

BOC 신호 추적을 위한 부상관함수 결합 기반 주변침두 제거 기법

정회원 김 영 제*, 준회원 박 종 인**, 종신회원 윤 석 호***

Side-Peak Cancellation Scheme Based on Combination of Sub-Correlations for BOC Signal Tracking

Youngje Kim* *Regular Member*, Jong In Park** *Associate Member*,
Seokho Yoon*** *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 binary offset carrier (BOC) 신호를 위한 새로운 상관함수 주변침두 제거 기법을 제안한다. 제안한 기법은 BOC 자기상관함수를 구성하는 부상관함수의 결합에 기반을 두고 있으며, 수신기에서 보조 신호를 필요로 하지 않고, sine 위상 및 cosine 위상 BOC 신호에 모두 적용이 가능하다. 또한 모의실험 결과를 통해 제안한 기법이 기존의 기법들에 비해 더 좋은 신호 추적 성능을 가짐을 보인다.

Key Words : binary offset carrier (BOC), ambiguity problem, sub-correlations, TESD, synchronization

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel cancellation scheme of correlation side-peaks for binary offset carrier (BOC) signals. The proposed scheme is based on a combination of the sub-correlation functions composing the BOC autocorrelation and applicable to both sine- and cosine-phased BOC signals without requiring any auxiliary signal in the receiver. From numerical results, it is confirmed that the proposed scheme provides a better tracking accuracy than the conventional schemes.

I. 서 론

Binary offset carrier (BOC) 변조는 기존의 phase shift keying (PSK) 변조에 비해 높은 위치 결정 정확도를 가지고, 현존하는 위성 항법 시스템 신호와 주파수 대역에서 분리가 가능한 장점이 있어 Galileo 및 global positioning system (GPS) 현 대화와 같은 새로운 위성 항법 시스템에서 크게 주목받고 있다^[1,2]. BOC 변조는 의사 잡음 부호 (pseudo random noise: PRN) 신호와 sine 위상 또

는 cosine 위상 구형파와의 곱을 통해 신호를 생성하며, 구형파의 위상에 따라 각각 $BOC_{\sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{\cos}(kn, n)$ 으로 나타낸다. 여기서 k 는 PRN 코드 칩 주기 T_c 와 부반송파 주기의 비를 나타내는 집합 $K = \{1, 1.5, 2, 2.5, \dots\}$ 의 원소이고, n 은 T_c^{-1} 과 1.023 MHz의 비를 나타낸다[1]. k 값이 클수록 주파수 영역에서 더욱 분리되며, 현존하는 위성 항법 시스템과 새로운 위성 항법 시스템 간의 간섭을 더욱 줄일 수 있다.

※ 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) 및 2012년도 삼성탈레스(주)의 재원을 지원 받아 수행된 연구임.

* 삼성탈레스, ** 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부(ysyoon@skku.edu), (° : 교신저자)

논문번호 : KICS2012-01-024, 접수일자 : 2012년 1월 25일, 최종논문접수일자 : 2012년 3월 30일

BOC 변조된 신호의 가장 큰 단점은 그 자기상관함수 주침두 주위에 다수의 주변침두가 존재한다는 것이며, k 값이 커질수록 더 많은 수의 주변침두가 존재한다. 이로 인해 신호 추적 (tracking) 과정에서 tracking loop이 주침두가 아닌 주변침두 중 하나에서 고정되는 ambiguity 문제를 발생시킨다^[2]. 최근 이러한 문제를 해결하기 위하여 [3]-[8]에서와 같은 여러 기법들이 제안되어 왔다. Bump-jumping 기법^[3] 현재 침두와 이에 이웃하는 침두들의 크기를 비교하는 방식으로 동작하며, 신호 전력이 작을 때는 잘 동작하지 않는 문제가 있다. BOC 신호를 두 개의 binary PSK (BPSK) 신호의 합으로 처리하는 BPSK-like 기법^[4] ambiguity 문제를 해결하였으나, BOC 자기상관함수의 주침두가 좁은 폭을 가지는 특성을 파괴하기 때문에 신호 추적 성능이 크게 떨어진다. [5]에서는 BOC 자기함수로부터 BOC 신호와 PRN 신호의 교차상관함수를 빼는 방법이 제안되었지만, 이 기법은 $BOC_{sin}(n, n)$ 신호에만 적용 가능하다. 다른 한편으로 [6]과 [7]에서 제안된 기법들은 모두 $BOC_{sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{cos}(kn, n)$ 신호에 적용 가능하나, [6]의 기법은 주침두에서 가장 가까운 주변침두들을 포함한 주변침두의 일부만을 제거하기 때문에 ambiguity 문제를 완전히 해결하지 못한다. 또한 [7]의 기법은 비록 주변침두를 완벽히 제거하지만, $k > 1$ 일 때는 BOC 자기상관함수에 비해 더 나쁜 신호 추적 성능을 보인다. [8]에서는 pseudo correlation function based unambiguous delay lock loop이라 (PUDLL) 불리는 기법이 제안되었으며, 특별히 설계된 local 신호와 수신된 BOC 신호의 교차상관함수들의 결합에 기반을 둔다. PUDLL은 주변침두를 모두 제거할 수 있을 뿐 아니라, 작은 k 값을 가지는 BOC 신호에 대해서는 BOC 자기상관함수에 비해 더 좋은 신호 추적 성능을 보인다. 그럼에도 불구하고 PUDLL은 k 값이 커질수록 BOC 자기상관함수에 비해 점차 성능이 나빠지는 문제가 있으며, k 가 양의 정수인 $BOC_{sin}(kn, n)$ 신호에만 적용이 가능하다.

