

CAF 이용 다중 발기하에서의 CRLB 성능 분석

Analysis of CRLB Performances with CAF under Multiple Emitters

이영규*, 양성훈, 이창복, 박영미, 이문석

(Young-kyu Lee^{1,*}, Sung-hoon Yang¹, Chang-bok Lee¹, Young-Mi Park², and Moon-Seok Lee³)

¹Division of Physical Metrology, Korea Research Institute of Science and Technology

²The 2nd R&D Institute, Agency for Defense Development

³Electronic Warfare R&D Lab., LIGNex1

Abstract: In this paper, we described the Cramer-Rao Lower Bound (CRLB) performances of Time Difference of Arrival (TDOA) and Frequency Difference of Arrival (FDOA) methods when there are multiple emitters. The TDOA and FDOA values between two receivers can be simultaneously estimated by using the so-called Complex Ambiguity Function (CAF). In the case of multiple emitters, there exist Inter Symbol Interferences (ISIs) in the measurement data. Therefore, it is required to reduce the effect of ISI and provide a performance evaluation method of TDOA and FDOA estimations. In order to eliminate the ISIs, using of a filter bank before calculating CAF is proposed when the carrier frequencies of the emitters are different to one another. Angle of Arrival (AOA) or Received Signal Strength (RSS) methods before calculating CAF were proposed to reduce the ISIs when the carrier frequencies are the same. In order to evaluate the CRLB of TDOA and FDOA estimations, we employed the conditional probability distribution method and described the numerical comparison results.

Keywords: CAF, TDOA, FDOA, ISI, CRLB

I. 서론

발신기에 대한 위치 추정에는 센서 네트워크나 군사적인 응용에 있어서 매우 중요하고, 이러한 위치 추정 방식으로는 도착시간차(TDOA: Time Difference of Arrival), 신호 수신각(AOA: Angle of Arrival) 및 도착주파수차(FDOA: Frequency Difference of Arrival) 등이 주로 사용되어지고 있다[1, 2]. 최근에는 위치 추정의 성능을 향상시키기 위해서 언급된 하나의 방식을 각각 사용하기 보다는 TDOA/AOA나 TDOA/FDOA와 같이 두 가지 방식 또는 그 이상의 방식을 혼합하는 방법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[3-5]. TDOA와 FDOA를 혼합하는 방식에 있어서 측정 쌍은 Complex Ambiguity Function (CAF)을 사용하여 동시에 구할 수 있고, 이렇게 구한 데이터를 활용하면 추정 성능을 상당히 개선할 수 있다. TDOA/FDOA 혼합 방식에 있어서 대부분의 논문은 하나의 발신기에 대한 성능 추정에 대하여 논하고 있고 다수의 발신기가 존재할 경우에 대한 연구는 찾기 어렵다. 본 논문에서는 다수의 발신기가 존재할 경우에 있어서의 CAF 방식을 이용한 TDOA와 FDOA 방식에 대한 CRLB를 구하는 방법에 대하여 논한다. 또한 다수의 발신

기에 의한 Inter Symbol Interference (ISI)를 제거하기 위한 간단한 방법에 대해서도 함께 제시하였다.

본 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성되어 있다. II 장에서는 먼저 하나의 발신기를 사용했을 때의 전형적인 CAF 방식에 대해서 기술하였고, 다음으로 다중 발신기에 의해 ISI가 존재할 경우에 있어서 이를 감소시키기 위한 방법과 이때의 CRLB에 대해서 기술하였다. III 장에서는 구해진 CRLB를 이용하여 2 개의 발신기가 존재할 경우의 여러 가지 경우에 있어서의 성능 비교 결과에 대해 기술하였다. 마지막으로 IV 장에 결론을 나타내었다.

