

논문 2012-49TC-2-3

불완전한 채널 정보를 이용하는 다중 안테나 릴레이 시스템의 소스 및 릴레이 전처리 필터 설계

(Source and Relay Precoder Design for MIMO Relay System using
Imperfect Channel Information)

박 원 우*, 이 충 용**

(Wonwoo Park and Chungyong Lee)

요 약

본 논문은 오류를 가지는 채널 정보를 이용한 전처리 필터 설계 방식에 대하여 고찰한다. 시스템이 잡음 및 기타 이유에 의하여 왜곡된 채널 정보를 가질 때, 실제 채널과 수신된 채널 정보 간의 상관 계수와 실제 채널과 수신된 채널 간의 차이의 분산 등의 통계적 특성을 이용하여 채널 용량의 상위 경계값을 증가시키는 방식으로 전처리 필터를 설계하는 방식을 제안한다. 또한 시뮬레이션을 통하여 제안된 프리코더를 이용한 시스템의 채널 용량과 최적의 채널 정보를 이용할 경우의 채널 용량의 차이를 상관 계수와 채널 간 차이의 분산 값을 변화시키며 살펴보았다.

Abstract

This paper deals with a precoder design method when the system has imperfect channel information. When MIMO relay system knows the correlation coefficient between perfect channel and imperfect channel information and the variance of the difference between perfect channel and correlated imperfect channel, source and relay precoders are designed to maximize the upper bound of the channel capacity. Also, we investigate channel capacities of the system using proposed precoder and compare with the optimal value according to the correlation and the variance of error channel by simulations.

Keywords : 릴레이 시스템, 전처리 필터

I. 서 론

고용량의 데이터의 송수신을 위하여 다중 안테나 (multiple-input multiple-output: MIMO) 시스템은 개발되었다^[1]. 다중 안테나 시스템은 다중 신호 전송, 채널 용량 향상, 지원 가능 영역 증가 등의 이득을 가지고 있으나, 송신단과 수신단 사이의 채널 환경이 좋지 않을 경우, 다중 안테나 시스템의 이득은 감소된다. 이러한 채널 환경의 영향으로 인한 시스템의 성능 감소를

대비하여 나온 시스템이 다중 안테나 릴레이 시스템으로 다중 안테나의 장점과 릴레이 시스템의 장점을 모두 가진다^[2-6].

송신 전처리 필터와 수신 전처리 필터를 가지는 시스템의 채널 용량 측면에서 최적의 전처리 필터는 이미 제안되어 있다^[4]. 그러나 [4]에서 제안하는 기법은 송신단과 릴레이 단에서 모든 채널 정보를 정확히 알고 있다는 가정하에서 전처리 필터 설계 방식에 다루고 있다. 이러한 가정은 고속의 이동 수단 등으로 채널이 시간에 따라 급격하게 변하고, 그에 따라 피드백 시간동안의 채널 변화량을 고려하지 않는다는 점에서 현실적인 문제를 가지고 있다.

* 학생회원, ** 정회원-교신저자, 연세대학교
(Yonsei University)

접수일자: 2011년8월24일, 수정완료일: 2012년2월17일

본 논문은 피드백 시간동안의 채널 변화량의 수치를 통계적으로 구하고, 이에 따른 통계 파라미터를 고려한 전처리 설계 방식에 대해 다루고 있다. 또한 실험을 통하여 각 파라미터에 따른 성능 분석 및 본 논문에서 제안한 기법과 완벽한 채널 정보를 이용하는 최적의 성능을 비교하고 있다.