본 논문에서는 BOC 자기상관함수를 구성하는 부상관함수들의 결합을 이용하여 상관함수 주변침두를 제거하는 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 모든 $BOC_{sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{cos}(kn, n)$ 신호에 적용 가능하고, 어떠한 보조 신호 없이 주변침두를 완벽히 제거하며, 기존의 기법들에 비해 더 큰 상관함수 기울기의 절대값으로 인해 더 좋은 신호 추적 성능

을 보인다. 상관함수 기울기의 절대값이 커질수록 delay lock loop의 (DLL) 출력값에 대한 선형구간의 기울기 절대값 또한 커지며, 이로 인해 신호 추적 범위는 줄어들어 신호 추적 성능이 향상된다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 신호 모형을 설명하고, III장에서는 제안한 기법 및 그에 따른 DLL 구조를 소개한다. IV장에서는 모의 실험 결과를 통해 제안한 기법과 기존 기법들의 성능을 비교하고, V장에서는 결론을 내린다.

II. 신호 모형

BOC 신호의 기저대역 등가신호 $b(t)$ 는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

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

여기서 P 는 신호 전력, c_i 는 주기가 T 인 PRN 코드의 i 번째 칩을 나타내고, $p_{\alpha}(t)$ 는 $[0, \alpha)$ 구간에 존재하는 단위 구형 펄스이며, T_c 는 PRN 코드의 칩 주기이고, d_j 는 j 번째 항법 데이터이며, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 크지 않은 최대의 정수를 나타낸다. 또한 $s_i(t)$ 는 구형 부반송파로서 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$s_i(t) = \sum_{l=0}^{N-1} h_l p_{T_s}(t - iT_c - lT_s), \quad (2)$$

여기서 N 은 부반송파 펄스의 수, h_l 은 ($h_l \in \{-1, 1\}$) l 번째 부반송파 펄스의 부호, $T_s = T_c/N$ 는 부반송파 펄스 구간을 나타낸다. $BOC_{sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{cos}(kn, n)$ 신호에서 (N, h_l, T_s)는 각각 $(2k, (-1)^{2ki+l}, 1/(2kn \times 1.023 \text{ MHz}))$ 와 $(4k, (-1)^{2ki + \lceil l/2 \rceil}, 1/(4kn \times 1.023 \text{ MHz}))$ 이며, 여기서 $\lceil x \rceil$ 는 x 보다 작지 않은 최소의 정수를 나타낸다.

본 논문에서는 PRN 코드의 모든 칩이 +1, -1 값을 동일한 확률로 가지는 독립적인 확률 변수이고 PRN 코드 주기 T 는 칩 주기 T_c 에 비해 충분히 크다고 가정한다. 또한 신호 추적을 위한 pilot 채널을^[9] 가정하여 신호 추적 과정 동안 데이터 변조는 없다고 가정한다 (즉, 모든 i 에 대해 $d_{\lfloor iT_c/T \rfloor}(t) = 1$).

정규화된 BOC 자기상관함수는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 R(\tau) &= \frac{1}{PT} \int_0^T b(t)b(t+\tau) dt \\
 &= \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{T/T_s-1} \frac{1}{PT} \int_{(jN+l)T_s}^{(jN+l+1)T_s} b(t)b(t+\tau) dt \\
 &= \sum_{l=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} h_l h_m \Lambda_{T_s}(\tau + (l-m)T_s) \right\} \\
 &= \sum_{l=0}^{N-1} S_l(\tau),
 \end{aligned} \tag{3}$$

여기서 $\Lambda_\epsilon(\tau)$ 는 아래와 같이 정의되는 삼각파형 함수이고,

$$\Lambda_\epsilon(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/\epsilon, & |\tau| \leq \epsilon, \\ 0, & |\tau| > \epsilon \end{cases} \tag{4}$$

$S_l(\tau)$ 은 l 번째 부상관함수로서 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$S_l(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} h_l h_m \Lambda_{T_s}(\tau + (l-m)T_s). \tag{5}$$

수식 (3)으로부터, 정규화 된 BOC 자기상관함수는 N 개의 각기 다른 위상을 가지는 톱니모양 함수

들 $\{S_l(\tau)\}_{l=0}^{N-1}$ 의 합으로 이루어져 다수의 주변침두를 가지고, 결국 ambiguity 문제를 발생시킨다는 것을 알 수 있다. 다음 절에서는 ambiguity 문제를 해결하기 위한 부상관함수 결합 방법을 제안한다.

