자기 상관 차분 함수를 이용한 다중 경로 오차 감쇄 기법

Multipath Error Mitigation using Differenced Autocorrelation Function

최 일 흥* 이 상 정**
Choi, Il Heung Lee, Sang Jeong

ABSTRACT

Multipath is an inevitable error source in radio navigation system such as GPS, it causes signal tracking errors such as carrier tracking errors, code tracking errors. Since code tracking error is a dominant error in absolute positioning, this paper focuses on the improvement of code tracking performance. This paper proposes a method that detects the change of autocorrelation function's slope and mitigates the multipath error. Also, this paper shows the performance evaluation results by post-processing the digitized RF samples.

주요기술용어 : GPS(전역 측위 시스템), Multipath(다중 경로), Autocorrelation Function(자기 상관 함수)

1. 서 론

GPS(Global Positioning System) 수신기 항법 성능은 의사 거리 오차에 영향을 받는다. 의사 거리 오차 요인으로는 위성 정보 오차, 이온층 지연, 대류권 지연, 다중 경로 오차, 수신기 잡음 오차 등이 있다. 오차 모델을 이용하거나 DGPS(Differential GPS) 기법을 이용해 대부분의 오차들을 성공적으로 제거할 수 있지만, 다중 경로 오차와 수신기 오차는 제거되지 않는다. 그런데 수신기 하드웨어 개선과 신호 처리 기법으로 수신기 잡음 오차는 크게 줄일 수 있다. 반면 다중 경로 오차는 무선 항법 시스템에서 피할 수 없는 오차이고 쉽게 제거되지 않는다.

GPS같은 무선 항법 시스템에서 신호의 전달은 위성에서 수신기로 직접 전달되는 직접 신호와 주위 반사체에 반사되고 전달되는 반사 신호 등에 의해 이루어진다. 다중 경로 오차는 반사 신호에 의해 발생하는 코드 추적이나 반송파 추적 같은 신호 추적 과정에 발생하는 오차이다. 여기서 반사 신호는 직접 신호보다 신호 전달 경로가 길기 때문에 직접 신호보다 항상 늦게 도착하고, DSSS(Direct

* 충남대학교 전자공학과 대학원 박사과정, (주) 네비콤 연구원
** 충남대학교 정보통신공학부 교수

Sequence Spread Spectrum) 방식의 대역 확산 기법을 사용하는 GPS에서는 다중 경로 오차 발생 범위가 제한되어 있다. 예를 들어 반칩 간격으로 배치한 세 개의 상관기를 이용해 신호 추적을 수행하도록 수신기를 설계할 경우 1.5칩 이상 지연이 발생하는 반사 신호는 코드 추적 오차를 발생시키지 않는다. 그리고 도심 환경에서 5.5dB 정도의 신호 감쇄가 발생한다고 알려져 있지만[1], 반사 신호의 크기에 따라 수 십 미터의 코드 추적 오차를 발생시킨다. 이렇게 반사 신호의 영향으로 발생한 코드 추적 오차는 항법 수행에 필요한 의사 거리 오차에 반영되고 아울러 항법 오차를 증대시킨다.

이러한 다중 경로 오차를 줄이기 위한 여러 연구 사례가 있다. 예를 들어 상관기의 간격을 좁게 만들어서 자기 상관 함수의 첨두치를 추적하는 협간격 상관기[2], 다중 경로 오차 영향이 비교적 적은 곳으로 상관기 위치를 바꾸어 다중 오차를 줄인 e1/e2 추적기[5], 신호 상관 특성을 협소하게 변화시켜 직접 신호와 반사 신호를 구별하는 스트로브 상관기[6], 네 개의 상관기로 자기 상관 함수의 첨두치를 추적하도록 만든 MET(Multipath Elimination Technique)[3] 등과 같이 상관기 구조를 변경해서 다중 경로 오차를 줄이는 방법이 있고, 여러 개의 상관기를 이용해서 다중 경로 오차를 추정하는 MEDLL(Multipath Estimating Delay Lock Loop)이나 RDLL(RAKE DLL) 같은 방법들이 있다[4, 7]. 기존 방법들은 상관 특성을 바꾸거나 신호 추적을 위해 상관기의 위치를 바꾸는 과정에서 잡음 특성이 나빠지기도 한다. 그리고 추정 기법은 다중 경로 오차 감쇄 성능이 뛰어나지만 많은 계산량으로 실시간 항법 시스템에 적용하는데 문제점을 가지고 있다.

