

5G NR 표준 기반 채널 피드백 오버헤드를 감소시키는 하이브리드 빔포밍 기법 설계 및 성능 평가

이 경 진*, 이 규 진*, 이 기 택*, 임 종 한*, 최 성 현^o

Reducing Channel Feedback Overhead with Hybrid Beamforming in 5G NR

Kyungjin Lee*, Gyujin Lee*, Kitaek Lee*, Jonghan Lim*, Sunghyun Choi^o

요 약

밀리미터파 대역을 셀룰러 네트워크에 적용하기 위해서는 빔포밍(beamforming) 기술이 필수적이다. 최근 활발히 표준화와 상용화가 진행되고 있는 5G NR에서는 다중 안테나 어레이를 사용할 때 효율적인 채널 추정 피드백을 얻기 위한 Channel State Information Reference Signal (CSI-RS) 코드북(code book)을 정의하고 있다. 본 논문에서는 이를 기반으로 하여 채널 피드백 오버헤드를 줄일 수 있는 효율적인 하이브리드(hybrid) 빔포밍 기법을 제안한다. 또한, 3GPP 표준에 정의된 채널 모델을 기반으로 구현한 링크 레벨 시뮬레이터를 통해 디지털 빔포밍과 비교하여 제안 기법의 성능 평가를 진행한다.

Key Words : 5G NR, 3GPP, mmWave, Hybrid Beamforming, MIMO

ABSTRACT

To be able to make use of millimeter wave spectrum in cellular networks, beamforming technology is essential. In the recent standardization of 5G New Radio, the definition of Channel State Information Reference Signal(CSI-RS) codebook for efficient channel estimation when using massive antenna arrays was included. In this paper, we propose a hybrid beamforming design which can increase the channel gain while minimizing the overhead caused by channel estimation feedback. An extensive simulation was conducted by implementing a link-level simulation based on the channel model defined in the 3GPP standard.

I. 서 론

밀리미터파 대역은 기존 대역보다 수십 배 이상의 주파수 대역을 사용할 수 있어 높은 데이터 전송률을 달성할 수 있으며, 짧은 파장을 가지기 때문에 다중 안테나 어레이 구현이 용이하다. 하지만 기존 sub

6GHz 대역과 비교하면 경로 손실이 20dB 이상 증가하며 장애물에 의한 손실도 크게 나타나 전파 특성이 좋지 않다. 이런 한계를 극복하기 위해 많은 수의 안테나를 사용하여 특정 방향으로 파워를 집중시키는 빔포밍 기술이 필수적이다^{1,2)}. 디지털 빔포밍(digital beamforming)은 다중 안테나 어레이를 구현할 경우

* 이 논문은 삼성전자 시스템 LSI의 지원을 받아 수행된 연구임 (5G 향 Cellular mmWave 기술 연구).

• First Author: Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, kjlee@mwnl.snu.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author: Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, schoi@snu.ac.kr, 중신회원

* Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, gjlee@mwnl.snu.ac.kr, 학생회원; ktlec@mwnl.snu.ac.kr, 학생회원; jonghan.lim67@gmail.com

논문번호 : 201905-061-A-RE, Received April 30, 2019; Revised June 14, 2019; Accepted June 18, 2019

그만큼 많은 개수의 RF 채널이 있어야 하여 가격과 에너지 소모 측면에서 문제가 있다. 또한, 각 송수신 안테나를 연결하는 링크마다 채널 정보를 측정하여 진폭과 위상값을 피드백해야 하므로 큰 오버헤드가 발생한다. 이를 해결하기 위해서 디지털과 아날로그 빔포밍(analog beamforming)을 결합한 하이브리드 빔포밍 기술의 필요성이 드러났으며 이와 관련된 연구가 활발히 진행되었다³⁻⁵⁾. 이런 동향을 반영하여 5G NR 표준에서도 하이브리드 빔포밍 구조를 고려한 빔운용(Beam Management) 과정과 CSI 코드북 설계법을 정의하였다⁶⁾. 빔 운용 과정은 모든 방향으로 빔을 보내는 빔 스위핑(beam sweeping) 과정과 각 사용자를 위한 최적의 송수신 빔 쌍을 찾고 피드백을 받는 과정을 포함한다. CSI 코드북은 채널 상태가 변함에 따라 빔 운용 과정에서 찾은 빔을 업데이트하는 과정에 쓰인다. 이때 코드북이란 피드백 오버헤드를 줄이기 위해 사용자 기기와 기지국이 공유하고 있는 빔 후보 집합이다⁷⁾. 본 논문에서는 5G NR 표준에 정의된 코드북을 기반으로 피드백 오버헤드는 줄이면서 디지털 빔포머에 가까운 성능을 내는 하이브리드 빔포머 설계 기법을 제안한다.

