

# 미약신호 추적을 위한 효율적인 주파수 변별기 설계

## Design of Efficient Frequency Discriminator for Weak Signal Tracking

임 성 혁, 지 규 인\*  
(Sung-Hyuck Im and Gyu-In Jee)

**Abstract:** In this paper, an frequency tracking algorithm for weak signal tracking is proposed. The proposed frequency tracking algorithm uses a FMS (Fast Minus Slow) discriminator for frequency error estimation. This frequency tracking algorithm shows good frequency estimation performance under weak signal condition and is a computationally efficient for embedded software GNSS receiver. The software GNSS receiver implementing the proposed weak signal tracking algorithms could track GPS signal down to -159dBm signal strength in the signal generator test and real GPS signal under dense urban condition.

**Keywords:** FMS discriminator, FLL, weak signal, high-sensitivity, GPS, SDR

### I. 서론

최근에, 하드웨어 기반뿐만 아니라 소프트웨어 기반의 GNSS (Global Navigation Satellite System) 수신기에서 고감도 (high-sensitivity)의 미약신호 추적 성능이 기본적으로 요구되고 있다. 일반적으로 위성항법 신호는 코드위상과 도플러에 대한 탐색 및 추적을 필요로 한다. 그러므로 고감도 수신기를 구현하기 위하여 미약신호 환경하에서 코드위상과 주파수를 추적할 수 있는 방법이 필요하게 된다. 코드위상을 추적하기 위해서 동기적산 및 비동기적산을 혼용하여 수초까지 수행한다. 동기 및 비동기적산 중에서 동기적산 이득은 비동기적산 이득에 비해서 크다. 그러므로 동기적산을 손실 없이 수행하는 것은 미약신호를 추적하기 위한 필수 요소이다. 여러 동기적산 이득의 손실을 가져오는 요인 중에서 가장 큰 손실을 가져오는 것은 도플러 추정 오차의 증가이다. 도플러 추적 오차가 증가하게 되면 동기적산 시에 위상회전으로 인하여 이득이 감소하게 된다. 그러므로 고감도 수신기 구현을 위해서는 코드위상의 고감도 추적과 더불어 도플러의 고감도 추적을 통한 손실을 최소화하는 방법이 필요하다.

일반적으로 비동기적산 방법을 통하여 코드위상의 고감도 신호추적을 수행한다. 하지만 고감도 주파수 추적에 대해서는 비동기적산에 대한 연구가 미진하다. 그러므로 본 논문에서는 미약신호의 주파수추적을 위한 동기적산 및 비동기적산을 혼용하는 고감도의 효율적인 주파수 신호추적(FLL: Frequency Lock Loop) 기법을 제안하였다. 주파수 추적을 위한 몇 가지 방법들이 이전에 소개되었지만 이들 논문들은 고기동 상태에서의 신호추적 기법에 논제가 맞추어져 있었고 미약신호에 관해서는 심화된 분석이 진행되지 않았다[1,2]. 그러므로, 본 논문에서는 구현이 용이한 FMS (Fast Minus Slow) 변별기(discriminator)를 제안하였다. 제안한 알고리즘은 신호 세기의 비를 이용하므로 비동기적산(non-coherent integration)이 가능하며, 상관 후(post correlation) 기법이므로 하드웨어 및 소

프트웨어 기반의 GNSS 수신기 모두에서 구현이 가능하고 추가적인 연산 처리량이 최소화되어 구현이 간단하다는 장점이 있다. 제안된 기법의 평가를 위해서 기 연구된 소프트웨어 기반의 실시간 GPS 수신기가 사용되었다[6].

논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 GPS L1 C/A 코드 신호를 위한 기저대역처리(baseband processing) 모델을 설명하고 III 장에서는 제안된 주파수 변별기에 대하여 설명한다. 제안된 주파수 변별기의 성능평가는 IV 장과 V 장을 통해서 묘사하였으며, 최종적으로 VI 장에서 결론을 맺었다.

### II. 위성 신호 기저대역 신호처리 모델

GNSS 위성은 L1 C/A, L2C 등과 같이 의사잡음 신호를 전송한다. 그것들은 다른 칩률(chipping rate)과 코드의 주기를 가지고 있다. 그러나 신호 획득 또는 신호의 추적을 위해서는 최소의 적산시간(pre-detection integration time)이 필요하다. 예를 들어, GPS L1 C/A코드는 최소한 1밀리초의 적산시간이 필요하다. 또한, 외부의 도움정보가 없는 경우에는 최대 적산시간이 20밀리초 이하로 제한된다. 25Hz 이하의 주파수 오차를 갖고 1/2칩 이하의 코드 위상오차를 갖도록 신호를 획득한 후 데이터비트 동기과정을 통하여 데이터 비트가 동기되어 있다고 가정하면, 20밀리초(데이터 1비트) 시간의 역-확산(de-spread)된 신호는 아래 식과 같이 표현할 수 있다.

