

채널 상관 및 직접파가 존재하는 해상 통신 환경에서 개루프 프리코딩 기반의 공간다중화 전송 기법

장정엽*, 이성로*, 김동호^o

Spatial Multiplexing Using Open-Loop Precoding in Maritime Communication Environment with Channel Correlation and LOS

Jungyup Jang*, Seong Ro Lee*, Dong Ho Kim^o

요 약

최근 해상 통신망에서 대용량 데이터 전송이 요구 되고 있다. 이에 따라 본 논문에서 다중 입출력의 공간 다중화 기법을 고려하였다. 하지만 공간 다중화 기법은 송·수신 안테나 사이의 공간 채널 상관 및 직접파 성분에 의해 수신 성능이 열화 된다. 특히, 해상 통신 환경에서 송·수신기 주변의 산란체가 거의 존재하지 않아 채널 상관 및 직접파 수신에 빈번하게 발생한다. 이를 위해 수신기로부터 채널정보를 피드백 받아 프리코딩을 적용하여 수신 성능 열화를 줄일 수 있다. 하지만 채널 상관과 직접파 성분이 동시에 존재 하는 경우 공간 다중화를 위한 프리코딩은 폐형 수식 도출 및 적용의 어려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 수신기로부터 채널정보를 요구하지 않는 개루프 프리코딩 기반으로 채널 상관 및 LOS에 대한 성능을 분석하여 해상 통신망 환경에서 고속 데이터 전송 방법을 제시하였다. 개루프 프리코딩을 적용한 공간 다중화 기법은 수신기로부터 채널 정보를 피드백 받지 않고 채널 상관 및 직접파 수신 환경에서도 성능 열화를 줄일 수 있음을 확인하였다. 따라서 해상 통신 환경에서 신뢰성 및 고속 데이터 전송을 위한 기법으로 개루프 프리코딩 기반의 공간 다중화 기법이 적합할 것으로 예상된다.

Key Words : maritime communication, channel correlation, line-of-sight, MIMO SM, open-loop precoding

ABSTRACT

Recently, high data rate transmission is required in maritime communication. In this paper, we consider multiple input multiple output (MIMO) spatial multiplexing (SM). However, the performance of SM is severely degraded due to spatial channel correlation and line-of-sight (LOS) component. In the maritime communication, the MIMO channel correlation and LOS are critical due to the lack of scatteres around the transmitter and/or the receiver. When the feedback of channel information is available, precoding can enhance the error performance by exploiting the channel information. However, it is difficult to derive closed-form solution considering both the correlation and LOS. In this paper, we present open-loop precoding-based spatial multiplexing transmission

※ 본 연구는 교육과학기술부의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업(NRF-2012R1A1A2044903) 및 2014년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(NRF-2009-0093828)과 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 ICT 융합 고급인력 과정지원사업(IITP-2015-H8601-15-1006)의 연구결과로 수행되었음

• First Author : Graduate School of NID Fusion Technology, Seoul National University of Science and Technology, yupjung@seoultech.ac.kr, 학생회원

◦ Corresponding Author : Graduate School of NID Fusion Technology, Seoul National University of Science and Technology, dongho.kim@seoultech.ac.kr, 종신회원

* Dept. of Information & Electronics Engineering, Mokpo National University, srlee@mokpo.ac.kr, 정회원
 논문번호 : KICS2015-04-093, Received April 2, 2015; Revised July 9, 2015; Accepted July 9, 2015

method by showing that the effect of performance for the correlation and LOS. It is shown that the open-loop precoding can mitigate the performance degradation due to the LOS as well as the correlation. Consequently, we expect that the proposed open-loop precoding can be adopted to the maritime communication system.

I. 서론

최근 해상 통신망에서 신뢰성 있는 데이터 전송 뿐만 아니라 대용량 데이터 전송의 수요가 늘어남에 따라 고속 데이터 전송에 대한 연구가 요구되고 있다. 그동안 고속 데이터 전송이 가능한 SM (spatial multiplexing, 공간 다중화) 기반의 다중 송·수신 안테나 (multiple-input multiple-output) 시스템의 연구가 진행되어 왔다¹⁻³. SM 기법은 각 송·수신 안테나 사이의 채널들이 독립인 환경에서 최적의 성능을 얻을 수 있으며, 각 송·수신 안테나 사이의 공간상관 (spatial correlation) 및 직점과 (line-of-sight: LOS) 성분에 의해 수신 성능의 열화가 발생하게 된다. 채널의 공간상관은 송·수신기 주변 산란체가 충분하지 않아 특정 반사와 신호 성분이 클 경우에 발생하게 되고, 채널의 평균은 직점과 성분의 세기가 커짐에 따라 높은 값을 가지게 된다. 그림 1과 같이 해상 통신 환경의 경우에는 육지 통신망과 달리 송·수신기 주변에 산란체가 거의 존재하지 않으며 직점과 수신이 빈번하게 발생하게 된다⁴. 이에 따라 해상 통신시스템에서 SM 기법을 적용하는데 어려움이 있다.

