

신뢰도를 모르는 불완전한 채널 정보에 기초한 선형 프리코딩

이 웅*, 윤은철^o

Linear Precoding Based on the Imperfect CSI Without Knowing the CSI Reliability

Woong Lee*, Eunuchul Yoon^o

요 약

본 논문에서는 신뢰도를 모르는 불완전한 채널 정보를 이용해 빔포밍 기법의 장점과 직교 시공간 블록 코딩(Orthogonal Space-Time Block Coding, OSTBC) 기법의 장점을 결합해 주는 선형 프리코딩 기법을 제안한다. 먼저 다양한 값의 채널 정보의 신뢰도를 가정한 상태에서 각 신뢰도가 프리코딩 성능에 미치는 영향을 분석한다. 그 뒤, 효율적인 프리코더의 설계를 위하여 수신 SNR을 바탕으로 필요한 채널 정보의 신뢰도를 예측하는 방법을 제안한다. 시뮬레이션을 통해 제안된 프리코더 설계 기법의 효율성을 확인한다.

Key Words : Linear Precoding, Imperfect CSI, CSI reliability, OSTBC, Beamforming

ABSTRACT

We propose a linear precoding scheme combining the merits of beamforming and orthogonal space-time block coding based on the imperfect CSI without knowing the CSI reliability. We first investigate the impact of the CSI reliability on precoding performance by assuming various values of the CSI reliability. Then, we propose a method of predicting the CSI reliability based on the received SNR for the design of an efficient precoder. We show the efficiency of the proposed scheme by simulation.

I. 서 론

이동 통신 시스템에서, 기지국은 사운딩 기법을 바탕으로 기지국과 단말 사이의 채널을 측정할 수 있다^[1-3]. 시분할 듀플렉싱(TDD) 방식을 사용하는 경우, 기지국에서 측정한 상향링크의 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI)는 하향링크에도 그대로 사용될 수 있다. 단말의 속도가 증가하면 채널의 시간 변화가 커지기 때문에, 단말의 속도가 고속일 경

우 기지국에서 측정한 단말의 상향 링크 채널을 하향 링크에 이용하지 못할 만큼 채널 정보의 신뢰도가 낮아질 수 있다. 특히, 단말의 속도가 임의로 변화한다면, 채널 정보의 신뢰도 역시 시간에 따라 임의로 변화하게 될 것이다.

전송 성능을 향상시키기 위해서는 채널 정보의 신뢰도에 따라 적절한 전송 다이버시티 기법을 선택하는 것이 중요하다. 채널 정보의 신뢰도는 추정된 채널과 실제 채널의 상관도를 나타내는 지표라 할 수 있

* 이 논문은 2012년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임. (No. 2012R1A1A2039925, 2010-0003080)

• First Author : Konkuk University Department of Electronics Engineering, helhel@konkuk.ac.kr, 학생회원

^o Corresponding Author : Konkuk University Department of Electronics Engineering, ecyoon@konkuk.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2015-08-265, Received August 27, 2015; Revised September 11, 2015; Accepted September 11, 2015

다. [6]에서는 신뢰도가 알려진 불완전한 채널 정보를 이용하는 프리코딩 기법을 제시하였다. 이 기법에서는 채널 정보의 신뢰도가 높을 때는 빔포밍 기법[7]을 사용하였고, 반대로 채널 정보의 신뢰도가 낮을 때는 직교 시공간 블록 코딩(Orthogonal space-time block coding, OSTBC) 기법[8]을 사용하였다. 그러나 실제로는 채널 정보의 신뢰도를 사전에 파악하기가 쉽지 않기 때문에 채널 정보의 신뢰도를 알고 있다고 가정하는 이 기법의 실제 적용은 어렵다.

본 논문에서는 신뢰도를 모르는 불완전한 채널 정보를 이용하는 선형 프리코딩 기법을 제안한다. 이 기법은 채널 정보의 신뢰도를 모른다는 가정 하에서 신뢰도를 프리코더 설계의 파라미터로 간주한다는 점에서 신뢰도를 알고 있다고 가정하는 [6]에서의 기법과 차이가 있다. 다양한 값의 채널 정보의 신뢰도들을 가정한 상태에서 각 신뢰도가 프리코딩 성능에 미치는 영향을 분석한다. 그 뒤, 효율적인 프리코더의 설계를 위하여 수신 SNR을 바탕으로 필요한 채널 정보의 신뢰도를 예측하는 방법을 제안한다. 제안된 기법의 효율성을 증명하기 위해, 실제 이동 통신 환경^[1]에 대한 시뮬레이션을 시행한다. 시뮬레이션을 통해 단말의 이동 속도가 시속 0km와 시속 10km 사이에서 임의로 변화할 때, 넓은 범위의 SNR 조건에서 제안하는 기법이 빔포밍 기법과 OSTBC 기법보다 좋은 성능을 가짐을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 시스템 모델을 설명한다. 3장에서는 먼저 [6]에서의 프리코딩 기법을 간단히 설명하고, 그 다음 본 논문에서 제시하는 신뢰도를 모르는 불완전한 채널 정보를 이용하는 프리코딩 기법에 대해 설명한다. 4장에서는 제시된 기법과 빔포밍 기법 및 OSTBC 기법의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교한다. 5장에서는 본 논문의 결론을 제시한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 M 개의 송신 안테나와 N 개의 수신 안테나로 이루어진 이동 통신 시스템에 대해 고려한다. 수신단에서는 수신 신호에 정합 필터를 적용하고 샘플링을 수행한 후, 신호 T 개를 이어 붙여 다음과 같은 식을 구성할 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{C} + \mathbf{Z}. \quad (1)$$