II. 본 론

2.1 5G NR CSI-RS 코드북 및 피드백

송수신 안테나 사이에 채널 정보를 주고받을 때, 피드백 오버헤드를 줄이기 위해 송수신 안테나가 공유하는 코드북을 사용할 수 있다. 채널이 변함에 따라 미리 설계되어 공유하고 있는 코드북 내에 정의된 빔 방향 중 최적의 빔을 찾고, 이를 피드백하면 오버헤드를 줄이면서 채널 정보를 공유할 수 있다. 코드북 내의 빔을 선택할 때 전체 대역에 대해 같은 빔을 선택하여 사용하거나, 몇 개의 부반송파를 묶은 서브밴드별로 선택하여 빔의 정교성을 높일 수 있다. 전자는 피드백 오버헤드가 적지만 빔의 정교성이 떨어져 빔 이득이 낮고, 후자는 빔 정교성이 높지만, 피드백 오버헤드가 증가한다. 따라서, 빔 이득과 피드백 오버헤드의 트레이드-오프(trade-off)를 고려한 빔 포밍 기법이 필요하다. 3GPP TS 38.214 표준⁸⁾에서는 이를 고려하여 두 가지 코드북 Type I과 Type II를 정의하고 있다.

기본적으로 표준에서는 아날로그 빔 벡터인 Discrete Fourier Transform (DFT)을 기반으로 한 빔을 사용한다. 각 안테나 패널은 수직 방향으로 N_1 개

의 안테나와 수평 방향으로 N_2 개의 안테나로 이루어져 있을 때, 편파 안테나를 고려하면 총 $N=2 \times N_1 \times N_2$ 개의 안테나로 구성된다. 따라서, 수직 방향으로는 2π 를 N_1 으로 나눈 수만큼, 수평 방향으로는 N_2 로 나눈 수만큼의 공간으로 아날로그 빔을 형성할 수 있다. 또한, 서로 다른 DFT 빔 벡터 사이의 공간을 채우기 위한 오버샘플링 계수 O_1, O_2 를 정의한다. N_1, N_2 값에 따른 O_1, O_2 값은 표준에 정의되어 있다. 편파 안테나를 사용하면 같은 빔 벡터를 사용하지만 서로 다른 위상 변환을 통해 구분한다⁹⁾.

Type I CSI-RS 코드북의 경우에는 길이가 $N_1 N_2$ 인 오버샘플된 2D DFT 빔 중 와이드 밴드에 대해 하나의 빔을 선택하여 모든 서브 밴드에 대해 같은 빔을 사용하거나, 와이드 밴드에 대해 하나의 빔을 선택하여 서브 밴드별로 오버샘플링 계수를 다르게 선택할 수 있다. 즉, 코드북의 수평과 수직 방향 빔 인덱스를 k_1, k_2 라고 할 때, 표준에서는 이를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned}
 k_1 &= i_{1,1}s_1 + p_1, \quad k_2 = i_{1,2}s_2 + p_2 \\
 s.t. \quad i_{1,1} &\in \left\{ 0, 1, \dots, \frac{N_1 O_1}{s_1} - 1 \right\}, \\
 i_{1,2} &\in \left\{ 0, 1, \dots, \frac{N_2 O_2}{s_2} - 1 \right\}
 \end{aligned} \tag{1}$$

$i_{1,1}$ 과 $i_{1,2}$ 은 와이드 밴드로 결정되는 변수로, 서브밴드별로 다른 값을 가지지 않는다. 서브밴드별로 가질 수 있는 다른 DFT 빔의 개수를 L 이라고 할 때, $L=1$ 인 경우에는 $(s_1, s_2) = (1, 1)$ 이고 $p_1 = p_2 = 0$ 이다. 서브밴드별로 다른 빔을 사용하는 경우는 표준에서 $L=4$ 인 경우로 정의하고 있다. 이때 s_1, s_2, p_1, p_2 값은 N_2 값에 따라 표 1과 같다.

Type II CSI-RS 코드북의 경우에는 디지털 빔포밍의 성능에 근접하도록 빔 정교성을 더욱 높이기 위해 여러 DFT 빔의 선형 결합된 빔을 사용할 수 있도록 한다. 표준에서는 L 개의 빔의 선형 결합된 빔을 사용할 수 있도록 정의하고 있으며, 이때 $L \in \{2, 3, 4\}$ 이다. 오버샘플된 2D DFT 빔 중 선택할 수 있는 L 개

표 1. 코드북 인덱스 변수
Table 1. Codebook index parameters

$N_2 = 1$	$(s_1, s_2) = (2, 2) \quad p_1 \in \{0, 1, 2, 3\}, p_2 = 0$
$N_2 > 1$	$(s_1, s_2) = (2, 2) \quad p_1 \in \{0, 1\}, p_2 \in \{0, 1\}$

의 빔의 수평과 수직 방향 인덱스를 다음과 같이 정의한다.

