

스펙트럼 공유 MIMO 인지 무선 통신 환경에서 다중 부사용자를 고려한 부사용자 수신기 SINR 분석

장 영 수*, 강 홍 구*, 박 민 호**, 최 증 원**, 강 준 혁^o

Analysis on Secondary User Receiver SINR in Spectrum Sharing MIMO Cognitive Radio Networks with Multi Secondary Users

Youngsu Jang*, Honggu Kang*, Minho Park**, Jeung Won Choi**, Joonhyuk Kang^o

요 약

본 논문에서는 밀리미터파 대역의 스펙트럼 공유 (SS) 인지 무선 통신에서 블라인드 채널 추정 알고리즘을 통해 시스템이 구현된 경우를 고려한다. SS 인지 무선 통신에서 부사용자는 송수신 빔포밍을 통하여 주사용자부터 혹은 주사용자로의 간섭을 줄인다. 인지 무선 통신 시스템에서 다중 부사용자로의 확장을 고려하여 또 다른 부사용자 한 쌍 이상이 통신을 한다고 가정하면, 부사용자끼리의 간섭이 발생하며 SINR 분석을 통해 시스템의 실효성을 검증할 필요가 있다. 이 연구에서는 대부분의 기존의 연구에서 가정하는 주사용자 한 쌍, 부사용자 한 쌍의 시나리오를 넘어 다른 한 쌍의 부사용자를 고려하며, 이때의 간섭을 최대화하는 부사용자 신호를 통하여 최악의 경우의 부사용자의 SINR 성능을 비교하여 다중 부사용자로의 확장을 위한 성능 검증 프레임워크를 제시한다.

Key Words : mmWave, cognitive radio, MIMO, blind channel estimation, SINR

ABSTRACT

In this paper, we consider the case where the system is implemented through the blind channel estimation algorithm in millimeter-wave spectrum sharing cognitive radio networks. In spectrum sharing cognitive radio networks, the secondary user reduces the interference from the primary user or to the primary user through the transmit and receive beamforming. Assuming that more than one pair of secondary users communicate with each other, interference between secondary users occurs and the effectiveness of the system can be verified through SINR analysis. In this paper, we consider one more pair of secondary users than the previous research and propose a performance verification framework for extending to multiple secondary users by comparing the worst case secondary user SINR performance through the signal of secondary user that maximize the interference.

※ 본 연구는 국방과학연구소 “전술통신 환경인식 OTM Cognitive 무선전송기술” 과제의 일환으로 수행되었습니다.(UD170011ED)

• First Author : (ORCID:0000-0002-3815-4764)School of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology, jangyoung30@kaist.ac.kr, 정희원

o Corresponding Author : (ORCID:0000-0002-5508-3742)School of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology, jkang@kaist.ac.kr, 종신회원

* (ORCID:0000-0003-2138-8641)School of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology, khg13@kaist.ac.kr, 학생회원

** (ORCID:0000-0002-8334-4997;0000-0002-3642-2323)Agency for Defense Development, {mhpark2, jwchoi}@add.re.kr, 정희원
논문번호 : 201809-283-A-RN, Received September 17, 2018; Revised December 8, 2018; Accepted January 2, 2019

I. 서 론

인지 무선 통신 (cognitive radio) 시스템은 주사용자 (primary user, PU) 간 통신이 없을 때 주사용자에 할당된 주파수 대역을 부사용자 (secondary user, SU) 간 통신에 사용하여 보다 효율적인 통신을 가능하게 한다^[1]. 인지 무선 통신 기술 중 하나로는 주사용자가 통신하지 않는 시간에 부사용자가 주사용자의 주파수 대역을 사용하는 OSA (opportunistic spectrum access)가 있으나 주파수 이용 효율이 낮은 단점이 있다^[2]. 이를 보완하기 위해 주사용자가 통신하는 동안에도 부사용자가 동시에 데이터 전송을 할 수 있도록 하는 SS (spectrum sharing) 기술이 등장하였다^[3]. SS 방식은 주사용자와 부사용자의 통신이 동시에 일어나게 되어 그로 인한 간섭이 발생하는데 이러한 간섭을 제거하기 위해 다중 안테나를 가진 부사용자 측에서 인지 빔포밍을 하는 방식이 제안되었다^[4]. 일반적으로 인지 빔포밍 과정에서 부사용자와 주사용자 간의 모든 채널을 안다고 가정한다는 한계가 있다. 그리하여 인지 빔포밍 과정에서 채널 추정을 고려할 필요가 있다. 다음으로, 밀리미터파 또한 차세대 셀룰러 통신에서 엄청난 양의 데이터 수요가 존재할 때 Gbps 수준의 높은 데이터 전송률을 충족시킬 수 있어 초고속 무선 통신 시스템 구축에 활용될 것으로 기대된다. 밀리미터파는 30 - 300GHz 대역의 주파수를 가지며 현재의 셀룰러 통신의 부족한 대역폭과는 달리 사용 가능한 대역이 많다^[5]. 또한 파장이 1 - 10mm로 짧기 때문에 높은 직진성을 가지며, 동일 면적에 상대적으로 많은 안테나를 배치하여 신호를 특정 방향으로 집중하여 송신할 수 있다^[6]. 그러나 경로손실이 크고 대기의 영향을 많이 받으며, 다중 경로의 수가 현저하게 줄어든다는 특징이 있다. 따라서 밀리미터파의 특성을 고려하여 기존의 대역에서 사용하는 방식에 대해 밀리미터파를 적용하여 성능을 분석할 필요가 있다. 한편, 채널 추정 방식에는 파일럿 심볼을 통해 채널을 추정하는 파일럿 기반 채널 추정 방식과 전송 신호와 채널 등에 대한 사전 정보가 없는 상황에서 수신 신호만으로 채널 추정을 하는 블라인드 채널 추정 알고리즘이 있다. 블라인드 채널 추정 알고리즘은 파일럿 전송에 들어가는 오버헤드를 줄임으로써 전송 효율을 높일 수 있으며 차세대 셀룰러 통신에 적용될 수 있다. 이러한 이유로 스펙트럼 공유 인지 무선 통신 시스템에서 효율이 떨어지는 부사용자는 블라인드 채널 추정 알고리즘을 통하여 그 단점을 보완할 수 있다.

