

FM 라디오 방송 기반 PCL 시스템에서 TDOA 해상도를 이용한 CAF 연산량 감소 방법

박근호*, 손소영*, 안준일**, 송규하**, 김형남^o

Efficient Computation Method of CAF Using TDOA Resolution in FM-Radio-Broadcasting-Based PCL System

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

요 약

PCL은 상용 방송 또는 통신 신호를 활용하여 항공기를 탐지하기 위한 수동형 레이더 시스템으로서, 상용 신호 원 중에서 FM 라디오 신호가 가장 널리 활용되어 왔다. 이러한 PCL 시스템은 표적 탐지를 위해 CAF를 실시간으로 유도하여 TDOA와 FDOA를 추정하지만, CAF의 연산량이 많아 실시간 탐지에 어려움이 존재한다. 본 논문에서는 FDOA 축에 대한 연산량 감소 방안인 Stein 알고리즘을 적절히 활용하는 동시에 TDOA 해상도를 기반으로 TDOA 축에 대한 연산량을 감소시키는 방법을 제안한다.

Key Words : FM-radio broadcasting, passive coherent location, cross-ambiguity function, Stein's fine mode, TDOA, FDOA

ABSTRACT

PCL is one of the radar systems for the detection of aircrafts by using broadcasting or communications signals. Among the commercial signals, FM-radio signals have been widely exploited. For the target detection in the FM-radio-based PCL system, TDOA and FDOA are estimated from the CAF, however, the direct computation of CAF has become an obstacle to the real-time applications. In this paper, we propose a method to reduce the computational complexity of the CAF in the TDOA axis based on the TDOA resolution with the use of the Stein's algorithm which is a computationally efficient method for the CAF in FDOA axis.

1. 서 론

PCL (passive coherent location) 시스템은 고속 이동 표적의 위치 및 속도를 추정하기 위해서 방송 및 통신 신호를 송출하는 송신원을 레이더의 목적으로

활용하는 것으로, 기존의 PCL 시스템은 FM 라디오 방송 송출기를 송신원으로서 가장 널리 사용해 왔다^[1-4]. 최근에는 FM 라디오 방송 신호 이외에도 표적 탐지의 해상도를 높이기 위해서 DTV (digital television)^[5-8], WLAN (wireless local area

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

※ 본 논문은 BK21플러스, IT기반 융합산업 창의인력양성사업단에 의하여 지원되었음.

• First Author : Department of Electronics Engineering, Pusan National University, fot97311@pusan.ac.kr, 학생회원

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

* Department of Electronics Engineering, Pusan National University, hello_syoung@pusan.ac.kr, 학생회원

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

논문번호 : 201905-073-C-R-N, Received May 8, 2019; Revised July 17, 2019; Accepted July 19, 2019

network)^[9], GSM (global system for mobile)^[10-11] 을 활용하는 방안이 연구되고 있다.

이러한 PCL 시스템은 송신기와 수신기를 잇는 경로로 전파되는 기준 신호 (reference signal)와 송신기-표적-수신기로 이어지는 경로로 전파되는 표적 신호 (target signal)를 이용하여 표적의 위치 및 속도를 추정한다. 구체적으로, PCL 시스템은 기준 신호와 표적 신호 사이의 도달 시간 차이 및 도플러 주파수 차이를 각각 의미하는 TDOA (time difference of arrival)와 FDOA (frequency difference of arrival)로부터 표적의 위치와 속도를 추정한다^[1]. 특히 TDOA는 표적의 위치를 송신기와 수신기를 초점으로 하는 타원의 LOP (line-of-position)로 표현하기 위해 사용된다.

표적 신호와 기준 신호 사이의 TDOA와 FDOA의 추정은 CAF (cross-ambiguity function)를 통해 수행할 수 있다. CAF는 표적 신호와 기준 신호의 도달 시간 차이 및 주파수 차이에 대한 상호 상관 함수 (cross-correlation function)를 나타내는 것으로서, CAF의 첨점을 탐지하여 표적에 대한 TDOA와 FDOA를 추정할 수 있다.

하지만, 표적에 대한 TDOA와 FDOA를 추정하기 위해 실시간으로 CAF를 유도하는 것은 많은 연산량이 요구된다. 특히 탐지하고자 하는 TDOA와 FDOA의 모든 범위에 대해 CAF의 정의식을 단순히 구현하는 brute-force 방식^[12]의 경우에는 실시간 구현이 불가능하다. 더욱이 PCL 시스템의 탐지 거리와 탐지 속도의 범위가 증가할수록 CAF의 연산량도 급격하게 증가하므로, 실시간으로 표적을 탐지하기 위해서는 brute-force 기반 CAF 연산 방법의 연산량을 감소시키는 것이 필수적이다.

CAF의 연산량 감소 방안 중 하나로서 제안된 것은 FFT (fast Fourier transform)를 이용하여 CAF를 유도하는 것으로서^[13], 실제로 brute-force 방식의 연산량을 충분히 감소시켰지만 표적의 최대 FDOA에 비해 매우 큰 FDOA의 영역을 탐지해야 하는 문제가 존재하였다. Stein 알고리즘^[13]은 FFT 기반의 CAF 유도 방법에서 FDOA의 탐지 영역을 감소시키는 방법을 제안한 것으로서 표적의 최대 FDOA가 샘플링 주파수와 차이가 크다는 점을 이용하였고, 이 알고리즘은 TDOA와 FDOA 추정을 위해 현재까지 널리 사용되고 있다^[14].

본 논문에서 제안하는 방법은 FM 라디오 신호 기반의 PCL 시스템에서 유도되는 CAF의 특징을 적절히 활용한다. 먼저 FM 라디오 신호로부터 CAF를 유도하면 CAF는 다음과 같은 두 가지 특징을 지닌다.

- FM 라디오 신호 기반의 PCL 시스템에서는 처리 이득을 높이기 위해 수 초 (최소 1 초)에 해당하는 신호를 수집하여 처리하므로^[15], FDOA 해상도가 1 Hz 이하로 계산되고 FDOA 탐지 범위 대비 FDOA 해상도 비율이 매우 낮아지게 된다. 즉, FDOA 측으로는 매우 첨도가 높은 CAF를 나타내게 된다.
- FM 라디오 신호는 200 kHz 이하의 낮은 대역폭을 가지고 있으므로, TDOA 해상도가 최대 1.5 km로 계산된다. 방송의 종류와 메시지 신호에 따라 TDOA 해상도는 1.5 km 이상으로 증가하는 경우가 빈번하게 발생하며^[15], 이에 따라 TDOA 측으로는 넓은 폭을 가지는 형태가 CAF에서 나타나게 된다.