$$S_k(\hat{f}_{d,k} + f_{e,k}, \hat{\phi}_{e,k}, \tau_{e,k}) = \sum_{i=0}^{19} \int_{\Delta_i}^{\Delta_i + \Delta_i} s(t)c(t - \tau_{e,k}) \exp(j2\pi(\hat{f}_{d,k} + f_{e,k})t + \hat{\phi}_{e,k}) dt \quad (1)$$

여기에서,

$S_k(\cdot)$ : k번째 주기 역-확산된 신호

$c(t)$ : PRN 코드 신호

$\Delta_i$ : C/A 코드의 한 주기 (=1ms)

$s(t)$ : 수신된 신호

$\hat{f}_{d,k}$ : k번째 데이터비트 신호의 도플러 추정값

$f_{e,k}$ : k번째 데이터비트 신호의 도플러 추정 오차

$\hat{\phi}_{e,k}$ : k번째 데이터비트 신호의 반송파 위상 오차

$\tau_{e,k}$ : k번째 데이터비트 신호의 코드 위상 오차

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2008. 12. 23., 채택확정: 2009. 5. 15.

임성혁, 지규인: 건국대학교 전자·정보통신공학과

(shim@konkuk.ac.kr/gijee@konkuk.ac.kr)

※ 본 연구는 BK21프로젝트와 협동연구개발과제("항공공용을 위한 다중 GNSS의 RAIM 연구") 의하여 연구되었음.

$f_{e,k}$  는 데이터 비트의 주기 동안 불변이라고 가정하면 식 (1)은 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$S_k(\hat{f}_{d,k} + f_{e,k}, \phi_{e,k}, \tau_{e,k}) = \sum_{i=0}^{19} \exp(j2\pi f_{e,k} \Delta_i) \int_{\Delta_i}^{\Delta_i + \Delta_i} s(t)c(t - \tau_{e,k}) \exp(j2\pi \hat{f}_{d,k} t + \phi_{e,k}) dt \quad (2)$$

일반적으로 C/A코드 상관기는 매 1밀리초마다 I와 Q 값을 생성한다. 식 (2)의 적분은 아래 식 (3)과 같이 다시 쓸 수 있다[4].

$$S_k(\hat{f}_{d,k} + f_{e,k}, \phi_{e,k}, \tau_{e,k}) = \sum_{i=0}^{19} \exp(j2\pi f_{e,k} \Delta_i) A_{\Delta_i} \frac{\sin(\pi f_{e,k} \Delta_i)}{\pi f_{e,k} \Delta_i} R(\tau_{e,k}) \exp(\phi_{e,k}) \quad (3)$$

여기에서  $A_{\Delta_i}$  는 신호의 진폭이 항법데이터 비트의 부호와 곱해진 것이고  $R(\tau_{e,k})$  는 입력되는 신호와  $\tau_k$  만큼 지연된 신호와의 상호상관함수이다.

식 (3)을 간소화하기 위하여  $f_{e,k}$ ,  $\phi_{e,k}$  과  $\tau_{e,k}$  는 데이터비트 주기인 20밀리초 동안 상수라고 가정하면 식 (4)와 같이  $I_k$  와  $Q_k$  로 대체할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_k &= 20 A_{\Delta_i} \frac{\sin(\pi f_{e,k} \Delta_i)}{\pi f_{e,k} \Delta_i} R(\tau_{e,k}) \cos(\phi_{e,k}) \\ &= A_k \frac{\sin(\pi f_{e,k} \Delta_i)}{\pi f_{e,k} \Delta_i} \cos(\phi_{e,k}) \\ Q_k &= 20 A_{\Delta_i} \frac{\sin(\pi f_{e,k} \Delta_i)}{\pi f_{e,k} \Delta_i} R(\tau_{e,k}) \sin(\phi_{e,k}) \\ &= A_k \frac{\sin(\pi f_{e,k} \Delta_i)}{\pi f_{e,k} \Delta_i} \sin(\phi_{e,k}) \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서,  $A_k = 20 A_{\Delta_i} R(\tau_{e,k})$

식 (4)를 이용하여 식 (3)의  $I_k$  and  $Q_k$  을 대체하면 최종적으로 식 (5)를 얻을 수 있다.

$$S_k(f_{d,k} + f_{e,k}, \phi_{e,k}, \tau_{e,k}) = (I_k + Q_k) \sum_{i=0}^{19} \exp(j2\pi f_{e,k} \Delta_i) \quad (5)$$

### III. 주파수 오차 추정을 위한 변별기 설계

주파수 오차  $f_{e,k}$  를 추정하기 위해서 일반적으로 four quadrant arctangent MLE(이하 ATAN2)가 사용되며, 식 (6)과 같다.

$$\frac{ATAN2(cross, dot)}{(t_k - t_{k-1}) \times 2\pi} \quad [\text{Hz}] \quad (6)$$

여기에서,

$$\begin{aligned} dot &= \text{real}(S_{k-1})\text{real}(S_k) + \text{imag}(S_{k-1})\text{imag}(S_k) \\ cross &= \text{real}(S_{k-1})\text{imag}(S_k) + \text{imag}(S_{k-1})\text{real}(S_k) \end{aligned}$$

