

밀리미터파 기반 상향링크 하이브리드 빔포밍 시스템의 송수신기 설계 방법

신준우, 김정창
한국해양대학교
joonoos@kmou.ac.kr

Transceiver Design Method for the Millimeter Wave Based Uplink Hybrid Beamforming Systems

Joonwoo Shin and Jeongchang Kim
Korea Maritime and Ocean University

요 약

실시간으로 초고속 이동통신 서비스를 제공하기 위해 5 세대 이동통신 시스템에서는 초광대역(ultra wideband) 시스템 구축에 용이한 3-300GHz 밀리미터파 대역의 도입을 고려하고 있다. 그러나 밀리미터파 대역 신호는 상용 이동통신에서 사용되는 3GHz 이하의 대역에 비하여 전파특성이 열악하다. 이러한 밀리미터파 대역의 효과적인 활용을 위해 5 세대 이동통신 시스템에는 아날로그/디지털 빔포밍 기술을 결합한 하이브리드 빔포밍 기술을 고려하고 있다. 본 논문에서는 하이브리드 빔포밍 기술을 적용한 다중 안테나 상향링크 시스템에서 제로-포싱(zero-forcing) 구조의 송수신기 설계 기법을 소개한다.

1. 서론

초고속 데이터 전송 무선 시스템에 대한 수요 증가에 따라 [1], 밀리미터파 (millimeter-wave; mm-wave) 주파수 대역의 풍부한 가용 스펙트럼 (spectrum) 을 이용한 밀리미터파 통신 기술이 주목을 받고 있다 [2]. 밀리미터파 통신 기술은 수 기가 비트 (Gigi bit)의 데이터 전송 용량을 달성할 수 있는 기술이나, 아주 높은 운용 주파수로 인해 심한 전송 손실 (propagation loss) 를 겪는다 [3]. 그러나 이러한 전송 손실은 밀리미터파의 짧은 파장을 이용해 대용량 안테나를 집적함으로써 보상할 수 있다. 이에 아날로그와 디지털 신호 처리를 결합한 하이브리드 빔포밍 (hybrid beamforming) 다중 안테나 기술 (multiple-input multiple-output; MIMO) 에 대한 연구가 활발하다 [4-6]. 하이브리드 빔포밍 기술은 아날로그 하드웨어의 제약, 아날로그 페이즈 조절기 (phase shifter) 의 일정한 이득 제약, 저해상도 페이즈 제어기 (phase control) 등으로 인해, 채널의 공분산 (covariance) 를 이용하는 방법 [6], 도미넌트 아이겐벡터 (dominant eigenvector) 를 이용하는 방법 [4,7] 등이 있다. 그리고 이러한 하이브리드 빔포밍 방법은 대부분 하향링크 (downlink) 시스템을 전제로 연구되었다.

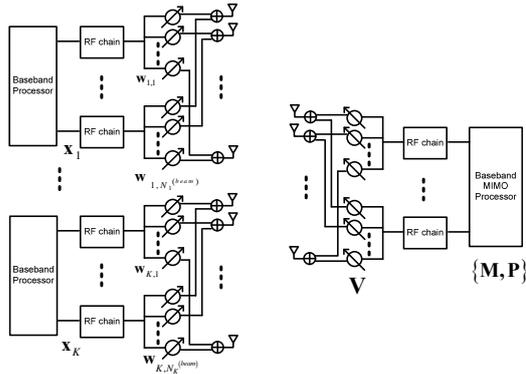
본 논문에서는 아날로그 하드웨어의 회로적 제약을 감안해 상용 통신 방식인 3 GPP 롱텀 에볼루션 (Long-term evolution; LTE) 규격에서 도입한 이산 푸리에 변환 (Discrete Fourier Transform; DFT) 행렬 기반 고정형 빔 (fixed beam) 을 적용하는 상향링크 하이브리드 빔포밍 시스템의 구조를 소개하고 [8], 상향링크 사용자간 간섭을 제거하는 제로-포싱 (zero-forcing) 기지국 수신기 구조를 제안한다.

2. 이산 푸리에 변환 행렬 기반 상향링크 하이브리드 빔포밍 시스템 (Discrete Fourier Transform Matrix Based Uplink Hybrid Beamforming Systems)

본 논문에서 고려하는 밀리미터파 기반 상향링크 하이브리드 빔포밍 시스템은 그림 1 과 같다.

기지국은 $N_{BS}^{(ant)}$ 개의 안테나를 이용해 생성한 $N_{BS}^{(beam)}$ 개의 빔으로 K 명의 사용자 단말기가 동일 시간, 주파수 자원을 이용해 동시에 전송하는 상향링크 신호를

수신한다. 임의의 k 번째 사용자 단말기는 $N_k^{(ant)}$ 개의 안테나를 이용해 생성한 $N_k^{(beam)}$ 빔을 이용해 신호를 전송한다 ($k \in \{1, \dots, K\}$). 본 논문에서는 RF chain의 전력 소비 및 하드웨어 복잡도를 고려해 각 사용자 단말기는 하나의 빔을 이용해 신호를 전송하는 것으로 가정한다.



