

GPS 수신기를 위한 모델 기반 다중경로 신호 추정 기법

A Model-Based Multipath Estimation Technique for GPS Receivers

임 덕 원, 최 현 호, 허 문 범, 이 상 정*
 (Deok Won Lim¹, Heon Ho Choi², Moon Beom Heo¹, and Sang Jeong Lee²)
¹Korea Aerospace Research Institute
²Chungnam National University

Abstract: Multipath remains a dominant source of ranging errors in GNSS (Global Navigation Satellite System). And it is generally considered undesirable in the context of GNSS, since the reception of multipath can make significant distortion to the shape of the correlation function. In this paper, therefore, the model of the distorted shape of the correlation function is formulated and a MBME (Model-Based Multipath Estimation) technique for GPS L1/L5 receivers is proposed in order to estimate the parameters of the indirect signal such as the amplitude and the delay. The MBME technique does not require the any hardware modifications and it can estimate the parameters for both the short and long-delay multipath. Especially, it would be the very effective technique for the short-delay multipath if the L5 signal is available. Finally, the feasibility of the proposed technique has been confirmed by simulation results.

Keywords: GPS, multipath, estimation

I. 서론

GPS (Global Positioning System)를 이용하여 위치를 추정하는 경우에 거리 측정치 오차에 의한 위치 추정 오차가 발생하며, 발생 원인에 따라 위성 궤도 및 시계 오차, 전송 매체에 의한 오차, 수신기 시계 오차로 구분한다. 이 중에서 위성 궤도 및 시계 오차는 항법 메시지에 포함된 보정 정보를 이용하여 보정하며, 수신기 시계 오차는 위치 추정 시에 함께 추정하여 보정한다. 전송 매체에 의한 오차로는 이온층 지연오차, 대류권 지연오차, 다중경로 신호 오차가 있으며, 이온층 지연 오차와 대류권 지연오차는 일반적으로 모델을 이용하여 보정한다. 따라서 GPS 수신기를 항법 분야에 적용하는 경우 다중경로 신호 오차가 위치 추정 오차에 가장 큰 영향을 줄 수 있다.

다중경로 신호 오차 감쇄 기법중에서 가장 간단한 방법은 다중경로 신호를 제거할 수 있는 안테나를 이용하는 것이며, 대표적으로 초크링 안테나와 다중빔 안테나가 있다. 초크링 안테나는 직접경로 신호가 RHCP (Right Hand Circular Polarization) 형태로 입사하고 간접경로 신호는 지형지물에 반사될 때 LHCP (Left Hand Circular Polarization) 형태로 변환되어 입사한다는 특징을 이용하여 간접경로 신호를 제거할 수 있는 기법이다. 다중빔 안테나는 배열 안테나를 이용하여 빔포밍 (beam-forming) 또는 널링 (nulling) 기법을 적용하여 간접경로 신호가 입사하는 방향의 안테나 이득을 줄이는 기법

이다[1-5]. 하지만 안테나를 이용한 다중경로 신호 오차 감쇄 기법들은 구현이 복잡할 뿐만 아니라 비용이나 휴대성 측면에서 비효율적이라는 단점이 있다.

신호처리 관점에서의 다중경로 신호 오차 감쇄 기법으로는 다중경로 신호의 영향을 줄이는 방법[6-10]과 다중경로 신호를 추정하여 제거하는 방법으로 구분할 수 있다.

각 방법에 대한 대표적인 기법들의 특징을 정리하면 각각

표 1. 다중경로 신호의 영향을 줄이는 방법.

Table 1. Multipath signal mitigation techniques.

기법	특징
nEML (narrow Early Minus Late)	· Early와 Late 사이의 칩 간격을 줄임으로써 다중경로 신호의 영향을 줄임 · 칩 간격이 RF 대역폭에 제한을 받음[11-13].
E1/E2 추적기	· 다중경로 신호에 영향을 받지 않는 지점을 찾아서 추적[12,14] · 짧은 지연거리인 경우에만 좋은 성능을 보임[12]
Double-Delta	· 보통 5개의 상관기를 이용[12] · 신호 전력이 높고, 중장 지연거리의 다중경로 신호에 대해서만 좋은 성능을 보임[8,15] · HRC [8], SC [12,16], PAC [17] 기법이 여기에 속함
ELS (Early-Late Slope)	· 5개의 상관기를 이용하여 의사거리 보정치 계산[12] · HRC 기법보다 성능이 우수 · MET [9] 기법으로도 알려짐
MGD (Multiple Gate Delay)	· 다수(보통 7개)의 Early 상관기와 Late 상관기를 사용 · BOC 수신기에 효과적이나 복잡도 대비 성능 개선이 낮음[14] · 상관기 수나 칩 간격에 민감[14]

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2011. 9. 17., 수정: 2012. 2. 2., 채택확정: 2012. 3. 5.

임덕원, 허문범: 한국항공우주연구원

(dwlwim@kari.ac.kr/hmb@kari.ac.kr)

최현호, 이상정: 충남대학교 전자공학과

(hoeho@cnu.ac.kr/eesj@cnu.ac.kr)

※ 본 연구는 기초기술연구회(www.krcf.or.kr)의 “재난예방 및 국민안전제고를 위한 위성기반 위치추적기술 연구” 과제의 일환으로 수행되었으며 지원에 감사드립니다.

표 2. 다중경로 신호를 추정하여 제거하는 방법.

Table 2. Multipath signal estimation and elimination techniques.

기법	특징
MEDLL (Multipath Estimating Delay Lock Loop)	· NovAtel사에서 구현하였으며 다수의 상관기를 사용[18-20] · Short delay 추정이 어려움[21]
APME (A-Posteriori Multipath Estimation)	· Prompt와 Very Late 상관값을 가지고 추정[23] · nEML 구조에 기반[21] · Short delay에 효과적[21] · Carrier phase delay를 고려 안함
SBME (Slope-Based Multipath Estimator)	· APME와 유사한 구조와 알고리즘 · BPSK 및 CBOC 신호에도 적용[22]
RSSML (Reduced Search Space Maximum Likelihood)	· BPSK 뿐만 아니라 CBOC 신호에도 적용 가능[23] · 기존 기법보다 좋은 성능을 보이나 100개 이상의 상관기 필요[23]

표 1, 표 2와 같다. 다중경로 신호의 영향을 줄이는 방법은 표 1에 나타난 것처럼 좁은 상관기 칩간격과 다수의 상관기를 사용하기 때문에 상관기 하드웨어와 신호추적루프의 구조를 변경해야 한다. 따라서 수신기 구조가 복잡하고, 다중경로 신호가 입사하지 않은 경우에 신호추적 성능 및 항법 성능을 저하시킬 수 있다는 단점이 있다. 다중경로 신호를 추정하여 제거하는 기법들은 다중경로 신호의 영향을 줄이는 방법보다는 덜 복잡하지만 연산이 복잡하고 일부 기법은 다수의 상관기 개수를 요구한다는 단점이 있다.

본 논문에서는 모델 기반 다중경로 신호 추정기법(MBME: Model-Based Multipath Estimator)을 제안한다. 제안하는 기법은 다중경로 신호를 추정하여 제거하는 방법으로서 상관기 하드웨어를 변경하지 않고도 간접경로 신호의 크기와 지연 시간을 추정할 수 있으며, 1칩 이내의 지연 시간을 갖는 간접경로 신호에 대하여 높은 정확도로 추정할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 GPS L1 신호와 L5 신호의 특징과 각각의 상관값 모델을 설명하고, III 장에서 다중경로 신호 추정기법을 제안한다. IV 장에서는 모의실험 결과로부터 제안한 기법의 효용성을 검증하고, V 장에서 결론을 맺는다.

