



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](#)

2022년 2월
박사학위 논문

Massive 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘에 관한 연구

조선대학교 대학원

전자공학과

김태윤

Massive 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘에 관한 연구

A Study on Cascade AOA Estimation Algorithm Based on
a Massive Antenna

2022년 2월 25일

조선대학교 대학원

전자공학과

김태윤

Massive 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘에 관한 연구

지도교수 황 석 승

이 논문을 전자공학 박사학위신청 논문으로 제출함

2021년 10월

조선대학교 대학원

전자공학과

김 태 윤

김태윤의 박사학위논문을 인준함

위원장 조선대학교 교수 이충규 (인)

위원 조선대학교 교수 황석승 (인)

위원 조선대학교 교수 변재영 (인)

위원 조선대학교 교수 오순수 (인)

위원 공주대학교 교수 박봉석 (인)

2022년 1월

조선대학교 대학원

목 차

List of Tables	vii
List of Figures	ix
ABSTRACT	xvi
제1장 서론	1
제1절 도래각 추정 알고리즘 개요	1
1. Bartlett	3
2. Minimum Variance Distortionless Response (MVDR) ..	3
3. Multiple Signal Classification (MUSIC)	3
4. Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT)	4
5. Minimum Norm	4
제2절 연구 배경 및 방법	7
제3절 논문의 구성	10

제2장 다양한 형상의 배열 안테나 적용을 위한	
캐스케이드 도래각 추정 알고리즘	11
제1절 배열 안테나 모델	12
1. 등간격 선형 배열 안테나	13
2. 등간격 사각 배열 안테나	14
3. 등간격 원형 배열 안테나	15
4. 동심원 배열 안테나	16
5. 통합 배열 안테나	18
제2절 Capon과 Beamspace MUSIC으로 구성된	
캐스케이드 도래각 추정 알고리즘	20
1. 수신신호 모델	20
2. 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘	21
제3절 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 도래각	
추정 성능평가	28
1. 다양한 배열 안테나가 적용된 시뮬레이션 시나리오	28
2. 배열 안테나에 따른 도래각 추정 결과 및 분석	31
제4절 2장 요약	46

제3장	안테나 요소 ON/OFF 기능을 탑재한 Massive 사각 배열 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘	47
제1절	FMRA 안테나 기본 구조	48
제2절	FMRA 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘 기본 구조	49
제3절	FMRA 안테나 적용을 위한 수학적 모델	51
1.	FMRA 안테나 모델	51
2.	FMRA 안테나가 적용된 수신신호 모델	52
제4절	FMRA 안테나가 적용된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘	53
1.	도래각 그룹 추정을 위한 Capon	55
2.	개별 도래각 추정을 위한 Beamspace MUSIC	55
제5절	FMRA 안테나가 적용된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정 성능평가	57
1.	도래각 추정 성능평가를 위한 시뮬레이션 시나리오	57
2.	도래각 추정 결과 및 분석	60
제6절	3장 요약	74

제4장	FMRA 안테나를 적용한 캐스케이드 도래 각 추정 알고리즘의 계산복잡도 분석	75
제1절	FMRA 안테나가 적용된 계산복잡도 수학적 모델	75
제2절	FMRA 안테나를 기반으로 모델링 된 수학적 모델 검증	80
제3절	FMRA 안테나를 적용한 계산복잡도 시뮬레이 션	82
1.	안테나 개수와 검색범위가 고려된 시나리오	82
2.	안테나 개수 및 검색범위에 따른 계산복잡도 시뮬레이션 결과 및 분석	85
제4절	4장 요약	92
제5장	안테나 요소 ON/OFF 기능을 탑재한 Massive 선형 배열 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘	93
제1절	FMLA 안테나 기본 구조	94
제2절	FMLA 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘 기본 구조	95

제3절	FMLA 안테나 적용을 위한 수학적 모델	97
1.	FMLA 안테나 모델	97
2.	FMLA 안테나가 적용된 수신신호 모델	98
제4절	FMLA 안테나 기반 최적화된 빔공간 변환 행렬이 적용된 캐스케이드 도래각 추정 알고 리즘	99
1.	도래각 그룹 및 검색범위 결정을 위한 Capon	99
2.	그룹 내 신호 개수 추정을 위한 Beamspace MDL	102
3.	최적화된 빔공간 변환 행렬이 적용된 Beamspace MUSIC	104
제5절	FMLA 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 도래 각 추정 알고리즘의 도래각 추정 성능평가	106
1.	FMLA 안테나 기반 시뮬레이션 시나리오	106
2.	FMLA 안테나 기반 도래각 추정 결과 및 분석	108
제6절	5장 요약	117
제6장	FMLA 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 계산복잡도 분석	118
제1절	FMLA 안테나가 적용된 계산복잡도 수학적 모델	118

제2절 FMLA 안테나를 기반으로 모델링 된 수학적 모델 검증	124
제3절 FMLA 안테나를 적용한 계산복잡도 시뮬레이 션.....	126
1. 신호 개수와 안테나 개수가 고려된 시나리오	126
2. 신호 개수 및 안테나 개수에 따른 계산복잡도 시뮬 레이션 결과 및 분석.....	128
제4절 6장 요약	130
제7장 결론 및 향후 연구	131
REFERENCES	134
ABBREVIATIONS	147

List of Tables

Table 1.1	Calculation equation of conventional method and subspace based method for signal AOA estimation	5
Table 2.1	Advantage and disadvantage of array antenna geometry	12
Table 2.2	Beamspace transformation matrix generation process of CCA antenna	25
Table 2.3	Signal parameters for the ULA antenna scenario	29
Table 2.4	Signal parameters for the URA antenna scenario	29
Table 2.5	Signal parameters for the UCA antenna scenario	29
Table 2.6	Signal parameters for the CCA antenna scenario	30
Table 2.7	Signal parameters for the CA antenna scenario	30
Table 3.1	Summary of FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm	53
Table 3.2	Signal parameters for the first scenario	58
Table 3.3	Signal parameters for the second scenario	58
Table 3.4	Signal parameters for the third scenario	59
Table 3.5	Signal parameters for the fourth scenario	59
Table 4.1	Computational complexity of spatial spectrum parameter	76
Table 4.2	Computational complexity of covariance matrices and eigenvalue decomposition of covariance matrices	77
Table 4.3	First scenario for comparing computational complexities of the FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm, the conventional MUSIC algorithm, and the Only Beamspace MUSIC algorithm	83

Table 4.4	Second scenario for comparing computational complexities of the FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm, the conventional MUSIC algorithm, and the Only Beamspace MUSIC algorithm	84
Table 4.5	Scenario for comparing computational complexities of the FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm, the conventional MUSIC, and the Only Beamspace MUSIC algorithm according to the search range	85
Table 5.1	Summary of OCAE algorithm based on FMLA antenna	100
Table 5.2	Signal parameters for the first scenario	107
Table 5.3	Signal parameters for the second scenario	107
Table 6.1	Computational complexity of FMLA antenna based OCAE algorithm	119
Table 6.2	Computational complexity of FMLA antenna based FCAE algorithm	120
Table 6.3	Computational complexity of MUSIC algorithm	120
Table 6.4	Simulation parameters of each algorithm for comparison of computational complexity	127

List of Figures

Figure 1.1	Classification of AOA estimation algorithm	2
Figure 1.2	Comparison of AOA estimation performance of AOA estimation algorithm based on Uniform Linear Array (ULA) antenna	6
Figure 2.1	ULA antenna structure	13
Figure 2.2	Parameter for mathematical modeling of ULA antenna	13
Figure 2.3	URA antenna structure	14
Figure 2.4	Parameter for mathematical modeling of URA antenna	14
Figure 2.5	UCA antenna structure	16
Figure 2.6	Parameter for mathematical modeling of UCA antenna	16
Figure 2.7	CCA antenna structure	17
Figure 2.8	Parameter for mathematical modeling of CCA antenna	17
Figure 2.9	CA antenna structure	18
Figure 2.10	Parameter for mathematical modeling of CA antenna	18
Figure 2.11	Basic structure of cascade AOA estimation algorithm	21
Figure 2.12	Received signal spectrum based on ULA antenna	32
Figure 2.13	The spatial spectrum of Capon algorithm based on ULA antenna	32
Figure 2.14	The spatial spectrum of Beam-space MUSIC algorithm based on ULA antenna	33
Figure 2.15	Comparison of ULA antenna based AOA estimation performance of Beam-space MUSIC of the proposed cascade algorithm and the existing MUSIC algorithm	33
Figure 2.16	Received signal spectrum based on URA antenna	35
Figure 2.17	The spatial spectrum of Capon algorithm based on URA antenna	35
Figure 2.18	The spatial spectrum of Beam-space MUSIC algorithm based on URA antenna	36

Figure 2.19	Comparison of URA antenna based AOA estimation performance of Beamspace MUSIC of the proposed cascade algorithm and the existing MUSIC algorithm	36
Figure 2.20	Received signal spectrum based on UCA antenna	38
Figure 2.21	The spatial spectrum of Capon algorithm based on UCA antenna	38
Figure 2.22	The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm based on UCA antenna	39
Figure 2.23	Comparison of UCA antenna based AOA estimation performance of Beamspace MUSIC of the proposed cascade algorithm and the existing MUSIC algorithm	39
Figure 2.24	Received signal spectrum based on CCA antenna	41
Figure 2.25	The spatial spectrum of Capon algorithm based on CCA antenna	41
Figure 2.26	The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm based on CCA antenna	42
Figure 2.27	Comparison of CCA antenna based AOA estimation performance of Beamspace MUSIC of the proposed cascade algorithm and the existing MUSIC algorithm	42
Figure 2.28	Received signal spectrum based on CA antenna	44
Figure 2.29	The spatial spectrum of Capon algorithm based on CA antenna	44
Figure 2.30	The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm based on CA antenna	45
Figure 2.31	Comparison of CA antenna based AOA estimation performance of Beamspace MUSIC of the proposed cascade algorithm and the existing MUSIC algorithm	45
Figure 3.1	Examples of FMRA antenna: (a) turning on entire antenna elements, (b) turning on some concentrated array elements, (c) turning on some scattered array elements	48
Figure 3.2	Structure of cascade AOA estimation algorithm based on FMRA antenna	50

Figure 3.3	Flow chart of the FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm	54
Figure 3.4	Spectrum of the received signal for the first scenario	61
Figure 3.5	The spatial spectrum of Capon algorithm using 4x4 antenna elements for the first scenario	61
Figure 3.6	The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm using entire antenna elements for the first scenario	62
Figure 3.7	Comparison of AOA estimation performance of the proposed cascade AOA estimation algorithm(Beamspace MUSIC), MUSIC, and Only Beamspace MUSIC for the first scenario	62
Figure 3.8	Spectrum of the received signal for the second scenario	64
Figure 3.9	The spatial spectrum of Capon algorithm using 4x4 antenna elements for the second scenario	64
Figure 3.10	The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm using entire antenna elements for the second scenario	65
Figure 3.11	Comparison of AOA estimation performance of the proposed cascade AOA estimation algorithm (Beamspace MUSIC), MUSIC, and Only Beamspace MUSIC for the second scenario	65
Figure 3.12	Spectrum of the received signal for the third scenario	67
Figure 3.13	The spatial spectrum of Capon algorithm using 4x4 antenna elements for the third scenario	67
Figure 3.14	The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm using entire antenna elements for the third scenario	68
Figure 3.15	Comparison of AOA estimation performance of the proposed cascade AOA estimation algorithm (Beamspace MUSIC), MUSIC, and Only Beamspace MUSIC for the third scenario	68
Figure 3.16	The spatial spectrum of Capon algorithm for the fourth scenario	70

Figure 3.17	The spatial spectrum of the Beamspace MUSIC algorithm for the first group of the cascade AOA estimation algorithm proposed in the fourth scenario	70
Figure 3.18	The spatial spectrum of the Beamspace MUSIC algorithm for the second group of the cascade AOA estimation algorithm proposed in the fourth scenario	71
Figure 3.19	The spatial spectrum of the Beamspace MUSIC algorithm for the third group of the cascade AOA estimation algorithm proposed in the fourth scenario	71
Figure 3.20	The spatial spectrum of MUSIC algorithm for the fourth scenario	72
Figure 3.21	The spatial spectrum of Only Beamspace MUSIC algorithm for the fourth scenario	72
Figure 3.22	RMSE curves according to SNR of proposed cascade AOA estimation algorithm (Beamspace MUSIC), MUSIC, and Only Beamspace MUSIC	73
Figure 4.1	Comparison result of calculation time of each algorithm using tic, toc function of MATLAB	81
Figure 4.2	Comparison of addition/subtraction computational complexities of the three algorithm, versus the number of antenna elements, for CASE 1	86
Figure 4.3	Comparison of multiplication/division computational complexities of the three algorithm, versus the number of antenna elements, for CASE 1	86
Figure 4.4	Comparison of addition/subtraction computational complexities of the three algorithm, versus the number of antenna elements, for CASE 2	87
Figure 4.5	Comparison of multiplication/division computational complexities of the three algorithm, versus the number of antenna elements, for CASE 2	87

Figure 4.6	Comparison of addition/subtraction computational complexities of the FMRA antenna based cascade algorithm and MUSIC algorithm, according to the search range	89
Figure 4.7	Comparison of addition/subtraction computational complexities of the FMRA antenna based cascade algorithm and Only Beamspace MUSIC algorithm, according to the search range ...	89
Figure 4.8	Comparison of addition/subtraction computational complexities of the three algorithm, according to the search range : Θ view ...	90
Figure 4.9	Comparison of multiplication/division computational complexities of the FMRA antenna based cascade algorithm and MUSIC algorithm, according to the search range	90
Figure 4.10	Comparison of multiplication/division computational complexities of the FMRA antenna based cascade algorithm and Only Beamspace MUSIC algorithm, according to the search range ...	91
Figure 4.11	Comparison of multiplication/division computational complexities of the three algorithm, according to the search range : Θ view .	91
Figure 5.1	Examples of FMLA antenna: (a) turning on entire antenna elements, (b) turning on some concentrated array elements, (c) turning on some scattered array elements	94
Figure 5.2	Structure of FMLA antenna based OCAE algorithm	96
Figure 5.3	Flow chart of FMLA antenna based OCAE algorithm	101
Figure 5.4	The spatial spectrum of Capon algorithm for the first scenario .	110
Figure 5.5	Estimation of the number of signal with Beamspace MDL for first scenario	110
Figure 5.6	Extension of Figure 5.5	111
Figure 5.7	The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm for the first scenario	111
Figure 5.8	The spatial spectrum of Capon algorithm for the second scenario	112

Figure 5.9	Estimation of the number of signal with Beamspace MDL for the first AOA group of second scenario	112
Figure 5.10	Extension of Figure 5.9	113
Figure 5.11	Estimation of the number of signal with Beamspace MDL for the second AOA group of second scenario	113
Figure 5.12	Extension of Figure 5.11	114
Figure 5.13	The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm for the first AOA group of second scenario	114
Figure 5.14	The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm for the second AOA group of second scenario	115
Figure 5.15	Comparison of AOA estimation performance of the OCAE algorithm (Beamspace MUSIC), FCAE algorithm (Beamspace MUSIC) and MUSIC for the first scenario	115
Figure 5.16	Comparison of AOA estimation performance of the OCAE algorithm (Beamspace MUSIC), FCAE algorithm (Beamspace MUSIC) and MUSIC of the first AOA group for the second scenario	116
Figure 5.17	Comparison of AOA estimation performance of the OCAE algorithm (Beamspace MUSIC), FCAE algorithm (Beamspace MUSIC) and MUSIC of the second AOA group for the second scenario	116
Figure 6.1	Comparison result of calculation time of each algorithm using tic, toc function of MATLAB	125
Figure 6.2	Comparison of addition/subtraction computational complexities of the FMLA antenna based OCAE algorithm and FCAE algorithm, according to the number of antenna and the number of signal ·	128
Figure 6.3	Comparison of addition/subtraction computational complexities of the FMLA antenna based OCAE algorithm, MUSIC algorithm, according to the number of antenna and the number of signal ·	129

Figure 6.4	Comparison of multiplication/division computational complexities of the FMLA antenna based OCAE algorithm and FCAE algorithm, according to the number of antenna and the number of signal	129
Figure 6.5	Comparison of multiplication/division computational complexities of the FMLA antenna based OCAE algorithm, MUSIC algorithm, according to the number of antenna and the number of signal ·	130

ABSTRACT

A Study on Cascade AOA Estimation Algorithm Based on a Massive Antenna

Kim Tae-yun

Advisor : Prof. Hwang Suk-seung, Ph.D.
Department of Electronic Engineering,
Graduate School of Chosun University

Estimating the accurate Angle-of-Arrival (AOA) of a signal is one of the important issues of a modern wireless communication system based on beamforming. AOA of the signal is collected through an array antenna mounted on various systems existing on the ground, in the air, in space, etc. In order to satisfy the physical specifications of the system, various types of array antennas have been proposed, and an array antenna that improves the disadvantages of various existing array antennas is being actively studied. Various AOA estimation algorithms have been proposed as much as various array antennas, and AOA estimation algorithms are largely divided into a conventional method called a beam scan method and a subspace based method. In general, the AOA estimation performance of the subspace based method is superior to that of the conventional method. However, in the case of the subspace based AOA estimation algorithm, since there is no prior AOA information, the entire range can be searched or only a specific type of array antenna can be applied, which leads to poor operability. To solve this problem, in this dissertation, a cascade AOA estimation algorithm that can apply various array antennas while having AOA estimation performance similar to that of the subspace based AOA estimation algorithm is proposed. The proposed cascade AOA estimation algorithm consists of the Capon algorithm and the

Beamspace MUSIC algorithm, and uses the two algorithms sequentially. Although the resolution of the Capon algorithm in the proposed algorithm is somewhat lower, the complexity is lower than that of the subspace-based AOA estimation algorithm, enabling fast AOA group estimation. Next, Beamspace MUSIC is applied to estimate the detailed signal AOA in the AOA group estimated through the Capon algorithm. Beamspace MUSIC algorithm has a very high resolution, although the complexity is rather high because beamspace processing is preceded. To evaluate the AOA estimation performance of the proposed cascade algorithm, computer simulations based on various scenarios are provided.

The MUSIC algorithm, which has excellent resolution and can apply various array antennas, is the most representative algorithm used in the AOA estimation. However, if the system uses a Massive Array (MA) antenna in which multiple antenna elements are used, the multiple antenna elements increase the computational complexity to the extent that real time estimation is difficult in case of MUSIC algorithm. In order to solve the problem of computational complexity of AOA estimation algorithms that may occur in MA antennas where multiple antenna elements are used, in this dissertation, a cascade AOA estimation algorithm based on a Flexible Massive Rectangular Array (FMRA) antenna is proposed. The FMRA antenna based cascade algorithm has the same basic structure as the cascade algorithm applying the general arrangement presented above. In order to reduce the algorithm complexity while maintaining the AOA estimation performance, the FMRA antenna based cascade algorithm estimates the approximate signal AOA group by activating some antenna elements among the entire antenna elements using Capon algorithm. The detailed signal AOA of the AOA group is estimated using the Beamspace MUSIC algorithm using all antenna elements. By selectively turning on/off antenna elements, it is possible to significantly reduce the computational complexity of algorithms that may occur due to multiple antenna elements, as well as dramatically reduce the computational complexity of algorithms according to the search range. A computer simulation for AOA estimation performance comparison of the proposed FMRA based cascade algorithm is provided, and a mathematical model for complexity analysis is presented. Based on the presented mathematical model, a computer simulation for comparison of computational complexity is provided.

In the previously proposed cascade algorithm using an FMA antenna, a beamspace transformation matrix with a fixed size that is twice as large as the number of signals in a

group is applied. This causes an unnecessary amount of calculation when estimating the AOA. To solve this problem, in this dissertation, a cascade AOA estimation algorithm based on an FMLA (Flexible Massive Linear Array) antenna to which an optimized beamspace transformation matrix is applied is suggested. For beamspace transformation matrix optimization, a beamspace MDL algorithm for estimating the number of signals is inserted between the Capon algorithm and the Beamspace MUSIC algorithm. Through beamspace transformation matrix optimization, the AOA can be efficiently estimated by optimizing the beamspace applied to the Beamspace MUSIC algorithm. Computer simulations based on various scenarios are provided to compare the AOA estimation performance and computational complexity.

제1장 서론

제1절 도래각 추정 알고리즘 개요

신호의 도래각 (Angle-of-Arrival : AOA) 추정은 배열 안테나로 입사하는 신호들에 대해 신호처리를 통해 신호가 도달한 방향을 추정하는 것으로 정의되며, 차세대 무선 통신 시스템에서 신호의 도래각 정보는 다양한 환경에서 신호의 위치추정, 간섭 및 재밍신호 제거, 수신신호의 품질 개선 등을 위한 필수요소이다 [1-4]. 특정 신호에 대한 도래각 정보는 지상에서는 레이더 등을 포함한 무선 통신 시스템을 통해 수집될 수 있으며 [5-8], 공중에서는 지구의 대기권을 비행하는 무인기 등을 포함한 비행체를 통해 수집할 수 있다 [9-13]. 또한 다양한 지구 궤도를 돌고 있는 인공위성을 통해 광범위한 도래각 정보수집을 수행할 수 있다 [14,15].

신호의 정확한 도래각 추정을 위해 지난 수 세기 동안 다양한 도래각 추정 알고리즘이 제안되었으며 기존에 제안된 도래각 추정 알고리즘의 단점을 보완하고 개선하기 위한 많은 연구가 수행되었다. Figure 1.1은 도래각 추정 알고리즘을 기반 기술별로 분류한 것이다. 배열 안테나를 이용하여 도래각을 추정하는 알고리즘으로 고전적 방식, 부공간 기반 방식 방식으로 분류된다 [16-24]. 고전적인 방식의 도래각 추정 알고리즘에는 Bartlett [25], Minimum Variance Distortionless Response (MVDR) [26] 알고리즘이 대표적이다. 고전적 방식은 비교적 알고리즘의 구현이 간단하고 계산 부하가 낮지만, 빔폭의 영향을 받기 때문에 분해능이 낮은 편이다 [27, 28]. 부공간 기반 도래각 추정 알고리즘에는 Minimum Norm [29], Multiple Signal Classification (MUSIC) [30], Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT) [31]이 대표적이다. 부공간 기반 방식은 수신신호 공분산 행렬의 수학적 모델에 기반하여 신호의 도래각을 추정하기 때문에 분해능 성능은 높지만, 공분산 행렬에 대한 추가적인 계산이 필요하므로 알고리즘의 복잡도 자체는 높은 편에 속한다 [32, 33]. 또한, 기존 알고리즘의 성능을 높이기 위해 Root 기법 [34-37], Spatial smoothing 기법 [38-40], Beamspace 기법 [41-47] 등 다양한 신호처리 기법을 적용할 수 있다. 다음에서 Figure 1.1에 나와 있는 5가지 알고리즘의 기본 특징과 장단점에 대해 살펴본다.

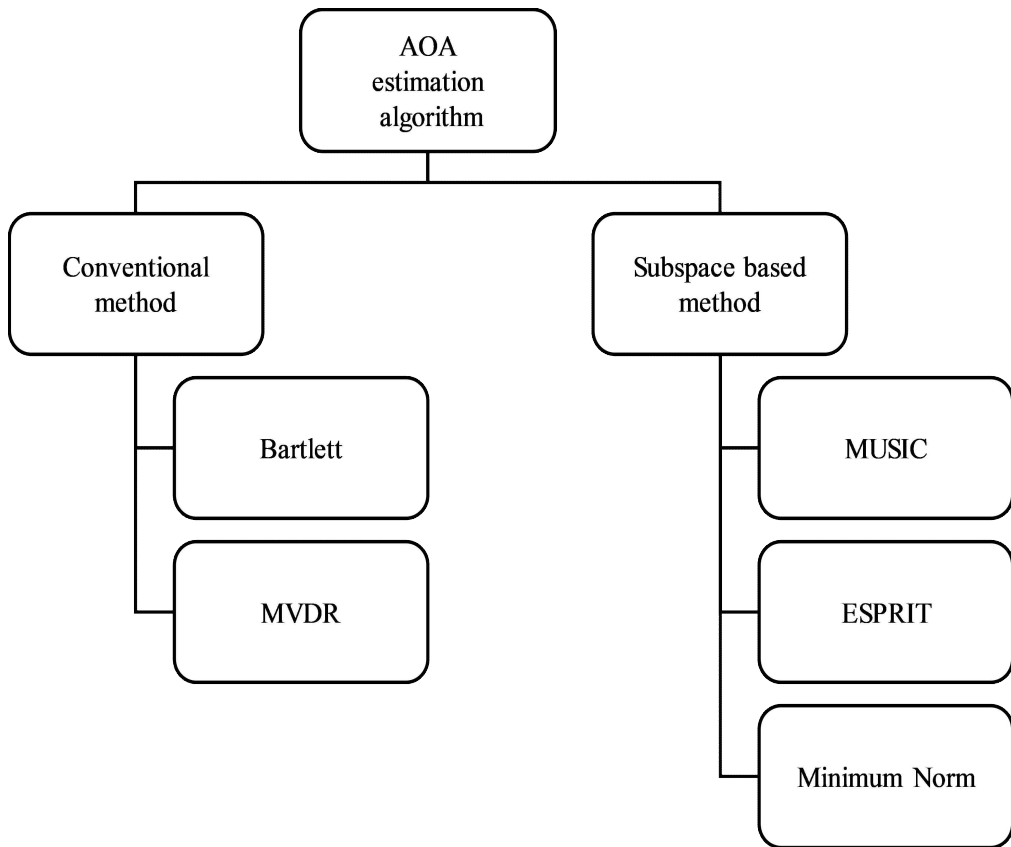


Figure 1.1 Classification of AOA estimation algorithm

1. Bartlett

Bartlett 알고리즘은 M. S. Bartlett에 의해 제안된 가장 오래된 고전적인 빔형성 알고리즘이다 [25, 48]. 특정 방향에서 입사하는 신호에 큰 가중치를 주어 신호 대 잡음비 (Signal to Noise Ratio : SNR)을 최대로 하여 출력 전력이 가장 큰 지점을 신호의 도래각으로 추정하게 된다 [49, 51]. 안테나로 입사하는 신호에 대해 시간 지연과 가중치를 곱해줌으로써 출력신호를 표현하기 때문에 Delay and Sum (DAS) 빔형성기 라고 불리기도 한다 [51]. 도래각 추정을 위해 고유치 분해와 같은 복잡한 계산과정이 필요하지 않아 알고리즘의 구현이 쉽다. 그러나 알고리즘의 분해능이 배열 안테나의 반전력 빔폭 (Half Power Beam Width : HPBW)에 영향을 받는다 [22, 52, 53].

2. Minimum Variance Distortionless Response (MVDR)

MVDR 알고리즘은 Bartlett 알고리즘의 낮은 분해능을 개선하기 위해 J. Capon에 의해 제안되었다 [26]. Capon에 의하여 제안되어 Capon 알고리즘으로도 불리는 MVDR 알고리즘의 최적화 문제는 원하는 신호의 입사 방향의 이득을 일정하게 유지하면서 간섭 신호의 입사 방향에는 적은 가중치를 할당하는 것이다. 최적화 문제 해결을 통해 안테나의 출력 SNR을 극대화할 수 있다 [50, 54]. SNR을 극대화하기 위해 원하는 신호의 도래각 정보만 필요하므로 [55, 56] 고유치 분해를 수행하는 알고리즘과 비교하면 복잡도가 낮다. Bartlett 알고리즘보다 도래각 추정성능이 좋지만, 입사 신호의 SNR이 낮거나 신호가 매우 근접하여 입사하는 경우 분해능이 떨어진다 [53, 55, 56].

3. Multiple Signal Classification (MUSIC)

MUSIC 알고리즘은 R. Schmidt에 의해 제안되었으며 [30], 수신신호의 공분산 행렬(R)의 고유치 분해 (Eigenvalue Decomposition : EVD)를 통해 신호 부공간과 잡음 부공간 정보를 획득하고 두 부공간이 직교한다는 성질을 이용하여 신호의 도래각을 추정하는 기법이다 [57-60]. 고유치 분해를 통해 획득된 두 개의 부공

간 중 잡음 부공간을 이용하여 신호의 도래각을 추정하게 되며 배열 안테나의 형상에 제약조건이 없이 고분해능 도래각 추정이 가능하지만, 공분산 행렬의 고유치 분해를 수행하고 모든 도래각 범위를 검색하기 때문에 도래각 추정을 위한 계산복잡도가 높아지는 단점이 존재한다.

4. Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT)

ESPRIT 알고리즘은 R. Roy와 T. Kailath에 의해 제안된 알고리즘으로 [31], M 개의 안테나 요소로 이루어진 수신 안테나를 2개 이상의 부배열 안테나로 나누고 부배열 안테나 간 방향 벡터의 순환 불변성(Rotational Invariance)을 이용하여 신호의 도래각을 추정하는 알고리즘이다 [61-64]. 모든 도래각 범위를 검색하는 MUSIC 알고리즘과 다르게 ESPRIT 알고리즘은 도래각 추정을 위해 공간 스펙트럼을 계산하지 않기 때문에 MUSIC 알고리즘에 비해 낮은 복잡도를 갖는다. 하지만 도래각 추정을 위해 부배열 간 순환 불변성을 만족해야 하므로 배열 응답 행렬이 방데르몽드 행렬(Vandermonde Matrix)을 가지는 배열 안테나만 적용할 수 있다.

5. Minimum Norm

Minimum Norm 알고리즘은 D. W. Tufts와 R. Kumaresan에 의해 제안되었으며 [29], 잡음 부공간 고유벡터를 대표하는 새로운 벡터 (\mathbf{o})를 구해 신호의 도래각을 추정한다 [50]. 인접한 신호의 도래각 추정에 있어 MUSIC 알고리즘과 비교 시 더 낮은 SNR에서 도래각을 추정할 수 있으며 도래각 추정을 위한 복잡도는 MUSIC 알고리즘에 비해 낮지만 등간격 선형 배열 안테나에만 적용할 수 있다.

신호 도래각 추정을 위한 고전적 알고리즘과 부공간 기반 알고리즘의 계산식은 Table 1.1에 정리되어 있다.

Table 1.1에서 \mathbf{a} 는 배열 응답 벡터로 선형 배열 (Linear Array : LA) 일 경우 $\mathbf{a}(\theta)$ 로 정의되고, 평면 배열 (Planar Array : PA) 일 경우 $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ 로 정의된다. θ 는 입사각, θ 와 ϕ 는 고도각(Elevation angle)과 방위각(Azimuth angle)을 각각 의미한다. \mathbf{R} 은 공분산 행렬, \mathbf{R}^{-1} 는 공분산 행렬의 역행렬, \mathbf{E}_N 은 공분산 행렬의 고유치 분해로부터 얻어지는 잡음 고유벡터 행렬, d 는 안테나 요소 간 거리, λ 는 파장, \mathcal{J} 는 고유값, \mathbf{o} 는 잡음 부공간 고유벡터를 대표하는 새로운 벡터를 나타낸다.

Table 1.1 Calculation equation of conventional method and subspace based method for signal AOA estimation

Algorithm	Calculation Equation
Bartlett	$P = \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{a}}$
MVDR	$P = \frac{1}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}}$
MUSIC	$P = \frac{1}{\mathbf{a}^H \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}}$
ESPRIT	$\hat{\theta} = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \arg(\mathcal{J}) \right)$
Minimum Norm	$P = \frac{1}{\mathbf{a}^H \mathbf{o} \mathbf{o}^H \mathbf{a}}$

도래각 추정성능은 부공간 기반 알고리즘이 고전적인 빔형성 방식의 알고리즘에 비해 월등히 뛰어나다고 알려져 있다. 이는 등간격 선형 배열 안테나를 기반으로 앞서 살펴본 5가지 도래각 추정 알고리즘에 대한 도래각 추정성능을 비교해 놓은 Figure 1.2에서도 확인할 수 있다. Figure 1.2의 결과를 통해 부공간 기법들이 고전적 방식에 비해 도래각 추정을 위한 공간 스펙트럼이 뚜렷이 형성됨을 확인할 수 있다.

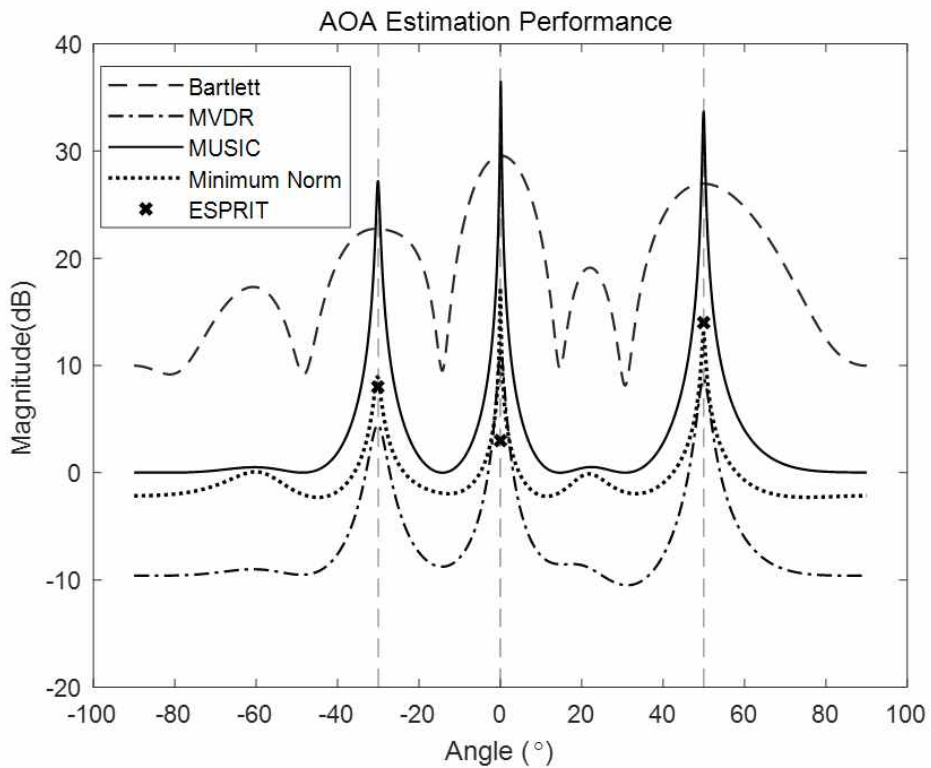


Figure 1.2 Comparison of AOA estimation performance of AOA estimation algorithm based on Uniform Linear Array (ULA) antenna

제2절 연구 배경 및 방법

도래각 추정 알고리즘 연구를 위해 기존에 제안된 도래각 추정 알고리즘을 살펴볼 필요가 있었다. 따라서 1절에서 기존에 사용되는 5가지 도래각 추정 알고리즘에 대해 간략히 살펴보았다. 각 알고리즘은 크게 2가지 기반 기술로 나뉘지며 기존의 빔 스캔 방식으로 잘 알려진 고전적인 방식인 Bartlett 알고리즘과 Capon 알고리즘은 안테나 형상에 따라 모델링 된 배열 응답 벡터를 활용하여 신호의 도래각을 추정한다. Table 1.1의 공간 스펙트럼을 계산하고 스펙트럼의 피크값을 입사 신호의 도래각으로 추정하게 되며 안테나 형상에 따른 도래각 추정에 대한 제약사항이 없다. 하지만 도래각 추정성능이 사용된 안테나 요소 수에 따라 달라지는 반전력 빔폭에 영향을 받기 때문에 다수의 안테나 요소가 사용되는 경우가 아니라면 정확한 도래각 추정이 어렵게 된다.

반면 공분산 행렬의 수학적 모델을 활용하여 도래각을 추정하는 MUSIC 알고리즘, ESPIRT 알고리즘, Minimum Norm 알고리즘은 고전적 방식에 비해 우수한 도래각 추정성능을 갖는다. MUSIC 알고리즘은 신호의 도래각을 추정하기 위해 공분산 행렬의 고유치 분해를 수행한다. 고유치 분해를 통해 얻어진 잡음 부공간을 활용하여 Table 1.1의 공간 스펙트럼을 계산하고 스펙트럼의 피크값을 입사 신호의 도래각으로 추정하게 되지만 고유치 분해를 통해 신호의 개수는 파악할 수 있으나 어디에 신호가 위치하는지 알 수 없어 전체 도래각 범위를 탐색해야 한다. 이러한 점은 알고리즘의 계산복잡도를 증가시키게 되는 주된 요인이 된다. ESPRIT 알고리즘은 Table 1.1의 계산식을 통해 신호의 도래각으로 추정하게 되며 스펙트럼을 탐색하지 않기 때문에 MUSIC 알고리즘에 비해 낮은 복잡도를 갖는다. Minimum-Norm 알고리즘은 Table 1.1의 공간 스펙트럼을 계산하고 스펙트럼의 피크값을 입사 신호의 도래각으로 추정하게 된다. 두 알고리즘 모두 MUSIC 알고리즘에 비해 향상된 도래각 추정성능을 갖지만, 알고리즘이 가지는 고유 구조로 인해 특정 형상의 배열 안테나에만 적용할 수 있다.

이러한 이유로 적은 수의 안테나 요소가 사용된 배열 안테나를 이용한 다양한 시스템에서 도래각 추정 알고리즘으로 복잡도는 다소 높아지지만 배열 안테나의 형상에 제약사항이 없고 정밀한 도래각 추정이 가능한 MUSIC 알고리즘을 사용하

고 있다. 하지만 MUSIC 알고리즘은 전체 도래각 범위를 탐색하기 때문에 효율성이 떨어진다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 효율성 높은 고분해능의 캐스케이드 도래각 추정 기법을 제안하였다. 제안한 캐스케이드 도래각 추정 기법은 Capon 알고리즘과 Beamspace MUSIC 알고리즘을 순차적으로 사용하는 알고리즘으로 신호가 존재하는 특정 도래각 그룹을 찾고 특정 도래각 그룹에 대해서만 스펙트럼 탐색을 진행하여 효율적인 도래각 추정이 가능하다. 또한 MUSIC 알고리즘과 유사한 도래각 추정성능을 가지면서 배열 안테나 형상에 제약받지 않는다. 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 성능평가를 위해 MUSIC 알고리즘과 비교 시뮬레이션을 진행하였으며, 시뮬레이션 결과 분석을 통해 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 성능을 검증하였다.

앞서 언급한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 적은 수의 안테나 요소가 사용된 배열 안테나가 수신기에 적용되었다고 가정하였다. 하지만 기술의 발달로 인해 통신에 사용되는 주파수는 높아지고 있으며 이에 따라 안테나 크기는 점점 소형화되는 추세이다. 안테나 크기가 소형화됨에 따라 동일면적으로 더 많은 안테나를 사용할 수 있고 이를 활용한 다양한 기술들이 쏟아져 나오고 있다. 그 중 대표적인 것이 대규모의 안테나 요소를 사용하는 Massive Array (MA) 안테나이다. MA 안테나에 사용되는 안테나 요소는 적게는 64개부터 많게는 수천 개의 안테나 요소가 사용된다. 이렇게 다수의 안테나 요소를 사용하게 되면 기존 도래각 추정 알고리즘의 성능은 월등히 좋아지게 된다. 하지만 도래각 추정성능이 좋아짐에 따라 알고리즘이 부담해야 할 계산 부하 역시 매우 급격하게 증가하게 되는데 이를 가장 잘 반영한 알고리즘이 MUSIC 알고리즘이다. 도래각 추정을 위해 MUSIC 알고리즘 가지는 시간 복잡도는 $O(M^3)$ (여기서 M 은 안테나 요소의 수)으로 안테나 소자가 증가할수록 뚜렷하게 복잡도가 증가하는 양상을 보인다. 다수의 안테나 요소를 사용할 때 발생하는 기존 알고리즘의 높은 계산복잡도 문제를 해결하기 위해 본 논문은 선택적으로 안테나 요소를 ON/OFF 시킬 수 있는 Massive 사각 배열 (Flexible Massive Rectangular Array : FMRA) 안테나 구조를 제안하고, 이를 활용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 제안하였다. FMRA 안테나 기반 캐스케이드 알고리즘은 낮은 복잡도를 가지고 특정 도래각 그룹을 추정하기 위해 적은 수의

안테나 요소를 사용하고, 도래각 그룹 내 개별 신호 도래각 추정을 위해 전체 안테나 요소를 사용하여 매우 많은 수의 안테나 요소로 인해 발생하는 기존 도래각 추정 알고리즘의 계산복잡도 문제를 효율적으로 해결하였으며 MUSIC 알고리즘과 유사한 높은 분해능을 가진다. 성능 비교를 위해 MUSIC 알고리즘과 전체 범위를 검색하는 Only BeamSpace MUSIC 알고리즘을 비교군으로 설정하였다. 각 알고리즘에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 진행하였고 컴퓨터 시뮬레이션 결과 분석을 통해 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 알고리즘의 성능을 검증하였다.

본 논문에서 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 BeamSpace MUSIC 알고리즘 적용을 위해 도래각 그룹 내 존재하는 신호의 개수보다 상당히 큰 고정된 빔공간을 사용하였다. 이는 추가적인 계산량을 요구하게 되고, 만약 잘못된 신호의 개수를 가정하면 도래각 추정성능이 심각히 저하되는 단점이 존재한다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 안테나 요소 ON/OFF 기능을 갖는 Massive 선형 배열 (Flexible Massive Linear Array : FMLA) 안테나를 기반으로 캐스케이드 알고리즘의 Capon 알고리즘과 BeamSpace MUSIC 알고리즘 사이에 도래각 그룹 내 신호 개수를 정확히 추정하기 위한 BeamSpace Minimum Description Length (MDL) 알고리즘을 추가하여 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 최적화 연구를 진행하였다. 기존 알고리즘과의 성능 비교를 위해 MUSIC 알고리즘과 FMLA 안테나 기반의 고정된 크기의 빔공간 변환 행렬을 사용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 비교군으로 설정하였다. 각 알고리즘에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 진행하고 그 결과를 비교함으로써 FMLA 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 알고리즘의 성능을 검증하였다.

제3절 논문의 구성

본 논문은 다음의 순서로 구성된다. 2장에서는 다양한 형태의 배열 안테나에 대한 수학적 모델을 제시하고, MUSIC 알고리즘 수준의 분해능을 보유하면서 다양한 배열 안테나에 적용 가능한 Capon 알고리즘과 Beamspac MUSIC 알고리즘으로 구성된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 소개하며, 도래각 추정성능 비교를 위한 컴퓨터 시뮬레이션이 제공된다. 3장에서는 다수의 안테나 요소를 사용할 시 안테나 요소로 인해 발생할 수 있는 기존의 도래각 추정 알고리즘의 높은 계산복잡도 문제를 해결하기 위해 안테나 요소 ON/OFF 기능을 탑재한 Massive 사각 배열 안테나의 기본 구조와 이를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 기본 구조, FMRA 안테나의 수학적 모델과 이를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 자세히 설명한다. FMRA 안테나를 적용한 제안한 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정성능 평가를 위한 컴퓨터 시뮬레이션을 제공하며 기존 알고리즘(MUSIC, Only Beamspac MUSIC)과 도래각 추정성능을 비교/분석한다. 4장에서는 제안된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 낮은 복잡도를 증명하기 위한 계산복잡도 수학적 모델 및 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 제공한다. 5장에서는 안테나 요소 ON/OFF 기능을 탑재한 Massive 선형 배열 안테나의 기본 구조와 이를 적용한 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 기본 구조, FMLA 안테나를 적용하기 위한 수학적 모델과 이를 적용하여 빙공간 변환 행렬을 최적화하기 위한 일련의 과정을 설명한다. 또한 최적화된 빙공간이 적용된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 자세히 설명하고 FMLA 안테나가 적용된 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정성능 평가를 위한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 제공한다. 6장에서는 FMLA 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 알고리즘의 계산복잡도 비교를 위한 수학적 모델이 제시되고 이를 바탕으로 한 컴퓨터 시뮬레이션 결과가 제공된다. 마지막으로 7장에서 본 논문의 결론 및 향후 연구에 대해 기술한다.

