

소형 선박용 FMCW 레이더 시스템에서의 위상 배열 안테나를 사용한 선박의 위치 추정

이성욱*, 이성로*, 김성철^o

Ship Positioning Estimation Using Phased Array Antenna in FMCW Radar System for Small-Sized Ships

Seongwook Lee*, Seong Ro Lee*, Seong-Cheol Kim^o

요 약

기존에 중-대형 선박용 레이더로서 널리 사용되는 펄스 레이더는 주로 원거리에 위치하는 다른 선박이나 장애물을 감지하기 위한 용도로 사용된다. 이러한 펄스 레이더는 높은 출력을 요구하며 장착 및 유지비용이 많이 들기 때문에 소형용 선박에는 장착하지 못하고 있다. 따라서 그 대안으로 제시되는 것이 FMCW(frequency modulated continuous wave) 레이더이다. FMCW 레이더 시스템은 낮은 전력으로도 운용이 가능하며 비교적 가까운 곳에 있는 물체에 대한 거리 분해능이 좋기 때문에 소형 선박용 레이더에 적합하다. 기존에 제안된 소형 선박용 FMCW 레이더 시스템은 단일 수신 안테나를 사용하기 때문에 한 번 수신된 신호를 가지고는 특정 방향에 존재하는 선박의 위치 정보만을 추출할 뿐, 동시에 여러 선박의 위치 정보를 파악하는 것은 힘들다. 따라서 본 논문에서는 위상 배열 안테나를 사용하여 받은 FMCW 레이더 신호에 MUSIC(multiple signal classification) 알고리즘을 적용함으로써, 여러 대의 선박의 위치를 동시에 추정할 수 있는 방법을 제안한다. 또한, 디지털 빔 형성 기법을 기존 MUSIC 알고리즘에 결합함으로써 각도 분해능을 향상시키고자 한다.

Key Words : FMCW radar, phased array antenna, ship positioning

ABSTRACT

Conventionally, a pulse radar is used for middle-sized or large-sized ships to detect other ships or obstacles located at a long distance. However, it is hardly equipped for most of the small-sized ships due to mounting and maintenance costs. Therefore, FMCW(frequency modulated continuous wave) radar is suggested as an alternative for the small-sized ships. Since it operates with low power and has good range resolution for relatively close objects, it is eligible for the small-sized ships. In previously proposed FMCW radar system, it only estimates distance and velocity of a target ship placed in the direction of main beam and is hard to detect several ships simultaneously. Thus, we suggest the method for detecting several ships at the same time by applying MUSIC(multiple signal classification) algorithm to FMCW radar signal received by a phased array antenna. In addition, by combining digital beam forming with the MUSIC algorithm, better angle resolution is achievable.

* 이 연구는 2014년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(NRF-2009-0093828)과 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 ICT 융합고급인력과정지원사업(IITP-2015-H8601-15-1006)의 연구결과로 수행되었음

♦ First Author : Seoul National University Department of Electrical and Computer Engineering, swl90@maxwell.snu.ac.kr, 학생회원

° Corresponding Author : Seoul National University Department of Electrical and Computer Engineering, sckim@maxwell.snu.ac.kr, 종신회원

* Mokpo National University, Department of Information and Electronics Engineering, srlee@mokpo.ac.kr, 정회원

논문번호 : KICS2015-04-095, Received April 2, 2015; Revised May 20, 2015; Accepted May 20, 2015

I. 서 론

선박용 레이더는 주로 해상에 존재하는 다른 선박이나 장애물, 또는 해안을 탐지하기 위한 용도로 사용된다. 즉, 레이더를 사용하는 주된 목적은 레이더의 위치를 기준으로 하여 주위 물체들까지의 거리 및 상대 속도 정보를 추출하는 것이라고 할 수 있다. 우리나라의 경우, 일반적인 선박용 레이더로는 펄스 레이더가 널리 사용되고 있으며, 펄스 신호를 쏘고 받는 데까지 걸리는 시간 및 도플러 효과를 측정함으로써 물체의 위치를 파악할 수 있다.

일반적으로 상용화된 펄스 레이더의 경우 주로 원 거리에 있는 물체를 탐지하기 위한 용도로 사용되며, 대형 선박에서는 6kW 이상, 소형 선박에서는 2-4kW 이상의 고출력을 필요로 한다. 이러한 고출력 송신을 위해서는 마그네트론이 필요한데, 마그네트론을 레이더에 장착하는 데에는 비용이 많이 들뿐만 아니라 마그네트론의 수명 또한 짧다는 단점이 있다^[1]. 이러한 이유로 모든 소형용 선박에 펄스 레이더를 장착하는 것은 사실상 어렵다고 볼 수 있다. 따라서 비교적 가까운 거리에 있는 물체만을 탐지해도 관성이 작아 장애물을 쉽게 회피할 수 있는 소형 선박의 특성을 고려하여 그 대안으로 제시된 것이 FMCW(frequency modulated continuous wave) 레이더 시스템이다. FMCW 레이더 시스템에서는 송신 신호와 수신 신호의 주파수 차이를 사용하여 물체까지의 거리 및 상대 속도 정보를 계산한다. 펄스 레이더의 경우 송신하는 동안 수신을 하지 못하므로 거리 분해능이 떨어지지만, FMCW 레이더의 경우 송신과 수신이 동시에 이뤄질 수 있기 때문에 펄스 레이더에 비해 거리 분해능이 좋다는 장점이 있다. 또한 펄스 레이더는 송신할 때 고출력을 요구하기 때문에 가까이 있는 물체의 위치 측정이 어렵지만, FMCW 레이더의 경우 상대적으로 낮은 출력으로도 물체의 위치를 탐지할 수 있다는 장점이 있다. 이렇게 FMCW 레이더 시스템은 낮은 전력으로 운용될 수 있기 때문에 축전지에 걸리는 부하도 적으며 회로와 같은 하드웨어가 고장 날 가능성도 낮아진다. 따라서 FMCW 레이더 시스템은 소형 선박용 레이더에 적합한 시스템이라고 할 수 있다.

지금까지 수행된 선박용 FMCW 레이더 연구에서는 수신 안테나를 여러 개 사용하는 것이 아니라 하나만을 사용하는 단일 수신 안테나 방식을 주로 채택하였다^[1]. 일반적으로 FMCW 레이더 시스템에서 하나의 수신 안테나를 사용하는 경우, 그 신호가 입사하는 각도를 계산하는 것은 불가능하기 때문에 안테나를

물리적으로 회전시키는 방법을 통하여 수신 신호가 입사하는 각도를 찾는다. 이러한 방법을 사용할 경우 한 번의 신호 처리를 통해서는 안테나의 주 빔이 향하는 방향에 있는 물체만을 검출할 수밖에 없다는 단점을 가진다. 따라서 본 논문에서는 단일 수신 안테나가 아닌 다중 수신 안테나를 사용하여 물체의 위치를 찾는 방법을 제안한다. 수신 안테나로서 위상 배열 안테나를 사용함으로써 보다 넓은 범위를 검색할 수 있고, 한 번의 신호 처리를 통하여 안테나 전방에 위치하는 여러 개의 물체를 동시에 탐지할 수 있다. 위상 배열 안테나를 통해 수신된 FMCW 신호를 통해서 여러 선박까지의 거리 및 상대 속도를 계산하고, 수신된 신호에 MUSIC(multiple signal classification) 알고리즘을 적용함으로써 각각의 선박이 위치하는 각도를 추정한다^[2].