II. GPS 신호 특징 및 상관값 모델

1. 직접경로 신호 모델과 상관값 모델

GPS 위성은 BPSK (Binary Phase Shift Keying)방식을 이용하여 이진 형태의 항법메시지를 변조하고, 위성마다 가지고 있는 고유의 PRN (Pseudo-Random Noise) 코드를 이용하여 신호의 대역을 확산시켜서 방송한다. GPS 신호중에서 민간용으로 사용할 수 있는 신호로는 L1 C/A 신호, L2C 신호, L5 신호가 있으며, 이 중에서 L1 C/A 신호와 L5 신호의 특징을 요약하면 표 3과 같다.

입력의 한 위성 신호의 전송시간이 τ_d 이고 L1 IF 주파수와 L5 IF 주파수가 서로 다른 슈퍼헤테로다인(superheterodyne) 수신기라고 가정할 때, 입력의 시점 t 에서 수신한 IF (Intermediate Frequency) 대역에서의 L1과 L5의 직접경로(direct

표 3. 신호별 특징.

Table 3. Specifications of L1 C/A and L5 signal.

	L1 C/A	L5
변조 기법	BPSK(1)	QPSK(10)
칩 전송률 (Mchips/s)	1.023	10.23
코드 길이 (Chips)	1,023	L5I: 102,300
		L5Q: 204,600
반복 주기 (ms)	1	L5I: 10
		L5Q: 20
반송파 주파수 (MHz)	1575.42	1176.45
비트 전송률	50bps	100sps

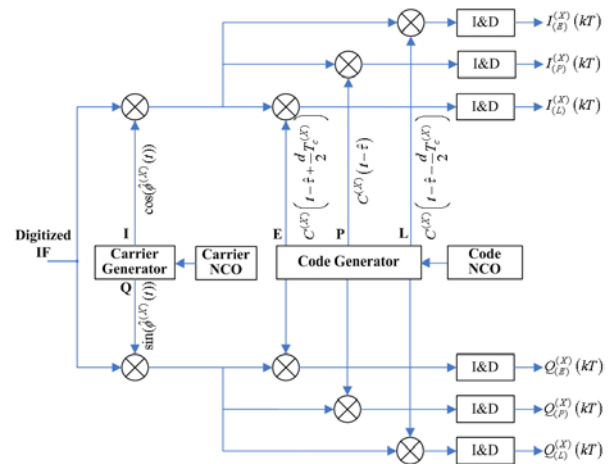


그림 1. 일반적인 GPS 수신기의 상관기 구조.

Fig. 1. The correlator structure of typical GPS receiver.

path) 신호 모델은 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 s_d^{(X)}(t) &= A_d^{(X)} C^{(X)}(t - \tau_d) D(t - \tau_d) \\
 &\quad \times \cos\left\{2\pi\left(f_{IF}^{(X)} + f_D^{(X)}(t)\right)t + \phi_d^{(X)}(0)\right\} + n_d^{(X)}(t) \\
 &= A_d^{(X)} C^{(X)}(t - \tau_d) D(t - \tau_d) \\
 &\quad \times \cos\left\{\omega_{IF}^{(X)}(t)t + \phi_d^{(X)}(0)\right\} + n_d^{(X)}(t) \\
 &= A_d^{(X)} C^{(X)}(t - \tau_d) D(t - \tau_d) \cos\left\{\phi_d^{(X)}(t)\right\} + n_d^{(X)}(t)
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

여기서 $A_d^{(X)}$ 는 IF 대역에서의 신호 크기, $C^{(X)}(t - \tau_d)$ 는 PRN 코드, $D(t - \tau_d)$ 는 항법메시지, $f_{IF}^{(X)}$ 는 IF 중심 주파수, $f_D^{(X)}(t)$ 는 도플러 주파수, $\phi_d^{(X)}(0)$ 는 초기 위상, $n_d^{(X)}(t)$ 는 잡음이고 $X \in \{L1, L5\}$ 이다.

GPS 수신기의 RF/IF부에서는 RF 대역 신호를 IF 대역 신호로 변환하고, T_s 의 주기로 샘플링한 후에 양자화 한다. 그런 다음 디지털 IF 신호가 상관기에 입력되면 그림 1에 나타난 것처럼 반송파 복제 신호(I, Q)를 곱하여 기저대역(base band) 신호로 변환하고, 코드 복제 신호(E, P, L)를 곱하여 적분함으로써 상관값을 얻는다.

L1 신호와 L5 신호에 대한 수신기 복제 신호의 반송파 위상이 $\hat{\phi}^{(X)}(IT_s)$, 반송파 주파수가 $\hat{\omega}_{IF}^{(X)}(IT_s)$, 코드 위상이 $\hat{\tau}(IT_s)$ 라고 하면 상관값 모델은 다음 식 (2)와 식 (3)과 같다 [24].

$$I_{(Y)}^{(X)}(kT) = B^{(X)} \text{sinc}\left(\frac{\delta\omega_{IF}^{(X)}(kT)T}{2}\right) R\left(\frac{\delta\tau_d(kT)}{T_c^{(X)}} + \gamma_{(Y)}d\right) \times \cos\left(\frac{\delta\omega_{IF}^{(X)}(kT)T}{2} + \delta\phi_d^{(X)}(kT)\right) + n_{I(Y)}^{(X)}(kT) \quad (2)$$

$$Q_{(Y)}^{(X)}(kT) = B^{(X)} \text{sinc}\left(\frac{\delta\omega_{IF}^{(X)}(kT)T}{2}\right) R\left(\frac{\delta\tau_d(kT)}{T_c^{(X)}} + \gamma_{(Y)}d\right) \times \sin\left(\frac{\delta\omega_{IF}^{(X)}(kT)T}{2} + \delta\phi_d^{(X)}(kT)\right) + n_{Q(Y)}^{(X)}(kT) \quad (3)$$

여기서 B_x 는 크기, $\text{sinc}(x) \equiv \sin(x)/x$, T 는 적분주기, $R(\cdot)$ 은 PRN 코드의 자기상관 함수로서 L1 PRN 코드와 L5 PRN 코드에 대하여 동일하다고 가정하였다. $\delta\omega_{IF}^{(X)}(kT)$, $\delta\phi_d^{(X)}(kT)$, $\delta\tau_d(kT)$ 는 각각 반송파 주파수 오차, 반송파 위상 오차, 코드 위상 오차로서 식 (4) ~ 식 (6)과 같이 정의하였고

$$\delta\omega_{IF}^{(X)}(kT) \equiv \sum_l^{T/T_c} [\hat{\omega}_{IF}^{(X)}(lT_s) - \omega_{IF}^{(X)}(lT_s)] \quad (4)$$

$$\delta\tau_d(kT) \equiv \sum_l^{T/T_c} [\hat{\tau}_d(lT_s) - \tau_d(lT_s)] \quad (5)$$

$$\delta\phi_d^{(X)}(kT) \equiv \sum_l^{T/T_c} [\hat{\phi}_d^{(X)}(lT_s) - \phi_d^{(X)}(lT_s)] \quad (6)$$

$T_c^{(X)}$ 는 코드 한 칩 주기, $\gamma_{(Y)}$ 는 코드 위상 조절 계수로서 식 (7)과 같이 정의하였으며

$$\gamma_{(Y)} = \begin{cases} 0.5, & Y = E \\ 0, & Y = P \\ -0.5, & Y = L \end{cases} \quad (7)$$

d 는 Early와 Late 상관기의 칩간격이고, $n_{I(Y)}^{(X)}(kT)$ 와 $n_{Q(Y)}^{(X)}(kT)$ 는 잡음이며, $Y \in \{E, P, L\}$ 이다.

