

하향링크 다중 안테나 시스템에서 크래머-라오 하한 기반 데이터 전송 속도 예측

강정완, 김선우

한양대학교 전자컴퓨터통신공학과

{rkdwdhks77, remero}@hanyang.ac.kr

Data Rate Prediction Based on Cramér-Rao Bound in Downlink MIMO System

Jeongwan Kang and Sunwoo Kim

Department of Electronics and Computer Engineering, Hanyang University

요약

본 논문에서는 밀리미터파 통신 하향링크 다중 안테나 시스템에서 크래머-라오 하한 기반 데이터 전송 속도 예측 알고리즘을 제안한다. 매 시간 참조 신호 송신 전 기지국은 이전 채널 추정 정보를 기반으로 송수신 빔포머를 설계하고, 기 설계된 빔포머로 채널 추정 후에 달성될 데이터 전송 속도를 예측한다. 크래머-라오 하한을 채널 오차 공분산 행렬로 근사, 채널 추정 오차를 계산하여 데이터 전송 속도를 예측한다. 시뮬레이션을 통해 제안하는 데이터 전송 속도 예측 알고리즘은 시간이 지남에 따라 실제 데이터 전송 속도에 근사함을 확인하였다.

I. 서론

대부분의 무선 통신 시스템에서, 기지국-단말 간 통신 링크를 유지하기 위해 참조 신호를 전송함으로써 채널 추정을 수행한다[1]. 특히 밀리미터파(millimeter-wave, mmWave) 통신에서 데이터 전송 속도(data rate)를 높이기 위해 다중 안테나(multiple-input-multiput-output, MIMO) 시스템이 적용되며, 채널을 추정하기 위해 다수의 참조 신호 송신이 필요하다. 이로 인해 채널 추정 오버 헤드와 데이터 전송 속도는 트레이드오프 관계에 있으며 참조 신호 송신 없이 데이터 전송 속도를 예측할 수 있는 기술이 필수적이다[2]. 본 논문에서는 하향링크 MIMO 시스템에서 참조 신호 송신 이전 채널 추정 후에 달성될 데이터 전송 속도를 예측하는 알고리즘을 제안한다. 이전 채널 추정 정보를 기반으로 송수신 빔포머를 설계하고 크래머-로우 하한(Cramér-Rao bound, CRB)을 채널 오차 공분산 행렬로 근사하여 데이터 전송 속도를 예측하고, 실제 데이터 전송 속도와 비교하여 제안 알고리즘을 평가한다.

II. 시스템 모델

기지국과 단말은 각각 N_T 와 N_R 의 안테나로 이루어진 선형 배열 안테나(uniform linear array, ULA)를 탑재한다. 기지국과 단말 사이에는 피드백 채널이 있다고 가정하며, 이 때 L 개 경로를 가진 하향 링크 MIMO 채널은 다음과 같다.

$$\mathbf{H} = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \mathbf{a}_{\text{Rx}}(\phi_l) \mathbf{a}_{\text{Tx}}^H(\theta_l), \quad (1)$$

α_l , θ_l , ϕ_l 는 각각 l 번째 경로의 복소 채널 이득, 발사각(angle of departure, AoD), 도래각(angle of arrival, AoA)이며, 송수신 어레이 벡터 $\mathbf{a}_{\text{Tx}}(\theta_l)$ 와 $\mathbf{a}_{\text{Rx}}(\phi_l)$ 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_{\text{Tx}}(\theta_l) &= \frac{1}{\sqrt{N_T}} [1, e^{j\pi \cos \theta_l}, \dots, e^{j(N_T-1)\pi \cos \theta_l}]^T, \\ \mathbf{a}_{\text{Rx}}(\phi_l) &= \frac{1}{\sqrt{N_R}} [1, e^{j\pi \cos \phi_l}, \dots, e^{j(N_R-1)\pi \cos \phi_l}]^T, \end{aligned} \quad (2)$$

N_T , N_R 는 각각 송신 안테나 개수, 수신 안테나 개수이다. 채널 \mathbf{H} 의 L 개 경로는 잘 분리되어 있고 기지국은 LoS(line-of-sight) 경로를 안다고 가정하며, 참조 수신 신호 \mathbf{Y}_k 는 아래 식은 따른다.

$$\mathbf{Y}_k = \sqrt{P} \alpha \mathbf{W}_k^H \mathbf{a}_{\text{Rx}}(\phi) \mathbf{a}_{\text{Tx}}^H(\theta) \mathbf{F}_k + \mathbf{N}_k, \quad (3)$$

