creative commons

COMMONS DEED

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

[UCI]I804:21031-200000294753

공 학 석 사 학 위 논 문

Automotive IoT 서비스를 위한 MIMO Radar 이미징과 무선 정보 및 전력 전송 기법 연구

2020 년 2 월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 자 공 학 과

이 종 혁

공 학 석 사 학 위 논 문

Automotive IoT 서비스를 위한 MIMO Radar 이미징과 무선 정보 및 전력 전송 기법 연구

지도교수 박 재 현

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함

2020 년 2 월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 자 공 학 과

이 종 혁

이종혁의 공학석사 학위논문을 인준함

2020 년 2 월

위 원 장 공학박사 이 원 창 (인)

위 원 공학박사 임 창 헌 (인)

위 원 공학박사 박 재 현 (인)

목 차

Abstract

Ⅰ. 서론 1

Ⅱ. 다중 노드 무선 정보 및 전력 전송을 위한 1-bit 피드백 및 클러스터링 기반의 분산 빔포밍 기법 연구 3

2.1 서론 3

2.2 다중 에너지 수신 노드에서의 1-bit 피드백 기반의 분산 빔포밍 기법 7

2.2.1 시스템 모델 7

2.2.2 한 bit 피드백을 통한 위상 동기화 과정 9

2.3 다중 에너지 수신 노드에서의 분산 클러스터링 기법 12

2.3.1 경로 손실에 기반한 클러스터링 기법 12

2.3.2 경로 손실과 노드 수에 따른 Weighted 클러스터링 기법 ... 14

2.4 다중 수신 노드를 위한 1-bit 피드백과 계층적 클러스터링의 빠른 분산 빔포밍 기법 17

2.4.1 서브 클러스터에서의 1-bit 피드백 기반의 위상 동기화 ... 18

2.4.2 서브 클러스터 간의 위상 동기화 20

2.5 에너지 하베스팅 아웃테이지 확률 23

2.6 시뮬레이션 26

2.7 결론 31

Ⅲ. FMCW MIMO 레이다 시스템에서 2D MUSIC과 순차적 간섭 제거 기법 기반의 방위각, 속도, 거리 동시 추정 33
3.1 서론 33
3.2 FMCW MIMO 레이다 시스템 모델 36
3.2.1 FMCW MIMO 레이다의 송신 신호 모델 36
3.2.2 FMCW MIMO 레이다의 수신 신호 모델 37
3.2.3 이산 시간 신호 행렬로의 표현과 재구성 40
3.3 2D MUSIC 알고리즘과 FFT 알고리즘을 사용한 방위각, 속도, 거리 추정 44
3.3.1 2D MUSIC을 사용한 방위각과 속도 추정 44
3.3.2 Matched filtering과 FFT 알고리즘을 사용한 거리추정 46
3.4 2D MUSIC 알고리즘과 SIC를 사용한 방위각과 속도 추정 48
3.5 시뮬레이션 52
3.5.1 2D MUSIC 알고리즘과 SIC 유무에 따른 추정 결과 53
3.5.2 2D MUSIC과 SIC 유무에 따른 방위각과 속도의 RMSE 결과 56
3.6 결론 58

Ⅳ. MIMO OFDM 펄스 레이다-통신에서 부반송파 할당 방식에 따른 정보 전달률 및 파라미터 추정 성능 분석 59
4.1 서론 59
4.2 MIMO OFDM 레이다 시스템 모델 62
4.2.1 OFDM 펄스 RadCom에서의 송신 신호 모델 62
4.2.2 OFDM 정보 수신기에서의 수신 신호 모델 64
4.2.3 OFDM 펄스 레이다 수신기에서의 수신 신호 모델 65
4.3 RadCom의 정보 전송 및 목표물 방위각 추정 기법 68
4.3.1 정보 전송 기법 68
4.3.2 목표물 방위각 추정 기법 69

4.4 부반송파 할당 방법 72
4.4.1 Rate-maximizing subcarrier allocation 방식 72
4.4.2 Regularly fixed subcarrier allocation 방식 73
4.4.3 Adaptive subcarrier allocation 방식 73
4.5 시뮬레이션 75
4.6 결론 79

Ⅴ. 결론 80

참고문헌 81

MIMO Radar imaging and wireless information and energy transmission for Automotive IoT Service

Jong-Hyeok Lee

Department of Electronic Engineering, Graduate School,
Pukyong National University

Abstract

In this paper, we propose radar imaging technique and wireless information and energy transmit strategies for automotive IoT service. First, we consider the distributed beamforming technique based on one-bit feedback for multi-energy harvester. We propose two kinds of method when the network synchronize the phase for wireless information and energy transmission. One is that all energy transmit node make some clusters for serving each energy harvesting nodes. The other one is that the energy transmit nodes in each cluster make sub-clusters for fast phase synchronization. Second, we propose super-resolution radar imaging technique with FMCW MIMO radar for automotive vehicles. We use 2D MUSIC algorithm and 2D MUSIC algorithm with SIC to estimate azimuth and velocity of multi-target jointly and also use FFT algorithm to estimate range after the 2D MUSIC algorithm. We compare the two techniques to show accuracy and resolution of proposed algorithms. Finally, we propose subcarrier allocation methods for MIMO OFDM pulse RadCom(Radar and Communication) system and analyze the performance to show what kinds of allocation method is the best for the system. The RadCom is a system which joint information transmission and Radar function. The proposed allocation method can show the best performance of Achievable rate and target estimation to automotive IoT service.

Ⅰ. 서 론

최근 자율주행 차량 또는 스마트 차량이 많은 관심을 받고 있고 개발되고 있다. 또한, 많은 국가와 기업은 자율주행 인프라 구축과 함께 자율주행 차량 상용화를 추진하고 있고 10년 이내에 상용화가 될 것으로 전망하고 있다. 이러한 자율주행 차량의 개발과 함께, 적용 가능한 다양한 분야의 기술들이 개발되고 있다. 특히 차량의 주행에 있어, 사고 위험성과 연관된 안전성이 가장 중요한 부분으로 주목되고 있다. 자율주행에 있어 주변 차량, 사람, 가로수 등의 장애물을 탐지하고, 상황에 맞게 판단하는 것이 중요한 기능이 될 것이다. 따라서 카메라를 사용한 이미지 처리 또는 LIDAR(Light Detection And Ranging), RADAR(Radio Detection and Ranging) 등을 통한 목표물 탐지 기술이 사용 및 개발되고 있다.

그리고 자율주행 인프라의 구축을 통해, 차량과 인프라 장비(Vehicle-to-Everything, V2X) 간의 통신 또는 차량과 차량(Vehicle-to-Vehicle, V2V) 사이의 통신이 중요한 역할을 할 것이다. 이러한 통신을 통하여 주변 도로의 교통량, 사고 상황 등의 정보를 공유하는 소위, Automotive IoT 네트워크를 구성할 수 있다. 이러한 Automotive IoT 네트워크는 일반적인 IoT 네트워크와 유사하지만, 장비 규모와 유동성이 크다는 차이점이 있다. 그래서 일반적인 IoT 시스템에 적용될 수 있는 기술들을 Automotive IoT 네트워크에 사용하기 위해서는 좀 더 빠른 신호처리 시간을 요구하게 될 것이다.

본 논문에서는 Automotive IoT 네트워크에 적용 가능한 차량용 레이더와 정보 전송용 협력 통신을 위한 분산 빔포밍 기법을 제안한다. 본 논문의 2장에서는 무선 정보 또는 무선 전력 전송 시스템을 적용한 IoT 네트워크에서, 협력 통신을 위한 낮은 구현 복잡도 및 빠른 위상 동기화를 위한 분산 빔포밍 기법을 제안한다. 일반적인 IoT 네트워크에서도 적용 가능한 기법으로써, Automotive IoT 네트워크에서 여러 차량 또는 차량에 부착된 복수의 통신 노드에 의한 협력 통신 위해 분산 빔포밍 기법을 사용하는 시스템을 고려한다. 그래서 기존의 분산 빔포밍 기법을 기반으로 하여, 복수의 수신 단말기에 대한 분산 빔포밍 기법과 빠른 위상 동기화를 위한 분산 빔포밍 기법을 제안한다. 그리고 본 논문의 3장과 4장에서는 전방 목표물을 탐지하는 여러 기술 중 레이다에 초점을 두었다. 다른 기술들에 비해 레이더가 갖는 가장 큰 이점은 빠른 처리 시간과 다양한 날씨에 강인하다는 점이다. 차량 주행 시, 안전성 확보를 위한 고해상도의 목표물 추정 능력이 요구된다. 따라서 본 논문의 3장에서는 고해상도 레이다 추정 기법으로서 2D MUSIC을 사용한 FMCW MIMO 레이다 이미징을 소개하고 성능 개선을 위한 기법을 제안한다. 또한, 최근 OFDM 신호 기반의 MIMO 레이다 기술이 많이 연구되고 있다. 일반적으로 OFDM 통신과 레이다의 대역을 공유한다는 점과 통신을 수행하는 동시에 레이다 기능을 수행할 수 있다는 점에서, 차량 간 통신과 차량용 레이더 기능을 결합한 RadCom(Radar and Communication)이라고 한다. 본 논문의 4장에서는 MIMO OFDM 펄스 RadCom의 정보 전송률과 방위각 추정 성능을 동시에 만족시키기 위한 OFDM 부반송파 할당 방식을 제안한다. 끝으로 각 장에서 제안한 기법들의 모의실험 결과를 확인하고 검증한다.

Ⅱ. 다중 노드 무선 정보 및 전력 전송을 위한 1-bit 피드백 및 클러스터링 기반의 분산 빔포밍 기법 연구

2.1 서론

최근, 무선센서 네트워크(Wireless Sensor Network, WSN)는 홈 네트워킹, 군사 및 건강관리와 같은 다양한 machine-to-machine(M2M) 또는 IoT(Internet of Things) 애플리케이션에 중점을 두고 있다. 또한, WSN을 통한 Vehicle-to-Vehicle(V2V) 통신 또는 Vehicle-to-Everything(V2X) 등을 위한 다양한 기술들이 개발되고 있다. 일반적으로 소형의 무선센서 노드는 배터리가 제한되어 있어, 에너지 관점에서 효율적인 데이터 전송 방식과 라우팅 프로토콜이 광범위하게 연구되었다[1-3]. 또한, 무선으로 에너지를 전송하는 기술이 많은 관심을 받고 있고, 무선센서 노드의 에너지 고갈을 극복하기 위해 기존의 무선 통신 네트워크와 함께 무선 에너지 전송 네트워크가 구축되고 있다[4-7]. 반면 차량과 같이 센서 노드들의 배터리가 큰 문제가 되지 않는 경우, 네트워크는 정보 전송을 목적으로 개발되고 있다.

이번 장에서는 무선 전력 전송 관점에서 분산 빔포밍[8,9]을 사용한 시스템을 고려한다. 그리고 분산 빔포밍이 완료된 후, 에너지 신호를 무선 정보 신호로 바꿈으로써 자연스럽게 정보 전송 효율을 증가시킬 수

있다. 따라서 이번 장에서는 그림 1과 같이 무선으로 에너지를 전송하는 다수의 에너지 송신 노드와 무선으로 에너지를 하베스팅할 수 있는 다수의 에너지 수신 노드가 존재하는 무선 에너지 전송 네트워크를 고려하고 1-bit 피드백 및 클러스터링 기반의 분산 빔포밍 기법을 제안한다. 분산된 에너지 송신 노드들은 에너지 수신기에서 모든 수신 신호가 같은 위상이 되어 보강간섭을 겪도록 하기 위해 위상을 적절히 조정한 RF 에너지 신호를 송신한다. 1-bit 피드백 기반의 분산 빔포밍에서는 정확한 채널 정보를 피드백하지 않기 때문에 전체적인 구현 복잡성을 감소시킨다.

단일 에너지 수신 노드의 경우, 수신 노드는 1-bit 피드백 정보를 브로드캐스팅하고 송신 노드들은 피드백 정보를 기반으로 [8]에서 개발된 송신 신호 위상을 갱신한다. 이번 장에서는 다중 에너지 수신 노드의 경우에 대하여, 각 에너지 송신 노드가 위상을 맞춰 에너지를 전송할 수신 노드를 결정하는 두 가지 클러스터링 기법을 제안한다. 각 에너지 수신 노드에서 하베스팅되는 수신 전력은 거리에 반비례한다. 따라서 각 수신 노드들은 경로 손실이 상대적으로 작은 송신 노드들을 각 클러스터에 포함하는 경로 손실 기반의 클러스터링 기법을 제안한다. 그러나 이 클러스터링 기법에서, 일부 클러스터의 에너지 수신 노드가 에너지 하베스팅을 위한 충분한 에너지 송신 노드를 확보하지 못할 가능성이 있다. 따라서 경로 손실 및 포함된 송신 노드 수 기반의 클러스터링 기법을 추가로 제안한다. 두 기법 중에서 한 가지를 적용한 후, 각 클러스터에 대해 차례로 송신 노드들의 위상 동기화를 수행한다.

기존의 1-bit 피드백 기반의 분산 빔포밍[8]은 에너지 송신 신호의 수가 증가함에 따라, 위상이 동기화될 때까지 큰 수렴시간이 필요하다.

따라서 이번 장에서는 서브 클러스터링 기반의 빠른 분산 빔포밍 기법 또한 제안한다. 이는 단일 에너지 수신 노드의 경우뿐 아니라 다중 에너지 수신 노드의 각 클러스터의 위상 동기화에도 같게 적용될 수 있다. 이 기법은 한 클러스터 내에서 송신 노드들을 여러 개의 서브 클러스터로 만든다. 그리고 먼저, 각 서브 클러스터 별로 1-bit 피드백 기반의 분산 빔포밍을 수행하고 다음으로 각 서브 클러스터 별로 grid-searching 기반의 위상 동기화를 수행한다. 이는 송신 노드 수를 줄임으로써 각 위상 동기화 과정이 빠르게 완료시킨다. 또한, 서브 클러스터 간의 위상 동기화는 적은 수의 노드에 대한 위상 동기화로 생각할 수 있어 매우 짧은 수렴시간을 요구한다.

이번 장에서 제안된 클러스터링 방법에 대해 수신 에너지 아웃테이지 확률과 수렴시간을 분석한다. 시뮬레이션을 통하여 서브 클러스터링 기법이 피드백의 오버헤드 없이 수렴시간을 단축할 수 있음을 보여준다. 또한, 수신 에너지 아웃테이지 확률을 통해 분산 빔포밍을 통해 무선 에너지 전송 네트워크의 설계에 대한 정보를 제공한다.

이번 장의 두 번째 절에서는 이번 장에서 고려된 시스템 모델을 소개하고 세 번째 절에서는 1-bit 피드백 기반의 분산 빔포밍을 소개한다. 그리고 네 번째 절에서는 다중 수신 노드에 대한 두 가지 클러스터링 알고리즘을 제안한다. 다섯 번째 절에서는 다중 수신 노드에 대해 1-bit 피드백 및 서브 클러스터링 기법을 통한 빠른 분산 빔포밍 기법을 제안한다. 여섯 번째 절에서는 다중 수신 노드에서 수신 에너지에 대한 아웃테이지 확률을 소개한다. 끝으로 일곱 번째 장에서는 몇 가지 시뮬레이션 결과를 확인하고 마지막 절에서는 결론을 맺는다.

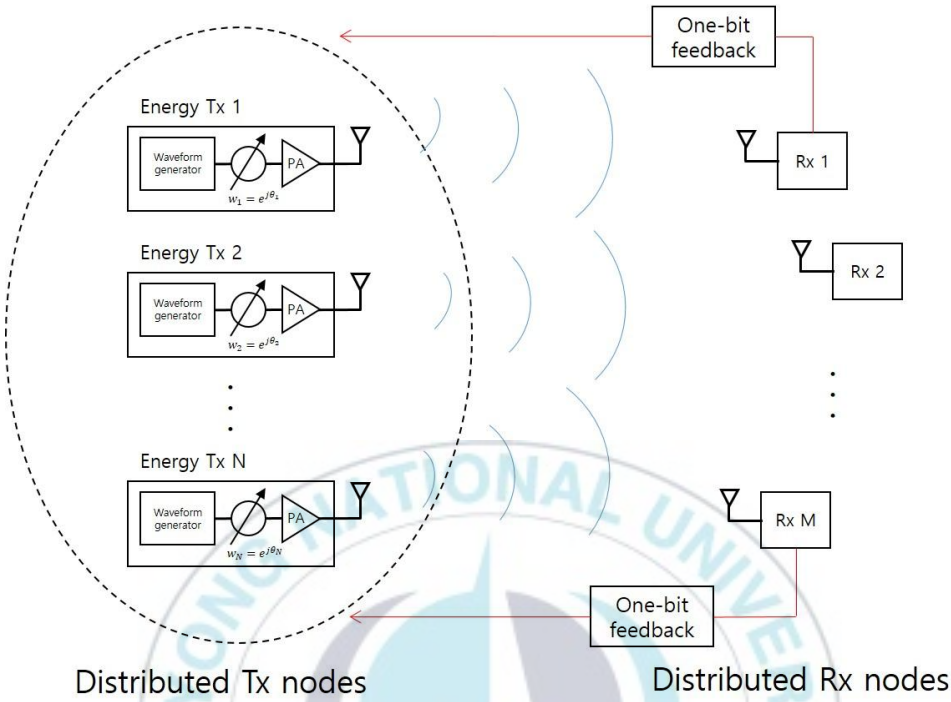


그림 1. 분산된 M개의 수신기와 N개의 송신기로 구성된 1-bit 빔포밍 기반의 분산 빔포밍 시스템 모델

2.2 다중 에너지 수신 노드에서의 1-bit 피드백 기반의 분산 빔포밍 기법

2.2.1 시스템 모델

이번 절에서는 그림 1과 같은 다중 에너지 수신 노드에 기존의 1-bit 피드백 기반의 분산 빔포밍[9,10]을 적용한다. 시스템 모델은 M개의 에너지 수신 노드와 N개의 에너지 전송 노드들로 구성되고 모든 노드는 단일 안테나를 사용한다고 가정한다. N개의 노드는 모든 에너지 수신 노드에 에너지를 전송하기 위해 협력한다. 이 과정에서 모든 송신 노드는 같은 에너지 신호(정보가 들어있지 않은 정현파 신호 또는 복소 신호)를 전송하게 된다. N개의 분산된 노드들은 서로 co-located 되어 있지 않기 때문에 모든 노드와 에너지 하베스터 사이의 위상 지연은 노드들의 위치에 따라 독립적으로 결정된다. 이 알고리즘은 위상의 사전 보상 통하여 에너지 수신 노드에서의 최대보강간섭을 목표로 한다. 송신 노드들의 위상 보상은 에너지 수신 노드에서 채널 정보를 피드백하는 것이 아닌 한 bit의 정보만을 브로드캐스트하는 방법을 사용한다. 에너지 송신 노드들의 송신 신호는 다음과 같다.

$$x_n(t) = e^{j\theta_n} s(t) = \omega_n s(t) \tag{1}$$

$n = 1, 2, ..., N$이고 $s(t)$는 모든 송신 노드에서 송신할 에너지 복소 신

호이다. 각 송신 노드는 송신 신호에 θ_n만큼의 위상을 보상하여 신호를 송신한다. 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_m(t) = \sum_{n=1}^{N} d_{m,n}^{-\alpha} h_{m,n} x_n(t) + v_m(t) \qquad (2)$$

m번째 에너지 수신 노드의 수신 신호는 선형적으로 변형된 송신 신호들과 잡음의 합으로 표현된다. $d_{m,n}^{-\alpha}$는 신호 전파과정에서의 경로 손실이고 $v_m(t)$는 $CN(0,\sigma_n^2)$의 복소 AWGN 잡음이다, $h_{m,n} = a_{m,n} e^{j\phi_{m,n}}$은 m번째 수신 노드와 m번째 송신 노드 사이의 채널 모델로써 $a_{m,n}$은 Rayleigh 분포이고 $\phi_{m,n}$은 [0 , 2π]에서 uniform하게 분포된다. 사전 위상 보상에 대한 이해를 돕기 위해 다음과 같이 수신 신호를 표현할 수 있다.

$$y_m(t) = s(t)\left(\sum_{n=1}^{N} d_{m,n}^{-\alpha} a_{m,n} e^{j(\phi_{m,n}+\theta_n)}\right) + v_m(t) \qquad (3)$$

에너지 수신 노드에서는 채널 정보가 아닌 한 bit의 정보를 피드백하고, 반복된 피드백을 통해 송신 노드들은 θ_n을 계속 수정하여 위상 동기화 과정을 수행한다. 이 내용은 다음 절에서 소개한다. 반복된 위상 수정을 통해 모든 θ_n에 대해 다음 조건을 만족시키려고 한다.

$$\left(\phi_{m,1}+\theta_1\right)=\cdots=\left(\phi_{m,N}+\theta_N\right)=const \qquad (4)$$

이 조건을 만족시키면 m번째 수신 노드의 수신 신호는 최대 보강간섭 즉, 최대 RSS(Received signal strength)를 얻게 된다.

