

부상관함수 결합에 기반한 Cosine 위상 BOC 코드 추적 기법

정회원 이 영 포*, 학생회원 김 현 수*, 종신회원 윤 석 호*

Code Tracking Scheme for Cosine Phased BOC Signals Based on Combination of Sub-correlations

Youngpo Lee* *Regular Member*, Hyun Soo Kim* *Student Member*,
Seokho Yoon*^o *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 cosine 위상 binary offset carrier (BOC) 신호를 위한 코드 추적 기법을 제안한다. BOC 자기상관함수는 다수의 부상관함수들로 이루어져 있으며, 본 논문에서는 이러한 부상관함수들을 재결합함으로써 주변침도가 없는 새로운 상관함수를 획득한다. 마지막으로 delay lock loop에서 사용되는 자기상관함수를 제안한 상관함수로 대체함으로써 주변침도로 인한 false lock 문제를 해결한다. 또한 모의실험 결과를 통해 제안한 기법이 기존의 기법에 비해 더 좋은 tracking error standard deviation (TESD) 성능을 가지는 것을 보인다.

Key Words : binary offset carrier, ambiguity problem, false lock, side-peak cancellation

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel unambiguous code tracking scheme for cosine phased binary offset carrier (BOC) signals. We first obtain the sub-correlation functions composing the BOC autocorrelation function, and then, re-combine the sub-correlation functions generating a correlation function with no side-peak. Finally, by using the correlation function with no side-peak in the delay lock loop, the proposed scheme performs unambiguous signal tracking. Numerical results demonstrate that the proposed scheme provides a performance improvement over the conventional unambiguous scheme in terms of the tracking error standard deviation (TESD).

I. 서 론

Binary offset carrier (BOC) 변조에서는 부반송파를 통해 신호 에너지를 대역 중심에서 이동시켜 중심주파수의 양쪽에 존재하도록 만든다. Galileo 및 global positioning system (GPS) 현대화와 같은 차세대 위성 항법 시스템에서는 (global navigation satellite system:

GNSS) 이러한 대역 분리된 스펙트럼 특성을 통해 현재 사용 중인 GNSS 신호와 스펙트럼 분리가 가능한 BOC 신호를 채용하고 있다^[1]. 일반적인 BOC 신호는 항법 데이터 신호, 의사잡음 (pseudo random noise: PRN) 코드, sine 또는 cosine 위상을 가지는 구형 부반송파의 곱으로 생성하며, 구형 부반송파가 sine 또는 cosine 위상을 가지는지에 따라 $BOC_{sin}(kn, n)$ 및

* 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원 사업(NIPA-2011-C1090-1111-0005) 및 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방위성항법 특화연구센터 사업의 연구 결과로 수행되었음.

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

논문번호 : KICS2011-07-316, 접수일자 : 2011년 7월 22일, 최종논문접수일자 : 2011년 9월 5일

$BOC_{\cos}(kn, n)$ 으로 나타낸다^[2]. 여기서 k 와 n 은 각각 PRN 코드 칩 주기와 부반송파 주기의 비와 PRN 코드 칩 전송률과 1.023 MHz와의 비를 각각 나타낸다. k 의 값이 증가하는 경우, 대역 분리된 스펙트럼은 더욱 분리되어 나타나고, BOC 신호와 현재 사용 중인 GNSS 신호 간의 간섭을 더 줄일 수 있다. 특히 sine 위상 BOC 신호는 분리된 스펙트럼의 안쪽에 신호 에너지가 집중되는데 비해 cosine 위상 BOC 신호는 분리된 스펙트럼의 바깥쪽으로 신호 에너지가 집중되기 때문에 스펙트럼 공유에 유리한 장점이 있다. 본 논문에서는 cosine 위상 BOC 신호에 초점을 맞춘다.

