

GPS 재밍 대응을 위한 2차원 MUSIC과 Root-MUSIC 알고리즘의 성능 비교

논 문
60-11-20

Performance Comparison of 2D MUSIC and Root-MUSIC Algorithms for Anti-jamming in GPS Receiver

진 미 현* · 이 주 현** · 최 현 호*** · 이 상 정§ · 신 영 철§§ · 이 병 환§§§ · 안 우 근# · 박 찬 식†
(Mi-Hyun Jin · Ju-Hyun Lee · Heon-Ho Choi · Sang-Jeong Lee · Young-Cheol Shin ·
Byung-Hwan Lee · Woo-Gwun Ahn · Chan-Sik Park)

Abstract - GPS is vulnerable to jamming because of extremely low signal power. Many anti-jamming techniques are studied for complement this vulnerability. Anti-jamming techniques using array antenna are most effective technique and these techniques are required the DOA estimates. MUSIC algorithm and Root-MUSIC Algorithm are typical algorithms used in DOA estimation. Two algorithms have different characteristics, so the choice of an algorithm may depends on many factors such as the environment and the system requirements. The analysis and performance comparison of both algorithms is necessary to choose the best method to apply. This paper summarizes the theory of MUSIC and Root-MUSIC algorithms. And this paper extends both algorithm to estimate two-dimensional angles. The software simulator of both algorithms are implemented to evaluate the performance. Root-MUSIC algorithm has the computational advantage on ULA. MUSIC algorithm is applicable to any antenna array. MUSIC shows better estimation performance when number of array element is small while the computational load of MUSIC is much higher than Root-MUSIC.

Key Words : MUSIC, Root-MUSIC, Anti-jamming, DOA estimation algorithm, GPS

1. 서 론

재밍(Jamming) 신호는 통신 체계에 악영향을 미치는 고의적 혹은 비의도적인 신호를 통칭한다. 특히, GPS 신호는 낮은 수신 전력을 가지므로 재밍에 취약한 특성을 가지며, 이러한 취약점을 보완하기 위하여 많은 재밍 대응 기법들이 연구되었다. 재밍 대응 기법에는 여러 가지 기법이 존재하며, 그 중 배열안테나를 사용하는 기법이 가장 효과적인 기법으로 알려져 있다. 배열안테나를 사용하는 재밍 대응 기법에는 위상항법 신호를 강화하는 빔포밍(Beamforming) 기법, 원하지 않는 방향에 대하여 널(null)을 형성하는 널링(nulling) 기법, 그리고 최근 연구가 진행중인 재밍신호원의 위치를 찾아내는 재머 위치 추정(Jammer Localization) 기법

등이 있다. 이들 기법을 적용하기 위해서는 재밍신호의 입사각, 즉 DOA(Direction of Arrival)를 추정하는 과정이 필수적이며, 이를 효과적으로 추정하기 위한 많은 알고리즘 연구가 진행되고 있다.

최초의 DOA 추정 기법은 2차 세계대전 중 개발된 기법으로, Bartlett 빔포밍 알고리즘[1], Capon 빔포밍 알고리즘[2], 선형 예측 알고리즘[3]등이 이에 해당하였다. 이후 고전적인 방식에서 벗어난, 초분해능(Super-resolution) 알고리즘인 MUSIC (Multiple Signal Classification) 알고리즘[4]이 개발되었다. MUSIC 알고리즘은 DOA 추정 성능이 우수하나, 인접한 두 신호에 대한 낮은 분해능 및 긴 추정 시간 등의 단점이 있다. 이를 보완하기 위하여 낮은 계산량 및 높은 분해능, 빠른 추정 속도를 가진 root-MUSIC 알고리즘[5]이 개발되었다. 그러나 root-MUSIC 알고리즘 역시 ULA(Unitary Linear Array)에만 적용 가능하다는 한계를 갖는다. 그럼에도 불구하고 MUSIC과 root-MUSIC 두 알고리즘은 DOA 추정을 위해 사용되는 대표적인 알고리즘이며, 위에서 언급한 대로 서로 다른 특징을 갖고 있기 때문에 주변 환경 및 요구 조건에 따라 알고리즘 선택이 달라질 수 있다.

이미 미국 등의 선진국에서는 이러한 DOA 추정 알고리즘에 대한 활발한 연구 및 분석을 통하여 얻은 결과가 군사용 뿐만 아니라 민간용으로도 많이 사용되고 있으나, 우리나라의 경우 재밍 대응 기술을 발전시키기 위한 핵심 기술 연구로써 DOA 추정 알고리즘에 대한 연구가 반드시 필요함에도 불구하고, 아직 관련 알고리즘 연구 및 적용 사례가 드문 실정이다. 따라서 본 논문에서는 재밍신호의 DOA 추정

* 준 회원 : 충남대 공과대학 전자공학과 석사과정
** 비 회원 : 충남대 공과대학 전자공학과 석사과정
*** 정 회원 : 충남대 공과대학 전자공학과 박사과정
§ 정 회원 : 충남대 공과대학 전자공학과 교수
§§ 비 회원 : 충북대 컴퓨터정보통신연구소, 전자정보대학 제어로봇공학과 석사과정
§§§ 비 회원 : LIG넥스원㈜
정 회원 : 국방과학연구소
† 교신저자, 정회원 : 충북대 컴퓨터정보통신연구소, 전자정보대학 제어로봇공학과 교수

E-mail : chansp@chungbuk.ac.kr

접수일자 : 2011년 9월 27일

최종완료 : 2011년 10월 23일

을 위한 알고리즘 중, 일반적으로 사용되는 알고리즘인 MUSIC 알고리즘과 root-MUSIC 알고리즘에 대하여 이론적으로 정리하고 성능을 분석하여 비교하였다. 이때 2차원 DOA 도출이 가능하도록 확장된 알고리즘을 이용하여 결과를 분석하였다.