2. 다중경로 신호 모델과 상관값 모델

간접경로 신호(indirect signal)는 다음 식 (8)과 같이 모델링할 수 있다.

$$s_d^{(X)}(t) = A_i^{(X)} C^{(X)}(t - \tau_i) D(t - \tau_i) \times \cos\{\phi_i^{(X)}(t) + n_i^{(X)}(t)\} \\ = (1 - \alpha) A_d^{(X)} C^{(X)}(t - \tau_d - \Delta\tau) D(t - \tau_d - \Delta\tau) \times \cos\{\phi_i^{(X)}(t) + n_i^{(X)}(t)\} \quad (8)$$

여기서 α 는 신호감쇄율이고 $\Delta\tau$ 는 지연시간이다.

다중경로 신호를 식 (9)와 같이 모델링 할 때,

$$s_m^{(X)}(t) = s_d^{(X)}(t) + s_i^{(X)}(t) \quad (9)$$

PLL (Phase Locked Loop)이 동작하고 있으므로 반송파 주파수 오차는 0이라고 두었고, 신호 전력이 45dB-Hz이상일 때 코드 위상 오차는 0.01chip 이하이므로[25] 0이라고 근사화하면 다중경로 신호 입사 시 I와 Q 상관값 모델은 각각 식 (10)과 식 (11)과 같다.

$$I_{(Y)}^{(X)}(kT) = B^{(X)} R(\gamma_{(Y)}d) + (1 - \alpha) B^{(X)} R\left(\frac{\Delta\tau}{T_c^{(X)}} + \gamma_{(Y)}d\right) \times \cos(\delta\phi_i^{(X)}(kT)) + n_{I(Y)}^{(X)}(kT) \quad (10)$$

$$Q_{(Y)}^{(X)}(kT) = \alpha B^{(X)} R\left(\frac{\Delta\tau}{T_c^{(X)}} + \gamma_{(Y)}d\right) \times \sin(\delta\phi_i^{(X)}(kT)) + n_{Q(Y)}^{(X)}(kT) \quad (11)$$

상관기 칩간격이 1칩인 수신기에 신호감쇄율이 0인 다중경로 신호가 입사하였을 때 지연거리에 따른 L1과 L5 상관값을 각각 그림 2와 그림 3에 나타내었다. 그림을 보면 Early 상관값은 각 코드의 0.5칩만큼의 지연거리(L1은 약 150 m, L5는 약 15 m)까지, Prompt 상관값은 각 코드의 1칩만큼의 지연거리(L1은 약 300 m, L5는 약 30 m)까지, Late 상관값은 각 코드의 1.5칩만큼의 지연거리(L1은 약 450 m, L5는 약 45 m)까지 영향을 미치는 것을 알 수 있다.

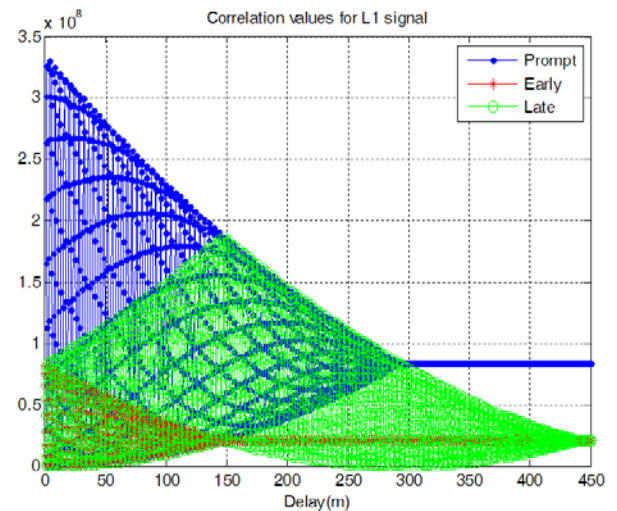


그림 2. 다중경로신호가 입사할 때 L1 상관기 출력.

Fig. 2. Outputs of L1 correlator (with multipath signal).

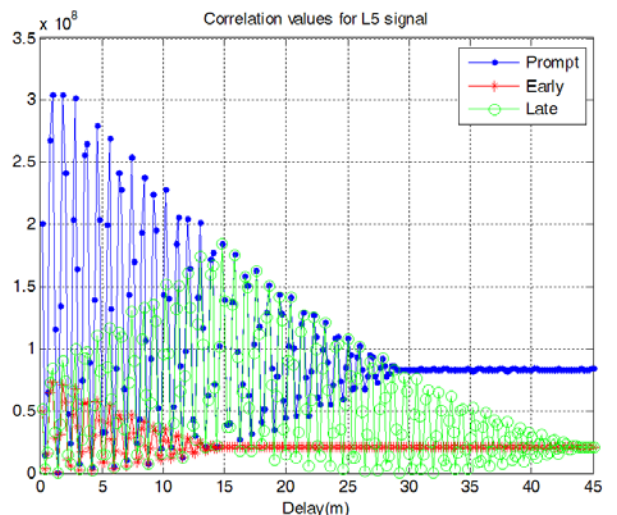


그림 3. 다중경로 신호가 입사할 때 L5 상관기 출력.

Fig. 3. Outputs of L5 correlator (with multipath signal).

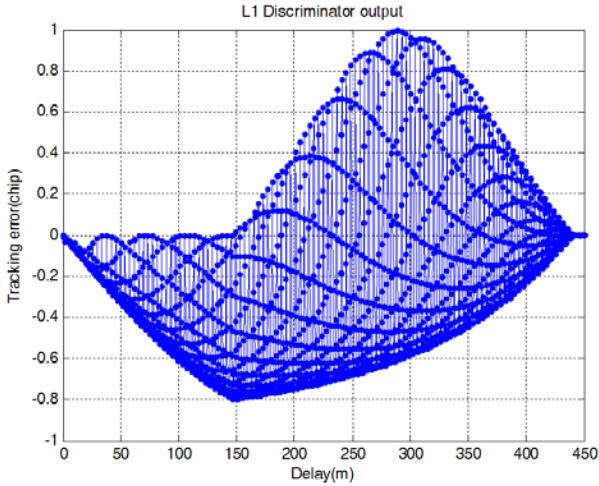


그림 4. 다중경로 신호가 입사할 때 L1 판별기 출력.
Fig. 4. Outputs of L1 discriminator (with multipath signal).

