C/N0 추정치를 이용한 GPS 수신기의 코드 추적 루프 설계

A New Design Method of a Code Tracking Loop using C/N0 in a GPS Receiver

임덕원*, 진미현**, 이상정**, 허문범*, 남기욱*

Deok-Won Lim*, Mi-Hyun Jin**, Sang-Jeong Lee**, Moon-Boem Hoe* and Gi-Wook Nam*

요 약

GPS 수신기의 신호 추적 루프에서 추적 오차를 추정하는 판별기(Discriminator)의 특성은 잡음 전력에 의해 영향을 받으며, 실제로 판별기 함수의 기울기는 잡음 전력이 커질수록 작아지는 특성을 보인다. 본 논문에서는 추정한 C/N0를 이용하여 작아진 기울기를 보상할 수 있는 방법을 연구하였으며, GPS 수신기의 신호 추적 루프중에서 측위 성능에 직접적인 영향을 주는 코드 추적 루프에 적용함으로써 일반적인 판별기보다 더 정확한 추적 오차를 가지는 코드 추적 루프 설계 기법을 제안한다. 또한 모의실험 결과로부터 20g/s의 기동을 갖는 항체에 대하여 제안한 코드 추적 루프의 정확도가 약 50% 개선되는 것을 확인하였다.

Abstract

The characteristics of a discriminator estimating a tracking error in a signal tracking loop of a GPS receiver can be affected by the noise power, and the slope of the discriminator function is actually lowered as the noise power increases. In this paper, an algorithm to compensate the lowered slope of the function using the estimated C/N0 is studied, and a new design method of a code tracking which provides more accurate tracking error than a conventional one by adopting the compensation algorithm is proposed. Through the experimental results, finally, it has been check that the accuracy of the proposed DLL is enhanced about 50% when the dynamics of the vehicle is 20g/s .

Key words : Discriminator, DLL, C/N0

I. 서 론

GPS 수신기는 반송파를 추적하기 위하여 PLL(Phase Locked Loop) 또는 FLL(Frequency Locked Loop)을 사용하며, 코드를 추적하기 위 DLL(Delay Locked Loop)을 사용한다. 각 추적 루프는 모두 판별기와 루프필터, NCO(Numerically Controlled Oscillator)로 구성된다. 판별기는 수신한 신호와 복제(Replica) 신호간의 추적 오차를 추정한다. 루프필터는 피드백 형태의 제어 시스템에서 사용하는 보상기(Compensator)와 같은 역할을 수행하고, NCO는 복제 신호를 생성하기 위한 소스 클럭을 생성해주는 플랜트로서 동작한다[1].

이 중에서 판별기는 실제(True) 위상 오차와 판별

* 한국항공우주연구원 위성항행항법팀(Satellite Navigation Department, Korea Aerospace Research Institute)
** 충남대학교 전자공학과(Department of Electronics Engineering, Chungnam National University)
· 제1저자 (First Author) : 임덕원
· 투고일자 : 2011년 7월 13일
· 심사(수정)일자 : 2011년 7월 13일 (수정일자 : 2011년 8월 19일)
· 게재일자 : 2011년 8월 30일

기 출력간의 관계를 이용하여 추적 오차를 추정하며, 그 관계는 선형 구간내에서 일대일 대응 함수라는 특징을 가진다. 그러나 그 함수는 신호 전력이나 잡음 전력에 따라 달라질 수 있다. 신호 전력에 의한 영향은 정규화(Normalization) 기법을 사용하여 제거할 수 있지만, 잡음 전력에 의한 영향은 여전히 영향을 미친다. 만약 잡음 전력에 의한 영향에 의하여 판별기 함수의 기울기가 줄어들었다면, 추적 루프 이득은 작아지고 루프 잡음 대역폭 또한 좁아질 것이다. 이론적으로 루프 잡음 대역폭이 최적 루프 잡음 대역폭에서 벗어날수록 코드 추적 오차는 커진다. 루프 잡음 대역폭이 최적 루프 잡음 대역폭보다 작아지는 경우에는 동특성(Dynamic stress) 오차의 증가에 의하여 코드 추적 오차가 커지고, 반대의 경우에는 열잡음(Thermal noise) 오차 증가에 의하여 코드 추적 오차가 커진다[1]. 따라서 일부 논문에서는 일반적인 판별기 대신 칼만 필터를 이용하여 잡음 전력도 추정함으로써 코드 위상 오차 및 주파수 위상 오차를 정확히 추정하는 결과도 발표되었다[2].

