

Constant Envelope Multiplexing via Constellation Tailoring Scheme for Flexible Power Allocation of GNSS Signals

Janghwan Shin¹, Jung–Min Joo², Deok Won Lim², Jae Min Ahn¹

¹Department of Radio Science and Information Communication Engineering, Chungnam National University, Daejeon 34134, Korea

²KPS Technology Team, GNSS R&D Division, Korea Aerospace Research Institute, Daejeon 34133, Korea

ABSTRACT

A constant envelope multiplexing via constellation tailoring scheme is proposed for flexible power allocation of Global Navigation Satellite System (GNSS) signals. The proposed scheme is compared with the coherent adaptive subcarrier modulation (CASM) adopted in the L1 band signals of the Global Positioning System (GPS) in terms of power difference and power loss. Analysis of the constellation optimization results on the power difference and power loss show that the proposed scheme outperforms the CASM of the GPS signals in the allowable power difference of less than 0.1 dB.

Keywords: flexible power, constant envelope, multiplexing, GNSS

1. INTRODUCTION

전역위성항법시스템 (Global Navigation Satellite System, GNSS)의 항법위성은 사용자에게 다양한 목적의 Positioning, Navigation, and Timing (PNT) 서비스를 제공하기 위하여 여러 위성항법 신호를 동일 반송파에 실어 전송한다. 여러 위성항법 신호를 동일 반송파에 실어 전송하면 주파수 스펙트럼 효율이 향상될 수 있지만 전력 증폭기 입력단에서의 다중화 신호 전력의 크기가 매순간 일정하지 않은 경우 High Power Amplifier (HPA)의 비선형성에 의해 스펙트럼의 왜곡이 발생할 수 있다 (An & Ryu 2016). 이를 방지하기 위해서는 높은 선형성이 보장된 HPA의 설계가 요구되며 이는 위성탑재체의 무게를 증가시켜 항법위성의 수명을 감소시킬 우려가 있다. 이에 따라 독자적인 GNSS를 개발 및 운용하고 있는 국가들은 다중화 신호의 상수 포락선 (Constant Envelope, CE) 특성을 보장하는 다중화 기법을 보유

하고 있다 (Yao & Lu 2017). 기존 GNSS는 민간용과 군용의 측위 신호만을 동일 반송파에 실어 전송하였기 때문에 직교 다중화 (Quadrature Multiplexing, QM)를 적용하여 CE 특성을 보장할 수 있던 반면, 현대화된 GNSS는 항법 데이터 이외에도 재난 상황을 대비한 공공안전서비스 신호와 측위 정밀도 향상을 위한 보강 신호와 같은 부가 서비스를 제공할 수 있도록 GNSS 신호 구조가 진화하고 있다 (UN 2016). 이와 더불어 현대화된 GNSS 신호는 Global Positioning System (GPS) L1C처럼 데이터 채널과 파일럿 채널로 구분하여 설계되는 추세이다 (Lee et al. 2015). 이로 인해 실제로 동일 반송파에 실려 전송되는 신호의 개수는 더 증가하고 신호 요소의 다양성과 복잡성으로 인하여 기존 다중화 기법들은 이러한 요구에 따라 발전을 거듭하였다. 최근에 이르러서는 재난 및 전쟁과 같은 상황에 대비하여 서비스 별 유연한 성능 제어를 목적으로 서비스 별 할당된 송신 전력 비율을 재분배하는 방법의 필요성이 대두되고 있다. GPS는 2010년부터 이러한 방법을 Flex power로 정의하였으며 GPS를 포함하여 타 GNSS에서 사용하고 있는 다중화 기법들은 Flex power의 적용이 가능한 형태로 고안되었다 (Steigenberger et al. 2019).

한편, 한국형 위성항법시스템 (Korean Positioning System, KPS)의 도입이 가시화됨에 따라 KPS 항법위성은 7~8개의 정지 궤도 또는 경사 궤도 위성을 통해 L/S 대역에서 위성항법 신호를 방송할 계획이다 (Joo & Heo 2020). L1/L2/L5 대역은 GPS 위성항법 신호와 유사한 신호 구조를 따를 것으로 예상되며,

