

FM 기반 PCL 시스템에서 표적 탐지 성능 개선을 위한 바이스태틱 거리 부엽 억제 기법

손 소 영*, 박 근 호*, 안 준 일**, 송 규 하**, 김 형 남^o

A Bistatic Range Sidelobe Suppression Method for Improving Target Detection Performance in an FM-Based PCL System

So-Young Son*, Geun-Ho Park*, Jun-Il Ahn**, Kyu-Ha Song**, Hyoung-Nam Kim^o

요 약

PCL (passive coherent location)은 상용 방송 및 통신 신호를 활용하여 표적을 탐지하고 추적하는 수동형 레이더 시스템이다. 방송 송신기와 수신기의 LOS (line-of-sight) 경로를 거쳐 수신되는 직접경로 신호와 송신기에서 송출된 신호가 표적에 반사되어 수신되는 표적 신호의 CAF (cross-ambiguity function)를 유도하여 표적 신호의 위치 및 속도 추정을 위한 TDOA (time difference of arrival)와 FDOA (frequency difference of arrival) 정보를 추출한다. PCL 시스템에서 활용되는 다양한 방송 통신 신호들 중 FM 라디오 신호는 신호 수집이 용이하고 FM 라디오 송신기의 높은 송출 전력으로 넓은 커버리지를 가지기 때문에 활용도가 높다. 그러나 FM 스테레오 신호의 구조적인 문제로 인해 표적의 TDOA/FDOA 정보 추정을 위해 유도된 CAF에서 바이스태틱 거리 부엽이 발생하며, 이러한 부엽은 탐지 단계에서 표적으로 오인되어 표적 신호의 탐지 성능을 저하시킨다. 본 논문에서는 FM 스테레오 신호의 구조에 따른 바이스태틱 거리 부엽의 발생 패턴을 분석하고 이를 억제하기 위한 시스템 구성을 제안한다. 제안한 시스템 구성이 바이스태틱 거리 부엽 억제에 효과적임을 보이고 기존의 시스템과 비교하여 탐지 단계에서 개선된 표적 신호 탐지 성능을 도출하는 것을 모의실험 결과를 통해 확인한다.

Key Words : communication, signal processing, Neutral systems, Communication Sciences, Network

ABSTRACT

A PCL is a passive radar that detects and tracks a target using broadcast and communication signals. The direct-path signal received through the line-of-sight path of the broadcasting transmitter and the receiver, and the target signal is received by the reflected signal from the target. The PCL derives a CAF of these signals and estimates time and frequency difference of arrival for the position and velocity estimation. FM radio signal is considered in the PCL due to the convenience of signal collection and the wide coverage caused by the high transmission power of the FM radio transmitter. However, because of the structure of the FM signal, the sidelobes occur in the bistatic range axis in the derived CAF. Such sidelobes are misinterpreted as targets in the

* 본 논문은 국방과학연구소의 연구비 지원으로 수행되었습니다. (과제명: 표적 신호 추출 기술 연구, 계약번호 UD180008ED)

• First Author : Department of Electrical and Computer Engineering, Pusan National University, hello_syoungh@pusan.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author : Department of Electronics Engineering, Pusan National University, hnkim@pusan.ac.kr, 중신회원

* Department of Electronics and Computer Engineering, Pusan National University, fot97311@pusan.ac.kr, 학생회원

** Agency for Defense Development, junilahn98@gmail.com, songkyuha@gmail.com

논문번호 : 201901-404-C-RN, Received December 22, 2014; Revised December 22, 2014; Accepted December 22, 2014

detection step and reduce the detection performance of the target. In this paper, we analyze the tendency of sidelobes on the bistatic range axis according to the structure of the FM signal and propose a system to suppress these sidelobes. We show that the proposed system suppresses the sidelobes on the bistatic range axis and also present that the target signal detection performance is improved at the detection stage compared to the existing system.

I. 서 론

PCL (passive coherent location) 시스템은 방송 신호 송신기와 수신기의 직선 경로로 전파되는 기준 신호 (reference signal)와 표적으로부터 반사된 표적 신호 (target signal)의 도달 시간 차이를 의미하는 TDOA (time-difference-of arrival) 정보와 도플러 주파수 차이 정보를 의미하는 FDOA (frequency-difference of arrival) 정보를 활용하여 표적의 위치 및 속도를 추적하는 수동형 레이더 시스템의 일종¹⁾으로서, TDOA와 FDOA 정보 추정을 위한 PCL 시스템의 블록 다이어그램은 그림 1과 같다. PCL 시스템의 수신기에서 기준 신호의 획득을 위한 기준 채널과 표적 신호의 획득을 위한 감시 채널을 각각 운용한다. 그러나 감시 채널에는 표적 신호 외에도 기준 신호, 클러터 등과 같은 간섭 신호가 수신되어 표적 신호의 탐지 성능을 저하시킨다²⁾. 간섭 신호로 인해 발생하는 문제점을 해결하기 위해 적응 필터 (adaptive filter)^{1), 3)} 혹은 최소 자승법 (least mean squares)^{4), 5)} 기반의 간섭 신호 제거 알고리즘이 감시 채널에 적용된다. 간섭 신호 제거 기법을 거친 감시 채널은 이상적인 경우에 표적 신호만이 포함되어 있으므로, 기준 신호가 포함된 기준 채널과의 CAF를 유도하여 표적 신호의 TDOA와 FDOA를 추정한다. 감시 채널에 단일 표적 신호가 수신될 경우, 유도된

CAF는 단일 첨점 (peak point)을 가지므로 CAF의 최대값을 가지는 x축과 y축의 값으로부터 TDOA와 FDOA를 추정할 수 있으나, 감시 채널에 다수의 표적 신호가 수신될 경우 유도된 CAF는 다수의 첨점을 가지기 때문에 최대값을 취하는 방식으로 다수의 표적에 대한 TDOA와 FDOA 정보를 획득하기 어렵다. CAF에 다수의 첨점이 존재할 경우 이를 탐지하기 위해 CAF의 출력에서 적응 임계를 결정하고, 임계 이상의 값에 대해서 표적으로 탐지하는 탐지 알고리즘과 다수의 표적을 분류하기 위한 grouping 알고리즘이 함께 적용된다. Grouping 알고리즘은 CFAR 탐지의 출력에서 다수의 탐지 결과들 중 인접한 탐지 결과를 하나의 표적으로 분류하여 다중 표적을 식별할 수 있게 한다.

