

밀리미터파 다중안테나 직교 주파수 분할 다중화 전송을 위한 하이브리드 사전부호화

최지훈*, 권낙원*, 김현채*

Hybrid Precoding for MIMO-OFDM Systems in Millimeter Wave Bands

Jihoon Choi*, Nagwon Kwon*,
Hyeonchae Kim*

요약

본 논문에서는 밀리미터파 대역에서 다중안테나 직교 주파수 분할 다중화 전송을 위한 하이브리드 사전부호화기 설계 기법을 제안한다. 제안된 기법에서는 부반송파별로 설정된 기저대역 사전부호화기를 고려해서 전송률을 최대화하기 위한 아날로그 사전부호화기를 순차적인 최적화를 통해 찾는다. 또한, 설계된 아날로그 사전부호화기를 고려하여 기저대역 사전부호화기를 갱신한다. 모의실험을 통해 제안된 사전부호화기가 기존 하이브리드 사전부호화 기법에 비해 높은 전송률을 달성함을 보인다.

Key Words : MIMO, mmWave, OFDM, hybrid precoding, OFDM, conjugate gradient method

ABSTRACT

This paper proposes a hybrid precoder design method for orthogonal frequency division multiplexing with multiple antennas in millimeter wave bands. Given baseband precoders defined for the individual subcarriers, the proposed scheme finds the analog precoder for maximizing the achievable rate through iterative optimization. Also, the

baseband precoders are updated considering the designed analog precoder. Through numerical simulations, it is shown that the proposed precoders achieve higher data rate than existing hybrid precoding techniques.

I. 서론

밀리미터파는 광대역 전송이 가능하지만 높은 주파수로 인해 경로 손실이 크다. 이를 극복하기 위해 짧은 파장을 이용하여 송수신 안테나와 주변 회로의 크기를 줄이고 다수의 안테나를 사용하면 커버리지 감소를 완화할 수 있다. 다수 안테나 사용시 RF(Radio Frequency) 체인 수 증가로 인한 구현 복잡도 증가를 완화하기 위해 RF 대역의 아날로그 사전부호화기와 기저대역 디지털 사전부호화기를 혼용해서 사용하는 하이브리드 사전부호화 기법이 널리 고려된다^[1]. 단일 반송파 하이브리드 사전부호화기 설계 기법으로 희소 사전부호화 (Sparse Precoding) 기법과 행렬 분해를 이용한 기법 등이 있다^[2,3].

밀리미터파 광대역 전송을 위해 상용 표준에서 직교 주파수 분할 다중화 전송을 채택하고 있고, 이 경우 아날로그 사전부호화기는 모든 부반송파에 공통으로 적용되고 기저대역 사전부호화기는 부반송파별로 다르게 적용된다. 따라서 단말 주변의 산란체에 의해 rich scattering 페이딩 채널이 형성되는 경우 기존 단일 반송파 하이브리드 사전부호화기 설계 기법을 적용할 경우 전송률 손실이 증가한다^[4,5]. [6]에서는 직교 주파수 분할 다중화 전송을 고려하여 주파수 선택적 페이딩을 고려한 채널 추적 기법과 부반송파 채널 평균을 이용한 하이브리드 사전부호화 기법을 적용하여 전송률 손실을 완화한다.

본 논문에서는 직교 주파수 분할 다중화 전송을 사용하는 경우 하이브리드 사전부호화기 설계 기법을 새롭게 제안한다. 기저대역 사전부호화기가 주어졌을 때 전송률 최대화 관점에서 최적 아날로그 사전부호화기를 찾기 위한 기법을 유도하고, 아날로그 사전부호화기가 주어진 경우 특이값 분해를 통해

* 본 연구는 정보통신기획평가원(IITP) 재원으로 ㈜솔리드가 주관하는 “개방형 프론트홀 인터페이스(O-RAN)을 지원하는 다중 대역, 다중 서비스, 다중 인터페이스의 5G DAS 기술 개발” 과제의 지원으로 수행되었음 (2019-0-00036).

