

차량용 레이더 시스템에서 주파수 영역의 도래각 추정 기법에 관한 연구

최정환*, 최지원*, 김성철^o

The Study of DoA Estimation in Frequency Domain in Automotive Radar System

Jung-hwan Choi*, Ji-won Choi*, Seong-cheol Kim^o

요약

운전자의 편의와 안전을 위한 자율 주행 자동차 시스템으로 레이더 시스템이 활발히 연구가 진행되고 있다. 레이더 시스템은 전방 차량의 거리, 속도 그리고 각도를 추정한다. 도로 환경에 차량뿐만 아니라 인식해야 할 다양한 요소들이 다양해짐에 따라 고해상도 각도 추정 알고리즘이 적용되고 있다. 기존의 방식으로는 클러스터들 사이에서 전방의 차량만의 각도를 추정하기 어렵고, 특히 같은 각도 상에 놓인 다른 차량들을 구분하기 힘들다. FMCW 레이더 시스템에서는 거리와 속도가 다른 차량들이 서로 다른 비트 주파수를 가지기 때문에, 비트 주파수에 기반하여 각도 추정을 할 수 있다면 효율적인 시스템을 구축할 수 있다. 본 논문에서는 MUSIC 알고리즘을 주파수 영역에서 적용하는 방법을 제시하고 적합성에 대한 분석을 한다.

Key Words : DoA estimation, MUSIC, automotive radar, frequency domain, high resolution

ABSTRACT

Convenience and safety are the key words for the automotive driving and various sensor technologies have been studied for enhanced perception of driving environments. In frequency modulated continuous wave (FMCW) radar systems, single antenna is enough for range and velocity detection of multiple targets. Multiple array antenna is needed for estimating direction of arrival(DoA). Using DoA estimation algorithm in time domain as in the conventional systems, it is difficult to distinguish vehicles lie in the same angle. In order to facilitate the enhanced angle estimation, DoA estimation algorithm is applied in frequency domain. In this paper, the method for applying multiple signal classification(MUSIC) algorithm in frequency domain is suggested and the performance is analyzed.

I. 서론

최근 들어 자동차 기술 분야에서는 사용자의 편의

와 안전을 위한 기술들이 활발하게 연구되고 있다. 자동차 운행 중에는 다양한 위험 상황에 마주칠 수 있는데, 이것들이 사고로 이어지는 것을 미연에 방지하기

* 이 논문은 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. NRF-2015R1A2A2A03008195).

• First Author : Seoul University Department of Electrical Engineering and INMC, jhchoi@maxwell.snu.ac.kr, 학생회원

◦ Corresponding Author : Seoul University Department of Electrical Engineering and INMC, sckim@maxwell.snu.ac.kr, 종신회원

* Seoul University Department of Electrical Engineering and INMC, jwchoi@maxwell.snu.ac.kr, 학생회원

논문번호 : KICS2015-10-338, Received October 19, 2015; Revised December 18, 2015; Accepted December 18, 2015

위해서는 주행 환경을 인식할 수 있는 센서와 그로부터 위험 상황을 미리 파악할 수 있는 기술들이 개발되어야 한다. 이와 관련된 센서로는 카메라, 레이저 레이더(LIDAR), 레이더 그리고 초음파 등이 있으며 이중 낮과 밤 그리고 날씨의 영향을 제일 적게 받는 레이더가 자율 주행 시스템의 핵심 센서로 널리 연구되고 있다. 레이더 시스템은 전방 차량들의 거리와 속도를 탐지하여 충돌을 방지하는 역할을 한다. 레이더 시스템에는 펄스 도플러 레이더, 잡음 레이더 그리고 FMCW 레이더 등이 사용되고 있다. 펄스 도플러 레이더는 송신된 펄스 신호가 전방의 차량에 반사되어 돌아오는 시간과 도플러 주파수를 측정하여 전방 차량의 거리와 속도를 추정한다. 잡음 레이더는 의사 잡음 신호를 송신하여 다중 경로를 통해 되돌아온 수신 신호의 지연 시간을 추출하여 전방 차량의 거리를 추정한다. FMCW 레이더는 정현파의 주파수를 변조하여 송신하고 전방 차량에 맞고 되돌아온 수신 신호와의 관계를 통해 전방 차량의 거리와 속도를 동시에 추정한다. 일반적으로 FMCW 레이더가 하드웨어 크기가 작고 낮은 전력을 필요로 하기 때문에 차량용 레이더로 많이 사용되고 있다^[1]. 특히 차량용 레이더를 위하여 전 세계적으로 사용되는 주파수 대역은 77GHz 대역이기 때문에, 최근 들어 77GHz 대역에서의 FMCW 레이더 시스템에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다^[2].

일반적인 레이더 시스템은 단일 안테나를 사용하기 때문에, 전방 차량의 각도는 추정할 수 없다. 따라서 각도 추정을 위해서는 위상 배열 안테나를 사용하여 이용하여 별도의 도래각 추정 알고리즘을 적용하여야 한다. 도로에 차량이 늘어남에 따라 기존의 바틀렛 알고리즘으로는 다중 타겟들을 분리하기가 힘들고, 고해상도 각도 추정기법을 이용하여야 다중 타겟들에 대한 분리가 가능하다. 고해상도 알고리즘에는 MUSIC^[3], ESPRIT^[4]과 같은 알고리즘이 있다. 일반적으로 이들 알고리즘은 각도 추정뿐만 아니라 전파 지연 시간, 주파수 등의 특정 파라미터를 추정에 사용되어 왔고 기존의 알고리즘에 비해 고해상도의 분해능과 적은 계산량을 가지고 있어 효율적인 각도 추정이 가능하다.

자동차 도로 환경에는 전방의 차량들뿐만 아니라, 가로수, 이정표 그리고 중앙 분리대 등 여러 가지 클러터들이 존재한다. 별도의 클러터 제거 기법을 적용하지 않고 일반적인 각도 추정 알고리즘을 적용하면, 시스템은 타겟과 클러터를 구분하지 않고 모든 요소들에 대한 각도까지 추정하게 된다. 이와 같은 상황에서는 추정된 각도가 인식해야 할 전방의 차량인지 불

필요한 클러터인지 알 수 없기 때문에, 도로 환경을 제대로 인지하지 못하며 이는 곧 위험 상황 판단에 큰 걸림돌이 된다. 그러나 FMCW 레이더 시스템은 서로 다른 자동차를 주파수 영역에서 서로 다른 비트 주파수로 내보내기 때문에, 기존에 시간 영역에서 적용하던 각도 추정 알고리즘을 주파수 영역에서 적용할 수만 있다면 우리는 더 효율적인 도래각 추정을 할 수 있을 것이다.