그러나 BOC 신호는 자기상관함수 주침두의 (main-peak) 양쪽에 다수의 주변침두들 (side-peak) 가지고 있으며, 이는 판별기 출력에 올바르게 잡힌 동기화 지점을 (false lock point) 생성하고, 이로 인해 신호 추적 과정에서 명확하지 않은 (bias 된) 측정 결과를 가져올 수 있다^[3]. 이러한 문제를 중의성 문제라 (problem of ambiguity) 한다. 게다가 k 값이 증가할수록 주변침두의 개수 및 그에 따른 false lock point의 수가 증가한다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 delay lock loop의 (DLL) 입력이 되는 BOC 자기상관함수를 주변침두가 없는 새로운 상관함수로 대체하는 다양한 기법들이 [3-7]에서 제안되어 왔다. [3]에서는 BOC 자기상관함수에서 BOC와 PRN 신호의 교차상관함수를 뺀으로써 주변침두가 없는 새로운 상관함수를 제안하였으나 $BOC_{\sin}(n, n)$ 신호에만 적용이 가능하다. [4]의 연구에서는 주침두와 가장 가까운 두 개의 주변침두를 제거하는 것에 초점을 맞추어 $BOC_{\sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호에 대해 주변침두를 줄이는 기법을 제안하였다. 그러나 이 기법은 여전히 주변침두가 남아있다는 문제가 있다. 최근 [5]에서 $BOC_{\sin}(kn, n)$ 및 $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호에 대해 주변침두가 완벽히 제거된 상관함수를 제안하였으나, k 가 증가함에 따라 상관함수의 주침두 높이가 매우 작아져 코드 추적 성능이 저하되는 문제가 있다. 이후 [6]과 [7]에서는 새로운 local 신호를 설계하고, 수신 신호와 새로 설계된 local 신호와의 상관함수를 이용하여 더 좋은 추적 성능을 보이는 기법을 제안하였으나 두 기법 모두 sine 위상 BOC 신호에만 적용이 가능하다.

따라서 본 논문에서는 $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호에 대해 주변침두의 영향을 완벽히 제거하고, 우수한 추적 성능을 가지는 코드 추적 기법을 제안한다. 구체적으로는 BOC 자기상관함수를 구성하는 부상관함수들을 확

득하고, 이러한 부상관함수들을 재결합함으로써 주변침두가 없는 새로운 상관함수를 생성한다. 일반적인 DLL 구조에서 입력이 되는 BOC 자기상관함수를 새로운 상관함수로 대체함으로써 false lock 지점이 없는 판별기 출력을 얻어 신뢰성 있는 코드 추적을 수행할 수 있다. 또한 제안한 기법이 기존의 기법에 비해 더 좋은 tracking error standard deviation (TESD) 성능을 가지는 것을 확인한다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 신호 및 DLL 모델에 대해 설명하고, III장에서는 제안한 기법을 소개한다. IV장에서는 모의실험 결과를 통해 제안한 기법과 기존 기법의 성능을 비교하고, V장에서는 결론을 내린다.

II. 시스템 모형

Cosine 위상 BOC 신호 파형 $b(t)$ 는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

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

여기서 T_c 는 PRN 코드의 칩 주기이며, $c_i \in \{-1, 1\}$ 는 주기가 T 인 PRN 코드의 i 번째 칩을 나타내고, $p_{T_c}(t)$ 는 $[0, T_c)$ 구간에 존재하는 단위 구형 펄스로 정의되는 PRN 신호 파형이고, d_x 는 x 번째 항법 데이터이며, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 크지 않은 최대의 정수를 나타내고, $s(t)$ 는 구형 부반송파로서 아래와 같이 나타낼 수 있다.

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

여기서 N , T_s , h_l 는 각각 PRN 코드 칩 주기 T_c 내에 존재하는 구형 부반송파 펄스의 수, 부반송파 펄스 구간 ($T_s = T_c/N$), l 번째 부반송파 펄스의 부호를 나타내고, $p_{T_s}(t)$ 는 $[0, T_s)$ 인 단위 구형 펄스로 정의되는 부반송파 펄스 파형을 나타낸다. $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호에서 N , h_l , T_s 는 각각 $4k$, $(-1)^{\lfloor l/2 \rfloor}$, $1/(4kn \times 1.023 \text{ MHz})$ 로 정의되고, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 작지 않은 최소의 정수를 나타낸다. 본 논문에서는 중의성 문제 해결에 초점을 맞추어 [8]에서와 같이 데이터 변조가 없다고 가정한다 (즉, 모든 i 에 대해

