

# 코사인 위상 이진 오프셋 반송파 신호 추적에 알맞은 새로운 비모호 상관함수

김 홍 득\*, 이 영 석\*, 윤 석 호°

## A Novel Unambiguous Correlation Function for Cosine-Phased BOC Signal Tracking

Hongdeuk Kim\*, Youngseok Lee\*, Seokho Yoon°

### 요 약

본 논문에서는 코사인 위상 이진 오프셋 반송파 (binary offset carrier: BOC) 신호 추적에 알맞은 새로운 비모호 상관함수를 제안한다. 구체적으로는 코사인 위상 BOC 신호를 의사잡음코드의 칩 하나 안에 다수의 부분반송파 펄스가 존재하는 형태로 해석하고, 그에 따른 새로운 국소신호들을 설계한다. 이후 새로운 국소신호들과 수신된 코사인 위상 BOC 신호를 상관하여 재조합함으로써 주변 첨두가 없는 새로운 비모호 상관함수를 생성한다. 모의실험을 통해 제안한 상관함수를 이용한 경우 기존의 상관함수들을 이용한 경우들에 비해 더욱 향상된 추적 오차 표준편차를 가지는 것을 확인한다.

**Key Words** : binary offset carrier (BOC), code tracking, tracking error standard deviation (TESD)

### ABSTRACT

In this paper, we propose a correlation function using newly designed local signals for cosine-phased binary offset carrier (BOC) signal tracking. First, we divide a sub-carrier pulse over one pseudo random noise code period into multiple rectangular pulses, and subsequently, design novel local signals. Then, we obtain a correlation function with no side-peak based on a combination of correlations between the newly generated local signals and received cosine-phased BOC signal. From numerical results, it is confirmed that the proposed correlation function provides a tracking performance improvement over the conventional correlation functions in terms of the tracking error standard deviation.

### I. 서 론

위성항법시스템은 (global navigation position systems) 항법용 인공위성 군을 이용하여 수신기의 정확한 위치, 이동속도 및 시각정보를 제공한다. 국방 분야에서 정밀 타격, 전술 및 전력 체계에 접목시켜 군 전력을 증강 시킬 뿐만 아니라 민간 분야에서 측

지, 측량, 물류, 농업 등 다양한 분야에서 활용된다. 이러한 위성항법시스템은 중요성과 의존도가 증가하고 있으며, 보다 정확한 측위 정확도를 제공하기 위해 Galileo와 같은 새로운 위성항법시스템 개발을 추진하고 있다. 새로운 위성항법시스템의 여러 신호 중 이진 오프셋 반송파 (binary offset carrier: BOC) 변조는 기존 범지구측위시스템에서 (global positioning system:

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-(H0301-13-1005))

◆ 주저자 : 성균관대학교 정보통신대학, hongduk1@skku.edu, 학생회원

° 교신저자 : 성균관대학교 정보통신대학, syoon@skku.edu 종신회원

\* 성균관대학교 정보통신대학, fortrtwo@skku.edu, 학생회원

논문번호 : KICS2013-04-168, 접수일자 : 2013년 4월 8일, 최종논문접수일자 : 2013년 4월 25일

GPS) 사용된 위상 편이 방식 변조보다 (phase shift keying) 그 자기상관함수에 있어, 주 첨두의 폭이 좁기 때문에 더 좋은 신호 추적 성능을 보여준다<sup>1-3)</sup>.

BOC 신호는 확산코드의 일종인 의사잡음코드에 (pseudo random noise: PRN) 기존 GPS의 대역 중첩을 피하기 위한 사인 (sine) 혹은 코사인 (cosine) 위상의 구형 부반송파를 곱한 형태이다. 이 때, 부반송파의 종류에 따라  $BOC_{\sin}(kn, n)$  또는  $BOC_{\cos}(kn, n)$ 로 표현되며, 여기서  $k$ 는 PRN 코드 칩 주기와 부반송파 주기의 비를 나타내는 양의 정수이고,  $n$ 은 PRN 코드 칩 전송률과 1.023MHz와의 비를 나타낸다<sup>4)</sup>.