본 논문에서는 밀리미터파 SS 인지 무선 통신에서 블라인드 채널 추정 알고리즘을 통해 시스템이 구현된 경우를 고려한다. SS 인지 무선 통신에서 부사용자는 송수신 빔포밍을 통하여 주사용자부터 혹은 주사용자로의 간섭을 줄인다. 인지 무선 통신 시스템에서 다중 부사용자로의 확장을 고려하여 또 다른 부사용자 한 쌍 이상이 통신을 한다고 가정하면, 부사용자끼리의 간섭이 발생하며 SINR (signal-to-interference-plus-noise ratio) 분석을 통해 시스템의 실효성을 검증할 수 있다. 이 연구에서는 기존의 연구에서의 주사용자 한 쌍, 부사용자 한 쌍의 시나리오를 넘어 다른 한 쌍의 부사용자를 고려하며, 이 때 간섭을 최대화하는 부사용자 신호를 통해 최악의 경우의 부사용자의 SINR 성능을 비교하여 다중 부사용자로의 확장을 위한 성능 검증 프레임워크를 제시한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 밀리미터파 인지 무선 통신 시스템 모델과 각각의 신호 및 채널 모델에 대해 살펴본다. 3장에서는 부공간 기반 블라인드 채널 추정 알고리즘에 대해 알아본다. 4장에서는 부사용자의 간섭에 대해 살펴본다. 5장에서는 시뮬레이션 결과 및 분석을 하고, 마지막으로 6장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같은 인지 무선 통신 시스템을 고려한다. 주사용자1과 주사용자2가 통신을 하며 부사용자1과 부사용자2, 부사용자3과 부사용자4가 한 쌍을 이루어 통신을 하고 있는 상황을 가정한다. 이 때, 부사용자1, 부사용자2, 부사용자3, 부사용자4는 주사용자1로의 간섭 및 주사용자1로부터의 간섭을 최소화하기 위한 송수신 빔포밍을 사용하며 송수신

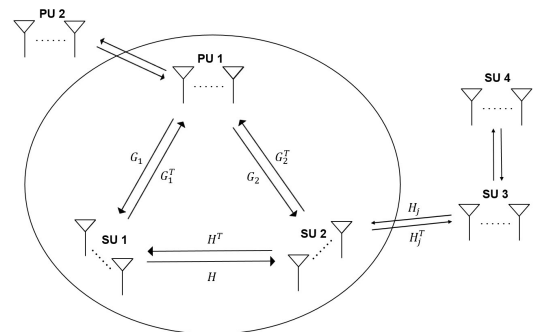


그림 1. 다중 부사용자를 포함한 인지 무선 통신 시스템
Fig. 1. Cognitive radio system with multi secondary users

빔포밍을 설계하기 위해 블라인드 채널 추정 기법을 통하여 채널을 추정한다. 또한, 이 때 부사용자2에게 부사용자3으로부터 간섭이 발생한다고 가정하며 주사용자1, 부사용자1, 부사용자2와 부사용자3은 각각 M_p , M_1 , M_2 , M_j 의 안테나를 갖는다. 주사용자와 부사용자는 시분할 이중 통신 (time division duplex, TDD)의 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 통신 시스템을 사용한다고 가정한다.

2.1 인지 무선 네트워크

다중 안테나 인지 무선 통신 시스템은 크게 러닝, 트레이닝, 데이터 전송의 3단계로 분류할 수 있다^[7]. 먼저 러닝 단계에서는 부사용자가 주사용자 간의 통신을 듣고 주사용자와 부사용자 사이의 채널 정보를 얻는다. 다음으로 트레이닝 단계에서는 부사용자끼리 트레이닝 신호를 주고받으며 부사용자 간 채널 정보를 얻게 된다. 마지막으로 데이터 전송 단계에서는 부사용자가 서로 데이터를 번갈아 주고받는다.

러닝 단계에서 부사용자1의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}_{11}(n) = \mathbf{G}_1 \mathbf{s}_p(n) + \mathbf{n}_{11}(n), \quad n = 1, \dots, N_{11} \quad (1)$$

\mathbf{G}_1 는 주사용자1에서 부사용자1까지의 채널 행렬, $\mathbf{s}_p(n)$ 은 공분산 행렬 $\sigma_s^2 \mathbf{I}$ 를 갖는 i.i.d. (independent identically distributed) 랜덤 신호이다. $\mathbf{n}_{11}(n)$ 은 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\sigma_{n_{11}}^2 \mathbf{I}$ 인 CSCG (circularly symmetric complex Gaussian) 잡음 벡터이다. 부사용자1의 수신 신호의 공분산 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{11} = E[\mathbf{y}_{11} \mathbf{y}_{11}^H] = \sigma_s^2 \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1^H + \sigma_{n_{11}}^2 \mathbf{I} \quad (2)$$

여기서 $\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1^H$ 의 영공간을 \mathbf{D}_1 라고 하면 $\mathbf{D}_1^H \mathbf{G}_1 = 0$ 을 만족한다. 그러므로 부사용자1에서 \mathbf{D}_1^H 를 이용하여 수신 빔포밍을 하면 주사용자1에서 오는 간섭을 제거할 수 있게 된다. 그리고 부사용자1에서 주사용자1까지의 채널 행렬이 \mathbf{G}_1^H 이고 $\mathbf{G}_1^H \mathbf{D}_1^* = 0$ 이므로 \mathbf{D}_1^* 를 이용하여 송신 빔포밍을 하게 되면 부사용자1에서 주사용자1로 가는 간섭을 제거할 수 있다.

러닝 단계에서 부사용자2의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}_{12}(n) = \mathbf{G}_2 \mathbf{s}_p(n) + \mathbf{n}_{12}(n), \quad n = 1, \dots, N_{12} \quad (3)$$

\mathbf{G}_2 는 주사용자1에서 부사용자2까지의 채널 행렬, $\mathbf{n}_{12}(n)$ 은 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\sigma_{n_{12}}^2 \mathbf{I}$ 인 CSCG 잡음 벡터이다. 부사용자2의 수신 신호의 공분산 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{12} = E[\mathbf{y}_{12} \mathbf{y}_{12}^H] = \sigma_s^2 \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_2^H + \sigma_{n_{12}}^2 \mathbf{I} \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{G}_2 \mathbf{G}_2^H$ 의 영공간을 \mathbf{D}_2 라고 하면 $\mathbf{D}_2^H \mathbf{G}_2 = 0$ 을 만족한다. 그러므로 부사용자2에서 \mathbf{D}_2^H 를 이용하여 수신 빔포밍을 하면 주사용자1에서 오는 간섭을 제거할 수 있게 된다. 그리고 부사용자2에서 주사용자1까지의 채널 행렬이 \mathbf{G}_2^H 이고 $\mathbf{G}_2^H \mathbf{D}_2^* = 0$ 이므로 \mathbf{D}_2^* 를 이용하여 송신 빔포밍을 하게 되면 부사용자2에서 주사용자1로 가는 간섭을 제거할 수 있다.