본 논문에서는 일반적인 판별기를 사용하는 경우에 대하여 잡음 전력이 판별기 함수의 기울기에 미치는 영향을 분석하고 수학적으로 유도하며, C/N0 추정치를 이용하여 이를 보상할 수 있는 알고리즘을 설계한다. 또한 이 알고리즘을 적용한 DLL 구조를 제시하고, 모의실험 결과로부터 효용성을 검증한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 일반적인 DLL에 대하여 잡음이 없는 환경과 있는 환경에 대하여 동작 특성을 분석하고, 왜곡된 판별기 함수가 코드 추적 오차에 미치는 영향을 확인한다. 3장에서는 C/N0 추정치를 이용하여 왜곡된 판별기 함수의 영향을 줄일 수 있는 DLL 구조를 제시하며, 4장에서는 모의실험을 통하여 제시한 DLL 구조의 효용성을 확인한다. 5장에서 결론을 맺는다.

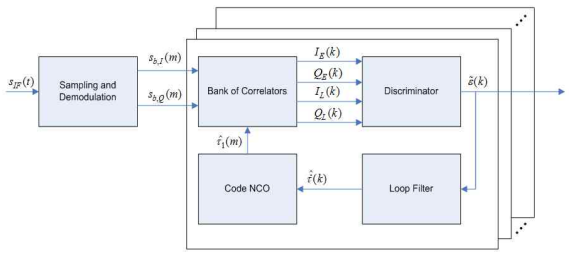

그림 1. 일반적인 DLL 구조
Fig. 1. Structure of a conventional DLL

Ⅱ. 일반적인 DLL의 특성 분석

2-1 잡음이 없는 환경에서의 판별기 동작 특성

일반적인 DLL 구조는 그림 1과 같이 상관기와 판별기, 루프필터와 코드 NCO로 구성된다. I (In-phase)와 Q (Quadrature-phase)의 반송파 복제 신호를 사용하는 디지털 GPS 수신기는 I와 Q의 상관 채널을 가지며, 위상 지연을 구하여 위하여 E(Early)와 L(Late)의 상관값을 이용한다. k 시점에서의 상관기 출력은 식 (1) ~ (4)와 같다[3].

$$I_E(k)=\sqrt{2C/N_0T}\,R(\varepsilon(k)-d/2)\cos(\phi(k))+\eta_{IE}(k) \quad (1)$$

$$Q_E(k)=\sqrt{2C/N_0T}\,R(\varepsilon(k)-d/2)\sin(\phi(k))+\eta_{QE}(k) \quad (2)$$

$$I_L(k)=\sqrt{2C/N_0T}\,R(\varepsilon(k)+d/2)\cos(\phi(k))+\eta_{IL}(k) \quad (3)$$

$$Q_L(k)=\sqrt{2C/N_0T}\,R(\varepsilon(k)+d/2)\sin(\phi(k))+\eta_{QL}(k) \quad (4)$$

여기서 C/N_0 는 반송파 전력 대 잡음전력밀도 비, T 는 적분시간, $R(\cdot)$ 는 수신한 PRN 코드와 복제 코드의 상관함수, $\varepsilon(k)$ 는 코드 추적 오차, d 는 E와 L 간의 칩간격, $\phi(k)$ 는 반송파 위상 오차, $\eta_{IE}(k)$, $\eta_{QE}(k)$, $\eta_{IL}(k)$ 와 $\eta_{QL}(k)$ 는 잡음이며 평균은 0이고 분산은 1인 가우시안 분포를 갖는다. 잡음의 교차 공분산은 식 (5)와 같으며,

$$E[\eta_{IE}\eta_{IL}]=E[\eta_{QE}\eta_{QL}]=1-d \quad (5)$$

GPS C/A 코드의 자기 상관 함수는 식 (6)과 같다.

$$R(\tau)=\begin{cases}1-|\tau|, & \text{where } |\tau|\le 1\\ 0, & \text{otherwise.}\end{cases} \quad (6)$$

