

eLoran Navigation Algorithm Considering Errors Proportional to the Range

송 세 필* · 최 현 호** · 김 영 백*** · 이 상 정§ · 박 찬 식†
 (Se Phil Song · Heon Ho Choi · Young-Baek Kim · Sang Jeong Lee · Chansik Park)

Abstract - eLoran is enhanced Loran-C and eLoran is researched for as GPS backup system because this system is resistant to signal interference and has high accuracy. TOA measurements of eLoran include errors proportional to the range such as PF, SF, ASF and EF. Therefore these error factors must be compensated for improved accuracy of position. Generally, error models or GPS aided compensation methods are used, but these methods are limited by lack of infrastructure or system performance. Therefore, this paper proposes new model of error factors included in eLoran TOA measurements and navigation algorithm using this model. Error factors in this model are sum of a certain size of error and error proportional to the range. And feasibility and performance of proposed navigation algorithm are verified by using raw measurements.

Key Words : GPS, eLoran, Navigation algorithm, PF, SF, ASF

1. 서 론

eLoran(enhanced Long Range Navigation)은 기존의 Loran-C의 정확도를 개선한 항법 시스템이다. Loran-C는 한 체인에 속한 송신국의 TDOA(Time Difference Of Arrival) 측정치만 사용하는 시스템으로, 정확도가 약 450m에 불과하다. 반면에 eLoran은 수신 가능한 모든 체인의 TOA 측정치를 기반으로 하는 항법 시스템이며, 정확도가 높다. 또한 GPS와 통합 운용할 경우, GPS까지 위치 추정에 사용할 수 있는 장점이 있다[1]. 따라서 세계 각국에서는 제밍에 취약한 GPS의 단점을 보완하는 백업 시스템으로 eLoran을 활용하려는 연구가 진행 중으로, 이미 유럽의 GRI 6731 체인에서 eLoran 관련 서비스를 제공 중이다.

eLoran의 TOA 기반 거리 측정치에는 PF(Primary Factor), SF(Secondary Factor), ASF(Additional Secondary Factor), EF(Ellipsoidal Factor)와 같은 오차 요소들이 포함되어 있으므로 위치 추정 결과의 정확도 향상을 위하여 이를 제거하여야 한다. 일반적으로 각 오차 요소에 대한 모델식을 이용하거나 ASF Map과 같은 보정 정보를 사용하는 등 다양한 오차 보상 방법이 연구되어 있다. 그러나 각 모델식을 별도로 적용하는 것은 연산 부하량이 매우 크고,

ASF Map과 같은 방법은 현실적으로 준비가 어려워 실제 적용에는 상당한 제약이 있다. 또한, Relekttronika의 LORADD[2]와 같은 일부 eLoran 수신기의 경우에는 거리 대비 매우 큰 수신기 시계 오차가 TOA 측정치에 포함되어 있어 기존의 항법 알고리즘과 오차 보상 방법만을 이용할 경우에는 해가 발산하는 문제가 있다.

이러한 오차 보상 문제를 해결하기 위하여, GPS-aiding 기법이 제안되었다[3]. GPS-Aiding 기법은 TOA 측정치는 실제거리와 오차의 합과 같다는 점에서 착안하였으며, 실제 거리는 GPS 위치해와 송신국 위치를 이용하여 구한다. 이를 eLoran/GPS 통합 수신기에 적용할 경우, GPS와 eLoran이 모두 가용하면 GPS로부터 eLoran의 오차를 계산한다. 그러나 GPS를 사용할 수 없게 되면 최근에 계산한 오차를 eLoran의 단독 항법에 이용한다. 이 방법은 eLoran 항법 결과가 GPS 위치해와 유사한 정확도를 갖는 장점이 있다. 그러나 시간이 지날수록 이전에 계산된 오차의 신뢰도가 감소하며, 처음부터 GPS의 사용이 불가능할 경우에는 오차를 구할 수 없다.

본 논문에서는 eLoran의 TOA 측정치에 포함된 오차 요소들을 재정의한 새로운 측정치 모델을 제시하고 이를 이용한 최소자승법 기반의 항법 알고리즘을 제안하였다. 제안한 기법은 공통 오차인 수신기 시계오차 이외에 PF, SF, ASF, EF와 같이 수신기와 송신국 사이의 거리에 비례하는 오차 요소를 하나의 오차로 가정하고 측정치를 모델링함으로써 기존의 항법알고리즘이 갖는 GPS 의존성 및 위치해의 발산 문제를 해결하였다. 또한 기존의 오차 보상 방법으로 PF, SF, ASF, EF와 같은 오차를 제거하기 어려운 경우에도 그 영향을 줄일 수 있는 장점이 있다.

제안한 알고리즘을 검증하기 위하여 서유럽 현지에서 수집한 실제 측정치를 이용하였다. 또한, 기존의 GPS Aiding

* 준 회원 : 충남대 공과대학 전자공학과 석사과정

** 정 회원 : 충남대 공과대학 전자공학과 박사과정

*** 정 회원 : 한양네비콤(주)

§ 정 회원 : 충남대 공과대학 전자공학과 교수

† 교신저자, 정회원 : 충북대 컴퓨터정보통신연구소,
전자정보대학 제어로봇공학과 교수

E-mail : chansp@chungbuk.ac.kr

접수일자 : 2011년 9월 15일

최종완료 : 2011년 10월 25일

기법과 제안한 알고리즘의 위치 추정 결과를 상호 비교함으로써 제안한 기법의 타당성과 성능을 확인하였다.

