

논문 2012-50-6-7

TDOA/FDOA 정보를 이용한 Gauss-Newton 기법 기반의 이동 신호원 위치 및 속도 추정 방법과 성능 분석

(Gauss-Newton Based Estimation for Moving Emitter Location Using
TDOA/FDOA Measurements and Its Analysis)

김 용 희*, 김 동 규*, 한 진 우**, 송 규 하**, 김 형 남***

(Yong-Hee Kim, Dong-Gyu Kim, Jin-Woo Han, Kyu-Ha Song, and Hyung-Nam Kim[©])

요 약

TDOA (time difference of arrival)와 FDOA (frequency difference of arrival)를 동시에 사용하는 신호원 위치추정 방법은 단일 정보를 이용하는 경우에 비해 높은 정확도를 가지며 이동 신호원의 속도 추정이 가능하다는 장점을 가지고 있다. 최근 종속 미지변수를 정의한 후 비반복적으로 해를 구하는 방법들이 제안되고 있으나 전자전 환경과 같이 수신단과 신호원 간의 거리가 상대적으로 먼 경우에는 추정 정확도가 낮고 모든 수신단 쌍이 동일한 기준 수신단을 공유하여야 한다는 운용상의 제약이 존재한다. 따라서 본 논문에서는 비선형 LS 최적해를 반복계산을 통해 얻어내는 Gauss-Newton 기법을 적용하여 이동 신호원의 위치좌표와 속도벡터를 추정한다. 또한 이동 신호원의 위치와 속도 추정 결과를 효과적이고 정량적으로 분석하기 위해 CRLB (Cramer-Rao lower bound) 행렬을 각각의 부공간으로 분해하여 2차원 공간상에 독립된 CEP (circular error probable) 평면으로 도시한다. 모의실험을 통해 주어진 수신단 배치와 조합에서 이동 신호원의 위치 및 속도 추정 성능을 확인하고 분석 결과를 제시한다.

Abstract

The passive emitter location method using TDOA and FDOA measurements has higher accuracy comparing to the single TDOA or FDOA based method. Moreover, it is able to estimate the velocity vector of a moving platform. Recently, several non-iterative methods were suggested using the nuisance parameter but the common reference sensor is needed for each pair of sensors. They show also relatively low performance in the case of a long range between the sensor groups and the emitter. To solve this, we derive the estimation method of the position and velocity of a moving platform based on the Gauss-Newton method. In addition, to analyze the estimation performance of the position and velocity, respectively, we decompose the CRLB matrix into each subspace. Simulation results show the estimation performance of the derived method and the CEP planes according to the given geometry of the sensors.

Keywords : 전자전 지원, 위치추정, Geolocation, TDOA, FDOA

* 학생회원, *** 정회원, 부산대학교 전자공학과
(Department of Electronics Engineering, Pusan
National University)

** 정회원, 국방과학연구소
(Agency for Defense Development)

※ 본 논문은 2011년 국방과학연구소의 “FDOA 위치
탐지기술 연구”에 대한 연구용역으로 이루어졌음.

© Corresponding Author(E-mail: hnkim@pusan.ac.kr)
접수일자 2013년1월14일, 수정완료일 2013년5월21일

I. 서 론

전자전 지원(electronic warfare support, ES) 시스템
은 비협조적 신호원에서 방사되는 전자파 신호를 탐색
및 감청하여 식별하고, 방사 위치를 추정하는 것을 핵
심 목표로 한다^[1~4]. 특히 신호원 위치 추정은 고출력

재밍과 기만정보의 정확한 방사를 통해 적 통신망을 교란하고 무기체계 운용을 방해하기 위해 필수적으로 요구되는 과정이다. 더욱이 최근 현대전에서는 전장이 광역화되면서 전자전 지원 시스템에서의 위치추정 정확도 제고에 대한 요구가 많아지고 있다^{[1],[2]}.

비협조적 신호원의 위치 추정을 위해 이격된 다수의 수신단에 측정된 도래각(angle of arrival, AOA)의 교점을 이용하는 삼각기법(triangulation)이 널리 사용되었다^[5]. 하지만 도래각 기반의 위치 추정 방법은 각 수신단에 배열 안테나(array antenna)가 필요하며 정확한 방위각 추정을 위한 배열 신호처리(array signal processing) 과정이 요구된다. 또한 도래각 추정오차에 따른 낮은 위치정확도 문제로 인해 원거리 탐지를 목표로 하는 전자전 시스템에서는 사용상의 한계점을 드러내고 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 수신단 간의 전파 도착시간 차(time difference of arrival, TDOA)와 수신 주파수 차(frequency difference of arrival, FDOA)와 같은 차분정보를 활용하는 다양한 연구가 진행되고 있다^[6-9]. 다만 FDOA의 측정은 수신단 또는 신호원의 고속 이동이 전제되어야 하므로 기존의 차분정보 기반 위치추정 연구들은 보다 일반적인 환경에 적용 가능한 TDOA 기반 위치추정 방법에 중점을 두었다.

TDOA 정보를 이용한 비협조적 신호원의 위치추정에는 Taylor 급수를 사용하여 비선형 방정식을 선형화하고 반복 계산을 통해 해를 구하는 방법이 주로 사용된다. 이 방법은 반복계산 횟수를 증가함으로써 원거리 신호원 위치에 대한 높은 정확도를 가진다. 그리고 차분정보의 측정을 위한 수신단 쌍(pair)을 조합하는 방법에 대한 제약조건이 없으나 적절한 초기값 설정 과정이 필요하다^[7]. Chan과 Ho는 TDOA 측정식에 종속 미지변수(nuisance parameter)를 추가로 정의하고 2단계의 최소자승법을 적용하는 비반복적 위치추정 방법을 제안하였다^[8-9]. 이 방법은 초기값 설정과정이 불필요하고 한 번의 과정으로 해를 계산하므로 상대적으로 계산량이 적은 특징이 있다. 하지만 미지변수 정의를 위해 모든 수신단 쌍이 하나의 기준 수신단을 공유하여야 하는 운용상의 제약조건이 존재하고 추정 정확도가 떨어지며 잡음 모델이 복잡하여 이를 근사화하여야 하는 문제점이 있다^[8-9].

