

상관함수의 비대칭성 추정을 통한 다중 경로 오차 제거 기법

Multipath Mitigation Method Through Asymmetry Estimation of Correlation Function

장 한 진, 문 승 옥, 김 정 원, 황 동 환*, 이 상 정
(Han-Jin Jang, Sung Wook Moon, Jeong Won Kim, Dong-Hwan Hwang, and Sang Jeong Lee)

Abstract : Since the multipath signal arrives at the GPS receiver later than the line-of-sight signal, the multipath signal makes the shape of the correlation function asymmetric. This paper proposes a multipath mitigation method through asymmetry estimation of the correlation function, in which multiple correlators are utilized. The asymmetry is estimated from correlation values of correlators which have different chip spacings. Based on the estimated asymmetry, the correlation function is modified in order to get a better code tracking performance. Even through the proposed method uses multiple correlators including the narrow correlator, the acquisition performance is not degraded since the number of search cell of the narrow correlator part can be reduced in the algorithm of the proposed method. The simulation results show that the proposed method gives better performance than the generic correlator in multipath environment.

Keywords : GPS, multipath mitigation, multiple correlator, narrow correlator

I. 서론

GPS 신호에는 위성과 수신기의 시계오차, 이온층 지연 오차, 대류층 지연 오차, 다중경로 오차가 존재한다[1,2]. 이러한 오차 중 대부분은 DGPS(Differential GPS)나 차분기법 등으로 제거가 가능하지만 다중경로 오차는 수신기 주변 환경에 지배 받기 때문에 DGPS나 차분 기법을 이용하여도 제거할 수 없다. 다중경로 신호는 주로 고층 빌딩이 많은 도심에서 반사나 산란에 의해 발생한다. 일반적으로 다중 경로에 의한 의사거리 오차는 최대 70m까지 발생하는 것으로 알려져 있고 이것은 SA(Selective Availability) 제거 이후 가장 큰 오차로 알려져 있다[1,2].

다중경로 오차 제거 기법으로 안테나 단에서의 다중경로 신호 차단기법, 칼만 필터나 ML(Maximum Likelihood) 알고리즘 등을 이용한 추정기법, 그리고 상관기 구조 설계 기법 등으로 분류할 수 있다[3,4,6,7]. 안테나 단에서의 다중경로 신호 차단기법은 직접경로(LOS, Line Of Sight) 신호의 양각보다 낮은 다중경로 신호를 쇼크링등을 이용하여 차단하거나 안테나의 편파(polarization)특성을 이용하는 방법이다[2,5]. 이 기법은 항체의 자세 변화가 많은 경우나 높은 양각을 가지는 다중경로 신호가 발생했을 경우는 효과적이지 못하고 안테나의 크기 때문에 기준국 수신기와 같이 정지 상태에 있는 수신기에 주로 적용된다[2,5]. 신호 추정기법은 입력 신호의 SNR(Signal to Noise Ratio)을 일정 시간 동안 관측한 후 다중경로 신호의 진폭, 지연시간 및 위상 오차등을 추정하여 의사거리 오차를 계산해 내는 방법이다[6,9]. 추정기법은 계산량이 많고 신호 관측에 요구되는 시간이 길기 때문에 실시간

항법에는 부적합한 방법이다[9]. 상관기 구조 설계 기법은 상관기를 다중 경로 신호 제거에 적합한 구조로 변경하여 코드 위상 추적 과정에서 다중경로 신호의 영향을 줄이는 방법이다[3,4]. 일반적으로 상관기 구조 설계 기법은 짧은 지연시간을 가지는 다중경로 신호의 오차 제거 성능이 다른 제거 기법에 비해 떨어지지만 긴 지연시간을 가지는 다중경로 신호에 대해서는 다른 제거 기법과 동일한 성능을 가지면서도 계산량이 적은 간단한 구조이므로 실시간 항법에 적용하기 가장 적당한 기법이다[3,4,9].

상관기 구조 설계 기법을 이용한 다중경로 오차 제거 방법으로는 협대역 상관기와 스트로브 상관기, MET(Multipath Elimination Technique), E1/E2 추적기 등을 들 수 있다[3]. 현재까지 제안된 대부분의 상관기 구조 설계 기법은 협대역 상관기에 기반을 두고 이를 변형한 것이 대부분이다. 협대역 상관기는 우수한 다중 경로 오차 제거 성능을 가지지만 단독으로 사용시 신호 획득 시간이 일반 상관기에 비해 크게 증가하고 신호 추적 범위가 좁아 고기동 항체의 신호는 추종하지 못할 확률이 높은 단점이 있다[3,4].

본 논문에서는 상관 함수의 비대칭성 추정을 통한 새로운 다중경로 오차 제거 기법을 제안한다. 제안한 다중경로 오차 제거 기법은 협대역 상관기를 포함하는 여러 개의 상관기를 이용하여 상관함수의 비대칭성을 추정하고 이를 보상하여 코드 위상 추적 정확도를 향상시키며 신호 획득 시간이 크게 증가하지 않는 장점을 가진다.