무선 통신시스템에서 수신기로부터 채널상관정보와 같은 채널상태정보를 피드백 받아 프리코딩을 통해 수신 성능 열화를 줄이는 기법들이 연구되어 왔다⁵⁻⁷. OSTBC (orthogonal space time block code, 직교 시공간 부호) 기법을 사용하는 경우에는 채널 상관과 직점과 성분 등의 채널 정보를 이용하여 프리코딩 행렬을 폐형 (closed-form) 수식으로 도출하는 것이

가능하다^{5,6}. 하지만 SM을 위한 프리코딩기법의 경우, 채널 상관만 존재할 경우에는 폐형 수식으로 도출하는 것이 가능하지만⁷ 직점과 성분이 함께 존재할 경우에는 폐형 수식의 도출 및 적용함에 있어 어려움이 있다.

한편, 수신기로부터 채널상태정보를 피드백 받지 않고 수신 성능이 열화되는 것을 줄일 수 있는 개루프 (open-loop) 프리코딩기법이 제안되었다^{8,9}. 제안된 개루프 프리코딩기법은 송신 상관채널 환경에서 실제 채널의 상관정도와 무관하게 항상 최악의 상관상태로 가정하고 설계함으로써 모든 송신 채널 상관에서 성능 열화를 줄일 수 있다는 것을 확인하였다⁹. 또한, 개루프 프리코딩기법은 LOS가 존재하는 채널환경에서도 성능 개선 효과를 얻을 수 있음을 보여 주었다. 하지만 기존의 연구에서 채널 상관 및 LOS에 대한 성능의 영향이 구체적으로 제시되지 않았다.

본 논문에서 채널 상관 및 LOS가 빈번한 해상 통신 환경에서 개루프 프리코딩 기법을 기반으로 신뢰성 및 고속데이터 전송이 가능한 전송방법을 제시하고자 한다. 수신기로부터 채널 정보를 피드백 받지 않는 개루프 MIMO SM 시스템을 고려하였다. 본 논문에서는 채널 상관과 LOS가 존재하는 채널 환경에서 개루프 프리코딩을 적용한 SM 시스템의 성능을 모의 실험한 결과와 함께 심볼 오류확률의 union bound를 제시하고, 이중 편파 안테나 사용에 따른 성능 영향을 보여주하고자 한다.

II. 시스템 및 채널 모델

2.1 시스템 모델

본 논문에서는 그림 2와 같이 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나를 가지는 MIMO SM 시스템을 고려한다. 주파수 비 선택적 페이딩채널을 가정할 때, $N_R \times 1$ 수신신호 y 는 식 (1)과 같다.

$$y = \sqrt{\frac{E_x}{N_T}} \mathbf{H} \mathbf{F} x + n \quad (1)$$

여기서 E_x 는 송신신호의 에너지를 나타내며, \mathbf{H} 는

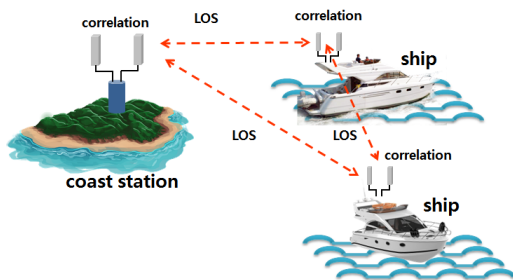


그림 1. 채널 상관 및 직점과가 존재하는 해상 통신 환경
Fig. 1. Maritime communications environment with channel correlation and line-of-sight

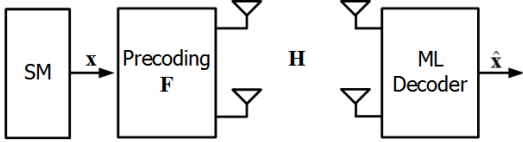


그림 2. 시스템 모델
Fig. 2. System model

$N_R \times N_T$ 채널행렬, F 는 $Tr(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) = N_T$ 를 갖는 $N_T \times N_T$ 프리코딩 행렬, \mathbf{x} 는 $Tr(E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}) = N_T$ 를 갖는 $N_T \times 1$ 송신 신호 벡터이고, \mathbf{n} 은 $E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = N_0 I_{N_R}$ 을 갖는 $N_R \times 1$ 복소 가우시안 (complex Gaussian) 잡음신호 벡터이다. 본 논문에서는 $N_T = N_R = 2$, 송신 신호 \mathbf{x} 의 변조차수는 QPSK (quadrature phase shift keying)로 가정한다. 수신기에서는 ML (maximum likelihood) 검파 기법을 고려하고, 검파 신호는 다음과 같음과 같이 검파 할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x} \in \mathcal{X}}{\operatorname{argmin}} \left\| \mathbf{y} - \sqrt{\frac{P_x}{N_T}} \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} \right\|_2^2 \quad (2)$$