이때 \mathbf{H} 는 $N \times M$ 크기의 채널 행렬이며, \mathbf{W} 는 $M \times M$ 크기의 선형 프리코더 행렬이며, \mathbf{C} 는 OSTB 코드워드 집합 \mathcal{C} 에서 선택한 $M \times T$ 크기의 코드워드 행렬이며, \mathbf{Z} 는 $N \times T$ 크기의 백색 가우시안 잡음 행렬이다. 행렬 \mathbf{Z} 의 원소들은 i.i.d. 분포를 가지며 각각 평균이 0, 분산이 σ^2 인 순환 대칭 복소 가우시안 랜덤 변수이다. 프리코더 \mathbf{W} 는 불완전한 채널 행렬 $\hat{\mathbf{H}}$ 에 의해 설계된다. \mathbf{H} 와 $\hat{\mathbf{H}}$ 는 다음과 같은 관계를 갖는다고 가정한다.

$$\mathbf{H} = \rho \hat{\mathbf{H}} + \sqrt{1 - \rho^2} \mathbf{E}. \quad (2)$$

이때 ρ 는 채널 정보의 신뢰도를 나타내고, $\hat{\mathbf{H}}$ 는 $N \times M$ 크기를 갖는 수신단에서 측정된 불완전한 채널을 나타낸다. $\hat{\mathbf{H}}$ 의 원소들은 평균이 0이고 단위 분산을 갖는 순환 대칭 복소 가우시안 랜덤 변수이다. \mathbf{E} 는 $N \times M$ 크기의 채널 추정 오류 행렬을 나타내며, \mathbf{E} 의 원소들은 평균이 0이고 단위 분산을 갖는 순환 대칭 복소 가우시안 랜덤 변수이다. $\hat{\mathbf{H}}$ 와 \mathbf{E} 는 서로 독립이라고 가정한다. ρ 는 \mathbf{H} 와 $\hat{\mathbf{H}}$ 의 원소간의 상관도를 나타낸다. 식 (2)는 벡터화 연산자를 적용하여 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{h} = \rho \hat{\mathbf{h}} + \sqrt{1 - \rho^2} \mathbf{e}. \quad (3)$$

이때 $\mathbf{h} = \text{vec}(\mathbf{H}^H)$, $\hat{\mathbf{h}} = \text{vec}(\hat{\mathbf{H}}^H)$, $\mathbf{e} = \text{vec}(\mathbf{E}^H)$ 이며 $(\cdot)^H$ 는 허미션 전치 연산자를 의미한다. \mathbf{h} 와 $\hat{\mathbf{h}}$ 가 복소 가우시안이라고 가정하면, $\hat{\mathbf{h}}$ 에 의한 \mathbf{h} 의 분포 특성을 평균 벡터 $\mathbf{m}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}} = \rho \hat{\mathbf{h}}$ 와 공분산 행렬 $\mathbf{R}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}} = (1 - \rho^2) \mathbf{I}_{MN}$ 을 이용해 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$p_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}}(\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}) = \frac{1}{\pi^{MN} \det(\mathbf{R}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}})} \times e^{- (\mathbf{h} - \mathbf{m}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}})^H \mathbf{R}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}}^{-1} (\mathbf{h} - \mathbf{m}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}})}. \quad (4)$$

단, \mathbf{I}_{MN} 은 $MN \times MN$ 크기의 항등 행렬을 의미한다. 수신단에서 디코딩은 다음 과정에 의해 이루어진다.

$$\hat{\mathbf{C}} = \arg \min_{\mathbf{c} \in \mathcal{C}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{c}\|^2. \quad (5)$$

여기서 $\| \cdot \|$ 는 프로베니어스 놈을 의미한다. 본 논문에서는 \mathbf{C} 를 OSTBC로만 국한하였으므로, 두 코드 워드의 최소 거리를 다음과 같이 정의한다.

$$(\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l)(\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l)^H = \mu \mathbf{I}_M. \quad (6)$$

III. 프리코더 설계

이 장에서는 먼저 PEP(=Pairwise error probability)의 체르노프 상한 유도 과정을 소개한다. 그 다음은 [6]에서 제안한 $\hat{\mathbf{h}}$ 와 ρ 를 필요로 하는 프리코딩 설계 기법을 소개한다. 끝으로 [6]에서의 기법을 응용하여 신뢰도 ρ 를 모르는 경우에 대해 효율적인 프리코더를 설계할 수 있는, 본 논문에서 제안하는 방법에 대해 설명한다.

3.1 PEP 체르노프 상한의 유도

\mathbf{h} 와 $\hat{\mathbf{h}}$ 를 조건으로 하는 PEP의 체르노프 상한은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} P(\mathbf{C}_k \rightarrow \mathbf{C}_l | \mathbf{h}, \hat{\mathbf{h}}) &\approx \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{4\sigma^2} \mathbf{h}^H (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{W}(\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l)(\mathbf{C}_k - \mathbf{C}_l)^H \mathbf{W}^H) \mathbf{h}} \\ &= \frac{1}{2} e^{-\frac{\mu}{4\sigma^2} \mathbf{h}^H (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{W} \mathbf{W}^H) \mathbf{h}} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 \otimes 는 크로네커 곱 연산자를 의미한다. $\hat{\mathbf{h}}$ 만을 조건으로 하는 PEP는

$$P(\mathbf{C}_k \rightarrow \mathbf{C}_l | \hat{\mathbf{h}}) \approx \int \frac{1}{2} e^{-\frac{\mu}{4\sigma^2} \mathbf{h}^H (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{W} \mathbf{W}^H) \mathbf{h}} p_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}}(\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}) d\mathbf{h} \quad (8)$$