II. 다중 안테나 릴레이 시스템 모델

그림 1은 송신 전처리 필터와 릴레이 전처리 필터를 가지는 다중 안테나 릴레이 시스템의 간단한 블록을 나타낸 것이다. 본 논문에서 고려하는 시스템은 송신단, 릴레이단, 수신단 모두 M 개의 안테나를 가지고 있는 시스템으로, 각 단은 같은 시간에 송신과 수신을 동시에 하지 않고, 송신 시간과 수신 시간을 구분하여 사용하는 half-duplex 기법을 사용한다. 릴레이 단은 파일럿 등을 이용하여 송신단과 릴레이단 사이의 채널($H_{sr,rc}$) 정보를 완벽하게 수신할 수 있다. 그러나 릴레이단과 수신단 사이의 채널($H_{rd,re}$) 정보는 수신단에서 $H_{rd,re}$ 를 추정하고, 검출된 정보를 다시 릴레이단에 재 전송함으로써 생기는 피드백 시간과 처리 시간 등에 의해 채널 추정 오차가 발생된다. 이와 동일하게 송신단은 $H_{sr,rc}$ 와 $H_{rd,re}$ 의 정보를 릴레이단과 수신단에서 추정하고 그 정보를 피드백 받으므로, 채널 추정 오차가 역시 발생한다.

송신단에서 추정한 송신단과 릴레이단 사이의 채널을 $H_{sr,s}$, 릴레이단과 수신단 사이의 채널을 $H_{rd,s}$, 릴레이단에서 추정한 릴레이단과 수신단 사이의 채널을 $H_{rd,r}$ 이라 하자. 또한 $h_{sr,s}(i,j)$, $h_{rd,s}(i,j)$, $h_{rd,r}(i,j)$ 을 각각 $H_{sr,s}$, $H_{rd,s}$, $H_{rd,r}$ 의 i 번째 행 j 번째 열의 요소라고 정의하고, 유사하게 $h_{sr,rc}(i,j)$, $h_{rd,re}(i,j)$ 는 $H_{sr,rc}$ 와 $H_{rd,re}$ 의 i 번째 행 j 번째 열의

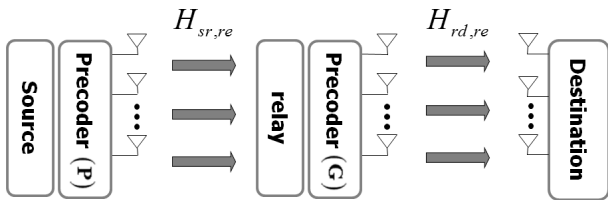


그림 1. 송신 전처리 필터와 수신 전처리 필터를 가지는 다중 안테나 릴레이 시스템 모델

Fig. 1. MIMO relay system model with source and relay precoders.

요소라 정의하자. 이 때 Rayleigh 채널을 가정할 경우, $h_{sr,rc}(i,j)$, $h_{rd,re}(i,j)$ 각 요소는 평균이 0이고 분산이 $\sigma_{H_{sr,rc}}^2$, $\sigma_{H_{rd,re}}^2$ Gaussian random variable이라 할 수 있다. 이를 이용하여 $h_{sr,s}(i,j)$ 가 주어진 상황에서 $h_{sr,rc}(i,j)$ 의 조건부 확률 구하면 다음과 같다^[6].

$$f(h_{sr,rc}(i,j)|h_{sr,s}(i,j)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{H_{sr,rc}}^2\rho_s^2}} \exp\left\{-\frac{(h_{sr,rc}(i,j)-\rho_s h_{sr,s}(i,j))^2}{2\sigma_{H_{sr,rc}}^2(1-\rho_s^2)}\right\} \quad (1)$$

여기서 ρ_s 는 $h_{sr,s}(i,j)$ 와 $h_{sr,rc}(i,j)$ 사이의 상관 계수를 의미한다. 이를 이용하여 송신단은 $h_{sr,s}(i,j)$ 와 $h_{sr,rc}(i,j)$ 의 관계를 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$h_{sr,rc}(i,j) = \rho_s h_{sr,s}(i,j) + e_s \quad (2)$$

여기서 e_s 는 평균이 0이고 분산이 $\sigma_{H_{sr,rc}}^2$ 인 Gaussian random variable이다. 식 (2)를 행렬 표현식으로 변화시키면 다음과 같다.

$$H_{sr,rc} = \rho_s H_{sr,s} + E_s \quad (3)$$

여기서 E_s 는 평균이 영행렬이고 분산이 $M\sigma_{H_{sr,rc}}^2(1-\rho_s^2)I_M$ 인 Gaussian random matrix를 의미한다. 이와 유사한 방식으로 $H_{rd,re}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_{rd,re} = \rho_r H_{rd,r} + E_r \quad (4)$$

