

# 전이중 방식 기반 분산 시공간 블록 부호를 이용한 다수의 UAV 협력 네트워크

최민환\*, 이후진\*, 남해운<sup>o</sup>

## Full-Duplex Based Cooperative Networks of Multi-UAV Using Distributed Space-Time Block Code

Minhwan Choi\*, Hoojin Lee\*, Haewoon Nam<sup>o</sup>

### 요약

최근 무인항공기 (Unmanned aerial vehicle : UAV)를 이용한 서비스 및 관련 연구가 활발하게 진행되고 있다. 나아가 다수의 UAV의 편대 비행 기술을 광범위한 산업 및 수많은 콘텐츠에 적용하면, 신규 비즈니스 모델을 창출 및 확장할 수 있다. 본 논문에서는 3, 4대의 UAV간 신뢰성 있는 군집 제어를 위한 정보 교환 시스템을 통해 협력 네트워크 형성을 하는 기법에 대해서 제안한다. 위 기법은 다수의 UAV들 간 신호 정보를 동시에 송수신할 수 있는 전이중방식 (Full-duplex : FD) 통신 상황에서, 신호의 자기간섭제거 (Self-interference cancellation : Self IC) 및 분산 시공간 블록 부호 (Distributed space time block code : DSTBC) 기법들을 기반으로 더욱 신뢰성이 높은 UAV 편대 제어가 가능하게 한다. 추가적으로 시스템의 신뢰성을 측정하는 지표들 중 하나인 비트 오류율 (Bit error rate : BER) 모의실험 결과를 통해 기존의 방식 대비 향상된 성능을 얻을 수 있음을 확인한다.

**Key Words** : Unmanned aerial vehicle (UAV), Full-duplex, Self-interference cancellation, Distributed space time block code (DSTBC), Bit error rate (BER)

### ABSTRACT

Recently, the unmanned aerial vehicles (UAV) services and related researches have been actively studied. Furthermore, applying the flight techniques of multiple UAVs to a wide range of industries and numerous content, new business models can be created and expanded. In this paper, we propose cooperative networks through information exchange system for reliable formation flight control (FFC) between 3 and 4 UAVs. The proposed schemes can make possible to more reliable FFC based on self-interference cancellation (Self IC) and distributed space time block code (DSTBC) techniques in full-duplex communication environment that can simultaneously transmit and receive the signal information between multiple UAVs. In addition, we can confirm improved performance of the proposed system compared with the conventional method, through the bit error rate (BER) simulation result, which is one of the indicators for evaluating the reliability.

\* 이 논문은 2017년도 정부의 재원으로 한국 연구 재단의 지원을 받아 수행된 기초 연구 사업임 (NRF-2016R1D1A1B03934277).

\* The work of Hoojin Lee was financially supported by Hansung University.

♦ First Author : Department of Electronic and Communication Engineering, Hanyang University, mhchoe@hanyang.ac.kr, 학생회원

◦ Corresponding Author : Department of Electrical Engineering, Hanyang University, hnamm@hanyang.ac.kr, 정회원

\* Division of IT Convergence Engineering, Hansung University, hjlee@hansung.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2017-09-247, Received September 11, 2017; Revised November 17, 2017; Accepted November 21, 2017

## I. 서 론

최근 농업, 물류 배송, 방송촬영, 통신 중계, 정찰, 레저 활동 등 무인항공기 (Unmanned aerial vehicle : UAV)를 사용하는 응용 서비스가 산업·민간 분야에 다방면으로 시장을 확장해나가고 있다<sup>[1,2]</sup>. UAV의 성능 자체를 향상시키는 연구 또한 전도유망한 분야지만, 기존 서비스들의 융합과 신사업 모델의 개발을 통해 새로운 블루오션 시장 및 일자리 창출에 기여한다<sup>[3-5]</sup>.