와 같이 주어지며, 위 식에 (4)에서 주어진 확률밀도 함수를 적용해 유도하면 다음 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} P(\mathbf{C}_k \rightarrow \mathbf{C}_l | \hat{\mathbf{h}}) &\approx \frac{1}{2(1-\rho^2)^{MN} \det \left(\frac{\mu}{4\sigma^2} \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{W} \mathbf{W}^H + \frac{1}{1-\rho^2} \mathbf{I}_{MN} \right)} \\ &\quad \times \int e^{-\frac{\rho^2}{1-\rho^2} \hat{\mathbf{h}}^H \left(\frac{\mu(1-\rho^2)}{4\sigma^2} \mathbf{I}_N \otimes \mathbf{W} \mathbf{W}^H + \mathbf{I} \right)^{-1} \hat{\mathbf{h}} - \frac{\rho^2}{1-\rho^2} \hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}}} \end{aligned} \quad (9)$$

위에서 $\det(\cdot)$ 는 행렬식 연산자를 의미한다. 위 식의 양변에 자연로그를 적용하면 다음을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \ln(P(\mathbf{C}_k \rightarrow \mathbf{C}_l | \hat{\mathbf{h}})) &= \frac{\rho^2}{1-\rho^2} \times \\ &\quad \left(\hat{\mathbf{h}}^H \left[\mathbf{I}_N \otimes \left((1-\rho^2)\eta \mathbf{W} \mathbf{W}^H + \mathbf{I}_M \right)^{-1} \right] \hat{\mathbf{h}} \right) \\ &\quad - \ln(\det(\mathbf{I}_N \otimes [(1-\rho^2)\eta \mathbf{W} \mathbf{W}^H + \mathbf{I}_M])) \\ &\quad - \ln(2) \end{aligned} \quad (10)$$

단, 여기서 $\eta = \frac{\mu}{4\sigma^2}$ 이며, 이는 신호 전력 대 잡음 전력의 비(=SNR)에 해당하는 파라미터를 의미한다.

$$\eta = \frac{\mu(1-\rho^2)}{4\sigma^2} \quad (11)$$

자연로그는 단조 증가 함수이므로, 아래에서는 프리코더 설계의 복잡도를 낮추기 위해 프리코더를 $P(\mathbf{C}_k \rightarrow \mathbf{C}_l | \hat{\mathbf{h}})$ 대신 $\ln(P(\mathbf{C}_k \rightarrow \mathbf{C}_l | \hat{\mathbf{h}}))$ 를 최소화하는 방향으로 설계하도록 한다.

3.2 송신단에서 $\hat{\mathbf{h}}$ 와 ρ 를 알고 있는 경우의 프리코더 설계

$M \times M$ 크기의 행렬 \mathbf{A} 에 대해 다음이 성립함을 어렵지 않게 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{vec}(\hat{\mathbf{H}}^H (\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{A})^{-1} \text{vec}(\hat{\mathbf{H}})) \\ = \text{trace}(\hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{A}^{-1} \hat{\mathbf{H}}) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $\text{vec}(\cdot)$ 와 $\text{trace}(\cdot)$ 는 각각 벡터화 연산자와 대각합 연산자를 의미한다. 따라서 식 (12)를 사용하여 식 (10)을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \ln(P(\mathbf{C}_k \rightarrow \mathbf{C}_l | \hat{\mathbf{h}})) &= \frac{\rho^2}{1-\rho^2} \times \\ &\quad \text{trace} \left\{ \hat{\mathbf{H}}^H \left((1-\rho^2)\eta \mathbf{W} \mathbf{W}^H + \mathbf{I}_M \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}} \right\} \\ &\quad - \ln(\det(\mathbf{I}_N \otimes [(1-\rho^2)\eta \mathbf{W} \mathbf{W}^H + \mathbf{I}_M])) \\ &\quad - \ln(2). \end{aligned} \quad (13)$$

EVD(=Eigenvalue decomposition)를 적용하여 $\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{V}} \hat{\Lambda} \hat{\mathbf{V}}^H$ 라고 정의하고, 대각행렬 $\hat{\Lambda}$ 의 대각

요소들, 즉 $\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}$ 의 고유값들 $\hat{\lambda}_1, \dots, \hat{\lambda}_M$ 은 $\hat{\lambda}_1 \leq \dots \leq \hat{\lambda}_M$ 를 만족한다고 가정한다. 마찬가지로 $\mathbf{W}\mathbf{W}^H$ 에 EVD를 적용하여 $\mathbf{W}\mathbf{W}^H = \mathbf{V}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H$ 라고 정의하는데, 여기서 대각행렬 $\mathbf{\Lambda}$ 의 대각 요소들 $\lambda_1, \dots, \lambda_M$ 는 에너지 조건 $\sum_{k=1}^M \lambda_k = 1$ 를 만족한다고 가정한다. $\mathbf{\Lambda}$ 와 \mathbf{V} 는 프리코더의 설계를 위해 구해야 하는 행렬들이다. 최적화 이론에 의해 위 식에서 \mathbf{V} 를 $\mathbf{V} = \hat{\mathbf{V}}$ 로 선택하는 것이 최적임이 알려져 있으므로, 그러한 선택에 따라 $\mathbf{V} = \hat{\mathbf{V}}$ 라고 가정하고, 표기의 편의상 $f(\mathbf{\Lambda}) = \ln(P(\mathbf{C}_k \rightarrow \mathbf{C}_l | \mathbf{h}))$ 라고 정의한다면, 식 (13)을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$f(\mathbf{\Lambda}) = \frac{\rho^2}{1 - \rho^2} \text{trace} \left\{ \left((1 - \rho^2)\eta\mathbf{\Lambda} + \mathbf{I}_M \right)^{-1} \hat{\mathbf{\Lambda}} \right\} - N \ln \left\{ \det \left((1 - \rho^2)\eta\mathbf{\Lambda} + \mathbf{I}_M \right) \right\} - \ln(2) \quad (14)$$