여기서 ρ_r 은 $h_{rd,r}(i,j)$ 와 $h_{rd,re}(i,j)$ 사이의 상관 계수를 의미하고 E_r 은 평균이 영행렬이고 분산이 $M\sigma_{H_{rd,re}}^2(1-\rho_r^2)I_M$ 인 Gaussian random matrix를 의미한다. 식 (3)과 (4)를 이용하면 송신단에서 추정할 수 있는 릴레이단과 수신단 사이의 채널은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$H_{rd,s} = \rho_s^{-1} H_{rd,r} + E_s = \rho_s^{-1} \rho_r^{-1} H_{rd,re} + \rho_s^{-1} E_r + E_s \quad (5)$$

$$H_{rd,rc} = \rho_s \rho_r H_{rd,s} + \rho_r E_r + \rho_s \rho_r E_s \quad (6)$$

한편 릴레이 시스템은 송신단에서 수신단으로 정보를 전송하기 위해서는 2개의 시간 단위가 필요하다. 첫 번째 시간에는 송신단은 송신 전처리 필터, P 를 거친

신호를 전송한다. 송신단에서 전송하는 $M \times 1$ 신호 벡터를 x 라 할 때, 릴레이단에서 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$y_r = H_{sr,re} P x + n_r \quad (7)$$

여기서 H_{ij} 는 i 와 j 사이의 $M \times M$ 채널 행렬을 의미하고, n_r 은 릴레이단에서 발생한 $M \times 1$ 잡음 벡터로 평균이 0인 Gaussian random variable로 모델링된다. (본 논문의 수식에서 s, r, d 는 각각 송신단, 릴레이단, 수신단을 나타낸다.)

첫 번째 시간에 릴레이단에서 수신된 정보는 두 번째 시간에 릴레이 전처리 필터 G 를 거쳐 수신단으로 전송된다. 두 번째 시간에 수신단에 수신된 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y_d = H_{rd,re} G(H_{sr,re} P x + n_r) + n_d \quad (8)$$

여기서 n_d 는 수신단에서 발생한 $M \times 1$ 잡음 벡터로 평균이 0인 Gaussian random variable로 모델링된다.

릴레이단과 수신단에서 발생한 잡음 벡터들의 분산이 모두 σ^2 이고, 송신단에서 최대 사용 가능한 전력 P_s 일 때 송신단과 수신단 사이의 상호 정보 교류량 (mutual information)은 다음과 같다^[4,7].

$$I(x;y) = \frac{1}{2} \log_2 \left| I_M + \frac{P_s}{M\sigma^2} H_{rd,re} G H_{sr,re} P P^H H_{sr,re} G^H H_{rd,re}^H (I_M + H_{rd,re} G G^H H_{rd,re}^H)^{-1} \right| \quad (9)$$

III. 송신 전처리 필터와 릴레이 전처리 필터 설계

본 논문에서 고려하는 시스템은 릴레이 전처리 필터와 송신 전처리 필터를 모두 사용한다. 송신 전처리 필터와 릴레이 전처리 필터를 정확한 채널 정보를 이용하여 설계하는 경우, 시스템이 최적의 채널 용량을 가지게 할 수 있다. 그러나 채널 정보를 정확히 수신할 수 없는 경우, 시스템의 정확한 상호 정보량을 릴레이단과 송신단에서 추측할 수 없으므로, 최적의 채널 용량을 가지는 전처리 필터 설계는 불가능하다. 그러나 채널 오류의 통계적 특성을 고려하는 경우, 시스템의 상호 정보량의 상위 경계값을 추정할 수 있다. 각 단에서는 상위 경계값을 최대화하는 방식으로 전처리 필터를 설

계함으로써 전체 시스템의 채널 용량을 증가시키는 방식을 이 논문에서는 제안한다.