PCL 시스템에서 활용되는 방송 신호로는 FM 라디오^{5), 6)}, DAB (digital audio broadcasting)⁷⁾, DVB-T (digital video broadcasting-terrestrial)⁸⁾, Wi-Fi⁹⁾ 등이 있으며, 그 중 FM 라디오 신호는 다수의 송신소로 인한 신호 수집의 용이성과 높은 송신 파워, 넓은 커버리지 등의 이유로 활용도가 높다. 그러나 FM 신호 기반 PCL 시스템에서는 신호의 구조적인 문제로 인해, 유도된 CAF에서 정현파 형태의 바이스태틱 거리 부엽이 발생하며 탐지 단계에서 설정된 적응 임계 이상의 값을 가지고 돌출될 수 있다. 임계값을 초과하여 돌출된 바이스태틱 거리 부엽은 grouping 알고리즘에서 다른 표적으로 오인되며 오경보율 (false alarm rate)을 증가시키고 표적의 탐지 성능을 저하 시키는 요인이 된다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 극복하고 표적 탐지 성능을 개선하기 위해 FM 신호 기반 PCL 시스템에서 발생하는 CAF의 바이스태틱 거리 부엽을 억제하는 시스템 구성을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 PCL 시스템의 표적 신호 탐지 방법에 대해 소개한다. 3장에서는 FM 기반 PCL 시스템의 바이스태틱 거리 부엽과 표적 탐지 과정에서 발생하는 문제점을 분석한다. 4장에서는 FM 스테레오 신호의 구조 분석을 통해 바이스태틱 부엽의 원인을 수식적으로 보이고, 이를 억제하기 위한 시스템 구성을

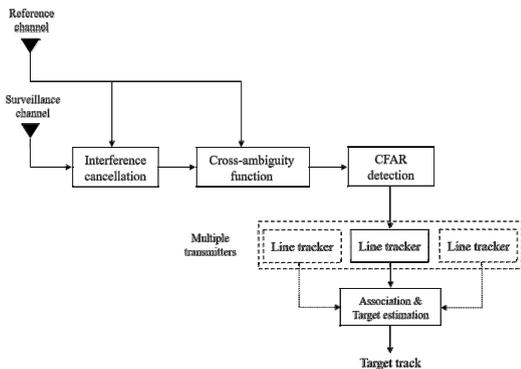


그림 1. PCL 시스템의 블록 다이어그램
Fig. 1. Block diagram of PCL system.

제안한다. 5장에서는 모의실험을 통해 기존의 시스템 구성과 제안한 시스템 구성을 비교분석 한다. 마지막으로 6장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. Passive coherent location

PCL 시스템은 기준 채널에 수신되는 기준 신호와 감시 채널에 수신되는 표적 신호의 도달 시간과 주파수 차이 정보를 획득하여 표적의 위치와 속도를 추적한다. 이를 위해 PCL 시스템은 기준 채널과 감시 채널의 CAF를 유도한다. 감시 채널에 다중 표적이 수신될 경우, 유도된 CAF의 다중 첨점을 탐지하기 위한 탐지 알고리즘과 표적의 분류를 위한 grouping 알고리즘을 적용한다. 본 장에서는 PCL 시스템의 CAF 유도 및 탐지 알고리즘, 그리고 grouping 알고리즘에 대해 설명하고 FM 라디오 신호 기반 PCL 시스템의 특징과 문제점에 대해서 분석한다.

2.1 Cross-ambiguity function

표적의 TDOA/FDOA 정보를 획득하기 위한 CAF는 식 (1)로부터 유도된다.

$$\chi(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{surv}(t) s_{ref}^*(t-\tau) e^{-j2\pi ft} dt. \quad (1)$$

이 때, $s_{ref}(t)$ 는 기준 채널 신호, $s_{surv}(t)$ 는 감시 채널의 신호이다. 감시 채널에 단일 표적 신호가 수신될 때, 유도된 CAF는 그림 2와 같이 단일 첨점을 가지기 때문에 CAF의 최대값을 획득하여 TDOA와 FDOA 정보를 추정한다.

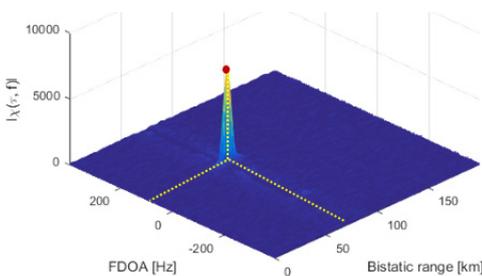


그림 2. 단일 표적 상황의 CAF
Fig. 2. CAF in single target case.

2.2 CFAR detector

감시 채널에 다중 표적 신호가 수신될 때, CAF는 그림 3과 같이 다중 첨점이 유도되기 때문에 단일 표

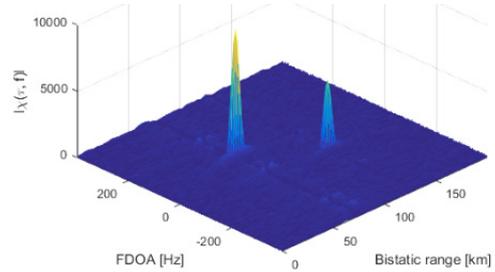


그림 3. 다중 표적 상황의 CAF
Fig. 3. CAF in multi-target case.

적 상황과 같이 CAF의 최대값을 취하는 방법으로는 다수의 첨점에 대한 TDOA/FDOA 정보를 획득하기 어렵다. 따라서 CAF의 잡음 전력을 추정하여 설정한 적응 임계 이상의 값을 탐지하는 CFAR (constant false alarm rate) 탐지 알고리즘이 적용된다. CFAR 탐지 알고리즘의 구성요소는 그림 4와 같다. CUT (cell under test)에 신호의 존재 여부를 판단하고자 할 때, CUT에 포함된 신호가 잡음을 추정하는 데 영향을 미치지 않도록 가드 셀 (guard cell)을 설정하고, 트레이닝 셀 (training cell)로부터 잡음의 전력을 추정하여 적응 임계를 설정한다. CFAR 탐지기를 거친 다중 첨점의 CAF는 그림 5와 같은 탐지 결과를 가진다.

Grouping 알고리즘은 탐지된 다수의 셀로부터 표적의 개수를 추정하는 동시에 바이스태틱 거리와 FDOA를 추정하기 위한 알고리즘으로서, 다수의 탐지 결과 중 인접한 탐지 결과를 하나의 표적으로 분류하여 다중 표적을 구분할 수 있게 한다. 다수의 탐지된 셀 중에서 셀 간의 거리가 d 이하인 모든 셀은 하나의

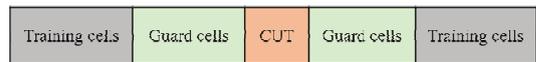


그림 4. CFAR 탐지기의 구성 요소
Fig. 4. Window of CFAR detector.

