

# 평활화 된 의사거리 및 전리층 지연 추정을 위한 GPS 측정치 잡음 모델링

## Modeling of GPS measurement noise for estimating smoothed pseudorange and ionospheric delay

한덕화\*, 윤호\*, 기창돈\*

Deok-Hwa Han\*, Ho Yoon\* and Chang-Don Kee\*

### 요 약

GPS 신호의 주요 오차 요인 중 전리층 지연 오차는 신호 주파수에 따라 지연량이 달라지는 특성을 가진다. 이중 주파수 사용자는 L1, L2 주파수의 의사거리 측정치의 차이 값을 이용하여 보정하게 되는데, 이렇게 추정된 전리층 지연 추정치에는 의사거리 잡음에 의한 오차가 포함되게 되므로 일반적으로 필터를 통해 의사거리 측정치를 평활화 시킨 후 전리층 지연을 계산하게 된다. Weighted hatch filter는 측정치의 잡음 수준을 고려하여 최적의 평활화 된 의사거리 측정치를 계산해 낼 수 있으나, 이를 이용하기 위해서는 측정치 잡음에 대한 모델링이 필요하다. 본 논문에서는 NDGPS 기준국들에 대하여 측정치 잡음 모델링을 수행하였다. 그리고 모델링 결과를 바탕으로 weighted hatch filter를 구성하여 평활화 된 의사거리 측정치 및 전리층 지연을 추정한 결과 필터를 적용하지 않은 것에 비하여 전리층 지연 오차의 표준편차가 1/25 가량으로 줄어드는 것을 확인하였다.

### Abstract

Ionospheric delay error, one of main error sources in GPS signal, varies with signal frequency. Dual-frequency user uses L1, L2 frequency pseudorange to estimate the ionospheric delay, and there are errors caused by pseudorange measurement noise. So, filter is usually used to smooth the measurement. Weighted hatch filter can estimate optimal smoothed pseudorange measurement. But measurement noise model is needed to use this filter. In this paper, measurement noise modeling is conducted for NDGPS reference station. Using noise modeling result, weighted hatch filter estimate smoothed pseudorange measurement and ionospheric delay. Standard deviation of ionospheric delay error drops to one-twenty fifth of non-filtered result.

Key words : GPS, noise modeling, Weighted Hatch filter, Ionospheric delay

### I. 서 론

GPS로 대표되는 GNSS 시스템은 위성에서 방송되는 신호를 이용하여 사용자의 위치, 속도에 대한 정

보를 제공함으로써 측량, 교통 등 다양한 분야에 활용되고 있다. 그러나 수신기에서 수신되는 위성 신호에는 여러 가지 오차가 포함되어 있으며, 이로 인해 추정되는 위치에도 오차가 발생한다. 대표적인 오차

\* 서울대학교 기계항공공학부, 서울대학교 항공우주신기술연구소(Mechanical and Aerospace Engineering and the Institute of Advanced Aerospace Technology, Seoul National University)

· 제1저자 (First Author) : 한덕화

· 접수일자 : 2012년 x월 x일

요인으로는 위성 궤도오차, 위성 시계오차, 전리층 지연 오차, 대류층 지연 오차, 수신기 잡음 오차가 있으며, 이러한 오차 요인들을 제거하기 위한 방법들이 지속적으로 개발되고 있다.

오차 요인 중 전리층 지연 오차는 30m 정도까지 커지는 거리오차를 발생시키는 큰 오차 요인으로 GPS 위성은 전리층 모델을 이용한 오차 보정치를 항법메시지를 통하여 보내고 있다. 단일 주파수 사용자는 이 전리층 모델을 이용하여 전리층 지연 오차를 보정하는데 오차 보정 성능은 60% 정도이다. 이중 주파수 사용자는 전리층 지연량이 주파수의 제곱에 반비례함을 이용하여 L1, L2 주파수의 의사거리 측정치를 이용하여 정확히 전리층 지연 오차를 추정할 수 있다[1]. 이때, 의사거리 측정치에는 잡음 성분이 들어가 있으므로 정확한 전리층 지연 오차를 추정하기 위해서는 측정치를 평활화하여 잡음 성분을 제거하는 전처리 과정이 필요하다. 측정치 잡음을 제거하는 방법 중에 하나인 Weighted Hatch filter는 divergence-free Hatch filter와 weighted least square estimation을 조합하여 구성되며, 각 측정치의 잡음 수준을 감안하여 최적의 평활화된 의사거리 측정치를 얻을 수 있다[1][3]. Weighted Hatch filter에서는 측정치의 잡음수준에 따라 측정치마다 가중치를 다르게 주게 되므로 측정치의 잡음수준을 정확히 파악하는 것이 filter의 성능을 좌우하게 된다. 따라서 측정치의 잡음수준을 적절히 모델링 하는 과정이 필수적이다.