가. 릴레이 전처리 필터 설계

릴레이 단은 $H_{sr,re}$ 의 정보를 알고 있지만, $H_{rd,re}$ 의 정보를 정확히 알지 못하고, $H_{rd,r}$ 과 통계적 정보만을 알고 있다. 식 (9)를 $H_{rd,r}$ 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$I(x;y) = \frac{1}{2} \log_2 \left| I_M + \frac{P_s}{M\sigma^2} H_{sr,re} P P^H H_{sr,re}^H - \frac{P_s}{M\sigma^2} P^H H_{sr,re}^H (I_M + G^H (\rho_r H_{rd,r} + E_r)^H (\rho_r H_{rd,r} + E_r) G)^{-1} H_{sr,re} P \right| \quad (10)$$

릴레이 시스템은 E_r 을 알 수 없기 때문에 식 (10)의 정확한 상호 정보량을 이용할 수 없다. 따라서 이 논문은 식 (10)의 상위 경계값을 구하고 그러한 상위 경계값을 고려하여 릴레이 전처리 필터를 설계한다.

log-determinant는 concave function이므로 Jensen's inequality를 사용하면 다음과 같은 시스템 채널 용량의 상위 경계값을 구할 수 있다^[8].

$$E_{H_{sr,re}, H_{rd,r}, E_r} [I(x;y)] \leq \frac{1}{2} E_{H_{sr,re}, H_{rd,r}, E_r} \left[\log_2 \left| I_M + \frac{P_s}{M\sigma^2} H_{sr,re} P P^H H_{sr,re}^H - \frac{P_s}{M\sigma^2} P^H H_{sr,re}^H (I_M + G^H (H_{rd,r}^H H_{rd,r} + M\sigma_{H_{rd,re}}^2 (1 - \rho_r^2) I_M) G)^{-1} H_{sr,re} P \right| \right] \quad (11)$$

위의 식을 이용하여 다음의 등식이 성립하는 가상의 릴레이단과 수신단 사이의 채널을 정의할 수 있다.

$$H_{rd,vir}^H H_{rd,vir} = \rho_r^2 H_{rd,r}^H H_{rd,r} + M\sigma_{H_{rd,re}}^2 (1 - \rho_r^2) I_M \quad (12)$$

Lagrange multiplier 방식을 이용하여 전력 제한 계수는 다음과 같이 구할 수 있다^[1,5].

$$a_k = \sqrt{\frac{c_k}{(P_s/M)\lambda_{seff,k}^2 + \sigma^2}} \quad (13)$$

$$c_k = \max\left(\sqrt{\mu P_s f_k + \left(\frac{P_s f_k}{2M}\right)^2} - \frac{P_s f_k}{2M} + \frac{\sigma^2}{\lambda_{rd,k}^2}, 0\right) \quad (14)$$

$$f_k = \frac{\lambda_{sreff,k}^2}{\lambda_{rd,k}^2}$$

μ 는 릴레이 전력 제한 조건을 최대 만족시키는 상수 값이고, $\lambda_{sreff,k}^2$ 과 $\lambda_{rd,k}^2$ 은 각각 $H_{sr,re} P P^H H_{sr,re}^H$ 와 $H_{rd,vir}^H H_{rd,vir}$ 의 k 번째 eigenvalue를 의미한다. 식 (13)을 이용하여 릴레이 전처리 필터를 구하면, 다음과 같다.

$$G = V_{rd} A U_{sr,eff}^H \quad (15)$$

$$A = \text{diag}[a_1, a_2, \dots, a_M]$$

V_{rd} 는 $H_{rd,vir}^H H_{rd,vir}$ 의 오른쪽 고유치 분해 행렬을, $U_{sr,eff}^H$ 는 $H_{sr,re} P P^H H_{sr,re}^H$ 의 왼쪽 고유치 분해 행렬을 의미한다.

나. 송신 전처리 필터 설계

송신단의 전처리 필터는 모든 채널에 거치는 신호를 조절하는 역할을 한다. 앞 절에서 제안한 릴레이 필터는 송신단과 릴레이단 사이의 채널 이득의 역수를 곱함으로써 송신단과 릴레이단 사이의 채널의 이득은 릴레이단에서 잡음을 감소시키는 효과에 한정된다. 반면 송신단의 경우는 시스템의 두 개의 채널을 동시에 고려한 가상의 채널을 조절함으로써, 보다 효율적인 시스템 컨트롤이 가능해진다.