P 는 송신 전력, \mathbf{F}_k , \mathbf{W}_k 는 각각 시간 k 에서 송신 빔포밍 행렬, 수신

빔포밍 행렬, α , θ , ϕ 는 각각 LoS의 복소 채널 이득, 발사각, 도래각 \mathbf{N}_k 은 평균 $\mathbf{0}$, 분산 $\sigma_n^2 \mathbf{I}$ 인 잡음 행렬이다. 참조 신호를 송신하기 전에 송신 빔포밍 행렬 \mathbf{F}_k 는 발사각의 크래머-라오 하한을 최소화하도록 설계된다[3].

$$\mathbf{F}_k = \underset{\mathbf{F}}{\operatorname{argmin}} \max_{\theta \in \mathbf{R}_{\text{Tx},k}} \text{DEB}(\theta, \mathbf{F}), \quad (4)$$

$\mathbf{R}_{\text{Tx},k} = [\hat{\theta}_{k-1} - 3\sigma_{\theta,k-1}, \hat{\theta}_{k-1} + 3\sigma_{\theta,k-1}]$ 는 시간 k 에서 발사각 범위이며, $\hat{\theta}_{k-1}$ 는 $k-1$ 에서의 추정 발사각, $\sigma_{\theta,k-1}$ 는 발사각 표준편차이다 (Sec. III 참고). N_{RF} 개 RF(radio frequency) 체인을 사용하는 수신 빔포밍 행렬 \mathbf{W}_k 은 아래 식을 따른다.

$$\mathbf{W}_k = \sqrt{N_{\text{RF}}} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{a}}_{\text{Rx}}(\tilde{\phi}_{k,1}) & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \tilde{\mathbf{a}}_{\text{Rx}}(\tilde{\phi}_{k,N_{\text{RF}}}) \end{pmatrix}, \quad (5)$$

$\tilde{\phi}_{k,1}, \dots, \tilde{\phi}_{k,N_{\text{RF}}}$ 은 $\mathbf{R}_{\text{Rx},k} = [\hat{\phi}_{k-1} - 3\sigma_{\phi,k-1}, \hat{\phi}_{k-1} + 3\sigma_{\phi,k-1}]$ 에서 균일 분할된 각도이며, $\hat{\phi}_{k-1}$ 는 $k-1$ 에서의 추정 도래각, $\sigma_{\phi,k-1}$ 는 도래각 표준편차이다 (Sec. III 참고).

III. 크래머-로우 하한 기반 데이터 전송 속도 예측

본 논문에서는 최대 우도(maximum likelihood, ML) 추정 기법을 사용하여 CRB를 오차 공분산 행렬로 근사한다. 채널 파라미터 벡터 $\boldsymbol{\eta}$ 는 아래와 같다.

$$\boldsymbol{\eta} = [\theta, \phi, \text{real}(\alpha), \text{imag}(\alpha)], \quad (6)$$

시간 k 에서, 불편추정량(unbiased estimator) $\boldsymbol{\eta}_k$ 의 오차 공분산은 피셔 정보 행렬(Fisher information matrix, FIM) $\mathbf{J}_{\boldsymbol{\eta}}$ 의 역행렬로 제한된다.

$$\text{var}(\hat{\boldsymbol{\eta}}_k) \geq \text{tr}(\mathbf{J}_{\boldsymbol{\eta}}^{-1}). \quad (7)$$

참조 신호를 송신하기 이전 FIM $\mathbf{J}_{\boldsymbol{\eta}}$ 는 아래와 같다[4].

$$\mathbf{J}_{\boldsymbol{\eta}} = -\mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 \ln f(\mathbf{Y}_{1:k-1} | \boldsymbol{\eta})}{\partial \boldsymbol{\eta} \partial \boldsymbol{\eta}^T} \right], \quad (8)$$

$\ln f(\mathbf{Y}_{1:k-1} | \boldsymbol{\eta})$ 는 연속적인 수신 신호 $\mathbf{Y}_{1:k-1} = \{\mathbf{Y}_1, \dots, \mathbf{Y}_{k-1}\}$ 의 로그-우도 함수이며, $\ln f(\mathbf{Y}_{1:k-1} | \boldsymbol{\eta}) = \sum_{k'=1}^{k-1} \ln f(\mathbf{Y}_{k'} | \boldsymbol{\eta})$ 는 아래와 같다.

$$\ln f(\mathbf{Y}_k | \boldsymbol{\eta}) \propto -\frac{1}{\sigma_n^2} \|\mathbf{Y}_k - \sqrt{P} \alpha \mathbf{W}_k^H \mathbf{a}_{\text{RX}}(\phi) \mathbf{a}_{\text{TX}}^H(\theta) \mathbf{F}_k\|_F^2, \quad (9)$$

행렬 벡터 $\mathbf{h} = \text{vec}(\mathbf{H})$ 의 오차 공분산 행렬 $\mathbf{C}_{k-1}(\hat{\boldsymbol{\eta}}_{k-1}, \mathbf{F}_{1:k-1})$ 은 아래와 같다.