FM 라디오 기반 CAF의 첫 번째 특징에 의해 강건한 표적 탐지 성능 확보를 위해서는 FDOA 측으로 조밀한 FDOA 간격 설정이 필요하다는 것을 의미한다. 또한 CAF에서 TDOA 측으로 넓은 폭을 가지기 때문에 TDOA 측의 간격을 넓게 설정하더라도 표적 탐지가 가능하다.

본 논문에서는 위에서 언급한 CAF의 특징을 기반으로 CAF에서 첨점을 탐지하여 TDOA와 FDOA를 추정하는 방법을 제안한다. 제안한 방법은 TDOA 해상도를 모호성 함수 (ambiguity function)로부터 계산한 후, 이를 기반으로 CAF의 TDOA 측 간격을 결정한다. 상대적으로 넓은 TDOA 간격으로 CAF를 유도하는 과정을 coarse-mode, 상대적으로 좁은 TDOA 간격으로 CAF를 유도하는 과정을 fine-mode라고 정의할 때, coarse-mode에서는 3 차원의 CAF에서 FDOA와 TDOA를 먼저 추정하고, fine-mode에서는 추정한 FDOA 정보를 기반으로 TDOA 측에 대해서만 CAF를 유도하여 더 정확한 TDOA를 추출한다. 제안한 연산량 감소 방안은 특히 TDOA의 추정 오차를 증가시킬 수 있으므로, 본 논문에서는 탐지 결과를 기반으로 보간법을 수행하는 방법을 통해 TDOA의 추정 오차를 보정하는 시스템을 제안한다.

II 장에서는 PCL 시스템의 표적 탐지 방법을 간략히 소개하며, III 장에서는 CAF 연산량 감소를 위한 두 가지 기법인 FFT 기반의 CAF 연산 방법과 Stein 알고리즘을 정리한다. IV 장에서는 Stein 알고리즘을 적절히 활용하는 동시에 TDOA 해상도를 이용한 CAF의 연산량 감소 방안을 제시하며, V 장에서는 모의실험을 통해 제안한 기법의 TDOA/FDOA 추정 성능을 확인한다. 마지막으로 VI 장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. PCL 시스템의 표적 탐지 개요

본 장에서는 FM 라디오 방송 송신소에서 송출되는 방송 신호를 이용하는 PCL 시스템의 표적 탐지 원리를 간단히 설명한다. 그림 1에서 나타낸 것과 같이 수신기는 일반적으로 FM 라디오 송신소와 L 의 거리만큼 이격된 위치에 배치되며, 이에 따라 표적이 PCL 수신기의 탐지 범위 내에 진입하게 되면 송신기에서 송출된 FM 라디오 신호는 표적으로부터 반사되어 PCL 수신기에 측정될 수 있다. PCL 시스템은 표적으로부터 반사된 표적 신호를 이용하여 표적을 탐지하게 된다.

이러한 표적 신호는 송신기와 PCL 수신기의 직선 경로로 전파되는 기준 신호에 비해 일정한 시간 지연과 도플러 주파수 천이가 발생한다. 따라서 표적 신호 $s_e(t)$ 는 기준 신호 $s_r(t)$ 에 대한 도달 시간 지연 차이 및 도달 주파수 차이를 의미하는 TDOA τ 와 FDOA ν 를 이용하여 다음 식으로 모델링할 수 있다.

$$s_e(t) = A_c s_r(t - \tau) e^{j2\pi\nu t}. \quad (1)$$

여기서 A_c 은 표적 신호의 복소 진폭을 나타낸다.

식 (1)로부터 표적 신호 탐지는 기준 신호를 이용하여 CAF를 유도함으로써 가능해진다. CAF는 TDOA와 FDOA를 변수로 하는 상호 상관 함수를 의미하는 것으로서, 이를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$C(\tau, \nu) = \frac{1}{T} \int_0^T s_e(t) s_r(t + \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt. \quad (2)$$

하나의 표적이 존재한다고 가정할 때 표적 신호의 TDOA와 FDOA를 각각 τ_0 와 ν_0 라 하면, TDOA와

FDOA의 추정치는 CAF의 크기에 대한 최대값의 위치로부터 획득할 수 있으며, 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\{\tau_0, \nu_0\} = \arg \max_{\tau, \nu} |C(\tau, \nu)|^2. \quad (3)$$

하지만, 식 (2)를 직접 계산하는 brute-force 방식은 실시간으로 구현하기 어렵다. 따라서 실시간 표적 탐지 시스템을 구현하기 위해서는 CAF의 연산량 감소가 필수적이다.

III. CAF의 연산량 감소 방안

본 장에서는 기존 CAF의 연산량을 감소시키기 위한 방안인 FFT 기반 CAF 계산 방법과 Stein 알고리즘에 대해 설명한다.

3.1 FFT 기반 CAF 계산 방법

FFT 기반 CAF 계산 방법^[13]은 CAF의 연산식을 FFT를 이용하여 계산하는 방법으로서, FFT의 연산량 감소 효과를 적절히 활용한다. $r_\tau(n) = s_e(n) s_r(n - \tau)$ ($n = 0, \dots, N - 1$)이라 하면 식 (2)의 CAF를 이산 시간에 대한 식으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C(\tau, \nu) = \sum_{n=0}^{N-1} s_e(n) s_r(n + \tau) e^{-\frac{j2\pi\nu n}{f_s}}. \quad (4)$$

여기서 f_s 는 샘플링 주파수를 의미한다. FFT의 연산을 $FFT\{\cdot\}$ 라 하면, $\tau = \tau_0$ 에 대한 CAF $C(\tau_0, \nu)$ 는 $r_{\tau_0}(n)$ 의 푸리에 변환으로 표현되므로 식 (4)는 다음 식으로 유도할 수 있다.

$$C(\tau_0, \nu) = FFT\{r_{\tau_0}(n)\}. \quad (5)$$

식 (5)의 FFT 기반 CAF 연산 방법은 식 (2)를 직접 계산하는 brute-force 방식에 비해 FDOA 측에 대한 연산량 감소 효과가 있지만, FDOA ν 의 범위가 $|\nu| < 0.5f_s$ 로 결정되므로 고려하는 표적의 FDOA 범위를 크게 초과하는 문제점이 존재한다. 예를 들어, 100 MHz의 FM 라디오 주파수를 가지는 신호가 300 m/s의 속력으로 이동하는 표적에 반사되었다고 가정할 때, 표적 신호가 가질 수 있는 FDOA의 최대 크기

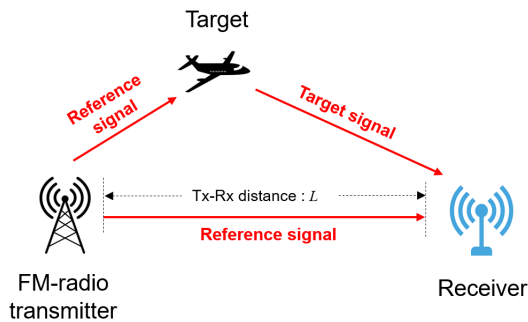


그림 1. 바이스테틱 기하 구조
Fig. 1. Bistatic geometry structure.