III. 제안한 주변침두 제거 기법

BOC_{sin}(n, n) 신호의 (즉, $k=1$) 부상관함수들 $S_0(\tau)$ 와 $S_1(\tau)$ 를 그림 1(a)의 왼편에서 나타내었으며, 여기서 주변침두들이 구간 I과 구간 II에 모두 존재한다는 것을 확인할 수 있다. 그림으로부터 다음과 같은 관찰을 할 수 있다: (i) 구간 I에서는 $S_0(\tau)S_1(\tau) < 0$ 이고, (ii) 구간 II에서는 $S_0(\tau)S_1(\tau) = 0$ 이다. 따라서 $xy \leq 0$ 일 때 $|x+y| - |x-y| = 0$ 임을 고려하여 $S_0(\tau)$ 와 $S_1(\tau)$ 를 아래와 같이 결합하여 주변침두를 완벽히 제거할 수 있으며, 그 결과를 그림 1(a)의 오른편에 나타내었다.

$$|S_0(\tau)| + |S_1(\tau)| - |S_0(\tau) - S_1(\tau)| \tag{6}$$

(6)의 결합은 BOC_{sin}(kn, n) 신호를 위한 주변침두 제거 방법으로 확장될 수 있다. 구체적으로는 $S_0(\tau)$ 와 $S_{N-1}(\tau)$ 를 (6)에서와 같이 결합하여 $R_0(\tau) = |S_0(\tau)| + |S_{N-1}(\tau)| - |S_0(\tau) - S_{N-1}(\tau)|$ 를