$$\mathbf{C}_{k-1}(\hat{\boldsymbol{\eta}}_{k-1}, \mathbf{F}_{1:k-1}) = \mathbf{T}(\hat{\boldsymbol{\eta}}_{k-1}) \mathbf{J}_{\boldsymbol{\eta}}^{-1}(\hat{\boldsymbol{\eta}}_{k-1}, \mathbf{F}_{1:k-1}) \mathbf{T}(\hat{\boldsymbol{\eta}}_{k-1})^T, \quad (10)$$

\mathbf{T} 는 야코비 변환 행렬(Jacobian transformation matrix)이다.

$$\mathbf{T} = \left[\frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \theta}, \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \phi}, \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \text{real}(\alpha)}, \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \text{imag}(\alpha)} \right]. \quad (11)$$

시간 k 에서 데이터 송신을 위한 수신 빔포머 $\tilde{\mathbf{u}}_k$ 와 송신 빔포머 $\tilde{\mathbf{v}}_k$ 는 최대 이득을 달성하도록 설계된다.

$$\tilde{\mathbf{u}}_k, \tilde{\mathbf{v}}_k = \underset{\|\mathbf{u}_k\|_2=1, \|\mathbf{v}_k\|_2=1}{\text{argmax}} \left| \tilde{\mathbf{u}}_k^H \hat{\mathbf{H}}_{k-1} \tilde{\mathbf{v}}_k \right|^2. \quad (12)$$

이 때, 예측 데이터 전송 속도 \hat{R}_k 는 아래와 같다.

$$\hat{R}_k = \left(1 - \frac{kT_s}{T_f} \right) \log_2 \left(1 + \frac{P \left| \tilde{\mathbf{u}}_k^H \hat{\mathbf{H}}_{k-1} \tilde{\mathbf{v}}_k \right|^2}{\sigma_n^2 + P \hat{\sigma}_{e,k}^2(\tilde{\mathbf{u}}_k, \tilde{\mathbf{v}}_k)} \right), \quad (13)$$

$$\hat{\sigma}_{e,k}^2(\tilde{\mathbf{u}}_k, \tilde{\mathbf{v}}_k) = (\tilde{\mathbf{v}}_k^* \otimes \tilde{\mathbf{u}}_k) \mathbf{C}_{k-1}(\hat{\boldsymbol{\eta}}_{k-1}, \mathbf{F}_{1:k}) (\tilde{\mathbf{v}}_k^* \otimes \tilde{\mathbf{u}}_k),$$

T_f 는 프레임 지속시간, T_s 는 매 시간 간격, $\hat{\sigma}_{e,k}^2(\tilde{\mathbf{u}}_k, \tilde{\mathbf{v}}_k)$ 는 예측 채널 추정 오차이다(\mathbf{x}^* 는 벡터 \mathbf{x} 의 켤레 복소 벡터이다).

IV. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 초기 각도 범위 $\mathbf{R}_{\text{TX},k=1} = \mathbf{R}_{\text{RX},k=1} = [80^\circ, 110^\circ]$, 송수신 안테나 수 $N_T = N_R = 64$, RF 체인 수 $N_{\text{RF}} = 4$, 송신 전력 $P = 1$, 잡음 표준편차 $\sigma_n = 1$, 프레임 지속시간 $T_f = 160T_s$,로 설정한다.

그림 1은 시간 k 에 따른 예측 전송 속도 \hat{R}_k 와 전송 속도 R_k 의 비교 그래프이다. 시간 k 에서 기지국은 참조 신호를 송신해 추정 채널 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 을 계산, 수신 빔포머 $\tilde{\mathbf{u}}_{k+1}$ 와 송신 빔포머 $\tilde{\mathbf{v}}_{k+1}$ 를 업데이트하여 데이터 전송 속도 R_k 를 구한다.

$$R_k = \left(1 - \frac{kT_s}{T_f} \right) \log_2 \left(1 + \frac{P \left| \tilde{\mathbf{u}}_{k+1}^H \hat{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{v}}_{k+1} \right|^2}{\sigma_n^2 + P \hat{\sigma}_{e,k}^2(\tilde{\mathbf{u}}_{k+1}, \tilde{\mathbf{v}}_{k+1})} \right), \quad (14)$$

$$\hat{\sigma}_{e,k}^2(\tilde{\mathbf{u}}_{k+1}, \tilde{\mathbf{v}}_{k+1}) = (\tilde{\mathbf{v}}_{k+1}^* \otimes \tilde{\mathbf{u}}_{k+1}) \mathbf{C}_k(\hat{\boldsymbol{\eta}}_k, \mathbf{F}_{1:k}) (\tilde{\mathbf{v}}_{k+1}^* \otimes \tilde{\mathbf{u}}_{k+1}),$$

