http://www.ipnt.or.kr
Print ISSN : 2288-8187 Online ISSN : 2289-0866

iThenticate
Professional Plagiarism Prevention

Journal of Positioning, Navigation, and Timing

Vol. 15. No. 3 September 2026



The Institute of Positioning, Navigation, and Timing

JOURNAL OF POSITIONING, NAVIGATION, AND TIMING

Volume 15 Number 3 September 2026

· **Published by** The Institute of Positioning, Navigation, and Timing
· **Published on 15 September 2026**

· **Year of launching (history)** October 2012
· **Frequency** Quarterly
· **Quality of a text paper** Acid-free paper

· **Office Address**
The Institute of Positioning, Navigation, and Timing
#709 Twin City Namsan, 366, Hangang-daero, Yongsan-gu, Seoul 04323, Republic of Korea
TEL. +82-2-704-5681 / FAX. +82-2-790-5681 / http://www.ipnt.or.kr

· **Manuscript Editor** Nam Hae Jeong
· **Design & Printing** BTN Published Co.

· **Copyright © The Institute of Positioning, Navigation, and Timing**
Copyright 2026. The Institute of Positioning, Navigation, and Timing All Rights Reserved.

♾ This paper meets the requirements of KS X ISO 9706, ISO 9706-1994 and ANSI/NISO Z39.48-1992 (Permanence of paper).

This work is supported by the 'Lottery Fund' of the 'Ministry of Strategy and Finance' and the 'Science and Technology Promotion Fund' of the 'Ministry of Science and ICT', contributing to the realization of social value and the development of national science and technology.



JPNT

JOURNAL OF POSITIONING, NAVIGATION, AND TIMING

Journal of Positioning, Navigation, and Timing (JPNT) is the official publication of the Institute of Positioning, Navigation, and Timing published quarterly. The purpose of the journal is to establish a high quality archival periodical presenting state of the art, recent advances and practical applications of Global Navigation Satellite System. Topics suitable for publication include Positioning, Navigation, and Timing (PNT) system architecture, signal structure, signal processing algorithms, receiver technologies, augmentation systems, complementary systems, and all applications such as scientific, geodesy, surveying, military and land, maritime, aero and space vehicles.

Each article published is assigned a unique DOI to identify the article in a digital environment.

Contacting the JPNT

All manuscripts must be submitted online through the JPNT homepage http://ipnt.jams.or.kr

Items pertaining to manuscripts submitted for publication, as well as letters or other forms of communication regarding the editorial management of the JPNT, can be sent to Editor in Chief.

Editor in Chief Jeongrae Kim

E-mail : jrkim@kau.ac.kr **Tel :** +82 2 300 0110 **Fax :** +82 2 3158 2191

Editorial Board (2025-2026)

Editor-in-Chief

Jeongrae Kim	Korea Aerospace University, Goyang, Korea

Associate Editors-in-Chief

Heon Ho Choi	Korea Aerospace Research Institute, Daejeon, Korea
Suk-seung Hwang	Chosun University, Gwangju, Korea
Jiwon Seo	Yonsei University, Incheon, Korea
Kiyeol Seo	Korea Research Institute of Ships & Ocean Engineering, Daejeon, Korea

Editors

Jae Min Ahn	Chungnam National University, Daejeon, Korea
Horng-Yue Chen	Academia Sinica, Taiwan
Seong Yun Cho	Kyungil University, Gyeongsan, Korea
Byung-Kyu Choi	Korea Astronomy and Space Science Institute, Daejeon, Korea
Dongwook Choi	KT Corporation, Seongnam, Korea
Sebum Chun	Intergravity Technologies Inc., Daejeon, Korea
Tae Hyun Fang	Korea Research Institute of Ships & Ocean Engineering, Daejeon, Korea
Kwangjin Kim	Navigation System Business Group, Hanwha Aerospace, Seoul, Korea
Sunwoo Kim	Hanyang University, Seoul, Korea
Hungkyu Lee	Changwon National University, Changwon, Korea
Hyung Keun Lee	Korea Aerospace University, Goyang, Korea
Jiyun Lee	Korea Advanced Institute of Science and Technology, Daejeon, Korea
Seungwoo Lee	University of Texas at Austin, USA
Soyeon Lee	Electronics and Telecommunications Research Institute, Daejeon, Korea
Taikjin Lee	Korea Institute of Science and Technology, Seoul, Korea
Jose A. Lopez-Salcedo	Universitat Autònoma de Barcelona, Spain
Thomas Pany	University of Federal Armed Forces Munich, Germany
Byungwoon Park	Sejong University, Seoul, Korea
Jihye Park	Oregon State University, USA
Kwan-Dong Park	Inha University, Incheon, Korea
Chalermchon Satirapod	Chulalongkorn University, Thailand
Hyoungmin So	Agency for Defense Development, Daejeon, Korea
Jin Woo Song	Sejong University, Seoul, Korea
Ben K. H. Soon	Home Team Science & Technology Agency, Singapore
Toshiaki Tsujii	Osaka Metropolitan University, Japan
Daehee Won	Korea Aerospace Research Institute, Daejeon, Korea
Jong-Hoon Won	Inha University, Incheon, Korea
Sung-hoon Yang	Korea Research Institute of Standards and Science, Daejeon, Korea
Xingqun Zhan	School of Aeronautics & Astronautics, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai, China

Vol. 15 No. 3 September 2026

Contents

Research Papers

241 **Periodicity Analysis of Starlink Orbit Error and Prediction of LEO-SOP Differential Positioning Performance Based on Compensation Parameterization**
Wonwoo Park, Hyunwoo Kim, Byungwoon Park

253 **Regional Optimization Method for Parameters of the SBAS Tropospheric Delay Correction Model**
Jaeo Song, Dohun Kim, Yongtaek Hwang, JaeHee Noh, Hoyoung Yoo

265 **Analysis of the Effects of Frequency Offset Caused by Doppler Shift on Cross-Correlation Characteristics of GNSS PRN Codes**
Eun Ji Ha, Jang Hwan Shin, JaeHee Noh, Sung Kyun Jang, Jae Min Ahn

279 **Coexistence Analysis of Pulsar LEO PNT and GPS L1 C/A Signals in a Receiver Environment**
Minyong Choi, Jinseok Kim, Il Kyu Kim, Hung Seok Seo, Young Baek Kim

289 **Simulation-Based Performance Analysis of 3D Indoor Positioning Using a Single Transmitter with an Array Antenna**
Hye-Won Jo, Juhyun Maeng, O-Jong Kim

303 **Bivariate Gaussian Similarity Function for Indoor Localization Based on Wi-Fi Fingerprinting**
Youngjin Lee, JaeJun Yoo

317 **RF Compatibility Analysis of RNSS Signals in the L1/L2/L5 Bands**
Subin Lee, Jong-Hoon Won

331 **A Joint Optimization Method for Stereo Camera Calibration Parameters and Feature Point Coordinates**
Yu Jin Lee, Woo Jin Ahn, Hyung Keun Lee

341 **Frequency Estimation Based on SAFE Under Wide SNR Range**
Hee-Yang Jung, Dong-Hee Paek, Woo-Jin Jung, Seung-Hyun Kong

355 **Comparative Analysis of Active Element Selection for Capon-Based ROI Detection in Orthogonal Array Antennas**
Tae-yun Kim, Suk-seung Hwang

369 **SAC-Based Covert Spoofing Technique for GNSS/INS Integrated UAV Using Dual NIS Reward**
Jong-Il Park, Kyoung-taek Kim, Chansik Park

381 **Autonomous Exploration-Based Radio Map Construction for Indoor Localization Using a Mobile Robot Platform**
Jonghyeon Kim, Haeram Kim, Boseong Kim, Sungmin Park, Beomju Shin

391 **A Study on C/N0 Based GNSS Spoofing Detection Considering GNSS Environmental Characteristics and TLE-Based Satellite Orbit Information Over the Korean Peninsula**
Yoo Hak Kim, Jae Min Ahn

405 **Intersection Refinement and Representative LOB Reconstruction Method for AoA-Based Multi-Target Localization**
Seongyeol Park, Seongkwon Yoon, Sanghun Im, Jaeil Park, Sunwoo Kim

415 **TTFFD Improvement Using Code-Level Time-State Representation**
ByungHyun Choi

425 **A Map-Matching Technique Based on 1.5D-PDR Movement Characteristics for Estimating the Trajectories of Smartwatch Wearers**
Jae Uk Kwon, Seong Yun Cho

437 **A Multi-band High-Speed Wi-Fi Collector and Radio Map Construction Pipeline Design**
Seunghyeon Yoo, Boseong Kim, Sejeong Cho, Beomju Shin

449 **Error Modeling and Performance Evaluation of Doppler-based Positioning for LEO Signal-of-Opportunity Navigation**
Gihun Nam, Jimin Do, Pil Hun Choi, Jiyun Lee

461 **SDR-Based Multi-Peak Acquisition Algorithm for Pulsed Pseudolite Signal Reception in Indoor Environments**
Seongjin Park, Juhyun Maeng, Changdon Kee

473 **Time and Frequency Transfer Performance Analysis Between KRISS and NGII using ELSTAB and White Rabbit via an Installed Optical Fiber Network**
Ahmad Mohamad Boynawan, Myoung-Sun Heo, Dai-Hyuk Yu

481 **A Robust State Estimation Algorithm Under Data Loss Occurring During Real Time Localization**
Chang Woo Kim, Sung Shin, Sung Hyun You

489 **Time-Scale-Dependent TOA Stability of a Commercial eLoran Receiver Under Different Reference-Clock Conditions**
Ga-Yeon Son, Pyo-Woong Son

497 **Development and Performance Evaluation of DFMC SBAS and PPP Positioning Algorithms for SouthPAN Early Open Service**
Min-Ju Kim, Jong-Sung Lee, Bong-Gyu Park, Kwan-Dong Park

507 **LEO PNT – Part 1, Technology Trends in LEO PNT System Operation Methods and Payload Configuration**
Hyun-Jung Lee, Jong-Hoon Won

521 **LEO PNT – Part 2, Analysis of Satellite Geometry and Link Characteristics for Assessing the PNT Applicability of Operational Commercial LEO Constellations**
Hyun-Jung Lee, Hyoungmin So, Jong-Hoon Won

531 **LEO PNT – Part 3, Geometric Performance Analysis of Space Segment Design Parameters and Preliminary Design of a Korean LEO PNT Constellation**
Hyun-Jung Lee, Jong-Hoon Won

543 **Navigation Warfare (NAVWAR) Policies and Satellite Navigation Technology Trends for Military Application**
Hyoungmin So

Technical Papers

551 **Comparative Analysis of Experimental Reception Performance of LEO-PNT Platform-Based UHF and S-Band Navigation Signal Transmission Modules**
Ina Jeong, O-Jong Kim

561 **Performance and Hardware Complexity Trade-offs by Covariance Sample Size in GNSS Anti-Jamming Algorithm**
Sukjae Yoon, Hoyoung Yoo

571 **Application and Analysis of KASS for Enhancing Position Accuracy in Anti-Jamming GNSS Receiver**
Hyun Ki Kim, Min Jae Kim, Jeong Won Kim, Jong-Nam Lim

JPNT 15(3), 241-251 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.241

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

Starlink 궤도 오차의 주기성 분석 및 보정 파라미터화에 따른 LEO-SOP 차분 측위 성능 예측

박원우, 김현우, 박병운†

Periodicity Analysis of Starlink Orbit Error and Prediction of LEO-SOP Differential Positioning Performance Based on Compensation Parameterization

Wonwoo Park, Hyunwoo Kim, Byungwoon Park†
Department of Aerospace Engineering and Department of Convergence Engineering for Intelligent Drone, Sejong University, Seoul 05006, Korea

ABSTRACT

The global navigation satellite system (GNSS) has become an essential infrastructure for positioning, navigation, and timing (PNT) services, yet it remains vulnerable to jamming, spoofing, and signal blockage in urban environments. Low Earth Orbit (LEO) communication satellite signals can be passively used for positioning based on Signals of Opportunity (SOP) to complement GNSS, with the advantages of high signal strength and wide coverage. In SOP operation, however, only public ephemeris such as Two-Line Element (TLE)/Simplified General Perturbations 4 (SGP4) is available to the user, and the resulting kilometer-level orbital errors limit positioning performance — particularly over long baselines where differential techniques alone cannot mitigate the error. This paper investigates the feasibility of orbital error compensation combined with differential positioning techniques in LEO-SOP environments, using the Starlink constellation as the target. Orbital and velocity errors between TLE/SGP4 and Starlink ephemeris/High Precision Orbit Propagator (HPOP) are quantified in the Earth-Centered Earth-Fixed (ECEF) frame, and their dominant periodicities are identified via Fast Fourier Transform (FFT) analysis. A Kalman filter with harmonic terms and coefficient rates as state variables is then designed to estimate and compensate the errors in real time, and differential models for Doppler measurements are applied over short and long baselines (6.53 km and 100.31 km). Simulation results show that the proposed compensation model reduces kilometer-level orbital errors to a few meters and velocity errors from several m/s to a few cm/s while remaining effective under one-minute packetized correction updates. In the LEO-SOP positioning scenario, the Doppler-based single point positioning (SPP) horizontal root mean square (RMS) error is reduced from approximately 3.1 km to about 23 m after compensation, and the compensated differential positioning converges to approximately 32–34 m horizontal RMS for both short and long baselines. The substantial mitigation of baseline-length sensitivity after compensation, together with the resulting positioning level, indicates the feasibility of using LEO-SOP as an Alternative PNT (APNT) source.

Keywords: LEO–PNT, SOP, orbital error compensation, differential positioning, Kalman filter
주요어: 저궤도 항법, 기회 신호, 궤도 오차 보정, 차분 측위, 칼만 필터

Received May 08, 2026 **Revised** Jun 01, 2026 **Accepted** Jul 23, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: byungwoon@sejong.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

1. 서론

Global Navigation Satellite System (GNSS)는 전 지구적 Positioning, Navigation, and Timing (PNT) 인프라로 자리 잡았으나 재밍과 스푸핑 취약성, 도심 환경 가시성 저하 등 구조적 한계를 지닌다 (Son et al. 2018, 2019, Zidan et al. 2021). 이를 보완하기 위한 대안으로 최근 저궤도(Low Earth Orbit, LEO) 위성을 활용한 항법 연구가 활발히 진행되고 있다. LEO는 낮은 고도에 따른 높은 신호 세기와 빠른 기하 변화를 제공하여 GNSS의 약점을 보완할 수 있는 대표적 수단으로 평가된다. 이러한 LEO 기반 항법 연구는 Xona Space Systems의 PULSAR와 같은 전용 LEO-PNT 위성 시스템 설계 (Leclère et al. 2025), QZSS의 LEO 확장 등 항법 시스템 차원의 보강 (Critchley-Marrows et al. 2025), 그리고 LEO 신호를 통한 GNSS 정밀 측위 수렴 시간 단축 (Kim et al. 2025) 등 다양한 방향으로 진행되고 있다.

LEO 위성을 항법에 활용하는 방식 가운데, Starlink, Iridium 등 운용 중인 통신위성 신호를 그대로 활용하는 Signals of Opportunity (SOP) 기반 측위는 별도의 시스템 구축 없이 기존 인프라를 활용할 수 있다는 장점을 바탕으로 Kassas 그룹 등에서 활발히 연구되어 왔다 (Neinavaie & Kassas 2024, Shahcheraghi et al. 2025). 이때도 GNSS 운용 시와 유사하게 사용자 측위 성능을 향상시키기 위해 기준국 관측치를 이용한 차분 (differential) 기법을 적용할 수 있다. 하지만 LEO 위성은 낮은 고도와 빠른 기하 변화로 인해 공간 상관성 (spatial correlation)이 유지되는 기선 거리 (baseline)가 GNSS 대비 현저히 짧다 (Misra & Enge 2011, Kaplan & Hegarty 2017). 결과적으로 사용자와 기준국 사이의 시선 방향 차이가 커질수록 위성 궤도 오차의 시선 방향 투영량의 차이가 차분 잔차에 더 크게 반영되므로, 기선 거리가 길어질수록 단순 차분 기법만으로는 차분 잔차가 빠르게 발산할 가능성이 있다.

이러한 차분 한계는 사용 가능한 궤도력의 정확도에 따라 더 심화된다. SOP 사용자는 공개 자료인 Two-Line Element (TLE) / Simplified General Perturbations 4 (SGP4) 궤도력 또는 자체 궤도 결정 결과만을 활용할 수 있다. LEO 통신 위성군의 경우 TLE 갱신 주기와 정확도에 한계가 있어 발사 직후에는 100 km를 넘는 예측 오차가, 안정화 이후에도 수 km 수준의 위치 오차와 수 m/s 수준의 속도 오차가 발생할 수 있다 (Chen & Lin 2023). 이 궤도 오차는 의사거리와 도플러 측정치 모두에 그대로 반영되어, 기선 거리가 길어질수록 차분 기법만으로는 충분히 상쇄되지 않는다. 그러나 기존 LEO-SOP 차분 측위 연구들은 단일 수신기 측위 시연 (Neinavaie & Kassas 2024)이나 단기선 차분 결과 (Shahcheraghi et al. 2025)에 집중되어 있다는 한계점이 있다.

기존 연구의 이러한 공백을 메우기 위해 본 논문에서는 Starlink 위성군을 대표 사례로 하여 TLE/SGP4 기반 궤도와 속도 오차를 정량화하고, FFT 분석을 통해 공전 주기와 유사한 주기 성분이 지배적임을 보인다. 이 주기 구조를 반영한 조화항 기반 Kalman filter로 궤도와 속도 오차를 실시간 추정 및 보정한 뒤, 보정 전후의 차분 측위 성능을 단기선과 장기선 두 환경에서 비교함으로써 LEO-SOP 환경에서 궤도 오차 보상이 기선 거리 민감도에 미치는 영향을 분석한다. 나아가 1분 주기 패킷화 전송 시나리오를 가정하여 제한된 통신 대역폭 환경에서의 보정 모델 운용 가능성을 함께 검증한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 Starlink 위성군을 대상으로 TLE/SGP4 궤도력의 위치와 속도 오차 크기와 주기 특성을 분석하였다. 3장에서는 주기 구조를 반영한 Kalman filter 기반 궤도 오차 보정 모델을 제안하고 추적 성능과 패킷화 전송 시나리오에서의 성능을 검증하였다. 4장에서는 LEO-SOP 환경에서의 단일 측위와 차분 측위 시뮬레이션 결과를 제시하고, 5장은 결론이다.

2. 저궤도 위성 궤도 오차 분석

LEO 위성을 활용한 SOP 환경에서는, 사용자에게 항법을 위한 정밀 궤도력이 제공되지 않으므로 공개 자료인 TLE/SGP4와 같은 부정확한 데이터만으로 위성 위치를 추정해야 한다. SGP4는 North American Aerospace Defense Command (NORAD)가 공개하는 TLE를 입력으로 받아 단순화된 섭동 모델로 위성 위치를 전파하는 알고리즘으로 (Vallado et al. 2006), J2 등 주요 비대칭 중력장과 대기 항력 등 핵심 섭동만을 근사하여 처리한다. 이는 다체 중력, 태양복사압, 고차 중력장을 모두 수치 적분하는 High Precision Orbit Propagator (HPOP) 등 정밀 궤도 전파기 대비 정확도는 낮으나, 계산량이 적고 구조가 가벼워 실시간 수신기와 임베디드 환경에서도 부담 없이 운용 가능하다는 장점을 지닌다. 따라서 정밀 궤도력이 제공되지 않는 SOP 환경에서 SGP4는 정확도와 실시간성 사이의 합리적 절충안으로 사용자 단의 궤도 전파에 표준적으로 활용된다. 여러 선행 연구는 저궤도 위성의 TLE/SGP4 궤도가 radial과 cross-track에서 수백 m, along-track에서 수 km 수준의 궤도 오차를 가지며 (Xu & Xiong 2018), Starlink와 같이 기동이 빈번한 통신 위성군에서는 발사 직후 수일간 100 km를 넘는 예측 오차가 발생할 수 있고 궤도가 안정된 이후에도 수일 예측에서 수 km 수준의 오차가 남는다고 보고한다 (Chen & Lin 2023). 이러한 궤도 오차는 의사거리와 도플러 측정치에 직접 투영되어 측위 성능을 제한하는 지배적 요소가 된다. 따라서 이번 장에서는 SOP 기반 측위 관점에서 실제로 발생하는 궤도와 속도 오차의 크기와 주기성을 확인하고, 이후 장에서 제안할 궤도 오차 보정 모델 설계의 근거로 활용한다.

2.1 분석 대상과 절차

SOP 환경에서 사용자가 이용 가능한 궤도력과 기준이 되는 정밀 궤도를 비교하여 궤도 오차를 산출하려면 두 궤도가 모두 확보 가능한 위성군이 필요하다. 그러나 현재 운용 중인 대다수 저궤도 통신 위성은 TLE 이외의 궤도력을 공개하지 않고 있어 실제 궤도 오차의 검증이 어렵다. 이에 본 논문은 자체 ephemeris를 공개적으로 제공하는 Starlink 위성군을 분석 대상으로 선정하였다. Starlink ephemeris는 SpaceX사에서 관리하여 conjunction assessment 목적으로 약 8시간 주기로 배포되는 Modified ITC 포맷의 운용 등급 데이터이다. Mega-Constellation 궤도 분석 연구 및 독립적인 정량 평가에 따르면, 이러한 운용자 제공 궤도력

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.241

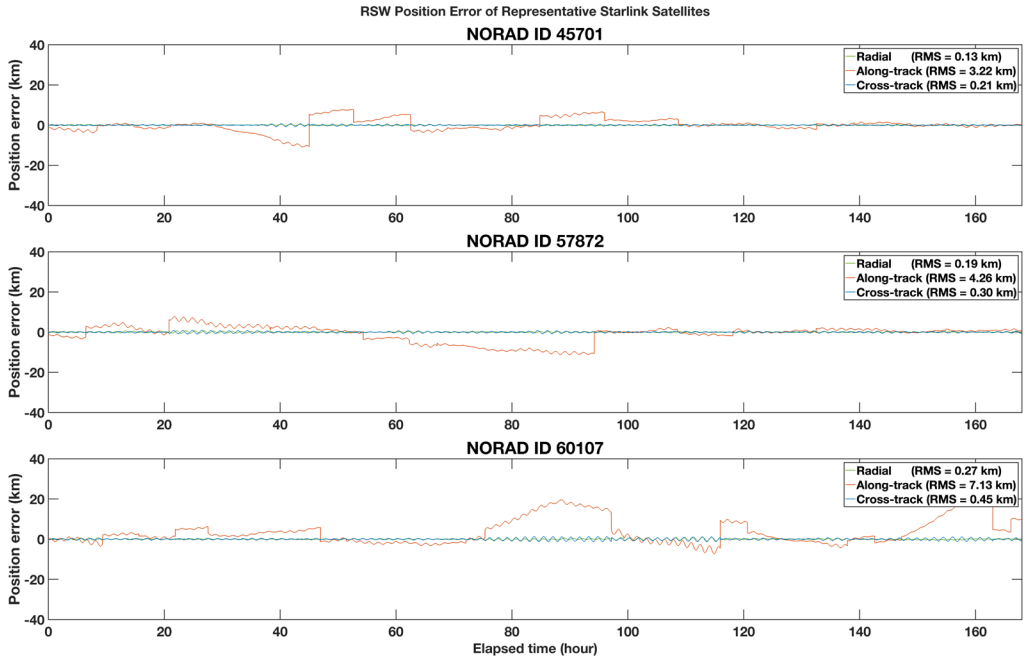


Fig. 1. RSW position errors of three representative Starlink satellites (NORAD ID 45701, 57872, and 60107) obtained from the difference between TLE/SGP4 and Starlink ephemeris/HPOP propagation.

은 위성에 탑재된 온보드 GNSS 수신기 측정치를 기반으로 생성되어 약 10~100 m 수준의 위치 정확도를 보장하는 것으로 보고되어 있다 (Constant et al. 2023, El Kouba et al. 2024). 이는 본 연구가 정량화하는 수 km 급의 TLE/SGP4 오차 대비 1~2 자릿수 (orders of magnitude) 이상 정밀한 수치이므로, reference orbit 생성을 위한 입력 데이터로 활용하기에 충분한 분리도와 신뢰성을 가진다.

궤도 오차 산출 절차는 다음과 같다. 먼저 Starlink에서 제공하는 ephemeris를 MATLAB 기반 HPOP으로 전파하여 reference orbit을 구성한다 (Mahooti 2025). HPOP은 70×70차 GGM03C 비대칭 중력장, JPL DE440 행성력 기반 다체 섭동, 태양복사압, NRLMSISE-00 대기 항력, 그리고 일반상대성 효과를 모두 수치 적분하는 정밀 궤도 전파기이며, LEO 환경에서 1주일 이내의 단기 전파에서는 m 이하 수준의 정확도가 보고되어 있다 (Montenbruck & Gill 2000, Vallado 2013). 이는 본 연구가 정량화하는 km급 TLE/SGP4 오차와 약 1,000배 이상의 분리도를 가지므로 reference orbit으로 사용하기에 충분한 정밀도이다. TLE는 Space-Track에서 제공하는 형식을 SGP4로 전파하여 비교 궤적을 구성한다 (Vallado et al. 2006). 두 전파 결과는 시각 격자가 일치하지 않으므로 Lagrange 8차 보간을 통해 동일한 시각 격자로 정렬한 뒤, 두 궤적의 차이를 RSW (Radial, along-track, cross-track) 좌표계와 Earth-Centered Earth-Fixed (ECEF) 좌표계에서 취해 궤도와 속도 오차를 산출한다. 분석 대상 기간은 2025-11-17 00:00:00부터 2025-11-24 00:00:00까지 약 1주일이며, 이 가운데 분석 기간 중 TLE 갱신 지연이나 부재로 위성 궤도 오차가 발산하는 위성들을 제외하였고, 그 결과 81기를 유효 데이터로 활용하였다.

Table 1. Statistics of ECEF position and velocity errors of representative Starlink satellites (NORAD ID 45701, 57872, and 60107).

NORAD ID	Position error (km)			Velocity error (m/s)		
	RMS	Mean	STD	RMS	Mean	STD
45701	3.23	2.28	2.30	3.40	2.38	2.42
57872	4.27	3.01	3.03	4.43	3.12	3.15
60107	7.15	4.86	5.25	7.64	5.19	5.60

2.2 위치와 속도 오차 크기 분석

81기 중 NORAD ID 45701, 57872, 60107의 세 위성을 선정하여 ECEF 각 축에서의 오차 크기와 전체 오차 크기를 시간 영역에서 분석하였다. Fig. 1은 세 위성의 RSW 좌표계 위치 오차를, Fig. 2는 ECEF X, Y, Z 축 위치 오차를, Fig. 3은 ECEF VX, VY, VZ 축 속도 오차를 각각 나타낸다. Table 1에 요약된 바와 같이 세 위성의 위치 오차 Root Mean Square (RMS)는 3.23-7.15 km로 km 단위의 큰 오차를 보였다. 속도 오차의 경우 RMS는 3.40-7.64 m/s 수준이며, 81기 위성군 전체로 확인하였을 때에도 전체 norm 기준 20 m/s 이하로 분포한다. 이때 각 축 성분의 시계열 개형을 보면 단순한 무작위 변동이 아닌 일정한 주기성을 가지는 규칙적인 파형을 보이며, 이는 궤도와 속도 오차가 주기 함수 형태로 모델링 가능함을 시사한다.

2.3 FFT 기반 주기 분석

Fig. 1에서 보인 RSW 좌표계 위치 오차 시계열에서는 radial과 cross-track 성분이 공전 주기와 유사한 주기로 진동하는 반면, along-track 성분은 TLE 갱신 사이 구간에서 시간에 따라 누적

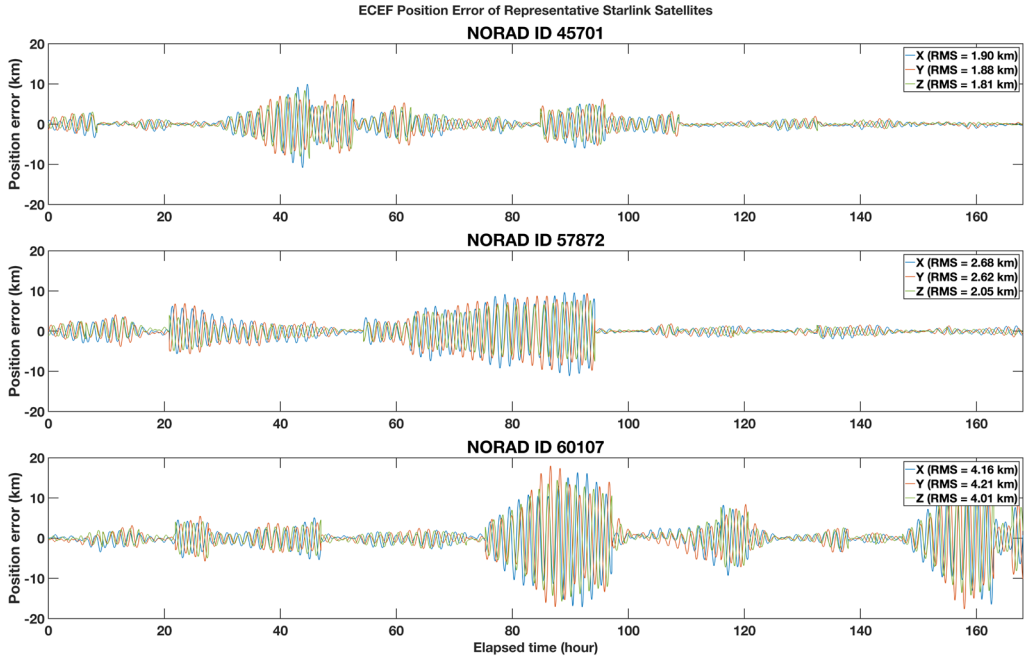


Fig. 2. ECEF position errors of three representative Starlink satellites (NORAD ID 45701, 57872, and 60107) obtained from the difference between TLE/SGP4 and Starlink ephemeris/HPOP propagation.

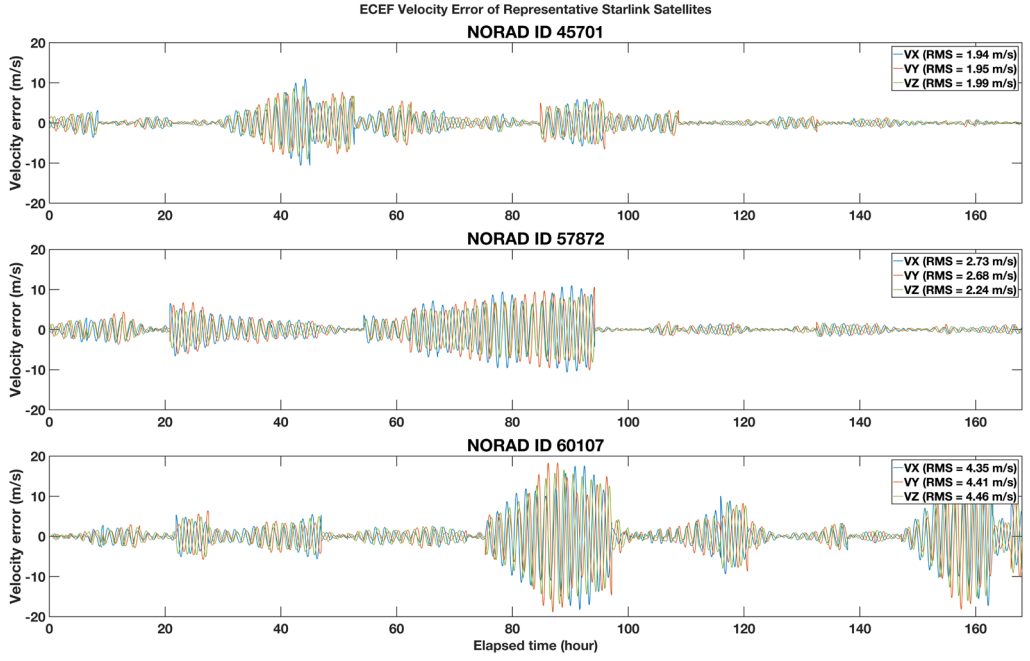


Fig. 3. ECEF velocity errors of three representative Starlink satellites (NORAD ID 45701, 57872, and 60107) obtained from the difference between TLE/SGP4 and Starlink ephemeris/HPOP propagation.

되어 한 자릿수 이상 큰 진폭을 보인다. NORAD ID 45701을 기준으로 산출한 RSW 위치 오차 RMS는 radial 131.9 m, cross-track 212.4 m인 반면 along-track은 3,224.8 m로 한 자릿수 이상 지배적이다. 단일 TLE 갱신 구간에 한정한 FFT 분석에서도 radial 및 cross-track 성분의 dominant period가 각각 약 1.52 h 및 1.58 h로 나타나, Starlink의 공전 주기와 일치함을 확인할 수 있다. 이러한 RSW의 공전 주기 진동과 along-track 누적 drift는 ECEF 좌표계로 변환할 경우 좌표 회전에 의해 모든 축으로 분산되어, Figs. 2, 3에서와 같이 공전 주기와 유사한 형태의 규칙적인 파형으로 나타난다. 81기 전체의 일주일 시계열에 대해 FFT를 적용하여 주파

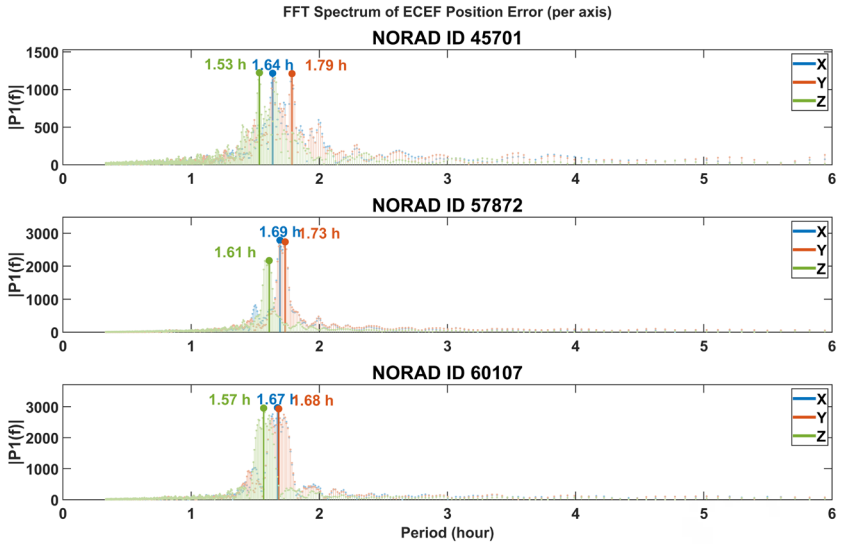


Fig. 4. FFT spectrum of position errors of representative Starlink satellites in the ECEF coordinate frame.

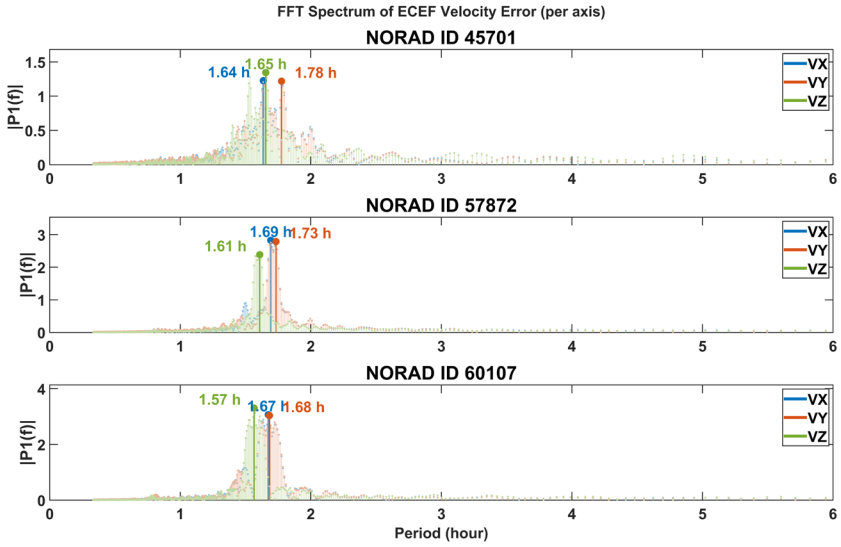


Fig. 5. FFT spectrum of velocity errors of representative Starlink satellites in the ECEF coordinate frame.

수 영역 스펙트럼을 산출한 결과, Figs. 4와 5는 각각 대표 3기의 위치와 속도 오차 스펙트럼을 ECEF 좌표계에서 비교한 결과를 나타내며, 모든 축에 걸쳐 공전 주기에 해당하는 약 1.5–1.7 h 범위의 단일 피크가 지배적으로 나타났다. 이때 ECEF 좌표계에서 관측된 공전 주기 부근의 주기성이 실제 궤도 동역학에 기인한 특성인지, 단순한 프레임 투영 효과인지를 구분하기 위해 동일 시계열을 Earth-Centered Inertial (ECI) 프레임으로 변환하여 FFT를 추가로 수행하였다. ECI 스펙트럼에서도 X, Y, Z 모든 축에서 공전 주기 부근의 단일 피크가 지배적이며, 피크 위치 또한 ECEF FFT 결과와 동일한 범위에 분포하여, 관측된 주기성이 좌표계 표현 방식과 무관하게 실제 궤도 오차의 동역학적 특성에 기인함을 확인하였다. 다만 사용자 측위는 ECEF 측정치를 직접 다루므로, 이후 3장에서 제안하는 보정 모델의 주파수 기저는 ECEF에서 산출된 스펙트럼에 맞추어 설계한다. 이러한 관측을 종합하면 TLE/SGP4 기반 LEO 궤도 오차는 무작위 신호가 아니라 공전 주기와 유사한 주기 구조를 가지며, 공전 주기를 기본 주파수로 두고 시간에 따라 서서히 변화하는 진폭과 위상 계수를 갖는 저차원 주기 모델로 근사할 수 있음을 의미한다. 이는 3장에서 제안하는 Kalman filter 기반 보정 모델의 설계 근거가 된다.

3. KALMAN FILTER 기반 궤도 오차 보정 모델

2장에서 확인한 바와 같이 TLE/SGP4 기반 저궤도 궤도 오차는 공전 주기에 동기된 강한 주기성을 가지며, 공전 주기와 그 고조파 근처에 에너지가 집중된다. 한편 TLE는 수 시간에서 하루

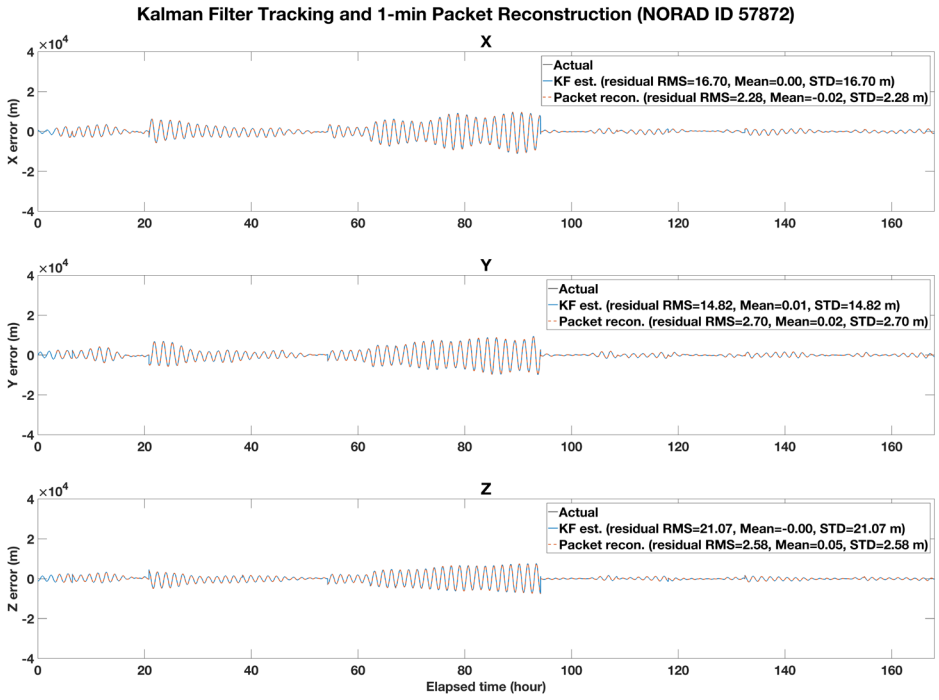


Fig. 6. Kalman filter tracking of orbital error and the corresponding 1-min packetized reconstruction for the representative satellite (NORAD ID 57872).

단위로 갱신되므로, 갱신 시점에 오차의 진폭과 위상이 불연속적으로 변할 수 있다. 이러한 특성을 고려하여 이번 장에서는 주기 조화항과 시간에 따라 서서히 변하는 계수를 상태 변수로 갖는 Kalman Filter 기반 보정 모델을 제안한다. 이 모델의 목적은 실시간으로 궤도와 속도 오차를 추정하여 사용자에게 제공 가능한 보정 정보로 변환하고, 이를 이용하여 사용자가 궤도와 속도 오차를 보상할 수 있도록 하는 것이다.

3.1 오차 모델링 식

각 위성 i에 대해, FFT 분석에서 확인된 지배 주파수를 기본 주파수 f^i로 두고, 궤도 오차를 Eq. (1)과 같이 사인-코사인 조화 항의 선형 결합으로 표현한다.

$$dR^i = A^i + B^i \sin\left(2\pi f^i t\right) + C^i \cos\left(2\pi f^i t\right) \tag{1}$$

여기서 A^i,B^i,C^i는 각 조화 성분의 계수를 나타낸다. 시간에 따라 오차의 크기와 위상이 서서히 변화하는 특성을 반영하기 위해, 각 계수의 시간 변화율을 추가적인 상태로 도입하여 모델을 Eq. (2)와 같이 확장한다.

$$dR^i = A^i + \dot{A}^i\Delta t + \left(B^i + \dot{B}^i\Delta t\right)\sin\left(2\pi f^i t\right) + \left(C^i + \dot{C}^i\Delta t\right)\cos\left(2\pi f^i t\right) \tag{2}$$

여기서 Δt는 계수가 초기화된 기준 시점으로부터 경과한 시간이다. Eq. (2)는 ECEF 좌표계의 각 축(x,y,z)과 위치와 속도 각각에 대해 독립적으로 적용되며, 축별, 위성별로 고유한 지배 주파수 f^i를 사용한다. 따라서 한 위성에 대해 위치와 속도를 모두 포함할 경우 6축에 대한 6개의 계수로 총 36개 상태가 정의된다.

3.2 Kalman Filter 구성

Eq. (2)의 6개 계수 $\{A^i, \dot{A}^i, B^i, \dot{B}^i, C^i, \dot{C}^i\}$를 각 축에 대한 상태 벡터 x_k로 정의한다. 초기 계수는 공전 주기를 약간 초과하는 구간의 오차 시계열에 대해 Least Absolute Residuals (LAR) 방식으로 fit하여 산출하고, 초기 공분산 행렬 P는 fit 잔차를 이용하여 설정한다. 필터 갱신 주기는 1 Hz로 설정하였으며, Starlink ephemeris/HPOP과 TLE/SGP4의 차이를 측정치 z_k로 사용한다.

시간 갱신 (time update) 단계에서는 계수 자체는 상수로 두고 그 변화율을 통해 시간 전파하므로, 상태 천이 행렬 F와 프로세스 잡음 공분산 Q는 Eq. (3)과 같이 정의된다.

$$F = \begin{bmatrix} \mathrm{F}_2 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{F}_2 & 0 \\ 0 & 0 & \mathrm{F}_2 \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} \mathrm{Q}_2 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{Q}_2 & 0 \\ 0 & 0 & \mathrm{Q}_2 \end{bmatrix}$$
$$\left(\mathrm{F}_2 = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathrm{Q}_2 = \begin{bmatrix} \frac{\Delta t^3}{3} & \frac{\Delta t^2}{2} \\ \frac{\Delta t^2}{2} & \Delta t \end{bmatrix} \right) \tag{3}$$

여기서 F_2와 Q_2는 ECEF 각 축의 조화 계수와 그 변화율의 쌍에 대응되는 2×2 블록 행렬로, F와 Q의 대각선에 세 번 반복 배치된다. 측정 갱신 (measurement update) 단계에서는 Eq. (2)의 선형 결합 구조로부터 측정 행렬 H를 Eq. (4)와 같이 구성한다.

$$\mathrm{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \sin\left(2\pi \mathrm{f}^i \mathrm{t}\right) & 0 & \cos\left(2\pi \mathrm{f}^i \mathrm{t}\right) & 0 \end{bmatrix} \tag{4}$$

각 계수에 대한 변화율 항은 계수에 더한 형태로 표현되어 대응 성분은 0으로 둔다. 칼만 이득 K, 상태와 공분산의 사후 갱신 (posteriori update)은 표준 Kalman Filter 식을 따른다.

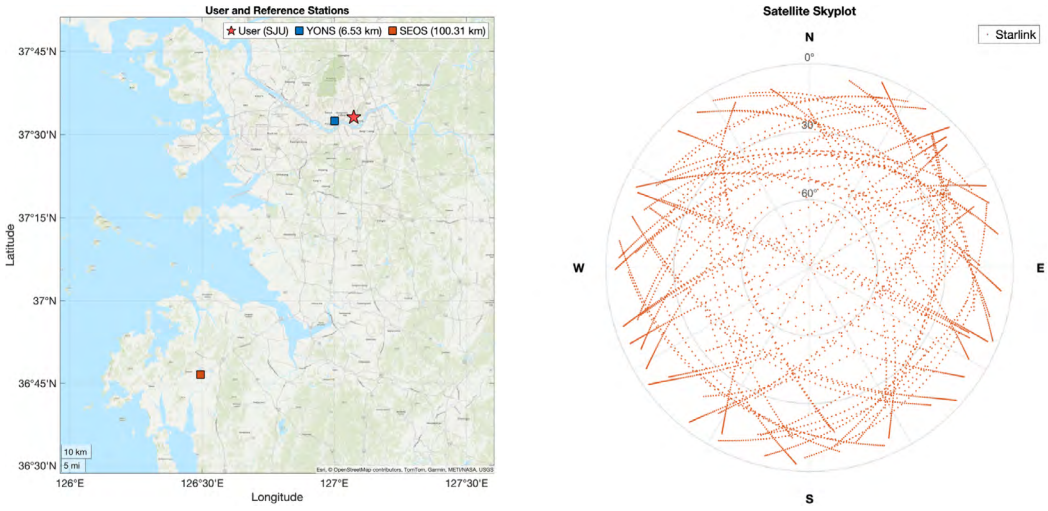


Fig. 7. Geographic locations of the user and reference stations (YONS at 6.53 km and SEOS at 100.31 km), and the Starlink skyplot during the simulation period.

3.3 필터 추적 성능

제안한 필터가 실제 궤도 오차를 어느 정도 정확히 추적하는지 검증하기 위해, 2장에서 분석한 대표 위성 가운데 NORAD ID 57872에 대해 필터의 사전 추정치 (priori estimate)와 실제 오차의 차이를 1주일 구간에 대해 비교하였다. Fig. 6에 나타난 것처럼, 필터의 사전 추정치는 각 축에서 실제 궤도와 속도 오차의 주기적 변동을 전 구간에 걸쳐 안정적으로 추적하였다. TLE 궤도력 업데이트 직후에는 새 궤도력에 맞추어 보정 모델의 계수가 재수렴하는 과정에서 추정 잔차가 큰 폭으로 증가하나, 약 2분 이내에 정상 상태 잔차 수준으로 복귀함을 확인하였다.

3.4 패킷화 전송 시나리오와 보정 잔차

실제 운용 환경에서는 추정된 계수를 사용자 수신기에 전송하기 위해 제한된 대역폭의 통신 링크를 거쳐야 한다. 이를 반영하여, 이 연구에서는 필터가 1 Hz로 갱신한 36개 계수를 1분 주기로 패킷화하여 전송하고, 수신기에서 해당 계수와 Eq. (2)를 이용해 1초 단위로 궤도와 속도 오차를 복원하는 시나리오를 가정하였다. Fig. 6은 모델이 수렴한 이후 구간에서 패킷 기반으로 복원된 오차와 실제 오차의 비교 결과를 나타낸다. 분석 결과, 궤도 오차 잔차는 RMS 약 2.5 m, 속도 오차 잔차는 RMS 0.02 m/s 미만으로 감소하였으며, 이는 초기 TLE/SGP4 오차 대비 약 10^{-3} 수준의 축소에 해당한다.

또한 정상 궤도력을 가지는 81기 전체에 대해 보정 전후의 궤도와 속도 오차 RMS를 산출한 결과, 보정 전 평균 4.87 km 수준이던 궤도 오차는 보정 후 평균 약 3.9 m 수준으로, 보정 전 평균 약 5 m/s 수준이던 속도 오차는 보정 후 평균 약 0.01 m/s 수준으로 감소하였다. 이는 1분 주기의 링크만으로도 SOP 사용자에게 수 m 급 궤도 보정 정보와 수 cm/s 급 속도 보정 정보를 제공할 수 있음을 의미한다. 이렇게 생성된 보정 정보는 4장에서 LEO-SOP 측위 시뮬레이션의 궤도 오차 보상 입력으로 직접 활용된다.

4. 차분 기반 측위 시뮬레이션

이번 장에서는 2장에서 분석한 궤도 오차와 3장에서 제안한 보정 모델을 종합하여, LEO-SOP 환경에서의 단일 측위와 차분 측위 시뮬레이션을 통해 보정 모델이 측위 성능에 미치는 영향을 정량적으로 평가한다. 시뮬레이션 공통 조건은 4.1절에 기술하고, 4.2절에서 단일 측위 결과를, 4.3절에서 차분 측위 결과를 단기선과 장기선 두 환경에 대해 제시한다.

4.1 시뮬레이션 구성

이 시뮬레이션은 2025년 11월 23일 23:50:00부터 23:55:00까지 약 5분 동안 수행되었다. 해당 구간에서 사용자 위치에서의 가시 LEO 위성은 안정적으로 유지되며, 차분 측위 성능 평가에 충분한 기하 조건을 제공한다.

사용자 수신기는 세종대학교 충무관 옥상에 설치된 Trimble 안테나 위치로 설정하였고, 차분 측위의 기준국으로는 단기선 조건의 용산(YONS, 6.53 km)과 장기선 조건의 서산(SEOS, 약 100.31 km)을 선정하였다. 기준국 좌표는 국토지리정보원 GNSS 상시관측소에서 공시하는 좌표값을 사용하였다. 사용자와 기준국 위치는 Fig. 7에 나타나 있다. 시뮬레이션에 사용된 위성 항법 시스템은 81기의 Starlink 기반 LEO mega-constellation으로 구성하였다. 시뮬레이션 구간 동안 사용자 위치에서의 전체 위성 가시 궤적은 Fig. 7의 skyplot에 제시하였다.

LEO 위성의 도플러 측정치는 MATLAB 기반 측정치 시뮬레이터를 이용하여 생성하였다. 기하학적 거리는 Sagnac 효과를 고려하여 계산하고, 전리층 지연은 NeQuick 모델, 대류층 지연은 Saastamoinen 모델로 산출하였다. 도플러 측정치 잡음은 Starlink Ku-band 실측 결과를 참고하여 σ = 0.28 m/s로 설정하였다 (Jardak & Adam 2023). 이는 LNB 기반 수신 환경에서 multi-tone 집계 후의 frequency shift measurement 잔차 표준편차에 해당한다.

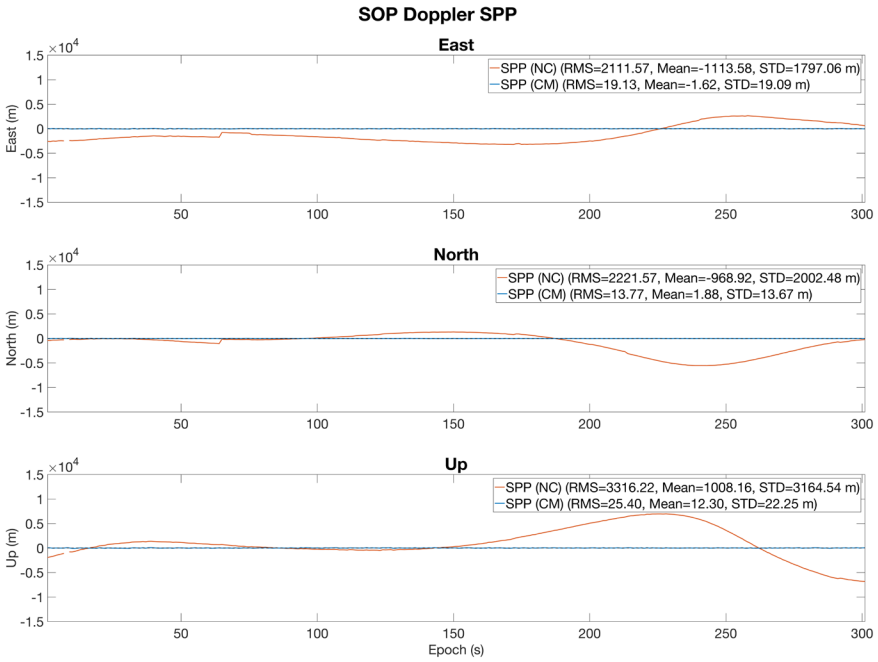


Fig. 8. East–North–Up (ENU) components of the Doppler-based single point positioning (SPP) errors under the None-Compensated (NC) and Compensated (CM) orbit conditions.

SOP 도플러 측정치 생성에서는 사용자에게 제공되는 궤도력을 TLE/SGP4로 가정하는 한편, 실제 위성 위치는 Starlink ephemeris/HPOP에 따라 전파한 reference orbit 값을 사용하였다. 저궤도는 낮은 고도로 인해 위성별 커버리지가 좁아 많은 위성의 배치가 필요하다는 특성과 GNSS 위성과 달리 작은 크기를 가지는 특성으로 인해 높은 비용과 크기가 큰 고정밀 원자시계를 탑재하기 어려운 환경을 가지므로, 위성별 시계 바이어스와 변화율을 Chip Scale Atomic Clock 스케일의 random walk로 생성하여 그 변화율을 도플러 측정치에 반영하였다.

측위 방식은 단일 측위와 기준국 관측치를 이용해 공통 오차를 제거하는 차분 측위를 모두 적용한다. 두 방식 각각에 대해 TLE/SGP4 궤도력을 그대로 사용하는 None-Compensated (NC) 조건과 3장에서 제안한 보정 모델을 사전 적용한 Compensated (CM) 조건의 두 가지 궤도 입력에 대해 측위를 수행하여, 궤도 오차 보정 모델이 측위 성능에 미치는 영향을 정량적으로 비교한다.

4.2 SOP 단일 측위 결과

보정 모델이 사용자 측위에 미치는 효과를 차분 적용 이전 단계에서 먼저 확인하기 위해, 동일한 SOP 도플러 측정치를 입력으로 사용자 단일 측위를 수행하였다. Fig. 8은 NC와 CM 조건에서 동일 사용자 위치에 대한 잔차를 East-North-Up (ENU) 좌표계에서 시간에 따라 비교한 결과를 나타낸다. NC 조건에서는 km 급 궤도 오차가 측정치에 그대로 반영되어 East 방향 RMS 2,111.57 m, North 방향 RMS 2,221.57 m, Up 방향 RMS 3,316.22 m로 수평·수직 모두 km 단위의 큰 발산을 보였다. 반면 CM 조건에서는 East 19.13 m, North 13.78 m, Up 25.39 m로 각 축의 RMS가 약 99% 이상 감소하여, 보정 모델이 km 급 궤도력 오차를 m 급 잔여 수준으로 효과적으로 제거함이 정량적으로 확인되었다. 이 결과는 LEO-SOP 환경에서 사용자 단일 측위만으로도 보정 적용 시 수십 m 수준의 잔차로 수렴함을 보여주는 한편, 이를 더 줄이기 위해 차분 기법을 결합하는 다음 절의 분석으로 이어진다.

4.3 SOP 차분 측위 결과

앞서 정량화한 측위 잔차를 더 줄이기 위해 기준국 관측치를 이용한 차분 측위를 적용하였다. NC 조건에서는 공통 모드의 위성 시계와 대기 오차가 상당 부분 상쇄되지만, 보정되지 않은 LEO 궤도 오차가 기선 의존 형태로 잔존한다. 단기선(YONS, 6.53 km) 조건에서는 East RMS 31.43 m, North RMS 34.07 m, Up RMS 40.32 m로 수평 RMS 약 46.36 m, 수직 RMS 약 40.32 m, 장기선(SEOS, 100.31 km) 조건에서는 East RMS 250.24 m, North RMS 349.80 m, Up RMS 249.98 m로 수평 RMS 약 430.10 m, 수직 RMS 약 249.98 m가 산출되었다 (Fig. 9). 단기선 대비 장기선에서 수평 RMS는 약 9배, 수직 RMS는 약 6배 증가하는 것은 위성 궤도 오차의 시선 투영 차이가 기선 거리에 비례하여 차분 잔차에 더 크게 반영되기 때문이며, 이는 1장에서 논의한 공간 상관성 한계와 일치한다.

보정 모델을 적용한 CM 조건에서는 결과가 크게 향상되며 기선 거리 민감도도 거의 사라진다. 단기선(YONS) 조건에서 East RMS 28.03 m, North RMS 19.58 m, Up RMS 31.60 m로 수평 RMS 약 34.18 m, 수직 RMS 약 31.60 m, 장기선(SEOS) 조건에서 East RMS 24.65 m, North RMS 20.68 m, Up RMS 31.91 m로 수평 RMS 약 32.17 m, 수직 RMS 약 31.91 m로 산출되었다 (Fig. 10). 두 기선의 수평·수직 성능 차이가 모두 수 m 이내로 좁혀져, 보정 후에는 차분 측위가 기선 거리에 거의 무관해진다. 전체 결과는 Table 2에

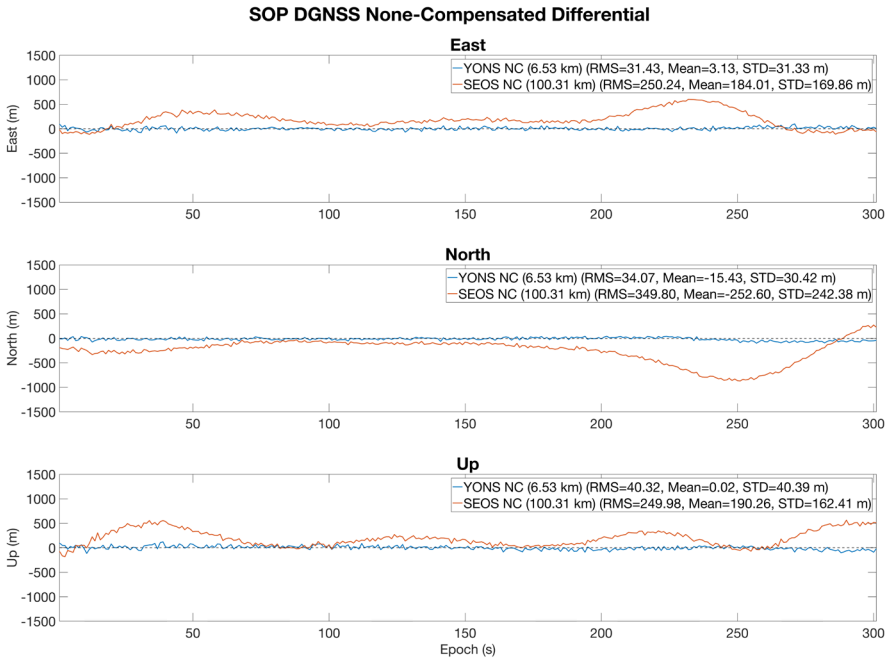


Fig. 9. Horizontal and vertical positioning errors of the LEO-SOP differential positioning under the None-Compensated (NC) condition for the short-baseline (YONS, 6.53 km) and long-baseline (SEOS, 100.31 km) configurations.

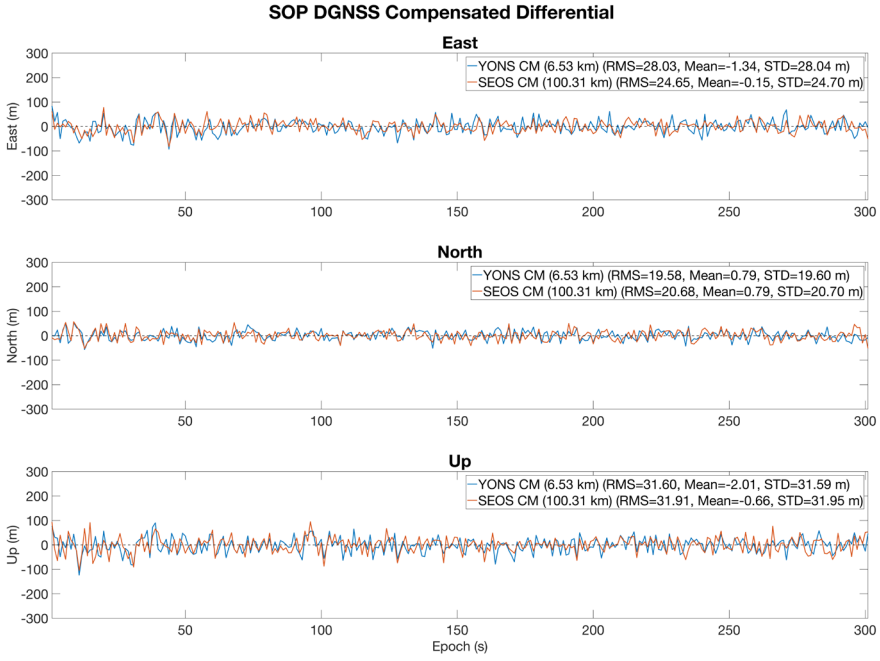


Fig. 10. Horizontal and vertical positioning errors of the LEO-SOP differential positioning under the Compensated (CM) condition for the short-baseline (YONS, 6.53 km) and long-baseline (SEOS, 100.31 km) configurations.

정리하였다.

종합하면, LEO-SOP 도플러 차분 측위에서 보정 모델을 적용하지 않은 경우 기선 거리가 길어질수록 측위 잔차가 빠르게 증가하여 100 km 기선에서는 수백 m 수준의 오차가 남는다. 반면 위성 궤도와 속도 오차를 사전 보정한 뒤 차분을 적용하면, 단기선과 장기선 모두에서 약 32-34 m 수준의 수평 RMS로 수렴하며 기선 거리에 따른 성능 저하가 실질적으로 사라진다. 이러한 궤도 보정과 차분 측위 결합 결과는 LEO 통신 위성 신호가 GNSS 보완을 위한 APNT 자원으로 활용될 수 있는 가능성을 보여준다.

Table 2. East, North, and Up positioning errors of the LEO-SOP differential positioning over short and long baselines (None-Compensated and Compensated).

Mode	Cond	East (m)			North (m)			Up (m)		
		RMS	Mean	STD	RMS	Mean	STD	RMS	Mean	STD
Diff YONS (6.53 km)	NC	31.43	3.13	31.33	34.07	-15.43	30.42	40.32	0.02	40.39
Diff YONS (6.53 km)	CM	28.03	-1.34	28.04	19.58	0.79	19.60	31.60	-2.01	31.59
Diff SEOS (100.31 km)	NC	250.24	184.01	169.86	349.80	-252.60	242.38	249.98	190.26	162.41
Diff SEOS (100.31 km)	CM	24.65	-0.15	24.70	20.68	0.79	20.70	31.91	-0.66	31.95

5. 결론

이 논문은 LEO-SOP 환경에서 사용자 측위 성능을 제한하는 위성 궤도와 속도 오차를 정량화하고, 주기성 기반 보정 모델과 차분 측위를 결합한 프레임워크의 유효성을 검증하였다. Starlink 위성군을 대상으로 TLE/SGP4 궤도력과 Starlink ephemeris/HPOP 기반 reference orbit의 차이를 ECEF와 RSW 좌표계에서 비교한 결과, 81기 위성의 위치 오차 RMS는 km 수준, 속도 오차 RMS는 3.40–7.64 m/s 수준이었으며, FFT 분석에서 공전 주기 부근에 에너지가 집중된 협대역 주기 구조가 81기 전체에서 공통적으로 확인되었다.

이를 반영하여 주기 조화항과 계수 변화율을 상태 변수로 갖는 Kalman filter 기반 보정 모델을 제안하였다. 1 Hz 연속 추정 후 1분 주기로 계수를 패킷화하여 전송하고 수신기에서 복원하는 시나리오에서도, 81기 전체에 대해 궤도 오차 잔차 평균 약 3.9 m, 속도 오차 잔차 평균 약 0.01 m/s 수준이 유지되어 제한된 통신 대역폭 환경에서도 실시간 운용이 가능함을 보였다.

보정 모델의 효과는 LEO-SOP 환경에서의 도플러 측위 시뮬레이션을 통해 검증되었다. 단일 측위 기준으로 보정 적용 시 각 축의 RMS가 약 99% 이상 감소하였으며, 차분 측위에서는 보정 적용으로 단기선 약 25%, 장기선 약 90%의 수평 RMS 감소를 보여 두 기선의 측위 성능이 동등한 수준으로 수렴하였다. 이는 사전 보정으로 km 급 궤도 오차를 m 급 잔여 수준으로 줄이면 차분 측위의 기선 거리 민감도가 극적으로 완화됨을 의미한다.

이번 연구의 결과는 LEO 통신 위성 신호를 활용한 APNT 구현의 가능성을 정량적으로 뒷받침한다. 다만 이 연구는 Starlink 위성군과 단일 관측 기간에 기반한 시뮬레이션 결과이므로, 향후 실측 데이터를 이용한 검증과 기준국 배치 및 신호 모델 정교화를 후속 연구로 수행할 계획이다.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by the Research and Development Project (CT250414006) of Hanwha Aerospace Co., Ltd.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, W. Park and B. Park; methodology, W. Park, H. Kim, and B. Park; software, W. Park and H. Kim; validation, W. Park, H. Kim, and B. Park; formal analysis, W. Park; investigation, W. Park and H. Kim; resources, H. Kim; data curation, W. Park; writing—original draft preparation, W. Park; writing—review and editing, H. Kim and B. Park; visualization, W. Park; supervision, B. Park; project administration, B. Park; funding acquisition, B. Park. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Chen, J. & Lin, C. 2023, Research on enhanced orbit prediction techniques utilizing multiple sets of two-line element, Aerospace, 10, 532. https://doi.org/10.3390/aerospace10060532

Constant, C., Bhattarai, S., & Ziebart, M. 2023, Limitations of current practices in uncooperative space surveillance: Analysis of mega-constellation data time-series, In Proceedings of the Advanced Maui Optical and Space Surveillance Technologies Conference (AMOS), Maui, Hawaii, Sep 19-22 2023, pp.1-20. https://doi.org/10.64861/QYAX9070

Critchley-Marrows, J. J. R., Shibukawa, T., Sakamoto, N., Matsuo, S., Fujita, M., et al. 2025, Expanding QZSS to the world with LEO satellites: An open, community-driven approach, In Proceedings of the ION GNSS+ 2025, Baltimore, Maryland, Sep 8-12 2025, pp.1289-1304. https://doi.org/10.33012/2025.20411

El Kouba, P., Hayek, S., Saroufim, J., Fakhoury, E., & Kassas, Z. M. 2024, Improved Starlink satellite orbit prediction via machine learning with application to opportunistic LEO PNT, In Proceedings of the ION GNSS+ 2024, Baltimore, Maryland, Sep 16-20 2024, pp.2424-2433. https://doi.org/10.33012/2024.19892

Jardak, N. & Adam, R. 2023, Practical use of Starlink downlink tones for positioning, Sensors, 23, 3234. https://doi.org/10.3390/s23063234

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

Kim, H., Jo, Y., & Park, B. 2025, Improving precise point positioning convergence time with low earth orbit satellites, In Proceedings of the 2025 IPNT Conference, Jeju, Korea, Nov 4-8 2025, pp.29-31. https://ipnt.or.kr/2025proc/95

Leclère, J., Marathe, T., & Reid, T. G. R. 2025, Insights into Xona Pulsar LEO PNT: Constellation, signals, and receiver design, In Proceedings of the ION GNSS+ 2025, Baltimore, Maryland, Sep 8-12 2025, pp.3008-3096. https://doi.org/10.33012/2025.20293

Mahooti, M. 2025, High precision orbit propagator [Software], MATLAB Central File Exchange. https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/55167-high-precision-orbit-propagator

Misra, P. & Enge, P. 2011, Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. (Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press)

Montenbruck, O. & Gill, E. 2000, Satellite Orbits: Models, Methods, and Applications (Berlin: Springer). https://doi.org/10.1007/978-3-642-58351-3

Neinavaie, M. & Kassas, Z. M. 2024, Unveiling Starlink LEO satellite OFDM-like signal structure enabling precise positioning, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 60, 2486-2489. https://doi.org/10.1109/TAES.2023.3265951

Shahcheraghi, S., Saroufim, J., & Kassas, Z. M. 2025, Acquisition, Doppler tracking, and differential LEO-aided IMU navigation with uncooperative satellites, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 40, 54-72. https://doi.org/10.1109/MAES.2025.3529404

Son, P.-W., Rhee, J. H., & Seo, J. 2018, Novel multichain-based Loran positioning algorithm for resilient navigation, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 54, 666-679. https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2762438

Son, P.-W., Rhee, J. H., Hwang, J., & Seo, J. 2019, Universal Kriging for Loran ASF map generation, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 55, 1828-1842. https://doi.org/10.1109/TAES.2018.2876587

Vallado, D. A. 2013, Fundamentals of Astrodynamics and Applications, 4th ed. (Hawthorne, CA: Microcosm Press).

Vallado, D. A., Crawford, P., Hujsak, R., & Kelso, T. S. 2006, Revisiting Spacetrack Report #3, In Proceedings of the AIAA/AAS Astrodynamics Specialist Conference and Exhibit, Keystone, Colorado, Aug 21-24 2006, pp.1-88. https://doi.org/10.2514/6.2006-6753

Xu, X. & Xiong, Y. 2018, Orbit error characteristic and distribution of TLE using CHAMP orbit data, Astrophysics and Space Science, 363, 31. https://doi.org/10.1007/s10509-018-3251-z

Zidan, J., Adegoke, E. I., Kampert, E., Birrell, S. A., Ford, C. R., et al. 2021, GNSS vulnerabilities and existing solutions: A review of the literature, IEEE Access, 9, 153960-153976. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2973759



Wonwoo Park is a M.S student in the Department of Aerospace Engineering and Convergence Engineering for Intelligent Drone at Sejong University, Seoul, Korea. He received B.S degree from Sejong University. His research interests include LEO-based PNT and SDR-based signal processing for satellite navigation and communication signals.



Hyunwoo Kim is a M.S student in the Department of Aerospace Engineering and Convergence Engineering for Intelligent Drone at Sejong University, Seoul, Korea. He received B.S degree from Sejong University. His research interests include GNSS Augmentation Systems with precise positioning and LEO PNT Systems.



Byungwoon Park is an associate professor of Department of Aerospace Engineering and Department of Convergence Engineering for Intelligent Drone at Sejong university. He received the B.S., M.S., and Ph.D. degree from Seoul National University. He worked as a principal researcher at Spatial Information Research Institute in Korea Land and Geospatial Informatix Corporation and a visiting scholar of Aerospace Engineering Sciences Department at the University of Colorado (CU), Boulder. His research interests include GNSS-based safety-critical applications, Compact RTK/Network RTK, PPP, GNSS augmentation message generation and scheduling algorithms, and ionospheric irregularity detection.

JPNT 15(3), 253-263 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.253

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

SBAS 대류층 지연 보정 모델 파라미터의 지역 최적화 기법

송재오[1], 김도훈[1], 황용택[1], 노재희[2], 유호영[1†]

Regional Optimization Method for Parameters of the SBAS Tropospheric Delay Correction Model

Jaeo Song[1], Dohun Kim[1], Yongtaek Hwang[1], JaeHee Noh[2], Hoyoung Yoo[1†]
[1]Department of Electronics, Chungnam National University, Daejeon 34134, Korea
[2]Korea Aerospace Research Institute, Daejeon 34133, Korea

ABSTRACT

Tropospheric delay in Global Navigation Satellite System (GNSS) signals is a non-dispersive error that cannot be eliminated using frequency combinations alone and is affected by meteorological factors such as atmospheric pressure, temperature, and water vapor pressure. Satellite-Based Augmentation Systems (SBAS) define a tropospheric delay correction model that can be applied without real-time meteorological information. However, the conventional parameters in the SBAS model are based on global empirical values and therefore have limitations in sufficiently reflecting regional meteorological characteristics. In this study, a regional optimization method based on Stochastic Gradient Descent (SGD) is proposed to derive regional parameters for the SBAS tropospheric delay correction model using Zenith Total Delay (ZTD) products provided by the International GNSS Service (IGS) as reference values. As a regional application, the proposed method was applied to the Korean Peninsula, and 20 meteorological parameters at reference latitudes of 30°N and 45°N were selected as optimization targets. The parameters are iteratively updated to minimize the mean square error between the ZTD calculated by the SBAS model and the IGS ZTD. IGS ZTD data from 2021 to 2024 were used for training and data from 2025 were used for validation. The validation results show that the model with optimized parameters reduced the overall mean bias from 26.643 mm to 1.286 mm, STD from 70.208 mm to 58.901 mm, and RMS from 75.094 mm to 58.915 mm compared with the conventional SBAS model, achieving an RMS improvement of 21.545%. These results indicate that the proposed method can improve the regional applicability of the SBAS tropospheric delay correction model by optimizing its parameters using IGS ZTD data while maintaining the structure of the conventional model.

Keywords: GNSS, SBAS, tropospheric delay, stochastic gradient descent
주요어: 위성항법시스템, 위성기반보강시스템, 대류층 지연, 확률적 경사 하강법

1. INTRODUCTION

Global Navigation Satellite System (GNSS) 신호는 위성으로부터 지상의 수신기에 도달하는 과정에서 대기를 통과하며, 이때 전리층 및 대류층에 의한 신호 지연이 발생한다. Fig. 1은 GNSS 신호가 전리층과 대류층을 통과하는 과정에서 발생하는 대기 지연 오차의 개념을 나타낸다. 이러한 대기 지연 오차가 적절히 보정되지 않을 경우, GNSS 기반 측위 정확도가 저하될 수 있다. 일반적으로 전리층 지연은 신호 주파수와 전리층 전자밀도 변화에 따라 약 2~10 m 수준까지 발생할 수 있으며, 대류층 지연은 천정 방향에서 약 2~3 m 수준으로 발생하고 위성 고도각이 낮아질수록 증가하는 특성을 갖는다 (Hoque & Jakowski 2008, Feltens et

Received May 10, 2026 **Revised** Jun 02, 2026 **Accepted** Jul 20, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: hyyoo@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

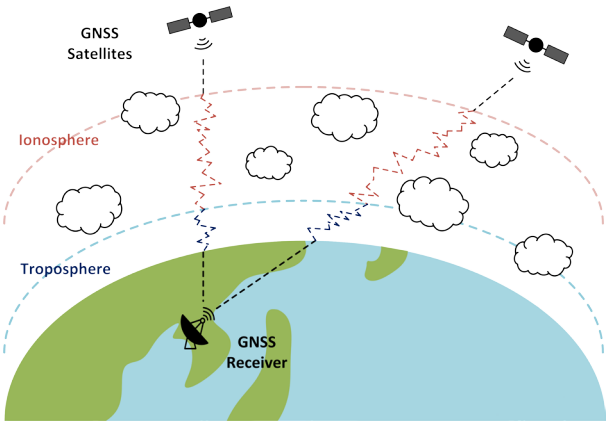


Fig. 1. Concept of GNSS atmospheric delay error.

al. 2018). 이 중 전리층 지연은 주파수 의존성을 갖는 분산성 오차이므로, 이중주파수 관측 값의 선형 조합을 통해 1차 지연 성분을 효과적으로 제거할 수 있다. 또한 단일주파수 수신기의 경우에도 항법메시지에 포함된 전리층 보정 모델을 활용하여 지연량을 보정할 수 있다. 대표적으로 Global Positioning System (GPS) 및 Quasi-Zenith Satellite System (QZSS)에서는 Klobuchar 모델을 사용하며, Galileo는 NeQuick-G 모델을 통해 단일주파수 사용자의 전리층 지연 보정을 지원한다 (IS-GPS-200 2022, Galileo OS SIS ICD 2023, IS-QZSS-PNT-006 2024). 이처럼 전리층 지연은 GNSS 시스템별로 제공되는 경험적 보정 모델 또는 이중주파수 조합을 통해 일정 수준 보정이 가능하다.

반면, 대류층 지연은 GNSS L-band 신호에 대해 비분산성 특성을 가지므로, 전리층 지연과 달리 주파수 조합만으로 제거하기 어렵다. 또한 대류층 지연은 대기압, 온도, 수증기압과 같은 기상요소와 수신기 고도, 위성 고도각에 따라 달라지며, 특히 수증기량의 시공간적 변동에 크게 영향을 받는 습윤 지연 성분은 정확한 모델링이 어렵다 (Choi et al. 2025, Yoon et al. 2025). 이러한 특성으로 인해 대류층 지연 오차는 GNSS 기반 항법 성능 분석에서 주요 오차 요소 중 하나로 고려되며, 시뮬레이터 기반 성능 분석 환경에서 신뢰성 있는 측위 오차 평가를 수행하기 위해서는 실제 대류층 지연 특성을 적절히 반영할 수 있는 모델이 필요하다. 이에 대류층 지연량을 정확히 산출하기 위해 Saastamoinen 모델, Hopfield 모델 등 다양한 경험적 모델이 활용되어 왔다 (Hopfield 1969, Saastamoinen 1972). 이들 모델은 기압, 온도, 수증기압 등 기상 정보를 이용하여 대류층 지연량을 산출하는 대표적인 모델이며, 비교적 높은 정확도를 제공할 수 있다 (Kim et al. 2016). 그러나 일반적인 GNSS 수신기 또는 시뮬레이터 기반 항법 성능 분석 환경에서는 모든 사용자의 위치와 시각에 대한 실제 기상 정보를 확보하기 어렵기 때문에, 기상 관측 값에 대한 의존도가 낮은 모델이 주로 요구된다.

이러한 요구는 Satellite-Based Augmentation Systems (SBAS) 기반 사용자 보정 환경에서도 동일하게 나타난다. SBAS는 광역 기준국 망을 이용하여 GNSS 사용자의 항법 성능을 향상시키기 위한 보강 정보를 제공하는 시스템으로, 위성 궤도, 위성 시계 및 전리층 지연에 대한 보정 정보를 제공한다. 그러나 SBAS는 사용자 위치와 위성 고도각에 따라 달라지는 대류층 지연 보정 값을 직접 방송하지 않으며, 사용자는 수신기 내부에서 별도의 대류층 지연 보정 모델을 적용하여 대류층 지연량을 산출해야 한다 (RTCA 2006). SBAS 표준에서는 이를 위해 University of New Brunswick 3 모델을 간소화한 SBAS 대류층 지연 보정 모델 (이하 SBAS 모델)을 정의하고 있다. 해당 모델은 기상 관측 값을 직접 사용하지 않고, 위도와 날짜 (Day of Year, DOY)에 따른 경험적 기상 파라미터를 이용하여 천정 건조 지연 (Zenith Hydrostatic Delay, ZHD)과 천정 습윤 지연 (Zenith Wet Delay, ZWD)을 통해 천정 총 지연 (Zenith Total Delay, ZTD)을 산출한다. 이와 같이 SBAS 모델은 별도의 실시간 기상 정보 없이 적용할 수 있고 구현이 간단하다는 장점이 있어, GNSS 수신기 및 시뮬레이터 기반 항법 성능 분석 환경에 적합하다.

그러나 SBAS 모델 파라미터가 전 지구적 경험 값을 기반으로 정의되어 있어 지역적 기상 특성을 충분히 반영하는 데 한계가 있을 수 있다. 특히 한반도 지역은 계절에 따른 수증기량 변화가 크고 습윤 지연 성분의 영향이 크게 나타날 수 있어, 기존 SBAS 모델 파라미터를 그대로 적용할 경우 지역적 ZTD 오차가 발생할 수 있다 (Kim et al. 2016). 기존 대류층 지연 보정 모델의 성능을 평가하거나 개선하기 위한 연구는 다양한 방식으로 수행되어 왔다. Park et al. (2018)은 GNSS 자료처리에서 GPT 모델과 SBAS 모델의 대류층 지연 보정 정확도를 IGS 산출물과 비교하였으며, SBAS 모델이 GPT 모델보다 작은 Bias를 보여 표준 GNSS 자료처리에 효과적으로 활용될 수 있음을 보였다. Choi et al. (2025)는 PPP 기반 ZTD를 기준으로 GPT, GPT2 및 GPT3 경험 모델의 ZTD 추정 성능을 비교하였으며, 최신 GPT 계열 모델이 GNSS 대류층 지연 산출에 활용될 수 있음을 보였다. 또한 Yang et al. (2021)은 GPT3 기반 ZTD와 지역 GNSS 관측망으로부터 산출한 ZTD를 Artificial Neural Network으로 결합하여 홍콩 지역에 특화된 지역 ZTD 모델을 제안하였다. 이러한 연구들은 전 지구 경험 모델 또는 지역 GNSS ZTD 자료를 활용하여 대류층 지연 추정 정확도를 개선할 수 있음을 보여준다. 그러나 기존 SBAS 모델의 계산 구조를 유지하면서, SBAS 모델에 정의된 위도 별 기상 파라미터 자체를 지역 GNSS ZTD 자료를 이용해 최적화하는 연구는 제한적이다.

이에 본 연구에서는 IGS ZTD 산출물을 기준 값으로 활용하여, 기존 SBAS 모델의 파라미터를 지역적으로 최적화하는 방법을 제안한다. 제안 기법의 적용 사례로 지역적 특성이 뚜렷한 한반도 지역을 선정하였으며, 한반도가 포함되는 30°N 및 45°N 위도의 기상 파라미터를 최적화 대상으로 설정하였다. 이후 SBAS ZTD와 IGS ZTD 간의 오차가 최소화되도록 Stochastic Gradient Descent (SGD) 기반 최적화 방식을 활용하여 파라미터를 반복적으로 갱신하였다. 본 연구의 목적은 새로운 대류층 지연 보정 모델식을 제안하는 것이 아니라, 기존 SBAS 모델의 간단한 구조와 적용성을 유지하면서 지역 ZTD 자료를 이용해 파라미터를 조정할 수 있는 최적화 절차를 제시하는 데 있다.

2. BACKGROUND

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.253

Table 1. Conventional parameters of the SBAS model.

	Average				
Lat	P_0 [mbar]	T_0 [K]	e_0 [mbar]	β_0 [K/m]	λ_0
15°N	1013.25	299.65	26.31	6.30^{-3}	2.77
30°N	1017.25	294.15	21.79	6.05^{-3}	3.15
45°N	1015.75	283.15	11.66	5.58^{-3}	2.57
60°N	1011.75	272.15	6.78	5.39^{-3}	1.81
75°N	1013.00	263.65	4.11	4.53^{-3}	1.55
	Seasonal variation				
Lat	ΔP [mbar]	ΔT [K]	Δe [mbar]	$\Delta\beta$ [K/m]	$\Delta\lambda$
15°N	0.00	0.00	0.00	0.00^{-3}	0.00
30°N	-3.75	7.00	8.85	0.25^{-3}	0.33
45°N	-2.25	11.00	7.24	0.32^{-3}	0.46
60°N	-1.75	15.00	5.36	0.81^{-3}	0.74
75°N	-0.50	14.50	3.39	0.62^{-3}	0.30

2.1 SBAS Tropospheric Delay Correction Model

앞서 설명한 SBAS 모델은 위도와 날짜 정보를 이용하여 기상 파라미터를 산출하고, 이를 기반으로 ZHD와 ZWD를 계산한 뒤 매핑 함수를 통해 사선 방향 대류층 지연량을 구한다 (Leandro et al. 2006). 이번 절에서는 제안하는 파라미터 최적화 기법을 설명하기에 앞서, 기존 SBAS 모델의 기상 파라미터 구성과 대류층 지연량 계산 과정을 정리한다. SBAS 모델에서 사용되는 기상 파라미터는 대기압 P, 온도 T, 수증기압 e, 온도 변화율 β, 수증기압 변화율 λ의 5개이며, 각 파라미터는 위도 별 평균 값과 계절 변화량으로 정의된다. Table 1은 기존 SBAS 모델에서 사용되는 위도 별 기상 파라미터를 나타낸다. 각 파라미터는 15°N, 30°N, 45°N, 60°N 및 75°N의 기준 위도에 대해 경험적으로 정의되어 있으며, 각 위도별로 평균 기상 파라미터와 계절 변화량을 포함한다. 수신기 위도가 기준 위도 사이에 위치하는 경우, SBAS 모델은 인접한 두 기준 위도의 파라미터를 선형 보간하여 해당 수신기 위치의 평균 기상 파라미터와 계절 변화량을 산출한다. 이후 산출된 계절 변화량은 날짜 정보인 DOY에 따라 적용되며, 이를 통해 수신기 위치와 관측 날짜에 대응하는 기상 파라미터가 결정된다. 본 연구에서는 대기압 P, 온도 T, 수증기압 e, 온도 변화율 β, 수증기압 변화율 λ를 일반화하여 나타내기 위해 ξ를 사용하였다. 즉, ξ는 SBAS 모델을 구성하는 5개 기상 파라미터 중 하나를 대표하는 기호이며, $\xi_0(\varphi)$와 $\Delta\xi(\varphi)$는 각각 위도 φ에서의 평균값과 계절 변화량을 의미한다. 따라서 DOY(D)에서의 기상 파라미터 $\xi(\varphi,D)$는 Eq. (1)과 같이 계산된다.

$$\xi(\varphi, D) = \xi_0(\varphi) - \Delta\xi(\varphi)\cos\left(\frac{2\pi(D - D_{min})}{365.25}\right) \quad (1)$$

여기서 D_{min}은 북반구에서 28, 남반구에서 211이다. Eq. (1)을 통해 산출된 파라미터는 수신기 고도에 따른 대류층 지연량 계산에 사용된다. SBAS 모델에서는 대류층 지연을 건조 성분과 습윤 성분으로 구분하며, 각각 ZHD와 ZWD를 Eqs. (2, 3)과 같이 계산한다.

$$ZHD = \left(\frac{10^{-6} \times 77.604 \times 287.054 \times P}{9.784}\right) \times \left(1 - \frac{\beta H}{T}\right)^{\frac{9.80665}{287.054 \times \beta}} \quad (2)$$

$$ZWD = \left(\frac{10^{-6} \times 382000 \times 287.054}{9.784 \times (\lambda + 1) - 287.054 \times \beta} \times \frac{e}{T}\right) \times \left(1 - \frac{\beta H}{T}\right)^{\frac{9.80665 \times (\lambda + 1)}{287.054 \times \beta} - 1} \quad (3)$$

여기서 P, T, e, β, λ 는 Eq. (1)을 통해 산출된 기상 파라미터이며, H는 수신기 평균해수면 기준 고도(mean sea level)를 의미한다. ZHD와 ZWD는 각각 건조 성분과 습윤 성분의 천정 방향 지연량을 나타내며, Eq. (4)와 같이 두 성분의 합으로 ZTD를 계산한다.

$$ZTD = ZHD + ZWD \quad (4)$$

SBAS 모델에서는 필요에 따라 ZTD에 위성 고도각 기반 매핑 함수를 적용하여 사선 방향 총 지연량을 산출할 수 있다. 그러나 이 연구에서는 IGS ZTD를 기준 값으로 사용하여 SBAS 모델 파라미터를 최적화하므로, 이후 과정에서는 Eq. (4)를 통해 계산된 ZTD를 최적화 대상 출력 값으로 사용한다.

2.2 Calculation of SBAS ZTD

이번 절에서는 앞서 정리한 SBAS 대류층 지연 보정 모델의 계산 과정을 구체적으로 설명하기 위해, 대전 IGS 관측소 DAEJ를 예시로 SBAS ZTD 산출 과정을 나타낸다. 예시 계산은 2025년 6월 1일을 기준으로 수행하였으며, 해당 날짜의 DOY는 152이다. DAEJ 관측소의 위도는 약 36.399°N으로, SBAS 모델에서 정의된 기준 위도 중 30°N과 45°N 사이에 위치한다. 따라서 DAEJ 위치에서의 기상 파라미터는 Table 1에 제시된 30°N 및 45°N 기준 위도의 평균 기상 파라미터와 계절 변화량을 선형 보간하여 산출된다. DAEJ의 위도는 30°N과 45°N 사이에 위치하므로, 두 기준 위도에 대한 선형 보간 계수 α는 0.427로 계산된다. 따라서 임의의 기상 파라미터 ξ에 대해 DAEJ 위치에서의 평균값 $\xi_0(\varphi)$와 계절 변화량 $\Delta\xi(\varphi)$는 각각 Eqs. (5, 6)과 같이 계산할 수 있다.

$$\xi_0(\varphi) = \xi_{0,30} + \alpha\left(\xi_{0,45} - \xi_{0,30}\right) \quad (5)$$

$$\Delta\xi(\varphi) = \Delta\xi_{30} + \alpha(\Delta\xi_{45} - \Delta\xi_{30}) \quad (6)$$

여기서 ξ는 앞 절에서 정의한 바와 같이 P, T, e, β, λ 중 하나의 기상 파라미터를 대표한다. 예를 들어, 대기압 P의 경우 30°N 및 45°N 에서의 평균값은 각각 1017.25 mbar와 1015.75 mbar이므로, DAEJ 위치에서의 평균 대기압 $P_0(\varphi)$는 1016.61 mbar로 계산된다. 또한 대기압의 계절 변화량 ΔP는 30°N과 45°N에서 각각 −3.75 mbar와 −2.25 mbar이므로, DAEJ 위치에서는 −3.11 mbar로 보간된다. 동일한 방식으로, T, e, β, λ에 대한 평균값과 계절 변화량을 산출할 수 있다. 이후 DOY 152에 대한 계절 보정항을 적용한다. 북반구에서 D_{min}은 28이므로, Eq. (1)의 코사인 항은 Eq. (7)과 같이 계산된다.

$$\cos\left(\frac{2\pi(D - D_{min})}{365.25}\right) = \cos\left(\frac{2\pi(152 - 28)}{365.25}\right) = -0.533 \quad (7)$$

따라서 DAEJ 관측소에서 DOY 152에 해당하는 기상 파라미터는 Eq. (1)에 의해 산출된다. 대기압 P의 경우, 선형 보간을 통해 산출된 평균 대기압과 계절 변화량에 DOY 152의 계절 보정항을 적용하면 1014.952 mbar로 계산된다. 동일한 절차를 온도 T, 수증기압 e, 온도 변화율 β, 수증기압 변화율 λ에 적용하면 DAEJ 관측소의 DOY 152 기상 파라미터는 각각 P = 1014.952 mbar, T = 294.099 K, e = 21.820 mbar, β = 5.999 ×10^{-3} K/m, λ = 3.108로 산출된다. 이후

Table 2. Accuracy of the SBAS ZTD at selected IGS stations.

DOY	Site	Statistics [mm]			DOY	Site	Statistics [mm]		
		Bias	STD	RMS			Bias	STD	RMS
079 (20 Mar)	DAEJ	80.215	8.633	80.676	263 (20 Sep)	DAEJ	37.805	11.181	39.419
	SUWN	74.687	8.099	75.123		SUWN	30.551	9.340	31.942
	JPLM	60.272	10.567	61.188		JPLM	36.386	23.959	43.543
	TIDB	41.974	17.994	45.656		TIDB	62.181	15.740	64.135
171 (20 Jun)	DAEJ	148.04	18.176	149.15	354 (20 Dec)	DAEJ	30.085	37.803	48.262
	SUWN	126.01	35.006	130.77		SUWN	37.052	38.829	53.622
	JPLM	97.229	14.211	98.259		JPLM	19.823	13.413	23.921
	TIDB	46.503	6.938	47.016		TIDB	21.546	22.299	30.980

Note: DAEJ and SUWN are located in Korea, JPLM in the United States, and TIDB in Australia.

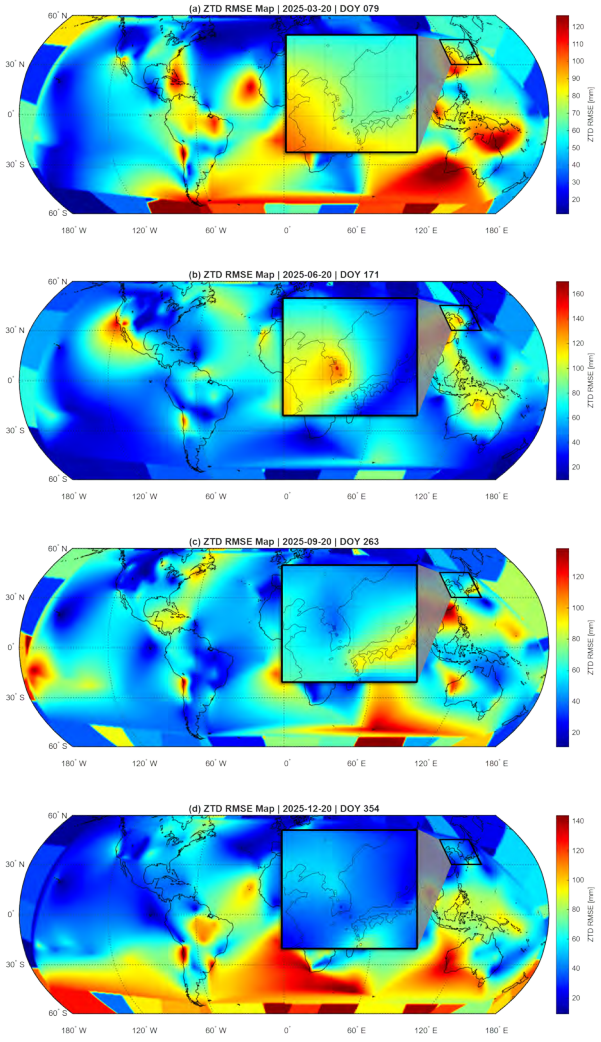


Fig. 2. ZTD error distributions of the SBAS model: (a) DOY 079 (20 Mar), (b) DOY 171 (20 Jun), (c) DOY 263 (20 Sep), (d) DOY 354 (20 Dec).

산출된 기상 파라미터와 DAEJ 관측소의 평균해수면 기준 고도 H를 Eqs. (2)와 (3)에 대입하여 ZHD와 ZWD를 계산한다. 본 예시에서는 DAEJ 관측소의 평균 해수면 기준 고도 H = 15.458 m를 적용하였으며, 이에 따라 ZHD와 ZWD는 각각 약 2.307 m와 0.210 m로 계산된다. 최종적으로 두 성분을 합산하면 DAEJ 관측소에서 DOY 152에 대한 SBAS ZTD는 약 2.517 m로 산출된다. 이와 같이 SBAS 모델은 별도의 실시간 기상 정보를 요구하지 않고, 관측소의 위도, 고도 및 DOY만을 이용하여 ZHD, ZWD 및 ZTD를 순차적으로 산출할 수 있다.

2.3 Accuracy Analysis of the SBAS ZTD

기존 SBAS 모델의 지역적 오차 특성을 확인하기 위해, 기존 SBAS 모델로 산출한 ZTD (이하 SBAS ZTD)와 IGS에서 제공하는 ZTD 산출물 (이하 IGS ZTD)을 비교하였다. Figs. 2a–d는 각각 2025년 DOY 079 (20 Mar), DOY 171 (20 Jun), DOY 263 (20 Sep), DOY 354 (20 Dec) 에 대한 IGS ZTD와 SBAS ZTD의 오차 분포를 나타낸다. 해당 날짜들은 모든 날짜의 결과를 제시하기 어려운 점을 고려하여, 계절별 대표 날짜에서의 오차 분포를 확인하기 위해 선정하였다. 또한, 전 지구 오차 분포와 함께 한반도 인근 지역을 확대한 결과를 함께 제시하여, 한반도 주변 관측소에서 나타나는 ZTD 오차 분포를 보다 명확히 확인할 수 있도록 하였다.

Table 2는 Fig. 2에 나타낸 주요 관측소의 Bias, STD 및 RMS 오차를 정리한 것이다. 한반도 지역 관측소인 DAEJ와 SUWN의 경우, DOY 171에서 RMS 오차가 각각 149.15 mm와 130.77 mm로 나타났으며, 동일 DOY의 미국 JPLM 및 호주 TIDB 관측소보다 상대적으로 큰 오차를 보였다. 또한 DOY 079에서도 DAEJ와 SUWN의 RMS 오차는 각각 80.676 mm와 75.123 mm로 나타났다. 이러한 결과는 특정 날짜의 분석에서 기존 SBAS 모델과 IGS ZTD 사이의 차이가 한반도 인근 지역에서 상대적으로 크게 나타날 수 있음을 보여준다. 다만 해당 결과는 계절별 대표 날짜를 이용한 사례 분석이므로, 장기적인 계절 변화 특성을 일반화하기보다는 기존 SBAS 모델의 지역적 오차 특성을 확인하기 위한 예시로 해석하였다. 결과적으로 기존 SBAS 모델의 단순성과 적용성을 유지하면서도, 지역 ZTD 자료를 활용하여 모델 파라미터를 조정할 필요가 있음을 확인할 수 있다.

3. PROPOSED OPTIMIZATION METHOD

3.1 SGD-Based Parameter Optimization

2.1절에서 설명한 바와 같이 SBAS 모델의 ZTD는 위도 별 기상 파라미터와 DOY에 의해 결정된다. 앞 절의 분석을 바탕으로, 본

연구에서는 기존 SBAS 모델의 계산 구조를 유지하면서 한반도 지역이 포함되는 30°N 및 45°N 위도의 기상 파라미터를 최적화 대상으로 설정하였다. 각 기준 위도에는 기상 파라미터 5개의 평균값과 계절 변화량이 정의되어 있으므로, 총 20개의 파라미터가 최적화 대상이 된다. 본 연구의 목적은 기존 SBAS 모델의 계산 구조를 유지하면서, IGS ZTD와 SBAS ZTD 간의 오차가 최소화되도록 해당 파라미터를 갱신하여 지역 ZTD 특성이 반영된 SBAS 모델 파라미터를 도출하는 것이다. 최적화 대상 파라미터 벡터 θ는 Eq. (8)과 같이 정의된다.

$$\theta = \begin{bmatrix} P_{0,30}, T_{0,30}, e_{0,30}, \beta_{0,30}, \lambda_{0,30}, \Delta P_{30}, \Delta T_{30}, \Delta e_{30}, \Delta \beta_{30}, \Delta \lambda_{30}, \\ P_{0,45}, T_{0,45}, e_{0,45}, \beta_{0,45}, \lambda_{0,45}, \Delta P_{45}, \Delta T_{45}, \Delta e_{45}, \Delta \beta_{45}, \Delta \lambda_{45} \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 아래 첨자 30과 45는 각각 30°N 및 45°N 기준 위도를 의미하며, 아래 첨자 0은 평균 기상 파라미터, Δ는 계절 변화량을 나타낸다. θ가 주어졌을 때, Eqs. (1–4)의 SBAS 모델을 통해 계산된 i번째 ZTD를 $ZTD_{BAS,i}(\theta)$, 동일 시각 및 관측소의 IGS ZTD를 $ZTD_{IGS,i}$라 하면, 두 값의 잔차 $r_i(\theta)$는 Eq. (9)와 같이 정의된다.

$$r_i(\theta) = ZTD_{SBAS,i}(\theta) - ZTD_{IGS,i} \quad (9)$$

여기서 i는 학습에 사용되는 ZTD 샘플 인덱스로, 관측소, 날짜 및 시간 정보를 포함한다. 즉, 하나의 샘플은 특정 관측소의 특정 시각에 대한 SBAS ZTD와 IGS ZTD의 쌍으로 구성된다. 본 연구에서는 IGS ZTD를 기준 값으로 사용하므로, Eq. (9)의 잔차가 작아질수록 SBAS 모델이 해당 지역의 실제 대류층 지연 특성을 더 잘 반영한다고 볼 수 있다 (Byun & Bar-Sever 2009). 이를 바탕으로 SBAS ZTD와 IGS ZTD의 평균제곱오차(Mean Square Error, MSE)를 손실함수로 정의하였다. 전체 N개의 ZTD 샘플에 대한 손실함수 $J(\theta)$는 Eq. (10)과 같다.

$$J(\theta) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} r_i^2(\theta) \quad (10)$$

여기서 N은 학습에 사용된 샘플 수를 의미한다. 본 연구에서는 기존 SBAS 모델의 계산 구조를 유지한 상태에서 다수의 지역 ZTD 관측 자료에 맞도록 기상 파라미터를 반복적으로 조정하는 것을 목표로 하므로, 구현 및 파라미터 갱신 과정이 단순하고 해석이 용이한 SGD 기반 최적화 방법을 적용하였다. 특히 본 연구의 최적화 과정은 여러 관측소와 장기간의 5분 간격 ZTD 자료를 포함하며, SBAS 모델의 ZTD 계산 과정이 기상 파라미터, DOY 및 고도 항에 의해 비선형적으로 결정되므로 반복 기반 최적화가 필요하다. SGD는 학습률을 통해 파라미터 갱신 크기를 직접 제어할 수 있으며, 최적화 과정에서 각 파라미터의 변화량을 단계별로 확인할 수 있으므로, 물리적 의미를 갖는 SBAS 기상 파라미터를 조정하는 본 연구의 목적에 적합하다. 구체적으로 SGD는 손실함수의 파라미터에 대한 기울기를 이용하여, 현재 파라미터 위치에서 손실함수가 감소하는 방향으로 파라미터를 반복적으로 갱신하는 방법이다 (Robbins & Monro 1951, Zhang et al. 2023).

Fig. 3은 이러한 SGD 기반 최적화 개념을 나타낸다. 파라미터는 손실함수 기울기의 반대 방향으로 갱신되며, 반복이 진행됨에 따라 SBAS ZTD와 IGS ZTD 간의 오차가 점진적으로 감소하도록 한다. k번째 반복에서의 파라미터 벡터를 θ_k, 손실함수의 기울기를 $\nabla_\theta J(\theta_k)$, 학습률을 μ라 하면, SGD의 기본 갱신식은 Eq. (11)과 같이 나타낼 수 있다.

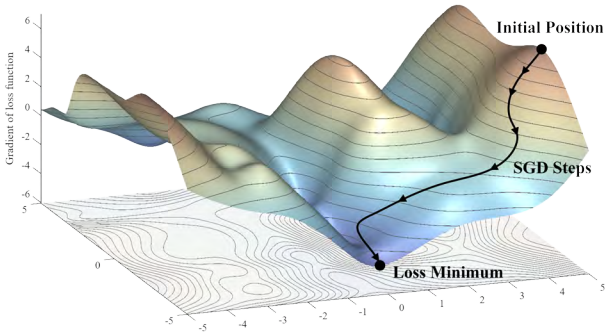


Fig. 3. Concept of stochastic gradient descent.

$$\theta_{k+1} = \theta_k - \mu \nabla_\theta J(\theta_k) \quad (11)$$

여기서 μ는 매 반복에서 파라미터가 갱신되는 크기를 결정한다. Eq. (11)은 손실함수의 기울기와 반대 방향으로 파라미터를 이동시켜 손실함수가 감소하도록 하는 기본적인 경사하강법 갱신 구조를 나타낸다. 다만, 본 연구에서 최적화하는 각 파라미터는 서로 다른 단위와 수치 범위를 갖는다. 예를 들어, 대기압 P와 온도 T는 수백에서 수천 단위의 값을 갖는 반면, 온도 변화율 β는 10^{-3} 수준의 값을 갖는다. 따라서 동일한 학습률을 모든 파라미터에 직접 적용할 경우, 파라미터 별 스케일 차이로 인해 갱신량이 불균형하게 산출될 수 있다 (Duchi et al. 2011). 이를 완화하기 위해 이 연구에서는 초기 SBAS 파라미터를 기준으로 각 파라미터의 상대적 변화량을 정의하고, 정규화된 파라미터 공간에서 갱신을 수행하였다. 초기 파라미터를 $\theta_{ref,k}$, 현재 파라미터를 θ_k, 파라미터 별 스케일을 s_k라 하면, 정규화된 파라미터 $\tilde{\theta}_k$는 Eq. (12)와 같이 정의된다.

$$\tilde{\theta}_k = \frac{\theta_k - \theta_{ref,k}}{s_k} \quad (12)$$

여기서 s_k는 각 파라미터의 기준 크기를 나타내며, 이 연구에서는 초기 파라미터의 절댓값을 기반으로 설정하였다. Eq. (12)를 다시 실제 파라미터 공간으로 표현하면 Eq. (13)과 같다.

$$\theta_k = \theta_{ref,k} + s_k \tilde{\theta}_k \quad (13)$$

따라서 손실함수의 정규화 파라미터에 대한 기울기는 연쇄법칙에 의해 Eq. (14)와 같이 표현된다.

$$\nabla_{\tilde{\theta}} J = \frac{\partial J}{\partial \tilde{\theta}_k} = \frac{\partial J}{\partial \theta_k}\frac{\partial \theta_k}{\partial \tilde{\theta}_k} = s_k \frac{\partial J}{\partial \theta_k} \quad (14)$$

즉, 실제 파라미터 공간에서 계산된 기울기는 파라미터 별 스케일을 반영하여 변환되며, 이를 통해 서로 다른 단위와 크기를 갖는 파라미터를 안정적으로 갱신할 수 있다. 또한 기울기 크기에 따라 파라미터가 과도하게 변화하는 것을 방지하기 위해, 기울기 벡터의 크기로 갱신 방향을 정규화하였다. 정규화된 갱신 방향은 다시 파라미터 별 스케일을 곱하여 실제 파라미터 갱신량으로 변환되며, 최종 갱신 식은 Eq. (15)와 같다.

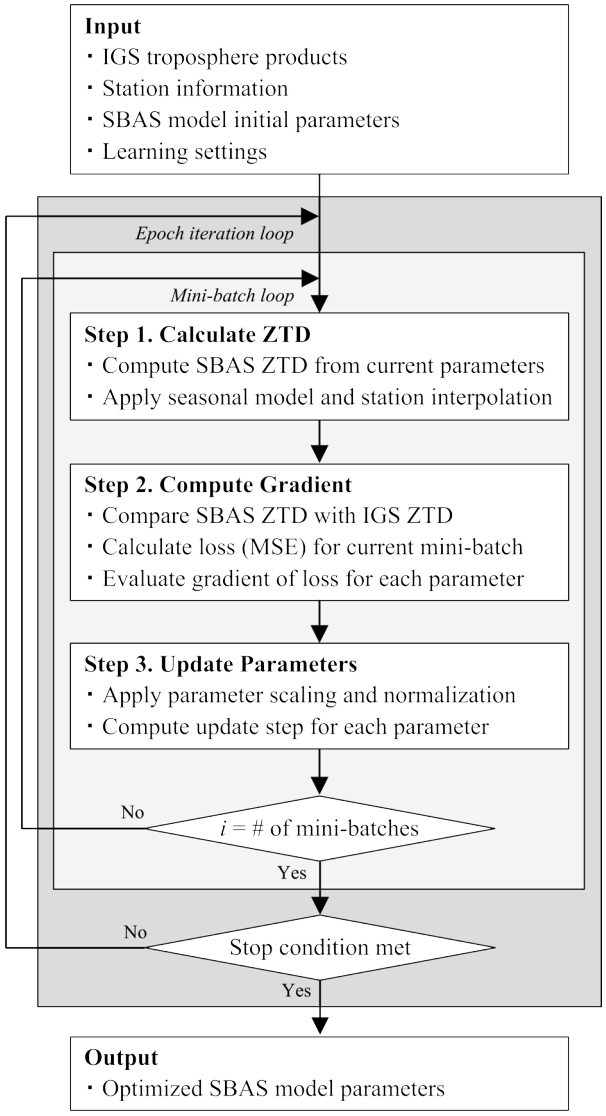


Fig. 4. Flowchart of the proposed SBAS parameter optimization process.

$$\theta_{k+1} = \theta_k - s_k \mu \frac{\nabla_{\tilde{\theta}} J(\tilde{\theta}_k)}{\left\| \nabla_{\tilde{\theta}} J(\tilde{\theta}_k) \right\| + \varepsilon} \tag{15}$$

여기서 ε는 기울기 크기가 매우 작을 때 수치적 불안정을 방지하기 위한 작은 양의 상수이다.

Fig. 4는 이 연구에서 적용한 전체 최적화 절차를 나타낸다. 입력 데이터는 IGS ZTD 산출물, 관측소 정보, 기존 SBAS 모델 초기 파라미터 및 학습 설정으로 구성된다. 최적화 과정은 epoch 반복문과 mini-batch 반복문으로 구성되며, 각 mini-batch에서는 현재 파라미터를 이용하여 SBAS ZTD를 계산하고, 동일 시각의 IGS ZTD와 비교하여 손실함수를 산출한다. 이후 손실함수의 기울기를 기반으로 파라미터 스케일링 및 정규화를 적용하여 각 파라미터를 갱신한다. 전체 mini-batch에 대한 갱신이 완료되면 1 epoch이 종료되며, 조기 종료 조건을 만족하거나 최대 epoch에 도달할 때까지 반복을 수행한다. 최종적으로 손실함수가 최소화된 시점의 SBAS 모델 파라미터를 최적화 결과로 도출한다.

Table 3. Hyperparameters used for optimization.

Hyperparameter	Value
Training years	2021–2024
Validation year	2025
Maximum epochs	3,000
Mini-batch size	32 days
# of mini-batches per epoch	48
Learning rate	0.001
Early stop patience	20 epochs
Early stop improvement	10^{-8}%

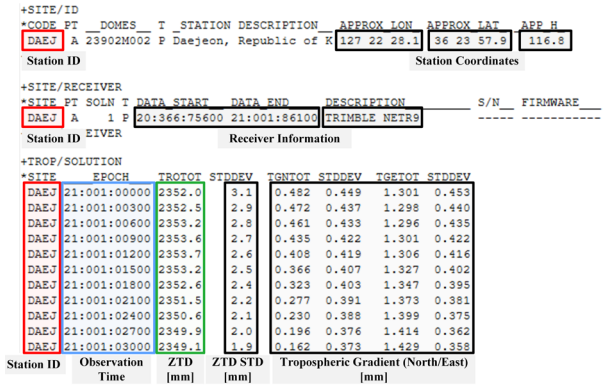


Fig. 5. Example of the IGS tropospheric product file.

이번 연구에서 사용한 주요 학습 하이퍼파라미터는 후보 범위 내에서 반복적으로 조합을 변경하며 탐색하였다. 각 조합에 대해 동일한 학습 데이터를 이용하여 최적화를 수행하고, 최종 손실함수 값과 수렴 안정성을 기준으로 성능을 비교하였다. 그 결과 손실함수가 가장 낮고 안정적인 수렴 특성을 보이는 조합을 최종 하이퍼파라미터로 선정하였으며, 이를 Table 3에 정리하였다.

3.2 IGS Training Data Configuration

이 연구에서는 SBAS 모델 파라미터 최적화를 위한 기준 값으로 IGS에서 제공하는 대류층 산출물을 사용하였다. IGS는 전 세계 350개 이상의 GNSS 관측소에 대해 최종 대류층 지연 산출물을 제공하며, 해당 산출물은 IGS Final Satellite Orbit, Earth Orientation Parameters 등을 이용하여 생성된다 (NASA CDDIS 2026). Fig. 5는 이 연구에서 사용한 IGS 대류층 산출물 파일 형식의 예를 나타낸다. 해당 파일은 관측소 ID, 관측소 위치, 수신기 정보 등과 함께 시간별 대류층 지연 추정 값으로 구성된다. 이는 2021년 1월 1일 DAEJ 관측소의 대류층 산출물 예시이며, 각 성분이 5분 간격으로 제공됨을 확인할 수 있다. 본 연구에서는 이 중 천정 총 지연에 해당하는 TROTOT 값을 IGS ZTD로 사용하였으며, SBAS ZTD와의 비교를 위해 mm 단위의 값을 m 단위로 변환하였다. 그 외 표준편차 및 대류층 Gradient 성분은 본 연구의 최적화 대상이 아니므로 사용하지 않았다.

또한, 2021년부터 2024년까지의 IGS ZTD 데이터를 학습 데이터로 사용하였으며, 2025년 데이터는 최적화 기법을 통해 도출된 파라미터의 검증에 활용하였다. 학습 관측소는 한반도 지역이 포함되는 30°N~45°N 위도 범위를 효과적으로 반영할 수 있도록 선

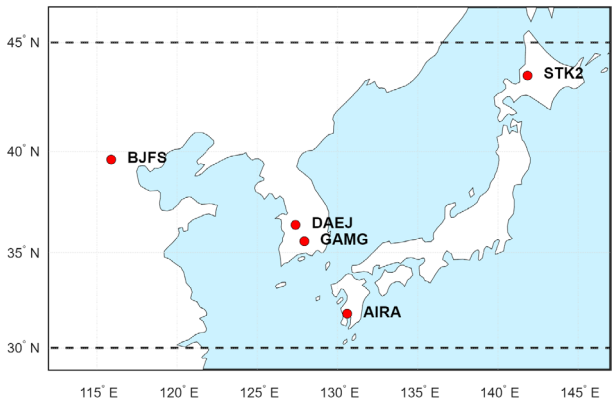


Fig. 6. Distribution of IGS stations used for training.

정하였다. SBAS 모델에서 해당 위도 범위의 ZTD는 30°N 및 45° N 기준 위도 파라미터의 선형 보간을 통해 결정되므로, 두 기준 위도 사이에 분포하는 관측소를 학습에 활용하는 것이 중요하다 (RTCA 2006). Fig. 6은 학습에 사용한 IGS 관측소의 배치를 나타낸다. 이번 연구에서는 AIRA, GAMG, DAEJ, BJFS, STK2의 총 5개 관측소를 학습에 사용하였으며, 각 관측소는 31.824°N부터 43.529°N까지의 위도 범위에 분포한다. 또한, 한반도 및 주변 지역의 습윤 지연 특성을 반영하기 위해, 위도 분포와 함께 해양성 수증기 영향이 나타날 수 있는 관측소를 고려하여 선정하였다. 학습 데이터는 연도별 DOY 순서에 따라 32일 단위의 mini-batch로 구성하였다. 각 mini-batch는 특정 연도의 연속된 32일 구간에 대해 5개 학습 관측소에서 5분 간격으로 제공되는 IGS ZTD 샘플과, 동일 시각 및 관측소 위치에서 기존 SBAS 모델로 계산한 SBAS ZTD 샘플의 쌍으로 구성된다. 최적화 과정에서는 각 mini-batch마다 현재 파라미터를 이용하여 SBAS ZTD를 계산하고 IGS ZTD와의 MSE를 산출한 뒤, 해당 손실함수를 기준으로 파라미터를 갱신하였다. 이러한 학습 데이터 구성은 실제 기상 관측값을 직접 대체하기 위한 목적이 아니라, 기존 SBAS 모델과 IGS ZTD 사이의 지역적 오차 특성이 최적화 과정에 반영되도록 하기 위한 것이다.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

4.1 Parameter Optimization Results

3장에서 설명한 SGD 기반 최적화 기법을 적용하여, IGS ZTD와 SBAS ZTD 간의 오차가 최소화되도록 SBAS 모델 파라미터를 조정하였다. Table 4는 기존 SBAS 모델 파라미터와 최적화 과정을 통해 도출된 파라미터를 함께 나타낸다. 해당 파라미터는 새로운 대류층 지연 모델식을 도입한 것이 아니라, 기존 SBAS 모델의 계산 구조와 식을 그대로 유지한 상태에서 한반도 및 주변 학습 관측소의 ZTD 특성이 반영되도록 30°N 및 45°N 기준 위도의 파라미터를 조정한 것이다. 즉, 해당 파라미터는 실제 기상 관측값으로부터 직접 산출한 값이 아니라, IGS ZTD를 기준값으로 하여 기존 SBAS 모델의 ZTD 오차가 감소하도록 조정된 경험적 파라미터이다.

Table 4. Comparison of conventional and optimized SBAS model parameters.

		Lat	P [mbar]	T [K]	e [mbar]	β [K/m]	λ
Conventional	Average	30°N	1017.25	294.15	21.79	$6.05e^{-3}$	3.15
		45°N	1015.75	283.15	11.66	$5.58e^{-3}$	2.57
	Seasonal variation	30°N	-3.75	7.00	8.85	$0.25e^{-3}$	0.33
		45°N	-2.25	11.00	7.24	$0.32e^{-3}$	0.46
Optimized	Average	30°N	990.310	301.994	19.972	$6.172e^{-3}$	1.859
		45°N	1002.133	276.945	11.278	$5.557e^{-3}$	2.758
	Seasonal variation	30°N	-3.591	6.877	11.460	$0.251e^{-3}$	0.257
		45°N	-2.195	10.588	8.850	$0.321e^{-3}$	0.343

최적화 결과, 30°N 및 45°N의 평균 대기압, 평균 온도, 평균 수증기압뿐만 아니라 각 파라미터의 계절 변화량도 기존 SBAS 모델과 다르게 조정되었다. 30°N 기준 위도에서는 평균 파라미터 중 수증기압 변화율 λ_0의 변화율이 40.979%로 가장 크게 나타났으며, 평균 온도 T_c와 평균 수증기압 e_0도 각각 2.667%와 8.342%의 변화율을 보였다. 계절 변화량의 경우, 수증기압 계절 변화량 Δe와 수증기압 변화율의 계절 변화량 $\Delta\lambda$가 각각 29.496%와 22.194%로 나타나, 수증기 관련 파라미터에서 상대적으로 큰 변화가 확인되었다. 45°N 기준 위도에서는 평균 파라미터의 변화율이 30°N에 비해 전반적으로 작게 나타났으나, 일부 계절 변화량에서는 뚜렷한 변화가 나타났다. 평균 파라미터 중에서는 평균 온도 T_0와 수증기압 변화율 λ_0의 변화율이 각각 2.191%와 7.298%로 나타났으며, 계절 변화량에서는 $\Delta\lambda$와 Δe가 각각 25.485%와 22.239%의 변화율을 보였다. 이는 45°N에서도 평균 기상 자체보다는 계절적 변화 특성과 관련된 파라미터가 한반도 지역의 ZTD 오차 보정에 기여함을 보여준다. 따라서 최적화 과정에서 건조 지연 성분과 관련된 대기압 및 온도 파라미터보다 수증기 관련 파라미터가 기존 SBAS 모델과 IGS ZTD 사이의 오차 감소에 상대적으로 큰 영향을 미쳤음을 확인할 수 있다. 결론적으로 도출된 파라미터는 기존 SBAS 모델의 구조를 유지하면서, 지역적 ZTD 오차 특성을 반영하도록 조정된 경험적 파라미터로 볼 수 있다.

4.2 Evaluation of Tropospheric Delay Errors Over the Korean Peninsula

최적화 기법을 통해 도출된 파라미터의 성능을 평가하기 위해, 학습에 사용하지 않은 2025년 IGS ZTD 데이터를 검증 데이터로 활용하였다. 검증은 한반도 지역에 위치한 DAEJ, GAMG, OSN4, SEJN, YONS의 총 5개 IGS 관측소를 대상으로 수행하였으며, 기존 SBAS 모델과 제안 기법 적용 모델의 ZTD 오차를 비교하였다. 성능 평가지표로는 Bias, STD 및 RMS를 사용하였으며, 각 지표는 SBAS ZTD와 IGS ZTD 간의 잔차를 기준으로 산출하였다. Table 5는 검증 관측소 별 기존 모델과 제안 기법 적용 모델의 ZTD 오차 통계를 나타낸다. 표에서 기존 SBAS 모델의 전체 평균 Bias, STD 및 RMS는 각각 26.643 mm, 70.208 mm, 75.094 mm로 나타났다. 반면, 최적화 파라미터를 적용한 모델에서는 전체 평균 Bias, STD 및 RMS가 각각 1.286 mm, 58.901 mm, 58.915 mm로 감소하였다. 이에 따라 Bias는 95.175%, STD는 16.106%,

Table 5. Comparison of ZTD error statistics using validation data.

		DAEJ	GAMG	OSN4	SEJN	YONS	Total
Conventional [mm]	Bias	29.697	16.742	27.692	30.596	28.984	26.643
	STD	71.846	64.262	73.074	68.628	72.537	70.208
	RMS	**77.742**	**66.407**	**78.145**	**75.140**	**78.113**	**75.094**
Optimized [mm]	Bias	2.768	1.765	0.345	3.037	1.261	1.286
	STD	59.951	53.181	62.065	58.019	61.441	58.901
	RMS	**60.015**	**53.210**	**62.066**	**58.099**	**61.454**	**58.915**
Improvement [%]	Bias	90.681	89.458	98.755	90.073	95.651	95.175
	STD	16.556	17.244	15.065	15.459	15.296	16.106
	RMS	**22.802**	**19.873**	**20.576**	**22.679**	**21.327**	**21.545**

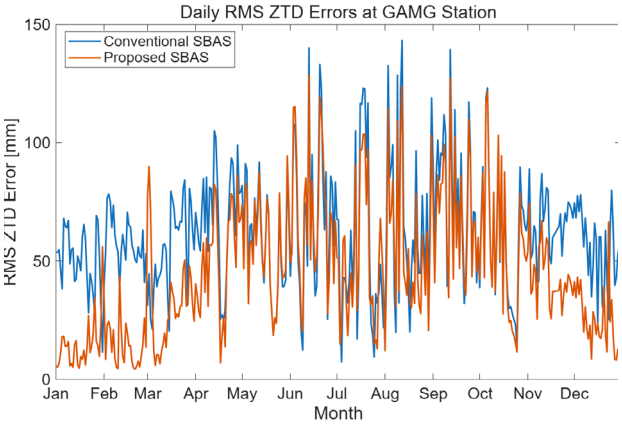


Fig. 7. Daily RMS ZTD errors at GAMG station.

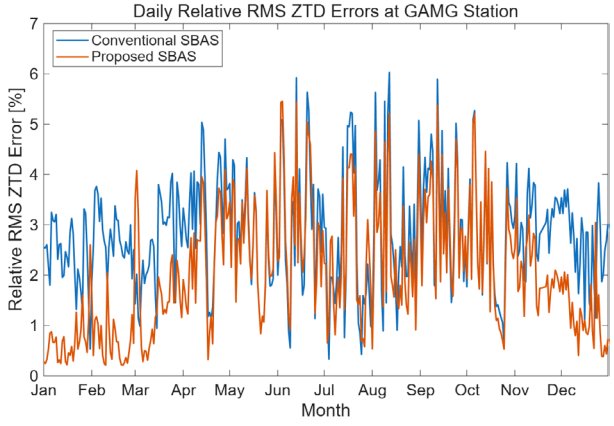


Fig. 8. Daily relative RMS ZTD errors at GAMG station.

RMS는 21.545% 개선되었으며, 모든 검증 관측소에서 RMS 오차가 감소하는 것을 확인하였다.

관측소 별로 살펴보면, 기존 SBAS 모델의 RMS는 DAEJ, OSN4, SEJN, YONS에서 약 75 mm 이상으로 나타났으며, GAMG에서도 66.407 mm의 오차를 보였다. 최적화 파라미터 적용 후에는 모든 관측소에서 RMS가 감소하였고, DAEJ에서는 77.742 mm에서 60.015 mm, OSN4는 78.145 mm에서 62.066 mm, SEJN은 75.140 mm에서 58.099 mm, YONS는 78.113 mm에서 61.454 mm로 개선되었다. 특히 모든 관측소에서 Bias가 3 mm 이하로 감소하여, 최적화 파라미터 적용 모델이 한반도 지역에서 기존 SBAS 모델의 계통적 편차를 효과적으로 완화함을 확인하였다.

STD 역시 감소하였으나 Bias에 비해 개선율이 작게 나타났는데, 이는 단일 파라미터 집합으로 시간에 따라 변동하는 습윤 지연 성분을 완전히 반영하는 데 한계가 있기 때문으로 해석된다. 종합하면, 제안 기법 적용 모델은 모든 검증 관측소에서 기존 SBAS 모델보다 낮은 Bias, STD 및 RMS를 보였으며, 특히 Bias 개선이 두드러지게 나타났다. 이를 통해 제안 기법을 통해 도출된 파라미터가 한반도 지역의 SBAS ZTD 보정 정확도 향상에 효과적임을 확인하였다. 추가적으로 제안 기법 적용 모델의 상대적 성능을 확인하기 위해, 학습 및 검증에 활용한 GAMG 관측소의 2025년 IGS ZTD 데이터를 기준으로 기존 SBAS 모델, GPT3 모델과의 비교를 진행하였다. 비교 결과, GPT3 모델의 RMS는 50.686 mm로 제안 기법 적용 모델의 53.210 mm 보다 다소 작게 나타났다. 반면 GPT3 모델의 Bias는 11.910 mm로, 제안 기법 적용 모델의 1.765 mm보다 크게 나타났다. 이는 제안 기법이 기존 SBAS 모델의 간단한 계산 구조를 유지하면서도 RMS 기준으로 GPT3와 유사한 수준의 ZTD 추정 성능을 보였으며, Bias 측면에서는 더 작은 계통 오차를 나타냈음을 의미한다. 다만 GPT3 모델은 격자 기반 기상 파라미터 자료를 이용하여 ZTD를 산출하는 반면, SBAS 모델은 기준 위도의 경험 기상 파라미터와 DOY, 수신기 위치 정보만을 이용하여 ZTD를 계산한다. 따라서 제안 기법 적용 모델은 GPT3 모델보다 RMS 오차는 다소 크게 나타났으나, 기존 SBAS 모델의 단순한 계산 구조와 보조 자료 의존도가 낮은 적용 특성을 유지하면서 ZTD 오차를 개선할 수 있다는 장점이 있다.

이러한 정량 비교에 더하여 최적화 파라미터 적용에 따른 연간 오차 변화 특성을 확인하기 위해, GAMG 관측소를 대상으로 2025년 전체 기간의 일별 ZTD RMS 오차를 분석하였다. Fig. 7은 기존 SBAS 모델과 제안 기법 적용 모델의 일별 ZTD RMS 오차 변화를 나타낸다. 제안 기법 적용 모델은 봄과 겨울 구간에서 기존 SBAS 모델보다 낮은 오차를 보이며, 해당 기간의 ZTD 오차가 뚜렷하게 감소하는 경향을 나타냈다. 반면 여름철 일부 구간에서는 두 모델 간의 오차가 상대적으로 작게 나타났다. 추가적으로 ZTD 절대량 대비 오차 수준을 확인하기 위해, 일별 IGS ZTD 절대량에 대한 RMS 오차의 상대 비율을 분석하였다. Fig. 8은 기존 SBAS 모델과 제안 기법 적용 모델의 상대 RMS 오차를 나타낸다. 해당 분석에서도 제안 기법 적용 모델은 기존 SBAS 모델에 비해 전반적으로 낮은 상대 RMS 오차를 보였으며, 이는 Fig. 7의 일별 RMS 오차 분석 결과와 유사한 경향이다. 특히 봄과 겨울 구간에서는 제안 기법 적용 모델의 상대 RMS 오차가 기존 SBAS 모델보다 낮게 나타나, ZTD 절대량을 고려한 경우에도 오차 감소 경향이 확인되었다. 반면 여름철 일부 구간에서는 두 모델 간 상대

RMS 오차 차이가 상대적으로 작게 나타났다. 이는 여름철 수증기량의 단기 변동성이 크기 때문에, 실시간 기상정보를 사용하지 않고 기존 SBAS 모델 구조 내에서 경험 파라미터만을 조정하는 방식으로는 습윤 지연 성분의 빠른 변화를 세밀하게 추적하는 데 한계가 있음을 시사한다. 따라서 Fig. 8의 상대 오차 분석은 계절 변화 반영 여부를 단정하기 위한 결과라기 보다는, Fig. 7에서 확인된 일별 RMS 오차 개선 경향이 ZTD 절대량 대비 오차 수준에서도 유사하게 나타나는지 검토하고, 제안 기법 적용 모델의 개선 경향과 한계를 함께 확인하기 위한 보조 분석으로 해석할 수 있다.

5. CONCLUSIONS

이 연구에서는 IGS ZTD 산출물을 기준값으로 활용하여 기존 SBAS 대류층 지연 보정 모델의 파라미터를 지역적으로 최적화하는 SGD 기반 방법을 제안하였다. 제안 기법은 적용 사례로 한반도 지역에 적용하였으며, 한반도가 포함되는 30°N 및 45°N 기준 위도와 총 20개 기상 파라미터를 최적화 대상으로 설정하였다. 기존 SBAS 모델의 계산 구조는 유지하면서, SBAS ZTD와 IGS ZTD 간의 오차가 최소화되도록 파라미터를 반복적으로 갱신하였다. 이를 위해 2021년부터 2024년까지의 IGS ZTD 데이터를 학습에 사용하고, 2025년 데이터를 검증에 활용하였다. 또한 서로 다른 단위와 수치 범위를 갖는 파라미터의 안정적 갱신을 위해 초기 SBAS 파라미터를 기준으로 정규화된 파라미터 공간에서 최적화를 수행하였다.

최적화 결과, 30°N 및 45°N의 평균 기상 파라미터와 계절 변화량이 기존 SBAS 모델 파라미터와 다르게 조정되었다. 특히 수증기압, 수증기압 변화율, 그리고 이들의 계절 변화량에서 상대적으로 큰 변화율이 나타났다. 이는 최적화 과정에서 수증기 관련 파라미터가 기존 SBAS 모델과 IGS ZTD 사이의 오차 감소에 상대적으로 큰 영향을 미쳤음을 나타낸다. 다만 도출된 파라미터는 실제 기상 관측값을 직접 대체하는 값이라기보다는, 기존 SBAS 모델의 구조를 유지한 상태에서 지역적 ZTD 오차 특성이 반영되도록 조정된 경험적 파라미터로 해석할 수 있다.

검증 결과, 제안 기법 적용 모델은 기존 SBAS 모델에 비해 한반도 지역 IGS 관측소에서 낮은 ZTD 오차를 보였다. 2025년 검증 데이터 기준으로 전체 평균 Bias는 26.643 mm에서 1.286 mm로 감소하였고, STD는 70.208 mm에서 58.901 mm로 감소하였다. 또한 RMS는 75.094 mm에서 58.915 mm로 감소하여 약 21.545%의 개선율을 보였다. 특히 모든 검증 관측소에서 RMS 오차가 감소하였으며, Bias가 3 mm 이하로 줄어들어 기존 SBAS 모델에서 나타나던 지역적 계통 오차가 효과적으로 완화됨을 확인하였다. 또한 다른 경험적 모델인 GPT3 모델과의 상대적인 비교를 진행하였다. GAMG 관측소를 대상으로 비교한 결과, 제안 기법 적용 모델은 RMS 기준으로 GPT3 모델과 유사한 수준의 ZTD 추정 성능을 보였으며, Bias 측면에서는 더 작은 계통 오차를 나타냈다. RMS 오차는 GPT3 모델보다 다소 크게 나타났으나, 격자 기반 보조 자료에 대한 의존도가 낮은 기존 SBAS 모델의 단순한 적용 구조를 유지하면서 기존 SBAS 모델 대비 ZTD 오차를 줄일 수 있음을 확인하였다. 추가로 2025년 전체 기간의 일별 RMS 및 ZTD 절대량 대비 상대 RMS 오차 분석을 통해, 제안 기법 적용 모델이 전반적으로 기존 SBAS 모델보다 낮은 오차를 보이는 것을 확인하였다. 다만 여름철에는 두 모델 간의 차이가 상대적으로 작게 나타났으며, 이는 실시간 기상 정보를 사용하지 않는 경험적 모델 기반 파라미터 조정의 한계로 해석된다.

이러한 결과는 제안한 최적화 방법이 기존 SBAS 모델의 구조와 계산 방식을 유지하면서도, 지역 ZTD 자료를 활용하여 모델 파라미터를 조정하는 데 적용 가능함을 보여준다. 따라서 제안 기법은 특정 지역의 IGS ZTD 자료를 활용할 수 있는 경우, SBAS 대류층 지연 보정 모델의 지역 적용성을 개선하기 위한 방법으로 활용될 수 있다. 또한 실시간 기상 정보를 요구하지 않는 간단한 기존 SBAS 모델의 장점을 유지하면서 지역적 ZTD 오차 특성을 반영할 수 있으므로, GNSS 수신기 성능 분석 및 시뮬레이터 기반 항법 성능 평가 환경에서 보다 현실적인 대류층 지연 오차를 구성하는 데 활용될 수 있다. 다만 본 연구는 제한된 수의 IGS 관측소와 2025년 검증 자료를 중심으로 성능을 평가하였으므로, 후속 연구에서는 보다 조밀한 지역 GNSS 관측망과 PPP 기반 ZTD 산출물 등 다양한 기준 자료를 활용하여 제안 기법의 적용성 및 물리적 일관성을 교차 검증할 필요가 있다. 또한 다양한 연도 및 계절, 지역 조건에 대한 장기 분석과 Adam 및 L-BFGS 등 다른 최적화 기법과의 비교를 통해 파라미터 갱신 과정의 수렴성 및 안정성을 분석하고, 실제 SBAS 운용 환경에서 요구되는 Bounding 모델 및 무결성 측면의 영향도 함께 검토할 필요가 있다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 우주항공청의 재원으로 지원을 받아 수행되었고 (No. RS-2022-00165802), 정부 (과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2022R1A5A8026986).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

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

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Byun, S. H. & Bar-Sever, Y. E. 2009, A new type of troposphere zenith path delay product of the International GNSS Service, Journal of Geodesy, 83, 367-373. https://doi.org/10.1007/s00190-008-0288-8

Choi, B.-K., Sohn, D.-H., & Hong, J. 2025, Analysis and Comparison of PPP ZTD Using Empirical Models GPT, GPT2, and GPT3, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 14, 21-28. https://doi.org/10.11003/JPNT.2025.14.1.21

Duchi, J., Hazan, E., & Singer, Y. 2011, Adaptive Subgradient Methods for Online Learning and Stochastic Optimization, Journal of Machine Learning Research, 12, 2121-2159.

Feltens, J., Angling, M., Jackson-Booth, N., Jakowski, N., Hoque, M., et al. 2018, Tropospheric and Ionospheric Media Calibrations Based on Global Navigation Satellite System Observation Data, Journal of Space Weather and Space Climate, 8, A30. https://doi.org/10.1051/swsc/2018016

Galileo OS SIS ICD 2023, European GNSS (Galileo) Open Service Signal-In-Space Interface Control Document, Issue 2.1. https://www.gsc-europa.eu/sites/default/files/sites/all/files/Galileo_OS_SIS_ICD_v2.1.pdf

Hopfield, H. S. 1969, Two-quartic Tropospheric Refractivity Profile for Correcting Satellite Data, Journal of Geophysical Research, 74, 4487-4499. https://doi.org/10.1029/JC074i018p04487

Hoque, M. M. & Jakowski, N. 2008, Estimate of Higher Order Ionospheric Errors in GNSS Positioning, Radio Science, 43, RS5008. https://doi.org/10.1029/2007RS003817

IS-GPS-200 2022, Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces (IS-GPS-200N). https://www.gps.gov/interface-control-documents-icds-interface-specifications-iss/IS-GPS-200N.pdf

IS-QZSS-PNT-006 2024, Quasi-Zenith Satellite System Interface Specification Satellite Positioning, Navigation and Timing Service. https://qzss.go.jp/en/technical/download/pdf/ps-is-qzss/is-qzss-pnt-006.pdf

Kim, D.-U., Han, D.-H., Kee, C.-D., Lee, C.-S., & Lee, C.-H. 2016, Accuracy Verification of the SBAS Tropospheric Delay Correction Model for the Korean Region, Journal of Advanced Navigation Technology, 20, 23-28. https://doi.org/10.12673/jant.2016.20.1.23

Leandro, R., Santos, M., & Langley, R. B. 2006, UNB Neutral Atmosphere Models: Development and Performance, in Proceedings of the 2006 National Technical Meeting of The Institute of Navigation, Monterey, California, 18-20 January 2006, pp.564-573. https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=6562

NASA CDDIS 2026, GNSS Troposphere ZPD Products [Internet], cited 2026 May 8, available from: https://cddis.nasa.gov/archive/gnss/products/troposphere/zpd/

Park, K.-D., Park, P.-H., & Kim, M.-S. 2018, Accuracy Comparison of GPT and SBAS Troposphere Models for GNSS Data Processing, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 7, 183-188. https://doi.org/10.11003/JPNT.2018.7.3.183

Robbins, H. & Monro, S. 1951, A Stochastic Approximation Method, The Annals of Mathematical Statistics, 22, 400-407. https://doi.org/10.1214/aoms/1177729586

RTCA 2006, Minimum Operational Performance Standards for Global Positioning System/Wide Area Augmentation System Airborne Equipment, RTCA DO-229D.

Saastamoinen, J. 1972, Atmospheric Correction for the Troposphere and Stratosphere in Radio Ranging of Satellites, in The Use of Artificial Satellites for Geodesy, Geophysical Monograph Series, vol. 15, eds. Henriksen, S. W., Mancini, A., & Chovitz, B. H. (Washington, DC: American Geophysical Union), pp.247-251.

Yang, F., Guo, J., Zhang, C., Li, Y., & Li, J. 2021, A Regional Zenith Tropospheric Delay (ZTD) Model Based on GPT3 and ANN, Remote Sensing, 13, 838. https://doi.org/10.3390/rs13050838

Yoon, S., Kim, Y., Kim, H., & Kim, J. 2025, Prediction Method of Zenith Wet Tropospheric Delay with LSTM Model, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 14, 281-289. https://doi.org/10.11003/JPNT.2025.14.3.281

Zhang, A., Lipton, Z. C., Li, M., & Smola, A. J. 2023, Dive into Deep Learning (Cambridge: Cambridge University Press).



Jaeo Song is an M.S. student in the Department of Electronic Engineering at Chungnam National University, Korea. He received the B.S. degree from the same university in 2026. His research interests include GNSS error modeling and anti-jamming signal processing.



Dohun Kim is an M.S. student in the Department of Electronic Engineering at Chungnam National University, Korea. He received the B.S. degree from the same university in 2025. His research interests include GNSS signal acquisition/tracking algorithm and receiver hardware.



Yongtaek Hwang received the B.S. and M.S. degrees from the Department of Electronic Engineering at Chungnam National University, Korea, in 2023 and 2026, respectively. His research interests include real-time GNSS simulators and receiver hardware.



JaeHee 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.



Hoyoung Yoo received the B.S. degree in Electrical & Electronics Engineering from Yonsei University, Korea in 2010. He received the M.S. and Ph.D. degrees in Electronics Engineering from KAIST in 2012 and 2016. Since 2016, he has been with the Department of Electronics at Chungnam National University, Korea. His research interests include VLSI design for GNSS receiver and FPGA platform.

JPNT 15(3), 265-278 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.265

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

도플러 천이로 인한 주파수 오차가 GNSS PRN 코드 간 상호상관 특성에 미치는 영향 분석

하은지[1], 신장환[2], 노재희[3], 장성균[3], 안재민[1†]

Analysis of the Effects of Frequency Offset Caused by Doppler Shift on Cross-Correlation Characteristics of GNSS PRN Codes

Eun Ji Ha[1], Jang Hwan Shin[2], JaeHee Noh[3], Sung Kyun Jang[3], Jae Min Ahn[1†]
[1]Department of Radio and Information Communication Engineering, Chungnam National University, Daejeon 34134, Korea
[2]Agency for Defense Development, Daejeon 34186, Korea
[3]Korea Aerospace Research Institute, Daejeon 34133, Korea

ABSTRACT

This paper analyzes the effect of frequency offset caused by Doppler shifts on the cross-correlation power distributions of pseudo-random noise (PRN) codes in Global Navigation Satellite Systems (GNSS). Global Positioning System (GPS) L1C and GPS L1 C/A codes were considered in the analysis. The normalized cross-correlation power at an arbitrary relative code delay was modeled using chi-square distributions with one degree of freedom in the absence of frequency offset and two degrees of freedom in its presence. To investigate this effect, the Even and Odd Cross-correlation Functions (CCF) of GPS L1C and GPS L1 C/A code pairs were compared with those of binary random code pairs of the corresponding lengths, both with and without frequency offset. In the absence of frequency offset, the Even and Odd CCF powers of GPS L1C codes and the Even CCF power of GPS L1 C/A codes were lower than those of the corresponding binary random codes. The Odd CCF power of GPS L1 C/A codes, however was similar to that of the binary random codes. When frequency offset was present, the cross-correlation power decreased for the Even and Odd CCFs of GPS L1C codes and the Odd CCF of GPS L1 C/A codes, but increased for the Even CCF of GPS L1 C/A codes. In all cases, the differences in the cross-correlation power distributions between the GPS codes and the corresponding binary random codes were reduced. These results show that frequency offset does not always degrade cross-correlation characteristics and that its effect depends on the code structure and CCF type. These findings suggest that considering the statistical characteristics under frequency-offset conditions may enhance flexibility in PRN code design.

Keywords: GNSS, PRN codes, frequency offset, cross-correlation
주요어: 위성항법 시스템, 의사난수코드, 주파수 오차, 상호상관

1. 서론

위성항법 시스템에서는 다수의 위성이 동일한 주파수 대역에서 신호를 송신하므로 수신기에서 개별 위성 신호를 구분하기 위하여 대역확산코드를 사용한다. Global Navigation Satellite System (GNSS) 수신기는 수신 신호와 코드 간의 상관 연산을 통해 상관 피크를 검출함으로써 위성 신호를 획득하고 추적한다. 이에 따라 대역확산코드는 자기상관 피크가 충분히 크게 설계되며, 동시에 다른 위성 신호에 의해 발생할 수 있는 오검출을 방지하기 위해 코드 간 최대 상호상관 전력 값이 제한되도록 설계된다 (Misra & Enge 2006). 대표적으로 상호상관 특성을 고려하여 설계된 코드로는 골드 코드, 카사미 코드, 웨일 코드 등이 있다

Received May 13, 2026 **Revised** Jun 26, 2026 **Accepted** Aug 03, 2026

†**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

(Golomb & Gong 2005, Rushanan 2007).

다만, 이러한 대역확산코드의 상호상관 특성은 일반적으로 도플러 천이로 인한 오차가 존재하지 않는 이상적인 환경을 전제로 정의되어 왔다. 즉, 기존의 코드 상관 특성은 송신 신호와 수신 신호 사이에 주파수 오차가 없는 조건에서 논의되어 왔다 (Sarwate & Pursley 1980). 그러나 실제 위성항법 시스템에서는 위성과 수신기 간의 상대 운동에 의해 도플러 천이가 발생하며, GNSS 수신기는 수신 목적 위성 신호의 반송파 도플러를 보상한 뒤 상관 연산을 수행한다 (Kaplan & Hegarty 2017). 이때, 상호상관 간섭을 유발하는 다른 위성 신호들은 위성별 기하학적 배치에 따라 상이한 도플러를 가지므로 수신기의 보상 과정에서 제거되지 않는 잔여 주파수 오차가 존재한다. 이러한 주파수 오차는 상관 구간 동안 수신 신호의 위상을 시간에 따라 변화시키므로 실제 상관 출력은 이상적인 환경에서 정의된 코드 상관 특성과는 다르게 나타날 수 있다. 따라서 이상적인 조건에서의 상호상관 특성이 실제 환경에서도 동일하게 유지되는지에 대해서는 별도의 분석이 필요하다.

도플러 천이로 인한 주파수 오차에 따른 GNSS 신호 상관 특성에 관한 기존 연구들은 주로 수신기 획득 과정에서의 상관 출력 또는 탐지 성능 변화를 중심으로 이루어져 왔다. 일부 연구에서는 획득 과정에서의 코드 지연-도플러 평면 상의 Cross-Ambiguity Function을 기반으로 주파수 오차 존재 시 자기상관 및 상호상관 출력의 최댓값과 분포가 오차 없는 조건에서 알려진 값과 달라질 수 있음을 보였다 (Foucras et al. 2017). 그러나 이러한 연구는 주파수 오차에 따른 상관 출력의 수치적 변화와 최댓값과 분위수 등의 통계 특성을 제시하는 데 초점을 두었으며, 상호상관 전력 분포 변화에 대한 이론적 해석은 상대적으로 제한적이었다. 또한 주로 Global Positioning System (GPS) L1 C/A 신호에 사용되는 1,023칩 골드 코드와 같이 2^n-1 형태의 코드 길이에서 자기상관 및 상호상관 특성이 이론적으로 우수한 코드를 대상으로 분석이 이루어졌다. 현대화된 GNSS 신호의 장주기 코드는 골드 코드와 달리 2^n-1의 길이를 갖지 않으며 목표 코드 길이를 만족하기 위해서는 코드를 자르거나 연접하는 등의 과정이 필요하다. GPS L1C 신호 또한 웨일 시퀀스를 기반으로 하되, 10,230칩 길이를 만족하도록 7칩의 시퀀스가 추가로 삽입된 구조를 갖는다 (U.S. Space Force 2022a). 따라서 1,023칩 길이의 골드 코드에서 관찰된 주파수 오차에 따른 상호상관 특성 변화가 10,230칩의 코드에서도 동일하게 나타나는지는 별도의 분석이 필요하다.

본 논문에서는 도플러 천이로 인한 주파수 오차가 코드 간 상호상관 특성에 미치는 영향을 설명하기 위한 랜덤 변수의 분포함수 모델링 방식을 제시하고 GPS L1C 코드와 GPS L1 C/A 코드에 적용하여 분석한다. 선행 연구에서는 주파수 오차 유무에 따른 코드군 간 상호상관 특성을 비교하였다 (Ha et al. 2025b). 이를 확장하여 임의의 상대 코드 지연에서 정규화된 상호상관 전력을 랜덤 변수로 가정하여 이의 분포를 이론적으로 모델링하고, 주파수 오차에 따른 분포 변화를 통계적 관점에서 설명한다. 또한 GPS L1C 코드와 GPS L1 C/A 코드를 각각 동일 길이의 이진 랜덤 코드와 비교하고 주파수 오차에 따라 코드군 간 상호상관 특성 변화를 분석한다. 이를 통해 1,023칩 길이의 골드 코드에서 관찰된 주파수 오차에 따른 상호상관 특성 변화가 10,230칩 길이의 코드에서 어떻게 다르게 나타나는지 확인한다. 따라서 오검출 확률, 탐지 확률 등 실제 GNSS 수신기의 신호 획득 성능에 대한 분석은 이번 연구 범위에서 제외한다.

본 논문의 2장에서는 송신 및 수신 신호 정의를 포함한 시스템 모델에 대해 서술하고 3장에서는 주파수 오차 존재 여부에 따른 상호상관 함수 정의와 상호상관 출력의 통계적 분포를 포함한 상관 특성 분석 모델을 제시하였다. 4장에서는 시뮬레이션 결과를 바탕으로 주파수 오차에 따른 상호상관 특성 변화를 분석하고 5장은 결론이다.

2. 시스템 모델

위성에서 송신된 GNSS 신호는 전파 과정에서 감쇠, 코드 지연 및 도플러 효과의 영향을 받으며, 수신기 안테나에서는 여러 위성으로부터 도달한 신호가 합성된 대역통과 수신 신호로 관측된다. 이때 대역통과 수신 신호를 $y(t)$라 하면 $y(t)$는 Eq. (1)과 같이 표현된다 (Kaplan & Hegarty 2017).

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N} a_i d_i(t-\tau_i) c_i(t-\tau_i) e^{j(2\pi(f_c+f_{d,i})t+\varphi_i)} + w(t) \quad (1)$$

여기서 t는 연속시간 변수이고, i는 수신기에 의해 고려되는 위성 신호의 인덱스로 i=1,2,…,N이다. N은 수신기에 의해 고려되는 가시 위성의 개수를 나타낸다. a_i, d_i,c_i는 각각 i번째 위성 신호의 진폭, 데이터 신호, Pseudo Random Noise (PRN) 코드를 의미한다. 또한 f_c는 반송파 주파수이고, τ_i, $f_{d,i}$, φ_i는 각각 코드 지연, 도플러 주파수 및 반송파 위상을 나타낸다. $w(t)$는 수신기 열잡음으로 w~$(0, \sigma^2_N)$의 분포를 가지는 가산성백색잡음 (Additive White Gaussian Noise)이다.

수신 신호의 기저대역으로의 변환을 위해 $y(t)$에 $e^{-j2\pi f_c t}$를 곱한 후 저역통과 필터링을 적용하는 과정은 Eq. (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \mathrm{LPF}\{y(t)\, e^{-j2\pi f_c t}\} \quad (2)$$

Eq. (2)의 과정을 통해 얻어진 복소 기저대역 수신 신호는 Eq. (3)과 같이 나타낼 수 있다 (Foucras et al. 2017).

$$r(t) = \sum_{i=1}^{N} a_i d_i(t-\tau_i) c_i(t-\tau_i)\, e^{j(2\pi f_{d,i} t+\varphi_i)} + w_r(t) \quad (3)$$

여기서 $w_r(t)$는 반송파 성분 제거 및 저역통과 필터링 이후의 기저대역 잡음 성분을 나타낸다.

Eq. (3)의 복소 기저대역 수신 신호에 대해 PRN 코드의 칩 주기 T_c를 기준으로 integrate-and-dump 연산을 적용하면 칩 단위 이산시간 신호는 Eq. (4)와 같이 정의된다 (Kaplan & Hegarty 2017).

$$r[n] = \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} r(t)\, dt \quad (4)$$

항법 데이터 신호와 PRN 코드는 각각 칩 주기 및 비트 주기 동안 상수로 모델링할 수 있다. 따라서 적분 구간 내에서 $d_i(t-\tau_i)$와

$c_i(t-\tau_i)$를 상수로 가정하면 Eq. (4)의 이산시간 수신 신호는 Eq. (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r[n] = \sum_{i=1}^{N} \alpha_i \, d_i[n-\tau_i] c_i[n-\tau_i] e^{j2\pi f_{d,i} n / f_{\text{chip}}} + w[n] \quad (5)$$

여기서 τ_i는 이산시간 영역에서 i번째 위성 신호의 칩 단위 코드 지연을 나타내며 f_{chip}은 PRN 코드의 칩률을 의미한다. α_i는 채널 감쇠, 초기 위상, 칩 적분에 따른 스케일링을 포함하는 복소 계수이고, $w[n]$은 이산시간에서의 잡음 성분을 나타낸다.

이 논문에서는 코드 간 상호상관 특성 비교를 위해 i번째 위성 신호에 대해 α_i=1로 가정한다. 또한 항법 데이터 신호 d_i는 코드 한 주기 동안 상수로 두고, 코드 지연의 영향을 배제하기 위해 모든 i에 대해서 τ_i=0로 가정한다. 이러한 가정을 적용하면 Eq. (5)는 Eq. (6)과 같이 단순화된 신호로 표현된다.

$$r[n] = \sum_{i=1}^{N} c_i[n] \, e^{j2\pi f_{d,i} n / f_{\text{chip}}} + w[n] \quad (6)$$

이후의 상관 계산에서는 Eq. (6)에 정의된 이산시간 수신 신호 모델을 기반으로 도플러 천이로 인한 주파수 오차가 존재하지 않는 경우와 존재하는 경우로 구분하여 분석한다.

3. 상관특성 분석 모델

3.1 상호상관 함수 정의

상호상관 특성은 위성 신호의 획득을 통해 기준 위성의 PRN 코드와 코드 지연이 추정된 상태에서 분석한다. Eq. (6)에서 정의한 $r[n]$은 N개의 위성 신호에 대한 전체 수신 신호이다. 그러나 본 논문은 전체 수신 신호에 대한 출력이 아니라 PRN 코드 간 상호상관 특성을 비교하는 것이 목적이므로 전체 수신 신호 중 i번째 위성 신호 성분을 분리하여 상호상관 함수를 정의한다. 이에 따라 i번째 위성 신호 성분 $r_i[n]$을 Eq. (7)과 같이 정의한다.

$$r_i[n] = c_i[n] \, e^{j2\pi f_d n / f_{\text{chip}}} \quad (7)$$

여기서 f_d는 $f_{d,i}$ 중 분석 대상으로 선택한 i번째 위성 신호의 도플러 주파수를 의미한다.

PRN 코드 길이 L을 갖는 순환 시퀀스를 가정하고, τ는 수신 신호에 포함된 실제 코드 지연이 아닌 i번째 PRN 코드 $c_i[n]$에 대한 j번째 PRN 코드 $c_j[n]$의 칩 단위 상대 코드 지연을 의미한다. $r_i[n]$을 이용하여 PRN 코드 i와 j 간의 상호상관 함수 $R_{ij}[\tau]$을 Eq. (8)과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} R_{ij}[\tau] &= \sum_{n=0}^{L-1} r_i[n] \, c_j[n+\tau] \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} c_i[n] c_j[n+\tau] \, e^{j2\pi f_d n / f_{\text{chip}}} \end{aligned} \quad (8)$$

먼저, 주파수 오차가 이상적으로 보정되어 f_d=0인 경우에 $R_{ij}[\tau]$는 Eq. (9)와 같이 표현할 수 있다.

$$R_{ij}[\tau] = \sum_{n=0}^{L-1} c_i[n] \, c_j[n+\tau] \quad (9)$$

상호상관 함수의 특성을 분석하기 위해 $R_{ij}[\tau]$를 Eqs. (10–11)과 같이 Even Cross-correlation Function (Even CCF)과 Odd Cross-correlation Function (Odd CCF)으로 구분하여 정의한다 (Kim et al. 2019, Ha et al. 2025a).

$$R_{e,ij}[\tau] = \sum_{n=0}^{L-1-\tau} c_i[n] \, c_j[n+\tau] + \sum_{n=L-\tau}^{L-1} c_i[n] \, c_j[n+\tau-L] \quad (10)$$

$$R_{o,ij}[\tau] = \sum_{n=0}^{L-1-\tau} c_i[n] \, c_j[n+\tau] - \sum_{n=L-\tau}^{L-1} c_i[n] \, c_j[n+\tau-L] \quad (11)$$

또한 상관 출력의 최댓값이 신호 검출 성능 및 간섭 수준에 영향을 미치는 주요 요인이므로 Even CCF와 Odd CCF에 대한 최대 상호상관 전력을 성능 지표로 고려한다. 최대 상호상관 전력은 상관 지연 τ에 대해 나타나는 상관 출력 전력의 최댓값을 기준으로 위성 PRN 코드의 자기상관 피크 전력으로 정규화하여 Eqs. (12–13)과 같이 정의한다.

$$R_{\max,e,ij} = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\max\left(\left| R_{e,ij}[\tau] \right| \right)^2}{|R_i[\tau=0]|^2} \right\} \quad (12)$$

$$R_{\max,o,ij} = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\max\left(\left| R_{o,ij}[\tau] \right| \right)^2}{|R_i[\tau=0]|^2} \right\} \quad (13)$$

여기서 $R_i[\tau=0]$는 PRN 코드 i의 자기상관 함수에서 τ=0에 해당하는 메인 피크 값을 의미한다.

3.2 도플러 천이로 인한 주파수 오차를 고려한 상호상관 함수 정의

3.1절에서 도플러 천이로 인한 주파수 오차가 존재하지 않는 이상적인 조건에서 PRN 코드 간 상호상관 함수를 정의하였다. 그러나 실제 운용 환경에서는 위성과 수신기 간 상대 운동에 따른 도플러 천이가 발생하며 코드의 상관 특성에 영향을 줄 수 있다. 수신기는 특정 위성을 상대로 도플러 천이로 인한 주파수 오차 보정을 수행하므로, 다른 위성 신호들은 잔여 주파수 오차를 포함한 상태로 수신되어 상호상관 특성에 영향을 준다. 따라서 f_d=0인 경우에 정의된 $R_{ij}[\tau]$를 확장하여 도플러 천이로 인한 주파수 오차가 포함된 상호상관 함수는 Eq. (14)와 같이 정의한다.

$$R_{ij}[\tau] = \sum_{n=0}^{L-1} c_i[n] \, c_j[n+\tau] e^{j2\pi f_{\text{off}} n / f_{\text{chip}}} \quad (14)$$

여기서 f_{off}는 $f_d - \hat{f}_d$로 수신 신호의 실제 도플러 주파수 f_d와 기준 위성에 대해 보정된 도플러 주파수 $\hat{f}_d$ 간의 차이로 정의되는 잔여 주파수 오차를 의미한다.

상호상관 함수의 특성을 분석하기 위해 주파수 오차가 포함된 상호상관 함수를 Eq. (15–16)과 같이 Even CCF와 Odd CCF로 구분하여 정의한다.

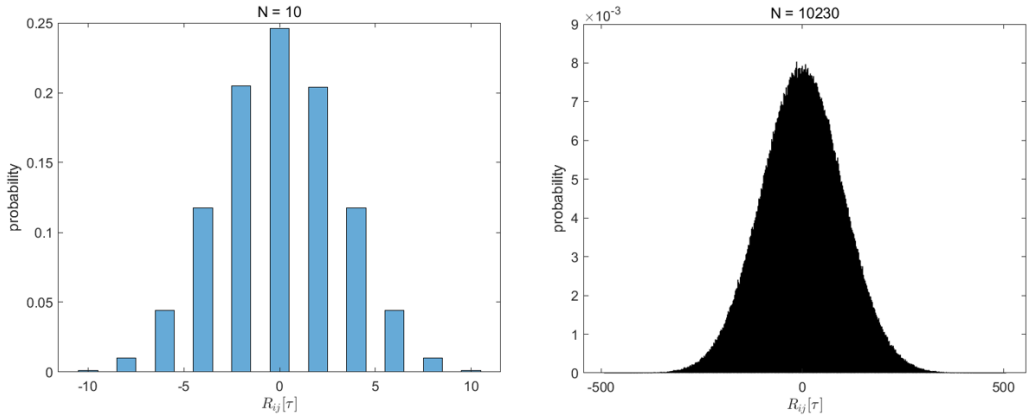


Fig. 1. Probability distribution of the correlation output for different code lengths.

$$R_{e,ij}[\tau] = \sum_{n=0}^{L-1-\tau} c_i[n]\, c_j[n+\tau] e^{j2\pi f_{\text{off}} n/f_{\text{chip}}} + \sum_{n=L-\tau}^{L-1} c_i[n]\, c_j[n+\tau-L] e^{j2\pi f_{\text{off}} n/f_{\text{chip}}} \quad (15)$$

$$R_{o,ij}[\tau] = \sum_{n=0}^{L-1-\tau} c_i[n]\, c_j[n+\tau] e^{j2\pi f_{\text{off}} n/f_{\text{chip}}} - \sum_{n=L-\tau}^{L-1} c_i[n]\, c_j[n+\tau-L] e^{j2\pi f_{\text{off}} n/f_{\text{chip}}} \quad (16)$$

주파수 오차가 f_{off} = 0인 경우 Eq. (14-16)은 앞서 정의한 Eq. (9-11)과 일치함을 확인할 수 있다. 또한 상관 출력의 최댓값이 신호 검출 성능 및 간섭 수준에 영향을 미치는 주요 요인이므로 앞 절에서 정의한 Even CCF와 Odd CCF에 대한 최대 상호상관 전력 지표를 동일하게 사용한다. 즉, 도플러 천이로 인한 주파수 오차가 포함된 경우에도 성능 평가는 기존 Eqs. (12-13)에 정의된 최대 상호상관 전력을 기준으로 수행하며 상호상관 함수만 주파수 오차가 포함된 Even CCF와 Odd CCF로 대체된다.

3.3 주파수 오차에 따른 상호상관 전력의 통계적 분포

도플러 천이에 따른 주파수 오차는 상호상관 값의 크기뿐 아니라 상호상관 전력의 통계적 분포에도 영향을 미칠 수 있다 (Foucras et al. 2017, Ha et al. 2025b). 이에 따라 Eq. (14)에 정의된 상호상관 함수를 바탕으로 주파수 오차에 따른 상호상관 전력의 분포를 분석한다. 분석 대상은 임의의 상대 코드 지연 τ에서 계산된 서로 다른 PRN 코드 $c_i[n]$와 $c_j[n]$ $(i \neq j)$ 사이의 상호상관 전력이다.

GPS L1C 코드와 GPS L1 C/A 코드는 정해진 생성 규칙에 따라 생성되므로 각 코드 칩이 서로 독립이라고 가정하기 어렵다 (Rushanan 2007, U.S. Space Force 2022a, 2022b). 다만 서로 다른 코드 쌍과 상대 코드 지연에서 계산되는 칩 단위 곱 수열의 평균이 0에 가깝고 항 사이의 연관성이 크지 않다고 가정한다. 이 경우 중심극한정리에 의해 충분히 큰 코드 길이 L에 대하여 상호상관 출력은 가우시안 분포로 근사할 수 있다 (Miller & Childers 2004). Fig. 1은 이진 랜덤 코드에 대해 코드 길이에 따른 상호상관 값의 분포를 나타낸다.

먼저, 주파수 오차가 없는 경우 f_{off}=0이므로 Eq. (14)의 복소 지수항은 1이 된다. 따라서 상호상관 값은 Eq. (9)와 같이 실수값으로 표현된다. 각 칩 단위 곱의 평균을 0, 분산을 1로 가정하면 길이가 L인 코드의 상호상관은 평균이 0이고 분산이 L인 가우시안 확률변수로 근사할 수 있다. 이때 자기상관 메인 피크 전력 L^2으로 정규화한 상호상관 전력은 하나의 가우시안 확률변수를 제곱한 형태가 된다. 따라서 Eq. (17)과 같이 자유도 (Degree of Freedom, DoF) 1의 카이제곱 분포로 근사할 수 있다 (Miller & Childers 2004).

$$\frac{|R_{ij}[\tau]|^2}{L^2} \approx \frac{1}{L}\chi_1^2 \quad (17)$$

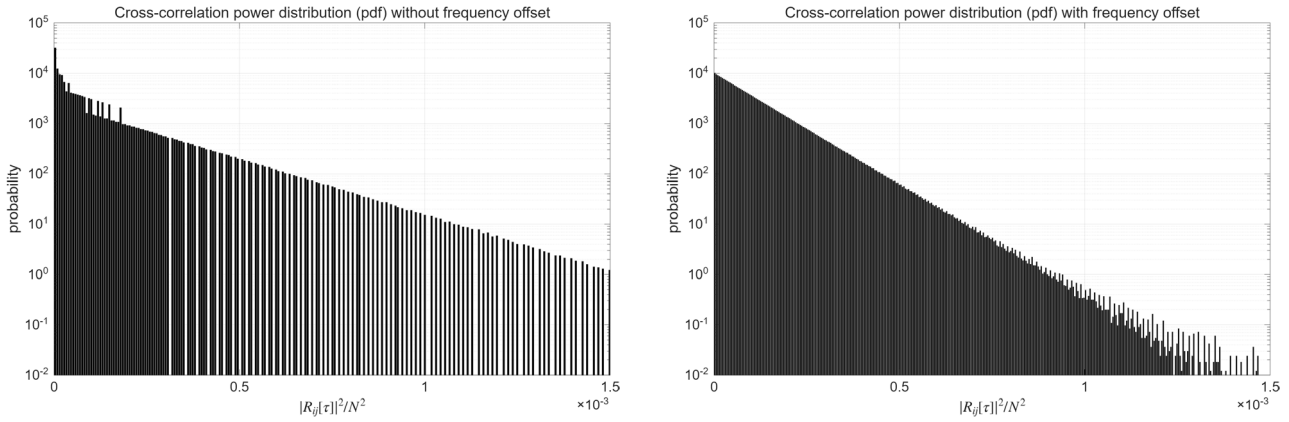
반면, 주파수 오차가 존재하는 경우에는 $f_{\text{off}} \neq 0$이므로 상관 구간 동안 복소 지수항에 의한 위상 회전이 발생한다. 이에 따라 Eq. (18)과 같이 상호상관은 실수부와 허수부를 갖는 복소값으로 나타난다.

$$R_{ij}[\tau] = X_{ij}[\tau] + jY_{ij}[\tau] = \sum_{n=0}^{L-1} c_i[n]\, c_j[n+\tau]\cos\theta_n + j\sum_{n=0}^{L-1} c_i[n]\, c_j[n+\tau]\sin\theta_n \quad (18)$$

여기서 θ_n은 $2\pi f_{\text{off}} n/f_{\text{chip}}$이다.

각 칩 단위 곱의 분산을 σ^2으로 두고 서로 다른 칩 위치에서 계산된 칩 단위 곱 사이의 공분산을 무시하면 $X_{ij}[\tau]$와 $Y_{ij}[\tau]$의 분산 및 공분산은 Eq. (19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{Var}(X_{ij}[\tau]) &\approx \frac{\sigma^2}{2}\left(L + \sum_{n=0}^{L-1}\cos(2\theta_n)\right) \\ \text{Var}(Y_{ij}[\tau]) &\approx \frac{\sigma^2}{2}\left(L - \sum_{n=0}^{L-1}\cos(2\theta_n)\right) \\ \text{Cov}(X_{ij}[\tau], Y_{ij}[\tau]) &\approx \frac{\sigma^2}{2}\sum_{n=0}^{L-1}\sin(2\theta_n) \end{aligned} \quad (19)$$



(a) Chi-square distribution (DoF = 1) **(b) Chi-square distribution (DoF = 2)**

Fig. 2. Probability density functions (pdf) of the normalized cross-correlation power for binary random codes.

따라서 Eq. (20)의 직교 조건이 만족되면 $X_{ij}[\tau]$와 $Y_{ij}[\tau]$는 동일한 분산을 가지며 공분산은 0이 된다. 또한 두 성분이 결합 가우시안 분포로 근사되는 경우에는 $X_{ij}[\tau]$와 $Y_{ij}[\tau]$를 근사적으로 독립인 확률변수로 볼 수 있다 (Miller & Childers 2004).

$$\sum_{n=0}^{L-1}\cos(2\theta_n)\approx 0$$
$$\sum_{n=0}^{L-1}\sin(2\theta_n)\approx 0 \tag{20}$$

Eq. (20)이 만족되고 σ^2=1인 경우 $X_{ij}[\tau]$와 $Y_{ij}[\tau]$의 분산은 각각 $L/2$가 된다. 따라서 정규화된 상호상관 전력은 서로 독립인 두 가우시안 확률변수의 제곱 합으로 표현되며 Eq. (21)과 같이 자유도 2의 카이제곱 분포로 근사할 수 있다 (Miller & Childers 2004).

$$\frac{\left|R_{ij}[\tau]\right|^2}{L^2}\approx\frac{1}{2L}\chi_2^2 \tag{21}$$

즉, 주파수 오차가 없는 경우에는 정규화된 상호상관 전력을 $(1/L)\chi_1^2$ 분포로 근사할 수 있고, 주파수 오차가 존재하는 경우에는 $(1/2L)\chi_2^2$ 분포로 근사할 수 있다. Fig. 2는 이진 랜덤 코드에 대해 임의의 상대 코드 지연에서 계산한 정규화 상호상관 전력의 확률밀도함수를 나타낸다. 주파수 오차가 없는 경우와 존재하는 경우의 결과이다. 자유도 2의 경우는 자유도 1의 경우보다 큰 상호상관 전력 영역에서 꼬리 확률이 낮게 나타난다.

확률밀도함수만으로는 큰 상호상관 전력이 발생할 가능성의 차이를 직접 확인하기 어렵다. 이에 따라 Fig. 3에는 정규화된 상호상관 전력에 대한 상보누적분포함수 (Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF)를 나타냈다. Fig. 3에서 자유도 2의 CCDF는 자유도 1의 CCDF보다 큰 상호상관 전력 영역에서 낮게 나타난다. 이는 주파수 오차가 존재할 때 큰 상호상관 전력이 발생할 가능성이 감소함을 의미한다.

다만 코드의 생성 구조에 따라 앞에서 제시한 근사와 차이가 있을 수 있다. 예를 들어 주파수 오차가 없는 GPS L1 C/A 골드 코드의 Even CCF는 골드 코드의 대수적 특성에 의해 상호상관 값이 제한된 값을 가지므로 일반적인 가우시안 근사와 차이가 나타

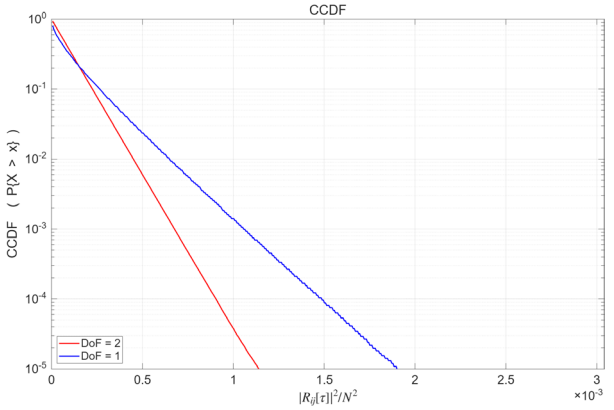


Fig. 3. Comparison of CCDFs of normalized cross-correlation power for DoF = 1 and DoF = 2.

날 수 있다. 반면, Odd CCF의 부호 반전으로 인해 구조적 제약이 약화되는 경우에는 가우시안 및 카이제곱 근사가 적절할 수 있다. 따라서 본 절의 분포 모델은 모든 PRN 코드에 대해 성립하는 분포가 아니라 전반적인 통계적 경향을 설명하기 위한 기준으로 사용한다.

이번 절의 카이제곱 기준 모델은 임의로 주어진 상대 코드 지연에서 큰 상호상관 전력이 발생할 가능성이 주파수 오차에 따라 어떻게 변하는지 설명한다. 코드 쌍별 최대 상호상관 전력은 모든 상대 코드 지연에서 계산된 상호상관 전력 중 최댓값이므로 지연별 큰 상호상관 전력의 발생 가능성 변화는 최댓값의 변화에도 영향을 줄 수 있다. 따라서 주파수 오차에 따른 코드 쌍별 최대 상호상관 전력의 변화 경향을 해석하기 위한 기준으로 사용한다. 이러한 경향이 GPS L1C 데이터 채널 PRN 코드, GPS L1 C/A 코드 및 각 코드와 동일한 길이의 이진 랜덤 코드에서 어떻게 나타나는지는 이후의 시뮬레이션을 통해 비교한다.

4. 시뮬레이션 결과 및 분석

4.1 시뮬레이션 환경 및 설정

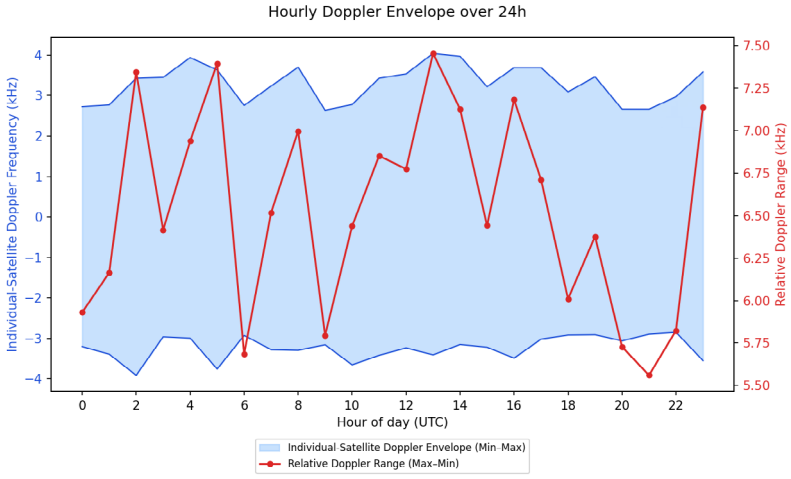


Fig. 4. Hourly geometric Doppler envelope and relative Doppler range over 24h for a fixed receiver.

도플러 천이로 인한 주파수 오차가 PRN 코드 간 상호상관 특성에 미치는 영향을 분석하기 위해 GPS L1C 데이터 채널 PRN 코드, GPS L1 C/A 코드 및 각 코드와 동일한 길이의 이진 랜덤 코드를 대상으로 시뮬레이션을 수행하였다. GPS L1C 코드는 상호상관 특성을 고려하여 설계된 장주기 코드이고, GPS L1 C/A 코드는 기존 연구에서 주파수 오차의 영향이 분석된 대표적인 골드 코드이다. 이에 따라 두 코드에서 주파수 오차에 따른 최대 상호상관 전력의 변화 경향을 비교하였다.

GPS L1C 신호는 데이터 채널과 파일럿 채널에 각각 63개의 PRN 코드를 포함하므로 총 126개의 코드가 존재한다. 본 연구에서는 동일 채널의 PRN 코드 쌍 간 상호상관 특성을 분석하기 위해 데이터 채널 PRN 코드 63개만을 대상으로 하였다. 각 데이터 채널 PRN 코드는 ICD (IS-GPS-800)에 따라 길이 10,230칩으로 정의되며 웨일 코드와 Insertion index의 조합을 통해 서로 다른 시퀀스로 구분된다 (U.S. Space Force 2022a). GPS L1 C/A 코드는 ICD (IS-GPS-200)에 따라 길이 1,023칩으로 정의되며 G1과 G2의 선형 되먹임 시프트 레지스터 (linear feedback shift register) 조합으로 생성되는 골드 코드이다. PRN 1~32에 해당하는 32개의 GPS L1 C/A 코드를 사용하였다(U.S. Space Force 2022b).

비교를 위해 GPS L1C 코드 및 GPS L1 C/A 코드와 동일한 길이를 갖는 이진 랜덤 코드 집합을 생성하였다. 이진 랜덤 코드의 분석 결과가 특정 코드 생성 결과에 의존하는지 확인하기 위해 각 길이에 대해 서로 독립적인 이진 랜덤 코드 집합 50개를 생성하여 반복 실험을 수행하였다. GPS L1C 코드는 코드 간 최대 상호상관 전력이 일정 수준 이하가 되도록 설계된 코드군이고 GPS L1 C/A 코드는 골드 코드의 구조에 의해 상호상관 특성이 제한되는 코드군이다. 반면, 이진 랜덤 코드는 별도의 상호상관 특성 설계 없이 무작위로 생성된 코드군이다. 따라서 각 코드를 동일한 길이의 이진 랜덤 코드와 비교하여 주파수 오차가 없는 조건에서 나타나는 코드 고유의 상호상관 특성을 확인하고 주파수 오차가 존재할 때 특성 변화를 분석하였다.

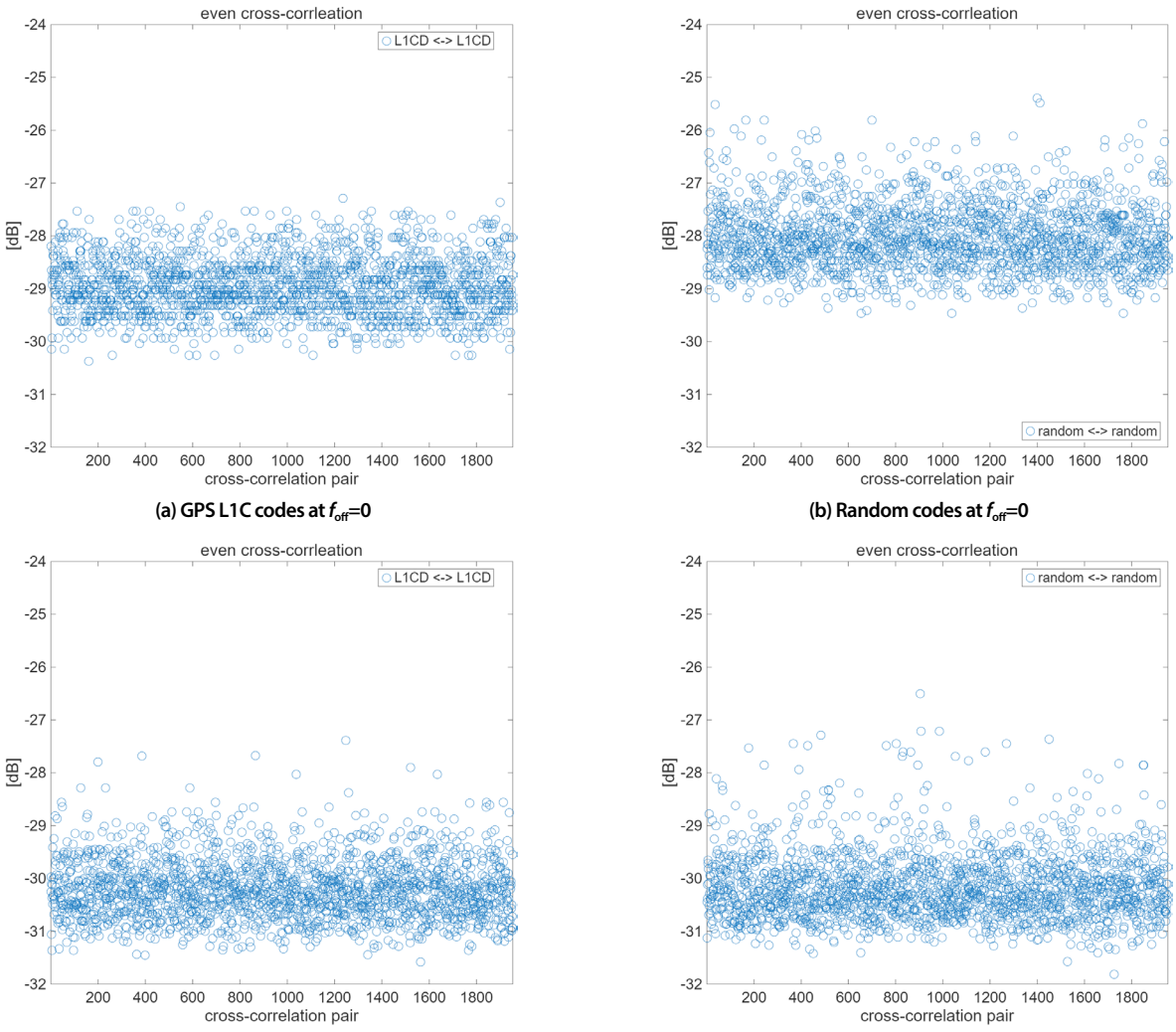
시뮬레이션은 GPS L1C 코드와 길이 10,230의 이진 랜덤 코드에서 가능한 총 1,953개의 코드 쌍, GPS L1 C/A 코드와 길이 1,023의 이진 랜덤 코드에서 가능한 총 496개의 코드 쌍에 대해 수행하였다. 각 조합에 대해 주파수 오차를 두 가지 경우로 설정하여 비교하였다. 첫 번째는 주파수 오차가 f_{off}=0인 이상적인 경우이며, 두 번째는 ±10 kHz 범위 내에서 무작위로 설정한 경우이다. 주파수 오차가 존재하는 조건에서는 f_{off}를 −10 kHz부터 +10 kHz까지 0.5 kHz 간격의 후보값 중 이산균등분포에 따라 무작위로 선택하였다. 각 코드 쌍마다 하나의 주파수 오차를 독립적으로 선택하였으며 코드 쌍 중 한 코드에만 해당 주파수 오차를 적용하였다. 다른 코드는 주파수 오차가 없는 기준 코드로 설정하였으므로 f_{off}

Table 1. Summary of the 24h geometric Doppler analysis for a fixed receiver.

Parameter	Result
Number of visible satellites	8 - 12
Individual satellite Doppler frequency [kHz]	-3.92 to 4.05
Relative Doppler range among visible satellites [kHz]	5.56 to 7.46

Table 2. PRN codes and simulation parameters.

Category	Reference code	Comparison code
GPS L1C and binary random code comparison		
Code type	GPS L1C PRN code	Binary random code
Code family	Weil sequence based code	-
Interface specification	IS-GPS-800	-
Number of PRN codes	63	
Number of code pairs	1,953	
Code length	10,230 chips	
Chip rate	1.023 Mchips/s	
Doppler frequency offset	f_{off} = 0 or $f_{off} \in$ [-10, 10] kHz	
GPS L1 C/A and binary random code comparison		
Code type	GPS L1 C/A	Binary random code
Code family	Gold code	-
Interface specification	IS-GPS-200	-
Number of PRN codes	32	
Number of code pairs	496	
Code length	1,023 chips	
Chip rate	1.023 Mchips/s	
Doppler frequency offset	f_{off} = 0 or $f_{off} \in$ [-10, 10] kHz	



(a) GPS L1C codes at f_{off}=0

(b) Random codes at f_{off}=0

(c) GPS L1C codes at f_{off}∈[-10,10] kHz

(d) Random codes at f_{off}∈[-10,10] kHz

Fig. 5. Scatter plots of maximum Even CCF power for GPS L1C and binary random codes.

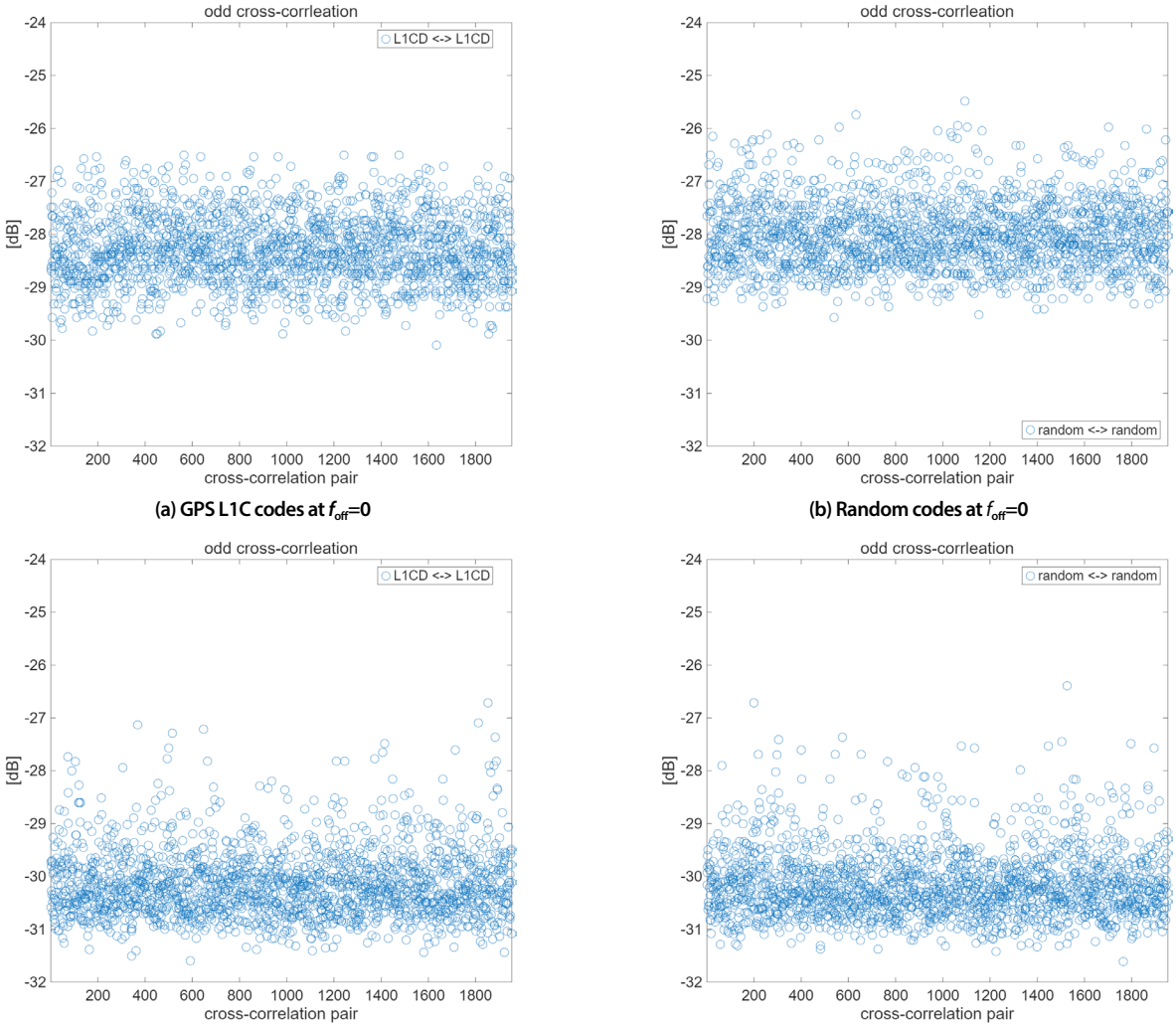
는 두 코드 간의 상대 주파수 오차를 의미한다. 동일한 코드 쌍에 대한 주파수 오차의 반복 추출은 수행하지 않았으며 각 코드 집합에서 가능한 모든 코드 쌍에 대해 각각 한 번씩 적용하였다. 주파수 오차 범위 설정을 위해 실제 GPS 위성 궤도 데이터를 이용하여 고정 수신기를 기준으로 24시간 동안 1시간 간격으로 도플러 주파수를 계산하였으며 고도각이 5° 이상인 위성을 가시 위성으로 설정하였다. Fig. 4는 시간대별 개별 위성의 도플러 주파수 최솟값과 최댓값, 가시 위성 간 상대 도플러 범위를 나타내며 주요 결과는 Table 1에 정리하였다. 개별 위성의 도플러 주파수는 −3.92 ~ +4.05 kHz 범위로 나타났으며 동일 시각에 관측되는 가시 위성 간 상대 도플러 차이는 최대 약 7.46 kHz까지 발생하였다. 또한 고속 이동 수신기에서는 위성의 운동뿐 아니라 수신기의 이동에 의한 추가 도플러가 발생할 수 있다. 이에 따라 실제 궤도 분석에서 확인된 상대 도플러 범위와 이동 수신기에서 발생할 수 있는 추가적인 주파수 변화를 함께 고려하여 −10 kHz부터 +10 kHz로 설정하였다. 전체 시뮬레이션 환경 및 설정은 Table 2에 정리하였다.

4.2 도플러 천이로 인한 주파수 오차 유무에 따른 최대 상호상관 전력 비교

PRN 코드 쌍에 대해 계산된 최대 상호상관 전력 $R_{\max}$의 분포 특성을 산포도를 통해 분석한다. 여기서 $R_{\max}$는 Eqs. (12-13)에서 정의한 $R_{max,e,ij}$와 $R_{max,o,ij}$를 통칭한다. 분석은 GPS L1C 코드와 길이 10,230의 이진 랜덤 코드, GPS L1 C/A 코드와 길이 1,023의 이진 랜덤 코드로 구분하여 수행하였다. 각 비교군에서 주파수 오차 유무에 따른 상호상관 전력의 크기와 분포 변화를 확인하고 각 코드와 동일한 길이의 이진 랜덤 코드 간 차이를 비교하였다.

4.2.1 GPS L1C 코드와 이진 랜덤 코드 비교

GPS L1C 데이터 채널 PRN 코드와 길이 10,230의 이진 랜덤 코드를 대상으로 주파수 오차 유무에 따른 최대 상호상관 전력을 비교하였다. Fig. 5는 Even CCF, Fig. 6은 Odd CCF에 대해 각 코드 쌍에서 계산된 최대 상호상관 전력을 산포도로 나타낸 것이



(a) GPS L1C codes at f_{off}=0

(b) Random codes at f_{off}=0

(c) GPS L1C codes at f_{off}∈[-10,10] kHz

(d) Random codes at f_{off}∈[-10,10] kHz

Fig. 6. Scatter plots of maximum Odd CCF power for GPS L1C and binary random codes.

Table 3. Statistics of maximum cross-correlation power for GPS L1C and binary random codes.

Code	Condition	Mean [dB]		95% [dB]		99% [dB]		Max [dB]	
		Even	Odd	Even	Odd	Even	Odd	Even	Odd
GPS L1C	No offset	-28.96	-28.29	-28.03	-27.21	-27.61	-26.79	-27.29	-26.50
	Offset	-30.20	-30.16	-29.19	-29.00	-28.65	-27.90	-27.39	-26.72
Random	No offset	-28.02	-28.02	-26.90	-26.90	-26.22	-26.29	-25.39	-25.49
	Offset	-30.16	-30.16	-29.07	-28.95	-27.86	-28.02	-26.50	-26.39

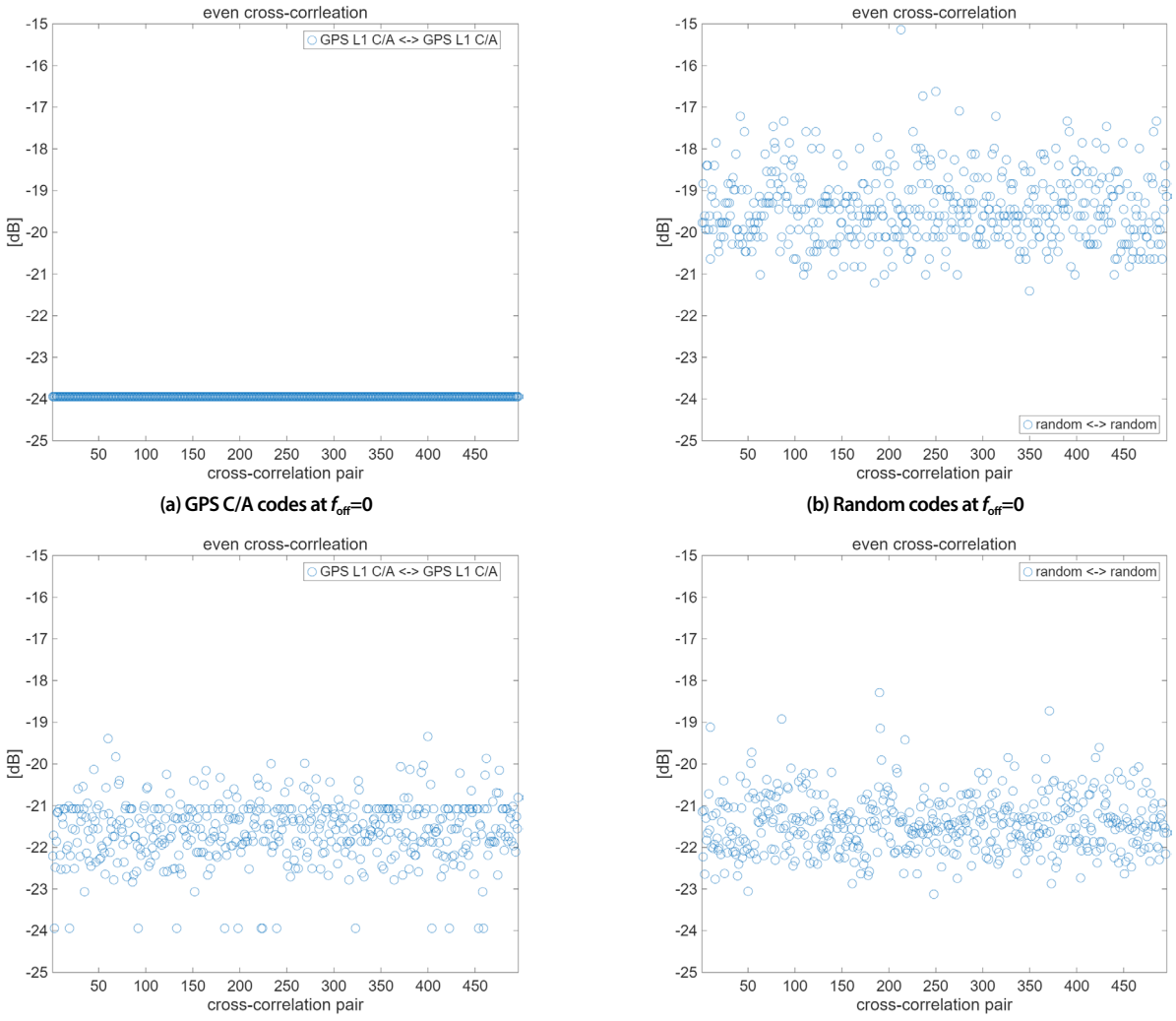
다. 각 점은 하나의 코드 쌍에서 계산된 최대 상호상관 전력을 의미한다. 또한 GPS L1C 코드와 이진 랜덤 코드에 대해 주파수 오차 조건별로 계산한 최대 상호상관 전력의 평균, 95 백분위수, 99 백분위수 및 최댓값을 Table 3에 정리하였다.

GPS L1C 데이터 채널 PRN 코드의 경우, Figs. 5–6에서 확인할 수 있듯이 주파수 오차가 존재할 때 최대 상호상관 전력 분포가 전반적으로 감소하였다. Even CCF의 평균값은 −28.96 dB에서 −30.20 dB로 약 1.24 dB 감소하였으며, Odd CCF에서는 −28.29 dB에서 −30.16 dB로 약 1.87 dB 감소하였다. Even CCF의 95 백분위수와 99 백분위수는 각각 −28.03 dB에서 −29.19 dB로 약 1.16 dB, −27.61 dB에서 −28.65 dB로 약 1.04 dB 감소하였다. Odd CCF의 95 백분위수와 99 백분위수도 각각 −27.21 dB에서 −29.00 dB 및 −26.79 dB에서 −27.90 dB로 감소하여 약 1.79 dB와 1.11 dB의 변화를 나타냈다. 최댓값은 Even CCF와 Odd CCF에서 각각 약 0.10 dB, 0.22 dB 감소하여 평균과 백분위수에 비해 상대적으로 제한적인 변화를 보였다.

이진 랜덤 코드의 경우, Even CCF 기준 평균값은 −28.02 dB에서 −30.16 dB로 약 2.14 dB 감소하였으며, Odd CCF에서도 약 2.14 dB 감소하였다. 또한 Even CCF와 Odd CCF의 95 백분위수 및 99 백분위수도 주파수 오차가 존재할 때 약 1.64~2.17 dB 감소하

Table 4. Statistics for 50 independently generated binary random code sets of length 10,230.

Frequency offset condition	CCF type	Mean of code set averages [dB]	Variance of code set averages [dB^2]	Standard deviation [dB]	95% confidence interval [dB]
No offset	Even	-28.0287	2.3812×10^{-4}	0.0154	[-28.0330, -28.0244]
	Odd	-28.0279	1.2598×10^{-4}	0.0112	[-28.0311, -28.0248]
Random offset	Even	-30.1644	2.5000×10^{-4}	0.0158	[-30.1689, -30.1599]
	Odd	-30.1617	1.6500×10^{-4}	0.0128	[-30.1653, -30.1580]



(a) GPS C/A codes at f_{off}=0

(b) Random codes at f_{off}=0

(c) GPS C/A codes at f_{off}∈[-10,10] kHz

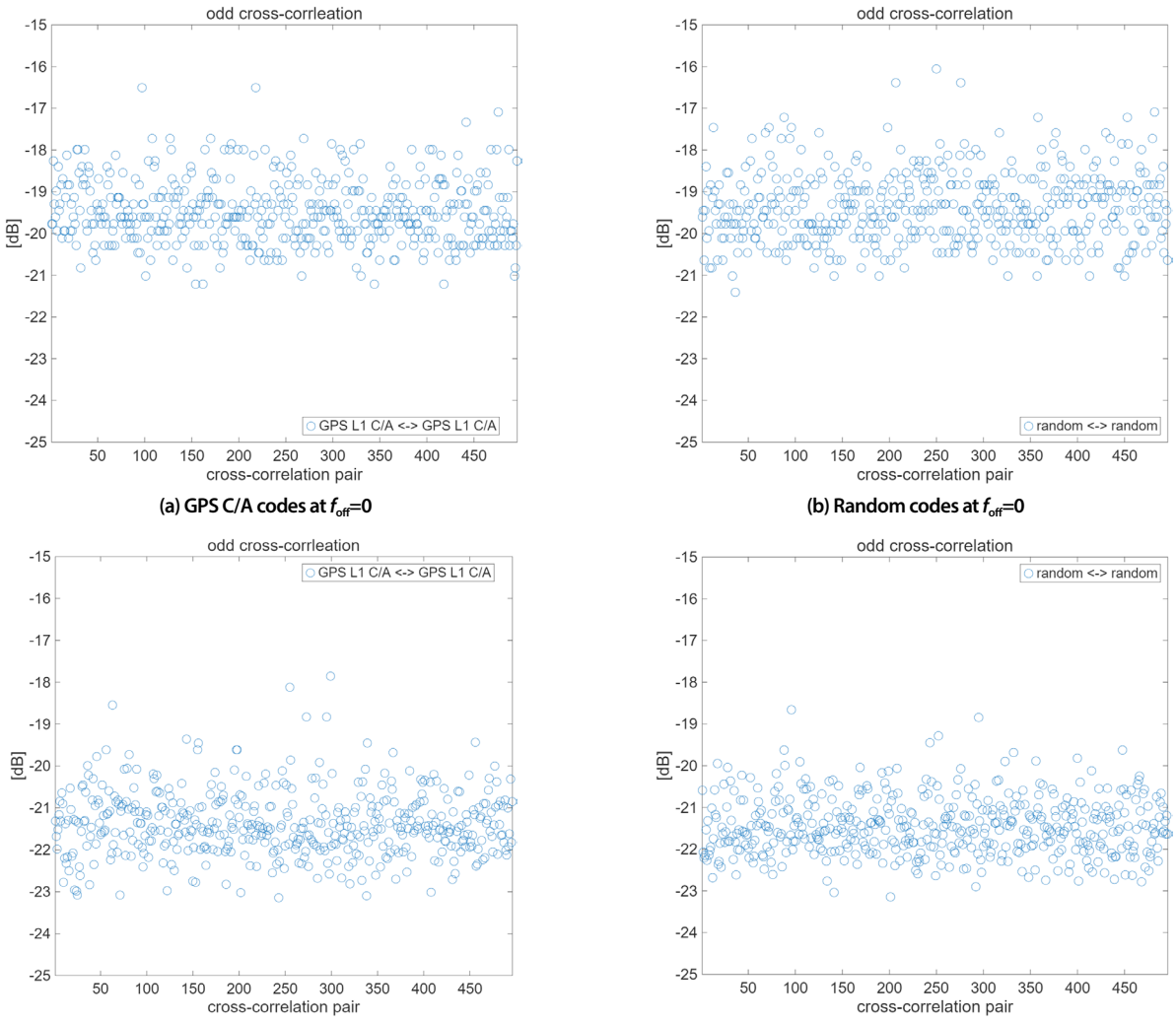
(d) Random codes at f_{off}∈[-10,10] kHz

Fig. 7. Scatter plots of maximum Even CCF power for GPS L1 C/A and binary random codes.

였다. 최댓값은 Even CCF에서 약 1.11 dB, Odd CCF에서 약 0.90 dB 감소하였다.

