

# Time-Division-Multiplexing Tertiary Offset Carrier Modulation for GNSS

Sangjae Cho, Taeseon Kim, Seung-Hyun Kong<sup>†</sup>

Graduate School of Mobility, Korea Advanced Institute of Science and Technology, Daejeon 34051, Korea

## ABSTRACT

In this paper, we propose Time-Division-Multiplexing Tertiary Offset Carrier (TDMTOC), a novel GNSS modulation based on Tertiary Offset Carrier (TOC) modulation. The TDMTOC modulation multiplexes two three-level signals (i.e., -1, 0, and 1) while crossing over time, and is a type of TOC modulation designed specifically for signal multiplexing. The proposed modulation generates TDMTOC subcarriers of two different phases by simply combining two Binary Offset Carrier (BOC) subcarriers by addition or subtraction. TDMTOC has better correlation and spectral properties than conventional BPSK, BOC, and MBOC modulation techniques, and has good power and spectral efficiency since it can multiplex signals without power loss similar to time division multiplexing. To prove this, we introduce the multiplexing process of TDMTOC, and compare TDMTOC with Binary Phase Shift Keying (BPSK), BOC, Composite BOC (CBOC), and Time Multiplexed BOC (TMBOC) that are currently serviced in GNSS by simulations of various aspects. Through the simulation results, we prove that TDMTOC has better correlation property than modulations currently used in GNSS, less intersystem interference due to its wide spectrum property, and robustness in multipath and noise channel environments.

**Keywords:** GNSS modulation, TOC, TDM

## 1. 서론

Global Positioning Systems (GPS), Galileo, GLOBal Navigation Satellite System (GLONASS), Beidou와 같은 전역위성항법시스템 (Global Navigation Satellite System, GNSS)의 인공위성은 한정된 주파수 대역에서 항법 서비스 신호를 송출하고 있다. 최근 들어, 항법 서비스 이외에 측위 정밀도 향상을 위한 보강 서비스나 공공안전서비스와 같은 부가 서비스에 대한 서비스를 제공하기 위해, 독자적으로 GNSS를 개발하고 서비스를 제공하는 국가들은 한정된 주파수 대역에서 다양한 서비스를 제공하기 위해 신호 요소를 효율적으로 다중화 하기 위한 연구를 지속해오고 있다 (Shin et al. 2020). 여러 개의 신호 요소들을 단일 반송파에 실어서 보내면 주파수 스펙트럼의 효율이 향상되는 장점

이 있지만 (Shin et al. 2020), 송신기의 전력 증폭기 입력단에서 전력의 크기가 매순간 일정하지 않아 (즉, 일정하지 않은 포락선 또는 Non-constant Envelope) 위성에 탑재되는 신호 전력 증폭기에 비선형 왜곡이 발생한다 (An & Ryu 2016).

이러한 문제를 해결하기 위해, 일정한 포락선 (Constant Envelope, CE)을 만족하기 위한 다중화 기법들에 대한 다양한 연구들이 진행되고 있다 (Kharisov & Povalyaev 2011, Shin et al. 2020). 대표적인 다중화 기법으로는 성상도 재단 기법 (Constellation Tailoring, CT)과 시분할 다중화 기법 (Time-Division-Multiplexing, TDM), 그리고 Multiplexed Binary Offset Carrier (MBOC) 변조 기법 기반의 다중화 기법이 있다. 먼저, CT는 Inter Modulation (IM)으로 성상도를 재단하여 CE를 만족시키는 다중화 기법으로, 대표적으로는 CASM (Dafesh et al. 1999)과 AltBOC (Shivaramaiah & Dempster 2009)이 있다. CT는 직교 위상에서 3개 이상의 신호를 다중화 할 수 있는 장점이 있으나, 다중화 과정이 상당히 복잡하고, 신호 요소외에 성상도 재단을 위한 IM 신호를 추가적으로 생성하기 때문에 전력 효율이 떨어지는 문제가 있다 (Kharisov & Povalyaev 2011, Garcia-Pena et al. 2019).

GPS L2C와 GLONASS L1OC에서 사용하는 TDM은 CT와 달

Received Jul 05, 2022 Revised Aug 08, 2022 Accepted Aug 24, 2022

<sup>†</sup>Corresponding Author

E-mail: skong@kaist.ac.kr

Tel: +82-42-350-1265 Fax: +82-42-350-1250

Sangjae Cho <https://orcid.org/0000-0002-4836-9873>

Taeseon Kim <https://orcid.org/0000-0001-6990-4794>

Seung-Hyun Kong <https://orcid.org/0000-0002-4753-1998>

리 IM 신호 생성과정이 필요 없어서 신호 요소외의 전력 손실 없이 시간에 따라 신호 요소들을 교차하여 신호를 다중화 한다 (Kaplan & Hegarty 2017). 하지만, TDM은 다중화 과정에서 부가적인 신호의 특성 (e.g., 상관 및 스펙트럼 특성)이 변화되지 않는다는 한계가 있다.

MBOC은 동위상에서 서로 다른 부반송파 주파수를 가지는 2개의 BOC을 다중화 하는 변조 기법들을 통칭한다. MBOC은 TDM과 같이 다중화를 위한 전력 손실이 없으며, TDM과 달리 다중화 과정에서 신호 요소의 특성을 변화시킨다. MBOC은 Time Multiplexed BOC (TMBOC) 변조 기법과 Composite BOC (CBOC) 변조 기법이 있다 (Yao & Lu 2021). TMBOC은 의사 난수 (Pseudorandom, PRN) 코드의 칩 구간을 단위로 시간에 따라 2개의 BOC를 일정한 시간 비율로 교차하면서 다중화 한다. CBOC은 서로 다른 진폭을 가지는 두 BOC 신호의 합성으로 다중화 하여, 최종적으로 신호 레벨이 4개가 되는 Non-binary의 다중화 신호를 생성한다.

예를 들어, GPS L1C는 파일럿 신호를 송출하기 위해 TMBOC(6,1,4/33)를 사용한다. TMBOC(6,1,4/33)은 BOC(1,1)를 29/33, BOC(6,1)를 4/33의 비율로 신호 요소를 다중화 한다 (Betz 2001). Galileo E1에서 사용하는 CBOC(6,1,1/11)은 BOC(1,1)이 10/11, BOC(6,1)이 1/11의 전력 비율로 신호 요소들을 다중화 한다. 이러한 MBOC은 BOC 신호들의 다중화 비율에 따라 상관 및 스펙트럼 특성이 달라진다 (Yao & Lu 2021). 그러나, 현재 사용되고 있는 MBOC은 직교 위상에서도 2개의 서비스 (데이터와 파일럿)만을 다중화 하고, 주로 BOC(1,1)에 편중되어 있어 BOC(1,1)와 거의 유사한 성능을 가진다.

본 논문에서는 Ávila-Rodríguez (2008)에 제시된 Tertiary Offset Carrier (TOC) 변조 기법을 기반으로 2개의 신호 요소를 동위상에서 다중화 하는 Time-Division-Multiplexing Tertiary Offset Carrier (TDMTOC) 변조 기법을 제안한다. TDMTOC는 3개의 신호 레벨을 가지는 TDMTOC 부반송파를 PRN 코드에 곱하여 신호를 생성한다. TDMTOC는 Ávila-Rodríguez (2008)에서 제시한 TOC와 다르게, 신호 다중화를 위한 새로운 심볼 시퀀스를 가지며 시분할 다중화와 같이 신호 요소를 교차하면서 신호를 다중화 한다. 기존 다중화 기법과 비교하여 TDMTOC는 다음과 같은 장점이 있다. TDMTOC의 자기 상관 관계가 BOC와의 교차 상관 관계와 같기 때문에, 기존 BOC 수신기의 구조변경없이 동일한 알고리즘으로 신호 획득이 가능하다.

- TDMTOC는 기존 서비스되고 있는 BPSK, BOC, MBOC와 비교하여 상관 특성이 우수하고 스펙트럼이 넓게 분포되어 시스템간 간섭이 작다.
- TDMTOC는 다중화 과정에서 IM을 사용하지 않기 때문에 전력 효율이 좋다.

