JPNT 13(2), 207-213 (2024)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2024.13.2.207

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

하다마드 코드로 직교 변조된 위성항법 보강 신호의 프레임 경계 획득 성능 분석

신장환[1], 노재희[2], 안재민[1†]

Analysis of Frame Boundary Detection Performance for A Satellite Navigation Augmentation Signal Orthogonally Modulated Using Hadamard Code

Janghwan Shin[1], Jae Hee Noh[2], Jae Min Ahn[1†]

[1]Department of Radio Science and Information Communication Engineering, Chungnam National University, Daejeon 34134, Korea
[2]Korea Aerospace Research Institute, Daejeon 34133, Korea

ABSTRACT

This paper examines the frame boundary detection performance for a satellite navigation augmentation signal orthogonally modulated with Hadamard code to determine the number of message preamble bits. Simulation results show that, even in weak signal environments, designing the message preamble with 32 bits is recommended for achieving stable frame boundary detection.

Keywords: satellite, navigation, augmentation, Hadamard, preamble
주요어: 위성, 항법, 보강, 하다마드, 프리앰블

1. INTRODUCTION

최근 위성항법시스템은 기존 측위를 위한 항법 데이터 전송 이외에 보다 정밀한 위치 해를 제공하기 위한 부가 데이터 전송이 가능하도록 진화하고 있다 (Choy et al. 2013, 2015).

정밀 위치해는 정밀단독측위 (Precise Point Positioning) 알고리즘을 사용하여 추정되며 해당 기능을 제공하는 대표적인 예로는 준천정위성시스템 (Quasi-Zenith Satellite System, QZSS)의 L-band EXperimental (LEX)와 Galileo의 High Accuracy Service (HAS)가 있다 (Cabinet Office 2018, European Union 2022, 2023). QZSS의 LEX는 L6 대역에서 L6E 메시지 프레임에 부가 데이터를 실고 심볼 당 8 비트로 순환천이변조 (Cyclic Shift Keying, CSK) 변조하여 L62를 전송한다. Galileo의 HAS는 E6 대역에서 Civil Navigation (CNAV) 페이지에 부가 데이터를 싣고 이진위상천이변조 (Binary Phase Shift Keying) 변조하여 E6-B를 전송한다. 다른 예로는 초정밀 보강 신호를 전송하기 위해 부가 데이터가 실린 메시지 비트를 하다마드 (Hadamard) 코드 기반으로 직교 변조하는 방식이 제안되었다 (Ahn 2017). 이 방식은 QZSS LEX가 CSK 변조에서 사용하는 기본 확산 코드의 길이가 상대적으로 길어 심볼의 복조 시 긴 칩 단위의 누적 연산이 요구되는 문제를 해결하면서도 동일한 심볼 복조 성능을 보이는 특징이 있다 (Shin et al. 2020).

한편, 수신기는 위성항법 신호의 데이터 복조를 하기 전 메시지 프레임 경계의 기준 타이밍을 먼저 획득해야 한다 (Kaplan & Hegarty 2017). 이를 위해 항법위성은 메시지 프레임 앞 부분에 프리앰블 비트를 실어 전송한다. LEX는 RS 부호화된 2,000 비트의 L6E 메시지 프레임 앞 헤더에 32 비트를, HAS는 Convolution 부호화된 1,000 비트의 CNAV 페이지 앞 헤더에 16 비트를 사용한다.

본 논문에서는 하다마드 코드 기반으로 직교 변조된 초정밀 보강 신호의 메시지 프레임 경계를 찾기 위해 필요한 프리앰블 비트 수를 제시한다. 서론에 이어 2장에서는 하다마드 코드 기반으로 직교 변조된 초정밀 보강 신호의 생성 방법을 서술한다. 3장에서는 초정밀 보강 신호의 프리앰블 비트 수에 따른 프레임 경계 획득 방법과 획득 성능의 분석 방법을 서술한다. 4장에서는 성능 분석 결과를 토대로 적절한 성능을 보이는 프리앰블 비트 수를 제시하고 5장에서 결론을 맺는다.

Received May 13, 2024 **Revised** May 23, 2024 **Accepted** Jun 03, 2024

†**Corresponding Author** E-mail: jmahn@cnu.ac.kr

Creative Commons Attribution Non-Commercial License (https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

Copyright © The Institute of Positioning, Navigation, and Timing

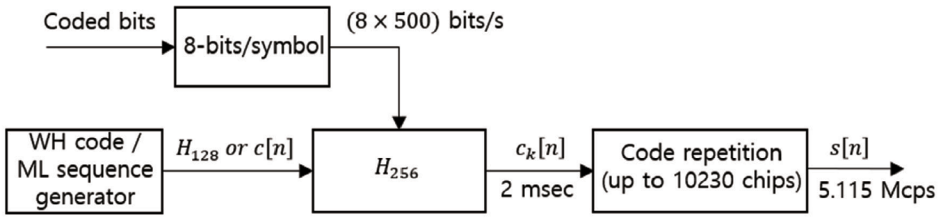

Fig. 1. Block diagram of augmentation signal transmitter.