여기서 \mathcal{X} 는 전송 가능한 송신 신호의 후보이고, $\|\mathbf{a}\|_2^2$ 는 벡터 \mathbf{a} 의 Euclidean norm을 의미한다.

2.2 채널 모델

2×2 MIMO 채널은 다음 식(3)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 h_{ji} 는 i 번째 송신안테나와 j 번째 수신 안테나 사이의 채널 응답 (channel response)이다. 직접파 성분 (LOS)과 채널상관 (spatial correlation)이 존재할 때, MIMO 채널은 다음과 같이 모델링 할 수 있다^[3].

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_T^{1/2} \quad (4)$$

여기서 $\sqrt{K/(1+K)} \bar{\mathbf{H}} = E\{\mathbf{H}\}$ 는 LOS 성분이고, $\sqrt{1/(1+K)} \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_T^{1/2}$ 는 레일리 페이딩 성분 (Rayleigh fading component)을 나타내며, K 는 라이시안 (Rician) K -factor이다. 채널은 $K=0$ 일 때, 레일리 페이딩 채널이 되며 $K=\infty$ 일 때, 비 페이딩 (non-fading) 채널이 된다. 레일리 페이딩 성분은

zero-mean i.i.d. (independent and identically distributed) 복소 가우시안 성분을 갖는 채널 행렬 \mathbf{H}_w , 송신 상관 행렬 \mathbf{R}_T 그리고 수신 상관 행렬 \mathbf{R}_R 으로 구성 된다. 채널의 LOS 성분과 송·수신 상관 행렬은 다음과 같다^[3].

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{R}_T = \begin{bmatrix} 1 & t \\ t & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{R}_R = \begin{bmatrix} 1 & r \\ r & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서 $t(0 \leq t \leq 1)$ 와 $r(0 \leq r \leq 1)$ 은 각각 송신 채널의 상관 계수와 수신 채널의 상관 계수를 나타낸다. t 와 r 는 송·수신기 주변 산란체가 충분하지 않을 때 높은 값을 가지게 된다.

이중 편파 안테나를 고려하였을 때, 채널은 다음과 같다^[3].

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \bar{\mathbf{H}} \odot \mathbf{X}_L + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_T^{1/2} \odot \mathbf{X} \quad (8)$$

여기서,

$$\mathbf{X}_L = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\Omega_l} \\ \sqrt{\Omega_l} & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\Omega} \\ \sqrt{\Omega} & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

이고, \odot 는 Hadamard product을 나타낸다. 또한, $\Omega_l(0 \leq \Omega_l \leq 1)$ 와 $\Omega(0 \leq \Omega \leq 1)$ 는 각각 LOS 성분과 Rayleigh 페이딩 성분에 대해 교차편파 성분 (cross-polarized component)의 전력 대 동일편파 성분 (co-polarized component)의 전력비 (power ratio)를 나타낸다. Ω_l 와 Ω 는 안테나의 편파 분리 성능 및 채널 환경에 따라 값이 결정된다. 일반적으로, Ω_l 보다 Ω 가 채널 환경에 영향을 더 받는 것으로 알려져 있다.

III. SM 성능 및 개루프 프리코딩

수신기로부터 채널정보를 피드백 받아 페루프 프리

코딩을 적용하는 것과 달리, 이동방송 시스템 등에서는 실제 채널의 상태와 상관없이 항상 고정 값을 사용하는 개루프 프리코딩이 적용되고 있다^{8,9)}. 개루프 프리코딩은 송신 상관 채널에서 송신 상관을 최악으로 가정하고 설계를 하였을 때, 모든 채널 상관계수에서 성능 열화를 줄일 수 있음을 확인하였다⁹⁾. 하지만 기존의 연구결과에서는 레일리 페이딩 채널만 고려하였다. 본 장에서는 개루프 프리코딩을 적용한 SM 시스템이 채널에서 채널상관 뿐만 아니라 직적파 성분이 존재할 때, 채널 상관, K-factor 및 안테나의 편파 특성에 따른 성능을 제시한다.

