

# BOC 신호 획득을 위한 새로운 BOC 상관함수

학생회원 이 영 석\*, 종신회원 윤 석 호\*\*

## A Novel BOC Correlation Function for BOC Signal Acquisition

Youngseok Lee\* *Student Member*, Seokho Yoon\*\* *Lifelong Member*

### 요 약

본 논문에서는 binary offset carrier (BOC) 신호 획득을 위한 새로운 BOC 상관함수를 제안한다. 구체적으로는 BOC 자기상관함수의 주변 첨두가 불규칙적인 모양을 한 부분상관함수의 합으로 인해 나타난다는 사실을 확인하고, 부분상관함수를 새롭게 조합함으로써 주변 첨두가 없는 새로운 상관함수를 생성한다. 제안한 방법은 어떠한 종류의 BOC 신호에 대해서도 주변 첨두가 없는 상관함수를 생성할 수 있으며, 모의실험을 통해 제안한 생성함수를 이용한 경우 기존의 상관함수들을 이용한 경우에 비해 더 좋은 신호 획득 성능을 제공한다는 것을 보인다.

**Key Words** : Acquisition, Ambiguity Problem, Binary Offset Carrier, Side-Peak

### ABSTRACT

In this paper, we propose a novel unambiguous correlation function for binary offset carrier (BOC) signal acquisition. Specifically, we first find out that the side-peaks arise due to the fact that the BOC autocorrelation is the sum of the irregularly shaped BOC sub-correlations, and then, propose an unambiguous correlation function with no side-peak by combining the sub-correlations. The proposed scheme is shown to remove the side-peaks completely for any type of BOC signal and to provide a better acquisition performance than the conventional correlation functions.

### 1. 서 론

최근 위치 기반 서비스 (location-based service), 응급 구조 서비스에 (emergency rescue service) 대한 수요가 증가하고, global positioning system을 (GPS) 대체할 수 있는 시스템을 개발하고자하는 수요를 만족시키기 위해 Galileo와 GPS 현대화처럼 새로운 위성항법시스템들이 (global navigation satellite systems: GNSS) 개발되고 있다<sup>1,2</sup>. 이러한 새로운 위

성항법시스템들은 현재 사용되고 있는 위성항법시스템들과 같은 주파수 대역을 사용하도록 설계되었으며, 예를 들어 Galileo의 대역인 E1과 E5은 GPS의 대역 L1과 L5와 각각 중첩된다. 따라서 Galileo 신호가 GPS에서 사용되는 phase shift keying처럼 (PSK) 방법에 의해 변조된다면, Galileo 신호는 동일 채널 간섭을 받을 것이다. 이 문제를 극복하기 위해 binary offset carrier (BOC) 변조가 제안되었으며, BOC 신호는 그 신호 에너지가 대역 중심으로부터 떨어져 있

※ 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(No. 2012-0005066)과 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원 사업(NIPA-2012-H0301-12-1005)의 재원을 지원 받아 수행된 연구임.

\* 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부(syoon@skku.edu), (° : 교신저자)

논문번호 : KICS2012-04-184, 접수일자 : 2012년 4월 13일, 최종논문접수일자 : 2012년 4월 30일

기에 다른 신호와의 구분이 용이하다<sup>[3]</sup>. BOC 신호는 의사잡음부호 (pseudo random noise: PRN), 사인 또는 코사인 위상의 구형 부반송파의 곱으로 표현되며, 사용하는 부반송파가 사인 위상 혹은 코사인 위상에 따르는가에 따라  $BOC_{\sin}(kn, n)$  또는  $BOC_{\cos}(kn, n)$ 로 표현 된다. 여기서  $k$ 는 PRN 코드 칩 주기와 부반송파 주기의 비율을,  $n$ 은 PRN code 칩 전송률과 1.023 MHz의 비율을 나타낸다<sup>[4,5]</sup>.