다음으로 부사용자3이 없을 때 부사용자1과 부사용자2가 통신을 하는 과정을 살펴본다. 부사용자2의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_1} s \mathbf{H} \mathbf{D}_1^* + \mathbf{G}_2 \mathbf{s}_p + \mathbf{n}_1 \quad (5)$$

P_1 은 송신 전력이고 s 는 부사용자1이 보내는 심볼로, $E[s] = 0$, $E[s^2] = 1$ 이다. \mathbf{H} 는 부사용자1에서 부사용자2까지의 채널 행렬, \mathbf{n}_1 은 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\sigma_n^2 \mathbf{I}$ 인 CSCG 잡음 벡터이다. 수신 빔포밍 벡터로 필터링 한 신호는 다음과 같이 나타난다.

$$\hat{s} = \mathbf{D}_2^H \mathbf{y} = \sqrt{P_1} s \mathbf{D}_2^H \mathbf{H} \mathbf{D}_1^* + \mathbf{D}_2^H \mathbf{n}_1 \quad (6)$$

위 식을 이용하여 출력 SNR (signal-to-noise ratio)을 구한다.

$$SNR = \frac{E[|\sqrt{P_1} s \mathbf{D}_2^H \mathbf{H} \mathbf{D}_1^*|^2]}{E[|\mathbf{D}_2^H \mathbf{n}_1|^2]} \quad (7)$$

본 논문에서는 부사용자1, 2가 블라인드 채널 추정을 통해 추정된 $\hat{\mathbf{G}}_1$, $\hat{\mathbf{G}}_2$ 을 이용하여 구한 송수신 빔포밍 벡터 $\hat{\mathbf{D}}_1^H$, $\hat{\mathbf{D}}_2^H$ 을 사용하므로 주사용자1의 신호에 의한 간섭을 완전히 제거하지 못한다. 따라서 수신 빔포밍 벡터로 필터링 한 신호는 다음과 같이 나타난다.

$$\hat{s} = \hat{D}_2^H \mathbf{y} = \sqrt{P_1} s \hat{D}_2^H \mathbf{H} \hat{D}_1^* + \hat{D}_2^H \mathbf{G}_2 \mathbf{s}_p + \hat{D}_2^H \mathbf{n}_1 \quad (8)$$

위 식을 이용하여 출력 SINR을 구한다.

$$SINR = \frac{E[|\sqrt{P_1} s \hat{D}_2^H \mathbf{H} \hat{D}_1^*|^2]}{E[|\hat{D}_2^H \mathbf{G}_2 \mathbf{s}_p + \hat{D}_2^H \mathbf{n}_1|^2]} \quad (9)$$

이제 부사용자1과 부사용자2가 통신을 함과 동시에 부사용자3으로부터의 간섭이 발생할 때의 신호 모델을 보면, 간섭이 섞인 부사용자2의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_1} s \mathbf{H} \mathbf{D}_1^* + \mathbf{G}_2 \mathbf{s}_p + \mathbf{H}_j \mathbf{z} + \mathbf{n}_j \quad (10)$$

\mathbf{n}_j 는 잡음 벡터이고 \mathbf{H}_j 는 부사용자3에서 부사용자2까지의 채널 행렬이다. \mathbf{z} 는 부사용자3의 신호이고 간섭 신호의 전력 $P_j = \text{Tr}\{\mathbf{R}_z\}$ ($\mathbf{R}_z = E[\mathbf{z}\mathbf{z}^H]$)이다. 수신 빔포밍 벡터에 의해 필터링 된 신호는 다음과 같이 나타난다.

$$\hat{s} = \hat{D}_2^H \mathbf{y} = \sqrt{P_1} s \hat{D}_2^H \mathbf{H} \hat{D}_1^* + \hat{D}_2^H \mathbf{H}_j \mathbf{z} + \hat{D}_2^H \mathbf{n}_j \quad (11)$$

출력 SINR은 다음과 같이 구해진다.

$$SINR = \frac{E[|\sqrt{P_1} s \hat{D}_2^H \mathbf{H} \hat{D}_1^*|^2]}{E[|\hat{D}_2^H \mathbf{H}_j \mathbf{z} + \hat{D}_2^H \mathbf{n}_j|^2]} = \frac{P_1 \hat{D}_2^H \mathbf{H} \hat{D}_1^* \hat{D}_1^H \mathbf{H}^H \hat{D}_2}{\hat{D}_2^H (\mathbf{H}_j \mathbf{R}_z \mathbf{H}_j^H + \sigma_{n_j}^2 \mathbf{I}_{M_2}) \hat{D}_2} \quad (12)$$

이때도 마찬가지로 부사용자1, 2가 블라인드 채널 추정을 통해 추정된 $\hat{\mathbf{G}}_1$, $\hat{\mathbf{G}}_2$ 을 이용하여 구한 송수신 빔포밍 벡터 \hat{D}_1^H , \hat{D}_2^H 을 사용하므로 주사용자1의 신호에 의한 간섭을 완전히 제거하지 못한다. 따라서 수신 빔포밍 벡터로 필터링 한 신호는 다음과 같이 나타난다.

$$\hat{s} = \hat{D}_2^H \mathbf{y} = \sqrt{P_1} s \hat{D}_2^H \mathbf{H} \hat{D}_1^* + \hat{D}_2^H \mathbf{G}_2 \mathbf{s}_p + \hat{D}_2^H \mathbf{H}_j \mathbf{z} + \hat{D}_2^H \mathbf{n}_j \quad (13)$$

위 식을 이용하여 출력 SINR을 구한다.

$$SINR = \frac{E[|\sqrt{P_1} s \hat{D}_2^H \mathbf{H} \hat{D}_1^*|^2]}{E[|\hat{D}_2^H \mathbf{G}_2 \mathbf{s}_p + \hat{D}_2^H \mathbf{H}_j \mathbf{z} + \hat{D}_2^H \mathbf{n}_j|^2]} = \frac{P_1 \hat{D}_2^H \mathbf{H} \hat{D}_1^* \hat{D}_1^H \mathbf{H}^H \hat{D}_2}{\hat{D}_2^H (\mathbf{H}_j \mathbf{R}_z \mathbf{H}_j^H + (\sigma_s^2 + \sigma_{n_j}^2) \mathbf{I}_{M_2}) \hat{D}_2} \quad (14)$$