3.1 프리코딩을 적용한 SM 성능

수신기에서 ML 검파 기법을 사용하였을 때, MIMO 채널을 통과한 SM 신호의 PEP (Pairwise error probability)는 다음과 같다³⁾.

$$P(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j | \mathbf{H}\mathbf{F}) = Q\left(\sqrt{\frac{P_x \|\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{e}_{i,j}\|_2^2}{N_0}}\right) \quad (11)$$

여기서 $Q(\cdot)$ 는 Q-함수 (Q-fuction)이고, $\mathbf{e}_{i,j} = \mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j$ 는 전송 가능한 모든 전송 심볼의 코드 워드의 차이 벡터이다. 이 때, PEP는 모든 경우의 코드 워드 중 특정 코드워드에 대한 오류확률이며, 평균 심볼 에러률(symbol error rate: SER)의 union bound는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_s \leq \frac{1}{M^{N_T}} \sum_{i=1}^{M^{N_T}} \sum_{j=1, j \neq i}^{M^{N_T}} E_{\mathbf{H}}\{P(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j | \mathbf{H}\mathbf{F})\} \quad (12)$$

여기서 M 은 변조 차수이다.

Chernoff upper bound를 적용하면, PEP는 다음과 같이 상한 (upper bounded) 된다.

$$P(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j | \mathbf{H}\mathbf{F}) \leq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\gamma \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{e}_{i,j}\mathbf{F}^H\mathbf{H}^H)}{4}\right) \quad (13)$$

여기서 $\gamma = P_x/N_0$ 는 신호 대 잡음비 (SNR)이고, $\text{tr}(\mathbf{A})$ 는 \mathbf{A} 행렬의 trace를 나타내며, \mathbf{A}^H 는 \mathbf{A} 행렬의 복소공액전치 (Hermitian transpose)이고, $\mathbf{E}_{i,j} = \mathbf{e}_{i,j}^H \mathbf{e}_{i,j}$ 로 정의한다. 식 (13)의 PEP를 채널 \mathbf{H} 에 대해 평균을 취하면, 평균 PEP는 다음과 같다⁶⁾.

$$P(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \leq \frac{\exp\{K(1+K)\bar{\mathbf{h}}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}_{i,j}\mathbf{R}^{-1}\bar{\mathbf{h}}\}}{2\det(\mathbf{R}/(1+K))\det(\mathbf{A}_{i,j})} \times \exp\{-K\bar{\mathbf{h}}\mathbf{R}^{-1}\bar{\mathbf{h}}\} \quad (14)$$

여기서 $\mathbf{A}_{i,j} = \gamma((\mathbf{F}\mathbf{E}_{i,j}\mathbf{F}^H) \otimes \mathbf{I}_{N_R})/4 + (1+K)\mathbf{R}^{-1}$ 이고, $\mathbf{R} = \mathbf{R}_T \otimes \mathbf{R}_R$, $\bar{\mathbf{h}} = \text{vec}(\bar{\mathbf{H}})$ 를 의미한다. 또한, $\text{vec}(\mathbf{A})$ 는 \mathbf{A} 행렬의 벡터화 (vectorization)이고, \mathbf{A}^{-1} 는 \mathbf{A} 행렬의 역행렬 (inversion), $\det(\mathbf{A})$ 는 \mathbf{A} 행렬의 행렬식 (determinant), \otimes 는 크로네커 곱 (Kronecker product)을 의미한다. 이 때, 수신 성능은 최대값을 가지는 PEP (maximum PEP)에 의해 결정이 된다.

3.2 페루프 프리코딩

시스템의 수신 성능을 개선하기 위해 시스템에 가장 악영향을 미치는 PEP의 최대값을 최소화 시키는 방식을 사용한다. 식 (14)에서 상수 값을 제외하고 logarithm을 취하여 다음의 목적함수를 정의할 수 있으며⁶⁾,

$$J = K(1+K)\bar{\mathbf{h}}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}_{i,j}\mathbf{R}^{-1}\bar{\mathbf{h}} - \log \det(\mathbf{A}_{i,j}) \quad (15)$$

수신기로부터 채널정보 $\bar{\mathbf{H}}$ 그리고 \mathbf{R} 를 피드백 받을 수 있는 페루프 시스템에서는 최적의 프리코딩 행렬은 다음과 같이 식 (15)의 목적함수를 최소화함으로써 도출할 수 있다⁶⁾.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{F}} &= \underset{\mathbf{F}}{\text{argmin}} K(1+K)\bar{\mathbf{h}}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}_{i,j}\mathbf{R}^{-1}\bar{\mathbf{h}} - \log \det(\mathbf{A}_{i,j}) \\ \text{s.t. } \mathbf{A}_{i,j} &= \gamma((\mathbf{F}\mathbf{E}_{i,j}\mathbf{F}^H) \otimes \mathbf{I}_{N_R})/4 + (1+K)\mathbf{R}^{-1} \\ \text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) &= N_T \end{aligned} \quad (16)$$