본 논문에서는 차량용 레이더로 많이 사용되는 FMCW 레이더 시스템에 대해 설명하고, 차량용 레이더 환경에서 적용되던 고해상도 각도 추정 알고리즘 중 MUSIC 알고리즘을 주파수 영역에 적용했을 때, 수신 신호 모델과 알고리즘에 대한 수식이 기존과 어떻게 달라지는지 수학적으로 설명한다. 또한 기존의 시간 영역에서 적용된 알고리즘과 주파수 영역에서 적용된 알고리즘의 성능 비교를 통해 알고리즘의 적합성에 대해 살펴본다. MATLAB으로 구현한 FMCW 레이더 시스템의 시뮬레이션을 통해 알고리즘들의 성능을 분석한다.

II. 본 론

2.1 FMCW 레이더 시스템

본 논문에서는 FMCW 레이더 시스템을 가정하며, 시스템 블록다이어그램은 그림 1과 같다. 파형 발생기와 전압 제어 발진기를 통해 시간에 따라 주파수 변조된 정현파를 생성하여 송신한다. 전파된 신호는 전방의 차량에 반사되어 거리에 따른 시간 지연과 속도 차이에 의한 도플러 주파수를 가지고 수신된다. 시스템은 믹서에서 수신 신호와 송신 신호를 곱하여, 서로간의 주파수 차이를 검출하고 이를 이용하여 거리를 추정한다.

송신부는 그림 2와 같이 시간 Δt 동안 주파수 BW 만큼 선형 주파수 변조하여 송신 신호를 만들며, 다음과 같이 표현 된다.

$$y(t) = A \cos(2\pi(f_c - \frac{BW}{2})t + \frac{BW}{2\Delta t}t^2) \quad (1)$$

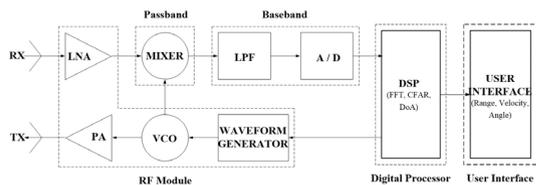


그림 1. FMCW 레이더 시스템의 블록다이어그램
Fig. 1. The block diagram of FMCW Radar system

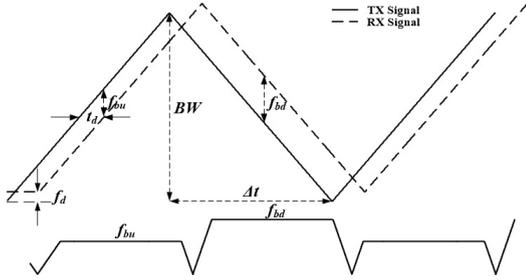


그림 2. FMCW 레이더의 송신 신호와 수신 신호와의 관계
Fig. 2. The relationship of transmitted signal and received signal in FMCW Radar

식 (1)의 파라미터 A 는 송신 신호의 크기, f_c 는 반송 주파수(carrier frequency), BW 는 주파수 변조 폭 그리고 Δt 는 주파수 변조 시간이다. 다중 타겟에 의해 반사되어 수신된 신호는 다음과 같이 표현 된다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^D B_i \cos \left(2\pi \left(f_c - \frac{BW}{2} + f_{d,i} \right) (t - t_{d,i}) + \frac{BW}{2\Delta t} (t - t_{d,i})^2 \right) + n(t) \quad (2)$$

식 (2)의 파라미터 D 는 타겟의 개수, B 는 수신 신호의 크기 그리고 t_d 와 f_d 는 각각 지연 시간과 도플러 주파수이다.

송신 신호와 수신 신호는 믹서를 통과하면서 서로 곱해지고, 믹서 신호는 저역 필터를 통과하며 고주파 대역이 제거된다. 앞으로 믹서 신호는 저역 필터까지 통과한 신호를 뜻한다. 믹서 신호는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$x(t) = \sum_{i=1}^D C_i \cos \left(2\pi \left(\frac{BW}{\Delta t} t_{d,i} - f_{d,i} \right) t + 2\pi \left(f_c - \frac{BW}{2} + f_{d,i} \right) t_{d,i} - \frac{\pi BW}{\Delta t} t_{d,i}^2 \right) + w(t) \quad (3)$$

식 (3)의 파라미터 C 는 믹서 신호의 크기이다. 특히 FMCW 레이더 시스템에서 위 식의 $\frac{BW}{\Delta t} t_d - f_d$ 부분을 비트 주파수(beat frequency)라고 하며 송신 신호와 수신 신호의 주파수 차를 의미한다. 비트 주파

수는 앞부분의 거리에 의한 지연 시간 성분(f_r)과 뒷부분의 속도차이에 의한 도플러 주파수 성분(f_d)으로 이루어져있다. 그림 2는 시간에 따른 송신 신호의 주파수와 그 차인 비트 주파수에 대한 그림으로, f_{bu} 와 f_{bd} 는 각각 주파수 상향 변조구간과 하향 변조구간에서의 비트 주파수를 나타낸다. 여기에서 볼 수 있듯이, 비트 주파수는 관측 구간동안 일정한 값을 보인다. 또한, 비트 주파수는 타겟마다 서로 다른 일정한 값을 가지기 때문에 타겟의 거리와 속도를 추정하는데 쓰인다. 비트 주파수 검출은 믹서 신호의 푸리에 변환과 일정 오경보율(CFAR, constant false alarm rate) 알고리즘을 이용하여 이루어진다⁵⁾. 푸리에 변환을 통해 나온 주파수 스펙트럼과 일정 오경보율 알고리즘을 통해 얻은 문턱 값들을 비교하여 문턱 값보다 높은 값에 해당하는 주파수를 비트 주파수로 추정한다. 도플러 주파수의 영향으로 비트 주파수는 주파수 상향 변조구간과 주파수 하향 변조구간에서 각각 다르게 나타난다.

$$f_{bu} = \frac{BW \cdot t_d}{\Delta t} - f_d, \quad f_{bd} = \frac{BW \cdot t_d}{\Delta t} + f_d \quad (4)$$