최근에는 하나의 수신단 쌍으로부터 측정된 TDOA와 FDOA를 동시에 이용하는 방법이 제안되고 있다. TDOA와 FDOA 정보를 동시에 사용하게 되면 하나의 수신단 쌍에서 두 종류의 정보를 동시에 얻을 수 있다.

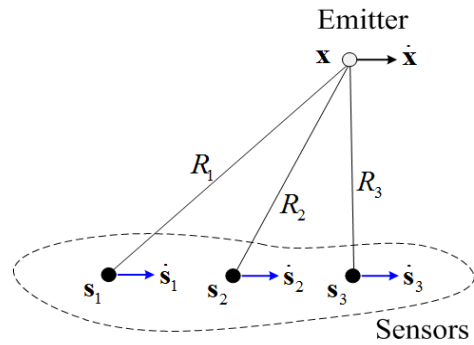


그림 1. 이동 신호원과 수신단의 기하학적 배치.
Fig. 1. The geometry of a moving emitter and sensors.

따라서 동일한 수의 수신단이 운용된다고 가정할 때, 단일정보를 사용하는 경우에 비해 신호원 위치추정을 위한 정보량을 보다 많이 확보할 수 있다. 또한 측정 정보량 증가의 측면뿐만 아니라 TDOA와 FDOA 방정식의 상호보완적 관계로 인해 단일 TDOA 또는 FDOA의 측정값의 수를 증가하는 것에 비해 높은 추정성능을 가진다^[10]. 그리고 FDOA 정보를 이용하여 고정 신호원의 위치좌표 추정뿐만 아니라 이동 신호원의 위치 및 속도 벡터 추정이 가능하다^[10-12]. 이러한 TDOA와 FDOA 정보를 이용한 신호원 위치추정 방법은 목표한 추정 정확도를 달성하기 위해 요구되는 아군 플랫폼의 운용 수를 줄여 아군 전력의 피해를 최소화할 수 있다.

전자전 환경에서는 적군의 다양한 전파방해 및 저피탐(low probability of intercept) 기법의 발전으로 전자신호 수집환경이 매우 열악하고 고속 이동하는 수신단의 기하학적 배치 형태가 지속적으로 변화한다. 따라서 특정 수신단 쌍 조합 방법을 고정하여 사용하는 것 보다는 측정 정확도나 기하학적 배치 특성이 우수한 최적의 조합을 적용하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 다양한 수신단 조합의 활용이 가능하고 전자전 환경과 같은 원거리 상황에서 높은 성능을 기대할 수 있는 반복계산 기반의 이동 신호원 위치 및 속도 추정방법에 대해 다룬다. 이를 위해 먼저 TDOA 및 FDOA 방정식을 Taylor 급수를 통해 선형화하고 Gauss-Newton 기법을 적용하여 반복적으로 최적해를 얻어낸다. 이를 통해 신호원과 수신단의 거리가 먼 전자전 환경에서 반복계산의 횟수를 증가하여 높은 추정 정확도를 얻을 수 있다. 이때 초기값의 설정은 전자전 시스템에 주어진 사전정보나 도래각 기반으로 추정된 대략적인 위치좌표를 사용하고 차분정보 기반 기법을 통해 보다 정밀한 위치 추정을 수행한다. 그리고 다양한 배치 및 운용조건에 의한 이동 신호원의 위치와 속도 추정 성능을 보다 용

이하에 분석하기 위해 CRLB (Cramer-Rao Lower Bound) 행렬을 각각의 속도와 위치 부공간(subspace)으로 분해한 후, 2차원 평면상에 도식한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 TDOA와 FDOA 신호모델을 간략히 설명하고 이를 토대로 신호원 위치추정 문제를 정립한다. 그리고 III장에서 Gauss-Newton 기법을 적용하여 이동 신호원 위치 및 속도 추정 방법을 유도한다. 그리고 다차원 CRLB 행렬을 부공간으로 분해하여 2차원 평면상에 도식하는 방법을 IV장에서 언급하고, 이를 토대로 V장에서 시뮬레이션 결과와 그 분석 내용을 제시한다. 마지막으로 VI장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. TDOA 및 FDOA 신호모델

본 논문에서는 그림 1과 같은 2차원 평면상에 존재하는 이동 수신단에서 측정된 TDOA와 FDOA를 이용한 이동 신호원의 위치좌표 $\mathbf{x} = [x, y]^T$ 와 속도벡터 $\dot{\mathbf{x}} = [\dot{x}, \dot{y}]^T$ 의 추정에 대하여 다룬다. 먼저, 수신단의 위치와 속도 정보는 모두 정확하게 주어졌다고 가정하며, 각각 $\mathbf{s} = [x_i, y_i]^T$ 와 $\dot{\mathbf{s}} = [\dot{x}_i, \dot{y}_i]^T$ ($i = 0, \dots, M$)로 나타낸다. 또한, 사용되는 TDOA 및 FDOA 측정치의 수가 추정 미지수의 수($q=4$, 신호원의 2차원 위치좌표와 속도벡터)보다 많은 과결정(over-determined) 시스템 문제의 해결에 초점을 둔다.

신호원과 i 번째 수신단과의 거리는 식 (1)과 같이 결정되며, 수신단 i 와 j 사이의 TDOA는 c 가 빛의 속도일 때, 식 (2)와 같다.

$$r_i = \|\mathbf{x} - \mathbf{s}_i\| = \sqrt{(\mathbf{x} - \mathbf{s}_i)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_i)} \quad (1)$$

$$\tau_k = \frac{1}{c} r_{ij} = \frac{1}{c} (r_i - r_j) \quad (2)$$

식 (2)는 신호원과 각 수신단의 위치좌표만을 인자로 포함하므로 TDOA는 신호원의 속도 성분에 영향을 받지 않는다. 따라서 이동 신호원의 위치좌표와 속도벡터를 동시에 추정하기 위해서는 신호원과 수신단 사이의 상대 운동(relative motion)에 의해 발생하는 FDOA를 이용하여야 한다. 이러한 상대 운동에 의해 야기되는 신호원과 수신단 사이의 거리 변화율(range rate)에 비례하여 반송파 주파수(carrier frequency)에 도플러 주

