

Cyclostationarity를 갖는 부 상관함수들의 재조합에 기반을 둔 BOC 신호 획득 기법

정회원 이 영 포*, 학생회원 백 지 현**, 종신회원 윤 석 호*

A BOC Signal Acquisition Scheme Based on Recombination of Sub-correlation Functions with Cyclostationarity

Youngpo Lee* *Regular Member*, Jeehyeon Baek** *Student Member*,
Seokho Yoon*^o *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 위성항법 시스템에서 (global navigation satellite system: GNSS) 사용되는 이진 오프셋 반송파 (binary offset carrier: BOC) 신호 상관함수의 주변 첨두 때문에 발생하는 신호 획득 문제에 대해 소개한다. 우선 BOC 신호의 상관함수를 분석하여 상관함수의 주변 첨두가 불규칙한 형태를 갖는 부 상관함수들의 결합을 통해 형성된다는 점을 관찰하며, 관찰 결과를 바탕으로 cyclostationarity를 지니는 부 상관함수들의 재조합에 기반을 둔 신호 획득 기법을 제안한다. 제안한 기법은 모든 BOC 신호에 적용되어 주변 첨두를 완벽히 제거할 수 있으며, 모의실험을 통해 제안한 기법이 기존의 기법들에 비해 더 나은 평균 신호 획득 시간 (mean acquisition time: MAT) 성능을 제공함을 보인다.

Key Words : acquisition, binary offset carrier, correlation function, cyclostationarity, GNSS

ABSTRACT

This paper addresses the problem in the acquisition of binary offset carrier (BOC) signals employed in global navigation satellite systems, which is caused by the multiple side-peaks of the BOC autocorrelation function. We first observe that the side-peaks arise due to the fact that the BOC autocorrelation is made up of the sum of the sub-correlations shaped irregularly, and then, propose a novel acquisition scheme based on a recombination of the sub-correlations with cyclostationarity. The proposed scheme is demonstrated to remove the side-peaks completely for any type of BOC signal and to provide a performance improvement over the conventional schemes in terms of the mean acquisition time.

I. 서 론

최근 위치 기반 서비스 (location-based service: LBS), 긴급 구조 서비스 (emergency rescue service: ERS) 등과 같은 위성항법 시스템 기반 서비스의 수요

가 증가함에 따라 Galileo와 global positioning system (GPS) 현대화와 같은 새로운 위성항법 시스템들의 (global navigation satellite system: GNSS) 개발이 가속화되고 있다^[1-3]. 새로운 GNSS들은 기존에 사용되던 GNSS들과 같은 주파수 대역을 사용할 예정이

※ 이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구(No. 2011-0018046)와 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원 사업(NIPA-2011-C1090-1111-0005) 및 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방 위성항법 특화연구센터 사업의 연구 결과로 수행되었음.

* 성균관대학교 정보통신공학부 (syoon@skku.edu) (° : 교신저자), ** 건국대학교 전자공학부

논문번호 : KICS2011-04-178, 접수일자 : 2011년 4월 12일, 최종논문접수일자 : 2011년 6월 3일

다. 한 예로 Galileo 시스템의 E1, E5 대역은 GPS의 L1, L5 대역과 각각 중첩된다^[4]. 따라서 Galileo 시스템의 신호가 GPS 신호의 변조에 사용되는 위상 편이 방식을 (phase shift keying: PSK) 그대로 사용하면 두 시스템의 신호 간에는 동일 채널 간섭이 발생하게 된다. 이러한 문제점을 막기 위해, 새로운 GNSS에는 신호의 에너지를 주파수 대역의 가장자리로 이동시킴으로써 동일 주파수 대역에서 다른 신호와 스펙트럼 공존을 가능하게 하며^[5,6], 첨예한 상관함수 특성 때문에 시간 지터를 감소시킬 수 있는^[7] 이진 오프셋 반송파 (binary offset carrier: BOC) 변조 방식이 도입되었다. BOC 신호는 의사 랜덤 잡음 (pseudo random noise: PRN) 부호와 사인 위상 또는 코사인 위상 사각 반송파의 곱을 통해 생성되며, 어떤 종류의 반송파를 곱했는가에 따라 각각 BOC_{sin}(kn, n) 또는 BOC_{cos}(kn, n)로 표시한다. 여기서 k와 n은 각각 PRN 부호 주기와 반송파 주기 간의 비, PRN 부호의 칩률과 1.023 MHz 간의 비를 의미한다^[4,8].