Table 3과 Figs. 5-6에 제시한 이진 랜덤 코드 결과는 하나의 코드 집합에서 얻은 결과이다. 해당 이진 랜덤 코드의 분석 결과가 특정 코드 생성 결과에 의존하는지 확인하기 위해 각각 63개 코드로 구성된 서로 독립적인 이진 랜덤 코드 집합 50개를 생성하여 반복 분석을 수행하였다. 각 이진 랜덤 코드 집합에서 가능한 1,953개 코드 쌍에 대해 코드 쌍별 최대 상호상관 전력을 계산한 후 코드 집합별 평균값을 산출하였다. 이후 50개 코드 집합에서 전체 평균, 분산, 표준편차 및 평균의 95% 신뢰구간을 계산한 뒤 Table 4에 정리하였다. Table 4에서 확인할 수 있듯이, 코드 집합별 평균의 표준편차는 모든 조건에서 0.0112~0.0158 dB 범위로 나타났으며 평균의 95% 신뢰구간 또한 좁게 형성되었다. 이는 서로 다른 이진 랜덤 코드 집합을 생성하더라도 코드 쌍별 최대 상호상관 전력의 평균이 거의 동일하게 나타남을 의미한다. 따라서 본 논문에서 관찰된 이진 랜덤 코드의 평균적인 상호상관 특성은 특정 코드 생성 결과에 크게 의존하지 않는 것으로 확인되었다.

주파수 오차가 존재하지 않는 경우, Fig. 5의 Even CCF 결과에서 GPS L1C 코드는 이진 랜덤 코드보다 낮은 상호상관 전력을 보였으며 Fig. 6의 Odd CCF 또한 비슷한 경향을 나타냈다. Even CCF 기준 평균값은 약 0.94 dB 낮았으며, 95 백분위수와 99 백분위수는 각각 1.13 dB 및 1.39 dB 정도 낮게 나타났다. 최댓값 또



(a) GPS C/A codes at f_{off}=0

(b) Random codes at f_{off}=0

(c) GPS C/A codes at f_{off}∈[-10,10] kHz

(d) Random codes at f_{off}∈[-10,10] kHz

Fig. 8. Scatter plots of maximum Odd CCF power for GPS L1 C/A and binary random codes.

Table 5. Statistics of maximum cross-correlation power for GPS L1 C/A and binary random codes.

Code	Condition	Mean [dB]		95% [dB]		99% [dB]		Max [dB]	
		Even	Odd	Even	Odd	Even	Odd	Even	Odd
GPS L1 C/A	No offset	-23.94	-19.48	-23.94	-17.99	-23.94	-17.72	-23.94	-16.50
	Offset	-21.61	-21.38	-20.48	-20.10	-19.99	-19.08	-19.34	-17.85
Random	No offset	-19.43	-19.38	-17.99	-17.85	-17.21	-17.21	-15.14	-16.06
	Offset	-21.43	-21.45	-20.25	-20.32	-19.27	-19.62	-18.29	-18.66

한 약 1.90 dB 낮게 나타나는 것을 확인하였다. Odd CCF에서도 GPS L1C 코드의 평균값, 95 백분위수, 99 백분위수 및 최댓값이 이진 랜덤 코드보다 각각 0.27 dB, 0.31 dB, 0.50 dB, 1.01 dB 낮게 나타났으나 그 차이는 Even CCF에 비해 상대적으로 작았다.

반면, 주파수 오차가 존재하는 경우에는 Figs. 5-6에서 두 코드군 간 평균값과 백분위수의 차이가 전반적으로 감소하였다. 평균값 차이는 Even 및 Odd CCF에서 각각 0.04 dB 및 0.00 dB 수준으로 나타났다. 95 백분위수와 99 백분위수, 최댓값의 차이는 Even CCF에서 각각 0.12 dB, 0.79 dB, 0.89 dB, Odd CCF에서 0.05 dB, 0.12 dB, 0.33 dB로 나타났으며 주파수 오차가 없는 경우보다 감소하였다.

4.2.2 GPS L1 C/A 코드와 이진 랜덤 코드 비교

GPS L1 C/A PRN 코드와 길이 1,023의 이진 랜덤 코드를 대상으로 주파수 오차 유무에 따른 최대 상호상관 전력을 비교하였다. Fig. 7은 Even CCF, Fig. 8은 Odd CCF에 대해 각 코드 쌍에서 계산된 최대 상호상관 전력을 산포도로 나타낸 것이다. 마찬가지로 각 점은 하나의 코드 쌍에서 계산된 최대 상호상관 전력을 의미한다. 또한 GPS L1 C/A 코드와 이진 랜덤 코드에 대해 주파수

Table 6. Statistics for 50 independently generated binary random code sets of length 1,023.

Frequency offset condition	CCF type	Mean of code set averages [dB]	Variance of code set averages [dB^2]	Standard deviation [dB]	95% confidence interval [dB]
No offset	Even	-19.4110	1.2243×10^{-3}	0.0350	[-19.4210, -19.4010]
	Odd	-19.4130	1.5761×10^{-3}	0.0397	[-19.4250, -19.4020]
Random offset	Even	-21.4130	9.6356×10^{-4}	0.0310	[-21.4210, -21.4040]
	Odd	-21.4130	6.0993×10^{-4}	0.0247	[-21.4200, -21.4060]

오차 조건별로 계산한 최대 상호상관 전력의 평균, 95 백분위수, 99 백분위수 및 최댓값을 Table 5에 정리하였다.

GPS L1 C/A 코드의 Even CCF에서는 주파수 오차가 존재하지 않는 경우 평균, 95 백분위수, 99 백분위수 및 최댓값이 모두 −23.94 dB로 동일하게 확인되었다. 이는 GPS L1 C/A 코드가 골드 코드의 특성에 의해 코드 쌍별 최대 Even CCF 값이 일정하게 나타나기 때문이다. 주파수 오차가 존재하는 경우에는 평균값이 −23.94 dB에서 −21.61 dB로 약 2.33 dB 증가하였다. 95 백분위수와 99 백분위수는 각각 약 3.46 dB, 3.95 dB 증가하였고 최댓값도 4.60 dB 증가하였다. Odd CCF에서는 주파수 오차가 존재할 때 최대 상호상관 전력이 전반적으로 감소하였다. 평균값은 −19.48 dB에서 −21.38 dB로 약 1.90 dB 감소하였다. 95 백분위수와 99 백분위수는 각각 약 2.11 dB, 1.36 dB 감소하였고 최댓값도 약 1.35 dB 감소하였다.

이진 랜덤 코드의 경우에는 Even CCF와 Odd CCF 모두 주파수 오차가 존재할 때 최대 상호상관 전력이 감소하였다. Even CCF의 평균값은 약 2.00 dB 감소하였고 Odd CCF의 평균값은 약 2.07 dB 감소하였다. 95 백분위수 및 99 백분위수도 약 2.06~2.47 dB 감소하였다. 최댓값은 Even CCF에서 약 3.15 dB, Odd CCF에서 약 2.60 dB 감소하는 변화를 보였다.

Table 5와 Figs. 7-8의 이진 랜덤 코드 결과는 하나의 코드 집합에서 얻은 결과이다. 따라서 4.2.1과 동일한 방법으로 각각 32개의 코드로 구성된 독립적인 이진 랜덤 코드 집합 50개에 대해 반복 분석을 수행하였다. 코드 집합별 최대 상호상관 전력 평균의 통계값은 Table 6에 정리하였다. Table 6에서 코드 집합별 평균의 표준편차는 모든 조건에서 0.0247~0.0397 dB 범위로 나타났으며 평균의 95% 신뢰구간도 좁게 형성되었다. 따라서 길이 1,023의 이진 랜덤 코드에서 관찰된 평균적인 상호상관 특성도 특정 코드 생성 결과에 크게 의존하지 않는 것으로 확인되었다.

주파수 오차가 존재하지 않는 경우, Fig. 7의 Even CCF에서 GPS L1 C/A 코드는 이진 랜덤 코드와 다른 분포를 보였다. GPS L1 C/A 코드의 최대 상호상관 전력은 모든 코드 쌍에서 −23.94 dB로 동일하게 나타난 반면, 이진 랜덤 코드는 코드 쌍에 따라 서로 다른 값을 보였다. Even CCF가 골드 코드의 상호상관 특성을 유지하기 때문에 GPS L1 C/A 코드의 코드 쌍별 최대 상호상관 전력이 일정한 값으로 나타난다. 이에 따라 GPS L1 C/A 코드의 평균값, 95 백분위수, 99 백분위수 및 최댓값은 이진 랜덤 코드보다 각각 4.51 dB, 5.95 dB, 6.73 dB, 8.80 dB 낮게 나타났다. 반면, Fig. 8의 Odd CCF에서는 GPS L1 C/A 코드와 이진 랜덤 코드가 유사한 분포를 보였다. Odd CCF는 두 번째 코드 주기에 부호 반전이 있으므로 Even CCF에서 나타나는 골드 코드의 주기적 상호상관 특성이 동일하게 유지되지 않는다. 이에 따라 코드 구조에 의한 제한이 약해지고 코드 쌍별 최대 상호상관 전력이 이진 랜덤 코드와 비슷한 범위에 분포한다. GPS L1 C/A 코드와 이진 랜덤 코드의 평균값 차이는 0.10 dB이고 95 백분위수, 99 백분위수와 최댓값의 차이도 각각 0.14 dB, 0.51 dB, 0.44 dB로 작게 나타났다.

주파수 오차가 존재하는 경우, Fig. 7의 Even CCF에서 GPS L1 C/A 코드와 이진 랜덤 코드의 분포 차이가 주파수 오차가 없는 경우에 비해 크게 감소하였다. GPS L1 C/A 코드의 평균값은 이진 랜덤 코드보다 약 0.18 dB 낮았고 95 백분위수와 99 백분위수의 차이도 각각 0.23 dB와 0.72 dB로 나타났다. 최댓값은 GPS L1 C/A 코드가 이진 랜덤 코드보다 약 1.05 dB 낮게 나타났다. Fig. 8의 Odd CCF에서도 GPS L1 C/A 코드와 이진 랜덤 코드가 유사한 분포를 보였다. 평균값 차이는 약 0.07 dB로 나타났고 95 백분위수, 99 백분위수 및 최댓값 차이도 각각 0.22 dB, 0.54 dB, 0.81 dB로 나타났다. 따라서 주파수 오차가 존재하는 경우에는 Even CCF와 Odd CCF 모두 GPS L1 C/A 코드와 동일한 길이의 이진 랜덤 코드가 전반적으로 유사한 최대 상호상관 전력 분포를 보이는 것을 확인하였다.

기존 GPS L1 C/A 코드에 대한 연구에서는 주파수 오차가 존재하지 않을 때 최대 상호상관 전력이 약 −23.94 dB였으나, 주파수 오차를 고려한 경우 약 −19.18 dB까지 증가하여 약 4.76 dB 높아지는 것으로 나타났다 (Foucras et al. 2017). 본 연구에서도 GPS L1 C/A 코드의 Even CCF 최댓값이 −23.94 dB에서 −19.34 dB로 증가하며 유사한 경향을 보였다. 이는 주파수 오차가 없는 Even CCF에서는 골드 코드의 구조적 특성이 유지되지만 주파수 오차가 존재하면 이러한 특성이 약해져 이진 랜덤 코드와 유사한 분포로 변하기 때문이다. 반면, GPS L1 C/A 코드의 Odd CCF와 GPS L1C 코드의 Even 및 Odd CCF에서는 주파수 오차가 존재할 때 최대 상호상관 전력이 감소하였다. 따라서 주파수 오차에 따른 최대 상호상관 전력 증가는 모든 코드와 CCF 유형에서 동일하게 나타나지는 않는다.

4.3 주파수 오차에 따른 상호상관 전력의 CCDF 분석

주파수 오차에 따른 상호상관 전력의 분포 변화를 확인하기 위해 정규화된 상호상관 전력의 CCDF를 비교하였다. CCDF는 상호상관 전력이 특정 값보다 크게 나타날 확률을 의미하며 동일한 CCDF에서 곡선이 왼쪽에 위치할수록 큰 상호상관 전력이 발생할 가능성이 작음을 의미한다.

GPS L1C 코드의 경우 Even CCF와 Odd CCF의 주요 통계량의 차이가 전반적으로 작으므로 두 결과를 통합하여 Fig. 9에 나타냈다. 그러나 GPS L1 C/A 코드는 주파수 오차가 없는 경우 Even CCF만 골드 코드의 상호상관 특성을 유지하기 때문에 Even CCF와 Odd CCF의 분포 차이가 크게 나타난다. 실제로 두 CCF의 최댓값 차이는 7.44 dB이므로 Fig. 10에서 Even CCF와 Odd CCF를 구분하여 나타냈다.

Fig. 9에서 GPS L1C 코드와 이진 랜덤 코드 모두 주파수 오차

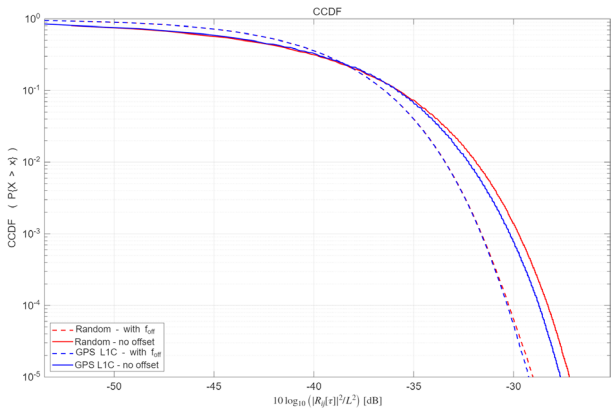
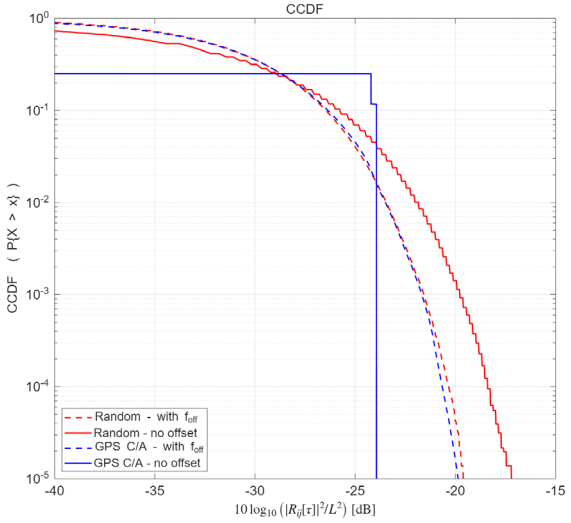
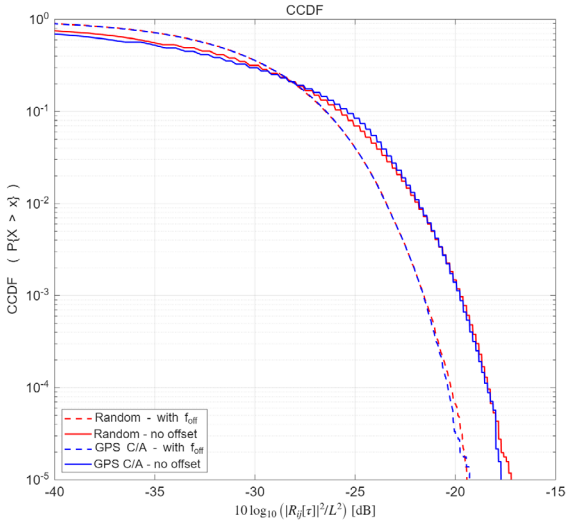


Fig. 9. CCDF of the cross-correlation power for GPS L1C and binary random codes with and without frequency offset.



(a) Even CCF



(b) Odd CCF

Fig. 10. CCDF of the cross-correlation power for GPS L1 C/A and binary random codes with and without frequency offset.

가 존재할 때 동일한 CCDF 수준에서 상호상관 전력이 더 낮게 나타났다. CCDF가 10^{-3}일 때 GPS L1C 코드의 상호상관 전력은 −30.19 dB에서 −31.64 dB로 약 1.45 dB 감소하였고 이진 랜덤 코드는 −29.73 dB에서 −31.59 dB로 약 1.86 dB 감소하였다. 또한 두 코드 간 차이는 약 0.46 dB에서 0.05 dB로 감소하며 주파수 오차가 존재할 때 두 코드의 분포가 유사하게 나타났다.

Fig. 10a의 Even CCF에서 주파수 오차가 없는 GPS L1 C/A 코드는 상호상관 전력이 −23.94 dB로 이진 랜덤 코드보다 낮은 상호상관 전력 분포를 보였다. 주파수 오차가 존재하는 경우에는 GPS L1 C/A 코드와 이진 랜덤 코드의 CCDF가 거의 일치하였다. CCDF가 10^{-3}일 때 GPS L1 C/A 코드의 상호상관 전력은 −21.67 dB로 나타나 주파수 오차가 없는 경우보다 약 2.27 dB 증가하였다. 따라서 주파수 오차에 의해 상호상관 전력이 증가했지만 분포는 이진 랜덤 코드와 유사하게 나타났다. Fig. 10b의 Odd CCF에서는 주파수 오차가 없는 경우에도 GPS L1 C/A 코드와 이진 랜덤 코드가 유사한 분포를 보였다. CCDF가 10^{-3}일 때 상호상관 전력은 GPS L1 C/A 코드에서 −19.93 dB, 이진 랜덤 코드에서 −19.77 dB로 두 코드의 차이는 약 0.16 dB이다. 주파수 오차가 존재하는 경우에도 각각 −21.64 dB와 −21.59 dB로 감소하였으며 두 코드의 차이도 약 0.05 dB로 줄어들었다. 따라서 주파수 오차가 존재하는 경우, Even CCF와 Odd CCF 모두 GPS L1 C/A 코드의 상호상관 전력 분포가 이진 랜덤 코드와 유사하게 나타났다.

주파수 오차가 존재하면 GPS L1C와 GPS L1 C/A 코드의 상호상관 전력 분포가 동일한 길이의 이진 랜덤 코드와 유사해지는 경향을 확인하였다. GPS L1 C/A 코드의 Even CCF에서는 상호상관 전력이 증가하면서 이진 랜덤 코드와 유사한 분포로 변화한 반면, GPS L1 C/A 코드의 Odd CCF와 GPS L1C 코드에서는 큰 상호상관 전력의 발생 가능성이 감소하면서 이진 랜덤 코드와 유사한 분포가 나타났다. 따라서 주파수 오차에 의해 분포가 이진 랜덤 코드와 유사해지는 경향은 공통적으로 나타났지만 상호상관 전력의 증감 방향은 코드 구조와 CCF 유형에 따라 다르게 나타났다.

5. 결론

본 논문에서는 도플러 천이에 따른 주파수 오차가 GNSS PRN 코드의 상호상관 전력 분포에 미치는 영향을 통계적으로 분석하였다. 주파수 오차가 없는 경우 정규화된 상호상관 전력은 자유도 1인 카이제곱 분포, 주파수 오차가 존재하는 경우에는 자유도 2인 카이제곱 분포로 근사될 수 있음을 제시하였으며 시뮬레이션 결과에서도 각 이론 분포와 유사한 경향을 확인하였다.

GPS L1C 데이터 코드와 GPS L1 C/A 코드를 동일 길이의 이진 랜덤 코드와 비교한 결과, 주파수 오차가 없는 경우에는 코드 구조와 CCF 유형에 따라 상호상관 특성의 차이가 나타났다. GPS L1C 코드의 Even 및 Odd CCF와 GPS L1 C/A 코드의 Even CCF는 이진 랜덤 코드보다 낮은 상호상관 전력을 보였으며 GPS L1 C/A 코드의 Odd CCF는 이진 랜덤 코드와 유사한 분포를 보였다.

반면, 주파수 오차가 존재하면 GPS L1 C/A 코드의 Even CCF에서는 상호상관 전력이 증가하였고 GPS L1 C/A 코드의 Odd

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.265

CCF와 GPS L1C 코드의 Even 및 Odd CCF에서는 감소하였다. 이처럼 주파수 오차가 상호상관 특성을 항상 악화시키는 것은 아니며 코드 구조와 CCF 유형에 따라 다르게 나타나는 것을 확인하였다. 또한 각 코드와 동일 길이의 이진 랜덤 코드 간 상호상관 전력 분포의 차이가 공통적으로 감소하였다.

위에서 살펴본 바와 같이 주파수 오차가 없는 조건에서 나타나는 코드별 상호상관 특성은 실제 환경에서 다르게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 또한 이러한 경향은 GPS L1 C/A 코드와 같이 상호상관 특성이 극단적으로 우수한 코드의 경우 성능 열화의 형태로 나타나고 GPS L1C 코드와 같이 우수한 상관 특성으로 설계되는 경우라도 상호상관 특성이 더 개선되는 형태로 존재함을 알 수 있다. 따라서 PRN 코드 설계 시 이상적인 조건의 상호상관 특성을 기준으로 후보 코드를 제한하기보다 주파수 오차 환경의 통계적 특성을 함께 고려할 필요가 있다. 이를 통해 다양한 코드 생성 방법과 후보 PRN 코드를 검토하고 PRN 코드 설계의 유연성을 확대할 수 있을 것으로 판단된다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 우주항공청의 재원으로 지원을 받아 수행된 것임 (과제번호: RS-2022-00165802).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, E. Ha, J. Shin and J. Ahn; methodology, E. Ha; software, E. Ha and J. Shin; validation, E. Ha and J. Ahn; formal analysis, E. Ha; investigation, E. Ha; resources, J. Noh and S. Jang; writing—original draft preparation, E. Ha; writing—review and editing, J. Shin and J. Ahn; supervision, J. Ahn; project administration, J. Noh and S. Jang; funding acquisition, J. Noh and S. Jang.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Foucras, M., Leclère, J., Botteron, C., Julien, O., Macabiau, C., et al. 2017, Study on the cross-correlation of GNSS signals and typical approximations, GPS Solutions, 21, 293-306. https://doi.org/10.1007/s10291-016-0556-7

Golomb, S. W. & Gong, G. 2005, Signal Design for Good Correlation: For Wireless Communication, Cryptography, and Radar (Cambridge: Cambridge University Press).

Ha, E.-J., Shin, J.-H., & Ahn, J.-M. 2025a, Design of GNSS PRN Code Families Based on Truncated Gold Codes with Varying LFSR Orders, JPNT, 14, 167-171. https://doi.org/10.11003/JPNT.2025.14.2.167

Ha, E.-J., Shin, J.-H., & Ahn, J.-M. 2025b, Analysis of Frequency Offset Impact on Cross-Correlation of GNSS PRN Codes, Proc. of the 2025 Conference on Positioning, Navigation and Timing (IPNT), Jeju, Korea, 4-8 Nov 2025, pp.499-501. https://ipnt.or.kr/2025proc/123

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

Kim, S.-T., Kim, K.-J., Song, K.-W., & Ahn, J.-M. 2019, Selection Technique of Maximum Correlation Power Limited Gold Code Set of Limited Length, JKICS, 44, 629-636. https://doi.org/10.7840/kics.2019.44.4.629

Miller, S. L. & Childers, D. G. 2004, Probability and Random Processes: With Applications to Signal Processing and Communications, 2nd ed. (Amsterdam: Elsevier Academic Press).

Misra, P. & Enge, P. 2006, Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. (Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press).

Rushanan, J. J. 2007, The Spreading and Overlay Codes for the L1C signal, Navigation, 54, 43-51. https://doi.org/10.1002/j.2161-4296.2007.tb00394.x

Sarwate, D. V. & Pursley, M. B. 1980, Cross-correlation properties of pseudorandom and related sequences, Proceedings of the IEEE, 68, 593-619. https://doi.org/10.1109/PROC.1980.11697

U.S. Space Force 2022a, NAVSTAR GPS Space Segment/User Segment
L1C Interfaces (IS-GPS-800J).

U.S. Space Force 2022b, NAVSTAR GPS Space Segment/Navigation User Segment Interfaces (IS-GPS-200N).



Eun Ji Ha received the B.S. degree in Radio and Information Communication Engineering from Chungnam National University in 2025. She is currently pursuing the M.S. degree at the same university. Her research interests include satellite navigation signal design and anti-jamming technologies.



Jang Hwan Shin is a senior researcher of Agency for Defense Development (ADD) in the Republic of Korea. He received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees in Radio and Information Communication Engineering from Chungnam National University in 2019,

2021, and 2025 respectively. His research interests include signal design for satellite navigation systems and back-up PNT technologies, such as R-mode.



JaeHee 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.



Sung Kyun Jang received his B.S., M.S. and Ph.D. degrees in electronics engineering from Hanyang University, Seoul, South Korea, in 2015, 2017 and 2023, respectively. Since 2023, he has been a senior researcher at the Korea Aerospace Research Institute. His research interests include communication theory and wireless communication systems.



Jae Min Ahn received the B.S. degree in Electronic Engineering from Seoul National University in 1987, and the M.S. and Ph.D. degrees in Electrical and Electronic Engineering from the Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST) in 1989 and 1994, respectively. Since 1999, he has been a professor in the Department of Radio and Information Communication Engineering at Chungnam National University. His research interests include communication signal design and signal processing.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.265

JPNT 15(3), 279-288 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.279

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

Coexistence Analysis of Pulsar LEO PNT and GPS L1 C/A Signals in a Receiver Environment

Minyong Choi, Jinseok Kim, Il Kyu Kim, Hung Seok Seo, Young Baek Kim†
Microinfinity, Daejeon 34012, Korea

ABSTRACT

With the emergence of Low Earth Orbit (LEO)–based Positioning, Navigation, and Timing (PNT) systems, ensuring coexistence with existing Global Navigation Satellite Systems (GNSS) has become a critical challenge. While prior studies have demonstrated system-level compatibility between LEO PNT and GNSS signals through theoretical interference analysis and hardware-based validation, the impact of LEO signals on receiver-level signal processing has not been fully investigated. In this paper, we present a receiver-level coexistence analysis by generating a single digital intermediate-frequency (IF) signal that combines Pulsar LEO PNT (Pulsar X1) and Global Positioning System (GPS) L1 C/A signals under realistic conditions. The proposed approach does not rely on artificial frequency alignment or time synchronization, enabling a more practical representation of real-world signal environments. The composite IF signal is processed using a Software-Defined Receiver (SDR), and the acquisition and tracking performance of both signals are evaluated under various channel configurations and power conditions. Experimental results show that the GPS L1 C/A signal maintains stable tracking performance with carrier-to-noise density ratio (C/N_0) variations within 0.1 dB compared to the GPS-only baseline even when the Pulsar X1 signal is up to 20 dB stronger. These results indicate minimal receiver-level interference. Furthermore, the results reveal that performance variations are primarily driven by multi-signal processing effects rather than inter-system interference. These findings provide a detailed receiver-level characterization of GNSS–LEO coexistence and offer important insights for the design and implementation of future multi-constellation GNSS/LEO PNT receivers.

Keywords: LEO PNT, GNSS, Pulsar, Digital IF signal generation, software-defined receiver

1. INTRODUCTION

Low Earth Orbit (LEO)–based Positioning, Navigation, and Timing (PNT) systems have recently attracted significant attention as next-generation navigation solutions (Joerger et al. 2011). Compared to conventional Medium Earth Orbit-based Global Navigation Satellite Systems (GNSS), LEO systems provide stronger received signal power and faster satellite motion, which can improve positioning robustness and availability, particularly in challenging environments such as urban canyons and signal-degraded scenarios. As LEO PNT systems are expected to operate in the same or adjacent frequency bands as existing GNSS signals, coexistence between the two systems has become a key research topic. Previous studies have primarily focused on spectrum sharing and interference mitigation from a system-level perspective. In particular, recent work by Xona Space Systems demonstrated that the Pulsar LEO PNT (Pulsar X1) signal transmitted by the Pulsar LEO PNT does not introduce harmful interference to existing GNSS signals based on theoretical carrier-to-noise density ratio (C/N_0) degradation analysis and hardware-based testing using commercial receivers (Reid et al. 2025). Although these results confirm compatibility at the system level, such analyses do not necessarily guarantee robust performance within a receiver. While prior studies have demonstrated

Received Jun 01, 2026 **Revised** Jun 24, 2026 **Accepted** Jul 09, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: ybkim@minfinity.com

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

coexistence using C/N_0 measurements obtained from commercial receivers, these evaluations are inherently limited to system-level observations and do not provide insight into the internal signal processing behavior of the receiver. In particular, they do not reveal how coexistence affects acquisition, tracking, and multi-signal interaction mechanisms within the receiver.

In practical environments, GNSS receivers process multiple signals simultaneously, and their performance depends not only on aggregate interference levels but also on internal signal processing mechanisms such as acquisition, tracking loops, quantization, and multi-channel signal interactions. Therefore, evaluating coexistence at the receiver input level is essential for understanding the practical impact of LEO signals on GNSS receiver performance. However, receiver-level coexistence analysis remains relatively limited in the literature. In particular, few studies have investigated the simultaneous processing of GNSS and LEO signals within a unified digital intermediate-frequency (IF) signal environment that reflects realistic conditions without artificial assumptions such as frequency alignment or time synchronization.

To address this gap, this paper presents a receiver-level coexistence analysis based on digitally synthesized IF signals that combine Global Positioning System (GPS) L1 C/A and Pulsar X1 signals. The proposed approach models realistic signal conditions by independently generating each signal with its own physical parameters, including Doppler effects and received power levels, and combining them into a single IF-domain signal. The generated signal is processed using a software-defined receiver (SDR), enabling detailed evaluation of acquisition and tracking performance under various channel configurations and power conditions.

The main contributions of this paper are as follows:

1. A realistic digital IF signal generation framework for simultaneous GNSS and LEO signal modeling without artificial synchronization assumptions
2. A receiver-level evaluation of GNSS–LEO coexistence using SDR-based acquisition and tracking analysis
3. A quantitative assessment of the impact of high-power LEO signals on GNSS tracking performance under multi-channel conditions
4. A systematic analysis of receiver-level performance degradation mechanisms in multi-signal environments

The remainder of this paper is organized as follows. Chapter 2 describes the signal model and IF signal generation method. Chapter 3 presents the SDR-based signal processing architecture. Chapter 4 provides experimental results and analysis, and Chapter 5 concludes the paper.

2. SIGNAL MODEL AND DIGITAL IF SIGNAL GENERATION

2.1 Digital IF Signal Construction

In this study, GPS L1 C/A signals and Pulsar X1 signals were generated in a common digital IF domain and combined into a single digital IF receiver input signal. This approach enables realistic modeling of simultaneous GNSS and LEO signal reception at the receiver input, which is critical for evaluating practical coexistence performance. Each signal was generated by independently reflecting physical-layer parameters such as code structure, modulation scheme, data rate, received power level, and Doppler characteristics, without applying any artificial frequency alignment or time synchronization.

It should be noted that the GPS L1 C/A and Pulsar X1 signals were not converted to the same IF frequency. A common local oscillator frequency of 1590 MHz was applied to both signals, resulting in IF frequencies of -14.58 MHz for GPS L1 C/A and +3.3225 MHz for Pulsar X1, respectively. Consequently, both signals coexist within a common wideband digital IF stream while maintaining their original frequency separation. This configuration enables receiver-level coexistence analysis using a single SDR input without introducing artificial frequency alignment.

GNSS received signals are generally modeled as complex baseband signals that include code, navigation data, and Doppler components. The generated baseband signal is converted into a digital IF signal through carrier mixing, which can be expressed as follows (Proakis 2001, Tsui 2005):

$$s_{IF}(t) = \Re\left\{s_{bb}(t)e^{j2\pi f_{IF}t}\right\} \tag{1}$$

where $s_{bb}(t)$ denotes the complex baseband signal, f_{IF} is the intermediate frequency, and $\Re\{\cdot\}$ represents the real part. Eq. (1) describes the ideal IF signal generation process without noise.

In practical GNSS environments, multiple satellite signals are received simultaneously; therefore, the overall baseband signal can be expressed as the sum of individual satellite signals:

$$s_{bb}(t) = \sum_{k=1}^{K} S_{bb,k}(t) \tag{2}$$

In Eq. (2), $S_{bb,k}(t)$ represents the baseband signal of the k-th satellite. Due to the linearity of the modulation process, the sum of baseband signals is preserved in the IF domain.

Based on this, the received IF signal can be expressed as the sum of signal components including noise. In this study, the multi-satellite signal model is simplified at the system

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.279

Table 1. Signal generation parameters (Leclère et al. 2025).

Parameters	Pulsar X1	GPS L1C/A
Carrier frequency	1593.3225 MHz	1575.42 MHz
Modulation	EFQPSK	BPSK
Minimum received power	-148.2 dBW	-158.5 dBW
Maximum received power	-139.1 dBW	-153.0 dBW
Data/pilot channel combination	I/Q	-
Data/pilot channel power split	50% / 50%	-
Primary PRN code family	Kasami	Gold
Primary PRN code chip rate	1.023 Mchip/s	1.023 Mchip/s
Primary PRN code length	1023 chip = 1 ms	1023 chip = 1 ms
Overlay code chip rate	1000 chip/s	-
Overlay code length (pilot)	100 chip = 100 ms	-
Overlay code length (data)	-	-
Symbol duration (data)	1 ms	20 ms
Symbol rate (data)	1000 symbol/s	50 symbol/s
Bit rate (data)	1000 bit/s	50 bit/s

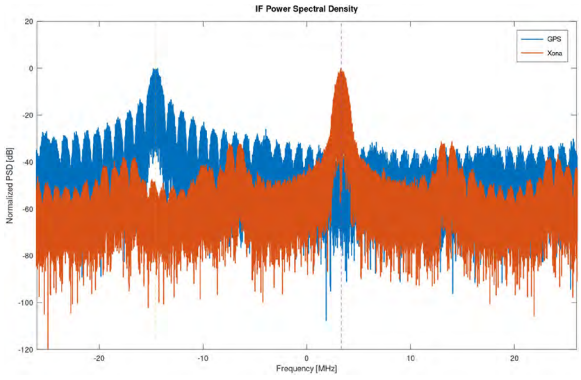


Fig. 1. IF power spectral density of GPS L1 C/A and Pulsar X1 signals.

level and separated into GPS and Pulsar signal components:

$$s_{IF}(t) = s_{GPS}(t) + s_{Pulsar}(t) + n(t) \quad (3)$$

Eq. (3) represents the composite IF signal consisting of GPS and Pulsar signals within the same IF band. Here, $s_{GPS}(t)$ denotes the GPS L1 C/A signal, $s_{Pulsar}(t)$ denotes the Pulsar X1 signal, and $n(t)$ represents additive white Gaussian noise (AWGN). Each signal component is generated independently and assumed to be combined in the same IF band. The sampling frequency is set to 53 MHz.

2.2 GPS and Pulsar Signal Generation

GPS L1 C/A and Pulsar X1 signals are generated in the same digital IF domain, and the main parameters are summarized in Table 1. Different Doppler offsets were assigned to individual satellites to reflect the Doppler characteristics of each satellite signal. However, time-varying satellite dynamics were not considered in this study.

2.2.1 GPS L1 C/A

The GPS L1 C/A signal is a Direct-Sequence Spread Spectrum signal using Binary Phase Shift Keying (BPSK) modulation. The Pseudo-Random Noise (PRN) code is based on the Gold code family, with a code rate of 1.023 Mcps and a code length of 1023 chips, resulting in a 1 ms code period. Navigation data is transmitted at 50 bps, corresponding to a 20 ms symbol duration.

The GPS signal is generated at an IF of –14.58 MHz. Doppler frequency and time-varying components due to satellite-receiver relative motion are incorporated. The received signal power is set to reflect typical GPS L1 conditions.

2.2.2 Pulsar X1

The Pulsar X1 signal adopts an in-phase and quadrature (I/Q) structure and employs Enhanced Feher Quadrature Phase Shift Keying (EFQPSK) modulation. The signal is composed of data and pilot channels with a power split of 50:50. The data channel consists of a preamble, data frame, and Cyclic Redundancy Check, and is encoded using a Turbo Product Code, then spread with a Kasami PRN code through modulo-2 operation. The pilot channel is generated using a Kasami code and overlay code without data components.

The Pulsar X1 signal is generated at an IF of +3.3225 MHz. Time-varying Doppler effects are included to reflect the high dynamics of LEO satellites. The received signal power is set higher than that of GPS based on Interface Control Document specifications to simulate coexistence conditions.

Fig. 1 shows the IF-domain power spectral densities of the generated GPS L1 C/A and Pulsar X1 signals, with center frequencies located at -14.58 MHz and +3.3225 MHz, respectively.

2.3 Composite IF Signal and Quantization

The generated GPS L1 C/A and Pulsar X1 signals are combined under the same sampling environment to form a single digital IF signal. Fig. 2 illustrates the overall signal generation structure, where multiple satellite signals from GPS and Pulsar generators are summed, scaled, and combined with noise to produce the final IF signal.

AWGN is added to achieve the target C/N_0 conditions. To emulate realistic coexistence scenarios, the received power of the Pulsar X1 signal is set approximately 20 dB higher than that of the GPS signal. According to Reid et al. (2025), the expected received power of the Pulsar X1 signal is approximately 15–20 dB higher than that of conventional GPS L1 C/A signals. Therefore, a 20 dB power difference

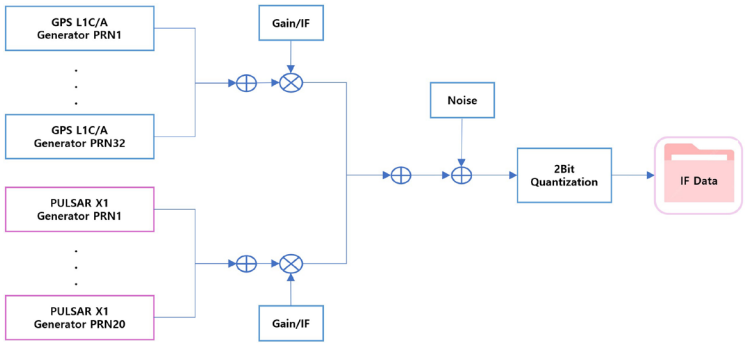


Fig. 2. The architecture of the signal generation platform.

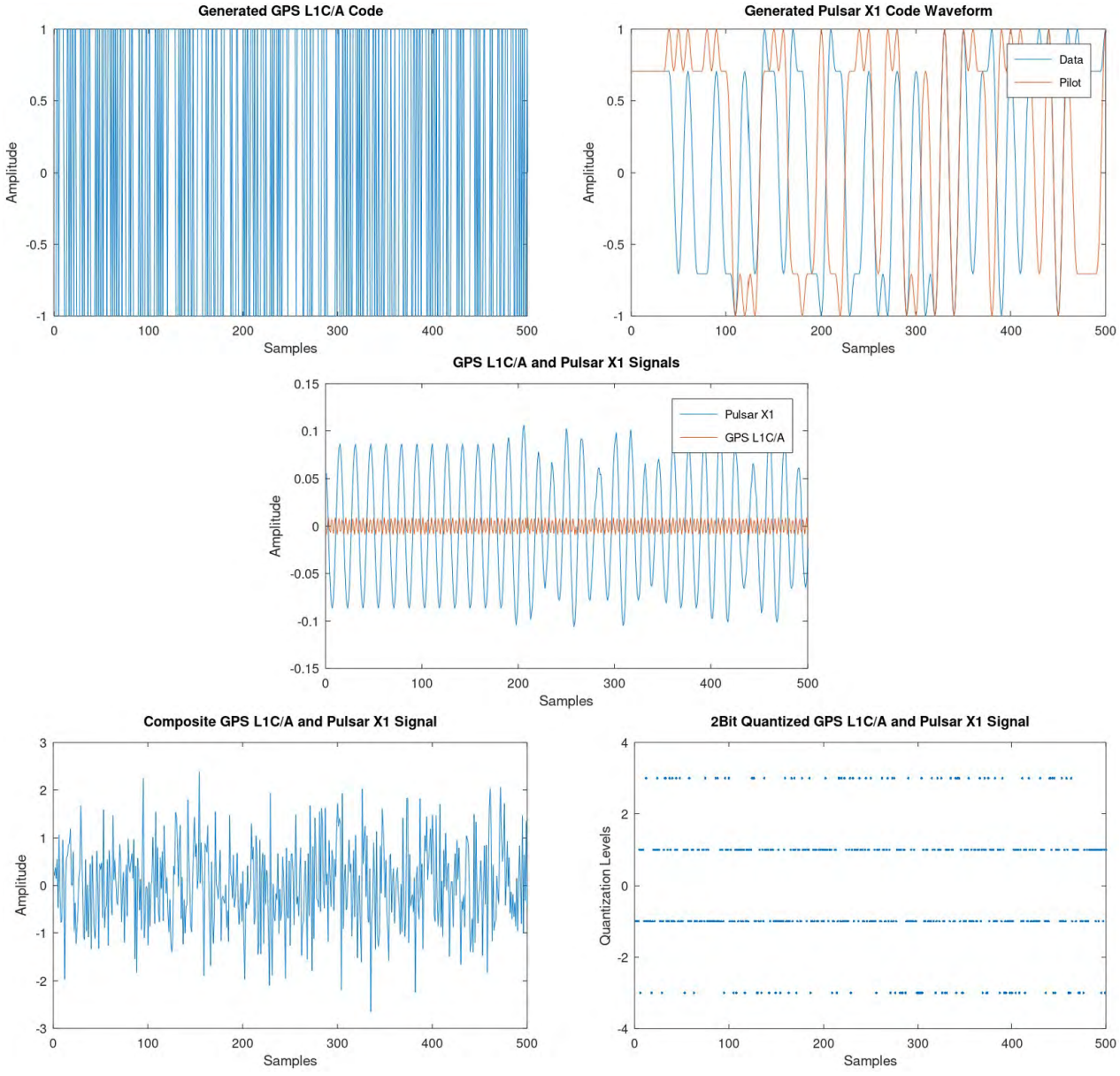


Fig. 3. Generation, composition, and 2-bit quantization of GPS L1 C/A and Pulsar X1 signals.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.279

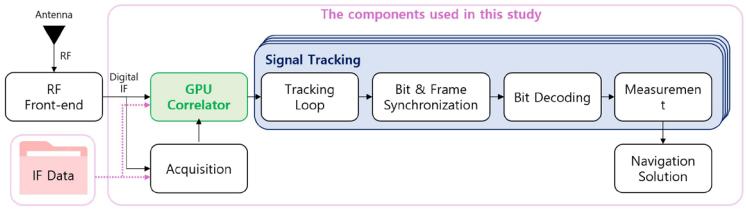


Fig. 4. Modified configuration of GNSS SDR based GPU correlator (Choi et al. 2025).

Table 2. Experimental channel configuration and power conditions.

Condition	System	2 Channel (1+1)	8 Channel (4+4)	16 Channel (8+8)	24 Channel (12+12)
Equal power	GPS L1 C/A	50 dB·Hz	50 dB·Hz	50 dB·Hz	50 dB·Hz
	Pulsar X1	50 dB·Hz	50 dB·Hz	50 dB·Hz	50 dB·Hz
Unequal power	GPS L1 C/A	30 dB·Hz	30 dB·Hz	30 dB·Hz	30 dB·Hz
	Pulsar X1	50 dB·Hz	50 dB·Hz	50 dB·Hz	50 dB·Hz
GPS only	GPS L1 C/A	30 dB·Hz 50 dB·Hz	30 dB·Hz 50 dB·Hz	30 dB·Hz 50 dB·Hz	30 dB·Hz 50 dB·Hz

was adopted in this study as a representative coexistence scenario.

To emulate receiver front-end characteristics, 2-bit quantization is applied to the composite IF signal. The quantization thresholds were set to ±0.9813σ, where σ denotes the standard deviation of the input signal. This threshold is widely used in GNSS receiver implementations because it provides near-optimal quantization efficiency while minimizing quantization loss. The quantized signal is then used as input for SDR-based acquisition and tracking algorithms, as illustrated in Fig. 3.

The scope of this study is limited to receiver-level digital signal processing analysis using synthesized IF signals. The generated IF signals represent the receiver input after Radio Frequency (RF) frequency conversion and are intended to evaluate coexistence performance within the digital receiver processing chain. Therefore, this study focuses on receiver-level acquisition and tracking performance rather than the individual effects of RF front-end components such as antenna characteristics, bandpass filter responses, low-noise amplifier (LNA) behavior, or automatic gain control (AGC) operation. A more detailed coexistence analysis including the implementation effects of RF front-end components will be addressed in future studies.

3. SIGNAL PROCESSING IMPLEMENTATION

The signal processing architecture for the generated IF data is shown in Fig. 4 (Choi et al. 2025). The system is implemented using a Graphics Processing Unit (GPU)-based SDR. Correlation operations are performed on the GPU, while acquisition, tracking loops, bit/frame synchronization, decoding, and navigation processing are executed on the Central Processing Unit.

Signal acquisition identifies satellite signals and estimates frequency and code phase through correlation. Signal tracking refines these estimates and maintains synchronization by generating local carrier and code replicas, followed by integration and dump operations to compute correlation values. During the initial tracking stage, a Frequency Lock Loop is used to achieve stable frequency synchronization. Once frequency lock is established, the tracking loop transitions to a Phase Lock Loop for accurate carrier tracking. The tracked correlation outputs are then used to estimate the C/N_0 values used in the coexistence performance evaluation.

4. ANALYSIS RESULTS

4.1 Test Setup

Experiments were conducted under various satellite configurations and power conditions to evaluate the impact of Pulsar X1 signals on GPS L1 C/A reception. All signals were generated based on the digital IF signal generation structure described in Chapter 2, and acquisition and tracking were performed using an SDR receiver.

The channel configurations and power conditions used in the experiments are summarized in Table 2. The number of channels was set to 2, 8, 16, and 24, with each configuration including an equal number of GPS L1 C/A and Pulsar X1 signals. For example, the 2-channel configuration consists of one GPS L1 C/A signal and one Pulsar X1 signal, the 8-channel configuration consists of four signals each, the 16-channel configuration consists of eight signals each, and the 24-channel configuration consists of twelve signals

Table 3. Average tracked C/N_0 under equal, unequal, and GPS-only power conditions.

Condition	System	2 Channel (1+1)	8 Channel (4+4)	16 Channel (8+8)	24 Channel (12+12)
Equal power	GPS L1 C/A	49.70 dB·Hz	48.69 dB·Hz	48.27 dB·Hz	47.41 dB·Hz
	Pulsar X1	48.59 dB·Hz	47.89 dB·Hz	47.36 dB·Hz	46.67 dB·Hz
Unequal power	GPS L1 C/A	30.13 dB·Hz	30.10 dB·Hz	30.11 dB·Hz	30.06 dB·Hz
	Pulsar X1	48.59 dB·Hz	47.90 dB·Hz	47.25 dB·Hz	46.67 dB·Hz
GPS only	GPS L1 C/A	30.14 dB·Hz	30.13 dB·Hz	30.12 dB·Hz	30.09 dB·Hz
		49.69 dB·Hz	48.70 dB·Hz	48.28 dB·Hz	47.41 dB·Hz

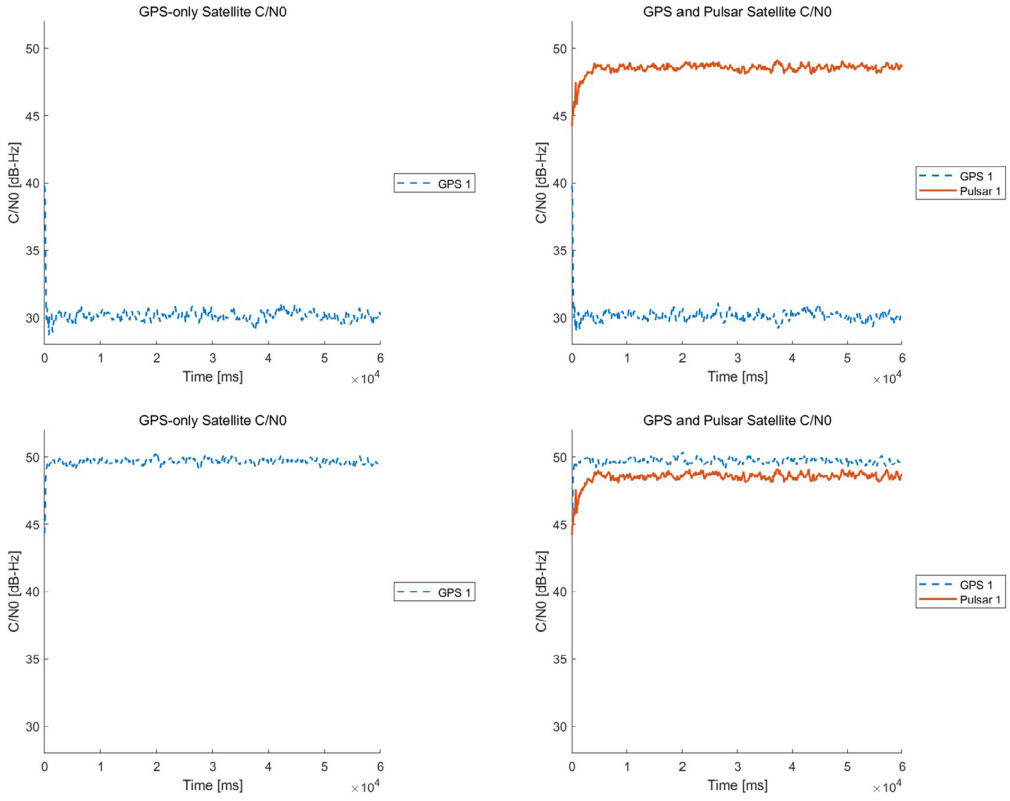


Fig. 5. Tracked C/N_0 for GPS-only and GPS+Pulsar signals in the 2-channel configuration.

each. Experiments were conducted under both equal power conditions ($C/N_0 \approx 50$ dB·Hz) and unequal power conditions (GPS L1 C/A: 30 dB·Hz, Pulsar X1: 50 dB·Hz).

Additionally, a GPS-only condition without Pulsar X1 signals was included to provide a baseline reference. The GPS-only condition was evaluated at two power levels: 30 dB·Hz and 50 dB·Hz.

In each experiment, signal tracking was performed using the SDR receiver, and the tracked C/N_0 values were used as the primary performance metric. The C/N_0 values for each satellite were calculated and averaged for each condition, and the results are summarized in Table 3. Figs. 5-8 show the signal tracking results under each test condition.

4.2 Equal-Power Condition

The signal tracking results under equal received power conditions are presented in Table 3. As shown in the table, the average C/N_0 of the GPS L1 C/A signal decreases from 49.7 dB·Hz in the 2-channel case to 48.7 dB·Hz in the 8-channel case and 48.3 dB·Hz in the 16-channel case, and 47.4 dB·Hz in the 24-channel case, corresponding to a maximum reduction of approximately 2.3 dB. Similarly, the Pulsar X1 signal shows a decrease from 48.6 dB·Hz to 46.7 dB·Hz, with a reduction of about 1.9 dB.

When compared with the GPS-only condition, the GPS C/N_0 values under equal received power conditions remain within approximately 0.03–0.1 dB of the GPS-only baseline. This indicates that the presence of Pulsar X1 signals at the same power level does not introduce noticeable interference to GPS signal tracking. This behavior suggests that the observed C/N_0 reduction is primarily caused by front-end dynamic range limitations and signal power distribution effects rather than inter-system interference.

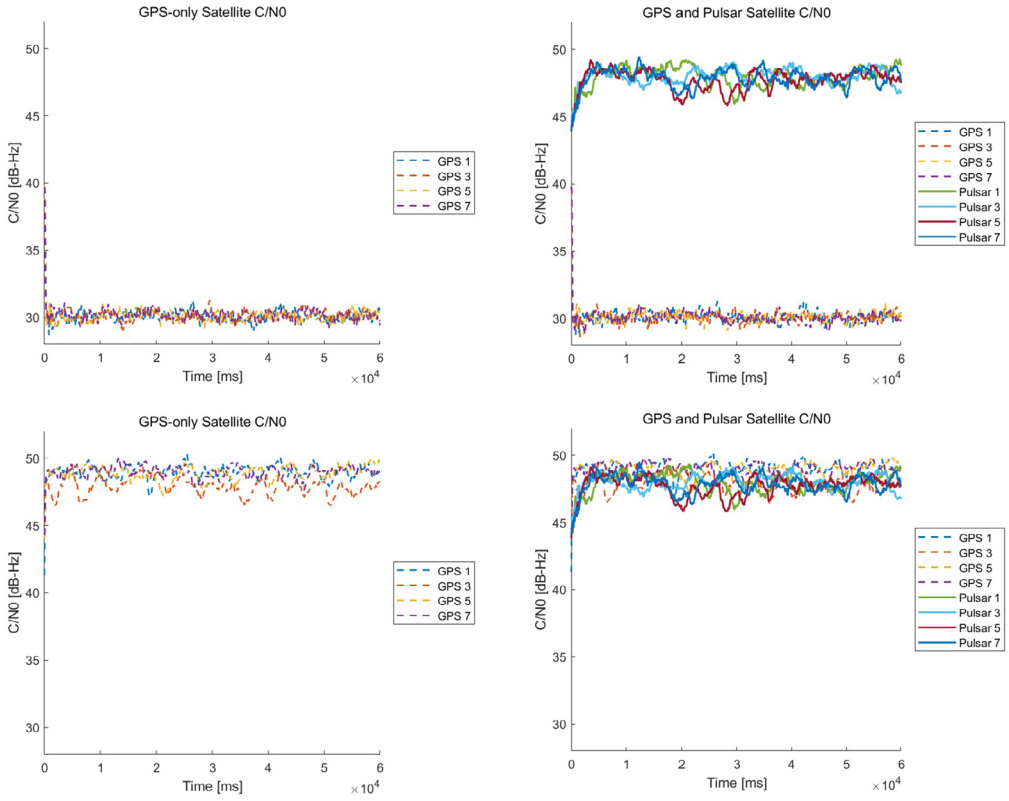


Fig. 6. Tracked C/N_0 for GPS-only and GPS+Pulsar signals in the 8-channel configuration.

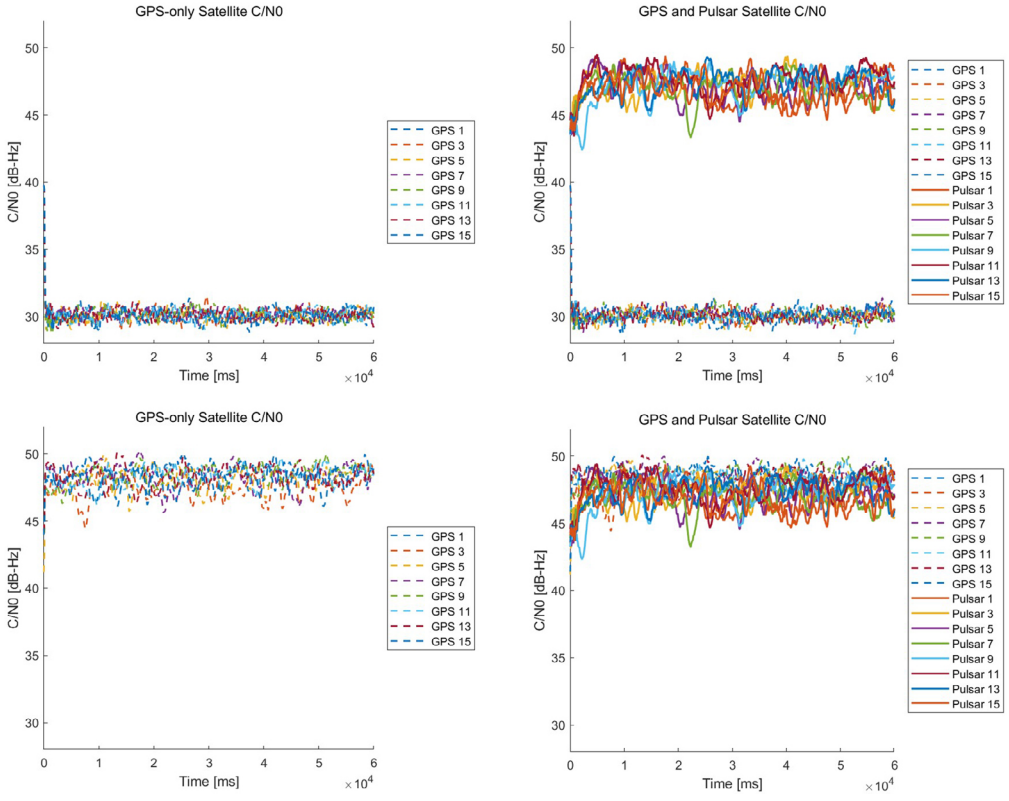


Fig. 7. Tracked C/N_0 for GPS-only and GPS+Pulsar signals in the 16-channel configuration.

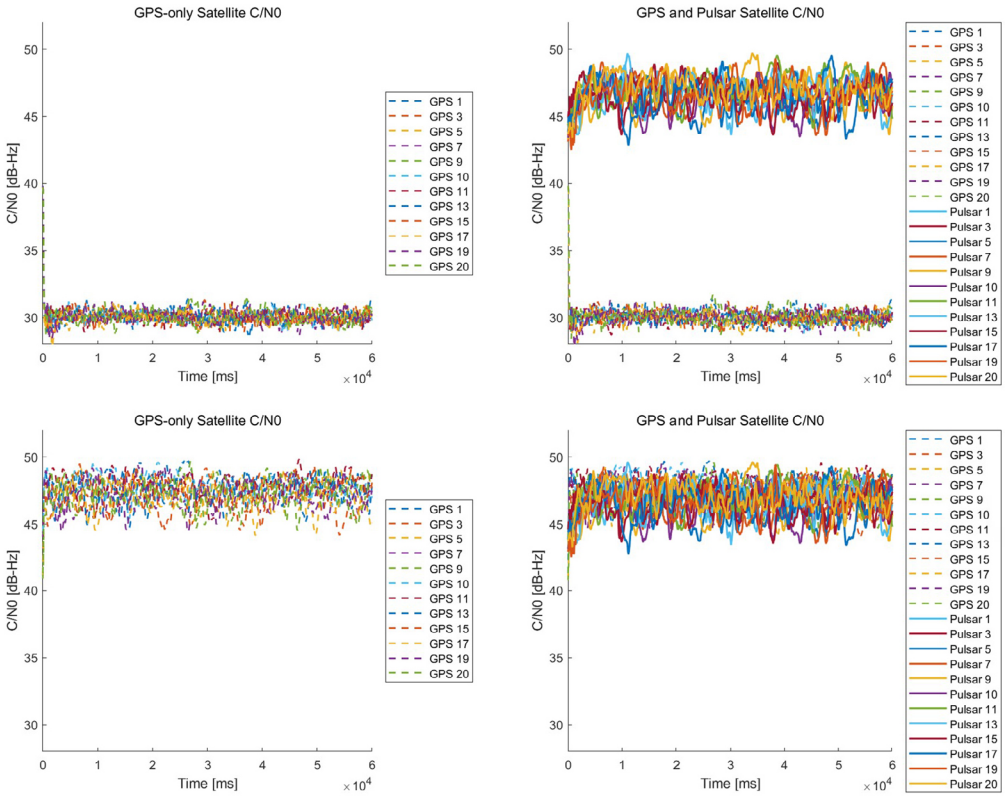


Fig. 8. Tracked C/N_0 for GPS-only and GPS+Pulsar signals in the 24-channel configuration.

Therefore, the observed decrease in C/N_0 with increasing channel count is not specific to either GPS L1 C/A signals or Pulsar X1 signals but is a common effect caused by power distribution and front-end processing characteristics when multiple satellite signals are combined within the same IF band.

4.3 Unequal–Power Condition

The results under unequal received power conditions are also summarized in Table 3. The average C/N_0 of the GPS L1 C/A signal remains nearly constant at 30.13 dB·Hz, 30.10 dB·Hz, 30.11 dB·Hz, and 30.06 dB·Hz for the 2-, 8-, 16-, and 24-channel configurations, respectively.

Furthermore, compared to the GPS-only condition (30 dB·Hz), the difference in C/N_0 remains within 0.03 dB. This indicates that even when the Pulsar X1 signal is approximately 20 dB stronger than the GPS signal, the tracking performance of the GPS signal is not degraded.

This result indicates that even in the presence of high-power LEO-based PNT signals within the same IF band, no significant interference is observed in the acquisition and tracking processes of the GPS signal.

On the other hand, the Pulsar X1 signal shows a decrease from 48.59 dB·Hz to 46.67 dB·Hz as the number of channels increases, corresponding to a reduction of approximately 1.9 dB. This trend is consistent with the results observed under equal received power conditions and can be interpreted as a system-level effect due to the combination of multiple satellite signals.

The limited impact of the Pulsar X1 signal on GPS tracking performance can be attributed to several characteristics of the two signal systems. First, GPS L1 C/A and Pulsar X1 occupy different frequency locations within the IF spectrum, resulting in limited spectral overlap. In addition, Pulsar X1 employs a bandwidth-efficient EFQPSK modulation scheme, which reduces the amount of interference introduced into adjacent GNSS bands. Furthermore, the two systems use different spreading codes and signal structures, resulting in very low mutual interference during signal processing. Consequently, the Pulsar X1 signal appears primarily as an increase in the effective noise floor rather than as a structured interference source from the perspective of the GPS receiver. Therefore, no significant degradation in GPS acquisition and tracking performance was observed under the test conditions considered in this study.

5. CONCLUSION

This paper presented a receiver-level coexistence analysis of Pulsar X1 and GPS L1 C/A signals. A composite digital IF signal was generated and processed using an SDR. In contrast to prior studies that focused on system-level compatibility through interference analysis and hardware-based validation, this work investigated coexistence from the perspective of receiver input signal processing under realistic signal conditions.

Experimental results demonstrate that the GPS L1 C/A signal maintains stable acquisition and tracking performance even in the presence of Pulsar X1 signals with significantly higher received power levels (up to 20 dB). The observed C/N_0 variation remains within 0.1 dB of the GPS-only baseline, indicating minimal receiver-level interference. In addition, the results show that the small performance variations are primarily attributable to multi-signal processing and front-end effects, rather than inter-system interference between GNSS and LEO signals.

These results provide a receiver-level characterization of GNSS–LEO coexistence and bridge the gap between system-level compatibility analysis and practical receiver implementation. More importantly, they demonstrate that system-level interference metrics alone are insufficient to fully assess coexistence performance, highlighting the necessity of receiver-level evaluation.

The findings of this work have important implications for the design of future multi-constellation GNSS/LEO PNT receivers, including considerations for signal processing architecture, dynamic range management, and multi-signal integration strategies. By confirming that high-power LEO signals do not degrade GNSS tracking performance in a shared IF environment, this study supports the feasibility of tightly integrated GNSS–LEO receiver systems.

Future work will extend this analysis to more realistic operating conditions, including dynamic Doppler environments, multipath effects, and real RF front-end implementations. Although no significant degradation was observed under the test conditions considered in this study, practical receiver implementations may experience additional effects when signals with substantially different power levels coexist. In particular, LNA nonlinearity, AGC behavior, and quantization losses may become important factors affecting coexistence performance. Therefore, future work will investigate the impact of large signal power disparities on RF front-end operation and quantization performance, as well as advanced receiver algorithms for joint GNSS–LEO signal processing.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, Minyong Choi and Young Baek Kim; Design and implementation, Minyong Choi; Design review, Minyong Choi, Jinseok Kim, Il Kyu Kim, Hung Seok Seo and Young Baek Kim; Experiment execution and data analysis, Minyong Choi and Jinseok Kim; Writing, review and editing, Minyong Choi, Jinseok Kim, Il Kyu Kim, Hung Seok Seo and Young Baek Kim; Project administration, Young Baek Kim.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Choi, M. Y., Kim, J., Seo, H. S., Kim, Y. B., Richards, J., et al. 2025, Verification of Signal Acquisition and Tracking on a LEO PNT Software Receiver, Proceedings of the IPNT Conference, Jeju, Korea, Nov 4-8 2025, pp.793-796. https://ipnt.or.kr/2025proc/22

Joerger, M., Pervan, B., & Chan, F. 2011, LEO Navigation Augmentation Constellation Concepts, NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, 58, 251-264.

Leclère, J., Marathe, T., & Reid, T. G. R. 2025, Insights into Xona Pulsar LEO PNT: Constellation, Signals, and Receiver Design, Proceedings of the ION GNSS+ 2025, Baltimore, MD, USA, 8-12 September 2025, pp.3008-3096. https://doi.org/10.33012/2025.20293

Proakis, J. G. 2001, Digital Communications, 4th ed. (New York: McGraw-Hill).

Reid, T. G. R., Gala, M., Favreau, M., Kriezis, A., O'Meara, M., et al. 2025, Xona Pulsar Compatibility with GNSS, in Proceedings of the ION GNSS+ 2025, Baltimore, MD, USA, 8-12 September 2025, pp.929-943. https://doi.org/10.33012/2025.20407

Tsui, J. B.-Y. 2005, Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach, 2nd ed. (Hoboken, NJ: Wiley).



Minyong Choi is a Principal Research Engineer with the GNSS Team at Microinfinity Co., Ltd., Korea. He received the B.S. degree in Control Engineering from Hanbat National University in 2007. His work focuses on GNSS receivers, navigation software, and satellite navigation technologies.



Jinseok Kim is an RTL design engineer in the GNSS team at Microinfinity Co., Ltd. He received his B.S. in Electrical Engineering from KAIST in 2006. His current research interests include GNSS receiver architectures for FPGA and ASIC development.



Il Kyu Kim is a principal research engineer at Microinfinity Co., Ltd. in Korea. He received his B.S and M.S degrees from Chungnam National University in 1999 and 2011, respectively. His research has included work on developing innovative approaches to GNSS anti-jamming and exploring new methods for improving GNSS receiver performance.



Hung Seok Seo received the Doctor of Engineering degree in Electronics from Chungnam National University in 2003. He joined Navicom Co., Ltd. in 2002 and has 24 years of experience in navigation. Since 2023, he has been an Executive Director at Microinfinity Co., Ltd.



Young Baek Kim received his Ph.D. degree in Electronic Engineering from Chungnam National University in 1998. He has been working in satellite navigation since joining Navicom Co., Ltd. in 1998 and has 28 years of experience in navigation. He is a Senior Executive VP at Microinfinity Co., Ltd from 2021. His research interest includes GNSS receivers and anti-jamming/anti-spoofing techniques and EGI and communication systems.

JPNT 15(3), 289-302 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.289

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

배열 안테나 탑재 단일 송신 모듈을 이용한 3차원 실내 위치 추정 기법 및 시뮬레이션 기반 성능 분석

조혜원[1], 맹주현[2], 김오종[1†]

Simulation-Based Performance Analysis of 3D Indoor Positioning Using a Single Transmitter with an Array Antenna

Hye-Won Jo[1], Juhyun Maeng[2], O-Jong Kim[1†]
[1]Department of Aerospace System Engineering, Sejong University, Seoul 05006, Korea
[2]Korea Aerospace Research Institute, Daejeon 34133, Korea

ABSTRACT

This paper proposes a three-dimensional (3D) indoor positioning algorithm based on a single-transmitter module combined with a Round Trip Time (RTT) module. Studies on indoor positioning systems based on a single transmitter have generally been limited to two-dimensional (2D) positioning due to the assumption of constant user height. However, this assumption does not hold in practical environments where users move vertically via stairs or escalators. To address this limitation, the proposed method incorporates RTT-based ranging information to improve vertical observability and enable 3D positioning. In addition, the algorithm estimates both the user height and RTT bias simultaneously, even in the presence of turn-on bias in practical RTT measurements. Simulation results demonstrate that the proposed method achieves a 3D positioning accuracy of approximately 0.38 m in complex indoor environments involving vertical movement. Furthermore, the RTT bias is successfully estimated close to its actual value, validating the feasibility of the proposed approach. These results indicate that the proposed method can effectively overcome the geometric limitations of single-transmitter systems and provide reliable 3D indoor positioning performance.

Keywords: single-transmitter, RTT, Kalman filter, indoor positioning
주요어: 단일송신모듈, RTT, 칼만필터, 실내항법

1. 서론

Global Navigation Satellite System (GNSS)은 현대 사회에서 가장 보편적으로 활용되는 측위 기술로, 지속적인 연구를 통해 높은 정확도와 신뢰성을 달성하였다. 그러나 사용자가 실내 환경에 진입할 경우 구조물에 의한 신호 감쇠 및 다중경로오차로 인해 측위 성능이 급격히 저하되며, 깊은 실내에서는 신호가 완전히 단절되어 서비스 가용성을 확보하기 어렵다. 이에 따라 GNSS의 한계를 극복하고 실내외 단절 없는 위치 기반 서비스를 제공하기 위한 실내 측위 시스템에 대한 다양한 연구가 진행되고 있다.

현재 실내 측위를 위한 통신 기술로는 Ultra-Wide Band (UWB), Wi-Fi, Bluetooth, 5G NR 등이 주로 고려되고 있으나, 각각 뚜렷한 장단점을 지닌다. 첫째, UWB는 초광대역 신호를 활용하여 센티미터(cm) 단위의 정밀 측위가 가능하지만, 통신 커버리지가 좁아 다수의 앵커 노드를 설치해야 하므로 인프라 구축 비용이 크다는 단점이 있다 (Lee & Kim 2015, Elsanhoury et al. 2022, Jang 2023, Al-Okby et al. 2024). 둘째, Wi-Fi 기반 측위는 기존에 설치된 Access Point (AP)를 활용할 수 있고 타 신호와의 간섭이 적다는 장점이 있어 수신 신호 세기 기반의 핑거프린팅기법이나 Round Trip Time (RTT) 측위 기법이 주로 연구되고

Received Jun 09, 2026 **Revised** Jul 04, 2026 **Accepted** Jul 30, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: ojong@sejong.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

있다. 하지만 핑거프린팅 방식은 초기 Radio map 구축 및 유지보수에 시간과 비용이 소모되며, 수신 신호 세기가 실내 환경 요소와 단말기 기종에 따라 불안정하게 변동한다는 단점이 있다 (Lee 2019, Lee et al. 2020, El-Sheimy & Li 2021, Qiao et al. 2024). 셋째, Bluetooth 기술은 저전력 특성을 바탕으로 Angle of Arrival 및 Angle of Departure 추정을 통해 인프라 비용을 절감할 수 있으나, 연속적인 궤적 추정보다는 간헐적인 위치 추정에 최적화되어 있어 실시간 정밀 측위에는 한계가 따른다 (Cho et al. 2007, Bekkelien 2012, Shi & Gong 2024). 넷째, 5G NR 기반 측위는 RTT, Time Difference of Arrival (TDoA), Angle of Arrival 등의 기법을 활용하여 높은 위치 정확도를 제공할 수 있으며, 통신과 측위를 동시에 수행할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 다수의 기지국 인프라가 요구되고 실내 다중경로 및 Non-Line-of-Sight (NLOS) 환경의 영향으로 성능이 저하될 수 있다는 한계가 있다 (Yang et al. 2024). 다시 말해, 실내 공간은 인구 밀집도가 높고 다양한 장애물이 존재하여 mm에서 cm급의 높은 측위 정확도가 요구됨에도 불구하고, 기존의 실내 측위 기술들은 인프라 구축 비용, 측위 정확도, 연속성 등 다양한 사용자 요구 조건을 동시에 충족하기 어려운 실정이다.

이러한 한계를 극복하기 위한 대안으로, 복잡한 인프라 구축을 최소화할 수 있는 배열 안테나 기반 단일 송신 모듈 시스템이 제안되어 왔다 (Kim et al. 2012, Kim & Kee 2019, Kim et al. 2020). 해당 시스템은 기존의 실내 측위 기술들과 비교하여 다음과 같은 차별화된 특징과 장점을 지닌다.

- 단일 송신 모듈 기반 독립 측위: 다수의 송신 모듈이 필수적인 기존의 방식과 달리 본 시스템은 하나의 송신 모듈만으로 사용자의 위치를 추정할 수 있다. 따라서 다수의 송신 모듈을 필요로 하는 기존 방식과 달리 인프라 구축이 간소화된다. 또한 데이터베이스나 사전에 구축된 맵에 의존하지 않아 추가적인 유지보수 비용을 절감할 수 있다.
- 배열 안테나 구조 기반 확장성 확보: 각 안테나 마다 다른 Pseudo-Random Noise (PRN) 코드를 할당하는 방식을 통해 신호를 식별하고 시스템 확장성도 확보하였다. 또한 배열 안테나는 초기 미지정수를 빠르게 결정할 수 있다는 장점이 있다.
- 정밀 측위 및 실내외 연속 측위 호환성: 본 시스템은 코드 기반이 아닌 반송파 위상 측정치를 활용하여 복잡한 실내환경에서 정밀 측위를 수행한다. 더 나아가 GNSS와 같은 항법 신호 기반으로 작동하기 때문에 실외 GNSS 수신기와 호환되어 실내외 연속측위를 위한 호환성을 제공할 수 있다.

단일 송신 모듈에 관한 연구는 지속적으로 활발히 진행되어 왔다. 단일, 단독 측위가 가능하다는 장점으로 인해 GNSS 신호가 단절되는 상황에서 효율적인 측위 방식으로 주목받고 있으며, 특히 도심 협곡이나 실내 환경을 위한 실내 항법 및 Alternative Positioning, Navigation, and Timing (APNT) 분야에 적용되고 있다. 초기 연구에서는 실내 환경에서 발생하는 다중경로 오차를 수학적으로 모델링하고 시뮬레이션을 통해 단일 송신 모듈의 측위 타당성을 최초로 검증하였다 (Kim et al. 2012). 그러나 해당 연구는 반송파 파장의 절반 수준에 해당하는 짧은 안테나 기선을 사용하여 정밀 측정에 한계가 있었고, 정적 사용자에 대한 성능 분석에 그쳤다는 한계가 존재했다. 이러한 한계를 극복하고 단일 송신 모듈의 자체적인 측위 성능을 향상시키기 위해, 기하학적 안테나 배치를 최적화하여 반송파 위상의 미지정수 결정 능력을 높이는 연구가 이어졌다 (Kim & Kee 2019). 그 결과, 5개의 안테나를 활용한 정오각형 배열 구조가 미지정수 결정에 가장 유리한 배치임을 밝혀내며 하드웨어적 설계 기준을 마련하였다 (Kim 2018, Kwon 2025). 나아가 실제 실내 운용 환경에 적용하기 위한 연구도 수행되었으며, 안테나 기선을 확장하고 저가형 Inertial Measurement Unit (IMU)를 결합하여 미지정수 결정 시간을 단축시켰고, 실제 실험을 통해 수십 cm 수준의 위치 정확도 달성이 가능함을 입증하였다 (Kim et al. 2020). 또한 APNT 분야에서도 단일 송신 모듈과 Distance Measuring Equipment를 결합하여 항공기 대체항법 기준을 만족하는 연구 (Kim et al. 2015) 등 다양한 연구들이 이루어진 바 있다.

그러나 기존의 단일 송신 모듈 기반 실내 측위는 사용자의 높이가 일정하다는 가정하에 2차원 위치 추정에 국한되는 한계가 있다. 실제 보행자가 계단이나 에스컬레이터를 통해 층간을 이동하는 복잡한 실내 환경에서는 이러한 높이 고정 가정이 성립하지 않는다. 따라서 이 논문에서는 기존 시스템의 한계를 극복하고, RTT 모듈을 추가하여 사용자의 수직 이동을 고려한 3차원 정밀 실내 측위 알고리즘을 제안한다.

이 논문의 첫번째 기여는 단일 송신 모듈 시스템의 특성을 고려하여 반송파 위상, 도플러, RTT 거리 측정치를 칼만 필터로 융합한 3차원 정밀 실내 측위 알고리즘에 대한 연구를 수행한 것이다. 제안하는 알고리즘은 기존의 사용자 높이 고정 가정을 제거하고, bias가 포함된 RTT 측정치를 활용하여 사용자 높이와 RTT bias를 동시에 추정함으로써 3차원 위치 추정을 가능하게 한다.

두번째 기여는 정밀 측정치 시뮬레이션 구현이다. 제안하는 항법 알고리즘의 성능 분석을 위해 서울 코엑스 별마당 도서관의 구조를 모사한 실내 시뮬레이션 환경을 구축하고, Ray-tracing 기반의 다중경로 오차 및 C/N0 기반 수신 잡음 등 다양한 오차 요인을 모델링하여 제안하는 측위 알고리즘의 성능을 검증하였다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 다중 안테나 단일 송신모듈의 개념과 특징을 설명한다. 3장에서는 3차원 위치추정을 위한 측정치 모델을 제시하고, 단일송신모듈과 RTT를 결합한 칼만필터 기반 항법 알고리즘과 시뮬레이션 환경을 설명한다. 4장에서는 반송파 위상, 도플러, RTT 측정치를 생성하고, 각 측정치의 오차를 모델링한다. 이후 5장에서 생성된 측정치들을 이용하여 제안하는 항법 알고리즘 성능을 평가한다. 마지막 6장에서 결론을 제시하며 논문을 마무리한다.

2. 다중안테나 단일 송신 모듈

2.1 시스템 개요

이 연구에서 활용하는 다중 안테나 기반 단일 송신 모듈의 개념도는 Fig. 1과 같다. 해당 시스템의 가장 큰 특징은 단일 클럭 소스와 다중 채널 RF파트로 구성되어 있다는 점이다. 단일 클럭 소스에서 생성된 동기화된 신호는 디지털 파트에서 각기 다른 PRN

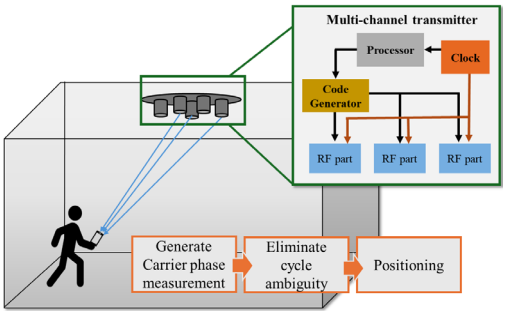


Fig. 1. Concept of single-transmitter with antenna array.

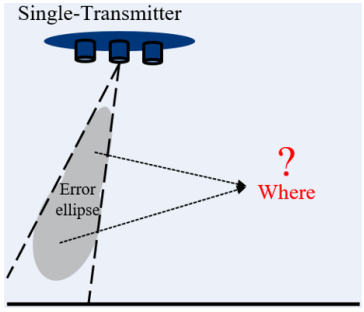


Fig. 2. Error ellipse of 3D positioning for a single-transmitter.

코드로 분배되며, 이후 다중 RF 파트를 거쳐 각 안테나를 통해 송출된다. 이러한 단일 클럭 구조로 모든 안테나가 동일한 송신 시각과 시계 오차를 공유하게 하므로, 송신 시계오차를 따로 보정하지 않더라도 측정치를 차분하면 송신 시계 오차를 소거할 수 있다는 장점을 지닌다. 또한, 단일 모듈 내에 다수의 안테나를 배치함으로써 위치 추정에 필요한 최소 4개 이상의 독립적인 항법 신호를 생성할 수 있으며, 각 신호는 서로 다른 PRN 코드를 통해 식별된다. 이 연구에서는 해당 단일 송신 모듈이 S-band 신호를 송출한다고 가정하여 중심 주파수를 2.4 GHz로 고려한다.

단일 송신 모듈을 활용한 실내 정밀 측위의 타당성은 선행 연구 (Kim et al. 2020)를 통해 실험적으로 검증되었다. 해당 연구에서는 다양한 다중경로 오차가 존재하는 실제 실내 환경에서, L1 대역(1575.42 MHz)을 사용하는 5채널 의사위성 안테나 모듈을 천장에 정오각형 형태로 배치하여 위치 추정 성능을 평가하였다. 이러한 정오각형 배열 구조는 미지정수 결정에 유리한 배치로 알려져 있다 (Kim 2018). 선행 연구에서는 스마트폰에 탑재된 저가형 IMU와 Global Positioning System (GPS) 수신기를 활용한 모바일 로봇을 이용하여 실내 측위를 수행하였으며, 2D Root Mean Square (RMS) 기준 19.8 cm의 위치 오차 수준을 확인하였다. 이 연구에서는 이러한 선행 연구에서 사용된 하드웨어 기하 구조를 기반으로, 5개의 안테나가 정오각형으로 배치된 단일 송신 모듈을 시뮬레이션 환경에 동일하게 적용하였다.

2.2 시스템 특징

본 시스템은 초기 미지정수 탐색 공간을 제한하고 신호 차분을 통해 송신 시계오차와 수신 시계오차 항을 제거하기 위해 TDoA 기법을 활용한다. TDoA는 신호가 수신단에 도달하는 시간을 직접 사용하는 대신, 두 수신 신호 간의 도달 시간 차이로 위치를 추정하는 방식이다. 이 과정에서 측정치를 차분함에 따라 송수신기 시계오차가 상쇄된다. 그리고 기하학적으로는 사용자의 위치를 쌍곡선 형태로 제한함에 따라 사용자 위치 후보를 축소시키며, 반송파 위상 측정치의 미지정수 탐색 범위 또한 감소한다. 일반적으로 TDoA 기반 위치 추정 성능은 송신 모듈의 기하학적 배치에 크게 의존하며, 공간에 고르게 분포할수록 우수한 성능을 보인다. 그러나 배열 안테나 기반 단일 송신 모듈은 다수의 안테나가 좁은 공간에 밀집되어 있어서 Fig. 2에 나타낸 것과 같이 오차 타원(error ellipse)이 단일 송신 모듈 방향으로 길게 형성된다. 이로 인해 단일 모듈만으로는 안정적인 3차원 위치 추정이 어렵다는 한계가 있다.

이러한 한계를 보완하기 위해 이 연구에서는 2.4 GHz 대역의 Wi-Fi 기반 RTT 측정치를 추가적으로 활용한다. RTT 기반 거리 정보가 결합되면 수직 방향의 기하학적 제약이 완화되어 오차 타원이 유의미하게 감소하고, 이에 따라 사용자 위치의 z축 좌표를 추정할 수 있다.

그러나 실제 RTT 측정 실험 결과, 전원 인가 시마다 일정하게 유지되는 Turn-on bias가 존재하여 거리 측정치에 bias가 포함됨을 확인하였다 (Ibrahim et al. 2018, Jo et al. 2024). 따라서 측위를 위해 RTT 거리 측정치 사용을 위해서는 bias에 대한 추정도 동시에 수행될 필요가 있다.

3. 실내 측위 알고리즘

3.1 단일 송신모듈기반 3차원 측위 알고리즘

단일 송신 모듈은 TDoA 기반 위치 추정을 수행한다. 이를 위해 수신된 반송파 위상 측정치는 안테나 간 단일 차분 형태로 활용한다. 일반적인 GNSS 반송파 위상 측정치 모델은 Eq. (1)과 같다.

$$\phi^i = d^i + B - b - I^i + T^i + N^i\lambda + m^i + \varepsilon^i \tag{1}$$

여기서 위첨자 i는 i번째 안테나에서 방송된 신호를 의미한다. ϕ^i는 반송파 위상 측정치를 의미하며, d^i는 해당 안테나와 사용자 간의 기하학적 거리를 나타낸다. B와 b는 각각 수신기와 송신기의 시계 오차, I^i와 T^i는 전리층 및 대류층 지연 오차를 의미한다. N^i은 미지정수, λ는 반송파의 파장 길이이다. m^i은 다중경로 오차를 의미하며 ε^i는 기타 잡음을 의미한다. 실내 환경에서는 전리층 및 대류층 지연 오차를 무시할 수 있다. 그에 따라 반송파 위상 측정 모델은 Eq. (2)와 같이 단순화된다.

$$\phi^i = d^i + B - b + N^i\lambda + m^i + \varepsilon^i \tag{2}$$

이후 기준 안테나와 i번째 안테나 간 단일 차분을 수행하면, 반송파 위상 측정치는 Eq. (3)과 같이 표현된다. 차분 과정에서 수신기 시계 오차는 상쇄되며, 송신기 시계오차 또한 상쇄된다. 여기서 ε^i는 수신 잡음 및 다중경로 오차를 포함한 잔차를 나타낸다.

$$\begin{aligned}\nabla^{12}\phi &= \phi^1 - \phi^2 \\ &= \nabla^{12}d + \nabla^{12}N\lambda + \nabla^{12}\varepsilon'\end{aligned} \tag{3}$$

양변을 반송파 위상 파장의 길이 λ로 나누고 미지정수에 관한

수식을 정리하면 Eq. (3)으로부터 Eq. (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$\nabla^{12}N = round\left(\frac{\nabla^{12}\phi}{\lambda}\right) - round\left(\frac{\nabla^{12}d + \nabla^{12}\varepsilon'}{\lambda}\right) \quad (4)$$

여기서 b_{12}는 첫 번째 안테나와 두 번째 안테나의 길이를 의미한다. 안테나의 간격이 b_{12}로 제한되는 경우, b_{12}는 Eq. (5)처럼 정수 M과 $p(0 \le p \le 0.5)$를 이용하여 표현할 수 있다.

$$b_{12} \le (M + p)\lambda \quad (5)$$

그리고 b_{12}>0일 때, Eq. (6)과 같은 관계가 성립한다.

$$round\left(\frac{\nabla^{12}d + \nabla^{12}\varepsilon'}{\lambda}\right) \le round\left(\frac{\left((M+p)\lambda + \nabla^{12}\varepsilon'\right)}{\lambda}\right) = M + round\left(p + \frac{\nabla^{12}\varepsilon'}{\lambda}\right) \quad (6)$$

이때 p가 충분이 작다면, Eq. (6)의 마지막 항은 0으로 근사할 수 있다. 하지만 오차 항 $\nabla^{12}\varepsilon'$가 클 경우, 해당 round 항을 최소화하기 위해 p는 작게 설정해야 한다. Eq. (4)와 Eq. (6)을 결합하면, 미지정수 결정 범위의 최소 경계는 Eq. (7)과 같다.

$$\nabla^{12}N \ge round\left(\frac{\nabla^{12}\phi}{\lambda}\right) - M \quad (7)$$

동일한 방식으로 b_{12}이 음수인 경우를 고려하면, 미지정수 결정 범위는 Eq. (8)과 같이 유도된다.

$$-M + round\left(\frac{\nabla^{12}\phi}{\lambda}\right) \le \nabla^{12}N \le M + round\left(\frac{\nabla^{12}\phi}{\lambda}\right) \quad (8)$$

따라서 단일송신 모듈 반송파위상 측정치의 미지정수는 Eq. (8) 사이에 존재한다고 기하학적으로 보장할 수 있으며 안테나 간격이 멀어질수록 위치정확도는 높아지지만 미지정수 후보군의 수가 증가하게 된다.

사용자의 상태를 보다 정밀하게 추정하기 위해 도플러 측정치를 추가적으로 활용하여 속도를 함께 추정한다. 일반적인 GNSS의 도플러 측정치 모델은 Eq. (9)와 같다. 여기서, 아래첨자 u는 사용자 수신기를 의미한다 모델에 포함된 시계 오차 변화율 항 $\dot{b}$와 $\dot{B}$는 각각 송신기, 수신기 시계 변화율을 의미한다. $\dot{T}$는 대류층 지연오차 변화율, $\dot{I}$는 전리층 지연 오차 변화율, $\dot{\delta R}$은 궤도 오차 변화율, $\dot{M}$은 다중경로 오차 변화율을 의미한다. 실내 환경 특성상 대기 지연과 궤도 오차의 영향은 무시할 수 있지만 본 시스템은 GNSS 위성의 원자시계가 아닌 상용시계 모델인 Temperature-Compensated Crystal Oscillator (TCXO) 또는 Oven-Controlled Crystal Oscillator급을 사용하므로, 송신기 시계 변화율은 고려되어야 한다. 이를 반영하여 간소화한 도플러 모델은 Eq. (10)과 같다.

$$\dot{\rho} = \left(v^i - v_u\right)\cdot\hat{e}^i + \dot{B} - \dot{b} + \dot{T} + \dot{I} + \dot{\delta R} + \dot{M} + \varepsilon \quad (9)$$

$$\dot{\rho} = \left(v^i - v_u\right)\cdot\hat{e}^i + \dot{B} - \dot{b} + \varepsilon \quad (10)$$

한편, 단일 송신 모듈만으로 3차원 위치를 추정하는 경우 기하학적 제약으로 인해 고도 추정에 한계가 존재한다. 이를 보완하기 위해 추가적인 거리 정보가 필요하며, 이 연구에서는 RTT 측정치를 도입한다. RTT 측정 모델은 Eq. (11)과 같이 표현되며, 여기서 d는 RTT 모듈과 사용자 간의 기하학적 거리, τ는 RTT 하드웨어 모듈의 bias, ε_{RTT}는 측정 잡음을 의미한다.

$$r = d + \tau_{RTT} + \varepsilon_{RTT} \quad (11)$$

단일 송신 모듈은 TDoA 기반으로 측위를 수행하므로, 각 안테나의 측정치는 차분된 형태로 사용된다. 단일 차분된 반송파 위상 측정치 Eq. (3)은 Eq. (12)와 같이 표현할 수 있다. 이 때 R^i은 기준 안테나의 위치 벡터를 의미한다. $\hat{e}^i$은 기준 안테나와 사용자 간 Line-of-sight (LOS) 방향의 단위 벡터이다.

$$\nabla^{ij}\phi - (\boldsymbol{R^i}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{i}} - \boldsymbol{R^j}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{j}}) - \nabla^{ij}N\lambda = -(\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{i}} - \hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{j}})\boldsymbol{R_u} + \nabla^{ij}\varepsilon'_{\Phi} \quad (12)$$

단일 차분된 도플러 측정치는 Eq. (13)과 같이 표현된다. 기준 안테나와 i번째 안테나 간 단일 차분을 적용함으로써 수신기 시계 변화율이 제거되며, 공통 클럭을 사용하므로 송신기 시계 변화율 역시 상쇄된다.

$$\nabla^{ij}\dot{\rho} = (\boldsymbol{v^i}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{i}} - \boldsymbol{v^j}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{j}}\boldsymbol{v_u}) - (\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{i}} - \hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{j}}) + \nabla^{ij}\varepsilon_D \quad (13)$$

측정치 모델을 바탕으로 5개의 안테나를 사용하는 단일 송신 모듈의 측정치 식은 Eqs. (14-17)로 표현된다. 여기서 Eqs. (14, 15)는 각각 측정 벡터 $\mathbf{z}$와 관측 행렬 $\mathbf{H}$를 나타낸다. Eq. (16)은 측정치 오차 행렬을 나타내며, Eq. (17)은 측정 벡터 $\mathbf{z}$, 관측행렬 $\mathbf{H}$, 사용자 상태벡터 $\boldsymbol{R_u}$와 측정 잡음 벡터 $\mathbf{v}$ 사이 관계를 나타내는 관측방정식이다.

$$\boldsymbol{z} \equiv \begin{bmatrix} \nabla^{12}\phi - (\boldsymbol{R^1}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{1}} - \boldsymbol{R^2}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{2}}) - \Delta N_{12}\lambda \\ \nabla^{23}\phi - (\boldsymbol{R^2}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{2}} - \boldsymbol{R^3}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{3}}) - \Delta N_{23}\lambda \\ \nabla^{34}\phi - (\boldsymbol{R^3}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{3}} - \boldsymbol{R^4}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{4}}) - \Delta N_{34}\lambda \\ \nabla^{45}\phi - \left(\boldsymbol{R^4}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{4}} - \boldsymbol{R^5}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{5}}\right) - \Delta N_{45}\lambda \\ \nabla^{12}\dot{\rho} - (\boldsymbol{v^1}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{1}} - \boldsymbol{R^2}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{2}}) \\ \nabla^{23}\dot{\rho} - (\boldsymbol{v^2}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{2}} - \boldsymbol{R^3}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{3}}) \\ \nabla^{34}\dot{\rho} - (\boldsymbol{v^3}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{3}} - \boldsymbol{R^4}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{4}}) \\ \nabla^{45}\dot{\rho} - \left(\boldsymbol{v^4}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{4}} - \boldsymbol{R^5}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{5}}\right) \\ r - \boldsymbol{R_r}\cdot\hat{\boldsymbol{e}}_{\boldsymbol{r}} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\boldsymbol{H} \equiv \begin{bmatrix} -(\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{1}} - \hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{2}}) & 0 & 0 \\ -(\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{2}} - \hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{3}}) & 0 & 0 \\ -(\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{3}} - \hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{4}}) & 0 & 0 \\ -\left(\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{4}} - \hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{5}}\right) & 0 & 0 \\ 0 & -(\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{1}} - \hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{2}}) & 0 \\ 0 & -(\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{2}} - \hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{3}}) & 0 \\ 0 & -(\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{3}} - \hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{4}}) & 0 \\ 0 & -\left(\hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{4}} - \hat{\boldsymbol{e}}^{\boldsymbol{5}}\right) & 0 \\ -\hat{\boldsymbol{e}}_{\boldsymbol{r}} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} \nabla^{12}\varepsilon'_{\Phi} & \nabla^{23}\varepsilon'_{\Phi} & \nabla^{34}\varepsilon'_{\Phi} & \nabla^{45}\varepsilon'_{\Phi} & \nabla^{12}\varepsilon_D & \nabla^{23}\varepsilon_D & \nabla^{34}\varepsilon_D & \nabla^{45}\varepsilon_D \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\boldsymbol{z} = \boldsymbol{H}\cdot\boldsymbol{R_u} + \mathbf{v} \quad (17)$$

이 연구에서는 시뮬레이션 환경 및 단일 송신 모듈의 위치를 Earth-Centered Earth-Fixed 좌표계 기준으로 생성하였다. 단일 송신 모듈 기반 위치 추정 알고리즘은 국지 좌표계인 East-North-Up (ENU) 좌표계에서 수행하였으며, ENU 좌표계의 원

점은 단일 송신 모듈 1의 중심에 위치하도록 정의하였다. 따라서 Eq. (18)의 사용자 상태 벡터 $\boldsymbol{R_u}$는 ENU 좌표계에서의 사용자의 위치, 속도, RTT 모듈의 bias로 구성된다.

RTT 모듈은 작동 시 발생하는 Turn-on bias로 인해 항법 알고리즘에서 추정이 필요하다. 그러나 단일 송신 모듈을 이용한 측위 시, 사용자 고도에 대한 사전 정보가 없다면 기하학적 거리 성분과 바이어스 성분 간의 구분이 모호해지는 관측 가능성 문제가 발생한다. 따라서 Weighted Least Square와 같은 대수적 해법으로는 위치를 산출하는데 한계가 있다. 이 연구에서는 사용자의 동적 위치뿐만 아니라 속도 및 RTT bias를 상태변수로 함께 추정하고, 시간에 따른 상태 변화를 반영하기 위해 칼만 필터 기반의 항법 알고리즘을 설계하여 적용하였다.

$$\boldsymbol{R_u} = \left[P_{East}, P_{North}, P_{Up}, v_{East}, v_{North}, v_{Up}, \tau_{RTT}\right]^T \quad (18)$$

칼만필터의 Time update 단계에서는 이전 epoch의 상태 추정치와 시스템 모델을 기반으로 현재 시점의 상태를 예측한다. 상태 벡터 $\hat{\boldsymbol{x}}_k^-$와 오차 공분산 $\boldsymbol{P}_k^-$의 예측값은 상태 천이 행렬 $\boldsymbol{\Phi}$와 시스템 잡음 공분산 행렬 $\boldsymbol{W}$를 이용하여 Eqs. (19, 20)과 같이 계산된다. 이 때 k는 epoch를 의미한다.

$$\hat{\boldsymbol{x}}_k^- = \boldsymbol{\Phi}_{k-1}\hat{\boldsymbol{x}}_{k-1}^- \quad (19)$$

$$\boldsymbol{P}_k^- = \boldsymbol{\Phi}_{k-1}\boldsymbol{P}_{k-1}\boldsymbol{\Phi}_{k-1}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{W}_{k-1} \quad (20)$$

상태 천이 행렬 $\boldsymbol{\Phi}$와 시스템 잡음 공분산 행렬 $\boldsymbol{W_k}$는 Eqs. (21, 22)에 나타내었다. 실내공간에서 짧은 시간동안 이동하는 사용자의 높이는 급격하게 변화하지 않는다는 물리적 제약조건을 수직 성분에 반영하여 설정하였다. 또한 RTT 측정치의 경우 실험의 결과를 통해 bias가 시간에 따라 변화하기보다는 초기의 bias가 유지되는 경향이 있었으므로 해당 변수에 대한 프로세스 노이즈 또한 작게 설정하였다. 초기 공분산 행렬 $\boldsymbol{P}_0$는 Eq. (23)과 같이 설정하였다. 초기 위치를 정확히 알 수 없음을 고려하여, 위치 오차의 3σ 범위를 2 m로 가정하고 이에 해당하는 분산을 초기 공분산에 반영하였다. 또한 보행자를 가정하여 사용자의 이동 속도가 크지 않다는 점을 고려하여 속도 상태의 분산은 상대적으로 작은 값으로 설정하였다. RTT bias의 경우 초기값을 알 수 없으므로, RTT 측정에서 일반적으로 발생하는 오차 수준을 기반으로 분산을 설정하였다.

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & dt & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & dt & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & dt & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\boldsymbol{W}_k = \begin{bmatrix} 10^{-2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-7} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\boldsymbol{P}_0 = \begin{bmatrix} (2)^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (2)^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (2)^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \left(\sqrt{0.1}\right)^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \left(\sqrt{0.1}\right)^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \left(\sqrt{0.1}\right)^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (2)^2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

한편, 단일 송신 모듈 하나만으로는 전체 실내 환경을 모두 커버하기 어렵기 때문에, 사용자의 이동에 따라 구간별로 수신 품질이 우수한 송신 모듈의 신호를 선택하여 위치 추정을 수행한다. 이 과정에서 위치 추정에 사용되는 송신 모듈이 변경되는 모듈 전환이 발생한다. 모듈 전환시에는 송신 모듈의 위치 변화와 주변 환경 변화로 인해 다중경로 오차 및 RTT bias 등의 측정 오차 특성이 달라질 수 있으므로, 모듈 전환 시에는 높이 상태와 RTT bias 상태의 오차 공분산을 재설정하였다. 대각 성분은 모듈 전환 이후 상태 추정의 불확실성을 반영하되, 이전 추정값을 완전히 무시하지 않도록 경험적으로 0.01로 설정하였다. 또한 비대각 성분은 이전 모듈 환경에서 형성된 상태 간 상관관계를 제거하고 새로운 환경에서 독립적으로 추정이 이루어지도록 0으로 초기화하였다.

이후 Measurement update 단계에서는 수신기를 통해 획득한 실제 측정치를 활용하여 예측된 상태 벡터를 보정한다.

Kalman gain $\boldsymbol{K_k}$는 사전 오차 공분산 $\boldsymbol{P}_k^-$와 관측행렬 $\boldsymbol{H}$, 그리고 k번째 epoch의 측정치 잡음 공분산 행렬 $\boldsymbol{V_k}$를 이용하여 Eq. (24)와 같이 계산된다.

$$\boldsymbol{K}_k = \boldsymbol{P}_k^-\boldsymbol{H}_k^T(\boldsymbol{V}_k + \boldsymbol{H}_k\boldsymbol{P}_k^-\boldsymbol{H}_k^T)^{-1} \quad (24)$$

각 측정치의 잡음 수준은 해당 epoch에서의 C/N_0의 함수로 모델링되며, Eq. (25)와 같이 표현된다. 이 연구에서는 Hartinger & Brunner (1999)의 sigma-ε 모델에 Kaplan & Hegarty (2006)의 C/N_0에 따른 측정치 잡음 특성을 반영하여 반송파 위상 및 도플러 측정치에 대한 함수 f_ϕ와 $f_{\dot{\rho}}$를 정의하였다. 단일 송신 모듈의 경우 안테나 간 거리가 가까워 안테나별 C/N_0 값이 크게 차이 나지 않는다고 가정하였다. 측정치 잡음 공분산 행렬은 Eq. (16)에서 정의된 측정치 오차 행렬로부터 Eq. (26)과 같이 유도된다. $\sigma_{\phi,k}^2$는 반송파 위상 측정 잡음 분산, $\sigma_{\dot{\rho},k}^2$는 도플러 측정 잡음 분산, 그리고 σ_{RTT}^2는 RTT 측정 잡음 분산을 의미한다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\phi,k}^2 &= f_\phi(C/N_{0,k}) \\ \sigma_{\dot{\rho},k}^2 &= f_{\dot{\rho}}(C/N_{0,k}) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\boldsymbol{V}_k = cov[v] = \begin{bmatrix} 2\sigma_{\phi,k}^2 & \sigma_{\phi,k}^2 & \sigma_{\phi,k}^2 & \sigma_{\phi,k}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sigma_{\phi,k}^2 & 2\sigma_{\phi,k}^2 & \sigma_{\phi,k}^2 & \sigma_{\phi,k}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sigma_{\phi,k}^2 & \sigma_{\phi,k}^2 & 2\sigma_{\phi,k}^2 & \sigma_{\phi,k}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sigma_{\phi,k}^2 & \sigma_{\phi,k}^2 & \sigma_{\phi,k}^2 & 2\sigma_{\phi,k}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2\sigma_{\dot{\rho},k}^2 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & 2\sigma_{\dot{\rho},k}^2 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & 2\sigma_{\dot{\rho},k}^2 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & \sigma_{\dot{\rho},k}^2 & 2\sigma_{\dot{\rho},k}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{RTT}^2 \end{bmatrix} \quad (26)$$

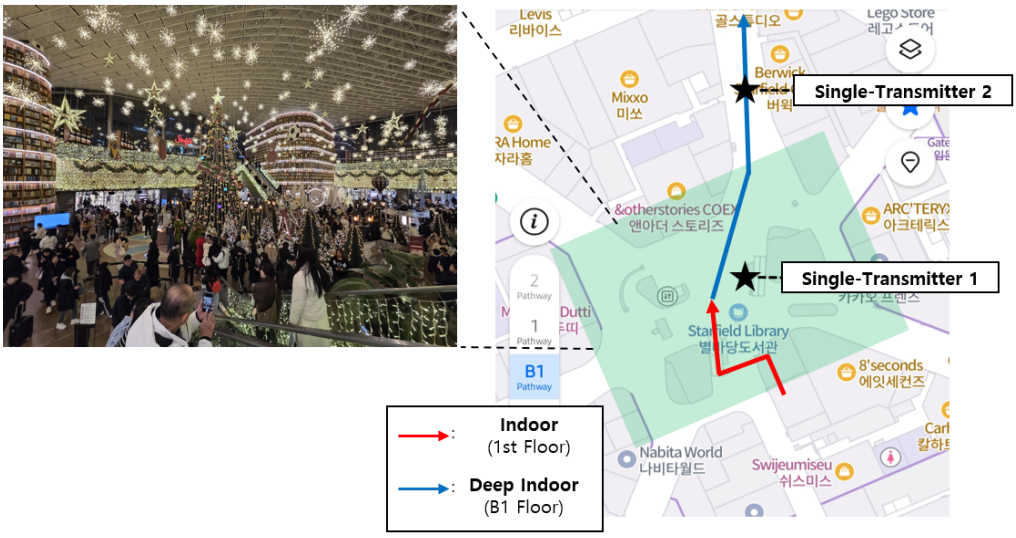


Fig. 3. 2D layout of the starfield simulation environment and user trajectory.

Table 1. Link budget parameters for the single-transmitter.

Parameter	Expression	Value
Tx EIRP [dBW]	(Tx power) + (Antenna gain)	-31.4 dBW
Free-space loss [dB]	10 log ($4\pi fd/c$)	35.9 dB
Total propagation losses [dB]	FSPL	
Received isotropic power [dBW]	Tx EIRP – (total atmospheric losses) + (total propagation losses)	
S-band noise level		-135 dBW
Target C/N_0	C – (N_0)	40 dB-Hz

최종적으로 Eqs. (27, 28)을 통해 현재 시점의 상태 추정치 $\hat{\boldsymbol{x}}_k$와 오차 공분산 $\boldsymbol{P}_k$를 갱신한다.

$$\hat{\boldsymbol{x}}_k = \hat{\boldsymbol{x}}_k^- + \boldsymbol{K}_k[\boldsymbol{z}_k - \boldsymbol{H}_k\hat{\boldsymbol{x}}_k^-] \tag{27}$$

$$\boldsymbol{P}_k = (\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}_k\boldsymbol{H}_k)\boldsymbol{P}_k^- \tag{28}$$

3.2 실내 시뮬레이션 환경

제안하는 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 실제 환경을 반영한 MATLAB 기반의 측위 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 공간으로는 보행자의 유동성이 높고 실내 공간이 복잡한 서울 코엑스의 별마당 도서관을 선정하였다. 해당 공간은 Fig. 3과 같이 1층 테라스 난간과 지하 1층이 연결된 개방형 복층 구조를 띄며, 층고가 높아 3차원 실내 측위 환경을 드러내기에 적합하다.

해당 시뮬레이션 환경에서 단일 송신모듈은 서로 다른 두 위치에 설치되어 있다. 하나는 별마당 도서관 1층 천장에, 다른 하나는 지하 1층과 연결되는 복도에 위치한다. 사용자는 별마당 도서관 1층 입구로 진입한 후 에스컬레이터를 이용하여 내부로 이동하며, 이후 복도로 이어지는 경로를 따라 이동하도록 시나리오를 구성하였다. 시나리오 진행 과정에서 사용자의 높이는 변화하며, 단일 송신 모듈 간 전환이 발생한다.

나아가 시뮬레이션의 현실성을 높이기 위해 실내 공간의 신호 특성 및 잡음을 반영한 수신 신호 세기 모델링을 하였다. 단일 송신 모듈의 송신 전력은 설치 환경에 따라 가변적으로 운용되므로, 해당 공간의 잡음수준을 명확히 정의하는 것이 필수적이다. Moon et al. (2022)을 참고하여 S-band 대역의 지상에서의 잡음수준을 -105 dBm으로 설정하였다. 최종적으로 반송파 대 잡음비(C/N_0) 40 dB-Hz의 안정적인 수신 성능 기준을 만족하도록 Table 1의 링크버짓 계산을 기반으로 각 단일 송신모듈의 요구 송신 전력을 도출하였다. 여기서 f는 주파수, d는 송신모듈과 사용자 사이의 거리, 그리고 c는 빛의 속도를 의미한다. 계산 결과, 단일 송신모듈의 송신 전력은-32.4 dBW로 계산되었다.

송신 전력을 계산한 뒤 Eq. (29)를 통해 C/N_0를 계산하였다. C는 반송파 신호세기, N은 잡음 신호세기, N_0는 잡음 전력 스펙트럼 밀도를 의미한다. SNR은 신호전력과 잡음 전력의 비로 정의된다. BW는 관측 대역폭을 의미하며, 이 연구에서는 일반적인 GPS 수신기의 설정을 반영하여 BW = 4 MHz를 사용하였다 (Joseph & Petovello 2010).

$$C/N_0 = C - (N - BW) = C - N_0 = SNR + BW \tag{29}$$

시뮬레이션 환경에서 C/N_0 값은 Fig. 4처럼 변화한다. 0초에 사용자가 건물 입구를 통해 진입한 이후, 송신모듈 1은 별마당 도서관 천장에 설치되어 있으므로 사용자가 도서관 내부를 이동하는 동안 C/N_0이 꾸준히 증가한다. 이후 사용자가 복도에 진입하게 되면 송신모듈 1의 C/N_0는 점차 감소하고 송신모듈 2의 C/N_0이 증가하여, 사용자 위치 추정에 활용되는 주 송신기가 송신모듈 2로 전환된다. 단일 송신모듈은 항법신호를 기반으로 하므로 일반

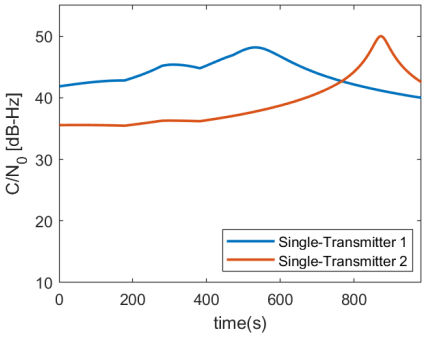


Fig. 4. C/N_0 changes over time in simulation environment.

Table 2. Error parameters and modeling methods for indoor measurements.

Measurement	Parmeter	Magnitude	Modeling method
Carrier phase	Tx clock error	-	1st Gauss-Markov process
	Rx clock error	-	
	Multipath error		Ray-tracing
	Receiver noise		C/N_0 based
Doppler	Tx clock error drift	-	1st Gauss-Markov process
	Rx clock error drift	-	
	Receiver noise		C/N_0 based
RTT	Bias	1.8 –2.0 m	Experiment based
	Noise (1σ)	0.3 m	

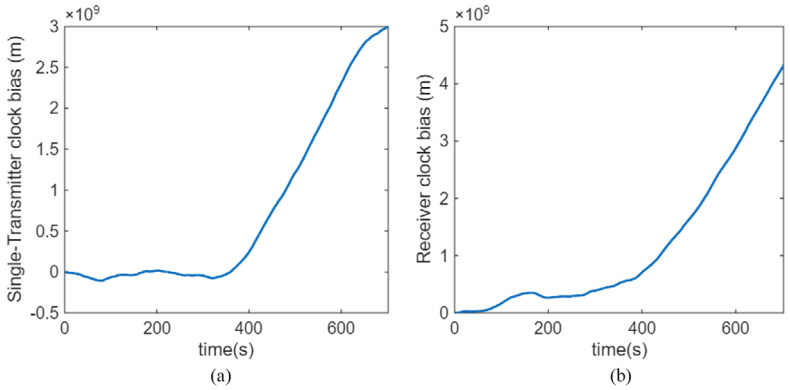


Fig. 5. Simulated clock errors over time: (a) single-transmitter clock error and (b) receiver clock error.

적인 Wi-Fi와 달리 벽 투과 성능이 제한적이다. 따라서 벽에 의해 차폐되는 영역에서는 신호 수신이 어렵다. 이 연구에서는 하나의 송신모듈 만으로도 측위가 가능하다는 특성을 고려하여, 각 송신모듈의 커버리지를 기반으로 배치하였다. 송신모듈 1은 별마당 도서관 중앙 천장에 설치하여 대부분의 영역을 커버하도록 설계하였으며, 송신모듈 1의 신호가 도달하지 않는 별마당 도서관 일부 구석 영역은 복도에 설치된 송신모듈 2가 커버하도록 하였다.

4. 실내 측정치 및 오차 모델링

이 연구에서는 단일 송신모듈의 반송파위상 측정치, 도플러 측정치와 RTT 측정치를 통해 3차원 위치추정을 진행한다. 실제 실내 환경과 유사한 조건의 측정치를 구현하기 위해, Table 2에 나타낸 것처럼 각 측정치의 수학적 모델을 정의하고 시계 오차, 다중경로 오차, 수신 잡음 등의 다양한 오차 요소를 반영하여 모델링을 수행하였다.

4.1 반송파 위상 측정치 모델링

반송파 위상 측정치 Φ의 수학적 모델은 앞서 제시한 Eq. (2)와 같다. 해당 측정치는 송신, 수신 시계오차와 다중경로 오차, 수신기 잡음을 포함한다. 이 연구에서는 송신기와 수신기 모두 상용 TCXO 시계를 사용하는 것으로 가정하였다. 이에 따라 시계 오차 안정성은 TCXO 데이터시트 (SiTime Corporation 2021)를 기반으로 2×10^{-6} s/s로 설정하였다. GNSS처럼 시계오차를 지속적으로 보정할 수 없으므로, 시계오차는 시간에 따라 누적되는 형태로 나타난다. 따라서 이 연구에서는 수신기 및 송신기 시계오차를 시계오차와 시계오차 변화율을 포함하는 2-state 확률 모델로 구성하였다. 수신 시계오차 변화율 $\dot{B}$와 송신 시계오차 변화율 $\dot{b}$은 1차 Gauss-Markov process로 모델링되며, Eqs. (30, 31)로 표현된다.

$$\dot{B_k} = e^{-\Delta t/\tau}\dot{B}_{k-1} + w_k \tag{30}$$

$$\dot{b_k} = e^{-\Delta t/\tau}\dot{b}_{k-1} + w_k \tag{31}$$

여기서 τ는 시간상수, w_k는 분산이 2×10^{-6}인 Gaussian white noise이다. 수신 시계오차 B와 송신 시계오차 b는 Eqs. (32, 33)으로 표현된다. 이 연구에서 Δt=1, τ=3600 s로 설정하였다.

$$B_k = B_{k-1} + \dot{B_k}\Delta t \tag{32}$$

$$b_k = b_{k-1} + \dot{b_k}\Delta t \tag{33}$$

TCXO 데이터 시트를 기반으로 모델링한 송신, 수신 시계오차 결과는 Fig. 5에 나타내었다.

실내환경에서 다중경로 오차는 무시할 수 없는 오차요소이다. 이 논문에서는 실내 다중경로 오차를 보다 더 자세히 모델링하기 위해 Lau & Cross (2007)를 기반으로 Ray-tracing 기법으로 다중경로 오차를 모델링하였다. 다중경로 오차는 Fig. 6과 같이 크게 세 가지 과정으로 모델링한다.

Ray-tracing 기반 모델링의 가장 큰 특징은 주변 환경 내 물리

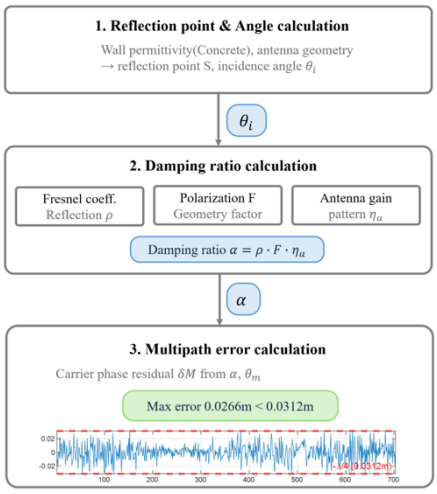


Fig. 6. Multipath error modeling process based on ray-tracing.

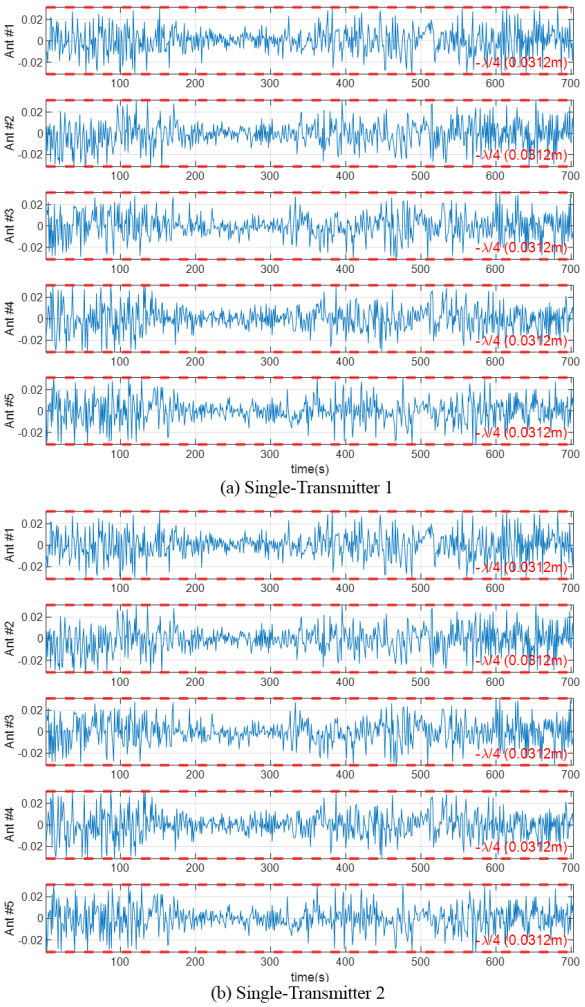


Fig. 7. Multipath modeling results for each single-transmitter antennas.

적 장애물의 배치와 재질 특성을 정밀하게 반영할 수 있다는 점이다 이번 시뮬레이션에서는 실내 벽면 재질을 콘크리트로 설정

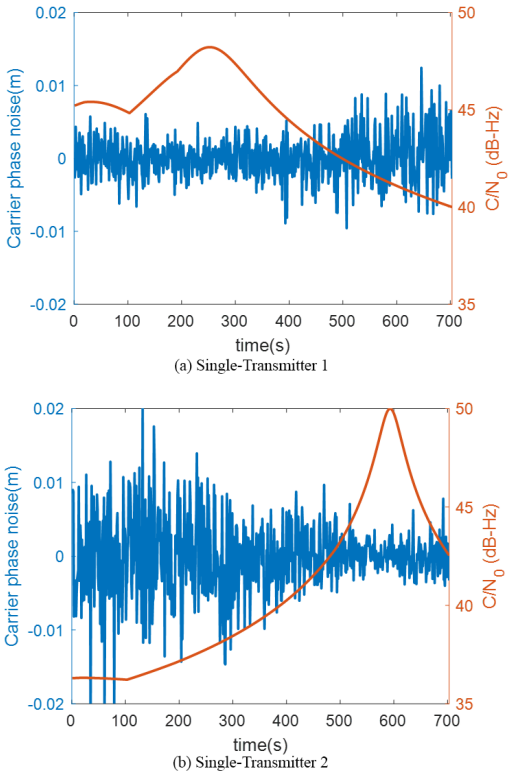


Fig. 8. Carrier phase receiver noise over time: (a) Single-Transmitter 1, (b) Single-Transmitter 2.

하였으며, Meyer et al. (2008)의 연구 결과를 참고하여 비유전율 (ϵ_r)을 5로 설정하였다. 수신기의 안테나는 실제 스마트폰 사용 환경을 모사하기 위해 스마트폰에 사용되는 Planar Inverted-F Antenna 안테나로 가정하였다. 해당 환경 조건을 반영하여 다중경로 오차를 모델링하였다.

코엑스 별마당 도서관에서 각 안테나별로 다중경로 오차를 모델링한 결과는 Fig. 7과 같다. 반송파 위상 다중경로 오차의 이론적 최대값은 반송파 파장의 1/4인 약 0.0312 m로, 생성된 오차가 이 범위를 초과하지 않음을 확인하였다.

이 연구에서는 C/N_0에 따라 측정 잡음 수준이 변화하는 특성을 반영하여 수신 잡음을 모델링하였다. Kaplan & Hegarty (2006)에 따르면, 반송파 위상을 추적하는 phase-locked loop의 열잡음 오차는 C/N_0에 따라 변화하는 양상을 보인다. 시뮬레이션에서는 해당 그래프의 추이를 curve fitting 기법으로 실내 환경에서 C/N_0에 따른 반송파 위상의 측정치 잡음을 생성하였다. 시뮬레이션 환경에서 단일 송신 모듈은 두 개 설치되어 있고 그 위치가 다르므로, 각 송신 모듈에 대해 C/N_0에 따른 반송파 위상 수신 잡음 모델링하였다. 그 결과는 Fig. 8에 나타내었다.

4.2 도플러 측정치 모델링

도플러 측정치 $\dot{\rho}$의 수학적 모델링은 Eq. (10)과 같다. 단일 송신 모듈 기반의 실내 측위 환경에서는 송수신기의 시계 오차 변화율을 무시할 수 없으므로 시계오차 변화율에 대해 모델링이 필요하다. 이 연구에서는 송수신기의 시계 오차 및 시계 오차 변화

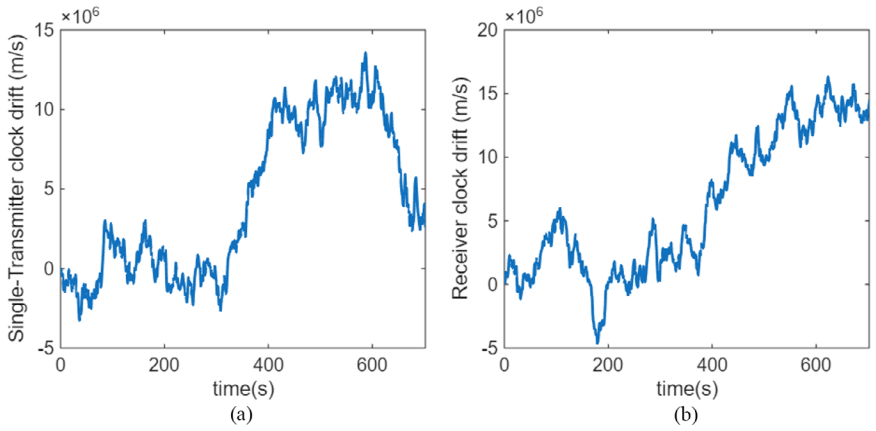


Fig. 9. Carrier phase receiver noise over time: (a) Single-Transmitter 1, (b) Single-Transmitter 2.

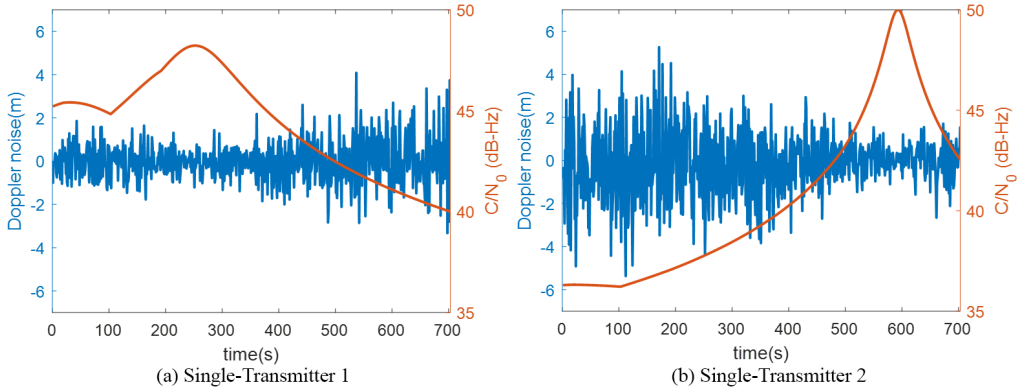


Fig. 10. Doppler receiver noise over time: (a) single-transmitter 1, (b) single-transmitter 2.

율을 반송파 위상 모델과 동일한 방식으로 모델링하여 시계오차 변화율은 1차 가우스 마르코프 프로세스를 가정하였다. 시간상수 τ는 3600 s, 샘플링 간격 Δt=1로 설정하였다. 또한 프로세스 노이즈 w_k는 분산이2×10^{-6}인 Gaussian white noise로 적용하였다. 생성된 송수신기의 시계오차 변화율 추이는 Fig. 9와 같다.

도플러 측정치의 측정 잡음 수준이 C/N_0에 따라 변화하는 양상을 반영하여 측정치잡음을 모델링하였다. 도플러 측정치를 추적하는 FLL의 열잡음 Kaplan & Hegarty (2006)을 참고하였다 반송파 위상 측정치 잡음 생성 과정과 동일한 방식을 적용하여, 실내 환경에서 C/N_0에 따른 도플러 잡음 변화 특성을 Curve fitting하여 실내 환경에서 C/N_0에 따른 도플러 측정치 잡음을 생성하였다. 그 결과는 Fig. 10에 나타내었다.

4.3 RTT 측정치 모델링

RTT 측정치의 오차 모델은 ESP-32 기반 RTT 모듈을 이용한 실험 결과 (Jo et al. 2024)를 참고하여 설정했다. 이 오차 모델에는 실제 측정 환경에서 발생하는 다중경로의 영향이 포함되어 있다. ESP32-S3는 IEEE 802.11mc 기반 Wi-Fi RTT 기능을 지원하며, 이 연구에서는 실제 측정 실험을 통해 도출한 RTT bias와 측정 잡음을 오차 모델에 적용하였다. 측정 잡음은 0.3 m로 가정하였으며, RTT bias는 송신모듈 1과 2에 대해 각각 1.8 m와 2.0 m로 설정하였다. 한편, 항법신호와 RTT는 모두 벽에 의한 차폐, NLOS 및 다중경로 환경에서 측위 성능이 저하될 수 있으므로, 이 연구에서는 두 신호 모두 LOS가 확보되는 환경을 가정하여 시뮬레이션을 수행하였다.

5. 알고리즘 성능 평가

3장에서 구축한 시뮬레이션 환경을 기반으로 이 연구에서 제안한 측위 알고리즘의 성능을 분석하였다. Fig. 11에 나타난 것 처럼 사용자의 이동 경로는 실외에서 실내로 진입한 후 에스컬레이터를 통해 지하 1층으로 이동한다.

이 시뮬레이션에서는 반송파 위상 측정치의 미지정수가 빠르게 결정되었다는 가정하에 미지정수 결정과정을 생략하였다. 단일 송신 모듈은 배열 안테나 구조와 TDoA 측위 방식을 사용하기 때문에, 미지정수 탐색 범위를 기하학적으로 제한할 수 있다. 이러한 조건을 기반으로 미지정수 결정이 빠르고 정확하게 진행된다는 사실은 실험적으로 이미 증명되었다 (Kim et al. 2020). 또한, 측정치 차분에 의해 두 안테나를 연결하는 선을 기준으로 대칭인 위치에서 동일한 측정값이 형성되므로, 위치 후보가 단일 송신모

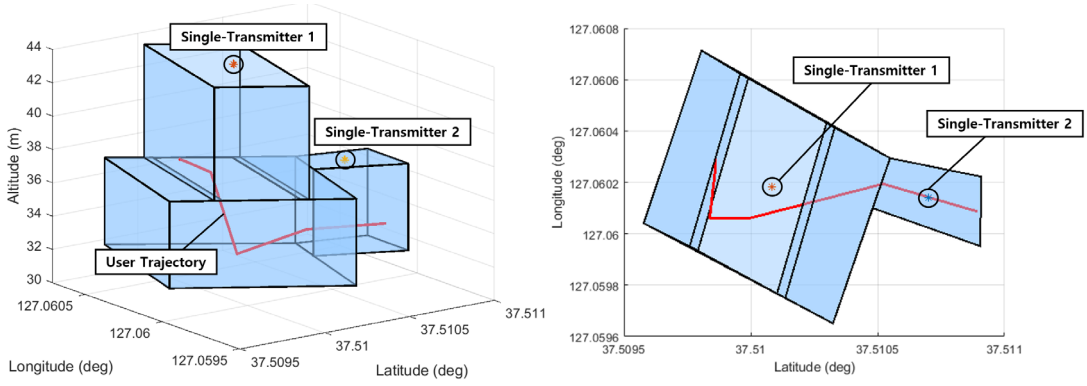


Fig. 11. Starfield simulation environment.

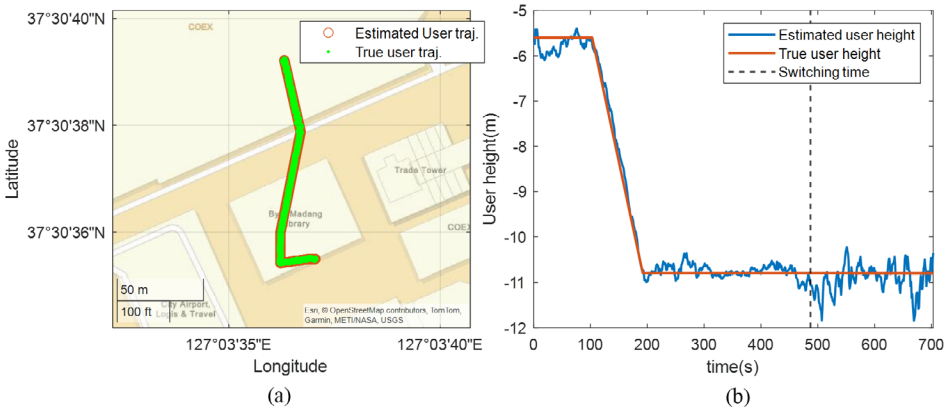


Fig. 12. User position estimation results in LLH coordinates: (a) horizontal trajectory (latitude/longitude), (b) vertical position (height).

듈을 기준으로 대칭적으로 나타난다. 따라서 사용자의 대략적인 위치정보를 알고 있는 경우에는 더 빠르고 정확하게 초기위치와 미지정수를 빠르게 결정할 수 있다. 사용자가 실외에서 건물 입구를 통해 들어오는 경우, GNSS 측정치의 마지막 위치와 사전에 알려진 건물입구 위치를 통해 사용자의 대략적인 위치를 파악할 수 있으므로 단일 송신모듈에 의한 반송파 위상 측정치의 미지정수와 사용자 초기위치를 빠르게 파악 가능하다고 가정하였다.

사용자의 초기위치는 수평방향 성분에 2 m (3σ)의 오차를 추가하였다. 사용자의 실제 수직위치는 지면으로부터 1.2 m에 위치하고 있지만, 초기 추정에서는 알 수 없으므로 건물의 바닥으로부터 사람의 평균 신장인 1.65 m 높이에 위치한다고 가정하였다. RTT bias와 속도 역시 초기값을 알 수 없으므로 0 m로 설정하였다.

2개 이상의 송신 모듈의 수신 범위에 사용자가 존재하는 경우, C/N_0이 더 높은 송신 모듈의 측정치를 선택하여 위치 추정을 수행하였다. 또한 실내 벽 구조로 인해 가시성이 단절되는 상황을 고려하여, 복도 구간에서는 송신 모듈 1의 신호 수신이 불가능해지기 전에 모듈 전환이 이루어지도록 설정하였다. 해당 기준을 시뮬레이션에 적용한 결과, 사용자는 약 490 s에 복도 구간에 진입하며, 그 직전인 487 s에 모듈 간 전환이 이루어진다. 선택된 송신 모듈로 전환되는 시점에서는 수직 성분 추정치가 일시적으로 불안정해지는 현상이 발생할 수 있는데, 이는 모듈별 RTT bias 특성이 상이하기 때문이다. 이러한 불안정성을 최소화하기 위해

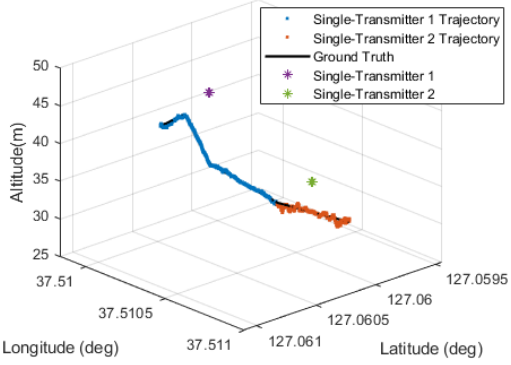


Fig. 13. 3D user positioning results in a simulation environment.

새로운 모듈로 전환 시 이미 알고 있는 송신 모듈의 위치와 추정된 사용자 위치를 이용하여 RTT bias 초기값을 산출하였다. 이를 통해 RTT bias를 처음부터 다시 추정하는 과정을 줄일 수 있었으며, 결과적으로 RTT bias 추정에 수렴 시간을 단축할 수 있었다. 또한 3.1절에서 설명한 방법에 따라 모듈 전환 시 사용자 높이와 RTT bias 상태의 공분산 행렬을 재설정하였다. 이를 통해 모듈 전환 직전 증가한 상태 불확실성을 완화하고, 이전에 안정적으로 추정된 사용자 위치를 유지하여 환경 변화와 다중경로 영향에 따른 추정 불안정성을 줄일 수 있다. 위와 같은 설정에서 항법 알고

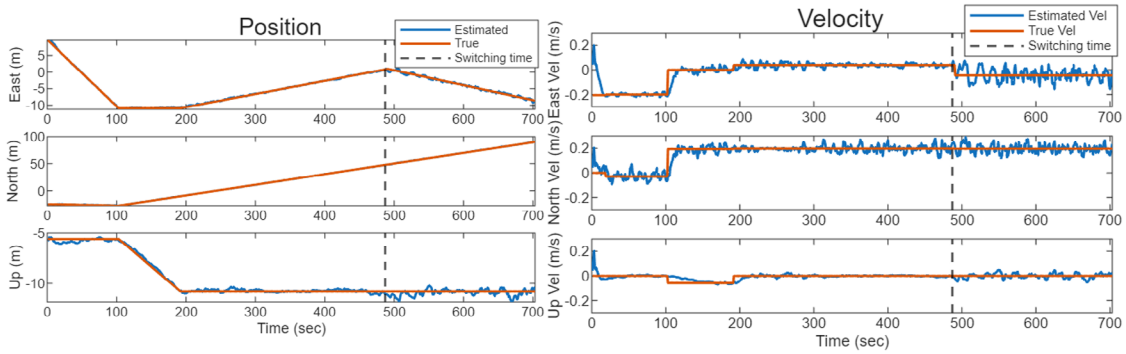


Fig. 14. Simulation results of position and velocity with multipath error.

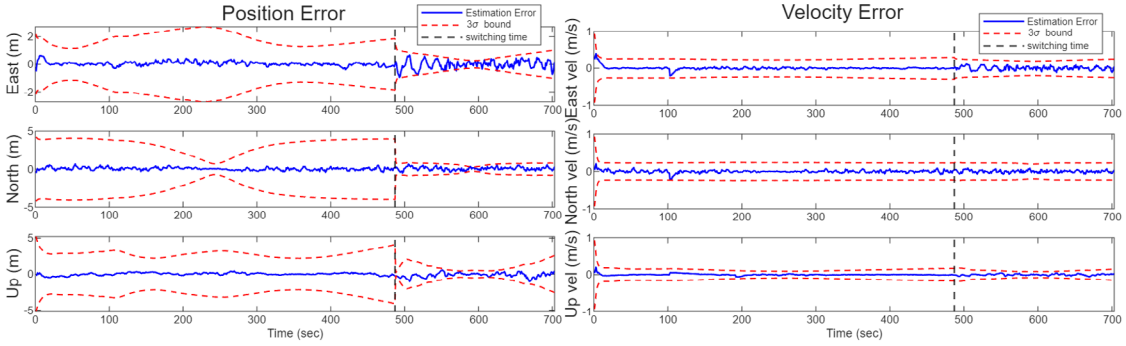


Fig. 15. Estimation errors of position and velocity with multipath error.

Table 3. Positioning RMS error for each single-transmitter.

	Positioning accuracy (meter, RMS)	
	Single-transmitter 1	Single-transmitter 2
East	0.1893	0.2300
North	0.2140	0.1881
Up	0.2141	0.2458
3D	0.3570	0.3856

Table 4. Velocity RMS error for each single-transmitter.

	Velocity accuracy (meter, RMS)	
	Single-transmitter 1	Single-transmitter 2
East	0.0668	0.0350
North	0.0474	0.0294
Up	0.0300	0.0146
3D	0.0873	0.0479

리즘 성능을 분석하였으며, 그 결과를 Figs. 12, 13에 각각 2차원 및 3차원 궤적으로 나타내었다.

각 상태 변수에 대한 추정결과는 Figs. 14, 15와 Tables 3, 4에 나타내었다. 전 구간에 대한 3차원 위치 추정 RMS 오차는 0.3774 m로 나타났으며, 송신 모듈별로는 모듈 1과 2에서 각각 0.3570 m와 0.3856 m의 RMS 오차를 보였다. 또한 두 모듈 모두에서 수평 위치 오차는 약 20 cm 내외를 유지하였고, 수직 위치오차는 0.25 m 이하를 달성하였다. 3차원 속도 추정 오차는 모듈 1의 경우 약 0.08 m/s, 모듈 2는 0.04 m/s으로 나타나 동적 환경에서도 안정적인 항법 성능을 확보하였다.

두 모듈 모두 3차원 위치 추정 정확도는 최대 38.56 cm 이내로 수십 cm 수준을 유지하였다. 그러나 모듈 전환 이후로 복도에 진입함에 따라 사용자의 Up 성분이 불안정해지는 현상이 관찰되었다. 이는 다중경로 오차를 나타낸 Fig. 7에서 확인할 수 있듯이, 사용자가 복도 구간에 진입하면서 모듈 2로 전환되는 과정에서, 넓은 개방 공간(별마당 도서관) 대비 좁은 복도 환경으로 이동함에 따라 다중경로 오차가 증가하기 때문으로 판단된다.

또한 모듈 전환 시점에서 송신 모듈 2는 낮은 LOS 각도 상태에서 사용된다. 복도 진입 직후 송신 모듈 2의 elevation angle은 약 20° 이하로 낮으나, 사용자가 송신 모듈 2의 아래를 지나감에 따라 elevation angle이 점차 증가한다. 단일 송신 모듈 기반 위치 추정에서는 LOS 각도가 낮을수록 기하학적 구조로 인해 위치 추정 오차가 증가하는 경향이 있다. 따라서 복도 구간 진입 후 나타나는 수직 방향 위치 추정 성능 저하에 LOS 각도 또한 영향을 미친 것으로 판단된다.

Fig. 16은 모듈 전환 시 RTT bias 추정 결과를 나타낸다. RTT bias 추정치는 약 100 s부터 200 s 구간에서 일시적으로 추정 오차가 증가하는 경향을 보였으나, 약 300 s 이후에는 실제 값으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 이는 해당 구간에서 사용자가 에스컬레이터를 이용하여 높이가 지속적으로 변화하는 반면, 칼만 필터에서는 사용자 높이와 RTT bias를 상수 상태로 모델링하였기 때문으로 판단된다. 따라서 높이 변화가 RTT bias 추정에 영향을 주어 일시적인 추정 오차가 발생한 것으로 해석할 수 있다. 이후 사용자가 지하 1층에 도달하여 높이 변화가 없어지면, RTT bias 추정치가 다시 안정적으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 모듈 전환 후에는 이전 위치로부터 초기 RTT bias를 추정하여 시

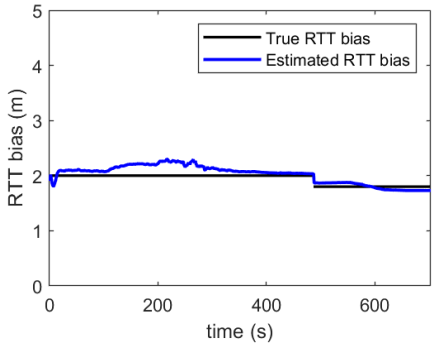


Fig. 16. Estimated and true RTT bias over time.

Table 5. Comparison of RTT bias estimation performance with and without covariance reinitialization.

	True RTT bias (m)	Estimated RTT bias (m)	Error (m)
Single-transmitter 1	2.0	2.12	0.12
Single-transmitter 2	1.8	1.80	0.00

작하므로 RTT bias가 실제 값에 빠르고 안정적으로 수렴함을 확인할 수 있다.

Table 5는 RTT bias 추정 결과를 나타낸다. 송신 모듈 1과 모듈 2의 RTT bias는 각각 평균 2.12 m와 1.80 m로 추정되었으며, 두 모듈 모두 실제 값에 안정적으로 수렴하는 것을 확인하였다.

이상의 결과를 통해 모듈 전환 시 좁은 복도 구간에서 증가한 다중경로 오차와 낮은 LOS 각도로 인해 Up 방향 위치 추정과 RTT bias 추정이 불안정해질 수 있음을 확인하였다. 그러나 이전 사용자 위치 추정값으로부터 RTT bias를 계산하여, 모듈 전환 시 발생하는 RTT bias 추정치의 급격한 변동을 완화하였다. 또한 초기 높이 불확실성과 RTT bias가 존재하는 환경에서도 제안한 칼만 필터 기반 알고리즘은 사용자 높이와 RTT bias를 안정적으로 추정하였으며, 수직 이동이 포함된 실내 환경에서 안정적인 3차원 위치 추정 성능을 보였다.

6. 결론

이 논문에서는 단일 송신 모듈 기반 실내 측위 시스템의 기하학적 한계를 극복하기 위해 RTT 측정치를 결합한 3차원 정밀 측위 알고리즘을 제안하였다. 기존 단일 송신 모듈 기반 연구들은 사용자의 높이가 일정하다는 가정하에 2차원 위치 추정에 국한되는 한계가 있었으나, 이 연구에서는 RTT 기반 거리 정보를 추가적으로 활용함으로써 수직 방향의 기하학적 제약을 완화하고 3차원 위치 추정을 가능하게 하였다.

시뮬레이션 결과, 제안한 알고리즘은 수직 이동이 포함된 실내 환경에서도 전체 구간 0.3774 m의 3차원 위치 정확도를 달성하였다. 또한 복도 구간에서는 증가한 다중경로 오차와 낮은 LOS 각도로 인해 모듈 전환 이후 사용자 수직 위치가 일시적으로 불안정해지는 현상이 발생하였다. 이를 완화하기 위해 모듈 전환 시 이전 사용자 위치 추정치를 기반으로 RTT bias 초기값을 적용함으로써 RTT bias 추정치의 급격한 변동을 완화할 수 있었으며, 결과적으로 모듈 전환 이후에도 안정적인 3차원 위치 추정이 가능함을 확인하였다.

또한 제안한 알고리즘은 RTT bias가 존재하는 환경에서도 사용자 높이와 bias를 동시에 안정적으로 추정할 수 있음을 보였으며, 사용자가 에스컬레이터를 타고 내려가는 것과 같은 수직 이동 환경에서도 안정적인 3차원 측위가 가능함을 검증하였다. 다만 복도 구간에서는 지속적인 다중경로 오차로 인해 수직 성분 추정 오차가 일부 남아 있었으며, 이는 향후 개선이 필요한 요소로 판단된다.

결과적으로 제안하는 배열 안테나 단일 송신 모듈 기반 3차원 실내 측위 알고리즘은 복잡한 실내 환경과 수직 이동이 포함된 상황에서도 안정적인 3차원 측위가 가능함을 확인하였다. 향후에는 실제 실내 환경 실험을 통해 제안 알고리즘의 성능을 추가 검증할 예정이다.

ACKNOWLEDGMENTS

과학기술정보통신부 및 정보통신기획평가원의 대학ICT연구센터사업 (IITP-2026-RS-2024-00437494)의 지원과 우주항공청 재원 미래우주교육센터 (RS-2022-NR067078, 미래우주항법 및 위성기술 연구센터)의 지원에 감사드립니다.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

The Manuscript with several authors, a short paragraph specifying their individual contributions must be provided. The following statements should be used “conceptualization, Jo, H.-W. and Kim, O.-J.; methodology, Jo, H.-W.; software, Jo, H.-W.; validation, Jo, H.-W., Maeng. J. and Kim, O.-J.; formal analysis, Jo, H.-W.; investigation, Jo, H.-W.; resources, Jo, H.-W., Maeng. J. and Kim, O.-J.; data curation, Jo, H.-W.; writing—original draft preparation, Jo, H.-W.; writing—review and editing, Jo, H.-W. and Kim, O.-J.; visualization, Jo, H.-W.; supervision, Kim, O.-J.; project administration, Maeng. J. and Kim, O.-J.; funding acquisition, Kim, O.-J.”. Authorship must be limited to those who have contributed substantially to the work reported.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Al-Okby, M. F. R., Junginger, S., Roddelkopf, T., & Thurow, K. 2024, UWB-Based Real-Time Indoor Positioning

Systems: A Comprehensive Review, Applied Sciences, 14, 23. https://doi.org/10.3390/app142311005

Bekkelien, A. 2012, Bluetooth indoor positioning, MS Thesis, University of Geneva

Cho, Y. S., Cho, S. Y., Kim, B. D., Lee, S. H., Kim, J. C., et al. 2007, Technical Trend of Indoor/Outdoor Seamless Positioning. Electronics and Telecommunications Trends Electronics and Telecommunications Trends, 22, 20-28. https://doi.org/10.22648/ETRI.2007.J.220303

Elsanhoury, M., Makela, P., Koljonen, J., Välisuo, P., Shamsuzzoha, A., et al. 2022, Precision positioning for smart logistics using ultra-wideband technology-based indoor navigation: a review, IEEE Access, 10, 44413-44445. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3169267

El-Sheimy, N. & Li, Y. 2021, Indoor navigation: state of the art and future trends, Satellite Navigation, 2, 7. https://doi.org/10.1186/s43020-021-00041-3

Hartinger, H. & Brunner, F. K. 1999, Variances of GPS Phase Observations: The SIGMA-ε Model, GPS Solutions 2, 35-43. https://doi.org/10.1007/PL00012765

Ibrahim, M., Liu, H., Jawahar, M., Nguyen, V., Gruteser, M., et al. 2018, Verification: accuracy evaluation of WiFi fine time measurements on an open platform, In Proceedings of the 24th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, New Delhi, India, 29 Oct-2 Nov 2018, pp.417-427. https://doi.org/10.1145/3241539.3241555

Jang, B. J. 2023, 2023 domestic and international location information industry trend report (July issue), KISA Monthly Report

Jo, H., Kim, M.-J., Lee, J., Kee, C., & Kim, O.-J. 2024, Analysis of Wi-Fi RTT error factors for improving indoor positioning accuracy, 2024 IPNT Conference, Jeju, Korea, Nov 6-8 2024, pp.299-302. https://ipnt.or.kr/2024proc/173

Joseph, A. & Petovello, M. 2010, Measuring GNSS Signal Strength, Inside GNSS, pp.20-25. [Internet], cited 2023 sep 14, available from: https://insidegnss.com/wp-content/uploads/2018/01/novdec10-Solutions.pdf

Kaplan, E. D. & Hegarty, C. J. 2006, Understanding GPS: Principles and Applications, 2nd ed. (Boston: Artech House).

Kim, C., Kim, O., Lee, T., & Kee, C. 2012, Indoor positioning system using single pseudolite with multiple antenna, In Proceedings of the 2012 International Technical Meeting of the Institute of Navigation, Newport Beach, CA, 30-1 January 2012, pp.1089-1097. https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=10007

Kim, O. 2018, Single station-based precise positioning system using multi-antenna arrangement, Ph.D. dissertation, Seoul National University.

Kim, O., Hong, D., Kim, J., Lee, T., & Kee, C. 2020, Experimental study of single-transmitter-based precise indoor positioning system, IEEE Access, 8, 89919-89934. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2993865

Kim, O. & Kee, C. 2019, Single station-based precise positioning system: multiple-antenna arrangement for instantaneous ambiguity resolution, Navigation, 66, 747-768. https://doi.org/10.1002/navi.329

Kim, O., Kim, C., Song, J., Lee, T., Park, B., et al. 2015, A single distance measuring equipment (DME) station-based positioning system for alternative position navigation and timing (APNT), Navigation, 62, 313-327. https://doi.org/10.1002/navi.121

Kwon, S. 2025, Design of a single-station-based positioning system for future UAM vertiport alternative navigation system, M.S. Thesis, Sejong University.

Lau, L. & Cross, P. 2007, Development and testing of a new ray-tracing approach to GNSS carrier-phase multipath modelling, Journal of Geodesy, 81, 713-732. https://doi.org/10.1007/s00190-007-0139-z

Lee, J. B., Lee, J. H., Baek, S. W., & Kim, S. W. 2020, Survey and tutorials on wireless comunication based indoor localization and next generation and next generation indoor localization technology, Communications of the Korean Institute of Information Scientists and Engineers, 38, 16-22. https://www.dbpia.co.kr/journal/articleDetail?nodeId=NODE10501849

Lee, J. Y. 2019, Recent technology trends of WiFi-based LBS, Information and Communications Magazine, 36, 26-31. https://www.kics.or.kr/html/?pmode=Bpublication&smode=view&seq=2510

Lee, S. W. & Kim, S. W. 2015, Trends and prospects of indoor positioning technology, Information and Communications Magazine, 32, 81-88. https://koreascience.kr/article/JAKO201513265527557.page

Meyer, K., Erdogmus, E., Morcous, G., & Naughtin, M. 2008, Use of ground penetrating radar for accurate concrete thickness measurements, In Proceedings of the AEI 2008 Conference - AEI 2008: Building Integration Solutions, Denver, CO, 24-27 September 2008, pp.1-10. https://doi.org/10.1061/41002(328)67

Moon, G. W., Koo, C. H., Lee, S., Koo, I. H., & Ahn, S. I. 2022, Measurement of RF environment for CubeSat ground stations in Korea, Journal of Aerospace System Engineering, 16, 81-89. https://doi.org/10.20910/JASE.2022.16.6.81

Qiao, J., Yang, F., Liu, J., Huang, G., Zhang, W., et al. 2024, Advancements in Indoor Precision Positioning: A Comprehensive Survey of UWB and Wi-Fi RTT Positioning

Technologies, Network, 4, 545-566. https://doi.org/10.3390/network4040027

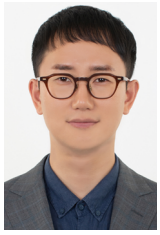
Shi, T. & Gong, W. 2024, A Survey of Bluetooth Indoor Localization, In Proceedings of the 2024 IEEE 10th Conference on Big Data Security on Cloud (BigDataSecurity), New York City, NY, 10-12 May 2024. https://doi.org/10.1109/bigdatasecurity62737.2024.00020

SiTime Corporation 2021, Sit5008 super-TCXO datasheet [Internet], cited 2026 Apr 28, available from: https://www.sitime.com/support/resource-library/datasheets/sit5008-datasheet?srsltid=AfmBOopCiSfktokxdPo_hvZ1jyFTxTofpgAYfyowkqlqQDWyhEl2HUlz

Yang, Y., Chen, M., Blankenship, Y., Lee, J., Ghassemlooy, Z., et al. 2024, Positioning using wireless networks: Applications, recent progress, and future challenges, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 42, 2149-2178. https://doi.org/10.1109/jsac.2024.3423629



Hye-Won Jo received M.S. degree in the Department of Aerospace Engineering at Sejong University in 2026. Her primary research areas are satellite navigation and indoor positioning. Her research interests include GNSS, seamless indoor-outdoor positioning and space technologies, such as nano-satellite platforms.



Juhyun Maeng received the B.S. degree from Sejong University, Seoul, Korea, the M.S., and Ph.D. degree from Hanyang University, Seoul, Korea. He was a Researcher at the Center of Human-Centered Interaction for Coexistence (CHIC), Korea Institute of Science and Technology (KIST), Seoul, Korea, from 2013 to 2017. He is currently a Senior Researcher at the Korea Aerospace Research Institute (KARI), Daejeon, Korea. His research interests include computer network, GNSS, and blockchain.



O-Jong Kim is an Associate Professor in the Department of Aerospace Engineering, Sejong University, South Korea. He received the B.S., master's, and Ph.D. degrees from Seoul National University. He was with System LSI Business of Samsung Electronics. His current research interests include alternative PNT, indoor navigation, cycle ambiguity resolution, and space technologies, such as space GNSS receivers and nano-satellite platforms.

JPNT 15(3), 303-316 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.303

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

Wi-Fi 핑거프린팅 기반 실내 측위를 위한 이변량 가우시안 유사도 함수

이영진[1,2], 유재준[1,2†]

Bivariate Gaussian Similarity Function for Indoor Localization Based on Wi-Fi Fingerprinting

Youngjin Lee[1,2], JaeJun Yoo[1,2†]

[1]Department of Artificial Intelligence, University of Science and Technology, Daejeon 34113, South Korea
[2]Electronics and Telecommunications Research Institute, Daejeon 34129, South Korea

ABSTRACT

In indoor localization based on Wi-Fi fingerprinting, the linear-decay similarity function (LDF) framework has demonstrated high positioning accuracy in stable radio environments. However, the linear attenuation characteristic of LDF causes similarity scores to rapidly decrease under signal fluctuations, particularly in weak Received Signal Strength Indicator (RSSI) regions. This discontinuous truncation affects the similarity response in the presence of signal discrepancies. To address this issue, this paper introduces the Bivariate Gaussian Similarity Function (BGF) model, which adopts a continuous similarity metric based on a bivariate Gaussian probability density function. Where reference and query signal values match, BGF forms a non-linear, continuous bivariate Gaussian similarity surface. This structure provides a continuous similarity response without abrupt truncation of similarity scores. Furthermore, the proposed similarity function produces similarity response patterns that differ from those of LDF under signal discrepancy conditions. Comprehensive evaluations using the public UJIIndoorLoc dataset showed that the proposed model reduced the mean positioning error from 5.97 m to 5.68 m in the internal evaluation set (I-Set) and from 10.00 m to 9.49 m in the external evaluation set (G-Set). In addition, a localized case study conducted in Building 2, Floor 4, where relatively high RSSI variability was observed, showed that the mean positioning error decreased from 12.16 m to 9.23 m. A spatial error map analysis further indicated lower positioning errors in several regions under the proposed model. These results suggest an association between the similarity response characteristics of the proposed similarity function and the observed positioning error distributions under signal discrepancy conditions.

Keywords: Wi-Fi fingerprinting, indoor localization, RSSI, bivariate Gaussian distribution, similarity function
주요어: Wi-Fi 핑거프린팅, 실내 측위, 수신 신호 세기 (RSSI), 이변량 가우시안 분포, 유사도 함수

1. 서론

Wi-Fi 핑거프린팅(Wi-Fi fingerprinting) 기반 실내 측위에서 상대적으로 강한 Received Signal Strength Indicator (RSSI)를 제공하는 Access Point (AP)는 일반적으로 측정 지점과의 거리가 가까워 신호 안정성이 높으며, 위치를 구분하는 핵심 특징 정보로 활용된다. 이러한 특징을 반영하여 활성화 함수를 다차원 활성화 함수(multi-dimensional activation functions)로 확장한 선형 감쇄 유사도 함수(Linear-decay Similarity Function, LDF)가 제안된 바 있다 (Yi et al. 2020). LDF는 동일 공간 내에서 수집된 기준 신호와 비교 신호 간의 신호 변동이 증가함에 따라 유사도가 선형적으로 감소하는 구조를 가지며, 특히 모든 AP의 RSSI 차이가 10 dB 이하로 유지되는 안정적인 신호 환경에서 우수한 측위 성능을 보였다.

Received Jun 10, 2026 **Revised** Jul 09, 2026 **Accepted** Aug 25, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: jjryu@etri.re.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

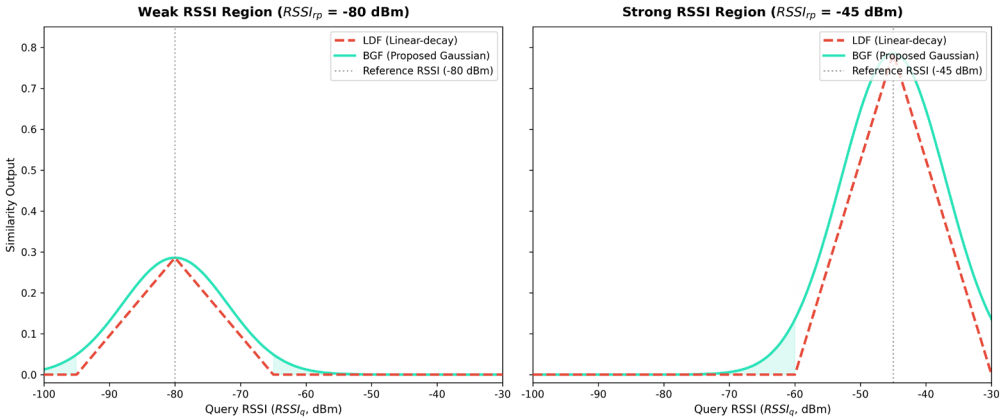


Fig. 1. Overlay comparison of similarity activation outputs between LDF and the proposed BGF.

그러나 실제 측위 환경에서는 약한 신호(Weak RSSI) 영역에서 신호 변동성이 증가하며, 이에 따라 LDF의 선형 감쇄 구조가 갖는 한계가 나타난다. Torres-Sospedra et al. (2014)에서 제공한 공개 데이터셋인 UJIIndoorLoc을 분석한 결과, AP 신호는 외부 잡음, 다중경로 페이딩(multipath fading), 동적 인체 차폐(dynamic human shadowing) 등의 영향으로 인해 동일한 위치일지라도 측정 시간에 따라 변동성을 보인다. 이러한 환경에서 LDF는 기준 신호와 새롭게 측정한 신호 간의 차이가 증가함에 따라 유사도를 선형적으로 감소시키며, 신호 변동 폭이 설정된 임계값을 초과할 경우 유사도를 0으로 처리한다. 특히 약한 RSSI 영역에서는 동일한 신호 변동에도 유사도가 더 빠르게 감소하므로 미세한 신호 변동에도 유사도가 0이 되는 지점에 조기에 도달하게 된다. 그 결과 일부 AP 정보가 유사도 계산 과정에서 유실되어 반영되지 못하므로, 해당 위치의 핑거프린트(fingerprint)를 구성하는 일부 AP 성분의 활용이 제한되어 측위 성능 저하로 이어질 수 있다. 이러한 특성은 Fig. 1에 제시된 LDF와 이변량 가우시안 유사도 함수(Bivariate Gaussian Similarity Function, BGF)의 활성화 함수 비교를 통해 직관적으로 확인할 수 있다.

이러한 LDF의 한계를 극복하기 위해, 이 연구에서는 선형 감쇄 기반의 활성화 함수 구조를 확장하여 실내 무선 채널의 비선형적 변동 특성을 유연하게 수용할 수 있는 BGF를 제안한다. BGF는 신경망 내부에서 기준 신호와 비교 신호가 동일한 값을 갖는 대각선 축을 중심으로 가우시안 분포 기반의 비선형적이고 연속적인 유사도 활성화 곡면을 형성한다. 따라서 신호 세기가 낮은 환경에서도 신호 변동에 따라 유사도 출력이 연속적으로 감소하며, 특정 임계점을 기준으로 유사도 값이 0으로 고정되는 지점이 존재하지 않는다. 이에 따라 작은 유사도 값도 지속적으로 유지되며, 시간적 변동의 영향을 받은 약한 RSSI 성분 역시 유사도 계산에 반영될 수 있다. 이는 신호 변동 환경에서도 핑거프린트를 구성하는 전체 AP 정보를 활용할 수 있도록 하여 측위 안정성을 향상시키는 데 기여한다.

제안하는 BGF는 고유의 유사도 활성화 곡면 특성으로 인해, 신호 변동이 극도로 제한된 일부 환경에서는 기존 LDF에 비해 기준 지점(Reference Point, RP)을 구분하는 분별력이 감소할 수 있다. 그러나 실제 환경을 반영한 일반적인 신호 변동 조건에서의 평가 결과, BGF는 내부 검증 세트(I-Set)에서 평균 측위 오차를 5.97 m에서 5.68 m로 감소시켰으며, 외부 일반화 검증 세트(G-Set)에서는 10.00 m에서 9.49 m로 개선하였다. 이러한 결과는 제안하는 BGF가 실제 환경에서 발생하는 신호 변동 상황에서 약한 RSSI 정보를 보다 안정적으로 보존하고 활용함으로써 전반적인 측위 성능 향상에 기여함을 시사한다. 결과적으로 제안한 BGF는 기존 선형 감쇄 방식에서 발생하는 정보 소실 문제를 완화하고, 다양한 신호 변동 환경에서 보다 안정적인 Wi-Fi 핑거프린팅 기반 실내 측위가 가능함을 확인하였다.

2. 관련 연구

2.1 Wi-Fi 핑거프린팅 기반 실내 측위

실내 측위에 활용되는 다양한 무선 기술(UWB, BLE, RFID 등) 중 Wi-Fi는 기존에 구축된 무선 통신 인프라를 별도의 하드웨어 설치 없이 활용할 수 있어 추가 구축 비용이 발생하지 않는다는 장점을 가진다. 거리 기반(range-based) 측위 기법은 다중경로 페이딩(multipath fading), 반사(reflection), 굴절(refraction), 비가시선(non-line-of-sight) 환경 등으로 인해 복잡한 실내 공간에서 정확한 신호 감쇄 모델을 구축하기 어렵다. 반면 Wi-Fi 핑거프린팅 기법은 특정 위치에서 관측되는 수신 신호 세기(Received Signal Strength Indicator, RSSI) 패턴을 위치 고유의 특징 정보로 활용하므로, 신호 왜곡이 심한 실내 환경에서도 비교적 안정적인 측위 성능을 제공한다 (Shang & Wang 2022).

초기 Wi-Fi 핑거프린팅 연구에서는 K-Nearest Neighbor (KNN), Support Vector Machine 등 전통적인 패턴 매칭 기법이 주로 사용되었다. 그러나 이러한 방법은 유클리드 거리(Euclidean Distance)와 같은 고정된 결정 메트릭에 의존하기 때문에, 데이터 규모가 증가할수록 온라인 탐색 과정의 연산량이 기하급수적으로 커지며, RSSI에 내재된 복잡한 비선형 특성을 충분히 반영하지 못한다는 한계를 지닌다 (Shang & Wang 2022). 최근에는 고차원 RSSI 벡터와 실제 위치 좌표 사이의 비선형 관계를 직접 학습하기 위해 다양한 신경망 기반 기법이 활발히 적용되고 있다. 더 나아가, 1차원 무선 신호를 시각적인 이미지 형태로 변환하여 분석하는 초기 연구가 제안되었으며 (Yi et al.

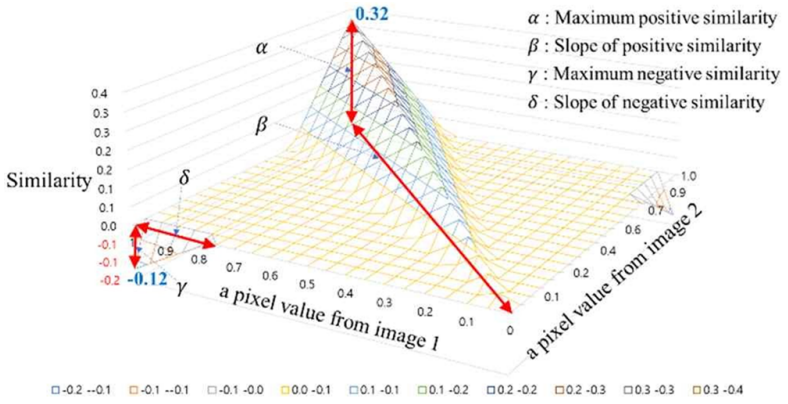


Fig. 2. Multi-dimensional activation function for evaluating similarities between two signal images (Yi et al. 2020).

2017), 이를 발전시켜 고차원 RSSI 벡터를 격자 형태의 신호 이미지(signal image)로 변환하고 정형화하는 'Data Digest' 기법을 통해 신호 간의 공간적 구조 관계를 보존한 상태에서 합성곱 신경망(Convolutional Neural Network, CNN)을 활용하는 연구도 이루어졌다 (Yi et al. 2018). 이러한 데이터 이미지화 기반의 접근법은 단말 간 측정 편차와 무선 환경 변화에 따른 신호 변동성(fluctuation)에 대해 비교적 높은 강건성을 보이는 것으로 보고되었다.

한편, 기존 CNN 기반 모델을 포함한 대부분의 신경망 구조는 입력 데이터와 정답 레이블 사이의 관계를 학습하는 데 초점이 맞추어져 있다. 이로 인해 학습 데이터베이스에 저장된 RP의 신호 이미지와 실시간으로 수집된 사용자 질의(query) 신호 이미지 사이의 유사도를 직접 비교하고 평가하는 문제에는 구조적 한계를 지닌다. 이러한 한계를 극복하기 위해 입력 간의 비교 연산을 활성화 함수 수준에서 수행하는 기능적 퍼셉트론(functional perceptron) 프레임워크와 다차원 활성화 함수가 제안되었다 (Yi et al. 2020). 이를 기반으로 설계된 위치 신경망(Positional Neural Network, PNN)은 기준 지점과 질의 신호 이미지 사이의 성분별 유사도를 활성화 함수 수준에서 평가하고 이를 종합하여 최종 유사도를 산출하는 구조를 가진다. 특히 두 입력 신호를 동시에 활성화 함수에 입력하여 신호 성분 간의 관계를 직접 평가한다는 점에서, 입력과 출력 간의 사상 관계를 학습하는 일반적인 CNN 기반 접근법과 구조적 차이를 가진다. 선행 연구에서는 PNN이 신호 왜곡이 크지 않은 안정적인 신호 환경에서 기준 지점 간의 미세한 RSSI 차이를 효과적으로 구분하는 것으로 보고되었다. PNN의 위치 구분 성능은 내부에 적용된 다차원 활성화 함수의 특성에 크게 의존하므로, 해당 활성화 함수의 구조와 파라미터에 대한 이해가 중요하다. 이에 2.2절에서는 PNN에서 사용되는 선형 감쇄 유사도 함수(LDF)의 구조와 특성을 살펴본다.

2.2 위치 신경망(PNN)의 선형 감쇄 유사도 함수(LDF) 구조 및 파라미터 정의

기능적 퍼셉트론 프레임워크를 기반으로 제안된 PNN은 입력된 두 무선 신호 이미지 간의 신호 패턴 유사도를 평가하기 위해 전통적인 거리 기반 유사도 척도 대신 다차원 활성화 함수를 도입하였다. 이 다차원 활성화 함수는 LDF 평면을 형성하며, 두 신호의 픽셀 값 비교를 위해 다음과 같은 4가지 핵심 파라미터를 상정한다 (Yi et al. 2020).

첫째, 최대 양의 유사도(α, maximum positive similarity)는 두 입력 신호 성분이 완전히 일치할 때 부여되는 최대 유사도 값을 의미한다. 둘째, 양의 유사도 기울기(β, slope of positive similarity)는 두 RSSI 간의 차이가 증가함에 따라 유사도 출력이 감소하는 비율을 결정한다. 셋째, 최대 음의 유사도(γ, maximum negative similarity)는 두 신호 성분 간의 불일치가 발생했을 때 부여되는 최대 페널티 값을 의미한다. 마지막으로 음의 유사도 기울기(δ, slope of negative similarity)는 신호 불일치 정도가 증가함에 따라 페널티가 변화하는 비율을 결정한다 (Yi et al. 2020). 이들 파라미터는 유사도 평면의 최댓값, 감쇄 기울기, 음의 페널티 범위를 시각적으로 결정하는 기준이 된다.

Fig. 2에서 확인할 수 있듯이, 두 RSSI 성분이 유사한 값을 갖는 주대각선 부근에서는 높은 유사도 값을 나타내지만, 주대각선으로부터 멀어질수록 고정된 기울기(β)를 따라 출력이 선형적으로 감쇄하는 특성을 보인다. 선행 연구에서는 이러한 활성화 함수의 4가지 핵심 파라미터를 시뮬레이티드 어닐링(simulated annealing) 기법 기반의 메타휴리스틱 최적화를 통해 도출하였으며, 이를 적용한 PNN이 실내 환경에서 높은 위치 구분 정확도를 달성한 것으로 보고되었다 (Yi et al. 2020).

그러나 Fig. 2에 나타난 LDF의 유사도 평면은 선형 감쇄 기반의 유사도 평가 구조를 가진다. 두 RSSI 성분 간의 차이가 증가할수록 유사도는 고정된 기울기를 따라 감소하며, 일정 범위를 초과할 경우 유사도 값이 0에 수렴하거나 음의 페널티 영역으로 전이될 수 있다. 이로 인해 해당 AP 정보의 유사도 기여도가 감소하거나 음의 페널티로 반영될 수 있으며, 결과적으로 위치 구분에 활용되는 유사도 정보의 구분 능력이 저하될 가능성이 있다.

이러한 LDF의 선형 감쇄 기반 유사도 평가 구조는 신호 차이가 큰 경우 유사도 응답의 연속성과 구분 능력을 제한할 수 있으며, 복잡한 실내 신호 환경에서는 위치 구분 성능 저하와 연관될 가능성이 있다. 따라서 RSSI 차이가 증가하더라도 유사도 변화가 보다 연속적으로 반영될 수 있는 새로운 유사도 평가 구조가 요구된다. 이러한 한계를 고려하여, 이 연구에서는 BGF를 제안한다. 이에 대한 수학적 정의와 특성은 제3장에서 상세히 기술한다.

3. 이변량 가우시안 유사도 함수 (BGF)

3.1 설계 배경

2.2절에서 분석한 바와 같이, 기존 PNN에서 사용되는 LDF는 입력 신호 간의 차이가 일정 범위를 초과할 경우 유사도 값을 급격히 감소시키며, 일정 임계값 이후에는 0 또는 음의 페널티 영역에 진입하는 구조적 특성을 가진다. 이러한 구조는 신호 품질이 양호한 환경에서는 상대적으로 높은 구분 능력을 제공할 수 있으나, 다중경로 페이딩(multipath fading)과 시간적 신호 변동(fluctuation)이 빈번한 실제 실내 환경에서는 약한 RSSI (Weak RSSI) 성분에 포함된 위치 정보를 충분히 활용하지 못하는 한계를 지닌다.

실내 Wi-Fi 핑거프린팅 환경에서는 신호 세기가 약하거나 변동성이 큰 AP라 하더라도 특정 위치를 식별하는 데 유용한 특징 정보를 포함할 수 있다. 따라서 신호 변동이 크다는 이유만으로 해당 성분의 기여도를 일괄적으로 배제하기보다는, 편차의 크기에 따라 유사도 응답을 점진적으로 감소시키는 연속적인 유사도 함수가 요구된다. 이에 이번 연구에서는 기존 LDF 기반 유사도 계산 과정에서 발생하는 유사도 score의 불연속적인 감소와 AP 기여도의 급격한 제거 문제를 완화하기 위해 Gaussian 기반의 연속 유사도 모델인 BGF를 제안한다.

제안하는 BGF는 RSSI 차이가 증가하더라도 유사도 score가 연속적으로 감소하도록 설계되어, 기존 LDF에서 임계값을 초과하는 순간 AP의 기여도가 즉시 제거되는 문제를 완화한다. 또한 기준 RSSI와 질의 RSSI를 입력 변수로 하는 2차원 Gaussian similarity surface에서 유사도를 계산함으로써 RSSI 차이에 따른 score 변화를 연속적으로 표현하도록 설계하였다.

3.2 이변량 가우시안 유사도 함수

제안하는 BGF는 데이터베이스에 저장된 RP의 신호 이미지 픽셀 값 x_{rp}와 실시간으로 수집된 사용자 질의(query) 신호 이미지 픽셀 값 x_q를 두 입력 변수로 정의한다. 두 신호 간의 유사도를 비선형적이고 연속적인 곡면으로 표현하기 위해, 이 연구에서는 이변량 가우시안 분포의 지수 항 구조를 활용하여 유사도 함수를 설계한다. 일반적인 이변량 가우시안 확률밀도함수의 형태는 Eq. (1)과 같다.

$$f(x_{rp},x_q)=\frac{1}{2\pi\sigma_{rp}\sigma_q\sqrt{1-\rho^2}}\exp\left(-\frac{1}{2(1-\rho^2)}\left[\frac{(x_{rp}-\mu_{rp})^2}{\sigma_{rp}^2}-\frac{2\rho(x_{rp}-\mu_{rp})(x_q-\mu_q)}{\sigma_{rp}\sigma_q}+\frac{(x_q-\mu_q)^2}{\sigma_q^2}\right]\right) \quad (1)$$

이변량 가우시안 분포는 두 변수의 편차를 연속적인 타원형 곡면으로 표현할 수 있으며, 분산과 공분산 파라미터를 통해 곡면의 형상과 방향성을 조절할 수 있는 수학적 특성을 가진다. 실내 Wi-Fi RSSI 측정값은 동일한 위치에서도 주변 환경과 측정 시점의 신호 간섭에 따라 연속적으로 변동한다. 신호 간 편차 맥락을 가우시안 분포의 수학적 구조에 기반하여 모델링하는 방식은 편차의 크기에 따라 유사도가 연속적으로 감쇄하는 특성을 나타낸다. 따라서 임계값 기반의 절단 특성을 갖는 LDF보다 실제 신호 환경에 내재된 불확실성과 신호 변동성을 보다 유연하게 수용할 수 있다.

또한 이러한 구성은 RSSI 신호 간의 단순 차이값($|x_{rp}-x_q|$)만을 입력으로 사용하는 일차원적 방식과 달리, 두 RSSI 성분의 결합 관계를 2차원 공간에서 표현할 수 있다는 특징을 지닌다. 이를 통해 두 입력 변수의 상대적 위치에 따른 결합 편차(joint deviation)를 다차원 평면상에 매핑할 수 있으며, 결과적으로 RSSI 분포의 구조적 특성을 유사도 평가 과정에 효과적으로 반영할 수 있다. 이 연구에서는 이러한 기하학적 특성에 착안하여 Eq. (1)의 수학적 구조를 RSSI 신호 간 유사도 곡면을 설계하기 위한 기반 함수로 활용한다. 이에 따라 Eq. (1)의 매개변수들은 통계적 분포를 추정하기 위한 파라미터가 아니라, 유사도 함수의 형상과 방향성을 제어하는 설계 하이퍼파라미터로 재정의된다.

여기서 μ_{rp}와 μ_q는 유사도 곡면의 중심 위치를 결정하는 파라미터이며, σ_{rp}와 σ_q는 각 축 방향의 확산 범위를 조절하는 파라미터이다. 또한 ρ는 두 변수 간의 상관관계를 조절하여 유사도 곡면의 방향성과 타원형 형태를 결정하는 하이퍼파라미터로 정의된다. 이 연구의 목적은 신호 간 유사도를 안정적으로 표현하는 유사도 곡면을 구성하는 데 있다. 이에 따라 모델 단순화와 하이퍼파라미터 탐색의 효율성을 위해 두 변수가 동일한 특성을 갖는다고 가정한다 ($\sigma_{rp}=\sigma_q=\sigma$).

RSSI 입력은 최댓값 정규화(max normalization)를 적용하여 [0,1] 범위로 변환한다. 따라서 두 신호가 완전히 일치하는 이상적인 경우는 $(x_{rp},x_q)=(1,1)$로 표현된다. 이 연구에서는 두 신호가 최대 유사도를 갖는 지점을 유사도 곡면의 중심이자 최대점으로 설정하기 위해 $\mu_{rp}=\mu_q=1$로 정의하였다.

앞서 정의한 조건들을 Eq. (1)에 적용하면, 이상적인 일치 상태인 (1,1)에서 함수의 최댓값은 지수 함수(exp) 앞에 위치한 정규화 계수에 의해 결정된다. 해당 정규화 계수는 확률밀도함수의 전체 적분값을 1로 유지하기 위해 도입되는 통계적 제약 조건이다. 그러나 이 연구의 목적은 실제 전파의 통계적 확률밀도 자체를 추정하는 것이 아니라 무선 신호 간의 상대적 유사도를 평가하는 데 있으므로, 이 항은 유사도 순위 결정에 직접적인 영향을 미치지 않는다. 따라서 계산 복잡도를 줄이고 출력 범위의 해석을 용이하게 하며, 두 신호가 일치할 때의 최대 유사도 값을 1로 정규화하기 위해 정규화 계수를 제거한 후 지수 항만으로 구성된 가우시안 유사도 (Gaussian similarity)를 최종 유사도 함수로 정의한다. 이에 따라 최종적으로 도출된 유사도 함수는 Eq. (2)와 같다.

$$K(x_{rp},x_q)=\exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2(1-\rho^2)}\left[(x_{rp}-1)^2-2\rho(x_{rp}-1)(x_q-1)+(x_q-1)^2\right]\right) \quad (2)$$

Eq. (2)의 출력값은 통계학적 확률 변수가 아닌, 두 무선 신호 간의 구조적 결합 편차를 반영하는 0과 1 사이의 유사도 점수(similarity score)로 명확히 해석된다. 이에 따라 모델 내의 파라미터 σ와 ρ는 RSSI 분포로부터 실시간 추정되는 통계량이 아니라, 유사도 곡면의 형상과 감쇄 특성을 제어하는 하이퍼파라미터로 정의된다. 실내 환경에서는 시간적・환경적 요인에 의해 RSSI가 지속적으로 변동하므로, 기준 신호와 질의 신호 사이의 편차 패턴 또한 달라질 수 있다. 동일한 σ 값을 사용하더라도 ρ의 변화에 따라 두 변수 간 교차항의 영향력이 조절되며, 이에 따라 유사도 곡면의 방향성 및 등유사도 곡선의 분포 특성이 변화한다. 따라서 이 연구에서는 두 파라미터를 데이터 기반으로 최적화하기 위해 학습 데이터에 대한 위치 구분 성능을 평가 지표로 설정하

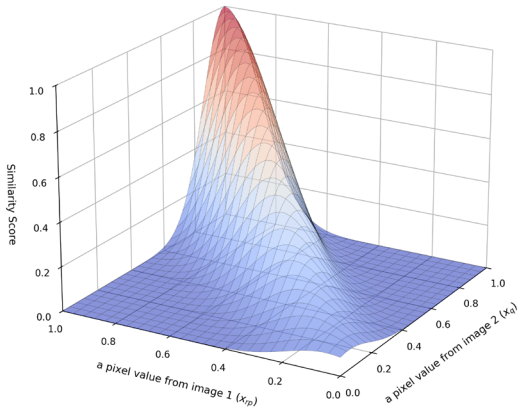


Fig. 3. Proposed bivariate Gaussian similarity function.

고, 그리드 서치(grid search)를 통해 최적값을 도출하였다.

최종적으로 결정된 하이퍼파라미터 쌍 (σ,ρ)은 Eq. (2)의 유사도 곡면 형상을 결정하며, RSSI 신호 간 유사도 평가 방식에 직접적인 영향을 미친다. 제안하는 BGF의 가우시안 유사도 함수의 곡면은 Fig. 3과 같다.

제안하는 BGF는 RSSI의 절대적인 신호 세기를 유사도 함수의 입력에 함께 반영함으로써, 동일한 RSSI 차이를 갖더라도 신호 세기에 따라 서로 다른 유사도 응답을 생성하도록 설계하였다. 이러한 설계는 실내 무선 환경에서 낮은 RSSI 측정값이 전파 감쇄, 다중경로 및 측정 잡음의 영향을 받을 가능성이 상대적으로 크고, 서로 다른 RP에서 유사한 수준으로 관측될 가능성이 존재한다는 점을 고려한 것이다.

BGF의 유사도 함수는 최댓값인 (1,1) 지점을 중심으로 형상 제어 하이퍼파라미터 ρ와 범위 σ에 의해 결정되는 연속적인 타원형 등유사도 곡선(equal-similarity contour)을 형성한다. 기존 LDF 또한 두 신호가 일치하는 주대각선 축(x_{rp}=x_q)을 중심으로 최대 유사도를 형성하지만, 유사도가 RSSI 차이에 대한 선형 감쇄 특성을 가지며 일정 범위를 벗어날 경우 출력값이 절단되어 piecewise-linear 기반의 비연속 등유사도 구조를 나타낸다. 반면 제안하는 BGF는 입력 변수 간 편차가 증가하더라도 유사도가 비선형 곡면을 따라 연속적으로 감쇄하며 타원형 등유사도 구조를 유지한다. 이러한 특성은 RSSI 변동성이 존재하는 무선 채널 환경에서도 유사도 정보의 급격한 단절을 완화할 수 있으며, 기존 LDF와 구별되는 BGF의 핵심적인 기하학적 특성을 보여준다.

3.3 하이퍼파라미터 최적화

제안하는 BGF의 위치 구분 성능은 유사도 곡면의 형상과 감쇄 특성을 제어하는 두 가지 핵심 설계 변수인 확산 범위 (σ)와 형상 제어 하이퍼파라미터(ρ)의 조합에 의해 결정된다. 실내 환경의 전파 특성 불확실성을 반영하고 대상 공간에 최적화된 유사도 곡면을 도출하기 위해, 이 연구에서는 데이터 기반(data-driven) 그리드 서치(grid search) 최적화 파이프라인을 구축하였다.

하이퍼파라미터 탐색 공간은 각 변수가 유사도 응답에 미치는 수학적 특성을 고려하여 비선형 스케일로 설계하였다. 확산 범위 σ는 10^{-2}부터 10^{0}까지 로그 스케일(log-space)로 분할된 30개의 후보군으로 구성된다. 이는 정규화된 RSSI 공간 [0,1] 내에서 미세한 신호 변동에 민감하게 반응하는 좁은 범위부터, 넓은 변동을 포괄하는 넓은 범위까지 균형 있게 탐색하기 위함이다.

형상 제어 하이퍼파라미터 ρ는 주대각선 방향의 등유사도 곡선 형상 변화를 정밀하게 탐색하기 위해, 1-ρ가 로그 스케일로 감소하도록 설계하였다. 이에 따라 ρ는 0.90부터 0.999까지의 범위에서 30개의 후보군으로 구성된다. 결과적으로 이 탐색 공간은 총 900개(30×30)의 파라미터 조합 (σ,ρ)로 구성되며, 탐색 해상도 증가에 따른 성능 향상이 수렴하는 구간을 기준으로 연산 비용과의 균형을 고려하여 설정되었다.

이 하이퍼파라미터 최적화 절차는 외곽의 그리드 서치(outer grid search)와 고정된 최근접 이웃 규칙에 기반한 내부 결정론적 매칭 과정(inner deterministic matching process)의 2단계 구조로 구성된다. 제안된 유사도 함수 파라미터가 측위 성능에 미치는 영향을 독립적으로 평가하기 위해, 위치 추정 단계의 매칭 전략은 모든 비교 실험에서 동일 조건으로 고정하였다.

최적 파라미터 쌍을 결정하기 위한 목적 함수(objective function)는 독립된 검증 질의 데이터셋 $\mathcal{Q}$에 대한 유클리드 위치 오차의 총합을 최소화하는 것으로 정의된다. 이는 유사도 기반 매칭 결과가 최종적으로 물리적 위치 추정 문제로 귀결되므로, 위치 오차 기준 평가가 가장 직접적인 성능 지표이기 때문이다. 또한 검증 데이터셋의 크기는 모든 파라미터 조합에 대해 동일하게 유지되므로, 총 오차 최소화는 데이터셋 크기가 모든 조합에서 동일하다는 조건 하에 평균 오차 최소화와 동등한 최적화 기준으로 간주된다. 전체 목적 함수는 Eq. (3)과 같다.

$$\arg\min_{\sigma,\rho} \sum_{i\in\mathcal{Q}} |L_i - \hat{L}_i(\sigma,\rho)|_2 \tag{3}$$

여기서 $\mathcal{Q}$는 온라인 측위 환경을 모사한 검증 질의 데이터셋이며, L_i는 i번째 질의 신호의 실제 2차원 물리 좌표를 의미한다. $\hat{L}_i(\sigma,\rho)$는 하이퍼파라미터 (σ,ρ) 조합에서 모델이 추정한 2차원 위치 좌표이다.

Eq. (3)의 핵심 변수인 $\hat{L}_i(\sigma,\rho)$는 Eq. (4)의 유사도 기반 최근접 매칭 과정을 통해 결정된다.

$$\hat{L}_i(\sigma,\rho) = L_m, \text{ where } m = \arg\max_{j\in\mathcal{D}} \sum_{k=1}^{M} K_{BGF}\left(x_i^k, x_j^k \mid \sigma,\rho\right) \tag{4}$$

여기서 K_{BGF}는 Eq. (2)에 정의된 비선형 유사도 함수로, RSSI 차이에 대해 연속적인 유사도 값을 출력한다. k는 무선 신호의 AP 인덱스(feature dimension)를 의미하며, 공간 좌표와는 독립적인 변수이다.

Eq. (4)는 질의 데이터셋 $\mathcal{Q}$의 i번째 샘플과 데이터베이스 D의 j번째 기준 지점 간 모든 AP 특징 차원에 대해 유사도를 계산하고 이를 합산한 뒤, 가장 높은 유사도 점수를 갖는 기준 지점 m ($m\in D$)을 선택하는 과정을 나타낸다.

최종적으로 질의 샘플 i에 대한 추정 위치 $\hat{L}_i(\sigma,\rho)$는 해당 인덱스 m에 대응하는 데이터베이스 내 기준 지점의 실제 좌표 L_m으로 결정된다. 이와 같은 유사도 합산 및 매칭 과정을 통해 Eq. (3)의 목적 함수가 평가되며, 도출된 최적 하이퍼파라미터 조합 (σ,ρ)의 성능 및 기존 함수와 비교 분석은 4장에서 상세히 논의한다.

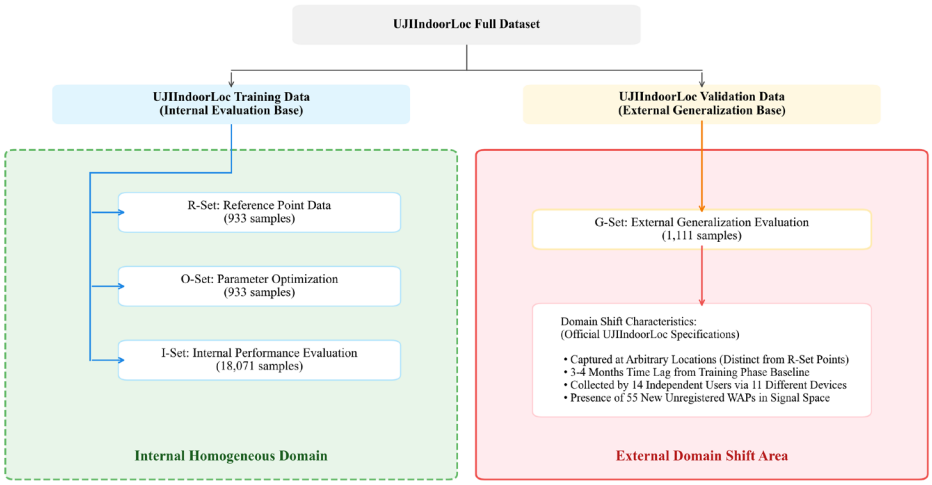


Fig. 4. Dataset splitting and environment matching flowchart.

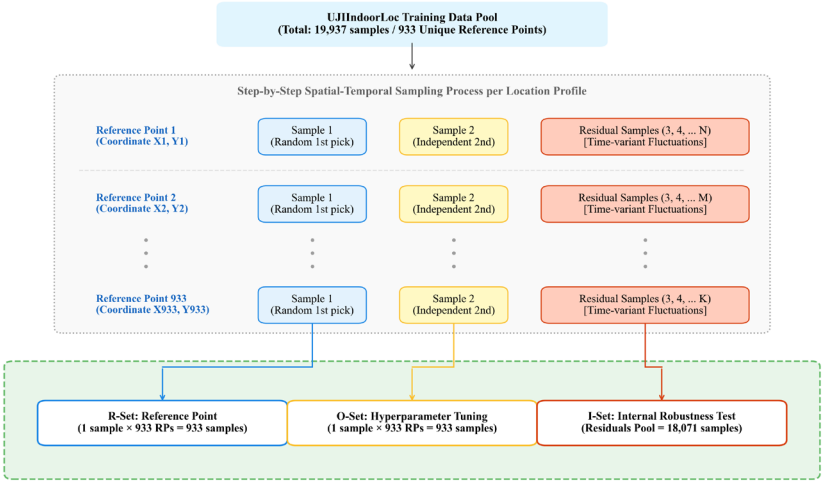


Fig. 5. Detailed mechanisms of spatial-temporal sampling inside the training data partition.

4. 실험 환경

4.1 실험 데이터셋 구성 및 분할

이 연구에서는 제안하는 BGF의 성능을 평가하기 위해 대표적인 공개 Wi-Fi 핑거프린팅 벤치마크 데이터셋인 UJIIndoorLoc을 사용하였다 (Torres-Sospedra et al. 2014). 해당 데이터셋은 대학 캠퍼스 내 3개의 다층 건물(최대 5개 층)을 대상으로 구축되었으며, 총 520개의 고유 무선 액세스 포인트(wireless access point)에서 수집된 RSS 데이터를 포함한다. 데이터셋은 ArcGIS 기반의 두 개의 전용 애플리케이션을 이용하여 참위치(ground Truth) 정보를 수집하였으며, 이를 기반으로 training data와 validation data를 구축하였다.

전체 데이터는 건물(building) 및 층(floor) 단위로 분리하여 각 건물과 층별로 독립적인 평가 세트를 구성하였다. 또한 데이터의 수집 환경과 목적에 따라 내부 평가 세트(internal evaluation set)와 외부 일반화 세트(external generalization set)로 구분하였으며, 전체 데이터 분할 구조는 Fig. 4에 제시하였다.

내부 평가 세트는 총 19,937개의 레코드로 구성된 training data를 이용하여 구축하였으며, 무선지도 세트(R-Set), 파라미터 최적화 세트(O-Set), 동일 위치 평가 세트(I-Set)로 구성하였다. Training data는 건물 내 사전에 지정된 933개의 RP에서 반복적으로 수집된 RSS와 해당 위치의 참위치 정보를 포함한다. 이 연구에서는 동일한 기준 지점에서 수집된 샘플이 서로 다른 데이터 세트에 중복 포함되는 것을 방지하기 위해 RP 단위로 데이터를 분할하였으며, R-Set과 O-Set에 할당되지 않은 나머지 샘플을 I-Set으로 활용하였다.

외부 일반화 세트(G-Set)는 총 1,111개의 레코드로 구성된 validation data를 사용하였다. G-Set은 학습 데이터에 포함되지 않은 임의의 위치(untrained point)를 포함하며, 실제 측위 환경을 모사하기 위해 독립적으로 수집된 데이터이다. 또한 UJIIndoorLoc 데이터셋은 20명 이상의 사용자와 25종 이상의 단말기를 이용하여 구축되었으며, 이 연구에서 사용하는 G-Set은 14명의 사용자가 11종의 서로 다른 단말기를 이용하여 약 4개월

Table 1. Proposed nomenclature and data configuration for experimental evaluation.

Source data	Nomenclature	Sampling strategy	Sample count
Training data	R-Set	1 sample per RP	933
Training data	O-Set	1 sample per RP	933
Training data	I-Set	All remaining samples	18,071
Validation data	G-Set	Official validation set	1,111
Total			21,048

Table 2. Radio environment characteristics and signal variation statistics of the internal evaluation dataset (I-Set).

Metric	Statistical value
Total fingerprint samples	18,071
Average number of detected APs per sample	18.01
Average signal dropout ratio	24.60%
Average AP addition ratio	24.30%
Average ratio of excessive fluctuations (≥ 10 db)	15.77%
Standard deviation of RSSI differences (σ)	5.05 dB

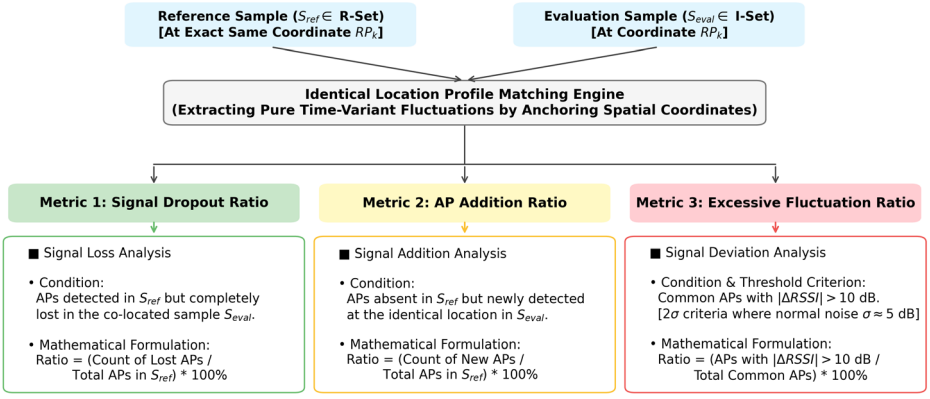


Fig. 6. Classification architecture of signal variation characteristics based on identical-location reference matching.

의 시간적 간격을 두고 수집되었다. 따라서 도메인 변화(domain shift)와 AP의 추가 및 소멸 등 실제 환경에서 발생하는 신호 변동 특성을 포함하는 일반화 성능 평가 데이터로 활용하였다.

4.2 R · O · I 공간–시계열 샘플링 메커니즘

훈련 데이터 분할 과정에서 동일 위치 샘플이 서로 다른 세트에 중복 사용되는 문제를 방지하기 위해 RP를 기준으로 데이터를 분할하였다. 각 건물 및 층별 내부 평가 세트의 구성 과정은 Fig. 5와 같다.

Fig. 5와 같이 동일한 위치를 공유하는 RP 그룹에서 하나의 샘플을 무작위 추출하여 R-Set을 구성하였다. 동일한 위치에서 수집된 다른 샘플 중 하나를 O-Set으로 구성하였다. R-Set과 O-Set에 포함되지 않은 나머지 샘플은 I-Set으로 사용하였다. 해당 과정은 모든 건물 및 층의 RP에 대해 동일하게 수행하였다. 최종적으로 전체 건물 및 층의 RP 개수 합과 동일하게 R-Set을 통합하면 총 933개의 샘플로 구성되며, Table 1에 해당 부분을 정리하였다.

4.3 기준 신호 대비 신호 변화 특성 분류 기준

동일 위치에서 발생하는 신호 변동이 측위 성능에 미치는 영향을 분석하기 위해, 내부 성능 평가 세트(I-Set)의 각 샘플을 동일한 RP를 갖는 R-Set의 기준 샘플과 1:1로 비교하였다. 이를 통해 위치 차이에 따른 RSSI 변화는 제외하고, 시간 경과 및 주변 환경 변화에 기인한 신호 특성만을 분석하였다. 분석대상으로 삼은 I-Set의 신호 환경 특성 및 기준 신호 대비 신호 변동 통계는 Table 2와 같다.

신호 변동 특성은 Fig. 6과 같이 신호 누락 비율(signal dropout ratio), 신규 AP 비율(AP addition ratio), 과대 변동치 비율(excessive fluctuation ratio)의 세 가지 지표로 구분하였다.

1) Signal dropout ratio (신호 누락 비율): 기준 샘플(S_{ref})에서는 검출되었으나 평가 샘플(S_{eval})에서는 검출되지 않은 AP의 비율을 의미한다. 이는 신호 차단, 페이딩 또는 측정 시점의 환경 변화로 인해 AP 신호가 사라진 경우에 해당한다. 신호 누락 비율은 기준 샘플의 전체 유효 AP 수 대비 누락된 AP 수의 비율로 계산하였다.

2) AP addition ratio (신규 AP 비율): 기준 샘플(S_{ref})에서는 검출되지 않았으나 평가 샘플(S_{eval})에서 새롭게 검출된 AP의 비율을 의미한다. 이는 측정 시점에 따른 주변 무선 환경 변화로 인해 발생할 수 있으며, 기준 샘플의 전체 유효 AP 수를 기준으로 계산하였다.

3) Excessive fluctuation ratio (과대 변동치 비율): 두 샘플에서 공통으로 검출된 AP (common AP) 중 RSSI 차이가 일정 수준을 초과한 AP의 비율을 의미한다. 이 연구에서는 두 샘플 간 RSSI 차이의 절댓값($|\Delta RSSI|$)이 10 dB를 초과하는 경우를 과대 변동치로 정의하였다.

이번 연구에서는 과대 변동치 판정을 위한 임계값을 10 dB로 설정하였다. Table 2에 명시된 바와 같이, 공통 AP 간 RSSI 편차의 표준편차(σ)가 약 5.05 dB로 계산됨에 따라, 일반적인 신호 가우시안 잡음의 약 2σ 범위를 벗어나는 통계적 이상치(outlier)를 강건하게 식별하기 위해 정립된 경험적 기준이다.

최종적으로 이 연구에서는 각 동일 위치 샘플 쌍에 대해 위 지표들을 통합한 3차원 위치 특성 벡터(Characterization Vector),

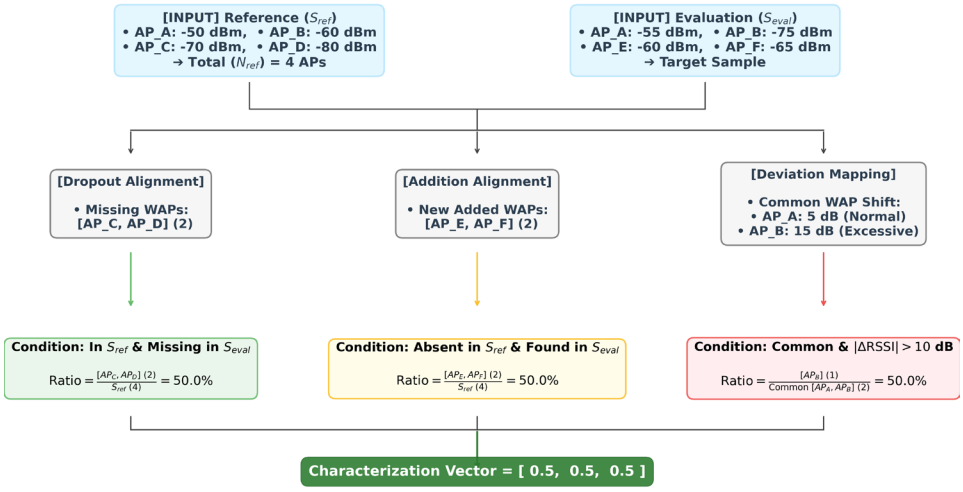


Fig. 7. Step-by-step execution flow for generating the localization characterization vector.

v=[R_{drop},R_{new},R_{flux}]를 구성하여 측위 가혹도를 정량화하며, 구체적인 연산 파이프라인 예시는 Fig. 7에 제시하였다.

5. 실험 결과 및 분석

5.1 전체 측위 성능 비교 분석

제안한 BGF의 무선 환경 변화에 대한 강건성(robustness)을 객관적으로 평가하기 위해, 전통적인 핑거프린팅 매칭의 대표적 baseline인 유클리드 거리(Euclidean distance) 및 코사인 거리(cosine distance) 기반 기법을 비교 지표로 추가하여 분석하였다. 또한, 제안한 BGF의 성능 향상이 LDF에서 음수 페널티만 제거한 구조로 설명될 수 있는지 여부를 검증하기 위해, LDF w/o penalty를 추가 비교 대상으로 포함하였다. 각 기법의 평균 측위 오차와 5 m 이내 측위 정확도(Acc_{5m})에 대한 비교 결과는 Table 3과 Fig. 8에 제시하였다.

실험 결과, 거리 기반 유사도(distance-based metric)를 사용하는 전통적인 baseline 기법들은 RSS의 변동성과 측정 잡음을 충분히 반영하지 못하기 때문에 측위 성능에 한계가 있음을 확인하였다. 구체적으로 내부 평가 세트(I-Set)에서 유클리드 거리는 6.41 m, 코사인 거리는 6.66 m의 평균 오차를 보인 반면, BGF는 5.68 m를 기록하여 각각 약 11.4% 및 14.7%의 성능 향상을 달성하였다. 이러한 경향은 환경 변화를 포함하는 외부 일반화 세트(G-Set)에서 더욱 두드러져, G-Set 기준 유클리드 거리(11.55 m) 대비 BGF (9.49 m)는 약 17.8%의 오차 감소율을 기록함으로써 전통적인 KNN 알고리즘 계열의 단순 거리 비교 방식보다 실환경에서의 일반화 성능이 우수함을 확인하였다.

