

# TMBOC과 CBOC 신호에 적합한 모호성이 낮은 다중경로 오차완화 기법

## An Unambiguous Multipath Error Mitigation Scheme for TMBOC and CBOC Signals

유 승 수, 지 규 인, 김 선 용\*  
(Seungsoo Yoo<sup>1</sup>, Gyu-In Jee<sup>1</sup>, and Sun Yong Kim<sup>1</sup>)  
<sup>1</sup>Konkuk University

**Abstract:** One of the most significant errors in the pseudo-range measurement performance of GNSSes (Global Navigation Satellite Systems) is their multipath error for high-precision applications. Several schemes to mitigate this error have been studied. Most of them, however, have been focused on the GPS (Global Positioning System) L1 C/A (Coarse/Acquisition) signal that was designed in the 1970s and is still being used for civil navigation. Recently, several modernized signals that were especially conceived to more significantly mitigate multipath errors have been introduced, such as Time Multiplexed and Composite Binary Offset Carrier (TMBOC and CBOC, respectively) signals. Despite this advantage, however, a problem remains with the use of TMBOC and CBOC modulations: the ambiguity of BOC (Binary Offset Carrier)-modulated signal tracking. In this paper, a novel unambiguous multipath error mitigation scheme for these modernized signals is proposed. The proposed scheme has the same complexity as HRCs (High Resolution Correlators) but with low ambiguity. The simulation results showed that the proposed scheme outperformed or performed at par with the HRC in terms of their multipath error envelopes and running averages in the static and statistical channel models. The ranging error derived by the mean multipath error of the proposed scheme was below 1.8 meters in an urban area in the statistical channel model.

**Keywords:** GNSS, BOC, TMBOC, CBOC, ambiguity, HRC, multipath error mitigation

### 1. 서론

GPS (Global Positioning System)를 사용해 수신기의 위치 해를 결정하는 위성 기반 전파측위시스템이 민간에 개방되어 지구 전역에서 활용되기 시작한 해는 모두 24기의 GPS 위성이 궤도상에 위치한 1994년이다. 이후 GPS와 관련된 활발한 연구를 통해 GPS의 측위 성능을 저하시키는 요소로 SA (Selective Availability) 오차, 열잡음, 이온층 지연, 대류권 지연, 수신기 다이내믹 오차, 위성 시계 및 천체력 오차, 그리고 다중경로 오차 등이 있음이 밝혀졌다. 이 가운데 SA 오차는 GPS의 악의적 사용을 막기 위한 선택적 사용제한 오차로서 민간용 GPS 정확도 향상을 위해 2000년부터 현재까지 비활성화되어 있다. 열잡음 오차는 CPS (Carrier-Phase Smoothing) 기법을 사용해 완화시킬 수 있으며, 이온층 지연은 정확한 이온층 모형 또는 이중 주파수 수신기를 사용해 완벽히 제거할 수 있고, 대류권 지연은 정확한 대류권 모형을 통해 거의 완벽히 추정할 수 있다. 그리고 수신기 운동 오차는 CCA (Carrier-Code Aiding) 기법을 사용해 보상할 수 있고, 위성 시계 및 천체력 관련 오차는 기준국

을 활용한 차동(differential) 기법으로 제거할 수 있다[1-3].

그러나 다중경로 오차는 수신기의 위치에 따라 위성파와 수신기의 채널이 제각각이기 때문에 완화 및 제거가 어려워 현재까지도 이를 완화하기 위한 많은 방법이 연구되고 있다[3-19]. 지금까지 연구된 대표적인 다중경로 오차완화를 위한 방법은 안테나 설계 기법[6-8], 새로운 신호 설계[9, 10], 신호처리 기법[12-19]으로 구분할 수 있다.

다중경로 영향 완화를 위한 안테나 설계 기법은 대부분의 다중경로신호가 낮은 입사각으로 수신되며, RHCP (Right Hand Circular Polarization) 형태로 입사하는 가시경로신호와 달리 LHCP (Left Hand Circular Polarization) 형태로 입사된다는 가정을 바탕으로 안테나 방사 형태를 조정해 다중경로신호의 수신 전력을 감소시키는 방법이다. 다중경로신호의 낮은 입사각 특성을 활용한 대표적인 안테나는 [6]에서 제안한 바 있으며, RHCP와 LHCP 특성을 활용한 대표적인 안테나는 [7]의 초크링(choke ring) 안테나이다. 또한 [8]처럼 다중 안테나를 사용해 다중경로신호의 주요 매개변수를 추정하고, 이로부터 반송파와 부호위상을 추정해 다중경로 영향을 완화하는 방법도 제안된 바 있다. 그러나 도심 지역에서 다중경로신호는 다중반사로 인해 항상 입사각이 낮지 않으며, 항상 LHCP 형태를 유지하지도 않는다. 또한 휴대 단말처럼 수신기의 크기가 작고, 안테나의 수직/수평 위치가 고정되어있지 않은 경우 적용이 어려운 단점을 갖고 있다.

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2012. 7. 10., 수정: 2012. 9. 21., 채택확정: 2012. 9. 25.

유승수, 지규인, 김선용: 건국대학교 전자정보통신공학부

(kelvin@konkuk.ac.kr/gijee@konkuk.ac.kr/kimsy@konkuk.ac.kr)

※ 본 논문은 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방 위성항법 특화연구센터 사업에서 지원하여 연구하였음.

현재 민간용 측위신호로 주로 사용하는 GPS L1 C/A 신호의 상관함수는 2 칩 폭을 갖는 삼각형 함수 형태를 갖기 때문에 가시경로신호에 비해 한 칩 이내에 다중경로신호가 수신되는 경우 상관 값이 크게 왜곡되며, 이로 인해 가시경로신호에 의한 상관 값과 다중경로신호에 의한 상관 값을 구분할 수 없어 큰 다중경로 오차가 발생된다. 이를 개선할 수 있는 근본적인 방법은 측위신호 상관함수의 형태가 정확한 동기시점에서 침예하도록 새로운 측위신호를 설계하는 것이다. 이를 위해 [9,10]처럼 다양한 확산신호가 고려되었으며, 이 가운데 대표적 민간용 측위신호인 미국 GPS L1C 신호와 유럽연합 Galileo E1 OS 신호가 MBOC (Multiplexed Binary Offset Carrier) 신호로 설계되었다. 그러나 위성기반 전파측위시스템은 시스템 구상과 설계, 위성체 개발과 발사, 그리고 운용 및 유지보수 등에 수십 년의 시간과 한 국가의 예산과 맞먹는 천문학적 비용이 소요되기 때문에 2012년 현재 지구전역에서 이용 가능한 위성기반 전파측위시스템을 운용하고 있는 나라는 미국과 러시아에 불과하며, 2012년 현재 시범운용을 진행 중이며 2020년경에 정상운용을 목표로 개발을 진행 중인 국가도 유럽연합과 중국뿐이다[11]. 따라서 이상의 4개국만이 새로운 위성신호 설계 및 반영이 가능한 한계가 있으며, 이 또한 개발 및 반영 주기가 긴 단점이 있다. 이 같은 이유로 [12-20]처럼 다중경로 오차완화를 위한 다양한 수신기의 신호처리기법이 연구되었다.

다중경로 오차완화 기법은 [12-14]처럼 다중경로신호를 추정해 상관 전후에 그 영향을 완화시킨 후 부호동기를 추적하는 방법, [15]처럼 상관후(post-correlation) 신호처리한 값을 사용해 부호동기를 추적하는 방법, [16,17]처럼 부호 동기 추적기의 판별기를 재설계하는 방법 등이 제안되었다. [12]에서 제안한 방법은 평균제곱오차를 바탕으로 다중경로 신호의 주요 매개변수를 추정하고, 이를 활용해 상관 전 다중경로 영향을 완화한 후 일반적인 부호 동기 추적기법을 적용하는 것으로 기존 기법에 비해 효과적으로 다중경로 오차를 완화할 수 있으나 구조가 상당히 복잡해 구현이 어려운 단점을 갖고 있다. VC (Vision Correlator) 기법으로 불리는 [13]에서 제안한 방법은 최적우도추정에 기반을 두어 다중경로신호의 주요 매개변수를 추정하고, 이를 활용해 다중경로 영향을 완화하는 방식이다. 이 방법도 기존 방법에 비해 효과적으로 다중경로 오차를 완화할 수 있으나 비선형 변환이 필요해 안정도가 낮고, 구조가 상당히 복잡해 구현이 어려운 단점을 갖고 있다. 또한 [12,13]에서 제안한 방법은 GPS L1 C/A 신호만을 고려하였으며, [18]에서 GPS L1 C/A 신호뿐만 아니라 GPS L1C와 Galileo E1 OS 신호도 고려한 최소자승오차에 기반 한 새로운 다중경로 오차완화 기법을 제안하였다. 그러나 [18]에서 제안한 방법은 최소자승법을 적용하기 위한 긴 처리시간이 필요한 단점이 있다. [14]에서는 모델 기반 다중경로신호 추정기법을 제안하였다. 이 기법은 근접다중경로 오차를 효과적으로 완화할 수 있으나 GPS L1 C/A 신호와 L5 신호만을 고려하였다. [15]에서 제안한 방법은 상관 값의 기울기 차에 기반을 둔 방법으로 단일 상관기만으로 구현이 가능하지만 수신 대역폭