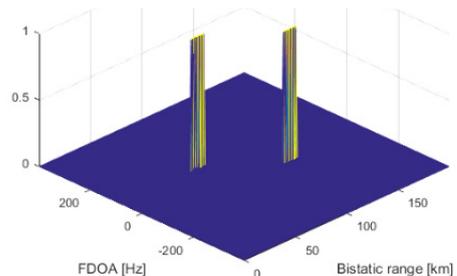


그림 5. CFAR 탐지기 결과
Fig. 5. Result of CFAR detector.

그룹으로 분류되며, 본 논문에서는 d 를 2로 설정하였다. 그림 6은 CFAR 탐지 결과에 grouping 알고리즘을 적용한 후의 출력을 나타낸 것으로서, 인접한 탐지 결과 셀들이 하나의 그룹으로 묶여 두 개의 표적이 분류됨을 볼 수 있다.

Grouping 알고리즘을 통해 분류된 표적들로부터 각 그룹의 탐지 결과 중 가장 큰 CAF의 값을 가지는 바이스테틱 거리와 FDOA를 위치 및 속도 추정 알고리즘에서 사용하는 값으로 결정한다. 그림 7은 그림 6으로부터 유도한 grouping 결과에서 각 그룹에 해당하는 셀에서 최대의 CAF 값을 나타내는 위치를 최종적인 바이스테틱 거리와 FDOA로 추정한 것으로서, 유도한 바이스테틱 거리와 FDOA로부터 두 표적의 위치와 속도를 추정할 수 있다.

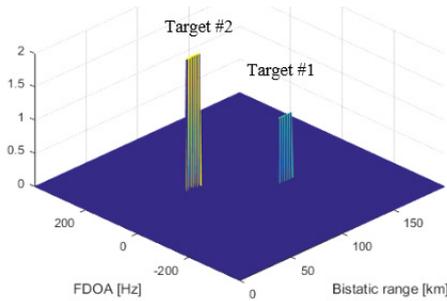


그림 6. Grouping 알고리즘 결과
Fig. 6. Result of grouping algorithm.

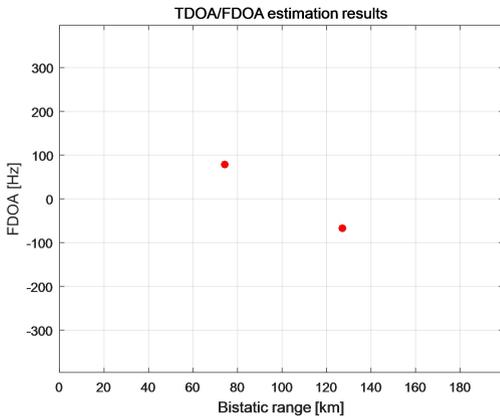


그림 7. TDOA/FDOA 추정 결과
Fig. 7. TDOA/FDOA estimation results.

III. FM 기반 PCL 시스템의 바이스테틱 거리 부엽

본 장에서는 FM 스테레오 신호에 대해 소개하고, 신호의 구조에 따른 CAF의 경향성을 요약한다. 그리고 FM 신호 기반 PCL 시스템에서 발생하는 바이스테틱 거리 부엽의 문제점에 대해 분석한다.

3.1 FM 스테레오 신호

스테레오 방송은 스피커의 오른쪽과 왼쪽을 다르게 출력하는 방식으로 음이 널리 퍼지고 입체감을 느낄 수 있게 한다. 국내의 FM 라디오 방송은 주로 스테레오 방식을 채택하고 있으며 왼쪽 신호 (L, left signal)와 오른쪽 신호 (R, right signal)를 이용한다. 메시지 신호는 그림 8과 같이 크게 주 채널 (main channel), 부 채널 (sub channel), 단일 톤 파일럿 (single tone pilot) 신호로 구성된다. 기저대역 (baseband)에는 주 채널에 두 신호의 합 (L+R)을 배치하고 38 kHz에는 부 채널로서 두 신호의 차(L-R), 19 kHz에는 파일럿 신호를 위치시키며, 이는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$m(t) = 0.9 \left[\frac{L+R}{2} + \frac{L-R}{2} \cos(2\pi f_p t) \right] + 0.1 \cos(2\pi f_p t). \quad (2)$$

이 때, f_p 는 19 kHz의 파일럿 주파수를 의미한다.

식 (2)의 메시지 신호를 주파수 변조한 복소 기저대역 FM 스테레오 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \exp \left[j2\pi k_f \int_0^t m(\tau) d\tau \right]. \quad (3)$$

이 때, k_f 는 75 kHz의 최대 주파수 편이 (maximum frequency deviation)를 의미한다.

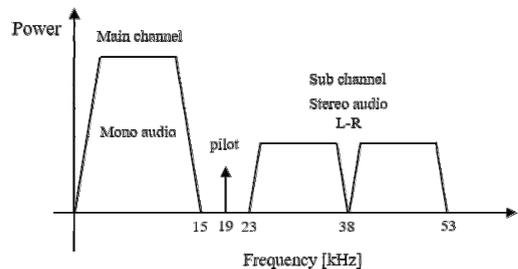


그림 8. 스테레오 메시지의 스펙트럼
Fig. 8. Spectrum of stereo message.

3.2 바이스테틱 거리 부엽

FM 라디오 신호 기반 PCL 시스템에서 유도된 CAF는 신호의 상황에 따라 3 가지 경향성을 보인다. 그림 9는 음원 메시지를 사용하여 유도한 CAF이고, 그림 10은 음성 메시지를 사용하여 유도한 CAF, 그림 11은 묵음 메시지를 사용하여 유도한 CAF이다. CAF의 거리 해상도는 FM 변조 신호의 대역폭에 영향을 받으며, CAF의 주파수 해상도는 신호의 수집 시간에 영향을 받는다. 따라서, 신호의 수집 시간이 일정할 때 주파수 해상도의 변화는 없다. 반면에, CAF

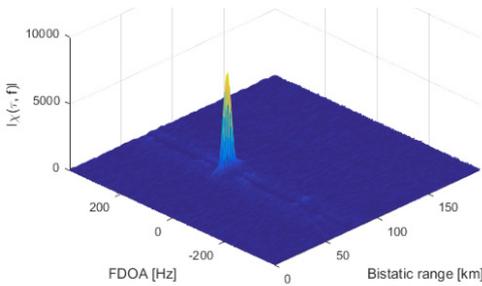


그림 9. 음원 메시지를 사용하여 유도한 CAF
Fig. 9. CAF derived using music file.