일반적으로 공간상에서 고정된 배열 안테나를 사용할 경우 방사 패턴이 정해지기 때문에 안테나가 탐지할 수 있는 범위가 한정된다. 따라서 본 논문에서는 이러한 단점을 보완하고 위치 추정의 정확도를 향상시키기 위해 디지털 빔 형성 기법을 MUSIC 알고리즘과 함께 적용한다^[3]. 배열 안테나 전방의 탐색 영역을 방사 패턴을 고려하여 분할하고, 배열 안테나의 주 빔을 디지털 신호 처리를 통해 각 분할된 영역으로 형성해 줌으로써 분할된 영역으로부터 입사하는 신호의 각도 추정이 보다 정확해진다.

본 논문에서는 우선 레이더 송수신 과정의 기본이 되는 레이더 방정식과 단일 수신 안테나 및 다중 수신 안테나를 사용하는 FMCW 레이더 시스템의 기본적인 거리 및 속도 측정 원리에 대해서 설명한다. 이 때 시간 영역에서 받은 수신 신호를 고속 푸리에 변환(fast fourier transform)을 통해 주파수 영역의 신호로 바꿔, 거리와 상대 속도 정보를 추출한다. 그리고 다중 수신 안테나에서 받은 FMCW 레이더 신호에 MUSIC 알고리즘을 적용하여 앞에서 계산된 거리 및 상대 속도를 가지는 선박이 어느 각도에 위치하고 있는지 계산한다. 선박의 각도 추정 정확도를 보다 높일 수 있는 디지털 빔 형성 기법을 적용한 MUSIC 알고리즘 또한 소개한다. 이 때, 앞서 언급한 MUSIC 알고리즘과 디지털 빔 형성 기법을 적용한 MUSIC 알고리즘을 시간 영역에서 받은 신호에 적용하는 것이 아니라, 고속 푸리에 변환된 주파수 영역 신호에 적용하여 입사 각도를 추정하는 방법을 설명한다. 실험 단계에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 선박용 FMCW 신호를 생성하고, 이를 송신하고 수신하는 과정을 통해 다른 선박까지의 거리 및 상대 속도, 그리고 각도

정보를 추출하는 과정을 보인다. 이 때, 다중 수신 안테나로 받은 FMCW 레이더 신호에 기존의 MUSIC 알고리즘과 빔 형성 기법을 결합한 MUSIC 알고리즘을 적용하여, 위치 추정 정확도를 비교·분석할 것이다.

II. 본 론

2.1 해상 클러터 환경에 적합한 레이더 방정식

레이더 방정식은 기본적인 레이더 시스템을 설계하는데 중요한 역할을 한다. 안테나 지향성 이득(directive gain) G_T 를 가지는 송신 안테나가 전력 P_T 로 신호를 방사했다고 가정하자. 이 때 거리 R 만큼 떨어져 있는 선박에서의 전력 밀도(power density) P_D 는 다음과 같이 표현이 가능하다.

$$P_D = \frac{P_T G_T}{4\pi R^2} \quad (1)$$

선박으로부터 반사되어 나오는 신호의 양은 선박의 레이더 반사 면적(radar cross section, RCS) σ_{RCS} 에 의해 결정된다. 수신 레이더에서는 이 반사되어 온 신호를 전부 받아들이는 것이 아니라, 수신 안테나의 유효 구경(effective aperture) A_e 만큼 흡수하게 된다. 따라서 σ_{RCS} 와 A_e 를 고려한 최종적인 수신 전력 밀도 P_R 는 아래와 같이 표현이 가능하다.

$$P_R = P_D \cdot \frac{\sigma_{RCS}}{4\pi R^2} \cdot A_e = \frac{P_T G_T \cdot \sigma_{RCS} \cdot A_e}{(4\pi)^2 R^4} \quad (2)$$

레이더로 선박을 정확하게 검출하는 데에는 신호 대 클러터 및 잡음비(signal to noise plus clutter ratio, SCNR)가 중요한 요소라고 할 수 있다. 실제 레이더의 송수신 과정에서 수신 신호의 세기가 열잡음과 해상 클러터에 의해 약화될 수 있기 때문에, 이러한 요소들의 영향을 고려해 주어야 한다. 우선, 열잡음의 전력 밀도 다음과 같이 계산한다⁴⁾.

$$P_{noise} = k_B T_e \Delta B \quad (3)$$

여기서 k_B 는 볼츠만 상수, T_e 는 실효 잡음 온도(effective noise temperature), 그리고 ΔB 는 레이더가 동작하는 대역폭을 의미한다. 다음으로 해상 클러

터가 레이더 수신 신호에 미치는 영향은 다음과 같다. 해상 클러터로부터 반사되어 온 신호의 전력 밀도를 $P_{clutter}$ 라고 한다면 신호 대 클러터 비(signal to clutter ratio, SCR)는 다음과 같이 쓸 수 있다⁵⁾.

$$SCR = \frac{P_R}{P_{clutter}} = \frac{\sigma_{RCS}}{\sigma_{clutter} R \Delta \theta \Delta R} \quad (4)$$

$\sigma_{clutter}$ 는 바다 표면의 레이더 반사 면적을, $\Delta \theta$ 는 레이더의 각도 분해능을, 그리고 ΔR 은 레이더의 거리 분해능을 의미한다. 따라서 신호 대 클러터 및 잡음비는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$SCNR = \frac{P_R}{P_{noise} + P_{clutter}} = \frac{P_R}{k_B T_e \Delta B + P_R \cdot \frac{\sigma_{clutter} R \Delta \theta \Delta R}{\sigma_{RCS}}} \quad (5)$$

식 (5)를 통해 계산된 값을 통하여 주변 잡음과 해상 클러터에 대한 선박용 레이더 수신 신호의 상대적인 크기를 확인할 수 있다. 이 값이 클수록 물체가 검출될 확률이 높아지며, 반대로 작을수록 검출 확률이 낮아지게 된다.

2.2 FMCW 레이더를 통한 거리 및 상대 속도 추출 원리

2.2.1 단일 수신 안테나를 사용한 FMCW 레이더 시스템

(1) FMCW 레이더의 기본 측정 원리

일반적으로 FMCW 레이더 시스템에는 그림 1.과 같이 시간에 따라 선형적으로 변하는 주파수를 갖는 신호를 송신한다. 그림에서 같이 상승 구간 또는 하강 구간에서의 소인 시간(sweep time)을 ΔT 라고 하고 레이더 동작 대역폭을 ΔB 라고 한다면, 삼각파의 한 주기 $T = 2\Delta T$ 에서의 시간에 따른 상승 구간의 주파수 $f_{up}(t)$ 와 하강 구간의 주파수 $f_{down}(t)$ 는 다음과 같은 식으로 표현이 가능하다.

$$f_{up}(t) = \frac{\Delta B}{\Delta T} t \quad (0 \leq t \leq \Delta T) \\ f_{down}(t) = -\frac{\Delta B}{\Delta T} t + \Delta B \quad (\Delta T \leq t \leq T) \quad (6)$$