한편, LDF에서 페널티를 제거한 구조(LDF w/o penalty)의 경우, I-Set에서 6.69 m, G-Set에서 10.49 m의 평균 오차를 기록하여 오히려 기존 LDF baseline (I-Set 5.97 m, G-Set 10.00 m) 대비 성능이 저하되는 것으로 나타났다. 이는 LDF의 성능이 단순히 음수 페널티의 존재 여부만으로 결정되는 것이 아니라, 해당 유사도 함수의 구조적 설계에 크게 의존함을 의미하며, LDF 프레임워크에서 단순히 음수 페널티만 제거하는 것은 LDF 대비 성능 저하를 가져오는 것으로 분석된다.

결과적으로 BGF의 성능 향상은 LDF에서 음수 페널티만 제거한 구조나 단순한 하이퍼파라미터 최적화만으로는 설명될 수 없으며, 이변량 가우시안 기반의 연속적인 유사도 곡면 구조가 RSS의 비선형적 변동성과 측정 잡음을 효과적으로 반영한 결과로 해석된다. 이러한 결과는 제안한 BGF의 성능 향상이 기존 LDF의

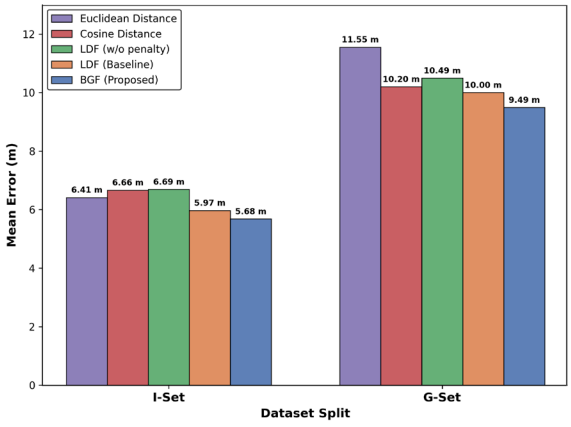


Fig. 8. Performance comparison summary (I-Set, G-Set).

Table 3. Performance comparison summary.

Structure	Dataset split	Mean error (m)	Acc_{5m} (%)	Max error (m)
Euclidean distance	I-Set	6.41	56.16	97.22
	G-Set	11.55	33.48	106.25
Cosine distance	I-Set	6.66	54.04	100.70
	G-Set	10.20	33.03	77.43
LDF (w/o penalty)	I-Set	6.69	58.40	100.69
	G-Set	10.49	40.86	89.11
LDF (baseline)	I-Set	5.97	59.65	95.47
	G-Set	10.00	39.96	89.30
BGF	I-Set	5.68	60.61	95.49
	G-Set	9.49	39.96	86.23

Table 4. Mean error across different signal dropout ratio bins (m).

Dropout ratio	Sample count	BGF (A)	LDF (baseline) (B)	B-A
0	2,718	5.13	4.50	-0.63
0-10%	2,184	3.35	3.58	0.23
10-20%	3,385	3.64	4.32	0.69
20-30%	3,160	4.80	5.63	0.83
30-40%	2,970	6.10	6.70	0.60
40-50%	2,161	8.14	8.30	0.16
50-100%	1,493	12.15	11.83	-0.33

단순한 변형이 아니라, 새롭게 설계된 이변량 가우시안 기반 유사도 함수의 구조적 특성에 기인함을 시사한다. 또한 BGF는 기존 거리 기반 및 LDF 기반 유사도 함수보다 무선 환경 변화에 대해 더욱 강건하며, 다양한 환경에서도 우수한 일반화 성능을 제공함을 확인하였다.

5.2 기준 신호 대비 신호 강도 변화 수준에 따른 측위 성능 분석

동일 위치에서 발생하는 RSSI 변동이 측위 성능에 미치는 영향을 검증하기 위해, 4.3절에서 정의한 신호 누락 비율, 신규 AP 비율, 과대 변동치 비율을 기준으로 구간별 평균 측위 오차를 분석하였다. 이 분석은 내부 성능 평가 세트(I-Set)의 실측 데이터를 대상으로 수행하였다.

5.2.1 신호 누락 비율(signal dropout ratio)에 따른 오차 추이

같은 위치에서 R-Set 대비 I-Set에서 AP 신호가 유실되는 비율 변화에 따른 평균 측위 오차는 Table 4, Fig. 9와 같다. 신호 누락 비율에 따라 두 모델의 우위가 다르게 나타나는 현상은 각 함수가 신호 불일치(mismatch)를 처리하는 구조적 특성, 특히 음수 페널티(negative penalty)의 유무와 밀접한 연관성을 가진다.

우선, 신호 누락이 전혀 발생하지 않는 안정적인 환경(dropout 0% 구간)에서는 기존 LDF가 4.500 m의 평균 오차를 기록하며 BGF (5.134 m) 대비 약 0.634 m 우수한 성능을 보였다. 이는 LDF 고유의 음수 페널티 파라미터(γ,δ)가 RP 간의 AP 목록 차이 및 미세한 신호 패턴의 불일치를 강하게 반영하는 변별력 요소로 작용했기 때문이다. 즉, 전파 환경이 안정적일 때는 비교 샘플 간의 상이한 AP 성분에 페널티를 부여함으로써, 물리적으로 다른 위치에 있는 기준점들이 유사도 점수 상에서 명확히 분리되도록 유도하는 방식이 측위 정확도 향상에 유리함을 시사한다.

반면, 신호 누락 비율이 본격적으로 증가하는 구간(10~50%)에서는 두 함수의 신호 불일치 처리 방식에 따라 성능 추이가 반전된다. LDF는 기준 샘플에는 AP 신호가 존재하나 비교 샘플에는 신호가 아예 존재하지 않는 누락 상황에서 최대 음의 유사도 파라미터(γ)와 음의 감쇄 기울기(δ)를 통해 해당 AP 성분에 음수 페널티를 누적하는 구조를 가진다. 따라서 장애물이나 주변 환경 변화로 인해 단말에서 신호를 수신할 수 없는 AP의 비율이 증가할수록, 이러한 음수 페널티가 과도하게 누적되면서 전체 유사도 점수의 왜곡을 유발하고 측위 오차를 상승시키는 경향을 보인다.

이와 달리, BGF는 이러한 음수 페널티 메커니즘을 배제하고 가우시안 분포 기반의 연속적인 활성화 함수를 통해 유사도를 평가한다. 이 구조에서는 신호 누락으로 인한 불일치가 발생하더라

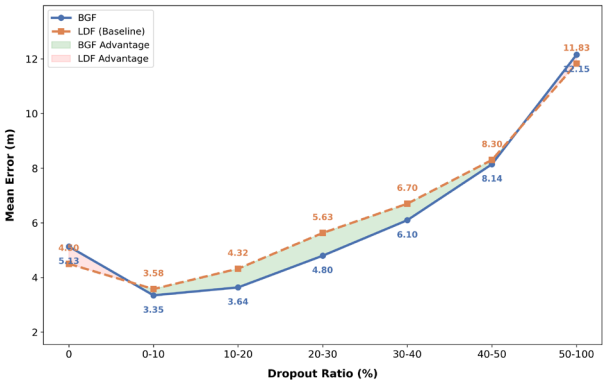


Fig. 9. Mean error trend by dropout ratio on the internal set (I-Set).

도 과도한 페널티 점수가 감점되지 않으며, 단지 0에 가까운 낮은 점수를 부여할 뿐이다. 즉, 불연속적인 페널티 누적으로 인한 유사도 스코어의 급격한 하락을 완화함으로써, 부분적인 유실이 발생하는 변동 환경에서도 유사도 계산의 전반적인 안정성을 상대적으로 잘 유지한다. 실험 결과에서도 누락 비율이 20~30%인 구간에서 BGF는 4.796 m, LDF는 5.628 m의 평균 오차를 기록하며 BGF가 약 14.8% 우수한 성능을 달성하여 실제 무선 환경의 변동성에 대한 강건성을 입증하였다.

그러나 신호 누락 비율이 50~100%에 이르는 극단적인 전파 가혹 환경에 진입하면, BGF의 평균 오차(12.153 m)가 LDF (11.826 m)보다 다시 다소 높아지는 경향이 관찰된다. 대다수의 AP 신호가 유실된 상황에서는, 페널티 없이 0에 가까운 점수만을 유지하는 BGF의 연속적 구조가 오히려 오인될 수 있는 잘못된 RP를 차단하기가 어렵기 때문이다. 결과적으로 LDF의 음수 페널티는 기준점 간의 AP 목록 차이를 강하게 반영하여 신호 누락이 없거나 극심한 환경에서 부적합한 후보군을 과감히 배제하는 역할을 수행하는 반면, BGF는 적절한 수준의 신호 변동 구간(10~50%)에서 유효 AP의 잔존 기여도를 보존하는 데 최적화되어 있다는 구조적 트레이드오프(Trade-off)를 확인할 수 있다.

5.2.2 신규 AP 비율(AP addition ratio)에 따른 오차 추이

같은 지점에 대해서 무선지도(R-Set) 구축 당시에는 관측되지 않았던 신규 AP가 평가 시점(I-Set)에서 관측되는 비율에 따른 평균 측위 오차는 Table 5, Fig. 10과 같다. 신규 AP 비율의 증감에 따라 두 유사도 함수의 우위가 반전되는 현상 역시, 신호 공간 내 불일치(mismatch) 성분이 발생했을 때 각 함수가 페널티를 부과하는 메커니즘의 차이로 설명할 수 있다.

우선, 새로운 AP가 전혀 유입되지 않은 이상적인 환경(AP addition ratio 0% 구간)에서는 LDF가 5.881 m, BGF가 6.191 m의 평균 오차를 기록하며 LDF가 약 0.310 m 우수한 성능을 나타냈다. 이는 무선지도 데이터베이스(DB)와 사용자 질의(query) 간의 AP 목록이 완벽히 일치하는 조건 하에서는, LDF 고유의 엄격한 페널티 파라미터(γ,δ) 구조가 서로 다른 RP 간의 미세한 신호 세기 편차를 한층 강하게 반영하여 공간적 분별력을 극대화하기 때문으로 풀이된다. 즉, 신규 잡음 AP의 혼입이 없는 청정 신호 환경에서는 불일치 성분에 대해 감점을 부여하는 방식이 오인 가능

Table 5. Mean error across different AP addition ratio bins (m).

New ratio	Sample count	BGF (A)	LDF (baseline) (B)	B-A
0	2,673	6.19	5.88	-0.31
0-10%	2,059	3.15	3.35	0.20
10-20%	3,708	3.95	4.32	0.36
20-30%	3,212	5.09	5.45	0.36
30-40%	2,870	6.18	6.85	0.66
40-50%	2,040	7.38	7.99	0.61
50-100%	1,509	10.42	10.50	0.08

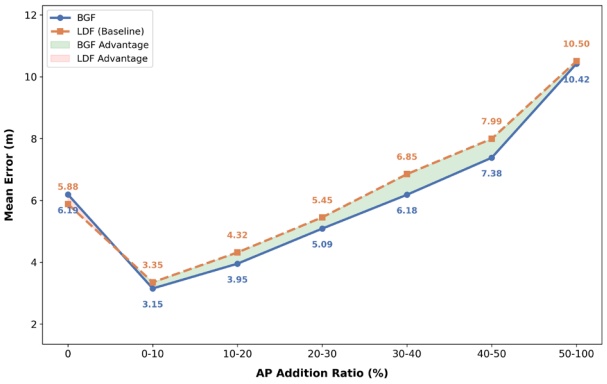


Fig. 10. Mean error trend by AP addition ratio on the internal set (I-Set).

Table 6. Mean error across different excessive fluctuation ratio bins (m).

Fluctuation ratio	Sample count	BGF (A)	LDF (baseline) (B)	B-A
0	7,633	4.21	4.38	0.17
0-10%	2,390	3.48	3.97	0.49
10-20%	2,694	5.48	5.79	0.31
20-30%	1,703	7.30	8.11	0.82
30-40%	1,361	7.87	8.54	0.67
40-50%	998	8.81	9.36	0.55
50-100%	1,292	11.97	11.32	-0.65

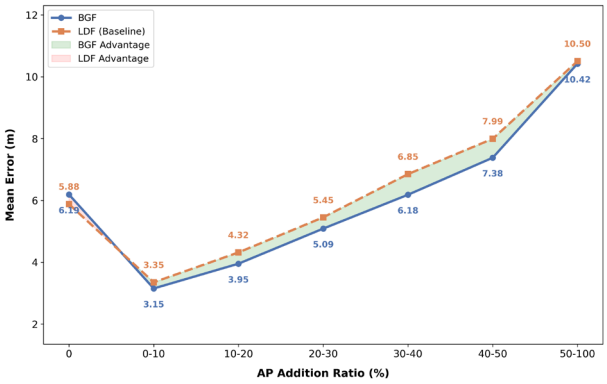


Fig. 11. Mean error trend by outlier ratio (I-Set).

한 후보 기준점을 배제하는 데 유용하게 작용함을 보여준다.

그러나 실제 실내 환경에서는 주변 AP의 동적 기동, 단말기의 수신 감도 편차(device heterogeneity) 등으로 인해 기준 샘플에는 존재하지 않으나 질의 샘플에만 특정 AP가 새롭게 검출되는 상황이 빈번하게 발생한다. 이러한 이형 불일치 상황에서 LDF는 고정된 음수 페널티 파라미터를 즉각적으로 적용하므로, 신규 AP의 유입 비율이 증가할수록 음수 페널티가 과도하게 누적되어 전체 유사도 점수의 왜곡과 성능 저하를 야기한다.

반면, 제안된 BGF는 신규 AP의 혼입으로 인한 불일치가 발생하더라도 추가적인 음수 페널티를 부과하지 않고 BGF의 곡면 특성에 따라 단지 0에 가까운 낮은 점수를 연속적으로 부여할 뿐이다. 이와 같이 무선지도 DB에 없는 신규 AP를 유사도 계산에 반영하는 방식에서 BGF처럼 페널티 누적 없이 해당 성분을 0점으로 수렴시켜 기여도를 자연스럽게 소거하는 방식은 유사도 스코어의 과도한 하락 현상을 방지하는 완충 작용을 한다. 즉, DB에 없는 미지(unknown)의 AP 신호가 유입되더라도 전체 유사도 평면의 안정성을 상대적으로 잘 유지함으로써 실제 환경 변화에 대한 강건성(robustness)을 확보하게 된다.

실험 결과에서도 이러한 구조적 특성이 명확히 입증된다. 신규 AP 비율이 10%를 초과하는 시점부터 BGF가 LDF를 역전하기 시작하며, 특히 전파 왜곡 및 잡음 AP의 혼입이 심화되는 30~40% 구간과 40~50% 구간에서 BGF는 LDF 대비 각각 0.662 m와 0.612 m의 유의미한 오차 감소 효과를 달성하였다. 이는 신규 AP 발생으로 인해 불일치 성분이 늘어날 때, LDF의 기계적인 페널티 기반 처리 방식은 오차가 증가하는 원인이 되는 반면, 페널티 요인을 배제하고 연속적 감쇄를 적용한 BGF는 환경 변동성에 대한 대응 능력을 안정적으로 향상시킬 수 있음을 시사한다.

5.2.3 과대 변동치 비율(excessive fluctuation ratio)에 따른 오차 추이

R-Set과 I-Set 간 동일 위치에서 공통으로 검출된 AP 중 신호 세기 차이의 절댓값(|Δ"RSSI" |)이 10 dB를 초과하는 과대 변동치 발생 비율에 따른 평균 측위 오차 추이는 Table 6 및 Fig. 11과 같다. 이를 보면 과대 변동치 비율이 증가함에 따라 평균 측위 오차가 증가하는 경향을 보였는데, 신호 세기 차이가 커질수록 유사도 수치가 낮아지는 특징이 영향을 주었을 것으로 보인다.

실험 결과, 과대 변동치 비율이 20~30% 및 30~40%인 구간에서 BGF는 LDF 대비 각각 0.816 m 및 0.668 m 낮은 평균 오차를 기록하였다. 이는 공통 AP가 유지되는 상황에서 RSSI 변동성이 증가할 때 두 유사도 함수의 유사도 감쇄 특성이 각각 다르게 작용한 결과로 해석될 수 있다.

기존 LDF는 양의 유사도 기울기 파라미터(β)를 기반으로 RSSI 차이에 대해 선형 감쇄를 적용한다. 따라서 두 신호 간의 RSSI 차이가 증가할수록 유사도가 선형적으로 감소하며, 변동 폭이 큰 환경에서는 실제로 동일 위치에서 측정된 신호임에도 RSSI 변동에 의해 유사도가 과소평가될 수 있다. 이러한 특성은 다중경로 페이딩이나 인체 차폐와 같이 RSSI 변동성이 큰 실내 환경에서 측위 성능 저하로 이어질 가능성이 있다.

반면, BGF는 기준 신호를 중심으로 형성된 가우시안 확률 곡면을 이용하여 기준 신호와 질의 신호 간의 유사도를 계산한다. 이 경우 신호 간 차이가 증가하더라도 유사도는 확률 분포의 형태를 따라 연속적으로 감소하며, 선형 감쇄 방식에 비해 RSSI 변동을 보다 완만하게 반영한다. 따라서 동일 AP가 유지된 상태에서 발생하는 RSSI 변동에 대해 상대적으로 안정적인 유사도 값을 유지할 수 있으며, 이는 과대 변동치 구간에서의 오차 감소에 기

여한 것으로 판단된다.

한편, 과대 변동치 비율이 50~100%에 이르는 극단적인 환경에서는 BGF의 평균 오차가 11.971 m로 LDF의 11.322 m보다 다소 높게 관찰되었다. 이러한 결과는 데이터셋의 환경적 특성만으로 설명되기보다는, 연속적인 Gaussian 유사도 모델의 설계 특성에 따른 트레이드오프(trade-off)가 함께 영향을 미친 것으로 판단된다.

BGF는 기존 LDF와 달리 AP의 기여도를 임계값에서 즉시 제거하지 않고 연속적으로 감소시키므로, 유효한 AP 정보의 손실을 완화하여 전체적인 측위 안정성을 높이는 장점이 있다. 그러나 이러한 연속적 감쇄 구조의 특성상, 페이딩 등에 의해 변동성이 극도로 심화된 일부 잡음 AP의 기여도 역시 완전히 차단되지 않고 유사도 계산에 일정 수준 반영될 가능성이 존재한다. 따라서 대부분의 공통 AP가 큰 RSSI 편차를 보이는 극단적인 구간에서는 이러한 잔류 기여도가 일시적으로 유사도 판별력을 제한하는 원인이 될 수 있는 것으로 해석된다.

그럼에도 불구하고, 실제 실내 환경에서 더 높은 빈도로 관측되는 0~50% 구간에서는 BGF가 전반적으로 우수하고 안정적인 측위 오차를 유지하였다. 이는 전체 측위 과정에서 일부 잡음 성분의 잔류에 따른 영향보다 유효 AP의 기여도 보존에 따른 성능 이득이 더 지배적임을 시사하며, 결과적으로 전체 세트(I-Set, G-Set)의 평균 오차를 개선하는 주된 요인으로 판단된다.

Table 7. Positioning performance comparison under a harsh radio environment (Building 2, Floor 4).

Structure	Dataset split	Mean error (m)	Acc_{5m} (%)	Max error (m)
LDF (baseline)	I-Set	12.16	40.70	68.73
	G-Set	22.87	17.95	74.15
BGF	I-Set	9.23	49.48	61.15
	G-Set	17.76	12.82	46.37

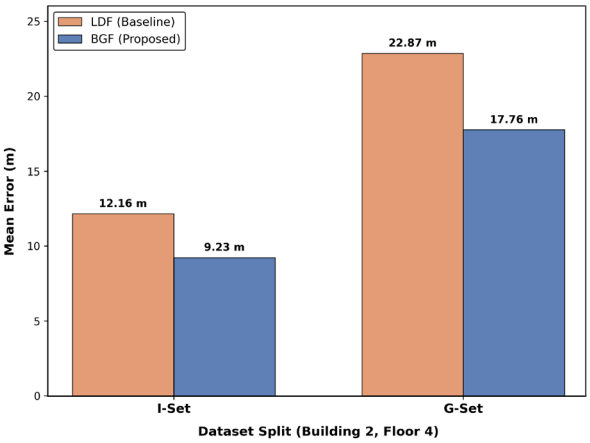


Fig. 12. Positioning performance comparison under a harsh radio environment (Building 2, Floor 4) (I-Set, G-Set).

5.3 신호 변동성이 극심한 가혹 환경에 대한 사례 분석

5.3.1 측위 성능 비교 분석

AP의 RSSI 값의 시계열적 변동성이 측위 성능에 미치는 영향을 보다 구체적으로 분석하기 위해, RSSI 변동성이 높게 관측된 구역을 대상으로 사례 분석(case study)을 수행하였다. 분석 대상은 전체 실험 환경 중 상대적으로 가장 높은 RSSI 변동성이 관측된 Building 2의 4층(B2F4) 구역이다.

해당 구역의 내부 평가 집합(I-Set)은 총 968개의 핑거프린트 샘플로 구성된다. B2F4 구역은 10 dB를 초과하는 RSSI 변동 비율이 22.45%로 전체 데이터셋의 평균치(15.77%)보다 크게 높고, 기준 신호 대비 RSSI 차이의 표준편차 또한 9.19 dB로 전체 평균인 5.05 dB를 크게 상회하였다. 이는 해당 구역이 다른 실험 환경에 비해 상대적으로 높은 신호 변동성을 가지는 환경임을 의미한다.

이와 같은 환경에서 평가한 유사도 함수 별 측위 성능은 Table 7과 Fig. 12에 제시하였다.

실험 결과, 기존 LDF 구조는 B2F4 구역의 I-Set에서 평균 측위 오차가 12.16 m로 나타났으며, 5 m 이내 측위 정확도(Acc_{5m})는 40.70%로 나타났다. 반면 제안한 BGF 구조는 평균 오차를 9.23 m로 감소시켰으며, Acc_{5m} 또한 49.48%로 향상되었다. 구체적으로 기존 LDF 대비 평균 오차는 약 24.1% 감소하였고, Acc_{5m}는 약 8.78%p 향상된 것으로 확인되었다.

외부 도메인 환경을 평가하는 G-Set에서도 BGF는 평균 오차를 22.87 m에서 17.76 m로 감소시켰으며, 최대 오차 역시 74.15 m에서 46.37 m로 감소하였다. 다만 G-Set의 Acc_{5m}는 17.95%에서 12.82%로 감소하는 경향을 보였다. 이는 평균 오차와 달리 Acc_{5m}가 오차가 5 m 이하인 샘플 개수에 영향을 받기 때문이다.

5.3.2 공간적 오차 분포 분석

측위 오차가 공간적으로 어떻게 분포하는지를 분석하기 위해 I-Set의 실제 위치 좌표(true coordinate)를 기준으로 공간 오차 맵(spatial error map)을 생성하였다. 샘플의 오차는 0~25 m 범위로 정규화하여 시각화하였으며, 학습에 사용된 RP은 시각적 식별을 위해 함께 표시하였다. 그림에서는 테스트 샘플(I-Set)이 존재하지 않는 RP에 한하여 범례로 함께 표시하였다. 이를 Building 2의 4층 구역에 대한 LDF와 BGF의 공간 오차 분포는 각각 Figs. 13, 14에 나타내었다.

오차 맵을 비교하면, 우측 복도 구간(longitude 약 −7330 m 부근)에서 두 유사도 함수 간 차이가 뚜렷하게 관찰된다. LDF의 경우 해당 영역에서 20 m 이상의 큰 오차가 다수 발생하는 반면, BGF는 동일 구간에서 상대적으로 낮은 오차 분포를 보였다.

특히 LDF에서 높은 오차가 집중된 일부 영역에서 BGF는 오차가 감소하는 경향을 나타냈으며, 이는 앞서 기술한 평균 오차 감소 결과와 일관된 경향을 보인다. 또한 우측 복도 구간을 포함한 일부 영역에서는 LDF 대비 상대적으로 낮은 오차 분포가 관찰되었다. 이러한 결과는 신호 변동성이 높은 환경에서 BGF가 일부 영역의 위치 추정 오차 감소에 기여할 수 있음을 시사한다.

5.4 종합 정리

이번 절에서는 5.1절에서 5.3절까지의 실험 결과를 바탕으로, BGF와 LDF 간의 상대적 특징에 대해서 정리하고자 한다.

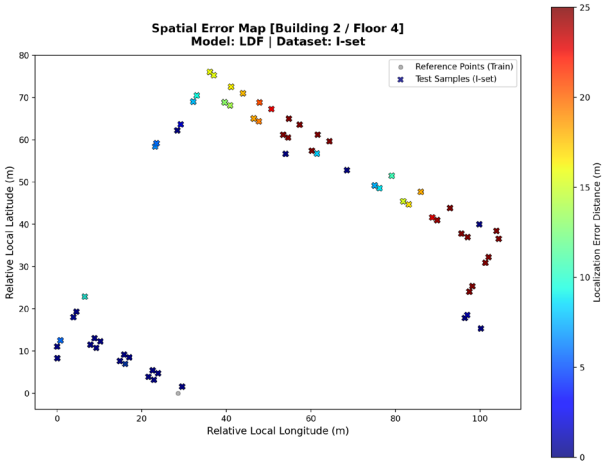


Fig. 13. Spatial positioning error map of the LDF on Building 2, Floor 4 (I-set).

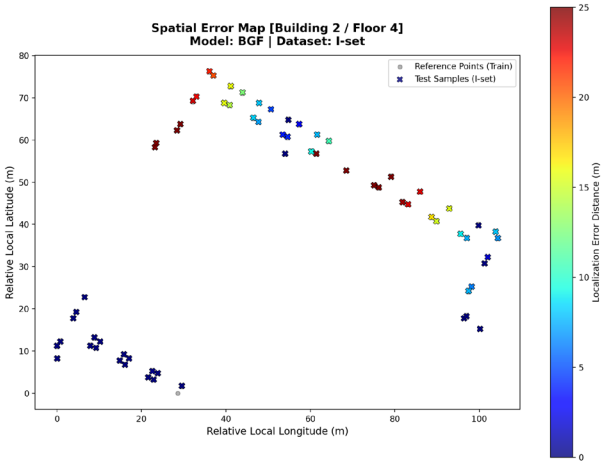


Fig. 14. Spatial positioning error map of the BGF on Building 2, Floor 4 (I-set).

첫째, 실제 실내 환경에서 관측되는 신호 누락(signal dropout) 및 신규 AP 유입(AP addition) 상황에서 BGF는 유사도 값의 과도한 하락 경향을 완화하는 특성을 보였다. 기존 선형 감쇄 유사도 함수(LDF) 구조는 두 무선 신호 간의 불일치가 발생할 경우 고정된 음수 페널티 파라미터(γ,δ)를 즉각적으로 적용함으로써 전체 유사도 점수의 감소 폭이 크게 나타날 수 있다. 반면 BGF는 별도의 음수 페널티 메커니즘을 배제하고 가우시안 분포의 감쇄 특성에 따라 불일치 성분에 대해 0에 가까운 유사도 점수를 연속적으로 부여하는 구조를 가진다. 이러한 구조적 차이는 부분적인 신호 변동 상황에서 유사도 점수의 급격한 감소를 완화하는 특성을 가지며, 5.1절과 5.2절에서 관찰된 오차 감소 경향과 관련이 있을 가능성이 있다.

둘째, 공통 AP의 수신 신호 세기가 동적으로 변동하는 과대 변동치(excessive fluctuation) 환경에서 BGF의 비선형 곡면 구조와 실험 결과 사이의 관련성을 확인할 수 있었다. LDF는 선형 감쇄 기울기(β)에 의존하기 때문에 동일 지점일지라도 ΔRSSI가 임계값을 초과하면 유사도가 0으로 수렴하는 특성을 가진다. 이와 달리 BGF는 Eq. (2)에서 정의한 바와 같이 상관계수 ρ와 확산 범위 σ에 의해 제어되는 연속적인 타원형 유사도 곡면(equal-similarity contour)을 형성한다. 이러한 구조적 특성은 ΔRSSI가 증가함에 따라 유사도가 연속적으로 변화하도록 하며, 5.3절에서 관찰된 오차 감소 경향과 구조적으로 부합한다.

셋째, 국소적 환경(B2F4 구역)에서의 공간 오차 분포 분석 결과는 BGF가 복도 구간 등 일부 영역에서 발생하는 위치 추정 오차를 저감하는 데 기여할 수 있음을 보여준다. BGF는 이변량 가우시안 분포에 기반한 연속적인 유사도 응답 특성을 가지며, 이러한 특성은 Figs. 13, 14에서 관찰된 국소적 오차 감소 경향과 일관된 결과를 보였다.

또한, BGF의 성능은 확산 범위 σ와 상관계수 ρ의 설정에 영향을 받으며, 이 연구에서는 O-Set 기반의 파라미터 탐색을 통해 층별로 최적 조합을 결정하였다. 이는 환경에 따른 파라미터 재설정의 필요성을 보여주며, 다양한 환경에서의 파라미터 일반화 가능성에 대한 추가 검토가 필요함을 시사한다.

다만, G-Set 환경에서는 평균 오차가 감소하였음에도 불구하고 Acc_{5m}는 감소하는 경향이 관찰되었다. 이는 평균 오차와 근거리 정확도가 서로 다른 특성을 반영하는 지표임을 보여주며, 제안 함수의 성능 향상이 모든 평가 지표에서 동일한 형태로 나타나는 것은 아님을 의미한다. 따라서 다양한 환경 변화 조건에서 BGF의 동작 특성을 보다 정밀하게 분석하기 위한 추가 연구가 필요하다.

6. 결론

6.1 연구 요약

이번 연구에서는 Wi-Fi 핑거프린팅 기반 실내 측위 환경에서 발생하는 수신 신호 세기(RSSI)의 시계열적 변동성 문제를 완화하기 위해, BGF를 제안하였다. 기존 기능적 퍼셉트론 프레임워크 기반의 선형 감쇄 유사도 함수(LDF)는 약한 신호 영역에서 발생하는 신호 변동이나 신호 불일치 상황에서 오차가 증가하는 특징을 가진다. 이를 개선하기 위해 제안한 BGF 구조는 이변량 가우시안 확률밀도함수 기반으로 설계되어, 기준 신호와 질의 신호 간의 편차가 증가하더라도 유사도 점수가 급격히 단절되지 않고 점진적으로 감쇄하는 연속적인 타원형 유사도 곡면을 형성하도록 하였다.

공개 데이터셋인 UJIIndoorLoc을 활용한 종합 성능 평가 결과, 제안한 유사도 함수는 신호 변동성이 내재된 내부 평가 세트(I-Set)에서 기존 LDF 대비 평균 측위 오차를 5.97 m에서 5.68 m로 감소시켰으며, 극심한 환경 변화를 대변하는 G-Set에서도 평균 오차를 10.00 m에서 9.49 m로 감소시키는 경향을 보였다. 또한, 신호 누락, 신규 AP 유입 및 과대 변동치 구간에 대한 분석 결과, BGF는 LDF보다 대다수 경우에서 상대적으로 낮은 위치 추정 오차가 관찰되었다. 특히, 상대적으로 높은 RSSI 가변성을 지닌 국소적 환경(B2F4 구역)에 대한 사례 분석 및 해당 사례에 대한 공간 오차 분포 분석 결과는 신호 왜곡이 심화된 특정 영역에

서 BGF가 LDF보다 낮은 측위 오차를 가진다는 점이 더 명확하게 드러난다.

6.2 주요 기여 및 향후 연구 과제

이 논문의 주요 학술적 가치와 기술적 기여는 다음과 같이 요약할 수 있다.

유사도 함수의 수학적 연속성 확보: 고정된 임계값 및 선형 감쇄 구조에서 기인하는 불연속적 단절의 대안으로 확률밀도함수 기반의 비선형 곡면을 제시하였다.

유사도 점수 감쇄 방식의 재구성: 불일치 성분 발생 시 고정된 음수 페널티를 적용하는 기존 방식 대신 연속적인 확률 기반 감쇄 구조를 도입함으로써, 신호 변동 환경에서 보다 안정적으로 유지하도록 하였다.

실측 데이터 기반의 거시적 • 국소적 다각도 검증: 전체 데이터셋 기준의 지표 비교에 그치지 않고, 변동 요인별 세부 구간 분석 및 실제 물리 공간 상의 오차 분포 맵 분석을 병행하여 제안한 구조와 측위 오차 감소 경향을 다각도로 분석하였다.

이번 연구의 결과는 BGF의 특성과 성능 향상 경향 사이의 연관성을 보여주지만, 두 요소 간의 인과관계를 직접적으로 입증하는 것은 아니다. 따라서 보다 정량적인 메커니즘 분석과 환경 적응형 파라미터 설계에 대한 추가 연구가 필요하다. 구체적으로, G-Set 환경에서 관찰된 평균 오차 감소와 근거리 정확도(Acc_{5m}) 결과는 유사도 함수의 성능이 환경 변화에 따라 다르게 나타날 수 있음을 보여준다.

이에 따라 향후 연구에서는 고정된 그리드 서치 방식에서 탈피하여 주변 전파 환경의 실시간 변동 특성이나 복잡도에 따라 확산 범위(σ)와 상관계수(ρ)를 동적으로 조절하는 적응형 파라미터 제어 알고리즘 등이 필요하다. 아울러, 단말기 간의 하드웨어 특성 차이로 인해 발생하는 RSSI 편차(device heterogeneity)를 반영할 방법 역시 필요하다.

ACKNOWLEDGMENTS

이 논문은 2026년 정부(국토부)의 국토교통과학 재원으로 국토교통과학기술진흥원의 지원을 받아 수행된 연구 결과임 (RS-2022-00141819, 초정밀 디지털 국토정보 획득을 위한 절대, 상대, 연속복합 측위 고도화 기술 개발).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

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

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Shang, S. & Wang, L. 2022, Overview of WiFi fingerprinting-based indoor positioning, IET Communications, 16, 725-733. https://doi.org/10.1049/cmu2.12386

Torres-Sospedra, J., Montoliu, R., Martínez-Usó, A., Avariento, J. P., Arnau, T. J., et al. 2014, UJIIndoorLoc: A New Multi-building and Multi-floor Database for WLAN Fingerprint-based Indoor Localization Problems, In Proceedings of the 2014 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), Busan, Korea, 27-30 October 2014, pp.261-270. https://doi.org/10.1109/IPIN.2014.7275492

Yi, C., Choi, W., & Jeon, Y. 2018, Data Digest: Data Imagification and Application, KIISE Transactions on Computing Practices, 24, 614-622. https://doi.org/10.5626/KTCP.2018.24.11.614

Yi, C., Choi, W., Jeon, Y., & Liu, L. 2020, Functional Perceptron using Multi-dimensional Activation Functions, In Proceedings of the 2020 IEEE Second International Conference on Cognitive Machine Intelligence (CogMI), Atlanta, GA, USA, 28-31 October 2020, pp.8-16. https://doi.org/10.1109/CogMI50398.2020.00012

Yi, C., Choi, W., Liu, L., & Jeon, Y. 2017, Cloud-Based Positioning Method with Visualized Signal Images, Proceedings of the 2017 IEEE 10th International Conference on Cloud Computing (CLOUD), Honolulu, HI, USA, 25-30 June 2017, pp.122-129. https://doi.org/10.1109/CLOUD.2017.24



Youngjin Lee received the B.S. degree in Computer Science and Electrical Engineering (CSEE) from Handong Global University, Pohang, South Korea. He is currently pursuing an M.S. degree at the University of Science and Technology (UST), Daejeon, South Korea, and is a student researcher at the Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI), Daejeon, South Korea. His current research interests include positioning, location-based

services, and artificial intelligence.



JaeJun Yoo received the M.S. and Ph.D. degrees from the School of Computing, Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), Daejeon, South Korea. He is currently a Principal Researcher with the Electronics and Telecommunications Research Institute, Daejeon. His current research interests include positioning, databases, information retrieval, geographic information systems, intelligent transportation systems, location-based services, and machine learning.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.303

JPNT 15(3), 317-329 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.317

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

L1/L2/L5 대역에서의 RNSS 신호 간 호환성 성능 분석

이수빈[1], 원종훈[2†]

RF Compatibility Analysis of RNSS Signals in the L1/L2/L5 Bands

Subin Lee[1], Jong-Hoon Won[2†]

[1]LIG Defense & Aerospace, Gyeonggi-do 13449, Korea
[2]Autonomous Navigation Lab., Department of Electrical and Computer Engineering, Inha University, Incheon 22212, Korea

ABSTRACT

This study quantitatively evaluates the potential mutual interference between a newly developed regional satellite navigation system and existing Radio Navigation Satellite Service (RNSS) systems. The analysis focuses on the L1, L2, and L5 bands and is conducted based on the International Telecommunication Union (ITU)-R M.1831-1 recommendations, using the spectral separation coefficient and carrier-to-noise density ratio (C/N_0) degradation as evaluation metrics. The results show that the new regional system signals, designed for civilian services, partially overlap with other civilian signals in the same frequency bands, while maintaining clear spectral separation from the restricted service signals of existing RNSS systems. The C/N_0 degradation is limited to approximately 0.6 dB even under complete spectral overlap and remains below 0.1 dB for spectrally separated signals. These results suggest that the introduction of the new regional system ensures interoperability while maintaining compatibility with existing RNSS systems.

Keywords: RNSS, compatibility, L1/L2/L5 bands
주요어: 위성항법시스템, 호환성 분석, L1/L2/L5 대역

1. INTRODUCTION

Radio Navigation Satellite Service (RNSS)가 제공하는 위치·항법·시각(Positioning, Navigation, and Timing, PNT) 정보는 교통, 통신, 국방, 재난 관리 등 다양한 분야에서 핵심 기반 인프라로 자리매김하고 있다. 이에 따라 미국, 러시아, 유럽연합, 중국, 인도, 일본 등 주요 우주 강국들은 자국의 RNSS 시스템을 구축하고 운영함과 동시에 지속적인 현대화를 추진하고 있다. 이러한 국제적 흐름 속에서 우리나라 또한 2035년 완전 운용을 목표로 한반도 및 인근 지역에 고정밀 PNT 서비스를 제공하기 위한 새로운 지역 위성항법시스템 개발을 추진하고 있다 (Kim 2022, Jung 2024).

RNSS 시스템의 안정적인 운용은 크게 두 가지 측면에서의 주파수 조정을 통해 보장된다. 첫째는 International Telecommunication Union (ITU)의 전파 규칙(Radio Regulations)에 기반한 국제적 규제 절차이며, 둘째는 시스템 운영 주체 간의 기술적 협의를 통한 실질적인 주파수 조정이다. ITU는 RNSS 간 간섭을 방지하기 위한 호환성 분석 방법론을 제공하지만, 호환성 확보를 위한 구체적인 보호 기준을 직접적으로 규정하지는 않는다. 따라서 시스템 운영 주체 간의 협의를 통한 실질적 주파수 조정의 중요성이 더욱 증가한다. 즉, 제한된 주파수 자원을 다수의 RNSS 시스템이 공동으로 사용하는 환경에서, 후발 시스템은 기존 시스템과의 면밀한 주파수 조정 및 간섭 분석 절차를 수행하는 것은 필수적이다. 이러한 관점에서 새롭게 개발되는 지역 위성항법시스템은 기존 위성항법시스템의 성능을 저하시키지 않는 호환성(compatibility)을 확보하는 동시에, 단일 수신기에서 다중 시스템 신호를 통합 활용하여 성능을 향상시키는 상호운용성(interoperability)을 달성할 필요가 있다.

주파수 조정과 상호운용성 확보의 중요성은 기존 Global Navigation Satellite System (GNSS) 간 협상 사례에서도 명확히

Received Jun 17, 2026 **Revised** Jul 02, 2026 **Accepted** Jul 21, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: jh.won@inha.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

드러난다. 대표적으로 미국의 Global Positioning System (GPS)과 유럽의 Galileo 간 협상 과정이 있다. 2000년대 초 Galileo는 GPS와 동일한 L1 주파수 대역에서 공개 서비스(Open Service, OS) 신호를 제공하고자 하였으며, 설계 초기 단계부터 GPS와의 상호운용성 확보를 핵심 목표로 설정하였다 (Avila-Rodriguez et al. 2008). 또한 동일 대역에서 제공되는 군용 신호인 E1 Public Regulated Service (PRS)는 초기에는 BOC(14,2) 변조 방식으로 제안되었으나 (Hein et al. 2002), 이후 미국과의 협의를 거쳐 BOCcos(15,2.5) 방식으로 변경되었다 (Avila-Rodriguez et al. 2008). 이러한 변경은 GPS 군용 신호와의 스펙트럼 분리를 통해 상호 간 간섭 가능성을 최소화하고 주파수 호환성을 확보하기 위한 조치로 해석된다.

중국의 BeiDou Navigation Satellite System (BDS), 인도의 Navigation with Indian Constellation (NavIC), 일본의 Quasi-Zenith Satellite System (QZSS) 등 후발 위성항법 시스템 역시 유사한 설계 방향을 채택하였다 (BDS ICD 2017a, Galileo ICD 2025, GPS ICD 2022b, Upadhyay & Bhadouria 2021). 이들은 공개 서비스 신호는 국제적 상호운용성 확보를, 보안・군용 서비스 신호는 기존 시스템과의 주파수 호환성 유지를 주요 설계 목표로 설정하였다. 이러한 설계 방향은 International Committee on Global Navigation Satellite Systems와 같은 다자 협의체뿐 아니라 국가 간 양자 협의를 통해 구체화되었으며, 신호 구조 및 간섭 분석 결과의 공유와 조율 과정을 통해 실현되었다. 결과적으로 현대의 신규 RNSS 시스템이 안정적으로 운영되기 위해서는 단순한 ITU 규정 준수를 넘어, 기존 시스템 운영 주체와의 긴밀한 협의를 기반으로 한 실질적 상호운용성 및 호환성 확보가 필수적이며, 이를 위해 시스템 간 Radio Frequency (RF) 호환성 분석이 반드시 수반되어야 한다.

한편, 새롭게 개발되는 지역 위성항법시스템은 L1, L2, L5, L6 및 S 대역을 통해 신호를 송출할 예정으로 알려져 있다 (Kim 2021). 이 중 L1, L2, L5 대역은 GPS, Galileo, BDS 등 기존 GNSS 시스템에서도 공통적으로 사용되는 핵심 항법 신호 대역이다. 새로운 지역위성항법시스템은 해당 대역에서 민간 사용자 대상의 OS 신호와 보정 신호를 송출할 예정이며, 기존 GNSS 시스템과의 상호운용성을 고려한 신호 설계가 이루어질 것으로 예상된다. 일반적으로 상호운용성을 확보하기 위해서는 신호의 주파수 영역 특성이 동일하도록 설계되는 경우가 많다. 이러한 주파수 공유 환경에서는 서로 다른 위성항법시스템 간 상호 간섭 가능성이 존재하므로 이에 대한 분석이 필요하다.

이에 본 논문에서는 L1, L2, 및 L5 대역을 중심으로 호환성 분석을 수행하며, 새로운 지역 위성항법시스템 도입에 따른 기존 RNSS 시스템과의 잠재적 상호 간섭을 정량적으로 평가하는 것을 목적으로 한다. 이때, ITU (2026)에 따르면 신규 시스템은 L1, L2 및 L5 대역에서 1575.42 MHz, 1227.60 MHz, 1176.45 MHz의 중심 주파수를 사용함을 확인할 수 있다. 따라서, 본 연구에서는 동일 중심 주파수를 사용하는 GPS, Galileo, BDS-3, NavIC 및 QZSS 시스템의 신호들을 주요 분석 대상으로 선정하고, 이들 시스템과의 상호 간섭을 중점적으로 평가한다. GLObal NAvigation Satellite System (GLONASS)와 BDS-2의 경우 본 연구에서 고려하는 중심 주파수와 일치하는 신호를 송출하지 않으므로 분석 대상에서 제외하였다.

기존 연구로는 Shin et al. (2020)에서 유사한 간섭 분석이 수행된 바 있으나, 해당 연구는 분석 대상이 GPS 신호에 한정되어 있으며, Spectral Separation Coefficient (SSC) 및 Interference Power Spectral Density (PSD) 기반의 분석에 국한되어 간섭 영향에 대한 직관적인 해석이 제한적이라는 한계가 있다. 따라서 본 연구에서는 분석 대상 시스템을 다중 RNSS로 확장하고, 간섭 영향을 보다 직관적으로 평가할 수 있도록 유효 반송파 대 잡음비(Effective Carrier-to-Noise Density Ratio, $C/N_{0,eff}$) 저하량을 성능 지표로 설정하여 추가적인 분석을 수행한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제2장에서는 호환성 분석을 위한 평가 방법론을 소개하고, 제3장에서는 분석 수행에 필요한 항법 시스템의 궤도, 신호 특성 및 송수신 안테나 패턴 등 주요 파라미터를 설명한다. 제4장에서는 시뮬레이션을 통해 도출된 간섭 영향을 분석하고, 제5장에서는 주요 결과를 요약하고 결론을 제시한다.

2. METHODOLOGY

$C/N_{0,eff}$는 수신된 반송파 전력과 잡음 및 간섭 전력 밀도 간의 비율을 나타내며, 외부 간섭이 존재할 경우 그 값이 감소하여 수신기의 추적 성능 및 위치 정확도에 직접적인 영향을 미친다. 이에 따라 ITU는 RNSS 시스템 간 호환성 분석을 위한 주요 성능 지표로 $C/N_{0,eff}$의 사용을 권고하고 있다 .

목적 신호 수신기에 RNSS 신호만이 도달한다고 가정할 때, 간섭이 존재하는 경우의 $C/N_{0,eff}$는 Eq. (1)과 같이 정의된다 (ITU 2015).

$$C/N_{0,eff} = \frac{C}{N_0 + I_{Intra} + I_{Inter}} \tag{1}$$

여기서 C는 목적 신호의 수신 전력 (W), N_0는 수신기의 열 잡음 PSD (W/Hz), I_{Intra}와 I_{Inter}는 각각 동일 시스템 및 타 시스템으로부터 발생하는 간섭 전력 밀도 (W/Hz)를 의미한다. 예를 들어, GPS L1C/A 신호를 수신하는 경우, 목적 위성의 해당 신호를 제외한 GPS 위성에서 송출되는 다른 신호들에 의한 간섭은 I_{Intra}로 정의되며, Galileo 및 BDS 등 타 시스템에서 발생하는 간섭은 I_{Inter}로 정의된다.

I_{Intra}와 I_{Inter}는 각각 시스템 내 간섭(intra-system interference)과 시스템 간 간섭(inter-system interference)을 의미하며, 이러한 간섭 전력 밀도는 다수의 위성 및 각 위성에서 송출되는 여러 신호 성분의 기여도를 합산하는 형태로 표현된다. 따라서, 시스템 내 또는 시스템 간 간섭 전력 밀도 I_{sys}는 Eq. (2)와 같이 일반화하여 나타낼 수 있다 (ITU 2015).

$$I_{sys} = \sum_{m=1}^{M_{sys}} \sum_{n=1}^{N_{sys,m}} \frac{\beta_{m,n}^{x} P_{m,n}^{sys}}{L_{m,n}^{sys}} \tag{2}$$

여기서 M_{sys}는 수신기에서 관측되는 해당 시스템의 가시 위성수, $N_{sys,m}$는 해당 시스템의 m번째 위성에서 수신되는 간섭 신호의 수를 나타낸다. $\beta_{m,n}^{x}$은 m번째 위성에서 송출되는 n번째 간섭 신호와 목적 신호 x와의 SSC (1/Hz)를 의미하며, $P_{m,n}^{sys}$는 해당 시스템의 m

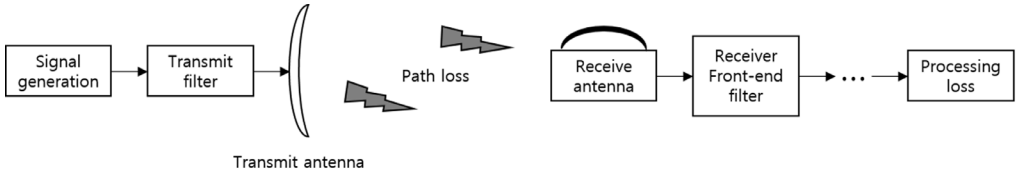


Fig. 1. Simplified satellite-receiver simulation model (ITU 2015).

번째 위성에서 송출되는 n번째 간섭 신호가 수신기에 도달하는 최대 수신 전력 (W), $L_{m,n}^{sys}$은 해당 간섭 신호가 수신기에서 겪는 처리 손실을 나타낸다.

이때 $\beta_{m,n}^{x}$는 간섭 신호가 수신기의 유효 대역 내에서 목적 신호에 미치는 영향을 결정하는 핵심 파라미터로, 두 신호 간 스펙트럼 중첩 정도를 정량적으로 나타낸다. 즉, 동일한 전력을 가지는 간섭 신호라 하더라도 스펙트럼 중첩 정도가 작을수록 수신기에 미치는 영향은 감소하게 된다. 이러한 SSC는 수신기의 대역 통과 필터가 이상적이며 대역폭이 B_r (Hz)일 경우, Eq. (3)과 같이 정의된다 (ITU 2015).

$$\beta_{m,n}^{x} = \int_{-B_r/2}^{B_r/2} \bar{S}_x(f)\bar{S}_{m,n}(f)\,\mathrm{d}f \tag{3}$$

여기서 $\bar{S}_x(f)$와 $\bar{S}_{m,n}(f)$는 Eq. (4)에 따라 각 신호의 송신 대역폭 B_t (Hz)에 대해 정규화된 목적 신호와 간섭 신호의 PSD (W/Hz)이며, $S(f)$는 무한대 대역폭에서 정규화된 신호의 PSD (W/Hz)를 나타낸다.

$$\bar{S}(f) = \begin{cases} \dfrac{S(f)}{\int_{-B_t/2}^{B_t/2} S(f)\,\mathrm{d}f}, & |f| < \dfrac{B_t}{2} \\ 0, & elsewhere \end{cases} \tag{4}$$

Eqs. (1-4)를 이용하면 $C/N_{0,\mathrm{eff}}$를 계산할 수 있으며, 이 값은 수신기의 동작 모드(획득, 추적, 데이터 복조 등)에 따라 요구되는 임계 C/N_0와 비교함으로써 간섭의 영향을 정량적으로 평가하는 데 활용된다. 또한, 특정 간섭 시스템의 존재 여부에 따른 C/N_0 변화를 분석함으로써 시스템 간 호환성 평가가 가능하다. 이러한 호환성 분석에 필요한 입력 데이터는 실측값, 시뮬레이션 결과, 또는 경험 기반 모델을 통해 도출될 수 있으며, 일반적으로는 위성항법시스템의 서비스 영역 전반에 대해 일정 기간 동안 시뮬레이션을 수행하여 획득된다 (Wallner et al. 2005, Liu et al. 2011).

Fig. 1은 시뮬레이션을 통한 호환성 분석을 수행하기 위해 필요한 입력 데이터를 획득하는 과정에서 가정한, 단일 위성-수신기 채널 환경을 예시로 나타낸 것이다. 시뮬레이션 환경에서는 위성 신호 특성, 안테나 이득, 경로 손실, 송수신 필터, 기타 시스템 손실 등이 주요 파라미터로 고려되며, 이러한 값들은 위성-수신기 간 기하학적 배치, 목적 신호의 유형 및 시간에 따라 변화한다. 이에 따라 지구 표면을 다수의 격자로 분할하고, 각 격자에서 정의된 시뮬레이션 기간 동안 일정 시간 해상도로 간섭 전력 밀도를 계산한다. 따라서 Eq. (2)에서 정의된 간섭 전력 밀도는 수신기 위치 i, 시점 t, 그리고 목적 신호 유형 k에 대한 함수로 확장될 수 있으며, Eq. (5)와 같이 표현된다 (ITU 2015).

$$I_{i,k}(t) = \sum_{m=0}^{M_i^S(t)} \left[G_{i,m}^{T}(t) G_{i,m}^{R}(t) \alpha_{i,m}(t) \sum_{n=1}^{N_m} \frac{\beta_{m,n}^{k} P_{m,n}}{L_{k,n}} \right] - G_{0,k}^{T}(t) G_{0,k}^{R}(t) \alpha_{k,0}(t) \cdot \frac{\beta_{0,k}^{k} P_{0,k}}{L_{k,k}} \tag{5}$$

여기서 $M_i^S(t)$는 t 시점, i번째 수신기 위치에서 관측 가능한 RNSS 위성의 총 개수, m은 가시 위성에 대한 합산 인덱스로, 해당 인덱스가 0일 경우 목적 신호를 송출하는 위성을 의미한다. $G_{i,m}^{T}(t)$와 $G_{i,m}^{R}(t)$은 각각 t 시점에서 m번째 위성과 i번째 수신기 위치와의 기하학적 배치를 고려한 송수신 안테나 이득, $\alpha_{i,m}(t)$은 m번째 위성에서 i번째 수신기까지의 경로 손실, N_m은 m번째 위성의 신호 유형 총 개수, $\beta_{m,n}^{k}$는 m번째 위성의 n번째 신호 유형과 k번째 신호 유형 간 SSC (1/Hz), $P_{m,n}$은 m번째 위성의 n번째 신호 유형의 송신 전력 (W), $L_{k,n}$은 목적 신호 수신기에서의 n번째 신호 유형의 처리 손실을 의미한다.

Eq. (5)의 첫 번째 항은 수신 범위 내 모든 위성과 모든 신호에서 오는 PSD 합을 포함하며, 두 번째 항은 목적 위성으로부터 송출되는 목적 신호의 PSD를 나타낸다. 이렇게 계산된 $I_{i,k}(t)$는 수신기 열잡음 수준을 상승시키며, 시간, 수신 위치, SSC에 따라 변한다.

$I_{i,k}(t)$를 계산하는 가장 단순한 방법은 각 시간마다 고려되는 모든 위성과 수신기 간 기하학적 관계를 일일이 평가하는 것이다. 그러나 모든 수신기 위치와 시간에 대해 이를 직접 계산하는 것은 연산 부담이 매우 크며 비효율적이다. 이러한 문제를 해결하기 위해 ITU는 반복 계산 없이 간섭 분석에 재사용할 수 있는 단일 계수인 총 이득 계수 (Aggregate Gain Factor, G^{agg}) 개념을 제안하였다 (ITU 2015).

G_{agg}는 Eq. (5)의 상한 값을 기반으로 도출된다. 이러한 접근은 실제 간섭을 다소 과대평가할 수 있으나, 계산된 임계치가 어떤 상황에도 초과되지 않음을 보장하는 보수적인 평가를 가능하게 한다. 특정 신호 유형에 대한 총 이득 계수 G_{agg}는 다음과 같이 유도될 수 있으며, 각 수신기 위치 i에서 시간 t에 관측되는 간섭 전력 $P_i^R(t)$ (W)는 Eq. (6)과 같이 정의된다 (ITU 2015).

$$P_i^R(t) = \sum_{m=0}^{M_i^S(t)} G_{i,m}^{T}(t) G_{i,m}^{R}(t) \alpha_{i,m}(t) P_m \tag{6}$$

여기서 P_m은 고려되는 신호 유형의 송신 전력 (W)을 의미한다. Eq. (6)에서는 간결함을 위해 목적 신호 유형 k에 대한 인덱스를 생략하였으며, 처리 손실 L_m은 이후 정의되는 Eq. (8)에서 고려된다. 이때, 목적 신호가 간섭 신호와 동일한 유형일 경우, Eq. (6)에서 목적 위성으로부터 송신되는 목적 신호의 수신 전력을 차감하여야 한다.

Table 1. Satellite constellation parameters (Choi et al. 2020, Morton et al. 2021, United Nations 2021, Kim et al. 2024, ITU 2026, QZSS 2026a, CSNOTARC 2026b).

System	Number of satellites & Orbit type	Eccentricity	Inclination [deg]	Semi-major axis [km]
GPS	31 MEO	0	55	26,559.7
Galileo	25 MEO	0	56	29,599.801
BDS	4 GEO	0.003	0	42,166
	5 IGSO	0.003	55	42,166
	30 MEO	0.003	55	27,907
QZSS	2 GEO	0	0	42,165
	3 QZO	0.075±0.015	43±4	42,165
NavIC	3 GEO	0.0002	0	42,164
	4 IGSO	0.0002	29	42,164
New system	3 GEO	0	0	42,164
	5 IGSO	0.075	37/43	42,164

Eq. (6)을 통해 계산된 간섭 전력 중 최대값을 취하고, 이를 단일 위성으로부터 수신될 수 있는 최대 간섭 전력 P^R_{max}로 정규화하여 Eq. (7)과 같이 G^{agg}을 정의할 수 있다. 여기서 P^R_{max}는 단일 위성으로부터 수신될 수 있는 최대 간섭 신호 전력 (W)을 의미한다 (ITU 2015).

$$G^{agg} = \frac{\max\limits_{all\ i}\left[\max\limits_{all\ t}(P_i^R(t))\right]}{P^R_{max}} \tag{7}$$

이와 같은 정규화를 통해 다수의 위성으로부터 발생하는 간섭 전력을 단일 위성 기준으로 환산할 수 있으며, 이에 따라 G^{agg}는 단위가 없는 계수로 표현된다. 이러한 정규화 과정은 다양한 간섭 시나리오 간의 일관된 비교를 가능하게 한다. 이를 바탕으로, 모든 RNSS 간섭 신호에 의해 발생하는 간섭 전력 스펙트럼 밀도 I_0 (W/Hz)는 Eq. (8)과 같이 상한 값의 형태로 표현될 수 있다.

$$I_0 \le \sum_{n=1}^{N} \frac{G_n^{agg}\beta_n P^R_{max,n}}{L_n} \tag{8}$$

여기서 β_n은 목적 신호와 n번째 신호 유형 간의 SSC (1/Hz)를 의미하며, Ln은 목적 신호와 n번째 신호 유형 간의 처리 손실을 나타낸다. 그 외 별도의 손실, 송신 전력 항은 G_n^{agg} 및 $P^R_{max,n}$에 반영되어 있으므로, Eq. (8)에서는 별도의 항으로 나타나지 않는다.

Eq. (8)을 통해 산출된 간섭 전력 밀도는 수신 신호의 $C/N_{0,eff}$를 계산하는 데 활용될 수 있으며, 이를 통해 주어진 간섭 환경에서 보장되는 최소 신호 품질을 평가할 수 있다. 그러나 $C/N_{0,eff}$ 자체는 간섭 시스템이 목적 시스템에 미치는 영향을 직관적으로 해석하기에는 한계가 있다.

이러한 한계를 보완하기 위해, 간섭에 따른 성능 저하를 보다 직관적으로 나타내는 지표로서 $C/N_{0,eff}$ 저하량($\Delta C/N_{0,eff}$)이 사용된다. 이는 간섭 전력이 존재하지 않는 경우와 존재하는 경우의 $C/N_{0,eff}$ 비로 정의되며, Eq. (9)와 같이 표현된다 (ITU 2015). 해당 값이 클수록 타 시스템으로부터 유입되는 간섭의 영향이 크며, 이는 두 시스템 간 RF 호환성이 낮음을 의미한다.

$$\begin{aligned}\Delta C/N_{0,eff} &= 10\log_{10}\left(\frac{\frac{C}{N_0+I_{Intra}}}{\frac{C}{N_0+I_{Intra}+I_{Inter}}}\right)\\ &= 10\log_{10}\left(1+\frac{I_{Inter}}{N_0+I_{Intra}}\right)\end{aligned} \tag{9}$$

3. SIMULATION SETUP

이번 장에서는 2장에서 제시한 호환성 분석 방법론에 필요한 시뮬레이션 입력 파라미터를 정의한다. 입력 파라미터는 위성 궤도 정보, 분석 대상 신호의 특성, 간섭 신호의 수신 전력 등으로 구성될 수 있으며, 각 항목은 하위 절에서 순차적으로 기술한다.

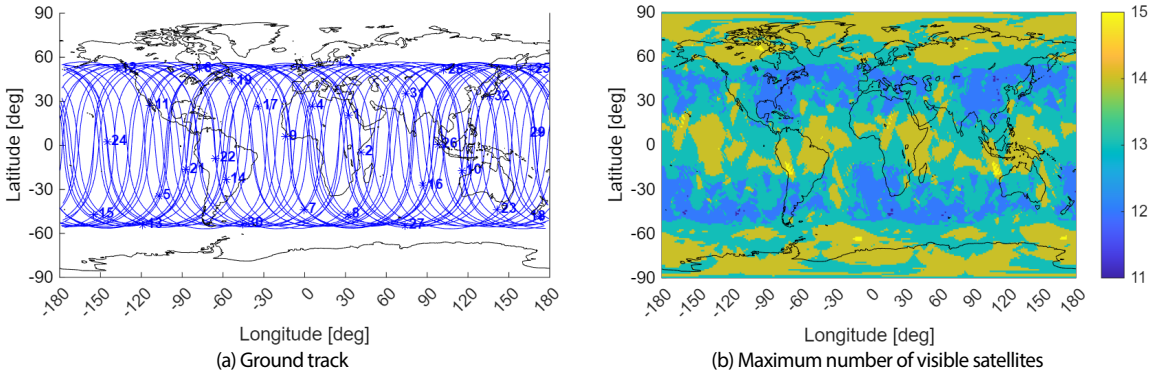
3.1 Satellite Constellation

Table 1은 L1, L2 및 L5 대역을 통해 신호를 송출하는 위성항법시스템의 궤도 정보를 요약한다. 미국의 GPS와 유럽연합의 Galileo는 지구 전역 서비스를 제공하는 글로벌 위성항법시스템으로, 위성군이 모두 Medium Earth Orbit (MEO)로 구성된다. 반면, 인도의 NavIC과 일본의 QZSS는 지역 위성항법시스템으로, Geostationary Earth Orbit (GEO) 및 Inclined Geosynchronous Orbit (IGSO) 위성으로 구성된다. 일본의 Quasi-Zenith Orbit (QZO)은 특정 지역 상공에서의 천정 체류 시간을 증가시키기 위해 설계된 궤도로, IGSO와 유사한 타원 궤도 특성을 가진다. 한편, 중국의 BDS는 초기 지역 시스템에서 출발하여 글로벌 시스템으로 확장되었으며, MEO, GEO, IGSO를 혼합 운용하는 특징을 가진다. 한국의 신규 지역 위성항법시스템 역시, GEO 및 IGSO 궤도의 위성으로 구성된다.

서비스 범위에 따른 위성 수의 차이도 확인할 수 있다. 글로벌 위성항법시스템은 지구 전역을 커버해야 하므로 지역 시스템에 비해 더 많은 위성 수를 필요로 한다. 일반적으로 위성 수가 증가할수록 송출 신호의 수도 증가하며, 이에 따라 잠재적인 신호 간 간섭 영향 역시 커질 수 있다. 반면, 지역 위성항법시스템은 특정 영역을 대상으로 서비스를 제공하므로, 간섭 영향 또한 해당 지역에 국한되는 경향을 보인다.

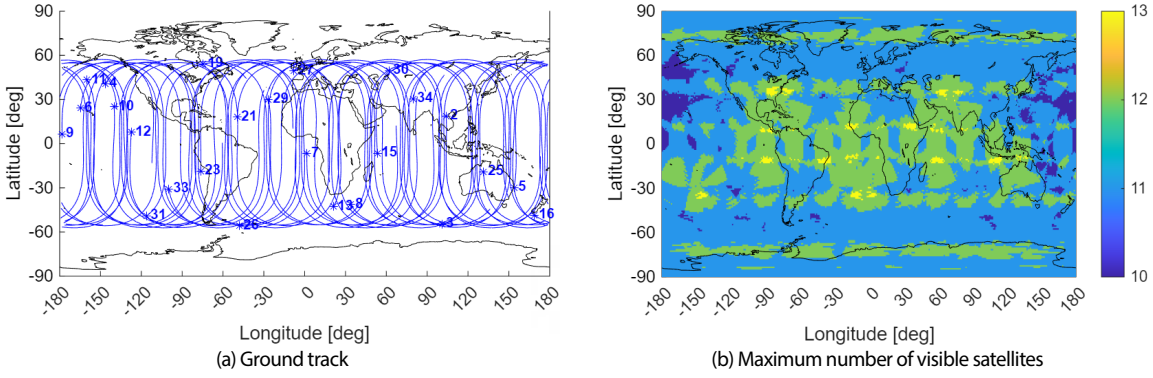
이러한 특성은 Figs. 2-7을 통해 직관적으로 확인할 수 있다. Figs. 2-7은 각 위성항법시스템의 24시간 ground track과 전 지구 영역에서의 최대 가시 위성 수를 나타낸다. 해당 분석에는 Choi et al. (2020), United Nations (2021), CSNOTARC (2026a), EUSPA (2026), ITU (2026), Navigation Center (2026), QZSS (2026b)의 알마낙 정보를 활용하였다. 또한, 가시 위성 수 산정을 위한 고도각 제한은 5°로 설정하였다.

글로벌 위성항법시스템은 전 지구적으로 비교적 균일한 가시 위성 분포를 유지하도록 궤도가 설계되어, 지역에 관계없이 안정



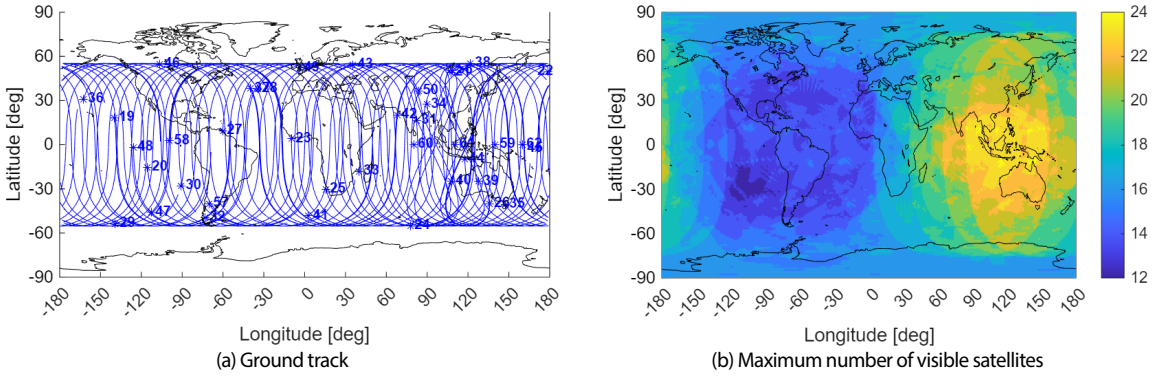
(a) Ground track (b) Maximum number of visible satellites

Fig. 2. GPS constellation characteristics at a minimum elevation angle of 5°.



(a) Ground track (b) Maximum number of visible satellites

Fig. 3. Galileo constellation characteristics at a minimum elevation angle of 5°.



(a) Ground track (b) Maximum number of visible satellites

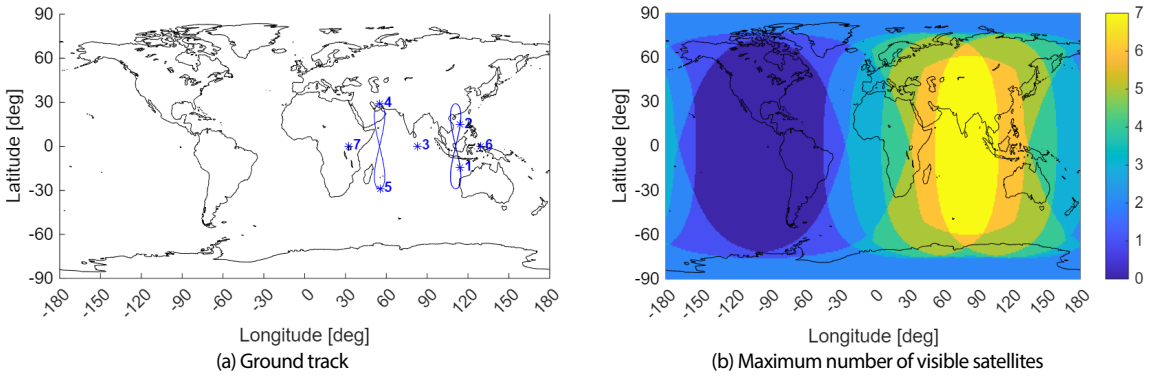
Fig. 4. BDS constellation characteristics at a minimum elevation angle of 5°.

적인 최소 가시 위성 수를 확보할 수 있음을 확인할 수 있다. 반면, 지역 위성항법시스템은 제한된 위성 수로도 특정 서비스 영역에서 높은 가시 위성 수를 제공하도록 궤도가 최적화되어 있음을 볼 수 있다. 이러한 설계 차이는 간섭 영향 범위와 직접적으로 연관되며, 글로벌 시스템은 전 지구적 범위에서 일정 수준의 간섭을, 지역 시스템은 해당 서비스 영역 내에서만 간섭을 미치게 됨을 의미한다.

3.2 RNSS Signals

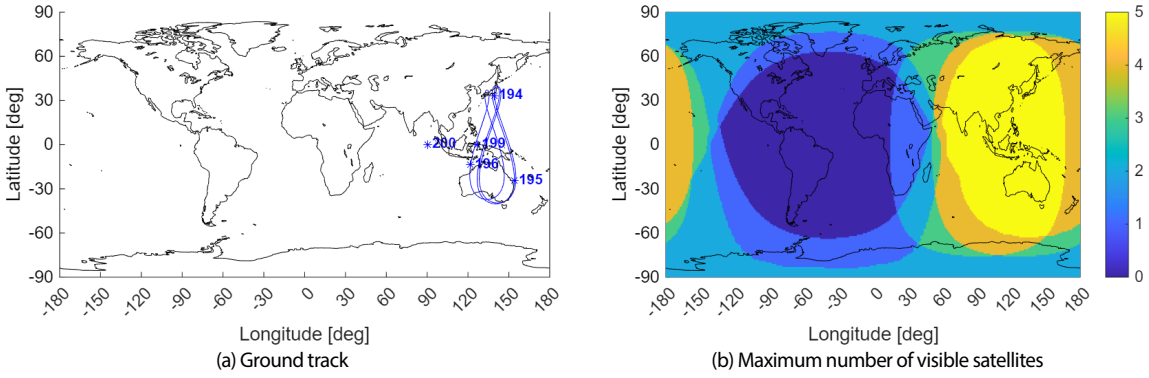
Table 2는 이 연구에서 수행한 호환성 분석 대상 항법 신호의 주요 파라미터를 정리한 것으로, 위성항법시스템별 분석 대상 신호, 변조 기법, 송수신 대역폭, 송신 전력 및 최소 수신 전력을 제시한다.

호환성 분석 대상 신호는 현재 실제로 송출되고 있는 신호를 기준으로 선정하였다. 예를 들어, 인도의 NavIC 시스템은 L1 대역 신호 송출이 계획되어 있으나 (ITU 2026), 현재 해당 신호는 송출되지 않아 분석 대상에서 제외하였다. 또한, 보다 정확한 호환성 분석을 위해 위성별 송출 신호 차이도 반영하였다. GPS의 경우 Block III 이후 위성에서만 L1C 신호가 송출되며, 이전 세대 위성에서는 제공되지 않는다 (GPS 2026). BDS의 BDSBAS-B1C 신호는 BDS 위성군 중 3기의 정지궤도 위성에서만 송출되고 (BDS



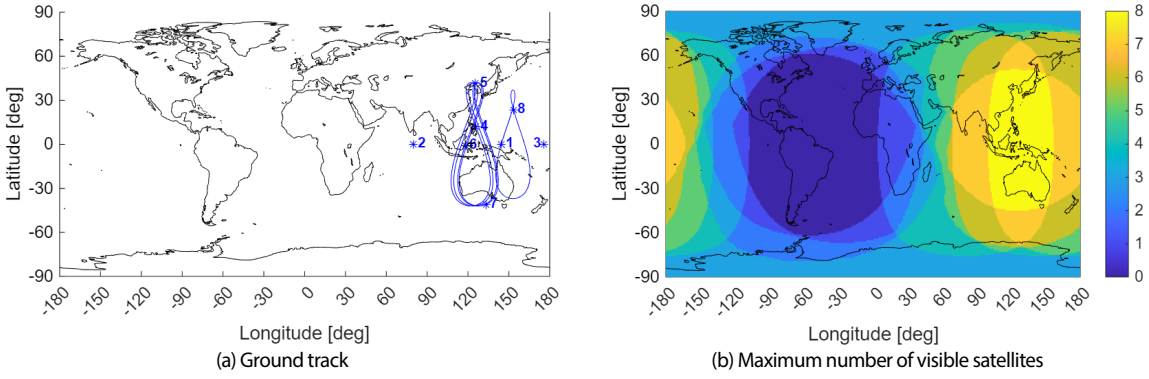
(a) Ground track (b) Maximum number of visible satellites

Fig. 5. NavIC constellation characteristics at a minimum elevation angle of 5°.



(a) Ground track (b) Maximum number of visible satellites

Fig. 6. QZSS constellation characteristics at a minimum elevation angle of 5°.



(a) Ground track (b) Maximum number of visible satellites

Fig. 7. New System constellation characteristics at a minimum elevation angle of 5°.

ICD 2020), QZSS의 L1C/A와 L1C/B 신호는 동시에 송출되지 않는다 (QZSS 2026a). 이외 다른 항법 신호도 위성군 전체에서 동일하게 송출되지 않을 수 있으므로, 이러한 특성을 고려하여 분석을 수행하였다.

송신 대역폭은 ITU-R M.1787-6 권고안 및 신호별 ICD를 참고하여 설정하였다 (BDS ICD 2017a, 2017b, 2020, Galileo ICD 2025, GPS ICD 2022a, 2022b, 2022c, IRNSS ICD 2017, ITU 2026, QZSS ICD 2024, 2026). 대역폭 정보가 제공되지 않는 경우에는 항법 신호의 주엽(main lobe)을 포함하는 최소 대역폭으로 설정하였으며, 수신 대역폭은 송신 대역폭과 동일하다고 가정하였다.

송신 전력은 공식 자료가 제한적이므로, 최소 수신 전력을 기반으로 역산하여 산출하였다. 이때 정의되는 최소 수신 전력은 Table 2에 함께 정리하였으며, ITU-R M.1787-6 권고안 및 신호별 ICD를 참고하였다. 관련 정보가 없는 경우에는 동일 대역의 공개 신호와 동일한 값을 적용하였다. 송신 전력을 계산하기 위한 기타 가정은 3.3절에서 설명한 내용과 동일하게 설정하였다.

3.3 Received Power

Eq. (2)에서 확인할 수 있듯, $C/N_{0,\mathrm{eff}}$ 저하량 계산에 필요한 간섭 전력 밀도는 수신 전력에 크게 의존하므로, 이를 가능한 정확

Table 2. Signal parameters used in the simulation.

System	Band	Signal	Waveform	Tx/Rx bandwidth [MHz]	Tx power [dBW]	Minimum received power [dBW]
GPS	L1	L1C/A	BPSK(1)	30.69	13.56	−158.5
		L1C	MBOC		15.06	−157.0
		P(Y)	BPSK(10)		10.56	−161.5
		M-Code	BOC(10,5)		14.06	−158.0
	L2	L2C	BPSK(1)	30.69	9.89	−160.0
		P(Y)	BPSK(10)		8.39	−161.5
		M-Code	BOC(10,5)		8.89	−161.0
	L5	L5	BPSK(10)	24	14.62	−154.9
Galileo	L1	E1-A	BOCc(15,2.5)	35.805	15.26	−157.3
		E1-B	MBOC	24.552	15.26	−157.3
	L5	E5a	BPSK(10)	20.46	14.73	−155.3
BDS	L1	B1C	MBOC	32.736	M: 14.18 / G: 16.48	M: −158.0 / G: −157.7
		SBAS-B1C	BPSK(1)	24	G:15.68	G: −158.5
		B1A	BOC(14,2)	32.736	M: 15.28 / G:16.48	M: −156.9 / G: −157.7
	L5	B2a	BPSK(10)	20.46	M: 15.64 / G:15.34	M: −154.0 G: −156.3
NavIC	L5	L5-SPS	BPSK(1)	24	15.27	−156.4
		L5-RS	BOC(5,2)		12.34	−159.3
QZSS	L1	L1C/A	BPSK(1)	30.69	15.66	−158.5
		L1C/B	BOC(1,1)		15.66	−158.5
		L1C	MBOC		17.16	−157.0
		L1S	BPSK(1)		15.66	−158.5
		L1Sb	BPSK(1)		13.16	−161.0
	L2	L2C	BPSK(1)	30.69	13.50	−158.5
	L5	L5	BPSK(10)	24	17.63	−154.0
		L5S	BPSK(10)		14.63	−157.0
New system	L1	L1C	MBOC	24	17.16	−157.0
		L1CQ	BOC(1,1)		17.16	−157.0
	L2	L2C	BPSK(1)	24	13.50	−158.5
	L5	L5	BPSK(10)	24	14.63	−157.0

M: MEO satellites, G: IGSO and GEO satellites

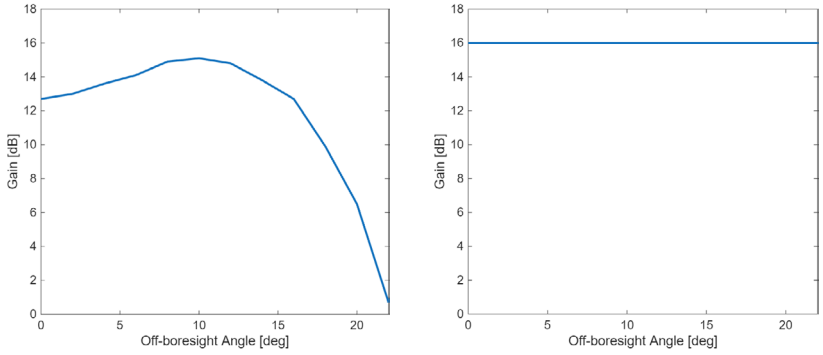


Fig. 8. Typical satellite antenna gain.

하게 추정하는 것이 중요하다. 기존 문헌에서는 위성별 수신 전력의 최소 및 최대 범위만을 제시하므로, 본 연구에서는 수신 전력을 직접 계산하는 방법을 적용한다.

수신 전력은 위성의 송신 전력, 안테나 이득, 거리 감쇠 및 기타 손실을 고려하여 계산되며, Eq. (10)과 같이 정의된다 (Misra & Enge 2006).

$$P_{Rx} = P_{Tx} + G_{Tx} - L_{dist} - L_{atm} - L_{pol} + G_{Rx} - L_{ext} \quad (10)$$

여기서 P_{Rx}는 수신 전력 (dBW), P_{Tx}는 송신 전력 (dBW), G_{Tx}와 G_{Rx}는 각각 송신 및 수신 안테나 이득 (dB), L_{dist}는 경로 손실 (dB), L_{atm}은 대기 손실 (dB), L_{pol}은 편파 불일치 손실 (dB), L_{ext}는 기타 추가 손실 (dB)을 의미한다.

위성 안테나 이득 G_{Tx}는 off-boresight 각의 함수로 표현된다. 일부 위성항법시스템 운영 사이트에서는 위성별 안테나 이득 패턴을 제공하기도 하지만, 이 연구에서는 분석의 단순화를 위해 모든 위성에 대해 공통의 안테나 이득 패턴을 사용하였다. MEO 위성의 경우 off-boresight 각에 따라 이득이 변화하는 패턴을 반영하고, GEO 및 IGSO 위성의 경우 일정한 16 dBi의 송신 안테나 이득을 갖는 것을 가정하였다. Fig. 8은 분석에 가정한 위성 궤도 유형 별 송신 안테나 이득 패턴을 나타낸다.

Table 3. General simulation parameters.

Parameter	Value
Time period	1 day
Time step	10 min
Grid resolution	Longitude 1°, Latitude 1°
Elevation mask angle	5°

경로 손실 L_{dist}는 Eq. (11)과 같이 정의되며, 식에서 c는 빛의 속도 (m/s), d는 위성과 수신기 사이 거리 (m), f_c는 신호의 중심 주파수 (Hz)를 의미한다.

$$L_{dist} = 20\log_{10}\left(\frac{c}{4\pi d f_c}\right) \tag{11}$$

신호 감쇠는 경로 손실 외에도 대기 손실, 편파 불일치 손실 등 다양한 요인에 의해 발생할 수 있다. 본 연구에서는 모든 시스템 및 신호에 대해 대기 손실 1.5 dB, 편파 불일치 손실은 3 dB를 가정하였으며, 그 외 손실에 대해서는 0 dB로 가정하여 분석을 수행하였다. 마지막으로, 수신기 안테나 이득 G_{Rx}는 3 dBi의 이득을 갖는 등방성 안테나로 가정하였다.

3.4 General Simulation Settings

Table 3은 시뮬레이션을 위해 설정된 주요 파라미터 값을 나타낸다. 위성 궤도 주기를 고려하여 시뮬레이션 시간과 시간 해상도는 각각 24시간과 10분으로 설정하였다. 수신기는 지구 전역에 분포한다고 가정하였으며, 위도와 경도를 1° 간격으로 나눈 격자상의 각 지점에서 위치를 정의하였다. 또한 분석에서는 고도각이 5° 이상인 위성만을 고려하였다.

4. SIMULATION RESULTS

4.1 Spectral Separation Coefficient

Eq. (8)에 따르면, 목적 신호가 겪는 간섭 전력 밀도는 목적 신호와 간섭 신호 간의 SSC에 의존한다. Figs. 9–11은 각각 L1, L2 및 L5 대역을 점유하는 항법 신호들의 PSD를 나타내며, 신호 간 스펙트럼 분리도를 시각적으로 보여준다.

그림을 통해, L1C/A, L1C와 같은 민간 서비스용 신호들은 상호 운용성을 확보하기 위해 서로 스펙트럼이 중첩되도록 설계되었음을 확인할 수 있다. 반면, P(Y), M-Code와 같은 보안 서비스용 신호들은 동일 대역 내 다른 신호와의 중첩을 최소화하도록 설계된 것을 확인할 수 있다.

또한 민간 서비스용 신호들은 비교적 좁은 대역폭을 점유하는데, 이는 수신기 설계 복잡도 및 비용을 낮출 수 있어 상용 수신기 구현에 유리하다. 반면, 보안 서비스용 신호들은 넓은 대역폭을 점유함으로써 의도적 또는 비의도적 간섭에 대해 보다 강인한 특성을 갖도록 설계되었다.

Tables 4–6은 각각 L1, L2 및 L5 대역에서의 신호 간 SSC 값을 나타내며, 그림에서 확인할 수 있는 스펙트럼 분리 정도를 정량적으로 보여준다. SSC 값이 작을수록 두 신호 간 스펙트럼 분리도가 높고, 이에 따라 상호 간섭 영향이 작음을 의미한다.

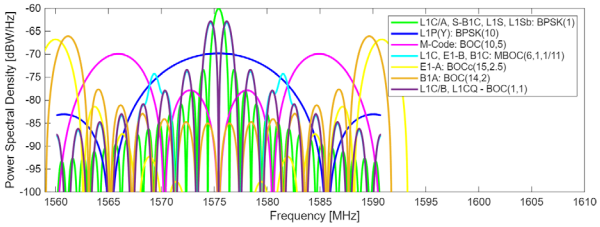


Fig. 9. Power spectral density of the RNSS signals in L1 band.

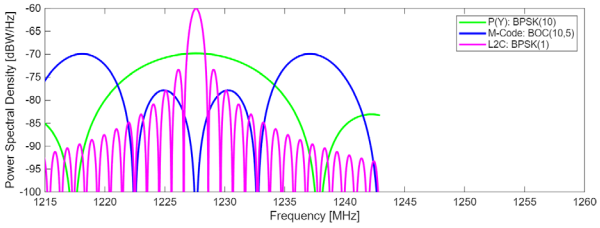


Fig. 10. Power spectral density of the RNSS signals in L2 band.

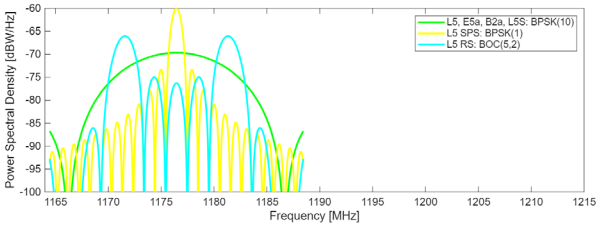


Fig. 11. Power spectral density of the RNSS signals in L5 band.

표에서 대각 성분은 동일 시스템 내 서로 다른 위성에서 송출되는 동일 신호 간의 스펙트럼 분리도를 나타내며, 자기 간섭(self-interference)의 영향을 의미한다. 전반적으로, 타 신호로부터 받는 간섭 영향보다 자기 간섭의 영향이 가장 크게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 구체적으로 Table 4에서 L1C/A 신호의 경우 동일 신호 간 SSC는 −61.80 dB/Hz로 나타나며, 동일 행 (즉, L1C/A와 다른 신호 간 SSC 값들) 내에서 가장 큰 값을 가지는 것을 확인할 수 있다.

표에서 가장 작은 SSC 값들은 주로 민간 서비스 신호와 보안 서비스 신호 간에서 나타났다. 이는 앞선 그림에서도 확인된 바와 같이, 보안 서비스 신호가 타 신호와 최대한 스펙트럼 상에서 분리되도록 설계되었기 때문이며, 이러한 경향이 수치적으로도 확인된다. 예를 들어, Table 4에서 E1-A와 E1-B 간 SSC는 약 −101 dB/Hz로, 다른 신호 간 SSC에 비해 매우 작은 값을 갖는다. 이와 유사하게, 보안 서비스 신호 간 스펙트럼 분리도 또한 우수하다. 하지만 보안 신호가 대체로 넓은 대역폭을 점유하기 때문에, 민간 서비스 신호와 보안 서비스 신호 간 SSC 보다 다소 높은 값인 약 −70에서 −90 dB/Hz 수준의 SSC 값을 갖는다. 그럼에도 불구하고 이는 민간 서비스 신호 간 SSC보다 높은 스펙트럼 분리도 성능을 보여준다.

새로 도입되는 위성항법시스템과 기존 시스템의 SSC 성능을 비교해보면, 새 시스템은 기존 송출 신호들과 유사한 수준의 SSC 성능을 보였다. GPS L1C, L2C, L5와 같은 특성을 갖는 신호와의

Table 4. Spectral separation coefficient results for L1 band signals.

SSC	GPS				Galileo		BDS			QZSS[1]		New System	
[dB/Hz]	L1C/A	L1C	P(Y)	M-Code	E1-A	E1-B	B1C	S-B1C[2]	B1A	L1C/B	L1S(b)[3]	L1C	L1CQ
L1C/A	–61.80	–68.10	–69.91	–87.06	–98.95	–68.08	–68.10	–61.79	–89.88	–67.76	–61.80	–68.08	–67.74
L1C	–68.10	–65.35	–70.39	–81.92	–94.11	–65.33	–65.35	–68.09	–85.32	–65.03	–68.10	–65.33	–65.01
P(Y)	–69.91	–70.39	–71.25	–79.79	–86.31	–70.37	–70.40	–69.90	–82.39	–70.16	–69.91	–70.37	–70.14
M-Code	–87.06	–81.92	–79.79	–71.56	–86.58	–81.92	–81.92	–87.10	–80.76	–82.23	–87.06	–81.92	–82.25
E1-A	–98.95	–94.11	–86.31	–86.58	–68.18	–101.26	–91.84	–108.55	–70.17	–94.16	–98.95	–101.27	–103.02
E1-B	–68.08	–65.33	–70.37	–81.92	–101.26	–65.31	–65.33	–68.07	–86.24	–65.01	–68.08	–65.31	–64.99
B1C	–68.10	–65.35	–70.40	–81.92	–91.84	–65.33	–65.36	–68.10	–85.23	–65.04	–68.10	–65.33	–65.02
S-B1C	–61.79	–68.09	–69.90	–87.10	–108.55	–68.07	–68.10	–61.79	–90.95	–67.75	–61.79	–68.07	–67.73
B1A	–89.88	–85.32	–82.39	–80.76	–70.17	–86.24	–85.23	–90.95	–67.73	–85.11	–89.88	–86.24	–86.05
L1C/B	–67.76	–65.03	–70.16	–82.23	–94.16	–65.01	–65.04	–67.75	–85.11	–64.69	–67.76	–65.01	–64.67
L1S(b)	–61.80	–68.10	–69.91	–87.06	–98.95	–68.08	–68.10	–61.79	–89.88	–67.76	–61.80	–68.08	–67.74
New L1C	–68.08	–65.33	–70.37	–81.92	–101.27	–65.31	–65.33	–68.07	–86.24	–65.01	–68.08	–65.31	–64.99
L1CQ	–67.74	–65.01	–70.14	–82.25	–103.02	–64.99	–65.02	–67.73	–86.05	–64.67	–67.74	–64.99	–64.65

[1]The results of the QZSS GPS-like signals (L1C/A, L1C) are identical to those of GPS, [2]S-B1C: SBAS-B1C, [3]Results for L1S and L1Sb

Table 5. Spectral separation coefficient results for L2 band signals.

SSC	GPS			New System
[dB/Hz]	L2C[1]	P(Y)	M-Code	L2C
L2C	–61.80	–69.91	–87.06	–61.79
P(Y)	–69.91	–71.25	–79.79	–69.90
M-Code	–87.06	–79.79	–71.56	–87.10
New L2C	–61.79	–69.90	–87.10	–61.79

[1]The result of the QZSS GPS-like signal (L2C) is identical to that of GPS

Table 6. Spectral separation coefficient results for L5 band signals.

SSC	GPS/QZSS/ New system	Galileo/BDS	NavIC	
[dB/Hz]	L5(b)[1]	E5a/B2a	SPS	RS
L5(b)	–71.01	–71.00	–69.78	–72.88
E5a/B2a	–71.00	–70.98	–69.77	–72.86
SPS	–69.78	–69.77	–61.79	–77.03
RS	–72.88	–72.86	–77.03	–67.73

[1]Results for L5 of the GPS/QZSS/New system and L5Sb of the QZSS.

SSC 성능은 약 −65 dB/Hz에서 −70 dB/Hz로 다소 높은 중첩도를 나타냈지만, 그 외 타 시스템의 보안 신호들과는 약 −70 dB/Hz에서 −100 dB/Hz 수준을 보여 우수한 스펙트럼 분리도를 확보함을 확인할 수 있었다. 특히 L5 대역의 경우, 중첩되는 신호 자체의 대역폭이 넓어 L1, L2 대역 대비 SSC 값이 상대적으로 낮음을 확인할 수 있다.

한편, SSC는 신호 간 스펙트럼 분리 정도를 정량적으로 나타낸다는 장점이 있으나, 해당 값이 실제 시스템 성능에 미치는 영향을 직관적으로 해석하기는 어렵다. 예를 들어, −60 dB/Hz 수준의 SSC가 수신기에서 어느 정도의 C/N_0 열화를 유발하는지 직접적으로 판단하기는 쉽지 않다. 또한 SSC는 신호의 스펙트럼 특성만을 기반으로 계산되기 때문에, 실제 환경에서의 영향은 신호의 송출 전력이나 가시 위성 수 등과 같은 요소에 따라 달라질 수 있다. 즉, SSC 값이 상대적으로 크더라도, 해당 신호를 송출하는 위성 수가 적은 경우 실제 간섭 영향은 제한적일 수 있다. 따라서, 4.2절에서는 유효 C/N_0 저하량 분석을 통해 각 시스템 간 간섭 영향을 보다 직관적으로 평가하고자 한다.

4.2 Degradation of Effective Carrier-to-Noise Density

Table 7. Maximum effective C/N_0 degradation due to intersystem interference in the L1 band.

Case	C/N_0 degradation [dB]
GPS L1C/A←New system	0.32
GPS L1C←New system	0.61
GPS P(Y)←New system	0.21
GPS M-Code←New system	0.01
Galileo E1-A←New system	0.00
Galileo E1-B←New system	0.66
BDS B1C←New system	0.64
BDS S-B1C←New system	0.38
BDS B1A←New system	0.01
QZSS L1C/A←New system	0.34
QZSS L1C/B←New system	0.67
QZSS L1C←New system	0.63
QZSS L1S←New system	0.38
QZSS L1Sb←New system	0.38
New system L1C←GPS	0.57
New system L1CQ←GPS	0.61
New system L1C←Galileo	0.54
New system L1CQ←Galileo	0.58
New system L1C←BDS	0.72
New system L1CQ←BDS	0.77
New system L1C←QZSS	0.43
New system L1CQ←QZSS	0.46

Tables 7–9는 각각 L1, L2, L5 대역에 대해, 시뮬레이션에서 고려된 시간 및 수신기 위치 조건 하에서 간섭 시스템으로 인해 목적 신호가 겪는 최대 C/N_0 저하량을 나타낸다. 이번 분석에서는 열잡음 전력 스펙트럼 밀도를 −201.5 dBW/Hz로 가정하였다.

표의 해석 방법은 다음과 같다. 예를 들어, Table 7의 두 번째 행은 L1 대역에서 새로 도입되는 시스템의 모든 신호로 인해 GPS L1C/A 신호가 약 0.32 dB의 C/N_0 저하를 겪는 다는 것을 의미한다. 전반적으로 C/N_0 저하량은 SSC 결과와 유사한 경향을 보이며, 스펙트럼 분리도가 우수할수록 저하량이 작게 나타난다. SSC 분석 결과, Galileo E1-A 및 B1A 신호는 새 시스템과 높은 스펙트럼 분리도를 나타내었으며, 이에 따라 L1 대역에서 이 시스템으로 인해 해당 신호들이 겪는 C/N_0 저하량은 0.01 dB 이하로 매우 미미함을 확인할 수 있다.

Table 7에서 관찰되는 최대 C/N_0 저하량은 약 0.7 dB로, 이는 새로 도입되는 항법 시스템의 신호가 BDS로부터 받는 간섭 영향 결과이다. 이러한 현상은 BDS 위성군 규모가 크고, BDS B1C 신호와 새 시스템의 L1C 신호가 동일한 변조 방식을 가지기 때문으

Table 8. Maximum effective C/N_0 degradation due to intersystem interference in the L2 band.

Case	C/N_0 degradation [dB]
GPS L2C←New system	0.49
GPS P(Y)←New system	0.09
GPS M-Code←New system	0.00
QZSS L2C←New system	0.51
New system L2C←GPS	0.75
New system L2C←QZSS	0.29

Table 9. Maximum effective C/N_0 degradation due to intersystem interference in the L5 band.

Case	C/N_0 degradation [dB]
GPS L5←New system	0.09
Galileo E5a←New system	0.09
BDS B2a←New system	0.09
NavIC L5-SPS←New system	0.12
NavIC L5-RS←New system	0.06
QZSS L5←New system	0.09
QZSS L5S←New system	0.10
New system L5←GPS	0.22
New system L5←Galileo	0.24
New system L5←BDS	0.47
New system L5←NavIC	0.16
New system L5←QZSS	0.24

로 해석된다. 이와 유사하게, GPS L1C, Galileo E1-B, QZSS L1C 신호 역시 MBOC 기반 신호로서 상호 스펙트럼 분리도가 낮아, 이들 신호가 겪는 C/N_0 저하량은 다른 신호 대비 약 0.6 dB로 상대적으로 크게 나타난다.

L2 대역에서도 유사한 경향을 확인할 수 있다. 동일한 스펙트럼 특성을 갖는 L2C 신호 간에는 다른 신호 조합에 비해 비교적 큰 C/N_0 저하가 발생한다. 다만, 새 시스템의 L2C 신호는 간섭원이 GPS인지 QZSS인지에 따라 저하량에 차이를 보이는데, 이는 각 시스템의 위성군 규모 차이로 인한 가시 위성 수 차이에 기인한다.

반면 L5 대역에서는 전반적으로 다른 대역에 비해 낮은 C/N_0 저하량이 관찰된다. 해당 대역에서 GPS, Galileo, BDS, QZSS, 새 시스템 모두 BPSK(10) 변조 방식을 사용하여 동일한 스펙트럼 특성을 공유하지만, 신호 대역폭이 넓어 간섭에 대한 내성이 향상된다. 실제 SSC 분석에서도 MBOC 신호 간의 경우보다 BPSK(10) 신호 간의 상관 특성이 낮게 나타나며, 이는 간섭 영향 감소로 이어진다.

새 시스템 도입에 따라 기존 시스템이 겪는 C/N_0 저하량은 전반적으로 새 시스템이 받는 저하량보다 작은 경향을 보인다. 특히 상호운용성을 고려하여 의도적으로 동일 스펙트럼으로 설계된 신호들을 제외하면, 타 시스템과의 호환성 측면에서도 양호한 성능을 유지함을 확인할 수 있다. 일부 스펙트럼 중첩에 따른 성능 저하가 존재하지만, 민간 서비스 신호의 경우 이러한 설계는 상호운용성 확보 측면에서 유의미한 이점을 제공한다.

한편, Tables 7-9는 시뮬레이션에서 고려된 모든 시점과 위치에서 계산된 최대 C/N_0 저하량을 나타낸다. 다만 이러한 최대값은 특정 시점과 지역에서 발생한 결과로, 전 영역에서 동일한 수준의 간섭이 발생함을 의미하지는 않는다. Fig. 12는 Tables 7-9에 포함된 다양한 경우 중 일부 대표 사례의 결과를 보여준다. 전체 결과를 모두 도시하기에는 양이 방대하므로, 본 연구에서는 몇 가지 사례만을 제시하였다.

그림에서 확인할 수 있듯, 특정 신호가 받는 간섭 영향은 간섭 시스템 위성의 ground track과 유사한 공간적 분포를 보인다. 예를 들어, GPS 신호가 새 시스템으로부터 받는 간섭 영향의 공간 분포는 Fig. 7의 지상 궤적과 유사하며, 간섭 영향은 주로 한반도 및 인근 지역에 집중되고 아메리카, 유럽, 아프리카 등에서는 거의 나타나지 않는다. 반면, GPS와 Galileo와 같은 글로벌 위성항법시스템은 전 지구적 커버리지를 제공하므로, 새 시스템은 이들 시스템으로부터의 간섭 영향을 서비스 영역 전반에서 받게 된다.

또한, NavIC과 새 시스템은 모두 지역 위성항법시스템이지만, 서비스 영역이 각각 인도와 한반도를 중심으로 분리되어 있어 상호 간 간섭 영향은 제한적이다. 반면 QZSS와는 서비스 영역이 상당 부분 중첩되며, 다수 위성이 동일 지역에서 동시에 가시되므로 상대적으로 큰 간섭 영향을 유발할 수 있다.

5. CONCLUSION

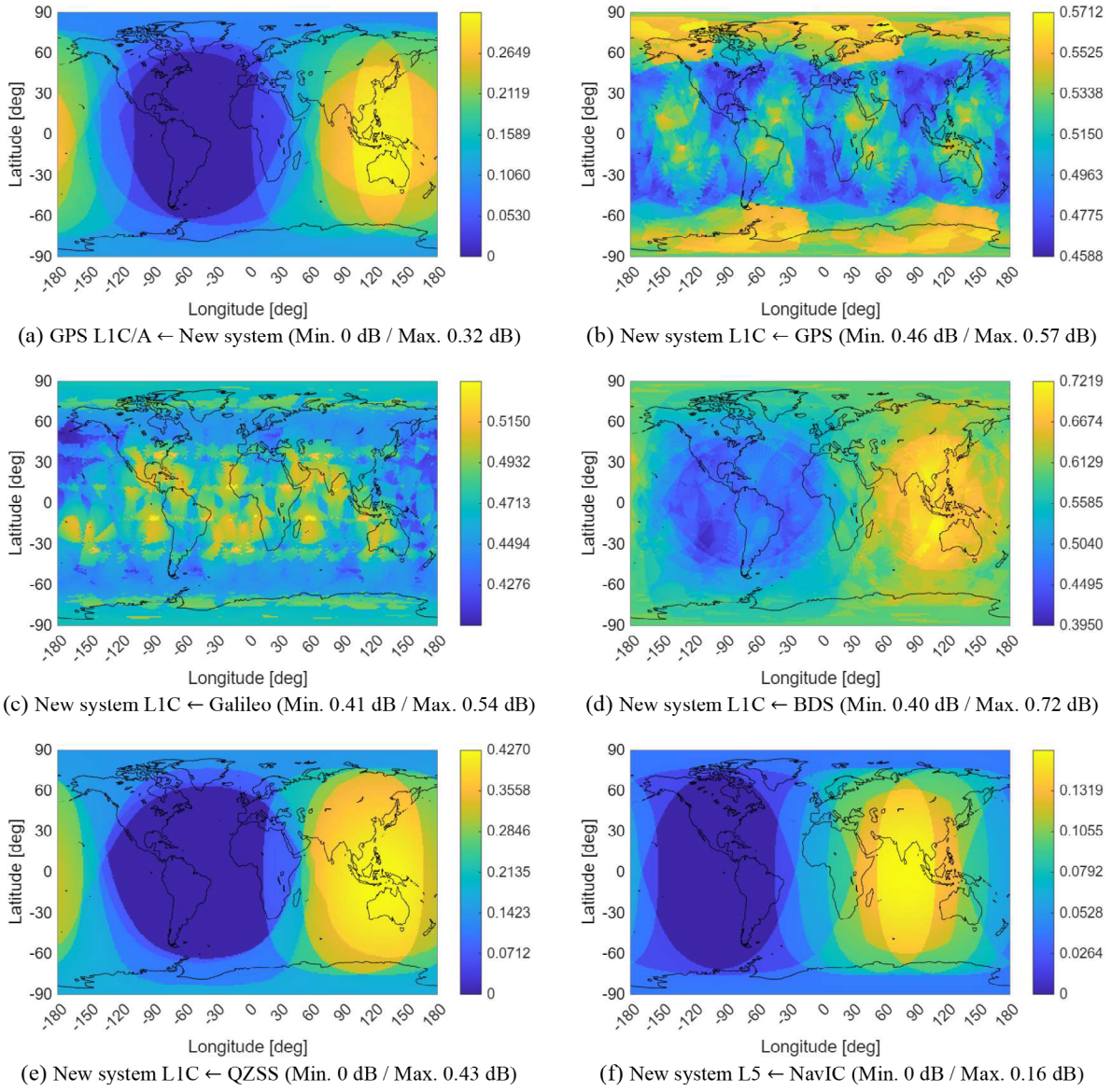
이 논문에서는 L1, L2, 및 L5 대역을 중심으로 새로운 지역 위성항법시스템 도입에 따른 RNSS 시스템 간 상호 간섭 영향을 정량적으로 평가하였다. 이를 위해 ITU-R M.1831-1 권고안에 기반한 시뮬레이션을 수행하였으며, SSC와 C/N_0 저하량을 통해 기존 RNSS 시스템과 발생 가능한 간섭 수준을 분석하였다.

분석 결과, 새로운 위성항법시스템 도입으로 인해 기존 RNSS가 경험하는 간섭 영향은 전반적으로 크지 않을 것으로 나타났다. 스펙트럼 분리도 관점에서 보면, 새로운 시스템의 L1, L2 및 L5 대역 신호는 모두 민간 서비스용으로 설계되어 있어, 동일 대역의 민간 신호와 일부 스펙트럼이 겹치지만, 보안 서비스 신호와는 명확한 스펙트럼 분리를 유지하며 SSC 성능 또한 우수하였다.

C/N_0 저하량 분석 결과, 스펙트럼이 완전히 겹치는 경우에도 타 시스템의 신호가 겪는 C/N_0 저하량은 약 0.6 dB 수준으로 제한되며, 타 시스템의 보안 서비스 신호에 미치는 영향은 0.1 dB 이하로 나타나 기존 RNSS와의 호환성이 매우 우수함을 확인하였다. 또한, 새로운 시스템은 위성군 규모가 비교적 작고 특정 지역만을 서비스하므로, 최대 간섭 영향 역시 해당 지역 내에서 제한적으로 발생하였다. 이러한 결과는 위성 조합, 상대 위치, 시간 등을 모두 고려한 전 구간에서의 최악의 경우에 해당하며, 대부분의 운용 조건에서는 이보다 작은 저하가 발생할 것으로 예상된다. Wallner et al. (2005)에서도 GPS와 Galileo 간 최대 약 0.6 dB의 C/N_0 저하를 최악의 경우로 제시하였으며, 해당 수준의 저하는 실제 운용 환경에서 다른 오차 요인에 비해 매우 작아 직접 측정하기 어려운 수준임을 보고하였다. 따라서, 새로운 지역 위성항법시스템의 도입은 기존 RNSS 시스템과의 호환성을 확보하면서도, 민간 신호 간 상호운용성을 지원할 수 있을 것으로 판단된다.

다만, RNSS 운용국들은 지속적인 시스템 현대화를 추진 중이며, 이에 따른 추가 위성 발사 계획이 발표되고 있다. 특히 일본의 경우, 서비스 영역이 새로운 시스템과 상당 부분 겹치므로, 향후 추가 위성 발사에 따른 상호 간섭 영향이 크게 증가할 가능성이 있다. 따라서 후속 연구에서는 이러한 신규 신호와 추가 위성을 포함한 확장 시나리오를 고려한 호환성 분석이 필요하다.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.317



(a) GPS L1C/A ← New system (Min. 0 dB / Max. 0.32 dB)

(b) New system L1C ← GPS (Min. 0.46 dB / Max. 0.57 dB)

(c) New system L1C ← Galileo (Min. 0.41 dB / Max. 0.54 dB)

(d) New system L1C ← BDS (Min. 0.40 dB / Max. 0.72 dB)

(e) New system L1C ← QZSS (Min. 0 dB / Max. 0.43 dB)

(f) New system L5 ← NavIC (Min. 0 dB / Max. 0.16 dB)

Fig. 12. Results of effective C/N_0 degradation.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 우주항공청의 재원으로 지원을 받아 수행된 것임 (과제번호: RS-2022-00165802).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

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

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

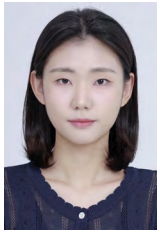
REFERENCES

Avila-Rodriguez, J.-A., Hein, G. W., Wallner, S., Issler, J.-L., Ries, L., et al. 2008, The MBOC Modulation: The Final Touch to the Galileo Frequency and Signal Plan, Navigation, 55, 15-28. https://doi.org/10.1002/j.2161-

4296.2008.tb00415.x
BDS ICD 2017a, BeiDou Navigation Satellite System SIS ICD Open Service Signal B1C (Version 1.0)
BDS ICD 2017b, BeiDou Navigation Satellite System SIS ICD Open Service Signal B2a (Version 1.0)
BDS ICD 2020, BeiDou Navigation Satellite System SIS ICD Satellite Based Augmentation System Service Signal BDSBAS-B1C (Version 1.0)
Choi, B.-K., Roh, K.-M., Ge, H., Ge, M., Joo, J.-M., et al. 2020, Performance Analysis of the Korean Positioning System Using Observation Simulation, Remote Sensing, 12, 3365, https://doi.org/10.3390/rs12203365
CSNOTARC, Data Download [Internet], cited 2026a Mar 11, available from: https://www.csno-tarc.cn/data/dataDownload
CSNOTARC, Satellite Parameters [Internet], cited 2026b Mar 13, available from: https://www.csno-tarc.cn/data/satelliteParameters
EUSPA, Almanac [Internet], cited 2026 Mar 11, available from: https://www.gsc-europa.eu/gsc-products/almanac#current
Galileo ICD 2025, Galileo Open Service SIS ICD (Issue 2.2)
GPS, Space Segment [Internet], cited 2026 Mar 23, available from: https://www.gps.gov/space-segment
GPS ICD 2022a, Navstar GPS Space Segment/User Segment Interfaces (IS-GPS-200)
GPS ICD 2022b, Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interfaces (IS-GPS-800)
GPS ICD 2022c, Navstar GPS Space Segment/User Segment L5 Interfaces (IS-GPS-705)
Hein, G. W., Godet, J., Issler, J.-L., Martin, J.-C., Erhard, P., et al. 2002, Status of Galileo Frequency and Signal Design, In Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2002), Portland, Oregon, 24-27 September 2002, pp.266-277. https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=2026
IRNSS ICD 2017, IRNSS SIS ICD for SPS (Version 1.1)
ITU 2015, Recommendation ITU-R M.1831-1, A coordination methodology for radionavigation-satellite service inter-system interference estimation, International Telecommunication Union.
ITU 2026, Recommendation ITU-R M.1787-6, Description of systems and networks in the radionavigation-satellite service (space-to-Earth and space-to-space) and technical characteristics of transmitting space stations operating in the bands 1164-1215 MHz, 1215-1300 MHz and 1559-1610 MHz.
Jung, I. 2024, KPS & KASS Status Updates, In Proceedings of the 64th Meeting of the Civil GPS Service Interface Committee (CGSIC), Baltimore, Maryland, 16-17 September 2024. https://archive.gps.gov/cgsic/meetings/2024/jung.pdf
Kim, T. 2021, Status of the KPS in 2021, In Proceedings of the 61st Meeting of the Civil GPS Service Interface Committee (CGSIC), St. Louis, Missouri, 20-21 September 2021. https://archive.gps.gov/cgsic/meetings/2021/kim.pdf
Kim, T. 2022, KPS & KASS Update, In Proceedings of the 62nd Meeting of the Civil GPS Service Interface Committee (CGSIC), Denver, Colorado, 19-20 September 2022. https://archive.gps.gov/cgsic/meetings/2022/kim.pdf
Kim, Y., Kim, J., & Choi, J. Y. 2024, Status and Technological Survey of Navigation Satellite System, JPNT, 13, 35-44. https://doi.org/10.11003/JPNT.2024.13.1.35
Liu, W., Zhai, C. R., Zhan, X. Q., & Zhang, Y. H. 2011, Assessment and analysis of radio frequency compatibility among several global navigation satellite systems, IET Radar Sonar Navigation, 5, 128-136. https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2009.0241
Misra, P. & Enge, P. 2006, Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. (Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press), pp.393-427
Morton, Y. J., van Diggelen, F., Spilker, J., Parkinson, B. W., Lo, S., et al. 2021, Position, Navigation, and Timing Technologies in the 21st Century: Integrated Satellite Navigation, Sensor Systems, and Civil Applications, Volume 1. (New Jersey: John Wiley & Sons.)
Navigation Center, GPS NANUS, Almanacs, OPS Advisories, & SOF [Internet], cited 2026 Mar 20, available form: https://www.navcen.uscg.gov/gps-nanus-almanacs-opsadvisories-sof
QZSS, List of Positioning Satellites [Internet], cited 2026a Mar 11, available from: https://qzss.go.jp/en/technical/satellites/index.html
QZSS, Satellite Positioning, Navigation and Timing Service [Internet] 2026b Mar 11, available from: https://sys.qzss.go.jp/dod/en/archives/pnt.html
QZSS ICD 2024, QZSS Interface Specification Satellite Positioning, Navigation and Timing Service (IS-QZSS-PNT-006)
QZSS ICD 2026, QZSS Interface Specification Sub-meter Level Augmentation Service (IS-QZSS-L1S-009)
Shin, J. H., Lim, D.-W., Joo, J.-M., Lee, S. J., Song, H.-Y., et al. 2020, Interference analysis of KPS signals on the L-band GNSS signals, JPNT, 9, 319-325. https://doi.org/10.11003/JPNT.2020.9.4.319
United Nations 2021, The Interoperable Global Navigation Satellite Systems Space Service Volume, 2nd ed. (Vienna: United Nations)
Upadhyay, D. & Bhadouria, V. S. 2021, Overview of New NavIC L1 SPS Signal Structure & SBOC Modulation and

Modified-CEMIC Multiplexing Scheme, In Proceedings of the 15th Annual Meeting of the International Committee on Global Navigation Satellite Systems (ICG), Vienna, Austria, 27 September-1 October 2021. https://www.unoosa.org/documents/pdf/icg/2021/ICG15/WGS/icg15_wgs_01.pdf

Wallner, S., Hein, G. W., Pany, T., Avila-Rodriguez, J.-A., & Posfay, A. 2005, Interference Computations Between GPS and GALILEO, In Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2005), Long Beach, California, 13-16 September 2005, pp.861-876. https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=6281



Subin Lee is currently a senior research engineer in LIG Defense & Aerospace. She received a Ph.D. in Electrical and Computer Engineering from Inha University in 2026. Her research interests include GNSS signal design and radio frequency compatibility analysis.



Jong-Hoon Won received the Ph.D. degree in the Department of Control and Instrumentation Engineering from Ajou University, Korea, in 2005. After then, he had worked with the Institute of Space Application at University Federal Armed Forces (UFAF) Munich, Germany. He was nominated as Head of GNSS Laboratory in 2011 and tenured since 2014 at the same institute. He was also involved in lectures on advanced receiver technology at Technical University of Munich (TUM) since 2009. He is currently a professor of the Department of Electrical Engineering at Inha University. His research interests include GNSS signal design, receiver, navigation, target tracking systems and self-driving cars.

JPNT 15(3), 331-340 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.331

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

스테레오 카메라 캘리브레이션 계수와 특징점 좌표의 공동 최적화 기법

이유진[1], 안우진[2], 이형근[2†]

A Joint Optimization Method for Stereo Camera Calibration Parameters and Feature Point Coordinates

Yu Jin Lee[1], Woo Jin Ahn[2], Hyung Keun Lee[2†]

[1]Aerospace and Aviation Electronics Research Center, Korea Aerospace University, Goyang 10540, Korea
[2]Department of Aerospace Electronics and Information Engineering, Korea Aerospace University, Goyang 10540, Korea

ABSTRACT

This paper proposes an efficient joint optimization method for stereo camera calibration parameters and multiple feature point coordinates using a planar chessboard target. The proposed method detects chessboard corners from synchronized left and right stereo images and estimates their initial three-dimensional (3D) coordinates through linear triangulation. The intrinsic parameters of both cameras, lens distortion coefficients, inter-camera extrinsic parameters, and 3D chessboard feature coordinates are then jointly refined in a single linearized optimization framework. Experimental results using directly acquired stereo image pairs show that the proposed method maintains sub-pixel reprojection accuracy and reduces reprojection error variation over most of the evaluated distance conditions. The proposed framework can serve as a practical calibration approach for stereo vision systems requiring stable geometric reconstruction.

Keywords: stereo camera calibration, error-state joint optimization, 3D feature coordinates
주요어: 스테레오 카메라 캘리브레이션, 오차 상태 공동 최적화, 3차원 특징점 좌표

1. 서론

위성항법 및 자율주행 기술의 안정적인 상용화를 위해서는 위성 신호가 단절되거나 약화되는 도심 음영 지역에서도 연속적이고 신뢰성 있는 정밀 측위가 확보되어야 한다. 이를 위해 위성항법 시스템과 카메라, 관성센서, 라이다 등의 로컬 센서를 결합하여 위성항법의 취약성을 보완하는 복합 측위 및 환경 인식 기술이 활발하게 연구되고 있다 (Sindagi et al. 2019, Yoo et al. 2020, Lan et al. 2024, Cho et al. 2025, Kang et al. 2026). 특히 Lee et al. (2018)은 RTK GPS, 관성센서 및 스테레오 카메라를 결합하여 3차원 지도 기반 복합 항법을 위한 공간 정보를 생성하는 기법을 제시하였으며, 이를 통해 위성항법 정보와 영상 기반 3차원 공간 정보를 함께 활용하는 접근의 유효성을 보였다.

이러한 복합 측위 시스템에서 스테레오 카메라는 좌우 영상에서 동일한 공간 특징점을 관측하고 영상 간 시차를 이용하여 거리 및 3차원 위치 정보를 추정할 수 있다는 장점을 갖는다. 이는 별도의 스케일 기준 없이는 절대 거리를 결정하기 어려운 단안 카메라와 구별되는 특성이다. 스테레오 시차를 이용한 깊이 복원은 오랜 기간 연구되어 왔으며, Scharstein & Szeliski (2003)는 구조광을 이용하여 고정밀 기준 시차 데이터를 구축함으로써 스테레오 깊이 추정 결과를 정량적으로 평가할 수 있는 기반을 마련하였다. Geiger et al. (2011)은 스테레오 영상만을 이용하여 실시간 조밀 3차원 복원을 수행하는 기법을 제시하고 실제 주행 환경에서의 적용 가능성을 보였다. 이러한 특성으로 인해 스테레오 카메라는 자율주행, 로봇 비전, 3차원 지도 작성 및 정밀 측위 보조 시스템 등 다양한 분야에서 3차원 공간 정보를 획득하기 위한 주요 센서로 활용되고 있다.

그러나 스테레오 카메라를 이용한 3차원 복원 정확도는 영상

Received Jun 18, 2026 **Revised** Aug 11, 2026 **Accepted** Aug 31, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: hyknlee@kau.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

간 시차 추정 성능뿐만 아니라 카메라 캘리브레이션 정확도에도 크게 의존한다. 스테레오 카메라의 캘리브레이션에서는 각 카메라의 초점거리, 주점 및 렌즈 왜곡 계수와 같은 내부 파라미터와 좌우 카메라 간 상대 회전 및 병진 관계를 나타내는 외부 파라미터를 정확하게 추정해야 한다. 특히 좌우 카메라 간의 기하학적 관계는 삼각측량 과정에 직접 반영되므로, 작은 파라미터 추정오차도 깊이 방향의 오차로 확대되어 복원된 3차원 좌표의 정확도를 저하시킬 수 있다. 따라서 스테레오 카메라의 캘리브레이션에서는 영상 평면상의 재투영 오차뿐만 아니라 복원된 3차원 특징점의 위치 정확도와 기하학적 일관성을 함께 고려할 필요가 있다.

일반적인 카메라 캘리브레이션에서는 체스보드와 같은 평면 타겟을 다양한 위치와 자세에서 촬영한 후, 영상에서 검출된 코너점과 타겟의 기하학적 구조를 이용하여 카메라 파라미터를 추정한다 (Zhang 2000, Bradski & Kaehler 2008). 이 과정에서는 영상 재투영 오차를 최소화하도록 카메라 파라미터와 3차원 장면 구조를 함께 조정하는 번들 조정(bundle adjustment)이 널리 활용되어 왔다 (Triggs et al. 2000). 이후에는 캘리브레이션 타겟의 구조적 불확실성까지 고려하는 연구가 수행되었다. Strobl & Hirzinger (2008, 2011)는 알려지지 않은 격자 패턴의 치수 또는 불완전한 평면 타겟을 고려하여 타겟 구조와 카메라 파라미터를 동시에 추정하는 방법을 제시하였으며, Hagemann et al. (2022)은 촬영 과정에서 발생하는 타겟 변형을 저차원 모델로 표현하고 이를 카메라 내부 파라미터 및 타겟 자세와 함께 최적화하였다. 또한 Yan et al. (2023)은 카메라 내부 파라미터와 카메라–라이다 간 외부 파라미터를 하나의 최적화 문제에서 함께 추정하였고, Cho et al. (2025)은 카메라와 관성측정장치 사이의 정렬 오차를 추정하는 과정에서 카메라 내부 파라미터를 제약 조건 기반 최적화에 포함하여 함께 추정하였다.

이와 같이 카메라 파라미터와 타겟 구조 또는 이종 센서 간 외부 파라미터를 공동으로 추정하는 연구가 수행되어 왔으나, 대부분 단안 카메라 또는 이종 센서 조합을 주된 대상으로 하고 있다. 이에 비해 좌우 카메라의 상대 기하가 고정된 스테레오 구성에서 타겟의 3차원 구조를 고정하지 않고 카메라 파라미터와 함께 추정하는 문제는 상대적으로 충분히 다루어지지 않았다. 특히 절대 거리 기준이 제공되지 않는 스테레오 영상 관측만으로는 복원된 3차원 특징점 좌표와 카메라 간 병진 벡터의 공통 스케일을 유일하게 결정할 수 없으므로, 타겟의 3차원 구조를 최적화 변수로 포함하는 경우에는 절대 스케일을 결정하기 위한 추가적인 기하학적 제약이 필요하다. 또한 타겟 자세가 변화하면 기준 카메라 좌표계에서 표현되는 3차원 특징점 좌표도 함께 변화하므로, 여러 자세의 관측값을 하나의 최적화 문제에 통합하기 위해서는 자세에 무관한 카메라 파라미터와 자세에 종속되는 3차원 특징점 좌표를 구분하여 구성할 필요가 있다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 오차 상태 공동 최적화 기반의 스테레오 카메라 내외부 파라미터 캘리브레이션 기법을 제안한다. 제안된 기법은 비선형 스테레오 관측 모델을 현재 추정값 근방에서 선형화한 후, 상태변수 자체가 아닌 상태변수의 추정오차를 최소자승법으로 추정하고 이를 반복적으로 보상하는 구조로 구성된다. 이와 같은 오차 상태 기반의 추정 구조는 위성항법이 취약한 환경에서 영상, 관성센서 및 위성항법 정보를 결합하는 항법 분야에서도 활용되어 왔다 (Lee et al. 2022). 제안된 상태벡터에서는 카메라 내부 파라미터와 렌즈 왜곡 계수, 좌우 카메라 간 회전 및 3차원 병진 벡터를 모든 타겟 자세에 공통으로 적용되는 상태변수로 정의하고, 각 자세에서 복원되는 체스보드의 3차원 특징점 좌표는 자세별 독립 상태변수로 구성한다. 이에 따라 각 자세에서 발생하는 3차원 복원 오차는 해당 자세의 특징점 좌표를 통해 개별적으로 보정되는 동시에, 모든 자세에서 획득된 영상 관측값은 공통 카메라 파라미터의 추정에 함께 반영된다.

또한 실제 체스보드의 인접 코너 간격을 고정 거리 기준으로 적용하여 3차원 특징점 좌표와 카메라 간 병진 벡터 사이의 스케일 모호성을 제한하였다. 이를 통해 영상 재투영 오차와 3차원 특징점의 기하학적 제약을 하나의 최적화 과정에서 함께 고려할 수 있도록 하였다. 본 논문의 주요 차별점은 고정된 스테레오 구성에서 공통 카메라 파라미터와 자세별 3차원 특징점 좌표를 오차 상태 수준에서 구분하여 공동 추정하고, 알려진 인접 코너 간격을 절대 거리 기준으로 적용하는 구체적인 캘리브레이션 정식화를 제시한 데 있다. 또한 다양한 거리와 자세에서 획득된 관측값을 공동으로 활용하여 근거리 및 원거리 조건에서의 캘리브레이션 안정성을 평가하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 제안하는 오차 상태 공동 최적화 기반 스테레오 카메라 캘리브레이션 기법과 상태변수 및 관측 모델의 구성을 설명한다. 3장에서는 서로 다른 거리에서 직접 취득한 스테레오 영상 데이터를 이용한 실험 환경과 OpenCV 기반 스테레오 캘리브레이션 기법과의 비교 결과를 제시한다. 마지막으로 4장에서는 본 논문의 주요 결과를 정리하고 향후 연구 방향을 제시한다.

2. 공동 최적화 기반 캘리브레이션 기법

2.1 시스템 개요

제안된 캘리브레이션 기법을 적용하기에 앞서, 동기화된 좌우 스테레오 영상에서 체스보드 코너점을 검출하고 검출된 대응점을 이용하여 선형 삼각측량을 수행함으로써 좌측 카메라 좌표계 기준의 초기 3차원 특징점 좌표를 산출해야 한다. 이후 비선형 스테레오 관측 식을 선형화하여 오차 상태에 대한 선형 시스템을 구성하게 된다. 최적화 대상은 좌우 카메라의 초점거리와 렌즈 왜곡 계수, 카메라 간 회전 및 병진 파라미터, 그리고 각 체스보드 특징점의 3차원 좌표로 정의된다. 각 반복 단계에서는 스테레오 관측 잔차를 최소화하는 오차 상태 추정값을 최소자승법으로 계산하고, 오차 상태가 사전에 정의된 수렴 조건을 만족할 때까지 파라미터를 반복 갱신하게 된다.

제안된 기법을 적용하기 위해서는 고정된 좌우 카메라 쌍과 서로 다른 6개의 체스보드 자세에서 취득된 특징점 집합을 하나의 최적화 세트로 구성해야 한다. 동일한 최적화 세트 내에서 카메라 파라미터는 모든 자세에 공통으로 적용되며 3차원 특징점 좌표는 각각의 자세별로 구분된다. 제안된 기법은 희소 행렬 기반의 전용 최적화 라이브러리 없이도 일반적인 최소자승 계산만

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.331

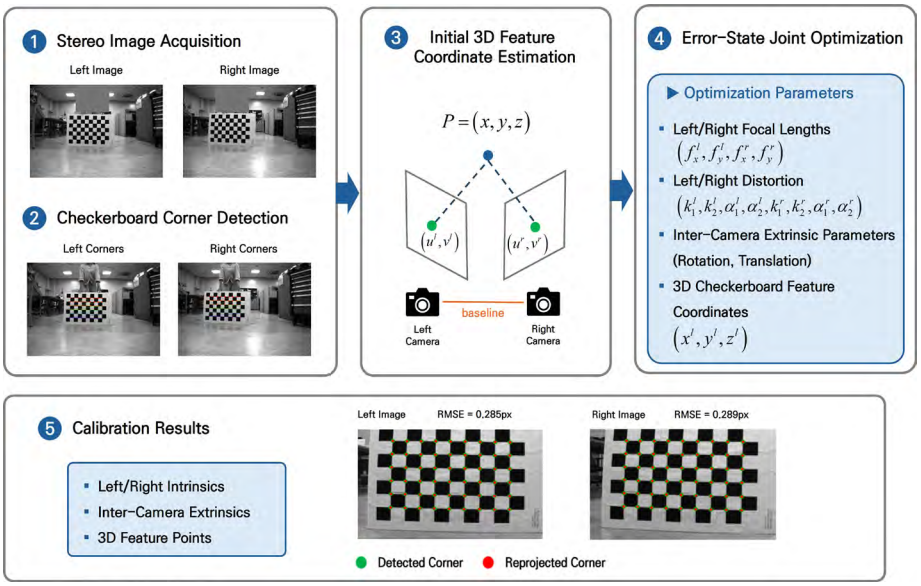


Fig. 1. Overview of the proposed stereo camera calibration framework.

으로 실험실 환경의 스테레오 카메라 캘리브레이션 절차에 실용적으로 적용 가능한 장점을 가진다.

Zhang에 의한 기존의 평면 체스보드 기반 캘리브레이션 방법은 체스보드의 내부 코너 배열과 실제 격자 간격으로 구성된 3차원 objectPoints를 고정 입력으로 사용하여 카메라 파라미터를 추정한다. 반면 제안된 기법은 좌우 영상 관측값과 초기 스테레오 기하 관계로부터 산출한 3차원 특징점 좌표를 카메라 파라미터와 함께 최적화 변수로 포함하며, objectPoints를 고정된 형상의 제약으로 사용하지 않는다. 제안된 기법은 실제 체스보드에서 수평 또는 수직으로 인접한 코너 사이의 거리인 75.0 mm만을 고정된 미터 단위 기준값으로 사용하여 격자 간격 잔차를 구성한다.

Fig. 1은 제안된 기법의 입력 영상 취득, 코너 검출, 초기 3차원 좌표 추정, 오차 상태 공동 최적화, 최종 파라미터 산출 과정을 순차적으로 나타낸다.

2.2 체스보드 특징점 검출 및 초기 3차원 좌표 추정

스테레오 카메라 캘리브레이션을 수행하기 위해서는 좌우 영상에서 동일한 물리적 위치를 나타내는 대응 코너점을 안정적으로 검출해야 한다. 본 논문에서는 평면 체스보드를 캘리브레이션 타겟으로 사용하며 스테레오 영상에서 검출된 j번째 체스보드 내부 코너점 P_j의 픽셀 좌표는 각각 Eq. (1)과 같이 정의된다.

$$P_j^l = \begin{bmatrix} p_{x,j}^l \\ p_{y,j}^l \end{bmatrix}, \quad P_j^r = \begin{bmatrix} p_{x,j}^r \\ p_{y,j}^r \end{bmatrix} \tag{1}$$

여기서 위첨자 l과 r은 각각 좌측 카메라와 우측 카메라를 의미한다. $p_{x,j}^l$와 $p_{y,j}^l$는 좌측 영상에서 검출된 j번째 코너점의 픽셀 좌표이며, $p_{x,j}^r$와 $p_{y,j}^r$는 우측 영상에서 검출된 동일 코너점의 픽셀 좌표이다. 검출된 코너점은 서브픽셀 정밀화를 통해 보정되며 이후 초기 3차원 좌표 추정에 사용된다. 본 논문에서는 좌측 카메라를 기준 좌표계로 설정하였다. 좌측 카메라 좌표계에서 표현된 P_j의 3차원 좌표는 Eq. (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$X_{cam,j}^l = \begin{bmatrix} x_j^l \\ y_j^l \\ z_j^l \end{bmatrix} \tag{2}$$

우측 카메라 좌표계에서 표현된 동일한 코너점의 3차원 좌표는 Eq. (3)과 같이 나타낸다.

$$X_{cam,j}^r = \begin{bmatrix} x_j^r \\ y_j^r \\ z_j^r \end{bmatrix} \tag{3}$$

좌측 카메라와 우측 카메라는 고정된 상대 위치와 자세 관계를 가진다. 좌측 카메라 좌표계에서 우측 카메라 좌표계로의 회전 행렬을 C_l^r, 좌측 카메라 좌표계에서 표현된 좌우 카메라 간 병진 벡터를 T_{lr}^l이라고 하면, 동일한 3차원 코너점은 Eq. (4)와 같이 변환된다.

$$X_{cam,j}^r = C_l^r \left(X_{cam,j}^l - T_{lr}^l \right) \tag{4}$$

각 카메라에서 P_j의 3차원 좌표와 2차원 영상 좌표 사이의 관계는 핀홀 카메라 모델을 기반으로 선형 제약식으로 표현할 수 있다. 좌측 카메라와 우측 카메라의 투영 제약식은 각각 Eq. (5)와 같다.

$$A_j^l X_{cam,j}^l = 0_{2\times 1}, \quad A_j^r X_{cam,j}^r = 0_{2\times 1} \tag{5}$$

여기서 A_j^l과 A_j^r은 각각 좌측 및 우측 카메라의 투영 제약 행렬이며, Eq. (6)과 같이 구성된다.

$$A_j^l = \begin{bmatrix} s_x^l p_{x,j}^l & -f_x^l & 0 \\ s_y^l p_{y,j}^l & 0 & f_y^l \end{bmatrix}$$
$$A_j^r = \begin{bmatrix} s_x^r p_{x,j}^r & -f_x^r & 0 \\ s_y^r p_{y,j}^r & 0 & f_y^r \end{bmatrix} \tag{6}$$

3차원 특징점 좌표는 좌측 카메라 좌표계 기준의 X축 전방, Y

축 우측, Z축 하방 성분 순서로 표현된다. 이에 따라 Eq. (6)의 투영 제약 행렬은 해당 좌표 성분 순서에 맞추어 구성하였다. Eq. (6)에서 f_x^l, f_y^l는 좌측 카메라의 초점거리, f_x^r, f_y^r는 우측 카메라의 초점거리를 의미한다. 또한 $s_x^l, s_y^l, s_x^r, s_y^r$는 픽셀 단위 좌표값을 거리 단위 좌표값으로 변환하기 위한 환산계수를 나타낸다. Eq. (4)를 우측 카메라의 투영 제약식에 대입하면, 우측 카메라에서의 관측식은 Eq. (7)과 같이 좌측 카메라 좌표계 기준의 3차원 좌표 $X_{cam,j}^l$에 대한 식으로 변환된다.

$$A_j^r C_l^r \left(X_{cam,j}^l - T_{lr}^l \right) = 0_{2\times1} \tag{7}$$

좌측 카메라의 투영 제약식과 우측 카메라의 투영 제약식을 결합하면, P_j의 초기 3차원 좌표를 추정하기 위한 선형 시스템은 Eqs. (8–9)와 같이 구성된다.

$$A_j X_{cam,j}^l = B_j \tag{8}$$

$$A_j = \begin{bmatrix} A_j^l \\ A_j^r C_l^r \end{bmatrix}, \quad B_j = \begin{bmatrix} 0_{2\times1} \\ A_j^r C_l^r T_{lr}^l \end{bmatrix} \tag{9}$$

Eq. (8)은 좌우 영상에서 검출된 동일 코너점 $_{P_j}$에 대해 좌측 카메라 좌표계 기준의 3차원 좌표를 추정하기 위한 선형 삼각측량 모델이다 (Hartley & Zisserman 2004). 이상적인 경우 두 카메라의 투영선은 하나의 3차원 점에서 정확히 교차하지만 실제 영상에서는 코너 검출 오차, 영상 노이즈, 렌즈 왜곡 및 초기 파라미터 오차로 인해 두 투영선이 정확히 교차하지 않는다. 따라서 제안된 기법에서는 Eq. (10)과 같이 최소자승법을 이용하여 $_{P_j}$의 초기 3차원 좌표를 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{X}_{cam,j}^l = \left(A_j^T A_j \right)^{-1} A_j^T B_j \tag{10}$$

모든 체스보드 코너점에 대해 Eq. (10)을 반복 적용하면 한 쌍의 스테레오 영상으로부터 Eq. (11)과 같은 초기 3차원 특징점 집합을 얻을 수 있다.

$$\left\{ \hat{X}_{cam,j}^l \right\}_{j=1}^N = \left\{ \hat{X}_{cam,1}^l, \hat{X}_{cam,2}^l, \cdots, \hat{X}_{cam,N}^l \right\} \tag{11}$$

이와 같이 산출된 3차원 특징점 좌표는 이후 공동 최적화의 초기값으로 활용되게 된다. Eq. (11)은 하나의 타겟 자세에서 획득한 스테레오 영상 쌍의 특징점 집합을 나타내며, 실제 공동 최적화에서는 서로 다른 6개의 타겟 자세에서 각각 산출된 특징점 집합을 하나의 최적화 세트로 구성하게 된다.

2.3 카메라 내외부 파라미터와 특징점 좌표의 공동 최적화

2.2절에서 산출한 초기 3차원 특징점 좌표에는 앞서 언급한 오차 요인으로 인해 잔여 오차가 포함되어 있다. 따라서 제안 기법에서는 특징점들의 초기 추정값을 기준으로 비선형 스테레오 관측 모델을 선형화하고 오차 상태에 대한 반복 최적화를 수행하여 스테레오 카메라 파라미터와 3차원 특징점 좌표를 동시에 추정하게 된다.

이를 위해 먼저 j번째 체스보드 코너점에 대해, 현재 추정된 3차원 좌표와 관측 모델의 오차를 Eqs. (12–13)과 같이 미소 오차항으로 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{X}_{cam,j}^l = X_{cam,j}^l + \delta X_{cam,j}^l \tag{12}$$

$$\tilde{A}_j = A_j + \delta A_j, \quad \tilde{B}_j = B_j + \delta B_j \tag{13}$$

여기서 $\hat{X}_{cam,j}$은 현재 추정된 j번째 코너점의 3차원 좌표이고, $\delta X_{cam,j}^l$은 해당 좌표의 오차 상태이다. 또한 $\tilde{A}_j$와 $\tilde{B}_j$는 실제 관측 오차가 포함된 행렬이며, δA_j와 δB_j는 카메라 파라미터 오차에 의해 발생하는 미소 변화량을 의미한다. j번째 코너점에 대한 스테레오 잔차는 Eq. (14)와 같이 정의된다.

$$Z_{st,j} = \tilde{A}_j \hat{X}_{cam,j}^l - \tilde{B}_j \tag{14}$$

Eqs. (12–13)을 Eq. (14)에 대입하고, 2차 이상의 미소항을 무시하면 잔차는 Eq. (15)와 같이 1차 선형식으로 근사화 된다.

$$Z_{st,j} = A_j \delta X_{cam,j}^l + \delta A_j X_{cam,j}^l - \delta B_j \tag{15}$$

Eq. (15)는 스테레오 잔차가 3차원 특징점 좌표의 오차뿐만 아니라, 좌우 카메라의 내부 파라미터, 렌즈 왜곡 계수, 카메라 간 외부 파라미터의 오차에 의해서도 영향을 받는 것을 의미한다. 첫 번째 항은 3차원 특징점 좌표 오차가 잔차에 미치는 영향을 나타내며, 두 번째 항은 카메라 파라미터 오차로 인한 투영 제약 행렬의 변화가 잔차에 미치는 영향을 나타낸다. 마지막 항은 우변 벡터 변화에 의한 영향을 의미한다. 제안된 기법은 다양한 파라미터들을 한 개의 오차 상태 벡터로 구성하여 공동으로 추정하는 특징을 가진다. 이를 위해 j번째 코너 특징점에 대한 오차 상태 벡터는 Eq. (16)과 같이 정의된다.

$$\delta X_{st,j} = \begin{bmatrix} \delta k^l \\ \delta k^r \\ \delta f^l \\ \delta f^r \\ \phi_{lr}^l \\ \delta t_{lr}^l \\ \delta X_{cam,j}^l \end{bmatrix} \tag{16}$$

여기서 δk^l과 δk^r은 각각 좌측 및 우측 카메라의 렌즈 왜곡 계수 보정량이며 Eq. (17)과 같이 구성된다.

$$\delta k^l = \begin{bmatrix} \delta k_1^l \\ \delta k_2^l \\ \delta \alpha_1^l \\ \delta \alpha_2^l \end{bmatrix}, \quad \delta k^r = \begin{bmatrix} \delta k_1^r \\ \delta k_2^r \\ \delta \alpha_1^r \\ \delta \alpha_2^r \end{bmatrix} \tag{17}$$

좌측 및 우측 카메라의 초점거리 오차 상태 δf^l과 δf^r은 Eq. (18)과 같이 정의된다.

$$\delta f^l = \begin{bmatrix} \delta f_x^l \\ \delta f_y^l \end{bmatrix}, \quad \delta f^r = \begin{bmatrix} \delta f_x^r \\ \delta f_y^r \end{bmatrix} \tag{18}$$

Eq. (16)에서 좌우 카메라 간 미소 회전 벡터 ϕ_{lr}^l과 병진 오차 상태 t_{lr}^l은 Eq. (19)와 같이 정의된다. ϕ_{lr}^l은 좌측 카메라 좌표계에서 표현된 미소 회전 벡터이며 t_{lr}^l은 좌우 카메라 간 병진 벡터의 오차 상태를 의미한다.

$$\boldsymbol{\phi}_{lr}^{l}=\begin{bmatrix}\phi_x^l\\ \phi_y^l\\ \phi_z^l\end{bmatrix},\quad \delta t_{lr}^{l}=\begin{bmatrix}\delta t_x^l\\ \delta t_y^l\\ \delta t_z^l\end{bmatrix} \tag{19}$$

미소 회전 벡터를 이용하면 좌우 카메라 사이의 회전 행렬은 Eq. (20)과 같이 근사적으로 갱신할 수 있다.

$$\hat{C}_l^r \approx \left(I_{3\times3}+\left[\boldsymbol{\phi}_{lr}^{l}\right]_\times\right)C_l^r \tag{20}$$

여기서 $I_{3\times3}$는 단위행렬이며, $[\boldsymbol{\phi}_{lr}^{l}]_\times$는 미소 회전 벡터로부터 구성되는 왜대칭 행렬(skew-symmetric matrix)이다.

한편, Eq. (15)의 스테레오 잔차를 Eq. (16)의 오차 상태 벡터에 대해 1차 선형화하면 Eq. (21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{st,j}\approx H_{st,j}\delta X_{st,j} \tag{21}$$

여기서 $H_{\delta t,j}$는 j번째 코너점에 대한 스테레오 관측 자코비안 행렬이며, 각 최적화 파라미터가 스테레오 잔차에 미치는 민감도를 나타낸다. 전체 최적화에 사용되는 잔차 벡터는 스테레오 영상 관측 잔차와 인접 코너 간 격자 간격 잔차를 함께 누적하여 Eq. (22)와 같이 구성한다. 여기서 Z_{st}는 전체 N개 코너점에 대한 스테레오 영상 관측 잔차를 누적한 벡터이며, r_{grid}는 인접한 두 특징점 사이의 격자 간격 잔차를 누적한 벡터이다. 두 잔차는 서로 다른 단위를 갖고 있음에 따라 각각 σ_{img}와 σ_{grid}로 정규화하였으며 본 논문에서는 σ_{img}=1.0 *px*, σ_{grid}=1.0 mm로 설정하였다.

$$Z=\begin{bmatrix}Z_{st}/\sigma_{img}\\ r_{grid}/\sigma_{grid}\end{bmatrix},\quad Z_{st}=\begin{bmatrix}Z_{st,1}\\ Z_{st,2}\\ \vdots\\ Z_{st,N}\end{bmatrix} \tag{22}$$

전체 오차 상태 벡터 δX_{st}는 Eq. (23)과 같이 공통 카메라 파라미터의 오차 상태와 전체 개 코너점의 3차원 좌표 오차 상태로 구성된다. 공통 카메라 파라미터는 8개의 렌즈 왜곡 계수, 4개의 초점거리 성분, 3개의 회전 성분 및 3개의 병진 성분으로 총 18개이며, 따라서 전체 오차 상태 벡터의 차원은 18+3N이 된다.

$$\delta X_{st}=\begin{bmatrix}\delta k^l\\ \delta k^r\\ \delta f^l\\ \delta f^r\\ \boldsymbol{\phi}_{lr}^{l}\\ \delta t_{lr}^{l}\\ \delta X_{cam,1}^{l}\\ \delta X_{cam,2}^{l}\\ \vdots\\ \delta X_{cam,N}^{l}\end{bmatrix} \tag{23}$$

스테레오 영상 관측 잔차에 대한 선형화 모델은 Eq. (24)와 같은 선형 시스템으로 표현된다.

$$Z_{st}\approx H_{st}\delta X_{st} \tag{24}$$

일반적으로 거리의 기준이 제공되지 않은 스테레오 영상 관측만으로는 3차원 특징점 좌표와 카메라 간 병진 벡터의 공통 스케일을 결정할 수 없다. 이를 해소하기 위해서는 본 논문에서는 체스보드의 알려진 인접 코너 간격 d_g=75.0 mm를 고정된 거리 기준으로 활용하였다. 수평 또는 수직으로 인접한 두 특징점 X_i와 X_j에 대한 격자 간격 잔차는 Eq. (25)와 같이 정의된다.

$$r_{ij}^{grid}=\left\|X_i-X_j\right\|_2-d_g,\quad d_g=75.0\text{ mm} \tag{25}$$

여기서 d_g는 갱신되지 않는 알려진 상수이며 격자 간격 제약을 통해 영상 관측식의 스케일 모호성을 제한한다. Eq. (25)의 격자 간격 잔차를 두 3차원 특징점 좌표에 대해 선형화하면 각각의 편미분은 Eq. (26)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial r_{ij}^{grid}}{\partial X_i}=\frac{\left(X_i-X_j\right)^T}{\left\|X_i-X_j\right\|_2},\qquad \frac{\partial r_{ij}^{grid}}{\partial X_j}=-\frac{\partial r_{ij}^{grid}}{\partial X_i} \tag{26}$$

따라서 격자 간격 잔차에 대한 자코비안 행은 해당 인접 코너의 두 3차원 좌표에 대응하는 열에만 0 값이 아닌 성분을 가지며, 나머지 상태변수에 대응하는 성분은 0 값으로 구성된다. Eq. (24)에 정리된 스테레오 관측 모델에 격자 간격 잔차를 추가하면, 전체 자코비안 행렬 H는 스테레오 영상 관측 잔차에 대한 H_{st}와 격자 간격 잔차에 대한 H_{grid}로 구성된다. 해당 코너점의 3차원 좌표와 공통 카메라 파라미터에 의존하며 격자 간격 잔차는 해당 인접 코너 쌍의 두 3차원 좌표에 의존한다.

$$H_{st}=\begin{bmatrix}H_{st,c_1} & H_{st,X_1} & 0 & \cdots & 0\\ H_{st,c_2} & 0 & H_{st,X_2} & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ H_{st,c_N} & 0 & 0 & \cdots & H_{st,X_N}\end{bmatrix}\in R^{(4N)\times(18+3N)}$$

$$H=\begin{bmatrix}H_{st}/\sigma_{img}\\ H_{grid}/\sigma_{grid}\end{bmatrix}\in R^{(4N+M)\times(18+3N)} \tag{27}$$

이후의 실험에서는 6개의 타겟 자세와 자세당 54개의 코너점을 사용하므로 N=324이며, 자세당 93개의 인접 코너 쌍으로부터 M=558개의 격자 간격 잔차가 구성된다. 이에 따라 전체 자코비안 행렬의 크기는 1854×990이다. 최소자승법을 통해 오차 상태의 보정량은 Eq. (28)과 같이 추정된다.

$$\delta\hat{X}_{st}^{l}=\left(H^TH\right)^{-1}H^TZ \tag{28}$$

추정된 보정량을 이용하여 카메라 파라미터와 3차원 특징점 좌표를 반복적으로 갱신한다. 예를 들어 j번째 체스보드 코너점의 3차원 좌표는 Eq. (29)와 같이 갱신된다.

$$\hat{X}_{cam,j,k+1}^{l}=\hat{X}_{cam,j,k}^{l}-\delta\hat{X}_{cam,j,k}^{l} \tag{29}$$

여기서 아래 첨자 k는 반복 최적화 단계의 순서 인덱스(index)를 의미한다. 초점거리, 렌즈 왜곡 계수, 병진 벡터는 동일한 방식으로 보정량을 반영 갱신하며, 회전 행렬은 Eq. (20)의 미소 회전 모델을 이용하여 갱신한다. 반복 최적화는 Eq. (22)의 전체 가중 잔차의 크기 또는 오차 상태 보정량의 크기가 사전에 설정한 임계값 이하로 감소할 때까지 수행하게 된다.

Table 1. Quantitative comparison of calibration accuracy across 1 m distance intervals.

Distance	Method	Reprojection RMSE (px)		
		Mean	Median	Std.
2 m range (2.0 - 2.75 m)	OpenCV	0.895	0.812	0.301
	Proposed	0.087	0.088	0.009
3 m range (3.0 - 3.75 m)	OpenCV	0.349	0.337	0.059
	Proposed	0.064	0.065	0.005
4 m range (4.0 - 4.75 m)	OpenCV	0.299	0.275	0.060
	Proposed	0.060	0.059	0.003
5 m range (5.0 - 5.75 m)	OpenCV	0.411	0.397	0.146
	Proposed	0.121	0.060	0.143

Table 2. Comparison of 3D distance estimation accuracy across 1 m distance intervals.

Distance range	Method	Mean distance error (mm)	Mean error rate (%)
2 m range (2.0 - 2.75 m)	OpenCV	69.84	3.06
	Proposed	32.34	1.42
3 m range (3.0 - 3.75 m)	OpenCV	55.85	1.69
	Proposed	23.9	0.71
4 m range (4.0 - 4.75 m)	OpenCV	134.40	3.05
	Proposed	24.8	0.57
5 m range (5.0 - 5.75 m)	OpenCV	244.96	4.44
	Proposed	40.8	0.76

Table 3. 3D grid-spacing consistency of valid adjacent corner pairs.

Distance	Mean adjacent distance (mm)	Grid spacing RMSE (mm)
2 m range (2.0 - 2.75 m)	75.001	0.065
3 m range (3.0 - 3.75 m)	75.001	0.032
4 m range (4.0 - 4.75 m)	75.001	0.023
5 m range (5.0 - 5.75 m)	75.002	0.075

3. 실험 및 성능 분석

3.1 실험 환경 및 데이터 취득

제안된 스테레오 카메라 캘리브레이션 기법의 성능을 검증하기 위해 통제된 실내 환경에서 실험을 수행하였다. 실험에는 FLIR Bumblebee XB3 스테레오 카메라를 사용하였으며, 캘리브레이션 타겟으로는 흑백 격자 패턴이 인쇄된 평면 체스보드를 사용하였다. 스테레오 영상은 제조사 제공 API를 활용하여 구성한 데이터 취득 파이프라인을 통해 좌우 카메라의 영상을 동기화하여 저장하였다.

스테레오 카메라 캘리브레이션을 위한 영상 데이터는 체스보드 타겟을 카메라로부터 2.00 m에서 5.75 m까지 0.25 m 간격으로 배치하여 취득하였다. 실제 거리는 Leica DISTO A6 레이저 거리 측정기를 사용하여 왼쪽 카메라 렌즈 전면과 체스보드 평면 사이의 거리를 측정하였다. 제조사가 제시한 해당 장비의 일반적인 측정 정확도는 30 m 이내에서 ±1.5 mm이며, 표시 분해능은 1 mm이다. 별도의 기준점 오프셋 보정은 적용하지 않았다. 각 거리 조건에서 체스보드의 6개 자세에 대해 자세별로 30쌍의 스테레오 영상을 취득하였다. 각 자세에서 취득한 동일 순번의 영상 6쌍을 하나의 캘리브레이션 세트로 구성하였으므로 거리 조건당 30개의 세트가 생성되며, 16개 거리 조건에서 총 480개의 캘리브레이션 세트와 2,880쌍의 스테레오 영상을 사용하였다. 각 세트는 별도의 최적화 단위로 처리되며, 하나의 세트에서는 카메라 파라미터를 6개 자세에 공통으로 적용하고 각 자세에서 관측된 3차원 코너 좌표를 개별 상태변수로 추정한다. Table 1은 세트별 재투영 오차를, Table 2는 각 세트의 정면 자세에서 산출한 거리 오차를, Table 3은 각 세트의 6개 자세에서 산출한 인접 코너 간 거리를 1 m 거리 구간별로 집계한 결과이다.



Fig. 2. Acquired stereo image pair (left, right).



Fig. 3. Chessboard corner detection results (left, right).

체스보드 코너점은 OpenCV에서 제공하는 findChessboardCorners 함수를 이용하여 검출하였고 cornerSubPix 함수를 이용하여 서브픽셀 정밀화를 수행하였다 (Bradski & Kaehler 2008). 이와 같은 과정을 거쳐 검출 및 정밀화된 좌우 대응 코너점은 초기 3차원 특징점 좌표 추정의 입력값으로 사용되며, 이후 오차 상태 공동 최적화의 관측값으로 활용된다.

Fig. 2는 직접 취득한 좌우 스테레오 영상 쌍을 나타내며 Fig. 3은 동일 영상에 대해 체스보드 코너 검출 및 서브픽셀 정밀화를 수행한 결과를 나타낸다.

3.2 캘리브레이션 결과 분석

제안된 기법의 주요 비교 대상은 코너 검출 함수가 아니라 OpenCV에 구현된 Zhang 평면 체스보드 기반 스테레오 캘리브레이션 방법이다. 이후부터는 이를 OpenCV 기반 방법으로 지칭하고, 이를 제안된 기법과 비교하고자 한다. OpenCV 기반 방법은 알려진 체스보드 내부 코너 배열과 실제 격자 간격으로부터 구성된 3차원 objectPoints를 고정된 입력으로 사용하고, 관측된 좌우 영상 코너점과 투영된 objectPoints 사이의 재투영 오차를 최소화하여 카메라 내부 파라미터와 좌우 카메라 간 외부 파라미터를 추정한다.

OpenCV 기반 방법에서 3차원 특징점 좌표는 카메라 캘리브레이션이 완료된 이후 별도의 삼각측량을 통해 복원되므로, 3차원 좌표의 복원 오차가 카메라 파라미터 추정 과정에 반영되지 않는다. 반면, 제안된 기법은 내부 파라미터, 외부 파라미터 및 3차원 특징점 좌표를 단일 오차 상태 벡터로 구성하여 동시에 추

정 및 갱신한다. 따라서 영상 관측과 3차원 특징점 간의 기하학적 제약이 카메라 파라미터와 3차원 좌표의 추정에 상호 반영되며, 상태변수 간의 오차 상관관계를 고려한 통합적 보정이 가능하다.

Fig. 4는 측정 거리 변화에 따른 재투영 root mean square error (RMSE)의 표준편차를 비교한 결과를 나타낸다. 전체적으로 두 방법 모두 대부분의 거리 구간에서 낮은 재투영 오차 분산을 보였으나 OpenCV 기반 방법은 2.0 m의 근거리 구간과 5.75 m의 원거리 구간에서 표준편차가 크게 증가하는 경향을 보이는 것을 알 수 있다. 반면 제안된 기법은 대부분의 거리 조건에서 낮은 재투영 오차와 표준편차를 나타냈다. 특히 2–4 m 구간에서는 OpenCV 기반 방법보다 낮은 표준편차를 보였으며, 5 m 구간에서는 두 방법의 표준편차가 유사하게 나타났다. 제안된 기법에서는 카메라 내부 파라미터, 렌즈 왜곡 계수, 카메라 간 상대 회전 및 3차원 병진 벡터를 서로 다른 타겟 자세에 대한 공통 상태변수로 추정하고, 각 자세에서 복원된 3차원 특징점 좌표는 자세별 독립 상태변수로 정의하여 동시에 보정하고 있다. 이와 같은 상태변수 구성은 각 자세에서 발생하는 3차원 복원 오차를 각 자세별로 흡수하는 동시에 다수 자세의 영상 관측값을 공통 파라미터 추정에 반영한다. 근거리 및 원거리 조건에서 재투영 오차의 변동이 상대적으로 억제된 것은 이와 같은 구성에 기인한 것으로 판단된다.

Table 1은 1 m 거리 구간별로 OpenCV 기반 방법과 제안된 기법의 재투영 RMSE를 비교한 결과이다. 제안된 기법의 평균 재투영 RMSE는 2, 3 및 4 m 구간에서 각각 0.087, 0.064 및 0.060 px로 나타나 OpenCV 기반 방법의 0.895, 0.349 및 0.299 px보다 낮았다. 해당 구간에서 표준편차 또한 각각 0.009, 0.005 및 0.003 px로 낮게 나타났다. 5 m 구간에서도 평균 RMSE는 OpenCV 기반 방법의 0.411 px에서 0.121 px로 감소하였으며 중앙값은 0.397 px에서 0.060 px로 감소하였다. 다만 5 m 구간의 표준편차는 제안된 기법에서 0.143 px로 OpenCV 기반 방법의 0.146 px와 유사한 값을 나타내었다. 결과적으로 제안된 기법은 근거리 및 원거리와 같이 기하학적으로 불리한 조건에서 재투영 오차의 변동성을 완화하는 경향을 보였다. 2.0 m와 5.75 m 구간은 각각 근거리와 원거리의 경계 조건에 해당한다. 2.0 m에서는 체스보드 코너점이 영상 주변부까지 넓게 분포하여 렌즈 왜곡 보정 오차의 영향이 커지는 반면, 5.75 m에서는 체스보드의 영상 내 점유율과 코너 간 픽셀 간격이 감소하여 코너 검출 불확실성이 증가한다. 5.75 m를 초과하는 구간에 대해서도 예비적으로 데이터를 취득하여 확인한 결과 코너 검출 실패율과 재투영 오차가 급격히 증가하는 경향이 나타나 본 논문의 정량 평가에서는 5.75 m를 원거리 조건에서의 유효 평가 상한으로 설정하였다.

재투영 RMSE는 2차원 영상 평면에서의 정합성을 평가하는 지표이므로 복원된 3차원 거리 특성을 직접적으로 나타내지는 않는다. 따라서 OpenCV 기반 방법과 제안된 기법의 복원 거리를 동일한 외부 거리 기준에서 비교하였다. 제안된 기법에서는 3차원 특징점 좌표와 카메라 간 병진 벡터를 함께 추정하는 과정에서 발생하는 스케일 모호성을 제한하기 위하여 체스보드의 실제 인접 코너 간격인 75.0 mm를 고정 거리 기준으로 적용하였다.

OpenCV 기반 방법은 Zhang 평면 체스보드 캘리브레이션으로 산출된 스테레오 카메라 파라미터와 동일한 좌우 영상 코너

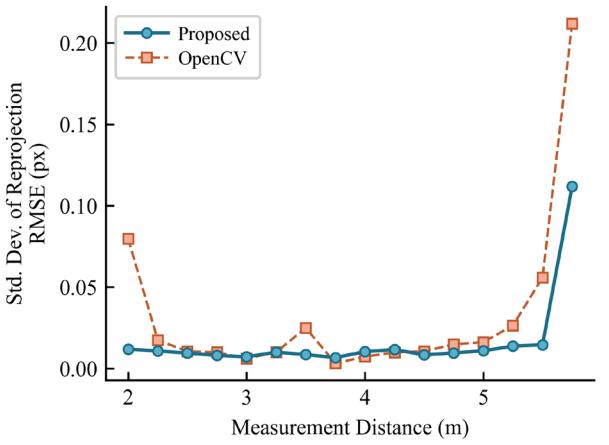


Fig. 4. Standard deviation of reprojection RMSE according to measurement distance.

관측값을 이용하여 3차원 코너점을 재구성하였다. 추정 거리는 정면 자세에서 복원된 54개 내부 코너의 좌측 카메라 전방축 좌표 평균으로 정의하였으며, 두 방법에 동일하게 적용하였다. 평균 거리 오차는 실제 측정 거리와 추정 거리 사이의 절대오차를 거리 구간별로 평균한 값이며, 평균 오차율은 해당 오차를 실제 측정 거리로 정규화한 상대오차율의 평균이다.

실제 측정 거리는 초기화 및 최적화 과정에는 사용하지 않고 결과 평가에만 사용하였다. 다만 평가에 사용된 정면 자세는 해당 캘리브레이션 세트를 구성하는 6개 자세 중 하나이므로 Table 2는 캘리브레이션에 사용된 영상으로부터 복원된 3차원 거리와 외부 거리 기준 사이의 차이를 비교한 결과를 정리한 것이다.

Table 2는 2 m 거리 조건에서 획득한 단일 세트로 추정한 카메라 파라미터를 모든 거리 구간에 동일하게 적용하고, 각 거리에서 서로 다른 6개의 타겟 자세로 취득한 영상을 보정에 사용하지 않은 검증 영상으로 사용하여 거리 추정 정확도를 비교한 결과이다. 이는 OpenCV 기반 방법이 단일 스테레오 보정 결과를 전 거리 구간에 적용하는 방식과 동일한 조건에 해당한다. 정리된 바와 같이 제안된 기법은 모든 거리 구간에서 OpenCV 기반 방법보다 낮은 평균 거리 오차와 평균 오차율을 나타냈으며, 특히 원거리 구간에서 그 차이가 두드러졌다. 보정에 사용되지 않은 영상에 대해서도 이러한 경향이 유지된 것은 알려진 격자 간격을 절대 거리 기준으로 적용하여 3차원 특징점 좌표와 카메라 간 병진 벡터의 스케일을 일관되게 제한함으로써 서로 다른 거리 조건에서도 복원 스케일의 편차가 억제되었기 때문으로 판단된다. 다만 물리적 거리와 카메라 모델의 기준점 사이 오프셋을 별도로 보정하지 않았으므로 이번 결과는 상대적인 거리 복원의 일관성을 나타내는 것으로 해석하는 것이 적절하다. 이와 같은 차이는 3차원 좌표를 캘리브레이션 이후 별도의 삼각측량으로 복원하는 구조와, 3차원 좌표를 최적화 변수로 포함하여 카메라 파라미터와 함께 갱신하는 구조의 차이에 기인한 것으로 판단된다.

Table 3은 영상 잔차와 75.0 mm 격자 간격 잔차를 포함한 최종 최적화 조건으로 전체 480개 세트를 다시 실행하여 얻은 3차원 특징점 좌표로부터 산출한 결과를 정리한 것이다. 각 자세당 93개, 각 세트당 558개의 인접 코너 쌍이 구성되며, 각 1 m 거리

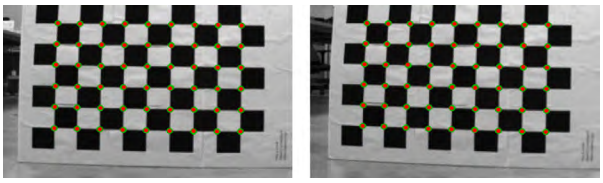


Fig. 5. Reprojection result of chessboard corners after stereo calibration.

구간의 66,960개 인접 코너 쌍을 모두 사용하였다. 세트 또는 인접 코너 쌍의 제외와 오차 기반 trimming은 적용하지 않았으며, grid-spacing RMSE는 추정 간격과 75.0 mm의 차이를 기준으로 계산하였다.

Table 3에 정리된 바와 같이 평균 인접 거리는 모든 거리 구간에서 75.001–75.002 mm로 나타났으며, 전체 격자 간격 RMSE는 2, 3, 4 및 5 m 구간에서 각각 0.065, 0.032, 0.023 및 0.075 mm로 나타났다. 이는 최적화 후 알려진 75.0 mm 격자 간격 제약이 모든 거리 구간에서 일관되게 만족되었음을 보여준다. 다만 75.0 mm 격자 간격이 최적화 과정의 미터 단위 기준값으로 사용되므로, 이 결과는 독립적인 3차원 정확도 검증이 아니라 최적화 후 해당 기하 제약의 충족 정도를 나타내는 진단 결과로 해석될 수 있다.

Fig. 5는 최적화된 스테레오 카메라 파라미터를 이용하여 체스보드 코너점을 영상 평면에 재투영한 결과를 나타낸다. Fig. 5에서 녹색 점은 영상에서 검출된 체스보드 코너점을, 빨간색 점은 최적화된 카메라 파라미터를 이용하여 재투영한 코너점을 의미한다. 검출된 코너점과 재투영된 코너점이 좌우 영상 모두에서 거의 동일한 위치에 분포하는 것을 확인할 수 있으며, 이는 제안된 기법을 통해 추정된 카메라 파라미터가 실제 영상 관측값을 안정적으로 설명함을 의미한다.

4. 결론

본 논문에서는 평면 체스보드를 이용하여 고정형 스테레오 카메라 쌍을 효율적으로 캘리브레이션하기 위한 오차 상태 기반 최적화 기법을 제안하였다. 캘리브레이션 성능 향상을 위하여 제안된 기법은 다양한 자세에서 체스보드의 영상을 취득하며, 카메라 내부 파라미터와 렌즈 왜곡 계수, 두 카메라 간 상대 회전 및 3차원 병진 벡터는 다수의 타겟 자세에 대한 공통 상태변수로 정의하고, 각각 자세에서 복원된 3차원 특징점 좌표는 각각의 자세별 독립 상태변수로 정의하여 활용하는 특징을 가진다. 아울러 체스보드의 인접 코너 간격 75.0 mm를 고정 거리 구속 조건으로 부가함으로써 3차원 특징점 좌표와 카메라 간 병진 벡터 사이의 공통 스케일 모호성을 제한하였다.

제안된 기법의 성능을 평가하기 위하여 OpenCV 기반 스테레오 캘리브레이션 기법과의 비교 실험을 수행하였다. 재투영 오차 비교에서 제안된 기법은 전체 평가 구간에서 낮은 평균 재투영 오차를 나타냈으며, 특히 2–4 m 구간에서 오차 변동이 작게 나타났다. 또한 외부 거리 기준과의 비교에서도 복원 거리와 기준 거리 사이의 차이가 OpenCV 기반 기법에 비해 감소함을 확인하였다.

제안된 기법의 성능 향상을 위해 향후에는 추정된 카메라 파라미터를 고정한 상태에서 캘리브레이션에 사용되지 않은 영상에 적용하여 일반화 성능을 평가할 필요가 있다. 아울러 다양한 조명 조건과 타겟 자세 및 카메라 베이스라인을 포함하는 실외 환경에서의 추가적인 검증이 요구된다. 제안된 기법은 널리 활용되고 있는 항법 및 측위 방정식과의 연계성을 고려하여 개발되었으므로 향후 위성항법 음영 지역에서 운용되는 복합 측위 시스템의 스테레오 카메라 캘리브레이션에 유용하게 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 논문은 과학기술정보통신부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행되었음 (No. RS-2025-16072596).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

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

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Bradski, G. & Kaehler, A. 2008, Learning OpenCV: Computer Vision with the OpenCV Library (Sebastopol: O'Reilly Media).

Cho, H.-S., Ahn, T.-D., Moon, S.-C., Hwang, K.-H., Lee, T.-H., et al. 2025, A Constrained Optimization Framework for Camera Intrinsic Parameters Based on Camera-IMU Calibration, JPNT, 14, 231-239. https://doi.org/10.11003/JPNT.2025.14.3.231

Geiger, A., Ziegler, J., & Stiller, C. 2011, StereoScan: Dense 3D reconstruction in real-time, In Proceedings of the 2011 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV), Baden-Baden, Germany, 5-9 June 2011, pp.963-968. https://doi.org/10.1109/IVS.2011.5940405

Hagemann, A., Knorr, M., & Stiller, C. 2022, Modeling Dynamic Target Deformation in Camera Calibration,

In Proceedings of the IEEE/CVF Winter Conference on Applications of Computer Vision (WACV), Waikoloa, HI, USA, 3-8 January 2022, pp.1747-1755. https://doi.org/10.48550/arXiv.2110.07322

Hartley, R. & Zisserman, A. 2004, Multiple View Geometry in Computer Vision, 2nd ed. (Cambridge: Cambridge University Press).

Kang, I.-S., Im, J.-U., & Won, J.-H. 2026, UAV Place Recognition Method with Solid-State LiDAR, JPNT, 15, 55-62. https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.1.55

Lan, Z., Wang, J., Shen, Z., & Fang, Z. 2024, Highly robust and accurate multi-sensor fusion localization system for complex and challenging scenarios, Measurement, 235, 114851. https://doi.org/10.1016/j.measurement.2024.114851

Lee, Y. D., Choi, K. H., Lim, J. H., Yoo, W.-J., Kim, L. W., et al. 2018, A system for generating spatial information utilizing RTK GPS/INS/stereo camera for 3D map-based hybrid navigation, Journal of Institute of Control, Robotics and Systems, 24, 757-766. https://doi.org/10.5302/J.ICROS.2018.0054

Lee, Y. D., Kim, L. W., & Lee, H. K. 2022, A tightly-coupled compressed-state constraint Kalman Filter for integrated visual-inertial-Global Navigation Satellite System navigation in GNSS-degraded environments, IET Radar, Sonar & Navigation, 16, 1344-1363. https://doi.org/10.1049/rsn2.12265

Scharstein, D. & Szeliski, R. 2003, High-accuracy stereo depth maps using structured light, In Proceedings of the 2003 IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), Madison, WI, USA, 18-20 June 2003, pp.195-202. https://doi.org/10.1109/CVPR.2003.1211354

Sindagi, V. A., Zhou, Y., & Tuzel, O. 2019, MVX-Net: Multimodal voxelnet for 3D object detection, In Proceedings of the 2019 International Conference on Robotics and Automation (ICRA), Montreal, QC, Canada, 20-24 May 2019, pp.7276-7282. https://doi.org/10.1109/ICRA.2019.8794195

Strobl, K. H. & Hirzinger, G. 2008, More Accurate Camera and Hand-Eye Calibrations with Unknown Grid Pattern Dimensions, In Proceedings of the 2008 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), Pasadena, CA, USA, 19-23 May 2008, pp.1398-1405. https://doi.org/10.1109/ROBOT.2008.4543398

Strobl, K. H. & Hirzinger, G. 2011, More Accurate Pinhole Camera Calibration with Imperfect Planar Target, In Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Computer Vision Workshops (ICCV Workshops), Barcelona, Spain, 6-13 November 2011, pp.1068-1075. https://doi.org/10.1109/ICCVW.2011.6130369

Triggs, B., McLauchlan, P. F., Hartley, R. I., & Fitzgibbon, A. W. 2000, Bundle Adjustment—A Modern Synthesis, In Vision Algorithms: Theory and Practice, Lecture Notes in Computer Science, vol.1883 (Heidelberg, Berlin: Springer), pp.298-372. https://doi.org/10.1007/3-540-44480-7_21

Yan, G., He, F., Shi, C., Wei, P., Cai, X., et al. 2023, Joint camera intrinsic and LiDAR-camera extrinsic calibration, In Proceedings of the 2023 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), London, UK, 29 May-2 June 2023, pp.11446-11452. https://doi.org/10.48550/arXiv.2202.13708

Yoo, J. H., Kim, Y., Kim, J., & Choi, J. W. 2020, 3D-CVF: Generating joint camera and lidar features using cross-view spatial feature fusion for 3D object detection, In Proceedings of the 16th European Conference on Computer Vision (ECCV 2020), Glasgow, UK, 23-28 August 2020, pp.720-736. https://doi.org/10.1007/978-3-030-58583-9_43

Zhang, Z. 2000, A flexible new technique for camera calibration, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 22, 1330-1334. https://doi.org/10.1109/34.888718



Yu Jin Lee received the B.S. degree from the School of Aerospace Electronics and Information Engineering, Korea Aerospace University, South Korea, in 2024, and the M.S. degree from the Department of Aerospace Electronics and Information Engineering, Korea Aerospace University, South Korea, in 2026. Her research interests include GNSS, SLAM, multi-sensor fusion, and autonomous navigation systems.



Woo Jin Ahn received the B.S. degree from the School of Aerospace Electronics and Information Engineering, Korea Aerospace University, South Korea, in 2024. He is currently pursuing the M.S. degree at the Department of Aerospace Electronics and Information Engineering, Korea Aerospace University, South Korea. His research interests include multi-sensor fusion, GNSS, and autonomous navigation systems.



Hyung Keun Lee received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees from Seoul National University, South Korea, in 1990, 1994, and 2002, respectively. He worked at the Central Research Institute, Hyundai Space and Aircraft Corporation, South Korea, from 1994 to 1998. He was a Postdoctoral Research Fellow in the Satellite Navigation and Positioning (SNAP) Group at the University of New South Wales (UNSW), Australia, from 2002 to 2003. Since 2003, he has been a Professor with the Department of Electronic and Information Engineering, Korea Aerospace University, South Korea. His research interests include positioning and navigation systems, SLAM, artificial intelligence, and avionics systems.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.331

JPNT 15(3), 341-353 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.341

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

넓은 SNR 범위에서 SAFE 기반 주파수 추정

정희양[1], 백동희[2], 정우진[1], 공승현[1†]

Frequency Estimation Based on SAFE Under Wide SNR Range

Hee-Yang Jung[1], Dong-Hee Paek[2], Woo-Jin Jung[1], Seung-Hyun Kong[1†]
[1]CCS Graduate School of Mobility, Korea Advanced Institute of Science & Technology, Daejeon 34051, South Korea
[2]Department of Future Mobility, Korea University, Sejong 30019, South Korea

ABSTRACT

Frequency estimation is estimating individual tone frequencies from noisy multi-tone sinusoidal signals. Accurately estimating both the number of tone frequencies and the individual tone frequencies in low signal-to-noise ratio (SNR) environments with existing frequency methods is challenging, because weak tone frequency components are buried in noise. In addition, existing methods generally exhibit a trade-off between robustness at low SNR and frequency estimation precision at high SNR, and consequently it is difficult to achieve consistently superior frequency estimation performance over a wide SNR range. To overcome these limitations, this paper proposes an SNR-adaptive frequency estimator (SAFE). SAFE consists of a time-frequency image neural network (TFINet), which enhances weak tone frequency components at low SNR, and an SNR-based frequency selector (SFS), which selects an appropriate frequency estimator according to the SNR of the estimated tone frequencies. TFINet enhances tone frequency components even in the low-SNR range, while SFS estimates the SNR of each tone frequency and selects either a robust frequency estimator or a super-resolution frequency estimator according to the estimated SNR. SAFE can thereby achieve robustness at low SNR while preserving high precision at high SNR. Simulation results show that SAFE achieves a False Negative Rate (FNR) of 13.00% over the SNR range from -10 dB to 0 dB, corresponding to a 13.04% improvement over the state-of-the-art method. In addition, SAFE reduces the Nearest Neighbor-Root Mean Squared Error (NN-RMSE) by 56.67% compared with the state-of-the-art method, thus demonstrating that it performs more accurate frequency estimation. Furthermore, experiments using real-world data demonstrate that SAFE provides robust frequency estimation performance even in practical environments with clutter.

Keywords: frequency estimation, low signal-to-noise ratio (SNR), linear-frequency modulation (LFM), time-frequency image (TFI), super-resolution (SR)
주요어: 주파수 추정, 낮은 SNR, 선형 주파수 변조, 시간-주파수 분포도, 초해상화

1. INTRODUCTION

잡음이 포함된 다중 톤 정현파 신호로부터 개별 톤 주파수를 추정하는 문제는 신호 처리 분야에서 오랫동안 다루어져 온 문제이다. 이러한 주파수 추정 문제는 레이더 영상 획득 (Krim & Viberg 1996), 통신 (Kong & Kim 2016), Global Navigation Satellite System (GNSS) 신호 획득 (Kong & Kim 2013, Kim & Kong 2014, Cho et al. 2019), 표적 식별 (Chuang & Moffatt 1976, Carriere & Moses 1992, Izacard et al. 2019), 수중 음향 (Beatty et al. 1978) 등 다양한 응용 분야에서 활용된다. 특히 제한된 수의 샘플과 잡음이 존재하는 조건에서도 톤 주파수의 개수 K와 개별 주파수를 정확하게 추정하는 것은 실제 신호 처리 시스템의 성능을 결정하는 요소 중 하나이다.

기존 주파수 추정 방법은 크게 non-parametric method,

Received Jul 13, 2026 **Revised** Aug 29, 2026 **Accepted** Sep 10, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: skong@kaist.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

parametric method, 그리고 deep learning-based method로 구분할 수 있다. 먼저, non-parametric method는 입력 신호에 Fast Fourier Transform (FFT)을 적용하여 power spectral density (PSD)를 계산하고, 이를 Frequency Representation (FR)으로 사용한다 (Bartlett 1937, 1946, Welch 1967, Stoica & Moses 2005). 이러한 방식은 구조가 단순하고 구현이 용이하다. 그러나 주파수 해상도가 입력 신호의 샘플 수에 의존하므로, 정밀한 주파수 추정을 위해서는 다량의 샘플이 필요하다. 따라서 샘플 수가 제한된 환경에서는 서로 가까운 톤 주파수를 구분하기에 한계가 있다.

Parametric method는 이러한 해상도 한계를 완화하기 위해 신호 부분공간을 활용하여 주파수를 추정한다. 특히 parametric method는 신호 부분공간과 잡음 부분공간 사이의 직교성을 통해 초해상도의 주파수를 추정한다 (de Prony 1795, Schmidt 1986, Roy & Kailath 1989). 이로 인해 parametric method는 non-parametric method보다 적은 수의 샘플로도 더 정밀한 주파수 추정이 가능하다. 그러나 부분공간을 얻기 위해 고유값 분해 (EigenValue Decomposition) 또는 특이값 분해 (Singular Value Decomposition, SVD)와 같은 고비용의 행렬 연산이 요구되며, 샘플 수가 증가할수록 계산량이 급격히 증가한다.

최근에는 deep learning-based method가 주파수 추정 문제에 적용되고 있다. 다양한 분야에서 Deep Learning (DL)의 표현 능력이 입증되고, GPU 기반 연산 환경의 발전으로 학습과 추론이 가속화되면서, 신경망을 이용한 주파수 추정 방법들이 활발히 연구되고 있다 (Izacard et al. 2019, Pan et al. 2021a, 2021b, 2022, Biswas & Gurbuz 2024). DL-based method는 잡음이 포함된 다중 톤 정현파 신호를 입력으로 받아 초해상도 FR을 직접 생성하도록 신경망을 학습한다. 따라서 parametric method에서 요구되는 복잡한 행렬 분해 연산 없이 효율적인 주파수 추정이 가능하다.

그러나 기존 방법들은 낮은 Signal-to-Noise Ratio (SNR)를 갖는 실제 환경에서 주파수 추정 성능 저하라는 한계를 가진다. 수중 해양 환경 (Bharathi & Mohanty 2019, Zhang et al. 2024)이나 생체 신호 획득 환경 (Liu et al. 2022)과 같이 잡음이 강한 환경에서는 약한 톤 주파수 성분이 잡음 성분에 묻히기 때문에, 이 경우 톤 주파수의 개수 K 및 개별 톤 주파수를 정확하게 추정하기 어렵다. 또한 기존 주파수 추정 방법들은 일반적으로 낮은 SNR에서의 강인성과 높은 SNR에서의 정밀도 사이에 trade-off를 가진다. 즉, 낮은 SNR에서 잡음에 강인한 주파수 추정 방법은 높은 SNR에서 초해상도 정밀도가 부족하고, 높은 SNR에서 정밀한 주파수 추정 방법은 낮은 SNR에서 잡음에 취약하다. Jia et al. (2024)은 기존 주파수 추정 방법의 잡음 강인성이 -10 dB에서 10 dB의 제한된 SNR 범위에서만 유효할 경우 더 열악한 환경에 적용하기 어렵다고 지적하였으며, 주파수 추정기의 전반적인 잡음 강인성을 평가하기 위해 -20 dB에서 20 dB까지의 넓은 SNR 범위를 고려하였다. 이로 인해 기존 방법들은 넓은 SNR 범위에서 일관적으로 우수한 주파수 추정 성능을 달성하기 어렵다.

이 논문에서는 위 문제들을 해결하기 위해 SNR-Adaptive Frequency Estimator (SAFE)를 제안한다. SAFE는 낮은 SNR에서의 강인한 주파수 추정과 높은 SNR에서의 정밀한 주파수 추정을 동시에 달성하기 위해 설계된 SNR 적응형 주파수 추정기이다. Fig. 1에 나타낸 바와 같이, SAFE는 강인한 주파수 추정기 time-frequency image neural network (TFINet), 초해상도 주파수 추정기 Prony's Method with Cadzow Denoising (PMCD) (de Prony 1795, Cadzow 1988), 그리고 톤 주파수의 SNR에 따라 적절한 추정기를 선택하는 SNR-based Frequency Selector (SFS)로 구성된다. TFINet은 입력 신호를 Time-Frequency Image (TFI)로 변환한 뒤 톤 주파수 강화 신경망을 통과하여 잡음을 감소시킨다. SFS에서는 TFINet에서 출력된 FR로부터 각 톤 주파수의 SNR을 추정하여 SNR에 따른 적합한 주파수 추정기를 선택한다. 이를 통해 SAFE는 넓은 SNR 범위에서 일관적인 주파수 추정 성능을 제공한다. 시뮬레이션 결과, SAFE는 -10 dB부터 0 dB까지의 SNR 범위에서 기존 주파수 추정 방법과 비교하여 False Negative Rate (FNR)를 13.04% 향상시켜 13.00%를 달성하였다. 또한 기존 주파수 추정 방법 대비 Nearest Neighbor-Root Mean Squared Error (NN-RMSE)를 56.67% 감소시켜, SAFE가 낮은 SNR 환경에서도 강인한 주파수 추정을 수행함을 확인하였다. 또한, 실제 Frequency-Modulated Continuous Wave (FMCW) 레이더 데이터를 이용한 실험을 통해, SAFE가 클러터가 존재하는 실제 환경에서도 기존 주파수 추정 방법보다 강인한 성능을 제공함을 입증하였다.

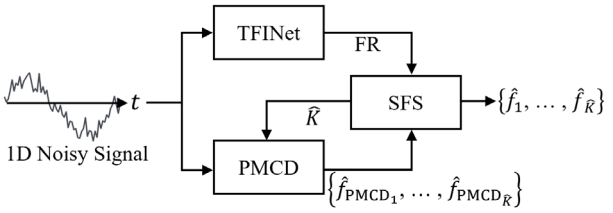


Fig. 1. Overview of SAFE. SAFE takes a one-dimensional (1D) noisy signal as input and outputs the estimated frequency set $\{\hat{f}_k\}_{k=1}^{\hat{K}}$. TFINet generates a noise-suppressed frequency representation (FR), from which SFS detects the tone frequencies. PMCD takes the estimated number of frequencies, $\hat{K}$, and the 1D noisy signal as inputs and outputs the frequency estimates $\{\hat{f}_{\mathrm{PMCD}_k}\}_{k=1}^{\hat{K}}$. In SFS, the SNR of each detected frequency is estimated, and either the frequency detected by TFINet or the corresponding estimate $\hat{f}_{\mathrm{PMCD}_k}$ is selected.

본 논문의 기여는 다음과 같다. 첫째, 낮은 SNR에서 약한 톤 주파수 성분을 강화하는 TFINet를 제안한다. 둘째, 톤 주파수의 SNR를 추정하고 추정된 SNR에 따른 적합한 주파수 추정기를 선택하는 SFS를 제안한다. 셋째, 시뮬레이션과 실측 데이터 실험을 통해 제안하는 SAFE가 넓은 SNR 범위에서 일관적으로 우수한 주파수 추정 성능을 제공함을 검증한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 기존 주파수 추정 방법들을 소개하고, 낮은 SNR 환경에서의 한계를 논의한다. 3장에서는 본 논문에서 고려하는 잡음이 포함된 다중 톤 정현파 신호 모델을 정의한다. 4장에서는 제안하는 SAFE의 전체 구조와 각 처리 단계를 설명한다. 5장에서는 기존 주파수 추정 방법들의 비교 실험을 통해 SAFE의 성능을 평가한다. 마지막으로, 6장에서 본 논문의 결론을 제시한다.

2. RELATED WORKS

이번 장에서는 기존 주파수 추정 방법인 non-parametric methods, parametric methods, DL-based methods, 그리고 hybrid methods를 소개한다. 또한 낮은 SNR에서 톤 주파수의 개수 K와 개별 톤 주파수를 모두 추정하는 데 있어 각 방법이 가지는 한계를 논의한다.

2.1 Non-parametric Method

Non-parametric methods는 PSD를 FR로 사용한다. Periodogram (Stoica & Moses 2005)은 입력 신호에 FFT를 적용하여 PSD를 생성한다. 이후 PSD에서 상위 K개의 peak를 선택함으로써 톤 주파수를 추정한다. 잡음 성분을 줄이기 위해 Bartlett's method (Bartlett 1937) 및 Welch's method (Welch 1967)와 같은 non-parametric methods는 입력 신호를 여러 시간 구간에 대한 하위 샘플들로 나누고, 각 하위 샘플들에 대한 FR을 생성한 뒤 이를 합산한다. 그러나 이러한 합산은 잡음 성분을 줄일 수 있지만, 주파수 해상도를 저하시킨다 (Gao & Dong 2025). 또한 periodogram만 단독으로 사용하는 경우에도 잡음의 영향을 충분히 줄이기 위해서는 많은 수의 샘플이 필요하다. 특히 낮은 SNR에서는 입력 신호 샘플 수가 제한될 경우 주파수 추정 성능이 저하된다.

2.2 Parametric Method

Parametric methods는 신호 부분 공간과 잡음 부분 공간 사이의 직교성을 활용하여 부공간을 분해하고, 사전에 정의된 톤 주파수 개수를 이용하여 초해상도 톤 주파수를 추정한다. MUltiple SIgnal Classification (MUSIC) (Schmidt 1986)은 입력 신호가 정현파라고 전제하고, 입력 신호 샘플 수보다 많은 steering vector를 사용함으로써 non-parametric methods와 비교하여 초해상도 FR을 얻는다. 또한 Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique (ESPRIT) (Roy & Kailath 1989)은 MUSIC과 동일한 방식으로 신호 부분 공간과 잡음 부분 공간을 분해하지만, FR 생성 없이 톤 주파수를 추정하므로 MUSIC보다 높은 계산 효율성을 제공한다. 한편, 잡음을 줄이면서 초해상도 주파수를 추정하는 방법들도 존재하며, 그중 하나가 PMCD (de Prony 1795, Cadzow 1988)이다. PMCD는 Cadzow denoising을 통해 입력 신호의 잡음 성분을 줄인 후 Toeplitz matrix를 구성한 뒤 SVD를 통해 신호 부분 공간과 잡음 부분 공간을 분리하여 톤 주파수를 추정한다. 그러나 낮은 SNR에서는 잡음 성분이 신호 부분 공간을 오염시키므로 신호 부분 공간과 잡음 부분 공간이 명확하게 분리되지 않기 때문에 주파수 추정 성능이 저하된다.

2.3 Deep Learning-based Method

DL-based methods는 입력 신호로부터 FR을 출력하는 신경망을 사용한다. 우수한 표현 능력으로 인해 DL-based methods는 2차원 주파수 추정 (Pan et al. 2021a), Synthetic Aperture Radar (SAR) super-resolution (Wei et al. 2021) 등의 분야에서도 연구되고 있다. DeepFreq (Izacard et al. 2019)는 최초로 DL을 활용하여 초해상도 주파수를 추정하였으며, cResFreq (Pan et al. 2021b)는 In-phase/Quadrature (I/Q)의 입력 신호에 적합한 복소수 기반 신경망 구조를 제안하였다. HResFreqNet (Biswas & Gurbuz 2024)은 오토인코더 구조를 사용하여 잡음 성분의 영향을 줄였으며, SwinFreq 및 CVSwinFreq (Smith & Torlak 2024)는 Transformer (Vaswani et al. 2017) 기반 주파수 추정 모델을 제안하였다. DL-based methods는 neural network가 톤 주파수와 잡음 사이의 비선형 관계를 구분하도록 학습됨으로써 잡음 성분을 줄이면서도 톤 주파수의 해상도를 향상시킨다. 그러나 이들의 성능은 학습 데이터의 품질에 의존하기 때문에, 낮은 SNR의 입력 신호를 학습데이터로 사용하는 경우 지배적인 잡음 성분으로 인해 주파수 추정 성능이 저하된다.

2.4 Hybrid Method

Hybrid methods는 서로 다른 추정 기법을 결합하여 단일 방법의 한계를 보완한다. Zhang et al. (2005)은 coarse estimation, averaging, outlier removal 및 refined phase estimation을 결합하여 낮은 SNR에서도 안정적인 주파수 추정을 가능하게 하였다. Liao & Chen (2014)은 frequency offset에 따라 Candan estimator와 phase-corrected Quinn estimator를 선택하여 estimation bias를 감소시켰다. 그러나 두 방법 모두 단일 톤 신호를 대상으로 한다. 이에 본 논문에서는 다중 톤 신호를 대상으로 각 톤의 SNR을 추정하고, SNR에 따라 TFINet와 PMCD를 적응적으로 선택함으로써 넓은 SNR 범위에서 강인성과 정밀도를 동시에 확보한다.

3. PROBLEM FORMULATION

이번 장에서는 이 논문에서 다루는 주파수 추정 문제를 수학적으로 표현하고 이에 대한 용어 표기를 명시한다. 먼저, K개의 톤 주파수로 구성된 연속 시간 신호는 Eq. (1)과 같이 복소 지수함수들의 선형 결합으로 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sum_{k=1}^{K} a_k \exp(j2\pi f_k t)\,, t \in \mathbb{R}. \tag{1}$$

여기서 $f_k \in [0,1]$은 k번째 톤 주파수의 정규화된 주파수를 나타내며, $a_k \in \mathbf{C}$는 해당 톤 주파수의 크기와 위상을 모두 포함하는 진폭을 나타낸다. Eq. (2)에서 신호 $s(t)$는 샘플링 주파수 f_s을 통해 유한한 수의 샘플로 구성된 이산 시간 신호로 표현될 수 있다 (Shannon 1949).

$$s[n] = s(nT_s) = \sum_{k=1}^{K} a_k \exp\left(j2\pi \frac{f_k}{f_s} n\right), \tag{2}$$

여기서 $n=0,1,\cdots,N-1$이며 N은 샘플의 개수를 나타낸다. $T_s=1/f_s$이다. 이때 잡음이 포함된 이산 시간 신호 $\tilde{s}[n]$은 Eq. (3)과 같이 표현된다.

$$\tilde{s}[n] = s[n] + \omega[n], \tag{3}$$

여기서 $\omega[n]$은 평균이 0이고 분산이 σ^2인 복소 additive white

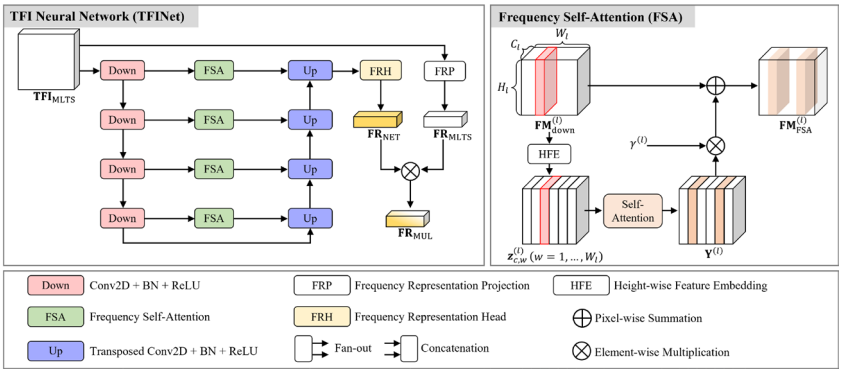


Fig. 2. Architecture of TFINet. TFINet takes $\mathbf{TFI}_{\mathrm{MLTS}}$ as input and outputs the noise-suppressed frequency representation $\mathbf{FR}_{\mathrm{MUL}}$. In FSA, self-attention is performed along the frequency axis for each feature map $\mathbf{FM}^{(l)}_{\mathrm{down}}$ obtained from the corresponding downsampling layer.

Gaussian noise를 나타낸다. 즉, $\omega[n]$의 확률 $p(\omega[n])$은 Eq. (4)와 같다.

$$p(\omega[n]) = \frac{1}{\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{|\omega[n]|^2}{\sigma^2}\right) \tag{4}$$

이 논문에서는 1차원 noisy signal $\tilde{s}[n]$로부터 전체 톤 주파수의 개수 K와 각 톤 주파수 f_k를 추정하는 문제를 해결한다.

4. PROPOSED METHOD

이번 장에서는 SAFE의 구성인 TFINet과 SFS를 설명한다. Fig. 1에 나타낸 바와 같이, SAFE는 먼저 TFINet을 이용하여 약한 톤 주파수 성분을 강화한다. 이후 SFS에서 각 톤 주파수의 SNR을 추정하고, SNR에 따라 강인한 주파수 추정기 TFINet과 초해상도 주파수 추정기 PMCD 중 한 추정기를 선택하여 주파수를 추정한다.

4.1 Time-Frequency Image Neural Network (TFINet)

TFINet은 TFI를 입력으로 받아 잡음이 감소된 FR을 출력한다. 입력으로는 Kong et al. (2026)이 제안한 $\mathbf{TFI}_{\mathrm{MLTS}} \in \mathbf{R}^{N\times\lfloor N/c_f\rfloor}$을 사용한다. $\mathbf{TFI}_{\mathrm{MLTS}}$는 Eq. (3)의 입력 신호 $\tilde{s}[n]$에 서로 다른 chirp rate를 갖는 여러 Linear-Frequency Modulation (LFM) 신호를 각각 곱하고, 이를 TFI로 변환한다. 이때 TFI 상에서는 톤 주파수 성분이 사선으로 기울어지므로 Affine Transform (AT)을 통해 톤 주파수 성분을 시간축에 평행하도록 정렬시킨다. 이후 유효하지 않은 영역을 cropping하고 정렬된 TFI들을 합산하면, 톤 주파수 성분은 동일한 위치에 누적되는 반면 잡음 성분은 각 TFI에서 서로 다르게 분포하므로 상대적으로 감소한다. 이때 c_f는 AT를 통해 유효하지 않은 TFI 영역을 제거하기 위한 cropping ratio를 의미한다. 그러나 $\mathbf{TFI}_{\mathrm{MLTS}}$에는 여전히 높은 일부 잡음 성분이 남아 약한 톤 주파수 성분을 가릴 수 있으므로, TFINet을 통해 잔여 잡음을 추가적으로 감소시킨다.

Fig. 2에서 TFINet은 2차원 convolutional neural network (CNN) 기반의 U-Net (Ronneberger et al. 2015) 구조를 활용하여 TFI 내 포착하지 못한 톤 주파수를 감지하도록 학습된다. TFINet은 downsampling, frequency self-attention (FSA) 그리고 upsampling으로 구성된다. Downsampling은 Eq. (5)에서와 같이 layer를 구성하여 고차원의 feature map $\mathbf{FM}^{(l)}_{\mathrm{down}} \in \mathbf{R}^{C_l\times H_l\times W_l}$을 추출한다. l은 신경망의 l번째 layer를 의미하며, C_l, H_l, W_l는 l번째 layer를 통과한 feature map의 채널 수, 높이, 너비를 의미한다.

$$\mathbf{FM}^{(l)}_{\mathrm{down}} = \mathrm{ReLU}\left(\mathrm{BN}\left(\mathrm{Conv2D}\left(\mathbf{FM}^{(l-1)}_{\mathrm{down}}\right)\right)\right) \tag{5}$$

여기서 l=1,2,3,4이며, $\mathbf{FM}^{(0)}_{\mathrm{down}}$=$\mathbf{TFI}_{\mathrm{MLTS}}$이다. Conv2D(·), BN(·), 그리고 ReLU(·)는 각각 2차원 CNN, 배치 정규화, 그리고 Rectified Linear Unit (ReLU) 활성화 함수를 나타낸다. 이때, 서로 다른 스케일 및 구조적 특성을 담은 $\mathbf{FM}^{(l)}_{\mathrm{down}}$을 저장하여 upsampling에서 활용한다.

각 $\mathbf{FM}^{(l)}_{\mathrm{down}}$은 FSA를 통과한다. FSA는 Fig. 2의 우측 그림과 같이 주파수 축에서 톤 주파수에 대응되는 feature를 강화하도록 설계되었다. TFI에서 톤 주파수 성분은 시간축에 평행한 직선 구조를 형성하는 반면, 잡음 성분은 구조적 패턴을 갖지 않는다. 이러한 차이를 활용하기 위해, FSA는 각 주파수 bin에서 시간축 방향으로 형성된 feature를 하나의 embedding vector로 표현한다. l번째 downsampling layer에서 추출된 feature map은 Eq. (6)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{X}^{(l)} = \mathcal{R}\left(\mathbf{FM}^{(l)}_{\mathrm{down}}\right) \in \mathbb{R}^{C_l\times W_l\times H_l} \tag{6}$$

여기서 $\mathcal{R}(\cdot)$는 feature map의 차원을 변경하는 reshape 연산자이며, H_l과 W_l은 각각 TFI에서의 시간축과 주파수 축에 대응된다. FSA는 각 주파수 bin을 하나의 token으로 간주한다. 따라서 채널 인덱스 c가 주어졌을 때, w번째 주파수 bin에 대응되는 embedding vector는 Eq. (7)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{z}^{(l)}_{c,w} = \mathbf{X}^{(l)}_{c,w,:} \in \mathbb{R}^{H_l}, \qquad w = 1, \ldots, W_l \tag{7}$$

즉, 하나의 주파수 bin에서 시간축 방향으로 형성된 feature vector가 해당 주파수 bin의 embedding vector로 사용된다. 모든 주파수 bin에 대한 embedding vector를 주파수 축 방향으로 쌓으면 Eq. (8)과 같은 token 행렬을 얻는다.

$$\mathbf{Z}_c = \left[\mathbf{z}_{c,1}^{(l)}\ \mathbf{z}_{c,2}^{(l)}\ \cdots\ \mathbf{z}_{c,W_l}^{(l)}\right] \in \mathbb{R}^{W_l \times H_l} \quad (8)$$

Fig. 2에서 FSA는 query Q, key K, value V를 모두 동일한 Eq. (8)의 token 행렬을 사용한다. 이후 Eq. (9)에서 scaled dot-product attention과 Softmax 연산을 통해 주파수 bin 간의 attention score를 계산한다.

$$\mathbf{A}_c^{(l)} = \text{Softmax}\left(\frac{\mathbf{QK}^T}{\sqrt{H_l}}\right) \in \mathbb{R}^{W_l \times W_l}, \qquad \mathbf{Q} = \mathbf{K} = \mathbf{V} = \mathbf{Z}_c \quad (9)$$

Eq. (9)의 self-attention을 수행함으로써, 시간축 방향으로 일관된 구조를 갖는 톤 주파수 feature에는 높은 attention이 부여되고 불규칙한 잡음 feature의 영향은 억제된다. 이때 feature map $\mathbf{X}^{(l)}$에 모든 채널의 attention score을 적용한 결과는 Eq. (10)과 같다.

$$\mathbf{Y}^{(l)} = \mathbf{A}^{(l)}\mathbf{X}^{(l)} \in \mathbb{R}^{C_l \times W_l \times H_l},\ \mathbf{A}^{(l)} = \left[\mathbf{A}_1^{(l)}; \mathbf{A}_2^{(l)}; \cdots; \mathbf{A}_{C_l}^{(l)}\right] \quad (10)$$

여기서 $[\cdot;\cdot]$는 concatenate 연산을 의미한다. DL의 gradient vanishing problem을 완화하기 위해 skip connection (He et al. 2016)을 적용하면 FSA의 최종 출력은 Eq. (11)과 같다.

$$\mathbf{FM}_{\text{FSA}}^{(l)} = \mathbf{X}^{(l)} + \gamma^{(l)}\mathcal{R}\left(\mathbf{Y}^{(l)}\right) \quad (11)$$

여기서 $\gamma^{(l)}$는 attention feature의 반영 정도를 조절하는 learnable scalar parameter이다. 이를 통해 FSA는 기존 downsampling의 특징을 유지하면서도, 톤 주파수에 해당하는 feature를 강화한다.

Upsampling은 downsampling 과정에서 감소한 공간적 해상도를 점진적으로 복원하고, 입력 TFI인 $\mathbf{TFI}_{\text{MLTS}}$와 동일한 해상도를 갖는 feature map을 생성한다. 가장 깊은 계층에서 $\mathbf{FM}_{\text{down}}^{(4)}$=$\mathbf{FM}_{\text{up}}^{(4)}$로두면, 각 계층에서의 upsampling은 Eq. (12)와 같다.

$$\mathbf{FM}_{\text{up}}^{(l-1)} = \text{ReLU}\left(\text{BN}\left(\text{TConv2D}\left(\left[\mathbf{FM}_{\text{up}}^{(l)}; \mathbf{FM}_{\text{FSA}}^{(l)}\right]\right)\right)\right) \quad (12)$$

여기서 TConv2D$(\cdot)$는 2차원 Transposed CNN을 나타낸다. $\mathbf{FM}_{\text{up}}^{(l)}$와 $\mathbf{FM}_{\text{FSA}}^{(l)}$를 concatenate함으로써, upsampling은 downsampling과 FSA로부터 추출된 feature map을 활용한다.

