

부반송파 분할 기반의 비모호 CBOC 신호추적기법

채근홍*, 송익호*, 윤석호^o

An Unambiguous CBOC Tracking Scheme Based on Divided Sub-Carriers

Keunhong Chae*, Ickho Song*, Seokho Yoon^o

요 약

본 논문에서는 부반송파 분할 기반의 합성 이진 오프셋 반송파 (composite binary offset carrier: CBOC) 신호를 위한 비모호 신호추적기법을 제안한다. 제안한 기법에서는 CBOC 부반송파를 짝수 개로 분할하여 분할 부반송파들을 생성한다. 각 분할 부반송파는 수신 신호와 상관되며, 이를 통해 얻어진 상호상관함수들은 서로 결합되어 비모호 상관함수를 생성한다. 모의실험 결과를 통해 기존 기법과의 신호추적 오류의 표준 편차를 (standard deviation of tracking error: SDTE) 비교한다. 모의실험 결과, 제안한 기법은 기존 기법 대비 우수한 SDTE 성능을 제공할 뿐 아니라, 모호성 문제를 해결함에 있어 부반송파 분할 수를 선택할 수 있는 유연성을 제공함을 확인한다.

Key Words : Composite binary offset carrier (CBOC), Galileo, Unambiguous signal tracking, Sub-carrier division

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel unambiguous signal tracking scheme based on divided sub-carriers for composite binary offset carrier (CBOC) signals. In the proposed scheme, the CBOC sub-carrier is divided in even number. The divided sub-carriers are correlated with the received signal, and then, correlation functions are combined to form an unambiguous correlation function. In numerical results, we compare the standard deviation of tracking error (SDTE) of the proposed and conventional signal tracking schemes. From the results, it is confirmed that the proposed scheme provides a better SDTE performance than those of the conventional schemes, and moreover, the proposed scheme provides a flexibility of parameter selection for ambiguity removal.

I. 서 론

위성항법시스템은 (global navigation satellite systems: GNSSs) 위성으로부터 송신된 신호를 바탕으로 각 위성파 수신기 간 거리를 측정하고, 이 거리

를 바탕으로 수신기의 위치를 추정하는 시스템이다. 각 위성파의 거리를 추정하기 위해서는 위성 신호의 올바른 신호 추적 (signal tracking) 필수적이다. 최근 유럽의 Galileo에서는 기존 GNSS 신호들과 스펙트럼 대역을 공유하고, 현대화된 global positioning

* 본 연구는 2018년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단-기초연구사업의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2018R1D1A1B07042083).

• First Author : Sungkyunkwan University, College of Information & Communication Engineering, chae0820@skku.edu, 학생회원

^o Corresponding Author : Sungkyunkwan University, College of Information & Communication Engineering, syoon@skku.edu, 종신회원

* School of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology, i.song@ieee.org, 종신회원

논문번호 : 201909-187-A-RN, Received September 3, 2019; Revised September 8, 2019; Accepted September 18, 2019

system (GPS) 신호와 호환성을 꾀한 multiplexed binary offset carrier (MBOC) 신호를 송신하고 있다^[1,2]. 이 중 composite binary offset carrier (CBOC) 신호는 Galileo에서 송신하고 있는 MBOC 신호 종류로, 본 논문에서는 CBOC 신호에 대해 중점적으로 다룬다.

CBOC 신호는 확산 코드의 일종인 의사잡음부호와 (pseudo random noise code: PRN code) 부반송파의 곱으로 이루어진다^[3]. CBOC 부반송파는 두 종류의 사인 위상 BOC 부반송파의 가중합으로 이루어지며, 사인 위상 BOC 부반송파는 $BOC_{sin}(kn, n)$ 와 같이 나타내어질 수 있다. 여기서 k 는 PRN 코드 칩 주기와 부반송파 주기의 비를 나타내는 양의 정수이며, n 은 PRN 코드 전송률과 1.023MHz와의 비를 나타낸다^[2]. Galileo에서 사용되는 CBOC 신호는 $BOC_{sin}(6,1)$ 및 $BOC_{sin}(1,1)$ 의 가중합을 통해 생성된다. CBOC 신호는 타 BOC 신호군과 같이 우수한 신호추적 성능을 보이지만, 자기상관함수에 존재하는 주변 첨두로 (side-peak) 인하여 신호 추적 모호성 (ambiguity) 역시 발생한다.