그러나 BOC 신호의 자기상관함수는 가장 큰 크기를 가진 주 칩두의 주위에 여러 개의 주변 칩두가 나타나는 형태를 가진다. 게다가  $k$ 값이 커질수록 주변 칩두의 수가 늘어난다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 여러 신호 획득 방법들이 제안되어 왔다<sup>[6-10]</sup>. [6]-[8]의 기법에서는 하나의 넓은 상관함수를 만드는 sideband filtering이 사용되었으나, 주 칩두의 폭이 넓어져 BOC 자기상관함수를 이용하는 경우에 비해 신호 코드 추적 성능이 나쁘다. [9]의 기법에서는 BOC 자기상관함수를 BOC 신호와 PRN 신호 사이의 상관함수와 결합하여 BOC 자기상관함수의 뾰족한 주 칩두를 유지하는 새로운 주변 칩두 없는 상관함수를 제안했다. 그러나 이 기법은  $BOC_{\sin}(n, n)$  신호에만 적용된다.<sup>[10]</sup> 기법에서는 [9]의 기법을 제안한 기법의 하나의 경우로 포함하면서  $BOC_{\sin}(kn, n)$  신호에 적용 가능한 주변 칩두 없는 상관함수를 생성하였다. 그러나 이 기법은  $BOC_{\cos}(kn, n)$  신호에 간단히 적용되지 않는다.

본 논문에서는 BOC 자기상관함수를 이루고 있는 부분상관함수를 조합함으로써  $BOC_{\sin}(kn, n)$  신호와  $BOC_{\cos}(kn, n)$  신호에 모두 적용되는 새로운 주변 칩두 없는 상관함수를 제시한다. 제안한 상관함수는 BOC 자기상관함수의 뾰족한 주 칩두의 모양을 유지하면서 주변 칩두가 존재하지 않는다. 또한 모의실험 결과를 통해 제안한 기법이 기존의 기법들에 비해 더 좋은 incorrect acquisition probability 및 평균 획득 시간 (mean acquisition time: MAT) 성능을 가짐을 확인한다.

이후 이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 BOC 자기상관함수를 이루고 있는 부분상관함수에 대해 분석한다. III장에서는 부분상관함수의 조합을 통한 주변 칩두를 완벽히 제거한 새로운 상관함수를 제시한다. IV장에서는 모의실험 결과를 보이며, 마지막으로 V장에서 이 논문의 결론을 내린다.

## II. BOC 부분상관함수

BOC 신호  $b(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$b(t) = \sqrt{P} \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i p_{T_c}(t - iT_c) d_{\lfloor i T_c / T \rfloor}(t) s(t), \quad (1)$$

여기서  $P$ 는 신호 전력,  $c_i \in \{-1, 1\}$ 는 주기가  $T$ 인 PRN 코드의  $i$ 째 칩,  $T_c$ 는 PRN 코드 칩 주기,  $p_{T_c}(t)$ 는  $[0, T_c]$ 에 존재하는 단위 구형파,  $d_{\lfloor i T_c / T \rfloor}(t)$ 는 항법 데이터,  $d_x(t)$ 는  $x$ 째 항법 데이터, 그리고  $\lfloor x \rfloor$ 는  $x$ 보다 크지 않은 정수를 의미한다.

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{u=0}^{2k-1} (-1)^u p_{T_s}(t - iT_c - uT_s), & \text{for } BOC_{\sin}(kn, n), \\ \sum_{u=0}^{4k-1} (-1)^{\lfloor \frac{u}{2} \rfloor} p_{\frac{T_s}{2}}(t - iT_c - \frac{uT_s}{2}), & \text{for } BOC_{\cos}(kn, n), \end{cases} \quad (2)$$

여기서  $s(t)$ 는 부반송파 펄스,  $T_s$ 는 부반송파 펄스 주기 ( $T_s = T_c/2k = 1/(2kn \times 1.023\text{MHz})$ ),  $p_{T_s}(t)$ 는  $[0, T_s]$ 에 존재하는 단위 구형파, 그리고  $\lfloor x \rfloor$ 는  $x$ 보다 작지 않은 정수를 의미한다. 이 논문에서는 주변 칩두 때문에 생기는 모호성 문제에 (ambiguity problem) 초점을 맞추어, 신호 획득 동안 데이터가 존재하지 않는 파일럿 채널을 (즉, 모든  $i$ 에 대해  $d_{\lfloor i T_c / T \rfloor}(t) = 1$ ) 고려한다<sup>[11]</sup>. 또한 PRN 코드 주기  $T$ 는 일반적으로 PRN 코드 칩 주기  $T_c$ 보다 매우 크며, 신호의 코드 획득이 용이하도록 설계된 PRN를 이용한다고 가정한다. 국부적으로 생성된 BOC 신호와 수신한 신호 사이의 상관함수는 [12]에서처럼 다음과 같이 나타낼 수 있으며,  $BOC_{\sin}(kn, n)$ 에 대해 나타내면 아래와 같다.