임의의 k 번째 사용자 단말기의 기저대역 (base band) 신호 x_k 는 빔포밍 계수 $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_k \times 1}$ ($N_k \square N_k^{(ant)} / N_k^{(beam)}$) 를 곱해 전송된다. 본 논문에서는 아날로그 빔포밍 계수로 3 GPP LTE/LTE-A 에서 적용하는 DFT 행렬을 사용한다. 즉 각각의 아날로그 빔포밍 계수는 DFT 행렬의 permuted 열 (column) 에 해당한다. 크기 $N \times N$ DFT 행렬의 i 행, j 열 성분은 다음과 같다.

$$[\mathbf{D}_N]_{i,j} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(-j \frac{2\pi ij}{N}\right)$$

사용자 단말기 k 의 상향링크 무선 채널 $\mathbf{H}_k \left(\in \mathbb{C}^{N_k^{(ant)} \times N_{BS}^{(ant)}} \right)$ 을 quasi-static 모델 (매 블록마다 채널 계수가 임의로 변하고 블록 내에서는 일정)로 가정하고, 지오메트릭 (Geometric) 채널 모델을 이용해 다음과 같이 모델링할 수 있다. L 개 scatter 가 있고, 각 scatter 는 기지국과 단말간에 하나의 전송 경로 (single propagation path) 를 갖는다 가정하면 [9,10], 채널은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{H}_k = \sqrt{\frac{N_k^{(ant)} N_{BS}^{(ant)}}{\rho^{(k)}}} \sum_{l=1}^L \alpha_l^{(k)} \mathbf{a}_{MS}(\theta_l^{(k)}) \mathbf{a}_{BS}^H(\phi_l^{(k)})$$

여기서 $\rho^{(k)}$ 과 $\alpha_l^{(k)}$ 는 각각 k 번째 사용자 단말기와 기지국 간 경로 손실과 l 번째 scatter 를 통과한 경로의 복소이득 (complex gain) 을 나타낸다 ($l \in \{1, \dots, L\}$). 단, 경로 별 진폭은 레일레이 (Rayleigh) 분포를 따른다

가정한다. 즉, $\alpha_l^{(k)} \square N(0, \bar{P}_R)$ 그리고 \bar{P}_R 은 평균 전력 이득을 의미한다. $\theta_l^{(k)}$ 와 $\phi_l^{(k)}$ 는 angle of departure (AoD) 와 angle of arrival (AoA) 를 의미하고¹, $\mathbf{a}_{MS}(\theta_l^{(k)})$ 와 $\mathbf{a}_{BS}(\phi_l^{(k)})$ 는 각각 단말, 기지국의 안테나 배열 응답 벡터 (array response vector) 이다. Uniform linear array (ULA) 안테나를 가정할 경우, 기지국의 안테나 배열 응답은 다음과 같다.

$$\mathbf{a}_{BS}(\phi_l^{(k)}) = \frac{1}{\sqrt{N_{BS}^{(ant)}}} \left[1, \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\phi_l^{(k)})\right), \dots, \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (N_{BS}^{(ant)} - 1) d \sin(\phi_l^{(k)})\right) \right]^T$$

여기서 λ 는 신호의 파장, d 는 각 성분 안테나간 거리를 의미한다. k 번째 사용자 단말기의 배열 응답 벡터 $\mathbf{a}_{MS}(\theta_l^{(k)})$ 도 같은 방법으로 표현할 수 있다. 상기 채널 모델은 다음과 같이 행렬을 이용해 간결히 표현할 수 있다.

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{A}_{BS}^{(k)} \text{diag}(\boldsymbol{\alpha}^{(k)}) \mathbf{A}_{MS}^{(k)}$$

여기서 $\text{diag}(\mathbf{a})$ 는 벡터 \mathbf{a} 로 이뤄진 diagonal 행렬을

의미하고, $\boldsymbol{\alpha}^{(k)} = \sqrt{\frac{N_{BS}^{(ant)} N_k^{(ant)}}{\rho^{(k)}}} [\alpha_1^{(k)}, \dots, \alpha_L^{(k)}]^T$ 이다.

그리고 $\mathbf{A}_{BS}^{(k)} = [\mathbf{a}_{BS}(\phi_1^{(k)}), \dots, \mathbf{a}_{BS}(\phi_L^{(k)})]$ 와 $\mathbf{A}_{MS}^{(k)} = [\mathbf{a}_{MS}(\theta_1^{(k)}), \dots, \mathbf{a}_{MS}(\theta_L^{(k)})]$ 는 각각 기지국과 k 번째 단말기의 L 개 경로에 대한 배열 응답 벡터로 구성된 행렬이다.