2. ORTHOGONALLY MODULATED SIGNAL WITH HADAMARD CODE

하다마드 코드로 직교 변조된 보강 신호는 5.115 Mcps의 칩률(chip rate)를 갖기 위해 주기 2 msec의 심볼을 길이 10,230 칩으로 확산시켜 초당 500 심볼로 전송한다. 데이터 전송 속도는 초정밀 위치해 제공을 위해 일반적인 항법 신호의 전송 속도인 50-150 bps가 아닌 4,000 bps의 고속의 데이터 전송이 가능하도록 설계된다. 이를 위해 오류정정부호가 적용된 이진 비트열 중 8 비트를 묶어 하나의 심볼로 표현한다. 심볼의 확산은 8 비트가 갖는 [0,255] 범위의 십진수 인덱스로 하다마드 행렬의 행 코드를 선택하고 이를 10,230 칩 길이에 맞게 반복 및 부분 반복 전송하여 이루어진다. 하다마드 행렬의 크기는 256×256이며 매 심볼마다 선택된 길이 256의 행 코드는 39번의 반복과 1번의 부분 반복을 통해 길이 10,230에 맞추어 전송된다. 이 때, 부분 반복은 행 코드의 첫 요소부터 246번 요소까지 전송된다.

하다마드 행렬은 월시-하다마드 (Walsh-Hadamard, WH) 코드와 최대길이 (Maximum Length, ML) 수열 기반의 순환-하다마드 (Cyclic-Hadamard, CH) 코드를 통해 정의할 수 있다. WH, CH 행렬은 Eqs. (1-2)과 같이 정의한다 (Pratt 2001, Song 2003).

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$H_{2M} = \begin{bmatrix} H_M & H_M \\ H_M & -H_M \end{bmatrix}$$

$$H_{256} = \begin{bmatrix} H_{128} & H_{128} \\ H_{128} & -H_{128} \end{bmatrix} = C \quad (1)$$

$$H_{256} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & x[0] & x[1] & x[2] & \cdots & x[254] \\ 1 & x[254] & x[0] & x[1] & \cdots & x[253] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & x[1] & x[2] & x[3] & \cdots & x[0] \end{bmatrix} = C \quad (2)$$

WH, CH 행렬 H_{256}의 각 행 코드는 코드 집합 $C \triangleq (c_0, c_1, \cdots, c_{255})^T$에서 심볼의 확산마다 선택되는 코드 $c_k[n]$ $(0 \le k, n<256)$를 나타낸다. 여기서 k는 행렬 H_{256}의 행 인덱스이며 행 인덱스에 대응되는 256개의 서로 다른 코드들은 서로 간의 직교성이 보장되기 때문에 직교 변조 코드라 할 수 있다. WH 행렬의 행 코드는 Eq. (1)의 규칙에 따라 정의할 수 있는 반면, CH 행렬의 행 코드를 정의하기 위해서는 ML 수열이 사용된다. 여기서 ML 수열 $x[n]$=±1 $(0 \le n<255)$은 8차 원시다항식 (primitive polynomial)에 따른 선형쉬프트레지스터 (linear feedback shift register)로 생성한 길이 255의 수열이다. Fig. 1은 지금까지 서술한 내용을 토대로 생성한 보강 신호 $s[n]$ $(0 \le n < 10230)$의 생성 과정을 나타낸다.

송신기는 오류정정부호가 적용된 8 비트를 묶어 심볼로 표현하기 때문에 프리앰블 비트 수는 8의 배수를 갖는다. 예를 들어 LEX와 같이 프리앰블을 32 비트로 전송한다면 송신기는 하나의 메시지 프레임 안에 4개의 프리앰블 심볼을 전송하게 된다.