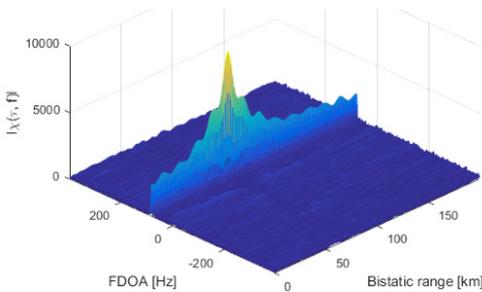


그림 10. 음성 메시지를 사용하여 유도한 CAF
Fig. 10. CAF derived using voice message.

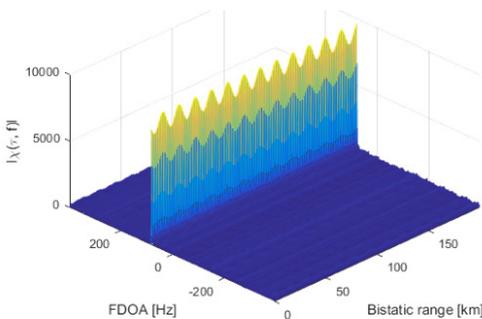


그림 11. 묵음 메시지를 사용하여 유도한 CAF
Fig. 11. CAF derived using silence message.

의 거리 해상도는 신호의 대역폭에 영향을 받아서 달라질 수 있기 때문에 CFAR 탐지를 TDOA 축으로 수행할 경우, 잡음 추정이 제대로 이루어지지 않을 수 있다. 이러한 이유로 본 논문에서는 CFAR 탐지를 FDOA 축에 대해 수행하였다.

그림 9로부터 CAF의 거리 해상도가 증가할 때, 정현파 형태의 바이스테틱 거리 부엽이 발생하는 것을 확인할 수 있으며, CFAR 탐지를 수행할 경우 CAF의 바이스테틱 거리 부엽이 적응 임계 위로 돌출되면서 grouping 알고리즘에 의해 다른 표적으로 분류되어 탐지된다.

그림 12의 탐지 결과에서 실제 표적 신호에 대한 탐지 결과 외에 바이스테틱 거리 부엽에 의한 탐지 결과가 발생한 것을 확인할 수 있다. 이러한 바이스테틱 거리 부엽에 의한 탐지 결과를 줄이기 위해 적응 임계를 높게 설정하는 방법을 택할 수 있으나, 적응 임계를 높이면 다중 표적 상황일 경우에 SNR (signal to noise ratio)이 낮은 표적을 탐지하기 어렵다는 문제점이 존재한다. 그림 13과 그림 14에서 두 표적의 SNR은 각각 -10 dB, -15 dB이다. 그림 13은 적응 임계가 낮을 때의 탐지 결과이며, 낮은 SNR을 가지는 표적도 탐지할 수 있지만 바이스테틱 거리 부엽에 의한 탐지가 발생하는 것을 알 수 있다. 바이스테틱 거리 부엽에 대한 탐지를 방지하기 위해 그림 14에서 적응 임계를 상대적으로 높게 설정하였다. 바이스테틱 거리 부엽에 의한 탐지가 발생하지 않지만, 낮은 SNR을 가지는 표적이 탐지되지 않는 문제점이 발생한 것을 볼 수 있다. 따라서, 적응 임계값을 높이거나 줄이지 않고도 바이스테틱 거리 부엽에 의한 오탐지 확률을 낮출 수 있는 방법이 요구된다.

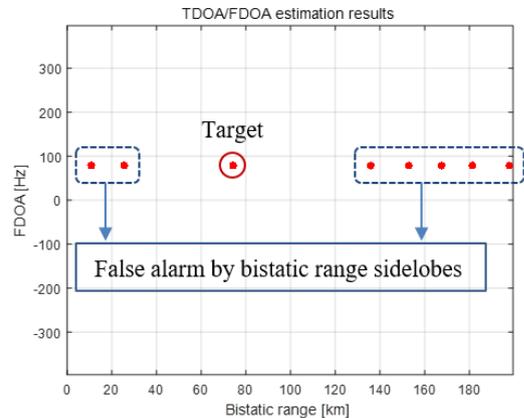


그림 12. 바이스테틱 거리 부엽에 의한 오탐지 결과
Fig. 12. False alarm by bistatic range sidelobes.

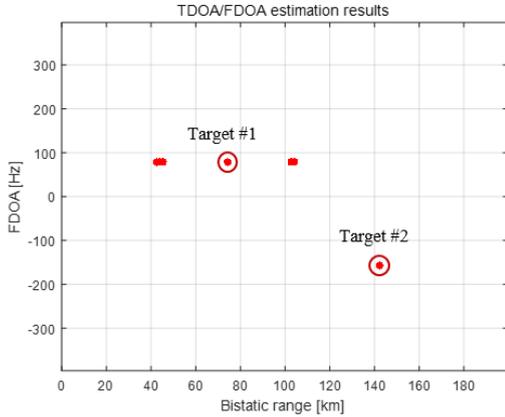


그림 13. 낮은 적응 임계를 적용한 탐지 결과
Fig. 13. Detection results with low adaptive threshold.

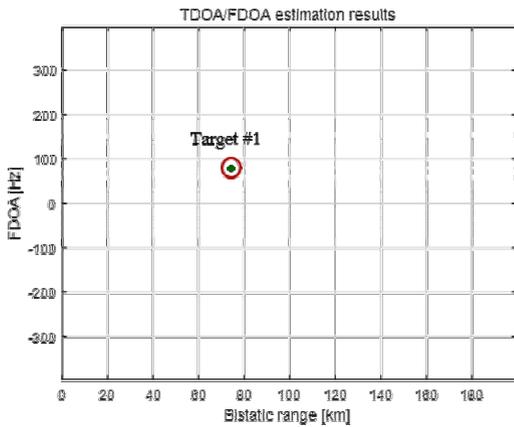


그림 14. 높은 적응 임계를 적용한 탐지 결과
Fig. 14. Detection results with high adaptive threshold.

IV. 바이스태틱 거리 부엽 억제를 위한 시스템 구성

FM 스테레오 신호를 활용하여 유도한 CAF는 신호의 구조에 의해 바이스태틱 거리 부엽이 발생하고, 이러한 바이스태틱 거리 부엽에 의한 오탐지가 발생하여 표적 신호로 오인되는 문제점이 존재한다. 본 장에서는 FM 스테레오 신호의 구조 분석을 통해 바이스태틱 거리 부엽의 원인을 수식적으로 분석하고, 이를 억제하기 위한 시스템 구성을 제안한다.