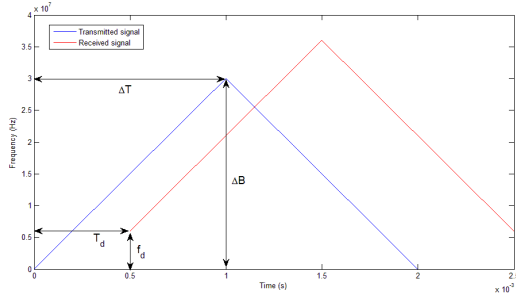


그림 1. FMCW 레이더 신호의 주파수 변조
Fig. 1. Frequency modulation in FMCW radar signal

이러한 주파수 변조 방법을 적용한 상승 구간의 송신 신호 $S_{T-up}(t)$ 과 하강 구간의 송신 신호 $S_{T-down}(t)$ 는 아래와 같은 식으로 표현이 가능하다.

$$S_{T-up}(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + 2\pi \int_0^t f_{T-up}(\tau) d\tau) \quad (0 \leq t \leq \Delta T)$$

$$S_{T-down}(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + 2\pi \int_0^t f_{T-down}(\tau) d\tau) \quad (\Delta T \leq t \leq T) \quad (7)$$

여기서 A 는 송신 신호의 진폭, f_c 는 반송 주파수(carrier frequency)를 의미한다. 이를 식 (6)을 사용하여 다시 표현하면 다음과 같다.

$$S_{T-up}(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + \pi \frac{\Delta B}{\Delta T} t^2) \quad (0 \leq t \leq \Delta T)$$

$$S_{T-down}(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + 2\pi \Delta B t - \pi \frac{\Delta B}{\Delta T} t^2) \quad (\Delta T \leq t \leq T) \quad (8)$$

이렇게 레이더에서 송신된 신호는 다른 선박에 부딪혀 다시 반사되어 들어오게 된다. 레이더 신호가 전파되는 속도를 c 라고 하면 송수신 과정에서 전파 지연 시간 $t_d = \frac{2R}{c}$ 가 발생하며, 레이더와 선박이 움직인다고 생각하면 도플러 효과 f_d 또한 발생하게 된다. 따라서 전파 지연 시간과 도플러 효과를 고려한 상승 구간의 수신 신호 $S_{R-up}(t)$ 과 하강 구간의 수신 신호 $S_{R-down}(t)$ 는 아래와 같이 표현이 가능하다.

$$S_{R-up}(t) = B \cdot \cos(2\pi(f_c \pm f_d)(t-t_d) + \pi \frac{\Delta B}{\Delta T}(t-t_d)^2) \quad (t_d \leq t \leq \Delta T + t_d)$$

$$S_{R-down}(t) = B \cdot \cos(2\pi(f_c \pm f_d)(t-t_d) + 2\pi \Delta B(t-t_d) - \pi \frac{\Delta B}{\Delta T}(t-t_d)^2) \quad (\Delta T + t_d \leq t \leq T + t_d) \quad (9)$$

여기서 B 는 수신 신호의 진폭이 된다.

이러한 송수신 신호로부터 다른 선박까지의 거리 및 속도 정보를 추출해내기 위해서는 수신 주파수와 송신 주파수의 차이, 즉 비트 주파수(beat frequency) 정보를 사용해야 한다. 비트 주파수를 계산하기 위해서는 송신 신호와 수신 신호를 신호 혼합기(mixer)에 통과시킨 후 저역 필터(low pass filter)에 통과시키는 과정이 필요하다. 따라서 필터 출력 단에서 고주파수 성분은 제거되고 중간 주파수(intermediate frequency, IF) 대역만을 가지는 신호만이 남게 된다. 필터를 거치고 난 후의 상승 구간의 신호 $S_{IF-up}(t)$ 와 하강 구간의 신호 $S_{IF-down}(t)$ 는 다음과 같다.

$$S_{IF-up}(t) = \frac{1}{2} AB \cdot \cos(2\pi f_c t_d \mp 2\pi f_d(t-t_d) + 2\pi t_d \frac{\Delta B}{\Delta T} t - \pi \frac{\Delta B}{\Delta T} t_d^2) \quad (t_d \leq t \leq \Delta T)$$

$$S_{IF-down}(t) = \frac{1}{2} AB \cdot \cos(2\pi(f_c + \Delta B)t_d \mp 2\pi f_d(t-t_d) - 2\pi t_d \frac{\Delta B}{\Delta T} t + \pi \frac{\Delta B}{\Delta T} t_d^2) \quad (\Delta T + t_d \leq t \leq T) \quad (10)$$

따라서 상승 구간의 비트 주파수와 하강 구간의 비트 주파수는 다음과 같이 표현이 가능하다.

$$f_{b-up} = \mp f_d + t_d \frac{\Delta B}{\Delta T} = \mp f_d + 2 \frac{R}{c} \frac{\Delta B}{\Delta T} \quad (11)$$

$$f_{b-down} = \pm f_d + t_d \frac{\Delta B}{\Delta T} = \pm f_d + 2 \frac{R}{c} \frac{\Delta B}{\Delta T}$$

이러한 두 개의 비트 주파수 정보를 사용하여 도플러 효과 f_d 및 목표 선박까지의 거리 R , 그리고 목표 선박과의 상대 속도 v_r 를 계산해 낼 수 있다.

$$f_d = \frac{f_{b-down} - f_{b-up}}{2}$$

$$R = (f_{b-up} + f_{b-down}) \cdot \frac{c \Delta T}{4 \Delta B} \quad (12)$$

$$v_r = \frac{c f_d}{2 f_c} = \frac{c(f_{b-down} - f_{b-up})}{4 f_c}$$

(2) CFAR 알고리즘을 통한 비트 주파수 검출

앞서 언급한 식 (10)의 IF 대역 아날로그 신호를 그대로 이용하여 목표 선박까지의 거리 및 상대 속도 정

보를 추출할 경우, 불필요한 저장 공간과 연산 과정이 늘어나게 된다. 따라서 이 신호를 아날로그-디지털 변환기(analog-digital converter, ADC)에 통과시켜 데이터를 샘플링 한다. 주기 T_s 로 샘플링한 상승 구간의 신호 $S_{IF-up}[n]$ 과 하강 구간의 신호 $S_{IF-down}[n]$ 는 다음과 같은 관계식을 만족한다.

$$\begin{aligned} S_{IF-up}[n] &= S_{IF-up}(t)|_{t=nT_s} \\ S_{IF-down}[n] &= S_{IF-down}(t)|_{t=nT_s} \end{aligned} \quad (13)$$

이렇게 생성된 이산 시간 영역에서의 신호를 고속 푸리에 변환을 통해 주파수 영역으로 변환함으로써 비트 주파수를 가지는 비트 신호를 추출해낼 수 있다. 잡음이나 간섭을 일으키는 신호가 없는 이상적인 경우에는 f_{b-up} 과 f_{b-down} 의 주파수를 가지는 비트 신호만이 검출된다. 하지만 비트 신호와 백색 가우스 잡음이 혼재되어 있는 상황에는 모든 주파수 성분에서 신호가 존재하고, 이 중에서 비트 주파수를 가지는 비트 신호만을 검출해내기 위해서는 문턱 값을 설정하는 과정이 필요하다. 이 때, 문턱 값을 설정하는 방법으로 널리 사용하고 있는 것이 CFAR(cell averaging constant false alarm rate) 알고리즘이다. CFAR 알고리즘의 종류에는 크게 CA(cell averaging)-CFAR 알고리즘과 OS(order statistics)-CFAR 알고리즘이 존재하나 여러 개의 입사 신호가 존재할 경우에는 OS-CFAR 알고리즘을 사용하여 신호를 검출하는 것이 더 효율적이라고 할 수 있다⁶⁾. 본 논문의 경우 여러 대의 선박을 동시에 감지하는 것이 목표이므로 OS-CFAR 알고리즘을 적용한다.