이후 FRH는 $\mathbf{FM}_{\text{up}}^{(0)}$로부터 FR을 생성한다. FRH에서는 Eq. (13)과 같이 TFI를 시간 축으로 projection하여 잡음 성분을 감소시킨다.

$$\mathbf{FR}_{\text{proj}}[c,m] = \frac{1}{H_l}\sum_{n=1}^{H_l}\mathbf{FM}_{\text{up}}^{(l)}[c,n,m] \in \mathbb{R}^{H_l \times W_l} \quad (13)$$

여기서 $[\cdot,\ \cdot,\ \cdot]$는 각각 채널, 시간, 주파수 차원에 따른 인덱싱을 나타낸다. 또한 c, n, m 은 각각 채널 인덱스, 시간 인덱스, 주파수 인덱스를 나타낸다. Eq. (13)에서 $\mathbf{FR}_{\text{proj}}$는 1차원 CNN 계층을 통과하고, softmax 연산을 통해 2 채널의 정규화된 FR인 $\mathbf{FR}_{\text{NET}} \in \mathbf{R}^{2\times\lfloor N/c_f \rfloor}$로 변환된다.

$$\mathbf{FR}_{\text{NET}} = \text{Softmax}\left(\text{BN}\left(\text{Conv1D}\left(\mathbf{FR}_{\text{proj}}\right)\right)\right) \quad (14)$$

Eq. (14)을 통해 TFINet은 각 주파수 bin에 대해 톤 주파수가 포함되어 있는지를 판별하는 이진 클래스 segmentation 문제로 간주된다. 이때 $\mathbf{FR}_{\text{NET}}[0,m]$과 $\mathbf{FR}_{\text{NET}}$ [1,m]은 각각 m 번째 주파수 bin이 톤 주파수 클래스와 잡음 클래스에 속할 확률을 나타내며, 두 확률의 합은 1이다. 이에 대응하여, Eq. (15)에서는 ground-truth FR인 $\mathbf{FR}_{\text{GT}}$는 각 bin이 톤 주파수에 해당하면 1, 그렇지 않으면 0이 할당되는 이진 라벨로 정의된다.

$$\mathbf{FR}_{\text{GT}} = \begin{cases} \text{if the } m \text{ th bin contains a tone frequency,} \\ 0, \text{otherwise.} \end{cases} \quad (15)$$

이때, 넓은 bin 중 매우 작은 일부만 톤 주파수에 해당하므로 class imbalance가 발생한다. 이 문제를 완화하기 위해, 본 논문에서는 각 class의 sample 수로 normalization한 class-balanced binary cross entropy (Aurelio et al. 2019)를 손실 함수로 사용한다.

최종적으로, $\mathbf{TFI}_{\text{MLTS}}$을 시간축으로 projection한 $\mathbf{FR}_{\text{MLTS}}$와 $\mathbf{FR}_{\text{NET}}$에서 톤 주파수가 강화된 FR인 $\mathbf{FR}_{\text{NET}}[0,:]$에 element-wise multiplication을 수행하여 $\mathbf{FR}_{\text{MUL}} \in \mathbf{R}^{\lfloor N/c_f \rfloor}$을 획득한다. 이는 $\mathbf{FR}_{\text{MLTS}}$의 전반적인 잡음 성분을 감소시키고 $\mathbf{FR}_{\text{NET}}$의 잡음에 의해 발생한 peak의 성분을 약화시킨다.

4.2 Prony's Method with Cadzow Denoising (PMCD)

이번 절에서는 Fig. 1에 나타낸 바와 같이, 높은 SNR에서 SFS가 사용하는 초해상도 주파수 추정 방법인 PMCD의 개요를 설명한다.

Prony's method (de Prony 1795)는 입력 신호 $\tilde{s}[n]$를 구성하는 유한한 복소 지수 성분 $\{\exp(j2\pi f_k/f_s)\}_{k=1}^{K}$을 근으로 갖는 고차 다항 방정식으로부터 지수 성분, 즉 톤 주파수를 추정한다. 각 복소 지수 성분을 정확하게 계산함으로써, 이 방법은 톤 주파수의 초해상도 추정을 가능하게 한다. 그러나 Prony's method는 소량의 잡음 성분이 존재하는 경우에도 추정 성능이 저하된다. 이러한 한계를 해결하기 위해 Prony's method 이전에 Cadzow denoising (Cadzow 1988)을 수행하여 신호 부분 공간 내 잡음 성분을 제거한다.

한편, 낮은 SNR에서는 잡음 성분이 톤 주파수 성분을 가리기 때문에 PMCD의 주파수 추정 성능이 저하된다 (Wei & Dragotti 2015). 따라서 SFS에서 추정된 SNR에 따라 낮은 SNR에서는 TFINet을, 높은 SNR에서는 PMCD를 선택하도록 한다.

4.3 SNR-based Frequency Selector (SFS)

이번 절에서는 넓은 SNR에서 적합한 주파수 추정 방법을 선택하는 SFS를 설명한다. Fig. 1에 나타낸 바와 같이, SFS는 TFINet가 생성한 FR로부터 톤 주파수와 그 개수 $\hat{K}$를 추정하고, 이를 PMCD에 사용한다. SFS는 각 톤 주파수의 SNR을 추정하고, 추정된 SNR에 따라 TFINet의 출력 또는 PMCD의 출력 중 하나를 선택한다. SFS의 전체 구조는 Fig. 3에 나타나 있다.

먼저, Eq. (16)와 같이 SNR Estimation Neural Network (SENet)을 사용하여 $\mathbf{FR}_{\text{MUL}}$로부터 SNR을 나타내는 FR인 $\widehat{\mathbf{FR}}_{\text{SNR}} \in \mathbf{R}^{\lfloor N/c_f \rfloor}$을 출력한다.

$$\widehat{\mathbf{FR}}_{\text{SNR}} = \left[\hat{\lambda}_0, \hat{\lambda}_1, \ldots, \hat{\lambda}_{\lfloor N/c_f \rfloor - 1}\right] \quad (16)$$

여기서 $\hat{\lambda}i$는 i번째 주파수 bin에서의 추정된 SNR을 나타낸다. SENet은 톤 주파수의 peak을 효과적으로 포착할 수 있도록

Transformer (Vaswani et al. 2017) 기반으로 설계된다. Eqs. (7-11)의 수행 과정은 동일하나, 제한된 feature dimension을 확장하기 위해 $\mathbf{FR}_{\mathrm{MUL}}$에 대해 learnable parameter을 사용하여 선형 변환을 수행한다. 이후, query, key, value를 생성할 때에도 learnable parameter을 사용하여 선형 변환을 수행한다.

SENet를 학습하기 위해서는 각 톤 주파수에 대응되는 ground-truth FR의 SNR인 $\mathbf{FR}_{\mathrm{SNR}}$이 필요하다. 이를 위해, $S[m]$을 잡음이 포함되지 않는 신호 $s[n]$의 Discrete Fourier Transform (DFT)로 두며, 이는 Eq. (17)과 같이 정의된다.

$$S[m] = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] \exp\left(-\frac{j2\pi nm}{N}\right) \tag{17}$$

여기서 m=0,1,⋯,N-1이다. 마찬가지로, $\tilde{s}[m]$ 을 잡음이 포함된 신호 $\tilde{s}[n]$의 N-point DFT라고 한다. 한편, SFS가 추정된 SNR 값들을 벡터로 출력되기 때문에, 학습을 위해 $\mathbf{FR}_{\mathrm{SNR}}$도 벡터로 표현되어야 한다. 따라서 k번째 톤 주파수의 ground-truth FR SNR은 Eq. (18)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{FR}_{\mathrm{SNR}}[m_k] = \frac{|S[m_k]|^2}{\sum_{m=0}^{N-1}\left|\tilde{S}[m] - S[m]\right|^2} \tag{18}$$

여기서 m_k는 Eq. (19)와 같이 f_k에 가장 가까운 주파수 bin의 인덱스이다.

$$m_k = \mathrm{round}\left(\frac{f_k}{f_s}N\right) \tag{19}$$

SENet의 효과적인 학습을 위해, $\mathbf{FR}_{\mathrm{SNR}}$을 dB 스케일로 변환한다. SENet의 손실 함수는 $\widehat{\mathbf{FR}}_{\mathrm{SNR}}$과 $\mathbf{FR}_{\mathrm{SNR}}$ 사이의 L1 norm으로 정의한다. 이때, 톤 주파수에 대응하지 않는 주파수 bin에서는 역전파가 흐르지 않도록 한다.

한편, SFS는 Fig. 3과 같이 $\mathbf{FR}_{\mathrm{MUL}}$에 Ordered Statistic-Constant False Alarm Rate (OS-CFAR) (Rohling 1983)을 적용하여 톤 주파수 후보를 검출한다. 이 과정을 통해 TFINet의 톤 주파수 $\{\hat{f}_{\mathrm{TFINet}_k}\}_{k=1}^{\hat{K}}$와 추정된 톤 주파수 개수 $\hat{K}$를 얻는다. Eq. (20)에서 SFS의 SNR-based selection은 TFINet의 추정값 $\hat{f}_{\mathrm{TFINet}_i}$ 또는 PMCD의 추정값 $\hat{f}_{\mathrm{PMCD}_i}$ 중 하나를 선택한다. 선택 기준은 해당 톤 주파수의 추정된 SNR $\hat{\lambda}_i$이다. $\hat{\lambda}_i < \lambda_{\mathrm{SNR}}$이면 TFINet, 그렇지 않으면 PMCD로부터 추정된 톤 주파수가 선택된다.

$$\hat{f}_i = \begin{cases} \hat{f}_{\mathrm{TFINet}_i}, & \text{if } \hat{\lambda}_i < \lambda_{\mathrm{SNR}}, \\ \hat{f}_{\mathrm{PMCD}_i}, & \text{otherwise.} \end{cases} \tag{20}$$

이는 두 주파수 추정기가 SNR에 따라 서로 다른 오차 특성을 가지기 때문이다. TFINet은 톤 주파수가 포함된 주파수 bin을 강인하게 검출하지만 정밀도가 bin 해상도에 제한되는 반면, PMCD는 높은 SNR에서 초해상도 주파수 추정이 가능하다. 그러나 낮은 SNR에서는 PMCD의 신호 부분 공간이 잡음에 의해 오염되어 실제 톤 주파수와 크게 벗어난 값을 추정할 수 있다.

SFS에서 사용되는 SNR 임계값 λ_{SNR}을 결정하기 위해, PMCD의 breakdown SNR을 분석한다. PMCD는 특정 SNR 이하부터 신호 부분 공간이 잡음 성분에 의해 오염되기 때문에 주파수 추정 성능이 급격히 저하된다 (Wei & Dragotti 2015). 본 논문에서는 SNR에 따른 톤 주파수 추정 오차를 Cramér-Rao lower bound (CRLB)와 PMCD의 SNR별 주파수 추정 오차를 비교하는 시뮬레이션을 수행하였다. PMCD는 SNR이 증가할수록 주파수 추정 오차의 하한인 CRLB로 수렴하나, PMCD는 -6 dB 이하에서부터 오차가 급격히 증가하여 CRLB를 벗어난다. 이에 대한 이론적 분석은 부록에서 논의된다. 본 논문에서는 PMCD의 추정 오차가 CRLB를 벗어난 시점을 SNR 임계값 λ_{SNR}=-6 dB로 정의한다.

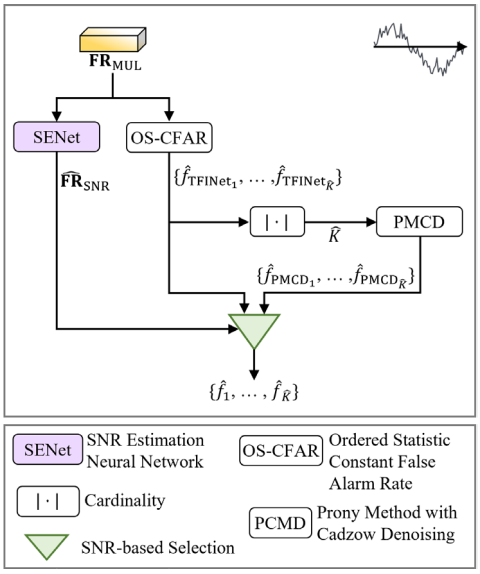


Fig. 3. Architecture of SFS. SFS estimates $\mathbf{FR}_{\mathrm{SNR}}$, an FR representing the SNR information, from $\mathbf{FR}_{\mathrm{MUL}}$, and detects the frequency estimates $\{\hat{f}_{\mathrm{TFINet}_k}\}_{k=1}^{\hat{K}}$ using OS-CFAR. The estimated number of detected frequencies, $\hat{K}$, is provided to PMCD to obtain the set of super-resolution frequency estimates $\{\hat{f}_{\mathrm{PMCD}_k}\}_{k=1}^{\hat{K}}$. The SNR of each detected frequency is then estimated from $\mathbf{FR}_{\mathrm{SNR}}$, and either $\{\hat{f}_{\mathrm{TFINet}_k}\}_{k=1}^{\hat{K}}$ or the corresponding $\{\hat{f}_{\mathrm{PMCD}_k}\}_{k=1}^{\hat{K}}$ is selected according to the estimated SNR.

5. EXPERIMENT

이번 장에서는 시뮬레이션을 통해 제안하는 SAFE의 성능을 정량적으로 평가한다. 시뮬레이션에서의 SAFE의 주파수 추정 우수성을 입증하고, 실측 데이터에서의 SAFE의 강인성을 입증한다. 또한 SFS의 ablation 실험을 수행하여 SNR 임계값 설정에 대한 근거를 마련한다.

5.1 Experimental Setup

TFINet의 TNet을 학습하기 위해, 잡음이 포함된 다중 톤 정현파 신호 데이터셋을 생성한다. 각 데이터셋에서 톤 주파수의 개수 K는 1부터 10까지의 범위를 가지며, 각 톤 주파수 성분 f_k는 [0,1] 구간의 균일 분포에서 샘플링된다. TFINet에서 MLTS의 출력인 $\mathbf{TFI}_{\mathrm{MLTS}}$는 open-source TFI Tool (Toole & Boashash 2013)을 사용하여 구현된다. LFM 신호는 생성되는 톤 주파수의 최대치가 f_k=$f_{\max}$=1임을 고려하여 최대 1.5의 주파수까지 변조되도록 설정한다. 이때 샘플링 주파수 f_s는 Nyquist-Shannon sampling theorem에 따라 3으로 설정한다. 이를 통해 MLTS는 톤 주파수의

손실 없이 [0,1.5] 범위 내의 시변주파수 (time-varying frequency)를 검출할 수 있다.

이 시뮬레이션에서는 N=300으로 설정하며, 합산 시 사용되는 TFI 개수는 A=10으로 설정한다. 서로 다른 chirp rate의 차이 $\Delta\gamma=|\gamma_i-\gamma_p|$ $(i\neq p)$를 충분히 크게 설정하여, 두 chirp rate로부터 서로 다른 잡음 분포가 생성되도록 한다. 본 시뮬레이션에서는 0°, 20/3°, ⋯, 60°에 대응하는 γ_i의 LFM을 생성한다. c_f는 톤 주파수가 생성되는 구간 [0,1]에 해당하는 샘플만 사용하기 위해 $f_s/2f_{\max}$=1.5로 설정한다.

학습 및 테스트를 위한 신호 $\tilde{s}[n]$는 [−10, 10] dB의 SNR 범위에서 1 dB 간격으로 생성되며, 각 SNR에 대해 150개의 신호가 생성된다. 전체 데이터셋 중 80%는 학습에, 20%는 테스트에 사용된다. 또한 SENet은 TNet의 출력인 $\mathbf{FR}_{\text{MUL}}$로부터 $[\![\mathbf{FR}_{\text{SNR}}$를 생성하므로, SENet은 TNet을 학습한 이후에 학습된다.

모델 학습은 RTX 3090 GPU와 PyTorch 1.13.0 framework를 사용하여 Ubuntu 환경에서 수행된다. TNet은 batch size 10, learning rate 0.001, AdamW optimizer (Loshchilov & Hutter 2017)를 사용하여 100 epoch 동안 학습된다. SNR estimation을 위한 SENet은 동일한 optimizer와 learning rate를 사용하며, batch size 64로 50 epoch 동안 학습된다.

5.2 Metrics

본 논문에서는 SAFE의 성능을 정량적으로 평가하기 위해 Izacard et al. (2019)를 참고하여 FNR과 NN-RMSE를 사용한다. FNR은 주파수 추정의 신뢰성을 반영하며, NN-RMSE는 주파수 추정의 정밀도를 반영한다. 또한, False Positive Rate (FPR)를 추가하여 주파수 추정의 false alarm 성능을 분석한다. 본 실험에서는 세 지표를 사용하여 SAFE의 주파수 추정 성능을 종합적으로 분석한다.

FNR는 주파수 추정기가 정답 주파수를 놓친 비율을 나타낸다. 지표를 정의하기 위해, 톤 주파수 집합을 $F=\{f_1, \cdots, f_K\}$, 추정된 톤 주파수 집합을 $\hat{F}=\{\hat{f}_1, \cdots, \hat{f}_{\hat{K}}\}$라고 하자. 그러면 추정된 주파수는 주파수 오차 허용 범위 ϵ내에서 다음 조건을 만족할 경우 Eq. (21)과 같이 true positive (TP)로 간주한다.

$$TP=\sum_{i=1}^{K}\mathbf{1}\left(\min_{\hat{f}_j\in\hat{F}}|f_i-\hat{f}_j|\leq\epsilon\right) \tag{21}$$

여기서 $\mathbf{1}(\cdot)$은 indicator function을 나타내며, 오차 허용치는 $\epsilon=f_s/2N$로 설정된다. FNR p_FNR는 Eq. (22)와 같이 정의된다.

$$p_{\text{FNR}}=1-TP/|F| \tag{22}$$

한편, false positive (FP)는 Eq. (21)로부터 Eq. (23)과 같이 유도된다.

$$FP=\sum_{\hat{f}_j\in\hat{F}}\mathbf{1}\left(\min_{f_i\in F}|\hat{f}_j-f_i|>\epsilon\right) \tag{23}$$

Eq. (23)을 활용하면 FPR p_{FPR}는 Eq. (24)와 같이 정의된다.

$$p_{\text{FPR}}=FP/|\hat{F}| \tag{24}$$

NN-RMSE는 Eq. (25)와 같이 추정된 톤 주파수 집합 $\hat{F}$과 정답 톤 주파수 집합 F의 최소 거리 평균 제곱근으로 정의된다.

$$d(\hat{F},F)=\sqrt{\frac{1}{|\hat{F}|}\sum_{\hat{f}\in\hat{F}}\min_{f_i\in F}(\hat{f}_j-f_i)^2} \tag{25}$$

5.3 Experimental Results

이번 절에서는 SAFE의 넓은 SNR 범위에서 주파수 추정 방법의 FNR과 NN-RMSE를 비교한다. 주파수 추정 성능은 톤 주파수 개수 K가 알려진 경우와, 실제 환경과 같이 K가 알려지지 않은 경우 모두에 대해 평가된다.

5.3.1 Performance with known K

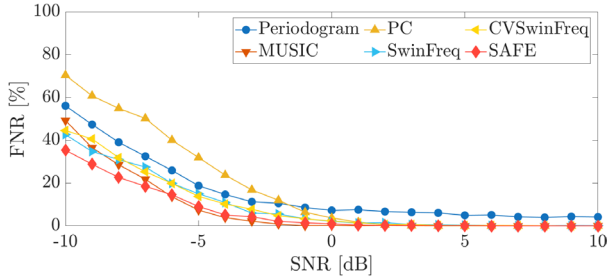
먼저, 톤 주파수의 개수 K가 알려져 있을 때, SAFE를 non-parametric method, parametric method, 그리고 DL-based method의 대표적인 주파수 추정 방법들과 비교한다. non-parametric method인 periodogram (Stoica & Moses 2005), parametric methods인 MUSIC (Schmidt 1986), PMCD (de Prony 1795, Cadzow 1988), DL-based methods인 SwinFreq, CVSwinFreq (Smith & Torlak 2024)를 비교한다.

Figs. 4a,c는 넓은 SNR 범위 주파수 추정 방법의 FNR, NN-RMSE를 나타낸다. 낮은 SNR 범위에서 (즉, SNR ≤ 0 dB)에서 SAFE는 모든 기존 방법보다 우수한 성능을 나타낸다. 특히 낮은 SNR 범위에서 가장 우수한 성능을 보이는 MUSIC이 평균 14.95%의 FNR를 달성한 반면, SAFE는 13.00%의 FNR를 달성하여 MUSIC 대비 약 13.04%의 FNR 감소를 달성하였다. NN-RMSE 측면에서 SAFE는 최고 성능의 SwinFreq보다 56.67% 낮은 값을 보인다. 이는 SAFE의 SFS가 낮은 SNR에서 강인한 주파수 추정기인 TFINet을 선택하기 때문이다. 한편 높은 SNR 범위에서 (즉, SNR>0 dB)에서는 SNR이 증가함에 따라 PMCD가 가장 낮은 NN-RMSE를 나타낸다. SAFE 또한 PMCD에 준하는 수준의 NN-RMSE를 나타내는데, 이는 해당 범위에서는 SAFE의 SFS가 초해상도 주파수 추정 방법 PMCD를 선택하기 때문이다. 한편, Fig. 4b에서 SAFE는 SNR ≤ −8 dB에서 SwinFreq와 CVSwinFreq보다 높은 FPR을 나타낸다. 이는 SFS의 OS-CFAR 과정에서 일부 잡음 peak가 검출 threshold를 초과하여 톤 주파수 후보로 검출되기 때문이다 (Rohling 1983).

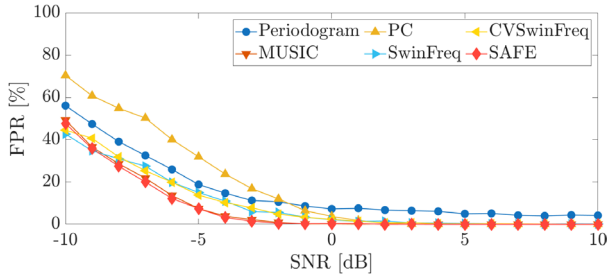
5.3.2 Performance with unknown K

대부분의 실제 환경에서는 톤 주파수의 개수 K가 일반적으로 알려져 있지 않다. SAFE와의 공정한 성능 비교를 위해, non-parametric methods와 parametric methods는 AIC (Wax & Kailath 2003)의 information-theoretic criteria를 사용하여 K를 추정한다. 한편 DL-based baselines의 경우, SwinFreq과 CVSwinFreq의 기존 DL-based methods에 frequency counting module (Izacard et al. 2019)을 결합한다.

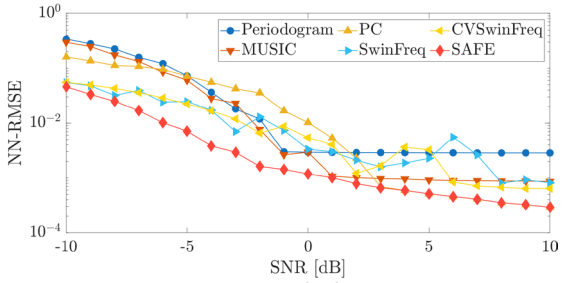
Figs. 5a,c는 톤 주파수의 개수 K가 알려지지 않은 조건에서,



(a) FNR with K known

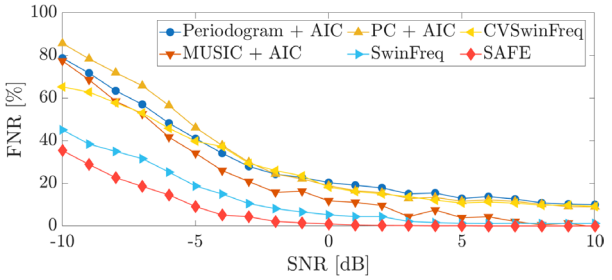


(b) FPR with K known

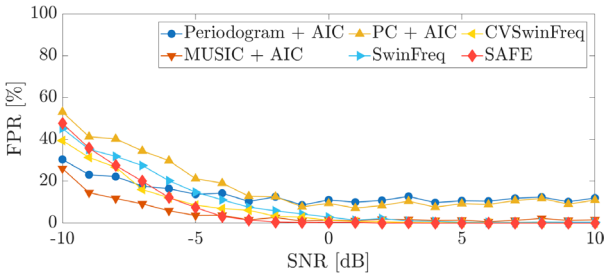


(c) NN-RMSE with K known

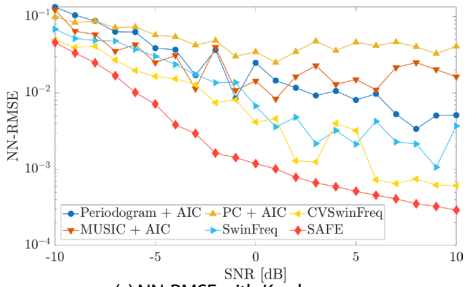
Fig. 4. FNR, FPR, and NN-RMSE of the SAFE and existing methods for known K.



(a) FNR with K unknown



(b) FPR with K unknown



(c) NN-RMSE with K unknown

Fig. 5. FNR, FPR, and NN-RMSE of the SAFE and existing methods for unknown K.

넓은 SNR 범위에 걸쳐 각 주파수 추정 방법의 FNR와 NN-RMSE의 비교 결과를 보여준다. 낮은 SNR 범위에서 SAFE는 평균 13.00%의 FNR를 달성하며, 이는 기존 최고 성능인 SwinFreq의 21.76%보다 40.26% 낮은 FNR이다. NN-RMSE 측면에서도 SAFE는 기존 최고 성능인 SwinFreq보다 53.58% 낮은 값을 보인다.

한편, SAFE는 SNR ≤ 0 dB에서 AIC와 결합한 일부 기존 주파수 추정 방법보다 높은 FPR을 나타내지만, 가장 낮은 FNR을 달성한다. 이는 낮은 SNR에서 AIC 기반 방법이 약한 톤 주파수 성분을 잡음 성분과 구분하지 못해 실제 K보다 작은 $\hat{K}$를 추정하는 경우가 발생하기 때문이다. 이 경우 전체 검출 주파수의 수가 감소하므로 FPR은 낮게 나타날 수 있으나, 실제 톤 주파수를 놓치는 missed detection이 증가하여 FNR이 높아진다. 반면 SAFE는 TFINet을 통해 약한 톤 주파수 성분을 강화하고 OS-CFAR를 통해 이를 검출하므로 일부 잡음 peak가 톤 주파수 후보로 포함되어 FPR이 증가할 수 있지만, 실제 톤 주파수를 놓치는 비율을 감소시켜 기존 방법보다 낮은 FNR을 달성한다. 따라서 SAFE는 낮은 SNR에서 일부 false alarm을 허용하는 대신 weak tone frequency의 검출 민감도를 높여, unknown K 환경에서 보다 강인한 주파수 검출 성능을 제공한다.

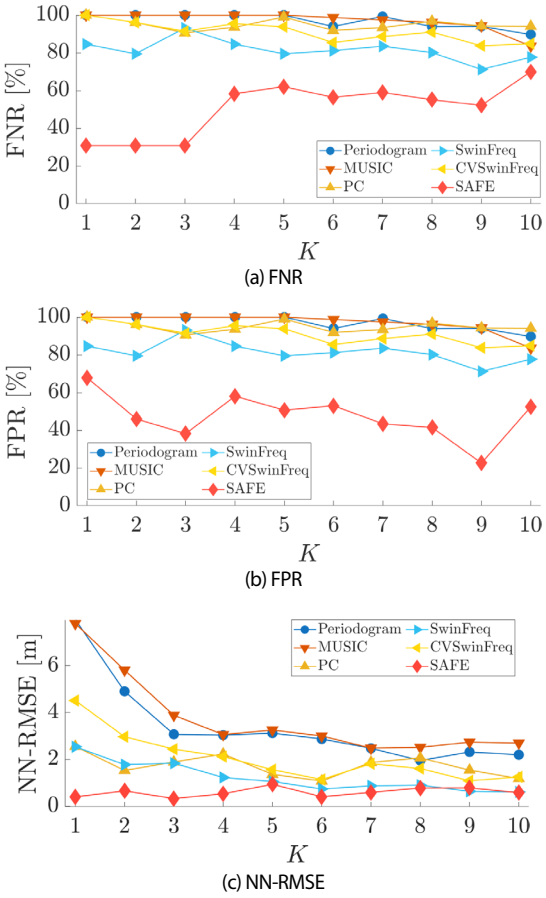
5.4 Experimental Results on Real-World Data

이번 절에서는 FMCW 레이더를 사용하여 실측 데이터에서의 SAFE의 강인성을 검증한다. 먼저, 데이터 취득 환경을 구축하고 다중 객체 검출 시나리오에서의 FMCW 레이더 데이터를 취득한다. 이후 실측 데이터에서 각 주파수 추정 방법의 강인성을 평가한다.

5.4.1 Experimental setup

FMCW 레이더에서 수신 신호의 beat frequency는 표적의 거리를 구하기 위해 사용된다 (Biswas & Gurbuz 2024). 따라서 다중 객체에 대한 거리 추정 문제는 개별 표적에 대응되는 다중 톤 주파수 추정 문제로 간주할 수 있다. 이번 실험에서는 다중 사람 표적으로부터 FMCW 레이더 신호를 취득하고 각 주파수 추정 방법의 성능을 비교한다.

실측 데이터는 주변 물체가 배치된 환경에서 취득된다. 이는 잡음 성분이 높은 환경을 반영하기 위함이다. 사람 표적은 2 m부터 14 m까지의 거리 내에 배치된다. 다중 톤 주파수 추정 시나리오를 구성하기 위해, 사람 표적의 수는 K=1,⋯,10으로 변화시킨다.



(a) FNR

(b) FPR

(c) NN-RMSE

Fig. 6. FNR, FPR, and NN-RMSE for each frequency estimation method on the real-world test dataset.

각 K에 대해 사람 표적의 무작위 배치를 10회 수행하여 10개의 서로 다른 시나리오를 생성한다.

FMCW 레이더 센서는 Texas Instruments의 MIMO FMCW 평가 보드인 MMWCAS-RF-EVM (Texas Instruments Inc. 2019)을 사용하여 Analog-to-Digital Converter (ADC) 데이터를 획득한다. 위에서 설정한 시나리오에 대해 ADC 데이터는 1초 동안 취득되었으며, 0.5초 시점의 단일 프레임의 데이터만을 사용한다. 또한 FMCW 레이더 센서는 12개의 송신기와 16개의 수신기로 구성되므로, ADC 데이터는 192개의 가상 안테나로부터 취득된다. 결과적으로 전체 데이터 개수는 100×192 = 19,200이며, 여기서 100은 표적 배치의 경우의 수, 192는 가상 안테나 개수를 나타낸다.

또한 DL-based method의 신경망을 학습하기 위해 정확한 거리 라벨이 필요하다. 이를 얻기 위해, 무작위로 배치된 사람 표적의 거리를 16채널의 Velodyne 3D LiDAR (Velodyne LiDAR Inc. 2018)를 사용하여 측정한다. 사람 표적의 거리는 주파수 추정 문제의 톤 주파수에 대한 ground-truth 로 사용된다. 추가로, 각 K=1,⋯,10에 대해 생성된 10개의 서로 다른 시나리오를 8:2 비율로 무작위로 나누어 학습 데이터셋과 테스트 데이터셋으로 구분한다.

시뮬레이션에서 사용한 입력 신호의 조건과 일치시키기 위해, ADC 데이터를 전처리한다. 실측 데이터는 각 chirp에 대해 256개의 샘플로 구성되므로, 시뮬레이션에서 사용한 입력 신호의 길이 (N=300)에 맞추기 위해 zero padding을 적용한다. 이후 Doppler 차원 방향으로 FFT를 수행하고, 정적인 사람 표적의 거리 성분을 추출하기 위해 zero-Doppler 인덱스에 해당하는 신호를 입력 신호로 사용한다.

5.4.2 Experimental results

Figs. 6a-c는 실측 테스트 데이터에 대한 FNR, FPR, NN-RMSE를 나타낸다. SAFE는 기존 주파수 추정 방법들 대비 낮은 FNR, FPR, NN-RMSE를 달성한다. 이는 SAFE의 TFINet가 클러터가 존재하는 실측 데이터에서도 강인하게 주파수를 추정할 수 있음을 의미한다. Fig. 6c에서 SAFE는 모든 사람 표적 수에 대해 평균적으로 약 0.55 m의 NN-RMSE를 나타낸다.

6. CONCLUSION

이 논문에서는 넓은 SNR 범위에서 일관된 주파수 추정을 달성하기 위해 TFINet와 SFS를 결합한 hybrid frequency estimator인 SAFE를 제안하였다. TFINet는 MLTS와 TNet을 사용하여 약한 톤 주파수 성분을 강화하고, 검출된 각 톤 주파수의 추정된 SNR에 따라 TFINet와 PMCD 중 하나의 주파수 추정 방법을 적응적으로 선택한다. 이러한 설계는 낮은 SNR에서 강인한 주파수 추정을 가능하게 하면서도 높은 SNR에서 초해상도의 주파수 추정을 수행하도록 한다. 시뮬레이션 결과는 톤 주파수의 개수 K가 알려지지 않은 경우에도 SAFE가 기존 최고 성능의 주파수 추정 방법보다 우수한 FNR과 NN-RMSE를 달성함을 보여주었다. FMCW 레이더의 실측 데이터는 SAFE가 낮은 클러터 환경 및 높은 클러터 환경 모두에서 강인한 주파수 추정을 수행할 수 있음을 추가로 입증하였으며, 이를 통해 SAFE의 실용적 측면에서의 확장을 검증하였다.

향후 연구에서는 레이더 시스템 외에도 GNSS 수신기의 실제 신호 획득 및 추적 환경을 고려하여, 수신기의 동적 특성에 따른 시간적으로 변화하는 주파수에 대해 SAFE의 주파수 획득 및 지속적인 추적 성능을 분석하고 실제 GNSS 신호를 이용한 검증을 수행할 예정이다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구 논문은 중소벤처기업부의 지원을 받아 시행된 연구임 (RS-2025-24535910, 글로벌 C-ITS 시장 진출을 위한 Edge AI 기반 고해상도 4D 이미징 레이더-비전 융합센서).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, H.J. and S.K.; methodology, H.J.; software, H.J.; validation, H.J.; formal analysis, H.J. and

D.P.; investigation, H.J.; resources, H.J.; data curation, H.J.; writing—original draft preparation, H.J. and W.J.; writing—review and editing, H.J.; visualization, H.J.; supervision, S.K.; project administration, S.K.; funding acquisition, S.K.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Aurelio, Y. S., de Almeida, G. M., de Castro, C. L., & Braga, A. P. 2019, Learning from imbalanced data sets with weighted cross-entropy function, Neural processing letters, 50, 1937-1949. https://doi.org/10.1007/s11063-018-09977-1

Bartlett, M. S. 1937, Some examples of statistical methods of research in agriculture and applied biology, Supplement to the Journal of the Royal Statistical Society, 4, 137-170. https://doi.org/10.2307/2983644

Bartlett, M. S. 1946, On the theoretical specification and sampling properties of autocorrelated time-series, Supplement to the Journal of the Royal Statistical Society, 8, 27-41. https://doi.org/10.2307/2983611

Beatty, L. G., George, J. D., & Robinson, A. Z. 1978, Use of the complex exponential expansion as a signal representation for underwater acoustic calibration, The Journal of the Acoustical Society of America, 63, 1782-1794. https://doi.org/10.1121/1.381916

Bharathi, B. M. R. & Mohanty, A. R. 2019, Time delay estimation in reverberant and low SNR environment by EMD based maximum likelihood method, Measurement, 137, 655-663. https://doi.org/10.1016/j.measurement.2019.01.096

Biswas, S. & Gurbuz, A. C. 2024, Deep learning based high-resolution frequency estimation for sparse radar range profiles, In 2024 IEEE Radar Conference (RadarConf24), Denver, CO, USA, 6-10 May 2024, pp.1-6. https://doi.org/10.1109/RadarConf2458775.2024.10548421

Cadzow, J. A. 1988, Signal enhancement-a composite property mapping algorithm, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 36, 49-62. https://doi.org/10.1109/29.1488

Carriere, R. & Moses, R. L. 1992, High resolution radar target modeling using a modified Prony estimator, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 40, 13-18. https://doi.org/10.1109/8.123348

Cho, S. J., Kim, B. S., Kim, T. S., & Kong, S.-H. 2019, Enhancing GNSS performance and detection of road crossing in urban area using deep learning, in 2019 IEEE Intelligent Transportation Systems Conference (ITSC), Auckland, New Zealand, 27-30 Oct 2019, pp.2115-2120. https://doi.org/10.1109/ITSC.2019.8917224

Chuang, C. W. & Moffatt, D. L. 1976, Natural resonances of radar targets via Prony's method and target discrimination, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-12, 583-589. https://doi.org/10.1109/TAES.1976.308260

de Prony, G. R. 1795, Essai experimental et analytique: sur les lois de la dilatabilite des fluides elastique et sur celles de la force expansive de la vapeur de l'eau et de la vapeur de l'alkool, a differentes temperatures, Journal Polytechnique ou Bulletin du Travail fait a l'Ecole Centrale des Travaux Publics. https://www.sudoc.fr/263868451

Gao, Y. & Dong, G. 2025, FreqAF: A New Frequency Attention Fusion Spectral Estimation Method for Radar Super-resolution Imaging, IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 22, 4007505. https://doi.org/10.1109/LGRS.2025.3555259

He, K., Zhang, X., Ren, S., & Sun, J. 2016, Deep residual learning for image recognition, In Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, Las Vegas, NV, USA, 27 Jun – 1 Jul 2016, pp.770-778. https://doi.org/10.1109/CVPR.2016.90

Izacard, G., Mohan, S., & Fernandez-Granda, C. 2019, Data-driven estimation of sinusoid frequencies, 33rd Conference on Neural Information Processing Systems (NeurIPS 2019), Vancouver, Canada, 8-14 Dec 2019, pp.5127-5137. https://dl.acm.org/doi/10.5555/3454287.3454748

Jia, G., Cheng, M., Fang, W., & Guo, S. 2024, Frequency estimation algorithm for FMCW beat signal based on spectral refinement and phase angle interpolation, Applied Sciences, 14, 7067. https://doi.org/10.3390/app14167067

Kim, B. & Kong, S. H. 2014, Two-Dimensional Compressed Correlator for Fast Acquisition of BOC(m,n) Signals, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 63, 2662-2672. https://doi.org/10.1109/TVT.2013.2293225

Kong, S.-H., Jung, H.-Y., Paek, D.-H., & Jung, W.-J. 2026, Hybrid Frequency Estimator of Weak Signals Using Robust Frequency Estimator with SNR Estimation Network-based Selector, submitted.

Kong, S. H. & Kim, B. 2013, Two-Dimensional Compressed Correlator for Fast PN Code Acquisition, IEEE transactions on wireless communications, 12, 5859-5867. https://doi.org/10.1109/TWC.2013.092313.130407

Kong, S. H. & Kim, B-H. 2016, Error analysis of the OTDOA from the resolved first arrival path in LTE, IEEE Transactions on Wireless Communications, 15, 6598-6610. https://doi.org/10.1109/TWC.2016.2586469

Krim, H. & Viberg, M. 1996, Two decades of array signal processing research: the parametric approach, IEEE Signal Processing Magazine, 13, 67-94. https://doi.org/10.1109/79.526899

Liao, J.-R. & Chen, C.-M. 2014, Phase correction of discrete Fourier transform coefficients to reduce frequency estimation bias of single tone complex sinusoid, Signal Processing, 94, 108-117. https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2013.05.021

Liu, F., Xia, S., Wei, S., Chen, L., Ren, Y., et al. 2022, Wearable electrocardiogram quality assessment using wavelet scattering and LSTM, Frontiers in Physiology, 13, 905447. https://doi.org/10.3389/fphys.2022.905447

Loshchilov, I. & Hutter, F. 2017, Decoupled weight decay regularization, arXiv preprint arXiv:1711.05101. https://doi.org/10.48550/arXiv.1711.05101

Pan, P., Zhang, Y., Deng, Z., Fan, S., & Huang, X. 2022, TFA-Net: A deep learning-based time-frequency analysis tool, IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 34, 9274-9286. https://doi.org/10.1109/TNNLS.2022.3157723

Pan, P., Zhang, Y., Deng, Z., & Qi, W. 2021a, Deep learning-based 2-D frequency estimation of multiple sinusoidals, IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 33, 5429-5440. https://doi.org/10.1109/TNNLS.2021.3070707

Pan, P., Zhang, Y., Deng, Z., & Wu, G. 2021b, Complex-valued frequency estimation network and its applications to superresolution of radar range profiles, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 60, 1-12. https://doi.org/10.1109/TGRS.2021.3117298

Rohling, H. 1983, Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-19, 608-621. https://doi.org/10.1109/TAES.1983.309350

Ronneberger, O., Fischer, P., & Brox, T. 2015, U-Net: Convolutional networks for biomedical image segmentation, In International Conference on Medical image computing and computer-assisted intervention, Munich, Germany, 5-9 Oct 2015, pp.234-241. https://doi.org/10.1007/978-3-319-24574-4_28

Roy, R. & Kailath, T. 1989, ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 37, 984-995. https://doi.org/10.1109/29.32276

Schmidt, R. 1986, Multiple emitter location and signal parameter estimation, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 34, 276-280. https://doi.org/10.1109/TAP.1986.1143830

Shannon, C. E. 1949, Communication in the presence of noise, Proceedings of the IRE, 37, 10-21. https://doi.org/10.1109/JRPROC.1949.232969

Smith, J. W. & Torlak, M. 2024, Frequency estimation using complex-valued shifted window transformer, IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 21, 1-5. https://doi.org/10.1109/LGRS.2024.3411554

Stoica, P. & Moses, R. 2005, Spectral analysis of signals, Upper Saddle River, NJ: Pearson Prentice Hall, Vol.452 (Citeseer).

Texas Instruments Inc. 2019, Design Guide: TIDEP-01012—Imaging Radar Using Cascaded mmWave Sensor Reference Design (Rev. A), [Online]. Available from: https://www.ti.com/lit/ug/tiduen5a/tiduen5a.pdf

Toole, J. O. & Boashash, B. 2013, Fast and memory-efficient algorithms for computing quadratic time–frequency distributions, Applied and Computational Harmonic Analysis, 35, 350-358. https://doi.org/10.1016/j.acha.2013.01.003

Vaswani, A., Shazeer, N., Parmar, N., Uszkoreit, J., Jones, L., et al. 2017, Attention is all you need, 31st Conference on Neural Information Processing Systems (NeurIPS 2017), Long Beach, CA, USA, 4-9 Dec 2017, pp.6000-6010. https://dl.acm.org/doi/10.5555/3295222.3295349

Velodyne LiDAR Inc. 2018, VLP-16 User Manual [Internet], available from: https://docs.clearpathrobotics.com/assets/files/clearpath_robotics_029029-TDS2-00b7913d65b51a841cb5dc6c2b711487.pdf

Wax, M. & Kailath, T. 2003, Detection of signals by information theoretic criteria, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 33, 387-392. https://doi.org/10.1109/TASSP.1985.1164557

Wax, M. & Ziskind, I. 2002, Detection of the number of coherent signals by the MDL principle, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 37, 1190-1196. https://doi.org/10.1109/29.31267

Wei, X. & Dragotti, P. L. 2015, Guaranteed performance in the FRI setting, IEEE Signal Processing Letters, 22, 1661-1665. https://doi.org/10.1109/LSP.2015.2411154

Wei, Y., Li, Y., Ding, Z., Wang, Y., Zeng, T., et al. 2021, SAR parametric super-resolution image reconstruction methods based on ADMM and deep neural network, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 59, 10197-10212. https://doi.org/10.1109/TGRS.2021.3052793

Welch, P. D. 1967, The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms, IEEE

Transactions on Audio and Electroacoustics, 15, 70-73. https://doi.org/10.1109/TAU.1967.1161901

Zhang, L., Piao, S., Guo, J., & Wang, X. 2024, Multi-frame coherent track-before-detect method for weak tones in passive sonar, Signal Processing, 220, 109437. https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2024.109437

Zhang, Z., Jakobsson, A., Macleod, M. D., & Chambers, J. A. 2005, A hybrid phase-based single frequency estimator, IEEE Signal Processing Letters, 12, 657-660. https://doi.org/10.1109/LSP.2005.853043

APPENDIX

Breakdown SNR of PMCD

본 부록에서는 샘플 수 N에 따라 PMCD의 성능이 저하되는 시점의 SNR을 분석한다. PMCD는 잡음 성분이 높을수록 신호의 부분공간이 잡음으로 오염되나, N이 증가할수록 주파수를 더 강인하게 추정한다 (Wei & Dragotti 2015). 이때 PMCD의 성능이 저하되지 않을 조건은 Eq. (A1)과 같다.

$$\sigma^2 \leq \frac{d_K^2}{8(M+1)\ln(M+1)} \tag{A1}$$

여기서 $M = \lfloor (N-1)/2 \rfloor$, d_K는 신호 부분공간의 가장 작은 특이값을 의미하며, K=1일 때 d_K는 Eq. (A2)와 같이 표현된다.

$$d_K = (M+1)|a_K| \tag{A2}$$

따라서, Eq. (A1)은 Eq. (A3)으로 표현된다.

$$\mathrm{SNR}_K \geq \frac{8\ln(M+1)}{M+1} \tag{A3}$$

여기서 $\mathrm{SNR}_K = |a_K|^2/\sigma^2$이다. 샘플 수 N이 증가할수록 PMCD의 성능 저하 시점의 SNR_K은 낮아진다. 하지만, PCMD의 Cadzow denoising는 SVD를 수행하므로 계산복잡도가 $\mathcal{O}(N^3)$이기 때문에 N의 증가에 따른 연산량이 증폭된다. 따라서 본 논문에서는 성능 개선과 계산복잡도 간 trade-off를 고려하여 N=300을 사용한다. 이때의 이론적 성능 저하 시점의 SNR은 약 -5.73 dB이며, λ_{SNR}=-6 dB와 약 0.27 dB의 근소한 차이를 나타낸다.



Hee-Yang Jung received the B.S. degree in robotics from Kwangwoon University, South Korea, in 2024, and the M.S. degree from the Robotics Program at KAIST in 2025. He is currently pursuing the Ph.D. degree at the CCS Graduate School of Mobility, KAIST. His research interests include 4D radar signal processing, synthetic aperture radar (SAR) image processing, radar-based SLAM, and radar signal processing for enhanced perception in autonomous driving.



Dong-Hee Paek (Member, IEEE) is currently an Assistant Professor with the Department of Future Mobility, Korea University, Sejong, Korea. He received the B.S. degree in robotics and intelligent systems from Kwangwoon University, Seoul, Korea, in 2019, and the M.S. degree in robotics and the Ph.D. degree in mobility and robotics from the Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), Daejeon, Korea, in 2021 and 2025, respectively. From 2024 to 2025, he was with Zeta Mobility, Daejeon, Korea, as a Senior Research Engineer, where he conducted research and development on 4D radar perception and sensor fusion AI while pursuing the Ph.D. degree. From 2025 to 2026, he was a Postdoctoral Research Fellow with KAIST. His current research interests include 4D radar signal processing and perception, multi-modal sensor fusion, and AI-based robotic perception.



Woo-Jin Jung received the B.S. degree in electrical and electronic engineering from Konkuk University, South Korea, in 2024. He is currently pursuing the integrated Ph.D. program in CCS Graduate School of Mobility at the KAIST. His research focuses on radar-based deep learning for perception, with primary research interests in perception for autonomous vehicles and radar-based human pose estimation for healthcare and smart home applications.



Seung-Hyun Kong (M'06–SM'16) is an Associate Professor in the CCS Graduate School of Mobility, Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), where he has been a faculty member since 2010. He received a 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, and a 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) and Nexpilot, both in Korea, Polaris Wireless in San Jose, and Qualcomm (Corporate R\&D) in San Diego, for advanced researches in mobile communication systems, wireless positioning, and Assisted-GNSS. His current research interest includes deep neural networks for perception and localization using 4D radar and sensor fusion, and advanced

learning algorithms for End-to-End autonomous driving. He has authored more than 100 papers in peer-reviewed journals and conference proceedings and 16 patents, and his research group won the President's Award at the 2018 International Student Autonomous Driving Competition sponsored by the Korean government. He served as a Program Co-Chair of IEEE ITSC 2019 and the General Chair of IEEE IV 2024 and has served as an Associate Editor of IEEE T-ITS since 2017.

JPNT 15(3), 355-368 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.355

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

직교 배열 안테나에서 Capon 기반 ROI 검출을 위한 활성 소자 선택 비교 분석

김태윤[1], 황석승[2†]

Comparative Analysis of Active Element Selection for Capon-Based ROI Detection in Orthogonal Array Antennas

Tae-yun Kim[1], Suk-seung Hwang[2†]

[1]Institute of Well-Aging Medicare & CSU G-LAMP Project Group, Chosun University, Gwangju 61452, Korea
[2]Department of Electronic Engineering, Chosun University, Gwangju 61452, Korea

ABSTRACT

Low Earth Orbit (LEO) satellites are increasingly considered key platforms for next-generation satellite communication and space-based sensing systems, because they can provide communication, surveillance, navigation, and positioning services in areas where terrestrial infrastructure is unavailable or limited. However, LEO satellite systems are subject to practical constraints such as rapid channel variation, Doppler shifts, limited onboard power, restricted antenna installation space, beam alignment errors, and multiple interference signals. Under these constraints, the low-complexity Angle-of-Arrival (AOA) estimation is essential for satellite beamforming, interference avoidance, user positioning, inter-satellite link alignment, and ground station tracking. Orthogonal array (OA) antennas, including L-shaped, T-shaped, and cross-shaped arrays, are promising structures for satellite-mounted AOA estimation systems, because they can estimate two-dimensional angular information with a limited number of physical antenna elements. Although existing OA-based studies have mainly focused on improving final AOA/Direction-of-Arrival (DOA) with estimation accuracy, angular resolution, degrees of freedom, coherent signal processing, mutual coupling mitigation, and angle pairing, the Region of Interest (ROI) detection process required for low-complexity cascade AOA estimation has not been sufficiently investigated. In this paper, we analyze Capon spatial spectrum-based ROI detection for the cascade AOA estimation using OA antennas. In particular, the effects of active element selection strategies on ROI detection performance are quantitatively evaluated in terms of ROI inclusion rate, false ROI occurrence rate, ROI area ratio, search-space reduction ratio, and threshold sensitivity. The analysis clarifies how the position and distribution of active elements along the orthogonal axes affect the reliability of ROI detection and the efficiency of low-complexity AOA search.

Keywords: orthogonal array antennas, active element selection, ROI detection, cascade AOA estimation algorithm, Capon algorithm
주요어: 직교 배열 안테나, 활성 소자 선택, 관심 영역 검출, 캐스케이드 도래각 추정 알고리즘, 케이폰 알고리즘

1. 서론

위성은 해상, 산악, 재난 지역과 같이 지상 인프라 구축이 어려운 환경에서도 통신, 감시, 항법 및 위치추정 임무를 효율적으로 수행할 수 있어 차세대 위성통신 및 우주 기반 센싱 시스템의 핵심 요소로 주목받고 있다 (Xiao et al. 2024). 특히, 저궤도(Low Earth Orbit, LEO) 위성은 지구와의 거리가 상대적으로 짧아 낮은 전송 지연과 향상된 링크 품질을 제공할 수 있으며, 비지상 네

Received Jul 21, 2026 **Revised** Aug 17, 2026 **Accepted** Sep 05, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: hwangss@chosun.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

트워크(Non-Terrestrial Network, NTN)의 주요 구성 요소로 고려되고 있다 (Luo et al. 2024, Plastras et al. 2024, Saad et al. 2024, Fontanesi et al. 2026). 그러나 LEO 위성은 고속 궤도 운동에 따른 빠른 채널 변화와 도플러 변화, 제한된 탑재 전력, 제한된 안테나 설치 공간, 위성 자세 변화, 빔 정렬 오차 및 다중 간섭 신호와 같은 복합적인 제약을 가진다 (Plastras et al. 2024).

이러한 환경에서 신호의 입사 방향을 정확하게 추정하는 도래각(Angle-of-Arrival, AOA) 또는 Direction-of-Arrival (DOA) 추정 기술은 위성 빔포밍, 간섭 회피, 사용자 위치추정, 위성 간 링크 정렬 및 지상국 추적을 위한 핵심 신호처리 기술로 활용될 수 있다 (You et al. 2024a, 2024b, Zhu et al. 2025a, 2025b, Wang et al. 2025). 기존 AOA/DOA 추정 기술로 Multiple Signal Classification (MUSIC), Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT)과 같은 고분해능 알고리즘이 널리 사용되어 왔으며 (Schmidt 1986, Roy & Kailath 1989, Haardt et al. 1995), 균일 선형 배열(Uniform Linear Array, ULA), 균일 평면 배열(Uniform Planar Array, UPA), 희소 배열(sparse array) 등이 대표적인 배열 구조로 활용되어 왔다 (Swindlehurst & Kailath 1993, Yao et al. 2023, Hasib et al. 2023, Lang et al. 2025). 특히 UPA는 2차원 각도 정보 추정 시 유리하지만, LEO 위성과 같이 소형화, 경량화 및 저전력 처리가 요구되는 플랫폼에서는 대규모 평면 배열 탑재 시 구조적/전력적 제약이 존재한다 (Luo et al. 2024, Xiao et al. 2024, Zhu et al. 2025a). 이에 따라, 제한된 안테나 소자 수와 설치 면적 조건에서도 2차원 방향 정보를 획득할 수 있는 직교배열(Orthogonal Array, OA) 안테나가 위성 탑재형 AOA 추정 시스템의 대안적 배열 구조로 고려될 수 있다. 대표적인 OA 구조로는 L형, T형 및 십자형 배열이 있으며, 이들은 서로 직교하는 선형 배열을 결합함으로써 고도각(Elevation angle, θ)과 방위각 (Azimuth angle, ϕ) 정보를 분리 또는 결합 추정할 수 있다는 장점을 가진다.

OA 안테나 기반 2차원 AOA/DOA 추정 연구는 L형 배열을 중심으로 시작되어 희소 배열, T형 배열, 십자형 배열, 공배열(Coarray) 재구성, 대간격(Large-spacing) 배열 설계 및 딥러닝 기반 추정 구조로 확장되어 왔다 (Fadakar et al. 2024, Ye et al. 2024, Zhang et al. 2025, Zhao et al. 2025, Liu et al. 2026). Liang & Liu (2010)는 L형 배열을 이용한 고도각과 방위각의 결합 추정 기법을 제안하였고, Gu et al. (2015)은 희소 L형 배열을 활용하여 제한된 물리적 소자 수에서도 유효 개구면을 확장하는 2차원 DOA 추정 방법을 제시하였다. Wang et al. (2016)은 L형, T형 및 십자형 배열을 대상으로 차원 축소 기반 희소 재구성 기법을 적용하여 상관 신호 환경에서의 2차원 DOA 추정 성능을 개선하였다. 이후 Liu et al. (2022, 2026)은 대간격 T형 배열 및 대간격 비균일 L형 배열을 기반으로 유효 개구면 확장과 상호 결합 완화를 고려한 2차원 DOA 추정 알고리즘을 제안하였다. 또한 Ye et al. (2024)과 Zhang et al. (2025)은 공배열 및 공분산 행렬 재구성, 다차원 행렬 완성 기법을 활용하여 분해능과 신호 식별 성능을 개선하였으며, Fadakar et al. (2024)과 Zhao et al. (2025)은 L형 배열 기반 2차원 DOA 추정에 딥러닝 및 어텐션 구조를 적용하여 데이터 기반 추정 가능성을 제시하였다.

이와 같은 기존 연구들은 OA 안테나가 제한된 물리적 소자 수로도 2차원 각도 정보를 추정할 수 있는 유망한 배열 구조임을 보여주었다. 그러나 LEO 위성과 같이 제한된 전력, 제한된 안테나 설치 공간 및 저복잡도 신호처리가 동시에 요구되는 환경을 고려하면 여전히 몇 가지 한계가 존재한다. 대부분의 OA 기반 연구는 최종 AOA/DOA 추정 정확도, 분해능 향상, 자유도 확장, 상관 신호 처리, 상호 결합 완화 또는 고도각과 방위각의 쌍대응 문제 해결에 초점을 두고 있어, 저복잡도 AOA 추정 구조에서 선행적으로 수행되어야 하는 관심 영역(Region of Interest, ROI) 검출 과정에 대한 분석은 상대적으로 부족하다. 또한, 희소 재구성, 공배열 재구성 및 행렬 완성 기반 방식은 높은 분해능과 자유도 확장 측면에서 장점이 있으나, 사전 행렬 구성, 반복 연산, 격자 불일치(grid mismatch) 및 공분산 행렬 재구성 과정으로 인해 계산복잡도가 증가할 수 있다. 따라서, 제한된 계산 자원과 시간적으로 변화하는 신호 입사 방향을 고려해야 하는 위성 환경에서는 전체 각도 영역을 반복적으로 고분해능 탐색하기보다, 신호가 존재할 가능성이 높은 ROI를 우선적으로 검출하여 후단의 정밀 AOA 탐색 영역을 제한하는 구조가 효과적인 대안이 될 수 있다.

이러한 관점에서 Kim & Hwang (2018, 2020)이 제안한 캐스케이드 AOA 추정 알고리즘은 저복잡도 AOA 추정을 위한 대표적인 접근법 중 하나이다. 캐스케이드 구조는 1단계에서 Capon 알고리즘을 이용하여 신호가 존재할 가능성이 높은 ROI를 검출하고, 2단계에서 검출된 ROI 내부에 대해서만 Beamspace MUSIC을 적용하여 고분해능 AOA를 추정한다. 즉, 전체 탐색공간을 직접 고분해능으로 탐색하지 않고 ROI 기반으로 탐색 범위를 제한함으로써 계산복잡도를 낮추는 구조이다. 이때, 1단계 ROI 검출은 단순한 전처리 과정이 아니라, 후단 Beamspace MUSIC의 탐색 영역을 설정하는 선행 단계로서, ROI 내 실제 신호의 포함 여부와 탐색공간 축소 정도에 영향을 미친다. 그러나, 기존 캐스케이드 AOA 추정 알고리즘은 전체 개구면에 안테나 소자가 균일하게 분포하는 유연한 구조의 대규모 UPA를 주로 가정하고 있어, 배열 형상에 따라 축별 소자 분포, 유효 개구면, 대칭성 및 공간 샘플링 특성이 달라지는 직교배열에 이를 직접 적용하기에는 한계가 있다. 기존 배열 희소화(array thinning), 센서 선택 및 스위치 기반 안테나 선택 연구에서도 DOA 추정 성능은 단순한 안테나 소자 개수뿐만 아니라 선택된 부배열(subarray)의 기하학적 배치, 유효 개구면 및 빔 패턴 특성에 의해 영향을 받는 것으로 보고되었다 (Roy et al. 2013, Wang et al. 2015, Chen et al. 2022, Mehta & Gupta 2025). 따라서, 직교배열의 일부 소자만 활성화하여 Capon 공간 스펙트럼을 통해 ROI를 검출할 경우, ROI 포함률, false ROI 발생률, ROI 면적 및 탐색공간 축소율은 활성 소자 개수뿐만 아니라 각 축에 배치된 활성 소자의 위치와 선택 비율에 따라 달라질 수 있다.

본 논문은 직교배열 안테나 기반 캐스케이드 AOA 추정 구조의 1단계에 해당하는 Capon 공간 스펙트럼 기반 ROI 검출 과정에 초점을 맞추고, L형, T형 및 십자형 직교배열에서 활성 소자 선택 방식에 따른 검출된 ROI 내 실제 신호의 포함율($P_{cover}^{(S)}$), false ROI 탐지율($P_{false}^{(S)}$), ROI 면적 비율($A_{ratio}^{(S)}$), 탐색공간 축소율($\eta^{(S)}$), 임계값 민감도를 비교・분석한다. 이를 통해 직교배열 구조에서 활성 소자 선택 방식이 Capon 기반 ROI 검출 신뢰도와 탐색공간 축소 특성을 정량적으로 분석한다.



Fig. 1. OA antenna geometry (L, T, Cross) and element selection method (Center, Distributed, Axis-biased (x-axis)).

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 L형, T형, 십자형 직교 배열의 기하학적 구조와 조향벡터 모델을 정의하고, 3장에서 활성 소자 선택에 따른 선택 배열 모델과 수신신호 모델을 포함한 Capon 기반 ROI 검출 구조를 설명한다. 4장에서는 다양한 직교배열 형상의 소자 선택 방식에 따른 다섯 가지 성능지표를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교・분석하고, 마지막으로 5장은 결론이다.

2. 직교 배열 안테나 모델

직교 배열은 서로 직교하는 두 개 이상의 선형 배열을 결합하여 구성되며, 본 논문에서는 Fig. 1과 같이 xy 평면상에 구성되는 L형, T형, 십자형 직교 배열 안테나를 고려한다.

2.1 좌표계 정의

3차원 좌표계 고려 시 x축과 y축은 위성 탑재면에 평행한 수평축으로 정의되며, z축은 x,y축에 수직한 방향으로 정의된다. 고도각은 xy 평면과 신호 입사방향이 이루는 각도로 정의되며, 방위각은 x축으로부터 xy 평면상에서 측정되는 각도로 정의된다. 입사 방향의 단위벡터 $\mathbf{u}(\theta,\phi)$는 Eq. (1)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{u}(\theta,\phi) = [\sin\theta\cos\phi, \quad \sin\theta\sin\phi, \quad \cos\theta]^T \qquad (1)$$

Eq. (1)은 L형, T형, 십자형 직교 배열을 모두 포괄하는 공통 기준 벡터로서, 이를 바탕으로 임의의 소자 위치 $\mathbf{p}_i=[\mathbf{p}_{x,m}\ \mathbf{p}_{y,n}]^T$ 에서의 조향 벡터 요소를 통합적으로 정의할 수 있다.

2.2 L형 직교 배열

L형 배열(L-shaped array)은 하나의 기준 배열축(reference array axis)과 기준 배열축의 원점에서 직교 방향으로 확장되는 직교 배열축(orthogonal array axis)으로 구성된다. 즉, x축을 따라 M_x개, y축을 따라 M_y개의 소자가 원점에서 직교 배치되는 구조이다. 각 축의 소자 위치 벡터는 Eqs. (2-3)과 같이 정의되며, 원점 소자를 공유하는 경우 전체 소자 수는 $M=M_x+M_y-1$ 이다.

$$\mathbf{P}_{x,m} = [(m-1)d, \quad 0, \quad 0]^T, \quad m = 1, \ 2, \ \cdots \ M_x \qquad (2)$$

$$\mathbf{P}_{y,n} = [0, \quad (n-1)d, \quad 0]^T, \quad n = 1, \ 2, \ \cdots \ M_y \qquad (3)$$

여기서 d는 안테나 소자간 배치 간격(interelement space)을 의미하며, 통상적으로 반파장 간격으로 설정한다. L형 배열은 구조가 단순하고 2차원 AOA 추정이 가능하다는 장점이 있지만, x축과 y축에서 추정된 방향 성분을 결합하는 과정에서 쌍대응(pairing) 문제 또는 각도 모호성(angle ambiguity)이 발생할 수 있다.

2.3 T형 직교 배열

T형 배열(T-shaped array)은 하나의 기준 배열축(reference array axis)과 이 기준 배열축의 중심점에서 직교 방향으로 확장되는 직교 배열축(orthogonal array axis)으로 구성된다. 즉, 두 개의 선형 배열이 임의의 끝점에서 만나는 L형 배열과 달리, T형 배

열은 하나의 선형 배열의 중심점에 다른 선형 배열이 직교하게 결합된 구조이다. 각 축의 소자 위치 벡터는 Eqs. (4-5)와 같이 정의되며, 원점 소자를 공유하는 경우 전체 소자 수는 $M=2M_x+M_y$ 이다.

$$\mathbf{P}_{x,m} = [(m - M_x - 1)d, \quad 0, \quad 0]^T, \quad m = 1, \quad 2, \quad \cdots \quad 2M_x + 1 \tag{4}$$

$$\mathbf{P}_{y,n} = [0, \quad nd, \quad 0]^T, \quad n = 1, \quad 2, \quad \cdots \quad M_y \tag{5}$$

T형 배열은 L형 배열에 비해 중심 기준 대칭성이 우수하며, 대간격 배열 구조로 확장할 경우 유효 개구면(effective aperture)를 증가시킬 수 있다.

2.4 십자형 직교 배열

십자형 배열(cross-shaped array)은 하나의 기준 배열축(reference array axis)과 이 기준 배열축의 중심점에서 양방향으로 직교 확장되는 직교 배열축(orthogonal array axis)으로 구성된다. 즉, x축의 양방향과 y축의 양방향으로 배열 소자가 배치되는 구조이며 네 방향의 유효 개구면을 활용할 수 있기 때문에 L형 배열보다 배열 중심을 기준으로 공간 응답이 대칭적이다. 각 축의 소자 위치 벡터는 Eqs. (6-7)과 같이 정의되며, 원점 소자를 공유하는 경우 전체 소자 수는 $M=2M_x+2M_y+1$ 이다.

$$\mathbf{P}_{x,m} = [(m - M_x - 1)d, \quad 0, \quad 0]^T, \quad m = 1, \quad 2, \quad \cdots \quad 2M_x + 1 \tag{6}$$

$$\mathbf{P}_{y,n} = \left[0, \quad (n - M_y - 1)d, \quad 0\right]^T, \quad n = 1, \quad 2, \quad \cdots \quad 2M_y + 1 \tag{7}$$

대칭적 공간 응답 특성은 배열 응답 벡터를 기반으로 모델링되는 수신신호의 공분산 행렬의 구조적 안전성을 강화할 수 있지만, 동일 축(arm) 길이를 사용할 경우 L형보다 소자 수가 증가할 수 있으므로, 탑재 가능성을 고려한 소자 수 최적화가 필요하다.

3. 활성 소자 선택 및 ROI 검출

본 장은 직교 배열 안테나에서의 활성 소자 선택 방식과 Capon 기반 ROI 검출 구조를 설명한다. Kim & Hwang (2018, 2020) 이 제안한 캐스케이드 AOA 추정 알고리즘의 1단계에서는 소규모의 안테나 소자를 등간격 사각 배열(Uniform Rectangular Array, URA) 형상으로 활성화하여 Capon을 적용한다. 그러나 직교 배열은 서로 직교하는 선형 배열의 결합 구조로서 비직사각형 공간 샘플링 특성을 가지므로, 기존의 URA 기반 소자 선택 방식을 직접 적용하기 어렵다. 직교 배열에서는 배열 형상에 따라 각 축의 소자 수, 유효 개구면 및 대칭성이 달라지므로, 기하학적 구조를 반영한 활성 소자 선택 방식이 요구된다.

3.1 활성 소자 선택 방법

본 논문에서는 Fig. 1과 같이 직교 배열 안테나에서 Capon 기반 ROI 검출을 위한 세 가지 활성 소자 선택 방식을 고려한다. 선택된 소자의 위치와 축별 분포에 따라 유효 개구면, 주엽 폭 및 부엽 수준이 달라지므로, 대표적인 선택 구조를 다음과 같이 정의한다.

중심부(center) 선택 방식은 선형 배열들의 교차점 주변 소자를 우선적으로 선택하는 방법으로, 선택 소자들이 조밀하게 배치되어 안정적인 공간 샘플링과 낮은 부엽 수준을 제공한다. 분산(distributed) 선택 방식은 각 축의 끝단 소자를 포함하여 활성 소자를 배열 전체에 걸쳐 넓게 배치하는 방법으로, 제한된 소자 수로도 큰 유효 개구면을 확보하여 높은 공간 분해능을 얻을 수 있다. 축 편향(axis-biased) 선택 방식은 활성 소자를 특정 축 방향에 집중 배치하는 방법으로, 해당 축의 공간 정보를 강조하여 특정 방향의 신호 분리 성능을 향상시킬 수 있다.

3.2 ROI 검출 구조

3.1절에서 정의한 활성 소자 선택 방식에 따라 배열 형상이 결정되면, Capon 공간 스펙트럼을 계산하고 신호가 존재하는 ROI를 검출한다.

S개의 활성 소자로 구성된 선택 배열의 i번째 원소에 해당하는 조향벡터와 전체 조향벡터는 Eqs. (8-9)와 같이 정의된다.

$$a_i(\theta, \phi) = e^{-j2\pi/\lambda \mathbf{p}_i \mathbf{u}(\theta,\phi)} \tag{8}$$

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = [a_1(\theta, \phi) \quad a_2(\theta, \phi) \quad \cdots \quad a_S(\theta, \phi)]^T \tag{9}$$

여기서 λ는 파장을 의미한다. S개의 소자가 활성화된 배열에 G개의 신호가 입사된다고 가정하면, 수신신호 모델 $\mathbf{x}_S(k) \in \mathbf{C}^{S\times 1}$은 Eq. (10)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{x}_S(k) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \tag{10}$$

여기서 $\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta},\boldsymbol{\phi})=[\mathbf{a}(\theta_1,\phi_1) \ \cdots \ \mathbf{a}(\theta_G,\phi_G)] \in \mathbf{C}^{S\times G}$은 배열 응답 행렬, $\mathbf{s}(k) \in \mathbf{C}^{G\times 1}$은 G개의 입사 신호 벡터, $\mathbf{n}(k) \in \mathbf{C}^{S\times 1}$은 i.i.d(independent and identically distributed) 특성의 잡음 벡터이다. 이때의 샘플 공분산행렬은 Eq. (11)과 같이 정의된다.

$$\mathbf{R}_S = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} \mathbf{x}_S(k) \ \mathbf{x}_S^H(k) \tag{11}$$

여기서 K는 총 샘플 수를 의미한다. Eq. (9)와 Eq. (11)을 활용하여 선택 배열 기반 Capon의 공간 스펙트럼을 정의하면 Eq. (12)와 같다.

$$P_{Capon}^{(S)}(\theta, \phi) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta, \phi)\mathbf{R}_S^{-1}\mathbf{a}(\theta, \phi)} \tag{12}$$

Eq. (12)에서 Capon 공간 스펙트럼은 활성 소자에 직접적으로 의존한다. 즉, 활성 소자 선택 방법에 따라 서로 다른 조향벡터와 샘플 공분산행렬이 생성되며, 이에 따라 Capon 공간 스펙트럼의 피크값에 대한 크기 및 퍼짐 정도가 달라지며 이로 인해 ROI경계가 달라질 수 있다.

활성 소자 선택 방식 간의 공정한 비교를 위해 Eqs. (13-14)와 같이 Capon 공간 스펙트럼을 dB 스케일로 변환한 뒤, 최대값을

Table 1. Common simulation parameter.

Parameter	Value	Explanation
M	19	Total number of antenna elements
S	9	Selected number of antenna elements
K	300	Sampling length
Threshold	-10 dB	Threshold for ROI determination
N_{mc}	50	Number of Monte Carlo simulations
Search range	θ=0°~90°, ϕ=−180°~180°	Capon spatial spectrum search range
Array shape	L, T, Cross	-
Active elements selection method	Center / Distributed / Axis-biased	-

기준으로 정규화를 진행한다.

$$P_{dB}^{(S)}(\theta,\phi) = 10\log_{10} P_{Capon}^{(S)}(\theta,\phi) \tag{13}$$

$$P_{norm}^{(S)}(\theta,\phi) = P_{dB}^{(S)}(\theta,\phi) - \max P_{dB}^{(S)}(\theta,\phi) \tag{14}$$

본 논문에서는 $P_{norm}^{(S)}(\theta,\phi)$이 임계값 ($\tau$) 이상인 영역을 ROI 후보 영역으로 정의한다. 예를 들어 τ=−10 dB로 설정하면, 최대 피크값 대비 10 dB 이내에 존재하는 Capon 공간 스펙트럼 영역이 ROI 후보군이 된다. Capon 공간 스펙트럼 탐색 시, 빠른 ROI 탐색을 위해 상황에 따라 5°이내의 분해능을 적용할 수 있는데, 분해능 간격이 넓을수록 임계값 경계가 탐색 격자 사이에 위치할 확률이 높아진다. 이때 신호 누락을 방지하기 위해 ROI의 양의 방향 경계(θ_{max},ϕ_{max})에 대해서는 올림 방식, ROI의 음의 방향 경계(θ_{min},ϕ_{min})는 내림 방식을 채택하여 보수적으로 ROI를 확장한다. 다만, 임계값이 높게 설정되면 ROI는 좁게 형성될 수 있으나 실제 신호 영역 일부가 제외될 가능성이 있고, 임계값이 낮게 설정되면 실제 신호 영역을 포함할 가능성은 높아지지만 불필요한 false ROI가 증가할 수 있다. 따라서 임계값은 ROI 포함률과 false ROI 발생률 사이의 trade-off를 결정하는 주요 변수이다.

설정된 임계값 기준에 따라 q개의 ROI 그룹이 결정된다면, 각 ROI는 고도각과 방위각의 경계값을 이용하여 Eq. (15)와 같이 표현된다.

$$\Omega_q^{(S)} = [\theta_{q,min} \quad \theta_{q,max}] \times [\phi_{q,min} \quad \phi_{q,max}] \tag{15}$$

여기서 $\theta_{q,min}$, $\theta_{q,max}$, $\phi_{q,min}$, $\phi_{q,max}$는 q번째 ROI의 고도각과 방위각의 최소, 최대 각도값을 의미한다.

4. 컴퓨터 시뮬레이션

본 장에서는 서로 다른 활성 소자 선택 방식을 적용한 직교 배열 안테나의 Capon 기반 ROI 검출 성능에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 제시한다. 시뮬레이션에서는 Fig. 1과 같이 L형, T형, 십자형 직교 배열 구조 및 활성 소자 선택 방식을 고려하며, 모든 배열의 인접 소자 간격은 반파장 간격으로 설정하며(d=λ/2), 공정한 비교를 위해 각 배열 형상에서 전체 안테나 소자 수와 활성 소자 수를 동일하게 설정한다. 전체 배열 소자 수를 M, Capon ROI 검출 단계에서 사용하는 활성 소자 수를 S라고 할 때, 본 시뮬레이션에서는 S<M인 조건에서 중심부 선택, 분산 선택, 축 편향 선택의 세 가지 활성 소자 선택 방식을 비교한다. 선행 연구 (Chahat et al. 2019, Jiménez et al. 2023, Troccoli et al. 2023)를 바탕으로 실제 소형 위성의 탑재 제약과 직교배열 AOA 연구의 소형 배열 구성을 함께 고려하여 전체 소자 수를 M=19, 활성 소자 수를 S=9로 설정한다. 안테나로 수신되는 신호는 Amplitude Modulation (AM), Continuous Wave (CW), Frequency Modulation (FM) 신호가 2개씩 수신된다고 가정한다. 시뮬레이션을 위한 공통 파라미터는 Tables 1과 2에 정리하였다. ROI 검출 성능을 평가하기 위해 5가지 지표(검출된 ROI 내 실제 신호의 포함율($P_{cover}^{(S)}$), false ROI 탐지율($P_{false}^{(S)}$), ROI 면적 비율($A_{ratio}^{(S)}$), 탐색공간 축소율($\eta^{(S)}$), 임계값 민감도)를 고려한다. 또한 본 시뮬레이션은 활성 소자 선택 방식에 따른 ROI 검출 특성을 비교하기 위해 각 관측 시점의 AOA가 일정한 스냅샷 환경을 가정하며, 위성의 궤도 운동에 의해 고도각과 방위각이 시간적으로 연속 변화하는 상황에 대한 추적 성능은 본 연구의 범위에 포함하지 않는다.

Table 2. Overview of signal parameter.

Type of signal	Scenario 1, 2				Scenario 3
	θ	ϕ	Region	SNR (dB)	SNR (dB)
AM	35, 37	-60, -58	Zone2	12, 10	-10 to 20 (step to 5 dB)
CW	20, 22	30, 32	Zone1	20, 17	
FM	50, 52	120, 118	Zone3	15, 13	

4.1 ROI 내 실제 신호 포함율

ROI 내 실제 신호 포함율($P_{cover}^{(S)}$)은 검출된 ROI가 실제 신호 도래각을 얼마나 빠짐없이 포함하는지를 나타내는 신호 단위 검출 지표이다. G개의 신호가 입사할 때 Q개의 ROI가 검출이 되었다면 Eq. (16)과 같이 정의할 수 있다.

$$\boldsymbol{\mathcal{R}}^{(S)} = \{\Omega_1^{(S)} \quad \Omega_2^{(S)} \quad \cdots \quad \Omega_Q^{(S)}\} \tag{16}$$

실제 신호 도래각의 ROI 포함 여부는 각 신호가 검출된 ROI들의 합집합 내부에 포함되는지 판단한다. g번째 신호에 대한 ROI 내 포함 함수와 실제 신호 도래각의 ROI 포함율은 Eqs. (17–18)과 같이 정의한다.

$$I_q^{(S)} = \begin{cases} 1, & (\theta_g,\phi_g) \in \bigcup_{q=1}^{Q} \Omega_q^{(S)} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{17}$$

$$P_{cover}^{(S)} = \frac{1}{G}\sum_{g=1}^{G} I_q^{(S)} \tag{18}$$

여러 개의 신호가 하나의 ROI에 포함되거나, 서로 다른 ROI에 나뉘어 포함되더라도, 모든 실제 신호 도래각이 검출 ROI에 포함되면 $P_{cover}^{(S)}$=1이 된다. 즉, $P_{cover}^{(S)}$은 1단계 Capon 스펙트럼의 신호 분

해능을 나타내는 지표가 아니라, 후단 AOA 추정을 위해 실제 신호가 ROI에 얼마나 안정적으로 보존되는지를 평가하는 지표이다.

4.2 False ROI 탐지율

False ROI 탐지율($P_{false}^{(S)}$)은 검출된 ROI중 실제 신호를 포함하지 않는 잘못된 ROI의 비율을 나타내며, 실제 신호 도래각을 포함하지 않음에도 불구하고 임계값 조건에 의해 ROI로 검출된 영역을 의미한다. q번째 ROI의 유효 함수와 false ROI 발생률은 Eqs. (19–20)과 같이 정의한다.

$$V_q^{(S)} = \begin{cases} 1, & \Omega_q^{(S)} \cap \{(\theta_g, \phi_g)\}_{g=1}^{G} \neq \emptyset \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{19}$$

$$P_{false}^{(S)} = \frac{\Omega_{false}^{(S)}}{Q} = 1 - \frac{1}{Q}\sum_{q=1}^{Q} V_q^{(S)} \tag{20}$$

여기서 $V_q^{(S)}$=1이면, q번째 ROI가 적어도 하나의 실제 신호 도래각을 포함하는 유효 ROI임을 의미하고, $V_q^{(S)}$=0이면 실제 신호를 포함하지 않는 false ROI임을 의미한다. 신호가 모두 ROI에 포함되어 $P_{cover}^{(S)}$=1이더라도, 신호가 존재하지 않는 영역이 추가로 ROI로 검출되면 $P_{false}^{(S)}$는 증가하게 된다.

4.3 ROI 면적 비율 및 탐색공간 축소율

ROI 면적 비율($A_{ratio}^{(S)}$)은 Capon 단계에서 검출된 ROI가 전체 탐색 공간에서 차지하는 비율을 나타내며, 활성 소자 선택 방식에 따라 ROI가 얼마나 제한적으로 형성되는지를 비교하기 위한 지표로 사용한다. 일반적으로 $A_{ratio}^{(S)}$이 작을수록 후단의 Beamspace MUSIC이 탐색해야하는 영역이 감소하므로 탐색 효율 측면에서 유리하다. 다만, 검출된 ROI는 실제 신호의 AOA를 안정적으로 포함하고 후단 고분해능 탐색에 필요한 각도 범위를 확보해야 하므로, ROI 면적이 작다는 사실만으로 우수한 ROI가 형성되었다고 판단할 수는 없다. 따라서 본 논문에서는 실제 신호의 포함 조건이 충족된 상태에서 $A_{ratio}^{(S)}$이 작을수록 탐색 영역이 효과적으로 제한된 것으로 해석한다.

검출된 q번째 ROI의 면적, 검출된 전체 ROI 면적, 전체 탐색공간대비 ROI 면적 비율은 Eqs. (21–23)과 같이 정의된다.

$$A_q^{(S)} = (\theta_{q,max} - \theta_{q,min})(\phi_{q,max} - \phi_{q,min}) \tag{21}$$

$$A_{TOT}^{(S)} = \sum_{q=1}^{Q} A_q^{(S)} \tag{22}$$

$$A_{ratio}^{(S)} = \frac{A_{TOT}^{(S)}}{A_{Search}} \tag{23}$$

여기서 A_{Search}는 전체 탐색 공간의 면적을 의미한다. 탐색공간 축소율은 전체 탐색공간 중 ROI로 남은 영역을 제외한 비율로 Eq. (24)와 같이 정의된다.

$$\eta^{(S)} = 1 - A_{ratio}^{(S)} \tag{24}$$

Eq. (24)에서 알 수 있듯이 $A_{ratio}^{(S)}$와 η^((S))는 서로 독립적인 성능 지표라기보다 동일한 ROI 면적 정보를 서로 반대 관점에서 표현한 지표이다. 즉, ROI가 전체 탐색공간에 비해 상대적으로 작게 형성되는 경우 $\eta^{(S)}$가 높은 수준으로 나타나므로, 방식 간 세부적인 차이를 판별하는 데에는 제한적일 수 있다. 따라서 본 논문에서는 $A_{ratio}^{(S)}$를 활성 소자 선택 방식에 따른 ROI 형성 특성을 비교하기 위한 주요 지표로 사용하고, $\eta^{(S)}$는 전체 탐색공간이 어느 정도 감소하는지를 직관적으로 나타내는 보조 지표로 활용한다.

4.4 임계값 민감도

Capon 기반 ROI 검출은 임계값 (τ)의 설정에 따라 ROI 포함률, false ROI 발생률 및 ROI 면적 비율이 달라질 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 단일 임계값에서의 결과 뿐만 아니라 여러 임계값 조건에서 성능을 비교한다. 이를 통해 특정 활성 소자 선택 방식이 임계값 변화에 대해 얼마나 안정적인 ROI 검출 성능을 제공하는지 평가한다. 결과적으로, 가변 Signal-to-Noise Ratio (SNR) 환경에서, 실제 신호 도래각을 모두 포함하면서, 신호가 없는 영역을 불필요하게 ROI로 검출하지 않고, 전체 탐색공간을 효과적으로 축소하는 활성 소자 선택 방식이 Capon 기반 ROI 검출에 적합하다고 판단할 수 있다. 즉, 높은 $P_{cover}^{(S)}$, 낮은 $P_{false}^{(S)}$, 작은 $A_{ratio}^{(S)}$, 높은 $\eta^{(S)}$를 SNR 강건성을 확보하면서 만족해야 한다.

4.5 시뮬레이션 시나리오

시나리오 1: 다중 신호 존재 영역에 대한 ROI 검출

다중 신호 및 불균등 SNR 환경을 고려하여, 서로 다른 SNR과 입사각을 가진 총 6개의 신호(2개의 AM신호, 2개의 CW신호, 2개의 FM 신호)가 입사하는 상황을 가정한다. 입사하는 신호가 하나의 ROI를 생성하는 경우는 다중 ROI의 특수한 경우로 포함될 수 있으나, 본 논문에서는 고려하지 않는다. 이 시나리오에서는 Capon 기반 ROI 검출이 각 신호 존재 영역을 적절히 포함하는지, 그리고 신호가 없는 영역을 false ROI로 검출하는지를 분석한다.

시나리오 2: 임계값 변화에 따른 ROI 검출 민감도

두번째 시나리오는 ROI 검출 임계값 τ를 −3, −5, −7, −10, −12, −15 dB로 변화시키면서 성능 변화를 분석한다. 이 시나리오에서는 ROI 포함률($P_{cover}^{(S)}$), false ROI 발생률($P_{false}^{(S)}$) 및 ROI 면적 비율($A_{ratio}^{(S)}$)의 트레이드오프(trade-off)를 분석하여, 각 활성 소자 선택 방식의 임계값 민감도를 평가한다.

시나리오 3: SNR 변화에 따른 ROI 검출 안정성

세 번째 시나리오는 SNR을 −10 dB~20 dB까지 5 dB씩 증가시켜가면서 ROI 검출 성능을 분석한다. SNR 변화에 따른 Capon 스펙트럼의 변동성을 고려하여, 각 조건에서 ROI 포함률($P_{cover}^{(S)}$), false ROI 발생률($P_{false}^{(S)}$) 및 ROI 면적 비율($A_{ratio}^{(S)}$)을 50회 몬테카를로 평균으로 비교한다.

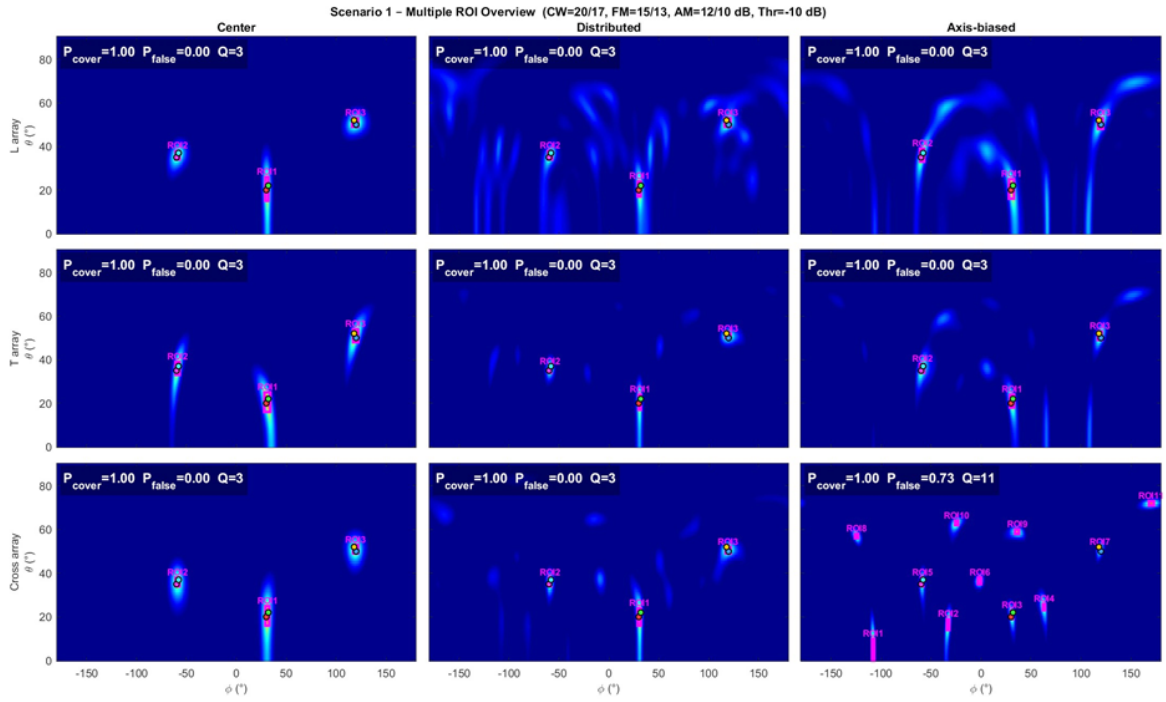


Fig. 2. Capon-based ROI detection results for the scenario1 (multiple signal-regions) with different orthogonal array geometries and active element selection methods.

Table 3. Performance summary for scenario 1.

Array shape	Selection method	$P_{cover}^{(s)}$	$P_{faise}^{(s)}$	Number of ROIs(Q)	$A_{ratio}^{(s)}$	$\eta^{(s)}$
L-shape	Center	1	0.00	3	0.11	0.89
	Distributed	1	0.00	3	0.09	0.91
	Axis-biased	1	0.00	3	0.10	0.90
T-shape	Center	1	0.00	3	0.12	0.88
	Distributed	1	0.00	3	0.04	0.96
	Axis-biased	1	0.00	3	0.08	0.92
Cross-shape	Center	1	0.00	3	0.12	0.88
	Distributed	1	0.00	3	0.06	0.94
	Axis-biased	1	0.67	11	0.11	0.89

4.6 시뮬레이션 결과 분석

시나리오 1에 대해 세 개의 분리된 신호 존재 영역에 대한 다중 ROI 검출 성능을 평가하였다. Fig. 2는 ROI 검출 결과를, Figs. 3–5는 ROI 검출에 대한 확대 결과를, Table 3은 성능지표에 대한 요약을 나타낸다. L형 및 T형 배열에서는 중심부, 분산, 축 편향 선택방식 모두 실제 신호의 도래각을 포함하는 ROI를 안정적으로 검출하였으며, false ROI 발생도 제한적이었다. 십자형 배열의 중심부 및 분산 선택 방식 역시 세 개의 ROI를 적절히 분리하여 검출하였다. 그러나 십자형 배열에 축 편향 선택 방식을 적용한 경우에는 false ROI 발생률이 크게 증가하였다. 이는 특정 축에 편향된 활성 소자 배치가 축 간 공간 정보의 균형을 저하시켜 부엽 성분을 증가시키고, 그 결과 신호가 존재하지 않는 영역에서도 Capon 스펙트럼 크기가 임계값을 초과하였기 때문으로 판단된다. 이 결과는 ROI 검출 성능이 활성 소자 개수뿐 아니라 소자의 기하학적 배치와 축별 분포에 크게 의존함을 보여준다.

시나리오 2에 대해 임계값 변화(−3 dB ~ −15 dB)에 따른 각 배열-선택 방식의 민감도를 분석하였다. Fig. 6은 임계값 변화에 대한 ROI 포함률($P_{cover}^{(S)}$), false ROI 발생률($P_{false}^{(S)}$) 및 ROI 면적 비율($A_{ratio}^{(S)}$)을 나타내며, Table 4는 임계값 −10 dB 조건의 성능지표를 나타낸다.

중심부 선택 방식은 −3 dB의 엄격한 임계값 조건에서 여섯 개 실제 신호 중 두 개의 CW 신호만 ROI에 포함되어 $P_{cover}^{(S)}$=0.33을 나타내었다. 임계값을 −5 dB로 완화하면 두 개의 FM 신호가 추가로 ROI에 포함되어 $P_{cover}^{(S)}$=0.67로 증가하였으나, 가장 낮은 SNR을 갖는 두 개의 AM 신호는 여전히 ROI에 포함되지 않았다. 이후 임계값을 −7 dB 이하로 낮추면 세 배열 모두 $P_{cover}^{(S)}$=1을 달성하였다. 캐스케이드 구조에서 후단 Beamspace MUSIC은 1단계에서 검출된 ROI 내부만을 탐색하므로, 이와 같이 실제 신호가 ROI에 포함되지 않은 경우 해당 신호는 후단 AOA 추정 단계의 탐색 대상에서 제외된다. 따라서 엄격한 임계값 조건에서 발생한 ROI 미검출은 단순한 1단계 검출 지표의 저하를 넘어 후단 신호 추정 가능성과 직접적으로 연결되는 결과로 해석할 수 있다. 한편, $P_{false}^{(S)}$는 T형 배열의 −3 dB 지점(0.50)을 제외하면 전 구간에서 0으로 유

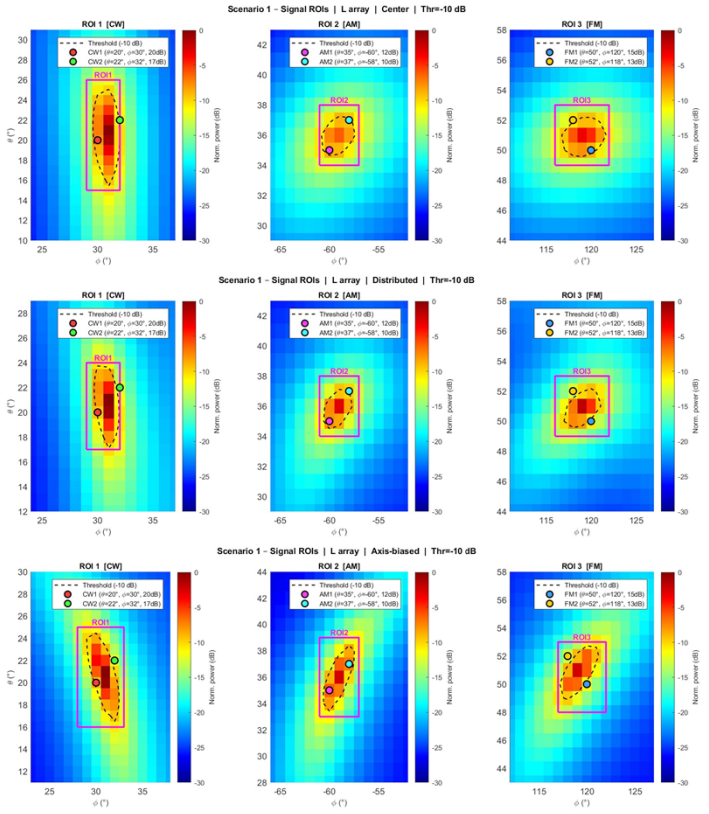


Fig. 3. Magnified ROI detection results for the scenario1 (multiple signal-regions) using the L-shaped array.

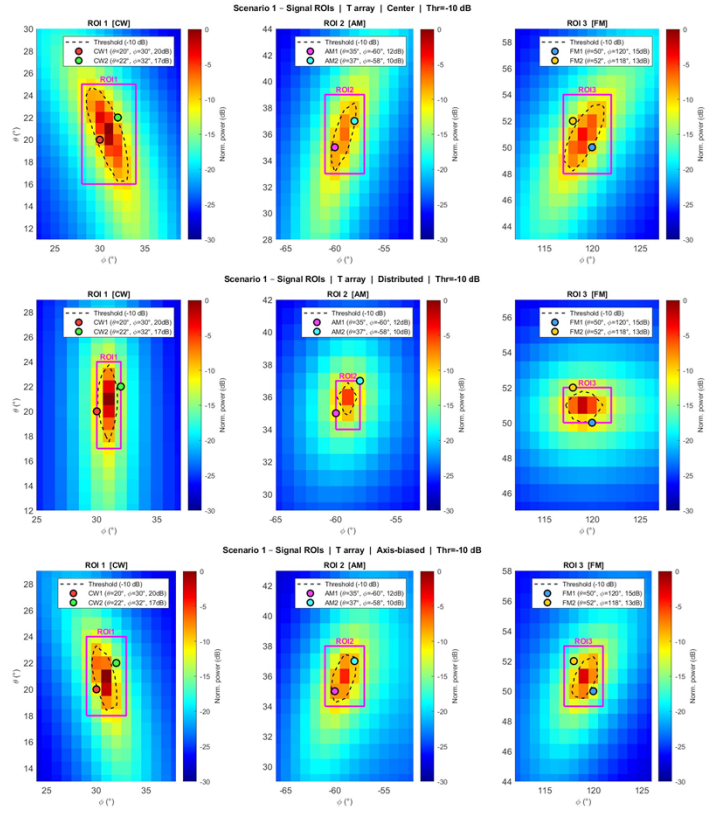


Fig. 4. Magnified ROI detection results for the scenario1 (multiple signal-regions) using the T-shaped array.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.355

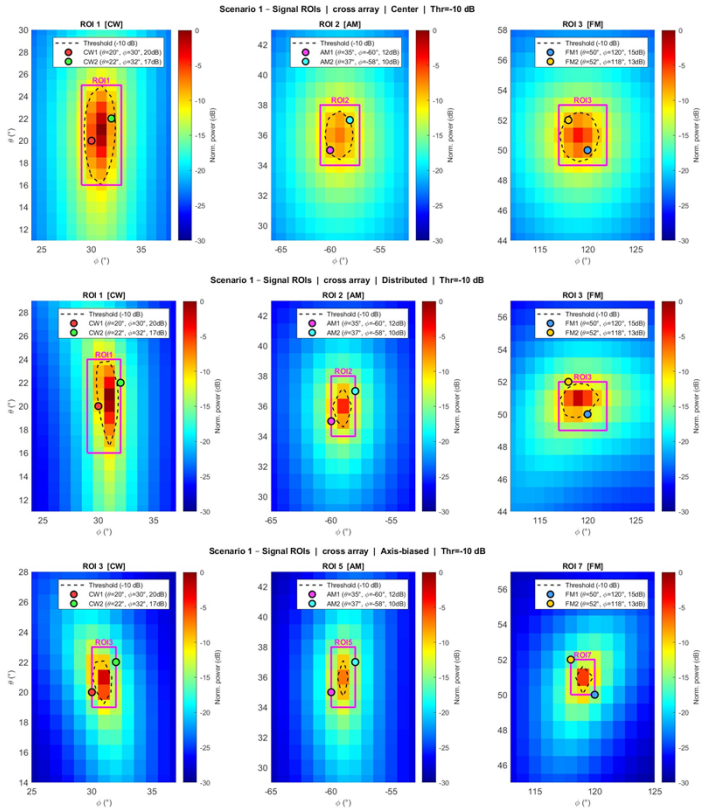


Fig. 5. Magnified ROI detection results for the scenario1 (multiple signal-regions) using the cross-shaped array.

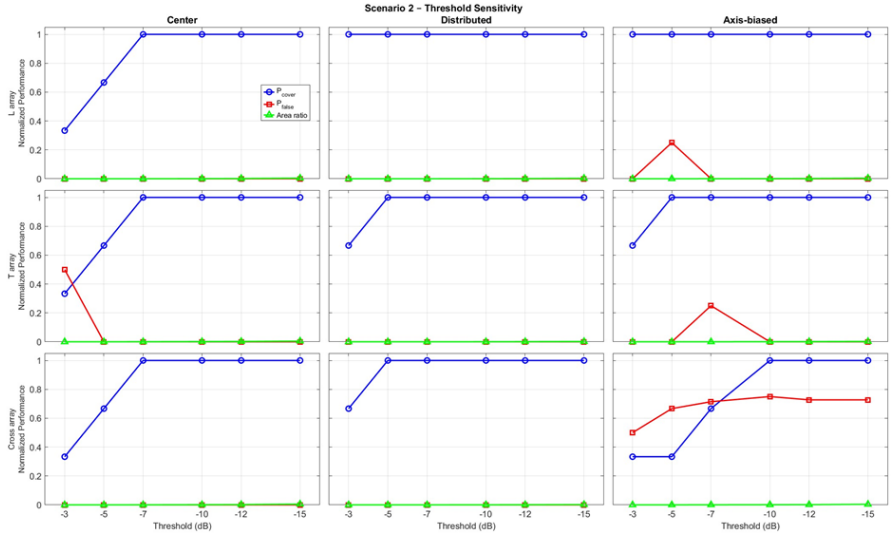


Fig. 6. Threshold sensitivity of Capon-based ROI detection for different OA geometries and active element selection methods.

지되어, 중심부 방식의 미탐지 문제는 임계값 완화를 통해 해소될 수 있음을 보인다. 분산 선택 방식이 세 방식 중 임계값 변화에 가장 강건함을 확인하였다. −3 dB의 엄격한 임계값에서도 L형은 이미 $P_{cover}^{(S)}$=1, T형・십자형은 $P_{cover}^{(S)}$=0.67을 달성하였으며, −5 dB 이상에서는 세 배열 모두 $P_{cover}^{(S)}$=1로 수렴하였다. 동시에 임계값 전 구간에서 $P_{false}^{(S)}$=0을 유지하여 세가지 선택 방식 중 가장 안정적인 false ROI 억제 성능을 나타내었다. 특히, Table 4의 −10dB 조건에서 T형 배열의 분산 방식은 $A_{ratio}^{(S)}$=0.04, $\eta^{(S)}$=0.96로 세 배열-방식 조합 중 가장 우수한 탐색공간 축소 성능(best compactness)을 보였다. 반면, 축 편향 선택 방식은 배열 구조에 따라 상이한 결과를 보였다. L형・T형 배열에서는 임계값 감소에 따라 성능이 회복되었으나, 십자형 배열에서는 임계값을 낮추어도 $P_f^{(S)}$

Table 4. ROI detection performance at the nominal threshold of -10 dB for scenario 2.

Array shape	Selection method	$P_{cover}^{(s)}$	$P_{faise}^{(s)}$	Number of ROIs(Q)	$A_{ratio}^{(s)}$	$\eta^{(s)}$	Evaluation (under signal-inclusion condition)
L-shape	Center	1	0.00	3	0.11	0.89	Stable
	Distributed	1	0.00	3	0.09	0.91	Compact
	Axis-biased	1	0.00	3	0.11	0.89	Stable
T-shape	Center	1	0.00	3	0.12	0.88	Stable
	Distributed	1	0.00	3	0.04	0.96	Best compactness
	Axis-biased	1	0.00	3	0.06	0.94	Compact
Cross-shape	Center	1	0.00	3	0.12	0.88	Stable
	Distributed	1	0.00	3	0.06	0.94	Compact
	Axis-biased	1	0.73	11	0.12	0.88	Not recommended

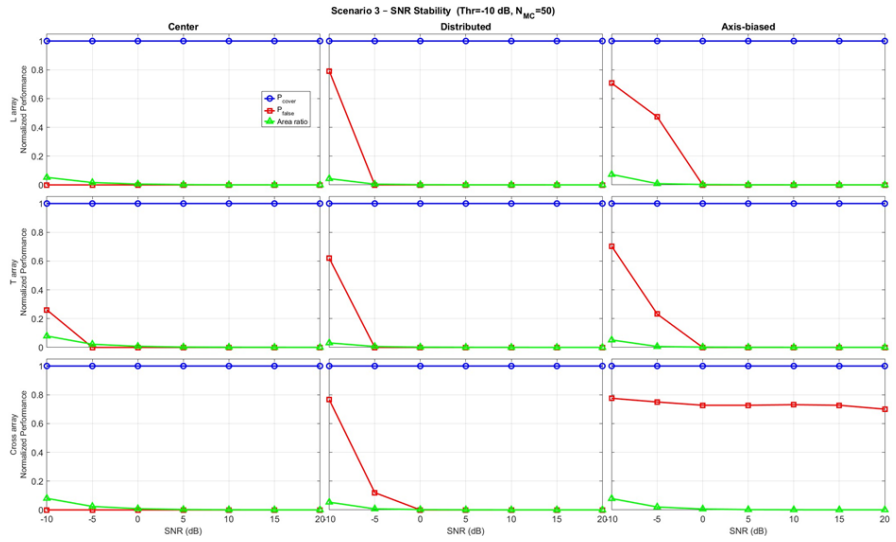


Fig. 7. SNR robustness of Capon-based ROI detection for different OA geometries and active element selection methods.

Table 5. ROI detection performance at the SNR 10 dB for scenario 3.

Array shape	Selection method	$P_{cover}^{(s)}$	$P_{faise}^{(s)}$	Number of ROIs(Q)	$A_{ratio}^{(s)}$	$\eta^{(s)}$	Evaluation (under signal-inclusion condition)
L-shape	Center	1	0.00	3	0.10	0.90	Stable
	Distributed	1	0.00	3	0.08	0.92	Compact
	Axis-biased	1	0.00	3	0.10	0.90	Stable
T-shape	Center	1	0.00	3	0.12	0.88	Stable
	Distributed	1	0.00	3	0.04	0.96	Best compactness
	Axis-biased	1	0.00	3	0.07	0.93	Stable
Cross-shape	Center	1	0.00	3	0.13	0.87	Stable
	Distributed	1	0.00	3	0.06	0.94	Compact
	Axis-biased	1	0.73	11	0.12	0.88	Not recommended

$_{alse}$=0.5~0.75의 높은 수준으로 유지되었다. Table 4의 −10dB 조건에서도 $P_{false}^{(S)}$=0.73, 검출 ROI 수(Q=11)을 나타내어 실제 신호 ROI보다 많은 false ROI가 발생하여 not recommended로 평가되었다. 이는 십자형 배열에서 특정 축에 편향된 소자 선택으로 인해 발생하는 구조적 부엽 성분이 단순한 임계값 조정만으로는 충분히 억제되지 않음을 의미한다. 한편, ROI 면적 비율($A_{ratio}^{(S)}$)은 대부분의 배열-방식 조합에서 임계값 전 구간에 걸쳐 매우 낮은 수준(0.04~0.13)으로 유지되었다. 다만, ROI 면적의감소는 실제 신호가 안정적으로 포함되고, false ROI가 충분히 억제되는 조건에서 탐색 효율 측면의 이점으로 해석할 필요가 있다.

시나리오 3에 대해 SNR 변화에 따른 ROI 검출 안정성을 분석하였다. Fig. 7은 50회 몬테카를로 시뮬레이션 평균 결과를, Table 5는 유효 SNR 10 dB 조건의 성능지표를 나타낸다. 모든 배열 및 선택방식에서 전 SNR 구간에 대해 $P_{cover}^{(S)}$=1로 유지되어, 신호 포함 성능은 SNR 변화에 영향을 받지 않음을 확인하였다. 반면 $P_{false}^{(S)}$는 낮은 SNR 조건에서 배열 구조와 선택 방식에 따라 뚜렷한 차이를 보였다. −10 dB 조건에서는 대부분의 선택 방식에서 일시적으로 false ROI 발생률이 증가하였다. 이는 낮은 SNR 환경에서 잡

음 성분과 부엽 성분이 임계값을 초과하면서 불필요한 ROI가 검출되었기 때문으로 해석된다. L형・T형 배열의 모든 방식과 십자형 배열의 중심부 및 분산 선택 방식에서 SNR이 0 dB 이상으로 증가함에 따라 $P_{false}^{(S)}$가 0에 수렴하지만, 십자형 배열의 축 편향 방식은 SNR을 20 dB까지 높이더라도 $P_{false}^{(S)}$가 0.68~0.73 수준에서 거의 변화 없이 유지되었다. Table 5의 SNR 10 dB 조건에서도 십자형 축 편향 방식만이 $P_{false}^{(S)}$=0.732, Q=11로 not recommended 평가를 받았으며, 이를 제외한 모든 배열-방식 조합은 $P_{false}^{(S)}$=0.000으로 안정적인 성능을 나타내었다. 이는 배열 형상에 기인한 구조적 부엽 성분이 SNR 개선만으로는 제거되지 않으며, 축별 균형을 고려한 소자 선택 방식이 필요함을 시사한다.

한편, 시나리오 2와 3의 결과를 함께 비교하면 중심부 방식과 분산 방식 사이의 trade-off가 확인된다. 분산 방식은 넓은 유효 개구면을 확보하여 임계값 변화에 대한 강건성이 우수하고 탐색공간 축소 성능도 뛰어나지만, 매우 낮은 SNR 조건에서는 잡음 및 부엽에 의한 false ROI 발생 가능성이 상대적으로 증가하였다. 반대로, 중심부 방식은 유효 개구면이 상대적으로 작아 엄격한 임계값 조건에서는 일부 신호가 ROI에 포함되지 않을 수 있으나, 낮은 SNR 환경에서는 상대적으로 낮은 false ROI 발생률을 유지하였다. 특히 캐스케이드 구조에서는 1단계 ROI에 포함되지 않은 신호가 후단 Beamspace MUSIC의 탐색 대상에서 제외되므로, 중심부 방식의 낮은 false ROI 특성뿐만 아니라 엄격한 임계값 조건에서의 신호 누락 가능성을 함께 고려할 필요가 있다.

종합하면, L형 및 T형 배열은 세 가지 활성 소자 선택 방식 모두에서 임계값과 SNR이 일정 수준 이상 확보될 경우 안정적인 ROI 검출 성능을 나타내었다. 십자형 배열은 중심부 및 분산 선택 방식에서는 안정적인 성능을 보였으나, 축 편향 방식에서는 임계값 및 SNR 조정과 무관하게 false ROI가 지속적으로 발생하였다. 따라서, 직교배열 기반 캐스케이드 AOA 추정 구조를 설계할 시, 단순히 활성 소자 수를 줄이는 것이 아니라, 배열 형상, 축별 소자 분포, 유효 개구면, 운용 SNR 및 임계값 설정 조건을 함께 고려하여 활성 소자를 선택하는 전략이 필요하다.

5. 결론

본 논문은 LEO 위성과 같이 제한된 계산 자원과 안테나 탑재 공간을 갖는 플랫폼에 적용 가능한 저복잡도 AOA 추정 구조를 고려하여, 직교배열 기반 캐스케이드 AOA 추정 구조의 1단계인 Capon 기반 ROI 검출 특성을 분석하였다. 이를 위해 L형, T형 및 십자형 직교배열에 대해 중심부(center), 분산(distributed), 축 편향(axis-biased) 활성 소자 선택 방식을 적용하고 검출된 ROI 내 실제 신호의 포함율($P_{cover}^{(S)}$), false ROI 탐지율($P_{false}^{(S)}$), ROI 면적 비율($A_{ratio}^{(S)}$), 탐색공간 축소율($\eta^{(S)}$), 임계값 민감도를 기준으로 성능을 비교하였다. 시뮬레이션 결과, ROI 검출 특성은 동일한 활성 소자 수에서도 선택된 소자의 기하학적 배치, 축별 분포 및 유효 개구면에 따라 차이를 보였다. L형 및 T형 배열은 대부분의 조건에서 안정적인 ROI 검출 특성을 보였으며, 십자형 배열도 중심부 및 분산 선택 방식에서는 실제 신호 존재 영역을 적절히 포함하였다. 반면 십자형 배열에 축 편향 선택 방식을 적용한 경우에는 SNR 증가 및 임계값 조정에도 false ROI가 지속적으로 발생하여, 대칭 배열 구조에서 특정 축에 편향된 소자 선택이 ROI 검출 특성에 불리하게 작용할 수 있음을 확인하였다. 활성 소자 선택 방식별로는 분산 선택 방식이 넓은 유효 개구면을 활용함으로써 실제 신호의 포함 조건을 유지하면서 상대적으로 작은 ROI 면적 비율과 임계값 변화에 대한 안정적인 특성을 보였으며, 특히 T형 배열에서 가장 작은 ROI 면적 비율을 나타내었다. 탐색공간 축소율은 대부분의 배열 형상 및 활성 소자 선택 방식에서 높은 수준을 나타냈으나 방식 간 차이가 상대적으로 작았으므로, 활성 소자 선택 방식 간 세부적인 비교에서는 ROI 면적 비율을 주요 지표로 해석하였다. 반면 중심부 선택 방식은 매우 낮은 SNR 조건에서 false ROI 발생을 상대적으로 억제하여 잡음 환경에서 보다 안정적인 ROI 검출 특성을 보였다. 특히 엄격한 임계값 조건에서 일부 신호가 ROI에 포함되지 않는 경우, 후단 Beamspace MUSIC은 검출된 ROI 내부만을 탐색하므로 해당 신호가 후단 추정 대상에서 제외될 수 있다. 따라서 ROI 포함률은 후단 캐스케이드 처리의 유효성을 확보하기 위한 선행 조건으로 고려할 필요가 있다. 따라서 직교배열 기반 ROI 검출 구조의 활성 소자 선택 시에는 낮은 SNR 조건과 임계값 변화에 대한 민감도를 고려하여 적절한 방식을 선택적으로 적용할 필요가 있다.

한편, 본 논문은 실제 위성의 궤도 운동에 따른 시간적 AOA 변화, 자세 변화, Doppler 및 수신전력 변화는 직접적으로 고려하지 않았으므로, 본 연구 결과는 실제 위성 운영 환경에서의 동적 AOA 추적 성능보다는 특정 관측 시점에서의 ROI 검출 특성으로 해석할 필요가 있다. 향후 연구에서는 저전력, 빠른 도플러 변화 특성, 동적 AOA 변화 등 실제 위성 운영 환경을 고려한 적응형 활성소자 선택 알고리즘 개발과 더불어 후단의 Beamspace MUSIC과 연계하여 실시간으로 동적 AOA 추정이 가능한지 검증할 예정이다.

ACKNOWLEDGMENTS

이 논문은 2026년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 G-램프(LAMP) 사업 지원을 받아 수행된 연구임 (No. RS-2023-00285353).

이 논문은 2026년도 조선대학교 연구비의 지원을 받아 연구되었음.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, T. Kim. and S. Hwang; methodology, T. Kim. and S. Hwang; validation, T. Kim; formal analysis, T. Kim; investigation, T. Kim. and S. Hwang; writing—original draft preparation, T. Kim. writing—review and editing, S. Hwang; supervision; S. Hwang.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Chahat, N., Decrossas, E., Gonzalez-Ovejero, D., Yurduseven, O., Radway, M. J., et al. 2019, Advanced CubeSat antennas for deep space and earth science missions: a review, IEEE Antennas and Propagation Magazine, 61, 37-46. https://doi.org/10.1109/MAP.2019.2932608

Chen, H., Ballal, T., Eltayeb, M. E., & Al-Naffouri, T. Y. 2022, Antenna selection in switch-based MIMO arrays via DOA threshold region approximation, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 71, 12344-12349. https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3192213

Fadakar, A., Jafari, A., Tavana, P., Jahani, R., & Akhavan, S. 2024, Deep learning based 2D-DOA estimation using L-shaped arrays, Journal of the Franklin Institute, 361, 106743. https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2024.106743

Fontanesi, G., Ortíz, F., Lagunas, E., Garcés-Socarrás, L. M., Baeza, V. M., et al. 2026, Artificial intelligence for satellite communication: a survey, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 28, 1381-1435. https://doi.org/10.1109/COMST.2025.3534617

Gu, J.-F., Zhu, W.-P., & Swamy, M. N. S. 2015, Joint 2-D DOA estimation via sparse L-shaped array, IEEE Transactions on Signal Processing, 63, 1171-1182. https://doi.org/10.1109/TSP.2015.2389762

Haardt, M., Zoltowski, M. D., Mathews, C. P., & Nossek, J. A. 1995, 2D unitary ESPRIT for efficient 2D parameter estimation, In Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Detroit, MI, USA, 9-12 May 1995, pp.2096-2099

Hasib, M., Kandeepan, S., Rowe, W. S. T., & Al-Hourani, A. 2023, Direction-of-arrival (DoA) estimation performance for satellite applications in a multipath environment with Rician fading and spatial correlation, Sensors, 23, 5458. https://doi.org/10.3390/s23125458

Jiménez, D. A., Reyna, A., Balderas, L. I., & Panduro, M. A. 2023, Design of 4 × 4 low-profile antenna array for CubeSat applications, Micromachines, 14, 180. https://doi.org/10.3390/mi14010180

Kim, T. & Hwang, S. 2018, Cascade AOA Estimation Using Uniform Rectangular Array Antenna, The Journal of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences, 13, 923–930. https://doi.org/10.13067/JKIECS.2018.13.5.923

Kim, T. & Hwang, S. 2020, Cascade AOA estimation algorithm based on flexible massive antenna array, Sensors, 20, 6797. https://doi.org/10.3390/s20236797

Lang, R., Qian, F., Li, J., & Jiang, X. 2025, Improving DOA estimation of GNSS interference through sparse optimal sparse uniform circular array design, Chinese Journal of Aeronautics, 38, 103384. https://doi.org/10.1016/j.cja.2024.103384

Liang, J. & Liu, D. 2010, Joint elevation and azimuth direction finding using L-shaped array, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 58, 2136-2141. https://doi.org/10.1109/TAP.2010.2046838

Liu, S., Zhao, J., Wu, D., Zeng, C., Mao, Z., et al. 2022, 2D DOA estimation by a large-space T-shaped array, Digital Signal Processing, 130, 103699. https://doi.org/10.1016/j.dsp.2022.103699

Liu, S., Zhao, J., & Wu, D. 2026, A 2D DOA estimation algorithm based on a large-spacing non-uniform L-shaped array, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2026, 45. https://doi.org/10.1186/s13634-026-01320-4

Luo, X., Chen, H.-H., & Guo, Q. 2024, LEO/VLEO satellite communications in 6G and beyond networks-technologies, applications, and challenges, IEEE Network, 38, 273-285. https://doi.org/10.1109/MNET.2024.3353806

Mehta, K. J. & Gupta, I. J. 2025, Small aperture antenna arrays for direction of arrival estimation, Sensors, 25, 3606. https://doi.org/10.3390/s25123606

Plastras, S., Tsoumatidis, D., Skoutas, D. N., Rouskas, A., Kormentzas, G., et al. 2024, Non-terrestrial networks for energy-efficient connectivity of remote IoT devices in the 6G era: a survey, Sensors, 24, 1227. https://doi.org/10.3390/s24041227

Roy, R. & Kailath, T. 1989, ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 37, 984-995. https://doi.org/10.1109/29.32276

Roy, V., Chepuri, S. P., & Leus, G. 2013, Sparsity-enforcing sensor selection for DOA estimation, In Proceedings of the 5th IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing, St. Maarten, French Antilles, 15-18 Dec 2013, pp.340-343

Saad, M. M., Tariq, M. A., Khan, M. T. R., & Kim, D. 2024, Non-terrestrial networks: an overview of 3GPP release 17 & 18, IEEE Internet of Things Magazine, 7, 20-26. https://doi.org/10.1109/IOTM.001.2300154

Schmidt, R. O. 1986, Multiple emitter location and signal

parameter estimation, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 34, 276-280. https://doi.org/10.1109/TAP.1986.1143830

Swindlehurst, A. L. & Kailath, T. 1993, Azimuth/elevation direction finding using regular array geometries, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 29, 145-156. https://doi.org/10.1109/7.249120

Troccoli, T., Pirskanen, J., Nurmi, J., Ometov, A., Morte, J., et al. 2023, Direction of arrival method for L-shaped array with RF switch: an embedded implementation perspective, Sensors, 23, 3356. https://doi.org/10.3390/s23063356

Wang, Q., Chen, X., Qi, Q., Li, M., & Gerstacker, W. 2025, Multiple-satellite cooperative information communication and location sensing in LEO satellite constellations, IEEE Transactions on Wireless Communications, 24, 3346-3361. https://doi.org/10.1109/TWC.2025.3530083

Wang, X., Aboutanios, E., & Amin, M. G. 2015, Adaptive array thinning for enhanced DOA estimation, IEEE Signal Processing Letters, 22, 799-803. https://doi.org/10.1109/LSP.2014.2370632

Wang, X., Mao, X., Wang, Y., Zhang, N., & Li, B. 2016, A novel 2-D coherent DOA estimation method based on dimension reduction sparse reconstruction for orthogonal arrays, Sensors, 16, 1496. https://doi.org/10.3390/s16091496

Xiao, Z., Yang, J., Mao, T., Xu, C., Zhang, R., et al. 2024, LEO satellite access network (LEO-SAN) toward 6G: challenges and approaches, IEEE Wireless Communications, 31, 89-96. https://doi.org/10.1109/MWC.011.2200310

Yao, J., Zhao, C., Bai, J., Ren, Y., Wang, Y., et al. 2023, Satellite interference source direction of arrival (DOA) estimation based on frequency domain covariance matrix reconstruction, Sensors, 23, 7575. https://doi.org/10.3390/s23177575

Ye, K., Zhou, L., Hong, S., Zhang, X., & Sun, H. 2024, Research on 2-D direction of arrival (DOA) estimation for an L-shaped array, Remote Sensing, 16, 4787. https://doi.org/10.3390/rs16244787

You, L., Qiang, X., Zhu, Y., Jiang, F., Tsinos, C. G., et al. 2024a, Integrated communications and localization for massive MIMO LEO satellite systems, IEEE Transactions on Wireless Communications, 23, 11061-11075. https://doi.org/10.1109/TWC.2024.3378305

You, L., Zhu, Y., Qiang, X., Tsinos, C. G., Wang, W. et al. 2024b, Ubiquitous integrated sensing and communications for massive MIMO LEO satellite systems, IEEE Internet of Things Magazine, 7, 30-35

Zhang, H., Shi, J., Li, Z., & Shi, S. 2025, A multidimensional matrix completion method for 2-D DOA estimation with L-shaped array, Sensors, 25, 5583. https://doi.org/10.3390/s25175583

Zhao, Y., Fan, X., Liu, J., Li, Y., Yao, L., et al. 2025, Efficient 2D-DOA estimation based on triple attention mechanism for L-shaped array, Sensors, 25, 2359. https://doi.org/10.3390/s25082359

Zhu, Y., You, L., Zhou, H., Kong, Q., Wang, W., et al. 2025a, Robust precoding for massive MIMO LEO satellite integrated communication and localization systems, IEEE Communications Letters, 29, 21-25. https://doi.org/10.1109/LCOMM.2024.3489675

Zhu, Y., You, L., Kong, Q., Seco-Granados, G., & Gao, X. 2025b, Robust precoding for massive MIMO LEO satellite localization systems, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 74, 3434-3438. https://doi.org/10.1109/TVT.2024.3498584



Tae-yun Kim was born in Gwangju, South Korea, and received a B.S. degree in Mechatronics Engineering from Chosun University in 2014, followed by M.S. and Ph.D. degrees in Electronic Engineering from the same university in 2016 and 2022, respectively. He served as a postdoctoral researcher at the Institute of Artificial Intelligence Convergence at Chosun University, from 2022 to 2025. Currently, he is a postdoctoral researcher at the Institute of Well-Aging Medicare & CSU G-LAMP Project Group at Chosun University. His research areas include adaptive signal processing, low-complexity Angle of Arrival (AOA) estimation algorithms for large-scale array antennas, and deep learning for signal processing.



Suk-seung Hwang was born in Seoul, Korea, and received the B.S. degree in Control and Instrumentation Engineering from Kwang-Woon University, Seoul, in 1997, and the M.S. and Ph.D. degrees in Electrical and Computer Engineering from the University of California, Santa Barbara (UCSB), in 2001 and 2006, respectively. At UCSB, his interests included adaptive signal processing applied to wireless communications, interference cancellation for GPS, and adaptive algorithms for an optical switch. He was a Teaching Assistant and a Graduate Student Researcher from 1999 to 2006. From 2006 to 2008, he was a Senior Engineer with the Telecommunication R&D Center, Samsung Electronics Company, Ltd.,

Suwon, Korea. At Samsung, his research interests included smart antennas and MIMO, channel estimation, and location-based service algorithms. From 2008 to 2014, he was with the Department of Mechatronics Engineering, and since 2014, he has been with the Department of Electronic Engineering, Chosun University, Gwangju, Korea, where he is currently a professor. His current research interests include adaptive signal processing for wireless communications and interference suppression, location detection technology (LDT) based on GPS and non-GPS, and wireless communications for a tire-pressure monitoring system (TPMS).

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.355

JPNT 15(3), 369-379 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.369

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

이중 NIS 보상을 적용한 SAC 기반 GNSS/INS 복합항법 무인기 은닉 기만 기법

박종일[1], 김경택[1], 박찬식[2†]

SAC-Based Covert Spoofing Technique for GNSS/INS Integrated UAV Using Dual NIS Reward

Jong-Il Park[1], Kyoung-taek Kim[1], Chansik Park[2†]
[1]Duksan Navcours Co. LTD, 66-6 Techno 2-ro, Yuseong-gu, Daejeon 34014, Korea
[2]Department of Intelligent System & Robotics, Chungbuk National University, Cheongju 28644, Korea

ABSTRACT

Covert spoofing technology, which injects counterfeit signals into Global Navigation Satellite System (GNSS)/ Inertial Navigation System (INS) integrated navigation systems to hijack and redirect a target vehicle to a desired target, recently has been gaining significant attention as a means of countering the threat of Unmanned Aerial Vehicle (UAV). However, existing spoofing techniques require prior knowledge of the UAV's internal navigation parameters or flight trajectory. In practical scenarios, such internal information is strictly inaccessible to the spoofer. To address this issue, this paper presents a covert spoofing framework that employs a dual-concealment reward in Soft Actor-Critic (SAC), a maximum entropy reinforcement learning algorithm. During training, the proposed method uses the Normalized Innovation Squared (NIS) calculated by the UAV and the NIS predicted by radar simultaneously. During the inference phase, the agent relies solely on the radar-predicted NIS using the learned policy to successfully guide the UAV to the desired location of the defender. Simulation results across 1,000 inference trials demonstrate that the proposed method achieves a remarkable guidance success rate of 97.3%, validating its covertness and robust effectiveness in black-box UAV environments.

Keywords: navigation spoofing, covert spoofing, UAV, reinforcement learning
주요어: 항법 기만, 은닉 기만, 무인기, 강화학습

1. 서론

최근 러시아-우크라이나 전쟁에서 두드러지게 나타나듯, 무인기를 활용한 주요 군사 (Ito 2025, Lo et al. 2025) 및 민간 인프라 타격 (Choi & Lim 2021) 위협이 급증하고 있다. 무인기를 방어하면서 생기는 파편 추락 등 2차 피해 없이 무인기를 무력화할 수 있는 Soft-kill 방식의 방어 시스템이 요구되고 있다 (Lykou et al. 2020, Choi & Lim 2021, Simon & Götthans 2022). 특히 위성항법장치에 위조 신호를 송출해 비행 궤도를 변경하는 항법 기만 기술이 교전 지역 등에서 대응 수단으로 입증된 바 있다 (Shepard et al. 2012, The University of Texas at Austin 2012, C4ADS 2019). 그러나 이러한 항법 기만 방식은 무인기의 현재 비행 경로나 동역학적 모델을 고려하지 않기 때문에, 무인기의 항법 시스템에서 급격한 궤적 변화를 인지하고 기만 공격을 차단할 수 있는 단점이 존재한다.

무인기들은 Global Navigation Satellite System (GNSS)와 Inertial Navigation System (INS) 센서를 칼만필터로 융합한 GNSS/INS 복합 항법 시스템을 사용한다. 만약 외부에서 주입된 위조 GNSS 신호의 위치 측정치가 INS의 동역학 모델 기반의 예상 경로를 크게 벗어날 경우 Innovation이 급증한다. 칼만필터 시스템은 Normalized Innovation Squared (NIS) 값이 탐지 임계값을 초과하면 이상 신호로 간주하여 알람을 발생하거나 GNSS 위

Received Jul 24, 2026 **Revised** Aug 16, 2026 **Accepted** Aug 31, 2026
†**Corresponding Author** E-mail: chansp@cbnu.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

치 측정치를 차단한다 (Groves 2013). 따라서 복합 항법 시스템을 탑재한 무인기를 성공적으로 유도하기 위해서는, 탐지 임계값을 넘지 않도록 기만 신호의 오차를 정밀하게 제어하면서 점진적으로 목적지를 이탈시키는 은닉 기만 기법이 요구된다. 이에 따라 무인기의 이동 경로를 우회 시키기 위해 적용된 기만 알고리즘에 따라 다양한 연구들이 진행되었다.

초기에는 무인기의 현재 비행경로만을 이용하여 Greedy 알고리즘을 통해 은닉 기만을 수행하는 비교적 단순한 방식 (Su et al. 2016, He et al. 2018)이나, 기체의 위치 정보와 경로 결정 알고리즘을 결합해 궤적을 변경하는 연구가 수행되었다 (Noh et al. 2019, Sathaye et al. 2022, Ferreira et al. 2022). 이후 탐지 메커니즘을 보다 정교하게 회피하기 위해 무인기의 내부 GNSS/INS 모델 파라미터와 이동 경로를 결합하는 은닉 기만 방식이 제안되었다 (Kerns et al. 2014, Chen et al. 2025). 더 나아가 대상 무인기의 동역학 특성과 비행경로를 반영하여 탐지 임계값을 넘지 않도록 최적화된 기만 궤적을 도출하는 알고리즘과 (Chae et al. 2023), 무인기의 동역학 모델과 GNSS/INS 통합 항법 모델, 그리고 비행 궤적을 모두 고려해 정밀하게 유도하는 PID 및 Model Predictive Control (MPC)를 이용한 은닉 기만 기법들 (Guo et al. 2019, Chen et al. 2022, Hou et al. 2024)이 제안되었다.

하지만 앞서 언급된 정밀 궤적 우회 및 최적화 기반 은닉 기만 기법들은 공통적으로 무인기 내부의 동역학 모델 파라미터와 칼만 필터의 시스템 파라미터를 정확히 알고 있거나, 대상 무인기의 이동경로를 미리 알고 있다는 가정을 전제로 한다는 한계가 있다. 실제 환경에서는 외부센서인 레이더에서 관측한 무인기의 위치와 속도 정보만 얻을 수 있다. 이러한 문제를 고려해, 시뮬레이션 환경에서 은닉 기만 정책을 학습하고, 실제 운용 상황을 가정해 무인기 외부의 레이더 관측 정보만을 활용하여 강화학습 기반으로 은닉 기만을 수행하는 연구들 (Ma et al. 2024, 2025)이 발표되었다. 특히, 은닉 기만은 무인기 내부에서 계산한 NIS 값이 탐지 임계값을 초과하지 않아야 하는 범위 내에서 연속적인 제어를 수행해야 하므로, 기존 결정론적 강화학습 모델보다 최대 엔트로피 프레임워크를 기반으로 폭넓은 탐색 능력을 갖춘 Soft Actor-Critic (SAC) 알고리즘 (Haarnoja et al. 2018)이 이러한 문제에 사용되고 있다.

그러나 선행 연구들은 학습 시 은닉성을 평가하고 보상을 부여할 때, 주로 기만기 관점에서 수학적으로 추정한 레이더 NIS에만 의존하는 경향이 있다. 한편 실제 무인기 시스템은 내부 칼만 필터의 오차를 기반으로 이상을 탐지하기 때문에, 시뮬레이션 환경에서 무인기의 NIS를 충분히 교차 검증하지 않은 정책은 레이더 NIS만을 최소화하는 비활동 정책에 수렴하거나, 레이더 NIS 상으로는 은닉에 성공하더라도 무인기 내부의 이상탐지에 의해 항법 기만이 노출되는 문제를 발생할 수 있다.

따라서 이 논문에서는 기존 강화학습 기반 기만 기법의 한계를 보완하고, 보다 실용적이고 안정적인 기만 궤적을 생성하기 위해 이중 NIS 보상구조와 개선된 보상 체계를 적용한 SAC 알고리즘 기반의 기만 기법을 제안한다. 제안하는 이중 NIS 보상 구조는 학습과 추론 과정을 분리하여 설계되었다. 학습 과정에서는 레이더가 예측한 외부 NIS와 무인기 내부의 NIS를 모두 보상 함수에 반영하여 안전한 궤적을 탐색하도록 유도한다. 반면, 학습이 완료된 후의 실전 추론 단계에서는 무인기 내부 정보 없이 오직 레이더 기반의 NIS 예측치 만을 활용함으로써, 외부 감시와 내부 무결성 검사를 동시에 회피하는 은닉 기만을 수행한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 무인기 GNSS/INS 복합 항법 모델과 레이더 기반의 기만 시나리오 및 문제 정의를 서술하였다. 3장에서는 제안하는 SAC 알고리즘의 구조와 개선된 페널티 보상 함수 설계 방안을 설명하였다. 4장에서는 시뮬레이션을 통해 제안 기법의 궤적 유도 성능 및 은닉성을 검증하고, 마지막으로 5장은 결론이다.

2. 시스템 모델 및 문제 정의

이번 장에서는 대상 무인기의 비행 동역학 및 제어 모델을 정의하고, GNSS/INS 복합 항법 시스템의 이상 탐지 메커니즘을 수식적으로 모델링한다. 이를 바탕으로 외부의 레이더 관측 정보만을 활용해 대상 무인기를 목표 위치로 이동시키기 위한 강화학습 기반의 은닉 기만 시나리오 및 문제를 정의한다.

2.1 무인기 동역학 및 비행제어 모델

이 연구에서 고려하는 3차원 공간상의 무인기 시스템은 연속적인 시간 이산화 모델로 표현된다. 레이더를 원점으로 하는 3차원 지역 직교 좌표계를 기준으로, 무인기의 실제 물리적 상태 공간은 위치 $\mathbf{p}=[x,y,z]^T$와 속도 $\mathbf{v}=[v_x,v_y,v_z]^T$로 정의된다. 이 연구는 기만 신호가 무인기의 위치와 속도를 왜곡한다는 점에 초점을 맞춘다. 3차원 자세 roll, pitch, yaw는 안정적으로 유지된다고 가정하고, 선행연구 Ma et al. (2025)와 같이 병진 운동만을 고려했다. 따라서, k번째 시간 스텝에서의 무인기 동역학 모델은 Eq. (1)과 같은 선형 상태 공간 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{\Phi}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{\Gamma}\mathbf{u}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1} \tag{1}$$

상태 천이 행렬 $\mathbf{\Phi}$와 입력행렬 $\mathbf{\Gamma}$은 Eq. (2)와 같다.

$$\mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3\times3} & \Delta t \cdot \mathbf{I}_{3\times3} \\ \mathbf{0}_{3\times3} & \mathbf{I}_{3\times3} \end{bmatrix},\ \mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\Delta t^2 \cdot \mathbf{I}_{3\times3} \\ \Delta t \cdot \mathbf{I}_{3\times3} \end{bmatrix} \tag{2}$$

여기서 $\mathbf{I}_{3\times3}$와 $\mathbf{0}_{3\times3}$는 각각 3x3 크기의 단위 행렬과 영 행렬을 의미한다. Δt는 샘플링 시간, $\mathbf{u}_k$는 3차원 가속도 제어 입력, $\mathbf{w}_k$는 공기 저항 및 시스템 노이즈를 나타내는 공분산 $\mathbf{Q}_k$의 영평균 가우시안 백색 잡음이다.

무인기는 원래의 목적지인 $\mathbf{D}_{true}$에 도달하기 위해 사전 계획된 참조 궤적 $\mathbf{x}_k$를 생성한다. 대상 무인기의 비행 제어기는 내부 GNSS/INS 통합 항법 시스템이 추정한 자신의 현재 비행 상태 $\hat{\mathbf{x}}_k^{nav}=[\hat{\mathbf{p}}_k^T,\mathbf{v}_k^T]^T$를 피드백 받아, 참조 궤적과의 오차를 최소화하는 방향으로 PD 제어 기반의 제어 입력 $\mathbf{u}_k$를 산출해 자율 비행을 수행한다. 여기서 제어 이득 행렬 $\mathbf{L}\in\mathbf{R}^{3x6}$은 위치 이득 $\mathbf{K}_p$와 속도 이득 $\mathbf{K}_d$를 대각 성분으로 가지며, $\mathbf{L}=[\mathbf{K}_p\mathbf{I}_{3x3},\mathbf{K}_d\mathbf{I}_{3x3}]$의 구조를 갖는다.

$$\mathbf{u}_k = -\mathbf{L}(\hat{\mathbf{x}}_k^{nav} - \bar{\mathbf{x}}_k) \tag{3}$$

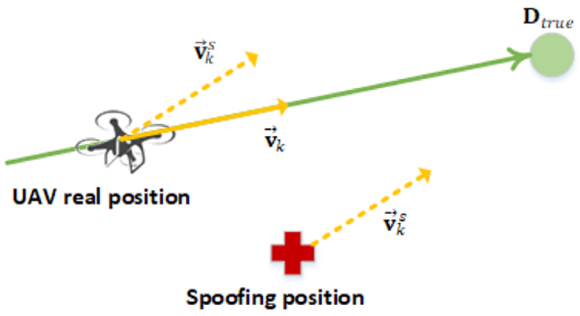


Fig. 1. GNSS spoofing mechanism.

Eq. (3)의 피드백 구조는 항법 기만이 성립하는 핵심이 된다. Fig. 1과 같이 참조 궤적을 목표로 이동 중인 무인기가 현재 위치에서 $\vec{\mathbf{v}}_k$ 속도 벡터 방향으로 이동할 때, GNSS 기만기가 기만 신호를 통해 무인기의 위치 추정치를 기만 위치로 변경되면, 무인기는 기만 위치에 있다고 판단한다. 기만을 당한 무인기는 원래 목표인 참조 궤적으로 이동하기 위해 제어기 $\mathbf{L}$에 의해 $\mathbf{u}_k$가 결정되어 기만으로 인해 생기는 $\vec{\mathbf{v}}_k^s$ 속도 벡터 방향으로 참조 궤적을 벗어난 비행을 수행하게 된다.

2.2 GNSS/INS 복합 항법 및 탐지 매커니즘

대상 무인기는 항법의 신뢰성을 높이고 센서 잡음을 필터링하기 위해 칼만 필터를 이용하여 GNSS 수신기의 위치 측정치와 INS의 측정치를 융합한다. 이때, 관성항법이나 error-state 필터를 구현하는 대신 Kinematic 모델로 항법 필터를 단순화했다. 이는 기만 신호 주입에 따른 칼만 필터의 잔차와 NIS 값은 단순화된 모델로 분석가능하기 때문이다 (Guo et al. 2019, Ma et al. 2024, 2025). 따라서 복합 항법 시스템 내부의 칼만 필터는 동역학의 불확실성을 보다 정밀하게 보상하기 위해 위치 $\mathbf{p}_k$, 속도 $\mathbf{v}_k$, 가속도 $\dot{\mathbf{v}}_k$를 포함하는 상태 벡터 $\mathbf{X}_k=[\mathbf{p}_k^T,\mathbf{v}_k^T,\dot{\mathbf{v}}_k^T]^T$를 기반으로 동작한다. 항법 칼만 필터의 상태 예측 식은 Eq. (4), 오차 공분산 예측 식은 Eq. (5)와 같다.

$$\hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{X}}_{k-1|k-1} \tag{4}$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{F}\mathbf{P}_{k-1|k-1}\mathbf{F}^T + \mathbf{Q} \tag{5}$$

Eq. (5)에서 $\mathbf{P}$는 추정 오차 공분산 $\mathbf{Q}$는 시스템 프로세스 잡음 공분산 행렬이다. $\mathbf{F}$는 등가속도 운동 모델에 대응하는 상태 천이 행렬로 Eq. (6)과 같이 정의하고, 측정 행렬 $\mathbf{H}$는 Eq. (7)과 같이 정의한다.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3\times3} & \Delta t\cdot\mathbf{I}_{3\times3} & \frac{1}{2}\Delta t^2\cdot\mathbf{I}_{3\times3} \\ \mathbf{0}_{3\times3} & \mathbf{I}_{3\times3} & \Delta t\cdot\mathbf{I}_{3\times3} \\ \mathbf{0}_{3\times3} & \mathbf{0}_{3\times3} & \mathbf{I}_{3\times3} \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\mathbf{H} = [\mathbf{I}_{3\times3} \quad \mathbf{0}_{3\times3} \quad \mathbf{0}_{3\times3}] \tag{7}$$

측정치 업데이트 단계에서 3차원 위치만을 포함하는 GNSS 측정치 $\mathbf{z}_k$가 전달되면, 측정 행렬 $\mathbf{H}$를 통해 Eqs. (8, 9)와 같이 잔차 $\tilde{\mathbf{y}}_k$와 잔차 공분산 $\mathbf{S}_k$를 계산한다. 여기서 $\mathbf{R}$은 GNSS 위치 측정 잡음 공분산 행렬이다.

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{z}_k - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} \tag{8}$$

$$\mathbf{S}_k = \mathbf{H}\mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{H}^T + \mathbf{R} \tag{9}$$

이후 Eq. (10)과 같이 칼만 이득 $\mathbf{K}_k$를 얻어 사후 상태 추정치 Eq. (11)의 $\hat{\mathbf{X}}_{k|k}$와 사후 오차 공분산 Eq. (12)의 $\mathbf{P}_{k|k}$를 갱신한다. 여기서 I는 9x9 크기의 단위 행렬이다.

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{H}^T\mathbf{S}_k^{-1} \tag{10}$$

$$\hat{\mathbf{X}}_{k|k} = \hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k\tilde{\mathbf{y}}_k \tag{11}$$

$$\mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k\mathbf{H})\mathbf{P}_{k|k-1} \tag{12}$$

비행 제어기는 6차원 입력을 요구하므로, Eq. (13)과 같이 필터에서 최종 갱신된 9차원인 상태 추정치 $\hat{\mathbf{X}}_{k|k}$ 중 위치와 속도 성분만이 추출 매트릭스를 통해 피드백 입력 $\hat{\mathbf{x}}_k^{nav}$로 변환되어 사용된다.

$$\hat{\mathbf{x}}_k^{nav} = [\mathbf{I}_{6\times6} \quad \mathbf{0}_{6\times3}]\hat{\mathbf{X}}_{k|k} \tag{13}$$

이와 동시에, 무인기는 위조 신호를 방어하기 위해 칼만 필터의 잔차 정보를 활용하는 무결성 모니터링 기술을 적용한다 (Groves 2013). 정상적인 신호 환경에서 잔차 $\tilde{\mathbf{y}}_k$는 영평균과 공분산 $\mathbf{S}_k$를 따르는 가우시안 분포를 형성한다. 무인기는 이를 기반으로 탐지 지표인 NIS를 Eq. (14)와 같이 산출된다.

$$\gamma_k^{drone} = \tilde{\mathbf{y}}_k^T\mathbf{S}_k^{-1}\tilde{\mathbf{y}}_k \tag{14}$$

이 지표는 자유도 3의 카이제곱 분포를 따르며, 통상적으로 오경보 확률 5%를 기준으로 한 임계값인 T_NIS=7.815를 기준으로 설정한다 (Groves 2013, Ma et al. 2025). 만약 외부에서 주입된 기만 신호로 인해 잔차가 팽창하여 $\gamma_k^{drone} > T_{NIS}$가 발생하면, 무인기는 GNSS 신호가 기만을 당한 것으로 판단하고 해당 신호에 대해 알람을 생성한다.

2.3 레이더 기반 은닉 기만 시나리오

이 논문에서는 침투하는 무인기를 대상으로 목표 지점인 $\mathbf{D}_{fake}$로 유도하는 시나리오를 수행한다. 실제 교전 환경에서 기만기는 무인기 내부의 항법 상태 $\hat{\mathbf{X}}_k^{nav}$나 오차 공분산인 $\hat{\mathbf{x}}_k^{nav}$를 알 수 없다. 기만기는 오직 외부 센서인 레이더를 통해 무인기의 위치를 관측한다. 레이더 시스템의 관측 방정식은 Eq. (15)와 같이 정의한다.

$$\mathbf{z}_k^{radar} = \mathbf{H}\mathbf{x}_k + \mathbf{n}_k^{radar} \tag{15}$$

여기서 $\mathbf{H}^{radar}=[\mathbf{I}_{3\times3}\ \mathbf{0}_{3\times3}]$는 6차원 상태 벡터 $\mathbf{x}_k$에서 3차원 위치 성분만을 추출하기 위한 행렬이다. $\mathbf{n}_k^{radar}$는 공분산 행렬 $\mathbf{R}^{radar}$를 따르는 영평균 가우시안 관측 잡음 벡터를 의미한다. 기만기는 이 관측치를 바탕으로 자체적인 레이더 칼만 필터를 구성해 목표 무인기를 간접적으로 추적한다. 이때 레이더 추적 필터 역시 대상 무

인기와 동일한 상태 천이 모델인 Eq. (6)을 사용한다고 가정하며, 레이더의 관측 잡음 $\mathbf{R}^{radar}$를 통해 사후 추정 오차 공분산 $\mathbf{P}_{k|k}^{radar}$을 얻을 수 있다.

기만기는 레이더 필터가 추정한 대상의 현재 위치 $\hat{\mathbf{p}}_k^{radar}$를 기준으로 3차원 기만 위치 오프셋 $\Delta\mathbf{p}_k^s$를 생성해 Eq. (16)과 같이 GNSS 기만 위치 $\mathbf{z}_k^s$를 무인기에 송출한다.

$$\mathbf{z}_k^s = \hat{\mathbf{p}}_k^{radar} + \Delta\mathbf{p}_k^s \tag{16}$$

기만 공격이 송출되면 무인기 내부 칼만 필터 측정 업데이트의 잔차 계산 단계에서 Eq. (17)과 같이 정상 측정치 $\mathbf{z}_k$에는 기만기가 생성한 $\mathbf{z}_k^s$가 사용되어 항법 해를 왜곡하게 된다.

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{z}_k^s - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}_{k|k-1} \tag{17}$$

성공적인 유도를 위해 기만기는 무인기 내부를 볼 수 없는 상황에서도 무인기의 내부 NIS 탐지 매커니즘을 회피해야 한다. 이를 위해 기만기는 레이더 관측 정보와 기만 분포의 분산 $\mathbf{\Sigma}_\theta^s$를 결합해, 송출할 기만 신호로 인해 생기는 레이더 NIS인 γ_k^s를 정확한 무인기의 위치를 모르는 기만 조건하에 Eq. (18)과 같이 수학적으로 추정한다 (Ma et al. 2025).

$$\gamma_k^s \approx (\Delta\mathbf{p}_k^s)^T(\mathbf{\Sigma}^s)^{-1}(\Delta\mathbf{p}_k^s) + \mathrm{tr}((\mathbf{\Sigma}^s)^{-1}\mathbf{M}^{radar}) \tag{18}$$

여기서 tr(·)은 행렬의 대각합 연산자를 의미하며, $\mathbf{M}^{radar}$는 레이더 칼만 필터가 산출한 오차 공분산 $\mathbf{P}_{k|k}^{radar}$중 3차원 위치 오차에 해당하는 부분 행렬이다. $\mathbf{\Sigma}^s$는 Eq. (19)와 같이 관측 오차 $\mathbf{M}^{radar}$, 무인기 내부의 측정 잡음 공분산 $\mathbf{R}$, 그리고 기만 오프셋의 분산 $\mathbf{\Sigma}_\theta^s$를 모두 포함하는 추정 결합 공분산이다.

$$\mathbf{\Sigma}^s = \mathbf{M}^{radar} + \mathbf{R} + \mathbf{\Sigma}_\theta^s \tag{19}$$

Ma et al. (2025)에 따르면, 기만 상황에서 기만기는 대상 무인기의 실제 위치 변동성과 자신이 주입하는 기만 오프셋 사이의 복잡한 비선형적 교차 공분산을 완벽하게 계산할 수 없다. 따라서 Eq. (18)은 이 상관관계를 0으로 근사해 예측 탐지 지표 γ_k^s를 의도적으로 과대 추정하는 보수적 모델링을 취한다. 이러한 가정은 기만기가 탐지 임계값을 초과하지 않도록 은밀한 기만 궤적을 생성하는 역할을 한다.

그러나 서론에서 언급한 바와 같이 γ_k^s를 임계값 이하로 생성하게 하더라도 실제 무인기 내부의 동역학적 불확실성이나 지연 등으로 인해 내부의 γ_k^{drone}가 튀어 오르며 기만이 발각될 위험성이 존재한다. 따라서 이 연구의 은닉 기만 문제는 기만 오프셋 $\Delta\mathbf{p}_k^s$을 연속적으로 제어해 대상 무인기를 목표 지점 $\mathbf{D}_{fake}$로 유도하되, 전체 궤적에 걸쳐 이중 은닉 및 물리적 제약 조건을 만족해야 하는 비선형 최적 문제로 결정된다. Eq. (20)은 레이더 관점의 은닉 및 안정성 제약으로, 예측 NIS가 임계값을 넘지 않고 스텝 간 변화량이 급증하지 않을 것을 요구한다. Eq. (21)은 무인기에 내부 무결성 제약으로, 무인기 자체 NIS가 탐지 임계값을 넘지 않을 것을 요구한다. Eq. (22)는 물리적 출력 한계 제약으로, 기만 오프셋 크기 $\|\Delta\mathbf{p}_k^s\|$가 레이더 최대 탐지 범위 $\rho_{e,max}$를 넘지 않도록 제한한다. 이 세 제약은 전체 궤적에 걸쳐 동시에 만족되어야 한다.

$$\gamma_k^s < T_{NIS},\ |\gamma_k^s - \gamma_{k-1}^s| \le \Delta\gamma_{th},\ \forall k \tag{20}$$

$$\gamma_k^{drone} < T_{NIS},\ \forall k \tag{21}$$

$$\|\Delta\mathbf{p}_k^s\| \le \rho_{e,max},\ \forall k \tag{22}$$

이 연구에서는 이처럼 비선형 및 정보 불확실성을 내포하는 최적 제어 문제를 해결하기 위해, 이를 Markov Decision Process (MDP)으로 설계하고 SAC 강화학습 알고리즘을 제안한다.

3. 강화학습 기반 문제 모델링

이번 장에서는 2장에서 정의한 비선형 제어 및 이중 NIS 제약 문제를 강화학습으로 해결하기 위해, 환경을 MDP로 모델링한다. 이후 연속적인 행동 공간에서 폭넓은 탐험 능력을 가진 SAC 알고리즘을 적용하여, 정보가 제한된 상황에서 효과적으로 표적 무인기를 원하는 곳으로 유도하는 최적의 기만 정책 학습 방안을 제시한다.

3.1 은닉 기만 MDP 설계

MDP는 에이전트와 3차원 공간과 무인기를 포함한 환경의 상호작용을 상태 공간 $\mathcal{S}$, 행동 공간 $\mathcal{A}$, 전이 확률 $\mathcal{P}$, 보상 함수 $\mathcal{R}$, 할인율 $\gamma\in[0,1)$의 5 튜플로 수학적으로 모델링하는 순차적 의사결정 프레임워크이다. 에이전트인 기만기는 매 스탭 상태 $\mathcal{S}$를 관측해 행동 $\mathcal{A}$를 선택하고, 환경은 전이 확률 $\mathcal{P}$에 따라 다음 상태로 전이하며 보상 $\mathcal{R}$을 반환한다. 할인율 γ은 미래 보상의 현재 가치를 결정한다.

3.1.1 상태 공간 (State, $\mathcal{S}$)

강화 학습의 심층 신경망의 안정적인 학습을 위해서, 각 상태 변수는 무인기와 목적지 간의 기하학적 의미를 가지고 일정한 범위 내로 정규화 되어야 한다. k번째 단계에서 에이전트가 관측하는 상태 벡터 $\mathbf{s}_k$는 Eq. (23)과 같이 레이더를 통해 획득 가능한 무인기와 무인기 사이의 기하학적 관계, 속도, 그리고 예측된 탐지 위험도를 조합한 9차원 정규화 벡터로 정의된다.

$$\mathbf{s}_k = \left[\bar{d}, \bar{\theta}, \bar{\psi}, \bar{\Delta}_D, \bar{\Delta}_D^s, \bar{\gamma}, \bar{v}, \bar{\theta}_{v,fake}, \bar{\theta}_{v,true}\right]^T \tag{23}$$

여기서 $\bar{d}$는 레이더에서 무인기 까지의 거리를 레이더 탐지 거리인 ρ_e로 정규화한 값을 나타낸다. $\bar{\theta}$,$\bar{\psi}$는 레이더 기준으로 무인기 위치의 방위각과 고각을 나타낸다. $\bar{\Delta}_D$는 가짜 목적지 $\mathbf{D}_{fake}$, 무인기 추정위치 $\mathbf{z}_k^{radar}$, 그리고 진짜 목적지 $\mathbf{D}_{true}$의 각도를 나타내며, $\bar{\Delta}_D^s$는 $\mathbf{D}_{fake}$, $\mathbf{z}_k^s$, 그리고 $\mathbf{D}_{true}$의 각도를 나타낸다. $\bar{\gamma}$는 레이더 정보를 활용해 계산한 외부 NIS 값을 나타낸다. $\bar{v}$는 무인기의 이동속도를 무인기의 최대속도로 정규화한 값이다. $\bar{\theta}_{v,fake}$,$\bar{\theta}_{v,true}$는 무인기의 현재 속도 벡터와 가짜 목적지의 각도 오차와 진짜 목적지와의 각도 오차를 나타낸다. 이러한 기하학적 상태 정의를 통해 에이전트가 다양한 시나리오에 대응할 수 있도록 했다.

3.1.2 행동 공간 (Action, $\mathcal{A}$)

행동 벡터 $\mathbf{a}_k$는 기만기가 생성할 3차원 기만 위치 오프셋 $\Delta\mathbf{p}_k^s$를 결정한다. 신경망의 출력 $\mathbf{a}_k$는 Eq. (24)와 같이 3차원 벡터로 구성 되어있다.

$$\mathbf{a}_k = [\rho_k, \theta_k, \psi_k]^T \tag{24}$$

여기서 $\mathbf{a}_k$는 레이더로 측정된 무인기 위치를 중심으로 기만 위치 오프셋의 구좌표계 출력 값이다. 직교 좌표계로 변환하여 직교 좌표 오프셋인 $\Delta\mathbf{p}_k^s$를 얻을 수 있다.

3.1.3 전이 확률 (Transition probability, $\mathcal{P}$)

$\mathcal{P}(\mathbf{s}_{k+1}|\mathbf{s}_k,\mathbf{a}_k)$는 현재 상태 $\mathbf{s}_k$에서 기만 행동 $\mathbf{a}_k$를 취했을 때 다음 상태 $\mathbf{s}_{k+1}$로 전이될 확률 분포를 의미한다. 현재 기만 시나리오에서는 무인기 내부의 동역학 및 제어 파라미터를 정확하게 알 수 없고 레이더의 관측 노이즈가 개입되므로, 전이 확률은 수학적으로 특정할 수 없는 모델프리 환경이다. 이를 해결하기 위해 환경과의 상호작용 데이터를 통해 최적 정책을 학습하는 강화학습 알고리즘이 필요하다.

3.1.4 보상 함수 (Reward function, $\mathcal{R}$)

보상 함수 $\mathcal{R}(\mathbf{s}_k,\mathbf{a}_k)$는 에이전트가 매 스텝 수행한 행동의 결과를 평가해 학습 신호를 제공한다. 구현한 강화학습 알고리즘에서 보상 함수는 무인기를 가짜 목적지로 유도하는 임무 달성 신호, 레이더를 이용해 예측한 NIS, 그리고 무인기 내부의 NIS를 동시에 학습시키도록 설계되었다. 이를 위해 이 논문에서는 이중 NIS 보상 함수를 이용해 보상 구조를 구현했고, 이에 대해 3.2절에서 상세히 다룬다.

3.2 이중 NIS 보상 함수 설계

실제 교전 상황에서 기만기는 무인기 내부의 NIS 정보를 얻을 수 없으며, 오직 레이더 정보로부터 추정한 γ_k^s에만 의존해야 한다. 그러나 이번 연구의 학습 환경은 무인기 내부 동역학과 항법 필터가 완전히 구현된 시뮬레이션이므로, 학습 과정에서 γ_k^{drone} 값을 직접 관측해 보상으로 사용할 수 있다.

레이더 추정 NIS 값인 γ_k^s와 무인기 내부의 NIS γ_k^{drone} 값은 학습 단계에서만 활용한다. 학습이 완료된 정책은 추론 단계에서 γ_k^{drone}이 없어도 상태 벡터 $\mathbf{s}_k$만으로 은닉 기만을 수행하게 된다. 이러한 설계를 이 연구에서는 이중 NIS 정책이라고 정의하며, k번째 스텝의 총 보상 r_k는 Eq. (25)와 같이 정의된다.

$$r_k = \alpha_1 r_k^x + \alpha_2 r_k^v + \alpha_3 r_k^\gamma + \alpha_4 r_k^{drone} + r_k^{term} \tag{25}$$

이를 학습시키기 위한 보상 함수는 위치 유도 보상 r_k^x, 속도 벡터 보상 r_k^v, 레이더 NIS 보상 r_k^γ, 무인기 NIS 보상 r_k^{drone}, 그리고 도착 보상 r_k^{term}가 같이 5개 항으로 설계되었다. α_1, α_2, α_3, α_4는 각 보상 항목들의 스케일을 조절하기 위한 가중치이며, 유도 성공률과 은닉성이 동시에 확보되도록 실험을 통해 결정되었다.

위치 유도 보상 r_k^x는 무인기가 가짜 목적지에 가까워지도록 유도하기 위해, 무인기가 발견된 위치에서 가짜 목적지까지의 거리 d_0^{fake} 대비 레이더로 추정한 위치와 가짜 목적지까지 남은 거리를 비율로 환산해 패널티 형태로 부여한다. 이는 Eq. (26)과 같이 표현할 수 있다.

$$r_k^x = -\frac{\left\|\hat{\mathbf{p}}_{k+1}^{radar} - \mathrm{D}_{fake}\right\|}{d_0^{fake}} \tag{26}$$

속도 벡터 보상 r_k^v는 무인기의 헤딩이 실제 목적지에서 멀어지고 가짜 목적지를 향하도록 유도한다. Eq. (27)과 같이 두 목적지에 대한 각도 오차에 로그 함수를 적용하여, 오차가 0에 가까워질수록 보상이 급격히 변화하도록 설계해 에이전트가 무인기를 $\mathbf{D}_{fake}$ 방향으로 유도하도록 한다.

$$r_k^v = -\log\left(\left|\theta_{v,fake} + \epsilon\right|\right) + \log\left(\left|\theta_{v,true} + \epsilon\right|\right) \tag{27}$$

여기서 $\in$은 로그 함수의 진수가 0이 되어 연산이 발산하는 것을 방지하기 위한 매우 작은 양의 상수이다.

레이더 NIS 보상 r_k^γ는 기만기가 제약 조건인 Eq. (20)을 유지하기 위한 보상이다. 예측 지표 γ_k^s와 직전 스텝 대비 절대 변화량인 $\Delta\gamma_k^s=|\gamma_k^s-\gamma_{k-1}^s|$가 각각의 임계값 T_{NIS}, $\Delta\gamma_{th}$를 초과할 때만 활성화되는 패널티 함수 r_k^γ를 Eq. (28)과 같이 정의했다. 여기서 $f(x,x_{th})$는 Eq. (29)와 같이 학습 붕괴를 방지하기 위해 역수 기반의 비선형 함수를 사용했다.

$$r_k^\gamma = f(\gamma_k^s, T_{NIS}) + f(\Delta\gamma_k^s, \Delta\gamma_{th}) \tag{28}$$

$$f(x, x_{th}) = \begin{cases} \frac{1}{1+x-x_{th}} - 1, & \text{if } x \geq x_{th} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{29}$$

무인기 NIS 보상 r_k^{drone}은 학습 단계에서만 제공되는 패널티다. 제약 조건인 Eq. (21)을 위반해 γ_k^{drone}이 임계값 T_{NIS}를 초과했을 때는 무인기가 기만 신호를 인식하고 GNSS 신호를 사용하지 않기 때문에, 이런 상황을 강하게 억제하기 위해 이차 함수로 Eq. (30)과 같이 패널티를 부과한다.

$$r_k^{drone} = \begin{cases} -\left(\frac{\gamma_k^{drone} - T_{NIS}}{T_{NIS}}\right)^2, & \text{if } \gamma_k^{drone} > T_{NIS} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{30}$$

도착 보상 r_k^{term}은 에피소드의 결과를 통해 보상을 결정하는 방식이다. Eq. (31)과 같이 만약 무인기를 $\mathbf{D}_{fake}$로 보내는 경우에 성공 점수 R_{succ}를 보상하며, $\mathbf{D}_{true}$로 보내거나 정해진 스텝 k_{max} 안에 $\mathbf{D}_{fake}$로 보내지 않으면 실패 패널티 R_{fail}가 제공된다. 여기서 목적지 도달 판정 반경 ρ_{min}은 20 m로 설정했다.

$$r_k^{term} = \begin{cases} R_{succ}, & \text{if } \left\|\hat{\mathbf{p}}_k^{radar} - \mathbf{D}_{fake}\right\| \leq \rho_{min} \\ R_{fail}, & \text{if } \left\|\hat{\mathbf{p}}_k^{radar} - \mathbf{D}_{true}\right\| \leq \rho_{min} \text{ or } k \geq k_{max} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{31}$$

3.3 SAC 기반 기만 정책

은닉 기만 문제는 비선형적인 제약 조건으로 인해, 일반적인 Proximal Policy Optimization (Schulman et al. 2017)이나

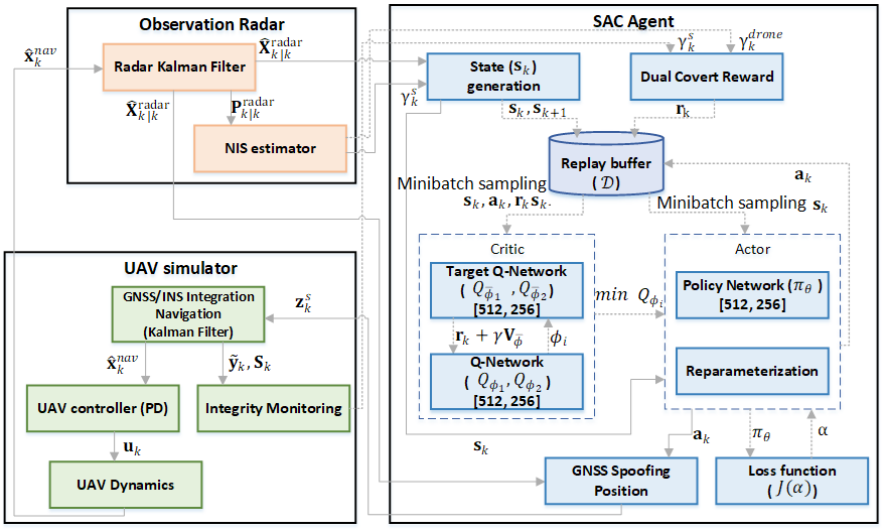


Fig. 2. Covert spoofing SAC structure.

Deterministic Policy Gradient (Lillicrap et al. 2016)와 같은 알고리즘은 탐험의 부족으로 인해 local optima에 빠지거나 궤적이 붕괴하기 쉽다 (Haarnoja et al. 2018). 이러한 한계를 극복하기 위해, 누적 보상과 행동의 엔트로피를 동시에 최대화하여 에이전트가 안전하면서도 넓은 범위의 기만 경로를 탐색하도록 하는 SAC 알고리즘을 사용한다 (Haarnoja et al. 2018).

SAC의 최적 기만 정책 π^*는 Eq. (32)와 같이 목적 함수를 최대화하는 방향으로 학습된다. 여기서 ρ_π는 정책 π에 의해 유도된 상태 및 무인기의 궤적 분포를 의미한다. Shannon 엔트로피 $\mathcal{H}(\pi(\cdot|\mathbf{s}_k))$는 정책의 무작위성을 나타내며 Eq. (33)과 같이 정의된다. 온도 매개변수 α는 탐색과 보상 사이의 트레이드오프를 결정한다. SAC 알고리즘은 파리미터 ϕ로 상태 가치를 평가하는 Critic 네트워크인 Q 네트워크와, 파라미터 θ를 기반으로 기만 오프셋 $\mathbf{\Delta p}_k^s$를 출력하는 Actor 네트워크인 정책 π_θ로 구성된다.

$$\pi^* = \arg\max_\pi \mathbb{E}_{(\mathbf{s}_k,\mathbf{a}_k)\sim\rho_\pi}\left[\sum_{t=0}^{\infty}\gamma^k\left(r_k + \alpha\mathcal{H}\left(\pi(\cdot|\mathbf{s}_k)\right)\right)\right] \quad (32)$$

$$\mathcal{H}\left(\pi(\cdot|\mathbf{s}_k)\right) = \mathbb{E}_{\mathbf{a}_k\sim\pi}[-\log\pi(\mathbf{a}_k|\mathbf{s}_k)] \quad (33)$$

Critic 네트워크 업데이트는 두 개의 독립적인 Q 네트워크 Q_{ϕ_1}, Q_{ϕ_2}를 운용해 과대적합 방지 기법을 적용한다. Critic 네트워크 손실 함수 $J_Q(\phi_i)$는 Eq. (34)와 같은 Soft Bellman Residual의 평균 제곱 오차를 최소화하도록 업데이트된다 (Lapan 2024, Ma et al. 2025).

$$J_Q(\phi_i) = \mathbb{E}_{(\mathbf{s}_k,\mathbf{a}_k)\sim D}\left[\frac{1}{2}\left(Q_{\phi_i}(\mathbf{s}_k,\mathbf{a}_k) - \left(r_t + \gamma V_{\bar{\phi}}(\mathbf{s}_{k+1})\right)\right)^2\right] \quad (34)$$

여기서 D는 에이전트의 과거 경험 데이터가 저장된 리플레이 버퍼를 의미한다. Eq. (35)의 타겟 가치 함수 $V_{\bar{\phi}}(\mathbf{s}_{k+1})$는 학습의 안정성을 위해 지수 이동 평균으로 천천히 업데이트되는 타겟 Q-네트워크 $Q_{\bar{\phi}_i}$의 최소값과 다음 상태의 엔트로피를 활용해 산출된다.

$$V_{\bar{\phi}}(\mathbf{s}_{k+1}) = \mathbb{E}_{\mathbf{a}_{k+1}\sim\pi_\theta}\left[\min_{i=1,2} Q_{\bar{\phi}_i}(\mathbf{s}_{k+1},\mathbf{a}_{k+1}) - \alpha\log\pi_\theta(\mathbf{a}_{k+1}|\mathbf{s}_{k+1})\right] \quad (35)$$

Actor 네트워크는 $\mathbf{s}_k$가 주어졌을 때 행동의 평균 $\boldsymbol{\mu}_\theta$와 표준편차 $\boldsymbol{\sigma}_\theta$를 출력하며, 재매개변수화 방식을 통해 행동을 샘플링한다. 정책의 손실 함수 $J_\pi(\theta)$는 Kullback-Leibler divergence (Lapan 2024)를 기반으로 Eq. (36)과 같이 유도된다.

$$J_\pi(\theta) = \mathbb{E}_{\mathbf{s}_k\sim D,\mathbf{a}_k\sim\pi_\theta}\left[\alpha\log\pi_\theta(\mathbf{a}_k|\mathbf{s}_k) - \min_{i=1,2} Q_{\bar{\phi}_i}(\mathbf{s}_k,\mathbf{a}_k)\right] \quad (36)$$

은닉 기만 초기에는 다양한 행동 탐험을 위해 높은 온도 매개변수 α가 필요하지만, 학습 후반부에는 임계값을 정밀하게 타겟팅하기 위해 낮아져야 한다. 따라서 α 역시 타겟 엔트로피를 기반으로 학습 과정 중에 자동으로 최적화된다. α는 Eq. (37)과 같이 갱신된다.

$$J(\alpha) = \mathbb{E}_{\mathbf{a}_k\sim\pi_\theta}[-\alpha(\log\pi_\theta(\mathbf{a}_k|\mathbf{s}_k) + \bar{\mathcal{H}})] \quad (37)$$

제안된 이중 NIS 보상 함수와 SAC 강화학습 구조를 통해 훈련된 기만 에이전트는, 추론 단계에서 γ_k^{drone}없이 관측된 $\mathbf{s}_k$만으로 무인기 내부의 탐지 매커니즘을 회피하는 최적의 기만 오프셋 $\mathbf{a}_k$를 연속적으로 생성할 수 있다.

Fig. 2는 이 논문에서 제안하는 강화학습 기반 은닉 기만 시스템의 전체 데이터 흐름 및 아키텍처를 보여준다. 전체 프레임워크는 크게 3가지로 나누어 볼 수 있다. 무인기 시뮬레이터, 레이더 관측 부, 그리고 SAC 에이전트의 세 구역으로 구성된다.

학습 과정에서는 에이전트가 탐지 임계값을 완벽하게 회피하는 강건한 정책을 학습할 수 있도록 이중 NIS 보상 체계가 가동된다. 특히, 레이더에서는 관측 불가능한 무인기 내부의 γ_k^{drone}를 시뮬레이션 환경으로부터 피드백 받아 보상인 γ_k^{drone}를 계산하고 이를 리플레이 버퍼 D에 저장한다. 이후 Critic 네트워크에서 Q_{ϕ_1}, Q_{ϕ_2}는 버퍼에서 샘플링 된 데이터를 통해 행동 가치를 평가하여 Actor의 업데이트를 유도하며, 온도 매개변수 α 피드백 루프를 통해 탐험과 활용의 균형을 자동 조절하여 최종적으로 안전하고 효과적인 이중 NIS 정책을 완성한다.

추론 상황은 학습 과정과 다르게 실선으로만 동작한다. 기만

기는 레이더 시스템을 통해 무인기의 궤적을 추정하고, 레이더 NIS γ_k^s가 포함된 9차원 상태 벡터 $\mathbf{s}_k$를 구성하여 Actor 네트워크 π_θ에 전달한다. Actor 네트워크는 이를 바탕으로 최적의 기만 오프셋을 산출하여 물리적인 위조 GNSS 신호 $\mathbf{z}_k^s$로 변환한 뒤 무인기에 주입한다.

4. 성능 평가 및 시뮬레이션 결과

이번 장에서는 제안한 이중 NIS 보상 기반의 SAC 기만 프레임워크의 성능을 시뮬레이션을 통해 검증한다. 학습된 에이전트의 수렴을 확인하고, 레이더 NIS만을 이용해 무인기를 가짜 목적지로 유도하는 제어 성능과 은닉 달성도를 확인한다. 시뮬레이션 환경은 Window 11에서 Python 3.10 기반의 Torch 2.9.1, Gymnasium 1.2.3을 이용해 구현했으며, Intel Core i5-12400F와 NVIDIA GeForce RTX 3060을 사용했다. 강화학습 에이전트는 멀티 프로세싱을 이용해 32개의 에피소드를 동시에 수집해 샘플 효율성을 증가시켰다.

에이전트의 Actor 및 Critic 네트워크는 각각 2개의 [512, 256] 은닉층을 갖는 multilayer perceptron로 구성되었다. 에이전트가 replay buffer에서 학습을 위해 한번에 가져오는 미니배치 크기는 표준적인 256으로 설정했다. Q-네트워크 학습률은 10^{-4}, Actor 네트워크 학습률은 10^{-5}로 Q-네트워크를 10배 높게 적용해, Actor 값이 요동치지 않도록 학습 속도의 균형을 조정했다. 에이전트는 총 1,000,000 스텝 동안 학습을 수행했고, 초기 10,000 스텝은 무작위로 탐험을 수행하여 에이전트가 다양한 경험을 하도록 했다. 학습 완료 후 알고리즘의 실전 검증을 위해 1,000회의 추론을 수행해 결과를 확인했다. 현재 무인기 동역학, 상태, 행동은 모두 3차원으로 정의되나, 고도는 GNSS가 아닌 기압 고도계로 측정해 고도 기만의 효과가 제한적이다. 이러한 특성을 반영하여 기만은 수평면에 초점을 맞추었으며 성공 판정은 2차원을 기준으로 평가하였다. $\mathbf{D}_{fake}$ 및 $\mathbf{D}_{true}$의 도달 기준은 20 m로 설정했으며 이는 무인기가 목적지에 도달했다고 판단하기 위해 설정한 도달 허용 오차이다.

이번 시뮬레이션의 샘플 주기는 1초로 설정했으며, 레이더 위치는 [1200, 0, 0]로 고정되어 있고 이는 $\mathbf{D}_{true}$와 같은 위치를 나타낸다. 레이더의 최대 탐지 범위는 반경 1200 m로 가정했으며, 이에 따라 무인기가 탐지되는 위치는 레이더 위치를 기준으로 1200 m 근처에서 생성되게 설정했다. $\bar{\Delta}_{D_0}$는 초기에 $\mathbf{D}_{fake}$가 초기 무인기의 위치 $\mathbf{z}_0^{drone}$와 $\mathbf{D}_{true}$를 잇는 방향을 기준으로 20° 이내에 결정됨을 의미한다. $\mathbf{z}_0^{drone}$는 [0, 0, 0]를 기준으로 각 축에 대해 ±10 m 균등분포 난수를 더해 결정하며, 만약 레이더 탐지범위 1200 m를 넘어갈 경우 재 샘플링하여 유효 범위 내로 제한했다. 각 보상 항목들의 스케일 균형을 조절하기 위한 가중치로 α_1=1.0, α_2=0.5, α_3=1.0, α_4=0.3으로 각각 설정했다. 이 외에 강화학습 및 시뮬레이터 환경 구성을 위해 사용된 세부 파라미터는 Table 1에 정리하였다.

Fig. 3은 강화학습 알고리즘의 에피소드별 학습 진행에 따라 보상 곡선을 보여준다. 여기서 한 에피소드는 무인기가 레이더 탐지 범위 내에서 생성되어 기만이 시작된 순간부터 $\mathbf{D}_{fake}$, $\mathbf{D}_{true}$ 도달 또는 최대 스텝 초과로 종료될 때까지의 한 회 유도 시도를 의미한다. Fig. 3의 가로축은 학습 에피소드 수, 세로축은 에피소드별 누적 보상이다. 초기의 10,000 스텝인 약 5회의 에피소드는 무작위 탐험의 결과로 얻으며, 평균 약 -200의 보상을 얻은 것을 볼 수 있다. 초기 이후에 이중 NIS 보상 구조를 통해 학습을 수행함에 따라 보상이 가파르게 상승함을 볼 수 있다. 약 2000 에피소드 이후부터는 평균 보상이 400 이상으로 일정하게 유지하고 있어

Table 1. Simulator parameters.

Symbol	Meaning	Value
$\bar{\Delta}D$	[degree]	[-20,20]
α	Initial temperature	0.01
$\mathcal{H}_0$	Target entropy	-3
τ	Soft update parameter	0.05
γ	Discount factor	0.99
α_1	Position reward weight	1.0
α_2	Velocity reward weight	0.5
α_3	Radar NIS reward weight	1.0
α_4	Drone NIS reward weight	0.3
$\in$	Log stabilizer	1×10^{-6}
Q	Process noise scale	2.0
R	Measurement noise scale	10.0
K_p	Position gain	0.2
K_D	Velocity gain	1.0
R_{Fail}	Terminal failure	-125
R_{succ}	Terminal success	500
$\mathbf{z}_0^{drone}$	Initial position distribution[m]	[0,0,0]±10
γ	Discount factor	0.99
α	Initial temperature	0.2
	Target update rate	0.005
	Random seed	42
	Max steps per episode	2000
	Max speed	16 m/s
	Optimizer	Adam
	Sampling period [s]	1
	Radar position [m]	[0,0,0]

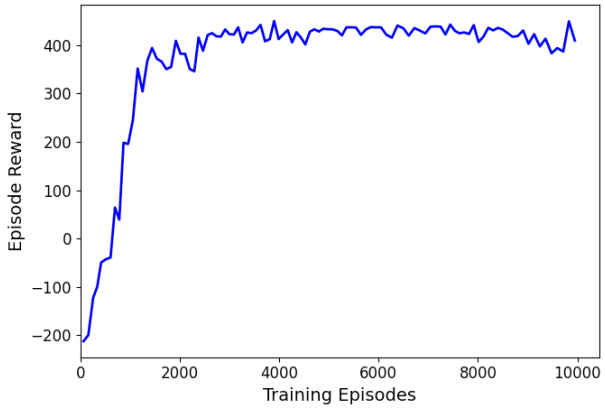


Fig. 3. Learning curve of episode reward.

Table 2. Comparison of inference performance between the radar only and the dual NIS (values are expressed as mean [95% confidential interval]).

	Radar only	Dual NIS
Success rate	89.7% [87.8, 91.5]	97.3% [96.2, 98.3]
Alarm rate - 95% (step)	34.5% [34.3 34.6]	1.6% [1.5 1.7]
Alarm rate - 99% (step)	31.1% [30.9 31.3]	0.8% [0.8 0.9]
Max NIS	31.4 [30.5 32.3]	12.3 [11.8 12.7]
Step	89.5 [89.3 89.7]	84.0 [83.9 84.1]

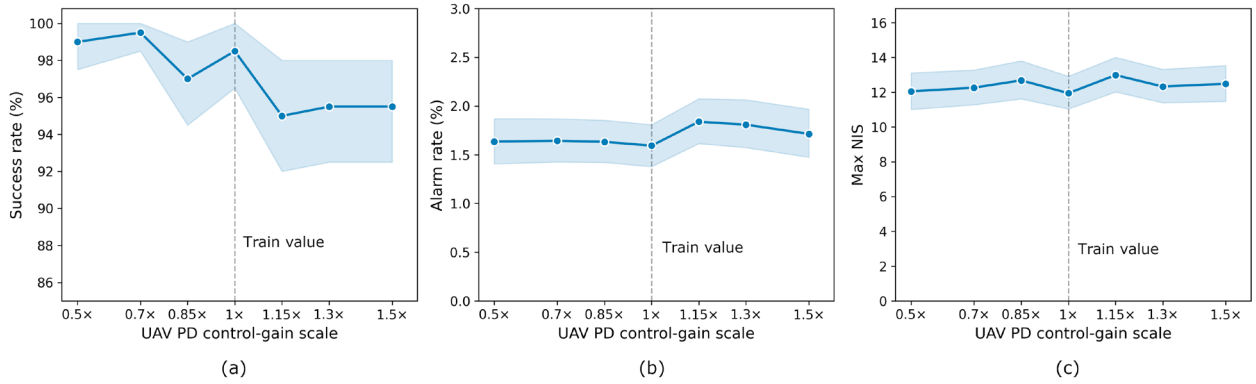


Fig. 4. Robustness of Dual NIS to UAV PD control gain mismatch (95% confidential interval) (a) Success rate, (b) 95% NIS alarm rate, (c) maximum NIS.

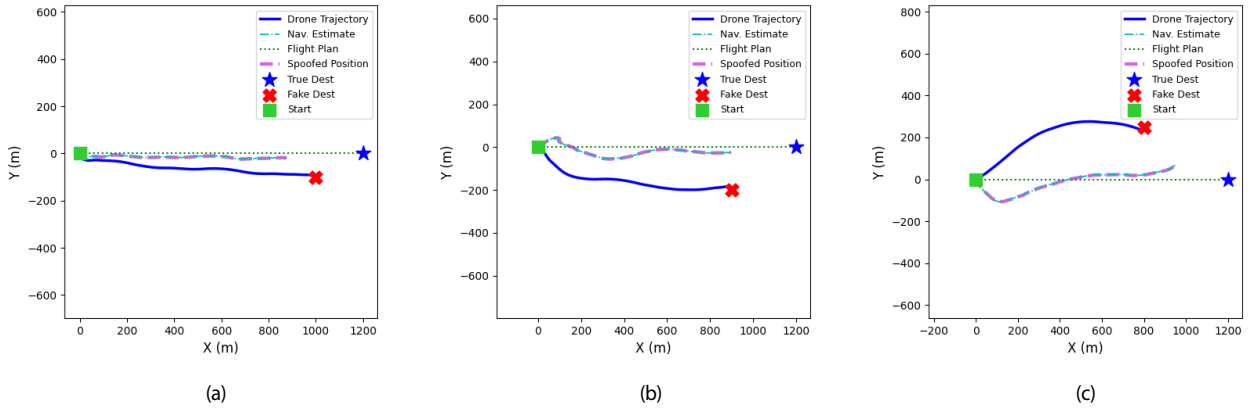


Fig. 5. Trajectory of the UAV to the fake destination.

이를 통해 학습이 성공적으로 수행되었음을 확인할 수 있었다.

Table 2는 레이더 단일 NIS 보상 기법과 제안하는 이중 NIS 기법의 1,000회 추론 성능을 통계적으로 비교한 결과이다. 평가지표의 평균값과 함계 95% 신뢰구간을 대괄호 안에 표기했다. 결과값을 통해 제안하는 이중 NIS 기법은 목적지 유도 성공률이 평균 97.3%를 기록해 레이더 NIS 단일 보상 기법 대비 약 8% 높은 성공률을 달성했으며, 유도에 소요되는 스텝 또한 89 스텝에서 84 스텝으로 단축되어 효율적으로 궤적을 생성함을 확인했다. 은닉 성능을 평가하는 NIS 평균에서 레이더 단일 NIS 보상의 NIS 값 31.4에서 12.3으로 감소했으며, 단일 스텝 99% 임계값 초과율이 31.1%에서 0.8%까지 감소한 것을 확인할 수 있다. 이는 은닉 성능에서 레이더 단일 NIS 기법은 기만기가 레이더의 추정치에만 의존하여 무인기 내부 동역학적 불확실성으로 인해 NIS 팽창을 억제하지 못하지만, 이중 NIS 기법은 레이더의 NIS 뿐만 아니라 무인기의 NIS 값을 동시에 고려해 은닉 성능이 향상된 것으로 볼 수 있다.

현재 제안하는 이중 NIS 정책은 추론 단계에서 무인기 내부 파라미터를 사용하지 않고 레이더 관측 정보만을 입력 받는다. 그러나 학습된 정책이 특정 무인기 동역학에 과적합되지 않았음을 확인하기 위해, 학습에 사용된 값과 다른 파라미터 환경에서 성능을 평가했다. 평과 결과는 Fig. 4에서 확인할 수 있다. 무인기의 PD 제어 이득을 학습값 대비 0.5배에서 1.5배까지 변화시키며 각 수준마다 200회의 추론을 수행하고, 성공률과 95% 알람률 그리고 최대 NIS를 95% 신뢰구간과 함께 보여준다. Fig. 4a에서 제어 이득은 변화시켜도 유도 성공률은 95.0~99.5%의 높은 성공률을 보여준다. Fig. 4b는 은닉성을 나타내는 95% 알람률 결과를 보여주며, 약 1.6~1.8%로 알람이 발생해 학습 조건과 거의 동일한 수준을 유지하였다. 또한, Fig. 4c의 최대 NIS의 평균은 약 11.9~13.0으로 학습 조건과 유사한 결과를 볼 수 있다.

Fig. 5의 세 가지 추론 시뮬레이션의 경우 무인기가 실제 목적지로 진행하던 중 기만 신호로 인해 무인기가 가짜 목적지로 이탈하는 과정을 보여준다. 진짜 목적지 $\mathbf{D}_{true}$는 모두 [1200,0]로 고정되어 있다. 무인기를 유도할 가짜 목적지의 경우 Fig. 5a는 [1000, −100], Fig. 4b는 [900, −200], Fig. 5c는 [800, 250]로 설정되어 있다. 파란 실선은 무인기의 이동경로이고, 빨강 점선은 기만기가 지속적으로 전송한 기만 위치 그리고 파란 점선은 무인기의 항법해 결과를 나타낸다. 그래프를 보면 기만 위치와 항법 추적 궤적이 거의 일치함을 볼 수 있으며, 이를 통해 정상적으로 기만 위치가 무인기에 적용되었음을 알 수 있다. 그 결과 3가지 시뮬레이션 상황에서의 추론결과로, 무인기의 실제 이동경로가 부드러운 곡선을 그리며 가짜 목적지 반경 내로 진입함을 확인할 수 있다.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.369

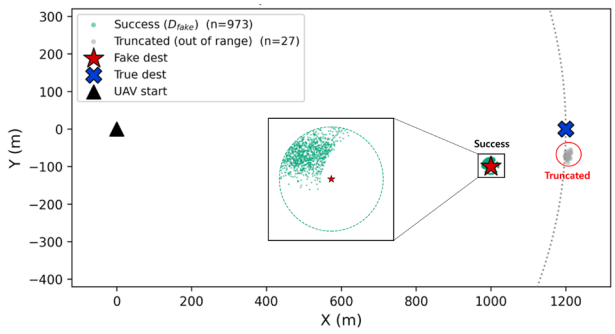


Fig. 6. Final UAV positions over 1,000 inference episodes.

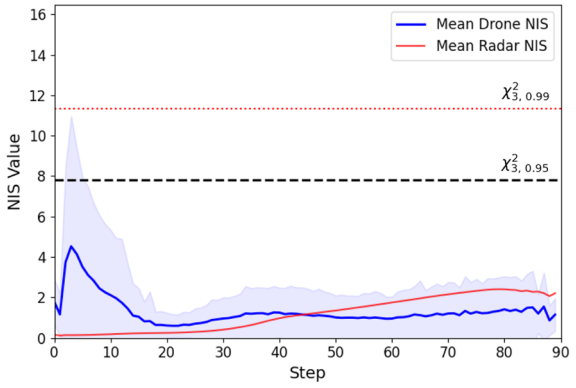


Fig. 7. Evolution of average NIS over time steps across 1,000 inference episodes.

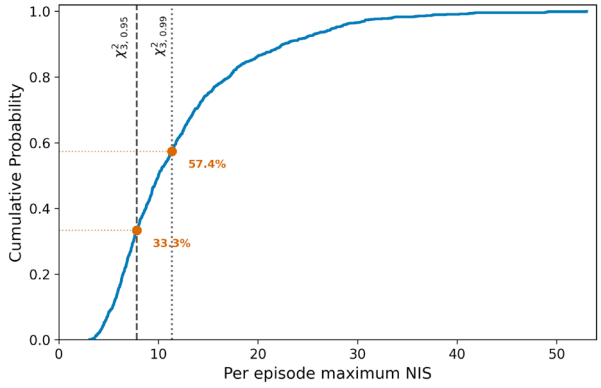


Fig. 8. Empirical CDF of the per-episode maximum NIS over 1,000 inference episodes.

Fig. 6은 가짜 목적지 $\mathbf{D}_{fake}$가 [1000, -100]일 경우의 시나리오를 통해 1000회 추론을 수행한 최종 위치 분포를 나타낸다. 무인기가 레이더 최대 탐지 범위인 1200 m를 이탈하면 무인기의 위치를 관측할 수 없어 은닉 기만을 지속할 수 없으므로 이를 실패로 분류했다. 성공한 973회는 가짜 목적지 $\mathbf{D}_{fake}$에 수렴하였고, 나머지 27회는 탐지 범위를 이탈한 경우이다. 진짜 목적지 $\mathbf{D}_{true}$로 도달한 사례는 없었다.

Fig. 7의 경우 1000번의 추론 에피소드의 스텝별 평균 NIS 값을 나타낸 그림이다. 파란 실선은 1000번의 에피소드의 무인기의 NIS 평균 값을 나타낸 결과이고, 빨간 실선은 레이더에서 계산한 NIS 평균값을 나타낸다. 그래프의 연한 밴드는 에피소드 간 표준편차(±1σ)를 나타낸다. 검은 점선은 카이제곱 분포의 95% NIS 임계 값을 나타내며, 빨간 점선은 카이제곱 분포의 99% NIS 임계값을 나타낸다. 실제 무인기의 무결성 시스템은 이중 임계값 기법을 채택한다 (Isermann 2006). 즉, 95% 신뢰수준을 단순 상태 모니터링을 위한 경고 임계값으로 설정하고, 99% 신뢰수준을 시스템의 경보/차단 임계값으로 운용한다.

Fig. 8의 경우 에피소드당 최대 NIS 값을 Cumulative Distribution Function (CDF)으로 나타낸 그림이다. CDF 분석결과, 약 42.6%의 에피소드에서 단일 스텝의 NIS가 99% 임계값을 초과하는 현상이 관찰되었다. 이는 Fig. 7의 평균 NIS 값과 Table 2의 스텝별 NIS의 임계값 초과율을 함께 고려해 보면, Fig. 7에서 기만시작 초기에 NIS 값이 95% 임계값을 넘기는 현상을 확일 할 수 있으며, 임계값을 넘어가더라도 1~2 스텝 이내에 기만 오프셋을 조절하여 NIS를 즉시 임계값 이하로 회복하는 것을 확인할 수 있다. 그리고 Table 2에서 스텝별 99% 임계값 초과율은 약 0.8%로, 한 에피소드당 평균 스텝인 84를 고려하면 한 에피소드에서 평균 0.67 스텝 정도의 99% 임계값을 초과하는 것을 알 수 있다. GNSS 무결성 모니터링 시스템 (Groves 2013)은 센서 잡음으로 인한 오결보를 방지하기 위해, 단일 스텝의 이상만으로 신호를 즉시 차단하지 않고 일정 경보 시간 동안 초과 상태가 지속되는지 검증한다. 따라서 실제 시스템의 검증 조건을 고려할 때 연속적인 차단 알람은 발생하지 않으며, 종합적으로 데이터를 분석한 결과 평균 97.3%의 성공률을 달성한 것을 확인할 수 있다.

5. 결론

이 논문에서는 GNSS/INS 복합 항법 시스템을 탑재한 무인기를 GNSS 기만기가 원하는 위치로 유도하기 위해, 대상 기체의 내부 동역학 정보나 이동 경로를 알 수 없는 환경에서도 은닉성을 보장하는 최대 엔트로피 강화학습인 SAC를 기반의 은닉 기만 기법을 제안했다.

기존의 강화학습 기반 은닉 기만 연구는 레이더의 NIS 값으로만 학습되어, 실제 무인기 내부의 이상 탐지 알람을 회피하지 못하는 한계가 있었다. 이를 해결하기 위해 시뮬레이션 환경에서 무인기 내부의 NIS 값과 레이더의 NIS 값을 모두 활용하는 이중 NIS 보상 방식을 사용했다. 이는 위치 및 속도를 상태 변수로 정의한 3차원 병진 운동 기반의 무인기 시뮬레이션 환경을 통해 수행되었다.

먼저 레이더 NIS 값 만을 이용해 수행한 1,000회의 추론 에피소드 결과로 제안하는 이중 NIS와 레이더 단일 NIS 보상 기법의 성능을 비교했다. 제안하는 이중 NIS의 성공률은 평균 97.3%이고 99% 알람 확률은 0.8%로 레이더 단일 NIS 보상 기법보다 성능이 향상됨을 확인했다. 또한, 추론시 학습된 무인기 동역학에 과적합 되지 않았음을 확인하기 위해 무인기의 PD 제어 이득을 변화시켜 추론을 수행했고, 학습 조건과 거의 동일한 수준의 결과를 확인했다. 그리고 무인기 PD 이득을 조절해 추론을 수행하고, 그

결과가 학습조건과 유사함을 확인해 특정 무인기에 과적합되지 않음을 확인했다.

에피소드의 스텝별 평균 NIS 그래프와 에피소드 당 최대 NIS 값의 CDF 그래프를 통해 초기에 99% 임계값을 넘길 확률이 있으나 NIS가 즉시 임계값 아래로 회복하는 것을 볼 수 있었고, 이를 통해 시스템의 연속적인 차단이 발생하지 않고 평균 97.3%의 확률로 기만 위치로 무인기를 보낼 수 있음을 확인했다. 따라서 이 논문에서 제안한 이중 NIS 보상 기반의 SAC 기만 방식은 무인기의 NIS 없이 레이더 NIS 값만으로 은닉 기만을 성공적으로 수행함을 확인했다.

향후 연구로 수학적으로 모델링된 시뮬레이션 환경이 아닌 실제 GNSS 기만기와 무인기의 Flight Controller를 이용한 Hardware in the Loop Simulation을 구축해, 제안한 SAC 기반의 은닉 기만 알고리즘의 NIS 탐지 회피 성능과 성공적으로 유도를 수행하는지 검증하고 성능을 향상할 계획이다.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, J.-I.P.; Software, J.-I.P.; Validation, J.-I.P.; Formal Analysis, J.-I.P.; Investigation, J.-I.P.; Resources, J.-I.P. and K.-t.K.; Data Curation, J.-I.P.; Writing—Original Draft Preparation, J.-I.P.; Writing—Review and editing, J.-I.P., K.-t.K. and C.P.; Visualization, J.-I.P.; Supervision, C.P.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

C4ADS 2019, Above Us Only Stars: Exposing GPS Spoofing in Russia and Syria, Technical Report, Center for Advanced Defense Studies, Washington DC.

Chae, M.-H., Park, S.-O., Choi, S.-H., & Choi, C.-T. 2023, Commercial Fixed-Wing Drone Redirection System Using GNSS Deception, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 59, 5699-5713. https://doi.org/10.1109/TAES.2023.3264193

Chen, H., Wen, Z., & Lei, C. 2025, Optimization of Covert Spoofing Parameters for Loosely Coupled GNSS/INS Systems Based on Improved Genetic Algorithm, Scientific Reports, 15, 7285. https://doi.org/10.1038/s41598-025-91560-5

Chen, W., Dong, Y., & Duan, Z. 2022, Accurately Redirecting a Malicious Drone, In 2022 IEEE 19th Annual Consumer Communications & Networking Conference, Las Vegas, NV, 8-11 January 2022, pp.827-834. https://doi.org/10.1109/CCNC49033.2022.9700664

Choi, J. C. & Lim, S. H. 2021, Anti Drone, Korea Institute of S&T Evaluation and Planning, Technology Trend Brief 2021-10

Ferreira, R., Gaspar, J., Sebastião, P., & Souto, N. 2022, A Software Defined Radio Based Anti-UAV Mobile System with Jamming and Spoofing Capabilities, Sensors, 22, 1487. https://doi.org/10.3390/s22041487

Groves, P. D. 2013, Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems, 2nd ed. (Boston: Artech House Inc.)

Guo, Y., Wu, M., Tang, K., Hua, J., & Li, W. 2019, Covert Spoofing Algorithm of UAV Based on GPS/INS-Integrated Navigation, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 68, 6557-6564. https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2914477

Haarnoja, T., Zhou, A., Abbeel, P., & Levine, S. 2018, Soft Actor-Critic: Off-Policy Maximum Entropy Deep Reinforcement Learning with a Stochastic Actor, In Proceedings of the 35th International Conference on Machine Learning, Stockholmsmässan, Stockholm, 10-15 July 2018, pp.1861-1870. https://doi.org/10.48550/arXiv.1801.01290

He, D., Qiao, Y., Chen, S., Du, X., Chen, W., et al. 2018, A Friendly and Low-Cost Technique for Capturing Non-Cooperative Civilian Unmanned Aerial Vehicles, IEEE Network, 33, 146-151. https://doi.org/10.1109/MNET.2018.1800065

Hou, B., Yin, Z., Jin, X., Fan, Z., & Wang, H. 2024, MPC-Based Dynamic Trajectory Spoofing for UAVs, Drones, 8, 602. https://doi.org/10.3390/drones8100602

Isermann, R. 2006, Fault-Diagnosis Systems: An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance (Berlin: Springer-Verlag).

Ito, T. 2025, Intelligence Failures in the Asymmetric War between Ukraine and Russia: A Literature Review of Ukraine's Drone Attacks on Russian Military Infrastructure, Security Intelligence Terrorism Journal, 2, 262-273. https://doi.org/10.70710/sitj.v2i3.63

Kerns, A. J., Shepard, D. P., Bhatti, J. A., & Humphreys, T. E. 2014. Unmanned aircraft capture and control via GPS spoofing, Journal of field robotics, 31, 617-636. https://doi.org/10.1002/rob.21513

Lapan, M. 2024, Deep Reinforcement Learning Hands-On: Third Edition (Birmingham: Packt Publishing Ltd.).

Lillicrap, T. P., Hunt, J. J., Pritzel, A., Heess, N., Erez, T., et al. 2016, Continuous Control with Deep Reinforcement Learning, In Proceedings of the 4th International Conference on Machine Learning, San Juan, Puerto Rico, 2-4 May 2016, https://doi.org/10.48550/

arXiv.1509.02971

Lo, S., Liu, Z., Ibrahim, L., Chen, Y. H., & Walter, T. 2025, Observations of GNSS Spoofing in Russia in 2023-2024, In Proceedings of the 2025 International Technical Meeting of The Institute of Navigation, Long Beach, California, 27-30 January 2025, pp.425-442. https://doi.org/10.33012/2025.19985

Lykou, G., Moustakas, D., & Gritzalis, D. 2020, Defending Airports from UAS: A Survey on Cyber-Attacks and Counter-Drone Sensing Technologies, Sensors, 20, 3537. https://doi.org/10.3390/s20123537

Ma, X., Gao, M., Zhao, Y., & Yu, M. 2024, A Novel Navigation Spoofing Algorithm for UAV Based on GPS/INS-Integrated Navigation, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 73, 15424-15439. https://doi.org/10.1109/TVT.2024.3401856

Ma, X., Sun, T., & Gao, M. 2025, A Reinforcement-Learning-Enhanced Spoofing Algorithm for UAV With GPS/INS-Integrated Navigation, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 61, 8659-8673. https://doi.org/10.1109/TAES.2025.3545388

Noh, J., Kwon, Y., Son, Y., Shin, H., Kim, D., et al. 2019, Tractor Beam: Safe-hijacking of Consumer Drones with Adaptive GPS Spoofing, ACM Transactions on Privacy and Security, 22, 1-26. https://doi.org/10.1145/3309735

Sathaye, H. Strohmeier, M., Lenders, V., & Ranganathan, A. 2022, An Experimental Study of GPS Spoofing and Takeover Attacks on UAVs, In Proceedings of the 31st USENIX Security Symposium, Boston, MA, 10-12 August 2022, pp.3503-3520.

Schulman, J., Wolski, F., Dhariwal, P., Radford, A., & Klimov, O. 2017, Proximal policy optimization algorithms. https://doi.org/10.48550/arXiv.1707.06347

Shepard, D. P., Bhatti, J. A., & Humphreys, T. E. 2012, Drone Hack: Spoofing Attack Demonstration on a Civilian UAV [Internet], GPS World, 2012 Aug 1, available form: https://www.gpsworld.com/drone-hack

Simon, O. & Götthans, T. 2022, A Survey on the Use of Deep Learning Techniques for UAV Jamming and Deception, Electronics, 11, 3025. https://doi.org/10.3390/electronics11193025

Su, J., He, J., Cheng, P., & Chen, J. 2016, A Stealthy GPS Spoofing Strategy for Manipulating the Trajectory of an Unmanned Aerial Vehicle, IFAC-PapersOnLine, 49, 291-296. https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2016.10.412

The University of Texas at Austin 2012, Todd Humphreys' Research Team Demonstrates First Successful GPS Spoofing of UAV [Internet], cited 2012 Jun 28, available from: https://ae.utexas.edu/news/todd-humphreys-research-team-demonstrates-first-successful-gps-spoofing-of-uav



Jong-Il Park received B.S. and M.S., degrees from Chungbuk National University, Korea in 2018 and 2020, respectively. He has been research engineer of Duksan Navcours. His research interests include GNSS signal processing, GNSS, drone, SDR and Spoofer.



Kyoung-taek Kim received the B.S. degree in Science from Hannam University, Korea, in 2004. He is currently a Principal Research Engineer at Duksan Navcours Co., Ltd. His research interests include data link systems, modem signal processing, SDR, and UAV data link technologies.



Chansik Park received B.S., M.S., and Ph.D., degrees in Electrical Engineering from Seoul National University in 1984, 1986 and 1997, respectively. He has been a Professor with the School of Electronics Engineering, Chungbuk National University, Cheongju, Korea, since 1997. His research interests include GNSS, PNS, SDR, integer ambiguity resolution algorithm and Error Analysis.

JPNT 15(3), 381-389 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.381

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

모바일 로봇을 활용한 자율탐사 기반 실내 위치 추정용 Radio Map 구축 연구

김종현[1], 김해람[1], 김보성[2], 박성민[1], 신범주[1†]

Autonomous Exploration-Based Radio Map Construction for Indoor Localization Using a Mobile Robot Platform

Jonghyeon Kim[1], Haeram Kim[1], Boseong Kim[2], Sungmin Park[1], Beomju Shin[1†]
[1]Division of Software, Hallym University, Gangwon-do 24252, Republic of Korea
[2]Department of Computer Engineering, Hallym University, Gangwon-do 24252, Republic of Korea

ABSTRACT

In this paper, we propose a mobile robot-based radio map construction method to reduce the manual site survey burden required for fingerprinting-based indoor localization. The proposed method generates a Simultaneous Localization and Mapping (SLAM) map through frontier-based autonomous exploration using a mobile robot and constructs a radio map by simultaneously collecting the robot's position information and Bluetooth Low Energy (BLE) Received Signal Strength Indicator (RSSI) data during waypoint navigation. In the experiment, mobile robot-based and Pedestrian Dead Reckoning (PDR) based radio maps were constructed on the sixth floor of the Hallym University main building, and their localization performance was compared using the k-Nearest Neighbors (k-NN) algorithm. The experimental results showed that the mobile robot-based radio map achieved lower localization errors over most of the error distribution, whereas the PDR-based radio map exhibited a slightly lower maximum error. Overall, the proposed method achieved localization performance comparable to that of the conventional PDR-based approach while reducing the manual effort required for radio map construction.

