

Signal Modulation Techniques and Performance Analysis for KPS Signal Design

Heon Shin¹, Kahee Han¹, Jung-Min Joo², Jong-Hoon Won^{3†}

¹Autonomous Navigation Lab, Inha University, Incheon 22212, Korea

²KPS Technology Team, Korea Aerospace Research Institute, Daejeon 34055, Korea

³Department of Electrical Engineering, Inha University, Incheon 22212, Korea

ABSTRACT

In this paper, various modulation techniques, including the legacy Global Navigation Satellite System (GNSS) signal modulation techniques, are introduced and the spectral characteristics and correlation characteristics of signals with various modulation techniques are analyzed based on numerical simulation. With the development of various GNSS services, the limited frequency band has become increasingly saturated, and issues of interoperability and compatibility have emerged in the new GNSS design. Since the efficient allocation of frequency resources is closely related to spectrum design, modulation techniques are one of the important signal design parameters of new signal design. Signal modulation techniques are closely related to various figure of merits (FoMs) as well as spectrum characteristic, and in some cases there is a complicated trade-off between FoMs. Thus, the FoMs associated with modulation technology should be analyzed and the best signal candidates should be chosen carefully via the trade-off analysis for FoMs. In this paper, we define the modulation technique based on Phase Shift Keying (PSK), Binary Offset Carrier (BOC) and Continuous Phase Modulation (CPM) for the design of KPS signals, and the FoMs of signals in terms of spectrum and correlation function are evaluated. Signals with various modulation techniques are implemented through a numerical simulation, and the relevant FoMs are analyzed.

Keywords: modulation, figure of merits, spectrum property, correlation property, Korean positioning system

1. INTRODUCTION

범 지구 위성 항법 시스템 (GNSS: Global Navigation Satellite System)은 위성으로부터 송신되는 신호를 사용하여 사용자의 위치를 계산하고 고도의 정확한 시간시스템 서비스를 제공하는 것을 목적으로 한다. 최초의 GNSS는 1960년대 미국에서 개발한 Global Positioning System (GPS)이며, 초기에는 군사적 목적으로 사용되었으나 2000년 5월 Selective Availability가 해제되면서 민간에서도 GPS를 통해 비교적 정교한 Positioning, Velocity,

Timing (PVT) 서비스를 이용할 수 있게 되었다.

GPS가 개발된 후 타 우주강국들은 독자적인 GNSS를 구축하며 기술 경쟁에 나섰다. 러시아는 GPS의 대항마로 소위 GLObal Navigation Satellite System (GLONASS)라 불리는 독자적인 GNSS를 개발하였고, 그 뒤를 이어 유럽연합의 Galileo 시스템이 개발되었다. 중국은 총 3단계에 걸쳐 BeiDou 시스템을 개발하였다. 초기 단계에서는 지역 위성항법 시스템 (RNSS: Regional Navigation Satellite System) 구축을 목표로 하였으며 최근에는 마지막 위성을 성공적으로 발사하면서 독자적인 GNSS를 구축하였다. 일본은 동북아시아 및 호주 지역을 대상으로 한 자체 RNSS인 Quasi-Zenith Satellite System (QZSS)을 구축하였다. 인도 또한 자국 영토 부근 서비스 목적으로 자체 RNSS인 Navigation Indian Constellation (NAVIC)을 개발하였다. 이러한 추세에 따라 한국 역시 Korea Positioning System (KPS)라 불리는 독자적인 위성 항법 시스템을 2034년까지 개발할 예정이다 (GPS World Staff 2018).

이와 같이 다양한 GNSS 및 RNSS가 등장함에 따라 국제위성

Received Aug 26, 2020 Revised Sep 14, 2020 Accepted Sep 15, 2020

†Corresponding Author

E-mail: jh.won@inha.ac.kr

Tel: +82-32-860-7406 Fax: +82-32-863-5822

Heon Shin <https://orcid.org/0000-0002-8052-9961>

Kahee Han <https://orcid.org/0000-0001-8804-5120>

Jung-Min Joo <https://orcid.org/0000-0001-6826-1010>

Jong-Hoon Won <https://orcid.org/0000-0001-5258-574X>

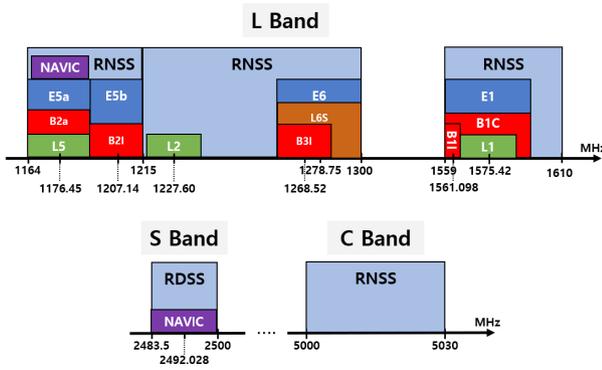


Fig. 1. A drawback of the HDD-based navigation system.

항법위원회 (ICG: International Committee on GNSS)는 상호운용성 (interoperability) 및 호환성 (compatibility)을 정의하여 여러 서비스들의 공존을 강조하였다. 즉, GPS 개발 초기에 고려되지 않던 새로운 성능지수들이 정의되었고, 새로운 GNSS 및 RNSS 신호 설계에 활용되고 있다. 그 중, 호환성은 타 시스템간 간섭을 줄이는 성능으로 정의되며 신호들의 스펙트럼 분리성과 밀접하게 연관된다. 일례로, GPS 이후 등장한 항법시스템들의 신호개발은 호환성 이슈를 충족하기 위한 방향으로 진행되었다. 기존 GPS 신호는 전력이 중심 주파수에 집중되는 위상 편이 변조 (PSK: Phase Shift Keying)를 사용했기 때문에 GPS 현대화 및 후발주자인 Galileo 신호의 전력을 중심 주파수로부터 분리시키기 위한 이진 오프셋 반송파 (BOC: Binary Offset Carrier) 변조가 제안되었고 (Betz 2001), 개별 시스템 간 지식재산권 침해 저하 및 신호추적 성능 향상을 위해 추가적으로 다중 이진 오프셋 반송파 (MBOC: Multiplexed Binary Offset Carrier) 변조가 개발되어 Galileo, BeiDou 및 GPS의 차세대 신호 변조기법으로 사용되었다 (Hein et al. 2006). 일본의 QZSS 신호는 기존 GPS 신호와 같은 모양의 스펙트럼을 갖도록 설계되었으며 별도로 코드 편이 변조 (CSK: Code Shift Keying)를 통해 높은 데이터 전송 속도를 갖는다 (Garcia-Pena et al. 2015).

한편, L대역이 점점 포화됨에 따라 Fig. 1과 같이 국제전기통신연합 (ITU: International Telecommunication Union)은 2483.5 MHz 부터 2500 MHz 까지의 S대역, 5010 MHz부터 5030 MHz 까지의 C대역을 추가적인 항법시스템 대역으로 할당하였다. 이에 따라 S대역에서 GNSS 및 RNSS 활용성에 대한 연구가 진행되었고 (Soualle et al. 2011), C대역의 활용 방안과 장단점에 대한 연구가 꾸준히 진행되었다 (Won et al. 2008). 현재 실질적으로는 인도의 NAVIC 신호가 S대역에 할당되어 있다. 기존의 L대역과 다르게 S대역은 다양한 통신 시스템이 동시에 할당되어 있기 때문에 여러 통신 시스템과의 간섭에 대한 자세한 분석이 요구된다 (Mateu et al. 2009). C대역에서는 20 MHz의 협대역이라는 제한조건에 따라 연속 위상 변조 (CPM: Continuous Phase Modulation)와 같은 스펙트럼 효율 차원에서 이점을 갖는 변조기법이 새로운 GNSS 신호 변조기법으로 제안되기도 하였다 (Xue et al. 2015). 또한 기존의 CPM과 다르게, 높은 변조 차수를 이용하여 BOC 신호와 같이 스펙트럼을 분리시키는 방안에 대한 연구가 진행되었다 (Su et al. 2013). L대역 이외의 대역 사용은 스펙트

럼 관점뿐 아니라 항법시스템의 전체적인 성능과 관련이 있기 때문에 이에 대한 장단점을 정성적으로 분석하는 연구가 진행되었다 (Avila-Rodriguez et al. 2007).

이와 같이 새로운 GNSS 신호를 설계할 때, 호환성 이슈는 중요하지만 단편적으로 호환성만을 높이는 것을 목적으로 할 수 없다. 변조 방식은 스펙트럼뿐 아니라 신호의 상관특성에도 영향을 미치기 때문에 여러 측면의 성능 지수 (FoM, Figure of Merit)를 분석해야 한다. 그에 대한 예로, Galileo 신호 설계 초기에 스펙트럼 관련 성능 지수는 물론이고 자기상관함수 (autocorrelation), 풀인 영역 (pull-in-range), 다중경로 오차 (multipath error) 등 수신기 측면의 FoM을 분석하여 후보 신호를 결정하였다 (Betz & Goldstein 2002).