2. DOA 알고리즘

재밍 환경에서 GPS 수신기의 안테나에서 수신하는 신호는 GPS 신호, 재밍신호 및 잡음의 합으로 구성된다. 이때 GPS 신호는 식 (1)과 같이 모델링할 수 있다[6].

$$s_i^{(k)}(t) = \sqrt{2P_c} c_i(t) D_i^{(k)}(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_c) \quad (1)$$

여기서 P_c 는 GPS 위성 신호의 전력, $c(t)$ 는 대역 확산 코드, $D(t)$ 는 항법 데이터, f_c 는 반송파 주파수, θ_c 는 GPS 위성 신호의 위상 오프셋이다. 본 논문에서는 협대역 재밍 신호인 CW(Continuous Wave) 재밍신호를 고려하였으며, CW 재밍신호의 모델은 식 (2)와 같다.

$$j(t) = P_j \cos(2\pi f_c t + \theta_j) \quad (2)$$

이때 P_j 는 재밍신호의 전력, θ_j 는 재밍신호의 위상 오프셋이며, 재밍신호의 반송파 주파수는 GPS 위성 신호의 반송파 주파수 f_c 와 동일하도록 모델링하였다. 최종적으로 GPS 수신기 안테나에 입사하는 신호의 모델은 다음과 같다.

$$x_i(t) = s_i(t) + j_i(t) + \sigma_n^2 n(t) \quad (3)$$

여기서 $s_i(t)$ 는 i 번째 안테나 소자에서 수신한 GPS 위성 신호들의 합, $j_i(t)$ 는 i 번째 안테나 소자에서 수신한 재밍신호, $n(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 AWGN(Adaptive White Gaussian Noise), σ_n^2 는 안테나 소자에서 수신하는 AWGN의 분산을 의미한다.

일반적으로 재밍신호의 전력은 GPS 신호보다 크며, 재밍신호의 입사각 추정 시 GPS 신호는 잡음으로 간주된다. GPS 수신기는 재밍 대응 기법을 적용하기 위하여 식 (3)과 같은 안테나 입사 신호로부터 DOA 추정 알고리즘을 사용하여 재밍신호의 입사각을 추정한다.

2.1 MUSIC

MUSIC 알고리즘은 배열 안테나에서 가장 일반적으로 사용되는 DOA 추정 알고리즘이다. 이 알고리즘은 수신 신호의 공간 공분산 행렬에서 고유값을 분해하고, 이를 잡음 부공간과 신호 부공간으로 분리하는 과정을 거친 후 입사각을 도출하기 위해 부공간간의 직교성을 이용한다. 따라서 잡음이 있는 환경에서 사용 가능한 방법이며, 신호 성분이 서로 독립이 아닐 경우 분해능이 감소한다[4].

L개의 배열 안테나 소자에서 수신하는 신호가 M개의 송신 신호와 잡음의 선형 조합으로 이루어질 때, 각각의 안테나

나 소자에서 수신한 신호는 식 (4)와 같다.

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_L(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a(\theta_{1,1}) & a(\theta_{1,2}) & \cdots & a(\theta_{1,M}) \\ a(\theta_{2,1}) & a(\theta_{2,2}) & & \\ \vdots & & \ddots & \\ a(\theta_{L,1}) & & & a(\theta_{L,M}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_M(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_L \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$X = AS + W \quad (5)$$

여기서 X 는 수신 신호, A 는 신호의 방향 성분을 나타내는 행렬, S 는 송신 신호, W 는 잡음이다. 식 (4)를 행렬식으로 표현하면 식 (5)와 같으며, 수신 신호 행렬 X 에 포함된 각 원소들 간의 상관관계를 얻기 위하여 X 의 공분산을 구하면 다음과 같다.

$$C = E[XX^H] = APA^H + \lambda_n C_0 \quad (6)$$

이때 $P = E[SS^H]$ 이며 $M \times M$ 의 크기를 갖는다. 식 (6)에서 λ_n 은 잡음의 고유값, C_0 는 $C = \lambda C_0$ 를 만족하는 변수이며, λ 는 C 의 고유값의 대각 행렬이다. 만약 잡음이 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 가우시안 분포를 가질 경우 $\lambda_n C_0$ 는 $\sigma^2 I$ 로 정의할 수 있다. 한편 식 (6)에서 M개의 송신 신호가 전부 독립적일 경우 P 는 M개의 랭크(rank)를 갖는다. 따라서 APA^H 역시 M개의 랭크를 갖는다. 이때 APA^H 의 크기가 $L \times L$ 이므로, 송신 신호의 수가 안테나 수보다 적을 경우 APA^H 는 풀 랭크(full rank)가 아니게 되어 특이성(singular)을 갖는다. 따라서 APA^H 의 행렬식은 식 (7)과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} |APA^H| &= |C - \lambda_n C_0| \\ &= |(\lambda - \lambda_n) C_0| \\ &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

A 가 풀 랭크이고 P 가 양정부호(positive definite)일 때, APA^H 는 비음정부호(nonnegative definite)를 가진다. APA^H 가 비음정부호이기 위해서는 식 (8)의 조건을 만족해야 한다[7].

$$\lambda_1 \lambda_2 \cdots \lambda_M > 0 \quad (8)$$

따라서 λ_n 이 최소 고유값이어야 APA^H 의 모든 고유값이 양수가 되어 식 (8)을 만족한다. 그러므로 식 (8)은 다음과 같이 다시 정의된다.