그러나 BOC 신호의 상관함수는 주 첨두 (main-peak) 외에 여러 주변 첨두를 (side-peak) 갖기 때문에 BOC 신호 획득 시 주변 첨두에서 신호 획득이 이뤄질 수 있다는 단점을 가지며, 이러한 주변 첨두들은 k가 클수록 더 많이 발생한다. 그 동안 주변 첨두를 제거함으로써 신호 획득 시에 발생하는 문제를 해결하기 위한 많은 연구들이 진행되어 왔다^[9-11]. [9]-[11]에서는 sideband 필터링을 이용하여 BOC 신호 획득 문제를 다루었으나, 이러한 기법들은 BOC 상관함수 주 첨두의 폭을 넓게 만들어 신호 획득 이후의 tracking 성능을 떨어뜨린다는 단점이 있다. [12]에서는 BOC 상관함수의 주 첨두를 첨예하게 유지하면서도 주변 첨두의 크기를 줄여 BOC 신호 획득 성능을 향상시킬 수 있는 기법이 제안되었으나, 이 기법들은 오직 BOC_{sin}(n, n) 신호에만 적용 가능하다. [13]에서는 [12]의 기법을 BOC_{sin}(kn, n) 신호에 적용할 수 있게 확장하였으나 주변 첨두를 완벽히 제거할 수 없으며 BOC_{cos}(kn, n) 신호에는 적용할 수 없다는 단점이 남아있다.

본 논문에서는 BOC_{sin}(kn, n), BOC_{cos}(kn, n) 신호 모두에 적용 가능한 신호 획득 기법을 제안한다. 본 논문에서 제안한 기법은 BOC 상관함수를 구성하는 cyclostationarity를 지니는 부 상관함수들을 (sub-correlation function) 새롭게 조합함으로써 BOC 상관함수의 주변 첨두들을 제거하면서도 주 첨두의 첨예함을 유지할 수 있다. 또한 모의실험을 통해 제안

한 기법이 [13]의 기법에 비해 향상된 신호 획득 성능을 갖는 것을 보인다.

II. BOC 상관함수

BOC 신호 $b(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

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

여기서 P 는 신호 전력, $c_i \in \{-1, 1\}$ 은 주기 T 를 갖는 PRN 부호의 i 번째 칩 데이터, T_c 는 PRN 부호 칩의 주기, p_{T_c} 는 $[0, T_c)$ 주기를 갖는 단위 사각 펄스로 정의되는 PRN 부호의 파형, $d_{\lfloor iT_c/T \rfloor}$ 는 $\lfloor iT_c/T \rfloor$ 번째 항법 데이터, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 를 넘지 않는 최대 정수를 의미하며, 부 반송파 $s(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

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

여기서 $T_s = T_c/2k$ 는 부 반송파 펄스 주기이며, p_{T_s} 는 $[0, T_s)$ 주기를 갖는 부 반송파의 파형, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 작지 않은 최소 정수를 의미한다. 본 논문에서는 신호 획득에 초점을 맞추기 때문에 항법 데이터는 변조되지 않았다고 가정한다 ($d_{\lfloor iT_c/T \rfloor} = 1$). 신호 획득의 용이성을 위해 PRN 부호의 주기 T 가 T_c 에 매우 크고, 시간차가 T_c 이상일 경우 상관함수의 값이 매우 작게 설계되었음을 고려하면 수신된 BOC 신호와 수신기에서 발생된 BOC 신호 간의 상관함수는 다음과 같이 얻을 수 있다^[14].

$$R_{\sin}^k(\tau) = \frac{1}{PT} \int_0^T (b(t-\tau) + w(t))b(t)dt \\ \approx \sum_{u=0}^{2k-1} \frac{1}{T_c} \sum_{v=0}^{2k-1} (-1)^{u+v} \\ \cdot A_{T_s}(\tau - (u-v)T_s) + w_{\sin}^u, \quad (3)$$

$$R_{\cos}^k(\tau) \approx \sum_{u=0}^{4k-1} \frac{1}{T_c} \sum_{v=0}^{4k-1} (-1)^{\lfloor u/2 \rfloor + \lfloor v/2 \rfloor} \\ \cdot A_{T_s/2}(\tau - (u-v)T_s/2) + w_{\cos}^u. \quad (4)$$

