} = x_{2p}^{-1} \mathbf{y}_{p-U_1} \triangleq \bar{\mathbf{H}} \triangleq \mathbf{W} \bar{\mathbf{H}}$ 을 얻을 수 있고, 여기서 \mathbf{W} 는 웨이트 벡터이다. [9]에서 술된 $\hat{\mathbf{H}}$ 의 MMSE와 MSE는 다음과 같이 주어진다.

$$\varepsilon(\hat{\mathbf{H}}) = E\{\|\mathbf{e}\|^2\} = E\{\|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}\|\} \quad (14)$$

여기서 $\mathbf{e} = \mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}$ 은 $\bar{\mathbf{H}}$ 에 직교하는 채널 추정 에러(error)이다. 이식은 다음과 같은 의미를 가지고 있다.

$$\begin{aligned}E\{\mathbf{e} \bar{\mathbf{H}}^H\} &= E\{(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}) \bar{\mathbf{H}}^H\} \\ &= \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}} - \mathbf{W} \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}} \\ &= 0\end{aligned}\quad (15)$$

여기서 $\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}}$ 은 $\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}} = E[\bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H]$ 처럼 나타낼 수 있는 상호상관을 의미한다. 식 (15)로부터 다음을 얻을 수

있다.

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}} \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}}^{-1} \quad (16)$$

여기서 $\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}}$ 은 $\bar{\mathbf{H}}$ 의 자기상관행렬로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}} = E\{\bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H\}. \quad (17)$$

식((12)로부터 다음식을 얻을 수 있다.

$$\bar{\mathbf{H}} = x_{2p}^{-1} \mathbf{y}_{p-U_1} \quad (18)$$

식 (18)을 식 (19)에 대입하면 다음 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}} &= E\{(x_{2p}^{-1} \mathbf{y}_{p-U_1})(x_{2p}^{-1} \mathbf{y}_{p-U_1})^H\} \\ &= E\{(\beta_1 \mathbf{H} + N x_{2p}^{-1})(\beta_1 \mathbf{H} + N x_{2p}^{-1})^H\} \\ &= E\{\beta_1 \beta_1^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \beta_1 \mathbf{H} N^H (x_{2p}^{-1})^H \\ &\quad + \beta_1^H x_{2p}^{-1} \mathbf{H}^H N + x_{2p}^{-1} N N^H (x_{2p}^{-1})^H\} \\ &= E\{\beta_1 \beta_1^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H\} + E\{x_{2p}^{-1} N N^H (x_{2p}^{-1})^H\} \\ &= E\{\beta_1 \beta_1^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H\} + E\{x_{2p}^{-1} N N^H (x_{2p}^{-1})^H\} \\ &= E\{\beta_1 \beta_1^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H\} \\ &\quad + \frac{E\{(\beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d)(\beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d)^H\}}{\sigma_{x_{2p}}^2} \\ &= E\{\beta_1 \beta_1^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H\} \\ &\quad + \frac{E\{(\|\mathbf{n}_r\|^2)^T (\|\beta_1\|^2)^T (\|\mathbf{h}_1\|^2)^T + (\|\mathbf{n}_d\|^2)^T\}}{\sigma_{x_{2p}}^2}\end{aligned}\quad (19)$$

그리고 $\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}}$ 은 실제 채널간의 상호 상관행렬이다. 따라서 MMSE 채널 추정은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{H}} &= \mathbf{W} \bar{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}} \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}}^{-1} \\ &= \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{H}}} [E\{\beta_1 \beta_1^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H\} \\ &\quad + \frac{E\{(\|\mathbf{n}_r\|^2)^T (\|\beta_1\|^2)^T (\|\mathbf{h}_1\|^2)^T + (\|\mathbf{n}_d\|^2)^T\}}{\sigma_{x_{2p}}^2}]^{-1}\end{aligned}\quad (20)$$

식(13)과 (19)에서 destination은 채널의 분산에 대한 정보가 필요로 한다.

IV. 제안 시스템의 SER(Symbol Error Rate) 성능

식(4)에서 첫 번째 항은 U_1 의 자기 간섭신호이고, 나머지 항은 U_2 를 형성하는 기대신호이다. 그러므로 U_1 은 $\mathbf{y}_{p_{-U_1}}$ 로부터 자기 간섭신호를 제거하면 원하는 복조신호를 얻을 수 있다. 식(4)으로부터 자기 간섭신호 $\mathbf{y}_{p_{-U_1}}$ 을 빼면 다음식 (21)을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{y}_{d_{-U_1}} = \beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2 x_{2d} + \beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \quad (21)$$

이와 유사하게 U_2 는 식(6)으로부터 자기 간섭신호를 빼면 원하는 다음과 같은 복조신호를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{y}_{d_{-U_2}} = \beta_1 \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2^T x_{1d} + \beta_1 \mathbf{h}_2^T \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \quad (22)$$