수신기 잡음 오차는 수신기 내부의 여러 가지 요인으로부터 발생하는데, 주로 온도에 의한 영향을 받는 열잡음(thermal noise)에 기인한다. 수신기 오차의 잡음 수준은 신호의 CNR(Carrier to Noise Ratio)의 제곱근에 반비례하며 CNR은 위성과 안테나 간 거리가 가까울수록 높아지므로 위성의 양각이 높을수록 CNR 값이 높다. 따라서 수신기 측정 잡음은 위성 양각에 큰 영향을 받게 되며 양각에 대한 함수로 근사화 할 수 있다[2],[5].

본 논문에서는 NDGPS 기준국 별로 데이터를 처리하여 각각의 기준국에 대한 측정치 잡음을 위성 양각에 따른 지수함수로 모델링하였다. 그리고 모델링 결과를 바탕으로 Weighted Hatch filter를 구성하여 평활화 된 의사거리 측정치를 얻었다. 마지막으로 평

활화 된 측정치를 활용하여 전리층 지연 오차를 추정하여 측정치 잡음 모델링이 적절히 되었음을 확인하였다.

## II. 2중 주파수 사용자의 전리층 지연 계산과 Weighted Hatch filter

GPS 수신기의 L1, L2 주파수 의사거리, 반송파 위상 측정치에 대한 식을 나타내면 다음과 같다.

$$\rho_1 = d + i + t + B - b + \epsilon_{\rho_1} \quad (1)$$

$$\rho_2 = d + \gamma i + t + B - b + \epsilon_{\rho_2} \quad (2)$$

$$\phi_1 = d - i + t + B - b + N_1 \lambda_1 + \epsilon_{\phi_1} \quad (3)$$

$$\phi_2 = d - \gamma i + t + B - b + N_2 \lambda_2 + \epsilon_{\phi_2} \quad (4)$$

- where
- $\rho_1, \rho_2$  : L1, L2 의사거리
  - $\phi_1, \phi_2$  : L1, L2 반송파 위상
  - $d$  : 수신기와 위성간 거리
  - $i$  : 전리층 지연
  - $t$  : 대류층 지연
  - $B$  : 수신기 시계오차
  - $b$  : 위성 시계오차
  - $\epsilon_{\rho_1}, \epsilon_{\rho_2}$  : 의사거리 잡음
  - $\epsilon_{\phi_1}, \epsilon_{\phi_2}$  : 반송파 잡음
  - $N_1, N_2$  : 반송파 위상 미지 정수
  - $\lambda_1, \lambda_2$  : 반송파 파장
  - $\gamma$  : L1, L2 주파수 제곱의 비  
( $= f_{L1}^2 / f_{L2}^2$ )

이중 주파수 사용자는 두 개의 의사거리 측정치를 이용하여 전리층 지연 값을 계산할 수 있으며 계산식은 식 5와 같다.

$$i = \frac{\rho_2 - \rho_1}{\gamma - 1} = \frac{d\rho}{\gamma - 1} \quad (5)$$

위와 같이 계산된 전리층 지연 값에는 L1, L2 의사 거리의 측정치 잡음이 들어가게 되므로 추정된 전리층 지연 값에는 이로 인한 오차가 발생하게 된다. 따라서 정확한 전리층 지연 추정을 위해서는 의사거리 측정치의 잡음을 제거하는 평활화 과정이 필요하다.

Hatch filter는 의사거리 측정치 잡음보다 훨씬 작은 잡음 특성을 보이는 반송파 위상 측정치를 활용하여 의사거리 측정치를 평활화하는 filter이다. Hatch filter는 시간이 지날수록 전리층 지연 오차가 누적되어 발산할 수 있다는 단점이 존재하며, 이중주파수 사용자에게 대해서는 L2 주파수의 측정치를 이용하여 전리층 지연 오차를 보상하는 무발산 Hatch filter (divergence-free Hatch filter)가 제안 되었다. Weighted Hatch filter는 divergence free Hatch filter와 함께 weighted least square estimation을 조합하여 구성되며, k번째 epoch에서 L1 의사거리 추정치( $\hat{\rho}_{1,k}$ )와 L1, L2 의사거리 차이 값의 추정치( $\hat{d\rho}_k$ )는 다음과 같은 식으로 구성된다.

