

# 합성 이진 오프셋 반송파 신호 추적을 위한 새로운 비모호 상관함수

이영석\*, 윤석호<sup>o</sup>

## A Novel Unambiguous Correlation Function for Composite Binary Offset Carrier Signal Tracking

Youngseok Lee\*, Seokho Yoon<sup>o</sup>

### 요약

본 논문에서는 합성 이진 오프셋 반송파를 (composite binary offset carrier: CBOC) 위한 새로운 비모호 상관함수를 제안한다. 먼저, CBOC 신호의 부분반송파를 네 개의 부분 부분반송파의 합으로 해석하고, 각 부분 부분반송파들과 수신 신호의 부분 상관들을 생성한다. 이후 생성된 부분 상관을 재조합하여 날카로운 주 첨두를 갖는 새로운 비모호 상관함수를 생성한다. 모의실험의 결과로부터 신호 추적에 제안한 상관함수를 이용한 경우 기존 상관함수들을 이용한 경우보다 더욱 향상된 추적 오류 표준편차와 다중 경로 오류 포락선을 가짐을 확인한다.

**Key Words** : global navigation satellite systems (GNSSs), composite binary offset carrier (CBOC), signal tracking, tracking error standard deviation, multipath error envelope

### ABSTRACT

In this paper, we propose a novel unambiguous correlation function for composite binary offset carrier (CBOC) signal tracking. First, we observe that a sub-carrier of CBOC signal is seen as a sum of four partial sub-carriers, and generate four partial-correlations composing the CBOC autocorrelation. Then, we obtain an unambiguous correlation function with a sharp main-peak by re-combining the partial correlations. From numerical results, we confirm that the proposed unambiguous correlation function offers a better tracking performance than the conventional correlation functions in terms of the tracking error standard deviation and multipath error envelope.

### I. 서론

최근 국방 분야뿐만 아니라 민간 분야에서도 더 정밀한 측위에 대한 요구가 증가함에 따라 범지구측위 시스템에 (global positioning system: GPS) 비해 향상된 측위 정확도를 제공할 수 있는 Galileo 또는 GPS III와 같은 새로운 위성항법시스템들이 (global navigation satellite systems) 개발되어 왔다<sup>1,2)</sup>. 새로

운 위성항법시스템에서는 기존 GPS의 대역 중첩을 피하기 위해 확산코드의 일종인 의사잡음코드에 (pseudo random noise: PRN) 구형 부분반송파를 곱한 형태인 이진 오프셋 반송파 (binary offset carrier: BOC) 변조 방식을 사용할 예정이다. 특히, Galileo E1 밴드와 GPS L1 밴드의 호환을 위한 신호로 복합 이진 오프셋 반송파 (multiplexed BOC: MBOC) 변조 방식이 제안되었으며, BOC(1,1) 신호와 BOC(6,1) 신호가 전

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

• 주저자 : 성균관대학교 정보통신대학, fortrtwo@skku.edu, 학생회원

° 교신저자 : 성균관대학교 정보통신대학, syoon@skku.edu 중신회원

논문번호 : KICS2013-05-210, 접수일자 : 2013년 5월 9일, 최종논문접수일자 : 2013년 6월 5일

력 분리 비율 1/11로 결합된 MBOC 신호인 MBOC(6,1,1/11)로 최종 결정되었다<sup>[3-5]</sup>. 여기서 BOC(1,1)과 BOC(6,1)은 GPS L1 C/A 신호와 동일한 반송파 주파수를 가지면서 부분반송파의 주파수와 반송파 주파수의 비가 각각 1, 6인 사인 위상 BOC 신호를 나타낸다.

Galileo에서는 MBOC(6,1,1/11) 신호의 형태를 BOC(1,1) 신호와 BOC(6,1) 신호의 단순 가중 합으로 정리하고, 이를 합성 이진 육셋 반송파로 (composite BOC: CBOC) 정의하였다<sup>[6]</sup>. CBOC(6,1,1/11) 신호는 BOC(6,1) 신호에서부터 오는 장점으로 인해 그 자기상관함수의 주 첨두의 (main-peak) 날카로움 때문에 일반적인 BOC(1,1) 신호보다 더 정교한 측위 성능을 제공한다<sup>[7]</sup>. 그러나 CBOC(6,1,1/11) 신호는 일반적인 BOC 신호들과 마찬가지로 그 자기상관함수에 있어 주 첨두 주변에 여러 개의 주변 첨두들이 (side-peaks) 존재하는 형태로 인해, 신호 추적 시 주변 첨두에서 동기화가 일어나는 모호성 문제점을 (ambiguity problem) 가지고 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 CBOC 자기상관함수의 주변 첨두를 직접적으로 제거하는 여러 가지 기법들이 제안되어왔다<sup>[8-11]</sup>. [8]과 [9]에서는 기존 BOC 신호의 주변 첨두 제거 방법<sup>[12]</sup> 재해석하여 CBOC(6,1,1/11) 신호에 적용시켰지만, CBOC(6,1,1/11) 신호 모형을 고려하지 않고 주변 첨두를 제거하는 것에만 초점을 두었기에 심각한 신호 추적 성능 저하 현상을 보인다. [10]에서는 CBOC(6,1,1/11) 신호 모형에 맞추어 새로운 국소 신호를 설계하여 보조 상관함수를 생성, 조합하고 주변 첨두를 제거함으로써 모호성 문제를 해결하지만 그 추적 성능은 CBOC 자기상관함수와 동일하거나 더 안 좋은 성능을 보여준다. 반면 [11]에서는 CBOC(6,1,1/11) 신호의 자기상관함수만을 이용하여 주변 첨두를 제거하고, CBOC 자기상관함수보다 더 좋은 추적 성능을 제공한다. 그러나 이 기법은 반송파 대비 잡음비가 (carrier-to-noise ratio: CNR) 증가할수록 CBOC 자기상관함수의 추적 성능과 동일한 성능을 나타낸다.