이 좁은 경우 정확한 동기 시점에서 상관 값이 무너지는 현상에 의해 오차가 커지는 단점이 있다. [16]에서 제안한 NC (Narrow Correlator) 기법은 가시경로신호와 함께 백색정규잡음만 수신되는 환경에서 최적 부호동기추적기인 이른-늦은 상관 값의 차 기반 지연결정루프(early-minus-late correlation based delay lock loop)의 이른-늦은 상관기의 상관 간격을 좁게 설계해 그 간격의 절반 보다 큰 다중경로신호를 구분할 수 있는 방법이다. [17]에서 제안한 HRC (High Resolution Correlator) 기법은 서로 다른 상관 간격을 갖는 이중 NC 기법을 적용한 방법으로 GPS L1 C/A 신호를 사용하는 경우 서로 다른 상관 간격을 갖는 여러 상관기에서 야기되는 공통 다중경로 오차를 효과적으로 제거할 수 있다. 그러나 [16]과 [17]은 모두 GPS L1 C/A 신호만을 고려했으며, [19]에서 이를 MBOC 신호에 맞게 적용해 그 성능을 분석한 바 있다. 그러나 HRC 기법을 단순히 MBOC 신호에 적용할 경우 공통 다중경로 오차를 효과적으로 제거하지 못하며, 모호성 또한 상당히 크다[19].

본 논문에서는 HRC 기법과 복잡도는 같지만 공통 다중경로 오차를 효과적으로 완화할 수 있으며, 모호성도 상당히 개선된 다중경로 영향완화 기법을 제안한다. 제안한 기법은 BOC와 MBOC 신호의 상관함수의 특성과 다중경로 오차 분석을 바탕으로 BOC (Binary Offset Carrier)와 MBOC 신호를 적용한 NC 기법의 판별 값을 얻고, 이를 서로 가중차분해 공통 다중경로 오차를 효과적으로 완화할 수 있다. 또한 MBOC 신호를 HRC 기법으로 추적할 경우 다수의 FLP (False Lock Point)에 의한 모호성이 크게 야기되는 것에 반해, 제안한 기법은 정확한 동기시점을 기준으로 반 칩 이내에 오결정점이 없어 모호성이 낮다. 따라서 GPS 수신기 내에서 정확한 시각 동기 유지를 위해 사용하는 획득과 추적 단계 가운데 신호유무와 대략적인 부호 및 주파수 동기위상 파악을 위해 사용되는 획득 단계에서 요구되는 획득정밀도의 수준을 낮출 수 있으며, 추적 단계에서의 동작 안정성이 크게 향상시킬 수 있다.

본 논문은 서론을 포함해 모두 V 장으로 구성된다. II 장에서는 여러 BOC 신호와 그 상관함수, 그리고 이를 기존 기법인 NC와 HRC 기법에 적용했을 때 야기되는 다중경로 오차에 대해 언급한다. 그리고 III 장에서는 새로운 다중경로 오차완화 기법을 제안하고, 제안한 기법의 판별기 특성을 통해 제안한 기법의 모호성이 HRC 기법에 비해 상당히 낮음을 보인다. IV 장에서는 안정 채널모형과 통계적 채널모형에서 다중경로 오차와 그 이동평균을 보이고, 통계적 채널모형의 여러 환경에 따른 평균다중경로 오차를 보인다. 끝으로 V 장에서는 제안한 기법의 특징을 요약하고 맺는다.

## II. BOC 신호와 기존 기법

이번 장에서는 BOC 신호와 함께 다양한 BOC 신호와 그 상관함수의 특징을 언급하고, 이를 NC 기법과 HRC 기법으로 추적할 때 야기되는 다중경로 오차에 대해 설명한다.

### 1. 여러 BOC 신호와 상관함수

첨예한 상관함수를 갖는 대표적인 측위신호는 미국 GPS L1C 신호와 유럽연합 Galileo E1 OS 신호이다. 두 신호는

모두 BOC 기반 확산신호를 사용한다. BOC 신호는 이미 민간용 신호로 주로 활용하는 GPS L1 C/A 신호와 상호 호환성을 갖는 측위신호를 같은 대역에 송출하면서도 상호 간섭을 최소화 할 수 있도록 설계된 신호로서, BPSK (Binary Phase Shift Keying) 변조된 신호에 BOC 변조를 추가해 중심주파수의 전력수준은 줄이고, 대역경계의 전력수준을 늘린 신호이다. 이로 인해 상관함수의 형태가 다소 복잡해 졌으나 정확한 동기시점에서 상관함수의 형태가 기존 GPS L1 C/A 신호 상관함수의 형태에 비해 첨예해졌다. BOC 신호는 [9,10]처럼 확산부호율에 대한 BOC 주파수의 비로 정의되는 변조율로 특정할 수 있으며, BOC 주파수와 확산부호율이 GPS L1 C/A 신호의 부호율과 같은 신호를 BOC(1,1) 신호로 정의했다. 2000년대 초반 미국과 유럽연합은 상호협력연구를 통해 BOC(1,1) 신호가 새로운 차세대 민간용 측위신호 후보로 거론되었다. 이후 연구를 통해 BOC(1,1) 신호에 비해 BOC(6,1) 신호처럼 BOC 주파수가 커질수록 상관함수의 형태가 동기시점에서 더 첨예해져 다중경로 영향에 더 강인함을 확인하였으나, 이로 인해 상관함수의 형태가 상당히 복잡해져 기존에 연구개발 된 획득 및 추적기법 등을 적용하기 어려운 단점이 제기되어 두 신호의 장점만을 취할 수 있는 MBOC 신호가 제안되었다. MBOC 신호는 BOC(1,1) 신호를 기본으로 여기에 다중화되는 BOC 신호의 변조율과 그 신호전력으로 특정하며, BOC(6,1) 신호를 1/11의 전력수준으로 다중화하는 경우 MBOC(6,1,1/11) 신호로 정의했다. MBOC(6,1,1/11) 신호는 다시 미국 GPS L1C 신호에서는 TMBOC (Time Multiplexed BOC) 신호로 확장되었으며, TMBOC(6,1,4/33) 신호로 정의되었다. 그리고 유럽연합 Galileo 시스템 E1 OS 신호에서는 CBOC (Composite BOC) 신호로 확장돼 CBOC(6,1,1/11) 신호로 정의되었다.

BOC( $m,1$ ) 신호, TMBOC(6,1,4/33) 신호의 파일럿 신호, 그리고 CBOC(6,1,1/11) 신호는 각각 식 (1)-(3)과 같다 [1,18,19].

$$g_{BOC(m,1)}(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} c_l \cdot p_{T_c}(t-lT_c) \cdot \text{sgn}[\sin(2m\pi t/T_c)] \quad (1)$$

$$g_{TMBOC(6,1,4/33)}(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} c_l \cdot p_{T_c}(t-lT_c) \cdot \text{sgn}[N_1 \sin(2\pi t/T_c) - (N_1 - 1) \sin(12\pi t/T_c)] \quad (2)$$

$$g_{CBOC(6,1,1/11)}(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} c_l \cdot p_{T_c}(t-lT_c) \cdot \text{sgn}\left[\sqrt{\frac{10}{11}} \sin(2\pi t/T_c) + \sqrt{\frac{1}{11}} \sin(12\pi t/T_c)\right] \quad (3)$$

여기서  $c_l$ 은 값이  $\pm 1$ 이고 주기  $L$ 인  $l$ 째 의사잡음 확산부호,  $p_{T_c}(t)$ 는 폭이 칩 간격  $T_c$ 인 단위크기 사각파형,  $\text{sgn}[x]$ 는  $x$ 의 부호를 출력하는 함수(signum function),  $N_1$ 은 주기  $33T_c$  가운데 임의의 4 표본만 0이고, 나머지는 1인 시간다중화 수열이다.