$$k_1^{(i)} = O_1 n_1^{(i)} + q_1, k_2^{(i)} = O_2 n_2^{(i)} + q_2 \quad (2)$$

$$i \in 0, 1, \dots, L-1$$

오버샘플링 계수 (O_1, O_2)는 Type I 코드북과 동일하게 N_1, N_2 값에 따라 표준에 정의되어 있으며, $n_1^{(i)} (\in 0, 1, \dots, N_1 - 1)$ 과 $n_2^{(i)} (\in 0, 1, \dots, N_2 - 1)$ 은 L 개의 빔 중 선택된 빔의 인덱스를 나타낸다. 그리고 $q_1 (\in 0, \dots, O_1 - 1)$ 과 $q_2 (\in 0, \dots, O_2 - 1)$ 는 빔의 순환 변수(rotation factors)를 나타내며, 모든 빔이 같은 값을 가지게 된다. 따라서, 최종적으로 L 개의 빔이 선형 결합된 빔은 $l (\in 0, 1)$ 은 레이어를, $r (\in 0, 1)$ 은 편파 방향을 나타낼 때,

$$\tilde{\mathbf{w}}_{r,i} = \sum_{i=0}^{L-1} \mathbf{b}_{k_1^{(i)}, k_2^{(i)}} p_{r,l,i}^{(WB)} p_{r,l,i}^{(SB)} c_{r,l,i} \quad (3)$$

과 같이 정의된다. 이때 $p_{r,l,i}^{(WB)}$ 는 와이드 밴드 빔 진폭 계수를, $p_{r,l,i}^{(SB)}$ 는 서브 밴드 빔 진폭 계수를, $c_{r,l,i}$ 는 빔 위상 결합 계수를 나타낸다. 진폭 계수는 와이드 밴드 빔 진폭 계수만 사용하여 모든 서브 밴드에 같은 진폭 계수를 적용하는 방법과 서브 밴드 빔 진폭 계수까지 사용하여 서브 밴드별로 다른 진폭 계수를 사용하는 방법이 있다. 각 방법에서 $p_{r,l,i}^{(WB)}$ 과 $p_{r,l,i}^{(SB)}$ 은,

$$p_{r,l,i}^{(WB)} \in \left\{ 1, \sqrt{0.5}, \sqrt{0.25}, \sqrt{0.125}, \sqrt{0.0625}, \sqrt{0.0313}, \sqrt{0.0156}, 0 \right\} \quad (4)$$

$$p_{r,l,i}^{(SB)} \in \{1, \sqrt{0.5}\}$$

중 하나로 양자화되어 결정되도록 표준에 정의되어 있다. 위상 결합 계수는 2 비트 혹은 3 비트로 양자화된 값을 사용할 수 있다. 2 비트를 사용할 경우에는

$$c_{r,l,i} \in \left\{ e^{j \frac{\pi n}{2}}, n = 0, 1, 2, 3 \right\} \quad (5)$$

중에서 결정되고, 3 비트를 사용할 경우에는

$$c_{r,l,i} \in \left\{ e^{j \frac{\pi n}{4}}, n = 0, 1, 2, \dots, 7 \right\} \quad (6)$$

중에 결정된다. 위상 결합 계수는 서브 밴드별로 결정

되며, 각 빔, 각 편파 방향, 각 레이어 별로 독립적으로 결정된다.

2.2 5G NR 표준 기반 하이브리드 빔포밍 제안 기법

Type II CSI-RS 코드북을 사용하여 계산 복잡도와 피드백 오버헤드를 최대한 줄이면서 디지털 빔포밍 성능에 근접할 수 있는 하이브리드 빔포밍을 설계하였다. DFT 코드 기반의 빔을 추정된 채널 행렬에 적용한 값은 채널 행렬 자체의 이차원 DFT를 통해 쉽게 구할 수 있다.

2.2.1 시스템 모델

하이브리드 빔포밍을 통해 채널 용량을 최대화하는 최적화 문제를 풀고자 한다. 채널 용량 공식은 사론 이론에 의해 정의된다. s 가 각 서브 밴드의 인덱스를 나타낼 때, 채널 행렬 H_s , 프리코더 행렬 W_s , signal-to-noise ratio (SNR) ρ 로 나타내면 목적 함수는 다음과 같다.

$$V_s = \log_2(\det(\mathbf{I}_R + \rho \mathbf{W}_s^H \mathbf{H}_s^H \mathbf{H}_s \mathbf{W}_s)) \quad (7)$$