2.2.2 한 bit 피드백을 통한 위상 동기화 과정

이번 절에서는 단일 에너지 수신 노드에 대한 기존의 1-bit 피드백 기반의 분산 빔포밍 기법을 소개한다. 모든 송신 신호는 같은 주파수의 복소 에너지 신호라고 가정한다. 단일 에너지 수신 노드는 주기적으로 RSS를 측정하고 현재까지 측정된 RSS의 최댓값과 비교하여 피드백 bit를 결정한다. 현재 측정된 RSS 값이 더 큰 경우, 피드백 bit는 '1'로 결정되고 RSS의 최댓값 또한 갱신된다. 반면에 더 작을 경우, 피드백 bit는 '0'으로 결정된다. 수신 노드는 결정된 피드백 bit를 피드백 채널을 통해 브로드캐스트하여 에너지 송신 노드에 전달한다. 에너지 송신 노드들은 피드백 정보를 바탕으로 하여 송신 신호의 위상을 조정한다. 에너지 송신 노드들은 피드백 bit '1'을 수신 받을 때, 사용된 송신 신호의 위상을 현재까지 최적의 위상이라고 판단하여 $\theta_{n,\max}$에 저장한다. 또한, 피드백 bit가 '0'일 때는 이전까지의 $\theta_{n,\max}$을 유지한다. 송신 신호는 매 송신 시, $\theta_{n,\max}$에 $[-\pi/20, \pi/20]$에서 uniform하게 분포된 δ_θ만큼 조정된 위상을 사용한다. 특정 반복 횟수에 도달할 때까지 위 과정을 반복하고 다음과 같은 알고리즘으로 표현할 수 있다.

Algorithm 1. Distributed energy beamforming for a single node

1. Initialize $\theta_n[0]=0$ and $\theta_{n,\max}[0]=\theta_n[0]$ at the n th Tx.
2. Initialize $RSS_{1,\max}[0]=0$ at the Rx node.
3. Set $i=1$, and $i_{converge}=0$.
4. The n th Tx transmits a signal with a phase $\theta_n[i]=\theta_{n,\max}[i-1]+\delta_\theta$, where δ_θ is uniformly distributed on $[-\pi/20,\pi/20]$.
5. If $RSS_1[i]\geq RSS_{1,\max}[i-1]$, the Rx node updates $RSS_{1,\max}[i]=RSS_1[i]$ and $i_{converge}=0$ and broadcasts a feedback bit 1 to the Tx nodes, where $RSS_1[i]=|y_1[i]|$ with $y_1[i]=y_1(iT_s)$.
6. Else, the Rx node updates $i_{converge}=i_{converge}+1$ and broadcasts a feedback bit 0 to the Tx nodes.
7. If the n th Tx receives feedback bit 1, it updates $\theta_{n,\max}[i]=\theta_n[i]$.
8. If $i_{converge}>I_{threshold}$ with a constant $I_{threshold}$, terminate the algorithm.
9. Set $i=i+1$ and go to Step4.

Step 5의 $y_1(iT_s)$는 다음과 같이 주어진다.

$$y_1(iT_s) = s(iT_s)\left(\sum_{n=1}^{N} d_{1,n}^{-\alpha} a_{1,n} e^{j(\phi_{1,n}+\theta_n)}\right) + v_1(iT_s) \qquad (5)$$

Step 3의 i는 반복 횟수이고 $i_{converge}$는 수신 신호가 최대 RSS에 도달하였는지를 판단하기 위해 사용된다. 에너지 송신 노드들은 피드백 bit '0'을 수신 받을 때, $i_{converge}$을 1 증가시키고 피드백 bit가 '1' 일 때는 $i_{converge}$을 0으로 초기화한다. $i_{converge}$가 $I_{converge}$보다 커지는 경우 알고리즘을 종료한다.

2.3 다중 에너지 수신 노드에서의 분산 클러스터링 기법

이번 절에서는 다중 에너지 수신 노드가 존재하는 환경에서, 에너지 송신 노드들이 클러스터링을 통하여 분산 빔포밍을 수행하는 기법을 제안한다. 각 에너지 송신 노드들은 에너지를 전송할 수신 노드를 선택하고 그 수신 노드에서 RSS를 최대화하기 위해 위상을 조정한다. 따라서 각 에너지 수신 노드에서 수집된 에너지는 송신 노드들이 어떻게 클러스터링되었는지에 따라 결정된다.

2.3.1 경로 손실에 기반한 클러스터링 기법

경로 손실과 같이 천천히 변하는 long-term CSI는 얻기 쉬우므로, 송신 노드들과 수신 노드들은 서로 간의 the large-scale fading인 '경로 손실' 에 대한 정보를 알고 있다고 가정한다. 각 에너지 송신 노드는 에너지 수신 노드 중에서 가장 경로 손실이 작은 노드를 선택함으로써 에너지 효율을 높일 수 있다. M 개의 에너지 수신 노드가 있을 때, N개의 에너지 송신 노드들은 M 개의 클러스터로 나누어지게 된다. m번째 클러스터에 속하게 된 송신 노드들의 수를 $\bar{N}_m$이라고 한다. 따라서 M 개로 나누어진 송신 노드들의 인덱스를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\bar{I}^M = \left\{ \bar{I}_1^M m, \ldots, \bar{I}_M^M \right\} \tag{6}$$

$\bar{I}^M$는 $\bar{I}_m^M$으로 구성되고 $\bar{I}_m^M$는 $m = 1, \ldots, M$에 대해 $\bar{I}_m^M = \{n_1^{(m)}, \ldots, n_{\bar{N}_m}^{(m)}\}$

로 표현된다. $\bar{I}_m^M$의 원소들은 m번째 에너지 수신 노드의 클러스터에 해당하는 에너지 송신 노드들의 인덱스에 해당한다. 그래서 n번째 에너지 송신 노드는 m번째 에너지 수신 노드를 다음과 같은 기준으로 선택할 수 있다.

$$\bar{m} = \arg\max_{m} d_{m,n}^{-\alpha} \tag{7}$$

2.3.2 경로 손실과 노드 수에 따른 weighted 클러스터링 기법

2.3.1에서는 에너지 송신 노드들은 상호 간의 협력 없이 경로 손실이 최소가 되는 에너지 수신 노드들 선택하여 클러스터를 형성하였다. 이는 에너지 송신 노드들이 에너지 효율 때문에, 가장 가까이 위치한 에너지 수신 노드를 선택한 것이다. 그래서 일부 에너지 수신 노드들은 에너지를 하베스팅하기에 충분하지 않은 송신 노드들이 할당될 수 있다. 따라서, 이번 절에서는 경로 손실뿐만 아니라 클러스터 내에 할당되는 송신 노드의 수를 함께 고려한 분산 클러스터링 기법을 제안한다. 마찬가지로 M 개로 나누어진 송신 노드들의 인덱스를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{I}^{M} = \left\{ \tilde{I}_{1}^{M} m, \ldots, \tilde{I}_{M}^{M} \right\} \tag{8}$$

$\tilde{I}^{M}$ 는 $\tilde{I}_{m}^{M}$ 으로 구성되고 $\tilde{I}_{m}^{M}$ 는 $m = 1, \ldots, M$ 에 대해 $\tilde{I}_{m}^{M} = \{n_{1}^{(m)}, \ldots, n_{\tilde{N}_{m}}^{(m)}\}$ 로 표현된다. $\tilde{I}_{m}^{M}$ 의 원소들은 m번째 에너지 수신 노드의 클러스터에 해당하는 에너지 송신 노드들의 인덱스에 해당한다. 그래서 n 번째 에너지 송신 노드는 m번째 에너지 수신 노드를 다음과 같이 경로 손실과 클러스터 노드 수에 따라 선택할 수 있다.

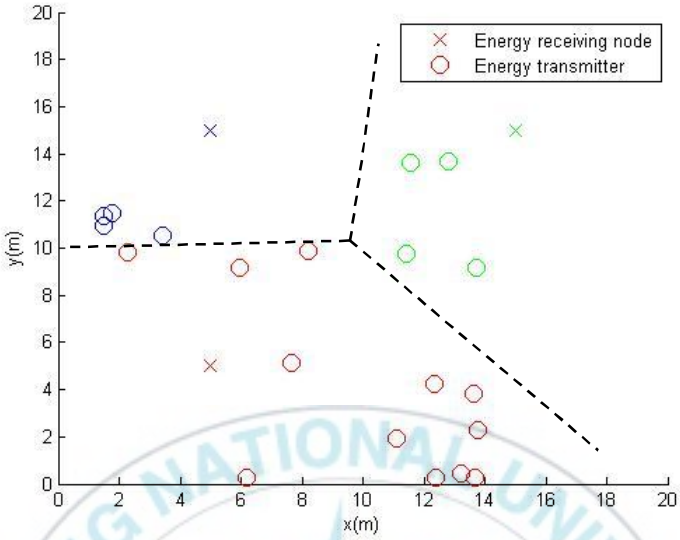
$$\tilde{m} = \arg\max_{m} \frac{d_{m,n}^{-\alpha}}{1 + \bar{N}_{m}} \tag{9}$$

$\bar{N}_{m}$ 에 대한 정보는 m번째 에너지 수신 노드로부터의 브로드캐스팅

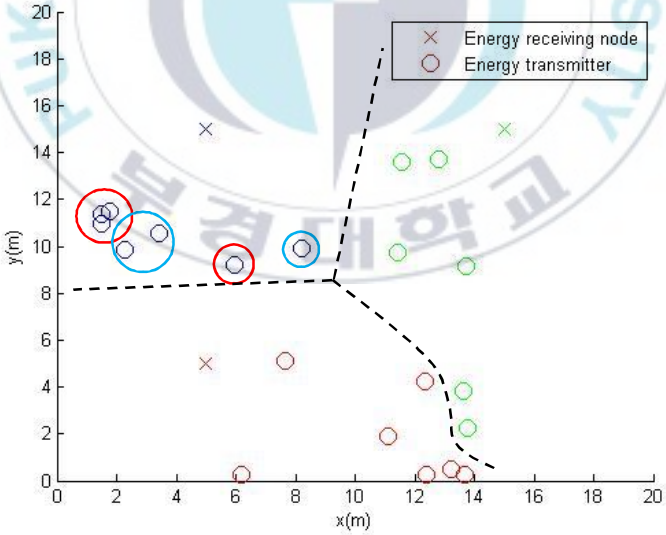
신호를 통해 각 에너지 송신 노드로 전달된다. 식 (9)에서 클러스터 노드의 수가 커질수록 비용 함수가 작아지게 되고 따라서, n번째 송신 노드는 더 적은 클러스터 노드를 가지는 동시에 더 작은 경로 손실에 해당하는 에너지 수신 노드를 선택할 수 있다.

각 송신 노드가 수신 노드를 선택한 후, 각 클러스터에서의 분산 빔포밍은 2.2.2의 알고리즘 1을 통해 수행된다. 즉, $\overline{I}_m^{\,M}$ 또는 $\tilde{I}_m^{\,M}$ 에 속하는 송신 노드들은 m번째 수신 노드의 1-bit 피드백에 따라 송신 신호의 위상을 조정한다.

그림 2는 에너지 수신 노드가 3개이고 에너지 송신 노드가 20개일 때의 2.3.1과 2.3.2의 분산 클러스터링에 대한 예이다. 수신 노드들은 각 $(x,y)=\{(5,5),(5,15),(15,15)\}m$ 에 위치하고 송신 노드들은 $[0,20]m\times[0,20]m$ 내에 무작위로 배치되어 있다. 2.3.1과 2.3.2의 차이점에 대한 예로, 그림 2-(a)에서 $(5,5)$에 해당하는 수신 노드의 클러스터에 상대적으로 많은 송신 노드들이 포함되어 있다. 그리고 상대적으로 $(5,15)$와 $(15,15)$의 수신 노드에 해당하는 클러스터에 포함된 송신 노드의 수가 부족함으로, 충분한 에너지를 하베스팅할 수 없다. 그래서 그림 2-(b)와 같이 2.3.2의 방법에 따라 각 수신 노드가 충분한 에너지를 하베스팅할 수 있도록 클러스터를 구성할 수 있다.



(a)



(b)

그림 2. (a)2.3.1 기반과 (b)2.3.2 기반의 클러스터링

2.4 다중 수신 노드를 위한 1-bit 피드백과 계층적 클러스터링의 빠른 분산 빔포밍 기법

단일 수신 노드 또는 클러스터 내의 수신 노드에서 알고리즘 1을 통한 분산 빔포밍 과정은 무작위로 위상을 조정하여 송신하는 과정과 1-bit의 제한적인 피드백 때문에, 송신 신호의 위상은 RSS를 최대로 만드는 위상에 천천히 수렴한다. 또한, 이러한 조건에서 위상 동기화에 참여하는 송신 노드의 수가 증가할수록 수렴 시간은 크게 증가한다. 그래서 이번 절에서는 단일 수신 노드 또는 클러스터 내의 수신 노드에 대해, 송신 노드들을 서브 클러스터로 나눠 위상을 동기화하는 과정을 소개한다. 먼저, 첫 번째 단계에서, 각 서브 클러스터 내의 송신 노드 간의 위상 동기화를 알고리즘 1을 통해 수행한다. 그리고 두 번째 단계에서, 서브 클러스터 간의 위상을 1-bit 피드백과 grid-searching을 기반으로 동기화한다.

위상 동기화를 위해 한 클러스터 내의 송신 노드들을 서브 클러스터로 나눌 때, 중간 코디네이터 없이 서브 클러스터를 만들 수 있다. 예를 들어, K개의 서브 클러스터를 만들려고 할 때, 각 송신 노드들은 $[0,1]$에서 uniform하게 분포된 p_m을 생성한다. 생성된 p_m이 $[k-1/K, k/K]$에 속할 경우, 송신 노드는 k번째 서브 클러스터에 포함된다. 그림 2-(b)의 (5,15)에 해당하는 수신 노드의 클러스터 내부에서, 송신 노드들은 $K=2$일 때의 두 개의 서브 클러스터(붉은 원과 푸른 원)로 나누어진다.

2.4.1 서브 클러스터에서의 1-bit 피드백 기반의 위상 동기화

단일 수신 노드와 위상 동기화를 수행하는 송신 노드들 또는 각 클러스터 내의 위상 동기화를 수행하는 송신 노드들을 서브 클러스터로 클러스터링한 후, k 번째 서브 클러스터에 속한 송신 노드들은 $k=1,...,K$ 순서에 따라 수행되는 다음과 같은 알고리즘을 수행한다.

Algorithm 2. Intra-subcluster phase synchronization for the m th cluster

---

1. Initialize $\theta_{n_k^{(m)}}[0]=0$ and $\theta_{n_k^{(m)},\max}[0]=\theta_{n_k^{(m)}}[0]$ for the $n_k^{(m)}$, where $n_k^{(m)}$ is the Tx node index included in the k th subcluster of the m th cluster (serving the m th Rx node).
2. Initialize $RSS_{m,\max}[0]=0$ at the m th Rx node.
3. Set $i=1$, and $i_{converge}=0$.
4. The $n_k^{(m)}$ th Tx transmits a signal with a phase $\theta_{n_k^{(m)}}[i]=\theta_{n_k^{(m)},\max}[i-1]+\delta_\theta$, where δ_θ is uniformly distributed on $[-\pi/20,\pi/20]$.
5. If $RSS_m[i]\geq RSS_{m,\max}[i-1]$, the m th Rx node updates $RSS_{m,\max}[i]=RSS_m[i]$ and $i_{converge}=0$ and broadcasts a feedback bit 1 to the associated Tx nodes, where

---

$RSS_m[i] = |y_m[i]|$ with $y_m[i] = y_m(iT_s)$.

6. Else, the m th Rx node updates $i_{converge} = i_{converge} + 1$ and broadcasts a feedback bit 0 to the associated Tx nodes.
7. If the $n_k^{(m)}$ th Tx receives feedback bit 1, it updates $\theta_{n_k^{(m)},\max}[i] = \theta_{n_k^{(m)}}[i]$.
8. If $i_{converge} > I_{threshold}$ with a constant $I_{threshold}$, terminate the algorithm.
9. Set $i = i + 1$ and go to Step4.

알고리즘 2는 알고리즘 1과 유사하지만, 서브 클러스터가 차례로 위상 동기화됨으로써 한 번에 적은 수의 송신 노드들만 위상 동기화에 참여한다. K개의 서브 클러스터가 차례로 내부 위상을 찾는 것이 모든 노드를 한 번에 동기화하는 것보다 더 적은 반복 횟수를 요구한다.

2.4.2 서브 클러스터 간의 위상 동기화

알고리즘 2를 통하여 각 서브 클러스터 내부의 위상을 동기화하였다. 하지만 서브 클러스터 간의 위상은 동기화되지 않았기 때문에, k 번째 서브 클러스터 위상 $\alpha_k(m)$을 동기화하는 과정을 다음과 같이 수행한다.

Algorithm 3. Inter-subcluster phase synchronization

---

1. Initialize $\alpha_k^{(m)}[0]=0$ and $\alpha_{k,\max}^{(m)}[0]=0$ at the Tx nodes in the k th subcluster.
2. Make G grid points on $[0,2\pi]$ and set $\chi=\frac{2\pi}{G}$.
3. Initialize $RSS_{m,\max}[0]=RSS_m[0]$ at the mth Rx node, where $RSS_m[0]=|y_m[0]|=\left|s[0]\left(\sum_{n=1}^{\bar{N}} d_{m,n}^{-\alpha} a_{m,n} e^{j(\phi_{m,n}+\theta_{n,\max})}\right)+v_m[0]\right|$ and $\theta_{n,\max}$ is obtained using the intra-subcluster phase synchronization. Set $i=1, i_{converge}=0$, and $k=2$.
4. If the $n^{(m)}$ th Tx node belongs to the k th subcluster, it transmits the energy signal with a phase $\theta_{n^{(m)}}[i]=\theta_{n^{(m)},\max}+\alpha_k^{(m)}[i]$, where $\alpha_k^{(m)}[i]=\alpha_{k,\max}^{(m)}[i-1]+\chi$.
5. If $RSS_m[i]>RSS_{m,\max}[i-1]$, the m th Rx node updates $RSS_{m,\max}[i]=RSS_m[i]$ and $i_{convergence}=0$ and broadcasts a

---

feedback bit 1 to the associated Tx nodes, where $RSS_m[i] = |y_m[i]|$.