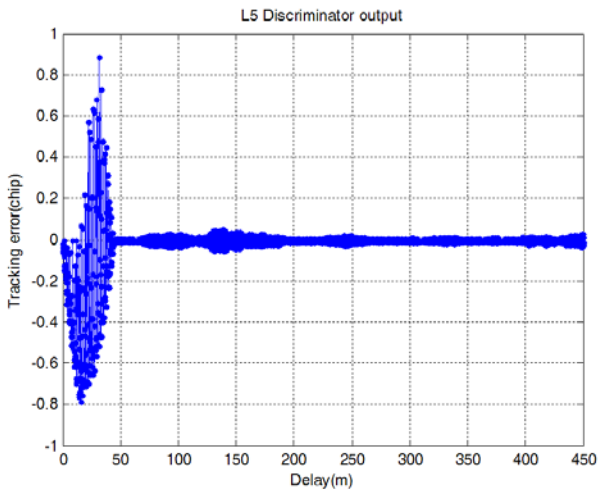


그림 5. 다중경로 신호가 입사할 때 L5 판별기 출력.
Fig. 5. Outputs of L5 discriminator (with multipath Signal).

그림 4와 그림 5는 상관기 칩간격이 1칩인 수신기에 신호 감쇄율이 0인 다중경로 신호가 입사하였을 때 지연거리에 따른 L1과 L5 판별기(discriminator) 출력값, 즉 L1과 L5 코드 추적 오차를 각각 나타낸 것이다. 두 결과에서 모두 각 코드의 1.5칩의 길이(L1의 경우 약 450 m, L5의 경우 약 45 m)에 해당하는 만큼의 지연거리까지 간접경로 신호의 영향을 받는 것을 확인할 수 있다.

III. 다중경로 신호 추정 기법

본 장에서는 II장에서 소개한 다중경로 신호 모델과 상관값 모델을 이용하여 간접경로 신호의 파라미터를 추정하는 기법을 제안한다. 간접경로 신호의 파라미터를 추정하기에 앞서서 식 (10)과 식 (11)에서 나타난 상관함수를 식 (12)과 같이 근사화 할 수 있다.

$$R(x) = \begin{cases} 1+x, & -1 \text{ chip} < x \leq 0 \\ 1-x, & 0 < x \leq 1 \text{ chip} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

식 (12)에서 확인할 수 있듯이 상관함수는 세 구간에서 서로 다른 함수로 표현되므로 간접경로 신호의 파라미터를 추정하려면 대략적인 위상지연 또는 거리지연 값을 알아야 한다. 대략적인 거리지연 값을 다음과 같이 5개의 구간으로 정의한다.

'구간1'은 L1과 L5 모두 Early, Prompt, Late 상관값이 간접경로 신호의 영향을 받는 구간이며, '구간2'는 L1의 Early, Prompt, Late 상관값과 L5의 Prompt, Late 상관값이 간접경로 신호의 영향을 받는 구간이다.

$$\begin{cases} \Delta\tau \leq 0.5T_c^{(L5)} & : \text{구간1} \\ 0.5T_c^{(L5)} < \Delta\tau \leq T_c^{(L5)} & : \text{구간2} \\ T_c^{(L5)} < \Delta\tau \leq 0.5T_c^{(L1)} & : \text{구간3} \\ 0.5T_c^{(L1)} < \Delta\tau \leq T_c^{(L1)} & : \text{구간4} \\ \Delta\tau > T_c^{(L1)} & : \text{구간5} \end{cases}$$

또한 '구간3'은 L1의 Early, Prompt, Late 상관값과 L5의 Late 상관값만이 간접경로 신호의 영향을 받는 구간이며, '구간4'는 L1의 Prompt, Late 상관값만, '구간5'는 L1의 Late 상관값만 간접경로 신호의 영향을 받는 구간이다.

1. 간접경로 신호 파라미터 추정: 구간1

칩간격이 1인 수신기에 '구간1'의 다중경로 신호가 입사한 경우 L1 I, L1 Q, L5 I, L5 Q 채널의 상관값을 이용하여 간접경로 신호 파라미터를 추정할 수 있다. 우선 L1 I의 상관값을 이용할 때 각 상관값은 식 (13)~(15)과 같이 근사화 할 수 있다.

$$I_{(E)}^{(L1)}(kT) = \frac{1}{2}B^{(L1)} + (1-\alpha)B^{(L1)} \cos(\delta\phi_i^{(L1)}(kT)) \left\{ \frac{1}{2} - \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L1)}} \right\} + n_{I(E)}^{(L1)}(kT) \quad (13)$$

$$I_{(P)}^{(L1)}(kT) = B^{(L1)} + (1-\alpha)B^{(L1)} \cos(\delta\phi_i^{(L1)}(kT)) \left\{ 1 - \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L1)}} \right\} + n_{I(P)}^{(L1)}(kT) \quad (14)$$

$$I_{(L)}^{(L1)}(kT) = \frac{1}{2}B^{(L1)} + (1-\alpha)B^{(L1)} \cos(\delta\phi_i^{(L1)}(kT)) \left\{ \frac{1}{2} + \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L1)}} \right\} + n_{I(L)}^{(L1)}(kT) \quad (15)$$

여기서 식 (13)과 식 (14)를 조합하여 식 (16)를 얻을 수 있으며, 식 (14)와 식 (15)를 조합하여 식 (17)를 얻을 수 있다.

$$I_{(P)}^{(L1)}(kT) - I_{(E)}^{(L1)}(kT) = \frac{1}{2}(1-\alpha)B^{(L1)} \cos(\delta\phi_i^{(L1)}(kT)) + [n_{I(P)}^{(L1)}(kT) - n_{I(E)}^{(L1)}(kT)] + \frac{1}{2}B^{(L1)} \quad (16)$$

$$I_{(P)}^{(L1)}(kT) + I_{(L)}^{(L1)}(kT) = \frac{3}{2}(1-\alpha)B^{(L1)} \cos(\delta\phi_i^{(L1)}(kT)) + [n_{I(P)}^{(L1)}(kT) + n_{I(L)}^{(L1)}(kT)] + \frac{3}{2}B^{(L1)} \quad (17)$$

식 (16)과 식 (17)을 식 (18)과 같은 행렬식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} I_{(P)}^{(L1)}(kT) - I_{(E)}^{(L1)}(kT) - 0.5B^{(L1)} \\ I_{(P)}^{(L1)}(kT) + I_{(L)}^{(L1)}(kT) - 1.5B^{(L1)} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0.5 \\ 1.5 \end{bmatrix} (1-\alpha)B^{(L1)} \cos(\delta\phi_i^{(L1)}(kT)) \\ & \quad + \begin{bmatrix} n_{I_{(P)}}^{(L1)}(kT) - n_{I_{(E)}}^{(L1)}(kT) \\ n_{I_{(P)}}^{(L1)}(kT) + n_{I_{(L)}}^{(L1)}(kT) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)에서 $P_i^{(L1)}(kT) \equiv (1-\alpha)B^{(L1)} \cos(\delta\phi_i^{(L1)}(kT))$ 라 정의하고, $P_i^{(L1)}(kT)$ 를 추정하면 식 (19)와 같다.

$$\hat{P}_i^{(L1)}(kT) = (H^T H)^{-1} H^T \begin{bmatrix} I_{(P)}^{(L1)}(kT) - I_{(E)}^{(L1)}(kT) - 0.5B^{(L1)} \\ I_{(P)}^{(L1)}(kT) + I_{(L)}^{(L1)}(kT) - 1.5B^{(L1)} \end{bmatrix} \quad (19)$$

여기서 $H \equiv \begin{bmatrix} 0.5 \\ 1.5 \end{bmatrix}$ 이다.