4.1 FM 스테레오 신호의 CAF 특성 (1) : L=R=0.

FM 라디오 방송이 신호의 수집 시간 내에서 목을 일 때, 스테레오 메시지의 왼쪽 신호와 오른쪽 신호는

모두 0이 된다. 이 때 스테레오 메시지 신호는 다음과 같다.

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_p t). \quad (4)$$

이 때, A_m 은 0.1이다. 이를 이용하여 복소 기저대역 FM 신호를 생성하면 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} s(t) &= \exp\left[j2\pi k_f \int_0^t A_m \cos(2\pi f_p \tau) d\tau\right] \\ &= \exp\left[j \frac{k_f A_m}{f_p} \sin(2\pi f_p t)\right]. \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)는 19 kHz의 기본 주파수 (fundamental frequency)를 갖는 주기 함수이므로 푸리에 급수 (Fourier series) 형태로 확장할 수 있으며 이는 다음과 식으로 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp(j2\pi n f_p t). \quad (6)$$

c_n 은 푸리에 계수로 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} c_n &= f_p \int_{-1/2f_p}^{1/2f_p} s(t) \exp(-j2\pi n f_p t) dt \\ &= f_p \int_{-1/2f_p}^{1/2f_p} \exp\left[j \frac{k_f A_m}{f_p} \sin(2\pi f_p t) - j2\pi n f_p t\right] dt. \end{aligned} \quad (7)$$

$x = 2\pi f_p t$ 로 정의하면 식 (7)은 다음 식으로 다시 표현할 수 있다.

$$c_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp[j(\beta \sin x - nx)] dx. \quad (8)$$

$\beta = (k_f A_m)/f_p$ 는 변조 지수 (modulation index)이며, 식 (8)은 $J_n(\beta)$ 로 표현되는 제 1종 베셀 함수 (bessel function of the first kind)의 적분 표현이므로 이를 사용하면 식 (6)은

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \exp(j2\pi n f_p t) \quad (9)$$

와 같이 정리할 수 있다. 식 (9)를 이용하여 CAF를 유

도하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \chi(\tau, 0) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t-\tau) dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{J_n(\beta)\}^2 e^{j2\pi n f_p \tau}. \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)을 통해 CAF가 19 kHz의 기본 주기를 갖는 정현파 형태이며, 바이스테틱 거리로 환산하면 약 15.79 km 주기를 갖는다는 것을 알 수 있다. 따라서, 메시지의 파일럿에 의하여 바이스테틱 거리 부엽이 발생함을 알 수 있다. 그림 15는 메시지의 파일럿 성분을 주파수 변조한 신호로부터 유도한 CAF이다. 그림을 통해 19 kHz의 정현파 성분의 바이스테틱 거리 부엽이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 그림 16은 그림 15의 CAF를 바이스테틱 거리의 축으로 확대하여 본 것으로, 이 그림에서도 바이스테틱 거리 부엽이 15.79 km의 주기를 가지고 발생하는 것을 알 수

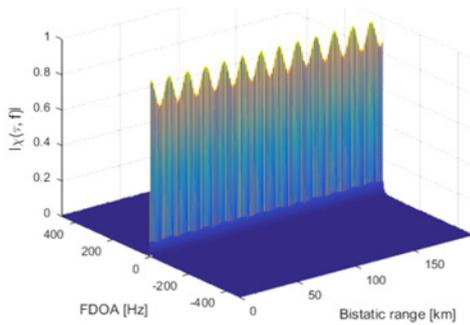


그림 15. L=R=0일 때 CAF
Fig. 15. CAF when L=R=0.

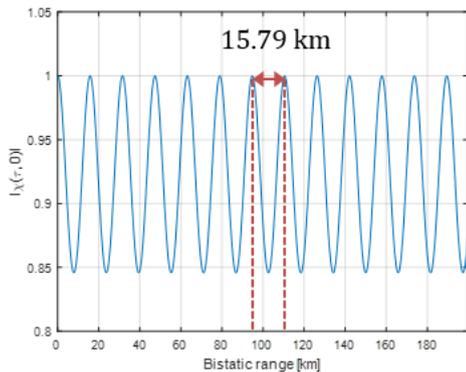


그림 16. L=R=0일 때, 바이스테틱 거리 축의 CAF
Fig. 16. When L=R=0, CAF of bistatic range axis.

있다.

4.2 FM 스테레오 신호의 CAF 특성 (2) : L≠0, R≠0.

FM 라디오 방송이 목음이 아닐 때, 스테레오 메시지의 왼쪽 신호와 오른쪽 신호는 0이 아니며 이러한 경우 메시지 신호는 식 (2)와 같다. 식 (2)를 이용하여 복소 기저대역 FM 신호를 생성하면 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} s(t) &= \exp[j0.9\pi k_f S_1(t)] \\ &\times \exp\left[j0.225 S_2(t) \frac{k_f}{k_p} \sin(4\pi f_p t)\right] \\ &\times \exp[j0.1\sin(2\pi f_p t)]. \end{aligned} \quad (11)$$

이 때, $S_1(t)$ 와 $S_2(t)$ 는 각각 식 (12)와 (13)과 같다.

$$S_1(t) = \int_0^t (L(\tau) + R(\tau)) d\tau. \quad (12)$$

$$S_2(t) = \int_0^t (L(\tau) - R(\tau)) d\tau. \quad (13)$$

앞 절의 식 (6)부터 식 (9)까지를 다시 요약하면 FM 신호와 제 1종 베셀 함수의 관계는 식 (14)와 같다.

$$\exp[j\beta \sin(2\pi f_p t)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \exp(j2\pi n f_p t). \quad (14)$$

식 (14)를 이용하여 식 (11)를 정리하면 식 (15)와 같다.

$$\begin{aligned} s(t) &= \exp[j0.9\pi k_f S_1(t)] \\ &\times \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_2) \exp(j4\pi n f_p t) \\ &\times \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m(\beta_3) \exp(j2\pi m f_p t). \end{aligned} \quad (15)$$

이 때, β_2 와 β_3 은 각각 다음과 같다.

$$\beta_2 = 0.225 S_2(t) \frac{k_f}{k_p}. \quad (16)$$

$$\beta_3 = 0.1 \frac{k_f}{k_p}. \quad (17)$$

식 (15)에서 첫 번째 항은 주 채널의 주파수 변조 성분, 두 번째 항은 부 채널의 주파수 변조 성분, 세 번째 항은 파일럿의 주파수 변조 성분이다. 이 중, 파일럿의 주파수 변조 성분은 CAF의 바이스태틱 거리 부엽을 야기한다고 분석하였다. 주 채널의 주파수 변조 성분은 CAF의 envelope를 결정하고, 부 채널의 주파수 변조 성분은 CAF의 형태에 별다른 영향을 미치지 않는다. 그림 17에서 FM 스테레오 신호와 주 채널의 주파수 변조 성분을 가지는 신호로 각각 유도한 CAF를 비교하였다. 그림을 통해 주 채널의 주파수 변조 성분이 CAF의 envelope를 결정하는 것을 볼 수 있다. 그림 18은 FM 스테레오 신호와 부 채널의 주파