6. Else, the m th Rx node broadcasts a feedback bit 0 to the Tx nodes and updates $i_{converge} = i_{converge} + 1$.
7. If the $n^{(m)}$th Tx node receives feedback bit 1, it updates $\alpha_{k,\max}^{(m)}[i] = \alpha_k^{(m)}[i]$.
8. Else, the $n^{(m)}$th Tx node receives feedback bit 1, it updates $\chi = -\chi$.
9. If $i_{converge} > I_{threshold}$ with a constant $I_{threshold}$, terminate the algorithm.
10. Set $i = i + 1$ and go to Step4.

알고리즘 2에 의해 각 서브 클러스터 내부의 위상은 동기화되어, 서브 클러스터 간의 위상 동기화는 K개 노드 간의 위상 동기화로 생각할 수 있다. 본 논문에서는 서브 클러스터 간의 위상 동기화를 위해, 알고리즘 3과 같이 $[0, 2\pi]$ 내의 G개의 grid point를 검색한다. 이 때 알고리즘 1을 사용하면, 이미 최적화된 서브 클러스터 내의 위상으로 인해 새로운 위상으로 찾아가지 않는다. 그림 3은 $K = 2$일 때, 두 서브 클러스터 간의 위상 차이에 따른 수신 신호의 전력이고 정현파의 형태로 나타난다. 알고리즘 3을 통해 그림 3에서의 최대가 나타나는 위상을 찾는다. 다중 수신 노드 시스템에서는 한 수신 노드의 클러스터에 대해 알고리즘 2와 3이 완료되면 다음 수신 노드에 대해 위 과정을 반복한다.

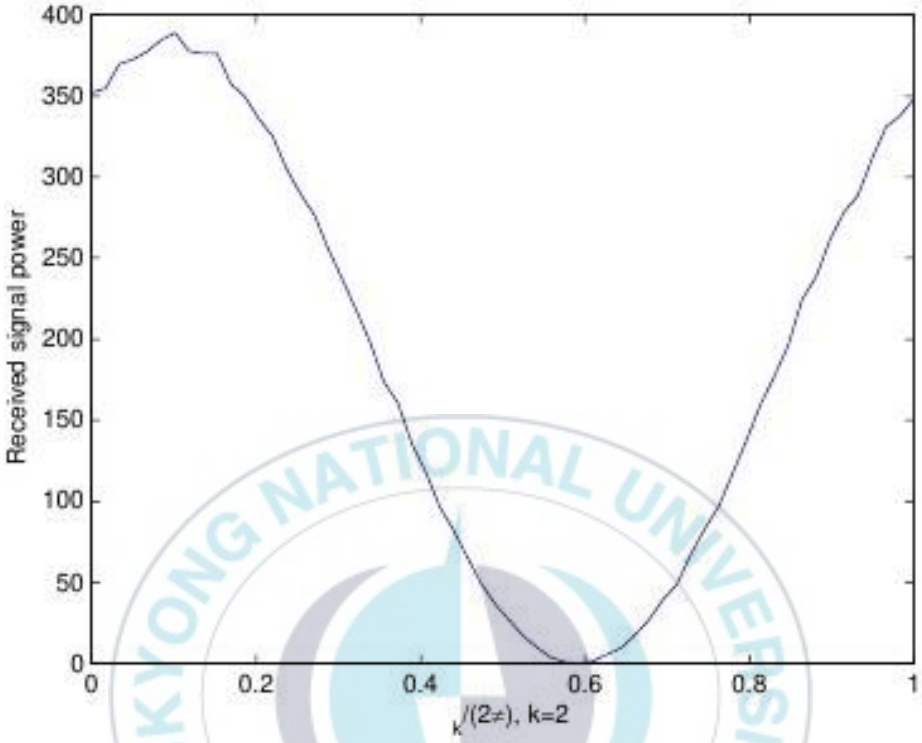


그림 3. $K=2$일 때, $[0,2\pi]$에 걸친 α_2에 따른 수신 전력의 변화

2.5 에너지 하베스팅 아웃테이지 확률

이번 절에서는 클러스터링의 성능을 확인하기 위해, 에너지 하베스팅의 아웃테이지 확률을 소개한다. 여기서 에너지 하베스팅 아웃테이지 확률을 다중 수신 노드에 대해, E_{th}의 최소 에너지 요구량을 만족하지 못하는 확률을 뜻하고 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{out} &\triangleq P\left(T_s \left|y_{m,converge}\right|^2 \le E_{th}, \exists m = 1,\ldots,M\right) \\ &= P\left(\left|y_{m,converge}\right|^2 \le P_{th}, \exists m = 1,\ldots,M\right) \\ &= 1 - P\left(\min_{m=1,\ldots,M} \left|y_{m,converge}\right|^2 > P_{th}\right) \\ &= 1 - \prod_{m=1}^{M} P\left(\left|y_{m,converge}\right|^2 > P_{th}\right) \end{aligned} \tag{10}$$

이를 계산할 때, 4절의 알고리즘 2와 3을 모두 수행한 후라고 가정한다. 최소 요구 수신 에너지 E_{th}을 $P_{th} \triangleq \frac{E_{th}}{T_s}$로 표현하고 $y_{m,converge}$은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\left|y_{m,converge}\right| \approx \sqrt{P_{tx}} G_{m,dbf} \tag{11}$$

$G_{m,dbf}$는 $G_{m,dbf} = \sum_{l=1}^{\bar{N}_m} d_{m,n_l^{(m)}}^{-\alpha/2} a_{m,n_l^{(m)}}$로써 weighted Rayleigh 분포된 랜덤 변수

(Random Variables, RVs)의 합으로 표현된다[11]. 또한 이는 Gamma 분포된 RV로 근사화 될 수 있다[12]. 예를 들어, 그림 4는 수식 11에 대해 $\overline{N}_1 = 20$에서 h_{1,n_l}을 생성하여 Monte-Carlo simulation을 수행한 결과와 다음 Gamma RV의 PDF를 나타낸 것이다.

$$f_{G_{m,dbf}}(x) = \frac{1}{\Gamma(k_m)\theta_m^{k_m}} x^{k_m - 1} e^{\frac{x}{\theta_m}} \qquad (12)$$

여기서 $\Gamma(x)$는 Gamma 함수이고 $\Gamma(x) = \int_0^\infty x^{z-1} e^{-x} dx$로 정의된다. 그림 4의 결과를 통해 히스토그램의 결과와 PDF를 통한 분석이 일치하는 것을 확인할 수 있다. Gamma PDF 파라미터인, k_m과 θ_m는 long-term CSI인 $d_{m,n_l^{(m)}}^{-\alpha/2}$로부터 계수적으로 결정된다[11]. 그래서 아웃테이지 확률은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{out} = 1 - \prod_{m=1}^{M} P\left(G_{m,dbf} > \sqrt{\frac{P_{th}}{P_{tx}}} \right) = 1 - \prod_{m=1}^{M} \frac{1}{\Gamma(k_m)} \gamma\left(G_{m,dbf} > \sqrt{\frac{P_{th}}{P_{tx}}} \right) \qquad (13)$$

$\gamma(x,y)$는 $\gamma(x,y) = \int_0^y t^{x-1} e^{-t} dt$로 0부터 y까지의 적분 범위를 가지는 incomplete Gamma 함수이다. 만약 에너지 수신 노드가 $n = 1,...,N$에 대해 large-scale fading $d_{1,n}^{-\alpha}$을 알고 있다면, 이 노드는 Gamma 분포로 에너지 하베스팅의 분포를 근사화 함으로써 아웃테이지 확률을 계산할 수 있다. 그리고 이 결과를 통하여 에너지 송신 노드에서의 최소 요구 전력을 확인할 수 있다.

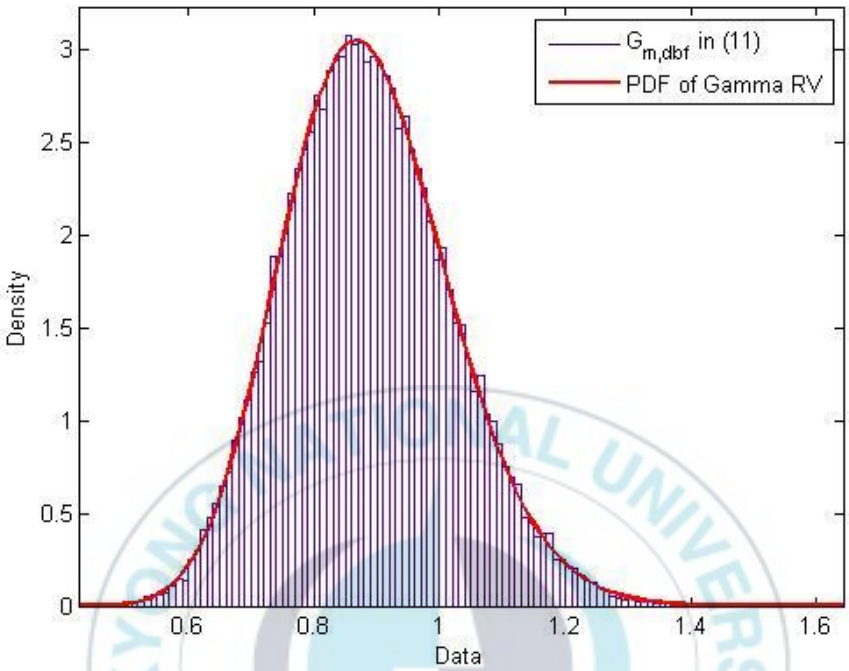


그림 4. $m = 1$에서 $\overline{N}_m = 20$일 때, random $G_{m,dbf}$의 히스토그램과 Gamma RV의 PDF로의 근사 그래프

표 1. 각 알고리즘에서 송신 노드 수에 따른 반복횟수 비교

Number of Tx nodes(N)	Algo. 1 # if iterations	Algo. 2 and Algo. 3 with $K = 2$ # if iterations
$N = 20$	568	503
$N = 40$	1618	1070
$N = 60$	3496	1955
$N = 80$	6313	2930

2.6 시뮬레이션

이번 장에서는 MATLAB 시뮬레이션을 통해 제안한 알고리즘의 성능을 검증한다. 시뮬레이션 결과 확인에 있어 이해를 돕기 위해 몇 가지 가정을 하였다. 먼저 경로 손실에 해당하는 a large scale fading인 $d_{m,n}^{-\alpha}$과 $a_{m,n}$을 '1'이라고 가정한다. 또한, 송신 신호의 평균 전력 $E\left[\|s(t)\|^2\right]=1$이라고 가정한다. 이번 절의 시뮬레이션은 단일 에너지 수신 노드에 대한 알고리즘 1을 적용한 결과와 알고리즘 2와 3을 적용한 결과를 보여준다.

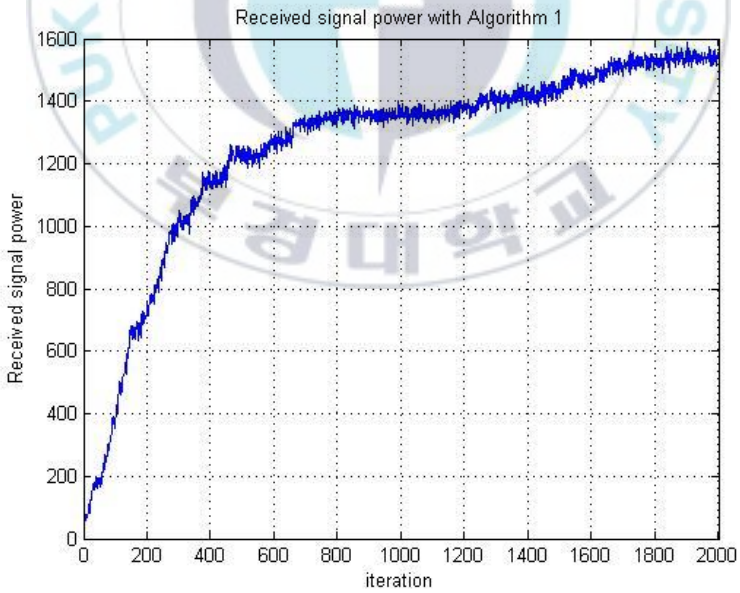
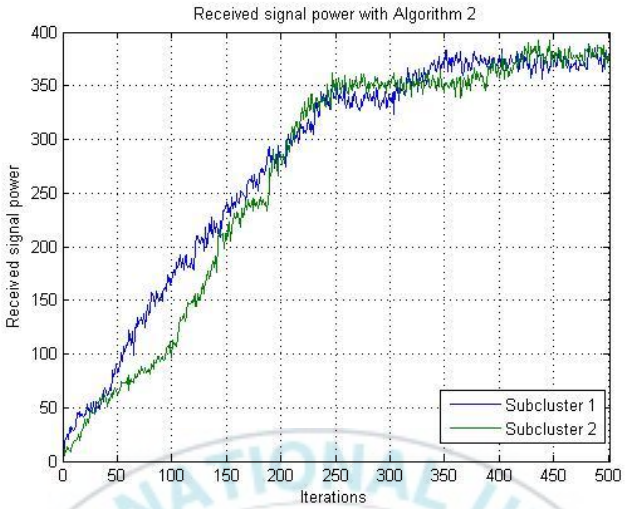
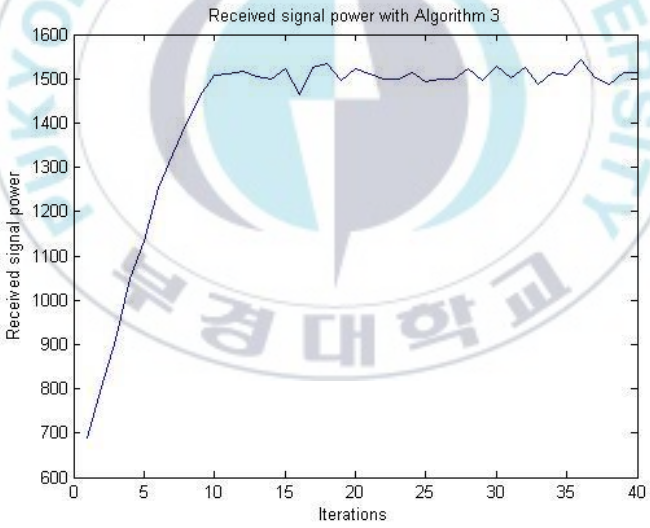


그림 5. $M=1$, $N=40$일 때의 알고리즘 1에 의한 수신 신호 전력

그림 5는 단일 에너지 수신 노드에 대해 40개의 에너지 송신 노드의 분산 빔포밍 수행 결과이다. 알고리즘 1을 수행한 후 최상의 위상에 도달하였을 경우, 앞서 한 가정에 의해 수신 신호의 진폭은 보강간섭으로 인하여 송신 신호의 40배에 달하게 된다. 즉, 최적의 수신 신호의 전력은 $N^2 = 1600$이 된다. 이 경우 최적의 수신 전력에 도달하기 위해 1600번 이상의 반복 횟수가 필요하다. 그림 6은 단일 수신 노드에 대해 알고리즘 2와 3을 적용한 결과이고 또는 2.3에서의 클러스터링 이후, 한 클러스터 내부의 에너지 수신 노드에 관한 결과라고 생각할 수 있다. 40개의 에너지 송신 노드는 2개의 서브 클러스터로 나뉘고 각 서브 클러스터에 알고리즘 2를 수행한다. 각 서브 클러스터에 의한 최적의 수신 전력의 크기는 400에 해당하고 그림 6-(a)에서 두 서브 클러스터 모두 400번 정도의 반복 횟수가 필요하다. 또한, 서브 클러스터 간의 위상 동기화를 알고리즘 3을 통해 수행하고 그림 6-(b)에서와 같이 1600에 가까운 수신 전력에 수렴할 때까지 15번 정도의 반복 횟수가 필요하다. 결과적으로, 서브 클러스터링 없이 알고리즘 1을 적용한 결과에 비하여 알고리즘 2와 3을 적용한 결과가 더 적은 반복 횟수를 요구하여 더 빠른 위상 동기화가 가능하다. 에너지 송신 노드의 수 증가에 따른 각 경우의 필요한 반복 횟수는 표 1에서 확인할 수 있고 위상 동기화에 참여하는 노드의 수가 증가할수록 더 큰 차이 나타난다.



(a)

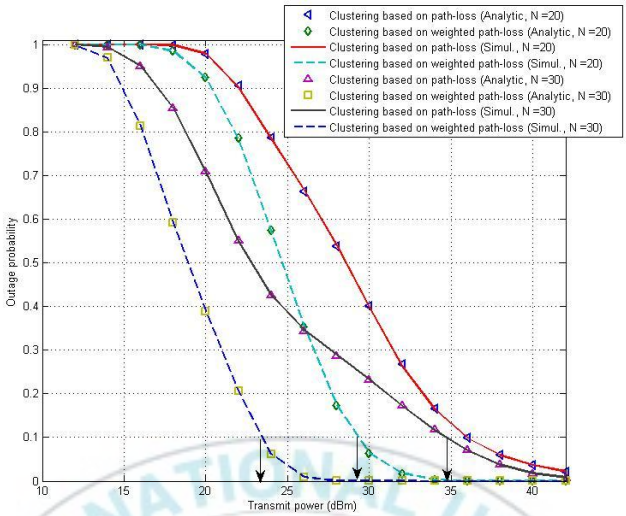


(b)

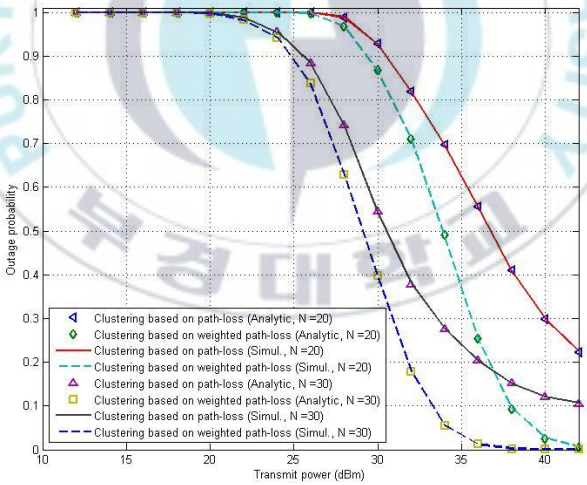
그림 6. (a)각 서브 클러스터 내에서 알고리즘 2를 통해 위상 동기화를 수행하고 (b)알고리즘 3을 통해 서브 클러스터 간의 위상동기화를 수행한 수신 신호 전력

또한, 다중 에너지 수신 노드로 구성된 환경에서 클러스터링 방법에 따른 분산 빔포밍의 효과와 확인하기 위해, 수신 전력의 아웃테이지 확률을 계산하였다. 그림 7은 3개의 에너지 수신 노드가 있을 때, $P_{th} = -10dB$ (그림 7-(a))와 $P_{th} = 0dB$ (그림 7-(b))인 경우에 관한 시뮬레이션 결과이다. 이때 수신 노드들은 $(x, y) = \{(5,5), (5,15), (15,15)\}m$ 에 배치되어 있고, 송신 노드들은 20개인 경우와 30개인 경우에 대해 $[0,20]m \times [0,20]m$ 내에 무작위로 분포한다. 그림 7-(a)에서 송신 노드의 수 또는 송신 전력을 증가시켰을 때, 아웃테이지 확률이 감소하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 2.3.2의 weighted 클러스터링 기법이 2.3.1의 경로 손실 기반 클러스터링 기법보다 아웃테이지 확률을 감소시키는 것을 확인할 수 있다. 그림 7-(b)의 경우, 그림 7-(a)와 경향성은 같지만 전반적인 아웃테이지 확률이 증가한 것을 확인할 수 있다.