여기서 τ 는 수신된 BOC 신호와 수신기에서 발생된 BOC 신호 간의 시간차, $w(t)$ 는 평균 0 및 단측 전력 스펙트럼 밀도 N_0 의 부가 백색 가우시안 잡음, (additive white Gaussian noise: AWGN), w_{\sin}^u

$$= \frac{1}{PT} \int_0^T \sum_{i=-\infty}^{\infty} (-1)^u c_i p_{T_s}(t-iT_c-uT_s) w(t) dt,$$

$$w_{\cos}^u = \frac{1}{PT} \int_0^T \sum_{i=-\infty}^{\infty} (-1)^{\lfloor \frac{u}{2} \rfloor} c_i p_{\frac{T_s}{2}}(t-iT_c-u\frac{T_s}{2}) w(t) dt$$

이다. $A_x(\tau)$ 는 다음과 같이 정의되는 높이 x , 넓이 x^2 의 삼각형 함수이다.

$$A_x(\tau) = \begin{cases} x-|\tau|, & |\tau| \leq x, \\ 0, & \text{그 외의 경우.} \end{cases} \quad (5)$$

식 (3)의 $\frac{1}{T_c} \sum_{v=0}^{2k-1} (-1)^{u+v} A_{T_s}(\tau-(u-v)T_s) + w_{\sin}^u$ 부분은 부 상관함수 $R_{\sin}^{k,u}(\tau)$ 로 표기하며 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{\sin}^{k,u}(\tau) &= \frac{1}{T_c} \sum_{v=0}^{2k-1} (-1)^{u+v} A_{T_s}(\tau-(u-v)T_s) + w_{\sin}^u \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{v=0}^{2k-1} (-1)^{u+v} \frac{1}{T} \int_{(2kl+u-1)T_s}^{(2kl+u)T_s} \\ &\quad \cdot p_{T_s}(t-lT_c-uT_s) \\ &\quad \cdot p_{T_s}(t-\tau-lT_c-vT_s) dt + w_{\sin}^u \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{T} \int_{(2kl+u-1)T_s}^{(2kl+u)T_s} \sum_{v=0}^{2k-1} (-1)^{u+v} \\ &\quad \cdot c_l c_m p_{T_s}(t-lT_c-uT_s) \\ &\quad \cdot p_{T_s}(t-\tau-mT_c-vT_s) dt + w_{\sin}^u \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{PT} \int_{(2kl+u-1)T_s}^{(2kl+u)T_s} b(t-\tau)b(t) \\ &\quad + w(t)b(t) dt \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{PT} \int_{(2kl+u-1)T_s}^{(2kl+u)T_s} r(t)b(t) dt. \end{aligned} \quad (6)$$

이와 비슷하게 식 (4)의 $\frac{1}{T_c} \sum_{v=0}^{2k-1} (-1)^{\lfloor u/2 \rfloor + \lfloor v/2 \rfloor} A_{T_s/2}(\tau-(u-v)T_s/2) + w_{\cos}^u$ 부분은 부 상관함수 $R_{\cos}^{k,u}(\tau)$ 로 표기하며 다음과 같이 얻을 수 있다.