$$\hat{\rho}_{1,k} = \frac{\hat{\sigma}_{1,k}^2}{\hat{\sigma}_{1,k-1}^2} \left[ \hat{\rho}_{1,k-1} + \Delta\phi_{1,k} - \frac{2}{\gamma-1} \Delta(d\phi_k) \right] + \frac{\hat{\sigma}_{1,k}^2}{\sigma_{1,k}^2} \rho_{1,k} \quad (6)$$

$$\hat{d\rho}_k = \frac{\hat{\sigma}_{d\rho,k}^2}{\hat{\sigma}_{d\rho,k-1}^2} [\hat{d\rho}_{k-1} - \Delta(d\phi_k)] + \frac{\hat{\sigma}_{d\rho,k}^2}{\sigma_{d\rho,k}^2} \quad (7)$$

where

$$\frac{1}{\hat{\sigma}_{1,k}^2} = \frac{1}{\hat{\sigma}_{1,k-1}^2} + \frac{1}{\sigma_{1,k}^2}$$

$$\sigma_{1,k}^2 = \sigma_{\rho_{1,k}}^2 + \tilde{\sigma}_{\Delta\phi_{1,k-1}}^2$$

$$\tilde{\sigma}_{\Delta\phi_{1,k-1}}^2 = \left( \frac{\gamma+1}{\gamma-1} \right)^2 \sigma_{\Delta\phi_{1,k}}^2 + \left( \frac{2}{\gamma-1} \right)^2 \sigma_{\Delta\phi_{2,k}}^2$$

$$\sigma_{\Delta\phi_{1,k}}^2 = \sigma_{\phi_{1,k}}^2 + \sigma_{\phi_{1,k-1}}^2$$

- $\sigma_{\Delta\phi_{2,k}}^2 = \sigma_{\phi_{2,k}}^2 + \sigma_{\phi_{2,k-1}}^2$
- $\sigma_{\rho_{1,k}}$  : k번째 epoch에서 L1 의사거리 측정치 잡음의 표준편차
- $\sigma_{d\rho_k}$  : k번째 epoch에서 L1,L2 의사거리 차이 값 잡음의 표준편차
- $\sigma_{\phi_{1,k}}$  : k번째 epoch에서 L1 반송파 위상 측정치 잡음의 표준편차
- $\sigma_{\phi_{2,k}}$  : k번째 epoch에서 L2 반송파 위상 측정치 잡음의 표준편차

이러한 Weighted Hatch filter가 제대로 동작하기 위해서는 측정치 잡음 수준  $\sigma_{\rho_{1,k}}, \sigma_{d\rho_k}$ 에 대한 정확한 모델링이 필요하며 이에 대하여 다음 장에 다루었다.

### III. 측정치 잡음 모델링

일반적으로 수신기의 측정치 잡음을 모델링하는 데에는 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio, SNR)와 위성 양각이 주로 사용되어 왔다.

SNR은 측정치 품질 평가에 있어서 상당히 중요한 인자 이지만 같은 종류의 수신기에 대하여도 일정한 성질을 갖지 않은 경우가 많고, 갑자기 그 값이 떨어질 경우가 있어 측정치의 잡음 특성을 제대로 반영하지 못하는 경우가 있다. 또한 상당수의 수신기들이 SNR 값을 제공하지 않는 경우가 많아 이를 활용하기가 어렵다.

위성 양각의 경우, 위성 양각이 저양각에서 고양각으로 커짐에 따라 수신기 측정치 잡음크기가 작아지는 경향이 확실히 나타난다. 따라서 접근성이 용이한 위성 양각을 이용하여 식 8과 같이 지수함수 형태로 측정치 잡음을 모델링 하는 방안이 제시되었고, 실제 경향을 잘 모사한다고 알려져 있다[2].

$$\sigma(el) = x_0 + x_1 e^{-\frac{el}{x_2}} \quad (8)$$

where  $\sigma$  : 측정치 잡음의 표준편차  
 $x_0, x_1, x_2$  : 계수

그러나 이 방법은 수신기 종류나 수신환경에 따라 함수 계수들이 바뀌게 된다. 즉, 기준국 데이터를 활용하는 경우에는 각 기준국의 수신기 및 수신환경이 다를 수 있으므로 기준국 별로 따로 모델링을 수행하여 계수들을 구하는 것이 바람직하다. 계수를 구하기 위한 잡음을 예측하는 방법으로는 의사거리와 반송파의 차이(PR-CP)를 이용하는 방법과 시간차분(time difference)을 이용하는 방법, 영-기저선 예측방법 등 다양한 방법들이 제시되었다[6]. 본 논문에서 활용한 NDGPS 데이터로는 영-기저선 예측 방법은 이용할 수 없으므로 의사거리, 반송파의 차이를 이용하는 방법과 시간차분을 이용하는 방법을 사용하였다.

의사거리와 반송파의 차를 이용하여 계수를 계산하는 방법은 time correlation에 대해 독립적이고 구현이 간단하다는 장점이 있지만, 반송파 잡음을 추정할 수 없다는 단점이 있다. 반면에 시간차분을 이용하는 방법은 time correlation에 대해 독립적이지 못하지만 반송파의 잡음까지도 추정할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 의사거리 측정치 잡음 모델링에는 의사거리, 반송파의 차를 이용하는 방법을 이용하였고, 반송파 잡음 모델링에는 시간차분을 이용하는 방법을 이용하였다.