그림 7에서 특정 수준의 아웃테이지 확률을 달성하기 위한 최소 송신 전력을 유추할 수 있다. 그림 7-(a)에서 $N = 30$ 일 때, 아웃테이지 확률 $P_{out} = 0.1$ 을 만족하기 위한 최소 송신 전력은 weighted 클러스터링에서 $23dBm$ 인 반면에 경로 손실 기반의 클러스터링에서 $35Bm$ 으로 더 크다. 또한, $N = 20$ 인 경우에는 각각 $28dBm$ 와 $30dBm$ 이 된다. 이를 통해 weighted 클러스터링에서 시스템 전체의 최소 송신 전력요구량을 계산하였을 때, $N = 20$ 에서 $28dBm \times 20 = 12.6mW$, $N = 30$ 에서 $23dBm \times 30 = 5.99mW$ 가 된다. 즉, 송신 신호 전력을 키우는 것보다 에너지 송신 노드의 밀집도를 증가시키는 것이 더 효율적임을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 7. $M = 3$ 에서 (a) $P_{th} = 0dB$ 와 (b) $P_{th} = -10dB$ 일 때의 수신 에너지 아웃테이지 확률

2.7 결론

이번 장에서는 다중 에너지 수신 노드가 존재하는 환경에서 1-bit 피드백과 클러스터링을 통한 분산 빔포밍 기법을 제안하였다. 에너지를 효과적으로 전송하기 위해, 분산된 에너지 송신 노드들은 에너지 수신 노드에서 수신 신호들의 위상이 같아지도록 위상을 적절히 조정해야 한다. 수신 노드에서 위상이 맞춰진 수신 신호의 합은 보강간섭으로 나타나, 에너지 하베스팅 효율이 향상된다. 이번 장에서는 다중 에너지 수신 노드에 대해 경로 손실 기반의 클러스터링 기법과 경로 손실 및 활성화된 송신 노드 수 기반의 클러스터링 기법을 제안하였다. 시뮬레이션 상에서 두 가지 기법에 대해 에너지 전송 노드의 수와 송신 전력의 변화에 따른 수신 전력의 아웃테이지 확률을 계산하여 비교하였고, 또한 이를 기반으로 최소 송신 전력 관점에 관한 결과를 도출하였다. 송신 신호의 전력을 증가시키는 것보다 위상 동기화에 참여하는 노드의 수를 증가시키는 것이 더 효율적임을 확인하였다. 그리고 이번 장에서 빠른 위상 동기화를 위한 서브 클러스터링 기반의 분산 빔포밍 기법 또한 제안하였다. 기존의 1-bit 피드백 기반의 분산 빔포밍 기법에서는 위상 동기화에 참여하는 노드의 수가 증가할수록 최적의 수신 전력에 수렴할 때까지 많은 반복 횟수가 필요하다. 이에 비하여 이번 장에서 제안한 서브 클러스터 기반의 기법은 같은 조건에서 반복 횟수가 큰 폭으로 줄어드는 것을 확인할 수 있었다. 따라서 Massive IoT 센서 네트워크와 같은 많은 수의 협력 노드를 사용하는 경우에 매우 적합하다고 볼 수 있다. 에너지 신호 즉, 정현파를 통한 위상 동기화가 완료된 후, 정보 전달 관점에서는 정

현파 신호를 정보 전송 신호로 교체함으로써 수신 SNR의 증가로 볼 수 있다. 따라서 위상 동기화가 완료된 이후 정보 전송을 통해 채널 용량 증가를 생각할 수 있어, 제안한 위상 동기화 방법은 무선 전력 전송 시스템과 무선 정보 전송 시스템의 전처리 단계로 적용될 수 있다.

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY
부경대학교

Ⅲ. FMCW MIMO 레이다 시스템에서 2D MUSIC 과 순차적 간섭 제거 기법 기반의 방위각, 속도, 거리 동시 추정

3.1 서론

최근 빠른 처리 시간 및 다양한 날씨 조건에 강인하다는 이유로, 차량 안전 시스템을 위한 레이다 기술이 많은 관심을 받고 있다. 이러한 차량용 레이다는 높은 해상도뿐만 아니라 다중목표물에 대한 정확한 추정을 요구한다. FMCW 레이다는 구현이 간단하다는 점 때문에, 차량용 레이다 시스템으로써 연구가 많이 진행되고 있다[13-15]. 하지만 일반적인 FMCW 레이다에는 다중목표물을 추정하는 과정에서 range-Doppler 모호성 문제가 있고 이를 해결하기 위해 다양한 알고리즘이 연구되었다[16-18]. [16,17]에서는 다른 기울기를 갖는 다중 업 첩 및 다운 첩 FMCW 파형이 활용되며, [18]에서는 사다리꼴 모양의 FMCW 파형이 설계되었다. 단일 송수신기로 동작하는 기존 FMCW 레이다의 또 다른 문제점은 목표 각도를 추정할 수 없다는 것이다. 따라서, 공간 분해능에 의한 각도를 추정하기 위해, FMCW MIMO 레이다는 [19-21]에서 연구되었으며, 여기서 M_t개의 송신기와 M_r개의 수신기가 co-locate되어 있고 M_t개의 직교하는 신호를 송신한다. 그 후, 목표물들에 의해 반사되어 수신된 신호는 $M_t M_r$

개의 가상의 선형 배열 안테나 요소로 모델링될 수 있다. [19]에서 2D Multiple Signal Classification(MUSIC) 알고리즘은 다중목표물의 각도와 거리를 동시에 추정하기 위해 사용되지만, 목표물의 속도 정보를 추정할 수 없다. [22,13]에서 2D MUSIC 알고리즘을 활용하여 angle of departure(AoD)와 angle of arrival(AoA)를 동시에 추정한다.

이번 장에서는 co-locate된 FMCW MIMO 레이다를 고려하여 2D MUSIC 알고리즘과 matching filtering을 사용한 FFT 알고리즘을 사용하여 다중목표물에 대한 방위각, 속도 그리고 거리 정보를 추정하는 기법을 제안한다. 기본 아이디어는 먼저, MIMO 레이다의 수신 신호를 재구성하고 2D MUSIC 알고리즘을 사용하여 방위각과 속도를 동시에 추정한다. 그리고 추정한 파라미터들을 사용한 반응 벡터로 matching filtering을 수행한 후, FFT 알고리즘을 통해 거리를 추정한다. 일반적으로 목표물에 의해 반사되어 수신된 신호의 전력은 거리의 4승에 반비례하기 때문에, 수신 전력은 거리에 따라 매우 큰 변동 범위를 갖는다. 따라서 거리 차이가 큰 다중목표물을 효과적으로 추정하기 위해 orthogonal projection 기반의 Successive Interference Cancellation(SIC)을 적용한 2D MUSIC 알고리즘을 제안한다.

이번 장에서 제안한 추정 기법은 2D MUSIC 알고리즘을 통하여 모든 목표물을 동시에 추정하는 것이 아닌, 반사율이 높은 목표물부터 차례로 추정하고 매번 추정된 목표물의 정보를 orthogonal projection을 통해 제거하는 것이다. 이 과정은 모든 목표물이 추정될 때까지 반복된다. 한 목표물에 해당하는 신호는 다른 목표물을 추정하는 과정에서 간섭으로 작용하기 때문에, SIC를 적용함으로써 추정 정확도를 향상할 수 있다.

또한, MUSIC 알고리즘을 수행하기 위해 레이다에서 목표물의 수를 알고 있어야 하므로, 수신 신호로부터 목표물의 수를 추정하는 방법도 소개한다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 추정 알고리즘의 성능을 검증한다.

이번 장의 두 번째 절에서는 FMCW MIMO 레이다 시스템 모델을 소개하고 de-ramp된 신호를 방위각과 속도 정보를 동시에 추정할 수 있도록 재구성하는 과정을 소개한다. 또한, 세 번째 절에서는 다중 목표물의 각도, 속도 그리고 거리를 추정하기 위한 두 단계에 걸친 추정 방법을 제안한다. 네 번째 절에서는 orthogonal projection 기반의 SIC 기법을 적용한 알고리즘을 소개한다. 다섯 번째에서는 시뮬레이션 결과들을 논의하며, 마지막 절에서는 결론을 맺는다.

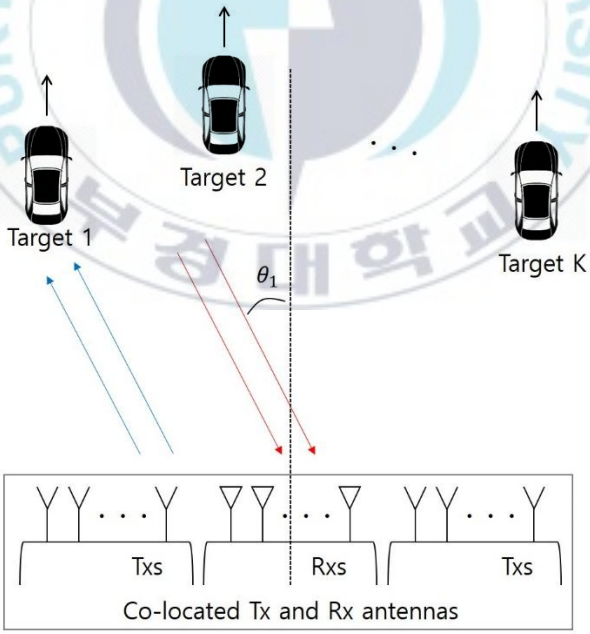


그림 8. Co-locate된 MIMO 레이다 시스템 모델

3.2 FMCW MIMO 레이다 시스템 모델

그림 8은 FMCW MIMO 레이다 시스템을 보여준다. M_t 개의 송신 안테나와 M_r 개의 수신 안테나가 co-locate되어 있고, 안테나 사이의 거리를 각각 d_t 와 d_r 로 하여 선형적으로 배치되어 있다. 이번 절에서는 송신 신호 모델과 수신 신호 모델을 소개하고, 송신 및 수신 안테나 배열과 직교하는 송신 신호를 사용하여 가상의 선형 배열 안테나를 구현하고 그에 따른 신호 표현을 소개한다. 또한, 2D MUSIC 알고리즘을 적용하기 위한 이산 시간 신호 행렬의 재구성을 소개한다.

3.2.1 FMCW MIMO 레이다의 송신 신호 모델

M_t 개의 직교하는 FMCW 송신 신호를 만들기 위해 m_t 번째 송신 신호를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_{m_t}(t) = e^{j(2\pi(f_c + \Delta f(m_t - 1))t + \pi k t^2)} \tag{14}$$

FMCW 신호의 한 주기는 T_{PR} 이고 $s_{m_t}(t)$ 는 $0 \le t \le T_{PR}$ 에 해당하는 신호이다. f_c 는 반송파 주파수이고 Δf 는 주파수 offset으로 직교하는 송신 신호들을 위해 사용된다. k 는 chirp rate로 시간 변화에 따른 주파수의 변화를 나타낸다.

3.2.2 FMCW MIMO 레이다의 수신 신호 모델

모든 송신 신호들은 K개의 목표물에 반사되어 M_r개의 수신 안테나로 수신된다. m_r번째 수신 안테나에서의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r_{m_r}(t) = \sum_{k=1}^{K} \sum_{m_t=1}^{M_t} \gamma_k s_{m_t}(t - \tau_{m_r m_t k}) + n_{m_r}(t) \tag{15}$$

γ_k는 반사이득, 경로 손실, 안테나 이득이 결합된 상수이다. $n_{m_r}(t)$는 각 수신 안테나에서의 Additive White Gaussian Noise(AWGN)이다. 수신 신호는 모든 목표물에 의해 반사된 송신 신호들의 합으로 표현된다. 반사 신호들은 각각의 $\tau_{m_r m_t k}$의 시간 지연을 가지고 수신된다. $\tau_{m_r m_t k}$는 m_t번째 송신 안테나에서 방사된 송신 신호가 k번째 목표물에 의해 반사되고, m_r번째 수신 안테나에 의해 수신될 때까지의 시간이고 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \tau_{m_r m_t k} &= \frac{2}{c}\left(\frac{R_{m_t k} + R_{m_r k}}{2} + \frac{v_k}{2} t \right) \\ &\approx \frac{2}{c}\left(R_{0k} + \frac{y_{0m_t} + y_{0m_r}}{2} \sin\theta_k + \frac{v_k}{2} t \right) \end{aligned} \tag{16}$$

$R_{m_t,k}$와 $R_{m_r,k}$는 각각 m_t번째 송신 안테나와 k번째 목표물 그리고

m_r 번째 수신 안테나와 k 번째 목표물 사이의 거리이다. θ_k는 전방을 0° 기준을 잡았을 때, k 번째 목표물의 방위각이고 v_k는 k 번째 목표물과 FMCW 레이다 사이의 상대속도이다. Far-field를 가정하였을 때, 송신 신호가 m_t 번째 송신 안테나에서 k 번째 목표물에 도달한 후에 반사되어 m_r 번째 수신 안테나까지 도달하는 시간은 m_t 번째 송신 안테나와 m_r 번째 수신 안테나 중간 위치에서 가상의 송수신기가 신호를 송신하고 수신하는 시간으로 근사할 수 있다. 따라서 M_t 개의 송신 안테나와 M_r 개의 수신 안테나를 적절하게 배치하여, 총 $M_t M_r$ 개의 가상의 선형 배열 안테나를 구현할 수 있다. R_{0k}는 가상의 선형 배열 안테나에서 기준 안테나와 k 번째 목표물 사이의 거리이다. y_{0m_t} 와 y_{0m_r} 은 각각 원점으로부터 m_t 번째 송신 안테나와 m_r 번째 수신 안테나 위치까지의 거리이다. 일반적으로 송신 안테나 사이의 거리 d_t와 수신 안테나 사이의 거리 d_r을 적절하게 설정하여 가상의 선형 배열 안테나를 만들 수 있다 [24]. 예를 들어 $M_t = 2$, $M_r = 4$인 경우, $d_t = 2\lambda$ 와 $d_r = \lambda / 2$로 설정하면 8개의 가상 요소로 구성된 가상 배열 안테나를 얻을 수 있고 요소들 사이의 간격은 $\lambda / 4$가 된다. 따라서 가상 배열 안테나로 표현하기 위해 $\tau_{m_r m_t k}$을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tau_{mk} = \tau_{0k} + \frac{2}{c}(d(m-1)\sin\theta_k) + \frac{v_k}{c}t \qquad (17)$$

여기서 m은 $M = M_t M_r$에 따라 $m = 1,...,M$이 된다. τ_{0k}는 가상 배열 안테나의 기준 안테나와 k 번째 목표물 사이의 왕복 시간으로 $\tau_{0k} = 2R_{0k}/c$이다. 또한, 위 식의 마지막 항은 상대속도에 의한 시간 지연이다.

M_r개의 수신 신호로부터 목표물의 거리와 속도 정보가 포함된 beat 주파수 신호를 얻음과 동시에, 각 수신 신호를 M_t개의 신호로 분류하기 위해 다음과 같은 과정을 수행한다.

$$\begin{aligned} x_m(t) &= LP\{r_{m_r}^*(t) s_{m_t}\} \\ &\approx \sum_{k=1}^{K} \gamma_k e^{j(2\pi f_c \tau_{mk} + 2\pi k \tau_{mk} t - \pi k t^2)} + n'_m(t) \end{aligned} \tag{18}$$

여기서 켤레를 취한 수신 신호와 송신 신호의 곱은 FMCW 신호에서 시간에 따라 주파수가 선형적으로 증가하는 항을 제거하기 위한 de-ramping 과정이다. 수신 신호들은 K개 목표물에 의해 선형적으로 변형된 M_t개의 송신 신호의 합으로 표현되고 또한, 송신 신호들은 모두 서로 직교한다. 이때 수신 신호를 m_t번째 송신 신호 함께 de-ramping 과정을 수행하면 주파수 도메인에서 K개의 목표물에 의한 beat 주파수가 Δf 간격으로 M_t개가 반복되어 나타난다. 그리고 $LP\{*\}$는 저역 통과 필터로써, m_t번째 송신 신호로부터의 K개의 beat 주파수 신호의 합으로 표현된 신호를 얻을 수 있다. 결과적으로 $M_t M_r$개에 해당하는 신호를 추출할 수 있고, 안테나 배치 방법에 따라 배열된 신호들은 $m = 1,...,M$에 해당하는 수식 (18)로 표현된다.

3.2.3 이산 시간 신호 행렬로의 표현과 재구성

3.2.2의 수식 (18)를 이산 시간 신호로 표현하기 위해 샘플링 주파수 $f_s = 1/T_s$ 을 사용하여 다음과 같이 샘플링을 수행한다.

$$\begin{aligned} x_m[n] &= x_m(nT_s) \\ &\approx \sum_{k=1}^{K} \gamma_k e^{\left\{ j2\pi f_c (\tau_{0k} + \frac{2}{c}(d(m-1)\sin\theta_k) + \frac{v_k}{c} nT_s) + j2\pi k (\tau_{0k} + \frac{2}{c}(d(m-1)\sin\theta_k) + \frac{v_k}{c} nT_s) nT_s \right\}} \\ &\quad + n'_m(nT_s) \end{aligned} \tag{19}$$

수식 (19)에서 $n'_m(nT_s)$ 은 샘플링된 잡음으로써, 앞으로 $X_m[n]$ 을 다룰 때는 표현을 간단하게 하여 이해를 돕기 위해 무시하기로 한다. 레이다와 목표물 사이의 거리가 Far-field 환경에 있을 때, $\tau_{0k} \approx \frac{2}{c}\left(d\left(m-1\right)\sin\theta_k\right) + \frac{v_k}{c} nT_s$ 이라는 점을 통하여 수식 (19)을 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$x_m[n] = \sum_{k=1}^{K} \overline{\gamma}_k e^{\left\{ j2\pi f_c (\frac{2}{c}(d(m-1)\sin\theta_k) + \frac{v_k}{c} nT_s) + j2\pi k \tau_{0k} nT_s \right\}} \tag{20}$$

$\overline{\gamma}_k$ 는 γ_k 와 모든 이산 시간에 있어 상수인 $e^{j2\pi f_c \tau_{0k}}$ 의 곱으로 $\overline{\gamma}_k = \gamma_k e^{j2\pi f_c \tau_{0k}}$ 이다. 또한, FMCW MIMO 레이다에서는 상대속도에 의한 도플러 효과를 얻기 위해, 총 S 개의 FMCW 신호를 차례로 송신하고 인덱스 s 을 사용하여 구분한다. s 번째 수신 신호의 n번째 샘플에 해당하

는 데이터는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$
\begin{aligned}
x_m[n,s] &= x_m(nT_s)\,|_{s\text{th waveform}} \\
&\approx \sum_{k=1}^{K} \overline{\gamma}_k e^{\left\{ j2\pi f_c \left(\frac{2}{c}(d(m-1)\sin\theta_k) + \frac{v_k}{c}(sT_{PR}+nT_s) \right) + j2\pi k\tau_{0k} nT_s \right\}} \\
&= \sum_{k=1}^{K} \overline{\gamma}_k e^{\left\{ j2\pi f_c \left(\frac{2}{c}(d(m-1)\sin\theta_k) + \frac{v_k}{c} sT_{PR} \right) + j2\pi (k\tau_{0k} + \frac{v_k}{\lambda}) nT_s \right\}}
\end{aligned}
\tag{21}
$$

여기서 λ는 반송파 신호의 파장이다. 도플러 효과로 인해 s번째 수신 신호와 $s+1$번째 수신 신호 사이에는 $\frac{v_k}{c}T_{PR}$만큼의 시간 지연 차이가 나타난다. 모든 가상 안테나 요소인 $m=1,\ldots,M$에 해당하는 신호 $x_m[n,s]$을 벡터 형태로 쌓게 되면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$
\mathbf{x}[n,s] = \begin{bmatrix} x_1[n,s] \\ \vdots \\ x_M[n,s] \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^{K} \overline{\gamma}_k \mathbf{a}(\theta_k) e^{\left\{ j2\pi \frac{v_k}{\lambda} sT_{PR} + j2\pi (k\tau_{0k} + \frac{v_k}{\lambda}) nT_s \right\}}
\tag{22}
$$

각 목표물의 거리와 속도에 대한 정보는 연관된 beat 주파수 신호로 주어진다. 따라서 행렬 $\mathbf{x}$은 모든 행의 성분이 같은 beat 주파수 신호면서 일정한 위상차만을 가진 행렬을 각 목표물에 별로 구성하여 합한 형태가 된다. 그래서 이 일정한 위상차는 수식 (21)에서 벡터와 같이 표현하였을 때, 다음과 같이 k번째 목표물의 방위각으로부터 $a(\theta_k)$인 공간적 배열 반응 벡터로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{a}(\theta_k) = \left[1, e^{j2\pi\frac{2d}{\lambda}\sin\theta_k}, \ldots, e^{j2\pi\frac{2d(M-1)}{\lambda}\sin\theta_k} \right]^T \tag{23}$$

배열 응답 벡터의 원소는 가상 배열 안테나의 기준 안테나부터 $e^{j2\pi\frac{2d}{\lambda}\sin\theta_k}$의 거듭제곱 형태로 표현된다.