본 논문에서는 CBOC(6,1,1/11) 신호는 BOC(6,1) 신호에서 오는 장점으로 인해 그 자기상관함수의 주 첨두가 날카롭기에 BOC(1,1) 신호에 비해 신호 추적 성능이 향상된다는 점을 착안하여, 주변 첨두를 제거 하면서 신호 추적 성능 향상을 위한 날카로운 주 첨두를 갖는 새로운 비모호 상관함수를 제안한다. 구체적으로는 CBOC(6,1,1/11) 신호의 부분반송파를

BOC(6,1) 신호의 부분반송파 펄스폭과 동일한 폭을 가지는 두 개의 부분 반송파들과 나머지 두 개의 부분 반송파들의 합으로 해석하고 (즉, CBOC(6,1,1/11) 신호의 부분반송파를 총 네 개의 부분 반송파들의 합으로 해석함), 각 부분 반송파들과 수신 신호와의 부분 상관들을 생성한다. 먼저 BOC(6,1) 신호의 부분 반송파 펄스폭과 동일한 펄스폭을 가지는 부분 반송파 두 개로부터 생성된 부분 상관들을 선택하여 재조합을 통해 폭이 좁은 상관함수를 생성한다. 이후, 이를 나머지 부분 반송파들을 이용한 부분 상관들과 재결합하여 동일한 폭을 갖는 상관함수들을 구하고, 이들을 중첩함으로써 날카로운 주 첨두를 갖는 비모호 상관함수를 생성한다. 모의실험을 통해 제안한 상관함수를 이용한 경우 기존 상관함수들을 이용한 경우보다 더 좋은 추적 오류 표준편차와 (tracking error standard deviation) 다중 경로 오류 포락선 성능을 (multipath error envelope) 가짐을 확인한다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 CBOC 신호를 BOC(1,1) 신호와 BOC(6,1) 신호로 표현하고, CBOC 신호의 부분반송파를 부분 반송파 네 개의 합으로 해석한다. III장에서는 CBOC 신호의 부분반송파를 부분 반송파와 네 개의 합으로 해석함에 따라 발생하는 네 개의 부분 상관들에 대해 소개하고, 이것들의 재조합을 통해 좁은 폭과 높은 높이의 주 첨두를 갖는 새로운 비모호 상관함수를 제안한다. IV장에서는 모의실험 결과를 보이며, 마지막으로 V장에서는 결론을 내린다.

## II. CBOC(6,1,1/11) 신호와 부분 반송파

CBOC(6,1,1/11) 신호는 실제 CBOC(6,1,1/11,'+') 신호와 CBOC(6,1,1/11,'-') 신호로 나누어지며, CBOC(6,1,1/11,'+') 신호는 데이터 전송을 위해 사용되고 CBOC(6,1,1/11,'-') 신호는 신호 동기화를 위해 사용된다<sup>[7]</sup>. 본 논문의 기법은 CBOC(6,1,1/11,'+')와 CBOC(6,1,1/11,'-') 신호에 모두 적용되며, 실제적인 동기화를 위해 사용될 예정인 CBOC(6,1,1/11,'-') 신호를 중심으로 기법을 설명한다.

CBOC(6,1,1/11,'-') 신호의 기저대역 신호  $c(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$c(t) = \sqrt{P} \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i r_{T_c}(t - iT_c) d(t) p_{sc}(t) \quad (1)$$

여기서  $P$ 는 신호 전력,  $h_i \in \{-1, 1\}$ 는 주기가  $T$ 인

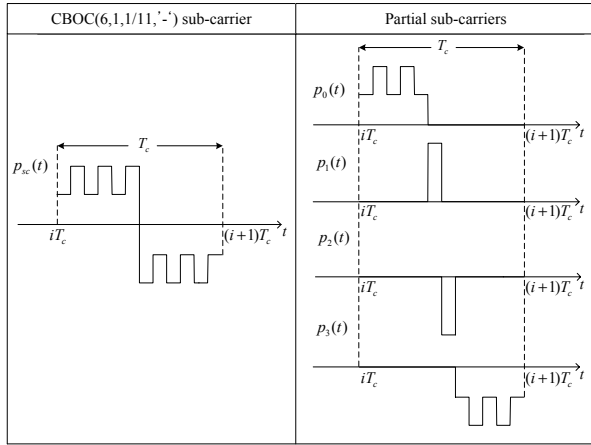


그림 1. CBOC(6,1,1/11,'-') 신호에 대한 부분반송파와 부분 반송파들.  
Fig. 1. A sub-carrier and partial sub-carriers for CBOC(6,1,1/11,'-') signal.