II. 다수의 발신기 존재시의 CRLB 분석

1. 하나의 발신기 신호 모델

하나의 발신기에서 송신된 신호를

$$s(t) = A(t)e^{j[2\pi f_c t + \phi(t)]} \quad (1)$$

로 나타낼 수 있고, 여기에서 $A(t)$, f_c 및 $\phi(t)$ 는 송신된 신호의 크기, 반송파 주파수 및 위상을 각각 나타낸다. 이러한 신호에 대해 수신센서 또는 수신기에서 수신된 신호는

$$r(t) = s([1-v/c]t - \tau_d) \\ = A([1-v/c]t - \tau_d)e^{j[2\pi f_c ((1-v/c)t - \tau_d) + \phi((1-v/c)t - \tau_d)]} \quad (2)$$

이고, 여기에서 v 는 이동체의 속도를, $c=3 \times 10^8$ m/s는 빛의 속도를, τ_d 는 신호의 전송 지연 시간을 각각 나타낸다. 만일 $v \ll c$ 라면 $A([1-v/c]t - \tau_d) \approx A(t - \tau_d)$ 이고 $\phi([1-v/c]t - \tau_d) \approx \phi(t - \tau_d)$ 이다. 따라서 수신된 신호는

* Corresponding Author

Manuscript received December 15, 2014 / revised February 4, 2015 / accepted February 25, 2015

이영규, 양성훈, 이창복: 한국표준과학연구원 시간센터

(ykleeks@kriss.re.kr/shyang@kriss.re.kr/cblee@kriss.re.kr)

박영미: 국방과학연구소 전자전 분야(ympark@add.re.kr)

이문석: LIG 넥스원 전자전 연구센터(lemonlee@lignex1.com)

※ 본 논문은 국방과학연구소의 재원으로 LIG 넥스원의 지원을 받아 수행된 연구임.

$$\begin{aligned} r(t) &= A(t-\tau_d)e^{j2\pi f_c((1-v/c)t-\tau_d)+\phi(t-\tau_d)} \\ &= e^{j\alpha}e^{-j2\pi f_d t}e^{j2\pi f_c t}A(t-\tau_d)e^{j\phi(t-\tau_d)} \end{aligned} \quad (3)$$

와 같이 나타낼 수 있고, 여기에서 $\alpha = -2\pi f_c \tau_d$ 이고, 도플러 주파수 $f_d = f_c v/c$ 이다. 수신된 신호에 대한 협대역 저역필터 통과 신호 모델은

$$r_{LPE}(t) = e^{j\alpha}e^{-j2\pi f_d t}s_{LPE}(t-\tau_d) \quad (4)$$

와 같이 표현되며, 여기에서 송신 신호의 저역 통과 모델 $s_{LPE} = A(t-\tau_d)e^{j\phi(t-\tau_d)}$ 이다.

두 개의 수신기에서의 수신 잡음을 배제했을 때의 수신 신호는

$$r_1(t) = s(t) \quad (5)$$

$$r_2(t) = s(t-\tau_d)e^{-j2\pi f_d t} \quad (6)$$

와 같이 표현할 수 있으며 이때의 CAF 함수는 [6,7]

$$\begin{aligned} A(\tau, f) &= \langle r_1(t), r_2(t)e^{j2\pi f t} \rangle \\ &= \int_0^T r_1(t)r_2^*(t+\tau)e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \int_0^T s(t)s^*(t-\tau_d+\tau)e^{-j2\pi(f-f_d)t} dt \end{aligned} \quad (7)$$

와 같이 나타낼 수 있고, 이러한 경우에 대한 CAF 함수를 이용한 전송 지연 및 도플러 주파수를 구하기 위한 개념적인 블록도를 그림 1에 나타내었다.

성능 분석을 위해서는 측정된 데이터에 의한 추정 정확도에 대해서 살펴보는 것이 중요하며, 이를 위해서 많이 사용되어지는 것 중 하나가 CRLB이다. CRLB는 FIM (Fisher Information Matrix) $I(\theta)$ 을 사용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다[8].

$$\sigma_{\theta_i}^2 \geq \frac{1}{I(\theta)_{ii}} = \frac{1}{-E\left[\frac{\partial^2 \ln p(x;\theta)}{\partial \theta^2}\right]_{ii}} \quad (8)$$

여기에서 $p(x;\theta)$ 는 확률밀도함수이고 θ 는 추정하고자 하는 파라미터이며, $\sigma_{\theta_i}^2$ 는 추정된 파라미터에 대한 분산이다. 수신된 신호에 평균 0이고 분산이 σ^2 인 가우시안 분포를 가진다고 가정할 때의 TDOA 측정에 대한 CRLB는 다음과 같이 표현할 수 있다[9].