하지만 현재 UAV를 이용한 대부분의 비즈니스 활동은 UAV 한 기만 운용하여 서비스를 제공하기 때문에 많은 한계가 존재하는 경우가 많다. 이를 극복하기 위해서 다수의 UAV가 정보 교환을 통해 협력 네트워크를 구성하여, 동시에 제어할 수 있도록 높은 신뢰성이 보장된 무선 통신 기술이 필요하다<sup>[6-8]</sup>. 특히 UAV 제어는 자동차나 비행기처럼 고속으로 움직이는 물체를 다루는 일이기 때문에 정보의 오류 발생 시 안전사고와 직결될 수 있다. 그래서 실시간 제어를 위한 고 신뢰 통신기술이 필수불가결하다. 신뢰성이 보장된 신호 전송을 위해 시간, 공간, 및 주파수 자원을 이용하여 다이버시티 이득을 획득해야한다.

다중안테나를 기반으로 대표적인 공간 다이버시티를 달성하기 위한 송신 기법으로 빔 형성 (Beam forming) 기법과 시공간 블록부호 (Space time block code : STBC)가 있는데<sup>[9,10]</sup>, 빔 형성 기법은 송신 단에서 채널 상태 정보(Channel state information : CSI)를 기반으로 신호의 크기와 위상정보를 조정하여 송신 다이버시티를 획득하는 방법이지만, CSI를 송신부에 피드백 해야 하는 단점이 존재한다. 이는 주파수 혹은 시간 자원의 손실을 감수해야한다. 하지만 STBC는 변조 심볼들을 시간 및 공간 영역에 복소 직교 코드를 설계하여, CSI의 피드백 없이 다이버시티 이득을 획득할 수 있는 장점이 있다<sup>[9]</sup>.

하지만 UAV한대에 다수의 안테나를 설치하는 것은 무리가 있을 수 있다. 그래서 송신기가 방출한 신호를 중계기가 받은 후 수신 신호를 재전송 하는 방식을 통해 수신 신호의 신뢰성을 증진시키는 협력 통신 (Cooperative communication) 방법이 있다<sup>[11,12]</sup>. 기본적으로 증폭 후 전송 (Amplify and Forward : AF)와 복조 후 전송 (Decode and forward : DF)가 있는데, AF는 중계기에서 송신기로부터 받은 신호를 단순 증폭하여 재송신 하는 방법이고, DF는 신호를 복조 한 뒤 신호를 재변조하여 전송하는 방식이다. 일반적으로 한번 필터링을 거친 DF방식이 성능이 더 좋다. 신뢰

성을 극대화하기 위해 앞서 언급한 STBC와 DF기반 중계 통신 기술을 적절히 융합하여 분산 STBC (Distributed STBC : DSTBC)가 많이 연구되어오고 있다<sup>[13-15]</sup>.

다음으로 주파수 이득을 바탕으로 신뢰성을 향상시키는 방안으로 전 이중 (Full duplex : FD) 통신 방식이 있다. 기존의 반 이중 (Half duplex : HD) 통신 방식은 데이터 정보를 양방향으로 전송할 수는 있지만 동시에 양방향으로는 전송할 수 없고, 어느 특정 시점에서 보면 반드시 어느 한 방향으로만 데이터를 전송할 수 있는 방식을 의미한다. 고로 주파수 혹은 시간자원을 분할 사용해서 송수신기간 자기간섭효과를 피하기 위함이다. 하지만 FD 방식은 자기간섭제거 (Self interference cancellation : Self IC)를 통해 방해 요소를 극복함으로써, 동일 주파수 상에서 송수신기가 신호를 송신함과 동시에 수신할 수 있는 기술이다. 이를 통해 2배 이상의 주파수 효율을 획득할 수 있기에 다양한 방면으로 많은 연구가 진행되고 있다<sup>[16,17]</sup>. 2배 이상의 효율을 획득할 수 있는 이유는 분할 주파수 간 독립성을 보장하기 위한 보호 대역(Guard band)의 필요를 배제함으로써 얻는 이득도 발생하기 때문이다.

게다가 다수의 UAV 클러스터를 제어하는 방법은 중앙 관제 제어(Central mode control : CMC) 방식과 주/종 운용 방식 (Master-slave mode : MSM)이 있는데, 클러스터 제어는 MSM이 CMC 대비 많은 장점을 가지고 있다. 클러스터 내 UAV간 단거리에서 신호를 주고받음으로써 지연시간과 에너지 자원을 절약할 수 있고, 클러스터 간 빔 간섭을 최소화 하여 공간적 주파수 효율을 올릴 수 있다. 다음으로 외부 간섭신호가 상대적으로 적기 때문에 각 클러스터별 높은 신호 대 간섭 비(Signal to interference ratio : SIR)가 보장될 수 있다.