PRN 코드의  $i$ 째 칩,  $T_c$ 는 PRN 코드 칩 주기,  $r_\alpha(t)$ 는  $[0, \alpha]$ 에 존재하는 단위 구형파,  $d(t)$ 는 항법 데이터를 나타낸다. CBOC(6,1,1/11,'-') 신호는 동기화를 목적으로 하기에 신호 추적 동안 데이터가 존재하지 않는다고 가정한다 (즉,  $d(t) = 1$ ). 또한 본 논문에서는 모든 PRN 칩은 +1과 -1의 독립확률변수로 동일한 확률로 발생하며, PRN 주기  $T$ 는 일반적으로 PRN 칩 주기  $T_c$ 보다 매우 크다는 것을 가정한다.  $p_{sc}(t)$ 는 PRN 코드의 칩 하나에 존재하는 CBOC(6,1,1/11,'-') 부분반송파로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p_{sc}(t) = \sqrt{\frac{10}{11}} p_{sc}^\alpha(t) - \sqrt{\frac{1}{11}} p_{sc}^\beta(t) \quad (2)$$

$$= \sum_{m=0}^3 p_m(t)$$

여기서  $p_{sc}^\alpha(t) = \sum_{l=0}^1 (-1)^l r_{T_s^\alpha}(t - iT_c - lT_s^\alpha)$ 로 BOC(1,1) 신호의 부분반송파,  $p_{sc}^\beta(t) = \sum_{m=0}^{11} (-1)^m r_{T_s^\beta}(t - iT_c - mT_s^\beta)$ 로 BOC(6,1) 신호의 부분반송파,  $p_m(t)$ 는 CBOC(6,1,1/11,'-') 신호의 부분반송파를 부분 반송파와 네 개의 합으로 해석했을 때,  $m$ 째 부분 반송파이다. 여기서  $T_s^\alpha = T_c/2$ 로 BOC(1,1) 신호의 부분반송파 펄스 주기,  $T_s^\beta = T_c/12$ 는 BOC(6,1) 신호의 부분반송파 펄스 주기이다. 그림 1은 CBOC(6,1,1/11,'-') 신호에 대한 부분반송파와 부분 반송파들을 나타낸다. 이 그림으로부터 부분 반송

파  $\{p_m(t)\}_{m=0}^3$ 들 중 부분 반송파  $p_1(t)$ 와  $p_2(t)$ 의 펄스폭은 BOC(6,1) 신호의 부분반송파 펄스폭과 같은 것을 알 수 있다. 다음 장에서는 부분 반송파들을 기반으로 CBOC 자기상관함수를 부분 상관들로 표현하고, BOC(6,1) 신호의 부분반송파 펄스폭과 동일한 펄스폭을 갖는 두 개의 부분 반송파들을 이용하여 생성된 특정 두 개의 부분 상관들로부터 좁은 폭을 갖는 상관함수를 생성하고, 이를 다시 총 네 개의 부분 상관들 중 사용하지 않은 나머지 두 개의 부분 상관들과 재결합, 중첩하여 최종 상관함수를 생성한다.

### III. 부분 상관과 제안한 상관함수

정규화된 CBOC(6,1,1/11,'-') 자기상관함수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R(\tau) = \frac{1}{PT} \int_0^T c(t)c(t+\tau)dt \quad (3)$$

$$= \sum_{m=0}^3 \sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T\sqrt{P}} \int_0^T c(t)h_i \cdot r_{T_c}(t+\tau-iT_c) \cdot p_m(t+\tau)dt$$

$$= \sum_{m=0}^3 P_m(\tau)$$

$P_m(\tau)$ 는  $m$ 째 부분 상관이라 정의하며, 각 부분 상관은 수신 신호와 각 부분 반송파들의 상관부터 구해진다.

그림 2는 CBOC(6,1,1/11,'-') 신호에 대해 제안한 상관함수를 생성하는 과정을 나타낸다. 이 그림으로부터 CBOC 자기상관함수는 부분 상관  $\{P_m(\tau)\}_{m=0}^3$ 들의 단순 합으로 표현됨을 알 수 있으며, BOC(6,1) 신호의 부분반송파 펄스폭과 동일한 폭을 갖는 부분 반송파  $p_1(t)$ 와  $p_2(t)$ 로부터 구해진 부분 상관  $P_1(\tau)$ 와  $P_2(\tau)$ 는 원점과 가장 가까운  $-1/24[T_c]$  또는  $1/24[T_c]$  지점에서 부호 변환점을 (zero-crossing) 갖는 것을 알 수 있다. 따라서 두 부분 상관  $P_1(\tau)$ 와  $P_2(\tau)$ 의 곱은  $-1/24[T_c] < \tau < 1/24[T_c]$ 에서 양수이고 그 이외의 범위에서는 0 또는 음수를 만족하므로, 다음 식을 통해 주변 첨두를 제거한 좁은 폭을 갖는 상관함수  $N_0(\tau)$ 를 생성할 수 있다.