3. FRAME BOUNDARY DETECTION

3.1 Received Signal Model and Detection Method

보강 신호의 프리앰블 비트 수 구성에 따른 메시지 프레임 경계 획득 성능을 분석하기 위해 몇 가지 수신 환경을 가정한다. 프레임 경계를 획득하는 동기화 과정은 수신기에서 신호 획득 및 추적과 비트 동기화까지 수행된 이후 이루어진다. 따라서 프레임 경계 획득 시 수신 신호에는 코드 위상 옵셋 (code phase offset), 도플러 효과로 인한 주파수 옵셋 (frequency offset due to doppler effect), 반송파 위상 옵셋 (carrier phase offset)이 제거된 것으로 간주한다. Eq. (3)은 수신 신호를 나타낸다.

$$r[n] = \sqrt{P}s[n] + w[n] \ (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (3)$$

여기서 $s[n]$은 2장에서 서술한 보강 신호를 나타내고 $\sqrt{P}$는 신호의 크기 (amplitude)로서 신호의 전력은 P가 된다. $w[n]$은 가산성 백색잡음 (additive white gaussian noise)의 통계적 특성을 따르는 열잡음으로 $w \sim N(0, \sigma_w^2)$의 분포를 가진다 (Proakis & Salehi 2008).

프레임 경계 동기화 단계에서는 위에서 가정한 수신 환경을 고려하여 Eq. (4)와 같이 수신 신호에 대한 동기식 누적 (coherent integration)을 적용한다.

$$T = \left| \frac{1}{N} \frac{1}{10230} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{10229} r[k \cdot 10230 + n] \dot{c}_k[n] \right|^2 \quad (4)$$

여기서 N은 프리앰블 심볼의 개수이고 $\dot{c}_k[n]$는 송신기가 k번째 프리앰블 심볼을 확산할 때 전송한 길이 10,230의 코드로서 수신기에서는 동기식 누적을 위한 참조 코드로 사용한다.

수신기는 심볼의 한 주기인 10,230 칩 구간 동안 수신 신호와 참조 코드의 상관연산을 수행한다. 일반적으로 위성항법 신호의

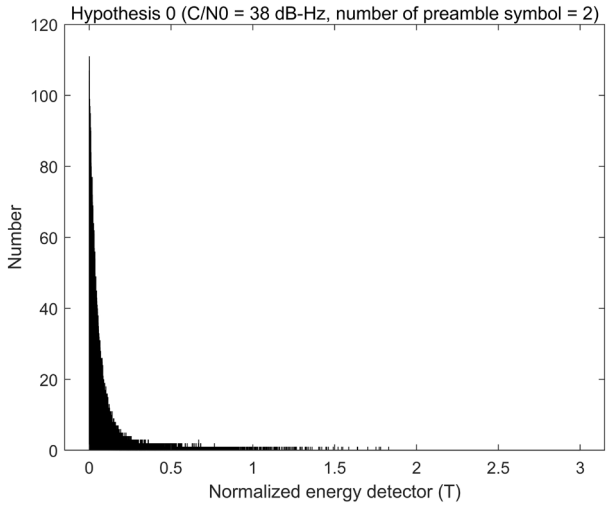

Fig. 2. Histogram of T under the null hypothesis.

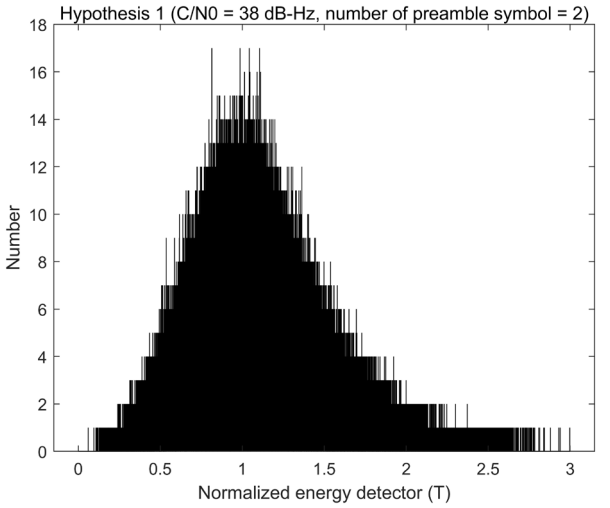

Fig. 3. Histogram of T under the alternative hypothesis.

획득 단계에서는 누적 길이가 주파수 오차의 탐색 간격에 의해 제한되지만 앞서 설명한 바와 같이 수신 신호에 주파수 옵셋이 없는 것으로 가정하였기에 누적 길이를 심볼의 한 주기로 설정하였다. 수신기는 이러한 상관연산의 과정을 프리앰블 심볼의 개수만큼 반복하여 N개의 상관 값을 누적한다. T는 동기식 누적 이후 계산된 에너지이며 수신기는 이를 획득 임계값 (threshold)과 비교하여 프레임 경계의 획득 여부를 판정한다. 여기서는 이후의 분석의 편의를 위해 길이 N·10230으로 정규화된 값으로 나타내었다.