본 논문에서는 목표물의 방위각과 속도 그리고 거리 정보를 한 쌍으로 추정하기 위해, 2D MUSIC 알고리즘을 사용한다. 거리 정보를 추정하기 전 단계로 2D MUSIC 알고리즘을 사용하여 방위각과 속도 정보를 쌍으로 동시에 추정한다. 이를 위해 $\mathbf{x}[n,s]$을 다음과 같이 벡터로 쌓는다.

$$\overline{\mathbf{x}}[n] = \begin{bmatrix} \mathbf{x}[n,1] \\ \vdots \\ \mathbf{x}[n,S] \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^{K} \overline{\gamma}_k \mathbf{b}(v_k) \otimes \mathbf{a}(\theta_k) e^{j2\pi(k\tau_{0k} + \frac{v_k}{\lambda})nT_s} \tag{24}$$

$\overline{\mathbf{x}}[n]$는 $s = 1, \ldots, S$에 대한 $\mathbf{x}[n,s]$을 벡터 형태로 쌓은 것이다. $\mathbf{b}(v_k)$는 시간적 배열 반응 벡터로써 $\mathbf{b}(v_k) = e^{j2\pi\frac{T_{PR}}{\lambda}v_k} \left[1, \ldots, e^{j2\pi\frac{(S-1)T_{PR}}{\lambda}v_k} \right]^T$로 표현되고 $\otimes$는 Kronecker 곱 연산자이다. 따라서 공간적 배열 반응 벡터와 시간적 배열 반응 벡터가 결합한 형태를 얻게 된다. $n = 1, \ldots, N$에서의 $\overline{\mathbf{x}}[n]$을 열 벡터로써 모아 행렬로 표현하면 다음과 같은 sampled de-ramped 신호 행렬이 된다.

$$\bar{\mathbf{X}}\left[\bar{\mathbf{x}}[1],\ldots,\bar{\mathbf{x}}[N]\right] \tag{25}$$

그림 9는 가상 배열 안테나의 샘플링된 수신 신호를 인덱스 m, n, s 을 축으로 하여 데이터 큐브 형태로 표현한 것이다. 인덱스 n 은 fast time 축에 해당하고 인덱스 s 는 slow time 축에 해당하고 데이터 큐브로부터 $\bar{\mathbf{x}}[n]$ 을 만드는 과정을 도식적으로 보여준다.

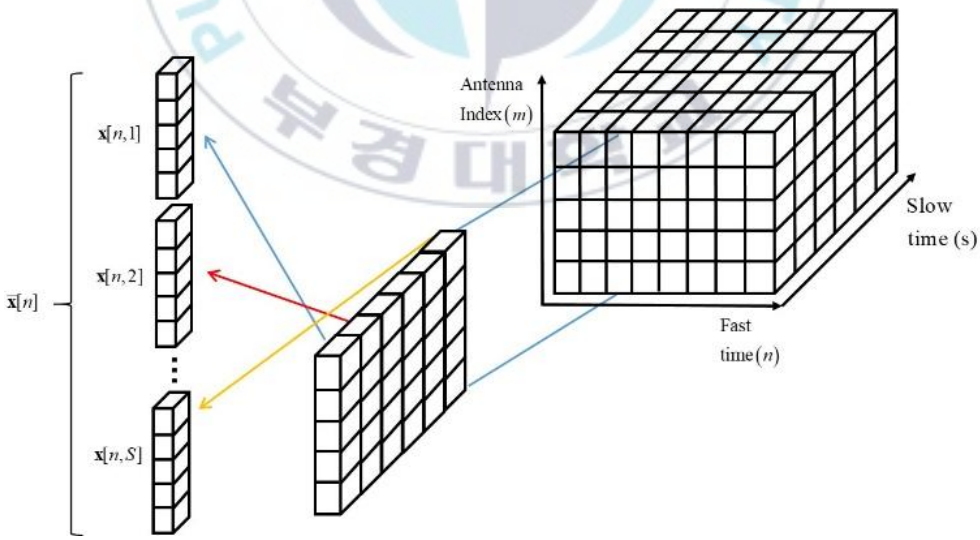


그림 9. 데이터 큐브로부터 $\mathbf{x}[n,s]$와 $\bar{\mathbf{x}}[n]$ 도식적 묘사

3.3 2D MUSIC 알고리즘과 FFT 알고리즘을 사용한 방위각, 속도, 거리 추정

본 논문에서는 다중목표물에 대한 방위각과 속도 그리고 거리 정보를 동시에 추정하기 위해, 두 단계에 걸친 추정 방법을 제안한다. 첫 단계에서는 다중목표물의 방위각과 속도 정보를 추정한다. 그리고 두 번째 단계에서는 앞서 추정한 파라미터를 사용하여 matched filtering을 수행하고 FFT 알고리즘을 통해 거리 정보를 추정한다.

3.3.1 2D MUSIC을 사용한 방위각과 속도 추정

방위각과 속도 정보를 동시에 추정하기 위해 3.3.3에서 수신 신호를 최종적으로 수식 (25)로 재구성하였다. MUSIC 알고리즘은 subspace 기반의 추정방식으로 신호의 특정 정보에 해당하는 반응 벡터와 Eigen vector의 noise subspace가 직교한다는 점을 사용한다. 2D MUSIC 알고리즘을 수행하기 위해, $\overline{\mathbf{X}}$을 사용하여 다음과 같이 sample covariance matrix를 계산한다.

$$\overline{\mathbf{R}} = \frac{1}{N}\overline{\mathbf{X}}\overline{\mathbf{X}}^H = \begin{bmatrix}\mathbf{E}_s & \mathbf{E}_n\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{\Lambda}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{\Lambda}_n\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{E}_s & \mathbf{E}_n\end{bmatrix}^H \qquad (26)$$

MIMO 레이다에서 목표물의 수가 수신 안테나의 수보다 작아야 한다. 따라서 목표물의 수를 K개이고 가상 배열 안테나 요소의 수를 M개라

고 할 때, $K < M$을 만족해야 한다. 수식 (26)의 마지막 변은 sample covariance matrix의 Eigen Value Decomposition(EVD) 결과이다. $\mathbf{E}_s$에 포함된 열 벡터들은 signal subspace에 span하는 Eigen vector들이다. 또한, $\mathbf{E}_n$에 포함된 열 벡터들은 noise subspace에 span하는 Eigen vector들이다. 그리고 $\mathbf{\Lambda}_s$와 $\mathbf{\Lambda}_n$은 대각 성분이 Eigenvalue인 $\{\lambda_1,...,\lambda_K\}$와 $\{\lambda_{K+1},...,\lambda_M\}$으로 구성된 대각 행렬이다. 속도 v와 방위각 θ을 변수로 하는 방위각-속도 벡터를 $\mathbf{f}(v,\theta)=\mathbf{b}(v)\otimes\mathbf{a}(\theta)$로 정의한다. $\mathbf{f}(v,\theta)$와 $\mathbf{E}_n$의 열 벡터들이 서로 직교한다는 점을 사용하여 다음과 같이 비용 함수를 정의한다.

$$J(v,\theta)=\frac{1}{\mathbf{f}^H(v,\theta)\mathbf{E}_n\mathbf{E}_n^H\mathbf{f}(v,\theta)} \tag{27}$$

v와 θ에 대해 grid searching 수행하여 비용 함수 $J(v,\theta)$에서 peak를 발생시키는 v와 θ을 추정한다. 이는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$(\hat{v}_k,\hat{\theta}_k)=\underset{v,\theta}{\arg\max}\, J(v,\theta), \text{for } k=1,...,K \tag{28}$$

여기서 전방 목표물의 수 K는 레이다에서 미리 알 수 없는 파라미터이기 때문에 반드시 추정이 필요하다. 적용할 수 있는 알고리즘으로 Akaike Information Criterion(AIC)와 Minimum Description Length(MDL)이 있다[25]. 여기서는 MDL을 통해 다음과 같이 목표물 수를 추정한다.

$$\hat{K} = \arg_{\substack{k=\{1,\ldots,MS\} \\ k}} \min MDL(k) \tag{29}$$

$$MDL(k) = -\log\left(\frac{\prod_{i=k+1}^{MS} \lambda_i^{1/(MS-k)}}{\frac{1}{(MS-k)}\sum_{i=k+1}^{MS} \lambda_i}\right)^{(MS-k)N} + \frac{1}{2}k(2MS-k)\log N \tag{30}$$

3.3.2 Matched filtering과 FFT 알고리즘을 사용한 거리 추정

3.3.1에서 2D MUSIC 알고리즘을 통하여 방위각과 속도의 정보를 동시에 추정하였다. 두 번째 단계로, 거리를 추정하기 위해 추정한 파라미터들을 사용한다. 추정된 방위각과 속도 정보를 사용한 방위각-속도 벡터 $\mathbf{f}(\overline{v}_k, \overline{\theta}_k)$을 sampled de-ramped 신호 $\overline{\mathbf{X}}$에 곱하여 다음과 같이 연산한다.

$$\begin{aligned} y_k &= [y_k[1], \ldots, y_k[N]] \\ &= \mathbf{f}^H(\hat{v}, \hat{\theta})\overline{X} = \mathbf{f}^H(\hat{v}, \hat{\theta})[\overline{\mathbf{x}}[1], \ldots, \overline{\mathbf{x}}[N]] \\ &= \sum_{i=1}^{K} \overline{\gamma}_i' \mathbf{f}^H(\hat{v}, \hat{\theta})\mathbf{f}(v_i, \theta_i)\left[e^{j2\pi\left(k\tau_{0i} + \frac{v_i}{\lambda}\right)nT_s},\ n = 1, \ldots, N\right] \\ &= \overline{\gamma}_i' \mathbf{f}^H(\hat{v}, \hat{\theta})\mathbf{f}(v_k, \theta_k)\left[e^{j2\pi\left(k\tau_{0k} + \frac{v_k}{\lambda}\right)nT_s},\ n = 1, \ldots, N\right] + IN_k \end{aligned} \tag{30}$$

$$IN_k = \sum_{i=1, i\neq k}^{K} \overline{\gamma}_i' \mathbf{f}^H(\hat{v}, \hat{\theta})\mathbf{f}(v_i, \theta_i)\left[e^{j2\pi\left(k\tau_{0i} + \frac{v_i}{\lambda}\right)nT_s},\ n = 1, \ldots, N\right] \tag{31}$$

신호 $\overline{\mathbf{X}}$ 에는 K 개의 목표물에 대한 beat 주파수 신호가 더해져 있어, $\mathbf{f}(\hat{v}_k, \hat{\theta}_k)$ 을 곱하여 matched filtering을 수행한다. $\hat{v}_k$ 및 $\hat{\theta}_k$ 와 같은 방위각과 속도 정보를 가진 beat 주파수 신호는 상대적으로 커지고, 나머지 목표물에 대한 신호들은 상대적으로 작아지게 된다. $\mathbf{f}(\hat{v}_k, \hat{\theta}_k)$ 가 곱해진 신호 $\mathbf{y}_k$ 을 FFT를 통해 다음과 같이 beat 주파수를 추정한다.

$$\hat{f}_{beat} = \arg\max_{f} FFT(\mathbf{y}_k) \tag{32}$$

위 과정에서 추정한 beat 주파수를 사용하여 다음과 같이 k 번째 목표물과의 거리를 추정한다.

$$\hat{R}_k = \frac{c}{2k}\left(\hat{f}_{beat} - \frac{\hat{v}_k}{\lambda}\right) \tag{33}$$

3.4 2D MUSIC 알고리즘과 SIC를 사용한 방위각과 속도 추정

자유공간에서 경로 손실로 인해 γ_k는 k 번째 목표물의 거리 2승 반비례하고 수신 전력의 경우 4승에 반비례한다. 따라서 각 목표물에 의해 반사되어 수신된 신호의 전력은 목표물과의 거리에 매우 큰 영향을 받는다. 상대적으로 먼 거리의 목표물에 반사된 수신 신호는 수식 (13)의 MUSIC 알고리즘을 수행하는 과정에서 날카로운 peak 값을 얻지 못할 수 있다.

다중목표물 추정 시, 거리가 먼 목표물에 대한 효과적인 추정을 위하여 본 논문에서는 orthogonal projection을 사용한 SIC 기법을 제안한다. 이 기법에서는 2D MUSIC 알고리즘을 반복적으로 수행하여 목표물에 대한 추정을 차례로 진행한다. 매 수행 결과에서 반사 계수 γ_k에 의해 가장 큰 반사 전력을 가진 목표물의 방위각과 속도를 먼저 추정하고 이 파라미터를 바탕으로 orthogonal projection을 사용하여 추정된 신호를 제거한다. 그래서 첫 2D MUSIC 알고리즘을 통해 추정된 파라미터 $(\hat{v}_1, \hat{\theta}_1)$로 방위각-속도 벡터 $\mathbf{f}(\hat{v}_1, \hat{\theta}_1)$을 만들고 이를 사용하여 orthogonal projection을 다음과 같이 계산한다.

$$\mathbf{P}_1^{\perp} = \mathbf{I}_{MS} - \mathbf{f}(\hat{v}_1, \hat{\theta}_1)\left(\mathbf{f}^H(\hat{v}_1, \hat{\theta}_1)\mathbf{f}(\hat{v}_1, \hat{\theta}_1)\right)\mathbf{f}^H(\hat{v}_1, \hat{\theta}_1) \qquad (34)$$

$\mathbf{f}(\hat{v}_1, \hat{\theta}_1)$에 대한 orthogonal projection을 사용하여 다음과 같이 sample

covariance matrix에서 추정된 신호를 제거할 수 있다.

$$\bar{\mathbf{R}}_1 = \mathbf{P}_1^{\perp}\bar{\mathbf{R}}\mathbf{P}_1^{\perp H} \tag{35}$$

따라서, 수식 (35)의 $\bar{R}_1$을 사용하여 2D MUSIC 알고리즘을 수행하면 두 번째로 수신 전력이 큰 목표물에 대해 같은 과정을 수행할 수 있다. 이 과정은 모든 목표물에 대해 수행될 때까지 다음과 같은 알고리즘으로 동작한다.

Algorithm 4. Joint angle and Doppler estimation using 2D MUSIC with SIC

---

1. Compute $\bar{\mathbf{R}} = \frac{1}{N}\bar{\mathbf{X}}\bar{\mathbf{X}}^H$ and set $\bar{\mathbf{R}}_1 = \bar{\mathbf{R}}$.
2. Estimate the number of targets $(\bar{K})$ using AIC or MDL methods as in (15).
3. Set $\tilde{K} = \bar{K} + \alpha$, where α is a predefined integer constant.
4. For $k = 1:\tilde{K}$
   a. Compute the EVD of $\bar{\mathbf{R}}_1$ as $\bar{\mathbf{R}}_1 = \mathbf{E}\Sigma\mathbf{E}^H$.
   b. Estimate the parameters $(\hat{v}_k, \hat{\theta}_k)$ associated with the largest peak using 2D MUSIC with $\mathbf{E}_n = [\mathbf{E}]_{\tilde{K}+2-k:MS}$, where $[\mathbf{A}]_{i:j}$ denotes the sub-matrix from the ith column to the jth column of $\mathbf{A}$.

---

c. Compute the orthogonal matrix $\mathbf{P}_1^{\perp}$ with $\mathbf{f}(\hat{v}_k, \hat{\theta}_k)$ as in (20) and update $\bar{\mathbf{R}}_1$ as $\bar{\mathbf{R}}_1 = \mathbf{P}_1^{\perp}\bar{\mathbf{R}}\mathbf{P}_1^{\perp H}$.

d. If $\frac{\mathbf{\Lambda}(1,1)}{\mathbf{\Lambda}(2,2)} < \lambda_{th}$, terminate the algorithm, where λ_{th} is a predefined constant with $\lambda_{th} > 1$ and $\mathbf{A}(i,j)$ denotes the (i,j)th element of $\mathbf{A}$.

다중목표물에 대한 파라미터 추정 시, 한 목표물에 의한 반사 신호는 다른 목표물의 파라미터를 추정하는 과정에 간섭으로 작용하기 때문에 SIC를 적용한 방법이 추정 정확도를 개선한다고 예상할 수 있다. 위 알고리즘상의 step3에서 MDL을 통해 추정한 $\bar{K}$보다 더 큰 값으로 목표물의 수를 결정했다. 이는 상대적으로 약한 수신 전력으로 인해 추정되지 못한 반사 신호를 대비한 것이다. 본 논문에서는 $\alpha = 2$로 설정하였다. step4의 d에서는 eigenvalue ratio인 $\frac{\mathbf{\Lambda}(1,1)}{\mathbf{\Lambda}(2,2)}$을 매 추정 시 계산한다. 이는 대각 행렬인 eigenvalue 행렬에서 첫 번째 원소와 두 번째 원소의 비이다. 일반적으로 signal subspace에 해당하는 eigenvalue들은 수신 전력이 클수록 큰 값이 되며, noise subspace에 해당하는 eigenvalue들은 원소들 사이의 크기가 유사하고 signal subspace에 해당하는 eigenvalue들에 비해 상대적으로 매우 작은 값이 된다. 따라서 eigenvalue ratio $\frac{\mathbf{\Lambda}(1,1)}{\mathbf{\Lambda}(2,2)}$을 수행마다 매번 계산하게 되면 표 2과 같은 결과를 확인할 수 있다.

표 2. The eigenvalue ratio $\frac{\Lambda(1,1)}{\Lambda(2,2)}$

Iteration index	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$	$k=5$
$K=2$	59.2	172.4	1.10		
$K=3$	3.45	17.2	2276	1.00	
$K=4$	3.44	7.49	304.1	128.3	1.00

표 2은 각 목표물의 수와 반복 횟수에 따른 eigenvalue ratio를 보여준다. 목표물의 수가 K일 때, $K+1$회까지 2D MUSIC 알고리즘을 수행하여 eigenvalue ratio를 확인하게 되면 1에 가까운 결과를 얻는 것을 확인할 수 있다.

3.5 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 기법을 검증하기 위하여 다음과 같은 FMCW MIMO 레이다 시스템 모델을 통해 시뮬레이션을 진행하였다. 반송파 주파수는 일반적으로 차량용 MIMO 레이다에서 많이 사용되는 77GHz로 설정하였고, $S=5$ 로 설정하여 5개의 FMCW 신호를 전송하였다. 또한, $T_{PR}=8.33\mu\mathrm{s}$ 와 $BW=500\mathrm{MHz}$, 그리고 $E\left[\left|s_{m_t}\right|^2\right]=1\mathrm{W}$ 로 설정하였다. 그리고 경로 손실에 따라 γ_k는 $\gamma_k=R_k^{-2}$ 로 설정하였고, 다른 반사 모델에 따라 변경될 수 있다. 따라서 수신 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$SNR_r=\frac{\sum_{k=1}^{K}\gamma_k^2}{\sigma_n^2} \tag{36}$$

σ_n^2 은 AWGN 잡음의 분산에 해당한다.