식 (1)-(3)을 바탕으로 구한 BOC(1,1) 신호, BOC(6,1) 신호, GPS L1C 신호처럼 데이터와 파일럿 신호 전력을 배분

한 TMBOC(6,1,4/33) 신호, 그리고 CBOC(6,1,1/11) 신호의 자기상관함수는 식 (4)-(7)과 같다[18].

$$R_{BOC(1,1)}(\tau) = \begin{cases} +1 - 3|\tau|, & |\tau| \leq 1/2 \\ -1 + |\tau|, & 1/2 < |\tau| \leq 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

$$R_{BOC(6,1)}(\tau) = \begin{cases} (-1)^{k+1}[\alpha - \beta|\tau|], & |\tau| \leq 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

$$R_{TMBOC(6,1,4/33)}(\tau) = \frac{10}{11}R_{BOC(1,1)}(\tau) + \frac{1}{11}R_{BOC(6,1)}(\tau) \quad (6)$$

$$R_{CBOC(6,1,1/11)}(\tau) = \frac{10}{11}R_{BOC(1,1)}(\tau) + \frac{1}{11}R_{BOC(6,1)}(\tau) - \frac{2\sqrt{10}}{11}R_{BOC(1,1)BOC(6,1)}(\tau) \quad (7)$$

여기서  $\tau = (t-t')/T_c$ ,  $t$ 와  $t'$ 은 각각 송신기 및 수신기 클럭주파수에 따른 송신 및 수신시간,  $k = \text{ceil}(2|\tau|)$ 이고  $\text{ceil}(x)$ 는  $y \geq x$ 인 가장 작은 정수  $y$ 를 출력하는 올림함수,  $\alpha = (-k^2 + 12k + k - 6)/6$ ,  $\beta = 24 - 2k + 1$ , 그리고  $R_{BOC(1,1)BOC(6,1)}(\tau)$ 는 식 (8)과 같은 BOC(1,1) 신호와 BOC(6,1) 신호의 교차상관함수이다[18].

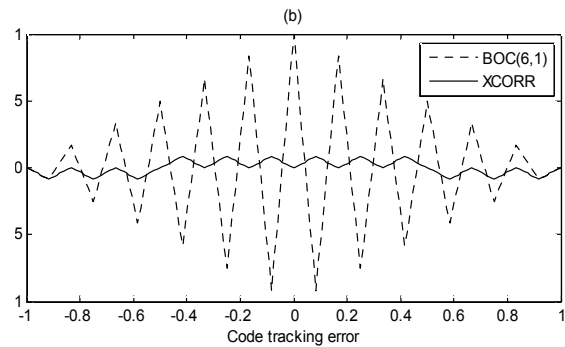
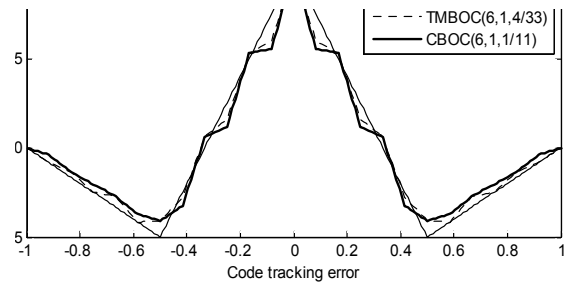


그림 1. 여러 BOC 신호의 상관함수: (a) BOC(1,1) 신호, TMBOC(6,1,4/33) 신호, CBOC(6,1,1/11) 신호의 자기상관함수, (b) BOC(6,1) 신호의 자기상관함수와 BOC(1,1) 신호와 BOC(6,1) 신호의 교차상관함수.

Fig. 1. Correlation functions of several BOC signals: (a) Auto-correlation functions of the BOC(1,1), TMBOC(6,1,4/33), and CBOC(6,1,1/11) signals, and (b) auto-correlation function of the BOC(6,1) signal and cross-correlation function between the BOC(1,1) and BOC(6,1) signals.

$$R_{BOC(1,1)BOC(6,1)}(\tau) = \begin{cases} +\frac{1}{12} \left[ 1 - \left| \frac{(1/2 - |\tau|)\% (1/6)}{1/12} - 1 \right| \right], & |\tau| < 1/2 \\ -\frac{1}{12} \left[ 1 - \left| \frac{(1 - |\tau|)\% (1/6)}{1/12} - 1 \right| \right], & 1/2 \leq |\tau| < 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

여기서  $x\%y$ 는  $x$ 를  $y$ 를 나눈 나머지를 구하는 연산이다.

여러 BOC 신호의 상관함수는 그림 1과 같다. 그림 1에서 색인의 간소화를 위해 식 (8)은 단순히 ‘XCORR’로 표시했다. 그림 1(a)의 BOC(1,1) 신호의 상관함수와 그림 1(b)의 BOC(6,1) 신호의 상관함수의 형태를 정확한 동기시점인  $\tau=0$ 에서 비교해보면 BOC(6,1) 신호의 상관함수의 형태가 더 첨예한 것을 확인할 수 있다. 이 때문에 다중경로환경에서 NC 기법으로 부호동기를 추적할 때 BOC(1,1) 신호에 비해 BOC(6,1) 신호의 다중경로 오차가 적게 야기된다. 그러나 정확한 동기시점 외에도 많은 부침두들이 있어 NC 기법으로 부호동기를 추적할 때 쉽게 FLP에 빠지는 단점이 있다. 이를 개선하기 위해 [9]처럼  $|\tau| \leq 0.5$ 에서 오결정하지 않도록 BOC(1,1) 신호와 BOC(6,1) 신호의 전력을 조절한 MBOC(6,1,1/11) 신호가 제안되었다.

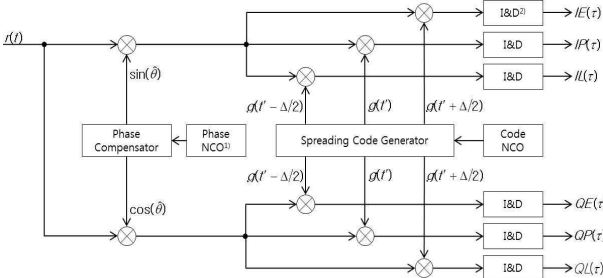
2. 기존 다중경로 오차완화 기법: NC 기법과 HRC 기법

본 논문에서는 다중경로 오차에 집중하기 위해 잡음과 측위데이터, 여러 위성의 측위신호 간 교차상관은 고려하지 않고, 송신위성은 1개만 있으며, 가시경로신호는 항상 수신되고, 수신기의 대역제한은 없다고 가정한다. 이에 따른 기저대역 수신신호는 식 (9)와 같다.

$$r(t) = A_0 \sin(\theta_0) g(t - \tau_0) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \sin(\theta_k) g(t - \tau_0 - \tau_k) \quad (9)$$

여기서  $A_0$ 는 가시경로신호의 크기,  $A_k$ 는  $N$ 개의 다중경로 신호 가운데  $k$ 째 다중경로신호의 크기,  $\theta_0$ 는 가시경로신호의 위상과 수신기에서 추정된 위상의 차,  $\theta_k$ 는  $k$ 째 다중경로신호의 위상과 수신기에서 추정된 위상의 차,  $\tau_0$ 는 확산 부호  $g(t)$ 의 주기  $LT_C$ 로 정규화 된 가시경로신호의 전송 지연시간,  $\tau_k$ 는  $\tau_0$ 를 기준으로 한  $k$ 째 다중경로신호의 상대적 전송지연시간이다.

[16]의 NC 기법을 사용하는 수신기 구성은 그림 2와 같다. 그림 2에서  $\Delta$ 는 NC 기법의 이른(early) 상관기와 늦은



1) NCO: numerical controlled oscillator, 2) I&D: integration and dump

그림 2. NC 기법을 사용하는 수신기의 구성.

Fig. 2. Receiver configuration using the NC scheme.

(late) 상관기의  $T_C$ 로 정규화 된 간격으로 주로  $\Delta \leq 0.2$ 로 설정하며,  $IP(\tau)$ 와  $QP(\tau)$ 는 각각 식 (10)과 식 (11)과 같은 동위상(in-phase)과 직교위상(quadrature phase) 채널의 현재(prompt) 상관 값,  $IE(\tau)$ 와  $QE(\tau)$ , 그리고  $IL(\tau)$ 와  $QL(\tau)$ 는 각각 식 (12)-(15)와 같은 동위상과 직교위상 채널의 이른, 그리고 늦은 상관 값이다.

$$IP(\tau) = A_0 \cos(\theta_0) R(\tau - \tau_0) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \cos(\theta_k) R(\tau - \tau_0 - \tau_k) \quad (10)$$

$$QP(\tau) = A_0 \sin(\theta_0) R(\tau - \tau_0) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \sin(\theta_k) R(\tau - \tau_0 - \tau_k) \quad (11)$$

$$IE(\tau) = A_0 \cos(\theta_0) R\left(\tau - \tau_0 - \frac{\Delta}{2}\right) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \cos(\theta_k) R\left(\tau - \tau_0 - \tau_k - \frac{\Delta}{2}\right) \quad (12)$$

$$QE(\tau) = A_0 \sin(\theta_0) R\left(\tau - \tau_0 - \frac{\Delta}{2}\right) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \sin(\theta_k) R\left(\tau - \tau_0 - \tau_k - \frac{\Delta}{2}\right) \quad (13)$$

$$IL(\tau) = A_0 \cos(\theta_0) R\left(\tau - \tau_0 + \frac{\Delta}{2}\right) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \cos(\theta_k) R\left(\tau - \tau_0 - \tau_k + \frac{\Delta}{2}\right) \quad (14)$$

$$QL(\tau) = A_0 \sin(\theta_0) R\left(\tau - \tau_0 + \frac{\Delta}{2}\right) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \sin(\theta_k) R\left(\tau - \tau_0 - \tau_k + \frac{\Delta}{2}\right) \quad (15)$$

그림 1처럼 BOC 신호 상관함수의 형태도 정확한 동기시점을 기준으로 좌우 대칭성을 가지며, NC 기법은 이 대칭성을 활용해 부호동기를 추적한다. 동기(coherent) 및 비동기(non-coherent) 상관기를 사용할 때 NC 기법의 판별식은 각각 식 (16)과 식 (17)과 같다.

$$D_c(\tau) = IE(\tau) - IL(\tau) \quad (16)$$

$$D_{nc}(\tau) = (IE^2(\tau) + QE^2(\tau)) - (IL^2(\tau) + QL^2(\tau)) \quad (17)$$

NC 기법은 이 판별식의 값이 0이 되는 시점을 동기시점으로 결정한다. 그림 및 수식을 통해 NC 기법의 동기결정 과정을 간단히 설명하기 위해 우선 동기 상관기를 사용할 경우를 살펴보면, 혼동되지 않는 경우에 한해  $IE(\tau)$  등을  $IE$  등과 같이 간단히 표현한다.