제2장 다양한 형상의 배열 안테나 적용을 위한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘

현재 무선 통신에 사용되는 주파수는 중파(Medium Frequency : MF)부터 밀리미터파(Extreme High Frequency : EHF)까지 다양한 주파수 대역이 사용되고 있으며 [65, 66] 시스템이 요구하는 기본 성능을 만족시키기 위해 선형 배열 [3, 51], 평면 배열 [21, 67-71], 3차원 배열 [21, 72, 73] 등 다양한 형태의 배열 안테나가 연구되었다. 시스템의 특성에 맞는 다양한 배열 안테나를 이용하여 무선 통신 시스템에서 신호의 도래각을 추정할 수 있다. 빔스캔 방식의 고전적인 도래각 추정 알고리즘은 배열 안테나의 형상에 영향을 받지 않으면서 신호의 도래각을 추정할 수 있으나 특정 상황에서 분해능이 떨어진다는 단점이 존재한다. 수신신호 공분산 행렬의 수학적 모델 기반 부공간 알고리즘들은 도래각 추정성능은 뛰어나지만, 추가적인 수학적 모델이 필요하여 복잡도가 높거나 알고리즘의 특성상 특정 구조를 갖는 배열 안테나에만 적용 가능하다는 단점이 존재한다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 장에서는 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘에 적용 가능한 다양한 배열 안테나의 수학적 모델을 제시하고, MUSIC 알고리즘과 유사한 도래각 추정성능을 가지면서 다양한 배열 안테나 모델을 적용할 수 있는 고분해능의 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 소개한다. 제안된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 Capon 알고리즘과 Beamspace MUSIC 알고리즘으로 구성되며, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 다양한 형태의 배열 안테나를 적용할 수 있는 MUSIC 알고리즘과 제안된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정성능평가 결과를 제시한다. 마지막으로 본 장의 요약이 제공된다.

제1절 배열 안테나 모델

본 절에서는 도래각 추정 알고리즘에 적용 가능한 선형 배열과 평면 배열 안테나에 대한 수학적 모델을 제시하고, 각각의 배열 안테나 형상이 갖는 장단점을 살펴본다. Table 2.1은 선형 배열과 평면 배열 안테나의 형상에 따른 장단점을 요약한 것이다 [3, 74].

Table 2.1 Advantage and disadvantage of array antenna geometry

Array Antenna Geometry	Advantage		Disadvantage
Linear	Simple structure		Limited AOA Search
Planar	Common		
Rectangular	Simultaneous elevation and azimuth angle estimation	AOA estimation error is low	Edge element causes AOA estimation defect
Circular		Exceptional resolution	Low resolution for elevation angle estimation
Concentric Circular		Space advantage	High side lobe level

1. 등간격 선형 배열 안테나

등간격 선형 배열 (Uniform Linear Array : ULA) 안테나는 가장 기초적인 배열 안테나로 안테나 요소가 배열 축을 따라 일렬로 배치되기 때문에 구조가 단순하여 구현이 쉽다. 하지만 도래각 추정에 있어 1차원적 추정만이 가능하다는 단점이 있다 [3]. 즉, 신호가 입사하는 고도각과 방위각을 동시에 추정할 수 없다. 등간격 선형 배열 안테나의 구조는 Figure 2.1에서 살펴볼 수 있으며 등간격 선형 배열 안테나의 수학적 모델링을 위한 매개변수는 Figure 2.2에 나타나 있다.

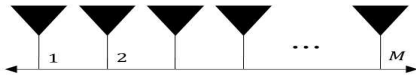


Figure 2.1 ULA antenna structure

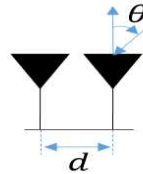


Figure 2.2 Parameter for mathematical modeling of ULA antenna

M 개의 안테나 요소로 구성된 선형 배열 안테나에 L 개의 신호가 입사한다고 가정하면 배열 응답 행렬(\mathbf{A}_{ULA})은 식(2.1)과 같이 정의된다 [75, 76].

$$\mathbf{A}_{ULA} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\xi_1} & \dots & e^{-j\xi_L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\xi_1} & \dots & e^{-j(M-1)\xi_L} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

식 (2.1)의 ξ_i 은 식(2.2)와 같이 정의된다.

$$\xi_i = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_i \quad (2.2)$$

식(2.2)에서 d 는 안테나 소자간 간격, λ 는 파장 θ_i 은 i 번째 신호의 입사각을 각각 나타낸다.

2. 등간격 사각 배열 안테나

등간격 사각 배열 (Uniform Rectangular Array : URA) 안테나는 등간격 선형 배열 안테나의 단점인 1차원 검색을 보완하기 위해 등장한 평면 배열 안테나의 한 종류로 안테나 요소가 사각(직사사각형 혹은 정사각형) 형태로 배치된 안테나를 말한다. 가장자리(1행, 1열, N 행, M 열)에 위치한 안테나 요소로 인해 빔형성이 전방향에 고르게 생성되지 않지만 고도각과 방위각을 동시에 검색이 가능하며 다른 평면 배열에 비해 도래각 추정 오류가 적은편에 속한다. 등간격 사각 배열 안테나의 구조와 수학적 모델링을 위한 매개변수는 Figure 2.3과 Figure 2.4에서 확인 할 수 있다.

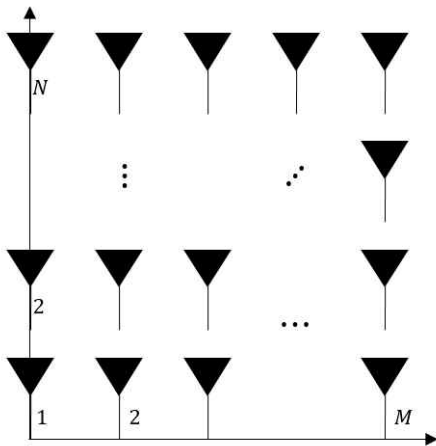


Figure 2.3 URA antenna structure

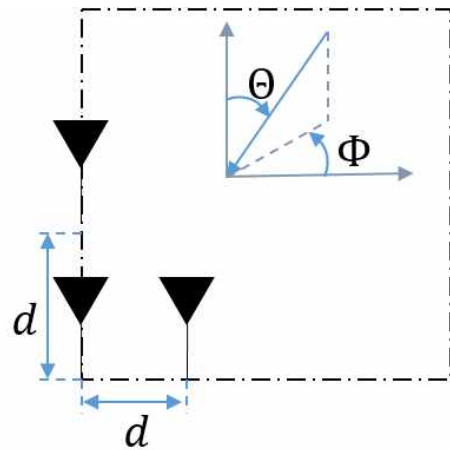


Figure 2.4 Parameter for mathematical modeling of URA antenna

$M \times N$ ($M \leq N$ or $M \geq N$)개의 안테나 요소로 구성된 등간격 사각 배열 안테나에 L 개의 신호가 입사한다고 가정하면 배열 응답 행렬(\mathbf{A}_{URA})은 식(2.3)과 같이 정의된다 [70, 77].

$$\mathbf{A}_{URA} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\mu_1} & \cdots & e^{-j\mu_L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\mu_1} & \cdots & e^{-j(M-1)\mu_L} \\ e^{-j\nu_1} & \cdots & e^{-j\nu_L} \\ e^{-j(\mu_1+\nu_1)} & \cdots & e^{-j(\mu_L+\nu_L)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j((M-1)\mu_1+(N-1)\nu_1)} & \cdots & e^{-j((M-1)\mu_L+(N-1)\nu_L)} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

식(2.3)에서 μ_l 과 ν_l 은 식(2.4)와 식(2.5)와 같이 정의된다.

$$\mu_l = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_l\cos\Phi_l \quad (2.4)$$

$$\nu_l = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_l\sin\Phi_l \quad (2.5)$$

식(2.4)와 식(2.5)에서 θ_l 과 Φ_l 은 등간격 사각 배열 안테나로 입사하는 l 번째 신호의 고도각과 방위각을 나타낸다.

3. 등간격 원형 배열 안테나

등간격 원형 배열 (Uniform Circular Array : UCA) 안테나는 안테나 요소가 원형으로 배치된 평면 배열 안테나를 말한다. 등간격 사각 배열에 비해 고도각 추정 성능이 다소 떨어지지만 전 방향에 걸쳐 고르게 빔을 형성할 수 있어 방위각에 대해 향상된 분해능을 갖는다. 등간격 원형 배열 안테나의 구조와 수학적 모델링을 위한 매개변수는 Figure 2.5와 Figure 2.6에 나타나 있다.

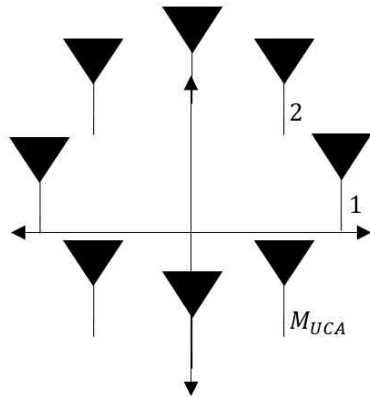


Figure 2.5 UCA antenna structure

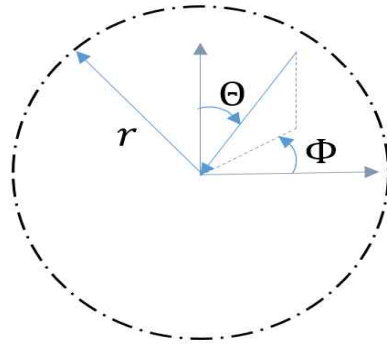


Figure 2.6 Parameter for mathematical modeling of UCA antenna

M 개의 안테나 요소로 구성된 등간격 원형 배열 안테나에 L 개의 신호가 입사한다고 가정하면 배열 응답 행렬(\mathbf{A}_{UCA})은 식(2.6)과 같이 정의된다 [71, 78].

$$\mathbf{A}_{UCA} = \begin{bmatrix} e^{-j\alpha r \sin\theta_1 \cos(\Phi_1 - \Gamma_0)} & \dots & e^{-j\alpha r \sin\theta_L \cos(\Phi_L - \Gamma_0)} \\ e^{-j\alpha r \sin\theta_1 \cos(\Phi_1 - \Gamma_1)} & \dots & e^{-j\alpha r \sin\theta_L \cos(\Phi_L - \Gamma_1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\alpha r \sin\theta_1 \cos(\Phi_1 - \Gamma_{M-1})} & \dots & e^{-j\alpha r \sin\theta_L \cos(\Phi_L - \Gamma_{M-1})} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

식 (2.6)에서 $\alpha = 2\pi/\lambda$ 는 파상수, $r = M_{UCA}/\alpha$ 은 배열 안테나의 반지름, $\Gamma_m = 2\pi m/M_{UCA}$ ($m = 0, 1, 2, \dots, M_{UCA} - 1$)는 안테나 소자의 위치를 나타낸다.

4. 동심원 배열 안테나

동심원 배열 (Concentric Circular Array : CCA) 안테나는 동일 중심을 갖고 서로 다른 반경을 지닌 2개 이상의 등간격 원형 배열 안테나로 구성된 평면 배열 안테나를 나타낸다. 등간격 사각 배열이나 등간격 원형 배열에 비해 높은 부엽 레벨을 생성하지만 동일 면적의 등간격 사각 배열과 등간격 원형 배열 안테나에 비해 더 많은 안테나 소자를 배치할 수 있어 활발히 연구되고 있다 [79-85]. 동심원 배열 안테나의 구조와 수학적 모델링을 위한 매개변수는 Figure 2.7과 Figure 2.8에 나타나 있다.

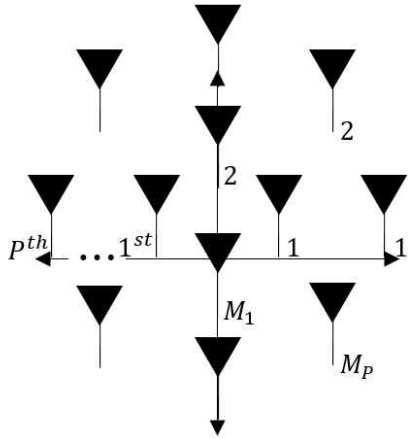


Figure 2.7 CCA antenna structure

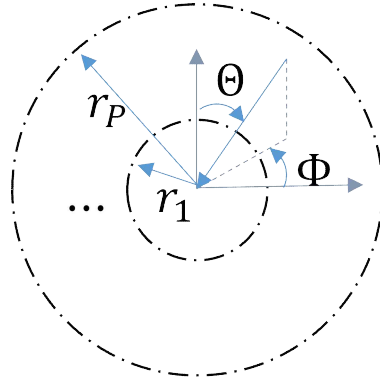


Figure 2.8 Parameter for mathematical modeling of CCA antenna

$M(M = M_1 + M_2 + \dots + M_P)$ 개의 안테나 요소로 구성된 동심원 배열 안테나에 L 개의 신호가 입사한다고 가정하면 배열 응답 행렬(\mathbf{A}_{CCA})은 식(2.7)과 같이 정의된다 [86, 87, 88].

$$\mathbf{A}_{CCA} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{11} & \mathbf{a}_{12} & \dots & \mathbf{a}_{1L} \\ \mathbf{a}_{21} & \mathbf{a}_{22} & \dots & \mathbf{a}_{2L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{a}_{P1} & \mathbf{a}_{P2} & \dots & \mathbf{a}_{PL} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{a}_{pl} = \left[e^{-j\alpha r_p \sin\theta_l \cos(\phi_l - \Gamma_0)} \dots e^{-j\alpha r_p \sin\theta_l \cos(\phi_l - \Gamma_{M_p-1})} \right]^T \quad (2.8)$$

식(2.7)에서 l 번째 신호에 대한 각 행은 식(2.8)과 같이 정의된다. 식(2.8)에서 $r_p = M_p/\alpha$ ($p = 1, 2, \dots, P$)는 p 번째 원형 배열의 반지름, M_p 는 p 번째 원형 배열에 위치하는 안테나 소자의 개수, $\Gamma_{m_p} = 2\pi m_p/M_p$ ($m_p = 0, 1, \dots, M_p - 1$)는 p 번째 배열에 안테나 소자의 인덱스를 각각 나타낸다.

5. 통합 배열 안테나

앞에서 기술한 평면 배열 안테나는 고도각과 방위각을 모두 추정할 수 있을 뿐 아니라 각 안테나 형상이 갖는 장점들이 존재한다. 하지만 단점 역시 존재하며 단일 형상의 배열 안테나를 사용하면 특정 주파수에서는 효율적일 수 있으나 다양한 주파수 대역에 적용하기엔 어려움이 있다. 이를 해결하기 위해 통합 배열 (Combined Array : CA) 안테나가 제안되었다 [89]. 통합 배열 안테나는 중앙 요소가 없는 $M_{URFA}(M_{URFA} = 2((M-1)+(N-1)))$ 개의 안테나 요소가 배치된 등간격 사각 프레임 배열 안테나 (Uniform Rectangular Frame Array : URFA) [90]와 M_{UCA} 개의 안테나 요소가 배치된 등간격 원형 배열 안테나로 구성된다. 즉, $M_{CA}(M_{CA} = M_{URFA} + M_{UCA})$ 개의 안테나 요소로 구성되며 그 구조는 Figure 2.9에서 확인할 수 있으며 수학적 모델링을 위한 매개변수는 Figure 2.10에 표시되어 있다.

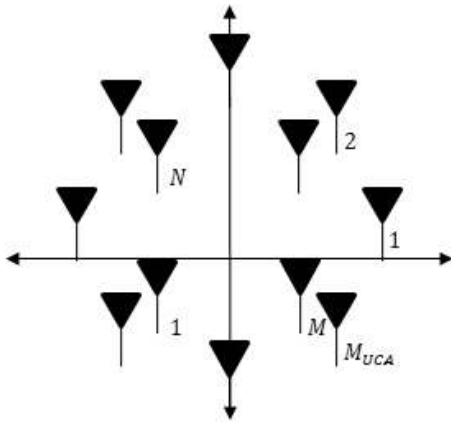


Figure 2.9 CA antenna structure

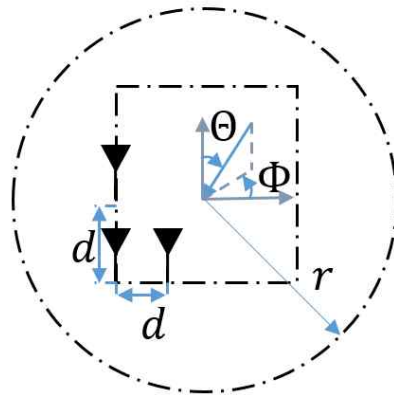


Figure 2.10 Parameter for mathematical modeling of CA antenna

통합 배열 안테나는 사각 프레임 배열의 장점과 원형 배열의 장점을 취하면서 동시에 다양한 주파수에서 사용할 수 있다 [91]. M_{CA} 개의 안테나 요소로 이루어

진 통합 배열 안테나에 L 개의 신호가 입사한다고 가정하면, 배열 응답 행렬 (\mathbf{A}_{CA})은 식(2.8)과 같이 정의된다 [90, 92].

$$\mathbf{A}_{CA} = [\mathbf{A}_{URFA} \mathbf{A}_{UCA}]^T \quad (2.9)$$

식(2.9)에서 \mathbf{A}_{URFA} 는 등간격 사각 프레임 배열의 배열 응답 행렬, \mathbf{A}_{UCA} 는 등간격 원형 배열의 배열 응답 행렬을 나타내며 각각 식(2.10)과 식(2.11)로 정의된다. \mathbf{A}_{UCA} 는 식(2.6)과 동일하다.

$$\mathbf{A}_{URFA} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{11} & \mathbf{a}_{12} & \cdots & \mathbf{a}_{1L} \\ \mathbf{a}_{21} & \mathbf{a}_{22} & \cdots & \mathbf{a}_{2L} \\ \mathbf{a}_{31} & \mathbf{a}_{32} & \cdots & \mathbf{a}_{3L} \\ \mathbf{a}_{41} & \mathbf{a}_{42} & \cdots & \mathbf{a}_{4L} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{A}_{UCA} = \begin{bmatrix} e^{-j\alpha r \sin\theta_1 \cos(\phi_1 - \Gamma_0)} & \cdots & e^{-j\alpha r \sin\theta_L \cos(\phi_L - \Gamma_0)} \\ e^{-j\alpha r \sin\theta_1 \cos(\phi_1 - \Gamma_1)} & \cdots & e^{-j\alpha r \sin\theta_L \cos(\phi_L - \Gamma_1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\alpha r \sin\theta_1 \cos(\phi_1 - \Gamma_{M_{UCA}-1})} & \cdots & e^{-j\alpha r \sin\theta_L \cos(\phi_L - \Gamma_{M_{UCA}-1})} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

식(2.10)에서 l 번째 신호에 대한 각 행은 식(2.12) ~ 식(2.15)로 정의된다.

$$\mathbf{a}_{1l} = [1 e^{-j\mu_l} \cdots e^{-j(M-2)\mu_l}] \quad (2.12)$$

$$\mathbf{a}_{2l} = e^{-j\nu_l} [1 e^{-j\nu_l} \cdots e^{-j(N-2)\nu_l}] \quad (2.13)$$

$$\mathbf{a}_{3l} = e^{-j(N-1)\nu_l} [e^{-j\mu_l} e^{-j2\mu_l} \cdots e^{-j(M-1)\mu_l}] \quad (2.14)$$

$$\mathbf{a}_{4l} = [e^{-j\nu_l} e^{-j2\nu_l} \cdots e^{-j(N-1)\nu_l}] \quad (2.15)$$

식(2.12) ~ 식(2.15)에서 μ_l 과 ν_l 은 식(2.4)과 식(2.5)에서 정의한 것과 동일하다. 이를 다시 쓰면 식(2.16)과 식(2.17)과 같다.

$$\mu_l = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_l\cos\Phi_l \quad (2.16)$$

$$\nu_l = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_l\sin\Phi_l \quad (2.17)$$

제2절 Capon과 Beamspace MUSIC으로 구성된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘

1절에서 소개한 다양한 형상의 배열 안테나는 1장에서 살펴본 다양한 도래각 추정 알고리즘에 적용될 수 있으나 각 알고리즘이 지니는 단점으로 인해 도래각 추정을 위한 효율성이 좋지 못하다. 본 절은 MUSIC 알고리즘과 유사한 도래각 추정 성능을 가지면서 1절에서 소개한 다양한 형상의 배열 안테나를 적용하여 효율적으로 신호의 도래각을 추정할 수 있는 Capon 알고리즘과 Beamspace MUSIC 알고리즘으로 구성된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 Capon 알고리즘과 Beamspace MUSIC 알고리즘을 순차적으로 사용하여 도래각 그룹 추정과 도래각 그룹 내 세부 신호의 도래각을 추정하게 된다.

1. 수신신호 모델

본 항은 수신기의 안테나로 입사하는 다수의 신호 및 잡음이 포함된 수신신호 모델을 제시한다. 수신기의 배열 안테나 형상은 Figure. 2.1, Figure. 2.3, Figure. 2.5, Figure. 2.7, Figure. 2.9의 구조가 적용될 수 있으며, 수신기로 L 개의 신호가 입사한다고 가정하면, 샘플 인덱스 k 에 대한 수신신호 벡터는 식(2.18)로 정의된다.

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{A} \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (2.18)$$

식(2.18)에서 \mathbf{A} 는 배열 응답 행렬을 나타내며, 배열 형상에 따라 다르게 정의된다. 즉, 배열이 등간격 선형 배열이면 식(2.1), 등간격 사각 배열이면 식(2.3), 등간격 원형 배열이면 식(2.6), 동심원 배열이면 식(2.7), 통합 배열이면 식(2.9)로 각각 정의된다. $\mathbf{s}(k)$ 는 신호 벡터이고, $\mathbf{n}(k)$ 는 잡음 벡터이다.

2. 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘

캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 도래각 그룹 추정을 위한 Capon 알고리즘과 도래각 그룹 내 세부 신호의 도래각 추정을 위한 Beamspace MUSIC 알고리즘으로 구성된다. Figure 2.11은 캐스케이드 알고리즘의 기본 구조를 나타낸다.

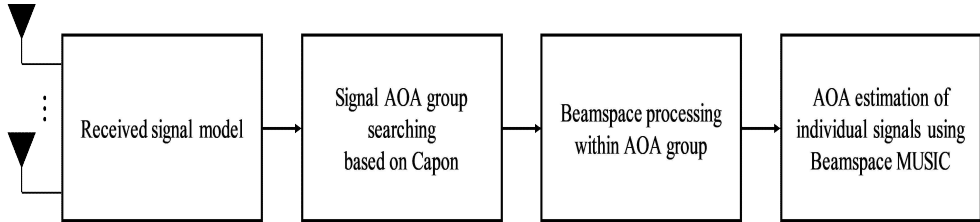


Figure 2.11 Basic structure of cascade AOA estimation algorithm

가. Capon

제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 1단계로 식(2.18)을 바탕으로 수신기로 입사하는 신호의 도래각 그룹을 추정하기 위해 Capon 알고리즘을 사용한다. Capon 알고리즘은 신호의 도래각이 인접해 있거나 입사 신호의 SNR이 낮은 경우 분해능이 떨어지는 단점이 있으나 본 논문에서 제안한 캐스케이드 알고리즘에서 Capon 알고리즘의 역할은 전체 도래각 범위 중 하나 혹은 그 이상의 일부 신호를 포함하는 신호의 도래각 그룹을 식별하는 것이므로 Capon 알고리즘이 지니는 상기의 단점은 문제가 되지 않는다.

신호 도래각 그룹을 식별하기 위한 Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼은 식(2.19)로 정의된다.

$$P_C = \frac{1}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}} \quad (2.19)$$

식(2.19)의 피크값을 통해 다수개의 도래각 그룹을 추정할 수 있으며, 도래각 그룹의 범위는 특정 한계점을 기준으로 정해진다.

나. BeamSpace MUSIC

식(2.19)의 스펙트럼의 피크값과 특정 한계점을 적용하여 결정된 도래각 그룹 내 개별 신호 도래각 추정을 위해 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 2단계인 BeamSpace MUSIC 알고리즘을 적용한다. BeamSpace MUSIC 알고리즘은 적절한 빔공간 변환 행렬을 곱해줌으로써 MUSIC 알고리즘에 비해 분해능은 높으면서 복잡도와 민감도는 낮출 수 있다 [43-45, 94-96]. 빔공간 변환 행렬을 생성하는 방법에는 Discrete Fourier Transform (DFT), Discrete Prolate Spheroidal Sequences (DPSS), Taylor Series가 있다 [21,41]. 본 논문에서는 3가지 방식 중 DFT 방식을 이용하여 빔공간 변환 행렬을 생성한다. BeamSpace MUSIC 알고리즘을 적용하기 위해 빔공간 변환 행렬이 곱해진 빔공간 출력을 구해야 한다. 빔공간 출력은 식(2.20)으로 정의된다.

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{B}^H \mathbf{r}(k) \quad (2.20)$$

식(2.20)에서 \mathbf{B} 는 빔공간 변환 행렬이고 배열 형상에 따라 상이하하며, 다음의 내용에서 각 배열 안테나에 대한 빔공간 변환 행렬에 대해 다룬다.

(1) 등간격 선형 배열 안테나 기반 빔공간 변환 행렬 [21]

수신기의 안테나 배열이 M 개의 안테나 요소로 구성된 등간격 선형 배열이면 빔공간 변환 행렬은 식(2.21)로 정의된다.

$$\mathbf{B}_{ULA} = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\pi \frac{2(u - \mathbf{n}_1)}{M}} & e^{-j\pi \frac{2(u - \mathbf{n}_2)}{M}} & \dots & e^{-j\pi \frac{2(u - \mathbf{n}_{end})}{M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\pi \frac{2(u - \mathbf{n}_1)}{M}} & e^{-j(M-1)\pi \frac{2(u - \mathbf{n}_2)}{M}} & \dots & e^{-j(M-1)\pi \frac{2(u - \mathbf{n}_{end})}{M}} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

식(2.21)에서 $u = \sin(\theta_c)$ 는 Capon 알고리즘을 통해 추정된 도래각 그룹의 검색범위에 대한 중간값을 의미하며 중앙빔의 위치가 된다. $\mathbf{n}_i, (-M \leq i \leq M)$ 은 중앙빔을 기준으로 좌우로 생성되는 빔의 위치를 나타낸다.

(2) 등간격 사각 배열 안테나 기반 빔공간 변환 행렬 [21, 97]

수신기의 안테나 배열이 $M \times N$ 개의 안테나 요소로 구성된 등간격 사각 배열이면 빔공간 변환 행렬은 식(2.22)로 정의된다.

$$\mathbf{B}_{URA} = \frac{1}{\sqrt{MN}} \mathbf{B}_N \otimes \mathbf{B}_M \quad (2.22)$$

식(2.22)에서 \mathbf{B}_N 과 \mathbf{B}_M 은 x 축과 y 축에 대한 DFT 빔공간 변환 행렬이며 \otimes 는 kronecher 연산자를 나타낸다. \mathbf{B}_N 과 \mathbf{B}_M 은 식(2.23)과 식(2.24)로 정의된다.

$$\mathbf{B}_N = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_1)}{N}} & e^{-j\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_2)}{N}} & \cdots & e^{-j\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_{end})}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(N-1)\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_1)}{N}} & e^{-j(N-1)\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_2)}{N}} & \cdots & e^{-j(N-1)\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_{end})}{N}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{B}_M = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_1)}{M}} & e^{-j\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_2)}{M}} & \cdots & e^{-j\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_{end})}{M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_1)}{M}} & e^{-j(M-1)\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_2)}{M}} & \cdots & e^{-j(M-1)\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_{end})}{M}} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

식(2.23)과 식(2.24)에서 $v = \cos(\Phi_c)\sin(\Theta_c)$, $\zeta = \sin(\Phi_c)\sin(\Theta_c)$ 는 Capon 알고리즘을 통해 추정된 도래각 그룹의 고도각 및 방위각 검색범위에 대한 중앙값이며, 중앙값의 위치가 된다.

(3) 등간격 원형 배열 안테나 기반 빔공간 변환 행렬 [98]

수신기의 안테나 배열이 M 개의 안테나 요소로 구성된 등간격 원형 배열이면 빔공간 변환 행렬은 출력 스케일링 대각 행렬과 **phase mode** 행렬의 곱으로 표현될 수 있으며 식(2.25)로 정의된다.

$$\mathbf{B}_{UCA} = \mathbf{C}_j \mathbf{B}_{ph}^H \quad (2.25)$$

식(2.25)에서 $\mathbf{C}_j = \text{diag}\{j^{-Q} \dots j^{-1} \ 1 \ j^1 \dots j^Q\}$ 는 출력 스케일링 대각 행렬이며, $Q = \alpha r$ 는 양의 정수로 파상수와 원형 배열 반지름의 곱으로 정의된다. \mathbf{B}_{ph} 는 **phase mode** 행렬로 식(2.26)으로 정의된다.

$$\mathbf{B}_{ph} = [\mathbf{w}_{-Q} \dots \mathbf{w}_0 \dots \mathbf{w}_Q] \quad (2.26)$$

식(2.26)에서 \mathbf{w}_q 는 **phase mode**를 생성하기 위한 가중치 벡터로 식(2.27)로 정의된다.

$$\mathbf{w}_q = \left[1 \ e^{jq\frac{2\pi}{M}} \ e^{jq\frac{4\pi}{M}} \ \dots \ e^{jq\frac{2(N-1)\pi}{M}} \right]^H \quad (2.27)$$

(4) 동심원 배열 안테나 기반 빔공간 변환 행렬 [99]

수신기의 안테나 배열이 M 개의 안테나 요소로 구성된 동심원 배열이면 빔공간 변환 행렬을 계산하기 위해서는 각 원형 배열에 해당하는 빔공간 변환 행렬이 계산되어야 하며 Table 2.2의 과정을 통해 계산된다.

Table 2.2 Beamspace transformation matrix generation process of CCA antenna

1. Calculation of weight vector to create phase mode corresponding to p th circular array

$$\mathbf{w}_{\eta-p^{th}} = \left[1 \ e^{j\eta\frac{2\pi}{M_p}} \ e^{j\eta\frac{4\pi}{M_p}} \ \dots \ e^{j\eta\frac{2(N-1)\pi}{M_p}} \right]^H$$

2. Compute the $M_p \times (2Q+1)$ dimensional phase mode matrix corresponding to the p th circular array

$$\mathbf{B}_{p^{th}} = [\mathbf{w}_{-H} \ \dots \ \mathbf{w}_0 \ \dots \ \mathbf{w}_H]$$

3. Calculate the entire phase mode matrix in $P(2Q+1) \times M_{CCA}$ dimension

$$\mathbf{B}_{PH} = [\mathbf{B}_1^H \ \mathbf{B}_2^H \ \dots \ \mathbf{B}_P^H]$$

4. Generate output scaling diagonal matrix of $(2Q+1) \times (2Q+1)$ dimension corresponding to p th circular array

$$\mathbf{C}_{p^{th}} = \text{diag}\{j^{-Q} \ \dots \ j^{-1} \ 1 \ j^1 \ \dots \ j^Q\}$$

5. Compute the entire output scaling diagonal matrix in $(2Q+1) \times P(2Q+1)$ dimensions

$$\mathbf{C}_J = [\mathbf{C}_1 \ \mathbf{C}_2 \ \dots \ \mathbf{C}_P]^H$$

6. Calculation of $(2Q+1) \times M_{CCA}$ dimension CCA antenna beam space transformation matrix(\mathbf{B}_{CCA})

$$\mathbf{B}_{CCA} = \mathbf{C}_J \mathbf{B}_{PH}$$

(5) 통합 배열 안테나 기반 빔공간 변환 행렬 [92]

수신기의 안테나 배열이 통합 배열이면 빔공간 변환 행렬은 식(2.28)로 정의된다.

$$\mathbf{B}_{CA} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{URFA} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_{UCA} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

식(2.28)에서 $\mathbf{B}_{URFA} = \text{diag}\{\mathbf{B}_{M1} \mathbf{B}_{N1} \mathbf{B}_{M2} \mathbf{B}_{N2}\}$ 는 등간격 사각 프레임 배열 안테나에 대한 빔공간 변환 행렬로 각 항은 식(2.29)와 식(2.30)으로 정의된다.

$$\mathbf{B}_{M1}, \mathbf{B}_{M2} = \frac{1}{\sqrt{M_v}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\pi \frac{2(v-\mathbf{s}_1)}{M_v}} & e^{-j\pi \frac{2(v-\mathbf{s}_2)}{M_v}} & \cdots & e^{-j\pi \frac{2(v-\mathbf{s}_{end})}{M_v}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-2)\pi \frac{2(v-\mathbf{s}_1)}{M_v}} & e^{-j(M-2)\pi \frac{2(v-\mathbf{s}_2)}{M_v}} & \cdots & e^{-j(M-2)\pi \frac{2(v-\mathbf{s}_{end})}{M_v}} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\mathbf{B}_{N1}, \mathbf{B}_{N2} = \frac{1}{\sqrt{N_\zeta}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\pi \frac{2(\zeta-\mathbf{s}_1)}{N_\zeta}} & e^{-j\pi \frac{2(\zeta-\mathbf{s}_2)}{N_\zeta}} & \cdots & e^{-j\pi \frac{2(\zeta-\mathbf{s}_{end})}{N_\zeta}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(N-2)\pi \frac{2(\zeta-\mathbf{s}_1)}{N_\zeta}} & e^{-j(N-2)\pi \frac{2(\zeta-\mathbf{s}_2)}{N_\zeta}} & \cdots & e^{-j(N-2)\pi \frac{2(\zeta-\mathbf{s}_{end})}{N_\zeta}} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

식(2.29)와 식(2.30)에서 $M_v = M-1$, $N_\zeta = N-1$, $v = \cos(\Phi_c)\sin(\Theta_c)$, $\zeta = \sin(\Phi_c)\sin(\Theta_c)$ 로 각각 정의된다.

\mathbf{B}_{UCA} 는 식(2.25)와 동일하며 이를 다시 언급하면 식(2.31)과 같다.

$$\mathbf{B}_{UCA} = \mathbf{C}_j \mathbf{B}_{ph}^H \quad (2.31)$$

지금까지 배열 형상에 따른 빔공간 변환 행렬을 생성하는 방법에 대해 살펴보았다. 배열 안테나 형상에 따라 각기 다른 형태의 수식을 적용하여 빔공간 변환 행렬을 생성할 수 있으며, 빔공간 변환 행렬을 적용함으로써 Beamspace MUSIC 알고리즘을 수행할 수 있다.

신호 도래각 그룹 내 개별 신호의 도래각 파악을 위해 Beamspace MUSIC 알고리즘을 적용하기 위한 빔공간 공분산 행렬은 식(2.32)로 정의된다.

$$\mathbf{R}_B = E[\mathbf{y}(k)\mathbf{y}^H(k)] \quad (2.32)$$

식(2.32)의 빔공간 공분산 행렬의 고유치 분해를 통해 신호 부공간과 잡음 부공간의 고유벡터 행렬을 분리할 수 있으며 잡음 부공간 고유벡터 행렬을 Beamspace MUSIC 알고리즘에 적용한다.

도래각 그룹 내 개별 신호의 도래각을 추정하기 위한 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼은 식(2.33)으로 정의된다.

$$P_{BM} = \frac{1}{\mathbf{a}_B^H \boldsymbol{\chi}_B \mathbf{a}_B} \quad (2.33)$$

식(2.33)에서 $\mathbf{a}_B = \mathbf{B}\mathbf{a}$ 는 빔공간 배열 응답 벡터를 나타내고, $\boldsymbol{\chi}_B = \mathbf{E}_{BN} \mathbf{E}_{BN}^H$, \mathbf{E}_{BN} 은 빔공간 잡음 부공간 고유벡터 행렬을 나타낸다. 식(2.33)의 공간 스펙트럼의 피크값을 통해 도래각 그룹 내 존재하는 개별 신호의 도래각을 추정할 수 있다.

제3절 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정 성능평가

본 절에서는 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘에 다양한 배열 안테나를 적용하고 도래각 추정성능을 비교 분석하기 위한 컴퓨터 시뮬레이션을 제공한다. 도래각 추정성능 비교를 위해 다양한 배열 안테나 형상을 적용할 수 있고 고분해능의 MUSIC 알고리즘을 대조군으로 선택하여 각 알고리즘의 도래각 추정 결과를 비교한다. 시뮬레이션을 위해 [100, 101]에서 제안한 Amplitude Modulation (AM), Continuous Wave (CW), Frequency Modulation (FM), Wideband (WB) 잡음 신호 모델이 사용되었다. AM 신호의 주파수 대역은 540k ~ 1,600kHz이고, FM 신호의 주파수 대역은 88M ~ 108MHz이지만, 본 논문의 시뮬레이션 시나리오에서는 각 신호를 재밍(jamming) 신호라고 가정하므로 상기의 신호가 갖는 고유 주파수 대역이 아닌 다른 주파수 대역에 신호가 존재할 수 있으며, 입사 신호 중 가장 큰 주파수를 가지는 신호의 주파수로 정규화를 수행하였다.

1. 다양한 배열 안테나가 적용된 시뮬레이션 시나리오

컴퓨터 시뮬레이션을 위해 선형 배열 안테나와 평면 배열(등간격 사각 배열, 등간격 원형 배열, 동심원 배열, 통합 배열) 안테나를 수신단에 적용하였고, 배열 안테나를 구성하는 안테나 요소의 개수는 16개를 적용하였다. 시뮬레이션 편의를 위해 평면 배열 안테나 시나리오에서 신호의 고도각은 모든 신호가 같으며 서로 다른 방위각을 가지고 입사한다고 가정하였으며, 각 신호의 SNR은 20dB로 가정하였다. 수신신호 모델링을 위한 신호 매개변수는 Table 2.3 ~ Table 2.7에 요약되어 있다. Table 2.3 ~ Table 2.7에서 θ° 는 입사각, θ° 는 고도각, ϕ° 는 방위각, f_c 는 정규화된 반송주파수(Normalized carrier frequency), M_f 는 변조 지수(Modulation index), M_f 는 정규화된 변조 주파수(Normalized modulation frequency)를 나타낸다.

Table 2.3 Signal parameters for the ULA antenna scenario

Signal	θ°	f_c	M_I	M_f
CW	13	0.4	-	-
FM	15	0.15	0.05	0.01
WB	17	0.25	-	-

Table 2.4 Signal parameters for the URA antenna scenario

Signal	θ°	Φ°	f_c	M_I	M_f
AM	-22	-100	0.05	0.03	-
CW1	-22	-108	0.1	-	-
CW2	-22	70	0.4	-	-
FM	-22	83	0.28	0.05	0.01

Table 2.5 Signal parameters for the UCA antenna scenario

Signal	θ°	Φ°	f_c	M_I	M_f
CW1	90	-101	0.2	-	-
CW2	90	125	0.3	-	-
FM	90	10	0.05	0.05	0.01
WB1	90	-108	0.13	-	-
WB2	90	134	0.41	-	-

Table 2.6 Signal parameters for the CCA antenna scenario

Signal	θ°	Φ°	f_c	M_I	M_f
AM	77	120	0.08	0.03	-
CW	77	125	0.3	-	-
FM	77	-145	0.03	0.05	0.01
WB1	77	-153	0.2	-	-
WB2	77	10	0.41	-	-

Table 2.7 Signal parameters for the CA antenna scenario

Signal	θ°	Φ°	f_c	M_I	M_f
AM	-75	-75	0.12	0.03	-
FM	-75	15	0.35	0.05	0.01
WB1	-75	-69	0.25	-	-
WB2	-75	80	0.44	-	-

2. 배열 안테나에 따른 도래각 추정 결과 및 분석

Figure 2.12는 16개의 안테나 소자로 구성된 등간격 선형 배열 안테나($M=16$)를 적용한 수신신호 스펙트럼을 나타낸다. 수신신호 스펙트럼을 통해 CW, FM, WB 잡음 신호가 안테나로 입사함을 확인할 수 있다. Figure 2.13은 등간격 선형 배열 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Capon 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 2.13의 세로 파선은 Table 2.3에 기입된 각 신호의 도래각을 나타내며, CW 신호, FM 신호, WB 잡음 신호가 하나의 도래각 그룹을 형성하고 있음을 확인할 수 있다. 또한 도래각 그룹의 검색범위 설정을 위한 한계점으로 15dB을 적용하였을 때 추정된 도래각 그룹에 대한 검색범위는 $12^\circ \sim 18^\circ$ 이다. Figure 2.13의 공간 스펙트럼을 통해 추정된 도래각 그룹에 빔공간 처리를 적용한 Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼은 Figure 2.14에서 확인할 수 있다. Figure 2.13의 Capon 공간 스펙트럼을 통해 추정된 도래각 그룹에 존재하는 CW 신호, FM 신호, WB 잡음 신호의 도래각에서 Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼의 결과가 피크값을 형성함을 확인할 수 있으며, 공간 스펙트럼의 피크값을 통해 도래각 그룹 내 존재하는 개별 신호의 도래각을 추정할 수 있다. Figure 2.15는 등간격 선형 배열 안테나를 적용하였을 때 검색범위를 도래각 그룹으로만 한정하고 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Beamspace MUSIC과 기존의 MUSIC 알고리즘의 도래각 추정 결과를 비교한 것이다. Figure 2.15를 통해 CW 신호, FM 신호, WB 잡음 신호의 도래각에서 두 알고리즘 모두 공간 스펙트럼이 피크값을 형성하는 것을 확인할 수 있으며, 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘이 MUSIC 알고리즘과 유사한 추정성능을 보임을 확인할 수 있다.