본 논문은 계산량을 줄이고 실시간 항법이 가능한 다중 경로 오차 제거 방법을 제안한다. 특히 실시간 항법 과정에서 의사 거리 측정치를 획득하는데 중요한 코드 추적 오차 개선에 초점을 둔다. 무한 신호 대역을 갖는 신호를 이용해 개념 설명을 하고, RF 신호를 이산화하고 이를 수집하고 후처리를 이용해 검증한 결과를 보인다.

2. 다중 경로 오차 모델

GPS 신호는 의사 잡음 코드(PRN Code : Pseudo-Random Noise Code)로 대역 확산되고, BPSK(Bi-Phase Shift Keying) 변조된 신호이다. 특히, 일반 사용자가 접근 가능한 GPS 신호는 칩레이트가 1.023MHz이고 주기가 1ms인 C/A(Coarse Acquisition) 코드를 이용해 대역 확산을 수행한다. GPS 신호는 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = P \cdot d(t) \cdot g(t) \cdot \cos(\omega t) + n(t) \tag{1}$$

식 (1)에서 P는 신호 세기, d(t)(=±1)는 데이터, g(t)(=±1)는 C/A 코드, ω는 반송주파수, n(t)는 잡음을 나타낸다. 식 (1)로 표현된 GPS 신호는 코드 상관 및 주파수 상관 과정을 통해 반송파 추적과 코드 추적을 수행한다. 상관 후의 신호 표현을 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

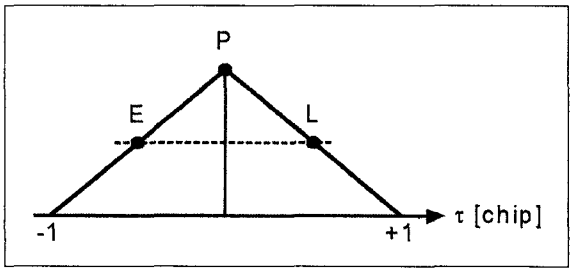
$$\begin{aligned} R(\tau) &= A \cdot \cos(\theta_0) \cdot \tilde{R}(\tau - \tau_0) + N(\tau) \\ &= \alpha_0 \cdot \tilde{R}(\tau - \tau_0) + N(\tau) \\ \tilde{R}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T g(t) \cdot g(t+\tau) dt \end{aligned} \tag{2}$$

식 (2)에서 R은 코드 자기 상관 함수 측정치, A는 상관 크기, θ는 반송파 추적 오차, $\hat{R}$은 코드 자기 상관 함수 이론치, τ_i는 코드 위상, N은 상관 후 잡음, $\alpha(=A\cdot\cos(\theta))$는 반송파 위상 오차를 포함한 상관 크기를 나타낸다. 반사 신호가 있을 경우 다중 경로 신호는 직접 신호와 반사 신호들의 합으로 표현이 되고, 반사 신호 개수를 M이라고 하면 코드 상관 및 주파수 상관을 수행하면 식 (3)과 같이 표현된다.

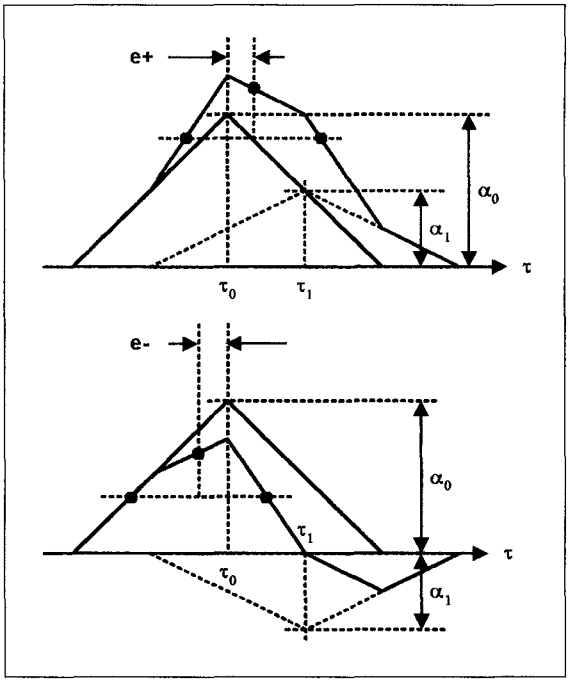
$$R(\tau)=\sum_{i=0}^{M}\{\alpha_i\cdot\hat{R}(\tau-\tau_i)+N_i(\tau)\} \quad (3)$$

예를 들어 하나의 반사 신호가 발생한 경우를 살펴보자. 우선 코드 자기 상관 함수 $\hat{R}$은 그림 1과 같은 삼각형 모양을 갖는다. 일반적으로 GPS 수신기는 일정 코드 위상 간격으로 배치된 상관기(E, P, L)를 이용해서 코드 추적을 수행한다. 코드 추적 오차가 없으면(E = L), P는 코드 자기 상관 함수의 최고점을 가리키며 P 상관기의 코드 위상은 수신한 신호의 코드 위상과 일치한다.