2. 기존 eLoran 항법 알고리즘 및 문제점

eLoran 수신기의 TOA 측정치에 광속을 곱하면 거리 측정치를 구할 수 있다. 이 때, eLoran 송신국과 수신기는 모두 동일한 고도면 상에 위치하므로 eLoran에서는 2차원의 위치만 고려하며, 실제 거리 r^i 는 송신기(X^i, Y^i)와 수신기(x, y) 사이의 직선거리가 된다. 또한 거리 측정치에는 PF, SF, ASF 및 수신기의 시계오차 cB 등의 오차와 측정 잡음이 포함되어 있다. 따라서 거리 측정치 Ψ_i 는 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Psi_i = r_i + cB + \delta_{PF_i} + \delta_{SF_i} + \delta_{ASF_i} + \delta_{EF_i} + \delta_{ED_i} + \epsilon_i \quad (1)$$

1차 위상요소 PF는 대기 중에서의 전파속도와 진공 상태에서의 전파속도 차이로 인하여 발생하는 지연 오차이다. 대기 중에서의 전파 속도 c_{air} 는 299,691,162 [m/s]로, 이는 진공 상태에서의 전파 속도 c 와 1/1.000338 배 가량 차이가 있다. 또한, 2차 위상요소 SF는 신호의 전파경로가 전부 해수면을 지날 경우를 가정하고 구한 지연 오차이다. 기존에는 PF와 SF를 별도로 계산하였으나, 최근에는 RTCM (Radio Technical Commission for Maritime Services)의 권고에 따라 PF와 SF로 인한 지연을 다음과 같이 한번만에 계산하여 보상한다[4][5]. 이 때, $S_i = 10^{-5} \times r_i$, $B_1 = -111$, $B_2 = 98.20$, $B_3 = 13$, $B_4 = 113$, $B_5 = 0$ 이다.

$$\delta_{PF_i} + \delta_{SF_i} = B_1 + B_2 S_i + (B_3 S_i + B_4) e^{-S_i/2} + \frac{B_5}{1 + 6S_i} + \frac{2.277}{S_i} \quad (2)$$

부가적 2차 위상요소인 ASF는 전파경로가 육상일 경우와 해수면일 경우의 전송 지연 차이이다. ASF를 보상하는 방법으로는 매 epoch마다 ASF를 계산하거나 ASF Map을 적용하는 방법 또는 dLoran(differential Loran)을 이용하는 방법 등이 있다. 매 epoch마다 ASF를 계산하는 방법에서는 Millington 혹은 Monteath 모델을 사용하여 ASF를 계산한다[5][6]. 그러나 이 방법을 사용하여 수신기 내에서 ASF를 직접 계산할 경우, 복잡한 계산 과정으로 인하여 많은 시간이 소요되는 문제가 있다. ASF Map 방법은 ASF를 실시간으로 보상하기 위하여 ASF를 사전에 계산하여 가지고 있다가 이를 측정치에 보상하는 방법이다. 그러나 ASF 맵을 생성하기 위해서는 전도율 데이터 및 고도 정보를 알고 있어야 하며, 계산된 Map을 저장할 수 있는 내부 메모리나 별도의 저장 공간을 필요로 한다. 또한, ASF는 시간과 공간에 따라 값이 변하기 때문에 ASF Map 만으로는 정밀한 제거가 쉽지 않다. 따라서 eLoran에서는 dLoran 기법을 사용한다. 이는 eLoran의 정확한 운용이 필요한 항구 주변에 적용되는 방법으로, 인근의 감시국에서 ASF를 측정하고 이 값과 ASF 맵의 차이를 LDC(Loran Data Channel)를 통하여 사용자에게 방송함으로써 ASF를 효과적으로 보상할 수 있

도록 하는 방법이다. 이 방법을 이용할 경우에는 ASF를 직접 계산하거나 ASF Map을 유지하는 등의 수신기 시스템 상에서의 부담은 줄어들지만, dLoran 신호를 수신할 수 있는 범위를 벗어나면 이용할 수 없게 되는 문제가 있다.

eLoran 신호는 지표면을 따라 전파되므로 수신기와 송신국 사이의 거리는 지구 타원체 상의 거리이며, 직선거리와는 다른 값을 갖는다. 타원체 상에 위치한 두 점 사이의 거리는 Vincenty의 역문제[7]를 이용하여 구할 수 있으나 계산의 부하가 크다. 따라서 수신기 위치를 구하는 과정에서 매번 복잡한 계산을 피하기 위하여 다음의 EF[8]를 이용하여 보상한다. 여기서 $r_{i,vin}$ 는 타원체 상에서의 거리이고 $r_i = \sqrt{(X^i - x)^2 + (Y^i - y)^2}$ 는 직선거리를 나타낸다. EF는 사용자가 많이 움직이지 않는다면 거의 상수로 볼 수 있으므로 한번 계산된 δ_{EF_i} 를 계속 사용할 수 있어 계산의 부하를 줄일 수 있다.