Received Nov 26, 2021 Revised Dec 01, 2021 Accepted Dec 02, 2021

†Corresponding Author

E-mail: jmahn@cnu.ac.kr

Tel: +82-42-821-6866 Fax: +82-42-823-5586

Janghwan Shin <https://orcid.org/0000-0003-0247-5205>

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

Deok Won Lim <https://orcid.org/0000-0002-5154-8063>

Jae Min Ahn <https://orcid.org/0000-0002-6261-0010>

L6/S 대역은 자체적으로 설계한 신호를 방송할 것으로 보인다. Shin et al. (2020)에서는 Constant Envelope Multiplexing via Constellation Tailoring (CEMCT)를 제안하여 L6/S 대역에서의 KPS 신호 다중화를 위한 독자적 다중화 기법으로의 적용 가능성을 검토하였다. 그러나 이전까지의 CEMCT는 서비스 별 할당된 송신 전력 비율이 동일한 경우의 신호 다중화에만 국한되었기 때문에 Flex power의 적용을 위해서는 추가 연구가 필요한 상황이다. 따라서, 본 논문에서는 기존 CEMCT의 확장을 통한 L6/S 대역 KPS 다중 위성항법 신호의 Flex power 적용 방안에 대하여 서술한다.

서론에 이어 2장에서는 GPS L1 대역에서의 Flex power 적용 사례를 소개한다. 3장에서는 Flex power의 적용이 고려된 CEMCT의 구현 방법을 서술하고 상수 포락선 다중화 (Constant Envelope Multiplexing, CEM) 구현의 요구사항을 근거로 해당 기법에서의 최적의 성능을 도출하는 과정을 서술한다. 4장에서는 전산 실험을 통해 CEMCT의 최적 성능을 도출하고 2장에서 소개한 Flex power 적용 사례와 비교하여 성능을 분석한다. 5장에서 결론을 맺는다.

2. FLEX POWER IN THE GPS L1 BAND

GPS Block IIR-M과 IIF는 L1 대역에서 M-code, P(Y), C/A에 Coherent Adaptive Subcarrier Modulation (CASM)을 적용하고 동일한 HPA와 Upconverter를 공유하는 Combined-aperture 구조로 신호를 송신하고 있다. CASM은 기존 P(Y), C/A에 M-code를 추가 전송하기 위해 고안되었다. CASM은 통과대역 신호의 위상을 변조하여 기저대역 직접 중첩 신호를 구성하는 각 신호 성분에 할당되는 전력을 결정한다 (Dafesh et al. 1999). 이러한 방식을 Phase Domain Processing (PDP)라 하며 CASM은 PDP 수행 시 최적의 위상 변조 인덱스를 선택해 다중화 신호의 CE 특성을 보장하고 상호 변조 (Inter-Modulation, IM) 성분에 할당된 전력을 최소화한다. 여기서 IM이란 CEM 구현 시 다중화 신호의 CE 특성을 보장하기 위해 필연적으로 발생하는 오버헤드 신호로서 직접 중첩 신호를 구성하는 각 신호들의 곱 또는 합의 형태로 주어진다. Steigenberger et al. (2019)에서 Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR)은 GPS Block IIR-M과 IIF로부터 M-code 비활성화 전후의 L1 대역 신호를 지상에서 수신하고 신호 별 Carrier-to-Noise density ratio (C/No) 측정하였으며 측정 구간에서의 Satellite Vehicle Number (SVN)에 따른 M-code, P(Y), C/A에 할당된 송신 전력 비율을 Normal/Flex Mode로 구분하여 제시하였다. 이에 대한 결과를 Table 1에 정리하였다.

Normal Mode는 M-code와 P(Y)를 I-phase에, C/A와 IM을 Q-phase에 실어 CASM으로 다중화하는 반면, Flex Mode는 M-code가 비활성화되어 P(Y)와 C/A에 Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) 만으로도 다중화 신호의 CE 특성을 보장할 수 있어 IM의 추가 전송이 요구되지 않는다. Flex Mode는 비상 상황 발생시 M-code의 송신 전력을 P(Y)와 C/A에 구애받지 않고 할당하기 위해 M-code의 전송 체인을 별도로 구성하는 Separate-aperture 구조로 송신하는 것으로 예상할 수 있다. 이와 관련한

Table 1. Total L1 transmit power and fractional contributions of C/A, P(Y), M-code.