식 (19)에서 추정된 값을 가지고 간접경로 신호의 지연시간을 구할 수 있다. 먼저 식 (13)과 식 (15)를 조합하면 식 (20)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{(L)}^{(L1)}(kT) - I_{(E)}^{(L1)}(kT) &= 2(1-\alpha)B^{(L1)} \cos(\delta\phi_i^{(L1)}(kT)) \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L1)}} \\ & \quad + [n_{I_{(L)}}^{(L1)}(kT) - n_{I_{(E)}}^{(L1)}(kT)] \end{aligned} \quad (20)$$

이 식을 정리하면 식 (21)과 같고, 분모항에 식 (19)에서 추정된 값을 대입함으로써 식 (22)와 같이 간접경로 신호의 지연시간을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L1)}} &= \frac{I_{(L)}^{(L1)}(kT) - I_{(E)}^{(L1)}(kT)}{2(1-\alpha)B^{(L1)} \cos(\delta\phi_i^{(L1)}(kT))} \\ & \quad - \frac{n_{I_{(L)}}^{(L1)}(kT) - n_{I_{(E)}}^{(L1)}(kT)}{2(1-\alpha)B^{(L1)} \cos(\delta\phi_i^{(L1)}(kT))} \end{aligned} \quad (21)$$

$$\Delta\hat{\tau}_i^{(L1)}(kT) = \frac{I_{(L)}^{(L1)}(kT) - I_{(E)}^{(L1)}(kT)}{\hat{P}_i^{(L1)}(kT)} T_c^{(L1)} \quad (22)$$

다음으로 L1 Q의 상관값을 이용할 때 각 상관값은 식 (23)~(25)과 같이 근사화 할 수 있다.

$$Q_{(E)}^{(L1)}(kT) = (1-\alpha)B^{(L1)} \sin(\delta\phi_i^{(L1)}(kT)) \left\{ \frac{1}{2} - \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L1)}} \right\} + n_{Q_{(E)}}^{(L1)}(kT) \quad (23)$$

$$Q_{(P)}^{(L1)}(kT) = (1-\alpha)B^{(L1)} \sin(\delta\phi_i^{(L1)}(kT)) \left\{ 1 - \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L1)}} \right\} + n_{Q_{(P)}}^{(L1)}(kT) \quad (24)$$

$$Q_{(L)}^{(L1)}(kT) = (1-\alpha)B^{(L1)} \sin(\delta\phi_i^{(L1)}(kT)) \left\{ \frac{1}{2} + \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L1)}} \right\} + n_{Q_{(L)}}^{(L1)}(kT) \quad (25)$$

L1 I 상관값을 가지고 간접경로 신호 파라미터를 추정하는 과정을 똑같이 적용하면, $P_i^{(L1)}(kT)$ 를 식 (26)과 같이 추정할 수 있으며

$$\hat{P}_i^{(L1)}(kT) = (H^T H)^{-1} H^T \begin{bmatrix} Q_{(P)}^{(L1)}(kT) - Q_{(E)}^{(L1)}(kT) \\ Q_{(P)}^{(L1)}(kT) + Q_{(L)}^{(L1)}(kT) \end{bmatrix} \quad (26)$$

이 값을 대입함으로써 식 (37)과 같이 간접경로 신호의 지연시간을 구할 수 있다.

$$\Delta\hat{\tau}_i^{(L1)}(kT) = \frac{Q_{(L)}^{(L1)}(kT) - Q_{(E)}^{(L1)}(kT)}{\hat{P}_i^{(L1)}(kT)} T_c^{(L1)} \quad (27)$$

같은 방법으로 L5 I 상관값을 가지고 추정된 간접경로 신호 파라미터는 식 (28), 식 (29)와 같으며, L5 Q 상관값을 가지고 추정된 파라미터는 식 (30), 식 (31)과 같다.

$$\hat{P}_i^{(L5)}(kT) = (H^T H)^{-1} H^T \begin{bmatrix} I_{(P)}^{(L5)}(kT) - I_{(E)}^{(L5)}(kT) - \frac{1}{2}B^{(L5)} \\ I_{(P)}^{(L5)}(kT) + I_{(L)}^{(L5)}(kT) - \frac{3}{2}B^{(L5)} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\Delta\hat{\tau}_i^{(L5)}(kT) = \frac{I_{(L)}^{(L5)}(kT) - I_{(E)}^{(L5)}(kT)}{\hat{P}_i^{(L5)}(kT)} T_c^{(L5)} \quad (29)$$

$$\hat{P}_i^{(L5)}(kT) = (H^T H)^{-1} H^T \begin{bmatrix} Q_{(P)}^{(L5)}(kT) - Q_{(E)}^{(L5)}(kT) \\ Q_{(P)}^{(L5)}(kT) + Q_{(L)}^{(L5)}(kT) \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\Delta\hat{\tau}_i^{(L5)}(kT) = \frac{Q_{(L)}^{(L5)}(kT) - Q_{(E)}^{(L5)}(kT)}{\hat{P}_i^{(L5)}(kT)} T_c^{(L5)} \quad (31)$$

그런 다음 $\Delta\hat{\tau}_i^{(L1)}(kT)$, $\Delta\hat{\tau}_i^{(L5)}(kT)$, $\Delta\hat{\tau}_i^{(L1)}(kT)$, $\Delta\hat{\tau}_i^{(L5)}(kT)$ 중에서 일정 시간 동안의 분산이 가장 작은 값을 최적의 지연시간으로 결정한다.

2. 간접경로 신호 파라미터 추정: 구간2

칩간격이 1인 수신기에 '구간2'의 다중경로 신호가 입사한 경우 '구간1'에서와 마찬가지로 L1 I, L1 Q, L5 I, L5 Q 채널의 상관값을 이용하여 간접경로 신호 파라미터를 추정할 수 있다. 이 때 L1 I와 L1 Q는 Early, Prompt, Late의 상관값을 모두 이용할 수 있지만, L5 I와 L5 Q는 Prompt와 Late 상관값만을 이용할 수 있다. 따라서 L1 I와 L1 Q 상관값을 이용한 파라미터 추정은 각각 식 (21)과 식 (22), 식 (26)과 식 (27)을 이용하여 수행할 수 있다.

L5 I 채널의 상관값은 식 (32)~(34)과 같이 근사화 할 수 있다.

$$I_{(E)}^{(L5)}(kT) = n_{I_{(E)}}^{(L5)}(kT) \quad (32)$$

$$\begin{aligned} I_{(P)}^{(L5)}(kT) &= B^{(L5)} + (1-\alpha)B^{(L5)} \cos(\delta\phi_i^{(L5)}(kT)) \left\{ 1 - \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L5)}} \right\} \\ & \quad + n_{I_{(P)}}^{(L5)}(kT) \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} I_{(L)}^{(L5)}(kT) &= \frac{1}{2}B^{(L5)} + (1-\alpha)B^{(L5)} \cos(\delta\phi_i^{(L5)}(kT)) \left\{ \frac{3}{2} - \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L5)}} \right\} \\ & \quad + n_{I_{(L)}}^{(L5)}(kT) \end{aligned} \quad (34)$$

여기서 식 (32)와 식 (33)을 조합하여 식 (35)와 같이 $P_i^{(L5)}(kT)$ 를 추정할 수 있으며,

$$\hat{P}_i^{(L5)}(kT) = 2I_{(L)}^{(L5)}(kT) - 2I_{(P)}^{(L5)}(kT) + B^{(L5)} \quad (35)$$

추정된 값을 가지고 간접경로 신호의 지연시간을 구하면 식 (36)과 같다.

