

# 이진 오프셋 반송파 신호에 알맞은 국소신호 설계

김 홍 득\*, 윤 석 호<sup>o</sup>

## Local Signal Design for Binary Offset Carrier Signals

Hongdeuk Kim\*, Seokho Yoon<sup>o</sup>

### 요 약

본 논문에서는 Galileo 시스템에 사용할 이진 오프셋 반송파 (binary offset carrier: BOC) 신호의 자기상관함수가 갖는 주변 첨두를 제거하기 위해 국소신호를 설계한다. 구체적으로는 BOC 신호를 분석하여 기존 기법의 국소신호가 사인 혹은 코사인 위상의 BOC 신호에만 적용되는 것을 밝히고, 사인과 코사인 위상 BOC 신호에 모두 적용 가능한 국소신호를 설계한다. 이후 설계한 국소신호와 수신 BOC 신호를 상관하고 상관한 부상관함수를 조합함으로써 주변 첨두가 제거된 상관함수를 생성한다. 모의실험을 통해 설계한 국소신호를 이용하여 생성한 상관함수는 주변 첨두가 모두 제거될 뿐만 아니라 설계한 국소신호는 사인과 코사인 위상 BOC 신호에 모두 적용되는 것을 확인한다.

**Key Words** : global navigation satellite system, binary offset carrier (BOC), signal tracking, side-peak, local signals, tracking error standard deviation (TESD)

### ABSTRACT

In this paper, we design local signals to remove side-peaks in the binary offset carrier (BOC) autocorrelation. Specifically, we first investigate why local signals of the conventional schemes are applicable to either sine or cosine-phased BOC signals, and then, design local signals applicable to both sine and cosine-phased BOC signals. Finally, we obtain two partial correlations and propose a correlation function with no side-peak via a combination of the partial correlations. From numerical results, we demonstrate that the designed local signals are applicable to both sine and cosine-phased BOC signals and can remove side-peaks completely.

### I. 서 론

이진 오프셋 반송파 (binary offset carrier: BOC) 신호는 기존의 범지구측위시스템보다 (global positioning system: GPS) 더 높은 측위 정확도를 제공할 새로운 위성항법시스템인 (global navigation satellite systems: GNSS) Galileo의 신호로써 사용될 예정이다<sup>[1,2]</sup>. BOC 신호는 의사잡음코드와 (pseudo random noise: PRN) 구형 펄스의 부반송파를 곱한 형태로써 부반송파의 위상에 따라 두 종류로 구분되는데 사인

위상의 (sine-phased) 경우  $BOC_{sim}(kn, n)$ 으로, 코사인 위상의 (cosine-phased) 경우  $BOC_{cos}(kn, n)$ 으로 나타낸다. 여기서  $k$ 는 PRN 코드 칩 주기와 부반송파 주기의 비를 나타내고,  $n$ 은 PRN 코드 칩 전송률과 1.023 MHz와의 비를 나타낸다<sup>[2]</sup>.

BOC 신호는 자기상관함수의 주 첨두 주변에 주변 첨두를 생성하고, 신호추적에 있어 주변 첨두에 동기화가 되는 모호성 문제가 (ambiguity problem) 발생할 수 있다. 이를 해결하기 위해 주변 첨두를 직접 제거하는 기법들이 제안되어 왔으며, 크게 두 가지 방법