그런데 반사 신호가 발생한 경우는 반사 신호 상관값(α_1)의 부호에 따라 코드 추적 결과가 직접 신호의 코드 위상보다 앞서거나 뒤서게 된다. 즉, 그림 2의



[그림 1] 자기 상관 함수

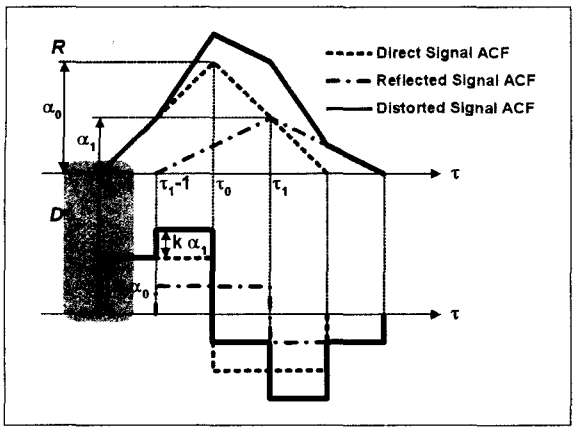


[그림 2] 자기 상관 함수의 왜곡

상단에 나타냈듯이 반사 신호 상관값의 부호가 양수이면 직접 신호의 코드 위상보다 뒤서게 되고, 그림 2의 하단과 같이 반사 신호 상관값의 부호가 음수이면 직접 신호의 코드 위상보다 앞서게 된다. 또한 반사 신호에 의해 발생한 코드 추적 오차는 항법을 수행에 필요한 거리 측정치에 그대로 반영된다. 따라서 코드 추적 오차 또는 직접 신호의 코드 위상을 추정해 냄으로써 측정치 오차를 줄일 수 있고, 측정치 오차로 인한 항법 오차를 개선할 수 있다.

3. 제안하는 다중 경로 오차 감쇄 기법

상관 특성의 왜곡으로 인한 신호 추적 오차를 알아내기 위한 방법으로 본 논문에서는 자기 상관



[그림 3] 자기 상관 함수의 차분

함수의 기울기 변화에 초점을 두고 있다. 그림 3과 같이 다중 경로로 인해 왜곡이 발생했을 때 자기 상관 함수 R의 기울기를 보면 D와 같다.

다중 경로 오차 감쇄 성능이 우수한 것으로 알려진 MEDLL이나 RDLL같은 추정 기법을 이용하는 방법들은 반사 신호에 의한 코드 추적 오차를 식 (4)와 같이 수신 신호로부터 측정되는 자기 상관 함수 $R(\tau)$와 추정한 자기 상관 함수 $\hat{R}(\tau)$의 평균 제곱 오차를 최소화하도록 α_i와 τ_i를 추정한다. 평균 제곱 오차를 구하기 위한 적분 구간은 추정에 필요한 충분한 데이터를 모으도록 임의로 정한다.

$$E(\alpha_i, \tau_i) = \int_{-C}^{+C} \{R(\tau) - \hat{R}(\tau)\}^2 d\tau \qquad (4)$$

$$\hat{R}(\tau) = \sum_{i=0}^{M} \hat{R}_i(\tau)$$

식 (4)에서 k번째 신호의 자기 상관 함수는 식 (5)와 같이 구하고, $\hat{R}_k(\tau)$의 최대값을 α_k, 최대값을 갖는 지점의 코드 위상을 τ_k로 추정한다. 식 (4)에 나타낸 평균 제곱 오차를 최소화할 때까지 식 (5)의 과정을 반복 수행함으로써 모든 신호의 α_i와 τ_i를 추정한다. 이 과정에서 많은 연산이 수행되어야 하고, 실제로는 식 (5)에 나타낸 자기 상관 함수 이론치인 $\hat{R}(\tau)$가 아닌 RF 처리 신호 대역폭에 따른 자기 상관 함수의 정확한 모양을 이용해야한다.