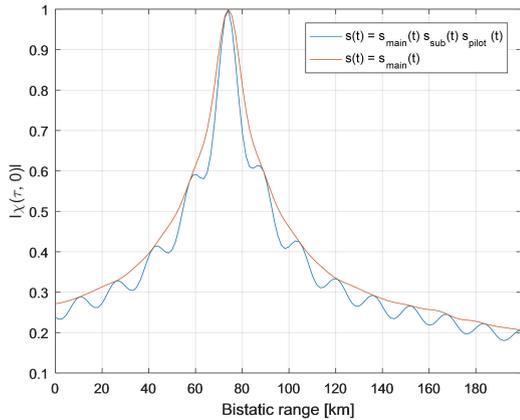


그림 17. 주 채널 신호와 전체 메시지 신호로 유도한 CAF 비교
Fig. 17. Comparison of CAFs derived by main channel and original message.

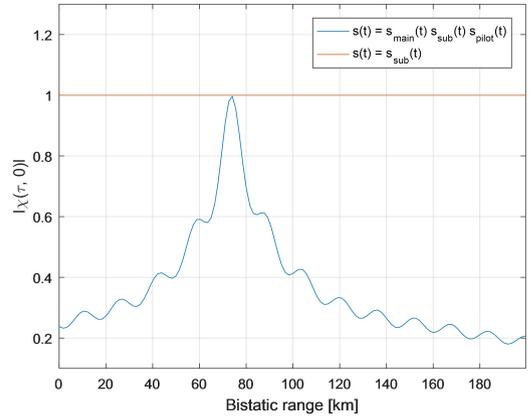


그림 18. 부 채널 신호와 전체 메시지 신호로 유도한 CAF 비교
Fig. 18. Comparison of CAFs derived by sub channel and original message.

수 변조 성분을 가지는 신호로 각각 유도한 CAF를 비교하였다. 그림을 통해 부 채널의 주파수 변조 성분이 상수의 형태이며, CAF의 형태에 별다른 영향을 주지 않는 것을 확인할 수 있다.

4.3 바이스태틱 부엽 억제를 위한 시스템 구성

이전 분석들을 통하여 FM 스테레오 신호의 파일럿 성분으로 인해 CAF의 바이스태틱 거리 부엽이 발생하며, 주 채널이 CAF의 envelope를 결정하는 역할을 한다는 것을 도출하였다. 따라서 FM 신호를 이용하여 유도한 CAF에서 바이스태틱 거리 부엽을 억제하기 위해 FM 스테레오 신호의 구조에서 정현파를 야기하는 성분, 즉 메시지의 파일럿 성분을 제거하고 주 채널 성분만을 추출하여 주파수 변조한 신호를 기준 채널의 신호로 활용하는 시스템 구성을 제안한다. 시스

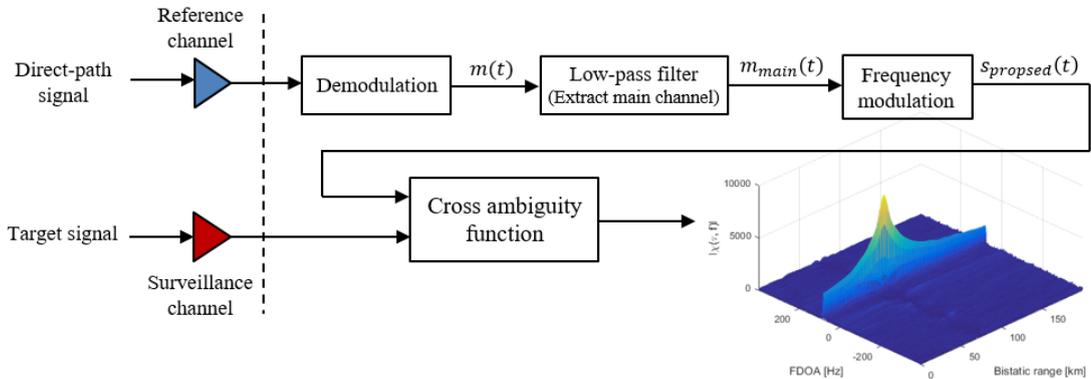


그림 19. 바이스태틱 거리 축에서의 부엽 발생 억제를 위한 시스템 구성
Fig. 19. System configuration for sidelobe suppression in the bistatic range axis.

템 구성은 그림 19와 같다. 기준 채널에서 획득한 기준 신호를 복조하여 메시지 신호를 획득한 후, 저역통과필터를 통과시켜 주 채널만을 추출한다. 메시지의 주 채널은 15 kHz 이하의 대역에 분포하고 있기 때문에, 주 채널 추출을 위한 저역통과필터의 차단주파수 (cut-off frequency)는 17 kHz로 설정하였다. 저역통과필터를 통해 추출한 주 채널 신호를 다시 변조한 후, CAF를 유도하는 기준 채널로서 활용하였다.

V. 모의실험

본 장에서는 모의실험을 통해 제안하는 시스템 구성이 바이스태틱 거리 부엽의 발생을 효과적으로 억제할 수 있으며, 이로 인해 바이스태틱 거리 부엽에 의한 오탐지가 경감됨을 보인다. 그림 20은 송신기와 수신기의 위치와 표적의 위치 및 속도를 나타낸 것으로서, 수신기는 원점, 송신기는 (8, 0, 0) km의 위치에 배치하였다. 두 개의 표적은 180 도의 방향으로 각각 200 m/s와 344 m/s로 기동하도록 설정하였고, 각각 (30, 30, 7) km, (-50, 50, 11) km의 좌표에 위치시켰다. 이러한 표적의 위치와 속도에 따른 첫 번째 표적 신호의 바이스태틱 거리와 FDOA는 각각 73.43 km와 79.14 Hz이며 두 번째 표적의 바이스태틱 거리와 FDOA는 각각 142.10 km와 -157.63 Hz로 계산되었다. 각 표적으로부터 반사된 표적 신호의 SNR은 각각 -10 dB와 -15 dB로 설정하였다. FM 라디오 채널은 91.4 MHz 반송파 주파수를 가진다고 가정하였고, 본 논문에서는 200 kHz에 해당하는 대역폭의 단일 FM 채널만을 사용하는 시스템을 기반으로 성능 분석을 진행하였다.