본 논문에서는 FD 통신 상황에서 MSM, DF, DSTBC등 높은 신뢰성이 보장되는 통신 기술들의 융합을 통해 3, 4대의 UAV간 좌표 정보를 공유하여, 협력 네트워크를 구성하는 방식을 제안한다. 다음으로 모의실험에서 평균 신호 대 잡음 비 (Signal to noise ratio : SNR)에 따른 비트 오류율(Bit error rate : BER)을 통해 기존의 통신 방식 대비 성능 향상을 확인한다.

## II. 3-UAV 협력 네트워크 시스템

그림 1은 3대의 UAV를 편대제어 할 때의 협력 통

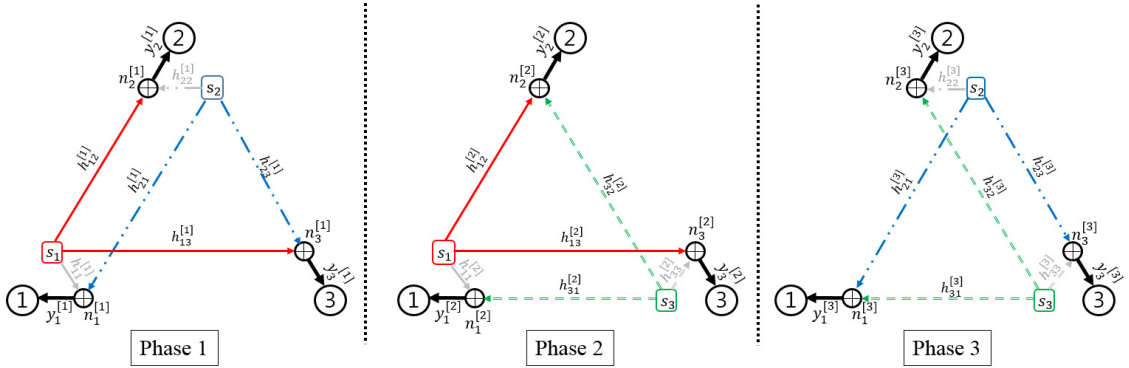


그림 1. 3대의 UAV간 협력 통신 네트워크 시스템 모델  
Fig. 1. Cooperative communication network system model among 3UAVs

신 시스템 모델을 나타내고 있으며, 각 UAV는 자신의 범세계적 위치 결정 체계 (Global positioning system : GPS) 좌표정보를 디지털 변조하여 각기 다른 UAV에 송신한다. 기존의 HD 통신 상황에는 간섭 효과를 회피하기 위해 특정 UAV가 정보를 송신할 시에는 송신 UAV를 제외한 나머지 기체들은 신호를 송신하지 않고 수신만 하는 상태로 전환한다. 하지만 제안하는 방식은 FD 통신 상황을 가정하고 있기에, UAV 간 신호 정보를 수신하면서 동시에 송신도 가능하다. 제안하는 시스템에서 각 UAV는 순환형 동일 대칭 구조를 공유하기 때문에, 독자로 하여금 혼동을 주지 않고 이해를 돕기 위하여, 3번 UAV의 관점에서 모든 수식을 유도 및 전개한다. 추가적으로 각 UAV의 수신 단에서는 수신기와 연결되어있는 채널링크는 완벽한 CSI를 알 수 있다고 가정한다.

먼저 첫 번째 phase에 3번 UAV에서 수신하는 신호는

$$y_3^{[1]} = s_1 h_{13}^{[1]} + s_2 h_{23}^{[1]} + n_3^{[1]}, \quad (1)$$

와 같고, 여기에서  $s_k$ 는  $k$ 번 UAV의 좌표 송신 신호이고,  $h_{ij}$ 는  $i$ 에서  $j$ 사이의 채널 상태 값을 의미하고, 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널특성을 따른다고 가정한다. 다음으로  $n_3$ 는 3번 UAV에서 신호 수신 시 들어오는 잡음이며, 평균이 0이고, 분산이 1인 복소 가산 백색 가우시안 잡음(Additive white Gaussian noise : AWGN)특성을 가진다. 그리고 위첨자  $\bullet$   $^{[l]}$ 는  $l$ 번째 phase를 의미한다.