2.2 밀리미터파 채널 모델

본 논문에서는 밀리미터파가 제한된 수의 산란을 가지는 특성을 이용, 밀리미터파 채널 모델로 L 개의 산란체를 가진 기하학적 채널 모델을 적용한다^{8,9}. 각 산란체는 하나의 전송 경로에 기여한다고 가정하고 송수신 안테나는 일반적인 ULA (uniform linear array)로 설정하였다. 경로 손실을 고려한 M_t 개의 안테나를 가진 송신단에서 M_r 개의 안테나를 가진 수신단까지의 채널 \mathbf{H} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{M_t M_r}{PL}} \sum_{l=1}^L \beta_l \mathbf{a}_r(\theta_l) \mathbf{a}_t^H(\phi_l) \quad (15)$$

β_l 은 l 번째 경로의 복소 이득이고, 경로의 진폭은 Rayleigh 분포를 가정한다. $\theta_l \in [0, 2\pi]$ 과 $\phi_l \in [0, 2\pi]$ 는 각각 l 번째 경로의 AoD (angle of departure)와 AoA (angle of arrival)이다. $\mathbf{a}_r(\phi_l)$ 와 $\mathbf{a}_t(\theta_l)$ 은 각각 수신단과 송신단에서의 steering vector로 다음과 같이 나타난다.

$$\mathbf{a}_t(\phi_l) = [1, e^{j2\pi\Delta\cos\phi_l/\lambda}, \dots, e^{j2\pi(M_t-1)\Delta\cos\phi_l/\lambda}]^T \quad (16)$$

$$\mathbf{a}_r(\theta_l) = [1, e^{j2\pi\Delta\cos\theta_l/\lambda}, \dots, e^{j2\pi(M_r-1)\Delta\cos\theta_l/\lambda}]^T \quad (17)$$

여기서 λ 는 파장, Δ 는 안테나 어레이 간격으로 본 고에서는 $\lambda/2$ 로 통일한다. PL 은 송신단과 수신단 사이의 평균 경로 손실이며 다음과 같이 모델링 한다¹⁰.

$$PL_j(f, d) = FSPL(f, 1m) + 10 \log_{10} \frac{d}{1m} \text{ (dB)} \quad (18)$$

$$FSPL(f, 1m) = 20 \log_{10} \frac{4\pi f}{c} \quad (19)$$

$FSPL$ 은 1m의 기준 자유공간 경로손실이며, d 는 송신단과 수신단 사이의 거리, c 는 빛의 속도 3×10^8 m/s이고 f 는 밀리미터파의 주파수로, 본고에서는 28GHz대역의 밀리미터파를 적용한다. 28GHz에서

경로손실 파라미터 n 은 야외 도시 환경에서 LoS (line-of-sight)일 때 2.1, NLoS (non line-of-sight)일 때 3.0로 실험적으로 얻어진 값으로 모델링 하였다¹⁰⁾.

III. 블라인드 채널 추정

본 논문에서 부사용자1과 2는 주사용자1의 신호를 바탕으로 MIMO-OFDM 블라인드 채널 추정 알고리즘¹¹⁾을 통해 부사용자1과 주사용자1 사이의 채널 및 부사용자2와 주사용자1 사이의 채널을 추정하게 된다. OFDM 시스템은 N 개의 부반송파를 가지며, k_0 부터 $k_0 + D - 1$ 까지의 부반송파가 데이터 전송에 사용되고 $N - D$ 개의 나머지 변조되지 않은 반송파들을 VC (virtual carrier)라 한다. 또한 CP (cyclic prefix)의 길이를 P 라고 하자. 먼저, OFDM 변조 전의 심볼은 다음과 같다.

$$\mathbf{d}(n, k) = [d_1(n, k), d_2(n, k), \dots, d_{M_p}(n, k)]^T \quad (20)$$

$$\mathbf{d}_n = [d(n, k_0)^T, d(n, k_0 + 1)^T, \dots, d(n, k_0 + D - 1)^T]^T \quad (21)$$

여기서 $d_j(n, k)$ 는 j 번째 송신 안테나가 전송한 n 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파에 실린 심볼을 의미한다. J 개의 연속된 OFDM 심볼들을 모으면 다음과 같다.

$$\mathbf{d}(n) = [\mathbf{d}_n^T, \mathbf{d}_{n-1}^T, \dots, \mathbf{d}_{n-J+1}^T]^T \quad (22)$$

$w_N = e^{j2\pi/N}$ 이라 할 때, IFFT (inverse fast Fourier transform)와 관련된 행렬들을 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{W}(i) = \frac{1}{\sqrt{N}} [w_N^{ik_0}, w_N^{i(k_0+1)}, \dots, w_N^{i(k_0+D-1)}] \quad (23)$$

$$\mathbf{W} = [\mathbf{W}(N-1)^T, \dots, \mathbf{W}(0)^T, \mathbf{W}(N-1)^T, \dots, \mathbf{W}(N-P)^T]^T \quad (24)$$

$$\mathbf{\Gamma} = \mathbf{I}_J \otimes \mathbf{W} \otimes \mathbf{I}_{M_2} \quad (25)$$

OFDM 변조 후 전송되는 시간 도메인 신호벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{s}(n, k) = [s_1(n, k), s_2(n, k), \dots, s_{M_p}(n, k)]^T \quad (26)$$

$$\mathbf{s}_n = [\mathbf{s}(n, N-1)^T, \dots, \mathbf{s}(n, 0)^T, \mathbf{s}(n, N-1)^T, \dots, \mathbf{s}(n, N-P)^T]^T \quad (27)$$

$$\mathbf{s}(n) = [\mathbf{s}_n^T, \mathbf{s}_{n-1}^T, \dots, \mathbf{s}_{n-J+1}^T]^T \quad (28)$$

앞에서 정의한 $\mathbf{s}(n)$ 과 $\mathbf{d}(n)$ 은 다음과 같은 관계를 가진다.

$$\mathbf{s}(n) = \mathbf{\Gamma} \mathbf{d}(n) \quad (29)$$

M_p 개의 송신 안테나와 M_2 (부사용자1의 채널 추정 경우 M_1)개의 수신안테나 사이의 이산 채널을 $M_2 \times M_p$ 의 길이 L_h 를 갖는 FIR (finite impulse response) 필터로 가정한다.

$$\mathbf{h}(l) = \begin{bmatrix} h_{11}(l) & h_{12}(l) & \dots & h_{1M_p}(l) \\ h_{21}(l) & h_{22}(l) & \dots & h_{2M_p}(l) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_21}(l) & h_{M_22}(l) & \dots & h_{M_2M_p}(l) \end{bmatrix} \quad (30)$$

위 식에서 $l = 0, \dots, L_h$ 이다. $Q = N + P$ 라고 할 때, $\mathcal{J}(Q - L_n) M_2 \times \mathcal{J} Q M_p$ 채널 행렬을 다음과 같이 정의하자.

$$\mathbf{\Omega} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(0) & \dots & \mathbf{h}(L_h) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}(0) & \dots & \mathbf{h}(L_h) & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{h}(0) & \dots & \mathbf{h}(L_h) \end{bmatrix} \quad (31)$$

그러면 채널 추정을 하는 부사용자2 (또는 부사용자1)의 수신 신호 벡터 $\mathbf{r}(n)$ 은 다음과 같이 구해진다.