$$C = APA^H + \lambda_{\min} C_0, \quad \lambda_{\min} \geq 0 \quad (9)$$

송신 신호의 개수가 M개이므로 C 에서 신호 고유값은 M개가 존재할 수 있다. 따라서 안테나의 수 L이 신호의 수 M보다 많을 경우, λ_{\min} 은 식 (10)에 따라 N개가 존재할 수 있다.

$$\hat{M} = L - \hat{N} \quad (10)$$

신호의 공분산에 고유값 분해(Eigenvalue Decomposition)를 수행하면 잡음 고유값의 수 N 과 각각의 잡음의 고유값을 얻을 수 있으며, 이를 통하여 잡음 고유벡터(Eigenvector)를 구할 수 있다. 이때 잡음 고유벡터를 이용하여 잡음 부공간을 정의할 수 있으며 신호 부공간과 잡음 부공간의 관계는 그림 1과 같다.

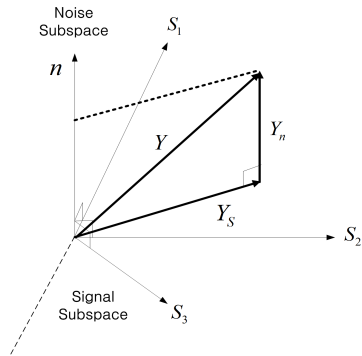


그림 1 신호 부공간과 잡음 부공간의 관계
 Fig. 1 The relationship between signal sub-space and noise sub-space

그림에서 볼 수 있듯이, 신호 부공간은 열 공간(column space)에 포함되며, 잡음 부공간은 좌 영공간(left null space)에 포함되므로 잡음 부공간과 신호 부공간은 서로 직교한다[7]. 그림 1에서 임의의 벡터 Y 가 있을 때, 사영(projection)을 이용하여 Y 와 신호 부공간 간의 거리를 구하면 다음과 같다.

$$\|Y_n\|^2 = Y_n^H Y_n = (E_N^H Y)(E_N^H Y)^H = Y^H E_N E_N^H Y \quad (11)$$

이때 E_N 은 잡음 고유벡터를 의미한다. Y 가 신호 부공간과 가까울수록 수신 신호의 전력이 크고, 멀수록 작으므로 $\|Y_n\|^2$ 과 수신 신호의 전력은 반비례한다. 따라서 Y 에 포함된 신호의 방향 벡터를 $a(\theta_i)$ 라 할 때 수신 신호의 전력과 $a(\theta_i)$ 의 관계는 다음과 같다[4].

$$P_{MU}(\theta_i) = \frac{1}{a^H(\theta_i) E_N E_N^H a(\theta_i)} \quad (12)$$

MUSIC 알고리즘을 이용하여 입사각을 추정할 경우, i 번째 입사각 후보각 θ_i 에 따른 방향벡터 $a(\theta_i)$ 를 이용하여 전력 $P_{MU}(\theta_i)$ 를 도출하는 과정을 반복한다. 이때 θ_i 는 검색 분해능에 의해 정의되므로, MUSIC의 성능 및 수행 시간은 검색 분해능에 영향을 받는다. 식 (12)를 이용하여 입사각 검색 범위 내에서 모든 입사각 후보각에 대하여 전력을 구한 후, 전력이 최대값을 가질 때의 θ_i 를 신호의 입사각이라고 판단할 수 있다.

2.2 Root-MUSIC

Root-MUSIC 알고리즘은 전력 식 (12)를 구하는 과정까

지 앞서 설명한 MUSIC 알고리즘과 동일한 과정을 수행한다. 그러나 전력 식을 통해 입사각을 추정할 때 MUSIC 알고리즘이 검색 방법을 이용하는 것과 달리 root-MUSIC 알고리즘의 경우 전력 식의 근을 직접적으로 이용하여 신호의 입사각을 추정한다. 이 경우 MUSIC 알고리즘과 달리 방위각에 따른 전력을 전부 예측할 필요가 없으며, z -변환을 이용하므로 복소 지수함수를 계산에 직접적으로 사용하지 않아 신호의 입사각을 얻기 위해 필요한 계산량이 감소한다. 단, root-MUSIC 알고리즘은 그림 2와 같은 ULA 환경에만 적용이 가능하다[5].

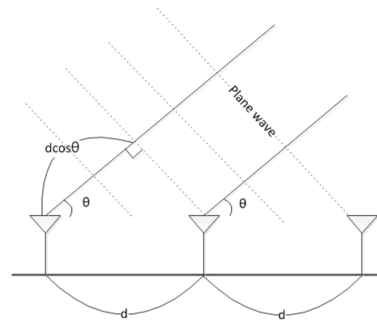


그림 2 균일 선형 안테나 배치(ULA)
 Fig. 2 Uniform linear array

그림 2에서와 같은 ULA 안테나 배치에서 서로 이웃한 안테나의 간격이 d 라고 가정할 때, l 번째 안테나에서 임의의 θ 에 대한 방향 성분 $a_l(\theta)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$a_l(\theta) = e^{j2\pi l(d/\lambda)\cos\theta}, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (13)$$

이때 실제로 안테나에서는 샘플링된 데이터를 수집하므로 수신 신호 X 는 이산 시간(Discrete Time) 신호이다. MUSIC 알고리즘은 이론상 연속 시간(Continuous Time) 신호를 가정하지만, root-MUSIC 알고리즘의 경우 실제 신호 형태를 반영한다. 따라서 MUSIC 알고리즘과 다르게 공분산 C 도 다음과 같이 다시 정의될 수 있다.

$$\hat{C} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X(t_k) X^H(t_k) \quad (14)$$