$$R_{\sin}^k(\tau) = \frac{1}{P} \int_0^T (b(t-\tau) + w(t))b(t)dt \approx \sum_{u=0}^{2k-1} \left( N \sum_{v=0}^{2k-1} (-1)^{u+v} \cdot \Lambda_{T_s}(\tau - (u-v)T_s) + w_{\sin}^u \right) \quad (3)$$

BOC<sub>cos</sub>(kn,n)에 대해 나타내면 아래와 같다.

$$R_{\cos}^k(\tau) \simeq \sum_{u=0}^{4k-1} \left( N \sum_{v=0}^{4k-1} (-1)^{\lceil \frac{u}{2} \rceil + \lceil \frac{v}{2} \rceil} \cdot \Lambda_{\frac{T_s}{2}} \left( \tau - (u-v) \frac{T_s}{2} \right) + w_{\cos}^u \right) \quad (4)$$

여기서  $\tau$ 는 받은 신호와 국부적으로 생성된 BOC 신호들과의 위상차이다.  $N$ 은  $T_c$ 로 정규화 된 상관 길이이고 일반적으로 PRN 코드 주기와 같거나 더 작다.  $w(t)$ 는 평균 0을 갖고 한쪽으로 치우친 파워스펙트럼밀도가  $N_0$ 인 덧셈꼴 백색 가우스 잡음이고,  $w_{\sin}^v, w_{\cos}^v, \Lambda_x(\tau)$ 는 각각 아래와 같이 정의된다.

$$w_{\sin}^u = \frac{1}{\sqrt{P}} \int_0^T \sum_{i=-\infty}^{\infty} (-1)^u c_i \cdot p_{T_s}(t-iT_c-uT_s)w(t)dt, \quad (5)$$

$$w_{\cos}^u = \frac{1}{\sqrt{P}} \int_0^T \sum_{i=-\infty}^{\infty} (-1)^{\lceil \frac{u}{2} \rceil} c_i \cdot p_{\frac{T_s}{2}} \left( t-iT_c-\frac{uT_s}{2} \right) w(t)dt, \quad (6)$$

$$\Lambda_x(\tau) = \begin{cases} x-|\tau|, & |\tau| \leq x, \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

$\Lambda_x(\tau)$ 은 높이  $x$ 와 넓이  $x^2$ 을 갖는 삼각형 함수이다. 식 (3)과 (4)의 삼각형 함수 부분과 잡음 부분을 따로 정리하면 아래와 같다.

$$R_{\sin}^{k,u}(\tau) = N \sum_{v=0}^{2k-1} (-1)^{u+v} \Lambda_{T_s}(\tau - (u-v) T_s) + w_{\sin}^u \quad (8)$$

$$R_{\cos}^{k,u}(\tau) = N \sum_{v=0}^{4k-1} (-1)^{\lceil \frac{u}{2} \rceil + \lceil \frac{v}{2} \rceil} \cdot \Lambda_{\frac{T_s}{2}} \left( \tau - (u-v) \frac{T_s}{2} \right) + w_{\cos}^u \quad (9)$$

각각  $R_{\sin}^{k,u}(\tau)$ 와  $R_{\cos}^{k,u}(\tau)$ 는 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{\sin}^{k,u}(\tau) &= N \sum_{v=0}^{2k-1} (-1)^{u+v} \Lambda_{T_s}(\tau - (u-v) T_s) + w_{\sin}^u \quad (10) \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{v=0}^{12k-1} (-1)^{u+v} \int_{(2kl+u-1)T_s}^{(2kl+u)T_s} p_{T_s}(t-lT_c-uT_s) \\ &\quad \cdot p_{T_s}(t-\tau-lT_c-vT_s) dt + w_{\sin}^u \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} \frac{1}{P} \int_{(2kl+u-1)T_s}^{(2kl+u)T_s} r(t)b(t)dt, \end{aligned}$$

$$R_{\cos}^{k,u}(\tau) = \sum_{l=0}^{N-1} \frac{1}{P} \int_{(\frac{4kl+u}{2}-\frac{1}{2})T_s}^{(\frac{4kl+u}{2})T_s} r(t)b(t)dt, \quad (11)$$

여기서  $r(t) = b(t-\tau) + w(t)$ 를 의미한다. 식 (10)과 (11)로부터  $R_{\sin}^{k,u}(\tau)$ 와  $R_{\cos}^{k,u}(\tau)$ 는 각각 식 (3)과 (4)를 이루는 부분상관함수라는 것을 알 수 있다. 그림 1에서 잡음이 없는 환경에서  $k=1$ 인 BOC 신호에 대한 부분상관함수의 모습을 보여준다. 이 그림으로부터 부분상관함수의 합으로 자기상관함수의 주 첨두가 조합된다는 것을 알 수 있다. BOC 자기상관함수가 형성되면서, 부분상관함수의 주변 첨두들은 불규칙적으로 주 첨두 주변에 퍼진다. 결과적으로 부분상관함수의 합은 BOC 자기상관함수에 여러 개의 주변 첨두를 초래한다. 다음 장에서는 부분상관함수의 조합을 통해 주변 첨두가 없는 새로운 상관함수를 제안한다.