한편, 앞서 언급한 연구들은 이상적으로 랜덤한 특성을 갖는 신호를 가정하여 해석적으로 FoM을 분석하였다. 하지만 실제 GNSS 신호는 Pseudo Random Noise (PRN) 코드, 항법 메시지에 의해 이상적이지 않기 때문에 해석적으로 분석한 스펙트럼 및 상관 특성과 차이가 있다. 따라서 변조기법에 따른 FoM 분석 시, 실제 GNSS 신호와 유사한 신호를 수치적으로 생성하고, 그에 따른 성능을 분석해야 한다.

따라서 본 논문에서는 한국형 위성항법 시스템 신호 설계를 위한 다양한 변조기법 및 이에 따른 FoM을 수치적으로 분석한다. 2장에서는 기존 GNSS 신호에 사용된 사각파 펄스 기반의 PSK, BOC, MBOC 변조 신호에 대한 수치적 표현식을 정의하고, 차세대 GNSS 신호에 사용될 수 있는 CPM 신호의 생성 방법 및 수치적 표현식을 정의한다. 3장에서는 스펙트럼 및 상관함수 특성에 따라 분석할 수 있는 여러 FoM에 대해 수식적으로 정리하였다. 4장에서는 시뮬레이션을 통해 실제 PRN 코드 및 항법 메시지를 고려하여 수치적으로 생성한 신호의 FoM을 분석하고, 변조기법에 따른 여러 FoM들의 Trade-off를 정성적으로 분석하고 마지막으로 5장에서는 실험 결과를 바탕으로 얻어진 결론을 정리하였다.

2. GNSS SIGNAL MODULATION TECHNIQUE

변조기법에 대한 설명에 앞서, GNSS 신호의 생성원리 및 구조를 먼저 소개하고, 이를 바탕으로 변조기법 설명에 필요한 주요 변수들을 정의한다. 그 후 전송 펄스의 형태에 따른 변조기법 및 변조된 신호의 수치적 표현을 제시한다.

2.1 GNSS Signal Architecture

GNSS 신호 구조는 해당 시스템의 인터페이스 제어 문서 (Interface Control Document, ICD)에 정의되어 있다. GNSS 신호는 항법 메시지, 확산 코드, 반송파로 구성된다 (Misra & Enge 2006). Fig. 2는 일반적인 GNSS 신호의 생성 블록도이다. GNSS 신호는 심볼 사상 (Symbol Mapping), 대역 확산 (Spread Spectrum), 펄스 변조 (Pulse modulate), 주파수 상향 변환 (Up Conversion) 순으로 생성된다.

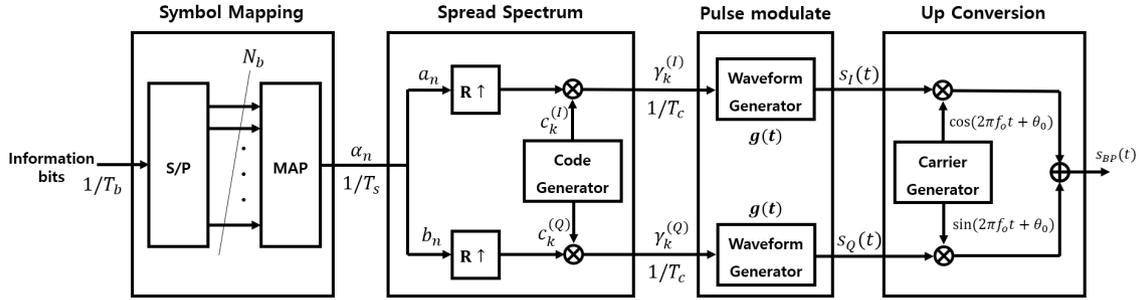


Fig. 2. Typical GNSS signal generation diagram.

심볼 사상 단계에서는 데이터 전송 속도가 $1/T_b$ 인 항법 메시지 비트를 복소 평면에 사상한다. 이때 표현 가능한 심볼의 수가 M 개일 때, 해당 신호를 M 진 전송 신호 (M -ary transmission signal)라 하며 심볼은 Eq. (1)과 같이 복소 평면에서 크기와 위상으로 표현된다.

$$\alpha_n = A \cdot \exp[j2\pi k/M + \theta_{off}] = a_n + jb_n, \quad (1)$$

$$k = 0, 1, \dots, M - 1$$

여기서 α_n 은 n 번째 복소 심볼 (Complex Symbol), a_n, b_n 은 각각 복소 심볼의 실수부와 허수부, θ_{off} 는 심볼의 위상 오프셋이다. 또한, M 진 전송 신호의 한 심볼은 $N_b = \log_2 M$ 개의 항법 메시지 비트로부터 사상된다. M 진 전송 신호의 심볼 전송 속도가 $1/T_s$ 라면, 총 데이터 전송 속도는 $N_b \cdot 1/T_s$ 이다.

대역 확산 단계에서는 대역 확산 코드가 생성되고 앞서 사상된 심볼의 실수부 및 허수부와 각각 곱해진다. 대역 확산 코드는 신호의 대역을 확산시키는 역할을 할 뿐만 아니라, 코드를 이용해 각 채널을 구분 가능하게 하는 코드 분할 다중접속 (CDMA: Code Division Multiple Access)을 가능하게 한다. 각 위성에 할당된 코드로는 타 코드간 상관이 작은 PRN 코드가 사용된다. 대역 확산 단계의 출력 γ_k 는 Eq. (2)와 같다.

$$\gamma_k^{(I)} = a_{[k/R]} \cdot c_{mod(k/N)}^{(I)}$$

$$\gamma_k^{(Q)} = b_{[k/R]} \cdot c_{mod(k/N)}^{(Q)} \quad (2)$$

여기서 R 은 확산 인자 (Spreading Factor)로 T_s/T_c 이며, T_c 는 PRN 코드의 칩 주기, N 은 PRN 코드의 한 주기의 칩 개수이다. 바닥 괄호는 괄호 안 연산 결과의 몫을 의미하고, mod는 연산 결과의 나머지를 의미한다.

펄스 변조 단계에서는, 대역 확산된 심볼 시퀀스를 시간에 관한 신호로 변환한다. 파형 생성기 (Waveform Generator)는 변조 기법에 따라 다른 형태의 파형을 갖는다. 펄스 변조 단계의 출력은 Eq. (3)과 같다.

$$s_I(t) = \sum_k \gamma_k^{(I)} \cdot g(t - kT_c)$$

$$s_Q(t) = \sum_k \gamma_k^{(Q)} \cdot g(t - kT_c) \quad (3)$$

여기서 $g(t)$ 는 파형 생성기에서 생성한 전송 펄스 (transmission

pulse)이며 $s_I(t), s_Q(t)$ 는 각각 기저대역 복소 신호 (baseband complex signal)의 실수 (Real)부, 허수 (Imaginary)부이며 각각 I 채널 (In-Phase), Q 채널 (Quadrature-Phase)이라 한다.

마지막으로 주파수 상향 변환 단계에서는, 기저대역 신호를 송신 주파수 대역 (Radio-Frequency Band)으로 상향 변조한다. 주파수 상향 변환 단계의 출력은 Eq. (4)와 같다.

$$s_{RF}(t) = s_I(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \theta_0) + s_Q(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t + \theta_0) \quad (4)$$

여기서 f_0 는 반송파 주파수 (carrier frequency), θ_0 는 반송파의 초기 위상을 의미한다.

2.2 Phase Shift Keying

PSK는 전송 펄스로 구형파를 사용하며, 현재 GNSS 신호에서 가장 많이 사용되는 변조기법이다. 기저대역에서 PSK 신호는 Fig. 2와 같이 전형적인 GNSS 신호 생성 블록도를 따른다. PSK 신호의 전송 펄스 $g(t)$ 는 Eq. (5)와 같다.

$$g(t) = \text{rect} \left[\frac{t - T_c/2}{T_c} \right] \quad (5)$$

2.3 Binary Offset Carrier Modulation

BOC 변조는 두개의 독립된 설계 파라미터에 따라 신호의 파위를 원하는 부분에 집중시킬 수 있는 변조기법이다. 설계 파라미터는 Eq. (6)과 같다.

$$m = \frac{f_s}{f_g}, \quad n = \frac{f_c}{f_g} \quad (6)$$

여기서 f_s 는 부반송파 (subcarrier) 주파수, f_c 는 PRN 코드의 칩 속도, f_g 는 기본 주파수 1.023 MHz이다. BOC 변조 신호는 BOC(m,n)으로 표기한다.