$$\delta_{EF_i} = r_{i,vin} - r_i \quad (3)$$

이외에 고려하여야 하는 오차 요소로는 방사지연(ED, Emission Delay)이 있다. ED는 동일한 체인 내에 속한 중국의 송신 시점보다 중국의 신호가 늦게 송신되도록 일정한 시간 지연을 삽입하여 수신기에 도달한 두 신호가 겹치지 않도록 한 것이다. 따라서 중국의 TOA를 거리 측정치로 사용하기 위해서는 각 중국 별로 추가된 ED 만큼의 시간 지연을 보상하여야 한다. ED는 식 (4)를 이용하여 보상할 수 있으며, TOA가 ED보다 작을 경우에는 값이 음수가 되므로 신호의 한 주기인 GRI를 TOA에 더하여 보상한다.

$$\delta_{ED_i} = \begin{cases} c \times ED^i, & \Psi_i \geq \delta_{ED} \\ c \times (ED^i - GRI^i), & \Psi_i < \delta_{ED} \end{cases} \quad (4)$$

PF, SF, ASF, EF, ED가 보상된 측정치는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다. 이 때, v_i 는 보상하고 남은 오차의 합이다.

$$\Psi_i = \sqrt{(X^i - x)^2 + (Y^i - y)^2} + cB + v_i \quad (5)$$

식 (5)의 eLoran 측정치를 기준점 (x_0, y_0) 에서 선형화하면 식 (6)과 같다. 여기서 $h_x^i = X^i - x_0 / \sqrt{(X^i - x_0)^2 + (Y^i - y_0)^2}$, $h_y^i = Y^i - y_0 / \sqrt{(X^i - x_0)^2 + (Y^i - y_0)^2}$ 이다.

$$\rho_i = \Psi_i - \sqrt{(X^i - x_0)^2 + (Y^i - y_0)^2} = \begin{bmatrix} h_x^i & h_y^i & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ cB \end{bmatrix} + v_i \quad (6)$$

식 (6)으로부터 $m(\geq 3)$ 개의 송신국에 대하여 식 (7)과 같은 측정식을 얻을 수 있으며, 이를 벡터-행렬의 형태로 나타내면 식 (8)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \rho_1 \\ \vdots \\ \rho_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_x^1 & h_y^1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_x^m & h_y^m & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ cB \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\rho = H\delta u + v \tag{8}$$

식 (8) 에 가중 최소자승법을 적용하면 수신기의 위치, 시계오차와 그 공분산을 구할 수 있다. 여기서 Q_p^{-1} 는 가중 행렬로 모든 송신국의 TOA가 같은 정확도로 구해진다. $Q_p^{-1} = (\sigma_p^2 I)^{-1}$ 으로 둘 수 있다.