### 3-1 의사거리, 반송파의 차를 이용한 잡음 계산

반송파 위상의 측정치 잡음은 일반적으로 의사거리 측정치 잡음에 비하여 매우 작으므로 무시하면, L1 주파수의 의사거리와 반송파 위상의 차는 식 9과 같이 전리층 지연, 미지정수, 의사거리 측정치 잡음에 관한 식으로 나타난다.

$$\rho_1 - \phi_1 = 2I - N_1\lambda_1 + \epsilon_{\rho_1} \quad (9)$$

위 식에서 전리층 지연에 관한 항을 L1, L2 반송파 위상을 이용하여 제거해 주고 이를  $\tilde{\epsilon}_{\rho_1}$ 라 하면,  $\tilde{\epsilon}_{\rho_1}$ 는 식 10과 같이 미지 정수들로 이루어진 어떠한 상수 C와 의사거리 측정치 잡음으로 구성된다.

$$\tilde{\epsilon}_{\rho_1} = \rho_1 - \phi_1 + 2 \frac{\phi_2 - \phi_1}{\gamma - 1}$$

$$\begin{aligned} &= -N_1\lambda_1 + 2 \frac{N_2\lambda_2 - N_1\lambda_1}{\gamma - 1} + \epsilon_{\rho_1} \\ &= C + \epsilon_{\rho_1} \end{aligned} \quad (10)$$

따라서 측정치들을 이용하여  $\tilde{\epsilon}_{\rho_1}$ 을 계산하고,  $\tilde{\epsilon}_{\rho_1}$  값으로부터 평균값을 빼주면 식 11과 같이 의사거리 측정치 잡음이 계산된다.

$$\hat{\epsilon}_{\rho_1} = \left\{ \tilde{\epsilon}_{\rho_1} \right\} - \text{mean} \left\{ \tilde{\epsilon}_{\rho_1} \right\} \quad (11)$$

실제 데이터 처리 시  $\tilde{\epsilon}_{\rho_1}$ 의 평균값은 위성별로 하루 동안의 데이터를 모아 후처리로 계산되었다.

### 3-2 시간 차분을 이용한 잡음 계산

반송파 위상 측정치( $\phi$ )에 대하여 잡음과 잡음이 아닌 성분들로 분리하여 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \phi_k &= d_k - i_k + t_k + B_k - b_k + N\lambda + \epsilon_{\phi_{1,k}} \\ &= \bar{\phi}_k + \epsilon_{\phi_k} \end{aligned} \quad (12)$$

- where  $\phi_k$  : k번째 epoch에서 반송파 위상 측정치
- $\bar{\phi}$  : k번째 epoch 반송파 위상 측정치의 잡음이 아닌 성분
- $\epsilon_{\phi, k}$  : k번째 epoch 반송파 위상 측정치의 잡음

측정치에 대하여 시간에 대한 차분을 하면 측정치의 잡음은 random한 성질을 가지므로 증가하며, 잡음이 정확하게 normal distribution을 갖는 다고 하면 시간차분을 한번 수행할 때마다 분산 값은 2배로 증가하게 된다. 반면에 잡음이 아닌 성분 중 미지정수 항을 제외한 나머지 부분은 시간에 따라 변화하는 값이긴 하지만 그 변화량이 크지 않아서 시간에 대한 차분을 여러 번 수행할수록 그 값이 작아지게 된다. 실제 반송파 위상 측정치에 대하여 시간차분

을 수행한 결과, 평균값은 두 번 차분한 경우  $10^{-3}$  m 이하로 나왔으며 세 번 차분한 경우  $10^{-7}$  m 이하가 나왔다. 즉, 측정치에 대하여 시간 차분을 여러 번 수행할 경우 그 차분 값의 평균은 0으로 수렴하게 되고 잡음에 대한 값만 남게 된다. 이렇게 해서 구해진 측정치 잡음 결과는 차분한 횟수만큼  $\sqrt{2}$ 로 나누어 줘야 한다. 본 논문에서는 3번의 시간차분 결과를 이용하여 잡음을 계산 하였으며 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \Delta(\Delta(\Delta \phi_k)) \\ = & \Delta(\Delta(\Delta d_k)) - \Delta(\Delta(\Delta i_k)) + \Delta(\Delta(\Delta t_k)) \\ & + \Delta(\Delta(\Delta B_k)) - \Delta(\Delta(\Delta b_k)) + \Delta(\Delta(\Delta N\lambda)) \\ & + \Delta(\Delta(\Delta \epsilon_{\phi, k})) \\ = & \Delta(\Delta(\Delta \bar{\phi}_k)) + \Delta(\Delta(\Delta \epsilon_{\phi, k})) \\ \approx & \Delta(\Delta(\Delta \epsilon_{\phi, k})) = \tilde{\epsilon}_{\phi, k} \end{aligned} \tag{13}$$