만약 $\mathbf{\Lambda}$ 를 찾을 수 있다면, $\mathbf{W} = \hat{\mathbf{V}}\mathbf{\Lambda}^{1/2}$ 를 통해 선형 프리코더 \mathbf{W} 를 결정할 수 있다. [3]에서는 $\sum_{k=1}^M \lambda_k = 1$ 를 만족하면서 $f(\mathbf{\Lambda})$ 를 최소로 만들어 주는 최적의 $\mathbf{\Lambda}$ 를 찾는 알고리즘을 KKT 조건^[6]을 사용해 유도하였다. 신뢰도 ρ 가 알려진 불완전한 채널 정보 \hat{H} 를 사용하는 [6]에서의 프리코더 설계 방법을 요약하면 다음과 같다.

- 신뢰도 ρ 가 알려진 불완전한 채널정보 $\hat{\mathbf{H}}$ 를 사용하는 프리코딩 기법[6]:

- 1) $l = 1$ 을 시작 값으로 정한다. 이때 $l - 1$ 은 $\mathbf{\Lambda}$ 에 포함된 0인 고유값들의 수를 나타낸다.

$$2) \sum_{k=l}^M \left[\frac{\eta N + \sqrt{\eta^2 N^2 + \frac{4\eta\rho^2 \hat{\lambda}_k \tau}{(1 - \rho^2)^2}}}{2\eta\tau} - \frac{1}{(1 - \rho^2)\eta} \right] = 1 \text{을}$$

만족하는 τ 값을 찾는다. 이때 $\eta = \frac{\mu}{4\sigma^2}$ 이며 μ 는 코드워드 집합 \mathbf{C} 에서 두 코드워드 행렬 사이의 최소 거리이다. η 는 송신 전력 대 잡음 전력비로 해석할 수 있다.

- 3) 위 과정 2)에서 구한 τ 를 이용해, $l \leq k \leq M$ 를 만족하는 각 k 에 대해 다음을 계산한다.

$$\lambda_k = \frac{N + N\sqrt{1 + \frac{4\rho^2 \hat{\lambda}_k \tau}{N^2(1 - \rho^2)^2 \eta}}}{2\tau} - \frac{1}{(1 - \rho^2)\eta}$$

- 4) 만약 $\lambda_l < 0$ 이라면 $\lambda_l = 0$ 이라고 정하고, $l \leftarrow l + 1$ 와 같이 l 을 증가시킨 후, 과정 2)를 반복한다.
- 5) $l > M$ 일 경우, 작업을 멈추고 위 과정에서 구한 고유값들 $\hat{\lambda}_1, \dots, \hat{\lambda}_M$ 을 사용해 $\mathbf{\Lambda}$ 를 결정한다.
- 6) 끝으로, $\mathbf{W} = \hat{\mathbf{V}}\mathbf{\Lambda}^{1/2}$ 에 의해 프리코더를 구한다.

3.3 송신단에서 $\hat{\mathbf{h}}$ 는 알고 있으나 ρ 는 알지 못하는 경우의 프리코더 설계

ρ 를 모르는 상태에서 프리코더를 설계하기 위해, 본 논문에서는 [6]에서 $\mathbf{\Lambda}$ 를 구하는 알고리즘에 ρ 대신 상수 ζ 를 대입해 프리코더를 구하는 방법을 제안한다. ρ 는 실제 채널 정보의 신뢰도이고 ζ 는 프리코더의 설계를 위해 송신단에서 적절히 선택한 파라미터라는 점에서 ζ 는 ρ 와 차이가 있음에 유의한다. 본 논문에서는 ρ 를 모르는 상황에서 ρ 를 대치할 수 있는 ζ 를 수신 SNR을 바탕으로 선택하는 방법을 제안한다. 만약, [6]에서의 프리코더 설계 알고리즘에 ρ 대신 상수 ζ 를 적용할 경우, 주어진 ζ 값에 대해 $f(\mathbf{\Lambda})$ 를 최소화 해 주는 최적의 $\mathbf{\Lambda}$ 와 l 을 구할 수 있을 것이다. 이렇게 얻은 $\mathbf{\Lambda}$ 와 l 을 실제 채널의 신뢰도 ρ 와 함께 식 (14)에 대입한다면, 그때의 $f(\mathbf{\Lambda})$ 값은 다음과 같이 주어진다.

$$f(\rho, \zeta, \eta) = \sum_{i=l(\zeta)}^M \left\{ \frac{\rho^2}{1 - \rho^2} \frac{\hat{\lambda}_i}{(1 - \rho^2)\eta\lambda_i(\zeta) + 1} - \frac{\rho^2}{1 - \rho^2} \hat{\lambda}_i - N \ln \left((1 - \rho^2)\eta\lambda_i(\zeta) + 1 \right) \right\} - \ln(2). \quad (15)$$