SVN	Mode	L1 band				Total [W]
		M [%]	P(Y) [%]	C/A [%]	IM [%]	
G063	Normal	35	15	30	20	78
	Flex I	-	34	66	-	62
G065	Normal	34	16	31	19	80
	Flex I	-	34	66	-	67
G071	Flex II	-	31	69	-	67
	Normal	32	17	33	18	77
G071	Flex II	-	31	69	-	77

예시로 L1 대역에서 GPS Block III는 In-phase에 L1Cd, L1Cp, P(Y)를 Time Division Multiplexing (TDM) 방식으로 결합하고 Q-phase에 C/A를 실어 Unbalanced QPSK로 다중화 하는 동시에 M-code는 별도의 전송 체인을 구성하여 전송한다 (Ye et al. 2019). M-code를 별도의 전송 체인으로 전송함으로써 얻을 수 있는 이점은 민간용 신호로만 구성된 다중화 신호의 CE 특성을 IM의 추가 전송없이 QM만으로 보장할 수 있어 불필요한 전력 손실을 방지할 수 있다. 또한, 비상 상황시 군용 신호의 전력을 민간용 신호와 IM 신호에 할당된 전력에 구애받지 않고 제어함으로써 항법전 상황에서 군사용 시설 및 장비의 운용에 있어 보다 정확한 측위 정보를 제공할 수 있을 뿐만 아니라 비인가자의 민간용 신호 감지를 통한 군용 신호의 탐지 가능성을 사전에 차단할 수 있다는 이점이 있다. 그러나 분명 이러한 이점을 얻기 위해서는 항법 탑재체를 설계할 때 민간용 신호와 M-code의 전송 체인을 공간적으로 결합하여 설계하기 때문에 이에 따른 추가 비용이 증가한다는 점이 고려되어야 한다.

3. FLEX POWER IN THE KPS L6/S BAND

3.1 CEMCT Formulation

CEMCT는 L6/S 대역에서의 KPS 신호를 다중화하기 위해 고안되었다. CEMCT는 기저대역 직접 중첩 신호가 직교 좌표계 상에서 위치하는 성상도를 동심원 상으로 이동시키는 일종의 재단을 거쳐 다중화 신호의 CE 특성을 보장한다. 이를 설명하기 위한 기저대역 중첩 신호를 Eq. (1)로 정의한다.

$$s_{DS}(t) = \sqrt{P_1}s_1(t) + \sqrt{P_2}s_2(t) + j\sqrt{P_3}s_3(t) \quad (1)$$

여기서 $s_{DS}(t)$ 는 기저대역 직접 중첩 신호, $s_i(t)(i=1,2,3)$ 는 직접수열 확산과 전송파형 변조가 적용되어 기저대역 직접 중첩 신호를 생성하는 각 신호 성분이다. 각 신호 성분은 전송파형 변조기의 출력으로써 동일한 확률로 +1 또는 -1의 값을 가지는 이진 부호 신호이다. $\sqrt{P_i}(i=1,2,3)$ 는 각 신호 성분에 할당된 송신 전력을 제어하는 신호 별 송신 이득을 나타낸다. KPS 항법위성은 L6 대역에서 4개, S 대역에서는 3개의 신호를 송신할 예정이다. 본 논문에서는 KPS 항법위성이 L6 대역에서 Flex power가 적용되는 경우 한개의 신호를 별도의 전송체인으로 송신하거나 비활성화하는 상황을 가정하여 신호 성분 3개를 Combined-aperture

Table 2. The value look-up table for three bipolar signals.

Group index	$s_1(t)$	$s_2(t)$	$s_3(t)$
1	+1	+1	+1
	+1	+1	-1
	-1	-1	+1
	-1	-1	-1
2	+1	-1	+1
	+1	-1	-1
	-1	+1	+1
	-1	+1	-1

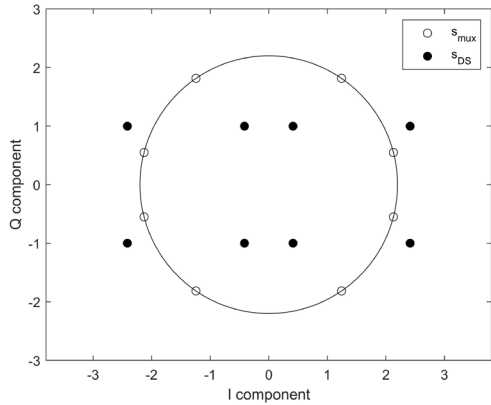


Fig. 1. Constellation of baseband direct superposition signal for three bipolar signals.