$$\sigma_{TDOA}^2 \geq I(\theta)_{TDOA}^{-1} = \frac{1}{8\pi^2 B_{rms}^2 BT \times SNR_{eff}} \quad (9)$$

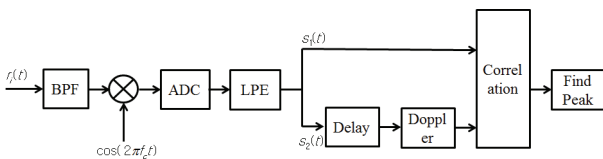


그림 1. 하나의 발신기에 대한 CAF 개념도.

Fig. 1. Conceptual diagram of CAF with one transmitter.

여기에서 BT 는 시간대역폭 곱(time-bandwidth product)을, B 는 수신기의 잡음 대역폭을, 그리고 T 는 데이터 수집시간을 각각 나타내며

$$B_{rms}^2 = \int f^2 |S(f)|^2 df / \int |S(f)|^2 df$$

이다. 또한

$$SNR_{eff} = \frac{1}{\frac{1}{SNR_1} + \frac{1}{SNR_2} + \frac{1}{SNR_1 SNR_2}} \quad (10)$$

이고, 여기에서 SNR_i 는 i 번째 수신기에서 수신한 신호의 신호대 잡음비(SNR: Signal to Noise Ratio)를 의미한다. FDOA에 대한 CRLB는 다음과 같이 표현할 수 있다[9].

$$\sigma_{FDOA}^2 \geq I(\theta)_{FDOA}^{-1} = \frac{1}{8\pi^2 T_{rms} BT \times SNR_{eff}} \quad (11)$$

여기에서 $T_{rms}^2 = \int t^2 |s(t)|^2 / \int |s(t)|^2 df$ 이다.

2. 다수의 발신기 신호 모델

N 개의 다수의 발신기가 존재할 경우에 있어서의 수신된 신호에 대한 모델은

$$r_1(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t) \quad (12)$$

$$r_2(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t-\tau_{di})e^{-j2\pi f_d t} \quad (13)$$

와 같이 나타낼 수 있고 이때의 전형적인 CAF 모델은

$$\begin{aligned} A(\tau, f) &= \int_0^T r_1(t)r_2^*(t+\tau)e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \int_0^T \sum_{i=1}^N s_i(t) \sum_{m=1}^N s_m^*(t-\tau_{dm}+\tau)e^{-j2\pi(f-f_{dm})t} dt \\ &= \sum_{i=1}^N \int_0^T s_i(t)s_i^*(t-\tau_{di}+\tau)e^{-j2\pi(f-f_d)t} dt \\ &\quad + \sum_{i=1}^N \sum_{m=1, m \neq i}^N \int_0^T s_i(t)s_m^*(t-\tau_{dm}+\tau)e^{-j2\pi(f-f_{dm})t} dt \end{aligned} \quad (14)$$

와 같이 표현할 수 있다.

식 (14)에서 보면 마지막 식의 첫 번째 항은 N 개의 자기상관(auto-correlation) 형태이고 두 번째 항은 $N(N-1)/2$ 개의 상호상관(cross-correlation) 형태이며, 이 두 항이 전송 지연 τ_{dm} 및 도플러 주파수 f_{dm} 에 대해 동일한 위치에서 발생하는 것을 알 수 있다. 이러한 상황 하에서는 상호상관 항이 간섭을 일으키게 되어 지연 및 도플러 주파수를 추정하는 성능을 떨어뜨리게 된다. 이러한 경우에 있어서의 TDOA 및 FDOA에 대한 CRLB는 식 (10)에 나와 있는 SNR을 SINR로 바꾸어주면 되고, 여기에서 SINR은[10]

$$SINR_{m,i} = \frac{P_{m,i}}{I_{m,i} + \sigma^2} \quad (15)$$

와 같이 나타낼 수 있으며, 여기에서 $P_{m,i}$ 는 m 번째 수신기에서 수신한 i 번째 송신기의 전력이고 $I_{m,i}$ 는 m 번째

수신기에서 수신한 i 번째 송신기를 제외한 다른 모든 송신기 신호의 전력이며, σ^2 은 수신기에서의 랜덤 잡음의 전력을 나타낸다.