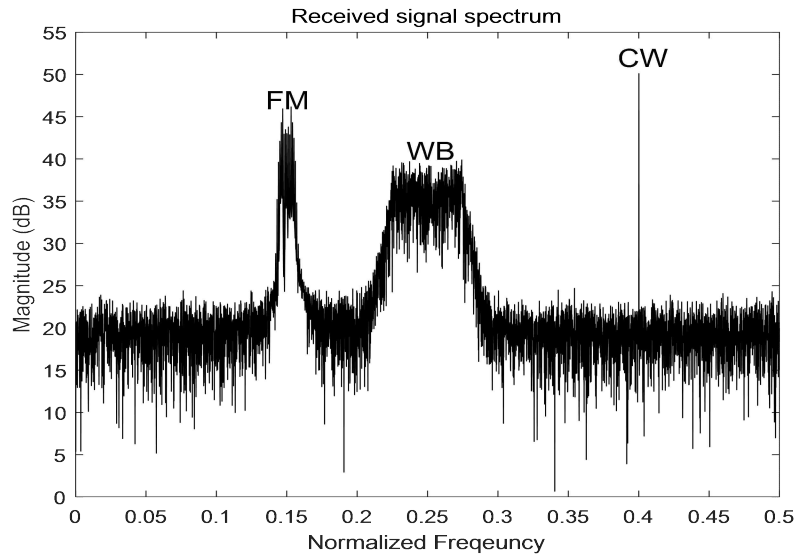


Figure 2.12 Received signal spectrum based on ULA antenna

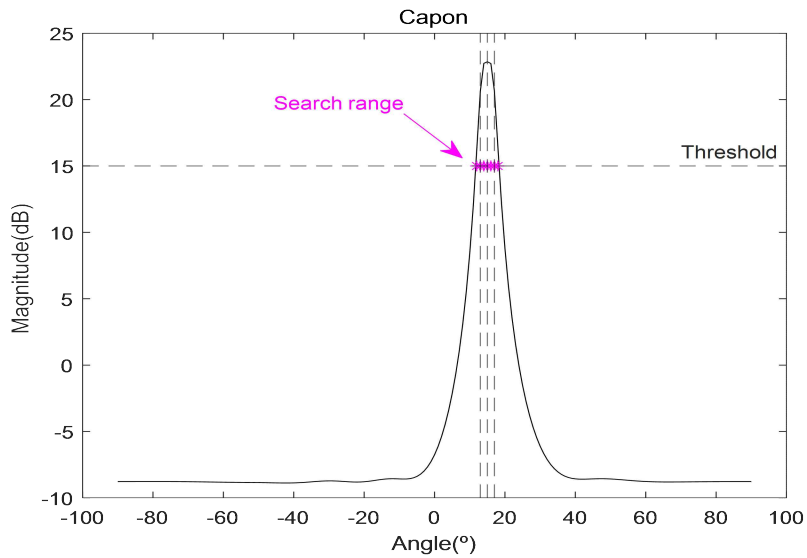


Figure 2.13 The spatial spectrum of Capon algorithm based on ULA antenna

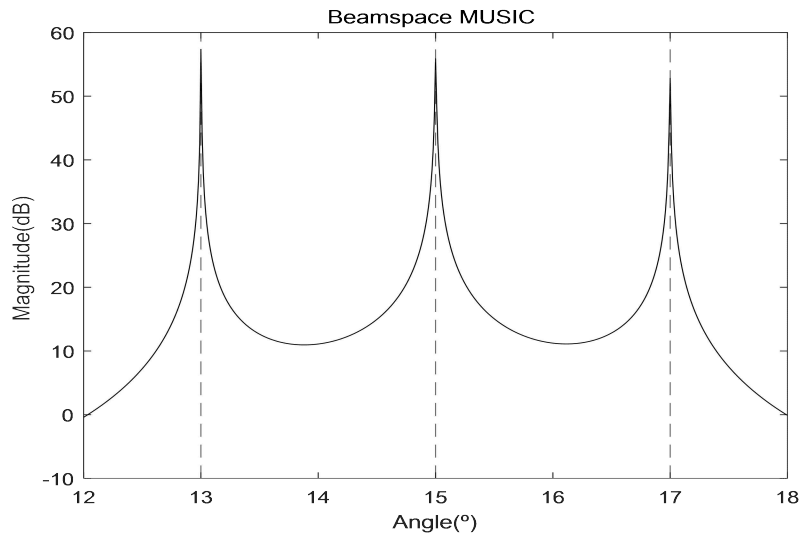


Figure 2.14 The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm based on ULA antenna

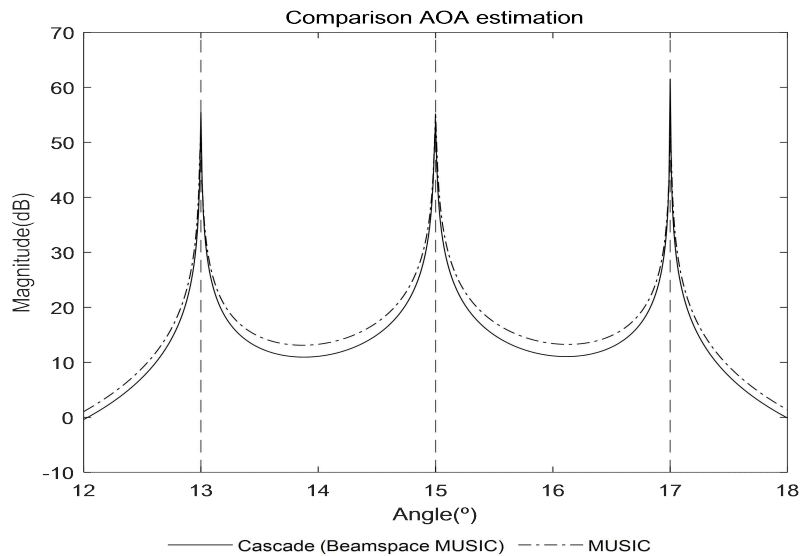


Figure 2.15 Comparison of ULA antenna based AOA estimation performance of Beamspace MUSIC of the proposed cascade algorithm and the existing MUSIC algorithm

Figure 2.16은 16개의 안테나 소자로 구성된 등간격 사각 배열 안테나 ($M=4, N=4$)를 적용한 수신신호 스펙트럼을 나타낸다. 수신신호 스펙트럼을 통해 AM 신호, 2개의 CW 신호, FM 신호가 안테나로 입사함을 확인할 수 있다. Figure 2.17은 등간격 사각 배열 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Capon 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 2.17의 세로 파선은 Table 2.4에 기입된 각 신호의 도래각을 나타내며, CW 신호와 FM 신호가 제1 도래각 그룹을 형성하고 있으며 AM 신호와 WB 잡음 신호가 제2 도래각 그룹을 형성하고 있는 것을 확인할 수 있다. 또한 도래각 그룹의 검색범위 설정을 위한 한계점으로 15dB를 적용하였을 때 제1 도래각 그룹의 검색범위는 $-114^\circ \sim -95^\circ$ 이며, 제2 도래각 그룹의 검색범위는 $61^\circ \sim 91^\circ$ 이다. Figure 2.17의 Capon 공간 스펙트럼을 통해 정해진 각 도래각 그룹에 빔공간 처리를 적용한 Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼은 Figure 2.18에서 확인할 수 있다. Figure 2.17의 Capon 공간 스펙트럼을 통해 추정된 제1 도래각 그룹에 존재하는 CW 신호와 FM 신호, 제2 신호 도래각 그룹에 존재하는 CW 신호와 AM 신호의 도래각에서 Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼의 결과가 피크값을 형성함을 확인할 수 있으며, 공간 스펙트럼의 피크값을 통해 도래각 그룹 내 존재하는 개별 신호의 도래각을 추정할 수 있다. Figure 2.19는 등간격 사각 배열 안테나를 적용하였을 때 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Beamspace MUSIC과 기존의 MUSIC 알고리즘의 검색범위를 제1 도래각 그룹과 제2 도래각 그룹에 한정 지어 도래각 추정 결과를 비교한 것이다. Figure 2.19를 통해 각 도래각 그룹에 존재하는 신호들의 도래각에서 두 알고리즘 모두 공간 스펙트럼이 피크값을 형성하는 것을 확인할 수 있으며, 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘이 MUSIC 알고리즘과 유사한 추정성능을 보임을 확인할 수 있다.

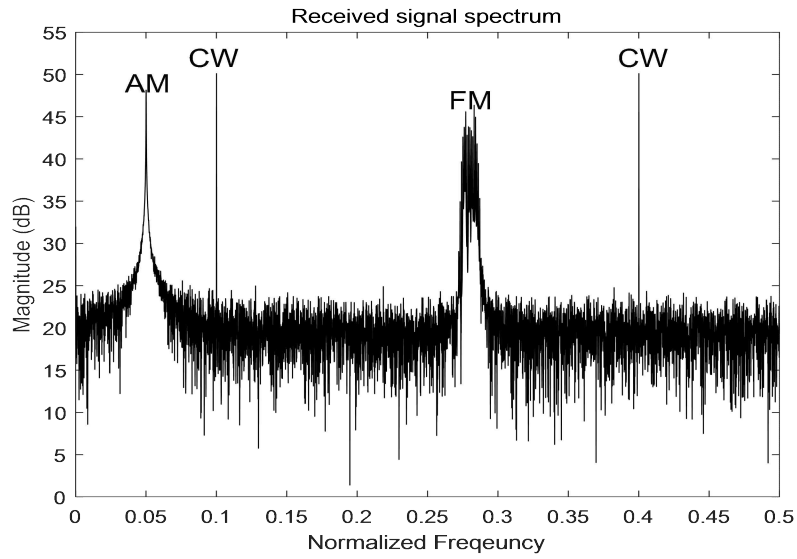


Figure 2.16 Received signal spectrum based on URA antenna

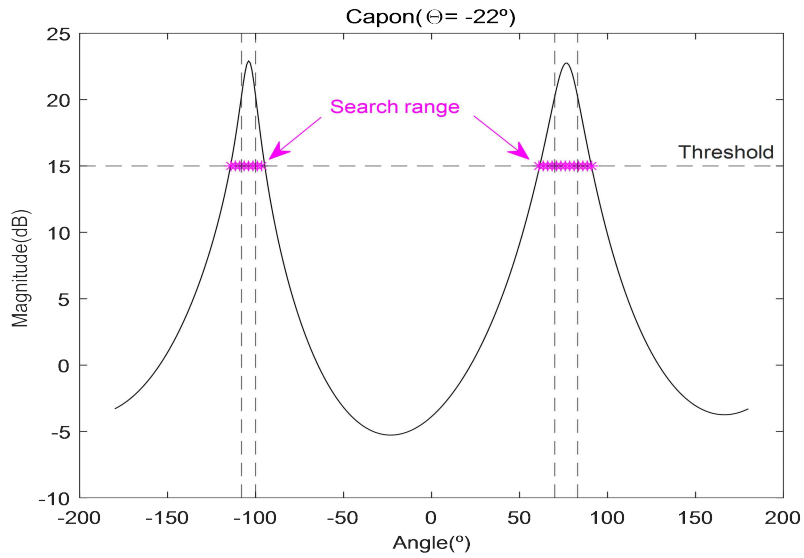


Figure 2.17 The spatial spectrum of Capon based on URA antenna

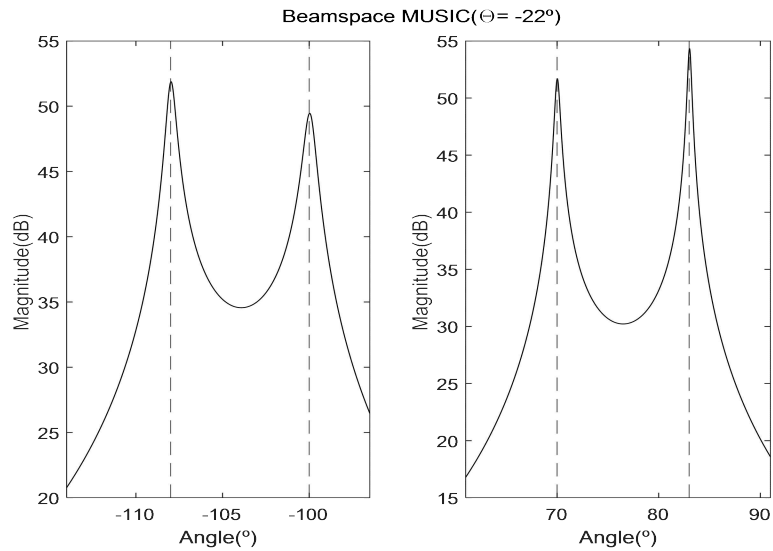


Figure 2.18 The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm based on URA antenna

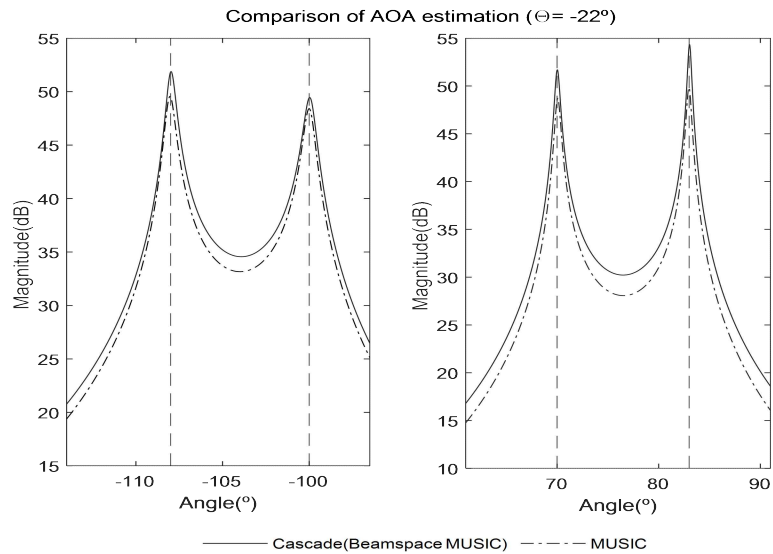


Figure 2.19 Comparison of URA antenna based AOA estimation performance of Beamspace MUSIC of the proposed cascade algorithm and the existing MUSIC algorithm

Figure 2.20은 16개의 안테나 소자로 구성된 등간격 원형 배열 안테나를 적용한 수신신호 스펙트럼을 나타낸다. 수신신호 스펙트럼을 통해 2개의 CW 신호, FM 신호, 2개의 WB 잡음 신호가 입사함을 확인할 수 있다. Figure 2.21은 등간격 원형 배열 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Capon 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 2.21의 세로 파선은 Table 2.5에 기입된 각 신호의 도래각을 나타내며, 제1 CW 신호와 제1 WB 잡음 신호가 제1 신호 도래각 그룹을 형성하고 있으며 FM 신호가 제2 신호 도래각 그룹을 형성하고 있으며 제2 CW 신호와 제2 WB 잡음 신호가 제3 신호 도래각 그룹을 형성하고 있는 것을 확인할 수 있다. 또한 도래각 그룹의 검색범위 설정을 위한 한계점으로 15dB를 적용하였을 때 제1 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $-111^{\circ} \sim -98^{\circ}$ 이며, 제2 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $9^{\circ} \sim 11^{\circ}$ 이며, 제3 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $122^{\circ} \sim 137^{\circ}$ 이다. Figure 2.21의 Capon 공간 스펙트럼을 통해 정해진 각 도래각 그룹에 빙공간 처리를 적용한 Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼은 Figure 2.22에서 확인할 수 있다. Figure 2.21의 Capon 공간 스펙트럼을 통해 추정된 제1 신호 도래각 그룹의 제1 CW 신호와 제1 WB 잡음 신호, 제2 신호 도래각 그룹의 FM 신호, 제3 신호 도래각 그룹의 제2 CW 신호와 제2 WB 잡음 신호의 도래각에서 Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼의 결과가 피크값을 형성함을 확인할 수 있으며, 공간 스펙트럼의 피크값을 통해 도래각 그룹 내 존재하는 개별 신호의 도래각을 추정할 수 있다. Figure 2.23은 등간격 원형 배열 안테나를 적용하였을 때 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Beamspace MUSIC과 기존의 MUSIC 알고리즘의 검색범위를 제1 도래각 그룹, 제2 도래각 그룹, 제3 도래각 그룹에 한정 지어 도래각 추정 결과를 비교한 것이다. Figure 2.23을 통해 각 도래각 그룹에 존재하는 신호들의 도래각에서 두 알고리즘 모두 공간 스펙트럼이 피크값을 형성하는 것을 확인할 수 있으며, 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘이 MUSIC 알고리즘과 거의 동일한 추정성능을 보임을 확인할 수 있다.

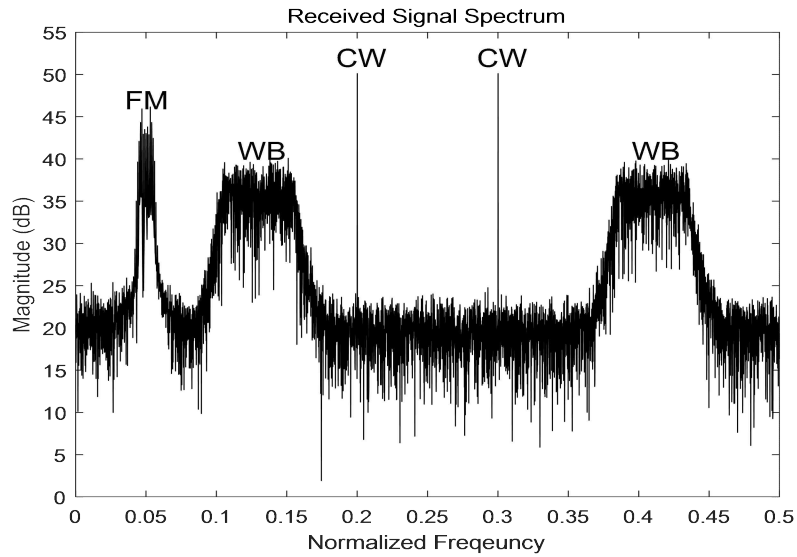


Figure 2.20 Received signal spectrum based on UCA antenna

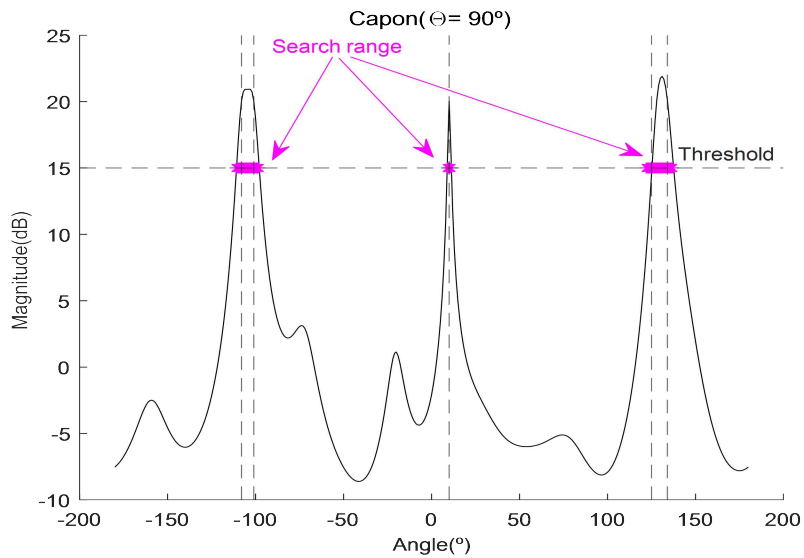


Figure 2.21 The spatial spectrum of Capon algorithm based on UCA antenna

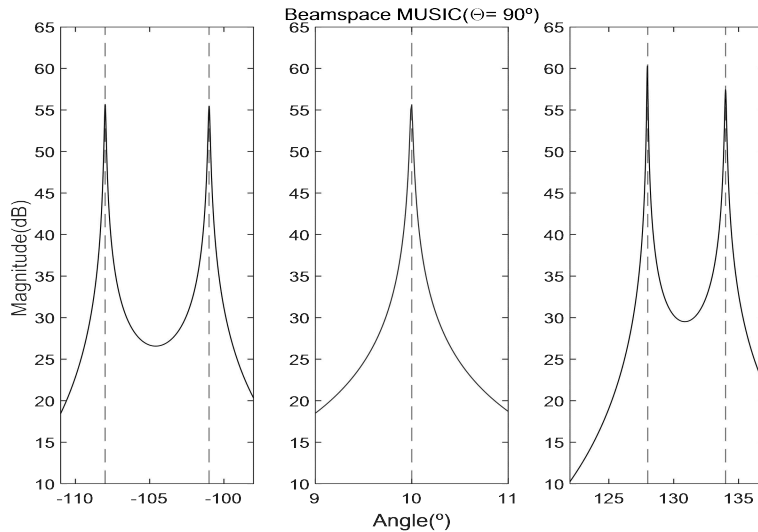


Figure 2.22 The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm based on UCA antenna

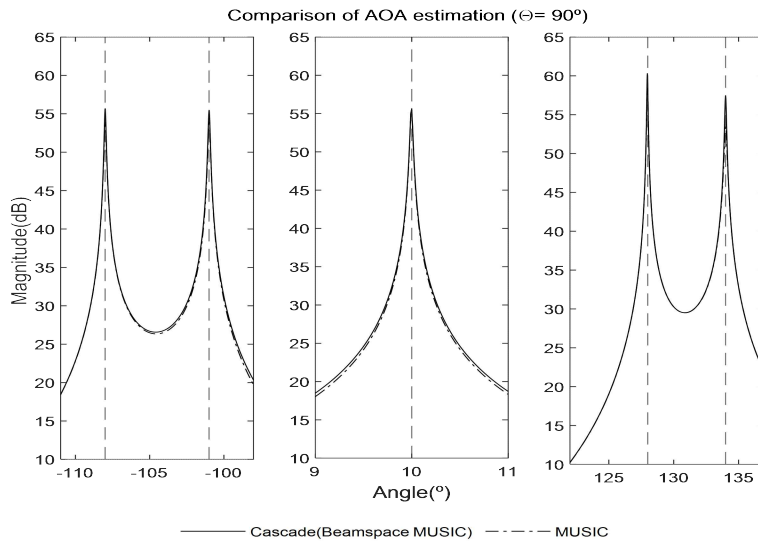


Figure 2.23 Comparison of UCA antenna based AOA estimation performance of Beamspace MUSIC of the proposed cascade algorithm and the existing MUSIC algorithm

Figure 2.24는 첫 번째와 두 번째 원형 배열에 각 8개의 안테나 소자가 배치된 동심원 배열 안테나를 적용한 수신신호 스펙트럼을 나타낸다. 수신신호 스펙트럼을 통해 AM 신호, CW 신호, FM 신호, 2개의 WB 잡음신호가 입사함을 확인할 수 있다. Figure 2.25는 동심원 배열 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Capon 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 2.25의 세로 파선은 Table 2.6에 나타난 각 신호의 도래각을 나타내며, FM 신호와 제1 WB 잡음 신호가 제1 신호 도래각 그룹을 형성하고 있으며, 제2 WB 잡음 신호가 제2 신호 도래각 그룹을 형성하고 있으며, AM 신호와 CW 신호가 제3 신호 도래각 그룹을 형성하고 있는 것을 확인할 수 있다. 또한 도래각 그룹의 검색범위 설정을 위한 한계점으로 15dB를 적용하였을 때 제1 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $-155^{\circ} \sim -143^{\circ}$ 이며, 제2 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $9^{\circ} \sim 11^{\circ}$ 이며, 제3 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $118^{\circ} \sim 127^{\circ}$ 이다. Figure 2.25의 Capon 공간 스펙트럼을 통해 정해진 각 도래각 그룹에 빙공간 처리를 적용한 Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼은 Figure 2.26에서 확인할 수 있다. Figure 2.25의 Capon 공간 스펙트럼을 통해 추정된 제1 신호 도래각 그룹의 FM 신호와 제1 WB 잡음 신호, 제2 신호 도래각 그룹의 제2 WB 잡음 신호, 제3 신호 도래각 그룹의 AM 신호와 CW 신호의 도래각에서 Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼의 결과가 피크값을 형성함을 확인할 수 있으며, 공간 스펙트럼의 피크값을 통해 도래각 그룹 내 존재하는 개별 신호의 도래각을 추정할 수 있다. Figure 2.27은 등간격 동심원 배열 안테나를 적용하였을 때 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Beamspace MUSIC과 기존의 MUSIC 알고리즘의 검색범위를 제1 도래각 그룹, 제2 도래각 그룹, 제3 도래각 그룹에 한정 지어 도래각 추정 결과를 비교한 것이다. Figure 2.27를 통해 각 도래각 그룹에 존재하는 신호들의 도래각에서 두 알고리즘 모두 공간 스펙트럼이 피크값을 형성하는 것을 확인할 수 있으며, 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘이 MUSIC 알고리즘과 유사한 추정성능을 보임을 확인할 수 있다.

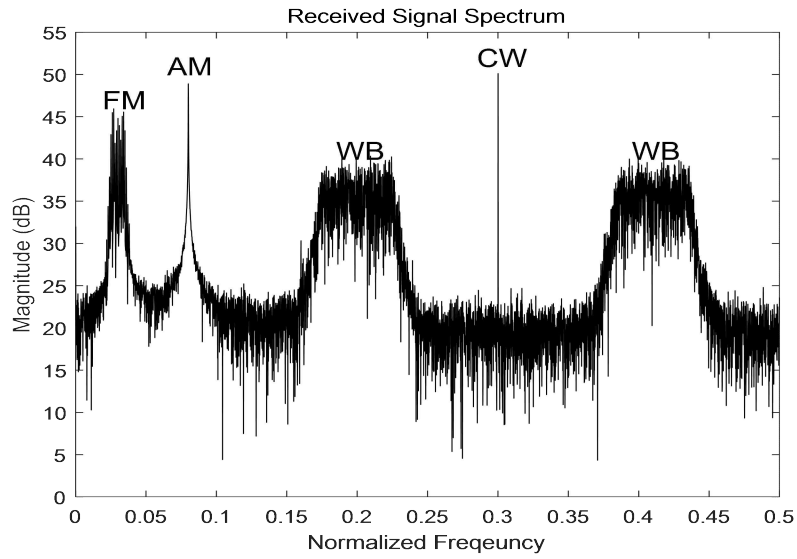


Figure 2.24 Received signal spectrum based on CCA antenna

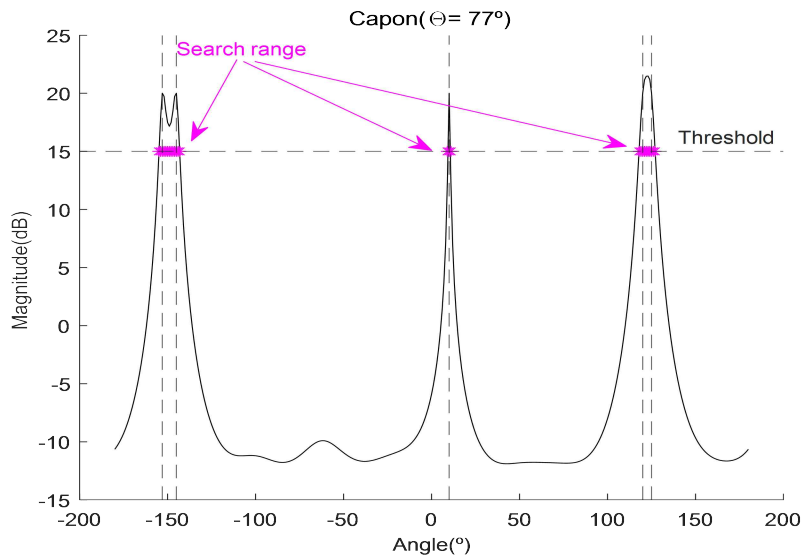


Figure 2.25 The spatial spectrum of Capon algorithm based on CCA antenna

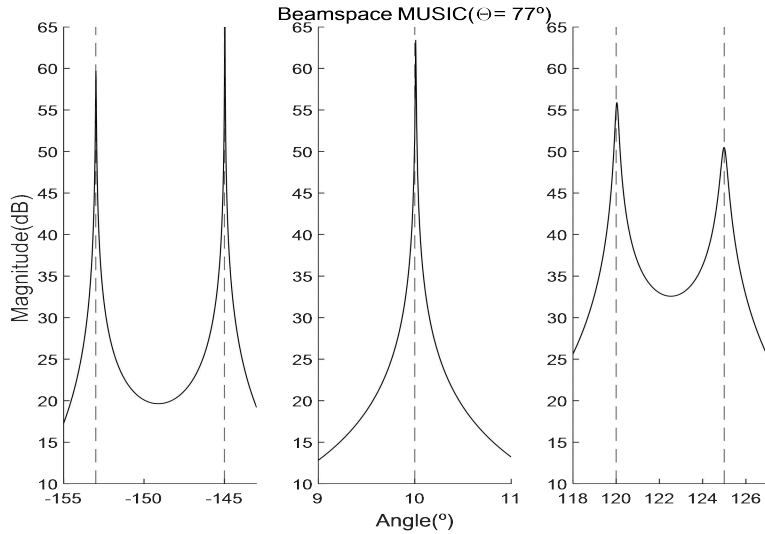


Figure 2.26 The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm based on CCA antenna

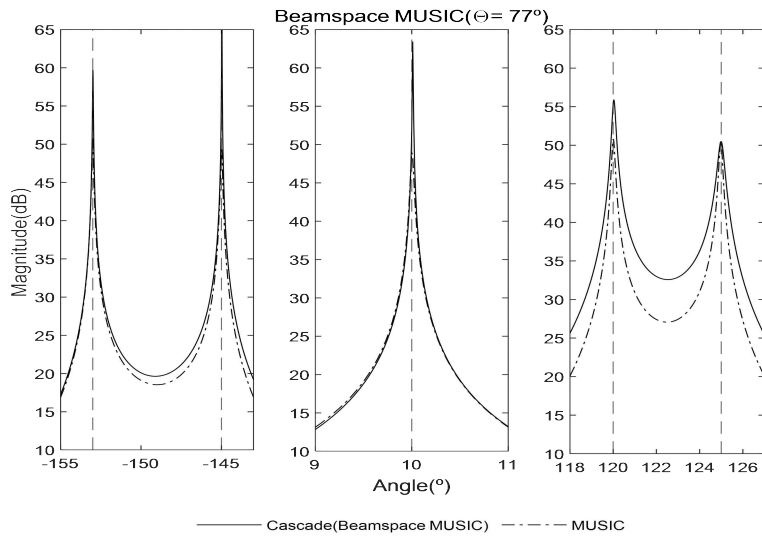


Figure 2.27 Comparison of CCA antenna based AOA estimation performance of Beamspace MUSIC of the proposed cascade algorithm and the existing MUSIC algorithm

Figure 2.28은 8개 안테나 소자가 배치된 등간격 사각 프레임 배열 안테나와 8개의 안테나 소자가 배치된 등간격 원형 배열 안테나로 구성된 통합 배열 안테나를 적용한 수신신호 스펙트럼을 나타낸다. 수신신호 스펙트럼을 통해 AM 신호, FM 신호, 2개의 WB 잡음 신호가 입사함을 확인할 수 있다. Figure 2.29는 통합 배열 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Capon 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 2.29의 세로 파선은 Table 2.7에 나타난 각 신호의 도래각을 나타내며, AM 신호와 제1 WB 잡음 신호가 제1 신호 도래각 그룹을 형성하고 있으며, FM 신호가 제2 신호 도래각 그룹을 형성하고 있으며, 제2 WB 잡음 신호가 제3 신호 도래각 그룹을 형성한 것을 확인할 수 있다. 또한 도래각 그룹의 검색범위 설정을 위한 한계점으로 15dB을 적용하였을 때 제1 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $-77^{\circ} \sim -67^{\circ}$ 이며, 제2 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $14^{\circ} \sim 16^{\circ}$ 이며, 제3 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $79^{\circ} \sim 81^{\circ}$ 이다. Figure 2.29의 Capon 공간 스펙트럼을 통해 정해진 각 도래각 그룹에 빔공간 처리를 적용한 Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼은 Figure 2.30에서 확인할 수 있다. Figure 2.29의 Capon 공간 스펙트럼을 통해 추정된 제1 신호 도래각 그룹의 AM 신호와 제1 WB 잡음 신호, 제2 신호 도래각 그룹의 FM 신호, 제3 신호 도래각 그룹의 제2 WB 잡음 신호의 도래각에서 Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼의 결과가 피크값을 형성함을 확인할 수 있으며, 공간 스펙트럼의 피크값을 통해 도래각 그룹 내 존재하는 개별 신호의 도래각을 추정할 수 있다. Figure 2.31은 통합 배열 안테나를 적용하였을 때 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Beamspace MUSIC과 기존의 MUSIC 알고리즘의 검색범위를 제1 도래각 그룹, 제2 도래각 그룹, 제3 도래각 그룹에 한정 지어 도래각 추정 결과를 비교한 것이다. Figure 2.31을 통해 각 도래각 그룹에 존재하는 신호들의 도래각에서 두 알고리즘 모두 공간 스펙트럼이 피크값을 형성하는 것을 확인할 수 있으며, 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘이 MUSIC 알고리즘과 유사한 추정성능을 보임을 확인할 수 있다.

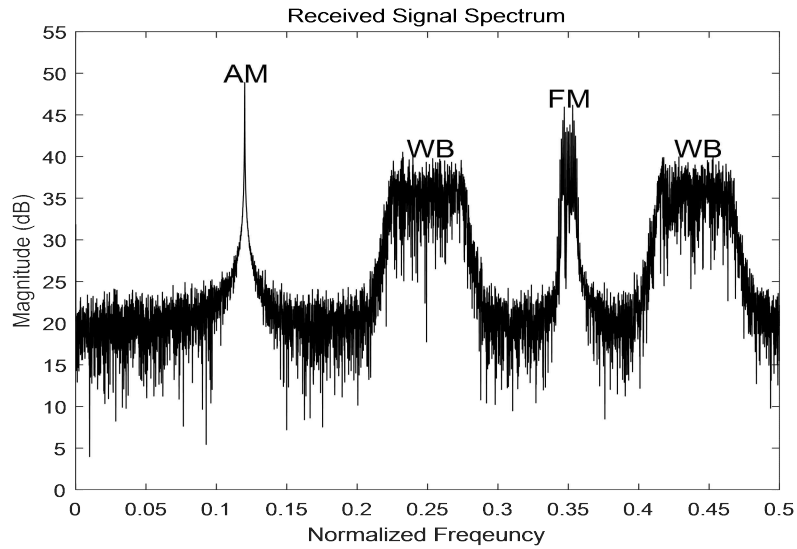


Figure 2.28 Received signal spectrum based on CA antenna

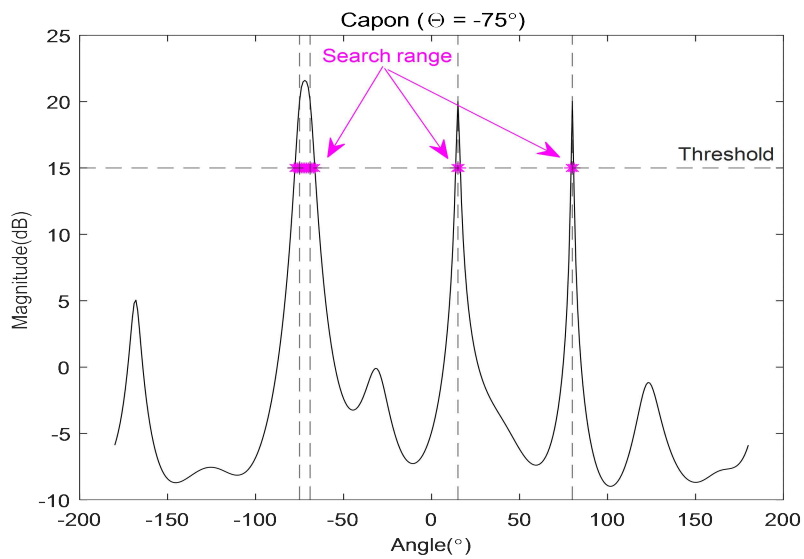


Figure 2.29 The spatial spectrum of Capon algorithm based on CA antenna

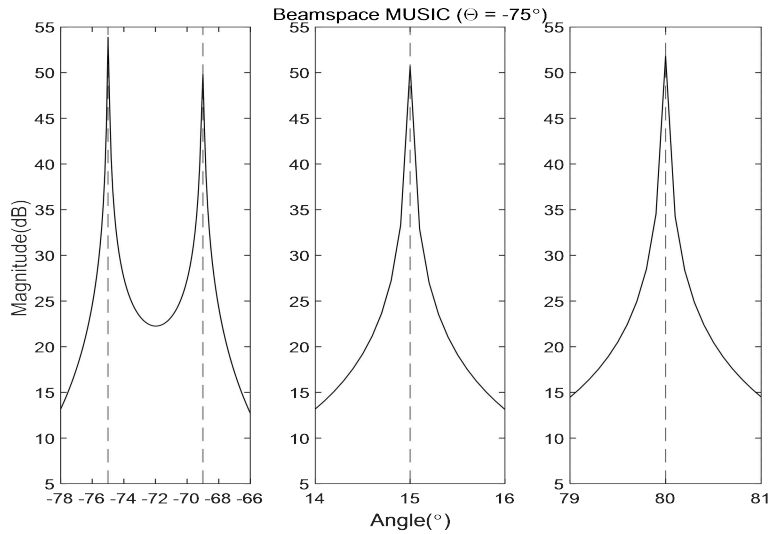


Figure 2.30 The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm based on CA antenna

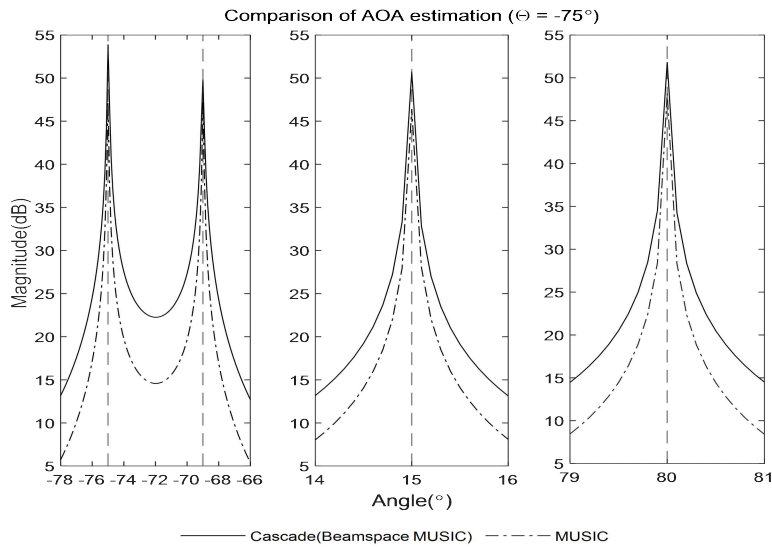


Figure 2.31 Comparison of CA antenna based AOA estimation performance of Beamspace MUSIC of the proposed cascade algorithm and the existing MUSIC algorithm

제4절 2장 요약

본 장에서는 도래각 추정을 위한 다양한 형태의 배열 안테나에 대한 수학적 모델을 소개하였고, 다양한 배열 안테나 모델을 적용할 수 있는 고분해능의 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 제안하였다. 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 구조는 Figure 2.11에서 확인할 수 있으며, Capon 알고리즘과 Beamspace MUSIC 알고리즘을 순차적으로 사용한다. 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 도래각 그룹 파악을 위해 도래각 추정성능은 다소 떨어지지만 낮은 복잡도를 갖는 Capon 알고리즘을 사용한다. 이후 Capon 알고리즘을 통해 추정된 도래각 그룹 내 세부 신호에 대한 정밀한 도래각 추정을 위해 Beamspace MUSIC 알고리즘을 사용한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정성능을 확인하였으며, 기존의 고분해능 도래각 추정 알고리즘인 MUSIC 알고리즘과 비교를 통해 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘이 MUSIC 알고리즘과 유사한 도래각 추정성능을 갖음을 확인하였다.

제3장 안테나 요소 ON/OFF 기능을 탑재한 Massive 사각 배열 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘

1장에서도 언급하였듯이 도래각 추정을 위해 다양한 배열 안테나가 적용될 수 있으며, 무선 통신 기술의 발달로 인해 밀리미터파 대역의 주파수를 이용할 수 있게 되면서 안테나는 소형화되고 이로 인해 이전 세대의 통신 기술과 비교하여 동일 면적에 더 많은 안테나 탑재가 가능하게 되었다. 이는 다수의 안테나 요소를 사용할 수 있음을 의미하고 늘어난 안테나 요소로 인해 간섭 제거, 신호 도래각 추정 등과 같은 빔형성 기술의 성능은 크게 향상되게 된다. 배열 안테나를 구성하는 안테나 요소의 개수 증가하면 도래각 추정 알고리즘의 성능은 더욱 정확해지지만, 알고리즘의 계산 부하는 매우 급격히 증가하게 된다. 기존의 도래각 추정 알고리즘은 전체 안테나 요소를 사용하고 전체 고도각 및 방위각 검색을 전제로 하고 있다. 언급한 2가지 요소로 인해 기존의 도래각 추정 알고리즘은 공간 스펙트럼 검색에서 매우 높은 계산복잡도를 가지게 된다. 이러한 높은 계산복잡도는 실시간 추정을 요구하는 레이더, 위성과 같은 시스템에는 부적합하다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 장에서는 FMRA 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 소개한다. FMRA 안테나는 안테나 요소 ON/OFF 기능을 탑재한 Massive 사각 배열 안테나로, 선택적으로 안테나 요소를 ON/OFF 시킴으로써 도래각 추정 성능은 유지하면서 다수의 안테나 요소를 사용할 시 발생할 수 있는 도래각 추정 알고리즘의 높은 계산복잡도 문제를 해결할 수 있다. 다음에서 FMRA 안테나의 기본 구조 및 이를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 기본 구조에 대해 설명한다. 또한 FMRA 안테나를 적용하기 위한 수학적 모델과 이를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 소개하고 도래각 추정 성능평가 결과를 제공한다.

제1절 FMRA 안테나 기본 구조

Figure 3.1은 FMRA 안테나의 예시를 나타낸다. Figure 3.1(a)는 전체 안테나 요소를 사용하는 경우이고, Figure 3.1(b)는 인접한 소수의 안테나 요소를 사용하는 경우이며 Figure 3.1(c)는 일정한 간격으로 이격된 소수의 안테나 요소만 사용하는 경우를 나타낸다. 정밀한 도래각 추정이 요구될 때는 전체 안테나 요소를 사용하는 Figure 3.1(a) 구조를 사용하게 되며 대략적인 도래각 그룹 추정이 요구될 때는 상황에 따라 인접한 소수의 안테나 요소를 사용하는 Figure 3.1(b) 구조를 사용하거나 일정한 간격으로 이격된 소수의 안테나 요소가 사용되는 Figure 3.1(c) 구조가 사용되게 된다.

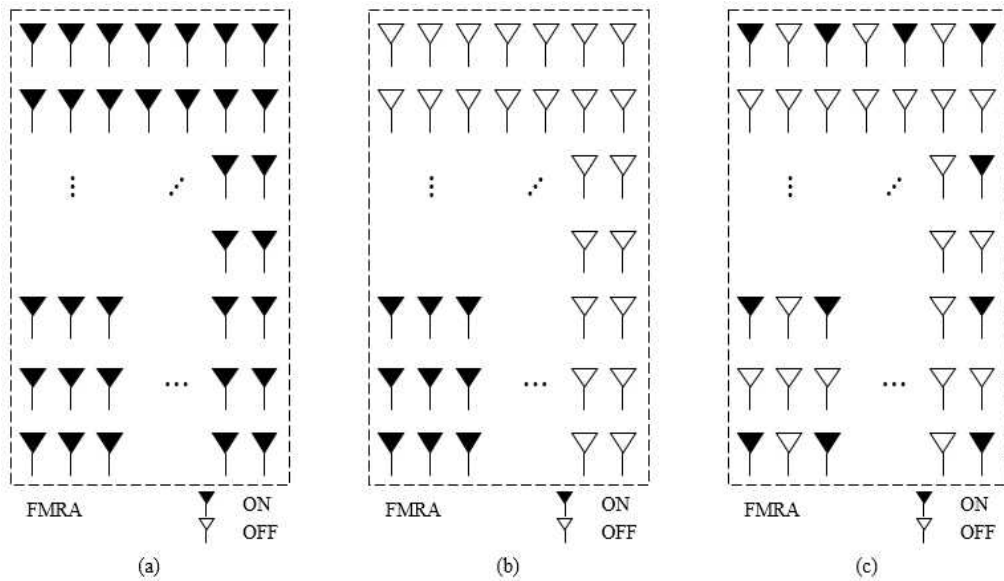


Figure 3.1 Examples of FMRA antenna: (a) turning on entire antenna elements, (b) turning on some concentrated array elements, (c) turning on some scattered array elements

제2절 FMRA 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘 기본 구조

본 절에서는 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 기본 구조에 대해 설명한다. Figure 3.2는 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 기본 구조를 나타내며, 다음의 2단계를 통해 신호의 도래각을 추정하게 된다.