구조로 송신하는 방안에 대하여 서술한다. 또한, $s_1(t)$ 과 $s_2(t)$ 는 I-phase에, $s_3(t)$ 는 Q-phase에 실어 송신하고 신호 별 송신 이득의 대소관계를 $\sqrt{P_1} > \sqrt{P_2}$ 로 가정하였다. 이와 같은 가정을 반영하여 생성한 기저대역 직접 중첩 신호의 직교 좌표계 상의 성상도를 Fig. 1로 나타내었다.

Fig. 1은 $s_{DS}(t)$ 가 각 신호 성분의 이진 부호 극성에 대하여 8개의 성상도를 가짐을 보여준다. 8개의 성상도는 $s_1(t)$ 과 $s_2(t)$ 의 이진 부호 극성 상태에 따라 2개의 그룹으로 나뉜다. $s_1(t)s_2(t)=+1$ 인 경우의 성상도는 Fig. 1에서 나타낸 동심원의 반지름보다 큰 포락선을 가지며 이에 해당하는 4개의 성상도를 그룹 1로, $s_1(t)s_2(t)=-1$ 인 경우 나머지 4개의 성상도는 그룹 2로 구분한다. 그룹 별 성상도를 결정하는 각 신호 성분의 이진 부호 조합을 Table 2에 정리하였다.

Fig. 1과 Table 2에서 정리된 결과로부터 성상도의 포락선이 그룹 1과 2에 대하여 다르다는 것을 알 수 있다. 다중화 신호가 CE 특성을 가지기 위해서는 그룹 1과 2에 속한 모든 성상도가 동심원 상으로 이동되어야 한다. 이를 위해 CEMCT는 통과대역 신호의 위상을 조절하는 CSM과는 달리 기저대역 직접 중첩 신호에 보조 성분을 더하는 Waveform Domain Processing (WDP)을 수행한다. 보조 성분은 Eq. (2)로 정의한다.

$$s_{AUX}(t) = v_I(t) + jv_Q(t) \quad (2)$$

여기서 $s_{AUX}(t)$ 는 $s_{DS}(t)$ 에 더해지는 보조 성분이고 직교 좌표계 상에서 기저대역 직접 중첩 신호가 위치하는 성상도를 동심원 상으로 이동시키기 위해 더해지는 I-phase와 Q-phase 방향의 이동

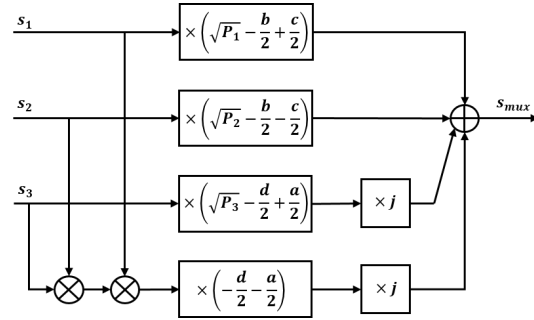


Fig. 2. CEMCT generator scheme.

벡터 $v_I(t)$ 와 $v_Q(t)$ 의 합으로 구성된다. 이동 벡터 $v_I(t)$ 와 $v_Q(t)$ 는 각 신호 성분의 이진 부호 극성(+1 또는 -1), 그룹 1과 2에 속한 성상도가 동심원 상으로 이동되기 위해 요구되는 이동량 파라미터 (a,b,c,d), I-phase와 Q-phase로의 이동 방향 (+1 또는 -1)에 의해 결정된다. 이동 벡터 $v_I(t)$ 와 $v_Q(t)$ 는 Eqs. (3, 4)로 정의한다.

$$v_I(t) = -\frac{1}{2}s_1(t)[b\{s_1(t)s_2(t) + 1\} + c\{s_1(t)s_2(t) - 1\}] \quad (3)$$

$$v_Q(t) = -\frac{1}{2}s_3(t)[d\{s_1(t)s_2(t) + 1\} + a\{s_1(t)s_2(t) - 1\}] \quad (4)$$

여기서 b와 d는 각각 그룹 1에 속한 성상도가 동심원 상으로 이동되기 위해 요구되는 I-phase와 Q-phase로의 이동량 파라미터이고 이와 마찬가지로 c와 a는 그룹 2의 이동량 파라미터이다. 이동량 파라미터는 모두 양의 실수이다. 다중화 신호 $s_{mux}(t)$ 는 Eqs. (3, 4)의 이동 벡터를 통해 정의된 보조 성분 $s_{AUX}(t)$ 을 기저대역 직접 중첩 신호 $s_{DS}(t)$ 에 더함으로써 정의한다. 다중화 신호의 생성식을 몇 단계의 계산 과정을 거쳐 단순화하면 Eq. (5)로 나타낼 수 있다.