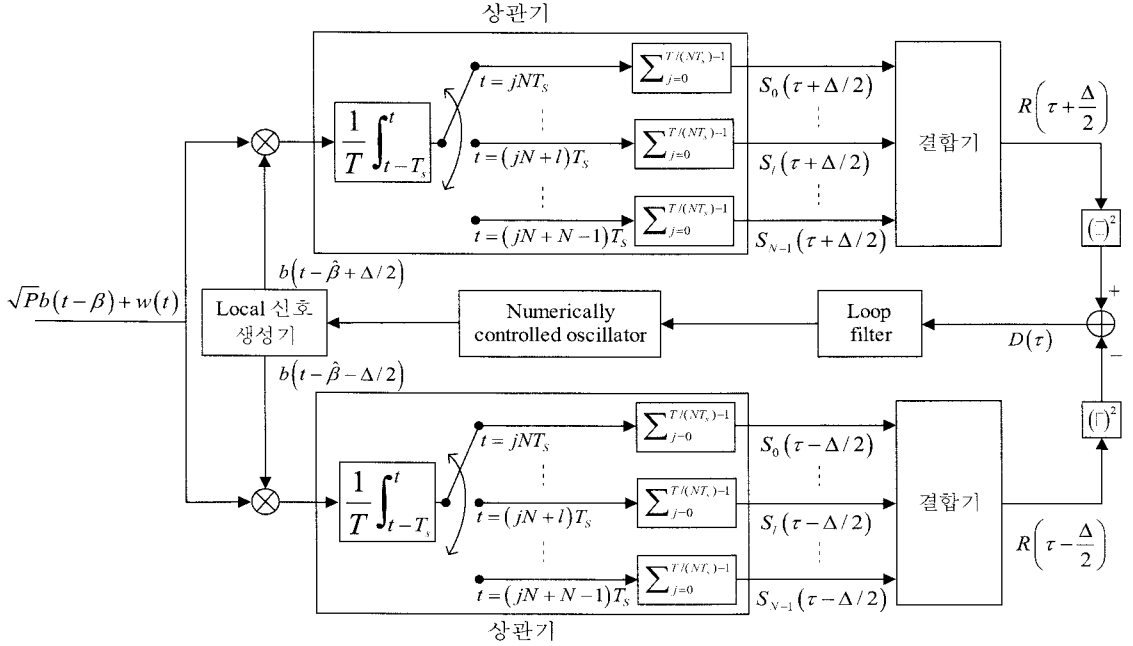


그림 1. 일반적인 delay lock loop의 구조도

$$d_{\lfloor tT_s/T \rfloor}(t) = 1.$$

그림 1에서는 DLL의 일반적인 구조를 나타낸다. 우선 상관기에서는 수신 신호 $\sqrt{P}b(t-\beta)+w(t)$ 와 local 신호 $b(t-\hat{\beta})$ 의 early 형태인 $b(t-\hat{\beta}+\Delta/2)$ 및 late 형태인 $b(t-\hat{\beta}-\Delta/2)$ 와의 상관을 구한다. 여기서 β 와 $\hat{\beta}$ 은 각각 수신 신호와 local 신호의 시간 지연을 나타내고, P 는 BOC 신호의 전력을 의미하며, Δ 는 판별기의 선후간격을 나타내고, $w(t)$ 는 평균이 0이고 전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 덧셈곱 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN) 프로세스이다. 이를 통해 부상관함수 $\{S_i(\tau)\}_{i=0}^{N-1}$ 의 early 형태인 $\{S_i(\tau+\Delta/2)\}_{i=0}^{N-1}$ 와 late 형태인 $\{S_i(\tau-\Delta/2)\}_{i=0}^{N-1}$ 를 얻을 수 있다. 여기서 τ 는 시간 차 $\beta-\hat{\beta}$ 이며, PRN 코드에서는 일반적으로 코드 주기 T 가 T_c 에 비해 매우 크고, 자기상관함수 out-of-phase의 크기가 가능한 작도록 설계된다는 것을 고려하여 $S_i(\tau)$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 S_i(t) &= \sum_{j=0}^{T/(NT_s)-1} \frac{1}{T} \int_{(jN+1)T_s}^{(jN+N)T_s} \{\sqrt{P}b(t-\beta)+w(t)\} \\
 &\quad \cdot b(t-\hat{\beta}) dt \quad (3) \\
 &= \frac{\sqrt{P}}{NT_s} \sum_{m=0}^{N-1} h_m h_m \Lambda_{T_s}(\tau+(l-m)T_s) + w_l
 \end{aligned}$$

여기서

$$w_l = \frac{1}{T} \sum_{j=0}^{T/(NT_s)-1} \int_{(jN+1)T_s}^{(jN+N)T_s} w(t)b(t-\hat{\beta}) dt$$

$\Lambda_x(z)$ 는 $|z| \leq x$ 일 때 $x-|z|$ 이고 그 외의 경우에는 0의 값을 가지는 함수이다.

결합기에서는 $\{S_i(\tau+\Delta/2)\}_{i=0}^{N-1}$ 를 결합하여 early 상관함수 $R(\tau+\Delta/2)$ 를 생성하고 $\{S_i(\tau-\Delta/2)\}_{i=0}^{N-1}$ 를 결합하여 late 상관함수 $R(\tau-\Delta/2)$ 를 생성하며, 판별기 출력 $D(\tau)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D(\tau) = R^2(\tau+\Delta/2) - R^2(\tau-\Delta/2) \quad (4)$$

판별기 출력은 loop filter를 통과하여 numerically controlled oscillator를 (NCO) 동작시키는 신호를 생성하고, NCO에서는 local 신호의 위상을 조절한다.