다음으로 두 번째 phase의 수신 신호는

$$\begin{aligned} y_3^{[2]} &= s_1 h_{13}^{[2]} + \underbrace{(s_3 h_{33}^{[2]} - s_3 h_{33}^{[2]})}_{\text{Self-IC}} + n_3^{[2]}, \\ &= s_1 h_{13}^{[2]} + n_3^{[2]}, \end{aligned} \quad (2)$$

이고, FD방식에서 극복해야하는 정보 수신시 자기 자신의 신호가 간섭(그림 1의 회색 화살표 링크)으로 작용할 수 있는데, 이는 본인이 송신한 신호 정보 및 완벽한 CSI를 알고 있기에 Self IC가 가능하다. 같은 원리로 세 번째 phase에서 수신한 신호는

$$y_3^{[3]} = s_2 h_{23}^{[3]} + n_3^{[3]}, \quad (3)$$

와 같이 표현될 수 있다. 이후 송신신호를 복원하기 위해 (2),(3)에 채널의 역정보를 곱하면,

$$\begin{aligned} r_3^{[2]} &= s_1 + (h_{13}^{[2]})^{-1} n_3^{[2]}, \\ r_3^{[3]} &= s_2 + (h_{23}^{[3]})^{-1} n_3^{[3]}, \end{aligned} \quad (4)$$

이 되고, 이를 DF 증계방식과 같이 1차로 복조 후 재변조 하면  $\hat{s}_1, \hat{s}_2$ 를 얻어낼 수 있다.

DSTBC 기법을 적용하기 위해  $\hat{s}_1, \hat{s}_2$ 에 첫 번째 phase의 채널 정보  $h_{13}^{[1]}, h_{23}^{[1]}$ 과 조합해서 새로운 가상의 수신 신호를 만들면

$$\tilde{y}_3^{[1]} = -\hat{s}_2^* h_{13}^{[1]} + \hat{s}_1^* h_{23}^{[1]}, \quad (5)$$

이 되고, 이를 STBC모델처럼 행렬화 해서 나타내면 다음 식 (6)과 같다.

$$\begin{bmatrix} y_3^{[1]} \\ \widehat{y_3^{[1]}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{13}^{[1]} \\ h_{23}^{[1]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_3^{[1]} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

STBC신호의 복원의 이해를 돕기 위해서  $\widehat{s}_i = s_i$  라 가정하고, 식 (6)을 변형하면

$$\begin{bmatrix} y_3^{[1]} \\ \widehat{y_3^{[1]}} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{13}^{[1]} & h_{23}^{[1]} \\ h_{23}^{[1]*} & -h_{13}^{[1]*} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_3^{[1]} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

과 같이 나타낼 수 있다.

마지막으로 신호의 복원을 위하여, (7)에 채널의 에르미트(hermitian)행렬(=복소 공액 전치 행렬 : complex conjugate with transpose)  $\mathbf{H}^H$ 을 양쪽에 곱하면,

$$\begin{bmatrix} r_3^{[1]} \\ \widehat{r_3^{[1]}} \end{bmatrix} = (|h_{13}^{[1]}|^2 + |h_{23}^{[1]}|^2) \mathbf{I}_2 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{H}^H \begin{bmatrix} n_3^{[1]} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

이 되고, 여기에서  $\mathbf{I}_2$ 는 행과열의 크기가 2인 항등 행렬을 나타낸다. (8)에서 볼 수 있듯이 각 심볼에 두 개의 채널링크의 이득을 얻음을 확인 할 수 있으며, 이는 신호 복조를 할 수 있는 상태가 됨을 의미한다. 그리고 기존의 HD방식과 같은 3 phase의 시간자원 및 전력을 사용하기 때문에 큰 이점이 있음을 확인 할 수 있다.