$$s_{mux}(t) = \frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} (2\sqrt{P_1} - b + c)s_1(t) + (2\sqrt{P_2} - b - c)s_2(t) \\ +j(2\sqrt{P_3} - d + a)s_3(t) + j(-d - a)s_1(t)s_2(t)s_3(t) \end{array} \right\} \quad (5)$$

Eq. (5)로부터 첫째 항부터 셋째 항 앞의 계수는 WDP의 수행 이후 각 신호 별 송신 이득이 재조정되었음을 알 수 있다. 이는 다중화 신호의 CE 특성을 보장하기 위해서는 WDP 수행 이후 각 신호 성분에 할당된 전력이 변동됨을 나타낸다. 넷째 항은 3개의 신호 곱으로 주어지는 IM 성분이며 항 앞의 계수는 IM 성분의 송신 이득이다. IM 성분의 송신 이득이 클수록 전력 증폭기의 전력 손실은 많이 발생한다. Eq. (5)는 이동량 파라미터 a,b,c,d를 적절히 선택함으로써 각 신호 성분과 IM 성분에 할당된 전력을 제어할 수 있음을 보여준다. 그러나 선택된 이동량 파라미터로 생성한 $s_{mux}(t)$ 는 그룹 1과 2에 속한 모든 성상도에 대하여 CE 특성을 가져야한다. 해당 조건을 충족하는 파라미터의 선택이 이루어져야만 Table 2에서 정리한 모든 성상도가 동심원 상으로 이동될 수 있다. 뿐만 아니라 WDP 수행 이후 각 신호 성분에 할당된 전력 변동과 IM의 추가 전송으로 인한 전력 손실을 최소화할 수 있도록 파라미터가 선택되어야 한다. 지금까지의 서술을 통해 설명한 CEMCT 다중화 신호는 Fig. 2에서 제시한 구조로 생성할 수 있다.

3.2 CEMCT Constellation Optimization

3.1절에서는 CEMCT 다중화 신호의 생성 과정을 설명하였다. Eq. (5)를 통해 WDP 수행 이후 각 신호 성분에 할당된 전력이 변동되고 오버헤드 신호의 추가 전송으로 인해 전력 손실이 발생함을 확인하였다. 지상 수신국에서 다중화 신호를 수신할 때, 신호별 수신 전력의 비율과 다중화 이전에 설정된 송신 전력의 비율 간의 차이가 커지는 것은 바람직하지 않다. 위성탑재 전력 증폭기의 효율적인 운용 측면에서는 다중화 신호의 총 전력 대비 IM 성분의 전력이 차지하는 비율은 가능한 작은 값을 가져야 한다. 3.2절에서는 WDP 수행 이후 다중화 신호의 CE 특성을 보장하고 각 신호 성분에 할당된 전력의 변동과 IM의 추가 전송으로 인한 전력 손실을 최소화하는 CEMCT 성상도 최적화에 대하여 서술한다. 다중화 신호의 CE 특성을 보장하기 위해서는 그룹 1과 2에 속한 모든 성상도에 대하여 생성된 Eq. (5)의 $s_{\max}(t)$ 이 항상 동일한 포락선을 가져야한다. CEMCT 성상도 최적화의 첫 단계는 이동량 파라미터의 값을 바꿔가며 그룹 1과 2에 속한 모든 성상도에 대한 $s_{\max}(t)$ 의 포락선이 항상 동일한지에 대한 여부를 판정하여 이를 만족하는 이동량 파라미터를 선별하는 과정이다. 이를 수행하기 위한 CE 특성 판정식은 Eq. (6)으로 정의한다.

$$\frac{(\sqrt{P_1} + \sqrt{P_2} - b)^2 + (\sqrt{P_3} - d)^2}{(\sqrt{P_1} - \sqrt{P_2} + c)^2 + (\sqrt{P_3} + a)^2} \quad (6)$$

Eq. (6)의 좌변과 우변은 각각 그룹 1과 2에 속한 성상도에 대하여 생성한 $s_{\max}(t)$ 의 포락선 제곱이다. CEMCT 최적화의 다음 단계는 Eq. (6)의 CE 특성 판정식을 만족하는 이동량 파라미터를 대상으로 WDP 수행 이후 발생하는 각 신호 성분의 전력 편차와 IM 성분으로 인한 전력 손실을 계산하고 이를 기준 값 이하로 제한하여 최적 성능을 보이는 이동량 파라미터를 결정한다. 전력 편차와 전력 손실의 계산식은 Eqs. (7, 8)로 정의한다.