결합기에서 부상관함수를 결합하는 방법에 따라 다양한 형태의 상관함수를 얻을 수 있으며, 다음 절에서는 부상관함수들을 새로운 방식으로 결합하여 주변침투가 존재하지 않는 새로운 상관함수를 제안한다.

III. 제안한 기법

그림 2는 BOC_{cos}(kn, n) 신호의 부상관함수들과

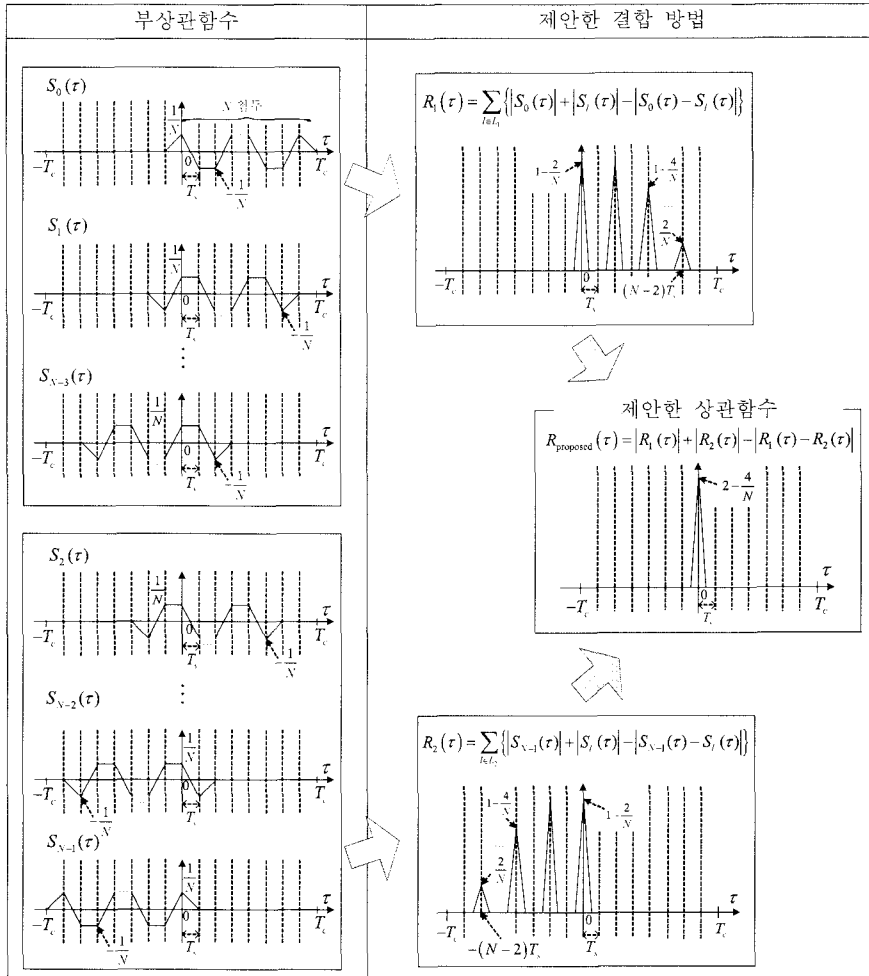


그림 2. $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호에 대한 부상관함수 및 제안한 결합 방법

제안한 결합 방법을 나타낸다. 그림으로부터 $BOC_{\cos}(kn, n)$ 신호에 대해 총 N 개의 부상관함수들 $\{S_i(\tau)\}_{i=0}^{N-1}$ 이 존재하며, 각각의 부상관함수는 절대값 크기가 $1/N$ 인 N 개의 첨두를 가진다는 것을 알 수 있다. 제안한 기법의 결합 방법에 대한 접근방식은 다음과 같다. 먼저 N 개의 부상관함수를 결합하여 $\tau \in (-T_s, T_s)$ 인 구간에서만 동일한 부호를 가지며 상관값들이 중첩되는 두 개의 상관함수 $R_1(\tau)$ 와 $R_2(\tau)$ 를 생성한다. 이후 $xy \leq 0$ 일 때 $|x+y| - |x-y| = 0$ 이라는 특성을 이용하여 두 상관함수를 $|R_1(\tau)| + |R_2(\tau)| - |R_1(\tau) - R_2(\tau)|$ 형태로 다시 결합함으로써 $\tau \in (-T_s/2, T_s/2)$ 인 구간에서 주첨두가 존재하고 주변첨두가 없는 상관함수를 생성하며, 그 구체적인 과정은 아래와 같다.