•° First and Corresponding Author: (ORCID: 0000-0002-5433-2241)Korea Aerospace University, School of Electronics and Information Engineering, jihoon@kau.ac.kr, 중신회원

* SOLiD Ltd., OPEN Lab, nkwon@solid.co.kr, cups@solid.co.kr

논문번호 : 202110-276-A-LU, Received October 1, 2021; Revised October 19, 2021; Accepted October 25, 2021

기저대역 사전부호화기를 정한다. 위의 과정을 반복하여 최적 하이브리드 사전부호화기를 설계한다. 모의실험을 통해 제안된 사전부호화 기법이 기존 직교 주파수 분할 다중화 전송을 위한 하이브리드 사전부호화 기법에 비해 성능이 우수함을 보인다.

II. 제안된 하이브리드 사전부호화기 설계 기법

N 개의 송신 안테나, N_r 개의 수신 안테나, N_{RF} 개의 송신 RF 체인을 사용하고, 직교 주파수 분할 다중화를 위해 K 개의 부반송파를 사용하여 부반송파별로 S 개의 데이터 스트림을 동시에 전송한다. 송신기에서는 모든 부반송파에 동일한 아날로그 사전부호화를 적용하고 부반송파별로 다른 기저대역 사전부호화를 적용하여 하이브리드 사전부호화를 수행하며, 수신안테나 수가 적은 수신기에서는 부반송파별로 완전 디지털 선형 결합을 사용한다. 이때 k 번째 부반송파의 수신 신호 $N_r \times 1$ 벡터 \mathbf{y}_k 는 다음과 같이 표현된다⁴⁾.

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{F} \mathbf{G}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

이때 $\mathbf{F} \in C^{N_t \times N_{RF}}$ 는 아날로그 사전부호화기, $\mathbf{G}_k \in C^{N_{RF} \times S}$ 는 부반송파 k 의 기저대역 사전부호화기, $\mathbf{x}_k \in C^{S \times 1}$ 은 부반송파 k 의 송신 심볼 벡터, $\mathbf{n}_k \in C^{N_r \times 1}$ 은 부반송파 k 에서 평균 0, 분산 σ^2 인 독립 동일 분포 잡음으로 이루어진 벡터를 각각 나타낸다. 또한, 부반송파 k 의 $N_r \times N_t$ 채널 행렬 \mathbf{H}_k 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{H}_k = \sum_{d=0}^{L-1} \tilde{\mathbf{H}}(d, k) e^{-j \frac{2\pi k d}{K}} \quad (2)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{H}}(d, k) \in C^{N_r \times N_t}$ 는 시간지연 d 샘플, 주파수 k ($0 \leq k \leq K-1$)에 대응되는 시간영역 채널 충격 응답 행렬이고, L 은 다중경로 채널 수이다. 이때 (1)에 대응되는 이론적인 스펙트럼 효율은 다음과 같이 계산된다.

$$f(\mathbf{F}, \{\mathbf{G}_k\}) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\rho}{S} \mathbf{H}_k \mathbf{F} \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}_k^H \right| \quad (3)$$

기저대역 사전부호화기 $\{\mathbf{G}_k\}$ 가 고정된 경우 스

펙트럼 효율 함수 $f(\mathbf{F})$ 가 최대가 되도록 하는 아날로그 사전부호화기를 찾기 위해 다음과 같이 유클리드 경사 (Euclidean gradient) 함수를 계산한다.

$$\nabla_{\mathbf{F}} f = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{H}_k^H (\mathbf{I} + \mathbf{H}_k \mathbf{F} \mathbf{R}_k \mathbf{F}^H \mathbf{H}_k^H)^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{F} \mathbf{R}_k \quad (4)$$

이때 $\mathbf{R}_k = \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H$ 이다. 아날로그 사전부호화기는 위상 천이 동작만을 수행하므로 \mathbf{F} 의 각 원소는 크기 1인 복소수로 표현된다. 이를 고려하여 $\nabla_{\mathbf{F}} f$ 를 리만 경사(Riemannian gradient)로 변환하기 위해 다음 프로젝션 연산을 수행한다.