BOC 변조 신호의 펄스 변조 단계는 PSK 변조의 경우인 Eq. (3)과 차이가 있다. BOC 변조 신호의 펄스 변조 단계 결과는 Eq. (7)과 같다.

$$s_I(t) = \sum_k \gamma_k^I \cdot (-1)^{kN_{BOC}} \cdot g(t - kT_c)$$

$$s_Q(t) = \sum_k \gamma_k^Q \cdot (-1)^{kN_{BOC}} \cdot g(t - kT_c) \quad (7)$$

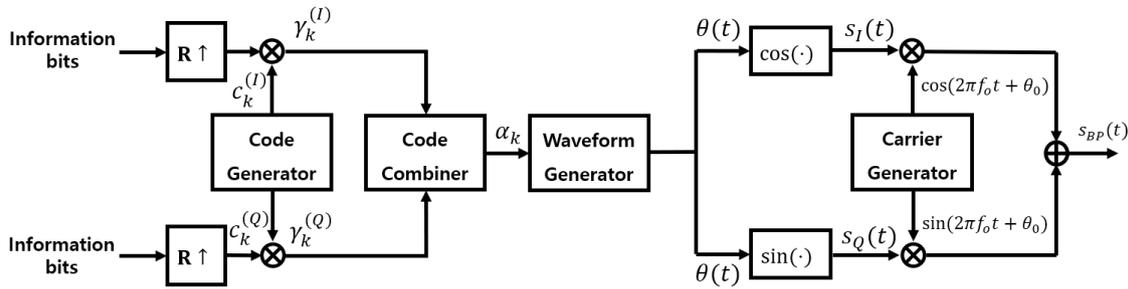


Fig. 3. Spread spectrum continuous phase modulated signal generation diagram.

여기서 N_{BOC} 은 BOC 변조 신호의 변조 차수 (modulation order), $g(t)$ 는 BOC 변조 신호의 전송 펄스이며 각각 Eqs. (8-9)와 같다.

$$N_{BOC} = 2 \cdot \frac{m}{n}, \quad N \in \mathbb{N} \quad (8)$$

$$g(t) = \text{sign}[\sin(2\pi f_s t)] \quad \text{or} \quad \text{sign}[\cos(2\pi f_s t)], \quad 0 \leq t \leq T_c \quad (9)$$

Eq. (9)에서 전송 펄스의 형태에 따라 BOC_{\sin} 변조, BOC_{\cos} 변조라 한다.

BOC 변조기법에는 서로 다른 주파수의 subcarrier를 갖는 두 BOC 신호를 결합한 MBOC 변조를 정의할 수 있다. MBOC(m, n, p) 변조 신호는 BOC(m, n) 변조 신호와 BOC(n, n) 변조 신호의 가중 합으로 Eq. (10)과 같다.

$$s_{MBOC(m,n,p)}(t) = (1 - p)s_{BOC(m,n)}(t) + ps_{BOC(n,n)}(t) \quad (10)$$

여기서 p 는 BOC(n, n) 신호의 가중치를 의미하여 $0 \leq p \leq 1$ 이다.

2.4 Continuous Phase Modulation

CPM은 신호의 위상을 연속적으로 변화시키는 변조기법이다. 앞서 소개한 변조기법들은 무기역성 (memoryless) 시스템으로, 어느 신호 구간에서 전송되는 신호는 현재 전송될 정보에만 의존하고 이전 신호 구간의 정보에는 의존하지 않는다. 반면 CPM 신호는 기억성 (meomoy) 시스템으로, 각 구간의 전송 신호는 현재의 정보 및 과거에 전송된 정보에 의존한다. 이러한 유형의 변조 방법은 보통 더 높은 대역 효율을 갖는다 (Proakis & Salehi 2005).

CPM 기법은 현재 GNSS 신호에서 사용되고 있지 않기 때문에 신호 생성 과정은 Fig. 2와 다소 차이가 있다. 대역 확산 CPM 신호 생성 블록도는 Fig. 3과 같다. I채널/Q채널 각각에서 정보비트 및 확산 코드가 생성된다. 그 다음 두 채널의 시퀀스 $\gamma_k^{(I)}, \gamma_k^{(Q)}$ 는 코드 합성기 (Code Combiner)에서 차분 부호기 (Differential Coder) 통해 하나의 시퀀스 α_k 를 이룬다 (Giannetti et al. 1995). 파형 생성기는 주파수 펄스 (Frequency Pulse)를 생성하고 이를 적분하여 시간에 대한 위상 신호를 출력한다. 위상 신호 $\theta(t)$ 는 각각 $\cos(\cdot), \sin(\cdot)$ 연산을 통해 기저대역 신호 $s_I(t), s_Q(t)$ 가 된다. 마지막으로 주파수 상향 변환을 통해 송신 주파수 대역으로 변조된다.

기존 GNSS 신호의 위상은 불연속적으로 변하는 반면, CPM

Table 1. General frequency pulse.

Type	Frequency pulse $g(t)$
LREC	$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT} & \text{for } 0 \leq t \leq LT \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$
LRC	$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT}(1 - \cos \frac{2\pi t}{LT}) & \text{for } 0 \leq t \leq LT \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$
GMSK	$g(t) = \left\{ Q \left[2\pi B(t - \frac{T}{2}) / (\ln 2)^{\frac{1}{2}} \right] - \left[2\pi B(t + \frac{T}{2}) / (\ln 2)^{\frac{1}{2}} \right] \right\}$ $Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^\infty e^{-x^2/2} dx$

신호의 위상은 연속적으로 변화한다. 따라서 파형 생성기에서 생성하는 전송 펄스는 기존 GNSS 신호의 경우와 다른 방식으로 정의된다. CPM 신호의 파형 생성기 출력은 Eq. (11)과 같다.

$$\theta(t) = 2\pi h \sum_k \alpha_k q(t - kT_c) + \phi_0 \quad (11)$$

여기서 h 는 변조 인덱스로 단위 시간당 위상의 변화량, α_k 는 부호화 시퀀스, ϕ_0 는 초기 위상, $q(t)$ 는 위상 펄스 (Phase Pulse)다. 위상 펄스는 입력 시퀀스를 연속적으로 변하는 위상으로 변환하는 전송 펄스로 Eq. (12)와 같다.

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau = \begin{cases} 0 & \text{for } t \leq 0 \\ 1/2 & \text{for } t \geq LT_c \end{cases} \quad (12)$$

여기서 L 은 신호의 메모리를 나타내는 정수로서 응답길이를 의미하고 $g(\tau)$ 는 주파수 펄스 (Frequency Pulse)이다. 주파수 펄스는 Eq. (12)와 같은 적분 특성을 갖는다. 일반적으로 사용되는 주파수 펄스는 Table 1과 같다 (Giannetti et al. 1995). 여기서 L 길이 사각파 (LREC: L-length Rectangular)는 사각파 형태의 주파수 펄스이며 특히 $h=0.5, L=1$ 인 경우를 최소 편이 변조 (MSK: Minimum Shift Keying)라 한다. L 길이 상승 코사인파 (LRC: L-length Raised-Cosine)는 상승 코사인파 형태의 주파수 펄스를 나타낸다. 가우시안 최소 편이 변조 (GMSK: Gaussian Minimum Shift Keying)는 MSK 변조에서 가우시안 필터를 적용한 경우를 나타낸다.

한편, 변조 인덱스 h 는 $h < 1$ 에서 단봉분포 (monomodal)의 스펙트럼을 갖고, $h > 1$ 에서 쌍봉분포 (bimodal)의 스펙트럼을 갖는다. 특별히 $h = 0.5+H, H \in \mathbb{N}$ 일 때, 중심 주파수 오프셋은 $\pm 0.5hf_c$ 이다.

3. FIGURE OF MERIT

사용하는 변조기법에 따라 신호의 자기 상관 함수 (Auto-Correlation Function, ACF)와 전력 스펙트럼 밀도 (Power Spectral Density, PSD)가 결정된다. 상관 특성은 주로 수신기 단에서 구현 복잡도에 영향을 주고 스펙트럼 특성은 주파수 사용 효율 및 타 시스템간 간섭에 관련이 있다. 따라서 이번 챕터에서는 주어진 신호에 대한 성능지수를 수식과 함께 설명한다.

3.1 Autocorrelation Function

주어진 랜덤 신호 $x(t)$ 에 대해 ACF는 Eq. (13)와 같이 정의된다.

$$\text{Corr}(x(t), x(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)x(t + \tau)d\tau = R_{XX}(\tau) \quad (13)$$

Eq. (13)은 컨볼루전 연산 특성을 이용하여 주파수 영역에서 Eq. (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{Corr}(x(t), x(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)x(t + \tau)d\tau = x(t) * x(-t) = \mathcal{F}^{-1}[X(f)X^*(f)] \quad (14)$$

ACF의 경향을 통해 신호의 성능을 분석할 수 있다. ACF에서 부엽 (sidelobe)의 첨두 (peak)가 클수록 수신기의 신호획득 (signal acquisition) 과정에서 신호를 잘못 획득할 확률이 높아진다. 또한 부엽의 수가 증가할수록 신호추적 (signal tracking) 과정에서 지연 고정 루프 (Delay Lock Loop, DLL)의 판별기 (Discriminator) 알고리즘이 복잡 해진다. ACF에서 주엽 (mainlobe)의 넓이는 DLL 판별기의 풀인 영역 (pull-in range)에 직접적인 영향을 끼친다.