II. 다중경로 신호에 의한 상관함수 비대칭성 발생

수신기의 입력 신호 $s_r(t)$ 는 직접경로신호와 다중 경로 신호의 합으로 나타낼 수 있고 n 개의 다중경로 신호가 존재한다고 하면 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$s_r(t) = AC(t)D(t)\cos(\omega t + \theta) + \sum_{k=1}^n \alpha_k AC(t - \tau_k)D(t - \tau_k)\cos(\omega t + \theta_k) \quad (1)$$

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2006. 2. 3., 채택확정 : 2006. 7. 6.

장한진 : (☎) 넥스원 퓨처(hjjanga@nex1.co.kr)

문승옥 : (☎) 네비콤(swmoon@navicom.co.kr)

김정원 : 충남대학교 전자공학과(kimjw@cnu.ac.kr)

황동환, 이상정 : 충남대학교 전기정보통신공학부

(dhwang@cnu.ac.kr/eesj1@cslab.cnu.ac.kr)

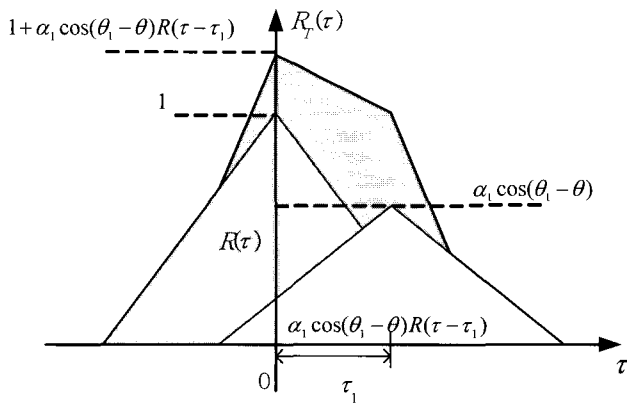


그림 1. 다중경로 신호에 의한 상관함수 비대칭성.
Fig. 1. Correlation function asymmetry due to the multipath signal.

여기서 A 는 직접 경로 신호의 진폭, $C(t)$ 는 코드, $D(t)$ 는 항법 데이터를 나타내고 ω 와 θ 는 각각 직접 경로 신호 반송파의 주파수와 위상이다. α_k 는 다중경로 신호의 반사율이며 τ_k 와 θ_k 는 각각 다중경로 신호의 지연시간과 반송파 위상이다.

(1)에서 항법 데이터 $D(t)$ 가 1이라고 하면 입력신호와 복제 신호의 상관함수 $R_T(\tau)$ 는 다음 (2)와 같이 나타낼 수 있다 [5].

$$R_T(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T s_r(t)C(t-\tau)\cos(\omega t + \theta)dt$$

$$= A \left(R(\tau) + \sum_{k=1}^n \alpha_k \cos(\theta_k - \theta) R(\tau - \tau_k) \right) \quad (2)$$

여기서 $\alpha_k \cos(\theta_k - \theta)$ 는 다중경로 신호의 최대 상관값이다. 이 값이 양인 경우 보강간섭이라 하고 음인 경우는 상쇄간섭이라 한다. $R(\tau)$ 는 다중경로 신호가 없는 직접 경로 신호만의 상관특성이며 (3)과 같이 나타낼 수 있다[1,2].

$$R(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau| & |\tau| < 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

그림 1은 n 이 1인 경우 상관함수를 나타낸 것이다. 그림 1에서 τ 가 음인 구간을 Early, 양인 구간을 Late 라고 할 때 다중경로 신호에 의하여 상관함수의 Early와 Late간 비대칭성이 발생함을 알 수 있다. 보강간섭의 경우 Late 구간의 값이 Early 구간보다 크게 나타나며 상쇄 간섭의 경우 적게 나타남을 알 수 있다.

III. 다중상관기 구조를 이용한 상관함수 비대칭성 추정 및 다중경로 오차 제거

1. 상관함수의 비대칭성 결정

그림 1의 상관함수 비대칭성은 다중상관기 구조를 이용하여 추정할 수 있다. 상관기의 Early와 Late 암 간격을 d 라 할 때 다중경로 신호에 의한 코드 위상 추적 오차 τ_e 의 최대값은 (4)와 같이 나타낼 수 있다[1,2].

$$\max(\tau_e) = 0.5\alpha_k d \quad (4)$$

(4)에 의하면 다중경로 신호 환경에서 서로 다른 d 를 가지는 여러 상관기에서의 의사거리(4)에 의해 서로 다르게 나타난다. 이 때 각 상관기 간의 의사거리 차이는 상관함수 비대칭 정도에 비례하고 상관기의 수가 증가할수록 보다 정확한 상관함수 비대칭성 추정이 가능하다. 상관기의 수가 증가하면 수신기가 복잡해지며 계산량이 증가한다. 본 논문에서는 Early 암과 Late 암간의 간격이 0.1칩과 1.0칩인 두 개의 상관기를 사용할 경우에 대하여 서술한다. 1.0칩 간격의 상관기를 이용하여 측정한 의사거리를 $\rho_{1.0}$ 이라 하고 0.1칩 간격의 상관기를 이용하여 측정한 의사거리를 $\rho_{0.1}$ 이라고 할 때 의사거리에 따른 다중 경로 신호 영향은 표 1과 같다.