$$\text{grad } f = \nabla_{\mathbf{F}} f - \text{Re}(\nabla_{\mathbf{F}} f \circ \mathbf{F}^*) \circ \mathbf{F} \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{A} \circ \mathbf{B}$ 는 두 행렬간의 Kronecker 곱을 의미한다. (5)에 공액 경사 기법을 적용해서 \mathbf{F} 를 $f(\mathbf{F})$ 가 증가하는 방향으로 갱신한다.

$$\mathbf{D}^+(i) = \mathbf{D}(i) - \text{Re}(\mathbf{D}(i) \circ \mathbf{F}^*(i)) \circ \mathbf{F}(i) \quad (6)$$

$$\mathbf{D}(i+1) = \text{grad } f(\mathbf{F}(i)) + \beta \mathbf{D}^+(i) \quad (7)$$

$$[\mathbf{F}(i+1)]_{m,n} = \frac{[\mathbf{F}(i) + \alpha \mathbf{D}(i+1)]_{m,n}}{[\mathbf{F}(i) + \alpha \mathbf{D}(i+1)]_{m,n}} \quad (8)$$

$$\mathbf{F}(i+1) = P_i \left\{ \text{tr} \left\{ \mathbf{F}(i+1) \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{R}_k \mathbf{F}^H(i+1) \right\} \right\}^{-1} \mathbf{F}(i+1) \quad (9)$$

이때 $0 < \alpha, \beta \leq 1$ 은 스텝 크기를 정하는 파라미터이고, (9)는 송신전력 제약 P_i 를 만족하기 위한 크기 조정 과정이며, $\mathbf{F}(i)$ 는 i 번째 갱신에서 아날로그 사전부호화기를 의미한다.

다음으로 아날로그 사전부호화기 \mathbf{F} 가 고정된 경우 최적 기저대역 사전부호화기는 다음과 같이 유효 채널에 대한 특이치 분해(SVD; Singular Value Decomposition)를 통해 구할 수 있다.

$$\mathbf{H}_k \mathbf{F} = \mathbf{U}_k \Sigma_k \mathbf{V}_k^H \quad (10)$$

이때 \mathbf{U}_k 는 $N_r \times N_r$ unitary 행렬, Σ_k 는 $N_r \times N_{RF}$

대각 행렬, \mathbf{V}_k 는 $N_{RF} \times N_{RF}$ unitary 행렬이다. Σ_k 의 대각 원소를 구성하는 특이값 중 가장 큰 S 개의 특이값에 대응되는 \mathbf{V}_k 의 열벡터 S 개를 선택하고, 이를 이용해서 기저대역 사전부호화기 \mathbf{G}_k 를 정의한다.

최종적으로 스펙트럼 효율이 최대가 되도록 하는 하이브리드 사전부호화기는 (4)-(9)로 주어지는 아날로그 사전부호화기 갱신 과정과 (10)으로 주어지는 기저대역 사전부호화기 계산 과정을 반복적으로 수행해서 설계할 수 있다. 이때 스펙트럼 효율 $f(\mathbf{F}, \{\mathbf{G}_k\})$ 의 변화량이 미리 설정한 기준값 이하가 되면 갱신 과정을 종료한다.

III. 제안된 기법 복잡도 분석

제안된 기법은 유클리드 경사 함수 계산, 리만 경사 함수 계산, (4)-(8)로 주어지는 갱신 과정을 반복적으로 수행하고, 아날로그 사전부호화기와 디지털 사전부호화기 갱신 과정을 반복적으로 수행하며, 수렴후 송신전력 제약을 만족하도록 (9)와 같이 크기를 조정한다. (6)-(8)의 갱신과정 수행 횟수를 M_1 , 아날로그 사전부호화기와 디지털 사전부호화기 갱신 과정 반복 횟수를 M_2 라고 하면 제안된 기법의 연산 횟수는 표 1과 같이 주어진다.