$$N_0(\tau) = |P_1(\tau)| + |P_2(\tau)| - |P_1(\tau) - P_2(\tau)| \quad (4)$$

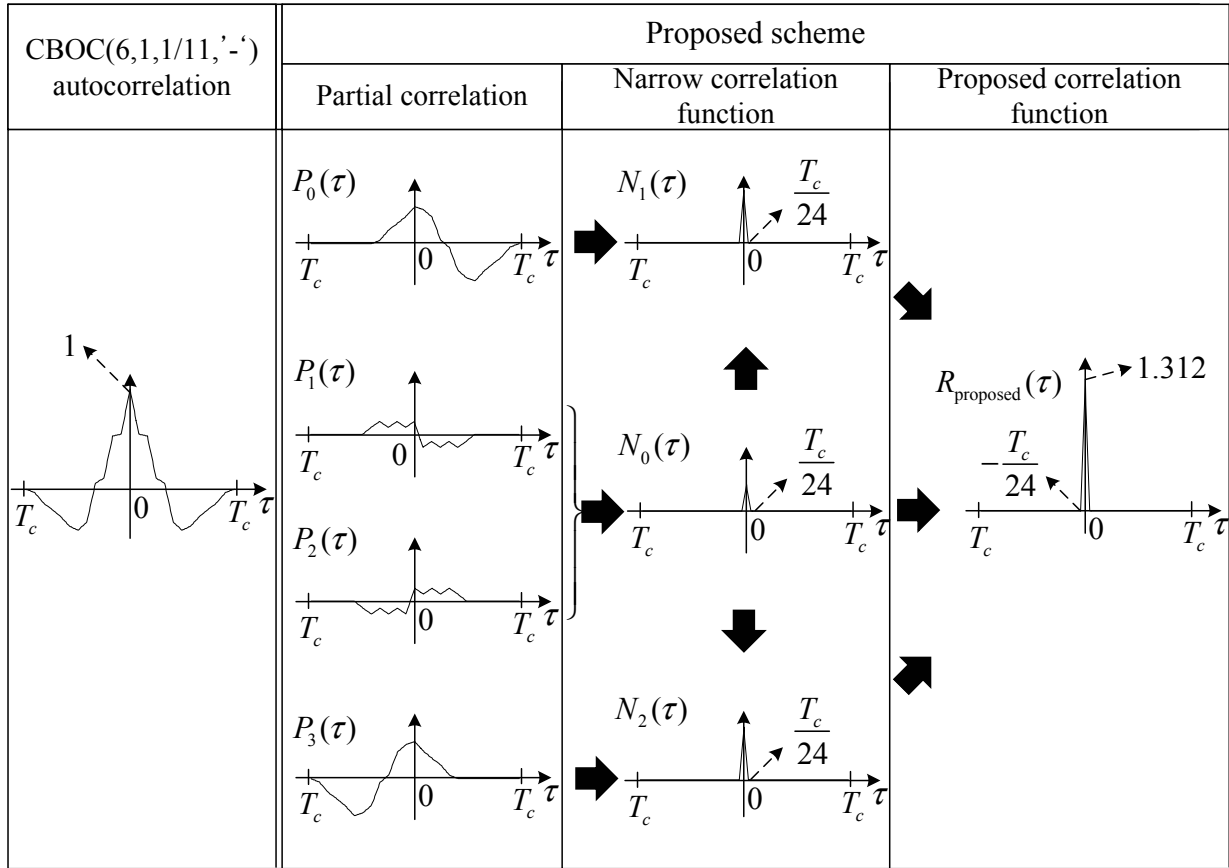


그림 2. CBOC(6,1,1/11,'-') 신호에 대한 제안한 상관함수를 생성하는 과정.

Fig. 2. The process of proposed scheme in generating the proposed correlation function for CBOC(6,1,1/11,'-') signal.

부분 상관  $P_1(\tau)$ 와  $P_2(\tau)$ 으로부터 생성된 상관함수  $N_0(\tau)$ 의 폭은  $1/12[T_c]$ 이며, 높이는 약 0.257이다.