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

◆ First Author : 성균관대학교 정보통신대학, hongduk1@skku.edu, 학생회원

<sup>o</sup> Corresponding Author : 성균관대학교 정보통신대학, syoon@skku.edu, 중신회원

논문번호 : KICS2013-08-340, 접수일자 : 2013년 8월 17일, 최종논문접수일자 : 2013년 10월 4일

으로 분류된다<sup>[3-7]</sup>. 한 가지 방법으로 펄스 분할 기반 주변 침투 기법이 제안되어왔다<sup>[3,4]</sup>. 이 방법은 부반송파가 다수의 펄스로 구성되어있음을 밝히고 이를 기반으로 자기상관함수의 주변 침투를 직접 제거한다. 이 기법들은 주변 침투를 제거하여 모호성 문제를 해결하였지만, 부반송파의 펄스를 나누는 과정으로 인해 상관기와 (correlator) 결합기의 (combiner) 복잡도를 크게 증가시키는 문제점을 가지고 있다. 이러한 추가적인 연산장치 없이 주변 침투를 직접 제거하는 방법으로 국소신호설계를 기반으로 한 기법들이 제안되었다<sup>[5-7]</sup>. [5]는 별도의 PRN 신호를 수신 BOC 신호와 상관하여 생성된 상관함수와 BOC 자기상관함수를 이용하여 주 침투 주변의 일부 주변 침투를 제거한다. 하지만 주변 침투를 완벽히 제거하지 못하였을 뿐만 아니라 이 국소신호는 BOC<sub>sin</sub>(n,n) 신호에만 적용 가능하다. [6]과 [7]에서는 국소신호를 설계하고 설계한 국소신호와 수신 BOC 신호의 상관으로 생성된 부상관함수의 조합으로 주변 침투를 완벽히 제거한다. 하지만 [6]과 [7]에서는 각각 BOC<sub>sin</sub>(kn,n)과 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에 초점을 맞춰 국소신호를 설계하였기에 [6]의 국소신호는 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에, [7]의 국소신호는 BOC<sub>sin</sub>(kn,n) 신호에 적용 할 수 없다.

본 논문에서는 [6]과 [7]에서 설계한 국소신호의 형태가 각각 BOC<sub>sin</sub>(kn,n)과 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에만 적용되는 이유를 밝히고, 이를 확장하여 BOC<sub>sin</sub>(kn,n)과 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에 모두 적용 가능한 국소신호를 설계한다. 특히 BOC<sub>sin</sub>(kn,n) 신호의 국소신호는 [6]의 국소신호를 포함한다. 설계한 국소신호를 이용하여 두 개의 부상관함수를 생성하고, 부상관함수들의 조합을 통해 주변 침투가 완벽히 제거된 상관함수를 제안한다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 수신된 BOC 신호의 모형을 설명한다. 이후 III장에서는 기존 국소신호를 분석하고, BOC<sub>sin</sub>(kn,n)과 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에 모두 적용 가능한 국소신호를 설계한다. IV장에서는 설계한 국소신호를 이용하여 주변 침투가 제거된 상관함수를 제안한다. V장에서는 모의 실험 결과를 보이며, 마지막으로 VI장에서 결론을 내린다.

## II. BOC 신호 모델

일반적인 BOC 신호  $B(t)$ 는 다음과 같이 나타낸다.

$$B(t) = \sqrt{P} \sum_{i=-\infty}^{\infty} e_i p_{T_c}(t-iT_c) d(t) c_i(t) \quad (1)$$

여기서  $P$ 는 신호 전력,  $e_i \in \{-1, 1\}$ 는 주기가  $T$ 인 PRN 코드의  $i$ 째 칩,  $T_c$ 는 PRN 코드 칩 주기,  $p_\alpha(t)$ 는  $[0, \alpha]$ 에 존재하는 단위 구형파,  $d(t)$ 는 항법 데이터를 나타낸다. 일반적으로 GNSS에서는 동기화를 위한 별도의 파일럿 채널을 제공한다. 본 논문에서는 동기화를 위해 신호추적 동안 데이터가 존재하지 않는 파일럿 채널을 (즉,  $d(t) = 1$ ) 고려한다<sup>[8]</sup>.  $c_i(t)$ 는  $i$ 째 부반송파로 PRN 코드 한 개의 칩 안에서 폭  $T_s$ 를 갖는  $N$ 개의 구형파 (rectangular) 펄스로 구성된다. 이때  $N$ 은 BOC<sub>sin</sub>(kn,n) 신호의 경우  $2k$ , BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호의 경우  $4k$ 의 값을 갖는다.