$$\hat{\epsilon}_k = \frac{\tilde{\epsilon}_k}{\sqrt{2}^3} \tag{14}$$

#### IV. 기준국별 측정치 잡음 모델링 및 전리층 지연 오차 추정

측정치 모델링 및 전리층 지연 오차 추정이 제대로 되는지를 판단하기 4개의 NDGPS 기준국 데이터를 활용하여 결과를 처리하였다. 데이터 처리에 사용된 기준국은 Trimble NetR series 수신기가 설치되어 있는 팔미도, 어청도, 독도, 속초 기준국이며 2012년 7월 2일 24시간 동안의 데이터를 이용하였다. 각 기준국에 대한 수신기 및 안테나 정보는 표 1과 같다[4].

표 1. 각 기준국의 수신기 및 안테나 정보  
Table 1. The information of receiver and antenna

기준국	수신기	안테나 (모델명)	안테나 (타입)
팔미도	Trimble NETR 9	TRM59800 SCIS	GNSS ChokeRing
어청도	Trimble NETR 9	TRM59800 SCIS	GNSS ChokeRing
독도	Trimble NETR 8	TRM59800 SCIS	GNSS ChokeRing
속초	Trimble NETR 8	TRM59800 SCIS	GNSS ChokeRing

#### 4-1 측정치 잡음 모델링 결과

위성 양각에 따른 측정치 잡음의 경향을 보기 위하여 위성 양각에 따라 계산된 측정치 잡음 결과를 나타내 보았다. 다음 그래프는 속초 기준국의 의사거리와 반송파에 대하여 앞서 제시된 PR-CP방법과 Time-difference 방법을 이용하여 계산된 측정치 잡음을 위성 양각에 따라 나타낸 것이다.

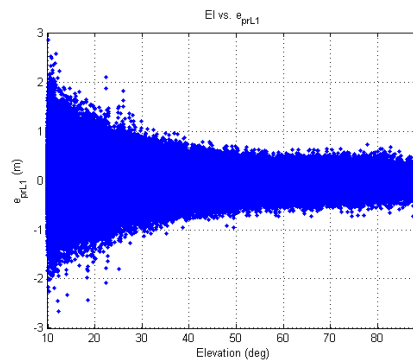


그림 1. 위성 양각에 따른 L1 의사거리 잡음(속초, PR-CP)

Fig. 1. L1 pseudorange noise versus elevation angle(SOKC, PR-CP)

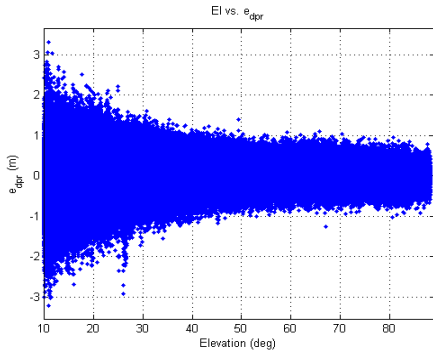


그림 2. 위성 양각에 따른 L1,L2 의사거리 차이 값의 잡음(속초, PR-CP)  
 Fig 2. L1,L2 pseudorange difference noise versus elevation angle (SOKC, PR-CP)

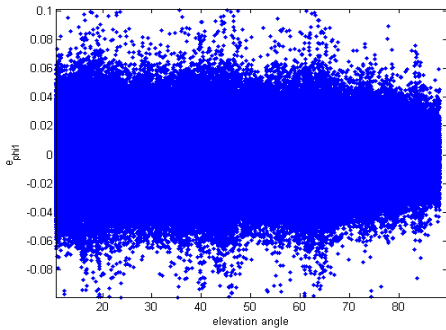


그림 3. 위성 양각에 따른 L1 반송파 잡음 (속초, Time-difference)  
 Fig. 3. L1 carrier phase noise versus elevation angle (SOKC, Time-difference)

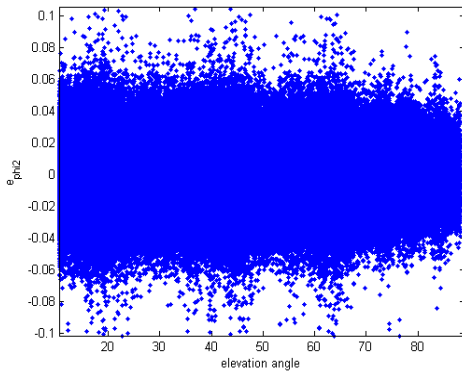


그림 4. 위성 양각에 따른 L2 반송파 잡음 (속초, Time-difference)  
 Fig. 4. L2 carrier phase noise versus elevation angle (SOKC, Time-difference)

서는 최대 0.5m 정도로 나와 위성 양각이 높아질수록 측정치 잡음이 줄어드는 경향이 뚜렷하게 나타났다. L1, L2 의사거리 차이 값의 잡음의 경우 양각이 10. 부근인 곳에서 최대 3.5m 정도로 나타났고, 90. 부근에서 최대 1m 정도로 나타나 잡음의 크기가 L1 의사거리보다 약간 큼을 볼 수 있다. 반송파의 경우에는 의사거리처럼 경향이 확실하게 나타나지는 않았지만 양각이 높아짐에 따라 잡음이 미소하게 감소하였고, 값은 전체적으로 의사거리 측정치에 비하여 훨씬 작은 0.1m이하의 수준으로 나타났다.