상관함수  $N_0(\tau)$ 는 완벽히 주변 첨두가 제거되었지만 모든 신호 전력을 사용하지 않고 생성되었기에 주 첨두의 높이가 낮아 나쁜 신호 추적 성능을 보여준다. 따라서 상관함수  $N_0(\tau)$ 와 사용하지 않은 나머지 부분 상관  $P_0(\tau)$ 와  $P_3(\tau)$ 을 식 (4)와 같이 다음 식을 통해 주변 첨두가 제거된 상관함수  $N_0(\tau)$ 의 폭과 동일한 폭을 갖는 상관함수  $N_1(\tau)$ 와  $N_2(\tau)$ 를 생성한다.

$$\begin{cases} N_1(\tau) = |P_0(\tau)| + |N_0(\tau)| - |P_0(\tau) - N_0(\tau)| \\ N_2(\tau) = |P_3(\tau)| + |N_0(\tau)| - |P_3(\tau) - N_0(\tau)| \end{cases} \quad (5)$$

생성된 상관함수  $N_0(\tau)$ ,  $N_1(\tau)$ ,  $N_2(\tau)$ 들은 모두 폭이  $1/12[T_c]$ 로 동일하다. 따라서 단순 중첩을 통해 최종 상관함수  $R_{\text{proposed}}(\tau)$ 를 다음 식과 같이 구한다.

$$R_{\text{proposed}}(\tau) = \sum_{m=0}^2 N_m(\tau) \quad (6)$$

최종 상관함수  $R_{\text{proposed}}(\tau)$ 는 폭이  $1/12[T_c]$ 이고 높이가 약 1.312인 주 첨두를 갖는다. 그림 3은 CBOC(6,1,1/11,'-') 신호에 대한 기존 상관함수들과 제안한 상관함수를 나타낸다. 이 그림으로부터 제안한 상관함수는 완벽히 주변 첨두가 제거된 것을 확인할 수 있으며, 기존 상관함수들보다 날카로운 주 첨두를 가지는 것을 알 수 있다. 제안한 상관함수는 기존 상관함수들에 비해 날카로운 주 첨두를 갖는 대신 좁은 폭을 갖기 때문에 상대적으로 좁은 신호 추적 범위를 갖지만, 좁은 폭으로 인해 나타나는 날카로운 주 첨두는 신호 추적 성능을 향상시킬 것으로 예상된다. 또한, 신호 추적의 이전 단계인 신호 획득 단계에서 해상도를 높임으로써 신호 추적 범위가 좁아진 것을 보완할 수 있다.

마지막으로 CBOC(6,1,1/11,'-') 신호 추적을 위한 판별기 출력은 (discriminator output) 다음과 같이 나타낼 수 있다.

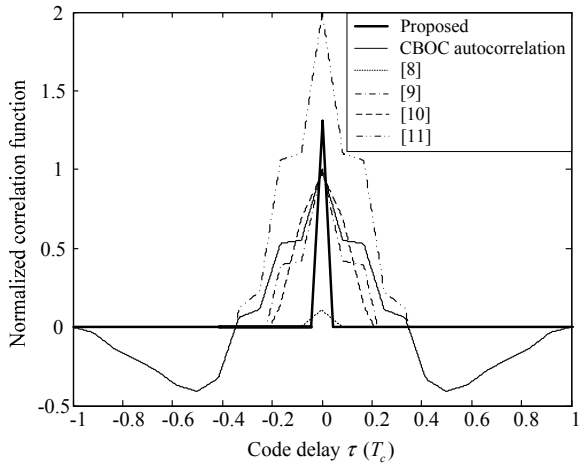


그림 3. CBOC(6,1,1/11,') 신호에 대한 정규화된 기존 상관함수들과 제안한 상관함수.

Fig. 3. The normalized conventional and proposed correlation functions for CBOC(6,1,1/11,') signal.

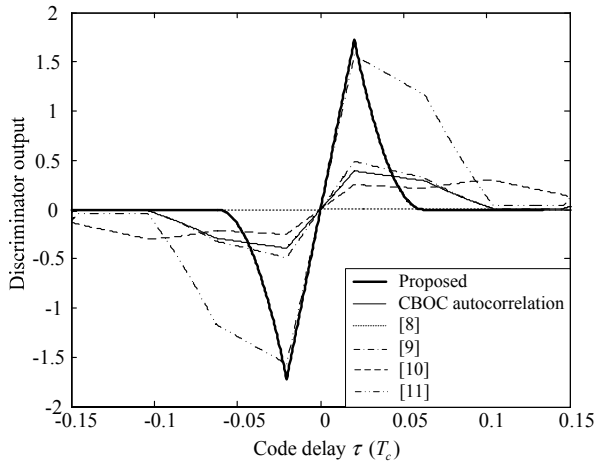


그림 4. CBOC(6,1,1/11,') 신호에 대한 기존 상관함수들과 제안한 상관함수의 판별기 출력.

Fig. 4. Discriminator outputs of the conventional and proposed correlation functions for CBOC(6,1,1/11,') signal.

$$D(\tau) = R_{\text{proposed}}^2\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) - R_{\text{proposed}}^2\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) \quad (7)$$

이 때, 판별기 출력은 지연고정루프의 (delay lock loop) 수치 제어된 오실레이터에 (numerically controlled oscillator) 의해  $\tau$ 가 0이 될 때까지 동작한다. 그림 4는 CBOC(6,1,1/11,') 신호에 대해 기존 상관함수들과 제안한 상관함수를 이용한 경우 판별기 출력을 나타낸다. 이 그림으로부터 판별기 출력 시 제안한 상관함수를 이용한 경우의  $\tau=0$ 에서 순간기울기는 기존 상관함수들을 이용한 경우의  $\tau=0$ 에서 순간기울기보다 큰 것을 확인할 수 있으며, 그림 3에서 언급한 내용과 마찬가지로 신호 추적에 제안한 상관

표 1. 기존 상관함수와 제안한 상관함수의 생성 연산 복잡도

Table 1. Computational complexity in generating the conventional and proposed correlation functions.