다음 장에서는 [6]과 [7]에서 설계한 국소신호를 분석하여 각각 BOC<sub>sin</sub>(kn,n)과 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에만 적용되는 이유를 밝히고, 이에 따라 BOC<sub>sin</sub>(kn,n)과 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에 모두 적용 가능한 국소신호를 설계한다.

## III. 국소신호 설계

단위구형파  $p_\alpha(t)$ 와  $p_\alpha(t-\alpha)$ 는 선  $t=\alpha$ 를 기준으로 대칭관계에 있다. 또한  $p_\alpha(t)$ 와  $-p_\alpha(t-\alpha)$ 는 점  $a$ 를 기준으로 대칭관계에 있다. 본 논문에서는 이러한 관계를 각각 선대칭, 점대칭이라 정의한다.

[6]에서는 BOC<sub>sin</sub>(kn,n) 신호에 대한 두 개의 국소신호를 생성한다. 두 개의 국소신호는 한 개의 PRN 코드 칩에서 두 개의 펄스가 존재하는 형태로써 서로 선대칭이다. 한편 한 개의 PRN 코드 칩에서 BOC<sub>sin</sub>(kn,n) 신호의 부반송파는 점대칭이다. 점대칭인 신호와 서로 선대칭인 두 개의 신호를 상관하면 서로 점대칭인 상관함수가 생성된다. 따라서 생성한 국소신호들과 수신 BOC<sub>sin</sub>(kn,n) 신호를 상관하여 서로 점대칭인 두 개의 부상관함수를 생성하고, 부상관함수들을 절댓값 연산에 대입하여 주변 침투가 제거된 상관함수를 생성한다<sup>[6]</sup>. [7]에서는 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호에 대한 국소신호를 설계하기 위해 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호의 부반송파는 한 개의 PRN 코드 칩에서 선대칭임을 이용하였다. 서로 선대칭인 두 개의 국소신호를 생성하고, 선대칭인 신호와 서로 선대칭인 두 개의 신호를 상관하면 서로 선대칭인 상관함수가 생성되는 것을 이용하여, 생성한 국소신호와 수신 BOC<sub>cos</sub>(kn,n) 신호의 상관을 통해 서로 선대칭인 두 개의 부상관함수를

생성한다. 이후 [6]에서 사용한 절댓값 연산과 다른 절댓값 연산에 대입하여 주변 첨두가 제거된 상관함수를 생성한다<sup>[7]</sup>. [6]과 [7]의 부상관함수들은 서로 각각 점대칭, 선대칭이며 이에 따라 대입하는 절댓값 연산 또한 다르다. 따라서 [6]의 국소신호는  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  신호에 적용할 수 없고, [7]의 국소신호는  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$  신호에 적용할 수 없다.

본 논문에서는  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$ 과  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  신호 모두 서로 점대칭인 부상관함수들을 위한 절댓값 연산을 사용한다. 이때, 서로 점대칭인 부상관함수들을 생성하기 위해  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$  신호의 부반송파는 점대칭이며  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  신호의 부반송파는 선대칭인 점에 주목하여,  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$  신호의 경우 서로 선대칭,  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  신호의 경우 서로 점대칭인 국소신호를 설계한다. 설계한 국소신호는 다음과 같이 하나의 수식으로 표현한다.

$$\begin{cases} g_1(t;a) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{N}{1+a^2}} (p_{T_s}(t-iT_c) \\ \quad - a(-1)^{2k} p_{T_s}(t-iT_c - (N-1)T_s)) \\ g_2(t;a) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{N}{1+a^2}} (ap_{T_s}(t-iT_c) \\ \quad - (-1)^{2k} p_{T_s}(t-iT_c - (N-1)T_s)) \end{cases} \quad (2)$$

$g_1(t;a)$ 와  $g_2(t;a)$ 는  $a$ 의 값에 따른 ( $0 \leq a < 1$ ) 국소신호를 의미한다. 그림 1에서는  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$ 과  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  신호에 대한 설계한 국소신호들을 나타낸다. 여기서  $t$ 는 시간을 나타낸다. 이 그림을 통해 설계한 국소신호들은  $a$ 의 값에 따라 국소신호 펄스의 높이가 변화하고,  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$  신호의 경우 서로 선대칭이고  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  신호의 경우 서로 점대칭임을 알 수 있다.