그러나 BOC 자기상관함수는 기존 위상 편이 방식 자기상관함수와 달리 최고치를 갖는 주 첨두 주변에 여러 개의 톱니 모양의 주변 첨두가 있는 형태이다. 이 주변 첨두로 인해 BOC 신호 추적에 있어 주 첨두가 아닌 주변 첨두에서 동기화가 되는 모호성 (ambiguity) 문제가 발생할 수 있는 단점이 있다<sup>2)</sup>.

이러한 모호성 문제를 해결하기 위하여 여러 가지 신호 추적 기법들이 제안되어 왔다<sup>5-8)</sup>. [5]에서는 현재 정점 크기와 이웃하는 정점 크기를 비교하여 신호 추적을 수행한다. 이 기법은 신호의 세기가 클 때는 좋은 신호 추적 성능을 제공하지만, 신호의 세기가 작을 때는 나쁜 신호 추적 성능을 제공한다. [6]에서는 BOC 신호를 두 개의 이진 위상 편이 변조 (binary phase shift keying) 신호로 간주하는 방법이다. 이 기법은 주변 첨두가 없는 상관함수를 제안하지만, 신호 추적 성능을 현저히 저하시키는 문제점을 가지고 있다.

따라서 좋은 신호 추적 성능을 제공하면서 주변 첨두를 직접 제거하는 기법들이 제안되었다<sup>7,8)</sup>. [7]에서는 BOC 자기상관함수와 PRN 신호의 상호상관함수를 이용하는 방법으로, 주 첨두 주위의 주변 첨두만 제거되고 나머지 주변 첨두는 완벽히 제거하지 못한다. [8]에서는 새로운 국소신호를 설계하고, 수신 신호와의 상관을 이용하여 주변 첨두가 없는 새로운 비모호 상관함수를 제안한다. 그러나 이 방법들은  $BOC_{\cos}(kn, n)$  신호에 비해 측위 정확도가 떨어지는  $BOC_{\sin}(kn, n)$  신호만 적용이 가능하다.  $BOC_{\cos}(kn, n)$  신호는  $BOC_{\sin}(kn, n)$  신호에 비해 자기상관함수의 주 첨두의 폭이 더 좁아 동일한  $k$ 값에 대하여 일반적으로 더 좋은 코드 추적 성능을 제공하며, 더 높은 측위 정확도를 필요로 하는 공공 제한 서비스의 (public restricted service) E1와 E6 대역으로 사용될 예정이기에  $BOC_{\cos}(kn, n)$  신호에 적합한 주변 첨두 제거 기법이 필요하다<sup>9)</sup>.

본 논문에서는  $BOC_{\cos}(kn, n)$  신호를 PRN 코드 칩 하나 안에  $4k$ 개의 부반송파 펄스가 존재하는 것으로 해석하여 새로운 국소신호를 설계하고 수신 신호와 상관함으로써 부상관함수들을 제안하며, 부상관함수들의 조합을 통해 주변 첨두가 없는 새로운 비모호 상관함수를 제안한다. 또한 제안한 상관함수는 제안한 변수  $a$ 의 값에 따라 폭과 높이가 조절되며, 이로 인해 신호 추적 성능을 조절할 수 있다. 모의실험을 통해 제안한 상관함수를 이용했을 경우 기존 기법들에 비해 더 좋은 신호 추적 성능을 가짐을 확인한다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 수신된  $BOC_{\cos}(kn, n)$ 의 부반송파를 PRN 코드의 칩 하나 안에  $4k$ 개의 부반송파 펄스가 존재하는 형태로 해석하며, 그에 따라 새로운 국소신호들을 설계하고, 두 신호의 부상관함수들을 소개한다. III장에서는 부상관함수들의 재조합을 통해 상관함수의 주변 첨두를 완벽히 제거하고 좁은 폭을 갖는 새로운 비모호 상관함수를 제시한다. IV장에서는 모의실험 결과를 보이며, 마지막으로 V장에서 결론을 내린다.