우리는 이러한 TDMTOC의 장점들을 TDMTOC에 대한 설명과 시뮬레이션 성능 평가 결과를 기반으로 입증한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 TDMTOC에 대해 소개하고, 3장에서는 다양한 관점에서 시뮬레이션을 진행하고, 시뮬레이션 결과를 통해 TDMTOC를 기존 GNSS 변조 기법들과 비교하여 제안하는 TDMTOC의 우수성을 입증한다. 4장에서 최종 결론을 제시한다.

## 2. TIME-DIVISION-MULTIPLEXING TERTIARY OFFSET CARRIER

본 논문에서 제안하는 TDMTOC는 3개의 신호 레벨을 가지는 변조 기법인 TOC의 일종으로 Ávila-Rodríguez (2008)에서 제시한 사인 위상, 코사인 위상으로 구분되는 TOC의 변형된 형태이다. 기존 TOC는 부반송파 한 주기 내에서 신호 레벨이 0인 구간을 파라미터로 조절할 수 있다. 반면, TDMTOC는 신호 레벨이 0인 구간이 부반송파 주기  $T_{sc}$ 의 절반으로 고정되고, 부반송파의 심볼 시퀀스에 따라 두 가지의 위상으로 구분되며, TDMTOC $+(m,n)$ 와 TDMTOC $-(m,n)$ 로 표현된다.  $m,n$ 은 각각  $\frac{f_{sc}}{f_0}, \frac{f_c}{f_0}$  ( $f_0 = 1.023 \times 10^6 = \frac{1}{T_0}$ )를 가리키고,  $n \leq \frac{m}{2}$ 를 충족해야 된다. 또한,  $\frac{m}{2}$ 는 정수이다 (i.e.,  $m$ 은 2의 배수이다).  $f_{sc} (= 1/T_{sc})$ ,  $f_c (= 1/T_c)$ 는 부반송파 주파수와 칩 레이트이다. 동위상에서 TDMTOC의 신호 요소 TDMTOC $+(m,n)$ 를 나타내는  $s_a(t)$ 와 TDMTOC $-(m,n)$ 를 나타내는  $s_b(t)$ 가 시간에 따라 교차하면서 다중화 된 신호  $s(t)$ 는 Eq. (1)과 같이 정의된다.

$$s(t) = s_a(t) + s_b(t), \quad (1)$$

where

$$s_a(t) = D_a(t)C_a(t)p_{TDMTOC+(m)}(t), \quad (2)$$

$$s_b(t) = D_b(t)C_b(t)p_{TDMTOC-(m)}(t), \quad (3)$$

$$C_a(t) = \sum_{k=0}^{N_a-1} C_{a,k} \Pi\left(\frac{t - kT_c}{T_c}\right), \quad (4)$$

$$C_b(t) = \sum_{l=0}^{N_b-1} C_{b,l} \Pi\left(\frac{t - lT_c}{T_c}\right), \quad (5)$$

$$p_{TDMTOC+(m)}(t) = \frac{p_{BOC(\frac{m}{2})}(t) + p_{BOC(m)}(t)}{2}, \quad (6)$$

$$p_{TDMTOC-(m)}(t) = \frac{p_{BOC(\frac{m}{2})}(t) - p_{BOC(m)}(t)}{2}, \quad (7)$$

$$p_{BOC(m)}(t) = \text{sign}[\sin(2\pi m f_0 t + \theta_{BOC})]. \quad (8)$$

TDMTOC는 시간에 따라 겹치지 않는 두 신호 요소  $s_a(t)$  Eq. (2)와  $s_b(t)$  Eq. (3)을 Eq. (1)과 같이 단순히 더하여 TDM과 같이 시간에 따라 신호 요소가 교차하는 다중 신호  $s(t)$ 를 생성한다. TDMTOC의 신호 요소들은 Eqs. (2, 3)과 같이 개별 항법 데이터  $D_a(t)$ ,  $D_b(t)$ 와 PRN 코드  $C_a(t)$ ,  $C_b(t)$ , 그리고 부반송파  $p_{TDMTOC+(m)}(t)$ ,  $p_{TDMTOC-(m)}(t)$ 의 곱으로 생성된다.  $N_a, N_b$ 는 두 신호의 PRN 코드의 길이이다.  $C_{a,k}$  Eq. (4),  $C_{b,l}$  Eq. (5)는 각각  $s_a(t)$ 와  $s_b(t)$ 에 대한 PRN 코드의  $k$ ,  $l$ 번째 칩이다.  $\Pi(t)$ 는 단위 시간 폭을 가지는 구형 함수이다. 우리는 Eqs. (4, 5)의 표현을 단순화하기 위해  $C_a(t)$ 와  $C_b(t)$ 의  $T_c$ 를 동일하게 표현했지만,  $C_a(t)$ 와  $C_b(t)$ 는 서로 독립적으로 선정될 수 있다. 항법 데이터  $D_a(t)$ 와  $D_b(t)$ 는  $T_c$ 보다 훨씬 긴 시간 동안 일정한 -1또는 1을 유지하며 본 논문에서는 항법 데이터의 비트 구간 내 신호만을 고려하기 때문에  $D_a(t)$ ,  $D_b(t)$ 를 1로 놓고 단순화한다.

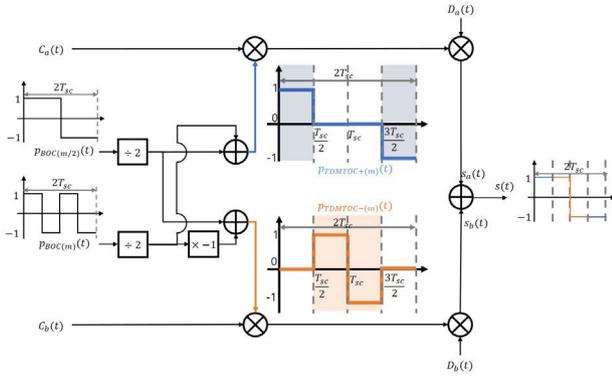


Fig. 1. TDMTOC modulation structure.

TDMTOC 부반송파는 Eqs. (6, 7)과 같이 2개의 BOC 부반송파의 덧셈으로 생성된다.  $p_{BOC(m)}(t)$ 와  $p_{BOC(\frac{m}{2})}(t)$ 는 주파수  $f_{sc}$ ,  $\frac{f_{sc}}{2}$ 를 가지는 BOC 부반송파이며,  $\theta_{BOC}$ 에 따라 사인 위상 ( $\theta_{BOC}=0$ ) 또는 코사인 위상 ( $\theta_{BOC} = \frac{\pi}{2}$ ) BOC 부반송파로 나뉜다. 본 논문에서는 TDMTOC의  $p_{BOC(m)}$ 와  $p_{BOC(\frac{m}{2})}(t)$ 를 GNSS에서 주로 사용되는 사인 위상으로 한정한다 (즉,  $\theta_{BOC}=0$ ). Eqs. (6, 7)로부터 생성되는 TDMTOC 부반송파  $p_{TDMTOC+(m)}(t)$ 와  $p_{TDMTOC-(m)}(t)$ 는 1, -1, 0의 신호 레벨을 가지면서, 최종 신호  $s(t)$  Eq. (1)은 2개의 신호 레벨 -1, 1만을 가진다. TDMTOC의 이해를 돕기 위해, 우리는 Fig. 1과 같이 두 TDMTOC 기저 신호  $s_a(t)$ ,  $s_b(t)$ 를 생성하고  $s(t)$ 로 다중화 하는 과정을 보여준다.