### III. 4-UAV 협력 네트워크 시스템

그림 2는 4대의 UAV를 편대 제어하는 상황을 나타내고 있으며, 앞서 3대의 UAV 시스템과 마찬가지로 순환형 대칭 구조특징을 띄기 때문에 4번째 UAV의 관점에서 수식을 전개한다.

그림 2에는 나타나 있지 않지만 Self IC는 된다고

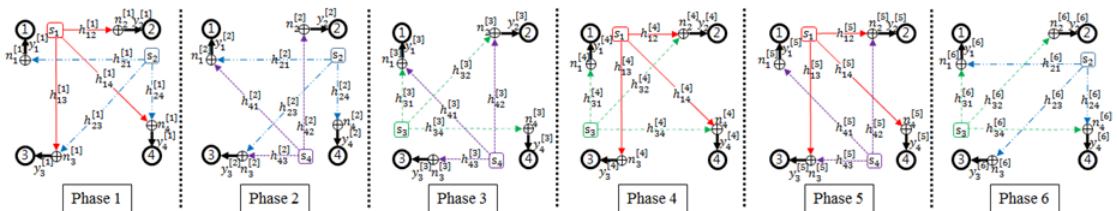


그림 2. 4대의 UAV간 협력 통신 네트워크 시스템 모델  
Fig. 2. Cooperative communication network system model among 4UAVs

가정하고, 각 phase별 수신신호를 열거하면

$$\begin{aligned} y_4^{[1]} &= s_1 h_{14}^{[1]} + s_2 h_{24}^{[1]} + n_4^{[1]}, \\ y_4^{[2]} &= s_2 h_{24}^{[2]} + n_4^{[2]}, \\ y_4^{[3]} &= s_3 h_{34}^{[3]} + n_4^{[3]}, \\ y_4^{[4]} &= s_1 h_{14}^{[4]} + s_3 h_{34}^{[4]} + n_4^{[4]}, \\ y_4^{[5]} &= s_1 h_{14}^{[5]} + n_4^{[5]}, \\ y_4^{[6]} &= s_2 h_{24}^{[6]} + s_3 h_{34}^{[6]} + n_4^{[6]}, \end{aligned} \quad (9)$$

와 같이 나타 낼 수 있다. 첨자 및 변수는 앞서 3UAV 시스템에서 사용한 방식을 동일하게 적용한다.

이제 수신 신호에 수식 (2,3)에서 (4)로 변형된 것 같은 원리로 식(9)에서 한 개의 링크로 수신된 수식들에 채널 변수들의 역을 곱해주면,

$$\begin{aligned} r_4^{[2]} &= s_2 + (h_{24}^{[2]})^{-1} n_4^{[2]}, \\ r_4^{[3]} &= s_3 + (h_{34}^{[3]})^{-1} n_4^{[3]}, \\ r_4^{[5]} &= s_1 + (h_{14}^{[5]})^{-1} n_4^{[5]}, \end{aligned} \quad (10)$$

이 되고, DF 원리를 동등하게 적용하면  $\widehat{s}_1, \widehat{s}_2, \widehat{s}_3$ 을 복원 및 생성할 수 있다.

다음으로  $\widehat{s}_1, \widehat{s}_2, \widehat{s}_3$ 와 1,4,6번째 phase의 채널 정보를 조합하여 가상의 신호를 만들면

$$\begin{aligned} \widehat{y_4^{[1]}} &= -\widehat{s}_2 h_{14}^{[1]} + \widehat{s}_1 h_{24}^{[1]}, \\ \widehat{y_4^{[4]}} &= -\widehat{s}_3 h_{14}^{[4]} + \widehat{s}_1 h_{34}^{[4]}, \\ \widehat{y_4^{[6]}} &= -\widehat{s}_3 h_{24}^{[6]} + \widehat{s}_2 h_{34}^{[6]}, \end{aligned} \quad (11)$$

이 된다.(앞서 수식 5의 절차와 같은 원리)