그림으로부터 부상관함수 $S_{l_1}(\tau)$ 와 $S_{l_2}(\tau)$ 는 l_1 과 l_2 가 모두 짝수 또는 홀수인 경우 부상관함수의 첨두값들이 모두 같은 부호를 가지며, l_1 와 l_2 중 하나는 홀수이고 하나는 짝수인 경우 위의 관계가 성립하지 않는다는 것을 알 수 있다. 이러한 관찰 결과에 기반하여 부상관함수들 $\{S_i(\tau)\}_{i=1}^{N-2}$ 의 색인번호 l 의 (0과 $N-1$ 은 제외) 집합 $L = \{1, 2, \dots, N-2\}$ 을 부분집합 $L_1 = \{1, 3, \dots, N-3\}$ 와 $L_2 = \{2, 4, \dots, N-2\}$ 로 분할한다. 이때 각 부분집합에 속하는 부상관함수들의 첨두값들은 모두 동일한 위상을 가진다. 부상관함수 $S_0(\tau)$ 와 부분집합 L_1 에 속하는 부상관함수들 $\{S_{l_1}(\tau)\}_{l_1 \in L_1}$ 각각에 대해서 $|S_0(\tau)| + |S_{l_1}(\tau)| - |S_0(\tau) - S_{l_1}(\tau)|$ 연산을 수행하고 이를 모두 더함으로써

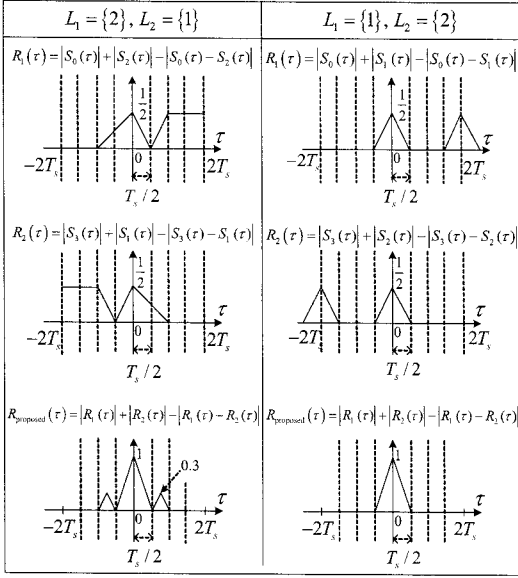


그림 3. BOC_{cos}(n, n)에 대한 제안한 상관함수 및 집합 L을 다르게 분할한 경우의 상관함수.

그림에서와 같이 상관값이 $\tau \in (-T_s/2, (N-2)T_s + T_s/2)$ 구간에만 존재하는 상관함수 $R_1(\tau)$ 를 $R_1(\tau) = \sum_{i \in L_1} \{|S_0(\tau)| + |S_i(\tau)| - |S_0(\tau) - S_i(\tau)|\}$ 와 같이 조합하여 생성한다. 또한 부상관함수 $S_{N-1}(\tau)$ 와 부분 집합 L_2 에 속하는 부상관함수들 $\{S_{i_2}(\tau)\}_{i_2 \in L_2}$ 각각에 대해서 $|S_{N-1}(\tau)| + |S_{i_2}(\tau)| - |S_{N-1}(\tau) - S_{i_2}(\tau)|$ 연산을 수행하고 이를 모두 더함으로써 $\tau \in (-(N-2)T_s - T_s/2, T_s/2)$ 구간에만 상관값이 존재하도록 상관함수 $R_2(\tau)$ 를 $R_2(\tau) = \sum_{i \in L_2} \{|S_{N-1}(\tau)| + |S_i(\tau)| - |S_{N-1}(\tau) - S_i(\tau)|\}$ 와 같이 조합하여 만든다. 마지막으로 두 상관함수 $R_1(\tau)$ 와 $R_2(\tau)$ 를 $|R_1(\tau)| + |R_2(\tau)| - |R_1(\tau) - R_2(\tau)|$ 형태로 조합함으로써 주변침두가 없는 새로운 상관함수를 얻을 수 있다. 따라서 BOC_{cos}(kn, n) 신호에 대해 제안한 상관함수를 종합하여 정리하면 아래와 같다.

$$R_{\text{proposed}}(\tau) = |R_1(\tau)| + |R_2(\tau)| - |R_1(\tau) - R_2(\tau)| \quad (5)$$