릴레이를 통해 U_1 으로부터 U_2 로의 전송율을 R_{U_1} 이라 놓고, 같은 방법으로 릴레이를 통해 U_2 으로부터 U_1 으로의 전송율을 R_{U_2} 로 놓으면, 식(21)과 (22)로부터 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$R_{U_1} = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{E\{\beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2\}^2}{E\{\beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r\}^2 + |\mathbf{n}_d|^2} \right) \quad (23)$$

$$R_{U_2} = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{E\{\beta_1 \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2^T\}^2}{E\{\beta_1 \mathbf{h}_2^T \mathbf{n}_r\}^2 + |\mathbf{n}_d|^2} \right) \quad (24)$$

여기서 $E\{x_{1d}\} = E\{x_{2d}\} = 1$ 이다.

가우시안 two-way채널을 고려해보면 식(4)와 식(6)을 이용하여 다음과 같은 outer bound capacity를 얻을 수 있다^[12].

$$R_{U_1} \leq \min \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{E\{|\mathbf{h}_1|^2\}}{E\{|\mathbf{n}_r|^2\}} \right), \\ \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{E\{\beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2\}^2}{E\{\beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r\}^2 + |\mathbf{n}_d|^2} \right) \end{array} \right\} \quad (25)$$

$$R_{U_2} \leq \min \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{E\{|\mathbf{h}_2|^2\}}{E\{|\mathbf{n}_r|^2\}} \right), \\ \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{E\{\beta_1 \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2^T\}^2}{E\{\beta_1 \mathbf{h}_2^T \mathbf{n}_r\}^2 + |\mathbf{n}_d|^2} \right) \end{array} \right\} \quad (26)$$

이제 lattice pair^[12]의 사용을 가정함으로써 달성할 수 있는 영역이 다음과 같이 주어진다.

$$R_{U_1} \leq \frac{1}{2} \log \left(\frac{E\{|\mathbf{h}_1|^2\}}{E\{|\mathbf{h}_1|^2 + |\mathbf{h}_2|^2\}} + \frac{E\{|\mathbf{h}_1|^2\}}{E\{|\mathbf{n}_r|^2\}} \right) + \zeta(1),$$

$$R_{U_2} \leq \frac{1}{2} \log \left(\frac{E\{|\mathbf{h}_2|^2\}}{E\{|\mathbf{h}_1|^2 + |\mathbf{h}_2|^2\}} + \frac{E\{|\mathbf{h}_2|^2\}}{E\{|\mathbf{n}_r|^2\}} \right) + \zeta(1) \quad (27)$$

여기서 $\lim_{n \rightarrow \infty} \zeta(1) = 0$ 이다. 마지막으로 [8]에서처럼 식(25)와 식(26)은 각각 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$R_{U_1} \leq \min \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} \log \left(\frac{E\{|\mathbf{h}_1|^2\}}{E\{|\mathbf{h}_1|^2 + |\mathbf{h}_2|^2\}} + \frac{E\{|\mathbf{h}_1|^2\}}{E\{|\mathbf{n}_r|^2\}} \right), \\ \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{E\{\beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2\}^2}{E\{\beta_1 \mathbf{h}_1^T \mathbf{n}_r\}^2 + |\mathbf{n}_d|^2} \right) \end{array} \right\} \quad (28)$$

$$R_{U_2} \leq \min \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} \log \left(\frac{E\{|\mathbf{h}_2|^2\}}{E\{|\mathbf{h}_1|^2 + |\mathbf{h}_2|^2\}} + \frac{E\{|\mathbf{h}_2|^2\}}{E\{|\mathbf{n}_r|^2\}} \right), \\ \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{E\{\beta_1 \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2^T\}^2}{E\{\beta_1 \mathbf{h}_2^T \mathbf{n}_r\}^2 + |\mathbf{n}_d|^2} \right) \end{array} \right\} \quad (29)$$

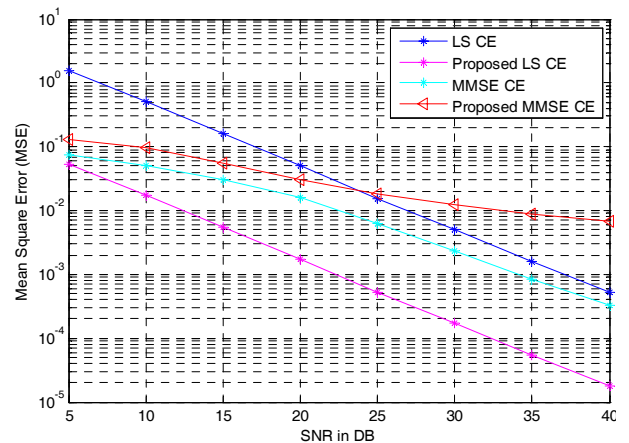


그림 2. [11]에서 제안한 OFDM 채널 추정을 갖는 본 논문에서 제안한 Two-way 릴레이 LS와 MMSE채널추정의 비교

Fig. 2. Comparison of propose Two-way relay LS and MMSE channel estimation with OFDM channel estimation proposed in [11].