2.2.2 다중 수신 안테나를 사용한 FMCW 레이더 시스템

지금까지 단일 수신 안테나 FMCW 레이더 시스템에서의 목표 선박과의 거리 및 상대 속도를 추정하는 방법에 대해서 설명하였다. 위상 배열 안테나를 수신 안테나로서 사용할 경우, FMCW 레이더 수신 신호로부터 목표 선박과의 거리 및 상대 속도를 추출하는 과정은 다음과 같다. 단일 수신 안테나 시스템에서와 마찬가지로, 각 안테나 요소가 받은 IF 대역 아날로그 신호를 샘플링하고 이를 고속 푸리에 변환하는 과정을 통해 비트 주파수를 추출한다. 위상 배열 안테나가 총 N 개의 안테나 요소(element)로 구성되어 있고, i ($i=1, 2, \dots, N$) 번째 안테나의 수신 신호의 상승 구간에서의 비트 주파수를 f_{b-up}^i , 하강 구간에서의 비

트 주파수를 f_{b-down}^i 라고 했을 때, 일반적으로 시변 특성이 작은 위상 배열 안테나 채널에서는 다음과 같은 관계식을 만족한다.

$$\begin{aligned} f_{b-up}^1 &= f_{b-up}^2 = \dots = f_{b-up}^N = f_{b-up} \\ f_{b-down}^1 &= f_{b-down}^2 = \dots = f_{b-down}^N = f_{b-down} \end{aligned} \quad (14)$$

따라서 이렇게 추출된 f_{b-up} 과 f_{b-down} 을 사용하여 식 (12)에서와 마찬가지로 다른 선박까지의 거리 및 상대 속도를 계산할 수 있다. 다중 수신 안테나를 사용할 경우, 이러한 f_{b-up} 과 f_{b-down} 은 각각 레이더 탐색 범위에서 감지한 목표 선박의 개수만큼 생기게 된다. 즉, FMCW 레이더의 탐색 범위 안에 선박이 총 M ($M \geq 1$) 대 있을 경우 이러한 주파수 쌍도 M 개가 생성된다. 따라서 여러 비트 주파수 쌍을 통하여 각 선박까지의 거리 및 상대 속도 정보를 계산할 수 있다.

2.3 MUSIC 알고리즘과 디지털 빔 형성 기법을 통한 선박의 각도 정보 추출

2.3.1 선박의 위치를 추정하기 위한 MUSIC 알고리즘

위상 배열 안테나로 받은 FMCW 신호로부터 추출된 비트 주파수만으로는 다른 선박까지의 거리 및 상대 속도만을 알 수 있을 뿐 그 선박으로부터 반사되어 들어오는 신호의 입사각을 알기는 힘들다. 따라서 본 논문에서는 위상 배열 안테나와 위상 배열 안테나에 입사하는 평면파가 이루는 각도로 인해 각 안테나 요소에서 생기는 수신 신호의 위상 차이를 사용하여 입사하는 신호의 각도를 추출한다. 이 때, 각도를 추정하는 알고리즘으로는 각도 분해능이 높고 계산 복잡도도 낮은 MUSIC 알고리즘을 사용한다.

(1) 시간 영역에서의 MUSIC 알고리즘

위상 배열 안테나에서의 수신 신호 모델은 다음과 같다. 균일한 간격 d 로 선형적으로 배열된 N 개의 안테나에, 서로 간섭이 없고 독립적인 L 개의 협대역 평면파가 반송 주파수 f_c 로 입사하고 있다고 가정하자. 이 때 배열 안테나에서의 수신 신호 벡터 $x(t)$ 는 다음과 같이 표현이 가능하다. 아래의 $(\cdot)^T$ 는 전치(transpose) 연산을 의미한다.

$$\begin{aligned}
 x(t) &= A(\theta)s(t) + n(t) \\
 &= [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T \\
 A(\theta) &= [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_L)] \\
 a(\theta_j) &= \left[e^{j \frac{2\pi f_c (1-1)d}{c} \sin(\theta_j)}, \dots, e^{j \frac{2\pi f_c (N-1)d}{c} \sin(\theta_j)} \right]^T \\
 s(t) &= [s_1(t), s_2(t), \dots, s_L(t)]^T \\
 n(t) &= [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T
 \end{aligned} \tag{15}$$

여기서 $s_j(t) (j=1, 2, \dots, L)$ 는 시간 t 에서의 j 번째 신호의 복소 진폭(complex amplitude)으로, 평균이 0인 복소 가우시안(complex gaussian) 확률 분포를 따르며 각 표본은 서로 독립이라고 가정한다. $n_i(t)$ 는 시간 t 에서의 i 번째 안테나의 부가 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise, AWGN)으로, 이 또한 평균이 0이고 분산이 σ_N^2 인 복소 가우시안 확률 분포를 따르며, 각 표본은 서로 독립이라고 가정한다. 마지막으로 $s_j(t)$ 와 $n_i(t)$ 도 서로 독립인 확률 변수로 생각한다.

이러한 신호 모델에 MUSIC 알고리즘을 적용하여 수신 신호의 입사 각도를 추정하는 과정은 다음과 같다. 우선 알고리즘을 적용하기 위해서는 수신 신호의 상관 행렬(correlation matrix)를 다음과 같이 계산해야 한다.

$$\begin{aligned}
 R_{xx} &= E[x(t)x^H(t)] \\
 &= AE[s(t)s^H(t)]A^H + \sigma_N^2 I_{N \times N} \\
 &= AR_{ss}A^H + \sigma_N^2 I_{N \times N}
 \end{aligned} \tag{16}$$

위의 $(\cdot)^H$ 은 에르미트(hermitian) 연산을 의미하며, $I_{N \times N}$ 은 크기가 $(N \times N)$ 인 항등 행렬을 의미한다.

다음으로는 이렇게 구한 상관 행렬을 고유 값 분해하는 과정이 필요하다. 행렬 R_{xx} 를 고유 값 분해하면 총 N 개의 고유 값들이 생기게 되는데, 이 고유 값들을 크기가 큰 순서대로 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ 이라고 쓰면 아래와 같은 관계식을 만족한다.

$$\lambda_1 > \dots > \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_N = \sigma_N^2 \quad (N > L) \tag{17}$$

이 때, 앞의 L 개의 해당하는 고유 값들은 신호 성분에 해당하는 고유 값들이며, 뒤의 $(N-L)$ 개에 해당하는 고유 값들은 잡음 성분에 해당하는 고유 값들이라고 할 수 있다. 이 때, 고유 값 λ_i 에 해당하는 고

유 벡터를 e_i 라고 하면, 위의 잡음 성분에 해당하는 고유 값들에 대응되는 $(N-L)$ 개의 고유 벡터들로 구성된 행렬 $E_N = [e_{L+1}, e_{L+2}, \dots, e_N]$ 을 생성할 수 있다. 이렇게 생성된 행렬 E_N 은 잡음 부 공간(noise subspace)을 구성하며, 어떠한 입사 신호와도 직교하는 성질을 가지게 된다. 따라서 MUSIC 알고리즘에서는 이러한 사실을 사용하여 MUSIC 의사스펙트럼(pseudo spectrum) $P_{MUSIC}(\theta)$ 을 아래와 같이 정의한다.