이 때, OSTBC의 경우에는 $\mathbf{E}_{i,j}$ 가 모든 i, j 에 대하여 $\alpha\mathbf{I}$ (α 는 상수)이며, 프리코딩 행렬을 폐형 수식으로 도출하는 것이 가능하다. 하지만 SM의 경우에는 $\mathbf{E}_{i,j}$ 가 i, j 경우에 따라 다르며 $\bar{\mathbf{H}}$ 와 \mathbf{R} 을 동시에 고려한 프리코딩 행렬은 폐형 수식으로 도출하기 어렵다.

SM을 기반으로 하는 MIMO 시스템의 프리코딩은 레일리 페이딩 채널에서 채널상관에 의한 성능 열화를 줄이는 기법들이 주로 연구 되었다. 이 때, 프리코딩은 수신 채널상관에 대한 영향을 줄일 수 없기 때문에 송신 채널상관만을 고려하였다. 식 (14)로부터 송신 상관 채널만 고려하였을 때, PEP는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$P(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)_{K=0} \leq \frac{1}{(\gamma \cdot d_{T,ij}^2/4)^{N_R}} \quad (17)$$

여기서 $d_{T,ij}^2 = \text{tr}(\mathbf{R}_T^{1/2} \mathbf{F} \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{F}^H \mathbf{R}_T^{H/2})$ 는 송신 심볼 \mathbf{x}_i 와 \mathbf{x}_j 의 Euclidean 거리이다. 그리고 다음과 같이 최소 Euclidean 거리를 최대화하는 프리코딩 행렬을 도출할 수 있다⁷⁾.

$$\hat{\mathbf{F}} = \underset{\mathbf{F}}{\text{argmax}} \underset{\mathbf{F}}{\text{min}} d_{T,ij}^2 \quad (18)$$

이 때, 프리코딩 행렬은 rotational 행렬을 고려하였다.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (19)$$

수신기로부터 채널 정보를 피드백 받을 수 있는 페루프 프리코딩에서 최적의 $\hat{\theta}$ 는 다음과 같다⁶⁾.

$$\hat{\theta} = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos^{-1} \left(\frac{2 + \sqrt{5\hat{t}^2 - 1}}{5\hat{t}} \right), & \text{for } \hat{t} \geq 0.5 \\ 0, & \text{for } \hat{t} < 0.5 \end{cases} \quad (20)$$

여기서 \hat{t} 는 수신기로부터 피드백 받은 송신 상관 계수이다. $\mathbf{E}_{i,j}$ 가 i, j 경우에 따라 다름에도 불구하고 프리코딩 행렬을 폐형 수식으로 도출하였다.

3.3 개루프 프리코딩

페루프 시스템과 달리 개루프 시스템은 수신기로부터 채널정보를 피드백 받지 못한다. 이러한 개루프 시스템의 문제점을 해결하기 위해 수신기로부터 채널정보의 피드백 없이 성능 열화를 줄이는 개루프 프리코딩 기법이 제안되었다. 개루프 프리코딩 설계 방법은 페루프 프리코딩기법의 피드백 오류에 따른 성능분석을 통해 제시되었다⁹⁾. 식 (20)에서 피드백 송신 상관 계수 \hat{t} 에 상응하는 $\hat{\theta}$ 가 주어지고 실제 채널의 송신 상관 계수 t 에 따른 식 (17)의 Euclidean 최소 거리는 $t \geq \hat{t}$ 일 때, 최소거리는 급격히 감소하게 되고 피드백 오류에 따른 성능 열화가 발생하게 된다. 반면 $t \leq \hat{t}$ 일 때, 최소거리는 t 에 따라 증가하게 되며 피드백 오류가 없는 경우보다 성능이 우수하게 된다. 즉, 실제 채널의 상관계수와 상관없이 항상 $\hat{t}=1$ 로 가정하고 $\hat{\theta}$ 를 도출한 후 고정 값으로 적용하면 모든 t 에서 $t=1$ 인 경우보다 최소 거리가 크고, 항상 좋은 성능을 가짐을 알 수 있었다⁹⁾. 따라서 개루프 프리코

딩은 상기와 같은 방법으로 설계 및 적용 후 피드백 정보를 받지 못하는 개루프 시스템에서 수신기로부터 피드백 정도 없이 상관 특성에 따른 성능 열화를 줄일 수 있었다. 하지만 상기 개루프 프리코딩 기법은 LOS을 고려하지 않았다.