위 식을 다시 정리하면 거리에 의한 지연 시간 성분(f_r)과 도플러 주파수 성분(f_d)은 다음과 같다.

$$f_r = f_{bu} + f_d = f_{bd} - f_d = \frac{f_{bu} + f_{bd}}{2} \quad (5)$$

$$f_d = \frac{f_{bd} - f_{bu}}{2}$$

따라서 타겟의 거리(R)와 속도(V_r)는 다음과 같이 추정한다.

$$R = \frac{f_r \cdot c \Delta t}{2BW} = \frac{(f_{bu} + f_{bd}) \cdot c \Delta t}{4BW} \quad (6)$$

$$V_r = \frac{f_d}{2f_c} c = \frac{(f_{bd} - f_{bu}) \cdot c}{4f_c}$$

즉 타겟의 추정 거리와 속도가 추정된 비트 주파수에 의해 결정되기 때문에, 비트 주파수를 얼마나 정확히 검출하느냐에 따라 타겟의 거리와 속도의 추정의 정확도가 결정된다.

2.2 다중 수신 안테나를 이용한 도래각 추정

타겟의 거리와 속도를 추정할 때에는 단일 수신 안테나를 이용하면 가능했지만, 도래각 추정을 위해서는 다중 수신 안테나를 이용하여야 한다. 안테나와 안테나 사이의 거리로 인해 발생하는 각 수신 신호의 위상 차이를 이용하여 각 신호의 도래각을 추정한다. 도래각 추정 기법에는 공간 스펙트럼 특성에 기반을 둔 Bartlett 추정, Capon 추정, MUSIC 등의 방식과 신호의 모델을 기반으로 하는 ESPRIT, ML 등의 방식이 있다. 최근에는 도래각 추정 알고리즘들이 차량용 레이더 시스템에 도입되면서, 다중 타겟의 각도 분리를 위한 고해상도의 분해능을 요구하고 있다. 이중 고해상도 알고리즘으로 분류되는 방식은 MUSIC과 ESPRIT 정도이다. 본 논문에서는 도래각 추정 알고리즘으로 각도 분해능이 높고, 계산량이 많지 않은 MUSIC 알고리즘을 사용한다.

2.2.1 시간 영역에서의 MUSIC을 이용한 도래각 추정

그림 3과 같이 균일한 간격 d 를 가지고 M 개의 안테나로 이루어진 선형 배열 안테나를 생각한다. D 개의 서로 다른 타겟에 반사되어 돌아오는 평면파는 타겟이 위치한 각도에 따라 각기 다른 각도로 입사한다. 이 때 배열 안테나에 수신되는 신호 $\mathbf{x}[n]$ 는 다음과 같다. 이때 $[n]$ 은 n 번째 시간 표본을 의미한다.

$$\begin{bmatrix} x_1[n] \\ x_2[n] \\ \vdots \\ x_M[n] \end{bmatrix} = [\mathbf{a}(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_2) \cdots \mathbf{a}(\theta_D)] \begin{bmatrix} s_1[n] \\ s_2[n] \\ \vdots \\ s_D[n] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1[n] \\ w_2[n] \\ \vdots \\ w_M[n] \end{bmatrix}$$

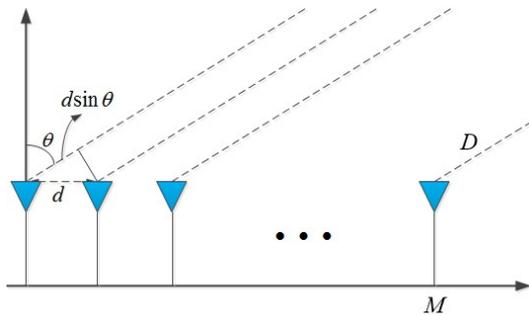


그림 3. 배열 안테나와 위상차
Fig. 3. Array antenna and phase difference

혹은

$$\begin{aligned} \mathbf{x}[n] &= \mathbf{A} \mathbf{s}[n] + \mathbf{w}[n] \\ \mathbf{a}(\theta_i) &= [1, e^{j2\pi(d/\lambda)\sin(\theta_i)}, \dots, e^{j2\pi(M-1)(d/\lambda)\sin(\theta_i)}]^T \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 조향 벡터 $\mathbf{a}(\theta_i)$ 는 평면파의 입사 각도 θ_i 와 배열 안테나의 간격 d 에 의해 발생하는 위상차 ($d\sin(\theta)$)를 나타내는 벡터다. $s_i[n]$ 는 i 번째 타겟에 반사되어 돌아오는 입사 신호의 n 번째 시간 표본이다. $s_i[n]$ 은 평균이 0인 복소 가우시안 확률 분포를 따르며 서로 다른 타겟에 반사된 신호들은 서로 독립이라고 가정한다. $w_i[n]$ 는 시간 n 에서의 i 번째 안테나로 들어오는 잡음 신호로 평균이 0 이고 분산이 σ^2 인 부가 백색 복소 가우시안 잡음을 따르고 서로 독립이라고 가정한다. 그리고 입사 신호와 잡음 신호는 서로 상관관계가 없다고 가정한다.

위의 수신 신호 모델을 바탕으로 MUSIC 알고리즘을 적용하여 도래각 추정하기 위해서는 다음과 같은 과정을 거친다. 우선 수신 신호의 공분산(covariance matrix) 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_T &= E[\mathbf{x}[n] \mathbf{x}^H[n]] \\ &= \mathbf{A} E[\mathbf{s}[n] \mathbf{s}^H[n]] \mathbf{A}^H + E[\mathbf{w}[n] \mathbf{w}^H[n]] \\ &= \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M \end{aligned} \quad (8)$$

일반적으로 $D < M$ 이기 때문에 $\mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H$ 는 특이 행렬(singular matrix)이자 양의 준정부호 행렬(non-negative definite)이다. 또한 앞서 언급한대로 잡음 벡터 $\mathbf{w}[n]$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 부가 백색 가우시안 잡음이기 때문에 $E[\mathbf{w}[n] \mathbf{w}^H[n]] = \sigma^2 \mathbf{I}_M$ 이 된다. 실제로 시뮬레이션이나 레이더 시스템에서는 $E[\cdot]$ 연산의 결과를 긴 시간 동안의 시간 평균값과 같다고 가정하여 사용한다.