2.1 반송파 주파수가 다를 경우

반송파 주파수가 서로 다를 경우에는, 그림 2에 보인 것처럼 대역통과필터 이후에 N 개의 믹서를 사용하면 각각의 반송파 주파수에 대해 각각의 필터 탭에서는 하나의 발신기의 경우와 동일하게 각각의 발신기에 대한 지연전송 및 도플러 주파수를 구할 수 있게 된다. 이를 위해서는 먼저 수신기에서 각각의 송신기에서 송신한 신호에 대한 반송파 주파수를 정확히 추정할 수 있다는 가정이 요구되어진다. 또한 다음으로 각각의 반송파 주파수의 차이는 저역통과필터의 대역보다 크다는 가정이 필요하다. 이러한 가정하에서 그림 2에 나타난 각각의 필터 탭에서 저역통과필터를 통과하게 되면 식 (4)에 나타난 것과 같이 믹서를 통해 곱해지는 주파수와 다른 반송파 주파수를 갖는 신호들은 저역통과필터에 의해 제거가 되고 동일한 반송파 주파수를 갖는 신호 성분만이 남게 된다. 한 가지 예로써 i 번째 필터 탭의 경우에 있어서 저역통과필터로 필터링된 신호는

$$r_{LPE_i}(t) = LPE\left\{ \sum_{m=1}^N A_m(t) e^{j[2\pi f_{cm}t + \phi_m(t)]} \cos(2\pi f_{ci}t) \right\} = \begin{cases} e^{j\phi_i} e^{-j2\pi f_{ci}t} s_{LPE_i}(t - \tau_{di}), & \text{if } m = i \\ 0, & \text{if } m \neq i \end{cases} \quad (16)$$

와 같이 나타낼 수 있고, 따라서 i 번째 필터 탭을 통과한 후의 CAF은

$$A_i(\tau, f) = \int_0^T r_{1i}(t) r_{2i}^*(t + \tau) e^{-j2\pi ft} dt \approx \int_0^T s_{1i}(t) s_{2i}^*(t - \tau_{di} + \tau) e^{-j2\pi(f - f_{di})t} dt \quad (17)$$

와 같이 구할 수 있다. 그러므로 각각의 필터 탭에서의 TDOA 및 FDOA 방식에 대한 CRLB는 하나의 발신기와 동일하게 구할 수 있으며, 단지 다른 점이 있다면 각각의 송신기에의 송신한 신호에 대한 수신 측에서의 랜덤 잡음의 전력이 바뀔에 따라 각각의 CAF에 대한 CRLB를 구하는 데에 있어서 SNR의 값이 서로 다를 수 있다는 것이다.

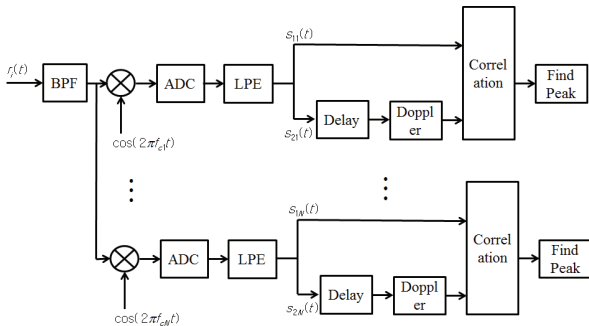


그림 2. 다중 발신기가 서로 다른 반송파 주파수를 가질 때의 CAF 개념도.

Fig. 2. Conceptual diagram of CAF using multiple transmitters with different carrier frequencies.