1단계 : 상황에 따라 전체 안테나 소자 중 일부 소자가 사용된 Figure 3.1(b) 혹은 Figure 3.1(c)의 구조를 Capon 알고리즘에 적용하고, 빠르게 신호가 존재하는 1개 이상의 도래각 그룹을 추정한다.

2단계 : 전체 안테나 소자가 사용된 Figure 3.1(a)의 구조를 적용한 Beamspace MUSIC 알고리즘을 통해 Capon 알고리즘을 통해 추정된 도래각 그룹 내 존재하는 상세 신호 도래각을 추정한다.

FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 일차적으로 매우 낮은 복잡도를 가지면서 빠르게 신호가 존재한다고 추정되는 특정 고도각 및 방위각을 추정하기 위해 적은 수의 안테나 요소가 사용된 Capon 알고리즘을 사용하게 된다. 그 후 복잡도는 다소 늘어나지만 정밀한 도래각 검색을 위해 전체 안테나 요소를 사용한 Beamspace MUSIC 알고리즘을 일차로 추정된 특정 도래각 그룹에 적용하여 그룹 내 존재하는 세부 신호의 도래각을 추정하게 된다. 제안한 FMRA 기반 캐스케이드 알고리즘은 안테나 요소를 상황에 따라 선택적으로 사용하고, 특정 범위로 검색범위를 제한함으로써 기존 알고리즘이 지니는 다수의 안테나 요소를 사용할 때 발생하는 높은 계산복잡도 문제를 해결할 수 있다.

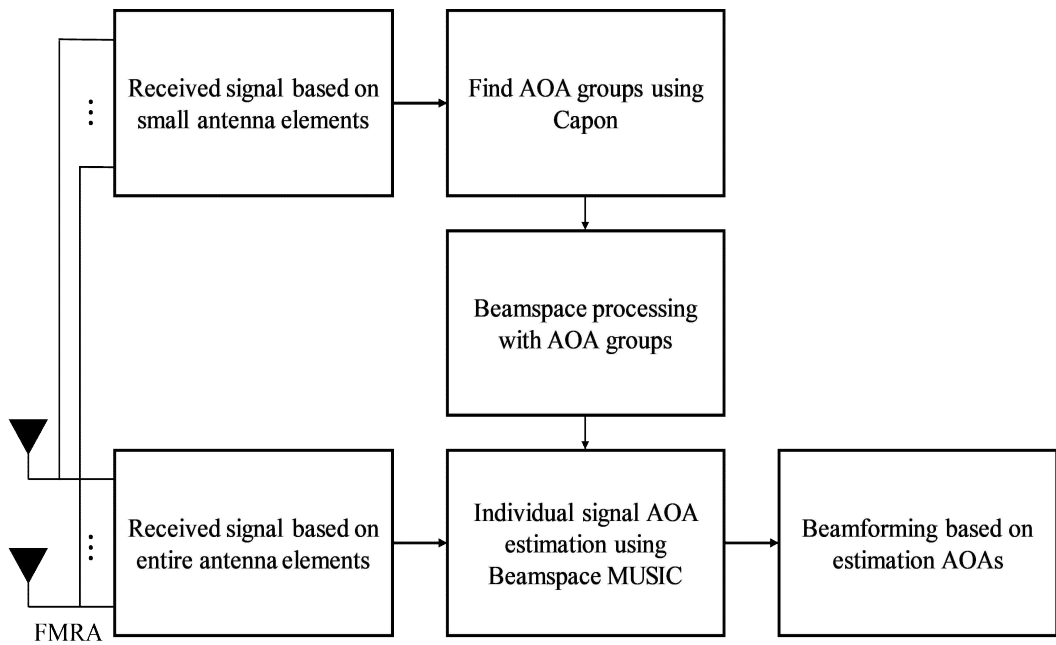


Figure 3.2 Structure of cascade AOA estimation algorithm based on FMRA antenna

제3절 FMRA 안테나 적용을 위한 수학적 모델

본 절에서는 2장에서 소개한 캐스케이드 알고리즘에 FMRA 안테나를 적용하기 위한 수신신호 모델과 안테나 모델을 포함하는 수학적 모델을 소개한다.

1. FMRA 안테나 모델

FMRA 안테나를 적용하기 위한 배열 응답 행렬(\mathbf{A}_{FMRA})는 식(2.3)과 동일하다. 단, 안테나를 구성하는 x 축의 안테나 요소(M)와 y 축의 안테나 요소(N)의 개수가 매우 크고, 상황에 따라 선택적으로 안테나 요소를 ON/OFF 할 수 있다. 식(2.3)을 다시 언급하면 식(3.1)과 같다.

$$\mathbf{A}_{FMRA} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\mu_1} & \cdots & e^{-j\mu_L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\mu_1} & \cdots & e^{-j(M-1)\mu_L} \\ e^{-j\nu_1} & \cdots & e^{-j\nu_L} \\ e^{-j(\mu_1+\nu_1)} & \cdots & e^{-j(\mu_L+\nu_L)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j((M-1)\mu_1+(N-1)\nu_1)} & \cdots & e^{-j((M-1)\mu_L+(N-1)\nu_L)} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

식(3.1)에서 μ_l 과 ν_l 은 식(2.4) 및 식(2.5)와 동일하며, 이를 다시 쓰면 식(3.2)와 식(3.3)과 같다.

$$\mu_l = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_l\cos\Phi_l \quad (3.2)$$

$$\nu_l = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_l\sin\Phi_l \quad (3.3)$$

2. FMRA 안테나가 적용된 수신신호 모델

수신기의 안테나 배열을 $D(D = M \times N)$ 개의 다수의 안테나 요소로 구성된 FMRA 안테나로 가정하면 다음의 두 가지 경우로 수신신호를 모델링 할 수 있다.

1. Figure 3.1(b) 또는 Figure 3.1(c)와 같이 일부 안테나 요소가 사용된 경우

$D_s(D_s = M_s \times N_s)$ 개의 안테나 요소로 구성된 수신기에 Adaptive White Gaussian Noise (AWGN)이 포함된 L 개의 신호가 입사한다고 가정하면, 이산 샘플 인덱스 k 에 대한 수신신호 벡터는 식(3.4)와 같이 정의된다.

$$\mathbf{r}_s(k) = \mathbf{A}_s \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}_s(k) \quad (3.4)$$

식(3.4)에서 \mathbf{A}_s 는 배열 응답 행렬이고 식(3.1)의 FMRA 안테나 모델이 적용되거나 D_s 크기의 배열이 사용된다. $\mathbf{s}(k)$ 는 L 크기의 신호 벡터이고, $\mathbf{n}(k)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 independent and identically distributed (i.i.d) 특성의 D_s 크기를 가지는 잡음 벡터이다.

2. Figure 3.1(a)와 같이 전체 안테나 요소가 사용된 경우

$D(D = M \times N)$ 개의 안테나 요소로 구성된 수신기에 AWGN이 포함된 L 개의 신호가 입사한다고 가정하면, 이산 샘플 인덱스 k 에 대한 수신신호 벡터는 식(3.5)와 같이 정의된다.

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{A} \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (3.5)$$

식(3.5)에서 \mathbf{A} 는 $D \times L$ 크기의 배열 응답 행렬이고 식(3.1)의 FMRA 안테나 모델이 적용된다. $\mathbf{s}(k)$ 는 L 크기의 신호 벡터이고, $\mathbf{n}(k)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 i.i.d 특성의 D 크기를 가지는 잡음 벡터이다.

제4절 FMRA 안테나가 적용된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘

본 절에서는 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 알고리즘에 대해 상세히 소개한다. 제안한 FMRA 기반 캐스케이드 알고리즘은 적은 수의 안테나 요소를 사용한 수신 신호 모델을 Capon 알고리즘에 적용하여 신속하게 신호가 존재하는 대략적인 신호 도래각 그룹을 추정하게 된다. Capon 알고리즘을 통해 빠르게 추정된 신호 도래각 그룹 내 개별 신호의 세밀한 도래각 추정을 위해 전체 안테나 요소가 사용된 수신 신호 모델이 적용된 Beamspace MUSIC을 사용한다. Beamspace MUSIC의 공간 스펙트럼의 피크값들을 통해 개별 신호의 도래각을 정확히 추정할 수 있다. 제안한 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 Table 3.1과 같이 요약되며, 알고리즘의 순서도는 Figure 3.3에 나타나 있다.

Table 3.1 Summary of FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm

- | |
|--|
| <ol style="list-style-type: none"> 1. Capon algorithm is performed based on the modeled received signal vector ($\mathbf{r}_s(k)$) using a small number of antenna elements. 2. Estimating multiple signal AOA groups in which one or more signals exist through the spatial spectrum of Capon algorithm and determining the search range of the estimated AOA group 3. Perform Beamspace MUSIC algorithm based on the modeled received signal vector ($\mathbf{r}(k)$) using the entire antenna element 4. Estimation of detailed signal AOA within the estimated AOA group through spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm |
|--|

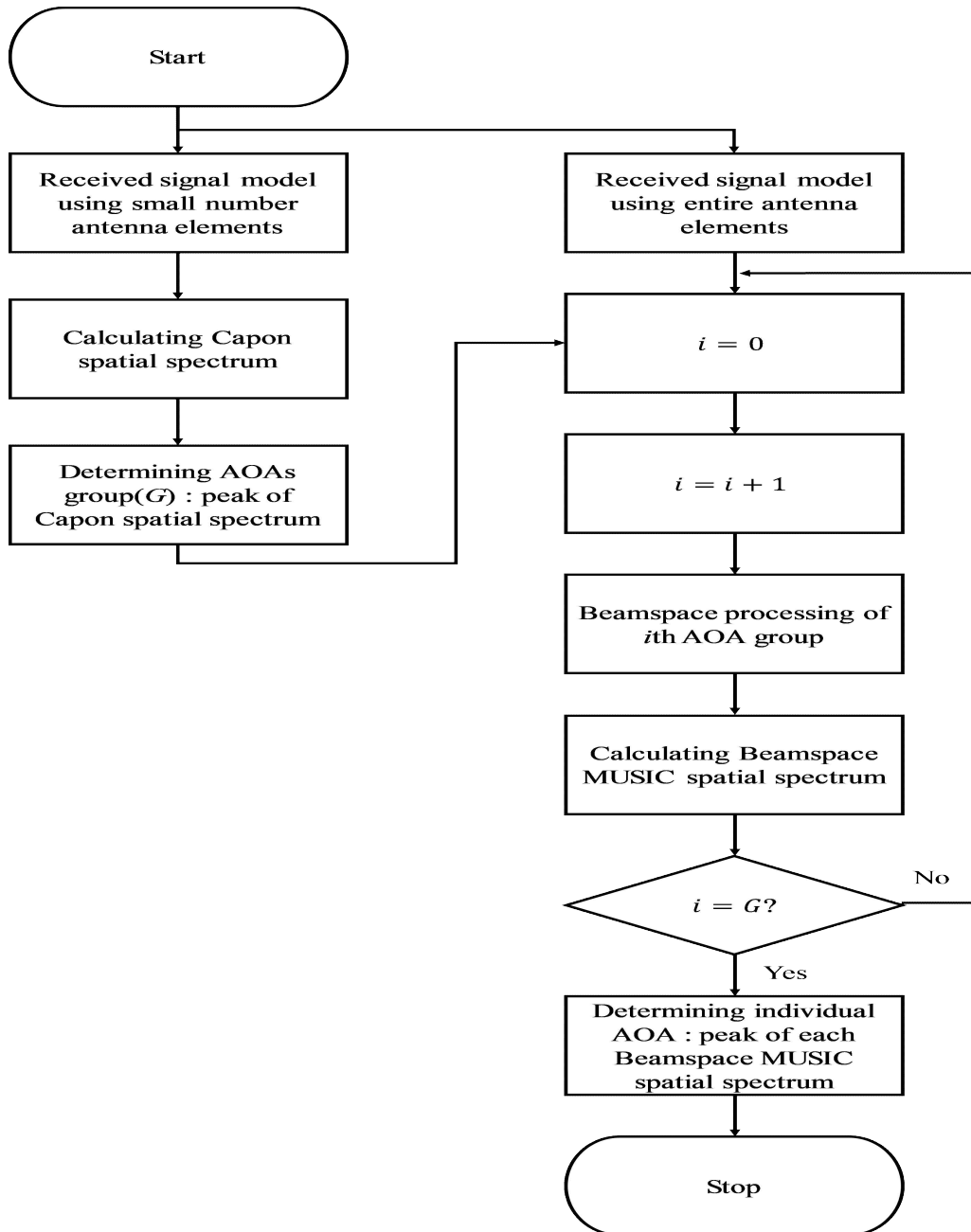


Figure 3.3 Flow chart of the FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm

1. 도래각 그룹 추정을 위한 Capon

적은 수의 안테나 요소를 사용하여 빠르게 신호가 존재하는 도래각 그룹을 추정하기 위한 Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼은 식(3.5)로 정의된다.

$$P_C(\theta, \phi) = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta, \phi)^H \mathbf{R}_C^{-1} \mathbf{a}(\theta, \phi)} \quad (3.5)$$

식(3.5)에서 $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ 는 특정 θ 와 ϕ 에 대한 배열 응답 벡터이고, \mathbf{R}_C^{-1} 는 적은 수의 안테나 요소가 사용된 수신신호 벡터의 공분산 행렬 ($\mathbf{R}_C = E[\mathbf{r}_s(k)\mathbf{r}_s^H(k)]$)의 역행렬을 나타낸다. 식(3.5)의 스펙트럼의 피크값을 신호의 도래각 그룹으로 결정하며 도래각 그룹에 대한 검색범위는 특정 한계점을 설정하여 결정하게 된다.

2. 개별 도래각 추정을 위한 Beamspace MUSIC

Capon을 통해 추정된 도래각 그룹 내 개별 신호의 도래각 추정을 위해 전체 안테나 요소를 사용한 Beamspace MUSIC 알고리즘을 사용하게 된다. Beamspace MUSIC 알고리즘을 수행하기 위해 먼저 빙공간 출력을 구해야 한다. 빙공간 출력은 식(3.6)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{B}^H \mathbf{r}(k) \quad (3.6)$$

식(3.6)에서 \mathbf{B} 는 빙공간 변환 행렬이며 FMRA 안테나인 경우 식(2.22)와 동일하며 이를 다시 언급하면 식(3.7)과 같다.

$$\mathbf{B} = \frac{1}{\sqrt{MN}} \mathbf{B}_N \otimes \mathbf{B}_M \quad (3.7)$$

식(3.7)에서 각 축의 빙공간 변환 행렬 \mathbf{B}_N 과 \mathbf{B}_M 은 식(2.23)과 식(2.24)와 동일하며, 이를 다시 언급하면 식(3.8)과 식(3.9)와 같다.

$$\mathbf{B}_N = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_1)}{N}} & e^{-j\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_2)}{N}} & \cdots & e^{-j\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_{end})}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(N-1)\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_1)}{N}} & e^{-j(N-1)\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_2)}{N}} & \cdots & e^{-j(N-1)\pi \frac{2(\zeta - \mathbf{s}_{end})}{N}} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\mathbf{B}_M = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_1)}{M}} & e^{-j\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_2)}{M}} & \cdots & e^{-j\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_{end})}{M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_1)}{M}} & e^{-j(M-1)\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_2)}{M}} & \cdots & e^{-j(M-1)\pi \frac{2(v - \mathbf{s}_{end})}{M}} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼 계산을 위해서 빗공간 잡음 부공간 행렬을 요구하게 된다. 빗공간 잡음 부공간은 빗공간 공분산 행렬의 고유치 분해를 통해 얻어질 수 있으며 이를 위한 빗공간 공분산 행렬은 식(3.10)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{R}_B = E[\mathbf{y}(k)\mathbf{y}^H(k)] \quad (3.10)$$

빗공간 잡음 부공간을 이용하여 계산되는 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼은 식(3.11)과 같이 정의된다.

$$P_{BM}(\Theta, \Phi) = \frac{1}{\mathbf{a}_B^H(\Theta, \Phi) \boldsymbol{\chi}_B \mathbf{a}_B(\Theta, \Phi)} \quad (3.11)$$

식(3.11)에서 $\mathbf{a}_B(\Theta, \Phi) = \mathbf{B}\mathbf{a}(\Theta, \Phi)$ 는 빗공간 배열 응답 벡터를 나타내고, $\boldsymbol{\chi}_B = \mathbf{E}_{BN} \mathbf{E}_{BN}^H$ 이고 \mathbf{E}_{BN} 은 잡음 고유벡터 행렬이다. 식(3.11)의 피크값을 도래각 그룹 내 존재하는 신호의 개별 도래각으로 추정하게 된다.

제5절 FMRA 안테나가 적용된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정 성능평가

본 절에서는 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정성능평가를 위한 컴퓨터 시뮬레이션 시나리오와 해당 시나리오를 바탕으로 한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 제시하고 분석한다. 도래각 추정성능 비교를 위해 기존의 고분해능 알고리즘인 MUSIC 알고리즘과 전체 범위를 검색하는 Only Beamspace MUSIC 알고리즘을 도래각 추정 비교군 알고리즘으로 설정하고 도래각 추정성능을 비교한 시뮬레이션 결과를 제공한다.

1. 도래각 추정 성능평가를 위한 시뮬레이션 시나리오

본 항에서는 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 성능평가를 위한 컴퓨터 시뮬레이션을 제공한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 위해 [100, 101]에서 제안한 신호 모델이 사용되었으며, AM, CW, FM, WB 잡음 신호와 AWGN을 고려하였다. 시뮬레이션 시나리오에서 각 신호를 재밍(jamming) 신호라고 가정하므로 시뮬레이션에 사용된 4가지 신호가 갖는 고유 주파수 대역이 아닌 다른 주파수 대역에 신호가 존재할 수 있다. 또한 성능평가를 위한 FMRA 안테나를 구성하는 안테나 요소의 개수는 10×10 으로 가정하였고 Capon 알고리즘은 Figure 3.1(b) 구조의 인접한 4×4 안테나 요소를 사용하며 빠른 도래각 그룹 검색을 위해 1° 의 분해능이 적용된다. Beamspace MUSIC 알고리즘은 Figure 3.1(a) 구조의 모든 안테나 요소를 사용하며 세밀한 도래각 추정을 위해 0.01° 의 분해능이 적용된다. 모든 시나리오에서 신호의 SNR은 20dB로 가정하며, 도래각 그룹 결정을 위한 Capon 알고리즘의 임계치는 15dB을 적용한다. 수신신호 모델링을 위한 각 시나리오의 신호 매개변수는 Table 3.2 ~ Table 3.5에 요약되어 있다. Table 3.2 ~ Table 3.5에서 θ 는 고도각, ϕ 는 방위각, f_c 는 정규화된 반송주파수, M_I 는 변조 지수, M_f 는 변조 주파수를 나타낸다. 시뮬레이션을 위해 다음의 4가지 시나리오를 고려하였다.

시나리오 1 : 동일한 고도각과 서로 다른 방위각을 갖는 3개의 도래각 그룹

시나리오 2 : 동일한 고도각과 서로 다른 방위각을 갖는 2개의 도래각 그룹

시나리오 3 : 동일한 고도각과 서로 다른 방위각을 갖는 1개의 도래각 그룹

시나리오 4 : 서로 다른 고도각과 방위각을 갖는 3개의 도래각 그룹

Table 3.2 Signal parameters for the first scenario

Signal	θ°	ϕ°	f_c	M_I	M_f
AM	50	30	0.13	0.03	-
AM	50	135	0.44	0.03	-
CW	50	-120	0.3	-	-
FM	50	-117	0.25	0.05	0.001
FM	50	34	0.35	0.05	0.001
FM	50	130	0.4	0.05	0.001
WB	50	-114	0.06	-	-

Table 3.3 Signal parameters for the second scenario

Signal	θ°	ϕ°	f_c	M_I	M_f
AM	-20	60	0.3	0.03	-
CW	-20	-50	0.1	-	-
CW	-20	-40	0.4	-	-
WB	-20	-45	0.05	-	-
WB	-20	50	0.18	-	-
WB	-20	55	0.45	-	-

Table 3.4 Signal parameters for the third scenario

Signal	θ°	ϕ°	f_c	M_I	M_f
AM	-40	68	0.13	0.03	-
AM	-40	62	0.33	0.03	-
FM	-40	86	0.01	0.05	0.001
FM	-40	80	0.45	0.05	0.001
WB	-40	74	0.25	-	-

Table 3.5 Signal parameters for the fourth scenario

Signal	θ°	ϕ°	f_c	M_I	M_f
AM	50	39	0.05	0.03	-
AM	-25	65	0.13	0.03	-
CW	-40	-55	0.3	-	-
FM	-40	-50	0.22	0.05	0.001
FM	50	35	0.35	0.05	0.001

2. 도래각 추정 결과 및 분석

제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정 성능 비교를 위해 MUSIC 알고리즘과 전 범위를 검색하는 Beamspace MUSIC 알고리즘을 비교군으로 설정하였으며, 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Beamspace MUSIC과 혼선을 피하고자 전 범위를 검색하는 Beamspace MUSIC 알고리즘을 Only Beamspace MUSIC으로 표시한다. 또한 각 알고리즘의 공간 스펙트럼 결과의 세로 파선은 신호의 도래각을 나타낸다. Figure 3.4는 첫 번째 시나리오에 대한 FMRA 안테나로 입사하는 수신신호의 스펙트럼을 나타낸다. 수신신호 스펙트럼을 살펴보면 2개의 AM 신호, CW 신호, 3개의 FM 신호, WB 잡음 신호가 Table 3.2에서 가정한 정규화된 반송주파수에 위치함을 확인할 수 있다. Figure 3.5는 FMRA 안테나 중 인접한 4×4 안테나 소자를 사용한 Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 3.5의 공간 스펙트럼을 통해 총 3개의 신호 도래각 그룹이 존재함을 확인할 수 있으며, 도래각 그룹의 검색범위 설정을 위한 한계점으로 15dB을 적용하였을 때 제1 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $-124^\circ \sim -111^\circ$ 이며, 제2 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $27^\circ \sim 37^\circ$ 이며, 제3 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $127^\circ \sim 138^\circ$ 이다. Capon 알고리즘을 통해 추정된 신호 도래각 그룹 내 세부 신호 도래각 추정을 위해 전체 안테나 요소가 사용된 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼은 Figure 3.6에 나타나 있다. Figure 3.6의 결과를 통해 각 도래각 그룹에 존재하는 신호의 도래각에서 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼이 피크값을 형성함을 확인할 수 있다. Figure 3.7은 FMRA 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘과 MA 안테나를 적용한 기존의 MUSIC 알고리즘, Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 검색범위를 제1 도래각 그룹, 제2 도래각 그룹, 제3 도래각 그룹에 한정 지어 도래각 추정 결과를 비교한 것이다. 세 알고리즘 모두 각 신호 도래각 그룹에 존재하는 개별 신호의 도래각에서 공간 스펙트럼의 피크값을 가지는 것을 확인할 수 있다.

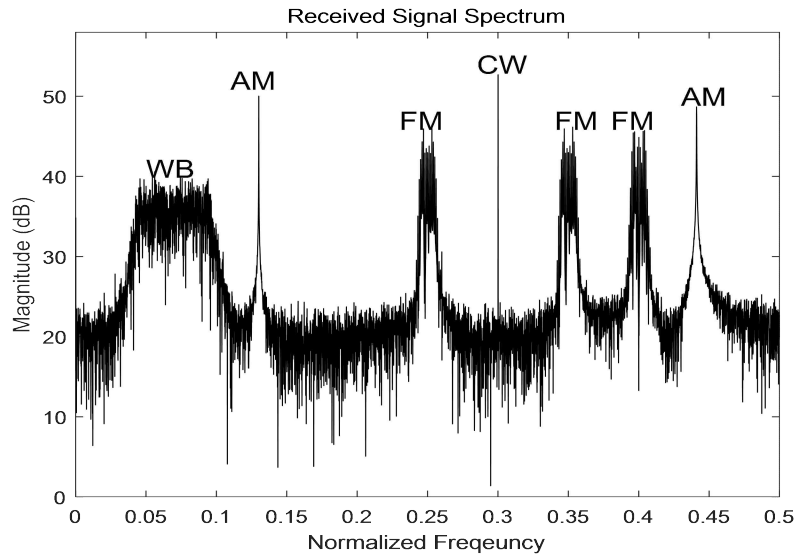


Figure 3.4 Spectrum of the received signal for the first scenario

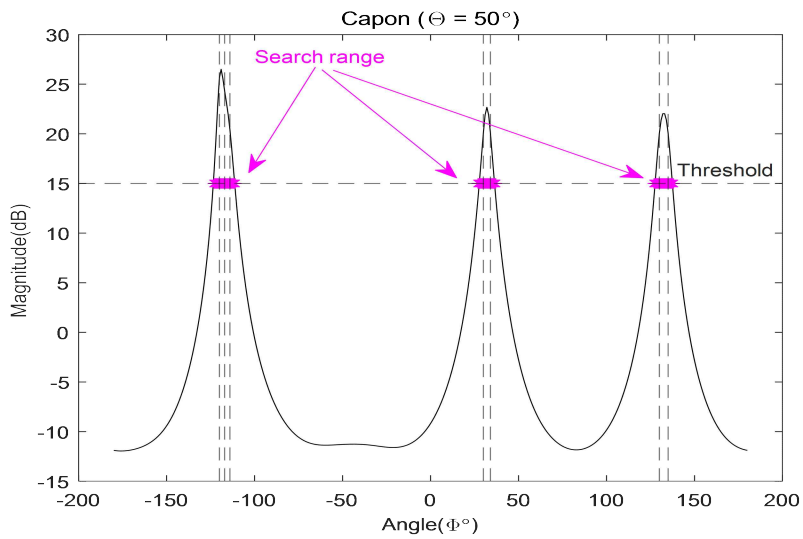


Figure 3.5 The spatial spectrum of the Capon algorithm using 4x4 antenna elements for the first scenario

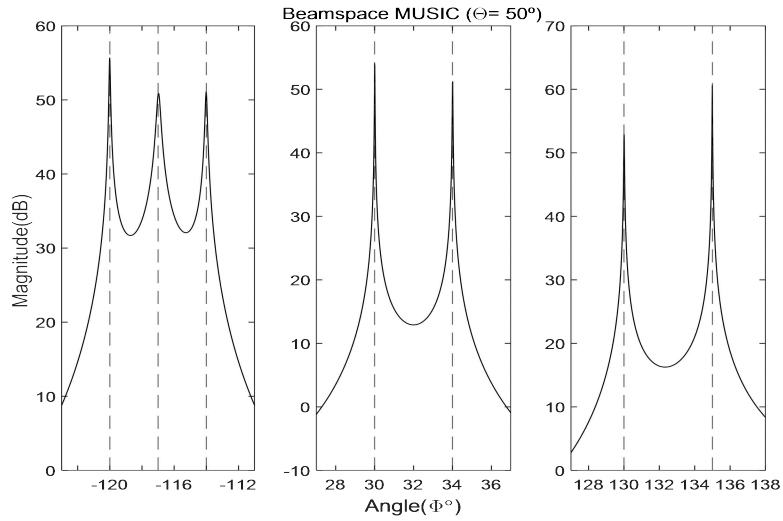


Figure 3.6 The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm using entire antenna elements for the first scenario

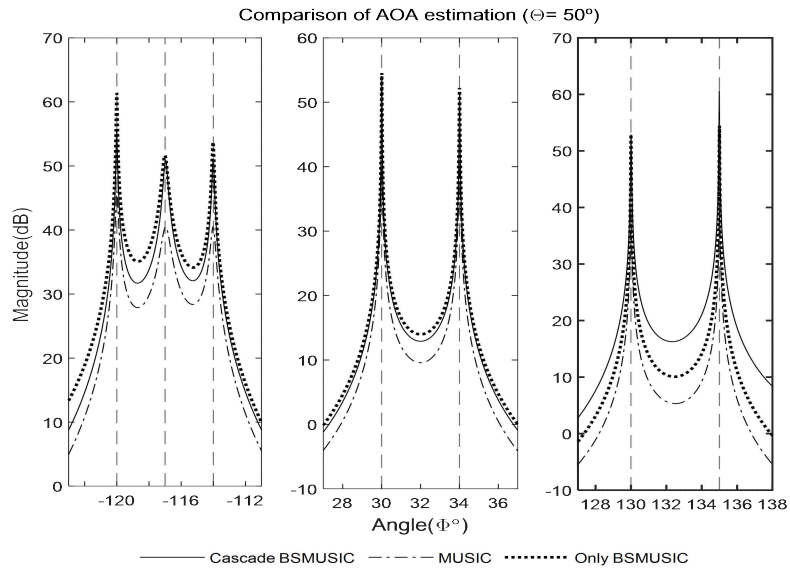


Figure 3.7 Comparison of AOA estimation performance of the proposed cascade AOA estimation algorithm(Beamspace MUSIC), MUSIC, and Only Beamspace MUSIC for the first scenario

Figure 3.8은 두 번째 시나리오에 대한 FMRA 안테나로 입사하는 수신신호의 스펙트럼을 나타낸다. 수신신호 스펙트럼을 통해 AM 신호, 2개의 CW 신호, 3개의 WB 잡음 신호가 Table 3.3에서 가정한 정규화된 반송주파수에 위치함을 확인할 수 있다. Figure 3.9는 FMRA 안테나 중 인접한 4×4 안테나 소자를 사용한 Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 3.9의 공간 스펙트럼을 통해 총 2개의 신호 도래각 그룹이 존재함을 확인할 수 있으며, 도래각 그룹의 검색범위 설정을 위한 한계점으로 15dB을 적용하였을 때 제1 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $-56^\circ \sim -34^\circ$ 이며, 제2 신호 도래각 그룹의 검색범위는 $43^\circ \sim 56^\circ$ 이다. Capon 알고리즘을 통해 추정된 신호 도래각 그룹 내 세부 신호 도래각 추정을 위해 전체 안테나 요소가 사용된 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼은 Figure 3.10에 나타나 있다. Figure 3.10의 결과를 통해 각 도래각 그룹에 존재하는 신호의 도래각에서 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼이 피크값을 형성함을 확인할 수 있으나, 2개의 그룹에 신호가 퍼져서 존재하기 때문에 각 신호를 구별하기 위한 각 피크값 사이의 깊이 값이 다소 감소한 경향을 보인다. Figure 3.11은 FMRA 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘과 MA 안테나를 적용한 기존의 MUSIC 알고리즘, Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 검색범위를 제1 도래각 그룹, 제2 도래각 그룹에 한정 지어 도래각 추정 결과를 비교한 것이다. 세 알고리즘 모두 각 신호 도래각 그룹에 존재하는 개별 신호의 도래각에서 공간 스펙트럼의 피크값을 가지는 것을 확인할 수 있으나, Only Beamspace MUSIC이 가장 높은 피크값을 가지며 MUSIC 알고리즘이 가장 낮은 피크값을 보인다.

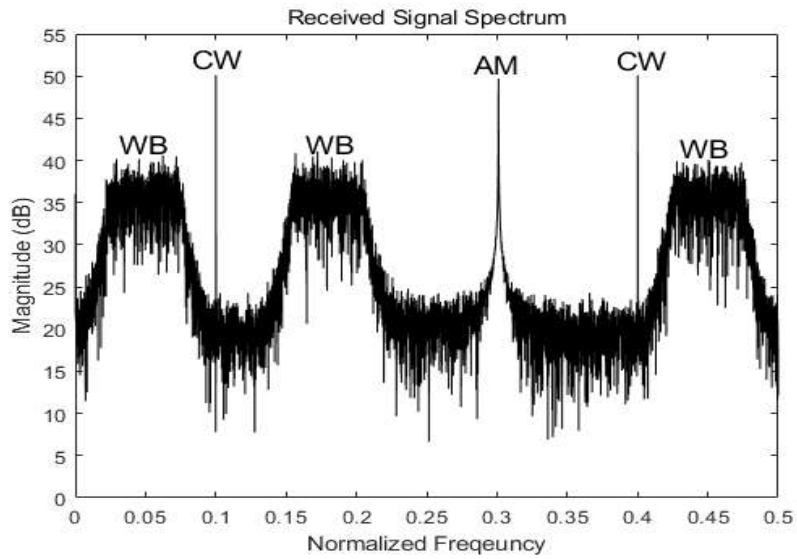


Figure 3.8 Spectrum of the received signal for the second scenario

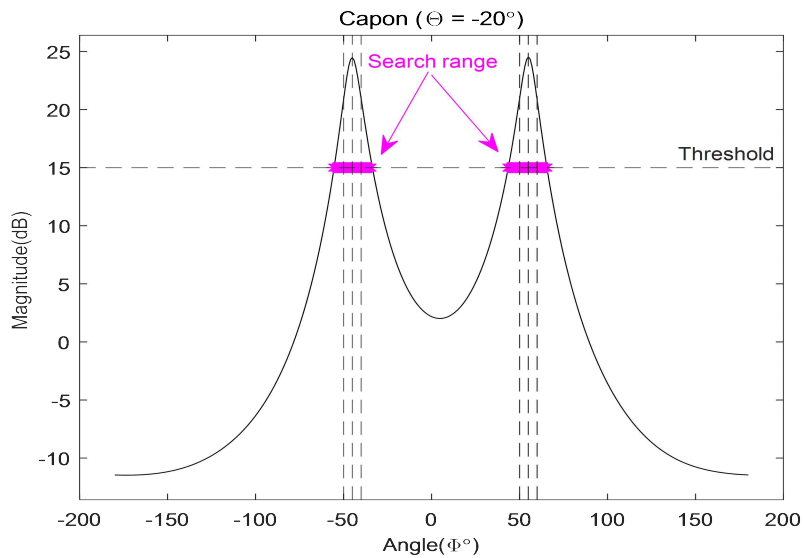


Figure 3.9 The spatial spectrum of the Capon algorithm using 4x4 antenna elements for the second scenario

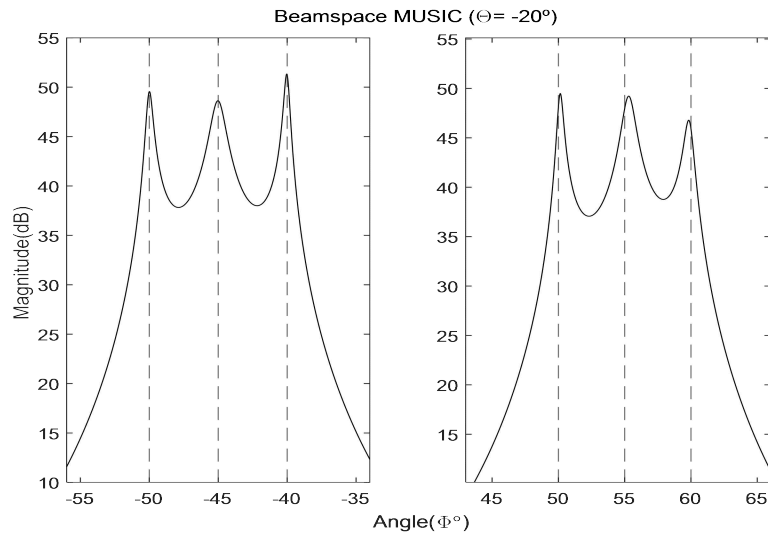


Figure 3.10 The partial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm using entire antenna elements for the second scenario

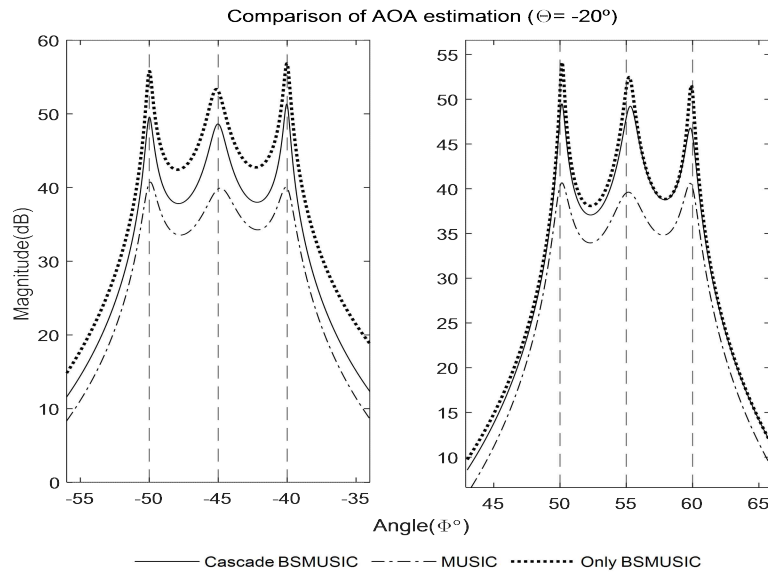


Figure 3.11 Comparison of AOA estimation performance of the proposed cascade AOA estimation algorithm (Beamspace MUSIC), MUSIC, and Only Beamspace MUSIC for the second scenario

Figure 3.12는 세 번째 시나리오에 대한 FMRA 안테나로 입사하는 수신신호의 스펙트럼을 나타낸다. 수신신호 스펙트럼을 통해 2개의 AM 신호, 2개의 FM 신호, WB 잡음 신호가 Table 3.4에서 가정한 정규화된 반송주파수에 위치함을 확인할 수 있다. Figure 3.13은 FMRA 안테나 중 인접한 4×4 안테나 소자를 사용한 Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 3.13의 공간 스펙트럼을 통해 5개의 신호가 하나의 신호 도래각 그룹을 이루고 있는 것을 확인할 수 있으며, 도래각 그룹의 검색범위 설정을 위한 한계점으로 15dB을 적용하였을 때 도래각 그룹의 검색범위는 $58^\circ \sim 90^\circ$ 이다. Capon 알고리즘을 통해 추정된 신호 도래각 그룹 내 세부 신호 도래각 추정을 위해 전체 안테나 요소가 사용된 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼은 Figure 3.14에 나타나 있다. Figure 3.14의 결과를 통해 도래각 그룹에 존재하는 각 신호의 도래각에서 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼이 피크값을 형성함을 확인할 수 있으나, 1개의 그룹에 다수의 신호가 존재하기 때문에 각 신호를 구별하기 위한 각 피크값 사이의 깊이값이 다소 감소한 경향을 보인다. Figure 3.15는 FMRA 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘과 MA 안테나를 적용한 기존의 MUSIC 알고리즘, Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 검색범위를 도래각 그룹에 한정 지어 도래각 추정 결과를 비교한 것이다. 세 알고리즘 모두 각 신호 도래각 그룹에 존재하는 개별 신호의 도래각에서 공간 스펙트럼의 피크값을 가지는 것을 확인할 수 있으나, Only Beamspace MUSIC과 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 유사한 도래각 추정성능을 보이지만, MUSIC 알고리즘의 도래각 추정성능은 다소 떨어지는 경향을 나타낸다.