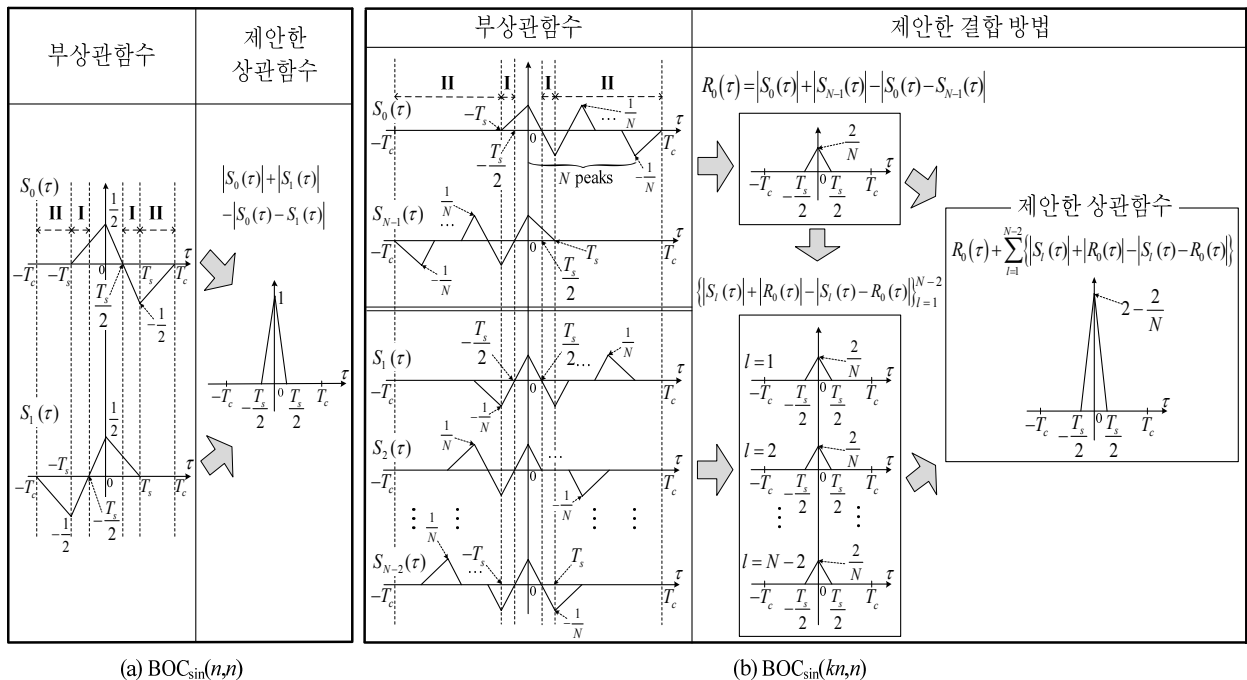


그림 1. BOC 신호를 위한 제안한 상관함수 주변침두 제거 기법

Fig. 1. The proposed correlation side-peak cancellation scheme for BOC signals

연는다. 비록 $R_0(\tau)$ 가 주변침두를 가지고 있지 않지만, $R_0(\tau)$ 를 이용하여 신호 추적을 수행하면 $k=1$ 인 경우에 대해서만 BOC 자기상관함수보다 더 좋은 신호 추적 성능을 가진다. 이는 $R_0(\tau)$ 의 침두 기울기 절대값인 $\frac{4}{NT_s} = \frac{4}{2kT_s}$ 이 $k > 1.25$ 에 대해서 BOC 자기상관함수 주침두 기울기의 절대값인 $\frac{4k-1}{2kT_s}$ 에 비해 작기 때문이다. 주변침두가 없고 침두 기울기 절대값이 더 큰 상관함수를 생성하기 위하여 남은 부상관함수들 $\{S_i(\tau)\}_{i=1}^{N-2}$ 를 이용한다. $\{S_i(\tau)\}_{i=1}^{N-2}$ 는 구간 I과 II에서 0이 아닌 값들을 가질 수 있는데 반해 $R_0(\tau)$ 는 그림 1(b)에서 보이는 바와 같이 구간 I과 II에서 모두 0의 값을 가지므로 $\{S_i(\tau)\}_{i=1}^{N-2}$ 를 $R_0(\tau)$ 와 (6)에서와 같이 결합함으로써 주변침두가 없는 $N-2$ 개의 상관함수들을 생성할 수 있다. 이렇게 생성한 $N-2$ 개의 상관함수들을 $R_0(\tau)$ 와 더하여 새로운 상관함수를 아래와 같이 생성한다.

$$R_{\text{proposed}}(\tau) = R_0(\tau) + \sum_{i=1}^{N-2} \{ |S_i(\tau)| + |R_0(\tau)| - |S_i(\tau) - R_0(\tau)| \} \quad (7)$$

제안한 상관함수는 그 기울기의 절대값이 $\frac{4N-4}{NT_s} = \frac{8k-4}{2kT_s}$ 로서 $k \in K$ 인 어떠한 k 에 대해서도 BOC 자기상관함수의 기울기 절대값에 비해 더 크다. 상관함수 기울기의 절대값이 커질수록 DLL 출력값에 대한 선형구간의 기울기 절대값 또한 커지며, 이로 인해 신호 추적 범위는 줄어들어 신호 추적 성능이 향상된다. 따라서 $R_{\text{proposed}}(\tau)$ 를 이용하여 ambiguity 문제를 해결할 수 있을 뿐 아니라, BOC 자기상관함수를 이용하는 경우에 비해 더 좋은 신호 추적 성능을 얻을 수 있을 것으로 예상된다.

제안한 상관함수 $R_{\text{proposed}}(\tau)$ 의 수식 (7)은 $k=1$ 일 때 (6)으로 정리될 뿐 아니라, BOC_{cos}(kn, n) 신호에도 적용된다. BOC_{cos}(kn, n) 신호를 위한 상관함수는 기울기의 절대값이 $\frac{8k-2}{2kT_s}$ 로서 BOC 자기상관함수의 기울기 절대값인 $\frac{2k+1/2}{2kT_s}$ 에 비해

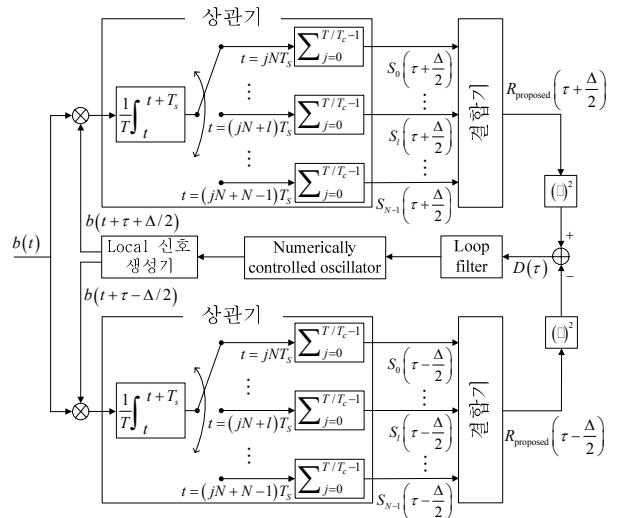


그림 2. 제안한 상관함수를 이용한 DLL 구조
Fig. 2. DLL structure employing the proposed correlation function

$k \in K$ 인 k 에 대해 항상 크다.