채널 행렬 H_s 는 편파 안테나를 고려하여

$$\mathbf{H}_s = [\mathbf{H}_{s,0} \quad \mathbf{H}_{s,1}] \quad (8)$$

과 같이 표현할 수 있다. 이때, $\mathbf{H}_{s,r}$ 은 크기가 $M \times (N_1 N_2)$ 인 행렬이고, 이때 M 은 수신 안테나 수, r 은 편파 방향을 나타낸다. 이때 프리코더 행렬은 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{W}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{bmatrix} \mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \mathbf{A}_{s,0} \\ \mathbf{B} \mathbf{A}_{s,1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{s,0} \\ \mathbf{A}_{s,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{0,s,0} & \dots & \mathbf{a}_{R-1,s,0} \\ \mathbf{a}_{0,s,1} & \dots & \mathbf{a}_{R-1,s,1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_0 \quad \dots \quad \mathbf{b}_{L-1}]$$

$$s.t. \mathbf{B}^H \mathbf{B} = \mathbf{I}_L \quad (11)$$

여기서 \mathbf{B} 는 2D DFT 코드북에서 선택하는 L 개의 빔을 나타내는 $(N_1 N_2) \times L$ 크기의 행렬이다. 이는 두 편파 방향에 대해서 동일하다. s 는 서브 밴드 인덱스, l 은 레이어 인덱스, R 은 동시에 보내는 데이터 스트림의 수인 랭크를 나타내며 $\mathbf{A}_{s,l}$ 은 크기가 $L \times R$ 인

행렬로 각 랭크에 대해 L 개의 빔 계수를 나타낸다. $\mathbf{a}_{r,s,l}$ 는 $L \times 1$ 행렬로 랭크 r 에 대해 L 개의 빔 계수를 나타낸다. 따라서, 최종적으로 프리코더 행렬 \mathbf{W}_s 는 $(2N_1N_2) \times R$ 크기의 행렬이 된다. 이때, 실제 안테나의 송신 파워 한계를 고려하여 다음 제한 조건이 추가된다.

$$\begin{aligned} \text{trace}(\mathbf{W}_s \mathbf{W}_s^H) &= \text{trace}(\mathbf{W}_s^H \mathbf{W}_s) = \text{trace}(\mathbf{A}_s^H \mathbf{A}_s) \\ &= \sum_{r=0}^1 \sum_{l=0}^{R-1} \|\mathbf{a}_{l,s,r}\|^2 < P \end{aligned} \quad (12)$$

결론적으로, 식 (7)~(12)을 이용하여 다음 최적화 문제를 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{argmax}_{\mathbf{A}_s} \det(\mathbf{I}_R + \rho \mathbf{A}_s^H \mathbf{D}_s \mathbf{A}_s) \\ \text{s.t. } \sum_{r=0}^1 \sum_{l=0}^{R-1} \|\mathbf{a}_{l,s,r}\|^2 < P \end{aligned} \quad (13)$$

수식 (13)에서 새로운 변수 \mathbf{D}_s 는 아래와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_s &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{s,0}^H \mathbf{H}_{s,0} & \mathbf{H}_{s,0}^H \mathbf{H}_{s,1} \\ \mathbf{H}_{s,1}^H \mathbf{H}_{s,0} & \mathbf{H}_{s,1}^H \mathbf{H}_{s,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}^H \mathbf{H}_{s,0}^H \mathbf{H}_{s,0} \mathbf{B} & \mathbf{B}^H \mathbf{H}_{s,0}^H \mathbf{H}_{s,1} \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^H \mathbf{H}_{s,1}^H \mathbf{H}_{s,0} \mathbf{B} & \mathbf{B}^H \mathbf{H}_{s,1}^H \mathbf{H}_{s,1} \mathbf{B} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

이 행렬의 크기는 $2L \times 2L$ 이다.

2.2.2 제안 기법

(1) 빔 선택

표준^[8]에서는 각 서브 밴드별로 선택할 수 있는 빔 후보 개수 $L \in \{2,3,4\}$ 를 정의하고 있다. 본 논문에서는 $L=4$ 일 때를 고려한다. DFT 코드북의 빔 중 최적인 L 개의 빔을 찾을 때는 계산 복잡도를 줄이기 위해 와이드 밴드에 대해 찾는다. 먼저 s 는 서브 밴드 인덱스, r 은 편파 방향, 그리고 m 은 수신 안테나 인덱스를 나타낼 때, 코드북이 채널 행렬에 적용된 값을 구하기 위해 채널 매트릭스 $\mathbf{h}_{s,r,m}^T$ 의 2D DFT 행렬을 구한다. 즉,

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{s,r,m}(k_1, k_2) &= 2D_DFT_{O_1N_1, O_2N_2}(\mathbf{h}_{s,r,m}^T) \\ 0 \leq k_1 &\leq O_1N_1 - 1, 0 \leq k_2 \leq O_2N_2 - 1 \end{aligned} \quad (15)$$

과 같이 구할 수 있다. 식 (15)을 통해 각 수신 안테나, 편파 방향, 그리고 서브 밴드에 대한 2D DFT 행렬을 구하고 각 요소의 절대값의 제곱을 모두 합하면 전체 와이드 밴드에 대해 빔별 채널 용량을 구할 수 있다. 따라서 이때 채널 용량 크기가 최대가 되는 빔에 해당하는 코드북 인덱스를 k_1, k_2 로 결정할 수 있다. 자세한 과정은 알고리즘 1을 따른다.