그림 21은 그림 20의 표적 1만 존재한다고 가정할 때 기존의 시스템과 제안하는 시스템의 오경보율에 따른 탐지 결과를 나타낸 것으로서, 총 100번의 탐지

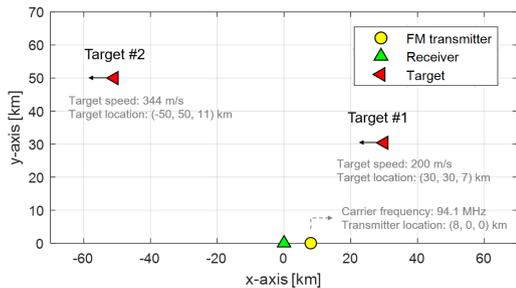


그림 20. 두 개의 표적과 FM 송신기, PCL 수신기의 위치. Fig. 20. Geolocation of two targets, FM transmitter, and PCL receiver.

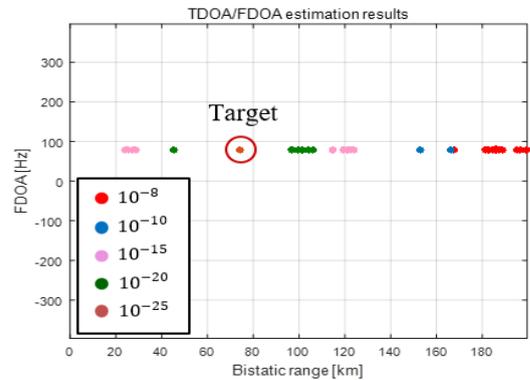


그림 21. 오경보율에 따른 표적 탐지 결과 (기존 시스템) Fig. 21. Target detection results according to false alarm rate (conventional system).

수행 결과를 중첩하여 표시하였다. 기존의 시스템 구성은 오경보율을 변화시켜도 바이스태틱 거리 부엽에 의한 탐지가 지속적으로 발생하는 것을 확인할 수 있으며, 오경보율이 10^{-25} 정도로 높은 적응 임계가 설정되어야 바이스태틱 거리 부엽에 의한 탐지가 발생하지 않는다. 반면 그림 22에서 나타낸 것과 같이 제안한 시스템 구성에서는 기존의 시스템 구성에 비해 바이스태틱 거리 부엽에 의한 탐지 빈도가 현저히 낮은 것을 확인할 수 있다.

그림 23과 24는 기존의 시스템 구성과 제안한 시스템 구성에서 고정된 오경보율에서 탐지를 100 번 수행한 결과를 각각 나타낸 것으로서, 그림을 통해 기존의 시스템 구성에서 SNR이 각기 다른 표적 신호를 검출할 수 있지만 바이스태틱 거리 부엽에 의한 탐지도 함께 발생하는 것을 볼 수 있다. 그러나 제안한 시스템 구성은 적응 임계를 높이지 않고도 바이스태틱

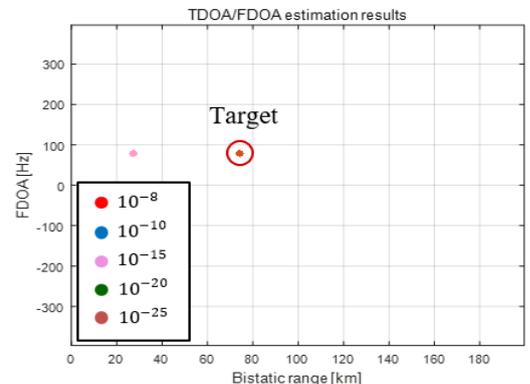


그림 22. 오경보율에 따른 표적 탐지 결과 (제안한 시스템) Fig. 22. Target detection results according to false alarm rate (proposed system).

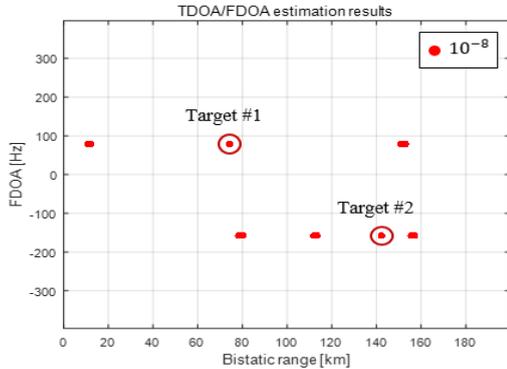


그림 23. 다중 표적 상황의 표적 탐지 성능 (기존 시스템)
Fig. 23. Target detection result in multi-target case (conventional system).

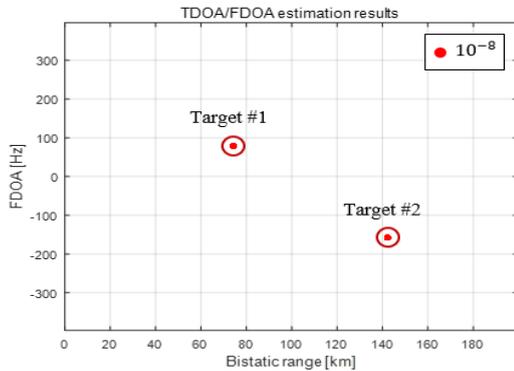


그림 24. 다중 표적 상황의 표적 탐지 성능 (제안한 시스템)
Fig. 24. Target detection results in multi-target case (proposed system).

거리 부엽에 의한 탐지 없이 다중 표적을 검출할 수 있다.

그림 25는 제안한 방법과 기존의 방법에 대한 표적 신호의 SNR에 따른 평균 탐지 횟수를 나타낸 것으로서, 양상블 평균 1000 번을 수행하여 결과를 도출하였다. 그림 25의 모의실험에서는 표적 1만 존재한다고 가정하였기 때문에, 모든 SNR에 대해 평균 탐지 횟수는 1로 나타나는 것이 이상적인 결과이지만 바이스태틱 거리 축의 부엽에 의해 평균 탐지 횟수가 1 이상으로 나타날 수 있다. 그림 25를 보면 제안한 시스템은 최대 1.2 번의 평균 탐지 횟수를 보이는 반면 기존의 시스템은 최대 2에 근접하는 탐지 횟수를 나타내는 것을 확인할 수 있다. 이러한 결과는 제안한 시스템이 부엽에 의한 탐지를 억제하는 효과가 있다는 점을 보여준다.