Correlation function	Number of operation
[8]	6
[9]	6
[10]	6
[11]	2
Proposed	20

함수를 이용할 경우 기존 상관함수들을 이용할 경우보다 더 좋은 신호 추적 성능을 제공할 것으로 기대된다.

표 1은 기존 상관함수와 제안한 상관함수의 생성 연산 복잡도를 나타낸다. 표1에서부터 제안한 상관함수의 생성 연산 수는 기존 상관함수의 생성 연산 수에 비해 평균적으로 3배정도 많은 것을 알 수 있다. 그러나 제안한 상관함수는 [10]의 상관함수와 달리 추가적인 보조 신호를 필요로 하지 않고, 수신 신호로만으로도 생성이 가능하며, 따라서 하드웨어 복잡도를 낮출 수 있다.

#### IV. 모의실험 결과

본 장에서는 기존 상관함수들과 제안한 상관함수를 이용한 경우 신호 추적에 대한 추적 오류 표준편차와 다중 경로 오류 포락선 성능을 모의실험한다. 추적 오류 표준편차는  $\frac{\sigma}{G} \sqrt{2B_L T_I}$ 으로 정의되며<sup>[13]</sup>, 여기서  $\sigma$ 는  $D(0)$ 의 표준편차,  $B_L$ 은 루프필터의 대역폭,  $T_I$ 는 적분 시간,  $G$ 는 판별기 출력 시  $\tau=0$ 에서의 순간기울기를 의미한다. 모의실험은 다음과 같은 파라미터를 가정하여 진행되었다.  $B_L = 1\text{Hz}$ ,  $T_I = 4\text{ms}$ ,  $T = T_p$ ,  $\Delta = 1/24[T_c]$ ,  $T_c^{-1} = 1.023\text{MHz}$ . 또한 [10]에서 사용되는 파라미터인  $x$ 의 값은 가장 좋은 추적 오류 표준편차를 제공하는  $x = 7$ 로 모의실험한다<sup>[10]</sup>.

그림 5는 CBOC(6,1,1/11,') 신호에 대해 CNR에 따른 기존 상관함수들과 제안한 상관함수를 이용한 경우 추적 오류 표준편차를 나타낸다. 여기서 CNR은  $P/N_0$  dB-Hz로 정의되고,  $N_0$ 는 잡음 전력 밀도이다. 이 그림으로부터 모든 관심 CNR 영역에서 (CNR = 20 ~ 40 dB-Hz) 제안한 상관함수를 이용한 경우 기존 상관함수들을 이용한 경우보다 월등히 좋은 추적

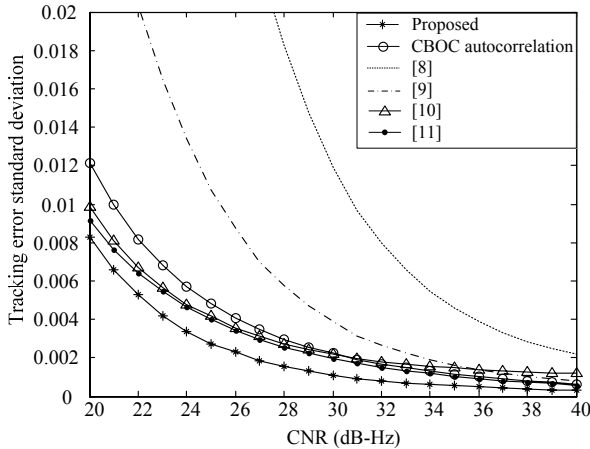


그림 5. CBOC(6,1,1/11,-) 신호에 대한 CNR에 따른 기존 상관함수들과 제안한 상관함수를 이용한 경우의 추적 오류 표준편차.  
Fig. 5. Tracking error standard deviation of the conventional and proposed correlation functions for CBOC(6,1,1/11,-) signal as a function of CNR.

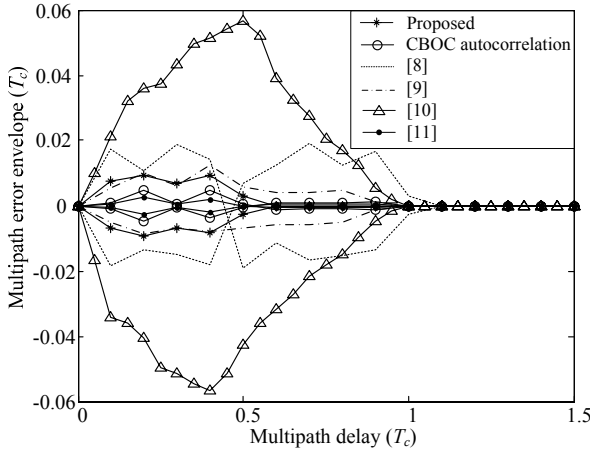


그림 6. CBOC(6,1,1/11,-) 신호에 대한 첫째 경로와 둘째 경로의 신호 크기 비율이 0.25일 때, 기존 상관함수들과 제안한 상관함수를 이용한 경우의 다중 경로 오류 포락선.  
Fig. 6. Multipath error envelope of the conventional and proposed correlation functions for CBOC(6,1,1/11,-) signal when the amplitude ratio of the second path to the first path is 0.25.