## II. 새로운 국소신호와 부상관함수

일반적인  $BOC_{\cos}(kn, n)$  신호  $C(t)$ 는 다음과 같이 나타낸다.

$$C(t) = \sqrt{P} \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i p_{T_c}(t - iT_c) d(t) s_{cs}(t) \quad (1)$$

여기서  $P$ 는 신호 전력,  $h_i \in \{-1, 1\}$ 는 주기가  $T$ 인 PRN 코드의  $i$ 째 칩,  $T_c$ 는 PRN 코드 칩 주기,  $p_{T_c}(t)$ 는  $[0, \alpha]$ 에 존재하는 단위 구형파,  $d(t)$ 는 항법 데이터를 나타낸다. 일반적으로 위성항법시스템에서는 동기화를 위한 별도의 파일럿 채널을 제공한다. 본 논문에서의 항법데이터는 빠르고 정확한 동기화를 위해 신호 추적 동안 데이터가 존재하지 않는 파일럿 채널을 (즉,  $d(t) = 1$ ) 고려한다<sup>10)</sup>.  $s_{cs}(t)$ 는 부반송파로  $BOC_{\cos}(kn, n)$  신호의 PRN 코드의 칩 하나 안에  $4k$ 개의 부반송파 펄스가 존재하는 형태로 해석하며, 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} s_{cs}(t) &= \sum_{l=0}^{4k-1} m_l p_{T_s}(t - iT_c - lT_s) \\ &= \sum_{l=0}^{4k-1} s_l(t) \end{aligned} \quad (2)$$

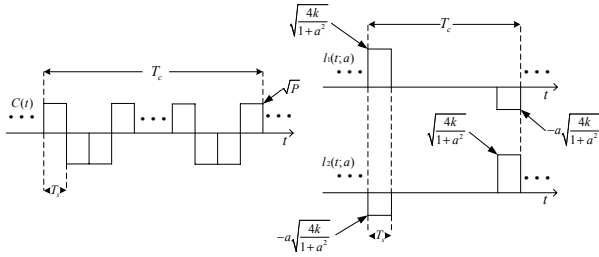


그림 1. BOC<sub>cos</sub>(kn,n)에 대한 수신 신호 C(t)와 새롭게 설계한 국소신호 l<sub>1</sub>(t;a)와 l<sub>2</sub>(t;a).

Fig. 1. The received signal C(t) and newly designed local signals l<sub>1</sub>(t;a) and l<sub>2</sub>(t;a) for BOC<sub>cos</sub>(kn,n).

여기서  $m_l = (-1)^{2ki + \lceil \frac{l}{2} \rceil}$  로 l제 펄스의 부호, 4k는 전체 펄스의 개수,  $T_s = T_c / (4k) = 1 / (4kn \times 1.023 \text{ MHz})$ 로 펄스의 주기,  $s_l(t) = m_l p_{T_s}(t - iT_c - lT_s)$ 로 l제 부반송파 펄스, [x]는 x보다 작지 않은 정수를 의미한다.

본 논문에서 PRN 코드 칩은 부호가 +1, -1이 동일한 확률 분포를 가진 독립 확률 변수라고 가정한다. 그리고 PRN 코드의 주기 T는 일반적으로 PRN 코드 칩 주기 T<sub>c</sub>보다 매우 크다.

제안하는 부상관함수 R<sub>1</sub>(τ,a)와 R<sub>2</sub>(τ,a)가 서로 대칭이면서 R<sub>1</sub>(τ,a) × R<sub>2</sub>(τ,a) ≤ 0을 만족하면 식 |R<sub>1</sub>(τ,a)| + |R<sub>2</sub>(τ,a)| - |R<sub>1</sub>(τ,a) - R<sub>2</sub>(τ,a)| = 0을 이용하여, 주변 침두가 없는 상관함수를 생성할 수 있다. 따라서 제안하는 부상관함수 R<sub>1</sub>(τ,a)와 R<sub>2</sub>(τ,a)가 서로 대칭이면서 R<sub>1</sub>(τ,a) × R<sub>2</sub>(τ,a) ≤ 0을 만족하도록 만들기 위해 서로 대칭인 새로운 국소신호 l<sub>1</sub>(t;a)와 l<sub>2</sub>(t;a)를 설계하며, 다음과 같이 나타낸다 (단, 0 ≤ a < 1).

$$\begin{cases} l_1(t;a) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{4k}{1+a^2}} (s_0(t) - as_{4k-1}(t)), \\ l_2(t;a) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{4k}{1+a^2}} (-as_0(t) + s_{4k-1}(t)) \end{cases} \quad (3)$$

여기서 l<sub>1</sub>(t;a)와 l<sub>2</sub>(t;a)는 a의 값에 따른 (0 ≤ a < 1) 국소신호들을 의미하고, a의 값에 의해 국소신호들의 모양이 달라진다. 그림 1에서 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에 대해 수신 신호와 새롭게 설계한 국소신호들을 나타낸다.

BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에 대해 수신 신호 C(t)와 새로운 국소신호 l<sub>1</sub>(t;a)와 l<sub>2</sub>(t;a)을 이용한 정규화 된 부상관함수 R<sub>i</sub>(τ;a)을 다음과 같이 나타낸다.

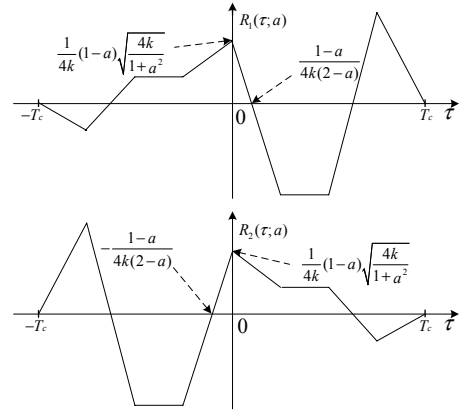


그림 2. BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에 대한 부상관함수 R<sub>1</sub>(τ,a)와 R<sub>2</sub>(τ,a).

Fig. 2. Partial correlation function R<sub>1</sub>(τ,a) and R<sub>2</sub>(τ,a) for BOC<sub>cos</sub>(kn,n).

$$R_i(\tau;a) = \frac{1}{PT} \int_0^T C(t)l_i(t+\tau;a)dt, \quad i=1,2 \quad (4)$$

R<sub>i</sub>(τ;a)는 a값에 따른 i제 부상관함수이며, a의 값에 따라 상관함수의 모양이 달라진다. 다음 장에서는 본 논문에서 새롭게 설계한 국소신호를 바탕으로 얻은 부상관함수들을 조합함으로써 모호성 문제를 발생시키는 주변 침두를 완벽히 제거한 새로운 비모호 상관함수를 제안한다.

### III. 제안한 상관함수

그림 2는 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에 대해 부상관함수 R<sub>1</sub>(τ,a)와 R<sub>2</sub>(τ,a)를 나타낸다. 이 그림으로부터 부상관함수 R<sub>1</sub>(τ,a)와 R<sub>2</sub>(τ,a)는 서로 대칭이며,  $-\frac{(1-a)}{4k(2-a)} [T_c] < \tau < \frac{(1-a)}{4k(2-a)} [T_c]$  이외의 범위에서 R<sub>1</sub>(τ,a) × R<sub>2</sub>(τ,a) ≤ 0을 만족한다는 것을 알 수 있다. 따라서 아래와 같이 부상관함수 R<sub>1</sub>(τ,a)와 R<sub>2</sub>(τ,a)을 이용하여 주변 침두가 없는 새로운 비모호 상관함수 R(τ,a)를 생성할 수 있다.

$$R(\tau;a) = |R_1(\tau;a)| + |R_2(\tau;a)| - |R_1(\tau;a) - R_2(\tau;a)| \quad (5)$$

그림 3은 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에 대해 제안한 상관함수 R(τ,a)을 생성하는 과정을 나타낸다. 제안한 상관함수 R(τ,a)의 폭은  $w(a) = (2-2a)/(4k(2-a)) [T_c]$ , 높이는