#### IV. 제안한 상관함수

수신신호  $B(t)$ 와 설계한 국소신호들을 상관하여 생성한 부상관함수들의 정규화 된 표현은 다음과 같이 나타낸다.

$$R_i(\tau;a) = \frac{1}{PT} \int_0^T B(t)g_i(t+\tau;a)dt, \quad i=1,2 \quad (3)$$

$R_i(\tau;a)$ 는  $a$ 값에 따른  $i$ 번째 부상관함수이다. 그림 2에서는  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$ 과  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  신호에 대한 부상

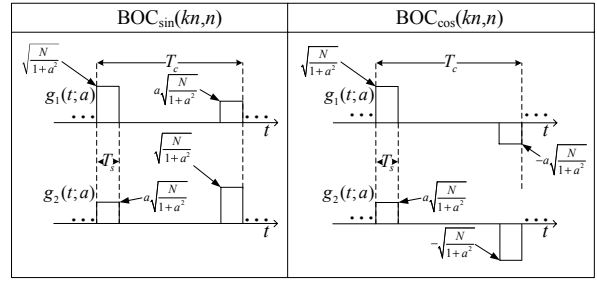


그림 1.  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$ 과  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  신호에 대한 설계한 국소신호  $g_1(t;a)$ 와  $g_2(t;a)$ .  
Fig. 1. The designed local signals  $g_1(t;a)$  and  $g_2(t;a)$  for  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$  and  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  signals.

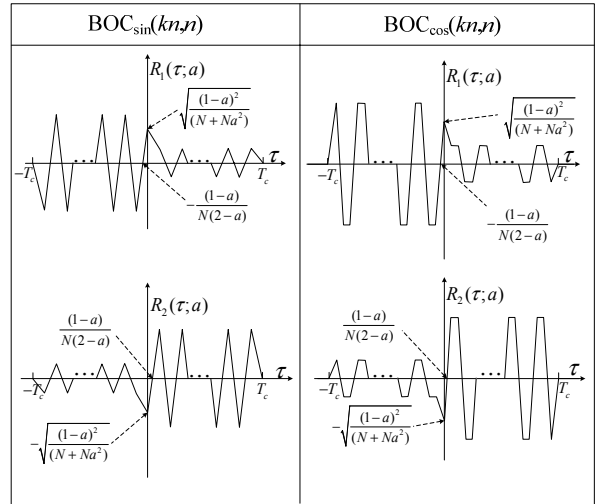


그림 2.  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$ 과  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  신호에 대한 부상관함수  $R_1(t;a)$ 와  $R_2(t;a)$ .  
Fig. 2. Partial correlation function  $R_1(t;a)$  and  $R_2(t;a)$  for  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$  and  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  signals.

관함수들을 나타낸다. 여기서  $\tau$ 는 위상지연을 나타낸다. 그림 2로부터 부상관함수들은  $a$ 의 값에 따라 원점에 위치한 첨두의 폭이 조절되며, 부상관함수들이 모두 서로 점대칭임을 알 수 있다. 따라서 다음의 절댓값 수식을 이용하여 주변 첨두가 제거된 상관함수를 제안한다<sup>[6]</sup>.

$$R_{\text{proposed}}(\tau;a) = |R_1(\tau;a)| + |R_2(\tau;a)| - |R_1(\tau;a) + R_2(\tau;a)| \quad (4)$$

$R_{\text{proposed}}(\tau;a)$ 는  $a$ 값에 따른 제안한 상관함수이다. 그림 3은  $\text{BOC}_{\sin}(kn, n)$ 과  $\text{BOC}_{\cos}(kn, n)$  신호에 대한 제안한 상관함수  $R_{\text{proposed}}(\tau;a)$ 의 생성과정을 나타낸다. 여기서 제안한 상관함수  $R_{\text{proposed}}(\tau;a)$ 의 주 첨두 폭은  $w(a) = (2(1-a)T_c)/(N(2-a))$ , 높이는  $h(a) = \sqrt{4(1-a)^2/(N+Na^2)}$ 이다.