이제 가상의 수신 신호와 실제 수신신호를 모아서 행렬화 시키면, 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_4^{[1]} \\ \widehat{y}_4^{[1]} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -\widehat{s}_2 & \widehat{s}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{14}^{[1]} \\ h_{24}^{[1]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_4^{[1]} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} y_4^{[4]} \\ \widehat{y}_4^{[4]} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} s_1 & s_3 \\ -\widehat{s}_3 & \widehat{s}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{14}^{[4]} \\ h_{34}^{[4]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_4^{[4]} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} y_4^{[6]} \\ \widehat{y}_4^{[6]} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} s_2 & s_3 \\ -\widehat{s}_3 & \widehat{s}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{24}^{[6]} \\ h_{34}^{[6]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_4^{[6]} \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (12)$$

$\widehat{s}_i = s_i$ 라 가정할 뒤, 수신 신호 행렬 식 (12)를 다시 정리하면,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_4^{[1]} \\ \widehat{y}_4^{[1]*} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} h_{14}^{[1]} & h_{24}^{[1]} \\ h_{24}^{[1]*} & -h_{14}^{[1]*} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{12}^{[1]}} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_4^{[1]} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} y_4^{[4]} \\ \widehat{y}_4^{[4]*} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} h_{14}^{[4]} & h_{34}^{[4]} \\ h_{34}^{[4]*} & -h_{14}^{[4]*} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{13}^{[4]}} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_4^{[4]} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} y_4^{[6]} \\ \widehat{y}_4^{[6]*} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} h_{24}^{[6]} & h_{34}^{[6]} \\ h_{34}^{[6]*} & -h_{24}^{[6]*} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{23}^{[6]}} \begin{bmatrix} s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_4^{[6]} \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (13)$$

이 되고, 여기에서  $\mathbf{H}_{ij}^{[l]} = \begin{bmatrix} h_{i4}^{[l]} & h_{j4}^{[l]} \\ h_{j4}^{[l]*} & -h_{i4}^{[l]*} \end{bmatrix}$  이다.

끝으로 복원 할 수 있는 형태 행렬들을 나타내면

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} r_4^{[1]} \\ \widehat{r}_4^{[1]*} \end{bmatrix} &= (|h_{14}^{[1]}|^2 + |h_{24}^{[1]}|^2) \mathcal{I}_2 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + [\mathbf{H}_{12}^{[1]}] \mathbf{H} \begin{bmatrix} n_4^{[1]} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} r_4^{[4]} \\ \widehat{r}_4^{[4]*} \end{bmatrix} &= (|h_{14}^{[4]}|^2 + |h_{34}^{[4]}|^2) \mathcal{I}_2 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_3 \end{bmatrix} + [\mathbf{H}_{13}^{[4]}] \mathbf{H} \begin{bmatrix} n_4^{[4]} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} r_4^{[6]} \\ \widehat{r}_4^{[6]*} \end{bmatrix} &= (|h_{24}^{[6]}|^2 + |h_{34}^{[6]}|^2) \mathcal{I}_2 \begin{bmatrix} s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + [\mathbf{H}_{23}^{[6]}] \mathbf{H} \begin{bmatrix} n_4^{[6]} \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (14)$$

과 같이 나타낼 수 있다. 3대의 UAV시스템과 비슷한 형태의 복원 행렬을 얻을 수 있다. 큰 차이점은 3UAV 시스템은 각 신호별 2개의 채널 링크 이득을 얻는 것이 4개의 링크 이득을 얻을 수 있는 점이다.

#### IV. 모의 실험 결과

그림 3은 기존의 모델과 제안한 모델들의 평균 SNR 대비 BER 성능을 나타낸다. 채널 및 잡음은 평균이 0이고, 분산이 1인 복소 정규(Complex normal)