Fig. 1의  $p_{TDMTOC+(m)}(t)$ 와  $p_{TDMTOC-(m)}(t)$ 은 Eqs. (2, 3)과 같이 신호 레벨이 서로 반대인  $p_{BOC(m)}(t)$ 를 기반으로 위상이 결정되기 때문에, 그 TDMTOC 신호 요소의 부반송파들의 1과 -1 레벨 구간이 서로 겹치지 않는다 (두 신호 요소의 타임슬롯 (time slot)에 해당하는 영역을 서로 다른 색깔로 표시하였다). Fig. 1의  $p_{BOC(m)}(t)$ 와  $p_{BOC(\frac{m}{2})}(t)$ 는 각각  $f_{sc}$ ,  $\frac{f_{sc}}{2}$ 의 주파수를 가지는 BOC 부반송파를 가리킨다. TDMTOC는 Eqs. (6, 7)과 같이 진폭이 반감된 두 BOC 부반송파  $p_{BOC(m)}(t)$ 와  $p_{BOC(\frac{m}{2})}(t)$ 의 덧셈으로  $p_{TDMTOC+(m)}(t)$ 을, 뺄셈으로  $p_{TDMTOC-(m)}(t)$  TDMTOC 부반송파를 생성한다. 그리고,  $C_a(t)$ ,  $C_b(t)$  PRN 코드를 각 TDMTOC 부반송파와 곱한 뒤에 최종적으로 더하여 TDMTOC 기반의 다중화 신호를 생성한다.

Fig. 2는  $3T_c$  동안 생성되는 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1), 그리고 두 신호 요소가 다중화 된 파형의 예시를 보여준다.  $C_a(t)$ ,  $C_b(t)$ 의 칩 레이트는  $T_c=2f_0$ 이며 Figs. 2a,c의 파형은  $p_{BOC(2)}(t)$ 와  $p_{BOC(1)}(t)$ 를 기반으로 생성되는 TDMTOC 부반송파  $p_{TDMTOC+(2)}(t)$ 와  $p_{TDMTOC-(2)}(t)$ 이다. Fig. 2b는  $s_a(t)$ 와  $C_a(t)$ , Fig. 2d은  $s_b(t)$ 와  $C_b(t)$ 에 대한 파형이다. Figs. 2a,c에서 확인할 수 있듯이, 두 부반송파의 1과 -1의 심볼 구간은 시간적으로 서로 겹치지 않기 때문에 Figs. 2b,d에서도  $s_a(t)$ 와  $s_b(t)$ 는 겹치지 않는다. 또한,  $s_a(t)$ 와  $s_b(t)$ 는 BOC(1,1)에서  $\frac{T_c}{2}$  구간동안 신호 레벨이 0이기 때문에, TDMTOC의 자기 상관관계가 TDMTOC와 BOC와의 교차 상관관계와 같다. 이러한 특성으로, TDMTOC를 위한 새로운 수신기를 설계할 필요없이 기존의 BOC 수신기의 신호 획득 알고리즘을 사용하여 TDMTOC 신호를 온전히 추적할 수 있다. Fig. 2e는 Figs. 2b,c의  $s_a(t)$ 와  $s_b(t)$ 를 더한  $s(t)$ 를 보여준다.  $s(t)$ 는 3개의 신호 레벨이 아닌 일반적인 2개의 신호 레벨을 가지는 이진 신호로 생성된다.

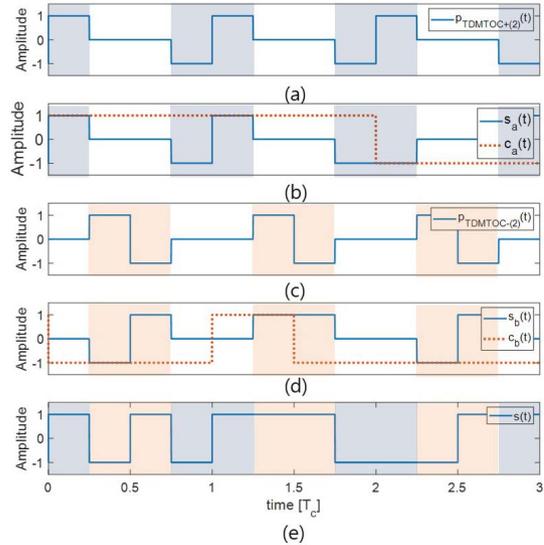


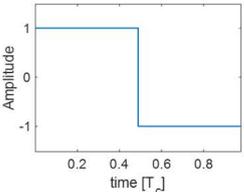
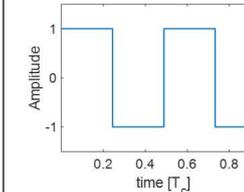
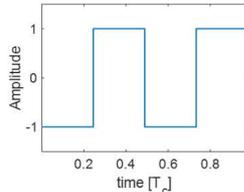
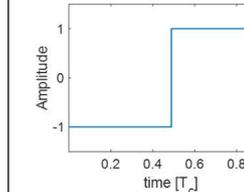
Fig. 2. Example of baseband waveforms during  $3T_c$  with  $D_a(t)$  and  $D_b(t) = 1$ .

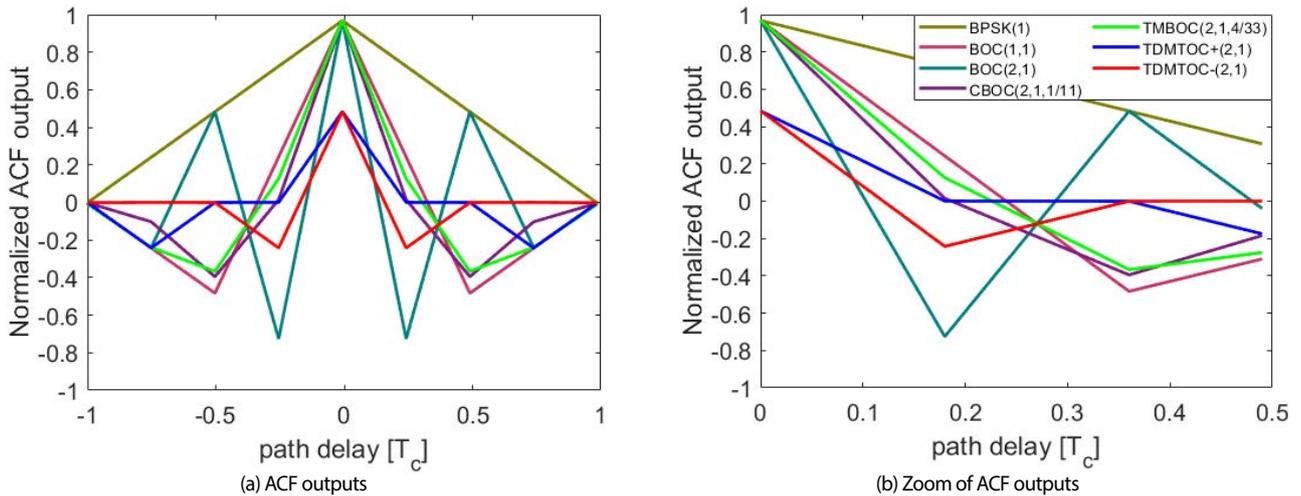
변조 기법의 출력에 대한 일반화를 위해, 우리는  $T_c$  내에서 각 PRN 코드  $C_a(t)$ ,  $C_b(t)$ 의 신호 레벨에 따라 생성되는  $s(t)$ 의 파형을 Table 1과 같이 표현했다.  $T_c$  내에서  $C_a(t)$ ,  $C_b(t)$ 는 총 4가지 경우의 값들을 (i.e., {1,1}, {1,-1}, {-1,1}, {-1,-1}) 가지기 때문에,  $s(t)$ 도 마찬가지로 4가지의 파형을 가진다. 두 의사 난수 코드의 칩 레벨이 같은 경우,  $s(t)$ 는 BOC(1,1) 신호와 같으며 다를 경우 BOC(2,1) 신호와 같다.