최근 다양한 BOC 신호군 별로 모호성 문제를 해결하기 위한 노력들이 많이 이루어지고 있다^[4-12]. 하지만, [4]-[6]의 경우, 이들을 포함한 많은 연구들이 CBOC 신호가 아닌 타 BOC 신호에 초점을 맞추어, CBOC 신호에 적용하기 적합하지 않았다. CBOC 신호에 적용 가능한 비모호 기법은 [7]-[12]가 대표적이다. 이들 기법은 공통적으로 모호성이 있는 자기상관함수를 각자 제한한 비모호 상관함수로 대체하는 방식으로, 비모호 상관함수의 개형이 성능에 직접적으로 영향을 미친다. [7]-[10]의 기법들은 자기상관함수 대비 상관함수의 기울기가 크게 향상되지 못했다는 한계가 있었으며, [11]의 경우 상관함수의 높이를 자기상관함수 대비 2배 높였으나 상관함수 폭이 넓어 기울기 향상에 한계가 있었다. 최근 개발된 [12]에서는 상관함수 샘플링을 통해 상관함수의 기울기를 크게 높여 성능 향상을 얻는데 성공하였으며, 본 논문에서는 해당 논문을 포함하여 성능 비교 및 분석을 제시한다.

본 논문에서는 부반송파를 짝수 개의 분할 부반송파의 합으로 해석하는 새로운 방식을 바탕으로, 분할 부반송파를 통해 상호상관함수들을 얻고, 이들 상호상관함수를 결합하여 비모호 상관함수를 생성하는 새로운 비모호 신호추적기법을 제안한다. 제안한 기법을 통해 완전한 비모호성이 달성될 수 있을 뿐만 아니라, 제안한 기법은 성능 향상을 위해 감수해야 하는 복잡도 증가 관계에서 수신기 설계자가 적합한 분할수를

선택할 수 있도록 하는 유연성을 함께 제공한다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 CBOC(6,1,1/11) 신호모형을 제시하고, III장에서는 제안한 비모호 상관함수 생성 기법 및 신호추적 기법을 설명한다. IV장에서는 신호추적의 오류 표준편차 (standard deviation of tracking error: SDTE) 성능을 비교한다. V장에서 본 논문의 결론을 내린다.

II. CBOC 신호 모형

CBOC(6,1,1/11) 신호의 기저대역 신호 $M(t)$ 는 아래의 수학적 식 1과 같이 나타낼 수 있다.

$$M(t) = \sqrt{S} \sum_{i=-\infty}^{\infty} e_i r_Q(t-iQ) c_i(t). \quad (1)$$

여기서 S 는 신호전력, $e_i \in \{-1, 1\}$ 는 주기가 P 인 PRN 코드의 i 째 칩, $r_\alpha(t)$ 는 $[0, \alpha]$ 에 존재하는 단위 구형파, Q 는 PRN 코드의 칩 주기, $c_i(t)$ 는 i 째 PRN 코드 칩에 대응되는 CBOC 부반송파를 의미한다. 위 성향법 신호의 신호추적을 위해서는 데이터값이 배제된 파일럿 신호를 이용하기 때문에, 이를 1로 가정하여 수식 내 포함하지 않는다. CBOC 부반송파는 $BOC_{sin}(6,1)$ 및 $BOC_{sin}(1,1)$ 부반송파의 가중합으로, 각각 1/11 및 10/11의 전력비로 결합된다. 이러한 CBOC 부반송파는 다음과 같이 나타내어질 수 있다.

$$c_i(t) = \sqrt{\frac{10}{11}} c_{BOC(1,1)}^i(t) - \sqrt{\frac{1}{11}} c_{BOC(6,1)}^i(t). \quad (2)$$

$c_{BOC(1,1)}^i(t)$ 및 $c_{BOC(6,1)}^i(t)$ 는 각각 i 째 CBOC 부반송파 내의 $BOC_{sin}(1,1)$ 부반송파 및 $BOC_{sin}(6,1)$ 부반송파로서, 각각 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$c_{BOC(1,1)}^i(t) = \sum_{l=0}^1 (-1)^l r_R(t-iQ-lR) \quad (3)$$

$$c_{BOC(6,1)}^i(t) = \sum_{l=0}^{11} (-1)^l r_T(t-iQ-lT) \quad (4)$$

여기서 $R = Q/2$ 및 $T = Q/12$ 의 값을 지니며, 각각 $BOC_{sin}(1,1)$ 및 $BOC_{sin}(6,1)$ 부반송파 펄스폭을 의미한다.