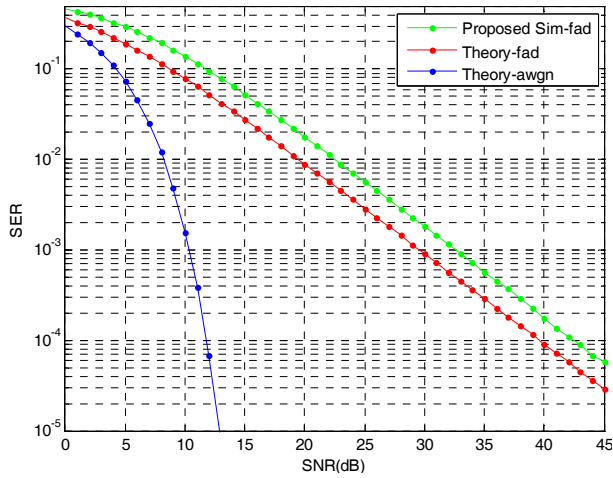


그림 3. 이론적인 페이딩과 AWGN채널을 갖는 제안된 시스템의 SER(Symbol Error Rate) 비교

Fig. 3. Symbol Error Rate (SER) Comparison of Proposed system with theoretical fading and AWGN channel.

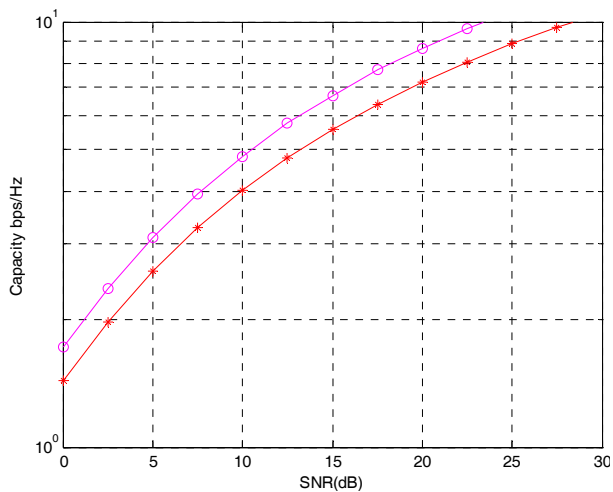


그림 4. TWRC의 용량

Fig. 4. Capacity of TWRC.

V. 시뮬레이션

본 장에서는 LS와 MMSE추정 시스템을 비교하기 위해 Monte-carlo 시뮬레이션을 수행하고, [11]에서 제안한 시스템과 LS및 MMSE 채널 추정을 비교하였다. 일반성을 잃지 않기 위해 소스와 릴레이 링크 ($d_{r1} = d_{r2} = 1$) 사이의 거리를, 또한 릴레이와 destination ($d_{r1} = d_{r2} = 1$) 사이의 거리를 표준거리로 가정하였다. 변조 방법으로는 BPSK를 사용하였고, 전

송전력은 $\rho_t = 1$ 로 표준화 하였다. 따라서 소스 전송전력은 $\rho_{ps} = \rho_{ds} = \rho_t / 2$, 릴레이 전송전력은 $\rho_{pr} = \rho_{dr} = \rho_t / 2$ 이다. 평균이 제로이고 분산이 N_0 인 AWGN 을 추가하였다. 그림 2에 보인바와 같이 [11]에서 제안한 기존 시스템과 비교하여 본 논문에서 제안한 two-way 릴레이 시스템이 LS평가 면에서 훨씬 개선됨을 알 수 있다. 반면에 MMSE 평가 경우에는 약간 차이를 알 수 있다. 이 차이는 SNR에 기인한다. 낮은 SNR에서는 근사화 효과가 채널 노이즈에 비해 적은 반면, 높은 SNR에서는 탁월하게 높다. 그림 3에서는 제안 시스템의 SNR과 심볼 에러율의 성능을 보여주고 있다. 여기서 제안한 릴레이 시스템의 시뮬레이션 결과와 페이딩 채널의 이론적인 결과 및 AWGN 채널이나 협력 통신 시스템의 결과를 알 수 있다. 그림 4는 two-way 릴레이 시스템에서 AF 릴레이를 사용한 경우 총 rate capacity를 보여 주고 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 two-way 릴레이 시스템에서 파일럿 기반 채널 추정에 대해 서술하였다. 코히어런트 검파의 경우 채널 추정이 필수적이다. 코히어런트 수신단은 반송파의 위상정보를 반드시 알아야 한다. 따라서 본 시스템에서는 파일럿 데이터를 반드시 전송하고, 파일럿 데이터에 기반한 검파기는 채널 임펄스 응답을 추정하고 보상한다. 데이터 심볼에 대한 채널을 추정하기 위해서는 파일럿 부반송파들이 인터폴레이트(interpolate)되어야 한다. 많이 쓰이는 인터폴레이션 방법은 선형 인터폴레이션과 2차 다항식 인터폴레이션 그리고 큐빅 스플라인(cubic spline) 인터폴레이션등이 있다. 따라서 유저와 릴레이사이의 거리는 유저와 유저사이의 거리보다 짧기 때문에 릴레이를 통한 유저간의 통신은 직접통신의 경우 보다 더 빠르다.