따라서 식 (12)와 식 (14)를 이용하여 이산 시간 도메인에서의 신호의 전력을 얻을 수 있다.

$$P_{MU}(\theta) = \frac{1}{\|\hat{E}_N^H a(\theta)\|^2} = \frac{1}{a^H(\theta) \hat{E}_N \hat{E}_N^H a(\theta)} \quad (15)$$

$a(\theta)$ 와 신호의 고유벡터가 일치한다는 것은 $a(\theta)$ 와 잡음의 고유벡터가 직교 관계에 있다는 것과 동일하다. 따라서 θ 가 신호의 입사각일 경우 식 (15)의 $P_{MU}(\theta)$ 의 분모가 0이 된다는 것을 알 수 있으며, 이는 $P_{MU}(\theta)$ 분모의 근이 신호의 입

사각과 동일하다는 것을 의미한다. 근을 찾기 위해 $G = \widehat{E}_N \widehat{E}_N^H$ 라 두고 $P_{MU}(\theta)$ 의 식을 다시 정리하면 다음과 같다.

$$P_{MU}^{-1}(\theta) = \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^L e^{-j2\pi l(d/\lambda)\cos\theta} G_{ln} e^{j2\pi n(d/\lambda)\cos\theta} \quad (16)$$

$$= \sum_{h=-L+1}^{L-1} g_h e^{-j2\pi h(d/\lambda)\cos\theta}$$

올바른 θ 를 추정하기 위해서 가장 이상적인 방법은 연속적인 θ 에 대한 신호의 전력을 보는 것이나, 실제로는 θ 의 검색 분해능에 따라 이산 값인 θ 에 대해 신호의 전력을 관찰하게 된다. 따라서 z -변환을 이용하여 다시 정의한 $P_{MU}(\theta)$ 의 식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$D(z) = \sum_{h=-L+1}^{L-1} g_h z^{-h} \quad (17)$$

식 (17)로부터 안테나 수에 따른 다수의 임의의 근을 얻을 수 있으며, 근을 z -도메인 평면에 도시하였을 때 단위원 내부에 있으면서 단위원의 경계에 가장 근접한 근을 신호의 입사각에 해당하는 근으로 판단한다[5]. z -도메인에서 $D(z)$ 의 근 z_1 를 수식적으로 표현하면 식 (18)과 같다.

$$z_1 = |z_1| e^{j \cdot \arg(z_1)} \quad (18)$$

$P_{MU}(\theta)$ 의 스펙트럼과 다항식 $D(z)$ 의 스펙트럼은 서로 등가이므로 $P_{MU}(\theta)$ 의 근과 $D(z)$ 근 역시 등가이다. 따라서 식 (16)과 식 (17)이 같은 근에 대한 표현이라고 볼 수 있어 다음과 같은 식이 성립한다.

$$z_1^{-l} = |z_1|^{-l} e^{-jl \cdot \arg(z_1)} = e^{-j2\pi l(d/\lambda)\cos\theta} \quad (19)$$

위의 식을 정리하면 식 (20)과 같은 식을 얻을 수 있으며, 이를 통하여 입사각을 계산할 수 있다[5].

$$\cos\theta = \left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right) \arg(z_1) \quad (20)$$

3. 2차원 확장

3.1 2차원 MUSIC

ULA 안테나의 경우, 알고리즘에 상관없이 1차원 각 검색만이 가능하며 검색 범위 역시 $0 \sim \pi$ [rad]를 벗어나지 못하는 한계가 존재한다. 따라서 2차원 DOA 검색을 하기 위해서는 ULA를 비롯한 선형 안테나 이외의 다른 배열 안테나 배치 및 2차원 DOA 검색이 가능하도록 확장된 알고리즘이 필요하다.

2차원 DOA 검색이 가능한 대표적인 안테나 배치로 사각형(Rectangular) 안테나 배치를 고려할 수 있으며, 이때의 안테나 배치는 그림 3과 같다.

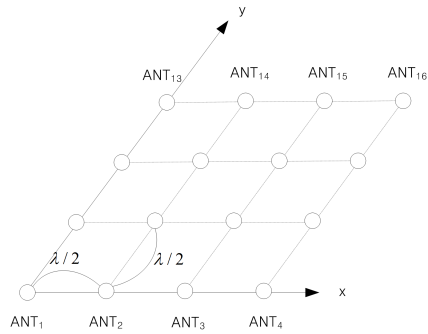


그림 3 사각형 안테나 배치
Fig. 3 Rectangular linear array

MUSIC 알고리즘은 임의의 안테나 배치에 적용 가능한 특징이 있으므로, 그림 3의 사각형 배열 안테나에 2차원 입사각 검색이 가능하도록 확장된 2D MUSIC 알고리즘을 적용할 수 있다. 사각형 배열 안테나에서 2D MUSIC 알고리즘을 이용하여 도출한 방위각과 양각에 따른 전력은 다음과 같다.

$$P_{MV}(\theta_i, \phi_i) = \frac{1}{a^H(\theta_i, \phi_i) E_N E_N^H a(\theta_i, \phi_i)} \quad (21)$$

이때 i 번째 DOA 후보각 (θ_i, ϕ_i) 에 따른 방향 벡터 $a(\theta_i, \phi_i)$ 는 식 (22)와 같이 계산할 수 있다.