2.2 반송파 주파수가 같을 경우

발신기의 반송파 주파수가 동일할 경우에는 반송파 주파수가 서로 다를 경우와는 다르게 서로 분리할 수가 없다. 따라서 이를 분리할 수 있도록 하는 방안이 요구되어진다. 이러한 방법 중에는 수신 신호 세기를 구별하는 방법 또는 수신 신호 각의 차이에 의한 구별 방법 등을 사용할 수 있다. 그림 3에는 수신 신호 각 또는 수신 신호 세기의 차이에 의해 먼저 분리하고 이렇게 분리된 신호를 사용하는 경우에 있어서의 개념도에 대해서 나타내었다. 이러한 경우에는 조건부 확률 개념을 사용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다[11].

$$p(x; \theta) = \Pr(H_0)p(x; \theta|H_0) + \Pr(H_1)p(x; \theta|H_1) \quad (18)$$

여기에서 가설 H_0 는 ISI가 없는 경우이고 $\Pr(H_0)$ 는 이의 확률을, 그리고 $p(x; \theta|H_0)$ 는 이때의 확률밀도함수를 각각 나타낸다. 가설 H_1 은 ISI가 존재하는 경우이고 $\Pr(H_1)$ 은 이 때의 확률을, 그리고 $p(x; \theta|H_1)$ 은 이때의 확률밀도함수를 각각 나타내며 $\Pr(H_0) + \Pr(H_1) = 1$ 이다. 이의 식을 토대로 TDOA에 대한 CRLB를 구하면

$$\sigma_{TDOA,i}^2 \geq I(\theta)_{TDOA,i}^{-1} = \Pr(H_0)I(\theta)_{TDOA,i|NI}^{-1} + \Pr(H_1)I(\theta)_{TDOA,i|WI}^{-1} \quad (19)$$

와 같고 여기에서 $I(\theta)_{TDOA,i|NI}^{-1}$ 는 ISI 없는 경우의 TDOA에 대한 FIM을 나타내고 $I(\theta)_{TDOA,i|WI}^{-1}$ 는 ISI 존재할 경우의 TDOA에 대한 FIM을 각각 나타낸다. 또한 유사한 방법으로 FDOA에 대한 CRLB를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\sigma_{FDOA,i}^2 \geq I(\theta)_{FDOA,i}^{-1} = \Pr(H_0)I(\theta)_{FDOA,i|NI}^{-1} + \Pr(H_1)I(\theta)_{FDOA,i|WI}^{-1} \quad (20)$$

III. 수치계산에 의한 CRLB 비교

다수의 발신기가 존재할 경우에 있어서 TDOA 및 FDOA에 대한 CRLB를 비교하기 위해서 가장 간단한 경우인 2개의 발신기가 존재할 경우에 대한 비교를 수행한 결과에 대해서 논하기로 한다.

ISI가 존재하지 않고 전송된 신호가 대역폭 B_s 를 갖는

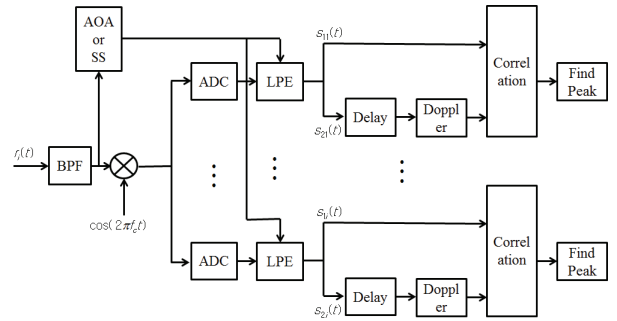


그림 3. 다중 발신기가 동일한 반송파 주파수를 가질 때의 CAF 개념도.

Fig. 3. Conceptual diagram of CAF using multiple transmitters with same carrier frequencies.

구형파(rectangular)라고 가정했을 때의 TDOA에 대한 CRLB는[9]

$$\sigma_{TDOA}^2 \geq \frac{0.55^2}{2B_s^2 BT \times SINR_{eff}} \quad (21)$$

이고 ISI가 존재할 때에는

$$\sigma_{TDOA}^2 \geq \frac{0.55^2}{2B_s^2 BT \times SINR_{eff}} \quad (22)$$

로 나타낼 수 있으며 여기에서

$$SINR_{eff} = \min \left\{ \frac{P_{11}}{P_{12} + \sigma^2}, \frac{P_{22}}{P_{21} + \sigma^2} \right\} \quad (23)$$

이다. 또한 ISI가 존재하지 않고 전송된 신호가 T_s 동안 일정한 포락선을 갖는다고 가정했을 때의 FDOA에 대한 CRLB는[9]

$$\sigma_{FDOA}^2 \geq \frac{0.55^2}{2T_s^2 BT \times SINR_{eff}} \quad (24)$$

이고 ISI가 존재할 때에는

$$\sigma_{FDOA}^2 \geq \frac{0.55^2}{2T_s^2 BT \times SINR_{eff}} \quad (25)$$

로 나타낼 수 있다.