$$\sigma_{i,j} = \left| 10 \log_{10} \left\{ \left(\frac{P_i}{P_j} \right) / \left(\frac{P_{\max,i}}{P_{\max,j}} \right) \right\} \right| [dB], (i \neq j)$$

$$\sigma = \max\{\sigma_{1,2}, \sigma_{1,3}, \sigma_{2,3}\} \quad (7)$$

$$\eta = \frac{\left(\frac{\sigma}{2} \right)^2}{|s_{\max}(t)|^2} \times 100 [\%] \quad (8)$$

Eq. (7)의 $P_i (i=1,2,3)$ 는 Eq. (1)의 $s_i(t) (i=1,2,3)$ 항 계수의 제곱으로서 직접 중첩 신호를 구성하는 각 신호 성분에 할당된 전력이다. $P_{\max,i} (i=1,2,3)$ 는 Eq. (5)의 $s_i(t) (i=1,2,3)$ 항 계수의 제곱으로서 WDP 수행 이후 다중화 신호를 구성하는 각 신호 성분에 할당된 전력이다. $\sigma_{i,j} (i,j=1,2,3, i \neq j)$ 는 직접 중첩 신호를 구성하던 각 신호 성분 간의 전력 차이가 WDP 수행 이후 변동된 정도를 dB 단위로 환산한 값이고 σ 는 그 중 최댓값으로서 CEMCT 성상도 최적화 과정에서 사용되는 전력 편차를 의미한다. Eq. (8)의 분자는 WDP 수행 이후 IM 성분이 차지하는 전력이고 분모는 다중화 신호의 총 전력이다. η 는 다중화 신호의 총 전력 대비 IM 성분이 차지하는 전력의 비율로서 CEMCT 성상도 최적화에서는 전력

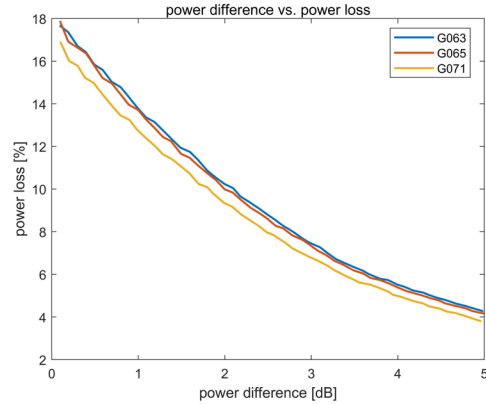


Fig. 3. Relation between power difference and power loss.

손실을 의미한다.

4. SIMULATION RESULTS

Flex power가 적용된 CEMCT 다중화 신호의 성상도 최적화 결과를 전력 편차와 전력 손실 측면에서 분석하였으며 분석 결과를 2.1절에서 제시한 GPS Flex power 적용 사례의 Normal Mode와 비교하였다. 이를 수행하기 위해 직접 중첩 신호를 구성하는 각 신호 성분에 할당된 전력 비율을 Table 1의 Normal Mode에서 제시한 비율을 따르는 것으로 가정하였다. CEMCT 성상도 최적화는 이동량 파라미터의 값을 바꿔가며 최적 성능을 보이는 파라미터를 선별하는 과정으로써 Numerical 방식으로 수행하였다. Numerical 방식으로 최적화를 수행하기 위한 이동량 파라미터의 범위를 유클리드 기하학(Euclidean geometry)을 근거로 Eqs. (9-12)으로 제한하였다.

$$0 \leq a \leq \sqrt{4\sqrt{P_1 P_2} + P_3} - \sqrt{P_1} \quad (9)$$

$$0 \leq b \leq 2\sqrt{P_2} \quad (10)$$

$$0 \leq c \leq 2\sqrt{P_2} \quad (11)$$

$$0 \leq d \leq \sqrt{P_3} \quad (12)$$

CEMCT 성상도 최적화에서 전력 편차의 기준 값은 dB 단위의 [0.1, 5] 범위로 제한하였으며 전력 손실의 기준 값은 20%로 제한하였다. 지금까지 서술한 전산 실험의 파라미터를 반영하여 최적화 결과를 도출하였다. 최적화 결과를 통해 전력 편차와 전력 손실의 기준 값을 동시에 만족하는 이동량 파라미터의 조합을 다수 선별할 수 있음을 확인하였다. 선별된 이동량 파라미터로 계산한 전력 편차와 전력 손실의 관계를 Fig. 3으로 나타내었다.