### III. 제안한 상관함수

그림 1로부터  $R_{\sin}^{k,0}(\tau)$ 와  $R_{\sin}^{k,2k-1}(\tau)$  그리고  $R_{\cos}^{k,0}(\tau)$ 와  $R_{\cos}^{k,4k-1}(\tau)$ 가 각각  $\tau=0$ 에서 대칭인 것을 볼 수 있고, BOC<sub>sin</sub>(kn,n)와 BOC<sub>cos</sub>(kn,n)에 대해  $\tau=0$ 에서 첨두가 하나로 일치 한다는 것을 알 수 있다. 따라서 두 개의 부분상관함수를 더하면, 주변 첨두의 크기의 증가 없이 부분상관함수 주 첨두의 크기보다 큰 주 첨두를 가지는 상관함수를 얻을 수 있을 것이다. 다른 한편으로, 두 부분상관함수의 합에서 주변 첨두의 크기와 위치는 두 부분상관함수의 차에서 주변 첨두의 크기와 위치가 같다. 그렇기 때문에, 두 부분상관함수의 합에서의 주 첨두를 유지한 채 주변 첨두를 제거하는데 있어서 두 부분상관함수의 차가

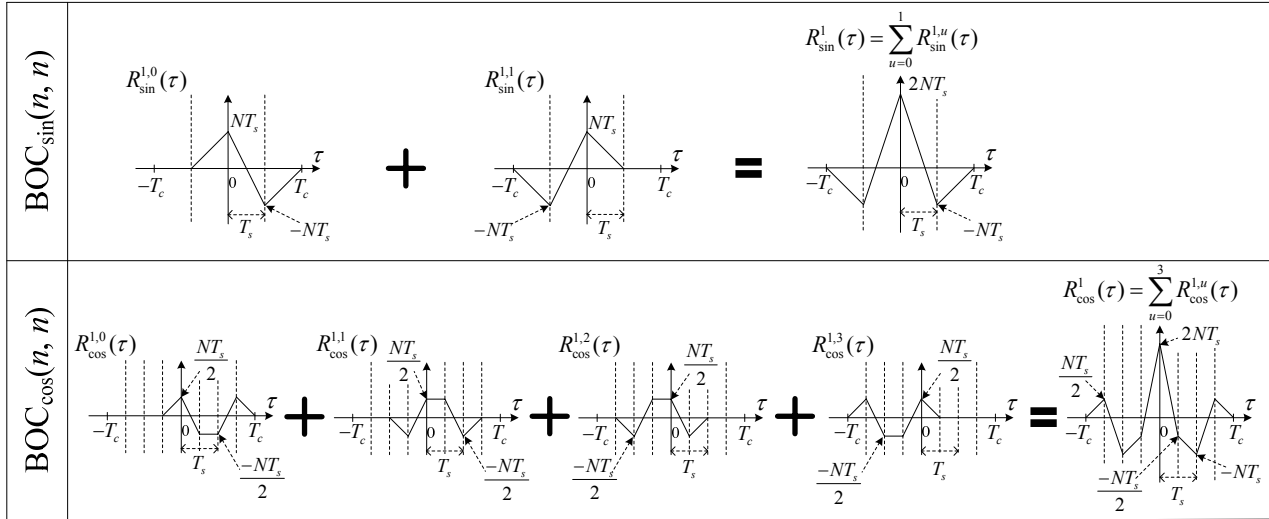


그림 1. BOC<sub>sin</sub>(n, n), BOC<sub>cos</sub>(n, n) 신호의 자기상관함수 및 부분상관함수  
 Fig. 1. Autocorrelation and sub-correlations for BOC<sub>sin</sub>(n, n), BOC<sub>cos</sub>(n, n) signals

사용될 수 있다. 두 부분상관함수의 합과 차에서 주변 첨두는  $\tau < 0$ 에서 다른 위상을 갖고,  $\tau > 0$ 에서 같은 위상을 갖기 때문에, 두 부분상관함수의 합과 두 부분상관함수의 차에 뺄셈을 적용하면, 두 부분상관함수의 합에 있는 주변 첨두들을 완벽히 제거하지 못한다. 따라서 두 부분상관함수들의 합과 차에서 주변 첨두의 위상을 같게 하기 위해, 두 부분상관함수의 절대값의 합과 두 부분상관함수의 차의 절대값을 이용한다. 그림 2에서 두 부분상관함수의 절대값의 합과 두 부분상관함수의 차의 절대값을 뺄셈을 함으로써, 하나의 주 첨두만 남고 나머지 주변 첨두는 제거되는 것을 확인할 수 있다.