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{\Omega} \mathbf{s}(n) + \boldsymbol{\eta}(n) = \mathbf{\Omega} \mathbf{\Gamma} \mathbf{d}(n) + \boldsymbol{\eta}(n) = \mathbf{\Xi} \mathbf{d}(n) + \boldsymbol{\eta}(n) \quad (32)$$

여기서 $\boldsymbol{\eta}(n)$ 은 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\sigma_r^2 \mathbf{I}_{(\mathcal{J}Q - L_n)M_2}$ 인 복소 가우시안 잡음 벡터이다. 이제 수신 신호의 자기상관 행렬 $\mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}} = E\{\mathbf{r}(n)\mathbf{r}(n)^H\}$ 을 고 유값 분해한다.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{r}\mathbf{r}} = \mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{U}^H \quad (33)$$

위 식에서 고유벡터들로 이루어진 행렬 \mathbf{U} 를 신호 부공간 $span(\mathbf{U}_s)$ 와 잡음 부공간 $span(\mathbf{U}_n)$ 으로 나

낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{U} &= [\mathbf{U}_s | \mathbf{U}_n] \\ &= [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{JDM_p}, \mathbf{u}_{JDM_p+1}, \dots, \mathbf{u}_{(JQ-L)M_2}] \end{aligned} \quad (34)$$

$\text{span}(\mathbf{E})$ 와 $\text{span}(\mathbf{U}_s)$ 가 같은 JDM_p 차원의 공간을 공유하고 이 공간이 $\text{span}(\mathbf{U}_n)$ 과 직교하므로 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{u}_k^H \mathbf{E} = 0 \quad \text{for all } k \in \{n\}_{n=JDM_p+1}^{(JQ-L_h)M_2} \quad (35)$$

실제로는 수신 신호의 공분산 행렬을 정확히 알지 못하기 때문에 N_b 개의 OFDM 블록으로부터 표본 공분산 행렬을 추정하여 $\hat{\mathbf{R}}_{rr}$ 을 얻게 된다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{rr} = \frac{1}{N_b} \sum_{n=0}^{N_b-1} \mathbf{r}(n) \mathbf{r}(n)^H \quad (36)$$

마찬가지로, 추정된 공분산 행렬을 이용하여 $\hat{\mathbf{U}}_n$ 을 얻을 수 있고, 다음의 cost function $C(\Omega)$ 를 최소화하는 채널 행렬을 추정하게 된다.

$$\begin{aligned} C(\Omega) &= \sum_{k=JDM_p+1}^{(JQ-L_h)M_2} \|\hat{\mathbf{u}}_k^H \mathbf{E}\|_2^2 \\ &= \sum_{k=JDM_p+1}^{(JQ-L_h)M_2} \|\hat{\mathbf{u}}_k^H \Omega \Gamma\|_2^2 \end{aligned} \quad (37)$$

추정된 $(JQ-L_h)M_2 \times 1$ 고유벡터 $\hat{\mathbf{u}}_k$ 을 $JQ-L_h$ 개의 $M_2 \times 1$ 벡터들로 다음과 같이 분리할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{u}}_k = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{v}}_1^{(k)} \\ \hat{\mathbf{v}}_2^{(k)} \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{v}}_{JQ-L_h}^{(k)} \end{bmatrix} \quad (38)$$

그런 다음, $\hat{\mathbf{v}}_i^{(k)}$ ($i=1, \dots, JQ-L_h$)로 구성된 $(L_h+1)M_2 \times JQ$ 행렬 $\hat{\mathbf{V}}_k$ 을 만든다.

$$\hat{\mathbf{V}}_k = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{v}}_1^{(k)} & \cdots & \hat{\mathbf{v}}_{JQ-L_h}^{(k)} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{\mathbf{v}}_1^{(k)} & \cdots & \hat{\mathbf{v}}_{JQ-L_h}^{(k)} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \hat{\mathbf{v}}_1^{(k)} & \cdots & \hat{\mathbf{v}}_{JQ-L_h}^{(k)} \end{bmatrix} \quad (39)$$

그리고 행렬 Ψ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\Psi = \sum_{k=JDM_p+1}^{(JQ-L_h)M_2} \hat{\mathbf{V}}_k (\mathbf{I}_J \otimes \mathbf{W}^* \mathbf{W}^T) \hat{\mathbf{V}}_k^H \quad (40)$$

또한 i 번째 송신안테나와 M_2 개의 수신 안테나들 사이의 $(L_h+1)M_2 \times 1$ 채널 응답 벡터 \mathbf{h}_i 와 이러한 \mathbf{h}_i 로 구성된 채널 계수 행렬 \mathbf{H} 를 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{h}_i = [\mathbf{h}(0)[:,i]^T, \mathbf{h}(1)[:,i]^T, \dots, \mathbf{h}(L_h)[:,i]^T]^T, \quad 1 \leq i \leq M_p \quad (41)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{M_p}] \\ &= [\mathbf{h}(0)^T, \mathbf{h}(1)^T, \dots, \mathbf{h}(L_h)^T]^T \end{aligned} \quad (42)$$

그러면 $\mathbf{u}_k^H \mathbf{E} = 0$ 을 $(\mathbf{I}_J \otimes \mathbf{W}^T) \mathbf{V}_k^H \mathbf{h}_i = 0$ 로 다시 쓸 수 있고 $\sum_{i=1}^{M_p} \mathbf{h}_i^H \Psi \mathbf{h}_i$ 가 cost function $C(\Omega)$ 와 동등하다. 그러므로 채널 추정값 $\hat{\mathbf{H}}$ 을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}} &= [\hat{\mathbf{h}}_1, \hat{\mathbf{h}}_2, \dots, \hat{\mathbf{h}}_{M_p}] \\ &= \arg \min_{\|\mathbf{h}_i\|_2=1} \left(\sum_{i=1}^{M_p} \mathbf{h}_i^H \Psi \mathbf{h}_i \right) \end{aligned} \quad (43)$$

즉 Ψ 의 가장 작은 M_p 개의 고유값에 대응되는 고유벡터를 $\hat{\mathbf{h}}_i$ ($1 \leq i \leq M_p$)로 볼 수 있다.