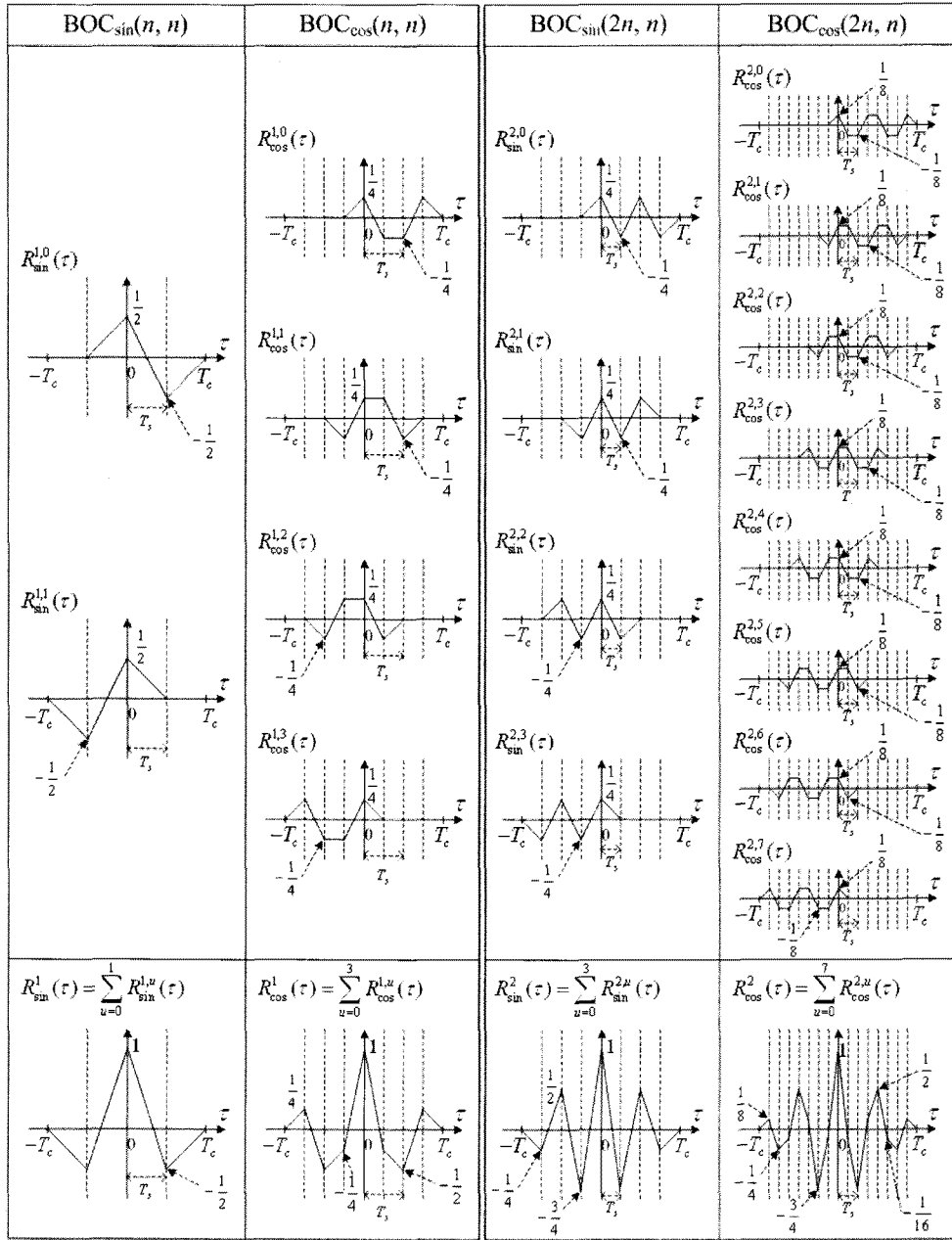
$$R_{\cos}^{k,u}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{PT} \int_{(4kl+u-1)T_s/2}^{(4kl+u)T_s/2} r(t)b(t) dt. \quad (7)$$

여기서 $r(t) = b(t-\tau) + w(t)$, L 은 T_c 로 정규화 된 상관 길이로 주파수 오차, 데이터 변조 때문에 일반적으로는 PRN 부호 주기와 같거나 작게 설정된다. 식 (6) 및 식 (7)로부터 $R_{\sin}^{k,u}(\tau)$ 및 $R_{\cos}^{k,u}(\tau)$ 은 각각 식 (3) 및 식 (4)의 BOC 상관함수를 구성하는 부 상관함수라는 것을 알 수 있으며, 부 상관함수들은 시간차에 따라 순환적으로 이동하며 위상을 제외하고 통계적으로 동일한 특성을 갖는다. 그림 1에 잡음이 없을 때, $k=1$ 및 $k=2$ 일 경우에 대한 예시가 나와 있다. 그림 1을 통해 $\tau=0$ 일 때 모든 부 상관함수들의 첨두는 같은 위상을 가지며, 이러한 첨두들이 결합되어 BOC 상관함수의 주 첨두를 형성한다는 것을 알 수 있다. 반면, BOC 상관함수의 주변 첨두들은 $\tau \neq 0$ 일 때 부 상관함수의 불규칙한 첨두들이 결합됨으로써 형성된다는 것을 알 수 있다.