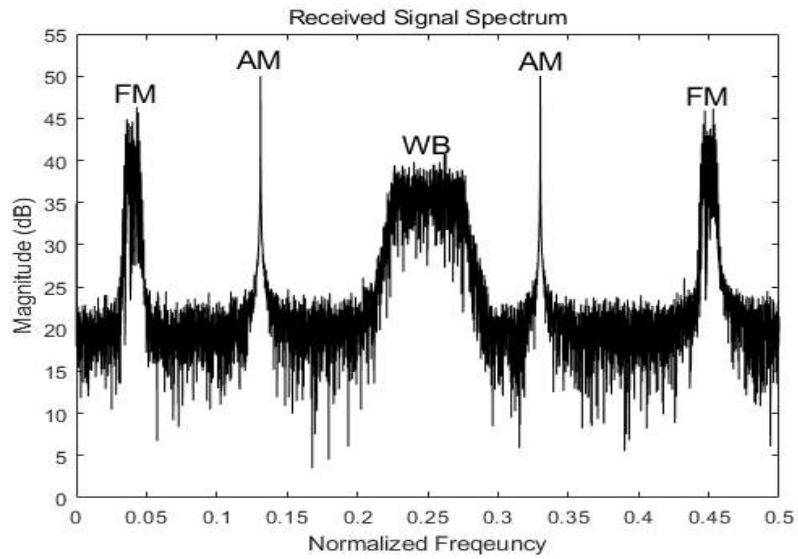


Figure 3.12 Spectrum of the received signal for the third scenario

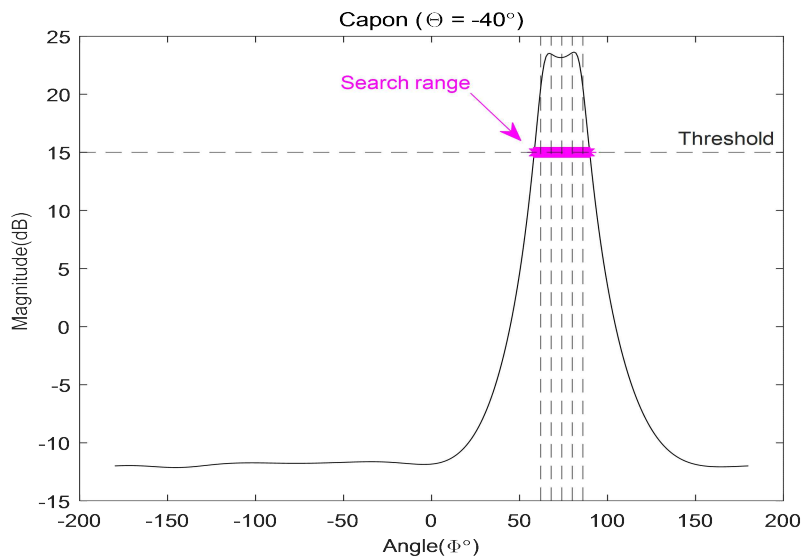


Figure 3.13 The spatial spectrum of the Capon algorithm using 4x4 antenna elements for the third scenario

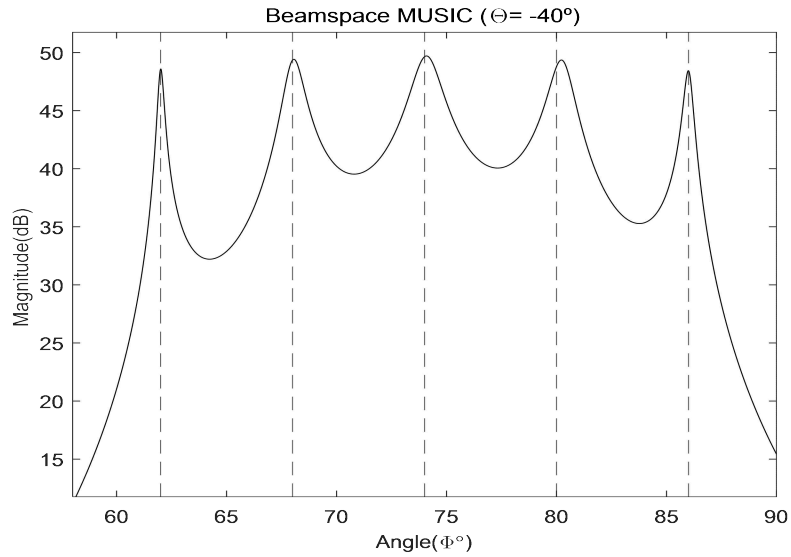


Figure 3.14 The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm using entire antenna elements for the third scenario

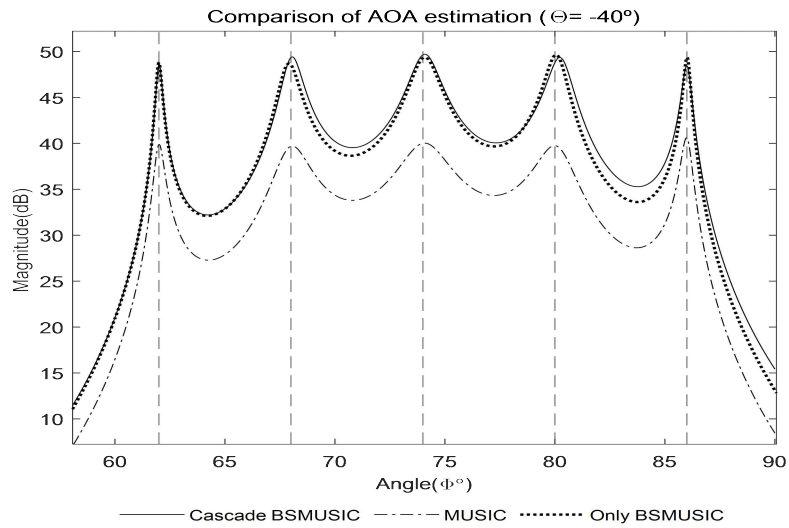


Figure 3.15 Comparison of AOA estimation performance of the proposed cascade AOA estimation algorithm (Beamspace MUSIC), MUSIC, and Only Beamspace MUSIC for the third scenario

Figure 3.16은 네 번째 시나리오에 대한 Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼을 나타낸다. 고도각과 방위각 모두 180° ($\theta_{SR}, \phi_{SR} = -90^\circ \sim 90^\circ$)의 검색범위를 검색하였으며 빠른 도래각 그룹 추정을 위해 1° 의 분해능을 적용하였으며 Figure 3.1(b) 구조의 인접한 일부 안테나 소자(4×4)를 사용한 안테나 배열을 사용하였다. Figure 3.16의 결과를 Table 3.5와 비교 하여보면 CW 신호와 제1 FM 신호가 제1 신호 도래각 그룹을 형성하고, 제2 AM 신호가 제2 도래각 그룹을 형성하고, 제1 AM 신호와 제2 FM 신호가 제3 도래각 그룹을 형성함을 확인할 수 있다. Figure 3.16의 결과에서 신호 도래각 그룹 결정을 위한 한계점을 15dB로 적용하였을 때 제1 도래각 그룹의 검색범위는 $\theta_1 = -41^\circ \sim -39^\circ, \phi_1 = -61^\circ \sim -45^\circ$, 제2 도래각 그룹의 검색범위는 $\theta_2 = -26^\circ \sim -24^\circ, \phi_2 = 63^\circ \sim 67^\circ$, 제3 도래각 그룹의 검색범위는 $\theta_3 = 48^\circ \sim 51^\circ, \phi_3 = 31^\circ \sim 43^\circ$ 가 된다. Capon 알고리즘을 통해 추정된 신호 도래각 그룹 내 세부 신호 도래각 추정을 위해 전체 안테나 요소가 사용된 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼은 Figure 3.17~3.19에 나타나 있다. Figure 3.17은 첫 번째 도래각 그룹에 대한 Beamspace MUSIC 알고리즘의 결과이고, Figure 3.18의 첫 번째 도래각 그룹에 대한 Beamspace MUSIC 알고리즘의 결과이며, Figure 3.19는 세 번째 도래각 그룹에 대한 Beamspace MUSIC 알고리즘의 결과를 나타낸다. Figure 3.17 ~ Figure 3.19의 결과를 통해 각 도래각 그룹 내 존재하는 신호들의 도래각에서 Beamspace MUSIC 알고리즘의 피크값이 형성됨을 확인할 수 있다. Figure 3.20은 도래각 추정성능 비교를 위해 모든 고도각과 방위각을 검색한 MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 3.21은 도래각 추정성능 비교를 위해 모든 고도각과 방위각을 검색한 Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 3.20과 Figure 3.21의 결과에서 각 알고리즘의 공간 스펙트럼의 피크값이 각 신호의 도래각에서 형성됨을 확인할 수 있다.

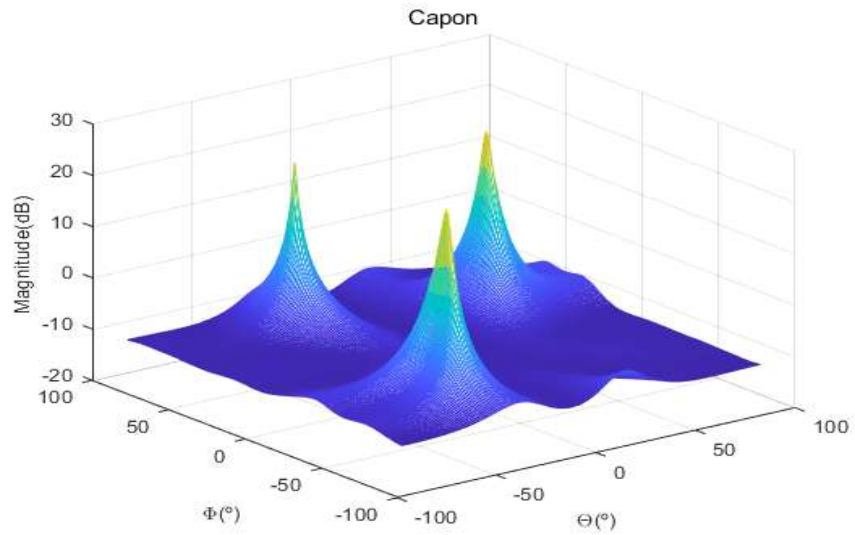


Figure 3.16 The spatial spectrum of Capon algorithm for the fourth scenario

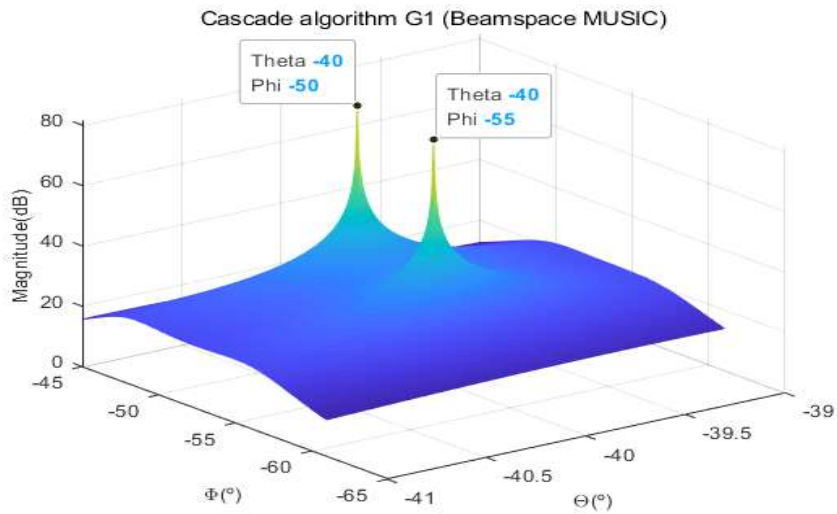


Figure 3.17 The spatial spectrum of the Beamspace MUSIC algorithm for the first group of the cascade AOA estimation algorithm proposed in the fourth scenario

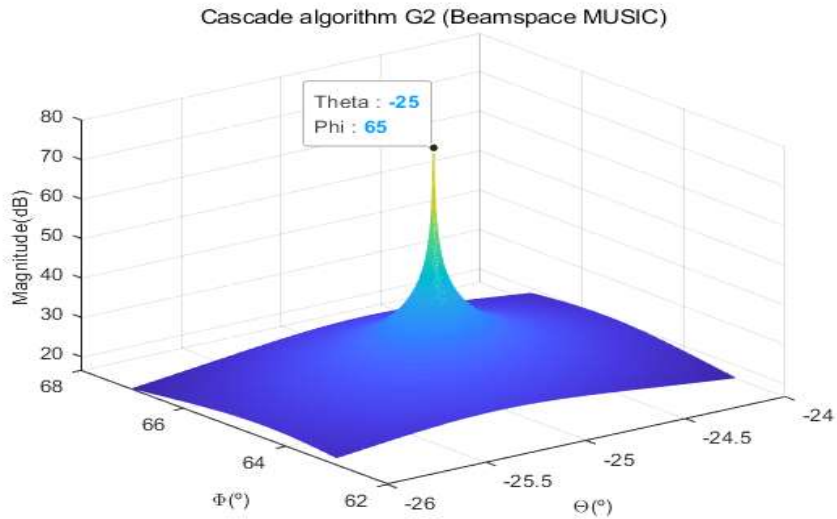


Figure 3.18 The spatial spectrum of the Beamspace MUSIC algorithm for the second group of the cascade AOA estimation algorithm proposed in the fourth scenario

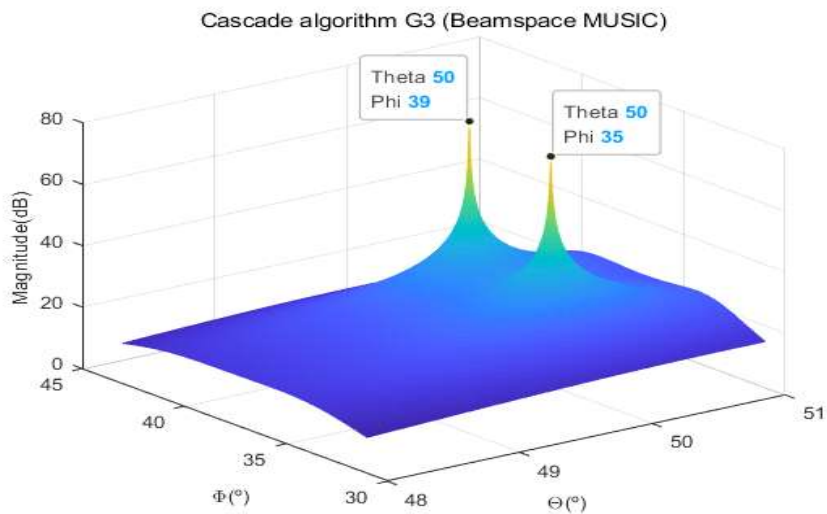


Figure 3.19 The spatial spectrum of the Beamspace MUSIC algorithm for the third group of the cascade AOA estimation algorithm proposed in the fourth scenario

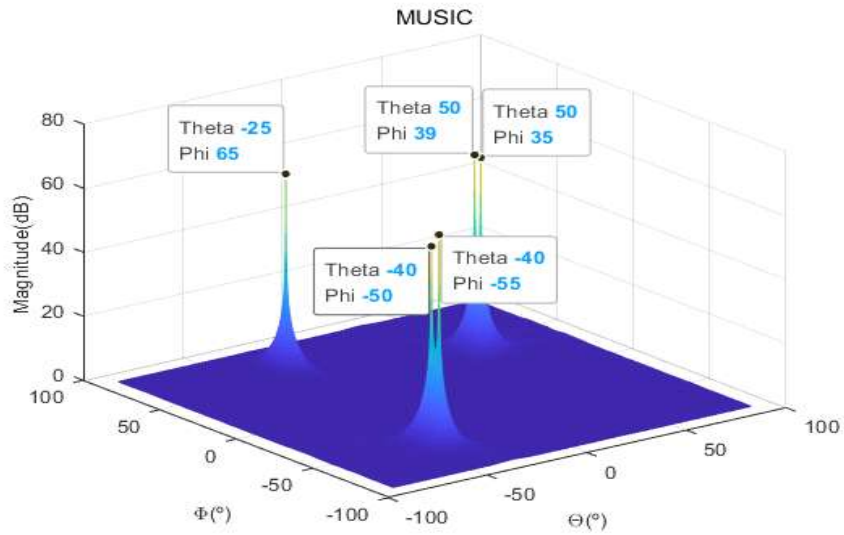


Figure 3.20 The spatial spectrum of MUSIC algorithm for the fourth scenario

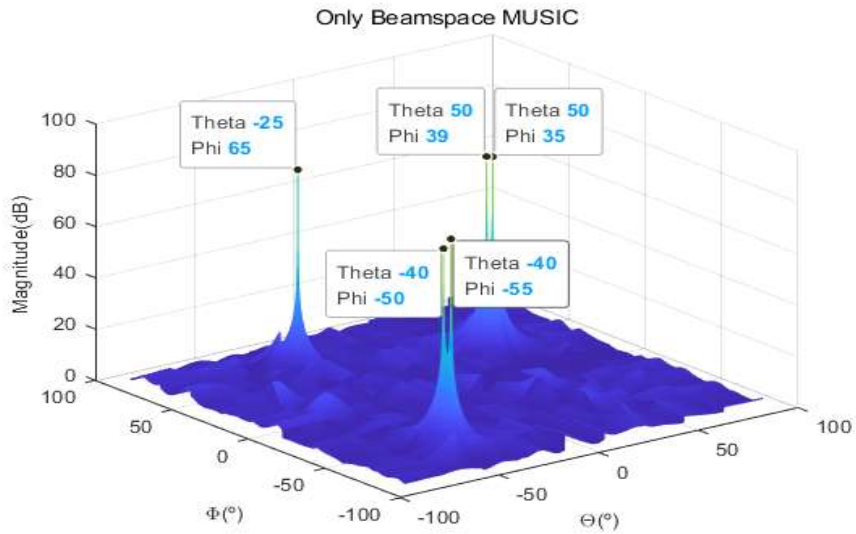


Figure 3.21 The spatial spectrum of Only Beamspace MUSIC algorithm for the fourth scenario

Figure 3.22는 네 번째 시나리오에 대한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘(Beamspace MUSIC), MUSIC 알고리즘, Beamspace MUSIC 알고리즘의 SNR 대비 Root Mean Square Error (RMSE) 결과를 보여준다. RMSE는 식 (3.12)로 부터 계산된다.

$$Error = \sqrt{\frac{E[(\theta_0 - \hat{\theta})^2] + E[(\phi_0 - \hat{\phi})^2]}{2}} \quad (3.12)$$

식(3.12)에서 θ_0 와 ϕ_0 는 원래 고도각과 방위각이며, $\hat{\theta}$ 와 $\hat{\phi}$ 는 추정된 고도각과 방위각을 나타낸다.

네 번째 시나리오에 대한 제안한 도래각 추정 알고리즘의 세부 도래각 추정 결과인 Figure 3.17 ~ Figure 3.19와 비교군으로 선택한 MUSIC과 Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 도래각 추정 결과인 Figure 3.20, Figure 3.21을 비교하였을 때 추정 결과에 있어 각 알고리즘은 유사한 도래각 추정성능을 보였다. 따라서 Figure 3.22에서 확인할 수 있듯 각 알고리즘은 유사한 RMSE 곡선을 나타낸다.

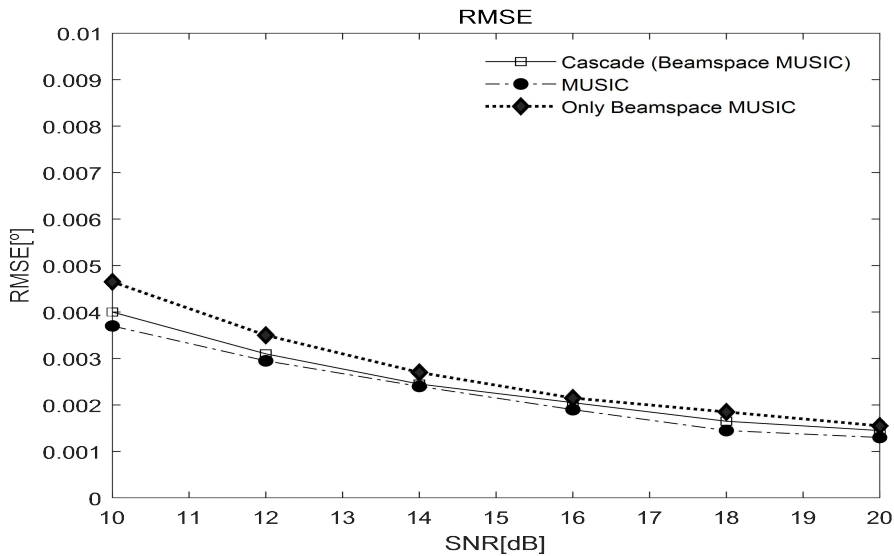


Figure 3.22 RMSE curves according to SNR of proposed cascade AOA estimation algorithm (Beamspace MUSIC), MUSIC, and Only Beamspace MUSIC

제6절 3장 요약

본 장은 다수의 안테나 요소가 사용되는 MA 안테나에서 대규모 안테나 요소로 인해 발생하는 기존 알고리즘의 계산복잡도를 줄이기 위한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 제안하였다. 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 구조는 Figure 3.2에서 확인할 수 있다. Capon 알고리즘은 낮은 복잡도를 가지면서 신호가 존재하는 하나 이상의 도래각 그룹을 빠르게 추정하기 위해 적은 수의 안테나 요소를 사용한다. Beamspace MUSIC 알고리즘은 도래각 추정성능을 극대화하기 위해 전체 안테나 요소를 활용하여 도래각 그룹 내 개별 신호의 도래각을 추정하게 된다. 사전에 신호의 입사각 정보를 알 수 없어 전체 범위를 검색하는 기존의 MUSIC 알고리즘과 Only Beamspace MUSIC 알고리즘과는 다르게 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 Capon을 통해 신호의 대략적인 도래각 그룹을 추정하고 추정된 도래각 그룹에 대한 검색범위를 Beamspace MUSIC 알고리즘을 통해 검색하므로 검색범위에 따른 알고리즘의 부하를 획기적으로 줄일 수 있다. 도래각 추정 시뮬레이션 결과들로부터 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 기존의 고분해능 알고리즘과 유사한 도래각 추정성능을 보유함을 확인할 수 있었고, RMSE 시뮬레이션 결과를 통해 도래각 추정 오차도 기존 고분해능 알고리즘들과 유사함을 확인할 수 있었다.

제4장 FMRA 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 계산복잡도 분석

본 장은 FMRA 안테나를 적용하여 신호의 도래각을 추정할 시 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘이 기존 알고리즘에 비해 낮은 계산복잡도를 갖음을 보이기 위한 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 수학적 모델을 제시한다. 수학적 모델을 기반으로 다양한 시나리오를 적용한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 제공하고 이를 분석한다. 비교군으로 MUSIC 알고리즘과 전체 범위를 검색하는 Only Beamspace MUSIC 알고리즘을 선택하여 계산복잡도 비교를 진행하였다.

제1절 FMRA 안테나가 적용된 계산복잡도 수학적 모델

본 절은 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘과 기존의 MUSIC 알고리즘의 도래각을 추정하는 과정 전반에 걸친 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도 분석을 위한 수학적 모델을 제시한다. 계산복잡도 분석을 위해 각 알고리즘의 대표적 변수를 포함한 매개변수들이 고려되었으며, 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 Capon 공분산 행렬(\mathbf{R}_C), 공분산 행렬의 역행렬(\mathbf{R}_C^{-1}), Capon 공간 스펙트럼($P_C(\theta, \phi)$), Beamspace MUSIC의 공분산 행렬(\mathbf{R}_B), 공분산 행렬의 고유치 분해($\text{EVD}(\mathbf{R}_B)$), 공간 스펙트럼($P_{BM}(\theta, \phi)$)이 고려되었고, MUSIC 알고리즘은 공분산 행렬(\mathbf{R})과 공분산 행렬의 고유치 분해($\text{EVD}(\mathbf{R})$), 공간 스펙트럼($P_M(\theta, \phi)$)이 고려되었으며, Only Beamspace MUSIC은 공분산 행렬(\mathbf{R}_B), 공분산 행렬의 고유치 분해($\text{EVD}(\mathbf{R}_B)$), 공간 스펙트럼($P_{BM}(\theta, \phi)$)이 고려되었다. Table 4.1은 각 알고리즘의 공간 스펙트럼을 구하는데 필요한 매개변수의 계산복잡도이다. Table 4.1에서 D_C 는 Capon 알고리즘에서 사용된 안테나 요소의 개수이고 D_B 는 Beamspace MUSIC 알고리즘의 빔공간 변환 행렬의 열의 크기를 나타낸다. NS 는 그룹 내 신호의 개수, D 는 MA 안테나를 구성하는 안테나 요소의 개수, TNS 는 전체 신호의 개수를 나타낸다. 수학적 모델 도출을 위해 행렬 계산 시 발생하는 총 덧셈과 뺄셈, 곱셈과 나눗셈 횟수를 활용하였다.

Table 4.1 Computational complexity of spatial spectrum parameter

Capon		
Index \ Operation	Add/Sub	Mul/Div
\mathbf{R}_C^{-1}	$D_s^3 - 2D_s^2 + D_s$	D_s^3
$P_C(\Theta, \Phi)$	$D_s^2 - 1$	$D_s^2 + D_s$

Beamspace MUSIC		
Index \ Operation	Add/Sub	Mul/Div
$\mathbf{a}_B(\Theta, \Phi)$	$D_B(D - 1)$	$D_B D$
χ_B	$(D_B - NS - 1)D_B^2$	$(D_B - NS)D_B^2$
$P_{BM}(\Theta, \Phi)$	$D_B^2 - 1$	$D_B^2 + D_B$

MUSIC		
Index \ Operation	Add/Sub	Mul/Div
χ_M	$(D - TNS - 1)D^2$	$(D - TNS)D^2$
$P_M(\Theta, \Phi)$	$D^2 - 1$	$D^2 + D$

Table 4.2 Computational complexity of covariance matrices and eigenvalue decomposition of covariance matrices

Index \ Operation	Add/Sub	Mul/Div
\mathbf{R}_C	$D_s^2(K-1)$	$D_s^2 K$
\mathbf{R}_B	$D_B^2(K-1)$	$D_B^2 K$
EVD(\mathbf{R}_B)	$\frac{2}{3}D_B^3 + \frac{2}{3}D_B^2 - \frac{1}{2}D_B + 1$	$\frac{2}{3}D_B^3 - \frac{2}{3}D_B^2 - \frac{19}{6}D_B + 2$
\mathbf{R}	$D^2(K-1)$	$D^2 K$
EVD(\mathbf{R})	$\frac{2}{3}D^3 + \frac{2}{3}D^2 - \frac{1}{2}D + 1$	$\frac{2}{3}D^3 - \frac{2}{3}D^2 - \frac{19}{6}D + 2$

각 알고리즘의 공분산 행렬과 고유치 분해에 대한 복잡도는 Table 4.2에 요약되어 있다. Table 4.2에서 K 는 샘플의 총 개수를 나타낸다. Beam-space MUSIC 알고리즘 수행을 위한 빔공간 변환 행렬 생성을 위한 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도는 일반적으로 매우 낮은 값을 가지므로 무시한다. Table 4.1과 Table 4.2를 바탕으로 검색범위와 안테나 요소 개수에 따른 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈 계산복잡도는 식(4.1)과 식(4.2)와 같다.

$$\begin{aligned}
 & C.C_{Cascade}(+/-) \\
 &= \frac{360^2}{\Delta_C^2} (D_s^2 - 1) + D_s^3 + (K - 3)D_s^2 + D_s \\
 &+ \sum_{i=1}^G \left[\frac{\Xi_{\theta_i} \Xi_{\phi_i}}{\Delta_B^2} (D_{B_i}^2 - 1 + D_{B_i}(D - 1)) \right] \\
 &+ \sum_{i=1}^G \left[\frac{5}{3} D_{B_i}^3 + \left(K - NS_i - \frac{4}{3} \right) D_{B_i}^2 - \frac{1}{2} D_{B_i} + 1 \right]
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

$$\begin{aligned}
 & C.C_{Cascade}(\times/\div) \\
 &= \frac{360^2}{\Delta_C^2} (D_s^2 + D_s) + D_s^3 - KD_s^2 \\
 &+ \sum_{i=1}^G \left[\frac{\Xi_{\theta_i} \Xi_{\phi_i}}{\Delta_{BM}^2} (D_{B_i}^2 + (D + 1)D_{B_i}) \right] \\
 &+ \sum_{i=1}^G \left[\frac{5}{3} D_{B_i}^3 + (K - NS_i - 1)D_{B_i}^2 - \frac{19}{6} D_{B_i} + 2 \right]
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

식(4.1)과 (4.2)에서 Δ_C 는 Capon 알고리즘의 스텝 크기를 나타내며 G 는 Capon 알고리즘을 통해 추정된 도래각 그룹의 개수를 나타내며 Ξ_{θ_i} 와 Ξ_{ϕ_i} 는 i 번째 그룹의 고도각과 방위각 검색범위를 나타내며 Δ_{BM} 는 Beamspace MUSIC 알고리즘의 스텝 크기를 나타내며 D_{B_i} 와 NS_i 는 i 번째 그룹에 해당하는 빔공간 변환 행렬의 열의 크기와 신호의 개수를 나타낸다.

복잡도 비교를 위한 기존 MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도는 식(4.3)과 식(4.4)와 같다.

$$\begin{aligned}
 & C.C_{MUSIC}(+/-) \\
 &= \frac{360^2}{\Delta_M^2}(D^2-1) + \frac{5}{3}D^3 + \left(K - TNS - \frac{4}{3}\right)D^2 - \frac{1}{2}D + 1
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

$$\begin{aligned}
 & C.C_{MUSIC}(\times/\div) \\
 &= \frac{360^2}{\Delta_M^2}(D^2+D) + \frac{5}{3}D^3 + (K - TNS - 1)D^2 - \frac{19}{6}D + 2
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

식(4.3)과 식(4.4)에서 Δ_M 은 MUSIC 알고리즘의 스텝 크기를 나타낸다.

복잡도 비교를 위한 Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도는 식(4.5)와 식(4.6)과 같다.

$$\begin{aligned}
 & C.C_{Only\ Beamspace\ MUSIC}(+/-) \\
 &= \frac{360^2}{\Delta_{OBM}^2}(D_B^2 - 1 + D_B(D_B - 1)) + G_B \left(\frac{5}{3}D_B^3 + \left(K - TNS - \frac{4}{3}\right)D_B^2 - \frac{1}{2}D_B + 1 \right)
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

$$\begin{aligned}
 & C.C_{Only\ Beamspace\ MUSIC}(\times/\div) \\
 &= \frac{360^2}{\Delta_{OBM}^2}(D_B^2 + (D_B + 1)D_B) + G_B \left(\frac{5}{3}D_B^3 + (K - TNS - 1)D_B^2 + \frac{19}{6}D_B + 2 \right)
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

식(4.5)와 식(4.6)에서 Δ_{OBM} 은 Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 스텝 크기를 나타내며 G_B 는 검색범위를 나눈 수를 의미한다.

제2절 FMRA 안테나를 기반으로 모델링 된 수학적 모델 검증

본 논문은 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 알고리즘이 기존의 도래각 추정 알고리즘에 비해 더 낮은 복잡도를 갖는다고 설명하였다. 이를 증명하기 위해 도래각 추정을 위해 고려되는 각종 매개 변수들을 계산하기 위한 행렬 연산의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈 횟수를 식(4.1) ~ 식(4.6)으로 표현되는 수학적 모델로 도출하였다. 본 절은 1절에서 제시된 수학적 모델을 검증하기 위해 MathWorks사에서 개발한 수치 해석 소프트웨어인 MATLAB R2021a 버전의 코드 성능을 측정하기 위한 스톱워치 타이머 함수인 tic과 toc을 활용하여 각 모델에 대한 연산 시간을 비교하였다.

연산 시간 비교를 위해 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 알고리즘의 Capon 알고리즘은 인접한 3×3 안테나 요소를 사용하였고, 고도각과 방위각 검색범위는 180° 를 적용하였으며, 스텝의 크기(Δ_C)는 1° 를 적용하였으며, Beamspace MUSIC은 10×10 안테나 요소를 사용하였고 고도각과 방위각 검색범위는 20° 를 적용하였고 20° , 스텝의 크기(Δ_{BM})는 0.1° 를 적용하였다. 비교군인 MUSIC 알고리즘은 10×10 안테나 요소를 사용하였고, 고도각과 방위각 검색범위는 180° 를 적용하였으며, 스텝의 크기(Δ_M)는 0.1° 를 적용하였다. Only Beamspace MUSIC 알고리즘은 10×10 안테나 요소를 사용하였고, 고도각과 방위각 검색범위는 20° 를 적용하였고 총 81개의 구간을 검색하며 스텝의 크기(Δ_{OBM})는 0.1° 를 적용하였다. 전체 신호의 개수는 6개이며, 도래각 그룹의 수는 2개, 도래각 그룹 내 신호의 개수는 3개로 가정하였다.

위의 조건으로 시뮬레이션을 수행하였을 때 각 알고리즘의 연산 시간을 비교한 결과는 Figure 4.1에 나타나 있다. 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 알고리즘의 덧셈/뺄셈 연산 결과를 살펴보면 약 0.0058초가 걸림을 알 수 있으며 곱셈/나눗셈 연산 결과는 약 0.0064초가 걸림을 확인할 수 있다. MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈 연산 결과를 살펴보면 약 1.5977초가 걸림을 알 수 있으며 곱셈/나눗셈 연산 결과는 약 1.4932초가 걸림을 확인할 수 있다. Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈 연산 결과를 살펴보면 약 0.0229초가 걸림을 알 수 있으며 곱셈/나눗셈

연산 결과는 약 0.0227초가 걸림을 확인할 수 있다. 연산 시간 계산 결과로부터 계산복잡도 비교를 위한 수학적 모델이 올바르게 모델링 되었음을 확인할 수 있다.

```

Add/Sub operation time of FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm:
Elapsed time is 0.005750 seconds.

Mul/Div operation time of FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm:
Elapsed time is 0.006343 seconds.

Add/Sub operation time of MUSIC algorithm:
Elapsed time is 1.597633 seconds.

Mul/Div operation time of MUSIC algorithm:
Elapsed time is 1.493196 seconds.

Add/Sub operation time of Only Beamspace MUSIC algorithm:
Elapsed time is 0.022872 seconds.

Mul/Div operation time of Only Beamspace MUSIC algorithm:
Elapsed time is 0.022656 seconds.
  
```

Figure 4.1 Comparison result of calculation time of each algorithm using tic, toc function of MATLAB

제3절 FMRA 안테나를 적용한 계산복잡도 시뮬레이션

본 절은 1절에서 제시된 수학적 모델을 바탕으로 제안한 캐스케이드 알고리즘의 낮은 복잡도를 보이기 위한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 보인다. 또한 가정한 시나리오를 바탕으로 도출된 시뮬레이션 결과에 대한 비교 분석을 제공한다. 시뮬레이션을 위해 도래각 추정을 위한 각 알고리즘의 매개변수를 고려하였으며 계산복잡도 비교를 위해 MUSIC과 전체 범위를 검색하는 Only Beamspace MUSIC 알고리즘을 비교군으로 선택하였다.

1. 안테나 개수와 검색범위가 고려된 시나리오

FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘과 기존의 MUSIC 알고리즘 및 Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도 비교를 위해 총 2가지 경우를 고려하였으며, 시뮬레이션을 위한 매개 변수들은 Table 4.3과 Table 4.4에 요약되어 있다. 시뮬레이션을 위해 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Capon 알고리즘에서는 3×3 안테나 요소가 사용된다고 가정하였고 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 Beamspace MUSIC 알고리즘, MUSIC 알고리즘, Only Beamspace MUSIC 알고리즘은 10×10 안테나 요소가 사용된다고 가정하였다. 다음으로 검색범위에 따른 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘, MUSIC 알고리즘, Beamspace MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도를 비교한다. 시뮬레이션을 위한 매개변수는 Table 4.5에 요약되어 있다. MUSIC과 Only Beamspace MUSIC의 경우 신호에 대한 사전 도래각 정보가 없으므로 전체 범위를 검색하며, FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘만 검색범위를 $0^\circ \sim 360^\circ$ 까지 증가시켜 가면서 시뮬레이션을 진행한다.

Table 4.3 First scenario for comparing computational complexities of the FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm, the conventional MUSIC algorithm, and the Only Beamspace MUSIC algorithm

Index	CASE1
The number of total signal(TNS)	6
The number of AOA group(G)	2
The number of signals in AOA group(NS)	3
Size of D_B	9
Search range (Capon of proposed cascade algorithm)	360°
Search range (Beamspace MUSIC of proposed cascade algorithm)	$40^\circ \times G$
Search range (MUSIC)	360°
Search range (Beamspace MUSIC)	360°
Step size (Capon of proposed cascade algorithm)	1°
Step size (Beamspace MUSIC of proposed cascade algorithm)	0.01°
Step size (MUSIC)	0.01°
Step size (Beamspace MUSIC)	0.01°

Table 4.4 Second scenario for comparing computational complexities of the FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm, the conventional MUSIC algorithm, and the Only Beamspace MUSIC algorithm

Index	CASE2
The number of total signal(TNS)	8
The number of AOA group(G)	4
The number of signals in AOA group(NS)	2
Size of D_B	9
Search range (Capon of proposed cascade algorithm)	360°
Search range (Beamspace MUSIC of proposed cascade algorithm)	$40^\circ \times G$
Search range (MUSIC)	360°
Search range (Beamspace MUSIC)	360°
Step size (Capon of proposed cascade algorithm)	1°
Step size (Beamspace MUSIC of proposed cascade algorithm)	0.01°
Step size (MUSIC)	0.01°
Step size (Beamspace MUSIC)	0.01°

Table 4.5 Scenario for comparing computational complexities of the FMRA antenna based cascade AOA estimation algorithm, the conventional MUSIC, and the Only Beamspace MUSIC algorithm according to the search range

Index	Value
Antenna size	10×10
Size of D_B	16
The total number of signals(TNS)	16
The number of the AOA group(G)	4
The number of signal in AOA group(NS)	4

2. 안테나 개수 및 검색범위에 따른 계산복잡도 시뮬레이션 결과 및 분석

Figure 4.2와 Figure 4.3은 첫 번째 경우에 대해 사용되는 안테나의 개수를 3×3 부터 10×10 까지 동일하게 증가시켜 가면서 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘, MUSIC, Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도를 시뮬레이션한 결과이다. Figure 4.4와 Figure 4.5는 두 번째 경우에 대해 사용되는 안테나의 개수를 3×3 부터 10×10 까지 동일하게 증가시켜 가면서 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘, MUSIC, Beamspace MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도를 시뮬레이션한 결과이다. Figure 4.2 ~ Figure 4.5를 통해 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 비교 대상이 되는 두 알고리즘에 비해 매우 낮은 계산복잡도를 가지고 있으며, MUSIC 알고리즘의 경우 사용하는 안테나 요소가 많아질수록 복잡도의 증가가 뚜렷하게 나타난다. 반면 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 경우 사용하는 안테나 요소 수가 많아져도 복잡도가 거의 변하지 않는 것을 확인할 수 있다.

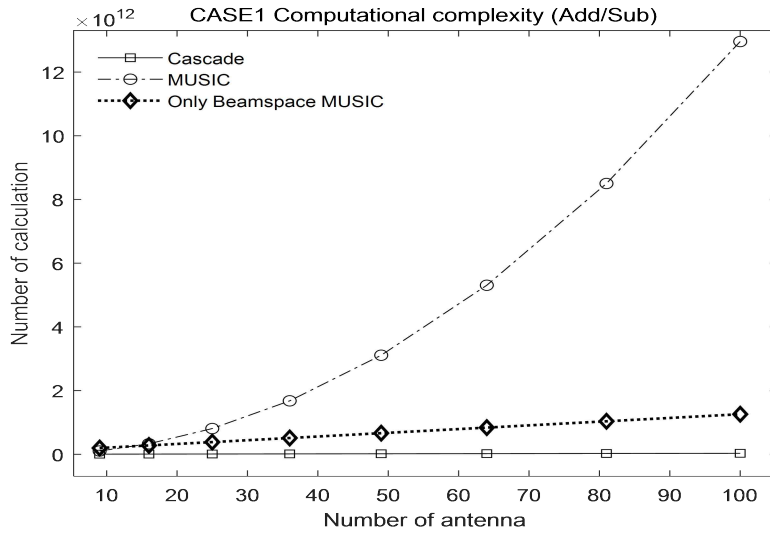


Figure 4.2 Comparison of addition/subtraction computational complexities of the three algorithm, versus the number of antenna elements, for CASE 1

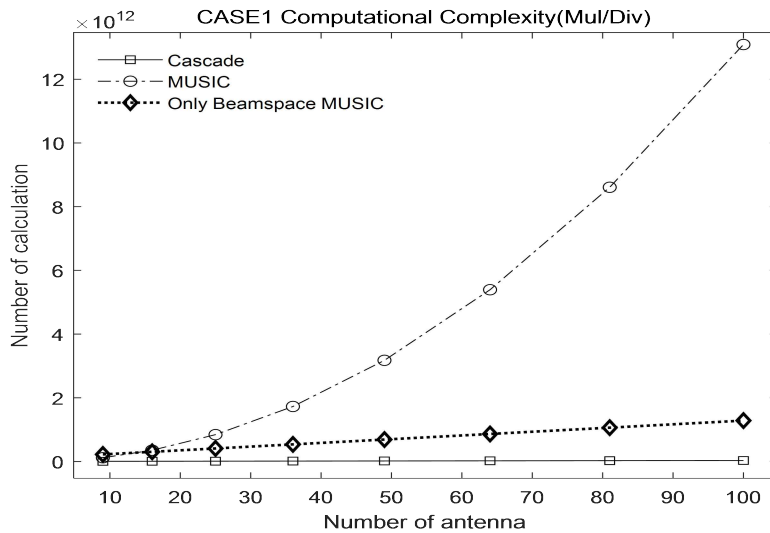


Figure 4.3 Comparison of multiplication/division computational complexities of the three algorithm, versus the number of antenna elements, for CASE 1

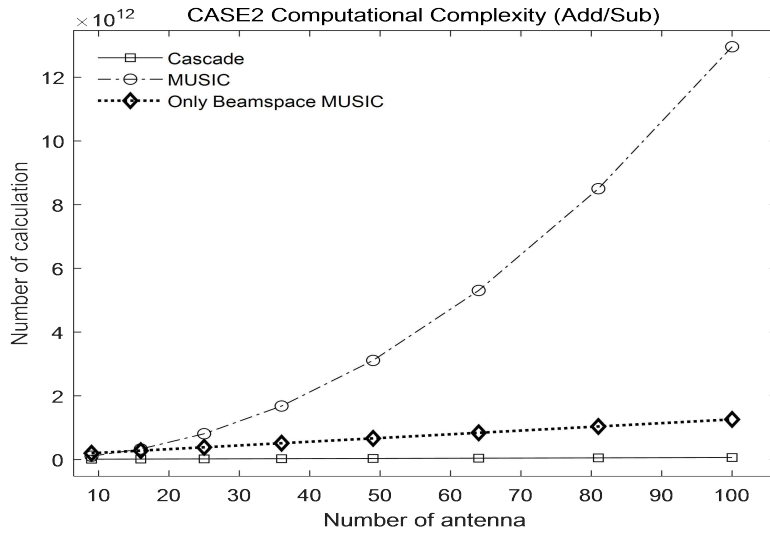


Figure 4.4 Comparison of addition/subtraction computational complexities of the three algorithm, versus the number of antenna elements, for CASE 2

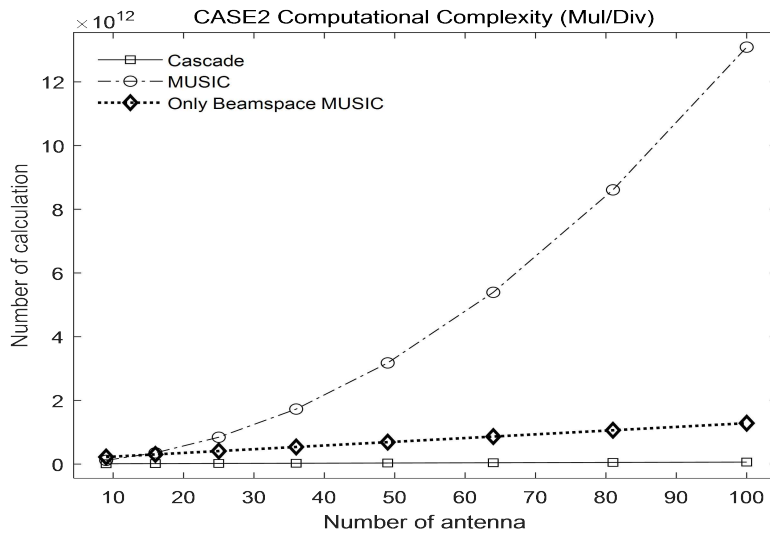


Figure 4.5 Comparison of multiplication/division computational complexities of the three algorithm, versus the number of antenna elements, for CASE 2

다음으로 검색범위에 따른 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘, MUSIC 알고리즘, Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 시뮬레이션 결과를 보인다. Figure 4.6은 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘과 MUSIC 알고리즘의 고도각과 방위각을 모두 고려한 덧셈/뺄셈 계산복잡도 시뮬레이션 결과이다. Figure 4.7은 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘과 Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 고도각과 방위각을 모두 고려한 덧셈/뺄셈 계산복잡도 시뮬레이션 결과이다. Figure 4.8은 세 알고리즘의 덧셈/뺄셈 계산복잡도를 명확히 비교하기 위한 측면도이고 검색범위가 극단적으로 커지는 경우를 제외하면 모든 경우에서 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 계산복잡도가 MUSIC 알고리즘, Only Beamspace MUSIC 알고리즘에 비해 현저히 낮은 것을 확인할 수 있다. Figure 4.9는 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘과 MUSIC 알고리즘의 고도각과 방위각을 모두 고려한 곱셈/나눗셈 계산복잡도 시뮬레이션 결과이다. Figure 4.10은 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘과 Only Beamspace MUSIC 알고리즘의 고도각과 방위각을 모두 고려한 곱셈/나눗셈 계산복잡도 시뮬레이션 결과이다. Figure 4.11은 세 알고리즘의 곱셈/나눗셈 계산복잡도를 명확히 비교하기 위한 측면도로, 덧셈/뺄셈 계산복잡도 결과와 마찬가지로 검색범위가 극단적으로 커지는 경우를 제외하면 모든 경우에서 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 계산복잡도가 MUSIC 알고리즘, Only Beamspace MUSIC 알고리즘에 비해 현저히 낮은 것을 확인할 수 있다. 하지만, 검색범위가 극단적으로 큰 360° 에서는 Capon 알고리즘의 계산량으로 인해 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘이 Only Beamspace MUSIC 알고리즘에 비해 높아진다.