그림 2는 제안한 상관함수 (7)을 이용한 noncoherent BOC 신호 추적을 위한 DLL 구조를 나타낸다. 여기서 τ 는 수신한 BOC 신호와 local BOC 신호의 위상 차이를 나타내고, Δ 는 선후 간격을 (early-late spacing) 의미한다. 실제 환경에서는 잡음이 그림 2 가장 왼쪽의 $b(t)$ 에 더해지는 형태로 나타난다.

수신된 BOC 신호는 먼저 local BOC 신호의 early 형태인 $b(t + \tau + \Delta/2)$ 와 (late 형태인 $b(t + \tau - \Delta/2)$) 곱해지고, 매 T_s 구간 동안 상관되고 샘플링 된다. 이후 각 부반송파 펄스 branch 별로 T/T_c 개의 샘플들이 모아지고 더해져 부상관함수들 $\{S_i(\tau)\}_{i=0}^{N-1}$ 에 대한 early 형태인 $\{S_i(\tau + \Delta/2)\}_{i=0}^{N-1}$ (late 형태인 $\{S_i(\tau - \Delta/2)\}_{i=0}^{N-1}$) 상관함수들을 생성한다. 마지막으로 $\{S_i(\tau + \Delta/2)\}_{i=0}^{N-1}$ 와 $\{S_i(\tau - \Delta/2)\}_{i=0}^{N-1}$ 를 각각 (7)에서와 같이 결합하여 $R_{\text{proposed}}(\tau + \Delta/2)$ 와 $R_{\text{proposed}}(\tau - \Delta/2)$ 를 각각 생성하고, 판별기 출력 $D(\tau)$ 를 아래와 같이 얻는다.

$$D(\tau) = R_{\text{proposed}}^2\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) - R_{\text{proposed}}^2\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) \quad (8)$$

판별기 출력 $D(\tau)$ 는 loop filter에 적용되고, numerically controlled oscillator에 (NCO) 입력되어, τ 값이 0이 될 때까지 local 신호 생성기의 클럭을 조절한다.

[9]에서 그림 2와 유사한 형태를 가지는 DLL 구조가 제안된 바 있으나, [9]의 DLL 구조는 다중경로 효과를 제거하는 데 목적을 두고 있으며, 특별히 고안된 strobe 펄스로 구성된 gating 신호를 이용하는 추가적인 상관이 필요하고, 판별기 이후 bump-jumping 기법을 따로 적용한다는 점에서 그림 2의 수신기 구조와 구별된다.

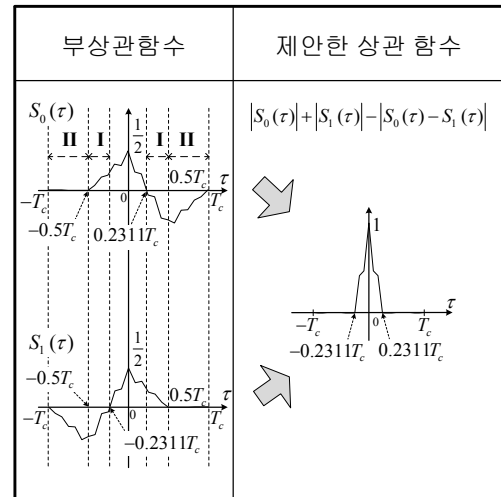
제안한 기법은 최근에 널리 사용되는 multiplexed BOC (MBOC) 신호에도 적용 가능하며, $BOC_{\sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호에 적용되었을 때와 같이 ambiguity 문제 해결과 더불어 자기상관함수의 기울기 절대값을 증가시킨다. MBOC인 time multiplexed BOC (TMBOC) 및 composite BOC (CBOC) 신호에 제안한 기법을 적용하는 방법 및 그 상관함수를 그림 3에서 나타내었다. 그러나 제안한 기법은 MBOC 신호를 고려하지 않은 $BOC_{\sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호를 위한 기법이기 때문에 MBOC 신호에서의 ambiguity 문제를 해결하기 위한 최적의 방법은 아닐 수 있다.