ATAN2 변별기는 일반적으로 좋은 성능을 갖지만 20밀리초 이상의 신호를 적분하여 사용할 수 없고 시간에 대한 위상변화를 추정하여 주파수 오차를 추정하기 때문에 위상변화를 발생시키는 신호의 불연속 또는 중첩으로 인한 잦은 위

상 변화가 빈번히 발생하는 환경에서 주파수 오차의 추정 성능이 열화될 수 있다. 그러므로 시간에 대한 위상변화의 측정을 통한 주파수 오차를 측정하는 방식을 탈피하여 위상오차에 덜 민감하고 직산 길이의 제한을 받지 않는 방법이 요구된다. 특히, 도심주행의 경우에는 다중경로 신호로부터 기인된 위성신호의 잦은 위상 변화가 잦은 경우에는 주파수 추정 오차가 급격히 증가하게 되므로 안정적인 주파수 변별기의 제안이 필요하다.

위에서 언급에 문제에 대한 해결책은 반송파의 위상을 이용한 주파수 추적이 아닌 코드위상을 추적하는 방법과 같이 주파수 오차에 따라서 신호의 세기가 감소하는 원리를 이용하는 방법이 효과적일 수 있다. 본 논문에서는 신호의 세기를 비교를 통하여 주파수의 오차를 추정하는 FMS (Fast Minus Slow) 변별기를 제안하였다. FMS 변별기는 기존의 코드오차 추정을 위한 EML (Early Minus Late) 변별기와 유사한 특징을 갖는다. 우선, fast track arm과 slow track arm을 추가로 만든다. Fast가 의미하는 것은 현재 추정된 주파수보다  $\Delta f/2$  만큼 빠른 주파수 복사신호가 곱해진 상관기 출력값이며, Slow는  $\Delta f/2$  만큼 느린 주파수 복사신호가 곱해진 상관기 출력값이다. 두 track arm 출력의 차를 이용하여 주파수의 오차를 추정하며 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \left| S_k(f_{d,k} + f_{e,k} + \Delta f, \phi_{e,k}, \tau_{e,k}) \right|^2 \\ &= \left| (I_k + Q_k) \sum_{i=0}^{19} \exp[j2\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i] \right|^2 \\ &= \left| (I_k + Q_k) \right|^2 \left| \sum_{i=0}^{19} \exp[j2\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i] \right|^2 \\ &= \left( |I_k|^2 + |Q_k|^2 \right) \left| \sum_{i=0}^{19} \exp[j2\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i] \right|^2 \\ &= |A_k|^2 \left| \frac{\sin[\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i]}{\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i} \right|^2 \left| \sum_{i=0}^{19} \exp[j2\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i] \right|^2 \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)의 마지막 우측 항은  $\Delta f$  가 작은 경우 무시할 수 있으므로 식 (8)과 같이 간소화할 수 있다.

$$\left| S_k(f_{d,k} + f_{e,k} + \Delta f, \phi_{e,k}, \tau_{e,k}) \right|^2 = |A_k|^2 \left| \frac{\sin[\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i]}{\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i} \right|^2 \quad (8)$$

$$f_{e,k} \approx FMS_{Disc}(\Delta f) = \text{Fast} - \text{Slow} =$$

$$\begin{aligned} & \frac{\left| S_k(f_{d,k} + f_{e,k} + \Delta f, \phi_{e,k}, \tau_{e,k}) \right|^2 - \left| S_k(f_{d,k} + f_{e,k} - \Delta f, \phi_{e,k}, \tau_{e,k}) \right|^2}{\left| S_k(f_{d,k} + f_{e,k} + \Delta f, \phi_{e,k}, \tau_{e,k}) \right|^2 + \left| S_k(f_{d,k} + f_{e,k} - \Delta f, \phi_{e,k}, \tau_{e,k}) \right|^2} \\ &= \alpha_{\Delta f} \frac{\left| \frac{\sin(\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i)}{\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i} \right|^2 - \left| \frac{\sin(\pi(f_{e,k} - \Delta f)\Delta_i)}{\pi(f_{e,k} - \Delta f)\Delta_i} \right|^2}{\left| \frac{\sin(\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i)}{\pi(f_{e,k} + \Delta f)\Delta_i} \right|^2 + \left| \frac{\sin(\pi(f_{e,k} - \Delta f)\Delta_i)}{\pi(f_{e,k} - \Delta f)\Delta_i} \right|^2} \end{aligned} \quad (9)$$