3.2 Autocorrelation Peak-to-Peak Ratio

주어진 신호의 자기상관 함수에서 mainlobe peak와 첫번째 sidelobe peak의 비 (APPR: Autocorrelation Peak-to-Peak Ratio)는 Eq. (15)와 같다.

$$\text{APPR} = \frac{\max\{|R_{XX}(\tau)|\}}{R_{XX}(0)}, \quad \tau \notin \text{Mainlobe} \quad (15)$$

신호의 변조기법에 따라 어떤 신호는 상대적으로 큰 sidelobe peak를 갖는다. 이러한 sidelobe의 존재는 신호획득 시 검출 오류 확률을 증가시킨다.

3.3 Power Spectrum Density

주어진 랜덤 신호 $x(t)$ 에 대한 전력 밀도 스펙트럼 (PSD: Power Spectrum Density)은 Eq. (16)과 같이 ACF의 푸리에 변환으로 정의된다.

$$S_{XX}(f) = \mathcal{F}[R_{XX}(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_{XX}(\tau) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (16)$$

PSD는 랜덤 신호를 주파수 영역에서 관찰할 수 있는 중요한 방법이기 때문에 여러 다른 성능지수를 계산할 때 사용될 수 있

다. 스펙트럼의 sidelobe 폭에 따라 수신기의 대역폭이 결정되고, 스펙트럼의 분포는 다중 GNSS 신호 사이에 호환성에 직접적인 영향을 미친다.

3.4 Spectral Efficiency

GNSS 신호의 전력은 할당된 대역에 집중되어야 한다. 하지만 실제 생성된 신호는 대역 외 방사 (OOBE: Out-of-Band Emission)가 발생하기 때문에 경우에 따라서는 인접대역에 간섭 효과를 줄 수 있다. OOBE란 변조 과정의 결과로 발생하는 필요 대역폭 이외의 주파수 대역에 대한 불요 방사를 의미한다. OOBE에 의한 신호 성능 저하는 Eq. (17)과 같이 스펙트럼 효율 (SE: Spectrum Efficiency)을 계산하여 평가될 수 있다.

$$\varepsilon = \int_{-\beta_T/2}^{\beta_T/2} G(f)df \quad (17)$$

여기서 β_T 는 송신 대역폭이고, $G(f)$ 는 무한대의 대역폭에서 단위 전력 1 W를 갖는 신호의 PSD이다. 스펙트럼 효율은 실제 송신 대역폭에 어느정도 전력이 집중되어 있는지를 나타내는 성능지수이다. ε 값이 작을수록 송신 대역폭 내에 신호의 전력이 약하게 분포되어 있고 OOBE가 크다고 판단할 수 있다.

3.5 Spectral Separation Coefficient

목표 신호와 간섭 신호 간의 스펙트럼 분리 계수 (SSC: Spectral Separation Coefficient)는 Eq. (18)과 같이 정의된다.

$$\kappa_{IS} = \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_I(f)G_S(f)df \quad (18)$$

여기서 $G_I(f)$, $G_S(f)$ 는 간섭 신호 및 목표 신호의 정규화된 PSD, β_r 은 수신기의 대역폭을 의미한다. SSC는 새로운 신호 설계 시 RF 상호 호환성 판단을 위해 사용된다. 높은 SSC 일수록 간섭 신호가 목표 신호에 미치는 간섭의 영향이 더 크다.

3.6 Gabor Bandwidth

Gabor Bandwidth (GB)는 GNSS 신호의 추적성능을 평가하기 위해 사용되는 FoM으로 신호의 PSD와 관련된다. GB는 Eq. (19)와 같이 나타낸다 (Kaplan & Hegarty 2006).

$$GB = \sqrt{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_S(f)df} \quad (19)$$

이때, β_r 은 수신기의 대역폭을, $G_S(f)$ 는 신호의 PSD를 의미한다. Eq. (19)와 같이 신호의 PSD를 주파수 성분의 크기에 따른 가중치를 고려하여 적분하기 때문에, GB는 또한 Root mean Square Bandwidth라고도 불리며, 주어진 주파수대역 가장자리에 신호 전력이 위치할수록 GB가 증가하며 코드 추적 성능을 향상시킬 수 있는 잠재력을 의미한다 (Kaplan & Hegarty 2006). 주파수 제

Table 2. Modulation settings for each scenario.

Scenario	Group	Modulation	Modal type	Chipping rate [Mcps]	Subcarrier frequency [MHz]	Modulation index	Legacy GNSS	
A	1	BPSK	Mono	1.023	-	-	GPS L1C/A	
B	2	BOC _{sin}	Bi		1.023	-	-	
C	3				2.046			
D	4				4.092			
E	2	BOC _{cos}	Bi		1.023	-	-	
F	3				2.046			
G	4				4.092			
H	2	MBOC(6,1,1/11)	Bi		6.138/1.023	-	-	GPS L1C/Galileo E1OS
I	1	GMSK	Mono				0.5	
J	2		2.5					
K	3		4.5					
L	4		8.5					

Table 3. Result of figure-of-merits for each scenario: numerical (analytical).

Scenario	Spectral characteristic			Correlation characteristic		
	Spectral efficiency [dB]	OOB emission [%]	GB [MHz] ($\beta_r=20.46$ MHz)	APPR	Mainlobe width [chips]	# of side peak
A	-0.0377(-0.0442)	0.8645(1.0127)	1.0557(1.0297)	0	2	0
B	-0.1137(-0.1337)	2.5844(3.0320)	1.8271(1.7836)	0.4995	0.6667	2
C	-0.2762(-0.3249)	6.1612(7.2071)	2.7955(2.7244)	0.7498	0.2858	6
D	-0.7564(-0.8488)	15.9842(17.7537)	3.6173(3.5747)	0.8749	0.1333	14
E	-0.1927(-0.2267)	4.3408(5.0852)	2.3606(2.3026)	0.4995	0.3999	4
F	-0.4025(-0.4603)	8.8523(10.0554)	2.9995(2.9390)	0.7498	0.2222	8
G	-0.8404(-0.9547)	17.5946(19.7348)	3.9883(3.9207)	0.8749	0.1176	16
H	-0.1763(-0.1959)	3.9771(4.4115)	2.5826(2.3560)	0.4138	0.7043	2
I	-2.6861E-7(0)	6.1951E-6(0)	0.3778(0.3726)	0	1.9952	0
J	-1.8785E-7(0)	4.3254E-6(0)	1.8888(1.8629)	0.5364	0.3027	8
K	-1.6601E-7(0)	3.8224E-6(2.1094E-12)	3.3999(3.3532)	0.5421	0.1666	16
L	-1.4778E-4(-3.9287E-4)	3.4026E-3(9.0458E-3)	6.4217(6.3331)	0.4899	0.0905	32

급 항은 신호에 매우 적은 양의 고주파 성분이 있을지라도, 더 정확한 코드 추적을 가능하게 할 수 있음을 나타낸다. 즉, GB는 신호의 PSD값 뿐 아니라 주파수에 따른 경향까지 포함하기 때문에, 단순히 정해진 대역에 어느 정도의 전력이 들어있는지를 나타내는 SE와는 차이가 있다.

4. SIMULATION RESULT

변조기법에 따른 신호들의 FoM 분석을 위해 신호 생성 시나리오를 설정하고 자체개발한 범용 신호생성 및 처리 시뮬레이터 (USDST: Universal Signal Design Simulation Tool)를 활용하여 신호를 수치적으로 구현한다 (Shin et al. 2019). USDST는 신호생성, 채널, 수신기로 구성되어 있으며 각각에 대한 다양한 FoM을 계산할 수 있다. 본 논문에서는 신호설계 관점에서 변조기법에 따른 설계 신호 자체의 성능을 분석하기 때문에 채널 및 수신기에 대한 잡음 모델링 등의 시뮬레이션 과정은 생략한다. 그 후 생성된 신호에 대하여 3장에서 설명된 FoM들을 계산하고, 자체개발한 해석적 신호설계 시뮬레이터 (ASDST: Analytical Signal Design Simulation Tool)를 활용하여 이론적 성능과 비교한다 (Han & Won 2019). 이론적 성능 분석 역시 ASDST의 신호생성과 관련된 부분만을 이용하여 변조기법에 따른 신호 자체의 FoM을 분석한다.

4.1 Scenario Settings and Simulation

신호의 PSD, ACF는 변조기법 뿐 아니라 확산 코드의 특성, 항법 메시지의 특성 등의 신호 설계 파라미터 (SDP: Signal Design Parameter)에 영향을 받는다. 변조기법에 따른 신호들의 FoM을 정확히 분석하려면 변조기법 이외의 SDP에 대한 가정이 필요하다. 본 논문에서는 확산 코드 및 항법 메시지의 특성을 GPS L1C/A (Coarse/Acquisition)와 동일하게 가정한다. Table 2는 각 시나리오의 변조기법을 나타낸다.