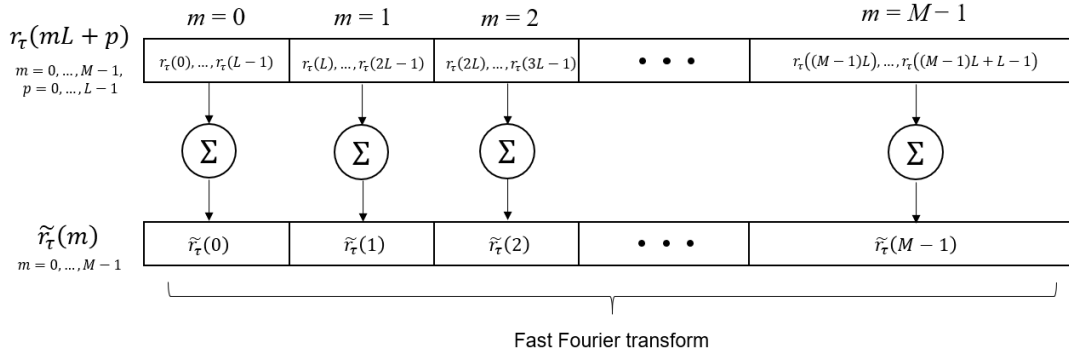


그림 2. Stein 알고리즘의 연산 과정
Fig. 2. Processing step of Stein algorithm.

$\nu_{\max} = 2(f_c \nu) / c$ 는 200 Hz로서, FM 라디오 신호 수신을 위해 사용하는 200 kHz의 샘플링 주파수에 비해 매우 작다. 이와 같이, FFT 기반 CAF 연산은 표적 신호의 FDOA 대비 높은 샘플링 주파수로 인해 불필요한 연산을 수행해야 하는 문제점이 존재한다.

3.2 Stein 알고리즘

Stein 알고리즘¹³⁾은 FFT 기반 CAF 계산 방법에서 FDOA 축에 대한 연산 범위를 감소시킬 수 있도록 한 알고리즘으로서, 그림 2에서 나타난 것과 같이 $r_\tau(n)$ 의 블록 합에 대해 FFT를 수행하여 CAF를 유도한다. 블록 합에 대해 CAF를 유도하면 FDOA 축의 범위를 감소시킬 수 있으며 FDOA 축의 범위는 각 블록에 포함된 샘플 수 L 에 의해 결정된다.

N 개 샘플에 해당하는 신호를 수집했다고 할 때, N 개의 샘플을 L 개의 샘플로 구성된 M 개의 블록으로 나누면 $m = 0, 1, \dots, M-1$ 과 $p = 0, 1, \dots, L-1$ 에 대해 $n = mL+p$ 가 성립하며, n 에 대한 식을 식 (4)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$C(\tau, \nu) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{p=0}^{L-1} r_\tau(mL+p) e^{-\frac{j2\pi\nu(mL+p)}{f_s}} \quad (6)$$

식 (6)을 다시 정리하면 다음과 같다.

$$C(\tau, \nu) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{-\frac{j2\pi\nu mL}{f_s}} \sum_{p=0}^{L-1} r_\tau(mL+p) e^{-\frac{j2\pi\nu p}{f_s}} \quad (7)$$

위에서 언급한 바와 같이 FDOA ν 에 비해 샘플링 주파수 f_s 가 매우 크므로, 식 (7)에서 $\exp(-j2\pi\nu p/f_s) \approx 1$ 가 성립한다. 이를 이용하여

식 (7)을 다시 정리하면

$$C(\tau, \nu) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{-\frac{j2\pi\nu mL}{f_s}} \sum_{p=0}^{L-1} r_\tau(mL+p) \quad (8)$$

와 같이 나타낼 수 있다. $\sum_{p=0}^{L-1} r_\tau(mL+p) = \tilde{r}_\tau(m)$ 이라 하고, 이를 식 (8)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$C(\tau, \nu) = \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{r}_\tau(m) e^{-\frac{j2\pi\nu mL}{f_s}} \quad (9)$$

식 (9)는 FFT 기반 CAF의 연산 방법과 동일하게 $r_\tau(n)$ 의 블록 합인 $\tilde{r}_\tau(m)$ 에 FFT를 적용하여 구현할 수 있다. FFT 기반 CAF의 연산 방법에서 FDOA의 범위는 $|\nu| < 0.5f_s$ 로 결정되지만, Stein 알고리즘에서는 $|\nu| < f_s/(2L)$ 의 범위만을 고려한다. 따라서 FFT 기반 CAF 연산 방법과 Stein 알고리즘에서 동일한 FDOA 간격 $\Delta\nu$ 를 고려할 때, FFT 기반 CAF의 연산 방법에 비해 Stein 알고리즘은 L 배만큼 FDOA 탐색 범위가 감소하므로 이에 따른 연산량 감소 효과를 얻을 수 있다.

IV. FM 라디오 신호 기반 PCL 시스템의 TDOA/FDOA 추정 알고리즘 구현 방법

III 장에서 설명한 FFT 기반의 CAF 계산 방법과 Stein 알고리즘은 FDOA 축에 대한 연산량을 감소시키는 효과가 있다. 하지만 본 논문에서는 Stein 알고

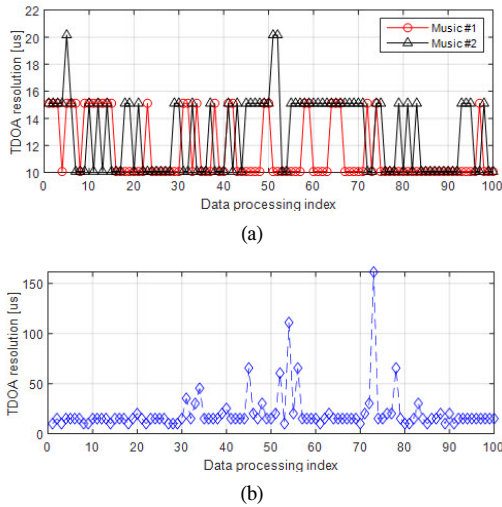


그림 3. FM 라디오 방송 신호의 TDOA 해상도 (샘플링 주파수 198.45 kHz), (a) 음악, (b) 사람의 음성
 Fig. 3. TDOA resolution of FM-radio signal (sampling frequency 198.45 kHz), (a) music, (b) speech.