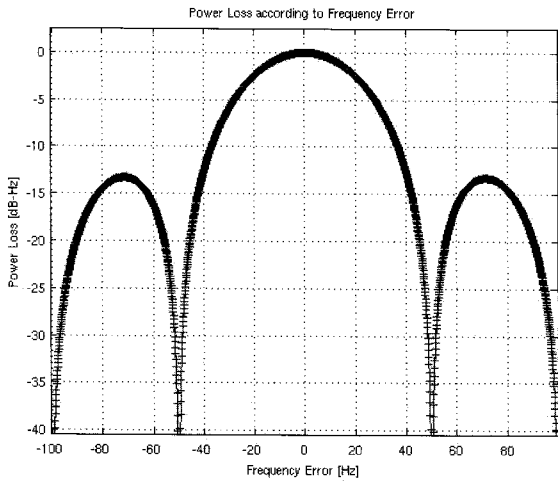
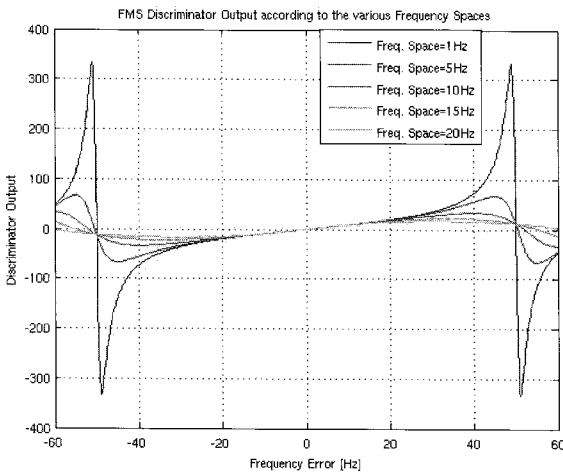
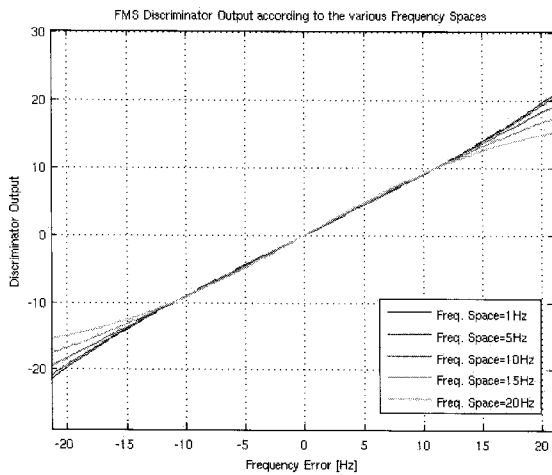


그림 1. 주파수 오차에 따른 전력 감소(PIT=20ms).  
Fig. 1. Power loss according to frequency error (PIT=20ms).



(a)



(b)

그림 2. 다양한 주파수 간격에 따른 FMS 변별기 출력 비교 ((b)는 (a)에서 주파수 오차가 -20Hz에서 20Hz구간을 확대한 그림임).

Fig. 2. FMS discriminator output according to the various frequency spaces. (b) is the zooming of (a)(range from -20 Hz to +20 Hz).

여기에서,  $\Delta f$  는 Fast와 Slow 간격의 1/2을 의미하고  $\alpha_M$  는 변별기 이득을 나타낸다. 만약  $\Delta f$  를 20Hz 이하로 설정하는 경우, 그림 2(b)에서와 같이 주파수 오차가 -10~10Hz인 구간에서 선형성을 보이며 식 (10)과 같이  $\alpha_M$  를 근사화할 수 있다.

$$\alpha_M \approx 0.06 \frac{20}{\Delta f} \quad (10)$$

그림 1은 주파수 오차와 전력 감소에 대하여 설명하고 있다. FMS 변별기를 위한 주파수 간격의 증가는 전력의 손실과  $\alpha_M$  의 감소를 야기시킨다. 다시 말하면, 전력의 손실은 발생할 수 있지만  $\alpha_M$  의 감소로 인하여 잡음에 의해서 변별기가 덜 민감해질 수 있다는 것이다. 그러므로, FMS 변별기를 위한 주파수 간격의 넓을수록 좋지만 허용하는 전력의 손실 정도를 고려하여 약 10~15Hz로 설정하면 약 1dB 내외의 전력감소가 발생하는 주파수 변별기를 만들 수 있다.

그림 2는 다양한 주파수 간격에 따른 FMS 변별기의 S-curve를 보여주고 있다. 직관적으로 -15Hz~15Hz의 오차 구간에서 모든 주파수 간격의 변별기들이 선형적인 특성을 보인다. 만약  $f_{e,k}$  가 20Hz를 초과하게 되면, 그림에서와 같이 선형적인 특성을 잃어버리게 된다. 하지만, 일반적인 지상에서의 항체를 고려할 때, 위성과 사용자간의 도플러 변화가 초당 10정도를 넘지 않는다. 그러므로 신호추적루프와 결합되어 선형구간 내에서 유지하는 것이 가능하다[4].