3.2 Methodology for Deriving False Alarm and Missing Probability

프레임 경계 획득 성능을 분석하기 위해서는 정규화된 에너지 T의 통계적 특성 조사가 필요하다. 여기서는 Eq. (4)의 동기식 누적 및 에너지 계산 상황을 네이먼-피어슨 검정 (Neyman-Pearson's test)에 준거한 2가지 가설로 구분하여 T의 통계적 특성을 살펴본다 (Foucras et al. 2014). 첫 번째는 귀무가설 (null hypothesis) H_0이다. 귀무가설은 Eq. (4)의 누적 구간에서 프리앰블 심볼 N개의 동기가 맞지 않는 상황을 가정한다. 이 경우 대부분의 경우 프레임 경계를 획득할 수 없지만 간혹 귀무가설에서 계산된 T가 획득 임계값보다 큰 값을 가져 프레임 경계를 획득한 것으로 오경보 (false alarm) 판정을 내릴 수도 있다. 두 번째는 대립가설 (alternative hypothesis) H_1이다. 대립가설은 귀무가설과 달리 누적 구간에서 프리앰블 심볼 N개의 동기가 일치하는 상황을 가정한다. 수신기는 이 경우에 한정하여 프레임 경계를 정상적으로 획득할 수 있으며 여기서도 T가 획득 임계값보다 작아져 미검출 (missing)의 판단을 내릴 가능성이 있다. 오경보와 미검출의 가능성은 랜덤변수 T의 분포로부터 이해할 수 있다. Figs. 2와 3은 각각 귀무가설과 대립가설에서의 랜덤변수 T의 히스토그램 (histogram)을 보여준다.

Fig. 2로부터 귀무가설에서의 T는 0에 가장 많이 분포하고 T의 값이 증가함에 따라 현저히 적은 분포를 보임을 알 수 있다. Fig. 3에서는 대립가설에서의 T가 1을 중심으로 퍼져있는 것을 알 수 있다. 오경보와 미검출의 판정 가능성을 이해하기 위한 예로서 획득 임계값을 0.5로 설정한다면 Fig. 2로부터 수신기는 대부분의 경우 T가 0.5 보다 작기 때문에 프레임 경계를 획득하지 못하였다고 판정하지만 간혹 T의 값이 0.5 보다 크게 나타나는 상황에서 오경보의 판정을 내리게 된다. 이와 반대로 Fig. 3에서의 T는 대부분 0.5 보다 큰 값을 갖지만 그렇지 못한 상황에 대하여 미검출의 판정을 내리게 된다. 이와 같이 오경보와 미검출의 발생 확률은 각 가설에서의 랜덤변수 T의 분포와 설정한 임계값에 의존하여 도출된다.

프레임 경계 획득 성능의 분석은 다음과 같이 이루어진다. 먼저 귀무가설에서 계산된 랜덤변수 T의 분포를 이용하여 오경보 확률과 획득 임계값을 설정한다. 오경보 확률은 랜덤변수 T의 상보누적함수 (Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF)이며 임계값은 주어진 오경보 확률을 출력하는 랜덤변수 T의 순시 값으로 계산할 수 있다. Eqs. (5-6)는 주어진 오경보 확률에 대한 획득 임계값을 구하는 과정을 설명한다.

$$P_{FA}(t_{th}) = 1 - F_T(t_{th}) \tag{5}$$

$$t_{th} = {F_T}^{-1}\left(1 - P_{FA}(t_{th})\right) \tag{6}$$

여기서 F_T는 귀무가설에서의 T의 분포로부터 얻어진 CDF이고 $P_{FA}(t_{th})$는 임계값 t_{th}로 계산되는 오경보 확률을 의미한다. 임계값을 구하는 과정은 Eq. (6)에 나타난 것처럼 비선형 방정식의 해를 구하는 문제로 귀결되며, 이 경우 귀무가설에서의 T가 이미 알려진 특정 분포로 규정되는 경우에 한하여 해를 구할 수 있다. 다만, 본 논문에서 다루는 귀무가설에서의 T는 정규 (normal) 분포와 이항 (binomial) 분포가 혼재하는 형태로서 특정 분포로 규정되지 않는다. 따라서 본 논문에서는 임계값을 구하기 위해 해석적 방식으로 비선형 방정식의 해를 구하는 것이 아닌 경험적 방식의 전산 실험을 진행하였다. 임계값이 얻어지면 대립가설에서는 T의 분포로부터 얻어진 CDF에 임계값을 인자로 사용하여 미검출