오류 표준편차를 보이는 것을 확인할 수 있다. 그 이유는 III장에서 언급하였듯이, BOC(6,1) 신호의 부분 송과 펄스폭과 동일한 폭을 갖는 부분 부분송과  $p_1(t)$  와  $p_2(t)$ 로부터 생성된 부분 상관들을 재조합하고 이를 사용하지 않은 나머지 부분 상관들과 재결합, 중첩함으로써 기존 상관함수들에 비해 날카로운 주 첨두를 갖는 비모호 상관함수를 생성하였기 때문이다.

그림 6은 CBOC(6,1,1/11,-) 신호에 대해 첫째 경로와 둘째 경로의 신호의 크기 비율이 0.25일 때, 기존 상관함수들과 제안한 상관함수를 이용한 경우 다중 경로 오류 포락선 성능을 나타낸다. 이 그림으로

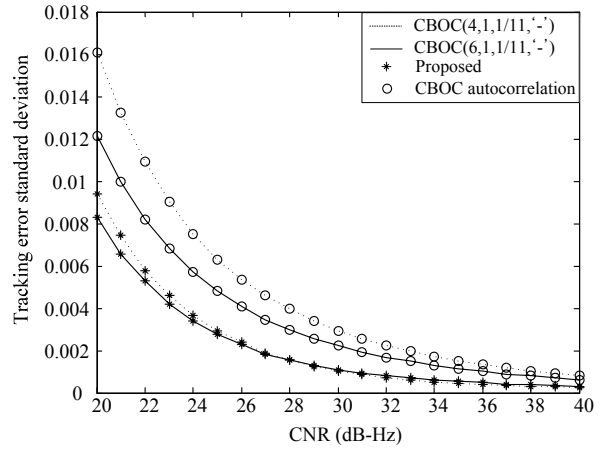


그림 7. CBOC(4,1,1/11,-) 신호와 CBOC(6,1,1/11,-) 신호에 대한 CNR에 따른 CBOC 자기상관함수와 제안한 상관함수를 이용한 경우의 추적 오류 표준편차.  
Fig. 7. Tracking error standard deviation of the CBOC autocorrelation and proposed correlation functions for CBOC(4,1,1/11,-) and CBOC(6,1,1/11,-) signals as a function of CNR.

부터 제안한 상관함수를 이용한 경우 [8]과 [10]의 상관함수를 이용한 경우보다 모든 다중 경로 지연 구간에서 좋은 다중 경로 오류 포락선 성능을 나타내는 것을 알 수 있다. 또한 [9]의 상관함수를 이용한 경우에 비해 제안한 상관함수를 이용한 경우 다중 경로 지연  $(0, 0.4T_c)$  구간에서 비슷한 다중 경로 오류 포락선을 보이며, 다중 경로 지연  $(0.4T_c, 1.1T_c)$  구간에서 더 좋은 다중 경로 오류 포락선을 보인다. 마지막으로 제안한 상관함수를 이용한 경우 CBOC 자기상관함수와 [11]의 상관함수를 이용한 경우에 비해 다중 경로 지연  $(0, 0.6T_c)$  구간에서 좋지 않은 성능을 보이나 다중 경로 지연  $(0.6T_c, T_c)$  구간에서 비슷하거나 더 좋은 다중 경로 오류 포락선 성능을 보여준다.

제안한 상관함수는 CBOC(6,1,1/11,-) 신호에 대해서만 아니라 임의의  $x, y$  CBOC( $x, y, 1/11, -$ ) 신호에 대해서도 완벽히 주변 첨두를 제거할 뿐만 아니라 신호 추적 성능도 유지된다. 그림 7은 CBOC(4,1,1/11,-)와 CBOC(6,1,1/11,-) 신호에 대한 CNR에 따른 CBOC 자기상관함수와 제안한 상관함수를 이용한 경우의 추적 오류 표준편차를 나타낸다. 이 그림으로부터 CBOC 자기상관함수를 이용한 경우 CBOC(4,1,1/11,-) 신호에 대한 추적 오류 표준편차가 CBOC(6,1,1/11,-) 신호에 대한 추적 오류 표준편차에 비해 좋지 않음을 알 수 있다. 그러나 제안한 상관함수를 이용한 경우 CBOC(4,1,1/11,-) 신호에 대한 추적 오류 표준편차와 CBOC(6,1,1/11,-) 신호에 대한 추적 오류 표준편차가 비슷하며, 따라서 임

의의  $x, y$  CBOC( $x, y, 1/11, \cdot$ ) 신호에 대해 추적 오류 표준편차가 유지된다.