$$a(\theta_i, \phi_i) = e^{-j2\pi f_c t_d(\theta_i, \phi_i)} \quad (22)$$

여기서 f_c 는 반송파 주파수, $t_d(\theta_i, \phi_i)$ 는 안테나 소자들에서 수신한 신호와 기준 안테나 소자에서 수신한 신호간의 상대적인 신호 지연 시간이다. i 번째 DOA 후보각 (θ_i, ϕ_i) 에 따른 $t_d(\theta_i, \phi_i)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$t_d(\theta_i, \phi_i) = x_{k1} \cos(\theta_i) \cos(\phi_i) + y_{k1} \cos(\theta_i) \sin(\phi_i) + z_{k1} \sin(\theta_i)$$

$$= \cos(\theta_i) [x_{k1} \cos(\phi_i) + y_{k1} \sin(\phi_i)] + z_{k1} \sin(\theta_i) \quad (23)$$

이때 (x_{k1}, y_{k1}, z_{k1}) 는 k 번째 안테나와 기준 안테나와의 상대적인 위치이며, $k=2, \dots, L$ 이다. 식 (22)와 식 (23)을 이용하여 계산한 $a(\theta_i, \phi_i)$ 를 식 (21)에 대입하여 도출한 전력 스펙트럼을 이용함으로써 신호의 DOA를 추정할 수 있다. 이때 (θ_i, ϕ_i) 를 비롯한 DOA 후보각은 검색 분해능에 따라 결정된다.

3.2 2차원 Root-MUSIC

Root-MUSIC 알고리즘은 ULA 배치에만 적용 가능한 한계점이 존재한다. 따라서 2차원 각 검색을 이용하기 위해서는 서로 다른 각도로 배치된 다수의 ULA를 사용해야 한다. 본 논문에서는 서로 직교로 놓인 두 개의 ULA가 존재하는 L형 배열을 고려하였으며, 이때 각각의 ULA에서 도출한 입

사각을 이용하여 신호의 DOA를 계산할 수 있다.

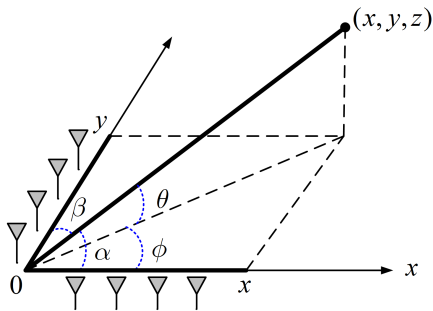


그림 4 L형 배열
Fig. 4 L-type antenna array

그림 4에서 α 는 x 축 ULA를 이용하여 얻은 입사각이며, β 는 y 축 ULA를 이용하여 얻은 입사각이다. α 와 β 를 알고 있을 경우 이들을 이용한 연산을 통하여 신호의 DOA를 얻을 수 있다. 입사신호의 방위각 θ 및 양각 ϕ 를 얻는 과정은 식 (24), (25)와 같다.

$$\theta = \cos^{-1}(\sqrt{\cos^2\alpha + \cos^2\beta}) \quad (24)$$

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{\cos\beta}{\cos\alpha}\right) \quad (25)$$

2차원 입사각 검색 시 방위각의 검색 범위는 $0 \sim 2\pi$ [rad], 양각은 $0 \sim \pi/2$ [rad]이다.

4. 성능 분석

본 논문에서는 성능 분석 파라미터가 DOA 추정 결과에 미치는 영향 및 2D MUSIC과 root-MUSIC 알고리즘의 성능 분석을 수행하였다. 1차원 입사각 추정 결과를 이용하여 성능 분석 파라미터의 변화에 따른 두 알고리즘의 성능 변화를 분석하였으며, 2차원 입사각 추정 결과를 이용하여 MUSIC 알고리즘 추정 성능과 Root-MUSIC 알고리즘 추정 성능을 서로 비교하였다.

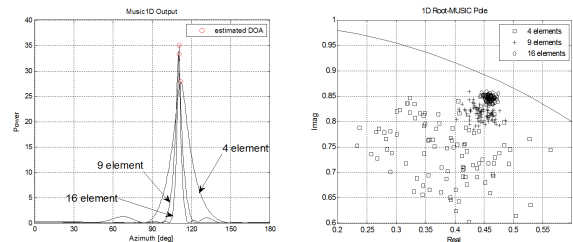
4.1 1차원 성능 분석

DOA 추정 성능은 구형 알고리즘의 특징뿐만 아니라 안테나 및 실험환경의 파라미터에 따라 각각 다른 성능을 보일 수 있다. 그 중 추정 결과에 상대적으로 큰 영향을 주는 요소로는 안테나 소자의 수, 스냅샷(snapshot)의 개수, JNR(Jammer-to-Noise Ratio)등이 있다. 본 논문에서는 성능 파라미터가 DOA 추정 성능에 미치는 영향을 알아보기 위하여 각 파라미터의 변화에 따른 1차원 입사각 추정 시뮬레이션을 수행하였다. 1차원 입사각 추정을 위한 각각의 시뮬레이션 환경은 표 1에 나타내었으며, 이에 따른 MUSIC 알고리즘의 전력 스펙트럼 및 root-MUSIC 알고리즘의 근 추정 결과는 그림 5와 같다.