시나리오 A는 BPSK 신호로 가장 널리 사용중인 GNSS 신호를 대표한다. 시나리오 B-D는 BOC_{sin} 변조 신호로 서로 다른 subcarrier 주파수를 갖는다. 시나리오 E-G는 BOC_{cos} 변조 신호로 시나리오 B-D 대비 90도 위상각을 갖으며 서로 다른 subcarrier 주파수를 갖는다. 시나리오 H는 MBOC(6,1,1/11) 신호로 차세대 GNSS 신호의 변조기법을 대표한다. 시나리오 I-L은 GMSK 변조 신호로 서로 다른 변조 지수를 갖는다. 시나리오들은 그룹 1-4로 분류된다. 그룹 1은 monomodal 신호인 시나리오 A,I로 구성된다. 그룹 2는 bimodal 신호이며 중심 주파수가 약 $\pm f_g$ 만큼 오프셋 된 시나리오 B, E, J로 구성된다. 그룹 3은 bimodal 신호이며 중심 주파수가 약 $\pm 2f_g$ 만큼 오프셋 된 시나리오 C, F, K로 구성된다. 그룹 4는 bimodal 신호이며 중심 주파수가 약 $\pm 4f_g$ 만큼 오프셋 된 시나리오 D, G, L로 구성된다. 즉 그룹

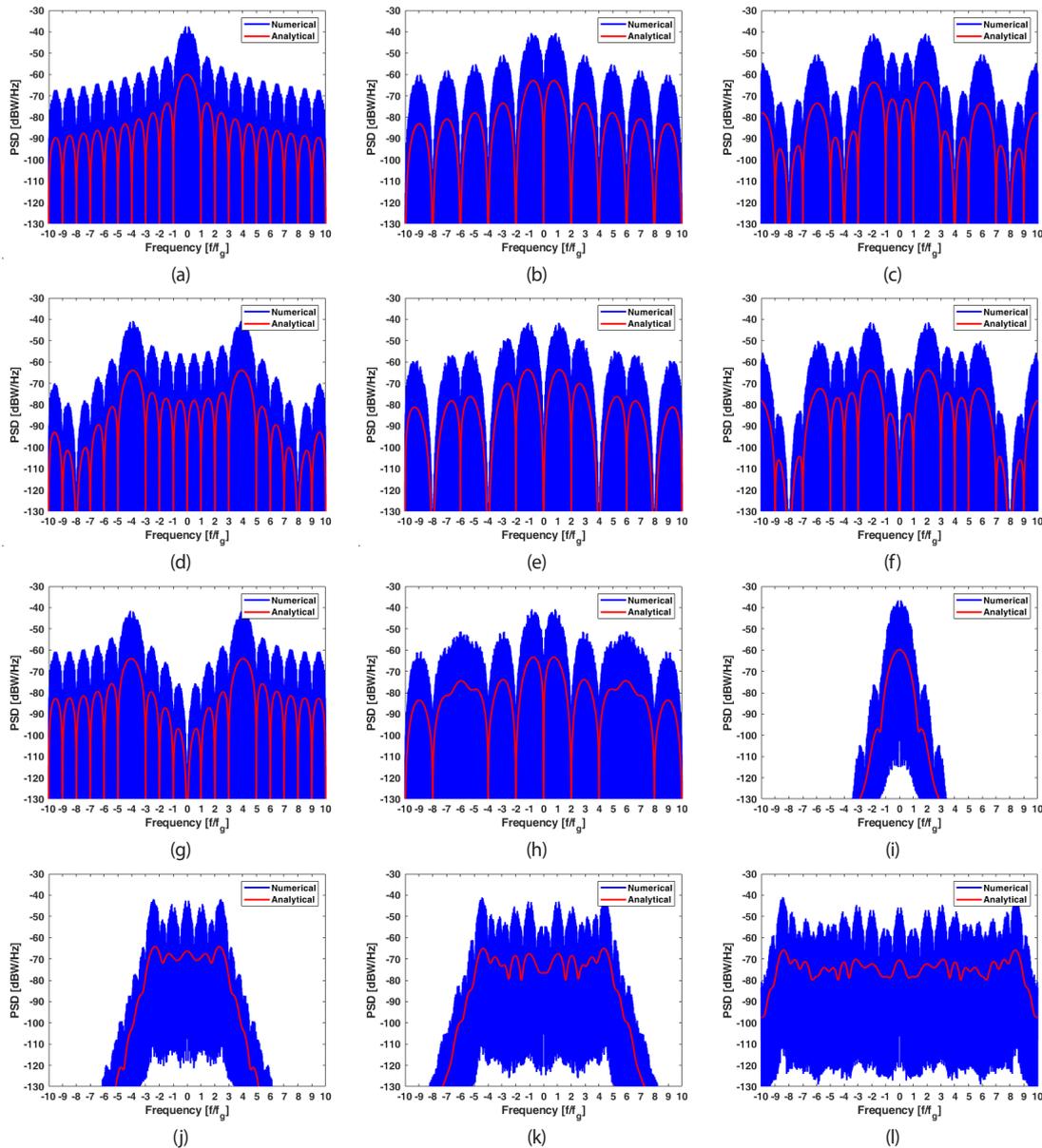


Fig. 4. Power spectral density for each modulation: (a) Scenario A, (b) Scenario B, (c) Scenario C, (d) Scenario D, (e) Scenario E, (f) Scenario F, (g) Scenario G, (h) Scenario H, (i) Scenario I, (j) Scenario J, (k) Scenario K, (l) Scenario L.

은 monomodal 신호와 bimodal 신호로 구분되고, bimodal 신호는 서로 다른 오프셋 주파수를 갖기 때문에 다양한 변조기법에 대하여 분석할 수 있다.

Table 3은 각 시나리오에 따른 신호의 FoM을 수치적, 해석적으로 계산한 결과이다.

4.2 Spectrum Characteristic Analysis

각 시나리오별 스펙트럼 성능은 PSD, SE, OOB, SSC를 계산하여 분석할 수 있다. Fig. 4는 모든 시나리오의 변조기법에 따라 수치적/해석적으로 계산된 PSD 결과이다. Figs. 4a,i는 전력이 중심 주파수에 집중된 monomodal 스펙트럼임을 볼 수 있다. 나

머지 신호는 전력이 중심 주파수로부터 떨어진 부분에 집중된 bimodal 스펙트럼임을 볼 수 있다. 모든 시나리오에서 수치적으로 계산된 PSD와 이론적 수식을 기반으로 계산된 PSD가 차이가 있음을 볼 수 있다. MATLAB 소프트웨어 기반 시뮬레이션은 신호를 생성하는 과정에서, 실제 아날로그 신호를 구현하기 힘들기 때문에 샘플링 된 이산신호를 사용하였기 때문이다. 즉, 샘플링 주파수, PRN 코드 특성 등 여러 요소로 인해 수치적으로 생성한 신호는 해석적인 신호와 다른 특성을 갖는다. 수치적으로 생성한 신호의 PSD는 이론적인 값과 차이가 있으며, 이에 따라 SE, OOB, SSC 등 스펙트럼 특성 또한 이론적인 값과 다르게 계산된다.

Table 3의 SE 측면에서는 GMSK 변조 기반 신호들이 나머지 신호보다 더 좋은 성능을 갖는다. 사각파 기반 변조 신호에 대해

서는, monomodal 신호에 비해 bimodal 신호의 SE가 좋지 않으며, subcarrier 주파수가 커질수록 SE 성능은 감소한다. 또한 SE가 좋지 않은 신호일수록 OOB가 더 높게 발생함을 볼 수 있다.

Table 3의 GB는 수신기의 필터링 대역폭이 20.46 MHz의 표준 대역폭을 갖는 경우이다. monomodal 신호가 bimodal 신호보다 더 작은 GB를 갖으며, monomodal 신호의 경우, CPM 신호가 사각파 기반 변조 신호에 비해 더 작은 GB를 갖는다. 반면, bimodal 신호의 경우, CPM 신호가 더 큰 GB를 갖는다. BOC 변조 신호의 경우 subcarrier 주파수가 커질수록 고주파 성분에 신호의 전력이 집중되어 결국 큰 GB를 갖는 경향을 보이며, BOC_{sin} 신호에 비해 BOC_{cos} 신호가 더 큰 GB를 갖는다. 하지만 이러한 경향은 수신기 필터링 대역폭에 따라 달라진다. Fig. 5는 각각 시나리오에

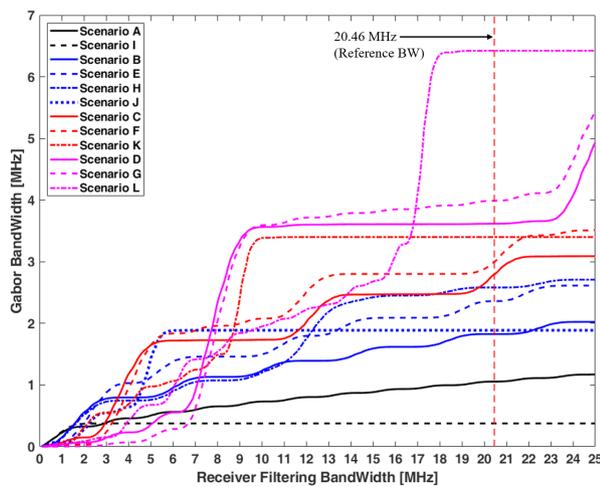


Fig. 5. Gabor bandwidth analysis for each scenario.

