

논문 2015-52-4-6

# 통신 신호에서 TDOA/FDOA 정보 추출을 위한 2-단계 전역 최적화 알고리즘

( A 2-Step Global Optimization Algorithm for TDOA/FDOA of  
Communication Signals )

김 동 규\*, 박 진 오\*\*, 이 문 석\*\*, 박 영 미\*\*\*, 김 형 남\*\*\*\*

( Dong-Gyu Kim, Jin-Oh Park, Moon Seok Lee, Young-Mi Park, and Hyoung-Nam Kim<sup>©</sup> )

## 요 약

TDOA (time difference of arrival)와 FDOA (frequency difference of arrival) 정보를 활용한 고 정밀 위치 추정 방법에 대한 연구는 최근 전자전 시스템 분야의 핵심 주제이다. TDOA/FDOA 위치 추정 시스템은 TDOA와 FDOA 정보를 추출하는 단계와 추출한 정보로부터 신호원의 위치를 추정하는 두 단계로 나뉘며, 정보 추출 단계에서 CAF (complex ambiguity function) 기반의 다양한 알고리즘이 제안되었다. 미상 신호원과 수신단간의 이격이 수백km인 전자전 지원 시스템 환경에서 기존의 CAF 기반 알고리즘을 사용하여 통신 신호로부터 TDOA 및 FDOA 정보를 추출하는 경우, 고 정밀 위치 추정을 위해서는 수신단에서 장시간의 수집시간이 요구된다. 이러한 수집시간의 증가는 신호처리를 위해 수신단으로부터 중앙처리장치로 데이터를 전송하는 데 소요되는 시간을 수용할 수 없을 만큼 늘어나게 할뿐만 아니라, 데이터량의 증가로 인한 연산량의 증가까지 야기하게 된다. 따라서 본 논문에서는 전자전 환경에서 통신 신호 기반 TDOA/FDOA 정보의 정밀 추정에 요구되는 수집시간을 CRLB (Cramer-Lao lower bound)를 이용하여 이론적으로 분석하고, 고 정밀 추정을 위해 장 시간동안 수집된 대용량의 데이터를 이용하였을 때, 기존의 알고리즘과 정확도는 유사하면서 전송시간 및 연산량을 최소화하는 2-단계 전역 최적화 알고리즘을 제안한다. 또한 제안한 알고리즘을 기존 CAF 기반 알고리즘과 연산량을 비교 분석하고, CRLB를 통해 유도된 한계 성능과 비교 분석하여 알고리즘의 성능을 검증한다.

## Abstract

In modern electronic warfare systems, a demand on the more accurate estimation method based on TDOA and FDOA has been increased. TDOA/FDOA localization consists of two-stage procedures: the extraction of information from signals and the estimation of emitter location. Various algorithms based on CAF (complex ambiguity function), which is known as a basic method, has been presented in the area of extractions. When we extract TDOA and FDOA information using a conventional method based on the CAF algorithm from communication signals, considerably long integration time is required for the accurate position estimation of an unknown emitter far from sensors more than 300 km. Such long integration time yields huge amount of transmission data from sensors to a central processing unit, resulting in heavy computational complexity. Therefore, we theoretically analyze the integration time for TDOA/FDOA information using CRLB and propose a two-stage global optimization algorithm which can minimize the transmission time and a computational complexity. The proposed method is compared with the conventional CAF-based algorithms in terms of a computational complexity and the CRLB to verify the estimation performance.

**Keywords :** TDOA, FDOA, electronic warfare, CAF

\* 학생회원, \*\*\*\* 정회원, 부산대학교 전자전기컴퓨터공학과  
(Department of Electrical and Computer Engineering, Pusan National University)

\*\* 정회원, LIG넥스원(LIG Nex1)

\*\*\* 정회원, 국방과학연구소(Agency for Defense Development)

© Corresponding Author(E-mail: hnkim@pusan.ac.kr)

※ 본 논문은 2012년 국방과학연구소의 “미상신호 위치탐지 및 추적장치”에 대한 연구용역으로 지원되었음.

※ 본 논문은 BK21플러스, IT기반 융합 창의인력양성사업단에 의하여 지원되었음.

Received ; September 16, 2014    Revised ; December 4, 2014    Accepted ; April 2, 2015

## I. 서 론

최근 전자전 지원 시스템에서 미상 신호원의 고정밀 위치 추정에 대한 필요성이 증가됨에 따라 기존의 도래 각 정보가 아닌 두 수신단에서 측정된 수신 신호의 도착 시간 차이 정보인 TDOA (time difference of arrival)와 도플러 주파수 차이인 FDOA (frequency difference of arrival)와 같은 이차(quadratic) 정보를 이용하는 방법에 관한 연구가 활발하게 진행되고 있다<sup>[1~3]</sup>. TDOA 와 FDOA를 이용한 위치 추정은 원 수신 신호로부터 TDOA 또는 FDOA 정보를 추정하는 단계와 추정된 TDOA 및 FDOA를 이용하여 신호원의 위치를 추정하는 단계로 구성되며<sup>[1]</sup> 각 단계별로 다양한 알고리즘이 제안되었다<sup>[2~9]</sup>. 이 중, 정보 추정 단계에서는 기존의 레이더, 소나 시스템 및 위성 시스템에서 위치 추정에 사용되는 AF (ambiguity function)<sup>[5]</sup>를 두 센서에서 수신한 신호에 적용한 CAF (complex ambiguity function)를 기반으로 TDOA와 FDOA를 동시에 추정하는 연구가 진행되어 왔다<sup>[6~11]</sup>.