Fig. 3은 전력 편차와 전력 손실의 기준 값을 동시에 만족하는 이동량 파라미터 조합 중 전력 손실이 가장 작게 나타나는 경우에 대하여 도시한 결과이다. Fig. 3으로부터 전력 편차의 기준 값이 작을수록 전력 손실이 증가하는 것을 확인할 수 있다. 이는 최적화 수행 시 전력 편차의 최소화를 우선적으로 고려해 이동량 파라미터를 선별하면 IM 성분의 포락선이 증가하고 이로 인해 다

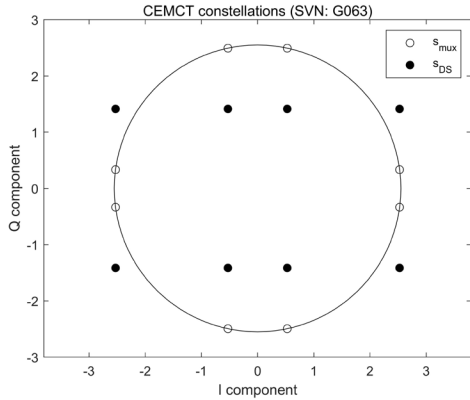


Fig. 4. CEMCT constellations (SVN: G063).

Table 3. Comparison of power loss between CASM and CEMCT.

SVN	CASM		CEMCT					
	σ [dB]	η [%]	σ [dB]	η [%]	a	b	c	d
G063	-	20	0.0048	17.94	1.0800	0.0000	0.0007	1.0800
G065	-	19	0.0954	17.89	1.0300	0.0100	0.0105	1.0600
G071	-	18	0.0988	16.95	0.9200	0.0600	0.0018	1.0100

중화 신호의 총 전력 대비 IM 성분이 차지하는 전력의 비율이 증가하기 때문이다. 이처럼 전력 편차와 전력 손실은 trade-off 관계를 가지기 때문에 항법탐재체 운용에 있어서는 적절한 타협점이 제시되어야 한다.

CEMCT 성상도 최적화 결과와 GPS Normal Mode와의 비교는 전력 편차가 최소일 때 계산되는 전력 손실을 Table 2에서 정리한 Normal Mode에서의 IM 성분에 할당된 전력 비율과 비교하는 것으로 하였다. 전력 편차가 최소일 때 선별된 이동량 파라미터를 Eq. (5)에 대입하여 생성한 다중화 신호의 성상도는 Fig. 4로, Normal Mode와의 비교 결과는 Table 3에 정리하였다.

Fig. 4는 직접 중첩 신호를 구성하는 각 신호 성분에 할당된 전력 비율이 GPS Normal Mode 중 SVN G063에서의 비율을 따르는 경우의 CEMCT 성상도를 보여준다. Fig. 4로부터 성상도 최적화에서 CE 특성 판정식을 만족하는 이동량 파라미터가 선별된다면 그룹 1과 2에 속한 모든 성상도가 동심원 상으로 이동됨으로써 CE 특성을 보장할 수 있음을 알 수 있다. Table 3에서 정리한 결과로부터 직접 중첩 신호 성분에 할당된 전력 비율이 Normal Mode의 SVN에서의 비율을 모사하는 모든 경우에 대하여 전력 편차가 일부 허용된다면 CEMCT에서의 IM 성분이 CASM과 비교하여 작게 나타남을 확인할 수 있다. 구체적으로 SVN G063을 모사하는 경우는 허용 전력 편차 0.0048 dB에서 약 2.06%의 최대 전력 효율 상승을, SVN G071을 모사하는 경우는 허용 전력 편차 0.0988 dB에서 약 1.05%의 최소 전력 효율의 상승을 기대할 수 있다.