Keywords: indoor localization, SLAM, RSSI, mobile robot, fingerprinting, frontier, autonomous exploration
주요어: 실내항법, 동시 위치 추정 및 지도 작성, 수신 신호 강도 지표, 모바일 로봇, 핑거프린팅, 프론티어, 자율탐사

1. 서론

실외 환경에서는 Global Navigation Satellite System (GNSS)의 신호가 수신되어 위치 추정의 정확도가 보장되지만, 실내 환경에서는 신호 차단 및 다중경로(multipath) 현상으로 인해 정확한 위치 추정이 어렵다. 이를 해결하기 위해 Wi-Fi, Bluetooth Low Energy (BLE), Ultra-Wideband (UWB), Inertial Measurement Unit (IMU) 등을 이용한 다양한 실내 위치 추정 기법이 연구되어 왔다 (Kim et al. 2025).

그중 fingerprinting 기법은 추가적인 거리 측정 장비 없이 Received Signal Strength Indicator (RSSI) 신호만으로 위치를 추정할 수 있어 널리 사용되고 있다. Fingerprinting 기법이란 특정 위치에서 수신된 사용자의 RSSI 벡터를 사전에 구축한 radio map과 대조하여 위치를 추정하는 방식이다 (Shin & Lee 2024). 위치추정 알고리즘으로는 k개의 Reference Point (RP)를 선택하여 평균 위치를 계산하는 k-Nearest Neighbors (k-NN) 방식이 있다 (He & Chan 2016).

그러나 fingerprinting 방식은 radio map구축 과정에서 많은 인력과 시간이 소요된다. 일반적으로 연구자가 직접 실내 공간의 다수 위치를 방문하여 RSSI를 측정해야 하므로 대규모 환경에서는 구축 비용이 증가하며, 환경 변화에 따라 radio map을 주기적으로 갱신해야 하는 문제가 존재한다.

이 연구의 목적은 모바일 로봇을 활용하여 fingerprinting 기반 실내 위치 추정을 위한 radio map을 구축하고, 기존 Pedestrian

Received Jul 27, 2026 **Revised** Aug 13, 2026 **Accepted** Aug 31, 2026
†**Corresponding Author** E-mail: bjshin@hallym.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

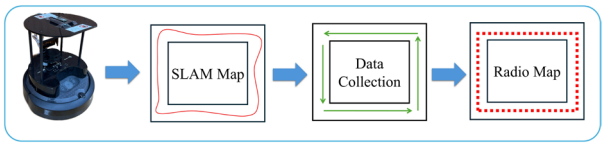


Fig. 1. Overall process of radio map construction using mobile robot.

Dead Reckoning (PDR) 기반 radio map과 비교 가능한 위치 추정 성능을 확보할 수 있는지 검증하는 것이다. 기존 fingerprinting 방식에는 실내 공간의 여러 RP에서 위치 좌표와 RSSI 신호를 수집하여 radio map을 구축한다. 이 연구에서는 모바일 로봇의 Simultaneous Localization and Mapping (SLAM) 기반 자기 위치 추정과 waypoint 주행을 활용하여 로봇이 이동하는 동안 위치 정보와 BLE RSSI 데이터를 동시에 수집하도록 구성하였다. 이후 수집된 로봇 주행 경로를 기반으로 일정 간격의 RP를 생성하고, 각 RP 주변에서 측정된 RSSI 데이터를 이용하여 모바일 로봇 기반 radio map을 구축하였다. 최종적으로 구축된 radio map의 위치 추정 성능을 PDR 기반 radio map과 비교함으로써, 모바일 로봇을 이용해서도 fingerprinting 기반 위치 추정에 활용 가능한 radio map을 구축할 수 있음을 검증하였다.

Fig. 1은 모바일 로봇을 통한 radio map 구축 예시 방법을 나타낸다. 이 연구에서 사용된 모바일 로봇은 2D LiDAR와 Odometry 정보를 활용하여 실내 환경에서 SLAM 기반 지도 생성 및 위치 추정을 수행할 수 있다. 먼저 모바일 로봇은 자율탐사를 통해 주변 환경의 구조를 반영한 SLAM 기반 지도를 생성하고, 이후 생성된 지도 기반의 waypoint 주행을 통해 각 위치에서 SLAM 좌표계상의 로봇 위치([x, y])와 BLE RSSI vector를 수집한다. 최종적으로 수집된 위치 정보와 RSSI 데이터를 SLAM 지도 좌표계에 매핑함으로써 모바일 로봇 기반 radio map을 구축할 수 있다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 fingerprinting 기법, 모바일 로봇, frontier 기반 자율탐사 알고리즘을 설명하였다. 3장에서는 제안하는 방법으로서 실험 환경 및 테스트 베드 구성을 설명하고, 모바일 로봇의 frontier 기반 자율탐사를 통한 SLAM 지도 생성, waypoint 기반 RSSI 수집, 로봇 주행 경로 기반 RP 생성 및 모바일 로봇 radio map 구축 과정을 제시하였다. 또한 제안한 모바일 로봇 기반 radio map의 비교 대상으로 사용한 PDR 기반 radio map 구축 방법을 함께 설명하였다. 4장에서는 구축된 모바일 로봇 기반 radio map과 PDR 기반 radio map을 이용하여 k-NN 위치 추정 성능을 비교하고, mean error, variance, Root Mean Squared Error (RMSE), maximum error, Cumulative Distribution Function (CDF) 등의 지표를 통해 결과를 분석하였다. 마지막 5장에서는 이 연구의 결론과 향후 연구 방향을 기술하였다.

2. 배경 이론

Fingerprinting 기반 실내 위치 추정에서는 RSSI 신호와 위치 좌표가 결합된 radio map 구축이 핵심적으로 요구된다. GNSS가 수신이 원활하게 되는 환경에서는 절대 좌표인 위도와 경도를 통해 위치를 특정 지을 수 있지만 실내 환경 같은 경우에는 사전에 정의된 도면을 사용하거나 혹은 SLAM과 같은 실시간 지도를 그리는 방법이 필요하다.

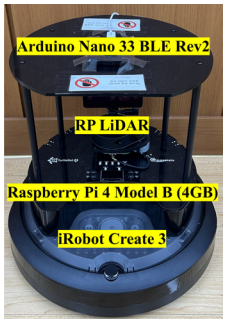


Fig. 2. TurtleBot4 hardware configuration.

2.1 Fingerprinting

Fingerprinting은 실내 위치 추정을 위해 사용되는 대표적인 기법 중 하나이다 (He & Chan 2016). Fingerprinting 기반 위치 추정은 사용자의 현재 위치에서 수신된 RSSI 벡터를 사전에 구축된 radio map과 비교하여 가장 유사한 위치를 추정하는 방식으로 동작한다. Fingerprinting 시스템은 일반적으로 offline phase와 online phase의 두 단계로 구성된다. Offline phase에서는 실내 공간 내의 특정 위치에서 RSSI 데이터와 해당 지점의 위치 좌표를 수집하여 radio map을 구축한다. Online phase에서는 사용자가 실시간으로 수신한 RSSI 벡터와 radio map을 비교하여 위치를 추정하며, 대표적인 알고리즘으로는 NN 및 k-NN 알고리즘이 사용된다.

기존 radio map을 구축 방식은 실내 공간을 일정 간격의 RP로 분할 후, 각 RP상에서 수집된 RSSI 벡터와 위치 정보를 저장하는 방식으로 수행된다. 일반적으로 연구자가 직접적으로 RSSI 데이터를 수집하거나 PDR 위치 추정 결과를 활용하여 데이터를 구축한다. 그러나 이러한 방식은 실내 환경에서 많은 시간과 인력이 요구되며, 환경 변화에 따라 radio map을 반복적으로 갱신해야 하는 한계가 존재한다.

2.2 Turtlebot4

이 연구에서는 모바일 로봇인 Turtlebot4를 이용하여 RSSI 데이터를 수집하였으며, 수집한 데이터를 기반으로 radio map을 구축하였다. Turtlebot4는 ClearPath Robotics에서 개발한 교육 및 연구용 모바일 플랫폼으로, Robot Operating System 2 (ROS2) 기반으로 동작한다. ROS2는 로봇 소프트웨어 개발을 위한 오픈소스 미들웨어 프레임워크로, 노드(node), 토픽(topic), 서비스(service) 기반의 통신 구조를 제공하여 센서 데이터처리, 로봇 제어 및 자율주행 기능을 지원한다 (Talukder et al. 2024).

Fig. 2와 Table 1은 이 연구에서 사용된 Turtlebot4의 실제 사진과 하드웨어 사양을 나타낸다. Turtlebot4는 Raspberry Pi 4 Model B를 온보드 컴퓨터로 사용하며, iRobot Create 3 모바일 베이스에 내장된 IMU와 wheel encoder를 이용하여 로봇의

Table 1. Hardware specifications of the TurtleBot4.

Specifications	Mobile robot
Model	Turtlebot4
On-board computer	Raspberry Pi 4 Model B (4 GB)
Base platform	iRobot Create 3
OS	Ubuntu 22.04 LTS
ROS	ROS 2 Humble
LiDAR	SLAMTEC RPLIDAR A1M8
BLE scanner	Arduino Nano 33 BLE Rev2
IMU	Built in (iRobot Create 3)
Wheel encoders	Built in (iRobot Create 3)



Fig. 3. SLAM results obtained using the mobile robot.

odometry를 계산한다. 또한 실내 환경의 SLAM 지도 생성을 위해 SLAMTEC RPLIDAR A1M8을 사용하였고, BLE fingerprinting을 위한 RSSI 데이터 수집은 Arduino Nano 33 BLE Rev2를 이용하여 수행하였다.

이 연구에서는 모바일 로봇을 이용하여 실내 환경에 대한 자율탐사(autonomous exploration)를 수행하고 SLAM 기반 지도를 생성하였다. 자율탐사는 frontier 기반 탐사 알고리즘을 이용하여 수행되며, 탐사가 완료될 때까지 미지 영역(unknown area)와 기탐사 영역(known area)의 경계를 탐사 대상으로 설정한다. 이를 통해 별도의 수동 조작 없이 실내 공간 전체에 대한 지도를 구축할 수 있다.

지도 생성이 완료된 이후에는 생성된 지도를 기반으로 waypoint를 설정하고, 모바일 로봇이 waypoint를 순차적으로 주행하도록 구성하였다. 주행 과정에서 BLE RSSI 데이터와 로봇의 위치 정보를 동시에 수집하였으며, 수집된 데이터를 이용하여 fingerprinting 기반. 위치 추정을 위한 radio map을 구축하였다. Fig. 3은 모바일 로봇이 SLAM을 통해 생성한 실내 환경 지도를 나타낸다.

2.3 Frontier-Based Exploration

Frontier-based exploration은 미지의 환경을 자율적으로 탐사하기 위해 사용되는 대표적인 자율탐사 기법이다. Frontier는 occupancy grid map에서 이미 탐색되어 주행 가능한 영역(free space)과 아직 탐색되지 않은 영역(unknown space)의 경계에 해당하는 영역을 의미한다 (Yamauchi 1997). 모바일 로봇은 이러한 frontier를 탐사 목표 지점으로 설정하고 해당 위치까지 이동함으로써, 기존 탐색되지 않은 공간을 점진적으로 관측하고 지도를 확장할 수 있다.

이 연구에서는 모바일 로봇이 사전에 정의된 실내 도면 없이

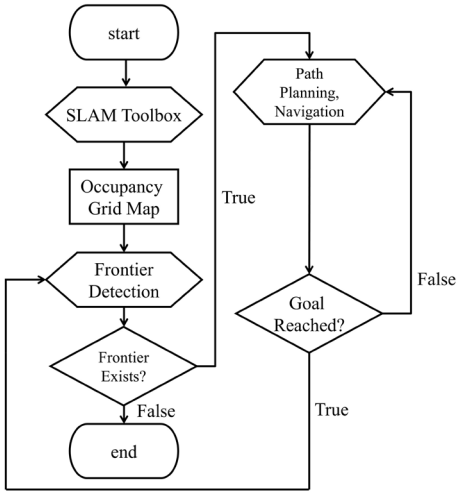


Fig. 4. Frontier search flow chart.

미지의 공간을 탐색하고 SLAM 지도를 생성하기 위해 frontier-based exploration을 사용하였다. Fig. 4는 이 연구에서 사용한 frontier 기반 자율탐사 절차를 나타낸다. 먼저 모바일 로봇은 2D LiDAR 센서와 odometry 정보를 SLAM Toolbox에 입력하여 로봇의 현재 위치를 추정하고 occupancy grid map을 생성한다. 생성된 occupancy grid map은 주행 가능한 영역, 장애물 영역, 미탐색 영역으로 구분되며, frontier detection 단계에서는 이중 free space와 unknown space가 인접한 경계 영역을 탐지한다.

Frontier가 탐지되면 로봇은 탐지된 frontier 중 하나를 목표 지점으로 선택하고, path planning and navigation 단계를 통해 해당 지점까지의 경로를 생성한다. 이 연구에서는 ROS2 Navigation Stack인 Nav2를 이용하여 목표 frontier까지의 자율주행을 수행하였다. 모바일 로봇이 목표 지점에 도달하면 주변 환경에 대한 LiDAR 데이터가 추가로 수집되고, SLAM Toolbox는 이를 반영하여 occupancy grid map을 갱신한다. 이후 갱신된 지도를 다시 frontier detection을 수행하며, 더 이상 탐색 가능한 frontier가 존재하지 않을 때까지 이 과정을 반복한다.

만약 frontier까지 이동하는 과정에서 장애물, 경로 생성 실패 또는 주행 불가 영역이 발생하면 모바일 로봇은 현재 지도 정보를 기반으로 경로를 다시 계획하거나 다른 frontier를 탐색 대상으로 선택한다. 이러한 반복 과정을 통해 모바일 로봇은 미지의 실내 공간을 점진적으로 탐색하고, 최종적으로 실내 환경에 대한 SLAM 기반 지도를 생성한다.

Frontier 기반 탐사가 완료되어 실내 환경에 대한 SLAM 지도가 생성되면, 이후 데이터 수집 단계에서는 Nav2의 waypoint navigation 기능을 활용하였다. 생성된 SLAM 지도 상에서 사전에 설정한 waypoint 들을 순차적으로 방문하도록 경로를 구성하였으며, 로봇은 각 waypoint를 따라 자율적으로 주행하며 위치 정보와 BLE RSSI 데이터를 수집하였다. 수집된 위치 정보와 RSSI 데이터는 이후 radio map 구축에 활용되었다.

Table 2는 이 연구에서 frontier-based exploration을 수행하기 위해 사용한 주요 구성 요소를 나타낸다.

Table 2. Main modules used for frontier-based exploration.

Module	Description
SLAM Toolbox	LiDAR sensors are used to estimate the robot's pose and generate an occupancy grid map.
Occupancy grid map	The indoor environment is represented as a grid, where each cell is classified as free space, occupied space, or unknown space.
Frontier detection	Frontiers, which correspond to the boundaries between free space and unknown space, are detected from the generated occupancy grid map.
Path planning and navigation	A selected frontier is designated as the navigation goal, and Nav2 performs path planning and autonomous navigation to reach the target location.



Fig. 5. Real view of sixth floor of the main building at Hallym University.

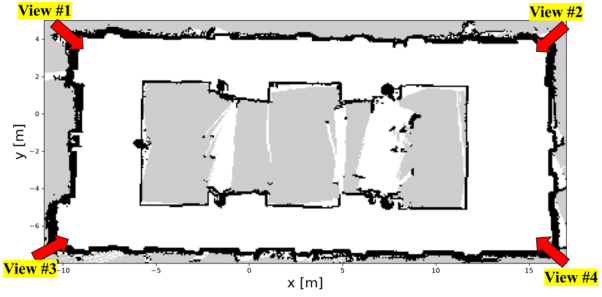


Fig. 6. Test environment on the sixth floor of the main building at Hallym University.

3. 제안 방법

이 연구는 모바일 로봇이 생성한 SLAM 지도를 기반으로 waypoint 주행을 수행하여 BLE Beacon의 RSSI 벡터를 수집하여 radio map을 구축하였다. Fig. 5는 Fig. 6에서 나타낸 4가지 측면에서 바라본 실험공간인 대한민국 강원특별자치도 춘천시 한림대학교 본관 6층의 모습을 나타낸다.

3.1 테스트 베드 구축

이 연구에서는 총 두 가지 방법을 통해 radio map을 구축하고 비교 분석하였다. 4개의 BLE Beacon과 Arduino Nano 33 BLE Rev2를 이용하여 각 지점마다 RSSI 신호를 수집하였다. BLE Beacon의 위치는 Fig. 7과 같으며 바닥에서 40 cm 위 공간에 두었다.

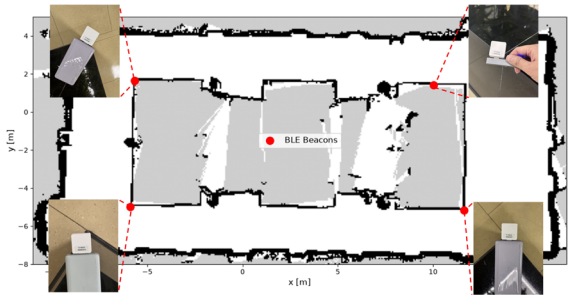


Fig. 7. BLE beacon position.

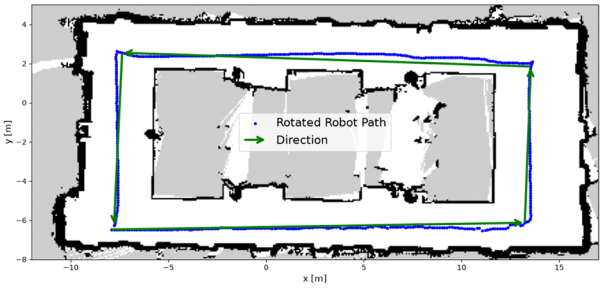


Fig. 8. Mobile robot trajectory.

가장 먼저 모바일 로봇의 frontier search를 통해 자율적으로 SLAM 지도를 구축하였다. Frontier search는 depth first search 알고리즘을 통해 반대 방향으로 반복 주행을 방지하였다. Frontier search가 끝나면 처음으로 돌아와 waypoint 주행을 가능한 상태로 만들어 두었다.

3.2 모바일 로봇 기반 Radio Map구축

가장 먼저 모바일 로봇의 frontier-based exploration을 통해 SLAM 지도를 구축한 다음 waypoint 주행을 통해 로봇의 상대좌표 경로를 추출한다. Fig. 8은 모바일 로봇으로 추출한 경로를 나타낸다.

Waypoint 주행을 통해 수집된 모바일 로봇의 경로 데이터는 위치 정보와 동기화된 RSSI 데이터를 포함하고 있으나, 일정한 간격으로 RP를 생성하기 위해서는 경로의 주요 이동 방향과 turn point를 추출할 필요가 있다.

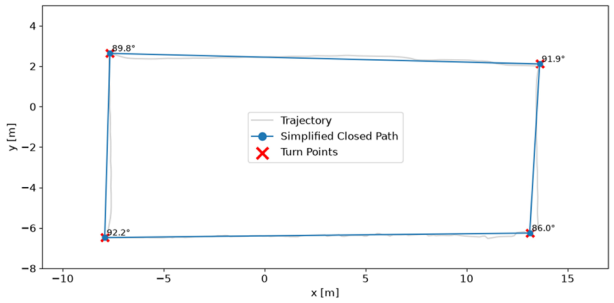


Fig. 9. Turn point detected using Douglas-Peucker algorithm and a 60° turning angle threshold.

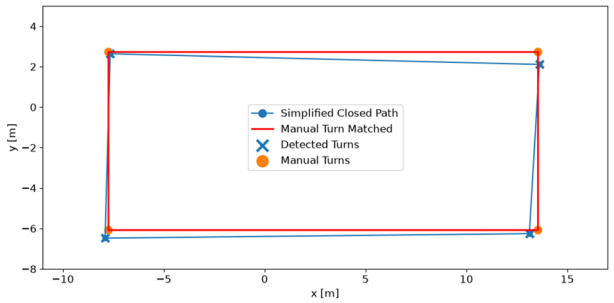


Fig. 10. Trajectory alignment based on predefined robot turning points.

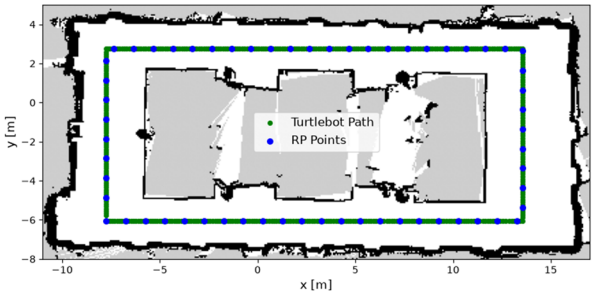


Fig. 11. Reference point for mobile robot.

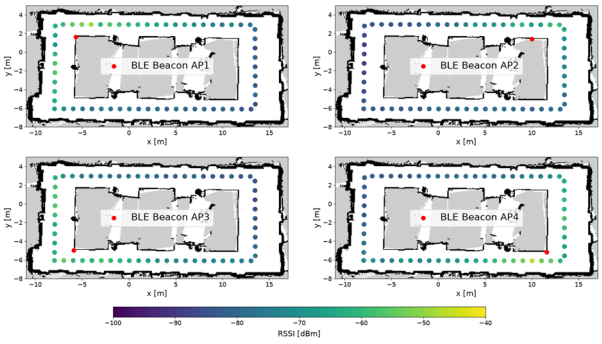


Fig. 12. Reference point RSSI heatmap from mobile robot-based radio map.

따라서 이 연구에서는 다각형 근사화 알고리즘인 Douglas-Peucker (1973) 알고리즘을 적용하여 경로를 단순화하였다. 알고리즘의 ε과 회전각 임계값은 실제 주행 경로를 대상으로 파라미터를 변화시키며 경험적으로 선정하였다. ε에 따른 turn point 검출 결과를 비교한 결과, ε이 0.38 m 이하일 경우 주행 경로의 적은 변동이 추가적인 방향 변화로 유지되어 실제 주요 회전 지점 4개보다 많은 5개의 point가 검출되었다. 반면, 실험한 범위에서 ε이 0.39 m 이상 7.5 m 이하일 경우 실제 복도 구조와 대응하는 4개의 주요 point가 안정적으로 검출되었으며, 7.5 m를 초과할 경우 과도한 경로 단순화로 인해 주요 회전 지점 일부가 제거되었다. 이에 불필요한 경로 변동을 제거하면서 원래 주행 경로의 형상을 최대한 보전하기 위해 안정적인 검출 범위 하한에 가까운 ε = 0.45 m를 적용하였다.

또한 실험환경의 주요 복도는 약 90°의 회전 구조로 구성되어 있으나, 실제 로봇의 주행 궤적에서는 코너 주행 및 위치 추정 변동으로 인해 계산된 회전각이 약 80° 대의 수준으로 나타나는 경우가 확인되었다. 이에 90°를 임계값을 적용한 경우 실제 회전 지점의 일부가 누락되었다. 반면 임계값을 60°로 설정하였을 때 이러한 회전 지점을 포함하면서 직선 주행 구간에서 발생하는 작은 방향 변화를 배제할 수 있었으므로, 이 연구에서는 60°를 주요 turn point의 판단 기준으로 설정하였다. turn point는 실제 환경에서 로봇이 수행한 주요 회전 위치와 대응시켜 경로를 정렬 및 재구성하였다. 이를 통해 복도 중심선을 따라 직선화된 주행 경로를 생성하였으며, 생성된 경로를 기준으로 1 m 간격의 RP를 배치하였다.

Fig. 9는 Douglas-Peucker 알고리즘 적용한 후 60° 이상의 회전각을 기준으로 주요 turn point를 검출한 결과를 나타내며, Fig. 10은 검출된 turn point에 실제 환경에서 로봇이 수행한 주요 회전 위치와 대응시켜 경로를 정렬 및 재구성한 결과를 나타낸다.

Fig. 11은 모바일 로봇의 주행 경로를 기반으로 turn point를 보정한 후, radio map 구축을 위한 RP를 생성한 결과를 나타낸다. 초록색 점은 waypoint 주행 과정에서 수집된 모바일 로봇의 실제 주행 경로를 의미하며, 빨간색 선은 검출된 turn point를 사전에 정의한 간격으로 생성한 RP를 의미한다. 이를 통해 SLAM 지도 상의 복도 구조를 따라 RP가 배치되었으며, 로봇의 실제 주행 경로가 radio map 구축을 위한 기준 경로로 변환되었음을 확인할 수 있다.

이 연구에서는 생성된 RP를 중심으로 0.5 m 반경 내에서 수집된 RSSI 데이터를 하나의 RP 신호 패턴으로 구성하였다. 각 RP 주변에서 측정된 RSSI 값 중 미 수신 값을 의미하는 -100 dBm은 평균 계산에서 제외하였으며, 유효한 RSSI 값만 이용하여 AP별 평균 RSSI를 계산하였다. 이렇게 계산된 AP별 RSSI 평균값은 해당 RP의 fingerprinting 벡터로 저장되며, 최종적으로 모바일 로봇 기반 radio map을 구성하는 데 사용된다.

Fig. 12는 생성된 RP와 AP 위치에 따른 모바일 로봇 기반 radio map의 RSSI heatmap을 나타낸다. Heatmap 결과에서 AP에 가까운 위치일수록 상대적으로 높은 RSSI 값이 나타났으며, AP와의 거리가 멀어질수록 RSSI 값이 낮아지는 경향을 확인할 수 있었다. 이를 통해 모바일 로봇의 주행 경로와 SLAM 기반 위치 정보를 이용하여 실내 공간의 RSSI 분포를 radio map 형태로 구성할 수 있음을 확인하였다.

3.3 PDR Radio Map 구축

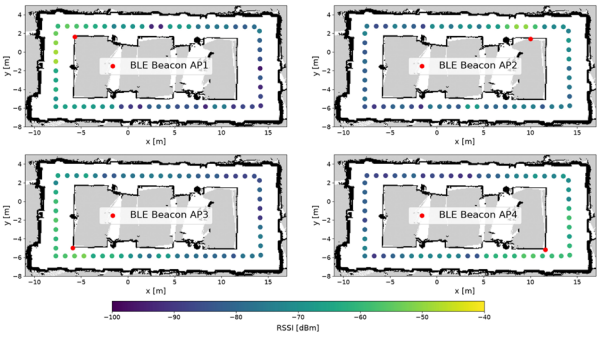


Fig. 13. Reference point RSSI heatmap from PDR-based radio map.

이 연구에서는 제안한 모바일 로봇 기반 radio map 구축 방법의 유효성을 검증하기 위해 PDR 기반 radio map을 비교 대상으로 사용하였으며, PDR 기반 radio map 구축 알고리즘의 세부 과정은 생략한다. 실험 환경과 AP의 배치는 모바일 로봇 기반 radio map 구축 환경과 동일하게 구성하였으며, RSSI 벡터 수집 모듈은 Samsung Galaxy S20+로 진행하였다. Fig. 13은 PDR을 이용하여 구축한 radio map의 결과를 나타낸다. 다만 모바일 로봇 기반 radio map은 Arduino Nano 33 BLE Res2를 이용하여 RSSI를 수집한 반면, PDR 기반 radio map은 Samsung Galaxy S20+를 이용하여 구축하였다. 따라서 두 radio map은 동일한 실험 환경과 BLE Beacon 배치를 사용하였으나, RSSI 수집 장치에는 차이가 있다.

4. 검증

4.1 위치 추정 성능 비교

모바일 로봇의 radio map과 PDR radio map의 위치 추정 성능을 비교하기 위해 k-NN 알고리즘을 사용하였다. k-NN 알고리즘은 현재 측정된 RSSI 벡터와 radio map 내 각 RP의 RSSI 벡터 간의 Euclidean distance를 계산한 후, 가장 유사한 k개의 RP를 선택하여 위치를 추정하는 방법이다 (Shang & Wang 2022).

현재 측정된 RSSI 벡터와 각 RP 사이의 거리는 Eq. (1)과 같이 계산된다.

$$d_i^{RSSI} = \sqrt{\sum_{j=1}^{M}(s_j - r_{ij})^2} \tag{1}$$

여기서 d_i^{RSSI}는 현재 측정된 RSSI 벡터와 RP i의 RSSI 벡터 간의 유클리드 거리이며, S_j는 현재 측정된 AP j의 RSSI 값, r_{ij}는 RP i에서 측정된 AP j의 RSSI 값을 의미한다. 또한 M은 사용된 AP의 개수를 나타낸다. 계산된 거리 d_i^{RSSI}를 기준으로 오름차순 정렬한 후, 가장 작은 값을 가지는 k개의 RP를 선택한다.

최종 위치는 선택된 k개의 RP 좌표의 평균을 이용하여 Eq. (2)와 같이 계산한다.

$$\hat{P} = \frac{1}{k}\sum_{i \in N_k} P_i \tag{2}$$

여기서 P_i는 선택된 RP의 위치 좌표를 의미하며, $\hat{P}$는 최종 추정 위치를 나타낸다. 이 연구에서는 k=3으로 설정하여 위치 추정을 수행하였다.

위치 추정 성능 평가를 위한 기준 좌표는 모바일 로봇을 통해 생성한 SLAM 지도 좌표계를 기준으로 설정하였다. 실험 공간 내 기둥 옆, 엘리베이터 앞 및 문 앞 등 위치를 명확하게 식별할 수 있는 지점을 총 20개의 Position of Interest (POI)로 사전에 정의하였으며, 각 POI의 위치를 SLAM 지도 상에서 직접 지정하여 해당 지점의 (x, y) 좌표를 획득하였다. 획득한 좌표는 각 POI에서 수집된 RSSI 데이터의 기준 좌표로 사용하였다. 각 POI에서는 동일한 위치에서 30초 동안 BLE RSSI 데이터를 수집하였으며, 수집된 데이터에서 6초 간격으로 5개의 RSSI 벡터를 추출하여 총 100개의 평가 데이터를 구성하였다. 동일한 POI에서 추출된 5개의 데이터에는 해당 POI의 동일한 기준 좌표를 부여하였다.

위치 추정 실험에는 PDR 기반 radio map 구축에 사용된 스마트폰과 동일한 장치를 사용하였으며, 각 테스트 데이터에 모바일 로봇 기반 radio map 과 PDR 기반 radio map을 각각 적용하여 k-NN 위치를 추정하였다. 위치 추정 오차는 추정된 좌표와 실제 테스트 지점 좌표 사이의 2차원 Euclidean distance로 정의하여 평가하였다. n번째 테스트 데이터의 위치 추정 오차는 e_n은 Eq. (3)과 같이 계산된다.

$$e_n = \sqrt{(\hat{x}_n - x_n)^2 + (\hat{y}_n - y_n)^2} \tag{3}$$

여기서 $\hat{x}_n$, $\hat{y}_n$은 k-NN을 통해 추정된 좌표이며, x_n, y_n은 n번째 테스트 지점의 실제 좌표를 의미한다.

4.2 성능 평가

위치 추정 성능은 Eq. (3)에서 계산한 각 테스트 데이터의 위치 추정 오차를 기반으로 평가하였다. 이 연구에서는 각 POI에서 수집한 5개의 데이터에 대해 mean error, variance, RMSE, maximum error, CDF를 성능 지표로 사용하였다. mean error, RMSE는 전체적인 위치 추정 정확도를 평가하기 위해 사용하였으며, variance는 동일한 POI에서 발생한 위치 추정 오차의 산포도와 결과의 일관성을 분석하기 위해 사용하였다. Maximum error는 높은 오차 구간에서의 위치 추정 안정성을 분석하기 위해 사용하였으며, CDF를 이용하여 위치 추정 오차의 누적 분포를 분석하였다.

Fig. 14는 위치 추정의 정답의 데이터를 나타내는 POI들을 나타낸다. 실험에서는 각 POI에서 BLE RSSI를 수집하고, 위치 추정 알고리즘으로 계산된 추정 좌표와 해당 POI의 실제 좌표간 거리를 위치 추정 오차로 산출하였다. 또한 POI가 실험 공간의 전체 복도 구간에 고르게 분포하도록 배치하여 위치와 주변 환경에 따른 위치 추정 성능 차이를 분석하였다.

Table 3을 보면 전체적으로 모바일 로봇 기반 radio map은 20개의 POI 중 12개 지점에서 더 낮은 mean error를 보였으며, 특히 POI 4, 9, 12, 13 및 18에서는 두 방법 간 mean error의 차이가 상대적으로 크게 나타났다. 반면 POI 5, 6, 7, 8, 11, 15, 17 및 20에서는 PDR 기반 radio map이 더 낮은 mean error를 보였다. Variance의 경우 모바일 로봇 기반 radio map이 9개의 POI에서 더 낮은

Table 3. POI – wise localization performance of the mobile robot- and PDR-based radio maps.

POI	Mobile robot-based radio map				PDR based radio map			
	Mean (m)	Variance (m^2)	RMSE (m)	Maximum (m)	Mean (m)	Variance (m^2)	RMSE (m)	Maximum (m)
1	**3.49**	**0.60**	**3.58**	**4.36**	4.00	1.58	4.19	6.28
2	**1.72**	1.45	**2.10**	3.40	1.99	**1.28**	2.29	**3.19**
3	**4.57**	**0.68**	**4.64**	**5.50**	5.08	17.96	6.62	12.93
4	**4.24**	**7.20**	**5.02**	**8.67**	9.89	23.80	11.03	12.49
5	9.31	**0.02**	9.31	**9.43**	**6.28**	12.00	**7.17**	12.21
6	2.97	3.86	3.56	6.21	**1.82**	**0.96**	**2.07**	**3.66**
7	3.77	4.53	4.33	6.02	**2.61**	**1.26**	**2.84**	**3.76**
8	3.48	1.25	3.65	5.42	**2.77**	**0.83**	**2.91**	**3.82**
9	**3.43**	4.34	**4.01**	**6.46**	6.08	**2.65**	6.30	8.52
10	**1.71**	**0.20**	**1.77**	**2.23**	2.58	4.02	3.26	6.41
11	5.32	**0.33**	5.36	**6.19**	**2.41**	5.56	**3.37**	6.96
12	**1.93**	**1.92**	**2.38**	**3.81**	4.18	5.67	4.81	8.65
13	**1.42**	0.88	**1.70**	**3.04**	3.15	**0.44**	3.22	3.48
14	**2.01**	**0.21**	**2.06**	**2.76**	3.10	2.52	3.48	5.47
15	3.83	9.07	4.87	9.51	**3.80**	**2.72**	**4.14**	**6.17**
16	**4.00**	24.42	6.35	13.86	4.23	**17.07**	**5.91**	**12.44**
17	4.89	12.11	**6.00**	8.99	**3.93**	**11.04**	5.14	**8.99**
18	**3.40**	**6.93**	**4.30**	**8.66**	5.95	7.10	6.52	9.30
19	**4.62**	5.73	5.20	**7.09**	6.69	**1.42**	**6.80**	8.80
20	5.30	14.61	6.53	12.33	**4.64**	**4.34**	**5.09**	**8.81**

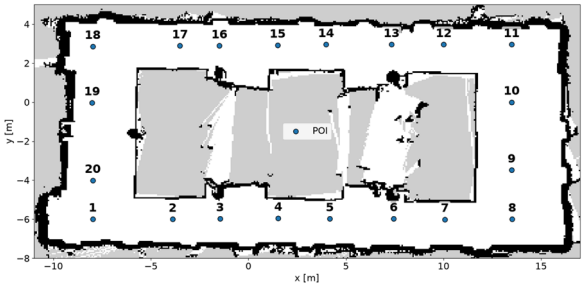


Fig. 14. Position of interest for localization evaluation.

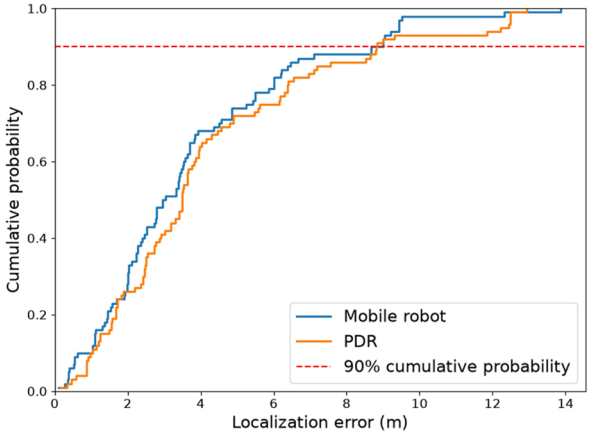


Fig. 15. CDF of localization errors using mobile robot- and PDR-based radio maps.

값을 나타냈으며, 위치에 따라 두 radio map의 오차 분산 특성이 다르게 나타났다.

Fig. 15는 각 POI에서 획득한 총 100개의 위치 추정 오차를 이용하여 계산한 CDF를 나타낸다. 모바일 로봇 기반 radio map의 CDF는 약 90% 누적 확률 이전 구간에서 PDR 보다 더 빠르게 증가하는 경향을 보였다. 반면 누적 100%에 가까워지는 구간에서는 PDR 기반 radio map이 더 작은 최대 오차를 나타내며 먼저 수렴하였다. 즉, 모바일 로봇 기반 radio map은 대부분의 추정 결과에서 비교적 작은 오차를 보인 반면, PDR 기반 radio map은 최대 오차 측면에서 상대적으로 안정적인 특성을 나타냈다. 따라서 두 radio map은 위치 추정 오차의 분포 특성에는 차이가 있으나, 전반적인 위치 추정 성능은 유사한 수준으로 나타났다.

한편, 모바일 로봇 기반 radio map과 PDR 기반 radio map은 서로 다른 BLE 수집 장치를 이용하여 구축되었으므로, 장치별 RSSI 수신 특성이 위치 추정 결과에 일부 영향을 미쳤을 가능성이 있다. BLE RSSI는 수집 장치의 안테나 및 수신 하드웨어 특성에 따라 동일한 위치에서도 서로 다른 값으로 측정될 수 있으며, 이러한 장치별 편향은 RSSI 벡터 간 Euclidean distance를 기반으로 하는 k-NN에서 RP의 선택 결과에 영향을 줄 수 있다. 특히 위치 추정 평가에 사용된 테스트 데이터는 PDR 기반 radio map 구축에 사용된 Samsung Galaxy S20+와 동일한 장치로 수집된 반면, 모바일 로봇 기반 radio map은 Arduino Nano 33 BLE Rev2를 이용하여 구축하였다. 따라서 테스트 데이터와 동일한 RSSI 장치를 사용한 PDR 기반 radio map이 상대적으로 유리한 조건일 가능성이 있다. 그럼에도 모바일 로봇 기반 radio map이 대부분의 누적 오차 구간에서 PDR 기반 radio map과 비교 가능한 위치 추정 성능을 나타냈으며, 이를 통해 서로 다른 RSSI 수집 장치를 사용한 조건에서도 모바일 로봇 기반 radio map 구축의 활용 가능성을 확인하였다. 다만 이 연구에서는 장치별 RSSI 편향을 별도로 정량화 또는 보정하지 않았으므로, 향후 동일한 위치에서 각 장치의 RSSI를 측정하여 장치간 평균 offset을 산출하고 이를 보정하는 calibration 과정 또는 RSSI normalization을 적용함으로써 장치 차이에 따른 영향을 최소화할 필요가 있다.

5. 결론

이 연구에서는 모바일 로봇의 frontier 기반 자율탐사와 waypoint 주행을 이용한 BLE radio map을 구축하는 방법을 제안

하였다. POI 별 위치 추정 결과를 비교한 결과, 모바일 로봇 기반 radio map과 PDR 기반 radio map은 다수의 POI에서 유사한 수준의 위치 추정 성능을 나타냈으며, 위치에 따라 각 방법의 오차 특성에 차이가 나타났다. 특히 모바일 로봇 기반 radio map은 대부분의 CDF 구간에서 PDR 기반 radio map보다 낮은 오차를 보인 반면, 최대 오차는 PDR 기반 radio map이 소폭 낮게 나타났다. 이러한 결과를 통해 사람이 직접 이동하며 RSSI를 수집하는 기존 radio map 구축과 과정을 모바일 로봇 기반 데이터 수집으로 대체할 수 있는 가능성을 확인하였으며, 제안한 방법이 기존 PDR 기반 방법과 비교 가능한 위치 추정 성능을 나타냄을 확인하였다.

향후 연구에서는 강화학습(reinforcement learning)을 적용하여 radio map 구축에 적합한 SLAM 지도 생성 경로를 자율적으로 학습하는 방법을 연구하고자 한다. 이를 통해 탐사 경로를 환경 특성에 따라 최적화하여 지도 생성의 효율성을 향상시키고, 보다 균일하고 신뢰성 높은 radio map을 구축할 수 있는 자율 탐사 기법을 개발하는 것을 목표로 한다.

ACKNOWLEDGMENTS

This research was supported by the MSIT (Ministry of Science and ICT), Korea, under the National Program for Excellence in SW, supervised by the IITP (Institute of Information & Communications Technology Planning & Evaluation) in 2026(2024-0-00064), and by the ANCHOR program through the Gangwon ANCHOR Center, funded by the Ministry of Education (MOE) and the Gangwon State (G.S.), Republic of Korea (2026-ANCHOR-10-009).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, J.K. and B.S.; methodology, J.K., H.K. and B.S.; software, J.K., H.K. and B.K.; validation, J.K. and B.K.; formal analysis, J.K.; investigation, J.K., S.P. and B.K.; resources, B.S.; data curation, J.K.; writing – original draft, J.K.; writing – review & editing, B.S., B.K., S.P. and H.K.; visualization, J.K., B.K. and S.P.; supervision, B.S.; project administration B.S. and B.K.; funding acquisition B.S.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Douglas, D.-H. & Peucker, T.-K. 1973, Algorithms for the Reduction of the Number of Points Required to Represent a Digitized Line or its Caricature, The International Journal for Geographic Information and Geovisualization, 1973, 10, 112-122. https://doi.org/10.3138/FM57-6770-U75U-7727

He, S. & Chan S.-H. G. 2016, Wi-Fi Fingerprint-Based Indoor Positioning: Recent Advances and Comparisons, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 18, 466-490. https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2464084

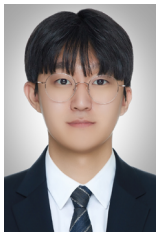
Kim, J., Kim, B., & Shin, B. 2025, Performance Analysis and Compensation Methods According to PDR Drift and Radio Map Resolution, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 14, 195-202. https://doi.org/10.11003/JPNT.2025.14.3.195

Shang, S. & Wang, L. 2022, Overview of WiFi fingerprinting-based indoor positioning, IET Communications, 16, 725-733. https://doi.org/10.1049/cmu2.12386

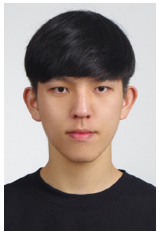
Shin, B. & Lee, T. 2024, Analysis of Localization Technology Performance Based on Accumulated RSSI Signal Using Simulation, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 13, 331-339, https://doi.org/10.11003/JPNT.2024.13.3.331

Talukder, I. H. R., Talukdar, A., Faisal, S. M. F., Hassan, M., Das, S. C., et al. 2024, Autonomous Navigation and Object Localization in Unstructured Environments Using SLAM and Path Planning Algorithms on Turtlebot4, Proceedings of the 27th International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT), Cox's Bazar, Bangladesh, December 20-22, 2024, pp.1323-1327. https://doi.org/10.1109/ICCIT64611.2024.11022508

Yamauchi, B. 1997, A Frontier-Based Approach for Autonomous Exploration, in Proceedings of the 1997 IEEE International Symposium on Computational Intelligence in Robotics and Automation (CIRA '97), Monterey, CA, USA, July 10-11, 1997, pp.146-151. https://doi.org/10.1109/CIRA.1997.613851



Jonghyeon Kim received the B.S. degree in Big Data from Hallym University, Chuncheon, Republic of Korea in 2026. His research interests include autonomous driving, simultaneous localization and mapping (SLAM), sensor fusion, indoor localization, Wi-Fi/BLE fingerprinting, radio map generation, machine learning, deep learning and reinforcement learning.



Haeram Kim received the B.S. degree from the Division of Software, College of Information Science, Hallym University, Chuncheon, Republic of Korea, in 2026. His research interests include indoor positioning systems, Wi-Fi/BLE fingerprinting, RSSI signal analysis, radio map construction, weighted centroid localization, sensor fusion, machine learning, surface correlation, pedestrian dead reckoning, and intelligent navigation systems.



Boseong Kim received the B.S. degree from the Division of Software, Hallym University, Chuncheon, Republic of Korea, in 2026. He is currently pursuing the M.S. degree in Computer Engineering at Hallym University, Chuncheon, Republic of Korea. His current research interests include pedestrian dead reckoning, inertial navigation systems, indoor positioning, radio map construction, sensor fusion, machine learning, and deep learning-based positioning systems.



Sungmin Park is currently pursuing the B.S. degree in the Division of Software, College of Information Science, Hallym University, Chuncheon, Republic of Korea. His research interests include indoor positioning systems, Wi-Fi/BLE fingerprinting, radio map construction, autonomous mobile robots, simultaneous localization and mapping, robot navigation, inertial navigation systems, pedestrian dead reckoning, sensor fusion, and localization and navigation applications.



Beomju Shin received the B.S. and M.S. degrees in information and communication engineering from Sejong University, Seoul, Republic of Korea, in 2010 and 2012, respectively, and the Ph.D. degree from the School of Mechanical and Aerospace Engineering, Seoul National University, in 2020. From 2012 to 2014, he was a Researcher with the Sensor System Research Center, Korea Institute of Science and Technology, Seoul. From 2020 to 2023, he was a Post-Doctoral Fellow with Korea Institute of Science and Technology. He is currently an Assistant Professor with the College of Information Science, Hallym University, Chuncheon, Republic of Korea. His current research interests include artificial intelligence, physical AI, and indoor navigation systems.

JPNT 15(3), 391-403 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.391

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

한반도 GNSS 환경 및 TLE 기반 위성 궤도 정보를 고려한 C/N0 기반 GNSS 스푸핑 탐지 기법 연구

김유학[1,2], 안재민[2†]

A Study on C/N0 Based GNSS Spoofing Detection Considering GNSS Environmental Characteristics and TLE-Based Satellite Orbit Information Over the Korean Peninsula

Yoo Hak Kim[1,2], Jae Min Ahn[2]

[1]6th R&D Institute Electronic Test Team, Agency for Defense Development, Daejeon 34186, Korea
[2]Department of Radio Science and Information Communication Engineering, Chungnam National University, Daejeon 34134, Korea

ABSTRACT

Global Navigation Satellite System (GNSS) spoofing attacks often rely on signal power advantages to capture receiver tracking loops, making Carrier-to-Noise density ratio (C/N0) a useful indicator for detection, especially in stationary receivers where motion-based validation is not applicable. However, C/N0 inherently exhibits significant variations due to environmental effects such as ionospheric scintillation and multipath effects and satellite geometry changes, which may obscure spoofing-induced anomalies. In addition, correlation distortion-based detection methods show limited performance under near-synchronous spoofing conditions. To address these limitations, this paper proposes a C/N0 based spoofing detection method that extends the previous study, "A Study on C/N0 Based GNSS Spoofing Detection Considering the GNSS-Environmental Characteristics of the Korean Peninsula," by incorporating multi Off-Prompt correlator structures and more realistic GNSS signal modeling. Time-varying C/N0 trends are generated using Two line elements (TLE)-based satellite orbit information, with transmit power levels matched to the Global Positioning System (GPS) and Global Navigation Satellite System (GLONASS) Satellite Transmit Power: Update for IGS repro3, and expanded to 1 ms resolution for receiver-level processing. The nominal condition (H0) includes scintillation-induced C/N0 variations and multipath effects. The spoofing condition (H1) is modeled by adding spoofing signals with a small code delay of 0.1 chip and power advantages of +1, +2, and +3 dB, while also considering multipath effects. A zero-degree relative phase offset is used to represent a sophisticated phase-aligned spoofing attack, and additional phase offsets are examined to evaluate detection sensitivity. The estimated C/N0 sequence is used as input to a time-series C/N0 based spoofing detector with adaptive thresholding. Simulations show Area Under the ROC Curve (AUC) values above 0.9 for all Pseudo Random Noise (PRNs) except at relative phase offsets of ±90°, while maintaining robust performance compared with correlation distortion-based methods under near-synchronous spoofing.

Keywords: GNSS, C/N0, spoofing detection, correlator
주요어: 위성항법, 캐리어 대 잡음 밀도비, 스푸핑 탐지, 상관기

Received Jul 28, 2026 **Revised** Aug 17, 2026 **Accepted** Aug 31, 2026

†**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

1. 서론

Global Navigation Satellite System (GNSS) 스푸핑 공격은 GNSS 신호를 모사하여 수신기를 오도하며 (Humphreys et al. 2008), 일반적으로 수신기의 추적 루프를 장악하기 위해 정상 신호보다 높은 전력을 갖는다 (Wesson et al. 2018). 특히 정교한 스푸핑 공격에서는 코드 위상 및 도플러가 정상 신호와 근접한 스푸핑 신호를 주입한 뒤, 그 전력을 점진적으로 증가시켜 추적 루프를 장악하고 수신기를 잘못된 위치나 시각으로 유도할 수 있다 (Psiaki & Humphreys 2016, Wang et al. 2019). 이로 인해 스푸핑 상황에서는 수신 신호의 Carrier-to-Noise density ratio (C/N0)가 정상 상태에 비해 증가하는 경향이 나타나며, 이러한 C/N0의 특징은 고정된 위치에서 GNSS 신호를 수신하는 기준국 또는 모니터링 수신기에서 유효한 탐지 지표가 된다. 그러나 C/N0는 전리층 신틸레이션과 같은 환경 요인에 의해서도 크게 변동하므로 스푸핑에 의한 변화와 구분이 어려워 탐지 성능 저하의 원인이 될 수 있다 (Kim & Ahn 2026).

한편, 기존 스푸핑 탐지 기법으로 상관함수 왜곡 기반 탐지 기법(correlation distortion-based detection) 이 제안되어 왔다. 이 기법은 정상 환경에서 Early 및 Late 상관 출력이 Prompt 출력 대비 대칭적인 구조를 유지한다는 점에 기반하며, 스푸핑 시 코드 오프셋 불일치로 상관함수가 왜곡된다는 특성을 이용한다 (Lim et al. 2015). 다만 스푸핑 신호와 정상 신호 간 코드 지연이 1 chip 이하인 근접 동기 환경에서는 상관 피크가 중첩되어 Early-Late 비대칭성이 충분히 발생하지 않으므로, 탐지 성능이 저하될 수 있다 (Li et al. 2020). 따라서, 근접 동기 환경에서는 상관함수의 형상보다 스푸핑 신호의 전력 특성을 활용하는 접근이 필요하다. 특히 C/N0 변화를 시간 축적 기반 통계량으로 확장하고, 또한 상관기에서 유효 잡음-간섭 전력 추정을 위한 Off-Prompt 단을 prompt 단과 근접한 다단으로 구성할 경우, 스푸핑의 전력 우위 및 코드 지연이 작더라도 정상 환경과의 차이를 확대할 수 있다.

이 연구는 "한반도의 GNSS 환경 특성을 고려한 C/N0 기반 GNSS Spoofing 탐지 기법 연구"에서 고려하지 못했던 멀티패스와 위성-수신기 간 거리 변화에 따른 C/N0 추세를 반영하고, 위성 고도각 정보는 지배적으로 추적할 PRN 선정에 독립적으로 활용하여, C/N0 기반 탐지 구조를 확장한다. 또한 Off-Prompt단을 Prompt tap에 근접한 다단 구조로 구성하고, Two line elements (TLE) 기반 C/N0 추세, 전리층 신틸레이션, 멀티패스 상황 등을 함께 반영함으로써 보다 현실적인 신호 환경에서 적용 가능한 스푸핑 탐지 기법을 제안한다. 특히 U.S. Coast Guard Navigation Center (NAVCEN)의 Global Positioning System (GPS) constellation에 기반한 2026년도 2월 2일의 TLE 기반 위성 궤도 정보 (U.S. Coast Guard Navigation Center 2026, CelesTrak 2026)와 한반도 중위도 위치에서 Acquisition of Signal (AOS) 상태인 GPS 위성의 Pseudo-Random Noise (PRN)과 Space Vehicle Number (SVN)을 도출하고 이후 SVN과 Block 별 송신 전력 모델을 매칭하여 (Steigenberger et al. 2019) 비운용 위성을 제외한 28개의 위성의 시간 변화형 TLE 기반 C/N0 추세를 모델링하고, 이를 1 ms 해상도로 보간하여 수신기 디지털 프론트엔드 및 상관기 처리와 연계하였다.

정상 환경 (H0)에서는 Kim & Ahn (2026)과 마찬가지로 전리층 신틸레이션에 의한 C/N0 감쇄 특성을 반영하고, 28개 PRN의 정상 신호만 수신되는 상황을 가정하였다. 스푸핑 상황 H1에서는 수신기가 지배적으로 추적하는 4개 PRN에 대한 스푸핑 신호가 H0 신호에 가산되는 상황으로 구성하였다. 또한 이 연구에서는 멀티패스까지 고려하여 정상환경 (H0) 및 스푸핑 상황 (H1)에서 동일한 PRN 구조를 유지하되, 반사 경로에 의해 추가 지연, 전력 감쇠 및 상대 위상을 가지도록 추가 모델링하여 H0/H1 신호 모델에서 상관기 이후 $(\widehat{C/N0})_u(k)$을 각각 도출하여 탐지기 입력으로 활용하였다. 이때 $(\widehat{C/N0})_u(k)$의 H1 비중심 특성을 Cumulative Distribution Function (CDF)로 분석하고, 이를 이용하여 탐지 방법을 제안한다. 제안된 탐지기는 지배적으로 추적 중인 PRN 별로 $(\widehat{C/N0})_u(k)$와 연계한 x^2통계량을 sliding window로 집계하고 sliding window 길이 동안 TLE 기반 C/N0 추세 모델의 평균과 $(\widehat{C/N0})_u(k)$의 분산 추정과, 이를 통해 가변 임계치를 구성한다. 이때 가변 임계치, 평균, 분산의 갱신은 신틸레이션과 위성의 거리 및 고도각의 기하학적 변화에 따라 자동으로 조정된다. 시뮬레이션은 0~600초까지는 H0 상황, 601초에서 1800초까지는 H1으로 가정하였다. H1에서는 Kim & Ahn (2026)과는 다르게 정교한 스푸핑 공격을 반영하기 위해 파라미터를 변경하였다. 앞서 설명하였듯 정교한 스푸퍼는 정상 신호와 코드 위상 및 도플러가 근접한 상태에서 스푸핑 신호 전력을 점진적으로 증가시켜 추적 루프를 포획한다 (Psiaki & Humphreys 2016, Wang et al. 2019). 또한, 스푸핑 신호와 정상 신호 간 코드 지연이 1 chip 이하인 근접 동기 환경에서는 상관 피크가 중첩되어 기존의 상관함수 왜곡 기반 탐지 기법의 성능이 저하되는 기술적 한계가 존재한다 (Li et al. 2020). 따라서 이 연구에서는 이러한 근접 동기 환경의 위협을 구체적으로 모사하기 위해 +1, +2, +3 dB 전력 이득을 축소하고 코드 지연을 0.1 chip으로 설정하였다. 또한 정상 신호와 스푸핑 신호가 수신 Intermediate Frequency (IF) 복소 영역에서 함께 합성될 경우, 두 성분 간 상대 위상은 추적 루프 누산값의 진폭 및 위상 변동에 영향을 줄 수 있다 (Psiaki & Humphreys 2016).

이에 이 연구에서는 정교한 스푸핑 공격에서 스푸핑 신호가 정상 신호와 위상 정렬된 상태로 주입되는 상황을 모사하기 위해 두 성분 간 상대 위상 오프셋을 0°로 설정하였다. 다만 실제 스푸퍼에서는 잔여 동기 오차, 전파 경로 차이, RF 체인 위상 오차 등에 의해 상대 위상 오프셋이 발생할 수 있으므로, 추가적으로 멀티패스 조건에서 정상 신호와 스푸핑 신호 간 상대 위상 오프셋을 +90°부터 +90°까지 15°간격으로 변화시키며 탐지 성능 민감도를 분석하였다. 시뮬레이션 결과 상대 위상 오프셋 ±90°를 제외하고 Area Under the ROC Curve (AUC) 값이 전체 PRN에서 0.9 이상을 보여 높은 탐지 성능을 보임을 확인하였다.

2. 신호모델링

2.1 한반도 전리층 신틸레이션 특성

한반도의 GNSS 환경에서 신틸레이션이 C/N0에 미치는 영향은 Kim & Ahn (2026)에서 제안된 모델을 기반으로 한다. Kim &

Ahn (2026)에서는 GPS 반송파에 대한 PLL 출력 추적 오차 분산식을 이용하여 신틸레이션 존재 시와 비존재 시의 C/N0 차이를 Eq. (1)과 같이 도출하였다.

$$\Delta C/N0 = 10\ \log_{10}(1 - S_4^2) \tag{1}$$

여기서 $\Delta C/N0$는 신틸레이션 존재 시 C/N0 감소량이며, S4는 진폭 신틸레이션 지수이다. 이 연구에서는 이를 수신 IF 신호 모델에 반영하기 위해 전력비를 진폭 스케일로 변환하여 Eq. (2)와 같이 정의하였다.

$$m(t) = \sqrt{1 - S_4^2} \tag{2}$$

또한 이 연구에서는 Kim & Ahn (2026)와 같이, 한반도 중위도 평균 조건을 반영하여 S4가 평균 0.4, 표준편차 0.05를 가지며 0.1~1 Hz 대역에서 섭동하는 random process로 모델링하였다. 이는 강한 지자기 폭풍 상황이 아닌, 대표적인 중위도 평균 환경을 가정한 설정이다.

2.2 한반도 GNSS 궤도 특성에 기반한 C/N0 추세값 추정

이 연구에서는 한반도에서 관측되는 GNSS 위성과 수신기 간의 거리에 따른 C/N0 추세를 추정하고, 고도각 정보는 추적 대상 PRN 선정에 별도로 활용하여 현실적인 C/N0 추세 기반의 강건한 스푸핑 탐지기를 연구하였다. C/N0 추세값은 수신기와 위성 간 거리, 고도각, 그리고 AOS 및 Loss of Signal (LOS)에 의해 결정된다. 이를 산출하기 위해 TLE의 궤도요소와 Simplified General Perturbations 4 (SGP4) 전파 모델을 이용하여 위성 위치 벡터를 계산하였다. 이 연구에서는 각 위성의 PRN 정보를 포함하는 TLE를 수집한 뒤, SGP4를 이용하여 위성 위치 벡터를 계산하고 이를 기반으로 수신기 위치에서 각 위성 i=1, …, 28까지의 거리인 $R_i(T)$및 앙각 $e_i(T)$를 계산하였다. 이때 T는 1초 단위이다.

이렇게 계산된 $R_i(T)$은 자유공간 경로손실을 산출하여 TLE 기반 C/N0 추세 모델식을 정의하는 데 직접 사용되었다. 반면 $e_i(T)$는 C/N0 추세 모델식에 반영되지 않으며, 단지 5도 이상/이하 기준으로 (Fang et al. 2022) 수신기 관점에서의 각 위성별 AOS 및 LOS를 결정지어 원하는 시간 동안 수신기가 지배적으로 추적하는 4개의 PRN을 선정하는 다중 기준 필터링에 독립적으로 사용되었다. 위성 i의 신호가 수신기에 도달할 때, 자유공간 경로손실은 Eq. (3)과 같이 주어진다.

$$L_{fs,i}(T) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R_i(T)}{\lambda}\right) \tag{3}$$

여기서 λ는 GPS L1 C/A의 반송파 파장이다. 이 연구의 목적은 C/N0의 정확한 예측이 아니라, 위성 위치 벡터의 변화에 의해 발생하는 C/N0의 상대적인 시간 추세를 구성하는 것이므로, 위성별 송신 특성은 Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) 관점에서 단순화하여 반영하였다. 즉, 위성 i에 대해 유효 송신 전력을 $P_{t,x,i}$로 두면, TLE 기반 C/N0 추세 모델식은 Eq. (4)와 같이 정의할 수 있다.

$$(C/N0)_{TLE,i}(T) = 10\log_{10}\left(P_{tx,i}\right) - L_{fs,i}(T) \tag{4}$$

이때 $(C/N0)_{TLE,i}(T)$는 기하학적 손실과 위성별 송신전력 차이를 반영한 추세값으로 사용하며, 실제 dB-Hz 수준의 보정은 수신기 프론트엔드 모델과 결합할 때 상수 오프셋을 적용하여 보정한다.

이 연구는 GPS 위성만을 대상으로 하며, $P_{t,x,i}$는 위성군을 뜻하는 블록(block)과 SVN에 따라 달라진다. 따라서 위성별 송신전력은 임의로 설정하지 않고 공개된 EIRP 및 송신전력 자료를 기반으로 PRN별 유효 송신전력을 지정하였다. IGS Reprocessing Campaign 3을 위한 GPS 및 Global Navigation Satellite System (GLONASS) 위성 송신 전력 모델 갱신 자료에서는 30 m급 고이득 안테나로 측정한 수신전력과 자유공간경로 손실을 이용해 링크버짓을 역산하여 위성별 송신전력을 dBW 단위로 산출하였다 (Steigenberger et al. 2019). 이를 블록별・위성별 송신전력 설정의 근거로 활용하였다. PRN과 SVN의 관계는 운용 상태에 따라 변할 수 있으므로 분석 기준 시각을 2026년 2월 2일 00:00:00(UTC)로 고정하고, 수신기 위치는 위도 36.427552°, 경도 127.321384°, 고도 80 m로 설정하였다. 분석 시간은 1800초이며, 해당 시각을 기준으로 PRN과 SVN을 매핑하였다. PRN-SVN 관계와 운용 상태는 NAVCEN 및 CelesTrak의 공개 자료를 참고하였으며, 해당 매핑은 특정 시간에 따라 변할 수 있다 (U.S. Coast Guard Navigation Center 2026, CelesTrak 2026).

구성된 PRN-SVN 매핑 자료를 이용하여 IGS Reprocessing Campaign 3을 위한 GPS 및 GLONASS 위성 송신 전력 모델 갱신 자료에서 제시한 송신전력을 각 SVN에 할당하였다 (Steigenberger et al. 2019). Table 1은 TLE에서 얻은 PRN을 SVN, Block 및 송신전력 정보와 연결한 결과이다. 이를 기반으로 분석 기준 일자, 분석 지속 시간 및 $e_i(T)$를 이용하여 수신기가 지배적으로 추적하는 4개 PRN을 선정하였다. 단순히 평균 C/N0가 높은 위성을 선택하지 않고, 평가구간 $[t_{StartUTC}, t_{StartUTC}+T_{eval}]$에서 가시성 비율, 평균 품질 및 안정성을 고려하는 다중 기준 필터링을 적용하였다. 여기서 $t_{StartUTC}$는 2026년 2월 2일 20:02:00(UTC), T_{eval}은 1800초이며, 종료 시각은 20:32:00(UTC)이다. 가시성 비율 P_{vis}는 $v_i(T)$를 기준으로 평가구간 $\mathcal{T}$의 95% 이상에서 $v_i(T)$=1인 위성만 통과하도록 설정하였다. $v_i(T)$는 Eq. (5)와 같이 $e_i(T)$가 e_{mask} = 5°보다 클 때 1로 정의하였다.

$$v_i(T) = \begin{cases} 1, & e_i(T) \geq e_{mask} \\ 0, & otherwise \end{cases} \tag{5}$$

또한 평가 구간 $\mathcal{T}$에서 $v_i(T)$=1이 95% 이상인 위성을 필터링하기 위해서 Eq. (6)과 같이 정의하였다.

$$p_{vis,i} = \frac{1}{|\mathcal{T}|}\sum_{t\in\mathcal{T}} v_i(T) \tag{6}$$

여기서 평가구간 대부분에서 연속 추적이 가능하도록 $P_{vis,i} \geq 095$를 만족하는 위성만 후보로 선정하였다. 이는 LOS로 인해 C/N0 추정이 빈번히 붕괴되는 PRN을 제외하기 위한 기준이다. 평균 품질 필터링에서는 위성 i의 C/N0 추세값에 상수 보정값 K_{cal}을 더한 값인 $c_i(T)=(C/N_0)_{trend,i}(T)+K_{cal}$을 정의하여, 유효 샘플에 대해 μ_i=mean$(c_i(T)|c_i(T) \neq NaN)$를 계산하였다.

또한 GNSS 수신기의 최소 추적 가능 C/N0를 35 [dB-Hz]로 설정하여 (Wieser 2006) $\mu_i \geq C/N_{0mean,th}$=35인 위성만 통과시켰다. 안정성 필터링에서는 분석 시간 동안 C/N0 급락이 빈번한 PRN을 제외하였다. 즉 평균 품질 필터링을 통과한 값을 $c_i^{(v)}[T]$라 하고,

Table 1. GPS satellite PRN–SVN mapping and transmit power model (TLE: 2026-02-02, GPS and GLONASS satellite transmit power: update for IGS repro3).

PRN	SVN	Block-type	Tx power (W)	Tx power (dBW)	NORAD	CelesTRAK name
1	80	III	300	24.771	62339	GPS BIII-7
2	61	IIR	60	17.782	28474	GPS BIIR-13
3	69	IIF	240	23.802	40294	GPS BIIF-8
4	74	III	300	24.771	43873	GPS BIII-1
5	50	IIR-M	145	21.614	35752	GPS BIIRM-8
6	67	IIF	240	23.802	39741	GPS BIIF-6
7	48	IIR-M	145	21.614	32711	GPS BIIRM-6
8	72	IIF	240	23.802	40730	GPS BIIF-10
10	73	IIF	240	23.802	41019	GPS BIIF-11
11	78	III	300	24.771	48859	GPS BIII-5
13	43	IIR	60	17.782	24876	GPS BIIR-2
14	77	III	300	24.771	46826	GPS BIII-4
15	55	IIR-M	145	21.614	32260	GPS BIIRM-4
16	56	IIR	60	17.782	27663	GPS BIIR-8
17	53	IIR-M	145	21.614	28874	GPS BIIRM-1
18	75	III	300	24.771	44506	GPS BIII-2
19	59	IIR	60	17.782	28190	GPS BIIR-11
21	81	III	300	24.771	64202	GPS BIII-8
22	44	IIR	60	17.782	26407	GPS BIIR-5
23	76	III	300	24.771	45854	GPS BIII-3
24	65	IIF	240	23.802	38833	GPS BIIF-3
25	62	IIF	240	23.802	36585	GPS BIIF-1
26	71	IIF	240	23.802	40534	GPS BIIF-9
27	66	IIF	240	23.802	39166	GPS BIIF-4
28	79	III	300	24.771	55268	GPS BIII-6
29	57	IIR-M	145	21.614	32384	GPS BIIRM-5
30	64	IIF	240	23.802	39533	GPS BIIF-5
31	52	IIR-M	145	21.614	29486	GPS BIIRM-2

샘플 간 차이를 $\Delta c_i^{(v)}[T]=c_i^{(v)}[T+1]-c_i^{(v)}[T]$로 정의하였다. $\Delta c_i^{(v)}$인 경우를 급락 이벤트로 정의하였으며, Δ_{drop}=1 dB로 설정하였다. 급락 이벤트 수는 로 계산하였다. 또한 유효 샘플 수가 적은 경우에는 해당 위성이 자연스럽게 후보에서 제외되도록 $N_{drop,i}$ 1씩 증가하는 조건으로 각 위성별로 오름차순으로 정렬하였다.

모든 조건을 통과한 PRN은 $N_{drop,i}$ 오름차순, μ_i 내림차순, $p_{vis,i}$ 내림차순, 유효 샘플 수 내림차순으로 정렬하여 상위 4개 PRN을 선정하였다. 이를 통해 평가구간 동안 안정적으로 높은 C/N0를 유지하는 위성이 우선 선택되도록 하였다. 수신기가 지배적으로 추적하는 4개 PRN과 나머지 24개 PRN의 TLE 기반 C/N0 추세값은 1초 간격이므로, 1 ms 단위의 수신기 프론트엔드 및 상관기 시뮬레이션에 적용하기 위해 선형 보간하였다. t와 n을 초 단위로 두고 $t\in[n,n+1)$에서 $(C/N_0)_{TLE,i}(t)=(C/N_0)_{TLE,i}(n)+(t-n)[(C/N_0)_{TLE,i}(n+1)-(C/N_0)_{TLE,i}(n)]$과 같이 계산하여 1 ms 해상도로 변환하였다. 이는 1초 구간 내 C/N0 변화가 급격하지 않다는 가정에 기반하며, 전리층 신틸레이션과 열잡음에 의한 변동은 이후 별도로 반영하였다.

2.3 수신 IF 신호 모델링과 수신기 디지털 프론트엔드 동작

이번 절에서는 2.1절에서 언급한 한반도 전리층 신틸레이션 모델과 2.2절에서의 C/N0 추세 모델을 결합하고 또한 정상 환경에서 일어날 수 있는 멀티패스 상황을 추가적으로 고려하여 멀티패스 유무에 따른 연속 시간 영역에서 수신 IF 신호를 정의하여 이 연구에서 제안한 탐지기의 영향을 분석하고자 하였다. 또한 정상 환경 (H0)과 스푸핑 시 (H1)을 구분하여 모델링하고 이렇게 생성된 수신 IF 신호가 수신기의 디지털 프론트엔드를 거쳐 상관기로 입력되는 과정을 제시한다. 먼저 C/N0 추세 모델을 활용하여 실제 수신기 입력에서 기대되는 이론적 C/N0은 Eq. (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$(C/N0)_{true.i}(t) = (C/N0)_{TLE.i}(t) + \Delta_{scint}(t) + k_{cal} \tag{7}$$

여기서 $(C/N0)_{TLE,i}(t)$는 2.2절에서 언급한 TLE 기반 C/N0 추세 모델이며, $\Delta scint(t)$는 2.1절에서 언급한 한반도 전리층 신틸레이션 모델에 의해 발생하는 C/N0 변동을 나타낸다. 추가적으로 전리층 신틸레이션 성분은 위성과 수신기 경로에서 발생하는 자연적 성분이므로 스푸핑 신호 성분에는 전리층 신틸레이션을 적용하지 않았다. 또한 실제 GNSS 수신 환경에서는 안테나 이득, 편파 및 케이블 손실, 수신기 잡음지수 등의 하드웨어 요인으로 C/N0에 상수 오프셋이 발생할 수 있다. 이 연구에서는 이를 개별적으로 모델링하지 않고 하나의 상수 k_{cal}로 통합하였다. 멀티패스가 없는 경우, 분석 시간 동안 지배적 추적 대상으로 선정된 4개 PRN을 u, 나머지 PRN을 j로 정의하면 정상 환경 (H0)의 수신 IF 신호는 Eq. (8)과 같이 표현된다.

$$r_{H0}(t) = \sum_{u=1}^{4}\left(A_u(t)D_u(t)C(t-\tau_u)e^{j2\pi\Delta f_u t}\right) + \sum_{j=1}^{24}\left(A_j(t)D_j(t)C\left(t-\tau_j\right)e^{j2\pi\Delta f_j t}\right) + n(t) \tag{8}$$

여기서 $r_{H0}(t)$는 분석 지속 시간 단위인 t = 1 ms 동안 지배적인 추적 대상으로 선정된 4개의 PRN과 그 외 PRN의 수신 신호를 가정한 것이며 A_u, A_j는 각각 u,j번째 GPS L1 C/A 위성의 진폭 성분이며 Eq. (7)에 정의한 $(C\backslash N0)_{true,i}(t)$를 활용하여 전력비를 진폭 스케일로 변환하여 $A_i(t) \propto 10^{(C\backslash N0)true,i(t)/20)}$로 정의하였다.

$C(t-\tau_u)$,$C(t-\tau_j)$는 각각 u, j번째 GPS 위성에서 τ_u,τ_j의 chip 지연을 가지는 GPS L1 C/A의 PRN 성분이며 $e^{j2\pi\Delta f_u t}$와 $e^{j2\pi\Delta f_j t}$의 Δf_u, Δf_j

성분은 각각 u,j번째 GPS L1 C/A 신호의 잔여 반송파 오차 성분이며 $D_u(t)$와 $D_j(t)$는 u,j번째 GPS L1 C/A 위성의 20 ms 간격 네비게이션 데이터 비트 성분이다. n(t)는 평균이 0인 백색 가우시안 잡음이다 (Radoš et al. 2024). H1에서는 지배적인 추적 대상으로 선정된 4개의 PRN에 대하여 가산형 스푸핑 신호를 삽입하였다. 이때 스푸핑 시에는 H0신호도 수신되는 상황을 가정하기 위하여 Eq. (9)와 같이 모델링하였다 (Radoš et al. 2024).

$$r_{H1}(t) = \sum_{k=1}^{4} \left(\alpha A_k^{(sp)}(t) D_k^{(sp)}(t) C_k^{(sp)}(t - \tau_u - \Delta\tau_k) e^{j2\pi\Delta f_k t^{(sp)}} \right) + r_{H0}(t) \quad (9)$$

여기서 α는 H0 신호 대비 {+1, +2, +3} dB로 설정하였다. 이는 Kim & Ahn (2026)와 같은 논리이나, 점진적으로 추적 루프를 장악하려는 스푸핑 공격의 특성을 반영하여 이전 연구 대비 상대적으로 더 작은 미세 전력 배율을 설정한 것이다 (Álvarez-Molina et al. 2025). $A_k^{(sp)}$는 스푸퍼가 모사한 k = 1,2,3,4번째 GPS L1 C/A위성의 스푸핑 신호의 진폭성분, $C_k^{(sp)}(t-\tau_u-\Delta\tau_k)$는 스푸퍼가 모사한 k번째 GPS L1 C/A 위성의 $\Delta\tau_k$ 만큼의 스푸퍼 고유 chip 지연을 가지는 PRN 성분이며, 이때 작은 chip 지연을 가지는 스푸핑 신호 환경을 반영한 선행연구 (Li et al. 2020, Radoš et al. 2024)를 참조하여, 이 연구에서는 Kim & Ahn (2026)의 0.25 chip과 달리 상관 피크가 강하게 중첩되는 0.1 chip 정도의 미세한 지연이 있다고 가정하였다. $e^{j2\pi\Delta f_k t^{(sp)}}$에서 Δf_k 성분은 k번째 GPS L1 C/A 신호의 잔여 반송파 오차 성분이다. Eq. (9)에서 알 수 있듯이 스푸퍼가 수신기가 지배적으로 추적 중인 4개의 PRN을 알고 해당 PRN을 스푸핑한다고 가정한다.

다음으로 정상 환경에서 발생 가능한 멀티패스를 반영하기 위해 Eqs. (8, 9)의 수신 IF 신호 모델에 멀티패스 성분을 추가하였다. 멀티패스 신호는 H0 및 H1에서 기존 PRN 구조를 유지하며, 반사 경로에 따른 추가 지연, 전력 감쇠 및 반송파 위상차를 갖는 레플리카 신호로 모델링하였다. 멀티패스 전력은 직접 신호보다 강하지 않도록 전력비가 1을 초과하지 않게 설정하였다 (Wesson et al. 2018). i번째 GPS L1 C/A 신호의 멀티패스 성분은 Eq. (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_i^{MP}(t) = A_i(t)\sqrt{\eta_i^{MP}(t)} D_i\left(t - \Delta\tau_i^{MP}(t)\right) C_i(t - \tau_i - \Delta\tau_i^{MP}(t)) e^{j(2\pi\Delta f_i t + \psi_i^{MP}(t))} \quad (10)$$

여기서 $\eta_i^{MP}(t)$는 i번째 GPS L1 C/A 위성의 멀티패스가 없는 신호 대비 멀티패스 전력의 비이며, $\Delta\tau_i^{MP}(t)$는 멀티패스에 의해 발생하는 chip 지연이다. 또한 $\psi_i^{MP}(t)$는 멀티패스가 없는 신호의 경로와 멀티패스 경로 사이의 상대 반송파 위상이다. Eqs. (8-10)에서 $D(t)$는 기존 수신 IF 신호 모델과의 일관성을 위해 유지하였으나, 이 연구에서는 GPS L1 C/A 위성의 20 ms 간격 네비게이션 데이터 비트 성분이 상관기 입력단에서 보상된다고 가정하므로 $D_i(t-\Delta\tau_i^{MP}(t))=1$로 둔다.

한편 H1 상황에서는 H0 신호뿐만 아니라 스푸핑 신호 자체도 반사 경로가 발생할 수 있으므로, 스푸핑 신호에 대한 멀티패스 성분을 별도로 정의한다. k번째 스푸핑 신호의 멀티패스 성분은 Eq. (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_k^{MP,(sp)}(t) = \alpha A_k^{(sp)}(t)\sqrt{\eta_k^{MP,(sp)}(t)} D_k^{(sp)}\left(t - \Delta\tau_k^{MP,(sp)}(t)\right) C_k^{(sp)}(t - \tau_u - \Delta\tau_k - \Delta\tau_k^{MP,(sp)}(t)) e^{j(2\pi\Delta f_k^{(sp)} t + \psi_k^{MP,(sp)}(t))} \quad (11)$$

여기서 $\eta_k^{MP,(sp)}(t)$는 k번째 멀티패스가 없는 스푸핑 신호 대비 멀티패스 전력의 비이며, $\Delta\tau_k^{MP,(sp)}(t)$는 멀티패스에 의해 발생하는 추가 지연이다. $\psi_k^{MP,(sp)}(t)$는 멀티패스가 없는 스푸핑 신호의 경로와 멀티패스 경로 사이의 상대 반송파 위상이다. 또한 α는 스푸핑 직접 경로 신호에 적용되는 전력 우위가 스푸핑 멀티패스 성분에도 동일하게 반영됨을 의미한다. 멀티패스가 없는 신호 대비 멀티패스 전력의 비는 dB 영역에서 평균 −21 dB, 표준편차 5 dB를 갖는 정규분포로 모델링하였고 이는 Eqs. (12, 13)과 같다 (Wesson et al. 2018).

$$\eta_{i,dB}^{MP}(t) = \mathcal{N}(-21, 5^2),\ \eta_{k,dB}^{MP,(sp)}(t) = \mathcal{N}(-21, 5^2) \quad (12)$$

$$\eta_i^{MP}(t) = 10^{\eta_{i,dB}^{MP}(t)/10},\ \eta_k^{MP,(sp)}(t) = 10^{\eta_{k,dB}^{MP,(sp)}(t)/10} \quad (13)$$

또한 멀티패스가 없는 신호가 강한 차폐 환경이 아니라면 멀티패스에 의한 전력이 멀티패스가 없는 전력보다 강해질 가능성이 작으므로, 이 연구에서는 $0<\eta_i^{MP}(t)<1$,$0<\eta_k^{MP,(sp)}<1$인 조건을 만족하도록 하였다. $\Delta\tau_i^{MP}(t)$,$\Delta\tau_k^{MP,(sp)}(t)$는 Wesson et al. (2018)에서 제시한 지수분포 기반 지연 모델을 사용하였다. 여기서 평균 파라미터 μ를 위성 고도각 α_e의 함수로 제시하였다. 또한 GPS L1 C/A의 칩 간격인 τ_c에서 $2\tau_c$보다 큰 지연이 있는 신호는 상관기에 미치는 영향이 작다고 보아, 유효 지연 범위를 $0<\Delta\tau_i\wedge MP<2\tau_c$,$0<\Delta\tau_k^{MP,(sp)}<2\tau_c$로 제한하였다. 이 연구에서도 이를 반영하여 $\Delta\tau_i^{MP}(t)$,$\Delta\tau_k^{MP,(sp)}(t)$의 확률밀도함수를 Eq. (14)와 같은 지수분포로 정의하였다.

$$f_{\Delta\tau_i^{MP}(x)},\ f_{\Delta\tau_k^{MP,(sp)}(x)} = \begin{cases} \frac{\mu_i^{-1}(t)e^{-x/\mu_i(t)}}{1-e^{-2\tau_c/\mu_i(t)}}, & 0 < x < 2\tau_c \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (14)$$

여기서 $\mu_i(t)$는 Eq. (15)와 같이 i번째 GPS L1 C/A 위성의 고도각 $\alpha_{e,i}(t)$에 의해 결정된다 (Wesson et al. 2018).

$$\mu_i(t) = \left[0.012\alpha_{e,i}^2(t) - 2.4\alpha_{e,i}(t) + 134\right] \times 10^{-9} \quad [s] \quad (15)$$

여기서 $\alpha_{e,i}(t)$는 degree 단위이며, Wesson et al. (2018)에서 μ가 nano second 단위로 제시되므로 이 연구에서는 초 단위 변환을 위해 10^{-9}를 곱하였다. 이를 통하여 chip 단위의 멀티패스 지연은 $d_i^{MP}(t)=\frac{\Delta\tau_i^{MP}(t)}{\tau c}$, $\frac{\Delta\tau_k^{MP,(sp)}(t)}{\tau c}$ 으로 표현 가능하며, $0<d_i^{MP}(t)<2$와 같이 정리할 수 있다. $\psi_i^{MP}(t)$,$\psi_k^{MP,(sp)}(t)$는 Wesson et al. (2018)를 기반으로 $[0,2\pi)$ 구간의 균일분포로 모델링하였다.

이는 반사 경로의 길이 변화가 반송파 위상에 큰 변화를 유발할 수 있기 때문이다. 이제 전체 GPS L1 C/A 위성 집합을 $\mathcal{J}$, 수신기가 지배적으로 추적 중인 4개 PRN 집합을 $\mathcal{U}$, 나머지 24개 PRN 집합을 B라 하면, 전체 멀티패스 성분은 Eq. (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{MP}(t) = \sum_{u\in\mathcal{U}} r_u^{MP}(t) + \sum_{j\in\mathcal{B}} r_j^{MP}(t) \quad (16)$$

따라서 멀티패스를 고려한 H0 신호는 기존 $r_{H0}(t)$에 $r_MP\,(t)$가 가산된 형태로 Eq. (17)과 같이 정의된다.

$$r_{H0}^{MP}(t) = \sum_{u=1}^{4} \left(A_u(t) D_u(t) C(t - \tau_u) e^{j2\pi\Delta f_u t} + r_u^{MP}(t) \right)$$

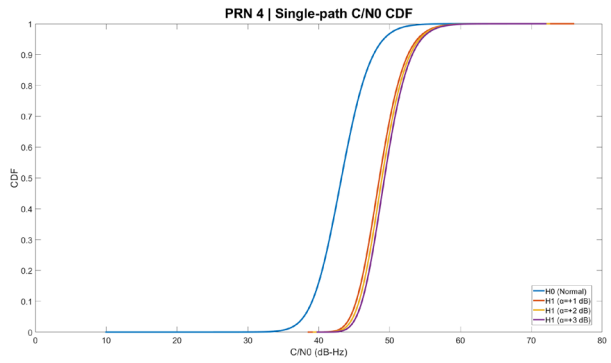


Fig. 1. PRN 4 Single-path H0 / H1 CDF.

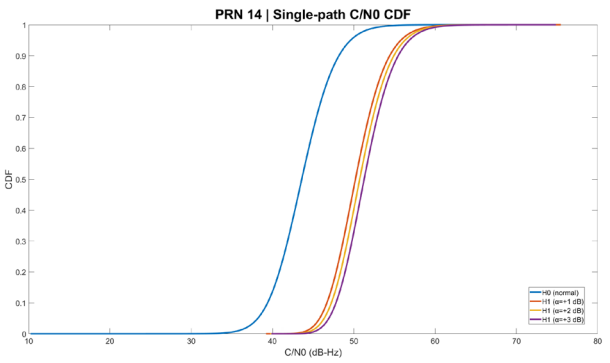


Fig. 2. PRN 14 Single-path H0 / H1 CDF.

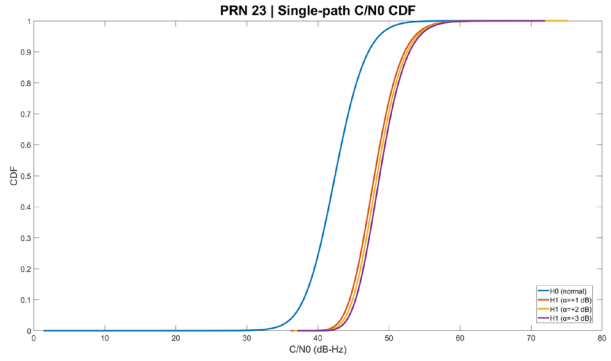


Fig. 3. PRN 23 Single-path H0 / H1 CDF.

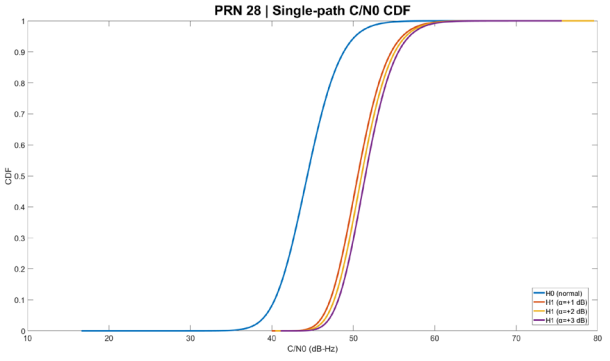


Fig. 4. PRN 28 Single-path H0 / H1 CDF.

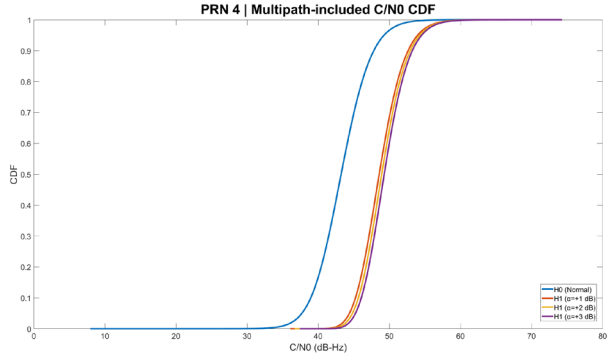


Fig. 5. PRN 4 Multipath-included H0 / H1 CDF.

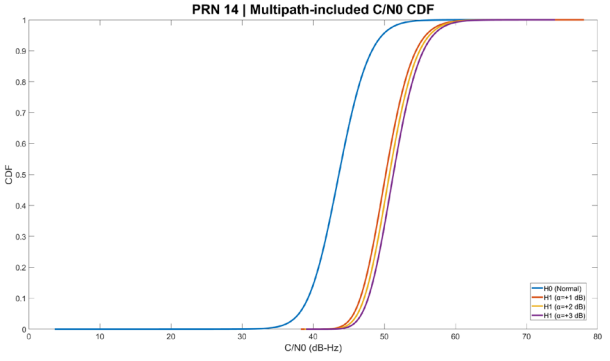


Fig. 6. PRN 14 Multipath-included H0 / H1 CDF.

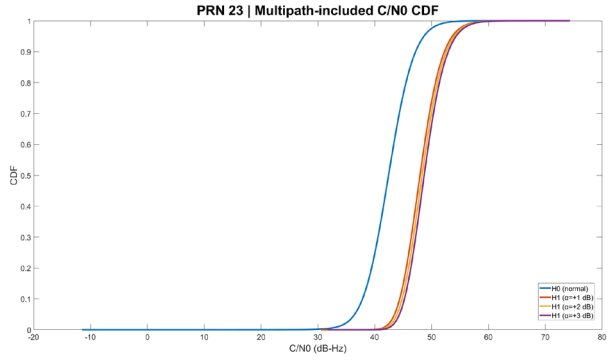


Fig. 7. PRN 23 Multipath-included H0 / H1 CDF.

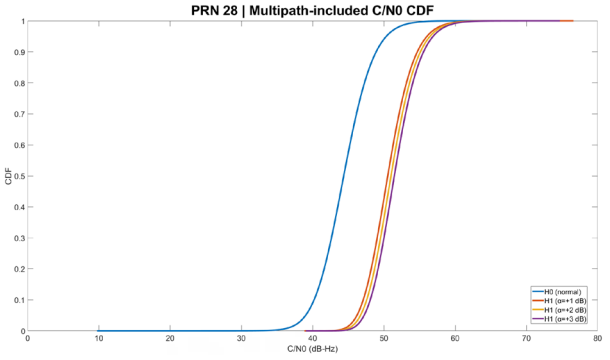


Fig. 8. PRN 28 Multipath H0 / H1 CDF.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.391

$$+\sum_{j=1}^{24}\left(A_j(t)D_j(t)C(t-\tau_j)e^{j2\pi\Delta f_j t}+r_j^{MP}(t)\right)+n(t) \quad (17)$$

마찬가지로 멀티패스를 고려한 H1 신호는 기존 $r_{H1}(t)$에 $r_{H0}^{MP}(t)$ 및 $r_k^{MP,(sp)}(t)$가 가산된 형태로 Eq. (18)과 같이 정의된다.

$$r_{H1}^{MP}(t)=r_{H0}^{MP}(t)+\sum_{k=1}^{4}\left(\alpha A_k^{(sp)}(t)D_k^{(sp)}(t)C_k^{(sp)}(t-\tau_u-\Delta\tau_k)e^{j2\pi\Delta f_k t(sp)}+r_k^{MP,(sp)}(t)\right) \quad (18)$$

모델링된 수신 IF 신호는 멀티패스 유무에 따라 구분하여 Kim & Ahn (2026)의 수신기 디지털 프론트엔드를 통과한다. 수신 신호는 인과 Finite Impulse Response 저역통과필터, 군지연 보상, 디지털 AGC, 2-bit 양자화 및 Downsampling 단을 순차적으로 거친다. 특히, AGC가 1 ms 단위의 순간적인 멀티패스 변동에 과도하게 반응하지 않도록 Root Mean Square 추정 구간은 1초로 설정하였다. 이는 1초 간격으로 생성된 $(C/N_0)_{TLE,i}(t)$를 1 ms 해상도로 확장하는 구조와 일관되며, 위성 기하에 따른 느린 전력 변화는 반영하면서 순간적인 상관 출력 변동에 대한 AGC의 과민 반응을 완화한다. 또한 Kim & Ahn (2026)와는 다르게 이 연구에서는 0.1 chip 단위의 근접 코드 지연을 명확하게 구현하기 위해 GPS L1 C/A 코드의 칩율은 1.023 MHz로 유지하되, 칩당 10 samples 구조 (≈10.23 MHz)를 갖도록 상관기 입력 샘플링률을 재구성하였다.

3. 강건한 C/N0 추정에 기반한 탐지 알고리즘

3.1 스푸핑에 강건한 잡음전력 추정을 통한 상관기 이후 SNR 추정

이 연구에서 C/N0 추정의 기반이 되는 지표는 상관기 이후 Signal-to-Noise Ratio (SNR)이다. 분석 지속 시간 동안 지배적인 추적 대상으로 선정된 4개의 PRN u에 대해 k번째 1 ms 구간에서의 상관기 이후 SNR은 Prompt tap 전력과 유효 잡음-간섭 전력의 비로 정의되며, 이는 Eq. (19)와 같이 표현된다 (Tsui 2005, Kaplan & Hegarty 2006).

$$SNR_{post,u}(k)=\frac{P_{on,u}(k)}{P_{off,u}(k)}-1 \quad (19)$$

여기서 $P_{on,u}(k)$는 Prompt tap 전력, $P_{off,u}(k)$는 Off-Prompt tap을 이용해 추정된 유효 잡음-간섭 전력이다. 수신기 프론트엔드를 통과한 기저대역 신호는 복소수 형태이며, 상관기는 이를 이용하여 PRN u에 대한 1 ms 코히어런트 적분 출력을 계산한다.

이 연구에서는 적분 시간은 T_{int}=1 ms이고, 샘플링 주파수를 F_s=10.23 MHz라고 두었으며, 이때 1 ms 동안의 샘플 수는 $N_s=T_{int}F_s$로 정의된다. 이를 이용하여 k번째 적분 구간에서의 복소 상관 출력은 Eq. (20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_u(k,\ \Delta\tau)=\frac{1}{T_{int}}\int_{KT_{int}}^{(K+1)T_{int}} r(t)D_u(t)C_u(t-\hat{\tau}_u-\Delta\tau)e^{-j2\pi\hat{f}_u t}dt \quad (20)$$

여기서 $r(t)$는 2.3절에서 모델링한 상관기에 입력되는 수신 IF 신호이다. $D_u(t)$는 20 ms 간격의 네비게이션 데이터 비트로, 상관기에서 부호 보상을 수행한다. $C_u(t-\hat{\tau}_u-\Delta\tau)$는 지연 $\hat{\tau}_u$을 가지는 수신기 내부에서 생성되는 레플리카 PRN 코드이며 $e^{-j2\pi\hat{f}ut}$는 잔여 반송파 오차 제거를 위한 반송파 레플리카이다. 그리고 $\Delta\tau$=0일 때 $z_{P,u}(k)=z_u(k,0)$로 정의하며 이때 $z_{P,u}(k)$는 Prompt tap으로 정의한다. 이때 전력은 $P_{on,u}(k)=|z_{P,u}(k)|^2$로 산출할 수 있다 (Tsui 2005, Kaplan & Hegarty 2006).

또한 멀티패스 등의 다중 신호 간섭 및 스푸핑에 대한 강건성을 확보하기 위해 Prompt tap과 근접한 4단 코드 오프셋을 사용하였다. 이를 위하여 코드 오프셋 $\Delta\tau_c$를 {±1.5,±2} chip으로 정의하였다. 이를 통하여 $z_{off,u}(k,c)=z_u(k,\Delta\tau_c)$로 정의하여 Off-Prompt에서의 전력은 $P_{off,u}(k,c)=|z_{off,u}(k,c)|^2$로 정의할 수 있다. Off-Prompt tap은 멀티패스 또는 근접 동기 스푸핑이 존재할 경우 잔여 상관 성분이 포함될 수 있다. 따라서 Off-Prompt tap으로부터 추정되는 전력은 열잡음, 멀티패스 성분 및 스푸핑 잔여 성분을 포함한 유효 잡음-간섭 전력으로 해석한다. 그리고 위와 같은 이유로 Off-Prompt tap의 단순 평균은 편향될 수 있다. 이를 방지하기 위해 이 연구에서는 Off-Prompt 전력 집합을 오름차순으로 정렬한 뒤, 최솟값과 최댓값을 제거하고 남은 값의 평균을 사용하는 Trimmed mean 방식을 적용하였다. 하위 q개와 상위 q개를 제거하고 남은 값의 평균을 사용하였다.

이 연구에서는 C=4개의 Off-Prompt tap을 사용하므로 q=1로 설정하였다. 최종 유효 잡음-간섭 전력은 Eq. (21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{off,u}(k)=\frac{1}{C-2q}\sum_{c=q+1}^{C-q}P_{off,u}(k,c) \quad (21)$$

이와 같은 Prompt tap 근접 4단 Off-Prompt 및 Trimmed 평균 구조는 스푸핑 신호 및 간섭이 일부 Off-Prompt 영역에 영향을 미치더라도 유효 잡음-간섭 전력 추정이 과대 또는 과소 평가되는 것을 완화하기 위한 설계이다.

3.2 SNR 기반 C/N0 추정

3.1절에서 정의한 상관기 이후의 SNR을 이용하면, 각 PRN u에 대한 C/N0 추정치를 산출할 수 있다. 코히어런트 적분 시간 T_{int}=1 ms를 고려하면, k번째 적분 구간에서의 C/N0 추정치는 Eq. (22)와 같이 표현된다 (Tsui 2005, Kaplan & Hegarty 2006).

$$\widehat{(C/N0)}_u(k)[\mathrm{dB-Hz}]=10\log_{10}\left(\frac{1}{T_{int}}\left(\frac{P_{on,u}(k)}{P_{off,u}(k)}-1\right)\right) \quad (22)$$

Eq. (22)는 상관기 출력 SNR을 단위 대역폭 기준의 C/N0로 변환한 식이다. 여기서 $P_{on,u}(k)$는 Prompt tap 전력, $P_{off,u}(k)$는 Prompt tap 근접 4단 코드 오프셋과 Trimmed mean으로 추정한 유효 잡음-간섭 전력이다. 즉, $\mathrm{SNR}_{post,u}(k)$를 적분 시간으로 정규화한 뒤 dB-Hz로 변환하여 $\widehat{(C/N0)}_u(k)$를 산출하였다.

이 연구에서는 수신기가 지배적으로 추적 중인 4개 PRN에 대해 멀티패스 유무와 H0, H1 환경별로 1800초 동안 $\widehat{(C/N0)}_u(k)$를 계산하였다. Figs. 1-4는 멀티패스가 없는 경우이고, Figs. 5-8은 멀티패스를 고려한 경우의 PRN별 $\widehat{(C/N0)}_u(k)$누적분포함수 (CDF)를 나타낸다. Figs. 1-4의 경우 H1 분포는 H0 대비 스푸퍼 전력 우위 α={+1,+2,+3} dB가 증가할수록 우측으로 이동하였다. 또한

Figs. 5–8의 경우에는 전체 분포가 다소 좌측으로 이동하였으나, 스푸핑 전력 우위가 증가할수록 H1 분포가 H0 대비 우측으로 이동하는 경향은 유지되었다. 이러한 분포 차이는 C/N0 기반 탐지기의 판별 기준으로 활용할 수 있으며, 스푸핑 전력 우위가 증가할수록 H0와 H1의 통계적 분리 가능성이 향상된다.

3.3 탐지기 구성

이번 절에서는 2.3절에서 정의한 C/N0 추정치를 기반으로 한 탐지 알고리즘을 제시한다. H0에서 C/N0 추정치는 시간 평균을 이용하면 안정화가 가능하며, 이때 이 분포는 근사적으로 정규분포를 따른다고 가정할 수 있으므로 이에 따라 정규화된 잔차는 Eq. (23)과 같다.

$$r_{(k,u)} = \frac{(\widehat{C/N0})_u(k) - \mu_i^{tle}(k)}{\sigma_u(k)} \tag{23}$$

여기서 k는 지배적 추적 대상으로 선정된 4개 PRN의 $(\widehat{C/N0})_u(k)$ [dB-Hz] 추정 주기인 1 ms 단위이며 u=1,2,3,4는 PRN 인덱스이다. 각 PRN의 기준 평균 $\mu_i^{tle}(k)$은 앞선 2.2절의 $(C/N_0)_{TLE,i}(t)$를 이용하여 Sliding window 구간에서$\mu_i^{tle}(k)=\frac{1}{10}\sum_{j=k-T_{ms}+1}^{k}(C/N_0)_{TLE,i}(j)$로 설정하였다. 이는 정상 환경에서도 위성 고도각, 수신기-위성 거리 및 AOS/LOS 상태에 따라 C/N0가 변하므로, 고정 평균 사용 시 이러한 정상 변동이 탐지 통계량에 포함되어 오탐이 증가할 수 있기 때문이다.

이와 연계하여 분산은 $\sigma_u^2(k)=var(\widehat{C/N0})_u(j)-\mu_i^{tle}(j)j=_{k-T_{ms}+1}^{k}$으로 설정하였다. 탐지기는 초기 분산 $\sigma_u^2(k)$와 임계치 $\theta_u(k)$ 추정을 위해 최초 60초를 H0 구간으로 가정하였다. 멀티패스, 전리층 신틸레이션 및 다중 신호 간섭이 포함되면 H0에서도 C/N0 변동이 증가할 수 있으므로, 초기 구간이 짧으면 정상 변동을 스푸핑으로 오인할 가능성이 있다.

1 ms 추정 주기에서 60초는 PRN별 약 60,000개의 표본을 제공하므로, H0 변동성을 초기 분산과 임계치에 반영하기 위한 구간으로 설정하였다. 이후에는 1 ms 단위로 $\mu_i^{tle}(k)$와 $\sigma_u^2(k)$를 갱신하였다. 탐지 sliding window 주기는 T_{ms}=10 ms로 산정하였으며 이는 10개의 $(\widehat{C/N0})_u(k)$ [dB-Hz] 샘플을 의미한다. 이는 1 ms 표본의 열잡음과 양자화 잡음을 완화하면서 근접 동기 스푸핑 탐지 지연을 줄이기 위한 절충값이다. 특히 0.1 chip 코드 지연의 초근접 동기 조건에서는 긴 누적 구간이 초기 C/N0 잔차 변화를 평균화할 수 있으므로, 탐지 민감도가 저하될 수 있다. 따라서 T_{ms}=10 ms를 통해 잔차 변화를 신속히 χ^2 통계량에 반영하였다. 이를 바탕으로 각 PRN별 χ^2 통계량을 구성하였으며, 이는 Eq. (24)와 같다.

$$T_u(k) = \sum_{\mathrm{j=k-}T_{ms}+1}^{\mathrm{k}} r_{(\mathrm{j},u)}^2 \tag{24}$$

이 통계량을 이용하여 매 1 ms마다 T_{ms}=10 ms의 sliding window로 $T_u(k)$를 산출한다. 이상적인 경우 $T_u(k)$는 자유도 $\nu \approx T_{ms}$인 중앙 χ^2 분포로 근사될 수 있다. 그러나 이 연구에서는 $\mu_i^{tle}(k)$ 기반 예측 정규화로 인해 멀티패스 유무와 관계없이 H0에서도 잔차 평균이 0에서 벗어날 수 있으므로, $T_u(k)$는 H0, H1 모두 비중심 χ^2 형태로 나타날 수 있다. 따라서 임계치는 이론 분포가 아닌 H0 데이터 기반 분위수로 설정하여 목표 P_{fa}를 만족하도록 하였다.

오탐 확률은 Eq. (25)와 같으며 (Tu et al. 2018), 각 PRN의 초기 임계치 $\theta_u(k)$는 평균 및 분산의 초기 추정 구간과 동일한 구간에서 P_{fa}=0.001에 대응하도록 설정하였다.

$$\mathrm{P}(T_u(k) > \theta_u(k)|H_0) = P_{fa} \tag{25}$$

고정 임계치는 전리층 신틸레이션과 환경 변화로 인해 오탐 확률이 증가할 수 있으므로 Kim & Ahn (2026)와 같이 sliding window 기반 분위수 가변 임계치를 적용하였다. 동작 순서는 최근 60초 중 48초 이상에서 탐지 빈도가 τ_u 이하이면 PRN u를 Quiet 상태로 판단하고, 해당 상태에서 수집한 $T_u(k)$의 표본에서 $(1-P_{fa})$ 분위수를 임계치로 설정하였고 이는 Eq. (26)과 같다. 여기서 Q_u는 PRN u의 Quiet 상태 집합이다.

60초 구간은 단기 변동을 포함하면서 임계치 갱신 여부를 판단하기 위한 구간이며, 1초 단위 평가는 1 ms 탐지 결과의 순간적 변동을 직접 사용하지 않기 위한 장치이다. 또한 48초 조건은 최대 12초의 일시적 멀티패스 또는 잡음성 탐지 증가를 허용하되, 이상 상태가 임계치 갱신에 포함되는 것을 방지하기 위한 기준이다.

분산 $\sigma_u^2(k)$ 역시 동일 조건이 충족될 때만 갱신하며, 탐지빈도가 충분히 누적되지 않은 60초 이하에서의 τ_u는 $3P_{fa}$로 고정한다.

$$\theta_u(k) = Quantile_{1-P_{fa}}(\{T_u(k) : \mathrm{k} \epsilon\, Q_u\}) \tag{26}$$

여기서 τ_u의 갱신 기준값은 과거 Quiet 상태에서 산출된 탐지 빈도의 90% 분위수와 $3P_{fa}$ 중 큰 값으로 결정되며, 이후 저역통과 필터링을 통해 최종 임계치를 갱신한다. 해당 과정은 Eq. (27)과 같다.

$$\begin{aligned} \tau_u^{(0)}(k) &= \max(Quantile(r_u, 0.90), 3P_{fa}) \rightarrow \\ \tau_u(k) &= (1-\gamma_\tau)\tau_u(k-1) + \gamma_\tau \tau_u^{(0)}(k) \end{aligned} \tag{27}$$

여기서 γ_τ는 필터링 계수이고 Kim & Ahn (2026)와 마찬가지로 0.2로 두었다. r_u는 최근 600초 동안의 1초단위 탐지 빈도율이며, 600초 sliding window 내의 r_u 분포로부터 90% 분위수를 계산하여 $\tau_u^{(0)}(k)$를 결정한다.

이후 저역통과 필터링을 적용하여 최종 임계치 $\tau_u(k)$를 갱신한다. 이는 일시적인 멀티패스, 전리층 신틸레이션, 다중 신호 간섭, AGC 과도 응답 등에 임계치가 과적응하는 것을 방지하기 위해서이다.

4. 시뮬레이션 결과 및 성능 비교분석

이번 장에서는 3.3절에서 제안한 C/N0 기반 탐지기의 성능을 평가하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 전체 시뮬레이션 시간은 1800초로 설정하였는데 이 중 0~600초 구간은 멀티패스 유무에 따른 비스푸핑 C/N0 값을 이용해 H0 구간으로 구성하고, 이후 구간은 동일 조건에서 스푸핑 신호가 포함된 C/N0를 이용해 H1 구간으로 구성하였다.

탐지기는 $(\widehat{C/N0})_u(k)$ [dB-Hz]를 1 ms 간격으로 계산하고, 10개의 샘플로 구성된 sliding window를 이용해 χ^2 통계량 $T_u(k)$를 매 1 ms마다 산출하였다. 초기 60초는 H0로 가정하여 분산 $\sigma_u^2(k)$ 그리고 임계치 $\theta_u^2(k)$를 추정하고, 이후에는 3.3절의 가변 임계치 갱

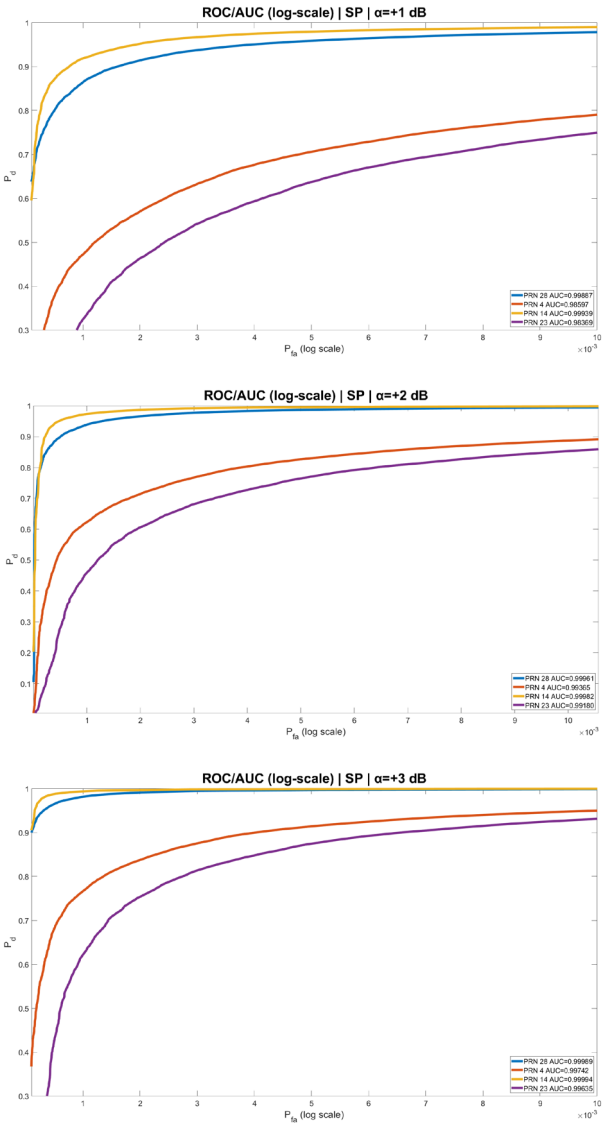


Fig. 9. ROC curve and AUC per PRN (Single-path).

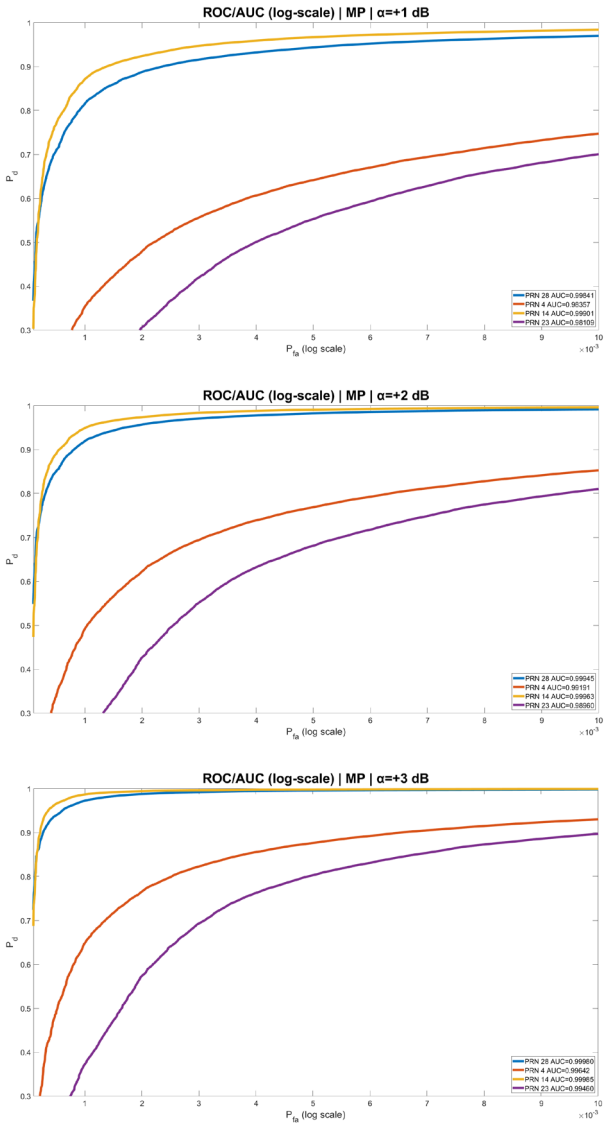


Fig. 10. ROC curve and AUC per PRN (Multipath).

신 규칙을 적용하였다. 성능은 오탐 확률 P_{fa}와 탐지 확률 P_d로 평가하였다. P_{fa}는 H0에서 χ^2 통계량이 임계치를 초과한 비율로, P_d는 H1에서 χ^2 통계량이 임계치를 초과한 비율로 산출하였다. 탐지 결과는 멀티패스가 없는 경우 Fig. 9, 멀티패스를 고려한 경우 Fig. 10에 제시하였다. 두 경우 모두 H0와 H1에서 산출된 χ^2 통계량 $T_u(k)$의 분포를 이용하여 Receiver Operating Characteristic (ROC) 곡선과 AUC를 생성하였다. ROC 곡선과 AUC 산출 방법은 Kim & Ahn (2026)의 연구와 같으나 이번 연구에서는 낮은 오탐 확률 영역에서의 탐지 성능을 명확하게 확인하기 위해 ROC 곡선을 P_{fa} 로그 스케일로 표시하였다.

선형 스케일 ROC에서는 P_{fa}가 작은 구간의 성능 차이가 압축되어 나타나므로, GNSS 스푸핑 탐지에서 중요한 저오탐 영역의 P_d변화를 확인하기 어려우므로, P_{fa}축을 로그 스케일로 표현하였다. 로그 축에서 표현할 수 없는 P_{fa}=0은 시각화 목적으로 10^{-6}으로 치환하였다. Fig. 9에서 제안된 탐지기는 모든 PRN에서 0.9 이상의 AUC를 보였으며, 스푸퍼 전력 이득이 증가할수록 ROC 곡선이 좌측 상단에 가까워졌다. 먼저 α = +1 dB의 작은 전력 우위 조건에서도 PRN 4개의 AUC가 모두 0.98 이상으로 매우 높은 수준을 보였으며, 낮은 오탐 확률 구간에서도 탐지 확률(Pd)이 급격히 1에 수렴하는 특성을 확인하였다. 이는 Prompt tap 근접 4단 코드 오프셋 구조로 인해 작은 전력우위(+1 dB)에도 불구하고 Off-Prompt 상관 출력 차이가 증가하여 이미 충분한 분리 특성을 띄고 이 차이가 χ^2 통계량에 누적되기 때문이다. α=+2 dB와 +3 dB에서는 AUC가 0.99 이상으로 증가하였다. 이는 스푸핑 전력 우위가 증가하면 $P_{on,u(k)}$가 H0 대비 증가하고, 이에 따라 $\frac{P_{on,u(k)}}{P_{off,u(k)}}$ 비가 커지므로 이는 C/N0 분포의 평균이 H0에 비해 크게 증가함에 따라 χ^2 통계량의 비중심 모수 λ가 함께 증가하여, H0와 H1 분포 간 중첩이 현저히 감소했기 때문이다.

멀티패스를 고려한 Fig. 10에서는 Fig. 9 대비 성능이 다소 저하되었으나, 모든 PRN에서 높은 분류 성능을 유지하였다. α = +1

Table 2. PRN-wise AUC comparison between the proposed C/N0-based detector and the correlation distortion-based method under spoofing power advantages (α = +1, +2, +3 dB) and chip delay (0.1 chip) at Single-Path and multipath.

PRN No.	C/N0-based method	Correlation distortion-based method	C/N0-based method	Correlation distortion-based method	C/N0-based method	Correlation distortion-based method
	α = +1 dB	α = +1 dB	α = +2 dB	α = +2 dB	α = +3 dB	α = +3 dB
Single-Path						
PRN28	0.99887	0.79051	0.99961	0.82446	0.99989	0.85871
PRN4	0.98594	0.70945	0.99365	0.73774	0.99742	0.76861
PRN14	0.99939	0.61279	0.99982	0.63874	0.99994	0.66887
PRN23	0.98369	0.8361	0.9918	0.86872	0.99635	0.89992
MultiPath						
PRN28	0.99841	0.79043	0.99945	0.82401	0.9998	0.85785
PRN4	0.98357	0.71102	0.99191	0.73922	0.99642	0.76982
PRN14	0.99901	0.61498	0.99963	0.64072	0.99985	0.67035
PRN23	0.98109	0.83145	0.9896	0.86331	0.9946	0.89376

dB의 작은 스푸퍼 전력 우위 조건에서도 ROC 곡선은 좌측 상단에 근접한 형태를 보였으며, AUC 값 또한 0.9 이상 수준이었다. α = +2 dB와 +3 dB에서는 H0와 H1의 분리가 더욱 뚜렷해졌다. 이는 탐지기가 TLE 기반 추세와 추정 C/N0 간 잔차를 사용하고, 멀티패스 변동을 초기 H0 분산 추정과 정규화 과정에 반영하기 때문이다. 따라서 정상 환경에서 반복적으로 나타나는 멀티패스성 변동은 H0 통계 특성의 일부로 반영된다. 두 번째 이유는 H1에서는 스푸핑 전력 우위에 따른 지속적인 C/N0 잔차가 10 ms sliding window에 누적되어 χ^2 통계량을 증가시켜, 멀티패스에 의한 랜덤 변동보다 스푸핑 신호의 전력 우위에 따른 C/N0 분포 이동이 더 지배적으로 작용하기 때문이다. 또한 Off-Prompt 전력의 최솟값과 최댓값을 제거하는 Trimmed mean 구조는 일부 tap에 유입되는 멀티패스 잔여 성분의 영향을 완화한다.

마지막으로, 임계치 및 분산 갱신 과정에서 quiet 상태 판정을 적용한 점도 중요하다. 멀티패스가 포함된 정상 환경에서는 C/N0 잔차가 순간적으로 증가할 수 있으므로, 모든 구간을 H0 학습에 사용하면 임계치가 부적절하게 갱신될 수 있다. 이 연구에서는 최근 60초 중 48초 이상이 quiet 상태일 때만 임계치 및 분산 갱신함으로써 정상 멀티패스 및 신틸레이션 변동에는 적응하면서, 스푸핑 구간이 H0 통계로 학습되는 것을 방지하였다. 결과적으로 PRN별 잔차 정규화, 10 ms window 기반 χ^2 통계량, Off-Prompt trimmed mean 기반 유효 잡음-간섭 전력 추정, Quiet 상태 기반 갱신 구조 등이 결합되어 멀티패스 환경에서도 높은 AUC가 유지되었다. 또한, 서론에서 언급한 기존 GNSS 스푸핑 탐지 기법인 상관함수 왜곡 기반 탐지 기법과 제안한 탐지기의 성능을 비교하기 위해, 동일한 시뮬레이션 환경에서 멀티패스 유무에 따른 ROC 및 AUC를 산출하였다.

이상적인 상관함수에서는 Early와 Late 상관값이 Prompt 상관값의 절반 수준을 만족하지만, 스푸핑 신호가 존재하면 코드 오프셋으로 인해 이 관계가 붕괴하며 상관함수 왜곡이 발생한다. 우선 수신기 상관기의 동상 및 직교 성분으로부터 Early 상관출력은 $x_E=\sqrt{I_E^2+Q_E^2}$, Prompt 상관출력은 $x_P=\sqrt{I_P^2+Q_P^2}$, Late 상관출력은 $x_L=\sqrt{I_L^2+Q_L^2}$과 같이 계산한다 (Lim et al. 2015). 이상적인 환경에서는 Early 및 Late 상관출력이 Prompt 상관출력의 절반 수준을 만족하는 관계인 $x_E=x_L=x_P/2$를 따른다. 그러나 스푸핑 신호가 존재할 경우, 코드 오프셋 오차로 인해 Prompt 상관값이 상대적으로 감소하거나 Early/Late와의 균형이 깨지면서 이 관계가 더

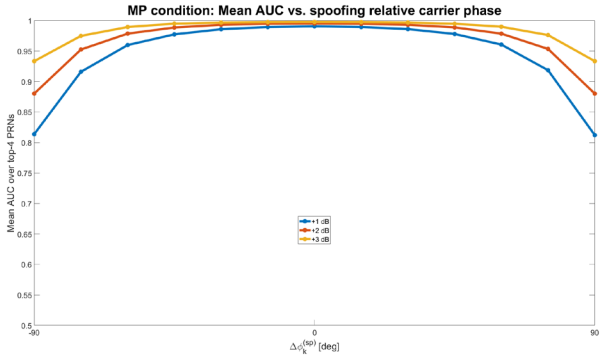


Fig. 11. Mean AUC versus relative phase offset under multipath conditions.

이상 성립하지 않게 된다. 이러한 특성을 기반으로 Early 및 Late 상관함수 왜곡량을 Eq. (28)과 같이 정의하였다.

$$x_{d,E} = x_E - \frac{x_P}{2}, \quad x_{d,L} = x_L - \frac{x_P}{2} \tag{28}$$

정상 환경에서는 상관함수가 대칭을 유지하므로 $x_{d,E}$와 $x_{d,L}$은 평균이 0에 가까우며 주로 열잡음에 의해 변동한다. 반면 스푸핑 환경에서는 상관 피크 왜곡으로 해당 값이 증가할 수 있다. Early 또는 Late 중 한쪽에서 발생하는 왜곡을 모두 탐지하기 위해 최종 통계량은 T=max($x_{d,E}$,$x_{d,L}$)로 정의하였다. 임계치는 H0 구간에서 수집된 T의 경험적 분포 중 P_{fa}=0.001에 대응하는 상위 0.1% 분위값으로 설정하고, 이를 H1 구간에 적용하여 ROC와 AUC를 산출하였다.

코드 지연이 0.1 chip인 근접 동기 스푸핑 시나리오에서 Table 2와 같이 이 연구에서 제안한 탐지기는 모든 PRN에 대해 약 0.9 이상의 높은 AUC를 유지한 반면, 상관함수 왜곡 기반 탐지 기법은 약 0.61~0.89의 AUC를 보였다. 이는 코드 지연이 매우 작을 경우, 스푸핑 신호와 정상 신호의 상관 피크가 거의 중첩되며 Early-Late 간 비대칭성이 충분히 발생하지 않는다. 그 결과 $x_{d,E}$와 $x_{d,L}$의 H0 및 H1 분포가 유사해져 분리도가 감소한다.

멀티패스를 고려한 경우 상관함수 왜곡 기반 탐지 기법의 AUC는 α=+1,+2,+3 dB 전 구간에서 멀티패스가 없는 경우보다 소폭 감소하였다. 이는 지연, 전력 감쇠 및 상대 위상을 갖는 반사 신호가 H0에서도 Early, Prompt, Late 상관 출력의 변동을 증가시켜 통계량 분포를 넓히고, 0.1 chip 근접 동기 스푸핑에 의한 상

Table 3. Mean AUC at different relative phase offsets between authentic and spoofing signals under multipath conditions.

Relative phase	α = +1 dB	α = +2 dB	α = +3 dB
	PRN28,4,14,23 AUC mean	PRN28,4,14,23 AUC mean	PRN28,4,14,23 AUC mean
-90°	0.81375	0.88024	0.93342
-75°	0.91597	0.95247	0.97487
-60°	0.95981	0.9786	0.9894
-45°	0.97739	0.98861	0.99494
-30°	0.98581	0.99302	0.99667
-15°	0.98938	0.99471	0.99746
0°	0.99052	0.99515	0.99767
15°	0.98945	0.99461	0.99748
30°	0.986	0.99304	0.99676
45°	0.978	0.98883	0.99476
60°	0.96058	0.97854	0.98988
75°	0.91857	0.95343	0.97619
90°	0.81214	0.88019	0.93342

관함수 왜곡과 일부 중첩되기 때문이다. 반면, 제안한 탐지기는 해당 기법 대비 높은 탐지 성능을 유지하였다.

또한, 멀티패스 조건에서 정상 신호와 스푸핑 신호 간 상대 위상 오프셋을 −90°부터 +90°까지 15° 간격으로 변화시키며 탐지 성능 민감도를 분석한 결과는 Fig. 11과 Table 3에 제시하였다. 여기에서 스푸핑 성분과 스푸핑 멀티패스 성분의 수신 IF 신호 위상 항에 상대 위상 오프셋 $\Delta\phi_k^{(sp)}$를 추가하여, 정상 성분과 스푸핑 성분 간 상대 위상 차이를 모사하였다. 이때 $\Delta\phi_k^{(sp)}$는 k번째 스푸핑 PRN에 대한 수신 IF 상대 위상 오프셋을 의미한다. 이를 반영한 k번째 스푸핑 신호의 멀티패스 성분은 Eq. (29)와 같이 표현된다.

$$r_k^{MP,(sp)}(t) = \alpha A_k^{(sp)}(t)\sqrt{\eta_k^{MP,(sp)}(t)}D_k^{(sp)}\left(t-\Delta\tau_k^{MP,(sp)}(t)\right) C_k^{(sp)}(t-\tau_u-\Delta\tau_k-\Delta\tau_k^{MP,(sp)}(t))e^{j(2\pi\Delta f_k^{(sp)}t+\psi_k^{MP,(sp)}(t)+\Delta\phi_k^{(sp)})} \quad (29)$$

이에 따라 상대 위상 오프셋이 반영된 멀티패스 포함 H1 신호는 Eq. (30)과 같이 정의된다.

$$r_{H1,\Delta\emptyset}^{MP}(t) = r_{H0}^{MP}(t) + \sum_{k=1}^{4}\left(\alpha A_k^{(sp)}(t)D_k^{(sp)}(t) C_k^{(sp)}(t-\tau_u-\Delta\tau_k)e^{j(2\pi\Delta f_k t(sp)+\Delta\phi_k^{(sp)})} + r_k^{MP,(sp)}(t)\right) \quad (30)$$

여기서 상대 위상 오프셋은 $\Delta\phi_k^{(sp)} \in \{-90^\circ,-75^\circ,\cdots,0^\circ,\cdots,+75^\circ,+90^\circ\}$과 같이 설정하였다. Fig. 11은 스푸퍼 전력이득이 +1, +2, +3 dB인 경우 상대 위상 오프셋 변화에 따른 AUC 변화를 나타내며, Table 3은 각 조건 AUC를 정리한 것이다.

분석 결과 상대 위상 오프셋이 ±90°에 가까운 경우 탐지 성능이 가장 낮았으며, 0°에 가까워질수록 AUC가 증가하는 경향을 보였다. 이는 정상 성분과 스푸핑 성분이 수신 IF 복소 영역에서 동위상에 가깝게 합성될수록 스푸핑 전력 우위가 더 명확하게 반영되기 때문이다.

5. 결론

이 연구에서는 한반도 GNSS 환경에서 나타나는 위성 궤도 변화 및 여러 신호 변동 특성을 고려한 C/N0 기반 스푸핑 탐지 기법을 제안하였다. 이를 위해 중위도 전리층 신틸레이션 특성과 TLE 기반 위성 기하 정보를 반영하여 시간에 따라 변화하는 C/N0 추세 모델을 구성하고, 정상 환경 H0의 통계적 특성을 모사하였다.

스푸핑 환경 H1에서는 H0 신호에 전력 우위 α={+1,+2,+3} dB와 0.1 chip 코드 지연을 갖는 스푸핑 신호를 가산하였다. 또한 H0와 H1 모두에 추가 지연, 전력 감쇠 및 상대 반송파 위상을 갖는 멀티패스 레플리카 신호를 반영하였으며, 실제 스푸퍼에서 발생 가능한 잔여 동기 오차, 전파 경로 차이 및 RF 체인 위상 오차를 고려하기 위해 정상 신호와 스푸핑 신호 간 상대 위상 오프셋에 따른 탐지 성능 민감도를 분석하였다. 특히 Prompt tap 근접 4단 코드 오프셋 구조의 Off-Prompt 상관기를 적용하여 스푸핑에 따른 상관 출력의 변화를 포착하고, 추정된 C/N0 값을 이용해 sliding window 기반 χ^2 통계량을 이용한 C/N0 기반 스푸핑 탐지기를 설계하였다.

탐지기는 sliding window 기반 분산 추정과 가변 임계치 갱신 구조를 포함하여 멀티패스 등 자연적 변동 환경에서도 안정적으로 동작하도록 설계하였다. 시뮬레이션 결과 제안된 탐지기는 멀티패스 유무와 관계없이 높은 분류 성능을 보였으며, α=+1 dB의 미세한 스푸퍼 전력 우위 상황에서도 모든 PRN의 AUC가 0.98 이상으로 나타났다. 또한 스푸퍼 전력 우위가 증가할수록 χ^2 통계량의 비중심 특성이 더욱 뚜렷해지면서 ROC 곡선이 좌측 상단에 가까워졌다. 이는 제안된 Prompt tap 근접 4단 Off-Prompt 상관기 구조가 스푸핑에 따른 상관 출력 변화를 효과적으로 증폭시키기 때문으로 해석할 수 있다.

이 연구는 전리층 신틸레이션과 위성 기하 그리고 멀티패스에 따른 C/N0 변동을 포함한 현실적인 GNSS 환경을 고려하여 C/N0 기반 스푸핑 탐지기를 구성하고 성능을 분석하였다는 점에서 의의를 가진다. 향후 연구에서는 도플러 정보를 이용한 탐지 기법과의 융합을 통해 복합적인 스푸핑 탐지 구조로 발전시키고, 최종적으로는 이동형 수신기에 대해서도 탐지기를 구성하고 이에 대한 성능을 분석할 예정이다.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, Y. Kim; methodology, Y. Kim; software, Y. Kim; validation, Y. Kim; formal analysis, Y. Kim; investigation, Y. Kim; writing—original draft preparation,

Y. Kim; writing—review and editing, Y. Kim; supervision, Y. Kim.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Álvarez-Molina, X., Seco-Granados, G., Solé-Gaset, M., Locubiche-Serra, S., & López-Salcedo, J. A. 2025, Performance analysis of spoofing and interference detection techniques for Satellite-Based Augmentation System and Global Navigation Satellite System reference receivers, Engineering Proceedings, 88, Article 38. https://doi.org/10.3390/engproc2025088038

CelesTrak, Current GPS Operational TLEs [Internet], cited 2026 Feb 2, available from: https://celestrak.org/NORAD/ELEMENTS/table.php?GROUP=gps-ops&FORMAT=json-pretty

Fang, X., Song, D., Shi, C., Fan, L., & Hu, Z. 2022, Multipath Error Modeling Methodology for GNSS Integrity Monitoring Using a Global Optimization Strategy, Remote Sensing, 14, 2130. https://doi.org/10.3390/rs14092130

Humphreys, T. E., Ledvina, B. M., Psiaki, M. L., O'Hanlon, B. W., & Kintner, P. M., Jr. 2008, Assessing the spoofing threat: Development of a portable GPS civilian spoofer, In Proceedings of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2008), Savannah, GA, 16-19 Sep 2008, pp.2314-2325. https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=8132

Kaplan, E. D. & Hegarty, C. J. 2006, Understanding GPS: Principles and Applications, 2nd ed. (Boston: Artech House Inc.).

Kim, Y. H., & Ahn, J. M. 2026, A Study on C/N0 Based GNSS Spoofing Detection Considering the GNSS-Environmental Characteristics of the Korean Peninsula, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 15(1), 25-32. https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.1.25

Li, J., Zhu, X., Ouyang, M., Li, W., Chen, Z., et al. 2020, Research on multi-peak detection of small delay spoofing signal, IEEE Access, 8, 151777-151787. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3016971

Lim, S., Lim, D. W., Chun, S., Heo, M. B., Choi, Y. S., et al. 2015, Design and Performance Evaluation of GPS Spoofing Signal Detection Algorithm at RF Spoofing Simulation Environment, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 4, 173-180. https://doi.org/10.11003/JPNT.2015.4.4.173

Psiaki, M. L. & Humphreys, T. E. 2016, GNSS Spoofing and Detection, Proceedings of the IEEE, 104, 1258-1270. https://doi.org/10.1109/JPROC.2016.2526658

Radoš, K., Brkić, M., & Begušić, D. 2024, Recent Advances on Jamming and Spoofing Detection in GNSS, Sensors, 24, Article 4210. https://doi.org/10.3390/s24134210

Steigenberger, P., Thoelert, S., & Montenbruck, O. 2019, GPS and GLONASS Satellite Transmit Power: Update for IGS repro3, German Space Operations Center (GSOC), Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) Technical Note, DLR/GSOC TN 19-01

Tsui, J. B.-Y. 2005, Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach, 2nd ed. (New York: John Wiley & Sons).

Tu, J., Zhan, X., Zhang, X., Zhang, Z., & Jing, S. 2018, Low-Complexity GNSS Anti-spoofing Technique Based on Doppler Frequency Difference Monitoring, IET Radar, Sonar & Navigation, 12, 1058-1065. https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2018.5151

U.S. Coast Guard Navigation Center, GPS Constellation [Internet], cited 2026 Feb 2, available from: https://www.navcen.uscg.gov/gps-constellation

Wang, W., Li, N., Wu, R., & Closas, P. 2019, Detection of Induced GNSS Spoofing Using S-Curve-Bias, Sensors, 19, 922. https://doi.org/10.3390/s19040922

Wesson, K. D., Gross, J. N., Humphreys, T. E., & Evans, B. L. 2018, GNSS Signal Authentication via Power and Distortion Monitoring, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 54, 739-754. https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2765258

Wieser, A. 2006, High-sensitivity GNSS: The trade-off between availability and accuracy, In Proceedings of the 3rd IAG Symposium on Geodesy for Geotechnical and Structural Engineering & 12th FIG Symposium on Deformation Measurements, Baden, Austria, 22-24 May 2006, pp.1-12. https://www.fig.net/resources/proceedings/2006/baden_2006_comm6/PDF/GPS2/Wieser.pdf



Yoo Hak Kim received the B.S. degree in Radio Engineering from Korea Maritime and Ocean University. He is currently with the 6th R&D Institute Electronic Test Team of the Agency for Defense Development (ADD), while simultaneously pursuing the M.S. degree in Department of Radio and Information Communication Engineering at Chungnam

National University. His research interests include signal processing, GNSS, and GNSS spoofing detection.



Jae Min Ahn received the B.S. degree in Electronic Engineering from Seoul National University in 1987, and the M.S. and Ph.D. degrees in Electrical and Electronic Engineering from the Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST) in 1989 and 1994, respectively. Since 1999, he has been a professor in the Department of Radio and Information Comm-unication Engineering at Chungnam National University. His research interests include communication signal design and signal processing.

JPNT 15(3), 405-414 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.405

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

교차점 정제 및 대표 LOB 재구성을 이용한 AoA 기반 다중 표적 위치 추정

박성열[1], 윤성권[2], 임상훈[3], 박재일[3], 김선우[1†]

Intersection Refinement and Representative LOB Reconstruction Method for AoA-Based Multi-Target Localization

Seongyeol Park[1], Seongkwon Yoon[2], Sanghun Im[3], Jaeil Park[3], Sunwoo Kim[1†]
[1]Department of Electronic Engineering, Hanyang University, Seoul 04763, Republic of Korea
[2]Agency for Defense Development, Daejeon 34186, Republic of Korea
[3]Hanwha Systems, Gyeonggi-do 13524, Republic of Korea

ABSTRACT

This paper addresses the spurious intersection problem caused by Line-of-Bearing (LOB) crossings in Angle-of-Arrival (AoA)-based multi-target localization under a half-plane surveillance geometry. In this geometry, limited LOB crossing angles can cause even small AoA errors and sensor-position errors to significantly spread intersection clusters along the range direction. To address this problem, this paper refines candidate intersections generated from LOBs accumulated over multiple snapshots using Minimum-K preprocessing and density-based clustering based on the Mahalanobis distance. Sensor-specific representative LOBs are then reconstructed from the original LOB information and used in a common position estimator based on Weighted Least Squares (WLS). In this process, point-wise intersection clustering results are transformed into line-wise representative LOB sets, directly linking intersection refinement to final position estimation. Simulation results show that the proposed pipeline suppresses false clusters better than compared clustering methods and maintains the number of clusters close to the actual number of targets under dense-target and mixed near/far-target conditions, thereby improving distance-threshold-based localization performance.

Keywords: AoA, multi-target localization, intersection refinement, representative LOB reconstruction
주요어: 도래각, 다중 표적 위치 추정, 교차점 정제, 대표 방위선 재구성

1. 서론

최근 Electromagnetic Spectrum (EMS) 환경에서 Electronic Support (ES) 센서의 Angle-of-Arrival (AoA) 관측값은 다수 센서의 Line-of-Bearing (LOB) 교차를 통한 수동 위치 추정에 널리 활용된다 (Torrieri 1984, Jang 2019). 이때 동일 신호 제원의 다중 표적 환경에서는 관측된 LOB가 어느 표적에 대응하는지 불명확해지는 데이터 연관 문제가 발생한다 (Park & Noh 2013, Reed et al. 2008). 이러한 조건에서는 표적과 LOB 간의 연관 정보를 사전에 확정하기 어렵기 때문에, 누적 관측 구간에서 획득한 LOB들을 전수 조합하여 후보 교차점 집합을 생성할 수 있다. Fig. 1은 전수 LOB 교차 과정에서 형성되는 참 교차점과 허위 교차점의 개념적 분포를 나타낸다.

Fig. 1과 같이 동일 표적에서 유래한 LOB 조합은 참 교차점 군집을 형성하지만, 서로 다른 표적의 LOB 조합은 공간상에 산개한 허위 교차점 또는 허위 군집을 생성한다. 이러한 허위 교차점은 유효 군집의 식별을 어렵게 하고, 최종 위치 추정에 사용될 LOB 조합 선택을 왜곡할 수 있다 (Reed et al. 2008, Grabbe et al. 2013). 따라서 후보 교차점 정제는 표적별 유효 군집을 식별하고 허위 교차점의 영향을 줄이는 핵심 전처리 문제로 해석할 수

Received Jul 29, 2026 **Revised** Aug 10, 2026 **Accepted** Aug 31, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: remero@hanyang.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

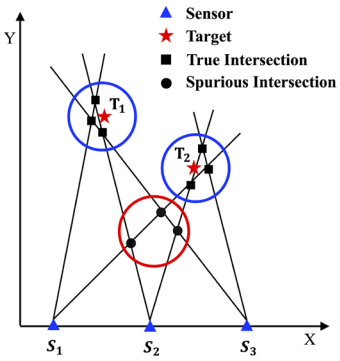


Fig. 1. Distribution of candidate intersections generated by LOB pairs in a multi-target scenario.

있다.

K-means와 Fuzzy C-Means (FCM)은 중심 기반 군집화 기법으로 구현이 단순하지만, 군집 수에 대한 사전 정보가 필요하다 (MacQueen 1967, Bezdek et al. 1984). 또한 허위 교차점이 다수 포함될 경우 군집 중심이 실제 표적 위치에서 벗어나, 이후 위치 추정에 사용할 대표 LOB 선택의 신뢰도가 낮아질 수 있다.

Bayesian Information Criterion-based Gaussian Mixture Model (BIC-GMM) 및 Variational Bayesian Gaussian Mixture Model(VB-GMM)과 같은 확률 모델 기반 기법은 교차점 집합을 여러 개의 Gaussian 성분으로 나누어 표현하므로, 중심 기반 방법보다 복잡한 좌표 분포를 모델링할 수 있다 (Dempster et al. 1977, Schwarz 1978, Corduneanu & Bishop 2001, Fraley & Raftery 2002). 그러나 이들 기법은 성분 추정이 주로 교차점의 좌표상 밀집 구조에 의존하므로, 각 교차점이 동일 표적에서 유래한 LOB 교차인지는 직접 구분하기 어렵다. 따라서 허위 교차점이 일정 영역에 밀집되면 실제 표적과 무관한 위치 후보가 남을 수 있다.

밀도 기반 군집화 기법인 Density-Based Spatial Clustering of Applications with Noise(DBSCAN)은 사전 군집 수를 요구하지 않고, 밀도가 낮은 교차점을 잡음으로 분리한다 (Ester et al. 1996, Schubert et al. 2017). 또한 Minimum-K 전처리와 Mahalanobis 거리 기반 DBSCAN을 결합한 연구는 LOB 교차로 인한 허위 교차점 제거 성능을 개선한 바 있다 (Deng et al. 2023).

그러나 AoA 기반 위치 추정의 최종 출력은 교차점 군집의 중심 좌표 자체가 아니라, 센서별 LOB 제약식으로부터 산출되는 위치 좌표이다. 따라서 이 논문은 짧은 누적 관측 구간에서 생성된 후보 교차점 정제 결과를 원본 LOB 조합 정보로 역추적하여 센서별 대표 LOB 집합으로 재구성하고, 이를 공통 Weighted Least Squares (WLS) 위치 추정과 연결하여 최종 다중 표적 위치 판정 성능을 평가한다 (Chen et al. 2022).

이 논문의 주요 기여는 다음과 같다. 첫째, 점 단위 교차점 군집 결과를 센서별 대표 LOB 집합으로 변환하는 재구성 절차를 제시하였다. 둘째, 중심 기반 및 확률 모델 기반 군집화 기법을 동일한 후보 교차점 입력과 동일한 WLS 위치 추정 조건에서 비교하여, 전단 교차점 정제 방식이 최종 위치 판정 성능에 미치는 영향을 분석하였다. 셋째, 제안 파이프라인의 구성 요소를 DBSCAN 및 Mahalanobis 거리 기반 비교군과 비교하여, LOB 조합 구조 기반 전처리, 거리 기준, 군집 내부 정제의 효과를 분석하였다. 넷째, AoA 관측 오차 증가에 따른 성능 저하 양상을 분석하여, 제안 파이프라인의 적용 가능 구간과 한계를 시나리오별로 확인하였다.

2. 시스템 모델 및 후보 교차점 생성

2.1 AoA 관측 및 LOB 모델

이 논문은 2차원 평면상에서 다중 수동 센서가 표적까지의 거리 정보 없이 AoA를 관측하고, 각 AoA 관측값을 센서 위치를 지나는 방위각 방향의 LOB로 변환하는 상황을 고려한다. 이때 i번째 센서의 위치를 $\boldsymbol{s}_i=[x_i,y_i]^\top$, k번째 표적의 위치를 $\mathbf{p}_k=[x_k,y_k]^\top$로 정의한다. 센서 i는 스냅샷 r에서 표적 k에 대한 도래각 $\theta_{i,k}[r]$을 Eq. (1)과 같이 관측한다.

$$\theta_{i,k}[r] = \text{atan2}(y_k - y_i, x_k - x_i) + n_{i,k}[r] \tag{1}$$

여기서 $\theta_{i,k}[r]$는 센서 i에서 표적 k를 바라보는 스칼라 AoA 관측값이며, $n_{i,k}[r]$은 평균이 0이고 분산이 σ_θ^2인 가우시안 AoA 관측 잡음이다. 한편 센서 위치 오차는 AoA 관측값 자체가 아니라 LOB를 구성하는 기준점에 반영된다. 이를 위해 실제 계산에 사용되는 센서 위치 벡터를 $\tilde{\mathbf{s}}_i=\mathbf{s}_i+\boldsymbol{\eta}_i$로 정의하며, $\boldsymbol{\eta}_i$는 평균 벡터가 0이고 공분산이 $\sigma_s^2\boldsymbol{I}$인 센서 위치 오차 벡터로 가정한다.

관측된 $\theta_{i,k}[r]$에 대응하는 LOB는 $\tilde{\mathbf{s}}_i$를 지나는 직선으로 표현되며, Eq. (2)와 같이 기울기 기반 직선 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\ell_{i,k}[r]:\ y - \tilde{y}_i = \tan\big(\theta_{i,k}[r]\big)\,(x - \tilde{x}_i) \tag{2}$$

그러나 Eq. (2)는 관측 방위각이 $\pm\frac{\pi}{2}$부근일 때, 기울기가 무한대로 발산하는 수치적 특이점 문제가 생길 수 있다. 따라서 전 구간의 연산 강건성 확보 및 후속 위치 추정과의 일관성을 위해 법선 벡터 $\boldsymbol{g}_{i,k}[r]=[-\sin\theta_{i,k}[r],\cos\theta_{i,k}[r]]^\top$를 이용한 Eq. (3)의 선형 제약식을 사용한다.

$$\boldsymbol{g}_{i,k}[r]^\top \boldsymbol{z} = \boldsymbol{g}_{i,k}[r]^\top \tilde{\mathbf{s}}_i \tag{3}$$

여기서 $\boldsymbol{z}$는 해당 LOB 상에 존재하는 임의의 위치 좌표를 의미하며, Eq. (3)의 LOB 표현은 후보 교차점 집합 생성 시 입력으로 사용된다.

2.2 LOB 전수 교차 기반 후보 교차점 집합 생성

다중 센서 환경에서는 서로 다른 센서에서 누적 관측된 LOB를 전수 조합하여 후보 교차점을 생성한다. 이때 센서 i와 j가 획득한 누적 LOB 중 a번째 및 b번째 LOB를 각각 $\ell_{i,a}$와 $\ell_{j,b}$라 하면, 두 LOB가 생성하는 후보 교차점 좌표를 Eq. (4)와 같이 표기한다.

$$\mathbf{x}_{(i,a),(j,b)} = \ell_{i,a} \cap \ell_{j,b}, \qquad i < j \tag{4}$$

전체 후보 교차점 집합 $\mathcal{X}$는 가능한 모든 센서 쌍 $i<j$ 및 LOB 인덱스 a,b에 대해 생성된 $\boldsymbol{x}_{(i,a),(j,b)}$로 구성한다. 이와 같이 생성된

$\mathcal{X}$에는 동일 표적에서 유래한 LOB 조합뿐 아니라 서로 다른 표적에서 유래한 오연관 LOB 조합도 포함된다. 따라서 이후 처리 단계에서 활용할 수 있도록 각 후보 교차점의 좌표와 해당 교차점을 생성한 원본 LOB 조합 정보를 함께 보존한다.

3. 제안 파이프라인 및 비교 군집화 기법

3.1 제안 파이프라인의 전체 처리 절차

Fig. 2는 제안하는 AoA 기반 다중 표적 위치 추정 파이프라인을 나타낸다. 제안 파이프라인은 2장에서 정의한 후보 교차점 집합 $\mathcal{X}$를 입력으로 하며, 전단 정제 단계에서 표적별 위치 후보에 대응하는 유효 군집을 식별한다. 이때 도출된 유효 군집의 개수를 Q라 하고, q=1,…,Q에 대해 q번째 유효 군집을 C_q로 표기한다. 이후 LOB 조합 정보를 이용하여 센서별 대표 LOB를 재구성하고, 이를 WLS 위치 추정기에 입력하여 최종 위치 좌표 $\hat{\boldsymbol{p}}_q$를 산출한다.

모든 비교 기법은 동일한 대표 LOB 재구성 및 WLS 위치 추정 절차를 공유한다. 따라서 최종 위치 판정 성능의 차이는 각 기법이 $\mathcal{X}$로부터 유효 군집 C_q를 얼마나 적절히 도출했는지에 따른 차이로 해석할 수 있다.

3.2 제안 파이프라인의 전단 정제 절차

이번 절에서는 후보 교차점 집합 $\mathcal{X}$로부터 정제된 유효 군집 C_q를 도출하기 위한 전단 정제 절차를 설명한다. 제안 절차는 선행연구의 Minimum-K 전처리와 Mahalanobis 거리 기반 밀도 군집화 구조를 누적 LOB 교차점 집합에 적용하고 (Deng et al. 2023), 대표 LOB 선택의 안정성을 높이기 위해 군집 내부 각도 일관성 정제를 추가한다. 정제 결과는 이후 대표 LOB 재구성에 사용된다.

3.2.1 LOB 조합 기반 Minimum-K 전처리

전수 LOB 교차로 생성된 후보 교차점 집합에는 허위 교차점이 다수 포함되므로, 군집화 이전에 후보 집합을 축소할 필요가 있다. Minimum-K 전처리는 여러 센서 조합에서 일관되게 가까운 위치에 형성되는 교차점을 우선 보존하여 후보 수를 줄이는 절차이다.

센서 i가 획득한 전체 LOB 중 a번째 LOB를 $\ell_{i,a}$라 하자. 기준 $\ell_{i,a}$와 다른 센서의 LOB들이 이루는 전체 교차점 집합을 $\mathcal{X}_{i,a}$라 하고, 이 중 센서 j의 LOB와의 교차로 형성된 부분집합을 $\mathcal{X}_{i,a}^{(j)}$라 한다. 교차점 $\mathbf{x}\in\mathcal{X}_{i,a}^{(j)}$에 대해, 동일한 부분집합에 속하지 않는 다른 교차점과의 최소 거리를 Eq. (5)와 같이 정의한다.

$$d(\mathbf{x}) = \min_{\mathbf{y}\in\mathcal{X}_{i,a},\, \mathbf{y}\notin\mathcal{X}_{i,a}^{(j)}} \|\mathbf{x}-\mathbf{y}\|_2, \quad \mathbf{x}\in\mathcal{X}_{i,a}^{(j)} \tag{5}$$

$d(\mathbf{x})$가 작은 교차점은 서로 다른 센서 조합에서도 일관되게 가까운 위치에 형성된 후보로 볼 수 있다. 따라서 각 기준 LOB와 타

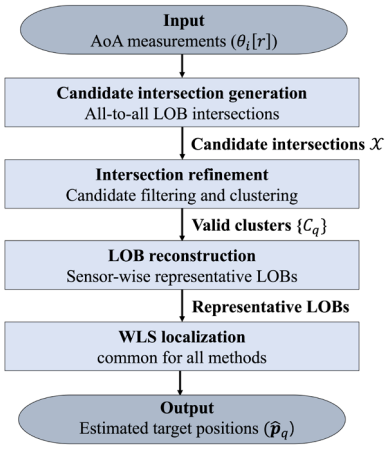


Fig. 2. Proposed processing pipeline for AoA multi-target localization.

센서 조합에 대해 $d(\mathbf{x})$가 작은 순서로 K_{MK}개의 교차점만 유지한다. 여기서 K_{MK}은 각 기준 LOB별로 보존할 후보 교차점 수를 의미한다.

3.2.2 Mahalanobis 거리 기반 밀도 군집화

Minimum-K 전처리 이후에도 교차점 분포는 표적의 거리와 센서 기하에 따라 서로 다른 분산 구조를 가진다. 특히 원거리 표적은 작은 각도 오차에도 위치 오차가 크게 확대되어, 교차점 분포가 원형이 아닌 타원형으로 퍼질 수 있다. 이를 반영하기 위해 두 교차점 $\mathbf{x}_u$와 $\mathbf{x}_v$사이의 거리 척도를 Eq. (6)의 Mahalanobis 거리 d_{M}으로 정의한다.

$$d_{\mathrm{M}}(\mathbf{x}_u,\mathbf{x}_v) = \sqrt{(\mathbf{x}_u-\mathbf{x}_v)^{\mathsf{T}}\bar{\boldsymbol{\Sigma}}_{uv}^{-1}(\mathbf{x}_u-\mathbf{x}_v)} \tag{6}$$

여기서 $\bar{\boldsymbol{\Sigma}}_{uv} = (\boldsymbol{\Sigma}_u+\boldsymbol{\Sigma}_v)/2$는 두 교차점 공분산의 평균이다. 각 공분산은 AoA 관측 오차와 센서 위치 오차를 반영하여 계산한다. 교차점 위치 오차를 2차원 Gaussian으로 근사하면, d_{M}^2은 자유도 2의 χ^2 신뢰영역으로 해석할 수 있다. 따라서 신뢰수준 β에 대한 이웃 반경은 Eq. (7)과 같이 설정한다.

$$\epsilon_{\mathrm{M}} = \sqrt{-2\ln(1-\beta)} \tag{7}$$

전처리 후 남은 후보 교차점 집합에서 각 교차점 $\mathbf{x}$의 Mahalanobis 이웃 수 $n_M(\mathbf{x})$는 $d_M(\mathbf{x},\mathbf{y})\le\epsilon_M$를 만족하는 교차점 $\mathbf{y}$의 개수로 정의한다. DBSCAN은 $n_M(\mathbf{x})\ge$ MinPts를 만족하는 교차점을 core point로 판정하고, core point 간 밀도 연결 관계를 형성하여 유효 군집을 도출한다. 여기서 MinPts는 core point 판정을 위한 최소 이웃 수이며, 구체적인 설정은 4.3절에서 제시한다.

3.2.3 군집 내부 각도 일관성 정제

앞선 두 단계 이후에도 군집 내부에는 대표 LOB 선택을 왜곡할 수 있는 일부 허위 교차점이 남을 수 있다. 이를 정제하기 위해 이 논문에서는 각 교차점을 생성한 원본 LOB와 군집 중심 사이의 방향 차이를 계산한다. 교차점 $\mathbf{x}$가 센서 i와 j의 LOB 교차로 생성되었다고 할 때, 두 센서에서 계산한 방향 차이가 모두 임계값

τ_θ 이하인 경우에만 해당 교차점을 유지한다.

$$|\Delta\theta_i(\mathbf{x})| \le \tau_\theta, \quad |\Delta\theta_j(\mathbf{x})| \le \tau_\theta \tag{8}$$

여기서 $\Delta\theta_i(\mathbf{x})$와 $\Delta\theta_j(\mathbf{x})$는 각각 센서 i와 j에서 군집 중심을 바라보는 방위각과 해당 교차점을 생성한 원본 LOB 관측각의 차이를 의미하며, 각도 차이는 $[-\pi,\pi]$ 범위로 정규화한다. 이 논문에서는 $\tau_\theta = \sigma_\theta$로 설정하며, 조건을 만족하지 않는 교차점은 군집에서 제외한다. 여기서 $\tau_\theta = \sigma_\theta$는 전체 AoA 관측치를 1-sigma 범위 안에서만 사용한다는 의미가 아니라, Minimum-K 전처리와 Mahalanobis 거리 기반 군집화 이후 군집 내부에 남은 교차점 중 원본 LOB 방향이 군집 중심과 관측 오차 수준 내에서 일치하는지를 확인하기 위한 후처리 기준이다. τ_θ를 크게 설정하면 군집 중심과 방향적으로 일치하지 않는 허위 LOB 조합이 남을 수 있고, 반대로 너무 작게 설정하면 유효 교차점까지 제거될 수 있다. 따라서 이 논문에서는 대표 LOB 선택을 왜곡하는 이상 교차점을 줄이기 위해 해당 기준을 사용하였으며, 이를 통해 대표 LOB 재구성의 안정성을 높인다.

3.3 대표 LOB 재구성 및 WLS 기반 위치 추정

유효 군집 C_q가 도출되면, 해당 군집에 포함된 후보 교차점들의 원본 LOB 조합 정보를 이용하여 센서별 대표 LOB를 재구성한다. 후보 교차점 $\mathbf{x}\in C_q$를 생성한 원본 LOB 조합 정보를 $\pi(\mathbf{x})$로 표기하며, 이때 $\pi(\mathbf{x})=\{(i,a),(j,b)\}$는 $\mathbf{x}$가 센서 i의 a번째 LOB와 센서 j의 b번째 LOB의 교차로 생성되었음을 의미한다.

$$f_{q,i}(a) = \left|\{\mathbf{x} \in C_q \mid (i,a) \in \pi(\mathbf{x})\}\right| \tag{9}$$

대표 LOB 인덱스 $a_{q,i}$는 $f_{q,i}(a)$가 최대인 LOB로 선택한다. 동일 빈도 후보가 복수 존재하면, 군집 중심에 대한 각도 잔차가 가장 작은 LOB를 선택한다. 이때 대표 LOB가 확인된 센서 집합을 $S_q=\{i \mid max_a\, fq,i(a) > 0\}$로 정의하면, 군집 C_q의 대표 LOB 집합은 $\{\ell_{i,a_{q,i}} \mid i\in S_q\}$로 구성된다.

이 논문에서는 $|S_q| \ge 2$인 군집에 대해서만 위치 추정을 수행한다. $S_q=\{i_1,\cdots,i_{M_q}\}$, $M_q=|S_q|$라 하자. Eq. (3)의 선형 제약식을 적용하면, 관측 행렬 $\boldsymbol{G}_q$, 관측 벡터 $\boldsymbol{b}_q$, 가중치 행렬 $\boldsymbol{W}_q$는 대표 LOB가 선택된 센서 순서에 따라 구성된다. 구체적으로 $\boldsymbol{G}_q$의 m번째 행은 $\boldsymbol{g}^\top_{i_m,a_{q,i_m}}$, $\boldsymbol{b}_q$의 m번째 성분은 $\boldsymbol{g}^\top_{i_m,a_{q,i_m}}\tilde{\boldsymbol{s}}_{i_m}$로 정의한다. 이 시뮬레이션에서는 모든 센서에 동일한 AoA 관측 오차와 센서 위치 오차 통계를 적용하므로, 대표 LOB별 가중치는 동일하게 설정하였다. 따라서 군집 C_q의 최종 위치 좌표는 Eq. (10)의 WLS 해로 도출된다.

$$\hat{\boldsymbol{p}}_q = (\boldsymbol{G}_q^\top \boldsymbol{W}_q \boldsymbol{G}_q)^{-1} \boldsymbol{G}_q^\top \boldsymbol{W}_q \boldsymbol{b}_q \tag{10}$$

모든 비교 기법에는 동일한 대표 LOB 재구성 및 WLS 위치 추정 절차를 적용한다.

3.4 비교 군집화 기법

이번 절에서는 제안 파이프라인의 전단 정제 단계와 비교하기 위한 군집화 기법을 설명한다. 비교 기법은 중심 기반과 확률 모델 기반 군집화 방법으로 구성하며, 모두 동일한 후보 교차점 집합 $\mathcal{X}$를 입력으로 사용한다. 또한 군집화 이후에는 동일한 대표 LOB 재구성 및 WLS 위치 추정 절차를 적용한다.

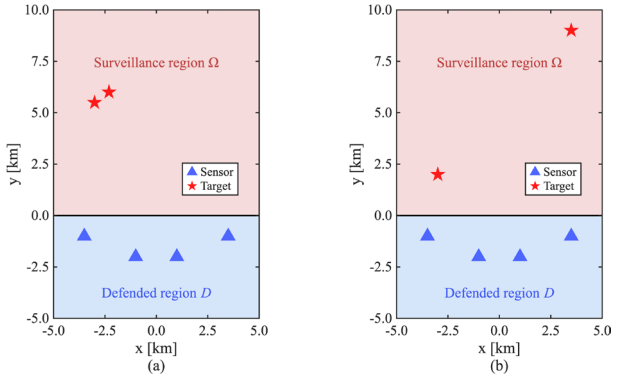


Fig. 3. Evaluation scenarios: (a) Scenario 1 (dense-target scenario), (b) Scenario 2 (mixed near/far-target scenario).

3.4.1 중심 기반 군집화 비교군

K-means와 FCM은 후보 교차점의 좌표를 이용하여 군집 중심 또는 소속도를 반복 갱신하는 중심 기반 군집화 방법이다 (MacQueen 1967, Bezdek et al. 1984). K-means는 각 교차점을 가장 가까운 중심에 할당하는 hard clustering 방식이고, FCM은 교차점이 여러 군집에 부분적으로 소속될 수 있도록 하는 soft clustering 방식이다. 두 방법은 군집 수를 사전에 지정해야 하므로, 이 논문에서는 군집 수 추정 오류의 영향을 배제하기 위해 이를 실제 표적 수와 동일하게 설정하였다.

3.4.2 확률 모델 기반 군집화 비교군

BIC-GMM과 VB-GMM은 후보 교차점 집합을 Gaussian 혼합 모형으로 표현하는 확률 모델 기반 군집화 방법이다 (Dempster et al. 1977, Schwarz 1978, Corduneanu & Bishop 2001, Fraley & Raftery 2002). BIC-GMM은 성분 수가 다른 여러 GMM을 학습한 뒤, 데이터 설명력과 모델 복잡도를 함께 고려하는 BIC 값이 가장 작은 모델을 선택한다. VB-GMM은 충분히 많은 후보 성분에서 시작하여 데이터에 의해 지지되는 성분을 중심으로 군집을 형성한다. 두 방법은 군집 수를 고정하지 않고 후보 교차점 분포를 모델링할 수 있다는 장점이 있으나, 교차점의 원본 LOB 조합 정보보다는 좌표상 분포 구조에 기반하여 군집을 추정한다.

4. 시뮬레이션 설정 및 성능 분석

4.1 시나리오 및 실험 설정

AoA 기반 방위선 표적 감시 문제에서는 센서가 표적을 둘러싸고 있는 일반적인 convex-hull 배열과 달리, 센서가 방어 구역에 배치되고 표적이 감시 구역에 위치하는 반평면 감시 기하가

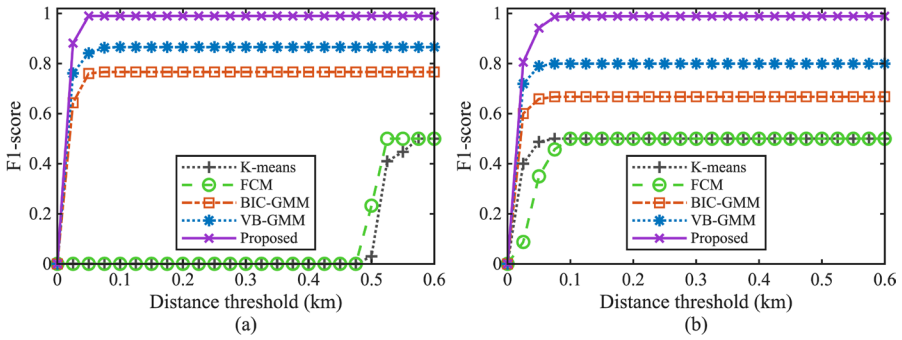


Fig. 4. F1-score of the main compared methods versus d_{th}: (a) F1-score in Scenario 1, (b) F1-score in Scenario 2.

Table 1. Settings of the main compared methods.

Method	Main settings
K-means	Number of clusters $K = N_t$, restarts = 20
FCM	Number of clusters $C = N_t$, $m = 2.0$
BIC-GMM	Candidate components $K = 1,\ldots,4$, full covariance, posterior threshold = 0.50, minimum fraction = 0.10
VB-GMM	$K_{max} = 6$, $\alpha_0 = 0.01$, weight threshold = 0.16, minimum fraction = 0.10, minimum size = 8
Proposed	$K_{MK} = 3$, $\beta = 0.95$, $\lambda = 0.20$, $\tau_\theta = \sigma_\theta$

Table 2. Main comparison results at a 100 m matching threshold.

Scenario	Method	F1-score	mean FP	mean FN	Avg. clusters
Scenario 1	K-means	0.000	2.000	2.000	2.000
	FCM	0.000	2.000	2.000	2.000
	BIC-GMM	0.766	1.195	0.015	3.180
	VB-GMM	0.866	0.615	0.005	2.610
	Proposed	0.990	0.040	0.000	2.040
Scenario 2	K-means	0.500	1.000	1.000	2.000
	FCM	0.500	1.000	1.000	2.000
	BIC-GMM	0.667	1.995	0.000	3.995
	VB-GMM	0.800	0.995	0.005	2.990
	Proposed	0.989	0.045	0.000	2.045

중요한 운용 형태로 고려된다 (Chen et al. 2024, 2025). 이러한 기하에서는 오연관 LOB 조합으로 생성되는 허위 교차점의 영향이 더욱 두드러질 수 있다.

이를 반영하여 이 논문에서는 Fig. 3과 같이 반평면 감시 시나리오를 구성하였다. 전체 공간은 10 km×15 km 영역으로 설정하였으며, y=0을 경계로 하부 영역은 방어 구역 D, 상부 영역은 감시 구역 Ω로 정의하였다. 방어 구역 D에는 4대의 AoA 센서를 배치하고, 감시 구역 Ω에는 2개의 표적을 배치하였다.

이 논문의 시나리오는 모든 다중 표적 배치를 포괄하기 위한 것이 아니라, 반평면 감시 기하에서 LOB 교차 기반 위치 추정이 어려워지는 대표적인 두 조건을 분석하기 위해 설정하였다. 시나리오 1은 표적 간 거리가 가까운 밀집 표적 조건으로, 동일한 AoA 오차에서도 표적 간 근접하는 정도에 따라 참 교차점 군집의 경계가 모호해지는 밀집 표적 특성을 분석한다. 시나리오 2는 근거리 표적과 원거리 표적이 공존하는 조건으로, 동일한 AoA 오차에서도 표적 거리에 따라 교차점 분포의 밀도와 공간적 분산이 달라지는 가변 밀도 특성을 분석한다. 따라서 두 시나리오는 표적 수가 2개인 최소 다중 표적 조건이지만, 허위 교차점 억제와 대표 LOB 재구성이 어려워지는 주요 실패 양상을 확인하기 위한 대표 난조건으로 사용하였다.

성능 평가는 위치 판정 임계값 d_{th}과 AoA 관측 오차의 표준편차 σ_θ를 변화시키며 수행하였다. 각 조건에 대해 Monte Carlo 200회 반복 실험을 수행하였고, 센서 위치 오차의 표준편차 σ_s는 모든 실험에서 5 m로 고정하였다.

4.2 주요 비교 기법의 성능 분석

이번 절에서는 스냅샷 수 R=10, AoA 관측 오차 표준편차 σ_θ=0.1°로 고정하고, K-means, FCM, BIC-GMM, VB-GMM, 제안 파이프라인(Proposed)의 위치 판정 성능을 비교한다. Fig. 4에서 비교하는 K-means와 FCM은 후보 교차점을 군집 중심과의 거리 또는 소속도에 따라 분리하는 중심 기반 군집화 방법이고, BIC-GMM과 VB-GMM은 후보 교차점 분포를 여러 Gaussian 성분으로 표현하여 유효 성분을 추정하는 확률 모델 기반 군집화 방법이다. Proposed는 Minimum-K 전처리, Mahalanobis 거리 기반 밀도 군집화, 군집 내부 각도 일관성 정제를 결합한 제안 파이프라인이다. Table 1은 주요 비교 기법의 설정을 정리한 것이며, 모든 설정은 두 시나리오 모두 동일하게 적용하였다. 위치 판정은 Hungarian algorithm을 이용한 1:1 최적 할당으로 수행하였다 (Kuhn 1955). 추정 위치와 실제 표적 사이의 거리가 d_{th} 이내이면 올바른 위치 추정으로 판정하였다. 이때 매칭된 추정 위치를 True Positive (TP), 매칭되지 않은 추정 위치를 False Positive (FP), 매칭되지 않은 실제 표적을 False Negative (FN)으로 정의하였다.

$$\text{Recall} = \frac{\text{TP}}{\text{TP} + \text{FN}}, \text{Precision} = \frac{\text{TP}}{\text{TP} + \text{FP}} \tag{11}$$

$$\text{F1} = \frac{2 \cdot \text{Precision} \cdot \text{Recall}}{\text{Precision} + \text{Recall}} \tag{12}$$

Fig. 4는 d_{th} 변화에 따른 F1-score를 나타내고, Table 2는 d_{th}=100 m 조건의 결과를 요약한 것이다. F1-score는 재현율과 정밀도를 함께 반영하므로, 탐지 누락과 오탐지 위치 후보가 동시에 발생하는 다중 표적 위치 판정 문제에서 종합 성능 지표로 사용하였다.

Fig. 4와 Table 2의 결과를 보면, 제안 파이프라인은 두 시나리오 모두에서 가장 안정적인 F1-score를 보였다. 시나리오 1에서는 d_{th}가 작은 구간부터 빠르게 성능이 상승하였고, 100 m 기준에서 F1-score 0.990을 달성하였다. 시나리오 2에서도 100 m 기준 F1-

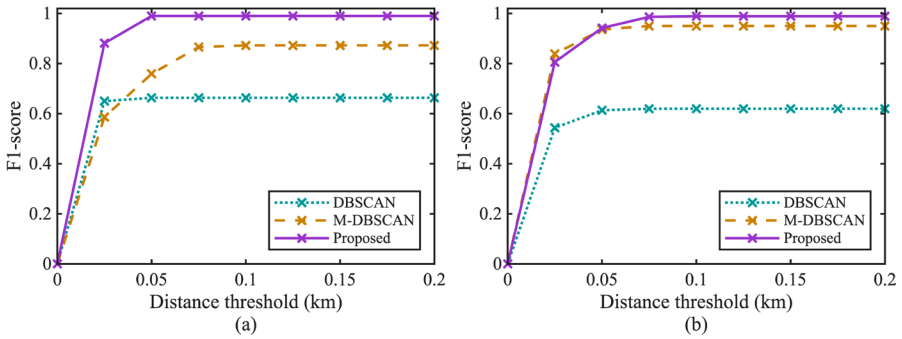


Fig. 5. Step-wise refinement comparison of the proposed pipeline versus d_{th}: (a) Scenario 1, (b) Scenario 2.

score 0.989를 보여 근·원거리 표적이 공존하는 조건에서도 안정적인 위치 판정 성능을 유지하였다. 또한 200회 Monte Carlo 반복별 F1-score에 대한 95% 신뢰구간을 산출한 결과, d_{th}=100 m 기준 제안 파이프라인은 시나리오 1과 시나리오 2에서 각각 $\bar{F}_1 \pm \Delta F_1$=0.992±0.005 및 0.991±0.006으로 나타났다. 이는 제안 파이프라인의 높은 F1-score가 특정 반복 결과에만 의존하지 않고 안정적으로 유지됨을 보여준다.

중심 기반 방법인 K-means와 FCM은 실제 표적 수와 동일한 군집 수를 사용하였지만, 교차점의 평균적 위치를 기준으로 군집 중심을 갱신하므로 허위 교차점의 영향을 크게 받았다. 그 결과 평균 군집 수가 2.000으로 유지되었지만 100 m 기준 F1-score가 시나리오 1에서는 0, 시나리오 2에서는 0.500에 머물렀다. 이는 생성된 위치 후보가 실제 표적 주변에 충분히 형성되지 않아 위치 판정 기준을 만족하지 못했음을 의미한다.

확률 모델 기반 방법은 중심 기반 방법보다 높은 F1-score를 보였으나, 평균 군집 수가 실제 표적 수보다 크게 나타났다. 이는 일정 영역에 모인 허위 교차점이 별도의 Gaussian 성분으로 남아 추가 후보 군집을 형성할 수 있기 때문이다. 반면 제안 파이프라인은 평균 군집 수를 두 시나리오에서 각각 2.040, 2.045로 유지하면서도 가장 높은 F1-score를 보여, 실제 표적 수에 가까운 위치 후보를 안정적으로 생성하였다.

4.3 제안 파이프라인의 단계별 성능 분석

이번 절에서는 Proposed의 각 정제 구성요소가 미치는 영향을 확인하기 위해 다음 세 가지를 비교한다. DBSCAN은 유클리드 거리 기반 밀도 군집화만 적용한 기준 방법이고, M-DBSCAN은 비교를 위해 거리 척도만 Mahalanobis 거리로 대체한 방법이다. Proposed는 M-DBSCAN 기준에 Minimum-K 전처리와 군집 내부 각도 일관성 정제를 추가한 전체 제안 절차이다. 세 방법 모두 군집화 이후에는 동일한 대표 LOB 재구성 및 WLS 위치 추정 절차를 적용하였다.

DBSCAN은 유클리드 거리 기반 기준 방법으로, 탐색 반경을 ϵ=0.12 km로 설정하였다. 이는 후보 교차점의 위치 불확실성을 단일 원형 반경으로 단순화한 값으로, 고정 유클리드 반경을 사용할 때의 기준 성능을 확인하기 위한 설정이다. 최소 이웃 수는 한 표적에서 기대되는 교차점 수에 지지도 비율 ρ=0.20을 적용하여 MinPts=120으로 설정하였다. 이때 ρ=0.20은 AoA 오차로 인해 교차점이 완전히 한 점에 모이지 않는 조건을 고려한 밀도 판정 기준이다.

M-DBSCAN과 Proposed는 동일한 신뢰수준 β=0.95와 밀도 판정 계수 λ=0.20을 사용하였다. β는 Mahalanobis 거리 기반 이웃 판정에서 95% 신뢰영역을 반영한 값이며, λ은 DBSCAN의 지지도 비율과 동일한 수준의 밀도 판정 강도를 유지하기 위한 설정이다. Proposed에는 K_{MK}=3의 Minimum-K 전처리와 $\tau_\theta = \sigma_\theta$로 설정한 각도 일관성 정제를 추가하였다. K_{MK}=3은 4개 센서 환경에서 기준 LOB와 타 센서 조합에 대해 가까운 후보 교차점을 일정 수 보존하기 위한 값이다. 위 설정은 두 시나리오에 동일하게 적용하였다.

한편 이 논문에서 사용한 파라미터는 모든 표적 수와 센서 수에 대해 보편적으로 고정되는 값이라기보다, 이 실험의 센서 수, 스냅샷 수, AoA 오차 수준에 맞춘 공통 설정이다. K_{MK}는 기준 LOB별로 보존할 근접 후보 수를 조절하며, 표적 수가 증가하거나 표적 간 간격이 더 좁아질 경우 유효 후보 손실을 줄이기 위해 증가시킬 수 있다. DBSCAN의 MinPts와 Mahalanobis 거리 기반 군집화의 λ는 모두 밀도 판정 강도와 관련된 파라미터이다. MinPts는 한 표적에서 기대되는 교차점 지지도에 비례하도록 설정하였고, λ는 Mahalanobis 거리 기반 군집화에서 최소 이웃 수를 조절하는 계수로 사용하였다. 따라서 센서 수, 스냅샷 수, 표적 수가 크게 달라지는 경우에는 동일한 절대값을 그대로 사용하는 것보다 기대 교차점 수와 표적 밀도에 따라 파라미터를 재설정하는 것이 필요하다.

예를 들어 DBSCAN의 최소 이웃 수는 센서쌍 수와 스냅샷 수에 의해 결정되는 기대 교차점 지지도를 기준으로 설정하였다. 이 실험 조건 N_S = 4, R = 10에서는 $\binom{N_S}{2}R^2$=600이며, 이 중 20%를 최소 지지도 기준으로 적용하여 $\text{MinPts}_{\text{DBSCAN}}$=120으로 두었다. 따라서 센서 수 또는 스냅샷 수가 달라질 경우 동일한 절대값이 아니라 기대 교차점 지지도에 따라 최소 이웃 수를 조정하는 것이 적절하다.

추가로 제안 파이프라인의 주요 파라미터를 하나씩 변화시키며 성능 변화를 확인하였다. 이때 관심 파라미터 외의 값은 Table 1의 기본값으로 고정하였다. d_{th}=100 m 기준에서 $K_{MK} \in \{2,3,4\}$, $\lambda \in \{0.10,0.20,0.30\}$, $\tau_\theta \in \{0.5\sigma_\theta, \sigma_\theta, 1.5\sigma_\theta\}$를 각각 변화시킨 결과, 모든 조건에서 두 시나리오의 F1-score가 0.986 이상으로 유지되었다. K_{MK}를 증가시키면 F1-score가 소폭 개선될 수 있으나 입력 교차점 수와 군집화 시간이 함께 증가하였다. 또한 λ 변화 범위에서도

Table 3. Step-wise refinement results of the proposed pipeline at a 50 m matching threshold.

Scenario	Method	Recall	Precision	F1-score	mean FP	mean FN	Avg. clusters	Input ratio	Time (ms)
Scenario 1	DBSCAN	1.000	0.496	0.663	2.030	0.000	4.030	1.00	104.8
	M-DBSCAN	0.870	0.673	0.759	0.845	0.260	2.585	1.00	3671.9
	Proposed	1.000	0.980	0.990	0.040	0.000	2.040	0.21	154.9
Scenario 2	DBSCAN	0.990	0.444	0.613	2.475	0.020	4.455	1.00	65.9
	M-DBSCAN	0.985	0.891	0.936	0.240	0.030	2.210	1.00	1486.7
	Proposed	0.953	0.932	0.942	0.140	0.095	2.045	0.29	105.4

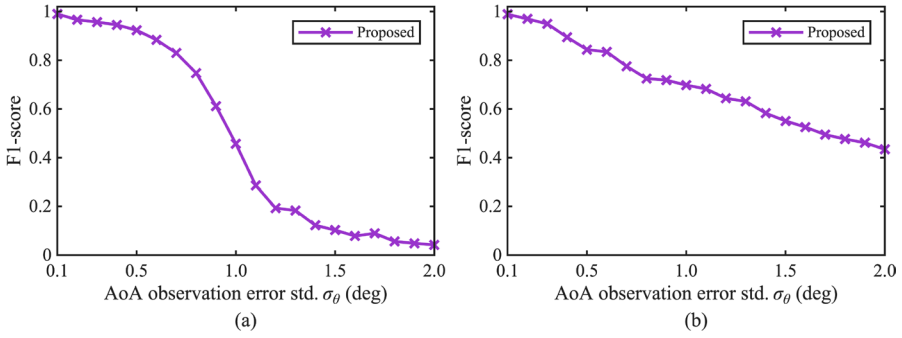


Fig. 6. F1-score of the proposed pipeline versus AoA observation error standard deviation: (a) Scenario 1, (b) Scenario 2.

F1-score가 안정적으로 유지되었고, τ_θ 변화에 따른 성능 차이는 매우 작았다. 따라서 이 논문에서 사용한 K_{MK}=3,λ=0.20,τ_θ=σ_θ는 단일 시나리오에 최적화된 값이라기보다, 두 평가 시나리오에 공통으로 적용 가능한 안정적인 설정으로 해석할 수 있다.

Fig. 5는 d_{th} 변화에 따른 F1-score를 나타내며, Table 3은 d_{th}=50 m에서의 정량 결과를 요약한 것으로 단계별 정제 효과를 확인하기 위한 위치 판정 임계값으로 사용하였다.

시나리오 1에서 DBSCAN은 높은 recall을 보였으나 precision이 낮고 평균 군집 수가 실제 표적 수보다 크게 증가하였다. 이는 고정 유클리드 반경만으로는 밀집 표적 주변의 유효 교차점과 허위 교차점 군집을 안정적으로 구분하기 어렵기 때문이다. M-DBSCAN은 Mahalanobis 거리 기준을 통해 방향별 교차점 확산을 반영함으로써 DBSCAN보다 mean FP와 평균 군집 수를 줄였다. Proposed는 Minimum-K 전처리로 입력 후보를 축소하고, 각도 일관성 정제로 군집 내부 이상 교차점을 완화하여 가장 높은 precision과 F1-score를 보였다.

시나리오 2에서는 근거리 표적과 원거리 표적의 군집이 비교적 분리되어 형성되므로, 시나리오 1보다 M-DBSCAN과 Proposed의 성능 차이가 작게 나타났다. 그러나 원거리 표적에서 발생하는 교차점 확산을 Mahalanobis 거리만으로 모두 보정하기는 어렵기 때문에, M-DBSCAN은 일부 오탐지 군집을 남겼다. 반면 Proposed는 Minimum-K 전처리와 각도 일관성 정제를 함께 적용하여 precision, F1-score, mean FP, 평균 군집 수에서 더 안정적인 결과를 보였다. 동일한 방식으로 200회 Monte Carlo 반복별 F1-score에 대한 95% 신뢰구간을 산출한 결과, d_{th}=50 m 기준 제안 파이프라인은 시나리오 1과 시나리오 2에서 각각 $\bar{F}_1 \pm \Delta F_1$=0.992±0.005 및 0.945±0.021으로 확인되었다. 특히 더 엄격한 50 m 위치 판정 조건에서도 제안 파이프라인의 단계별 정제 효과가 반복 실험 전반에서 안정적으로 나타남을 확인할 수 있다.

군집화 시간 측면에서도 Proposed는 M-DBSCAN보다 효율적이었다. M-DBSCAN은 전체 후보 교차점 집합에 대해 Mahalanobis 거리 기반 군집화를 수행하는 반면, Proposed는 Minimum-K 전처리로 군집화 입력 비율을 시나리오 1과 2에서 각각 0.21과 0.29로 줄였다. 이에 따라 Table 3에서 평균 군집화 시간도 두 시나리오 모두에서 감소하였으며, Proposed는 정제 성능과 계산 효율을 동시에 개선하였다.

추가로 Proposed에 대해 군집 내부 각도 일관성 정제의 영향을 확인하였다. 50 m 기준에서 해당 정제를 적용한 경우, 시나리오 1의 F1-score는 0.988에서 0.990으로 소폭 증가하였고, mean FP와 mean FN은 각각 0.045에서 0.040, 0.005에서 0.000으로 감소하였다. 시나리오 2에서는 F1-score가 0.905에서 0.942로 증가하였으며, mean FP와 mean FN은 각각 0.215에서 0.140, 0.170에서 0.095로 감소하였다. 이는 각도 일관성 정제가 군집 수를 강제로 조정하는 단계가 아니라, 대표 LOB 재구성을 방해할 수 있는 군집 내부 이상 교차점을 줄이는 역할을 함을 보여준다.

4.4 AoA 관측 오차에 따른 성능 한계 분석

이번 절에서는 AoA 관측 오차 표준편차 σ_θ 변화에 따른 제안 파이프라인의 성능 한계를 분석한다. 이때 위치 판정 임계값은 d_{th}=200 m, 스냅샷 수는 R=10으로 고정하고, σ_θ만 0.1°에서 2.0°까지 0.1° 간격으로 변화시켰다. d_{th}=200 m는 작은 위치 오차 구간의 세부 성능 차이보다, AoA 오차 증가에 따른 유효 군집 식별 한계를 확인하기 위해 비교적 완화된 판정 기준으로 사용하였다.

Fig. 6은 σ_θ 변화에 따른 제안 파이프라인의 F1-score를 시나리오별로 나타낸 것이다. 이번 절에서는 앞선 비교에서 가장 안정적인 성능을 보인 Proposed를 대상으로, AoA 관측 오차 증가에 따른 성능 유지 구간과 한계 조건을 확인한다.

시나리오 1에서는 σ_θ가 약 0.7°를 넘어서면서 F1-score가 급격히 감소하였다. 이는 두 표적이 근접하게 배치되어 있어, AoA 관

측 오차가 증가할수록 두 표적 주변의 교차점 군집이 서로 중첩되기 쉽기 때문이다. 따라서 밀집 표적 환경에서는 교차점 정제와 대표 LOB 재구성을 적용하더라도, 관측 오차가 일정 수준 이상으로 증가하면 유효 군집의 경계가 모호해지고 위치 판정 성능이 빠르게 저하된다.

반면 시나리오 2에서는 σ_θ 증가에 따른 F1-score 감소가 상대적으로 완만하게 나타났다. 이는 근거리 표적과 원거리 표적의 교차점 분포가 서로 다른 영역에 형성되어, 밀집 표적 환경보다 군집 간 중첩이 적게 발생하기 때문이다. 다만 오차가 계속 증가하면 원거리 표적의 교차점 분포가 거리 방향으로 크게 확산되면서 F1-score가 점진적으로 감소하였다.

이 결과는 제안 파이프라인이 근·원거리 표적 공존 환경에서는 비교적 안정적으로 동작하지만, 밀집 표적과 큰 AoA 관측 오차가 동시에 존재하는 조건에서는 단일 누적 관측 구간의 교차점 정제만으로는 한계가 있음을 보여준다.

5. 결론

이 논문은 반평면 감시 기하의 AoA 기반 다중 표적 위치 추정에서 LOB 교차로 발생하는 허위 교차점 문제를 완화하기 위해, 교차점 정제와 대표 LOB 재구성 기반 WLS 위치 추정을 결합한 처리 파이프라인을 제시하였다. 제안 파이프라인은 점 단위 교차점 군집 결과를 센서별 대표 LOB 집합으로 변환하여 동일한 WLS 위치 추정에 연결한다. 시뮬레이션 결과, 제안 파이프라인은 중심 기반 및 확률 모델 기반 비교군보다 허위 군집 생성을 억제하고, 100 m 위치 판정 임계값에서 두 시나리오 모두 F1-score 0.989 이상을 보이며 평균 군집 수를 실제 표적 수에 가깝게 유지하였다. 또한 단계별 비교를 통해, 제안 파이프라인의 각 정제 구성요소가 성능에 미치는 영향을 확인하였다. 다만 큰 AoA 관측 오차를 동반한 밀집 표적 환경에서는 교차점 군집 중첩으로 성능 저하가 발생하였다. 향후에는 군집 경계가 모호한 조건에서도 유효 교차점을 안정적으로 식별하도록 정제 기준을 고도화하고, 복합 전파 환경에서의 검증 및 이동 표적 추적 기법과의 결합을 통해 위치 추정 구조의 실용성을 확장할 예정이다.

ACKNOWLEDGMENTS

이 논문은 2024년도 정부(방위사업청)의 재원으로 국방기술진흥연구소의 지원을 받아 수행된 연구임 (KRIT-CT-24-004).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

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

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Bezdek, J. C., Ehrlich, R., & Full, W. 1984, FCM: The fuzzy c-means clustering algorithm, Computers & Geosciences, 10, 191-203. https://doi.org/10.1016/0098-3004(84)90020-7

Chen, Y., Wang, L., Zhou, S., & Chen, R. 2022, Signal source positioning based on angle-only measurements in passive sensor networks, Sensors, 22, 1554. https://doi.org/10.3390/s22041554

Chen, Z., Fang, Y., Zhang, R., & Fu, W. 2024, Layout of detection array based on multi-strategy fusion improved adaptive mayfly algorithm in bearing-only sensor network, Sensors, 24, 2415. https://doi.org/10.3390/s24082415

Chen, Z., Fu, W., Li, Y., Zhang, R., & Song, D. 2025, Distributed planning method for detection array of UAV formation with bearing-only sensor network, The Aeronautical Journal, 129, 559-581. https://doi.org/10.1017/aer.2024.89

Corduneanu, A. & Bishop, C. M. 2001, Variational Bayesian model selection for mixture distributions, In Proceedings of the 8th International Workshop on Artificial Intelligence and Statistics (AISTATS 2001), Key West, FL, USA, Jan 2001, pp.27-34

Dempster, A. P., Laird, N. M., & Rubin, D. B. 1977, Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm, Journal of the Royal Statistical Society: Series B (Methodological), 39, 1-22. https://doi.org/10.1111/j.2517-6161.1977.tb01600.x

Deng, Z., Wang, Z., Zhang, T., Zhang, C., & Si, W. 2023, A novel density-based clustering method for effective removal of spurious intersections in bearings-only localization, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2023, 19. https://doi.org/10.1186/s13634-023-00974-8

Ester, M., Kriegel, H.-P., Sander, J., & Xu, X. 1996, A density-based algorithm for discovering clusters in large spatial databases with noise, In Proceedings of the 2nd International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining (KDD-96), Portland, OR, USA, 2-4 Aug 1996, pp.226-231

Fraley, C. & Raftery, A. E. 2002, Model-based clustering, discriminant analysis, and density estimation, Journal

of the American Statistical Association, 97, 611-631. https://doi.org/10.1198/016214502760047131

Grabbe, M. T., Hamschin, B. M., & Douglas, A. P. 2013, A measurement correlation algorithm for line-of-bearing geo-location, In Proceedings of the 2013 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA, 2-9 Mar 2013, pp.1-8. https://doi.org/10.1109/AERO.2013.6496828

Jang, B. J. 2019, Direction finding technology: Tutorial, review, and research prospects, The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science, 30, 607-617. https://doi.org/10.5515/KJKIEES.2019.30.8.607

Kuhn, H. W. 1955, The Hungarian method for the assignment problem, Naval Research Logistics Quarterly, 2, 83-97. https://doi.org/10.1002/nav.3800020109

MacQueen, J. 1967, Some methods for classification and analysis of multivariate observations, In Proceedings of the 5th Berkeley Symposium on Mathematical Statistics and Probability, Berkeley, CA, USA, vol.1, pp.281-297

Park, S. & Noh, K. 2013, Location estimation for multiple targets using tree search algorithms under cooperative surveillance of multiple robots, The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences, 38, 782-791. https://doi.org/10.7840/kics.2013.38A.9.782

Reed, J. D., da Silva, C. R. C. M., & Buehrer, R. M. 2008, Multiple-source localization using line-of-bearing measurements: Approaches to the data association problem, In MILCOM 2008 - 2008 IEEE Military Communications Conference, San Diego, CA, USA, 16-19 Nov 2008, pp.1-7. https://doi.org/10.1109/MILCOM.2008.4753444

Schubert, E., Sander, J., Ester, M., Kriegel, H.-P., & Xu, X. 2017, DBSCAN revisited, revisited: Why and how you should (still) use DBSCAN, ACM Transactions on Database Systems, 42, 19. https://doi.org/10.1145/3068335

Schwarz, G. 1978, Estimating the dimension of a model, The Annals of Statistics, 6, 461-464. https://doi.org/10.1214/aos/1176344136

Torrieri, D. J. 1984, Statistical theory of passive location systems, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-20, 183-198. https://doi.org/10.1109/TAES.1984.310439



Seongyeol Park received the B.S. degree in weapons system engineering from the Korea Military Academy, Seoul, Republic of Korea, in 2019. He is currently serving as a commissioned officer in the Republic of Korea Army and is pursuing the M.S. degree with the Department of Convergence Electronic Engineering, Hanyang University, Seoul, Republic of Korea. His current research interests include multi-target localization, angle of arrival (AoA) estimation, and signal clustering algorithms.



Seongkwon Yoon received the M.S. and Ph.D. degrees in convergence electronic engineering from Hanyang University, Seoul, Republic of Korea, in 2022 and 2026, respectively. Since July 2026, he has been a Researcher with the Agency for Defense Development. His current research interests include radar, signal processing, electronic warfare, and unmanned vehicles.



Sanghun Im received the B.S. degree in electronics engineering from Soongsil University, Seoul, Republic of Korea, in 2009, and the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), Daejeon, Republic of Korea, in 2011 and 2016, respectively. He is currently working with Hanwha Systems, Seongnam, Republic of Korea. His current research interests include communication theories and signal processing for wireless communications and physical layer security.



Jaeil Park received B.S. degree in Mobile System Engineering from Dankook University in 2023. He is currently working at Hanwha Systems, Seongnam, Republic of Korea. His current research interests include intelligent command and control, image processing, and artificial intelligence.



Sunwoo Kim received his B.S degree from Hanyang University, Seoul, Republic of Korea in 1999, and his Ph.D. degree, in 2005, from the Department of Electrical and Computer Engineering, University of California, Santa Barbara. Since 2005, he has been working in the Department of Electronic Engineering at Hanyang University, Seoul, Republic of Korea, where he is currently a professor. He was also the director of the 5G/Unmanned Vehicle Research Center, funded by the Ministry of Science and ICT. He was a visiting scholar to the Laboratory for Information and Decision Systems, Massachusetts Institute of Technology from 2018 to 2019. He is an Associate Editor of

IEEE Transactions on Vehicular Technology and a senior member of the IEEE. His research interests include wireless communication/positioning/localization, statistical signal processing.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.405

JPNT 15(3), 415-423 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.415

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

코드 수준 시간 상태 표현을 이용한 TTFFD 개선 기법

최병현†

TTFFD Improvement Using Code-Level Time-State Representation

ByungHyun Choi†
Agency for Defense Development, Daejeon 34060, Korea

ABSTRACT

Fast initial positioning in Global Navigation Satellite System (GNSS) receivers, commonly referred to as Time-To-First-Fix (TTFF), is a key performance metric determined by signal acquisition, synchronization, and navigation message decoding processes. Among these components, Time-To-First-Fix-Data (TTFFD), which represents the time required to acquire navigation data, is one of the dominant factors affecting overall TTFF performance. As GNSS applications continue to expand, the demand for rapid navigation solution availability has steadily increased, leading to extensive research on techniques to reduce TTFF. For example, signals such as Global Positioning System (GPS) L1C employ secondary code over code sequences to enable frame synchronization simultaneously with code acquisition. This structure improves navigation message performance, especially in terms of timeliness. However, such approaches have limited applicability to existing message structures and tend to increase signal complexity and computational burden. In this paper, we propose a time-state-based signal structure that mitigates time ambiguity without relying on secondary codes, under the assumption that coarse time information is available within a bounded uncertainty range. The proposed method introduces a code-level time-state representation, in which the receiver determines the current time-state by comparing time-varying segments of the primary code within a constrained set of candidate time hypotheses following initial acquisition. This enables early identification of frame or packet boundaries without secondary codes and thereby reduces synchronization delay while maintaining structural simplicity and design flexibility. The proposed method is evaluated in terms of TTFFD performance through simulations. Results show that synchronization delay is reduced compared to existing signal structures, and that TTFFD performance comparable to secondary-code-based approaches can be achieved under coarse time assistance. This work presents a conceptual signal design approach for reducing TTFFD using code-level time-state representation.

Keywords: GNSS, TTFFD, synchronization time, time-state code
주요어: GNSS, TTFFD, 동기화 시간, 시간 상태 코드

1. 서론

전지구위성항법시스템(Global Navigation Satellite System, GNSS)은 정밀한 위치, 항법 및 시각(Positioning, Navigation and Timing) 정보를 제공하는 핵심 인프라로서 자율주행, 항공, 해양, 이동통신을 비롯한 다양한 위치 기반 서비스의 근간이 되고 있다. 최근 이러한 응용 분야의 급격한 확대에 따라 신속한 위치 정보 획득에 대한 요구가 증대되고 있으며, 이에 따라 GNSS 수신기의 초기 위치결정(Time-To-First-Fix, TTFF) 성능이 시스템의 핵심 성능 지표 중 하나로 다루어지고 있다.

일반적으로 TTFF는 신호 획득, 신호 추적, 그리고 항법 메시지 획득(Time-To-First-Fix-Data, TTFFD)과 항법 해 계산과정

Received Jul 29, 2026 **Revised** Aug 20, 2026 **Accepted** Sep 03, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: bh_choi@add.re.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

으로 이루어진다. 이 중 TTFFD는 수신기가 최초의 항법 데이터를 획득하기까지 소요되는 시간을 의미하며, 전체 초기 위치결정 성능에 가장 큰 영향을 미치는 요소이다. 이에 따라 TTFFD를 단축하는 것은 적시성이라는 항법 메시지 성능 지표의 개선으로 직결된다.

기존의 GNSS 신호 체계에서는 코드 획득(acquisition) 및 추적(tracking) 이후, 항법 메시지의 프레임 또는 패킷 시작 위치를 식별하기 위한 동기화 과정이 요구된다. 이 과정에서 수신 시작 시점이 프레임 시작 시점과 불일치할 경우, preamble 또는 동기화 패턴의 수신을 대기하기 위한 추가 시간이 소요된다. 이러한 동기화 지연은 TTFFD를 증가시키는 주요 요인이 된다.

이와 같은 동기화 지연 문제를 해결하기 위하여 GNSS 현대화 과정에서 secondary code와 같은 신규 신호 구조들이 지속적으로 연구되었으며 (Anghileri et al. 2012, Schotsch et al. 2017, Espluga et al. 2018, Paonni et al. 2019, Ortega et al. 2020, European Union 2023), 대표적으로 Global Positioning System (GPS) L1C, Galileo E1 신호에서 이를 적용, TTFFD가 개선되었다 (Betz et al. 2006, Rushanan 2007, Noh et al. 2020, IS-GPS-800J 2022, Galileo ICD 2025).

그러나 secondary code 구조는 메시지 프레임 구조와의 정렬이 필수적이므로 메시지 구조 설계에서의 제약 요소가 될 수 있다. 또한 빠른 동기화를 위해 별도의 코드 계층을 추가적으로 구성해야 하므로, 신호 구조가 복잡해질 수 있으며 기존 신호 구조에 그대로 적용하기 어렵다는 단점이 있다.

본 논문에서는 이러한 한계를 완화하기 위해, 별도의 코드 계층을 추가하지 않으면서 각 코드 구간의 시간적 위치를 식별할 수 있는 신호 구조를 제안한다. 이는 확산코드 자체의 상태를 시간에 따라 구분함으로써, 추가적인 코드 계층 없이 코드 수준에서 시간 상태(time-state)를 표현할 수 있도록 한다. 이를 통해 프레임 또는 패킷 위치를 조기에 식별, 동기화 지연을 감소시켜 TTFFD를 단축시킬 수 있다. 또한, 해당 구조는 코드 수준에서 동기화 기능을 구현함으로써 기존 메시지 설계와 독립적으로 적용이 가능하다는 장점을 가진다. 즉, secondary code의 추가나 기존 메시지 구조의 변경 없이도 적용 가능하므로, 다양한 GNSS 신호 체계에서의 활용 가능성이 높다고 할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 기존 GNSS 신호에서 적용되고 있는 동기화 과정을 설명하였다. 3장에서는 코드 수준에서 시간 상태를 표현하는 제안 구조와 수신기 동작 과정을 설명하였다. 4장에서는 제안 방식의 성능을 검증하기 위한 시뮬레이션 환경을 구성하고, 기존 구조와의 TTFFD 성능을 비교・분석하였다. 마지막으로 5장에서는 이 논문의 결론을 제시하고 향후 연구 방향을 논의하였다.

2. TTFF 및 항법 메시지 동기화

2.1 TTFF 소개

GNSS 수신기의 초기 위치결정 성능을 나타내는 TTFF는 수신기 동작 시작 시점부터 최초의 유효한 위치해를 산출하기까지 소요되는 시간을 의미한다. 전체 TTFF는 수신기 초기화, 신호 획득, 추적 루프 안정화, 항법 메시지 동기화, 항법 데이터 획득 및 위치해 계산 과정의 합으로 표현할 수 있으며, 일반화된 식은 Eq. (1)과 같다 (Anghileri et al. 2010, Paonni et al. 2010, Choi & Kim 2025).

$$TTFF = T_{warm-up} + T_{acq} + T_{track} + T_{CED} + T_{PVT} \quad (1)$$

여기서 $T_{warm\text{-}up}$은 초기화 시간, T_{acq}는 신호 획득 시간, T_{track}은 추적 루프 안정화 시간, T_{CED}는 항법 메시지를 획득하는 데 소요되는 시간인 TTFFD, T_{PVT}는 최종 위치해 계산 시간을 의미한다.

이 연구에서는 코드 수준에서 시간 상태를 표현함으로써 TTFFD의 동기화 시간을 단축하는 데 목적이 있다. 따라서 비교 대상 신호들에 대해 초기화, 획득, 추적 및 계산 조건이 동일하다고 가정하고, TTFFD를 Eq. (2)와 같이 표현할 수 있다. 이 논문에서는 제안 구조에 의한 개선 효과를 명확히 구분하기 위해, T_{sync}와 T_{data}을 분리하였다. 이는 제안 구조가 데이터 전송률이나 반복 주기를 변경하는 것이 아니라, T_{sync}를 직접적으로 감소시켜 전체 TTFFD를 개선하는 방식임을 표현하기 위함이다.

$$TTFFD = T_{sync} + T_{data} \quad (2)$$

여기서 T_{sync}는 동기화 시간으로, 추적 루프 안정화 이후 수신기가 현재의 시간 상태와 항법 메시지 내 패킷 혹은 프레임 위치를 식별하기까지의 시간을 의미한다. T_{data}는 초기 위치결정에 필요한 항법 데이터를 완전히 수신하고 복호화하는 데 소요되는 시간을 의미한다.

2.2 항법 메시지 동기화 – Preamble

기존 legacy 형태의 항법 메시지에서는 preamble이나 동기화 패턴을 이용하여 현재 데이터의 위치를 확인한다. 이는 수신기가 메시지 경계와 일치하는 시점에 동작을 시작하면 비교적 빠르게 위치를 판별할 수 있지만, 패킷 또는 프레임 중간에서 수신을 시작하면 다음 동기화 패턴이나 preamble까지 기다려야 하며 이는 곧 T_{sync}의 증가로 이어진다. 이 대기 시간은 데이터율이나 Clock, Ephemeris and Data (CED)의 양과 무관하게 발생하며, 수신 시작 시점에 따라 달라지게 된다.

이와 같은 항법 메시지 구조에서는 프레임 또는 패킷의 시작 부분에 미리 정의된 고유 비트 패턴이 삽입된다. 수신기는 복조된 메시지 비트 내에서 해당 패턴을 탐색하며, 패턴이 검출된 위치를 프레임 또는 패킷의 시작점으로 판단하여 동기화를 수행한다. 일례로, GPS LNAV 메시지의 경우 Fig. 1과 같은 구조로 이루어져 있다 (IS-GPS-200N 2022).