식 (14)에서 $\bar{\mathbf{H}}$ 와 \mathbf{R} 을 동시에 고려한 PEP에서 LOS에 대한 특성을 K 에 대한 함수로 나타내는 것이 어렵기 때문에 $K \rightarrow \infty$ 로 고려한다. $K \rightarrow \infty$ 일 때, PEP는 다음과 같다⁶⁾.

$$P(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)_{K=\infty} \leq \exp\left(-\frac{\gamma}{4} d_{L,ij}^2\right) \quad (21)$$

여기서 $d_{L,ij}^2 = \text{tr}(\bar{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}^H)$ 이며, $d_{L,ij}^2$ 는 식 (17)의 $d_{T,ij}^2$ 과 유사한 특징을 가진다. 프리코딩을 적용하지 않고 $t=1$ 일 때, 식 (17)의 최소 $d_{T,ij}^2$ 는 특정 $\mathbf{E}_{i,j}$ 에 대해 0인 값을 가지며 심각한 성능 열화가 발생한다. 이와 마찬가지로 $t=1$ 인 경우 $\bar{\mathbf{H}}=\mathbf{R}$ 이기 때문에 프리코딩을 적용하지 않을 경우에 최소 $d_{L,ij}^2$ 는 0인 값을 가지게 되며 SM 시스템은 LOS에 의해 성능 열화가 발생하게 된다. 반면, 프리코딩을 적용할 경우 식 (21)의 최소 $d_{L,ij}^2$ 가 최대화 되며, LOS에 대한 성능 열화를 극복할 수 있다. 더욱이 식 (17)에서 $t=1$ 인 경우의 PEP 보다 식 (21)의 PEP가 더 작은 값을 가짐을 알 수 있다. 결론적으로 개루프 프리코딩은 수신기로부터 피드백 정보 없이도 채널 상관뿐만 아니라 LOS에 대한 성능 열화를 줄일 수 있다.

IV. 모의실험 결과

모의실험을 위해 이중편파 안테나를 사용하는 2×2 SM 시스템, QPSK, ML(maximum likelihood) 수신기, 주파수 비 선택적 페이딩 채널을 고려하였다.

그림 3은 레일리 페이딩 채널 ($K=0$)에서 채널 상관이 $t=0, r=0$ 그리고 $t=0.95, r=0.95$ 일 때, SNR에 따른 union bound와 모의실험을 통한 SER 성능을 나타내고 있다. 이때, 이중 편파 안테나에 대한 영향은 고려하지 않았고 ($\Omega=1$), 개루프 프리코딩 기법은 실제 채널과 상관없이 식 (20)에서 송신 상관계수를 $\hat{t}=1$ 로 가정하고 설계를 하였다. 먼저 그림에서 볼 수 있듯이 $t=0, r=0$ 일 때, 프리코딩을 적용한 SM 기법과 프리코딩을 적용하지 않은 SM 기법의 성능이 동일함을 확인할 수 있다. 즉, 상관 채널이

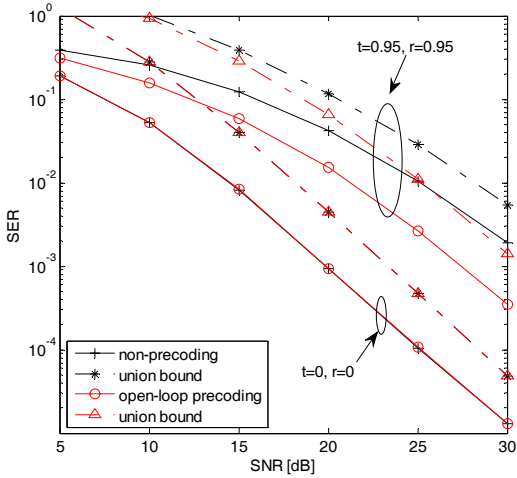


그림 3. 레일리 페이딩 채널에서의 채널 상관에 따른 SER 성능
 Fig. 3. SER performance for spatial correlation over Rayleigh fading channel

존재 하지 않을 경우 프리코딩을 적용하여도 성능이 열화가 되지 않음을 알 수 있다. 반면 $t=0.95, r=0.95$ 일 때, 프리코딩을 적용한 SM 기법이 프리코딩을 적용하지 않은 SM 기법에 비해 성능이 우수함을 확인 할 수 있다. 즉, 개루프 프리코딩을 적용한 SM 기법이 피드백 채널 정보 없이도 채널 상관에 따른 성능 열화를 줄일 수 있음을 알 수 있다.