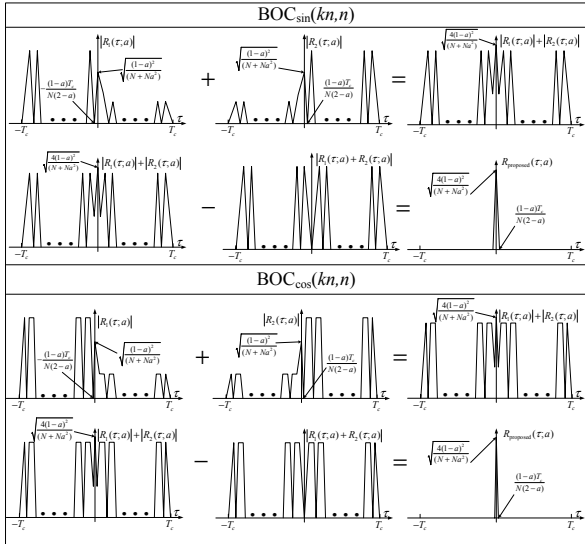


그림 3.  $BOC_{\sin}(kn,n)$ 과  $BOC_{\cos}(kn,n)$  신호에 대한 제안한 상관함수  $R_{\text{proposed}}(t;a)$ 를 생성하는 과정.

Fig. 3. Generation process of the proposed correlation function for  $BOC_{\sin}(kn,n)$  and  $BOC_{\cos}(kn,n)$  signals.

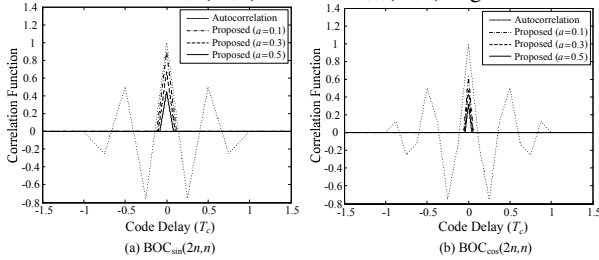


그림 4.  $k=2$ 일 때, (a)  $BOC_{\sin}(2n,n)$ 과 (b)  $BOC_{\cos}(2n,n)$  신호에 대한 자기상관함수와 제안한 상관함수.

Fig. 4. The proposed and autocorrelation correlation for (a)  $BOC_{\sin}(2n,n)$  and (b)  $BOC_{\cos}(2n,n)$  signals.

그림 4에서는  $k=2$ 일 때, (a)  $BOC_{\sin}(2n,n)$ 과 (b)  $BOC_{\cos}(2n,n)$  신호에 대한 자기상관함수와 제안한 상관함수를 나타낸다 ( $a=0.1, 0.3, 0.5$ ). 이 그림들을 통해 설계한 국소신호가  $BOC_{\sin}(kn,n)$ 과  $BOC_{\cos}(kn,n)$  신호에 모두 적용 가능하며, 주변 침투를 완벽히 제거한 상관함수를 생성할 수 있음을 확인할 수 있으며,  $a$  값이 증가함에 따라 상관함수 주 침투의 폭이 좁아지는 것을 확인할 수 있다.

마지막으로 BOC 신호추적을 위한 판별기 (discriminator) 출력은 다음과 같이 나타낸다.

$$D(\tau) = R_{\text{proposed}}^2\left(\tau + \frac{\Delta}{2}; a\right) - R_{\text{proposed}}^2\left(\tau - \frac{\Delta}{2}; a\right) \quad (5)$$

이때, 판별기 출력은 위상지연루프내의 (delay lock loop) 수치 제어된 오실레이터에 (numerically controlled oscillator) 의해  $\tau$ 가 0이 될 때까지 동작한다.