참고로 [4]에서 제안한 직교 주파수 분할 다중화 하이브리드 사전부호화 기법을 사용할 경우 연산 횟수는 최소 사전부호화를 위한 코드북 크기를 N_{cb} 라고 할 때 $O(K(N_t^3 + N_{cb}N_rN_{RF} + N_tN_{RF}^3))$ 로 주어진다. 또한, [6]에서 제안한 하이브리드 사전부호화 기법의 경우 교차 최소화를 위한 반복 횟수를 M_3 라고 할 때 $O(KN_t^2N_r + N_t^3 + M_3N_t^2N_{RF})$ 의 연산

표 1. 제안된 기법의 연산 횟수
Table 1. Number of operations for the proposed method.

Step	Number of operations
Euclidean gradient in (4)	$O(KN_tN_{RF}N_r)$
Riemannian gradient in (5)	$O(N_rN_{RF}^2)$
Update of $\mathbf{F}(i)$ in (6)-(8)	$O(N_rN_{RF})$
SVD in (10)	$O(KN_{RF}^3)$ [7]
Normalization in (9)	$O(KN_{RF}^2S + N_tN_{RF}^2)$
Total	$O(M_1KN_tN_{RF}N_r) + O(M_2KN_{RF}^3)$

횟수가 요구된다.

IV. 모의실험 결과

모의실험을 위해 $N_t = 64$, $N_{RF} = 4$, $N_r = 2$, $S = 2$, $K = 1584$ 로 설정한다. [3]에 적용된 Saleh-Valenzuela 모델을 이용해서 송수신 안테나 간격은 파장의 0.5배, 5개의 주 경로, 주 경로당 8개의 부 경로를 적용하여 시간영역 밀리미터파 채널을 생성하였다. [8]의 표 A.3-7에 정의된 G-FR2-A3-5 테스트 환경을 적용하여 반송파 주파수 28GHz, 대역폭 200MHz, 132 RB(Resource Block), 부반송파 간격 120 kHz, 샘플링 주파수 245.76MSPS, TDLA 채널 전력-지연 분포, 최대 지연 샘플 수 $L = 60$ 을 사용하였다. [4]에서 제안된 직교 주파수 분할 다중화 하이브리드 사전부호화 기법 구현을 위한 코드북 생성시 총 128개의 빔포밍 벡터를 사용했고, [6]의 하이브리드 사전부호화기 설계시 교차 최소화 알고리즘을 위한 스텝 크기는 0.5, 알고리즘 종료를 위한 파라미터는 0.001로 설정했다. 또한, 제안된 기법에서 $\alpha = \beta = 0.5$ 로 설정하였다. 스펙트럼 효율은 100번 이상의 독립된 채널에서 얻은 결과를 평균해서 구하였다.

그림 1은 SNR=0dB 일 때 제안된 하이브리드 사전부호화기 설계 기법 적용시 갱신 횟수에 따른 스펙트럼 효율 변화를 나타낸다. 기저대역 사전부호화기를 고정된 상태에서 (4)-(9)의 과정으로 아날로그 사전부호화기를 갱신하면 스펙트럼 효율이 점진적으로 증가함을 확인할 수 있다. 또한, (10)을 이

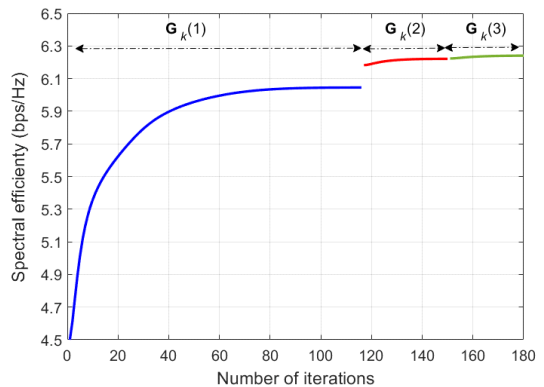


그림 1. SNR=0 dB 일 때 제안된 사전부호화기 설계 알고리즘의 수렴 특성
Fig. 1. Converge characteristics of the proposed precoder design method when SNR = 0 dB.