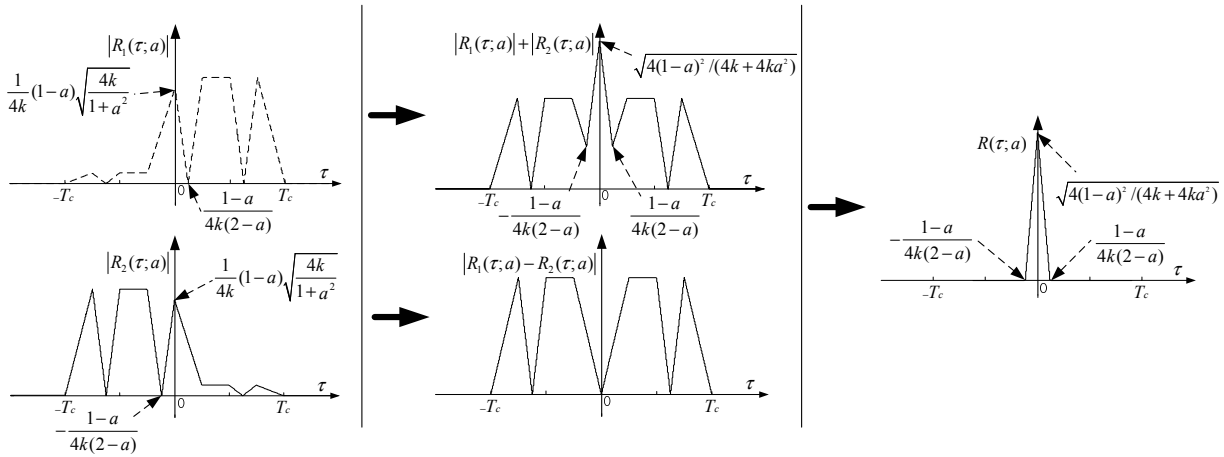


그림 3. BOC<sub>cos</sub>(kn, n) 신호에 대해 제안한 상관함수 R(τ, a)을 생성하는 과정.  
 Fig. 3. Generation process of the proposed correlation function for BOC<sub>cos</sub>(kn, n).

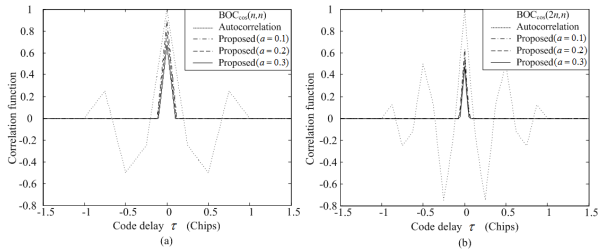


그림 4. BOC<sub>cos</sub>(kn, n) 신호에 대한 k = 1과 k = 2일 때, 자기상관함수와 제안한 상관함수 (a = 0.1, 0.2, 0.3).  
 Fig. 4. The proposed and autocorrelation functions for (a) BOC<sub>cos</sub>(n, n) and (b) BOC<sub>cos</sub>(2n, n) (a = 0.1, 0.2, 0.3).

$h(a) = \sqrt{4(1-a)^2 / (4k + 4ka^2)}$ 이다. 그림 4는 BOC<sub>cos</sub>(kn, n) 신호에 대해 k = 1과 k = 2일 때, 자기상관함수와 a의 값에 따른 제안한 상관함수를 나타낸다 (a = 0.1, 0.2, 0.3). 이 그림으로부터 제안한 상관함수는 주변 첨두가 완벽히 제거된 것을 볼 수 있으며, a의 값에 따라 폭과 높이가 조절되는 것을 확인할 수 있다. 본 기법은 BOC<sub>cos</sub>(kn, n) 신호의 부반송파 형태를 고려하여 새로운 국소신호를 설계하였기에 그 부반송파 형태가 다른 BOC<sub>sin</sub>(kn, n) 신호에 대해서는 올바르게 동작하지 않는다.

그림 5는 BOC<sub>cos</sub>(kn, n) 신호에 대해 제안한 상관함수를 이용한 지연고정루프의 (delay lock loop) 구조를 나타낸다. 여기서 τ는 수신 신호와 새로운 국소신호의 위상차, Δ는 선후간격을 나타낸다. 먼저, 수신된 BOC<sub>cos</sub>(kn, n) 신호 C(t)는 새로운 국소신호의 이른 (early) 형태인  $l_i(t + \tau + \Delta/2; a)$ 와 늦은 (late) 형태인  $l_i(t + \tau - \Delta/2; a)$  곱해진 뒤, 전체 시간 T에 관하여 상관하여 부상관함수들  $\{R_i(\tau; a)\}_{i=1}^2$ 에 대한

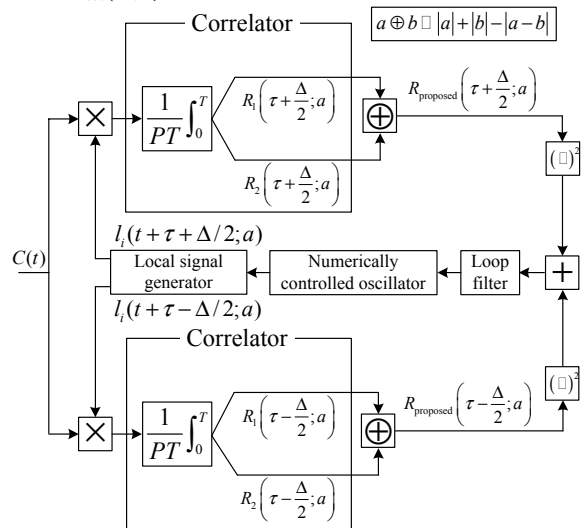


그림 5. BOC<sub>cos</sub>(kn, n) 신호에 대해 제안한 상관함수를 이용한 지연고정루프의 구조.  
 Fig. 5. A delay lock loop structure of the BOC<sub>cos</sub>(kn, n) signal tracking process with the correlator based on partial correlations.