BOC(1,1) 신호를 사용하고, 가시경로신호만 수신되며,  $\Delta = 0.4$ 인 NC 기법이 동기시점을 결정했을 때 (일반적으로 NC 기법은  $\Delta \leq 0.2$ 로 설정하지만 그림으로 다중경로 오차를 명확히 표현하기 위해  $\Delta = 0.4$ 로 설정해 설명한다.),  $IE$ ,  $IP$ ,  $IL$ 은 그림 3(a)처럼 상관함수 위에 각각의 상관 값을 갖는다. 정확한 동기시점을 기준으로 상관함수의 형태는 좌우 대칭이기 때문에 식 (16)이 0이 되는 때, 즉 그림 3(a)처럼  $IE$ 와  $IL$ 의 값이 같을 때 동기시점을 결정하면,  $IP$ 는 정확한 동기시점에 위치한다. 같은 상황에서 식 (16)을 도식하면 그림 4(a)와 같다. [1]처럼 그림 4(a)의

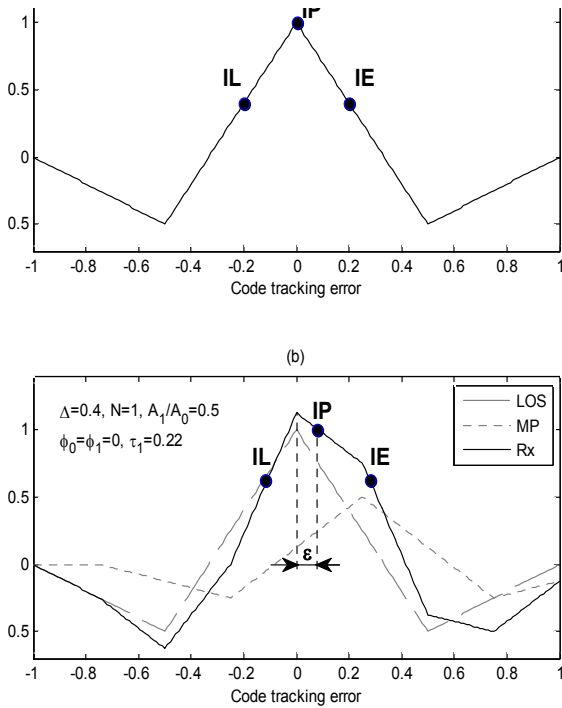


그림 3. 수신된 BOC(1,1) 신호의 상관함수와  $IE$ ,  $IP$ ,  $IL$  값: (a) 가시경로신호만 수신된 경우, (b) 가시경로신호와 다중경로신호가 함께 수신된 경우.

Fig. 3. Correlation values of the received BOC(1,1) signal (a) when only the line-of-sight signal was received and (b) when the line-of-sight signal and one multipath signal were received.

개형이 영문자 S와 유사해 보통 이 곡선을 S-곡선이라고 부른다. NC 기법은 S-곡선의 값이 0일 때 동기시점을 결정하며, 양수일 때 정해진 간격만큼 부호동기시점을 그림 4(a)의 좌측방향으로 옮기고, 음수일 때 우측방향으로 옮긴다. 만약 획득단계에서 또는 이전 추적단계에서 동기시점을  $\pm 0.5$  이내로 획득 또는 추정했다면 NC 기법으로 동기시점을 추적함에 따라 동기시점은 그림 4(a)의 영 교차점으로부터 멀어지게 된다.

그러나 가시경로신호와 함께 다중경로신호가 수신되는 경우 그림 3(b)처럼 다중경로신호에 의해 상관함수의 대칭성이 왜곡된다. 그림 3(b)에서 ‘LOS’는 가시경로신호만 수신되는 경우, ‘MP’는 가시경로신호와 함께 하나의 다중경로신호가 수신되는 경우, ‘Rx’는 가시경로신호와 함께 하나의 다중경로신호가 수신되는 경우의 상관을 각각 의미한다. 가시경로신호와 다중경로신호의 주요 매개변수는 그림 3(b) 내에 명시되어 있다. 그림 3(b)처럼 추적을 완료했을 때, 즉  $IE = IL$  일 때,  $IP$ 의 시점은 정확한 동기시점으로부터 다중경로 오차  $\epsilon$ 만큼 벗어나 있다. 여기서  $\epsilon = \tau - \tau_0$ 이다. 다중경로 오차는 그림 3(b)와 같은 환경에서 S-곡선을 도식한 그림 4(b)에서 명확히 확인할 수 있다. 그림 4(b)처럼 다중경로신호로 인해 영 교차점이 정확한 동기시점에서 벗어나게 되며, 그 오차가 다중경로 오차  $\epsilon$ 이다.

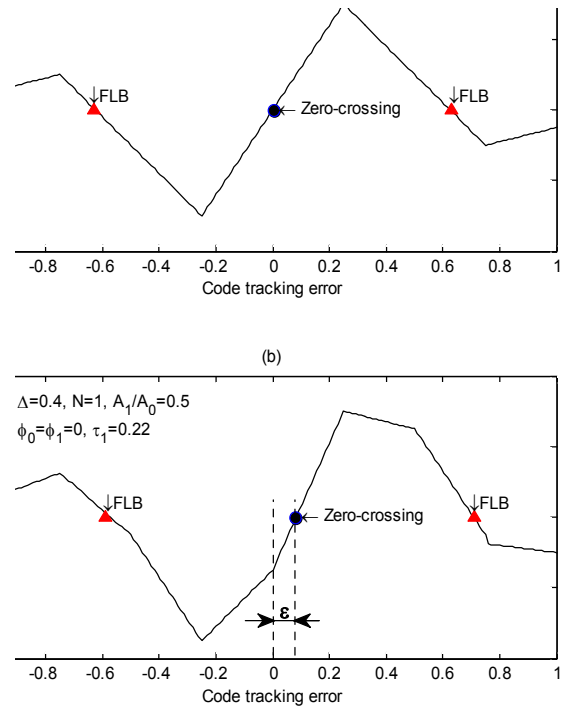


그림 4. 수신신호의 S-곡선: (a) 가시경로신호만 수신된 경우, (b) 가시경로신호와 다중경로신호가 함께 수신된 경우.

Fig. 4. S-curves of the received signal (a) when only the line-of-sight signal was received and (b) when the line-of-sight signal and one multipath signal were received.

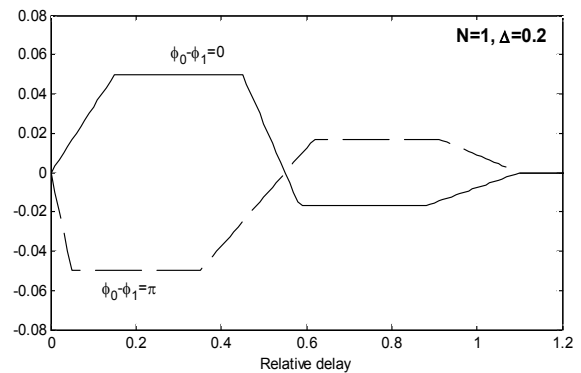


그림 5. BOC(1,1) 신호의 부호동기를 NC 기법으로 추적했을 때 야기되는 다중경로 오차.

Fig. 5. Multipath error of the NC scheme to track the code phase for the BOC(1,1) signal.