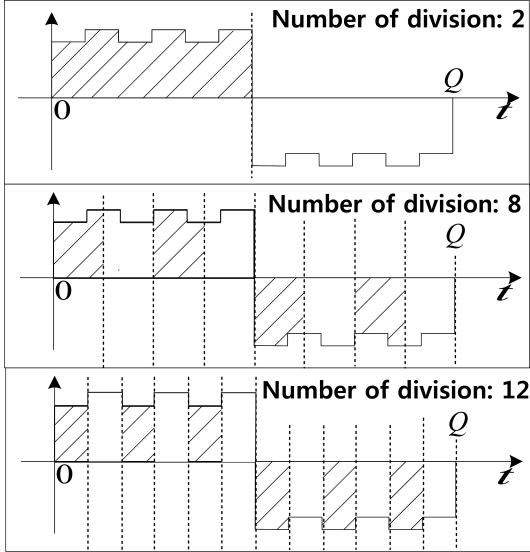


그림 1. CBOC 부반송파 및 분할 방법.
Fig. 1. CBOC sub-carrier and division methods.

III. 제안한 상관함수

자기상관함수를 이용한 기존의 신호추적기술의 경우, 수신된 CBOC 신호와 동일한 CBOC 신호 replica를 수신된 CBOC 신호와 상관하여 자기상관함수를 얻는다. 자기상관함수는 아래와 같이 나타내어진다.

$$A(\tau) = \frac{1}{SP} \int_0^P M(t)M(t+\tau)dt. \quad (5)$$

그림 1은 CBOC 신호의 부반송파 및 본 논문에서 제안하는 부반송파 분할 방법의 예시를 나타낸다. 분할 시에는 상관함수의 대칭성을 유지하기 위해, 좌우 대칭 형태로 부반송파를 분할한다. 이에, 부반송파를 짝수 개로 분할하며, 즉 2, 4, 6, ... 과 같이 분할 수를 2 이상의 짝수로 일반화할 수 있다. 이러한 방식은 이후 상관함수의 성능과 복잡도 간의 관계에서 적절한 분할 수를 선택할 수 있도록 하는 유연성을 제공한다. 일반화된 형태로 분할된 부반송파는 아래와 같이 나타내어질 수 있다.

$$c_i(t) = \sum_{q=1}^D d_{i,q}(t) \quad (6)$$

여기서 D 는 분할 수를 의미하며 상술한 바와 같이 2, 4, 6, ... 과 같은 짝수를 지니며, 나타낸 바와 같이

분할된 부반송파 $d_{i,q}(t)$ 들의 합은 본래의 CBOC 부반송파가 된다.

그림 2에서는 분할 수를 8로 가정한 상태에서의 부반송파 분할, 상호상관함수 생성, 그리고 상호상관함수 결합을 통한 비모호 상관함수 생성 과정을 보인다. 나뉘어진 부반송파들은 각각 수신된 CBOC 신호와 상관되며, 상관 결과 총 D 개의 상호상관함수들을 얻는다. 상호상관함수들은 아래와 같이 나타내어질 수 있다.

$$\Phi_q(\tau) = \frac{1}{SP} \int_0^P M(t)N_q(t+\tau)dt. \quad (7)$$

여기서 $N_q(t)$ 는 분할 부반송파 $d_{i,q}(t)$ 가 본래의 부반송파 $c_i(t)$ 대신 대체된 로컬 신호로 정의할 수 있으며 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$N_q(t) = \sqrt{S} \sum_{i=-\infty}^{\infty} e_i r_Q(t-iQ) d_{i,q}(t) \quad (8)$$