위 식에서 $\lambda_i(\zeta)$ 와 $l(\zeta)$ 라는 표현들은 λ_i 와 l 이 [6]에서 제시한 알고리즘에 ρ 대신 ζ 를 적용하여 구한 상수들이라는 점을 강조하기 위해 사용되었고, 또 $f(\rho, \zeta, \eta)$ 라는 표현은 PEP를 낮추기 위해 최소화해야 하는 함수 $f(\mathbf{\Lambda})$ 가 ρ, ζ, η 의 값들과 직결됨을 강조하기 위해 사용되었다. 사실 상 여러 값들의 ζ 에

대한 $f(\rho, \zeta, \eta)$ 의 최소는 $\zeta = \rho$ 에서 발생한다. 그러나 ρ 를 모르는 상태에서 $f(\rho, \zeta, \eta)$ 를 최소화할 수 있는 방법을 찾기 위해, 다양한 ρ 값들, ζ 값들, 그리고 ζ 값들에 대해 $f(\rho, \zeta, \eta)$ 를 구함으로써 ζ 값이 프리코더의 성능에 미치는 영향을 분석한다. 그림 1 (a)는 $M=4, N=2$ 인 시스템에서 $\eta=0\text{dB}$ 인 경우에 대해 $PEP = e^{f(\rho, \zeta, \eta)}$ 의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 1에 가까운 ρ 의 영역에서는 큰 값의 ζ 를 선택할 때 상대적으로 좋은 PEP 성능을 얻게 되고, 작은 값의 ζ 를 선택할 때 상대적으로 나쁜 PEP 성능을 얻게 된다. 이에 비해 0에 가까운 ρ 의 영역에서는 큰 값의 ζ 를 선택할 때와 작은 값의 ζ 를 선택할 때 서로 비슷한 PEP 성능을 얻게 된다. 이러한 결과를 바탕으로 ρ 를 모르는 상태에서 η 가 작을 경우는 될수록 큰 ζ 를 선택하는 것이 더 유리함을 알 수 있다. 만약 η 가 매우 작다면, ζ 를 1로 선택하는 것이 최선의 선택이 된다. 그림 1 (b)는 $M=4, N=2$ 인 시스템에서 $\eta=10\text{dB}$ 인 경우에 대해 $PEP = e^{f(\rho, \zeta, \eta)}$ 의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 1에 가까운 ρ 의 영역에서는 큰 값의 ζ 를 선택할 때 상대적으로 좋은 PEP 성능을 얻게 되고, 작은 값의 ζ 를 선택할 때 상대적으로 나쁜 PEP 성능을 얻게 된다. 그러나 0에 가까운 ρ 의 영역에서는 큰 값의 ζ 를 선택할 때 상대적으로 나쁜 PEP 성능을 얻게 되고, 작은 값의 ζ 를 선택할 때 상대적으로 좋은 PEP 성능을 얻게 된다. 이러한 결과를 바탕으로 ρ 를 모르는 상태에서 η 가 클 경우는 될수록 중

간 정도의 ζ 를 선택하는 것이 더 유리함을 알 수 있다. η 값이 고정되어 있을 때, $\zeta = 0$ 의 PEP 곡선과 $\zeta = 1$ 의 PEP 곡선이 교차하는 ρ 의 값을 $\rho_{cross}(\eta)$ 라 정의한다. 그림 1 (a)와 그림 1 (b)를 비교하면, $\rho_{cross}(\eta)$ 는 η 값이 증가함에 따라 더 커짐을 알 수 있다. 이러한 결과들을 종합하여, $\rho_{cross}(\eta)$ 가 작은 경우, 즉 $\rho_{cross}(\eta)$ 가 0에 가까운 경우는 ζ 를 큰 값으로 선택해야 하고, $\rho_{cross}(\eta)$ 가 큰 경우, 즉 $\rho_{cross}(\eta)$ 가 1에 가까운 경우는 ζ 를 0과 1의 중간 값으로 선택하는 것이 PEP 성능 향상에 유리함을 알 수 있다. 이러한 사실에 근거하여, 본 논문에서는 ζ 값을 결정하기 위한 방법을 다음과 같이 제시한다.

$$\zeta = 1 - 0.4 \times \rho_{cross}(\eta) \tag{16}$$

위 식을 통해 $\rho_{cross}(\eta)$ 가 0에 가까운 경우에는 ζ 가 1에 가깝게 선택되고, $\rho_{cross}(\eta)$ 가 1에 가까운 경우에는 ζ 가 0.6에 가깝게 선택된다. 위 식은 다량의 시뮬레이션 결과들을 바탕으로 경험적(=heuristic)으로 형성된 것이므로, 위 식에 따른 ζ 의 선택은 최적이라 할 수는 없다. 그러나 4장 시뮬레이션 결과들을 통해 확인할 수 있듯이 식 (16)에 주어진 ζ 의 선택은 넓은 SNR 범위에 걸쳐 빔포밍 기법이나 OSTBC 기법보다 더 우수한 프리코더의 설계를 가능하게 해 준다. 본 논문에서 제시하는 프리코더 설계 방법은 실제 채널 정보의 신뢰도 ρ 대신 식 (16)에 따라 선택한 ζ 를 [6]의 프리코더 설계 알고리즘에 적용하는 것이다. $\zeta = 0$ 의 PEP 곡선과 $\zeta = 1$ 의 PEP 곡선이 교차하는 ρ 의 값이 $\rho_{cross}(\eta)$ 이므로, 다음에는 $\zeta = 0$ 일 때의 PEP 성능과 $\zeta = 1$ 일 때의 PEP 성능을 각각 구해 $\rho_{cross}(\eta)$ 를 결정하는 과정에 대해 설명한다.