식 (9)를 잡음의 분산이 σ^2 인 시스템으로 동등 변환을 하면 다음과 같은 가상의 채널을 고려할 수 있다.

$$H_{eff} = (I_M + H_{rd,re} G G^H H_{rd,re}^H)^{-1/2} H_{rd,re} G H_{sr,re} \quad (16)$$

그러나 송신단은 H_{eff} 를 알 수 없으므로, H_{eff} 대신에 $E[H_{eff}^H H_{eff}]$ 를 고려한다. $E[H_{eff}^H H_{eff}]$ 를 고려하기 위해 다음과 같은 $H_{eff,vir}$ 를 정의하자.

$$H_{eff,vir}^H H_{eff,vir} \doteq E[H_{eff}^H H_{eff}]$$

$$= (I_M + H_{rd,r} G G^H H_{rd,r}^H)^{-H/2} H_{rd,r}^H G^H$$

$$\left(\rho_s^2 H_{sr,s}^H H_{sr,s} + M \sigma_{H_{sr,re}}^2 (1 - \rho_s^2) I_M \right) G$$

$$H_{rd,r} (I_M + H_{rd,r} G G^H H_{rd,r}^H)^{-1/2} \quad (17)$$

$H_{eff,vir}$ 를 고려하여, waterpouring 방식을 적용하면^[1], 식 (18)과 같다.

$$b_k = \max\left(\mu_s - \frac{M \sigma^2}{P_s \lambda_{eff,k}}, 0\right) \quad (18)$$

$$B = \text{diag}[b_1, b_2, \dots, b_M]$$

μ_s 는 릴레이 전력 제한 조건을 최대 만족시키는 상수 값이고, $\lambda_{eff,k}^2$ 는 $H_{eff,vir}^H H_{eff,vir}$ 의 k 번째 eigenvalue를 의미한다. 식 (18)을 이용하여 송신 전처리 필터를 구하면 다음과 같다.

$$P = V_{eff} B \quad (19)$$

V_{eff} 는 $H_{eff,vir}^H H_{eff,vir}$ 의 오른쪽 고유치 분해 행렬을 의미한다.

다. 최적화를 위한 순환 구조

앞의 절은 릴레이 전처리 필터와 송신 전처리 필터의 개별적인 설계 방식에 대하여 다루었다. 그러나 개별적인 최적화는 전체 시스템의 성능 향상으로 볼 수 없다. 이전 전처리 필터의 정보로 설계된 전처리 필터는 다른 전처리 필터가 변화하는 동시에 더 이상 최상의 전처리 필터가 아니게 된다. 더욱이, 이전 전처리 필터를 고려한 전력 할당으로 인하여 실제 사용 전력이 제한 조건에 맞지 않는 경우가 생기는 문제도 발생된다. 이러한 문제를 방지하기 위하여 본 논문은 순환 구조를 제안한다.

순환 구조를 통하여 송신 전처리 필터와 릴레이 전처리 필터가 어떤 특정 값에 수렴할 때까지 송신 전처리 필터와 릴레이 전처리 필터를 최적화하여, 어떤 값에 수렴한다면, 그 전처리 필터는 다른 전처리 필터의 최종값을 고려한 전처리 필터로서 전력 제한 조건과 최적화를 만족한다.

III. 실험

본 실험에서는 송신단, 릴레이단, 수신단이 모두 안테나 6개를 가지고, 각 채널은 flat Rayleigh 페이딩 채널로 구성되는 환경을 고려한다. 또한 각 단은 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 Gaussian 잡음이 첨가된다.