TDOA 및 FDOA 동시 추정을 위해 사용되는 CAF는 식 (1)과 같이 정의된다<sup>[7]</sup>.

$$A(\tau, \nu) = \left| \int_0^T r_1(t) r_2^*(t + \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt \right| \quad (1)$$

여기서 \*는 복소 공액(complex conjugate)이며, 수집 시간  $T$ 초 동안의 복소 신호(complex signal)  $r_1(t)$ 와  $r_2(t)$ 를 이용하여 CAF가 최대가 되는 시간이동  $\tau$ 와 주파수 이동  $\nu$ 로부터 TDOA와 FDOA 값을 추정한다. 즉, 복소 신호  $r_1(t)$ 과 시간 이동 및 주파수 이동을 수행한  $r_2(t)$ 간의 상관관계가 가장 높을 때의 파라미터 값이 TDOA/FDOA 정보의 추정치가 된다.

CAF를 기반으로 하는 기본적인 알고리즘으로 고려하는 모든 시간 이동 및 주파수 이동에 대하여 식 (1)의 연산을 수행한 뒤 전수 조사를 수행하여 최댓값을 찾는 brute-force 방법<sup>[6]</sup>이 있지만 과도한 연산량 문제로 인해 실제 시스템에서 사용하는 데에는 한계가 있다. 따라서 TDOA 및 FDOA 정보 추정 알고리즘에 관한 연구는 연산량 문제를 극복하기 위한 방향으로 진행되고 있으며 대표적으로 앨리어싱(aliasing)이 발생하지 않는 한도 내에서 decimation을 수행하여 불필요한 주파수축 연산을 최소화하면서도 brute-force 방법과 동일한 정확도를 유지하는 알고리즘<sup>[7~8]</sup>이 제안되었으며 참고문헌

[7]은 현재까지도 대부분의 TDOA/FDOA 분야의 논문에서 활용하고 있다<sup>[10]</sup>. 최근에는 참고문헌 [7]에서 제안된 알고리즘을 기반으로 위협 신호가 통신대역 신호일 경우의 파라미터 특성을 이용하여 연산을 효율적으로 수행하는 순차추정 알고리즘<sup>[11]</sup>이 제안되었다.

본 논문에서 고려하는 전자전 환경의 통신 신호의 경우 대역폭이 좁은 지속파의 특성으로 인해 FDOA 정보 추정의 성능은 상대적으로 우수하지만 TDOA 정보 추정 성능은 떨어지는 특징이 있다<sup>[1]</sup>. 따라서 고 정밀 위치 추정을 위해서는 수집시간을 늘려서 TDOA 정보 추정의 정확도를 향상시키는 것이 필수적으로 요구된다. 하지만 수집시간의 증가는 데이터량의 증가를 수반하기 때문에 참고문헌 [7]이나 [11]에서 제안된 알고리즘을 사용하더라도 연산량의 과도한 증가를 피할 수가 없다. 또한, CAF 연산을 수행하기 위해 각 수신단에서 수집한 신호들을 중앙의 연산처리로 전송할 때, 데이터량 증가에 비례하여 전송시간이 증가하므로 신속한 전략수립이 요구되는 전자전 시스템에서는 적합하지 않을 수 있다.

따라서 본 논문에서는 CRLB를 이용하여 TDOA 및 FDOA 정보 추정 정확도에 따라 요구되는 수집시간을 분석하고 위협 통신신호에서 높은 정확도를 가지는 TDOA/FDOA 정보를 추정하는 동시에 전송시간을 최소화하기 위하여 decimation을 이용하여 전송데이터를 최소화하고 첫 번째 단계에서 대략적인 추정치를 출력한 다음, 두 번째 단계에서 첫 번째 단계의 추정치에 인접한 값에 대해서 정밀 추정을 수행하는 2단계 추정 알고리즘을 제안한다. 또한, 이 때 제안하는 알고리즘에서 발생하는 국소 최댓값(local maximum) 수렴 문제를 분석하고 다중 초기값을 이용한 전역 최적화 방법을 활용하여 이를 해결한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II장에서 수신신호의 모델 및 TDOA/FDOA에 대한 CRLB를 설명하고, 이를 이용하여 목표 성능을 만족시키기 위한 SNR (signal-to-noise ratio) 및 수집시간을 분석한다. III장에서는 본 논문에서 제안하는 2단계 전역 최적화 알고리즘에 대해 상세히 설명하고, IV장에서 모의 실험결과를 바탕으로 제안한 알고리즘과 기존 알고리즘의 연산량을 비교하고 알고리즘의 성능을 검증한다. 마지막으로 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. 통신 신호의 TDOA 및 FDOA에 대한 CRLB

본 장에서는 수신 신호 및 추정해야 할 파라미터인 TDOA/FDOA를 모델링하고 TDOA 및 FDOA에 대한 CRLB를 유도하여 이론적 목표 성능을 만족시키기 위한 수집시간을 분석한다.

### 2.1 수신 신호 모델링 및 CRLB

미상 신호원으로부터 방사되는 신호  $s(t)$ 는 공간상으로 전파되어 두 수신단에 도달하게 된다. 이 때, 도플러 주파수 및 시간 지연이 포함된 복소 수신신호  $r_1(t)$ 와  $r_2(t)$ 는 식 (2)와 식(3)과 같이 정의된다.