### V. 결 론

본 논문에서는 CBOC 신호 추적을 위한 새로운 비모호 상관함수를 제안하였다. 구체적으로는 CBOC 신호의 부분송파를 부분 부분송파 네 개의 합으로 해석하고, 수신 신호와 부분 부분송파들의 상관으로부터 부분 상관 네 개를 생성한다. 이후 BOC(6,1) 신호의 부분송파 펄스폭과 동일한 펄스폭을 갖는 두 개의 부분 부분송파들로부터 생성된 두 개의 부분 상관들을 이용하여 폭이 좁은 상관함수를 생성하고, 모든 신호 전력을 이용하기 위해 폭이 좁은 상관함수와 나머지 사용하지 않은 부분 상관 두 개를 재결합하여 폭이 같은 상관함수들을 생성하며, 생성된 모든 상관함수들을 중첩하여 최종 비모호 상관함수를 얻는다. 추적 오류 표준편차와 다중 경로 오류 포락선 모의실험을 통해 제안한 상관함수를 이용한 경우 기존 상관함수들을 이용한 경우보다 더 좋은 신호 추적 성능을 가짐을 보였다.

### References

[1] J. W. Betz, "The offset carrier modulation for GPS modernization," in *Proc. 1999 ION Nat. Technical Meeting*, pp. 639-648, San Diego, CA, Jan. 1999.

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

[3] G. W. Hein, J. W. Betz, J.-A. Avila-Rodriguez, C. J. Hegarty, S. Wallner, L. S. Lenahan, A. R. Pratt, J. J. Rushanan, J. Owen, A. L. Kray, J.-L. Issler, and T. A. Stansell, "MBOC: The new optimized spreading modulation recommended for Galileo L1 OS and GPS L1C," in *Proc. IEEE/ION Plans*, pp. 883-892, San Diego, CA, Apr. 2006.

[4] J.-A. Avila-Rodriguez, S. Wanllner, G. Hein, E. Rebeyrol, O. Julien, C. Macabiau, L. Ries, A. Delatour, L. Lestarquit, and J.-L. Issler, "CBOC-An implementation of MBOC," in *Proc. 1st CNES Workshop on Galileo Signals*

*and Signal Process.*, pp. 12-13, Toulouse, France, Oct. 2006.

[5] J.-A. Avila-Rodriguez, G. W. Hein, S. Wallner, J.-L. Issler, L. Ries, L. Lestarquit, A. D. Latour, J. Godet, F. Bastide, T. Pratt, and J. Owen, "The MBOC modulation: The final touch to the Galileo frequency and signal plan," *J. Navig.*, vol. 55, no. 1, pp. 14-28, Spring 2008.

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

[7] K. Zhang and F. Wang, "Joint code multipath mitigation for composite binary offset carrier modulated signals," *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 25, pp. 1374-1375, Dec. 2011.

[8] F. Sousa, F. Nunes, and J. Leitão, "Code correlation reference waveforms for multipath mitigation in MBOC GNSS receivers," in *Proc. ENG-GNSS*, vol. 1, pp. 1-10, Toulouse, France, Apr. 2008.

[9] Y. Lee, T. Yoon, M. Lee, Y. Lee, S. Kim, and S. Yoon, "A new CBOC correlation function for next generation GNSS signal synchronization," *J. Korean Inst. Commun. Sci. (KICS)*, vol. 34, no. 7, pp. 724-729, July 2009.

[10] Z. Yao, M. Lu, and Z. Feng, "Unambiguous technique for multiplexed binary offset carrier modulated signals tracking," *IEEE Signal Process., Lett.*, vol. 16, no. 7, pp. 608-611, July 2009.

[11] K. Rouabah, M. Flissi, S. Attia, and D. Chikouche, "Unambiguous multipath mitigation technique for BOC(n,n) and MBOC-modulated GNSS signals," *Int. J. Antennas and Propagation (IJAP)*, vol. 2012, Article ID. 895390, Jan. 2012.

[12] S. Kim, S. Yoo, S. Yoon, and S. Y. Kim, "A novel unambiguous multipath mitigation scheme for BOC(kn,n) tracking in GNSS," in *Proc. 7th IEEE Int. Symp. Applicat. Internet*, pp. 57-60, Hiroshima, Japan, Jan. 2007.

[13] 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.

이 영 석 (Youngseok Lee)



2013년 2월 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부 공학사

2013년 3월~현재 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석박사통합과정

2008년 3월 이공계국가장학생

2012년 12월 IEEE Student Paper Contest 동상 수상

2013년 3월 성균관대학교 석박사연계트랙 장학생

2013년 3월 한국연구재단 글로벌 박사 펠로우쉽 수상

<관심분야> 통신이론, 무선통신, 추정 및 검파

윤 석 호 (Seokho Yoon)



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 Harvard University 박사후 연구원

2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부 전임강사, 조교수, 부교수

2007년 IEEE 준석학회원

2009년 한국통신학회 LG 학술상 수상

2011년 교육과학기술부 우수연구 인증패 수상

2012년 한국통신학회 우수논문상 수상

<관심분야> 통신이론, 이동통신, 통계학적 신호처리