$N=1$ 일 때,  $\Delta=0.2$ 인 NC 기법의 다중경로 오차는 그림 5와 같다. 그림 5처럼  $(1+\gamma)\Delta/2 \leq \tau_1 < 1/2 - (1-\gamma)\Delta/2$ 에서  $\gamma\Delta/2$ ,  $0.5 + (1-\gamma/3)\Delta/2 \leq \tau_1 < 1 - (1+\gamma/3)\Delta/2$ 에서  $-\gamma\Delta/6$ 의 다중경로 오차가 발생한다. 여기서  $\gamma = (A_1/A_0)\cos(\phi_0 - \phi_1)$ 이다. 두 구간 가운데 첫 구간은 가시경로신호와 다중경로신호 모두 식 (4)의 BOC(1,1) 신호의 상관함수 구간 중  $|\tau| < 1/2$  구간의 상관 값에 의한 것이며, 둘째 구간은 가시경로신호는 식 (4)에서  $|\tau| < 1/2$  구

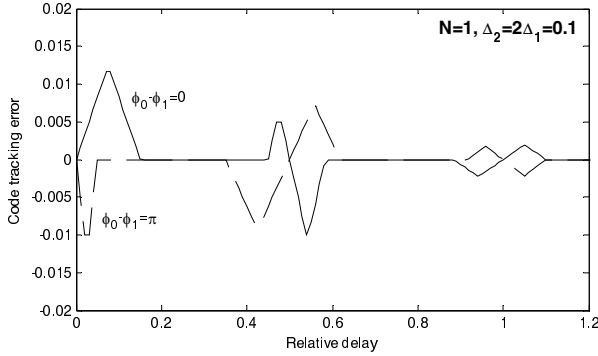


그림 6. BOC(1,1) 신호의 부호동기를 동기 HRC 기법으로 추적했을 때 야기되는 다중경로 오차.

Fig. 6. Multipath error of the HRC scheme to track the code phase of the BOC(1,1) signal.

간, 다중경로신호는 식 (4)에서  $\tau \leftarrow 1/2$  구간의 상관 값에 의한 것이다. 이때, 두 구간의 다중경로 오차는 가시경로신호와 다중경로신호의 상대적 시간 지연  $\tau_k$ 가 아닌  $\gamma$ 와  $\Delta$ 에 의해 결정된다. 이 가운데  $\Delta$ 는 설계 시 결정 가능한 값이며, 이를 적절히 조절해 이 구간에서 다중경로 오차를 효과적으로 완화할 수 있다. 이를 활용한 기법이 바로 [17]의 HRC 기법이다. 동기 및 비동기 상관기를 사용할 때 HRC 기법의 판별식은 각각 식 (18)과 식 (19)와 같다.

$$H_c(\tau) = (IE(\tau) - IL(\tau)) - (IVE(\tau) - IVL(\tau))/2 \quad (18)$$

$$H_{nc}(\tau) = \{ (IE^2(\tau) + QE^2(\tau)) - (IL^2(\tau) + QL^2(\tau)) \} - \{ (IVE^2(\tau) + QVE^2(\tau)) - (IVL^2(\tau) + QVL^2(\tau)) \} / 2 \quad (19)$$

여기서  $IVE(\tau)$ ,  $QVE(\tau)$ ,  $IVL(\tau)$ ,  $QVL(\tau)$ 는 각각 식 (20)-(23)과 같은 동위상과 직교위상 채널에서 아주-이른(very-early) 상관 값과 아주-늦은(very-late) 상관 값이다.

$$IVE(\tau) = A_0 \cos(\theta_0) R(\tau - \tau_0 - \Delta) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \cos(\theta_k) R(\tau - \tau_0 - \tau_k - \Delta) \quad (20)$$

$$QVE(\tau) = A_0 \sin(\theta_0) R(\tau - \tau_0 - \Delta) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \sin(\theta_k) R(\tau - \tau_0 - \tau_k - \Delta) \quad (21)$$

$$IVL(\tau) = A_0 \cos(\theta_0) R(\tau - \tau_0 + \Delta) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \cos(\theta_k) R(\tau - \tau_0 - \tau_k + \Delta) \quad (22)$$

$$QVL(\tau) = A_0 \sin(\theta_0) R(\tau - \tau_0 + \Delta) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \sin(\theta_k) R(\tau - \tau_0 - \tau_k + \Delta) \quad (23)$$

동기 HRC 기법으로 BOC(1,1) 신호를 추적했을 때 야기되는 다중경로 오차는 그림 6과 같다. 그림 6처럼  $(1+\gamma)\Delta/2 \leq \tau_1 < 1/2 - (1-\gamma)\Delta/2$ 과  $0.5 + (1-\gamma/3)\Delta/2 \leq \tau_1 < 1 - (1+\gamma/3)\Delta/2$ 에서 다중경로 오차는 야기되지 않는다.

BOC 신호는 다중경로 오차와 함께 FLP에 따른 모호성을 갖는다. 만약 추적 도중 그림 4(a)의 영 교차점 좌우의 FLB (False Lock Boundary) 밖으로 추적시점을 옮긴 경우

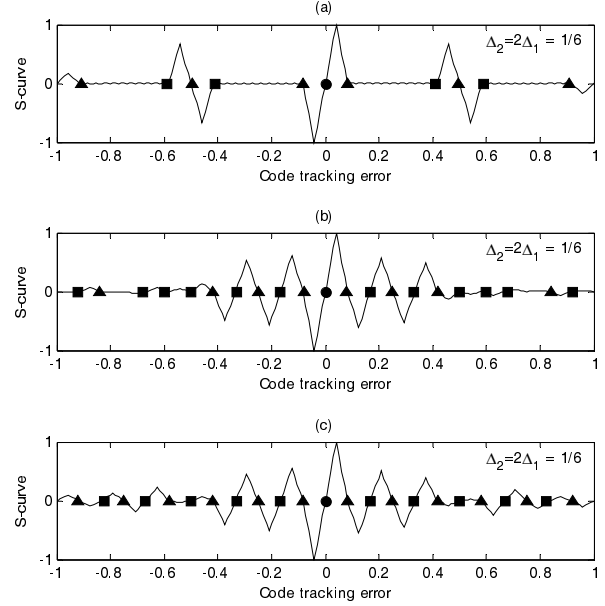


그림 7. (a) BOC(1,1), (b) TBOC(6,1,4/33), (c) CBOC(6,1,1/11) 신호에 대해 가시경로신호만 수신되었을 때 S-곡선.

Fig. 7. S-curves of the received signal when only the line-of-sight signal was received for the (a) BOC(1,1), (b) TBOC(6,1,4/33), and (c) CBOC(6,1,1/11) signals, respectively.

추적이 진행됨에 따라 추적시점이 그림 4(a)의 FLB 밖에 있는 FLP에 도달하게 된다. 일반적으로 FLB 사이에서 부호 동기 추적이 이루어지는 경우 두 FLB 사이에 위치한 FLP로 부호동기가 오결정된다. 이렇게 BOC 신호를 사용할 때 FLP가 야기되는 성질을 BOC 신호의 모호성이라 부르며, 이를 해결하기 위해 [20]과 같은 기법들이 연구되고 있다. 본 논문에서는 간단한 표현을 위해 영교차점은 원형점, FLB는 삼각형점, FLP는 방형점으로 각각 표기한다.

### III. 제안한 다중경로 오차완화 기법

TBOC(6,1,4/33) 신호와 CBOC(6,1,1/11) 신호의 특성을 고려해 HRC 기법의 주요 매개변수를 설정해도, 가시신호와 다중경로신호의 지연이 한 칩 이내인 구간의 많은 부분에서 다중경로 오차는 효과적으로 완화되지 않고, 오히려 BOC(1,1) 신호를 HRC 기법으로 추적할 때의 다중경로 오차에 비해 큰 오차가 야기된다. 또한 [19]에서는 고려하지 않았으나 TBOC(6,1,4/33) 신호와 CBOC(6,1,1/11) 신호에 HRC 기법을 적용하면 그림 7처럼 모호성이 크게 증가된다. 따라서 본 논문은 그림 8과 같이 상관기의 수는 HRC 기법과 같으면서 다중경로 오차와 모호성을 개선할 수 있는 기법을 제안한다. 그림 8에서  $IOE(\tau)$ ,  $QOE(\tau)$ ,  $IIE(\tau)$ ,  $QIE(\tau)$ ,  $III(\tau)$ ,  $QIL(\tau)$ ,  $IOL(\tau)$ ,  $QOL(\tau)$ 는 식 (24)-(31)과 같은 수정된 상관 값이며,  $\Delta$ 는 동위상 및 직교위상 채널의 내부 이른-늦은 상관기의 간격이다. 본 논문에서는 TBOC(6,1,4/33) 신호와 CBOC(6,1,1/11) 신호의 구분이 중요하지 않을 때는 표현을 간단히 하기 위해 두 신호를 포함하는 명칭인 MBOC(6,1,1/11) 신호로 표현한다.