IV. 최악의 간섭 신호 디자인

이 장에서는 부사용자3과 부사용자2 사이의 채널 \mathbf{H}_j 를 이용하여 간섭 신호를 디자인한다. 이 과정에서 간섭이 최대화 될 때의 신호를 적용하여 최악의 경우의 SINR을 분석한다. 2장에서 구했던 수신 빔포밍 벡터 \mathbf{D}_2^H 로 필터링 된 간섭 신호의 전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_j^2 &= E[\mathbf{D}_2^H \mathbf{H}_j \mathbf{z} \mathbf{z}^H \mathbf{H}_j^H \mathbf{D}_2] \\ &= \mathbf{D}_2^H \mathbf{H}_j \mathbf{R}_z \mathbf{H}_j^H \mathbf{D}_2 \end{aligned} \quad (44)$$

$\mathbf{H}_j \mathbf{R}_z \mathbf{H}_j^H$ 는 수신된 간섭 신호 $\mathbf{H}_j \mathbf{z}$ 의 자기상관 행렬이다. $k = \min\{M_j, M_2\}$ 를 자기상관 행렬 $\mathbf{H}_j \mathbf{R}_z \mathbf{H}_j^H$ 의

계수라 하고 $\mathbf{u}_i (i = 1, \dots, k)$ 를 전력 α_i 에 대응되는 $\mathbf{H}_j \mathbf{z}$ 의 직교정규 공간 기저라고 하면, 자기상관 행렬 $\mathbf{H}_j \mathbf{R}_z \mathbf{H}_j^H$ 는 다음과 같은 형태로 나타내어진다.

$$\mathbf{H}_j \mathbf{R}_z \mathbf{H}_j^H = \sum_{i=1}^k \alpha_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \quad (45)$$

주사용자1로부터의 간섭 영향을 억제하기 위해 부사용자2에서는 \mathbf{D}_2^H 의 수신 빔포밍 벡터를 이용한다. 그러나 부사용자3은 \mathbf{G}_2 를 알지 못하기 때문에 \mathbf{D}_2^H 도 알 수 없다. 그러므로 수신 간섭 신호의 각각의 공간 기저 \mathbf{u}_i 의 전력을 동일하게 최대로 만들어서 필터링된 간섭 신호의 전력을 통계적으로 최대화시키는 것이 부사용자3이 발생 시킬 수 있는 최대의 간섭이다. 즉, $\alpha_1 = \dots = \alpha_k = \alpha$ 일 때, α 를 최대화하는 \mathbf{R}_z 를 디자인하는 문제로 생각할 수 있다.

$$\mathbf{R}_z^{opt} = \arg \max_{\mathbf{R}_z} \alpha \quad (46)$$

$$s.t. \quad \mathbf{H}_j \mathbf{R}_z \mathbf{H}_j^H = \alpha \sum_{i=1}^k \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H, \quad (47)$$

$$Tr\{\mathbf{R}_z\} \leq P_j, \quad (48)$$

$$\mathbf{R}_z = \mathbf{R}_z^H, \mathbf{R}_z \geq 0 \quad (49)$$

\mathbf{H}_j 를 특이값 분해하면 $\mathbf{H}_j = \mathbf{U}_j \Sigma_j \mathbf{V}_j^H$ 이다. $\tilde{\mathbf{V}}_j$ 를 \mathbf{V}_j 의 가장 왼쪽에서부터 k 개의 벡터로 이루어진 행렬이라고 하자. (46)-(49) 의 최적화 문제를 만족하는 최적의 상관 행렬 \mathbf{R}_z^{opt} 는 waterfilling 원리에 기반하여 다음과 같이 구해진다.

$$\mathbf{R}_z^{opt} = \mathbf{U}_z^{opt} \Lambda_z^{opt} \mathbf{V}_z^{opt}, \quad (50)$$

$$\mathbf{U}_z^{opt} = \tilde{\mathbf{V}}_j, \quad (51)$$

$$\Lambda_z^{opt} = \text{diag}\{\lambda_{z,1}^{opt}, \dots, \lambda_{z,k}^{opt}\}, \quad (52)$$

$$\lambda_{z,i}^{opt} = \frac{P_j \frac{1}{\sigma_{j,i}^2}}{\sum_{p=1}^k \frac{1}{\sigma_{j,p}^2}} \quad (53)$$

최적의 \mathbf{R}_z^{opt} 에서 α 의 최대값은 다음과 같다.

$$\alpha_{\max} = \frac{P_j}{\left(\sum_{p=1}^k \frac{1}{\sigma_{j,p}^2} \right)} \quad (54)$$

$M_j \geq M_2$ 일 때, (47) 은 $\mathbf{H}_j \mathbf{R}_z \mathbf{H}_j^H = \alpha \mathbf{I}_{M_2}$ 로 정리된다. 그러므로 $\mathbf{H}_j \mathbf{R}_z^{opt} \mathbf{H}_j^H = \alpha_{\max} \mathbf{I}_{M_2}$ 이다. 수신 빔포밍 필터 \mathbf{D}_2^H 을 적용하여 \mathbf{H}_j 대신 $\mathbf{D}_2^H \mathbf{H}_j$ 를 대입하면 다음과 같은 식이 나온다.

$$\mathbf{D}_2^H \mathbf{H}_j \mathbf{R}_z^{opt} \mathbf{H}_j^H \mathbf{D}_2 = \alpha_{\max} \mathbf{I}_{M_2} \quad (55)$$

3장의 블라인드 채널 추정을 통해 구한 수신 빔포밍 벡터를 적용하면 다음의 식을 얻게 된다.

$$\hat{\mathbf{D}}_2^H \mathbf{H}_j \mathbf{R}_z^{opt} \mathbf{H}_j^H \hat{\mathbf{D}}_2 = \alpha_{\max} \mathbf{I}_{M_2} \quad (56)$$

V. 시뮬레이션 결과

4장에서 디자인한 간섭 신호의 간섭 성능을 분석하기 위해 주사용자1의 SNR과 간섭 신호의 입사각을 변화시켜가며 부사용자2의 수신기 SINR 그래프를 나타내었다. 주사용자는 단일 안테나, 부사용자1, 2, 3은 두 개의 안테나로 설정하였고 LoS 경로와 NLoS 경로를 포함하여 L 이 2인 밀리미터파 통신을 고려한다. 밀리미터파는 28GHz 대역을 가정하였고 주사용자 1과 부사용자1 간 거리, 주사용자1과 부사용자2 간 거리, 부사용자3과 부사용자2 간 거리, 부사용자1과 부사용자2 간 거리는 모두 50m, 부사용자3의 송신 전력 P_j 는 30dB로 설정하였다. 블라인드 채널 추정 과정에서 부반송파의 수 N 은 15, 데이터 전송에 사용되는 부반송파의 수 D 는 4, CP의 길이 P 는 4, 관찰하는 연속된 OFDM 심볼 수 J 는 2, 표본 공분산 행렬을 구하는 과정에서 OFDM 블록의 수 N_b 는 30개로 설정하였고, 블라인드 채널 추정에서 발생하는 phase ambiguity의 값을 알고 있다고 가정하였다.