#### IV. 잡음특성 분석

일반적으로 변별기는 선형구간 내에서는 안정적이지만 비선형구간에서는 불안정한 특성을 보인다. 그러므로 제한된 FMS 변별기의 잡음특성을 분석하기 위해서 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 3과 4는 ATAN2 변별기와 FMS 변별기(주파수 간격 15Hz)의 성능을 비교한 것이다. 그림 3은 ATAN2 변별기의 특성을 나타낸 것이다. ATAN2 변별기가 사용된 경우에는 주파수 오차가 커짐에 따라서 분산이 증가함을 확인

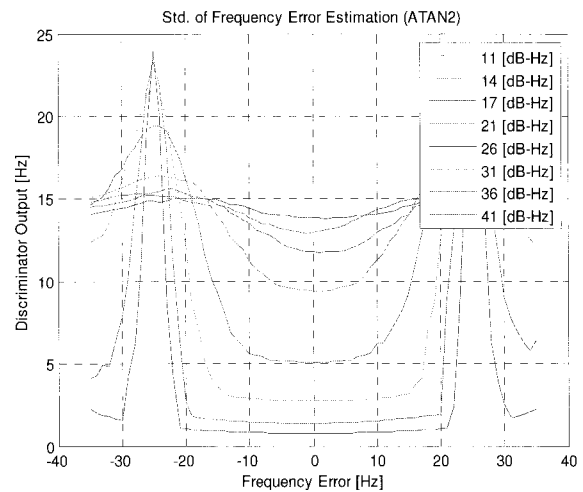


그림 3. ATAN2 변별기가 사용된 경우에 추정된 오차의 표준 편차(PIT=20ms).

Fig. 3. Standard deviation of frequency error estimation when ATAN2 discriminator is used(PIT=20ms).

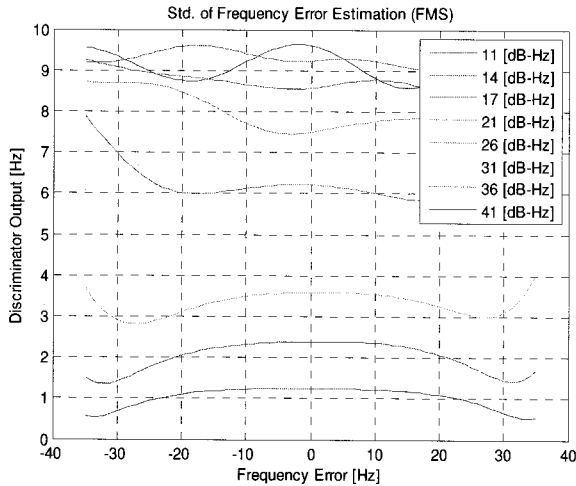


그림 4. FMS 변별기가 사용된 경우에 추정된 오차의 표준편차(PIT=20ms).

Fig. 4. Standard deviation of frequency error estimation when FMS discriminator is used(PIT=20ms).

표 1. FMS 변별기를 평가하기 환경 구성.

Table 1. Test set-up for evaluating the FMS discriminator.

Equipments	Details
Signal Generation	STR 4765 (Spirent Co.)
RF Front-end	SiGe 4110L (down sampling to 4.092MHz)
Receiver	Software GPS Receiver for L1 C/A operating on PC
Processing Method	Post-processing
Tracking Parameters	DLL bandwidth : 8 Hz (Doppler-aided DLL) 2-nd order FLL bandwidth : 5Hz

할 수 있다. 하지만, 높은 신호대 잡음비에서는 낮은 분산값을 갖는다. 이에 반해 FMS 변별기는 주파수 오차가 증가하여도 비슷한 수준의 분산을 유지함을 알 수 있다. 이것은 FMS 변별기가 신호대 잡음비가 낮은 미약신호 환경에서 ATAN2 변별기보다 안정적인 신호추적을 수행할 수 있음을 보여주는 결과이다.

비록 FMS 변별기가 도플러 오차가 크기 않은 구간에서는 ATAN2 변별기에 비해서 나쁜 잡음 특성을 나타내지만 오차 증가에 대해서 잡음 특성의 변화가 적어 보다 안정적인 변별기 출력값을 줄 수 있다. 그러므로 제안된 변별기는 신호환경의 변화가 잦은 곳에서 보다 안정적인 주파수 오차추정 결과를 줄 수 있다.

V. 모의 환경 성능 평가

제안된 FMS 변별기를 평가하기 위해서 표 1과 같이 모의 실험 환경을 구성하였다.

첫째로 FMS 변별기의 신호감쇄에 따른 성능 평가를 하기 위해서 아래와 같이 신호의 변화를 설정하였다.

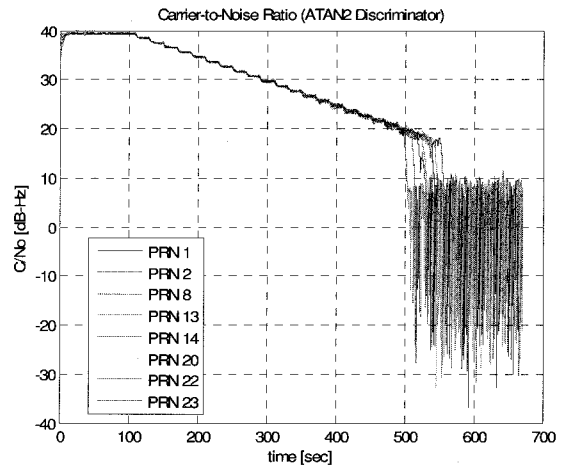
- 0~110초 :-130dBm
- 110초 ~: 매 20초마다 1dB씩 감소
- 670초 :-158dBm

그림 5는 ATAN2 변별기가 사용된 경우의 신호추적 결과에 따른 측정된 C/No이다. C/No는 아래 식과 같이 추정하였다[4].