리즘에 더해 TDOA 측에 대해서도 연산량을 감소시킬 수 있는 방법을 제시한다. 제안하는 방법은 FM 라디오 신호의 TDOA 해상도가 시간에 따라 변화한다는 특징과 TDOA 해상도가 샘플링 주기 $T_s = 1/f_s$ 에 비해 크다는 점을 활용한다. 이러한 특징은 CAF의 TDOA 측에서 T_s 보다 더 넓은 TDOA 간격으로 표적을 탐지하는 것이 가능하도록 한다.

본 장에서는 FM 라디오 신호의 TDOA 해상도는 FM 라디오 신호의 메시지에 시변 (time-varying) 특징을 가지고 있다는 점을 설명하고, 이러한 특징에 기반하여 모호성 함수를 이용하면 TDOA 해상도를 실시간으로 유도할 수 있음을 보인다. 이로부터 추정된 TDOA 해상도를 기반으로 CAF의 TDOA 측 간격을 설정하여 CAF의 연산량을 TDOA 측에서도 감소시키는 방법을 제안한다.

4.1 FM 라디오 신호의 TDOA 해상도

TDOA 해상도는 TDOA 측에 대한 3 dB 폭을 의미하며, FM 라디오 신호의 TDOA 해상도는 기저대역 신호의 대역폭에 영향을 받는다^[15]. FM 라디오 방송에서 신호 대역폭은 메시지 신호의 특징에 따라 변화하며, 일반적으로 음악 방송에서는 상대적으로 넓은 신호 대역폭을 가지므로 TDOA 해상도가 크지만, 사람의 음성이 메시지 신호로 사용될 때에는 신호 대역폭이 좁아 TDOA 해상도가 감소한다^[15].

그림 3은 시간과 방송의 종류에 따른 FM 라디오

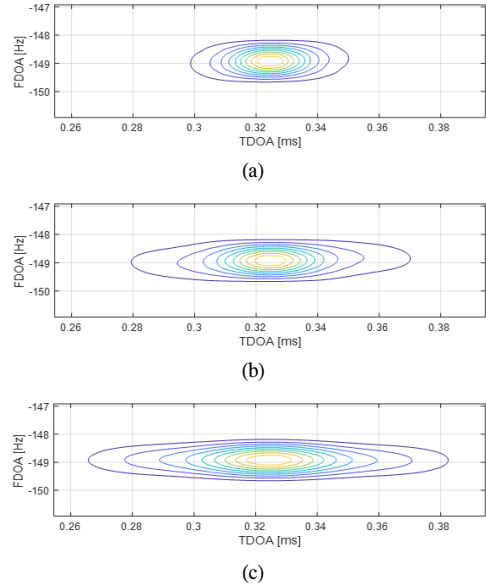


그림 4. CAF 예시, (a) 25~26 초, (b) 9~10 초, (c) 2~3 초
 Fig. 4. Examples of CAF, (a) 25~26 sec, (b) 9~10 sec, (c) 2~3 sec.

신호의 TDOA 해상도를 나타낸 것으로서, 메시지 신호를 MATLAB에서 불러온 후 FM 변조한 신호를 기반으로 모의실험 결과를 도출하였다. 그림 3에서 나타난 것과 같이 시간에 따라 TDOA 해상도가 변하기 때문에 TDOA 측에 대한 3 dB 폭이 메시지 신호마다 다른 것을 확인할 수 있으며, 특히 사람의 음성 신호로부터 유도한 결과에서는 음악 신호에 비해 TDOA 해상도의 변화 폭이 더 큰 것을 확인할 수 있다. 이러한 특징은 TDOA 측의 간격 설정을 샘플링 주기보다 더 넓게 설정하는 것이 가능하다는 것을 보여준다.

그림 4는 V 장의 표 2와 그림 8의 모의실험 상황에서 기준 신호의 SNR을 0 dB로 설정한 후 CAF를 나타낸 것으로, (a)와 (b), (c)는 각각 다른 메시지 신호를 사용하였다 (자세한 정보는 V 장과 표 2에서 참고). 여기서 확인할 수 있듯이, FM 변조 신호의 TDOA 해상도 변화에 따라 CAF의 폭 또한 변하는 것을 확인할 수 있으며 TDOA 해상도 정보에 기반하여 CAF의 TDOA 측 간격을 설정하여도 표적 검출이 가능하다는 것을 보여준다. 또한 TDOA 해상도 간격으로 유도한 CAF는 탐지 성능은 일부 저하될 가능성이 존재하지만 분해능 이상의 거리만큼 이격된 두 개의 표적은 분리할 수 있는 장점이 존재한다.

4.2 모호성 함수 기반 실시간 TDOA 해상도 추정 FM 라디오 신호의 TDOA 해상도는 높은 SNR

(signal-to-noise ratio)로 FM 라디오 신호가 수신되는 기준 채널 출력 신호의 TDOA 측에 대한 모호성 함수로부터 유도할 수 있다. 기준 채널에서의 출력 신호를 $s_r(n)$ 이라 할 때, FDOA $\nu=0$ 을 만족하는 모호성 함수 $A(\tau)$ 는 이산 시간에 대해 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$A(\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} s_r(n)s_r(n+\tau). \quad (10)$$

TDOA 해상도의 추정값 $\hat{\tau}_{3dB}$ 는 식 (10)의 모호성 함수로부터 다음 식을 만족하는 값을 유도함으로써 추정할 수 있다 ($\tau \geq 0$).

$$\hat{\tau}_{3dB} = \arg \min_{\tau} \left\{ \left| \frac{|A(\tau)|^2}{\max\{|A(\tau)|^2\}} - 0.5 \right| \right\}. \quad (11)$$

식 (11)은 $|A(\tau)|^2$ 을 정규화한 후에 0.5에 가장 근접하는 값을 가지는 TDOA를 도출하고, 이를 최종적인 TDOA 해상도의 추정값으로 결정하는 것을 의미한다.

PCL 시스템에서 기준 신호는 매우 높은 SNR로 수신하는 환경에서 측정되는 것이 일반적이다. 따라서 본 논문에서도 기준 신호의 SNR이 매우 높은 상황을 가정하여 TDOA 해상도의 추정값을 유도하였으며, 기준 신호의 SNR은 V 장의 모의실험에서 제시한 것과 같이 90 dB로 설정하였다.