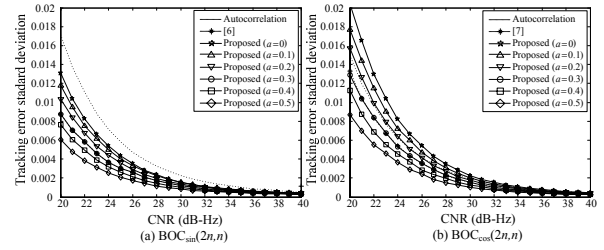


그림 5.  $k=2$ 일 때, (a)  $BOC_{\sin}(2n,n)$ 과 (b)  $BOC_{\cos}(2n,n)$  신호에 대한 제안한 기법과 기존 기법의 TESD 성능 비교.  
Fig. 5. Tracking error standard deviation of the proposed and conventional schemes as a function of CNR for (a)  $BOC_{\sin}(2n,n)$  and (b)  $BOC_{\cos}(2n,n)$  signals.

### V. 모의실험 결과

본 장에서는  $k=2$ 일 때, BOC 자기상관함수와 [6], [7]의 상관함수 그리고 제안한 상관함수를 이용한 경우의 추적오류표준편차 (tracking error standard deviation: TESD) 성능을 모의실험 하였다. [6]의 경우  $BOC_{\sin}(kn,n)$  신호에만 적용되며, [7]의 경우  $BOC_{\cos}(kn,n)$  신호에만 적용된다. [5]의 경우  $BOC_{\sin}(n,n)$  신호에만 적용되기 때문에 TESD 성능을 나타내지 않았다. 또한 [6]과 [7]의 경우 파라미터의 값에 따라 성능이 다르게 나타내기 때문에 TESD 성능이 가장 좋을 때인 0.3으로 모의실험 한다<sup>6-7</sup>.

TESD는  $\frac{\sigma}{G} \sqrt{2B_L T_I}$ 로 정의되며<sup>9</sup>, 여기서  $\sigma$ 는  $D(0)$ 에서의 표준편차,  $G$ 는 판별기 출력 시  $\tau=0$ 에서의 순간 기울기,  $B_L$ 은 루프필터의 대역폭,  $T_I$ 는 적분시간을 의미한다. 모의실험은  $T = T_b$ ,  $T_I = 1 \text{ ms}$ ,  $B_L = 1 \text{ Hz}$ ,  $T_c^{-1} = 1.023 \text{ MHz}$ ,  $\Delta = 1/(16k) T_c$ 로 가정하여 진행되었다.

그림 5에서는  $k=2$ 일 때, (a)  $BOC_{\sin}(2n,n)$ 과 (b)  $BOC_{\cos}(2n,n)$  신호에 대한 제안한 기법과 기존 기법의 TESD 성능을 나타낸다 ( $a=0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5$ ). 이 그림을 통해 본 논문에서 설계한 국소신호가  $BOC_{\sin}(2n,n)$ 과  $BOC_{\cos}(2n,n)$  신호에 모두 적용 가능한 것을 확인할 수 있고,  $a$  값이 증가함에 따라 TESD 성능이 향상됨을 알 수 있다. 이는  $a$  값이 증가하여 제안한 상관함수의 폭이 좁아지기 때문인데 상관함수의 폭이 좁아질수록 신호추적 범위가 좁아지는 트레이드 오프가 (trade-off) 발생한다. 높은 CNR의 범위에서는 (35 ~ 40 dB-Hz)  $a$ 의 값과 상관없이 비슷한 신호추적 성능을 제공하기에, 가장 넓은 신호추적 범위를 갖는  $a=0$ 을 선택해야 된다. 반면에 낮은 CNR의 범위에서는 (20 ~ 30 dB-Hz)  $a$ 의 값이 증가함에 따라 신