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)E_N E_N^H a(\theta)} \tag{18}$$

위 식에서 조향 벡터 $a(\theta)$ 와 E_N 과의 직교성을 최대로 만드는 각도, 즉 MUSIC 의사스펙트럼 값을 최대로 만드는 각도들이 추정하고자 하는 입사 각도가 된다.

(2) 주파수 영역에서의 MUSIC 알고리즘

지금까지 시간 영역에서 받은 신호에 MUSIC 알고리즘을 적용하여 입사 각도를 추정하는 방법에 대해 설명하였다. 이러한 MUSIC 알고리즘은 시간 영역에서 뿐만이 아니라 주파수 영역으로 변환된 신호에도 적용될 수 있다. 식 (15)에서와 같이 시간 t 일 때의 $i (i=1, 2, \dots, N)$ 번째 안테나의 수신 신호를 $x_i(t)$ 라고 하고, N_{time} 번의 이산적인 시간 표본을 얻었다고 가정하면, 그 시간 표본으로 구성된 벡터 X_i 는

$$X_i = [x_i(1), x_i(2), \dots, x_i(N_{time})] \tag{19}$$

으로 표현할 수 있다. 이 벡터를 크기가 N_{FFT} 로 고속 푸리에 변환한 결과 F_i 는 아래와 같이 표현 가능하다.

$$F_i = [f_i(1), f_i(2), \dots, f_i(N_{FFT})] \tag{20}$$

총 N 개의 안테나에서 N_{time} 번 받은 수신 신호를 모두 위와 같은 방법으로 고속 푸리에 변환을 하면 크기가 $(N \times N_{FFT})$ 인 행렬 F 가 생성된다.

$$F = [F_1, F_2, \dots, F_N]^T \tag{21}$$

FMCW 레이더 수신 신호를 고속 푸리에 변환했을 경우, 비트 신호에서 최솟값(peak value)을 갖는다. 비트 주파수 쌍이 M 개가 존재할 경우, M 개의 최솟값

이 생긴다. 따라서 앞에서 설명한 OS-CFAR 알고리즘을 통하여 문턱 값을 설정해, 목표 선박에 해당하는 비트 신호와 잡음이 혼재되어 있는 신호에서 최솟값에 해당하는 주파수 인덱스를 비트 신호의 크기가 큰 순서대로 M 개를 추출한다. 이 때, i 번째 안테나에서 추출된 M 개의 비트 주파수에 해당하는 인덱스 중 m 번째 값을 $N_{(m)}^i$ ($m=1, 2, \dots, M$) 라고 표시하면, 주변 특성이 작은 위상 배열 안테나 채널에서는 일반적으로 다음과 같은 관계식을 만족한다.

$$N_{(m)}^1 = N_{(m)}^2 = \dots = N_{(m)}^N = N_{(m)} \quad (22)$$

각 벡터 F_i 에서의 m 번째 주파수 인덱스에 해당하는 비트 신호를 $f_i(N_{(m)}^i)$ 라고 하면, 행렬 F 로부터 다음과 같은 벡터 F_{peak} 를 추출할 수 있다.

$$F_{peak} = [f_1(N_{(m)}), f_2(N_{(m)}), \dots, f_N(N_{(m)})]^T \quad (23)$$

이렇게 주파수 영역에서 추출된 F_{peak} 는 m 번째 선박으로부터 반사되어 들어온 수신 신호 벡터로 생각할 수 있다. 따라서 이 벡터 F_{peak} 에 MUSIC 알고리즘을 적용하여, 그 비트 주파수를 가지는 신호가 어느 각도에서 입사하는지를 추정할 수 있다. 주파수 영역에서 새롭게 생성된 수신 신호 상관행렬 R_{FF} 는 다음과 같이 표현이 가능하다.

$$R_{FF} = F_{peak} F_{peak}^H \quad (24)$$

따라서 식 (16)의 시간 영역의 수신 신호 상관 행렬 R_{xx} 가 식 (24)의 주파수 영역에서의 수신 신호 상관 행렬 R_{FF} 로 대치되어 MUSIC 알고리즘의 같은 과정을 반복함으로써 수신 신호의 입사 각도를 추정할 수 있다. 이와 같은 과정을 모든 주파수 인덱스 M 개에 대해 반복함으로써, 총 M 대의 선박에 대한 위치 정보를 추출할 수 있다.

일반적으로 시간 영역에서의 MUSIC 알고리즘과 주파수 영역에서의 MUSIC 알고리즘에는 다음과 같은 차이가 존재한다. 시간 영역에서 MUSIC 의사스펙트럼을 통해서 여러 비트 신호들의 입사각을 동시에 검출하는 것이 가능하지만, 주파수 영역에서의 MUSIC 알고리즘을 통해서 특정 비트 주파수 성분을 가지는 신호의 입사 각도만을 추정하기 때문에 알고리즘을 모든 비트 주파수 성분에 대하여 수행해야

한다.

2.3.2 정확한 위치 추정을 위해 디지털 빔 형성 기법을 적용한 MUSIC 알고리즘

(1) 시간 영역에서의 디지털 빔 형성 기법을 적용한 MUSIC 알고리즘

일반적으로 공간적으로 고정되어 있는 위상 배열 안테나를 사용할 경우, 주 로브가 0° 방향으로 생성되므로 주 로브의 반치 빔 폭(half-power beam width)을 벗어나는 입사 신호에 대해서는 검출 확률이 떨어질 수 있다⁷⁾. 따라서 배열 안테나의 빔을 물체가 있는 곳으로 향하게 만드는 방법을 사용함으로써, 그쪽 방향에서 들어오는 신호에 가중치를 주어 보다 정확한 각도 추정이 가능하다. 즉, 안테나를 물체가 있는 방향으로 물리적으로 회전시키는 것이 아니라, 신호 처리부에서 디지털 빔 형성 기법을 사용하여 마치 물리적으로 회전한 것과 같은 효과를 주는 방법을 사용한다. 기존의 수신 신호 벡터를 가지고 P 개의 방향으로 빔을 형성한다고 가정하자. 이런 경우 빔 공간에서 새롭게 생성된 수신 신호 벡터 $y(t)$ 는 식 (15)를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} y(t) &= W^H x(t) \\ &= W^H A s(t) + W^H n(t) \\ &= [y_1(t) \ y_2(t) \ \dots \ y_P(t)]^T \\ W &= [w(\theta_1) \ w(\theta_2) \ \dots \ w(\theta_P)] \\ w(\theta_i) &= [e^{j \frac{2\pi f_c (1-1)d}{c} \sin(\theta_i)} \ \dots \ e^{j \frac{2\pi f_c (N-1)d}{c} \sin(\theta_i)}]^T \end{aligned} \quad (25)$$

행렬 W 는 크기가 $(N \times P)$ 인 빔 형성 행렬로 W 의 p ($p=1, 2, \dots, P$) 번째 열 $w(\theta_p)$ 는 θ_p 방향으로 빔을 만드는 벡터를 의미한다. 이렇게 새롭게 생성된 수신 신호 벡터 $y(t)$ 의 조향 벡터 $a_{beam}(\theta)$ 는 기존 수신 신호 벡터 $x(t)$ 의 조향 벡터 $a(\theta)$ 와 아래와 같은 관계를 만족한다.