3.5.1 2D MUSIC 알고리즘과 SIC 유무에 따른 추정 결과

본 절에서 FMCW MIMO 레이다에서 $M_t = 2$와 $M_r = 8$로 설정하였고 수신 SNR은 10dB로 설정하였다. 또한 $(\theta_k, v_k, R_{0k}) = \{(-10°, 90km/h, 60m), (0°, 80km/h, 70m), (5°, 100km/h, 100m), (10°, 80km/h, 100m)\}$인 4개의 목표물에 대해 2D MUSIC 알고리즘과 FFT 알고리즘을 통한 추정 결과와 SIC를 적용한 2D MUSIC 알고리즘과 FFT 알고리즘을 통한 추정 결과를 확인한다. 그림 10은 2D MUSIC 알고리즘의 angle-velocity map이다. 상대적으로 거리가 가까운 첫 번째와 두 번째 목표물에 대해서는 peak를 확인할 수 있지만 세 번째와 네 번째 목표물은 거리가 $100m$로 레이다로부터 상대적으로 먼 곳에 있어 peak가 나타나지 않았다. 또한, 그림 11는 이 추정 결과를 바탕으로 matching filter와 FFT 알고리즘을 통해 얻은 beat 주파수 정보를 $\bar{v}_k$을 빼고 $c/2k$을 곱하여 거리 정보로 변환한 것이다. 세 번째와 네 번째 목표물에 대한 방위각과 속도 정보가 제대로 얻어지지 않았기 때문에, 거리 정보 또한 제대로 추정되지 않는다.

그림 12는 알고리즘 4에 해당하는 SIC를 사용한 2D MUSIC 알고리즘의 angle-velocity map이다. 이전의 시뮬레이션에서와 같이 같은 목표물에 대해 시뮬레이션을 진행하였고 결과 map 상에서 모든 목표물에 대한 방위각과 속도를 모두 추정한 것을 확인할 수 있다. 마찬가지로 그림 13은 이 결과를 바탕으로 matching filter와 FFT 알고리즘을 통해 얻은 beat 주파수 정보를 $\hat{v}_k$을 빼고 $c/2k$을 곱하여 거리 정보로 변환한 것이다. 거리 정보 또한 모든 목표물에 대해 추정된 것을 확인할 수 있다.

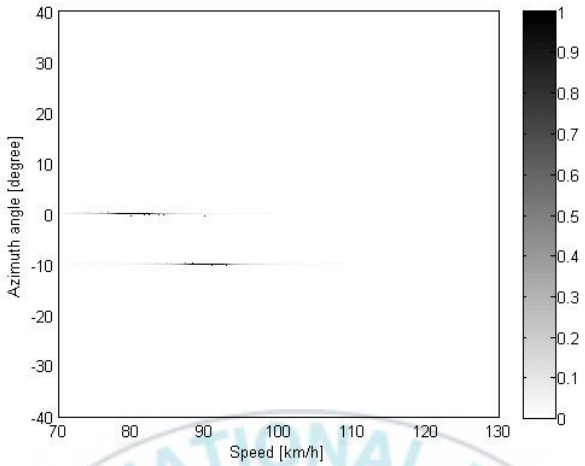


그림 10. $M_t = 2$, $M_r = 8$이고 $SNR_r = 10\text{dB}$일 때, 2D MUSIC의 방위각-속도 map

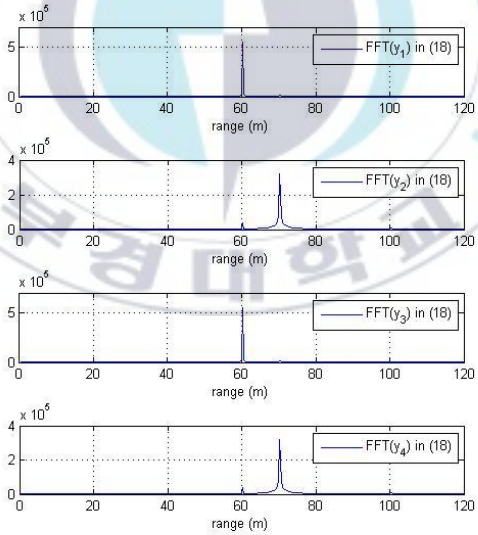


그림 11. $M_t = 2$, $M_r = 8$이고 $SNR_r = 10\text{dB}$일 때, 3.3.2에서의 matched filtering와 FFT를 통한 거리 추정 결과

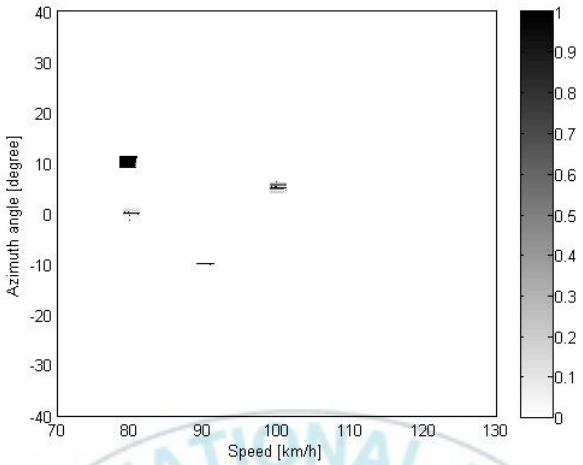


그림 12. $M_t = 2$, $M_r = 8$ 이고 $SNR_r = 10\text{dB}$ 일 때, SIC를 사용한 2D MUSIC의 방위각-속도 map

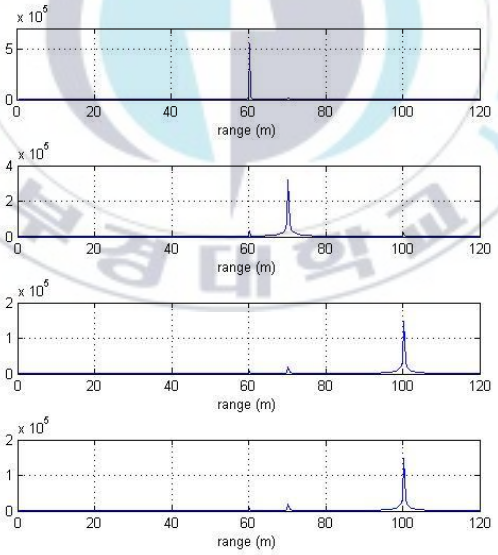


그림 13. $M_t = 2$, $M_r = 8$ 이고 $SNR_r = 10\text{dB}$ 일 때, 알고리즘 4 수행 후, matched filtering와 FFT를 통한 거리 추정 결과

3.5.2 2D MUSIC과 SIC 유무에 따른 방위각과 속도의 RMSE 결과

2D MUSIC 알고리즘과 SIC를 사용한 2D MUSIC 알고리즘의 결과에 대해 추정 정확도를 확인하기 위해 Monte-Carlo 시뮬레이션을 수행하여 평균 RMSE를 계산하였고 다음과 같이 각각의 RMSE를 정의한다.

$$RMSE_v = E\left[\frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\left(\hat{v}_k - v_k\right)^2\right], RMSE_\theta = E\left[\frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\left(\hat{\theta}_k - \theta_k\right)^2\right] \qquad (37)$$

그림 14은 송신 안테나 수 $M_t = 4$에 대해 수신 SNR이 10dB인 상황에서, 거리가 $R_{0k} = \{60, 65, 70\}m$인 3개의 목표물에 대하여 수신 안테나의 수 M_r에 따른 RMSE 곡선을 그린 것이다. 목표물의 거리를 서로 비슷하게 설정하여 간섭의 영향을 크게 하였다. 두 알고리즘의 결과를 비교하였을 때, SIC를 사용한 MUSIC 알고리즘이 더 정확한 결과를 얻는 것을 확인할 수 있다.

그림 15은 이전의 시뮬레이션과 같은 상황에서 거리가 $R_{0k} = \{60, 65, 90, 90\}m$인 4개의 목표물에 대하여 수신 안테나의 수 M_r에 따른 RMSE 곡선을 그린 것이다. 이 경우 세 번째와 네 번째 목표물의 거리가 같고 상대적으로 레이다에 대해 먼 곳에 있어 때문에 SIC를 사용하지 않은 2D MUSIC 알고리즘에서는 속도와 방위각을 제대로 추정할 수 없다. 따라서 이 경우 속도와 방위각의 RMSE 곡선에서 수신 안테나의 수를 증가시켜 감에 따른 감소를 확인할 수 없다. 반면에 SIC를 사용한 2D MUSIC 알고리즘의 경우, 속도와 방위각의 RMSE 곡선이 수신 안테나의 수를 증가시켜 감에 따라 감소한 것을 확인할 수 있다.

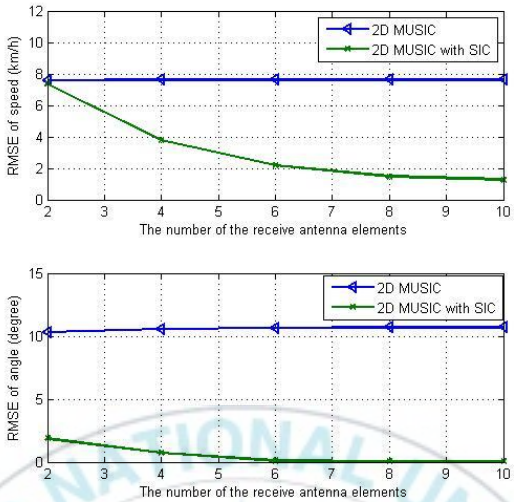


그림 14. 유사한 거리를 가진 $K=3$ 개의 목표물에 대한 수신 안테나 수 변화에 따른 속도와 방위각 RMSE 곡선

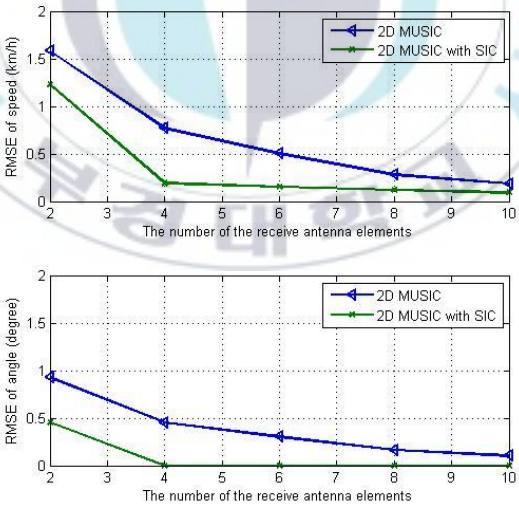


그림 15. $R_{0k}=\{60,65,90,90\}m$ 인 $K=4$ 개의 목표물에 대한 수신 안테나 수 변화에 따른 속도와 방위각 RMSE 곡선

3.6 결론

이번 장에서는 FMCW MIMO 레이다 시스템에서 2D MUSIC 알고리즘과 matching filtering기반의 FFT 알고리즘을 사용한 방위각, 속도 그리고 거리 정보를 동시에 추정하는 기법을 제안하였다. co-locate된 MIMO 안테나를 사용하여 가상의 선형 배열 안테나를 구현하고, 수신 신호를 재구성하여 방위각 및 속도에 연관된 2D MUSIC 알고리즘을 수행하여 두 파라미터를 동시에 추정한다. 거리 추정은 2D MUSIC을 통해 추정된 파라미터들을 사용한 반응 벡터를 만들고, 이를 사용한 matching filtering과 FFT를 수행한다. 또한, 다중목표물 환경에서 상대적으로 거리가 먼 목표물을 추정하기 위해, orthogonal projection을 사용한 Successive Interference Cancellation(SIC) 기법을 적용한 방식을 제안하였다. 반사 수신 전력이 큰 신호에 해당하는 목표물의 파라미터를 추정하고 차례로 제거함으로써 모든 목표물을 제대로 추정할 수 있다. 시뮬레이션을 통하여 수신 전력의 차가 큰 다중목표물 환경에서 SIC를 적용한 2D MUSIC 알고리즘이 방위각과 속도를 모두 추정할 수 있음을 확인하였다.

4. MIMO OFDM 펄스 레이다-통신에서 부반송파 할당 방식에 따른 정보 전달률 및 파라미터 추정 성능 분석

4.1 서론

Orthogonal Frequency Division Modulation(OFDM) 통신 기법은 높은 정보 전송률과 낮은 구현 복잡도 등의 장점들로 인해, 현재 대부분의 통신 시스템에 적용되고 있다[26-28]. 최근 OFDM의 분해능 및 간단한 구현 방식의 장점들로 인해, 전방 목표물의 파라미터들(거리, 속도, 방위각 등)을 추정하는 레이다 시스템에도 이용되고 있다[29,30]. 통신 시스템에서와 같은 OFDM 파형을 사용하기 때문에, OFDM 기반의 통신 시스템과 레이다 시스템을 통합하는 연구도 최근에 활발히 진행되고 있다. 즉, 그림 16과 같이 OFDM 펄스 레이다는 OFDM signal을 사용하여 다중 목표물의 거리, 속도 정보를 얻을 수 있는 레이다 시스템인 동시에 OFDM signal에 Quadrature Phase Shift Keying(QPSK)와 같은 phase code가 사용된 symbol을 실어 목표 수신기에 정보를 전달하는 역할도 가능하다.

최근 자율 주행 자동차의 개발이 활발해짐에 따라 차량 간 통신과 차량용 레이다의 필요성이 대두되고 두 시스템 모두 유사한 대역의 RF 신호를 활용함에 따라 이 두 기능을 결합한 Radar and Communication (RadCom)[31-35] 기술이 주목을 받고 있다. 자율 주행 차량은 서로 간의

정보 교환으로 도로의 상황을 분석하고 인접한 차량과의 거리와 상대 속도를 확인하여 안전성을 확보할 수 있다. 즉, 높은 정보 전송 속도를 내는 동시에 정확한 파라미터 추정이 가능하여 RadCom의 대표적인 후보로서 OFDM 펄스 RadCom 기술이 주목받고 있다. 하지만 단일 안테나 기반의 OFDM 시스템은 정보 전송이나 파라미터 추정에서 성능의 한계를 가지고 있다. 기존 대부분의 연구는 단일 안테나 기반의 시스템에서 OFDM 통신과 레이다의 접목에 초점을 두고 성능 분석을 진행하였다.

이번 장에서는 다중안테나 기반의 정보 전송과 목표물의 파라미터를 동시에 추정하는 Multi-Input Multi-Output(MIMO) OFDM 펄스 RadCom을 고려하고 있다. 일반으로 MIMO 펄스 레이다에서는 방위각 추정 해상도를 높이기 위해서 각 안테나에서 송신되는 파형을 서로 직교하도록 하여 가상의 선형 배열 안테나를 구축한다. 따라서 MIMO OFDM 레이다 관점에서는 이를 각 송신 안테나 별로 부반송파를 직교하도록 할당하는 것으로 볼 수 있다. 반면, MIMO OFDM 통신 시스템에서는 전송 속도를 높이기 위해 MIMO 통신 기법을 적용할 수 있다. 하지만 가상배열 안테나를 형성하는 레이다 기능을 수행하기 위한 MIMO OFDM 레이다와의 결합에서는 기존의 MIMO OFDM 기술을 활용할 수 없다. 따라서 이번 장에서는 각 송신 안테나별로 직교하는 부반송파를 할당하여 전송하는 MIMO OFDM 통신환경을 가정한다. 이러한 시스템에서 통신 관점의 성능 개선 즉, 정보 전송 속도 향상을 위해 각 송신단과 수신단 사이의 채널 이득에 따라 부반송파를 할당하는 기법을 제안한다. 하지만 이러한 부반송파 할당 방법은 레이다 성능에도 영향을 미치기 때문에 본 논문에서는 이러한 부반송파 할당 방식에 따른 MIMO OFDM 펄스 RadCom의 각각의 성능들을 분석하였다.

특히, MIMO OFDM 펄스 RadCom에서 다중안테나 활용과 직접 연관된 목표물 파라미터로써 방위각 정보를 추정하는 시스템을 고려하였으며, 방위각 추정 알고리즘은 Multiple Signal Classification(MUSIC) 알고리즘 [36] 기반의 추정방식을 활용하다.

이번 장의 두 번째 절에서는 이번 장에서 사용한 MIMO OFDM 시스템 모델을 소개한다. 세 번째 절에서는 통신 측면에서의 성능인 정보 전송률과 레이다 측면에서의 성능인 파라미터 추정 성능 분석에 관해 설명하고 MUSIC 알고리즘 기반의 추정 기법을 소개한다. 네 번째 절에서는 부반송파를 할당하는 방법들을 설명하고 다섯 번째 절에서는 시뮬레이션 결과들을 논의하며, 마지막 절에서는 결론을 맺는다.

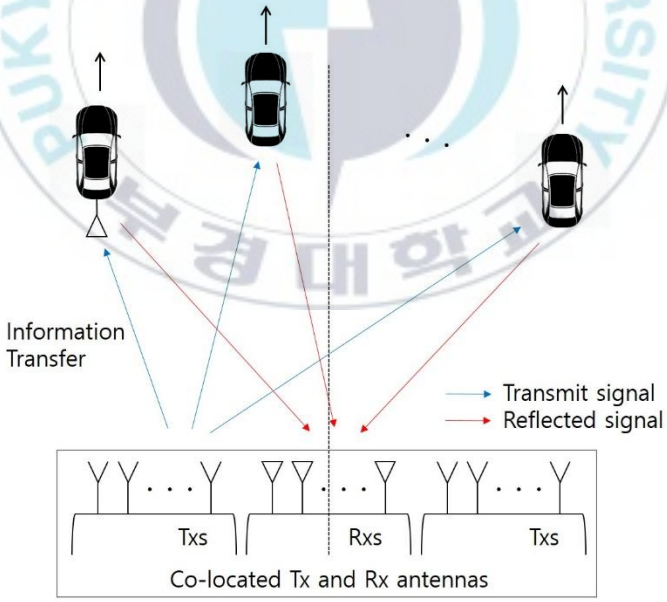


그림 16. Co-locate된 다중 안테나로 구성된 RadCom 시스템 모델

4.2 MIMO OFDM 레이다 시스템 모델

4.2.1 OFDM 펄스 RadCom에서의 송신 신호 모델

이번 장에서는 그림 16과 같은 시스템을 고려한다. 다중 안테나(MIMO) 기반의 OFDM 펄스 RadCom 송신기와 전방에 정보를 전달받는 OFDM 정보 수신기가 있다. 이 정보 수신기는 수신 안테나 1개를 가지고 있다고 가정한다. 그리고 RadCom 송신기와 함께 배치된 OFDM 펄스 레이다 수신기가 있어 전방에서 반사되어 들어온 OFDM 펄스 신호를 수신하고 수신 신호를 통해 전방 목표물들의 방위각을 추정하는 시스템을 고려한다. OFDM 펄스 레이다에서 co-locate된 M_t개의 송신 안테나와 M_r개의 수신 안테나를 사용하여 $M_t M_r$개의 가상의 선형 배열 안테나가 되도록 배치하였다. 가상의 선형 배열 안테나를 만들기 위해, 각 송신 안테나의 송신 신호들이 서로 직교해야 하는 조건을 만족시켜야 한다. OFDM 신호를 사용하는 시스템에서 이를 구현하기 위해, 송신 안테나들에 서로 다른 OFDM 부반송파를 할당할 수 있다. 그래서 OFDM 펄스 RadCom 송신기의 m_t 번째 안테나에서 송신되는 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_{m_t}(t) = \sum_{n=1}^{N} I_{m_t}[n] a_{m_t}[n] e^{j2\pi(f_c+(n-1)\Delta f)t}, m_t = 1,\ldots,M_t \qquad (38)$$

OFDM 심볼은 $n=1,\ldots,N$ 으로 총 N 개의 부반송파로 이루어진다. $a_{m_t}[n]$은 m_t 번째 송신 안테나에서 n 번째 부반송파에 실려 전송되는 데

이터로써 여기서는 QAM(또는 QPSK) 심볼에 해당한다. $I_{m_t}[n]$은 m_t 번째 안테나에서 n 번째 부반송파를 사용할 것인지 결정하는 파라미터로써, '0' 이면 n 번째 부반송파는 비활성화되고 '1' 이면 활성화되어 신호를 전송한다. Δf 는 부반송파 주파수 간격을 뜻한다.