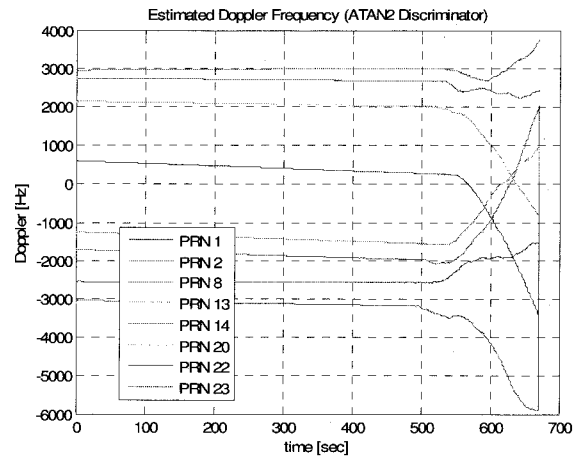
$$\begin{aligned}
 WBP_k &= \left( \sum_{i=1}^M (I_i^2 + Q_i^2) \right)_k \\
 NBP_k &= \left( \sum_{i=1}^M I_i \right)_k^2 + \left( \sum_{i=1}^M Q_i \right)_k^2 \\
 NP_k &= \frac{NBP_k}{WBP_k} \\
 \hat{\mu}_{NP} &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K NP_k \\
 \hat{C} &= 10 \log_{10} \left( \frac{1}{T} \frac{\hat{\mu}_{NP} - 1}{M - \hat{\mu}_{NP}} \right)
 \end{aligned} \tag{11}$$

C/No가 20dB-Hz일 때 첫 위성 신호를 잃고 17dB-Hz이하에서는 모든 위성 신호를 잃게 된다.

그러나 FMS 변별기가 사용된 경우에는 그림 6에서와 같이 대부분의 위성이 -158dBm까지 신호의 추적을 유지함을



(a) Estimated C/No



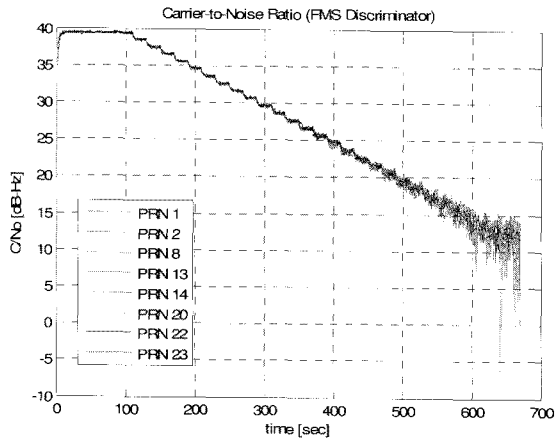
(b) Estimated Doppler frequency

그림 5. ATAN2 변별기가 사용된 경우의 신호추적 결과(PIT = 20m).

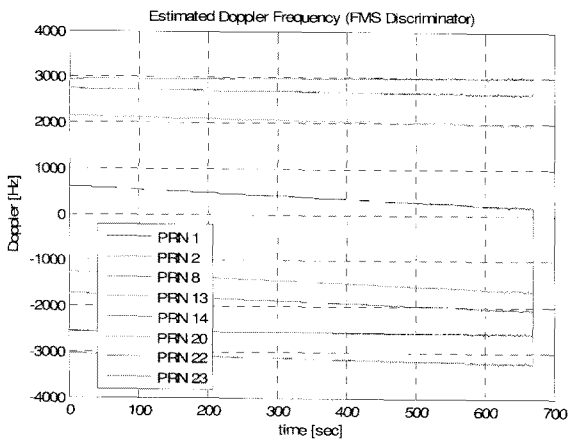
Fig. 5. Tracking results using ATAN2 discriminator(PIT = 20ms).

확인할 수 있다.

그림 7과 8은 PRN 21번 위성의 동적환경에 대한 모의실험이다. 항체의 속도가 최대 160km/h가 되었을 때, 최대 도플러 변화율은 100Hz/s이다. 제안된 변별기가 동적환경에서 ATAN2 변별기보다 강인함을 확인할 수 있다.



(a) Estimated C/No



(b) Estimated Doppler frequency

그림 6. FMS 변별기가 사용된 경우의 신호추적 결과(PIT=20m).

Fig. 6. Tracking results using FMS discriminator(PIT = 20ms).