대해 수신기 필터링 대역폭에 따른 GB 계산 결과이다. 결과를 보면 GB의 성능 차이는 수신기 필터링 대역폭에 따라 다른 경향을 나타낼 수 있다. 예를 들어 시나리오 A와 D를 비교하면, 수신기 대역폭이 5 MHz 미만일 때, 시나리오 A가 더 높은 GB를 갖음을 볼 수 있다. 이러한 경향은 시나리오 A의 경우 신호전력이 중심주파수에 몰려 있는 monomodal 신호이고, 시나리오 D는 신호전력이 중심주파수로부터 subcarrier 주파수인 4.092 MHz 만큼 오프셋 된 bimodal 신호이므로, 수신기 필터링 대역폭이 오프셋 주파수의 2배 이상이 되는 구간부터 GB가 비약적으로 커지는 이유이다. 이는, 신호 설계 시 표준 수신기의 대역폭을 고려하여 변조기법을 선정해야 한다.

Table 4는 시나리오 A부터 K까지의 각각 신호에 대한 SSC 계산 결과이다. 변조기법에 따른 SSC 경향을 분석하기 위해 Fig. 6과 같이 유사한 특성을 갖는 변조기법끼리 비교 분석한다.

Fig. 6a는 monomodal 신호에 대한 SSC를 나타낸다. 시나리오 A와 I의 SSC는 대체로 비슷하지만 높은 subcarrier 주파수를 갖는 BOC_{cos} 변조 신호에 대하여는 시나리오 I와 같은 CPM 신호가 더 낮은 SSC를 갖음을 확인할 수 있다. 또한 자기 자신에 대한 SSC는 시나리오 I가 더 높은 값을 갖는다. Fig. 6b는 bimodal 신호 중 신호의 전력이 중심 주파수로부터 f_g 만큼 분리된 시나리오들의 SSC를 나타낸다. 시나리오 J와 같이 bimodal CPM 신호의 경우, 더 높은 subcarrier 주파수를 갖는 bimodal 신호들 간의 SSC가 더 높았다. 그 이유는 CPM 신호의 경우 중심 주파수에 집중되는 전력이 다른 bimodal 신호에 비해 높기 때문이다. 반면 비슷한 subcarrier 주파수를 갖는 bimodal 신호들에 대해서는 CPM 신호가 가장 낮은 SSC를 갖는다. Fig. 6b에서 특이한 점은, 시나리오 E의 경우 monomodal 신호 간 SSC가 타 시나리오에 비해 현저하게 낮다는 점이다. 이는 BOC_{cos} 변조 신호의 전력이 중심 주파수에 더 작게 집중되기 때문이다. Fig. 6c는 bimodal 신호

Table 4. Spectral separation coefficients result: numerical (analytical).

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
A	-46.88 (-61.86)	-54.29 (-67.89)	-59.73 (-73.92)	-65.27 (-80.01)	-59.45 (-73.92)	-65.47 (-80.01)	-71.71 (-86.29)	-53.67 (-68.29)	-47.02 (-61.57)	-52.70 (-67.80)	-61.84 (-74.63)	-57.94 (-72.77)
B	-54.29 (-67.89)	-50.35 (-64.88)	-59.64 (-73.92)	-66.60 (-80.01)	-53.16 (-66.93)	-65.99 (-80.01)	-71.82 (-86.29)	-52.68 (-65.29)	-53.40 (-67.32)	-56.02 (-69.86)	-55.90 (-70.33)	-62.77 (-76.51)
C	-59.73 (-73.92)	-59.64 (-73.92)	-51.17 (-66.20)	-65.13 (-80.01)	-56.22 (-70.95)	-52.00 (-66.79)	-71.10 (-86.28)	-60.41 (-74.10)	-59.58 (-75.04)	-56.26 (-68.49)	-58.54 (-72.12)	-59.56 (-76.51)
D	-65.27 (-80.01)	-66.60 (-80.01)	-65.13 (-80.01)	-51.32 (-66.84)	-65.07 (-80.01)	-62.21 (-77.13)	-52.09 (-67.00)	-65.77 (-80.09)	-65.61 (-81.34)	-64.35 (-78.56)	-56.55 (-69.71)	-61.72 (-75.04)
E	-59.45 (-73.92)	-53.16 (-66.93)	-56.22 (-70.95)	-65.07 (-80.01)	-51.59 (-66.15)	-58.40 (-73.02)	-71.33 (-86.28)	-53.79 (-67.33)	-59.25 (-74.27)	-54.97 (-69.19)	-55.72 (-70.54)	-63.68 (-76.48)
F	-65.47 (-80.01)	-65.99 (-80.01)	-52.00 (-66.79)	-62.21 (-77.13)	-58.40 (-73.02)	-51.40 (-66.60)	-64.12 (-79.30)	-65.39 (-79.39)	-74.38 (-89.93)	-54.52 (-68.05)	-57.42 (-71.96)	-59.26 (-74.22)
G	-71.71 (-86.29)	-71.82 (-86.29)	-71.10 (-86.28)	-52.09 (-67.00)	-71.33 (-86.28)	-64.12 (-79.30)	-51.75 (-66.97)	-71.59 (-84.86)	-87.17 (-102.65)	-70.34 (-85.24)	-55.33 (-69.44)	-60.40 (-75.19)
H	-53.67 (-68.29)	-52.68 (-65.29)	-60.41 (-74.10)	-65.77 (-80.09)	-53.79 (-67.33)	-65.39 (-79.39)	-71.59 (-84.86)	-50.55 (-65.68)	-52.86 (-67.72)	-56.16 (-70.25)	-56.45 (-70.70)	-64.68 (-76.62)
I	-47.02 (-61.57)	-53.40 (-67.32)	-59.58 (-75.04)	-65.61 (-81.34)	-59.25 (-74.27)	-74.38 (-89.93)	-87.17 (-102.65)	-52.86 (-67.72)	-45.74 (-61.26)	-53.31 (-67.72)	-62.36 (-74.53)	-58.13 (-72.68)
J	-52.70 (-67.80)	-56.02 (-69.86)	-56.26 (-68.49)	-64.35 (-78.56)	-54.97 (-69.19)	-54.52 (-68.05)	-70.34 (-85.24)	-56.16 (-70.25)	-53.31 (-67.72)	-50.72 (-66.79)	-56.62 (-71.62)	-59.82 (-73.89)
K	-61.84 (-74.63)	-55.90 (-70.33)	-58.54 (-72.12)	-56.55 (-69.71)	-55.72 (-70.54)	-57.42 (-71.96)	-55.33 (-69.44)	-56.45 (-70.70)	-62.36 (-74.53)	-56.62 (-71.62)	-51.35 (-68.37)	-60.27 (-74.76)
L	-57.94 (-72.77)	-62.77 (-76.51)	-59.56 (-76.51)	-61.72 (-75.04)	-63.68 (-76.48)	-59.26 (-74.22)	-60.40 (-75.19)	-64.68 (-76.62)	-58.13 (-72.68)	-59.82 (-73.89)	-60.27 (-74.76)	-52.96 (-71.12)