이른 형태인  $\{R_i(\tau + \Delta/2; a)\}_{i=1}^2$ 을 (늦은 형태인  $\{R_i(\tau - \Delta/2; a)\}_{i=1}^2$ ) 생성한다. 이후 이른 형태인  $\{R_i(\tau + \Delta/2; a)\}_{i=1}^2$ 을 (늦은 형태인  $\{R_i(\tau - \Delta/2; a)\}_{i=1}^2$ ) (5)와 같이 결합하여 제안한 상관함수의 이른 형태인  $R_{proposed}(\tau + \Delta/2; a)$ 을 (늦은 형태인  $R_{proposed}(\tau - \Delta/2; a)$ ) 얻는다.

마지막으로 BOC<sub>cos</sub>(kn, n) 신호 추적을 위한 판별기 (discriminator) 출력은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$D(\tau) = R_{proposed}^2\left(\tau + \frac{\Delta}{2}; a\right) - R_{proposed}^2\left(\tau - \frac{\Delta}{2}; a\right) \quad (6)$$

이 때, 판별 장치 출력은 지연고정루프의 수치 제어된 오실레이터에 (numerically controlled oscillator) 의해  $\tau$ 가 0이 될 때까지 동작한다<sup>[11]</sup>.

#### IV. 모의실험 결과

본 장에서는 제안한 상관함수의 성능을 추적 오차 표준편차 (tracking error standard deviation: TESD) 통해 모의실험 한다. TESD는  $\frac{\sigma}{G} \sqrt{2B_L T_I}$ 으로 정의되며<sup>[12]</sup>, 여기서  $\sigma$ 는  $D(\tau)|_{\tau=0}$ 의 표준편차,  $B_L$ 은 루프 필터의 대역폭,  $T_I$ 는 적분 시간,  $G$ 는  $\frac{dD(\tau)}{d\tau}|_{\tau=0}$ 이다. 지연고정루프에 사인 또는 코사인 위상의 BOC 자기상관함수를 이용하는 경우, [7]과 [8]의 상관함수를 이용한 경우에 대한 TESD를 모의실험하고, 제안한 상관함수의 TESD 모의실험 결과와 비교한다. 여기서 [8] 기법은 파라미터인  $\kappa$ 의 값에 따라 모의성능이 다르게 나타내기 때문에 TESD 성능이 가장 좋을 때의  $\kappa = 0.3$ 으로 모의실험 한다<sup>[8]</sup>. 모의실험은 다음과 같은 파라미터를 가정하여 진행되었다.  $B_L = 1 \text{ Hz}$ ,  $T_I = 4 \text{ ms}$ ,  $T = T_p$ ,  $\Delta = 1/16k$ ,  $T_c^{-1} = 1.023 \text{ MHz}$ .

그림 6은  $k=1$ 일 때 반송파 대 잡음비에 (carrier-to-noise ratio: CNR) 따른 사인 또는 코사인 위상의 BOC 자기상관함수와 [7], [8]의 상관함수를 이용한 경우 그리고 제안한 상관함수를 이용한 경우에 ( $a=0.1, 0.2, 0.3$ ) 대한 TESD 성능을 나타낸다. 여기서 CNR은  $P/N_0$  dB-Hz로 정의되고,  $N_0$ 는 잡음 전력 밀도이다. 그림 6에서 제안한 상관함수가 모든 CNR 영역에서 BOC 자기상관함수, [7], [8]의 상관함수 보다 좋은 TESD 성능을 보여준다. 특히,  $a$ 의 값이 증가할수록 더 좋은 성능차이를 보여준다. 이는  $a$ 의 값이 증가할수록 주 첨두의 폭이 좁아지기 때문이다.