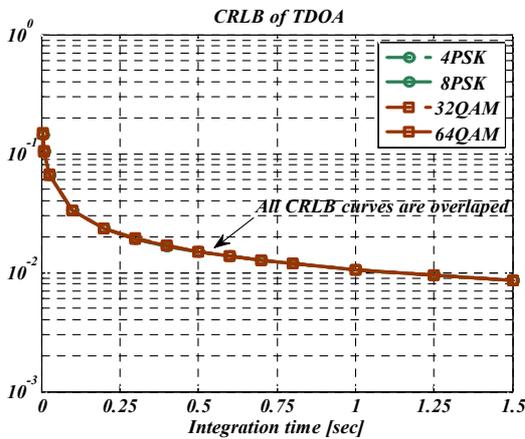
$$r_1(t) = a_1 s(t - \tau_1) e^{j2\pi\nu_1(t - \tau_1)} + n_1(t) \quad (2)$$

$$r_2(t) = a_2 s(t - \tau_2) e^{j2\pi\nu_2(t - \tau_2)} + n_2(t) \quad (3)$$

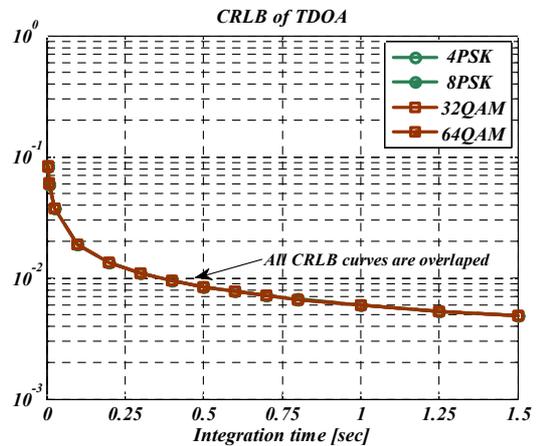
여기서  $a_1$ 과  $a_2$ 는 전파 감쇠,  $\tau_1$ 과  $\tau_2$ 는 미상 신호의 전파 시점으로부터 각 수신단에 도착한 시간,  $\nu_1$ 과  $\nu_2$ 는 각 수신단에서의 도플러 주파수이며,  $n_1(t)$ 와  $n_2(t)$ 는 백색 가우시안 잡음으로 가정한다.

TDOA/FDOA의 추출 한계 성능을 이론적으로 분석하기 위해서 CRLB<sup>[12]</sup>를 식 (2) 및 식 (3)의 신호모델에 적용하면 TDOA의 CRLB  $\sigma_\tau^2$ 과 FDOA의 CRLB  $\sigma_\nu^2$ 은 식 (4) 및 식 (5)와 같이 유도된다<sup>[7, 13]</sup>.

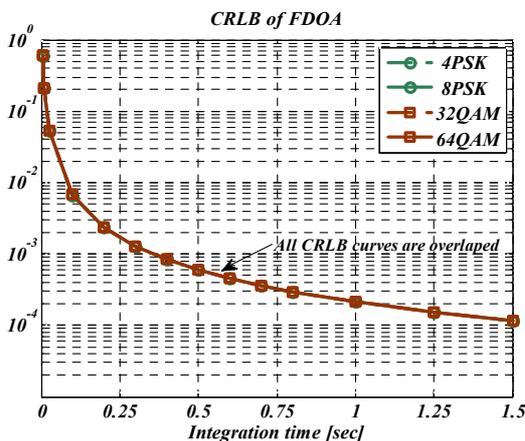
$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{4\pi^2 BT\gamma\beta^2}, \quad \beta = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)| df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)| df}} \quad (4)$$



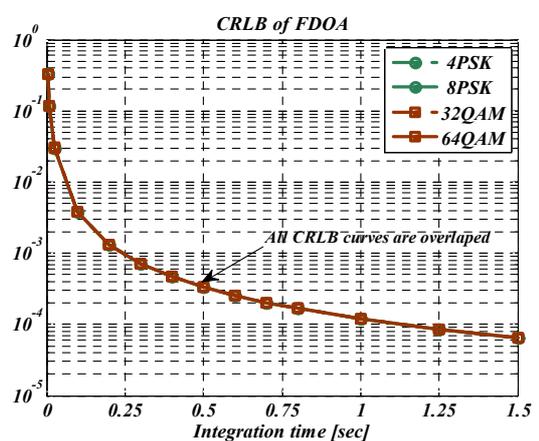
(a)



(c)



(b)



(d)

그림 1. 수집시간 대비 CRLB (a) TDOA - 15dB (b) FDOA - 15dB (c) TDOA - 20dB (d) FDOA - 20dB

Fig. 1. CRLB curves according to the integration time.

(a) TDOA - 15dB (b) FDOA - 15dB (c) TDOA - 20dB (d) FDOA - 20dB

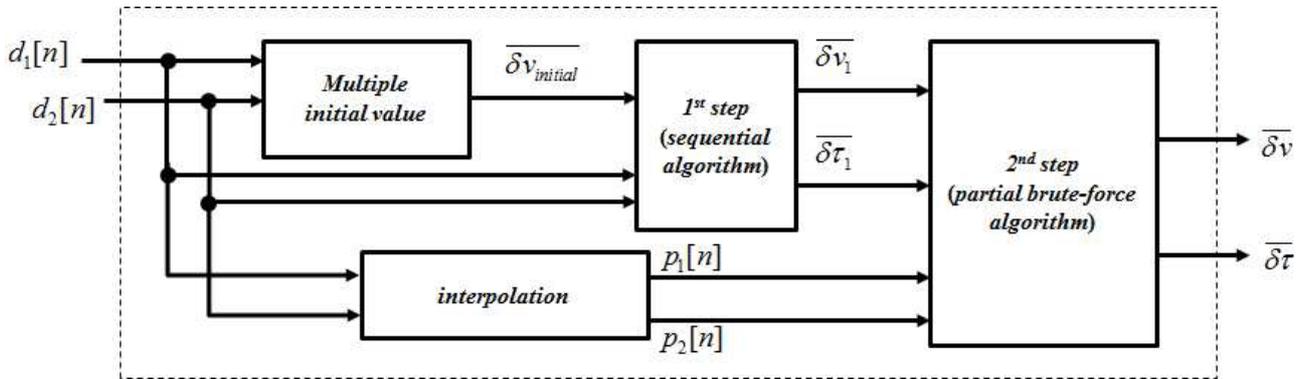


그림 2. 2-단계 전역 최적화 알고리즘의 블록도

Fig. 2. Block diagram of 2-stage global optimization algorithm.