$$a_{beam}(\theta) = W^H a(\theta) \quad (26)$$

빔 공간에서 MUSIC 알고리즘을 적용하여 입사하는 신호의 각도를 추정할 때에도 식 (16)에서와 마찬가지로 수신 신호의 상관 행렬을 계산하는 과정을 필요로 한다.

$$\begin{aligned} R_{yy} &= E[y(t)y^H(t)] \\ &= W^H A E[s(t)s^H(t)] A^H W + \sigma_N^2 W^H W \\ &= W^H A R_{ss} A^H W + \sigma_N^2 W^H W \end{aligned} \quad (27)$$

여기서 빔 형성 행렬 W 는 아래와 같은 조건을 만족하게 설계하는 것이 가능하다.

$$W^H W = I_{P \times P} \quad (28)$$

따라서 식 (27)에 식 (28)를 적용하여 다시 정리하면,

$$R_{yy} = W^H A R_{ss} A^H W + \sigma_N^2 I_{P \times P} \quad (29)$$

로 표현이 가능하고, 이 상관 행렬을 고유 값 분해하는 과정을 통해서 빔 공간에서 입사하는 신호의 각도를 계산한다. 이 때 행렬 R_{yy} 의 고유 값 μ_p ($p = 1, 2, \dots, P$)에 해당하는 고유 벡터를 가지고 앞서서와 마찬가지로 잡음 부 공간을 구성하는 행렬 E_{N-beam} 을 생성할 수 있다. 따라서 식 (18)의 MUSIC 의사스펙트럼과 유사한 형태로 빔 공간에서의 MUSIC 의사스펙트럼 $P_{MUSIC-beam}$ 을 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{MUSIC-beam} &= \frac{a_{beam}^H(\theta) a_{beam}(\theta)}{a_{beam}^H(\theta) E_{N-beam} (E_{N-beam})^H a_{beam}(\theta)} \\ &= \frac{a^H(\theta) W W^H a(\theta)}{a^H(\theta) W E_{N-beam} (E_{N-beam})^H W^H a(\theta)} \end{aligned} \quad (30)$$

위 식에서 조향 벡터 $a_{beam}(\theta)$ 와 E_{N-beam} 과의 직교성을 최대로 만드는 각도, 즉 빔 공간에서의 MUSIC 의사스펙트럼 값을 최대로 만드는 각도들이 추정하고자 하는 입사 각도가 된다.

(2) 주파수 영역에서의 디지털 빔 형성 기법을 적용한 MUSIC 알고리즘

주파수 영역에서의 디지털 빔 형성 기법을 적용한 MUSIC 알고리즘은 앞에서 언급한 것과 유사한 과정을 따른다. 식 (25)의 $y_p(t)$ ($p = 1, 2, \dots, P$)를 N_{time} 번의 이산적인 시간 동안 측정하여 표본을 얻었다고 가정하면, 그 시간 표본으로 구성된 벡터 Y_p 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Y_p = [y_p(1), y_p(2), \dots, y_p(N_{time})] \quad (31)$$

이 벡터를 크기가 N_{FFT} 로 고속 푸리에 변환한 결과 G_i 는 아래와 같이 표현 가능하다.

$$G_p = [g_p(1), g_p(2), \dots, g_p(N_{FFT})] \quad (32)$$

디지털 빔 형성 기법을 사용하여 기존의 수신 신호를 가지고 총 P 개의 빔을 형성하였으므로, 각각의 빔에 대해 고속 푸리에 변환을 하면 크기가 ($P \times N_{FFT}$)인 행렬 G 가 생성된다.

$$G = [G_1, G_2, \dots, G_P]^T \quad (33)$$

이렇게 생성된 행렬 G 는 식 (21)의 행렬 F 와 같은 역할을 한다. 여기에서도 앞서서와 마찬가지로 과정을 통하여 비트 주파수에 해당하는 인덱스를 추출하고, 그 인덱스에 해당하는 데이터들로 구성된 벡터 G_{peak} 을 추출한다. 그렇게 추출된 벡터 G_{peak} 을 가지고 주파수 영역에서의 수신 신호 상관 행렬 R_{CG} 를 생성할 수 있다.

$$R_{CG} = G_{peak} G_{peak}^H \quad (34)$$

따라서 식 (29)의 시간 영역에서의 수신 신호 상관 행렬 R_{yy} 가 식 (34)의 주파수 영역에서의 수신 신호 상관 행렬 R_{CG} 로 대체되어 빔 공간 MUSIC 알고리즘의 같은 과정을 반복함으로써 수신 신호의 입사 각도를 추정할 수 있다.

III. 실험

본 논문에서는 MATLAB을 통하여 수신 안테나로 위상 배열 안테나를 사용한 선박용 FMCW 레이더의 송수신 시스템을 구축하였다. 일반적으로 상용화된 선박용 레이더의 경우, 반송 주파수로 X 대역의 주파수를 사용하기 때문에 파라미터 값을 그에 맞춰 아래 표 1.과 같이 설정하였다.

이러한 선박용 FMCW 레이더를 장착한 선박과, 위치를 추정하고자 하는 목표 선박들(선박 1, 선박 2, 선박 3)이 그림 2.과 같이 분포되어 있다고 가정하였다. 목표 선박들은 모두 같은 종류의 선박으로 가정하였으므로, σ_{RCS} 값은 모두 같다고 가정하였다.

표 1. FMCW 레이더 시스템 시뮬레이션에 사용된 파라미터 값
 Table 1. Parameter values used in simulations for FMCW radar system

Parameters	Value
Propagation velocity, c	3000000000 m/s
Center frequency, f_c	9.41 GHz
Operating bandwidth, ΔB	30 MHz
Sweep time, ΔT	1 ms
Maximum delay time, t_{d-max}	0.03 ms
Maximum beat frequency, f_{b-max}	1 MHz
Maximum target distance, R_{max}	5 km
Maximum target velocity, V_{max}	100 m/s
Maximum doppler shift, f_{d-max}	6.27 kHz
Sampling frequency, f_s	2.52 MHz
Time samples, N_{Time}	1510
FFT points, N_{FFT}	2048
Antenna elements, N	6
Antenna spacing, d	$\frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_c}$

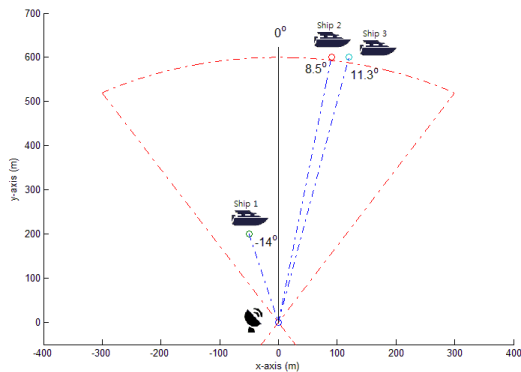


그림 2. 레이더와 주변 선박들의 분포
 Fig. 2. Location of the ship equipped with FMCW radar and target ships

FMCW 레이더가 장착된 선박의 위치를 원점 (0, 0)으로 생각했을 때, 세 선박의 위치를 좌표 평면에서 나타내면 각각 순서대로 (-50, 200), (90, 600), 그리고 (120, 600)이 된다. 각 선박은 y 축을 기준으로 -14° , 8.5° , 그리고 11.3° 에 위치해 있다고 볼 수 있다. 다음의 그림 3과 그림 4는 이러한 상황에서 받은 FMCW 레이더 신호의 상승 구간의 비트 주파수와 하강 구간

의 비트 주파수를 나타낸 것이다. 이 때 OS-CFAR 알고리즘을 적용하여 최솟값에 해당하는 주파수 인덱스를 찾아내어 계산하였다. 그림에서 보면 알 수 있듯이, 총 2개의 비트 주파수 쌍이 나타난다. 검출하고자 하는 목표 선박이 3개인 경우, 원래는 총 비트 주파수 3쌍이 존재해야하지만, 선박 2와 선박 3이 레이더로부터 거의 비슷한 거리에 위치하기 때문에 두 선박에 해당하는 비트 주파수가 하나로 합쳐져서 나타난다.