III. 제안된 기법

그림 1로부터, $R_{\sin}^{k,0}(\tau)$ 및 $R_{\cos}^{k,0}(\tau)$ 은 각각 $\tau=0$ 을 기준으로 $R_{\sin}^{k,2k-1}(\tau)$ 및 $R_{\cos}^{k,4k-1}(\tau)$ 과 대칭이며, 오직 한 개의 첨두만 중첩됨을 알 수 있다. 따라서 두 부 상관함수의 합을 통해 주변 첨두의 크기 증가 없이 주 첨두의 크기를 높일 수 있고, 두 부 상관함수 간의 차를 통해 주변 첨두만 남길 수 있다. 관찰에 기반하여 그림 2에서처럼 $|R_{\sin}^{k,0}(\tau)| + |R_{\sin}^{k,2k-1}(\tau)| - |R_{\sin}^{k,0}(\tau) - R_{\sin}^{k,2k-1}(\tau)|$ 및 $|R_{\cos}^{k,0}(\tau)| + |R_{\cos}^{k,4k-1}(\tau)| - |R_{\cos}^{k,0}(\tau) - R_{\cos}^{k,4k-1}(\tau)|$ 를 통해 BOC_{sin}(kn, n) 상관함수 및 BOC_{cos}(kn, n) 상관함수의 주변 첨두를 제거하고 주 첨두만 남길 수 있다. 그러나 이 경우, 다수의 절댓값 연산을 이용하기 때문에 잡음의 영향이 증가할 수 있다. 따라서 잡음의 영향을 낮추기 위해 그림 2의 새로운 상관함수에 각 부 상관함수를 곱한 후 결합한다. $\{R_{\sin}^{k,u}(\tau)\}_{u=0}^{2k-1}$ 및 $\{R_{\cos}^{k,u}(\tau)\}_{u=0}^{4k-1}$ 내의 잡음 성분 $\{w_{\sin}^u(\tau)\}_{u=0}^{2k-1}$ 및 $\{w_{\cos}^u(\tau)\}_{u=0}^{4k-1}$ 이 각각 독립이기 때문에 그림 2의 새로운 상관함수에 각 부 상관함수를 곱한 후 결합하는 과정은 잡음의 크기를 균일하게 만들면서도 주 첨두의 크기는 유지시킬 수 있다. 위와 같은 내용을 토대로, 본 논문에서는 다음과 같은 상관함수를 제안한다.

$$R_{\sin}^{k,proposed}(\tau) = \sum_{u=0}^{2k-1} |R_{\sin}^{k,0}(\tau)| + |R_{\sin}^{k,2k-1}(\tau)| - |R_{\sin}^{k,0}(\tau) - R_{\sin}^{k,2k-1}(\tau)| \quad (8)$$



(a) k=1일 경우

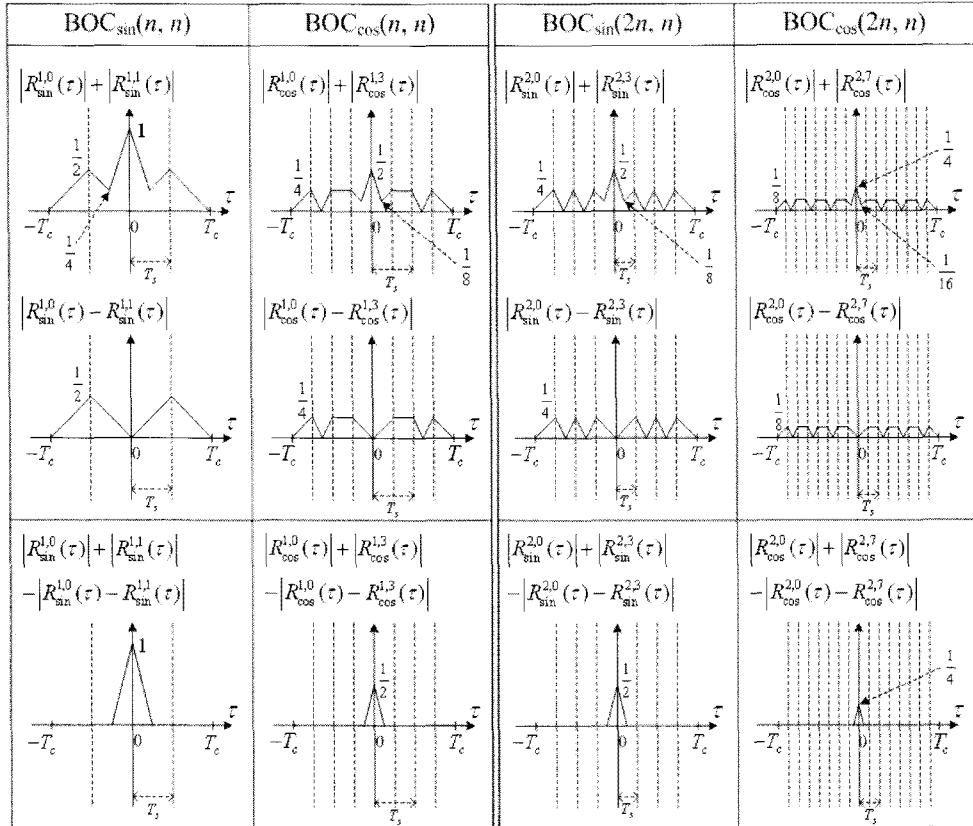
(b) k=2일 경우

그림 1. k=1 및 k=2일 경우의 BOC 상관함수 및 부 상관함수

$$R_{\cos}^{k,proposed}(\tau) = \sum_{u=0}^{4k-1} |R_{\cos}^{k,0}(\tau)| + |R_{\cos}^{k,4k-1}(\tau)| - |R_{\cos}^{k,0}(\tau) - R_{\cos}^{k,4k-1}(\tau)| \quad (9)$$