[6]에 의하면, $\zeta = 0$ 일 경우 얻어지는 행렬 \mathbf{W} 는 OSTBC를 위한 프리코더 행렬이 되며, 이 경우 $l(\zeta) = 1$ 이고, $1 \leq i \leq M$ 인 i 에 대해 $\lambda_i(\zeta) = 1/M$ 이다. 이 경우, 식 (15)로부터 다음을 유도할 수 있다.

$$f(\rho, 0, \eta) = -\frac{\rho^2}{M} \frac{\|\hat{\mathbf{h}}\|^2 \eta}{(1 - \rho^2)\eta/M + 1} - MN \ln\left(\frac{(1 - \rho^2)\eta/M + 1}{\ln(2)}\right) \tag{17}$$

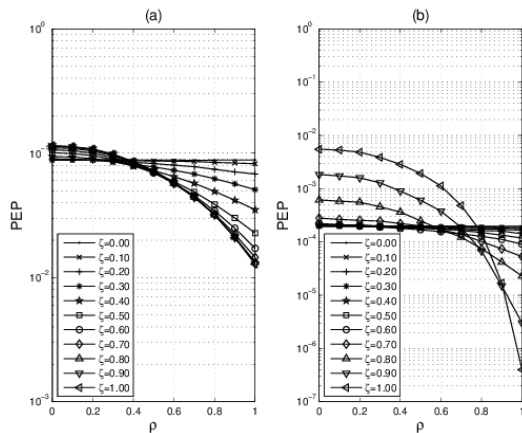


그림 1. (a) $\eta=0\text{dB}$ 일 때와 (b) $\eta=10\text{dB}$ 일 때 BPSK 시스템에서의 평균 SER 비교
Fig. 1. comparison of the average SER for a system using BPSK when (a) $\eta=0\text{dB}$, (b) $\eta=10\text{dB}$

$\|\hat{\mathbf{h}}\|^2$ 는 지수 분포를 갖는 독립 랜덤변수들의 합이라 가정할 수 있으므로, PEP를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$E_{\hat{\mathbf{h}}}\{e^f\} = \frac{1}{2(1+\eta/M)^{MN}} \quad (18)$$

[6]에 의하면, $\zeta = 1$ 일 경우 얻어지는 행렬 \mathbf{W} 는 빔포밍을 위한 프리코더 행렬이 되며, 이 경우 $l(\zeta) = M$ 이고, $\lambda_M(\zeta) = 1$ 이고, $1 \leq i < M$ 인 i 에 대해 $\lambda_i(\zeta) = 0$ 이다. 이 경우, 식 (15)로부터 다음을 유도할 수 있다.

$$f(\rho, 1, \zeta) = -\frac{\rho^2 \eta}{(1-\rho^2)\eta+1} \hat{\lambda}_M - N \ln((1-\rho^2)\eta+1) - \ln(2) \quad (19)$$

따라서 PEP를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{\hat{\mathbf{h}}}\{e^f\} = \frac{1}{2((1-\rho^2)\eta+1)^N} \times \int_0^\infty e^{-\frac{\rho^2 \eta}{(1-\rho^2)\eta+1} x} p_x(x) dx \quad (20)$$

위에서 $p_x(x)$ 는 $\hat{\lambda}_M$ 의 확률 밀도 함수를 나타낸다. [10]에서는 위샤트 행렬 $\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}$ 의 최대 고유값에

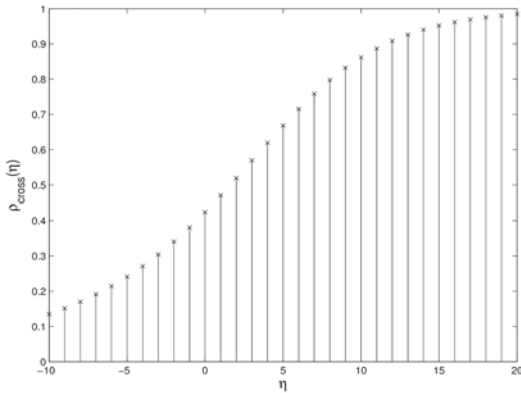


그림 2. 다양한 η 값에 따라 $\zeta=0$, $\zeta=1$ 의 평균 SER 상한 곡선이 교차하는 지점의 ρ
 Fig. 2. The values of ρ at the cross point of the two average SER upper-bound curves with $\zeta=0$ and $\zeta=1$ for various values of η .

해당하는 $\hat{\lambda}_M$ 에 대해 확률 밀도 함수 $p_x(x)$ 가 다음과 같음을 보이고 있다.

$$p_x(x) = \sum_{k=1}^N \sum_{m=M-N}^{(M+N)k-2k^2} \frac{d_{k,m}}{k^{m+1} x^m e^{-kx}} \times \frac{1}{m!} \quad (21)$$

여기서 $\{d_{k,m}\}$ 값들은 [10]에 제시된 계수 값들이다. 식 (20)과 식 (21)로부터 $E_{\hat{\mathbf{h}}}\{e^f\}$ 를 다음과 쓸 수 있다.

$$E_{\hat{\mathbf{h}}}\{e^f\} = \sum_{k=1}^N \sum_{m=M-N}^{(M+N)k-2k^2} \frac{d_{k,m}}{2((1-\rho^2)\eta+1)^N} \times \left(\frac{k}{\frac{\rho^2 \eta}{(1-\rho^2)\eta+1} + k} \right)^{m+1} \quad (22)$$