각 신호의 입사 각도를 추정하기 위하여 각각의 비트 주파수에 MUSIC 알고리즘을 적용하여 보았다. 그림 5와 그림 6은 각각 첫 번째 비트 주파수, 그리고 두 번째 비트 주파수에 알고리즘을 적용하여 MUSIC 의사스펙트럼을 그린 것이다. 첫 번째 비트 주파수는 선박 1로부터 반사되어 들어오는 신호에 해당하는 것으로 그림 5에서 확인할 수 있듯이 각도 추정 값이 -14.1° 로 실제 값과 비교해 보았을 때 거의 정확하게

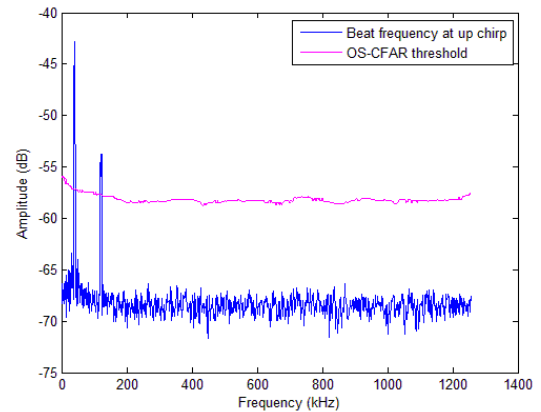


그림 3. 상승 구간에서의 비트 주파수
 Fig. 3. Beat frequencies at up chirp

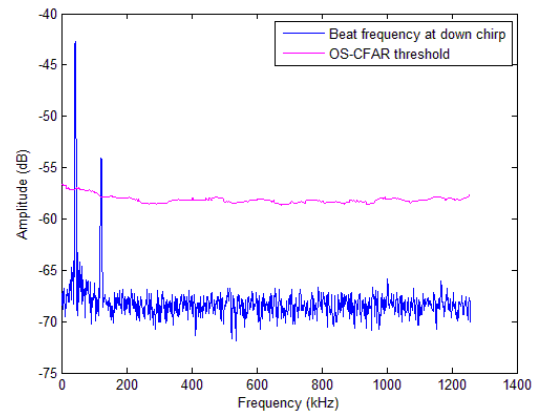


그림 4. 하강 구간에서의 비트 주파수
 Fig. 4. Beat frequencies at down chirp

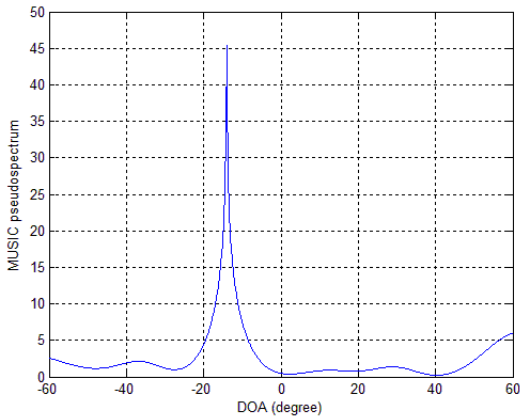


그림 5. 첫 번째 비트 주파수에 해당되는 비트 신호에 대한 MUSIC 의사 스펙트럼
Fig. 5. MUSIC pseudospectrum for beat signal from ship 1

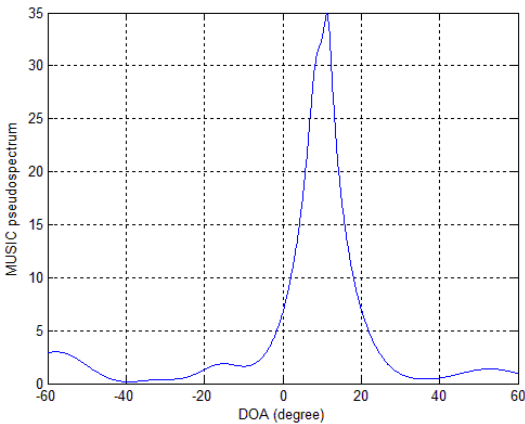


그림 6. 두 번째 비트 주파수에 해당되는 비트 신호에 대한 MUSIC 의사 스펙트럼
Fig. 6. MUSIC pseudospectrum for beat signal from Ship 2 and Ship 3

나오는 것을 확인할 수 있다. 다음으로 두 번째 비트 주파수에도 MUSIC 알고리즘을 적용해 보았다. 이때, 두 번째 비트 주파수에 해당하는 비트 신호를 가지고 식 (24)의 상관행렬을 만들 경우, 그 행렬의 계수(rank)는 1이 된다. 따라서 동일한 비트 주파수에 다중 신호가 합쳐져 존재하는 경우에는 신호들의 구분이 불가능해지므로, 비트 신호 최우의 신호까지도 함께 이용하여 각도를 추정하였다. 다시 말해, 식 (22)의 주파수 인덱스 $N_{(m)}$ 에 해당하는 비트 신호뿐만 아니라 인덱스 $(N_{(m)} - 1)$ 과 $(N_{(m)} + 1)$ 에 해당하는 신호까지 합쳐 식 (24)에 제시된 상관행렬을 생성하였다. 이러한 경우, 두 신호가 하나로 합쳐져 그림 6의 MUSIC 의사스펙트럼은 10.9°에서 최댓값을 가지는

것을 확인할 수 있다. 따라서 선박 2와 선박 3은 물리적으로 30m 떨어져 있음에도 불구하고, 기존의 MUSIC 알고리즘을 통해서 하나의 선박으로밖에 검출할 수밖에 없는 것을 확인할 수 있다.