그림 2에서는 분할된 부반송파 중 $D/2$ 째, 그리고 $D/2+1$ 째 부반송파로 인해 생성된 상관함수 $\Phi_{D/2}(\tau)$ 및 $\Phi_{D/2+1}(\tau)$ 을 보인다. 이들 상관함수는 서로 대칭된 위치의 분할 부반송파가 상관되었기 때문에, 서로 좌우대칭인 형태를 보이며, $-x \leq \tau < x$ 의 좌우 대칭인 범위 내에서만 상관함수의 곱이 양의 값을 지니고 있음을 확인할 수 있다. 이를 이용하여 $|A|+|B|-|A-B|$ 의 결합 방식을 이용해 (결합되는 값의 곱이 양인 경우에만 양의 값이 결과로 나타나며, 곱이 0 혹은 0 미만일 경우 0이 결과로 나타남) 아래와 같이 주변 첨두를 제거할 수 있다.

$$\alpha(\tau) = |\Phi_{D/2}(\tau)| + |\Phi_{D/2+1}(\tau)| - |\Phi_{D/2}(\tau) - \Phi_{D/2+1}(\tau)| \quad (9)$$

이후, 사용한 상호상관함수 외 다른 상호상관함수 역시 결합 대상에 포함함으로써 상관함수의 기울기를 최대한 높여, 아래와 같은 상관함수를 최종적으로 얻는다.

$$A(\tau) = |\alpha(\tau)| + \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq \frac{D}{2}, \frac{D}{2}+1}}^D (|\alpha(\tau)| + |\Phi_q(\tau)| - |\alpha(\tau) - \Phi_q(\tau)|) \quad (10)$$

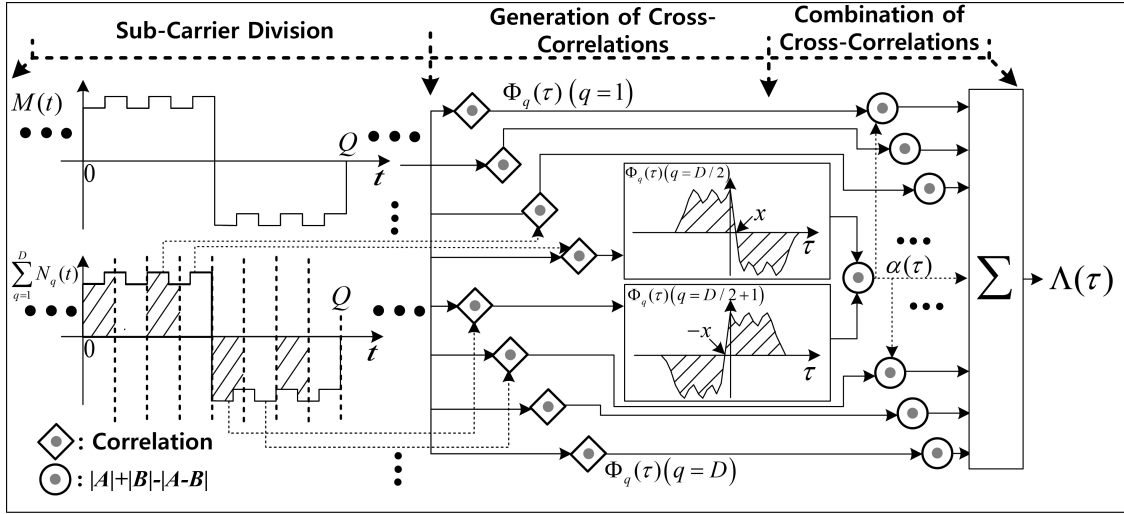


그림 2. 제안한 분할된 부반송파 및 비모호 상관함수 생성 과정.
 Fig. 2. The proposed divided sub-carriers and the process of generation of the proposed unambiguous correlation function.

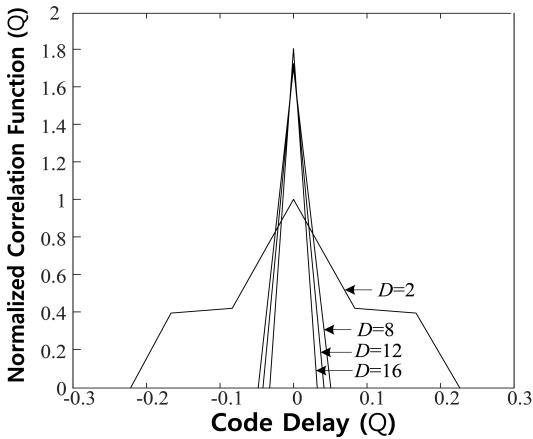


그림 3. D=2, 8, 12, 및 16일 때 제안한 상관함수.
 Fig. 3. The proposed correlation functions for D=2, 8, 12, and 16.