$\rho_{cross}(\eta)$ 는 앞에서 정의한 바와 같이 식 (18)의 결과와 식 (22)의 결과를 같게 만들어 주는 ρ 의 값이다. 식 (18)과 식 (22)의 차이를 $g(\rho)$ 라고 정의한다면, $g(\rho)$ 를 다음과 쓸 수 있다.

$$g(\rho) = \frac{1}{2\left(1+\frac{\eta}{M}\right)^{MN}} - \frac{1}{2((1-\rho^2)\eta+1)^N} \times \sum_{k=1}^N \sum_{m=M-N}^{(M+N)k-2k^2} d_{k,m} \times \left(\frac{k}{\frac{\rho^2 \eta}{(1-\rho^2)\eta+1} + k} \right)^{m+1} \quad (23)$$

$g(\rho)$ 는 ρ 값에 대한 단조 감소 함수임을 시뮬레이션을 통해 파악할 수 있다. 따라서 $g(\rho) = 0$ 를 만족시키는 ρ 값은 유일하게 존재하며, 그 값을 수치적으로 구할 수 있다. 그림 2는 다양한 η 값들에 대한 $\rho_{cross}(\eta)$ 을 보여준다. 만약, 수신기가 잡음 전력 σ^2 을 측정해 이를 송신단에 피드백 한다면, 송신단은 η 를 파악한 후 그림 2의 결과를 바탕으로 $\rho_{cross}(\eta)$ 값을 결정할 수 있다. 이렇게 결정된 $\rho_{cross}(\eta)$ 값을

식 (16)에 적용하면 ζ 값을 결정할 수 있다. 끝으로 이렇게 결정한 ζ 값을 ρ 대신 [6]의 알고리즘에 적용해 프리코더를 설계할 수 있다. 즉, 수신 SNR에 해당하는 η 값을 바탕으로 채널 정보의 신뢰도 ρ 를 예측하고, ρ 의 예측 결과에 해당하는 ζ 값을 [6]의 알고리즘에 적용해 프리코더를 설계한다는 것이 본 논문에서 제시하는 프리코더 설계 방법이다.

본 논문에서 제안하는 신뢰도 ρ 를 모르는 불완전한 채널 정보 $\hat{\mathbf{H}}$ 를 사용하는 프리코더의 설계과정은 요약하면 다음과 같다.

- 신뢰도 ρ 를 모르는 불완전한 채널정보 $\hat{\mathbf{H}}$ 를 사용하는 프리코딩 기법:

- 1) 그림 2를 참조해서, 주어진 η 값에 해당하는 $\rho_{cross}(\eta)$ 를 구한다.
- 2) 식 (16)에 따라, 주어진 $\rho_{cross}(\eta)$ 값에 해당하는 ζ 를 구한다.
- 3) 이렇게 결정한 ζ 값을 ρ 대신 [6]의 알고리즘에 적용해 최적의 \mathbf{A} 를 구한다.
- 4) 마지막으로, $\mathbf{W} = \hat{\mathbf{V}}\mathbf{A}^{1/2}$ 에 의해 프리코더를 구한다. (단, $\hat{\mathbf{V}}$ 는 $\hat{\mathbf{H}}^H\hat{\mathbf{H}}$ 의 EVD인 $\hat{\mathbf{H}}^H\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{V}}\hat{\mathbf{\Lambda}}\hat{\mathbf{V}}^H$ 를 통해 구한다.)

IV. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안하는 기법의 효율성을 확인하기 위해, 실제 WiMAX 모바일 환경에 대한 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에서는 BPSK 방식을 사용하는 $M = T = 4$, $N = 2$ 인 OFDM 시스템을 사용하였고, 대역폭은 10MHz이고 FFT 크기는 1024라고 가정하였다. 또한 피드백 시간과 스케줄링 시간을 포함한 처리 지연 시간은 3 프레임, 즉 15msec으로 가정하였다. 채널은 Ped-A 타입과 Ped-B 타입, Veh-A 타입, Veh-B 타입을 포함하는 ITU-R 채널 모델[11]을 사용하였다. 채널추정 시 사용한 인터폴레이션 방법은 MMSE에 기반한 인터폴레이션 방법[12]을 사용하였다. 그림 3은 단말의 이동 속도가 시속 0km에서 시속 10km 사이에서 랜덤으로 변화할 때의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 본 논문에서 제안한 기법은 넓은 SNR 범위에 걸쳐 빔포밍 기법이나 OSTBC 기법보다 더 우수한 성능을 가진다. 그림 4는 단말의 이동 속도가 시속 0km에서 시속 30km 사이에서 균일한 분포를 가지며 변화할 때의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 본 논문에서 제안하는 프리코딩 기법은 역시 넓은 SNR

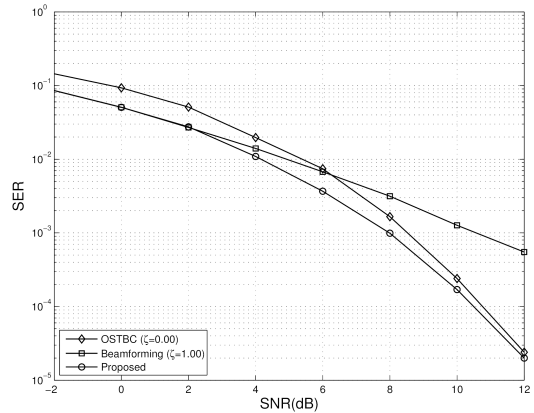


그림 3. 단말의 속도가 시속 0km에서 시속 10km 사이일 때 $M=T=4$, $N=2$ 인 시스템의 평균 SER 비교
Fig. 3. Comparison of the average SER for a system with $M=T=4$ and $N=2$ when the mobile speed varies arbitrarily between 0km/hour and 10km/hour.