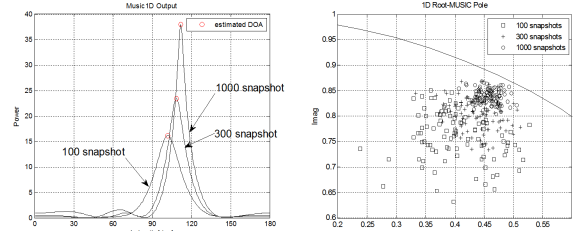
표 1 시뮬레이션 환경

Table 1 simulation environment

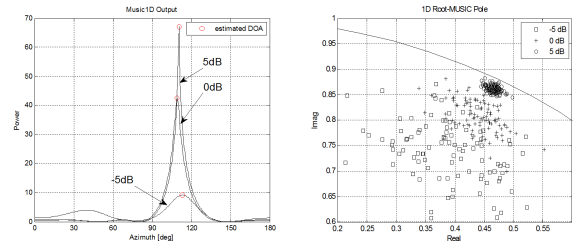
	안테나 수에 따른 분석	스냅샷 개수에 따른 분석	JNR에 따른 분석
안테나 수	-	4	4
스냅샷	1000	-	1000
JNR [dB]	0	0	-
추정 횟수(N)	100	100	100
안테나 배치	ULA	ULA	ULA



(a) 안테나 소자 수



(b) 스냅샷 개수



(c) JNR

그림 5 성능 파라미터에 따른 DOA 추정 알고리즘의 결과
Fig. 5 the result of DOA estimation algorithm

그림 5에서 보는 바와 같이 안테나 개수, 스냅샷, JNR이 각각 증가함에 따라 MUSIC 알고리즘을 이용하여 도출한 전력 스펙트럼이 보다 뚜렷함을 확인할 수 있다. 한편 root-MUSIC 알고리즘의 경우 스펙트럼을 보일 수 없으므로 전력 식의 근에 대한 분포를 관찰하였으며, MUSIC 알고리즘과 마찬가지로 성능 파라미터가 각각 증가함에 따라 도출한 근의 정확도가 증가함을 알 수 있다. 이러한 결과는

MUSIC 알고리즘과 root-MUSIC 알고리즘에서 안테나 개수, 스냅샷, JNR이 증가할수록 입사각 추정 성능이 향상됨을 의미한다.

4.2 2차원 성능 분석

성능 분석을 위해서는 성능 평가 척도가 필요하며, 본 논문에서는 성능 평가 척도로서, 추정 정확도를 판단하기 위한 RMS 오차와 입사각을 추정하기까지 걸리는 알고리즘 수행 시간을 고려하였다. RMS 오차는 신호의 실제 입사각과 추정 입사각 간의 차이로부터 도출할 수 있으며, RMS 오차의 크기가 작을수록 DOA 추정 결과가 우수함을 의미한다. RMS 오차의 정의는 식 (26)과 같다.

$$RMS\ error = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{x}_i - x)^2} \quad (26)$$

여기에서 \hat{x}_i 는 DOA 추정결과로 얻어진 각각의 변량이며, x 는 신호 생성 시에 설정한 입사신호의 실제 각도, N 은 변량의 수이다.

알고리즘 수행시간은 입사각 추정 알고리즘 수행 시 소요되는 시간으로, 만약 기동 상황 등에서 빠른 입사각 추정을 요구할 경우 알고리즘의 성능을 판단하는 중요한 기준이 될 수 있다.

알고리즘에 따른 성능을 분석하기 위하여 소프트웨어 기반의 2차원 입사각 추정 시뮬레이션을 수행하였다. 이때 1차원 혹은 2차원 입사각 추정 여부에 관계없이 JNR 및 스냅샷의 변화가 MUSIC 및 Root-MUSIC 알고리즘에 미치는 영향은 동일하므로, 이들에 대한 성능 분석은 수행하지 않았다. 그러나 2차원 입사각 추정 시에 서로 다른 배열을 사용하는 2D MUSIC 및 Root-MUSIC 알고리즘의 특성상, 안테나 소자 수가 성능에 미치는 영향이 1차원 입사각 추정 시와 다를 수 있다. 따라서 2차원 입사각 추정 성능 분석 시 JNR, 스냅샷의 값은 동일하되 안테나 소자 수가 5개일 경우와 9개일 경우의 두 가지 경우를 고려하였다. 이때, 안테나 소자 배치는 그림 6 ~ 그림 7과 같다.

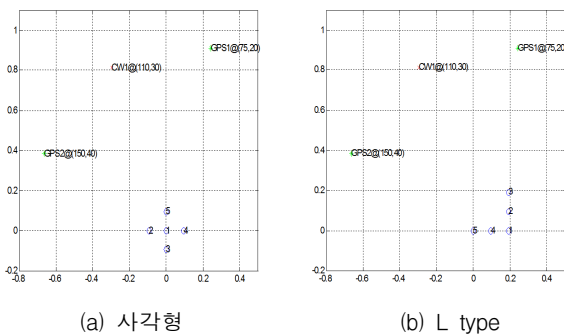


그림 6 안테나 소자 수가 5개일 경우의 안테나 소자 배치
Fig. 6 Antenna array when the number of element is 5.

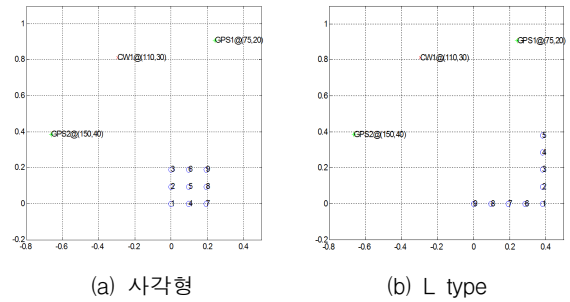


그림 7 안테나 소자 수가 9개일 경우의 안테나 소자 배치
Fig. 7 Antenna array when the number of elements is 9

안테나 소자 배치 시 이웃한 안테나 소자 사이의 간격은 $\lambda/2$ 로 두었으며, 기준 안테나는 원점에 두었다. 그림 6 및 그림 7의 환경에서 시뮬레이션을 통하여 각각의 알고리즘의 RMS 오차를 도출할 수 있으며, 이에 대한 결과를 그림 8 및 표 2에 도시하였다. MUSIC 알고리즘은 사각형, root-MUSIC 알고리즘은 L형 안테나 배치를 사용하였다. 또한 JNR과 스냅샷의 값은 동일한 값으로 두었으며 각각 0 [dB], 1000개로 두었다.