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY
부경대학교

4.2.2 OFDM 정보 수신기에서의 수신 신호 모델

OFDM 정보 수신기는 OFDM 펄스 RadCom 송신기로부터 신호를 수신받을 때, 주변 산란체들에 의해 다중 경로를 거쳐 들어오는 OFDM 신호를 수신하게 된다. 이 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m_t=1}^{M_t} h_{m_t}(l) s_{m_t}(t - \tau_{m_t,l}) + n(t) \tag{39}$$

$h_{m_t}(l)$과 $\tau_{m_t,l}$은 각각 m_t 번째 송신 안테나에서 OFDM 정보 수신 안테나 사이의 l번째 다중 경로의 채널 이득과 시간 지연을 나타낸다. $n(t)$는 Additive White Gaussian Noise(AWGN)이다. 수식 (39)의 수신 신호를 ADC에서 T_s마다 샘플링한 후, CP를 제거하고 FFT를 수행하면 각 부반송파 별로 Flat fading 채널을 겪게 된다. n 번째 부반송파에 의해 수신된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r[n] = \sum_{m_t=1}^{M_t} H_{m_t}[n] I_{m_t}[n] a_{m_t}[n] + n[n] \tag{40}$$

$H_{m_t}[n]$는 $\boldsymbol{H}_{m_t} = [H_{m_t}[1], \ldots, H_{m_t}[N]]$로 표현될 수 있으며, m_t 번째 송신 안테나에서 OFDM 정보 수신 안테나 사이의 각 부반송파의 주파수 도메인 채널 이득이다. 이는 다중 경로 $h_{m_t}(t) = \sum_{l=0}^{L} h_{m_t}(l)\delta(t - \tau_{m_t,l})$을 이산 시간 도메인에서 DFT를 수행하여 벡터 형태로 얻을 수 있다. 이번 장에

서는 OFDM 정보 수신단에서 채널 정보는 완벽하게 알고 있는 perfect Channel State Information at Transmitter(CSIT)를 가정하고 $n=1,...,N$ 에서 $E\left[|n[n]|^2\right]=1$ 이라고 가정한다.

4.2.3 OFDM 펄스 레이다 수신기에서의 수신 신호 모델

OFDM 펄스 RadCom 송신기에서 송신된 신호는 레이다 수신기에 수신될 때까지 두 번의 경로 손실을 겪는다. 즉, 레이다 송신기에서 목표물에 의해 한 번 반사되어 레이다 수신기로 수신되는 Line-of-Sight(LOS) 신호를 제외한 다중 경로 신호들은 상대적으로 큰 감쇠로 의해 크기가 매우 작아져 무시할 수 있다. 따라서 RadCom 송수신기 전방에 K 개의 목표물에 의해 반사되어 m_r 번째 수신 안테나로 수신되는 신호를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r_{m_r}(t)=\sum_{k=1}^{K}\sum_{m_t=1}^{M_t}\gamma_k s_{m_t}(t-\tau_{m_t,m_r,k}) \tag{41}$$

γ_k 는 k 번째 목표물의 반사이득 계수이고 $\tau_{m_t,m_r,k}$ 는 OFDM 송신 신호가 k 번째 목표물에 의해 반사되고, 수신 안테나에 도달할 때까지의 시간 지연이다. 송신 안테나와 수신 안테나를 적절히 배치하여 안테나 사이의 간격이 d 인 가상의 선형 배열 안테나로 신호를 송수신하는 형태로 변환할 수 있다. 예를 들어, 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나가 있는 환경에서 송신 안테나 사이의 간격이 2λ 이고 수신 안테나 사이의

간격이 $\lambda/2$일 때, 안테나 사이의 간격이 $\lambda/4$인 가상의 선형 배열 송수신 안테나로 변형할 수 있다. 그래서 $\tau_{m_t,m_r,k}$을 가상의 선형 배열 안테나에 해당하도록 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tau_{m_t,m_r,k} = \tau_{0k} + \frac{2}{c}(d(m-1)\sin\theta_k) \tag{42}$$

m은 $M_t M_r = M$일 때, $m = 1,...,M$ 또는 $m = M_t(m_r - 1) + m_t$로 표현되고, τ_{0k}는 $2R_{0k}/c$이다. R_{0k}는 가상의 선형 배열 안테나서 기준 안테나에 해당하는 원소에서 k번째 목표물까지의 거리를 나타낸다. θ_k는 전방을 0°로 기준을 잡았을 때, k번째 목표물의 방위각이다. 각 송신 안테나들은 서로 직교한 부반송파를 할당받아 신호를 전송하지만, 수신 안테나에 의해 수신되는 신호에는 모든 부반송파 신호가 포함되어 있다. 그래서 각 수신 안테나에 의해 수신된 신호를 T_s마다 샘플링하여 Fest Fourier Transform(FFT)를 수행하면 시간 지연 정보가 포함된 N개의 QAM 심볼을 얻을 수 있다. N개의 심볼을 각 송신 안테나에 할당된 부반송파 인덱스 $\overline{n}_{m_t}$을 사용하여 M_t개로 분류하고 가상의 선형 배열 안테나 인덱스를 m_r, m_t로 표현한다. m_r, m_t에 해당하는 가상 배열 안테나에 수신된 데이터는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_{m_r,m_t}[\overline{n}_{m_t}] = \sum_{k=1}^{K} \gamma_k a_{m_t}[I'_{m_t}(\overline{n}_{m_t})] e^{j2\pi\left(I'_{m_t}(\overline{n}_{m_t})-1\right)\frac{2R_{0k}}{\lambda}} e^{j\frac{4\pi}{\lambda}d(M_t(m_r-1)+m_t-1)\sin\theta_k} \\ + n_{m_r}[I'_{m_t}(\overline{n}_{m_t})] \end{aligned} \tag{43}$$

각 송신 안테나에 할당된 부반송파 인덱스 $\overline{n}_{m_t}$ 는 $\overline{n}_{m_t} = 1, \ldots, \overline{N}_{m_t}$ 이고 N 개의 부반송파를 겹치지 않게 할당하였기 때문에, $\sum_{m_t=1}^{M_t} \overline{N}_{m_t} = N$ 을 만족한다. I'_{m_t} 는 각 송신 안테나에 할당된 부반송파의 인덱스를 오름차순으로 저장하고 있다. 따라서 $I'_{m_t}(\overline{n}_{m_t})$ 은 m_t 번째 송신 안테나에 할당된 $\overline{n}_{m_t}$ 번째 부반송파 인덱스를 의미한다. r_{m_r,m_t} 은 m_t 번째 송신 안테나가 m_r 번째 수신 안테나에 전달한 신호로, N 개의 부반송파 중 할당 받지 못한 부반송파 인덱스 $N - \overline{N}_{m_t}$ 개를 제거하고 인덱스 순서대로 $\overline{N}_{m_t}$ 의 길이가 되도록 재배열되었다. 따라서 $r_{m_r,m_t}[\overline{n}_{m_t}]$ 은 각 $\overline{n}_{m_t}$ 에 따라 서로 다른 샘플 길이를 가진다.

4.3 RadCom의 정보 전송 및 목표물 방위각 추정 기법

4.3.1 정보 전송 기법

4.2에서 RadCom에서 가상의 선형 배열 안테나로 변형하여 레이다 기법을 적용하기 위해 각각의 송신 안테나에 서로 직교한 부반송파를 할당했다. 그리고 데이터를 전송하기 위해 QAM 심볼을 각각의 부반송파에 할당하고 채널 코딩을 적용한다. OFDM 정보 수신기에서 각각의 부반송파에 해당하는 수신 데이터는 수식 (40)과 같이 표현되고 Achievable rate는 다음과 같이 주어진다.

$$R(bps/Hz) = \sum_{n=1}^{N} \log_2 \left(1 + \frac{P\left|H_{\overline{m}_t}[n]\right|^2}{N} \right) \tag{44}$$

$\overline{m}_t$ 는 송신 신호의 n 번째 부반송파에서 선택된 송신 안테나 인덱스이다. 즉, 각 송신 안테나와 정보 수신 안테나 사이의 채널 이득은 부반송파 별로 달라지는데, 정보 전송 관점에서 각각의 부반송파는 채널 이득이 최대가 되는 안테나에 할당되는 것이 가장 바람직하다. 채널 이득에 대한 부반송파 할당 방법은 4.4에서 논의한다.

4.3.2 목표물 방위각 추정 기법

4.2에서 가상의 선형 배열 안테나를 통해 수신된 신호를 수식 (43)과 같이 표현하였다. QAM 심볼을 나타내는 $a_{m_t}[I'_{m_t}(\overline{n}_{m_t})]$는 RadCom 송수신기에서 알고 있는 값이기 때문에 다음과 같은 신호처리가 가능하다.

$$y_{m_r,m_t}[\overline{n}_{m_t}] = \frac{r_{m_r,m_t}[\overline{n}_{m_t}]}{a_{m_t}[I'_{m_t}(\overline{n}_{m_t})]} = \sum_{k=1}^{K} \gamma_k e^{j2\pi\left(I'_{m_t}(\overline{n}_{m_t})-1\right)\frac{2R_{0k}}{\lambda}} e^{j\frac{4\pi}{\lambda}d(M_t(m_r-1)+m_t-1)\sin\theta_k} + n'_{m_r,m_t}[I'_{m_t}(\overline{n}_{m_t})] \quad (45)$$

$n'_{m_r,m_t}[\overline{n}_{m_t}]$은 $n_{m_r}[\overline{n}_{m_t}]/a_{m_t}[I'_{m_t}(\overline{n}_{m_t})]$이다. 위 식에서 송신 안테나가 할당받은 부반송파의 수에 따라 각 가상 배열 안테나의 샘플의 수가 달라진다. 따라서 $\overline{N} = \min_{m_t=1,\ldots,M_t} \overline{N}_{m_t}$ 이라고 하고 $m = M_t(m_r-1)+m_t$ 으로 표현하면 수식 (45)을 다음과 같이 벡터 형태로 표현할 수 있다.

$$y_m[\overline{n}] = \sum_{k=1}^{K} \gamma_k e^{j\frac{4\pi}{\lambda}d(m-1)\sin\theta_k} e^{j2\pi\left(I'_{m_t}(\overline{n})-1\right)\frac{2R_{0k}}{\lambda}} + n'_m[I'_{m_t}(\overline{n})],\ \ \overline{n} = 1,\ldots,\overline{N} \quad (46)$$

위 수식을 m에 대한 벡터인 $\boldsymbol{y}[\overline{n}]$으로 표현할 수 있다. $\boldsymbol{y}[\overline{n}]$은 $e^{j\frac{4\pi}{\lambda}d(m-1)\sin\theta_k}$을 m에 대해 $\boldsymbol{a}(\theta_k)$인 k번째 목표물에 대한 배열 반응 벡터로 만들고 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\boldsymbol{a}(\theta_k) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{4\pi}{\lambda}d\sin\theta_k} & \cdots & e^{j\frac{4\pi}{\lambda}d(M-1)\sin\theta_k} \end{bmatrix}^T \tag{47}$$

수식 (46)를 통해 목표물들의 방위각을 추정하기 위해 MUSIC 알고리즘을 적용한다. MUSIC 알고리즘을 적용하기 위해 다음과 같이 Sample Covariance Matrix를 계산한다.

$$\boldsymbol{R}_{yy} = \frac{1}{\bar{N}}\boldsymbol{y}\boldsymbol{y}^H = \begin{bmatrix} \boldsymbol{E}_s & \boldsymbol{E}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Sigma_s & 0 \\ 0 & \Sigma_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{E}_s & \boldsymbol{E}_n \end{bmatrix}^H \tag{48}$$

$\boldsymbol{y} \in \square^{M \times \bar{N}_{m_t}}$ 이고 $\boldsymbol{R}_{yy}$는 $\boldsymbol{y}$의 Covariance Matrix이다. 수식 (48)의 오른쪽 변은 Eigen Value Decomposition을 수행한 결과이다. $\boldsymbol{E}_s$와 $\boldsymbol{E}_n$은 각각 signal subspace와 noise subspace에 해당하는 Eigen vector이다. 또한, σ_s와 σ_n은 대각 행렬로써 각 신호의 Eigenvalue와 잡음의 Eigenvalue에 해당한다. MUSIC 알고리즘상에서는 추정 가능한 목표물의 수가 사용된 수신 안테나의 수보다 작게 제한되기 때문에, 목표물의 수 K는 가상 배열 안테나의 수인 M 보다 작아야 한다. 그래서 $\boldsymbol{E}_s$의 열 수와 σ_s의 원소 수는 K개가 되고, $\boldsymbol{E}_n$과 σ_n의 경우에는 $M-K$개가 된다. $\boldsymbol{E}_n$을 사용하여 다음과 같은 비용함수를 정의할 수 있다.

$$J(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta)\boldsymbol{E}_n\boldsymbol{E}_n^H a(\theta)} \tag{49}$$

$\boldsymbol{E}_n$에 속한 Eigen vector들은 $k=1,...,K$에 해당하는 목표물의 $a(\theta_k)$에 직교한다는 사실을 사용한다. 그래서 Grid searching을 통하여 $J(\theta)$의 peak 지점에 해당하는 목표물의 방위각 $\hat{\theta}_k$을 K개 찾을 수 있다. 이때 수식 (46)는 Coherent 신호의 합으로 표현되기 때문에 공간적 Smoothing 기법을 함께 적용할 수 있다. 방위각 추정의 성능을 측정하기 위해 다음과 같은 평균 제곱 오차 MSE를 사용한다.

$$MSE = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}(\hat{\theta}_k - \theta_k)^2 \tag{50}$$

4.4 부반송파 할당 방법

MIMO 안테나 기반의 레이다 시스템에서 수신 안테나의 수를 늘릴 수 있다는 이점 때문에 가상 배열 안테나는 매우 중요한 역할을 한다. 따라서 MIMO 안테나 기반의 RadCom에서 또한 가상의 선형 배열 안테나를 적용하였다. 이 과정에서 각 송신 안테나의 송신 신호는 서로 직교하도록 설계되어야 하고 이것을 4.2.1에서 소개하였다. 본 절에서는 몇 가지 부반송파 할당 방법을 소개한다.

4.4.1 Rate-maximizing subcarrier allocation 방식

Rate-maximizing subcarrier allocation은 Achievable rate를 최대로 만드는 할당 방법을 뜻한다. 즉, 4.3.1에서 수식 (44)의 전송률이 최대가 되도록, n 번째 부반송파를 다음과 같은 방법으로 송신 안테나 인덱스를 선택하여 할당한다.

$$\bar{m}_t = \arg_{m_t} \max \left| H_{m_t}[n] \right| \tag{51}$$

이 할당 방법을 사용하면 OFDM 정보 수신기에서 최적의 전송률을 얻을 수 있다. 하지만 OFDM 레이다 수신기 입장에서는 Covariance Matrix를 만들 위한 신호의 길이가 불균일하기 때문에, 가장 짧은 길이의 신호에 맞춰 샘플의 길이를 제한해야 한다. 즉, Sample Covariance Matrix의 정확도가 줄어들기 때문에 MUSIC 알고리즘 기반의 방위각 추정 시, 성능 저하가 발생한다.

4.4.2 Regularly fixed subcarrier allocation 방식

Regularly fixed subcarrier allocation은 목표물의 방위각 추정 성능을 개선하기 위한 부반송파 할당 방식이다. 각 송신 안테나에 부반송파를 같은 수로 할당한다. $N' = N/M_t$ 을 정수라고 가정하면 m_t 번째 안테나가 할당받는 부반송파를 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$\overline{n}_{m_t} \in SC_{m_t} = \{m_t, m_t + M_t, \ldots, m_t + N - M_t\} \tag{52}$$

이 할당 방법에서는 모든 가상 배열 안테나의 수신 신호의 샘플 수가 $\overline{N} = \min_{m_t=1,\ldots,M_t} \overline{N}_{m_t} = N'$ 으로 최대가 된다. 그래서 상대적으로 정확한 Sample Covariance Matrix를 만들 수 있어, MUSIC 알고리즘 기반의 방위각 추정에서 더 정확한 결과를 얻을 수 있다. 하지만 이 경우 정보 전송률 최적화를 고려하지 않았기 때문에 Rate-maximizing subcarrier allocation 방식보다 정보 전송률이 상대적으로 작아진다.

본 논문에서는 두 할당 방식이 가지는 문제점을 최소화하여 정보 전송률과 목표물의 방위각 추정을 동시에 추구하는 부반송파 할당 방식을 제안한다.

4.4.3 Adaptive subcarrier allocation 방식

Adaptive subcarrier allocation의 기본적인 아이디어는 모든 송신 안테나에 같은 수의 부반송파를 균일하게 할당한 후, $N \times \alpha\,\%$ 개의 부반송파를 수식 (51)와 같이 채널 이득이 최대가 되는 안테나에 할당되도록

변경한다. 이때 변경할 부반송파는 변경한 후 정보 전송률의 개선이 가장 큰 순서 즉, 채널 이득의 차이가 가장 큰 것부터 차례로 변경한다. 이 방식은 다음과 같은 알고리즘으로 표현된다.

Algorithm 5. Adaptive subcarrier allocation method

---

1. Initialize the subcarrier indices for the m_t th antenna as (15).
2. Compute $D[n] = \max_{i \neq j} \left\| H_i[n] \right| - \left| H_j[n] \right\|$ for $n = 1, \ldots, N$ and sort it as $D[\bar{n}(n)]$ in descending order.

   For $n = 1, \ldots, \lceil N \times \alpha \% \rfloor$
3. By letting $\bar{m}_t = \arg_i \max \left| H_i[\bar{n}(n)] \right|$ for the subcarrier index $\bar{n}(n)$, if $\bar{n}(n)$ is not included in $SC_{\bar{m}_t}$, move it to $SC_{\bar{m}_t}$.

end

참고로 Rate-maximizing subcarrier allocation 방식은 α가 100%인 알고리즘 5의 특수의 경우라고 생각할 수 있고, Regularly fixed subcarrier allocation 방식은 α가 0%인 알고리즘 5의 특수한 경우라고 생각할 수 있다. α값을 적절하게 선택함으로써 채널 환경에 따라 전송 속도의 저하를 감수하고 방위각 추정 성능을 개선할 수 있다.

4.5 시뮬레이션

본 절에서는 제안한 부반송파 할당 방법의 성능을 검증하기 위해 Monte-Carlo 시뮬레이션을 수행하였다. 본 논문에서는 송신 안테나의 수 $M_t = 2$와 수신 안테나의 수 $M_r = 6$으로 설정하였고, 다중 경로에 의한 frequency selective channel을 사용하였다. 또한, OFDM 부반송파의 수를 $N = 512$ 라고 설정하였다. OFDM 송신 신호의 주반송파 주파수는 $f_c = 77\text{GHz}$ 이고 대역폭은 $BW = 246\text{MHz}$ 그리고 주파수 부반송파 주파수 간격은 $\Delta f = 500\text{kHz}$로 두었다.