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{4\pi^2 B T \gamma T_e^2}, \quad T_e = \sqrt{\frac{\int_0^T t^2 |s(t)| dt}{\int_0^T |s(t)| dt}} \quad (5)$$

여기서  $B$ 는 수신기의 잡음 대역폭,  $T$ 는 수집시간,  $\beta$ 는 rms (root mean square) 대역폭,  $T_e$ 는 rms 수집 시간이며  $\gamma$ 는 effective SNR로 식 (6)과 같다<sup>[7]</sup>.

$$\frac{1}{\gamma} = \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} + \frac{1}{\gamma_1 \gamma_2} \right] \quad (6)$$

여기서  $\gamma_1$ 과  $\gamma_2$ 는 수신단 1 및 수신단 2에서의 SNR이다. 식 (4)와 (5)로부터 신호 및 각 파라미터에 따른 추출 성능의 이론적 한계 값을 구할 수 있다.

## 2.2 TDOA/FDOA 목표 성능을 위한 수집시간 분석

본 절에서는 2.1절에서 설명한 CRLB를 이용하여 TDOA와 FDOA 오차의 표준편차가 특정 SNR에 대하여 목표 성능인 10ns 및 0.1Hz 이하를 만족시키기 위해 필요한 수집시간을 분석한다. 여기서 제시된 목표 성능은 수신단과 신호원간의 이격대비 약 1% 이하의 위치 추정오차를 만족하는 값이다<sup>[14]</sup>. 수신된 신호는 임의의 이진 데이터에 PSK 및 QAM 디지털 변조를 수행한 신호에 roll-off factor가 0인 이상적인 shaping filter를 적용하고, 수신 후에 대역폭 40kHz의 저역필터를 통과시킨 것이다. 그림 1(a)와 그림 1(b)는 SNR이 15 dB일 때, TDOA의 CRLB와 FDOA의 CRLB를 도시한 것으로, 모든 PSK 및 QAM 변조신호가 성능이 동일하며 FDOA 성능은 수집시간이 약 5ms 이상이면 0.1Hz를 충분히 만족한다. 하지만 TDOA의 성능은 식 (4)와 같이 신호의 대역폭에 반비례하므로 상대적으로 대역폭이 좁은

특성을 가지는 통신신호가 10ns 성능을 만족시키기 위해서는 약 1.1초 이상 데이터를 수집해야 하는 것을 확인할 수 있다. 이와 유사하게, 그림 1(c)와 그림 1(d)에 SNR이 20 dB일 때, TDOA의 CRLB와 FDOA의 CRLB를 도시하였으며 약 2~3ms 이상의 수집시간에서 0.1Hz 이하의 CRLB 값을 가지지만 TDOA의 CRLB 값이 10ns 이하이기 위해서는 약 0.3초 이상의 수집시간이 필요한 것을 확인할 수 있다. 이러한 장시간의 수집시간은 수신단으로부터 중앙처리장치로 전송 시에 소요되는 시간을 과도하게 증가시키는 문제를 유발하며 TDOA 및 FDOA 정보 추정 시 사용되는 알고리즘의 연산량 증가 또한 수반하게 된다.

## III. 2 단계 전역 최적화 알고리즘

본 장에서는 위협 통신신호의 고 정밀 위치추정을 위한 TDOA/FDOA 위치 추정 시스템에서 전송 데이터를 최소화하고 연산량을 줄이는 동시에 추정 정확도를 유지하는 2 단계 정보 추정 알고리즘을 제안한다. 이 때, 제안하는 알고리즘에서 발생하는 국소 최댓값 문제는 다중 초기 값을 이용한 전역 최적화 기법을 적용하여 해결한다.

### 3.1 2 단계 TDOA/FDOA 정보 추정 알고리즘

본 논문에서 고려하는 전자전 환경에서는 기저대역에서 40kHz 이하의 대역폭을 가지는 통신 신호를 가정하며, 10ns 이하의 해상도를 가지기 위해 100MHz 이상의 높은 샘플링 주파수를 사용해야 한다. 이러한 환경은 크게 다음과 같은 두 가지 문제를 야기한다. 첫째, 통신 신호의 좁은 대역폭으로 인해 TDOA 추정 정확도가 떨어지므로 정밀한 추정을 위해서는 수집시간 증가가 불

가파하다. 이러한 수집시간의 증가는 데이터량의 증가로 이어지고 수집한 데이터를 중앙처리장치로 전송하는데 소요되는 시간이 수용할 수 없을 만큼 증가하는 문제가 발생한다. 둘째, 긴 수집시간과 함께 높은 샘플링 주파수 또한 과도한 데이터량의 증가를 야기하여 기존의 알고리즘으로는 신속한 신호처리가 요구되는 실제 시스템에서는 적용이 불가하다. 이를 해결하기 위해서는 낮은 샘플링 주파수를 사용해야 하지만 전자전 상황의 특성상 신호의 대역폭에 대한 사전정보가 없으므로 낮은 샘플링 주파수를 사용할 경우, 정보가 손실될 가능성이 존재한다. 따라서 본 논문에서는 decimation을 수행하여 데이터 양을 줄여 전송시간을 최소화하고 이렇게 줄여진 적은 양의 데이터로부터 첫 번째 단계에서 대략적인 추정치를 구한 후, 두 번째 단계에서 정밀한 TDOA/FDOA 정보를 추정하는 2 단계 전역 최적화 알고리즘을 다음과 같이 제안한다.