5. CONCLUSIONS

본 논문에서는 KPS 다중 위성항법 신호의 Flex power 적용을 위한 CEMCT의 구현 방법을 서술하고 성상도 최적화 결과를

분석하였다. 최적화 결과의 분석을 위해 직접 중첩 신호를 구성하는 각 신호 성분에 할당된 전력 비율이 GPS Normal Mode를 모사하는 것으로 가정하였으며 CEMCT와 CASM을 허용 전력 편차와 전력 손실 측면에서 비교하였다. 최적화 결과 비교에서 CEMCT 적용 시 0.1 dB 이하의 전력 편차가 허용된다면 최대 약 2.06%의 전력 효율의 개선이 있음을 확인하였다. 이러한 결과로 볼 때 KPS 신호의 다중화 기법으로 CEMCT가 채용된다면 다중화 신호의 CE 특성을 보장함과 동시에 Flex power를 구현할 수 있으며 전력 손실을 줄여 위성탐재 전력 증폭기의 효율적인 운용을 기대할 수 있을 것이다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 논문은 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국항공우주연구원 “한국형 위성항법 및 미래 항공교통관리 기반 기술 연구”의 지원을 받아 수행되었음.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, Shin, J.H. and Ahn, J.M.; methodology, Shin, J.H. and Ahn, J.M.; software, Shin, J.H.; validation, Joo, J.M., Lim, D.W. and Ahn, J.M.; formal analysis, Shin, J.H.; investigation, Shin, J.H.; resources, Shin, J.H.; data curation, Shin, J.H.; writing—original draft preparation, Shin, J.H.; writing—review and editing, Ahn, J.M.; visualization, Shin, J.H.; supervision, Ahn, J.M.; project administration, Joo, J.M. and Lim, D.W.; funding acquisition, Joo, J.M. and Lim, D.W.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

An, C.-Y. & Ryu, H.-G. 2016, BER Performance Comparison and Evaluation of 5G Candidate Waveforms Based on DFT Spreading under the Nonlinear HPA, JKICS, 41, 415-423. <https://doi.org/10.7840/kics.2016.41.4.415>

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, Jan 25-27, 1999, pp.649-660.

Lee, J.-W., Kim, J.-B., Kim, K.-J., Song, K.-W., & Ahn, J.-M. 2015, Navigation Signals Based on Orthogonal Tiered Polyphase Code, JPNT, 4, 97-105. https://doi.org/10.1007/978-94-007-5444-4_10

org/10.11003/JPNT.2015.4.3.097

Joo, J.-M. & Heo, M.-B. 2020, Feasibility study on Korea Positioning System, Proceedings of Symposium of the Korean Institute of communications and Information Sciences, Yong Pyong, 5-7 Feb 2020, pp.937-938

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>

Steigenberger, P., Tholert, S., & Montenbruck, O. 2019, Flex power on GPS Block IIR-M and IIF, GPS Solutions, 23, Article number: 8. <https://doi.org/10.1007/s10291-018-0797-8>

United Nations Office for Outer Space Affairs 2016, Current and Planned Global and Regional Navigation Satellite Systems and Satellite-based Augmentations Systems, in International Committee on Global Navigation Satellite Systems (ICG) (New York: United Nations), pp.3-54. <http://doi.org/10.18356/0479a5d7-en>

Yao, Z. & Lu, M. 2017, Signal Multiplexing Techniques for GNSS: The Principle, Progress, and Challenges Within a Uniform Framework, IEEE Signal Processing Magazine, 34, 16-26. <https://doi.org/10.1109/MSP.2017.2713882>

Ye, H., Jing, X., Liu, L., Hao, S., & Yu, B. 2019, Analysis of the Multiplexing Method of New System Navigation Signals of GPS III First Star L1 Frequency in China's Regional, Sensors (Basel), 19, 5360. <https://doi.org/10.3390/s19245360>



Janghwan Shin is a Ph.D. candidate with the Department of Radio Science and Information Communication Engineering at Chungnam National University in Korea, He received B.S. and M.S. degrees in Radio Science and Information Communication Engineering from Chungnam National

University in 2019 and 2021, respectively. His research interests include GNSS signal design, multiplexing and anti-jamming technologies.



Jung-Min Joo received Ph.D. degree in Aerospace Engineering from 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.



Deok Won Lim received Ph.D. degree in Electronics Engineering from Chungnam National University in 2011. He is now working in Korea Aerospace Research Institute. His research interests include GNSS receiver design and anti-jamming technologies.



Jae Min Ahn received Ph.D. degree in Electrical and Electronic from KAIST in 1994. He is currently a Professor in the Department of Radio Science and Information Communication Engineering at Chungnam National University, Daejeon, Korea. His research interests include Physical session of Next-

Generation mobile communication and Radio Resource management.