$$\hat{R}_k(\tau) = R(\tau) - \sum_{i=0, i\neq k}^{M} \hat{\alpha}_i \cdot \hat{R}(\tau - \hat{\tau}_i) \qquad (5)$$

제안하는 방식은 입력 신호 자기 상관 함수 $R(\tau)$가 아닌 그 기울기의 변화를 이용한다. 즉, 입력 신호의 자기 상관 함수의 기울기는 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} D(\tau) &= \frac{dR(\tau)}{d\tau} \\ &= \sum_{i=0}^{M} \left\{ \alpha_i \cdot \frac{d\hat{R}(\tau - \tau_i)}{d\tau} + \frac{dN_i(\tau)}{d\tau} \right\} \\ &= \sum_{i=0}^{M} \{ \alpha_i \cdot \hat{D}(\tau - \tau_i) + \triangle N_i(\tau) \} \end{aligned} \qquad (6)$$

식 (7)의 평균 제곱 오차를 최소화하도록 α_i와 τ_i를 추정한다.

$$E(\alpha_i, \tau_i) = \int_{-C}^{+C} \{D(\tau) - \hat{D}(\tau)\}^2 d\tau \qquad (7)$$

$$\hat{D}(\tau) = \sum_{i=0}^{M} \hat{D}_i(\tau)$$

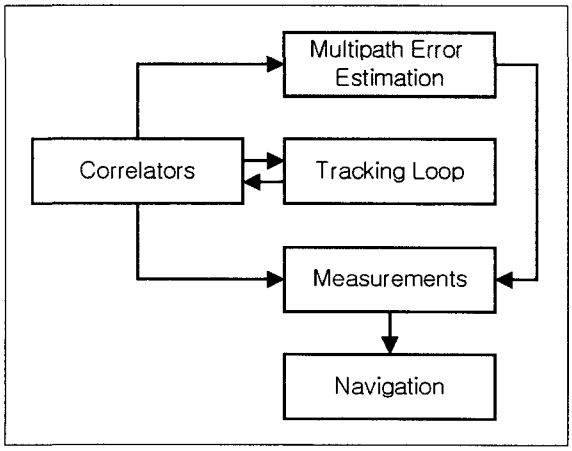
그림 3에서 보듯이 자기 상관 함수의 기울기가 변하는 지점에서 한 칩 뒤가 각 신호의 코드 위상(τ_i)이 되는 것을 알 수 있고, 기울기 변화의 크기가 신호의 크기(α_i)에 비례하는 것을 알 수 있다. 즉, 기존 추정 기법처럼 많은 연산 과정 없이 자기

상관 함수의 기울기 변화 지점과 기울기 변화 크기를 측정해 냄으로써 식 (7)을 최소화하는 신호들의 크기(α_i)와 코드 위상(τ_i)을 알 수 있고, 추정한 직접 신호의 코드 위상($\hat{\tau}_0$)과 코드 추적이 이루어지는 코드 위상과의 차로 다중 경로 오차를 구할 수 있다.

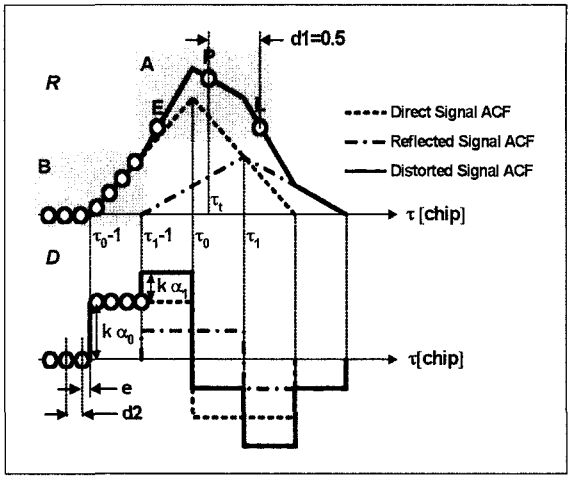
또는 반사 신호들의 코드 위상이나 크기를 추정하지 않더라도 첫 번째로 자기 상관 함수의 기울기가 변화는 지점으로부터 직접 신호의 코드 위상을 구하고 코드 추적이 이루어지는 코드 위상과의 차로 다중 경로 오차를 알 수 있다. 본 논문에서는 후자의 방법을 구현하고 검증한다.