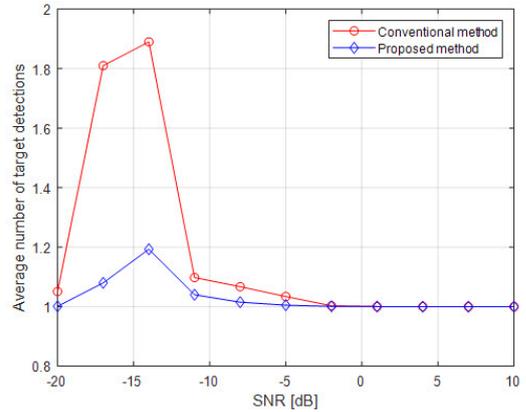


그림 25. 단일 표적 상황에서의 평균 탐지 개수
Fig. 25. Average number of detection in the single target case.

VI. 결 론

본 논문에서는 FM 스테레오 신호의 구조에서 메시지 신호의 파일럿 성분이 CAF의 바이스태틱 거리 부엽에 영향을 미치며, 주 채널 성분은 CAF의 envelope를 결정한다는 특징을 수식과 모의실험을 통해 유도 및 제시하였다. 이러한 분석 결과를 기반으로 바이스태틱 거리 부엽 억제를 위하여 메시지에서 주 채널을 추출하여 주파수 변조한 신호를 PCL 시스템의 기준 채널로서 활용하는 방안을 제안하였다. 제안한 시스템은 바이스태틱 거리 부엽 억제를 통해 개선된 표적 신호 탐지 성능을 보이며 적응 임계를 높이지 않고도 바이스태틱 거리 부엽에 의한 오탐지 없이 표적을 검출할 수 있으므로, 다중 표적이 존재하는 환경에서 강건한 탐지 성능 확보를 위해 효과적으로 활용될 것으로 기대된다.

Reference

- [1] G.-H. Park, D.-G. Kim, H.-J. Kim, J.-O. Park, W.-J. Lee, J. H. Ko, and H.-N. Kim, "Performance analysis of interference cancelation algorithms for an FM Based PCL system," *J. KICS*, vol. 42, no. 4, pp. 819-830, Apr. 2017.
- [2] K. S. Kulpa and Z. Czekala, "Masking effect and its removal in PCL radar," *IEE Proc. Radar, Sonar and Navig.*, vol. 152, no. 3, pp. 174-178, Jun. 2005.

[3] R. Cardinali, F. Colone, C. Ferretti, and P. Lombardo, "Comparison of clutter and multipath cancellation techniques for passive radar," *IEEE Radar Conf.*, Boston, MA, USA, pp. 469-474, Apr. 2007.

[4] F. Colone, C. Palmarini, T. Martelli, and E. Tilli, "Sliding extensive cancellation algorithm for disturbance removal in passive radar," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 52, no. 3, pp. 1309-1326, Jun. 2016.

[5] J. Yi, X. Wan, D. Li, and H. Leung, "Robust clutter rejection in passive radar via generalized subband cancellation," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 54, no. 3, pp. 1931-1946, Aug. 2018.

[5] F. Colone, D. W. O'Hagan, P. Lombardo, and C. J. Baker, "A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive radar," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 45, no. 2, pp. 698-722, Apr. 2009.

[6] Y. Fu, X. Wan, X. Zhang, G. Fang, and J. Yi, "Side peak interference mitigation in fm-based passive radar via detection identification," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 53, no. 2, pp. 778-788, Apr. 2009.

[7] M. Edrich, A. Schroeder, and F. Meyer, "Design performance evaluation of a mature FM/DAB/DVB-T multi-illuminator passive radarsystem," *IET Radar, Sonar & Navig.*, vol. 8, no. 2, pp. 114-122, Feb. 2014.

[8] R. Tao, Z. Gao, and Y. Wang, "Side peaks interference suppression in DVB-T based passive radar," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 48, no. 4, pp. 3610-3619, Oct. 2012.

[9] F. Colone, P. Falcon, C. Bongioanni, and P. Lombardo, "WiFi-based passive bistatic radar: Data processing schemes and experimental results," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 48, no. 2, pp. 1061-1079, Apr. 2012.

[10] H. D. Griffiths and C. J. Baker, *An Introduction to Passive Radar*, Artech House, 2017.

손 소 영 (So-Young Son)



2017년 2월 : 부산대학교 해양학과, 전자공학과 학사 졸업
 2019년 2월 : 부산대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사 졸업
 2019년 2월~현재 : 국방기술품질원 연구원
 <관심분야> 레이더 신호처리, 소나 신호처리

[ORCID:0000-0001-7311-3952]

박 근 호 (Geun-Ho Park)



2013년 2월 : 부산대학교 전자전기공학부 학사 졸업
 2015년 2월 : 부산대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사 졸업
 2015년 3월~현재 : 부산대학교 전기전자컴퓨터공학과 박사과정

<관심분야> 레이더 신호처리, 배열 신호처리

[ORCID:0000-0002-1919-7048]

안 준 일 (Jun-II Ahn)



2004년 2월 : 중앙대학교 전자전기공학부 학사 졸업
 2006년 2월 : 광주과학기술원 기전공학과 석사 졸업
 2006년 2월~2007년 2월 : 삼성 전자 연구원
 2012년 8월 : 광주과학기술원 정보기전공학부 박사 졸업

2012년 10월~현재 : 국방과학연구소 선임 연구원

<관심분야> 적응형 신호처리, 통신 전자전

[ORCID:0000-0003-3192-1315]

송 규 하 (Kyu-Ha Song)



1996년 2월 : 경북대학교 전자
공학과 학사 졸업
1998년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 석사 졸업
1998년 2월~현재 : 국방과학연
구소 책임 연구원
2012년 3월~현재 : 포항공과대
학교 전자전기공학과 박사과

정

<관심분야> 신호처리, 패턴인식, 위치탐지

[ORCID:0000-0001-9800-2116]

김 형 남 (Hyoung-Nam Kim)



1993년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 학사 졸업
1995년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 석사 졸업
2000년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 박사 졸업
2000년 5월 : 포항공과대학교

전자컴퓨터공학부 박사 후 연구원

2000년 5월~2003년 2월 : 한국전자통신연구원 무선
방송연구소 선임 연구원

2003년 3월~2007년 2월 : 부산대학교 전자전기통신
공학부 조교수

2007년 3월~2012년 2월 : 부산대학교 전자전기통신
공학부 부교수

2009년 1월~2010년 1월 : Johns Hopkins Univ.
Visiting Scholar

2015년 9월~2016년 8월 : Univ. of Southampton
Visiting Professor

2012년~현재 : 부산대학교 전자공학과 교수

<관심분야> 적응신호처리, 레이더 및 소나 신호처
리, 디지털 방송 신호처리, 생체 신호처리

[ORCID:0000-0003-3841-448X]