(2) 빔 결합 계수 계산

전체 대역에 대해 채널 용량을 최대화하는 4개의 DFT 빔 벡터를 찾은 후, 각 서브 밴드별로 채널 용량을 최대화 하는 4개의 DFT 빔 벡터의 선형 결합 계수를 구한다. 또한, 와이드 밴드에 대한 결합 계수도 구하여 와이드 밴드 특성을 반영한다. 양자화를 하지 않으면 최적에 가까운 값을 얻을 수 있지만, 각 빔 인덱스를 피드백할 때 큰 오버헤드가 발생한다. 따라서, 본 논문에서는 먼저 양자화를 고려하지 않고 SVD를 통해 최적의 빔을 찾고 피드백 오버헤드를 줄이기 위해 양자화를 하는 두 단계 접근법을 사용한다.

각 서브 밴드별 채널 용량을 최대화하는 문제는 식 (13)과 같이 정의할 수 있다. 식 (13)에서 빔 벡터를 양자화 하지 않는다면 최적인 \mathbf{A}_s 는 \mathbf{D}_s 의 가장 큰 R 개의 고유값(eigenvalues)에 해당하는 고유 벡터(eigenvector)를 열벡터로 구성한 것이다. 이는 크기가 $2L \times 2L$ 인 행렬 \mathbf{D}_s 의 singular value decomposition (SVD)를 통해 구할 수 있다. 얻어진 결합 계수 벡터는 표준^[8]의 정의에 따라 정규화하는 과정이 필요하다. 결합 계수 벡터의 값 중 가장 큰 값을 1로 고정하고 이를 기준으로 나머지 값을 정규화한다. 와이드 밴드에 대하여 결합 계수를 구하기 위해서는 먼저 각 서

```

Input:  $H_{s,r,m}(k_1, k_2)$ 
Output:  $k_1^*, k_2^*$ 
Initialization:  $Max_C = 0$ 
1 Calculate  $C(k_1, k_2) = \sum_{s=1}^S \sum_{r=0}^1 \sum_{m=1}^M |H_{s,r,m}(k_1, k_2)|^2$ ;
2 while  $q_1 < O_1$  do
3   while  $q_2 < O_2$  do
4      $Sum_C \leftarrow$  sum of  $L$  largest  $C(O_1n_1 + q_1, O_2n_2 + q_2)$  among
        $0 \leq n_1 \leq N_1 - 1$  and  $0 \leq n_2 \leq N_2 - 1$ ;
5     if  $Max_C < Sum_C$  then
6        $Max_C = Sum_C$ ;
7        $k_1^* = O_1n_1 + q_1, k_2^* = O_2n_2 + q_2$ ;
8     end
9      $q_2 \leftarrow q_2 + 1$ ;
10  end
11   $q_1 \leftarrow q_1 + 1$ ;
12 end
13 return  $k_1^*, k_2^*$ 
    
```

그림 1. 빔 선택 알고리즘
Fig. 1. Beam selection algorithm

브 밴드의 D_s 행렬에 결합 계수 A_s 를 적용한 행렬들을 모든 서브 밴드에 대해 합한다. 서브 밴드별 결합 계수를 구하는 과정과 같은 원리로 이 행렬을 SVD하여 얻어진 고유값 중 가장 큰 값에 해당하는 고유 벡터를 와이드 밴드 결합 계수로 사용하면 채널 용량을 최대화할 수 있다.

(3) 양자화

(2)에서 구한 서브 밴드 계수와 와이드 밴드 계수를 결합하면 각 서브 밴드의 빔 결합 계수를 구할 수 있다. 이때, 서브 밴드 계수의 경우 앞 과정에서 정규화를 했고, 와이드 밴드에 대해서도 정규화하는 과정이 필요하다. 양자화는 다음 규칙을 따른다. 먼저, 서브 밴드에 대해서 진폭을 양자화하지 않을 때는 각 서브 밴드별 계수의 진폭은 1.0으로 고정하고 위상만 2 비트나 3 비트로 양자화한다. 2비트로 양자화할 경우에는 $\{-\pi, -\frac{\pi}{2}, 0, \frac{\pi}{2}, \pi\}$ 값들 중 가장 가까운 값으로 매핑하고, 3 비트로 양자화할 경우에는 $\{-\pi, -\frac{3}{4}\pi, -\frac{2}{4}\pi, -\frac{1}{4}\pi, 0, \frac{1}{4}\pi, \frac{2}{4}\pi, \frac{3}{4}\pi, \pi\}$ 값들 중 하나로 선택한다. 와이드 밴드 계수의 진폭은 3 비트로 양자화한다. 이는 $\{1, \sqrt{\frac{1}{2}}, \sqrt{\frac{1}{4}}, \sqrt{\frac{1}{8}}, \sqrt{\frac{1}{16}}, \sqrt{\frac{1}{32}}, \sqrt{\frac{1}{64}}, 0\}$ 값들 중 가장 가까운 값으로 매핑하는 과정을 의미한다. 반면, 서브 밴드의 진폭을 양자화할 때는 총 $(2L-1)$ 개의 서브 밴드 계수 중에 가장 큰 $(K-1)$ 개의 계수들의 진폭은 $\{1, \sqrt{0.5}\}$ 중 하나를 선택할 수 있어 1 비트로 양자화할 수 있다. 나머지 $(2L-K)$ 개의 계수의 경우에는 진폭에 대한 양자화 없이 1.0으로 고정하고 위상만 2 비트로 양자화한다. 이때 K 는 $L \in \{2, 3, 4\}$ 각각에 대해 $K \in \{4, 4, 6\}$ 로 표준에 정의되어 있다.