상기의 구조에서 수신 시작 시점이 프레임 내에서 균일하게 분포한다고 가정할 때, 프레임 길이가 T_f인 경우 프레임 시작점까지의 대기 시간 T_{wait}의 범위는 $0 \le T_{wait} < T_f$이며, 이에 따른 평균 대기 시간 $E[T_{wait}]$은 $T_f/2$가 된다. 예를 들어 프레임 길이가 12초인 메시지 구조의 경우, 수신기는 평균적으로 약 6초 동안 다음 프레임의 시작점을 기다리게 된다. 최악의 경우 수신기가 preamble 직후 신호 수신을 시작하면 다음 preamble까지 거의 하나의 프레임 주기인 약 12초를 기다려야 한다. 이후 하나의 완전한 프레임 데이

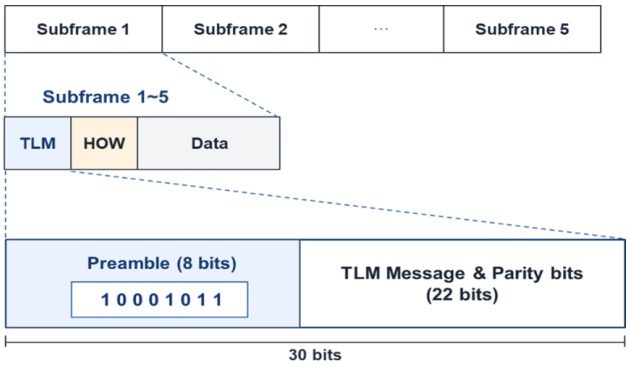


Fig. 1. Message structure including a preamble (GPS LNAV).

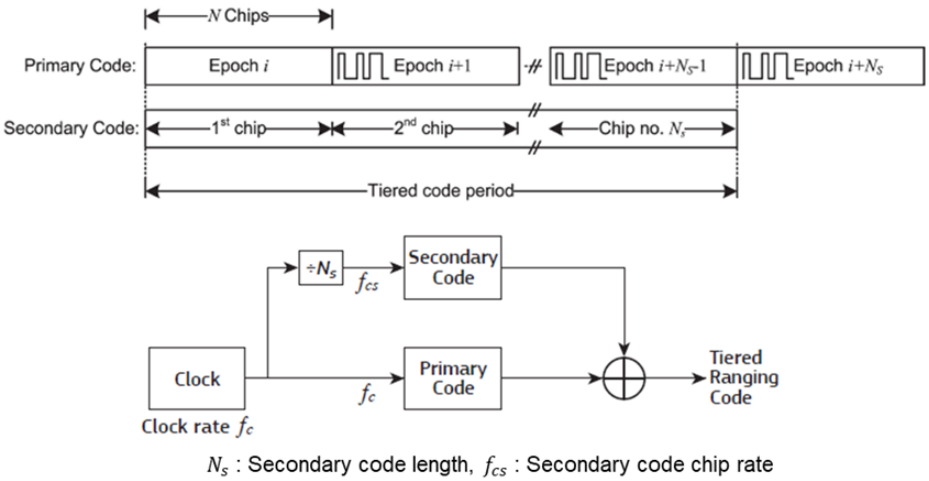


Fig. 2. Tiered code generation (Galileo ICD 2025).

터를 획득하기 위해 추가적으로 12초가 필요하므로, 최초 수신 시점부터 완전한 프레임 획득까지의 전체 소요시간은 최대 약 24초가 될 수 있다.

이러한 단점에도 불구하고, preamble 구조는 구현의 단순성과 직관성 덕분에 다양한 시스템에서 널리 사용되고 있다. 항법 메시지에 고유 패턴을 삽입하는 방식을 통해, 수신기는 별도의 코드 계층 없이 데이터 비트만으로도 프레임 경계를 검출할 수 있기 때문이다. 이러한 특성 덕분에 송수신기 구현이 간편하여, 다양한 디지털 통신 체계 및 기존 항법 메시지에서 광범위하게 채택되어 왔다.

2.3 항법 메시지 동기화 – Secondary Code

현대화된 GNSS 신호에서는 이러한 동기화 지연을 최소화하기 위해 secondary code 또는 overlay code를 사용하는 구조가 도입되었다. Secondary code는 primary code보다 낮은 chip 전송률로 동작하는 추가 확산 부호로, primary code의 반복 주기마다 정해진 부호 패턴을 부여함으로써, 여러 epoch에 걸쳐 더 긴 코드 패턴을 형성한다. 이러한 구조는 GPS L5, Galileo E1 및 E5 계열, BeiDou B1C 및 B2a 등 현대화된 위성항법 신호에서 사용되고 있다. Galileo 신호에서는 Fig. 2와 같이 secondary code를 포함한 단계별 신호 생성 구조인 tiered code generation 방식을 표현하였다 (Galileo ICD 2025).

Secondary code의 위상이 항법 메시지의 프레임 또는 패킷 위치와 일치되어 있는 경우, 수신기는 현재의 메시지 위치를 즉각적으로 판별할 수 있다. 이를 통해 preamble 기반 구조에서 발생하는 프레임 경계 대기 시간을 단축시키고, 항법 데이터 복조를 수행할 수 있다. 다만 secondary code 기반 구조를 구현하기 위해서는 별도의 코드열을 설계하고, 코드 길이와 반복 주기, primary code와의 정렬 관계 등을 함께 고려해야 한다. 또한, 수신기에서 primary code와 secondary code 각각의 위상과 경계를 탐색해야 하므로, 동기화 과정의 탐색 범위와 처리 복잡도가 증가한다는 단점이 존재한다.

앞서 살펴본 기존 신호의 동기화 방식들은 성능의 우열보다는 구현의 단순성과 정밀한 시간 정보 제공 사이의 trade-off를 갖는다. 특히 빠른 항법 해 획득이 요구되는 시스템에서는 동기화 시간의 최소화가 관건이며, 이를 위해 secondary code 구조가 활용 가능하다. 그러나 이 방식은 설계 복잡도의 증가가 불가피하다는 한계가 있다. 이에 본 연구에서는 secondary code 기반 방식에 상응하는 빠른 TTFFD를 확보하면서, 별도의 secondary code 계층 없이도 primary code 수준에서 시간 상태를 표현함으로써 신호 구조 및 설계상의 복잡성을 완화할 수 있는 방법을 제

안한다. 여기서 복잡성의 완화는 수신기 연산량의 감소가 아니라, secondary code의 추가 설계 및 primary code, 항법 메시지 구조와의 정렬에 따른 설계 제약의 완화를 의미한다.

3. 시간 상태 기반 코드 구조 동기화 방법

3.1 기본 개념

이 논문에서 제안하는 신호 구조는 별도의 secondary code 계층을 포함하지 않으며, 시간 상태에 따라 primary code의 패턴 또는 코드 자체가 가변적으로 결정되는 특성을 갖는다. 수신기는 대략적인 시간(coarse time)을 통해 후보 시간 상태 범위를 제한하고, 후보 코드와 수신 코드 간의 상관값을 비교하여 현재 상태를 판별한다. 판별된 시간 상태는 설계 단계에서 이미 프레임 또는 패킷 위치와 1:1 대응하도록 정의되어 있으므로, 판별 결과가 즉각적으로 현재 메시지 위치로 변환된다. 이러한 기능적 메커니즘이 secondary code의 동기화 과정과 유사하므로, 본 논문에서는 이를 secondary-code-like 동기화로 표현한다.

이때의 coarse time 정보는 이전 항법 해 결정 결과, 네트워크 또는 외부 보조 정보를 통해 제공될 수 있으며, 이는 탐색해야 할 후보 상태 수를 제한함으로써 연산 복잡도를 낮추는 핵심적인 역할을 한다. 예를 들어, coarse time 오차가 ±5초이고 시간 상태가 1초 간격으로 정의된 경우, 수신기는 약 11개의 후보 상태만을 비교함으로써 효율적으로 현재 상태를 판별할 수 있다.

제안 구조의 동기화 시간은 시간 상태 구분을 위한 코드 관측 시간 T_{obs}와 후보 비교 및 위치 변환에 소요되는 처리 시간 T_{proc}의 합으로 구성할 수 있으며, 본 연구에서는 후보 상태의 병렬 처리 등을 통해 T_{proc}이 메시지 단위의 관측 시간 및 기존 프레임 대기 시간에 비해 충분히 작은 수신기 구현을 가정, $T_{sync} \approx T_{obs}$ 로 근사하였다. 또한, 고속 병렬 처리를 통해 짧은 코드 관측 구간만으로 시간 상태를 구분할 수 있을 경우, 동기화 시간이 단축되어 신속한 상태 판별이 가능해지고, 패킷 중간에서 수신을 시작한 경우에도 다음 반복 주기까지 발생하는 불필요한 대기시간을 줄일 수 있다.

본 분석에서는 수신기의 절대적인 연산 복잡도 감소가 아니라, 메시지 경계 대기 시간을 제거하여 구조적인 동기화 지연을 감소시키는 효과를 평가하는 데 목적이 있다. 본 논문에서 제안하는 코드는 시간 상태를 판별하여 메시지 위치를 조기에 식별한다는 점에서 secondary code와 유사한 기능을 수행하나, 코드 자체가 시간 상태에 따라 가변적으로 변화한다는 점에서 차별성을 갖는다.

3.2 시간 상태 기반 코드 생성 과정

제안 구조의 코드 생성 과정은 다음과 같다. 먼저, 연속적인 시스템 시각을 일정한 간격의 시간 상태로 구분하고, 각 시간 상태에 서로 다른 코드를 대응시킨다. 즉, 해당 시간 상태를 코드 생성 조건으로 변환하여 시간 상태 코드를 생성하게 된다. 기준 시각을 t_0, 시간 상태 갱신 간격을 T_s, 현재 시스템 시각을 t라고 할 때, 시간 상태 인덱스 $k(t)=\left\lfloor \frac{t-t_0}{T_s} \right\rfloor$로 정의 가능하다.

k번째 시간 상태는 $t_0+kT_s \le t < t_0+(k+1)\,T_s$의 시간 구간에 해당하며, 생성된 시간 상태는 항법 메시지의 프레임 또는 패킷 위치와 대응된다. 송신기와 수신기는 동일한 코드 생성 규칙을 공유하므로, 수신기는 특정 시간 상태 후보에 대응하는 참조 코드를 독립적으로 생성하여 수신 신호와 비교 분석할 수 있다.

시간 상태 간격 T_s는 제안 구조의 핵심 설계 변수이다. T_s가 짧을수록 현재 메시지 위치를 더욱 세밀하게 표현할 수 있으나, coarse time 오차 범위 내에서 비교해야 할 후보 상태의 수가 증가하여 연산 부담이 커진다. 반대로 T_s가 길면 후보 상태의 수는 감소하지만, 하나의 시간 상태 내에 존재하는 시간 모호성(time ambiguity)이 증가하게 된다. 또한 coarse time 오차 범위를 $\pm\Delta T_c$, 시간 상태 간격을 T_s라고 할 때 탐색해야 하는 후보 상태 수는 $N_{cand} = 2\left\lfloor \frac{\Delta T_c}{T_s} \right\rfloor + 1$ 로 표현할 수 있으며, coarse time 불확실성이 증가하거나 T_s 가 감소할수록 후보 코드 생성 및 상관 연산에 요구되는 계산량이 증가한다. 따라서 T_s는 프레임 또는 패킷의 길이 및 수신기의 처리 능력을 종합적으로 고려하여 설정해야 한다.

위성 식별 번호 p, 시각 t, 그리고 chip index n에서의 시간 상태 코드 $c_p\,(t,n)$은 Eq. (3)과 같이 생성된다.

$$c_p(t,n) = G\big(F_{state}\big(p,k(t)\big),n\big), \quad n = 0,1,\ldots,N_c-1 \tag{3}$$

여기서 N_c는 코드 길이를 의미하고, $F_{state}(\cdot)$는 위성 번호와 시간 상태 인덱스를 코드 생성기의 초기 상태 또는 충분히 긴 코드열 내의 특정 시작 위치에 대응시키는 함수이며 $G(\cdot)$를 통해 실제 코드를 생성하게 된다. 결과적으로 시각 t에 의해 결정된 시간 상태 $k(t)$가 코드 생성 과정의 입력으로 작용하며, k에서 k+1로 전이됨에 따라 코드는 $c_{p,k}[n]$에서 $c_{p,k}$+1[n]으로 변경된다.

시간 상태 코드는 다양한 방법을 통해 구현 가능하다. 예를 들어, 코드 생성기의 초기 상태(initial state)를 시간에 따라 가변적으로 변경하거나, 충분히 긴 길이의 코드열에서 각 시간 상태에 해당하는 특정 구간을 선택하여 사용할 수 있다. 또한, 위성 번호와 시간 상태를 입력으로 하는 의사 랜덤(pseudo-random) 생성기를 구성하는 방식도 가능하다. 본 논문의 핵심은 특정 생성 알고리즘의 구현보다는 코드가 시간 상태를 구분할 수 있도록 설계된다는 점에 있으므로, 구체적인 생성 알고리즘에 대한 논의는 생략한다. 다만 유한한 수의 시간 상태 코드를 사용하는 경우 일정 주기 이후 동일한 코드 상태가 반복될 수 있으므로, 코드 반복 주기는 수신기에서 고려하는 coarse time 불확실성 범위보다 충분히 길도록 설계할 필요가 있다. 또한, 시간 상태에 따른 primary code의 변화는 실제 수신기 구현에서 acquisition 및 tracking 과정에 영향을 줄 수 있으며, 이에 대한 구체적인 수신기 처리 방법 및 정량적 성능 분석은 향후 연구에서 추가적으로 고려할 필요가 있다.

3.3 수신기의 시간 상태 판별 방법

수신기는 생성한 후보 시간 상태 집합과 각 상태에 대응하는 참조 코드를 이용하여 현재 시간 상태를 판별한다. 먼저, coarse time과 그 오차 범위를 이용하여 가능한 시간 상태 후보를 제한한다. 이후 송신기와 동일한 코드 생성 규칙을 적용하여 각 후보

상태에 대응하는 코드를 생성하게 된다. 각 후보 코드는 현재 추적 중인 수신 코드와의 상관값을 비교하여 최대값을 갖는 상태를 현재 시간 상태로 결정한다.

시간 상태가 판별되면 수신기는 현재 수신 중인 항법 메시지의 위치를 즉각적으로 식별한다. 이를 통해 수신기는 다음 preamble 또는 프레임 경계를 기다리지 않고도 동기화가 가능하다. 제안된 구조의 핵심은 코드 상태를 이용해 메시지 위치를 식별함으로써 기존 구조 대비 동기화 시간을 단축하고, TTFFD 성능을 향상시키는 데 있다. 따라서 이 논문에서는 시간 상태 판별이 정상적으로 수행된다는 전제하에 TTFFD 성능을 분석하였다.

4. 성능 분석 및 평가

4.1 분석 방법론 및 조건

기존 TTFFD 산출 방법은 항법 메시지의 패킷 길이, 전체 패킷 수, 초기 위치결정에 필요한 CED 패킷 수, 데이터 전송률(data rate) 및 CED 사이에 배치되는 non-CED 패킷 수를 이용하여 CED 획득 시간의 변화 지점을 계산한다 (Choi et al. 2025). 이 연구에서는 Choi et al. (2025)에서 제안된 분석 방법을 동일하게 적용하였기에 세부적인 산출 과정에 대한 논의는 생략한다. 이후 Time-to-Read-CED의 분포와 누적분포함수 (Cumulative Distribution Function, CDF)를 도출하고, CDF의 95% 지점을 대표 TTFFD로 결정한다 (Holmes et al. 2006). 이때 메시지 구조별로 Time-to-Read-CED를 도출하는 방법이 다르게 적용된다.

이 연구에서 제안한 구조의 Time-to-Read-CED 그래프는 Fig. 3과 같으며, secondary code 적용 시와 유사한 형태를 갖는다. 여기서 P_1,P_2,P_3는 각각 최단, 일반, 최장 CED 데이터 획득 소요 시간을 의미하며, 제안된 구조에서는 P_2=P_3의 특성을 갖는다. 이는 secondary code 기반의 동기화 방식과 유사한 동기화 알고리즘을 갖기 때문이다. 즉, 메시지 수신 시점이 CED 데이터의 중간 지점일지라도 해당 데이터를 폐기하지 않고, 다음 주기의 CED 패킷에서 누락된 비트를 수신하는 즉시 CED 데이터 획득을 완료할 수 있다. 단, 이를 위해서는 주기적으로 방송되는 파라미터 정보가 동일해야 하며, 다음 주기 방송 시점이 정보 업데이트 시점이 아니라는 가정이 전제되어야 한다.

제안 구조에서의 TTFFD 개선 효과는 기존 동기화 구간이 시간 상태 기반 코드를 통해 단축되며, 메시지 위치를 더 이른 시점에 확인하여 해당 시점부터 유효한 CED 수신이 가능하게 된다. 이를 이용하여 TTFFD를 도출하고 기존 preamble 구조 대비 개선 효과를 평가한다. 본 연구의 TTFFD 분석은 신호 획득 및 추적이 정상적으로 이루어지고 시간 상태가 올바르게 판별된다는 조건에서, 항법 메시지 구조와 동기화 방식에 따른 TTFFD 변화를 평가하는 것을 목적으로 한다. 따라서 C/N_0에 따른 검출 확률, false lock 및 채널 환경에 따른 수신기 수준의 검출 성능은 본 TTFFD 분석의 범위에 포함하지 않는다.

성능 향상을 확인하기 위한 분석 조건은 Table 1과 같다. 이는 항법 데이터 양의 변화가 아닌 기존 preamble 구조에서 발생하는 대기 시간의 감소에 따른 성능 향상을 확인하기 위함이다. 따라서, 전체 패킷 수와 CED 획득에 필요한 패킷 수는 GPS LNAV와 동일하게 각각 5개, 3개로 설정하고, 데이터 전송률과 패킷 길이(packet length)의 조합을 조정하며 T_{sync}를 각각 1, 3, 6, 12초로 설정하였다.

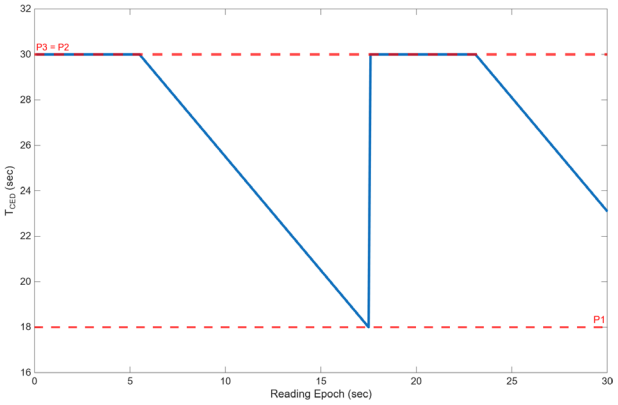


Fig. 3. Example of Time-to-Read-CED of the proposed structure.

Table 1. Message structure parameters for different synchronization intervals.

Case	Data rate [bps]	Packet length [bit]	T_{sync} [sec]
#1	100	100	1
#2	100	300	3
#3	50	300	6
#4	25	300	12

4.2 TTFFD 성능 비교

TTFFD는 항법 메시지를 통한 CED와 시스템 시간 정보의 획득 시간을 뜻한다. 따라서 CDF 그래프 상의 95% 지점이 앞당겨질수록, 최초 항법 해 획득 시간이 단축되어 시스템의 효율성이 높아진다. Fig. 4는 case별 기존 preamble 구조와 제안 구조에서의 TTFFD 비교 결과이다.

모든 케이스에서, 제안한 시간 상태 기반 구조는 기존 preamble 구조보다 빠른 TTFFD 성능을 확보할 수 있었다. 수치상으로는 case #1~#4에서 각각 0.9초, 2.7초, 5.3초, 10.6초의 TTFFD 감소가 나타났으며, 모든 case에서 기존 대비 약 15%의 TTFFD 개선 효과를 확인하였다. 또한, T_{sync}에 비례하여 동기화 시간 단축에 의한 성능 향상이 나타나는 것을 확인할 수 있었다. 다만 본 결과는 제안한 코드 구조가 정상적으로 적용되고, 현재 메시지 위치가 판별된다는 조건에서 산출한 구조적 분석 결과이며, 실제 환경에서의 시간 상태 검출 확률과 처리 시간을 포함한 수신기 성능을 의미하지는 않는다. 그럼에도 동일한 항법 메시지 구조에서 동기화 조건을 변경하여 TTFFD가 감소되었으며, 이는 제안한 secondary-code-like 구조가 TTFFD 개선에 활용될 수 있음을 보여준다.

4.3 시간 상태 코드의 상관 특성 분석

이 논문에서 제안한 시간 상태 기반 코드 구조는 수신기가 후

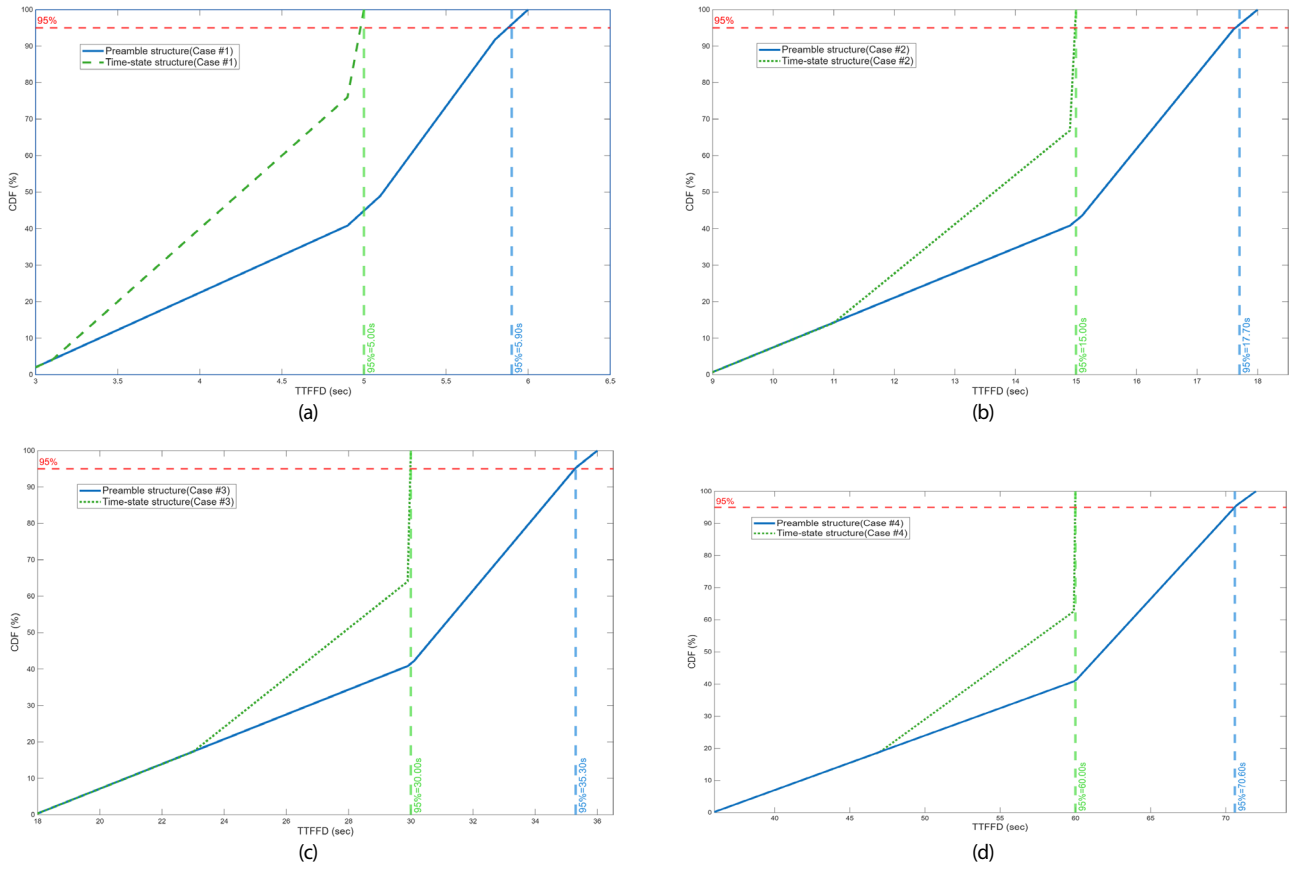


Fig. 4. TTFFD analysis on different synchronization intervals. (a)~(d) correspond to cases #1~#4 in Table 1.

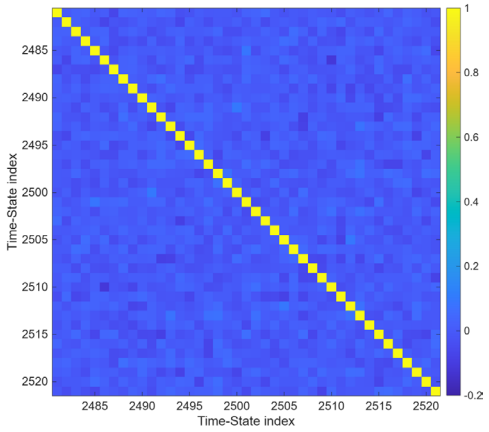


Fig. 5. Correlation matrix of time-state code.

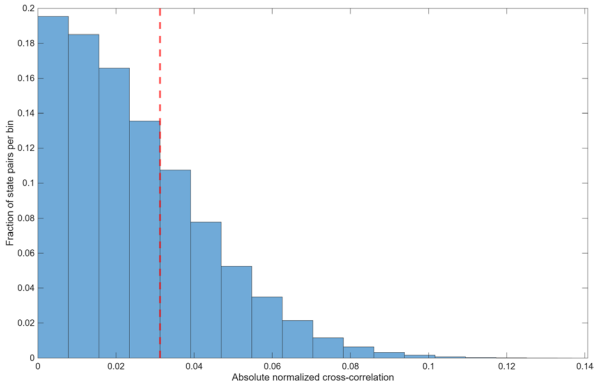


Fig. 6. Absolute cross-correlation distribution of time-state based code.

보 집합 내에서 실제 상태에 대응하는 코드를 구분할 수 있어야 한다. 이에 본 절에서는 실제 채널 환경에서의 검출확률을 평가하기보다는, 제안된 시간 상태 코드 간의 기본적인 구분 가능성을 확인하기 위해 코드 간 상관 특성을 분석하였다.

분석을 위한 하나의 예시로, 길이 L=1,023 chip의 시간 상태 코드 5,001개를 생성하였다. 각 코드는 Eq. (3)의 시간 상태에 기반하여 결정론적으로 생성된 proof-of-concept 코드 집합이며, 특정 GNSS PRN code family의 최종 설계안을 의미하지 않는다. 코드 위상이 알려져 있다고 가정할 때, 시간 상태 i와 j에 대응하는 코드 간 정규화 상관값 $R_{i,j}$는 Eq. (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{i,j} = \frac{1}{L}\sum_{n=0}^{L-1} c_i[n]c_j[n] \tag{4}$$

여기서 $c_i[n]$와 $c_j[n]$는 각각 시간 상태 i와 j에서 생성된 코드이다. 동일 상태의 자기상관값($R_{i,i}$)은 1이며, 서로 다른 상태 간의 상호 상관값은 0에 가까울수록 후보 상태 간 구분이 용이하다는 것을

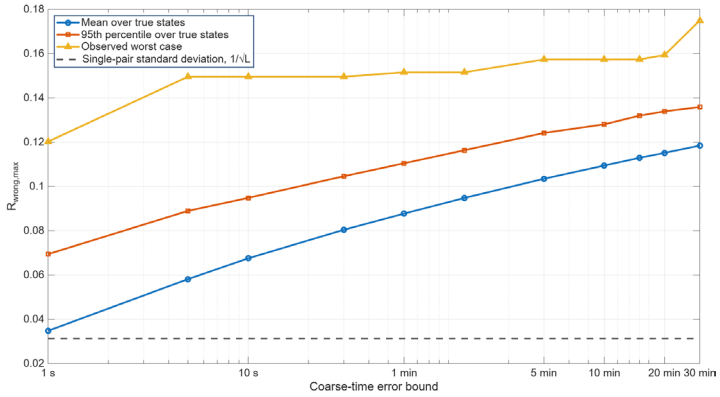


Fig. 7. Maximum wrong-state correlation under coarse time uncertainty of up to 30 min.

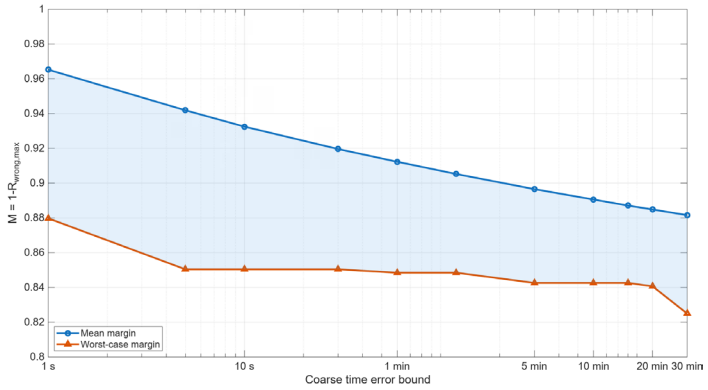


Fig. 8. Correlation separation margins under coarse time uncertainty of up to 30 min.

의미한다.

Fig. 5는 상태 코드 간 상관 행렬 분석 결과로, 행렬의 (i,j)번째 성분 $(R_{i,j})$는 동일 관측 구간에서의 시간 상태 i와 j에 대응하는 코드열 사이의 정규화 상관값이다. 오른쪽의 color bar는 행렬 성분에 대응하는 정규화 상관값 $(R_{i,j})$의 크기 및 부호를 나타낸다. 양의 값은 두 코드가 같은 부호의 chip을 상대적으로 많이 공유함을 의미하고, 음의 값은 반대 부호의 chip이 상대적으로 많이 나타남을 의미한다. 동일 코드 비교값인 대각 성분(자기상관값)의 값은 1이며 그 외 상호상관값은 매우 낮은 수준으로 분포하는 것을 확인하였다.

Fig. 6은 서로 다른 시간 상태 기반의 코드 상호상관값의 절대값 분포를 나타낸다. 각 코드를 서로 독립적인 sequence로 가정하면, 정규화 상관값의 평균은 0이고 분산이 약 $1/L$ 인 정규분포로 근사할 수 있다. 따라서, Fig. 6과 같이 대부분의 값이 0 부근에 집중되며, 값의 발생 확률이 점차 감소하는 형태의 분포를 나타낸다. 빨간 점선은 절대값을 취하기 전의 상관값 R의 이론적인 표준편차 $1/\sqrt{L}$을 의미한다.

실제 수신기에서는 coarse time과 그 오차 범위에 따라 후보 시간 상태 집합을 구성하고, 각 상관값을 비교하여 현재 시간 상태를 추정한다. 이때 정답 판별과 가장 강하게 경쟁하는 오답 후보의 최대 오상관값($R_{wrong,max}$)을 Eq. (5)와 같이 정의하였으며, Fig. 7과 같이 coarse time 불확실성 증가에 따른 $R_{wrong,max}$의 변화를 평균, 95th percentile, 그리고 최악의 경우(worst case)에 관하여 분석하였다.

$$R_{wrong,max} = \max_{k \in \mathcal{K}, k \neq k_0} \left| R_{k_0,k} \right| \tag{5}$$

여기서 $\mathcal{K}$는 후보 시간 상태 인덱스 k의 집합이며, k_0는 실제 시간 상태에 해당하는 인덱스를 의미한다. 평균 $R_{wrong,max}$는 오차 범위가 ±1초에서 ±30분으로 증가함에 따라 0.0348에서 0.1184로, 약 240% 증가하였다. 그러나 이는 자기상관 대비 상대적으로 작은 수준으로, 결과적으로 분리 마진은 충분히 확보된 것으로 볼 수 있다.

이에 따른 상관 분리 마진 M=1−$R_{wrong,max}$의 평균 및 최대 오차 발생 경우에 대해 Fig. 8과 같이 분석한 결과, ±30분 조건에서도 평균 마진 0.8816, 최악의 경우에서도 마진 0.8250이 유지되었으며, 결과적으로 큰 coarse time 오차 하에서도 상태 간 충분한 상관 분리 가능성을 확인하였다. 다만, 본 분석은 기본적인 구분 가능성을 검증한 것이며, 실제 환경에서의 검출은 환경 잡음과 같은 추가적인 고려가 요구된다.

5. 결론

이 논문에서는 항법 메시지 획득과정에서 발생하는 동기

화 지연을 줄이기 위해 코드 수준의 시간 상태 표현을 이용한 TTFFD 개선 기법을 제안하였다. 제안 구조는 시간 상태에 따라 spreading code 또는 code segment를 변경하고, 수신기가 해당 코드 상태를 이용하여 현재 시간 상태와 항법 메시지 위치를 식별하도록 구성된다. 이후 TTFFD 성능 평가를 통해 제안한 구조가 기존 preamble 구조 대비 적시성이 향상됨을 확인할 수 있었다. 또한, coarse time을 이용한 후보 상태 제한과 후보 코드 비교를 통해 현재 시간 상태를 개념적으로 판별할 수 있음을 설명하였다. 본 연구의 주요 기여는 TTFFD를 줄이기 위해 항법 데이터 자체를 축약하는 대신, 코드 수준의 시간 상태 표현을 통해 동기화 지연을 줄이는 새로운 접근 방법을 제시한 데 있다. 따라서 제안 구조는 기존 CED의 정확도와 전송 내용을 유지할 수 있으며, 추후 reduced CED와도 함께 적용 가능하여 더욱 높은 적시성을 확보할 수 있을 것으로 기대된다.

ACKNOWLEDGMENTS

이 논문은 2026년 정부(방위사업청)의 재원으로 국방과학연구소의 지원을 받아 수행된 연구임 (274345901).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, methodology, formal analysis, software, investigation, resources, writing—original draft preparation, writing—review and editing, visualization, B. Choi.

CONFLICTS OF INTEREST

The author declares no conflict of interest.

REFERENCES

Anghileri, M., Paonni, M., Gkougkas, E., & Eissfeller, B. 2012, Reduced navigation data for a fast first fix, In Proceedings of the 6th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC), Noordwijk, The Netherlands, December 2012, pp.1-7.

Anghileri, M., Paonni, M., Wallner, S., Ávila-Rodríguez, J.-Á., & Eissfeller, B. 2010, Ready to navigate! A methodology for the estimation of the time-to-first-fix, Inside GNSS, 5, 47-55.

Betz, J. W., Blanco, M. A., Cahn, C. R., Dafesh, P. A., Hegarty, C. J., et al. 2006, Description of the L1C signal, In Proceedings of the 19th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2006), Fort Worth, TX, 26-29 September 2006, pp.2080-2091.

Choi, B. & Kim, D. 2025, A study of reduction of time-to-CED in GPS CNAV message structure with reduced CED, IEEE Access, 13, 124107-124114. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2025.3588680

Choi, B., So, H., & Kim, D. 2025, The trade-off analysis of performance indicators in navigation messages including reduced CED, In Proceedings of the 38th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2025), Baltimore, MD, 8-12 September 2025, pp.944-952. https://doi.org/10.33012/2025.20408

Espluga, L. O., Poulliat, C., Boucheret, M.-L., Aubault, M., & Al-Bitar, H. 2018, New solutions to reduce the time-to-CED and to improve the CED robustness of the Galileo I/NAV message, In Proceedings of the IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Monterey, CA, 23-26 April 2018, pp.1399-1408. https://doi.org/10.1109/PLANS.2018.8373532

European Union Agency for the Space Programme 2023, I/NAV Navigation Message Improvements Info Note, ver. 1.0, European GNSS Service Centre, March 2023

Galileo ICD 2025, European GNSS (GALILEO) Open Service, OS SIS ICD, Issue 2.2, 2025, European GNSS Service Centre. https://www.gsc-europa.eu/sites/default/files/sites/all/files/Galileo_OS_SIS_ICD_v2.2.pdf

Holmes, J. K., Morgan, N., & Dafesh, P. A. 2006, A theoretical approach to determining the 95% probability of TTFF for the P(Y) code utilizing active code acquisition, In Proceedings of the 19th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2006), Fort Worth, TX, 26-29 September 2006, pp.201-211

IS-GPS-200N 2022, Global Positioning System Directorate Systems Engineering & Integration Interface Specification, IS-GPS-200N, Navstar GPS Space Segment / Navigation user segment interfaces. USA: Navstar GPS Joint Program Office. https://www.gps.gov/technical/icwg/IS-GPS-200N.pdf

IS-GPS-800J 2022, Global Positioning System Directorate Systems Engineering & Integration Interface Specification, IS-GPS-800J, Navstar GPS Space Segment / Navigation user segment interfaces. USA: Navstar GPS Joint Program Office. https://www.gps.gov/technical/icwg/IS-GPS-800J.pdf

Noh, J. H., Lim, D. W., Jo, G. H., & Lee, S. J. 2020, Considerations for message design of new satellite navigation signal, In Proceedings of the 2020 European

Navigation Conference (ENC), Dresden, Germany, pp.1-7. https://doi.org/10.23919/ENC48637.2020.9317455

Ortega, L., Poulliat, C., Boucheret, M.-L., Aubault-Roudier, M., & Al-Bitar, H. 2020, Optimizing the co-design of message structure and channel coding to reduce the TTD for a Galileo 2nd generation signal, Navigation, 67, 471-492. https://doi.org/10.1002/navi.382

Paonni, M., Anghileri, M., Burger, T., Ries, L., Schlötzer, S., et al. 2019, Improving the performance of Galileo E1-OS by optimizing the I/NAV navigation message, In Proceedings of the 32nd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2019), Miami, FL, 16-20 September 2019, pp.1134-1146.

Paonni, M., Anghileri, M., Wallner, S., Avila-Rodriguez, J.-A., & Eissfeller, B. 2010, Performance assessment of GNSS signals in terms of time to first fix for cold, warm and hot start, Proceedings of the 2010 International Technical Meeting of The Institute of Navigation, San Diego, CA, Jan 25-27 2010, pp.1051-1066. https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=8885

Rushanan, J. J. 2007, The spreading and overlay codes for the L1C signal, Navigation, 54, 43-51. https://doi.org/10.1002/j.2161-4296.2007.tb00394.x

Schotsch, B. E., Anghileri, M., Ouedraogo, M., & Burger, T. 2017, Joint time-to-CED reduction and improvement of CED robustness in the Galileo I/NAV message, In Proceedings of the 30th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2017), Portland, OR, 25-29 September 2017, pp.1544-1558. https://doi.org/10.33012/2017.15374



ByungHyun Choi is a researcher at the Agency for Defense Development (ADD) in the Republic of Korea. He received the B.S. and M.S. degrees from Inha University, South Korea, in 2021 and 2023, respectively. He worked in the field of GNSS signal generation in Autonomous Navigation laboratory. He has been working for ADD since 2023. His research interests include GNSS receivers, signal design and frequency interference.

JPNT 15(3), 425-435 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.425

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

스마트워치 착용자의 이동 궤적 추정을 위한 1.5D-PDR 이동 특성 기반 지도 정합 기법

권재욱[1], 조성윤[2†]

A Map-Matching Technique Based on 1.5D-PDR Movement Characteristics for Estimating the Trajectories of Smartwatch Wearers

Jae Uk Kwon[1], Seong Yun Cho[2†]

[1]Department of IT Engineering, Kyungil University, Gyeongsan 38428, Korea
[2]Department of Mechanical Engineering, Kyungil University, Gyeongsan 38428, Korea and NavIn Labs Co., Ltd. Gyeongsan 38541, Korea

ABSTRACT

Although the global navigation satellite system (GNSS) provides reliable positioning in outdoor environments, its performance significantly degrades in GNSS-denied environments. Pedestrian dead reckoning (PDR) enables continuous pedestrian positioning without external infrastructure. However, positioning accuracy rapidly decreases because of accumulated errors. This paper proposes a map-matching technique based on 1.5D-PDR movement characteristics for estimating the trajectories of smartwatch wearers. Instead of continuously estimating two-dimensional positions, the proposed 1.5D-PDR represents pedestrian movement using travel distance and turning information Human activity recognition (HAR) is employed to identify walking segments. Step detection, stride length estimation, and turn detection are then performed to generate the 1.5D-PDR movement characteristics. The pedestrian road map is modeled as a node-edge graph. Candidate trajectories are initialized from the starting location and iteratively evaluated based on the movement characteristics and the topological connectivity of the map. Inconsistent candidate trajectories are eliminated until the final estimated trajectory is obtained. Experimental results in real urban environments demonstrate that the proposed technique accurately reconstructs pedestrian trajectories under various walking conditions.

Keywords: pedestrian navigation, smartwatch, PDR, map-matching, trajectory estimation
주요어: 보행 항법, 스마트워치, 보행자 추측 항법, 지도 정합, 궤적 추정

1. INTRODUCTION

최근 스마트워치와 같은 웨어러블 기기의 보급이 확대되면서 사용자의 위치정보를 활용하는 다양한 위치기반 서비스가 활발하게 연구되고 있다 (Hou & Bergmann 2021). 스마트워치는 다양한 센서와 무선통신 기능을 탑재하고 있어 사용자의 움직임과 주변 환경 정보를 획득할 수 있다. 또한 휴대성과 상시 착용이 가능한 특성으로 인해 사용자의 활동을 지속적으로 모니터링할 수 있으며, 활동 인식, 위치 추정 및 건강 모니터링 등 여러 응용 분야에 활용되고 있다 (Hegarty-Craver et al. 2024). 특히 범죄 대응, 응급 구조 및 공공 안전과 같은 긴급 상황에서는 사용자의 현재 위치뿐만 아니라 이동 경로까지 파악할 수 있을 경우 구조 범위를 효과적으로 예측하고 신속한 대응을 지원할 수 있다. 따라서 사용자의 위치를 정확하게 추정하고 이동 경로를 연속적으로 파악하는 기술은 위치기반서비스의 신뢰성과 활용성을 결정하는 중요한 요소이다.

Received Aug 03, 2026 **Revised** Aug 30, 2026 **Accepted** Sep 13, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: sycho@kiu.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

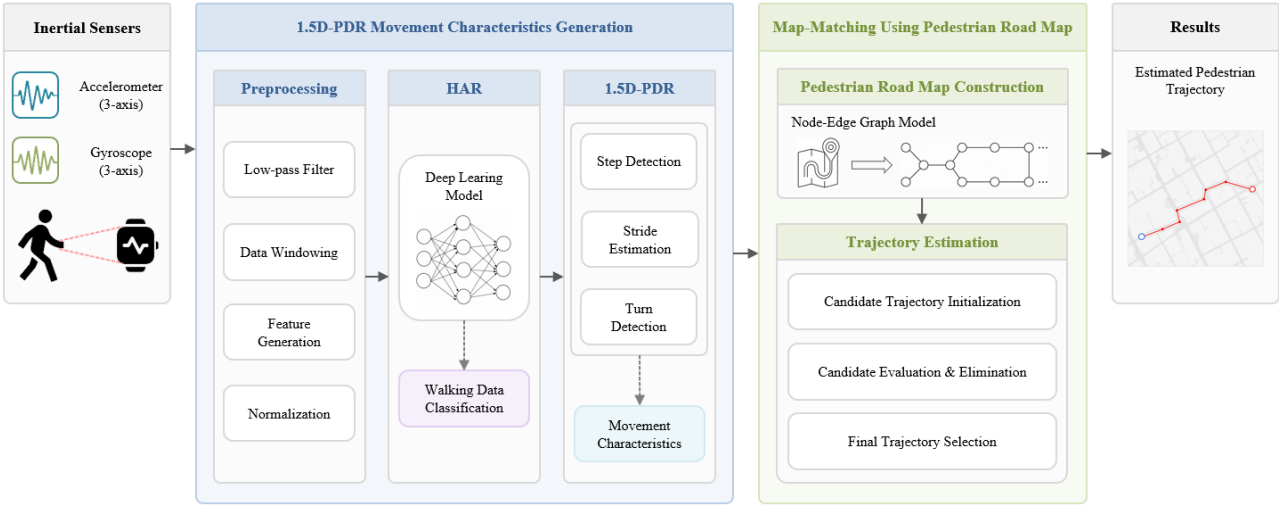


Fig. 1. Overall framework of the proposed 1.5D-PDR movement characteristics-based map-matching system.

현재 사용자의 위치를 추정하기 위한 대표적인 기술로는 위성 항법시스템인 global navigation satellite system (GNSS)이 널리 사용되고 있다. GNSS는 Open-sky 환경에서 높은 위치 정확도를 제공한다. 그러나 도심 지역, 터널 및 실내 주차장과 같은 GNSS 음영지역에서는 위성 신호의 차단과 다중경로 현상으로 인해 측위 성능이 크게 저하된다 (Chen et al. 2022). 따라서 GNSS의 음영지역에서도 연속적인 위치 추정이 가능한 대체 측위 기술이 필요하다.

Pedestrian dead reckoning (PDR)은 가속도계와 자이로스코프가 포함된 관성센서를 이용하여 보행자의 위치를 추정하는 인프라 독립형 측위 기법이다 (Kwon et al. 2024). PDR은 걸음 검출, 보폭 추정 및 이동 방향 추정을 통해 사용자의 위치를 연속적으로 계산할 수 있으며, 별도의 외부 인프라가 없는 환경에서도 동작할 수 있다는 장점을 가진다. 그러나 적분 과정에서 센서의 오차가 지속적으로 누적되기 때문에 시간이 지날수록 위치 오차가 급격히 증가하는 문제가 발생한다 (Cho et al. 2020). 또한 스마트워치와 같이 손목에 착용되는 웨어러블 장치는 팔의 자연스러운 흔들림과 다양한 사용자 동작의 영향을 받으므로 정확한 이동 방향을 추정하기 어렵다 (Marcotte et al. 2024).

PDR의 누적 오차를 보완하기 위해 LTE, Wi-Fi, BLE 등 이동통신 및 무선통신 기반 측위 정보를 융합하는 연구가 활발히 수행되고 있다 (Kwon & Cho 2022, Lin et al. 2024, Martín-Frechina et al. 2025). 이러한 방법은 무선 측위 정보를 기반으로 PDR의 오차를 주기적으로 보정함으로써 보행자의 위치 정확도를 향상시킬 수 있다. 그러나 융합 성능은 무선 측위 정보의 정확도에 크게 의존하며, 주변 환경 변화와 무선 신호 품질에 따라 측위 성능이 저하될 수 있다 (Chen et al. 2024). 반면 지도 정합은 도로망의 공간적 제약과 연결 관계를 이용하여 궤적을 추정하는 기법이다 (Quddus & Ochieng 2007). 지도상의 위상 정보와 이동 가능 영역을 고려하여 도로망의 연결성을 만족하지 않는 후보 경로를 제외하고, 최종 경로를 따라 위치를 보정할 수 있다. 또한 구축된 수치 지도를 활용하므로 별도의 측위 인프라 없이도 실제 도로 환경을 반영한 연속적인 이동 궤적을 생성할 수 있다.

본 논문에서는 이동 거리와 방향 전환 정보를 기반으로 한 1.5D-PDR과 보행자 도로 정보를 포함하는 수치 지도를 결합하여 스마트워치 착용자의 이동 궤적을 추정하는 지도 정합 기법을 제안한다. 먼저 human activity recognition (HAR) 기반 딥러닝 모델을 이용하여 보행 구간을 식별하고, 보행 데이터로 분류된 관성 신호를 이용하여 1.5D-PDR 알고리즘을 수행한다. 1.5D-PDR은 연속적인 2차원 위치를 추정하는 대신 이동 거리와 방향 전환 정보를 이용하여 보행자의 이동 특성을 표현한다. 이후 생성된 1.5D-PDR 이동 특성과 사전 Node-Edge 그래프 모델로 구축한 보행자 도로 지도의 연결 관계를 이용하여 후보 경로를 반복적으로 평가한다. 보행 정보와 일치하지 않는 후보 경로는 순차적으로 제거하며, 최종적으로 가장 가능성이 높은 경로를 이동 궤적으로 결정한다. 제안한 기법은 연속적인 2차원 위치 추정 결과에 의존하지 않고 이동 특성을 기반으로 후보 경로를 탐색하므로 정합 과정에서 PDR 누적 오차의 영향을 최소화할 수 있다. 또한 보행 가능한 도로의 연결 구조를 함께 고려하기 때문에 방향 전환 구간에서도 이동 가능한 후보 경로를 효과적으로 구분할 수 있다. 제안된 기법은 실제 도심 환경에서 수행한 다양한 보행 시나리오를 기반으로 한 실험을 통해 성능을 검증한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 전체적인 시스템에 대한 구성을 설명하고, 3장에서는 제안된 1.5D-PDR 이동 특성 기반 지도 정합 알고리즘에 대해 상세히 설명한다. 4장에서는 실제 보행 실험을 통해 제안된 기법의 성능을 검증하며, 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

2. SYSTEM OVERVIEW

Fig. 1은 본 논문에서 제안하는 1.5D-PDR 이동 특성 기반 지도 정합 시스템의 전체 구성을 나타낸다. 제안하는 시스템은 스마트워치의 관성센서 데이터를 입력으로 사용하여 전처리, HAR, 1.5D-PDR, 보행자 도로 지도 구축, 이동 궤적 추정의 과정을 순차적으로 수행한다. 각 단계에서 생성된 결과는 다음 단계의 입력

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.425

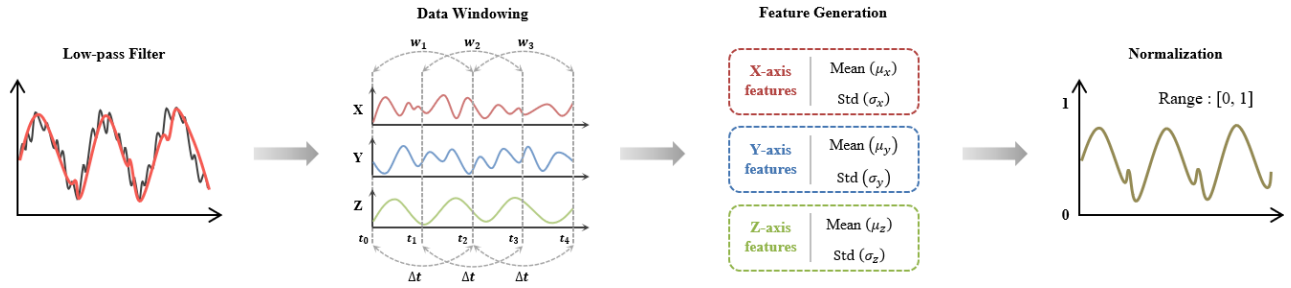


Fig. 2. Preprocessing procedure for generating HAR input features from smartwatch inertial sensor data.

으로 활용되며, 이동 거리와 방향 전환 정보를 기반으로 지도상의 이동 가능한 후보 경로를 탐색하여 최종적으로 스마트워치 착용자의 이동 궤적을 추정한다.

먼저 스마트워치에 내장된 3축 가속도계와 3축 자이로스코프를 이용하여 사용자의 관성 데이터를 수집한다. 수집된 관성 데이터는 외부 진동과 센서 노이즈를 감소시키기 위해 저역통과필터를 적용하고, 슬라이딩 윈도우 기법을 이용하여 일정 길이의 데이터로 분할한다. 이후 보행 상태를 효과적으로 구분할 수 있는 특징 벡터를 생성한 후 정규화 과정을 수행하여 HAR 모듈의 입력 데이터를 구성한다.

전처리된 데이터는 HAR 모듈로 전달된다. HAR 모듈은 딥러닝 기반 분류기를 이용하여 사용자의 활동을 인식하고 보행 여부를 판단한다 (Zhang et al. 2022). 비보행 구간에서는 PDR 계산을 수행하지 않으며, 보행으로 분류된 데이터만 1.5D-PDR 알고리즘의 입력으로 사용된다. 이를 통해 불필요한 연산을 줄이고 보행 구간에서만 이동 특성을 생성함으로써 시스템의 효율성과 정확성을 향상시킬 수 있다.

보행으로 판단된 관성 데이터는 1.5D-PDR 모듈에서 처리된다. 기존 PDR과 같이 연속적인 2차원 위치를 계산하는 대신, 걸음 검출, 보폭 추정, 방향 전환 검출을 수행하여 이동 거리와 방향 전환 정보로 구성된 1.5D-PDR 이동 특성을 생성한다. 생성된 이동 특성은 지도 정합 모듈에 활용되며, 연속적인 위치 계산 과정이 포함되지 않기 때문에 PDR의 누적 오차가 지도 정합 과정에 직접적으로 전달되지 않는다.

지도 정합을 위해 먼저 보행자 도로 수치 지도를 Node-Edge 그래프 모델로 사전에 구축한다. 이후 생성된 1.5D-PDR 이동 특성과 구축된 보행자 도로 수치 지도를 이용하여 이동 궤적을 추정한다. 먼저 초기 위치를 기준으로 이동 가능한 후보 경로를 생성하고, 이동 거리와 방향 전환 정보가 지도상의 연결 관계와 일치하는지를 반복적으로 평가한다. 이동 특성과 일치하지 않는 후보 경로는 순차적으로 제거하며, 최종적으로 가장 가능성이 높은 후보 경로를 사용자의 이동 궤적으로 결정한다.

3. PEDESTRIAN TRAJECTORY ESTIMATION TECHNIQUE

이번 장에서는 스마트워치 착용자의 이동 궤적을 추정하는 기법에 대해 상세히 설명한다. 3.1절에서는 스마트워치의 관성센서 데이터를 이용하여 이동 거리와 방향 전환 정보를 생성하는 HAR 기반 1.5D-PDR 알고리즘, 3.2절에서는 생성된 보행 정보와 구축된 보행자 도로 수치 지도를 활용한 이동 특성 기반 지도 정합 기법을 각각 설명한다.

3.1 HAR-Based 1.5D-PDR Algorithm

스마트워치의 관성센서는 손목의 움직임을 지속적으로 측정하므로 보행 및 정지와 관련된 다양한 일상 활동에 대한 신호를 함께 포함한다. 이러한 데이터를 모두 PDR 알고리즘에 적용할 경우 보행과 무관한 움직임까지 이동으로 판단되어 위치 추정 오차가 증가할 뿐만 아니라 불필요한 연산이 반복적으로 수행되는 문제가 발생한다. 따라서 본 연구에서는 HAR 기반 딥러닝 분류기를 이용하여 사용자의 보행 여부를 먼저 판단하고, 보행으로 분류된 관성 데이터에 대해서만 1.5D-PDR 알고리즘을 수행한다.

Fig. 2는 딥러닝 모델의 입력 데이터를 생성하기 위한 관성센서 데이터의 전처리 과정을 나타낸다. 먼저 스마트워치에 내장된 3축 가속도계와 3축 자이로스코프로부터 획득한 관성센서 데이터에는 보행에 의한 움직임과 센서 오차 및 손목의 미세한 진동에 의한 고주파 성분이 함께 포함되어 있다. 이러한 노이즈 성분은 보행 신호를 왜곡하여 분류 성능을 저하시킬 수 있으므로, 저역통과필터를 적용하여 고주파 성분을 제거한다. 필터링된 신호는 원시 데이터보다 부드러운 형태로 변환되어 보행 주기를 안정적으로 표현할 수 있다.

필터링된 센서 데이터는 슬라이딩 윈도우 기법을 이용하여 일정 시간 길이의 데이터 구간으로 분할한다. 보행 데이터의 시간적 연속성을 유지하기 위해 인접한 윈도우가 50% 중첩되도록 구성하였다. 이러한 중첩 방식은 윈도우 경계에서 발생할 수 있는 정보 손실을 줄일 수 있으며, 연속적인 보행 동작의 시간적 특성을 안정적으로 반영할 수 있다는 장점을 가진다 (Banos et al. 2014).

각 윈도우에 포함된 센서 데이터로부터 평균과 표준편차 등의 통계적 특징을 각 축별로 추출하여 특징 벡터를 생성한다. 평균은 센서 신호의 중심 경향을 나타내며, 표준편차는 보행 과정에서 발생하는 신호의 변동성을 반영한다. 추출된 특징들은 서로 다른 값의 범위를 가지므로 특정 특징이 학습 과정에 과도한 영향을 미칠 수 있다. 이를 방지하기 위해 Eq. (1)과 같이 Min-Max 정규화를 적용하여 모든 특징값을 0과 1 사이의 동일한 범위로 변환한다.

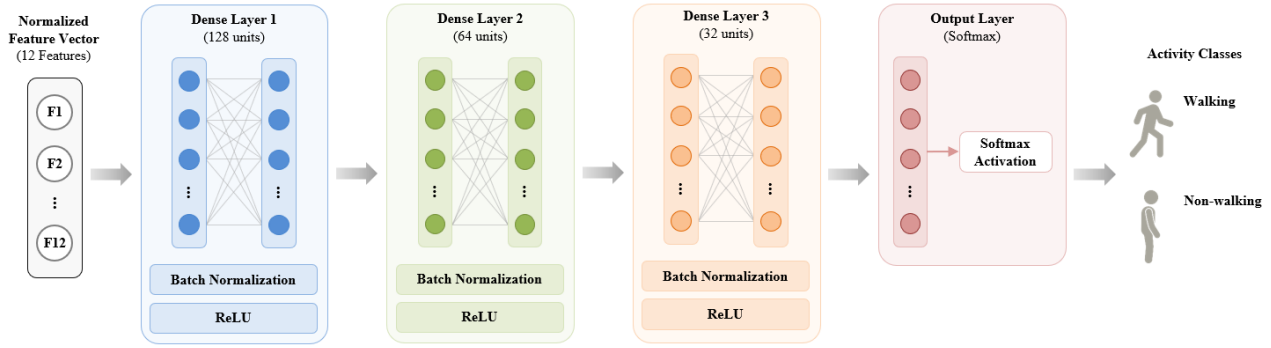


Fig. 3. Architecture of the HAR-based deep learning model.

$$x_t' = \frac{x_t - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \quad (1)$$

여기서 x_t'와 x_t는 각각 정규화된 특징값과 원본 특징값을 나타내며, $x_{\min}$과 $x_{\max}$는 각각 해당 특징의 최소값과 최대값을 의미한다. 정규화 과정을 통해 각 특징이 균등하게 학습에 반영될 수 있으며, 학습의 안정성과 분류 성능을 향상시킬 수 있다.

전처리를 통해 생성된 정규화된 특징 벡터는 Fig. 3과 같이 HAR 기반 딥러닝 분류기의 입력으로 사용된다. 딥러닝 모델은 fully connected neural network (FCNN) 기반으로 구성하였으며, 입력층, 3개의 은닉층 및 출력층으로 이루어진다. 입력층은 전처리 과정에서 생성된 12개의 특징 벡터를 입력으로 사용하며, 은닉층은 각각 128개, 64개 및 32개의 노드로 구성하였다. 또한 각 은닉층에는 배치 정규화를 적용하여 학습 과정에서 발생하는 분포 변화를 감소시키고, ReLU 활성화 함수를 이용하여 비선형 표현 능력을 향상시켰다. 마지막 출력층에서는 Softmax 함수를 이용하여 입력 데이터가 보행 또는 비보행에 속할 확률을 계산한다. Softmax 함수는 출력층에서 계산된 각 클래스의 값을 0과 1 사이의 확률로 변환하며, 모든 클래스의 출력 확률의 합이 1이 되도록 한다. 따라서 보행과 비보행에 대한 상대적인 분류 확률을 직접 비교하여 높은 확률을 갖는 클래스를 최종 활동 상태로 결정할 수 있다.

딥러닝 분류기의 출력 결과가 보행으로 판단될 경우 관성 데이터는 이후의 1.5D-PDR 알고리즘에 전달된다. 이와 반대로 비보행으로 분류된 데이터는 PDR 연산에서 제외하여 정지 상태에서 발생하는 불규칙한 움직임이나 센서 변화를 반영하지 않도록 한다. 이를 통해 불필요한 PDR 연산을 제거할 수 있으므로, 시스템의 계산 효율성과 이동 정보의 신뢰성을 함께 향상시킬 수 있다.

보행으로 분류된 관성 데이터는 1.5D-PDR 알고리즘을 이용하여 이동 거리와 방향 전환 정보를 생성한다. 먼저 사용자의 걸음을 검출하기 위해 3축 가속도 데이터를 이용하여 Eq. (2)와 같이 가속도 신호의 파워를 계산한다.

$$acc_{P,t} = \sqrt{acc_{x,t}^2 + acc_{y,t}^2 + acc_{z,t}^2} - g \quad (2)$$

여기서 $acc_{P,t}$와 $acc_{i,t}$는 각각 시간 t에서의 가속도 파워와 각 i축에서 획득된 가속도 측정값을 나타낸다. 그리고 g는 중력가속도 (9.81 m/s^2)를 의미한다. 계산된 파워 신호에는 고주파 잡음이 포함되어 있으므로 걸음 검출에 적합한 부드러운 파형 형태로 변환하기 위해 Butterworth 저역통과필터를 적용하였다. 이후 최소 또는 최대 피크 검출 방법을 통해 사용자의 걸음을 감지한다. 이후 검출된 연속된 걸음 시점을 기준으로 걸음 주파수와 가속도 분산을 계산하여 각 걸음의 보폭을 추정한다. 보폭은 걸음 주파수와 가속도 분산의 선형 결합을 이용하여 Eq. (3)과 같이 계산할 수 있다 (Jin et al. 2025).

$$L_k = \alpha \cdot f_k + \beta \cdot v_k + \gamma \quad (3)$$

여기서 L_k는 k번째 걸음의 보폭, f_k는 검출된 두 걸음 시점 사이의 주파수, v_k는 동일 구간의 가속도 분산을 나타낸다. 그리고 α, β, γ는 실험을 통해 결정된 보폭 추정을 위한 파라미터 계수를 의미한다. 계산된 보폭은 누적되어 이동 특성 배열을 구성하는 이동 거리 D_t로 저장된다.

방향 전환은 자이로스코프 데이터의 파워 신호를 이용하여 판단한다. 보행 과정에서 발생하는 급격한 각속도 변화는 직진과 회전 구간을 구분하는 중요한 특징이 된다. 따라서 본 연구에서는 이상치 검출 기법인 Modified Z-score를 활용하여 사용자의 방향 전환 여부를 판단하도록 하였다. Modified Z-score는 중앙값과 중앙절대편차를 이용하여 Eq. (4)와 같이 계산할 수 있다 (Iglewicz & Hoaglin 1993).

$$M_t = 0.6745 \cdot \frac{\omega_t - median(\omega)}{MAD(\omega)} \quad (4)$$

여기서 M_t와 ω_t는 각각 시간 t에서의 Z-score와 자이로스코프 신호의 파워를 나타내고, $median(\omega)$와 $MAD(\omega)$는 각각 자이로스코프 파워 신호의 중앙값과 중앙절대편차를 의미한다. Modified Z-score는 중앙값을 기준으로 데이터를 정규화하므로 평균과 표준편차를 이용하는 방법보다 극단값의 영향을 최소화할 수 있는 장점을 갖는다.

계산된 Modified Z-score를 이용하여 각 걸음 시점의 방향 전환 상태를 Eq. (5)와 같이 결정한다.

$$T_k = \begin{cases} -1, & M_k < -\tau \\ 0, & |M_k| \le -\tau \\ 1, & M_k > -\tau \end{cases} \quad (5)$$

여기서 M_k는 걸음 k에서의 Modified Z-score, τ는 방향 전환을 판단하기 위한 임계값을 나타낸다. 그리고 T_k=-1, T_k=0, T_k=1은 각각 좌회전, 직진, 우회전을 의미한다.

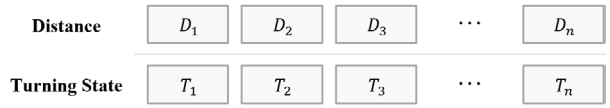


Fig. 4. Structure of the 1.5D-PDR movement characteristics array.

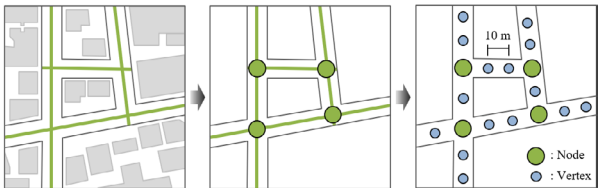


Fig. 5. Construction of the pedestrian road map using a Node-Edge graph model.

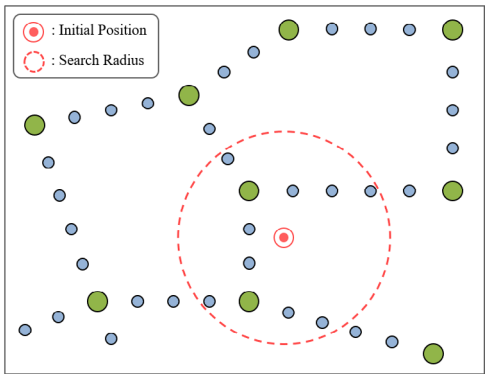


Fig. 6. Initial candidate point selection based on the initial position and search radius.

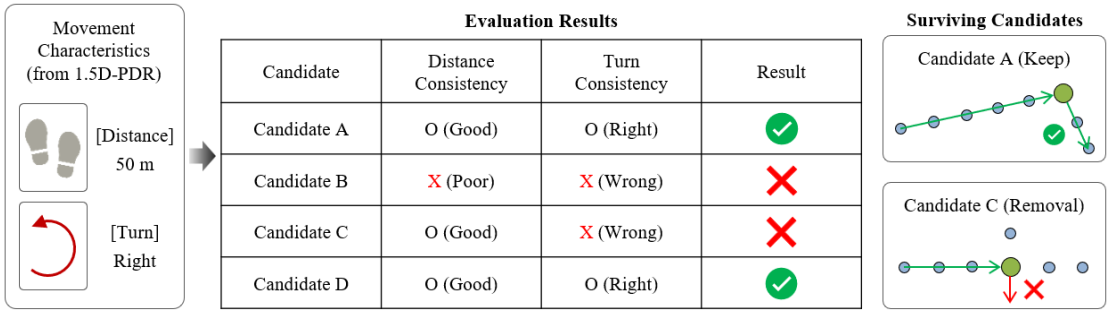


Fig. 7. Candidate trajectory evaluation based on movement characteristics.

최종적으로 계산된 이동 거리 D_i와 방향 전환 상태 T_i는 Fig. 4와 같이 동일한 인덱스를 갖는 이동 특성 배열로 저장된다. 즉, 배열의 거리 정보 D_i는 i번째 이동 거리를 의미하고, 방향 전환 정보 T_i는 i번째 이동 후에 발생한 회전 상태를 나타낸다. 따라서 1.5D-PDR 알고리즘은 연속적인 2차원 위치를 계산하지 않고 보행자의 이동 거리와 방향 전환 정보를 순차적으로 생성한다. 생성된 이동 특성 배열은 지도 정합 과정에서 후보 경로와의 이동 특성 일치 여부를 평가하기 위한 핵심 정보로 활용된다.

3.2 Movement Characteristics-Based Map-Matching

1.5D-PDR 알고리즘을 통해 생성된 이동 특성 배열은 보행자의 이동 거리와 방향 전환 정보를 순차적으로 저장한다. 본 연구에서는 이동 특성 배열과 보행자 도로 지도의 공간적 연결 관계를 이용하여 사용자의 이동 궤적을 추정하는 지도 정합 기법을 제안한다. 이를 위해 보행자 도로를 Node-Edge 그래프로 구성하고, 초기 위치를 기준으로 후보 경로를 생성한다. 이후 이동 특성 배열과 후보 경로의 일치 여부를 순차적으로 평가하여 최종 이동 궤적을 결정한다.

Fig. 5는 보행자 도로를 Node와 Vertex를 포함하는 Node-Edge 그래프로 구성하는 과정을 나타낸다. 교차로 및 분기점과 같이 이동 방향이 변경되는 지점을 Node로 정의하고, 인접한 Node를 연결하는 보행 가능한 도로를 Edge로 정의한다. Edge 내부에는 일정한 간격으로 Vertex를 생성하여 이동 경로를 세분화하였다. 본 연구에서는 Edge를 10 m 간격으로 분할하여 Vertex를 생성하였으며, 생성된 Vertex는 초기 후보 지점으로 활용되어 후보 위치를 세밀하게 설정할 수 있도록 하였다.

사용자의 초기 위치는 GNSS 또는 LTE, Wi-Fi 기반 측위 결과를 이용하여 획득하며, 해당 위치와 가장 가까운 Node 또는 Vertex를 초기 후보 지점으로 선택한다. 그러나 측위 오차로 인해 선택된 후보 지점은 실제 위치와 일치하지 않을 수 있다. 따라서 Fig. 6과 같이 초기 위치를 중심으로 탐색 반경을 설정하고, 반경 내에 포함되는 모든 Node와 Vertex를 초기 후보 지점으로 선택한다. 선택된 후보 지점은 각각 독립적인 후보 경로의 시작점으로 사용되며, 이후 이동 특성 배열을 이용하여 각 후보 경로의 적합성을 평가한다.

Fig. 7은 이동 거리와 방향 전환 정보를 이용하여 후보 경로를 평가하는 과정을 나타낸다. 후보 경로 평가는 이동 특성 배열에 저장된 이동 거리와 방향 전환 정보를 이용하여 순차적으로 수행한다. 후보 시작점으로부터 이동 거리만큼 이동한 지점을 탐색한 후, 해당 지점 주변에 방향 전환이 가능한 Node의 존재 여부를 확인한다. 방향 전환이 가능한 Node가 존재할 경우, Node에서 가능한 이동 방향과 이동 특성 배열에 저장된 방향 전환 정보를 비교하여 직진, 좌회전 또는 우회전 조건의 일치 여부를 판단한다. 이동 거리와 방향 전환 조건을 모두 만족하는 후보 경로는 유지하고, 그렇지 않은 후보 경로는 제거한다. 이러한 과정은 이동 특성 배열의 모든 요소에 대해 반복 수행되며, 방향 전환이 진행될수록 후보 경로의 수는 점진적으로 감소하게 된다. 모든 이동 특

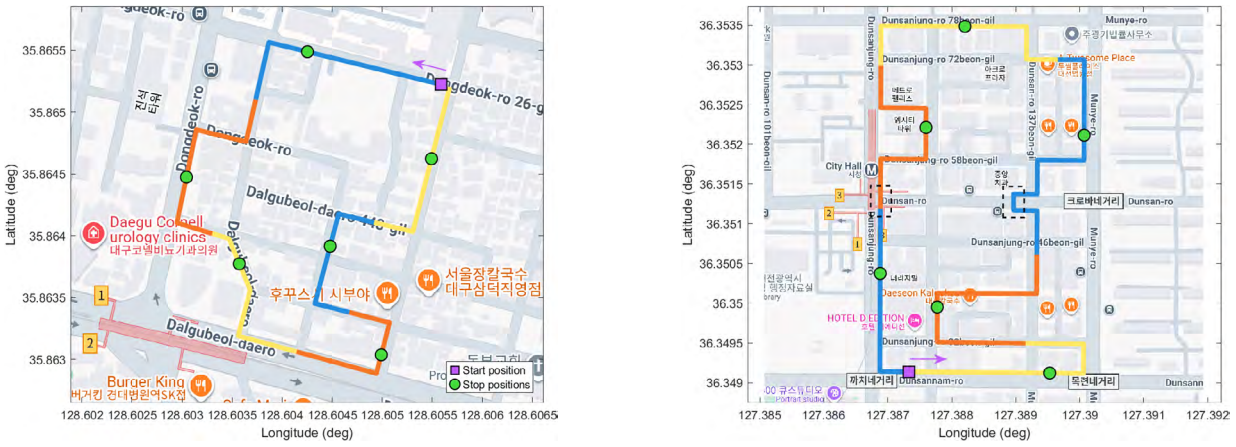


Fig. 8. Experimental walking scenario and reference trajectory. (a) Site 1, (b) Site 2.

성에 대한 평가가 완료되면 하나 이상의 후보 경로가 남게 된다. 후보 경로가 하나인 경우에는 해당 경로를 최종 이동 궤적으로 결정한다. 반면 다수의 후보 경로가 존재하는 경우에는 초기 위치와 초기 후보 지점 간의 거리 오차를 계산하여 오차가 가장 작은 후보 경로를 최종 이동 궤적으로 선택한다.

제안한 지도 정합 기법은 1.5D-PDR의 방향 전환 상태를 이용하여 후보 경로를 평가하므로 교차로와 같이 직진, 좌회전 및 우회전을 구분할 수 있는 도로 구조에 적용할 수 있다. 그러나 원형 교차로와 같이 곡선 형태로 연결되는 도로의 경우, 생성된 이동 특성만으로는 후보 경로를 명확하게 구분하기 어려울 수 있다. 해당 문제는 다수의 후보 경로를 유지하면서 이후의 이동 특성을 이용하여 후보를 추가적으로 제거할 수 있지만 동일한 이동 특성이 지속되는 경우에서는 경로의 모호성이 유지될 수 있다. 따라서 향후에는 방향 전환각 또는 도로 간의 각도 정보를 추가적으로 활용하여 복잡한 도로 구조에서도 후보 경로를 효과적으로 구분할 수 있도록 확장할 계획이다.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

이번 장에서는 실제 보행 환경에서 수행한 실험을 통해 제안한 1.5D-PDR 이동 특성 기반 지도 정합 기법의 성능을 검증한다. 4.1절에서는 실험 환경 및 데이터 수집 방법을 설명하고, 4.2절에서는 보행 시나리오에서 수행한 실험 결과를 통해 제안한 기법의 이동 궤적 추정 성능을 평가한다.

4.1 Experimental Setup

제안한 1.5D-PDR 이동 특성 기반 지도 정합 기법의 성능을 검증하기 위해 실시험을 수행하였다. Fig. 8은 성능 평가를 위해 사전에 설정한 보행 시나리오와 실제 이동 궤적을 보여준다. Figs. 8a와 8b는 각각 대구광역시 중구와 대전광역시 서구 도심 지역에서 수행한 실험 환경을 나타낸다. 실험은 다양한 손목 움직임을 반영하기 위해 팔을 자연스럽게 앞뒤로 흔드는 일반적인 보

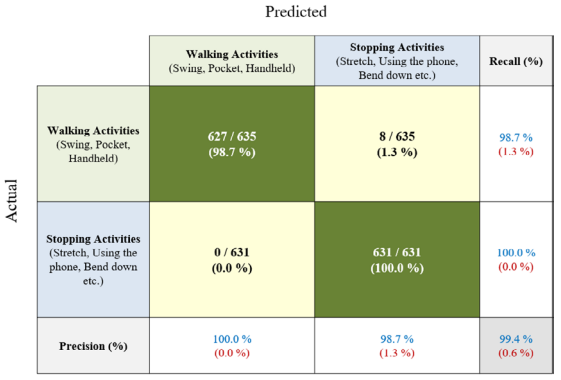


Fig. 9. Confusion matrix of the HAR-based deep learning model.

행, 스마트워치를 착용한 손을 주머니에 넣고 보행하는 형태, 그리고 스마트폰을 사용하면서 보행하는 형태의 세 가지 시나리오로 구성하였다. 각 보행 시나리오는 하나의 연속된 경로에서 순차적으로 수행되었으며, Fig. 8의 파란색, 주황색 및 노란색 선으로 각각 구분하여 표시하였다. 실험은 Fig. 8의 보라색 네모로 표시된 위치에서 시작하였으며, 초록색 원으로 표시된 각 정지 지점에서는 약 2분 동안 정지하도록 구성하였다. Fig. 8b에서 검정색 네모 점선으로 표시한 구간은 횡단보도 신호 대기를 위해 정지된 지점을 의미한다. 이를 통해 보행과 정지 상태가 반복적으로 포함된 실제 보행 환경을 구현하였으며, HAR 기반 딥러닝 모델의 보행 및 비보행 구간 판별 성능을 함께 검증하고자 하였다.

전체 보행 시나리오는 실험 지역 1에서는 약 25분, 실험 지역 2에는 약 45분 동안 수행되었으며, 실험자는 사전에 설정한 경로를 따라 동일한 순서로 이동하면서 관성센서 데이터를 수집하였다. 실험에는 Samsung Galaxy Watch 5 Pro를 사용하였으며, 스마트워치에 내장된 3축 가속도계와 3축 자이로스코프를 이용하여 관성센서 데이터를 10 Hz의 샘플링 주기로 수집하였다. 수집된 관성센서 데이터는 HAR 기반 1.5D-PDR 알고리즘을 이용하여 이동 특성 배열을 생성하고, 보행자 도로 수치 지도와의 지도 정합을 수행하여 최종 이동 궤적을 추정하도록 하였다.

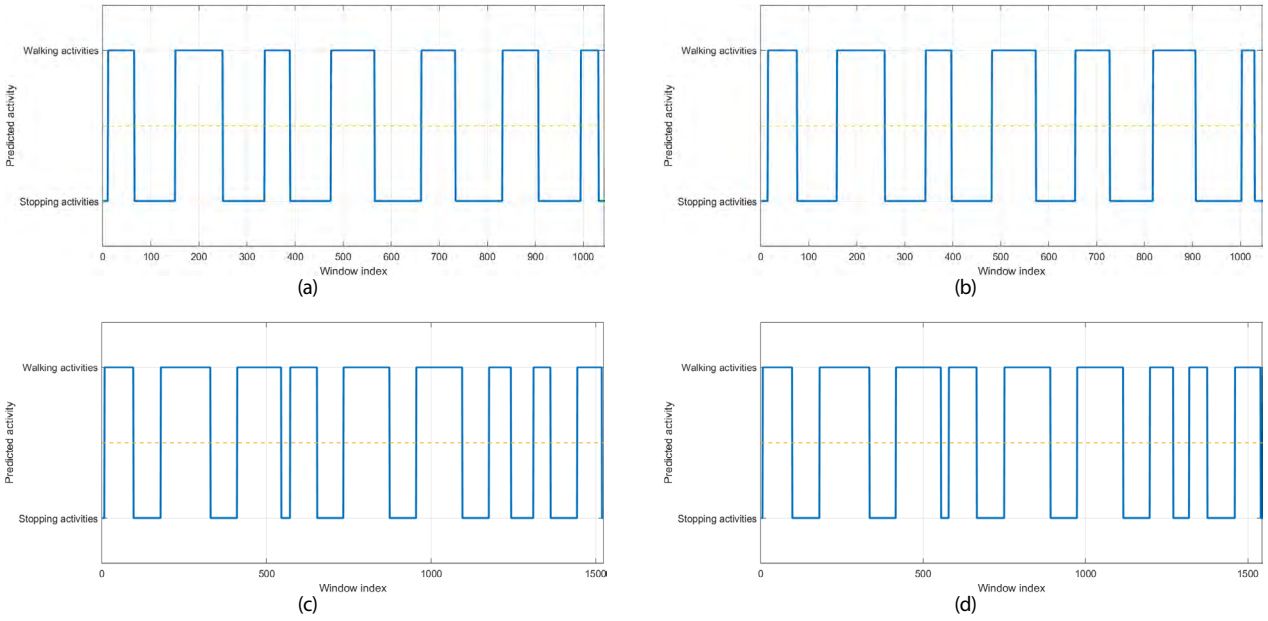


Fig. 10. HAR-based activity recognition results. (a) Test 1 at Site 1, (b) Test 2 at Site 1, (c) Test 1 at Site 2, and (d) Test 2 at Site 2.

Table 1. Step detection performance results.

Site	Test	Actual number of steps	Detected number of steps	Accuracy (%)
1	1	1299	1289	99.2
1	2	1256	1237	98.5
2	1	2163	2132	98.6
2	2	2201	2179	99.0
Total		6919	6837	98.8

Table 2. Total distance estimation results.

Site	Test	Actual total distance	Estimated total distance	Error (m)
1	1	1056.2	1042.1	14.1
1	2	1056.2	1026.4	29.8
2	1	2141.7	2094.8	46.9
2	2	2141.7	2103.7	38.0
Total		6395.8	6267.0	128.8

4.2 Experimental Evaluation

Fig. 9는 제안한 HAR 기반 딥러닝 모델의 보행 및 정지 활동 분류 성능을 평가한 혼동 행렬을 나타낸다. 보행 데이터는 일반적인 보행 (swing), 한 손을 주머니에 넣고 보행 (pocket), 스마트폰을 사용하면서 보행 (handheld)의 세 가지 형태에 대해 각각 약 10분 동안 수집하였다. 정지 데이터는 실제 사용 환경을 고려하여 약 30분 동안 스트레칭, 스마트폰 사용, 허리 숙이기 등 다양한 비보행 동작을 수행하면서 수집하였다. Fig. 9에서 보행 활동은 총 635개의 데이터 중 627개를 분류하여 98.7%의 Recall을 나타냈으며, 8개의 데이터만 정지 활동으로 오분류 되었다. 반면 정지 활동은 총 631개의 데이터를 모두 정확하게 분류하여 100.0%의 Recall을 기록하였으며, 정지 활동이 보행으로 분류되는 경우는 발생하지 않았다. 또한 보행 활동의 Precision은 100.0%, 정지 활동의 Precision은 98.7%를 나타냈으며, 전체 분류 정확도는 99.4%를 달성하였다. 이는 설계된 HAR 모델이 다양한 손목 움직임을 포함하는 실제 보행 환경에서도 보행과 비보행 상태를 높은 정확도로 구분할 수 있음을 의미한다. 특히 정지 활동이 보행으로 오분류 되지 않았기 때문에 불필요한 PDR 연산을 효과적으로 방지할 수 있다.

Fig. 10은 사전 정의된 보행 시나리오를 수행하면서 수집한 스마트워치 관성센서 데이터에 대해 HAR 기반 활동 인식 결과를 나타낸 것이다. Fig. 10을 보면 모두 실제 보행 구간과 정지 구간이 명확하게 구분되는 것을 볼 수 있으며, 다양한 정지 활동과 연속적인 보행 변화가 포함된 시나리오에서도 보행 구간을 정확하게 추출할 수 있음을 확인할 수 있었다.

HAR를 통해 보행으로 판단된 관성센서 데이터는 1.5D-PDR 알고리즘의 입력으로 사용되어 이동 특성 배열을 생성한다. Fig. 11은 이동 거리에 따른 방향 전환 정보를 나타낸 결과이다. Fig. 11을 보면 보폭이 누적되는 구간에서는 직진 상태가 지속적으로 유지되며, 실제 방향 전환이 발생한 위치에서는 좌회전과 우회전이 연속적으로 검출되는 것을 볼 수 있다. 실제 보행 궤적에서 실험 지역 1에서는 총 5번의 우회전과 8번의 좌회전, 실험 지역 2에서는 총 8번의 우회전과 12번의 좌회전이 수행되는데 해당 궤적을 따라 모두 정확하게 검출하였음을 확인하였다. Tables 1과 2는 걸음 검출과 추정된 총 보폭 거리의 성능 평가 결과를 나타낸 것이다. Table 1에서 실험 지역 1과 실험 지역 2의 걸음은 약 99.0% 정확도로 검출되었으며, 전체 평균 98.9%의 정확도로 걸음이 검출됨을 확인하였다. 또한 Table 2에서 실제 총 이동 거리에 대해 추정된 평균 이동 거리는 약 2% 내외의 오차로 추정됨을 확인하였다. 해당 결과는 1.5D-PDR 알고리즘이 지도 정합을 위한 신뢰성 있는 이동 특성 정보를 생성할 수 있음을 의미한다.

Fig. 12는 보행자 도로를 Node-Edge 그래프로 사전 편집한 수치 지도를 나타낸 것으로, 초록색 원은 Node, 하늘색 원은 Vertex

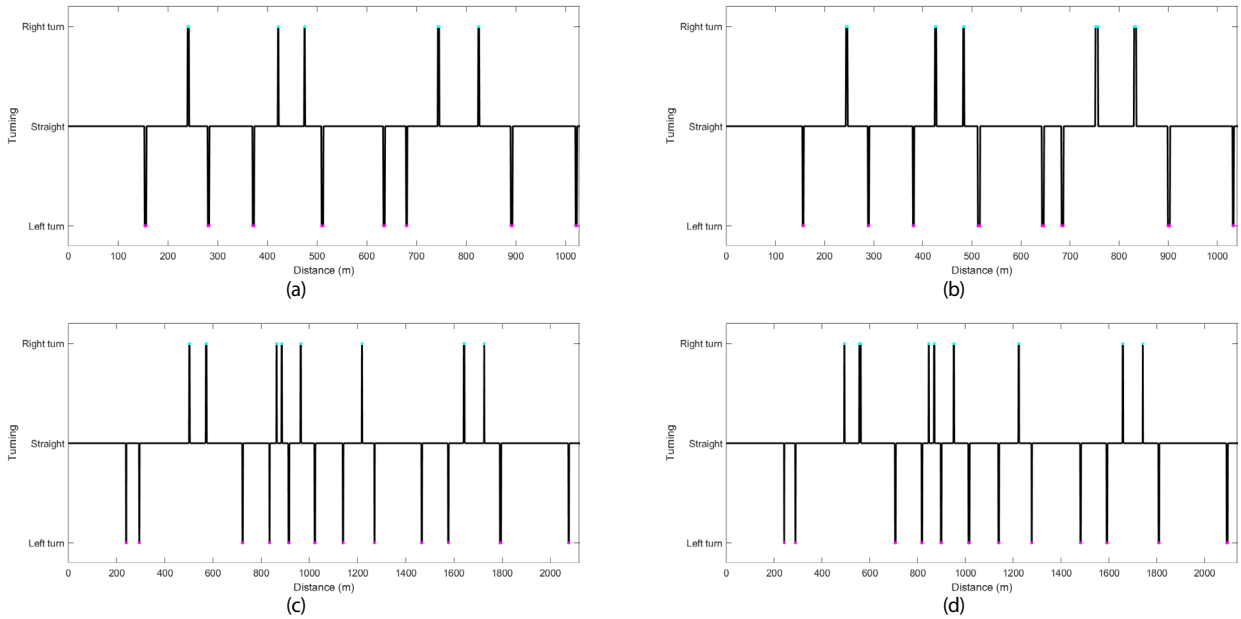


Fig. 11. Movement characteristics generated using the 1.5D-PDR algorithm. (a) Test 1 at Site 1, (b) Test 2 at Site 1, (c) Test 1 at Site 2, and (d) Test 2 at Site 2.

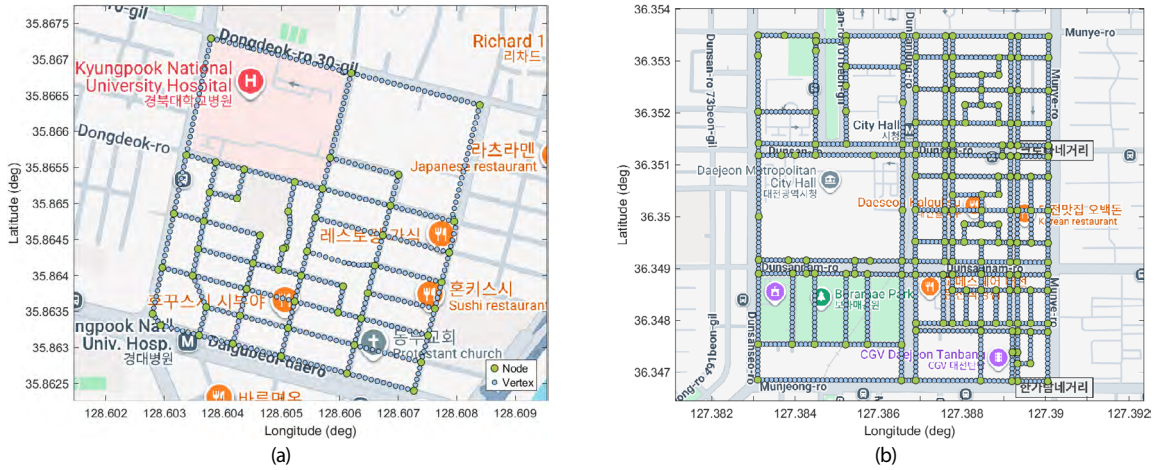


Fig. 12. Digital pedestrian road map generated based on the Node-Edge graph model. (a) Site 1, (b) Site 2

를 의미한다. 보행자 도로의 교차점 및 방향 전환 지점은 Node로 정의하였으며, 각 Edge에는 일정 간격으로 Vertex를 생성하였다. 구축된 수치 지도는 실제 보행 가능한 도로의 연결 관계를 반영하며, 지도 정합 과정에서 초기 후보 시작 지점을 생성하고 이동 가능한 후보 경로를 탐색하기 위한 기준 정보로 활용된다.

Fig. 13은 제안한 이동 특성 기반 지도 정합 기법을 적용하여 추정한 최종 이동 궤적을 나타낸다. 해당 그림에서 하늘색 네모는 ETRI에서 제공한 무선복합측위의 초기 위치를 나타내며, 파란색 원은 초기 후보 시작 지점을 생성하기 위해 설정한 30 m의 초기 탐색 반경을 의미한다. 초기 탐색 반경은 무선복합측위 시스템의 평균 위치 오차를 고려하여 설정하였으며, 해당 반경 내의 Node와 Vertex를 초기 후보 시작 지점으로 선택하였다. 이후 HAR 기반 1.5D-PDR 알고리즘으로 생성된 이동 거리와 방향 전환 정보를 이용하여 후보 경로를 순차적으로 평가하였다. 이동 거리 조건과 방향 전환 순서가 실제 이동 특성과 일치하지 않는 후보 경로는 반복적으로 제거하였으며, 모든 조건을 만족하는 후보 경로를 주황색 원과 같이 사용자의 최종 이동 궤적으로 결정하였다. 해당 결과를 통해 제안된 기법은 실제 보행 가능한 도로망을 따라 연속적인 이동 궤적을 생성할 수 있음을 확인할 수 있었다. 또한 교차로나 방향 전환이 반복적으로 발생하는 구간에서도 도로의 연결 관계를 유지하면서 보행자의 이동 경로를 안정적으로 추정할 수 있음을 확인하였다.

5. CONCLUSIONS

본 논문에서는 스마트워치 착용자의 이동 궤적을 추정하기 위한 1.5D-PDR 이동 특성 기반 지도 정합 기법을 제안하였다. 제안



Fig. 13. Estimated pedestrian trajectories using the proposed map-matching technique. (a) Test 1 at Site 1, (b) Test 2 at Site 1, (c) Test 1 at Site 2, and (d) Test 2 at Site 2.

한 기법은 스마트워치의 관성센서 데이터를 이용하여 HAR 기반 딥러닝 모델을 통해 보행 구간을 먼저 판별하였다. 이후 보행으로 분류된 데이터는 1.5D-PDR 알고리즘에 입력되어 이동 거리와 방향 전환 정보로 구성된 이동 특성 배열을 생성하였다. 마지막으로 보행자 도로를 Node-Edge 그래프로 구축하고, 생성된 이동 특성과 도로의 연결 관계를 이용하여 후보 경로를 반복적으로 평가함으로써 최종 이동 궤적을 추정하였다.

실제 보행 환경에서 수행한 실험 결과에서 HAR 기반 딥러닝 모델은 99.4%의 활동 분류 정확도를 나타냈으며, 평균 98.9%의 걸음 검출 정확도와 약 2%의 이동 거리 추정 오차를 보였다. 또한 생성된 이동 특성 배열은 실제 보행 과정에서 발생한 방향 전환을 정확하게 검출하였으며, 지도 정합 과정에서 후보 경로를 효과적으로 탐색하고 제거하는 기준 정보로 활용될 수 있음을 확인하였다. 또한 지도 정합 기법은 교차로와 방향 전환이 반복적으로 발생하는 도심 환경에서도 도로의 연결 관계를 유지하면서 실제 보행 궤적과 동일한 이동 궤적을 안정적으로 추정할 수 있음을 검증하였다. 향후 연구에서는 다양한 도심 환경과 장거리 보행 시나리오를 대상으로 제안한 기법의 성능을 추가적으로 검증할 예정이다. 또한 지도 정보가 없는 환경에서도 연속적인 위치 추정이 가능하도록 다양한 측위 기술을 융합한 보행자 항법 기술을 개발할 계획이다.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by Protection Technology for Socially vulnerable individuals Program (www.kipot.or.kr) funded by Korean National Police Agency (KNPA, Korea) [Project Name: Development of an Integrated Control Platform for Location Tracking of Crime Victim based on Low-Power Hybrid Positioning and Proximity Search Technology / Project Number: RS-2023-00236101].

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Jae Uk Kwon contributed to the algorithm design and implementation, as well as the manuscript writing. As the project leader, Seong Yun Cho led the research and reviewed the manuscript.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Banos, O., Galvez, J. M., Damas, M., Pomares, H., & Rojas, I. 2014, Window size impact in human activity recognition, Sensors, 14, 6474-6499. https://doi.org/10.3390/s140406474

Chen, B., Ma, J., Zhang, L., Zhou, J., Fan, J., & Lan, H. 2024, Research progress of wireless positioning methods based on RSSI, Electronics, 13, 1-20. https://doi.org/10.3390/electronics13020360

Chen, L., Liu, Z., & Fang, J. 2022, A novel hybrid observation prediction methodology for bridging GNSS outages in INS/GNSS systems, The Journal of Navigation, 75, 1206-1225. https://doi.org/10.1017/S037346332200025X

Cho, S. Y., Lee, J. H., & Park, C. G. 2020, Stable Zero-Velocity Detection Method Regardless of Walking Speed for Foot-Mounted PDR, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 9, 33-42. https://doi.org/10.11003/JPNT.2020.9.1.33

Hegarty-Craver, M., Davis-Wilson, H., Gaur, P., Walls, H., Dausch, D., et al. 2024, Wearable Sensors for Service Members and First Responders: Considerations for Using Commercially Available Sensors in Continuous Monitoring, RTI Press Occasional Papers (Research Triangle Park, NC: RTI Press). https://doi.org/10.3768/rtipress.2024.op.0090.2402

Hou, X. & Bergmann, J. H. M. 2021, Pedestrian dead reckoning with wearable sensors: A systematic review, IEEE Sensors Journal, 21, 143-152. https://doi.org/10.1109/JSEN.2020.3014955

Iglewicz, B. & Hoaglin, D. C. 1993, How to Detect and Handle Outliers, vol. 16 (USA: ASQ Press).

Jin, Z., Zhang, X., Liu, G., Guo, M., Su, Y., et al. 2025, Flexible gaits-adaptive pedestrian dead reckoning system: Precision positioning across diverse gaits, IEEE Sensors Journal, 25, 15431-15441. https://doi.org/10.1109/JSEN.2025.3545833

Kwon, J. U. & Cho, S. Y. 2022, CNN-based Adaptive K for Improving Positioning Accuracy in W-kNN-based LTE Fingerprint Positioning, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 11, 217-227. https://doi.org/10.11003/JPNT.2022.11.3.217

Kwon, J. U., Cho, S.-Y., Yoo, J. J., & Seo, S. H. 2024, Adaptive sensor/heterogeneous infrastructure integrated pedestrian navigation technology using Rényi divergence-based outlier detection, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 13, 289-299. https://doi.org/10.11003/JPNT.2024.13.3.289

Lin, Y., Yu, K., Zhu, F., Bu, J., & Du, X. 2024, The state of the art of deep learning-based Wi-Fi indoor positioning: A review, IEEE Sensors Journal, 24, 27076-27098. https://doi.org/10.1109/JSEN.2024.3432154

Marcotte, R. T., Bachman, S. L., Zhai, Y., Clay, I., & Lyden, K. 2024, Analytical validation of wrist-worn accelerometer-based step-count methods during structured and free-living activities, Digit Biomark, 9, 10-22. https://doi.org/10.1159/000542850

Martín-Frechina, S., Dura, E., Miralles, I., & Torres-Sospedra, J. 2025, From fingerprinting to advanced machine learning: A systematic review of Wi-Fi and BLE-based indoor positioning systems, Sensors, 25, 1-49. https://doi.org/10.3390/s25226946

Quddus, M. A. & Ochieng, W. Y. 2007, Current map-matching algorithms for transport applications: State-of-the-art and future research directions, Transportation Research Part C: Emerging Technologies, 15, 312-328. https://doi.org/10.1016/j.trc.2007.05.002

Zhang, S., Li, Y., Zhang, S., Shahabi, F., Xia, S., et al. 2022, Deep learning in human activity recognition with wearable sensors: A review on advances, Sensors, 22, 1476. https://doi.org/10.3390/s22041476



Jae Uk Kwon received the B.S. degree from the Mechanical Automotive Engineering at Kyungil University and M.S. degree from the Department of IT Engineering at the same university in 2020, and 2022, respectively, where he is currently pursuing the Ph.D. degree with the Department of IT Engineering. His current research topics include LTE-based fingerprinting for positioning, UWB-based wireless positioning, pedestrian inertial navigation, and navigation for autonomous vehicle.



Seong Yun Cho received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees in Control and Instrumentation Engineering from Kwangwoon University in 1998, 2000, and 2004, respectively. From 2003 to 2004, he was an Assistant Researcher with Automation and System Research Institute, Seoul National University. He was a BK 21 Post-Doctoral Fellow with Seoul National University in 2004. From 2004 to 2013, he was with Electronics and Telecommunications Research Institute as a senior researcher.

From 2008 to 2013, he was an Adjunct Professor with the University of Science and Technology. In 2013, he joined the faculty of the Mechanical Automotive Engineering at Kyungil University, where he is currently a professor. In 2023, he founded NavIn Labs Co., Ltd, where he is currently a CEO and CTO. His current research topics include positioning and navigation systems, filtering theory for linear/nonlinear systems, pedestrian inertial navigation, integrated navigation systems for reusable projectiles/UAVs, relative navigation systems for unmanned formation flight, autonomous driving system, UWB system design, and location-based services.

JPNT 15(3), 437-447 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.437

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

다중대역 Wi-Fi 고속 수집기 및 Radio Map 구축 파이프라인 설계

유승현, 김보성, 조세정, 신범주†

A Multi-band High-Speed Wi-Fi Collector and Radio Map Construction Pipeline Design

Seunghyeon Yoo, Boseong Kim, Sejeong Cho, Beomju Shin†
Division of Software, College of Information Science, Hallym University, Chuncheon 24252, Korea

ABSTRACT

Indoor positioning methods based on radio maps, such as Surface Correlation (SC) and fingerprinting, require dense and reliable RF measurements to construct an accurate map. However, conventional smartphones rely on a single wireless interface and limited Wi-Fi scanning. This makes it difficult to collect sufficient measurements across all channels used in an indoor environment. This paper presents a high-speed multi-band data collector that simultaneously acquires 2.4 GHz and 5 GHz Wi-Fi Received Signal Strength Indicator (RSSI) measurements together with inertial measurement unit data for Pedestrian Dead Reckoning (PDR). The 2.4 GHz channels are divided among multiple scanning modules operating in parallel, while a separate monitor-mode adapter collects signals across the 5 GHz band, including dynamic frequency selection channels. The collected RSSI and Inertial Measurement Unit (IMU) data are used to construct a radio map through floor-plan scaling and metric coordinate transformation, PDR-based trajectory estimation and map matching, reference point (RP) definition, and RSSI mapping. In addition, SC, which was previously validated using Bluetooth Low Energy (BLE) signals, is extended to Wi-Fi RSSI-based indoor positioning. In a data collection experiment, the proposed collector missed only 3 of 435 access points (0.7%) at 2.4 GHz and 1 of 267 access points (0.4%) at 5 GHz detected by a smartphone, while additionally detecting 51 and 127 access points, respectively, that the smartphone failed to capture. A radio map was also constructed in a long corridor-type building, and its indoor positioning performance was evaluated using SC. The results demonstrate that the proposed collector and radio map construction method enable dense and reliable RF data acquisition and can be effectively applied to SC-based indoor positioning.

Keywords: PDR, surface correlation, indoor positioning, Wi-Fi
주요어: 보행자추측항법, 표면 상관 기법, 실내 측위, 와이파이

1. 서론

실내 위치추정을 위한 Surface Correlation (SC), fingerprint 등 radio map 기반 측위 기법은 신뢰할 수 있는 위치추정 성능을 확보하기 위해 조밀하고 정확한 Radio Frequency (RF) 신호 측정 데이터로 구성된 radio map의 사전 구축을 필요로 한다. radio map의 품질은 위치추정 정확도에 직접적인 영향을 미치므로, radio map 구축에 사용되는 RF 데이터 수집 인프라는 실내 위치추정 시스템 전체 성능을 좌우하는 핵심 요소이다 (He & Chan 2016).

그러나 스마트폰과 같은 일반 소비자 기기는 하나의 Wi-Fi 수집기로 운영체제 수준의 백그라운드 스캔 정책에 따라 동작하기 때문에, 짧은 시간 동안 건물 내 설치된 전체 Wi-Fi 채널을 고르게, 그리고 반복적으로 관측하기 어렵다. 특히 Android 9 이상에

Received Aug 09, 2026 **Revised** Aug 19, 2026 **Accepted** Sep 10, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: bjshin@hallym.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

서는 포그라운드 앱의 능동 스캔(active scan) 빈도가 2분당 4회로 제한되어 있어, 도보 이동 중 짧은 시간 동안 여러 차례 스캔하여 조밀한 radio map 데이터를 확보하기에는 근본적인 한계가 있다. 이로 인해 특정 시점에만 짧게 관측되거나 신호가 약한 Access Point (AP)의 정보가 누락되는 경우가 발생하며, 이는 항법의 정확도를 저해하는 요인이 된다.

한편 radio map 기반 위치추정에 널리 쓰여온 fingerprint 기법은 단일 시점에 관측된 Received Signal Strength Indicator (RSSI) 벡터에 의존하기 때문에 실내 환경의 다중경로(multipath)로 인한 신호 잡음에 근본적으로 취약하다 (Zafari et al. 2019). 이러한 한계를 극복하기 위해 이동 중 누적된 RSSI 벡터 시퀀스와 사용자의 이동 궤적을 결합하여 위치를 추정하는 SC 기법이 제안되었으나 (Shin et al. 2023), SC 역시 사전에 조밀하고 완전한 radio map이 구축되어 있어야 한다는 전제 조건은 동일하다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 2.4 GHz 및 5 GHz Wi-Fi RSSI를 동시에 고속으로 수집함과 동시에 Pedestrian Dead Reckoning (PDR)을 위한 Inertial Measurement Unit (IMU) 데이터를 함께 취득할 수 있는 고속수집기(high-speed collector)를 설계하였다. 제안하는 시스템은 다수의 ESP32-S3 모듈을 이용하여 2.4 GHz 채널을 분할 스캔함으로써 채널당 체류 시간을 최대화하고, 5 GHz 대역에서는 모니터 모드 어댑터를 통해 25개 채널을 스캔함으로써 다중 채널을 동시에 촘촘히 수집할 수 있도록 하였다. 실제 실내 복도 환경 실험을 통해 제안하는 수집기가 스마트폰 대비 더 조밀한 RF 데이터를 수집할 수 있음을 검증하였다.

2. 관련 연구

실내 위치추정을 위한 radio map 기반 fingerprint 기법은 크게 결정론적(deterministic) 방법과 확률론적(probabilistic) 방법으로 구분되어 왔다 (Liu et al. 2007). radio map은 일반적으로 실내 공간에 다수의 Reference Point (RP)를 설정하고, 각 RP에서 주변 AP의 RSSI를 반복적으로 측정하여 구축한다. 이러한 정적 수집 방식은 각 RP에서 안정적인 RSSI 데이터를 확보할 수 있다는 장점이 있지만, 넓은 실내 공간을 대상으로 할 경우 많은 측정 시간과 인력이 요구된다. 또한 RP 간격과 반복 측정 횟수에 따라 radio map의 공간 해상도와 신뢰성이 달라지므로, 조밀한 radio map을 구축할수록 수집 비용이 크게 증가한다.

이러한 구축 부담을 줄이기 위해 수집자가 실내 공간을 이동하면서 RSSI를 연속적으로 측정하는 동적 수집 방식이 제안되었다 (Zou et al. 2017). 특히 PDR을 이용하여 수집자의 이동 경로를 추정하고, 시간에 따라 수집된 RSSI를 해당 경로상의 위치와 병합하는 방식은 대표적인 동적 radio map 구축 방법이다 (Li et al. 2021). 이 방식은 각 RP에서 정지하여 데이터를 수집하지 않아도 된다는 장점이 있지만, PDR의 누적 오차가 RSSI와 위치 간 정합 정확도에 직접적인 영향을 미치므로 이동 경로에 대한 보정이 필요하다.

또한 다수 사용자의 스마트폰에서 수집된 데이터를 활용하는 crowdsourcing 기반 radio map 구축 방법도 연구되어 왔다 (He et al. 2016). 이러한 방식은 별도의 전수 측정 없이 대규모 데이터를 확보할 수 있다는 장점이 있지만, 사용자별 단말 특성, 이동 경로, 스캔 주기 및 수집 환경이 서로 달라 데이터의 일관성과 위치 정확도를 확보하기 어렵다. 최근에는 제한된 실측 데이터를 기반으로 미 측정 위치의 RSSI를 추정하거나 공간 전체의 RSSI 분포를 생성하는 학습 기반 방법도 제안되고 있으나, 생성된 radio map의 정확도는 학습 데이터의 양과 환경 변화에 크게 영향을 받을 수 있다.

동적 수집 및 crowdsourcing 기반 방법들은 공통적으로 단일 Wi-Fi 인터페이스가 수집한 RSSI를 그대로 사용하거나, 수집되지 못한 구간을 사후적으로 보간・추정하는 방식에 의존한다. 본 연구는 이러한 한계를 고려하여, radio map의 RP 간격(1 m)과 보행 케이던스(약 1.5-1.7 Hz)로부터 요구되는 최소 재탐지 주기를 역산하고, 이를 Wi-Fi 비콘 전송 주기(100 ms) 및 다중 모듈의 채널 분할 스캔 주기(500/575 ms)와 정합시키는 설계 기준을 제시한다. 또한, IMU 데이터를 함께 수집하여 PDR 기술을 활용하여 radio map을 보다 간편하게 제작하고, 이미지 프로세싱과 맵매칭을 통해 정확도를 향상시켰다. 이를 통해 별도의 사후 보정 없이도 매 걸음마다 최소 1회 이상의 신호 재탐지를 하드웨어 수준에서 보장하는 고속수집기를 구현하였다.

이번 연구에서는 이동 중에도 조밀하고 완전한 Wi-Fi RSSI 데이터를 수집할 수 있도록 2.4 GHz 및 5 GHz 대역을 동시에 측정하는 고속수집기를 설계한다. 제안한 고속수집기의 채널별 스캔 구조와 수집 주기를 분석하고, 동일한 이동 경로에서 스마트폰과의 AP 탐지 수 및 재 탐지 성능을 비교하여 수집 성능을 검증한다. 또한 고속수집기에서 획득한 RSSI와 IMU 데이터를 이용하여 PDR 기반 이동 경로를 추정하고, 실내 도면의 축척 및 미터 좌표계를 기반으로 이동 경로를 map matching한다. 이후 보정된 경로를 따라 RP를 정의하고 수집된 RSSI를 각 RP에 매핑하여 radio map을 구축한다. 최종적으로 긴 복도형 실내 환경에서 구축된 Wi-Fi radio map에 SC를 적용하여 위치추정 성능을 분석함으로써, 제안한 고속수집기와 radio map 구축 방법의 유효성을 평가한다.

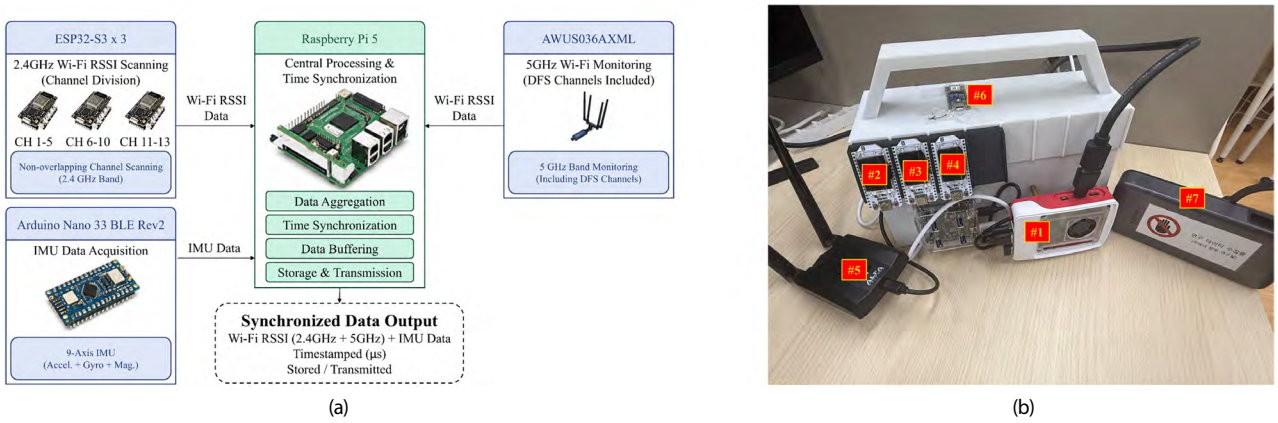
3. 제안 시스템

제안하는 시스템은 고속수집기를 이용한 Wi-Fi RSSI 및 IMU 데이터 수집과, 수집된 데이터를 활용한 radio map 구축의 두 단계로 구성된다. 전체 과정은 Fig. 1과 같으며, PDR과 map matching을 통해 보행 궤적을 보정한 뒤 RSSI를 RP에 매핑하여 최종 radio map을 생성한다.

3.1 Wi-Fi 고속수집기

3.1.1 하드웨어 구성

고속수집기는 Fig. 1과 Table 1 같이 Raspberry Pi 5를 중앙처리 장치로 하여, 2.4 GHz Wi-Fi 스캔을 담당하는 board 0부터 2까지 3개의 ESP32-S3 모듈, 5 GHz Wi-Fi 모니터링을 위한



(a) (b)

Fig. 1. High-speed collector: (a) Diagram of high-speed collector, (b) Labeled high-speed collector photograph.

Table 1. Hardware components of the high-speed collector.

Index	Component	Role	Notes
#1	Raspberry Pi 5	Central processing unit (data reception, synchronization, storage)	Connected to all sub-devices via USB
#2	ESP32-S3 Board0	2.4 GHz scan (CH1/4/7/10)	500 ms cycle(4 channels)
#3	ESP32-S3 Board1	2.4 GHz scan (CH2/5/8/11)	500 ms cycle(4 channels)
#4	ESP32-S3 Board2	2.4 GHz scan (CH3/6/9/12/13)	575 ms cycle (5 channels)
#5	AWUS036AXML (MT7921u)	5 GHz Wi-Fi monitoring (monitor mode)	Scans 25 channels including DFS channels (CH52–144)
#6	Arduino Nano 33 BLE Rev2	IMU data acquisition (BMI270)	50 Hz, 3-axis acceleration/angular velocity
#7	Battery / Power bank	Portable power supply	For mobile field collection

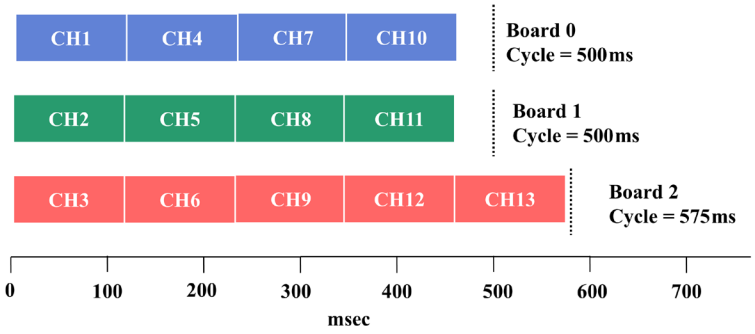


Fig. 2. Timing diagram of the channel-split 2.4 GHz scan.

AWUS036AXML 어댑터, 그리고 보행 궤적 추정을 위한 Arduino Nano 33 Bluetooth Low Energy (BLE) Rev2로 구성된다. 각 장치는 동일한 Raspberry Pi에 USB로 연결되어 있으며, 수집된 데이터는 타임스탬프를 기준으로 동기화되어 저장된다.

3.1.2 Wi-Fi 채널 스캔

Fig. 2와 같이 3개의 ESP32-S3 모듈은 2.4 GHz 대역의 채널을 나누어 담당한다. Board0은 CH1/4/7/10을, Board1은 CH2/5/8/11을, Board2는 CH3/6/9/12/13을 담당하며, 각 모듈은 부팅 시 자신의 MAC 주소를 기준으로 역할을 자동으로 판별한다.

라디오맵은 PDR로 추정한 보행 궤적의 1 m 간격 지점마다 RSSI를 대응시켜 구축되므로, 수집기는 보행자가 한 걸음(약 1 m)을 내딛는 시간 동안 각 비콘으로부터 최소 1회의 신호를 수신할 수 있어야 한다. 성인 남성의 평균 보행 케이던스는 약 1.5–1.7 Hz (steps/s)로 알려져 있으며, 이는 한 걸음에 소요되는 시간이 약 588–667 ms에 해당함을 의미한다. 따라서 가장 빠르게 걷는 경우를 기준으로도 약 588 ms 이내에 채널당 최소 1회의 재탐지가 이루어져야 한다. Board0과 Board1은 500 ms 주기로 스캔을 수행하여 이 요구조건을 충분한 여유를 두고 만족하며, 채널 수가 더 많은 Board2는 575 ms 주기로 스캔을 수행하여 해당 요구조건의 한계치에 근접하지만 이를 만족하도록 설계하였다.

각 채널의 체류 시간(dwell time)은 115 ms로 설정하였다. 일반적인 Wi-Fi 비콘 전송 주기는 100 ms이므로, 체류 시간이 이 하한선을 초과해야 해당 채널에 머무는 동안 최소 1회의 비콘을 수신할 확률이 확보된다. 반면 체류 시간을 과도하게 늘리면 한 주기 내 4개 채널의 dwell 시간 합이 주기 예산에 근접해 채널 전환에 필요한 시간을 확보하기 어려워진다. 이러한 상충 관계를 고려해, 100 ms 하한선은 상회하되 125 ms 미만의 여유 구간에 속하는

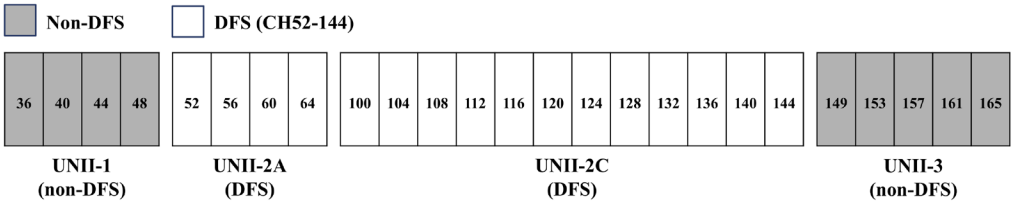


Fig. 3. 5 GHz scan channel map.

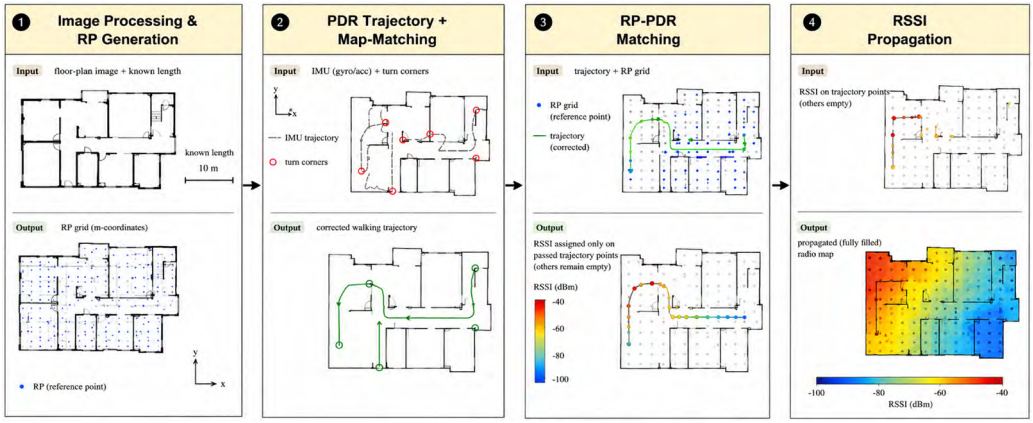


Fig. 4. Radio map construction pipeline.

115 ms를 체류 시간으로 채택하였다.

Board0과 Board1의 경우 4개 채널의 dwell 시간 합은 4×115 ms = 460 ms이며, 500 ms 주기 내에서 약 40 ms의 여유가 남는다. 이 40 ms는 두 가지 목적을 갖는다. 첫째, 무선 모듈이 한 채널에서 다음 채널로 주파수를 바꾸는 과정에는 수 ms 수준의 준비 시간이 소요되는데, 이 시간이 40 ms 여유 안에 포함되도록 하여 채널 전환이 500 ms 주기를 초과하지 않도록 하기 위함이다. 둘째, Wi-Fi 비콘은 CSMA/CA 매체 접근 방식에 따라 채널이 비어 있을 때까지 기다렸다가 전송되므로, 실제 수신 시점이 100 ms 간격에서 매번 조금씩 어긋난다. 이 40 ms 여유는 이러한 수신 시점의 흔들림으로 인해 dwell 구간 경계에서 비콘을 놓치는 상황을 줄이는 역할도 한다.

Fig. 3에서 확인할 수 있는 5 GHz 대역에서 CH36부터 CH165까지 Dynamic Frequency Selection (DFS) 채널(CH52–144)을 포함한 총 25개 채널을 스캔 대상으로 사전에 정의하고, 모니터 모드 어댑터가 이 채널 목록을 순차적으로 하나씩 전환하며 모니터링한다. 채널 수가 많을수록 개별 채널의 재방문 주기가 길어지는 구조적 특성상 5 GHz 대역 MAC 주소들이 2.4 GHz 대역보다 낮은 평균 재탐지율이 약 0.60 Hz로 나타났다. 해당 재탐지 간격은 보행자가 표준 속도(1.5 m/s)로 이동할 경우 약 2.5 m의 이동 거리에 해당하며, radio map의 RP 간격(1 m)보다 크다. 따라서 5 GHz AP의 RSSI는 인접한 1~2개 RP 구간에서 결측될 수 있다. 다만 1~2개 RP 구간(약 1~2 m)의 결측은 실제 위치추정 성능에 미치는 영향이 미약하다. 실내 환경에서 RSSI는 수 미터 이내의 인접 지점 간에는 급격히 변하지 않으며, 남은 결측 구간은 보간을 통해 보완되므로 radio map 전체의 공간적 연속성에 미치는 영향은 제한적이다.

현재 시스템은 Raspberry Pi 5의 제한된 USB 포트 수로 인해 5 GHz 대역에는 단일 모니터 모드 어댑터만을 운용하고 있어, 2.4 GHz 대역과 같은 채널 분할 방식의 다중화는 적용하지 않았다. 향후에는 별도의 USB 허브를 통해 다수의 5 GHz 어댑터를 운용하거나, 사전 조사를 통해 실제 AP가 존재하는 채널만으로 스캔 목록을 구성하여 불필요한 빈 채널 방문을 줄이는 방식으로 재탐지율을 개선하는 방안을 고려할 수 있다.

3.2 Radio Map 구축 방법

고속수집기로 수집한 RSSI 및 IMU 데이터를 이용하여 radio map을 생성하는 파이프라인을 설명한다. 전체 과정은 건물 도면 축척 설정 RP 생성, PDR 기반 보행자 궤적 추정과 map matching, radio map 구축의 네 단계로 구성되며 Fig. 4에 나타내었다.

3.2.1 도면 축척 설정 및 RP 정의

Radio map 구축을 위해 먼저 건물 도면의 pixel 좌표를 실제 meter 좌표로 변환한다. 도면에서 실제 길이를 알고 있는 두 지점의 거리를 d_{px}, 실제 거리를 d_m라 할 때, pixel 당 실제 거리를 나타내는 scale factor α는 Eq. (1)과 같이 계산한다.

$$\alpha = \frac{d_m}{d_{px}} \tag{1}$$

도면상의 pixel 좌표 x_{px}, y_{px}는 scale factor α를 적용하여 Eq. (2)와 같이 계산하여 meter 좌표 x_m, y_m로 변환한다. 이때 이미지의 pixel 좌표계는 이미지의 좌측 상단을 원점으로 하며, y축 좌표값이 증가할수록 위치가 이미지의 아래쪽으로 이동한다. 반면 PDR

좌표계는 y좌표값이 증가할수록 위쪽으로 이동하므로, 두 좌표계의 방향을 일치시키기 위해 y축의 부호를 반전한다.

$$x_m = \alpha x_{px}$$
$$y_m = -\alpha y_{px} \quad (2)$$

이후 도면에서 radio map 구축 영역을 지정하고, 해당 영역 내부에 일정한 간격으로 RP를 생성한다. 각 RP의 pixel 좌표와 변환된 meter 좌표를 함께 저장하며, 생성된 RP는 이후 PDR 경로와 RSSI 데이터를 정합하기 위한 기준 위치로 사용한다.

3.2.2 PDR 경로 추정 및 map matching

이후 고속수집기에 부착된 IMU로부터 가속도와 각속도 데이터를 수집하고, 이를 이용하여 보행자의 이동 경로를 추정한다. PDR은 걸음 검출을 통해 이동 거리를 계산하고, 자이로스코프에서 추정한 진행 방향을 이용하여 보행자의 이동 궤적을 순차적으로 갱신한다 (Tian et al. 2014). k번째 위치 x_k, y_k는 이전 위치 x_{k-1}, y_{k-1}, 이동 거리 d_k 및 진행 방향 θ_k를 이용하여 Eq. (3)과 같이 계산한다.

$$x_k = x_{k-1} + d_k \cos\theta_k$$
$$y_k = y_{k-1} + d_k \sin\theta_k \quad (3)$$

PDR은 각 시점에서 추정된 이동 거리와 진행 방향을 누적하여 현재 위치를 계산하므로, 센서 잡음과 보폭 및 방향 추정 오차가 이동 경로에 지속적으로 누적될 수 있다. 특히 진행 방향의 작은 오차도 이동 거리가 증가함에 따라 실제 이동 경로와의 위치 차이를 크게 증가시킬 수 있다.

이 연구에서는 이러한 누적 오차를 보정하기 위해 회전 지점을 기준으로 PDR 경로를 여러 구간으로 분리하고 map matching을 수행한다. 먼저 PDR 데이터에서 회전이 검출된 위치와 건물 도면에 사전에 지정된 실제 회전 지점을 이동 순서에 따라 대응시킨다. 이후 서로 인접한 두 회전 지점 사이의 PDR 경로를 하나의 구간으로 정의한다.

도면에 지정된 i번째 실제 회전 지점과 다음 회전 지점의 좌표를 각각 P_i와 P_{i+1}라 하고, 두 회전 지점 사이에 포함된 PDR 걸음 수를 n_i라 한다. 두 실제 회전 지점 사이의 거리 d_i는 Eq. (4)와 같이 계산한다.

$$d_i = \|P_{i+1} - P_i\| \quad (4)$$

계산된 실제 구간의 길이 d_i를 해당 구간의 PDR 걸음 수 n_i로 나누어 각 걸음에 해당하는 이동 거리 s_i를 Eq. (5)와 같이 계산한다.

$$s_i = \frac{d_i}{n_i} \quad (5)$$

이후 i번째 구간의 PDR 위치는 두 실제 회전 지점을 연결하는 직선상에 해당 구간의 PDR 걸음 수에 따라 균등한 간격으로 재배치한다. Map matching된 k번째 PDR 위치 $\hat{P}_{i,k}$는 Eq. (5)에서 계산한 걸음당 이동 거리 s_i와 두 실제 회전 지점을 연결하는 방향을 이용하여 Eq. (6)과 같이 계산한다.

$$\hat{P}_{i,k} = P_i + k s_i \frac{(P_{i+1} - P_i)}{\|P_{i+1} - P_i\|} \quad (6)$$

여기서 $\frac{(P_{i+1} - P_i)}{\|P_{i+1} - P_i\|}$는 i번째 실제 회전 지점에서 다음 실제 회전 지점으로 향하는 단위 방향 벡터를 의미한다. 따라서 Eq. (6)은 시작 회전 지점 P_i에서 해당 방향으로 s_i만큼 일정한 간격을 두고 각 PDR 위치를 걸음 순서에 따라 배치하는 과정을 나타낸다.

이에 따라 두 실제 회전 지점 사이의 직선 구간은 해당 구간의 PDR 걸음 수에 따라 균등하게 분할되며, 각 PDR 위치는 걸음 순서에 따라 직선상에 재배치된다. 또한 각 구간의 이동 방향은 두 실제 회전 지점을 연결하는 직선 방향으로 정렬되므로, PDR의 진행 방향 추정 오차로 인해 발생한 경로의 기울어짐 및 궤적 왜곡을 보정할 수 있다.

이와 같은 방법을 모든 회전 구간에 독립적으로 적용함으로써 PDR 경로의 방향 오차를 보정하고, 각 구간의 시작점과 끝점을 도면상의 실제 회전 지점에 일치시킨다. 최종적으로 map matching된 PDR 경로는 수집 시점별 Wi-Fi RSSI 데이터를 실제 공간 좌표에 매핑하기 위한 기준 경로로 사용한다.

3.2.3 radio map 구축

고속수집기를 이용하여 보행하는 동안 PDR 데이터와 Wi-Fi RSSI 데이터를 동시에 수집한다. PDR 데이터와 Wi-Fi 데이터는 서로 다른 주기로 기록되므로, 수집 시각을 기준으로 각 Wi-Fi 스캔 결과를 가장 가까운 PDR 좌표와 대응시킨다. 이를 통해 각 RSSI 측정값에 map matching된 공간 좌표를 부여한다.

도면에 생성된 각 RP를 기준으로 주변 1 m 이내에 존재하는 PDR 좌표의 RSSI 데이터를 해당 RP에 할당한다. 하나의 RP 주변에 여러 개의 PDR 좌표가 포함되는 경우에는 AP별 RSSI 값을 평균하여 해당 RP의 대표 값으로 사용한다. 이때 수신되지 않은 AP를 나타내는 −100 dBm 값은 평균 계산에서 제외하며, 유효한 RSSI 측정값이 존재하지 않는 AP는 −100 dBm으로 설정한다.

또한 radio map의 공간적 연속성을 확보하기 위해 각 RP에 할당된 RSSI 값을 좌우 인접한 1 m 범위의 위치에도 전파한다. 전파된 RSSI 데이터가 기존 데이터와 중복되는 경우에는 −100 dBm 값을 제외한 유효 RSSI 값만을 이용하여 AP별 평균값을 계산한다. 유효한 측정값이 존재하지 않는 경우에는 해당 AP의 RSSI 값을 −100 dBm으로 유지한다.

최종 radio map은 각 RP의 위치 좌표와 해당 위치에서 수신된 AP별 대표 RSSI 값으로 구성한다. 따라서 radio map의 각 행은 하나의 RP를 나타내며, RP의 좌표와 주변 AP의 MAC 주소별 RSSI 값이 함께 저장된다.

3.3 Wi-Fi 기반 Surface Correlation

3.3.1 Surface Correlation

SC는 사용자의 이동 과정에서 연속적으로 수집된 RSSI vector와 PDR 경로를 함께 이용하는 위치추정 방법이다 (Shin et al. 2023). 먼저 스마트폰에서 수집된 RSSI sequence를 각 PDR 좌표와 대응시켜 공간상의 RSSI pattern인 User RSSI Surface (URS)를 생성한다. 즉, 시간순으로 수집된 RSSI를 PDR을 이용하여 공간상의 위치 정보로 변환한다.

이후 URS를 radio map의 후보 위치와 방향에 따라 이동 및 회전시키면서, 서로 대응되는 AP별 RSSI pattern의 유사도를 계산

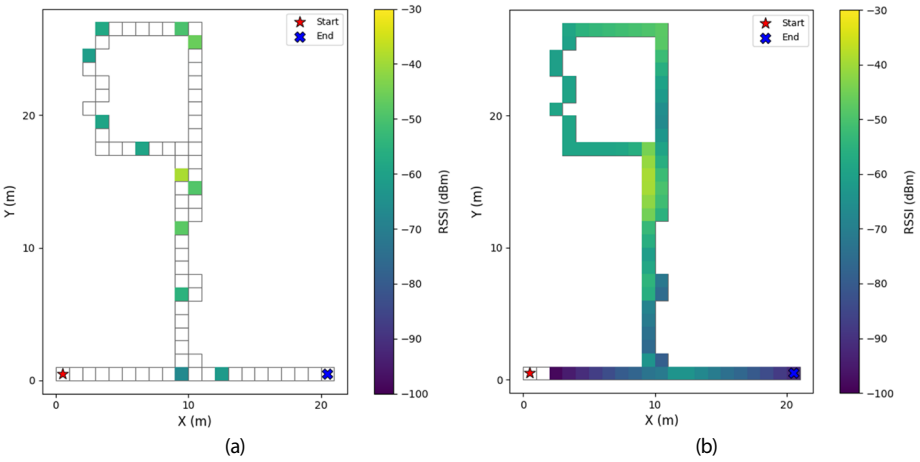


Fig. 5. Comparison of RSSI distributions in the URS before and after interpolation: (a) without interpolation and (b) with interpolation.

한다. radio map과 URS가 가장 유사하게 일치하는 위치를 사용자의 현재 위치로 결정하며, 이때 URS의 마지막 PDR 좌표가 최종 위치추정 결과가 된다.

SC는 현재 시점의 RSSI만 사용하는 대신 일정 구간 동안 누적된 RSSI pattern과 사용자의 이동 경로를 함께 비교한다. 따라서 현재 위치에서 수신된 신호가 일시적으로 약하거나 불안정하더라도, 이전 이동 구간에서 수집된 RSSI 정보를 함께 활용하여 보다 안정적인 위치추정이 가능하다 (Kim et al. 2025).

3.3.2 스마트폰 Wi-Fi RSSI 보간

생성된 radio map을 기반으로 SC를 수행하기 위해 스마트폰에서 수집된 Wi-Fi RSSI와 PDR 위치 정보를 입력 데이터로 사용한다. 그러나 스마트폰의 Wi-Fi 스캔 주기는 PDR 위치 갱신 주기보다 길므로, Fig. 5a와 같이 일부 PDR 좌표에는 RSSI 측정값이 존재하지 않는다. 이러한 결측 구간은 URS의 연속성을 저하시켜 radio map과의 시퀀스 매칭 성능에 영향을 줄 수 있다.

이 연구에서는 누락된 RSSI를 보완하기 위해 Piecewise Cubic Hermite Interpolating Polynomial (PCHIP)을 적용하였다. PCHIP은 인접한 RSSI 관측값 사이를 구간별 3차 다항식으로 연결하면서 관측값의 변화 형태와 단조성을 유지하는 보간 방법이다 (Fritsch & Carlson 1980).

동일한 AP에서 연속적으로 관측된 두 RSSI 값의 시간 간격이 7 s 이하인 경우, 해당 구간에 포함된 PDR 좌표의 RSSI를 PCHIP으로 보간한다. 이때 실제로 측정된 RSSI 값은 변경하지 않고 원래 값을 유지한다. 반면, 두 관측값 사이의 간격이 7 s를 초과하는 경우에는 장시간 미수신 구간으로 판단하여 직접 보간하지 않는다. 대신 마지막 유효 RSSI 값을 이동거리에 따라 점진적으로 감소시킨 후 최종적으로 미수신 값인 −100 dBm에 도달하도록 처리한다. PCHIP 보간을 적용하기 위한 임계값은 Wi-Fi 스캔에 소요되는 시간과 보행자의 일반적인 이동 속도를 함께 고려하여 실험적으로 설정하였다. 실내에서 보행자의 속도를 고려했을 때, 10 s 이상으로 임계값을 설정할 경우 실제 공간적 신호 변화를 반영하지 못한 채 두 관측값을 인위적으로 연결하게 될 위험이 있다. 또한 Wi-Fi 스캔 주기의 변동성을 고려할 때 특정 MAC주소가 연속적으로 스캔되어도 5 s가 초과될 수 있기 때문에 최종적으로 7 s로 설정하였다.

Fig. 5b는 이러한 보간 과정을 적용한 결과를 나타낸다. 보간 전에는 일부 PDR 좌표에만 RSSI 값이 불연속적으로 존재하지만, 보간 후에는 이동 경로를 따라 AP별 RSSI가 연속적으로 구성된다. 최종적으로 보간된 RSSI 값을 각 PDR 좌표와 결합하여 연속적인 URS를 생성하며, 이를 radio map과의 SC 기반 위치 추정에 사용한다.

4. 실험 및 결과

4.1 실험 환경

제안한 Wi-Fi 고속수집기의 수집 성능을 분석하고, 이를 활용하여 구축한 radio map의 유효성을 검증하였다. 먼저 고속수집기와 스마트폰의 Wi-Fi 수집 성능을 비교하였으며, 이후 고속수집기로 수집한 RSSI와 PDR 경로를 이용하여 실험 공간의 radio map을 구축하였다. 또한 구축된 radio map을 기반으로 실제 사용자의 위치를 추정하고 위치추정 성능을 분석함으로써, 제안한 radio map 구축 방법의 적용 가능성을 평가하였다.

실험은 대한민국 강원특별자치도 춘천시에 위치한 한림대학교 공학관 3층에서 수행하였으며, 실내 위치추정 실험을 위한 스마트폰으로 Samsung Galaxy S26 Ultra를 사용하였다. Fig. 6은 실험 공간의 도면을 나타내며, Fig. 7은 해당 공간의 실제 모습을 나타낸다. Fig. 8은 제안한 Wi-Fi 고속수집기를 이용하여 수집한 RSSI 데이터로 구축된 radio map을 3차원으로 시각화한 결과를 나타낸다.

4.2 고속수집기 성능 분석

수집기의 AP 탐지 성능을 평가하기 위해 전체 수집 세션 동안 스마트폰과 고속수집기가 관측한 고유 AP 집합을 2.4 GHz와 5

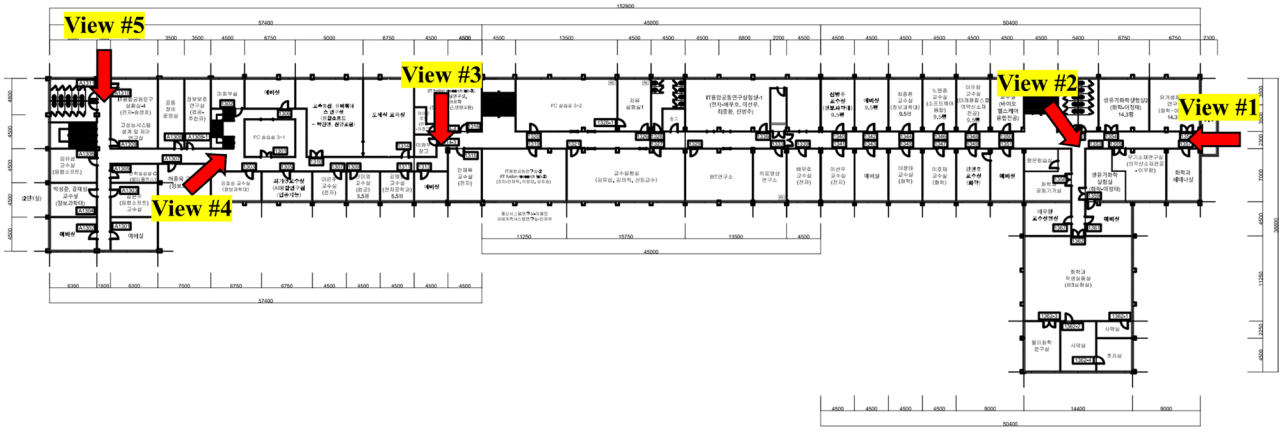


Fig. 6. Floor plan of the experimental environment.



Fig. 7. Photographs of the experimental environment.

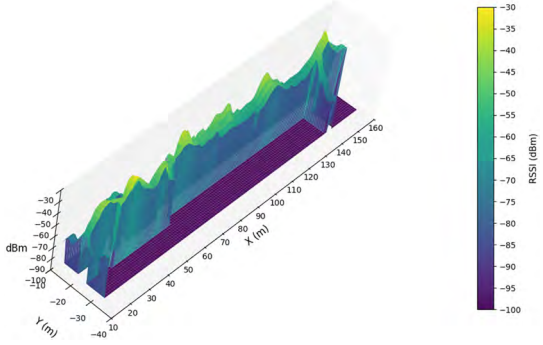


Fig. 8. Visualization of the constructed radio map.

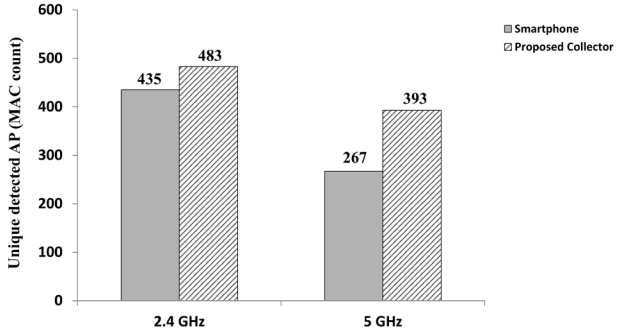


Fig. 9. Number of unique detected access points (MAC) by band and device, comparing the smartphone and the proposed collector.

Table 2. Comparison of unique access points (MAC) detected by the smartphone and the proposed collector during the corridor round-trip test.

Band	Phone-detected MAC	Collector-detected MAC	Common	Missed by collector	Collector-only (extra)
2.4 GHz	435	483	432	3 (0.7%)	51
5 GHz	267	393	266	1 (0.4%)	127

GHz 대역으로 구분하여 비교하였다. 스마트폰이 탐지하였으나 고속수집기가 탐지하지 못한 AP는 미탐지 AP로 정의하였다.

Fig. 9는 대역별로 스마트폰과 고속수집기가 탐지한 AP 집합의 관계를 나타낸다. 고속수집기는 두 주파수 대역 모두에서 스마트폰이 탐지한 AP 대부분을 포함하였으며, 스마트폰에서 관측되지 않은 AP도 추가로 탐지하였다.

구체적인 탐지 결과는 Table 2에 나타내었다. 2.4 GHz 대역에서 스마트폰은 435개의 고유 MAC을 탐지하였으며, 이 중 고속수집기가 탐지하지 못한 AP는 3개로 미탐지율은 0.7%였다. 반면, 고속수집기는 스마트폰이 탐지하지 못한 AP를 51개 추가로 탐지하였다.

5 GHz 대역에서는 스마트폰이 탐지한 267개의 고유 MAC 중 고속수집기가 탐지하지 못한 AP는 1개로, 미탐지율은 0.4%였다. 해당 AP는 DFS 채널이 아닌 CH149에서 관측되어 DFS 채널 스캔



Fig. 10. Experimental routes for the three positioning scenarios: (a) the entire third-floor corridor of the Engineering Building for Scenario 1, (b) the eastern corridor for Scenario 2, and (c) the western corridor for Scenario 3.

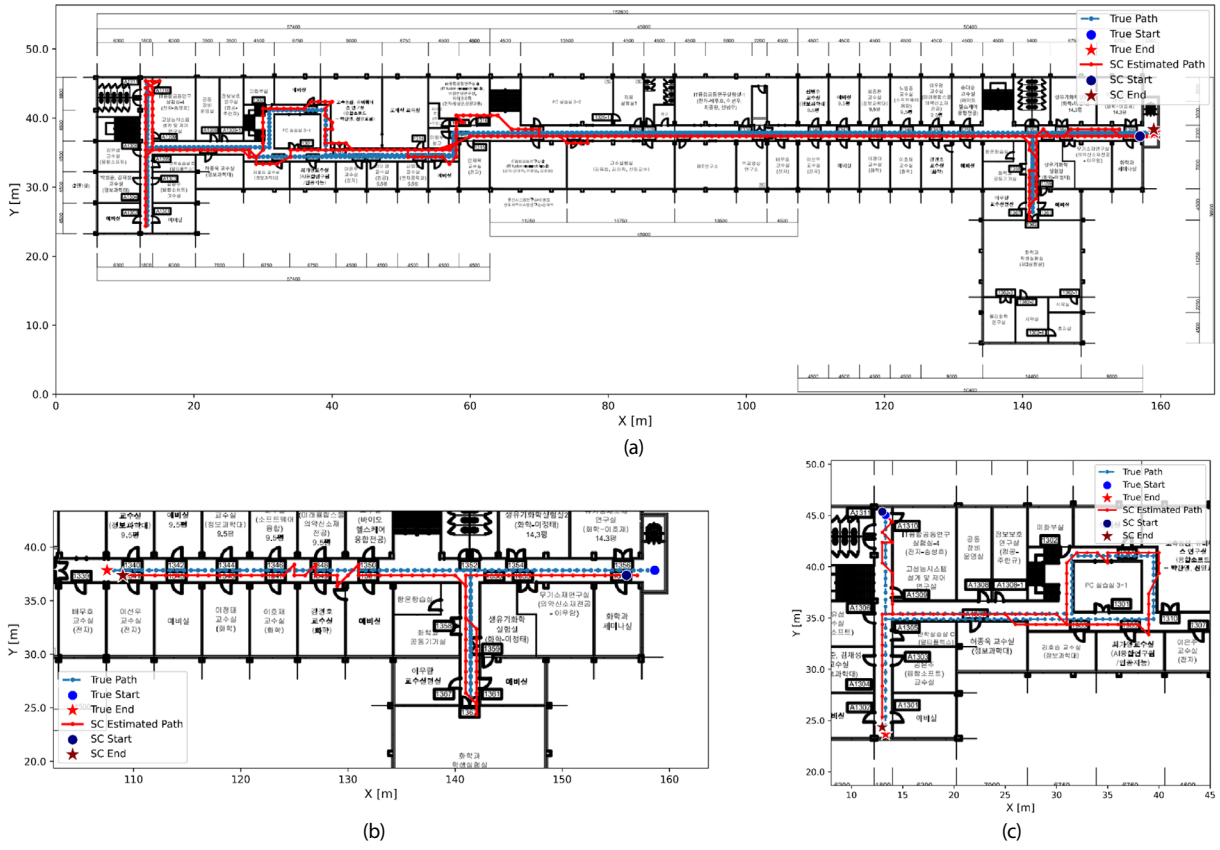


Fig. 11. Comparison of the true paths and SC-estimated paths for the three experimental scenarios: (a) Scenario 1, (b) Scenario 2, and (c) Scenario 3.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.437

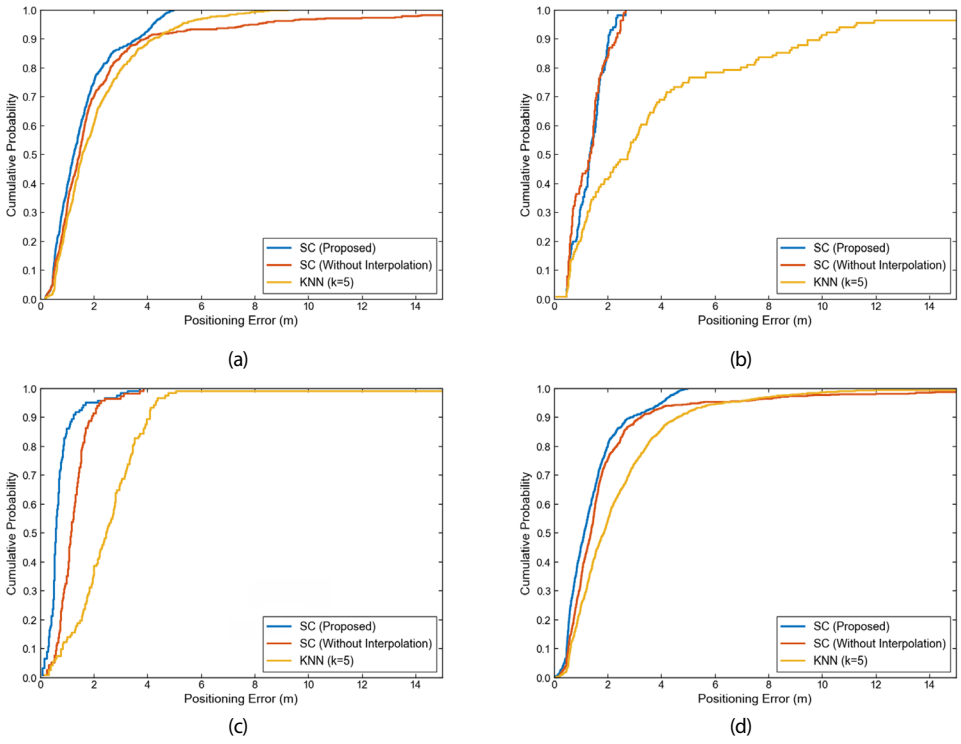


Fig. 12. CDFs of positioning errors for different positioning methods: (a) Scenario 1, (b) Scenario 2, (c) Scenario 3, and (d) overall results.

확장과는 관련이 없는 것으로 확인되었다. 또한 고속수집기는 스마트폰이 탐지하지 못한 AP를 127개 추가로 탐지하였다.

이러한 결과는 다수의 Wi-Fi 채널을 병렬로 스캔하도록 설계된 고속수집기가 스마트폰과 비교하여 더 넓은 범위의 RF 인프라를 관측할 수 있으며, 조밀한 radio map 구축을 위한 RSSI 데이터 수집에 효과적임을 보여준다.

4.3 실내 위치추정 실험

Fig. 10a는 시나리오 1에 해당하는 공학관 3층 전체 복도 경로, Fig. 10b는 시나리오 2에 해당하는 공학관 3층 동측 복도 경로, Fig. 10c는 시나리오 3에 해당하는 공학관 3층 서측 복도 경로이다.

Fig. 11a는 시나리오 1에서 radio map 위에 SC로 추정한 위치와 실제 이동 경로를 함께 나타낸다. SC 추정 경로는 복도 전 구간에서 실제 경로를 전반적으로 잘 따라가며, 특히 AP가 밀집되어 신호 세기가 높게 형성된 중앙 복도 구간에서는 실제 경로와 거의 일치하는 추정 결과를 보인다. 반면 경로가 꺾이는 구간이나 지선 복도로 진입하는 구간에서는 상대적으로 큰 오차가 나타나는데, 이는 해당 구간에서 AP 밀도가 낮아지고 URS와 radio map 간 RSSI pattern 차이가 감소하기 때문으로 판단된다.

Figs. 11b,c는 시나리오 2와 시나리오 3에 대한 SC 추정 결과를 나타낸다. 두 시나리오 모두 SC 추정 경로가 실제 경로와 유사한 형태로 수렴하였으며, 특히 이동 거리가 짧고 회전 구간이 단순한 시나리오 2와 3에서는 시나리오 1보다 추정 경로와 실제 경로 간의 편차가 더 작게 나타났다.

Fig. 12는 세 가지 실험 시나리오에서 SC (Proposed), RSSI 보간을 적용하지 않은 SC, 그리고 k-Nearest Neighbors (k-NN) (k=5)의 위치 오차 누적분포함수(CDF)를 비교한 결과를 나타낸다. Fig. 12a의 시나리오 1에서는 SC (Proposed)가 전반적으로 가장 빠르게 수렴하였다. Table 3에서 SC (Proposed)의 평균 오차와 Root Mean Squared Error (RMSE)는 각각 1.59 m와 1.96 m로, RSSI 보간 미적용 SC의 2.25 m와 3.67 m 및 k-NN의 2.08 m와 2.61 m보다 낮게 나타났다. 특히 RSSI 보간 미적용 SC는 최대 오차가 25.60 m까지 증가한 반면, SC (Proposed)의 최대 오차는 4.99 m로 제한되어 보간 적용이 큰 위치 오차의 발생을 억제한 것으로 확인되었다.

Fig. 12b의 시나리오 2에서는 SC 기반 두 방법이 약 3 m 이내에서 대부분 수렴한 반면, k-NN은 긴 오차 꼬리를 나타냈다. Table 3에 따르면 SC (Proposed)와 RSSI 보간 미적용 SC의 평균 오차는 각각 1.33 m와 1.28 m, RMSE는 각각 1.44 m와 1.43 m

Table 3. Comparison of positioning errors for different indoor positioning methods.

Scenario	Method	Mean (m)	RMSE (m)	Max. (m)
1	SC w/ Interp.	1.59	1.96	4.99
	SC w/o Interp.	2.25	3.67	25.60
	k-NN	2.08	2.61	9.25
2	SC w/ Interp.	1.33	1.44	2.66
	SC w/o Interp.	1.28	1.43	2.65
	k-NN	4.61	9.33	77.26
3	SC w/ Interp.	0.73	0.94	3.71
	SC w/o Interp.	1.23	1.38	3.85
	k-NN	3.06	7.49	77.28
Overall	SC w/ Interp.	1.42	1.76	4.99
	SC w/o Interp.	1.95	3.17	25.60
	k-NN	2.61	5.12	77.28

로 유사하였다. 다만 RSSI 보간 미적용 SC는 유효한 RSSI가 부족한 1개 표본이 평가에서 제외되었으므로 두 결과를 직접 비교할 때 표본 수의 차이를 고려할 필요가 있다. k-NN은 평균 오차 4.61 m, RMSE 9.33 m, 최대 오차 77.26 m를 기록하여 특정 구간에서 radio map의 잘못된 위치와 매칭되는 현상이 발생한 것으로 판단된다.

Fig. 12c의 시나리오 3에서는 SC (Proposed)의 CDF가 가장 빠르게 증가하였으며, 약 2 m 이내에서 대부분의 위치 추정 결과가 수렴하였다. SC (Proposed)는 평균 오차 0.73 m와 RMSE 0.94 m를 기록하여 세 시나리오 중 가장 높은 위치 추정 성능을 보였다. RSSI 보간 미적용 SC의 평균 오차와 RMSE는 각각 1.23 m와 1.38 m였으며, k-NN은 각각 3.06 m와 7.49 m로 나타났다. 또한 k-NN의 최대 오차는 77.28 m에 달한 반면, SC (Proposed)의 최대 오차는 3.71 m로 나타나 시퀀스 기반 정합이 단일 fingerprint 기반 k-NN보다 큰 위치 오차에 강건함을 확인하였다.

Fig. 12d는 세 시나리오의 결과를 통합한 CDF를 나타내며, 전체 구간에서도 SC (Proposed)가 가장 빠르게 수렴하였다. Table 3에 따르면 SC (Proposed)는 평균 오차 1.42 m와 RMSE 1.76 m를 기록하였다. 이는 RSSI 보간 미적용 SC의 평균 오차 1.95 m 및 RMSE 3.17 m보다 각각 약 27.2%와 44.5% 감소한 결과이다. 또한 k-NN의 평균 오차 2.61 m와 RMSE 5.12 m와 비교하면 각각 평균 오차와 RMSE가 각각 약 45.6%와 65.6% 감소하였다. 최대 오차 역시 SC (Proposed)는 4.99 m인 반면, RSSI 보간 미적용 SC와 k-NN은 각각 25.60 m와 77.28 m로 나타났다. 이러한 결과는 PDR 이동 경로에 따라 구성된 RSSI 시퀀스를 radio map과 비교하는 SC 방식이 개별 RSSI fingerprint만을 이용하는 k-NN보다 안정적이며, RSSI 보간을 통해 URS의 연속성을 확보하는 과정이 위치추정 오차와 이상치를 줄이는 데 효과적임을 보여준다.

5. 결론

본 논문에서는 2.4 GHz 및 5 GHz Wi-Fi RSSI와 IMU 데이터를 동시에 수집할 수 있는 다중 대역 고속수집기를 설계하고, 이를 활용한 radio map 구축 방법을 제안하였다. 제안한 수집기는 스마트폰이 탐지한 AP의 2.4 GHz 99.3%와 5 GHz 99.6%를 탐지하였으며, 스마트폰이 탐지하지 못한 AP도 각각 51개와 127개 추가로 탐지하였다. 이를 통해 제안한 수집기가 조밀하고 완전한 RF 데이터 수집에 효과적임을 검증하였다.

수집된 Wi-Fi RSSI와 IMU 데이터를 기반으로 건물 도면의 축척 설정 및 RP 정의, PDR 경로 추정과 map matching, RP별 RSSI 할당으로 구성되는 radio map 구축 방법을 정의하였다. 또한 기존에 BLE 신호를 대상으로 제안된 SC를 Wi-Fi RSSI에 적용하고, 스마트폰의 Wi-Fi 스캔 주기를 보완하기 위한 RSSI 보간 방법을 함께 적용하였다.

제안한 방법으로 구축된 Wi-Fi radio map을 이용하여 3개의 보행 시나리오에서 실내 위치추정 실험을 수행하였다. 실험 결과, RSSI 보간을 적용한 SC (Proposed)는 전체 시나리오에서 평균 오차 1.42 m와 RMSE 1.76 m를 기록하여 k-NN의 평균 오차 2.61 m 및 RMSE 5.12 m보다 우수하고 안정적인 성능을 보였다. 또한 SC (Proposed)의 최대 오차는 4.99 m로 나타나 모든 시나리오에서 5 m 이내로 제한되었으며, 이를 통해 구축된 radio map과 RSSI 시퀀스 기반 위치추정 방법이 실제 Wi-Fi 기반 실내 위치추정에 효과적으로 활용될 수 있음을 확인하였다.

이러한 결과는 제안한 고속수집기와 radio map 구축 방법이 실내 공간의 RF 데이터를 효율적으로 수집하고, 신뢰성 있는 위치추정 기반을 마련하는 데 활용될 수 있음을 보여준다. 향후 다양한 구조와 규모의 실내 공간에 적용한다면 radio map 구축에 필요한 시간과 인력을 줄이고, Wi-Fi 기반 실내 위치추정 시스템의 구축 효율성을 높이는 데 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

본 연구는 복잡한 신호 모델링이나 학습 기반 접근법 대신, 하드웨어 수준의 채널 분할 스캔 설계와 PCHIP 보간 기법을 채택하여 실환경 적용 가능성을 높이는 데 중점을 두었다. 이러한 접근은 기존 스마트폰 기반 수집 방식이 실환경에서 겪는 스캔 성능의 근본적 한계를 해결하는 데 초점을 맞춘 것이다. 다만 본 연구에서 설정한 채널별 스캔 주기, dwell time, 보간 파라미터 등은 본 실험의 테스트베드 규모와 AP 밀도, 보행 속도 조건에 맞추어 도출된 값으로, 상이한 규모나 AP 밀도를 갖는 환경에서는 재조정이 필요할 수 있다는 한계를 갖는다. 향후에는 다양한 실내 환경에서의 반복 검증과 함께, 5 GHz 대역의 다중 어댑터 확장 및 RP 밀도와 AP 분포에 따른 보간 임계값 자동 조정 기법 등을 통해 시스템의 범용성과 확장성을 높이는 연구를 진행할 계획이다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 과제(결과물)는 2026년도 교육부 및 강원특별자치도의 재원으로 강원앵커센터의 지원을 받아 수행된 지역성장 인재양성체계(앵커) 글로컬대학 30의 결과입니다 (2026-ANCHOR-10-009). 또한, 본 연구는 2026년도 과학기술정보통신부 및 정보통신기획평가원의 'SW중심대학사업' 지원을 받아 수행되었습니다 (2024-0-00064).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, S.Y., B.K. and B.S.; methodology, S.Y. and B.K.; software, S.Y. and S.C.; validation, S.Y., B.K. and S.C.; formal analysis, S.Y. and B.K.; investigation, S.Y. and S.C.; resources, B.S.; data curation, S.Y. and S.C.; writing—original draft preparation, S.Y. and B.K.; writing—review and editing, B.K. and B.S.; visualization, S.Y. and B.K.; supervision, B.S.; project administration, B.S.; funding acquisition, B.S. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Fritsch, F. N. & Carlson, R. E. 1980, Monotone piecewise cubic interpolation, SIAM Journal on Numerical Analysis, 17, 238-246. https://doi.org/10.1137/0717021

He, C., Guo, S., Wu, Y., & Yang, Y. 2016, A novel radio map construction method to reduce collection effort for indoor localization, Measurement, 94, 423-431. https://doi.org/10.1016/j.measurement.2016.08.021

He, S. & Chan, S.-H. G. 2016, Wi-Fi fingerprint-based indoor positioning: Recent advances and comparisons, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 18, 466-490. https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2464084

Kim, J., Kim, B., & Shin, B. 2025, Performance analysis and compensation methods according to PDR drift and radio map resolution, JPNT, 14, 195-202. https://doi.org/10.11003/JPNT.2025.14.3.195

Li, W., Chen, R., Yu, Y., Wu, Y., & Zhou, H. 2021, Pedestrian dead reckoning with novel heading estimation under magnetic interference and multiple smartphone postures, Measurement, 182, 109610. https://doi.org/10.1016/j.measurement.2021.109610

Liu, H., Darabi, H., Banerjee, P., & Liu, J. 2007, Survey of wireless indoor positioning techniques and systems, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, 37, 1067-1080. https://doi.org/10.1109/TSMCC.2007.905750

Shin, B., Lee, J. H., & Lee, T. 2023, Novel indoor fingerprinting method based on RSS sequence matching, Measurement, 223, 113719. https://doi.org/10.1016/j.measurement.2023.113719

Tian, Z., Zhang, Y., Zhou, M., & Liu, Y. 2014, Pedestrian dead reckoning for MARG navigation using a smartphone, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2014, 65. https://doi.org/10.1186/1687-6180-2014-65

Zafari, F., Gkelias, A., & Leung, K. K. 2019, A survey of indoor localization systems and technologies, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 21, 2568-2599. https://doi.org/10.1109/COMST.2019.2911558

Zou, H., Jin, M., Jiang, H., Xie, L., & Spanos, C. J. 2017, WinIPS: WiFi-based non-intrusive indoor positioning system with online radio map construction and adaptation, IEEE Transactions on Wireless Communications, 16, 8118-8130. https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2757472



Seunghyeon Yoo is currently pursuing the B.S. degree in the Division of Software, College of Information Science, Hallym University, Chuncheon, Korea. His research interests include indoor positioning systems, Wi-Fi/BLE fingerprinting, inertial navigation systems, pedestrian dead reckoning, sensor fusion, radio map construction, and machine learning.



Boseong Kim received the B.S. degree from the Division of Software, College of Information Science, Hallym University, Chuncheon, Korea, in 2026. He is currently pursuing the M.S. degree in Computer Engineering at Hallym University, Chuncheon, Korea. His current research interests include pedestrian dead reckoning, inertial navigation systems, indoor positioning, radio map construction, sensor fusion, machine learning, and deep learning-based positioning systems.



Sejeong Cho is currently pursuing the B.S. degree in the Division of Software, College of Information Science, Hallym University, Chuncheon, Korea. Her research interests include indoor positioning systems, Wi-Fi/BLE fingerprinting, radio map construction, channel sounding, and data analysis.



Beomju Shin received the B.S. and M.S. degrees in information and communication engineering from Sejong University, Seoul, Korea, in 2010 and 2012, respectively, and the Ph.D. degree from the School of Mechanical and Aerospace Engineering, Seoul National University, in 2020. From 2012 to 2014, he was a Researcher with the Sensor System Research Center, Korea Institute of Science and Technology, Seoul. From 2020 to 2023, he was a Post-Doctoral Fellow with Korea Institute of Science and Technology. He is currently an Assistant Professor with the College of Information Science, Hallym University, Chuncheon, Korea. His current research interests include artificial intelligence, physical AI, and indoor navigation systems.

JPNT 15(3), 449-459 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.449

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

저궤도 위성 기회신호 항법을 위한 도플러 기반 측위 오차 모델링 및 성능 분석

남기훈[1], 도지민[1], 최필훈[2], 이지윤[1†]

Error Modeling and Performance Evaluation of Doppler-based Positioning for LEO Signal-of-Opportunity Navigation

Gihun Nam[1], Jimin Do[1], Pil Hun Choi[2], Jiyun Lee[1†]
[1]Department of Aerospace Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology, Daejeon 34141, Korea
[2]Navigation Development Team of the LS Division at Hanwha Aerospace, Daejeon 34101, Korea

ABSTRACT

Low Earth Orbit (LEO) satellite constellations have emerged as a promising platform for communication and navigation services owing to benefits related to their low altitude, such as low deployment cost and strong received signal power. Additionally, the rapid motion of LEO satellites provides geometric diversity that GNSS lacks and enables LEO-based navigation to complement GNSS. However, LEO constellations currently operating for communication services do not broadcast ranging information. To address this, previous studies have exploited Doppler shift measurements for LEO signal-of-opportunity (SoP) positioning and have focused primarily on developing position estimation algorithms. Among these, earlier studies modeled the measurement error as identically and independently distributed white Gaussian noise across all visible satellites, while a recent study considered only the receiver tracking error as a function of elevation angle, excluding other error sources. This limits accurate assessment of the expected performance. Accordingly, this study comprehensively analyzes the error sources of LEO Doppler measurements and proposes a standard deviation model for each. The error sources are classified into three categories. The first is the signal-in-space error, arising from the uncertainty of the satellite state estimates. This error is modeled based on linearization of the Doppler measurement equation with respect to the satellite states. The second category is the residual propagation error remaining after ionospheric and tropospheric corrections, which is modeled by assuming a Gaussian autocorrelation function for the temporal correlation of the residual delay. The third is the user error, comprising multipath and receiver noise. The multipath error model is derived in the same manner as the propagation error model, and the receiver noise model is adopted from prior work. Based on these models, the positioning performance is evaluated using the Starlink constellation for both LEO-only SoP navigation and its combination with GPS. For LEO-only SoP navigation, the average three-dimensional position error standard deviation is approximately 16.08 m, and augmenting GPS with LEO SoP Doppler measurements reduces the GPS-only position error by 38.8% on average.

Keywords: LEO, doppler, signal-of-opportunity, positioning performance
주요어: 저궤도, 도플러, 기회신호 항법, 측위 성능

1. 서론

위성항법시스템(Global Navigation Satellite System, GNSS)은 약 19,000 ~ 20,000 km의 중궤도에서 운용되는 위성의 신호를 기반으로 사용자의 위치 및 시각 정보를 제공하는 시스템이다. GNSS는 추가적인 설비 및 정보 없이 전지구적으로 m 급의 측위

Received Aug 10, 2026 **Revised** Aug 23, 2026 **Accepted** Aug 31, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: jiyunlee@kaist.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

성능을 보장할 수 있어 다양한 항법시스템의 기반이 된다. 하지만 높은 궤도 고도로 인해 신호 세기가 약해 간섭에 취약하며, 위성 기하의 변화가 느려 항법 성능에 직접적인 영향을 미치는 위성 분포의 기하학적 다양성을 보장하지 못한다는 한계점이 있다.

이에 반해 저궤도(Low Earth Orbit, LEO) 위성은 약 500 ~ 2,000 km의 궤도 고도를 갖기 때문에 정지궤도 또는 중궤도 위성 대비 30 dB 이상 강한 수신 신호 세기를 보장할 수 있으며 (Reid et al. 2018), 고도가 낮은 만큼 위성 발사 비용이 저렴하다는 장점이 있어 최근 LEO 위성을 활용한 통신 및 항법 서비스가 많은 관심을 받고 있다. 또한 가시 위성의 빠른 운동으로 인해 다양한 위성 기하를 제공할 수 있어, LEO 위성을 항법에 활용할 수 있다면 GNSS의 측위 성능 향상 및 간섭에 대한 강건성 확보에 기여할 수 있을 것이다.

LEO 위성 기반 항법은 위성군의 주요 목적성에 따라서 크게 두 가지로 분류될 수 있다. 첫째는 항법 서비스 지원을 목적으로 개발된 LEO 위성 기반의 항법(i.e., Dedicated Navigation)이며, 둘째는 항법 서비스 외 목적으로 개발된 LEO 위성의 신호를 활용하는 기회신호 항법(i.e., Signal-of-Opportunity, SoP)이다. 전자의 경우 GNSS와 같이 직접적인 거리 정보를 사용자에게 제공하여 이를 기반으로 한 항법이 가능하지만, 관련 위성군이 아직 개발 중에 있어 즉각적인 활용이 어렵다. 후자의 경우 현재 운용 중인 SpaceX의 Starlink와 같은 초거대 통신 위성군을 바로 활용할 수 있다는 장점이 있으나, 위성이 거리 정보를 직접적으로 제공하지 않으므로 이에 적합한 항법 알고리즘 개발이 요구된다.

통신 위성은 위성-사용자 간 거리 정보를 직접 제공하지 않기 때문에, LEO SoP를 위해 위성과 사용자의 상대적 운동으로 발생하는 신호 주파수의 변화인 도플러 천이(Doppler shift) 정보를 활용하는 항법 알고리즘 연구가 활발하게 수행되어 왔다. Psiaki (2021)은 위성과 사용자 간 거리 측정치의 시간 미분으로 정의되는 도플러 측정치를 정확하게 모델링하기 위해 유한 차분법 기반의 도플러 측정치 모델과 이에 대응하는 수치적 선형화 기반의 위치 추정 알고리즘을 제안하였다. Baron et al. (2024)은 동일한 측정치 모델에 대해 위치 추정 알고리즘의 안정성을 향상시키기 위한 해석적 선형화 기반의 항법 알고리즘을 제안하였다. Allahvirdi-Zadeh et al. (2025)은 거리 측정치 모델에 대한 해석적 시간 미분을 기반으로 수치 차분 없이 도플러 측정치를 정확하게 표현할 수 있는 측정치 모델을 제안하고, 이를 기반으로 한 해석적인 위치 추정 알고리즘을 제안하였다.

하지만 해당 사전연구들은 도플러 측정치 기반 위치 추정 알고리즘 개발에 초점을 맞춰 수행되어 도플러 측정치에 포함된 오차 요소에 대한 체계적인 분석이 충분히 이루어지지 않았다. Psiaki (2021)와 Baron et al. (2024)은 측정치 오차를 모든 가시 위성에 대해 동일한 분산을 갖는 백색 가우시안 잡음으로 가정하였으며, Allahvirdi-Zadeh et al. (2025)은 도플러 추적 오차를 위성 앙각의 함수로 고려하였으나 나머지 오차 요소는 분석에서 제외되었다. 이는 위성과 사용자 간의 상대적인 위치 및 속도에 따라 달라질 수 있는 도플러 측정치의 오차 특성을 반영하지 못하며, 따라서 LEO SoP 항법의 정확한 기대 성능을 평가하기에는 한계가 있다. Nam et al. (2025)은 도플러 측정치의 일부 오차 요소를 분석 및 모델링하였으나, Signal-In-Space (SIS) 오차의 경우 몬테카를로 샘플링을 통해 모델링하여 위성-사용자 간 상대적 위치 및 운동에 따른 오차 특성의 변화를 반영하지 못하였다. 또한, 대류층 잔류 오차의 시간 변화량에 대한 표준편차 모델을 제시하였으나, 유도 과정에 대한 상세한 기술이 이루어지지 않았으며, 전리층 및 다중경로 오차는 분석에서 제외되었다.

이에 본 연구에서는 LEO 위성 기반 SoP 항법의 정확한 성능 평가를 위해 도플러 측정치 오차 요소를 체계적으로 분석한다. 또한, GNSS 측정치 오차 모델을 기반으로 도플러 측정치의 각 오차 요소에 대한 표준편차 모델을 제안한다. 도플러 측정치 오차 요소는 그 원인에 따라 크게 세 가지로 분류된다: 1) 위성의 위치·속도·시계 오차 추정치의 불확실성에 의한 SIS 오차, 2) 전리층 지연과 대류층 지연을 보정하고 남은 잔류 전파 오차, 그리고 3) 다중경로 오차와 수신기 잡음으로 구성되는 사용자 오차이다. 본 연구에서는 도플러 측정치에 포함된 SIS 오차 모델을 도출하기 위해 LEO 위성이 GNSS 수신기를 탑재한 상황을 가정하였다. 이를 바탕으로 Allahvirdi-Zadeh et al. (2025)의 해석적 도플러 측정치 모델의 선형화를 통해 위성의 위치·속도·시계 오차 추정 성능에 따른 SIS 오차의 표준편차 모델을 제안한다. 또한, GNSS의 잔류 전파 오차 모델을 기반으로 잔류 전파 오차의 시간 상관성을 가우시안 자기상관 함수로 가정하여 도플러 측정치에 포함된 잔류 전파 오차의 시간 변화량에 대한 표준편차 모델을 유도한다. 다중경로 오차에 대해서도 GNSS의 경험적 모델을 기반으로 전파 오차 모델 산출에 활용된 과정을 동일하게 적용하여 표준편차 모델을 제시한다. 마지막으로 Won & Pany (2017)에서 제시된 수신기 잡음 모델을 활용하여 SoP 항법 성능을 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 Allahvirdi-Zadeh et al. (2025)이 제시한 해석적 도플러 측정치 모델 기반 측위 알고리즘에 대해서 소개한다. 3장에서는 도플러 측정치에 포함된 SIS 오차, 전파 오차, 그리고 사용자 오차를 분석하고, 표준편차 모델을 도출한다. 4장에서는 Starlink 위성군을 가정하여 단독 사용 및 GPS 위성군과의 결합 사용 시나리오에서의 SoP 항법의 측위 성능을 분석한다. 5장은 본 연구의 결론 및 요약이다.

2. LEO SOP 측위 알고리즘

2.1 도플러 측정치 방정식

위성과 사용자 간 상대적인 운동으로 발생하는 신호 주파수의 변동인 도플러 천이는 Accumulative Delta Range (ADR)의 수신기 시간에 대한 시간 변화량을 사용하여 Eq. (1)과 같이 정의된다 (Psiaki 2021).

$$D^i = -\frac{1}{\lambda}\frac{d\Delta\rho^i_{ADR}}{dt_R} \tag{1}$$

여기서 D^i는 i번째 위성의 도플러 천이 측정치를, λ는 위성 신호 파장을, t_R은 수신기 시간을 나타내며, $\Delta\rho^i_{ADR}$는 ADR 측정치로 Eq. (2)와 같이 정의된다 (Allahvirdi-Zadeh et al. 2025).

$$\begin{aligned}\Delta\rho^i_{ADR} = &\left\| r_R(t_R-\delta_R) - R\left(w_E\tau^i_R\right)\cdot r^i\left(t_R-\delta_R-\tau^i_R\right)\right\|_2 \\ &+ c\left(\delta_R-\delta^i\right) - I^i_{R,f} + T^i_R + \varepsilon_{mp} + \varepsilon_n\end{aligned} \tag{2}$$

여기서 $r_R(t_R-\delta_R)\in\mathbf{R}^3$는 $t_R-\delta_R$ 시점의 지구중심, 지구고정 (Earth-Centered, Earth-Fixed, ECEF) 좌표계에서 정의되는 사용자의 위치 벡터를, $r^i\in\mathbf{R}^3$는 i번째 위성의 ECEF 위치 벡터를, w_E는 지구 자전 각속도를, τ_R^i는 위성 신호의 전파 시간을, δ_R은 사용자 수신기의 시계 바이어스를, δ^i는 위성 신호 송신기의 시계 바이어스를, c는 광속을 나타낸다. $I_{R,f}^i$는 전리층의 이온화된 입자에 의한 위성 신호의 전파 지연으로 신호 주파수 f에 따라서 달라진다. T_R^i는 대류층에 의한 위성 신호 전파 지연이다. ε_{mp}는 직접 수신 신호 외에 반사된 신호가 함께 수신됨으로써 발생하는 다중경로 오차를, ε_n은 신호 추적 과정에 발생하는 수신기 잡음 오차를 나타낸다. $R(w_E\tau_R^i)\in\mathbf{R}^{3\times3}$는 신호 전파 시간 동안 지구의 자전으로 인한 좌표 변화를 반영하는 회전행렬로 Eq. (3)과 같이 정의된다.

$$R=\begin{bmatrix}\cos(w_E\tau_R^i) & \sin(w_E\tau_R^i) & 0\\ -\sin(w_E\tau_R^i) & \cos(w_E\tau_R^i) & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{3}$$

Allahvirdi-Zadeh et al. (2025)은 Eq. (2)를 기반으로 Eq. (1)의 미분을 해석적으로 유도하여 Eq. (4)와 같은 도플러 측정치 모델을 제안하였다.

$$-\lambda D^i=\left[\hat{e}_R^{i\,T}\left(v_R(t)-Rv^i\left(t-\tau_R^i\right)\right)\left(\frac{1+\hat{\delta}^i}{1-\frac{1}{c}\hat{e}_R^{i\,T}\left(Rv^i\left(t-\tau_R^i\right)-\left(\Omega_e\times Rr^i\left(t-\tau_R^i\right)\right)\right)}\right)\right.$$
$$\left.+c\left(\hat{\delta}_R-\hat{\delta}^i\right)-\dot{I}_{R,f}^i+\dot{T}_R^i+\dot{\varepsilon}_{mp}^i+\dot{\varepsilon}_n^i\right]\left(1+\delta_R\right)^{-1} \tag{4}$$

여기서 $e_R^i\in\mathbf{R}^3$는 사용자에서 위성을 향하는 단위 시선(line of sight) 벡터를, $v_R\in\mathbf{R}^3$은 사용자의 ECEF 속도 벡터를, $v^i\in\mathbf{R}^3$는 위성의 ECEF 속도 벡터를, $\hat{\delta}_R$은 사용자 수신기의 시계 드리프트를, $\dot{\delta}^i$은 위성 시계 드리프트를, $\dot{I}_{R,f}^i$는 전리층 지연의 시간 변화량을, $\dot{T}_R^i$는 대류층 지연 시간 변화량을, $\dot{\varepsilon}_{mp}$는 다중경로 오차 시간 변화량을, $\dot{\varepsilon}_n$는 수신기 잡음의 시간 변화량으로 도플러 측정치의 추적 오차를 나타낸다. $\Omega_e\in\mathbf{R}^3$는 지구 자전 각속도 벡터로 Eq. (5)와 같이 정의된다.

$$\Omega_e=[0\quad 0\quad w_E]^T \tag{5}$$

2.2 도플러 측정치 기반 측위 알고리즘

Eq. (4)에 기반한 측위 알고리즘은 사용자의 위치, 속도, 시계 드리프트에 대한 선형화된 측정치 방정식을 활용한다. 동일한 주파수를 갖는 N개의 가시 위성에 대한 선형화된 측정치 방정식은 Eq. (6)과 같이 정의된다.

$$z=\begin{bmatrix}-\lambda D^1\\ \vdots\\ -\lambda D^N\end{bmatrix}=H\cdot\begin{bmatrix}r_R\\ v_R\\ \dot{\delta}_R\end{bmatrix}+\varepsilon \tag{6}$$

여기서 $H\in\mathbf{R}^{N\times7}$는 사용자 상태 벡터에 대한 선형화 측정치 행렬로, Allahvirdi-Zadeh et al. (2025)에서는 상태 벡터의 각 성분에 대해 H의 성분을 해석적으로 유도하였다. $\varepsilon\in\mathbf{R}^N$는 도플러 측정치의 오차 벡터이다. 해당 오차 벡터는 보정 정보를 적용 후 남은 잔류 오차를 포함하며, 본 연구에서는 이를 공분산 행렬이 M인 영평균의 가우시안 랜덤 벡터로 가정하였다.

사용자의 상태 벡터 추정은 Eq. (4)의 측정치 방정식과 위성의 위치·속도·위성 시계 오차 정보를 사용하여 도플러 측정치를 계산하고, 수집된 측정치와의 오차 가중 제곱합을 최소화하는 가중최소자승법(Weighted Least Squares, WLS)을 통해 수행된다 (Allahvirdi-Zadeh et al. 2025). WLS는 상태 벡터 자체가 아닌 상태 벡터 추정 오차에 대해 수행되며, 추정 오차를 갱신하여 상태 벡터를 추정한다. 이는 추정치가 수렴할 때까지 반복적으로 수행되며, k번째 반복(iteration)에서의 추정치 갱신은 Eq. (7)과 같다.

$$\Delta x_k=(H_k^TM^{-1}H_k)^{-1}H_k^TM^{-1}(z-\hat{z}_k)$$
$$\hat{x}_k=\hat{x}_{k-1}+\Delta x_k \tag{7}$$

여기서 $\Delta x_k\in\mathbf{R}^7$는 k번째 반복에서의 상태 벡터 오차 추정치를, $\hat{x}_k\in\mathbf{R}^7$는 상태 벡터 추정치를, $H_k\in\mathbf{R}^{N\times7}$는 k-1번째 반복의 상태 벡터 추정치를 기반으로 계산된 측정치 행렬을, $\hat{z}_k\in\mathbf{R}^N$는 동일한 상태 벡터 추정치를 기반으로 계산된 측정치 추정치를 나타낸다. WLS는 불편추정량(unbiased estimator)이므로, 수렴한 해의 추정 오차 $\tilde{x}\in\mathbf{R}^7$는 Eq. (8)과 같이 표현된다.

$$\tilde{x}=\left(\hat{H}^TM^{-1}\hat{H}\right)^{-1}\hat{H}^TM^{-1}\varepsilon \tag{8}$$

여기서 $\hat{H}\in\mathbf{R}^{N\times7}$은 수렴한 상태 벡터 추정치를 기반으로 계산된 측정치 행렬을 나타낸다.

도플러 측정치 오차 벡터 ε의 각 성분은 Eq. (9)와 같은 오차 요소의 합으로 표현될 수 있다.

$$\varepsilon=\begin{bmatrix}\varepsilon_{SIS}^1-\delta\dot{I}_{R,f}^1+\delta\dot{T}_R^1+\dot{\varepsilon}_{mp}^1+\dot{\varepsilon}_n^1\\ \vdots\\ \varepsilon_{SIS}^N-\delta\dot{I}_{R,f}^N+\delta\dot{T}_R^N+\dot{\varepsilon}_{mp}^N+\dot{\varepsilon}_n^N\end{bmatrix} \tag{9}$$

Eq. (9)의 오차 요소는 오차의 원인에 따라 다음 세 가지로 분류된다: 1) 위성의 위치·속도, 그리고 위성 시계 오차 정보에 대한 불확실성으로 인한 SIS 오차 ε_{SIS}^i, 2) 전리층 및 대류층에 의한 전파 오차 $\delta\dot{I}_{R,f}^i$, $\delta\dot{T}_R^i$, 그리고 3) 사용자의 신호 수신 과정에서 발생하는 사용자 오차 $\dot{\varepsilon}_{mp}^i$, $\dot{\varepsilon}_n^i$.

ε_{SIS}^i는 i번째 위성의 SIS 오차를 나타내며, 해당 오차는 위성의 상태 벡터 추정 성능에 따라 달라진다. GNSS 의사거리 측정치에 포함된 SIS 오차의 크기는 중앙제어국이 항법메시지의 형태로 제공하는 위성의 위치·속도·위성 시계 보정 정보의 정확도에 의해 결정되며, GPS 위성군의 경우 9.7 m (95%) 정확도를 만족한다 (DoD 2020). 하지만 현재 운용 중인 LEO 통신 위성군은 GNSS와 달리 위성의 상태 벡터 정보를 사용자에게 별도로 제공하지 않고 있다. 이에 3.1절에서는 LEO 위성에 탑재된 GNSS 수신기를 활용하여 상태 벡터를 추정하는 상황을 가정하여 도플러 측정치에 포함된 SIS 오차를 분석 및 모델링한다.

$\delta\dot{I}_{R,f}^i$와 $\delta\dot{T}_R^i$는 전리층과 대류층 지연의 시간 변화량을 보정 모델을 이용하여 보정한 후 남은 잔류 오차를 나타낸다. GNSS에서는 항법메시지에 포함된 전리층 보정 모델(예: Klobuchar 모델, NeQuick 모델)과 대류층 보정 모델(예: Saastamoinen 모델) 정보를 활용하여 전파 오차를 보정하고, 보정 후 남은 잔류 오차는 영평균의 가우시안 랜덤 변수로 모델링한다 (RTCA 2020). 본 연구에서는 GNSS의 전리층·대류층 보정 모델로 계산된 전파 지연의 수치적 시간 변화량을 사용하여 도플러 측정치의 전파 오차를 보정하는 상황을 가정하였다. 보정 후 남은 잔류 오차를 고려하기 위해 3.2절에서 GNSS의 잔류 전파 오차 모델을 기반으로

잔류 오차의 시간 상관성을 가우시안 자기상관 함수로 가정하여 $\delta I^i_{R,f}$와 $\delta \dot{T}^i_R$의 오차 모델을 도출한다.

ε^i_{mp}와 ε^i_n는 각각 다중경로 오차의 시간 변화량과 수신기의 도플러 추적 오차를 나타낸다. GNSS 측정치에 대해서는 영평균 가우시안 랜덤 변수로 가정한 다양한 경험적 다중경로 모델이 제안된 바가 있으나 (Collins & Langley 1999, Khanafseh et al. 2018, McGraw et al. 2000), LEO 위성은 GNSS 위성과 상이한 신호 주파수 및 이동 속도를 가지므로 이에 따른 다중경로 오차 수준 변화와 통계적 특성을 반영한 모델이 필요하다. 이에 3.3절에서는 GNSS의 경험적 다중경로 오차 모델을 기반으로 전파 잔류 오차 모델과 동일한 과정을 통해 $\dot{\varepsilon}^i_{mp}$의 모델을 도출한다. 도플러 추적 오차의 경우 Won & Pany (2017)에서 제안된 모델을 활용한다.

각 오차는 GNSS 측정치에서와 동일하게 상호 독립 랜덤 변수로 가정하였으며, 따라서 도플러 측정치의 오차는 Eq. (10)의 분산을 갖는 영평균의 가우시안 랜덤 변수로 모델링될 수 있다.

$$\sigma^2_{\lambda D,i} = \sigma^2_{SIS,i} + \sigma^2_{iono,i} + \sigma^2_{tropo,i} + \sigma^2_{mp,i} + \sigma^2_{n,i} \tag{10}$$

여기서 $\sigma_{SIS,i}$는 ε^i_{SIS}의 표준편차를, $\sigma_{iono,i}$는 $\delta \dot{I}^i_{R,f}$의 표준편차를, $\sigma_{tropo,i}$는 $\delta \dot{T}^i_R$의 표준편차를, $\sigma_{mp,i}$는 $\dot{\varepsilon}^i_{mp}$의 표준편차를, 그리고 $\sigma_{n,i}$는 $\dot{\varepsilon}^i_n$의 표준편차를 나타낸다. 측정치 오차 공분산 행렬 M은 Eq. (10)을 대각 성분으로 갖는 행렬이다. 3장에서는 각 오차 요소에 대해 분석하고, 표준편차 모델을 유도한다.

3. 도플러 측정치 오차 요소 분석 및 모델링

3.1 Signal-In-Space 오차

도플러 측정치를 기반으로 사용자의 상태 벡터를 추정하기 위해서는 위성의 위치, 속도, 그리고 시계 드리프트 정보가 필요하다. GNSS 위성의 경우 위성 신호와 함께 항법메시지의 형태로 이를 제공하지만, 통신 위성의 경우 이를 별도로 제공하지 않는다. 이에 본 연구에서는 LEO 위성이 자체 항법을 위해 GNSS 수신기를 탑재하고 있는 상황을 가정하였다. 이 경우 LEO 위성의 위치 및 속도 정보를 자체적으로 추정할 수 있다. 또한, 위성 신호 생성기와 GNSS 수신기 시계 간의 동기화를 통해 GNSS 수신기의 시계 오차를 추정함으로써 위성 시계의 오차 정보를 함께 추정할 수 있다.

따라서 본 연구에서는 GNSS 수신기 기반의 위성 위치, 속도 및 시계 드리프트 추정 성능을 활용하여 도플러 측정치의 SIS 오차를 모델링하였다. Eq. (4)에서 SIS 오차를 포함하는 항은 Eq. (11)과 같다.

$$\left[\hat{e}^{i\,T}_R\left(v_R(t) - Rv^i\left(t-\tau^i_R\right)\right)\left(\frac{1+\hat{\delta}^i}{1-\frac{1}{c}\hat{e}^{i\,T}_R\left(Rv^i\left(t-\tau^i_R\right)-\left(\Omega_e \times Rr^i\left(t-\tau^i_R\right)\right)\right)}\right) - c\hat{\delta}^i\right]\left(1+\hat{\delta}_R\right)^{-1} \tag{11}$$

LEO 위성에 적합한 소형 원자시계(chip-scale atomic clock)의 경우 외부 보정 없이 운용 시 월간 주파수 드리프트가 약 9×10^{-10} 이내이며 (Microchip Technology 2018), 우주용 항온조 제어 수정 발진기(oven controlled crystal oscillator)의 경우 안정화 이후 일일 주파수 드리프트가 2×10^{-9} 이내이므로 (Safran Navigation & Timing 2025), 위성 시계 드리프트는 1보다 충분히 작다고 가정할 수 있다($\hat{\delta}^i \ll 1$). 또한 LEO 위성의 속도는 약 7.5 km/s인 반면 지상 사용자의 속도는 이에 비해 충분히 작으므로, 사용자의 속도는 무시할 수 있다($\| v_R \|_2 \ll \| v^i \|_2$). 이 두 가정을 기반으로 Eq. (11)은 Eq. (12)와 같이 간소화될 수 있다.

$$\approx -\hat{e}^{i\,T}_R Rv^i\left(t-\tau^i_R\right)\left(\frac{1}{1-\frac{1}{c}\hat{e}^{i\,T}_R\left(Rv^i\left(t-\tau^i_R\right)-\left(\Omega_e \times Rr^i\left(t-\tau^i_R\right)\right)\right)}\right) - c\hat{\delta}^i \tag{12}$$

본 연구에서는 Eq. (12)의 위성 위치, 속도, 그리고 시계 드리프트에 대한 선형화를 기반으로 한 SIS 오차 모델을 제안하였다. GNSS 수신기 기반 위성 위치, 속도, 그리고 시계 드리프트 추정 오차는 영평균의 가우시안 랜덤 변수로 모델링될 수 있으며, 해당 추정 오차의 공분산 행렬은 Eq. (13)과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathrm{Var}\left[\begin{bmatrix}\tilde{r}^i\\ \tilde{v}^i\\ \tilde{\delta}^i\end{bmatrix}\right] = \begin{bmatrix}C_r & C_{rv} & C_{r\delta}\\ C_{vr} & C_v & C_{v\delta}\\ C_{\delta r} & C_{\delta v} & C_\delta\end{bmatrix} \tag{13}$$

여기서 $\tilde{r}^i \in \mathbf{R}^3$와 $\tilde{v}^i \in \mathbf{R}^3$는 위성의 ECEF 위치 및 속도 추정 오차 벡터를, $\tilde{\delta}^i$는 위성의 시계 드리프트 추정 오차를, Var[■]은 분산 연산자를, $C_r \in \mathbf{R}^{3\times3}$은 $\tilde{r}^i$의 공분산 행렬을, $C_v \in \mathbf{R}^{3\times3}$는 $\tilde{v}^i$의 공분산 행렬을, C_δ 은 $\tilde{\delta}^i$의 분산을, $C_{rv} \in \mathbf{R}^{3\times3}$는 위치와 속도 추정치 간 상관 성분을, $C_{r\delta} \in \mathbf{R}^3$은 위치와 시계 드리프트 추정치 간 상관성분을, $C_{v\delta} \in \mathbf{R}^3$은 속도와 시계 드리프트 추정치 간 상관성분을 나타낸다.

Eq. (12)를 위성의 위치, 속도, 그리고 시계 드리프트에 대해 편미분하여, SIS 오차의 선형화 방정식을 Eq. (14)와 같이 유도할 수 있다.

$$\varepsilon^i_{SIS} = G_i \cdot \begin{bmatrix}\tilde{r}^i\\ \tilde{v}^i\\ \tilde{\delta}^i\end{bmatrix} \tag{14}$$

여기서 $G_i \in \mathbf{R}^{1\times7}$의 성분 중 ECEF x축 위치 (첫 번째 성분, $G_{i,1}$), x축 속도 (네 번째 성분, $G_{i,4}$), 그리고 시계 드리프트 (일곱 번째 성분, $G_{i,7}$)에 대응하는 항은 Eq. (15)와 같이 계산된다.

$$G_{i,1} = \frac{\partial}{\partial x^i}\left(-\hat{e}^{i\,T}_R Rv^i\left(\frac{1}{1-\frac{1}{c}\hat{e}^{i\,T}_R\left(Rv^i - (\Omega_e \times Rr^i)\right)}\right)\right)$$

$$G_{i,4} = \frac{\partial}{\partial v^i_x}\left(-\hat{e}^{i\,T}_R Rv^i\left(\frac{1}{1-\frac{1}{c}\hat{e}^{i\,T}_R\left(Rv^i - (\Omega_e \times Rr^i)\right)}\right)\right)$$

$$G_{i,7} = -c \tag{15}$$

Eq. (15) 중 위성의 위치 및 속도에 대응하는 항의 유도과정 및 결과는 Appendix A에 기술되어 있다.

따라서 Eqs. (13, 14)를 활용해 Eq. (16)과 같이 ε^i_{SIS}의 분산을 산출할 수 있다.

$$\sigma^2_{SIS,i} = G_i\begin{bmatrix}C_r & C_{rv} & C_{r\delta}\\ C_{vr} & C_v & C_{v\delta}\\ C_{\delta r} & C_{\delta v} & C_\delta\end{bmatrix}G_i^T \tag{16}$$

본 연구에서 제안하는 SIS 오차 모델은 GNSS 수신기 기반의 위성 상태 벡터 추정 상황뿐 아니라, 온보드 궤도 결정 또는 지상 기반 궤도 결정 등 위성 상태 벡터 추정치의 공분산 행렬이 정의되는 모든 경우에 적용될 수 있다. 다만 현재 LEO 통신 위성군의 궤도 결정 방식은 확정 및 공개되지 않았으므로, 본 연구에서는 보수적인 관점에서 제한적인 추정 성능을 가정하였다.

3.2 전파 오차

3.2.1 전리층 잔류 오차

전리층의 이온화된 입자는 위성 신호를 지연시켜 전리층 지연 오차를 야기한다. ADR 도메인에서의 전리층 지연 오차는 신호 경로를 따라 분포하는 총 전자량(Total Electron Content, TEC)에 비례하며, Eq. (17)과 같이 근사되어 표현될 수 있다 (Misra & Enge 2006).

$$I_{R,f}^{i} \approx \frac{40.3 \cdot TEC_R^i}{f^2} \tag{17}$$

GNSS 위성 사용자는 Klobuchar 모델 또는 NeQuick 모델을 기반으로 전리층 지연 오차를 보정한다. Klobuchar 모델의 경우 보정 후 잔류 오차는 영평균의 가우시안 랜덤 변수로 모델링되며, Eq. (18)과 같은 분산 모델이 제안되었다 (RTCA 2020).

$$\sigma_{iono,ADR,i}^2 = \max\left\{\left(\frac{cT_{iono}}{5}\right)^2, \left(F_{pp} \cdot \tau_{vert}\right)^2\right\} \tag{18}$$

여기서 T_{iono}는 Klobuchar 모델의 전리층 지연 보정 정보를 나타내며, F_{pp}는 위성 앙각에 따른 전리층 지연 변화를 나타내는 매핑 함수로 Eq. (19)와 같이 정의된다 (Misra & Enge 2006).

$$F_{pp} = \left[1 - \left(\frac{R_E \cos\theta}{R_E + h_I}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \tag{19}$$

여기서 R_E는 지구 반지름을, θ는 위성 앙각을, 그리고 h_I는 전리층의 이온화된 입자들이 특정 고도에 집중되어 있다고 가정하는 얇은 껍질 모델(thin shell model)의 껍질 고도를 나타낸다. Eq. (18)의 τ_{vert}는 천정 방향의 전리층 지연 잔류 오차의 표준편차로, 지자기 위도 ϕ_m에 따라 Eq. (20)과 같이 정의된다 (RTCA 2020).

$$\tau_{vert} = \begin{cases} 9\,m, & 0° \le |\phi_m| \le 20° \\ 4.5\,m, & 20° < |\phi_m| \le 55° \\ 6\,m, & 55° < |\phi_m| \end{cases} \tag{20}$$

도플러 측정치에는 시간에 대한 위성 기하 및 TEC 변화에 의한 전리층 지연의 시간 변화 오차가 포함되어 있다. 전리층 지연 오차의 시간 변화를 직접적으로 보정하는 모델이 제안된 바는 없지만, 기존 GNSS의 전리층 보정 정보의 수치적 시간 변화량을 통해 이를 보정할 수 있다. 본 연구에서는 이때 남은 잔류 오차에 대한 표준편차 모델을 제안한다.

전리층 지연 잔류 오차가 영평균의 가우시안 분포를 따른다는 가정 하에 선형 변환인 미분을 통해 정의되는 전리층 지연 잔류 오차의 시간 변화량도 영평균의 가우시안 분포를 따른다. 전리층 지연 잔류 오차 변화량의 평균과 표준편차를 평가하기 위해 Δt 시간 동안의 전리층 지연 잔류 오차에 대한 수치적 시간 변화량을 Eq. (21)과 같이 먼저 정의한다.

$$\frac{\Delta I_{R,f}^{i}(t+\Delta t) - \Delta I_{R,f}^{i}(t)}{\Delta t} \tag{21}$$

Eq. (21)의 평균은 0이다. 따라서 Δt를 0으로 보낸 경우에 해당하는 전리층 지연 잔류 오차의 변화량도 영평균의 가우시안 분포를 따른다. Eq. (21)의 분산을 계산하기 위해서는 전리층 지연 잔류 오차의 시간 상관성을 정의해야 한다. 이에 본 연구에서는 전리층 지연 잔류 오차의 자기상관 함수를 Eq. (22)와 같은 가우시안 자기상관 함수로 가정하였다.

$$\mathbb{E}\left[\Delta I_{R,f}^{i}(t+\Delta t)\Delta I_{R,f}^{i}(t)\right] = F_{pp}(t+\Delta t)F_{pp}(t)\sigma_{vert}^2 \exp\left(-\frac{\Delta t^2}{\tau_{iono}}\right) \tag{22}$$

여기서 σ_{vert}는 천정 방향 전리층 지연 잔류 오차의 표준편차를, 그리고 τ_{iono}는 전리층 잔류 오차의 시간 상관 파라미터를 나타낸다. τ_{iono}는 시간 차의 제곱에 따른 상관성의 민감도를 나타내는 상수로 s^2의 단위를 갖는다. Eq. (22)의 상관 함수는 도플러 측정치 도메인에서의 오차 분산을 정의하기 위한 필요 조건이다. Eq. (22)를 기반으로 Eq. (23)과 같은 전리층 지연 잔류 오차 변화량의 분산을 도출하였다.

$$\sigma_{iono,i}^2 = \sigma_{vert}^2 \dot{F_{pp}}^2 + \frac{2\sigma_{vert}^2 F_{pp}^2}{\tau_{iono}} \tag{23}$$

Eq. (23)의 자세한 유도 과정은 Appendix B에 서술되어 있다. Eq. (23)의 첫 번째 항은 위성 기하의 시간 변화율에 따른 영향, 두 번째 항은 잔류 오차의 시간 상관성에 의한 영향을 나타낸다.

사용자 수신기의 샘플링 주기는 일반적으로 수십 ms에서 수 s 수준이다. 따라서 전리층 환경이 급변하지 않는 정상상태에서는 샘플링 주기 동안 연속된 전리층 잔류 오차는 거의 일정하다. 따라서 해당 시간 차 영역에서의 자기상관계수는 1에 가까울 것이며, 이를 모델링 하는 자기상관 함수는 매우 큰 τ_{iono} 값을 갖는다. 이에 본 연구에서는 Eq. (23)를 Eq. (24)와 같이 근사하여 사용한다 ($\tau_{iono} \gg 1$).

$$\sigma_{iono,i}^2 \approx \sigma_{vert}^2 \dot{F_{pp}}^2 \tag{24}$$

해당 근사는 위성 앙각의 변화율이 0에 가까워지는 고앙각 영역에서는 성립하지 않을 수 있다. 다만 해당 영역에서는 전리층 잔류 오차 자체의 크기가 충분히 작으므로, 근사로 인해 발생하는 오차 역시 전체 측위 성능에 미치는 영향이 미미하다. 따라서 본 연구에서는 근사식을 전 앙각 영역에 일괄적으로 적용하여 성능 평가를 수행하였다.

Eq. (17)에서 확인할 수 있듯이 전리층 오차는 신호 주파수 f의 제곱에 반비례한다. 따라서 기준 주파수 f_1 (e.g., GPS L1)에서 도출된 전리층 지연 변화량의 잔류 오차 (또는 전리층 지연 잔류 오차의 변화량) 분산을 다른 주파수 f_2 (e.g., Starlink K/Ku band)로 변환하기 위해 Eq. (25)와 같은 관계를 적용한다.

$$\sigma_{iono,i,f_2}^2 = \frac{f_1^4}{f_2^4} \cdot \sigma_{iono,i,f_1}^2 \tag{25}$$

LEO 위성의 궤도 고도는 GNSS 위성과 달리 전리층 분포 고도 내에 위치한다. 따라서 LEO 위성 신호는 전리층의 일부 구간만을 통과하므로, 정확한 오차 보정을 위해서는 3차원 전리층 모델인 NeQuick 모델의 활용이 필요하다. 하지만 NeQuick 모델에 대해 별도의 잔류 오차 모델이 제안된 바가 없어, 본 연구에서는 Klobuchar 모델의 잔류 오차 모델을 사용한다. Klobuchar 모델

은 전리층 전체를 얇은 껍질로 가정하므로, 전리층 내부에 위치한 LEO 위성의 신호가 실제로 통과하는 부분적인 전리층 지연에 대한 보정 정보보다 큰 보정량을 산출하게 된다. Eq. (18)에서 확인할 수 있듯 잔류 오차의 크기는 전리층 지연의 크기(또는 보정량의 크기)에 비례하므로, 본 연구의 전리층 잔류 오차 모델은 보수적인 방향으로 작용할 것으로 예상된다. 후속 연구에서는 LEO 위성의 운용 고도를 고려한 NeQuick 모델 기반의 잔류 오차를 분석할 예정이다.

3.2.2 대류층 잔류 오차

대류층의 중성 입자도 위성 신호를 지연시켜 대류층 지연 오차를 유발한다. GNSS 사용자는 대류층 보정 모델을 적용하여 대류층 지연 오차를 보정하며, 보정 후 남은 잔류 오차는 Eq. (26)의 표준편차를 갖는 영평균의 가우시안 랜덤 변수로 모델링된다 (RTCA 2020).

$$\sigma_{tropo,ADR,i} = \sigma_{TVE} \cdot m(\theta_i) \tag{26}$$

여기서 σ_{TVE}는 천정 방향 대류층 지연 잔류 오차의 표준편차를 나타낸다. $m(\theta_i)$는 위성 앙각의 영향을 반영하는 매핑 함수로 Eq. (27)과 같이 정의된다 (RTCA 2020).

$$m(\theta_i) = \frac{1.001}{\sqrt{0.002001 + \sin^2(\theta_i)}} \tag{27}$$

본 연구에서는 전리층 지연 변화량의 잔류 오차 모델(3.2.1절)과 동일한 과정을 통해 대류층 지연 변화량의 잔류 오차를 영평균의 가우시안 랜덤 변수로 모델링한다. Nam et al. (2025)에서 제시된 모델과 동일한 대류층 지연 변화량 잔류 오차의 표준편차 모델은 Eq. (28)과 같다.

$$\sigma_{tropo,i} = \sigma_{TVE} \cdot |\dot{m}(\theta_i)| \tag{28}$$

대류층 지연 오차는 전리층 지연 오차와 달리 신호 주파수에 의존하지 않으므로, Eq. (28)은 주파수에 무관하게 적용될 수 있다.