용하여 기저대역 사전부호화기를 갱신하는 경우에도 스펙트럼 효율이 증가하고 전체적으로 3~4번의 갱신후에 최적값으로 수렴한다.

그림 2는 신호대 잡음비 (SNR; Signal-to- Noise Ratio) 변화에 따라 제안된 기법과 기존 하이브리드 사전부호화 기법의 성능을 비교한다. 전체적으로 제안된 기법은 OMP(Orthogonal Matching Pursuit)에 기반한 [4]의 사전부호화 기법, 채널 상관 평균을 이용해서 근사적으로 하이브리드 사전부호화기를 설계하는 [6]에 비해 스펙트럼 효율이 높다. 또한, 랜덤 아날로그 사전부호화기에 비해 현저히 개선된 성능을 보인다. SNR 3dB 이상 영역에서 제안된 기법은 [4]와 [6]의 하이브리드 사전부호화 기법 대비 각각 2.9dB, 2.3dB SNR 이득을 보이고, 랜덤 아날로그 기법 대비 약 7.1dB 이득을 나타내며, 성능상한인 완전 디지털 사전부호화 방식에 비해 약 3.2dB SNR 손실을 나타낸다.

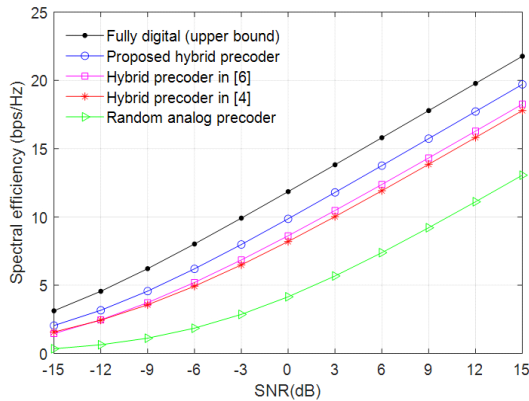


그림 2. 제안된 사전부호화 기법과 기존 기법의 성능 비교
Fig. 2. Performance comparison between the proposed precoding method and the existing scheme.

V. 결론

본 논문에서는 밀리미터파 직교 주파수 분할 다중화 전송을 위한 하이브리드 사전부호화기 설계 기법을 새롭게 제안하고, 모의실험을 통해 기존 기법에 비해 스펙트럼 효율이 향상됨을 보였다. 제안된 사전부호화기 설계 기법은 밀리미터파 대역을 사용하는 5세대 및 차세대 이동통신 시스템, IEEE 802.11ad 등에 적용할 수 있다.

References

- [1] I. A. Hemadeh, K. Satyanarayana, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, "Millimeter-wave communications: Physical channel models, design considerations, antenna constructions, and link-budget," *IEEE Comm. S. & T.*, vol. 20, no. 2, Second Quarter 2018.
- [2] O. E. Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi, and R. W. Heath, "Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 3, pp. 1499-1513, Mar. 2014.
- [3] J. Jin, Y. R. Zheng, W. Chen, and C. Xiao, "Hybrid precoding for millimeter wave MIMO systems: A matrix factorization approach," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 5, Mar. 2018.
- [4] K. Venugopal, N. Gonzalez-Prelcic, and R. W. Heath, Jr., "Optimal frequency-flat precoding for frequency-selective millimeter wave channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 11, Nov. 2019.
- [5] Y. Nam and J. So, "Capacity analysis of hybrid beamforming system with the characteristics of channel clustering," *J. KICS*, vol. 43, no. 4, pp. 637-647, Apr. 2018.
- [6] N. Gonzalez-Prelcic, H. Xie, J. Palacios, and T. Shimizu, "Wideband channel tracking and hybrid precoding for mmWave MIMO systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 20, no. 4, pp. 2161-2174, Apr. 2021.
- [7] L. N. Trefethen and D. Ban, III, *Numerical linear algebra*, Siam, Philadelphia, USA, 1997.
- [8] 3GPP TS 38.104 V15.15.0, *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 15)*, Technical Specification, Sep. 2021.