4.3 제안하는 시스템 구조

200 kHz의 샘플링 주파수에 해당하는 FM 라디오 신호를 수신하였다고 가정할 때, 샘플링 주기는 5 us로 계산된다. TDOA 측을 5 us의 간격 (1 샘플, $\Delta k = 1$)으로 설정하면 식 (4)를 변형하여 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$C(\tau = k, \nu) = \sum_{n=0}^{N-1} s_c(n)s_r(n+k)e^{-\frac{j2\pi\nu n}{f_s}}, \quad (12)$$

$$k = 0, 1, \dots, D-1.$$

여기서 D 는 TDOA 측 탐지 범위를 나타내는 정수를 의미한다. 식 (12)에 Stein 알고리즘을 적용하면 FDOA 측에 대한 연산량 감소 효과를 얻을 수 있다.

본 논문에서 제안하는 방법은 식 (12)를 식 (11)에서 도출한 TDOA 해상도 추정값을 이용하는 것으로

서, TDOA 측의 간격을 $\Delta k = 1$ 이 아닌 $\Delta k = \hat{\tau}_{3dB}f_s$ 로 설정하는 것이 기존 방법과의 차이점이라고 할 수 있다. 즉, TDOA 해상도 추정값을 기반으로 설정한 TDOA 측 간격이 되며 일반적으로 1 이상의 정수로 설정된다. $\Delta k = \hat{\tau}_{3dB}f_s$ 에 대한 TDOA 측 간격을 이용하면 식 (4)를 다음과 같이 변형하여 나타낼 수 있다.

$$C(\tau = z, \nu) = \sum_{n=0}^{N-1} s_c(n)s_r(n+z)e^{-\frac{j2\pi\nu n}{f_s}}, \quad (13)$$

$$z = k\hat{\tau}_{3dB}f_s.$$

식 (13)은 식 (12)에 비해 TDOA 측에서 더 넓은 간격으로 CAF를 유도하기 때문에, TDOA 측에 대한 CAF의 연산량을 감소시키는 효과를 얻을 수 있다. 식 (13)도 Stein 알고리즘을 적용하여 FDOA 측에 대한 연산 범위를 감소시킬 수 있다.

CAF에서 TDOA 측의 간격은 최소 5 us로 설정하므로, TDOA 측의 간격을 더 조밀하게 설정하면 TDOA 추정 오차를 감소시킬 수 있다. TDOA 측 간격을 조밀하게 설정하기 위해서는 그림 5와 같이 기준 채널과 감시 채널 신호의 샘플링 주파수를 높여서 CAF를 유도하는 방법을 고려할 수 있다. 하지만, 단순히 샘플링 주파수를 높여 CAF를 유도할 경우에는 보간 계수 (interpolation factor) P 에 비례하여 연산량이 증가하는 문제가 발생한다.

본 논문에서는 식 (13)을 통해 유도한 CAF의 결과

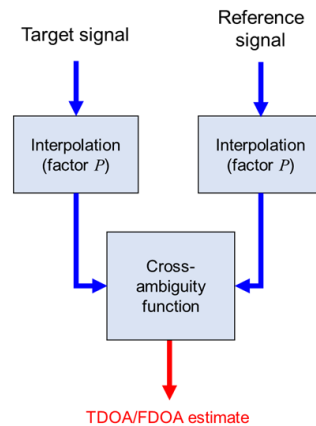


그림 5. 보간법을 이용한 TDOA/FDOA 추정 방법
Fig. 5. TDOA/FDOA estimation method using interpolation.

에서 침점을 검출한 후, 검출된 침점의 FDOA와 TDOA를 기준으로 조밀한 TDOA의 간격으로 CAF를 유도하고 이로부터 최종 TDOA를 다시 추정하는 방법을 제안한다. 첫 번째 과정을 coarse-mode, 두 번째 과정을 fine-mode라 할 때, coarse-mode에서는 첫 번째 TDOA 추정치 $\hat{\tau}^{(1)}$ 와 FDOA 추정치 $\hat{\nu}$ 를 도출하게 되며, 이 때 사용하는 TDOA 간격은 모호성 함수의 TDOA 해상도 추정치인 $\hat{\tau}_{3dB}$ 로부터 결정한다. 기준 신호와 표적 신호에 보간법을 적용한 후 $\hat{\nu}$ 를 기준으로 fine-mode를 수행한다. Fine-mode를 통해 TDOA 추정치 $\hat{\tau}^{(2)}$ 를 획득하여 TDOA와 FDOA 추정을 완료한다. 이에 대한 순서는 그림 6에 블록 다이어그램으로 나타내었다.

각 단계에서의 샘플링 주파수를 구분하기 위해 첫 번째 단계에서의 샘플링 주파수는 $f_s^{(1)}$, 두 번째 단계에서의 샘플링 주파수는 $f_s^{(2)}$ 로 나타내었으며, 보간법을 적용한 후의 샘플링 주파수 $f_s^{(2)}$ 는 보간 계수 P 에 대해 다음 식이 성립한다.

$$f_s^{(1)} = \frac{f_s^{(2)}}{P}. \quad (14)$$

Coarse-mode와 fine-mode에서의 TDOA 간격을

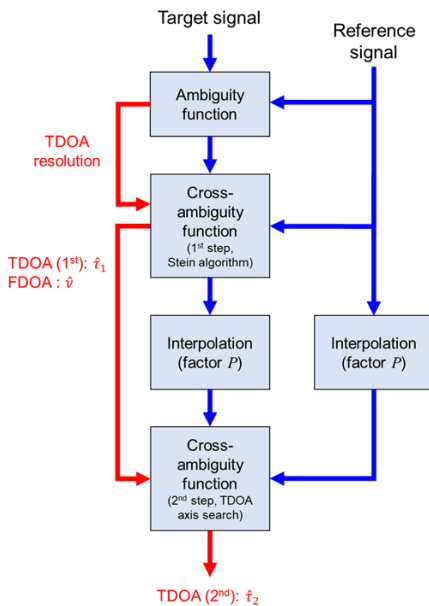


그림 6. 제안한 기법의 블록 다이어그램
Fig. 6. Block diagram of proposed method.