2. 비대칭성 추정을 통한 코드 위상 추적 정확도 향상

표 1에서와 같이 두 상관기의 의사거리를 이용하여 다중 경로 신호의 영향, 즉 상관함수 비대칭성을 추정할 수 있고 이를 이용하여 코드 위상 추적 정확도를 향상시킬 수 있다. 그림 2는 상관함수 비대칭성 보정에 의한 코드 추적의 정확도를 보였는데 다중 경로 신호의 지연 시간 τ_k 는 항상 양의 값을 가지므로 상관함수의 비대칭성은 Early보다 Late에서 보다 크게 나타난다. 따라서 Early 암의 상관값을 기준으로 Late 암의 상관값을 조절하면 다중경로 신호에 의한 상관함수 비대칭성을 보정할 수 있다.

두 상관기 사이의 의사거리 차, 즉 비대칭성에 대한 보정치를 Late의 상관값에 곱하여 다중경로 신호의 영향을 제거

표 1. 측정된 의사거리에 따른 다중 경로 신호 영향.
Table 1. Effect of multipath signal according to the characteristics of the measured pseudorange.

의사거리 특성	다중경로 신호 영향
$\rho_{0.1} = \rho_{1.0}$	다중경로 신호 영향 없음
$\rho_{0.1} < \rho_{1.0}$	보강 간섭
$\rho_{0.1} > \rho_{1.0}$	상쇄 간섭

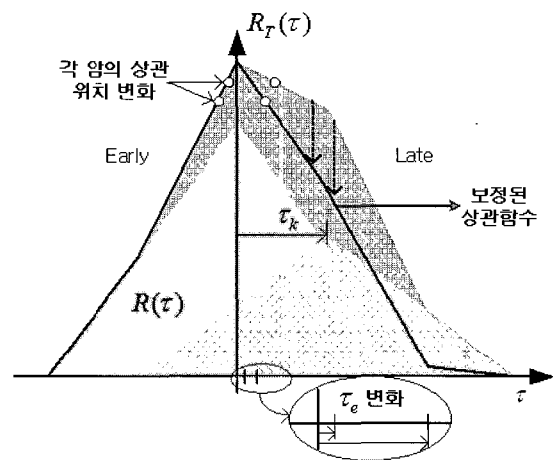


그림 2. 상관함수 비대칭 보정에 의한 코드 추적 정확도 향상.
Fig. 2. Improved code tracking performance improvement by the asymmetry compensation in the correlation function.

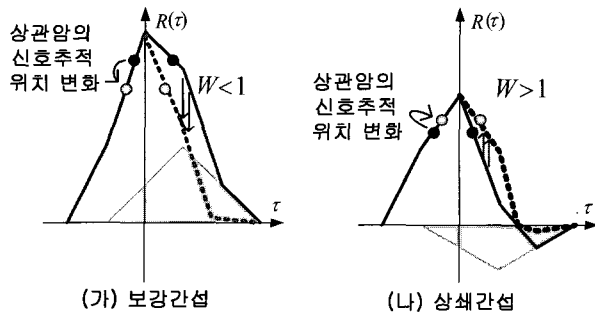


그림 3. 보정치에 의한 상관함수 비대칭성 감소.
Fig. 3. Asymmetry reduction by a compensation value.

한다. 보강간섭의 경우, Early의 상관값이 Late의 상관값보다 작으므로 보정치는 1보다 작은 양의 값을 가져야 한다. 상쇄간섭에서는 반대로 Early의 상관값이 Late의 상관값보다 크기 때문에 보정치는 1보다 큰 값을 가져야 한다. 그림 3은 이를 나타낸다.