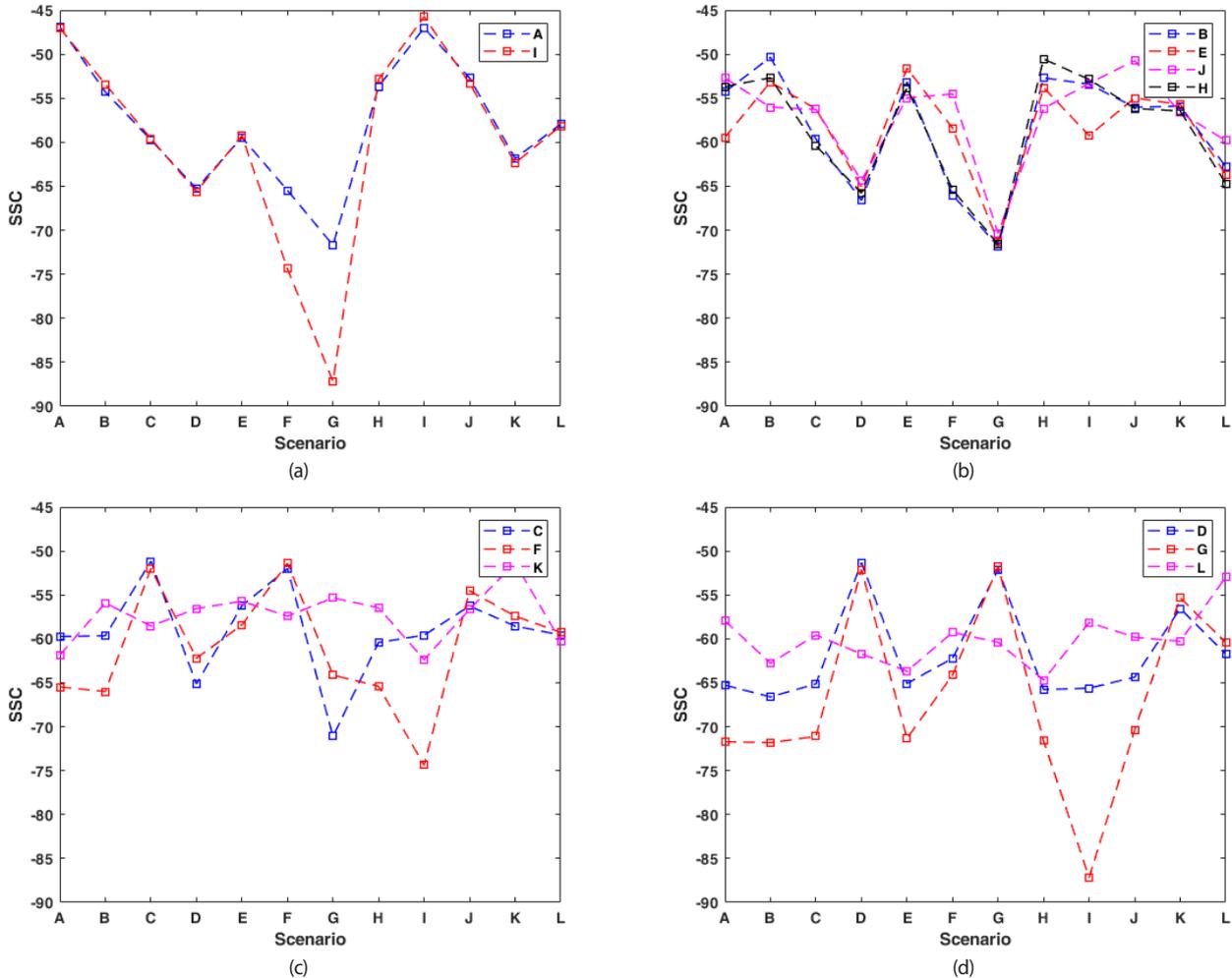


Fig. 6. Spectral separation coefficients for each modulation: (a) mono modal, (b) bi modal ($\pm 1f_g$), (c) bi modal ($\pm 2f_g$), (d) bi modal ($\pm 4f_g$).

중 신호의 전력이 중심 주파수로부터 $\pm 2f_g$ 만큼 분리된 시나리오들의 SSC를 나타낸다. CPM 신호의 경우 대체로 높은 SSC를 갖지만, 비슷한 subcarrier를 갖는 bimodal 신호들에 대해서는 현저히 낮은 SSC를 갖는다. Fig. 6d는 bimodal 신호 중 신호의 전력이 중심 주파수로부터 $\pm 4f_g$ 만큼 분리된 시나리오들의 SSC를 나타낸다. Figs. 6bc에 대해 언급한 경향이 더 두드러지게 나타난다. BOCcos 변조 신호의 경우 monomodal 신호 간의 SSC가 현저히 낮았고, CPM 신호의 경우 비슷한 subcarrier 주파수를 갖는 bimodal 신호 간 SSC가 현저히 낮았다.

결론적으로 SSC는 간섭 신호와 후보 신호의 변조기법에 따라 다른 값을 갖는다. 따라서 새로운 신호를 설계할 때, 기존 신호들의 변조기법을 고려하여 최적의 변조기법을 선택해야 한다.

4.3 상관특성 분석

Table 3의 우측과 같이 각 시나리오별 상관 특성은 APPR, mainlobe 폭, sidelobe의 수를 통해 분석할 수 있다. APPR은 monomodal 신호의 경우 0에 가까운 값을 갖는다. 즉 monomodal 신호의 경우 상관함수에서 sidelobe가 발생하지 않

는다. 반면 bimodal 신호의 경우 상관함수에서 sidelobe가 발생하기 때문에 높은 APPR을 갖는다. BOC 변조 신호의 경우 subcarrier 주파수가 증가할수록 더 큰 APPR을 갖는다. 이에 따라 신호획득 과정에서 오류 발생 확률을 증가시킨다. 반면 CPM 신호의 경우 변조 차수가 증가해도 APPR 값에 큰 변화가 없다. 즉 sidelobe의 크기가 변조 차수에 크게 영향을 받지 않아 신호획득 과정에서 오류 발생 확률이 증가하지 않는 이점이 있다.

상관함수의 mainlobe 폭은 monomodal 신호의 경우 가장 넓었다. BOC 변조 신호의 경우 subcarrier 주파수가 증가할수록 mainlobe 폭은 감소하였다. 마찬가지로 CPM 신호는 변조 차수가 증가할수록 mainlobe 폭이 감소하였다. 비슷한 subcarrier 주파수를 갖는 신호에 대해 mainlobe 폭의 경향을 비교하면 BOC_{sin}, BOC_{cos}, CPM 순으로 큰 mainlobe 폭을 갖는다. Mainlobe 폭은 신호추적 과정에서 지연 고정 루프 판별기의 풀 인 영역과 직접적인 관련이 있기 때문에 큰 mainlobe 폭을 갖는 신호가 신호추적 성능이 좋다.

상관함수에서 sidelobe의 수는 신호획득 및 신호추적 알고리즘의 복잡도와 관련된다. Sidelobe가 많으면 추적 과정에서 local maximum을 검출할 확률이 높아지기 때문에 이를 예방하기 위해

추가적인 알고리즘이 사용되어야 한다.

4.4 그룹별 성능지수 분석

앞서 계산한 각 시나리오별 FoM을 바탕으로, 각 그룹별 성능 지수에 대해 분석한다. 같은 그룹에 속한 시나리오들은 유사한 신호 특성을 갖지만 FoM의 결과는 다소 상이하기 때문에 자세한 분석이 이루어져야 한다.

다음으로 그룹 1의 시나리오 A와 I를 비교한다. 시나리오 A와 I는 monomodal 신호이며 전송 펄스의 모양을 제외하면 SDP가 같다. 두 시나리오간 가장 두드러지는 성능 차이는 SE이다. Monomodal GMSK 신호의 경우 반송파 위상이 연속적으로 변함에 따라 스펙트럼에서 OOB가 현저하게 줄고, 높은 SE를 갖는다. 즉, 좁은 대역폭을 갖는 대역, 혹은 인접 대역 간의 간섭이 매우 민감한 경우라면, GMSK 신호를 사용하는 것이 타당하다. 단, GMSK 신호의 경우 대부분의 전력이 저주파 성분에 집중되기 때문에, GB 측면에서는 좋지 않은 성능을 보이며, BPSK 신호의 경우 수신기 필터 대역폭이 증가함에 따라 GB 성능이 좋아지는 반면, GMSK 신호는 GB가 일정수준부터는 수렴하는 특성이 있기 때문에 신호추적 성능면에서 약점을 갖는다.

다음으로 그룹 2의 시나리오 B와 E를 비교한다. 시나리오 B와 E는 같은 subcarrier 주파수를 갖으며, subcarrier의 종류를 제외하면 다른 모든 SDP는 일치한다. 시나리오 B와 E간 가장 두드러지는 차이는 monomodal 신호와의 SSC이다. 이는 두 신호의 스펙트럼 모양으로 분석할 수 있는데, BOC_{cos} 변조 신호의 스펙트럼은 BOC_{sin} 변조 신호의 스펙트럼에 비해 중심 주파수 근처에 더 적은 전력이 집중되어 있다. 이에 따라 BOC_{cos} 변조 신호는 monomodal 신호와 간섭이 적게 발생한다. 또한 자기 자신에 대한 SSC는 BOC_{cos} 변조 신호가 더 낮은 값을 갖으므로 더 좋은 성능을 갖는다. 하지만, 높은 subcarrier 주파수를 갖는 bimodal 신호와의 SSC는 대체로 BOC_{sin} 변조 신호가 더 낮았기 때문에 경우에 따라서는 BOC_{sin} 변조 신호가 더 좋은 성능을 갖을 수 있다. 또다른 스펙트럼 특징으로 SE 및 OOB 또한 차이가 있는데, BOC_{cos}의 경우 BOC_{sin}에 비해 고주파 성분에 전력이 더 집중되기 때문에 SE, OOB 성능이 좋지 않다. 따라서 신호설계시 GNSS 대역 이외의 인접대역간 간섭이 민감한 경우라면, BOC_{sin} 변조기법을 사용하는 것이 타당하다. GB 또한 BOC_{cos}와 같이 고주파 성분에 전력이 집중된 만큼, BOC_{sin}에 비해 높은 GB를 갖으며, 이에 따라 상관함수의 peak가 더욱 날카롭고 수신기에서 신호추적 성능이 좋을 수 있다. 반면, ACF의 sidelobe 수는 BOC_{cos} 신호가 더 많기 때문에, 신호획득 및 추적 과정에서 local maximum을 찾지 않도록 주의해야 한다.