그림 2는 실제 채널과 수신된 채널 사이의 상관 계수에 따르는 두 채널 간의 차이의 제곱의 평균(mean squared error: MSE)에 관한 그래프이다. 릴레이단과

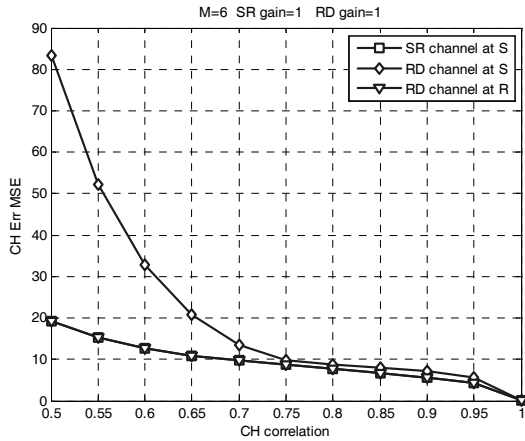


그림 2. 채널 상관도에 따른 추정된 채널과 실제 채널 간의 MSE
 Fig. 2. MSE of difference between real channel and estimated channel according to the channel correlations

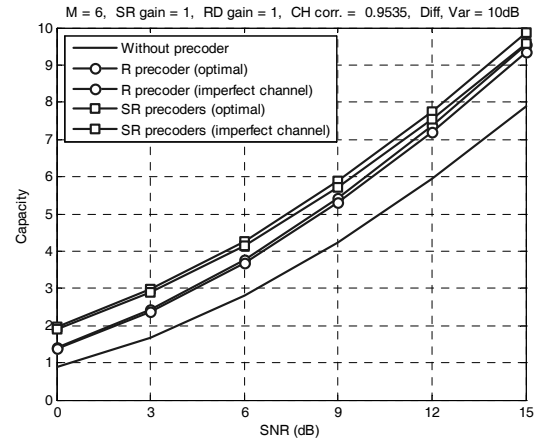


그림 4. 다중 안테나 릴레이 시스템의 채널 용량 ($\rho_s = \rho_r = 9535, E_s = E_r = 10dB$)
 Fig. 4. The capacity comparison for MIMO relay system ($\rho_s = \rho_r = 9535, E_s = E_r = 10dB$)

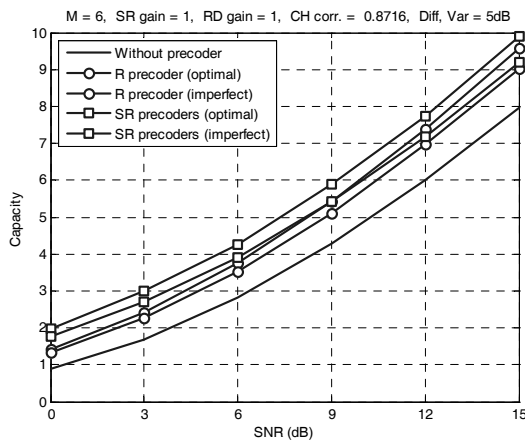


그림 3. 다중 안테나 릴레이 시스템의 채널 용량 ($\rho_s = \rho_r = 0.8716, E_s = E_r = 5dB$)
 Fig. 3. The capacity comparison for MIMO relay system ($\rho_s = \rho_r = 0.8716, E_s = E_r = 5dB$)

수신단 사이의 채널을 송신단이 추정하는 경우 상관 계수가 약 0.75 이하인 경우 굉장히 급격한 MSE상의 문제가 발생하는 것을 알 수 있다. 일반적인 릴레이 시스템은 송신단에서 릴레이단과 수신단 사이의 채널을 추정할 때, 릴레이단을 거쳐서 오기 때문에 피드백 차이와 오류가 두 번 발생하게 된다. 따라서 이에 따른 성능 열하가 일정 영역을 벗어나게 되면 급격하게 증가하는 경향이 관찰된다.

그림 3은 실제 채널과 수신된 채널 간의 상관 계수가 0.8716이고 오차의 분산이 5dB인 경우의 채널 용량 그래프이다. 그림에서 ‘Without precoder’ 시스템은 전처