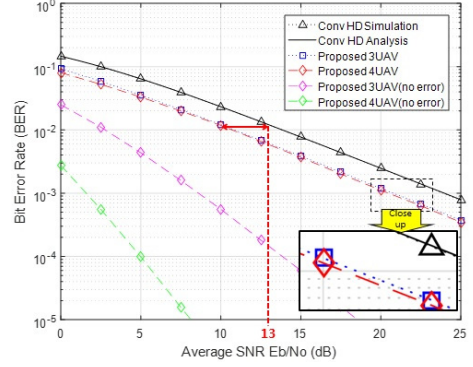


그림 3. 평균 SNR 대비 BER 성능  
Fig. 3. BER vs the average SNR

분포를 따르고(즉,  $CN(0,1)$ ), 각 채널 변수는 독립 항등 분포(Independent and Identically Distributed : i.i.d) 조건을 만족한다. 기존의 HD 방식은 각 노드가 phase 별 한 번씩 정보를 송신하기 때문에 기존의 단일 입출력 (Single input single output : SISO) 송수신 모델과 같은 성능을 보인다. 하지만 제안한 방식들은 전반적으로 약 3dB의 이득을 취해서 2배가량의 수신 신뢰성을 보장함을 나타낸다. 수식(8)과 (14)를 참조하면 2배 또는 4배 정도의 다이버시티 이득을 획득하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 단일 심볼 복조가 완벽하게 복원 되지 않기 때문에, 실제 BER 성능은 그에 미치지 못하고 있다. 이를 만족시키지 못하는 큰 이유는 식 (4) 와 (10)에서 단일 심볼 디코딩이  $\widehat{s}_i \neq s_i$ 와 같이 실패했을 때, BPSK 변조 방식에서는 간섭의 영향이 2배로 증폭되어 되어 낮은 신호 대 간섭 잡음비 (Signal to interference-plus-noise ratio : SINR)을 보장하기 때문이다. 예를 들어 3개의 UAV의 경우에 SINR은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{SINR} = \begin{cases} \frac{(|h_{13}^{[1]}|^2 + |h_{23}^{[1]}|^2) E_{s_i}}{N_0} & \text{if } \widehat{s}_i = s_i \\ \frac{(|h_{13}^{[1]}|^2 + |h_{23}^{[1]}|^2) E_{s_i}}{2(|h_{13}^{[1]}|^2) E_{s_i} + N_0} & \text{if } \widehat{s}_i \neq s_i \end{cases}$$

4개의 UAV의 경우도 위와 동일한 원리에 기반한 SINR을 공유하기에 다이버시티 지수의 상승은 기대하기 힘들다. 하지만 연속간섭제거(Successive interference cancellation : SIC) 및 회귀적 간섭 제거와 같은 기법을 통해 심볼 복원력을 상승시켜,  $\widehat{s}_i = s_i$ 와 같이 신호의 추정을 정확히 할 수 있다면, 2배 혹은 4배 정도의 다이버시티 이득을 획득하는 것을 확

인할 수 있다. 이를 통해 제안하는 시스템의 발전 가능성 및 개선의 여지가 충분히 있음을 확인하였다.

## V. 결 론

본 논문에서는 FD 통신 상황에서 신뢰성을 향상시키기 위한 UAV 협력 네트워크 모델을 제안하였다. 3·4대의 UAV가 DSTBC를 이용하여 신호를 적절하게 복원하는 수식 절차를 상세히 설명하고, 모의실험에서 BER 성능 그래프를 통해 2배에 가까운 성능 향상을 확인할 수 있었으며, 4대의 경우에는 기존보다는 나은 성능을 내지만 3대의 UAV 대비 큰 이득을 획득할 수 없음을 확인하였다. 본 연구는 5개 이상의 UAV에 대한 경우는 다루지 않았는데, 왜냐하면 제안하는 방식은  $nC_2$ 개의 phase를 사용하고 있는데, 만약 UAV가 5대면 10개의 phase를 사용하기에 각 UAV가 동일 좌표정보를 2번씩 송신할 수 있기에 HD 방식에서 2phase에 대한 시간 다이버시티 이득을 얻는 것이 복잡도차원에서 더 효율적이기 때문이고, 추가적으로 10phase 동안 동일한 위치 정보를 송신하는 것도 무리가 있기 때문이다. Multi-UAV 네트워크 모델은 추후에 각 UAV별 다중안테나 설치를 통해 신뢰도를 더 향상하는 방법 및 Self IC의 영향이 남아서 수식적 분석이 어려운 부분을 해석해 내는 것 또한 앞으로의 좋은 연구 주제가 될 수 있을 것이다.