3.3 사용자 오차 분석

3.3.1 다중경로 오차

다중경로 오차는 위성으로부터의 직접 신호와 반사 신호가 동시에 수신되는 경우 신호 추적 과정에서 발생하는 오차이다. GNSS 측정치에 포함된 다중경로 오차에 대해서는 실측 데이터를 기반으로 하는 경험적 모델이 제안된 바 있으며, 위성 앙각에 따른 다중경로 오차의 변화를 반영하는 sin 가중 함수 기반의 표준편차 모델은 Eq. (29)와 같다 (Collins & Langley 1999).

$$\sigma_{mp,ADR,i} = \frac{\sigma_{mp,ADR,vert}}{\sin\theta_i} \tag{29}$$

여기서 $\sigma_{mp,ADR,vert}$는 천정 방향 신호에 대한 다중경로 오차의 표준편차를 나타낸다. 개활지와 같은 운용 환경에서는 주변 반사체의 공간적 변화가 크지 않으므로, 도플러 측정치의 샘플링 주기 동안 ADR에 포함된 다중경로 오차는 높은 시간 상관성을 가질 것이다. 따라서 3.2절의 전파 오차 모델과 동일한 과정을 적용하여 Eq. (30)과 같은 표준편차 모델을 도출할 수 있다.

$$\sigma_{mp,i} = \sigma_{mp,ADR,vert} \cdot \left|\frac{\cos\theta_i}{\sin^2(\theta_i)}\dot{\theta}_i\right| \tag{30}$$

여기서 $\dot{\theta}_i$은 시간에 따른 위성 앙각의 변화량을 나타낸다.

다중경로 오차의 크기는 신호 주파수에 의존한다. Zhang & Xu (2025)에서는 단일 반사 신호에 대한 LEO 위성 신호의 다중경로 오차를 L 대역 및 K/Ku 대역에 대해 분석하였으며, L 대역에서는 GNSS 다중경로 오차와 같은 수준의 오차를, K/Ku 대역에서는 GNSS 다중경로 오차보다 작은 오차를 갖는 것을 확인하였다. 이에 본 연구에서는 GNSS 다중경로 오차에 해당하는 $\sigma_{mp,ADR,vert}$를 가정한다. 이는 본 연구에서 항법 성능 평가를 위해 가정한 Starlink 통신 위성이 사용하는 K/Ku 대역 기준으로는 보수적인 가정에 해당한다.

반면, 다양한 반사체가 산재한 도심 운용 환경의 경우 LEO 위성의 빠른 운동의 영향이 더해져 ADR의 다중경로 오차 간의 시간 상관성이 매우 낮아질 수 있다. 따라서 도플러 측정치에 대한 정밀한 다중경로 오차 모델을 수립하기 위해서는 LEO 도플러 측정치를 수집해 다중경로 오차를 추출하고, 이를 기반으로 한 통계적 분석 및 오차 모델링 연구가 필요하다. 이에 대해서는 향후 연구에서 다룰 예정이다.

3.3.2 수신기 잡음

수신기 잡음은 수신기에서 도플러 측정치를 추적하는 과정에서 발생하는 랜덤 오차로, 신호 추적 방법과 신호 대 잡음비 (또는 반송파 대 잡음비)에 의존한다. 본 연구에서는 Won & Pany (2017)에서 제안된 Eq. (31)의 폐루프(closed-loop) 주파수 추적 루프 기반의 도플러 추적 오차의 표준편차 모델을 사용한다.

$$\sigma_{n,i} = \frac{\lambda}{2\pi T}\sqrt{\frac{B_f}{(C/N_0)_i}\left(1 + \frac{1}{T(C/N_0)_i}\right)} \tag{31}$$

여기서 T는 수신기의 적분 시간을, B_f는 수신기 신호 추적 루프 대역폭을, 그리고 $(C/N_0)_i$는 반송파 대 잡음비를 나타낸다. 반송파 대 잡음비는 위성 신호의 송수신 과정에서 발생하는 신호 손실에 영향을 받으며, 본 연구에서는 지배적인 손실 요인인 자유 공간 손실(Free Space Path Loss, FSPL)만을 반영하였다. 반송파 대 잡음비는 Eq. (32)와 같이 평가된다 (Ippolito 2017).

$$(C/N_0)_{i,dB} = (EIRP)_{i,dB} + \left(\frac{G_R}{T_n}\right)_{i,dB} - (L)_{i,dB} - (k)_{i,dB} \tag{32}$$

여기서 EIRP는 위성 통신 링크의 유효 등방 복사 전력 (effective isotropic radiated power)을, G_R는 수신기의 안테나 이득(gain)을, T_n은 시스템 잡음 온도를, L은 FSPL을 포함하는 신호 손실을, 그리고 k는 볼츠만 상수를 나타낸다.

4. 측위 성능 분석

4.1 시뮬레이션 방법 및 조건

Table 1. Simulation parameters and conditions.

Parameter	Value/Condition
σ_{TVE}	0.12 m (RTCA 2020)
$\sigma_{mp,ADR,vert}$	5 mm (Kim et al. 2026)
B_f	25 Hz (Allahvirdi-Zadeh et al. 2025)
T	5 ms (Allahvirdi-Zadeh et al. 2025)
T_S	1 s
f	11.7 GHz (Allahvirdi-Zadeh et al. 2025)
$EIRP$	30 dBW (Allahvirdi-Zadeh et al. 2025)
G_R/T_n	20 dB/K (Allahvirdi-Zadeh et al. 2025)
$FSPL$	200 dB (Allahvirdi-Zadeh et al. 2025)
User location	KAIST campus in Daejeon, South Korea (N36° 22′ 22″,E127° 21′ 29″,58)

본 연구에서는 제안한 오차 모델을 바탕으로 SpaceX의 Starlink 위성의 도플러 천이 기반 SoP 측위 성능 분석 시뮬레이션을 수행하였다. 측위 성능 분석은 1) Starlink 위성군만을 단독으로 사용하는 경우와 2) GPS 위성군의 의사거리 측정치를 함께 사용하는 경우를 각각 분석하였다.

GPS 의사거리 측정치와 LEO 도플러 측정치를 함께 사용하는 경우 사용자의 측정치 행렬은 Eq. (33)과 같이 정의된다.

$$\begin{bmatrix} -\lambda D^1 \\ \vdots \\ -\lambda D^{N_{LEO}} \\ \rho^1 \\ \vdots \\ \rho^{N_{GPS}} \end{bmatrix} = \mathrm{H} \cdot \begin{bmatrix} r_R \\ v_R \\ \delta_R \\ \dot{\delta}_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{\lambda D} \\ \varepsilon_\rho \end{bmatrix} \tag{33}$$

여기서 ρ^i는 i번째 GPS 위성에 대한 의사거리 측정치를, $\mathrm{H} \in \mathbf{R}^{(N_{LEO}+N_{GPS})\times 8}$는 도플러 측정치와 의사거리 측정치에 대한 측정치 행렬을, $\varepsilon_{\lambda D}$는 도플러 측정치의 오차 벡터를, ε_ρ는 의사거리 측정치의 오차 벡터를, N_{LEO}는 LEO 가시 위성 수를, 그리고 N_{GPS}는 GPS 가시 위성 수를 나타낸다. H 행렬의 성분 중 도플러 측정치에 대응하는 성분은 LEO 단독 SoP 항법과 동일하게 정의되며, 의사거리 측정치에 대응하는 성분은 위치의 경우 시선 벡터, 그리고 수신기 시계 바이어스의 경우 1로 정의된다. 이때 사용자 상태 벡터는 LEO 단독 항법의 상태 벡터에 수신기 시계 바이어스가 추가되어 확장된다. GPS/LEO 복합 측위 알고리즘은 Eq. (33) 기반의 WLS를 통해 수행된다.

Starlink 위성의 궤도 생성을 위해 CelesTrak에서 제공하는 6,161기의 위성에 대한 Two-Line Element set 정보와 Simplified General Perturbations 4 전파기를 사용하였으며, GPS 궤도 생성을 위해 27기의 위성을 가정하는 almanac 정보를 활용하였다 (DoD 2020). 위성 mask angle의 경우 Starlink 위성은 30° (Allahvirdi-Zadeh et al. 2025), GPS 위성에 대해서는 10°를 가정하였다. 시뮬레이션은 LEO 위성의 빠른 기하 변화를 고려하여 100분 동안 수행하였다. 본 연구에서 가정한 시뮬레이션 파라미터 및 조건은 Table 1과 같다.

SIS 오차 계산을 위한 위성 위치 및 속도 추정 성능으로는 DoD (2020)의 지상 GPS 단독 측위 성능의 상한을 보수적으로 가정하였으며 (위치 추정 오차 표준편차 6.5 m, 속도 추정 오차 표준편차 0.1 m/s, 시계 드리프트 추정 오차 표준편차 0.233 ns/s), Eq. (13)의 위치·속도·시계 드리프트 추정 오차 공분산 행렬의 비대각 성분은 0으로 가정하였다. 또한, 본 연구의 시뮬레이션에서는 LEO 위성이 GNSS 측정치 기반 상태벡터 추정을 수행함으로써 발생할 수 있는 GPS 의사거리 측정치와 LEO 도플러 측정치 간, 그리고 LEO 도플러 측정치 상호 간의 상관성을 고려하지 않았다. 따라서 본 연구에서 제시하는 항법 성능은 실제 성능 대비 다소 과대평가되었을 수 있으며, 이에 대한 정밀한 분석은 후속 연구에서 다룰 것이다.

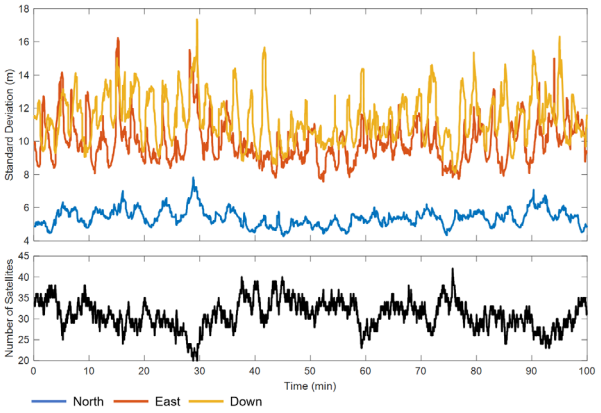


Fig. 1. Standard deviation of the LEO SoP position estimation error in the North (light-blue), East (orange), and Down (yellow) directions. The bottom plot shows the number of all-in-view LEO satellites.

전리층 잔류 오차의 경우, Eq. (18)의 두 항 중 Klobuchar 모델의 보정 정보에 의존하지 않은 두 번째 항($F_{pp} \cdot \tau_{vert}$)만을 사용하였다. 따라서 천정 방향 전리층 지연 잔류 오차의 표준편차 σ_{vert}는 τ_{vert}로 설정하였다.

4.2 시뮬레이션 결과

4.2.1 LEO 단독 항법 성능 평가

Fig. 1은 시간에 따른 LEO SoP 항법의 NED 방향 위치 추정 오차 표준편차와 가시 위성 수를 나타낸다. 상단 그래프의 연파랑, 주황, 노랑 실선은 각각 north, east, down 방향의 위치 추정 오차 표준편차를 나타내며, 하단 그래프는 가시 위성 수를 나타낸다. 100분 동안 north, east, down 방향의 평균 위치 추정 오차 표준편차는 각각 약 5.40 m, 9.94 m, 그리고 11.37 m로 나타났으며, 3차원 위치 오차 표준편차의 평균은 약 16.08 m이다. 본 연구의 성능 분석 결과는 도플러 추적 오차만을 고려한 Allahvirdi-Zadeh et al. (2025)의 수 m 수준 성능보다는 낮지만, 이는 제안한 오차 모델을 통해 도플러 측정치의 개별 오차 요소 및 특성을 반영한 결과이다. 이러한 조건에서도 GNSS 재밍 또는 스푸핑 등으로 인해 GNSS가 가용 불가능한 상황에서 LEO SoP 단독 항법이 대체 항법 수단으로 활용될 수 있는 가능성을 보여준다.

GNSS 기반 항법과 마찬가지로 SoP 항법의 위치 결정 성능도 위성 기하에 의존하므로, 기하학적 다양성이 상대적으로 제약되는 수직(down) 방향의 평균 위치 결정 성능이 가장 낮게 나타난다. 다만 방향에 따른 추정 성능 차이는 의사거리 기반 측위만큼 두드러지지는 않는데, 이는 도플러 측정치에서 위치에 대한 관측성이 의사거리 측정치처럼 시선 벡터에 직접 반영되지 않고 위성과 사용자 간 상대속도와의 내적 항을 통해 나타나기 때문이다.

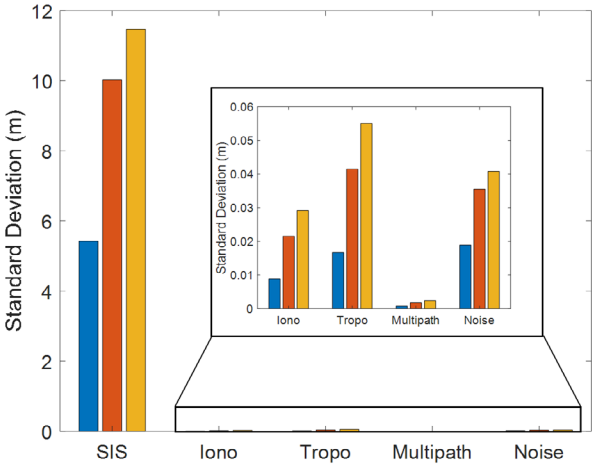


Fig. 2. Average contribution of each error source to the position estimation error in the North (light-blue bar), East (orange bar), and Down (yellow bar) directions.

Fig. 2는 SIS 오차, 전리층 오차, 대류층 오차, 다중경로 오차 및 수신기 잡음 오차가 100분 동안 위치 추정 오차에 미치는 평균 기여도를 나타낸다. 연파랑, 주황, 노란 막대는 각각 north, east, down 방향에 대한 기여를 나타낸다. 각 오차의 기여도는 해당 오차 요소의 표준편차를 위치 도메인으로 변환하여 평가되며, SIS 오차의 down 방향 위치 오차 기여는 Eq. (34)와 같이 평가된다.

$$\sqrt{\sum_{i=1}^{N} S_{down,i}^2 \cdot \sigma_{SIS,i}^2} \tag{34}$$

여기서 $S_{down,i}$은 i번째 위성에 대응하는 WLS 기반 추정 행렬의 down 방향 성분을 나타낸다. 나머지 오차 요소 및 방향에 대해서도 동일한 방식을 적용한다.

본 연구에서 가정한 시뮬레이션 조건 하에서 오차 요소 중 SIS 오차가 가장 큰 기여를 보이며, 나머지 요소의 기여는 m 수준 이하로 나타났다. 특히 다중경로 오차의 기여가 가장 낮게 나타났는데, 이는 도플러 다중경로 오차가 ADR 다중경로 오차의 시간 변화량으로 정의되어 mm 수준의 다중경로 표준편차에 rad/s 규모의 앙각 변화율이 곱해지기 때문이다. 이러한 결과는 도플러 기반 속도 추정에서 다중경로의 영향이 미미하다고 보고한 Zhang et al. (2006)의 분석과도 일치한다.

4.2.2 LEO/GPS 항법 성능 평가

Fig. 3은 GPS 의사거리 측정치를 단독으로 사용하는 경우와 LEO 도플러 측정치를 함께 사용하는 경우, 그리고 LEO 도플러 측정치만을 단독으로 사용하는 경우에 대해 100분 동안의 3차원 위치 오차 표준편차를 나타낸다. 빨간 실선은 GPS 단독 항법을, 파란 실선은 LEO 도플러 측정치를 함께 사용하는 경우를, 그리고 회색 실선은 LEO 도플러 측정치만을 사용하는 경우를 나타낸다. GPS 의사거리 측정치에 포함된 전리층 및 대류층 잔류 오차는 ADR 측정치와 동일한 모델을 적용하였으며 (Eqs. (18, 26)), SIS 오차는 DoD (2020)에서 제시한 1.9 m를, 다중경로 오차와 수신기 잡음은 Misra & Enge (2006)의 1 m와 0.5 m를 각각 가정하였다.

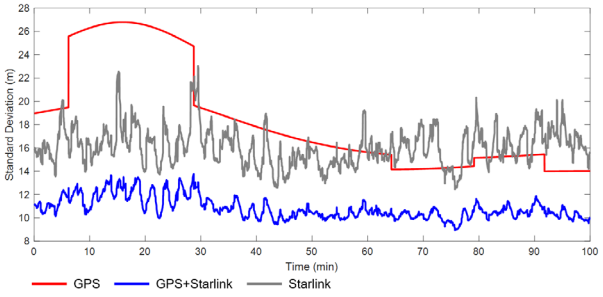


Fig. 3. Standard deviation of the 3D position error for GPS-only (red), GPS augmented with LEO SoP (blue), and LEO SoP standalone (gray).

GPS를 단독으로 사용하는 경우 십수 m 수준의 위치 오차가 발생하는데, 이는 본 연구에서 가정한 전리층 잔류 오차의 영향이 지배적으로 작용한 결과이다. 따라서 해당 결과는 DoD (2020)에서 제시하는 GPS 측위 성능 대비 보수적으로 평가된 성능에 해당한다. 중궤도 위성의 특성상 위성 기하의 변화가 느려 시간에 따른 성능 변화도 완만하게 나타나는 것을 확인할 수 있다. LEO 도플러 측정치를 함께 사용하는 경우 100분 동안 GPS 단독 대비 평균 38.8%, LEO 단독 대비 평균 32.4%의 위치 오차 감소를 보였다. 이를 통해 LEO SoP 측정치가 GNSS 항법의 성능 향상에 유의미하게 기여할 수 있음을 확인하였다. 또한, LEO 위성의 빠른 기하 변화로 인해 측위 성능이 시간에 따라 급격하게 변동하는 것을 확인하였다.

5. 결론

본 연구에서는 LEO 위성 기반 SoP 항법의 정확한 성능 평가를 위해 도플러 천이 측정치에 포함된 오차 요소를 체계적으로 분석하고, 각 오차 요소에 대한 표준편차 모델을 제안하였다. 도플러 측정치 오차는 그 원인에 따라 위성의 위치·속도·시계 오차 추정의 불확실성에 기인하는 SIS 오차, 전리층 및 대류층 지연을 보정하고 남은 잔류 전파 오차, 그리고 다중경로 오차와 수신기 잡음으로 구성되는 사용자 오차로 분류된다. SIS 오차 모델은 LEO 위성이 GNSS 수신기를 탑재한 상황을 가정하여 해석적 도플러 측정치 모델의 선형화를 통해 도출하였으며, 잔류 전파 오차에 대해서는 GNSS 보정 모델의 잔류 오차가 가우시안 자기상관 함수를 따른다는 가정 하에 시간 변화량의 표준편차 모델을 도출하였다. 다중경로 오차의 경우 GNSS 경험적 다중경로 모델을 기반으로 전파 오차 모델과 동일한 과정을 통해 다중경로 오차 변화량에 대한 표준편차 모델을 도출하였으며, 도플러 추적 오차 모델의 경우 Won & Pany (2017)이 제안한 폐루프 기반 추적 오차 모델을 활용하였다.

제안한 오차 모델을 활용하여 Starlink 위성군을 가정한 측위 성능 분석을 수행하였다. LEO 도플러 측정치를 단독으로 사용하는 경우 3차원 위치 오차 표준편차의 평균은 약 16.08 m로 나타났으며, 위성 기하의 다양성이 상대적으로 제약되는 수직 방향

의 위치 결정 성능이 가장 낮게 나타났다. 하지만 위치에 대한 관측성이 시선 벡터와 상대속도의 내적 항을 통해 반영되는 도플러 측정치의 특성으로 인해 방향에 따른 측위 성능 차이는 의사거리 기반 측위만큼 두드러지지 않았다. 오차 요소별 기여 분석 결과 SIS 오차가 가장 지배적이었으며, 다중경로 오차의 기여가 가장 작게 나타났다. 또한, GPS 의사거리 측정치에 LEO 도플러 측정치를 결합하는 경우 100분 동안 3차원 위치 오차 표준편차의 평균이 약 38.8 % 감소하여, LEO SoP 측정치가 GNSS 항법의 성능 향상에 기여할 수 있음을 확인하였다.

본 연구에서 제안한 오차 모델은 개활지 환경을 가정하였으며, 도심과 같이 다중경로의 시간 상관성이 낮은 환경에 적용하기 위해서는 실제 LEO 도플러 측정치를 수집하여 다중경로 오차를 추출하고 이를 기반으로 한 통계적 특성 분석 및 오차 모델링이 요구된다. 또한 LEO 위성의 운용 고도가 전리층 분포 내에 위치하는 특성을 반영하기 위해서는 NeQuick 모델 기반의 전리층 잔류 오차 모델에 대한 연구가 필요하다. 마지막으로, LEO 위성이 GNSS 측정치를 활용하여 상태 벡터를 추정하는 경우 사용자 측정치 간에 발생하는 상관성과 이것이 측위 성능에 미치는 영향에 대한 분석이 후속 연구로 요구된다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 한화에어로스페이스(주)의 “저궤도 위성 PNT 핵심 기술 자체 선행개발 과제 용역”의 지원을 받아 수행되었습니다.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, G. Nam, and J. Do; methodology, G. Nam; software, G. Nam, and J. Do; validation, G. Nam, P. H. Choi, and J. Lee; formal analysis, G. Nam; investigation, G. Nam, and P. H. Choi; resources, G. Nam; data curation, G. Nam, and J. Do; writing—original draft preparation, G. Nam; writing—review and editing, G. Nam, and J. Lee; visualization, G. Nam; supervision, J. Lee; project administration, J. Lee; funding acquisition, J. Lee.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Allahvirdi-Zadeh, A., El-Mowafy, A., & Wang, K. 2025, Doppler positioning using multi-constellation LEO satellite broadband signals as signals of opportunity, NAVIGATION, 72, navi.691. https://doi.org/10.33012/navi.691

Baron, A., Gurfil, P., & Rotstein, H. 2024, Implementation and accuracy of Doppler navigation with LEO satellites, NAVIGATION, 71, navi.649. https://doi.org/10.33012/navi.649

Collins, J. P. & Langley, R. B. 1999, Possible weighting schemes for GPS carrier phase observations in the presence of multipath, Final contract report for the U.S. Army Corps of Engineers Topographic Engineering Center, No. DAAH04-96-C-0086/TCN 98151

Department of Defense (DoD) 2020, Global Positioning System Standard Positioning Service Performance Standard, 5th ed., Washington, DC

Ippolito Jr., L. J. 2017, Satellite Communications Systems Engineering: Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance (Hoboken: John Wiley & Sons). https://doi.org/10.1002/9781119259411

Khanafseh, S., Kujur, B., Joerger, M., Walter, T., Pullen, S., et al. 2018, GNSS multipath error modeling for automotive applications, In Proceedings of the 31st International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2018), Miami, Florida, 24-28 September 2018, pp.1573-1589. https://doi.org/10.33012/2018.16107

Kim, N. M., Min, D., Nam, G., & Lee, J. 2026, Position domain inertial-aided ambiguity resolution for high-integrity single-epoch RTK, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 62, 1426-1440. https://doi.org/10.1109/TAES.2025.3634315

McGraw, G. A., Murphy, T., Brenner, M., Pullen, S., & Van Dierendonck, A. J. 2000, Development of the LAAS accuracy models, In Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2000), Salt Lake City, UT, 19-22 September 2000, pp.1212-1223, https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=1523

Microchip Technology 2018, SA.45s CSAC Chip-Scale Atomic Clock, Datasheet FTC-CSAC, Rev. C

Misra, P. & Enge, P. 2006, Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. (Lincoln: Ganga-Jamuna Press).

Nam, G., Do, J., Lee, J., & Bae, J. 2025, Signal of opportunity LEO-PNT: error sources and performance analysis, In Proceedings of the 2025 KSAS Spring Conference, Goseong, Korea, 11 November 2025.

Psiaki, M. L. 2021, Navigation using carrier Doppler shift from a LEO constellation: TRANSIT on steroids, NAVIGATION, 68, 621-641. https://doi.org/10.1002/navi.438

Reid, T. G. R., Neish, A. M., Walter, T., & Enge, P. K. 2018,

Broadband LEO constellations for navigation, NAVIGATION, 65, 205-220. https://doi.org/10.1002/navi.234

RTCA 2020, Minimum Operational Performance Standards for Global Positioning System/Satellite-Based Augmentation System Airborne Equipment, RTCA DO-229F, Washington, DC

Safran Navigation & Timing 2025, EWOS0535 OCXO Specification

Won, J.-H. & Pany, T. 2017, Signal processing, in Springer Handbook of Global Navigation Satellite Systems, eds. Teunissen, P. J. G. & Montenbruck, O. (Cham: Springer International Publishing), pp.401-442. https://doi.org/10.1007/978-3-319-42928-1_14

Zhang, J., Zhang, K., Grenfell, R., & Deakin, R. 2006, On the Relativistic Doppler Effect for Precise Velocity Determination using GPS, Journal of Geodesy, 80, 104-110. https://doi.org/10.1007/s00190-006-0038-8

Zhang, Q. & Xu, B. 2025, Analysis of multipath effects on LEO ranging-based positioning using BPSK and BOC signals in urban areas, Advances in Space Research, 75, 3298-3309. https://doi.org/10.1016/j.asr.2024.11.049

APPENDIX A

Eq. (15)의 첫 번째 편미분항(첫 번째 위치 성분에 대한 편미분)은 곱의 미분을 활용하여 Eq. (A1)과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{\partial}{\partial x^i}\left(-\frac{\left(Rr^i-r_R\right)^T}{\|Rr^i-r_R\|_2}Rv^i\left(\frac{1}{1+\frac{1}{c}\frac{(Rr^i-r_R)^T}{\|Rr^i-r_R\|_2}\left(Rv^i-(\Omega_e\times Rr^i)\right)}\right)\right)$$
$$=\frac{\partial}{\partial x^i}\left(-\frac{\left(Rr^i-r_R\right)^T}{\|Rr^i-r_R\|_2}Rv^i\right)\left(\frac{1}{1+\frac{1}{c}\hat{e}_R^{i\,T}\left(Rv^i-(\Omega_e\times Rr^i)\right)}\right)$$
$$-\hat{e}_R^{i\,T}Rv^i\frac{\partial}{\partial x^i}\left(\frac{1}{1+\frac{1}{c}\frac{(Rr^i-r_R)^T}{\|Rr^i-r_R\|_2}\left(Rv^i-(\Omega_e\times Rr^i)\right)}\right) \quad \text{(A1)}$$

Eq. (A1)의 첫 번째 편미분항은 곱의 미분, 몫의 미분, 그리고 벡터 내적에 대한 미분 성질을 기반으로 Eq. (A2)와 같이 계산된다.

$$\frac{\partial}{\partial x^i}\left(-\frac{\left(Rr^i-r_R\right)^T}{\|Rr^i-r_R\|_2}Rv^i\right)=\frac{r^{i\,T}R^TRe_1-r_R^TRe_1}{\|Rr^i-r_R\|_2^2}\hat{e}_R^{i\,T}Rv^i-\frac{e_1^TR^TRv^i}{\|Rr^i-r_R\|_2} \quad \text{(A2)}$$

Eq. (A2)에서 $e_1\in\mathbb{R}^3$는 첫 번째 성분이 1이고 나머지 성분이 0인 벡터를 나타낸다.

Eq. (A1)의 두 번째 편미분항은 몫의 미분을 기반으로 Eq. (A3)과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial}{\partial x^i}\left(\frac{1}{1+\frac{1}{c}\frac{(Rr^i-r_R)^T}{\|Rr^i-r_R\|_2}\left(Rv^i-(\Omega_e\times Rr^i)\right)}\right)$$
$$=\frac{1}{\left(1+\frac{1}{c}\hat{e}_R^{i\,T}\left(Rv^i-(\Omega_e\times Rr^i)\right)\right)^2}\frac{1}{c}\frac{\partial}{\partial x^i}\left(\frac{\left(Rr^i-r_R\right)^T}{\|Rr^i-r_R\|_2}\left(Rv^i-\left(\Omega_e\times Rr^i\right)\right)\right) \quad \text{(A3)}$$

Eq. (A3)의 편미분항은 곱의 미분을 기반으로 Eq. (A4)와 같이 전개된다.

$$\frac{\partial}{\partial x^i}\left(\frac{\left(Rr^i-r_R\right)^T}{\|Rr^i-r_R\|_2}\left(Rv^i-\left(\Omega_e\times Rr^i\right)\right)\right)$$
$$=\frac{\partial}{\partial x^i}\left(\frac{\left(Rr^i-r_R\right)^T}{\|Rr^i-r_R\|_2}\right)\left(Rv^i-\left(\Omega_e\times Rr^i\right)\right)+\frac{\left(Rr^i-r_R\right)^T}{\|Rr^i-r_R\|_2}\frac{\partial}{\partial x^i}\left(Rv^i-\left(\Omega_e\times Rr^i\right)\right) \quad \text{(A4)}$$

Eq. (A4)의 첫 번째 미분항은 Eq. (A2)의 첫 번째 미분항으로부터 계산될 수 있으며, 두 번째 미분항은 위치에 대한 편미분항이기 때문에 Eq. (A5)와 같이 계산된다.

$$\frac{\partial}{\partial x^i}\left(Rv^i-\left(\Omega_e\times Rr^i\right)\right)=-\Omega_e\times Re_1 \quad \text{(A5)}$$

Eqs. (A2–A5)를 사용하여 Eq. (A1)을 평가하면 $G_{i,1}$은 Eq. (A6)과 같이 계산된다.

$$\frac{1}{c}\left\{-\left(\frac{r^{i\,T}R^TRe_1-r_R^TRe_1}{\|Rr^i-r_R\|_2^2}\hat{e}_R^i-\frac{Re_1}{\|Rr^i-r_R\|_2}\right)^T\left(Rv^i-\left(\Omega_e\times Rr^i\right)\right)-\hat{e}_R^{i\,T}\left(\Omega_e\times Re_1\right)\right\} \quad \text{(A6)}$$

Eq. (15)의 두 번째 편미분항(첫 번째 속도 성분에 대한 편미분)은 곱의 미분을 활용하여 Eq. (A7)과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{\partial}{\partial v_x^i}\left(-\hat{e}_R^{i\,T}Rv^i\left(\frac{1}{1+\frac{1}{c}\hat{e}_R^{i\,T}\left(Rv^i-(\Omega_e\times Rr^i)\right)}\right)\right)$$
$$=\frac{\partial}{\partial v_x^i}\left(-\hat{e}_R^{i\,T}Rv^i\right)\left(\frac{1}{1+\frac{1}{c}\hat{e}_R^{i\,T}\left(Rv^i-\left(\Omega_e\times Rr^i\right)\right)}\right)$$
$$-\hat{e}_R^{i\,T}Rv^i\frac{\partial}{\partial v_x^i}\left(\frac{1}{1+\frac{1}{c}\hat{e}_R^{i\,T}\left(Rv^i-(\Omega_e\times Rr^i)\right)}\right) \quad \text{(A7)}$$

Eq. (A7)의 첫 번째 편미분항은 벡터 내적에 대한 미분 성질을 기반으로 Eq. (A8)과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial}{\partial v_x^i}\left(-\hat{e}_R^{i\,T}Rv^i\right)=\hat{e}_R^{i\,T}Re_1 \quad \text{(A8)}$$

Eq. (A7)의 두 번째 편미분항은 몫의 미분 성질을 활용해 Eq. (A9)와 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{\partial}{\partial v_x^i}\left(\frac{1}{1+\frac{1}{c}\hat{e}_R^{i\,T}\left(Rv^i-(\Omega_e\times Rr^i)\right)}\right)$$
$$=-\frac{1}{\left(1+\frac{1}{c}\hat{e}_R^{i\,T}\left(Rv^i-(\Omega_e\times Rr^i)\right)\right)^2}\frac{1}{c}\frac{\partial}{\partial v_x^i}\left(\hat{e}_R^{i\,T}\left(Rv^i-\left(\Omega_e\times Rr^i\right)\right)\right) \quad \text{(A9)}$$

Eq. (A9)의 편미분항은 벡터 내적의 미분 성질을 활용하면 Eq. (A10)과 같이 계산된다.

$$\frac{\partial}{\partial v_x^i}\left(\hat{e}_R^{i\,T}\left(Rv^i-\left(\Omega_e\times Rr^i\right)\right)\right)=\hat{e}_R^{i\,T}Re_1 \tag{A10}$$

Eqs. (A8 – A10)을 기반으로 Eq. (A7)을 평가하면 $G_{i,4}$는 Eq. (A11)과 같이 계산된다.

$$\frac{1}{c}\left\{-\left(\frac{r^{i\,T}R^TRe_1-r_R^TRe_1}{\|Rr^i-r_R\|_2^2}\hat{e}_R^i-\frac{Re_1}{\|Rr^i-r_R\|_2}\right)^T\left(Rv^i-\left(\Omega_e\times Rr^i\right)\right)-\hat{e}_R^{i\,T}\left(\Omega_e\times Re_1\right)\right\} \tag{A11}$$

APPENDIX B

전리층 잔류 오차 변화량의 표준편차를 계산하기 위해 시간 변화 Δt 동안의 전리층 잔류 오차의 수치적 변화량을 Eq. (B1)과 같이 정의하였다.

$$\frac{\Delta I_{R,f}^i(t+\Delta t)-\Delta I_{R,f}^i(t)}{\Delta t} \tag{B1}$$

전리층 잔류 오차는 영평균의 가우시안 분포를 따르기 때문에 Eq. (B1)도 영평균의 가우시안 분포를 갖는다. 따라서 Eq. (B1)의 분산은 Eq. (B2)와 같이 계산된다.

$$\mathbb{E}\left[\left(\frac{\Delta I_{R,f}^i(t+\Delta t)-\Delta I_{R,f}^i(t)}{\Delta t}\right)^2\right]=\left(\frac{1}{\Delta t}\right)^2\mathbb{E}\left[\left(\Delta I_{R,f}^i(t+\Delta t)\right)^2\right]+\left(\frac{1}{\Delta t}\right)^2\mathbb{E}\left[\left(\Delta I_{R,f}^i(t)\right)^2\right]-2\left(\frac{1}{\Delta t}\right)^2\mathbb{E}\left[\Delta I_{R,f}^i(t+\Delta t)\cdot\Delta I_{R,f}^i(t)\right] \tag{B2}$$

Eq. (B2)에서 마지막 항을 평가하기 위해서는 전리층 잔류 오차의 시간 상관성에 대한 평가가 필요하다. 이에 본 연구에서는 전리층 지연 잔류 오차의 자기상관 함수를 Eq. (23)과 같은 가우시안 자기상관 함수로 가정하였으며, Eq. (B2)는 Eq. (B3)과 같이 표현된다.

$$\mathbb{E}\left[\left(\frac{\Delta I_{R,f}^i(t+\Delta t)-\Delta I_{R,f}^i(t)}{\Delta t}\right)^2\right]=\left(\frac{\sigma_{vert}}{\Delta t}\right)^2\left(F_{pp}(t+\Delta t)^2+F_{pp}(t)^2-2F_{pp}(t+\Delta t)F_{pp}(t)e^{\left(-\frac{\Delta t^2}{\tau_{iono}}\right)}\right) \tag{B3}$$

Δt가 충분히 작은 상황에서 지수함수 형태의 자기상관항은 Eq. (B4)와 같이 근사될 수 있다.

$$e^{\left(-\frac{\Delta t^2}{\tau_{iono}}\right)}\approx 1-\frac{\Delta t^2}{\tau_{iono}} \tag{B4}$$

이를 Eq. (B3)에 대입하면 전리층 잔류 오차의 수치적 시간 변화량의 분산은 Eq. (B5)와 같이 표현된다.

$$\mathbb{E}\left[\left(\frac{\Delta I_{R,f}^i(t+\Delta t)-\Delta I_{R,f}^i(t)}{\Delta t}\right)^2\right]\approx\sigma_{vert}^2\left(\frac{F_{pp}(t+\Delta t)-F_{pp}(t)}{\Delta t}\right)^2+2\sigma_{vert}^2\frac{F_{pp}(t+\Delta t)F_{pp}(t)}{\tau_{iono}} \tag{B5}$$

따라서, Eq. (B5)의 Δt를 0으로 보내면 전리층 잔류 오차 시간 변화량의 분산은 Eq. (B6)과 같이 계산된다.

$$\lim_{\Delta t\to 0}\mathbb{E}\left[\left(\frac{\Delta I_{R,f}^i(t+\Delta t)-\Delta I_{R,f}^i(t)}{\Delta t}\right)^2\right]=\sigma_{vert}^2\dot{F_{pp}}^2+\frac{2\sigma_{vert}^2F_{pp}^2}{\tau_{iono}} \tag{B6}$$



Gihun Nam received his B.S., M.S., and Ph.D. degrees in Aerospace Engineering from Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), Daejeon, Republic of Korea, in 2019, 2021, and 2026, respectively. His research interests include multi-sensor integration and GNSS augmentation systems.



Jimin Do received his B.S. degree in Aerospace Engineering from Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), Daejeon, Republic of Korea, in 2025. He is currently a Ph.D. student at KAIST, working on LEO PNT systems.



Pil Hun Choi received his B.S. degree in Aerospace Engineering from KAIST in 2015 and his Ph.D. in the same field from KAIST in 2025. Since August 2025, he has been with the Navigation Development Team of the LS Division at Hanwha Aerospace. His research interests include integrated navigation systems, PNT technologies, and LEO-PNT system design.



Jiyun Lee received the Ph.D. degree in Aeronautics and Astronautics from Stanford University, Stanford, CA, USA, in 2005. She is a full professor with the Department of Aerospace Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST). She has authored over 100 research papers in the field of GNSS applications and safety critical systems.

JPNT 15(3), 461-472 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.461

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

실내 측위를 위한 펄싱 의사위성 신호 수신의 SDR 기반 다중 피크 획득 알고리즘

박성진[1], 맹주현[2], 기창돈[1†]

SDR-Based Multi-Peak Acquisition Algorithm for Pulsed Pseudolite Signal Reception in Indoor Environments

Seongjin Park[1], Juhyun Maeng[2], Changdon Kee[1†]
[1]Department of Aerospace Engineering and SNU-IAMD, Seoul National University, Seoul 08826, Korea
[2]Korea Aerospace Research Institute, Daejeon 34133, Korea

ABSTRACT

Global Navigation Satellite System (GNSS) signals are often unavailable indoors, and pseudolites provide carrier-phase measurements for indoor positioning. Periodic pulsing mitigates the near-far problem and inter-channel interference but creates repeated Doppler peaks. In indoor multipath, changes in effective signal strength can alter peak ranking, causing conventional maximum-peak acquisition to initialize tracking outside the pull-in range. This paper proposes a software-defined radio (SDR)-based max-peak-centered multi-peak acquisition algorithm. The suggested algorithm retains the maximum peak as an anchor, selects additional candidates at the spacing determined by the pulse repetition period, and tracks them in parallel. The candidate achieving navigation frame synchronization is selected as the true Doppler candidate. Recorded intermediate frequency data from five pulsed pseudolites at 16 indoor grid points were reprocessed with N = 1, 3, 5, and 7. Frame synchronization increased from 58/80 at N = 1 to 77/80 at N = 5, and points with fewer than four synchronized signals decreased from seven to zero. At N = 7, success did not improve despite that cumulative candidate channels increased from 430 to 538, thus indicating that N = 5 was sufficient. The method requires only receiver-side processing and can improve carrier-phase availability without transmitter or RF modifications.

Keywords: pseudolite, pulsed signal, signal acquisition, software-defined radio
주요어: 의사위성, 펄싱 신호, 신호 획득, 소프트웨어 정의 수신기

1. 서론

위성항법시스템 (Global Navigation Satellite System, GNSS)은 개활 환경에서 안정적인 위치・항법・시각 정보를 제공하지만, 실내 환경에서는 신호 차단, 감쇠, 다중경로 및 비가시선 (Non-Line-of-Sight, NLOS) 전파로 인해 활용이 제한된다 (Kaplan & Hegarty 2006, Misra & Enge 2006). 이를 보완하기 위해 Wi-Fi, Bluetooth Low Energy (BLE), ultra-wideband (UWB), 관성센서 및 영상 기반 항법 등 다양한 실내 측위 기법이 연구되어 왔다 (Zhuang et al. 2015). 그중 의사위성은 지상에서 GNSS와 유사한 코드 및 반송파 신호를 송신하므로, 기존 GNSS 수신기의 획득, 추적 및 항법 구조를 그대로 이용하면서 실내에서 코드 및 반송파 위상 측정치를 얻을 수 있다 (Cobb 1997).

의사위성 기반 실내 측위 시스템은 여러 송신기를 공간적으로 배치하는 분산형 구조, Global Positioning System (GPS) 신호를 실내로 중계하는 재송신 구조, 단일 송신부에서 복수의 pseudo-

Received Aug 11, 2026 **Revised** Aug 23, 2026 **Accepted** Sep 10, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: kee@snu.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

random noise (PRN) 신호를 생성하는 구조 등 다양한 형태로 구현되어 왔다. Kee et al. (2003)은 분산형 의사위성의 송신기 위치 보정 방법을 제시하여 실내 정밀 측위의 기하 조건을 확보하였고, Xu et al. (2015)은 GPS 유사 재송신호를 일반 수신기에 적용하는 구조를 제안하였으며, Kim et al. (2020)은 단일 송신부에서 복수의 GPS 유사 신호를 생성하여 반송파 위상 기반 실내 정밀 측위를 실험적으로 검증하였다. 이들 연구는 송신부 구성과 측위 기하를 중심으로 실내 의사위성 시스템의 실현 가능성을 확립하였다.

그러나 의사위성은 지상에서 신호를 송신하므로 위성 신호에는 없는 수신 문제를 함께 갖는다. 대표적인 것이 near-far problem (근원거리 문제)이다. 의사위성 시스템에서는 송수신 거리가 짧으므로 동일한 수신기 이동에도 각 송신기까지의 상대적인 거리 변화가 크게 나타날 수 있다. 특히 수신기가 특정 송신기에 가까워지는 동시에 다른 송신기에서 멀어지면 송신기별 거리비가 달라지고, 이에 따라 각 신호의 수신 전력 차이가 크게 변할 수 있다. 이때 수신 신호 전체의 크기에 맞추어 이득을 조절하는 automatic gain control (AGC)은 가장 강한 신호를 기준으로 동작하게 되고, 그 결과 약한 신호는 analog-to-digital converter (ADC)의 양자화 분해능 아래로 내려가 손실된다. 또한 강한 신호와 약한 신호의 PRN 코드 사이에서 발생하는 상호상관 성분이 약한 신호의 상관 피크보다 커질 수 있어 약한 신호는 검출 자체가 어려워진다 (Cobb 1997, Kee et al. 2003).

이 문제를 완화하기 위해 의사위성 신호에는 펄싱 기법이 적용된다. 펄싱은 각 채널의 신호를 정해진 주기에 따라 짧은 시간 동안만 송신하는 방식으로, 채널마다 송신 구간을 다르게 배정하면 특정 시점에 하나의 강한 신호만 존재하게 되므로 평균 수신 전력과 채널 간 상호상관이 함께 감소한다 (Borio & O'Driscoll 2014). So et al. (2010)은 이러한 펄싱 의사위성 신호에 대해 벡터 추적 기반 수신기를 구현하여 실내 항법 성능을 검증하였다.

반면 펄싱은 수신기의 신호 획득 단계에 새로운 문제를 만든다. 시간 영역에서 신호를 주기적으로 켜고 끄는 것은 주파수 영역에서 원 신호 스펙트럼을 펄스 반복 주파수 간격으로 복제하는 것과 같으므로, 코드 지연・도플러 영역의 cross ambiguity function (CAF)은 참 도플러에 하나의 피크만 갖지 않고 일정 간격의 반복 피크를 갖는 형태로 왜곡된다. 이 때문에 일반적인 수신기의 상관기로 신호를 획득하면 참 도플러가 아닌 side lobe 위치의 피크가 최대값으로 선택되어, 잘못된 초기 도플러로 추적이 시작되는 false frequency lock (주파수 오잠금)이 발생할 수 있다. O'Driscoll et al. (2011)은 펄싱이 AGC, ADC, 신호 획득 및 추적 전반에 미치는 영향을 정리하였고, Jang et al. (2015)은 인접 주파수 측엽 위치에 추가 상관기를 배치하고 그 출력을 비교하여 false frequency lock을 검출・보정하는 방법을 제시하였다.

실내 환경에서는 이 문제가 더 심해진다. 직접파와 반사파가 반송파 위상에 따라 서로 상쇄되면 수신 신호의 유효 크기가 감소하고, 잡음과 수신기 처리 잔차의 상대적 비중이 커져 반복 피크 사이의 크기 순서가 바뀐다 (Braasch 1996, Strode & Groves 2016). 이 경우 최대 피크는 참 도플러에서 반복 간격만큼 떨어진 위치에 나타나며, 그 주파수 오차는 추적 루프가 초기 오차를 스스로 줄여 수렴시킬 수 있는 범위인 pull-in range를 크게 벗어난다 (Shen et al. 2016). 그 결과 신호가 실제로 수신되고 있어도 항법 데이터의 비트 경계를 확정하는 비트 동기(bit synchronization)와 항법 프레임의 시작 위치를 확인하는 프레임 동기(frame synchronization)에 도달하지 못하여 해당 신호는 측위에 사용할 수 없게 된다. 3차원 위치와 수신기 시계 오차를 동시에 추정하려면 한 지점에서 최소 네 개의 신호가 필요하므로 (Kaplan & Hegarty 2006), 이러한 실패가 여러 PRN에서 동시에 발생하면 해당 지점에서는 측위 자체가 불가능해진다.

본 연구는 이 문제를 software-defined radio (SDR) 수신기에서 다룬다. SDR은 기록된 intermediate frequency (IF) 데이터를 반복하여 후처리할 수 있고 획득 단계의 상관 결과와 도플러 스펙트럼 등 중간 산출물을 직접 확인할 수 있으므로, 도플러 후보 선정 규칙만 바꾸고 나머지 처리 조건을 동일하게 유지한 상태에서 알고리즘의 효과를 분리하여 검증하기에 적합하다 (Pany et al. 2024). 본 논문은 이러한 환경에서 여러 개의 도플러 피크를 병렬로 추적하는 것이 신호 획득 가용성에 어떤 이득을 주는지를 정량적으로 확인하는 기초 연구에 해당한다. 제안 방법은 기존 수신기가 이미 수행하는 최대 피크 선택 결과를 그대로 사용하고 그 주변에 도플러 후보 채널을 추가하는 구조이므로, 병렬 상관 채널을 갖춘 일반 하드웨어 수신기로도 확장할 수 있다.

제안하는 최대 피크 중심 다중 피크 획득 알고리즘은 기존 획득기의 전역 최대 피크를 첫 번째 도플러 후보로 유지하고, 펄스 반복 주기로부터 계산한 도플러 후보 탐색 간격만큼 떨어진 위치를 추가 목표로 예측한 뒤 각 목표에 가장 가까운 실측 국소 피크를 도플러 후보로 대응시킨다. 도플러 후보 수 N이 1인 경우 제안 방법은 기존 최대 피크 방식과 동일하므로, 동일한 IF 데이터에 대한 N=1,3,5,7 비교를 통해 도플러 후보 집합 확장의 효과만을 분리하여 평가할 수 있다. 각 도플러 후보는 병렬 추적 채널에 할당하며, 비트 동기로 항법 데이터의 비트 경계를 확립한 후 프리앰블 (preamble)과 항법 프레임을 정상적으로 판독하여 프레임 동기에 성공한 도플러 후보를 참 도플러 후보로 판정한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장은 펄싱 신호의 반복 도플러 피크와 단일 피크 획득의 한계를 설명하고, 3장은 short-delay 다중경로에 따른 반송파 페이딩과 유효 신호대잡음비 (Signal-to-noise-ratio, SNR) 저하를 분석한다. 4장은 최대 피크 중심 도플러 후보 생성 규칙과 프레임 동기 기반 도플러 검증 절차를 제시한다. 5장과 6장은 동일한 IF 데이터에 대한 N=1,3,5,7 비교 실험과 결과를 다루며, 7장에서 결론을 제시한다.

2. 펄싱 의사위성 신호의 획득 문제

2.1 펄싱에 의한 반복 도플러 피크 구조

비펄싱 GPS 유사 기저대역 신호를 $s_0(t)$라 하면, 펄싱 의사위성 신호는 Eq. (1)과 같이 표현된다.

$$s_p(t) = s_0(t)p(t) \tag{1}$$

여기서 $p(t)$는 펄스 반복 주기 T_r과 펄스 폭 T_p를 갖는 주기적 게이팅 함수이며 Eq. (2)와 같다.

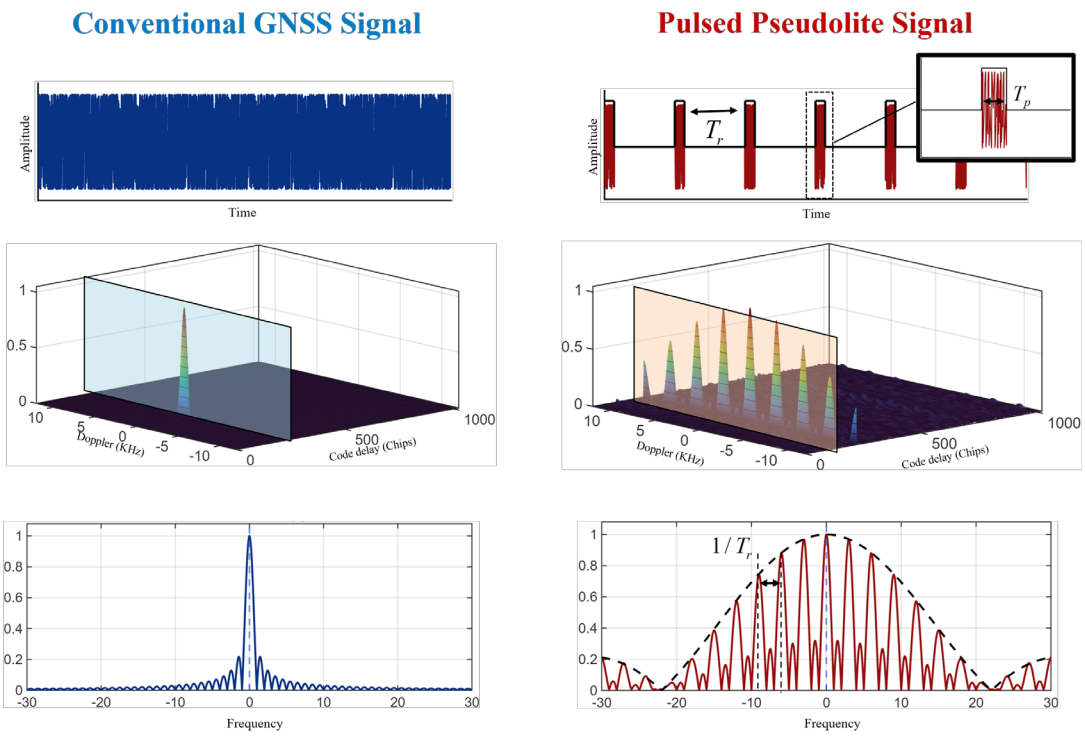


Fig. 1. Signal acquisition structure: non-pulsed (left) vs. pulsed pseudolite (right). Pulsing produces repeated Doppler peaks.

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t - nT_r}{T_P}\right) \tag{2}$$

주기적 펄스열은 주기 T_r을 가지므로 Eq. (3)과 같이 푸리에 급수로 전개할 수 있으며, 기본 반복 주파수는 f_r=1/T_r이 된다.

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_k \exp(j2\pi k f_r t), f_r = \frac{1}{T_r} \tag{3}$$

여기서 P_k는 펄스열의 푸리에 급수 계수이다. Eq. (1)에 Eq. (3)을 대입하면 시간 영역의 곱이 주파수 영역의 이동으로 바뀌므로, 펄싱 신호의 스펙트럼은 Eq. (4)와 같이 원 신호 스펙트럼 $S_0(f)$가 f_r의 정수배 위치에 복제된 형태가 된다.

$$S_p(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_k S_0(f - kf_r) \tag{4}$$

코드 제거 후 원 신호의 스펙트럼이 참 도플러 f_D에 집중된다고 하면, Eq. (4)의 각 복제 성분은 Eq. (5)의 위치에 반복 피크를 형성한다.

$$f_k = f_D + kf_r, k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots \tag{5}$$

따라서 인접한 두 반복 피크의 간격은 Eq. (6)과 같이 펄스 반복 주기만으로 결정된다.

$$\Delta f_r = f_{k+1} - f_k = f_r = \frac{1}{T_r} \tag{6}$$

예를 들어 펄스 반복 주기가 333.3 μs인 신호라면 반복 피크 간격은 약 3.0 kHz가 된다. 한편 펄스 폭은 피크 간격을 결정하지 않고 각 피크의 크기만을 결정한다. 듀티비를 D=T_p/T_r이라 하면 각 피크의 진폭은 Eq. (7)과 같이 sinc 포락선의 영향을 받는다.

$$A_k \propto |P_k| = D|\text{sinc}(kD)|, \; D = \frac{T_p}{T_r} \tag{7}$$

즉 펄스 폭이 좁을수록 여러 반복 피크의 크기가 서로 비슷해지므로, 크기만으로 참 도플러에 해당하는 피크를 구분하기 어려워진다. 본 연구에서 사용한 신호의 반복 주기와 펄스 폭은 5장에서 제시한다. Fig. 1은 비펄싱 신호와 펄싱 신호의 수신 신호, 코드 지연 · 도플러 영역의 CAF 및 도플러 획득 스펙트럼을 비교한 것이다.

2.2 기존 단일 피크 획득 방식의 한계

신호 획득 단계의 목적은 추적 단계에 넘겨줄 초기 도플러 값을 정하는 것이다. 일반적인 수신기는 획득 스펙트럼에서 가장 큰 피크 하나를 골라 이 값으로 사용한다. 연속 신호에서는 참 도플러 부근에 뚜렷한 피크 하나만 형성되므로 이 방식이 자연스럽다. 그러나 펄싱 신호에서는 Eq. (5)와 같이 크기가 비슷한 반복 피크가 여러 개 함께 관측되므로 가장 큰 피크가 반드시 참 도플러에 해당한다는 보장이 없다. 3장에서 설명하듯 실내 다중경로로 신호가 약해지면 잡음과 수신기 처리 잔차의 영향이 상대적으로 커져 반복 피크의 크기 순위가 쉽게 바뀐다.

잘못된 반복 피크를 선택했을 때 추적이 실패하는 이유는 서론에서 언급한 pull-in range로 설명된다. 초기 주파수 오차가 이 범위 안에 있으면 추적 루프가 오차를 점차 줄여 참 주파수로 수

렴하지만, 범위를 벗어나면 오차가 줄어들지 않아 추적이 정상적으로 이루어지지 않는다. 이 연구가 사용한 cross × sign (dot) frequency-locked loop (FLL) 판별기와 1 ms 갱신 주기에서 단측 pull-in range는 약 250 Hz이다 (Shen et al. 2016).

이 값을 Eq. (6)의 반복 피크 간격과 비교하면 문제가 분명해진다. 반복 피크 간격 3.0 kHz는 pull-in range 250 Hz의 열두 배이다. 즉 참 도플러 바로 옆의 반복 피크 하나만 잘못 선택해도 초기 주파수 오차가 pull-in range의 열두 배가 되며, 두 칸 떨어진 피크를 선택하면 이십 사배가 된다. 이 경우 신호가 실제로 수신되고 있어도 추적 루프가 수렴하지 못해 항법 데이터를 복조할 수 없고, 결과적으로 해당 PRN은 측위에 사용할 수 없다.

서론에서 언급한 것처럼 한 지점에서 측위를 수행하려면 최소 네 개의 신호가 필요하다 (Kaplan & Hegarty 2006). 따라서 본 논문에서는 한 측정 지점에서 프레임 동기에 성공한 PRN이 4개 미만인 경우를 측위 불가 지점으로 정의하고, 도플러 후보 선정 방식에 따른 수신 가용성을 비교하는 지표로 사용한다.

이 문제는 획득 임계값이나 탐색 범위를 조정하는 것만으로는 해결되지 않는다. 획득 임계값을 높이면 약해진 신호 자체가 검출되지 않고, 탐색 범위를 넓히면 도플러 후보가 될 수 있는 반복 피크의 수와 연산량이 함께 증가한다. 어느 쪽도 여러 반복 피크 중 무엇을 선택할 것인가라는 문제를 직접 해결하지 못한다.

3. 실내 다중경로에 의한 반송파 페이딩과 피크 순위 변화

3.1 Short-delay 다중경로 신호 모델

실내 의사위성 채널의 수신 신호는 가시선 (line-of-sight, LOS) 성분과 반사 성분의 복소합으로 모델링할 수 있다. 단일 반사 성분을 고려한 2경로 기저대역 모델은 Eq. (8)과 같다 (Braasch 1996).

$$r(t) = s_p(t) + \alpha \exp(j\varphi)\exp(-j2\pi f_c \Delta\tau) s_p(t-\Delta\tau) + n(t) \quad (8)$$

여기서 α, $\Delta\tau$, φ, f_c는 각각 반사파의 상대 진폭, LOS 대비 초과 지연, 추가 위상 및 반송파 주파수이다. 실내에서 $\Delta\tau$가 코드 칩과 코히어런트 적분 구간보다 충분히 짧으면 반사 성분은 반복 피크별 대규모 주파수 선택적 변형보다 공통 복소 페이딩 계수 g를 통해 수신 신호의 유효 진폭을 변화시킨다. 지연에 따른 잔여 코드 파형 오차를 $e_{shape}(t)$로 나타내면 Eq. (9)의 근사를 얻는다. 여기서 n(t)는 수신기 대역 내 영평균 복소 가산성 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise, AWGN)이며, 표본화 후 $n[\ell] = n(\ell T_s) \overset{\text{i.i.d.}}{\sim} \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$로 가정하고 신호와 독립으로 둔다.

$$r(t) \approx g s_p(t) + e_{\text{shape}}(t) + n(t), g = 1 + \alpha\exp[j(\varphi - 2\pi f_c \Delta\tau)] \quad (9)$$

코드 제거 후 m번째 반복 피크의 이상적 복소 응답을 P_m, 잡음, 간섭 및 수신기 처리 잔차를 합친 교란을 W_m이라 하면 관측 피크는 Eq. (10)으로 표현된다. 이 모델에서 short-delay 다중경로의 주된 영향은 피크별 지연 응답의 대규모 변형이 아니라 $|g|$에 따른 공통 신호 감쇠와 유효 SNR 저하이다.

$$R_m \approx gP_m + W_m, \text{SNR}_{\text{pre}} = \frac{|P_m|^2}{\sigma_W^2}$$
$$\text{SNR}_{\text{eff}} = \frac{|gP_m|^2}{\sigma_W^2} = |g|^2 \text{SNR}_{\text{pre}} \quad (10)$$

여기서 $\sigma_W^2 = \mathbf{E}[|W_m|^2]$는 교란항 W_m의 분산이며, SNR_{pre}는 다중경로 결합 전 반복 피크의 입력 SNR, SNR_{eff}는 공통 페이딩 계수 g가 반영된 유효 SNR이다.

3.2 유효 SNR 저하와 피크 순위 불안정성

LOS와 반사파의 상쇄 간섭으로 $|g|$가 감소하면 $\text{SNR}_{\text{eff}} = |g|^2 \text{SNR}_{\text{pre}}$가 낮아진다. 중앙 반복 피크와 인접 반복 피크의 진폭 차이가 작은 경우 교란항 W_m의 상대적 비중이 증가하여 정규화 스펙트럼의 포락선과 피크 크기 순위가 불안정해질 수 있다 (Strode & Groves 2016).

여기서 중요한 점은 반복 피크의 위치가 아니라 크기 순서가 변한다는 것이다. 반복 피크 간격은 펄스 반복 주기로 결정되며, 유한 길이의 고속 푸리에 변환 (fast Fourier transform, FFT) 주파수 격자와 피크 검출기에 따른 작은 편차만 추가된다. 따라서 최대 진폭이 어느 반복 피크에 나타나더라도 같은 계열의 나머지 피크는 그 최대 피크로부터 $\Delta f_r = 1/T_r$의 정수배 위치에 존재한다. 제안 방법은 이 성질을 이용하여 하나의 최대 진폭에만 의존하지 않고 동일 계열의 복수 도플러 후보를 보존한다.

Fig. 2는 SNR을 +20 dB에서 −10 dB까지 감소시켰을 때의 정규화 도플러 획득 스펙트럼을 비교한다. 녹색 점선은 참 도플러에 해당하는 잔여 주파수를 나타낸다. 각 스펙트럼을 정규화하면 기저 신호 크기가 감소할수록 교란 성분이 상대적으로 부각되어 포락선과 피크 크기 순위가 불안정해지는 경향을 확인할 수 있다. 또한 실제 반복 피크 사이의 국소 피크의 크기가 상대적으로 커지는 현상 또한 확인할 수 있다.

4. 최대 피크 중심 다중 피크 획득 알고리즘

4.1 최대 피크 기준과 도플러 후보 위치 예측

기존 획득기는 코드 지연 τ와 도플러 f에 대한 획득 지표 $R(\tau,f)$의 전역 최댓값 하나를 추적 초기값으로 선택한다. 탐색 반폭을 B라 하면 이는 Eq. (11)과 같다.

$$R(\tau,f) = \left|\frac{1}{L}\sum_{\ell=0}^{L-1} r[\ell]\, c^*(\ell T_s - \tau)\exp(-j2\pi f \ell T_s)\right|^2$$
$$(\hat{\tau}_{max}, \hat{f}_{max}) = \underset{\tau\in T, f\in[-B,B]}{\text{argmax}} R(\tau,f) \quad (11)$$

여기서 $r[\ell] = r(\ell T_s)$는 수신된 복소 기저대역 표본, $c(t)$는 해당 PRN의 국소 코드 복제 신호, T_s는 표본화 주기, T는 코드지연 탐색영역, L은 코히어런트 적분 구간의 표본 수이다. $R(\tau,f)$는 코드 지연 τ와 도플러 주파수 f에 대한 2차원 CAF의 크기 제곱이다.

제안 방법은 이 최대 피크를 반복 구조를 전개하기 위한 기준 피크로 사용한다. 코드 지연을 $\hat{\tau}_{max}$로 고정한 미세 도플러 단면은 Eq. (12)와 같다.

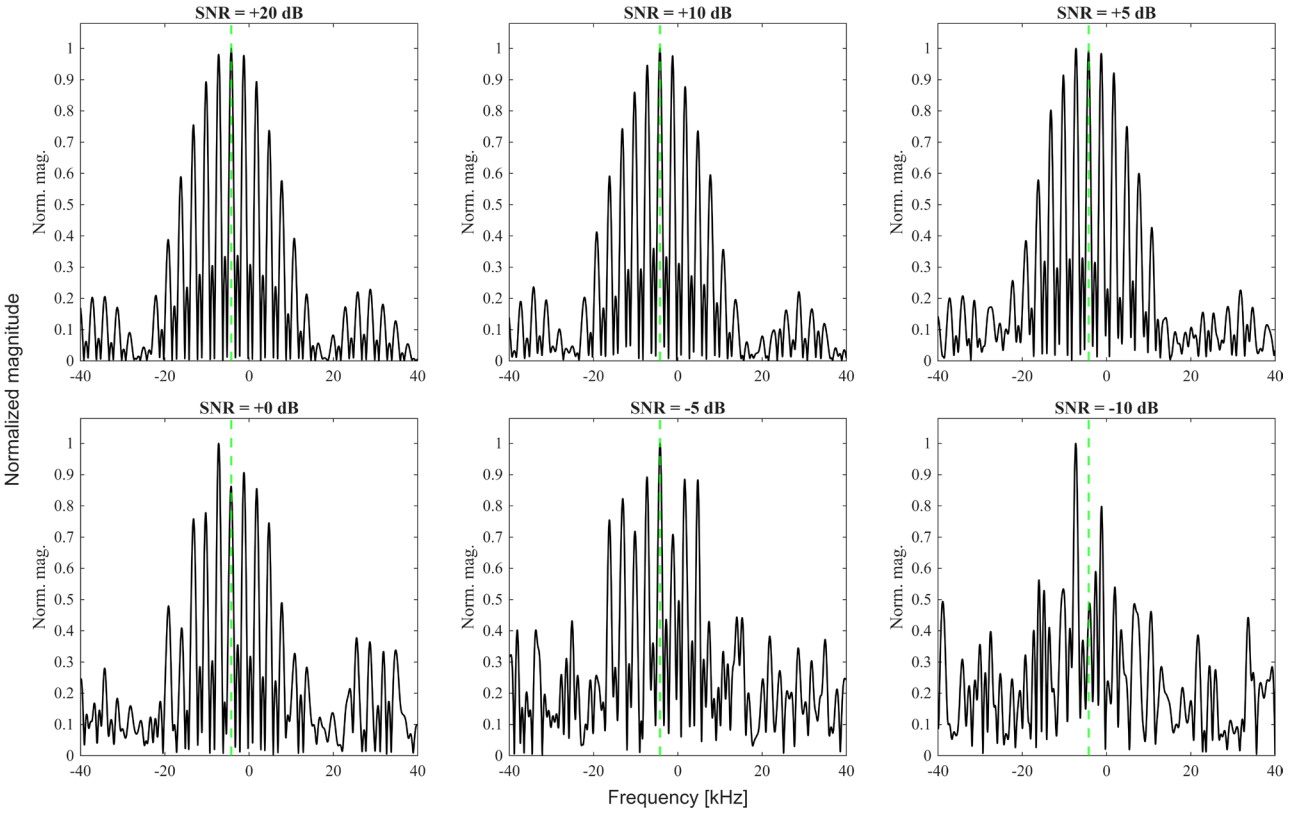


Fig. 2. Normalized Doppler acquisition spectra versus SNR.

$$A(f) = R(\hat{\tau}_{max}, f), f \in \mathcal{W} = [-B, B] \quad (12)$$

이 창 안에서 $A(f)$를 최대로 하는 주파수를 $\hat{f}_{max}$로 둔다. $\hat{f}_{max}$는 제안 방법의 첫 번째 도플러 후보로 항상 보존되며, 따라서 N=1인 구성은 기존 최대 피크 방식과 정확히 동일하다. 이 포함 관계는 도플러 후보 수 변화에 따른 성능 차이가 서로 다른 기준 주파수를 채택한 결과가 아니라 동일한 획득 출력을 확장한 결과임을 보장한다.

Eq. (5)와 Eq. (6)에서 유도한 주 반복 피크는 참 도플러 주위에서 Δfr=1/T_r 간격으로 형성된다. 그러나 Fig. 2의 CAF 도플러 단면에서는 주 반복피크 사이에도 상대적으로 작은 중간 국소 피크가 나타나며 SNR이 낮으면 이들 역시 국소 극대점으로 검출될 수 있다. 따라 본 연구에서는 도플러 후보 탐색 간격을 주 반복피크의 절반인 Δf=Δf_r/2로 설정한다. 최대 피크가 이 계열의 임의 구성원이라면 나머지 구성원은 $\hat{f}_{max}$로부터 Δf의 정수배 위치에 존재한다. 따라서 최대 피크 중심 예측 위치는 Eq. (13)과 같이 정의한다.

$$f_m^{\text{pred}} = \hat{f}_{max} + m\Delta f, \quad \Delta f = \frac{\Delta f_r}{2}, \quad m \in \mathbb{Z} \quad (13)$$

탐색창 내부에 존재하는 예측 위치만 유지하므로, 허용되는 펄스 차수 집합은 Eq. (14)와 같다.

$$\mathcal{M}(\hat{f}_{max}) = \{m \in \mathbb{Z} | -B \le \hat{f}_{max} + m\Delta f \le B\} \quad (14)$$

4.2 국소 피크 대응과 도플러 후보 집합 구성

측정된 국소 최대점은 유한 관측창, FFT 주파수 격자, 잡음, 반송파 페이딩 및 피크 검출기의 영향으로 예측 위치와 작은 차이를 보일 수 있다. 따라서 수신기는 예측 주파수 자체를 추적 초기값으로 사용하지 않고 각 예측 위치에 가장 가까운 실측 국소 피크를 대응시킨다. 최소 100 Hz 이상 간격으로 검출된 국소 피크 집합은 Eq. (15)와 같다.

$$\mathcal{P} = \{p_i \in \mathcal{W} | p_i \text{ is a local maximum of } A(f)\} \quad (15)$$

각 예측 위치에 대응하는 도플러 후보는 Eq. (16)과 같이 그 위치에 가장 가까운 국소 피크로 정한다.

$$f_m^{\text{cand}} = \text{argmin}_{p_i \in \mathcal{P}} |p_i - f_m^{\text{pred}}|, m \in \mathcal{M}(\hat{f}_{max}) \quad (16)$$

도플러 후보 생성 단계에서는 예측 위치 주변에 고정 허용오차를 두지 않으며 FLL pull-in range를 국소 피크 대응의 제한값으로 사용하지 않는다. 전체 도플러 후보 집합은 Eq. (17)과 같이 정의하며, 집합으로 정의하였으므로 서로 다른 예측 위치가 동일한 실측 피크에 대응되면 해당 피크는 한 번만 포함된다.

$$\mathcal{C}_{\text{full}} = \{f_m^{\text{cand}} | m \in \mathcal{M}(\hat{f}_{max})\} \quad (17)$$

예측 위치와 대응된 실측 도플러 후보의 차이는 Eq. (18)과 같이 정의한다. 이 값은 펄싱 모델과 실측 스펙트럼의 일치도를 해석하기 위한 진단량이며 도플러 후보 배제 임계값이 아니다.

$$e_m = |f_m^{\text{cand}} - f_m^{\text{pred}}| \quad (18)$$

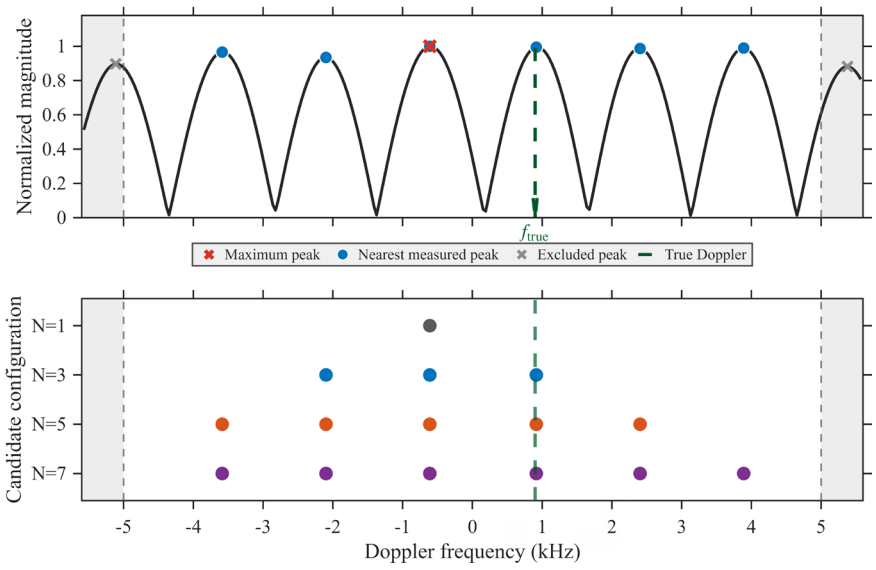


Fig. 3. Max-peak-centered Doppler candidate configurations.

수신기 구성이 도플러 후보 수를 N개로 제한하는 경우에는 도플러 후보에 우선순위를 부여한다. m=0의 최대 피크를 가장 먼저 보존하고, 이어서 $|m|$이 작은 순서로 예측 위치를 채택하며, 동일한 $|m|$에서는 대응 오차 e_m이 작은 도플러 후보를 앞에 둔다. 이 순서에서 앞의 N개를 취한 부분집합을 $\mathcal{C}_N \subseteq \mathcal{C}_{\text{full}}$이라 하며, $1 \le N \le |\mathcal{C}_{\text{full}}|$이다.

탐색 경계와 반복 간격은 이용 가능한 도플러 후보 수의 상한을 결정한다. 주어진 $\hat{f}_{max}$에 대해 탐색창 내부의 예측 위치 수는 Eq. (19)와 같다.

$$M(\hat{f}_{max}) = \left\lfloor \frac{B-\hat{f}_{max}}{\Delta f} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{B+\hat{f}_{max}}{\Delta f} \right\rfloor + 1 \qquad (19)$$

이며, B=5 kHz와 Δf=1.5 kHz에서 이론적으로 생성할 수 있는 목표 위치의 최대 개수는 7이다. 실제 $|\mathcal{C}_{\text{full}}|$은 최대 피크의 위치, 검출된 피크 수, 탐색 경계 및 중복 제거에 따라 이보다 작을 수 있다. 이 상한에 따라 비교 구성을 N=1,3,5,7로 설정하였다.

이 절차를 간단한 예로 확인하면 다음과 같다. 탐색 반폭이 B=5 kHz이고 도플러 후보 탐색 간격이 Δf=1.5 kHz인 조건에서 최대 피크가 500 Hz에 검출되었다고 하자. Eq. (13)에 따른 예측 위치는 500 Hz를 기준으로 1.5 kHz 간격으로 전개되어 −4000, −2500, −1000, 500, 2000, 3500, 5000 Hz의 일곱 곳이 되며, Eq. (19)로 계산한 예측 위치 수도 7과 일치한다. 이때 −1000 Hz 부근에서 실제로 검출된 국소 피크가 −950 Hz라면 Eq. (16)에 따라 이 피크가 해당 예측 위치의 도플러 후보가 되고 대응 오차는 e_m=50 Hz가 된다. 예측 위치와 실측 피크가 정확히 일치하지 않더라도 대응된 도플러 후보는 최대 피크로부터 약 1.5 kHz 떨어진 지점에 놓이며, 이는 최대 피크만 추적할 때에는 확보되지 않는 도플러 후보이다.

Fig. 3은 N=1,3,5,7 구성에서 도플러 후보 집합이 최대 피크를 중심으로 확장되는 과정과 탐색 구간을 벗어난 예측 위치가 제외되는 방식을 보인다. 이 도플러 후보 생성 규칙은 ratio test를 통과한 최대 피크가 펄싱 반복 피크 계열의 구성원이라는 특성을 이용한다. 생성된 각 도플러 후보를 병렬 추적 채널에 전달하고 최종 프레임 동기 결과를 이용하여 참 도플러 후보를 판정한다.

4.3 프레임 동기 기반 도플러 검증

도플러 후보가 참 도플러에 해당하는지를 판정하려면 참 도플러를 알아야 하지만 실제 수신 환경에서는 참값을 별도로 알 수 없다. 본 연구는 그 대신 항법 데이터를 정상적으로 읽어낼 수 있는지를 판정 기준으로 사용한다. 판정에 사용하는 두 단계는 다음과 같다.

비트 동기는 항법 데이터의 비트가 바뀌는 시점, 즉 비트 경계를 찾아낸 상태이다. GPS L1 C/A 항법 데이터는 초당 50비트로 전송되므로 한 비트의 길이는 20 ms이다. 수신기는 1 ms 단위의 상관 결과에서 부호가 바뀌는 지점을 관찰하여 20 ms 경계를 확정한다. 비트 경계를 알아야 비로소 비트 단위로 데이터를 읽을 수 있다.

프레임 동기는 비트 동기 이후 읽어낸 비트열에서 항법 프레임의 시작 위치를 확인한 상태이다. 항법 데이터는 6 s 길이의 서브프레임(subframe)으로 구성되고 각 서브프레임은 정해진 8비트 프리앰블로 시작한다. 수신기는 프리앰블 검출과 워드 단위의 패리티 검사(parity check)를 함께 만족하는 경우에만 프레임 동기를 선언한다. 한 워드는 30비트이므로 0.6 s가 걸리며, 프리앰블 확인에 필요한 두 워드에는 최소 1.2 s가 소요된다.

이 두 단계가 도플러 후보 판정 기준으로 성립하는 이유는 다음과 같다. 초기 도플러 오차가 pull-in range를 벗어난 도플러 후보는 반송파 추적이 유지되지 않아 상관 출력의 부호가 안정적으로 관측되지 않으므로 프리앰블과 패리티 조건을 함께 만족시키지 못한다. 반대로 프레임 동기에 도달했다는 것은 해당 도플러 후보의 초기 주파수 오차가 추적 루프가 수렴할 수 있는 범위 안에 있었음을 의미한다. 따라서 본 연구는 선택된 도플러 후보를 독립된 병렬 추적 채널에 할당한 뒤 프레임 동기에 성공한 도플

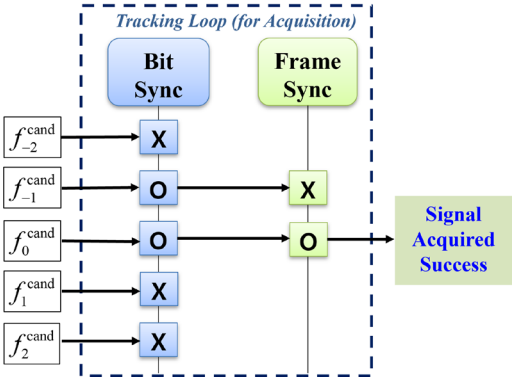


Fig. 4. Frame-synchronization-based validation of Doppler candidates f_m^{cand} associated with the predicted locations $\hat{f}_{max}+m\Delta f$.

러 후보를 참 도플러 후보로 판정한다. Fig. 4는 병렬 도플러 후보가 비트 동기와 프레임 동기 단계를 거쳐 판정되는 과정을 나타낸다. 각 f_m^{cand} 는 Eq. (13)의 예측 위치 $\hat{f}_{max}+m\Delta f$에 가장 가까운 실측 국소 피크를 나타낸다. PRN 단위 획득 성공은 도플러 후보 집합 중 적어도 하나의 채널이 프레임 동기에 도달한 경우로 정의한다.

채널이 프레임 동기에 성공하면 PRN 단위 성공은 1회로 계수하고 가장 먼저 프레임 동기에 도달한 도플러 후보를 참 도플러 후보로 선택한다. 동일한 데이터 구간에서 둘 이상의 도플러 후보가 동시에 프레임 동기에 도달하면 4.2절의 도플러 후보 우선순위를 적용한다.

12 s 이내에 어떤 도플러 후보도 프레임 동기에 도달하지 못하거나 ratio test를 통과하지 못하면 다음 데이터 구간에서 재획득을 수행한다. Algorithm 1과 Fig. 5에 전체 절차를 정리하였다.

Algorithm 1. Max-peak-centered multi-peak acquisition and reacquisition procedure.

1. For each PRN, perform the coarse code-delay/Doppler search and the ratio test; if the test fails, reacquire the PRN in the next data segment.
2. Compute the fine-Doppler spectrum at the acquired code phase and detect local peaks.
3. Select the global maximum $\hat{f}_{max}$ as the anchor candidate (m=0).
4. Generate predicted locations $\hat{f}_{max}+m\Delta f$ inside the search window.
5. Associate each predicted location with its nearest local peak; each peak is used only once.
6. Select the first N candidates in the order of ($|m|$,e_m).
7. Assign the candidates to parallel tracking channels and perform carrier/code tracking, bit synchronization, and frame synchronization.
8. If any candidate achieves frame synchronization within the timeout, select the first such candidate as the true-Doppler candidate and release the remaining channels; otherwise, reacquire the PRN in the next data segment.

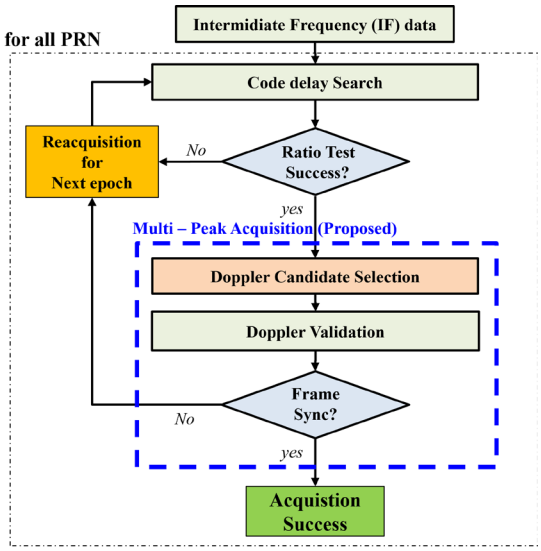


Fig. 5. Proposed SDR acquisition and reacquisition flowchart.

5. 실험 환경 및 SDR 구현

5.1 실내 정적 실험 환경

실험은 통제된 대학 건물 내 실내 공간에서 수행하였다. 이 공간은 벽면과 천장에서 반사파가 형성되어 3장에서 설명한 short-delay 다중경로가 나타나는 환경이며, 동시에 송신기 위치와 수신 지점을 반복하여 측정할 수 있는 환경이다.

펄싱 의사위성 송신부는 PRN 1–5의 GPS 유사 신호를 Radio Technical Commission for Maritime Services (RTCM) 펄싱 방식으로 동시에 송신하였다. 펄싱 의사위성 송신 안테나는 측정 영역에서 직접파 경로를 확보하기 위해 바닥에서 약 3 m 높이에 설치하였다. 수신 안테나는 안테나 거치대의 높이에 따라 바닥에서 36 cm 높이에 고정하였으며, 모든 격자점에서 동일한 안테나 기하와 수신 조건을 유지하였다. 이 낮은 수신 높이는 바닥 반사를 포함한 다중경로 영향을 증가시킬 수 있으나, 모든 획득 구성에 동일한 IF 데이터를 적용하였으므로 알고리즘 간 상대 비교 조건은 동일하게 유지된다.

측정 지점은 0.3 m 간격의 4×4 정방 격자로 배치하여 총 16개 지점에서 데이터를 수집하였다. 격자 전체 크기는 0.9 m × 0.9 m로 좁은 편인데, 이는 반송파 페이딩이 수신 위치에 따라 얼마나 달라지는지를 관찰하기 위한 설정이다. GPS L1 반송파의 파장은 약 19 cm이므로 0.3 m 간격은 직접파와 반사파의 경로차가 한 파장 이상 변할 수 있는 간격에 해당한다. 즉 좁은 영역 안에서도 지점마다 신호가 보강되거나 상쇄되는 조건이 달라지며, 이로 인해 반복 피크의 크기 순위도 지점마다 다르게 나타난다.

각 지점에서 30 s 길이의 IF 데이터를 4비트로 기록하였다. 기록 길이는 항법 서브프레임 한 개의 길이가 6 s이고 본 연구의 도플러 후보 판정 제한 시간이 12 s인 점을 고려하여 재획득이 여러 차례 일어나는 경우까지 관찰할 수 있도록 정하였다. 수신기를 정지 상태로 두었으므로 측정 중 도플러 변화는 크지 않으며, 구

Table 1. Experimental and signal-processing conditions.

Category	Parameter	Setting
Experimental environment	Measurement grid	4 × 4 grid with 0.3 m spacing (16 points)
	Measurement duration	30 s per point
	Transmitter / receiver antenna height	3 m / 36 cm
	Receiver antenna	GPS-703-GGG-HV
Transmitted signal	Transmitted PRNs	PRN 1–5
	Pulsing scheme	RTCM pulsing
	Pulse repetition period / pulse width	333.3 μs / 45.4 μs
	Doppler-candidate search spacing	1.5 kHz
SDR processing	Sampling frequency / IF	5 MHz / 0 Hz
	Coherent integration time	2 ms
	Coarse search range and interval	±5 kHz, 500 Hz interval
	Fine-search FFT	2,097,152 points (approximately 2.38 Hz)
	Minimum local-peak spacing	100 Hz
	Number of Doppler candidates	N = 1, 3, 5, 7
	Frame synchronization time limit	12 s

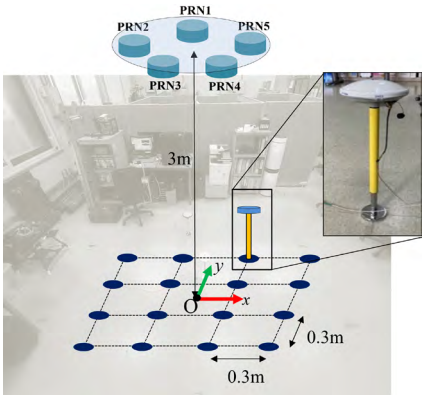


Fig. 6. Indoor experiment setup with a 4×4 measurement grid and five pseudolite transmitters.

성 간 성능 차이를 도플러 후보 선정 방식의 차이로 해석할 수 있다. Fig. 6은 실험 배치를, Table 1은 데이터 수집 및 SDR 처리 조건을 나타낸다.

5.2 SDR 구현 및 평가 지표

동일한 4비트 IF 파일을 MATLAB SDR로 후처리하였다. 개략 획득, ratio test, 정밀 도플러 FFT, 추적 루프, 비트 • 프레임 동기 판정 및 제한 시간 조건을 동일하게 유지하고 도플러 후보 수만 N=1,3,5,7로 변경했다. N=1은 기존 최대 피크 방식이고 N=3,5,7은 제안한 최대 피크 중심 확장 방식이다. 각 지점의 IF 데이터는 한 번만 기록하여 모든 구성에 동일하게 사용했으므로 구성 간 차이는 동일한 데이터를 비교한 결과이다.

이 연구에서 사용한 펄싱 신호의 반복 주기는 T_r=333.3 μs이고 펄스 폭은 T_p=45.4 μs이다. 따라서 Eq. (6), Eq. (13)에 따라 도플러 후보 탐색 간격은 Δf=1.5 kHz이며 탐색 반폭은 B=5 kHz로 설정하였다. 탐색 반폭 5 kHz는 비교 기준인 기존 최대 피크 방식과 제안 방법에 동일한 GNSS SDR 탐색 조건을 적용하기 위해 선정하였다. 나머지 처리 조건은 Table 1과 같다.

평가 단위는 16개 지점 × 5개 PRN의 80회 시험이다. 평가 지표는 다음과 같이 정의했다.

- 프레임 동기 성공 횟수: 80회 시험 중 30 s 안에 적어도 하나의 도플러 후보가 프레임 동기에 도달한 PRN • 지점 수.
- 측위 불가 지점: 2.2절에서 정의한 바와 같이 프레임 동기에 성공한 PRN이 4개 미만인 측정 지점.
- 최초 프레임 동기 후보 유형: 가장 먼저 프레임 동기에 성공한 도플러 후보를 최대 피크 후보와 추가 도플러 후보로 구분한 결과.
- 동기화 시간: IF 데이터의 처리 시작부터 첫 프레임 동기까지의 시간이며, 성공 시험의 대표 소요 시간은 중앙값으로 평가한다.
- 획득 처리 부담: 재획득이 발생한 시험 수, 누적 할당 도플러 후보 채널 수 및 획득 단계 처리 시간의 중앙값

6. 실험 결과 및 분석

6.1 도플러 후보 생성 가능성

제안 방법에서 실제로 할당되는 도플러 후보 수는 설정값 N과 항상 같지는 않다. Fig. 3과 같이 최대 피크를 기준으로 생성한 예측 위치가 ±5 kHz 탐색 구간을 벗어나면 제외되고, 서로 다른 예측 위치가 동일한 실측 국소 피크에 대응되면 중복을 제거한다. 따라서 N은 할당 가능한 도플러 후보 수의 상한이며, 실제 수는 최대 피크의 위치와 국소 피크 분포에 따라 줄어들 수 있다. 이 제한은 N = 7에서 도플러 후보 채널 수가 증가해도 추가적인 프레임 동기 향상이 나타나지 않은 결과와 연결된다.

6.2 대표 획득 사례

Fig. 7은 기존 최대 피크 방식의 성공이 유지되는 사례와 추가 도플러 후보로 실패를 회복하는 사례를 비교한다. 왼쪽 사례에서는 708.1 Hz의 최대 피크가 N = 1과 N = 5에서 모두 프레임 동기에 성공하였다. N = 5에서도 m = 0 도플러 후보가 프레임 동기에 성공하므로, 도플러 후보 집합의 확장이 기존 최대 피크 방식의 성공을 유지함을 보여준다.

오른쪽 사례에서는 −2136.2 Hz의 최대 피크를 사용하는 N = 1

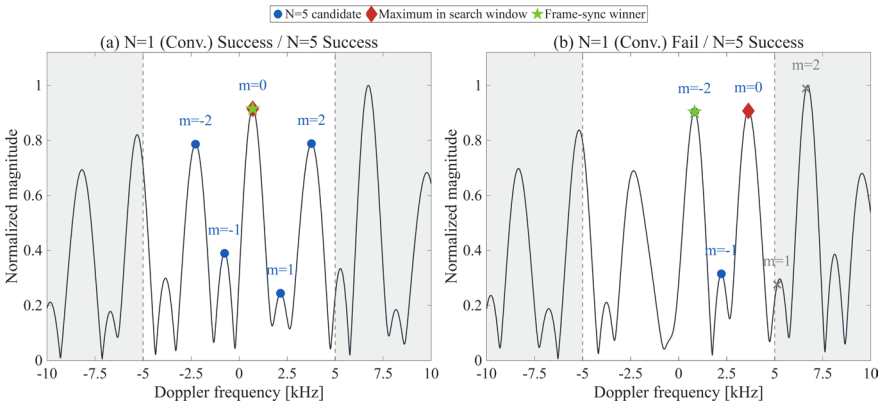


Fig. 7. Frame-synchronization comparison between conventional max-peak and multi-peak acquisition.

Table 2. Frame-synchronization performance and processing load versus Doppler candidate count.

Category	Metric	N = 1	N = 3	N = 5	N = 7
Performance	Bit-sync success	80/80	80/80	80/80	80/80
	Frame-sync success	58/80	66/80	77/80	77/80
	Mean synchronized PRNs/point	3.63	4.13	4.81	4.81
	Points with <4 synchronized PRNs	7/16	5/16	0/16	0/16
Synchronization time	Frame sync within 12 s	33	43	72	72
	Median frame-sync time (s)*	7.211	6.299	5.292	5.292
Processing load	Reacquisition trials	46	36	7	7
	Assigned candidate channels	150	390	430	538
	Median acquisition time (ms)	98.0	101.2	103.5	104.8

*The median frame-synchronization time was calculated using only successful trials.

이 프레임 동기에 실패했지만, N = 5에서는 m = +2에 대응하는 841.6 Hz의 추가 도플러 후보가 처리 시작 후 6.011 s에 프레임 동기에 성공하였다.

6.3 측정 지점별 프레임 동기 PRN 수

서론에서 설명한 것처럼 한 지점에서 측위를 수행하려면 최소 네 개의 신호가 필요하므로, 지점별 프레임 동기 PRN 수는 해당 지점에서 측위가 가능한지를 판단하는 직접적인 지표가 된다.

Fig. 8과 Table 2는 16개 측정 지점의 프레임 동기 PRN 수를 비교한다. N=1의 지점 평균은 3.625개이며 16개 지점 중 7개가 측위 불가 지점이었다. 즉 기존 방식으로는 측정 영역의 절반에 가까운 지점에서 측위에 필요한 신호 수를 확보하지 못했다. N=3은 평균 4.125개와 5개 지점, N=5와 N=7은 모두 평균 4.8125개와 0개 지점을 보였다. N=5와 N=7에서 프레임 동기에 실패한 세 지점 · PRN 조합은 동일했으며 각 지점에서는 나머지 네 개 이상의 PRN이 프레임 동기에 성공하였다.

전체 80회 시험에서 프레임 동기는 N=1,3,5,7에 대해 각각 58회(72.5%), 66회(82.5%), 77회(96.25%), 77회(96.25%)였다. 여기서 주목할 점은 비트 동기가 모든 구성에서 80/80으로 동일했다는 것이다. 비트 동기는 4.3절에서 설명한 것처럼 항법 데이터의 비트 경계를 찾은 상태이며, 잘못된 반복 피크에서 시작한 도플러 후보도 일시적으로는 비트 경계를 검출할 수 있다. 따라서 비트 동기만으로는 도플러 후보의 타당성을 판정할 수 없고, 구성 간 차이는 프리앰블과 항법 프레임까지 정상적으로 판독할 수 있는 도플러 후보가 집합에 포함되었는지에서 나타났다.

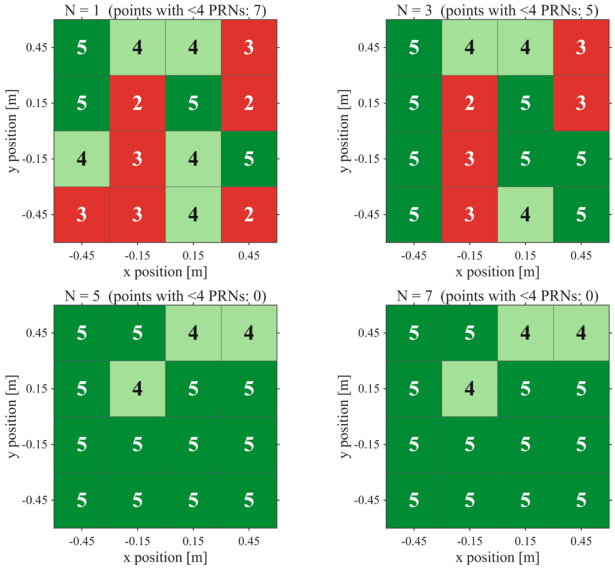


Fig. 8. Frame-synchronized PRNs at each 4×4 grid point.

먼저 프레임 동기에 도달한 도플러 후보를 구분하면 N=5와 N=7의 77회 성공 중 최대 피크가 프레임 동기를 먼저 달성한 경우는 29회, 추가 도플러 후보가 달성한 경우는 48회였다. N=1과 대응 비교하면 N=5 및 N=7에서 새로 성공한 19회는 모두 추가 도플러 후보가 달성하였고 N=1에서 성공한 58회는 전부 유지되었다. 새로 성공한 19회가 모두 추가 도플러 후보에서 발생했고 기존 성공 58회는 하나도 잃지 않았다는 점에서, $N \geq 5$의 가용성 향

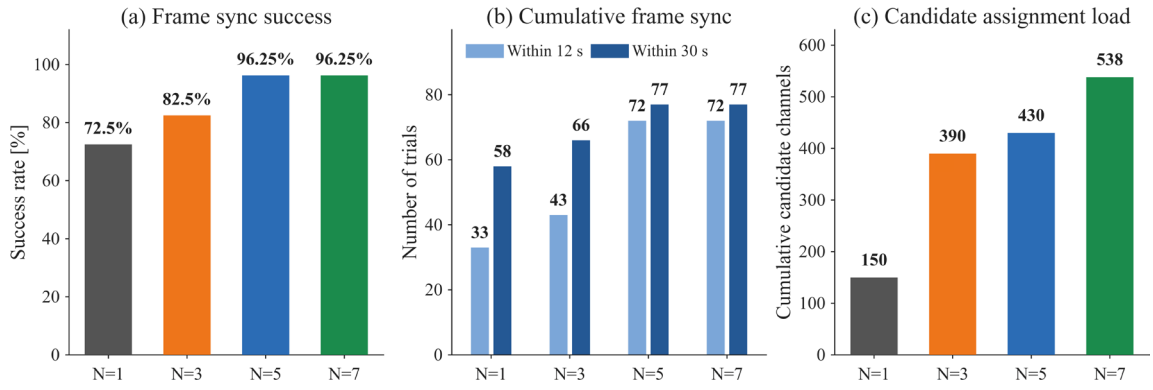


Fig. 9. Frame-synchronization success, cumulative frame synchronization, and candidate-assignment load versus candidate count.

상은 도플러 후보 집합을 넓힌 것이 기존 성공을 방해하지 않으면서 실패했던 시험만을 추가로 회복시킨 결과로 해석된다.

6.4 동기화 시간과 도플러 후보 생성 및 획득 처리 부담

처리 시작 후 12 s 이내의 누적 프레임 동기 횟수는 N=1,3,5,7에서 각각 33, 43, 72, 72회였고, 재획득이 발생한 횟수는 각각 46, 36, 7, 7회였으며 모든 PRN 케이스에 대해 12s 내 모든 epoch에서의 Ratio test를 통과하지 못한 경우가 각각 1회 존재하였다. 30 s까지의 동기 횟수는 58, 66, 77, 77회였다. 성공 시험을 대상으로 계산한 처리 시작부터 첫 프레임 동기까지의 중앙값은 각각 7.211, 6.299, 5.292, 5.292 s였으며, 중앙값 비교를 통해 성공 시험의 일반적인 프레임 동기 소요 시간이 N=1에서 N=5까지 감소했음을 확인하였다.

누적 생성 도플러 후보 채널은 150, 390, 430, 538개였고 획득 단계 처리 시간의 중앙값은 98.0, 101.2, 103.5, 104.8 ms였다. N=7은 N=5보다 108개, 즉 25.1% 많은 도플러 후보 채널을 생성하면서도 프레임 동기 횟수, 측위 불가 지점 및 재획득 분포는 동일했다.

첫 프레임 동기까지의 시간이 짧아진 것은 재획득 횟수가 줄었기 때문으로 해석된다. 최대 피크만 추적하는 경우 그 도플러 후보가 참 도플러가 아니면 제한 시간 12 s를 모두 소진한 뒤 다음 데이터 구간에서 다시 획득을 시도해야 한다. 반면 여러 도플러 후보를 함께 추적하면 첫 획득 집합 안에 참 도플러 후보가 포함될 가능성이 높아져 재획득 없이 프레임 동기에 도달한다. 실제로 재획득이 발생한 시험이 46회에서 7회로 줄었고 12 s 이내 누적 프레임 동기가 33회에서 72회로 늘어난 것이 이와 일치한다.

도플러 후보 수 증가에 따른 획득 단계의 계산 부담은 크지 않았다. 획득 단계 처리 시간의 중앙값은 98.0 ms에서 104.8 ms로 약 7% 증가하는 데 그쳤는데, 개략 탐색과 정밀 도플러 FFT는 도플러 후보 수와 무관하게 한 번만 수행되고 도플러 후보 수에 비례하는 것은 도플러 후보 선택 연산뿐이기 때문이다. 실질적인 부담은 추적 단계에서 동시에 유지해야 하는 채널 수이며, 이것이 운용 도플러 후보 수를 결정할 때의 기준이 된다. Fig. 9는 도플러 후보 수에 따른 프레임 동기 성공률, 누적 프레임 동기 및 도플러 후보 생성 부담을 함께 비교한 결과이다.

6.5 결과 해석과 운용 도플러 후보 수 선택

실험 결과는 도플러 후보 수를 늘리는 효과가 N=5에서 포화함을 보여준다. 이 경향은 도플러 후보가 도플러 축에서 어느 범위까지 놓이는지로 설명할 수 있다.

N=3은 최대 피크와 그 양옆의 예측 위치, 즉 m=0,±1에 대응하는 도플러 후보로 구성되므로 최대 피크를 중심으로 ±1.5 kHz 범위만을 포함한다. 최대 피크가 참 도플러에서 한 칸 떨어진 경우에는 참 도플러가 도플러 후보 집합에 포함되지만 두 칸 이상 떨어진 경우에는 포함되지 않는다. 실제로 N=3에서 프레임 동기는 58회에서 66회로 증가했으나 다섯 지점은 여전히 측위 불가 지점이었다.

N=5는 m=0, ±1, ±2를 포함하여 ±3.0 kHz 범위를 덮는다. N=3에서 실패했던 시험이 N=5에서 회복되었다는 것은 이들 시험에서 최대 피크와 참 도플러의 이격이 두 칸, 즉 약 3.0 kHz 이내였음을 의미한다. 그 결과 프레임 동기는 77회에 도달하고 측위 불가 지점은 0개가 되었다.

N = 7은 원리적으로 탐색 구간 ±5 kHz 전체를 덮지만 추가적인 성능 향상은 없었다. Fig. 3과 6.1절에서 설명한 것처럼 탐색 경계와 중복 제거 때문에 일곱 개의 도플러 후보가 모두 할당되지 않을 수 있으며, 추가 도플러 후보는 N = 5가 이미 포함한 참 도플러 범위를 넓히지 못했다. 반면 누적 도플러 후보 채널은 430개에서 538개로 25.1% 증가하였다.

따라서 본 실험 조건에서는 최대 프레임 동기 가용성을 유지하면서 더 적은 도플러 후보 채널을 사용하는 N=5를 운용 도플러 후보 수로 선택한다. 다만 이 선택은 탐색 구간 ±5 kHz와 도플러 후보 탐색 간격 1.5 kHz라는 조건에서 얻어진 결과이므로 다른 펄싱 주기나 탐색 대역에서는 재검토가 필요하다.

7. 결론

본 논문은 실내 펄싱 의사위성 수신에서 반복 도플러 피크의 크기 순위가 불안정해지는 문제를 반송파 페이딩에 따른 유효 SNR 저하로 해석하고, SDR 기반 최대 피크 중심 다중 피크 획득 방법을 제안했다. short-delay 실내 다중경로에서 LOS와 반사파

가 상쇄되면 신호 크기가 감소하고 잡음과 수신기 처리 잔차의 상대적 영향이 증가한다. 이로 인해 기존 최대 피크 획득 방식은 추적 루프의 pull-in range 밖에 있는 반복 피크를 선택할 수 있다.

제안 방법은 기존 획득기의 전역 최대 피크를 기준으로 유지한 채 펄스 반복 주기 T_r=333.3 μs에서 계산한 1.5 kHz 간격으로 도플러 후보 위치를 ±5 kHz 탐색 구간 안에서 전개하고, 각 위치에 가장 가까운 실측 국소 피크를 병렬 추적한다. 비트 동기로 항법 데이터의 비트 경계를 확립한 후 프리앰블과 항법 프레임을 정상적으로 판독하여 프레임 동기에 성공한 도플러 후보를 참 도플러 후보로 판정하였다. N=1 구성은 기존 최대 피크 방식과 동일하므로 동일한 IF 데이터에 대한 도플러 후보 수 비교를 통해 도플러 후보 집합 확장의 효과를 확인하였다.

동일한 4비트 IF 데이터에서 N=1,3,5,7의 프레임 동기 성공은 각각 58/80, 66/80, 77/80, 77/80이었고, 측위 불가 지점은 7, 5, 0, 0개였다. 비트 동기는 모든 구성에서 80/80이었으며, $N \geq 5$에서 새로 성공한 19회는 모두 최대 피크가 아닌 추가 도플러 후보가 달성하였다. N=5와 N=7은 동일한 프레임 동기 결과를 보였으나 누적 도플러 후보 채널은 각각 430개와 538개였다. 이에 따라 본 시험 조건에서는 프레임 동기 가용성과 도플러 후보 채널 수를 함께 고려하여 N=5를 운용 도플러 후보 수로 선정하였다.

제안 방법은 송신기의 펄싱 방식이나 RF 장비를 변경하지 않고 수신기의 신호 처리 절차만 수정하여 적용할 수 있다. 기존 획득기의 출력인 최대 피크를 그대로 사용하면서 도플러 후보를 확장하는 구조이므로, 이미 운용 중인 펄싱 의사위성 시스템에도 수신기 소프트웨어 변경만으로 적용할 수 있다는 실용적인 이점이 있다. 특히 실내 다중경로 환경에서 참 도플러에 가까운 도플러 후보가 추적 단계에 전달될 가능성을 높임으로써 false frequency lock에 따른 추적 실패와 오추적을 방지하고, 정밀 실내 측위에 필요한 반송파 위상 측정치의 생성 및 유지 가능성을 높인다는 데 본 연구의 의의가 있다.

또한 본 연구는 SDR 환경에서 여러 도플러 피크를 병렬로 추적하는 것의 신호 획득 효용성을 확인한 기초 연구이다. 제안 방법은 기존 수신기가 이미 수행하는 최대 피크 선택 결과를 기준으로 그 주변 도플러 후보를 병렬 채널에 추가하는 구조이므로, 병렬 상관 채널을 갖춘 하드웨어 수신기에도 송신부 변경 없이 확장 적용할 수 있다.

향후에는 이동 수신기와 서로 다른 수신기 시계 오차 조건으로 실험 범위를 확장하여 최대 피크 중심 도플러 후보 생성 방법의 적용 범위를 분석할 예정이다. 또한 프레임 동기 이후 생성되는 반송파 위상 측정치의 연속성과 주기 이탈 여부를 함께 평가하여, 본 연구에서 확인한 동기 가용성 개선이 실제 실내 측위 성능으로 이어지는지를 검증할 계획이다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 우주항공청의 재원으로 지원을 받아 수행된 것임 (과제번호: RS-2022-00165802).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, S.P. and C.K.; methodology, S.P. and J.M.; software, S.P.; validation, S.P. and J.M.; formal analysis, S.P.; investigation, S.P. and J.M.; data curation, S.P.; writing—original draft preparation, S.P.; writing—review and editing, S.P., J.M. and C.K.; visualization, S.P.; supervision, C.K.; project administration, C.K.; funding acquisition, C.K. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

DATA AVAILABILITY

The data that support the findings of this study are available from the corresponding author upon reasonable request.

DECLARATION OF GENERATIVE AI AND AI-ASSISTED TECHNOLOGIES IN THE WRITING PROCESS

During the preparation of this manuscript, the authors used generative AI tools only for language editing and structural refinement. The authors reviewed and edited all content and take full responsibility for the content of this manuscript.

REFERENCES

Borio, D. & O'Driscoll, C. 2014, Design of a general pseudolite pulsing scheme, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 50, 2-16. https://doi.org/10.1109/TAES.2013.110277

Braasch, M. S. 1996, Multipath effects, in Global Positioning System: Theory and Applications, Vol. I, eds. B. W. Parkinson & J. J. Spilker (Reston: AIAA), pp.547-568

Cobb, H. S. 1997, GPS pseudolites: theory, design, and applications, PhD Dissertation, Stanford University

Jang, J., Ahn, W. G., Seo, S., Lee, J. Y., & Park, J. P. 2015, Flight test result for the ground-based radio navigation system sensor with an unmanned air vehicle, Sensors, 15, 28472-28489. https://doi.org/10.3390/s151128472

Kaplan, E. D. & Hegarty, C. J. 2006, Understanding GPS: Principles and Applications, 2nd ed. (Boston: Artech House Inc.)

Kee, C., Yun, D., & Jun, H. 2003, Precise calibration method of pseudolite positions in indoor navigation systems, Computers & Mathematics with Applications, 46, 1711-1724. https://doi.org/10.1016/S0898-1221(03)90205-7

Kim, O.-J., Hong, D., Kim, J., Lee, T., & Kee, C. 2020, Experimental study of single-transmitter-based precise indoor positioning system, IEEE Access, 8, 89919-89934. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2993865

Misra, P. & Enge, P. 2006, Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. (Lincoln: Ganga-Jamuna Press).

O'Driscoll, C., Borio, D., & Fortuny, J. 2011, Scoping Study on Pseudolites, EUR 24798 EN, JRC Technical Report, Publications Office of the European Union. https://doi.org/10.2788/10293

Pany, T., Akos, D., Arribas, J., Bhuiyan, M. Z. H., Closas, P., et al. 2024, GNSS software-defined radio: history, current developments, and standardization efforts, NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, 71, navi.628. https://doi.org/10.33012/navi.628

Shen, J., Cui, X., & Lu, M. 2016, Initial frequency refining algorithm for pull-in process with an auxiliary DLL in pseudolite receiver, Electronics Letters, 52, 1257-1259. https://doi.org/10.1049/el.2016.1504

So, H., Lee, T., Jeon, S., Kim, C., Kee, C., et al. 2010, Implementation of a vector-based tracking loop receiver in a pseudolite navigation system, Sensors, 10, 6324-6346. https://doi.org/10.3390/s100706324

Strode, P. R. R. & Groves, P. D. 2016, GNSS multipath detection using three-frequency signal-to-noise measurements, GPS Solutions, 20, 399-412. https://doi.org/10.1007/s10291-015-0449-1

Xu, R., Chen, W., Xu, Y., & Ji, S. 2015, A new indoor positioning system architecture using GPS signals, Sensors, 15, 10074-10087. https://doi.org/10.3390/s150510074

Zhuang, Y., Syed, Z., Georgy, J., & El-Sheimy, N. 2015, Autonomous smartphone-based WiFi positioning system by using access points localization and crowdsourcing, Pervasive and Mobile Computing, 18, 118-136. https://doi.org/10.1016/j.pmcj.2015.02.001



Seongjin Park received the B.S. degree in aerospace engineering from Seoul National University, Seoul, Korea. He is currently pursuing the M.S. degree in the Department of Aerospace Engineering and SNU-IAMD at Seoul National University. His research interests include GNSS signal processing, pseudolite-based indoor positioning, software-defined radio receivers, and robust acquisition and tracking algorithms.



Juhyun Maeng received the B.S. degree from Sejong University, Seoul, Korea, the M.S., and Ph.D. degree from Hanyang University, Seoul, Korea. He was a Researcher at the Center of Human-Centered Interaction for Coexistence (CHIC), Korea Institute of Science and Technology (KIST), Seoul, Korea, from 2013 to 2017. He is currently a Senior Researcher at the Korea Aerospace Research Institute (KARI), Daejeon, Korea. His research interests include computer network, GNSS, and blockchain.



Changdon Kee is a Professor in the Department of Aerospace Engineering and SNU-IAMD at Seoul National University (SNU), South Korea and supervises SNU GNSS Lab (SNUGL, http://gnss.snu.ac.kr). He received B.S. and M.S. degrees from Seoul National University and a Ph.D. degree from Stanford University. He served as a Technical Advisor to the Federal Aviation Administration (FAA) on the Wide Area Augmentation System (WAAS) in 1994. Prof. Kee currently serves as a Technical Advisor for Korea Civil Aviation Safety Authority (KCASA) and Ministry of Public Administration and Security (MOPAS). He also served as a President of Korean Institute of Navigation. He has more than 20 years of GNSS and flight control research experiences.

JPNT 15(3), 473-479 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.473

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

Time and Frequency Transfer Performance Analysis Between KRISS and NGII using ELSTAB and White Rabbit via an Installed Optical Fiber Network

Ahmad Mohamad Boynawan[1,2], Myoung-Sun Heo[2], Dai-Hyuk Yu[1,3†]

[1]Department of Precision Measurement Science, University of Science and Technology (UST), Daejeon 34113, Korea
[2]Time and Frequency Group, Korea Research Institute of Standards and Science (KRISS), Daejeon 34113, Korea
[3]Korea Joint Quantum Institute (NEXT QUANTUM), Korea Research Institute of Standards and Science (KRISS), Daejeon 34113, Korea

ABSTRACT

In this work, the performance of two optical time and frequency transfer techniques, Electronically Stabilized Time and Frequency Distribution (ELSTAB) and White Rabbit (WR), was evaluated side by side between the Korea Research Institute of Standards and Science (KRISS) and the National Geographic Information Institute (NGII) using an installed optical fiber path of approximately 50 km. Over the installed optical fiber network, the ELSTAB frequency and time transfer stability is estimated to be less than 2×10^{-13} and 40 ps at 1 s, respectively. Corresponding stabilities of the WR reached 3.8×10^{-12} and similar 40 ps at 1 s, respectively. Although the frequency stability of WR was inferior to that of ELSTAB, WR provided sub-nanosecond-level timing performance with practical Ethernet-based scalability, making it suitable for operational timing distribution and network synchronization. ELSTAB remains the preferred technique when the highest frequency-transfer stability is required. The results also confirm that both fiber-based systems can operate over the 50 km KRISS-NGII optical fiber link without optical amplification.

Keywords: time and frequency transfer, optical fiber, ELSTAB, White Rabbit

1. INTRODUCTION

Modern science, technology, and international metrology all depend on precise time and frequency transfer. Comparing and disseminating timing signals across separated sites underlies the maintenance of Coordinated Universal Time (UTC), the operation of Global Navigation Satellite Systems (GNSS), telecommunications network synchronization (Śliwczyński et al. 2017), power-grid management (Derviškadić et al. 2020), and the timestamping of financial transactions. At the metrological frontier, comparisons among national realizations of UTC, denoted UTC(k), where k identifies the National Metrology Institute, underpin the computation of International Atomic Time (TAI), a task coordinated by the Bureau International des Poids et Mesures (Arias et al. 2011).

These demands have only grown as atomic clocks have improved. Optical lattice and single-ion clocks now offer fractional frequency uncertainties at or below 10^{-18} (Ludlow et al. 2015), one to two orders of magnitude beyond the cesium standard, so transfer links must match or outperform the clocks they connect. At the same time, steady gains in optical fiber manufacturing have pushed attenuation below 0.2 dB/km for standard single-mode fiber, extending the practical range of fiber-based links and improving the signal-to-noise ratio available to active phase-noise cancellation schemes

Received Aug 12, 2026 **Revised** Aug 25, 2026 **Accepted** Sep 10, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: dhyu@kriss.re.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

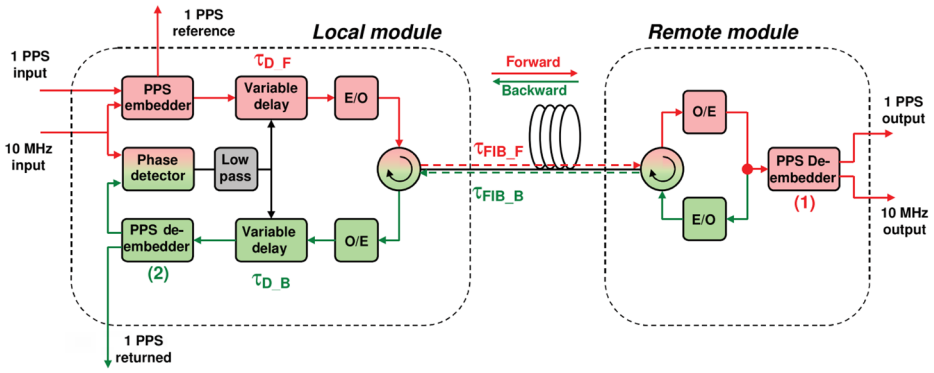


Fig. 1. Block diagram of the ELSTAB active delay-stabilization system (adapted from Krehlik et al. 2016).

such as Electronically Stabilized Time and Frequency Distribution (ELSTAB).

Two techniques are especially important for present-day time and frequency transfer in metrology. ELSTAB, an active delay-stabilization scheme developed at AGH University of Science and Technology in Poland, has demonstrated frequency instabilities down to 10^{-17} at long averaging times and time-calibration accuracy better than 50 ps over fiber links as long as 615 km (Krehlik & Śliwczyński 2015, Krehlik et al. 2016). White Rabbit (WR), developed originally at CERN to synchronize Large Hadron Collider detector electronics, combines Synchronous Ethernet with the IEEE 1588 Precision Time Protocol and the Dual Mixer Time Difference technique to deliver simultaneous sub-nanosecond time and frequency transfer (Lipinski et al. 2011).

Despite the increasing reliance on the two techniques, the literature still lacks a systematic side-by-side assessment of ELSTAB and WR under matched metrics and operating conditions. This study compares the frequency stability (Allan Deviation, ADEV) and 1 PPS time stability (Time Deviation, TDEV) of the two techniques between Korea Research Institute of Standards and Science (KRISS) in Daejeon and NGII in Sejong over an installed optical fiber path of approximately 50 km.

2. TIME AND FREQUENCY TRANSFER TECHNIQUES

2.1 ELSTAB

ELSTAB holds the group delay of a fiber-borne reference signal constant using a matched pair of electronic variable delay lines arranged as a delay-locked-loop (Krehlik et al. 2016), shown in Fig. 1. The signal travels outward along the forward delay line to the Remote Module, is reflected back through the same fiber, and is compared in phase with the outgoing signal at the local module; any phase mismatch drives both delay lines so that the round-trip delay never changes:

$$\tau_{D_F} + \tau_{FIB_F} + \tau_{FIB_B} + \tau_{D_B} = \text{constant} \quad (1)$$

where τ_{D_F} and τ_{D_B} are the (variable) delays of the forward and backward delay lines respectively, and τ_{FIB_F}, τ_{FIB_B} are the propagation delays of the fiber in the forward and backward directions.

As long as the fiber delay fluctuates equally in both directions and the two delay lines are tuned identically, the one-way delay from the Local Module input to the Remote Module output stays constant too. A 1 PPS timing signal rides transparently within the same stabilized loop, encoded as a phase modulation on the RF carrier, so the recovered 1 PPS output inherits the same stability as the frequency signal. Its absolute one-way delay follows from the measured round-trip delay once the forward–backward asymmetry introduced by chromatic dispersion is corrected for:

$$\tau_{REF\rightarrow OUT} = \tfrac{1}{2}[\tau_{REF\rightarrow RET} + (\tau_{FIB_F} - \tau_{FIB_B}) + \tau_C] \quad (2)$$

where $\tau_{REF\rightarrow RET}$ is the round-trip delay, (τ_{FIB_F} - τ_{FIB_B}) is a forward–backward delay asymmetry caused by chromatic dispersion of the fiber and τ_C is a hardware-related term, determined during fabrication of particular devices.

2.2 WR

WR combines Synchronous Ethernet (SyncE), which provides a common physical-layer reference frequency and locks the slave clock to the master rate, with the IEEE 1588 Precision Time Protocol (PTP). PTP exchanges timestamped Sync, Follow_up, Delay_Req, and Delay_Resp messages. With t_1 denoting the Sync departure timestamp, t_2 the Sync arrival timestamp, t_3 the Delay_Req departure timestamp,

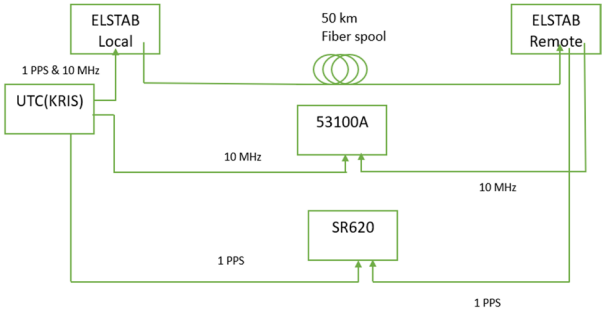


Fig. 2. ELSTAB measurement configuration for the in-house experiment.

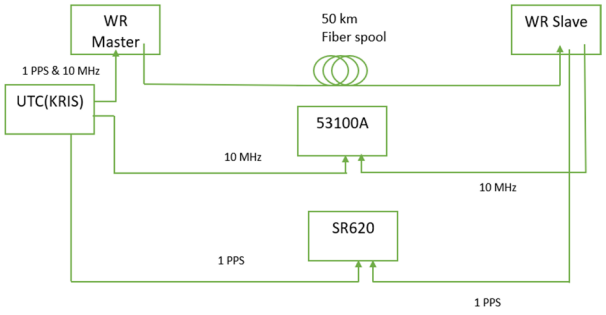


Fig. 3. WR measurement configuration for the in-house experiment.

and t_4 the Delay_Req arrival timestamp, the mean one-way path delay δ is estimated as (IEEE 2008, Scarbro 2022):

$$\delta = [(t_4 - t_1) - (t_3 - t_2)]/2 \quad (3)$$

Standard PTP is limited by hardware timestamp resolution (~8 ns for Gigabit Ethernet). WR overcomes this limitation using the dual mixer time difference technique: the reference and recovered signals are each mixed with a common local oscillator carrying a small frequency offset, shifting the phase comparison down to a low beat frequency that can be digitized with picosecond resolution (Lipinski et al. 2011). Because the forward and backward directions of a single bidirectional fiber use different wavelengths, their propagation delays are not equal. This asymmetry is represented by a calibration coefficient α that must be measured and applied before WR can be used for absolute time transfer (Daniluk 2015).

3. EXPERIMENTAL SETUP

3.1 In-House Experiment

Before field deployment, the ELSTAB and WR systems were characterized in the controlled setting of the KRISS laboratory using simulated 50 km optical fiber links. The ambient conditions were maintained at a temperature of (22.0 ± 0.5)°C and a relative humidity of (55 ± 5)%. The ELSTAB configuration and WR configuration are shown in Figs. 2 and 3, respectively. The 10 MHz frequency outputs were measured using a Phase Analyzer 53100A, and the 1 PPS outputs were measured using a Time Interval Counter SR620. The in-house results are compared with the field measurements in Section 4.



Fig. 4. The KRISS–NGII installed optical fiber link (approximately 50 km).

3.2 The KRISS–NGII Link Experiment

KRISS, located in Daejeon, maintains the UTC(KRIS) time scale and contributes it to TAI/UTC through the BIPM time-link comparison network (Arias et al. 2011). NGII, located in Sejong, oversees the national geodetic control network. The two institutes are connected by an installed optical fiber path of approximately 50 km, as shown in Fig. 4. The measurement campaign was conducted from June to August 2026. Throughout the measurement period, the ambient environmental conditions in Daejeon and Sejong were monitored, showing temperature variations from 12.2 to 37.3°C and relative humidity variations from 19 to 100% (data.kma.go.kr).

For the ELSTAB field experiment, the ELSTAB Local Module at KRISS was driven by the 10 MHz and 1 PPS outputs of UTC(KRIS), while the Remote Module at NGII was reached over the installed 50 km optical fiber cable. Because an independent reference link or a second ELSTAB device pair was not available, the one-way transfer stability of ELSTAB was estimated from the Local Module return outputs. The 10 MHz return output was compared with UTC(KRIS) using a Phase Analyzer 53100A at KRISS, and the 1 PPS return output was measured using an SR620 time interval counter, as shown in Fig. 5. Therefore, the ELSTAB field results should be interpreted as return-output-based

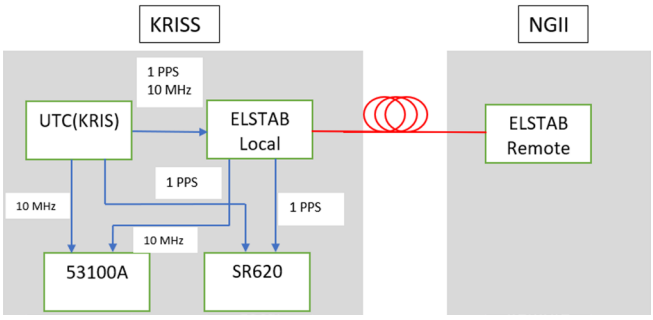


Fig. 5. ELSTAB measurement configuration for KRISS-NGII link.

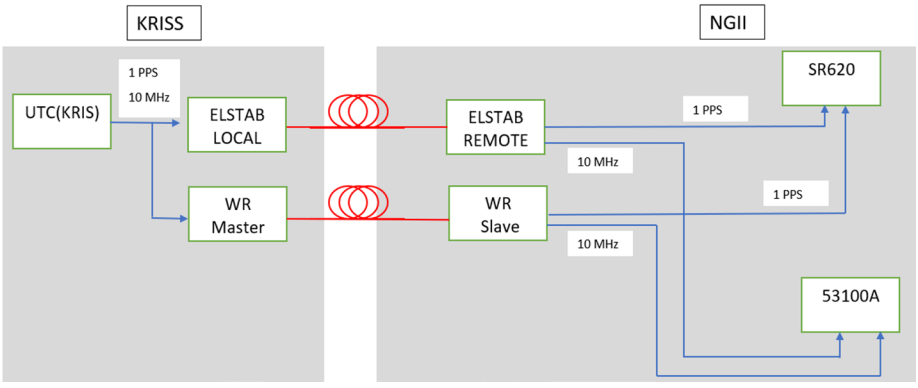


Fig. 6. WR measurement configuration for KRISS-NGII link.

estimates of the one-way transfer stability rather than as a fully independent one-way measurement.

For the WR field experiment, the WR system was configured with the Master at KRISS and the Slave at NGII over the same 50 km optical fiber cable. The WR Slave 10 MHz output was compared against the ELSTAB Remote Module 10 MHz output using a Phase Analyzer 53100A. The 1 PPS stability was evaluated from the corresponding time-interval difference between the WR Slave 1 PPS output and the ELSTAB Remote Module 1 PPS output using an SR620, as shown in Fig. 6. Consequently, the WR field time result is a relative ELSTAB-WR measurement and includes the residual noise of both systems and the measurement instrument.

For absolute time transfer, the WR system was calibrated according to the standard WR calibration procedure (Daniluk 2015), as modelled in Fig. 7. Two SFP modules were used: an S-Modul SS-B5512-ZXG with a 1550 nm transmit wavelength and a 1490 nm receive wavelength for the local module, and an S-Modul SS-B4912-ZXG with a 1490 nm transmit wavelength and a 1550 nm receive wavelength for the remote module. Both SFP modules are rated for optical fiber lengths up to 80 km. Calibration was performed on port 1 of both the Master and Slave.

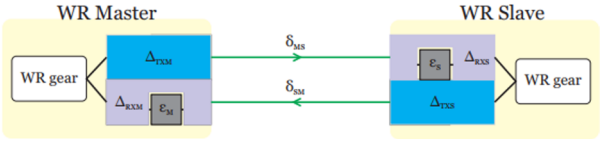


Fig. 7. WR link model (Daniluk 2015).

The measured calibration parameters were ΔTXM = ΔRXS ≈ 282.317 ns and ΔTXS = ΔRXM ≈ 282.977 ns. The fiber-asymmetry coefficient α, required because the forward and backward WR wavelengths experience different chromatic dispersion, was 1.750×10^{-4}. From the calibrated round-trip delay and skew, the transmit and receive delay offsets ΔTX and ΔRX for the Master and Slave were computed and loaded into the WR system.

4. RESULTS

4.1 Frequency Stability

ADEV results for the in-house measurements and the KRISS-NGII field link are shown in Fig. 8. In the in-house experiment, the ELSTAB Remote output reached

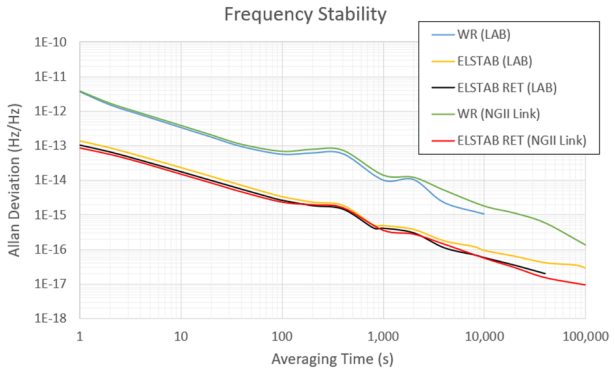


Fig. 8. ADEV versus averaging time for ELSTAB and WR.

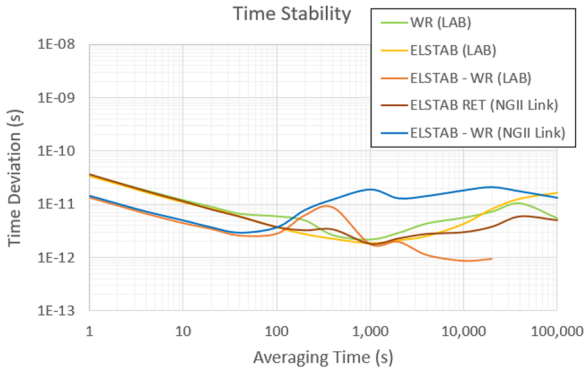


Fig. 9. TDEV versus averaging time for ELSTAB and WR.

a fractional frequency stability of 1.38×10^{-13} at 1 s. The ELSTAB return signal measured with the 50 km fiber spool reached 1.03×10^{-13} at 1 s, exhibiting slightly better stability than the ELSTAB remote output. This difference arises from the compensation scheme employed in ELSTAB, as illustrated in Fig. 1. Noise compensation is based on a delayed measurement of the phase-difference fluctuations between the transmitted and returned signals at the local unit. Half of the measured round-trip phase fluctuation is applied to the outgoing signal, based on the assumption that the phase fluctuation at the remote output corresponds to half of the total accumulated round-trip phase fluctuation. Owing to the finite round-trip propagation delay, however, the phase noise at the remote output cannot be fully compensated in real time. In contrast, the returned signal is compensated upon its arrival at the local unit, resulting in more effective compensation and, consequently, slightly better stability. Since the instability of the ELSTAB remote output is less than 1.5 times that of the ELSTAB return signal for all integration time, measurements of the return signal can serve as a suitable proxy for estimating the frequency-transfer stability of the compensated link.

Over the KRISS-NGII installed optical fiber link, the ELSTAB return signal reached 8.72×10^{-14} at 1 s, comparable to the in-house return-output result. This indicates that the ELSTAB stabilization loop operated properly over the real fiber network. Because the return output is produced after compensation in the local module, the measured value is used here to estimate the one-way ELSTAB frequency transfer stability.

The one-way WR frequency stability measured from in-house experiment was 3.56×10^{-12} at 1 s, approximately 25 times worse than ELSTAB frequency transfer. Hence the frequency stability over KRISS-NGII link estimated from comparing the WR Slave's 10 MHz output against the ELSTAB Remote Module's 10 MHz output can be regarded as the one-way WR frequency stability showing 3.82×10^{-12} at 1 s. Since the one-way ELSTAB frequency transfer stability is significantly lower than that of the WR, the relative measurement is interpreted as mainly WR dominated. The field WR value is approximately 44 times higher than the ELSTAB return-output value at 1 s.

4.2 1 PPS Stability

Fig. 9 shows the 1 PPS TDEV results. In the in-house experiment, the measured individual TDEV values of the ELSTAB and WR 1 PPS outputs were 33.5 ps and 35.4 ps at 1 s, respectively. Although ELSTAB is clearly superior for frequency transfer because of its active real-time phase compensation, its 1 PPS signal is transferred by encoding timing information on the 10 MHz carrier, leading to short-term timing performance that is comparable to that of WR. In this case we cannot use one of the signals to be reference signal to measure the other. If two measured systems had equal and uncorrelated timing noise, the individual contribution could be estimated by dividing the TDEV of the difference by $\sqrt{2}$. For the ELSTAB-WR comparison, the time interval between the ELSTAB Remote 1 PPS output and the WR 1 PPS output was measured. This relative TDEV reached 13.2 ps at 1 s in the in-house 50 km spool experiment and 14.5 ps at 1 s over the KRISS-NGII link. These values are smaller than the individual in-house ELSTAB and WR TDEV values at short averaging times. This suggests that the two systems share some common-mode noise or correlated environmental effects in the measurement configuration. Therefore, the ELSTAB-WR curves should be interpreted as relative time stability, not as independent one-way TDEV values for each system.

In order to estimate the one-way ELSTAB 1 PPS transfer stability over the KRISS-NGII link, the ELSTAB return-output TDEV was measured to be 36.1 ps at 1 s, which is comparable to the corresponding in-house result.

Overall, ELSTAB provides the best frequency-transfer

stability, while WR provides practical Ethernet-based scalability with sub-nanosecond-level relative timing performance. Both ELSTAB and WR operated over the 50 km KRISS-NGII installed optical fiber link without optical amplification, indicating that the link is suitable for operational high-precision time and frequency transfer.

5. CONCLUSIONS

This paper evaluated ELSTAB and WR through both in-house experiments and a field trial between KRISS in Daejeon and NGII in Sejong via an installed 50 km optical fiber network. ELSTAB delivered the best frequency stability, reaching an estimated return-output-based field stability of less than 2×10^{-13} at 1 s. The corresponding WR field frequency stability was 3.82×10^{-12} at 1 s, making ELSTAB the more suitable technique for applications that require the highest frequency-transfer stability, such as optical clock comparison.

Given the comparable individual TDEV values at 1 s obtained for the ELSTAB and WR 1 PPS outputs in the in-house experiment and for the ELSTAB return output over the KRISS-NGII link, the TDEV over the KRISS-NGII link is estimated to be approximately 40 ps at 1 s for both systems. Further experiments using an independent link and a second device pair are required to independently verify the one-way transfer stability of ELSTAB and WR. WR remains attractive for operational timing distribution because of its Ethernet-based scalability, open-source ecosystem, and sub-nanosecond-level time-transfer capability after calibration.

A useful practical takeaway is that neither ELSTAB nor WR required optical amplification over the 50 km KRISS-NGII installed optical fiber link. WR must be calibrated before it is used for time transfer, especially when sub-nanosecond-level time offset control is required.

ACKNOWLEDGMENTS

The fiber link is provided by the Korea Research Environment Open Network (KREONET), which is managed and operated by the Korea Institute of Science and Technology Information (KISTI). We gratefully acknowledge S. Yi and I. Kim of the National Geographic Information Institute (NGII) for their support. This research was supported by Measurement Technology for Grand National Strategic Industries funded by Korea Research Institute of Standards and Science (KRISS–2026–GP2026–0012).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, D.H.Y. and M.S.H.; methodology, D.H.Y. and M.S.H.; software, D.H.Y.; validation, D.H.Y.; formal analysis, A.M.B.; investigation, A.M.B.; resources, M.S.H.; data curation, A.M.B.; writing—original draft preparation, A.M.B.; writing—review and editing, D.H.Y. and M.S.H.; visualization, A.M.B.; supervision, D.H.Y.; project administration, D.H.Y.; funding acquisition, D.H.Y.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Arias, E. F., Panfilo, G., & Petit, G. 2011, Timescales at the BIPM, Metrologia, 48, S145-S153. https://doi.org/10.1088/0026-1394/48/4/S04

Daniluk, G. 2015, White Rabbit calibration procedure, version 1.1, CERN-BE-CO-HT, Geneva. https://white-rabbit.web.cern.ch/documents/WR_Calibration-v1.1-20151109.pdf

Derviškadić, A., Razzaghi, R., Walger, Q., & Paolone, M. 2020, The White Rabbit time synchronization protocol for synchrophasor networks, IEEE Transactions on Smart Grid, 11, 726-738. https://doi.org/10.1109/TSG.2019.2931655

IEEE 2008, 1588-2008: IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems (New York: IEEE). https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2008.4579760

Krehlik, P. & Śliwczyński, Ł. 2015, ELSTAB - electronically stabilized time and frequency distribution over optical fiber - an overview, In Proceedings of the IEEE International Frequency Control Symposium and the European Frequency and Time Forum (IFCS-EFTF 2015), Denver, CO, USA, 12-16 April 2015, pp.761-764. https://doi.org/10.1109/FCS.2015.7138953

Krehlik, P., Śliwczyński, Ł., Buczek, L., Kołodziej, J., & Lipiński, M. 2016, ELSTAB - fiber-optic time and frequency distribution technology: a general characterization and fundamental limits, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 63, 993-1004. https://doi.org/10.1109/TUFFC.2015.2502547

Lipinski, M., Wlostowski, T., Serrano, J., & Alvarez, P. 2011, White Rabbit: a PTP application for robust sub-nanosecond synchronization, In Proceedings of the IEEE International Symposium on Precision Clock Synchronization (ISPCS) for Measurement, Control and Communication, Munich, Germany, 12-16 Sep 2011,

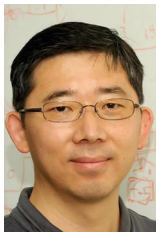
pp.25-30. https://doi.org/10.1109/ISPCS.2011.6070148
Ludlow, A. D., Boyd, M. M., Ye, J., Peik, E., & Schmidt, P. O. 2015, Optical atomic clocks, Reviews of Modern Physics, 87, 637-701. https://doi.org/10.1103/RevModPhys.87.637
Scarbro, A. 2022, Sub-nanosecond network synchronization: an introduction to White Rabbit, ARMMS RF and Microwave Society, Issue 2 [Internet], cited 2026 Aug 3, available from: https://www.armms.org/media/uploads/sub-nanosecond-network-synchronisation---an-introd.pdf
Śliwczyński, Ł., Krehlik, P., Kołodziej, J., Imlau, H., Ender, H., et al. 2017, Fiber-optic time transfer for UTC-traceable synchronization for telecom networks, IEEE Communications Standards Magazine, 1, 66-73. https://doi.org/10.1109/MCOMSTD.2017.1600766ST



Ahmad Mohamad Boynawan received the B.Eng. degree in Electrical Engineering from the University of Indonesia in 2004. He is currently a graduate student at the University of Science and Technology (UST), Daejeon, Korea. His research interests include time and frequency metrology.



Myoung-Sun Heo received the Ph.D. degree in physics from Seoul National University, Seoul, South Korea, in 2007. He has been working on atomic frequency standards including microwave and optical frequency standards, optical fiber frequency transfer at Korea Research Institute of Standards and Science (KRISS) since 2013.



Dai-Hyuk Yu received the Ph.D. degree in physics from Seoul National University, Seoul, South Korea, in 2000. He has been working on precision optical frequency metrology including optical frequency standards and optical frequency transfer at Korea Research Institute of Standards and Science (KRISS) from 2002.

JPNT 15(3), 481-487 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.481

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

실시간 위치 추정 중 발생하는 데이터 손실에 강인한 상태 추정 알고리즘

김창우, 신 성, 유성현†

A Robust State Estimation Algorithm Under Data Loss Occurring During Real Time Localization

Chang Woo Kim, Sung Shin, Sung Hyun You†
Department of Electronics Engineering, Chosun University, Gwangju 61452, Korea

ABSTRACT

The accuracy of real-time localization directly affects the performance and stability of mobile systems such as mobile robots, drones, and automobiles. Major sources of real-time localization error include the approximation of nonlinear process and measurement models and observation losses due to failures in data transmission and reception. In this paper, focusing on continuous data loss that occurs during real-time localization, we propose a state estimation algorithm that is robust to data loss. The proposed algorithm estimates position changes by calculating the average position change from the most recent N position estimates. It then uses the estimated position as an auxiliary measurement when data loss occurs and measurement updates cannot be performed. To verify the robustness of the proposed algorithm under data-loss conditions, performance evaluations were conducted through simulations that compare the proposed algorithm with the unscented Kalman filter and trilateration under both data-loss and loss-free conditions. The results of the simulations show that the proposed algorithm is more robust than the other state estimation algorithms under data-loss conditions.

Keywords: error, localization, data loss, robustness
주요어: 오차, 위치 추정, 데이터 손실, 강인함

1. 서론

모바일 로봇, 드론, 차량과 같은 이동체 시스템에서 실시간 위치 추정 정확도는 시스템의 안정성과 성능에 큰 영향을 미치며 위치 추정 오차는 대표적으로 시스템이 비선형일 경우 선형화 및 평균과 공분산의 근사 과정에서 발생하는 오차와 센서 잡음, 외란 및 데이터 손실 등 다양한 요인에 의해 발생한다 (Calafiore 2005). 이와 같은 이유로 발생하는 오차를 줄이고 위치 추정 정확도를 높이기 위해 상태 추정 알고리즘을 수정, 보완하고 새로운 알고리즘을 제안하는 등 많은 연구들이 진행되어 왔으며 실시간 위치 추정에서 주로 사용, 연구되는 상태 추정 알고리즘으로 칼만 필터(Kalman filter)가 있다 (Rezaei & Sengupta 2007).

칼만 필터 계열의 상태 추정 알고리즘은 상태의 확률분포를 평균과 공분산으로 표현하고 예측과 갱신을 반복하는 재귀적 베이지안 필터로 구현된다 (Fang et al. 2018). 고전적인 칼만 필터는 상태 공간 모델이 선형이고 잡음이 가우시안 분포를 따른다는 가정에 기반하며 비선형 시스템의 경우 상태 공간 모델을 선형화 또는 평균과 공분산의 형태로 근사하는 과정을 수행해야 한다 (Kalman 1960, Athans et al. 1968). 특히 이동체와 로봇 등 많은 시스템 모델은 주로 비선형으로 표현되는 경우가 많으며 비선형 시스템에서 사용되는 대표적인 칼만 필터 계열 알고리즘으로 확장 칼만 필터(Extended Kalman Filter)와 무향 칼만 필터(Unscented Kalman Filter)가 있다 (Reif & Unbehauen 1999, Julier & Uhlmann 2004, Durrant-Whyte & Bailey 2006). 확장 칼만 필터는 비선형 상태 공간 모델에 대해 1차 테일러 전개를 통해 국소적으로 선형화 하여 수행하며 1차 테일러 전개 과정에서 2차

Received Aug 12, 2026 **Revised** Aug 29, 2026 **Accepted** Sep 14, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: you@chosun.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

이상의 고차 항을 무시하여 고차 항의 크기가 클때 상태 추정 정확도가 떨어진다는 단점이 있다 (Nemra & Aouf 2010). 반면 무향 칼만 필터는 Unscented Transform (UT)을 사용하여 비선형 상태 공간 모델로부터 평균과 공분산을 근사하는 방식으로 다루며 가우시안 입력에 대해 테일러 전개 관점에서 3차 수준에 근접하는 정확도를 확장 칼만 필터와 유사한 계산량으로 구현할 수 있다 (Julier et al. 2000, Wan & Van Der Merwe 2000, Gustafsson & Hendeby 2012).

비선형 상태 공간 모델의 선형 근사 과정에서 발생하는 오차 이외에도 위치 추정 정확도는 측정 데이터의 품질과 가용성에 영향을 받는다 (Sinopoli et al. 2004, Liu & Guo 2021). 특히 측정 데이터 손실이 발생하여 측정 데이터를 해당 시점의 상태 추정 알고리즘에 사용할 수 없게 되는 경우 Sinopoli et al. (2004)와 Liu & Goldsmith (2004)에서는 예측 단계의 예측값과 예측 오차 공분산을 각각 해당 시점의 상태 추정값과 오차 공분산으로 사용한다. 이를 데이터 손실이 장기적으로 발생하는 환경에서 사용할 경우 측정 갱신이 수행되지 않아 오차 공분산이 증가할 수 있으며 추정 불확실성이 커질 수 있다 (Sinopoli et al. 2004). 특히 비선형 상태 추정 알고리즘은 추정 불확실성의 증가 뿐만 아니라 선형화 또는 평균과 공분산의 근사 과정에서 발생하는 오차가 커질 수 있으며 대표적으로 무향 칼만 필터의 경우 시그마 포인트가 오차 공분산의 제곱근에 비례하여 생성되므로 오차 공분산이 증가할 경우 시그마 포인트가 평균으로부터 멀리 분산되어 이동체의 위치 추정 정확도가 저하될 수 있다 (Julier 2002, Julier & Uhlmann 2004, Bailey et al. 2006). 때문에 비선형 이동체 시스템의 경우 정확한 위치 추정을 위해 데이터 손실이 장기적으로 발생하는 구간에서 예측 단계를 반복하는 방식을 보완할 필요가 있으며 측정 데이터가 손실되어도 오차 공분산이 과도하게 증가하지 않도록 해야 한다. 한편, 측정 데이터 손실에도 비선형 칼만 필터의 갱신 단계를 수행하는 연구들이 수행되어 왔다. Xu et al. (2018)은 측정 손실을 Bernoulli 확률변수로 모델링하고 측정값 수신 확률을 무향 칼만 필터의 갱신 단계에 반영하여 데이터 손실에 강인한 무향 칼만 필터 기반 알고리즘을 제안하였다. Lv et al. (2022)는 Xu et al. (2018)과 유사하게 측정 손실을 Bernoulli 확률변수로 모델링하고 데이터 손실 시 시간 k에 대해 k+1의 예측된 상태를 측정 모델에 통과시켜 생성한 예측된 측정값을 손실 측정 보정에 사용하며 측정 수신율이 불확실한 경우 베이지안 추정을 통해 측정 수신율을 적응적으로 추정한다.

이 연구는 실시간 위치 추정 중 발생하는 장기적인 측정 데이터 손실 구간에 강인한 비선형 상태 추정 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 데이터가 정상적으로 수신되는 구간에서는 기존 무향 칼만 필터의 예측과 갱신 단계를 수행한다. 반면 측정 데이터가 손실되어 측정 갱신을 수행할 수 없게 되는 구간에서 예측 단계를 반복하는 기존의 방법과 달리 최근 N개의 위치 추정값만큼 저장된 행렬로부터 평균 위치 변화량을 계산하여 위치 변화량의 추세를 추정한다. 이후 위치 변화량의 추세를 기반으로 한 위치 추정값을 보조 측정 갱신 정보로 활용하여 상태와 오차 공분산을 갱신함으로써 예측 단계를 반복할 때 발생할 수 있는 오차 공분산의 과도한 증가와 위치 추정값의 오차 누적을 저감한다. 또한 제안한 알고리즘은 손실 확률의 정보를 사전에 요구하지 않으며 다중모델 구조를 사용하지 않고 최근 N개의 위치 추정값으로부터 의사 측정 (Pseudo Measurement)을 생성하여 데이터 손실 발생 시 사용한다는 점에서 기존의 연구와 차별된다.

본 논문은 다음과 같이 구성되었다. 2장에서는 데이터 손실에 강인한 무향 칼만 필터 알고리즘에 대해 소개한다. 3장은 시뮬레이션을 통해 제안한 상태 추정 알고리즘과 기존의 상태 추정 알고리즘을 데이터 손실이 없는 환경과 장기적인 데이터 손실 구간이 있는 환경에서 각 상태 추정 알고리즘의 위치 추정 성능을 비교하여 평가를 진행한다. 4장은 시뮬레이션 결과를 분석하여 결론을 맺는다.

2. 데이터 손실에 강인한 무향 칼만 필터 기반 측위 기법

2.1 상태 공간 모델과 측정 모델

본 연구에서는 2차원 이동체의 운동을 표현하기 위해 Unicycle 모델을 사용한다. 시간 k에서 상태 $\mathbf{x}_k$는 전역 좌표계에서의 x축 위치 x, y축 위치 y와 방향각 θ로 구성되고 입력 $\boldsymbol{V}_{k-1}$는 선속도 v_{k-1}와 각속도 ω_{k-1}로 구성된다. 시간 k에서 입력벡터와 비선형 상태천이 모델은 Eqs. (1-5)로 표현된다.

$$x_k = x_{k-1} + T_{k-1} v_{k-1} \cos\theta_{k-1} \tag{1}$$

$$y_k = y_{k-1} + T_{k-1} v_{k-1} \sin\theta_{k-1} \tag{2}$$

$$\theta_k = \theta_{k-1} + T_{k-1} \omega_{k-1} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{V_{k-1}} = [v_{k-1} \quad \omega_{k-1}]^T \tag{4}$$

$$\mathbf{x_k} = [x_k \quad y_k \quad \theta_k]^T = f(\mathbf{x_{k-1}}, \boldsymbol{V_{k-1}}) + w_{k-1} \tag{5}$$

여기서 T_{k-1}은 시간 k-1과 k사이의 샘플링 시간이며 w_{k-1}은 평균이 0이고 공분산이 Q_{k-1}인 가우시안 분포를 따르는 프로세스 잡음이다.

측정은 Ultra-Wideband (UWB)의 태그를 기준으로 4개의 앵커로부터 수신받은 거리 데이터를 측정값으로 사용하며 전역 좌표계에서 각 앵커의 좌표는 (i_m, j_m), 태그의 좌표는 (x_k, y_k)이다. 여기서 d_k는 앵커와 태그 사이의 거리 측정값, m은 앵커의 번호를 의미한다. 시간 k에서 측정값과 측정 모델은 Eqs. (7-8)과 같다.

$$d_{m,k} = \sqrt{(x_k - i_m)^2 + (y_k - j_m)^2} \tag{7}$$

$$z_k = \begin{bmatrix} d_{1,k} \\ d_{2,k} \\ d_{3,k} \\ d_{4,k} \end{bmatrix} + \mu_k = h(\mathrm{x}_k) + \mu_k \tag{8}$$

여기서 μ_k는 평균이 0이고 공분산이 R_k인 가우시안 분포를 따르는 측정 잡음이다.

2.2 무향 칼만 필터

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.481

무향 칼만 필터는 상태분포의 평균과 공분산을 대표하도록 선정된 시그마 포인트를 비선형 상태천이 함수 $f(.)$와 측정 함수 $h(.)$에 직접 통과시킨다. 이후 변환된 시그마 포인트의 가중 평균과 가중 공분산으로부터 예측 상태와 예측 측정값의 평균과 공분산을 계산한다. 상태 벡터의 차원이 L일때 시그마 포인트와 가중치는 Eqs. (9–14)로 정의된다 (Julier & Uhlmann 2004).

$$\chi_{0,k-1|k-1} = \hat{x}_{k-1|k-1} \tag{9}$$

$$\chi_{i,k-1|k-1} = \hat{x}_{k-1|k-1} + \left[\sqrt{(L+\lambda)P_{k-1|k-1}}\right]_i, \quad i = 1,\dots,L \tag{10}$$

$$\chi_{i,k-1|k-1} = \hat{x}_{k-1|k-1} - \left[\sqrt{(L+\lambda)P_{k-1|k-1}}\right]_{i-L}, \quad i = L+1,\dots,2L \tag{11}$$

$$W_0^m = \frac{\lambda}{L+\lambda} \tag{12}$$

$$W_0^c = \frac{\lambda}{L+\lambda} + (1-\alpha^2+\beta) \tag{13}$$

$$W_i^m = W_i^c = \frac{1}{2(L+\lambda)} \tag{14}$$

여기서 W_i^m와 W_i^c는 각각 평균 가중치와 공분산 가중치이고 λ는 상태벡터의 차원 L과 시그마 포인트의 분포를 결정하는 항 α, 2차 스케일링 파라미터 κ로부터 계산되는 스케일링 파라미터이며 $\lambda=\alpha^2(L+\kappa)-L$로 정의된다 (Wan & Van Der Merwe 2000). 시그마 포인트와 평균 사이의 거리는 $\sqrt{L+\lambda} = \alpha\sqrt{L+\kappa}$에 비례하므로 κ가 고정된 경우 α가 작을수록 시그마 포인트는 평균에 가깝게 배치되고 클수록 넓게 분포하게 된다. β는 상태분포에 대한 사전 정보를 반영하는 파라미터이고 가우시안 분포에 대해 일반적으로 β=2로 설정한다 (Wan & Van Der Merwe 2000). 무향 칼만 필터의 상태 예측과 공분산 예측은 Eqs. (15–17)과 같이 진행된다 (Wan & Van Der Merwe 2000).

$$\chi_{i,k|k-1} = f(\chi_{i,k-1}, \boldsymbol{V_{k-1}}), \quad i = 0,\dots,2L \tag{15}$$

$$\hat{x}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^m \chi_{i,k|k-1} \tag{16}$$

$$P_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_{k|k-1})(\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_{k|k-1})^T + Q_{k-1} \tag{17}$$

예측된 시그마 포인트 $\chi_{i,k|k-1}$를 비선형 측정 함수 h(.)에 통과시켜 Eq. (18)과 같이 예측 측정 시그마 포인트 $Z_{i,k|k-1}$을 계산한다. 예측 측정 시그마 포인트와 Eq. (19)의 예측 측정값의 평균을 계산한 후 예측 측정 공분산과 상태 측정 간 교차 공분산을 Eqs. (20–21)과 같이 계산한다 (Wan & Van Der Merwe 2000).

$$Z_{i,k|k-1} = h(\chi_{i,k|k-1}), \quad i = 0,\dots,2L \tag{18}$$

$$\hat{z}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^m Z_{i,k|k-1} \tag{19}$$

$$P_{zz,k} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (Z_{i,k|k-1} - \hat{z}_{k|k-1})(Z_{i,k|k-1} - \hat{z}_{k|k-1})^T + R_k \tag{20}$$

$$P_{xz,k} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_{k|k-1})(Z_{i,k|k-1} - \hat{z}_{k|k-1})^T \tag{21}$$

이후 Eq. (22)와 같이 칼만 이득을 계산하고 Eqs. (23–24)를 이용하여 상태 추정값과 오차 공분산을 갱신한다 (Wan & Van Der Merwe 2000).

$$K_k = P_{xz,k} P_{zz,k}^{-1} \tag{22}$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k|k-1} + K_k(z_k - \hat{z}_{k|k-1}) \tag{23}$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k P_{zz,k} K_k^T \tag{24}$$

2.3 데이터 손실에 강인한 무향 칼만 필터 기반 상태 추정 알고리즘

데이터 손실이 발생하면 해당 시점의 측정값이 수신되지 않거나 유효하지 않게 된다. 필터 갱신 과정에서 측정값을 사용할 수 없는 경우 필터는 예측 단계의 예측값에 의존하게 되고 측정값에 의한 오차 보정이 이루어지지 않아 오차가 누적되어 위치 추정 정확도가 떨어진다.

본 연구에서는 실시간 위치 추정 중 발생하는 장기적인 데이터 손실 구간에 강인한 상태 추정 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 측정 데이터가 손실되지 않은 경우 무향 칼만 필터의 상태 추정을 수행하고 데이터 손실 구간에서는 예측 단계의 상태 예측값과 최근 N개의 위치 추정값으로 부터 각 시점의 위치 변화량을 계산하고 이들의 평균 위치 변화량을 이전 시점의 위치 추정값에 더하여 Pseudo Measurement를 생성한다. 또한 평균 위치 변화량의 공분산과 이전 추정값의 추정 오차 공분산에서 위치 성분을 추출한 공분산을 더하여 Pseudo Measurement의 공분산을 구성하였고 이를 갱신 단계에 반영하여 Pseudo Measurement를 지나치게 신뢰하지 않도록 하였다. 방향각 θ는 UWB 시스템에서 측정되지 않기 때문에 제외하였으며 급격한 방향 전환 등 θ에 대한 성분이 필요 할 경우 향후 Inertial Measurement Unit (IMU) 등 센서의 추가가 필요하다. Table 1은 제안한 상태 추정 알고리즘의 의사 코드이다. 여기서 Hp는 3차원 상태벡터에서 위치 성분을 추출하는 행렬이며 B_{k-1}은 최근 N개의 위치 추정값들이 저장된 행렬이다. $b_{N,k-1}$은 이전 위치 추정값에서 위치 성분을 추출한 것이며 각 시점의 차이를 계산하여 k시점의 위치 변화량 $\Delta b_{l,k}$을 계산한다. $\overline{\Delta p_k}$는 $\Delta b_{l,k}$를 평균으로 계산한 최근 위치 변화의 추세이며 $\tilde{p}_k$는 $\overline{\Delta p_k}$를 이전 시점 상태 추정값의 위치 성분에 더하여 만든 추세 기반 위치이다.

위치 변화량 $\Delta b_{l,k}$의 표본 공분산 $S_{\Delta,k}$을 통해 계산된 $\bar{S}_{\Delta,k}$는 평균 위치 변화량 $\overline{\Delta p_k}$의 공분산이며 이전 상태 추정값의 추정 오차 공분산과 결합하여 추세 기반 잡음 공분산 $\tilde{R}_k$을 계산한다. $\tilde{R}_k$에 $\bar{S}_{\Delta,k}$를 반영하는 것은 갱신 과정에서 추세 기반 위치를 지나치게 신뢰하는 것을 방지한다. 이후 잔차 공분산 $S_{pp,k}$와 칼만 이득 K_k를 계산하고 상태와 오차 공분산을 갱신하여 필터 갱신과정을 마무

Table 1. Pseudo code of proposed state estimation algorithm.

Algorithm 1 Proposed state estimation algorithm

Input : $\hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1}$, $P_{k-1|k-1}$, $\boldsymbol{V}_{k-1}$, z_k, Q_{k-1}, R_k, B_{k-1}

Prediction

Compute Sigma points and $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$, $P_{k|k-1}$ via Eqs. (9)-(17)

If z_k is available **then**

Measurement update

Compute $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$, $P_{k|k}$ via Eqs. (18)-(24)

Else

$$H_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_k = \left[b_{1,k-1}, b_{2,k-1}, \dots, b_{N,k-1}\right]$$

$$b_{N,k-1} = H_p \hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1}$$

$$\Delta b_{l,k} = b_{l+1,k-1} - b_{l,k-1}$$

$$\overline{\Delta p_k} = \frac{1}{N-1}\sum_{l=1}^{N-1} \Delta b_{l,k}$$

$$\tilde{p}_k = b_{N,k-1} + \overline{\Delta p_k}$$

$$\hat{p}_{k|k-1} = H_p \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$$

$$S_{\Delta,k} = \frac{1}{N-2}\sum_{l=1}^{N-1}(\Delta b_{l.k} - \overline{\Delta p_k})(\Delta b_{l.k} - \overline{\Delta p_k})^T$$

$$\bar{S}_{\Delta,k} = \frac{1}{N-1} S_{\Delta,k}$$

$$\tilde{R}_k = H_p P_{k-1|k-1} H_p^T + \bar{S}_{\Delta,k}$$

$$S_{pp,k} = H_p P_{k|k-1} H_p^T + \tilde{R}_k$$

$$K_k = P_{k|k-1} H_p^T S_{pp,k}^{-1}$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + K_k(\tilde{p}_k - \hat{p}_{k|k-1})$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k S_{pp,k} K_k^T$$

B_k **update**

$$B_k = \left[b_{2,k-1}, \dots, b_{N,k-1}, H_p \hat{\mathbf{x}}_{k|k}\right]$$

end

리한다.

3. 시뮬레이션

3.1 시뮬레이션 환경

이 연구는 Matlab에서 시뮬레이션으로 진행하였으며 2차원 공간에서 태그가 부착된 이동체가 일정한 속도로 움직이도록 하였다. 측정값은 태그와 (0,0), (0,6), (6,0), (6,6)의 고정된 위치에 있는 앵커까지의 거리값을 측정 데이터로 사용한다. 시뮬레이션은 측정 데이터의 손실이 발생하지 않는 이상적인 환경과 측정 데이터 손실이 발생하는 환경에서 각 상태 추정 알고리즘의 추정 경로, 추정 오차, Root Mean Square Error (RMSE)를 비교하여 성능 평가를 진행하였다. RMSE는 평균 제곱근 오차로 Eq. (25)와 같다.

Table 2. RMSE under ideal condition.

State estimator	RMSE (m)
Trilateration	0.196
UKF	0.075
Proposed	0.075

$$RMSE = \sqrt{\sum_{k=1}^{n} \frac{(\hat{\mathbf{x}}_k - \mathbf{x}_k)^2}{n}} \tag{25}$$

여기서 n은 데이터의 개수를 의미하며 $\hat{\mathbf{x}}_k - \mathbf{x}_k$는 상태 추정값과 실제값의 잔차를 의미한다.

3.2 데이터 손실이 발생하지 않는 환경

이번 절에서 진행하는 시뮬레이션 환경은 가우시안 잡음이 존재하며 데이터 손실이 발생하지 않는 환경이다. 주기 T는 10 Hz, 속도 v와 회전 구간의 각속도 ω는 각각 1.3 m/s, 0.1963 rad/s로 설정하였다. 또한 프로세스 잡음 공분산과 측정 잡음 공분산은 Eqs. (26-27)로 설정하였고 초기값과 초기 오차 공분산은 Eqs. (28-29)와 같다.

$$Q = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_y^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_\theta^2 \end{bmatrix}, \quad \sigma_x = \sigma_y = 0.3, \quad \sigma_\theta = 0.069 \tag{26}$$

$$R = \begin{bmatrix} \sigma_r^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_r^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_r^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_r^2 \end{bmatrix}, \quad \sigma_r = 0.06 \tag{27}$$

$$\mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} x \\ y \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1m \\ 6m \\ 5° \end{bmatrix} \tag{28}$$

$$P_0 = \begin{bmatrix} 0.09 & 0 & 0 \\ 0 & 0.09 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0305 \end{bmatrix} \tag{29}$$

데이터 손실이 발생하지 않는 환경에서 삼변측량, 무향 칼만 필터, 제안한 알고리즘의 위치 추정 경로와 추정 오차는 Fig. 1과 같다. Table 2은 RMSE 결과이며 20회의 Monte-Carlo 시행 평균이다. 비교 결과 무향 칼만 필터와 제안한 알고리즘의 성능은 유사하고 삼변 측량은 그에 비해 낮은 성능을 보였다.

3.3 데이터 손실이 발생하는 환경

데이터 손실이 발생하는 환경에서 프로세스 잡음과 측정 잡음, 초기값과 초기 오차 공분산은 Eqs (30-33)과 같다. 또한 주기 T는 10 Hz, 속도 v와 회전 구간의 각속도 ω는 각각 1.3 m/s, 0.1963 rad/s로 설정하였다.

$$Q = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_y^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_\theta^2 \end{bmatrix}, \quad \sigma_x = \sigma_y = 0.3, \quad \sigma_\theta = 0.069 \tag{30}$$

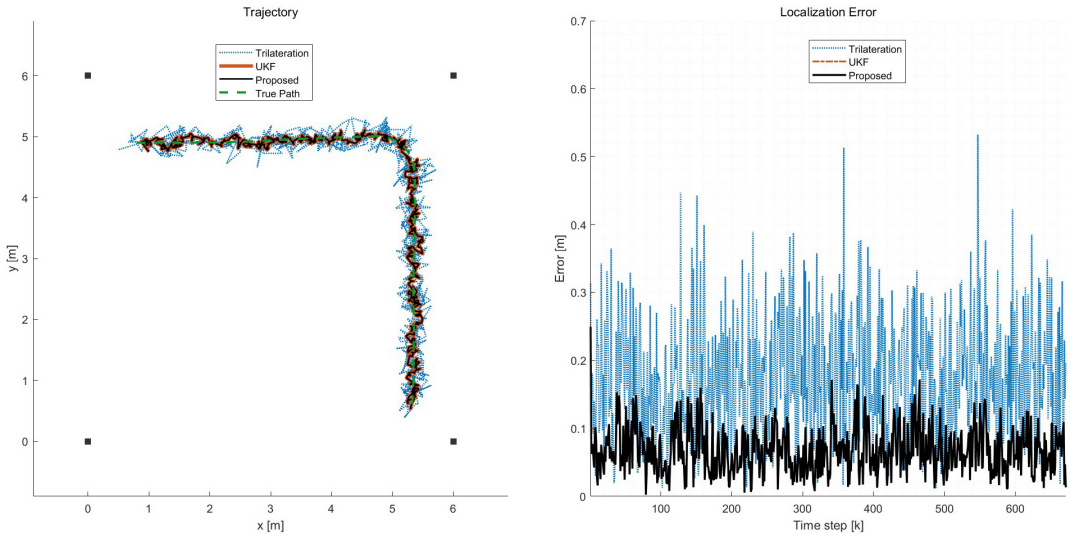


Fig. 1. Trajectories and localization error under ideal condition.

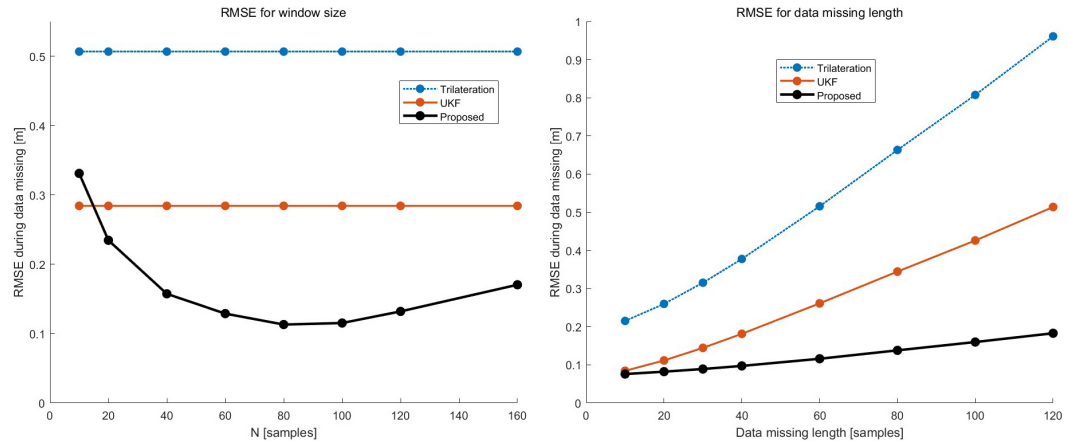


Fig. 2. RMSE variations with respect to the size of N and data missing length.

$$R = \begin{bmatrix} \sigma_r^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_r^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_r^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_r^2 \end{bmatrix}, \quad \sigma_r = 0.06 \tag{31}$$

$$\mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} x \\ y \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1m \\ 6m \\ 5° \end{bmatrix} \tag{32}$$

$$P_0 = \begin{bmatrix} 0.09 & 0 & 0 \\ 0 & 0.09 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0305 \end{bmatrix} \tag{33}$$

데이터 손실 구간에서 삼변측량은 데이터 손실 직전 추정된 위치 추정값에서 동결되고 무향 칼만 필터는 예측 단계만 반복하는 반면 제안한 알고리즘은 최근 위치 변화량의 평균으로 추정된 위치 추정값을 보조 측정으로 사용한다. 이전 상태 추정값이 저장되는 N은 Fig. 2를 통해 60으로 설정하였으며 Fig. 2는 N의 크기에 따른 RMSE 차이와 데이터 손실 구간 길이에 따른 RMSE 차이이다.

Table 3. RMSE under data missing condition.

State estimator	RMSE (m)
Trilateration	0.344
UKF	0.183
Proposed	0.095

이번 절에서 진행한 시뮬레이션에서 각 상태 추정 알고리즘의 위치 추정 경로와 추정 오차는 Fig. 3와 같으며 데이터 손실 구간 Missing 1, 2, 3, 4는 각각 Time Step 기준 81~126, 171~216, 381~426, 491~536에 발생했으며 45 Time Step 동안 측정 데이터가 연속적으로 손실된다. Table 3는 20회의 Monte-Carlo 시행 평균 RMSE이며 각 상태 추정 알고리즘의 RMSE를 비교한 결과 제안한 알고리즘이 삼변 측량에 비해 약 3.62배, 무향 칼만 필터에 비해 위치 추정 성능이 약 1.92배 우수함을 확인하였으며 장기적인 데이터 손실 구간에서 제안한 알고리즘이 기존의 상태 추정

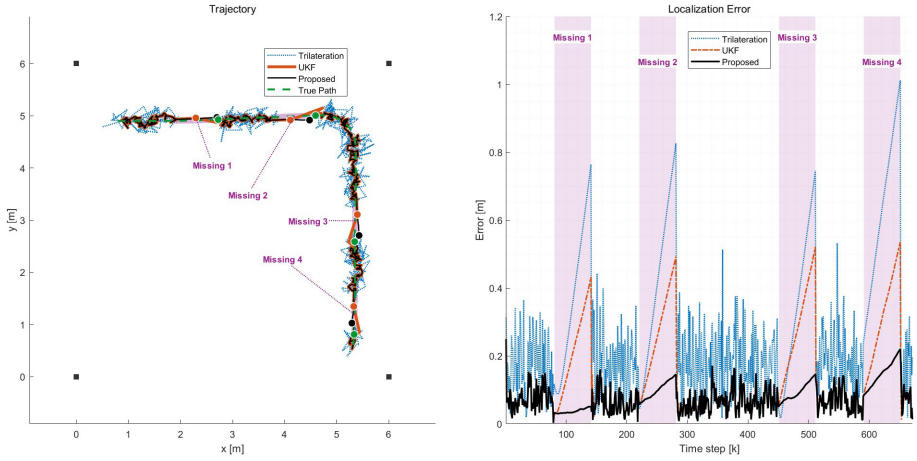


Fig. 3. Trajectories and localization error under data missing condition.

알고리즘보다 강인함을 확인하였다.

4. 결론

이 논문에서는 실시간 위치 추정 중 측정 데이터가 장기적으로 손실되는 상황에서 위치 추정 정확도의 감소를 개선하기 위해 최근 상태 추정값들을 이용하여 필터 갱신을 수행하는 상태 추정 알고리즘을 제안하였다. 기존 방법은 측정 데이터의 연속적인 손실 구간에서 예측 단계를 반복하여 오차가 누적되는 반면, 제안한 알고리즘은 측정 데이터 손실 시 최근 상태 추정값들을 기반으로 상태와 공분산의 갱신하고 오차의 누적을 저감하여 기존의 방법을 채택한 상태 추정 알고리즘에 비해 상대적으로 높은 위치 추정 정확도를 보인다. 시뮬레이션 결과 데이터 손실이 연속적으로 발생하는 환경에서 기존 방법을 사용한 상태 추정 알고리즘에 비해 제안한 알고리즘이 낮은 오차를 보였고 이를 통해 데이터 손실 환경에서 우수함을 확인하였다.

ACKNOWLEDGMENTS

이 논문은 2023년도 조선대학교 학술연구비의 지원을 받아 연구되었음.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, C.W. Kim and S.H. You; methodology, C.W. Kim; software, C.W. Kim; validation, C.W. Kim; formal analysis, C.W. Kim and S. Shin; investigation, C.W. Kim; writing—original draft preparation, C.W. Kim; writing—review and editing, S.H. You; supervision, S.H. You.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Athans, N., Wishner, R., & Bertolini, A. 1968, Suboptimal state estimation for continuous-time nonlinear systems from discrete noisy measurements, IEEE Transactions on Automatic Control, 13, 504-514. https://doi.org/10.1109/TAC.1968.1098986

Bailey, T., Nieto, J., Guivant, J., Stevens, M., & Nebot, E. 2006, Consistency of the EKF-SLAM Algorithm, 2006 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, Beijing, China, 09-15 October 2006, pp.3562-3568. https://doi.org/10.1109/IROS.2006.281644

Calafiore, G. 2005, Reliable localization using set-valued nonlinear filters, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part A: Systems and Humans, 35, 189-197. https://doi.org/10.1109/TSMCA.2005.843383

Durrant-Whyte, H. & Bailey, T. 2006, Simultaneous localization and mapping: part I, IEEE Robotics & Automation Magazine, 13, 99-110. https://doi.org/10.1109/MRA.2006.1638022

Fang, H., Tian, N., Wang, Y., Zhou, M., & Haile, M. A. 2018, Nonlinear Bayesian estimation: from Kalman filtering to a broader horizon, IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 5, 401-417. https://doi.org/10.1109/JAS.2017.7510808

Gustafsson, F. & Hendeby, G. 2012, Some Relations Between Extended and Unscented Kalman Filters, IEEE Transactions on Signal Processing, 60, 545-555. https://doi.org/10.1109/TSP.2011.2172431

Julier, S. J. 2002, The scaled unscented transformation, Proceedings of the 2002 American Control Conference (IEEE Cat. No.CH37301), Anchorage, AK, USA, 08-10 May 2002, pp.4555-4559. https://doi.org/10.1109/ACC.2002.1025369

Julier, S. J. & Uhlmann, J. K. 2004, Unscented filtering and nonlinear estimation, Proceedings of the IEEE, 92, 401-422. https://doi.org/10.1109/JPROC.2003.823141

Julier, S., Uhlmann, J. & Durrant-Whyte, H. F. 2000, A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators, IEEE Transactions on Automatic Control, 45, 477-482. https://doi.org/10.1109/9.847726

Kalman, R. E. 1960, A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems, J. Basic Eng., 82, 35-45. https://doi.org/10.1115/1.3662552

Liu, J. & Guo, G. 2021, Vehicle Localization During GPS Outages with Extended Kalman Filter and Deep Learning, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 70, 1-10. https://doi.org/10.1109/TIM.2021.3097401

Liu, X. & Goldsmith, A. 2004, Kalman filtering with partial observation losses, 2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601), Nassau, Bahamas, 14-17 December 2004, pp.4180-4186. https://doi.org/10.1109/CDC.2004.1429408

Lv, R., Cai, Y., Dong, X. 2022, An adaptive nonlinear filter with missing measurements compensation for manoeuvring target tracking, IET Control Theory Appl., 16, 514-529. https://doi.org/10.1049/cth2.12246

Nemra, A. & Aouf, N. 2010, Robust INS/GPS Sensor Fusion for UAV Localization Using SDRE Nonlinear Filtering, IEEE Sensors Journal, 10, 789-798. https://doi.org/10.1109/JSEN.2009.2034730

Rezaei, S. & Sengupta, R. 2007, Kalman Filter-Based Integration of DGPS and Vehicle Sensors for Localization, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 15, 1080-1088. https://doi.org/10.1109/TCST.2006.886439

Reif, K. & Unbehauen, R. 1999, The extended Kalman filter as an exponential observer for nonlinear systems, IEEE Transactions on Signal Processing, 47, 2324-2328. https://doi.org/10.1109/78.774779

Sinopoli, B., Schenato, L., Franceschetti, M., Poolla, K., Jordan, M. I., et al. 2004, Kalman filtering with intermittent observations, IEEE Transactions on Automatic Control, 49, 1453-1464. https://doi.org/10.1109/TAC.2004.834121

Wan, E. A. & Van Der Merwe, R. 2000, The unscented Kalman filter for nonlinear estimation, Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium (Cat. No.00EX373), Lake Louise, AB, Canada, 04 October 2000, pp.153-158. https://doi.org/10.1109/ASSPCC.2000.882463

Xu, L., Ma, K. & Fan, H. 2018, Unscented Kalman Filtering for Nonlinear State Estimation with Correlated Noises and Missing Measurements, Int. J. Control Autom. Syst., 16, 1011-1020. https://doi.org/10.1007/s12555-017-0495-2



Chang Woo Kim received the B.S. degrees in the Department of Electronic Engineering from Chosun University in 2025. He is currently pursuing the M.S. degree at the same university. His interests include autonomous driving and state estimator design.



Sung Shin received the B.S. degree in electronic engineering from Chosun University, Gwangju, South Korea, in 2023. He is currently pursuing the integrated M.S.–Ph.D. degree in electronic engineering at the same university. His research interests include mobile robots, unmanned aerial vehicles, localization, and state estimation.



Sung Hyun You received the B.S. degree in electrical engineering from Seoul National University of Science and Technology, Seoul, South Korea, in 2013, and the Ph.D. degree from the School of Electrical Engineering from Korea University, Seoul, in 2019. He was a Research Professor with the Research Institute of Engineering and Technology, Korea University. Since 2020, he has been an Assistant Professor with Chosun University, South Korea. His research interests include optimal, robust, intelligent, and receding horizon control and estimation.

JPNT 15(3), 489-496 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.489

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

기준클럭 조건에 따른 상용 eLoran 수신기 TOA의 시간척도별 안정도

손가연, 손표웅†

Time-Scale-Dependent TOA Stability of a Commercial eLoran Receiver Under Different Reference-Clock Conditions

Ga-Yeon Son, Pyo-Woong Son†
Department of Electronics Engineering, Chungbuk National University, Cheongju 28644, Korea

ABSTRACT

This study evaluates the time-of-arrival (TOA) stability of a commercial UrsaNav UN-152B receiver under three reference clock conditions: a free-running internal oven-controlled crystal oscillator (INT) and two GPS-disciplined oscillators, the rubidium-based SpectraTime GPSReference-2000 (GPSRef), and the temperature-compensated crystal oscillator-based Leo Bodnar LBE-1425 (LBE). With the antenna, cabling, and receiver settings identical and clock steering disabled, more than 24 h of 9930M data from the Pohang eLoran transmitter were collected for each of the three reference clock conditions on separate days. A common 23 h local-time-aligned interval was analyzed using a segment-wise trend model, overlapping Allan deviation (OADEV), and time deviation (TDEV). INT exhibited a TOA change of approximately 5.7 μs over 23 h, whereas the changes under GPSRef and LBE were 0.11 μs and -0.014 μs; a long-term trend was resolved only for INT. Over τ = 10–1,000 s the three OADEV curves differed by less than a factor of 1.7, and the TOA-based values exceeded the manufacturer specifications of the external references by factors of 27–450, indicating substantial contributions from receiver processing, propagation, and other measurement-chain effects. Although LBE did not show a resolvable long-term trend, it gave the largest OADEV over the main comparison range, and the three conditions converged to 3.4–3.8 ns in TDEV at τ = 1,000 s. The relative stability of the reference clock conditions therefore depends on both the evaluation metric and the observation time scale.

Keywords: eLoran, GPS-disciplined oscillator, Allan deviation, TOA, time deviation
주요어: eLoran, GPS 규율 발진기, 앨런편차, 도달시각, 시각편차

1. 서론

Enhanced Loran (eLoran)은 저주파 100 kHz 대역을 이용하는 지상 기반 Positioning, Navigation, and Timing (PNT) 시스템으로, 높은 송신 출력과 우수한 장거리 전파 특성을 바탕으로 전파 교란 등으로 Global Navigation Satellite System (GNSS)를 사용하기 어려운 환경에서도 위치와 시각 정보를 제공할 수 있는 대표적인 Resilient PNT 기술이다 (Son et al. 2020, Seo et al. 2022). 국내에서는 포항, 광주 및 소청도에 eLoran 송신국을 운영하고 있으며 (Seo et al. 2025), 위치와 시각 서비스의 성능은 수신기가 산출하는 Time of Arrival (TOA)의 정확도와 안정도에 따라 달라진다.

eLoran 수신기의 TOA는 위치결정과 시각 동기 서비스의 기본 관측량이다. 위치결정에서는 TOA에 Primary Factor (PF), Secondary Factor (SF) 및 Additional Secondary Factor (ASF) 등의 전파지연 보정을 적용하여 송신국까지의 거리를 계산하고, 시각 동기에서는 송신시각과 전파지연 보정정보를 이용하여 수신기 시각을 Coordinated Universal Time (UTC)에 동기화한다. 따라서 TOA 정확도와 안정도는 위치 정확도와 시각 동기 성능을 결정하는 중요한 요소이다 (RTCM 2017, Kim et al. 2022, Son et

Received Aug 11, 2026 **Revised** Aug 28, 2026 **Accepted** Sep 12, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: pwson@cbnu.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

al. 2022).

eLoran의 TOA 정확도와 관련한 기존 연구는 짧은 누적시간 동안의 정밀한 TOA 추정 성능 향상을 위한 알고리즘 개발에 주로 집중되어 있으며, 기준클럭이 TOA 측정치의 안정도에 미치는 영향에 관한 연구는 제한적이다 (Gao et al. 2015, Yan et al. 2020, 2022). Li & Wu (2025)는 수신기 시계의 바이어스와 주파수 드리프트를 추정하고 보정하여 eLoran 시각 정확도를 개선하는 방법을 제안하였으나, 서로 다른 기준클럭 조건에 따른 장기 TOA 안정도와 시간척도별 특성은 비교하지 않았다. TOA 안정도를 엄밀하게 평가하기 위해서는 다른 측정 조건은 모두 동일하게 통제한 환경에서 기준클럭 조건을 변경해서 얻어진 데이터를 비교할 필요가 있다.

이 연구에서는 외부 기준클럭 사용을 지원하는 상용 수신기인 UN-152B (UrsaNav 2023)를 이용하여 내부클럭 (INT), SpectraTime GPSReference-2000 (GPSRef) 및 Leo Bodnar LBE-1425의 세 가지 기준클럭 조건에서 각각 24시간 이상 데이터를 수집하여 TOA의 장기 변화와 시간척도별 특성을 분석하였다. 장기 변화는 연속 유효구간별 TOA 기준값을 포함하는 추세 모형으로 분리하고, 시간척도별 특성은 overlapping Allan deviation (OADEV), modified Allan deviation (MDEV) 및 time deviation (TDEV)로 평가하였다. 이를 통해 대표 평균시간마다 기준클럭 조건 간 상대적 순서가 지표와 시간척도에 따라 어떻게 달라지는지를 분석하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 TOA 관측 모델, TOA 잔차 구성, 장기 추세 모형, 그리고 시간척도별 안정도 지표에 대해 설명하고, 3장에서는 실험 환경과 데이터 처리 절차를 제시한다. 4장에서는 실험 결과를 분석하며, 5장에서는 주요 연구 결과와 향후 연구 방향을 제시한다.

2. 기준클럭 조건별 TOA 안정도 분석 방법

2.1 TOA 관측 모델

eLoran 수신기로 측정된 TOA에는 신호 전파시간뿐 아니라 안테나와 케이블 및 수신기 내부의 고정지연, 송신국 시각변동, 전파경로 변화, 기준클럭에 따른 시간축 오차와 수신기의 추적 및 측정오차가 함께 포함된다. 기준클럭 조건을 k로 구분하면, 조건 k에서 경과시간 t에 수신기가 출력한 $TOA_k(t)$는 Eq. (1)과 같이 나타낸다.

$$TOA_k(t) = C_k + \delta t_k^{\mathrm{sys}}(t) + \delta t_k^{\mathrm{clk}}(t) + \epsilon_k(t) \tag{1}$$

여기서 C_k는 전파시간, 안테나와 케이블 및 수신기 회로의 지연, 분석 시작시각의 초기 오프셋을 포함하는 항으로 시간에 따라 변하지 않는다. $\delta t_k^{\mathrm{sys}}(t)$는 송신국 시각변동과 전파경로 변화에 따른 시간오차이고, $\delta t_k^{\mathrm{CLK}}(t)$는 기준클럭과 수신기 시간축 형성 과정에서 발생하는 시간오차로 기준클럭 조건에 따라 달라진다. $\epsilon_k(t)$는 신호 추적오차와 TOA 산출오차, 수신잡음 및 간섭에 따른 잔여오차이다.

조건 k에서 수신기 로컬 시간축을 형성하는 유효 주파수의 공칭값을 f_0, 시간 t에서의 유효 순간주파수를 $f_k(t)$라 하면, 유효 분수주파수 오차 $y_k(t)$와 누적 시간오차 $\delta t_k^{\mathrm{clk}}(t)$는 Eq. (2)와 같다 (Riley 2008).

$$y_k(t) = \frac{f_k(t) - f_0}{f_0}, \quad \delta t_k^{\mathrm{clk}}(t) = \int_0^t y_k(u)\,\mathrm{d}u \tag{2}$$

여기서 $y_k(t)$는 입력 기준클럭 자체의 오차만이 아니라 수신기 시간축 형성 과정의 영향을 포함한다. 따라서 본 연구에서는 기준클럭 자체의 주파수 안정도가 아닌, 각 기준클럭을 적용한 수신기의 TOA 안정도를 분석 대상으로 한다.

2.2 TOA 잔차 구성

C_k는 시간에 따라 변하지 않으나 측정마다 값이 다르므로, 서로 다른 조건에서 측정한 TOA의 절대값은 직접 비교할 수 없다. 따라서 조건 간 비교에는 각 측정의 평균값을 뺀 TOA 잔차를 사용한다. 조건 k에서 측정된 i번째 TOA를 $TOA_{k,i}$라 하면, 평균 제거 TOA 잔차는 Eq. (3)과 같이 정의된다.

$$x_{k,i} = TOA_{k,i} - \overline{TOA}_k \tag{3}$$

여기서 $x_{k,i}$는 조건 k에서 평균을 제거한 i번째 TOA 잔차이고, $\overline{TOA}_k$는 해당 조건에서 얻은 유효 TOA의 평균이다.

2.3 장기 추세 모형

TOA 시계열에는 신호 재획득 등으로 연속 유효구간 사이에 큰 불연속이 나타난다. 이러한 불연속을 포함한 상태에서 전체 구간의 추세를 추정하면 구간 내부의 완만한 시간 변화가 왜곡될 수 있다. 따라서 기준값은 연속 유효구간별로 개별 추정하고, 시간에 따른 변화는 조건별로 하나씩 추정한다. 이때 조건 k의 i번째 표본시각을 t_i, 해당 표본이 속한 연속 유효구간의 번호를 $g(i)$, 분석구간의 길이를 T라 하면 추세 모형은 Eq. (4)와 같다.

$$x_{k,i} = a_{k,g(i)} + b_k(t_i - \mathrm{T}/2) + q_k(t_i - \mathrm{T}/2)^2 + r_{k,i} \tag{4}$$

여기서 $a_{k,g}$는 구간 g의 TOA 기준값이고, b_k와 q_k는 조건 k의 모든 구간에 공통으로 적용되는 선형 및 2차 추세계수로, 최소제곱법을 이용해 추정한다. $r_{k,i}$는 추세 제거 잔차이다. 분석구간 중앙을 시간의 기준점으로 설정하므로, b_k는 분석구간 중앙에서의 기울기이자 전체 구간의 평균 변화율이며, 분석구간 전체의 TOA 변화량은 $b_k \cdot T$로 주어진다. b_k를 무차원 값으로 환산한 것을 TOA 분수 변화율이라 하며, 이는 관측 TOA의 평균 변화율을 나타내므로 Eq. (2)의 유효 분수주파수 오차와는 구분된다. 추세계수의 신뢰구간은 block bootstrap을 이용하여 산출한다.

2.4 시간척도별 안정도 지표

Allan deviation (ADEV)는 하나의 시계열로부터 평균시간에 따른 안정도 변화를 나타내므로, 짧은 시간척도부터 긴 시간척도까지의 특성을 함께 볼 수 있다. 다만 비중첩 방식의 ADEV는 각 평균시간에서 서로 겹치지 않는 표본을 사용하므로, 평균시간이 길어질수록 계산에 사용되는 항의 수가 빠르게 줄어 추정

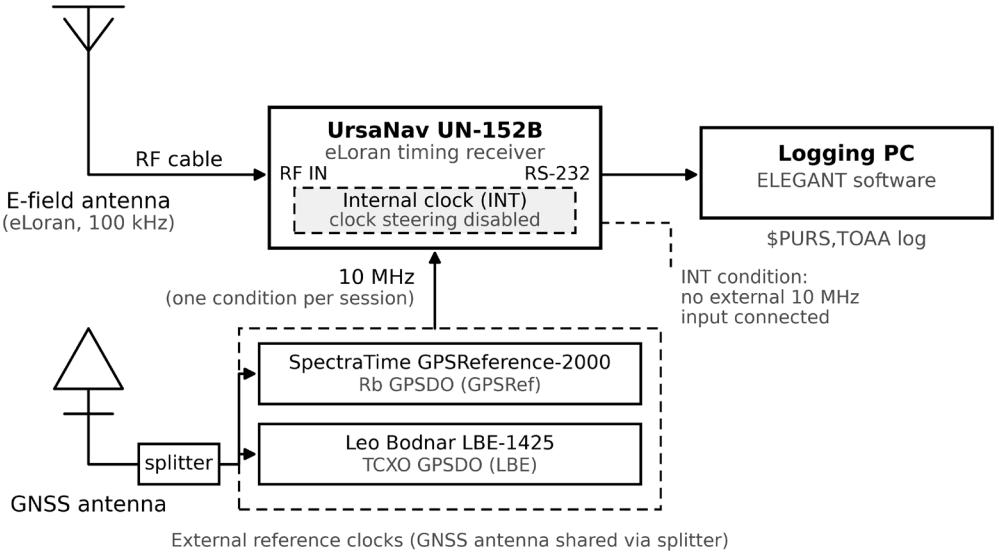


Fig. 1. Experimental setup for eLoran TOA measurements under different reference-clock conditions.

의 불확실성이 커진다. 이를 보완하기 위해 가능한 모든 시작점에서 중첩된 표본을 함께 사용하는 overlapping Allan deviation (OADEV)를 적용한다. OADEV는 ADEV와 같은 안정도를 추정하지만 사용 항의 수가 많아 긴 평균시간에서의 추정 신뢰성이 높다 (Riley 2008). 이하 본문과 표에서는 OADEV로 산출한 Allan deviation 값을 ADEV로 표기한다. 조건 k의 TOA 잔차 $x_{k,i}$에 대한 OADEV, $\sigma_{y,k}(\tau)$는 Eq. (5)와 같이 정의된다.

$$\sigma_{y,k}(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2\tau^2 M_k(m)} \sum_{i \in I_k(m)} \left(x_{k,i+2m} - 2x_{k,i+m} + x_{k,i}\right)^2} \quad (5)$$

여기서 $\tau = m\tau_0$이고, τ_0는 수신기의 기본 출력간격, m은 평균시간을 기본 출력간격의 몇 배로 설정할지를 나타내는 정수 (averaging factor)이다. $I_k(m)$은 Eq. (5)의 2차 차분을 계산할 수 있는 표본 인덱스의 집합이고, $M_k(m)$은 그 원소의 수이다.

Eq. (5)의 $\sigma_{y,k}(\tau)$에는 Eq. (2)의 $y_k(t)$뿐 아니라 $\delta t_k^{sys}(t)$와 $\epsilon_k(t)$에 의한 TOA 변동이 함께 포함된다. 짧은 평균시간에서는 수신잡음, 신호 추적오차, 클럭의 단기 변동 등 빠른 성분이 주로 나타나고, 긴 평균시간에서는 송신국 시각변동이나 전파경로 변화와 같은 느린 성분이 나타난다. 다만 2차 차분을 사용하므로 선형 TOA 추세는 소거되지만, 변화율 드리프트와 비선형 장기변동은 남는다.

이처럼 ADEV는 평균시간에 따라 서로 다른 변동을 반영하므로, 조건별로 동일한 평균시간 범위에서 $\sigma_{y,k}(\tau)$를 산출하여 ADEV의 크기와 평균시간에 따른 변화를 비교한다. 다만 평균시간이 길어질수록 계산 가능한 2차 차분 항의 수가 감소하므로, 긴 평균시간의 값은 인접한 평균시간에서 나타나는 변화 추세와 함께 판단한다.

추정 불확실성은 95% 신뢰구간으로 나타내며, 이때 필요한 equivalent degrees of freedom (EDF)는 잡음형태에 따라 산출식이 달라진다. 따라서 잡음형태를 확인하기 위해 modified Allan deviation (MDEV)를 함께 산출한다 (Riley 2008). 또한 안정도를 시각편차 단위로 나타내기 위해 time deviation (TDEV)를 이용한다. MDEV와 TDEV는 Eq. (6)과 같이 정의된다.

$$Mod\,\sigma_{y,k}(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2m^4\tau_0^2 N_k(m)} \sum_{j} \left[\sum_{i=j}^{j+m-1} \left(x_{k,i+2m} - 2x_{k,i+m} + x_{k,i}\right)\right]^2},$$
$$TDEV_k(\tau) = \frac{\tau Mod\,\sigma_{y,k}(\tau)}{\sqrt{3}} \quad (6)$$

여기서 $N_k(m)$은 MDEV 계산에 사용 가능한 항의 수이며, Eq. (5)와 같이 각 연속 유효구간 내부에서 계산 가능한 항만 사용한다. MDEV의 기울기는 위상변조 잡음의 종류에 따라 달라져 white phase modulation에서 $\tau^{-3/2}$, flicker phase modulation에서 τ^{-1}로 나타난다. 따라서 MDEV 기울기로 잡음형태를 구분하고, 이를 근거로 EDF 산출에 적용할 모형을 정할 수 있다 (Riley 2008). EDF는 연속 유효구간별로 산출한 뒤 Welch–Satterthwaite 방식으로 결합한다. 본 연구에서는 대표 평균시간마다 ADEV와 TDEV가 나타내는 조건별 순서를 비교하여, 상대적 안정도가 지표와 시간척도에 따라 변하는지를 분석한다.

3. 실험 방법

3.1 실험 환경 및 비교 대상 기준클럭

기준클럭 조건에 따른 eLoran TOA 안정도를 분석하기 위하여 Fig. 1과 같이 실험 환경을 구성하고, 포항 eLoran 송신국의 group repetition interval (GRI) 9930 체인 주국 신호 (9930M)를 대상으로 TOA를 측정하였다. 수신 안테나로는 전기장 (E-field) 안테나를 사용하였으며, 기준클럭을 제외한 안테나, RF 케이블, 수신기 및 수신 설정은 모든 실험에서 동일하게 유지하였다. 두

Table 1. Reference-clock conditions used in the experiment.

Condition	Reference source	Disciplining	10 MHz reference	Clock steering
INT	UN-152B internal clock (OCXO)	Free-running	Internal	OFF
GPSRef	SpectraTime GPSReference-2000	GPS-disciplined	External	OFF
LBE	Leo Bodnar LBE-1425	GPS-disciplined	External	OFF

Table 2. Nominal manufacturer specifications of the external reference clocks.

Item	GPSReference-2000	LBE-1425
Reference source	GPS receiver and GPS-disciplined SRO rubidium clock	GPS/GNSS-disciplined oscillator with an internal high-quality TCXO
10 MHz output	RFOUT: sine wave; BNC; 50 Ω; 0.5 V rms (front) or 1.0 V rms (rear)	3.3 V CMOS square wave; SMA; 1.65 V into 50 Ω (3.3 V into high impedance)
Manufacturer stability	1×10^{-11} at 1 s; 3×10^{-12} at 10 s; 1×10^{-12} at 100 s	1×10^{-12} at 1,000 s
Operation / outputs	Free Run, Track, and Sync modes; multiple 10 MHz outputs	Two RF outputs; Out 1: 1 Hz–800 MHz or 1 PPS; Out 2: 1 Hz–1.4 GHz

Note: The stability figures are quoted at different averaging times and are not directly comparable as a performance ranking.

Table 3. Analysis intervals and data availability for the TOA stability analysis.

Condition	Analysis interval (UTC)	Valid / total samples	Segments / longest segment (samples)	M_k at τ = 3,000 s	Mean SNR (dB)
INT	2026-07-17 02:28:00–2026-07-18 01:28:00	82,523 / 82,801	22 / 39,976	45,131	19.38
GPSRef	2026-07-18 02:28:00–2026-07-19 01:28:00	82,270 / 82,801	25 / 33,835	32,712	19.01
LBE	2026-07-20 02:28:00–2026-07-21 01:28:00	82,504 / 82,801	19 / 16,262	33,084	18.33

Note: M_k is the number of valid second-difference terms available at τ = 3,000 s.

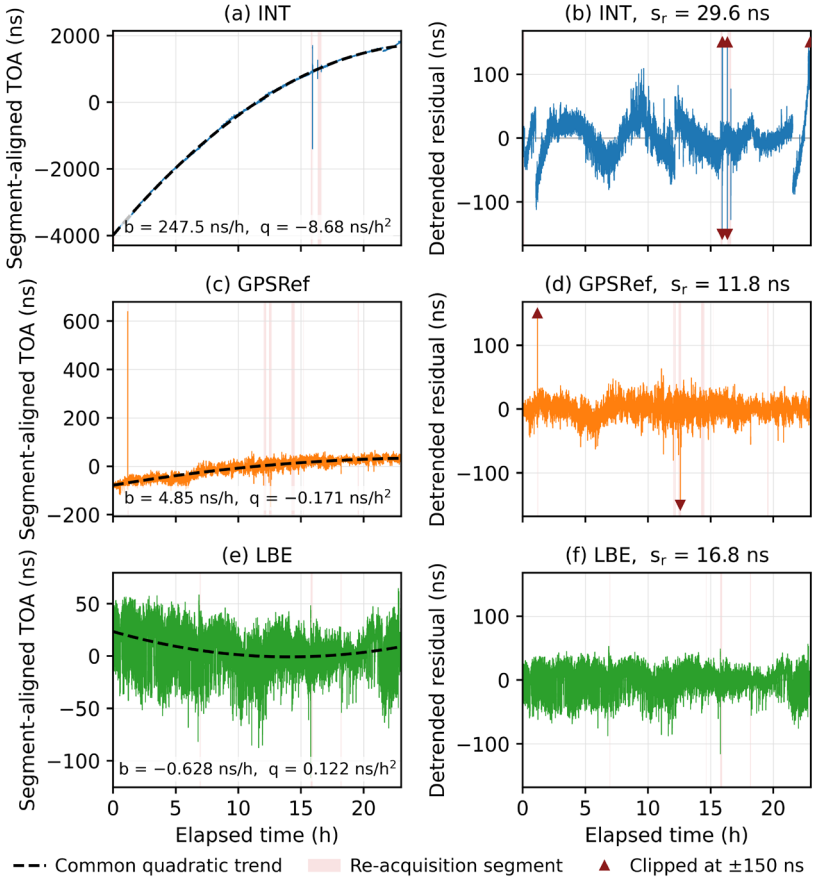


Fig. 2. Segment-aligned TOA trends and detrended residuals under the three reference-clock conditions. The left panels use condition-specific vertical scales and the right panels use a common ±150 ns scale. Red shading denotes continuous valid segments shorter than 600 samples, which follow signal re-acquisition, and triangles indicate values clipped by the ±150 ns scale (27, 5, and 0 samples for INT, GPSRef, and LBE, respectively).

외부 기준클럭은 분배기 (splitter)를 통해 하나의 GNSS 안테나를 공유하였으며, 실험 조건에 따라 해당 기준클럭의 10 MHz 신호를 수신기에 입력하였다. UN-152B는 모든 기준클럭 조건에서 integration time 10 s, latency 5 s, output interval 1 s, clock

Table 4. TOA trend and detrended residual statistics under the three reference-clock conditions.

Condition	b_k (ns/h)	q_k (ns/h²)	Fractional TOA rate	Rate drift (day^{-1})	Residual std. (ns)
INT	247.5 [186.2, 289.8]	−8.68 [−10.41, −0.30]	6.87×10^{-11}	-1.16×10^{-10}	29.56
GPSRef	4.85 [−6.31, 9.90]	−0.171 [−0.534, 0.421]	1.35×10^{-12}	-2.28×10^{-12}	11.79
LBE	−0.628 [−6.76, 6.68]	0.122 [−0.371, 0.544]	-1.74×10^{-13}	1.63×10^{-12}	16.81

Note: Values in brackets are 95% confidence intervals obtained by a segment-level block bootstrap (2,000 resamples of the continuous valid segments), which preserves the autocorrelation of the residuals within each segment. The nominal least-squares standard errors are smaller by one to two orders of magnitude because they assume uncorrelated residuals. The fractional TOA rate is the linear coefficient b_k expressed as a dimensionless rate, and the rate drift (day^{-1}) is the daily change in that fractional rate, obtained from $2q_k$; it is therefore dimensionless per day.

steering OFF로 동일하게 설정하였다. 수신기에서 산출된 TOA와 신호 상태 정보는 TOAA 출력문장을 통해 ELEGANT 소프트웨어에 기록하였다 (UrsaNav 2023).

비교 대상 기준클럭은 UN-152B 내부클럭 (INT), SpectraTime GPSReference-2000의 외부 10 MHz 출력 (GPSRef), Leo Bodnar LBE-1425의 외부 10 MHz 출력 (LBE)의 세 가지이며, Table 1에 정리하였다. INT는 UN-152B 내부의 oven-controlled crystal oscillator (OCXO)를 GPS 규율 없이 사용하는 조건이다. 두 외부 기준클럭은 모두 GPS-disciplined oscillator (GPSDO)이며, GPSReference-2000은 루비듐 발진기 기반의 10 MHz 정현파를, LBE-1425은 temperature-compensated crystal oscillator (TCXO) 기반의 10 MHz CMOS 구형파를 출력한다 (SpectraTime 2019, Leo Bodnar Electronics 2025). 두 외부 기준클럭의 주요 제조사 명목 사양은 Table 2에 제시하였다.