$$\hat{\delta u} = (H^T Q_p^{-1} H)^{-1} H^T Q_p^{-1} \rho \tag{9}$$

$$\text{cov}(\hat{\delta u}) = (H^T Q_p^{-1} H)^{-1} \tag{10}$$

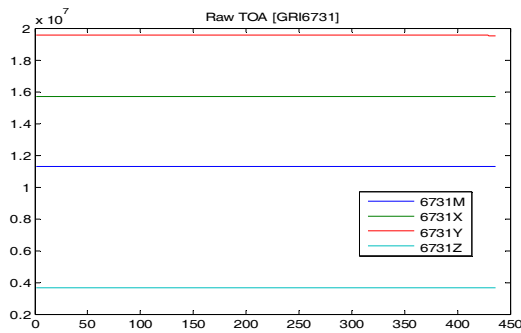


그림 1 보상하지 않은 eLoran 거리 측정치
Fig. 1 Raw TOA Measurements of eLoran

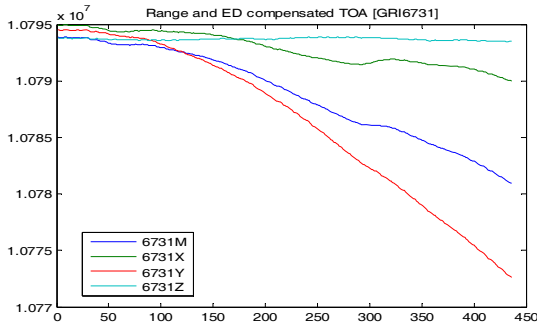


그림 2 실제거리와 ED를 제거하고 남은 오차 요소
Fig. 2 Range and ED compensated TOA

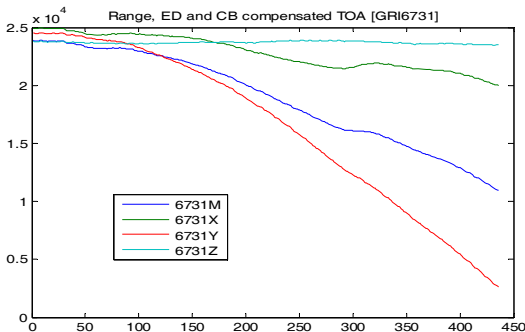


그림 3 거리, ED와 $cB(=10,770,000)$ 를 보정한 측정치
Fig. 3 Range, ED and cB compensated TOA

그러나 현재 동작 중인 eLoran 송신국으로부터 수집한 수신기의 측정치에는 앞에서 설명한 오차 요소 외에 비정상적으로 큰 수신기 시계오차뿐만 아니라 파악되지 않은 요인에 따른 오차가 존재한다. 그림 1은 보상하지 않은 eLoran 거리 측정치이며, 그림 2는 식 (1)에서 GPS로 구한 수신기 위치와 알고 있는 송신국의 위치를 이용하여 구한 거리 r_i 와 δ_{ED} 를 제거한 결과이며 이는 TOA 측정치에 포함된 모든 오차 요소를 의미한다. 이 때, 수신기 시계오차가 공통이란 점을 고려하여 cB 를 10,770,000으로 가정하고 식 (1)에서 추가로 제거한 나머지 오차는 그림 3과 같다. 그림 3의 그래프는 PF, SF, ASF, EF와 송신국 시계오차 등 다른 요인에 의한 오차의 합으로, 변화가 25 km에 이르기 때문에 이를 PF, SF, ASF, EF 만으로 보기에는 변화폭이 너무 크다. 따라서 이것은 다른 오차 요인에 의한 영향으로 추측되지만, 현재 이들 오차를 효과적으로 제거할 모델은 없는 상황이다.

GPS와 eLoran 모두 사용 가능할 경우, GPS로 구해진 위치 (x_{GPS}, y_{GPS}) 를 이용하여 구한 거리를 eLoran 거리 측정치에서 빼면 보정치 Δ_i 를 구할 수 있으며, Δ_i 를 eLoran 측정치에서 빼면 오차를 보상하는 효과를 얻을 수 있다[3].

$$\begin{aligned} \Delta_i &= \Psi_i - \sqrt{(X^i - x_{GPS})^2 + (Y^i - y_{GPS})^2} \\ &= cB + \delta_{PF_i} + \delta_{SF_i} + \delta_{ASF_i} + \delta_{EF_i} \end{aligned} \tag{11}$$

이 방법을 이용하면 어느 순간부터 GPS가 동작하지 않게 될 경우에도 직전에 구해진 값을 계속 적용함으로써 eLoran 측정치를 보상할 수 있다. 그러나 이 경우에는 앞에서 언급한 바와 같이 시간이 경과함에 따라 측정치 오차의 특성이 바뀌기 때문에 위치 오차가 증가하는 문제가 있다. 또한 GPS가 처음부터 사용할 수 없는 경우에는 이 방법을 이용하여 해를 구할 수 없는 단점이 있다.

3. 새로운 eLoran 거리 측정치 모델을 이용한 항법

앞에서 언급한 바와 같이 eLoran 거리 측정치에는 공통 오차인 수신기 시계오차 외에 거리에 비례하는 오차가 존재하지만, 이를 계산하여 제거하는 것은 현실적으로 문제가 있다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 식 (5)의 v_i 를 거리에 비례하는 바이어스 $r_i D$ 와 잡음 n_i 의 합으로 모델링함으로써 식 (5)를 식 (12)로 쓸 수 있다.

$$\Psi_i = r_i + cB + r_i D + n_i \tag{12}$$

실제 측정치에는 PF, SF, ASF, EF나 수신기의 시계오차 외에도 송신국의 시계 오차나 위치 오차 같은 측정하기 어려운 오차가 존재할 수 있다. 만약, 수신기 시계오차의 크기가 비정상적으로 큰 경우에는 $cB \gg h_x^i \delta x$, $cB \gg h_y^i \delta y$ 로 볼 수 있다. 이로 인하여 식 (7)을 선형화한 측정식에서, $(H^T Q_p^{-1} H)^{-1}$ 의 조건계수(condition number)가 나빠져 수치 오차가 증가하는 문제가 발생한다. 위와 같이 수신기 시계오차가 비정상적으로 큰 문제와 거리에 비례하는 오차를 처리하는 eLoran 항법 알고리즘을 다음과 같이 제안한다.

식 (12)에 섭동법(perturbation)을 적용하고 기준점 (x_0, y_0) 에서 선형화하면 식 (13)을 얻을 수 있다. 여기서는 수치 안정성 향상을 위하여 B_0 와 D_0 도 기준점으로 두고 선형화 하였다. 이로 인하여 아주 큰 값인 B_0 와 D_0 를 제외한 오차 성분인 δB 와 δD 를 구함으로써 수치오차의 증가를 피할 수 있다. 식 (13)에서 w_i 는 선형화 과정에서 발생하는 오차와 측정 잡음의 합을 나타낸다.

$$\begin{aligned} \Psi_i &= r_0 + \begin{bmatrix} h_x^i & h_y^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \end{bmatrix} + cB_0 + \alpha\delta B \\ &+ \left\{ r_0 + \begin{bmatrix} h_x^i & h_y^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \end{bmatrix} \right\} (D_0 + \delta D) + n_i \\ &\cong r_0(1 + D_0) + cB_0 + (1 + D_0) \begin{bmatrix} h_x^i & h_y^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \end{bmatrix} \\ &+ \alpha\delta B + r_0\delta D + w_i \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)을 정리하면 식 (14)를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} z_i &\equiv \Psi_i - r_0(1 + D_0) - cB_0 \\ &= \begin{bmatrix} (1 + D_0)h_x^i & (1 + D_0)h_y^i & 1 & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \alpha\delta B \\ \delta D \end{bmatrix} + w_i \end{aligned} \quad (14)$$

기존의 eLoran 항법알고리즘은 미지수가 3개이므로 최소 3개의 TOA 측정치를 이용하여야 했지만, 제안한 방법은 추정하는 미지수가 4개이므로 4개 이상의 측정치가 필요하다. 대부분의 Loran-C 체인은 4개 이상의 송신국으로 구성되고, eLoran에서는 다른 체인의 신호도 사용가능 하므로 새로운 알고리즘을 문제없이 사용할 수 있다.