각각 $\Delta\tau^{(1)}$ 과 $\Delta\tau^{(2)}$ 라 하면, $\Delta\tau^{(1)}$ 은 모호성 함수로부터 유도한 TDOA 해상도로부터 설정하고 $\Delta\tau^{(2)}$ 는 $f_s^{(2)}$ 에 의해 결정된다. 따라서, $\Delta\tau^{(1)} = \hat{\tau}_{3dB}$ 와 $\Delta\tau^{(2)} = 1/f_s^{(2)}$ 가 성립한다. 그림 7의 (a)와 (b)는 각각 첫 번째와 두 번째 CAF 유도 단계에서의 CAF 연산

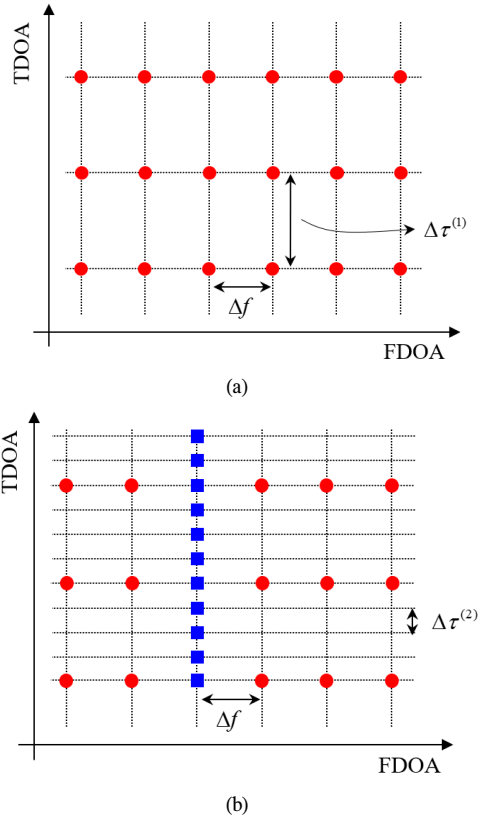


그림 7. 2 단계 CAF 유도, (a) Coarse-mode (첫 번째 과정): TDOA와 FDOA 추정, (b) Fine-mode (두 번째 과정): 보간법을 활용한 TDOA 추정 오차 개선 방법
Fig. 7. 2-step CAF derivation, (a) Coarse-mode (1st step): TDOA and FDOA estimation, (b) Fine-mode (2nd step): improved TDOA estimation method using interpolation.

표 1. Brute-force 방법과 제안한 방법의 연산량
Table 1. Computational complexity of brute-force method and the proposed method.

Method	Computation CAF points
Brute-force	$N_\tau^{(2)} N_\nu = N_\tau^{(1)} P N_\nu$
Proposed	Coarse-mode: $N_\tau^{(1)} N_\nu$
	Fine-mode: $N_\tau^{(2)} = N_\tau^{(1)} P$
	Coarse-mode + Fine-mode: $N_\tau^{(1)} (N_\nu + P) \approx N_\tau^{(1)} N_\nu$

과정을 개념적으로 나타낸 것으로서, (a)는 TDOA와 FDOA 측 모두 연산을 수행하지만 TDOA 측으로는 $\Delta\tau^{(1)}$ 의 간격으로 CAF를 유도하고 (b)는 첫 번째 과정에서 탐지된 위치의 FDOA 추정값 $\hat{\nu}$ 를 기준으로 더 조밀한 TDOA 간격인 $\Delta\tau^{(2)}$ 를 이용하여 CAF를 유도하는 과정을 보여준다.

4.4 연산량 및 탐지 성능 비교

CAF에서 유도하는 grid point의 개수를 통해 연산량을 비교할 수 있다. Coarse-mode와 fine-mode에서 TDOA grid point의 개수를 각각 $N_r^{(1)}$ 과 $N_r^{(2)}$ 라 하고, 각 TDOA grid point에 해당하는 TDOA 간격을 $\Delta\tau^{(1)}$ 과 $\Delta\tau^{(2)}$, FDOA grid point의 개수를 N_ν 라고 할 때, $\Delta\tau^{(2)}$ 의 간격을 기준으로 TDOA의 추정치를 도출하기 위해 요구되는 CAF의 grid point 개수를 표 1에 정리하였다. Brute-force 방법에서 요구되는 CAF grid point의 개수는 $N_r^{(2)}N_\nu = N_r^{(1)}PN_\nu$ 가 되며, 제안한 방법에서는 coarse-mode에서 $N_r^{(1)}N_\nu$, fine-mode에서의 grid point 개수는 $N_r^{(2)}$ 가 된다. 일반적으로

$N_r^{(2)} = N_r^{(1)}P$ 와 $N_\nu \gg P$ 가 성립하므로, 제안한 방법의 grid point 개수는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$N_r^{(1)}(N_\nu + P) \approx N_r^{(1)}N_\nu. \quad (15)$$

Brute-force 방법의 CAF grid point 연산 개수가 $N_r^{(1)}PN_\nu$ 이고 제안한 방법의 CAF grid point 개수가 약 $N_r^{(1)}N_\nu$ 개 이므로, 제안한 방법은 brute-force 방법에 비해 연산량이 P 배 감소하는 것을 확인할 수 있다. 예를 들어 $T_s = 5\mu s$ 를 샘플링 주기라고 하면 $\Delta\tau^{(2)} = 100 ns$ 의 TDOA 간격을 설정하고자 할 때, $P = T_s / \Delta\tau^{(2)} = 50$ 이 되므로 CAF grid point의 연산 개수는 50 배가 감소하게 된다.

기존 Stein 알고리즘과 비교할 때, 제안한 기법의 연산량 감소는 모호성 함수로부터 추정된 TDOA 해상도 $\hat{\tau}_{3dB}$ 에 의해 결정된다. 예를 들어, $\hat{\tau}_{3dB}$ 이 $f_s^{(1)}$ 의 3 배가 될 경우에는 TDOA 측에서 연산 개수가 1/3이 되므로 제안한 기법의 연산량은 1/3이 된다.

제안한 방법은 연산량의 측면에서 분명한 이득이 존재하지만, TDOA 측에서 3 dB 폭에 해당하는 간격으로 CAF를 유도하기 때문에 최대 3 dB의 처리 이득 손실이 발생할 수 있다. 이러한 결과는 표적의 탐지 성능을 저하시키는 요인으로 작용하게 되므로, 하드웨어의 성능을 고려하여 알고리즘을 선택할 필요가 있다.

V. 모의실험

제안한 방법의 TDOA/FDOA 추정 성능을 모의실험으로 확인하기 위해, 표 2에 나타낸 파라미터와 신호 측정 환경을 기반으로 기준 신호 및 표적 신호를 생성하였다. 그리고 FM 스테레오 신호 생성을 위해 ‘Thomas Rhett-Anthem’이라는 음악 파일을 메시지 신호로 사용하였다. 그림 8에는 FM 라디오 송신기, PCL 수신기, 표적의 위치와 속도를 나타내었다.

그림 9는 FDOA가 0 Hz일 때의 모호성 함수를 메시지 신호에 따라 나타낸 것으로서, 90 dB의 SNR을 가지는 기준 신호를 이용하여 모호성 함수를 유도하였다. 그림 8을 보면, 메시지 신호의 구간에 따라 모호성 함수로부터 유도한 TDOA 해상도가 변하는 것을 확인할 수 있다. 또한, TDOA 해상도는 사용한 메시지 신호로부터 최소 1 샘플부터 최대 6 샘플까지 나타

표 2. 모의실험 파라미터
Table 2. Simulation parameters.