새로 생성한 상관함수는 BOC<sub>sin</sub>(kn, n) (BOC<sub>cos</sub>(kn, n)) 신호에 대해  $2k$  ( $4k$ ) 개의 부분상관함수들 중 두 개의 부분상관함수만을 이용해서 만들어지기 때문에, BOC 자기상관함수의 높이는  $2kNT_s$  인데 반해 새로 생성한 상관함수는 주 첨두의 높이가  $2NT_s$  ( $NT_s$ )로 제한된다. 부분상관함수는 전체 BOC 신호 에너지의 일부분을 가진다는 것을 고려하여, 좀 더 많은 신호 에너지를 이용할 수 있으면서 좀 더 높은 크기의 주 첨두를 얻기 위해, BOC 자기상관함수에 새로 생성한 상관함수를 곱한다.

이로부터 아래와 같이 높은 크기의 주 첨두를 가지면서도 주변 첨두가 없는 제안한 상관함수를 생성할 수 있다. BOC<sub>sin</sub>(kn, n) 신호에 대한 제안한 상관함수는 아래와 같다.

$$R_{\sin}^{k, \text{proposed}}(\tau) = R_{\sin}^k(\tau) (|R_{\sin}^{k,0}(\tau)| + |R_{\sin}^{k,2k-1}(\tau)| - |R_{\sin}^{k,0}(\tau) - R_{\sin}^{k,2k-1}(\tau)|) \quad (12)$$

BOC<sub>cos</sub>(kn, n) 신호에 대한 제안한 상관함수는 아래와 같다.

$$R_{\cos}^{k, \text{proposed}}(\tau) = R_{\cos}^k(\tau) (|R_{\cos}^{k,0}(\tau)| + |R_{\cos}^{k,4k-1}(\tau)| - |R_{\cos}^{k,0}(\tau) - R_{\cos}^{k,4k-1}(\tau)|) \quad (13)$$

#### IV. 모의실험 결과

본 장에서는 제안한 상관함수를 이용한 신호 획득에 대한 incorrect acquisition probability와 MAT 성능을 모의실험하고 그 결과를 자기상관함수를 이용하는 경우와 [10]의 상관함수를 (general removing ambiguity via side-peak suppression: GRASS) 이용하는 경우의 모의실험 결과와 비교한다. 모의실험은 다음과 같은 파라미터를 가정하여 진행되었다. PRN 코드 주기  $T=127$ 칩, 상관 길이  $N=127$ 칩, 사인 BOC 신호와 코사인 BOC 신호에 대해 각각 step size  $T_s$ 와  $T_s/2$ . MAT 모의실험에 대한 페널티 시간과 오경보 확률 값은  $4T$ 와  $10^{-3}$ 으로 한다.

그림 3에서는  $k=1$ 일 때와  $k=2$ 일 때의 BOC<sub>sin</sub>(kn, n)와 BOC<sub>cos</sub>(kn, n) 신호에 대해 carrier-to-noise ratio에 (CNR) 따른 제안한 상관함수, GRASS, 자기상관함수를 이용한 경우에 대한 incorrect acquisition probability를 나타낸다. 여기서 incorrect acquisition probability는  $\tau \neq 0$ 일 때, 상관