그림 4는 라이시안 페이딩 채널 ($K \neq 0$)에서 채널 상관이 $t=0.95, r=0.95, SNR=15dB$ 일 때,

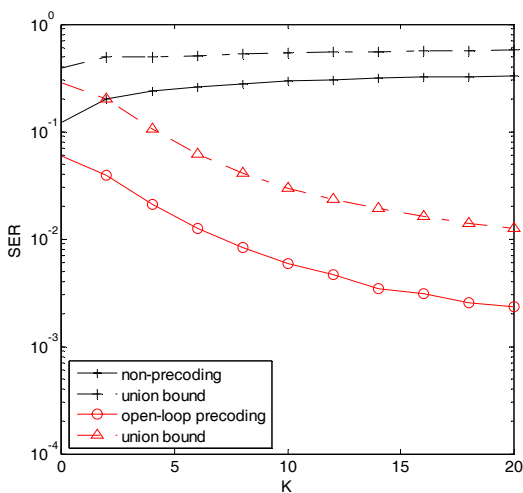


그림 4. 라이시안 페이딩 채널에서 K-factor에 따른 SER 성능
 Fig. 4. SER performance for K-factor over Rician fading channel

K-factor ($0 \leq K \leq 20$)에 따른 union bound와 모의 실험에 의한 SER 성능을 보여주고 있다. 그림 3과 마찬가지로 이중편파안테나에 대한 영향을 고려하지 않았다 ($\Omega_l = 1$). 그림에서 볼 수 있듯이 프리코딩을 적용하지 않은 SM 기법은 K-factor가 증가함에 성능이 열화 됨을 알 수 있다. 반면 개루프 프리코딩의 기법은 성능이 개선됨을 알 수 있다. K-factor가 증가함에 따라 채널에서 레일리 페이딩 성분이 줄어들게 되고 LOS 성분의 영향을 크게 받는다. 식 (17)에서 $t=1$ 인 경우의 PEP 보다 식 (21)에서 $K=\infty$ 인 경우의 PEP가 더 작은 결과와 상응한다. 따라서 개루프 프리코딩을 적용한 SM 기법은 채널에서 채널 상관 및 LOS가 존재함에도 불구하고 피드백 정보 없이 성능 열화를 줄일 수 있음을 확인 할 수 있다. 더욱이, K-factor가 증가함에 따라 성능이 개선됨에 따라 LOS 환경이 빈번한 해양통신^[4]에 적합하다.

그림 5는 라이시안 페이딩 채널에서 $K=10, t=0.95, r=0.95, SNR=15dB$ 일 때, 이중 편파 안테나의 영향 $\Omega_l (0 \leq \Omega_l \leq 1)$ 에 따른 union bound와 모의실험에 의한 SER 성능을 나타내고 있다. 이때, 페이딩 성분의 교차편파 성분 전력 대 동일편파 성분의 전력비는 $\Omega=0.4$ 로 가정하였다. 프리코딩을 적용하지 않은 SM 기법의 경우 Ω_l 이 증가함에 따라 성능이 개선됨을 알 수 있다. 이중 편파 안테나를 사용 하였을 때, K-factor에 따른 성능 열화를 줄일 수 있음을 알 수 있다. 반면 개루프 프리코딩의 성능은

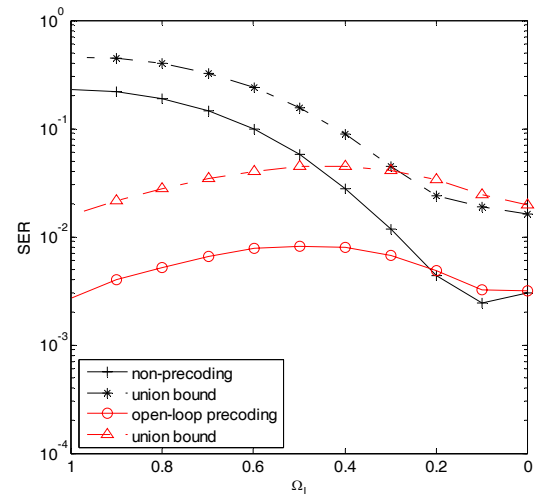


그림 5. 라이시안 페이딩 채널에서 이중 편파 특성에 따른 SER 성능
 Fig. 5. SER performance for cross-polarization over Rician fading channel

Ω_1 에 따라 성능의 변화가 크게 없다. 또한 대부분의 Ω_1 에서 프리코딩을 적용하지 않은 SM 기법에 비해 성능이 우수함을 알 수 있다. 이중 편파 안테나를 사용하고 채널의 상관 및 LOS의 영향이 큰 채널 환경에서도 개루프 프리코딩을 적용하면 시스템의 성능 열화를 줄일 수 있음을 확인 할 수 있다. 따라서 해상 통신 환경에서 신뢰성 및 고속 데이터 전송을 위한 기법으로 적합하다.