그림 3은 제한한 상관함수가 적용된 신호 획득 수신기의 구조를 보여준다. 수신된 BOC 신호 $r(t)$ 는 우선 수신기에서 생성된 PRN 부호 및 부 반송파와

곱해지고, BOC_{sin}(kn, n) 신호의 경우 T_s , BOC_{cos}(kn, n) 신호의 경우에는 $T_s/2$ 구간의 적분을 통해 샘플이 얻어진다. 다음으로 L개의 샘플들끼리 결합하여 부 상관값이 얻어지며, 부 상관값들 식 (8) 및 식 (9)에 따라 결합함으로써 $R_{\sin}^{k,proposed}(\tau)$ 및 $R_{\cos}^{k,proposed}(\tau)$ 에 기반한 결정 변수가 생성된다. 생성



(a) $k=1$ 일 경우

(b) $k=2$ 일 경우

그림 2. $k=1$ 및 $k=2$ 일 경우의 새로운 상관함수

된 결정 변수는 문턱값과 비교되며, 결정 변수가 문턱 값보다 같거나 클 경우, 신호 획득 과정은 종료되고 tracking 과정이 시작된다. 생성된 결정 변수가 문턱값

보다 작을 경우, 수신기에서 생성된 PRN 부호 및 반송파의 위상이 업데이트 되고, 위의 과정들이 반복 수행된다. 또한 제안한 기법은 그림 3에서 보는 바와 같이 1개의 상관기만 이용하여 순차적으로 부 상관값을 얻어 결정 변수를 생성한다.

IV. 성능 비교

이 장에서는 [13]의 GRASS 기법 및 BOC 상관함수를 결정 변수를 사용하는 기법과 (본 논문에서는 traditional 기법으로 칭함) 제안한 기법의 상관함수 및 평균 신호 획득 시간을 (mean acquisition time: MAT) 비교한다. 모의실험을 위해 $T=4092$ 칩의 Galileo E1-C PRN 부호를 사용하였으며, $L=4092$, 신호 획득 시 검사 간격은 $BOC_{\sin}(kn, n)$, $BOC_{\cos}(kn, n)$ 의 경우 각각 T_s , $T_s/2$ 로 설정하였다.

그림 4는 $k=1$ 및 $k=2$ 일 때, $BOC_{\sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호에 대한 제안한 기법 및 GRASS

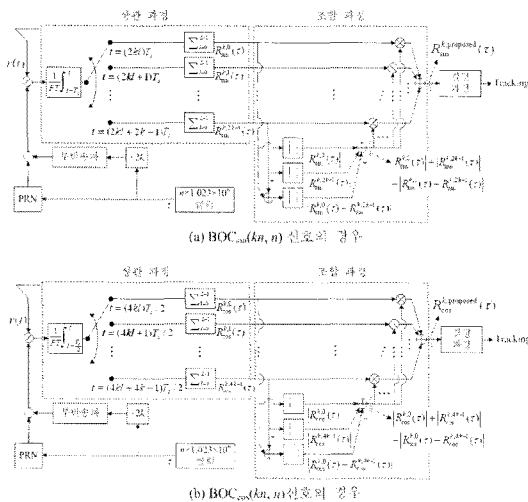
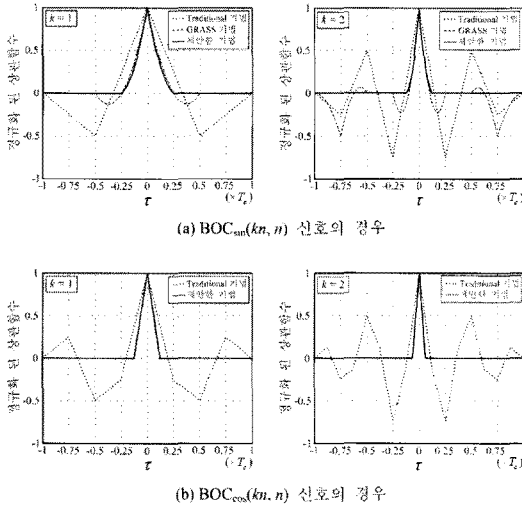