먼저, 각 수신기에서 샘플링 주기  $T_s$ 로 획득한 수신 신호  $r_1[n]$ ,  $r_2[n]$ 에 앨리어싱으로 인한 신호의 왜곡이 발생하지 않는 한도 내에서 decimation을 수행하여 식 (7) 및 (8)과 같이 낮은 샘플링 주파수로 샘플링한 것과 동일한 효과를 발생시킨 신호를 획득한다.

$$d_1[n] = r_1[Kn] \quad (7)$$

$$d_2[n] = r_2[Kn] \quad (8)$$

여기서  $K$ 는 decimation factor이다.

각 수신단에서 decimation을 수행한 데이터  $d_1[n]$ 과  $d_2[n]$ 은 중앙처리장치로 송신할 때 decimation factor가 클수록 데이터가 줄어들게 되므로 각 수신단에서 중앙처리장치로의 과도한 전송시간의 문제를 최소화할 수 있다. 중앙처리장치로 송신된 신호는 그림 2와 같은 처리과정을 거치게 되는데 첫 번째 단계(그림 2의 1<sup>st</sup> step - sequential algorithm)에서는 decimation에 의해 낮아진 시간 축 해상도  $KT_s$ 를 가지는 TDOA 추정치  $\overline{\delta\tau_1}$  및 FDOA 추정치  $\overline{\delta\nu_1}$ 을 출력한다. 이 때, TDOA/FDOA 추정치를 출력하기 위한 알고리즘으로는 식 (1)에  $\nu$ 를 0으로 두고 연산을 수행하여 최댓값이 될 때의 시간지연 값을 찾아서 대략적인 TDOA 값을 추출하고, 이를 이용하여 FDOA 값을 찾는 방법을 반복적으로 수행하여 수렴할 때의 TDOA/FDOA 값을 출력하는 기존의 참고문헌 [11]에서 제안된 알고리즘을 적용한다. 첫 번째 단계에서는

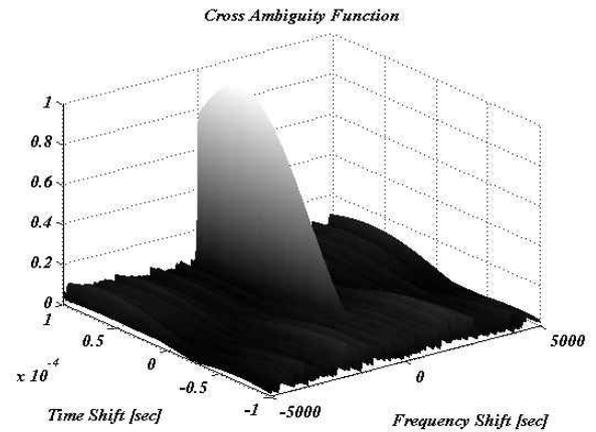


그림 3. CAF 예시 (TDOA 범위 : -100us~100us)  
Fig. 3. CAF example (TDOA range : -100us~100us)

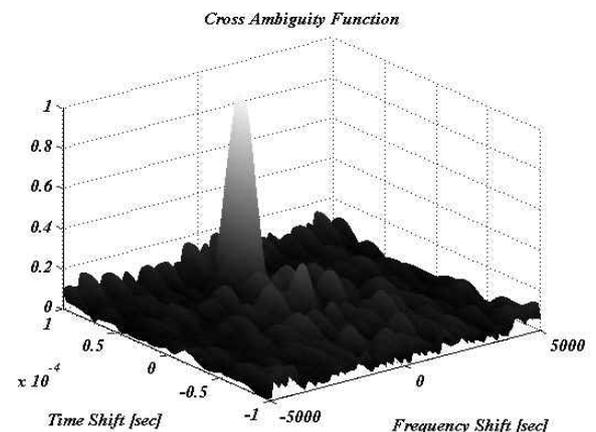


그림 4. CAF 예시 (TDOA 범위 : -100us~100us)  
Fig. 4. CAF example (TDOA range : -100us~100us)

decimation으로 줄여진 데이터의 양만큼 해상도가 감소한 대략적인 추정치를 획득하므로 이를 이용하여 목표하는 정밀한 추정 방법이 요구된다. 따라서 두 번째 단계의 정밀 추정을 위해 decimation에 의해 줄여진 데이터를 보간법(interpolation)을 수행하여 고해상도의 데이터를 복원하고, 식 (9)와 같이 첫 번째 단계에서 출력한 추정치의 인접한 값에만 brute-force 방법을 적용함으로써 연산량은 최소화하면서 정밀한 추정 정확도를 얻을 수 있다.

$$A(l, \overline{\delta\nu_1}) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} p_1[n] p_2^*[n+l] e^{-j2\pi \frac{n\overline{\delta\nu_1}}{Q}} \right| \quad (9)$$

$$l = \overline{\delta\tau_1} - K, \overline{\delta\tau_1} - K + 1, \dots, \overline{\delta\tau_1} + K$$

여기서,  $p_1[n]$ 과  $p_2[n]$ 은 보간법을 수행한 후 복원된 데이터이며,  $Q$ 는 고려하는 주파수 축의 데이터 개수이다. 이 때, 보간법은  $d_1[n]$ 과  $d_2[n]$ 의 데이터 샘플 사이에

$K-1$ 개의 0을 삽입하고 40kHz의 대역폭을 가지는 이상적인 저역필터를 통과시키는 upsampling 방법을 적용하였다<sup>[15]</sup>.