Figure 4.6 ~ Figure 4.11의 결과들로부터 제안한 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 검색범위에 따른 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈 계산복잡도가 전체 범위를 검색하는 기존의 MUSIC 알고리즘, Only Beamspace MUSIC 알고리즘에 비해 현저히 낮은 복잡도를 갖는 것을 확인할 수 있다. 상기의 결과는 검색범위를 제한하는 FMRA 기반 캐스케이드 알고리즘이 기존 알고리즘에 비해 매우 효율적으로 도래각을 추정할 수 있음을 의미한다.

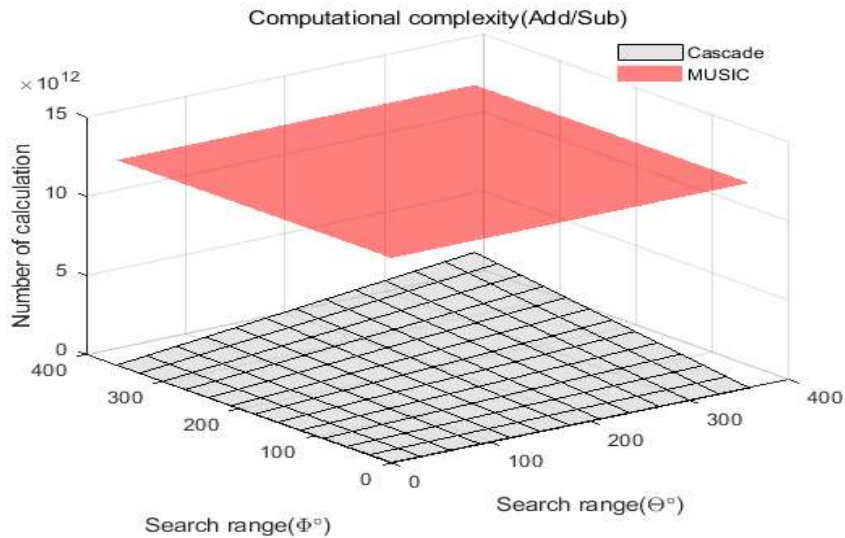


Figure 4.6 Comparison of addition/subtraction computational complexities of the FMRA antenna based cascade algorithm and MUSIC algorithm, according to the search range

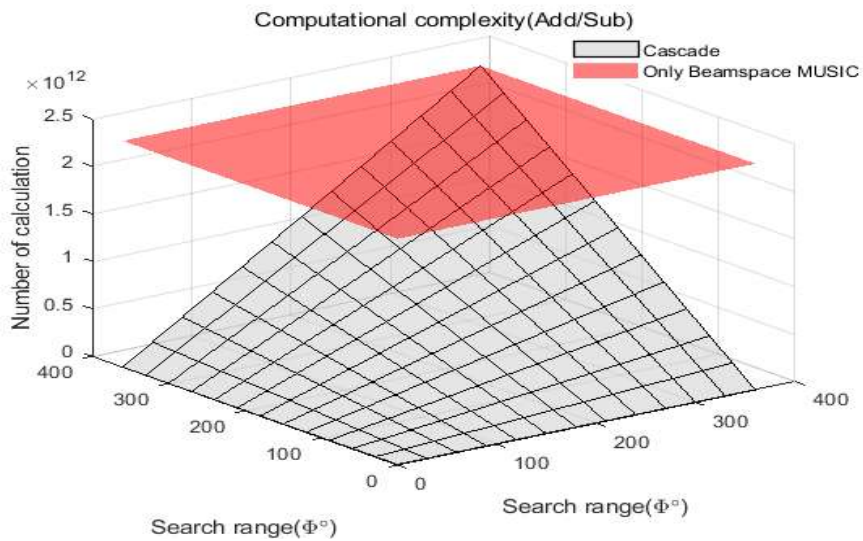


Figure 4.7 Comparison of addition/subtraction computational complexities of the FMRA antenna based cascade algorithm and Only Beamspace MUSIC algorithm, according to the search range

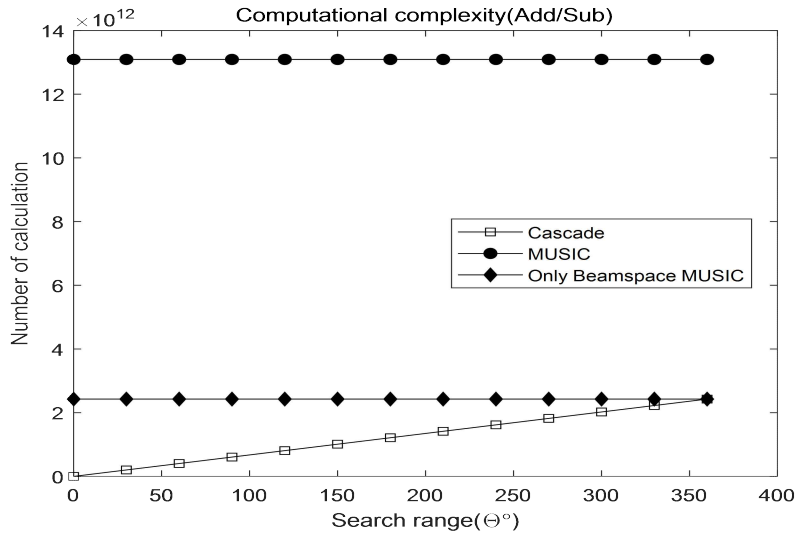


Figure 4.8 Comparison of addition/subtraction computational complexities of the three algorithm, according to the search range : Θ view

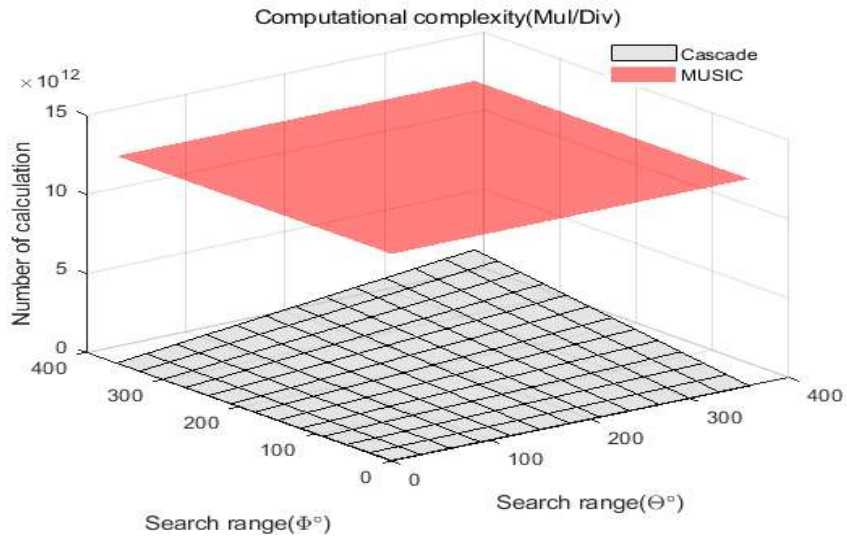


Figure 4.9 Comparison of multiplication/division computational complexities of the FMRA antenna based cascade algorithm and MUSIC algorithm, according to the search range

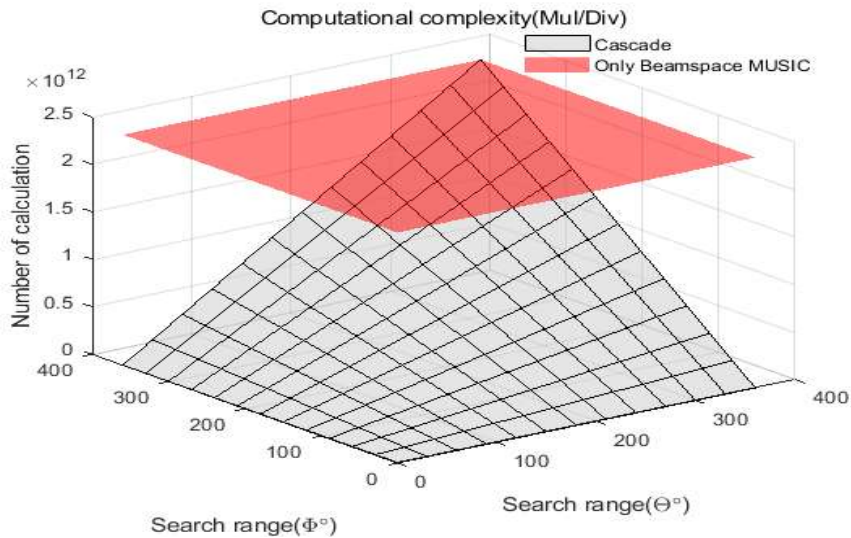


Figure 4.10 Comparison of multiplication/division computational complexities of the FMRA antenna based cascade algorithm and Only Beamspace MUSIC algorithm, according to the search range

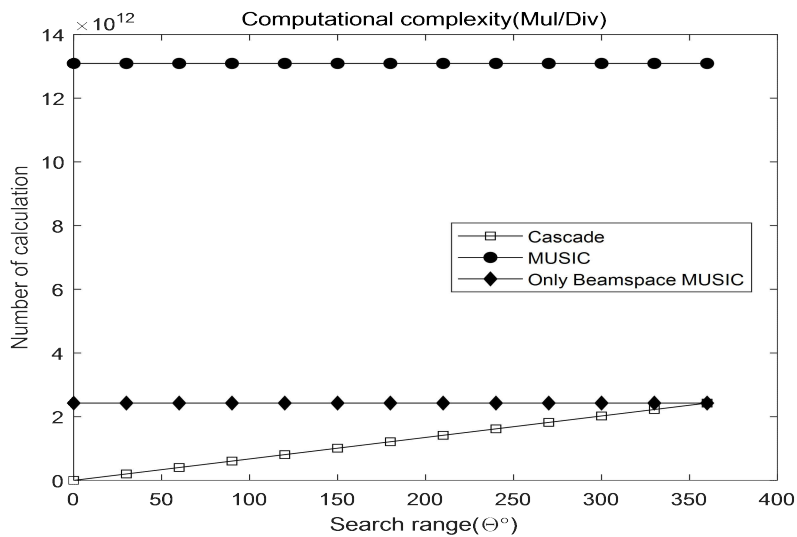


Figure 4.11 Comparison of multiplication/division computational complexities of the three algorithm, according to the search range : Θ view

제4절 4장 요약

본 장에서는 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 낮은 복잡도를 증명하기 위한 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 수학적 모델을 제시하였다. 수학적 모델링을 위해 공분산 행렬, 공간 스펙트럼을 포함한 매개변수를 고려하였으며, 다양한 매개변수를 고려한 각 알고리즘의 계산복잡도는 식(4.1) ~ 식(4.6)에서 확인할 수 있다. 또한 제시된 수학적 모델을 MATLAB의 tic, toc 함수를 이용하여 검증하였다. 수학적 모델을 바탕으로 활성화된 안테나 개수 및 검색범위 등을 고려하여 다양한 조건에서 컴퓨터 시뮬레이션을 진행하였다.

먼저, 배열 안테나를 구성하는 안테나 요소의 개수에 따른 각 알고리즘의 계산 복잡도 시뮬레이션 결과에서 기존의 MUSIC 알고리즘은 안테나 요소가 증가함에 따라 복잡도의 증가세가 뚜렷하였다. 하지만 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 모든 경우에서 MUSIC 알고리즘과 Only Beamspace MUSIC에 비해 매우 낮은 복잡도를 갖는 것을 확인하였다. 이는 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘이 다수의 안테나 요소를 사용하는 Massive 배열 안테나에서 효율성이 매우 뛰어남을 의미한다. 다음으로 검색범위에 따른 각 알고리즘의 계산복잡도 시뮬레이션 결과에서 MUSIC 알고리즘은 항상 전 범위를 검색하기 때문에 매우 높은 복잡도를 보였으나 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 매우 낮은 복잡도를 보이는 것을 확인하였으며 전 범위를 검색하는 Only Beamspace MUSIC 알고리즘과 비교하였을 때도 검색범위가 극단적으로 커지는 경우를 제외한 모든 경우에서 더 낮은 복잡도를 보임을 확인하였다. 매우 많은 신호가 전체 범위에 분포하는 특수한 경우를 제외하면 FMRA 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 검색범위는 일반적인 상황에서 100° 를 넘어가지는 않는다. 따라서 상기의 시뮬레이션 결과들로부터 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 기존의 고분해능 알고리즘이 갖는 높은 계산복잡도 문제를 효율적으로 해결하였다.

제5장 안테나 요소 ON/OFF 기능을 탑재한 Massive 선형 배열 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘

이전 연구의 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 칭화대학의 위안 쉰 교수팀의 연구 결과 [102]를 참고하여 요소공간에서 빔공간으로 변환 시 정보의 손실이 발생을 방지하고자 적당히 큰 빔공간 차원을 가정하였다. 즉, Capon 알고리즘으로 추정된 신호 도래각 그룹에 L 개의 신호가 존재한다고 가정하면, $2L$ 을 초과하는 빔공간 차원을 정의하여 Beam-space MUSIC 알고리즘을 수행하였다. 이를 통해 도래각 그룹에 존재하는 개별 신호의 도래각은 정확히 추정할 수 있었다. 즉, 그룹 내 신호의 개수를 정확히 알고 있다고 가정한 결과에서는 정확히 그룹 내 존재하는 도래각을 추정할 수 있었다. 하지만 최적화된 빔공간에 비해 더 큰 빔공간을 적용하였기 때문에 불필요한 계산량이 발생하고 만약 도래각 그룹내 신호의 개수를 잘못 가정하여 $2L$ 차원 이하의 빔공간이 적용된다면 Beam-space MUSIC 알고리즘의 도래각 추정성능은 급격히 나빠지게 된다. 본 장은 불필요한 계산량을 줄이기 위한 FMLA 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 제안한다. 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘 최적화를 위해 빔공간 변환 행렬의 크기를 최적화하며, 이를 위해 특정 그룹 내 신호의 개수를 파악하는 Beam-space MDL 알고리즘 [103]을 적용한다. Beam-space MDL의 결과값을 통해 정확히 도래각 그룹 내 신호의 개수를 파고 이를 활용하여 Beam-space MUSIC 알고리즘에 적용되는 빔공간 변환 행렬의 크기를 최적화하여 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 최적화할 수 있게 된다.

제1절 FMLA 안테나 기본 구조

본 절은 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 수신단에 적용되는 FMLA 안테나의 기본 구조를 소개한다. FMLA 안테나의 기본 구조는 Figure 2.1에서 소개한 등간격 선형 배열 안테나와 동일하며, 실질적 운용에 대한 예시는 Figure 5.1에 나타나 있다. FMRA 안테나와 마찬가지로 배열의 전체 안테나 요소를 사용하거나 선택적으로 일부 안테나 요소만 사용하게 된다. Figure 5.1(a)는 정밀한 도래각 추정을 위해 전체 안테나 요소를 사용한 것이고, Figure 5.1(b)는 일부 인접한 안테나 요소만 사용하는 경우이며 Figure 5.1(c)는 일정 간격이 이격된 일부 안테나 요소를 사용하는 경우를 나타낸다.

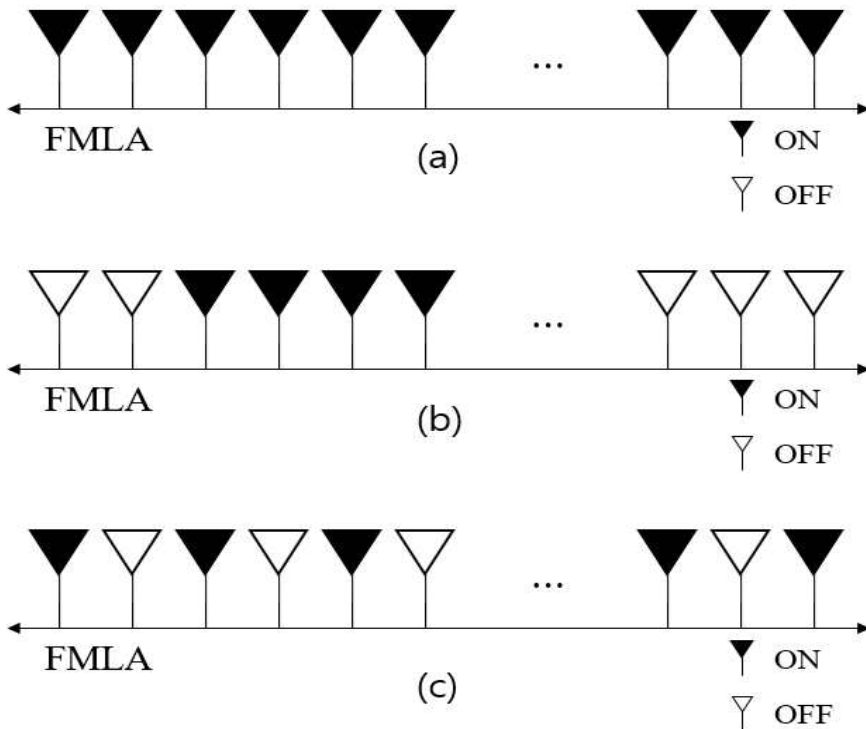


Figure 5.1 Examples of FMLA antenna: (a) turning on entire antenna elements, (b) turning on some concentrated array elements, (c) turning on some scattered array elements

제2절 FMLA 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘 기본 구조

본 절은 FMLA 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 기본 구조에 관해 설명한다. 용어의 간략성을 위해 다음부터 언급되는 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘을 OCAE 알고리즘으로 정의한다. Figure 5.2는 제안한 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘의 기본 구조를 나타내며, 다음의 3단계를 통해 신호의 도래각을 추정하게 된다.

1단계 : 상황에 따라 전체 안테나 소자 중 일부 소자가 사용된 Figure 5.1(b) 혹은 Figure 5.1(c)의 구조를 Capon 알고리즘에 적용하고, 빠르게 신호가 존재하는 1개 이상의 도래각 그룹을 추정한다.

2단계 : 1단계에서 추정된 도래각 그룹에 전체 안테나 소자가 사용된 Figure 5.1(a)의 구조를 적용하여 안테나 개수의 절반에 해당하는 차원이 적용된 빙공간을 모델링한다. 모델링 된 빙공간을 Beamspace MDL 알고리즘에 적용하여 도래각 그룹에 존재하는 신호의 개수를 추정한다

3단계 : 2단계에서 추정된 신호 개수를 바탕으로 Beamspace MUSIC 알고리즘에 적용되는 빙공간 변환 행렬의 크기를 최적화하고, Figure 5.1(a)의 전체 안테나 요소를 적용한 Beamspace MUSIC 알고리즘을 통해 Capon 알고리즘을 통해 추정된 도래각 그룹 내 존재하는 상세 신호 도래각을 추정한다.

FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘은 전체 안테나 요소 중 일부 안테나 요소를 사용한 Capon 알고리즘을 통해 빠르게 일부 신호를 포함하는 도래각 그룹을 추정하게 된다. 추정된 도래각 그룹 내 정확한 신호 개수 파악을 위해 전체 안테나 요

소를 사용하여 모델링 된 수신신호 모델을 기반으로 한 Beamspace MDL 알고리즘이 사용된다. 이때 Beamspace MDL 알고리즘에 적용되는 빙공간의 차원은 추정된 도래각 그룹 내 몇 개의 신호가 존재하는지 모르기 때문에 안테나 요소의 개수에 절반에 해당하는 크기($M \times M/2$)를 적용한다. 즉, 사용된 안테나 요소의 개수가 M 개라고 가정하면 빙공간 차원은 $M/2$ 이 된다. Beamspace MDL의 기준값이 최소가 되는 값을 신호의 개수로 추정하게 되고, 이 결과는 Beamspace MUSIC 알고리즘에 적용되는 빙공간 변환 행렬의 크기를 최적화하는 데 사용된다. 최적화된 빙공간 변환 행렬과 전체 안테나 요소가 적용된 Beamspace MUSIC 알고리즘을 사용하여 도래각 그룹 내 존재하는 세부 신호의 도래각을 추정한다.

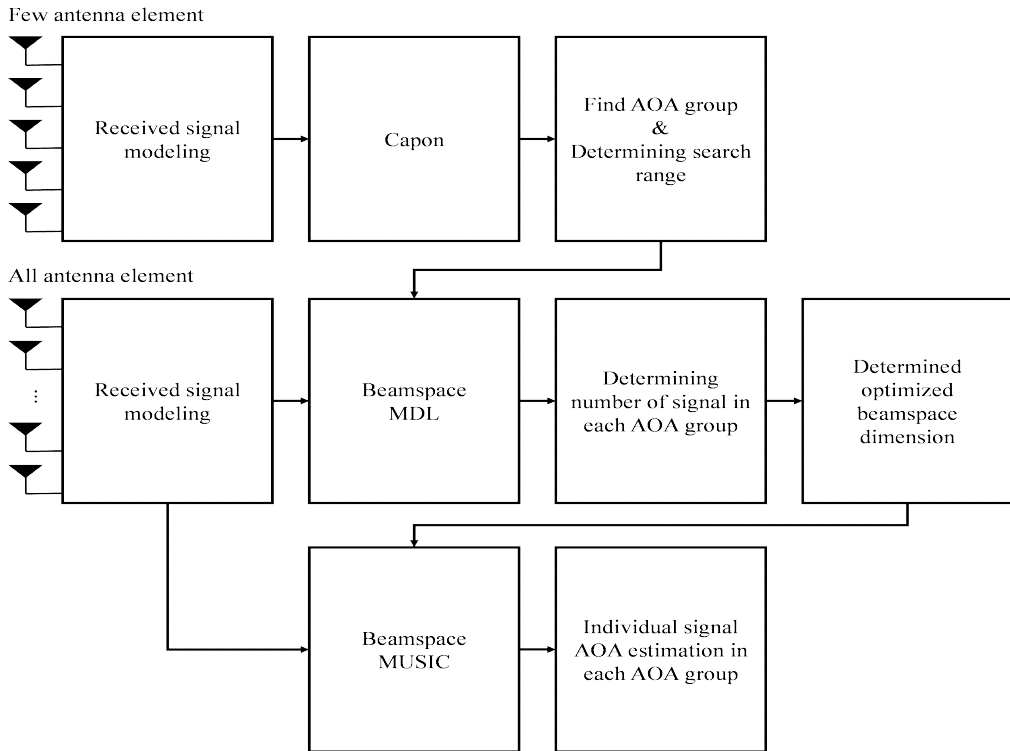


Figure 5.2 Structure of FMLA antenna based OCAE algorithm

제3절 FMLA 안테나 적용을 위한 수학적 모델

본 절은 FMLA 안테나를 적용하기 위한 FMLA 안테나의 수학적 모델과 안테나 모델이 적용된 수신신호 모델에 대해 설명한다. FMLA 안테나는 선택적으로 안테나 요소를 ON/OFF 할 수 있으므로 전체 안테나 요소 중 일부 안테나 요소를 사용한 경우와 전체 안테나 요소를 사용된 경우에 대한 수신신호 모델이 제공된다.

1. FMLA 안테나 모델

FMLA 안테나를 적용하기 위한 배열 응답 행렬(\mathbf{A}_{FMLA})는 식(2.1)과 동일하다. 단, 배열을 구성하는 안테나 요소의 개수가 매우 많고, 상황에 따라 선택적으로 안테나 요소를 ON/OFF 할 수 있다. 식(2.1)을 다시 언급하면 식(5.1)과 같다.

$$\mathbf{A}_{FMLA} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\xi_1} & \dots & e^{-j\xi_L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\xi_1} & \dots & e^{-j(M-1)\xi_L} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

식 (5.1)의 ξ_l 은 식(2.2)와 동일하며 이를 다시 상기하면 식(5.2)와 같다.

$$\xi_l = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_l \quad (5.2)$$

식(5.2)에서 d 는 안테나 소자간 간격, λ 는 파장 θ_l 은 l 번째 신호의 입사각을 각각 나타낸다.

2. FMLA 안테나가 적용된 수신신호 모델

수신기의 안테나 배열을 M 개의 다수의 안테나 요소로 구성된 FMLA 안테나로 가정하면 다음의 두 가지 경우로 수신신호를 모델링 할 수 있다.

1. Figure 5.1(b) 또는 Figure 5.1(c)와 같이 일부 안테나 요소가 사용된 경우

M_s 개의 안테나 요소로 구성된 수신기에 Adaptive White Gaussian Noise (AWGN)이 포함된 L 개의 신호가 입사한다고 가정하면, 이산 샘플 인덱스 k 에 대한 수신신호 벡터는 식(5.3)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{r}_s(k) = \mathbf{A}_s \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}_s(k) \quad (5.3)$$

식(5.3)에서 \mathbf{A}_s 는 배열 응답 행렬이고 식(5.1)의 FMLA 안테나 모델이 적용되거나 M_s 개의 안테나 요소가 사용된다. $\mathbf{s}(k)$ 는 L 크기의 신호 벡터이고, $\mathbf{n}(k)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 i.i.d 특성의 M_s 크기를 가지는 잡음 벡터이다.

2. Figure 5.1(a)와 같이 전체 안테나 요소가 사용된 경우

M 개의 안테나 요소로 구성된 수신기에 AWGN이 포함된 L 개의 신호가 입사한다고 가정하면, 이산 샘플 인덱스 k 에 대한 수신신호 벡터는 식(5.4)와 같이 정의된다.

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{A} \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (5.4)$$

식(5.4)에서 \mathbf{A} 는 $M \times L$ 크기의 배열 응답 행렬이고 식(5.1)의 FMLA 안테나 모델이 적용된다. $\mathbf{s}(k)$ 는 L 크기의 신호 벡터이고, $\mathbf{n}(k)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 i.i.d 특성의 M 크기를 가지는 잡음 벡터이다.

제4절 FMLA 안테나 기반 최적화된 빔공간 변환 행렬이 적용된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘

본 절에서는 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘에 대해 상세히 기술한다. 2절에서 소개한 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘의 기본 구조를 다시 살펴보면 FMLA 안테나의 전체 안테나 요소 중 일부 안테나 요소를 수신신호 모델과 Capon 알고리즘에 적용하고 일부 신호를 포함한 하나 이상의 도래각 그룹을 신속하게 추정한다. 추정된 도래각 그룹 내의 정확한 신호의 개수 추정을 위해 추정된 도래각 그룹에 Beamspace MDL을 적용한다. Beamspace MDL의 계산을 통해 추정된 신호의 개수를 Beamspace processing에 적용하여 Beamspace MUSIC 알고리즘에 적용되는 빔공간을 최적화할 수 있다. FMLA 안테나의 모든 안테나 요소를 수신신호 모델과 최적화된 빔공간을 적용한 Beamspace MUSIC에 적용하고 최적화된 빔공간이 적용된 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼을 통해 Capon을 통해 추정된 도래각 그룹 내 개별 신호의 상세 도래각을 추정할 수 있다. 제안한 OCAE 알고리즘은 Table 5.1과 같이 요약할 수 있으며, 알고리즘의 순서도는 Figure 5.3에 나타나 있다.

1. 도래각 그룹 및 검색범위 결정을 위한 Capon

FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘에서 배열을 구성하는 전체 안테나 요소 중 적은 수의 일부 안테나 요소를 사용하여 빠르게 신호가 존재하는 도래각 그룹을 추정하기 위한 Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼은 식(5.5)로 정의된다.

$$P_C(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta)^H \mathbf{R}_C^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (5.5)$$

식(5.5)에서 $\mathbf{a}(\theta)$ 는 특정 입사각에 대한 배열 응답 벡터이고, \mathbf{R}_C^{-1} 는 적은 수의 안테나 요소가 사용된 수신신호 벡터의 공분산 행렬($\mathbf{R}_C = E[\mathbf{r}_s(k)\mathbf{r}_s^H(k)]$)의 역행렬을 나타낸다. 식(5.5)의 스펙트럼의 피크값을 신호의 도래각 그룹으로 결정하며 도래각 그룹에 대한 검색범위는 특정 임계값을 기준으로 결정하게 된다.

Table 5.1 Summary of OCAE algorithm based on FMLA antenna

1. Capon algorithm is performed based on the modeled received signal vector $(\mathbf{r}_s(k))$ using a small number of antenna elements
2. Estimating multiple signal AOA groups in which one or more signals exist through the spatial spectrum of Capon algorithm and determining the search range of the estimated AOA group
3. Estimate the number of signals in the AOA group using the beamspace MDL algorithm to which all antenna elements and a beamspace transform matrix of size $M \times M/2$ are applied
4. Optimization of beamspace transformation matrix based on the results of 3
5. Perform Beamspace MUSIC algorithm applied optimized beamspace transformation matrix based on the modeled received signal vector $(\mathbf{r}(k))$ using all antenna elements
6. Estimation of detailed signal AOA within the estimated AOA group through spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm
7. Repeat 3-6 until last AOA group

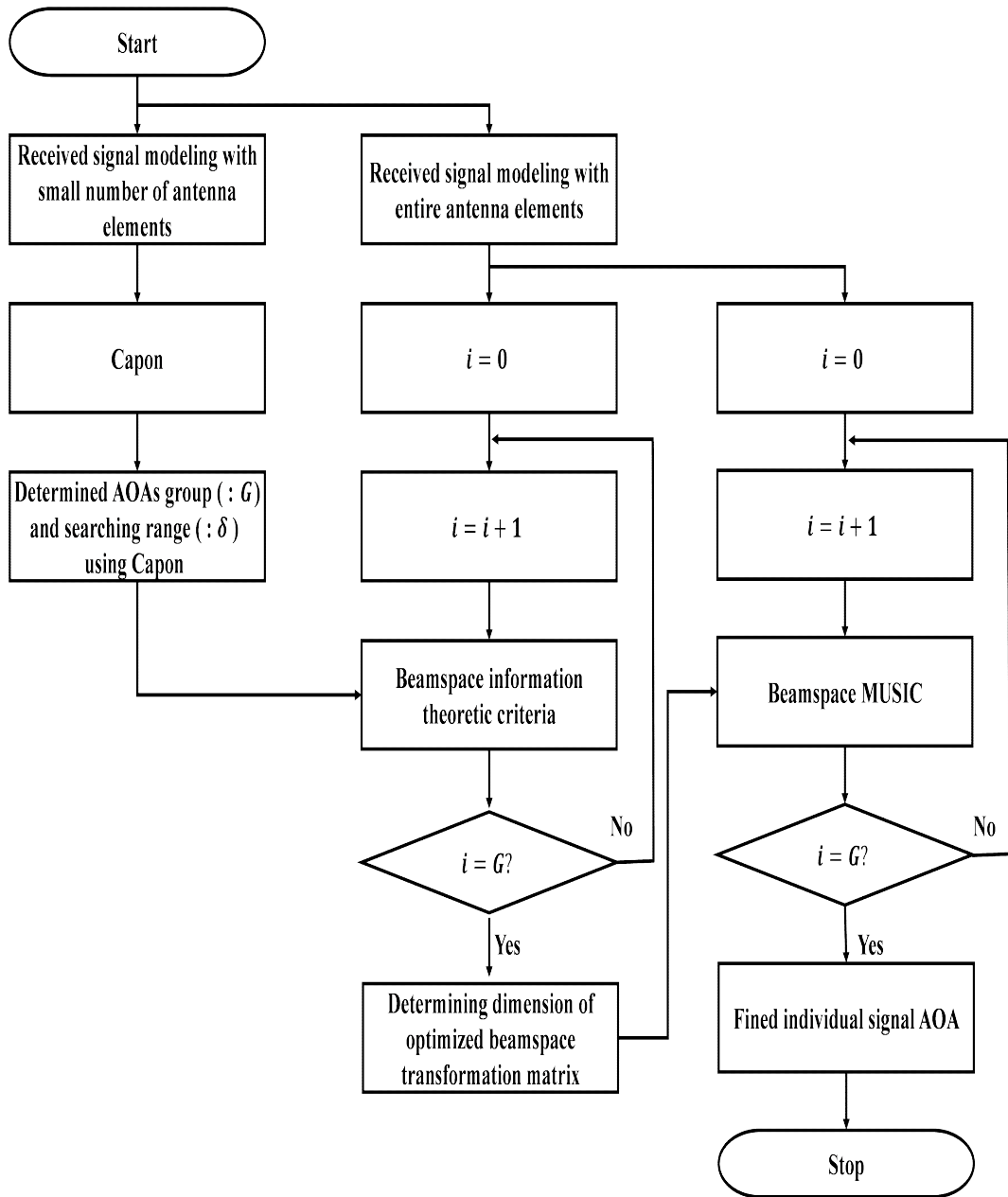


Figure 5.3 Flow chart of FMLA antenna based OCAE algorithm

2. 그룹 내 신호 개수 추정을 위한 **Beamspace MDL**

안테나로 수신된 신호를 기반으로 신호의 개수를 추정하는 다양한 알고리즘이 존재한다 [104]. 고유값을 분석하여 신호의 개수를 추정하는 정보 이론적 기준, 고유벡터 기반의 고유벡터 행렬의 순위를 분석하는 방법, 복잡도는 다소 높지만 앞서 언급한 두 방식을 혼합하여 추정 정확도를 향상시키는 방식이 존재한다 [105-108]. 또한 상기의 알고리즘에는 빙공간 처리 기법이 적용될 수 있다. 본 논문은 신호 개수 추정을 위해 가장 보편적으로 사용되는 정보 이론 기준 방식을 사용한다.

정보 이론 기준 알고리즘은 두 함수의 덧셈으로 정의되며 식(5.6)과 같다.

$$\text{Criteria}(A) = \text{LLF}(A) + \text{PF}(A) \quad (5.6)$$

식(5.6)에서 $\text{LLF}(A)$ 는 로그 우도 함수이며 $\text{PF}(A)$ 는 페널티 함수이다. 용어의 혼선을 피하고자 요소 공간 MDL은 E-MDL로, 빙공간 MDL은 B-MDL로 정의한다. 식(5.6) 형태의 E-MDL은 식(5.7)과 같이 정의된다.

$$E\text{-MDL}(A) = -K \log \left[\frac{\prod_{i=A+1}^M \varphi_i}{\left[\frac{1}{M-A} \sum_{i=A+1}^M \varphi_i \right]^{M-A}} \right] + \frac{1}{2} A(2M-A) \log K \quad (5.7)$$

식(5.7)에서 $A = 0, 1, 2, \dots, M-1$ 은 추정된 신호의 개수이고, K 는 샘플링 횟수, M 은 안테나 요소의 개수, φ_i 는 i ($i = 1, 2, \dots, M$)번째 고유값을 나타낸다. 식(5.7)을 최소로 하는 A 값을 전체 도래각 범위에 대한 신호의 개수로 추정하게 된다.

본 논문은 특정 도래각 그룹에 존재하는 신호의 개수를 파악해야 하므로 E-MDL에 빗공간 처리를 적용한다. MDL 알고리즘에 빗공간 처리를 적용하기 위해 빗공간 공분산 행렬이 정의되어야 한다. 빗공간 공분산 행렬은 식(5.8)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{R}_B = E[\mathbf{r}_B(k)\mathbf{r}_B^H(k)] \quad (5.8)$$

식(5.8)에서 $\mathbf{r}_B(k) = \mathbf{B}^H \mathbf{r}(k)$ 로 정의되며 \mathbf{B} 는 빗공간 변환 행렬로 $M \times M/2$ 의 크기를 가지게 된다. \mathbf{B} 를 생성하는 방법은 식(2.21)과 같으며 이를 다시 쓰면 식(5.9)와 같다.

$$\mathbf{B} = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\pi \frac{2(u-\mathbf{x}_1)}{M}} & e^{-j\pi \frac{2(u-\mathbf{x}_2)}{M}} & \cdots & e^{-j\pi \frac{2(u-\mathbf{x}_{M/2})}{M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\pi \frac{2(u-\mathbf{x}_1)}{M}} & e^{-j(M-1)\pi \frac{2(u-\mathbf{x}_2)}{M}} & \cdots & e^{-j(M-1)\pi \frac{2(u-\mathbf{x}_{M/2})}{M}} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

식(5.8)의 고유치 분해를 통해 B 개의 고유값과 고유벡터를 얻을 수 있으며 이를 식(5.10)의 B-MDL 알고리즘에 적용한다.

$$B\text{-MDL}(\Lambda_B) = -K \log \left[\frac{\prod_{i=\Lambda+1}^B \varphi_i}{\left[\frac{1}{B-\Lambda} \sum_{i=\Lambda+1}^B \varphi_i \right]^{B-\Lambda}} \right] + \frac{1}{2} \Lambda_B (2B - \Lambda_B) \log K \quad (5.10)$$

식(5.10)에서 $\Lambda_B = 0, 1, 2, \dots, B-1$ 은 특정 그룹 내 추정된 신호의 개수이고, K 는 샘플링 횟수, $B(B=M/2)$ 는 빗공간 변환 행렬의 열의 크기, φ_i 는 i ($i=1, 2, \dots, B$) 번째 고유값을 나타낸다. E-MDL의 결과와 마찬가지로 식(5.10)을 최소로 하는 Λ_B 값을 그룹 내 신호의 개수로 추정하게 된다. 식(5.10)의 결과를 바탕으로 3항에서 언급될 Beamspace MUSIC 알고리즘의 빗공간 변환 행렬(\mathbf{B}_0)의 크기를 $M \times 2L$ 로 최적화할 수 있다.

3. 최적화된 빙공간 변환 행렬이 적용된 **Beamspace MUSIC**

2항의 식(5.10)의 결과로 추정된 그룹 내 L 개의 신호에 대해 최적화된 빙공간 변환 행렬의 크기를 정의할 수 있다. 최적화된 빙공간 변환 행렬(\mathbf{B}_o)의 크기는 $M \times 2L$ 이 되며, 이때 \mathbf{B}_o 는 식(5.11)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{B}_o = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\pi \frac{2(u-\mathbf{s}_1)}{M}} & e^{-j\pi \frac{2(u-\mathbf{s}_2)}{M}} & \dots & e^{-j\pi \frac{2(u-\mathbf{s}_{2L})}{M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\pi \frac{2(u-\mathbf{s}_1)}{M}} & e^{-j(M-1)\pi \frac{2(u-\mathbf{s}_2)}{M}} & \dots & e^{-j(M-1)\pi \frac{2(u-\mathbf{s}_{2L})}{M}} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

식(5.11)을 전체 안테나 요소를 사용한 수신신호 벡터에 곱해줌으로써 최적화된 빙공간 출력(\mathbf{y}_o)을 얻을 수 있으며 식(5.12)와 같이 정의된다.

$$\mathbf{y}_o(k) = \mathbf{B}_o^H \mathbf{r}(k) \quad (5.12)$$

식(5.12)를 바탕으로 최적화된 빙공간 공분산행렬(\mathbf{R}_o)은 식(5.13)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{R}_o = E[\mathbf{y}_o(k) \mathbf{y}_o^H(k)] \quad (5.13)$$

식(5.13)의 고유치 분해를 수행하면 빙공간 신호 부공간과 빙공간 잡음 부공간으로 나누어지며, 이때 획득한 빙공간 잡음 부공간의 빙공간 잡음 고유벡터 행렬을 최적화된 **Beamspace MUSIC** 알고리즘에 적용하여 공간 스펙트럼을 탐색하면 스펙트럼의 피크값을 통해 그룹 내 존재하는 개별 신호의 도래각을 추정할 수 있다.

개별 신호의 도래각을 추정하기 위한 최적화된 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼은 식 (5.14)와 같이 정의된다.

$$P_o(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}_o^H(\theta) \boldsymbol{\chi}_o \mathbf{a}_o(\theta)} \quad (5.14)$$

식(5.14)에서 $\mathbf{a}_o^H(\theta) = \mathbf{B}_o^H \mathbf{a}(\theta)$ 는 최적화된 빔공간 배열 응답 벡터를 의미하고, $\boldsymbol{\chi}_o = \mathbf{E}_{OBN} \mathbf{E}_{OBN}^H$, \mathbf{E}_{OBN} 는 최적화된 빔공간 잡음 부공간 고유벡터 행렬이다.

제5절 FMLA 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정 성능평가

본 절은 FMLA 기반 OCAE 알고리즘의 도래각 추정 성능평가를 위한 컴퓨터 시뮬레이션 시나리오 및 시뮬레이션 결과를 제공한다. FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘의 도래각 추정은 Capon, Beamspace MDL, Beamspace MUSIC의 순서로 진행되며, FMLA 안테나를 기반으로 다수개의 고정된 빙공간 변환 행렬이 적용된 FCAE 알고리즘과 MUSIC 알고리즘을 비교군으로 설정하여 도래각 추정성능을 평가하였다.

1. FMLA 안테나 기반 시뮬레이션 시나리오

컴퓨터 시뮬레이션을 위해 [100, 101]에서 제안한 신호 모델이 사용되었으며, AM, CW, FM, WB 잡음 신호와 AWGN가 고려되었다. 시뮬레이션 시나리오에서 각 신호를 재밍(jamming) 신호라고 가정하므로 신호가 갖는 고유 주파수 대역이 아닌 다른 주파수 대역에 신호가 존재할 수 있다. FMLA 안테나를 구성하는 안테나 요소는 32개이며 Capon 알고리즘은 9개의 안테나 요소를 사용하여 1° 의 분해능이 적용되었고 도래각 그룹 식별을 위한 한계점은 수신신호 SNR에서 5dB 아래의 값으로 가정하였다. Beamspace MDL 알고리즘과 Beamspace MUSIC 알고리즘은 32개의 모든 안테나 요소를 사용하며, Beamspace MUSIC의 분해능은 0.01° 로 가정하였다. 2가지 시나리오를 가정하였으며, 각 시나리오에서 신호 모델링을 위한 각 신호의 매개변수는 Table 5.2과 Table 5.3에 요약되어 있다. 첫 번째 시나리오는 4개의 신호가 하나의 도래각 그룹을 형성하는 시나리오이며 두 번째 시나리오는 총 6개의 신호가 2개의 도래각 그룹을 형성하는 시나리오이다.

Table 5.2 Signal parameters for the first scenario

Signal	θ°	f_c	M_f	M_f	SNR(dB)
FM	-24	03	0.05	0.01	15
FM	-17	0.41	0.05	0.01	15
WB	-7	0.08	-	-	15
WB	2	0.22	-	-	15

Table 5.3 Signal parameters for the second scenario

Signal	θ°	f_c	M_f	M_f	SNR(dB)
AM	50	0.21	-	-	10
CW	-63	0.3	-	-	10
FM	-53	0.06	0.05	0.01	10
FM	46	0.37	0.05	0.01	10
WB	-46	0.13	-	-	10
WB	-37	0.44	-	-	10

2. FMLA 안테나 기반 도래각 추정 결과 및 분석

Figure 5.4는 첫 번째 시나리오에 대한 Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼을 나타낸다. 도래각 그룹 내에 FM 신호와 WB 신호가 포함되어 있으며, -26° 부터 4° 까지의 검색범위를 가지는 하나의 도래각 그룹을 식별할 수 있다. Figure 5.5는 추정된 도래각 그룹 내 신호 개수 파악을 위해 32×16 크기의 빙공간 변환 행렬이 적용된 Beamspace MDL 알고리즘을 수행한 결과를 나타낸다. Figure 5.5에서 추정된 신호의 개수가 4개부터 15개까지의 값은 0개부터 3개까지의 기준보다 매우 작은 값을 가지기 때문에 식별되지 않는다. 이를 확대한 결과가 Figure 5.6에 나타나 있다. Figure 5.6의 결과를 통해 도래각 그룹 내 신호의 개수는 4개로 추정한다. Figure 5.6의 결과를 바탕으로 빙공간 변환 행렬을 최적화할 경우의 빙공간 변환 행렬의 크기는 32×8 가 된다. 전체 안테나 요소와 최적화된 빙공간 변환 행렬을 적용하여 도래각 그룹 내 개별 신호의 도래각 추정을 위한 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼은 Figure 5.7에 나타나 있다. Figure 5.7의 결과를 통해 도래각 그룹에 존재하는 4개의 신호의 입사각에서 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼의 피크값을 확인할 수 있다.