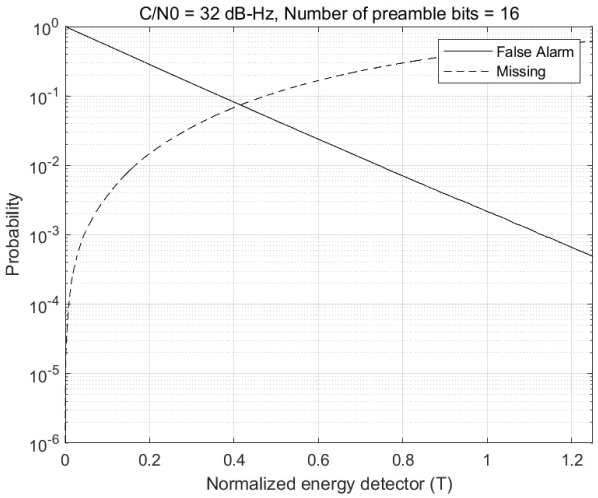

Fig. 4. False alarm and missing rate for 16 preamble bits.

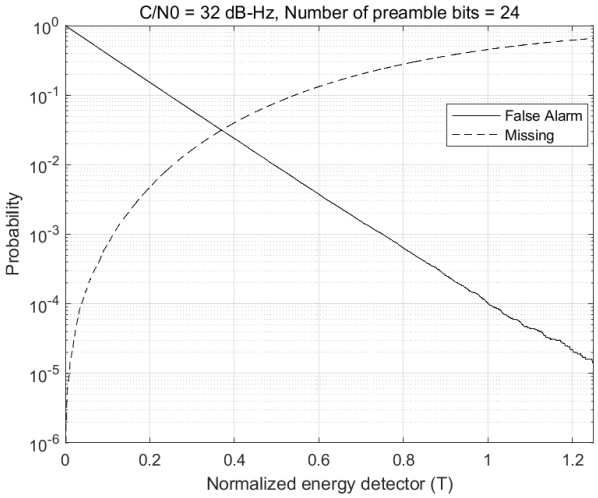

Fig. 5. False alarm and missing rate for 24 preamble bits.

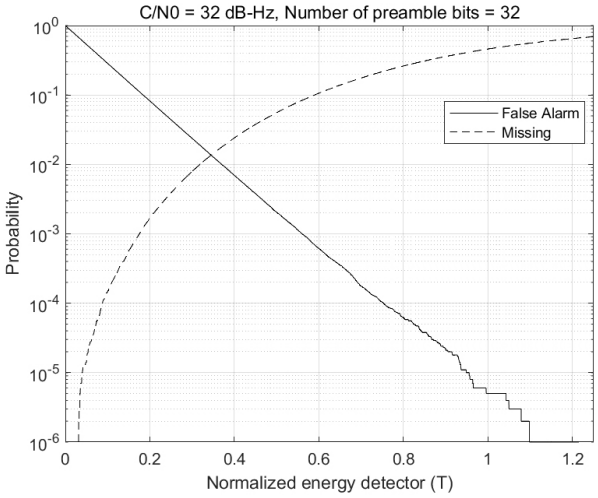

Fig. 6. False alarm and missing rate for 32 preamble bits.

확률을 계산한다. Eqs. (7-8)은 미검출 확률과 이로부터 얻어지는 프레임 경계 획득 확률의 계산식을 나타낸다.

$$P_M(t_{th}) = F_T(t_{th}; 2, \lambda) \tag{7}$$

$$P_D(t_{th}) = 1 - P_M(t_{th}) \tag{8}$$

$P_M(t_{th})$은 임계값에서 계산되는 미검출 확률을, $P_D(t_{th})$는 프레임 경계 획득 확률을 나타낸다. 여기서 주목할 점은 Eq. (7)로부터 미검출 확률의 계산 시 대립가설에서의 T의 CDF를 규정하는 인자로서 임계값 외 두 가지 다른 인자, '2'와 λ가 있음을 알 수 있다. Fig. 3으로부터 대립가설에서의 T의 분포는 평균이 0이 아닌 비중심 카이제곱 (non-central chi-square) 분포임을 알 수 있는데, '2'와 λ는 이 분포를 정의하는 인자로서 각각 자유도 (degrees of freedom)와 비중심 모수 (non-centrality parameter)를 의미한다 (Johnson et al. 1995). 자유도는 동기식 누적을 하기 때문에 '2'로 고정되며 비중심 모수는 Eq. (9)와 같이 결정된다.

$$\lambda = \left|\frac{1}{N}\frac{1}{10230}\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{n=0}^{10229}\sqrt{P}c_k[n]c_k[n]\right|^2 = \left|\frac{1}{N}\frac{1}{10230}10230\sqrt{P}N\right|^2 = P \tag{9}$$