### 3.2 다중 초기값을 이용한 전역 최적화 방법

CAF의 크기는 주파수 축에서는 수집시간에 반비례하며 시간 축에서는 신호의 대역폭에 반비례하는 특성을 가진다. 좁은 대역폭을 사용하는 통신 신호의 경우 고려하는 그림 3과 같이 시간 축으로 넓은 영역에 걸쳐 메인 로브가 형성되므로 TDOA 초기값을 0s로 설정하는 순차추정 알고리즘(그림 2의 첫 번째 단계)이 국소 최댓값에 수렴하는 현상이 발생하지 않는다. 하지만 장거리 위치 추정을 위하여 수신단간 이격을 늘임으로써, 고려하는 TDOA의 범위가 늘어난 경우는 그림 4와 같이 메인 로브가 전 영역에 걸쳐 형성되지 못하므로 TDOA 초기값을 0s로 설정할 경우 순차 추정 알고리즘이 국소 최댓값에 수렴하는 문제가 발생하게 된다.

본 논문에서는 이를 해결하기 위해 고려하는 TDOA 범위를 통신 신호의 최소 대역폭을 기준으로 분할하여 다중 초기값을 설정한 후, 각각의 초기값에 대한 CAF를 연산한 결과 값이 최대가 될 때의 주파수 값을 그림 2와 같이 초기 FDOA 값  $\overline{\delta\nu_{initial}}$ 로 추정한다. 설정된 초기 FDOA 값은 III장 1절에서 제안한 추정 알고리즘에 동일하게 적용한다. 다중 초기값이 적용된 알고리즘은 항상 메인 로브에 포함되므로 순차추정알고리즘이 국소 최댓값에 수렴하는 문제를 해결하여 항상 전역 최댓값에 수렴하게 한다.

## IV. 모의실험 결과

본 장에서는 III장에서 제안한 2단계 전역 최적화 알고리즘과 기존 CAF 기반 알고리즘의 연산량을 그래프를 통해 비교하고 II장에서 CRLB를 이용해 유도한 TDOA 및 FDOA 추출 한계 성능을 바탕으로 SNR 대비 알고리즘의 추출 성능을 검증 및 분석한다.

### 4.1 각 알고리즘에 대한 연산량 비교

기존의 알고리즘 및 본 논문에서 제안한 알고리즘의 연산량을 표 1에 나타내었다<sup>[11]</sup>. 여기서  $M$ 은 brute-force 방법에서 고려하는 시간 축 샘플의 총 수이며,  $Q$ 는 고려하는 주파수 축 샘플의 수,  $N$ 은 총 데이터 수, 그리고  $L$ 은 참고문헌 [7]에서 제안한 fine-mode

표 1. 각 알고리즘에 대한 연산량.

Table 1. The number of operations of each algorithms.

Algorithm	The number of operations
Brute-force	$MNQ$
fine-mode	$MN\frac{Q}{L}\log_2\frac{Q}{L}$
sequential method	$v\left(MN+\frac{Q}{L}\log_2\frac{Q}{L}\right)$
proposed method	$u\frac{Q}{KL'}\log_2\frac{Q}{KL'} + v\left(\frac{M}{K}\frac{N}{K}+\frac{Q}{KL'}\log_2\frac{Q}{KL'}\right) + KN$

알고리즘에서 사용하는 파라미터 값으로 ( $Q/L$ )가 zero padding 후의 샘플 수와 대응된다<sup>[11]</sup>. 또한,  $v$ 는 순차 추정 알고리즘의 수렴까지 수행되는 반복 횟수이다.

제안한 알고리즘의 연산량은 총 3개의 항으로 이루어지며 첫 번째 항은 각 초기값에 대한 주파수축 FFT 연산을 의미하고  $u$ 는 초기값의 개수를 나타낸다. 두 번째 항은 그림 2의 첫 번째 단계에서 수행되는 순차추정 알고리즘의 연산량으로 시간 축을 연산할 때, 샘플 수가 decimation factor  $K$ 만큼 줄어들고 이에 따라 고려하는 시간 축 샘플  $M$ 도  $M/K$ 으로 줄어드는 것을 나타낸다. 마지막으로 세 번째 항은 그림 2의 두 번째 단계에서 수행되는 연산량으로 interpolation 수행 후에 block 1에서 추정된 TDOA 값 주위의  $K$ 개의 시간 값에 대한 연산을 의미한다. 또한 제안하는 방법의 경우, 앨리어싱을 발생시키지 않기 위해 decimation factor  $K$ 에 의한 영향만큼 줄어든  $L'$ 을 사용하여  $KL'$ 이  $L$ 과 유사한 값을 가지도록 설계해야 한다.

모의실험에 사용된 샘플링 주파수는 160MHz를 사용하였고, 수집시간을 0.4s로 설정하여 총 샘플의 수  $N$ 은  $64\times 10^6$ 이 된다. 또한  $M$ 은 고려하는 수신단간 이격이 25km일 때 식 (10)에 의해 12,800이 된다.

$$M = f_s \frac{R}{c} \quad (10)$$

여기서  $R$ 은 수신단 간 거리이고,  $c$ 는 전파 속도다.  $Q$ 는 주파수 축 해상도가 0.1Hz를 만족하기 위해  $1.6\times 10^9$ 을 사용하고  $L$ 을 8,000으로 사용하여 최종적으로 고려하는 주파수 범위  $f_s/(2L)$ 를  $\pm 10$ kHz가 되도록 설정하였으며  $KL' = L$ 이 되도록 하였다. 그림 5는  $K$ 에 대