그림 17와 18은 4.4에서의 세 가지 부반송파 할당 방식에 대해 수신 SNR 변화에 따른 Achievable rate와 MSE 곡선을 비교한 것이다. 목표물의 수를 $K = 2$로 설정하였고 다중 경로의 수를 6개로 설정하였다. 또한, Adaptive subcarrier allocation 방식에 대해서는 $\alpha = 20\%$ 와 $\alpha = 40\%$ 인 경우를 확인하였다.

그림 17의 Achievable rate에서는 Rate-maximizing subcarrier allocation 방식이 가장 높은 전송 속도를 보이고, Regularly fixed subcarrier allocation 방식이 가장 낮은 전송 속도를 보인다. Adaptive subcarrier allocation 방식은 $\alpha = 40\%$ 인 경우 Rate-maximizing subcarrier allocation 방식과 유사한 결과를 확인할 수 있고, $\alpha = 20\%$ 인 경우에는 약간의 성능 저하가 나타나는 것을 볼 수 있다. 그림 18의 MSE 곡선에서는 Rate-maximizing subcarrier allocation 방식이 가장 낮은 성능을 보이고, Regularly fixed subcarrier allocation

방식이 가장 좋은 성능을 보인다. Adaptive subcarrier allocation 방식은 $\alpha = 20\%$ 인 경우에 Regularly fixed subcarrier allocation 방식에 상대적으로 가까워지고, $\alpha = 40\%$ 인 경우에는 상대적으로 성능 저하가 나타난다. 결과적으로 α 값이 증가하는 경우, 방위각의 MSE 성능이 감소하지만, 전송 속도가 개선된다. 반면에 α 값을 감소시킬 경우 전송 속도가 감소하지만, 방위각의 MSE가 개선되는 것을 확인할 수 있다.

그림 19와 20는 위의 시뮬레이션과 같은 상황에서 다중 경로의 수를 2개로 줄인 경우이다. 전반적인 경향성은 이전과 같게 나타나지만, 다중 경로 수의 감소로 인하여 전체적인 수신 전력의 감쇠가 나타나 전송 속도의 감소가 나타난다. 또한, Rate-maximizing subcarrier allocation 방식에서는 부반송파 별 채널 변화가 적게 나타나기 때문에, 각 송신 안테나에 할당되는 부반송파의 수가 불균일할 가능성이 크다. 따라서 Achievable rate의 경우 전반전인 전송 속도가 줄어들고, MSE 곡선의 경우에는 Rate-maximizing subcarrier allocation 방식이 상대적으로 성능 저하가 크게 나타난 것을 확인할 수 있다. 결과적으로, 본 논문에서 제안한 Adaptive subcarrier allocation 방식을 적용하여 α 값을 적절히 조절함에 따라 원하는 전송 속도와 MSE 성능 간의 균형을 맞출 수 있음을 보였다.

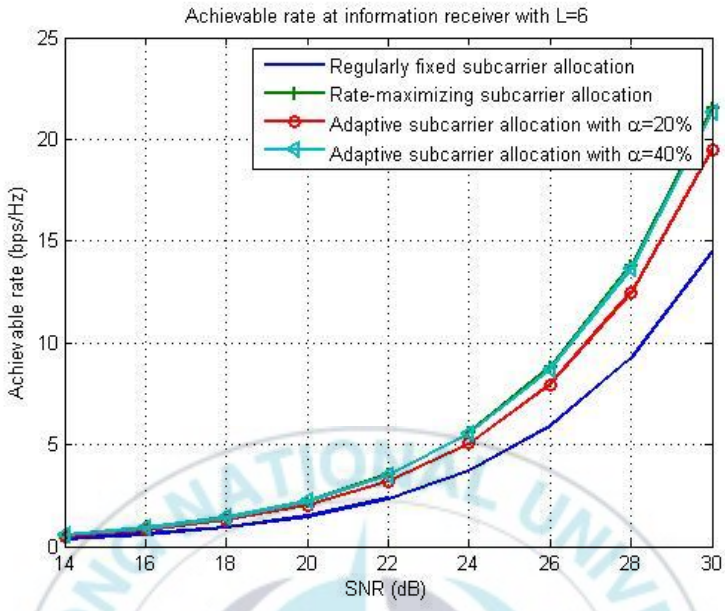


그림 17. 다중 경로 수가 $L = 6$ 일 때, 정보수신 노드의 Achievable rate

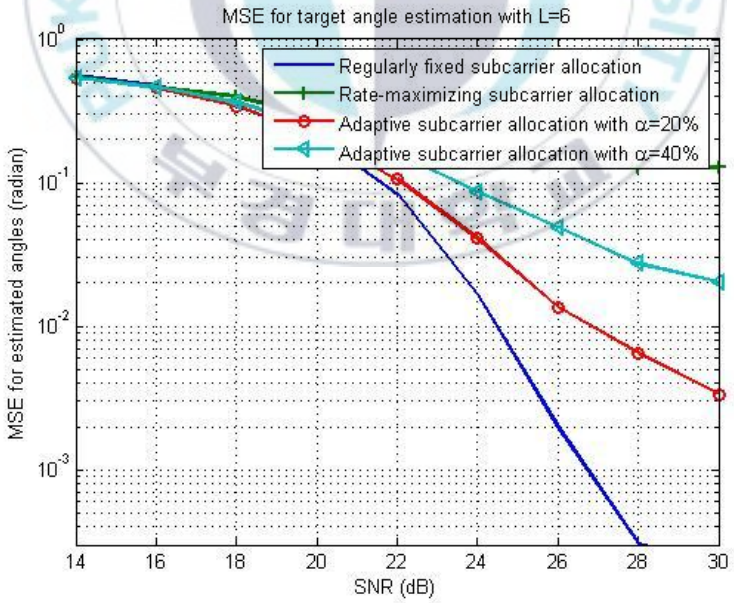


그림 18. 다중 경로 수가 $L = 6$ 일 때, 방위각 추정의 MSE 곡선

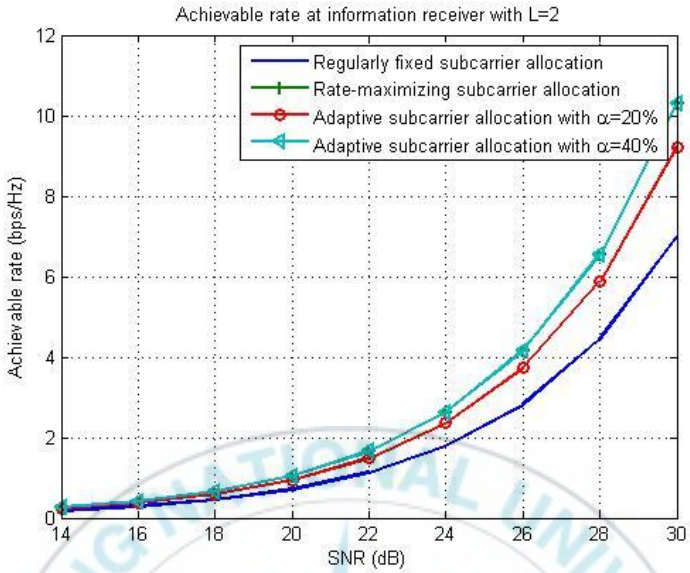


그림 19. 다중 경로 수가 $L=2$ 일 때, 정보수신 노드의 Achievable rate

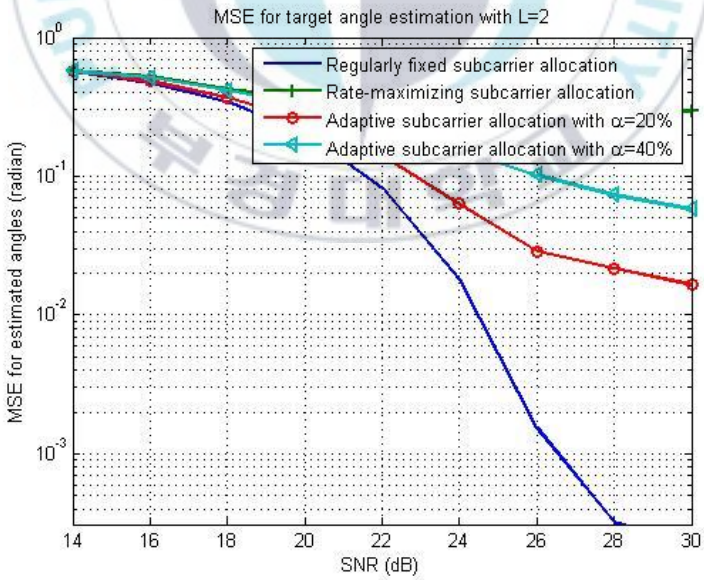


그림 20. 다중 경로 수가 $L=2$ 일 때, 방위각 추정의 MSE 곡선

4.6 결론

이번 장에서는 MIMO OFDM 펄스 RadCom을 통하여 목표물의 방위각 정보를 추정함과 동시에 정보 수신기에 정보를 전달할 때, 두 기능을 모두 만족시키기 위한 부반송파 할당 방법을 제안하였다. 이 시스템상에서 서로 직교하는 송신 신호를 만들기 위해 각 송신 안테나에 부반송파를 할당함으로써 가상의 선형 배열 안테나를 구현하여 방위각 추정의 해상도를 향상시킨다. 또한, 할당 방법이 다중 경로에 의한 Achievable rate 성능에도 영향을 미친다. 이를 확인하기 위해 부반송파 할당 방법에 따른 Achievable rate과 목표물의 방위각의 MSE를 분석하였다. 이 시뮬레이션 결과를 바탕으로 정보의 전달에 초점을 두고 부반송파를 할당하는 경우에는 Achievable rate을 최적으로 만들 수 있지만, 목표물의 방위각 추정에서는 매우 성능이 떨어지는 것을 확인하였다. 반면에 목표물의 방위각 추정에 초점을 둔 부반송파 할당 방법은 Achievable rate의 성능이 매우 떨어지는 것에 비해, 방위각 추정에서는 좋은 성능을 보였다. 정보의 전달과 목표물의 방위각 추정을 동시에 만족시키는 성능을 얻기 위해 Adaptive subcarrier allocation 방식을 제안하였다. 시뮬레이션을 통하여 제안한 방식의 적응 비율을 적절히 조절함으로써 두 가지 성능을 동시에 최적화할 수 있음을 보였다.

V. 결 론

본 논문에서는 Automotive IoT 서비스를 위한 차량용 레이더 및 정보 전송에 관한 기법들은 제안하였다. 먼저, 분산된 복수의 수신기와 정보 및 에너지 송신기들로 이루어진 IoT 네트워크에서 협력 통신을 위한 분산 빔포밍 기법을 제안하였다. 1-bit 기반의 분산 빔포밍을 기반으로 위상 동기화를 수행할 때, 클러스터링 기법을 적용하여 네트워크 전체의 채널 용량을 향상하는 것을 보였다. 또한 각 클러스터는 내부에서 서브 클러스터를 구성하여 기존의 방법에 비하여 빠른 위상 동기화가 가능한 것을 확인하였다.

그리고 차량용 레이더를 위한 고해상도 목표물 추정 기법을 제안하였다. 2D MUSIC 알고리즘을 사용한 FMCW MIMO 레이더를 통해 목표물의 방위각과 속도를 동시에 추정하고 추정된 파라미터를 바탕으로 Matching filtering과 FFT를 사용해 거리 정보를 추정하였다. MUSIC 알고리즘을 통해 고해상도의 레이더 이미지 추정이 가능하고 위 기법을 통해 각 목표물에 대한 방위각, 속도, 거리 정보를 동시에 추정이 가능하다. 하지만 위 기법은 거리에 따른 감쇠에 의해 상대적으로 먼 곳에 위치한 목표물을 추정할 수 없다. 따라서 Orthogonal Projection 기반의 SIC 기법을 적용하여 목표물의 순차적 추정 및 제거를 수행하였다. 위 방법을 통해 모든 목표물을 제대로 추정할 수 있음을 확인하였다.

마지막으로 차량용 레이더 기능과 정보 전송을 동시에 수행할 수 있는 MIMO OFDM RadCom에서 부반송파 할당방법에 따른 성능 변화를 분석하였다. 정보 전송만을 목적으로 하여 채널 상태를 고려한 부반송파 할당 방식의 경우, 높은 채널 용량을 얻을 수 있지만 방위각 추정 성능이 떨어지는 것을 확인할 수 있었다. 그리고 방위각 추정만을 목적으로 할 경우, 상대적으로 높은 방위각 추정 성능에 비해 낮은 채널 용량을 확인하였다. 그래서 본 논문에서는 두 할당 방식의 절충안으로서 사용되는 시스템에 따라 두 성능을 조절하는 방식을 제안하였고 모든 할당 방식에 따른 성능 변화를 분석하였다.

참 고 문 헌

[1] I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, “A survey on sensor networks,” IEEE Commun. Mag., vol.40, no.8, pp.102-114, Aug. 2002.

[2] A.J. Goldsmith and S.B. Wicker, “Design challenges for energy-constrained ad hoc wireless networks,” IEEE Wireless Commun., vol.9, no.4, pp.8-27, Aug. 2002.

[3] S. Moon, J. Yoo, J. Kim, and K. Park, “MAC protocol for energy efficiency and service differentiation with high goodput in wireless sensor networks,” IEICE trans. Commun., vol.E96-B, no.6, pp.1444-1458, June 2013.

[4] J. Park and B. Clerckx, “Joint wireless information and energy transfer in a two-user MIMO interference channel,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol.12, no.8, pp.4210- 4221, Aug. 2013.

[5] J. Park and B. Clerckx, “Joint wireless information and energy transfer in a k-user MIMO interference channel,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol.13, no.10, pp.5781- 5796, Oct. 2014.

[6] J. Park and B. Clerckx, “Joint wireless information and energy transfer with reduced feedback in MIMO interference channels,” IEEE J. Select. Areas Commun., vol.33, no.8, pp.1563-1577, Aug. 2015.

[7] S.H. Choi and D.I. Kim, “Multi-cell structure backscatter based wireless-powered communication network (wpcn),” IEICE trans. Commun., vol.E99-B, no.8, pp.1687-1696, Aug. 2016.

[8] R. Mudumbai, B. Wild, U. Madhow, and K. Ramch, “Distributed beamforming using 1 bit feedback: From concept to realization,” in Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, 2006.

[9] S.M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.16, no.8, pp.1451-1458, Oct 1998.

[10] J. Lee, S. Lee, and J. Park, “Fast phase synchronization with clustering and one-bit feedback for distributed beamforming in a wireless sensor network,” 2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), pp.1-4, June 2018.

[11] M.F. Hanif, N.C. Beaulieu, and D.J. Young, “Two useful bounds related to weighted sums of rayleigh random variables with applications to interference systems,” IEEE Transactions on Communications, vol.60, no.7, pp.1788- 1792, July 2012.

[12] G. Vegas-Snchez-Ferrero, D. Martn-Martnez, S. AjaFernndez, and C. Palencia, “On the influence of interpolation on probabilistic models for ultrasonic images,” 2010 IEEE International Symposium on Biomedical Imaging: From Nano to Macro, pp.292-295, April 2010.

[13] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, and C. Waldschmidt, “Millimeter-wave technology for automotive radar sensors in the 77 ghz frequency band,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.60, no.3, pp.845-860, March 2012.

[14] A.G. Stove, “Linear fmcw radar techniques,” IEE Proceedings F - Radar and Signal Processing, vol.139, no.5, pp.343- 350, Oct 1992.

[15] M. Lee and Y. Kim, “Design and performance of a 24-ghz switch-antenna array fmcw radar system for automotive applications,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.59, no.5, pp.2290-2297, Jun 2010.

[16] V. Winkler, “Range doppler detection for automotive fmcw radars,” 2007 European Radar Conference, pp.166-169, Oct 2007.

[17] E. Hyun and J. Lee, “A method for multi-target range and

velocity detection in automotive fmcw radar," 2009 12th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems, pp.1-5, Oct 2009.

[18] C. Yang, H. Tang, H. Jiang, and H. An, "Beat-frequency matching for multi-target based on improved trapezoid wave with fmcw radar," 2011 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), pp.1-4, Sept 2011.

[19] F. Belfiori, W. van Rossum, and P. Hoogeboom, "2d-music technique applied to a coherent fmcw mimo radar," IET International Conference on Radar Systems (Radar 2012), pp.1-6, Oct 2012.

[20] R. Feger, C. Wagner, S. Schuster, S. Scheiblhofer, H. Jager, and A. Stelzer, "A 77-ghz fmcw mimo radar based on an sige single-chip transceiver," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.57, no.5, pp.1020- 1035, May 2009.

[21] J.J.M. de Wit, W.L. van Rossum, and A.J. de Jong, "Orthogonal waveforms for fmcw mimo radar," 2011 IEEE RadarCon (RADAR), pp.686-691, May 2011.

[22] F. Liu and J. Wang, "Ad-music for jointly doa and dod estimation in bistatic mimo radar system," 2010 International Conference On Computer Design and Applications, pp.V4-455-V4-458, June 2010.

[23] J. Gong, H. Lv, and Y. Guo, "Multidimensional parameters estimation for bistatic mimo radar," 2011 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, pp.1-4, Sept 2011.

[24] H. Commin and A. Manikas, "Virtual simo radar modelling in arrayed mimo radar," Sensor Signal Processing for Defence (SSPD 2012), pp.1-6, Sept 2012.

[25] M. Wax and T. Kailath, “Detection of signals by information theoretic criteria,” IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol.33, no.2, pp.387-392, April 1985.

[26] Y. Wu and W. Y. Zou, “Orthogonal frequency division multiplexing : A multi-carrier modulation scheme,” IEEE Trans. Consumer Electron., vol. 41, no. 3, pp. 392-399, Aug. 1995.

[27] H. Bolcskei and A. J. Paulraj, “Spacefrequency coded broadband OFDM system,” IEEE Wireless Commun. and Netw. Conf., vol. 1, no. L1.1, Sep. 2000.

[28] S. Lee, J. Park, J. Park, and K. Kang, “A study on the effect of spectrum sharing/ overlapping in a heterogeneous OFDM system with nonlinear high power amplifiers,” J. KICS, vol. 41, no. 12, pp. 1707-1714, Dec. 2016.

[29] Y. L. Sit, C. Sturm, J. Baier, and T. Zwick, “Direction of arrival estimation using the MUSIC algorithm for a MIMO OFDM radar,” IEEE Radar Conf., pp. 226-229, Jun. 2012.

[30] B. J. Donnent and L. D. Longstaff, “Combining MIMO radar with OFDM communications,” The 3rd Eur. Radar Conf., pp. 37-40, Sep. 2006.

[31] Y. L. Sit, C. Sturm, L. Reichardt, T. Zwick, and W. Wiesbeck, “The OFDM joint radar-communication system : An overview,” The Third Int. Conf. Advances in Satellite and Space Commun., SPACOMM 2011, pp. 69-74, Apr. 2011.

[32] J. Moghaddasi and K. Wu, “Multifunctional transceiver for future radar sensing and radio communicating data-fusion platform,” IEEE Access 2016, vol. 4, pp. 818-838, Feb. 2016.

[33] L. Reichardt, C. Sturm, F. Grunhaupt, and T. Zwick, “Demonstrating the use of the IEEE 802.11P car-to-car communication standard for automotive radar,” 6th Eur. Conf. Ant. and Propag., pp. 1576-1580, Mar. 2012.

[34] C. Sturm and W. Wiesbeck, “Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing,” in Proc. IEEE, vol. 99, no. 7, pp. 1236-1259, Jul. 2011.

[35] X. Tian, T. Zhang, Q. Zhang, and Z. Song, “High accuracy doppler processing with low complexity in OFDM-Based RadCom systems,” in IEEE Commun. Lett., vol. 21, no. 12, pp. 2618-2621, Dec. 2017.

[36] R. Joshi and A. Dhande, “Direction of arrival estimation using music algorithm,” Int. J. Res. in Eng. Technol., vol. 03, no. 03, Mar. 2014.

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY
부경대학교