### 3. 성능 평가

이번 장에서, 우리는 다양한 관점에 대한 성능 평가 시뮬레이션 결과를 바탕으로 TDMTOC가 기존 GNSS 변조 기법보다 우수함을 입증한다. TDMTOC 변조 기법으로 생성된 TDMTOC+( $m,n$ ), TDMTOC-( $m,n$ )는  $\frac{T_c}{2}$  동안 신호 레벨이 0을 가지기 때문에, BOC 및 MBOC (CBOC와 TBOC)의 부반송파 파형의 차이로 인하여 성능적인 차이가 있을 것으로 예상된다. 우리는 TDMTOC를 BPSK, BOC, MBOC와 다양한 시뮬레이션을 통해 성능을 평가한다. 우리는 공정한 성능 비교를 위해  $f_{sc}=2 \times 1.023$  MHz,  $f_c=1 \times 1.023$  MHz를 기준으로 TDMTOC는 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)로 선정하였고, 기존에 L1 대역에서 서비스되고 있는 변조 기법들을 BPSK(1), BOC(1,1), BOC(2,1), CBOC(2,1,1/11), TBOC(2,1,4/33) (이하, 비교 변조 기법)로 수정하여 비교 변조 기법으로 선정하였다. 3.1절과 3.2절에서 우리는 TDMTOC와 비교 변조 기법을 상관특성과 스펙트럼 특성에 대해 비교한다. 3.3절에서는 변조 기법들의 PSD를 기반으로 시스템 간 Spectral Separation Coefficient (SSC)를 계산하여 시스템 간 간섭 영향을 비교한다. 3.4절에서는 Gabor Bandwidth을 분석하여 거리 측정 정확도를 비교한다. 3.5절에서는 Additive White Gaussian Noise (AWGN) 채널에서 코드 추적 (code tracking) 에러의 분산을 분석한다. 마지막으로 3.6절에서는 다중경로 에러 포락선 (Multipath Error Envelope)을 분석한다.

**Table 1.** Possible baseband waveforms of TDMTOC+(2,1) and TDMTOC-(2,1) during  $T_c$ .

$C_a(t)$	1		-1	
$C_b(t)$	1	-1	1	-1
$s(t)$				



**Fig. 3.** Normalized ACF outputs for TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1) and all compared modulations.

**3.1 상관 특성**

TDMTOC의 상관 특성을 분석하기 위해, 우리는 Eq. (2)의 TDMTOC+( $m,n$ ) 신호의 Auto-correlation (ACF) 출력  $R_{TDMTOC+(m,n)}(\tau)$ 를 Eq. (9)와 같이 정의한다.

$$R_{TDMTOC+(m,n)}(\tau) = E[s_a(t)s_a^*(t+\tau)] = E \left[ \sum_{j=-\infty}^{\infty} C_a(t-jT_c) p_{TDMTOC+(m)}(t-jT_c) \times \sum_{u=-\infty}^{\infty} C_a^*(t+\tau-uT_c) p_{TDMTOC+(m)}^*(t+\tau-uT_c) \right] \quad (9)$$

Eq. (9)는  $s_a(t)$ 에 대한 ACF 표현이며,  $s_b(t)$ 도 동일하게 표현되기 때문에 생략한다.  $s_a(t)$ 는 Eq. (6)과 같이 BOC( $m,n$ )와 BOC( $\frac{m}{2},n$ )의 덧셈으로 생성된 신호이기 때문에, 우리는 Eq. (9)의  $R_{TDMTOC+(m,n)}(\tau)$ 을 Eq. (10)과 같이 간단하게 표현할 수 있다.

$$R_{TDMTOC+(m,n)}(\tau) = R_{BOC(m,n)}(\tau) + R_{BOC(\frac{m}{2},n)}(\tau) + R'_{(BOC(m,n),BOC(\frac{m}{2},n))}(\tau) \quad (10)$$

여기서  $R_{BOC(m,n)}(\tau)$ 과  $R_{BOC(\frac{m}{2},n)}(\tau)$ 는 BOC( $m,n$ ), BOC( $\frac{m}{2},n$ )의 자기상관함수 출력이고,  $R'_{(BOC(m,n),BOC(\frac{m}{2},n))}(\tau)$ 는 동일한 의사 난수 코드를 가지는 BOC( $m,n$ )와 BOC( $\frac{m}{2},n$ )의 교차상관함수 출력이다. TDMTOC-( $m,n$ )의 자기상관함수  $R_{TDMTOC-(m,n)}(\tau)$ 는 Eq. (10)의 교

차상관함수 출력  $R'_{(BOC(m,n),BOC(\frac{m}{2},n))}(\tau)$ 의 부호만 반대이다.

Fig. 3은 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)와 비교 변조 기법의 ACF를 보여준다. 일반적으로 거리 측정 정확도가 높고 다중 경로에 강건한 변조 기법은 ACF 출력의 주엽 (main lobe)이 좁고 주엽의 크기가 작아야 한다 (Parkinson et al. 1996). Fig. 3에서 확인할 수 있듯이, BPSK(1)은 비교하는 변조 기법 중 ACF 출력의 주엽이 가장 두껍고, BOC(2,1)에 대한 ACF 출력의 주엽이 가장 좁다. BOC(1,1)과 BOC(2,1)은 BOC 부반송파의 영향으로, 그 변조 기법들의 ACF 출력은 BPSK(1)과 비교하여 주엽이 좁아지고 주엽 피크가 있다. 또한, BOC 부반송파 주파수가 증가할수록 ACF 출력의 주엽은 더 좁아지고 주엽 피크의 개수가 증가하는 것을 확인할 수 있다. CBOC(2,1,1/11), TmBOC(2,1,4/33)는 신호 자체적으로 BOC(1,1)이 BOC(2,1)보다 크게 편중되어 있어 Fig. 3의 ACF 출력은 BOC(1,1)과 유사하다. 그런데, 그 변조 기법들은 BOC(2,1)의 영향으로 BOC(1,1)보다 주엽이 약간 더 좁고 주엽 피크의 진폭도 약간 더 작다. TDMTOC는 Table 1에서 보여준 것과 같이  $\frac{T_c}{2}$  동안 신호 레벨이 0을 가지기 때문에, ACF 출력의 주엽 크기는 비교 변조 기법과 비교하여 절반이다. TDMTOC+(2,1)은 BOC(1,1)과 비교하여 더 좁은 주엽을 가지면서 주엽 피크가 주엽으로부터  $0.25T_c$  만큼 더 떨어져서 피크에 대한 모호성이 더 낮다. TDMTOC-(2,1)은  $\pm 0.5T_c$  구간에서 BOC(1,1)과 매우 유사한 ACF 출력 형태를 가지지만 BOC(1,1)보다 주엽 피크의 위치가  $0.25T_c$  만큼 더 가깝고, BOC(2,1)과 비교하

여 주변 피크의 개수가 더 적고 메인 피크 대비 주변 피크의 레벨이 더 낮다. 따라서, TDMTOC+(2,1)와 TDMTOC-(2,1)는 비교 변조 기법들 중 상관 특성이 가장 우수하다. 특히, TDMTOC+(2,1)가 TDMTOC-(2,1)보다 주엽의 모호성이 작기 때문에 상관 특성이 더 좋다.

### 3.2 스펙트럼 특성

이번 절에서는 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)와 비교 변조 기법들을 주파수 도메인에서 스펙트럼 특성을 비교한다. 스펙트럼 특성은 신호의 간섭 영향에 직접적으로 연관된다 (Peterson et al. 1995). 신호의 스펙트럼이 넓으면 간섭을 미치는 대역이 넓고 스펙트럼의 크기가 크면 간섭의 영향도 크다. 우리는 스펙트럼을 분석하기 위해, 신호의 PSD를 계산한다. Wiener-Khinchin 이론 (Wiener 1930)에 따라 PSD는 ACF 출력의 푸리에 변환이며, 일반적인 BOC(m,n)의 PSD  $G_{BOC(m,n)}(f)$ 은 Eq. (11)과 같이 정의된다.

$$G_{BOC(m,n)}(f) = \mathcal{F}\{R_{BOC(m,n)}(\tau)\} = f_c \left[ \frac{\sin(\frac{\pi f}{n f_0}) \sin(\frac{\pi f}{2m f_0})}{\pi f \cos(\frac{\pi f}{2m f_0})} \right]^2, \quad (11)$$

TDMTOC 신호는 두 BOC의 덧셈으로 생성되는 신호이기 때문에, 두 개의 BOC 스펙트럼이 결합된 형태를 가진다. 따라서, TDMTOC는 Composite Coded Symbols (Yao & Lu 2021) 중 특수한 경우에 대한 신호이기 때문에, PSD는 Eqs. (12, 13)과 같이 정의될 수 있다.