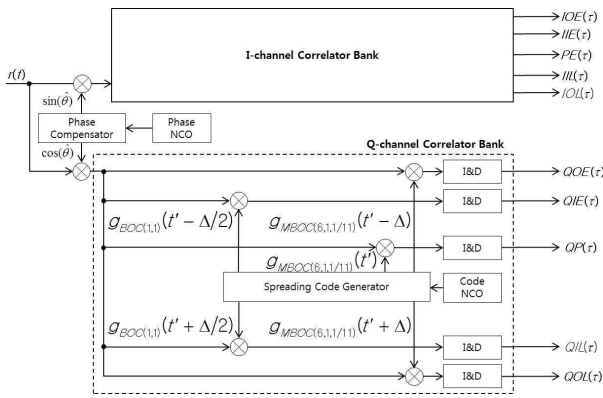


그림 8. 제안한 기법을 사용하는 수신기의 구성.  
Fig. 8. Receiver configuration using the proposed scheme.

$$IOE(\tau) = A_0 \cos(\theta_0) R_{MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \Delta) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \cos(\theta_k) R_{MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \tau_k - \Delta) \quad (24)$$

$$QOE(\tau) = A_0 \sin(\theta_0) R_{MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \Delta) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \sin(\theta_k) R_{MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \tau_k - \Delta) \quad (25)$$

$$III(\tau) = A_0 \cos(\theta_0) R_{BOC(1,1)MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \Delta/2) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \cos(\theta_k) R_{BOC(1,1)MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \tau_k - \Delta/2) \quad (26)$$

$$QIE(\tau) = A_0 \sin(\theta_0) R_{BOC(1,1)MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \Delta/2) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \sin(\theta_k) R_{BOC(1,1)MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \tau_k - \Delta/2) \quad (27)$$

$$IIL(\tau) = A_0 \cos(\theta_0) R_{BOC(1,1)MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 + \Delta/2) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \cos(\theta_k) R_{BOC(1,1)MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \tau_k + \Delta/2) \quad (28)$$

$$QIL(\tau) = A_0 \sin(\theta_0) R_{BOC(1,1)MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 + \Delta/2) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \sin(\theta_k) R_{BOC(1,1)MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \tau_k + \Delta/2) \quad (29)$$

$$IOL(\tau) = A_0 \cos(\theta_0) R_{MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 + \Delta) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \cos(\theta_k) R_{MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \tau_k + \Delta) \quad (30)$$

$$QOL(\tau) = A_0 \sin(\theta_0) R_{MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 + \Delta) + \sum_{1 \leq k \leq N} A_k \sin(\theta_k) R_{MBOC(6,1,1/11)}(\tau - \tau_0 - \tau_k + \Delta) \quad (31)$$

동기 및 비동기 상관기를 사용할 때 제안한 기법의 판별식은 식 (32)와 식 (33)과 같다.

$$U_c(\tau) = 2\{III(\tau) - IIL(\tau)\} - \{IOE(\tau) - IOL(\tau)\} \quad (32)$$

$$U_{nc}(\tau) = 2\{III^2(\tau) + QIE^2(\tau) - (IIL^2(\tau) + QIL^2(\tau))\} - \{IOE^2(\tau) + QOE^2(\tau) - (IOL^2(\tau) + QOL^2(\tau))\} \quad (33)$$

식 (32)와 같은 제안한 기법의 S-곡선은 그림 9와 같다. 그림 7과 그림 9로부터 확인할 수 있는 각 신호에 따른  $|\tau| < 1.0$ 에서 FLB와 FLP 수를 표 1처럼 정리할 수 있다. 표 1처럼 HRC 기법은 신호에 따라 4~12개의 FLP가 있는 것에 반해 제안한 기법은 2개의 FLP만 있다. 따라서 식 (32)와 식 (33)처럼 판별기를 구성하면 모호성을 크게 개선할 수 있음을 확인할 수 있다.

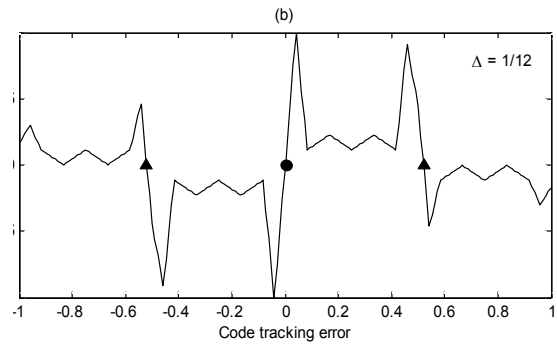
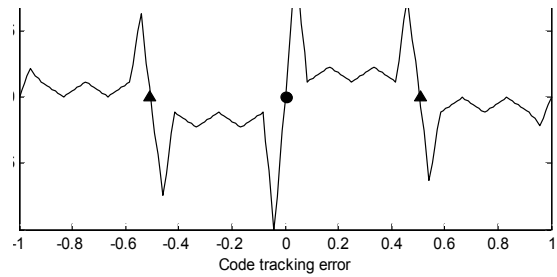


그림 9. 제안한 기법의 S-곡선: (a) TMBOC(6,1,4/33) 신호를 사용한 경우, (b) CBOC(6,1,1/11) 신호를 사용한 경우.

Fig. 9. S-curves of the proposed scheme when the (a) TMBOC(6,1,4/33) and (b) CBOC(6,1,1/11) signals were used, respectively.

표 1. HRC 기법과 제안한 기법의 FLB와 FLP의 수.

Table 1. Number of FLBs and FLPs for the HRC and proposed schemes.

HRC Scheme			
	BOC(1,1)	TMBOC(6,1,4/33)	CBOC(6,1,1/11)
FLB	6	8	12
FLP	4	12	10
Proposed Scheme			
	-	TMBOC(6,1,4/33)	CBOC(6,1,1/11)
FLB	-	2	2
FLP	-	0	0

#### IV. 성능 분석

다중경로 오차완화를 위한 신호처리 기법의 성능평가를 위한 주요 지표 가운데 하나는 안정(static) 채널모형에서의 다중경로 오차이다. 안정 채널모형이란 항상 가시경로신호는 존재하며, 하나의 다중경로신호만 함께 수신되고, 그 위상은 가시경로신호와 비교해 같거나  $\pi$ 만큼 천이되고, 잡음을 고려하지 않는 채널모형이다. 안정된 채널모형에서 다중경로 오차분석방법은 분석을 위한 모의실험 복잡도가 낮으면서도 다중경로 오차의 질적평가가 가능하다. 그러나 실제 채널에서의 다중경로 오차완화 성능을 판단하기에는 부족함이 많다. 따라서 본 논문에서는 통계적 채널모형도 함께 고려해 결과를 분석한다.

##### 1. 안정 채널모형에서 다중경로 오차 분석

안정 채널모형에서 동기식 상관기를 사용할 때, 제안한

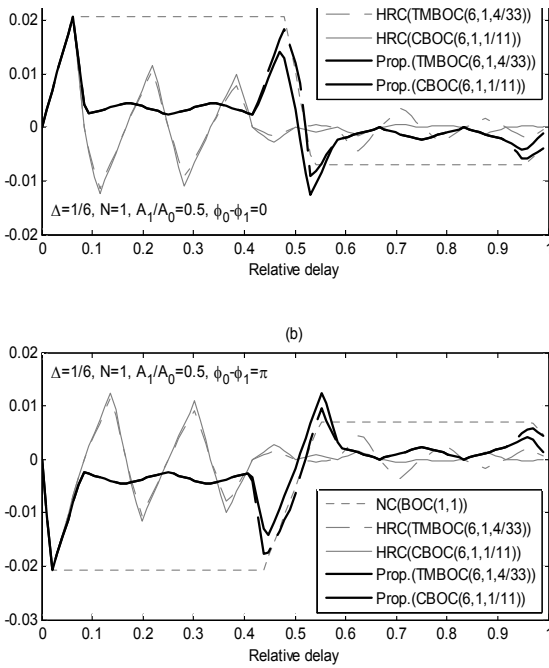


그림 10. 안정 채널에서 여러 기법의 다중경로 오차.  
Fig. 10. Multipath error of several code tracking schemes in the static channel.

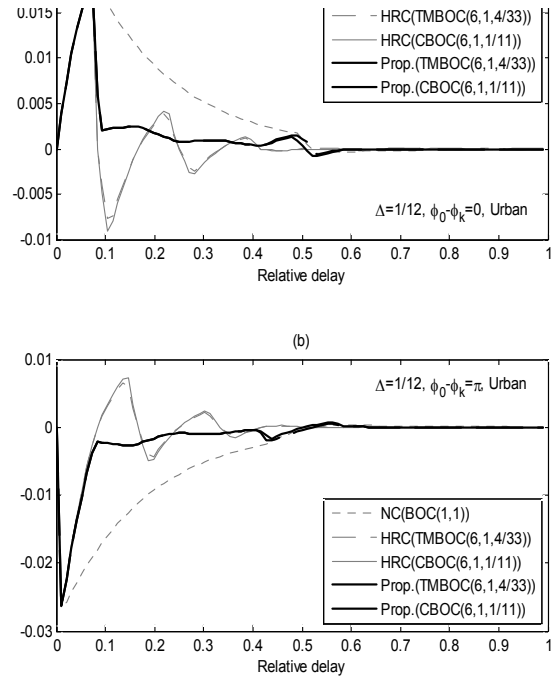


그림 12. 통계적 채널에서 여러 기법의 가중화된 다중경로 오차.  
Fig. 12. Weighted multipath error for several schemes in the statistical channel.