III. 성능 평가

본 논문에서 제시하는 기법의 성능 평가를 위해 3GPP TR 38.901^[10]에 정의된 Cluster Delay Line (CDL) 모델을 채널 모델로 사용하였다. Non-line-of-sight (NLoS) 경로만 가지는 CDL 모델 A와 LoS 경로를 가지는 CDL 모델 D에 대해 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션 변수는 표 1과 같다.

성능 비교를 위해 디지털 빔포밍 기법을 사용하는 경우에 대한 시뮬레이션 또한 진행하였다. 최적의 디

표 2. 시뮬레이션 변수
Table 2. Simulation parameters

Center Frequency	28 GHz
Scenario	UMi-StreetCanyon
MCS	21
Transmitter antenna number (N)	24 ($N_1 = 4, N_2 = 6$)
Receiver antenna number (M)	16 ($M_1 = 4, M_2 = 6$)
Number of RBs (N_{RB})	100
Number of RBs per sub-band (n_{RB})	8
Number of SBs (N_{SB})	13 ($= \lceil \frac{N_{RB}}{n_{RB}} \rceil$)

지털 빔포밍 벡터는 채널 행렬의 고유 분해를 통해 구할 수 있다. 즉, 각 서브 밴드의 채널 행렬을 고유 분해하면,

$$H_{s,0} = USV^* \tag{16}$$

과 같다. 이를 통해 구한 최적의 프리코더 행렬 V^* 의 첫 번째 열벡터가 최적 빔 벡터에 해당한다. 피드백 오버헤드를 줄이기 위해 진폭은 1로 고정하고 위상값은 양자화할 수 있다. 비교를 위해 최적인 디지털 빔포밍 기법과 진폭만 1로 고정한 경우, 그리고 위상값 또한 2 비트나 3 비트로 양자화한 기법까지 구현하였다. 위상값 양자화는 $[-\pi, \pi]$ 를 2 비트나 3 비트로 나누고 각 빔 벡터 요소의 위상값을 가장 가까운 양자값에 매핑하면 된다. 본 시뮬레이션에서는 편파 안테나의 편파 방향 중 하나의 방향에 대해서만 평가하였다.

그림 2와 3의 PER 결과를 통해 Type II CSI-RS 코드북을 사용한 기법은 정규화와 양자화가 된 디지털 빔포밍 기법에 가까운 성능을 내는 것을 확인할 수 있다. 그림 2에서는 제안 기법이 2 비트 양자화를 한

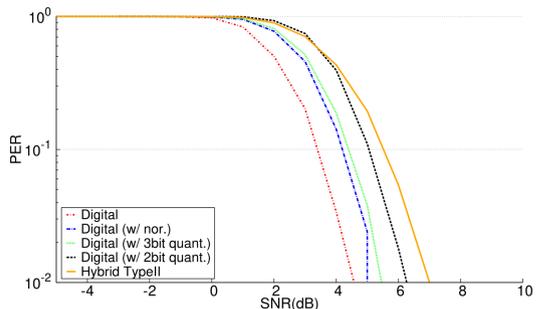


그림 2. CDL 모델 A 채널 환경에서 SNR에 따른 PER
Fig. 2. PER for different SNR with CDL model A

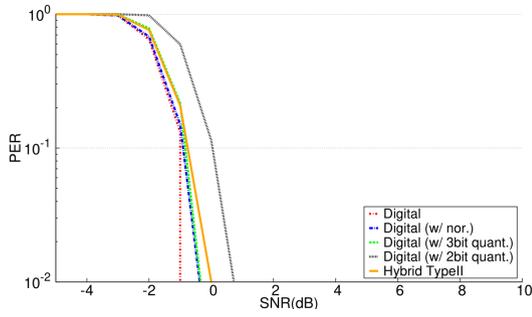


그림 3. CDL 모델 D 채널 환경에서 SNR에 따른 PER
Fig. 3. PER for different SNR with CDL model D