4. 제안 기법의 구현

다중 경로 오차를 감쇄시키기 위해서 그림 4와 같이 신호 추적 궤환과 별도의 다중 경로 오차를 계산하는 블록을 두고 계산된 다중 경로 오차를 측정치에서 보상하는 방식을 취한다. 즉, 첫 번째로 자기 상관 함수의 기울기가 변하는 코드 위상에서 한 칩 뒤,



[그림 4] 다중 경로 오차 보정



[그림 5] 제안 기법의 구현

즉 직접 신호의 코드 위상과 코드 추적을 하고 있는 코드 위상과의 차이를 구함으로써 반사 신호에 의해서 발생한 다중 경로 오차를 계산하고 이를 측정치 생성과정에서 보상한다.

그림 5에서 나타냈듯이 음영 A에 있는 상관기들로 코드 추적을 수행하고, 음영 B에 있는 상관기들을 이용해서 첫 번째로 자기 상관 함수의 기울기가 변하는 지점을 찾는다.

그런데 음영 B의 상관기를 어떻게 배치할 것인가는 제안하는 방식에서 중요한 문제이다. 그림 5에 나타냈듯이 일정 구간, 일정 간격으로 고정해서 상관기를 배치할 수도 있고, 기울기 변화를 찾도록 상관기의 코드 위상을 가변할 수 있도록 만들 수 있다. 본 논문에서는 구현의 용이성을 위해 전자의 경우를 고려한다.

자기 상관 함수의 기울기 변화를 찾기 위한 상관기 배치 구간은 첫 번째 자기 상관 함수의 기울기 변화가 발생할 수 있는 구간으로 정해야한다. 즉, 첫 번째 자기 상관 함수의 기울기 변화는 반사 신호에 의해 발생하는 코드 추적 오차에 의존한다. 반사

신호가 E 상관값과 L 상관값 모두에 영향을 미치는 경우를 단반사 신호라 하고, L 상관값에만 영향을 주는 경우를 장반사 신호라 정의하자. 코드 추적을 수행하는 상관기들의 코드 위상 간격(d1)이 0.5 칩일때, 하나의 단반사 신호에 의한 코드 추적 위상(τ_t)은 식 (8)과 같이 표현되고, 하나의 장반사 신호에 의한 코드 추적 위상(τ_t)은 식 (9)와 같이 표현된다.

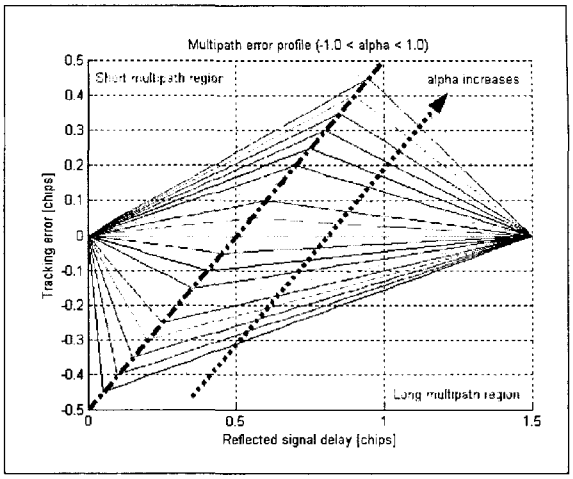
i) 단반사 신호

$$E = \alpha_0 \cdot \tilde{R}(\tau_t - 0.5 - \tau_0) + \alpha_1 \cdot \tilde{R}(\tau_t - 0.5 - \tau_1)$$
$$= \alpha_0 \cdot (\tau_t + 0.5 - \tau_0) + \alpha_1 \cdot (\tau_t + 0.5 - \tau_1)$$
$$L = \alpha_0 \cdot \tilde{R}(\tau_t + 0.5 - \tau_0) + \alpha_1 \cdot \tilde{R}(\tau_t + 0.5 - \tau_1)$$
$$= \alpha_0 \cdot (-\tau_t + 0.5 + \tau_0) + \alpha_1 \cdot (-\tau_t + 0.5 + \tau_1)$$
$$\tau_t = \frac{\alpha_0\tau_0 + \alpha_1\tau_1}{\alpha_0 + \alpha_1} \quad (8)$$