식 (8)에 따르면 \mathbf{R}_T 의 고유값(eigen value)은 $\mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H$ 의 고유 값에 σ^2 을 더한 값과 같다. $\mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H$ 의 행렬 계수(rank)가 D 이기 때문에 $\mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H$ 의 고유값 중 D 개는 0보다 큰 값이고 나머지 $N = M - D$ 개는 0의 값을 가진다. 이를 통해

\mathbf{R}_T 의 고유값 중 N 개는 σ^2 의 값을 가질 것을 알 수 있고 이에 해당하는 고유벡터(eigen vector)는 잡음 부공간을 이룬다, 따라서 이 N 개의 고유 벡터, \mathbf{e}_i 는 $\mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H$ 와 수직이다. 이는 다음과 같은 식으로 이어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{A} \perp \mathbf{e}_i \\ \mathbf{A}^H \mathbf{e}_i = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

위 성질에 따라 N 개의 잡음 고유 벡터 \mathbf{e}_i 로 이루어진 $(M \times N)$ 행렬, \mathbf{E}_N 은 역시 타겟에 반사되어 입사하는 모든 신호의 조향 벡터 $\mathbf{a}(\theta_i)$ 와 수직이다. 따라서 MUSIC 알고리즘은 다음과 같은 의사 스펙트럼을 정의한다.

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (10)$$

식 (10)에 따라, 조향 벡터 $\mathbf{a}(\theta)$ 와 \mathbf{E}_N 이 서로 수직이 되어 의사 스펙트럼 값이 최대가 되는 각도를 도래각으로 추정한다.

2.2.2 주파수 영역에서의 MUSIC을 이용한 도래각 추정 기법

시간 영역에서의 MUSIC 알고리즘을 마찬가지로 주파수 영역의 신호에 적용하여 생각해 볼 수 있다. 시간 영역에서 MUSIC 알고리즘을 적용하는 것에 비하여 주파수 영역에서 적용하여 얻을 수 있는 장점은 원하는 타겟에 대해서만 각도를 추정할 수 있다는 점이다. 또한 식 (4)에 의해 서로 다른 타겟 차량이 같은 각도 상에 위치하더라도 거리와 속도에 의해 다른 비트 주파수를 가질 수 있기 때문에 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘을 적용하면 다중 타겟의 구분이 더 용이해진다.

주파수 영역으로 변환된 배열 안테나의 수신 신호를 구하기 위해 M 개의 안테나로 수신된 N_{FFT} 개의 시간 표본을 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_T &= [\mathbf{x}[0] \ \mathbf{x}[1] \ \cdots \ \mathbf{x}[N_{FFT}-1]] \\ \mathbf{S}_T &= [\mathbf{s}[0] \ \mathbf{s}[1] \ \cdots \ \mathbf{s}[N_{FFT}-1]] \\ \mathbf{W}_T &= [\mathbf{w}[0] \ \mathbf{w}[1] \ \cdots \ \mathbf{w}[N_{FFT}-1]] \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)에서 $(\cdot)_T$ 은 시간 영역의 모든 데이터를 의미하고 \mathbf{X}_T 와 \mathbf{W}_T 는 모두 $(M \times N_{FFT})$ 인 행렬이며 \mathbf{S}_T 는 $(D \times N_{FFT})$ 인 행렬이다. 또한 N_{FFT} 의 크기로 고속 푸리에 변환하는 행렬은 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} [\mathbf{F}]_{n,k} &= \frac{1}{N_{FFT}} e^{-j2\pi(k-1) \cdot (n-1)/N_{FFT}} \\ \mathbf{f}(f_d) &= \mathbf{F}(:, k_d + 1) = \mathbf{F}\left(:, \frac{f_d}{\Delta f} + 1\right) \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)의 정의를 이용하여, d 번째의 입사 신호에 대한 주파수 영역의 수신 신호는 다음과 같이 f_d 에 대한 푸리에 변환으로 표현할 수 있다. 이때 f_d 는 d 번째 입사 신호에 대한 비트 주파수를 의미하고 Δf 는 주파수 영역에서 주파수 표본 사이의 간격을 의미한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_F(f_d) &= \sum_{i=1}^D \mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{S}_T(i, :) \mathbf{f}(f_d) + \mathbf{W}_T \mathbf{f}(f_d) \\ &= \mathbf{a}(\theta_d) \mathbf{S}_T(d, :) \mathbf{f}(f_d) + \mathbf{W}_T \mathbf{f}(f_d) \\ &= \mathbf{a}(\theta_d) s_F(f_d) + \mathbf{w}_F(f_d) \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)을 살펴보면, i 번째 입사 신호의 비트 주파수, f_i 가 푸리에 변환 주파수, f_d 와 다른 경우에는 푸리에 변환 결과가 0이 되고 반드시 f_i 와 f_d 가 같은 경우에만 값이 발생한다. 다시 설명하면, $\mathbf{x}_F(f_d)$ 는 각 안테나에 수신된 시간 영역의 신호를 각각 푸리에 변환하여 얻은 주파수 스펙트럼 값 중에 d 번째 입사 신호의 비트 주파수에 해당하는 값으로 이루어진 행렬이다. 이제 D 개의 입사 신호에 대해 하나의 행렬로 만들어 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= [\mathbf{x}_F(f_1) \ \mathbf{x}_F(f_2) \ \cdots \ \mathbf{x}_F(f_D)] \\ \mathbf{S} &= \text{Diag}(s_F(f_1) \ s_F(f_2) \ \cdots \ s_F(f_D)) \\ \mathbf{W} &= [\mathbf{w}_F(f_1) \ \mathbf{w}_F(f_2) \ \cdots \ \mathbf{w}_F(f_D)] \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)의 정의를 이용하면, 행렬 형식으로 주파수 영역의 수신 신호를 표현할 수 있다.