$$\Delta\hat{\tau}_i^{(L5)}(kT) = \frac{2I_{(L)}^{(L5)}(kT) - 3I_{(P)}^{(L5)}(kT) + 2B^{(L5)}}{\hat{P}_i^{(L5)}(kT)} T_c^{(L5)} \quad (36)$$

다음으로 L5 Q의 상관값을 이용할 때 각 상관값은 식 (37)~(39)와 같이 근사화 할 수 있다.

$$Q_{(E)}^{(L5)}(kT) = n_{Q(E)}^{(L5)}(kT) \quad (37)$$

$$Q_{(P)}^{(L5)}(kT) = (1-\alpha)B^{(L5)} \sin(\delta\phi_i^{(L5)}(kT)) \left\{ 1 - \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L5)}} \right\} + n_{Q(P)}^{(L5)}(kT) \quad (38)$$

$$Q_{(L)}^{(L5)}(kT) = (1-\alpha)B^{(L5)} \sin(\delta\phi_i^{(L5)}(kT)) \left\{ \frac{3}{2} - \frac{\Delta\tau}{T_c^{(L5)}} \right\} + n_{Q(L)}^{(L5)}(kT) \quad (39)$$

여기서 식 (37)과 식 (38)을 조합하여 식 (40)과 같이 $P_Q^{(L5)}(kT)$ 를 추정할 수 있으며,

$$\hat{P}_Q^{(L5)}(kT) = 2[Q_{(L)}^{(L5)}(kT) - Q_{(P)}^{(L5)}(kT)] \quad (40)$$

추정한 값을 가지고 간접경로 신호의 지연시간을 구하면 식 (41)과 같다.

$$\Delta\hat{\tau}_Q^{(L5)}(kT) = \frac{2Q_{(L)}^{(L5)}(kT) - 3Q_{(P)}^{(L5)}(kT)}{\hat{P}_Q^{(L5)}(kT)} T_c^{(L5)} \quad (41)$$

그런 다음 '구간1'에서와 같이 $\Delta\hat{\tau}_i^{(L1)}(kT)$, $\Delta\hat{\tau}_Q^{(L1)}(kT)$, $\Delta\hat{\tau}_i^{(L5)}(kT)$, $\Delta\hat{\tau}_Q^{(L5)}(kT)$ 중에서 일정 시간 동안의 분산이 가장 작은 값을 최적의 지연시간으로 결정한다.

3. 간접경로 신호 파라미터 추정: 구간3

칩간격이 1인 수신기에 '구간3'의 다중경로 신호가 입사한 경우 L5 I, L5 Q 채널은 Late의 상관값에만 영향을 주기 때문에 L1 I, L1 Q 채널의 상관값만을 이용하여 간접경로 신호 파라미터를 추정할 수 있다. 따라서 L1 I와 L1 Q 상관값을 이용한 파라미터 추정은 각각 식 (21)과 식 (22), 식 (26)과 식 (27)을 이용하여 수행할 수 있다.

그런 다음 $\Delta\hat{\tau}_i^{(L1)}(kT)$, $\Delta\hat{\tau}_Q^{(L1)}(kT)$ 중에서 일정 시간 동안의 분산이 가장 작은 값을 최적의 지연시간으로 결정한다.

4. 간접경로 신호 파라미터 추정: 구간4

칩간격이 1인 수신기에 '구간4'의 다중경로 신호가 입사한 경우 L1 I, L1 Q 채널의 Prompt와 Late 상관값만을 이용하여 간접경로 신호 파라미터를 추정할 수 있다.

'구간2'에서와 같은 방법으로 $P_i^{(L1)}(kT)$ 를 추정하면 식 (42)와 같고,

$$\hat{P}_i^{(L1)}(kT) = 2I_{(L)}^{(L1)}(kT) - 2I_{(P)}^{(L1)}(kT) + B^{(L1)} \quad (42)$$

추정한 값을 가지고 간접경로 신호의 지연시간을 구하면 식 (43)과 같다.

$$\Delta\hat{\tau}_i^{(L1)}(kT) = \frac{2I_{(L)}^{(L1)}(kT) - 3I_{(P)}^{(L1)}(kT) + 2B^{(L1)}}{\hat{P}_i^{(L1)}(kT)} T_c^{(L1)} \quad (43)$$

또한 $P_Q^{(L1)}(kT)$ 는 식 (44)와 같이 추정할 수 있으며,

$$\hat{P}_Q^{(L1)}(kT) = 2[Q_{(L)}^{(L1)}(kT) - Q_{(P)}^{(L1)}(kT)] \quad (44)$$

추정한 값을 가지고 간접경로 신호의 지연시간을 구하면 식 (45)와 같다.

$$\Delta\hat{\tau}_Q^{(L1)}(kT) = \frac{2Q_{(L)}^{(L1)}(kT) - 3Q_{(P)}^{(L1)}(kT)}{\hat{P}_Q^{(L1)}(kT)} T_c^{(L1)} \quad (45)$$

그런 다음 $\Delta\hat{\tau}_i^{(L1)}(kT)$, $\Delta\hat{\tau}_Q^{(L1)}(kT)$ 중에서 일정 시간 동안의 분산이 가장 작은 값을 최적의 지연시간으로 결정한다.

5. 간접경로 신호 파라미터 추정: 구간5

칩간격이 1인 수신기에 '구간5'의 다중경로 신호가 입사한 경우 L1 I, L1 Q 채널의 Late 상관값만 영향을 받으므로 간접경로 신호의 파라미터를 추정할 수 없으며, 이를 추정하기 위해서는 Very Late 상관 채널을 추가해야 한다[21]. 본 논문에서는 일반적인 구조의 상관기에 적용할 수 있는 알고리즘에 초점을 두었으므로 '구간5'의 간접경로 신호 파라미터는 추정하지 않는다.

IV. 모의실험

1. 모의실험 환경

본 논문에서 제안한 MBME 기법의 성능을 검증하기 위하여 모의실험을 수행하였다. 모의실험 환경은 그림 6과 같다. 소프트웨어 기반의 GPS L1/L5 IF 대역 신호생성기를 이용하여 신호를 생성하였고, GPS L1/L5 소프트웨어 수신기의 상관기 다음 블록에 MBME 기법을 구현하여 다중경로 신호를 추정하였다. 그런 다음 생성기에서 입력한 실제 값과 추정된 값을 비교하여 성능을 분석하였다. 이 때 간접경로 신호 파라미터로서 신호감쇄율(α)은 0, 0.25, 0.5, 0.75로 변경하였고 지연거리는 0 m에서 300 m까지 1 m간격으로 변경하였다. 또한 수신기 파라미터로서 적분시간(T)은 1 ms, 5 ms, 10 ms로 변경하였다.