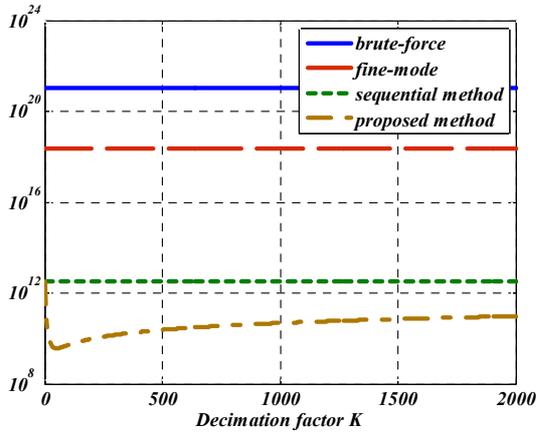


그림 5. Decimation factor  $K$ 에 대한 각 알고리즘 별 연산량.  
Fig. 5. The number of operations of each algorithm by decimation factor  $K$ .

한 연산량을 도시한 것으로 brute-force 방법과 fine-mode 방법에 비해 제안한 알고리즘의 연산량이 각각  $10^8$ 배,  $10^6$ 배 이상으로 확연히 적은 것을 확인할 수 있고, 순차추정 알고리즘과 비교해보면  $K$ 가 커짐에 따라 약  $10^3$ 배까지 적어지다가 제안된 알고리즘 연산량의 세 번째 항에 의해 조금씩 연산량이 많아져서  $K$ 값이 2,000에 가까워졌을 때는 약  $10^2$ 배 연산량이 적은 것을 확인할 수 있다.

#### 4.2 제안한 알고리즘의 성능 및 CRLB

본 절에서는 기존 알고리즘 및 제안한 2-단계 전역 최적화 알고리즘의 SNR 대비 성능을 분석하고, CRLB를 이용하여 성능을 검증한다.

샘플링 주파수와 수집시간은 4.1절과 동일한 160MHz

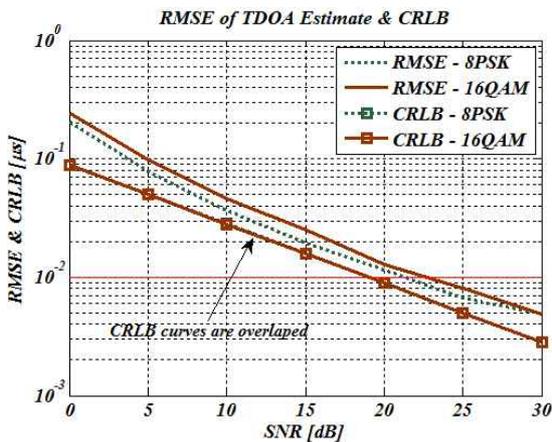


그림 6. 제안한 알고리즘의 TDOA 추정 성능 및 CRLB  
Fig. 6. Performance of TDOA estimation and CRLB for proposed method.

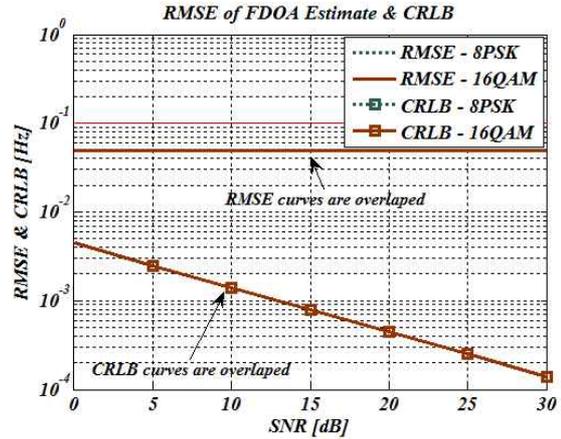


그림 7. 제안한 알고리즘의 FDOA 추정 성능 및 CRLB.  
Fig. 7. Performance of FDOA estimation and CRLB for proposed method.

및 0.4s를 이용하였으며, 8PSK와 16QAM 기저 대역 변조 신호를 사용하였다. 이 때, 심볼률(symbol rate)은 40kHz를 사용하고, roll-off factor가 0인 이상적인 shaping filter를 적용하였으며, 수신한 후에 40kHz의 대역폭을 가지는 저역필터를 통과시켰다. 그림 6은 각 SNR에 대하여 100회 반복 수행하여 TDOA의 RMSE (root mean square error)를 구한 것으로 각 변조신호에 대한 CRLB와 함께 도시하였다. 그림으로부터 약 22~23dB 일 때, 오차의 표준편차가 10ns인 것을 확인할 수 있고 CRLB를 이용해 유도한 한계성능과 약 2~3dB 차이가 나는 것을 확인할 수 있다. 이는 주파수측 해상도를 0.1Hz로 고정하여 생긴 오차로 수집시간이 0.4s인 모의실험 환경의 경우, 그림 7과 같이 FDOA의 한계성능은 매우 뛰어난 것을 확인할 수 있지만 고정된 해상도로 인하여 SNR이 증가하더라도 고정된 오차를 가지게 되며 이로 인해 순차추정 알고리즘의 TDOA 성능에도 영향을 미치게 된다. 하지만 본 논문에서 고려하는 통신신호기반의 신호원 위치 추정에 필요한 주파수 측 해상도는 한계 성능만큼 정밀한 값이 필요하지 않으므로 연산량 감소를 위해 0.1Hz로 고정하는 것이 타당하며, 그림 7에서 0dB에서도 목표성능인 0.1Hz를 충분히 만족하는 것을 확인할 수 있다.