다음은 모든 기준국에 대하여 위와 같이 데이터를 모으고 계수들을 추정된 결과와 기준국 별로 위성 양각에 따른 잡음의 표준편차를 그린 그래프이다. 기준국 별로 표준편차 값은 의사거리 측정치 잡음의 경우에는 최대 40cm정도차이가 나타났고, 반송파 측정치 잡음의 경우에는 2.5mm정도 차이가 나타났다.

표 2. 기준국 별 L1 의사거리 잡음에 대한 계수  
 Table 2. L1 pseudorange noise coefficient of each station

기준국	x0	x1	x2
팔미도	0.1360	1.0439	22.7390
어청도	0.2360	0.6648	15.6783
독도	0.1358	0.8680	21.7213
속초	0.1327	0.6721	18.6695

L1 의사거리의 경우 측정치 잡음은 양각이 10. 부근에서 최대 3m 정도로 계산되었으며 90. 부근에

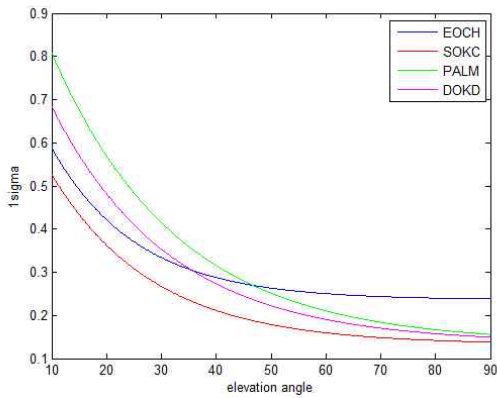


그림 5. 기준국 별 L1 의사거리 잡음 모델 (양각에 따른 표준편차)  
Fig. 5. L1 pseudorange noise model of each station (std. versus elevation angle)

표 3. 기준국 별 L1, L2 의사거리 차이 값 잡음에 대한 계수  
Table 3. L1,L2 pseudorange difference noise coefficient of each station

기준국	x0	x1	x2
팔미도	0.1605	1.2673	30.2787
어청도	0.3875	0.8538	12.4301
독도	0.1946	1.2252	22.8696
속초	0.2126	0.8285	18.2343

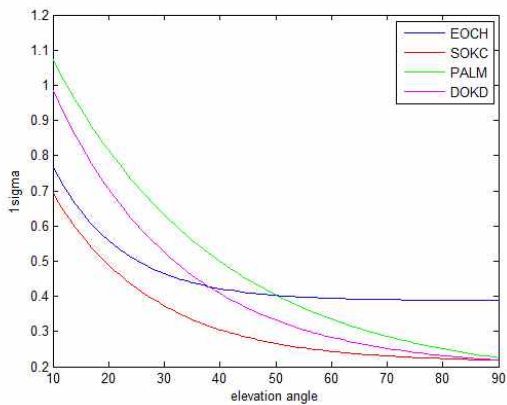


그림 6. 기준국 별 L1, L2 의사거리 차이 값의 잡음 모델 (양각에 따른 표준편차)  
Fig. 6. L1,L2 pseudorange difference noise model of each station (std. versus elevation angle)

표 4. 기준국 별 L1 반송파 잡음에 대한 계수  
Table 4. L1 carrier phase noise coefficient of each station

기준국	x0	x1	x2
팔미도	-4.830e3	4.830e3	1.3408e9
어청도	0.0162	0.0353	3.7824
독도	0.0156	0.0018	24.1361
속초	0.0161	0.0044	5.1375

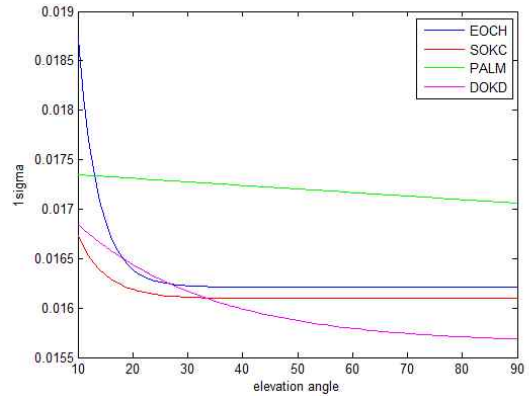


그림 7. 기준국 별 L1 반송파 잡음 모델 (양각에 따른 표준편차)  
Fig. 7. L1 carrier phase noise model of each station (std. versus elevation angle)