보강 간섭에서 두 상관기 사이의 의사거리 차가 클수록 보정치 값은 더 작은 값을 가지며 상쇄 간섭의 경우, 두 상관기 사이의 의사거리 차가 클수록 보정치는 더 큰 값을 가진다. 따라서 아래 (5)와 같이 보정치를 두면 전술한 조건을 만족시킬 수 있다.

$$W = \frac{1 - \beta(\rho_{1,0} - \rho_{0,1})}{1 + \beta(\rho_{1,0} - \rho_{0,1})} \quad (5)$$

(5)의 β 값은 설계 변수(parameter)로 두 상관기의 신호 추적 범위 차에 따라 다른 값을 가진다. 보정치 값은 항상 양의 값을 가져야 하므로 $0 < \beta < (1/\max(|\rho_{1,0} - \rho_{0,1}|))$ 범위이다. 수신기가 LHCP 안테나를 사용한다면 반사 계수는 0.5 이하의 값을 가지며 $\max(|\rho_{1,0} - \rho_{0,1}|)$ 은 (4)에 의해 0.245값을 가진다. 위의 범위 내에서 β 값을 0부터 시작하여 0.001씩 증가시키면서 다음 (6)을 계산한 후 (6)을 최소로 하는 값을 (5)의 β 값으로 선정하였다.

$$\sum_{k=0}^{30} |\rho_e(0.05 \cdot k)| \quad (6)$$

(6)에서 $\rho_e(x)$ 는 반사 계수가 ± 0.5 이며 지연시간이 x 인 다중 경로 신호에 의한 의사거리 오차를 의미한다.

본 논문에서 서술하는 0.1칩과 1.0칩의 추적 범위를 가지는 두 개의 상관기의 경우 β 는 0.235의 값을 가진다. β 가 0.235보다 큰 값을 가지는 경우 짧은 지연 시간을 가지는 다중 경로 신호에 대한 코드 추적 성능은 보다 개선되나 긴 지연 시간을 가지는 다중 경로 신호에 대한 성능이 떨어지는 특징을 가진다. 반대의 경우, 짧은 지연 시간을 가지는 다중 경로 신호에 대한 코드 위상 추적 성능은 떨어지는 반면 긴 지연 시간을 가지는 다중 경로 신호에 대한 성능은 개선된다.

3. 코드 추적 루프

본 논문에서 제안한 방법을 사용할 경우 코드 추적 루프는 그림 4와 같은 구조를 가진다.

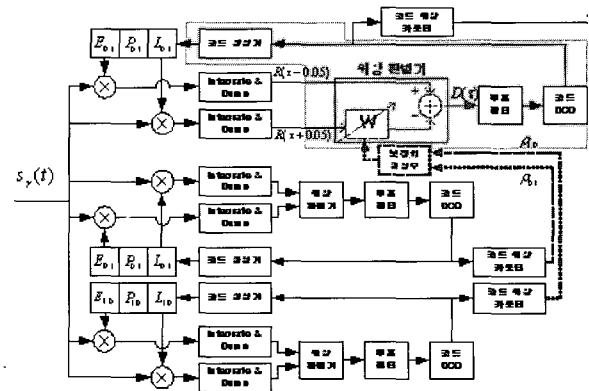


그림 4. 제안한 다중 경로 제거 방법에 기반한 코드 추적 루프.
Fig. 4. Code tracking loop based on the proposed multipath mitigation method.

그림 4에서 코드 위상 카운터(code phase counter)는 수신기에서 생성하는 복제 코드의 위상으로부터 의사거리를 측정하는데 사용된다. 보정치 생성부에서는 상관함수의 비대칭성을 추정하고 (5)를 이용하여 보정치를 계산한다. 계산한 보정치는 Late 암 상관값에 곱하며 그 결과 코드 위상 추적 오차가 감소한다. 비대칭성 보정을 위한 코드 추적 루프의 위상 판별기는 (7)과 같다.

$$D(\tau) = R(\tau - 0.05) - \frac{1 - 0.235 \times (\rho_{1,0} - \rho_{0,1})}{1 + 0.235 \times (\rho_{1,0} - \rho_{0,1})} R(\tau + 0.05) \quad (7)$$

여기서 $D(\tau)$ 는 판별기 출력이고 τ 는 직접경로 신호와 복제 신호의 코드 위상차이다.

IV. 제안한 다중 경로 오차제거기법의 신호 획득 성능

GPS 수신기에서 신호 획득 시간은 TTFF(Time To First Fix)에서 가장 큰 비중을 차지하고 있으며 신호 획득 성능의 평가 지표로 사용된다[2]. 수신기의 신호 획득 시간은 검색 셀의 개수와 밀접한 관련이 있으며 각 검색 셀의 크기는 상관기의 코드 혹은 반송파 추적루프의 신호 추적 가능 범위에 의해 결정된다[1,2]. 코드 추적루프의 추적범위가 좁아지면 코드 bin의 개수는 증가한다. 신호 추적범위가 일반상관기의 10분의 1인 협대역 상관기는 전체 검색 셀의 개수가 일반상관기의 10배 이상이 된다. 협대역 상관기를 제안한 노바텔(NovAtel)사는 검색 셀의 증가를 막기 위해 광대역 상관기로 신호 추적을 완료한 후 위상 추적 범위를 서서히 좁히는 기술을 사용하고 있다[3]. 노바텔사의 방법은 광대역 상관기에서 협대역 상관기로 동작하기까지 수초의 시간을 필요로 하며 코드 위상 오차가 신호 추적 범위를 벗어나 재검색 횟수가 증가하기도 한다[3]. 본 논문에서 제안한 다중경로 오차제거기법에서는 d 가 0.1칩인 상관기의 신호획득 시간은 일반적 협대역 상관기에 비하여 감소시킬 수 있으며 코드 위상 추적 실패에 의한 소요시간을 줄일 수 있다. 그림 4의 구조에서 d 가 1.0칩인 상관기의 신호 추적 정보를 이용하면 d 가 0.1칩인 상관기의 신호검색 셀 개수를 크게 줄일 수 있다. d 가 1.0칩인 상관기의 신호 추적을 완료한 후 0.1칩 간격의