#### V. 결론

본 논문에서는 미상 신호원의 위치를 추정하기 위하여 TDOA/FDOA 정보를 이용할 때, 실제 전자전 환경에서 발생하는 수신단과 중앙처리장치간의 송신 시간, 연산량 문제 및 순차 추정 알고리즘의 국소 수렴문제를

해결하기 위하여 2단계 전역 최적화 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 decimation을 수행하여 줄어드는 데이터를 전송하므로 송신 시간이 decimation factor에 비례하여 줄어들게 되며, 기존의 순차추정 알고리즘에 비해 연산량을 약 1/100로 줄일 수 있다. 이 때, 발생하는 알고리즘의 국소 수렴문제는 초기값을 다수 설정하는 전역 최적화 방법을 적용하여 해결하였다. 다만, 모의실험 결과 및 표1의 제안한 알고리즘의 연산량식에서 확인할 수 있듯이 연산량은 decimation factor에 대하여 포물선 형태를 나타내지만 전송시간은 decimation factor에 반비례하므로, 향후 연구에서는 두 가지 성능 지표의 trade-off에 대한 분석이 필요할 것으로 보인다.

## REFERENCES

- [1] L. R. Paradowski, "Microwave emitter position location : present and future," *12th international Conference on Microwaves and Radar*, vol.4, pp. 97-116, May 1998.
- [2] Y. T. Chan and K. C. Ho, "A simple and efficient estimator for hyperbolic location," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 42, no. 8, pp. 1905-1915, Aug. 1994.
- [3] K. C. Ho, "An accurate algebraic solution for moving source location using TDOA and FDOA measurements," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 52, no. 9, pp. 2453-2463, Sep. 2004.
- [4] Y.-H. Kim, D.-G. Kim, J.-W. Han, K.-H. Song, H.-N. Kim, "Gauss-Newton based emitter location method using successive TDOA and FDOA measurements," *J. IEK*, vol. 50, no. 7, pp. 76-84, Jul. 2013.
- [5] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, McGraw-Hill, 2005.
- [6] G. D. Hartwell, "Improved geo-spatial resolution using a modified approach to the complex ambiguity function", Master's thesis, Naval Postgraduate School, 2005.
- [7] S. Stein, "Algorithm for Ambiguity Function Processing," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ASSP-29, no. 3, pp. 588-599, Aug. 1993.
- [8] X. Hu "Computing the Cross Ambiguity Function," Master's thesis, Dept. Electrical Engineering, Binghamton Univ., New York, 2005.
- [9] Y.-C. Li, D. Oh, J.-H. Kim, J.-W. Chong and J.-D. Kim, "A novel subspace-based joint TDOA and FDOA estimation using chirp signals for mobile multipath environment," *International Symposium on Telecommunications (BIHTEL)*, Sarajevo, pp. 1-5, Oct. 2012.
- [10] A. Yeredor, and E. Angel, "Joint TDOA and FDOA estimation: a conditional bound and its use for optimally weighted localization," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 59, no. 4, pp. 1612-1623, Apr. 2011..
- [11] 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 VHF communication signals," *J. IEK*, vol. 51, no. 7, pp. 60-68, Jul. 2014.
- [12] S. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume 1, Estimation Theory*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1993.
- [13] P. Panek, "Error analysis and bounds in time delay estimation," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 7, pp. 3547-3549, Jul. 2007.
- [14] D.-G. Kim, Y.-H. Kim, J.-W. Han, K.-H. Song and H.-N. Kim, "Emitter geolocation based on TDOA/FDOA measurements and its analysis," *J. KICS*, vol. 38C, no. 9, pp. 746-756, Sep. 2013.
- [15] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky and S. H. Nawab, *Signals & Systems*, NJ: Prentice Hall, 1996.

— 저 자 소 개 —



김 동 규(학생회원)  
2011년 부산대학교 전자전기통신  
공학부 학사 졸업.  
2011년~현재 부산대학교 전자전  
기컴퓨터공학과 석박통합  
과정.

<주관심분야 : 통신 및 신호처리, 레이더 및 소나  
시스템>



박 영 미(정회원)  
1991년 충남대학교 전산과  
학사 졸업.  
2005년 충남대학교 컴퓨터 공학과  
석사 졸업.  
1991년~현재 국방과학연구소 선  
임연구원

<주관심분야 : 위치탐지, 신호처리>



박 진 오(정회원)  
2004년 명지대학교 전기정보제어  
공학과 학사 졸업.  
2011년 한양대학교 전자컴퓨터  
통신공학과 석사 졸업.  
2004년~현재 LIG넥스원 전자전  
연구센터 선임 연구원

<주관심분야 : 전자전 신호처리, 방향탐지>



김 형 남(평생회원)-교신저자  
1993년 포항공과대학교 전자전기  
공학과 학사 졸업.  
1995년 포항공과대학교 전자전기  
공학과 석사 졸업.  
2000년 포항공과대학교 전자전기  
공학과 박사 졸업.

2000년 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 박사  
후 연구원.

2000년~2003년 한국전자통신연구원  
무선방송연구소 선임 연구원.

2003년~2007년 부산대학교 전자전기통신공학부  
조교수.

2007년~2012년 부산대학교 전자전기공학부  
부교수.

2012년~현재 부산대학교 전자공학과 교수.

<주관심분야 : 적응신호처리, 레이더 및 소나시스  
템, 생체신호처리, 디지털TV, 디지털통신, OFDM  
시스템>



이 문 석(정회원)  
1997년 조선대학교 제어계측  
공학과 학사 졸업.  
2010년 아주대학교 전자공학과  
석사 졸업.  
1997년~2000년 LG정밀 연구원

2005년~현재 LIG넥스원 전자전연구센터 수석연  
구원

<주관심분야 : 전자전, 임베디드 소프트웨어, 신  
호처리>