파수(Doppler frequency)가 발생하게 된다. 신호원과 수신단 i 사이의 거리 변화율은 식 (1)을 시간에 대해 미분하여 얻어진다. 이 때 발생하는 도플러 주파수는 파장($\lambda=c/f_0$, f_0 : 반송파 주파수)을 비례상수로 하여 식 (3)과 같은 관계를 가지며, 수신단 i 와 j 의 FDOA는 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$\dot{r}_i = \lambda f_{d,i} = \frac{(\dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{s}}_i)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_i)}{r_i} \quad (3)$$

$$f_k = f_{d,i} - f_{d,j} = \frac{f_0}{c} \left(\frac{(\dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{s}}_i)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_i)}{r_i} - \frac{(\dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{s}}_j)^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}_j)}{r_j} \right) \quad (4)$$

M 개의 수신단이 분포할 때, 차분정보를 측정하기 위해 조합 가능한 총 수신단 쌍(pair)의 수는 ${}_M C_2$ 이며, 이 중 N 개를 선택한 경우 총 $2N$ 개의 TDOA와 FDOA를 얻을 수 있다. 이 때, TDOA 및 FDOA 실제 관측값은 식 (2)와 (4)의 신호모델에 의한 참값에 측정오차가 더해진 값을 가지게 된다. 신호원의 위치와 속도를 $\boldsymbol{\theta} = [x, y, \dot{x}, \dot{y}]^T$ 의 4×1 행렬로 표현할 때, 이에 따른 $2N$ 개의 TDOA 및 FDOA 참값 $\mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{P})$ 와 실제 관측값 벡터 \mathbf{u} 는 식 (5)와 같은 관계가 있다.

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_\tau \\ \mathbf{e}_f \end{bmatrix} = \mathbf{u} - \mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{P}) \quad (5)$$

$$\mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{P}) = [\boldsymbol{\tau}^T \mathbf{f}^T]^T = [\tau_1, \dots, \tau_N, f_1, \dots, f_N]^T$$

식 (5)의 \mathbf{P} 는 수신단의 운용정보이며, TDOA 및 FDOA 측정오차 \mathbf{e} 는 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\boldsymbol{\Psi} = E[\mathbf{e}\mathbf{e}^T]$ 인 가우시안(Gaussian) 확률분포를 따른다고 가정한다. 이러한 경우, $\boldsymbol{\theta}$ 의 최대우도(maximum likelihood, ML) 추정과 최소자승(least squares, LS) 추정은 서로 등가 관계에 있으며, 식 (6)과 같은 동일한 비용함수를 가진다^[13].

$$J(\hat{\boldsymbol{\theta}}) = (\mathbf{u} - \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \mathbf{P}))^T \boldsymbol{\Psi}^{-1} (\mathbf{u} - \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \mathbf{P})) \quad (6)$$

즉, 식 (6)을 최소화하는 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 를 계산하여 이동 신호원의 위치와 속도에 대한 최적 추정치를 얻을 수 있다.

III. Gauss-Newton 기법을 이용한 이동 신호원의 위치 및 속도 추정

Gauss-Newton 기법은 비선형 LS 추정문제의 해를 얻기 위한 대표적인 방법이며 다양한 신호원 위치 추정 문제에 적용되어 사용되고 있다^[5]. 이 방법은 적절한 초기값 설정이 필요하지만, 다양한 종류의 측정값과 조합 조건에 적용이 용이하고 반복계산을 통해 상대적으로 높은 정확도를 얻을 수 있다. 따라서 본 장에서는 Gauss-Newton 기법을 적용하여 임의의 수신단 조합에서 측정된 TDOA와 FDOA를 통해 이동 신호원의 위치와 속도를 추정하는 방법을 유도한다.

먼저 실제 신호원 위치와 속도에 의해 k -번째 수신단 쌍에서 결정되는 TDOA 또는 FDOA 참값을 식 (7)과 같이 표현한다.

$$g(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{P}_k) = u_k - e_k \quad (7)$$

식 (7)을 신호원 위치와 속도의 추측값을 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_n$ 에 대해 Taylor 전개를 통해 선형화한 후, 추정 파라미터와 관측값과의 관계를 선형적으로 정의하기 위해 1차식까지 정리하면 식 (8)과 같다.

$$g(\hat{\boldsymbol{\theta}}_n, \mathbf{P}_k) + \mathbf{H}[\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}}_n] \cong u_k - e_k \quad (8)$$

여기서 \mathbf{H} 는 TDOA와 FDOA 신호모델 행렬을 $\boldsymbol{\theta}$ 에 대해 1차 편미분을 수행한 Jacobian 행렬로서 식 (9)와 같이 정의된다.

$$\mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{P})}{\partial \boldsymbol{\theta}} \bigg|_{\boldsymbol{\theta}=\hat{\boldsymbol{\theta}}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \tau}{\partial \mathbf{x}} & \frac{\partial \tau}{\partial \dot{\mathbf{x}}} \\ \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} & \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \dot{\mathbf{x}}} \end{bmatrix} \bigg|_{\boldsymbol{\theta}=\hat{\boldsymbol{\theta}}} \quad (9)$$

Gauss-Newton 기법에서는 주어진 신호모델의 Jacobian 행렬의 유도가 가장 핵심적인 과정이다. 따라서 이동 신호원의 위치와 속도를 추정하기 위해서 TDOA와 FDOA 방정식의 신호원 위치와 속도에 대한 Jacobian 행렬의 원소를 계산해야 한다. 이를 위해 TDOA 방정식을 신호원 위치좌표에 대해 편미분하면 식 (10)과 같다.

$$\frac{\partial \tau}{\partial \mathbf{x}} = \frac{1}{c} \left[\frac{x_i - x}{R_i} - \frac{x_j - x}{R_j} \right] \quad (10)$$

$$\frac{\partial \tau}{\partial \mathbf{y}} = \frac{1}{c} \left[\frac{y_i - y}{R_i} - \frac{y_j - y}{R_j} \right]$$

여기서 R_i 와 R_j 는 각각 신호원과 i -번째 수신단과 j -번째 수신단 사이의 거리이다. TDOA는 신호원과 수신단의 속도성분에 영향을 받지 않으므로 TDOA 방정식의 신호원 속도성분에 대한 편미분 값은 식 (11)과 같이 0의 값을 가진다.