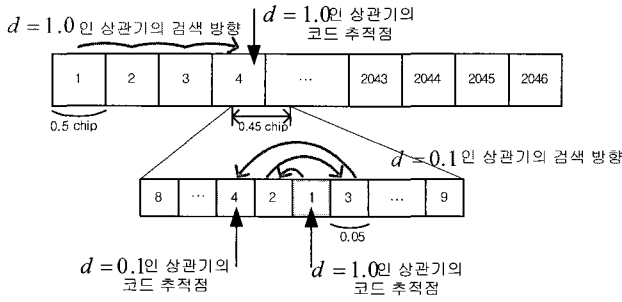


그림 5. 신호획득을 위한 제안한 방법의 검색.
Fig. 5. Search of the proposed method for the signal acquisition.

협대역 상관기를 이용하여 신호 검색을 하는 동안에 도플러 주파수 변화가 매우 작다고 하면 협대역 상관기의 신호 획득을 위한 추가의 도플러 빈(doppler bin)은 존재하지 않는다. 그림 4의 두 상관기 간에 다중경로 신호에 의한 코드 불확실성은 (4)에 의해 최대 $0.045 \alpha_k$ 이다. α_k 의 최대값은 1이므로 d 가 0.1칩인 상관기의 코드 위상 검색 범위는 d 가 1.0칩인 상관기의 신호추적점으로부터 ± 0.045 칩까지이다. d 가 0.1 칩을 가지는 경우 코드 추적 루프의 위상 추적 범위는 0.05 칩이므로 검색 셀이 9개 증가한다. 그림 5는 제안한 방법에서 증가된 검색 셀의 개수 및 검색 순서를 보여준다.

그림 5의 방법에서 평균 신호 획득 시간은 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\overline{T}_{total} = \overline{T}_{wb_acq} + \overline{T}_{wb_trac} + \overline{T} \quad (8)$$

여기서 \overline{T}_{wb_acq} 와 \overline{T}_{wb_trac} 는 각각 d 가 1.0칩인 상관기의 평균 신호 획득 시간과 신호 추적 시간을 의미하며 \overline{T} 는 d 가 0.1칩인 상관기의 신호획득을 위해 추가되는 시간이다.

V. 성능 평가

1. 다중경로 오차 제거 성능

본 논문에서 제안하는 상관기의 다중경로 오차 제거 성능을 평가하기 위하여 MATLAB™을 이용한 모의실험을 수행하였다. 모의 실험에서 반송파 주파수의 추적 오차는 없으며 기저대역 신호의 샘플링 주파수는 20.46MHz로 두었다. 그림 6은 모의실험 블록도이다. 그림 6에서 신호 생성부는 지연 및 신호감쇄를 고려한 다중경로 신호도 생성한다. 제안한 방법의 다중경로 오차 제거 성능은 일반 상관기 및 협대역 상관기 경우와 비교하여 확인하였다.

그림 7은 입력 신호의 대역폭이 무한대이며 다중경로 신호 진폭이 직접경로 신호의 50%일 때의 의사거리 오차를 나타낸 것이다. 그림 7에서 제안한 상관기는 0.025칩 보다 작은 코드 위상 추적 오차를 가지며 다중경로 신호에 대하여 협대역 상관기보다 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 8은 무한대 대역폭이며 다중경로 신호 진폭이 직접 경로 신호의 25%일 때의 의사거리 오차를 나타낸 것이다. 그림 8에서 제안한 상관기는 0.0125칩 보다 작은 코드 위상 추적 오차를 가지며 그림 7과 마찬가지로 협대역 상관기

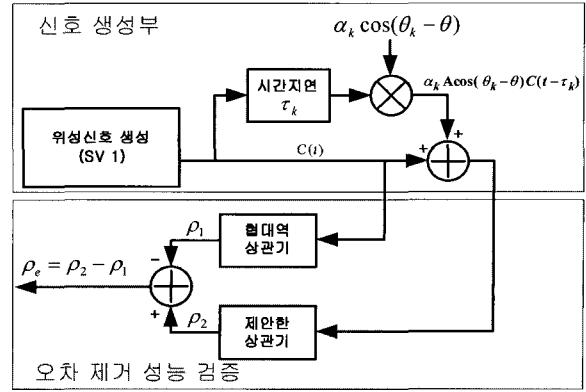


그림 6. 다중경로 오차 제거 성능 평가를 위한 모의실험 블록도.
Fig. 6. Simulation block diagram for multipath mitigation performance evaluation.