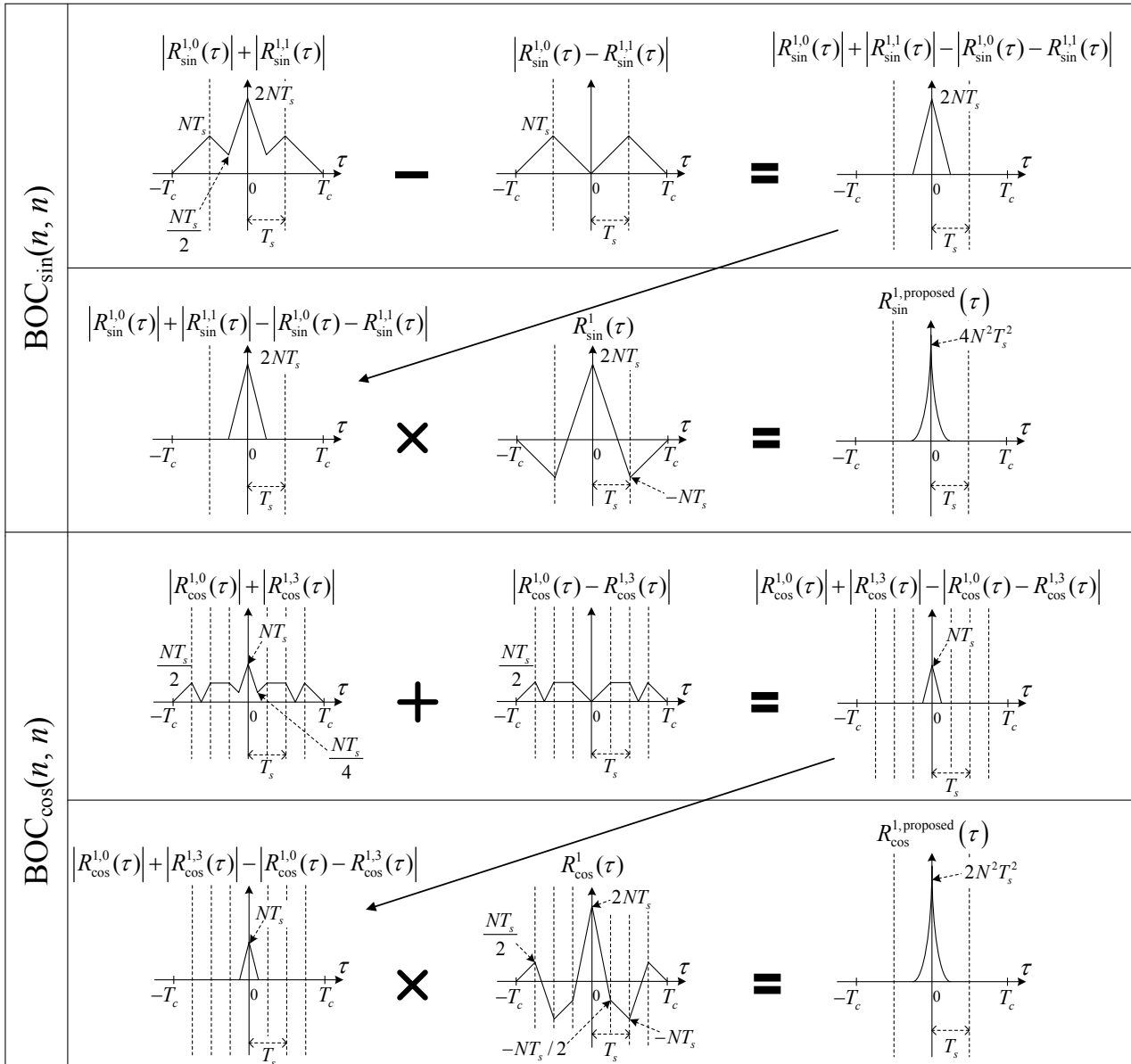


그림 2. BOC<sub>sin</sub>(n, n), BOC<sub>cos</sub>(n, n) 신호에 대한 제안한 상관함수 생성 방법  
 Fig. 2. The unambiguous correlation functions of the proposed scheme for BOC<sub>sin</sub>(n, n), BOC<sub>cos</sub>(n, n) signals

값이 상관함수의 주 첨두 크기를 초과하는 확률을 의미한다. 또한 CNR은  $P/N_0$  dB-Hz로 정의된다. GRASS 기법은 BOC<sub>sin</sub>(kn, n)에서만 적용되기 때문에 BOC<sub>cos</sub>(kn, n)에 대한 GRASS 기법의 성능은 나타나지 않는다. 그림 3(a)의 k=1인 경우, incorrect acquisition probability가  $10^{-3}$ 일 때 제안한 기법이 GRASS 기법에 비해 약 0.35 dB-Hz의 성능 향상을 보이고, k=2인 경우, 제안한 기법이 GRASS 기법에 비해 약 2.14 dB-Hz의 성능 향상을 보임을 확인할 수 있다. 이를 통해 제안한 기법은 GRASS 기법에 비해 좋은 incorrect acquisition probability 성능을 가지며, 특히 k가 증가할수록 성능이 더욱 향상됨을 알 수 있