$$\mathbf{X} = \mathbf{A} \mathbf{S} + \mathbf{W} \quad (15)$$

MUSIC 알고리즘을 이용한 도래각 추정을 위하여, 수신 신호의 공분산 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_F &= E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = \mathbf{A}E[\mathbf{S}\mathbf{S}^H]\mathbf{A}^H + E[\mathbf{W}\mathbf{W}^H] \\ &= \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I}_M \\ (\mathbf{R}_{ss} &= \text{Diag}(|s_F(f_1)|^2, |s_F(f_2)|^2, \dots, |s_F(f_D)|^2)) \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)에서 \mathbf{R}_{ss} 행렬은 수신 신호의 비트 주파수에 해당하는 스펙트럼의 크기의 제곱으로 이루어진 대각행렬이다. 시간 영역의 분석과 마찬가지로, $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H$ 의 행렬 계수가 D 이기 때문에 \mathbf{R}_F 의 고유값 중 $N = M - D$ 개는 σ^2 값을 가진다. 또한 이에 해당하는 고유 벡터는 잡음 공간 안에 있기 때문에 $\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H$ 와 수직이고, 결과적으로 \mathbf{A} 와 수직이다. 따라서 잡음 고유 벡터로 이루어진 잡음 부 공간, \mathbf{E}_N 은 모든 입사 조향 벡터와 수직이고, 결국 식 (10)과 같이 시간 영역의 MUSIC과 같은 의사 스펙트럼을 얻을 수 있다. 주파수 영역에서의 MUSIC 알고리즘은 CFAR 알고리즘을 통해 미리 검출한 비트 주파수에 해당하는 스펙트럼 값들에 적용함으로써 원하는 각도만을 추정할 수 있는 장점을 지니고 있다.

2.3 시뮬레이션 결과

2.3.1 시뮬레이션 환경

본 논문에서는 MATLAB을 이용하여 도래각 추정을 위한 위상 배열 안테나를 가진 차량용 FMCW 레이더 시스템을 구축하였다. 일반적인 차량용 레이더 시스템에서 반송 주파수로 77GHz 대역을 사용하는데, 이렇게 초고주파 대역의 송, 수신 신호를 시뮬레이션에서 샘플링 주파수 때문에 생성하기는 어렵다. 따라서 식 (3)과 같이 기저대역의 믹서 신호 $x(t)$ 를 직접 만들어 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 파라미터 값은 다음 표와 같다.

표 1은 FMCW 레이더 시뮬레이션에 사용된 파라미터와 값들을 정리한 것으로, 최근 자동차용 레이더 시스템에 최대한 비슷하게 설정하였다. 최대 탐지 거리(maximum target range)와 최대 탐지 속도(maximum target velocity)에 의해 최대 비트 주파수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} f_{b,max} &= f_{r,max} + f_{d,max} \\ &= \frac{BW}{\Delta t} \frac{2R_{max}}{c} + \frac{2f_c}{c} V_{r,max} \end{aligned} \quad (17)$$

표 1. FMCW 레이더 시뮬레이션에 사용된 파라미터와 값
Table 1. Parameters and values used in simulation for FMCW radar

Parameters	value
Carrier frequency, f_c	76.5 GHz
Sweep time, Δt	5 ms
Sweep bandwidth, BW	500 MHz
Maximum target range, R_{max}	200 m
Maximum target velocity, $V_{r,max}$	300 km/h
Sampling frequency, f_s	440 kHz
The number of time sample	1024
The number of FFT point, N_{FFT}	1024
The number of Antenna	8
Antenna spacing	$\lambda/2 = c/2f_c$

Nyquist 이론에 의해 $f_{b,max}$ 를 검출하기 위한 샘플링 주파수는 식 (18)에 의해 440kHz로 설정한다.

$$f_s > 2 \cdot f_{b,max} \quad (18)$$

연산의 편의를 위해 시간 표본수와 주파수 표본의 수를 일치시켰다. 도래각 추정을 위해 8개의 안테나를 가진 위상 배열 안테나를 사용하였고, 그 간격은 반송 주파수의 파장의 반으로 하였다.

구축한 차량용 레이더 시스템은 다음의 과정을 거친다. 기저 대역의 믹서 신호를 생성한 후, 조향 벡터를 이용하여 안테나 별 수신 신호를 만든다. 8개의 안테나 수신 신호를 푸리에 변환을 하여 얻은 각 주파수 스펙트럼에 CFAR 알고리즘을 적용하여 타겟에 해당하는 비트 주파수를 검출한다. 이때 사용한 CFAR 알고리즘은 다중 타겟 감지에 유용한 OS(Order Statistic)-CFAR 알고리즘이다⁶⁾. 시간 영역의 MUSIC에는 안테나 수신 신호가, 주파수 영역의 MUSIC에서는 주파수 스펙트럼과 검출된 비트 주파수가 입력 신호로 사용되었다.

시뮬레이션에서는 대표적인 파라미터들에 대하여 시간 영역의 MUSIC 알고리즘과 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘의 성능이 얼마나 차이가 있는가에 대하여 알아보고 각각의 장, 단점에 대해 논의한다.

2.3.2 시간 영역의 MUSIC 알고리즘과 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘 성능 비교

(1) SNR에 따른 성능 비교

두 알고리즘의 성능 비교를 위해 -7° 와 8° 에 각각 한 개의 차량이 있다고 가정을 한 후, SNR(Signal to Noise ratio)을 0 dB부터 20 dB까지 변화시키면서 각각 1000회씩 각도 추정 RMSE(Root Mean Square Error) 값을 측정하였다. 시간 영역의 MUSIC 알고리즘에서는 시간 표본을 300, 500, 1000개를 사용하여 시뮬레이션을 하였고 그에 따른 변화를 살펴보았다. 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘은 식 (14)에서 만든 \mathbf{X} 행렬을 이용하여 시뮬레이션을 하였다.

그림 4를 통해, 시간 영역의 MUSIC 알고리즘에서 시간 표본의 수가 정확도에 미치는 영향을 알 수 있다. 시간 표본의 수는 얼마나 정확한 \mathbf{R}_T 를 추정하는냐를 결정한다. 식 (8)에서 앙상블 평균을 시간 평균으로 계산하기 때문에 최대한 많은 표본을 이용하여 계산하는 것이 정확도를 높일 수 있으나, 많은 표본을 가지고 계산을 하면 그만큼 계산량이 많아져서 알고리즘의 복잡도가 증가한다. 일반적으로 실제 시스템에서는 시간 표본이 300개 이상이면 앙상블 평균을 시간 평균으로 근사할 수 있고, 표본 수가 클수록 그 오차는 줄어든다. 따라서 MUSIC에서 사용된 시간 표본 수와 SNR이 증가할수록 RMSE 값이 감소하는 경향을 보인다. 한편, 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘은 시간 영역의 MUSIC 알고리즘 중 시간 표본이 500개인 경우와 비슷한 성능을 보임을 알 수 있다. MUSIC 알고리즘을 시간 영역에서 적용하느냐 주파수 영역에서 적용하느냐의 가장 큰 차이점은 \mathbf{R} 행렬을 어떻게

구하느냐이다. 시뮬레이션 결과에도 나와 있지만, 시간 영역에서는 식 (8)의 \mathbf{R} 행렬을 구하기 위해 300번, 500번 혹은 1000번의 \mathbf{R} 을 구하여 평균을 내야 하지만, 주파수 영역에서는 단 한 번의 계산으로 구한 \mathbf{R} 을 이용하여 도레각을 추정한다. 적은 계산량에도 불구하고 준수한 성능을 보인다.