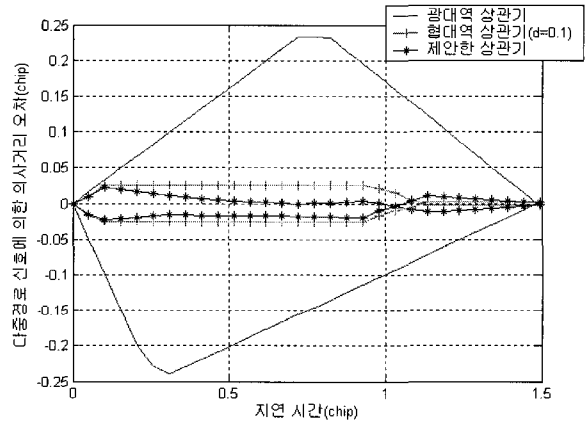


그림 7. 다중경로 신호의 진폭이 50%이며 대역폭이 무한대인 경우의 의사거리 오차.
Fig. 7. Pseudorange error for the case when the multipath signal has 50% amplitude of the line-of-sight signal and receiver input bandwidth is infinite.

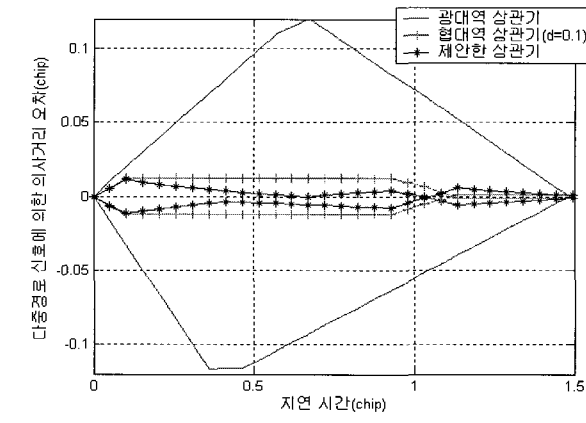


그림 8. 다중경로 신호의 진폭이 25%이며 대역폭이 무한대인 경우 상관기의 의사거리 오차.
Fig. 8. Pseudorange error for the case when the multipath signal has 25% amplitude of the line-of-sight signal and receiver input bandwidth is infinite.

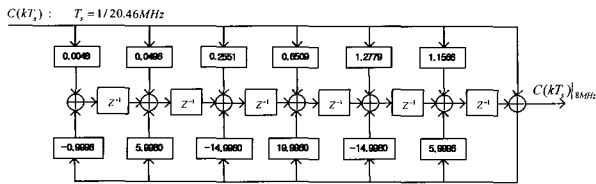


그림 9. 대역 제한을 위한 전상관 필터.
Fig. 9. Precorrelation filter structure for bandlimiting.

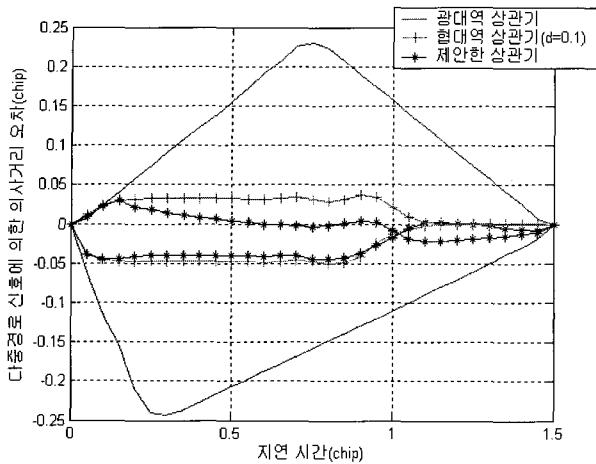


그림 10. 다중경로 신호의 진폭이 50%이며 대역폭이 8MHz인 경우 상관기의 의사거리 오차.
Fig. 10. Pseudorange error for the case when the multipath signal has 50% amplitude of the line-of-sight signal and receiver input bandwidth is 8MHz.

표 2. 제안한 기법의 코드위상 추적 오차.
Table 2. Code tracking error of the proposed method.