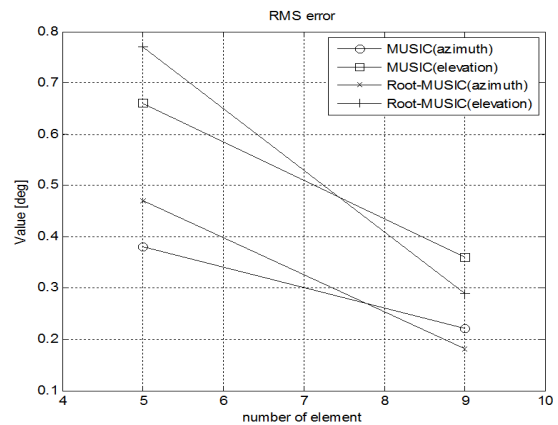


그림 8 알고리즘에 따른 RMS 오차
Fig. 8 RMS error of each algorithm

표 2 알고리즘에 따른 RMS 오차
Table 2 RMS error of each algorithm

알고리즘	안테나 소자 수	RMS 오차 [deg]	
		Azimuth	Elevation
MUSIC	5	0.38	0.66
	9	0.22	0.36
root-MUSIC	5	0.47	0.77
	9	0.18	0.29

그림 8 및 표 2에서 안테나 소자 수가 5개일 경우, MUSIC 알고리즘이 보다 우수한 성능을 보였다. 또한 안테나 소자 수를 9개로 증가시켰을 경우, MUSIC 알고리즘과

root-MUSIC 알고리즘의 성능 차이는 감소하였으며 이로부터 안테나 수가 증가할수록 MUSIC과 root-MUSIC의 성능 격차가 줄어들 것을 예측할 수 있다. 한편 안테나 소자 수가 9개일 경우 root-MUSIC 알고리즘이 MUSIC 알고리즘보다 근소하게 우수한 성능을 보였다. 이는 root-MUSIC 알고리즘 특성상 L형 안테나 배치를 사용하기 때문에, 사각형 안테나 배치를 사용하는 MUSIC 알고리즘보다 넓은 안테나 배치 영역을 차지하기 때문으로 추정된다.

그림 6 및 그림 7의 시뮬레이션 환경에서 각 알고리즘의 수행시간은 다음과 같다.

표 3 알고리즘 수행시간

Table 3 Processing Time of each algorithm

알고리즘	안테나 소자 수	평균 수행시간 [sec]
MUSIC	5	7.32
	9	9.08
root-MUSIC	5	0.0183
	9	0.0155

여기서 수행시간은 소프트웨어 시뮬레이터에서 안테나 수신 신호 생성이 완료되어 알고리즘 수행을 시작한 시각과 입사각 추정치를 도출한 시각간의 차이로 Matlab의 tic, toc 함수를 이용하였으며, 사용한 PC의 CPU 프로세서는 Intel(R) Core(TM) i7, CPU Clock은 3.20GHz, 사용 가능한 RAM은 3.50GB이었다. 표 3에 도시한 평균 수행 시간은 수행시간 측정을 총 100회 반복하여 도출한 평균이다.

표 3에서 root-MUSIC 알고리즘이 동일한 환경에서의 MUSIC 알고리즘에 비해 보다 빠른 계산 속도를 갖는다. 또한 MUSIC 알고리즘의 경우 수행시간이 안테나 소자 개수의 증가에 크게 영향을 받는 반면, root-MUSIC 알고리즘의 경우 안테나 소자 개수와 무관한 알고리즘 수행시간을 보였다. 이러한 결과는 MUSIC 알고리즘과 달리 root-MUSIC 알고리즘이 검색 과정을 수행하지 않고, 직접적으로 바로 입사각을 계산하기 때문이다.

표 2 및 표 3의 성능 비교 결과에서 MUSIC 알고리즘은 안테나 소자 수가 적을 경우에도 비교적 낮은 RMS 오차를 갖는 우수한 추정치를 도출하였다. 또한 임의의 배열에 적용할 수 있어 안테나 배열에 따른 한계가 존재하지 않기 때문에 범용성이 높다는 장점이 있다. 그러나 충분한 연산 자원이 확보되지 않을 경우 입사각 검색 과정에 따른 높은 연산량 때문에 느린 추정 속도를 보였다. 따라서 MUSIC 알고리즘은 낮은 동적 특성을 가지는 배열 안테나 혹은 우수한 하드웨어 사양을 가진 수신기에 효율적으로 적용될 수 있다.

반면 root-MUSIC의 경우 검색 과정을 수행하지 않으므로 빠른 입사각 추정 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 root-MUSIC 알고리즘은 높은 동적 특성을 갖는 기동 상황에 적합하다. 그러나 적은 안테나 소자 수를 가질 경우 MUSIC에 비하여 낮은 입사각 추정 성능을 보였으며, ULA에만 적용이 가능하므로 2차원 입사각 검색을 위해서는 안테나 배치가 다수의 ULA를 사용할 수 있는 배치로 제한된

다는 단점이 있다. 이 단점은 동일한 안테나 소자 수를 갖는 배열 안테나 설계 시 배열 안테나 면적의 손실로 직결된다. 만약 배열 안테나 면적이 제한되어 있을 경우 root-MUSIC 알고리즘은 MUSIC 알고리즘보다 상대적으로 적은 안테나 소자를 사용해야 하므로 DOA 추정 성능의 상대적인 손실을 가져올 수 있다. 따라서 제한된 환경 하에서 입사각을 추정할 경우, 알고리즘의 특성을 고려하여 적절한 DOA 추정 알고리즘을 사용하는 것이 필요하다.