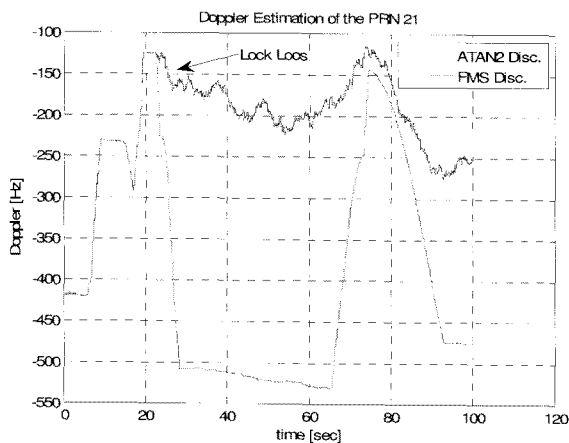


그림 7. 동적환경에서의 도플러 추정 결과.

Fig. 7. The results of Doppler estimation in dynamic environment.

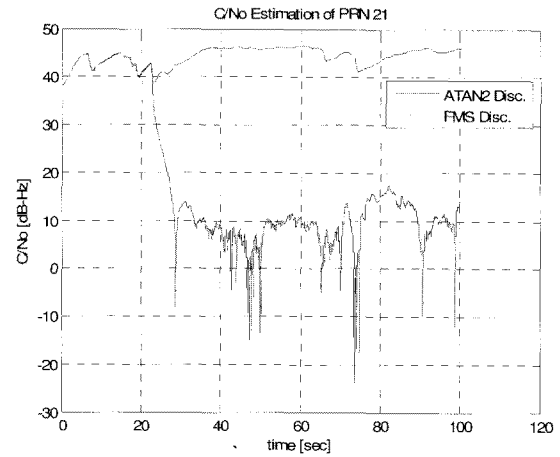


그림 8. 동적환경에서의 C/No 추정 결과.

Fig. 8. The result of C/No estimation in dynamic environment.

### VI. 실제 환경 성능 평가

최종적으로, 제안된 변별기의 실제 환경에서의 성능 평가를 위해서 테헤란로에서 자동차를 이용하여 주행하여 데이터를 수집하여 후처리하였다. 테스트를 위한 환경은 높은 건물들이 밀집되어 있어 도로주행 시 위성신호의 잦은 경로변화가 생기는 구간이다. 성능 평가를 위한 환경 구성은 표1과 같다. 초기 100초 동안은 open-sky에서 신호를 수신한 후, 테헤란로 주변을 주행하였다. 테헤란로는 높은 건물이 밀집되어 있어 위성신호 경로의 잦은 변화가 발생하는 지역이다. 예를 들면, 건물과 건물 사이를 지나가는 경우에는 건물에 가린 위성신호는 반대편 건물에 반사되어 수신기에 유입되다가 건물 사이를 지나는 경우에 직접경로 신호가 유입되고 다시 반사된 신호가 유입되어 다중경로에 의한 잦은 위상변화가 발생하게 된다.

그림 9와 10은 ATAN2 변별기가 사용된 경우의 신호추적 결과이다. 초기 위치에서 9개의 위성이 획득되고 추적되었다. 주행의 시작과 함께 신호환경의 극심한 변화로 인하여 신호의 전력이 극심하게 요동치게 된다. 마침내 대부분의 위성 신호를 잃게 된다.

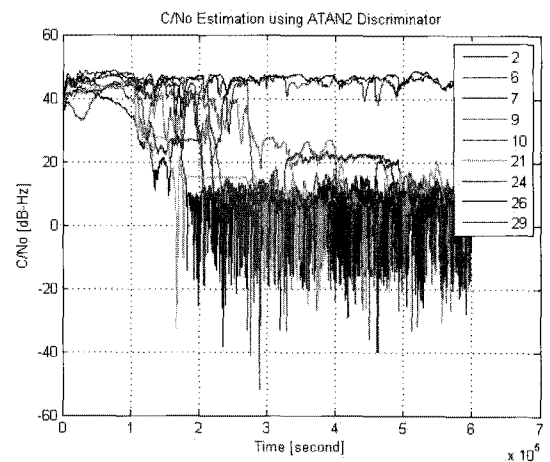


그림 9. C/No 추정 결과(ATAN2 변별기 사용).

Fig. 9. The result of C/No estimation for driving around dense urban area(ATAN2 discriminator used).

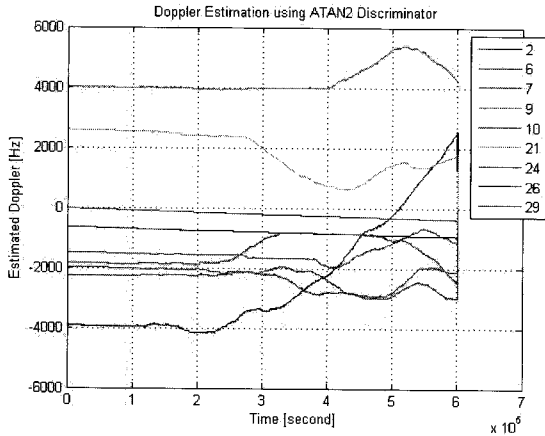


그림 10. 도플러 추정 결과(ATAN2 변별기 사용).  
Fig. 10. The result of Doppler estimation for driving around dense urban area(ATAN2 discriminator used).