## References

- [1] J. W. Bae, "Technology and Korea's competitiveness analysis through UAV patent analysis," *J. KICS*, vol. 41, no. 12, pp. 1868-1875, Dec. 2016.
- [2] H. Y. Chao, Y. C. Cao, and Y. Q. Chen, "Autopilots for small unmanned aerial vehicles: A survey," *Int. J. Control, Automat. Syst.*, vol. 8, no. 1, pp. 36-44, 2010.
- [3] C. Hwang, J. Kim, and Y. Ryu, "Performance of channel estimation and frequency-domain equalization for UAV command and control links," *J. KICS*, vol. 42, no. 7, pp. 1316-1324, Jul. 2017.
- [4] J. Cho, H. Cheon, W. Lee, J. Ahn, S. Jin, and J. Kim, "MAC protocol technology trends for UAV networks," *J. KICS*, vol. 42, no. 6, pp. 1216-1224, Jun. 2017.
- [5] W. Jung, N. Hong, J. Jang, H. Chae, and J. Park, "Polyphase I/Q network and active vector modulator based beam-forming receiver for UAV based airborne network," *J. KICS*, vol. 41, no. 11, pp. 1566-1573, Nov. 2016.
- [6] Z. Chao, L. Ming, Z. Shaolei, and Z. Wenguang, "Collision-free UAV formation flight control based on nonlinear MPC," *ICECC*, pp. 1951-1956, Ningbo, China, Sept. 2011.
- [7] S. Maeng, H. Park, and Y. Cho, "Beam tracking technique for communication with multiple unmanned aircraft vehicles(UAVs)," *J. KICS*, vol. 41, no. 11, pp. 1539-1548, Nov. 2016.
- [8] I. Bekmezci, O. K. Sahingoz, and S. Temel, "Flying ad-hoc networks (FANETs): A survey" *Ad Hoc Networks*, vol. 11, no. 3, pp. 1254-1270, May 2013.
- [9] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [10] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, Jul. 1999.
- [11] S. S. Ikki and M. H. Ahmed, "Performance analysis of adaptive decode-and-forward cooperative diversity networks with best-relay selection," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 1, pp. 68-72, Jan. 2010.
- [12] T. Wang, A. Cano, G. B. Giannakis, and J. N. Laneman, "High-performance cooperative demodulation with decode-and-forward relays," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 7, pp. 1427-1438, Jul. 2007.
- [13] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2415-2425, Oct. 2003.
- [14] Y. Jing and B. Hassibi, "Distributed space-time coding in wireless relay networks," *IEEE*

*Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 12, pp. 3524-3536, Dec. 2006.

- [15] M. Choi, H. Lee, and H. Nam, "Cooperative UAV networks based on distributed space-time block codes," *URAI 2016*, pp. 454-458, Aug. 2016.
- [16] D. Bharadia, E. McMillin, and S. Katti, "Full duplex radios," in *Proc. ACM SIGCOMM*, pp. 375-386, Aug. 2013.
- [17] O. Simeone, E. Erkip, and S. Shamai, "Full-duplex cloud radio access networks: An information-theoretic viewpoint," in *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 3, no. 4, pp. 413-416, Aug. 2014.

**최민환 (Minhwan Choi)**



2012년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 졸업  
 2012년 3월~현재 : 한양대학교 전자공학과 석·박사 통합과정  
 <관심분야> 시공간부호, 통신공학, 협력 통신

**이후진 (Hoojin Lee)**



1997년 2월 : 서울대학교 전기공학부 졸업  
 2002년 : University of Texas at Austin 전기컴퓨터공학과 석사  
 2007년 : University of Texas at Austin 전기컴퓨터공학과 박사  
 2008~2009년 : Freescale Semiconductor Inc., System & Architecture Engineer  
 2009년~현재 : 한성대학교 IT융합공학부 부교수  
 <관심분야> 차세대 이동통신, 통신시스템설계, 디지털 신호처리

**남해운 (Haewoon Nam)**



1997년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 졸업  
 1999년 2월 : 서울대학교 전자공학부 석사  
 2006년 : University of Texas at Austin 전기컴퓨터공학과 박사  
 2006~2010년 : Motorola Inc., Senior Staff  
 2010~2011년 : Apple Inc., Principle Engineer  
 2011년~현재 : 한양대학교 전자공학부 교수  
 <관심분야> 이동통신, 통신시스템설계, 임베디드 시스템