디지털 빔포밍과 비교하면 0.5dB 정도의 손실이 있지만, 표 3에서 확인할 수 있듯이 피드백 오버헤드의 양이 20% 정도밖에 되지 않는다. 3 비트 양자화를 한 디지털 빔포밍보다는 1dB 정도의 손실이 있지만, 피드백 오버헤드는 10% 이하이다. CDL 모델 A와 CDL 모델 D를 비교했을 때 CDL 모델 A의 경우 디지털 빔포밍 기법과 진폭이 고정된 정규화를 한 디지털 빔포밍 기법은 1dB 정도밖에 성능 차이가 나지 않는다. 반면, LOS 경로가 있는 CDL 모델 D의 경우 두 기법 사이에 성능 차이가 거의 없다. 그 이유는 실제 채널 특성을 반영하여 구현된 현재 채널 모델의 성질로 설명된다. 현재 채널 모델은 다중 경로마다 채널 행렬이 생성되어 딜레이를 적용하여 합해진 값이 최종적인 채널 행렬이 된다. 하지만 LOS 환경일 때 LOS 경로에 해당하는 채널 행렬로 전체 채널 행렬을 근사할 수 있다. 따라서 이 채널 행렬을 SVD 하여 프리코딩 벡터를 구하면 진폭은 경로 손실 값으로 고정되고 각 벡터의 위상값만 다르게 된다. 결국, 진폭이 고정된 정규화를 한 디지털 빔포밍 기법으로도 최적인 디지털 빔포밍과 근사한 성능을 낼 수 있다. 반면, NLOS 환경에서는 여러 다중 경로의 채널 행렬이 서로 다른 진폭을 가지기 때문에 고정된 진폭을 가지는 빔포밍 벡터를 사용할 경우 성능 차이가 발생할 수밖에 없다.

CDL 모델 A에서와 달리 CDL 모델 D의 경우에는 3 비트 양자화된 빔포밍과 Type II 빔포밍 기법의 성능이 비슷하며, 오히려 Type II의 성능이 높을 때도 존재한다. 이 또한 위와 같은 이유로 설명된다. 서브밴드별로 채널 특성의 차이가 거의 없는 LOS 환경에서는 Type II 빔포밍 기법에서와 같이 와이드 밴드에 대해서만 빔 선택을 해도 큰 성능 손실이 없다.

마지막으로 피드백 오버헤드 측면에서 제안 기법과 기존 기법을 비교한다. 디지털 빔포밍을 사용할 경우 각 서브 밴드별로, 각 송신 안테나에 대한 빔 포밍 벡

터를 피드백해야 하므로 총 $N_{SB} \times N_1 \times N_2$ 개의 벡터에 대한 정보를 보내야 한다. 각 벡터를 양자화를 통해 2 비트나 3 비트로 표현한다면, $N_{SB} \times 2 \times N_1 \times N_2$ 비트나 $N_{SB} \times 3 \times N_1 \times N_2$ 비트가 필요하다. 본 시뮬레이션 파라미터를 적용하면 2 비트를 사용할 때는 624 비트, 3 비트를 사용할 때는 936 비트를 보내야 한다. 편파 안테나를 고려하지 않을 때 제안 기법의 경우 피드백해야 하는 정보는 빔의 개수 L , 각 빔의 코드북 인덱스, 와이드밴드 계수에 해당하는 진폭, 그리고 서브 밴드 계수에 해당하는 진폭과 위상이다. 이때 각 빔의 코드북 인덱스 $k_1^{(i)}, k_2^{(i)}$ 는 다음과 같이 표준에 정의되어 있다⁸⁾.

$$k_1^{(i)} = O_1 n_1^{(i)} + q_1, k_2^{(i)} = O_2 n_2^{(i)} + q_2 \quad (17)$$

$n_1^{(i)} (\in 0, \dots, N_1 - 1)$ 과 $n_2^{(i)} (\in 0, \dots, N_2 - 1)$ 는 총 L 개의 직교하는 빔의 인덱스를 나타내며, 각 빔별로 다른 값을 가진다. $q_1 (\in 0, \dots, O_1 - 1)$ 과 $q_2 (\in 0, \dots, O_2 - 1)$ 은 총 L 개의 빔의 순환 변수를 나타낸다. 피드백 오버헤드를 줄이기 위해 이는 모든 빔이 같은 값을 가지게 된다. 따라서 L 개 빔 각각의 $n_1^{(i)}, n_2^{(i)}$ 를 위해 $\log_2\left(\frac{N_1 N_2}{L}\right)$ 비트, 그리고 하나의 q_1, q_2 를 위해 $\log_2(O_1 \times O_2)$ 가 필요하다. 또한, 양자화를 위해 가장 큰 계수 값을 가지는 빔의 인덱스를 알려주기 위한 $\log_2(L)$, 그리고 가장 큰 와이드 밴드 진폭을 1로 고정할 때 나머지 $L-1$ 개의 진폭에 대해 3 비트가 필요하다. 서브 밴드에 대해서는 진폭에 대해서도 양자화를 하는 경우에 L 개의 빔 중 가장 큰 $\frac{K}{2} - 1$ 개의 빔은 위상 1 비트, 진폭 2 비트가 필요하