그림 7은  $k=2$ 일 때 CNR에 따른 사인 또는 코사인 위상의 BOC 자기상관함수와 [7], [8]의 상관함수를 이용한 경우 그리고 제안한 상관함수를 이용한 경우에 ( $a=0.1, 0.2, 0.3$ ) 대한 TESD 성능을 나타낸다.  $k=2$ 일 때는  $a \geq 0.2$ 의 조건에서 제안한 상관함수는 모든 CNR 영역에서 BOC 자기상관함수, [7], [8]의 상관함수 보다 좋은 TESD 성능을 보여준다. 특히  $a=0.3$ 인 경우 낮은 CNR 영역에서 (20 ~ 30 dB-Hz) 확실하게 좋은 성능을 보인다.

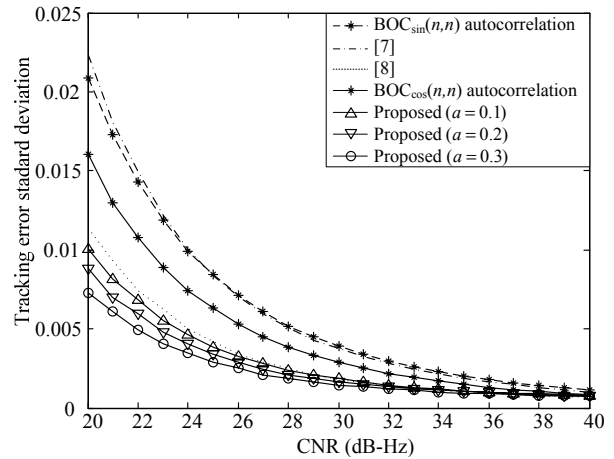


그림 6.  $k=1$ 일 때, 기존 상관함수를 이용한 경우와 제안한 상관함수를 이용한 경우에 대한 TESD 성능 비교

Fig. 6. Tracking error standard deviation of the proposed and conventional correlation functions as a function of CNR when  $k=1$ .

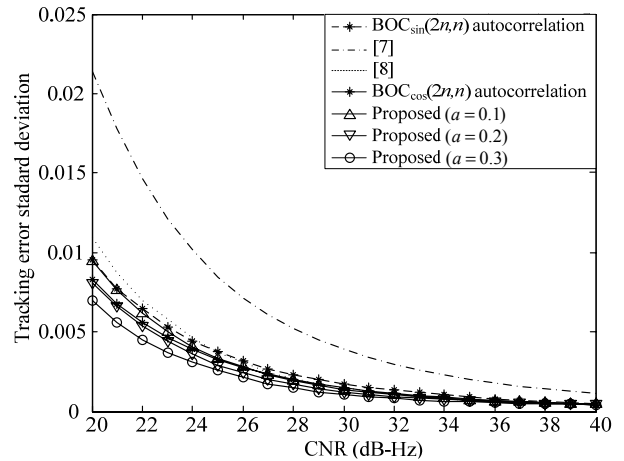


그림 7.  $k=2$ 일 때, 기존 상관함수를 이용한 경우와 제안한 상관함수를 이용한 경우에 대한 TESD 성능 비교

Fig. 7. Tracking error standard deviation of the proposed and conventional correlation functions as a function of CNR when  $k=2$ .

$a=0.1$ 일 때 [7], [8]의 상관함수와 비교하면 제안한 상관함수가 더 좋은 성능을 갖거나 비슷한 성능을 보여준다. 위의 결과를 토대로  $a$ 의 값을 크게 함으로서 성능을 좋게 할 수 있다. 하지만  $a$ 의 값을 크게 할수록 신호 추적 범위가 좁아지기 때문에 적절한  $a$ 의 값을 설정해야한다.

#### V. 결론

본 논문에서는 코사인 위상의 BOC 신호를 위한 새로운 국소신호들을 생성하여 좁은 폭을 갖는 새로운

BOC 상관함수를 제안하였다. 먼저, 코사인 BOC 신호에 대하여 PRN 코드 칩 하나 안에  $4k$ 개의 펄스가 존재하는 형태로 해석하고, 새로운 국소신호들을 설계한다. 이후 수신 신호와 새로운 국소신호의 상관을 통해 대칭인 부상관함수들을 구하고, 이를 조합함으로써 주변 첨두를 제거하고 좁은 폭을 갖는 새로운 비모호 상관함수를 생성한다. 마지막으로 모의실험을 통해 제안한 상관함수를 BOC 신호 추적에 이용한 경우가 기존의 상관함수들을 이용한 경우에 비해 더 좋은 TEDS 성능을 제공하는 것을 확인하였다.