4. SIMULATION RESULTS

하다마드 코드로 직교변조된 위성항법 보강 신호의 메시지 프레임 경계 획득 성능을 프리앰블 비트 수의 변화에 따라 분석하였다. 성능 분석을 위한 보강 신호의 설계 파라미터는 2장에서 서술한 내용을 바탕으로 설정하였다. 여기서 직교 변조 코드는 CH 행렬을 통해 생성하였다. WH 행렬을 통해서도 직교 변조 코드를 생성할 수 있지만, 두 행렬의 행 코드들은 모두 직교성을 지니기 때문에 동기식 누적의 길이가 같다면 동일한 프레임 경계 획득 성능을 제공한다. 따라서 4장에서는 CH 행렬을 통한 직교 변조 코드의 생성만을 고려하였다. 프레임 경계 획득을 위한 수신기 구조는 3.1절에서 서술한 동기식 누적 및 에너지 계산 알고리즘을 적용하였으며 이 때, 수신 신호에는 코드 위상 옵셋, 주파수 옵셋, 반송파 위상 옵셋이 없는 것으로 가정하였다. 또한, 획득 성능은 3.2절에서 서술한 오경보 및 미검출 확률의 계산을 통해 얻어지는 프레임 경계 획득 확률로 제시하였다. 다만, 3.2절에서 언급하였듯이 임계값을 구하는 과정에서 귀무가설에서의 T의 CDF 및 CCDF를 얻기 위해 몬테-카를로 (Monte-Carlo) 방식의 시뮬레이션을 수행하였다. Figs. 4-6은 반송파 대 잡음 전력 밀도비 (Carrier to Noise Density Ratio, C/No) 32 dB-Hz에서 프리앰블 비트 수에 따른 오경보 확률과 미검출 확률을 보이고 있다.

Figs. 4-6으로부터 프리앰블 비트 수의 증가에 따른 미검출 확률을 비교하기 위해서는 세 가지 경우에 대하여 모두 동일한 오경보 확률을 두고 비교해야 한다. 오경보 확률을 10^{-3}으로 설정한 경우 프리앰블 비트 수 16, 24, 32에 따른 미검출 확률은 차례대로 53.63%, 23.95%, 8.3%로 관찰된다. 이를 통해 프리앰블 비트 수의 증가는 미검출 확률의 감소 효과를 가져옴을 확인할 수 있다. 여기서 만약 오경보 확률을 10^{-4}로 낮추면 프리앰블 비트 수 16, 24,

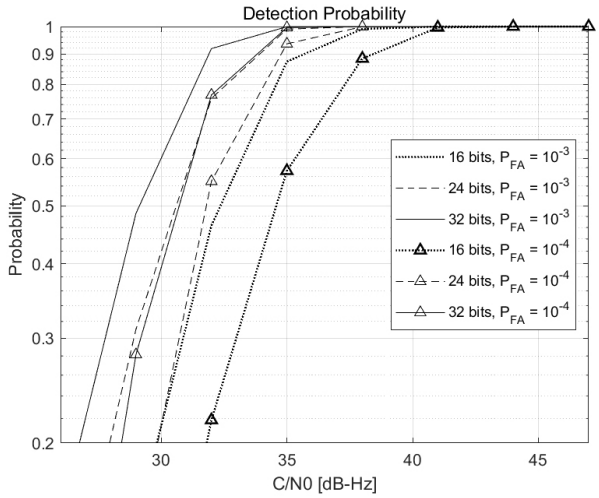

Fig. 7. Frame boundary detection probabilities.

Table 1. Frame boundary detection probabilities at C/No of 34 dB-Hz.

False alarm	Frame boundary detection probability (%)		
	16 bits	24 bits	32 bits
10^{-3}	70.75	90.56	97.18
10^{-4}	41.55	78.35	91.35

32에 따른 미검출 확률이 차례대로 77.29%, 46.33%, 22.63%로 증가하게 된다. 이는 획득 임계값을 증가시키면 귀무가설에서 발생하는 오경보의 가능성은 낮출 수 있는 대신 대립가설에서 계산된 에너지가 증가된 임계값을 넘지 못하는 상황이 더 빈번하게 발생하기 때문이다. 이처럼 오경보와 미검출 확률은 서로 trade-off의 관계를 가지고 있다.

한편, 보강 신호는 기존 항법신호와 달리 높은 데이터 전송속도로 인하여 수신 C/No 품질이 좋은 환경에서 동작하는 것을 가정하여야 한다. 실례로 Hoang-Van et al. (2016)에서는 보강 신호의 대표적인 예인 LEX의 수신 C/No가 약 45 dB-Hz 이상의 우수한 품질로 측정됨을 확인하였다. 그러나 보강 신호의 서비스 범위 확장에 대한 요구가 증가할 경우 낮은 수신 C/No 환경에서의 보강신호 수신 가능성과 정상 동작에 대한 요구도 커지게 된다. 따라서 프레임 경계 획득 성능을 보강 신호의 실제 운용 환경에 맞게 C/No의 동작범위를 증가시켜 확인할 필요가 있다. Fig. 7은 C/No 변화에 따른 프레임 경계 획득 확률을 보이고 있다.