Simulation parameters		
FM transmitter and receiver	Transmitter location	(8, 0, 0) km
	Carrier frequency	94.1 MHz
	Sampling frequency	198.45 kHz
	Observation time	1 초
	Receiver location	(0, 0, 0) km
	SNR (reference)	90 dB
Target	Target location	(-10, 50, 8) km
	Target speed	250 m/s
	Target direction	90°
	TDOA	0.3245 ms
	FDOA	-148.92 Hz
SNR (target signal)	-40, -30, -20, -10 dB	
Cross ambiguity function	Decimation factor L (Stein algorithm)	500
	$\Delta\nu$	6.1×10^{-3} Hz
	Interpolation factor P	30
	$\Delta\tau^{(2)}$	0.168 us
Performance analysis	The number of Monte-Carlo simulations Z	200

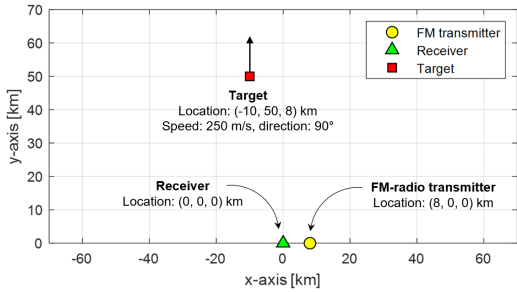


그림 8. FM 라디오 송신기와 수신기, 표적의 위치
Fig. 8. Location of FM-radio transmitter, receiver and target.

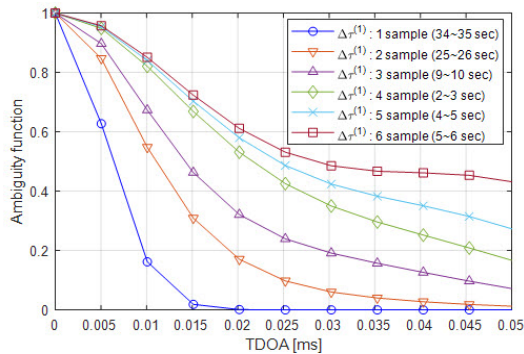


그림 9. 모호성 함수 (TDOA 축, FDOA=0 Hz)
Fig. 9. Ambiguity function (TDOA axis, FDOA=0 Hz).

났으며, 시간 단위로 최소 5.04 us에서 최대 30.23 us로 유도되었다. 이와 같이 TDOA 해상도가 시간에 따라 변하기 때문에, TDOA 축에 대한 모호성 함수의 폭이 넓어지는 경우에는 TDOA 축의 간격도 넓게 설정할 수 있다.

그림 10과 11은 TDOA/FDOA의 추정 성능을 의미하는 RMSE (root mean square error)를 표적 신호의 SNR에 따라 나타낸 것으로서 총 200 번의 Monte-Carlo simulation을 수행하였다. 추정하고자 하는 파라미터를 θ , 총 Z 번의 Monte-Carlo simulation을 통해 유도한 z 번째 추정 결과를 $\hat{\theta}_z$ 라 할 때, RMSE는 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{Z} \sum_{z=0}^{Z-1} (\theta - \hat{\theta}_z)^2}. \quad (16)$$

그리고, 그림 10과 11에는 각 RMSE 그래프와 함께 TDOA와 FDOA에 대한 CRLB (Crámer-Rao lower bound)를 점선으로 표시하였다. CRLB는 이론적 한계 추정 성능을 나타내는 것으로서, TDOA와 FDOA

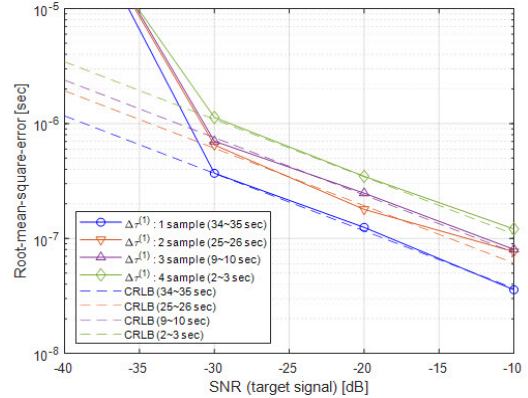


그림 10. TDOA 추정 결과 및 CRLB
Fig. 10. TDOA estimation results and its CRLB.

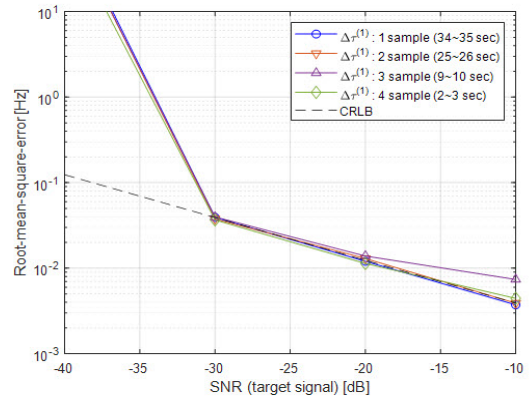


그림 11. FDOA 추정 결과 및 CRLB
Fig. 11. FDOA estimation results and its CRLB.

에 대한 추정 오차 분산의 하한은 다음 조건을 각각 만족한다^[16,17].

$$\sigma_\tau^2 \geq \frac{1}{4\pi^2 B T \gamma \beta^2}, \quad \beta = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df}}, \quad (17)$$

$$\sigma_\nu^2 \geq \frac{1}{4\pi^2 B T \gamma T_e^2}, \quad T_e = \sqrt{\frac{\int_{-T/2}^{T/2} t^2 |s(t)|^2 dt}{\int_{-T/2}^{T/2} |s(t)|^2 dt}}. \quad (18)$$

여기서 B 는 잡음 대역폭, T 는 수집시간을 의미하고 γ 는 effective SNR로서, CAF 연산에 사용되는 두 신호의 SNR을 각각 γ_1 과 γ_2 라 할 때, γ 는 다음 식과 같

이 유도할 수 있다.

$$\frac{1}{\gamma} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} + \frac{1}{\gamma_1 \gamma_2} \right]. \quad (19)$$

그림 10과 11에서 확인할 수 있듯이, 총 4 개의 메시지 신호 구간 (34~35초, 25~25초, 9~10초, 2~3초)에 대해 TDOA의 추정 성능이 표적 신호 SNR이 -30 dB 이상일 때 CRLB에 수렴하는 것을 확인할 수 있다. FDOA에 대한 CRLB는 메시지 신호에 따른 변화는 없기 때문에, CRLB는 모두 동일하며 이에 따라 메시지 신호에 따른 FDOA 추정 성능 차이도 크게 나타나지 않는 것을 볼 수 있다. 그림 10과 그림 11의 RMSE 결과는 제안한 기법이 연산량 감소를 달성하면서도 TDOA/FDOA 추정 성능이 CRLB에 수렴하는 것을 보여주는 것으로서, 제안한 기법을 통한 연산량 감소 효과가 있음에도 TDOA/FDOA 추정 성능에 큰 영향을 주지 않았다는 것을 의미한다.