### References

- [1] E. Kaplan and C. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2<sup>nd</sup> Ed., Artech House, 2006.
- [2] J. A. A.-Rodriguez, G. W. Hein, S. Wallner, J.-Lucssler, L. Ries, L. Lestarquit, A. de Latour, J. Godet, F. Bastide, T. pratt, and J. Owen, "The MBOC modulation: The final touch to the Galileo frequency and signal plan," in *Proc. ION GNSS 2007*, pp. 1515-1529, Fort Worth, TX, Sep. 2007.
- [3] Z. Chen, J. C. Guo, J. Zhao, T. H. Tang, and B. Li, "The chaotic-BOC used in the positioning of L1 signal in GPS/Galileo system," *Appl. Mechanics and Materials*, vol. 58-60, pp. 2450-2455, June 2011.
- [4] J. W. Betz, "Binary offset carrier modulations for radionavigation," *J. ION*, vol. 48, no. 4, pp. 227-246, Winter 2001-2002.
- [5] P. Fine and W. Wilson, "Tracking algorithm for GPS offset carrier signals," in *Proc. 1999 ION Nat. Tech. Meeting*, pp. 671-676, San Diego, CA, Jan. 1999.
- [6] N. Martin, V. Leblond, G. Guillotel, and V. Heiris, "BOC(x,y) signal acquisition techniques and performances," in *Proc. 2003 ION GPS/GNSS*, pp. 188-198, Portland, OR, Sep. 2003.
- [7] O. Julien, C. Macabiau, M. E. Cannon, and G. Lachapelle, "ASPeCT: Unambiguous sine-BOC(n,n) acquisition/tracking technique for navigation applications," *IEEE Trans. Aero. Electron. Syst.*, vol. 43, no. 1, pp. 150-162, Jan. 2007.
- [8] Z. Yao, X. Cui, M. Lu, Z. Feng, and J. Yang, "Pseudo-correlation-function-based unambiguous tracking technique for sine-BOC signals," *IEEE Trans. Aero. Electron. Syst.*, vol. 46, no. 4, pp. 1782-1796, Oct. 2010.
- [9] J. Wu and A. G. Dempster, "Applying a BOC-PRN discriminator to cosine phased BOC( $f_s$ ,  $f_c$ ) modulation," *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 13, pp. 689-691, June 2009.
- [10] F. D. Nunes, F. M. G. Sousa, and J. M. N. Leitao, "Gating functions of for multipath mitigation in GNSS BOC signals," *IEEE Trans. Aero. Electron. Syst.*, vol. 43, no. 3, pp. 951-964, July 2007.
- [11] Y. Lee, H. S. Kim, and S. Yoon, "Code tracking scheme for cosine phased BOC signals based on combination of sub-correlations," *J. KICS*, vol. 36, no. 9, pp. 581-588, Sep. 2011.
- [12] A. J. Van Dierendonck, P. Fenton, and T. Ford, "Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver," *J. ION*, vol. 39, no. 3, pp. 265-283, Fall 1992.

김 흥 득 (Hongdeuk Kim)



2008년 3월~현재 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부 학사과정  
<관심분야> 통신이론, 무선통신, 추정 및 검파

이 영 석 (Youngseok Lee)



2013년 2월 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부 공학사  
2013년 3월~현재 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석박사통합과정  
2008년 3월 이공계국가장학생

2012년 12월 IEEE Student Paper Contest 동상 수상

2013년 3월 성균관대학교 석박사연계트랙 장학생  
<관심분야> 통신이론, 무선통신, 추정 및 검파

윤 석 호 (Seokho Yoon)



1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학사 (최우등)  
1999년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사  
2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사  
2002년 3월~2002년 6월 MIT

박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 Harvard University 박사후 연구원

2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부 전임강사, 조교수, 부교수

2007년 IEEE 준석학회원

2009년 한국통신학회 LG 학술상 수상

2011년 교육과학기술부 우수연구 인증패 수상

2012년 한국통신학회 우수논문상 수상

<관심분야> 통신이론, 이동통신, 통계학적 신호처리