$m(\geq 4)$ 개의 송신국에 대하여 구한 측정식은 식 (15)와 같고, 이를 벡터-행렬의 형태로 나타내면 식(16)과 같다.

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_m \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} (1 + D_0)h_x^1 & (1 + D_0)h_y^1 & 1 & r_0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (1 + D_0)h_x^m & (1 + D_0)h_y^m & 1 & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \alpha\delta B \\ \delta D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_m \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$z = G\delta u_a + w \quad (16)$$

식 (16)에 가중 최소자승법을 적용하면 식 (17), 식 (18)과 같이 해와 공분산을 구할 수 있다. 여기서 Q_z 는 측정잡음의 공분산으로 모든 송신국의 TOA가 같은 정확도로 구해진다 면 $Q_z = (\sigma_z^2 I)^{-1}$ 로 둘 수 있다.

$$\delta \hat{u}_a = (G^T Q_p^{-1} G)^{-1} G^T Q_p^{-1} z \quad (17)$$

$$\text{cov}(\delta \hat{u}_a) = (G^T Q_p^{-1} G)^{-1} \quad (18)$$

기존의 항법 알고리즘에서 비정상적인 시각 바이어스와 같은 오차를 보상하려면 GPS-Aiding과 같은 방법이 필요했다. 그러나 제안하는 방법은 수신기 시계 오차 외의 다른 오차 요소도 추정 및 보상하므로 dLoran과 같은 eLoran 관련 기술을 적용하기 어려운 eLoran의 도입 초기단계에서 특히 우수한 항법 성능을 보여 줄 수 있을 것으로 기대된다.

4. 실험 및 성능 평가

현재 국내에는 eLoran 시스템이 구축되어 있지 않으므로, 제한한 항법 알고리즘의 성능을 확인하기 위하여 네덜란드의 Reelektronika 사에서 제공한 실측 데이터를 사용하였다 [2][9]. 제공된 데이터는 Reelektronika에서 시판하고 있는 eLoran/GPS 통합 항법 수신기인 LORADD를 이용하여 수신한 데이터이며, 2010년 7월 20일에 네덜란드에서 영국까지 배를 통하여 직선으로 이동하며 측정된 것이다. eLoran TOA 기반 거리 측정치로는 주국 1개, 중국 3개로 구성된 6731 체인의 데이터를 이용하였으며, eLoran 위치 추정 결과는 LORADD 수신기에서 GPS/eLoran 항법으로 구한 위치해와 비교하였다. 그림 4에 6731 체인의 송신국 배치와 수신기의 이동 경로와 LORADD 수신기의 출력으로 계산한 거리를 나타내었다. 이때의 거리 측정치는 그림 5와 같다.

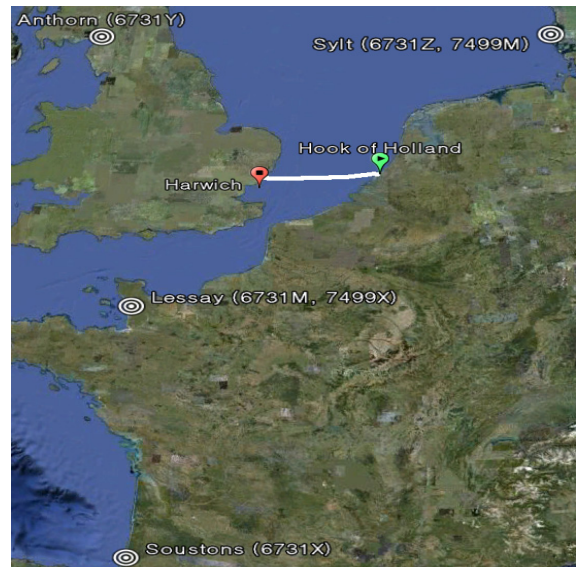


그림 4 수신기의 이동 경로와 송신국 배치
Fig. 4 Trajectory of Receiver and Positions of Transmitter

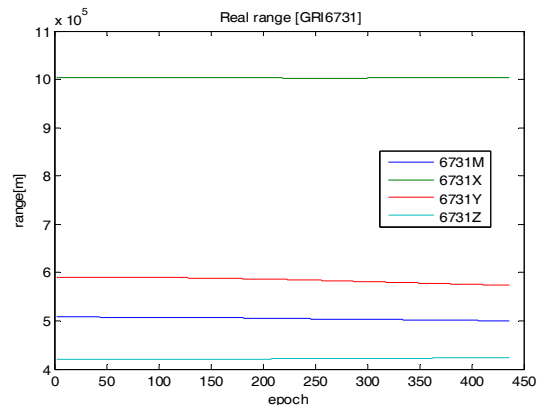


그림 5 수신기와 송신국 사이의 실제 거리
Fig. 5 Real Range between Receiver and Transmitters

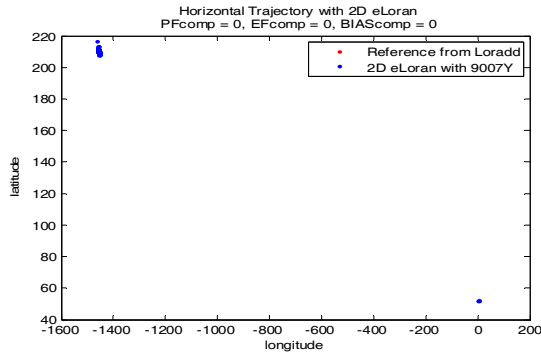


그림 6 수평면에서의 궤적(기존 알고리즘)
Fig. 6 Horizontal Trajectory of Receiver(2D eLoran)