$$\frac{\partial \tau}{\partial \dot{\mathbf{x}}} = \frac{\partial \tau}{\partial \dot{\mathbf{y}}} = 0 \quad (11)$$

FDOA 방정식을 신호원 위치좌표에 대해 편미분하면 식 (12)와 (13)과 같다.

$$\frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}} = \frac{f_0}{c} \left[\left\{ -\frac{\dot{x}_i - \dot{x}}{R_i} + \frac{(x_i - x)(\mathbf{s}_i - \mathbf{x})^T (\dot{\mathbf{s}}_i - \dot{\mathbf{x}})}{R_i^3} \right\} - \frac{f_0}{c} \left[\left\{ -\frac{\dot{x}_j - \dot{x}}{R_j} + \frac{(x_j - x)(\mathbf{s}_j - \mathbf{x})^T (\dot{\mathbf{s}}_j - \dot{\mathbf{x}})}{R_j^3} \right\} \right] \right] \quad (12)$$

$$\frac{\partial f}{\partial \mathbf{y}} = \frac{f_0}{c} \left[\left\{ -\frac{\dot{y}_i - \dot{y}}{R_i} + \frac{(y_i - y)(\mathbf{s}_i - \mathbf{x})^T (\dot{\mathbf{s}}_i - \dot{\mathbf{x}})}{R_i^3} \right\} - \frac{f_0}{c} \left[\left\{ -\frac{\dot{y}_j - \dot{y}}{R_j} + \frac{(y_j - y)(\mathbf{s}_j - \mathbf{x})^T (\dot{\mathbf{s}}_j - \dot{\mathbf{x}})}{R_j^3} \right\} \right] \right] \quad (13)$$

여기서 $\mathbf{x} = [x, y]^T$ 와 $\dot{\mathbf{x}} = [\dot{x}, \dot{y}]^T$ 는 신호원의 위치와 속도를 의미하며, $\mathbf{s} = [x_i, y_i]^T$ 와 $\dot{\mathbf{s}} = [\dot{x}_i, \dot{y}_i]^T$ 는 i -번째 수신단의 위치와 속도를 나타낸 것이다. FDOA 방정식의 신호원 속도에 대한 편미분 함수는 식 (14)와 같이 얻어지며, 이는 TDOA 방정식을 신호원 위치에 대한 편미분 함수에 반송파 주파수(f_0)가 곱해진 것과 같다.

$$\frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}} = f_0 \cdot \frac{\partial \tau}{\partial \mathbf{x}} = \frac{f_0}{c} \left[\frac{x_i - x}{R_i} - \frac{x_j - x}{R_j} \right] \quad (14)$$

$$\frac{\partial f}{\partial \mathbf{y}} = f_0 \cdot \frac{\partial \tau}{\partial \mathbf{y}} = \frac{f_0}{c} \left[\frac{y_i - y}{R_i} - \frac{y_j - y}{R_j} \right]$$

이렇게 얻어진 편미분 함수를 이용하여 Jacobian 행렬의 원소를 계산하고, 새로운 추정값(\hat{u}_k)과 추정치(δ)를 정의하여 원래의 비선형 추정문제를 식 (15)와 같은 새로운 선형 LS 추정 문제로 치환한다.

$$u_k - g(\hat{\theta}_n, \mathbf{P}_k) \cong \mathbf{H}[\boldsymbol{\theta} - \hat{\theta}_n] - \varepsilon_k \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{u}}_k \cong \mathbf{H}\boldsymbol{\delta} - \varepsilon_k$$

선형 LS 추정 문제의 최적해는 식 (16)과 같이 구할 수 있으며^[13],

$$\boldsymbol{\delta} = [\mathbf{H}^T \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{H}]^{-1} \mathbf{H}^T \boldsymbol{\Psi}^{-1} \hat{\mathbf{u}} \quad (16)$$

이렇게 얻어진 값을 이용하여 식 (17)과 같이 현재 추정치를 갱신한다.

$$\hat{\theta}_{n+1} \leftarrow \hat{\theta}_n + \boldsymbol{\delta} \quad (17)$$

이러한 과정을 추정치의 갱신값($\boldsymbol{\delta}$)이 기준치 이하로 수렴할 때까지 반복하여 최종값을 얻어낸다.

IV. CRLB의 부공간 분해를 통한 신호원 위치와 속도 추정 성능 분석

신호모델과 오차요인의 확률특성에 의해 관측모델의 확률밀도함수(probability density function, pdf)가 주어진 경우, 불편 추정기(unbiased estimator)의 최소분산값은 CRLB에 의해 결정된다^[14]. CRLB는 FIM (Fisher information matrix)과 역행렬의 관계에 있으며, FIM은 관측모델에 포함된 추정 파라미터에 대한 총 정보량을 의미한다. 추정오차가 가우시안 분포를 가질 때, FIM은 측정오차의 공분산 행렬과 Jacobian 행렬을 통해 식 (18)과 같이 정의된다^[13].

$$\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{H}^T \boldsymbol{\Psi}^{-1} \mathbf{H} \quad (18)$$

$$\mathbf{H} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{P})}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right|_{\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\theta}_{real}}$$

위치추정 문제에서는 CRLB 행렬의 고유벡터(eigenvector)와 고유치(eigenvalue)를 이용하여 추정치의 공간적 분포특성을 오차타원(error ellipse)과 타원체(ellipsoid)의 형태로 도시하여 분석할 수 있다^[12]. 이를 통해 전체 추정치의 실제적 분포 특성을 확인하거나 개별 추정치 간의 상관관계를 직관적으로 확인할 수 있다. 하지만 이동 신호원의 위치와 속도의 추정 성능을 공간상에서 직관적으로 확인하기 위해서는 다차원 CRLB 행렬을 해당 추정치의 부공간으로 분해하는 과정이 필요하다. 본 논문의 II장에서 2차원 공간상의 추

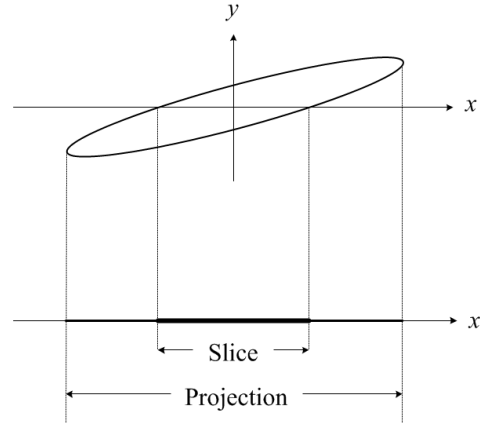


그림 2. 2차원 오차타원의 투영(projection)과 절편(slice) 과정 비교.