단, $D=2$ 인 경우에는 (9)의 결합 후 추가로 결합할 상관함수가 없기 때문에, (9)의 결과가 그대로 $\Lambda(\tau)$ 가 된다. 그림 3에는 제안한 상관함수에 대해 $D=2, 8, 12, 16$ 인 경우 제안한 비모호 상관함수를 나타낸다. 더욱 많은 분할이 이뤄짐에 따라 상관함수의 폭이 점차 좁아지고, 높이는 점차 높아짐을 알 수 있으며, 이에 따라 성능 향상을 얻을 수 있음을 예상할 수 있다.

그림 4에는 가장 우수한 기율기를 지니는 $D=16$ 인 비모호 상관함수를 기존의 상관함수와 함께 도시한 것을 나타낸다. 기존 상관함수들과 비교했을 때,

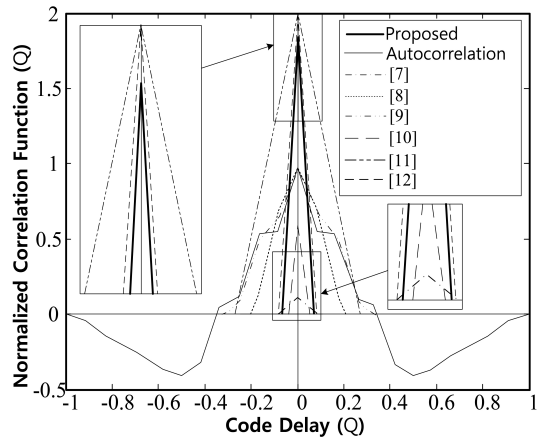


그림 4. 기존 상관함수 및 D=16일 때 제안한 상관함수.
 Fig. 4. The conventional correlation functions and the proposed correlation function for D=16.

제안한 상관함수는 가장 높은 수준의 기율기를 보이며, [12]와 비교했을 때 유사한 기율기를 보인다. 단, [12]에서는 두 상호상관함수를 결합할 때 두 상호상관함수의 높이를 동일하게 하기 위해 임의의 상수를 상관함수에 곱하였기에, 이 증폭 과정에서 잡음 성분이 함께 증폭될 우려가 있으며, 이러한 차이는 4장에서 보이는 성능 차이로 이어지게 된다.

CBOC 신호 추적은 상관함수 생성기가 지연 고정 루프 (delay lock loop: DLL) 구조 내에 탑재됨으로써 이루어진다. CBOC 신호 추적을 위한 판별기 출력은 아래와 같이 나타내어질 수 있다.

$$\Omega(\tau) = A^2 \left(\tau + \frac{\Delta}{2} \right) - A^2 \left(\tau - \frac{\Delta}{2} \right). \quad (11)$$

여기서 τ 는 수신 신호와 국소 신호와의 위상차름, Δ 는 선후 간격을 나타낸다.

IV. 모의실험 결과

본 장에서는 각 기법의 추적 오류 표준 편차 (standard deviation of tracking error: SDTE) 성능을 모의실험을 통해 비교한다. SDTE는 $\frac{\sigma}{G} \sqrt{2B_L P_I}$ 로 정의되며, 여기서 σ 는 $\Omega(\tau)|_{\tau=0}$ 에서의 표준편차, G 는 판별기 출력 시 $\tau=0$ 에서의 순간 기율기, B_L 은 루프 필터의 대역폭, P_I 는 적분 시간을 의미한다^[13]. 그림 5에 나타낸 모의실험을 위해 $Q^{-1} = 1.023 \text{ MHz}$, $P = P_f$, $B_L = 1 \text{ Hz}$, $P_I = 4 \text{ ms}$, $\Delta = (1/48)Q, (1/72)Q$ 의 상황을 가정 하였으며, [8] 및 [10]에서의 가장 우수한 기법 제어변수를 선택하고, 제안한 기법의 경우 $D=2, 8, 12, 16$ 인 경우를 가정하고, [12]는 $D=16$ 인 경우와 동일한 상관함수 기율기가 되도록 하였다. [12] 및 제안 기법은 모두 상관함수 기율기를 제어변수 수정을 통해 더욱 높일 수 있지만, 이에 따라 신호추적 범위 역시 좁아지므로 동일한 기율기에서의 성능을 비교했다. 그림 5에 따르면 (a) $\Delta = Q/48$ 및 (b) $Q/72$ 인 경우 모두에 대해, 제안한 기법은 관심 반송파 대 잡음비 (S/N_0 dB-Hz로 정의되고, N_0 는 잡음 전력 밀도) 내에서 기존 기법 대비 가장 우수한 성능을 보인다. [12]과 비교할 경우, $D=16$ 및 $D=12$ 인 경우가 더 우수한 성능을 보이며, 이는 [12] 기법에 포함된 상관함수 증폭과정이 제안한 기법에는 포함되지 않기 때문이다.