그림 3. 제안한 상관함수가 적용된 신호 획득 수신기의 구조



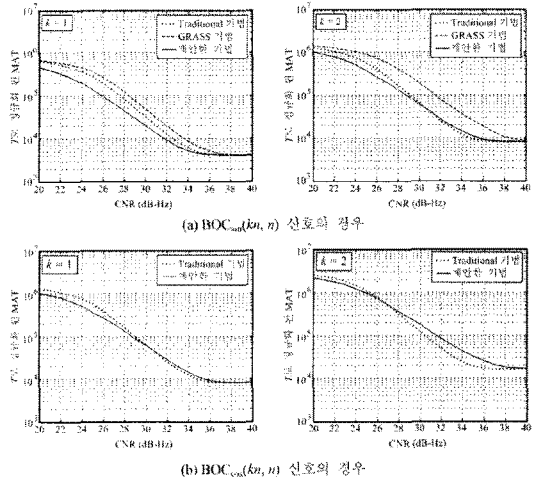
(a) $BOC_{sin}(kn, n)$ 신호의 경우

(b) $BOC_{cos}(kn, n)$ 신호의 경우

그림 4. $k=1$ 및 $k=2$ 일 경우의 제안한 기법, GRASS 기법, traditional 기법의 정규화 된 상관함수

기법의 정규화 된 상관함수, BOC 상관함수를 보여준다. GRASS 기법은 $BOC_{sin}(kn, n)$ 에만 적용 가능하므로 $BOC_{cos}(kn, n)$ 에 대해서는 보이지 않았다. 그림 4에서 보는 바와 같이 GRASS 기법의 상관함수나 BOC 상관함수와는 달리 제안한 기법의 상관함수는 k 에 관계없이 $BOC_{sin}(kn, n)$, $BOC_{cos}(kn, n)$ 신호의 경우 모두 주변 침두를 완벽히 제거할 수 있음을 알 수 있다.

그림 5는 $k=1$ 및 $k=2$ 일 때, $BOC_{sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{cos}(kn, n)$ 신호에 대한 제안한 기법, GRASS 기법, traditional 기법의 반송파 대 잡음비에 (carrier-to-noise ratio: CNR) 따른 MAT 성능을 보여준다. 그림 4에서와 마찬가지로 GRASS 기법은 $BOC_{sin}(kn, n)$ 에만 적용 가능하므로 $BOC_{cos}(kn, n)$ 에 대해서는 보이지 않았다. 오경보가 (false alarm) 발생했을 때의 페널티 시간은 $4T$, 문턱값 설정 시의 오경보 확률은 10^{-3} 으로 설정하였으며, CNR은 P/N_0 로 (단위: dB-Hz) 정의된다. 그림 5에서 보는 바와 같이, 제안한 기법이 GRASS 기법과 traditional 기법에 비해 더 나은 MAT 성능을 갖는 것을 알 수 있다. 특히, $BOC_{sin}(n, n)$ 의 경우에는 제안한 기법이 다른 기법들에 비해 약 2dB 정도의 성능 이득을 보인다. 비록 높은 CNR일 때, traditional 기법이 제안한 기법에 비해 약간 더 나은 성능을 보이지만, 성능 차이는 크지 않다. GRASS 기법은 주변 침두를 제거했으나, 결합 계수를 사용함으로써 잡음의 영향이 커지기 때문에 traditional 기법에 비해 MAT 성능이 떨어



(a) $BOC_{sin}(kn, n)$ 신호의 경우

(b) $BOC_{cos}(kn, n)$ 신호의 경우

그림 5. $k=1$ 및 $k=2$ 일 경우의 제안한 기법, GRASS 기법, traditional 기법의 MAT 성능

지며, 이러한 MAT 성능 하락은 k 가 증가함에 따라 더욱 커진다. 또한 제안한 기법과 다른 기법들 간의 성능 차이는 k 가 증가함에 따라 줄어들지만, GNSS에서 주로 사용되는 BOC 신호는 $k=1$ 및 $k=2$ 인 신호이므로^[4,15], 제안한 기법은 실제 사용되는 BOC 신호에 유용하다고 할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 GNSS를 위한 새로운 BOC 신호 획득 기법을 제안하였다. 우선 BOC 신호의 상관함수를 분석하여 상관함수의 주변 침두가 부 상관함수들이 갖는 불규칙한 침두들의 결합을 통해 형성된다는 점을 알아냈으며, 부 상관함수들의 재조합에 기반을 둔 신호 획득 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 $BOC_{sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{cos}(kn, n)$ 신호 모두에 적용되어 주변 침두를 완벽히 제거할 수 있으며, 모의실험을 통해 제안한 기법이 기존의 기법들에 비해 더 나은 MAT 성능을 갖는 것을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] E. Kaplan and C. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*, Norwood: Artech House, 2006.
- [2] E. S. Lohan, A. Lakhzouri, and M. Renfors, "Binary-offset-carrier modulation techniques with applications in satellite navigation