첫 번째로 주사용자1의 SNR에 따른 간섭 성능의 변화를 알아보기 위해 주사용자1의 송신 SNR을 -10dB에서 30dB까지 변화시켜가며 부사용자2의 SINR을 구해보았다. 시뮬레이션 과정에서의 반복 횟수는 5000번으로 설정하였다. 이 때, 부사용자3에서

부사용자2로의 입사각은 80° , 주사용자1에서 부사용자2로의 입사각은 90° , 주사용자1에서 부사용자1로의 입사각은 20° , 부사용자1에서 부사용자2로의 입사각은 50° 로 설정하여 시뮬레이션을 진행하였다. 그 결과 주사용자1의 SNR이 증가함에 따라 부사용자2의 SINR이 전체적으로 증가하는 경향을 보였다. 그 이유는 주사용자1의 SNR이 커질수록 부사용자2의 채널 추정이 더 정확해지기 때문에 부사용자2에서 수신 빔포밍을 통해 주사용자1 방향 성분을 제거하는 과정에서 부사용자3의 부사용자2로의 간섭 신호가 일부 제거되어 간섭 성분이 감소하는 것으로 분석할 수 있다.

두 번째로 부사용자3에서 부사용자2로의 입사각 θ_r 에 따른 간섭 성능을 알아보기 위해 입사각을 0° 에서 360° 까지 변화시켜가며 부사용자2의 SINR을 구해보았다. 시뮬레이션 과정에서의 반복 횟수는 1000번으로 설정하였다. 이 때 주사용자1에서 부사용자2로의 입사각은 90° , 주사용자1, 부사용자1, 부사용자3의 SNR은 30dB로 설정하였다. 시뮬레이션 결과, 180° 를 기준으로 대칭적인 그래프가 나타났다. 먼저, 부사용자3에서 부사용자2로의 입사각이 주사용자1에서 부사용자2로의 입사각과 같아지는 90° 와 그 대칭점인 270° 에서 부사용자2의 SINR이 최대가 됨을 확인할 수 있었다. 이는 부사용자2가 주사용자 간 통신의 간섭을 제거하기 위해 주사용자1 방향의 성분을 제거하는 수신 빔포밍 필터를 이용하기 때문에 주사용자1 방향에서 부사용자3이 간섭 신호를 보낼 경우 간섭 신호 성분도 같이 제거가 되기 때문이다.

마지막으로 본 논문에서 부사용자가 송수신 빔포밍을 이용했을 때 주사용자 보호가 효과적으로 이루어지는지 알아보기 위해 주사용자1의 송신 SNR을 -10dB 에서 30dB 까지 변화시켜가며 주사용자1에 야기되는 간섭량을 구해보았다. 그리고 부사용자의 수가 증가함에 따라 주사용자에 추가로 야기되는 간섭량을 알아보기 위해 부사용자가 한 개일 경우와 두 개일 경우를 고려하여 시뮬레이션을 실행하였다. 시뮬레이션 과정에서의 반복 횟수는 1000번으로 설정하였다. 시뮬레이션 결과 부사용자에서 송신 빔포밍을 한 경우 주사용자로의 간섭량이 빔포밍을 하지 않은 경우에 비해 현저히 적은 것을 확인할 수 있었고, 이는 부사용자가 두 개로 늘어난 경우에도 마찬가지로 나타났다. 또한 주사용자의 송신 SNR이 약 5dB 이상일 경우 부사용자 두 명이 송신 빔포밍을 사용했을 때의 간섭량이 빔포밍을 하지 않은 부사용자 한 명의 간섭량보다도 적게 나타났다. 이를 통해 본 논문의 인지 빔

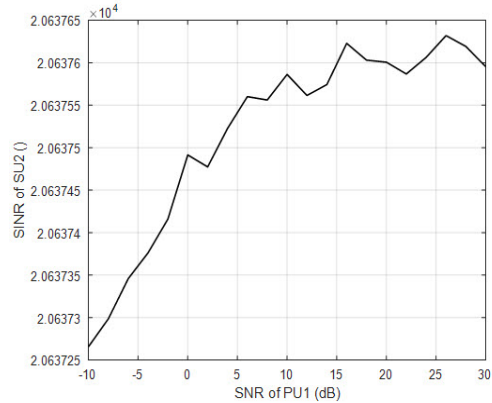


그림 2. 주사용자1의 SNR에 따른 부사용자2의 SINR
Fig. 2. SINR of secondary user 2 in terms of SNR of primary user 1

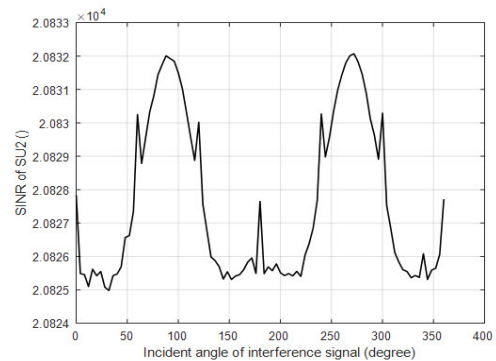


그림 3. 간섭 신호의 입사각에 따른 부사용자2의 SINR
Fig. 3. SINR of secondary user 2 in terms of incident angle of interference signal

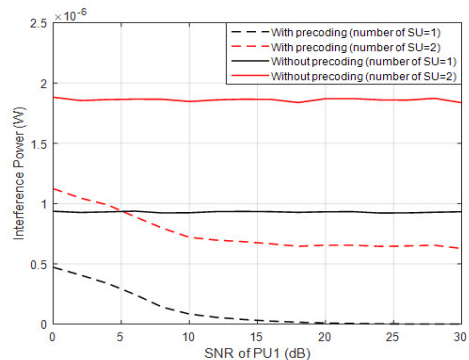


그림 4. 송신 빔포밍의 유무에 따른 주사용자1로의 간섭 전력
Fig. 4. Interference power to primary user 1 in terms of with or without transmit beamforming