그림 6에서는 CNR은 20 dB-Hz로, $\Delta = Q/48$ 인 상황에서의 분할 수 D 에 따른 제안 기법의 SDTE 성능을 나타내었으며, 이와 함께 요구되는 결합 횟수를 함께 나타내었다 (여기서 결합이란 수식 (9)와 같은 절대값 기반 결합을 의미함). 그림 6에 따르면, 기대되는 바와 같이 분할 수 D 가 증가함에 따라 SDTE 성능은 점차 향상됨을 알 수 있다. 그러나, 성능 증가세는 $D=28$ 부근에서 포화되는 형태를 보이며, 비모호 상관함수 생성을 위한 결합 횟수가 $D-1$ 로 D 의 증가에 따라 선형적으로 증가하는 형태임을 고려해, $D=36$ 혹은 그 이상의 값을 사용하는 것보다, $D=24, 28$ 등과 같은 기법 제어 변수를 선택할 수

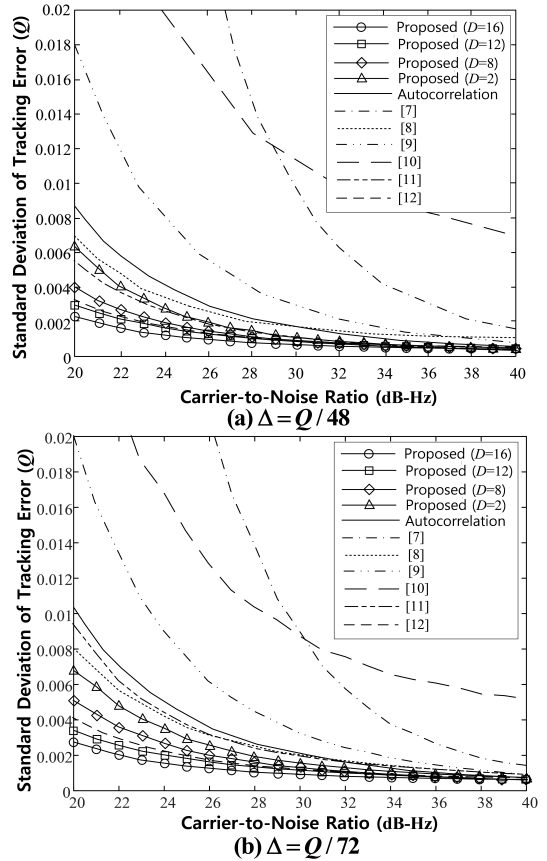


그림 5. 제안 및 기존 상관함수의 CNR 대비 SDTE 성능. Fig. 5. SDTE performances of the proposed and conventional schemes as a function of CNR.

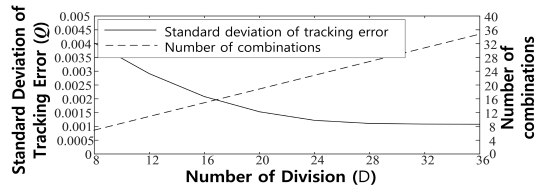


그림 6. 제안 상관함수의 분할 수 대비 SDTE 성능 및 요구 결합 수. Fig. 6. SDTE performance and the required number of combinations of the proposed scheme as a function of the number of divisions.

있다. 제시한 예시와 같이, 제안한 기법은 성능과 복잡도 간 관계에서 상황에 따른 적절한 기법변수를 유연하게 선택할 수 있다는 장점을 지닌다.