IV. 모의실험 결과

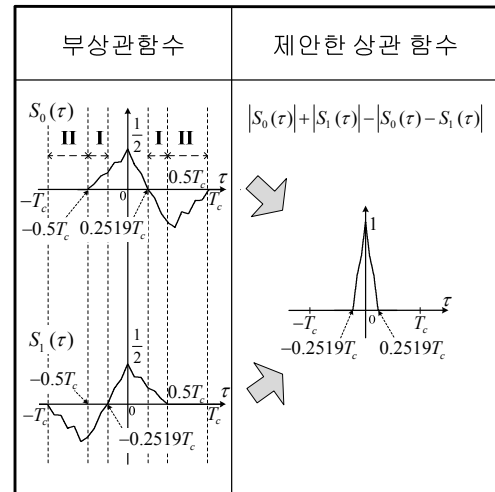
본 절에서는 제안한 기법과 기존 기법들의 tracking error standard deviation (TESD) 및 multipath error envelope (MEE) 성능을 비교한다.

여기서 TESD는 $\frac{\sigma}{G} \sqrt{2B_L T_I}$ 로 정의되며, σ 는 $D(\tau)|_{\tau=0}$ 의 표준편차, B_L 은 loop filter의 대역폭, T_I 는 적분 시간, $G = \frac{dD(\tau)}{d\tau}|_{\tau=0}$ 는 판별기 이득을 나타낸다[9]. 또한, 모의실험을 위해 다음의 파라미터들을 가정한다. Galileo E1B PRN 코드 ($T=4$ ms), $\Delta = T_s/2$, $B_L = 1$ Hz, $T_I = T$, $T^{-1} = 1.023$ MHz.

그림 4는 제안한 기법과 기존 기법들에 대하여 carrier-to-noise ratio가 (CNR) 30 dB-Hz일 때의 k 에 따른 TESD 성능과 $k=4$ 일 때 CNR에 따른 TESD 성능을 보인다. 여기서 CNR은 P/N_0 로 정의하고, N_0 는 잡음의 전력 밀도이다. PUDLL 기법은 기법 적용이 가능한 k 가 양의 정수인 경우에 대해서만 모의실험을 수행하였으며, 조율 가능한 파라미터 κ 를[8] 바꾸어 가며 실험적으로 가장 좋은 성능을 얻은 후, 그 κ 값을 적용하였다. 그림으로부터 제안한 상관함수가 기존의 상관함수들에 비해 더



(a) TMBOC



(b) CBOC

그림 3. MBOC 신호에 대한 제안한 상관 함수
Fig. 3. The proposed correlation function for MBOC signals

좋은 TESD 성능을 보임을 확인할 수 있다. 다만 그 유일한 예외로 $BOC_{\sin}(kn, n)$ 신호들 중 $k=1$ 인 경우는 제안한 기법이 두 번째로 좋은 성능을 보인다. 그림 4(b)는 관심 CNR 영역인 20 ~ 50 dB-Hz에서 제안한 상관함수를 사용한 경우가 가장 좋은 TESD 성능을 얻을 수 있음을 보인다.

그림 5는 $k=1, 2, 4$ 인 경우의 $BOC_{\sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호에 대한 제안한 기법 및 기존 기법들의 MEE 성능을 나타내며, 여기서 두 번째 경로 대 첫 번째 경로의 amplitude 비는 0.25로 설정하였고, [5]의 기법과 PUDLL은 각각 $BOC_{\sin}(n, n)$ 과 $BOC_{\sin}(kn, n)$ 에만 적용이 가능하므로 각각 그림 5(a)와 그림 5(a)-(c)에서만 나타내