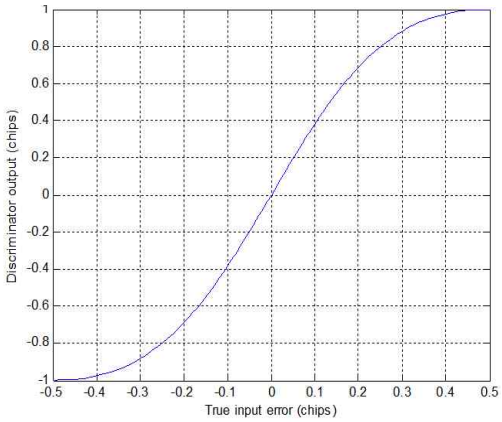

그림 2. 잡음이 없는 환경에서의 추정한 코드 추적 오차
Fig. 2. Estimated code tracking error in a noise-free condition

판별기 기법 중에서 정규화된 EMLP(Early Minus Late Power) 기법을 사용하는 경우, 코드 추적 오차를 나타내는 판별기 출력은 식 (7)과 같다.

$$\tilde{\varepsilon}(k) \equiv \frac{1}{2}\frac{\left[I_E^2(k)+Q_E^2(k)\right]-\left[I_L^2(k)+Q_L^2(k)\right]}{\left[I_E^2(k)+Q_E^2(k)\right]+\left[I_L^2(k)+Q_L^2(k)\right]} \quad (7)$$

만약 상관기 출력에 잡음이 없고, $|\varepsilon(k)| \le \frac{d}{2}$ 라고 가정하면 식 (7)은 식 (8)과 같이 간소화 할 수 있다.

$$\tilde{\varepsilon}(k) = \frac{(4-2d)\varepsilon(k)}{\left\{4\left[\varepsilon^2(k)+(1-\frac{d}{2})^2\right]\right\}} \quad (8)$$

식 (8)에서 알 수 있듯이, 잡음이 없는 경우의 추정한 코드 추적 오차는 칩간격에만 영향을 받는다.

그림 2는 칩간격이 1칩일 때 실제(True) 코드 추적 오차와 식 (8)로부터 계산한 코드 추적 오차를 나타내며, 그 관계가 거의 비례하므로 판별기 출력으로부터 추정한 오차를 가지고 정상적인 코드 추적이 가능하다는 것을 알 수 있다.

2-2 잡음이 있는 환경에서의 판별기 동작 특성

식 (1) ~ (4)에 나타낸 것처럼 상관기 출력은 기본적으로 잡음을 가지며, 이 때 판별기 출력으로부터 추정한 코드 추적 오차는 식 (9)와 같다.

$$\tilde{\varepsilon}(k) = \frac{\sqrt{\alpha}(2\sqrt{\alpha}+\beta(k))\varepsilon(k)+\frac{1}{2}\gamma+\rho_1(k)}{4\alpha\varepsilon^2(k)+2\sqrt{\alpha}\gamma(k)\varepsilon(k)+\alpha+\beta(k)+2\rho_2(k)} \quad (9)$$

여기서

$\rho_1(k) = \delta_1(k) - \delta_2(k)$

$\rho_2(k) = \delta_1(k) + \delta_2(k)$

$\alpha = 2C/N_0T$

$\beta(k) = \left(\eta_{QE}(k)+\eta_{QL}(k)\right)\cos\phi(k) + \left(\eta_{IE}(k)+\eta_{IL}(k)\right)\sin\phi(k)$

$\gamma(k) = \left(\eta_{QE}(k)-\eta_{QL}(k)\right)\cos\phi(k) + \left(\eta_{IE}(k)-\eta_{IL}(k)\right)\sin\phi(k)$

$\delta_1(k) = \eta_{IE}^2(k)+\eta_{QE}^2(k)$

$\delta_2(k) = \eta_{IL}^2(k)+\eta_{QL}^2(k)$ 이다.

그림 3은 식 (9)로 계산한 잡음이 있는 경우, C/N_0 가 50dB인 경우의 코드 추적 오차를 나타내며, 파란선은 순시값을 나타내고 빨간선은 100회 반복한 평균값을 나타낸다.

그림 4는 잡음 전력이 판별기 함수에 미치는 영향을 확인하기 위하여 C/N_0 를 변화시키면서 코드 추적 오차를 관찰한 결과이며, C/N_0 가 커짐에 따라 함수의 기울기가 작아지는 것을 확인할 수 있다.