Fig. 2. Comparison of projection and slice for 2-D error ellipsoid.

정문제를 가정하였으므로 CRLB 행렬은 4×4의 크기를 가지며, 이를 2×2의 위치와 속도 부공간 CRLB로 분해하여야 한다.

그림 2는 이러한 부공간 분해를 위한 투영(projection)과 절편(slice) 과정을 2차원 공간상에서 나타내고 있다. 투영과 절편 과정은 각각 식 (19)와 (20)으로 정의되며, 행렬 \mathbf{D} 는 2×4 행렬로 각 행은 평면상에 나타내고자하는 추정치 위치의 원소를 1로 가진다^[15].

$$\mathbf{I}_p(\boldsymbol{\theta}) = (\mathbf{D}\{\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta})\}^{-1}\mathbf{D})^{-1} \quad (19)$$

$$\mathbf{I}_s(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{D}\{\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta})\}\mathbf{D} \quad (20)$$

하지만 이러한 오차타원은 수신단의 기하학적 배치조건이 주어졌을 경우, 특정 위치에 존재하는 하나의 신호원에 대한 추정 성능만을 나타낸다. 따라서 2차원 평면상의 모든 지점에서 식 (21)과 같이 정의되는 CEP (circular error probable) 값을 계산하여 도시하는 CEP 평면을 통해 추정 성능의 공간적 분포 특성을 확인할 수 있다. 이 때 CEP는 오차타원과 동일한 둘레를 가지는 원의 반지름 값으로 정의된다^[5]. 오차타원이 장단축의 길이와 방향으로 정의되는데 비해 CEP를 이용하면 하나의 상수 형태로 특정 지점에서의 추정성능을 나타낼 수 있다는 장점이 있다.

$$CEP \cong \frac{3}{4} \sqrt{k} \sqrt{\lambda_1 + \lambda_2} = \frac{3}{4} \sqrt{k} \sqrt{\text{tr}\{\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta})^{-1}\}} \quad (21)$$

여기서 λ_1 과 λ_2 는 투영 또는 절편 과정을 거쳐 얻어진

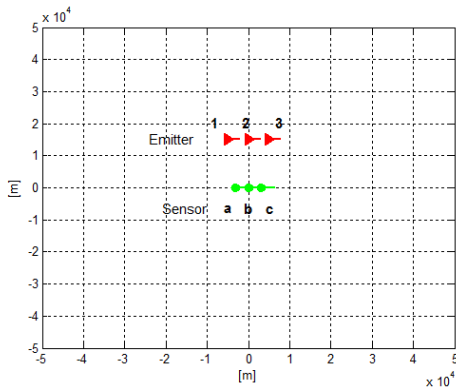


그림 3. 수신단과 이동 신호원(1, 2, 3번 위치)의 배치도.
Fig. 3. The geometry of the sensors and the moving emitter(1, 2, and 3 positions).

부공간으로 분해된 CRLB 행렬의 고유치를 나타낸다. 그리고 k 는 추정치가 오차타원 내부에 존재할 확률 P_e 에 의해 결정되는 값으로 식 (22)과 같이 계산된다.

$$k = -2\ln(1 - P_e), \quad 0 < P_e < 1 \quad (22)$$

이러한 CEP 평면을 활용하면 2차원 공간에서 두 추정치의 전체적인 성능 분포 특성을 효과적으로 확인할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이동 신호원의 CRLB 행렬을 위치와 속도 부공간으로 분해하고 각각의 CEP 평면을 도시하여 추정 성능을 분석한다.

V. 모의실험 결과 및 분석

본 장에서는 III장에서 설명된 Gauss-Newton 기법을 이용하여 이동 신호원의 위치와 속도를 추정하고, IV장에서 다룬 부공간 분해를 통해 위치와 속도 공간에서 도시한 오차타원과 추정결과를 비교 분석한다. 또한 위치와 속도 공간에서 CEP 평면을 도시하여 수신단의 배치 조건에 따른 이동 신호원의 기대 추정 성능을 분석한다.

1. Gauss-Newton 기법 기반의

이동 신호원 위치 및 속도 추정 결과

TDOA와 FDOA 정보를 이용하는 Gauss-Newton 기법 기반 이동 신호원 추정 기법의 성능을 검증하기 위해 신호원의 위치와 속도가 표 1과 같은 3가지 경우에 대해 각각 모의실험을 수행하였다. 그림 3과 같이 직선으로 배치된 수신단에서 3가지의 조합(a-b, b-c, a-c)에서 총 6개의 TDOA와 FDOA 정보를 측정하여 사용하였으며, TDOA와 FDOA 측정오차는 각각 10ns와 10Hz

표 1. 이동 신호원 위치 및 속도 정보
Table 1. Position & velocity of the emitter.

번호	$x[m]$	$y[m]$	$\dot{x}[m/s]$	$\dot{y}[m/s]$
1	-5000	15000	200	0
2	0	15000	200	0
3	5000	15000	200	0

표 2. 수신단 위치 및 속도 (운용조건 1)

Table 2. Position & velocity of sensors for the scenario 1.

수신단 번호	$x_i[m]$	$y_i[m]$	$\dot{x}_i[m/s]$	$\dot{y}_i[m/s]$
1	-3000	0	300	0
2	0	0	300	0
3	3000	0	300	0

표 3. 수신단 위치 및 속도 (운용조건 2)

Table 3. Position & velocity of sensors for the scenario 2.

수신단 번호	$x_i[m]$	$y_i[m]$	$\dot{x}_i[m/s]$	$\dot{y}_i[m/s]$
1	-3000	0	300	0
2	0	5120	300	0
3	3000	0	300	0

로 설정하였다. 이 때 그림 3과 같이 서로 다른 신호원 위치(1, 2, 3번 위치)에서 각각의 추정결과를 도출하였다. 초기값은 실제값의 1% MSE (mean square error)를 가지는 가우시안 잡음을 더하여 사용하였다.