$$G_{TDMTOC_+, (m,n)}(f) = \frac{(G_{BOC(\frac{m}{2},n)}(f) + G_{BOC(m,n)}(f))}{2} + G_{c(\frac{m}{2},m,n)}(f), \quad (12)$$

$$G_{TDMTOC_-, (m,n)}(f) = \frac{(G_{BOC(m,n)}(f) - G_{BOC(\frac{m}{2},n)}(f))}{2} - G_{c(\frac{m}{2},m,n)}(f), \quad (13)$$

where

$$G_{c(\frac{m}{2},m,n)}(f) = S_{BOC(\frac{m}{2},n)}(f) S_{BOC(m,n)}^*(f) = \frac{T_c}{(\frac{m}{2})^2 m^2} \text{sinc}^2\left(\frac{f T_c}{\frac{m}{2} \times 2}\right) \frac{\sin^2\left(\frac{\pi f T_c}{2m}\right) \sin(\pi f T_c)}{\sin\left(\frac{\pi f T_c}{\frac{m}{2}}\right)}. \quad (14)$$

$S_{BOC(m,n)}(f)$ 는 BOC(m,n) 신호  $s_{BOC(m,n)}(t)$ 의 푸리에 변환이다. Fig. 4는 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,2)와 비교 변조 기법들에 대한 PSD 포락선들을 보여준다. 이전에 언급한 것과 같이, BOC(1,1), BOC(2,1)의 스펙트럼은 부반송파의 주파수에 따라 BPSK(1) 스펙트럼의 나뉘어진 형태를 가지고, BPSK(1)의 PSD 최대값보다 약 -3 dB 작다. CBOC(2,1,1/11), TMBOC(2,1,4/33)는 이전 절에서 설명했듯이, BOC(1,1)가 다수 편중되어 있어 BOC(1,1)의 스펙트럼과 유사하며 BOC(2,1)의 영향으로 약간 더 퍼져 있는 형태를 가진다. 여기서 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)는 BOC(1,1)와 BOC(2,1)이 합성된 스펙트럼을 가지며, 주엽의 PSD는 BOC(1,1)와 BOC(2,1) 보다 약 -3 dB 더 작다. TDMTOC 신호는 비교 변조 기법과 비교하여 넓은 대역을 차지하여 간섭을 미치는 대역이 넓

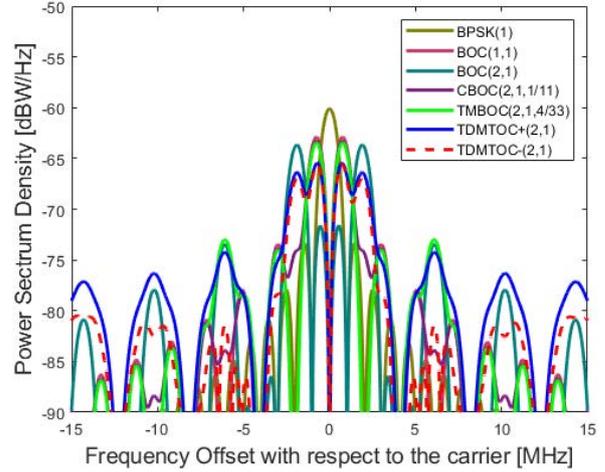


Fig. 4. PSD for TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1) and all compared modulations.

지만, PSD가 작아 시스템간 간섭이 상대적으로 적을 것으로 예상된다. TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)는 Eqs. (12, 13)의 교차 스펙트럼  $G_c(\frac{m}{2},m)(f)$ 에 따라 PSD의 형태가 달라진다. Fig. 4에서 확인할 수 있듯이, TDMTOC+(2,1)와 TDMTOC-(2,1)의 PSD 포락선은 대역폭이  $\pm 3f_0$  내에서는 서로 유사한 경향을 보이지만 그 외의 영역에서는 TDMTOC-(2,1)의 PSD가 현저히 낮다. 이러한 점으로 보아, TDMTOC-(2,1)는 TDMTOC+(2,1)와 비교하여 유사한 PSD 주엽과 훨씬 낮은 부엽 (side lobe)을 가지기 때문에, 시스템간 간섭이 약간 더 적을 것으로 예상된다. 다음 절에서는 신호의 PSD를 기반으로 시스템간 간섭 영향을 수치적으로 비교한다.

### 3.3 시스템간 간섭

우리는 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)를 비교 변조 기법들과 시스템간 간섭 영향에 대해 비교한다. 시스템간 간섭 영향을 수치적으로 비교하기 위해서 우리는 신호 간 스펙트럼 중첩을 나타내는 SSC를 계산한다 (Flissi et al. 2013).

$$SSC = \int_{-BW_d}^{BW_d} G_i(f) G_d(f) df, \quad (15)$$

여기서,  $G_i(f)$ 는 해당 신호의 PSD,  $G_d(f)$ 는 상대 신호의 PSD이며, SSC Eq. (15)는 해당 신호와 상대 신호간 SSC를 나타낸다. Eq. (15)로 계산되는 SSC는 클수록 시스템간 간섭이 더 강하다는 것을 의미한다.

Table 2는 TDMTOC+(2,1)와 TDMTOC-(2,1), 비교 변조 기법들의 SSC를 계산한 결과이다. Fig. 4의 다양한 변조 기법들의 PSD 포락선들 중 BPSK(1)는 주엽이 하나로 집중되어 있고 기저 대역에 자리하고 있기 때문에, BPSK(1)가 가장 높은 SSC를 보이고 시스템간 간섭이 가장 강하다. BOC(2,1)는  $\pm 2 \times f_0$  주변에 PSD의 주엽이 집중적으로 자리하고 있어 다른 변조 기법과 스펙트럼이 겹치는 영역이 가장 적기 때문에 SSC가 가장 낮게 나타난다. BOC(1,1), CBOC(2,1,1/11), TMBOC(2,1,4/33)는 서로 유사한 스펙트럼을 가지기 때문에 Table 2의 SSC도 서로 비슷하

**Table 2.** SSC for TDMTOC+(2,1),TDMTOC-(2,1) and all compared modulations.

SSC [dB]	BPSK(1)	BOC(1,1)	BOC(2,1)	CBOC(2,1,1/11)	TMBOC(2,1,4/33)	TDMTOC+(2,1)	TDMTOC-(2,1)
BPSK(1)	-61.85	-67.85	-73.85	-68.16	-68.40	-69.81	-69.96
BOC(1,1)	-67.85	-64.83	-73.83	-65.19	-65.38	-67.19	-67.45
BOC(2,1)	-73.85	-73.83	-66.02	-72.19	-74.00	-67.97	-68.73
CBOC(2,1,1/11)	-68.16	-68.19	-72.19	-65.52	-65.74	-67.26	-67.55
TMBOC(2,1,4/33)	-68.40	-65.38	-74.00	-65.74	-65.86	-67.67	-67.98
TDMTOC+(2,1)	-69.81	-67.19	-67.97	-67.26	-67.67	-70.09	-70.66
TDMTOC-(2,1)	-69.96	-67.45	-68.73	-67.55	-67.98	-70.66	-69.80

다. TDMTOC+(2,1)와 TDMTOC-(2,1)는 BOC(1,1)과 BOC(2,1)이 같은 비율로 합성된 스펙트럼이기 때문에 비교 변조 기법들 중 BOC(2,1) 다음으로 간섭이 가장 낮다. TDMTOC의 SSC는 기존 GNSS 변조 기법보다 더 낮기 때문에, 현재 서비스 중인 GNSS 대역에 진입하더라도 기존 신호에 대한 간섭이 작다.