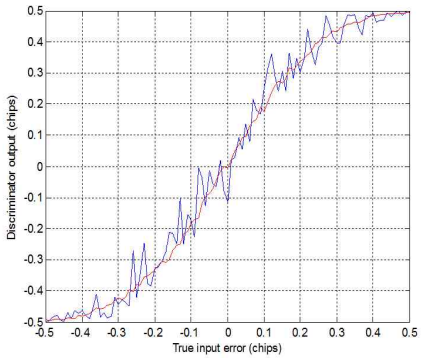

그림 3. 잡음이 있는 환경에서의 추정한 코드 추적 오차
Fig. 3. Estimated code tracking error in a noisy condition

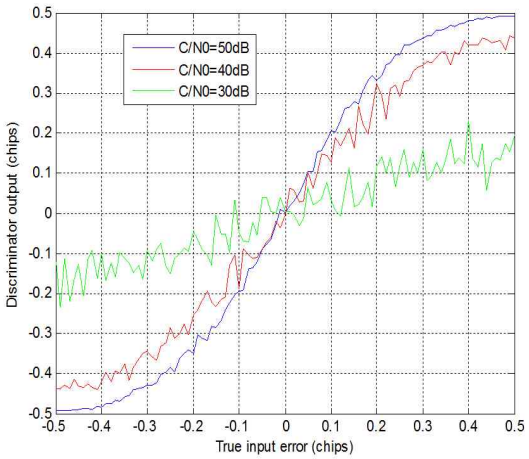

그림 4. 반송파전력 대 잡음전력밀도 비에 따른 기울기변화
Fig. 4. Change of the slope by carrier power to noise density

변경된 기울기를 보상하기 위하여 C/N_0 와 기울기간의 관계를 분석해야 한다. 적합한 동특성을 고려하여 $\varepsilon = 0$ 일 때의 기울기를 수학적으로 유도하면 식 (10)과 같다.

$$\left[\tilde{\varepsilon}(k)\right]'_{\varepsilon=0} = \left[\frac{\sqrt{\alpha}(2\sqrt{\alpha}+\beta(k))\varepsilon(k)+\frac{1}{2}\gamma(k)+\rho_1(k)}{4\alpha\varepsilon^2(k)+2\sqrt{\alpha}\gamma(k)\varepsilon(k)+\alpha+\beta(k)+2\rho_2(k)}\right]'_{\varepsilon=0}$$
$$= \frac{\sqrt{\alpha}(2\sqrt{\alpha}+\beta(k))\rho_3(k)-2\sqrt{\alpha}\gamma(k)\left(\frac{1}{2}\gamma(k)+\rho_1(k)\right)}{\rho_3(k)^2} \quad (10)$$

여기서 $\rho_3(k) = \alpha + \beta(k) + 2\rho_2(k)$ 이다.

식 (10)에 보인 것처럼 기울기는 매 시점, k 마다 달라지므로, 앞에서 가정한 잡음 성분의 특성을 이용하여 그 평균을 구하면 식 (11)과 같다.

$$E\left[\tilde{\varepsilon}(k)'_{\varepsilon=0}\right] = \frac{2\alpha^2+16\alpha-2\sqrt{\alpha}}{\alpha^2+16\alpha+18}$$
$$= \frac{8\left(C/N_0T\right)^2+32\left(C/N_0T\right)-2\sqrt{2\left(C/N_0T\right)}}{4\left(C/N_0T\right)^2+32\left(C/N_0T\right)+18} \quad (11)$$

식 (11)로부터 판별기 함수의 기울기는 반송파 대 잡음전력밀도 비와 적분시간에 영향을 받는 것을 확인할 수 있다.

2-3 왜곡된 판별기가 추적 오차에 미치는 영향 분석

판별기 함수의 기울기가 바뀌면, 코드 추적 오차도 잡음이 없는 환경에서 기대했던 값과 달라진다. 코드 추적 오차는 식 (12)와 같다[1].

$$\sigma_{DLL} = \sigma_{tDLL} + \frac{1}{3}R_e$$
$$= \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0}d\left[1+\frac{2}{C/N_0T(2-d)}\right]} + \frac{1}{3}\frac{d^3R/dt^3}{(4B_n)^3} \quad (12)$$

여기서 σ_{tDLL} 는 열잡음에 의한 코드 추적 오차, R_e 는 동특성에 의한 오차, B_n 는 루프 잡음 대역폭, R 은 위성과 수신기간 거리이다.