여기서 $R_1(\tau)$ 와 $R_2(\tau)$ 는 각각 다음과 같이 정의된다.

$$R_1(\tau) = \sum_{i \in L_1} \{|S_0(\tau)| + |S_i(\tau)| - |S_0(\tau) - S_i(\tau)|\} \quad (6)$$

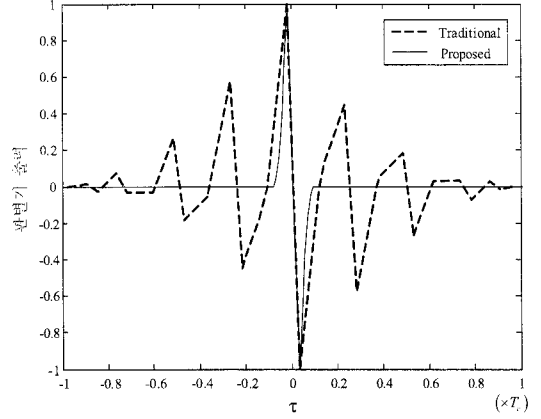


그림 4. BOC_{cos}(2n, n) 신호에 대한 전통적인 코드 추적 방법 및 제안한 기법의 판별기 출력.

$$R_2(\tau) = \sum_{i \in L_2} \{|S_{N-1}(\tau)| + |S_i(\tau)| - |S_{N-1}(\tau) - S_i(\tau)|\} \quad (7)$$

그림 2에서 보이는 바와 같이 제안한 상관함수는 주변침두가 없으며, 크기와 폭이 각각 $2 - 4/N$ 과 T_s 인 주침두를 가진다.

위에서 집합 L 을 두 개의 부분집합 L_1 과 L_2 로 분할하는 다양한 방법이 존재할 수 있지만 제안한 기법에서는 $L_1 = \{1, 3, \dots, N-3\}$ 와 $L_2 = \{2, 4, \dots, N-2\}$ 로 분할하지 않으면 최종 상관함수인 $R_{\text{proposed}}(\tau)$ 에 주변침두가 생성되어 신뢰성 있는 코드 추적을 수행할 수 없다. 만약 L 을 다른 방식으로 분할하고 위와 같은 방식으로 $R_1(\tau)$, $R_2(\tau)$ 를 생성하는 경우 두 상관함수는 $\tau \in (-T_s, T_s)$ 구간에서 상관값들이 동일한 부호를 가지고 중첩되며, $R_1(T_s/2) = 0$, $R_2(-T_s/2) = 0$ 이기 때문에 $|R_1(\tau)| + |R_2(\tau)| - |R_1(\tau) - R_2(\tau)|$ 형태로 조합하더라도 $\tau \in (-T_s, -T_s/2)$ 및 $\tau \in (T_s/2, T_s)$ 구간에서 주변침두를 가진다. 그림 3에서는 BOC_{cos}(n, n) ($k=1$) 신호에 대해 제안한 상관함수와 ($L_1 = \{1\}$, $L_2 = \{2\}$) 집합 L 을 다르게 분할한 경우의 ($L_1 = \{2\}$, $L_2 = \{1\}$) 예시를 보인다.

제안한 기법의 판별기 출력 $D_{\text{proposed}}(\tau)$ 는 DLL에서 BOC 자기상관함수를 제안한 상관함수로 대체함으로써 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D_{\text{proposed}}(\tau) = R_{\text{proposed}}^2(\tau + \Delta/2) - R_{\text{proposed}}^2(\tau - \Delta/2) \quad (8)$$

그림 4는 BOC_{cos}(2n, n) 신호에 대한 정규화된 판

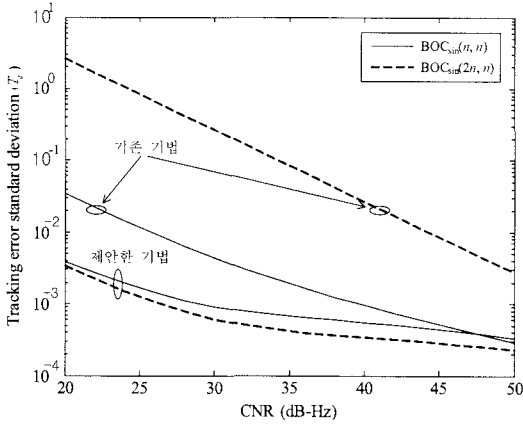


그림 5. BOC_{cos}(2n, n) 신호에 대한 CNR에 따른 기존 기법 및 제안한 기법의 TESD 성능 비교

별기 출력을 나타낸다. 여기서 선후 간격 Δ 는 $0.05 T_c$ 로 설정하였으며, BOC 자기상관함수를 사용하는 전통적인 방법의 판별기 출력을 참고로 함께 도식하였다. 그림으로부터 제안한 기법의 판별기는 그 출력에 false lock 지점이 없음을 확인할 수 있다.