**3.4 거리 측정 정확도**

이번 절에서는 3.2절의 PSD를 기반으로 거리 측정 정확도를 계산하여 TDMTOC+(*m,n*),TDMTOC-(*m,n*)과 비교 변조 기법들을 비교한다. GNSS 수신기의 측위 정확도는 (수신기 외부의 요인을 고려할 때) 채널 잡음  $N_0$ 와 신호의 PSD로 비교할 수 있다 (Parkinson et al. 1996). 지연 추정 에러의 분산  $var(\hat{t}_0)$ 를 양측 파대 PSD  $\frac{N_0}{2}$ 를 갖는 AWGN에서 대역폭과 시간  $T$  동안 수집한 신호  $s(t)$ 로 나타내면, Eq. (16)과 같다 (Parkinson et al. 1996, Kay 1998).

$$var(\hat{t}_0) \geq \frac{N_0}{2 \int_0^T \left(\frac{ds(t)}{dt}\right)^2 dt} \tag{16}$$

여기서  $N_0$ 는 -204 dBW/Hz이다. 한편, 지연 추정 에러의 크라메르-라오 하한 (Cramer-Rao Lower Bound)은

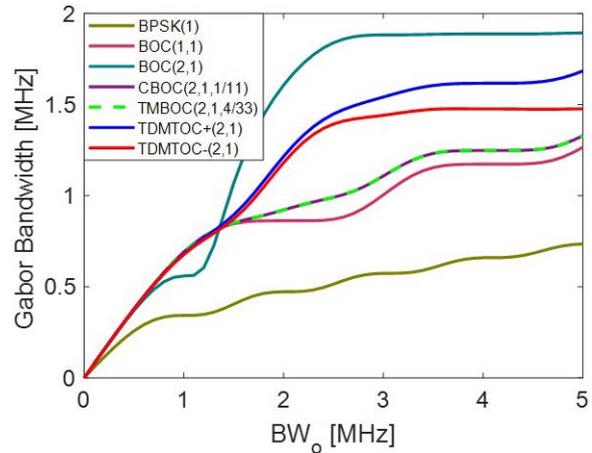
$$var(\hat{t}_0) = \frac{N_0}{2E_s \overline{F^2}} \tag{17}$$

과 같이 정의된다 (Nunes et al. 2019). 이때,  $E_s$ 는 신호  $s(t)$ 의 에너지이며, Kay (1998)와 Parkinson et al. (1996)로부터 신호의 제곱 평균 대역폭 (mean square bandwidth, MSB)  $\overline{F^2}$ 은 Eq. (18)과 같이 정의된다.

$$\overline{F^2} = \int_{-BW_0}^{BW_0} \frac{(2\pi f)^2 |G_s(f)|^2 df}{|G_s(f)|^2 df} \tag{18}$$

$G_s(f)$ 는  $s(t)$ 의 PSD이다. Eq. (17)에 따르면  $\overline{F^2}$  Eq. (18) 값이 큰 신호일수록  $var(\hat{t}_0)$  Eq. (16)이 감소되고, GNSS 측위 시스템에서는  $\overline{F^2}$ 가 높은 신호가 거리 측정 정확도가 더 높기 때문에 강하게 요구된다. 또한, 제한된 대역폭에서 ACF 출력  $\hat{R}_s(\tau)$ 의 주엽의 첨예함의 정도에 따라 측위 성능이 결정되므로, Nunes et al. (2019)에 따라 MSB를  $\hat{R}_s(\tau)$ 과 함께 정의하면 Eq. (19)과 같다.

$$-\frac{1}{\hat{R}_s(\tau)} \frac{d^2 \hat{R}_s(\tau)}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0} = \frac{4\pi^2}{\hat{R}_s(0)} \int_{-BW_0}^{BW_0} f^2 G_s(f) df = \overline{F^2} \tag{19}$$



**Fig. 5.** Comparison of Gabor bandwidth for TDMTOC+(2,1),TDMTOC-(2,1) and all compared modulations with respect to the single sideband bandwidth.

Fig. 5는 Eq. (19)의  $G_s(f)$ 를 비교 변조 기법 및 TDMTOC+(*m,n*),TDMTOC-(*m,n*)의 PSD로 대입한 결과로, 단측파 대역폭 (One-sided bandwidth)  $BW_0$ 에 따른 Garbor bandwidth  $GB = \frac{\sqrt{\overline{F^2}}}{2\pi}$ 를 나타낸다.

Fig. 5는 단측파 대역폭  $BW_0$ 이 증가할수록 GB가 증가하는 것을 보여준다. 여기서, Eq. (17)에 따라 GB의 증가는 거리 측정의 정확도가 증가하는 것을 의미한다. BPSK(1)이 모든  $BW_0$ 에서 가장 낮은 GB를 가진다. TDMTOC+(2,1)와 TDMTOC-(2,1)는  $BW_0 < 1.4$  MHz에서 GB가 가장 높지만,  $BW_0 > 1.4$  MHz 구간에서 BOC(2,1)과 교차한다. 또한, TDMTOC+(2,1)와 TDMTOC-(2,1)는 BOC(2,1)와 BOC(1,1)의 대략 중간에 해당하는 GB를 가진다. Fig. 4와 같이, TDMTOC+(2,1)는 TDMTOC-(2,1)와 비교하여 PSD가 대부분의 대역에서 약간 더 높기 때문에, GB도 동일한 경향을 보인다. CBOC(2,1,1/11), TMBOC(2,1,3/44)는 BOC(1,1)과 유사한 GB를 가진다. 즉, TDMTOC+(2,1),TDMTOC-(2,1)은 BOC(2,1), BOC(1,1)의 평균에 가까우며, CBOC(2,1,1/11), TMBOC(2,1,3/44)보다 우수한 거리 측정 정확도를 가진다.

**3.5 잡음 채널**

이번 절에서 우리는 AWGN 환경에서 Early-Late processing (ELP) 상관기 기반의 코드 추적 에러를 비교한다. Betz (2001)에서는 AWGN 채널 환경에서 협대역 non-coherent ELP (NELP)의 delay-lock loop에서 코드 추적 에러 분산  $\sigma_{NELP}^2$ 을 Eq. (20)과 같

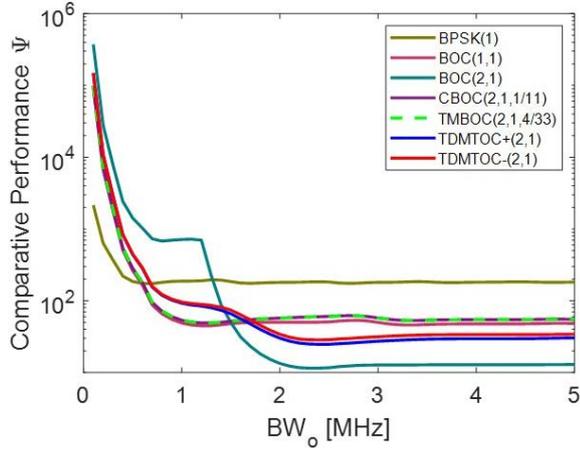


Fig. 6. Comparative Performance  $\Psi$  of TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1) and all compared modulations.

이 정의한다.

$$\sigma_{NELP}^2 = \zeta \frac{M_0 \left(\frac{C}{N_0}\right)^{-1}}{M_2} \left[ 1 + \frac{1}{T} \frac{M_1 \left(\frac{C}{N_0}\right)^{-1}}{M_3^2} \right] [m^2], \quad (20)$$

where

$$\zeta = \frac{c^2 BW_o (1 - 0.5 BW_o T)}{(2\pi)^2}, \quad (21)$$

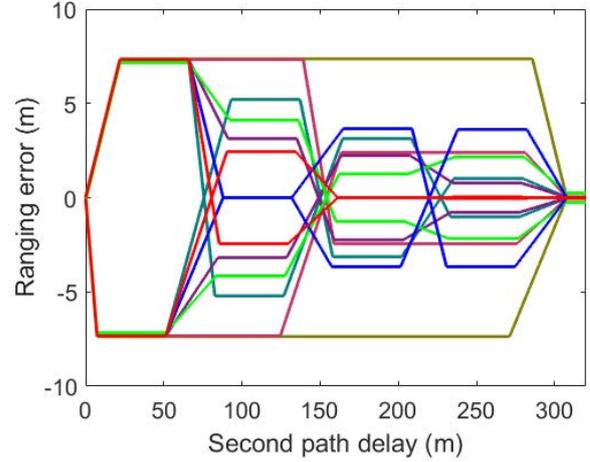
$$\begin{bmatrix} M_0 \\ M_1 \end{bmatrix} = \int_{-BW_o}^{BW_o} G(f) \begin{bmatrix} \sin^2(\pi f \Delta) \\ \cos^2(\pi f \Delta) \end{bmatrix} df, \quad (22)$$