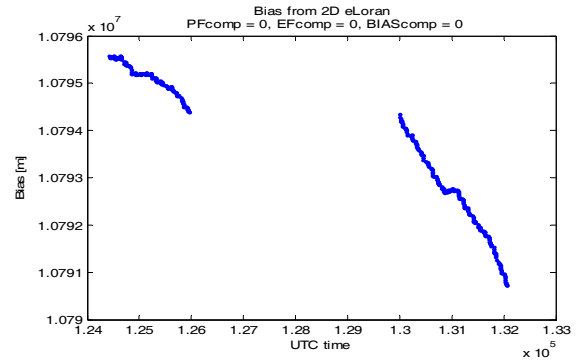


그림 9 LORADD 위치 추정 결과와의 비교(제안한 알고리즘)
Fig. 9 Bias from 2D eLoran(Proposed Method)

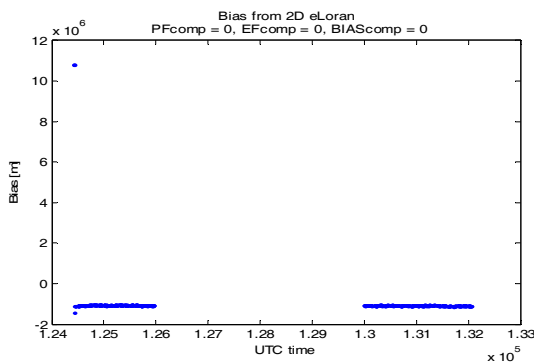


그림 7 LORADD 위치 추정 결과와의 비교(기존 알고리즘)
Fig. 7 Bias from 2D eLoran(Compared with LORADD)

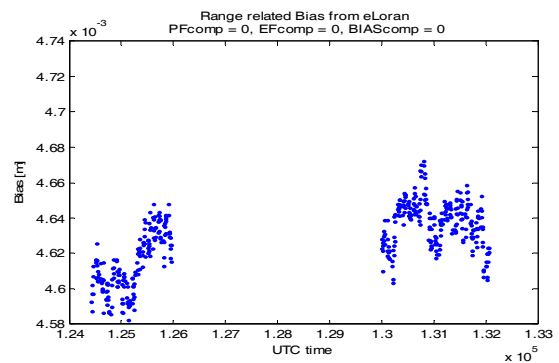


그림 10 거리에 비례하는 바이어스(제안한 알고리즘)
Fig. 10 Range related Bias(Proposed Method)

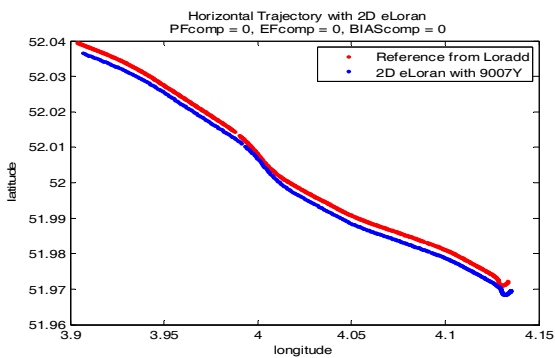


그림 8 수평면에서의 궤적(제안한 알고리즘)
Fig. 8 Horizontal Trajectory of Receiver(Proposed method)

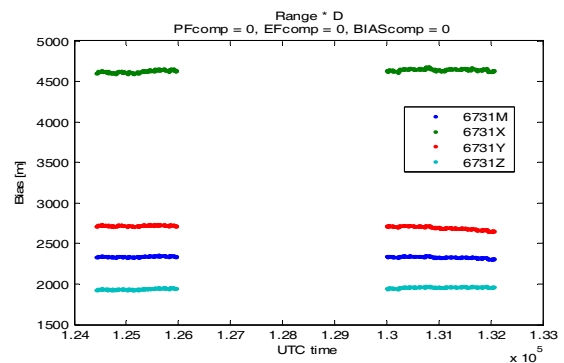


그림 11 거리 * D(제안한 알고리즘)
Fig. 11 Range * D(Proposed Method)

기존 알고리즘을 이용하여 수신기의 위치를 추정된 결과는 그림 6과 같다. 제공 받은 로그 파일에서는 UTC 1.26~1.3105, 수평궤적에서 경도 4, 위도 51.01 부근에 해당하는 구간의 데이터가 누락되어 있다. 따라서 해당 구간을 제외한 LORADD의 위치 추정 결과와 기존 알고리즘으로 구한 위치해를 비교하였다. 위치 추정 결과를 비교한 결과는 그림 7과 같고 수평면에서의 RMS는 163,053,012m의 차이를 나타낸다. 비교 결과에 따르면, GPS 위치해와 상당한 차이가 존재하므로, 기존 알고리즘의 위치 추정 결과가 전혀 신뢰할 수 없음을 알 수 있다.