따라서 보다 정확한 각도 추정을 위해, 여기에 디지털 빔 형성 기법을 적용해보았다. 앞의 MUSIC 알고리즘을 통해 대략적으로 추정된 선박의 위치에 그 쪽 방향에서 오는 신호에 대해 가중치를 줌으로써 안테나를 가상적으로 회전시킨 효과를 줄 수 있다. 배열 안테나에서 안테나 요소를 6개 사용할 경우 반치 빔 폭은 약 23° 정도이기 때문에 빔을 -10°부터 20° 간격으로 30°까지 총 3개의 빔을 만들어 주었다. 따라서 식 (25)의 빔 형성 행렬 W 는 크기가 (6×3) 인 행렬이 된다. 이렇게 빔 형성 행렬을 통하여 빔 공간에서 생성된 수신 신호에 MUSIC 알고리즘을 적용하여 보았다. 모든 시뮬레이션 조건은 앞서 수행한 시뮬레이션과 동등하게 설정하였다. 여기서도 마찬가지로 주파수 인덱스 $N_{(m)}$ 에 해당하는 비트 신호뿐만 아니라, 인덱스 $(N_{(m)} - 1)$ 과 $(N_{(m)} + 1)$ 에 해당하는 신호까지 합쳐 식 (34)에 제시된 상관행렬을 생성하여 MUSIC 알고리즘을 적용하였다. 그림 7의 빔 공간에서의 MUSIC 의사스펙트럼을 통해서 확인할 수 있듯이, 기존에는 분리되지 않던 신호가 각각 8.4°와 11.1°에서 입사하는 서로 다른 두 개의 신호로 분리되는 것을 확인할 수 있다. 표 2.는 FMCW 레이더의 송수신 신호와 MUSIC 알고리즘, 그리고 디지털 빔 형성 기법을 적용한 MUSIC 알고리즘을 통해 추정된 값들을 정리해 놓은 것이다.

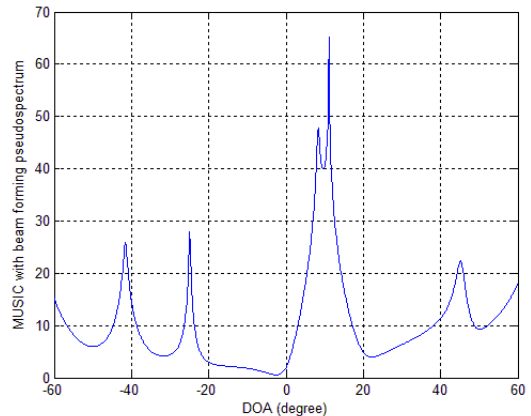


그림 7. 두 번째 비트 주파수에 해당되는 비트 신호에 대해 디지털 빔 형성 기법을 적용한 MUSIC 의사 스펙트럼
Fig. 7. MUSIC with digital beam forming pseudospectrum for beat signal from Ship 2 and Ship 3

표 2. 세 선박의 실제 값과 추정 값 비교
Table 2. Actual and estimated figures for three ships

	Actual value	Estimated with MUSIC	Estimated with MUSIC with beam forming
Distance to ship 1	206 m	209 m	209 m
Distance to ship 2	607 m	605 m	605 m
Distance to ship 3	612 m	605 m	605 m
Speed of ship 1	20 m/s	19.6 m/s	19.6 m/s
Speed of ship 2	10 m/s	9.8 m/s	9.8 m/s
Speed of ship 3	5 m/s	9.8 m/s	9.8 m/s
Angle of ship 1	-14°	-14.1°	-14.1°
Angle of ship 2	8.5°	10.9°	8.4°
Angle of ship 3	11.3°	10.9°	11.1°

IV. 결 론

지금까지 소형 선박에 FMCW 레이더 시스템을 장착하여 선박 주위의 다른 선박들을 탐지하는 방법에 대해 논의하였다. 본 논문에서는 선박용 FMCW 레이더 시스템의 송수신 과정을 MATLAB을 통하여 구현하였다. 일반적으로 단일 수신 안테나를 사용한 FMCW 레이더를 통해서 수신 안테나의 수신 방향에 위치하는 목표 선박까지의 거리 및 상대 속도 정보를 추출하는 것이 가능하나, 동시에 여러 방향에 존재하는 선박의 위치를 추정하는 것은 불가능하다. 따라서 본 논문에서는 수신 안테나로 위상 배열 안테나를 사용하는 방법을 제시하였다. 동일 간격 선형 배열 안테나를 사용함으로써 한 번의 신호 처리를 통해 여러 방향에 위치하는 선박을 동시에 찾아내는 것이 가능하다. 이 때 입사하는 신호의 각도를 추정하는 방법으로는 각도 분해능이 좋고 계산 복잡도가 작은 MUSIC 알고리즘을 사용하였다. 공간적으로 고정된 배열 안테나를 사용하는 경우, 배열 안테나의 중심을 기준으로 하여 주 빔이 형성되기 때문에 빔의 반 치 빔 폭을 벗어나는 대상에 대해서는 검출 확률이 떨어지게 된다. 따라서 이러한 주 빔을 물리적으로 회전시키는 것이 아니라 신호 처리부에서 디지털 빔 형성 기법을 적용하여 가상적으로 회전시키는 방법을 같이 적용하였다. 수신된 신호에 특정 방향으로 가중치를 줌으로써 기존의 MUSIC 알고리즘으로는 분해가 되지 않아 합쳐져 있던 신호를 서로 다른 두 개의 신호로 분리해낼 수 있었다. 본 논문에서 제시한 FMCW 레이더 신호 처리

과정을 실제 선박용 레이더 시스템에 적용하여 사용한다면, 선박의 안전한 운항과 해상에서의 사고를 방지하는 데에 큰 도움이 될 것이라 생각한다.

References

- [1] J.-Y. Kim, K.-T. Chong, and T.-Y. Kim, "X-band FMCW radar signal processing for small ship," *J. Korea Academia-Industrial Cooperation Soc.*, vol. 10, no. 11, pp. 3121-3129, Nov. 2009.
- [2] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. AP-34, no. 3, pp. 276-280, Mar. 1986.
- [3] H. B. Lee and M. S. Wengrovitz, "Resolution threshold of beam space MUSIC for two closely spaced emitters," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Process.*, vol. AP 38, no. 9, pp. 1545-1559, Sept. 1990.
- [4] B. R. Mahafza, *Radar systems analysis and design using MATLAB*, Chapman & Hall/CRC, 2000.
- [5] C.-J. Huang, C.-W. Dai, T.-Y. Tsai, and T. Lee, "FMCW MIMO transceiver for middle-range over-the-horizon radar," in *Proc. IEEE ICSPCC 2012*, pp. 20-25, Hong Kong, Aug. 2012.
- [6] S. Blake, "OS-CFAR theory for multiple targets and nonuniform clutter," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. syst.*, vol. 24, no. 6, pp. 785-790, Nov. 1988.
- [7] F. B. Gross, *Smart antennas for wireless communications with MATLAB*, McGraw-Hill, 2004.

이 성 욱 (Seongwook Lee)



2013년 2월 : 서울대학교 전기·
정보공학부 학사
2013년 3월~현재 : 서울대학교
전기·컴퓨터공학부 박사 과정
<관심분야> 무선 통신 공학

김 성 철 (Seong-Cheol Kim)



1984년 2월 : 서울대학교 전기
공학과 학사
1987년 2월 : 서울대학교 전기
공학과 석사
1995년 2월 : 미국 폴리테크닉
대학교 박사
1995년~1999년 : AT&T Bell
Lab. Member of Technical Staff
1999년~현재 : 서울대학교 전기·컴퓨터 공학부 교수
<관심분야> 무선 통신 공학

이 성 로 (Seong Ro Lee)



1987년 2월 : 고려대학교 전자공
학과 공학사
1990년 2월 : 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 공학석사
1996년 8월 : 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 공학박사
1997년 9월~현재 : 목포대학교
공과대학 정보전자공학과 교수

<관심분야> 디지털통신시스템, 이동 및 위성통신시스
템, USN/텔레미틱스응용분야, 임베디드시스템