그림 4와 5에는 BT의 값을 1,000으로 놓고 전송된 신호 대역폭이 100에서 1,000 kHz까지 100 kHz 간격으로 변화할 때와 신호의 포락선이 10에서 100 ms까지 10 ms 간격으로 변화할 때에 대한 TDOA 및 FDOA의 ISI의 존재 여부에 따른, CRLB 값에 대하여 각각 나타내었다.

그림 4를 보면 전송 신호의 대역폭이 커질수록 ISI에 대한 추정 성능의 영향이 줄어들고 50 %의 확률로 발신기에서 송신하는 기준 신호들을 분리할 수 있는 경우 ISI가 존재하지 않는 경우에 비해서 대략 4 배 정도의 성능 저하가 발생하고 분리하지 않았을 경우에 비해서 1.7 배 정도의 성

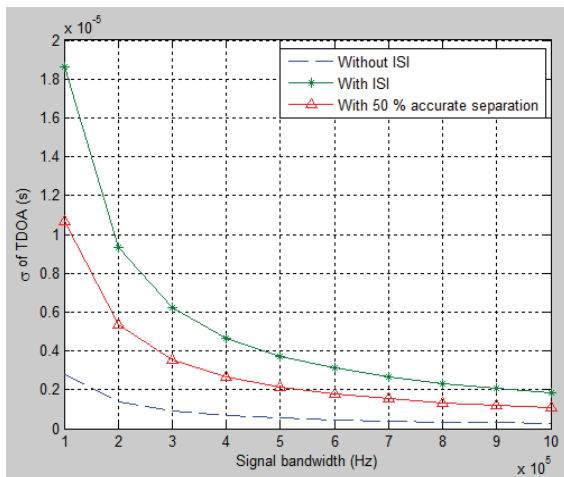


그림 4. ISI가 존재할 때의 TDOA에 대한 CRLB 비교.
Fig. 4. Comparison of CRLB values of TDOA with ISI.

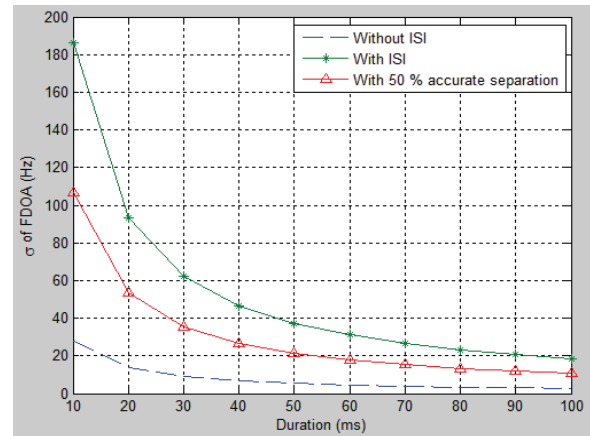


그림 5. ISI가 존재할 때의 FDOA에 대한 CRLB 비교.
Fig. 5. Comparison of CRLB values of FDOA with ISI.