Gauss-Newton 기법을 이용한 위치와 속도 추정결과를 2차원 공간상에 도시하기 위해 CRLB 행렬을 각각의 부공간에 투영하여 나타내었다. 이러한 과정을 통해 반복횟수가 5회인 경우의 위치와 속도 추정결과를 그림 4(a)와 (b)에 나타내었으며, 반복횟수를 10회로 증가하였을 경우의 추정결과는 4(c)와 (d)에서 오차타원과 함께 도시하였다. 위의 결과에서 반복횟수를 증가할수록 추정성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 그림 4의 결과에서 반복계산을 통한 위치좌표 및 속도벡터 추정값을 오차타원과 비교하여 공간적 분포를 확인할 수 있다.

2. CEP 평면을 이용한 이동 신호원 위치 및 속도 추정 성능 분석

앞 절에서는 특정한 지점에 존재하는 하나의 신호원에 대한 추정결과와 오차타원을 비교하여 성능을 분석하였다. 하지만 이러한 경우는 다양한 신호원 위치에 대한 수신단 배치에 따른 기대 성능을 분석하기 어렵다. 전자전 환경에서 수신단의 운용조건에 따른 기대성

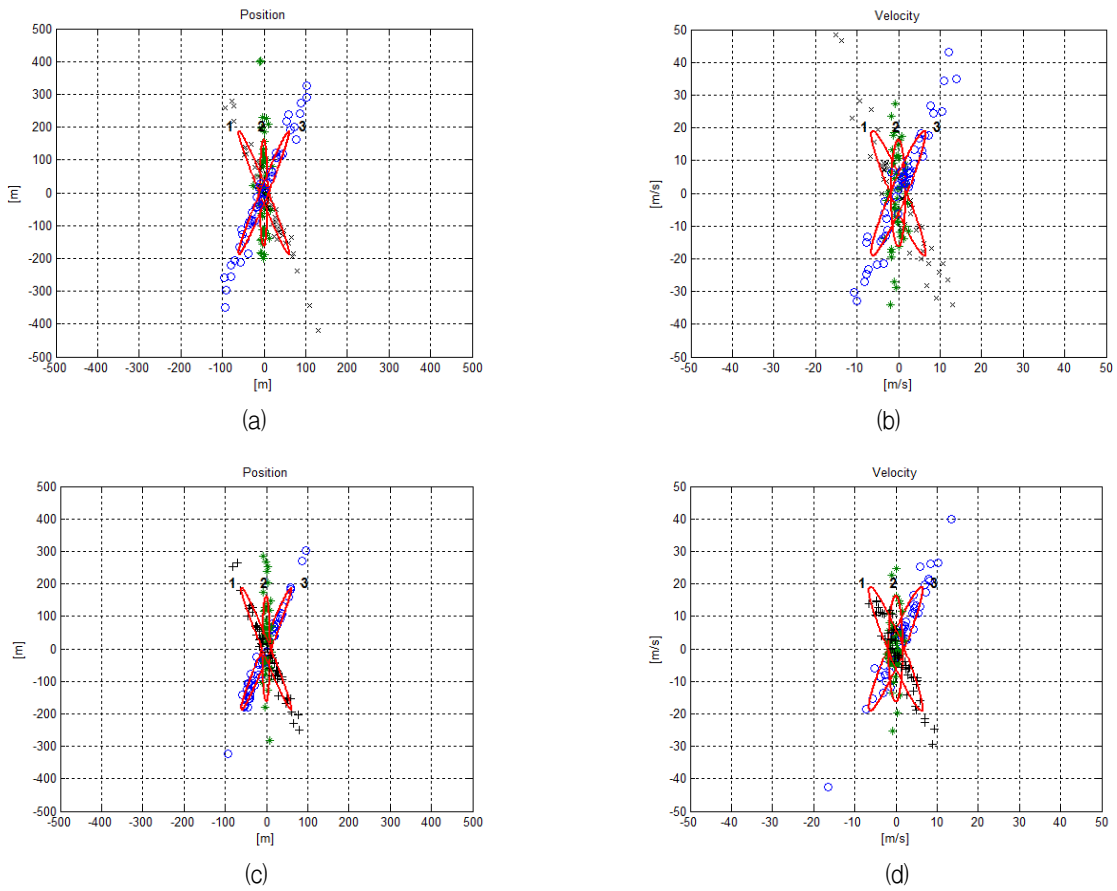


그림 4. CRLB 행렬의 부공간 분해를 통한 위치와 속도 추정 결과, 반복횟수 5회인 경우: (a) 위치좌표 추정 결과와 오차타원, (b) 속도벡터 추정결과와 오차타원, 반복횟수 10회인 경우: (c) 위치좌표 추정 결과와 오차타원, (d) 속도벡터 추정결과와 오차타원.

Fig. 4. The estimates of the position and velocity of the moving emitter by the subspace decomposition of the CRLB matrix, in the case of 5-iterations: (a) the estimates of the emitter positions and its error ellipse, (b) the estimates of the emitter velocities and its error ellipse, in the case of 10-iterations: (c) the estimates of the emitter positions and its error ellipse, (d) the estimates of the emitter velocities and its error ellipse.