2. 모의실험 결과

신호감쇄율 $\alpha=0$ 이고, 수신기의 적분시간 $T=5$ ms 인 경우에 대하여 간접경로 신호의 파라미터를 추정한 결과가 다음 그림 7 ~ 그림 8과 같다. 그림 7은 L1 측정치를 이용할 때의 추정된 지연거리 오차를 보여준다. 그림 7에서 알 수 있듯이 추정된 지연거리 오차는 구간에 따라 차이를 보이며, '구간3'까지(150 m 이하의 지연거리)에서는 10 m 이하, '구간4'(150 m 초과 300 m 이하의 지연거리)에서는 20 m 이하의 오차로 추정하는 것을 알 수 있다. 비교적 정확히 추정하지만,

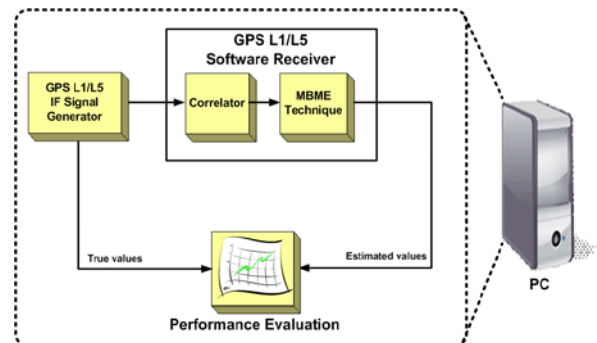


그림 6. 모의실험 환경.

Fig. 6. Simulation environment.

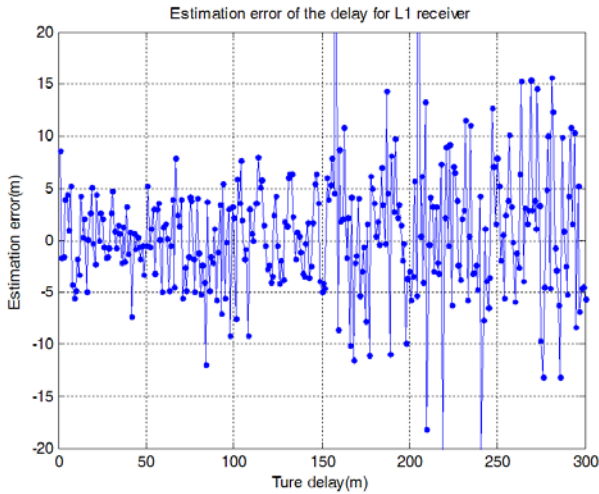


그림 7. 추정된 지연거리 오차 (L1 수신기).
Fig. 7. Estimation error of the path delay (with L1 receiver).

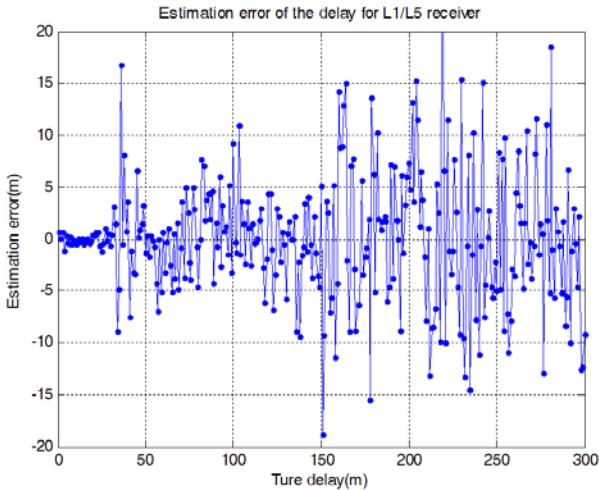


그림 8. 추정된 지연거리 오차 (L1/L5 수신기).
Fig. 8. Estimation error of the path delay (with L1/L5 receiver).

지연거리가 작은 경우의 10 m 오차는 지연거리가 긴 경우보다 상대적으로 크게 영향을 미칠 수 있다. 따라서 L1/L5 측정치를 이용할 때의 추정된 지연거리 오차를 그림 8에 나타내었다. 그림 8을 보면 '구간1'(15 m 이하의 지연거리)과 '구간 2'(15 m 초과 30 m 이하의 지연거리)에서의 오차가 약 1 m 이하로 나타나므로, L1 측정치만 이용할 때의 오차보다 작게 나타나는 것을 알 수 있다.

표 4는 간접경로 신호의 신호감쇄율과 수신기의 적분시간을 변화시키면서 구한 구간별 지연거리 추정 오차를 정리한 것이다. 표 4를 보면 신호감쇄율이 작고 지연거리가 짧을수록 추정 오차가 작게 나타나는 것을 알 수 있으며, 적분시간은 길수록 오차가 줄어들긴 하지만 5ms 이후부터는 크게 개선되지 않는 것을 알 수 있다.

참고문헌을 통하여 기존의 nEML, HRC, SBME 기법과 성능을 비교하면, 기존의 세 기법은 '구간1' ~ '구간2'에 대하여 2~4 m의 오차를 보이고 있으므로[22] 본 논문에서 제안한 MBME 기법이 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다. 또

표 4. 신호감쇄율에 따른 구간별 RMS 추정 오차.

Table 4. RMS errors for each region according to the signal attenuation ratio.

적분시간 \ 감쇄율		$\alpha = 0$	$\alpha = 0.25$	$\alpha = 0.5$	$\alpha = 0.75$
		구간1	1 ms	1.14	3.55
5 ms	0.40		0.71	0.69	1.20
10 ms	0.28		0.48	0.67	1.36
구간2	1 ms	2.00	2.72	4.55	4.80
	5 ms	0.93	1.05	1.52	2.53
	10 ms	0.69	0.70	1.34	2.96
구간3	1 ms	6.26	7.39	12.71	20.09
	5 ms	4.37	5.97	7.18	17.39
	10 ms	3.84	5.66	8.23	15.34
구간4	1 ms	253.25	323.01	1127.55	105.723
	5 ms	7.81	9.95	13.62	32.47
	10 ms	7.01	10.55	14.65	29.46

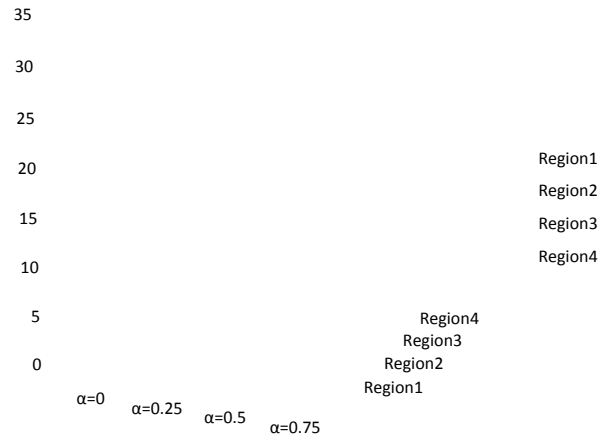


그림 9. 신호감쇄율에 따른 구간별 추정 오차 ($T = 5$ ms).
Fig. 9. Estimation errors for each region according to the signal attenuation ratio ($T = 5$ ms).

한 기존의 기법들은 '구간3' ~ '구간4'에 대해서는 추정이 불가능한 반면 MBME 기법은 '구간1' ~ '구간2'보다는 추정 오차가 크지만 추정이 가능하다는 것을 알 수 있다.

적분시간이 5 ms일 때의 추정된 지연거리오차를 그래프로 나타내면 그림 9와 같다. 그림 9를 보면 최대오차가 '구간4'에서 32.47 m로 나타났지만, '구간4'는 지연거리가 150 m 이상인 구간이므로 지연거리 대비 추정오차가 20 % 미만임을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 모델 기반 다중경로 신호 추정기법(MBME)을 제안하였으며, MBME 기법은 상용 수신기의 상관기 하드웨어를 변경하지 않고도 간접경로 신호의 크기와 지연 시간을 추정할 수 있다. 또한 표 1과 표 2에서 언급한 다른 기법들은 일반적으로 단지연거리 또는 장지연거리에 대해서만 효과적인 것과 달리 MBME 기법은 300 m 이내의 모든 지연 거리에 대하여 추정할 수 있다는 것을 확인하였다. 추정 정

확도는 신호감쇄율 및 적분시간에 따라 다르게 나타났으며, 신호감쇄율 $\alpha = 0$ 이고 적분시간 $T = 5$ ms일 때 '구간1'에 대해서는 0.69 m, '구간4'에 대해서 13.62 m의 추정 오차를 갖는 것으로 나타났다.