리 필터를 사용하지 않는 시스템을 의미하고, ‘R precoder (optimal)’ 시스템은 완벽한 채널 정보를 이용하는 릴레이 전처리 필터를 가지는 시스템, 즉 시스템 환경 내에서 최적의 채널 용량을 가지는 시스템을 의미한다. ‘R precoder (imperfect channel)’ 시스템은 오류를 가지는 채널 정보를 이용하는 릴레이 전처리 필터를 사용하는 시스템이다. 또한 ‘SR precoder (optimal)’ 시스템은 완벽한 채널 정보를 이용하는 송신 전처리 필터와 릴레이 전처리 필터를 가지는 시스템을 의미하고, ‘R precoder (imperfect channel)’ 시스템은 오류를 가지는 채널 정보를 이용하는 송신 전처리 필터와 릴레이 전처리 필터를 사용하는 시스템이다. 그림을 살펴보면 상관 계수가 0.8716이고, 5dB의 작지 않은 오류가 있을지라도, 전처리 필터를 사용하지 않는 시스템보다 우위의 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다. 일반적으로 릴레이 시스템에서 전처리 필터를 사용할 때, 채널 피드백 오류로 인한 성능 열하를 우려하는 경우가 많았으나, 채널 용량 측면에서 5dB의 그리 작지 않은 오류에도 불구하고 전처리 필터의 긍정적인 효과는 가지는 것을 확인할 수 있다. 그림 4는 실제 채널과 수신된 채널 간의 상관 계수가 0.9535이고 오차의 분산이 10dB인 경우의 채널 용량 그래프이다. 그림 3과 비교할 때, 보다 제안된 기법이 최적값에 가까워진 것을 확인할 수 있다. 일반적으로 채널 추정에 사용하는 파일럿이나, 채널 피드백에 사용하는 피드백 데이터의 영향이 10dB의 오류 범위 안에 있다면 최적값에 근접한 성능을 얻는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

피드백 등에 의하여 채널 추정 오차가 발생하는 경우의 다중 안테나 릴레이 시스템의 송신 전처리 필터와 릴레이 전처리 필터를 제안하였다. 채널 추정 오차가 발생하는 경우, 통계적 특성을 이용하여 상위 경계값을 구하고, 추정된 상위 경계값을 최적화 하는 전처리 필터를 설계하였다.

제안된 전처리 필터는 5dB의 추정 오차 분산과 상관도 0.8716을 가지는 경우에도 완벽한 채널 정보를 이용하는 시스템의 성능과 유사한 값을 따라가고, 10dB의 추정 오차 분산과 상관도 0.9535인 경우는 완벽한 채널 정보를 이용하는 경우와 매우 유사한 채널 용량을 가지는 것을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University press, 2003.
- [2] 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.
- [3] R. U. Nabar, H. Bolcskei and F. W. Kneubuhler "Fading Relay Channels: Performance Limits and Space Time Signal Design," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol 22, no. 6, pp. 1099-1109, Aug. 2004.
- [4] W.Park, S. Jung, H. Song and C. Lee "Optimal Source and Relay Precoders for Capacity Maximization of MIMO Cooperative Systems," submitted to *IEEE Trans. Commun.*.
- [5] O. Munoz, J. Vidal and A. Agustin, "Linear Transceiver Design in Nonregenerative Relays With Channel State Information," *IEEE Trans. Sig. Process.*, vol. 55, no. 6, pp. 2593-2604, Jun 2007.
- [6] R. Mo, J. Lin, Y. H. Chew and W. H. Chin, "Relay Precoder Design for Non-regenerative MIMO Relay Networks with Imperfect Channel State Information," In *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun*, Cape Town, South Africa, pp. 5068-5063, May 2010.
- [7] T. M. Cover, J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*, Wiley Interscience, 2006 .
- [8] J. K. Patel and C. B. Read, *Handbook of the Normal Distribution*, second edition, New York: Marcel Dekker, Inc., 1996.

저 자 소 개



박 원 우(학생회원)

2005년 연세대학교 전기전자공학과 학사 졸업.

2008년 연세대학교 전기전자공학과 석사 졸업.

2008년~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사 과정.

<주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO, 협력통신 시스템>



이 충 용(정회원)-교신저자

1987년 연세대학교 전자공학과 학사 졸업.

1989년 연세대학교 전자공학과 석사 졸업.

1995년 Georgia Tech. 전자공학과 박사 졸업.

1996년~1997년 삼성전자 선임연구원

1997년~현재 연세대학교 전기전자공학부 교수

<주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO, 협력통신 시스템>