5. 결 론

제밍신호의 입사각을 추정하기 위해서는 DOA 추정 알고리즘이 필수적이며, 우리나라의 경우 관련 알고리즘 연구 및 적용 사례가 드문 실정이다. 따라서 본 논문에서는 MUSIC 알고리즘과 root-MUSIC 알고리즘의 이론에 대해 소개하고 이들의 2D 확장 방법에 대해 소개하였다. 또한 소프트웨어 기반의 시뮬레이션을 통하여 성능 파라미터에 따른 MUSIC 알고리즘의 1차원 입사각 추정 결과를 분석하였으며, 2차원 입사각 검색 시 두 알고리즘의 장단점을 고찰하였다.

시뮬레이션 결과 상대적으로 적은 5개의 소자 수를 갖는 배열 안테나에서의 DOA 추정 성능은 MUSIC 알고리즘을 이용한 입사각이 root-MUSIC 알고리즘을 이용한 입사각보다 약 0.1도씩 낮은 방위각과 양각의 RMS 오차를 보였다. 반면 상대적으로 많은 9개의 소자 수를 갖는 배열 안테나에서의 DOA 추정 성능은 root-MUSIC 알고리즘을 이용한 입사각이 MUSIC 알고리즘을 이용한 입사각보다 각각 0.04도, 0.07도 낮은 방위각과 양각의 RMS 오차를 보였다.

또한 계산 속도는 root-MUSIC 알고리즘이 MUSIC 알고리즘보다 1000배에 가까운 빠른 알고리즘 수행 속도를 보였다. 그러나 root-MUSIC 알고리즘은 ULA 배열에만 적용 가능한 한계가 있는 반면에 MUSIC 알고리즘은 안테나의 배치에 제약을 받지 않으므로 안테나 사용 환경에 따라 적절한 알고리즘 선택이 필요하다.

입사각 추정 알고리즘의 성능은 설계 사양 및 환경에 따라 크게 변화한다. 따라서 본 논문의 연구 결과를 활용하여 사용자의 설계 사양 및 환경에 따른 적절한 알고리즘을 선정하거나, 목표 성능에 맞는 설계 파라미터를 도출할 수 있다. 또한, 추후 안정적인 성능과 빠른 계산 속도를 갖는 알고리즘을 위해 Root-MUSIC 알고리즘의 성능 개선 방안이나 MUSIC 알고리즘의 계산속도 개선 방안에 대한 연구를 고려해볼 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] T. Lee, "Efficient wideband source localization using beamforming invariance technique", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 42, no. 6, pp. 1376-1387, June 1994.
- [2] J. Capon, "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis", Proceeding of the IEEE, vol. 57, no. 8, pp.1408-1418, August 1969.
- [3] D. H. Johnson, "The application of spectral estimation method to bearing estimation problem",

- Proceeding of the IEEE, vol. 70, no. 9, pp. 1018-1028, September 1982.
- [4] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 34, no.3, pp. 276-280, March. 1986
- [5] Arthur J. Barabell, "Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction-finding algorithms", Proceeding of ICASSP'83, vol. 8, pp. 336-339, Apr, 1983.
- [6] Pratap Misra and Per Enge, Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance 2rd ed., Ganga-Jamuna Press, pp. 347-348, 2006
- [7] Chi-Tsong Chen, Linear system theory and Design, 3rd ed., Oxford University Press, pp. 48-77, 1999

저 자 소 개



진 미 현 (陳美賢)

1988년 1월 28일생. 2010년 충남대학교 전기정보통신공학부 졸업. 2010년-현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 석사과정.

Tel : 042-825-3991

E-mail : haryane@cnu.ac.kr

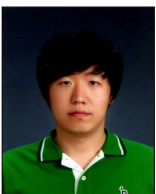


이 주 현 (李周炫)

1988년 7월 8일생. 2011년 충남대학교 전기정보통신공학부 졸업. 2011년-현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 석사과정.

Tel : 042-825-3991

E-mail : juhyun8878@cnu.ac.kr



최 현 호 (崔憲好)

1981년 6월 20일생. 2008년 충남대학교 전기정보통신공학부 졸업. 2010년 충남대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2010년-현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 박사과정.

Tel : 042-825-3991

E-mail : heonho@cnu.ac.kr



이 상 정 (李相禎)

1957년 8월 15일생. 1979년 서울대학교 전자공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사) 1987년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(박사) 1987년-현재 충남대학교 교수.

Tel : 042-821-6582

E-mail : eesjl@cnu.ac.kr



신 영 철 (申英澈)

1984년 6월 11일생. 2011년 충북대학교 전자공학과 졸업. 2011년-현재 충북대학교 대학원 제어로봇공학과 석사과정.

Tel : 043-261-3259

E-mail : sindud@cbnu.ac.kr



이 병 환 (李炳煥)

2002년 인하대학교 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 2011 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2002년-현재 LIG넥스원(주) 통신연구센터 선임연구원.

Tel : 031-288-1255

E-mail : byungwhan.lee@lignex1.com



안 우 근 (安祐根)

2001년 고려대학교 전기전자전파공학부 졸업. 2003년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2010년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 2011년-현재 국방과학연구소 항법기술부 선임연구원.

Tel : 042-821-0513

E-mail : wgahn@add.re.kr



박 찬 식 (朴贊植)

1961년 10월 1일생. 1984년 서울대학교 제어계측공학과 졸업. 1986년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1984년-1997년 삼성전자 연구원. 1997년 서울대학교 제어계측공학과 졸업(박사). 1997년-현재 충북대학교 교수.

Tel : 043-261-3259

E-mail : chansp@cbnu.ac.kr