(2) 안테나 수에 따른 성능 변화

위상 배열 안테나는 일정한 간격을 두고 다수의 안테나를 이용하여 신호를 수신하여, 수신된 신호 간의 위상차를 이용하여 수신 신호의 입사각을 추정한다. 이번 시뮬레이션에서는 위상 배열 안테나에서 안테나의 수가 미치는 영향을 살펴본다. 마찬가지로 전방에 -7° 와 8° 에 차량이 있다고 가정하고 SNR은 15 dB로 고정시켜 놓고, 안테나의 수를 4개부터 12개까지 증가시키면서 각각 1000회씩 각도 추정 RMSE 값을 측정하였다.

안테나의 수는 \mathbf{R} 행렬의 크기를 결정한다. \mathbf{R} 행렬의 크기가 커질수록 많은 수신 신호를 통해 얻은 많은 위상차를 이용하여 정확한 각도를 추정할 수 있다. 그러나 공분산행렬이 커질수록 고유 값을 추출하기 위한 계산량은 늘어난다. 그림 5를 통해 시간 영역의 MUSIC 알고리즘이든 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘이든, 안테나 수가 많아질수록 더 정확한 각도를 추정할 수 있다는 것을 알 수 있다. 안테나 수가 8개를 넘어가면 안테나 수가 증가하여도 성능에 커다란 차이가 없는 것으로 나타난다. 그림 4에서도 마찬가지로 시간 표본을 많이 사용할수록 오차가 줄어드는 것을 확인할 수 있었고, 특히 안테나 수가 적을수록 시간 표본 수의 영향이 크게 나타남을 확인할 수 있다. 또

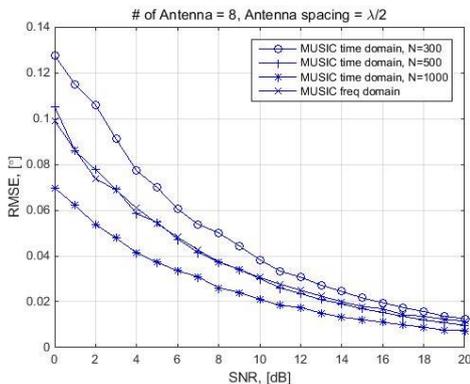


그림 4. SNR의 변화에 따른 알고리즘들의 RMSE
Fig. 4. RMSE of the algorithms according to the change in SNR

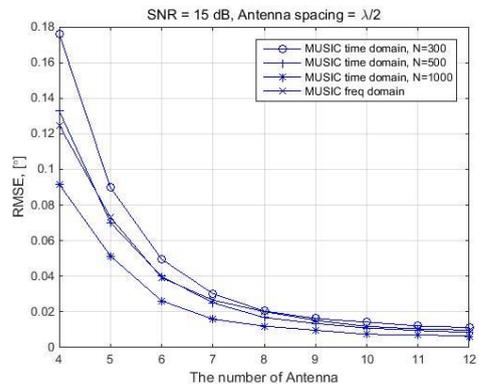


그림 5. 안테나 수의 변화에 따른 알고리즘들의 RMSE
Fig. 5. RMSE of the algorithms according to the change in the number of antenna

한 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘의 성능은 시간 표본 수 500개인 시간 영역의 MUSIC 알고리즘의 성능과 유사하게 나온 것을 볼 수 있다.

(3) 사잇각에 따른 성능 변화

지금까지 전방의 차량이 15°의 차이를 두고 벌어져 있는 상황에서의 여러 가지 성능 평가를 하였다. 전방 두 차량의 사잇각이 작게 되면 MUSIC 의사 스펙트럼의 최댓값에 의해 생기는 피크(peak)가 서로 겹치면서 두 각도가 구분이 안 되는 경우가 발생한다. 두 차량의 사잇각이 2° 이하일 경우 피크가 서로 겹치는 정도 심해지기에 시뮬레이션에서 제외하고, 사잇각을 3°부터 20°까지 변화시키며 각각 1000회씩 각도 추정 RMSE 값을 측정하였다. 이때 SNR은 15 dB, 위상 배열의 안테나 수는 8개이다.

그림 6을 살펴보면, 사잇각이 15°일 때에 비교하여 사잇각이 작아질수록 RMSE의 값이 크게 증가하여 3°일 때는 오차가 약 0.2°에서 0.5°를 나타냄을 볼 수 있다. 식 (10)에 따르면 MUSIC 의사 스펙트럼은 입사각으로 추정되는 각도 외에는 모두 0의 값을 가져야 한다. 하지만 안테나의 개수가 유한하기 때문에 배열 안테나의 빔이 일정한 폭을 가지게 되고, 이로 인하여 MUSIC 스펙트럼의 피크도 일정한 폭을 가진다. 따라서 두 차량의 사잇각이 작아질수록 MUSIC 의사 스펙트럼의 피크가 많이 겹치게 되고 이로 인해 각도 추정 오차가 증가한다. 이러한 오차는 시간 표본의 수를 증가시켜 줄일 수 있는 것을 확인 할 수 있다. 주파수 영역의 MUSIC의 성능은 역시 시간 표본 수 500개인 성능과 비슷하거나 살짝 더 좋은 것으로 보인다.