능 향상을 가져올 수 있음을 관찰할 수 있다. 또한, 그림 5를 보면 FDOA의 경우에 있어서도 TDOA와 동일한 결과를 관측할 수 있음을 알 수 있다. 이는 TDOA와 FDOA에 대한 CRLB의 값이 대역폭에 의해 영향을 받는 것과 신호 지속 시간에 의한 것의 차이만 있기 때문인 점에서 기인한다. 그림 6과 7에는 그림 4와 5와 동일한 조건에서 기준 신호 분리 확률이 10에서 90 %까지 10 % 간격으로 변화할 때에 대한 TDOA 및 FDOA의 CRLB 값에 대하여 각각 나타내었다. 그림 6을 보면 전송 신호의 대역폭이 작고 신호 분리 확률이 작을수록 ISI에 의해 추정 성능이 급격히 저하되고 대역폭에 의한 영향이 ISI에 의한 영향 보다 TDOA 성능 추정에 더 큰 영향을 주는 것을 관찰할 수 있다. 또한, 신호 분리 확률이 90 % 일 경우에 ISI가 존재하지 않는 경우에 비해서 대략 1.6 배 정도의 성능 저하가 발생하고 분리하지 않았을 경우에 비해서 4.3 배 정도의 성능 향상을 가져올 수 있음을 관찰할 수 있다. 다음으로 그림 7을 보면 그림 6과 비슷한 현상을 관찰할 수 있고, 전송 신호의 지속 시간이 작고 신호 분리 확률이 작을수록 ISI에 의해 추정 성능이 급격히 저하되고 지속시간에 의한 영향이 ISI에 의

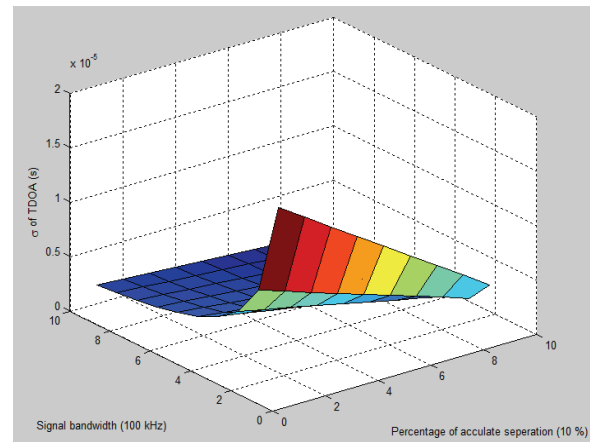


그림 6. 기준 신호 분리 확률에 따른 TDOA에 대한 CRLB.
Fig. 6. CRLB values of TDOA corresponding to the probability of separating the reference signals.

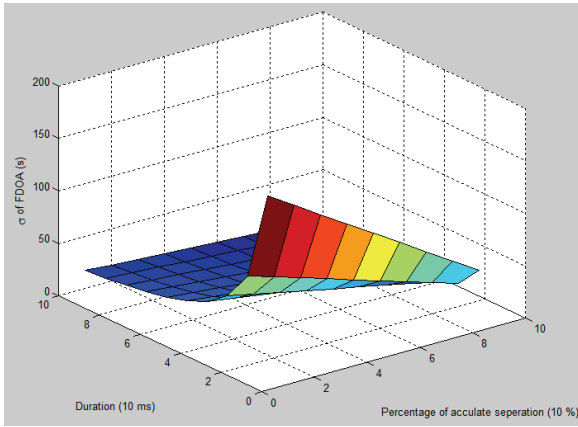


그림 7. 기준 신호 분리 확률에 따른 FDOA에 대한 CRLB.
Fig. 7. CRLB values of FDOA corresponding to the probability of separating the reference signals.

한 영향 보다 FDOA 성능 추정에 더 큰 영향을 주는 것을 관찰할 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 CAF (Complex Ambiguity Function)을 사용하여 다수의 발신기의 위치를 추정하기 위한 방법에 대하여 기술하였다. 하나의 발신기만이 존재할 경우에는 다르게 다수의 발신기가 존재할 경우에는 ISI (Inter Symbol Interference)가 존재하기 때문에 이를 제거하거나 감소시킬 수 있는 방법이 요구되어진다. 이를 위해 본 논문에서는 발신기의 송신 신호 반송파 주파수가 서로 다를 경우에는 다수의 필터뱅크를 이용하여 분리하는 방법을 제시했으며, 반송파 주파수가 동일할 경우에는 AOA (Angle of Arrival) 또는 수신신호세기(RSS: Received Signal Strength)를 이용하여 기준 신호를 분리하는 방법을 제시하였다. AOA 또는 RSS 방법을 사용하여 기준 신호를 분리할 경우에 있어서 완전한 분리가 이루어지지 못하게 되면 ISI의 영향이 존재하게 되며, 이때에 대한 TDOA (Time Difference of Arrival)와 FDOA (Frequency Difference of Arrival)의 CRLB (Cramer-Rao Lower Bound)를 조건부 확률 개념을 사용하여 구하는 방법을 제시하였다. ISI가 존재할 경우에 있어서의 CRLB의 값에 대한 비교는 2 개의 발신기가 존재한다고 가정했을 때에 대해 대해서 수치적인 평가를 통해 이루어졌다. 성능 비교를 통해 90 %의 확률로 기준 주파수를 분리할 수 있을 경우 분리하지 않았을 경우에 비해 TDOA와 FDOA 방식에 대한 추정 성능을 대략 4.3 배 정도 향상 시킬 수 있음을 관찰하였다.