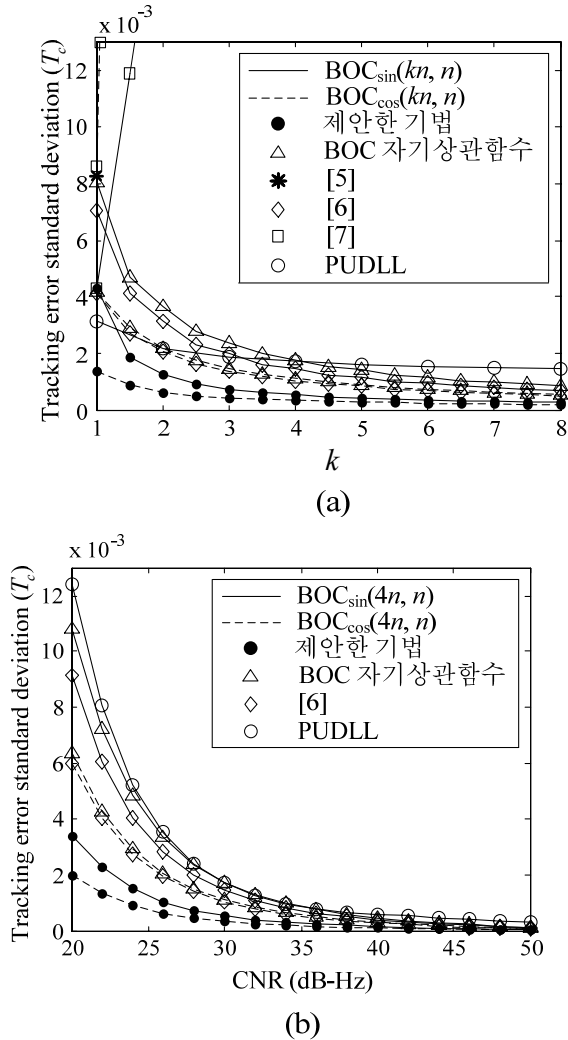


그림 4. 제안한 기법과 기존 기법들의 TESD 성능 비교 (a) CNR = 30 dB-Hz일 때 (b) $k=4$ 일 때
 Fig. 4. TESD of proposed and conventional schemes (a) when CNR = 30 dB-Hz (b) $k=4$

었다.

그림 5로부터 MEE 관점에서 다음과 같은 관찰을 할 수 있다: (i) $k=1$ 인 경우 제안한 기법의 MEE는 BOC_{sin}(n, n) 신호에 대해서는 (그림 5(a)) 다중경로 지연이 $(0, 0.2T_c)$ 또는 $(0.7T_c, 1.5T_c)$ 인 구간에서, BOC_{cos}(n, n) 신호에 대해서는 (그림 5(d)) $(0, 0.1T_c)$ 또는 $(0.5T_c, 1.5T_c)$ 인 구간에서 기존 기법들의 MEE와 거의 동일한 성능을 가진다.

BOC_{sin}(n, n) 신호에 대해 다중경로 지연이 $(0.2T_c, 0.7T_c)$ 인 구간에서는 제안한 기법의 MEE가 [5], [6], BOC 자기상관함수 기법의 MEE에 비해 더 크고, [7]과 PUDLL 기법의 MEE와 비슷하다. BOC_{cos}(n, n) 신호에 대해 다중경로 지연이 $(0.1T_c, 0.5T_c)$ 인 구간에서는 제안한 기법의 MEE

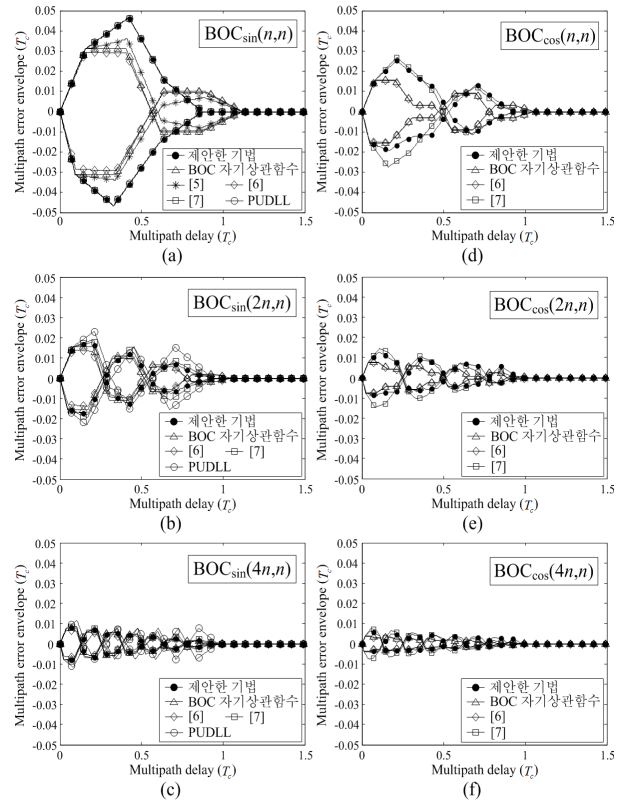


그림 5. $k=1, 2, 4$ 인 BOC_{sin}(kn, n) 및 BOC_{cos}(kn, n) 신호에 대한 제안한 기법과 기존 기법들의 MEE 성능 비교 (두 번째 경로 대 첫 번째 경로의 진폭비는 0.25로 설정함)
 Fig. 5. MEE of proposed and conventional schemes for BOC_{sin}(kn, n) and BOC_{cos}(kn, n) with $k=1, 2, 4$ when the amplitude ratio of the second path to the first path is 0.25

가 [6], BOC 자기상관함수 기법의 MEE에 비해 더 크고, [7] 기법의 MEE와 비슷하다. (ii) k 값이 2로 증가함에 따라 (그림 5(b)와 (e)) 기법들 간의 MEE 차이가 거의 모든 다중경로 지연 구간에 대하여 크게 줄어들음을 알 수 있다. (iii) 마지막으로 k 의 값이 더 증가할수록 기법들 간의 MEE 차이는 구분하기 어려워진다.