VI. 결 론

본 논문에서는 FM 라디오 신호 기반의 PCL 시스템에서 TDOA 해상도 정보를 모호성 함수로부터 추정 후, 이를 기반으로 CAF의 TDOA 축에서 연산량을 감소시키는 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 brute-force 방식에 비해 연산량을 보간 계수의 비 만큼 감소시키는 것을 확인하였고, Stein 알고리즘에 비해 수 배의 연산량 감소가 있음을 보였다. 그리고, TDOA와 FDOA의 추정 오차가 CRLB에 수렴하는 것을 확인하여 TDOA/FDOA 추정 성능에는 열화가 없는 것을 모의실험을 통해 증명하였다. 본 논문에서 제안한 방법은 FM 라디오 신호 기반의 PCL 시스템을 실시간으로 구현하는 데에 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] Y. Fu, X. Wan, X. Zhung, G. Fang, and J. Yi, "Side peak interference mitigation in fm-based

passive radar via detection identification," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Syst.*, vol. 53, no. 2, pp. 778-788, 2017.

[3] B. Tuysuz, J. V. Urbina, and J. D. Mathews, "Effects of equatorial electrojet on fm-based passive radar systems," *IEEE Trans. Geosci. and Remote Sensing*, vol. 55, no. 7, pp. 4082-4088, 2017.

[4] G.-H. Park, D.-G. Kim, H. J. Kim, and H.-N. Kim, "Maximum-likelihood angle estimator for multi-channel FM-radio-based passive coherent location," *IET Radar, Sonar & Navig.*, vol. 12, no. 6, pp. 617-625, 2018.

[5] S.-H. Seol, Y.-J. Choi, and I.-S. Choi, "Target recognition method of DTV-Based passive radar using multi-channel combining method," *J. KIEES*, vol. 28, no. 10, pp. 794-801, Oct. 2017.

[6] G. Bournaka, M. Ummenhofer, D. Cristallini, J. Palmer, and A. Summers, "Experimental study for transmitter imperfections in DVB-T based passive radar," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Syst.*, vol. 54, no. 3, pp. 1341-1354, 2018.

[7] S. Choi, D. Crouse, P. Willett, and S. Zhou, "Multistatic target tracking for passive radar in a DAB/DVB network: Initiation," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 51, no. 3, pp. 2460-2469, Jul. 2015.

[8] H. Bolvardi, M. Derakhtia, and A. Sheiki, "Dynamic clutter suppression and multitarget detection in a DVB-T-Based passive radar," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Syst.*, vol. 53, no. 4, pp. 1812-1825, 2017.

[9] F. Colone, T. Martelli, C. Bongioanni, D. Pastina, and P. Lombardo, "Wifi-based PCL for monitoring private airfields," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Syst.*, vol. 32, no. 2, pp. 22-29, Feb. 2017.

[10] B. Demissie, "Clutter cancellation in passive radar using GSM broadcast channels," *IET Radar, Sonar & Navig.*, vol. 8, no. 7, pp. 787-796, 2014.

[11] R. Zemmari, B. Knoedler, and U. Nickel, "On angle estimation in GSM passive coherent

location systems,” *2016 17th IRS*, pp. 1-5, Krakow, Poland, May 2016.

[12] G. D. Hartwell, “Improved geo-spatial resolution using a modified approach to the complex ambiguity function,” Master’s Thesis, Naval Postgraduate School, 2005.

[13] S. Stein, “Algorithms for ambiguity function processing,” *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Process.*, vol. ASSP-29, pp. 588-599, Jun. 1981.

[14] A. Yeredor and E. Angel, “Joint TDOA and FDOA estimation: A conditional bound and its use for optimally weighted localization,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 4, pp. 1612-1623, Apr. 2011.

[15] F. Colone, C. Borgiaanni, and P. Lombardo, “Multifrequency integration in FM radio-based passive bistatic radar. Part I: Target detection,” *IEEE A&E Syst. Mag.*, vol. 28, no. 4, pp. 28-39, Apr. 2013.

[16] D.-G. Kim, J.-O. Park, M. S. Lee, Y.-M. Park, and H.-N. Kim, “A 2-Step global optimization algorithm for TDOA/FDOA of communication signals,” *J. IEIE*, vol. 52, no. 4, pp. 649-657, Apr. 2015.

[17] D.-G. Kim, Y.-H. Kim, J.-O. Park, M. S. Lee, Y.-M. Park, and H.-N. Kim, “A sequential estimation algorithm for TDOA/FDOA extraction for communication signals,” *J. IEIE*, vol. 51, no. 7, pp. 1486-1494, Jul. 2014.

박 근 호 (Geun-Ho Park)



2013년 2월 : 부산대학교 전자
전기공학부 학사 졸업
2015년 2월 : 부산대학교 전자
전기컴퓨터공학과 석사 졸업
2015년 3월~현재 : 부산대학교
전기전자컴퓨터공학과 박사
과정

<관심분야> 레이더 신호처리, 배열 신호처리

[ORCID:0000-0002-1919-7048]

손 소 영 (So-Young Son)



2017년 2월 : 부산대학교 해양
학과, 전자공학과 학사 졸업
2019년 2월 : 부산대학교 전자
전기컴퓨터공학과 석사 졸업
2019년 2월~현재 : 국방기술품
질원 연구원

<관심분야> 레이더 신호처리,
소나 신호처리

[ORCID:0000-0001-7311-3952]

안 준 일 (Jun-II Ahn)



2004년 2월 : 중앙대학교 전자전
기공학부 학사 졸업
2006년 2월 : 광주과학기술원 기
전공학과 석사 졸업
2006년 2월~2007년 2월 : 삼성
전자 연구원
2012년 8월 : 광주과학기술원 정
보기전공학부 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 전자공학과 학사 졸업
1998년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 석사 졸업
2012년 3월~2019년 8월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 박사 졸업

1998년 2월~현재 : 국방과학연구소 책임 연구원
<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 무선방송연구소 선임 연구원
2003년 3월~2007년 2월 : 부산대학교 전자전기통신공학부 조교수
2007년 3월~2012년 2월 : 부산대학교 전자전기통신공학부 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 신호처리, 디지털 방송 신호처리, 생체 신호처리
[ORCID:0000-0003-3841-448X]