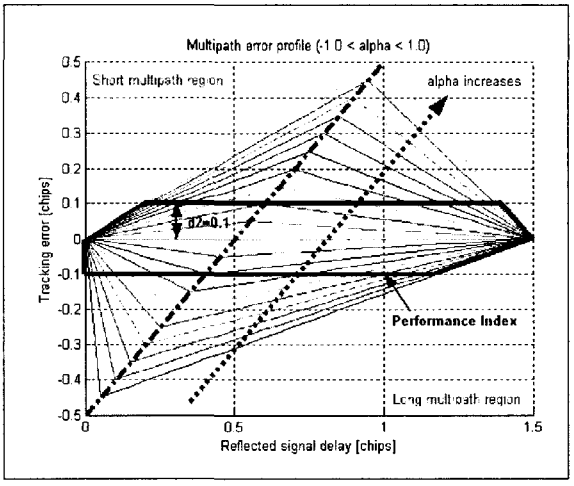
ii) 장반사 신호

$$E = \alpha_0 \cdot \tilde{R}(\tau_t - 0.5 - \tau_0) = \alpha_0 \cdot (\tau_t + 0.5 - \tau_0)$$
$$L = \alpha_0 \cdot \tilde{R}(\tau_t + 0.5 - \tau_0) + \alpha_1 \cdot \tilde{R}(\tau_t + 0.5 - \tau_1)$$
$$= \alpha_0 \cdot (-\tau_t + 0.5 + \tau_0) + \alpha_1 \cdot (\tau_t + 1.5 - \tau_1)$$
$$\tau_0 = \frac{2\alpha_0\tau_0 + 1.5\alpha_1 - \alpha_1\tau_1}{2\alpha_0 - \alpha_1} \quad (9)$$

직접 신호의 크기(α_0)를 1로 두고 반사 신호의 크기(α_1)를 -1.0에서 +1.0까지 변화시키면서 나타낸 다중 경로 오차 특성은 그림 6과 같다. 따라서 자기 상관 함수의 기울기를 측정하기 위한 상관기들은 코드 추적을 수행하기 위한 E 상관기보다 한 칩 앞선 지점에서 E 상관기의 코드 위상까지 배치하는 것이 바람직하다.



[그림 6] 다중 경로 오차(E와 L의 상관기간 간격 = 1.0 칩)



[그림 7] 다중 경로 오차 감쇄 성능 지수 (상관기간 간격 d2 = 0.1 칩)

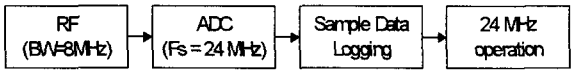
그리고 그림 5에서 보듯이 자기 상관 함수의 기울기 변화를 측정하기 위해 배치하는 상관기들의 코드 위상 간격(d2)에 따라 기울기 변화 발생 지점을 찾는 오차(e)가 결정된다. 따라서 상관기들의 코드 위상 간격(d2)을 가능한 좁게하는 것이 바람직하다.

그림 7은 기울기 변화를 검출하기 위해 사용하는 상관기들을 0.1칩 간격으로 고정시켜 배치하였을 경우의 성능 지수를 나타낸다. 즉, 기울기 변화를 검출하기 위해 사용하는 상관기의 코드 위상 간격만큼의 다중 경로 오차 감쇄 성능이 제한된다.

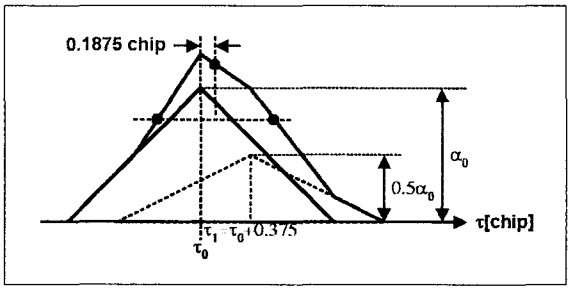
5. 실험 결과

본 논문에서 제안한 방법의 검증은 그림 8과 같이 RF 신호를 24MHz로 이산화한 데이터를 수집하고, 수집한 이산 데이터의 후처리를 이용하였다. 검증을 위해서 코드 추적이 이루어지는 코드 위상을 중심으로 0.1칩 코드 위상 간격으로 -1.5칩에서 2.0칩까지 상관기를 배치하고, 각 상관기의 1ms 상관 결과들을 저장하였다.

검증 실험에 사용한 데이터에는 그림 9와 같은 상관 특성이 나타나도록 직접 신호보다 0.375칩 지연되고, 직접 신호 크기의 0.5배의 크기를 갖는 반사 신호를 인가하였다.