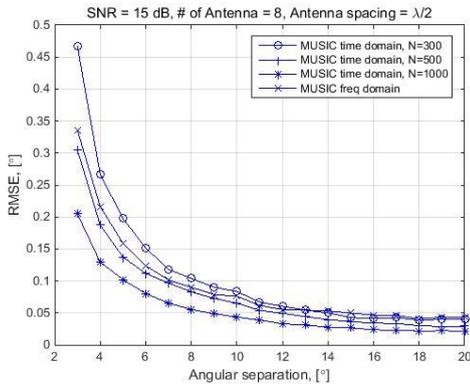


그림 6. 사잇각의 변화에 따른 알고리즘들의 RMSE
Fig. 6. RMSE of the algorithms according to the change in Angular separation

2.3.3 주파수 표본 수에 따른 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘 성능 비교

앞선 성능 비교에서는 주파수 영역의 MUSIC의 성능이 대체적으로 시간 표본 500개를 사용하는 시간 영역의 MUSIC 알고리즘의 성능과 비슷함을 알 수 있었다. 이는 전체 표본 중 약 절반 정도를 사용한 것으로 상당히 신뢰할 수 있는 수준이다. 이번에는 주파수 영역에 MUSIC 알고리즘을 적용할 때, 주파수 표본의 수에 따른 성능 비교를 하고자 한다. 믹서 신호를 푸리에 변환할 때 주파수 표본 수를 512, 1024 그리고 2048개로 늘려가면서 MUSIC 알고리즘의 성능을 측정하였다. 시뮬레이션에서 푸리에 변환에 쓰이는 알고리즘은 고속 푸리에 변환 알고리즘이다. 알고리즘의 특성 상 시간 표본의 수보다 주파수 표본이 많으면 시간 영역에서 제로 패딩(zero-padding)을 하기 때문에 성능 평가에 있어서 부적절하다. 따라서 표 1에서 정의한 샘플링 주파수를 2배로 늘려 시간 표본의 수를 2048로 정의한다. 이외의 변수들과 상황은 2.2.2와 마찬가지로 구현한 시뮬레이션을 통해 SNR에 따른 변화, 배열 안테나 수에 따른 변화 그리고 사잇각에 따른 변화를 살펴본다.

그림 7부터 그림 9를 통해 주파수 표본 수를 시간 표본의 수에 가깝게 정할수록 작은 RMSE 값을 가져 좋은 성능을 가지는 것을 확인 할 수 있다. 이는 주파수 표본 수가 많을수록 작은 주파수 표본 간격, 즉 높은 주파수 해상도를 가져 정확한 비트 주파수를 추정할 수 있기 때문이다. 주파수 해상도는 식 (19)와 같다.

$$\Delta f = \frac{f_s}{N_{FFT}} \tag{19}$$

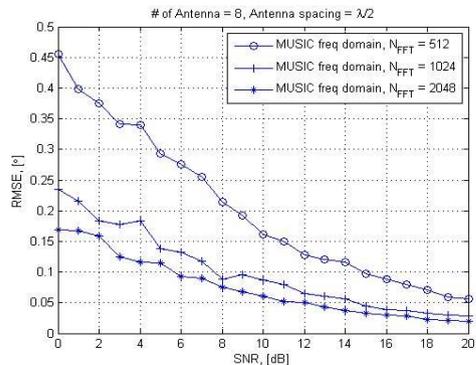


그림 7. 주파수 표본 수와 SNR의 변화에 따른 알고리즘의 RMSE
Fig. 7. RMSE of the algorithm according to the change in the number of frequency sample and SNR

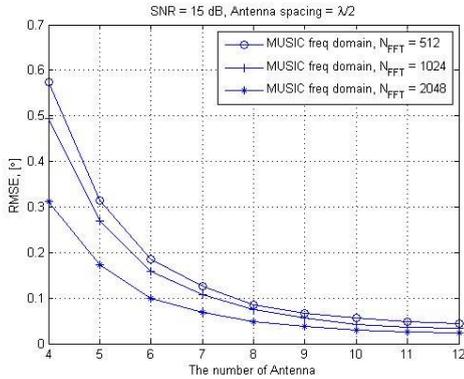


그림 8. 주파수 표본 수와 안테나 수의 변화에 따른 알고리즘의 RMSE
Fig. 8. RMSE of the algorithm according to the change in the number of frequency sample and antenna

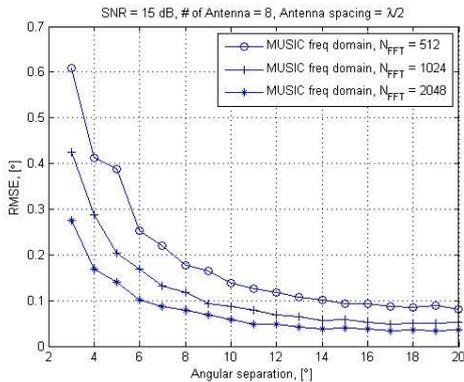


그림 9. 주파수 표본 수와 사이트각의 변화에 따른 알고리즘의 RMSE
Fig. 9. RMSE of the algorithm according to the change in the number of frequency sample and angular separation

2.3.4 비트 주파수의 정확도에 따른 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘 성능 비교

주파수 영역의 MUSIC 알고리즘에서는 \mathbf{R} 을 하나의 표본을 가지고 구하기 때문에 정확한 비트 주파수 추정이 DoA 추정 성능을 좌우하게 된다. 비트 주파수는 시간 영역의 믹서신호 $x(t)$ 를 FFT하여 얻은 주파수 스펙트럼에서 피크 검출을 통해 얻을 수 있다. 따라서 FFT 포인트 수가 많아 시스템의 주파수 해상도가 높을수록 비트 주파수를 더 정확히 추정할 수 있다. 한편, 실제 시스템에서는 한정된 수의 FFT 포인트를 사용하기 때문에 비트 주파수를 정확히 검출해내기 어렵다. 그림 10은 유한한 FFT 포인트 수를 가지는 시스템에서 주파수 표본들을 나타낸다.

그림 10의 왼쪽 그림은 비트 주파수가 주파수 해상도의 정수배인 경우로, 주파수 스펙트럼에서 피크가

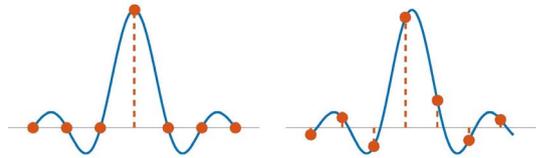


그림 10. 비트 주파수가 주파수 해상도의 정수배인 경우와 아닌 경우
Fig. 10. The case that the beat frequency is an integer multiple of the frequency resolution and the opposite case

한 점으로 정확히 비트 주파수를 가리킨다. 반면, 오른쪽의 경우에는 비트 주파수가 주파수 해상도의 정수배가 아니기 때문에 피크가 여러 개의 표본으로 분산된다. 이 경우 가장 큰 값을 가지는 주파수 표본을 비트 주파수로 추정하더라도 정확한 비트 주파수를 구할 수 없다. 비트 주파수는 전방 차량의 거리와 속도로 결정되는 값이기 때문에, 현실적으로 그림 10의 왼쪽과 같은 경우는 거의 일어나지 않는다.