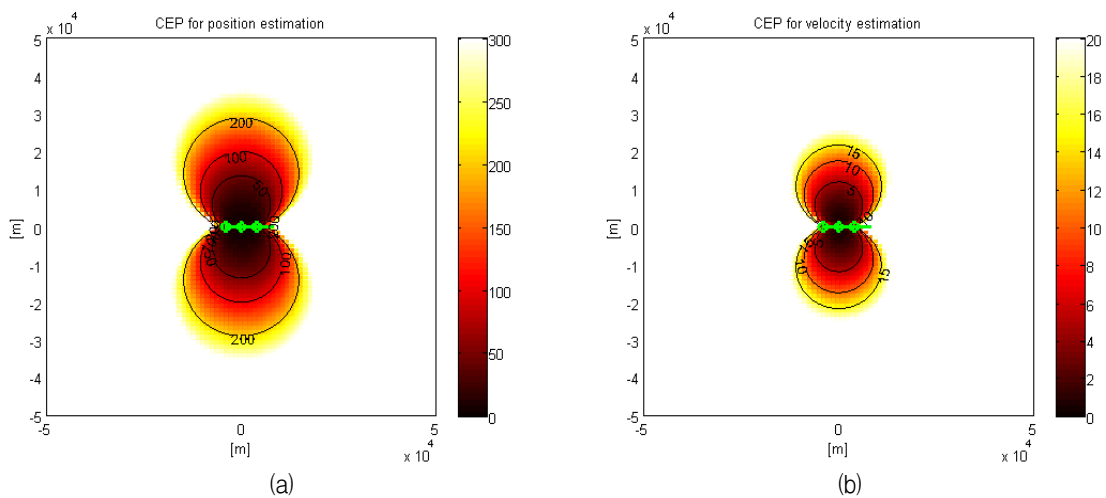


그림 5. 운용조건 1에서의 이동 신호원의 위치 및 속도 CEP 평면 (a) 신호원 위치좌표, (b) 신호원 속도벡터.

Fig. 5. The resultant CEP planes: (a) the position, and (b) velocity of the moving emitter in the case of geometry in Table 2.

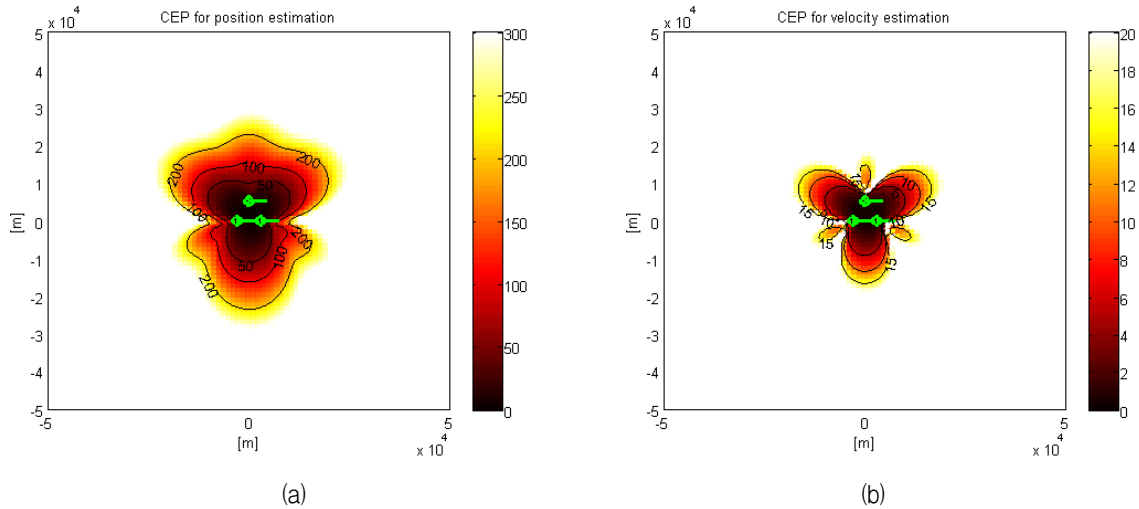


그림 6. 운용조건 2에서의 이동 신호원의 위치 및 속도 CEP 평면 (a) 신호원 위치좌표, (b) 신호원 속도벡터.
Fig. 6. The resultant CEP planes: (a) the position, and (b) velocity of the moving emitter in the case of geometry in Table 3.

능 분석결과는 아군 전력의 운용 전략수립에 중요한 정보를 제공한다. 따라서 본 절에서는 표본화된 2차원 공간상의 모든 신호원 위치에 대해 IV장에서 설명된 CEP 값을 계산하여 도시하는 CEP 평면을 적용한다. 위치와 속도 CEP 평면을 독립적으로 도시하기 위해서 CRLB 행렬을 각각의 부공간으로 투영한 후 CEP 값을 계산하였다. 모의실험에 적용된 수신단 배치는 표 2와 3과 같은 일직선 배치와 삼각 배치 형태이며 이에 따른 각각의 CEP 평면은 그림 5와 6과 같다. 제시된 CEP 평면에서는 x - y 축 방향으로 각각 $\pm 50\text{km}$ 의 범위를 가지며, 500m 간격의 모든 지점에서 CEP 값을 계산하였다. 또한 보다 효과적인 분석을 위해 CEP 값이 50m , 100m , 200m 인 지점과 5m/s , 10m/s , 15m/s 인 지점을 연결한 곡선을 표시하였다. 즉 CEP 평면에서 CEP값이 작은 영역이 넓을수록 보다 높은 신호원 위치추정 성능을 기대할 수 있다. 직선 배치의 경우 높은 추정성능을 보이는 영역이 대칭적으로 분포되어 있으며, 삼각배치의 경우에는 신호원의 거리가 비슷하더라도 신호원의 위치에 따라 추정성능 차이가 상대적으로 큰 것을 확인할 수 있다. 이러한 CEP 평면을 이용하면 다양한 실제적인 운용조건에서의 기대 성능을 용이하게 분석할 수 있을 것이다. 또한 기존의 단일 TDOA와 단일 FDOA 정보를 이용한 경우와 TDOA와 FDOA 정보를 동시에 사용한 경우의 신호원 위치추정 성능을 비교하기 위해 표 1과 동일한 배치조건에서 신호원의 속도가 0m/s 인 경우의 추정결과를 분석하였다. 그림 7에서 TDOA와 FDOA의 측정정확도를 변화하면서 추정치의 RMSE (root mean square error)를 비교하였다. 이때 측

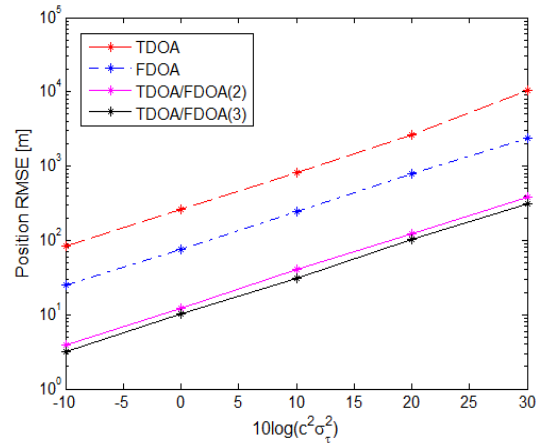


그림 7. TDOA 및 FDOA 단일정보를 사용한 경우와 TDOA/FDOA 정보를 동시에 사용한 경우의 위치추정 성능 비교.
Fig. 7. The comparison of the estimation performances in the case of using TDOA, FDOA, and TDOA/FDOA measurements.