$\hat{\sigma}_{e,k-1}^2(\tilde{\mathbf{u}}_k, \tilde{\mathbf{v}}_k)$ 는 채널 추정 오차이다. 데이터 전송 속도 R_k 는 예측 데이터 전송 속도 \hat{R}_k 대비 \mathbf{Y}_k 을 추가로 수신해 더 큰 신호 이득과 더 작은 채널 추정 오차를 가지며, 이로 인해, 시간 k 가 지남에 따라 \hat{R}_k 는 점점 R_k 에 근사해짐을 그림 1을 통해 확인할 수 있다. 그림 2는 시간 k 에 따른 예측 채널 추정 오차 $\hat{\sigma}_{e,k}^2(\tilde{\mathbf{u}}_k, \tilde{\mathbf{v}}_k)$ 그래프이다. 시간 k 가 지남에 따라 연속적인 수신 신호로 FIM이 누적되어 예측 채널 추정 오차가 작아짐을 그림 2를 통해 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 하향링크 MIMO 시스템에서 데이터 전송 속도 예측 알고리즘을 제안한다. 이전 채널 추정 정보를 기반으로 송수신 빔포머를 설계하고 크래머-로우 하한(Cramér-Rao bound, CRB)을 채널 오차

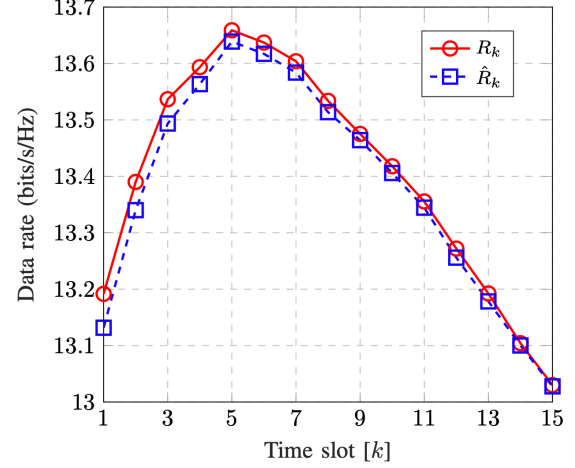


그림 1. 시간 k 에 따른 \hat{R}_k 와 R_k 비교

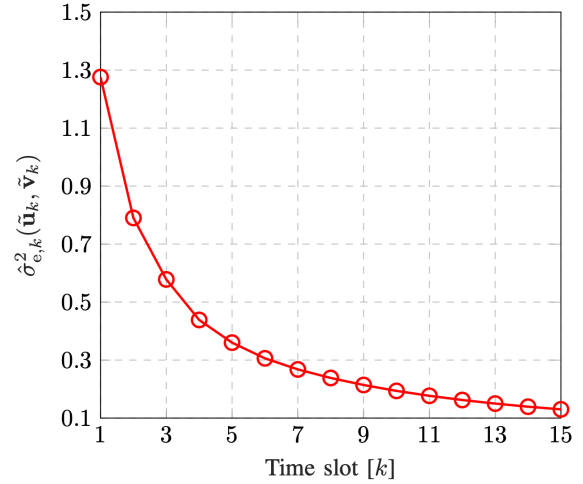


그림 2. 시간 k 에 따른 예측 채널 추정 오차 $\hat{\sigma}_{e,k}^2(\tilde{\mathbf{u}}_k, \tilde{\mathbf{v}}_k)$

공분산 행렬로 근사하여 데이터 전송 속도를 예측한다. 시뮬레이션 결과를 통해 시간이 지날수록 예측 데이터 전송 속도가 실제 데이터 전송 속도에 근사해짐을 확인하였다. 이를 통해 매 시간 예측 데이터 전송 속도와 이전 데이터 전송 속도를 비교하여 참조 신호 송신을 결정하는 연구로 확장될 것으로 기대된다.

ACKNOWLEDGMENT

본 연구는 과학기술정보통신부 및 정보통신기술진흥센터의 대학ICT연구센터 육성 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (IITP-2020-2017-0-01637)

참고 문헌

- [1] T. Nitsche *et al.*, "IEEE 802.11ad: directional 60GHz communication for multi-gigabit-per-second Wi-Fi," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 12, pp. 132-141, Dec. 2014.
- [2] H. Shokri-Ghadikolaei *et al.*, "Beam-searching and transmission scheduling in millimeter-wave communications," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, Jun. 2015, pp. 1292-1299.
- [3] N. Garcia *et al.*, "Optimal precoders for tracking the AoD and AoA of a mmWave path," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 66, no. 21, pp. 5718-5729, Nov. 2018.
- [4] A. Shahmansoori *et al.*, "Position and orientation estimation through millimeter-wave MIMO in 5G systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 1822-1835, 2018.