$$M_2 = \int_{-BW_o}^{BW_o} f G(f) \sin(\pi f \Delta) df, \quad (23)$$

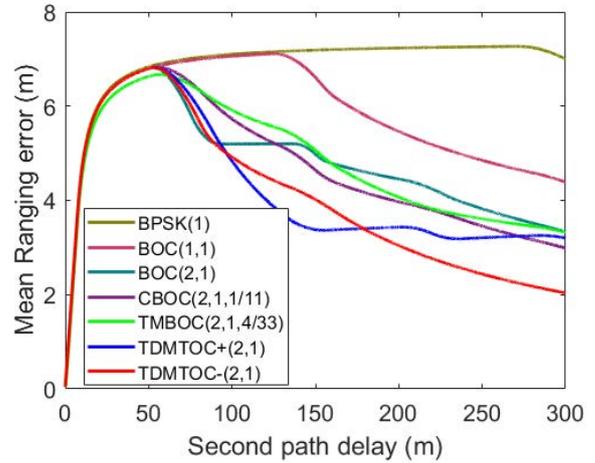
$$M_3 = \int_{-BW_o}^{BW_o} G(f) \cos(\pi f \Delta) df, \quad (24)$$

여기서  $\frac{C}{N_0}$ 는 잡음 스펙트럼 밀도 대비 신호 전력의 비율이고,  $BW_o$ 는 단측파 대역폭이다.  $c$ 는 광속이다. 그리고, Eq. (20)에서 사각 브라켓에 있는 값은 non-coherent 프로세싱의 제곱 손실을 가리킨다.  $\frac{C}{N_0}$ 가 큰 경우, 제곱 손실은 무시될 수 있을 정도로 작아지며, NELP의 에러 분산 Eq. (20)은  $\sigma_{NELP}^2 = \frac{\zeta M_0 \left(\frac{C}{N_0}\right)^{-1}}{M_2^2}$ 와 같이 간소화된다 (Nunes et al. 2019). 이때,  $\sigma_{NELP}^2$ 를  $\Psi \equiv \frac{c^2 M_0}{(2\pi f_c)^2} BW_o (1 - 0.5 BW_o T) \left(\frac{C}{N_0}\right)^{-1}$ 를 곱한 형태로 표현할 수 있다. 따라서, 환경과 수신기로부터 주어지는  $\frac{C}{N_0}$ 와  $T$ 를 제외하고,  $BW_o$ 에 따른  $\Psi$ 를 기반으로  $\sigma_{NELP}^2$ 를 비교할 수 있다. Fig. 6은  $\Delta=0.04T_c$ 에서 단측파 대역폭  $BW_o$ 에 따른 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1) 그리고 비교 변조 기법의  $\Psi$ 를 보여준다.

Fig. 6에서 확인할 수 있듯이, 모든 신호들의  $\Psi$ 들은 3.3절의 GB와 반대로  $BW_o$ 가 증가할수록 감소한다.  $BW_o > 1.6f_o$ 에서 BOC(2,1)의  $\Psi$ 가 가장 낮고, 다음으로 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)이 작다. TmBOC(2,1,4/33), CBOC(2,1,1/11), BOC(1,1)은 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)보다 크며 서로 유사한  $\Psi$ 를 가진다. TDMTOC+(2,1)의  $\Psi$



(a) Multipath error envelopes



(b) Average multipath error

Fig. 7. Tracking error comparison in a two-path channel for TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1) and all compared modulations.

는 TDMTOC-(2,1)의  $\Psi$ 와 거의 동일한데, 이는 Fig. 5의 대역폭에 따른 GB의 경향과 유사하다. 결과적으로, TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)은  $BW_o > 1.6f_o$ 에서 BOC(2,1)보다는 떨어지지만 TmBOC(2,1,4/33), CBOC(2,1,1/11), BOC(1,1), BPSK(1)보다 잡음에 강함을 알 수 있다.

### 3.6 다중경로 채널

다중경로 간섭은 GNSS 시스템에서 측위 에러의 주요 요소이다. 이번 절에서 우리는 TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)와 비교 변조 기법들의 다중경로 에러 포락선을 비교한다 (Irsigler et al. 2005). Figs. 7a,b는  $BW=20$  MHz, early-late 상관기 칩 간격  $\Delta=0.1T_c$ , 그리고 두번째 도달 경로의 지연  $\tau$ 는  $[0, 1.5T_c]$ 의 범위에서 연속적으로 균등한 조건에서의 다중경로 에러 포락선을 보여준다. Fig. 7b는 Fig. 7a에서 보여주는 다중경로 에러 포락선에 대한 평균 거리 측정 에러를 보여준다. 이 다중경로 에러 포락선을 생성하기 위한 방정식은 Eq. (25)과 같이 정의된다.

$$\left[ R_s \left( \epsilon - \frac{\Delta}{2} \right) \pm \alpha R_s \left( \epsilon - \tau - \frac{\Delta}{2} \right) \right]^2 - \left[ R_s \left( \epsilon + \frac{\Delta}{2} \right) \pm \alpha R_s \left( \epsilon - \tau + \frac{\Delta}{2} \right) \right]^2 = 0, \quad (25)$$

여기서  $\alpha$ 는 반사신호와 LOS 신호의 진폭 비율을 가리키고,  $\alpha$ 는 0.5로 설정되었다.

Fig. 7에서 BPSK(1)는 비교 변조 기법들 중 가장 넓은 2번째 도달 경로의 지연 범위에서 거리 측정 에러가 제일 크다. 3.1절 Fig. 3의 BPSK(1)의 ACF 출력은 다른 신호들의 ACF 출력과 비교하여 가장 넓은 주엽을 가지기 때문에 이러한 결과를 보여준다. TDMTOC+(2,1)와 TDMTOC-(2,1)는 Fig. 3의 ACF 주엽 피크의 크기가 주엽의 크기 비율이 BPSK(1)를 제외한 비교 변조 기법들 중 가장 작고 주엽 피크도 적기 때문에 Fig. 7와 같이 2번째 도달 경로가 150 m 이하에서는 다중경로에 대한 거리 측정 에러가 비교 변조 기법들보다 작다. 특히, TDMTOC-(2,1)는 주엽 피크의 크기가 가장 작고 주엽과 주엽 피크의 간격이 가장 좁기 때문에, 비교 변조 기법들 중 거리 측정 에러가 가장 먼저 0에 수렴한 것을 확인할 수 있다. TDMTOC+(2,1)는 그 ACF 출력에서 주엽으로부터 멀리 떨어져 있는 주엽 피크로 인하여 2번째 도달 경로의 지연이 130 m 이상인 구간부터 거리 측정 에러가 다시 증가 및 감소를 반복하여 300 m부터 수렴한다. 그러나 Fig. 7b에서 확인할 수 있듯이, TDMTOC+(2,1)는 2번째 도달 경로의 지연이 270 m 이하에서 비교 변조 기법들에 비하여 평균 거리 측정 에러가 작다. 결과적으로, TDMTOC+(2,1), TDMTOC-(2,1)은 비교 변조 기법들 중 신호 추적에 대한 모호성이 가장 낮아 다중경로 채널환경에서 뛰어난 거리 측정 성능을 가진다.