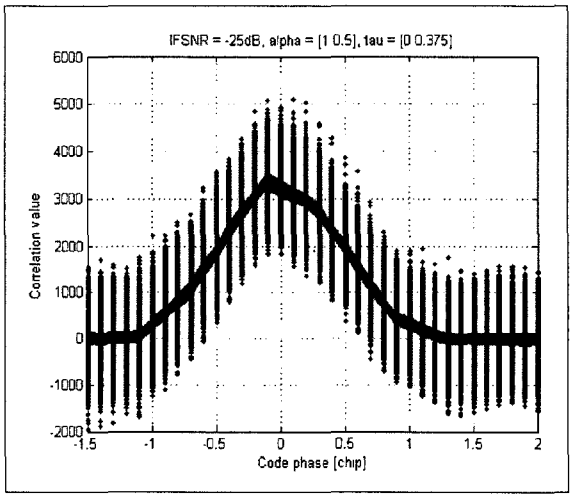
[그림 8] 실험 환경



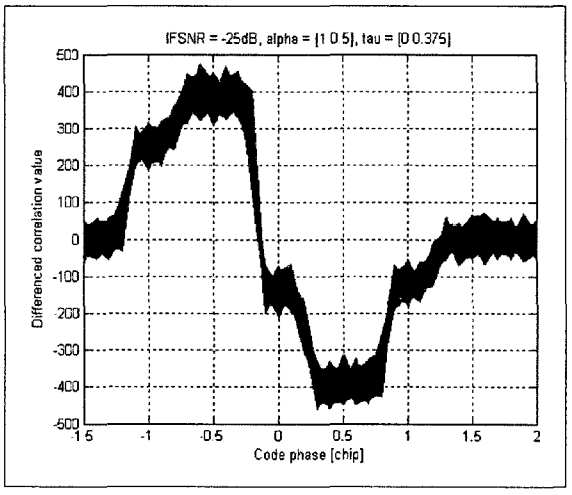
[그림 9] 입력 신호 상관 특성

그림 10에 상관전 SNR이 -25dB인 신호를 처리한 결과를 보여주고 있다. 4,500회를 수행하였고, C/A 코드 주기인 1ms동안 상관한 결과를 100ms 창을 갖는 MAF(Moving Average Filter)를 통과한 결과를 함께 나타내었다.

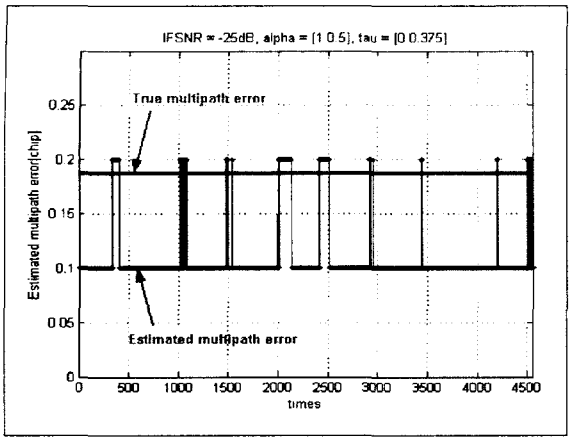
그림 11에는 상관 결과의 평균치를 차분한 결과를 나타내었다.