추가로 제안한 기법의 계산 복잡도에 대해 간단하게 논한다. 계산 복잡도는 기법이 동작하는데 필요한 덧셈, 곱셈 등의 연산 개수를 통해 나타낼 수 있으며, 본 논문에서는 각 기법의 상관함수를 얻는데 필요한 계산량을 통해 기법의 복잡도를 비교한다. 먼저 기존의 BOC 자기상관함수 (3)과 제안한 상관함수 (7)의 계산 복잡도를 비교한다. 수식 (3)으로부터 기존의 BOC 자기상관함수는 총 $N-1$ 번의 부상관함수 덧셈을 통해 얻어짐을 알 수 있다. 반면 제안한 상관함수는 수식 (7)로부터 알 수 있듯이 부

상관함수에 대한 총 $\frac{3N}{2} + 3$ 번의 절대값 연산과 $2N + 2$ 번의 덧셈 연산을 통해 얻어진다. 또한, [5], [6], [8] 기법의 복잡도는 k 값에 영향을 받지 않는 데 비해 제안한 기법은 k 값이 증가함에 따라 필요한 부상관함수의 개수가 증가하여 계산 복잡도가 증가한다. 비록 제안한 기법이 기존의 기법들에 비해 다소 높은 계산 복잡도를 요구하지만 위의 모의 실험 결과를 통해 제안한 기법의 TESD 성능이 기존 기법에 비해 우수함을 보였다.

V. 결 론

본 논문에서는 $BOC_{\sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호에 모두 적용 가능한 새로운 상관함수 주변침투 제거 기법을 제안하였다. 기존의 기법들과는 달리 제안한 기법은 BOC 자기상관함수를 구성하는 부상관함수들만을 이용하여 보조 신호를 필요로 하지 않는다. 모의실험 결과를 통해, 제안한 기법은 ambiguity 문제를 해결할 수 있을 뿐 아니라 기존 기법들에 비해 더 좋은 신호 추적 성능을 보임을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] J. W. Betz, "Binary offset carrier modulations for radionavigation," *Journ. Inst. Navig.*, 48(4), pp. 227-246, Dec. 2001.

[2] E. D. Kaplan, C. J. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*. Artech House, 2006.

[3] P. Fine, W. Wilson, "Tracking algorithm for GPS offset carrier signals," in *Proc. ION National Technical Meeting (NTM)*, pp. 671-676, San Diego, CA, Jan. 1999.

[4] 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.

[5] O. Julien, C. Macabiau, M. E. Cannon, G. Lachapelle, "ASPeCT: unambiguous sine-BOC(n,n) acquisition/tracking technique for navigation applications," *IEEE Trans. Aer., Electron. Syst.*, 43(1), pp. 150-162, Jan. 2007.

[6] A. Burian, E. S. Lohan, M. K. Renfors,

"Efficient delay tracking methods with sidelobes cancellation for BOC-modulated signals," *EURASIP Journ. Wireless Commun. Network.*, 2007, article ID. 72626, 2007.

[7] S. Kim, D. Chong, S. Yoon, "A new GNSS synchronization scheme," in *Proc. Vehic. Technol. Conf. (VTC)*, CD-ROM, Barcelona, Spain, Apr. 2009.

[8] Z. Yao, X. Cui, M. Lu, Z. Feng, J. Yang, "Pseudo-correlation-function-based unambiguous tracking technique for sine-BOC signals," *IEEE Trans. Aer., Electron. Syst.*, 46(4), pp. 1782-1796, Oct. 2010.

[9] F. D. Nunes, M. G. Sousa, J. M. N. Leitao, "Gating functions for multipath mitigation in GNSS BOC signals," *IEEE Trans. Aer., Electron. Syst.*, 43(3), pp. 951-964, July 2007.

김 영 제 (Youngje Kim)

정회원



2003년 8월 충남대학교 전자공학
교육과 학사
2005년 8월 충남대학교 전자공
학과 석사
2010년 2월 충남대학교 전자공
학과 박사
2010년 1월~현재 삼성탈레스
전문연구원

<관심분야> Anti-jamming, Estimation Theory,
Military Communication System,
Synchronization

박 종 인 (Jong In Park)

준회원



2011년 2월 광운대학교 전자공
학과 공학사
2011년 9월~현재 성균관대학
교 휴대폰학과 석사과정
<관심분야> 통신 이론, 이동통
신, 인지 무선 통신, 통계학
적 신호처리

윤 석 호 (Seokho Yoon)

중신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전
자전산학과 공학사 (최우등)

1999년 2월 한국과학기술원 전
자전산학과 공학석사

2002년 2월 한국과학기술원 전
자전산학과 공학박사

2002년 3월~2002년 6월 MIT

박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연
구원

2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전
임강사, 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 신호처
리