Figure 5.8은 두 번째 시나리오에 대한 Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼을 나타낸다. -77° 부터 -34° 까지의 검색범위를 가지는 첫 번째 도래각 그룹에 CW 신호, FM 신호, WB 신호가 포함되어 있으며, 43° 부터 55° 까지의 검색범위를 가지는 두 번째 도래각 그룹에 AM 신호, FM 신호가 포함되어 있다. Figure 5.9는 첫 번째 도래각 그룹에 32×16 크기의 빙공간 변환 행렬이 적용된 Beamspace MDL 알고리즘을 수행한 결과를 나타낸다. Figure 5.9에서 추정된 신호의 개수가 3개부터 15개까지의 값은 0개부터 2개까지의 기준보다 매우 작은 값을 가지기 때문에 식별되지 않는다. 이를 확대한 결과가 Figure 5.10에 나타나 있다. Figure 5.10의 결과를 통해 도래각 그룹 내 신호의 개수는 4개로 추정한다. Figure 5.10의 결과를 바탕으로 빙공간 변환 행렬을 최적화할 경우의 빙공간 변환 행렬의 크기는 32×8 가 된다. Figure 5.11은 두 번째 도래각 그룹에 32×16 크기의 빙공간 변환 행렬이 적용된 Beamspace MDL 알고리즘을 수행한 결과를 나타낸다. Figure

5.11에서 추정된 신호의 개수가 2개부터 15개까지의 값은 0개부터 1개까지의 기준보다 매우 작은 값을 가지기 때문에 식별되지 않는다. 이를 확대한 결과가 Figure 5.12에 나타나 있다. Figure 5.12의 결과를 통해 도래각 그룹 내 신호의 개수는 2개로 추정한다. Figure 5.12의 결과를 바탕으로 빔공간 변환 행렬을 최적화할 경우의 빔공간 변환 행렬의 크기는 32×4 가 된다. 전체 안테나 요소와 최적화된 빔공간 변환 행렬을 적용하여 각 도래각 그룹 내 개별 신호의 도래각 추정을 위한 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼은 Figure 5.13과 Figure 5.14에 나타나 있다. Figure 5.13과 Figure 5.14를 통해 각 도래각 그룹에 존재하는 신호 입사각에서 Beamspace MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼의 피크값을 확인할 수 있다.

다음으로 FMLA 기반 OCAE 알고리즘, FMLA 기반 FCAE 알고리즘, 기존 MUSIC 알고리즘의 각 시나리오에 대한 도래각 추정성능 비교 결과를 제시한다. Figure 5.15는 첫 번째 시나리오에 대해 OCAE 알고리즘, 두 가지 고정된 크기를 가지는 빔공간 변환 행렬이 적용된 FCAE 알고리즘, MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 5.15의 결과에서 각 알고리즘은 유사한 도래각 추정성능을 보이지만, 그룹 내 존재하는 신호수보다 작은 빔공간 변환 행렬의 크기가 적용된 FCAE 알고리즘의 경우 잘못된 도래각을 추정하는 것을 확인할 수 있다. Figure 5.16과 Figure 5.17은 두 번째 시나리오에 대해 OCAE 알고리즘, 두 가지 고정된 크기를 가지는 빔공간 변환 행렬이 적용된 FCAE 알고리즘, MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼을 나타낸다. Figure 5.16과 Figure 5.17의 결과에서 각 알고리즘은 유사한 도래각 추정성능을 보이지만, FCAE 알고리즘은 적용된 빔공간 변환 행렬의 크기에 따라 도래각 추정성능이 달라지는 것을 확인할 수 있다.

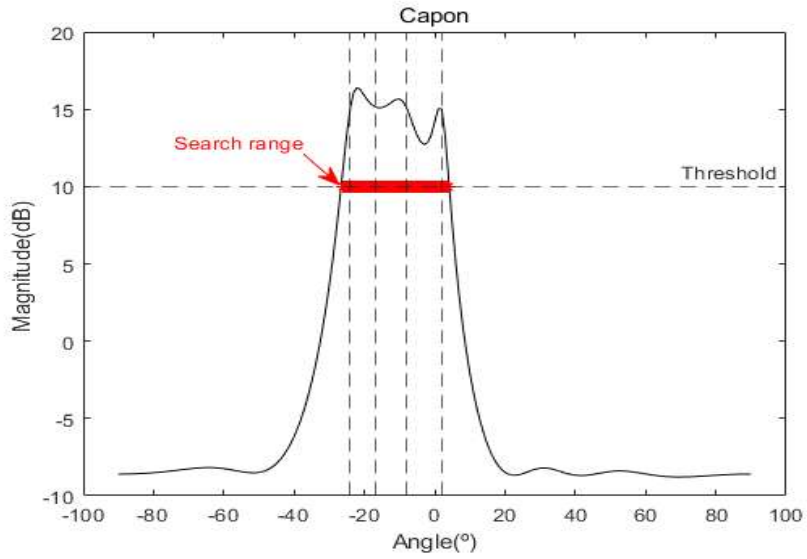


Figure 5.4 Spatial spectrum of Capon for the first scenario

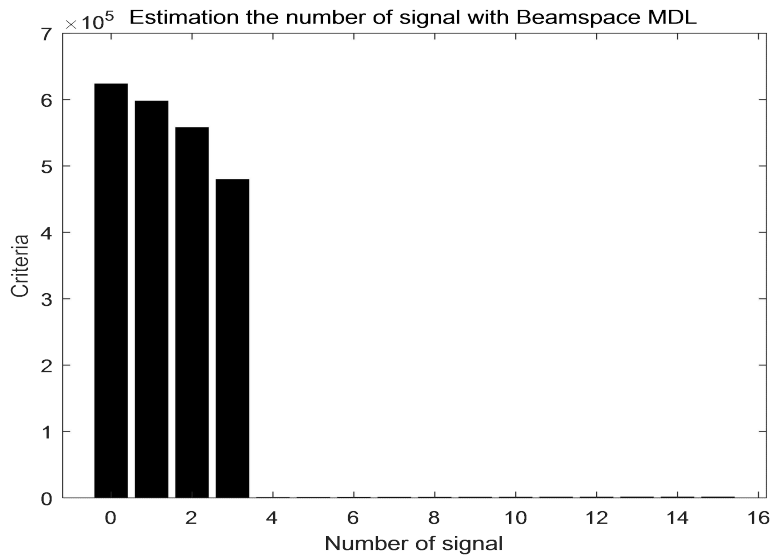


Figure 5.5 Estimation of the number of signal with Beamspace MDL for first scenario

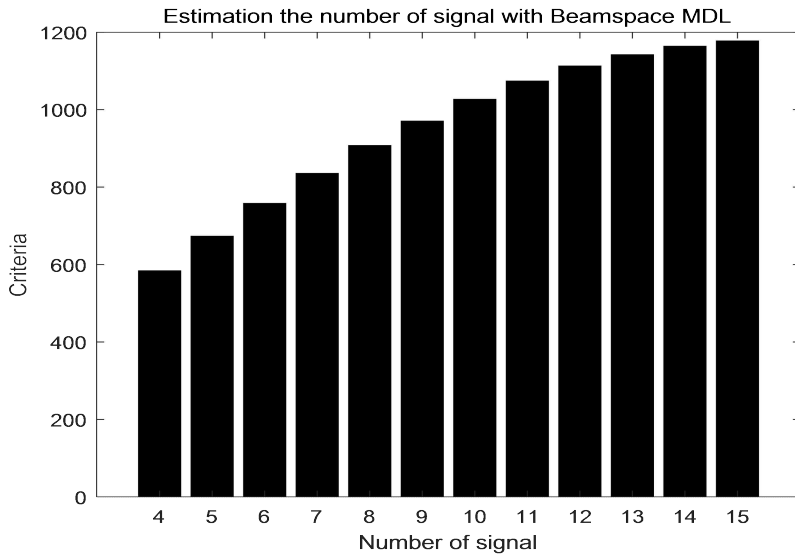


Figure 5.6 Extension of Figure 5.5

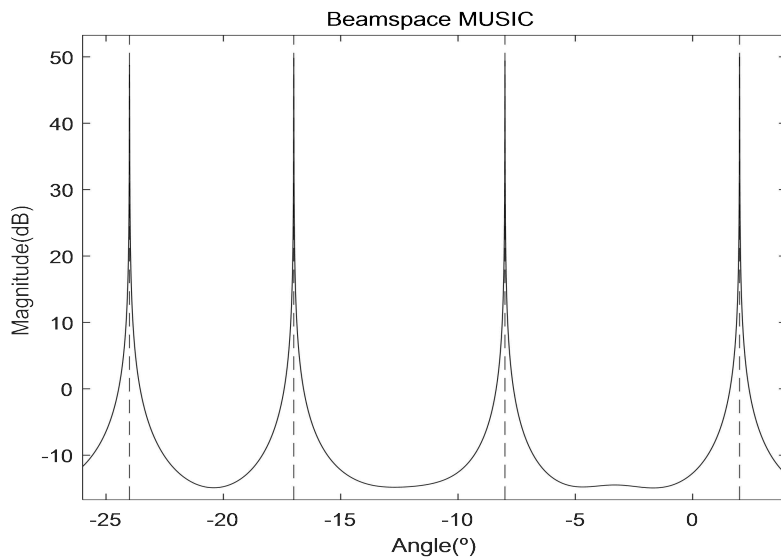


Figure 5.7 Spatial spectrum of Beamspace MUSIC for the first scenario

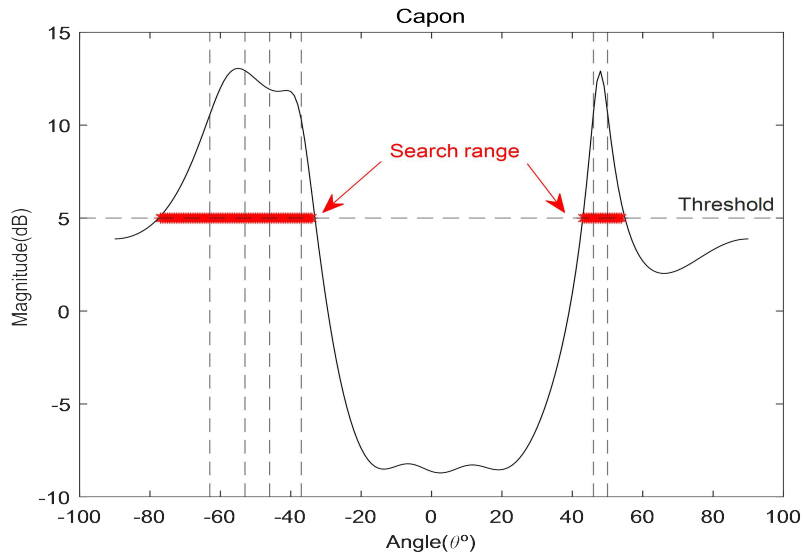


Figure 5.8 The spatial spectrum of Capon algorithm for the second scenario

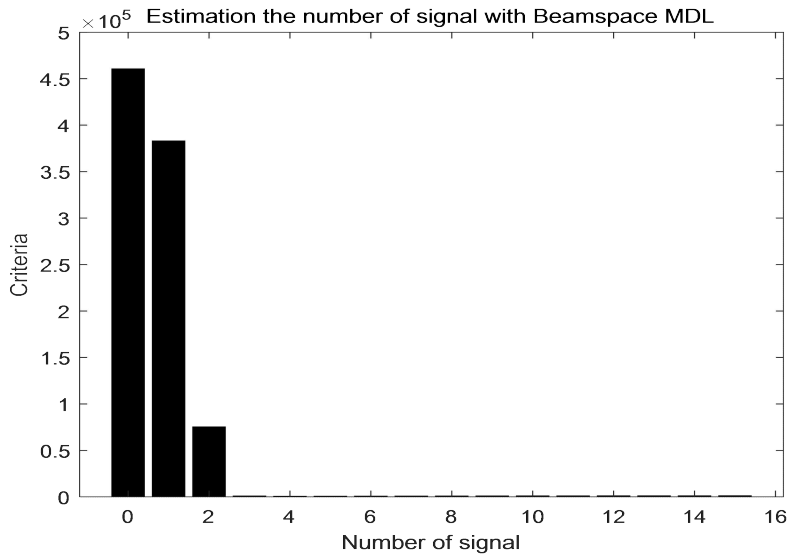


Figure 5.9 Estimation of the number of signal with Beamspace MDL for the first AOA group of second scenario

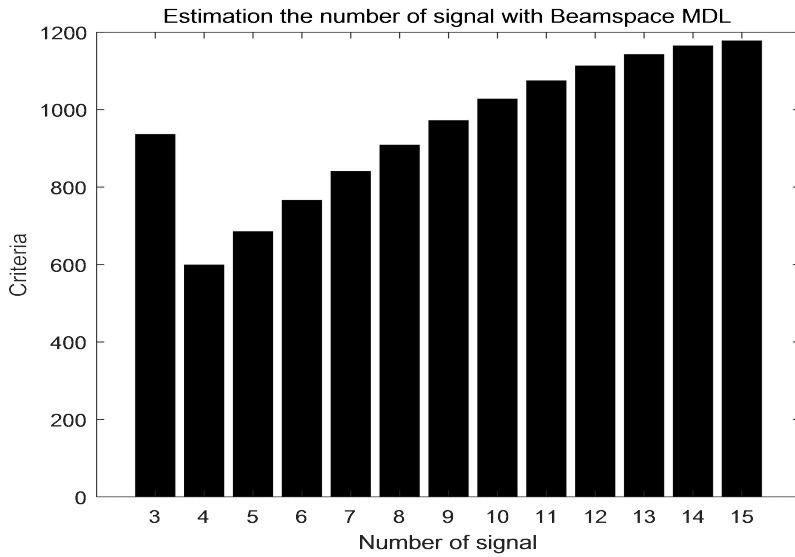


Figure 5.10 Extension of Figure 5.9

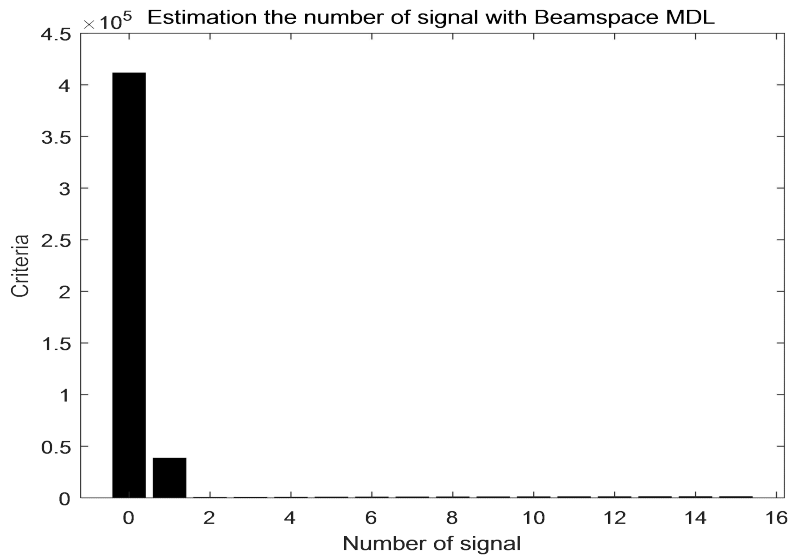


Figure 5.11 Estimation of the number of signal with Beamspace MDL for the second AOA group of second scenario

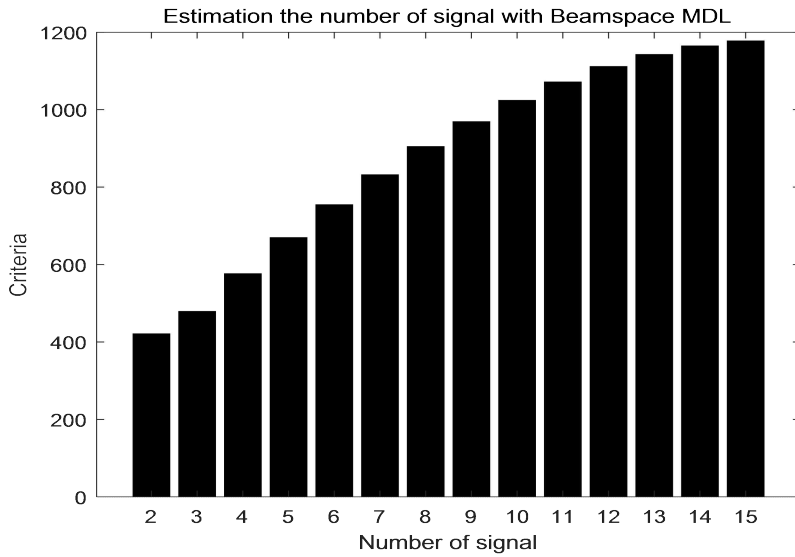


Figure 5.12 Extension of Figure 5.11

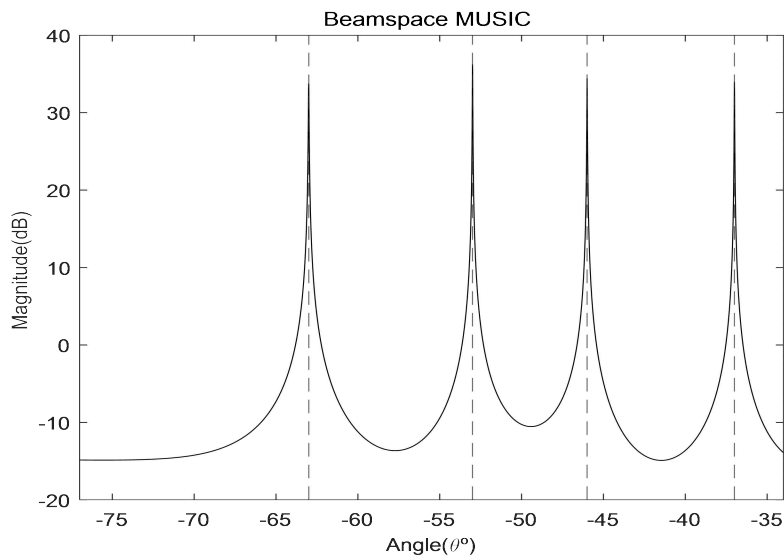


Figure 5.13 The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm for the first AOA group of second scenario

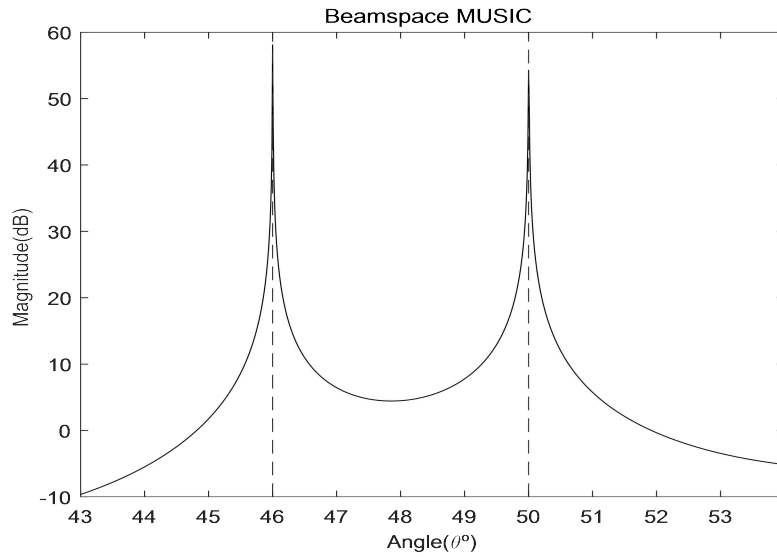


Figure 5.14 The spatial spectrum of Beamspace MUSIC algorithm for the second AOA group of second scenario

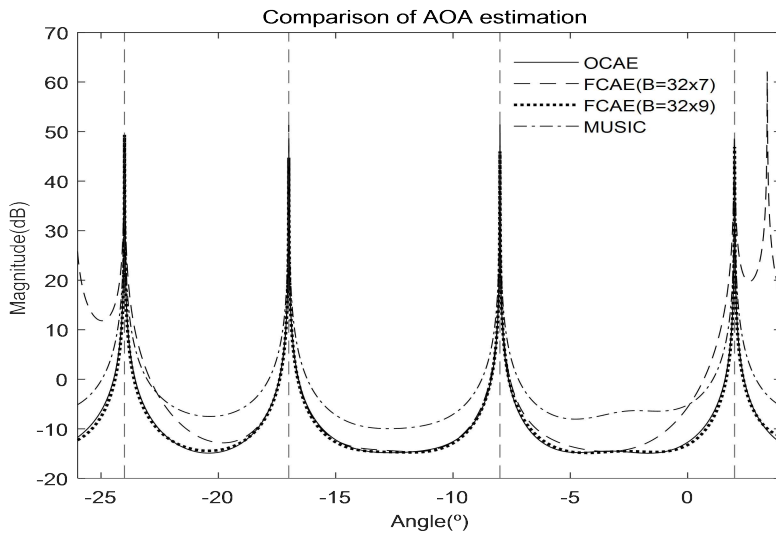


Figure 5.15 Comparison of AOA estimation performance of the OCAE algorithm (Beamspace MUSIC), FCAE algorithm (Beamspace MUSIC) and MUSIC for the first scenario

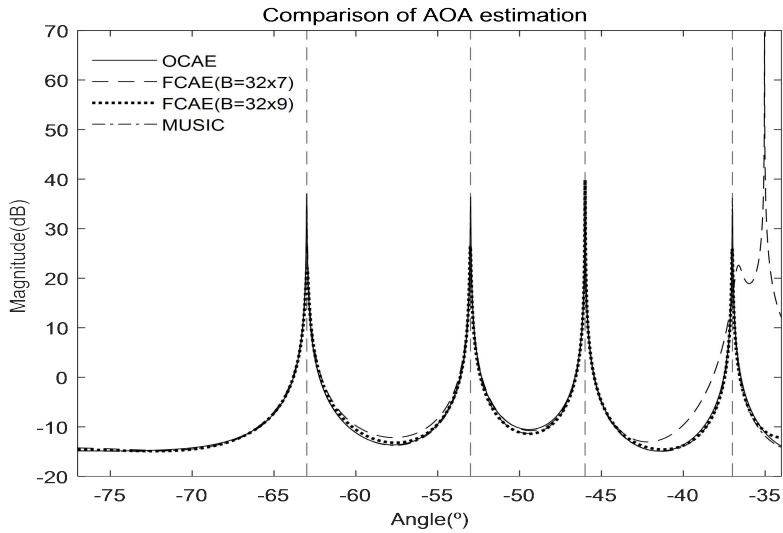


Figure 5.16 Comparison of AOA estimation performance of the OCAE algorithm (Beamspace MUSIC), FCAE algorithm (Beamspace MUSIC) and MUSIC of the first AOA group for the second scenario

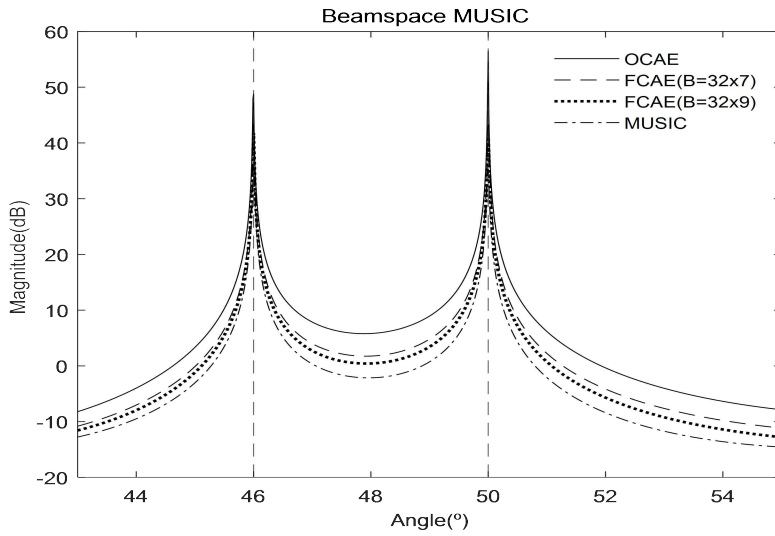


Figure 5.17 Comparison of AOA estimation performance of the OCAE algorithm (Beamspace MUSIC), FCAE algorithm (Beamspace MUSIC) and MUSIC of the second AOA group for the second scenario

제6절 5장 요약

본 장은 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘을 제안하고 도래각 추정성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 증명하였다. 제안한 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘은 FMLA 안테나를 구성하는 안테나 소자 중 일부 안테나 요소를 Capon 알고리즘에 적용하고 Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼 분석을 통해 신호의 도래각 그룹을 추정하게 된다. Capon 알고리즘의 공간 스펙트럼의 결과로 추정된 도래각 그룹 내 정확한 신호 개수 파악을 위해 $M \times M/2$ 크기의 빔공간 변환 행렬이 적용된 Beamspace MDL 알고리즘 사용하고, Beamspace MDL 알고리즘의 기준값을 최소로 하는 값을 그룹 내 신호의 개수로 추정하게 된다. Beamspace MDL 알고리즘의 최소 기준값을 바탕으로 도래각 그룹 내 개별 신호의 도래각 추정을 위한 Beamspace MUSIC 알고리즘에 적용되는 빔공간 변환 행렬의 크기를 최적화할 수 있으며, $M \times 2L$ 크기로 최적화된 빔공간 변환 행렬과 FMLA 안테나의 전체 안테나 요소를 Beamspace MUSIC 알고리즘에 적용하여 공간 스펙트럼의 피크값을 통하여 개별 신호의 도래각 추정하였다. 특정 도래각 그룹에 포함된 신호의 개수를 추정하기 위한 추가적인 계산이 필요하지만 Beamspace MUSIC 알고리즘에 적용되는 빔공간 변환 행렬의 크기를 최적화함으로써 불필요한 연산량을 줄일 수 있으며, 불필요한 연산량을 줄인 만큼 알고리즘의 계산복잡도를 낮출 수 있다.

제6장 FMLA 안테나 기반 최적화된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 계산복잡도 분석

본 장은 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘의 계산복잡도 분석을 위한 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 수학적 모델을 제시한다. 수학적 모델을 기반으로 다양한 시나리오를 적용한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 제공하고 이를 분석한다. 비교군으로 MUSIC 알고리즘과 고정된 빙공간 변환 행렬을 사용하는 FMLA 안테나 기반 캐스케이드 알고리즘을 선택하여 계산복잡도 비교를 진행하였다. 용어의 간략성을 위해 고정된 빙공간 변환 행렬이 적용된 캐스케이드 알고리즘을 FCAE 알고리즘이라고 정의한다.

제1절 FMLA 안테나가 적용된 계산복잡도 수학적 모델

본 절은 제안한 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘, 기존의 MUSIC 알고리즘, FMLA 안테나 기반 FCAE 알고리즘의 도래각을 추정하는 과정 전반에 걸친 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도 분석을 위한 수학적 모델을 제시한다. 계산복잡도 분석을 위해 각 알고리즘의 대표적 변수를 포함한 매개변수들이 고려되었으며, OCAE 알고리즘은 Capon 공분산 행렬(\mathbf{R}_C), 공분산 행렬의 역행렬(\mathbf{R}_C^{-1}), Capon 공간 스펙트럼($P_C(\theta)$), Beamspace MDL의 빙공간 변환($\mathbf{Br}(k)$), 공분산 행렬(\mathbf{R}_B), 공분산 행렬의 고유치 분해(EVD(\mathbf{R}_B)), MDL기준값 계산($MDL(A)$), 최적화된 빙공간 변환 행렬이 적용된 Beamspace MUSIC의 빙공간 변환($\mathbf{Or}(k)$), 공분산 행렬(\mathbf{R}_O), 공분산 행렬의 고유치 분해(EVD(\mathbf{R}_O)), 공간 스펙트럼($P_O(\theta)$)이 고려되었고, MUSIC 알고리즘은 공분산 행렬(\mathbf{R})과 공분산 행렬의 고유치 분해(EVD(\mathbf{R})), 공간 스펙트럼($P_M(\theta)$)이 고려되었고, FCAE 알고리즘은 Capon 공분산 행렬(\mathbf{R}_C), 공분산 행렬의 역행렬(\mathbf{R}_C^{-1}), Capon 공간 스펙트럼($P_C(\theta)$), Beamspace MUSIC의 공분산 행렬(\mathbf{R}_B), 공분산 행렬의 고유치 분해(EVD(\mathbf{R}_B)), 공간 스펙트럼($P_{BM}(\theta)$)이 고려되었다. Table 6.1 ~ Table 6.3은 위에서 언급한 매개변수를 고려한 각 알고리즘의 계산복잡도를 나타낸다.

Table 6.1 Computational complexity of FMLA antenna based OCAE algorithm

Index \ Operation	Add/Sub	Mul/Div
\mathbf{R}_C	$M_s^2(K-1)$	M_s^2K
\mathbf{R}_C^{-1}	$\frac{1}{3}M_s^3 + \frac{1}{2}M_s^2 - \frac{5}{6}M_s$	$\frac{1}{3}M_s^3 + M_s^2 + \frac{2}{3}M_s$
$P_C(\theta)$	$M_s^2 - 1$	$M_s^2 + M_s$
$\mathbf{Br}(k)$	$BK(K-1)$	BKM
\mathbf{R}_B	$B^2(K-1)$	B^2K
$\text{EVD}(\mathbf{R}_B)$	$\frac{2}{3}B^3 + \frac{3}{2}B^2 - \frac{1}{2}B + 1$	$\frac{2}{3}B^3 - \frac{2}{3}B^2 - \frac{19}{6}B + 2$
$MDL(\Lambda)$	$\frac{1}{2}B^2 + \frac{3}{2}B - 3$	$B^2 + 11B - 9$
$\mathbf{Or}(k)$	$OK(K-1)$	OKM
\mathbf{R}_O	$O^2(K-1)$	O^2K
$\text{EVD}(\mathbf{R}_O)$	$\frac{2}{3}O^3 + \frac{3}{2}O^2 - \frac{1}{2}O + 1$	$\frac{2}{3}O^3 - \frac{2}{3}O^2 - \frac{19}{6}O + 2$
$\mathbf{a}_o(\theta)$	$O(M-1)$	OM
χ_o	$O^2(O-L-1)$	$O^2(O-L)$
$P_o(\theta)$	$O^2 - 1$	$O^2 + O$

Table 6.2 Computational complexity of FMLA antenna based FCAE algorithm

Index \ Operation	Add/Sub	Mul/Div
\mathbf{R}_C	$M_s^2(K-1)$	M_s^2K
\mathbf{R}_C^{-1}	$\frac{1}{3}M_s^3 + \frac{1}{2}M_s^2 - \frac{5}{6}M_s$	$\frac{1}{3}M_s^3 + M_s^2 + \frac{2}{3}M_s$
$P_C(\theta)$	$M_s^2 - 1$	$M_s^2 + M_s$
$\mathbf{Br}(k)$	$BK(K-1)$	BKM
\mathbf{R}_B	$B^2(K-1)$	B^2K
$\text{EVD}(\mathbf{R}_B)$	$\frac{2}{3}B^3 + \frac{3}{2}B^2 - \frac{1}{2}B + 1$	$\frac{2}{3}B^3 - \frac{2}{3}B^2 - \frac{19}{6}B + 2$
$\mathbf{a}_B(\theta)$	$B(M-1)$	BM
χ_B	$B^2(B-L-1)$	$B^2(B-L)$
$P_B(\theta)$	$B^2 - 1$	$B^2 + B$

Table 6.3 Computational complexity of MUSIC algorithm

Index \ Operation	Add/Sub	Mul/Div
\mathbf{R}	$M^2(K-1)$	M^2K
$\text{EVD}(\mathbf{R})$	$\frac{2}{3}M^3 + \frac{3}{2}M^2 - \frac{1}{2}M + 1$	$\frac{2}{3}M^3 - \frac{2}{3}M^2 - \frac{19}{6}M + 2$
χ_M	$M^2(M-L-1)$	$M^2(M-L)$
$P_M(\theta)$	$M^2 - 1$	$M^2 + M$

$$\begin{aligned}
 & C.C_{OCAE}(+/-) \\
 &= \frac{SR_C}{\Delta_C} (M_s^2 - 1) + \frac{1}{3} M_s^3 + \left(K - \frac{1}{2}\right) M_s^2 - \frac{5}{6} M_s \\
 &+ \sum_{i=1}^G \left[\frac{2}{3} B_i^3 + (K+1) B_i^2 + (K(M-1)+1) B_i - 2 \right] \\
 &+ \sum_{j=1}^G \left[\frac{SR_O}{\Delta_O} (O_j^2 + (M-1) O_j) \right] \\
 &+ \sum_{j=1}^G \left[\frac{5}{3} O_j^3 - \left(K - L_j - \frac{1}{2}\right) O_j^2 + \left(K(M-1) - \frac{1}{2}\right) O_j + 1 \right]
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

$$\begin{aligned}
 & C.C_{OCAE}(\times/\div) \\
 &= \frac{SR_C}{\Delta_C} (M_s^2 + M_s) + \frac{1}{3} M_s^3 + (K+1) M_s^2 + \frac{2}{3} M_s \\
 &+ \sum_{i=1}^G \left[\frac{2}{3} B_i^3 + \left(K - \frac{1}{2}\right) B_i^2 + \left(KM - \frac{47}{6}\right) B_i - 7 \right] \\
 &+ \sum_{j=1}^G \left[\frac{SR_O}{\Delta_O} (O_j^2 + (M+1) O_j) \right] \\
 &+ \sum_{j=1}^G \left[\frac{5}{3} O_j^3 - \left(L_j + \frac{3}{2}\right) O_j^2 + \left(KM - \frac{19}{6}\right) O_j + 2 \right]
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

식(6.1)과 식(6.2)는 Table 6.1을 고려한 FMLA 안테나 기반 OCEA 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 총 계산복잡도를 나타낸다. 위 식에서 $SR_{\times}(\times = C, O)$ 는 Capon 알고리즘과 Beam-space MUSIC 알고리즘의 검색범위를 나타내고, $\Delta_{\times}(\times = C, O)$ 는 Capon 알고리즘과 Beam-space MUSIC 알고리즘의 스텝의 크기를 나타내고, M_s 는 Capon 알고리즘에서 사용한 안테나 요소의 개수이고, K 는 총 샘플링 길이이며, B_i 는 Beam-space MDL에 적용한 $M \times B_i$ 크기를 가지는 빔공간 변환 행렬의 열의 값을 나타내며, O_j 는 Beam-space MUSIC에 적용된 $M \times O_j$ 크기를 가지는 최적화된 빔공간 변환 행렬의 열의 값을 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 & C.C_{FCAE}(+/-) \\
 &= \frac{SR_C}{\Delta_C}(M_s^2 - 1) + \frac{1}{3}M_s^3 + \left(K - \frac{1}{2}\right)M_s^2 - \frac{5}{6}M_s \\
 &+ \sum_{i=1}^G \left[\frac{SR_F}{\Delta_F}(F_i^2 + (M-1)F_i) \right] \\
 &+ \sum_{i=1}^G \left[\frac{5}{3}F_i^3 - \left(K - L_i - \frac{1}{2}\right)F_i^2 + \left(K(M-1) - \frac{1}{2}\right)F_i + 1 \right]
 \end{aligned} \tag{6.3}$$

$$\begin{aligned}
 & C.C_{FCAE}(\times/\div) \\
 &= \frac{SR_C}{\Delta_C}(M_s^2 + M_s) + \frac{1}{3}M_s^3 + (K+1)M_s^2 + \frac{2}{3}M_s \\
 &+ \sum_{i=1}^G \left[\frac{SR_F}{\Delta_F}(F_i^2 + (M+1)F_i) \right] \\
 &+ \sum_{i=1}^G \left[\frac{5}{3}F_i^3 - \left(L_i + \frac{3}{2}\right)F_i^2 + \left(KM - \frac{19}{6}\right)F_i + 2 \right]
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

식(6.3)과 식(6.4)는 Table 6.2를 고려한 FMLA 안테나 기반 FCEA 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 총 계산복잡도를 나타낸다. 위 식에서 $SR_{\times}(\times = C, F)$ 는 Capon 알고리즘과 고정된 빔공간 변환 행렬의 크기를 적용한 Beamspace MUSIC 알고리즘의 검색범위를 나타내고, $\Delta_{\times}(\times = C, F)$ 는 Capon 알고리즘과 고정된 빔공간 변환 행렬의 크기를 적용한 Beamspace MUSIC 알고리즘의 스텝의 크기를 나타내고, M_s 는 Capon 알고리즘에서 사용한 안테나 요소의 개수이고, K 는 총 샘플링 길이이며, F_i 는 $M \times F_i$ 크기를 가지는 고정된 빔공간 변환 행렬의 열의 값을 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 & C.C_{MUSIC}(+/-) \\
 & = \frac{SR}{\Delta_M}(M^2-1) + \frac{5}{3}M^3 + \left(K-L + \frac{3}{2}\right)M^2 - \frac{1}{2}M + 1 \quad (6.5)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & C.C_{MUSIC}(\times/\div) \\
 & = \frac{SR}{\Delta_M}(M^2+M) + \frac{5}{3}M^3 + \left(K-L - \frac{1}{2}\right)M^2 - \frac{19}{6}M + 2 \quad (6.6)
 \end{aligned}$$

식(6.5)와 식(6.6)은 Table 6.3을 고려한 MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 총 계산복잡도를 나타낸다. 위 식에서 SR 은 MUSIC 알고리즘의 검색범위를 나타내고, Δ_M 은 MUSIC 알고리즘의 스텝의 크기를 나타내고, M 은 전체 안테나 요소의 개수를 나타낸다. 일반적으로 O_j, F_i, M 의 크기 값은 $O_j < F_i < M$ 이지만, 전체 범위를 검색해야 하는 매우 특수한 경우 $O_j = F_i = M$ 이 될 수 있다.

제2절 FMLA 안테나를 기반으로 모델링 된 수학적 모델 검증

1절에서 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘, FMLA 안테나 기반 FCAE 알고리즘, MUSIC 알고리즘에 대한 계산복잡도 비교를 위해 식(6.1)~(6.6)으로 표현되는 수학적 모델을 도출하였다. 본 절은 1절에서 도출한 수학적 모델에 대한 검증 결과를 제시한다. 각 모델의 검증을 위해 MathWorks사에서 개발한 수치 해석 소프트웨어인 MATLAB R2021a 버전을 사용하였으며, 코드의 성능을 측정하기 위한 스톱워치 타이머 함수인 tic과 toc을 활용하여 각 모델에 대한 연산 시간을 비교하였다.

연산 시간 비교를 위해 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘의 Capon 알고리즘은 인접한 9개의 안테나 요소를 사용하였고, 검색범위는 180° 를 적용하였으며, 스텝의 크기(Δ_C)는 1° 를 적용하였으며, Beamspace MDL 알고리즘은 32개의 안테나 요소를 사용하였으며, 적용된 빙공간 변환 행렬의 크기는 32×16 가 적용되었다. 최적화된 빙공간 변환 행렬이 적용된 Beamspace MUSIC은 32개의 안테나 요소를 사용하였으며, 적용된 빙공간 변환 행렬의 크기는 $32 \times 2L$ 이 되며 검색범위는 20° 를 적용하였고 스텝의 크기(Δ_C)는 0.01° 를 적용하였다. 비교군인 FMLA 안테나 기반 FCAE 알고리즘은 Capon 알고리즘에 인접한 9개의 안테나 요소를 사용하였고, 검색범위는 180° 를 적용하였으며, 스텝의 크기(Δ_C)는 1° 를 적용하였으며, Beamspace MDL 알고리즘은 32개의 안테나 요소를 사용하였으며, 적용된 빙공간 변환 행렬의 크기는 32×12 가 적용되었다. 검색범위는 20° 를 적용하였고 스텝의 크기(Δ_F)는 0.01° 를 적용하였다. MUSIC 알고리즘은 32개의 안테나 요소가 적용되었고 검색범위는 180° 를 적용하였으며, 스텝의 크기(Δ_M)는 0.01° 를 적용하였다. 전체 신호의 개수는 9개이며, 도래각 그룹의 수는 3개, 도래각 그룹 내 신호의 개수는 3개이고, 샘플링 총 길이(K)는 2024로 가정하였다.

위의 조건으로 시뮬레이션을 수행하였을 때 각 알고리즘의 연산 시간을 비교한 결과는 Figure 6.1에 나타나 있다. 제안한 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈 연산 결과를 살펴보면 0.000041초가 걸림을 알 수 있으며, FMLA 안테나 기반 FCAE 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈 연산 결과를 살펴보

면 0.000039초가 걸림을 알 수 있으며, MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈 연산 결과를 살펴보면 0.000104초가 걸림을 확인할 수 있다. FMLA 안테나 기반 캐스케이드 알고리즘의 계산복잡도의 수학적 모델인 식(6.1) ~ 식(6.4)를 비교해보면 OCAE 알고리즘에는 Beamspace MDL 알고리즘의 연산량이 추가되었으며, 이로 인해 연산 시간이 0.000002초 증가한 것을 확인할 수 있다. 연산 시간 비교 결과로부터 계산복잡도 비교를 위한 수학적 모델이 올바르게 모델링 되었음을 확인할 수 있다.

```

Add/Sub operation time of FMLA antenna based OCAE algorithm:
Elapsed time is 0.000041 seconds.

Mul/Div operation time of FMLA antenna based OCAE algorithm:
Elapsed time is 0.000041 seconds.

Add/Sub operation time of FMLA antenna based FCAE algorithm:
Elapsed time is 0.000039 seconds.

Mul/Div operation time of FMLA antenna based FCAE algorithm:
Elapsed time is 0.000039 seconds.

Add/Sub operation time of MUSIC algorithm:
Elapsed time is 0.000104 seconds.

Mul/Div operation time of MUSIC algorithm:
Elapsed time is 0.000104 seconds.
  
```

Figure 6.1 Comparison result of calculation time of each algorithm using tic, toc function of MATLAB

제3절 FMLA 안테나를 적용한 계산복잡도 시뮬레이션

본 절은 1절에서 제시된 수학적 모델을 바탕으로 제안한 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘의 낮은 복잡도를 보이기 위한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 보인다. 또한 가정한 시나리오를 바탕으로 도출된 시뮬레이션 결과에 대한 비교 분석을 제공한다. 시뮬레이션을 위해 도래각 추정을 위한 각 알고리즘의 매개변수를 고려하였으며 계산복잡도 비교를 위해 FMLA 안테나 기반 FCAE 알고리즘과 MUSIC 알고리즘을 비교군으로 선택하였다.