제안한 알고리즘을 이용한 위치 추정 결과는 그림 8과 같다. 이 때, PF, SF, ASF 및 EF를 거리에 비례하는 하나의 오차로 가정하고 해를 구하였다. 추정된 위치해와 LORADD의 출력을 비교하여 구한 수평면에서의 RMS는 409.8601m이다. 그림 9로부터 구한 수신기 시계오차는 약 1.07×10^7 이며, 그림 5와의 비교를 통하여 거리측정치에서 공통 오차 성분을 제대로 추정해냄을 확인할 수 있다. 그림 10에 추정된 D 값을 나타내고, 그림 11에 추정된 거리×D 값을 나타내었다. 그림 5와 그림 9, 그림 10을 비교하면 거리 측정치에 포함된 오차는 시간에 따라 급격히 변화하는 것을 알 수 있으며, 이는 수신기 시계의 변화(drift) 때문이다.

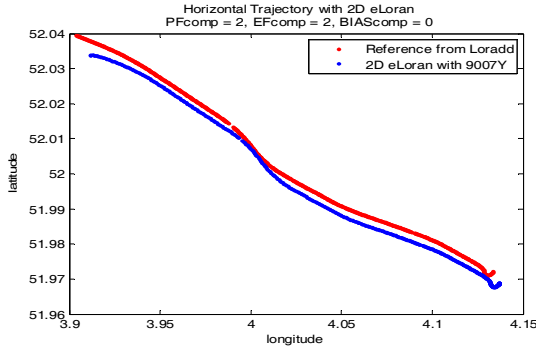


그림 12 수평면에서의 궤적(RTCM 추가보상)
Fig. 12 Horizontal Trajectory(Proposed method+RTCM)

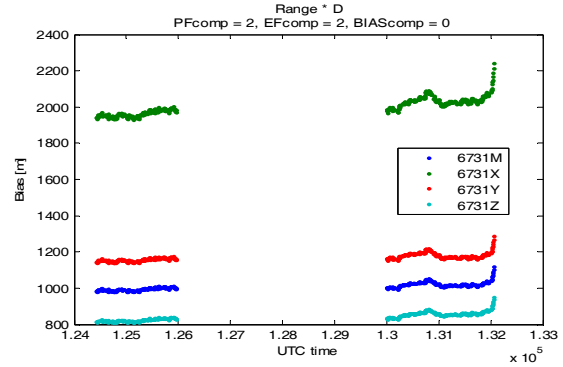


그림 15 거리 * D(RTCM 추가보상)
Fig 15 Range * D(Proposed Method+RTCM)

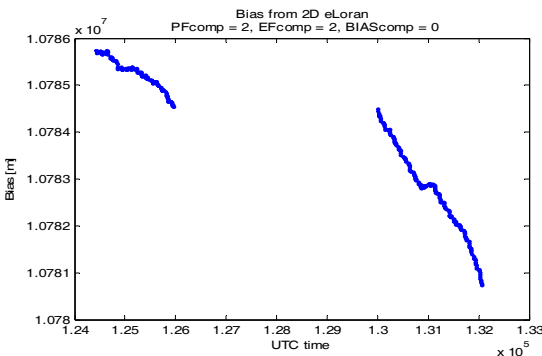


그림 13 거리에 비례하는 바이어스(RTCM 추가보상)
Fig. 13 Bias from eLoran(Proposed method+RTCM)

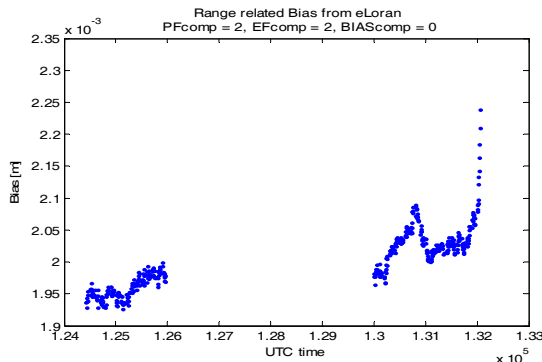


그림 14 거리에 비례하는 바이어스(RTCM 추가보상)
Fig. 14 Range related Bias(Proposed Method+RTCM)

제안한 방법과 기존의 보상 방법을 모두 적용하였을 때의 성능을 확인하기 위하여 다음과 같이 실험하였다. RTCM SC-127 Minimum Performance Standards for Maritime Loran Receiving Equipment의 권고에 따라 PF, SF를 보상하고 EF를 보상하였다. 보상된 측정치와 제안한 방법을 이용하여 수신기 위치를 추정하였으며, 그 결과는 그림 12와 같다. LORADD 수신기의 출력과 비교하였을 때, 수평면에서의 RMS는 660.9153m의 차이를 보인다. 이는 오차를 보상하지 않은 그림 8의 결과보다 더 나은 결과로, 데이터의 마지막 부분인 UTC 1.32×10⁵ 이후에서 D 값이 증가함에 따라 거리×D 값이 증가한 것에 따른 결과이다.