정오차의 표준편차는 $0.1\sigma_r = \sigma_v$ 의 관계를 유지하고 상수 c 의 값을 변화하면서 결정하였다. 여기서 두 정보를 동시에 사용한 경우에서 단일정보를 이용하는 것에 비해 보다 우수한 추정성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 이격된 수신단에서 측정된 TDOA와 FDOA 정보를 이용하여 이동 신호원의 위치와 속도를 추정하는 방법을 유도하였다. 이를 위해 Taylor 급수

전개를 통한 Gauss-Newton 기법을 적용하여 LS 최적해를 반복적으로 얻어냈다. 또한 다양한 운용조건에 따른 추정 결과의 공간적 분포 특성을 효과적으로 확인하기 위해서 CRLB 행렬을 위치와 속도 부공간으로 분해하여 오차타원을 유도하였다. 그리고 수신단의 특정한 기하학적 배치 조건하에서 신호원 위치에 따른 기대 추정 성능을 알아보기 위해 CEP 평면을 도시하였다.

이러한 Gauss-Newton 기법 기반의 이동 신호원 위치 및 속도 추정 방법은 임의의 수신단 조합을 사용할 수 있는 운용상의 이점을 가지며, TDOA와 FDOA 정보를 동시에 이용하여 단일 정보를 이용하는 경우에 비해 높은 추정 정확도를 얻을 수 있다. 또한 CRLB 행렬의 부공간 분해를 통하여 서로 다른 단위와 범위를 가지는 위치와 속도 추정결과의 독립적으로 분석이 가능하다. 그리고 이를 바탕으로 위치와 속도 추정에 대한 CEP 평면을 도시하여 광역화된 전장에서 이동 신호원의 기대 추정 성능을 직관적으로 확인할 수 있다. 따라서 제안된 위치추정 및 분석 방법을 통하여 수신단의 이동특성에 따른 위치 및 속도 추정 성능의 경향성을 파악하고 이를 토대로 수신단 운용 최적화에 활용할 수 있을 것으로 기대된다.

REFERENCES

- [1] David L. Adamy, *EW 101: First Course in Electronic Warfare*, Artech House, 2001.
- [2] Anthony E. Spezio, "Electronic Warfare Systems," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 633-644, March 2002.
- [3] 김용희, 김완진, 송규하, 이동원, 김형남, "스캔패턴 분석을 위한 레이더 수신신호 모델링," *대한전자공학회 논문지*, 제 47권, 4호, pp. 73-85, 2010년 4월
- [4] 류영진, 김환우, "자기상관관계를 이용한 레이더 신호의 PRI 변조형태 인식 기법," *대한전자공학회 논문지*, 제 43권, 3호, pp.61-67, 2006년 5월
- [5] Richard A. Poisel, *Electronic Warfare Target Location Methods*, Artech House, MA. 2005.
- [6] Robert K. Otnes, "Frequency Difference of Arrival Accuracy," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 2, pp. 306-308, Feb. 1989.
- [7] Wade H. Foy, "Position-Location Solution by Taylor-Series Estimation," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-12, no. 2, pp. 187-194, Mar. 1976.
- [8] Robert K. Otnes, "Frequency Difference of Arrival Accuracy," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 2, pp. 306-308, Feb. 1989.
- [9] Y. T. Chan and K. C. Ho, "A Simple and Efficient Estimator for Hyperbolic Location," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 42, no. 8, Aug. 1994.
- [10] 김동혁, 송승현, 박경순, 성태경, "TDOA 추정치를 이용한 가중치 추정방식의 QCLS 측위 방법," *대한전자공학회 논문지*, 제 44권, 4호, pp. 1-7, 2007년 7월
- [11] 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.
- [12] M. L. Fowler and X. Hu, "Signal Models for TDOA/FDOA Estimation," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 44, no. 4, pp. 1543 - 1550, Oct. 2008.
- [13] Darko Musicki and Wolfgang Koch, "Geolocation Using TDOA and FDOA Measurements," *In Proc. of 11th Int. Conf. on Inf. Fusion*, pp. 1-8, 2008.
- [14] Steven M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, Prentice Hall, NJ. 1993.
- [15] Mark L. Fowler, "Analysis of Single-Platform Passive Emitter Location With Terrain Data" *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 37, no. 2, pp. 495-507, Apr. 2001.

저 자 소 개



김 용 희(학생회원)
2007년 부산대학교 전자전기정보
컴퓨터공학부 학사 졸업.
2009년 부산대학교 전자전기
공학과 석사 졸업.
2009년~현재 부산대학교 전자
전기공학과 박사과정.

<주관심분야 : 통신 및 신호처리, 레이더 및 소나
시스템, 신경디코딩>



송 규 하(정회원)
1996년 경북대학교 전자공학과
학사 졸업.
1998년 포항공과대학교 전자전기
공학과 석사 졸업.
1998년~현재 국방과학연구소
선임 연구원.

2012년~현재 포항공과대학교 전자전기공학과
박사과정.

<주관심분야 : 통신 및 신호처리>



김 동 규(학생회원)
2011년 부산대학교 전자전기통신
공학부 학사 졸업.
2011년~현재 부산대학교 전자전
기공학과 석박통합과정.
<주관심분야 : 통신 및 신호처리,
레이더 및 소나시스템>



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

2000년 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 박사후
연구원.

2003년 한국전자통신연구원 무선방송연구소 선임
연구원.

2007년 부산대학교 전자공학과 조교수.

2012년 부산대학교 전자전기공학부 부교수.

2012년~현재 부산대학교 전자공학과 교수.

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



한 진 우(정회원)
2001년 경북대학교 컴퓨터공학과
석사 졸업.
2004년 경북대학교 컴퓨터공학과
석사 졸업.
2004년~현재 국방과학연구소
선임 연구원.

<주관심분야 : 신호처리, 패턴인식, 데이터마이닝,
네트워크>