3. 제로-포싱 (zero-forcing) 구조의 상향링크 하이브리드 빔포밍 시스템의 수신기

앞 절에서 설명한 신호 모델에 대해 기지국 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \sqrt{\gamma_k} \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k x_k + \mathbf{n}$$

여기서 $\gamma_k \left(= \sqrt{P_k / \sigma_x^2} \right)$ 는 송신 전력 제어 계수, P_k 는 단말기 최대 송신 전력, $E(|x_k|^2) = \sigma_x^2$, $\mathbf{n} \left(\in \mathbb{C}^{N_{BS}^{(ant)} \times 1} \right)$ 은 additive white Gaussian 잡음으로 각

¹ 본 논문에서는 기지국과 단말기에서의 horizontal (2차원) 빔포밍 구조를 고려한다. 따라서 elevation angle 은 무시하고 azimuth angle 만 고려한다.

성분의 평균은 ‘0’, 분산은 ‘ σ_n^2 ’ 이다.

제로-포싱 수신기를 용이하게 유도하기 위해 상기한 수신 신호는 다음과 같이 행렬 형태로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{\Gamma}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

$$= [\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_K] \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & & & \\ & \mathbf{w}_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{w}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_1} & & & \\ & \sqrt{\gamma_2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \sqrt{\gamma_K} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + \mathbf{n}$$

DFT 행렬로 이뤄진 기저국 RF 빔포밍 행렬 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{K \times N_{BS}^{(ant)}}$ 와 기저국 기저대역 다중안테나 수신 프로세서 (processor) $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 를 이용해 다음과 같이 수신 신호를 추정할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{R}\mathbf{V}\mathbf{y}$$

여기서 K 명의 사용자 단말기에서 송신되는 신호간의 간섭을 완전히 제거하는 제로-포싱 (zero-forcing) 기저대역 수신기는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\mathbf{R} = \mathit{pinv}(\mathbf{V}\mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{\Gamma})$$

여기서 $\mathit{pinv}(\mathbf{X})$ 은 임의의 행렬 \mathbf{X} 에 대한 pseudo-inverse 를 의미한다 [9].

4. 시뮬레이션

본 논문에서 소개하는 상향링크 하이브리드 빔포밍 시스템 및 제로-포싱 수신기에 대한 전송 용량 관점에서의 시뮬레이션 결과는 페이지 제약으로 생략한다².

5. 결론

본 논문에서 밀리미터파 기반 상향링크 하이브리드 빔포밍 시스템을 소개하였다. RF 하드웨어의 제약을 고려해, RF 처리부에서 DFT 행렬 기반 고정형 빔포밍 방법을 적용하고, 사용자간 간섭을 완전히 제거하기 위해 기저대역의 다중 안테나 프로세서(processor)로 제로-포싱 (zero-forcing) 수신 방법을 제시했다.

[1] Y. Guo, D. Liu, and N. Bird, “ Guest editorial for the special issue on antennas and propagation aspects of 60– 90 GHz wireless communications,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, no. 10, pp. 2817– 2819, Oct. 2009.

[2] R. Daniels and R. Heath, “ 60 GHz wireless communications: Emerging requirements and design recommendations,” IEEE Veh. Technol. Mag., vol. 2, no. 3, pp. 41– 50, Sep. 2007.

[3] S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, “ Millimeter-wave cellular wireless networks: Potential and challenges” Proceedings of IEEE, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, Mar. 2014

[4] A. Alkhateeb, O. Ayach, G. Leus, and R. W. Heath, “ Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems,” IEEE JSAC. vol. 8, no. 5, pp. 831–846, Oct. 2014

[5] J. Nsenga, A. Bourdoux, and F. Horlin, “ Mixed analog/digital beamforming for 60 GHz MIMO frequency selective channels,” in Proc. IEEE ICC, May 2010, pp. 1– 6.

[6] A. Adhikary, J. Nam, J. Ahn, and G. Caire, “ Joint spatial division and multiplexing – The large-scale array regime,” IEEE Trans. on IT., vol. 59, no. 10, oct., 2013

[7] A. Alkhateeb, O. Ayach, G. Leus, and R. W. Heath, “ Hybrid precoding for millimeter wave cellular systems with partial channel knowledge,” in Proc. ITA, May 2013, pp. 1– 5.

[8] “ Results on zero-forcing MU-MIMO,” Freescale Semiconductor Inc. 3GPP TSG RAN WG1, R1-071511, Tech. Rep., 2007

[9] G. H. Golub and C. F. V. Loan, “ Matrix computation,” Baltimore, U.S.A.: Johns Hopkins, 1996

참고 문헌

² 시뮬레이션 결과는 저널을 통해 제시할 것이다.