본 논문에서는 간접경로 신호가 1개인 경우에 대해서만 결과를 보였으나, 간접경로 신호가 여러 개인 경우에는 측정치 개수를 증가시켜서 본 논문에서 제안한 내용을 적용할 수 있을 것으로 예상된다. 또한 본 논문에서 기준으로 삼은 모델에 대한 모델링 오차는 추후 실제 신호를 이용한 실험 시 분석할 예정이다.

참고문헌

- [1] H. L. Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory. Part IV.*, 1st Ed., John Wiley & Sons, Inc. 2002.
- [2] A. Brown, "Multipath rejection through spatial processing," *Proc. of ION GPS-2000*, Salt Lake City, USA, pp. 2330-2337, Sep. 2000.
- [3] R. G. Lorenz and S. P. Boyd, "Robust beamforming in GPS arrays," *Proc. of ION NTM '02*, San Diego, USA, pp. 409-427, Jan. 2002.
- [4] H. Gu, "Resolution of overlapped echoes and constrained matched filter," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 7, pp. 1854-1857, Jul. 1997.
- [5] G. Seco, "Antenna arrays for multipath and interference mitigation in GNSS receivers," *Ph.D. thesis, Department of Signal Theory and Communications*, Universitat Politecnica de Catalunya, Jul. 2000.
- [6] P. Fenton, W. H. Falkenberg, T. J. Ford, K. K. Ng, and A. J. V. Dierendonck, "NovAtel' GPS receiver- the high performance OEM sensor of the future," *Proc. of ION GPS '91*, Albuquerque, USA, pp. 49-58, Sep. 1991.
- [7] J. Selva, "Estimation of the steady-state chip-timing jitter for a delay lock loop with shaped chips and chip timing bias due to specular reflections," *Technical report*, European Space Agency (ESA), Sep. 1998.
- [8] G. A. McGraw and M. S. Braasch, "GNSS multipath mitigation using gated and high resolution correlator concepts," *Proc. of ION GPS '99*, San Diego, USA, pp. 333-341, Jan. 1999.
- [9] B. Townsend and P. Fenton, "A practical approach to the reduction of pseudorange multipath errors in a L1 GPS receiver," *Proc. of ION GPS '94*, Salt Lake City, USA, pp. 143-148, Sep. 1994.
- [10] E. S. A. Gadallah, M. Pachter, and S. L. De Vilbiss, "Design of GPS receiver code and carrier tracking loops for multipath mitigation," *Proc. of ION GPS '98*, Nashville, USA, pp. 1041-1053, Sep. 1998.
- [11] A. J. V. Dierendonck, P. Fenton, and T. Ford, "Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver," *Journal of the Institute of Navigation*, vol. 39, no. 3, pp. 265-283, 1992.
- [12] M. Irsigler and B. Eissfeller, "Comparison of multipath mitigation techniques with consideration of future signal structures," *Proc. of ION GNSS '03*, Portland, USA, pp. 2584-2592, Sep. 2003.
- [13] M. S. Braasch, "Performance comparison of multipath mitigating receiver architectures," *Proc. of the IEEE Aerospace Conference*, Big Sky, USA, pp. 31309-31315, Mar. 2001.
- [14] A. J. V. Dierendonck and M. S. Braasch, "Evaluation of GNSS receiver correlation processing techniques for multipath and noise mitigation," *Proc. of ION NTM '97*, Santa Monica, USA, pp. 207-215, Jan. 1997.
- [15] H. Hurskainen, E. S. Lohan, X. Hu, J. Raasakka, and J. Nurmi, "Multiple gate delay tracking structures for GNSS signals and their evaluation with Simulink, SystemC, and VHDL," *International Journal of Navigation and Observation*, vol. 2008, Article ID 785695, 2008.
- [16] L. Garin and J.-M. Rousseau, "Enhanced strobe correlator multipath rejection for code & carrier," *Proc. of ION GPS '97*, Kansas City, USA, pp. 559-568, Sep. 1997.
- [17] J. Jones, P. Fenton, and B. Smith, "Theory and performance of the pulse aperture correlator," *Technical report*, Novatel, Alberta, Canada, Sep. 2004.
- [18] R. D. J. Van Nee, "The multipath estimating delay lock loop," *Proc. of the IEEE 2nd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Yokohama, Japan, pp. 39-42, Nov. 1992.
- [19] R. D. J. Van Nee, Sierveld, P. C. Fenton, and B. R. Townsend, "Multipath estimating delay lock loop: approaching theoretical accuracy limits," *Proc. of the IEEE PLANS, Position Location and Navigation Symposium*, Las Vegas, USA, pp. 246-251, 1994.
- [20] B. Townsend, R. D. J. Van Nee, P. Fenton, and K. V. Dierendonck, "Performance evaluation of the multipath estimating delay lock loop," *Proc. of ION NTM '95*, Anaheim, USA, pp. 277-283, Jan. 1995.
- [21] J. M. Sleewaegen and F. Boon, "Mitigating short-delay multipath: a promising new technique," *Proc. of ION GPS '01*, Salt Lake City, USA, pp. 204-213, Sep. 2001.
- [22] M. Z. H. Bhuiyan, E. S. Lohan, and M. Renfors, "A slope based multipath estimation technique for mitigating short delay multipath in GNSS receivers," *Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '10)*, Paris, pp. 3573-3576, May 2010.
- [23] M. Z. H. Bhuiyan and E. S. Lohan, "Advanced multipath mitigation techniques for satellite-based positioning applications," *International Journal of Navigation and Observation*, Article ID 412393, vol. 2010, pp. 1-15, 2010.
- [24] 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*, vol. 39, no. 3, pp. 265-283, 1992.
- [25] E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, *Understanding GPS Principles and Applications*, 2nd Ed., Artech House, Norwood, 2006.



임 덕 원

2004년 충남대학교 전자공학과 학사 졸업. 2011년 동 대학원 박사 졸업. 2011년 ~한국항공우주연구원 선임연구원. 관심 분야는 GNSS 수신기, Anti-jamming.



최 현 호

2008년 충남대학교 전자공학과 학사 졸업. 2010년 동 대학원 석사 졸업. 2010년~현 동 대학원. 관심분야는 GPS/INS, GNSS 수신기.



허 문 범

1992년 경희대학교 기계공학과 학사 졸업. 1997년 Illinois Institute of Technology 항공기계공학과 석사 졸업. 2004년 동 대학원 박사 졸업. 2005년~한국항공우주연구원 선임연구원. 관심분야는 GNSS, 위성항법, 항행시스템 등.



이 상 정

1979년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업. 1981년 동 대학원 석사 졸업. 1987년 동 대학원 박사 졸업. 1988년~현 충남대학교 전자공학과 교수. 2011년 12월~현재 국방위성항법특화연구센터 센터장. 관심분야는 강인제어, GNSS.