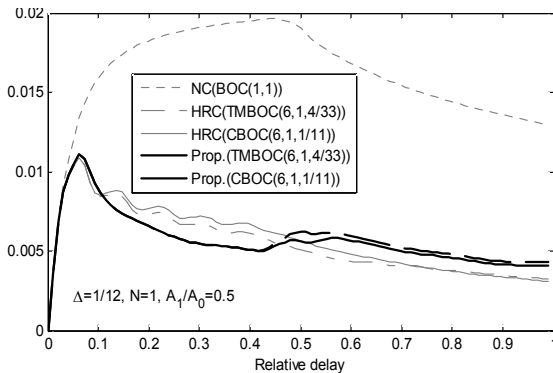


그림 11. 안정 채널에서 여러 기법에 대한 다중경로 오차의 유동평균.  
Fig. 11. Running average of several schemes in the static channel.

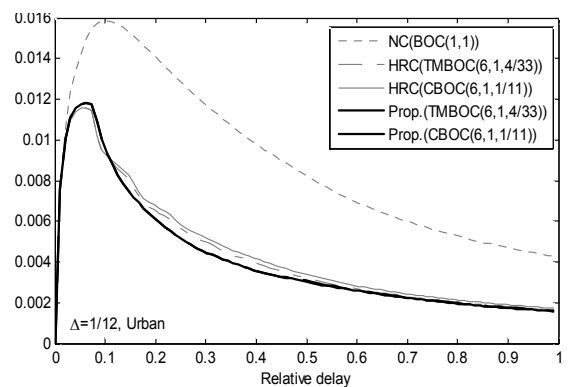


그림 13. 통계적 채널에서 여러 기법에 대한 가중화된 다중경로 오차의 유동평균.  
Fig. 13. Running average of the weighted multipath error for several schemes in the statistical channel.

기법과 NC, HRC 기법의 다중경로 오차는 그림 10과 같다. 그림 10에 표시한 바와 같이  $\Delta = 0.5$ ,  $N = 1$ ,  $A_1/A_0 = 0.5$ 로 각각 설정하였으며, 그림 10(a)는  $\phi_0 - \phi_1 = 0$ , 그림 10(b)는  $\phi_0 - \phi_1 = \pi$ 로 각각 설정하였다. TMBOC(6,1,4/33) 신호와 CBOC(6,1,1/11) 신호 특성을 고려해 제설계한 HRC 기법의 다중경로 오차는 TMBOC(6,1,4/33) 신호와 CBOC(6,1,1/11) 신호를 사용할 때 다중경로신호의 상대적 지연이 약 0.1부터 약 0.4까지의 구간(이후 ‘중간지연구간’으로 언급한다.)에서 비교적 큰 다중경로 오차가 야기된다. 반면 제안한 기법은 중간지연구간에서 다중경로 오차를 효과적으로 완화시킬 수 있다. 그러나 제안한 기법은 그림 8처럼 BOC(1,1) 신호도 함께 사용해 식 (32)와 식 (33)처럼 편별식

을 구성하기 때문에 다중경로신호의 상대적 지연이 약 0.4부터 약 0.6까지의 구간(이후 ‘초과지연구간’으로 언급한다.)에서 다소 큰 다중경로 오차가 야기된다.

이러한 경향은 다중경로 오차의 유동평균(running average)에서 쉽게 확인할 수 있다. 유동평균은 추적과정을 통해 야기되는 평균적인 다중경로 오차 분석을 위해 활용되는 성능 지표이다. 제안한 기법과 NC, HRC 기법에 대한 다중경로 오차의 유동평균은 그림 11과 같다. 그림 11처럼 BOC(1,1) 신호를 사용할 때에 비해 TMBOC(6,1,4/33) 신호와 CBOC(6,1,1/11) 신호를 사용할 때 다중경로 오차가 절반 이하로 감소하는 것을 확인할 수 있다. 특히, 중간지연구간에



서 제안한 기법이 기존기법에 비해 다중경로 오차의 유동 평균이 낮음을 확인할 수 있다. 그러나 초과지연구간에서 야기되는 오차로 인해 같은 구간에서의 유동평균은 기존 기법보다 크게 야기되는 단점을 갖는다.

그러나 중간지연구간에 비해 초과지연구간에서 다중경로 신호가 수신되는 빈도가 낮으며, 이때 다중경로신호의 크기 또한 일반적으로 가시경로신호에 비해 작다. 이를 고려한 다중경로 오차 분석지표는 가중화된 다중경로 오차이며, 이는 다음 절에서 자세히 다룬다.

2. 통계적 채널모형에서 다중경로 오차 분석

4.1절처럼 다중경로 오차완화 신호처리 기법을 간단히 평가하는 방법은 안정 채널에서 다중경로 오차를 분석하는 것이다. 그러나 이 지표는 제안한 신호처리 기법의 다중경로 오차에 대한 양적 평가는 가능한 반면 질적 평가가 어려운 단점을 갖고 있다. 이를 보완하기 위해 다중경로신호의 통계적 특성을 바탕으로 한 가중화된 다중경로 오차를 고려한다. 본 논문에서는 모의실험의 복잡도를 줄이기 위해 입사각 25도에서 ‘Open’, ‘Rural’, ‘Suburban’, ‘Urban’ 수신환경에 따른 가시경로신호와 다중경로신호의 평균전력비와 전형적인 경로지연에 따른 제 1 가중화된 다중경로 오차만을 고려한다. 통계적 채널모형 가운데 ‘Urban’ 수신환경에서의 가중화된 다중경로 오차는 그림 12와 같다. 그림 11처럼 그림 12(a)와 그림 12(b)는 각각 가시경로신호와 다중경로신호들의 위상차가 각각 0과  $\pi$ 로 설정했을 때의 다중경로 오차이다. 그림 12를 그림 10과 비교했을 때 통계적 채널모형의 경우 초과지연구간에서 수신되는 다중경로신호의 빈도가 중간지연구간에 비해 상대적으로 낮기 때문에 초과지연구간에서의 가중화된 다중경로 오차가 크지 않음을 확인할 수 있다. 이는 그림 13의 통계적 채널에서 여러 부호추적 기법에 대한 가중화된 다중경로 오차의 유동평균에서도 확인할 수 있다. 그림 12와 그림 13처럼 기존기법에 비해 제안한 기법의 다중경로 오차 및 유동평균이 낮음을 확인할 수 있다.

통계적 채널모형에서 각 기법의 다중경로 오차의 효과적인 비교는 다중경로신호가 전형적인 경로지연시간에 수신될 때 통계적 신호크기변화에 따른 평균다중경로 오차로 확인할 수 있으며, 100,000회 반복된 모의실험을 통해 도출한 다중경로 오차의 평균값은 그림 14와 같다.

그림 14처럼 가시경로신호 대 다중경로신호의 전력비가 낮을수록 평균다중경로 오차가 크게 야기됨을 확인할 수 있다. 가시경로신호 대 다중경로신호의 전력비는 ‘Open>Suburban>Rural>Urban’ 순이다. 특히, ‘Open’ 채널환경의 경우 수신되는 다중경로신호의 수가 1~2개 밖에 되지 않으며, 가시경로신호 대 다중경로신호의 전력비도 약 27.5 dB 이상이기 때문에 다중경로 오차가 거의 발생하지 않음을 확인할 수 있다. 칩율이 1.023 Mcps라고 할 때 그림 14의 평균다중경로 오차 0.01은 약 3 m의 의사거리오차로 환산할 수 있다. 즉 개방 채널환경에서 NC 기법으로 BOC(1,1) 신호를 추적할 경우 평균다중경로 오차는 약 3 m 야기된다. 반면 제안한 기법은 가시경로신호 대 다중경로신호의 전력비가 가장 낮은 도심 채널환경에서도 약 1.8 m의 평균다중경로 오차만이 야기되는 것을 확인할 수 있다.

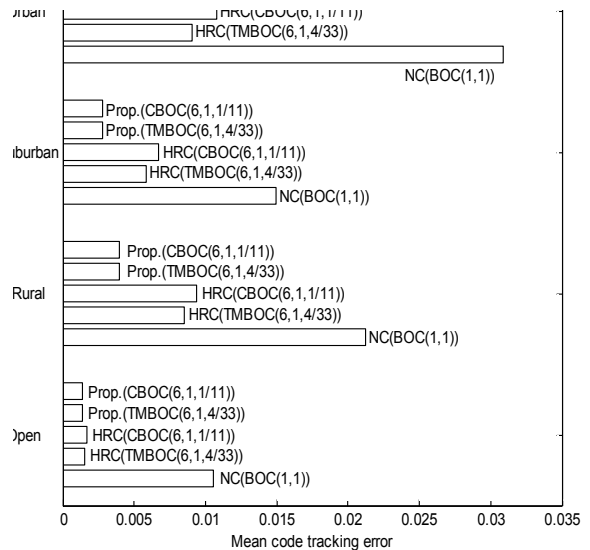


그림 14. 여러 환경의 전형적 경로지연에서 얻은 평균다중경로 오차.

Fig. 14. Mean multipath error at each typical path delay in several channel environments.