앞에서 언급하였듯이 판별기 함수의 기울기가 줄어들면 루프 잡음 대역폭이 좁아진다. 루프 잡음 대역폭이 좁아지면, 코드 추적 오차의 첫 번째 항목인 열잡음에 의한 오차는 작아지지만 두 번째 항목인 동특성에 의한 오차가 커진다. 따라서 기동이 심한 항체의 경우에 판별기 함수의 기울기가 줄어들면 코드 추적 오차가 더욱 커질 수 있다.

그림 5는 저크(jerk)가 10g/s인 경우 이상적인 환경에서의 코드 추적 오차와 잡음 전력의 영향을 받은 환경에서의 코드 추적 오차를 비교한 것이다.

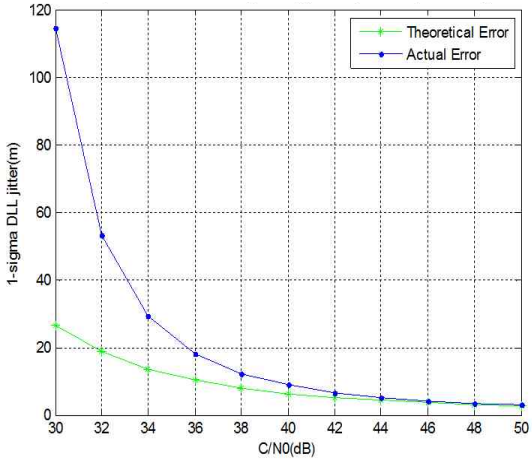

그림 5. 코드 추적 오차 비교
Fig. 5. Comparison of code tracking jitter

Ⅲ. C/N0 추정치를 이용한 DLL 설계

본 장에서는 판별기 함수의 왜곡이 루프 이득에 미치는 영향을 보상할 수 있는 DLL 구조를 제안한다. 루프 이득을 보상하기 위하여 그림 6에 나타낸 것과 같이 C/N_0 추정치를 이용하여 가중치 계산하고, 이를 루프 필터 계수와 곱하여 사용한다.

1차 DLL에 대하여 가중치는 식 (13)과 같이 계산한다.

$$w(k)=\frac{4\left(\hat{C}/\hat{N}_0T\right)^2+32\left(\hat{C}/\hat{N}_0T\right)+18}{8\left(\hat{C}/\hat{N}_0T\right)^2+32\left(\hat{C}/\hat{N}_0T\right)-2\sqrt{2\left(\hat{C}/\hat{N}_0T\right)}} \quad (13)$$

여기서 $\hat{C}/\hat{N}_0$ 는 추정한 반송파전력 대 잡음전력밀도 비를 나타내며, 가중치는 식 (11)에서 나타낸 기울기의 역수이다. 반송파전력 대 잡음전력밀도 비는 식 (14)를 이용하여 구할 수 있다[4].

$$\hat{C}/\hat{N}_0=\frac{M}{T}\frac{\frac{1}{R}\sum_{r=1}^{R}\frac{P_{N,r}}{P_{W,r}}-1}{M-\frac{1}{R}\sum_{r=1}^{R}\frac{P_{N,r}}{P_{W,r}}} \quad (14)$$

여기서 M 과 R 은 설계 파라미터이고, P_N 과 P_W 는 식 (15)와 식 (16)과 같이 정의한다[4].

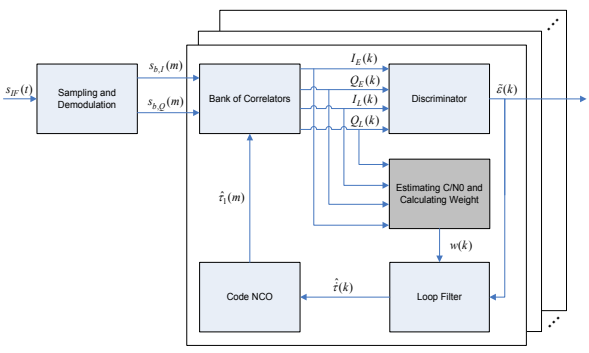

그림 6. 제안한 DLL 구조
Fig. 6. Structure of the proposed DLL

$$P_N=\left(\sum_{k=1}^{M}I_P(k)\right)^2+\left(\sum_{k=1}^{M}Q_P(k)\right)^2 \quad (15)$$

$$P_W=\sum_{k=1}^{M}\left(I_P^2(k)+Q_P^2(k)\right). \quad (16)$$

Ⅳ. 모의실험

제안한 DLL 구조의 성능을 평가하기 위하여 모의실험을 수행하였으며, 의사거리 오차와 측위 오차를 관찰하였다.