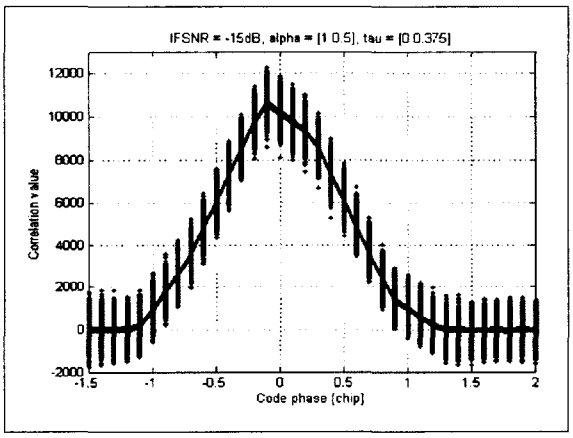
[그림 10] 상관 결과



[그림 11] 상관 결과 차분



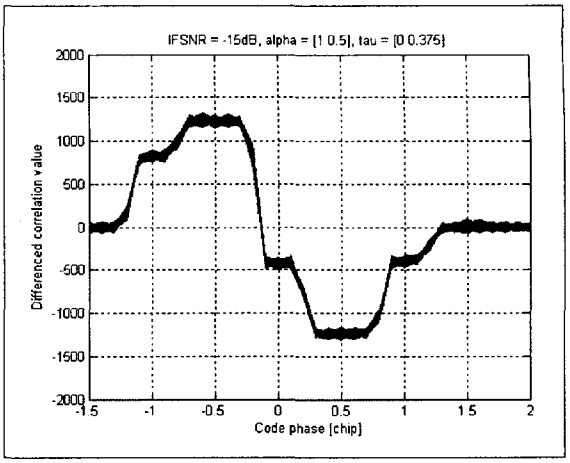
[그림 12] 다중 경로 오차 추정 성능



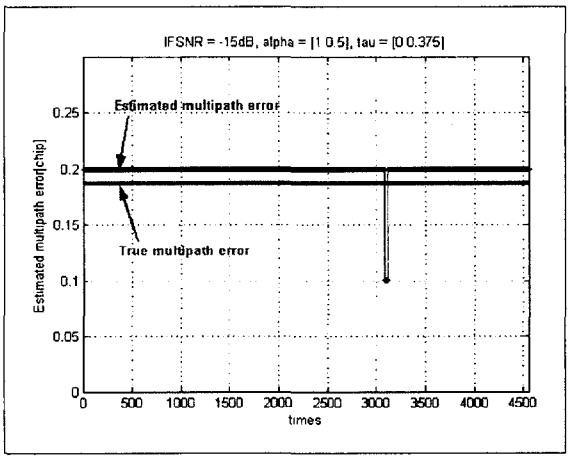
[그림 13] 상관 결과

그림 12에는 본 논문에서 제안한 방법의 다중 경로 오차 추정 성능을 나타내고 있다. 앞에서 설명했듯이 자기 상관 함수의 기울기 변화를 검출하기 위해 사용한 상관기간의 코드 위상 차이가 0.1칩으로 하였으므로 다중 경로 오차 추정은 0.1칩 이내의 오차를 갖는 것을 볼 수 있다.

그림 13, 14, 15는 상관전 SNR이 -15dB인 신호를 처리한 결과를 보여주고 있다. 앞의 실험과 마찬가지로 다중 경로 오차의 추정은 0.1칩 이내의 오차를 갖는 것을 볼 수 있다.



[그림 14] 상관 결과 차분



[그림 15] 다중 경로 오차 추정 성능

6. 결 론

본 논문에서는 자기 상관 함수의 기울기 변화를 감지해서 다중 경로 오차를 줄이는 방법을 제안하였고, RF 신호를 이산화한 신호를 수집하고 후처리로 검증하였다. 자기 상관 함수의 기울기 변화를 감지하여 다중 경로 오차를 찾는 과정에서 사용하는 연산은 비교 연산으로 기존 다중 경로

오차를 추정하는 방법들에 비해서 연산 부하가 획기적으로 줄어들었다. 또한 반사 신호의 개수와 무관하게 다중 경로 오차를 검출할 수 있다는 장점이 있다. 제안한 방법은 실시간 적용이 가능한 방법이며, 추후 GPS 수신기에 탑재하기 위해서 상관기를 구현하고, 실시간으로 검증하는 것이 필요하고, 상관기 구현 과정에서 하드웨어 자원을 줄이기 위한 연구도 필요하다.

참 고 문 헌

[1] C. Loo. "Digital Transmission Through a Land Mobile Satellite Channel," IEEE Transactions on Communications, Vol.38, No.5, pp.693~697, May 1990.

[2] A.J. Van Dierendonck, "Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver," pp.115~124, ION GPS 92.

[3] B. Townsend and P. Fenton, "A Practical Approach to the Reduction of Pseudorange Multipath Errors in a L1 GPS Receiver," pp. 143~148, ION GPS 94.

[4] D.J.R. van Nee, *Multipath and Multi-Transmitter Interference in Spread-Spectrum Communication and Navigation Systems*, Delft University, 1995.

[5] P. G. Mattos, "Multipath elimination for the low-cost consumer GPS," pp.665~671, ION GPS 96.

[6] L. Garin, et al., "Enhanced Strobe Correlator Multipath Rejection for Code & Carrier," pp. 559~568, ION GPS 97.

[7] F.P. Baier, *A GPS Code Tracking Receiver Design for Multipath Mitigation Using Maximum Likelihood Estimation*, AFIT, DEC. 1997.

[8] I.H. Choi, et al., "A Multipath Mitigation Method Using the Nonsymmetric Ratio of the Autocorrelation Function", ION GPS 2000.