비트 주파수 추정에 오류가 있을 경우에 주파수 영역의 MUSIC의 성능을 분석하기 위하여 앞선 시뮬레이션과 동일한 환경에서 추정된 비트 주파수로부터 주파수 인덱스를 하나씩 옮겨가며 SNR에 대하여 RMSE 값을 측정해보았다.

그림 11에서 보듯이, 비트 주파수 추정의 오차가 클수록 RMSE의 값이 더 커지는 것을 확인할 수 있다. SNR이 낮은 영역에서는 주파수 인덱스가 한 칸만 잘 못 추정되어도 각도 추정의 오차가 급격히 증가한다. 또한 주파수 인덱스가 두 칸 이상의 오차가 발생할 경우에는 비슷한 각도 추정 오차 범위를 가진다.

탐지확률 또한 비슷한 경향을 보이고 있다. 이때 탐지확률은 MUSIC의 의사 스펙트럼을 통해 각도 추정

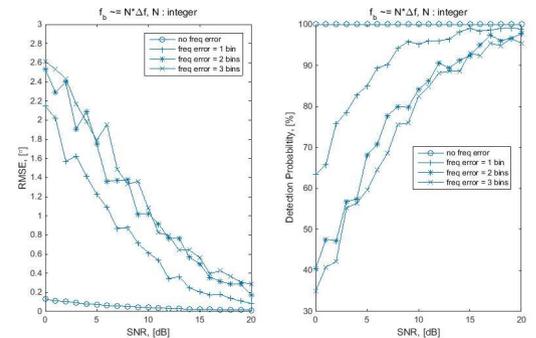


그림 11. 비트 주파수가 주파수 해상도의 정수배가 아닌 경우, RMSE와 탐지확률
Fig. 11 RMSE and detection probability of algorithm in the case that the beat frequency is not an integer multiple of the frequency resolution

이 가능한 경우를 탐지 성공이라고 정의하고 구한다. 이러한 경향은 그림 10의 오른쪽 그림과 같이 가장 큰 피크에서 오른쪽으로 하나의 인덱스까지는 피크 안에 존재하여 어느 정도 타겟에 대한 에너지를 가지고 있지만 그 이상의 인덱스는 피크 밖에 있어 에너지가 매우 작아지기 때문이다. 따라서 제대로 된 비트주파수를 추정한다면 탐지확률은 100%를 보이고, 비트주파수 추정에 오차가 발생한다면 각도 추정에 있어 큰 오차를 발생시킬 뿐만 아니라 탐지확률이 급격히 낮아지는 것을 확인할 수 있다.

III. 결 론

본 논문에서는 주파수 영역의 수신 신호 모델링 및 MUSIC 알고리즘을 바탕으로 주파수 영역에서의 고 해상도 각도 추정 알고리즘의 적합성에 대해 살펴보았다. 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘은 시간 표본의 절반 정도를 사용한 시간 영역의 MUSIC 알고리즘과 비슷한 성능을 나타낼 정도로 좋은 성능을 보인다. 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘은 시간 영역의 MUSIC 알고리즘에 비해 \mathbf{R} 을 생성할 때 하나의 표본만을 사용함으로써 많은 계산량 감축을 할 수 있다. 적은 계산량과 정확한 각도 추정이 가능하고 시스템이 원하는 타겟에 대해서만 적용할 수 있다는 장점으로 차량용 레이더에서 충분히 사용될 수 있다. 주파수 영역의 MUSIC 알고리즘에서는 주파수 해상도가 정확한 각도 추정의 중요한 요소이다. 또한 정확한 비트 주파수 추정은 탐지확률을 높이는 중요한 요소이기도 하다. 따라서 향후 비트 주파수 추정에 푸리에 변환이 아닌 MUSIC, ESPRIT 같은 고해상도 파라미터 추정 알고리즘을 이용한다면, 도래각 추정에 있어서 더욱 성능 개선을 할 수 있을 것으로 예상된다.

References

[1] M. Schneider, "Automotive radar-status and trend," in *German Microw. Conf.*, pp. 144-147, 2005.

[2] H. Rohling and M.-M. Meinecke, "Waveform design principles for automotive radar systems," in *Proc. IEEE CIE Radar*, pp. 1-4, Beijing, 2001.

[3] KO. Schmidt, "A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation," Ph.D. Thesis, Stanford Univ.

Stanford, CA, Nov. 1981.

[4] A. L. Swindlehurst, B. Ottersten, R. Roy, and T. Kailath, "Multiple invariance ESPRIT," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 40, no. 4, pp. 867-881, Apr. 1992.

[5] I. S. Reed and X. Yu, "Adaptive multiple-band CFAR detection of an optical pattern with unknown spectral distribution," *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Process.*, vol. 38, no. 10, pp. 1760-1770, 1990.

[6] H. Rohling and R. Mende, "OS CFAR performance in a 77GHz radar sensor for car application," in *Proc. IEEE CIE Radar*, pp. 109-114, 1996.

최 정 환 (Jung-hwan Choi)



2008년 2월 : 서울대학교 전기공학부 졸업
 2010년 2월 : 서울대학교 전기공학부 석사
 2010년 3월~현재 : 서울대학교 전기공학부 박사과정

<관심분야> 통신공학, 레이더공학, 신호처리

최 지 원 (Ji-won Choi)



2010년 8월 : 포항공과대학 신소재공학과 졸업
 2011년 3월~현재 : 서울대학교 전기공학부 박사과정
 <관심분야> 통신공학, PLC, 채널추정알고리즘

김 성 철 (Seong-cheol Kim)



1984년 2월 : 서울대학교 전기
공학부 졸업

1987년 2월 : 서울대학교 전기
공학부 석사

1995년 2월 : 뉴욕 폴리테크닉
대학교 박사

1999년~현재 : 서울대학교 전
기공학부 교수

<관심분야> 통신공학, 무선채널모델링, 레이더공학