4-1 실험 구성

실험 환경 구성은 그림 7과 같다. 그림에서 보인 것과 같이 소프트웨어 기반의 신호생성기를 이용하여 IF 데이터를 생성하거나 NordNav 수신기의 RF단을 이용하여 GPS 시뮬레이터 신호를 저장할 수 있다. 생성 또는 저장한 IF 데이터는 일반적인 DLL과 제안한 DLL이 각각 구현되어 있는 소프트웨어 GPS 수신기를 이용하여 처리된다. 처리된 결과는 MATLAB을 이용하여 도식화 한다. 본 논문에서는 10g/s와 20g/s의 고기동 항체에 대한 GPS 신호를 하드웨어 GPS 시뮬레이터(STR4500)를 이용하여 생성하고 IF 데이터를 저장하여 사용하였다.

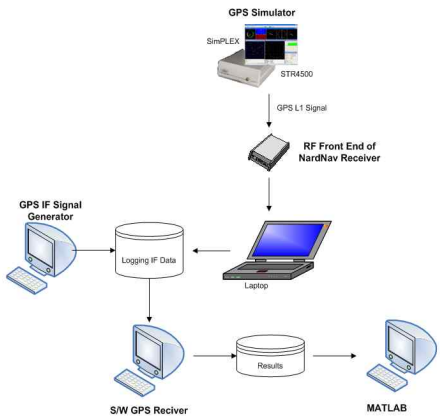

그림 7. 실험 구성
Fig. 7. Experimental setup

4-2 모의실험 결과

그림 8과 9는 각각 저크가 10g/s인 경우와 20g/s인 경우에 대하여 일반적인 DLL과 제안한 DLL의 의사거리 오차를 나타낸다. 그림에서 확인할 수 있듯이 제안한 DLL은 C/N0에 따라서 잡음 대역폭을 조절할 수 있기 때문에 의사거리 오차가 1/3 정도로 줄어들었다.

표 1과 표 2는 각각 저크가 10g/s인 경우와 20g/s인 경우에 대하여 일반적인 DLL과 제안한 DLL의 수평오차와 수직 오차를 나타낸다.

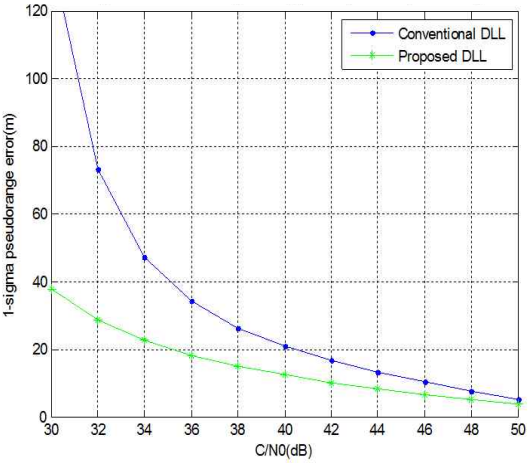

그림 8. 의사거리 오차 비교 (10g/s)
Fig. 8. Comparison of pseudorange errors for 10g/s

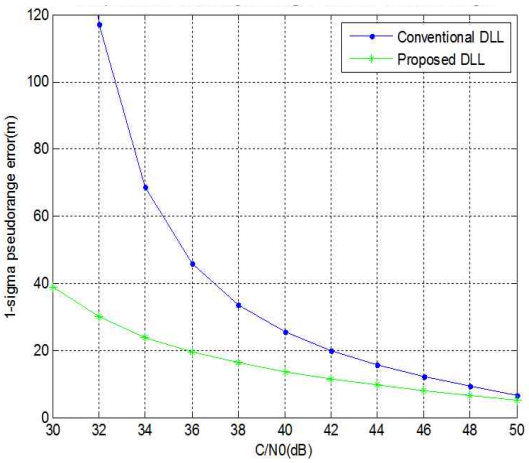

그림 9. 의사거리 오차 비교 (20g/s)
Fig. 9. Comparison of pseudorange errors for 20g/s

표 1. 측위 오차 비교 (10g/s)
Table 1. Comparison of position errors for 10g/s

C/N0	일반적인 DLL		제안한 DLL	
	수평오차 CEP[m]	수직오차 RMS[m]	수평오차 CEP[m]	수직오차 RMS[m]
30dB	N/A	N/A	75.5	89.2
40dB	38.2	51.6	24.5	32.3
50dB	15.7	20.3	12.8	16.4