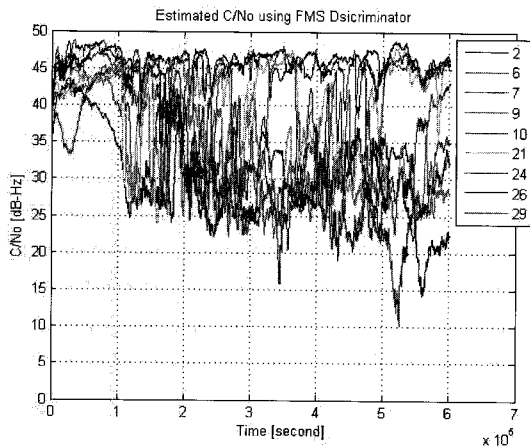


그림 11. C/N0 추정 결과(FMS 변별기 사용).  
Fig. 11. The result of C/N0 estimation for driving around dense urban area(FMS discriminator used).

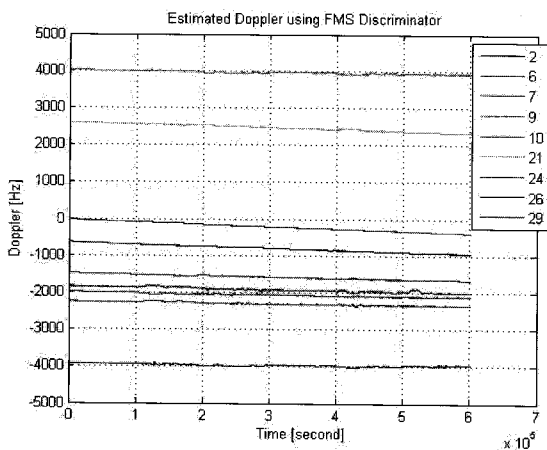


그림 12. 도플러 추정 결과(FMS 변별기 사용).  
Fig. 12. The result of Doppler estimation for driving around dense urban area(FMS discriminator used).

그러나, FMS 변별기가 사용된 경우에는 초기에 획득되어 추적된 9개의 위성 모두의 신호추적을 유지함이 확인되었다.

그러므로 FMS 변별기는 복잡한 신호변화(위상변화, 주파수 변화, 전력변화 등)에서 보다 안정적인 동작이 됨을 확인할 수 있다.

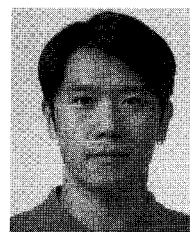
**VII. 결론**

본 논문에서는 새로운 형태의 주파수 변별기를 제안하고 수식화하여 평가하였다. 제안된 변별기의 이름은 FMS (Fast Minus Slow)이다. 이것은 주파수 오차와 신호의 감쇄 사이의 관계를 이용하였다. 이 변별기는 신호의 변화가 도심에서와 같이 신호의 변화가 극심한 곳에서 안정적인 성능을 보였다.

결론적으로 제안된 변별기를 통하여 미약신호 환경에서와 신호의 변화가 심한 곳에서 안정적인 성능을 갖는 수신기 설계가 가능하다. 제안된 수신기는 상관 후 기법을 이용하므로 기존의 하드웨어 또는 소프트웨어 수신기에서 모두 사용이 가능하다.

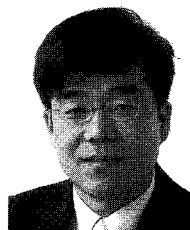
**참고문헌**

- [1] S. M. Kay, *Statistical Signal Processing : volume 1 Estimation Theory*, Prentice hall, 1993.
- [2] W. J. Hurd, J. I. Statman, and V. A. Viltrotter, "High dynamic GPS receiver using maximum likelihood estimation and frequency tracking," *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*. vol. AES-23, no. 4, July 1987.
- [3] C. Yang, "GPS signal tracking with Kalman filter based on joint code delay and carrier phase and frequency error discriminator," *ION 60th Annual Meeting*, June 2004.
- [4] B. W. Parkinson and J. J. Spilker Jr, *GPS Positioning System : Theory and Application Volume I*, AIAA, 1996.
- [5] E. D. Kaplan, *Understanding GPS : Principles and Applications*, Artech House Publisher, Norwood, MA, 1996.
- [6] S.-H. Im and G.-I. Jee, "A novel software GPS receiver architecture using partial down-conversion," *ION National Technical Meeting 2007*, 2007.



**임 성 혁**

2003년 건국대학교 전자정보통신공학과 졸업. 2005년 건국대학교 전자정보통신공학과(공학석사). 2006년~현재 건국대학교 대학원 전자정보통신공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 소프트웨어 GPS, GPS anti-jamming, GPS 신호처리, 결합 항법.



**지 규 인**

1982년 서울대학교 제어계측공학과(공학사). 1984년 서울대학교 제어계측공학과(공학석사). 1989년 Case Western Reserve Univ. System and Control Engineering(공학박사). 1992년~현재 건국대학교 전자정보통신공학과 교수. 관심분야는 GPS/INS 결합항법, GPS 수신기 신호처리, 무선측위, 소프트웨어 GPS, GPS anti-jamming.