범위에 걸쳐 빔포밍 기법이나 OSTBC 기법보다 우수한 성능을 가진다. 그림3과 그림 4의 비교를 통해 본 논문에서 제안하는 프리코딩의 성능과 OSTBC 기법의 성능은 속도 분포의 상계치가 커질수록 그 차이가 줄어드는 것을 알 수 있다. 그 이유는 단말의 이동 속도가 커질수록 채널의 시간 변화량이 커지게 되고, 그에 따라 추정된 채널의 신뢰도가 낮아지게 되어 채널 정보를 전혀 모르는 상태에서 설계된 OSTBC가 잘 동작하기 때문이다. 시속 30km이상의 단말 속도에서는 본 논문에서 제안한 프리코딩 기법과 OSTBC 기법의 성능이 거의 같아짐을 다른 시뮬레이션 결과를 통해 확인할 수 있었다.

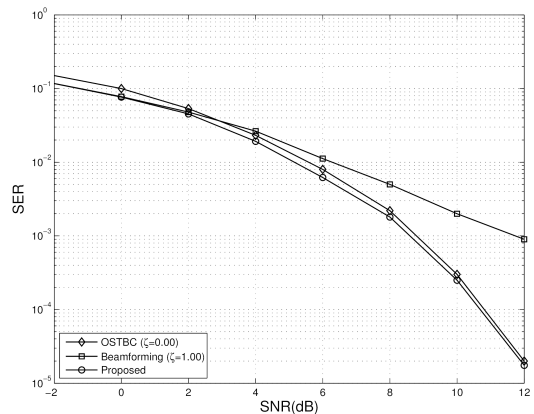


그림 4. 단말의 속도가 시속 0km에서 시속 30km 사이일 때 $M=T=4$, $N=2$ 인 시스템의 평균 SER 비교
Fig. 4. Comparison of the average SER for a system with $M=T=4$ and $N=2$ when the mobile speed varies arbitrarily between 0km/hour and 30km/hour.

V. 결 론

본 논문에서는 채널 정보의 신뢰도를 모르는 상황에서, 수신 SNR을 사용해 채널 정보의 신뢰도를 예측하는 방법을 제안하였다. 신뢰도를 모르는 불완전한 채널 정보가 주어졌을 때, 본 논문에서 제안한 프리코딩 기법은 빔포밍 기법과 OSTBC 기법의 장점을 모두 이끌어 낼 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 본 논문에서 제안한 프리코딩 기법은 특히 시속 30km 이하의 단말 속도 범위에서 효과적임을 알 수 있었다.

References

[1] *Air interface for fixed broadband wireless access systems*, IEEE Standard 802.16eTM, 2005.

[2] H. S. Kim, S. H. Lee, and Y. H. Lee, "Channel sounding for cooperative transmit beamforming in OFDM based cellular systems," in *Proc. KICS*, pp. 1491-1492, Jeju Island, Korea, Jun. 2010.

[3] Y. W. Kim, N. H. Kim, and E. C. Yoon, "Pilot assisted channel frequency response estimation for an OFDM system with a comb-type pilot pattern," *J. KICS*, vol. 39, no. 6, pp. 333-342, Jun. 2014.

[4] K. J. Kim, K. J. Choi, and K. S. Kim, "DFT-based channel estimation scheme for the uplink of LTE-A systems," *J. KICS*, vol. 40, no. 2, pp. 307-309, Feb. 2015.

[5] S. J. Jang, H. B. Kong, and I. K. Lee, "Pilot assignment algorithm for uplink massive MIMO systems," *J. KICS*, vol. 40 no. 8, pp. 1485-1491, Aug. 2015.

[6] G. Jongren, M. Skoglund, and B. Ottersten, "Combining beamforming and orthogonal space-time block coding," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 3, pp. 611-627, Mar. 2002.

[7] A. J. Paulraj and D. Gore, *Introduction to sapce-time wireless communications*, Cambridge Univ. Press, 2003.

[8] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Spacetime block codes from

orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 2, pp. 1456-1467, Jul. 1999.

[9] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2004.

[10] P. A. Dighe, R. K. Mallik, and S. S. Jamular, "Analysis of transmit-receive diversity in rayleigh fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 4, pp. 694-703, Apr. 2003.

[11] *Guideline for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000*, Recomm. ITU-R M.1225, 1997.

[12] M. Morelli and U. Mengali, "A comparison pilot-aided channel estimation methods for ofdm systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 49, no. 12, pp. 3065-3073, Dec. 2001.

이 웅 (Woong Lee)



2014년 2월 : 건국대학교 전자공학부 졸업
 2014년 3월~현재 : 건국대학교 전자공학부 석사
 <관심분야> 도플러 주파수 추정, 통신 시스템 설계

윤은철 (Eunchul Yoon)



1993년 2월 : 연세대학교 공학사
 1995년 2월 : 연세대학교 공학석사
 1995년~2000년 삼성전자 네트워크사업부 책임연구원
 2006년 미국 스탠포드대학 전기공학과 공학박사

2006년~2008년 삼성전자 통신연구소 책임연구원
 2008년~현재 건국대학교 전자공학부 부교수
 <관심분야> 이동통신, 무선통신시스템 설계, 홈 네트워크, 협력 다이버시티, Time Reversal