표 2. 측위 오차 비교 (20g/s)
Table 2. Comparison of position errors for 20g/s

C/N0	일반적인 DLL		제안한 DLL	
	수평오차 CEP[m]	수직오차 RMS[m]	수평오차 CEP[m]	수직오차 RMS[m]
30dB	N/A	N/A	81.3	93.4
40dB	50.2	64.5	25.6	33.9
50dB	17.1	21.5	13.4	17.8

의사거리 오차에서와 같이, 제안한 DLL을 사용함으로써 측위 오차가 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 특히 C/N0가 30dB-Hz일 때에 일반적인 DLL을 갖는 수신기는 항법을 못하는 반면에 제안한 DLL을 갖는 수신기는 항법해를 도출하는 것을 확인하였다.

V. 결 론

본 논문을 통하여, 잡음이 있는 환경에서의 판별기 함수의 문제를 제기하였으며, 판별기 함수의 왜곡으로 인한 영향을 보상할 수 있는 새로운 DLL 구조를 제시하였다. 또한 모의실험 결과로부터 제안한 DLL 구조의 효용성을 확인할 수 있었으며, C/N0가 낮고 항체의 기동이 큰 분야에서 더 효과적임을 알 수 있었다. 추후 연구로서 PLL과 FLL에도 판별기 왜곡을 보상할 수 있는 알고리즘을 적용하고 그 성능을 확인할 것이다.

감사의 글

본 연구는 기초기술연구회의 “재난예방 및 국민안전제고를 위한 위성기반 위치추적기술 연구” 과제의 일환으로 수행되었으며 지원에 감사드립니다.

참 고 문 헌

[1] E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, Understanding GPS Principles and Applications (second edition), *Artech House, Norwood*, 2006.

[2] K-H. Kim, G-I J and J-H Song, “Carrier Tracking Loop using the Adaptive Two-Stage Kalman Filter for High Dynamic Situations,” *International Journal of Control, Automation, and Systems,* vol. 6, no. 6, pp. 948-953, December 2008.

[3] A. J. Dierendonck, P. Fenton, and T. Ford, “Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver,” *NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, 39(3):* 265-283, 1992.

[4] A. T. Balaei, A. G. Dempster, and J. Barnes, “A Novel Approach in Detection and Characterization of CW Interference of GPS Signal Using Receiver Estimation of C/No,” *Proceedings of Position, Location and Navigation Symposium,* San Diego, 2006.

임 덕 원 (林德元)

2004년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (공학사)
2011년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (공학박사)
2011년 3월 ~ 현재 : 한국항공우주 연구원 선임연구원
관심분야 : GNSS 수신기 설계, Anti-jamming.

진 미 현 (陳美賢)

2010년 2월 : 충남대학교 전자전파정보통신공학과(공학사)
2010년 3월 ~ 현재 : 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사과정
관심분야 : CDGPS, Anti-Jamming.

이 상 정 (李相禎)

1979년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1981년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
1987년 2월 : 서울대학교 제어계측공학과(공학박사)
1988년 3월 ~ 현재 : 충남대학교 전자공학과 교수
관심분야 : 강인제어, GNSS.

허 문 범 (許文範)

1992년 2월 : 경희대학교 기계공학과 (공학사)
1997년 12월 : Illinois Institute of Technology 항공기계공학과(공학석사)
2004년 12월 : Illinois Institute of Technology 항공기계공학과(공학박사)
2005년 10월 ~ 현재 : 항공우주 연구원 선임연구원
관심분야 : GNSS, 위성항법, 항행시스템 등.

남 기 욱 (南基旭)

1983년 2월 : 한국항공대학교 항공운항학과(공학사)
1988년 2월 : 한국항공대학교 항공운항학과(공학석사)
1996년 6월 : Cranfield Univ. 항공공학과(공학박사)
1988년 7월 ~ 1989년 7월 : 한국과학기술연구원 연구원
1989년 8월 ~ 1992년 7월 : 한국항공우주연구원 선임연구원
1996년 12월 ~ 현재 : 항공우주연구원 책임연구원
관심분야 : GNSS, 위성항법, 항행시스템 등