표 5. 기준국 별 L2 반송파 잡음에 대한 계수  
Table 5. L2 carrier phase noise coefficient of each station

기준국	x0	x1	x2
팔미도	-9.293e3	9.293e3	1.3565e9
어청도	0.0163	0.0419	3.7013
독도	0.0158	0.0031	14.0076
속초	-2.9499	2.9666	2.2644e5

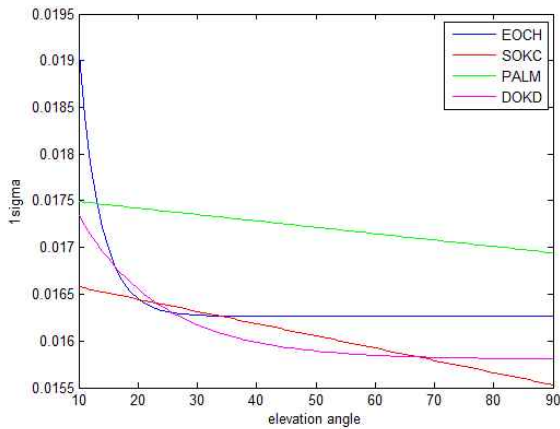


그림 8. 기준국 별 L1 반송파 잡음 모델 (양각에 따른 표준편차)  
Fig. 8. L1 carrier phase noise model of each station (std. versus elevation angle)

4-2 전리층 지연 오차 추정 결과

모델링 된 결과를 바탕으로 Weighted Hatch filter를 구성하고 평활화 된 의사거리 측정치를 얻었으며, 이를 이용하여 전리층 지연을 추정하였다. 그림 9는 속초 기준국의 25번 위성에 대하여, Weighted Hatch filter를 적용하지 않은 원시 측정치(raw measurement)로 구한 전리층 지연과 Weighted Hatch filter를 적용한 측정치로 구한 전리층 지연을 함께 나타낸 그래프이다. 이때, 기준 값( $i_{ref}$ )은 L1, L2 반송파 위상을 차분한 값을 이용하여 계산하였다. 반송파 위상을 차분하여 전리층 지연을 구할 경우 미지정수로 인한 bias 오차가 존재하게 되는데, bias 오차는 다음과 같이 L1, L2 의사거리 원시 측정치 차이로부터 계산된 전리층 지연 값( $i_{raw}$ )과의 차이를 평균을 취하여 계산하였다.

$$i_{bias} = \frac{\phi_1 - \phi_2}{\gamma - 1} \quad (15)$$

$$i_{ref} = i_{bias} + mean(i_{raw} - i_{bias}) \quad (16)$$

이렇게 반송파 위상을 차분하여 구해진 전리층 지연 값은 실제 참값이라고 볼 수는 없지만 필터링

전 후의 잡음 성분을 분석하기 위한 기준으로 삼을 수 있다.

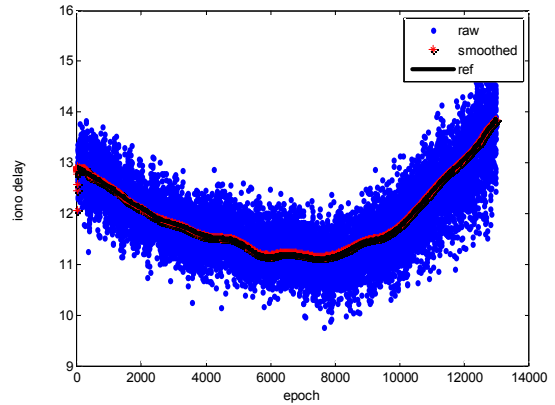


그림 9. 전리층 지연 추정 결과(PRN 25)  
Fig. 9. Estimation result of ionospheric delay(PRN 25)

표 6. 전리층 지연 추정 오차의 표준편차

Table 6. Standard deviation of ionospheric delay estimation errors

	표준편차 (m)
raw data	0.4417
weighted hatch filter	0.0177

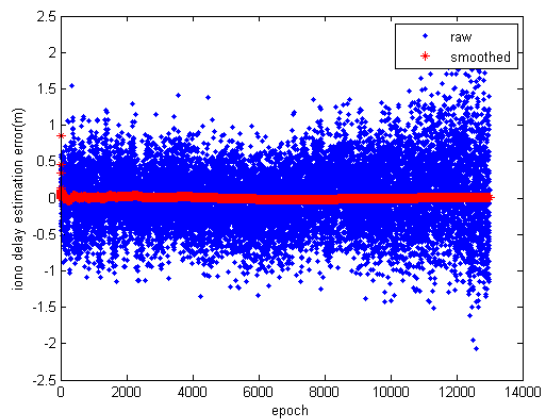


그림 10. 전리층 지연 추정 오차  
Fig. 10. Ionospheric delay estimation error

그림 9, 그림 10에서 weighted hatch filter를 적용한 경우, 원시데이터를 그대로 사용한 경우보다 잡음 수준이 훨씬 작아진 것을 볼 수 있다. 표 6 으로부터 weighted hatch filter를 적용하면 원시 데이터를 그대로 이용하는 것에 비하여 표준편차 값이 1/25 가량 줄어