V. 결론

본 논문에서는 부반송파를 나누는 횟수를 일반화하

고, 나뉘어진 부반송파를 바탕으로 비모호 상관함수를 생성하는 새로운 기법을 제안하였다. 모의실험 결과, 제안한 기법은 기존 기법 대비 우수한 SDTE 성능을 보이며, 성능 및 복잡도 관계 내에서 적절한 파라미터를 선택 가능한 유연성을 제공한다.

References

[1] J. Nurmi, E. S. Lohan, S. Sand, and H. Hurskainen, *GALILEO Positioning Technology*, Springer, 2015.

[2] X. Xu, L. Li, M. Zhao, and C. Fan, "A flexible design of waveform for communication and navigation," in *Proc. WCNC*, pp. 1-6, Barcelona, Spain, Apr. 2019.

[3] J.-A. Avila-Rodriguez, G. W. Hein, S. Wallner, J.-L. Issler, L. Ries, L. Lestarquir, 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. 15-55, Mar. 2008.

[4] 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.

[5] J. Qi, J. Chen, Z. Li, and D. Zhang, "Unambiguous BOC modulated signals synchronization technique," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 16, no. 7, pp. 986-989, Jul. 2012.

[6] T. Li, Z. Tans, J. Wei, Z. Zhou, and B. Wang, "An unambiguous tracking technique for cosine-phased BOC signals with low complexity," *Radioengineering*, vol. 27, no. 4, pp. 1191-1199, Jan. 2019.

[7] F. Sousa, F. Nunes, and J. Leitao, "Code correlation reference waveforms for multipath mitigation in MBOC GNSS receivers," in *Proc. ENGGNSS*, Toulouse, France, Apr. 2008.

[8] 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, Jul. 2009.

[9] D. Xu, M. Liu, and F. Shen, "Ambiguity mitigating technique for multiplexed binary carrier signal tracking," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 11, pp. 2021-2024, Nov. 2013.

[10] H. Li and C. Yang, "Unambiguous receiving technique for multiplexed binary offset carrier signal," in *Proc. WCSP*, Hefei, China, Oct. 2014.

[11] Z. Longji and W. Ju, "Ambiguity mitigating tracking method for BOC (1, 1) and MBOC (6, 1, 1/11) signals," in *Proc. EISS*, Harbin, China, Jun. 2017.

[12] K. Chae, I. Song, and S. Yoon, "An unambiguous CBOC correlation function generation scheme based on variable sampler," *J. KICS*, vol. 44, no. 4, pp. 659-665, Apr. 2019.

[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.

채 근 흥 (Keunhong Chae)



2014년 2월 : 성균관대학교 전
자전기공학부 공학사
2014년 3월~현재 : 성균관대학
교 정보통신대학 전자전기컴
퓨터 공학과 석박통합과정
<관심분야> 통신이론, 무선통
신, 추정 및 검파

[ORCID: 0000-0002-5675-2522]

송 익 호 (Iickho Song)



1982년 2월, 1984년 2월: 서울
대학교 전자 공학과 공학사
(준최우등), 공학석사
1985년 8월, 1987년 5월: 펜실
베니아대학교 전기공학과 공
학석사, 공학박사
1987년 3월~1988년 2월: 벨 통
신연구소 연구원

1988년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공
학부 조교수, 부교수, 교수

1995년 1월~현재: 한국통신학회 논문지 편집위원, 편
집 부위원장 · 대한전자공학회, 한국음향학회, 한국
통신학회 평생회원 · IET 석학회원 · IEEE 석학회원
<관심분야> 통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검
파와 추정, 이동통신

[ORCID:0000-0002-6874-1556]

윤 석 호 (Seokho Yoon)



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: Harvard University 박사후
연구원

2003년 3월~현재: 성균관대학교 정보통신대학 전자전
기공학부 전임강사, 조교수, 부교수, 교수

2007년: IEEE 준석학회원

2009년: 한국통신학회 LG 학술상 수상

2011년: 교육과학기술부 우수연구 인증패 수상

2012년: 한국통신학회 우수논문상 수상

<관심분야> 통신이론, 이동통신, 통계학적 신호처리

[ORCID:0000-0001-5263-1136]