(코드 위상 오차: $\times 10^3$ 칩)

지연	10%		20%		30%		40%		50%	
	In	Out	In	Out	In	Out	In	Out	In	Out
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.1	5	-7	10	-14	15	-21	19	-28	23	-45
0.2	5	-6	10	-11	16	-17	22	-23	28	-39
0.3	3	-4	6	-8	10	-12	14	-17	19	-35
0.4	1	-2	2	0	4	-11	7	-16	10	-34
0.5	1	1	3	0	4	-10	0	-17	2	-33
0.6	1	-2	1	-6	2	-12	3	-18	4	-32
0.7	2	-3	2	-7	1	-13	1	-20	-1	-32
0.8	1	-4	1	-9	4	-15	3	-21	-1	-29
0.9	2	-4	4	-8	4	-12	2	-17	5	-26
1	1	1	-1	1	-2	1	-3	1	-5	0
1.1	-4	4	-7	7	-11	9	-14	12	-18	4
1.2	-3	3	-6	7	-9	10	-12	12	-15	5
1.3	-2	2	-4	5	-6	7	-8	8	-11	10
1.4	-1	1	-2	2	-3	4	-5	5	-6	6
1.5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

보다 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 일반적으로 수신기에서는 인접 신호의 간섭이나 기타 잡음영향을 줄이기 위해 신호의 대역폭을 제한한다. 입력 신호의 대역을 제한할 경우 상관함수의 지연과 왜곡이 발생한다. 상관함수의 지연은 수신기 입력의 모든 신호에 공통적으로 작용하여 수신기 시계 바이어스 오차에 포함되므로 의사거리에는 영향을 미치지 않지만 상관함수의 왜곡은 Early-Late 간 비대칭성 측정치에 영향을 미친다[5]. 입력신호의 대역폭을 8MHz로 두고 다중경로 오차 제거 성능을 확인하였다. 입력 신호의 대역 제한을 위해서 그림 4에서 보인 코드 추적 루프의 앞단에 그림 9와 같은 전상관 필터를 추가하였다.

그림 10은 입력신호 대역폭이 8MHz로 제한된 경우 다중경로 오차 제거 성능을 나타낸다. 제안한 방법은 0.045칩 보다 작은 위상 추적오차를 가지며 협대역 상관기보다 우수한 오차 제거 성능을 보임을 알 수 있다.

표 2에 입력신호의 대역폭이 8MHz로 제한된 경우 10%, 20%, 30%, 40% 그리고 50%의 신호진폭을 가지는 다중경로 신호에 대한 제안한 기법의 코드 위상 추적 오차를 나타내었다. 제안한 기법은 여러가지 진폭을 가지는 다중경로 신호가 존재할 때 우수한 코드 추적 성능을 가짐을 알 수 있다.

2. 신호 획득 성능 분석

확률적 방법을 이용하여 제안한 방법의 평균 신호 획득 시간을 계산하였다. 평균 신호 획득 시간 \bar{T}_{ACQ} 은 J.B. Lowzow가 제안한 방법을 이용하였으며 (9)와 같이 검색 셀의 전체 개수 N_c 와 신호 셀(occupied cell)의 평균 인입횟수 (mean injection time) \bar{N}_p , 그리고 신호검출확률 P_D 와 오보확률 P_{FA} 로부터 신호셀과 비신호셀(unoccupied cell)에서의 평균 검색 소요시간 $\bar{\tau}_o$, $\bar{\tau}_{uo}$ 으로 나타낼 수 있다[7,8]. (9)에서 P_D 와 P_{FA} 는 검색 셀의 코드 빈과 도플러 빈의 크기, 신호 획득 여부를 판단하기 위한 임계 값에 의해 결정된다[8].

$$\bar{T}_{ACQ} = (\bar{N}_p - 1)[(N_c - 1)\bar{\tau}_{uo} + \bar{\tau}_o] + \left(\frac{N_c - 1}{2}\right)\bar{\tau}_{uo} + \bar{\tau}_o \quad (9)$$

GPS 수신기에서 신호 획득을 위한 코드 검색은 0.5칩 단위로 이루어지며 도플러 주파수는 -5kHz부터 +5kHz까지 500Hz 단위로 검색한다고 하였을 때 평균 신호 획득 시간 계산을 위한 파라미터의 값은 표 3과 같이 설정할 수 있다[8]. 표 3의 파라미터를 사용하여 계산한 제안한 방법의 평균 신호 획득 시간은 표 4와 같다.

표 3. 평균 신호획득 시간 계산용 파라미터.
Table 3. Parameters for calculation of the mean acquisition time.

파라미터	설정치
신호 검출 확률(P_D)	0.99
오보 확률(P_{FA})	10^{-3}
무신호 셀의 검색 시간(τ_D)	1[ms]
오보에 의한 페널티 계수(k_p)	10
도플러 빈의 개수($\delta f / \Delta F$)	21[개]

표 4. 평균 신호획득 시간.
Table 4. Mean acquisition time.

변수	계산 값(seconds)
$\overline{T_{wb_acq}}$	22.147
$\overline{T_{wb_trac}}$	0.020
\overline{T}	0.015

표 4의 결과로부터 제안한 방법의 평균 신호획득 시간은 22.182 초이며 이것은 일반상관기인 경우의 22.147초에 비해 0.035초 정도 큰 값이므로 수초 정도 큰 값을 가지는 협대역 상관기보다 매우 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다.