1. 신호 개수와 안테나 개수가 고려된 시나리오

FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘과 FMLA 안테나 기반 FCAE 알고리즘 및 MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도 비교를 위한 매개변수는 Table 6.4에 요약되어 있다. 시뮬레이션을 위해 신호의 수와 안테나 요소의 수가 증가하는 시나리오를 가정하였고, 신호의 개수는 1개부터 12개까지 증가하며, 안테나 요소의 개수는 16개부터 32개까지 증가한다. 또한 총 4개의 신호 그룹이 존재하며, 하나의 신호 그룹에는 총 3개의 신호가 존재한다고 가정하였다. 즉, 신호의 개수가 1~3개인 경우 1개의 도래각 그룹이 존재하며, 신호의 개수가 4~6개인 경우 2개의 도래각 그룹이 존재하며, 신호의 개수가 7~9개인 경우 3개의 도래각 그룹이 존재하며, 신호의 개수가 10~12개인 경우 4개의 도래각 그룹이 존재한다.

Table 6.4 Simulation parameters of each algorithm for comparison of computational complexity

Index		Value
M		16 to 32
M_s		8
Size of B		32×16
Size of O		$32 \times 2L$
Size of F		32×7
K		1024
L		1 to 12
Total number of G		4
FMLA antenna based OCAE algorithm	SR_C	180°
	Δ_C	1°
	SR_O	30°
	Δ_O	0.01°
FMLA antenna based FCAE algorithm	SR_C	180°
	Δ_C	1°
	SR_F	30°
	Δ_F	0.01°
MUSIC	SR	180°
	Δ_M	0.01°

2. 신호 개수 및 안테나 개수에 따른 계산복잡도 시뮬레이션 결과 및 분석

Figure 6.2와 Figure 6.3은 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘과 FMLA 안테나 기반 FCAE 알고리즘, FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘과 MUSIC 알고리즘의 덧셈/뺄셈에 대한 계산복잡도 비교 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 시뮬레이션 결과로부터 모든 경우에 대해 제안한 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘이 더 낮은 복잡도를 보이는 것을 확인할 수 있다. Figure 6.4와 Figure 6.5는 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘과 FMLA 안테나 기반 FCAE 알고리즘, FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘과 MUSIC 알고리즘의 곱셈/나눗셈에 대한 계산복잡도 비교 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 덧셈/뺄셈의 계산복잡도 결과와 마찬가지로 곱셈/나눗셈 결과에서도 모든 경우에 대해 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘이 더 낮은 복잡도를 보이는 것을 확인할 수 있다. Figure 6.2 ~ Figure 6.5의 시뮬레이션 결과를 통해 Bemaspase MUSIC 알고리즘에 적용되는 빔공간 변환 행렬을 최적화한다면 계산복잡도를 줄일 수 있다는 것을 확인하였다.

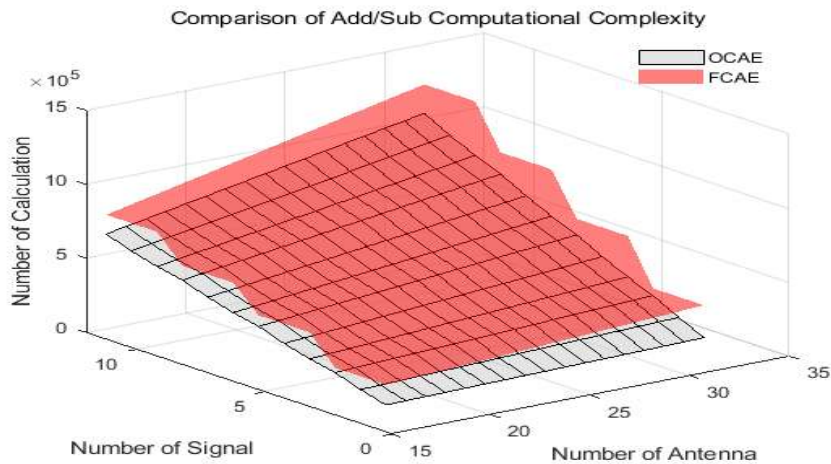


Figure 6.2 Comparison of addition/subtraction computational complexities of the FMLA antenna based OCAE algorithm and FCAE algorithm, according to the number of antenna and the number of signal

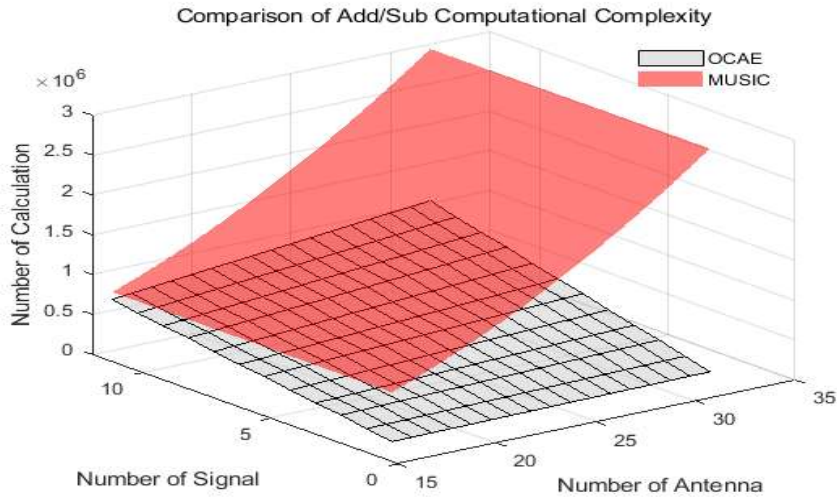


Figure 6.3 Comparison of addition/subtraction computational complexities of the FMLA antenna based OCAE algorithm, MUSIC algorithm, according to the number of antenna and the number of signal

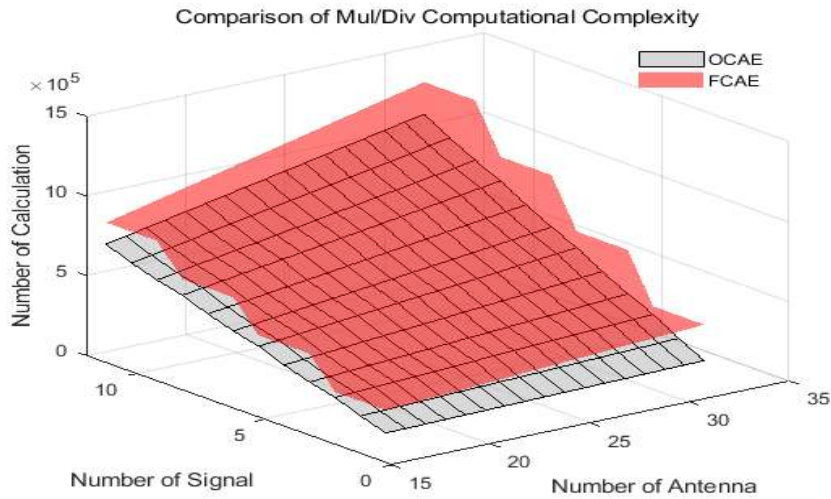


Figure 6.4 Comparison of multiplication/division computational complexities of the FMLA antenna based OCAE algorithm and FCAE algorithm, according to the number of antenna and the number of signal

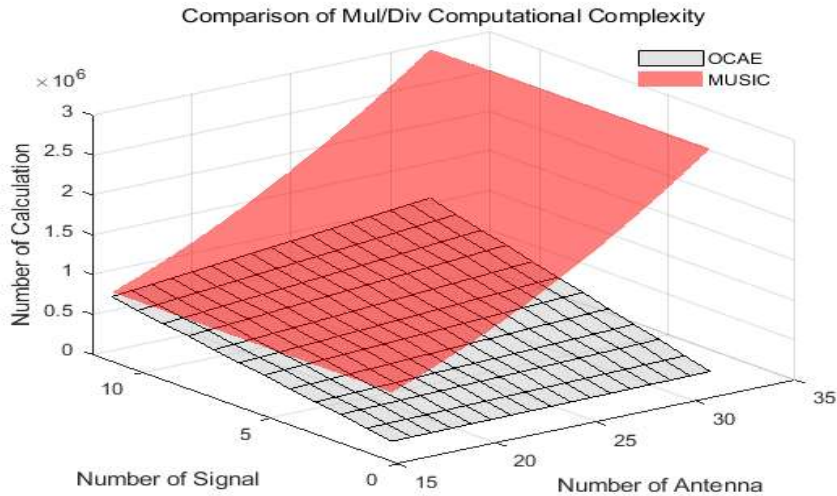


Figure 6.5 Comparison of multiplication/division computational complexities of the FMLA antenna based OCAE algorithm, MUSIC algorithm, according to the number of antenna and the number of signal

제4절 6장 요약

본 장은 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘의 낮은 복잡도를 증명하기 위한 덧셈/뺄셈, 곱셈/나눗셈에 대한 수학적 모델을 제시하고, 제시된 수학적 모델을 MATLAB의 tic, toc 함수를 이용하여 검증하였다. 또한 수학적 모델을 바탕으로 다양한 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 수학적 모델링을 위해 도래각 추정 시 각 알고리즘에 사용되는 공분산 행렬, 공간 스펙트럼을 포함한 다양한 매개변수들을 고려하였으며, 각 알고리즘의 계산복잡도는 식(6.1) ~ 식(6.6)에서 확인할 수 있다. 도출된 수학적 모델을 바탕으로 신호의 개수와 안테나 요소의 개수에 따른 비교 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션 결과를 통해 모든 경우에 대해 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘이 비교군 알고리즘보다 낮은 복잡도를 보이는 것을 확인하였고, 기존 알고리즘 대비 훨씬 낮은 복잡도를 가지므로 효율적으로 도래각을 추정할 수 있다.

제7장 결론 및 향후 연구

결론

본 논문은 도래각 추정 알고리즘에 적용할 수 있는 다양한 형태의 배열 안테나 구조와 수학적 모델을 살펴보고, 이를 적용한 다양한 도래각 추정 알고리즘의 도래각 추정성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 일반적으로 도래각 추정 성능은 부공간 기반 알고리즘이 기존의 빔형성 알고리즘보다 뛰어나다. 하지만 도래각 추정을 위한 계산량이 많아지거나, 특정 형상의 배열 안테나만 적용 가능한 단점이 있다. 이에 본 논문은 부공간 기반 도래각 추정 알고리즘과 유사한 도래각 추정성능을 보유하면서 다양한 형태의 배열 안테나에 적용 가능한 Capon 알고리즘과 Beamspace MUSIC 알고리즘으로 구성된 캐스케이드 도래각 추정 기법을 제안하였다. 제안한 캐스케이드 알고리즘의 구조는 Figure 2.11에 제시되어 있으며, 첫 번째 단계로 분해능은 다소 떨어지지만 빠른 검색이 가능한 Capon 알고리즘을 통해 일부 신호를 포함하는 신호 도래각 그룹을 추정하게 된다. 두 번째 단계로 분해능이 매우 뛰어나면서 특정 범위를 검색 가능한 Beamspace MUSIC 알고리즘을 통해 추정된 도래각 그룹 내 세부 신호의 도래각을 추정하게 된다. 제안한 캐스케이드 도래각 추정 기법의 성능평가를 위해 다양한 안테나 모델을 적용하였고, 도래각 추정성능 비교를 위해 고성능의 기존 MUSIC 알고리즘을 비교군으로 채택하였으며, 다양한 시나리오를 가정하고 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과들을 통해 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 다양한 배열 안테나에 적용 가능할 뿐 아니라 기존의 MUSIC 알고리즘과 유사한 도래각 추정성능을 보임을 확인하였다. 또한 기존의 전체 범위를 검색하는 MUSIC 알고리즘과는 다르게, 제안한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 신호가 존재하는 검색범위를 설정하고, 설정된 범위 내에서만 도래각 추정을 수행하기 때문에 계산복잡도를 줄일 수 있다.

통신 기술 발달로 인해 MA 안테나의 수요가 폭발적으로 증가하는 현시점에서 기존 도래각 추정 알고리즘을 사용할 경우 늘어난 안테나 요소로 인해 알고리즘의 계산복잡도가 기하급수적으로 커지는 단점이 발생한다. MA 안테나를 사용하여 도

래각 추정 시 발생할 수 있는 기존 알고리즘의 복잡도 문제를 해결하기 위해 본 논문은 캐스케이드 알고리즘을 확장하여 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 알고리즘을 제안하였다. FMRA 안테나는 선택적으로 안테나 요소를 ON/OFF 시킬 수 있는 기능을 탑재한 Massive 배열 안테나로 그 구조는 Figure 3.1에서 확인할 수 있다. FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 적은 수의 안테나 요소를 사용한 Capon 알고리즘을 통해 매우 낮은 복잡도를 가지면서 빠르게 한 개 이상의 신호를 포함하는 다수개의 도래각 그룹을 추정할 수 있다. 추정된 도래각 그룹 내 개별 신호에 대한 도래각 추정을 위해 BeamSpace MUSIC 알고리즘을 사용하며, 이때 모든 안테나 요소를 사용해 특정 도래각 범위에서 도래각 추정성능을 극대화한다. 기존의 MUSIC 및 전체 범위를 검색하는 Only BeamSpace MUSIC 알고리즘을 대조군으로 선택하여 도래각 추정성능평가와 알고리즘이 가지는 계산복잡도 시뮬레이션을 진행하였으며, 시뮬레이션 결과를 통해 제안한 FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘은 기존의 MUSIC 알고리즘 및 Only BeamSpace MUSIC과 유사한 도래각 추정성능을 갖지만, 복잡도 면에서 비교군 알고리즘에 비해 매우 낮은 복잡도를 가지며, 대량의 안테나 요소가 사용되는 Massive 배열 안테나에서 매우 효율적으로 도래각을 추정할 수 있음을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

FMRA 안테나 기반 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘에서는 신호 개수의 2배보다 더 큰 크기를 갖는 고정된 크기의 빔공간 변환 행렬을 BeamSpace MUSIC 알고리즘에 적용하였다. 이는 불필요한 연산을 발생시키고 잘못된 크기의 빔공간 변환 행렬이 적용되면 BeamSpace MUSIC 알고리즘의 도래각 추정성능은 심각하게 저하된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문은 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘을 제안하였다. FMLA 안테나는 안테나 요소 ON/OFF 기능을 가지는 Massive 선형 배열 안테나로 그 구조는 Figure. 5.1에서 확인할 수 있다. FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘 역시 Capon 알고리즘은 적은 수의 안테나를 사용하게 되며, BeamSpace MUSIC 알고리즘은 전체 안테나 요소를 사용하지만, 두 알고리즘 사이에 전체 안테나 요소가 적용된 BeamSpace MDL 알고리즘을 적용하여 도래각 그룹 내 정확한 신호의 수를 추정하게 되고, 추정된 신호의 개수를 바탕으로 BeamSpace

MUSIC 알고리즘에 적용되는 빔공간 변환 행렬의 크기를 $M \times 2L$ 로 최적화하게 된다. 기존의 MUSIC 알고리즘과 논문에서 제안하였던 FMLA 안테나 기반 FCAE 알고리즘을 대조군으로 선택하여 각 알고리즘이 가지는 계산복잡도 시뮬레이션을 진행하였으며, 시뮬레이션 결과를 통해 FMLA 안테나 기반 OCAE 알고리즘이 MUSIC 알고리즘이나 기존에 제안되었던 FMLA 안테나 기반 FCAE 알고리즘에 비해 더 낮은 복잡도를 갖는 것을 확인하였으며, 다수의 안테나 요소로 구성된 Massive 배열 안테나에서 최적화를 통해 매우 낮은 복잡도를 갖음으로써 기존에 제안한 FCAE 알고리즘에 비해 더 효율적으로 도래각을 추정할 수 있다.

향후 연구

본 논문은 FMRA 안테나에 대한 수학적 모델을 제시하고 이를 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘에 적용하였다. 향후 연구에서는 Flexible Massive Circular Array (FMCA), Flexible Massive Concentric Circular Array (FMCCA), Flexible Massive Combined Array (FMCoA) 안테나에 대한 수학적 모델을 개발하고 이를 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘에 적용하는 연구가 추가로 진행될 것이다.

본 논문은 선형 배열 안테나에 대한 빔공간 최적화 조건을 확인하고, FMLA 안테나를 적용한 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘 최적화에 관한 연구를 진행하였다. 향후 연구에서는 사각, 원형, 동심원, 통합 배열 안테나를 포함한 다양한 평면 배열 안테나에 대한 빔공간 최적화에 대한 조건을 정의하고 이를 Flexible Massive Planer Array (FMPA) 안테나에 적용하여 논문에서 제안된 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘의 최적화에 관한 연구가 추가로 진행되어야 할 것이다.

본 논문은 Capon 알고리즘으로 도래각 그룹을 추정하고 검색범위를 결정을 위한 한계점을 설정할 때 수신신호의 SNR에서 5dB 이하의 값을 한계점으로 결정하였다. 본 논문에서 수신신호의 SNR이 동일하다고 가정하였기에 상기와 같은 조건으로 한계점을 결정할 수 있었으나, 실제 상황에서는 입사 신호의 SNR의 크기가 매우 다양하며 그 편차의 폭이 매우 커질 수 있다. 이처럼 수신신호의 SNR이 서로 다른 경우에 대한 최적화된 한계점을 결정하기 위한 연구가 추가로 진행되어야 할 것이다.

REFERENCES

- [1] A. Dhabale, *Direction Of Arrival (DOA) Estimation Using Array Signal Processing*, University of California, Riverside, 2018.
- [2] A. Badawy, T. Khattab, D. Trincherro, T. ElFouly, and A. Mohamed, “A simple angle of arrival estimation scheme,” *Accelerating the world's research*, Sept. 2014, pp. 1-7.
- [3] S. Shirvani-Moghaddam and F. Akbari, “A novel ULA-based geometry for improving AOA estimation,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2011, no. 1, 2011, pp. 1-11.
- [4] S. O. Al-Jazzar, Z. Hamici, and S. Aldalameh, “Two-dimensional AOA estimation based on a constant modulus algorithm,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2017, 2017, pp. 1-7.
- [5] H. Chin, S. W. Kim, J. I. Choi, and J. M. Lee, “A Study on the Accuracy Enhancement Using the Direction Finding Process Improvement of Ground-Based Electronic Warfare System,” *Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society*, vol. 18, no. 6, 2017, pp. 627-635.
- [6] S. Cho, H. Song, K. J. You, and H. C. Shin, “A new direction-of-arrival estimation method using automotive radar sensor arrays,” *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 13, no. 6, 2017, pp. 1-12.
- [7] K. S. Choi, J. P. Kim, H. K. Won, J. H. Park, and I. G. Kim, “Source Localization Technique for Radar Pulse Emission by Using Scanning Method of Interest Area,” *Journal of the Korean Society for Aeronautical & Space Sciences*, vol. 39, no. 9, 2011, pp. 889-895.
- [8] N. Egger, J. E. Ball, and J. Rogers, “Radar angle of arrival system design optimization using a genetic algorithm,” *Electronics*, vol. 6, no. 1, 2017, pp. 1-26.

- [9] H. C. Kim, C. S. Lee, and J. H. Choi, "A Study on Real-Time Position Analysis and Wireless Transmission Technology for Effective Acquisition of Video Recording Information in UAV Video Surveillance," *Journal of Korea Multimedia Society*, vol. 18, no. 9, 2015, pp. 1047-1057.
- [10] Agency for Defense Development, [Internet], available from : <https://www.add.re.kr/board?menuId=MENU02708&siteId=SITE00002>
- [11] J. H. Lee, M. C. Kim, S. W. Cho, and S. W. Kim, "Performance of LOB-based emitter localization using linear LSE algorithms," *Journal of the Korea Institute of Military Science and Technology*, vol. 13, no. 1, 2010, pp. 36-40.
- [12] Z. Chen, S. Yeh, J. F. Chamberland, and G. H. Huff, "A sensor-driven analysis of distributed direction finding systems based on UAV swarms," *Sensors*, vol. 19, no. 12, 2019, pp. 1-19.
- [13] C. Wang, F. Ma, J. Yan, D. De, and S. K. Das, "Efficient aerial data collection with UAV in large-scale wireless sensor networks," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 11, no. 11, 2015, pp. 1-19.
- [14] Y. Lee, S. Aom, and J. Lim, "China's Satellite Research and Development to Collect Electronic Signals for Marine Reconnaissance to Surrounding Nations," *Journal of Satellite, Information and Communications*, vol. 12, no. 3, 2017, pp. 54-62.
- [15] S. K. Jeong, T. H. Kim, C. S. Sin, and S. U. Lee, "Technical trends of smart jamming for GPS signal," *Electronics and telecommunications trends*, vol. 27, no. 6, 2012, pp. 75-82.
- [16] F. M. Unlarsen, E. Yaldiz, and S. T. Imeci, "FPGA Based Fast Bartlett DoA Estimator for ULA Antenna Using Parallel Computing," *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 33, no. 4, 2018, pp. 450-459.

- [17] Y. Khmou, S. Safi, and M. Frikel, “Comparative study between several direction of arrival estimation methods,” *Journal of Telecommunications and Information Technology*, 2014, pp. 41-48.
- [18] L. C. Godara, “Limitations and capabilities of directions-of-arrival estimation techniques using an array of antennas: a mobile communications perspective,” In *Proceedings of International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Boston, MA, USA , Oct. 1996, pp. 327-333.
- [19] J. Liberti, T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, PrenticeHallPTR, 1999
- [20] J. Foutz, A. Spanias, and M. K. Banavar, “Narrowband direction of arrival estimation for antenna arrays,” *Synthesis Lectures on Antennas*, vol. 3 no. 1, 2008, pp. 1-76.
- [21] H. L. Van Trees, *Optimum array processing: Part IV of detection, estimation, and modulation theory*. John Wiley & Sons, 2004.
- [22] F. Gross, *Smart Antennas for Wireless Communications with Matlab*. McGraw Hill Professional, 2005.
- [23] N. Wang, P. Agathoklis, and A. Antoniou, “A new DOA estimation technique based on subarray beamforming,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 9, 2006, pp. 3279-3290.
- [24] Z. Chen, G. Gokeda, and Y. Yu, *Introduction to Direction-of-arrival Estimation*. Artech House, 2010.
- [25] M. S. Bartlett, “Periodogram analysis and continuous spectra,” *Biometrika*, vol. 37 no. 1/2, 1950, pp. 1-16.
- [26] J. Capon, “High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 57 no. 8, 1969, pp. 1408-1418.

- [27] M. U. Shahid, M. Nauman, D. Haider, and Y. Imran, "Comparative analysis between direction of arrival algorithms," In *2017 International Conference on Infocom Technologies and Unmanned Systems (Trends and Future Directions)(ICTUS)*, Dubai, United Arab Emirates. Dec, 2017, pp. 451-454.
- [28] E. Gentilho, P. R. Scalassara, and T. Abrão, "Direction-of-Arrival Estimation Methods: A Performance-Complexity Tradeoff Perspective," *Journal of Signal Processing Systems*, vol. 92, no. 2, 2020, pp. 239-256.
- [29] R. Kumaresan and D. W. Tufts, "Estimating the angles of arrival of multiple plane waves," *IEEE Transactions on Aerospace and electronic Systems*, no. 1, Jan. 1983, pp. 134-139.
- [30] R. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 34, no. 3, Mar. 1986, pp. 276-280.
- [31] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing*, vol. 37, no. 7, July 1989, pp. 984-995.
- [32] A. Paulraj, B. Ottersten, R. Roy, A. Swindlehurst, G. Xu, and T. Kailath, "16 subspace methods for directions-of-arrival estimation," *Handbook of Statistics*, vol. 10, 1993, pp. 693-739.
- [33] A. Broumandan, J. Nielsen, and G. Lachapelle, "Practical results of high resolution AOA estimation by the synthetic array," In *2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference*, Calgary, AB, Canada, Sept. 2008, pp. 1-5.
- [34] B. D. Rao and K. S. Hari, "Performance analysis of root-MUSIC," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 12, Dec. 1989, pp. 1939-1949.

- [35] M. Pesavento, A. B. Gershman, and M. Haardt, "Unitary root-MUSIC with a real-valued eigendecomposition: A theoretical and experimental performance study," *IEEE transactions on signal processing*, vol. 48, no. 5, May 2000, pp. 1306-1314.
- [36] F. Belloni, A. Richter, and V. Koivunen, "Extension of root-MUSIC to non-ULA array configurations." In *2006 IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing Proceedings*, Toulouse, France. May 2006, pp. IV-897-IV-900.
- [37] J. Zhuang, W. Li, and A. Manikas, "Fast root-MUSIC for arbitrary arrays," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 2, 2010, pp. 174-176.
- [38] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 33, no. 4, Aug. 1985, pp. 806-811.
- [39] J. Li, "Improved angular resolution for spatial smoothing techniques," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 40, no. 12, Dec. 1992, pp. 3078-3081.
- [40] S. U. Pillai and B. H. Kwon, "Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 1, Jan. 1989, pp. 8-15.
- [41] N. Yuri and P. Ilia, P. "Performance study of beamspace processing DOA estimation by MUSIC and capon methods." In *2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, Omsk, Russia, May 2015, pp. 1-6.

- [42] Y. Nechaev and I. Peshkov, "Impact of beamspace processing on accuracy of DOA estimation using MUSIC and Capon methods," In *2015 38th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, Prague, Czech, July 2015, pp. 472-476.
- [43] H. B. Lee and M. S. Wengrovitz, "Resolution threshold of beamspace MUSIC for two closely spaced emitters," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 38, no. 9, Sept. 1990, pp. 1545-1559.
- [44] P. Stoica and A. Nehorai, "Comparative performance study of element-space and beam-space MUSIC estimators," *Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 10, no. 3, 1991, pp. 285-292.
- [45] V. I. Vasyiyshyn, (2007, September). "Antenna array signal processing with high-resolution by modified beamspace music algorithm. In *2007 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques* (pp. 455-457).
- [46] G. Xu, S. D. Silverstein, R. H. Roy, and T. Kailath, "Beamspace esprit," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 2, Feb. 1994, pp. 349-356.
- [47] M. D. Zoltowski, M. Haardt, and C. P. Mathews, "Closed-form 2-D angle estimation with rectangular arrays in element space or beamspace via unitary ESPRIT," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, no. 2, Feb. 1996, pp. 316-328.
- [48] S. N. Shahi, M. Emadi, and K. H. Sadeghi, "High resolution DOA estimation in fully coherent environments," *Progress in Electromagnetics research* vol. C, no. 5, 2008, pp. 135-148.
- [49] K. H. Lee and J. H. Joo, "Signal Estimation of Target Using Modified Bartlett Method of Weight Updating," *Journal of Korea Institute of Information, Electronics, and Communication Technology*, vol. 9, no. 4, 2016, pp. 330-336.

- [50] H. Song, S. Cho, J. Lee, S. Jeong, and H.-C. Shin, "Antenna Array Compensation for Improved DOA Estimation," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, vol. 64, no. 5, 2015, pp. 786-791.
- [51] S. N. Bhuiya, F. Islam, and M. A. Matin, "Analysis of direction of arrival techniques using uniform linear array," *International Journal of Computer Theory and Engineering*, vol. 4, no. 6, 2012, pp. 931-934.
- [52] I. A. H. Adam and M. R. Islam, "Performance study of direction of arrival (DOA) estimation algorithms for linear array antenna," In *2009 International Conference on Signal Processing Systems*, Singapore, May 2009, pp. 268-271.
- [53] V. Kumar and S. K. Dhull, (2020). "MATHEMATICAL MODELLING OF DIFFERENT DOA ESTIMATION ALGORITHMS," *Journal of Critical Reviews*, vol. 7, no. 19, 2020, pp. 4571-4579.
- [54] E. N. Ibrahim and E. Khalil, "Improve the robustness of MVDR beamforming method based on steering vector estimation and sparse constraint," In *2019 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*, Rome, Italy, Nov. 2019, pp. 1-5.
- [55] T. S. Kiong, S. B. Salem, J. K. S. Paw, K. P. Sankar, and S. Darzi, "Minimum variance distortionless response beamformer with enhanced nulling level control via dynamic mutated artificial immune system," *The Scientific World Journal*, vol. 2014, 2014, pp. 1-9.
- [56] T. S. Kim and S. S. Hwang, "Cascade AOA Estimation Using Uniform Rectangular Array Antenna," *The journal of Korea Institute of Electronics, and Communication Science*, vol. 13, no. 5, 2018, pp. 923-929.
- [57] B. Friedlander, "A sensitivity analysis of the MUSIC algorithm," *IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing*, vol. 38, no. 10, Oct. 1990, pp. 1740-1751.

- [58] Q. T. Zhang, "Probability of resolution of the MUSIC algorithm," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, no. 4, Apr. 1995, pp. 978-987.
- [59] A. L. Swindlehurst and T. Kailath, "A performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors. I. The MUSIC algorithm," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 40, no. 7, July 1992, pp. 1758-1774.
- [60] D. Spielman, A. Paulraj, and T. Kailath, "Performance analysis of the MUSIC algorithm," In *ICASSP'86. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Tokyo, Japan, Apr. 1986, pp. 1909-1912.
- [61] A. N. Lemma, A. J. Van der Veen, and E. F. Deprettere, "Multiresolution ESPRIT algorithm," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 47, no. 6, June 1999, pp. 1722-1726.
- [62] B. Ottersten, M. Viberg, and T. Kailath, "Performance analysis of the total least squares ESPRIT algorithm," *IEEE transactions on signal processing*, vol. 39, no. 5, May 1991, pp. 1122-1135.
- [63] J. Li and R. T. Compton, "Two-dimensional angle and polarization estimation using the ESPRIT algorithm," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 5, May 1992, pp. 550-555.
- [64] W. Suleiman, M. Pesavento, and A. M. Zoubir, "Performance analysis of the decentralized eigendecomposition and ESPRIT algorithm," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 9, May 2016, pp. 2375-2386.
- [65] T. Nishio, Y. Koda, J. Park, M. Bennis, and K. Doppler, "When wireless communications meet computer vision in beyond 5G," *IEEE Communications Standards Magazine*, vol. 5, no. 2, 2021, pp. 76-83.
- [66] T. S. Kim, H. W. Yoo, and S. H. Lee, "Efficient use of radio frequency with civil and military cooperation," *Journal of Korea Technology Innovation Society*, vol. 8, no. 1, 2005, pp. 77-93.

- [67] L. Wei, Q. Li, and G. Wu, "Direction of Arrival Estimation with Uniform Planar Array," In *2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, Toronto, ON, Canada, Sept. 2017, pp. 1-5.
- [68] W. Tan, S. D. Assimonis, M. Matthaiou, Y. Han, X. Li, and S. Jin, "Analysis of different planar antenna arrays for mmWave massive MIMO systems" In *2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Sydney, NSW, Australia, June 2017, pp. 1-5.
- [69] P. Ioannides, and C. A. Balanis, "Uniform circular and rectangular arrays for adaptive beamforming applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, 2005, pp. 351-354.
- [70] P. Heidenreich, A. M. Zoubir, and M. Rubsamen, "Joint 2-D DOA estimation and phase calibration for uniform rectangular arrays," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 9, Sept. 2012, pp. 4683-4693.
- [71] Y. Wu and H. C. So, "Simple and accurate two-dimensional angle estimation for a single source with uniform circular array," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, 2008, pp. 78-80.
- [72] C. H. Lee, S. J. Kim, and S. G. Lim, "Performance analysis of DOA estimation and beamforming in 3-dimensional array antenna for GPS," *The institute of Electronics Engineers fo Korea - Telecommunications*, vol. 44, no. 3, 2007, pp. 88-94.
- [73] L. Josefsson and P. Persson, *Conformal array antenna theory and design* (Vol. 29). John wiley & sons, 2006.
- [74] R. Sanudin, "Planar array design and analysis on direction of arrival estimation for mobile communication systems" Doctor's Thesis, *The university of Edinburgh*, 2014.

- [75] F. G. Yan, B. Cao, J. J. Rong, Y. Shen, and M. Jin, "Spatial aliasing for efficient direction-of-arrival estimation based on steering vector reconstruction," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2016, no. 1, 2016, pp. 1-8.
- [76] S. Ma and F. Pan, "Symmetric Extension of Steering Vectors and Beamforming," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 76, 2018, pp. 19-29.
- [77] S. Ren, X. Ma, S. Yan, and C. Hao, "2-D unitary ESPRIT-like direction-of-arrival (DOA) estimation for coherent signals with a uniform rectangular array," *Sensors*, vol. 13, no. 4, 2013, pp. 4272-4288.
- [78] J. A. Tsai, R. M. Buehrer, and B. D. Woerner, "BER performance of a uniform circular array versus a uniform linear array in a mobile radio environment," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 3, May 2004, pp. 695-700.
- [79] Z. Luo, X. He, X. Chen, X. Luo, and X. Li, "Synthesis of thinned concentric circular antenna arrays using modified TLBO algorithm," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015, 2015, pp. 1-9.
- [80] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [81] M. I. Dessouky, H. Sharshar, and Y. Albagory, "Optimum normalized-Gaussian tapering window for side lobe reduction in uniform concentric circular arrays," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 69, 2007, pp. 35-46.
- [82] M. Dessouky, H. Sharshar, and Y. Albagory, "A novel tapered beamforming window for uniform concentric circular arrays," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 20, no. 14, 2006, pp. 2077-2089.
- [83] U. Singh and M. Rattan, "Design of thinned concentric circular antenna arrays using firefly algorithm," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 8, no. 12, 2014, pp. 894-900.

- [84] A. Reyna, M. A. Panduro, and C. Del Rio, "Design of concentric ring antenna arrays for isoflux radiation in GEO satellites," *IEICE Electronics Express*, vol. 8, no. 7, 2011, pp. 484-490.
- [85] L. I. Balderas, A. Reyna, and M. A. Panduro, "Time-modulated concentric ring antenna array for a wide coverage pattern," In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, PR, USA, June 2016, pp. 709-710.
- [86] R. L. Haupt, "Optimized element spacing for low sidelobe concentric ring arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 1, Jan. 2008, pp. 266-268.
- [87] R. L. Haupt, "Thinned concentric ring arrays" In *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Diego, CA, USA, July 2008, pp. 1-4.
- [88] N. Goto and D. K. Cheng, "On the synthesis of concentric-ring arrays," *Proceedings of the IEEE*, vol. 58, no. 5, May 1970, pp. 839-840.
- [89] T. Y. Kim and S. S. Hwang, "Adaptive Beamforming System Based on Combined Array Antenna," *The journal of Korea Institute of Electronics, and Communication Science*, vol. 16, no. 1, 2021, pp. 9-17.
- [90] Z. N. Morris and K. T. Wong, "Comparing the "Rim" Versus the "Filled" Rectangular Array Grids—Their Direction-Finding Cramér-Rao Bounds," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 55, no. 4, Aug. 2018, pp. 1945-1956.
- [91] T. Y. Kim, H. Lee, and S. S. Hwang, "Cascade AOA Estimation Based on Combined Array Antenna with URFA and UCA," In *2021 Twelfth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, Jeju Island, Korea, Aug. 2021, pp. 207-209.
- [92] T. Y. Kim and S. S. Hwang, "Angle-of-Arrival Estimation Algorithm Based on Combined Array Antenna," *Journal of Positioning, Navigation, and Timing*, vol. 10, no. 2, 2021, pp. 131-137.

- [93] D. J. Yeom, S. H. Park, J. R. Kim, and M. J. Lee, "Performance analysis of beamspace MUSIC with beamforming angle," In *2014 8th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)*, Gold Coast, QLD, Australia, Dec. 2014, pp. 1-5.
- [94] C. Sun and Y. X. Yang, "On beampattern design for beamspace music," *Acoustical science and technology*, vol. 25, no. 1, 2004, pp. 2-8.
- [95] Z. Guo, X. Wang, and W. Heng, "Millimeter-wave channel estimation based on 2-D beamspace MUSIC method," *IEEE transactions on wireless communications*, vol. 16, no. 8, Aug. 2017, pp. 5384-5394.
- [96] N. Odachi, H. Shoki, and Y. Suzuki, "High-speed DOA estimation using beamspace MUSIC," In *VTC2000-Spring. 2000 IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings (Cat. No. 00CH37026)*, Tokyo, Japan, May 2000, pp. 1050-1054.
- [97] C. P. Mathews, M. Haardt, and M. D. Zoltowski, "Implementation and performance analysis of 2D DFT beamspace ESPRIT," In *Conference Record of The Twenty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, Nov. 1996, pp. 726-730.
- [98] C. P. Mathews and M. D. Zoltowski, (1994). "Eigenstructure techniques for 2-D angle estimation with uniform circular arrays," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 42, no. 9, Sept. 1994, pp. 2395-2407.
- [99] T. Y. Kim and S. S. Hwang, "Performance Analysis of Cascade AOA Estimator with Concentric Ring Array Antenna," *The Journal of the Korea institute of electronic communication sciences*, vol. 15, no. 5, 2020, pp. 849-855.
- [100] S. S. Hwang and J. J. Shynk, "Multicomponent receiver architectures for GPS interference suppression," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 42, no. 2, Apr. 2006, pp. 489-502.

- [101] J. Y. Mun and S. S. Hwang, "Input Signal Model Analysis for Adaptive Beamformer," *The Journal of the Korea institute of electronic communication sciences*, vol. 12, no. 3, 2017, pp. 433-438.
- [102] H. Zhao, N. Zhang, and Y. Shen, "Beamspace direct localization for large-scale antenna array systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 68, 2020, pp. 3529-3544.
- [103] H. S. Park and S. S. Hwang, "AIC & MDL Algorithm Based on Beamspace, for Efficient Estimation of the Number of Signals," *The Journal of the Korea institute of electronic communication sciences*, vol. 16, no. 4, 2021, pp. 617-624.
- [104] S. Tu and L. Xu, "A study of several model selection criteria for determining the number of signals," In *2010 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Dallas, TX, USA, Mar. 2010, pp. 1966-1969.
- [105] J. S. Jiang and M. A. Ingram, "Robust detection of number of sources using the transformed rotational matrix," In *2004 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (IEEE Cat. No. 04TH8733)*, Atlanta, GA, USA, Mar. 2004, pp. 501-506.
- [106] A. Di and L. Tian, "Matrix decomposition and multiple source location," In *ICASSP'84. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, San Diego, CA, USA, Mar. 1984, pp. 722-725.
- [107] C. M. Cho and P. M. Djuric, "Detection and localization of multiple sources via Bayesian predictive densities,". In *1993 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Minneapolis, MN, USA, Apr. 1993, pp. 57-60.
- [108] V. Madisetti, *The digital signal processing handbook*. CRC press, 1997.

ABBREVIATIONS

AM	Amplitude Modulation
AOA	Angle Of Arrival
AWGN	Adaptive White Gaussian Noise
CA	Combined Array
CCA	Concentric Circular Array
CW	Continuous Wave
DAS	Delay and Sum
DFT	Discrete Fourier Transform
DPSS	Discrete Prolate Spheroidal Sequences
EHF	Extreme High Frequency
ESPRIT	Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques
EVD	EigenValue Decomposition
FCAE	Fixed Cascade AOA Estimation
FM	Frequency Modulation
FMCA	Flexible Massive Circular Array
FMCCA	Flexible Massive Concentric Circular Array
FMCoA	Flexible Massive Combined Array
FMLA	Flexible Massive Linear Array
FMRA	Flexible Massive Rectangular Array
HPBW	Half Power Beam Width
i.i.d	independent and identically distributed
LA	Linear Array
MA	Massive Array
MDL	Minimum Description Length
MF	Medium Frequency
MUSIC	MUltiple Signal Classification
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response
OCAE	Otimized Cascade AOA Estimation
PA	Planar Array
RMSE	Root Mean Square Error
SNR	Signal to Noise Ratio
UCA	Uniform Circular Array

ULA Uniform Linear Array
URA Uniform Rectangular Array
WB WideBand

감사의 글

논문을 완성할 수 있게 여러 면에서 조언과 아낌없는 지원을 해주신 주변 분들께 감사의 인사를 올립니다.

가장 먼저 지도 교수님이신 황석승 교수님께 감사의 인사를 올립니다. 학위과정동안 연구의 방향성이 틀어지지 않도록 아낌없는 조언을 해주셨고 작문 실력과 발표 능력을 높일 수 있도록 끊임없는 지도를 해주셨습니다. 글로써 다 적을 순 없는 교수님의 노력과 지도에 진심으로 감사의 인사를 올립니다.

또한 완성도 있는 학위 논문을 위해 아낌없는 조언을 해주신 이충규 교수님, 오순수 교수님, 변재영 교수님, 그리고 박봉석 교수님께 감사의 인사를 올립니다.

학위 논문 심사 기간 학위 논문만 온전히 집중할 수 있도록 도와준 적응신호처리 실험실의 모든 구성원에게 감사의 인사를 올립니다.

학위 논문의 완성을 위해 재정적 지원을 해주신 한국연구재단, 조선대학교 LINC+ 사업단에 감사의 인사를 올립니다.

마지막으로 선택의 갈림길에 설 때마다 저를 전적으로 믿어주시고, 응원해주시고, 아낌없는 지원을 해주신 부모님께 감사의 인사를 올립니다. 부모님의 조건 없는 사랑과 지원이 없었더라면 저는 이 자리에 설 수 없었을 것입니다.

연구 실적

□ 연구 논문

- SCI-E

Kim, T. Y., & Hwang, S. S. (2020). Cascade AOA Estimation Algorithm Based on Flexible Massive Antenna Array. *Sensors*, 20(23), 6797.

Kim, T. Y., Lee, H., & Hwang, S. S. (2021). Cascade AOA estimation technology based on combined array antenna with computational complexity analysis. *ICT Express*.

- KCI 등재지

Kim, T. Y., & Hwang, S. S. (2018). Cascade AOA Estimation Using Uniform Rectangular Array Antenna. *The Journal of the Korea institute of electronic communication sciences*, 13(5), 923-930.

Kim, T. Y., & Hwang, S. S. (2019). Performance Analysis of Beamforming Satellite System Applying Circular Array Antenna. *The Journal of the Korea institute of electronic communication sciences*, 14(5), 845-852.

Kim, T. Y., & Hwang, S. S. (2020). Performance Evaluation of Cascade AOA Estimator Based on Uniform Circular Array. *Journal of Positioning, Navigation, and Timing*, 9(2), 65-70.

Kim, T. Y., & Hwang, S. S. (2020). Performance Analysis of Cascade AOA Estimator with Concentric Ring Array Antenna. *The Journal of the Korea institute of electronic communication sciences*, 15(5), 849-856.

Kim, T. Y., Lee, D., & Hwang, S. S. (2020). Performance Analysis of AOA Estimation for Concentric Ring Array Antenna in Beamforming Satellite System. *The Journal of the*

Korea institute of electronic communication sciences, 15(4), 643-650.

Kim, T. Y., & Hwang, S. S. (2021). Angle-of-Arrival Estimation Algorithm Based on Combined Array Antenna. Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 10(2), 131-137.

Kim, T. Y., & Hwang, S. S. (2021). Adaptive Beamforming System Based on Combined Array Antenna. The Journal of the Korea institute of electronic communication sciences, 16(1), 9-18.

□ 특허

도래각을 추정하기 위한 장치, 방법, 컴퓨터 판독 가능 기록매체, 및 컴퓨터 프로그램
[등록번호 : 1022262000000 (2021.03.04)]