참고 문헌

- [1] K. J. R. Liu, A. K. Sadek, W. Su and A. Kwasinski, *Cooperative Communications and Networking*, Cambridge University press.
- [2] S. J. Haghighi, S. Primak and X. Wang, "Effects of Side Information on Complexity Reduction in

Superimposed Pilot Channel Estimation in OFDM Systems,” *Vehicular Technology Conference (VTC 2010-Spring)*, Page(s): 1 - 5, 24 June 2010.

[3] C. S. Patel, and G. L. Stüber, “Channel Estimation for Amplify and Forward Relay Based Cooperation Diversity Systems,” *IEEE Trans. on Wiress Communications*, Vol. 6, no. 6, June 2007.

[4] S. Galih, R. Karlina, F. Nugroho, A. Irawan, T. Adiono, and A. Kurniawan, “High Mobility Data Pilot Based Channel Estimation for Downlink OFDMA System Based on IEEE 802.16e Standard,” *ICROS-SICE International Joint Conference 2009* August 18-21, 2009, Fukuoka International Congress Center, Japan.

[5] Y. Sung, L. Ton, and A. Swami, “Blind Channel Estimation for Space-Time Coded WCDMA,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2004:2*, 322 - 334, 2004 Hindawi Publishing Corporation.

[6] S. Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, “Embracing wireless interference: Analog network coding,” Computer Science and Artificial Intelligence Laboratory Technical Report, MIT-CSAIL-TR-2007-012, Feb. 2007.

[7] F. S. Tabataba, P. Sadeghi, and M. R. Pakravan, “Outage Probability and Power Allocation of Amplify and Forward Relaying with Channel Estimation Errors,” *IEEE Trans. on Wiress Communications*, vol. 10, NO. 1, Jan. 2011.

[8] S. Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, “Embracing wireless interference: Analog network coding,” Computer Science and Artificial Intelligence Laboratory Technical Report, MIT-CSAIL-TR-2007-012, Feb. 2007.

[9] Y. S. Cho, J. Kim, and W. Y. Yang, *MIMO-OFDM Wireless Communication With Matlab*, John Wiley & Sons (Asia) Pte. Ltd.

[10] F. Gao, T. Cui, and A. Nallanathan, “On Channel Estimation and Optimal Training Design for Amplify and Forward Relay Networks,” *IEEE Trans. on Wiress Communications*, Vol. 7, no. 5, May 2008.

[11] J. J. V. Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, “On Channel Estimation in OFDM System,” *In Proceedings of Vehicular Technology Conference (VTC 05)*, vol. 2, pp. 815-819, Chicago, USA, September 1995.

[12] Wooseok Nam, Sae-Young Chung, and Yong H. Lee, “Capacity Bounds for Two-Way Relay Channels,” *IEEE International Zurich Seminar on Communicaiton*, 2008, page(s): 144-147.

— 저 자 소 개 —



모하마드 아부 하니프(학생회원)
2001년~2005년 Asian University of Bangladesh, Bangladesh
(방글라데시아시안 대학)
2010년 2월 전북대학교 전자공학부 석사과정 졸업

2010년 3월 전북대학교 전자공학부 박사과정 재학

<주관심분야 : 무선이동통신, 이동통신 TH Precoding 설계>



이 문 호(평생회원)-교신저자
1984년 전남대학교 전기공학과 박사, 통신기술사
1985년~1986년 미국 미네소타 대학 전기과 포스트닥터
1990년 일본동경대학 정보통신공학과박사

1970년~1980년 남양MBC 송신소장
1980년 10월~2010년 2월 전북대학교 전자공학부 교수

2010년 2월~현재 WCU-2 연구책임교수
<주관심분야 : 무선이동통신>



박 주 용(정회원)
1982년 전북대학교 전자공학과 학사
1994년 전북대학교 전자공학과 박사 졸업.

1991년 3월~2006년 2월 서남대학교 전자공학부 교수
2007년 3월~현재 신경대학교 인터넷정보통신학과 부교수

<주관심분야 : 무선이동통신>