다. 다른 한편으로 제안한 기법의 성능은 자기상관함수를 이용한 경우보다 낮은 CNR에서 (BOC<sub>sin</sub>(kn, n)에서 약 35 dB-Hz, BOC<sub>cos</sub>(kn, n)에서 약 38 dB-Hz) 약간 열세를 보인다. 이는 제안한 기법에 관련된 절대 값 연산들은 잡음 성분의 크기를 증가시키고 이는 특히 낮은 CNR에서 그 영향이 크기 때문이다. 그러나 BOC 자기상관함수는 주변 첨두를 여전히 가지고 있는 문제가 있다.

그림 4에서는 제안한 기법, GRASS 기법, BOC 자기상관함수를 이용한 경우에 대해 CNR에 따른 BOC<sub>sin</sub>(kn, n)와 BOC<sub>cos</sub>(kn, n)의 k=1, 2일 때의 MAT 성능을 보여준다. 보기를 들어 그림 4(a)의 k =

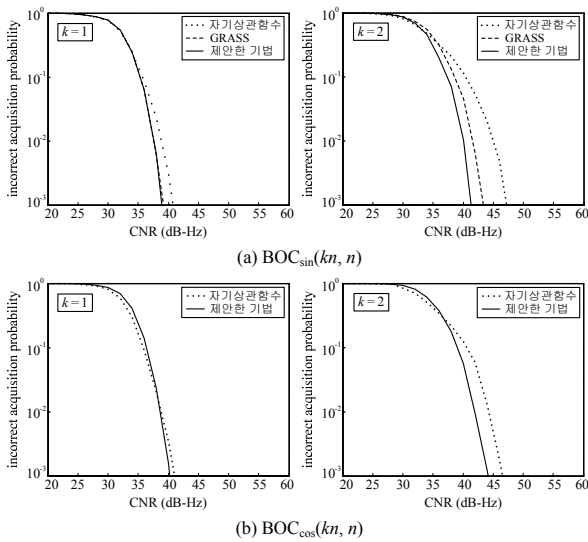


그림 3.  $k=1, 2$ 일 때  $BOC_{\sin}(kn, n)$ 와  $BOC_{\cos}(kn, n)$ 에 대한 제안한 기법, GRASS 기법, 자기상관함수의 incorrect acquisition probability 성능 비교  
 Fig. 3. Incorrect acquisition probabilities of the proposed scheme, GRASS scheme, and autocorrelation for  $BOC_{\sin}(kn, n)$ ,  $BOC_{\cos}(kn, n)$  when  $k=1$  and  $2$

1인 경우,  $10^{-5}$ 의 MAT를 달성함에 있어 제안한 기법이 GRASS 기법에 비해 3.09 dB-Hz의 CNR 이득을 얻을 수 있으며,  $k = 2$ 인 경우, GRASS 기법보다 2.90 dB-Hz의 CNR 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 비록 BOC 자기상관함수는 높은 CNR에서 제안한 기법보다 약간 더 좋은 성능을 보여주지만, 제안한 기법과 기존 기법의 성능은 높은 CNR에서 모두 좋기 때문에, 높은 CNR에서 작은 성능 차이에 대한 영향은 크지 않다.

### V. 결 론

본 논문에서는 BOC 신호에 대한 새로운 상관함수를 제안하였다. 먼저 BOC 자기상관함수가 불규칙적인 부분상관함수들의 합으로 이루어지기에 주변 침투를 발생시킨다는 것을 확인하였고, 이러한 부분상관함수들을 새롭게 조합하여 주변 침투가 없는 새로운 상관함수를 제안하였다. 제안한 상관함수 생성 방식은 일반적인  $BOC_{\sin}(kn, n)$  신호와  $BOC_{\cos}(kn, n)$  신호에 모두 적용될 뿐 아니라 기존의 자기상관함수를 이용한 신호 획득 방식과 GRASS 기법에 비해 향상된 incorrect acquisition probability 및 평균 획득 시간 성능을 제공한다는 것을 보였다.