비록 제안한 결합 방법 이외에도 부상관함수 $S_0(\tau)$ 와 $S_{N-1}(\tau)$ 를 $|S_0(\tau)| + |S_{N-1}(\tau)| - |S_0(\tau) - S_{N-1}(\tau)|$ 형태로 결합함으로써 주변침도가 없는 상관함수를 생성할 수 있으나, 이 경우 총 N 개의 부상관함수 중 두 개만을 결합하여 상관함수를 만들기 때문에, 생성된 상관함수는 신뢰성 있는 코드 추적을 위한 충분한 신호 에너지를 포함하지 않을 수 있다.

IV. 모의실험 결과

본 절에서는 제안한 코드 추적 기법과 [5]에서 제안된 기존 기법의 TESD 성능을 비교한다. TESD는 $\tau=0$ 일 때, 추정된 시간차 $\hat{\tau}$ 의 표준편차를 의미하며 다음과 같이 얻을 수 있다^[9-11].

$$\sigma_{\hat{\tau}} = \frac{\sqrt{2B_L T_L}}{G} \sigma_D \quad (9)$$

여기서 B_L , T_L , σ_D 는 각각 single-sided loop filter 대역폭, 적분 시간, $D(\tau)|_{\tau=0}$ 의 표준편차를 나타내며, G 는 판별기 이득 $\frac{dD(\tau)}{d\tau}|_{\tau=0}$ 이다. 성능 비교를 위해 본 논문에서는 PRN 코드로 Galileo E1-B 코드를 사용하였고, 다음과 같이 파라미터를 설정하였다.

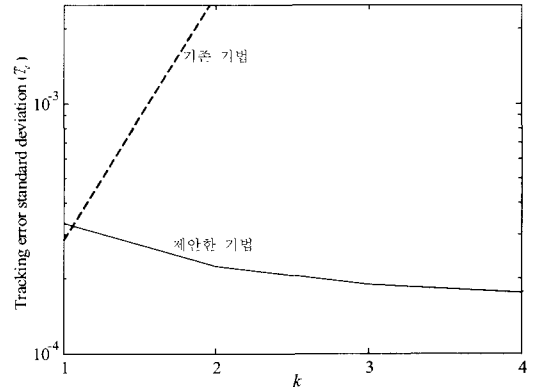


그림 6. k에 따른 신호 추적 기법들의 TESD 성능 비교 (CNR = 50 dB-Hz).

$$B_L = 1 \text{ Hz}, T_L = T = 4 \text{ ms}, \Delta = 0.05 T_c.$$

그림 5는 BOC_{cos}(2n, n) 신호에 대하여 제안한 기법과 기존 기법의 carrier-to-noise ratio에 (CNR) 따른 TESD 성능을 나타낸다. 그림에서 보이는 바와 같이 제안한 기법이 기존의 기법에 비해 더 좋은 TESD 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 잡음이 없는 경우 $\tau=0$ 일 때 판별기 출력은 0이므로, TESD는 $\tau=0$ 일 때 판별기 출력의 잡음 성분에만 의존한다. $\tau=0$ 일 때 제안한 기법의 판별기 출력은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$D_{\text{proposed}}(\tau)|_{\tau=0} = \{|R_1(\Delta/2) + |R_2(\Delta/2) - |R_1(\Delta/2) - R_2(\Delta/2)|\}^2 - \{|R_1(-\Delta/2) + |R_2(-\Delta/2) - |R_1(-\Delta/2) - R_2(-\Delta/2)|\}^2. \quad (10)$$

(10)에 포함된 $|x| + |y| - |x - y|$ 연산의 결과가 $xy \leq 0$ 일 때 x 와 y 의 값에 상관없이 항상 0이 되기 때문에 제안된 기법에서 판별기 출력의 잡음 성분이 감소하고, 그에 따라 상대적으로 작은 σ_D 값을 가지기 때문에 좋은 TESD 성능을 가진다.

그림 6은 CNR이 50 dB-Hz일 때 제안한 기법과 기존 기법의 TESD 성능을 k에 따라 나타낸다. 그림으로부터 제안한 기법은 $k=1$ 일 때는 기존 기법과 유사한 성능을 가지지만 k의 값이 증가할수록 기존 기법보다 더 좋은 TESD 성능을 가짐을 확인할 수 있다. 기존 기법은 k가 증가함에 따라 그 주침도의 크기가 매우 작아져 (9)의 판별기 이득 G 를 0에 가깝게 만들기 때문에 k가 증가함에 따라 TESD 성능이 크게 저하된다.