고, 나머지 $L - \frac{K}{2}$ 개의 빔은 위상만 2 비트가 필요하다. 디지털 빔포밍의 경우와 비교하여 정리하면 피드백 오버헤드는 표 3과 같다. 본 시뮬레이션에 사용한 파라미터를 기준으로 Type II 기법은 PER 측면에서 디지털 빔포밍에 근접한 성능을 낼 수 있지만, 피드백

표 3. 피드백 오버헤드
Table 3. Feedback overhead

$*p = 2$	$*p = 3$	Type II
624 bits	936 bits	133 bits

*Digital beamforming with p -bits quantization

오버헤드가 상대적으로 적다. 이를 통해 패킷 오류율과 피드백 오버헤드 사이에 트레이드-오프를 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 5G NR에 정의된 CSI-RS 코드북을 이용한 하이브리드 빔포밍 기법을 제안하였다. 실제 채널 특성을 반영하여 정의된 표준 채널 모델을 사용한 시뮬레이션을 통해 피드백 오버헤드를 줄이면서 디지털 빔포밍 기법에 가까운 성능을 가지는 것을 분석하였다. 이를 바탕으로 안테나별로 RF 체인이 있어야 하는 디지털 빔포밍 기법을 사용하지 않고도 다중 안테나 어레이를 위한 효율적인 빔포머 설계를 할 수 있음을 확인하였다.

References

[1] T. S. Rappaport, S. Sun, and M. Shafi, "Investigation and comparison of 3GPP and NYUSIM channel models for 5G wireless communications," in *Proc. IEEE VTC Fall*, Sep. 2017.

[2] G. Lee, Y. Seong, J. So, and J. Seo, "Survey for 5G massive MIMO," *The Mag. IEIE*, vol. 42, no. 10, pp. 16-34, Oct. 2015.

[3] A. Alkhateeb, O. E. Ayach, G. Leus, and R. W. Heath, "Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems," *IEEE J. Sel. Topics Sign. Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 831-846, Oct. 2014.

[4] S. He, J. Wang, Y. Huang, B. Ottersten, and W. Hong, "Codebook-based hybrid precoding for millimeter wave multiuser systems," in *IEEE Trans. Sign. Process.*, vol. 65, no. 20, pp. 5289-5304, Oct. 2017.

[5] J. Chen, "Efficient codebook-based beamforming algorithm for millimeter-wave massive mimo systems," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 9, pp. 7809-7817, Sep. 2017.

[6] J. Liu, et al., "Initial access, mobility, and user-centric multi-beam operation in 5G new radio," in *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 3, pp. 35-41, Mar. 2018.

[7] E. Onggosanusi, et al., "Modular and high-resolution channel state information and beam management for 5G new radio," in *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 3, pp. 48-55, Mar. 2018.

[8] *NR; Physical layer procedures for data*, 3GPP TS 38.214 V15.3.0, 2018.

[9] J. Jung, "5G MmWave Communication Physical Layer Survey," National IT Industry Promotion Agency Weekly Technology Report, vol. 1842, Apr. 2018.

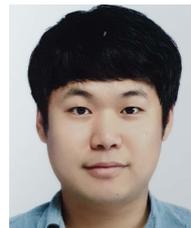
[10] *Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz*, 3GPP TR 38.901 V 14.3.0, 2017.

이 경 진 (Kyungjin Lee)



2018년 2월 : 서울대학교 전기
정보공학부 학사 졸업
2018년 3월~현재 : 서울대학교
전기정보공학부 석사과정
<관심분야> 5G, 6G, 모바일
시스템

이 규 진 (Gyujin Lee)



2013년 2월 : 서울대학교 전기
정보공학부 학사 졸업
2013년 3월~현재 : 서울대학교
전기정보공학부 석박사통합
과정
<관심분야> 멀티미디어 통신
네트워크, 차세대 IEEE
802.11 무선랜

이 기택 (Kitaek Lee)



2015년 2월 : 서울대학교 전기
정보공학부 학사 졸업
2015년 3월~현재 : 서울대학교
전기정보공학부 석박사통합
과정
<관심분야> 5G 및 6G 통신
시스템

최 성 현 (Sunghyun Choi)



1992년 : KAIST 전기전자공학
과 공학사
1994년 : KAIST 전기전자공학
과 공학석사
1999년 : 미시간대학교 대학원
전기컴퓨터공학 박사
1999년~2002년 : 미국 필립스

연구소 연구원

2002년~현재 : 서울대학교 전기정보공학부 교수
<관심분야> 5G, 6G, 차세대 IEEE 802.11 무선랜
[ORCID:0000-0003-0279-445X]

임 종 한 (Jonghan Lim)



1990년 : 서울대학교 전자공학
과 학사 졸업
1992년 : 서울대학교 전자공학
과 석사 졸업
2001년 : 퍼듀대학 (Purdue
University, West Lafayette)
전기전자공학 박사 졸업

2001년~2017년 : 삼성전자 System LSI 사업부
2018년~현재 : 서울대학교 전기정보공학부 산학중점
교수
<관심분야> 5G, 6G, 이동통신