- systems," *Wireless Commun. Mobile Computing*, Vol.7, No.6, pp.767-779, Aug. 2007.
- [3] M. Zahidul, H. Bhuiyan, E. S. Lohan, and M. Renfors, "Code tracking algorithms for mitigating multipath effects in fading channels for satellite-based positioning," *Eurasip J. on Advances in Sig. Process.*, Vol.2008, article ID. 863629, 2008.
- [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. W. Betz, "Binary offset carrier modulations for radionavigation," *J. Inst. Navig.*, Vol.48, No.4, pp.227-246, Winter 2001-2002.
- [6] W. Liu, G. Du, X. Zhan, and C. Zhai, "MSK-binary coded symbol modulations for global navigation satellite systems," *IEICE Electron. Express*, Vol.7, No.6, pp.421-427, Mar. 2010.
- [7] N. C. Shivaramaiah and A. G. Dempster, "A novel extended tracking range DLL for AltBOC signals," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, CD-ROM, Anchorage, AK, Sep. 2009.
- [8] 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.689-690, June 2009.
- [9] P. M. Fishman and J. W. Betz, "Predicting performance of direct acquisition for the M-code signal," in *Proc. ION NTM*, pp.574-582, Anaheim, CA, Jan. 2000.
- [10] N. Martin, V. Leblond, G. Guillotel, and V. Heiries, "BOC(x , y) signal acquisition techniques and performances," in *Proc. ION GPS/GNSS*, pp.188-198, Portland, OR, Sep. 2003.
- [11] E. S. Lohan, A. Burian, and M. Renfors, "Low-complexity unambiguous acquisition methods for BOC-modulated CDMA signals," *Int. J. Satell. Commun. Networking*, Vol.26, No. 6, pp.503-522, Nov.-Dec. 2008.
- [12] O. Julien, C. Macabiau, M. E. Cannon, and G. Lachapelle, "ASPeCT: unambiguous sine-BOC (n,n) acquisition/tracking technique for navigation applications," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, Vol.43, No.1, pp.150-162, Jan. 2007.
- [13] Z. Yao, M. Lu, and Z. Feng, "Unambiguous sine-phased binary offset carrier modulated signal acquisition technique," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.9, No.2, pp.577-580, Feb. 2010.
- [14] E. S. Lohan, A. Lakhzouri, and M. Renfors, "Feedforward delay estimators in adverse multipath propagation for Galileo and modernized GPS signals," *Eurasip J. Applied Sig. Process.*, Vol.2006, article ID. 50971, 2006.
- [15] R. B. Harris and E. G. Lightsey, "A general model of multipath error for coherently tracked BOC modulated signals," *IEEE J. Sel. Topics in Sig. Process.*, Vol.3, No.4, pp.682-694, Aug. 2009.

이 영 포 (Youngpo Lee)

정회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

2010년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 공학석사

2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사 과정

2008년 11월 한국통신학회 하계종합학술발표회 우수논문상 수상

2009년 12월 IEEE Seoul Section Student Paper Contest 대상 수상

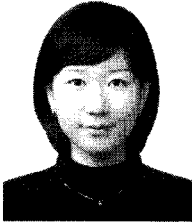
2010년 1월 성균관대학교 정보통신공학부 우수논문상 수상

2010년 12월 아이디스 전자신문 대학(원)생 과학기술&IT 논문공모 대제전 최우수상, 장려상 수상

<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호처리

백 지 현 (Jeehyeon Baek)

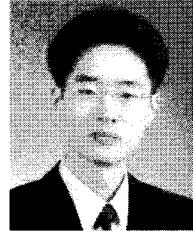
학생회원



2006년 3월~현재 건국대학교
전자공학부 학사과정
<관심분야> 통신 이론, 이동
통신

윤 석 호 (Seokho Yoon)

종신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전
자전산학과 공학사(최우등)
1999년 2월 한국과학기술원 전
자전산학과 공학석사
2002년 2월 한국과학기술원 전
자전산학과 공학박사
2002년 4월~2002년 6월 MIT
박사후 연구원
2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연
구원
2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전
임 강사, 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> 통신이론, 이동통신, 통계학적 신호처리