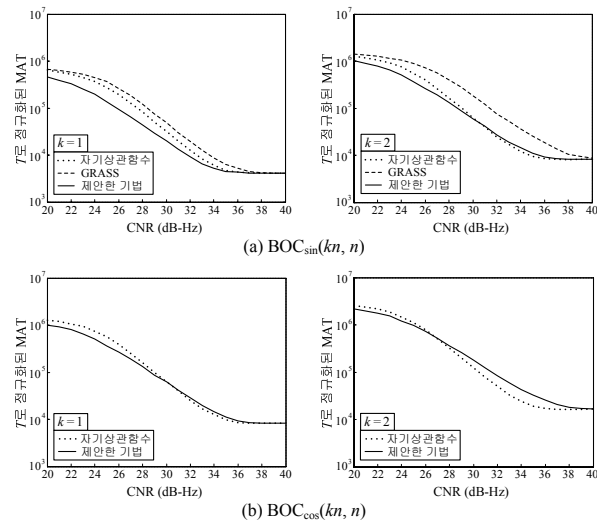


그림 4.  $k=1, 2$ 일 때  $BOC_{\sin}(kn, n)$ 와  $BOC_{\cos}(kn, n)$ 에 대한 제안한 기법, GRASS 기법, 자기상관함수의 MAT 성능 비교  
 Fig. 4. MAT of the proposed scheme, GRASS scheme, and autocorrelation for  $BOC_{\sin}(kn, n)$ ,  $BOC_{\cos}(kn, n)$  when  $k=1$  and  $2$

### 참 고 문 헌

- [1] E. Kaplan, C. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2nd ed., Norwood: Artech House, 2006.
- [2] M. Zahidul, H. Bhuiyan, E. S. Lohan, M. Renfors, "Code tracking algorithms for mitigating multipath effects in fading channels for satellite-based positioning," *Eurasip Journal on Advances in Signal Process.*, 2008, article ID. 863629, 2008.
- [3] W. Liu, G. Du, X. Zhan, C. Zhai, "MSK-binary coded symbol modulations for global navigation satellite systems," *IEICE Electron. Express*, 7(6), pp. 421-427, Mar. 2010.
- [4] J. A. Avila-Rodriguez, "On generalized signal waveforms for satellite navigation," Ph.D. dissertation, Dept. Aerospace Engineer., University of Munich, Munich, Germany, 2008.
- [5] J. Wu, A. G. Dempster, "Applying a BOC-PRN discriminator to cosine phased BOC(fs, fc) modulation," *Electron. Lett.*, 45(13), pp. 689-690, June 2009.
- [6] N. Martin, V. Leblond, G. Guillotel, V. Heiries, "BOC(x, y) signal acquisition techniques and performances," in *Proc. ION GPS/GNSS*, pp.

- 188-198, Portland, OR, Sep. 2003.
- [7] A. Burian, E. S. Lohan, V. Lehtinen, M. Renfors, "Complexity considerations for unambiguous acquisition of Galileo signals," in *Proc. Workshop on Positioning, Navig., and Commun.*, pp. 65-74, Hannover, Germany, Mar. 2006.
- [8] E. S. Lohan, A. Burian, M. Renfors, "Low-complexity unambiguous acquisition methods for BOC-modulated CDMA signals," *Int. J. Sate. Commun. Networking*, 26(6), pp. 503-522, Nov.-Dec. 2008.
- [9] O. Julien, C. Macabiau, M. E. Cannon, G. Lachapelle, "ASPeCT: unambiguous sine-BOC(n,n) acquisition/tracking technique for navigation applications," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, 43(1), pp. 150-162, Jan. 2007.
- [10] Z. Yao, M. Lu, Z. Feng, "Unambiguous sine-phased binary offset carrier modulated signal acquisition technique," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 9(2), pp. 577-580, Feb. 2010.
- [11] F. D. Nunes, M. G. Sousa, J. M. N. Leitao, "Gating functions for multipath mitigation in GNSS BOC signals," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, 43(3), pp. 951-964, July 2007.
- [12] E. S. Lohan, A. Lakhzouri, M. Renfors, "Feedforward delay estimators in adverse multipath propagation for Galileo and modernized GPS signals," *Eurasip Journal on Applied Signal Process.*, 2006, article ID. 50971, 2006.

이 영 석 (Youngseok Lee)



학생회원

2008년 3월~현재 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부 학사과정  
2008년 3월 이공계국가장학생 <관심분야> 통신 이론, 무선 통신, 추정 및 검파

윤 석 호 (Seokho Yoon)



중신회원

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 하버드대학교 박사후 연구원  
2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학대학 전자전기공학부 전임강사, 조교수, 부교수  
2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 수상  
2007년 Marquis Who's Who in Asia에 등재  
2007년 IEEE 준석학회원  
2008년 Marquis Who's Who in World에 등재  
2009년 한국통신학회 LG 학술상 수상  
<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호처리