드는 것을 확인할 수 있다. 즉, weighted hatch filter가 잡음제거 역할을 제대로 수행하였고, 이로부터 측정치 잡음 모델링이 적절하게 되었음을 확인하였다.

## V. 결 론

본 논문은 GPS 측정치에 대한 잡음 모델링을 수행하였고, 모델링 결과를 weighted hatch filter에 적용하여 전리층 지연 값을 추정해 봄으로써 성능을 평가하였다.

측정치 잡음 계산 결과 일반적으로 알려진 것처럼 위성 양각에 따라 양각이 작아질수록 측정치 잡음이 커지는 경향이 나타났으며, 특히 의사거리 측정치의 경우 그 경향이 두드러지게 나타났다. 계산 결과를 바탕으로 각 기준국 별로 잡음 모델링을 수행하였고, 기준국에 따라 표준편차 값은 의사거리의 경우 수십 cm, 반송파 위상의 경우 수 mm 차이가 나타났다. 특히 기준국별 차이는 잡음이 커지는 저양각 주위에서 크게 나타났다.

측정치 잡음 모델링 결과를 바탕으로 weighted hatch filter를 구성하여 평활화된 의사거리 측정치를 얻었으며, 이를 이용하여 전리층 지연을 추정한 결과 잡음성분이 상당히 제거되어 측정치의 잡음 모델링이 적절히 되었음을 확인하였다.

## 감사의 글

본 연구는 국토해양부 소관 연구개발사업의 연구비 지원에 의해 수행되었습니다.

This research was supported by a grant from "Development of Wide Area DGNS" funded by Ministry of Land, Transport and Maritime Affairs of Korean government, contracted through SNU-IAMD at Seoul National University.

## 참 고 문 헌

- [1] 김도윤, "GNSS 광역보정시스템의 보정정보 생성 알고리즘에 관한 연구", 공학박사학위 논문, 서울대학교, Feb. 2007.
- [2] 박병운, "보정 정보의 국제 표준을 고려한 위성항법 보

장 시스템의 시공간 오차 감소 방안 연구", 공학박사학위 논문, 서울대학교, Feb. 2008.

- [3] Kee C. et al, "Quality Control Algorithm on Wide Area Reference Stations for WAAS", ION 52nd Annual Meeting, Cambridge, Massachusetts., pp 487-495, June, 1996.
- [4] <http://www.ndgps.org>.
- [5] Christian Tiberius. et al, "The Stochastics of GPS Observables", GPS World, Vol. 10, No. 2, Feb, 1999
- [6] 최용권, "기준국용 GPS 수신기의 원시정보 측정잡음 분석", 공학석사학위 논문, 충남대학교, 2012

## 한 덕 화 (韓德和)



2011년 2월 : 서울대학교 기계항공공학부(공학사)  
2011년 3월~현재 : 서울대학교 기계항공공학부 석사과정  
관심분야 : 광역 보정 항법, 전리층 지연

## 윤 호 (尹浩)



2006년 2월 : 서울대학교 기계항공공학부(공학사)  
2006년 3월~현재 : 서울대학교 기계항공공학부 공학석박사통합과정  
관심분야 : 무결성 감시, 광역보정 항법

## 기 창 돈 (奇昌敦)



1984년 2월 : 서울대학교 항공공학과(공학사)  
1986년 2월 : 서울대학교 항공공학과(공학석사)  
1994년 1월 : Stanford Univ. 항공우주공학과(공학박사)  
1996년 9월 ~ 2000년 9월 : 서울대학교 기계항공공학부 조교수

2000년 10월~2006년 9월 : 서울대학교 기계항공공학부 부교수

2006년 10월~현재 : 서울대학교 기계항공공학부 교수  
관심분야 : 위성항법시스템, 실시간 보정위성항법시스템, 실시간 광역보정위성항법시스템, 실시간 조정밀 위치결정 시스템, 항공기/우주비행체 자세결정, 무인항공기 자동 제어 시스템, 항공기 자동착륙 유도제어 시스템, 차량항법 시스템, 실내용 자동항법시스템, 위성체 위치결정 시스템, 항공교통 관제시스템, Avionics