V. 결 론

본 논문에서는 cosine 위상 BOC 신호를 위한 코드 추적 기법을 제안하였다. 우선 cosine 위상 BOC 신호의 부상관함수들을 생성하였으며, 이를 결합하여 주침 두 신호 구간에서만 동일한 부호를 가지며 상관값들이 중첩되는 두 개의 대칭되는 상관함수를 생성하였다. 이 두 개의 대칭되는 상관함수들을 다시 결합함으로써 주변침두가 없는 새로운 상관함수를 제안하였다. 제안한 상관함수를 이용한 코드 추적을 한 경우가 기존의 코드 추적 기법에 비해 더 좋은 TEDS 성능을 가짐을 모의실험 결과를 통해 확인하였다.

참 고 문 헌

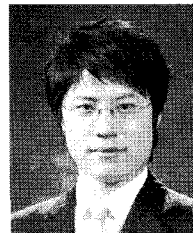
- [1] E. S. Lohan, A. Lakhzouri, and M. Renfors, "Binary-offset-carrier modulation techniques with applications in satellite navigation systems," *Wireless Commun. Mobile Computing*, Vol.7, No.6, pp.767-779, Aug. 2007.
- [2] J. A. Avila-Rodriguez, "On generalized signal waveforms for satellite navigation," Ph.D. dissertation, Dept. Aerospace Engineer., University of Munich, Munich, Germany, 2008.
- [3] O. Julien, C. Macabiau, M. E. Cannon, and G. Lachapelle, "ASPeCT: unambiguous sine-BOC (n,n) acquisition/tracking technique for navigation applications," *IEEE Trans. Aer., Electron. Syst.*, Vol.43, No.1, pp.150-162, Jan. 2007.
- [4] A. Burian, E. S. Lohan, and M. K. Renfor, "Efficient delay tracking methods with sidelobes cancellation for BOC-modulated signals," *EURASIP Journal on Wireless Commun. Network.*, Vol.2007, article ID. 72626, 2007.
- [5] S. Kim, D. Chong, and S. Yoon, "A new GNSS synchronization scheme," in *Proc. Vehic. Technol. Conf. (VTC)*, CD-ROM, Barcelona, Spain, Apr. 2009.
- [6] 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.
- [7] Z. Yao, X. Cui, M. Lu, Z. Feng, and J. Yang, "Pseudo-correlation-function-based unambiguous

tracking technique for sine-BOC signals," *IEEE Trans. Aer., Electron. Syst.*, Vol.46, No.4, pp.1782-1796, Oct. 2010.

- [8] S. Yoo, Y. Lee, Y. Kim, S. Yoon, and S. Y. Kim, "BOC(pn,n) 변조된 확산신호의 부호동기추적을 위한 일반화된 이른영역상관기법," *한국통신학회 논문지*, Vol.34, No.3, pp.329-340, Mar. 2009.
- [9] B. W. Parkinson and J. J. Spilker Jr., *Global Positioning System: Theory and Applications*, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.
- [10] L. Ries, L. Lestarquit, E. Armengou-Miret, F. Legrand, and W. Vigneau, "A software simulation tool for GNSS2 BOC signals analysis," in *Proc. ION GPS*, pp.2225-2239, Portland, OR, Sep. 2002.
- [11] F. D. Nunes, M. G. Sousa, and J. M. N. Leitao, "Gating functions for multipath mitigation in GNSS BOC signals," *IEEE Trans. Aer., and Electron. Syst.*, Vol.43, No.3, pp.951-964, July 2007.

이 영 포 (Youngpo Lee)

정회원

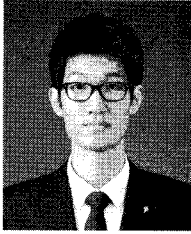


2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
 2010년 2월 성균관대학교 휴대전화공학과 공학석사
 2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대전화학과 박사 과정
 2008년 11월 한국통신학회 하계종합학술발표회 우수논문상 수상

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
 2011년 4월 CTRQ 국제학술대회 Best Paper Award 수상 (추가한 항목입니다)

<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호처리

김 현 수 (Hyun Soo Kim)



학생회원
2005년 3월~현재 성균관대학교
정보통신공학부 전자전기
공학과 학사과정
<관심분야> 통신 이론, 이동
통신

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 4월~2002년 6월 MIT
박사 후 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