Fig. 7로부터 40 dB-Hz 이상의 C/No 환경에서는 오경보 확률과 프리앰블 비트 수에 관계없이 99% 이상의 획득 확률을 보임을 알 수 있다. 그러나 낮은 C/No에서는 프리앰블 비트 수가 작아지면 획득 성능이 보장되지 않음을 보이고 있다. 이처럼 C/No 동작 범위에 대하여 프레임 경계 획득 성능이 다르기 때문에 프리앰블 비트 수 결정을 위해서는 먼저 최소 C/No의 설정이 필요하다. 여기서는 보강 신호가 초기 서비스 단계에서와는 달리 추후 수신기 처리 기술의 개선에 힘입어 낮은 C/No 환경에서도 서비스 제공이 가능해질 것을 예상하여 최소 요구되는 C/No를 약 34 dB-Hz로 가정하였다. 오경보 확률의 경우는 프레임 경계의 획득이 앞서 2장에서 서술한 바와 같이 메시지 비트의 동기까지 완료된 이후 수행되기 때문에 실제로 오경보의 가능성을 크게 우려하지 않아도 될 것으로 예상된다. Table 1은 오경보 확률 10^{-3}과 10^{-4}에서 프리앰블 비트 수에 따른 프레임 경계 획득 확률 P_D을 정리한 것이다.

Table 1로부터 오경보 확률 10^{-3}에서는 프리앰블 비트 수를 24로, 10^{-4}에서는 32로 설계하면 90% 이상의 획득 확률을 보임을 알 수 있다. 이는 프레임 경계 획득 시도에서 약 10%의 확률로 미검출 판정이 내려짐을 의미하며 수신기는 이어지는 다음 프레임 주기 내에서 두 번째 프레임 경계 획득을 시도한다. 이 때, 두 번째 프레임이 지나는 동안의 획득 성능을 누적 획득 확률 $\bar{P}_2=P_D+(1-P_D)\cdot P_D$로 평가할 수 있으며, 이를 n 번째 프레임까지 확장하면 Eq. (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{P}_n = P_D + (1-P_D)P_D + (1-P_D)^2P_D + \cdots + (1-P_D)^{n-1}P_D \quad (10)$$

Eq. (10)으로 보았을 때, 프레임 주기를 많이 사용할수록 누적 획득 확률 $\bar{P}_n$이 개선됨을 알 수 있으나, 보강 신호의 특성상 짧은 시간 동안 많은 양의 데이터가 전달되어야 한다는 측면에서 프레임 경계 획득까지의 소요시간(Time To Frame Detection, TTFD)이 계속 늘어나는 것은 바람직하지 않다. 따라서, 본 논문에서는 적어도 두 번째 시도 내에서 누적 획득 확률이 99% 이상이 되는 조건으로 프리앰블 비트 수를 결정하고자 한다. 가정한 조건을 만족하기 위해서는 첫 시도에서의 프레임 경계 획득 확률 P_D가 0.9보다 커야 하며 Table 1로부터 오경보 확률 10^{-3}과 10^{-4}에서 각각 프리앰블 비트 수를 24, 32 이상으로 설계하면 두 번째 시도만에 99% 이상의 누적 획득 확률이 달성됨을 알 수 있다. 지금까지의 결과를 종합적으로 볼 때, 미약 신호 환경에서도 프레임 경계를 보다 짧은 TTFD 내에서 안정적으로 획득하기 위해서는 보강 신호의 프리앰블 비트 수를 24 이상으로 설계하는 것이 적절해 보인다. 다만, 오경보의 발생 가능성을 10^{-4}으로 제한한다면 32 비트 이상의 설계가 요구된다. 프리앰블 비트 수가 32로 늘어나면 전체 메시지 프레임 중 데이터 전송을 위한 비트 수는 감소되기 때문에 부호율이 증가되어 비트오류확률 (bit error rate) 성능이 열화될 가능성이 있다. 그러나 LEX의 L6E처럼 메시지 프레임을 2,000 비트 이상으로 설계할 경우 부호율의 증가 정도가 크지 않기 때문에 프리앰블 비트 수를 32로 설계함에 있어 무리가 없을 것으로 예상한다.