그룹 2의 시나리오 B, H, J를 비교한다. 시나리오 B는 BOC 신호를 대표하고, 시나리오 H는 MBOC 신호, 시나리오 J는 bimodal GMSK 신호이다. MBOC 신호는 BOC 신호와 PSD가 거의 유사하지만 특정 고주파 성분에 전력이 더 집중되어 있다. 이에 따라 신호의 GB가 BOC 신호에 비해 높아지며 APPR도 낮기 때문에 수신기의 신호획득, 신호처리 과정에서 장점을 갖는다. 단, 스펙트럼 효율면에서는 OOB가 BOC에 비해 높아지는 단점이 있다. Bimodal GMSK 신호는 GB 측면에서는 MBOC보다는 작지만

BOC 신호에 비해 큰 값을 갖는다. 스펙트럼 효율 측면에서는 0에 수렴하는 OOB를 갖기 때문에 인접대역에 간섭을 발생시킬 확률이 현저하게 적다. 즉, bimodal GMSK 신호는 높은 스펙트럼 효율을 갖음과 동시에, 기존 BOC 신호에 비해 GB 측면에서도 강점을 보인다.

5. 결론

본 논문에서는 변조기법에 따른 GNSS 신호의 성능지수를 정성적으로 분석하였다. 사각파 펄스 기반의 기존 GNSS 신호 변조 및 타 통신 분야에서 사용되고 있는 연속 위상 변조 신호에 대한 수치적 모델을 소개하였다. 변조기법은 신호의 스펙트럼 특성 및 상관 특성을 결정하고, 이 특성은 시스템 성능에 영향을 미치기 때문에 스펙트럼 및 상관함수 관점에서 평가할 수 있는 다양한 성능 지수에 대하여 정의하였다. 그 후 변조기법에 따른 시나리오를 설정하여 Matlab 시뮬레이션을 통해 GNSS 신호를 수치적으로 생성하였고, 앞서 정의한 신호 성능 지수를 계산 및 분석하였다.

Monomodal 신호는 신호의 전력이 중심 주파수에 집중되어 있어 기존의 monomodal 신호와의 간섭이 커질 가능성이 있다. 하지만 상관 함수에서 sidelobe가 발생하지 않기 때문에 신호획득 및 신호추적 알고리즘의 복잡도를 줄일 수 있다. CPM 기반 monomodal 신호의 경우 신호의 전력이 중심 주파수에 집중됨과 동시에 OOB가 현저하게 낮기 때문에 할당 대역폭이 좁거나 인접 대역에 간섭을 최소화 해야 하는 경우 유리하다. 단, monomodal 신호는 기본적으로 고주파 성분에 전력이 없기 때문에 낮은 GB를 갖으며 이는 신호추적 성능 측면에서 단점으로 작용한다.

Bimodal 신호는 신호의 전력이 중심 주파수로부터 떨어져 있기 때문에 기존의 monomodal 신호와의 간섭을 줄일 수 있다. 하지만 상관 함수에서 sidelobe가 발생하기 때문에 다소 복잡한 신호획득 및 신호추적 알고리즘이 필요하다. CPM 기반 bimodal 신호의 경우 마찬가지로 OOB가 적기 때문에 인접 대역 간 간섭을 줄일 수 있는 이점이 있다. 하지만 상관 함수 sidelobe의 수가 기존 BOC 변조 신호에 비해 많이 발생하는 단점이 있다.

결론적으로, 각 변조기법은 여러 신호 성능 지수와 관련되며 서로 trade-off 관계에 있기 때문에 새로운 GNSS 신호 설계 시 여러 후보 신호에 대해 성능지수를 분석하여 최적의 변조기법을 선택해야 한다. 추가적으로, 본 논문에서 분석한 변조기법에 따른 성능 지수는 정성적으로 진행되었기 때문에, 향후 신호추적 에러, 위치추정 에러, 반송파-잡음 비 감소 등의 직접적인 시스템 성능을 정량적으로 분석할 필요성이 있다. 이를 활용하여 KPS 신호설계 파라미터 확정에 활용가능 할 것이라 판단한다.

ACKNOWLEDGMENTS

This research was supported by a grant from "Fundamental Research for Korea Satellite Navigation System and Future

Air Traffic management” of the Korea Aerospace Research Institute funded by the Korea government (MSIT).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, H. and J.H.; software, H. and K.H; validation, H. and J.H.; formal analysis, J.H.; investigation, H.; resources, J.H.; data curation, H.; writing—original draft preparation, H.; writing—review and editing, J.H. and J.M.; visualization, H.; supervision, J.H.; project administration, J.M..

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

- Avila-Rodriguez, J.-A., Wallner, S., Hein, G. W., Eissfeller, B., Irsigler, M., et al. 2007, A vision on new frequencies, signals and concepts for future GNSS systems, in the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007), Fort Worth, TX, 25-28 September 2007, pp.517-534
- Betz, J. W. 2001, Binary offset carrier modulations for radionavigation, *Journal of the Institute of Navigation*, 48, 227-246. <https://doi.org/10.1002/j.2161-4296.2001.tb00247.x>
- Betz, J. W. & Goldstein, D. B. 2002, Candidate design for an additional civil signal in GPS spectral bands, in the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2002), Portland, OG, 24-27 September 2002, pp.1260-1269.
- Garcia-Pena, A., Aubault-Roudier, M., Ries, L., Boucheret, M.-L., Poulliat, C., et al. 2015, Code shift keying: Prospects for improving GNSS signal design, *Inside GNSS*, 10, 52-62
- Giannetti, F., Luise, M., & Reggiannini, R. 1995, Chip timing recovery in digital modems for continuous-phase CDMA radio communications, *IEEE Transactions on Communications*, 43, 762-766. <https://doi.org/10.1109/26.380107>
- GPS World Staff 2018, Korea will launch its own satellite positioning system, *GPS World*, 5 February 2018
- Han, K. & Won, J.-H., 2019, Development of MATLAB-based Signal Performance Analysis Software for New RNSS Signal Design, *JPNT*, 8, 139-152. <https://doi.org/10.11003/JPNT.2019.8.4.139>
- Hein, G. W., Avila-Rodriguez, J.-A., Wallner, S., Pratt, A. R., Owen, J., et al. 2006, MBOC: The new optimized spreading modulation recommended for Galileo L1 OS and GPS L1C, in the 2006 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS 2006), Coronado, CA, 25-27 April 2006, pp.883-892. <https://doi.org/10.1109/PLANS.2006.1650688>
- Kaplan, E. D. & Hegarty, C. J. 2006, *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2nd ed. (Boston: Artech House Inc.)
- Mateu, I., Boulanger, C., Issler, J.-L., Ries, L., Avila-Rodriguez, J.-A., et al. 2009, Exploration of possible GNSS signals in S-band, in the 22nd International Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2009), Savannah, GA, 22-25 September 2009, pp.1573-1587
- Misra, P. & Enge, P. 2006, *Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance*, 2nd ed. (Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press)
- Proakis, J. G. & Salehi, M. 2005, *Fundamentals of Communication Systems*, 2nd ed. (New Jersey: Pearson Prentice Hall)
- Shin, H., Han, K., & Won, J.-H. 2019, Development of End-to-end Numerical Simulator for Next Generation GNSS Signal Design, *JPNT*, 8, 153-164. <https://doi.org/10.11003/JPNT.2019.8.4.153>
- Soualle, F., Bey, T., Floch, J.-J., Hurd, D., Notter, M., et al. 2011, Assessment on the use of S-band for combined navigation and communication, in the 24th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2011), Portland, OR, 19-23 September 2011, pp.1219-1233
- Su, C., Guo, S., & Zhou, H. 2013, A substitute for BOC modulation based on SS-CPM, *Advances in Space Research*, 51, 942-950. <https://doi.org/10.1016/j.asr.2012.06.012>
- Won, J.-H., Avila-Rodriguez, J.-A., Wallner, S., Eissfeller, B., Schmitz-Peiffer, A., et al. 2008, C-Band User Terminal Aspect for Bandwidth Efficient Modulation Schemes in European GNSS Evolution Programme, *Proceedings of International Symposium on GPS/GNSS 2008*, Tokyo, Japan, 11-14 November 2008
- Xue, R., Cao, Q.-M., & Wei, Q. 2015, A Flexible Modulation Scheme Design for C-Band GNSS Signals, *Mathematical Problems in Engineering*, vol.2015, Article ID 16509. <https://doi.org/10.1155/2015/165097>



Heon Shin is a M.S student in the Department of Electrical Engineering at Inha University, Korea. He received B.S. degree from Inha University in 2018. His research interests include GNSS signal design, signal processing, and SSV.



Kahee Han is a Ph. D. student of the Autonomous Navigation System Laboratory at Inha University, South Korea. She received B.S. and M.S. degrees from the same university in 2017 and 2019. Her research interests are GNSS signal design and software receiver.



Jung-Min Joo received his Ph.D. degree in Aerospace Engineering at Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST) in 2015. He has been working at the Korea Aerospace Research Institute since 2004. His research interests include GNSS, SBAS, GBAS, and Ionosphere monitoring.



Jong-Hoon Won received the Ph.D degree in the Department of Control Engineering from Ajou University, Korea, in 2005. After then, he had worked with the Institute of Space Technology and Space Applications at University Federal Armed Forces (UFAF) Munich, Germany. He was nominated as Head of GNSS Laboratory in 2011 at the same institute, and involved in lectures on advanced receiver technology at Technical University of Munich (TUM) since 2009. He is currently an associated professor of Electrical Engineering of Inha University. His research interests include GNSS signal design, receiver, navigation, target tracking systems and self-driving cars.