호추적 성능이 더 좋아지지만, 신호추적 범위는 점점 더 좁아지게 된다. 따라서 낮은 CNR의 범위에서는 신호추적 성능과 신호추적 범위를 모두 고려하여  $a$ 를 선택해야 된다. 신호추적 범위는 신호추적 단 이전의 신호획득 단의 코드 검색 거리 (step size) 보다 넓은 경우에 신호획득이 이루어진다. 따라서  $a$ 의 값은 기존 기법보다 좋은 성능을 제공하는 경우인 최소 0.3 이상의 값 중 신호추적 범위가 코드 검색 거리 보다 넓게 하는 최대  $a$ 의 값을 설정해야 된다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 BOC 신호가 갖는 자기상관함수의 주변 첨두를 직접 제거하기 위해  $BOC_{\sin}(kn,n)$ 과  $BOC_{\cos}(kn,n)$  신호에 모두 적용 가능한 국소신호를 설계하였다. 먼저, BOC 신호를 분석하여 기존 기법 [6]과 [7]이 각각  $BOC_{\sin}(kn,n)$ 과  $BOC_{\cos}(kn,n)$  신호에만 적용 가능한 이유를 밝히고, 한 개의 PRN 코드 칩에서  $BOC_{\sin}(kn,n)$ 과  $BOC_{\cos}(kn,n)$  신호에 대한 부반송파가 각각 점대칭과 선대칭이라는 점을 이용하여 국소신호를 설계한다. 이후 수신신호와 설계한 국소신호의 상관을 통해 서로 점대칭인 부상관함수들을 생성하고, 이를 절댓값 수식에 대입함으로써 주변 첨두가 제거된 상관함수를 제안한다. 마지막으로 모의실험을 통해 설계한 국소신호를 이용하여 생성한 상관함수는 주변 첨두가 모두 제거될 뿐만 아니라 설계한 국소신호는  $BOC_{\sin}(kn,n)$ 과  $BOC_{\cos}(kn,n)$  신호에 모두 적용되는 것을 확인한다.

## References

[1] J. A. Avila-Rodriguez, "On generalized signal waveforms for satellite navigation," Ph.D. dissertation, Dept. Aerospace Eng., Univ. Munich, Munich, Germany, 2008.

[2] J. W. Betz, "Binary offset carrier modulations for radionavigation," *J. Inst. Navig.*, vol. 48, no. 4, pp. 227-246, Dec. 2001.

[3] Y. Lee, J. Baek, and S. Yoon, "A BOC signal acquisition scheme based on recombination of sub-correlation functions with cyclostationarity," *J. Korean Inst. Commun. Sci. (KICS)*, vol. 36, no. 7, pp. 459-466, July 2011.

[4] C. Yu, J. I. Park, Y.-P. Lee, and S. Yoon, "Unambiguous BOC signal acquisition based on

recombination of sub-correlations," in *Proc. Advanced Int. Conf. Telecommun.*, pp. 56-61, Stuttgart, Germany, May 2012.

[5] O. Julien, C. Macabiau, M. E. Cannon, and G. Lachapelle, "ASPeCT: unambiguous sine-BOC(n,n) acquisition/tracking technique for navigation applications," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 43, no. 1, pp. 150-162, Jan. 2007.

[6] Z. Yao, X. Cui, M. Lu, Z. Feng, and J. Yang, "Pseudo-correlation-function-based unambiguous tracking technique for sine-BOC signals," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 46, no. 4, pp. 1782-1796, Oct. 2010.

[7] H. Kim, Y. Lee, and S. Yoon, "A novel unambiguous correlation function for cosine-phased BOC signal tracking," *J. Korean Inst. Commun. Sci. (KICS)*, vol. 38, no. 5, pp. 409-415, May 2013.

[8] F. D. Nunes, F. M. G. Sousa, and J. M. N. Leita, "Gating functions of for multipath mitigation in GNSS BOC signals," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 43, no. 3, pp. 951-964, July 2007.

[9] A. J. Van Dierendonck, P. Fenton, and T. Ford, "Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver," *J. Inst. Navig.*, vol. 39, no. 3, pp. 265-283, Fall 1992.

김 흥 득 (Hongdeuk Kim)

한국통신학회 논문지 제38 A권 제5호 참조

윤 석 호 (Seokho Yoon)

한국통신학회 논문지 제38 A권 제5호 참조