5. CONCLUSION

본 논문은 하다마드 코드로 직교 변조된 위성항법 보강 신호의 메시지 프리앰블 비트 수 결정을 위한 프레임 경계 획득 성능을 분석하였다. 이를 위해 보강 신호의 생성 및 프레임 경계 획득 알고리즘을 서술하였다. 획득 성능은 주어진 오경보 확률 조건에서 획득 임계값을 결정하고 해당 임계값으로 도출한 미검출 및 획득 확률로 제시하였다.

분석 결과를 통해 프리앰블 비트 수를 32로 설계하면 미약 신호 환경에서도 두 번의 프레임 경계 획득 시도만으로 99% 이상의 누적 획득 확률을 달성함을 확인하였다. 이러한 결과로 볼 때, 짧은 TTFD 내에서 보강 신호의 프레임 경계 획득을 안정적으로 보

장하기 위해서는 프리앰블을 32 비트로 설계하는 것이 권고된다.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

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

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Ahn, J.-M. 2017, Walsh-Hadamard Code-based Orthogonal Modulation Scheme for Higher-Rate Data Transmission from Navigation Satellites, Journal of Institute of Control, Robotics ans System, 23, 699-704. https://doi.org/10.5302/J.ICROS.2017.17.0120

Cabinet Office 2018, Quasi-Zenith Satellite System Interface Specification Centimeter Level Augmentation Service, IS-QZSS-L6-001

Choy, S., Harima, K., Li, Y., Choudhury, M., Rizos, C., et al. 2015, GPS Precise Point Positioning with the Japanese Quasi-Zenith Satellite System LEX Augmentation Corrections, Journal of Navigation, 68, 769-783. https://doi.org/10.1017/S0373463314000915

Choy, S., Harima, K., Li, Y., Wakabayashi, Y., Tateshita, H., et al. 2013, Real-Time Precise Point Positioning Utilising the Japanese Quasi-Zenith Satellite System (QZSS) LEX Corrections, In Proceedings of the International Global Navigation Satellite Systems Society IGNSS Symposium 2013, Gold Coast, Australia, 16-18 July 2013. pp.1-15.

European Union 2022, Galileo High Accuracy Service Signal-In-Space Interface Control Document, HAS SIS ICD, Issue 1.0

European Union 2023, Galileo Open Service Signal-In-Space Interface Control Document, OS SIS ICD, Issue 2.1

Foucras, M., Julien, O., Macabiau, C., & Ekambi, B. 2014, Detailed Analysis of the Impact of the Code Doppler on the Acquisition Performance of New GNSS Signals, In Proceedings of the 2014 International Technical Meeting of The Institute of Navigation, San Diego, California, 27-29 Jan 2014, pp.513-524. https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=11520

Hoang-Van, H., Thanh, T. N., & The, V. L. 2016, An Evaluation of Precise Point Positioning using QZSS LEX Signal in Vietnam, 2016 3rd National Foundation for Science and Technology Development Conference on Information and Computer Science (NICS), Danang, Vietnam, 14-16 Sep 2016, pp.234-239. https://doi.org/10.1109/NICS.2016.7725657

Johnson, N. L., Kotz, S., & Balakrishnan, N. 1995, Continuous Univariate Distributions, vol.1, 2nd ed. (Hoboken, NJ: John Wiley & Sons Inc.).

Kaplan, E. D. & Hegarty, C. J. 2017, Understanding GPS/GNSS: Principles and Applications, 3rd ed. (Boston: Artech House Inc.).

Pratt, W. K. 2001, Digital Image Processing, 3rd ed. (New York: John Wiley & Sons).

Proakis, J. & Salehi, M. 2008, Digital Communications, 5th ed. (New York: McGraw-Hill).

Shin, J.-H., Lim, D.-W., & Ahn, J.-M. 2020, Orthogonal Modulation Scheme Based on Maximum Length Sequence for Transmission of Centimeter-Level Augmentation Signals from Navigation Satellites, Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences, 45, 1056-1064. https://doi.org/10.7840/kics.2020.45.6.1056

Song, H.-Y. 2003, Wiley Encyclopedia of Telecommunications: Feedback Shift Register (New York: John Wiley & Sons Inc.). https://doi.org/10.1002/0471219282

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 from Chungnam National University in 2019 and 2021, respectively. His research interests include GNSS signal design and multiplexing technologies.

Jae Hee Noh recently works as a senior researcher at Korea Aerospace Research Institute (KARI). She received B.S., M.S. and Ph.D. degrees from Chungnam National University, Department of Electronic Engineering in 2017, 2019 and 2022. Her research interests include designing the satellite navigation signal, GNSS receiver, anti-spoofing techniques and navigation message authentication.

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 in Korea. His research interests include Physical session of next-generation mobile communication and Radio resource management.