#### 4. 결론

본 논문에서 우리는 새로운 위성 항법 다중화 변조 기법인 TDMTOC를 제안했다. 제안하는 변조 기법은 두 개의 BOC 부반송파의 단순 덧셈으로 합성으로 두 가지의 TDMTOC 신호를 생성하고, 생성된 두 신호를 더하여 TDM과 유사한 방식으로 신호를 다중화 하는 변조 기법이다. 우리는 TDMTOC 신호 및 부반송파의 파형들을 분석하여 기존 GNSS 변조 기법과 유사하게 매우 간단한 변조 기법임을 보였다. 또한, 우리는 TDMTOC가 시분할 다중화 기법과 유사하게 시간에 따라 신호를 교차하기 때문에 2개의 신호를 동위상에서 다중화 하면서 IM을 사용하지 않아 추가적인 전력 손실이 발생하지 않음을 보였다. 그리고, 제안하는 TDMTOC의 우수성을 증명하기 위해, 우리는 TDMTOC를 기존 GNSS 변조 기법들과 상관특성, 스펙트럼, 간섭 영향, 잡음 및 멀티패스 채널 완화 관점에서 성능을 비교하였다. 시뮬레이션 결과, TDMTOC는 기존 GNSS 변조 기법들보다 상관 특성이 좋고, 시스템간 간섭이 더 적으며 잡음 완화 성능이 우수함을 확인하였다. 특히, TDMTOC는 BOC보다 ACF의 주엽 피크영향이 적어 다중경로 완화 성능이 비교하는 기존 GNSS 변조 기법들보다 월등히 뛰어났다. 따라서, 우리는 TDMTOC가 매우 실용적이고 효율적임을 입증하며, 기존에 서비스되고 있는 GNSS 변조 기법보다 우수함을 보였다.

향후 연구 계획으로, 직교 위상에서 4개 이상의 TDMTOC를 동시에 송출하거나, TDMTOC에서 사용하는 BOC이 아닌 시분할 주파수를 가지는 BOC 계열의 부반송파를 사용하는 다중화 변조 기법 연구가 추가적으로 고려될 수 있다.

#### ACKNOWLEDGMENTS

본 연구 논문은 2021년도 한국전자통신연구원 연구운영비지원사업의 재원으로 수행된 연구결과임 (21ZH1100, 연결의 한계를 극복하는 초연결 입체통신 기술 연구).

#### AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, S.C.; methodology, S.C.; software, S.C.; validation, S.C.; formal analysis, S.C., T.K.; investigation, S.C.; resources, S.C.; data curation, S.C.; writing—original draft preparation, S.C. and T.K.; writing—review and editing, T.K.; visualization, S.J.; supervision, S.K.; project administration, S.K.; funding acquisition, S.K.

#### CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

#### REFERENCES

- An, C. & Ryu, H.-G. 2016, BER Performance Comparison and Evaluation of 5G Candidate Waveforms Based on DFT Spreading under the Nonlinear HPA, *The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences*, 41, 415-423. <https://doi.org/10.7840/kics.2016.41.4.415>
- Ávila-Rodríguez, J.-Á. 2008, *On Generalized Signal Waveforms for Satellite Navigation*, Ph.D. Dissertation, München University.
- Betz, J. W. 2001, Binary offset carrier modulations for radio navigation, *NAVIGATION*, 48, 227-246. <https://doi.org/10.1002/j.2161-4296.2001.tb00247.x>
- Dafesh, P. A., Nguyen, T. M., & Lazar, S. 1999, Coherent Adaptive Subcarrier Modulation (CASM) for GPS Modernization, *Proceedings of the 1999 National Technical Meeting of The Institute of Navigation*, San Diego, CA, January 1999, pp.649-660.
- Fliissi, M., Rouabah, K., Chikouche, D., Mayouf, A., & Atia, S. 2013, Performance of new BOC-AW-modulated signals for GNSS system, *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, volume 2013, Article

number: 124, 1-18. <https://doi.org/10.1186/1687-1499-2013-124>

- Garcia-Pena, A., Julien, O., Anghileri, M., Floch, J. J., & Paonni, M. 2019, Multi-purpose TDM Component for GNSS, In Proceedings of the 31st International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS+ 2018), Miami, Florida, September 24-28, 2018, pp.943-962. <https://doi.org/10.33012/2018.15890>
- Irsigler, M., Avila-Rodriguez, J. A., & Hein, G. W. 2005, Criteria for GNSS multipath performance assessment, Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2005), Long Beach, CA, September 2005, pp.2166-2177. <https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=6419>
- Kaplan, E. D. & Hegarty, C. J. 2017, Understanding GPS Principles and Applications (Norwood, MA: Artech House)
- Kay, S. M. 1998, Fundamentals of Statistical Signal Processing-Detection Theory (New York, NY: Cambridge Univ. Press)
- Kharisov, V. & Povalyaev, A. 2011, Optimal aligning of GNSS navigation signals sum, 24th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation 2011 (ION GNSS 2011), Portland, OR, September 20-23, 2011, pp.3141-3155.
- Nunes, F. D., Sousa, F. M. G., & Leitão, J. M. N. 2019, Characterization and performance analysis of generalized BOC modulations for GNSS, NAVIGATION, 66, 185-197. <https://doi.org/10.1002/navi.279>
- Parkinson, B. W., Spilker, J. J., Axelrad, P., & Enge, P. 1996, The global positioning system: theory and applications, vol. I. (Reston, VA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc.)
- Peterson, R. L., Borth, D. E., & Ziemer, R. E. 1995, An Introduction to Spread-Spectrum Communications, 1st ed (Hoboken, NJ: Prentice-Hall, Inc)
- Shin, J. H., Lim, D. W., & Ahn, J. M. 2020, Constant envelope multiplexing technique for signals of satellite navigation system based on constellation tailoring, Journal of Institute of Control, Robotics and Systems, 26, 191-198. <https://doi.org/10.5302/J.ICROS.2020.20.0004>
- Shivaramaiah, N. C. & Dempster, A. G. 2009, The Galileo E5 AltBOC: understanding the signal structure, Proceedings of the International Global Navigation Satellite Systems Society (IGNSS 2009)
- Wiener, N. 1930, Generalized harmonic analysis, Acta Mathematica, 55, 117-258. <https://doi.org/10.1007/BF02546511>
- Yao, Z. & Lu, M. 2021, Next-Generation GNSS Signal Design (New York, NY: Springer).



**Sangjae Cho** received the B.S. degree in Department of Energy and Electrical Engineering from Korea Polytechnic University, Korea, in 2018 and M.S. degree in Graduate School of Mobility from Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), where he is currently pursuing the Ph.D. degree. His research interests include GNSS, Signal processing, Deep learning, Autonomous vehicle, and Wireless communication.



**Taeseon Kim** received the B.S. degree in Electronics Engineering from Hanbat University, Korea, in 2010. He is currently a Research Associate of the Autonomous Vehicles and Electronics laboratory, Graduate School of Mobility, Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST). His research interests include GNSS, and Autonomous vehicle.



**Seung-Hyun Kong** is an Associate Professor in the CCS Graduate School of Green Transportation of Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), where he has been a faculty member since 2010. He received the B.S. degree in Electronics Engineering from Sogang University, Seoul, Korea, in 1992, an M.S. degree in Electrical and Computer Engineering from Polytechnic University (merged to NYU), New York, in 1994, the Ph.D. degree in Aeronautics and Astronautics from Stanford University, Palo Alto, in 2005. From 1997 to 2004 and from 2006 to 2010, he was with companies including Samsung Electronics (Telecommunication Research Center), Korea, and Qualcomm (Corporate R&D Department), San Diego, USA for advanced technology R&D in mobile communication systems, wireless positioning, and assisted GNSS. Since he joined KAIST as a faculty member in 2010, he has been working on various R&D projects in advanced intelligent transportation systems, such as robust GNSS-based navigation for urban environment, deep learning and reinforcement learning algorithms for autonomous vehicles, sensor fusion, and vehicular communication systems (V2X). He has authored more than 100 papers in peer-reviewed journals and conference proceedings and 12 patents, and his research group won the President Award (of Korea) in the 2018 international student autonomous driving competition host by the Korean government. He has served as an associate editor of IEEE T-ITS and IEEE Access, an editor of IET-RSN and the lead guest editor of the IEEE TITS special issue on

“ITS empowered by AI technologie” and the IEEE Access special section on “GNSS, Localization, and Navigation Technologies”. He has served as the program chair of IPNT from 2017 to 2019 in Korea and as a program co-chair of IEEE ITSC2019, New Zealand.