REFERENCES

- [1] K. Becker, "An efficient method of passive emitter location," *IEEE Trans. Aerosp. Electron Syst.*, vol. 28, pp. 1091-1104, 1992.
- [2] R. Kaune, "Gaussian mixture (GM) Passive localization using time difference of arrival (TDOA)," *Informatik 2009—Workshop Sensor Data Fusion: Trends, Solutions,*

Applications, 2009.

- [3] D. Musicki and W. Koch, "Geolocation using TDOA and FDOA measurements," *Proc. of 11th International Conference on Information Fusion*, pp. 1-8, 2008.
- [4] D. Musicki, R. Kaune, and W. Koch, "Mobile emitter geolocation and tracking using TDOA and FDOA measurements," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 58, no. 3, Part 2, pp. 1863-1874, 2010.
- [5] D. W. Lim, J. M. Kang, and M. B. Heo, "Hybrid TDOA/AOA localization algorithm for GPS jammers," *ICROS*, vol. 20, no. 1, pp. 101-105, 2014.
- [6] http://en.wikipedia.org/wiki/Ambiguity_function
- [7] L. G. Weiss, "Wavelets and wideband correlation processing," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 13-32, 1994.
- [8] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, Prentice Hall, International Editions, 1993.
- [9] S. Stein, "Algorithms for ambiguity function processing," *IEEE Trans. Acoust., Speech Signal Process.*, vol. ASSP-29, no. 3, pp. 588-599, Jun. 1981.
- [10] <http://en.wikipedia.org/wiki/Signal-to-interference-plus-noiseratio>
- [11] C. W. Helstrom, *Probability and Stochastic Processes for Engineers*, Maxwell Macmillan, International Editions, 1991.



이영규

1995년 전북대학교 전자공학과 졸업. 1997년 광주과학기술원 정보통신공학과 석사. 2002년 동 대학 박사. 2002년~현재 한국표준과학연구원 기반표준부 선임연구원. 관심분야는 위성 응용 시각 비교 및 동기, 통신망동기, 유비쿼터스 측위.



양성훈

1984년 광운대학교 전자공학과 졸업. 1997년 충남대학교 전자공학과 석사. 2012년 동 대학 박사. 1984년~현재 한국표준과학연구원 기반표준부 책임연구원. 관심분야는 항법위성 및 통신위성 이용 시각 비교 및 동기, 지상과 이용 시각동기.



이창복

1980년 서강대학교 전자공학과 졸업. 1982년 동 대학 석사. 1994년 동 대학 박사. 1982년~현재 한국표준과학연구원 기반표준부 책임연구원. 관심분야는 위성, 지상과 이용 시각 비교 및 동기.

**박영미**

1991년 충남대학교 전산과 졸업. 1991년 국방과학연구원 입소. 2005년 동대학 석사. 1998년~현재 국방과학연구소 2본부 2부 전자전 분야 선임연구원. 관심분야는 방향탐지 및 위치추정.

**이문석**

1997년 조선대학교 제어계측공학과 졸업. 2010년 아주대학교 전자공학과 석사. 1997년~2000년 LG 정밀 연구원. 2005년~현재 LIG 넥스원 전자전연구센터 수석연구원. 관심분야는 전자전, 임베디드 소프트웨어 및 신호처리.