포밍을 이용한 인지 무선 통신 시스템에서 주사용자 보호가 효과적으로 이루어진다고 볼 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 밀리미터파를 이용한 인지 무선 통신 시스템에서 블라인드 채널 추정을 통한 송수신 빔포밍 벡터를 설계할 때의 다중 부사용자로의 확장을 위한 성능 검증을 위해 부사용자 한 쌍을 추가하여 최적의 간섭 신호를 디자인하는 방법을 알아보고, 매개 변수들의 값을 변화시켜가며 SINR을 구하여 다른 부사용자의 간섭이 존재할 때 부사용자의 통신 성능을 분석하였다. 시뮬레이션을 진행한 결과 주사용자1의 SNR이 증가할수록 부사용자2의 채널 추정 정확도가 높아지고, 그에 따라 주사용자와 비슷한 방향에 존재하는 다른 부사용자로 인한 간섭 성능이 악화되어 SINR이 증가함을 확인하였다. 다음으로, 간섭 신호의 입사각을 변화시켜가며 부사용자2의 SINR을 알아본 결과, 부사용자3이 주사용자1과 같은 방향에 있을 경우 간섭 신호가 부사용자2의 수신 빔포밍 필터에 의해 제거되어 간섭 신호의 전력이 최소가 되고 SINR이 최대가 되는 것을 확인하였다. 마지막으로 주사용자1의 SNR을 변화시켜가며 송신 빔포밍의 유무에 따라 부사용자로 인해 주사용자1에 야기되는 간섭량을 구해보았다. 그 결과, 본 논문에서 고려한 인지 무선 통신 시스템에서 인지 빔포밍을 이용한 주사용자 보호가 효과적으로 이루어졌음을 확인할 수 있었다. 위 결과를 통해 위 통신 시스템에서 효과적으로 간섭에 대응하는 연구가 향후 더욱이 진행될 수 있을 것이다. 또한, 인지 무선 통신에서 다중 부사용자로의 확장에 대한 연구에도 프레임워크를 제공함으로써 기여할 것으로 기대된다.

References

- [1] J. Mitola III, "Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio," Ph.D. dissertation, Royal Inst. Technol., Stockholm, Sweden, Dec. 2000.
- [2] Spectrum Efficiency Working Group, "Report of the spectrum efficiency working group," Fed. Commun. Comm., Tech. Rep., Nov. 2002.
- [3] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 23, no. 2, pp. 201-220, Feb. 2005.
- [4] R. Zhang and Y.-C. Liang, "Exploiting multi-antennas for opportunistic spectrum sharing in cognitive radio networks," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 2, no. 1, pp. 88-102, Feb. 2008.
- [5] L. Wei, R. Q. Hu, Y. Qian, and G. Wu, "Key elements to enable millimeter wave communications for 5G wireless systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 21, no. 6, pp. 136-143, Dec. 2014.
- [6] Z. Gao, L. Dai, Z. Wang, M. Imran, and M. Shaker, "MmWave massive MIMO based wireless backhaul for the 5G ultra-dense network," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 22, no. 5, pp. 13-21, Oct. 2015.
- [7] F. Gao, R. Zhang, Y.-C. Liang, and X. Wang, "Design of learning-based MIMO cognitive radio systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 4, pp. 1707-1720, May 2010.
- [8] A. Alkhateeb, O. El Ayach, G. Leus, and R. W. Heath Jr., "Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 831-846, Oct. 2014.
- [9] J. Kim, S. Park, D. Lee, and Y. Byun, "Optimum beam radiation angle selection for improving spectral efficiency of hybrid beamforming in millimeter-wave band," in *Proc. Symp. KICS*, pp. 643-644, Seoul, Korea, Nov. 2016.
- [10] J. Lee, J. Liang, M. Kim, J. Park, B. Park, and H. Chung, "Measurement-based propagation channel characteristics for millimeter-wave 5G giga communication systems," *ETRI J.*, vol. 38, no. 6, pp. 1031-1041, Dec. 2016.
- [11] C. Shin, R. W. Heath Jr., and E. J. Powers, "Blind channel estimation for MIMO-OFDM systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 2, pp. 670-685, Mar. 2007.

장 영 수 (Youngsu Jang)



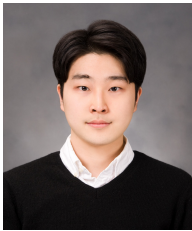
2018년 2월 : 한양대학교 융합
전자공학부 학사
2018년 2월~현재 : 한국과학기술원
전기및전자공학부 석사
과정
<관심분야> 인지무선통신, 채널
추정, 신호처리 등

최 증 원 (Jeung Won Choi)



1989년 2월 : 충남대학교 계산
통계학과 졸업
1993년 8월 : 충남대학교 계산
통계학과(전산학) 석사
1997년 8월 : 충남대학교 전산
학과 박사
1997년 7월~현재 : 국방과학연
구소 수석연구원
2013년 9월~현재 : 과학기술연합대학원 대학교 부교수
<관심분야> 전술통신, 위성통신, 인지무선통신, 바
이오통신, 정보융합 등

강 흥 구 (Honggu Kang)



2017년 2월 : 한양대학교 융합
전자공학부 학사
2019년 2월 : 한국과학기술원
전기및전자공학부 석사
2019년 2월~현재 : 한국과학기술원
전기및전자공학부 박사
과정

<관심분야> UAV 통신, 확률 기하, 신호처리 등

강 준 혁 (Joonhyuk Kang)



1991년 : 서울대학교 제어계측
공학과 졸업
1993년 : 서울대학교 제어계측
공학과 석사
2002년 : The University of
Texas at Austin 전자컴퓨터
공학과 박사

2003년~2009년 : ICU 부교수

2009년~현재 : 한국과학기술원 전기및전자공학부 정
교수

<관심분야> 무선통신, 신호처리, 인지무선통신, 실
내위치인식 등

박 민 호 (Minho Park)



2003년 2월 : 충남대학교 정보
통신공학과 졸업
2005년 2월 : 광주과학기술원 정
보통신공학과 석사
2012년 8월 : 광주과학기술원 정
보기전공학부 박사
2012년 10월~현재 : 국방과학연
구소 선임연구원

<관심분야> 전술통신, 인지무선통신, 이종간통신 등