그림 9, 그림 11과 그림 13, 그림 15를 비교하면 모델에 의한 보상에 의하여 수신기 시계오차와 거리×D 값 모두 감소함을 확인할 수 있다. 그러나 보상에 사용한 모델의 정확도가 낮기 때문에 차라리 보상하지 않은 경우가 더 나은 결과를 보여 주는 것을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 eLoran 측정치에 포함된 오차 요소를 효과적으로 제거할 수 있는 새로운 eLoran 항법알고리즘을 제안하였다. 제안한 방법을 이용함으로써 기존의 eLoran 거리측정치에 포함된 비정상적으로 큰 수신기 시계오차로 인하여 발생하는 수치 오차를 감소시키고, 거리에 따라 증가하는 오차를 효과적으로 처리할 수 있다. 3개의 측정치로 해를 구할 수 있는 기존의 알고리즘과 달리, 제안한 방법은 4개 이상의 측정치를 필요로 하는 단점은 있으나, 기존의 알고리즘으로 해를 구할 수 없는 경우에도 해를 구할 수 있으며, GPS나 다른 보상 방법이 없더라도 해를 구할 수 있는 효과적인 방법이다. 또한, 제안한 알고리즘의 타당성을 확인하기 위하여 실제 측정치를 이용하였다. 실험 결과, eLoran 측정치만으로도 뛰어난 반복정확도를 얻을 수 있었으며, 완전하지 않은 모델을 이용하여 보상하는 것에 비하여 PF, SF, ASF 및 EF를 거리에 비례하는 오차로 두고 처리하는 것이 더 나은 성능을 보이는 것을 확인하였다. 이로부터 보상을 위한 모델의 정밀도가 낮은 eLoran 보급 초기에 제안한 알고리즘을 활용할 경우에 더욱 유용한 결과를 보여 줄 것임을 예측할 수 있다. 다만, GPS와 차이를 줄이고 최종적으로는 HEA(Harbor Entrance and Approach)의 요구를 만족시키기 위해서는 dLoran 등 좀 더 정밀한 오차 보정과 연관된 연구가 필요하다.

감사의 글

본 연구는 국토해양부 소관 연구개발사업(Hybrid 통합 수신기 개발)의 연구비 지원에 의해 수행되었습니다.

참 고 문 헌

[1] 송세필, 신미영, 손석보, 김영백, 이상정, 박찬식, “계산량과 정확도를 동시에 만족하는 eLoran/GPS 통합 항법 알고리즘”, 대한전기학회논문지 제60권, 3호, pp. 612-619, 2011. 3.

[2] Reelelektronika, www.reelelektronika.nl/

[3] 송세필, 최헌호, 김영백, 이상정, 박찬식, “실측 데이터를 기반으로 하는 eLoran 측정치의 보상과 항법 알고리즘 검증”, ICROS 2011, 2011. 5.

[4] RTCM SC-107, “Minimum Performance Standards for Marine Loran Receiving Equipment’, Rev. 1.7 Draft, 17 Dec. 2009 (<http://www.rtc.org>)

[5] Shermax Lo, Michael Leathem, Gerard Offermans, G. Thomas Gunther, Benjamin Peterson, Greg Johnson, Per Enge, “Defining Primary, Secondary, Additional Secondary Factors for RTCM Minimum Performance Specifications”, Research & Radionavigation, 2009.

[6] David Last, Paul Wiliams, Kenneth Dykstra, “Propagation of Loran-C signals in irregular terrain-Modeling and measurements: Part1: Modeling”, International Loran Association Technical, 2000.

[7] T. Vincenty, “Direct and Inverse Solutions of Geodesics on the Ellipsoid with Application of Nested Equations”, Surv. Rev. 22, pp. 176-183, Apr. 1975.

[8] 임형규, 최민영, 박찬식, 손석보, 주한기, 김영백, “지구 타원체를 고려한 eLoran 항법 알고리즘 개발”, 제어·로봇·시스템 학회, May 2010.

[9] LORADD series Integrated GPS/eLoran receiver Installation and operational manual, Reelelektronika, User manual, 2009.

저 자 소 개



송 세 필 (宋世弼)

1984년 1월 19일생. 2010년 충남대학교 전기정보통신공학부 졸업. 2010년-현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 석사과정.
Tel : 042-825-3991
E-mail : sininryu@cnu.ac.kr



최 헌 호 (崔憲好)

1981년 6월 20일생. 2008년 충남대학교 전기정보통신공학부 졸업. 2010년 충남대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2010년-현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 박사과정.
Tel : 042-825-3991
E-mail : heonho@cnu.ac.kr



김 영 백 (金榮柏)

1960년 2월 1일생. 1982년 부산대학교 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사) 1998년 충남대학교 대학원 전자공학과 졸업(박사) 1984년-1998년 국방과학연구소 선임연구원
1998년-현재 한양네비콤(주) 연구소장.
Tel : 042-363-9200
E-mail : ybkim@hanyangnav.co.kr



이 상 정 (李相禎)

1957년 8월 15일생. 1979년 서울대학교 전자공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사) 1987년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(박사) 1987년-현재 충남대학교 교수.
Tel : 042-821-6582
E-mail : eesjl@cnu.ac.kr



박 찬 식 (朴贊植)

1961년 10월 1일생. 1984년 서울대학교 제어계측공학과 졸업. 1986년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1984년-1997년 삼성전자 연구원. 1997년 서울대학교 제어계측공학과 졸업(박사). 1997년-현재 충북대학교 교수.
Tel : 043-261-3259
E-mail : chansp@cbnu.ac.kr