V. 결론

본 논문에서는 기존 기법으로 BOC(1,1) 신호의 부호동기를 추적할 때 야기되는 다중경로 오차 및 모호성에 대한 분석을 바탕으로 대표적인 측위신호인 미국 GPS L1C 신호와 유럽연합 Galileo E1 OS 신호의 확산신호로 사용하는 TMBOC(6,1,4/33) 신호와 CBOC(6,1,1/11) 신호에 적합한 모호성을 크게 개선한 다중경로 오차완화 기법을 제안하였으며, 제안한 기법의 모호성을 기존 기법과 비교하고, 안정 채널과 통계적 채널에서 다중경로 오차를 보였다.

제안한 기법은 HRC 기법과 동일한 수의 상관기를 사용하지만 HRC 기법이 확산신호에 따라 6~12개의 FLB와 4~12개의 FLP를 갖는데 반해 제안한 기법은 신호와 상관없이 2개의 FLB만 갖는다. 따라서 획득단계 및 이전 추적단계에서 약 0.5 이내의 부호동기 정확도만 보장된다면 효과적인 부호동기추적이 가능한 장점을 갖고 있다. 따라서 GPS 수신기의 획득 단계의 정확도 요구조건을 완화할 수 있어 수신기의 복잡도를 줄일 수 있으며, 추적 단계의 안정성을 크게 향상시킬 수 있다.

또한 실제 채널환경에 가까운 통계적 채널에서 제안한 기법의 가중화된 다중경로 오차에 대한 유동평균이 기존 기법에 비해 낮으며, 고려한 통계적 채널 환경 가운데 기존 기법의 평균다중경로 오차가 가장 큰 도심 채널환경에서도 약 1.8 m의 평균다중경로 오차만이 야기됨을 모의실험을 통해 확인하였다.

본 논문에서는 특히 중간지연구간에서 다중경로 오차완화 성능이 뛰어난 다중경로 오차완화 기법을 제안하였다. 그러나 [14]과 [21]처럼 통계적 채널에서 가장 큰 비중을 차지하는 다중경로 오차 구간은 가시경로신호와 다중경로신호의 상대적 지연이 0.2 이하인 구간이다. 추후에는 본 논문에서 제안한 기법을 바탕으로 TMBOC(6,1,4/33) 신호와

CBOC(6,1,1/11) 신호를 고려한 이 구간에서 다중경로 오차를 효과적으로 완화할 수 있는 기법에 대한 연구를 수행할 예정이다. 또한 [22]처럼 GPS L5 신호에 적합한 신호 추적 기법도 고려할 예정이다.

#### 참고문헌

- [1] E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, *Understanding GPS Principles and Applications, 2nd Edition*, Artech House, Norwood, MA, 2006.
- [2] J. K. Holmes, *Spread Spectrum Systems for GNSS and Wireless Communications*, Artech House, Norwood, MA, 2007.
- [3] M. S. Braasch, "Performance comparison of multipath mitigation receiver architecture," *IEEE Proc. of the Aerospace Conference*, Big Sky, MT, pp. 3/1309-3/1315, Mar. 2001.
- [4] M. Irsigler and B. Eissfeller, "Comparison of multipath mitigation techniques with consideration of future signal structures," *Proc. of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003)*, Portland, OR, pp. 2584-2592, Sep. 2003.
- [5] L. Weill, "Achieving theoretical accuracy limits for pseudorange in the presence of multipath," *Proc. of the 8th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1995)*, Palm Springs, CA, pp. 1521-1530, Sep. 1995.
- [6] L. I. Basilio, R. L. Chen, J. T. Williams, and D. R. Jackson, "A new planar dual-band GPS antenna designed for reduced susceptibility to low-angle multipath," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2358-2366, Aug. 2007.
- [7] J. M. Tranquilla, J. P. Carr, and H. M. Al-Rizzo, "Analysis of a choke ring groundplane for multipath control in GPS (Global Positioning System) applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 7, pp. 905-911, July 1994.
- [8] J. K. Ray, M. E. Cannon, and P. C. Fenton, "GPS code and carrier multipath mitigation using a multiantenna system," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 183-195, Jan. 2001.
- [9] G. W. Hein, J.-A. Avila-Rodriguez, S. Wallner, A. R. Pratt, J. Owen, J.-L. Issler, J. W. Betz, C. J. Hegarty, S. Lenahan, J. J. Rushanan, A. L. Kraay, and T. A. Stansell, "MBOC: the new optimized spreading modulation recommended for GALILEO L1 OS and GPS L1C," *Proc. of IEEE/ION Position, Location, And Navigation Symposium (PLANS)*, San Diego, CA, pp. 883-892, Apr. 2006.
- [10] C. Park, D.-H. Hwang, and S. J. Lee, "Error analysis of modernized GPS and Galileo positioning," *Journal of Control, Automation, and Systems Engineering (in Korean)*, vol. 11, no. 7, pp. 644-650, July 2005.
- [11] S. Yoo, G.-I. Jee, and S. Y. Kim, "Trend review for the next generation GNSS," *Information and Communications Magazine of The Korean Institute of Communications and Information Science (in Korean)*, vol. 28, no. 7, pp. 62-74, June 2012.
- [12] R. D. J. van Nee, J. Sierveld, P. C. Fenton, and B. R. Townsend, "The multipath estimating delay lock loop: approaching theoretical accuracy limits," *Proc. of IEEE Position, Location, and Navigation Symposium (PLANS)*, Las Vegas, NV, pp. 246-251, Apr. 1994.
- [13] P. C. Fenton and J. Jones, "The theory and performance of NovAtel Inc's Vision Correlator," *Proc. of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2005)*, Long Beach, CA, pp. 2178-2186, Sep. 2005.
- [14] D. W. Lim, H. H. Choi, M. B. Heo, and S. J. Lee, "A model-based multipath estimation technique for GPS receivers," *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 18, no. 4, pp. 391-399, Apr. 2012.
- [15] C. Lee, S. Yoo, S. Yoon, and S. Y. Kim, "A novel multipath mitigation scheme based on slope differential of correlator output for Galileo systems," *Proc. of the 8th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT 2006)*, Pyeongchang, Republic of Korea, vol. 2, pp. 1360-1363, Feb. 2006.
- [16] A. J. V. Dierendonck, P. C. 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, Fall 1992.
- [17] G. A. McGraw and M. S. Braasch, "GNSS multipath mitigation using gated and high resolution correlator concepts," *Proceedings of the 1999 National Technical Meeting of The Institute of Navigation (ION NTM 1999)*, San Diego, CA, pp. 333-342, Jan. 1999.
- [18] F. D. Nunes, F. M. G. Sousa, and J. M. N. Leitao, "BOC/MBOC multicorrelator receiver with least-squares multipath mitigation technique," *Proc. of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2008)*, Savannah, GA, pp. 652-662, Sep. 2008.
- [19] A. Jovanovic, Y. Tawk, C. Botteron, and P.-A. Farine, "Multipath mitigation techniques for CBOC, TMBOC and AltBOC signals using advanced correlators architectures," *Proc. of IEEE/ION Position, Location, And Navigation Symposium (PLANS)*, Indian Wells, CA, pp. 1127-1136, May 2010.
- [20] Y. Lee, D. Chong, I. Song, S. Y. Kim, G.-I. Jee, and S. Yoon, "Cancellation of correlation side-peaks for

unambiguous BOC signal tracking,” *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 5, pp. 569-572, May 2012.

- [21] M. Irsigler, J. A. Avila-Rodriguez, and G. W. Hein, “Criteria for GNSS multipath performance assessment,” *Proc. of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2005)*, Long Beach, CA, pp. 2166-2177, Sep. 2005.
- [22] H. H. Choi, D. W. Lim, S. Lee, J.-H. Kim, and S. J. Lee, “Design of a adaptive code tracking loop for GPS L1/L2C/L5 receivers,” *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 17, no. 3, pp. 283-288, Mar. 2011.



#### 유 승 수

2003년 건국대 전자정보통신공학부 졸업. 2005년 동 대학원 공학석사. 2010년 동 대학원 공학박사. 2010년~2011년 건국대 2단계 BK21 위성항법시스템 수신기 기술 연구팀 박사후연구원. 2011년~현재 건국대학교 전자정보통신공학부 강의교수. 관심분야는 통계학적 신호처리, GNSS 수신기 신호처리, GNSS 항재밍 신호처리 등.



#### 지 규 인

1982년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1984년 동 대학원 제어계측공학과 공학석사. 1989년 Case Western Reserve University 공학박사. 1992년~현재 건국대학교 전자정보통신공학부 교수. 관심분야는 GPS/INS 결합방법, GPS 수신기 신호처리, 무선측위, Software GPS, GPS 항재밍 신호처리 등.



#### 김 선 용

1990년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(최우등). 1993년 동 대학원 공학석사. 1995년 동 대학원 공학박사. 1996년~2001년 한림대학교 정보통신공학부 조교수. 2001년~현재 건국대학교 전자정보통신공학부 교수. 관심분야는 통계학적 신호처리, 이동통신시스템, 통신이론, GPS 항재밍 신호처리 등.