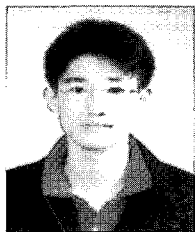
VI. 결론

본 논문에서는 다중상관기 구성을 이용하여 상관함수의 비대칭성을 추정하고 이를 통해 효율적으로 다중경로 오차 제거가 가능한 새로운 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 Early-Late 간격의 크기가 다른 두 상관기 간의 의사거리 측정치 차로 상관함수의 비대칭 정도를 추정하며 비대칭성을 완화하기 위한 보정치를 결정한다. 제안한 방법을 적용한 수신기는 일반 상관기를 사용하는 수신기의 경우와 비슷한 신호획득 성능을 가진다.

시뮬레이션을 통하여 제안한 기법은 일반상관기에 비해 뛰어난 다중경로 오차 제거 성능을 가지며 평균 신호 획득 시간이 일반상관기에 비하여 크게 증가하지 않음도 확인하였다. 앞으로 제안한 기법을 실제 다중경로 신호 환경에서 실시간 항법에 적용하여 성능을 확인할 필요가 있다.

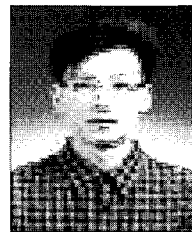
참고문헌

- [1] E. D. Kaplan, *Understanding GPS: Principle and Applications*, Artech House, 1996.
- [2] B. W. Parkinson and J. J. Spiker Jr, *Global Positioning System : Theory and Application*, vol. I and vol. II, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.
- [3] A. J. Van Dierendonck, "Evaluation of GNSS receiver correlation processing techniques for multipath and noise mitigation," *Proceedings of ION 97 National Technical Meeting*, pp. 207-215, September 1997.
- [4] L. Garin, "Strobe and edge correlator multipath mitigation for code," *Proceedings of ION 96 International Technical Meeting*, pp. 657-664, September 1996.
- [5] R. E. Phelts, *Multicorrelator Techniques for Robust Mitigation of Threats to GPS Signal Quality*, Ph.D. Thesis, Stanford University, Stanford, California 94305, June 2001.
- [6] J. F. Raquet, "Multiple GPS receiver multipath mitigation technique," *Radar Sonar Navigation, IEE Proceedings*, vol. 149, no. 4, August 2002.
- [7] J. B. Lowzow, "Analysis of direct P(Y)-acquisition," *NAVIGATION: Journal of The Institute of Navigator*, vol. 44, no. 1, pp. 89-98, Spring 1997.
- [8] 서흥석, GPS 초기 동기 성능 개선을 위한 탐색 후보 축소 방법, 박사학위논문, 충남대학교, 2003년 6월.
- [9] 최일홍, 자기 상관 함수 기울기 변화를 이용한 다중 경로 오차 감쇄 기법, 박사학위논문, 충남대학교, 2003년 6월.
- [10] 박찬식 외 9명, GPS 신호감시, 이상판단 및 방송 기법연구, 충북대학교, 해양수산부 해양수산연구개발사업 최종보고서, 2005년 9월.



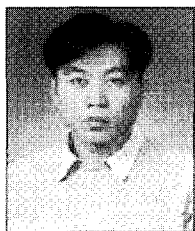
장 한 진

2004년 충남대학교 정보통신공학부(공학사). 2006년 충남대학교 전자공학과 대학원(공학석사). 2006년~현재 ㈜ NEX1 FUTURE 대전연구소 연구원, 관심 분야는 항법, 임베디드 시스템, 항공전자.



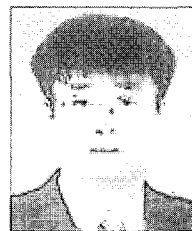
문 승 옥

1996년 충남대학교 전자공학과(공학사). 1998년 동 대학원 (공학석사). 2002년 동 대학원(공학박사). 2002년~현재 ㈜ 네비콤 연구원. 관심 분야는 상관기 설계.



김 정 원

2002년 충남대학교 전자공학과(공학사). 2004년 동 대학원(공학석사). 2004년~현재 동 대학원 박사과정 재학중. 관심분야는 임베디드 시스템, GPS/INS 통합 항법 시스템.



황 동 환

1985년 서울대학교 전기공학과(공학사). 1987년 KAIST 전기 및 전자 공학과(공학석사). 1991년 동 대학원(공학박사). 1996년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수. 관심분야는 INS, GPS, 추정론.



이 상 정

1979년 서울대 전자공학과(공학사). 1981년 동 대학원(공학석사). 1987년 서울대학교 제어계측공학과(공학박사). 1988년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수. 관심분야는 강인제어, 위성 항법.