V. 결론

본 논문에서는 수신기로부터 채널정보를 요구하지 않은 개루프 프리코딩 기반으로 채널 상관 및 LOS에 따른 성능 분석을 통해 해상 통신 환경에서 신뢰성과 함께 고속데이터 전송을 가능하게 하는 전송 방식을 제시하였다. 모의실험을 통해 수신기로부터 채널 정보를 피드백 받지 않고 채널상관이 존재하는 레일리 채널에서의 성능 열화를 극복 할 수 있음을 보였다. 또한, 채널 상관뿐만 아니라 LOS가 존재하는 라이시안 채널에서도 성능의 열화를 줄일 수 있음을 확인 하였다. 더욱이 개루프 프리코딩 기반의 SM 기법은 K-factor가 증가함에 따라 성능이 더욱 더 개선됨을 확인할 수 있었다. 즉, 직접파 수신이 빈번한 해상 통신 환경에서 우수한 성능을 보일 것임을 알 수 있다. 또한, 이중 편파 안테나의 사용을 고려한 경우에도 프리코딩을 적용하지 않은 SM 기법에 비해 우수한 성능을 보여주었다. 결론적으로 채널의 상관 및 LOS의 수신이 빈번한 해상 통신 환경에서 채널 정보를 피드백 받지 않은 개루프 프리코딩기반의 SM 기법을 통해 성능 열화를 극복할 수 있음을 확인 하였다. 이에 따라 신뢰성과 함께 고속 데이터 전송을 가능하게 하는 해상 통신전송 기법으로 매우 적합한 방식으로 판단된다.

References

[1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wirel. Personal Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.

[2] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Eur. Trans. Telecom.*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, Nov. 1999.

[3] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to space-time wireless communications*, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2003.

[4] K. Yang, T. Røste, F. Bekkadal and T. Ekman, "Land-to-ship radio channel measurements over sea at 2 GHz," in *IEEE Int. Conf. Wirel. Commun., Netw. and Mob. Comput. (WiCOM)*, pp. 1-4, Chengdu, China, Sep. 2010.

[5] G. Jöngren, S. Mikael, and B. Ottersten. "Combining beamforming and orthogonal space-time block coding," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 3, pp. 611-627, 2002.

[6] M. Vu and A. Paulraj. "Optimal linear precoders for MIMO wireless correlated channels with nonzero mean in space-time coded systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, no. 6, pp. 2318-2332, 2006.

[7] S.-H. Moon, J.-S. Kim, and I. Lee, "Statistical precoder design for spatial multiplexing systems in correlated MIMO fading channels," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC)*, pp. 1-5, Taipei, Taiwan, May 2010.

[8] D. Vargas, D. Gozálvéz, D. Gómez-Barquero, and N. Cardona, "MIMO for DVB-NGH, the next generation mobile TV broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, pp. 130-137, Jul. 2013.

[9] J. Jang and D. H. Kim, "Open-loop precoding for spatial multiplexing systems in correlated channels," *J. KICS*, vol. 40, no. 1, pp. 58-60, Jan. 2015.

장 정 업 (Jungyup Jang)



2010년 2월 : 서울과학기술대학교 전자 IT 미디어 공학과 졸업
 2012년 8월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사
 2012년 9월~현재 : 서울과학기술대학교 NID 융합대학 박사과정

<관심분야> 무선통신, 이동통신, MIMO 시스템

이 성 로 (Seong Ro Lee)



1987년 2월 : 고려대학교 전기
전자공학과 졸업

1990년 2월 : KAIST 전기전자
공학과 석사

1996년 8월 : KAIST 전기전자
공학과 박사

1997년 9월~현재 : 목포대학교
공과대학 정보전자공학과 교수

<관심분야> 디지털통신시스템, 이동 및 위성통신시
스템, USN/텔레매틱스응용분야, 임베디드시스템

김 동 호 (Dong Ho Kim)



1997년 2월 : 연세대학교 전자
공학과 학사

1999년 2월 : KAIST 전기전자
공학과 석사

2004년 8월 : KAIST 전기전자
공학과 박사

2014년 9월~2007년 2월 : 삼성
기술원 삼성전자 책임 연구원

2007년 3월~현재 : 서울과학기술대학교 전자IT미디
어 공학과 및 NID 융합대학원 부교수

<관심분야> 무선통신, 통신이론, 오류정정부호