3.2 TOA 측정 및 전처리

TOA 측정은 INT, GPSRef, LBE 조건에 대하여 2026년 7월 17일, 7월 18일, 7월 20일에 순차적으로 수행하였다. 동일한 수신기를 사용하여 기준클럭 조건만 변경하는 실험 구성으로 인해 세 조건을 동시에 측정할 수 없었기에 조건별 측정일이 서로 달랐다. 이에 따른 측정 시간대의 차이를 줄이기 위해 각 측정에서 동일한 시간대가 포함되도록 분석구간을 설정하였다. 이를 위하여 기준클럭별로 수집한 24시간 TOAA 로그에서 초기 기록구간을 제외하고, 각 측정일의 02:28:00 UTC부터 다음 날 01:28:00 UTC까지의 23시간을 분석구간으로 선정하였다. 이는 한국표준시로 11:28:00부터 다음 날 10:28:00까지에 해당한다.

수집한 TOAA 로그는 전처리 과정을 거쳐 분석에 사용하였다. 먼저 TOAA 메시지의 형식과 체크섬을 확인한 후 9930M 블록에서 UTC 타임스탬프, TOA 및 신호 상태 정보를 추출하였으며, 9930M 블록이 누락되었거나 추출에 실패한 표본, 정상 추적 상태가 아닌 표본, SNR이 0 dB 미만인 표본은 분석에서 제외하고 누락값은 보간하지 않았다. 이후 실제 UTC 타임스탬프를 기준으로 1 s 출력간격이 유지되는 최대 연속 유효구간을 구성하였으며, 각 평균시간에서는 동일한 연속 유효구간 내부에서 계산 가능한 2차 차분 항만 사용하여 조건별 OADEV를 산출하였다.

측정자료에서는 일부 TOA 표본 누락 이후 연속 유효구간 사이에 TOA 값의 불연속이 나타났으며, 그 최대 크기는 INT와 GPSRef 조건에서 수백 μs, LBE 조건에서 수십 ms에 달하였다. 이러한 불연속을 포함한 상태에서 전체 분석구간의 추세를 직접 추정할 경우 각 연속 유효구간 내부의 완만한 시간 변화가 왜곡될 수 있으므로, Eq. (4)에 따라 연속 유효구간별 TOA 기준값을 적용하고 모든 구간에 공통되는 선형 및 2차 추세계수를 최소제곱법으로 추정하였다. 또한 신호 재획득 후 나타나는 일시적 TOA 변동은 재획득 과도구간으로 분류하고, 주 분석에는 이를 포함하되 민감도 분석에서는 해당 구간을 제외한 결과를 추가로 산출하였다. GPSRef 조건에서는 분석구간 시작시각의 영향을 확인하기 위해 시작시각을 1시간 늦춘 23시간 구간에 대해 분석을 반복하고, 그 결과를 분석구간 선정에 대한 민감도 평가에 사용하였다.

본 연구에서는 수신기의 integration time이 10 s인 점을 고려하여 τ = 1 s의 ADEV는 참고값으로만 제시하고, 대표 평균시간은 τ = 10 s, 100 s, 1,000 s, 3,000 s로 설정하였다. 이 중 τ = 3,000 s는 6,001 표본 이상의 연속 유효구간에서만 계산할 수 있어 조건별로 분석에 기여하는 구간 수와 시간대가 크게 달라지므로, 기준클럭 조건 간 주 비교는 τ = 10–1,000 s 범위에서 수행하였다. Table 3에는 세 기준클럭 조건의 23시간 분석구간에 대한 유효 표본 수, 연속 유효구간 수와 최장 구간 길이, 그리고 대표 평균시간에서의 유효 2차 차분 항 수와 평균 SNR을 정리하였다.

4. 실험 결과 및 논의

4.1 TOA 장기 변화

Fig. 2에서는 TOA 기준값을 제거하여 정렬한 TOA 시계열과 2차 추세, 그리고 TOA 기준값과 추세를 제거한 잔차를 제시하였다. INT 조건에서는 정렬된 TOA가 분석구간 전체에 걸쳐 단조증가하며 곡률이 뚜렷하게 나타난 반면, 두 외부 기준클럭 조건에서는 뚜렷한 장기 변화가 관측되지 않았다. 또한 INT 조건의 잔차에는 수 시간 규모의 느린 변동이 남아 있었다.

이러한 장기 변화를 정량적으로 분석한 결과와 추세 제거 후 잔차 통계를 Table 4에 제시하였다. INT 조건에서는 23시간 동안 TOA가 약 5.7 μs 증가하고, 증가율은 점차 감소하는 경향을 보였다. INT의 선형 추세계수는 247.5 ns/h로 GPSRef의 약 50배, LBE의 약 400배에 해당하며, TOA 분수 변화율은 INT, GPSRef, LBE에서 각각 6.87×10^{-11}, 1.35×10^{-12}, -1.74×10^{-13}으로 산출되었다. GPSRef와 LBE의 선형 추세계수는 모두 95% 신뢰구간에 0을 포함하여, 두 조건 모두 23시간 동안 뚜렷한 선형 추세가 나타나지 않았다. 즉, 뚜렷한 장기 TOA 변화는 자유진동 OCXO를 사용한 INT 조건에서만 확인되었다.

추세 제거 후 잔차 표준편차는 GPSRef 11.79 ns, LBE 16.81 ns,

INT 29.56 ns로, 루비듐 기반 GPSRef가 가장 작고 TCXO 기반 LBE, OCXO 기반 INT 순으로 커졌다. 기준클럭별로 적용된 발진기 종류가 다른 상황에서 GPS 규율이 적용된 두 외부 기준클럭의 잔차 산포가 모두 INT보다 작게 나타났다. 이는 세 기준클럭 간 잔차 표준편차의 차이가 발진기 종류뿐만 아니라 GPS 규율 여부와도 관련될 가능성을 시사한다. 다만 각 조건을 서로 다른 날에 한 차례씩 측정하였으므로, 이러한 차이를 GPS 규율의 영향으로 단정하기는 어렵다.

4.2 시간척도별 TOA 안정도

Fig. 3은 세 기준클럭 조건의 OADEV 변화를 그래프로 나타낸 것이며, Table 5는 대표 평균시간별 ADEV와 이에 대한 95% 신뢰구간, EDF와 TDEV를 제시하였다. 모든 조건에서 τ가 증가함에 따라 ADEV는 감소하였으나, 그 크기는 기준클럭 조건에 따라 차이를 보였다. ADEV 추정값은 GPSRef가 가장 작고 INT와 LBE 순으로 증가하였으며, 주 비교 범위인 τ = 10–1,000 s에서 GPSRef는 INT보다 약 5–10%, LBE보다 약 34–39% 낮았으며, 세 조건 간 최대 차이는 1.7배 이내였다. 다만 조건별 측정일이 서로 달랐으므로, 관측된 ADEV 차이에는 측정일별 수신환경의 영향이 포함될 수 있다. 제조사 명목 안정도 (SpectraTime 2019, Leo Bodnar Electronics 2025)와 비교하면, TOA 기반 ADEV는 GPSRef에서 10 s와 100 s에 각각 약 450배와 157배, LBE에서 1,000 s에 약 27배 크게 나타났다. 이는 TOA 기반 ADEV에 기준클럭 자체뿐만 아니라 송신국 시각변동, 전파경로, 수신기 시간축 형성 및 TOA 산출 과정의 영향이 함께 포함되기 때문인 것으로 판단된다.

신뢰구간 산출에 적용할 잡음모형을 결정하기 위해 ADEV와 MDEV의 기울기를 확인하였다. 주 비교 범위에서 세 조건의 ADEV 기울기는 −0.90에서 −0.98 사이로 τ^{-1}에 가까워 위상변조 계열의 잡음 특성을 보였다. MDEV 기울기는 INT와 GPSRef에서 각각 −1.04와 −1.01로 flicker phase modulation의 이론적 기울기인 −1에 가까웠으며, LBE의 −1.22도 white phase modulation의 이론적 기울기인 −1.5보다 −1에 가까웠다. 이에 세 조건 모두 flicker phase modulation을 EDF 산출 모형으로 적용하였다. 다만 LBE의 MDEV 기울기는 세 조건 중 flicker phase modulation의 이론적 기울기와 가장 큰 차이를 보였다. EDF는 잡음모형에 따라 달라지므로, LBE의 신뢰구간 폭은 잡음모형에 따라 달라질 수 있다. Table 5의 신뢰구간은 ADEV 추정값의 불확실성을 나타내며, 조건 간 비교에는 동일한 평균시간에서 산출한 ADEV 추정값을 사용하였다.

TDEV에서는 평균시간에 따라 조건 간 차이가 다르게 나타났다. τ = 100 s에서 TDEV는 GPSRef, INT, LBE에서 각각 3.52 ns, 4.18 ns, 6.27 ns였으며, τ = 1,000 s에서는 세 조건이 3.4–3.8 ns로 근접하였다. 반면 τ = 3,000 s에서는 GPSRef가 3.63 ns 수준을 유지한 데 비해 INT와 LBE는 각각 9.88 ns와 6.40 ns로 증가하였다. 특히 INT에서 긴 평균시간으로 갈수록 ADEV 기울기가 완만해지고 TDEV가 다시 증가한 것은 변화율 드리프트가 장시간척도 안정도에 일부 영향을 미쳤음을 보여준다. 일정한 주파수 드리프트가 ADEV에 기여하는 성분을 산출하면, INT의 τ = 3,000 s 기여분은 2.8×10^{-12}로 측정된 8.63×10^{-12}의 약 3분의 1에 해당하였다. 다만 τ = 3,000 s에서는 조건별로 계산에 기여하는 연속 유효구간과 시간대가 달라, 조건 간 비교는 제한적으로 해석할 필요가 있다.

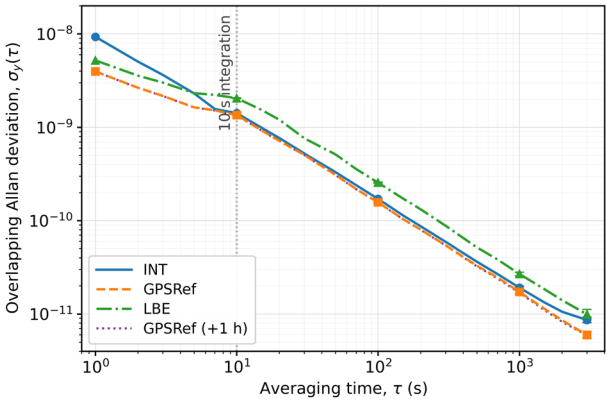


Fig. 3. Overlapping Allan deviation of 9930M TOA under the three reference-clock conditions. Error bars indicate 95% confidence intervals based on the flicker phase modulation approximation, the dotted curve shows the GPSRef result for the analysis window shifted by 1 h, and the vertical dotted line denotes the 10 s integration time.

Table 5. Overlapping Allan deviation, 95% confidence intervals, EDF, and TDEV at representative averaging times.

Condition	τ (s)	ADEV	95% confidence interval	EDF	TDEV (ns)
INT	1	9.31×10^{-9}	–	–	–
	10	1.42×10^{-9}	$[1.41\times10^{-9}, 1.43\times10^{-9}]$	22,600	5.47
	100	1.71×10^{-10}	$[1.69\times10^{-10}, 1.73\times10^{-10}]$	10,761	4.18
	1,000	1.91×10^{-11}	$[1.85\times10^{-11}, 1.98\times10^{-11}]$	1,630	3.82
	3,000	8.63×10^{-12}	$[8.07\times10^{-12}, 9.28\times10^{-12}]$	391	9.88
GPSRef	1	3.97×10^{-9}	–	–	2.29
	10	1.35×10^{-9}	$[1.34\times10^{-9}, 1.36\times10^{-9}]$	26,431	5.16
	100	1.57×10^{-10}	$[1.54\times10^{-10}, 1.59\times10^{-10}]$	7,884	3.52
	1,000	1.72×10^{-11}	$[1.65\times10^{-11}, 1.81\times10^{-11}]$	946	3.43
	3,000	5.96×10^{-12}	$[5.48\times10^{-12}, 6.54\times10^{-12}]$	244	3.63
LBE	1	5.20×10^{-9}	–	–	3.00
	10	2.05×10^{-9}	$[2.03\times10^{-9}, 2.07\times10^{-9}]$	26,518	8.37
	100	2.56×10^{-10}	$[2.52\times10^{-10}, 2.60\times10^{-10}]$	8,295	6.27
	1,000	2.68×10^{-11}	$[2.57\times10^{-11}, 2.81\times10^{-11}]$	968	3.78
	3,000	9.93×10^{-12}	$[8.93\times10^{-12}, 1.12\times10^{-11}]$	150	6.40

Note: ADEV is dimensionless. TDEV is the time deviation, $\tau\cdot\mathrm{MDEV}(\tau)/\sqrt{3}$. The value at τ = 1 s is given for reference only; its confidence interval and EDF are not reported, and TDEV at τ = 1 s is not reported for the INT condition.

반면 주 비교 범위에서는 재획득 과도구간을 제외하여도 ADEV가 거의 변하지 않았으며, GPSRef의 분석구간 시작시각을 1시간 이동한 경우에도 변화는 최대 1.9%에 그쳤다. 이는 주 비교 범위의 ADEV 결과가 재획득 과도구간과 분석구간 시작시각의 변화에 크게 영향을 받지 않았음을 보여준다.

4.3 안정도 지표와 시간척도에 따른 종합 해석

기준클럭 조건의 상대적 순서는 안정도 지표와 평균시간에 따라 달라졌으며, Table 6에 대표 지표별 결과를 정리하였다. 장기 추세에서는 INT 조건에서만 뚜렷한 변화가 나타났으나, 추세 제거 후 잔차와 주 비교 범위의 ADEV에서는 GPSRef가 가장 작고 LBE가 가장 크게 나타났다. 이는 장기 변화가 작다고 해서 단기

Table 6. Ranking of the three reference-clock conditions under each stability metric and averaging time.

Metric	1st	2nd	3rd
23-h TOA change	GPSRef and LBE: no resolvable trend		INT
Detrended residual std.	GPSRef	LBE	INT
ADEV, τ = 10–1,000 s	GPSRef	INT	LBE
TDEV, τ = 100 s	GPSRef	INT	LBE
TDEV, τ = 1,000 s	Comparable (3.4–3.8 ns)		
TDEV, τ = 3,000 s	GPSRef	LBE	INT

Note: The 23-h TOA change is not resolved from zero for GPSRef and LBE under the bootstrap confidence intervals in Table 4, so the two conditions are not ordered. The remaining rankings are based on the values in Tables 4 and 5; no separate statistical test was performed.

및 중기 안정도까지 우수한 것은 아님을 보여준다. TDEV의 경우 τ = 1,000 s에서는 세 조건이 서로 근접하였으나, τ = 3,000 s에서는 다시 차이가 커졌으며 INT와 LBE의 상대적 순서도 ADEV와 다르게 나타났다. 이처럼 기준클럭 조건 간 안정도는 평가 지표와 평균시간에 따라 서로 다른 특성을 보였다.

따라서 기준클럭 조건의 안정도는 단일 지표만으로 판단하기보다 평가 목적과 관측 시간척도를 함께 고려할 필요가 있다. 장시간 누적 변화는 장기 추세와 TOA 분수 변화율, 수십에서 수백 초 범위의 단・중기 안정도는 ADEV, 실제 시각오차의 크기는 TDEV를 통해 각각 확인하고, 이들 지표를 평가 목적과 시간척도에 따라 종합적으로 해석할 필요가 있다.

한편, 실제 운용에서는 clock steering의 적용 여부에 따라 TOA 안정도 특성이 달라질 수 있다. Clock steering이 활성화되면 수신기 시간축 보정에 의해 장기 TOA 변화가 달라질 수 있으며, 단・중기 ADEV와 TDEV도 clock steering의 제어 특성에 영향을 받을 수 있다. 이러한 영향은 향후 clock steering ON/OFF 조건을 비교하여 확인할 필요가 있다.

5. 결론

본 연구에서는 상용 eLoran 수신기인 UN-152B에 세 가지 기준클럭 조건을 적용하여 TOA의 장기 변화와 시간척도별 안정도를 비교・분석하였다. 이를 위해 안테나, RF 케이블, 수신기 및 수신 설정을 동일하게 유지한 상태에서 기준클럭 조건만 변경하여 각 조건의 TOA를 측정하였다. 각 조건에서 수집한 데이터 중 동일한 시간대를 포함하는 23시간 구간을 분석 대상으로 선정하였다. TOA의 장기 변화는 선정된 분석구간에 연속 유효구간별 TOA 기준값을 포함하는 추세 모형을 적용하여 분석하였으며, 시간척도별 안정도 특성은 OADEV, MDEV 및 TDEV를 이용하여 평가하였다.

장기 변화와 시간척도별 안정도를 종합적으로 분석한 결과, 23시간 동안의 장기 TOA 변화는 INT 조건에서 약 5.7 μs로 가장 크게 나타났으며, 외부 기준클럭을 적용한 두 조건에서는 상대적으로 작은 변화가 관측되었다. 반면 주 비교 범위의 ADEV는 GPSRef 조건에서 가장 작고, LBE 조건에서 가장 크게 나타났으며, τ = 1,000 s에서의 TDEV는 세 조건 모두 3.4–3.8 ns로 서로 유사하였다. 이처럼 기준클럭 조건 간 상대적인 안정도 순서는 적용한 안정도 지표와 평균시간에 따라 달라졌으며, 단일 지표만으로 TOA 안정도를 평가하기에 한계가 있었다.

따라서 eLoran 수신기의 기준클럭을 선정할 때에는 발진기 유형이나 단일 규격값에만 의존하지 않고, 적용 분야의 관측 시간척도와 평가 목적에 적합한 안정도 지표를 종합적으로 고려해야 한다. 구체적으로 장기 누적 안정도는 장기 추세와 TOA 변화율을 통해 평가하고, 수십 초에서 수백 초 범위의 단・중기 안정도는 ADEV를 이용하여 분석하며, 실제 시간오차의 크기는 TDEV를 통해 확인하는 등 각 지표를 평가 목적에 따라 상호 보완적으로 활용할 필요가 있다. 다만 세 기준클럭 조건을 서로 다른 날짜에 각각 1회 측정하였고 각 기준클럭의 10 MHz 출력을 별도로 평가하지 않았기 때문에, 측정일별 수신환경과 기준클럭 출력 특성에 따른 영향이 분석 결과에 포함될 수 있다.

향후에는 기준클럭 출력의 독립 측정과 동일 조건에서의 반복・장기 관측을 통해 결과를 추가로 검증할 필요가 있으며, 이는 장기 TOA 및 temporal ASF 관측을 위한 기준클럭 구성과 운용조건 선정에 기초자료로 활용될 수 있다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 해양수산부의 재원으로 해양수산과학기술진흥원의 지원을 받아 수행되었음 (RS-2024-00407003, 지상파항법시스템 고도화 기술개발).

옹진소청초 과학기지는 해양수산부의 재원으로 해양수산과학기술진흥원(KIMST)이 운영하는 '해양연구시설 장비 공동활용 지원사업'을 통해 제공되었습니다.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, G.Y.S. and P.W.S.; methodology, G.Y.S. and P.W.S.; software, G.Y.S.; validation, G.Y.S.; formal analysis, G.Y.S.; investigation, G.Y.S.; resources, P.W.S.; data curation, G.Y.S.; writing—original draft preparation, G.Y.S.; writing—review and editing, G.Y.S. and P.W.S.; visualization, G.Y.S.; supervision, P.W.S.; project administration, P.W.S.; funding acquisition, P.W.S. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Gao, Y., Hua, Y., Li, S., & Yang, C. 2015, Acquisition

Method of Loran-C Signal Based on Matched Filter, in Proceedings of the 2015 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), Ningbo, China, 19-22 September 2015, pp.1-5. https://doi.org/10.1109/ICSPCC.2015.7338868

Kim, W., Son, P.-W., Park, S. G., Park, S. H., & Seo, J. 2022, First Demonstration of the Korean eLoran Accuracy in a Narrow Waterway Using Improved ASF Maps, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 58, 1492-1496. https://doi.org/10.1109/TAES.2021.3114272

Leo Bodnar Electronics 2025, September 26, LBE-1425 Increased Stability Dual Output GPS Locked Clock Source Datasheet, Version 1.0. Retrieved from https://leobodnar.com/files/datasheets/LBE-1425-Datasheet-V1.0-Initial-26-09-2025.pdf

Li, J. & Wu, H. 2025, The Impact of Oscillator Clock Drift on eLoran Time-Transfer Accuracy, in Proceedings of the 2025 5th International Conference on Electronic Information Engineering and Computer Communication (EIECC), pp.345-348. https://doi.org/10.1109/EIECC67963.2025.11409514

Riley, W. J. 2008, Handbook of Frequency Stability Analysis, NIST Special Publication 1065 (Gaithersburg, MD: National Institute of Standards and Technology). https://doi.org/10.6028/NIST.SP.1065

RTCM 2017, Minimum Performance Standards for Marine eLoran Receiving Equipment, RTCM Standard 12700.0 (Arlington, VA: Radio Technical Commission for Maritime Services)

Seo, K., Fang, T. H., & Park, S. H. 2022, State of the Art on Terrestrial Radionavigation System and Its Applications for Maritime PNT Service, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 11, 229-238. https://doi.org/10.11003/JPNT.2022.11.4.229

Seo, K., Kim, Y., Han, Y., & Fang, T. H. 2025, Improved eLoran Service Coverage Prediction Based on Field-Measurements-Corrected Simulation, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 14, 185-193. https://doi.org/10.11003/JPNT.2025.14.2.185

Son, P.-W., Fang, T. H., Park, S. G., Han, Y., & Seo, K. 2022, Compensation Method of eLoran Signal's Propagation Delay and Performance Assessment in the Field Experiment, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 11, 23-28. https://doi.org/10.11003/JPNT.2022.11.1.23

Son, P.-W., Park, S. G., Han, Y., & Seo, K. 2020, eLoran: Resilient Positioning, Navigation, and Timing Infrastructure in Maritime Areas, IEEE Access, 8, 193708-193716. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3033215

SpectraTime 2019, iReference+ Smart GPSReference-2000 Spec [Internet], cited 2026 Aug 6, available from: https://safran-navigation-timing.com/wp-content/uploads/2021/07/ireference_gpsreference_spec_0-1.pdf

UrsaNav 2023, UN-15X Series eLoran Receiver Installation and Operation Manual, Version 2.0 (North Billerica, MA: UrsaNav, Inc.).

Yan, W., Dong, M., Li, S., Yang, C., Yuan, J., et al. 2022, An eLoran Signal Cycle Identification Method Based on Joint Time-Frequency Domain, Remote Sensing, 14, 250. https://doi.org/10.3390/rs14020250

Yan, W., Zhao, K., Li, S., Wang, X., & Hua, Y. 2020, Precise Loran-C Signal Acquisition Based on Envelope Delay Correlation Method, Sensors, 20, 2329. https://doi.org/10.3390/s20082329



Ga-Yeon Son is an M.S. student at Chungbuk National University, Cheongju, South Korea. She received the B.S. degree in Electronics Engineering from Chungbuk National University, Cheongju, South Korea, in 2026. Her research interests include positioning, navigation, and timing (PNT), complementary navigation systems such as enhanced Long-Range Navigation (eLoran), and software-defined radio (SDR)-based navigation signal processing.



Pyo-Woong Son received the B.S. degree in electrical and electronic engineering from Yonsei University, Seoul, South Korea, in 2012, and the Ph.D. degree in integrated technology from Yonsei University, Incheon, South Korea, in 2019. He is currently an Associate Professor with Chungbuk National University, Cheongju, South Korea. His research interests include resilient positioning, navigation, and timing (PNT), complementary navigation systems such as eLoran, GNSS interference and spoofing detection, and software-defined radio (SDR)-based navigation signal processing.

JPNT 15(3), 497-506 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.497

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

SouthPAN Early Open Service의 DFMC SBAS 및 PPP 측위 알고리즘 개발과 성능 평가

김민주[1], 이종성[1], 박봉규[1], 박관동[1,2†]

Development and Performance Evaluation of DFMC SBAS and PPP Positioning Algorithms for SouthPAN Early Open Service

Min-Ju Kim[1], Jong-Sung Lee[1], Bong-Gyu Park[1], Kwan-Dong Park[1,2†]
[1]Department of Geoinformatic Engineering, Inha University, Incheon 22212, Korea
[2]PPSOL Inc., Seoul 08504, Korea

ABSTRACT

The Dual-Frequency Multi-Constellation (DFMC) Satellite-Based Augmentation System (SBAS) is a next-generation GNSS augmentation technology developed to overcome the limitations of conventional SBAS. However, few performance evaluations of DFMC SBAS in actual open-service environments are available, as most systems are still in the test and validation phase. Since September 2022, the Southern Positioning Augmentation Network (SouthPAN) of Australia and New Zealand has provided DFMC SBAS and Precise Point Positioning (PPP) via SouthPAN (PVS) as an Early Open Service, with both services sharing the same satellite orbit and clock corrections within a common message structure. In this study, the DFMC SBAS and PVS positioning algorithms were implemented using actual SouthPAN broadcast messages and evaluated using GNSS observations from the International GNSS Service (IGS) reference station HOB2 in Australia. DFMC SBAS was evaluated for navigation applications, while PVS was evaluated under static positioning conditions for static surveying. Four processing configurations were evaluated using the same GNSS observations to assess the effects of ionospheric error handling and SouthPAN corrections and to compare the positioning characteristics of DFMC SBAS and PVS. The DFMC SBAS achieved a 3D root mean square error (RMSE) of 42 cm, with mean horizontal and vertical protection levels (HPL and VPL) of 5.45 m and 9.11 m, respectively, no misleading information (MI) events, and an availability of 99.99%. The PVS achieved a 3D RMSE of 8 cm after convergence, with a mean convergence time of 21.6 min. These results demonstrate the distinct performance characteristics of DFMC SBAS and PVS for their respective applications.

Keywords: GNSS, SouthPAN, DFMC SBAS, PPP, PVS
주요어: 위성항법 시스템, 위성 기반 보강시스템, PPP, 성능 평가

1. 서론

Global Navigation Satellite System (GNSS)은 위치・항법・시각(Position, Navigation and Timing) 정보를 제공하는 시스템이다 (Hofmann-Wellenhof et al. 2008). 그러나 위성 궤도・시계 오차, 전리층 및 대류권 지연, 다중경로 및 수신기 잡음의 영향으로 측위 정확도가 저하될 수 있다 (Misra & Enge 2011). 이러한 오차를 보정하기 위해 다양한 GNSS 보강기술이 개발되었으며, 초기에는 보정정보를 지역 사용자에게 제공하는 Differential GPS가 활용되었다. 이후 광역 사용자에게 보정정보를 제공하기 위해 정지궤도위성을 이용하는 Satellite-Based Augmentation System (SBAS)이 개발되었다.

Received Aug 12, 2026 **Revised** Aug 25, 2026 **Accepted** Sep 13, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: kdpark@inha.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

Table 1. Message types and corresponding contents for DFMC SBAS and PVS.

Message type	Contents	DFMC SBAS	PVS
MT31	PRN Mask Assignments	o	×
MT32	Satellite clock-ephemeris error corrections and covariance matrix	o	o
MT34–36	Integrity information	o	×
MT37	Degradation parameters and DFREI scale table	o	×

SBAS는 위성 궤도, 시계 및 전리층 오차 보정정보와 함께 무결성 정보를 제공해 사용자가 측위 결과의 신뢰성을 실시간으로 판단할 수 있도록 한다. 측위 정확도뿐만 아니라 위치정보의 신뢰성을 보장하고 이상 발생 시 사용자에게 경보를 제공할 수 있어, 높은 수준의 안전성이 요구되는 항공 분야에서 특히 중요하게 활용되고 있다. 이러한 특성으로 미국의 WAAS를 시작으로 유럽의 EGNOS, 일본의 MSAS, 인도의 GAGAN, 중국의 BDSBAS, 러시아의 SDCM, 한국의 KASS 등 세계 각국에서 SBAS를 운용하거나 단계적으로 구축하고 있다 (ICAO 2024, Kim et al. 2024).

그러나 기존 SBAS는 단일주파수와 GPS 단일 위성군을 기반으로 운용되므로 측위 성능과 가용성을 향상시키는 데 한계가 있다. 단일주파수 기반의 전리층 격자 보정정보는 전리층의 공간 변화에 따른 격자 보간 오차와 전리층 폭풍과 같은 급격한 변화에 취약하며, GPS 단일 위성군의 사용은 가시 위성 수를 제한하여 측위 정확도와 가용성 및 무결성 성능 향상에 제약이 있다 (Kim et al. 2024). 이러한 기존 SBAS의 한계를 극복하기 위해 GPS L1/L5와 Galileo E1/E5a를 사용하는 Dual-Frequency Multi-Constellation (DFMC) SBAS가 차세대 SBAS 기술로 주목받고 있다. DFMC SBAS는 이중주파수 Ionosphere-Free (IF) 조합으로 1차 전리층 오차를 제거하고 다중위성군을 활용하여 측위 성능과 가용성을 향상시킬 수 있다 (EUROCAE 2019).

WAAS, EGNOS 및 MSAS 등 주요 SBAS는 기존 서비스를 유지하면서 DFMC SBAS를 단계적으로 개발・검증하고 있으나, 대부분 아직 시험 단계에 있어 실제 사용자에게 DFMC SBAS를 제공하는 사례는 제한적이다 (ICAO 2024). 이러한 상황에서 호주와 뉴질랜드가 공동 구축한 Southern Positioning Augmentation Network (SouthPAN)는 2022년 9월부터 Early Open Service를 통해 Legacy L1 SBAS, DFMC SBAS 및 Precise Point Positioning (PPP) via SouthPAN (PVS)을 제공하고 있다. 이에 따라 일반 사용자가 실제 방송메시지를 수신하여 DFMC SBAS와 PVS를 구현하고 성능을 검증할 수 있는 환경이 마련되었다.

특히, SouthPAN은 동일한 방송메시지 체계를 통해 DFMC SBAS와 PVS를 함께 제공한다는 특징이 있다. 일반적으로 SBAS와 PPP는 서로 다른 서비스 목적에 따라 상이한 메시지 형식으로 보정정보를 제공하며, SBAS는 항공 등 안전필수 응용을 위한 보호수준과 무결성을, PPP는 센티미터급 정밀측위를 목표로 한다. SouthPAN은 이러한 두 서비스를 동일한 방송메시지 체계로 제공하므로, 하나의 방송메시지로부터 DFMC SBAS와 PVS에 공통으로 적용되는 위성 궤도・시계 보정정보를 산출하고, 이를 서로 다른 측위 기법에 적용하여 각 서비스의 목적에 따른 성능 특성을 분석할 수 있다. 그러나 이러한 서비스 구조를 기반으로 DFMC SBAS와 PVS의 성능 특성을 함께 분석한 연구는 아직 제한적이다.

이에 본 연구에서는 SouthPAN의 방송메시지를 분석하여 보정정보의 구성과 적용 방법을 정리하고, DFMC SBAS와 PVS 측위 알고리즘을 구현하였다. DFMC SBAS는 항법 분야에서의 활용을, PVS는 정지측량 분야에서의 활용을 고려하였으며, PVS에는 이에 적합한 정적 측위 조건을 적용하였다. 두 측위기법의 성능 특성을 분석하기 위해 호주에 위치한 IGS 관측소의 GNSS 관측자료를 이용하였으며, SouthPAN 보정정보를 적용하지 않은 단일주파수 Global Ionospheric Map (GIM) 기반 측위와 이중주파수 IF 기반 측위를 비교군으로 추가하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서는 SouthPAN 방송메시지의 구성과 보정정보의 취득 및 적용 절차를 설명하고, 이를 기반으로 3장에서는 DFMC SBAS와 PVS 측위 기법 및 성능 비교 방법을 기술한다. 이어서 4장에서는 호주 IGS 기준국 관측자료를 이용하여 각 측위기법의 성능 특성을 분석하며, 마지막으로 5장에서는 주요 결과를 요약하고 결론을 제시한다.

2. SOUTHPAN 메시지 구성 및 보정정보 적용

SouthPAN 기반 측위 알고리즘을 구현하기 위해서는 방송메시지로부터 제공되는 보정정보를 해석하고 이를 적용하는 과정이 필요하다. 따라서 본 장에서는 SouthPAN 방송메시지의 구성과 보정정보 적용 절차를 설명한다. 2.1절에서는 DFMC SBAS와 PVS에 사용되는 방송메시지 구성 및 서비스별 활용 범위를 정리하고, 2.2절에서는 위성 궤도・시계 보정정보와 DFMC SBAS 무결성 정보 계산 과정을 기술한다.

2.1 SouthPAN 방송메시지 구성

SouthPAN은 여러 Message Type (MT)으로 구성된 방송메시지를 제공하며, 각 MT는 서로 다른 정보를 포함한다. DFMC SBAS와 PVS에서 사용하는 방송메시지와 각 MT의 역할을 Table 1에 정리하였으며 (Geoscience Australia & LINZ 2023), o와 ×는 해당 메시지의 사용 여부를 나타낸다. 우선, DFMC SBAS와 PVS는 MT32를 공통적으로 사용하여 방송궤도력의 위성 궤도와 시계오차를 보정하며, DFMC SBAS에서는 MT32의 공분산 파라미터를 위성별 측정치 오차 분산(measurement error variance) 계산에 활용한다. 그러나 PVS는 모든 MT32를 사용하는 것이 아닌 보정정보가 적용되는 하루 중 기준시각(Time of Applicability, t_D)에 따라 일부 메시지만 사용할 수 있다. $\mathrm{mod}(t_D/16,2)=1$인 메시지는 DFMC SBAS와 PVS 모두에서 사용할 수 있는 반면, $\mathrm{mod}(t_D/16,2)=0$인 메시지는 DFMC SBAS에서만 적용된다 (Geoscience Australia & LINZ 2023).

DFMC SBAS는 보호수준(Protection Level, PL) 산출을 위해 MT31과 MT34-37을 추가로 사용한다. 보호수준은 실제 측위

오차를 포함하도록 계산되는 측위오차의 상한으로, 측위 결과의 신뢰성을 판단하기 위한 무결성 지표이다 (ICAO 2018). MT31은 satellite slot number와 PRN의 대응 관계를 제공하여, MT32의 보정정보와 MT34–36의 무결성 정보를 동일 위성에 연결한다. MT34–36은 위성별 무결성 지표인 Dual-Frequency Range Error Indicator (DFREI)와 그 갱신 여부를 나타내는 Dual-Frequency Range Error Change Indicator를 제공한다. 마지막으로 MT37은 보정정보 경과시간에 따른 오차 증가 파라미터와 DFREI를 잔여오차 분산으로 변환하는 척도를 제공한다. 이러한 무결성 정보는 MT32의 공분산 파라미터와 함께 측정치 오차 분산을 계산하는 데 사용되며, 계산된 측정치 오차 분산으로부터 보호수준을 산출한다 (EUROCAE 2019).

2.2 SouthPAN 보정정보 및 측정치 오차 분산 계산

2.1절에서 설명한 MT32를 이용하여 DFMC SBAS와 PVS에서 사용하는 위성 궤도・시계 보정정보를 산출할 수 있다. MT32의 보정정보는 보정정보가 적용되는 기준시각 t_D에서 제공되므로, 실제 보정정보를 적용하는 시각 t에서는 그대로 사용할 수 없다. 따라서, Eq. (1)과 같이 기준시각과 적용시각의 시간차 $\Delta t_D = t - t_D$를 계산하여 궤도 보정정보의 시간변화율 $\delta\dot{r}$과 곱한 후 이를 기준시각의 궤도 보정정보 δr에 반영하여 적용시각 t에서의 보정벡터 $\delta r(t)$를 계산한다.

$$\delta r(t) = \delta r + \delta\dot{r} \times \Delta t_D \tag{1}$$

$$r_{corr}(t) = r_{brdc}(t) + \delta r(t) \tag{2}$$

Eq. (1)에 따라 계산된 보정벡터 $\delta r(t)$를 Eq. (2)와 같이 방송궤도력 기반 위성 좌표 $r_{brdc}(t)$에 더하여 최종 보정된 위성 좌표 $r_{corr}(t)$를 구한다. 이어서, 위성 시계오차도 위성 궤도와 동일한 절차로 보정한다. Eq. (3)과 같이 시계 보정정보의 시간변화율 $\delta\dot{B}$과 Δt_D를 곱하여 기준시각의 시계 보정정보 δB에 더해 적용시각의 위성 시계 보정정보를 산출한다. 이후, 광속 c로 나누어 시간 단위의 시계 보정정보로 변환하는 과정을 거친다.

$$\delta\Delta t_{SV}(t) = \frac{\delta B + \delta\dot{B} \times \Delta t_D}{c} \tag{3}$$

$$\Delta t_{SV,corr}(t) = \Delta t_{SV,brdc}(t) + \delta\Delta t_{SV}(t) \tag{4}$$

계산된 위성 시계 보정정보 $\delta\Delta t_{SV}(t)$는 Eq. (4)와 같이 방송궤도력 기반 위성 시계오차 $\Delta t_{SV,brdc}(t)$에 더하여 최종 보정된 위성 시계오차 $\Delta t_{SV,corr}(t)$를 산출한다. 이때, GPS와 Galileo는 시계 기준이 다르므로 위성군별 기준에 맞도록 보정하는 과정이 필요하다. GPS는 MT32의 보정정보와 Time Group Delay (T_{GD})를 적용하는 반면, Galileo 시계보정은 E1/E5a IF 조합을 기준으로 제공되므로 별도의 Broadcast Group Delay (B_{GD}) 보정을 적용하지 않는다 (EUROCAE 2019).

DFMC SBAS에서는 무결성을 평가하기 위해 보호수준을 산출하며, 보호수준 계산에는 보정정보 적용 후의 잔여오차, 대기권 오차 및 수신기 오차를 고려한 측정치 오차 분산을 사용한다. 위성 i에 대한 측정치 오차 분산은 Eq. (5)와 같이 계산한다.

$$\sigma_i^2 = \sigma_{DFC,i}^2 + \sigma_{UIRE,i}^2 + \sigma_{tropo,i}^2 + \sigma_{air,i}^2 \tag{5}$$

여기서, $\sigma_{DFC,i}^2$는 보정정보 적용 후의 잔여오차 분산이며, $\sigma_{UIRE,i}^2$, $\sigma_{tropo,i}^2$및 $\sigma_{air,i}^2$는 각각 사용자 잔여 전리층 오차, 대류권 잔여오차, 수신기 측정잡음 및 다중경로 오차에 의한 분산이다. $\sigma_{DFC,i}^2$는 MT32의 공분산 파라미터와 MT34–37의 무결성 정보를 이용하여 계산하며, 나머지 오차 성분에는 Minimum Operational Performance Standards (MOPS)의 User Ionospheric Range Error 모델, UNB3 계열의 대류권 모델 및 Airborne Error Model의 오차 공식을 적용한다. 이들 오차 성분을 합산하여 산출한 측정치 오차 분산 σ_i^2는 위성별 가중치와 보호수준 계산에 사용한다 (EUROCAE 2019). 보호수준은 측정치 오차 분산과 위성 기하구조를 반영하여 산출하며, 수평 및 수직 방향에 대해 각각 Horizontal Protection Level (HPL)과 Vertical Protection Level (VPL)로 표현된다.

3. SOUTHPAN 기반 측위

이번 장에서는 DFMC SBAS와 PVS 측위 기법을 설명한다. 3.1절과 3.2절에서는 각각 DFMC SBAS와 PVS 측위 기법을 설명하고, 마지막으로 3.3절에서는 성능 비교를 위한 처리 구성과 평가 방법을 제시한다.

3.1 DFMC SBAS

DFMC SBAS에서는 Eqs. (2, 4)를 통해 보정된 위성 좌표 $r_{corr}(t)$와 위성 시계오차 $\Delta t_{SV,corr}(t)$를 관측방정식에 적용하고, IF 의사거리 관측값을 이용하여 좌표를 추정하였다. IF 의사거리 관측값은 L1/L5 코드 관측값으로부터 생성하였으며, Eq. (6)과 같이 계산하였다. 여기서 P_{IF}는 IF 의사거리 관측값, P_{L1}과 P_{L5}는 각각 L1 및 L5 의사거리 관측값이며, γ_{15}는 두 주파수 제곱의 비를 나타낸다.

$$P_{IF} = \frac{\gamma_{15}P_{L1} - P_{L5}}{\gamma_{15} - 1} \tag{6}$$

IF 의사거리 관측값의 잡음을 감소시키기 위해 반송파 평활화 (code-carrier smoothing)를 적용하였다 (EUROCAE 2019). 평활화 절차는 MOPS를 따랐으며, Eqs. (7)과 (8)에 나타냈듯이, 평활화된 IF 의사거리는 GPS와 Galileo 위성 i에 대해 각각 $P_{sm,i}^G$와 $P_{sm,i}^E$로 정의하였다. 여기서 위첨자 G와 E는 각각 GPS와 Galileo를 나타낸다.

$$P_{sm,i}^G = \rho_i{}^G(r_{corr}) + c\left(\delta t_r - \Delta t_{SV,corr,i}{}^G\right) + T_i{}^G + \varepsilon_i{}^G \tag{7}$$

$$P_{sm,i}^E = \rho_i{}^E(r_{corr}) + c\left(\delta t_r - \Delta t_{SV,corr,i}{}^E\right) + ISB + T_i{}^E + \varepsilon_i{}^E \tag{8}$$

여기서 $\rho_i(r_{corr}) = \| r_{corr,i} - r_r \|$는 Eq. (2)에서 계산한 위성 i의 보정좌표 $r_{corr,i}$와 수신기 좌표 r_r 사이의 기하학적 거리이며, δt_r는 수신기 시계오차, $\Delta t_{SV,corr,i}$는 Eq. (4)에서 계산한 위성 시계오차를 나타낸다. 또한 T_i는 대류권 지연, ε_i는 모델링 되지 않은 잔여 관측오차를 의미한다. Galileo 관측방정식에는 GPS와 Galileo 간 시스템 시간 차이를 보상하기 위한 Inter-System Bias (ISB)를 추가하

Table 2. EKF configuration for the SouthPAN PVS algorithm.

State variable	Initial error covariance	Model	Process noise covariance
Position	5^2 m^2	Random walk	$(10^{-5})^2$ m^2/epoch
ISB	30^2 m^2	Constant	0 m^2/epoch
dZWD	0.3^2 m^2	Random walk	$(5\times10^{-5})^2$ m^2/epoch
Ambiguity	5^2 m^2	Random walk	$(10^{-4})^2$ m^2/epoch
Receiver clock	5^4 m^2	White noise process	10^4 m^2

였다. 이 관측방정식을 바탕으로 상태벡터는 Eq. (9)와 같이 정의하였다.

$$\boldsymbol{X} = [x \;\; y \;\; z \;\; c\delta t_r \;\; ISB]^T \tag{9}$$

여기서 상태벡터 $\boldsymbol{X}$는 수신기 좌표(x,y,z), 수신기 시계오차 $c\delta t_r$ 및 ISB로 구성된다. 가중치 행렬은 Eq. (5)에서 계산한 위성별 측정치 오차 분산 σ_i^2의 역수를 대각원소로 하는 대각행렬로 구성하고, Weighted Least Squares (WLS)를 이용하여 상태벡터를 추정하였다.

3.2 PPP

PPP는 DFMC SBAS와 동일하게 Eqs. (2, 4)에서 계산한 위성 궤도와 시계오차를 관측방정식에 적용하지만 사용 관측값, 상태벡터 구성 방식 및 추정 기법에서 차이가 있다. 관측값 측면에서, DFMC SBAS가 반송파 평활화를 적용한 IF 코드 관측값을 이용하는 것과 달리, PPP는 IF 코드와 IF 반송파 위상 관측값을 함께 이용한다.

또한, SouthPAN Early Open Service의 PVS에서는 위상 바이어스 보정정보를 제공하지 않으므로, 모호정수 결정을 수행하지 않고 위성별 IF 반송파 위상 모호정수를 실수형 상태변수로 추정하였다. 위성 i에 대한 IF 코드 및 IF 반송파 위상 관측방정식은 각각 Eqs. (10)과 (11)로 정의하였다.

$$P_{IF,i} = \rho_i(r_{corr}) + c\left(\delta t_r - \Delta t_{SV,corr,i}\right) + g_i ISB + T_i^0 + m_{w,i} dZWD + \varepsilon_{P,i} \tag{10}$$

$$\Phi_{IF,i} = \rho_i(r_{corr}) + c\left(\delta t_r - \Delta t_{SV,corr,i}\right) + g_i ISB + T_i^0 + m_{w,i} dZWD + N_i + \varepsilon_{\Phi,i} \tag{11}$$

여기서 $P_{IF,i}$와 $\Phi_{IF,i}$는 각각 위성 i의 IF 코드 및 IF 반송파 위상 관측값이다. $\rho_i(r_{corr})$, δt_r, $\Delta t_{SV,corr,i}$, 그리고 g_i ISB는 앞서 정의한 바와 동일하게 위성 궤도와 수신기 사이의 기하학적 거리, 수신기 시계오차, 위성 시계오차, GPS와 Galileo 간 시스템 시간 차이에 따른 바이어스를 나타낸다. 3.1절에서 GPS와 Galileo 관측방정식을 분리하여 ISB를 구성한 것과 달리, 여기서는 위성군 식별변수 g_i를 도입하여 두 위성군의 관측방정식을 하나로 통합하여 표현하였다. g_i는 GPS 위성에 대해 0, Galileo 위성에 대해 1로 설정하였다.

대류권 지연 처리에서도 두 기법은 차이를 보인다. DFMC SBAS가 MOPS에서 정의한 UNB3 계열 모델을 이용하여 대류권 지연을 보정하는 것과 달리, PPP에서는 Global Pressure and Temperature (GPT) 모델로 기압을 산출하고 (Boehm et al. 2007), 이를 Saastamoinen 모델에 적용하여 초기 대류권 지연을 계산하였다 (Saastamoinen 1972). 이후 잔여 천정 습윤지연(dZWD)은 상태변수로 추정하였다. 여기서, $m_{w,i}$는 습윤지연 사상함수, N_i는 거리 단위의 IF 반송파 위상 모호정수이며, $\varepsilon_{P,i}$와 $\varepsilon_{\Phi,i}$는 각각 코드 및 반송파 위상의 잡음과 잔여 관측오차를 나타낸다. 이러한 차이는 상태벡터 구성에 반영되어 Eq. (12)와 같이 정의하였다.

$$\boldsymbol{X} = [x \;\; y \;\; z \;\; c\delta t_r \;\; ISB \;\; dZWD \;\; N_1 \;\; N_2 \;\; \cdots \;\; N_n]^T \tag{12}$$

PPP의 상태벡터는 수신기 좌표(x, y, z), 수신기 시계오차 $c\delta t_r$와 ISB를 포함하며, 잔여 천정 습윤지연(dZWD)과 위성별 IF 반송파 위상 모호정수($N_1 \;\; N_2 \cdots N_n$)가 추가된다. 여기서 n은 해당 에포크(epoch)에서 모호정수를 추정하는 위성의 개수를 나타낸다. 즉, PPP의 상태벡터 $\boldsymbol{X}$는 Eq. (12)와 같이 DFMC SBAS의 상태벡터에 대류권 및 모호정수 항이 추가된 형태이다. 상태벡터 추정에는 Extended Kalman Filter (EKF)를 적용하여 각 상태변수를 순차적으로 추정하였으며, 이는 WLS를 적용하는 DFMC SBAS와 차이가 있다.

본 연구에서는 정지측량 환경에서의 PVS 성능을 평가하기 위해 수신기 좌표가 시간에 따라 일정하게 유지되는 정적 측위 조건을 적용하였다. 이에 따라 좌표 상태에는 작은 프로세스 잡음을 설정하였으며, ISB는 상수로 모델링하였다. 수신기 시계오차는 에포크 간 연속성을 가정하지 않는 White Noise Process로 처리한 반면, 잔여 천정 습윤지연과 모호정수는 시간적 연속성을 고려하여 Random Walk로 모델링하였다. 특히 모호정수에는 연속 관측 구간에서 일정하게 유지되는 특성을 반영하여 작은 프로세스 잡음을 적용하였다. 각 상태변수의 초기 공분산과 프로세스 잡음은 Table 2와 같이 설정하였다.

3.3 성능 분석을 위한 비교군

3.1절과 3.2절에서는 DFMC SBAS와 PVS의 측위 기법을 기술하였다. 이 절에서는 각 처리 구성에 따른 측위 성능 특성을 분석하기 위해 Single Frequency GIM (SF-GIM), Dual Frequency (DF), DFMC SBAS 및 PVS의 네 가지 처리 구성을 정의하였다. 각 처리 구성에 적용된 요소의 차이는 4장의 성능 결과를 해석하기 위한 기준이 되며, 주요 설정은 Table 3에 정리하였다.

SF-GIM과 DF는 SouthPAN 보정정보를 적용하기 전의 기준 성능을 확인하기 위한 비교군으로 구성하였다. SF-GIM에는 GIM 기반 단일주파수 전리층 보정을, DF에는 이중주파수 IF 조합을 적용하여 DFMC SBAS와 PVS의 기반이 되는 이중주파수 IF 조합의 효과를 분석하였다. 이후 DF에 SouthPAN 위성 궤도·시계 보정정보와 Eq. (5)의 측정치 오차 분산 기반 가중치를 적용하여 DFMC SBAS를 구성하고, 보정정보 적용에 따른 성능 변화를

Table 3. Algorithm specification of four positioning methods.

Category	SF-GIM	DF	DFMC SBAS	PVS
Frequency	L1	L1/L5	L1/L5	L1/L5
Ionosphere	GIM	IF	IF	IF
Troposphere	UNB3	UNB3	UNB3	GPT
Orbit correction	×	×	o	o
Clock correction	×	×	o	o
Code bias correction	×	CODE DCB	o	o
Observables	smoothed code	smoothed code	smoothed code	code and carrier
Weight	Elevation angle	Elevation angle	Inverse variance	Elevation angle
Cycle slip detection	Doppler	GF + Doppler	GF + Doppler	GF + Doppler

분석하였다. DFMC SBAS와 PVS는 공통으로 SouthPAN 위성 궤도・시계 보정정보를 사용하지만, 서로 다른 적용 목적을 고려하여 각 측위기법에 적합한 성능 평가 지표를 설정하였다. 모든 처리 구성에는 동일한 임계 고도각 10°, C/N_0 임계값 35 dB-Hz 및 최소 관측 위성 수 5기를 적용하였다.

4. 측위 결과 분석

이번 장에서는 3장에서 구현한 알고리즘을 실제 관측자료에 적용하여 각 처리 구성의 측위 성능을 분석한다. 4.1절에서는 실험 환경과 성능 평가 방법을 설명하고, 4.2절과 4.3절에서는 각각 DFMC SBAS와 PVS의 측위 정확도를 평가한다. 이와 함께 DFMC SBAS는 무결성 성능을, PVS는 수렴 특성을 추가로 분석한다. 마지막으로 4.4절에서는 앞서 정의한 네 가지 처리 구성의 측위 성능을 비교한다.

4.1 실험 환경 및 성능 평가 방법

SouthPAN 보정정보는 정지궤도위성을 통해 직접 수신하거나 인터넷을 통해 수집할 수 있다 (Geoscience Australia & LINZ 2023). 이 연구에서는 인터넷 기반의 data access service를 이용하여, DS2DC/SISNeT 프로토콜을 통해 제공되는 SouthPAN 방송메시지를 TCP 소켓을 통해 실시간으로 수신하였다. 구현한 DFMC SBAS와 PVS 측위 알고리즘의 성능을 동일한 관측자료를 이용하여 평가하기 위해 SouthPAN 방송메시지와 GNSS 관측자료가 안정적으로 확보된 2026년 Day of Year (DOY) 174-176의 연속 3일을 분석기간으로 선정하였다.

호주 IGS 기준국인 HOB2에서 수집한 GPS 및 Galileo 1초 간격 관측자료를 이용하였으며, 관측소 기준좌표는 IGS에서 산출하여 Crustal Dynamics Data Information System를 통해 제공하는 Solution Independent Exchange Format (SINEX) 파일에서 취득하였다. 다만, 분석기간의 SINEX 좌표는 International Terrestrial Reference Frame (ITRF) 2020 계열의 기준좌표계에 정렬되어 있는 반면, SouthPAN PVS 보정정보는 현재 에포크의 ITRF2014를 기준으로 제공된다. 이에 따라 측위오차 계산을 위한 기준좌표와 SouthPAN PVS의 기준좌표계를 일치시키기 위해, International Earth Rotation and Reference Systems Service에서 제공하는 ITRF2020에서 ITRF2014로의 14-parameter Helmert 변환을 적용하여 관측소 좌표를 ITRF2014로 변환하였다.

Table 4. Performance expectations of DFMC SBAS and PVS.

Service	Horizontal position error (95%)	Vertical position error (95%)
DFMC SBAS	≤ 1.5 m	≤ 2.5 m
PVS	≤ 0.375 m	≤ 0.525 m

이와 같은 실험 환경에서 각 측위 기법의 성능을 정량적으로 평가하였으며, SouthPAN Early Open Service의 DFMC SBAS와 PVS에 대한 수평 및 수직 측위오차 95% 성능 기대치는 Table 4와 같다 (Geoscience Australia & LINZ 2023). 이 연구에서는 SouthPAN에서 제시한 성능 기대치와 직접 비교하기 위하여 모든 구성에 대해 수평 측위오차 (Horizontal Position Error, HPE)와 수직 측위오차 (Vertical Position Error, VPE)의 95% 값 및 Root Mean Square Error (RMSE)를 산출하여 측위 정확도를 평가하였다. DFMC SBAS는 HPL과 VPL, Misleading Information (MI) 발생 여부 및 가용성을 추가로 평가하였으며, PVS는 보호수준에 기반한 가용성 평가를 적용하지 않으므로 측위 정확도와 수렴시간을 중점적으로 평가하였다.

DFMC SBAS의 무결성 성능은 실제 측위오차와 보호수준의 관계를 이용하여 평가하였다. 실제 측위오차가 보호수준을 초과하는 경우를 MI로 판정하였으며, 수평 또는 수직 방향에서 각각 HPE > HPL 또는 VPE > VPL인 경우를 MI 발생 에포크로 정의하였다. 본 연구에서의 가용성은 유효한 측위해가 산출되고 HPL과 VPL이 각각 경보한계 이하인 에포크의 비율로 산출하였다. 경보한계는 LPV-200 접근운항 기준에 따라 수평 경보한계 (Horizontal Alert Limit, HAL)와 수직 경보한계(Vertical Alert Limit, VAL)를 각각 40 m와 35 m로 설정하였다 (FAA 2008). 따라서 MI가 발생하지 않으면서 가용성 조건을 만족하는 에포크에서는 수평 및 수직 방향에서 각각 HPE ≤ HPL ≤ HAL과 VPE ≤ VPL ≤ VAL의 관계를 만족한다.

PVS의 수렴시각은 Coordinate Rate of Change (CROC)를 이용하여 결정하였다. CROC는 참값 대비 측위오차 대신 좌표 변화율만으로 수렴을 판정하는 기준이며, Kim & Park (2017)은 코드 관측값만을 이용한 PPP에서 좌표 변화율이 10 에포크 동안 연속으로 1 cm/s 미만인 시점을 수렴시각으로 정의하였다. 이 연구에서는 코드와 반송파 위상 관측값을 함께 이용하는 PPP의 수렴 후 안정화 여부를 보다 엄격하게 판정하기 위해 CROC 기준을 0.1 cm/s로 설정하였으며, 좌표 변화율이 300 에포크 동안 연속으로 해당 기준 미만인 최초 시점을 수렴시각으로 정의하였다.

4.2 DFMC SBAS 성능 평가

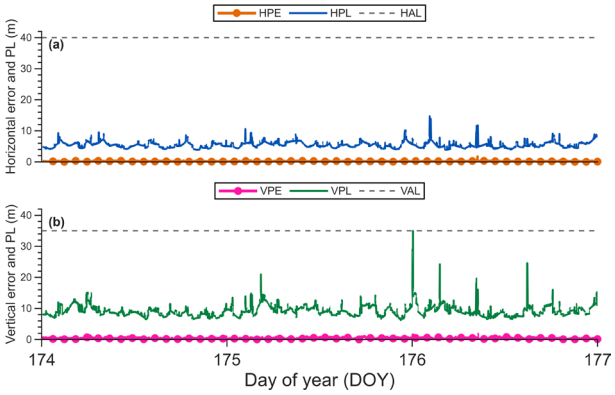


Fig. 1. Positioning errors and protection levels of the DFMC SBAS solution.

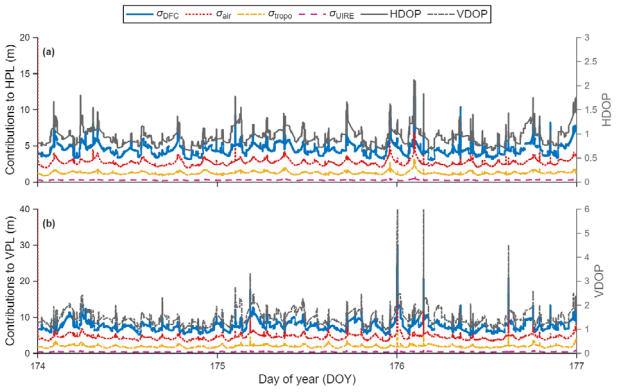


Fig. 2. Contributions of measurement error variance components to protection levels.

Table 5. Positioning accuracy and integrity of DFMC SBAS.

Category	Metric	Horizontal	Vertical
Position error (m)	RMSE	0.16	0.39
	95th percentile	0.29	0.69
	Maximum	0.39	0.96
Protection level (m)	Mean	5.45	9.11
	95th percentile	6.97	11.92
	Maximum	14.72	34.98
Integrity	MI events	0	0
	Availability	99.99 %	

이번 절에서는 DFMC SBAS의 측위 정확도와 무결성 성능을 평가하고, 보호수준을 구성하는 오차 성분의 기여도를 바탕으로 보호수준 변화의 원인을 분석하였다. Fig. 1은 DFMC SBAS의 측위오차와 보호수준의 시계열을 나타낸다. Fig. 1a는 HPE와 HPL을, Fig. 1b는 VPE와 VPL을 나타낸다.

Fig. 1a에서 HPE는 실험 기간 동안 안정적으로 유지되었으며, HPL은 모든 유효 에포크에서 HPE보다 크게 산출되고 HAL을 초과하지 않았다. Fig. 1b에서도 VPE는 전반적으로 안정적인 수준을 유지하였으며, VPL은 VPE보다 크게 산출되고 VAL 이하를 유지하였다. 이에 따라 실제 측위오차가 보호수준을 초과하는 MI는 발생하지 않았다. Fig. 1의 결과를 정량적으로 비교하기 위해 Table 5에 측위 정확도와 무결성 성능을 정리하였다. 수평 및 수직 측위오차의 RMSE는 각각 0.16 m와 0.39 m, 95% 측위오차는 각각 0.29 m와 0.69 m로 나타나 SouthPAN이 제시한 성능 기대치 (HPE (95%) ≤ 1.5 m, VPE (95%) ≤ 2.5 m)를 충족하였다.

보호수준 측면에서도 DFMC SBAS는 안정적인 무결성 성능을 보였다. 평균 HPL과 VPL은 각각 5.45 m와 9.11 m였으며, 유효한 측위해가 산출된 모든 에포크에서 HPL과 VPL은 각각 HAL과 VAL 이하로 유지되었다. 다만 일부 에포크에서는 SouthPAN 보정정보가 수신되지 않아 측위 결과가 산출되지 않았으며, 이를 포함한 전체 실험 기간의 가용성은 99.99%로 나타났다.

다만, DOY 176 시작 구간에서는 VPL이 34.98 m까지 증가하여 관측 기간 중 최대값을 기록하였으며 VAL에 근접하였다. 해당 구간의 VPL 증가 원인을 분석하기 위해 Eq. (5)의 위성별 측정치 오차 분산을 구성하는 네 가지 성분의 HPL/VPL 기여도와 Horizontal Dilution of Precision (HDOP) 및 Vertical Dilution of Precision (VDOP)을 Fig. 2에 함께 나타내었다. Figs. 2a,b의 왼쪽 y축은 각각 HPL과 VPL에 대한 각 오차 성분의 기여도를 나타내며, 오른쪽 y축은 HDOP와 VDOP를 나타낸다.

Fig. 2에서 각 측정치 오차 분산 성분의 상대적 기여 순서는 수평과 수직에서 동일하게 나타났다. 모두 보정정보 잔여오차 (σ_{DFC})가 가장 큰 비중을 차지하였으며, 수신기 측정잡음 및 다중경로 오차(σ_{air}), 대류권 잔여오차(σ_{tropo}), 사용자 잔여 전리층 오차 (σ_{UIRE}) 순으로 기여도가 감소하였다. 특히, 최대 VPL이 나타난 DOY 176 시작 구간에서는 VDOP가 급격히 증가하였으며, 이와 함께 네 가지 오차 성분의 VPL 기여도가 모두 증가하였다. 보호수준 산출 과정에서 위성별 측정치 오차 분산은 위성 기하에 따른 투영계수를 통해 수직 방향으로 전파되므로, 해당 구간의 위성 기하 악화가 각 오차 성분의 VPL 기여도를 동시에 증가시킨 것으로 판단된다.

4.3 PPP 성능 평가

이번 절에서는 DFMC SBAS에 이어 PVS의 측위 성능을 평가하였다. PPP는 초기 상태변수의 추정이 안정화되는 수렴 과정이 필요하므로, 일자별 수렴 특성을 분석한 후 수렴 이후의 측위 성능을 정량적으로 평가하였다. Fig. 3은 DOY 174, 175 및 176에서 산출한 PVS 측위오차 시계열과 CROC 기준으로 결정한 수렴시각을 나타낸다. 회색 점선은 각 처리일의 수렴시각을 의미하며, 범례의 North, East 및 Vertical은 각각 남북, 동서 및 수직 측위오차를 나타낸다. 각 처리일의 수렴 특성을 독립적으로 분석하기 위해 일별 시작 시점에서 필터를 초기화하였다.

Fig. 3에서 확인할 수 있듯이 모든 처리일에서 초기에는 비교적 큰 측위오차가 나타났으나, 관측자료가 누적됨에 따라 점진적으로 감소하며 수렴하는 경향을 보였다. 처리일별 수렴시간은 DOY 174, 175 및 176에서 각각 27.5분, 15.8분 및 20.4분으로 나타났다. 그러나 각 처리일의 시작 시점에서 1회씩 초기화하여 산출한 세 개의 수렴시간만으로는 초기화 시점에 따른 수렴시간의 변동 특성을 충분히 평가하기 어렵다. 따라서 각 처리일의 자료를 1시간 간격으로 초기화하여 3일간 총 72회의 반복분석을 통해 수렴시간을 추가로 산출하였다. 그 결과 모든 구간에서 수렴이 확인되었으며, 평균 수렴시간은 21.6분으로 나타났다.

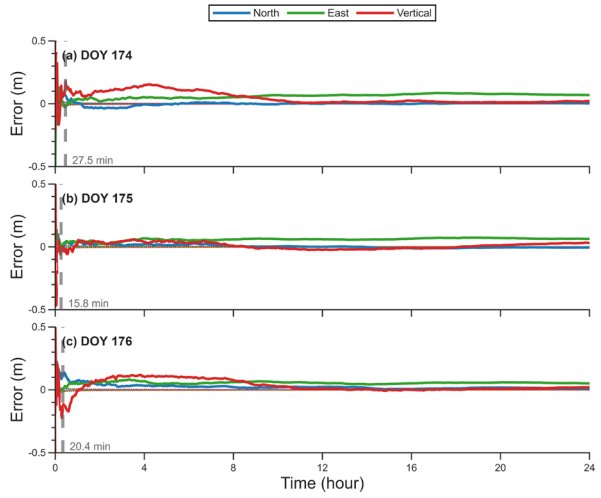


Fig. 3. Positioning errors and convergence times of PVS.

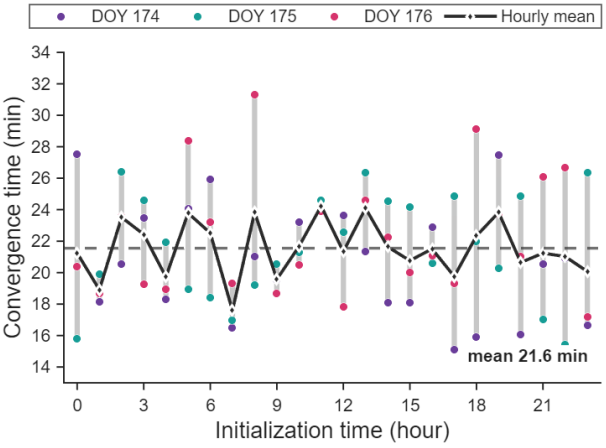


Fig. 4. PVS convergence time by filter initialization time.

Table 6. Positioning performance of PVS at HOB2 after convergence (DOY 174-176) (unit: cm).

Metric	Component	DOY 174	DOY 175	DOY 176
RMSE	Horizontal	6.81	6.46	6.67
	Vertical	6.23	2.44	5.48
95th percentile	Horizontal	8.59	7.49	8.66
	Vertical	13.27	4.19	10.55

Fig. 4는 72개 구간에서 산출한 초기화 시각별 수렴시간을 나타낸다. 점의 색은 처리일을 구분하며, 보라색은 DOY 174, 청록색은 DOY 175, 자주색은 DOY 176을 의미한다. 초기화 시각별 평균 수렴시간은 17.6–24.2분 범위로 나타나 시간대에 따라 완만한 변동을 보였다. 분석기간 동안 초기화 시점에 따른 수렴시간의 큰 차이 없이 전반적으로 유사한 수렴 특성을 보였다.

Table 6은 각 처리일에서 CROC 기준으로 결정된 수렴시각 이후의 RMSE와 95% 측위오차를 나타낸다. 수평 RMSE는 6.46–6.81 cm, 수직 RMSE는 2.44–6.23 cm로 나타났으며, 3일 평균은 각각 6.65 cm와 4.72 cm였다. 일별 수평 및 수직 95% 측위오차는 각각

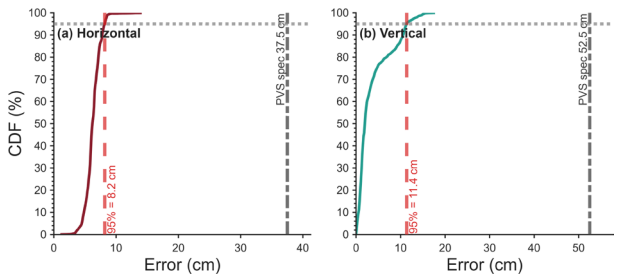


Fig. 5. Cumulative distributions of horizontal and vertical PVS positioning errors.

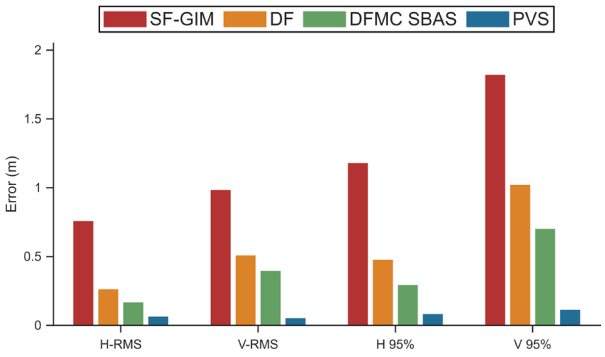


Fig. 6. Comparison of positioning performance.

7.49–8.66 cm와 4.19–13.27 cm로 나타났다. 일별 통계와 함께 수렴 이후 측위오차의 전체적인 분포를 확인하기 위해 3일간의 자료를 통합하여 Fig. 5와 같이 누적분포함수(Cumulative Distribution Function, CDF)를 분석하였다. 검은색 점선은 SouthPAN에서 제시한 PVS 성능 기대치를 나타내며, 빨간색 점선은 통합 자료에서 산출한 95% 측위오차를 나타낸다. 통합 자료의 수평 및 수직 95% 측위오차는 각각 8.2 cm와 11.4 cm로 나타났다.

Fig. 5에서 확인할 수 있듯이 수평 및 수직 95% 측위오차는 SouthPAN에서 제시한 PVS 성능 기대치인 수평 37.5 cm와 수직 52.5 cm보다 작게 나타났다. CDF에서 수평 오차는 약 7 cm 부근에 집중되어 급격한 증가를 보인 반면, 수직 오차는 전체의 약 80%가 5 cm 이내에 분포한 이후 상위 백분위 구간에서 완만하게 증가하였다. 이러한 분포 차이로 인해 수직 RMSE는 4.72 cm로 수평 RMSE 6.65 cm보다 작았으나, 95% 측위오차는 수직에서 더 크게 나타났다. 종합적으로 PVS는 수렴 이후 수평과 수직 모두 SouthPAN에서 제시한 성능 기대치 이내의 측위 성능을 나타냈다.

4.4 처리 구성별 성능 비교

4.2절과 4.3절에서는 DFMC SBAS와 PVS를 각각 평가하였다. 본 절에서는 동일한 관측자료를 이용하여 3.3절에서 정의한 네 가지 처리 구성의 측위 성능을 비교하고, 각 처리 구성에 따른 성능 특성을 분석하였다. Fig. 6은 네 구성의 수평·수직 RMSE와 95% 측위오차를 막대그래프로 나타낸 것이다.

Fig. 6에서 볼 수 있듯이 SF-GIM, DF, DFMC SBAS 및 PVS

Table 7. RMSE and 95th percentile errors of each positioning scenario.

Method	RMSE (m)			95th percentile error (m)		
	Horizontal	Vertical	3D	Horizontal	Vertical	3D
SF-GIM	0.76	0.98	1.23	1.18	1.82	2.01
DF	0.26	0.51	0.56	0.48	1.02	1.08
DFMC SBAS	0.16	0.39	0.42	0.29	0.69	0.71
PVS	0.07	0.04	0.08	0.08	0.11	0.13

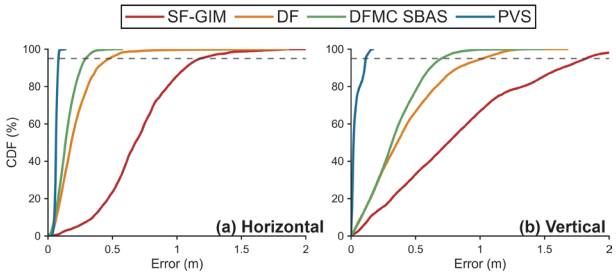


Fig. 7. Cumulative distributions of positioning errors.

를 각각 적색, 주황색, 녹색 및 청색 막대로 나타냈다. 측위 성능은 SF-GIM, DF, DFMC SBAS, PVS 순으로 단계적으로 향상되었으며, Table 7에 각 구성의 RMSE와 95% 측위오차를 정리하였다. SF-GIM에서 DF로 변경하였을 때 3D RMSE는 1.23 m에서 0.56 m로 약 54% 감소하였다. 이는 GIM 기반 전리층 보정 대신 이중주파수 IF 조합을 적용하여 1차 전리층 지연을 제거함에 따라 측위오차가 감소한 결과로, DFMC SBAS와 PVS의 기반이 되는 이중주파수 IF 조합의 유효성을 확인할 수 있다. 이후 DFMC SBAS에서는 수평 및 수직 RMSE가 각각 0.16 m와 0.39 m로 나타나, DF 대비 각각 약 10 cm와 12 cm 감소하였다. 이에 따라 3D RMSE는 0.56 m에서 0.42 m로 약 25% 추가 감소하였다.

정량적인 측위오차뿐만 아니라 측위오차 분포의 변화를 분석하기 위해 Fig. 7에 각 처리 구성의 수평 및 수직 측위오차 CDF를 나타내었다. Figs. 7a,b는 각각 수평 및 수직 측위오차의 CDF이며, 회색 점선은 누적확률 95%를 나타낸다. 수평과 수직 모두 CDF가 SF-GIM, DF, DFMC SBAS, PVS 순으로 좌측으로 이동하여 Fig. 6의 단계적 성능 향상과 일치하였다. 특히, 수직 방향에서 DF와 DFMC SBAS는 약 40% 누적확률 구간까지 유사한 분포를 보였으나 이후 DFMC SBAS가 더 빠르게 증가하여 95% 구간에서 상당한 차이가 나타났다. 이는 SouthPAN 위성 궤도·시계 보정정보와 측정치 오차 분산 기반 가중치의 적용으로 상대적으로 큰 측위오차의 발생이 감소하면서, 오차 분포의 상위 구간이 개선된 결과로 해석할 수 있다. 마지막으로 각 처리 구성의 성능 차이를 위성 기하조건 측면에서 분석하기 위해 Table 8에 평균 사용 위성 수와 HDOP 및 VDOP를 정리하고, Fig. 8에 3일간의 시계열을 나타내었다.

평균 HDOP와 VDOP는 SF-GIM에서 각각 0.70과 1.09로 가장 작았으며, DFMC SBAS에서 각각 0.94와 1.49로 가장 크게 나타났다. Fig. 8에서도 SF-GIM은 전반적으로 가장 많은 위성을 사용하며 낮은 DOP를 유지한 반면, DFMC SBAS와 PVS는 상대적으로 적은 위성을 사용하여 일부 구간에서 DOP가 증가하였다. 이는 이중주파수 IF 조합을 위해 두 주파수의 관측값이 모두 수신된

Table 8. Satellite geometry for each positioning scenario.

Method	Mean number of satellites	Mean HDOP	Mean VDOP
SF-GIM	16.48	0.70	1.09
DF	14.49	0.86	1.32
DFMC SBAS	11.27	0.94	1.49
PVS	12.55	0.86	1.33

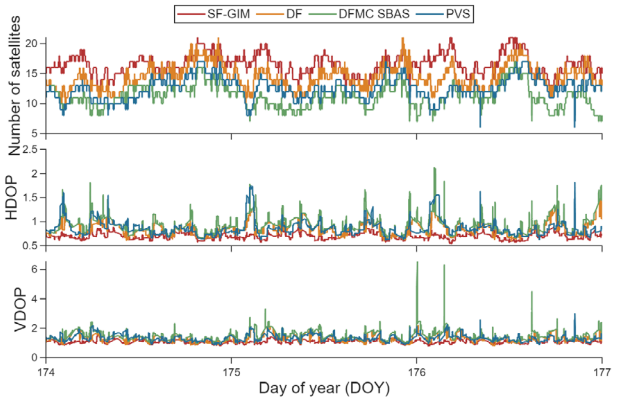


Fig. 8. Time series of the number of satellites, HDOP, and VDOP.

위성만 사용할 수 있으며, DFMC SBAS와 PVS에서는 SouthPAN 보정정보의 적용 가능 여부가 추가로 고려되기 때문이다. 이에 따라 DFMC SBAS와 PVS는 SF-GIM보다 상대적으로 불리한 위성 기하조건을 보였으나, 측위오차는 더 작게 나타났다. 이는 불리한 위성 기하조건의 영향보다 이중주파수 IF 조합과 SouthPAN 보정정보 적용에 따른 오차 감소 효과가 더 크게 작용한 결과로 판단된다.

5. 결론

본 연구에서는 SouthPAN Early Open Service의 실제 방송메시지를 분석하여 DFMC SBAS와 PVS에서 사용되는 메시지 타입과 보정정보의 구성 및 적용 절차를 정리하고, 이를 기반으로 DFMC SBAS와 PVS 측위 알고리즘을 구현하였다. 또한 호주 IGS 기준국인 HOB2의 GNSS 관측자료를 이용하여 SF-GIM, DF, DFMC SBAS 및 PVS의 측위 성능을 평가하였다.

실험 결과, SF-GIM, DF, DFMC SBAS 및 PVS의 3D RMSE는 각각 1.23 m, 0.56 m, 0.42 m 및 0.08 m로 나타났다. 먼저, SF-GIM에서 이중주파수 IF 조합을 적용한 DF로 변경함에 따라 1차 전리층 오차가 제거되어 3D RMSE가 약 54% 감소하였다. 이어서 DF에 SouthPAN 위성 궤도·시계 보정정보와 측정치 오차 분산 기반 가중치를 적용한 DFMC SBAS에서는 3D RMSE가 추가로 약 25% 감소하였다. 한편, PVS는 IF 코드와 반송파 위상 관측값을 함께 사용하고 정적 측위 조건을 적용하여 수렴 이후 수 센티미터 수준의 측위 성능을 나타냈다. DFMC SBAS와 PVS는 상대적으로 불리한 위성 기하조건에서도 SF-GIM과 DF보다 작은 측위오차를 나타냈다.

이 중 동일한 SouthPAN 위성 궤도·시계 보정정보를 사용하

는 DFMC SBAS와 PVS의 성능을 구체적으로 살펴보면, 각각의 적용 목적과 측위 조건에 따라 서로 다른 특성을 보였다. DFMC SBAS는 3D RMSE 42 cm를 나타냈으며, 평균 HPL과 VPL은 각각 5.45 m와 9.11 m로 산출되었다. 실험 기간 동안 수평 및 수직 방향에서 MI는 발생하지 않았으며, 가용성은 99.99%로 나타났다. 반면, PVS는 수렴 이후 3D RMSE 8 cm의 정밀측위 성능을 나타냈으며, 1시간 간격으로 수행한 72회의 반복 분석에서 평균 수렴시간은 21.6분으로 나타났다. 이러한 결과는 동일한 SouthPAN 방송메시지 체계를 기반으로 하면서도 DFMC SBAS와 PVS가 서로 다른 성능 특성을 나타냄을 보여준다.

현재 국내에서 DFMC SBAS 관련 연구가 제한적인 만큼, 본 연구 결과는 향후 DFMC SBAS 서비스 도입과 측위 알고리즘 연구를 위한 기초자료로 활용될 수 있을 것으로 기대된다. 다만, 본 연구는 단일 기준국에서 취득한 3일간의 관측자료를 대상으로 정지측위 성능을 평가하였다는 한계가 있다. 향후에는 다양한 지역과 장기간의 관측자료를 이용하여 성능을 검증하고, 이동 환경으로 평가 범위를 확대할 필요가 있다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 2026년도 국토교통부의 재원으로 국토교통과학기술진흥원의 지원으로 수행된 연구임 (RS-2022-00141819, 초정밀 디지털 국토정보 획득을 위한 절대, 상대, 연속복합 측위 고도화 기술 개발).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, M.K. and K.P.; methodology, M.K. and K.P.; software, M.K. and J.L.; validation, M.K.; formal analysis, M.K. and J.L.; investigation, M.K. and J.L.; resources, J.L., B.P., and K.P.; data curation, M.K. and J.L.; writing—original draft preparation, M.K.; writing—review and editing, J.L., B.P., and K.P.; visualization, M.K.; supervision, B.P. and K.P.; project administration, K.P.; funding acquisition, K.P. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Boehm, J., Heinkelmann, R., & Schuh, H. 2007, Short Note: A global model of pressure and temperature for geodetic applications, J. Geod., 81, 679-683. https://doi.org/10.1007/s00190-007-0135-3

EUROCAE 2019, Minimum Operational Performance Standards for Galileo–Global Positioning System–Satellite-Based Augmentation System Airborne Equipment (ED-259) (Saint-Denis: European Organisation for Civil Aviation Equipment).

FAA 2008, Global Positioning System Wide Area Augmentation System (WAAS) Performance Standard, 1st ed. (Washington, DC: Federal Aviation Administration).

Geoscience Australia & Toitū Te Whenua Land Information New Zealand 2023, SouthPAN Service Definition Document for Data Access Services, SBAS-STN-0002, Revision 01

Hofmann-Wellenhof, B., Lichtenegger, H., & Wasle, E. 2008, GNSS – Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more (Wien: Springer-Verlag). https://doi.org/10.1007/978-3-211-73017-1

ICAO 2018, International Standards and Recommended Practices, Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation, Aeronautical Telecommunications, Volume I – Radio Navigation Aids, 7th ed. (Montreal: International Civil Aviation Organization).

ICAO 2024, Report of the Sixth Meeting of the Asia/Pacific GBAS/SBAS Implementation Task Force (GBAS/SBAS ITF/6) (Bangkok, Thailand: International Civil Aviation Organization).

Kim, J., Kim, Y., & Kim, J. 2024, Technology Trends of Satellite Based Augmentation Systems, JPNT, 13, 25-34. https://doi.org/10.11003/JPNT.2024.13.1.25

Kim, M. & Park, K.-D. 2017, Development and Positioning Accuracy Assessment of Single-Frequency Precise Point Positioning Algorithms by Combining GPS Code-Pseudorange Measurements with Real-Time SSR Corrections, Sensors, 17, 1347. https://doi.org/10.3390/s17061347

Misra, P. & Enge, P. 2011, Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. (Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press).

Saastamoinen, J. 1972, Atmospheric Correction for the Troposphere and Stratosphere in Radio Ranging Satellites, In The Use of Artificial Satellites for Geodesy, vol.15, pp.247-251. https://doi.org/10.1029/GM015p0247



Min-Ju Kim is currently an integrated B.S., M.S. student in the Department of Geoinformatics at Inha University, Korea. Her research interests include GNSS positioning, GNSS augmentation and LEO orbit determination.



Jong-Sung Lee received his B.S. degree in Geoinformatic Engineering from Inha University, Korea, and he is currently M.S. student at Department of Geoinformatics in Inha University. His research interests include Smartphone GNSS Observation analysis and Smartphone PPP-RTK.



Bong-Gyu Park received his B.S. degree in Geoinformatic Engineering and Electronics Engineering, and his M.S. degree in Geoinformatic Engineering, from Inha University, Korea. He is currently pursuing a Ph.D. degree in the Department of Geoinformatic Engineering at the same university. His research focuses on robust GNSS positioning algorithm development, ambiguity resolution, and the application of artificial intelligence to high-precision navigation.



Kwan-Dong Park received his Ph.D. in Aerospace Engineering and Engineering Mechanics from the University of Texas at Austin. He is currently a professor in the Department of Geoinformatic Engineering at Inha University, Korea. His research interests include PPP-RTK algorithm development, satellite orbit determination, and GNSS geodesy.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.497

JPNT 15(3), 507-519 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.507

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

LEO PNT – 1부, LEO PNT 시스템의 운용 방식 및 탑재체 구성 기술동향

이현중, 원종훈†

LEO PNT – Part 1, Technology Trends in LEO PNT System Operation Methods and Payload Configuration

Hyun-Jung Lee, Jong-Hoon Won†
Autonomous Navigation Laboratory, Electrical and Computer Engineering, Inha University, Incheon 22212, Korea

ABSTRACT

Low Earth Orbit (LEO) constellations refer to systems composed of dozens to thousands of satellites operating at altitudes between 300 and 2,000 km, providing a wide range of services to ground users. Recent advances in nanoscale integration technologies and the development of reusable launch vehicles have opened up the possibility for developing and deploying LEO constellations. In particular, LEO satellites are gaining attention as an alternative capable of supplementing the limitations of existing Global Navigation Satellite System (GNSS) and offering more precise Positioning, Navigation, and Timing (PNT) services, due to advantages such as higher received signal power, a large number of visible satellites, and fast integer ambiguity resolution. Accordingly, major space technology powers such as the United States, Europe, and China are actively conducting research and making large scale investments in LEO PNT technologies that go beyond conventional GNSS. To respond to this global trend, South Korea also should carry out foundational research on LEO PNT related technologies and explore suitable constellation configurations and operational strategies for the domestic environment. This paper classifies LEO PNT operational approaches based on payload configuration and design method as the top-level criteria, and further subdivides them according to GNSS dependence. It also investigates and analyzes operational methods, payload configurations, and related technological trends, with a focus on overseas LEO PNT development cases.

Keywords: LEO, PNT, LEO PNT technology trends
주요어: 저궤도, 위성항법, 저궤도 위성항법 시스템 기술 동향

1. 서론

최근, 저궤도(고도 300~2,000 km)에서 운용되는 위성을 활용한 Low Earth Orbit – Positioning, Navigation, and Timing (LEO PNT) 기술이 주목받고 있다. 미국 SpaceX사의 Starlink는 전 지구적 통신 데이터 링크 시스템인 LEO Communication (COM) 시스템으로 개발되었으나, PNT 관련 연구자들이 통신용 반송파 신호에 도플러 항법 기술을 적용하면서 LEO PNT 기술이 점차 부각되는 단초를 제공했다. 연구 결과에 따르면, 지상 수신기는 도플러 기반 항법 방식으로 관성 항법과 유사하게 초기 상태 설정 후 적산 과정을 거쳐 상당 시간 동안 항법 기능을 유지할 수 있음을 보였다 (Stock et al. 2023). 이러한 도플러 기반 LEO PNT 외에도, LEO 위성이 갖는 근본적인 특징과 장점을 활용한 다양한 방식의 PNT 기술 개발이 이루어지고 있다 (FCC 2025, Kassas & Saroufim 2025).

LEO PNT는 Medium Earth Orbit (MEO), Geosynchronous Earth Orbit (GEO) 그리고 Inclined Geosynchronous Orbit (IGSO)에서 운영되는 Global Navigation Satellite System (GNSS) 및 Regional Navigation Satellite System (RNSS) 위성보다 훨씬 낮은 고도에서 운용되며 이에 따라 다음과 같은 독특한

Received Jun 01, 2026 **Revised** Jun 06, 2026 **Accepted** Jul 13, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: jh.won@inha.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

Table 1. LEO constellation overview.

	GNSS/RNSS	LEO
Orbital altitude	19,000 ~ km	300~2,000 km
Number of operational satellites	Dozens	Hundreds to thousands
Received signal power	Weak	Strong
Resistance to external interference and noise	Low	High
Signal propagation delay	Long	Short
Satellite orbital speed	Slow	Fast
Change in satellite geometric configuration	Small	Large
Integer ambiguity convergence speed	Slow	Fast
Doppler effect	Small	Large
Timing and orbit accuracy	High	Low
Ground coverage area	Wide	Narrow
Constellation deployment (development/launch) cost	Higher per-satellite cost, but global coverage with fewer satellites	Lower per-satellite cost, but hundreds of satellites are needed for global coverage
System development and operational status	Global infrastructure and the receiver ecosystem are well established	Proposal, demonstration, and early development stages

특징을 갖는다 (Al Homssi et al. 2022). 첫째, 동일한 신호 전력을 송출한다고 가정할 시 기존 항법 위성 대비 LEO 위성의 수신 신호 세기가 강하며, 이는 외부 간섭 및 잡음에 대한 내성이 높고 기존 항법 시스템보다 정밀한 의사거리 측정이 가능하다. 둘째, 저궤도 특성으로 인한 LEO 위성의 빠른 공전 속도로 인해 위성의 고도각이 급격히 변하며 (Prol et al. 2022), 이는 사용자와 위성 간 기하학적 배치를 빠르게 변화시켜 짧은 시간 내 미지 정수의 신속한 수렴을 가능하게 한다 (Li et al. 2022). 단, LEO 위성이 제공하는 커버리지 영역은 GNSS 위성보다 훨씬 작기 때문에 수백 개 이상의 위성으로 구성된 대규모 위성군(Mega constellation)이 필요하나 (Ge et al. 2020), 대규모 위성군 운영을 통해 가시 위성 수를 증가시키고 Dilution of Precision (DOP) 성능을 개선할 수 있다 (Morales-Ferre et al. 2020).

앞서 언급한 GNSS와 LEO의 주요 특징을 포함하여 각 시스템의 특성을 Table 1에 간략히 정리하였다 (Eissfeller & Pany 2025). Table 1에서 확인할 수 있듯이, LEO 위성은 좁은 지상 커버리지 범위와 부정확한 시각/궤도 정확도와 같은 한계점을 지니고 있으나 GNSS 대비 뚜렷한 장점도 함께 가진다. 따라서 기존 GNSS보다 더욱 정밀한 PNT 서비스 제공을 위해서는 LEO의 장점을 적극 활용하는 동시에 그 한계점을 보완하는 방향으로 LEO PNT 개발을 고려할 수 있다. 이에 따라 최근에는 LEO 위성에 ranging 신호를 추가하여 완전한 항법 신호를 송신하는 LEO PNT 위성군 개발이 전 세계적으로 추진되고 있다 (Chan 2022).

이처럼 전세계적으로 LEO 위성 시스템의 중요성이 부각됨에 따라, 대한민국도 LEO 위성군 개발 프로젝트를 본격적으로 추진하고 있다. 2024년 5월, LEO 위성 통신망 구축을 위한 예비 타당성 조사가 통과되었으며, 과학기술정보통신부 주도하에 LEO 위성군 개발이 진행 중이다 (MCST 2024). 또한, 2025년 6월에 개최된 Korea AeroSpace Administration-Research and Development (KASA R&D) 전략 설명회에서, 우주항공청은 미래 우주경제 주도 역량 확보를 위한 중점 과제 중 하나로 LEO PNT 기술의 연구 및 개발을 제시하였다 (Choi 2025).

이 논문은 한국 지역에 적합한 LEO PNT 위성군 개발을 목표로 하며, 이를 위한 LEO PNT 관련 기술 분석 및 기초 연구 결과를 연속 논문 형태로 단계적으로 제시한다. 연속 논문 중 첫 번째에 해당하는 이 논문에서는 LEO PNT 운용 방식, 해외 기술 개발 동향 및 탑재체 구성과 관련된 기술 동향에 대해 중점적으로 설명한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 다양한 LEO PNT 운용 방식을 소개하고, 3장에서는 LEO 위성군의 해외 개발 동향을 정리하였다. 4장에서는 LEO PNT 탑재체의 주요 구성 요소를 분석하며, 5장에서는 결론을 통해 이 논문의 내용을 종합하여 마무리하였다.

2. LEO PNT 운용 방식 구분

전 세계적으로 다양한 운용 방식의 LEO PNT 연구가 제안되고 설계가 이루어지고 있으며, Prol et al. (2022), Seok et al. (2023), Eissfeller et al. (2024)에서는 LEO PNT 시스템을 탑재체 구성을 기준으로 분류한 바 있다. 이러한 분류는 LEO PNT 시스템의 기본적인 운용 유형을 이해하는 데 유용하지만, LEO PNT는 임무 구성, GNSS 활용 여부 및 지상 사용자 서비스 형태에 따라 다양한 형태의 운용 방식으로 확장될 수 있다. 따라서 단순히 탑재체 구성 방식만으로는 개발 예정 또는 개발 중인 다양한 LEO PNT 시스템의 운용 특성을 세부적으로 구분하는데 한계가 있다. 이에 이 논문에서는 기존의 탑재체 구성 및 설계 방식 중심 분류를 기반으로 하되, GNSS 의존성 여부를 추가 기준으로 반영하여 LEO PNT 운용 방식을 보다 명확하고 세부적으로 구분할 수 있는 계층적 분류 체계를 제안한다.

Fig. 1은 이 논문에서 제안하는 LEO PNT 운용 방식의 전체 분류 체계를 나타내며, 탑재체 구성 및 설계 방식을 최상위 기준으로 하여 GNSS 의존성 여부에 따른 운용 방식을 단계적으로 세분화한 계층적 구조를 갖는다. 이에 따라 탑재체 구성 및 설계 방식에 따른 상위 분류는 Fig. 2와 같이 세분화되고, 각 세부 유형은 GNSS 의존성 여부에 따라 Figs. 3, 4와 같이 먼저 탑재체 관점에서의 Complete Set/Aided로 구분된 뒤, 지상 사용자 관점에서의 Independence/Dependence로 추가 세분화된다.

2.1 탑재체 구성/설계에 따른 구분

LEO 위성은 기존 GNSS/RNSS 위성과 달리 PNT 임무뿐 만

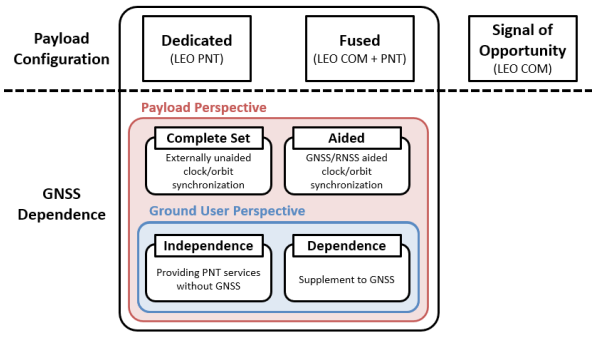


Fig. 1. LEO PNT operation mode classification block diagram.

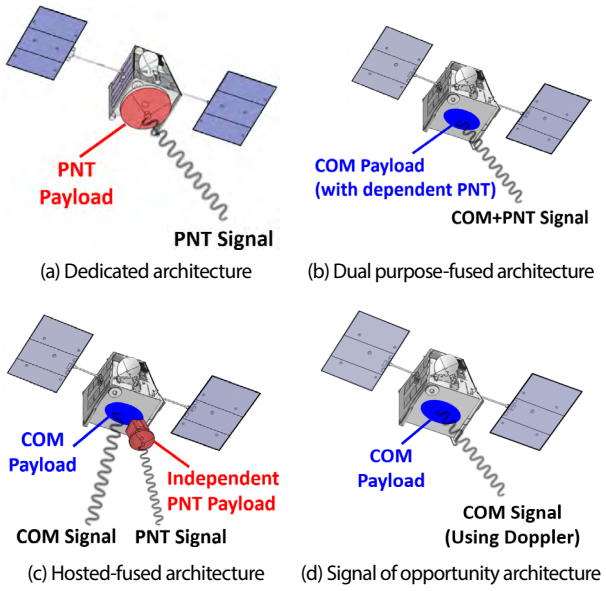


Fig. 2. LEO PNT architecture.

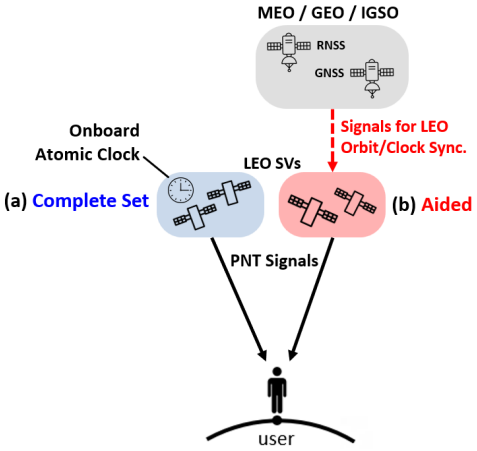


Fig. 3. GNSS dependence from the payload perspective.

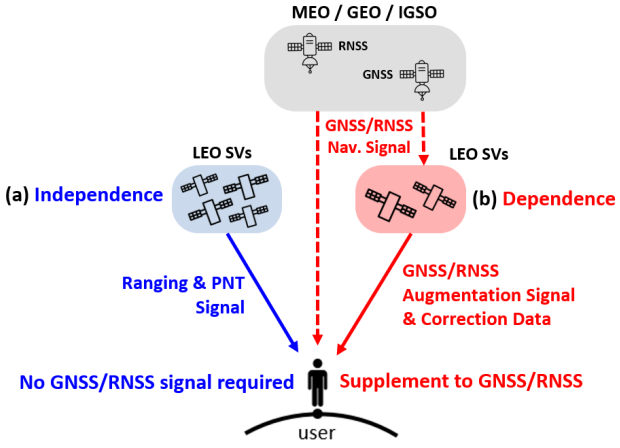


Fig. 4. GNSS dependence from the ground user perspective.

아니라 다양한 복합 임무 수행이 가능하다. 이러한 특징은 탑재체 설계의 확장 폭을 넓혀 사용자에게 새로운 방식의 위치・측위 서비스 제공이 가능하다. 이에 따라 다양한 LEO PNT 탑재체 연구가 활발히 진행되고 있으며, 그 설계 방식은 Dedicated 방식, Fused 방식, 그리고 Signal of Opportunity (SoO) 방식으로 구분된다.

Dedicated 방식은 PNT 전용 탑재체를 통해 지상 사용자에게 서비스를 제공하는 방식을 의미한다 (Fig. 2a). 이 방식은 PNT에 최적화된 위성군 운용과 항법 신호 생성・송출이 가능하다는 장점을 가진다. 그러나 PNT 서비스는 정확한 시간 및 궤도 동기를 요구하므로, 고성능 원자시계나 다른 시스템과의 연계를 통한 정밀한 백본(back-bone) 시스템이 필요하다. 이에 따라 탑재체 기술 측면에서 구현 난이도가 높아진다. 또한 Dedicated 방식으로 구성된 LEO PNT-only 항법을 위해서는, 기존 타 용도의 LEO 위성을 활용할 수 없기에 수백 기 이상의 PNT 전용 LEO 위성을 신규로 발사・배치해야 하므로 막대한 구현 비용이 수반된다 (Praks et al. 2023).

Fused 방식은 주된 임무가 통신인 위성을 기반으로 PNT 서비스를 제공하는 방식으로, 쉽게 말해 기존 COM payload에 PNT payload를 추가하거나 확장하는 개념이다. 이때 PNT payload의 독립성 여부에 따라 Dual Purpose 방식과 Hosted 방식으로 세분화된다. Dual Purpose 방식은 COM payload에 PNT payload를 종속시키는 방식을 의미한다 (Fig. 2b). 이 경우, 지상 사용자는 단일 COM 신호만을 수신하며, 그 안에 포함된 PNT 정보・신호를 통해 PNT 서비스를 제공받는다. 가장 대표적으로는 6G Non Terrestrial Network Positioning Reference Signal (NTN PRS)가 속한다. 반면, Hosted 방식은 독립적인 PNT payload를 기존 통신 위성에 추가・탑재하여 COM 서비스와 PNT 서비스를 서로 분리된 형태로 동시에 제공하는 방식을 의미한다 (Fig. 2c). 이러한 Fused 방식은 하나의 LEO 위성을 통해 COM과 PNT 기능을 복합적으로 제공할 수 있어 위성군 구축 비용을 획기적으로 절감할 수 있다는 장점이 있다. 즉, COM과 PNT를 결합하여 새로운 기능 및 부가가치를 창출할 수 있는 이상적인 시스템이다. 그러나 통신 위성을 기반으로 PNT 서비스를 제공한다는 특성상, PNT에 최적화되지 않은 탑재체 설계로 인해 PNT 성능 저하가 발생할 수 있다. 또한 PNT 서비스를 제공하기 위한 Backbone 시스템의 구현이 필요하며, 동일한 위성에서 COM 신호와 PNT 신호 간 간섭 문제가 발생할 수 있다는 현실적인 구현 측면에서의 큰 단점을 고려해야

한다 (Iannucci & Humphreys 2022, Eissfeller et al. 2024).

SoO 방식은 통신・데이터 링크용으로 송출되는 LEO 위성의 미지 신호(unknown signal)를 활용하여 PNT 서비스를 제공하는 방식을 의미한다 (Fig. 2d). 특히, Starlink에 SoO 방식을 적용한 일련의 연구는 초기 LEO PNT 기술의 발전에 크게 기여하였다 (Kozhaya et al. 2023, 2025, Kassas et al. 2025). SoO 방식의 운용 원리는 LEO 위성이 송출한 미지 신호에서 반송파 도플러 편이와 코드 위상 변화와 같은 시간 관련 파라미터의 변화율을 사용자가 측정하고, 이를 도플러 기반 항법식에 적용하여 적산 방식으로 위치를 추정하는 것이다. 현재 SoO 방식은 GNSS 또는 Inertial Navigation System (INS)을 보조하는 보강(aiding) 기법으로 활용되고 있다. 이 방식은 이미 운용 중인 수천 기 이상의 통신 위성을 활용할 수 있으므로, 추가적인 위성군 구축 비용 없이 곧바로 적용할 수 있다는 장점을 갖는다. 또한 백본 시스템이 필요하지 않으며, 지상 사용자에게 광범위한 커버리지를 제공할 수 있다. 그러나 SoO 방식은 궤도・시계 정보를 제공하지 못하므로 지상국에서 주변 사용자들에게 이를 추가 제공하는 형태로 현재까지 연구가 진행되었으며, 이에 따라 정밀 위치 측위 서비스를 지원하는 데 본질적인 한계가 존재한다 (Setlak et al. 2019, Kassas et al. 2023a, 2023b).

2.2 GNSS 의존성에 따른 구분

Dedicated 방식과 Fused 방식은 시각동기와 궤도(위치) 결정용 Backbone 시스템이 필요하다. 이에 대하여 GNSS/RNSS 의존성 여부에 따른 앞선 2 가지 운용 방식을 Complete Set 방식과 Aided 방식으로 세분화할 수 있다. Complete Set 방식은 탑재체 관점에서 GNSS/RNSS의 도움 없이 LEO 위성 자체적으로 시각・궤도를 동기하는 방식을 의미한다 (Fig. 3a). 이 방식은 고성능 원자시계 탑재 또는 위성 간 Inter-Satellite Link/Inter-Satellite Ranging (ISL/ISR)을 통해 시각 동기 및 궤도 결정을 수행한다. Complete Set은 기존 GNSS/RNSS와 유사한 탑재체 설계・운용 방식을 따른다는 점에서 추가적인 아키텍처 개발이 불필요하며, GNSS/RNSS로부터 독립적인 시간・궤도 결정 및 동기화가 가능하다는 장점을 갖는다. 그러나 고성능 원자시계와 대형 탑재체 설계가 요구되므로 개발 및 제작 비용이 매우 크다는 한계가 있다 (Li et al. 2019, Komodromos et al. 2025).

한편, Aided 방식은 LEO 위성이 GNSS/RNSS로부터 항법 신호를 수신하여 시각・궤도를 동기하는 방식을 의미한다 (Fig. 3b). Aided 방식은 고성능 원자시계가 불필요하다는 점에서 Complete Set 대비 탑재체 제작 비용을 절감할 수 있으며, 시간・궤도 동기를 위한 지상국 부담도 완화할 수 있다. 그러나 시간・궤도 동기를 GNSS/RNSS에 의존하기 때문에, 해당 시스템이 비가용한 상황에서는 LEO PNT의 시간・궤도 동기화 성능이 저하될 수 있다. 특히 LEO 위성의 송출 신호가 기존 GNSS 수신 신호와 동일 또는 유사한 대역에 설계되었을 경우 송출신호와 수신신호 간 자기간섭(Self-interference) 문제를 심도 있게 고려해야 한다 (Kang et al. 2018, Kunzi & Montenbruck 2022, Chen et al. 2023). 그럼에도 이 방식은 가장 현실적인 방식이며 ISL/ISR과 통합하여 성능을 향상시킬 수 있다. 따라서 다수의 LEO PNT들이 Aided 방식으로 개발된 후 Complete Set 방식으로 확장하는 계획을 갖고 있다 (Galletti 2025).

앞서 탑재체 관점에서 논의한 GNSS 의존성을 지상 사용자 관점에서도 구체화할 수 있다. 지상 사용자 관점에서의 운용 방식은 크게 Independence 방식과 Dependence 방식으로 구분된다. Independence 방식은 LEO 위성이 독자적으로 Ranging signal 또는 대체 항법 신호를 송출하여 GNSS/RNSS 신호 없이도 LEO PNT 신호만으로 PNT 서비스를 제공하는 방식을 의미한다 (Fig. 4a). 이 경우 GNSS/RNSS 사용 제한 환경(재밍, 스푸핑, 극한 환경 등)에서도 서비스를 유지할 수 있다는 장점이 있다. 다만 GNSS와의 상호 운용성 및 간섭 문제를 고려해야 하며, 정밀한 LEO 위성 시간・궤도 동기와 더불어 최소 4기 이상의 가시 위성 확보가 요구된다. 따라서 수백 기 이상의 대규모 위성군이 필요하며, 이에 따라 높은 구축 비용이 발생한다 (Chan 2022, Anderson et al. 2024, Çelikbilek et al. 2025). 그러나 해당 분류가 반드시 4기 이상의 위성을 동시에 활용하는 방식으로 한정되는 것은 아니며, 단일 위성이 시간에 따라 송출하는 신호를 누적하여 위치를 추정하는 Single-Satellite Positioning (SSP) 방식도 이에 포함될 수 있다 (Marathe et al. 2026).

Dependence 방식은 지상 사용자가 기존 GNSS/RNSS 신호를 수신하는 동시에, LEO 위성이 송출하는 GNSS/RNSS 보정 정보(correction data) 또는 보강 신호(augmentation signal)를 함께 수신하여 고정밀 위치 추정을 수행하는 방식을 의미한다 (Fig. 4b). 여기서 보정 정보는 신호 무결성, 대기 지연, 시계 오차 등 다양한 오차 요인에 대한 보정 값을 포함할 수 있다. 보강 신호는 LEO 위성이 GNSS/RNSS 신호를 수신한 뒤, 정밀화된 항법 신호로 재구성하여 지상에 재송신하는 방식으로 구현된다. 이러한 Dependence 방식은 GNSS/RNSS의 한계점을 보완하여 높은 정밀도, 가용성, 연속성, 무결성 제공이 가능하다. 그러나 GNSS/RNSS에 대한 의존성을 전제로 하므로 해당 시스템이 비가용한 상황에서는 독립적인 PNT 서비스 제공이 불가능하며, 다중 위성(LEO/GNSS/RNSS) 신호를 처리할 수 있는 고성능 수신기 개발이 필수적이다 (Chen et al. 2023, Ries et al. 2023b, Yang et al. 2024, Yan et al. 2025).

3. LEO PNT 해외 개발 동향

미국, European Union (EU), 중국, 일본 등 주요 위성항법 선진국들은 LEO COM 뿐만 아닌 LEO PNT 기술 개발에도 활발히 투자하고 있다. LEO PNT 기술 개발의 주요 목적은 다계층 위성항법(Multi-Layered PNT) 시스템과 빠른 수렴 속도를 갖는 Precise Point Positioning (PPP) 시스템을 구현함으로써 신속하고 정확하며, 향상된 보안성을 갖춘 PNT 서비스를 지상 사용자에게 제공하는 것이다. 현재 개발 중인 대부분의 LEO PNT 위성군은 수백 기 이상의 위성으로 구성되는 대규모 군집 위성 형태를 목표로 하고 있다. 또한, 기존 GNSS/RNSS가 주로 사용하는 L 대역뿐 만 아닌 UHF 대역, S 대역, C 대역 등 다양한 주파수 대역에서 항법 신호를 송출하는 방향으로 연구・개발이 확장 중인 추세이다. LEO 위성 탑재체는 수십에서 수백 kg 규모의 CubeSat 또는 MiniSat

Table 2. LEO constellation overview (2026.04).

LEO system	Country	Usage purpose(Operating method)	Target num. SVs / Current num. SVs	Orbital altitude (km)	Satellite mass (kg)	Center frequency
Starlink	USA	COM (SoO)	42,000 / 10,300	350~600	260~300	Ku-/Ka-Band
Oneweb	France	COM (SoO)	5,260 / 651 [Phase 1]	1,200	148	Ku-/Ka-Band
Xona	USA	PNT (Dedicated / Aided / Independence)	258 / 1 (Demo SV)	1,080 (Demo SV 525)	(TBD)	L-/C-Band
Centispace	China	PNT (Dedicated / Aided / Augmentation)	190 / 25 (Demo SVs)	975 & 1,100 (Demo SV 700)	97	L1-/L5-Band
LEO PNT	EU	PNT (Dedicated / Aided / Dependence)	11 (Demo SVs) / 2	(TBD) (Demo SV 550)	70 (TBD) (Demo SV 16~21)	UHF-/L-/S-/C-Band
IRIS[2]	EU	COM & PNT (Fused [Dual Purpose] / Aided / Independence & Dependence)	264 / 0	1,200	(TBD)	UHF-/S-/Ka-Band (TBD)
Trust point	USA	PNT (Dedicated / Complete set / Independence)	386 / 3 (Demo SVs)	700~ (TBD) (Demo SV 590)	50 (TBD) (Demo SV 5.6)	S-/C-Band
Japanese LEO PNT (TBD)	Japan	PNT (Dedicated / Complete Set / Independence)	480 / 0	975	~ 100	S-/C-Band
PWSA	USA	COM & PNT (Fused [Hosted] / Complete Set /Independence)	300~ / 70	1,000	(TBD)	UHF-/Ku-/Ka-Band
Iridium next	USA	COM & PNT (Fused [Dual Purpose] / Complete Set / Independence & Dependence)	66 / 80	780	860	L-Band
Kepler system	Germany	PNT (Dedicated / Aided / Dependence)	6 (Demo SVs) / 0	1,210~1,230	(TBD)	UHF-/S-Band (TBD)
GEESATCOM	China	COM & PNT (Fused [Hosted] / Aided / Independence (TBD))	5,676 / 64	600	130	C-/Ku-/Ka-Band (TBD)
GuoWang	China	COM (SoO (TBD))	12,992 / 168	500~600 & 1,145	695~1,000 (TBD)	V-/Ku-Ka-Band (TBD)

수준으로 소형화하는 것을 목표로 하며, 이를 통해 제작 단가 절감, 대량 생산, 짧은 교체 주기 등을 바탕으로 대규모・저비용 LEO 위성군 운용이 가능하도록 개발이 진행되고 있다 (Ferre et al. 2022). Table 2에는 2026년 4월 말까지 공개된 자료를 바탕으로 LEO 시스템의 개발 현황을 정리하였다. 또한 앞서 논의한 LEO PNT 운용 방식 구분에 따라 각 LEO 시스템을 분류한 결과도 함께 제시하였다. Table 3에는 각 LEO 위성군의 개발 목표와 현재까지의 개발 진행 상황을 요약하였다.

미국은 Xona와 같이 정부 및 민간 투자로 운영되는 민간 기업 중심으로 LEO PNT 관련 연구・개발을 활발히 수행하고 있다. 또한 Space Development Agency (SDA)와 같은 정부 기관에서도 LEO PNT 위성군 개발을 추진하고 있다는 점에서, 미국의 LEO PNT 연구・개발은 민간 부문과 공공 부문 모두에서 활발히 이루어지고 있음을 확인할 수 있다. 일본의 Japan Aerosapce eXploration Agency (JAXA)와 유럽의 European Space Agency (ESA)는 시스템 간 상호 운용성과 호환성을 고려한 공동 설계 방식으로 개발을 추진 중인 것으로 알려져 있다. 그리고 ESA는 GMV (스페인), Thales (프랑스) 등 민간 기업에 기술 연구를 지원하며 실험 위성 개발 및 궤도상 실험을 위한 협력 체계를 확대하고 있다 (ESA 2024).

한편, LEO 통신 위성 개발을 목표로 하는 Starlink 및 Oneweb의 경우, LEO PNT 관련 내용은 기업의 공식적인 개발 계획이 아닌, 일부 PNT 관련 연구자가 학회 등을 통해 개인적 견해로 언급되고 있다. 다만, Starlink를 운용 중인 SpaceX가 향후 PNT 서비스 제공 의향을 공식적으로 밝힌 현 상황을 고려할 때 그 파급력이 막대할 것으로 예상되는 바, 현재 운용 중인 LEO 통신 위성군이 향후 LEO PNT 분야로 확장될 가능성에 대해 관련 동향을 지속적으로 모니터링할 필요가 있다. 한편, 미국 SDA에서 개발 중인 Proliferated Warfighter Space Architecture (PWSA)는 감시 정찰, 통신, 미사일 대응, 대체 항법 시스템 등 다양한 군사 목적을 수행하는 LEO 위성군으로, 상용 PNT 또는 COM 위성군과 달리 군사 임무 중심의 기능 확장 가능성을 갖는다 (Benzerrouk et al. 2019, Chan 2022, Strout 2022, Zisk 2022, Chen et al. 2023, Ries et al. 2023a, Rödiger et al. 2023, Stock et al. 2023, Anderson et al. 2024, Eissfeller et al. 2024, FrontierSI 2024, Jones 2024, KrASIA 2024, Murata 2024, Reuters 2024, Uppal 2024, Weaver 2024, ESPI 2025, European Space Law 2025, Eutelsat OneWeb 2025, GEELY 2025, Gillinger 2025, Gunter's Space Page 2025, Khalil 2025, Manning 2025, GAO 2025, 2026, Nanosats Database 2025, Pultarova 2025, Rainbow 2025, TrustPoint 2025, ESA 2026, Jack 2026a, 2026b, 2026c, Kulu 2026, SDA 2026, Zhao 2026).

4. LEO PNT 탑재체 구성 분석

LEO 위성 탑재체의 구성 및 기술 사양에 대한 공식 문서나 상세 정보는 대부분 비공개로 분류되어 있어, 이를 직접적으로 확보하는 것은 현실적으로 불가능하다. 이에 이 논문에서는 일부 공개된 정보를 바탕으로 탑재체 구성 및 기술적 특성을 분석한다.

4.1 탑재체 장비 구성

LEO PNT 서비스 제공을 목표로 하는 미국의 Xona Pulsar

Table 3. LEO constellation development trends.

LEO system	Development goal	Development current status
Starlink	Provide global low-cost internet	- Conducting research on Doppler-based positioning and GNSS receiver error correction
Oneweb	Provide global communications and cloud services	- Phase 2 will include ranging (Individual researcher's opinion) - Handover delay analysis and improvement research - Technical compatibility study with IRIS^2 constellation
Xona Pulsar	Build a global LEO PNT system with augmentation and ranging	- Final ground-to-space communication test for LEO satellite verification (Orbit, Signal Security, Stability) - Provision of Interface Control Document (ICD)
Centispace	Provision of high-precision positioning services through GNSS augmentation using LEO satellites	- Verifying Co-Channel Self-Interference (CCST) performance and system feasibility using demo satellites
LEO PNT	Deployment of multi-layer system based on existing GNSS augmentation	- Collection and analysis of real-world data using partner demo satellites - Provision of two-way links between receiver and LEO satellite
IRIS^2	Provision of secure, enhanced multi-orbit satellite communications and connectivity for EU governments, businesses, citizens, and the military	- Establishment of the IRIS-related consortium - Ongoing joint development through collaboration with private-sector companies - Technical design of the IRIS payload and targeting of a demonstration satellite launch for 2027 to 2029
Trust point	Deliver secure, stable, high-precision PNT using LEO only	- Testing blockchain-encrypted payloads and secure signal synchronization - C-Band based transmission and reception experiment
Japanese LEO PNT (TBD)	Enable high-precision PNT via ultra-fast PPP with LEO	- Implementing PPP system using ground stations and Precise Orbit Determination (POD) - Collaborating with European Space Agency (ESA) on interoperability
PWSA	Development of military communication and surveillance architecture based on large-scale LEO satellite constellations	- Optical Communications Terminal (OCT) based laser communication and security experiment - Research and development on alternate PNT
Iridium next	Support for STL services providing terrestrial users with GNSS-complementary and alternative PNT capabilities	- Timing synchronization and GNSS alternative/ augmentation services for critical infrastructure - Enhancement phase of PNT accuracy and receiver integration technologies
Kepler system	Build hybrid MEO–LEO navigation and PPP system with inter-satellite synchronization	- Developing optical two-way link systems - Experimenting with MEO–LEO integration
GEESATCOM	Provide real-time high-precision positioning and data services with Artificial Intelligence (AI) payloads	- Testing AI-based signal/image synchronization and high-resolution imaging
GuoWang	Deliver ultra-fast global communications	- Early-stage payload and satellite development under national project support - LEO satellite performance experiments and research using actual satellites

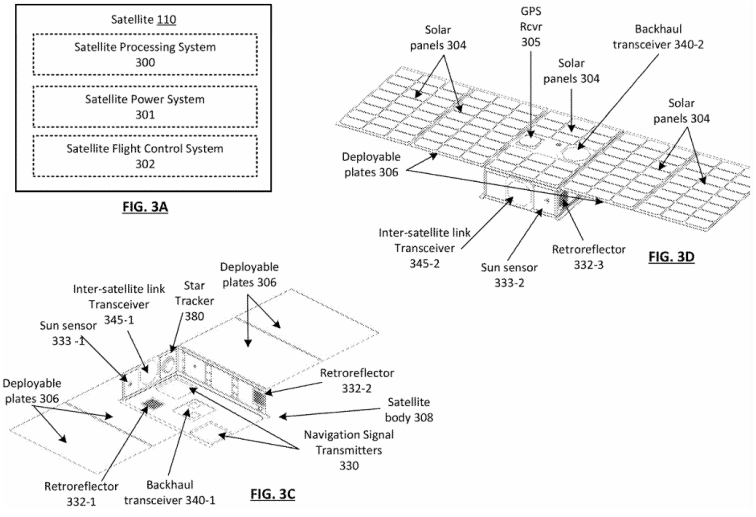


Fig. 5. Xona pulsar LEO satellite components (Grayson et al. 2024).

(Figs. 5, 6)의 LEO 탑재체 구성 요소를 Table 4에 정리하였다. LEO 탑재체는 위성 간 또는 지상-위성 간의 송수신을 위한 송수신 장비, 탑재체 신호 처리 장비, 탑재체의 자세, 전력 제어 및 그 외 다양한 과학임무 수행을 위한 기타 장비로 구성된다. LEO 위성에 GNSS 수신기를 탑재함으로써 LEO 위성이 자신의 위치를 직접 추정하거나, 수신한 GNSS 신호 무결성 검증 및 GNSS 신호를 보강하여 보다 정밀한 항법 신호를 생성할 수 있도록 한다. 여기서 GNSS 수신기의 경우, GNSS 위성이 LEO 위성보다 높은 궤

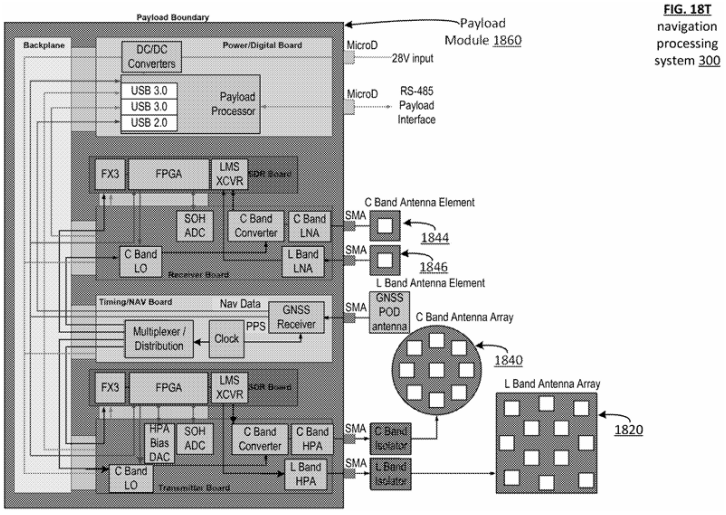


Fig. 6. Xona pulsar LEO satellite payload (Grayson et al. 2024).

Table 4. Xona Pulsar payload configuration of low earth orbit satellites.

Signal transceiver equipment	Signal processing equipment	Other equipment
- GPS receiver - Backhaul transceiver - ISL transceiver - Navigation signal transmitters	- Satellite processing system (Including a PNT payload (Fig. 6))	- Satellite power system - Satellite flight control system - Sun sensor - Star tracker - Retroreflector - Solar panels

도에 위치해 있기 때문에 GNSS 수신기는 안정적인 신호 수신을 위해 LEO 위성의 상부에 탑재된다. 반면, LEO 위성이 생성한 보강 신호를 지상에 효율적으로 송신하기 위해 LEO 송신 안테나는 하부에 탑재된다. 또한, 위성 간 통신을 위한 ISL Transceiver는 측면에 배치되며, 이러한 탑재체 장비들의 구조적 분리는 각 장비의 운용 효율성을 향상시키는 데 기여한다. 특히, 송수신기의 상·하부 분리 구조는 수신기와 송신기 간의 상호 간섭을 최소화하는 데에도 효과적이다 (Grayson et al. 2024).

한편, 중국의 Centispace는 LEO 위성이 BeiDou 신호와 동일한 L1 및 L5 주파수 대역을 사용해 GNSS 보강 신호를 송신하는 시스템으로 개발하고 있으며, GNSS 수신기와 송신 안테나를 상하로 분리 배치하는 Co-Channel Self-Interference (CCST) 기술을 적용하여 동주파수 간섭 문제를 해결하는 실험을 진행 중이다. 이 외에도, LEO 위성 탑재체는 CubeSat 단위의 소형화 제작을 통해 위성체 제작 단가를 크게 절감하고, 저비용 LEO 위성군 운용 및 위성체의 대량 생산, 짧은 교체 주기를 실현하는 방향으로 개발을 진행 중인 것으로 알려져 있다 (Chen et al. 2023).

4.2 원자시계

LEO 위성의 시각 동기화 및 정밀 궤도 정보를 얻는 방법 중 하나는 기존 GNSS에 적용되는 방식대로 고성능 원자시계를 LEO 위성에 직접 탑재하는 방식이다. 그러나 수백에서 수천 기에 이르는 모든 LEO 위성에 고성능 원자시계를 탑재할 경우 막대한 비용 문제가 발생하며 이는 LEO 위성군 구축에 있어 주요 제약 요인으로 작용한다. 이에 대한 대안으로 GNSS 수신기 탑재와 Chip Scale Atomic Clock (CSAC)의 도입이 고려된다. CSAC은 고정밀 원자시계에 비해 전력 소모가 약 1/8 W 수준으로 매우 낮아 전력 자원이 제한된 소형 위성에 적합하다. 또한 가격이 1만 달러 미만으로 상대적으로 저렴하여 대규모 위성군 구성 시 비용 효율성을 높일 수 있며 소형화 및 경량화된 구조로 인해 CubeSat 등 소형 위성 플랫폼 탑재에 용이하다. 그러나 Table 5와 같이, CSAC의 시계 정보 업데이트 주기를 기존 GPS 위성과 동일하게 유지할 경우 시간 불확실성이 기존 고성능 원자시계 대비 100배 이상 증가하는 문제가 발생한다. 이를 개선하기 위해 시계 정보 업데이트 주기를 약 100분으로 단축할 경우, 여전히 고성능 원자시계에 비해 성능은 낮지만 시간 불확실성은 약 4배 수준으로 감소시킬 수 있는 것으로 알려져 있다. 결론적으로 LEO PNT 시스템에서는 고성능 원자시계의 직접 탑재 방식 외에도 CSAC 기반 탑재 시계와 주기적 동기화 방식을 조합하여, 시스템 구축 비용과 항법 성능 간의 균형을 확보하는 방향으로 연구가 진행되고 있다 (Reid et al. 2016).

앞서 설명한 CSAC 특징들을 고려하여, 독일 Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR)의 Kepler 위성은 Microsemi SA.45s CSAC 탑재를 목표로 LEO PNT를 개발 중이다. 해당 CSAC는 시계 정보 업데이트 없이 장기간 단독 운용할 경우 시간 증가에 따라 오차가 누적될 가능성이 크다. 이를 보완하기 위해 Kepler 위성은 CSAC의 주파수를 GNSS 시간에 맞추는 clock steering 기법을 통해 누적 시간 오차를 보정하는 방안을 연구 중이다. 또한, 항법 필터를 활용해 CSAC의 위상 편차

Table 5. Comparison of GPS atomic clocks and CSACs (Reid et al. 2016).

Clock	Stability at update (s/s)	Update interval	Uncertainty (ns)
High-performance atomic clocks	$\sim 3 \times 10^{-14}$	At least once per day	2.5
Chip scale atomic clock	$\sim 1 \times 10^{-12}$	Once per orbit (~100 minutes)	6.0

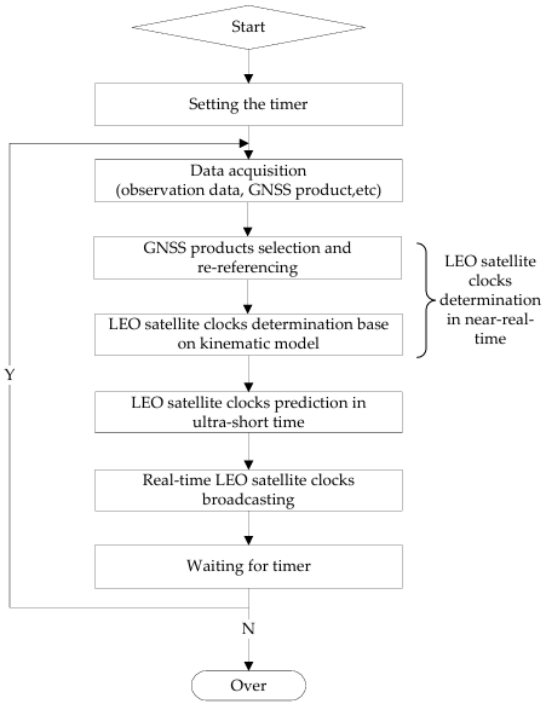


Fig. 7. Ultra-Short-Term prediction block diagram (Wu et al. 2024).

및 주파수 오차를 GNSS 기준으로 추정하거나, Random Walk Frequency Model (RWFM)을 적용하여 중·장기적인 불안정성을 보완하는 방안도 함께 연구 중이다. 이러한 보정 기법을 통해, Kepler 위성은 궤도 오차 정확도 20 cm 및 시각 정밀도 2 ns 수준의 성능 달성을 목표로 하고 있다 (Kunzi et al. 2024).

미국 Xona의 Pulsar 위성은 compact rubidium clock을 탑재하였으나, 관련 세부 제원은 공개되지 않았다. Compact rubidium clock 또한 GNSS 위성에 탑재되는 고성능 원자시계에 비해 정확도가 낮기 때문에 backhaul system을 활용한 추가적인 시각 동기화 기법이 필요한 것으로 예상된다 (eoPortal 2024).

다른 접근법으로는 LEO 위성이 원자시계 없이 GNSS 신호만을 이용해 시각을 추정하는 방법이 있다. 이 방법은 위성의 시계 오차를 최소화하면서 저비용으로 운영 가능한 대안으로 Ultra-Short-Term Prediction 기법으로 불린다. 해당 방식은 GNSS 신호 수신, 거리 계산, Long-Term Clock Correction, 그리고 Ultra-Short-Term Prediction 단계로 구성되며, 이후 계산된 시계 정보와 오차는 실시간으로 LEO 위성이 활용하거나 지상으로 송출한다 (Fig. 7). 이때, Ultra-Short-Term Prediction 기법은 약 0.3 ns 수준의 시계 정밀도를 달성할 수 있어 별도의 원자시계 없이도 GNSS 신호를 기반으로 고정밀 시간 동기화가 가능한 것으로 보고되었다 (Wu et al. 2024). 다만, 실제 우주 환경에서는 다양한 오차 요인이 발생할 수 있으며 이로 인해 시계 정밀도가 저하될 수 있음을 고려해야 한다. 아직 해당 기법을 적용한 LEO 위성 사례는 없으며, 이처럼 다양한 기술을 통한 LEO 위성의 시계 동기화에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 따라서 향후에는 CSAC 및 GNSS 수신기를 탑재하고, ISL/ISR 정보까지 함께 사용하는 통합 기법이 주로 활용될 것으로 예상된다.

5. 결론

전 세계적으로 다양한 국가들이 LEO PNT의 잠재적 이점을 활용하여 기존 GNSS/RNSS 기반 항법 체계를 보완하고, 보다 정밀한 탄력적 특성의 PNT 서비스를 제공하기 위한 연구를 활발히 수행하고 있다. LEO PNT의 운용 방식은 탑재체 구성과 설계 방식에 따라 Dedicated 방식, Fused 방식, 그리고 SoO 방식으로 구분된다. 이 중 Dedicated 방식과 Fused 방식은 GNSS 의존성에 따라 추가적으로 세분화될 수 있다. 우선 탑재체 관점에서는 Complete Set 방식과 Aided 방식으로 나뉘며, 나아가 지상 사용자 관점에서는 Independence 방식과 Dependence 방식으로 구체화된다. 이러한 분류 체계는 향후 한국형 LEO PNT 시스템 개발 과정에서 위성 성능, 개발 목적, 운용 환경을 종합적으로 반영하여 가장 적합한 운용 방식을 도출하는 데 기여할 수 있을 것이다. 또한, LEO 위성의 플랫폼은 MiniSat 또는 CubeSat 규모로 소형화됨에 따라 제작 단가 절감, 대량 생산, 짧은 교체 주기 등의 장점을 가지며, 이는 경제성과 기술 유연성 측면에서 큰 이점을 제공한다. LEO 위성의 탑재체는 신호 송수신 장비, 탑재체 내 항법 신호 처리 장비, 탑재체 제어 장비 및 과학 임무 수행 장비로 구성되는 것이 주요 특징이다. LEO 위성의 시간 동기화 방식은 비용과 시스템 제약을 고려하여 CSAC 탑재 또는 GNSS 신호 기반의 시간 추정 기법 등이 활용될 수 있다.

이처럼 LEO PNT는 기존 GNSS와 유사한 구조를 일부 공유하면서도 운용 방식 또는 탑재체 구성 등 여러 측면에서 본질적으로 다른 고유의 특성을 지닌다. 따라서 기존 GNSS/RNSS 기반 기술을 LEO PNT에 단순히 적용하기보다는, LEO PNT의 운용 조건과 기술적 요구를 반영한 독자적인 연구 개발이 필요하다. 이를 통해 LEO PNT에 최적화된 아키텍처 설계와 운용 전략을 수립해야 할 것이다.

이 논문의 후속 연구로 운용 중인 LEO 위성군을 가정한 한국지역에서의 PNT 성능 분석이 필요하다. 이는 실제 운용 중인 LEO 위성군을 기반으로 대한민국 지역에서 관측한 LEO PNT 성능을 분석하고, 궁극적으로 한국형 LEO PNT 시스템의 설계 방향과 적용 가능성에 대해 논의할 필요성이 있다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 한화에어로스페이스(주) 연구개발과제

(CT250414003)의 지원을 받아 일부 수행됨.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, Lee, H.-J. and Won, J.-H.; validation, Lee, H.-J. and Won, J.-H.; investigation, Lee, H.-J.; resources, Lee, H.-J. and Won, J.-H.; writing—original draft preparation, Lee, H.-J.; writing—review and editing, Lee, H.-J. and Won, J.-H.; visualization, Lee, H.-J.; supervision, Won, J.-H.; project administration, Won, J.-H.; funding acquisition, Won, J.-H.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Al Homssi, B., Al-Hourani, A., Wang, K., Conder, P., Kandeepan, S., et al. 2022, Next generation mega satellite networks for access equality: Opportunities, challenges, and performance, IEEE Communications Magazine, 60, 18-24. https://doi.org/10.1109/MCOM.001.2100802

Anderson, P., Schmitt, G., Ahmed, F., & Shannon, P. 2024, A new paradigm of commercial GNSS services: The case for LEO PNT at C-Band, Part 1, in Proceedings of the 37th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS+ 2024), Baltimore, MD, 16-20 Sep 2024, pp.2250-2271. https://doi.org/10.33012/2024.19671

Benzerrouk, H., Nguyen, Q., Xiaoxing, F., Amrhar, A., Nebylov, A. V., et al. 2019, Alternative PNT based on Iridium Next LEO satellites Doppler/INS integrated navigation system, in 26th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems (ICINS 2019), St. Petersburg, Russia, 27-29 May 2019, pp.1-10. https://doi.org/10.23919/ICINS.2019.8769440

Çelikbilek, K., Lohan, E. S., & Praks, J. 2025, Optimization of a LEO-PNT constellation: Design considerations and open challenges, International Journal of Satellite Communications and Networking, 43, 272-292. https://doi.org/10.1002/sat.1555

Chan, B. 2022, Xona Space Systems, National PNT Advisory Board meeting [Internet], cited 2025 Oct 04, available from: https://archive.gps.gov/governance/advisory/meetings/2022-11/chan.pdf

Chen, L., Lv, F., Yang, Q., Xiong, T., Liu, Y., et al. 2023, Performance evaluation of CentiSpace navigation augmentation experiment satellites, Sensors, 23, 5704. https://doi.org/10.3390/s23125704

Choi, H.-S. 2025, KASA to begin LEO satellite navigation demonstration next year to achieve positioning autonomy, Yonhap News [Internet], cited 2025 Oct 04, available from: https://www.yna.co.kr/view/AKR20250612079200017

Eissfeller, B. & Pany, T. 2025, Looking to LEO, Inside GNSS, pp.62-73. [Internet], cited 2026 Jan 02, available from: https://lsc-pagepro.mydigitalpublication.com/publication/?i=851733&p=66&view=issueViewer

Eissfeller, B., Pany, T., Dötterböck, D., & Förstner, R. 2024, A comparative study of LEO-PNT systems and concepts, in Proceedings of the ION 2024 Pacific PNT Meeting, Honolulu, HI, 15-18 Apr 2024, pp.758-782. https://doi.org/10.33012/2024.19646

eoPortal 2024, Pulsar [Internet], cited 2025 Oct 04, available from: https://www.eoportal.org/satellite-missions/pulsar

ESA 2024, N° 13–2024: ESA kicks off two new navigation missions [Internet], cited 2025 Oct 08, available from: https://www.esa.int/Newsroom/Press_Releases/ESA_kicks_off_two_new_navigation_missions

ESA 2026, Celeste's first satellites launched to explore LEO-based satellite navigation, Applications-Satellite navigation-Celeste [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.esa.int/Applications/Satellite_navigation/Celeste/Celeste_s_first_satellites_launched_to_explore_LEO-based_satellite_navigation

ESPI 2025, IRIS² growing up: From strategic roots to commercial power play [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.espi.or.at/briefs/iris%C2%B2-growing-up-from-strategic-roots-to-commercial-power-play/

European Space Law 2025, EU Space Law (EUSL) | IRIS² — Infrastructure for Resilience, Interconnectivity and Security by Satellite [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.european-space-law.com/IRIS2.html

Eutelsat OneWeb 2025, Our network [Internet], cited 2026 Apr 23, available from: https://oneweb.net/our-network

FCC 2025, March 6, FCC Fact Sheet: Promoting the Development of Positioning, Navigation, and Timing Technologies and Solutions, Notice of Inquiry – WT Docket No. 25-110. Retrieved from https://docs.fcc.gov/public/attachments/DOC-410031A1.pdf

Ferre, R. M., Praks, J., Seco-Granados, G., & Lohan, E. S.

2022, A feasibility study for signal-in-space design for LEO-PNT solutions with miniaturized satellites, IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems, 3, 171-183. https://doi.org/10.1109/JMASS.2022.3206023

FrontierSI 2024, State of the Market Report — Low Earth Orbit Positioning, Navigation and Timing (LEO PNT), 2024 Edition (v1.1) [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://frontiersi.com.au/wp-content/uploads/2025/01/FrontierSI-State-of-Market-Report-LEO-PNT-2024-Edition-v1.1.pdf

Galletti, E. 2025, JAXA's current activities and future perspectives on LEO PNT systems, presented at the 10th Cislunar PNT Conference, JAXA Tokyo Office, Tokyo, Japan, 3 June 2025 [Internet], cited 2026 Mar 24, available from: https://upsa-space.com/lunar/wp-content/uploads/2025/06/Lunar10_jaxa_ge.pdf

GAO 2025, Laser Communications — Space Development Agency should create links between development phases [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.gao.gov/products/gao-25-106838

GAO 2026, MISSILE WARNING SATELLITES: Space Development Agency Should Be More Realistic and Transparent About Risks to Capability Delivery, Report to Congressional Committees [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://files.gao.gov/reports/GAO-26-107085/index.html

Ge, H., Li, B., Nie, L., Ge, M., & Schuh, H. 2020, LEO constellation optimization for LEO enhanced global navigation satellite system (LeGNSS), Advances in Space Research, 66, 520-532. https://doi.org/10.1016/j.asr.2020.04.031

GEELY 2025, Geely Constellation Sixth Launch Completes Phase I Deployment with 64 Satellites in Orbit [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.geely.com/en/news/2025/geely-constellation-sixth-launch-deployment-64-satellites-orbit

Gillinger, G. 2025, Developing and Testing China's Guowang Constellation, The Space Review [Internet], cited 2026 Apr 24, available from: https://www.thespacereview.com/article/5004/1

Grayson, R. M., Neish, A. M., & McGhee, J. E. 2024, Generation and transmission of navigation signals, U.S. Patent 11,899,120 (Feb 13, 2024). Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office. https://patents.google.com/patent/US11899120B2/en

Gunter's Space Page 2025, Gunter's Space Page — information on spaceflight, launch vehicles and satellites [Internet], cited 2026 Apr 29, available from: https://space.skyrocket.de/index.html

Iannucci, P. A. & Humphreys, T. E. 2022, Fused low-Earth-orbit GNSS, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 60, 3730-3749. https://doi.org/10.1109/TAES.2022.3180000

Jack, C. 2026a, China's Mega-Constellations Mega-Article, China in Space [Internet], cited 2026 Apr 23, available from: https://www.china-in-space.com/p/chinas-mega-constellations-mega-article

Jack, C. 2026b, GuoWang Mission Ends China's Month-Long Launch Hiatus [Long March 8A Y8], China in Space [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.china-in-space.com/p/guowang-mission-ends-chinas-month

Jack, C. 2026c, How Large Are GuoWang's Mega-Constellation Satellites?, China in Space [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.china-in-space.com/p/how-large-are-guowangs-mega-constellation

Jones, A. 2024, China Set to Launch First Guowang Megaconstellation Satellites on Long March 5B, SpaceNews [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://spacenews.com/china-set-to-launch-first-guowang-megaconstellation-satellites-on-long-march-5b/

Kang, Z., Tapley, B., & Bettadpur, S. 2018, GNSS-based precise orbit determination of LEO satellites using un-differenced and double-differenced observations, in Proceedings of ION GNSS+ 2018, Miami, FL, 24-28 Sep 2018, pp.1290-1298. https://doi.org/10.33012/2018.16098

Kassas, Z. M., Kozhaya, S., Kanj, H., Saroufim, J., Hayek, S. W., et al. 2023a, Navigation with multi-constellation LEO satellite signals of opportunity: Starlink, OneWeb, Orbcomm, and Iridium, in 2023 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Monterey, CA, 24-27 Apr 2023, pp.338-343. https://doi.org/10.1109/PLANS53410.2023.10140066

Kassas, Z., Kozhaya, S., & Saroufim, J. 2025, Exploiting Starlink LEO for PNT: signal structure and ephemeris and timing error correction, Inside GNSS Magazine, 20, 30-41. https://people.engineering.osu.edu/media/document/2025-07-25/kassas_exploiting_starlink_leo_for_pnt_signal_structure_and_ephemeris_and-timing_error_correction.pdf

Kassas, Z. M., Kozhaya, S., Saroufim, J., Kanj, H., & Hayek, S. W. 2023b, A Look at the Stars: Navigation with Multi-Constellation LEO Satellite Signals of Opportunity, Inside GNSS [Internet], cited 2025 Oct 04, available from: https://insidegnss.com/a-look-at-the-stars-navigation-with-multi-constellation-leo-satellite-signals-of-opportunity/

Kassas, Z. M. & Saroufim, J. 2025, LEO PNT frameworks for non-cooperative satellites with poorly known

ephemerides: open-loop SGP4, tracking, and differential, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 40, 28-45. https://doi.org/10.1109/MAES.2025.3553471

Khalil, J. 2025, SpaceX details Starlink's role in enhancing US PNT resilience amid FCC inquiry, GPS WORLD [Internet], cited 2026 Apr 22, available from: https://www.gpsworld.com/spacex-shares-starlinks-role-in-strengthening-us-pnt-resilience-in-response-to-fcc-filing/

Komodromos, Z. M., Morgan, S. C., Clements, Z. L., Qin, W., Morrison, W. J., et al. 2025, Network-aided pseudorange-based LEO PNT from OneWeb, in 2025 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Salt Lake City, UT, 28 Apr-1 May 2025, pp.439-449. https://doi.org/10.1109/PLANS61210.2025.11028247

Kozhaya, S., Kanj, H., & Kassas, Z. M. 2023, Multi-constellation blind beacon estimation, Doppler tracking, and opportunistic positioning with OneWeb, Starlink, Iridium NEXT, and Orbcomm LEO satellites, in 2023 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Monterey, CA, 24-27 Apr 2023, pp.1184-1195. https://doi.org/10.1109/PLANS53410.2023.10139969

Kozhaya, S., Saroufim, J., & Kassas, Z. M. 2025, Unveiling Starlink for PNT, NAVIGATION, Journal of the Institute of Navigation, 72, navi.685. https://doi.org/10.33012/navi.685

KrASIA 2024, Geesatcom completes third orbital deployment, bringing its satellite network closer to full global coverage [Internet], cited 2026 Apr 23, available from: https://kr-asia.com/geesatcom-completes-third-orbital-deployment-bringing-its-satellite-network-closer-to-full-global-coverage

Kulu, E. 2026, NewSpace Index [Internet], cited 2026 Apr 29, available from: https://www.newspace.im/newspace

Kunzi, F., Braun, B., Markgraf, M., Montenbruck, O., & Frese, W. 2024, First Steps Toward a Fully Operational LEO PNT Payload, Inside GNSS [Internet], cited 2025 Oct 04, available from: https://insidegnss.com/first-steps-toward-a-fully-operational-leo-pnt-payload/

Kunzi, F. & Montenbruck, O. 2022, Precise onboard time synchronization for LEO satellites, NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, 69, navi.531. https://doi.org/10.33012/navi.531

Li, M., Xu, T., Guan, M., Gao, F., & Jiang, N. 2022, LEO-constellation-augmented multi-GNSS real-time PPP for rapid re-convergence in harsh environments, GPS Solutions, 26, Article 29. https://doi.org/10.1007/s10291-021-01217-9

Li, X., Jiang, Z., Ma, F., Lv, H., Yuan, Y., et al. 2019, LEO precise orbit determination with inter-satellite links, Remote Sensing, 11, 2117. https://doi.org/10.3390/rs11182117

Manning, B. 2025, Launching Pulsar-0, Our First Production-class Satellite, Xona Space Systems [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.xonaspace.com/news/launching-pulsar-0

Marathe, T., Reid, T. G. R., Tantry, S., & O'Meara, M. 2026, Xona Pulsar Single-Satellite Positioning: System Perspective and Experimental Validation, In Proceedings of the 2026 International Technical Meeting of The Institute of Navigation, Anaheim, CA, 26-29 Jan 2026, pp.142-154. https://doi.org/10.33012/2026.20507

MCST 2024, Two low-Earth orbit communication satellites to be launched by 2030: Laying the groundwork for 6G infrastructure [Internet], cited 2025 Oct 04, available from: https://www.korea.kr/news/policyNewsView.do?newsId=148929490

Morales-Ferre, R., Lohan, E. S., Falco, G., & Falletti, E. 2020, GDOP-based analysis of suitability of LEO constellations for future satellite-based positioning, in 2020 IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE), Vicenza, Italy, 12-14 Oct 2020, pp.147-152. https://doi.org/10.1109/WiSEE44079.2020.9262624

Murata, M. 2024, Preliminary Study on JAXA LEO-PNT System, Munich Satellite Navigation Summit 2024, Munich, Germany, Mar 20-22 2024.

Nanosats Database 2025, Time Flies spacecraft [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.nanosats.eu/sat/trustpoint-cubesat.html

Pultarova, T. 2025, Xona Raises $92M For Unhackable PNT Constellation, Payload [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://payloadspace.com/xona-raises-92m-for-unhackable-pnt-constellation/

Praks, J., Saleem, Z., Mayank, Çelikbilek, K., Prol, F., et al. 2023, Design considerations of navigation satellite constellation for low Earth orbit, in URSI GASS 2023, Sapporo, Japan, 19-26 Aug 2023, pp.1-4. https://doi.org/10.23919/URSIGASS57860.2023.10265532

Prol, F. S., Ferre, R. M., Saleem, Z., Välisuo, P., Pinell, C., et al. 2022, Position, navigation, and timing (PNT) through low Earth orbit (LEO) satellites: A survey on current status, challenges, and opportunities, IEEE Access, 10, 83971-84002. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3194050

Rainbow, J. 2025, French Government to Lead Eutelsat's $1.56 Billion Capital Boost, SpaceNews [Internet], cited 2026 Apr 30, available from: https://spacenews.com/french-government-to-lead-eutelsats-1-56-billion-

capital-boost/

Reid, T. G., Neish, A. M., Walter, T. F., & Enge, P. K. 2016, Leveraging commercial broadband LEO constellations for navigating, in Proceedings of the 29th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS+ 2016), Portland, OR, 12-16 Sep 2016, pp.2300-2314. https://doi.org/10.33012/2016.14729

Reuters 2024, Eutelsat announces contract with Airbus for 100 satellites [Internet], cited 2026 Apr 24, available from: https://www.reuters.com/markets/deals/eutelsat-announces-contract-with-airbus-100-satellites-2024-12-17/

Ries, L., Anghileri, M., & Prieto-Cerdeira, R. 2023a, FutureNAV LEO-PNT In-Orbit Demonstration and Future System Perspectives, International Committee on GNSS Workshop on Low Earth Orbit (LEO) PNT Systems, United Nations Office on Outer Space Affairs, VIC, Vienna, Austria, 9 Jun 2023 [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.unoosa.org/documents/pdf/icg/2023/ICG_WG-S_LEO-PNT_Workshop_June_2023/ICG_LEO-PNT_Workshop_2023_02.pdf

Ries, L., Limon, M. C., Grec, F.-C., Anghileri, M., Prieto-Cerdeira, R., et al. 2023b, LEO-PNT for Augmenting Europe's Space-based PNT Capabilities, In 2023 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Monterey, CA, 24-27 Apr 2023, pp.329-337. https://doi.org/10.1109/PLANS53410.2023.10139999

Rödiger, B., et al. 2023, DLR's Solutions for Optical Communication on CubeSats, NASA SmallSat Institute, Small Spacecraft Community of Practice Webinar, 13 Sep 2023 [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.nasa.gov/smallsat-institute/community-of-practice/dlrs-solutions-for-optical-communication-on-cubesats/

SDA 2026, NAVIGATION [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.sda.mil/navigation/

Seok, H.-W., Cho, S., Kong, S.-H., Joo, J.-M., & Lim, J. 2023, A Survey on LEO-PNT Systems, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 12, 323-332. https://doi.org/10.11003/JPNT.2023.12.3.323

Setlak, L., Kowalik, R., & Smolak, M. 2019, Doppler delay in navigation signals received by GNSS receivers, in Applied Physics, System Science and Computers III (APSAC 2018), Dubrovnik, Croatia, 26-28 Sep 2018, pp.3-8. https://doi.org/10.1007/978-3-030-21507-1_1

Stock, W., Hofmann, C. A., & Knopp, A. 2023, LEO-PNT with Starlink: Development of a burst detection algorithm based on signal measurements, in WSA & SCC 2023 — 26th International ITG Workshop on Smart Antennas & 13th Conference on Systems, Communications, and Coding, Braunschweig, Germany, 27 Feb-3 Mar 2023, pp.1-6. https://doi.org/10.48550/arXiv.2304.09535

Strout, N. 2022, Is Project Blackjack still relevant?, C4ISRNET [Internet], cited 2026 Apr 26, available from: https://www.c4isrnet.com/battlefield-tech/space/2022/02/13/is-project-blackjack-still-relevant/

TrustPoint 2025, TrustPoint launches third satellite and successfully establishes first contact [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.businesswire.com/news/home/20250625377848/en/TrustPoint-Launches-Third-Satellite-and-Successfully-Establishes-First-Contact

Uppal, R. 2024, DARPA's Blackjack: Autonomous LEO Satellite Constellation Merging Commercial and Military Microsatellites for Enhanced Space Security, International Defense, Security & Technology [Internet], cited 2025 Oct 04, available from: https://idstch.com/darpas-blackjack-autonomous-leo-satellite-constellation-merging-commercial-and-military-microsatellites-for-enhanced-space-security/space-technology-defense-exploration-cat/

Weaver, G. 2024, Delivering Capabilities — Driving Collaborative PNT Efforts: Proliferated Warfighter Space Architecture (PWSA), Space Development Agency, DSI Assured PNT Summit, May 29-30 2024 [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://inertiallabs.com/wp-content/uploads/2024/06/Weaver-Greg.pdf

Wu, M., Wang, K., Wang, J., Liu, J., Chen, B., et al. 2024, Real-time LEO satellite clocks based on near-real-time clock determination with ultra-short-term prediction, Remote Sensing, 16, 1326. https://doi.org/10.3390/rs16081326

Yan, T., Wang, Y., Bian, L., & Meng, Y. 2025, Signal design and compatibility assessment for LEO navigation augmentation system, Engineering Proceedings, 88, 17. https://doi.org/10.3390/engproc2025088017

Yang, Y., Mao, Y., Ren, X., Jia, X., & Sun, B. 2024, Demand and key technology for a LEO constellation as augmentation of satellite navigation systems, Satellite Navigation, 5, 11. https://doi.org/10.1186/s43020-024-00133-w

Zhao, L. 2026, China puts satellites into space via Smart Dragon 3 rocket, CHINADAILY [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.chinadaily.com.cn/a/202603/23/WS69c0d76ca310d6866eb3f54d.html

Zisk, R. 2022, The National Defense Space Architecture (NDSA): An Explainer, Payload, SDA [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://www.sda.mil/the-national-defense-space-architecture-ndsa-an-explainer/



Hyun-Jung Lee is a M.S. student of the Autonomous Navigation Laboratory, Electrical and Computer Engineering at Inha University, South Korea. He received B.S. degree from Inha University in 2024. His research interest is LEO PNT architecture.



Jong-Hoon Won received the Ph.D. degree in the Department of Control and Instrumentation Engineering from Ajou University, Korea, in 2005. After then, he had worked with the Institute of Space Technology and Applications at University Federal Armed Forces (UFAF) Munich, Germany. He was nominated as Head of GNSS Laboratory in 2011 at the same institute and then tenured since 2014. And also he was involved in lectures on advanced receiver technology at Technical University of Munich (TUM) since 2009. He is currently a professor of the Department of Electrical and Electronic Engineering at Inha University. His research interests include GNSS signal design, receiver, navigation, target tracking systems, self-driving cars and LEO PNT.

JPNT 15(3), 521-529 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.521

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

LEO PNT – 2부, 운용 중인 상용 LEO 위성군의 PNT 활용 가능성 평가를 위한 위성 기하 및 링크 특성 분석

이현중[1], 소형민[2], 원종훈[1†]

LEO PNT – Part 2, Analysis of Satellite Geometry and Link Characteristics for Assessing the PNT Applicability of Operational Commercial LEO Constellations

Hyun-Jung Lee[1], Hyoungmin So[2], Jong-Hoon Won[1†]
[1]Autonomous Navigation Laboratory, Electrical and Computer Engineering, Inha University, Incheon 22212, Korea
[2]Agency for Defense Development, Daejeon 34186, Korea

ABSTRACT

Low Earth Orbit (LEO) constellations, originally developed for communication services, are increasingly being considered for Positioning, Navigation, and Timing (PNT) applications through fused communication-navigation architectures and signals of opportunity. This paper analyzes satellite geometry and link characteristics relevant to the PNT applicability of operational commercial LEO constellations, such as Starlink and OneWeb, using an observation site in Incheon, Republic of Korea. Under an idealized wide-beam transmission assumption, publicly available constellation and operational parameters are reflected, and visible satellite numbers, skyplot distributions, dilution of precision (DOP), line-of-sight (LOS) relative velocity, Doppler shift, and free-space path loss (FSPL) are compared with the Global Positioning System (GPS). The results show that dense LEO constellations can provide improved visibility and favorable geometric characteristics, while the shorter LOS distance of LEO satellites can reduce FSPL. However, rapid satellite motion, short visibility duration, steep elevation angle variation, and large Doppler variation impose challenges for receiver acquisition, tracking, and signal processing.

Keywords: LEO, LEO PNT, LEO constellation, LEO performance
주요어: 저궤도, 저궤도 위성항법 시스템, 저궤도 위성군, 저궤도 위성군 성능 분석

1. 서론

저궤도(고도 300~2,000 km)에서 위성을 운용하는 Low Earth Orbit (LEO) 위성군은 전 세계 여러 국가 및 기업에서 개발 중이며, 주로 글로벌 통신 데이터 링크 시스템을 목표로 설계된다. 이러한 LEO 위성군은 일반적으로 LEO Communications (COM)으로 불린다 (Al Homssi et al. 2022). 최근에는 LEO 위성군이 Positioning, Navigation, and Timing (PNT) 분야로 활용 범위를 확대하면서, 독립적인 내비게이션 서비스 제공뿐 만 아니라 Global Navigation Satellite System (GNSS)과 결합한 다계층 위성항법(Multi-Layered PNT) 시스템으로 확장되는 추세이다 (Stock et al. 2023). Lee & Won (2026)은 LEO PNT의 운용 방식 및 탑재체 구성 방식에 따른 기술 동향을 정리하였다. 이 과정에서 해외 개발 동향 분석을 통해 LEO PNT가 높은 수신 전력과 빠른 모호정수 수렴 등 다양한 기술적 이점을 바탕으로 보다 정밀한 PNT 서비스 제공을 목표로 전 세계적으로 활발히 연구·개발되고 있음을 확인하였다. 특히, 기존 LEO 통신위성에 PNT payload를 추가하거나 통신 신호에 PNT 정보를 삽입하여 통신

Received Jun 04, 2026 **Revised** Jul 03, 2026 **Accepted** Jul 20, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: jh.won@inha.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

Table 1. Design parameters by satellite constellation (@Feb.2025).

	GPS	Starlink	Oneweb
Current/Target satellites num.	31/31	7,000/42,000	651/5,260
Orbital altitudes	20,200 km	350 ~ 600 km	1,200 km
Center frequency	L-Band	Ku-/Ka-/V-Band	Ku-/Ka-Band
Satellite class (Mass)	Large Sat (1,630kg)	Mini Sat (260~300 kg)	Mini Sat (148 kg)
Total orbital planes num.	6	158 ~ (Estimate)	12
Orbital inclination	Walker Delta (55°)	Walker Delta (43°, 53°, 70°), Walker Star (97°)	Walker Star (87.9°)

과 항법 서비스를 동시에 제공하는 Fused 방식이 활발히 연구되고 있다. 그리고 통신 신호의 높은 Doppler Effect를 활용하는 Signal of Opportunity (SoO) 방식과 같이, LEO COM 위성을 활용한 통신・항법 융합형 시스템 개발이 활발히 이루어지고 있다는 점이 주목된다. 따라서 본격적인 한국형 LEO PNT 개발에 착수하기 전, 실전 운용 중인 대규모 LEO COM 위성을 활용한 PNT 서비스 제공을 가정하고, 이를 기반으로 한반도 지역에서 관측 가능한 LEO 위성군의 예상 성능을 분석하여 LEO PNT의 타당성을 검증할 필요가 있다.

본 논문에서는 운용 중인 상용 LEO COM 위성군의 PNT 활용 가능성을 검토하기 위해, 대한민국 인천시를 지역 관측 지점으로 설정하여 위성 기하 및 링크 특성을 분석한다. 이를 위해 미국 Starlink와 프랑스 OneWeb 위성군의 공개된 설계・운용 파라미터를 기반으로, Global Positioning System (GPS)와의 비교를 통해 PNT 성능에 영향을 미칠 수 있는 주요 선행 지표를 정량적으로 검토한다. 분석에는 기개발된 다중위성 다중주파수 GNSS 신호 시뮬레이터를 활용하며, LEO 위성군의 궤도 및 시스템 정보를 반영하여 성능을 평가한다 (Choi et al. 2023). 이때 Starlink와 OneWeb이 실제 통신 서비스에서 사용하는 Spot Beam 기반 신호 제공 방식 대신, 기존 GPS와 유사하게 PNT 신호를 넓은 영역으로 방사하는 Wide Beam 기반 송신 환경을 가정한다. 신호 방사 방식을 제외한 위성군 설계 및 운용 파라미터(예: 궤도 고도, 위성군 구성, Elevation Mask Angle 등)는 기존 Starlink 및 OneWeb의 특성을 그대로 반영한다. 주요 분석 항목으로는 Skyplot 기반 가시 위성 분포 분석, 가시 위성 수, Geometric Dilution of Precision (GDOP), Doppler Shift 등을 포함한다. 이를 통해 상용 LEO 위성군이 인천시가 위치한 한반도 지역의 항법 서비스에 미치는 위성 기하 및 링크 특성을 수치적으로 분석하고, 향후 통신·항법 융합(Fused) 방식 및 기회 신호(SoO) 기반 PNT 확장 가능성 평가와 한국형 LEO 위성군 개발을 위한 기초 자료를 제공한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 LEO 위성군의 성능 분석 시 고려해야 할 설계 요소를 설명한다. 3장에서는 LEO 위성군의 PNT 성능 분석에 활용할 시뮬레이터를 소개하고, 시뮬레이션 파라미터 설정 조건을 정리한다. 4장에서는 시뮬레이터를 이용한 LEO 위성군의 위성 기하 및 링크 특성 분석 결과를 제시하며, 5장에서는 결론을 통해 본 논문의 내용을 마무리한다.

2. LEO 위성군 설계 요소

LEO 위성군 운용을 위해 고려해야 할 주요 설계 요소로는 주파수 대역, 위성군의 우주 부 구성 요소, 탑재체의 크기, 무게, 전력, 비용 등 다양하다 (Eissfeller et al. 2024). 최근 개발·시험 단계의 LEO 위성은 CubeSat 기반의 소형 탑재체 제작을 목표로 하여 비용과 무게를 절감하는 동시에, 대량 생산을 통해 대규모 위성군을 구축하는 방향으로 개발이 진행되고 있다 (Saeed et al. 2020). 이에 따라 위성 크기 및 무게 감소와 함께 저전력 운용 설계가 병행되고 있다. 주파수 대역 측면에서는 기존 주요 항법 신호 대역인 L 대역의 포화 문제를 해결하기 위해 추가적으로 S 대역과 C 대역을 활용한 항법 신호 송수신 기술에 대한 연구가 진행되고 있다 (Anderson et al. 2024). 우주 부 구성 요소는 총 위성 개수, 궤도 고도, 궤도면 등으로 구성되며, 궤도면은 기울기, 개수, 위성 배치 방식에 따라 세분화된다. 여기서 궤도 고도는 위성의 공전 속도뿐 만 아니라 지상 수신기와의 Line of Sight (LOS) 거리에도 큰 영향을 미치는 핵심 요소이다. 공전 속도가 달라짐에 따라 지상 수신기와 위성 간의 상대적 속도 차이가 발생하며 이는 도플러 효과에 직접적인 영향을 미친다 (Prol et al. 2022). 또한, LOS 거리가 변화함에 따라 Free Space Path Loss (FSPL)에도 결정적으로 영향을 미치게 된다. 궤도면 기울기의 경우, LEO 위성군은 Walker Star 궤도와 Walker Delta 궤도로 구분된다 (Ferre et al. 2022). Walker Star 궤도는 기울기가 90°에 가까운 극궤도로, 모든 궤도가 극지점을 통과하는 형태를 띤다. 반면, Walker Delta 궤도는 일정 수준 기울어진 궤도면이 일정한 규칙에 따라 지구를 감싸듯 배치되는 방식이다. 이와 같은 우주 부 구성 요소의 다양한 조합에 따라 LEO 위성군의 구성과 배치 방식이 결정되며, 이는 지상 관측자의 가시 위성 수와 위성의 기하학적 배치에 직접적인 영향을 미친다. 특히, 위성의 기하학적 배치는 Dilution of Precision 성능을 결정하는 핵심 요소로 작용한다 (Lee et al. 2025).

현재 LEO 위성군을 운용하는 대표적인 기업으로는 미국의 Starlink와 영국의 Oneweb이 있으며, Table 1에 각 LEO 위성군의 설계 요소를 Medium Earth Orbit (MEO)를 대표하는 GPS와 비교하여 정리하였다. Starlink는 다양한 궤도면 기울기와 매우 낮은 궤도 고도를 특징으로 하며, 다수의 궤도면에 걸쳐 대규모 위성군을 운용한다 (Stock et al. 2023). 반면, Oneweb은 극궤도만으로 구성된 위성군을 운영하는 것이 특징이다 (Xia et al. 2019). 현재 Starlink 및 Oneweb 위성군은 통신 서비스에 특화된 시스템으로, 항법 서비스를 위한 Ranging 신호를 제공하지 않는다. 그러나 GNSS 수신기를 포함한 사용자 단말에서 반송파 추적을 통해 도플러 정보를 활용하면 기존 GNSS 항법 성능을 보강하는 방식으로 활용이 가능하다 (Kassas et al. 2023b). 또한 Starlink의 경우, 단순 COM 서비스에 그치지 않고 PNT 서비스 확장 의향을 언급한 바 있다 (Kassas et al. 2025). 이에 따라 LEO COM 위성에 PNT Payload를 추가・확장하는 Fused 방식을 통한 PNT 서비스 제공 가능성을 고려할 수 있다. 구체적으로, LEO COM 신호

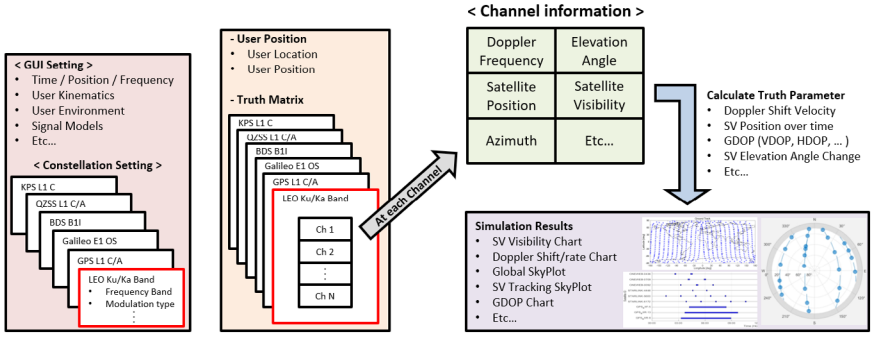


Fig. 1. Multi-constellation and multi-frequency GNSS signal generator block diagram with LEO PNT (Lee et al. 2025).

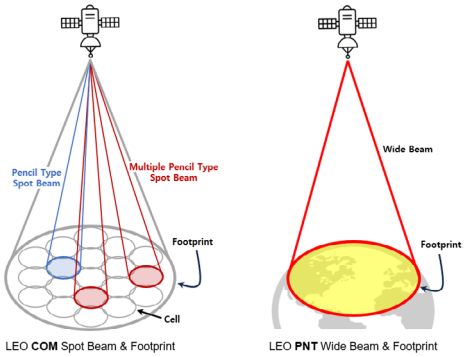


Fig. 2. Types of LEO satellite beams.

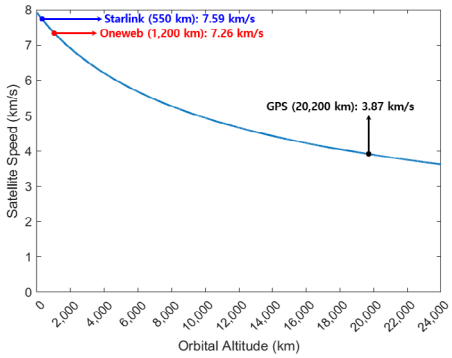


Fig. 3. Satellite velocity versus orbital altitude.

에 항법 정보를 직접 포함하는 방식, LEO COM 신호와 독립적인 LEO PNT 신호를 별도로 생성한 뒤 이를 하나의 복조 신호로 통합하여 송출하는 방식 또는 두 신호를 각각 독립적으로 송출하는 방식 등이 있다 (Cui & Shi 2013, Wang et al. 2019, De Gaudenzi 2025).

3. 시뮬레이션 환경 설정

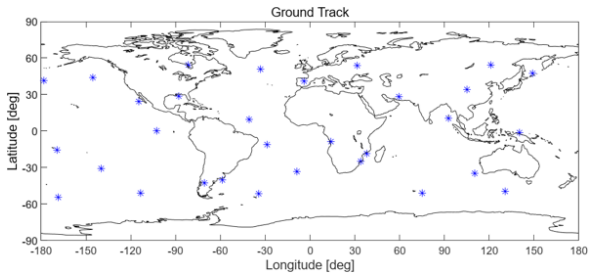
본 연구에서는 기개발된 다중위성 다중주파수 GNSS 신호 시뮬레이터를 활용하였으며, Table 1의 LEO PNT 시스템 정보를 추가하여 분석을 수행하였다. Fig. 1은 해당 시뮬레이터의 블록 다이어그램을 나타낸다. 사용자는 Graphical User Interface를 통해 위성군 및 지상 수신기의 주요 파라미터를 설정할 수 있도록 지원한다 (Choi et al. 2023). 사용자가 설정한 파라미터를 기반으로 시뮬레이터는 각 위성의 채널 정보를 결정하고, 가시 위성 수, GDOP, skyplot 등의 성능 지표를 계산하여 기존 GPS와의 성능을 비교 분석한다. 시뮬레이션을 진행하는 지상 관측 위치를 중위도 지역인 대한민국 인천광역시로 설정하였으며, 항법 위성군의 궤도 정보는 2025년 2월 중순에 공개된 Two-Line Element 데이터를 사용하였다 (Celes Trak 2025). 분석의 단순화를 위해 다중 경로 효과(multipath) 및 대기 지연 오류(atmospheric delay errors)와 같은 외부 환경 요인은 고려하지 않았다.

성능 분석 대상 LEO 위성군으로는 Starlink와 Oneweb을 사용하였다. 두 위성군은 현재 운용 중인 대표적인 LEO COM 위성군이다. LEO COM 위성은 높은 송신 안테나 이득을 기반으로 빔 폭이 좁은 Spot Beam을 통해 신호를 송출한다. 이러한 특성은 단일 위성이 제공 가능한 지상 서비스 커버리지가 국소적으로 제한되며, 사용자가 실제 수신 가능한 가시 위성 수도 제한된다. 이에 따라 다수의 위성으로부터 송출된 신호를 동시에 수신해야 하는 PNT 서비스 관점에서는 LEO COM 위성의 Spot Beam 구조를 본 시뮬레이션에 반영하는 데 구조적인 한계가 있다. 따라서 Spot Beam 기반의 실제 통신 환경 대신 다수의 사용자가 동시에 신호를 수신할 수 있는 기존 위성항법 시스템과 유사한 Wide Beam 기반 송신 환경을 가정하였다 (Fig. 2). 이를 통해 LEO COM 위성군을 기반으로 향후 Fused 방식 및 SoO 방식의 PNT 시스템을 제공하는 시나리오를 기반으로 위성 기하 및 링크 특성 분석을 진행한다. 그리고 관측 가능한 위성의 최소 고도각을 의미하는 Elevation Mask Angle은 Starlink와 OneWeb 위성군의 실제 서비스 운용 값을 반영하여 25°로 설정하였으며, GPS는 10°로 적용하여 시뮬레이션을 수행하였다 (Secher 2021, Placido 2022).

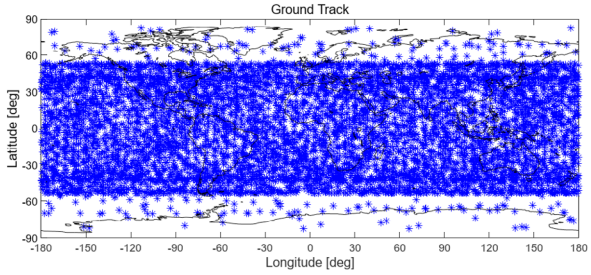
4. 시뮬레이션 결과

4.1 위성 공전 속도 비교

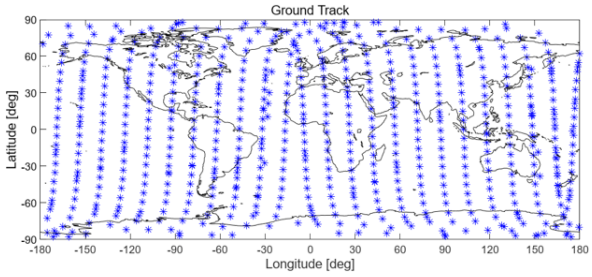
Fig. 3은 궤도 고도에 따른 위성의 공전 속도를 나타낸다. 위성의 궤도 고도가 낮아질수록 공전 속도는 빨라지며, GPS 위성의 공전 속도는 3.87 km/s, Starlink는 7.59 km/s, Oneweb은 7.26 km/



(a) GPS (31 SVs) global distribution

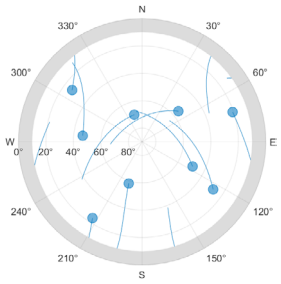


(b) Starlink (7,000 SVs) global distribution

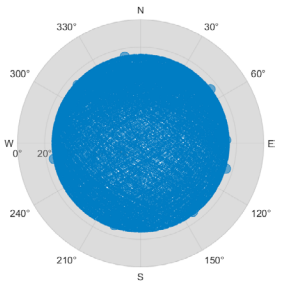


(c) Oneweb (651 SVs) global distribution

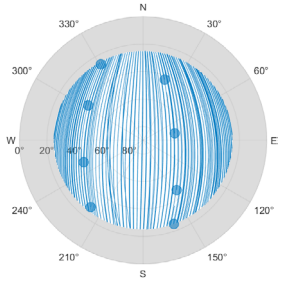
Fig. 4. Satellite global distribution.



(a) GPS skyplot



(b) Starlink skyplot



(c) Oneweb skyplot

Fig. 5. Skyplot in Incheon, South Korea.

s임을 확인했다. 이를 통해 LEO 위성의 공전 속도가 GPS 대비 1.9~2배 빠르며, 동일한 LEO 위성군이라도 궤도 고도 차이에 따라 공전 속도에 유의미한 차이가 발생하는 것을 확인했다. 예를 들어 Starlink 위성과 Oneweb 위성 간 공전 속도 차이는 약 0.33 km/s로 나타났다. 이러한 공전 속도 비교는 이후 위성 가시 시간, 고도각 변화 및 Doppler 특성 분석에 지대한 영향을 미친다.

4.2 위성 분포 비교

Fig. 4는 각 위성군별 전 세계 위성 분포도를 나타낸다. 그림 설명의 괄호 안에 기재된 수치는 시뮬레이션에 사용된 총 위성 수를 의미한다. 분석 결과, Starlink와 Oneweb 위성군은 GPS 대비 전 세계적으로 더 많은 위성이 조밀하게 배치되어 있음을 알 수 있다. 또한, GPS 위성의 궤도면 기울기가 55° (Walker Delta) 이므로 고위도 지역(위도 60~90°)에는 위성이 위치하지 않는다. Starlink는 다수의 Walker Delta 궤도 위성과 소수의 Walker Star 궤도 위성을 복합적으로 운용함에 따라, 저・중위도 지역은 조밀하게 위성이 분포하는 반면 고위도 지역은 상대적으로 소수의 위성만이 분포하는 특성을 보인다. 반면, OneWeb은 Walker Star 궤도 위성만으로 구성되어 전 지구적으로 보다 균일한 위성 분포를 제공하는 것으로 나타났으나, 고위도 및 극지방에는 필요 이상으로 위성이 집중 배치되는 경향을 확인하였다.

Fig. 5는 대한민국 인천시 지역에서 2시간 동안 관측한 Skyplot 결과이다. 앞선 결과와 비슷하게, Starlink와 Oneweb 위성군이 GPS보다 인천시 상공을 고르게 분포하고 있음을 확인하였다. 이러한 결과는 중위도 지역에서 GPS가 상대적으로 느린 위성 공전 속도와 관측 지역 기준 북쪽 영공을 거의 통과하지 않는 위성 분포 편향성을 갖는 반면, LEO 위성군은 빠른 공전 속도와 수백~수천 기 위성의 비교적 균일한 분포를 통해 GPS의 가시 위성 분포 한계를 보완할 가능성이 있음을 시사한다. 또한, LEO 위성의 빠른 공전 속도로 인해 GPS 대비 Starlink 및 Oneweb의 위성 이동 거리가 더 길어, 인천시 상공에 보다 다양한 가시 위성의 기하학적 분포가 형성됨을 확인하였다. 특히, 7,000개의 위성을 운용하는 Starlink의 경우 가장 밀집된 위성 분포를 제공하며, Oneweb은 Walker Star 궤도면을 운용하는 특성상 위성 이동 궤적이 수직 방향인 경향성을 보인다. 이를 통해 전체적으로 다수의 위성으로 이루어진 LEO 위성군이 소수의 위성으로 이루어진 기존 GPS보다 대한민국 상공뿐 만 아니라 전 세계적으로도 우수한 위성 분포를 제공함을 확인할 수 있다.

4.3 가시 위성 수 & GDOP

Fig. 6과 Table 2는 각 위성군 별 지상 사용자 관점에서 관측하는 가시 위성 수 및 GDOP 측정 결과이다. 가시 위성 수는 Starlink가 평균 54.4개로 가장 많으며, Oneweb이 9.8개, GPS가 9.0개 순으로 확인했다. GDOP의 경우, Skyplot 시뮬레이션에서 가장 우수한 위성 분포를 보이는 Starlink가 1.19로 가장 우수한 성능을 보였다. 반면, Oneweb은 GPS보다 더 많은 가시 위성을 갖고 있음에도 불구하고 GDOP 값은 GPS 대비 1.02 높은 2.98로 나

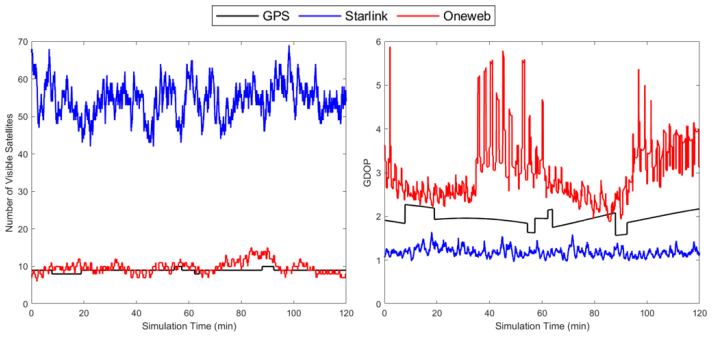


Fig. 6. Number of visible satellites and GDOP for each satellite constellation over simulation time.

Table 2. Number of visible satellites and GDOP values for each satellite constellation.

	GPS			Starlink			Oneweb		
	Average	Max	Min	Average	Max	Min	Average	Max	Min
Visible SVs	8.95	10	8	54.36	69	42	9.80	15	6
GDOP	1.96	2.27	1.57	1.19	1.64	0.97	2.98	5.88	1.88
HDOP	1.38	1.53	1.11	0.81	1.08	0.64	2.01	4.02	1.24
VDOP	1.34	1.34	0.70	0.62	0.87	0.50	1.55	3.14	0.96
TDOP	0.95	1.17	0.71	0.60	0.88	0.49	1.56	3.37	0.94

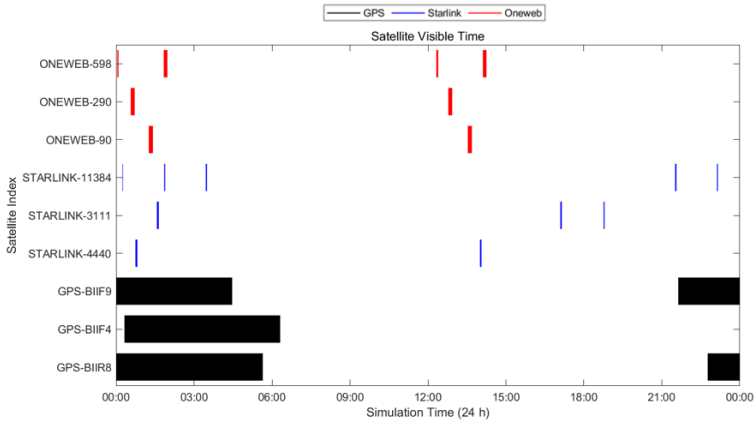


Fig. 7. Satellite visibility times for each satellite constellation.

타났다. 이는 GDOP가 단순히 가시 위성 수가 아니라 가시 위성의 방위각 및 고도각 분포에 의해 결정되기 때문이며, OneWeb의 경우 GPS 대비 가시 위성 수는 많지만 가시 위성의 기하학적 분포가 상대적으로 고르지 못해 GDOP 성능 열화가 발생한 것으로 해석된다.

이를 통해 수백~수천 개의 위성을 운용하는 LEO 위성군이 기존 GPS보다 많은 가시 위성과 위성 분포를 제공할 수 있으나, 총 위성 개수, 궤도 고도, 궤도면 기울기 등의 구성 요소에 따라 GPS 대비 상대적으로 큰 GDOP 성능을 가질 수도 있음을 확인했다. 또한, LEO 위성의 빠른 공전 속도로 인해 LEO 위성군에 대한 가시 위성 수와 GDOP 값의 변화 폭이 GPS보다 매우 크며, 특히 Oneweb 위성군의 경우 GDOP의 최소값과 최대값 차이는 4.00이다. 단, Starlink와 같이 충분한 가시 위성과 우수한 위성 분포를 확보할 경우, 안정적인 GDOP 값을 유지할 수 있다. 따라서 지상 사용자에게 안정적인 PNT 성능을 제공하기 위해서는 적절한 LEO 위성군의 우주 부 요소 설계를 통해 지상 사용자에게 안정적인 GDOP 값을 제공이 가능해야 한다.

4.4 고도 각 변화

Fig. 7은 24시간 동안 각 위성군별 위성 가시 시간을 나타낸다. GPS 위성은 관측이 시작된 이후 약 5~6시간 동안 가시성을 유지하며, 동일한 위성을 하루에 1회 관측 가능하다. 반면, LEO 위성의 경우 Starlink는 최대 약 5분, Oneweb은 최대 약 10분 정도의 가시 시간을 가지며, 동일한 위성을 하루에 2~5회 관측이 가능하다. Fig. 8은 Fig. 7의 시뮬레이션 결과 중 00:00~02:00 구간에서 각 위성군별 위성의 고도 각 변화를 나타낸다. GPS 대비 LEO 위성의 빠른 공전 속도로 인해 고도 각 변화가 매우 급격하게 나타나는 경향을 보인다. 또한, LEO 위성은 고도 각이 높아질수록 고도 각 변화율이 커지며, 관측 가능한 LEO 위성의 최대 고도 각이 높을수록 관측 시간 또한 이에 비례하여 증가하는 경향을 보인다. 따라서, 높은 고도 각을 지나는 LEO 위성일수록 고도 각 변화

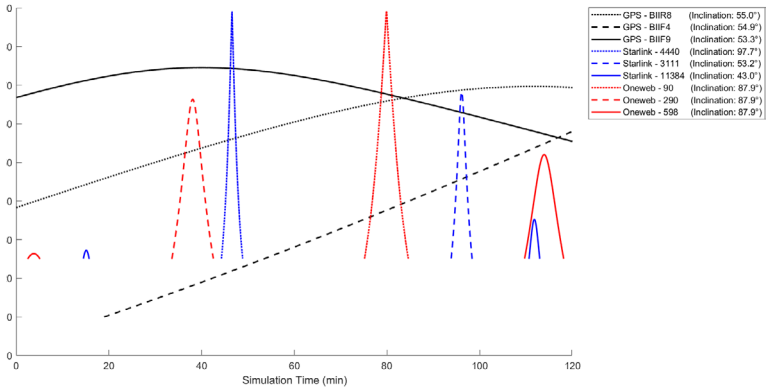


Fig. 8. Change in satellite elevation angle over simulation time.

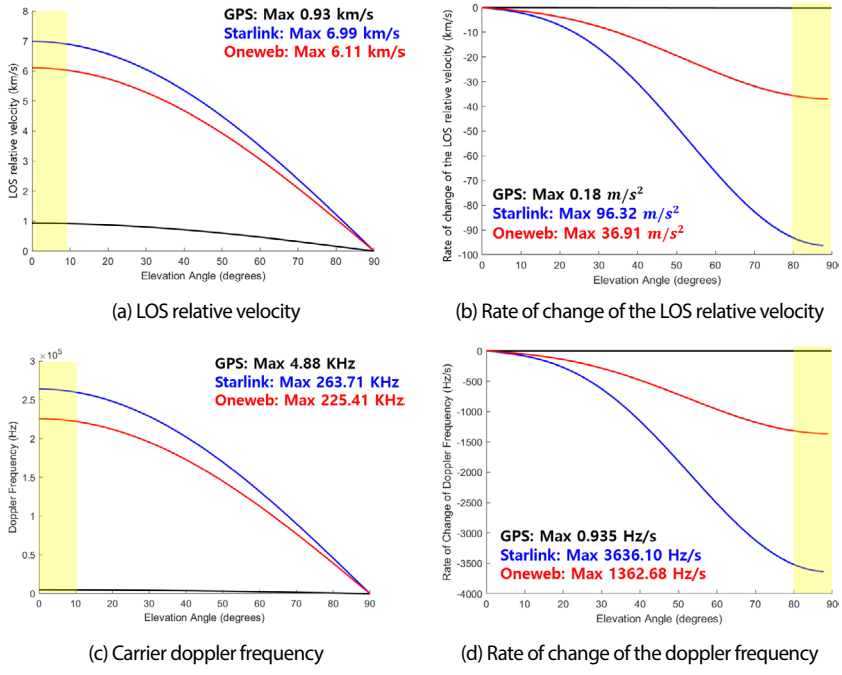


Fig. 9. Doppler shift effect variation with elevation angle for each satellite constellation.

율이 크고 긴 가시 시간을 확보할 수 있음을 확인했다.

4.5 Doppler Shift 변화

Fig. 9는 각 위성군별 Doppler Shift 분석 결과를 나타낸다. Starlink 위성의 주파수 대역은 11.325 GHz (Ku 대역), Oneweb 위성의 주파수 대역은 11.075 GHz (Ku 대역)로 설정하여 실제 Starlink와 Oneweb이 사용하는 주파수 대역을 반영하여 시뮬레이션을 진행했다 (Kassas et al. 2023a). 분석 결과, Starlink의 경우 MEO에 위치한 GPS 대비 약 7.5배 높은 LOS relative velocity를 가지며, LOS relative velocity 변화율은 GPS 대비 535.1배 높게 나타났다. 또한, Carrier Doppler Frequency는 GPS (L1 대역) 대비 약 54.0배 높으며, 변화율은 3,888.9배 증가하는 것으로 확인했다. Oneweb의 경우 GPS 대비 약 6.6배 높은 LOS relative velocity를 가지며, LOS relative velocity 변화율은 GPS 대비 205.1배 높다. Carrier Doppler Frequency는 GPS (L1 대역) 대비 약 46.2배 높으며, 변화율은 1,457.4배 증가했다. 이를 통해 높은 대역 신호를 사용하는 LEO 위성의 빠른 공전 속도가 Doppler Shift에 큰 영향을 미치는 것을 확인했으며, LEO 위성 수신기를 설계할 때 높은 Doppler Shift를 효과적으로 처리할 수 있는 기술이 필요함을 확인했다.

4.6 FSPL

Fig. 10은 위성군별 FSPL 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이며, 결과를 Table 3에 정량적으로 정리하였다. 또한 Table 3에 위성의 elevation angle에 따른 위성과 지상 수신기 간 LOS 거리를 수치적으로 산출하여 함께 정리하였다. GPS, Starlink, OneWeb 위성

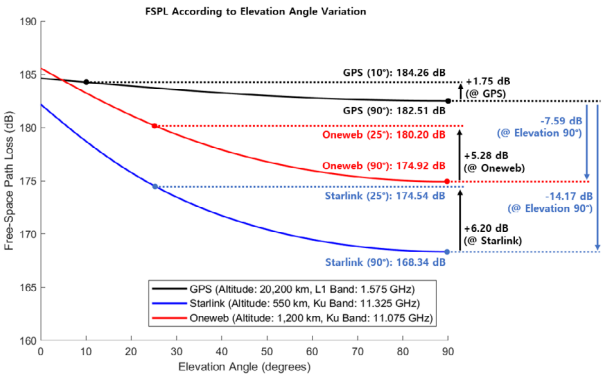


Fig. 10. FSPL variation with elevation angle for each satellite constellation.

Table 3. FSPL values for each satellite constellation based on elevation angle.

Elevation angle		90°	60°	40°	25°	10°	0°
GPS	LOS (km)	20,200	20,862	22,024	23,244	24,713	25,796
	FSPL (dB)	182.50	182.79	183.26	183.72	184.26	184.63
Starlink	LOS (km)	550	627	812	1,123	1,815	2,704
	FSPL (dB)	168.34	169.47	171.72	174.54	178.71	182.17
Oneweb	LOS (km)	1,200	1,351	1,693	2,204	3,131	4,090
	FSPL (dB)	174.92	175.95	177.91	180.20	183.25	185.57

군에 대한 파라미터 설정은 앞서 수행한 Doppler Shift 변화 시뮬레이션과 동일한 조건을 적용하였다. 시뮬레이션 결과, 지상 수신기와 위성 간 관측 거리가 가장 가까워지는 elevation angle 90° 조건에서, GPS 대비 Starlink 및 OneWeb의 LOS 거리는 각각 약 36.7배 및 16.8배 감소하는 것으로 나타났다. 이는 LOS 거리의 현저한 감소가 FSPL 측면에서 유리하게 작용할 수 있음을 의미한다. 한편, 지상 수신기의 위성 관측 고도각이 낮아질수록 LOS 거리는 증가하며, LEO 위성군의 경우 GPS에 비해 LOS 거리 증가 폭이 더욱 크게 나타나는 경향을 보였다. 예를 들어, elevation angle이 90°에서 25°로 감소할 때 GPS의 LOS 거리는 약 1.15배 증가한 반면, Starlink는 약 2.04배, OneWeb은 약 1.84배 증가하는 것으로 확인되었다.

이와 같은 궤도 고도 및 위성 고도각에 따른 LOS 거리 변화는 FSPL에도 직접적인 영향을 미친다. 궤도 고도가 낮은 Starlink와 OneWeb은 GPS 대비 더 낮은 FSPL 값을 갖는다는 장점을 보인다. 특히 elevation angle이 90°일 때, L1 대역을 사용하는 GPS에 비해 Ku 대역을 사용하는 Starlink와 OneWeb의 FSPL가 각각 약 14.2 dB 및 7.6 dB 낮게 나타났다. 이는 LEO 위성이 높은 주파수 대역을 사용하더라도, 매우 낮은 궤도 고도의 특성으로 인해 기존 GPS보다 FSPL 측면에서 이점을 가질 수 있음을 보여준다. 또한, LEO 위성이 GPS와 동일한 L1 대역을 사용한다고 가정할 경우, 현재보다 더욱 큰 FSPL 감소 효과를 기대할 수 있음을 시사한다.

한편, 위성의 고도 각 변화에 따른 FSPL 변화 관점에서는 GPS보다 LEO 위성이 더 부정적인 영향을 미친다. GPS의 경우 위성의 고도 각이 90°에서 25°로 변화할 때 FSPL이 약 1.22 dB 증가하는 반면, Starlink와 Oneweb은 각각 6.2 dB, 5.28 dB로 증가하여 위성의 고도 변화에 따른 FSPL 차이가 더욱 두드러짐을 확인했다. 이는 지상 수신기 관점에서 LEO 위성의 고도 각 변화에 따라 수신 전력의 불균형이 발생할 수 있음을 시사한다. 그러므로 이를 보완하기 위해서는 위성 탑재체 송신 안테나의 이득(gain) 패턴을 설계할 때 특별한 고려가 필요하다.

5. 결론

본 논문에서는 운용 중인 상용 LEO COM 위성군인 Starlink 및 OneWeb이 향후 Fused 방식 또는 SoO 방식으로 PNT에 활용될 가능성을 고려하여, 대한민국 인천광역시를 관측 지점으로 설정하고 위성 기하 및 링크 특성을 GPS와 비교 분석하였다. 본 연구는 PNT 성능에 영향을 줄 수 있는 선행 지표인 가시 위성 수, Skyplot 기반 위성 분포, GDOP, Doppler shift 및 FSPL을 분석 대상으로 하였다.

시뮬레이션 결과, LEO 위성군은 전 세계적으로 우수한 위성 분포와 뛰어난 가시 위성 수, GDOP 성능을 제공하며, 낮은 궤도 고도로 인해 짧은 LOS 거리와 감소된 FSPL을 통해 지상 사용자가 강하고 정밀한 항법 신호 송수신 가능성을 확인했다.

그러나 LEO 위성의 낮은 궤도 고도로 인한 위성의 빠른 공전 속도는 짧은 가시 시간, 급격한 elevation angle 변화, 높은 Doppler Shift를 초래하는 한계를 확인했다. 또한, 지상 수신기 관점에서 관측 위치에 따른 FSPL 변화 폭이 커짐에 따라 수신 신호의 불균형이 발생할 가능성이 있음을 확인했다. 특히 본 연구는 상용 LEO 통신 위성군을 대상으로 FSPL 기반의 링크 특성을 비교한 결과이므로, 향후 LEO 통신 위성군의 PNT 활용 가능성을 보다 정밀하게 평가하기 위해서는 기존 위성항법시스템에서 주로 사용하는 L 대역 신호와 함께 위성 송신 전력, 송신 안테나 이득, 신호 대역폭 등 다양한 변수를 반영한 종합적인 링크 버짓 분석이 수행되어야 한다. 더불어, LEO 위성군의 구성 요소에 따라 GPS보다 더 큰 GDOP 값을 가질 수 있음을 확인했다. 따라서 향후 한국형 LEO 위성군 설계 시, 균일한 수신 신호 강도를 제공하기 위한 탑재체 송신 안테나 이득 패턴 설계, 적절한 위성군 구성 요소 설정을 통한 최적의 가시 위성 수 및 GDOP 확보, 높은 Doppler Shift를 처리할 수 있는 고성능 수신기 개발이 필요할 것으로 예상한다.

또 다른 고려사항으로, 현재 Starlink와 Oneweb 위성군은 지속적인 위성 배치를 통해 대규모 위성군으로 확장되고 있으며, 충분한 개수의 LEO 위성이 구축될 경우에는 elevation mask angle을 현재 운용 중인 25°에서 40°로 상향할 계획이다 (Cakaj 2021). 따라서 향후 증가하는 위성 개수 및 elevation mask angle 변화에 따라 본 논문에서 분석한 LEO 위성군 성능이 충분히 달라질 수 있다는 점에 유의할 필요가 있다. 또한 본 연구의 결과는 Wide Beam 기반 PNT 활용 시나리오를 가정하여 도출된 위성 기하 및 링크 특성 결과이다. 그러므로 실제 Spot Beam 운용 조건을 반영할 경우 분석 결과가 달라질 수 있으며, 향후 항법해 성능, 시각 오차 등을 포함한 보다 심층적인 PNT 성능 분석이 이루어져야 할 것이다.

본 연구를 통해 운용 중인 상용 LEO 통신 위성군은 위성 기하 및 링크 특성 측면에서 기존 GNSS의 한계를 보완할 수 있는 PNT 활용 가능성을 갖는 것으로 확인하였다. 향후 6G 기반 NTN 및 통신・항법 융합 환경에서는 광역 통신 연결성뿐만 아니라 이

동체, 사용자 단말, 지상 인프라 간 정밀 위치 및 시각 동기 정보의 안정적 제공이 핵심 요구사항으로 부각될 것으로 예상된다. 따라서 상용 LEO 통신 위성군을 활용한 통신・항법 통합 시스템은 근미래 6G 기반 초공간 사회에서 요구되는 항법 서비스를 제공할 수 있는 유망한 대안이 될 수 있으며, 본 연구의 분석 결과는 향후 통신・항법 융합형 LEO 시스템 설계와 LEO PNT 원천기술 개발을 위한 기초 자료로 활용될 수 있을 것이다.

ACKNOWLEDGMENTS

이 논문은 2026년 정부(방위사업청)의 재원으로 국방과학연구소의 지원을 받아 일부 수행된 연구임 (U240001TD).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, Lee, H.-J., So, H. and Won, J.-H.; methodology, Lee, H.-J. and Won, J.-H.; software, Lee, H.-J.; validation, Lee, H.-J., So, H. and Won, J.-H.; formal analysis, Lee, H.-J.; investigation, Lee, H.-J.; resources, Lee, H.-J. and Won, J.-H.; data curation, Lee, H.-J.; writing—original draft preparation, Lee, H.-J.; writing—review and editing, Lee, H.-J., So, H. and Won, J.-H.; visualization, Lee, H.-J.; supervision, Won, J.-H.; project administration, Won, J.-H.; funding acquisition, Won, J.-H.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Al Homssi, B., Al-Hourani, A., Wang, K., Conder, P., Kandeepan, S., et al. 2022, Next generation mega satellite networks for access equality: Opportunities, challenges, and performance, IEEE Communications Magazine, 60, 18-24. https://doi.org/10.1109/MCOM.001.2100802

Anderson, P., Schmitt, G., Ahmed, F., & Shannon, P. 2024, A New Paradigm of Commercial GNSS Services: The Case for LEO PNT at C-Band, Part 1, in Proceedings of the 37th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS+ 2024), Baltimore, MD, 16-20 Sep 2024, pp.2250-2271. https://doi.org/10.33012/2024.19671

Cakaj, S. 2021, The parameters comparison of the “Starlink” LEO satellites constellation for different orbital shells, Frontiers in Communications and Networks, 2, 643095. https://doi.org/10.3389/frcmn.2021.643095

Celes Trak 2025, NORAD GP Element Sets — Current Data [Internet], cited 2025 Feb 10, available from: http://www.celestrak.org/NORAD/elements/

Choi, B., Song, Y. J., Lee, S., & Won, J. H. 2023, Design of a fully reconfigurable multi-constellation and multi-frequency GNSS signal generator, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 12, 295-306. https://doi.org/10.11003/JPNT.2023.12.3.295

Cui, J. & Shi, H. 2013, Satellite communication and navigation integrated signal, TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering, 11, 4351-4356. https://doi.org/10.11591/telkomnika.v11i8.3034

De Gaudenzi, R. 2025, An integrated LEO communication and PNT system for beyond 5G NTN, International Journal of Satellite Communications and Networking, 43, 293-308. https://doi.org/10.1002/sat.1556

Eissfeller, B., Pany, T., Dötterböck, D., & Förstner, R. 2024, A comparative study of LEO-PNT systems and concepts, in Proceedings of the ION Pacific PNT Meeting 2024, Honolulu, HI, 15-8 Apr 2024, pp.758-82. https://doi.org/10.33012/2024.19646

Ferre, R. M., Praks, J., Seco-Granados, G., & Lohan, E. S. 2022, A feasibility study for signal-in-space design for LEO-PNT solutions with miniaturized satellites, IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems, 3, 171-183. https://doi.org/10.1109/JMASS.2022.3206023

Kassas, Z. M., Kozhaya, S., Kanj, H., Saroufim, J., Hayek, S. W., et al. 2023a, Navigation with multi-constellation LEO satellite signals of opportunity: Starlink, OneWeb, Orbcomm, and Iridium, in 2023 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Monterey, CA, 24-27 Apr 2023, pp.338-343. https://doi.org/10.1109/PLANS53410.2023.10140066

Kassas, Z., Kozhaya, S., & Saroufim, J. 2025, Exploiting Starlink LEO for PNT: signal structure and ephemeris and timing error correction, Inside GNSS Magazine, 20, 29-41. https://people.engineering.osu.edu/media/document/2025-07-25/kassas_exploiting_starlink_leo_for_pnt_signal_structure_and_ephemeris_and-timing_error_correction.pdf

Kassas, Z. M., Kozhaya, S., Saroufim, J., Kanj, H., & Hayek, S. 2023b, A Look at the Stars: Navigation with Multi-Constellation LEO Satellite Signals of Opportunity, Inside GNSS [Internet], cited 2025 Feb 10, available from: https://insidegnss.com/a-look-at-the-stars-navigation-with-multi-constellation-leo-satellite-signals-of-opportunity/

Lee, H.-J., Song, Y.-J., Lee, S., & Won, J.-H. 2025, Performance analysis of LEO PNT constellations, in

2025 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Salt Lake City, UT, USA, 28 Apr- May 2025, pp.404-409. https://doi.org/10.1109/PLANS61210.2025.11028449

Lee, H.-J. & Won, J.-H. 2026, LEO PNT –Part 1, Technology Trends in LEO PNT System Operation Methods and Payload Configuration, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 15, 3, 507-519. https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.507

Placido, C. 2022, SpaceX-Raying Starlink Developments, LinkedIn [Internet], cited 2025 Feb 01, available from: https://www.linkedin.com/pulse/spacex-raying-starlink-developments-carlos-placido/

Prol, F. S., Morales-Ferre, R., Saleem, Z., Välisuo, P., Pinell, C., et al. 2022, Position, navigation, and timing (PNT) through low Earth orbit (LEO) satellites: A survey on current status, challenges, and opportunities, IEEE Access, 10, 83971-84002. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3194050

Saeed, N., Elzanaty, A., Almorad, H., Dahrouj, H., Al-Naffouri, T. Y., et al. 2020, CubeSat communications: Recent advances and future challenges, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 22, 1839-1862. https://doi.org/10.1109/COMST.2020.2990499

Secher, P. 2021, OneWeb Non-Geostationary Satellite System (LEO) Phase 2: Amended Modification to Authorized System, Attachment B: Technical Information to Supplement Schedule S, U.S. Federal Communications Commission Filing [Internet], cited 2026 Apr 25, available from: https://fcc.report/IBFS/SAT-MPL-20210112-00007/3493913.pdf

Stock, W., Hofmann, C. A., & Knopp, A. 2023, LEO-PNT With Starlink: Development of a Burst Detection Algorithm Based on Signal Measurements, WSA & SCC 2023; 26th International ITG Workshop on Smart Antennas and 13th Conference on Systems, Communications, and Coding, Braunschweig, Germany, Feb 27-Mar 3 2023, ITG-Fachbericht 308, pp.262-267. https://doi.org/10.48550/arXiv.2304.09535

Wang, L., Lü, Z., Tang, X., Zhang, K., & Wang, F. 2019, LEO-augmented GNSS based on communication navigation integrated signal, Sensors, 19, 4700. https://doi.org/10.3390/s19214700

Xia, S., Jiang, Q., Zou, C., & Li, G. 2019, Beam coverage comparison of LEO satellite systems based on user diversification, IEEE Access, 7, 181656-181667. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2959824



Hyun-Jung Lee is a M.S. student of the Autonomous Navigation Laboratory, Electrical and Computer Engineering at Inha University, South Korea. He received B.S. degree from Inha University in 2024. His research interest is LEO PNT architecture.



Hyoungmin So is a Principal Researcher at the Agency for Defense Development (ADD), Republic of Korea. He received his Ph.D. in Aerospace Engineering from Seoul National University in 2009. He has been with ADD since 2011, and served as a Visiting Researcher at the Air Force Institute of Technology (AFIT), USA, from 2021 to 2022. His research focuses on GNSS receiver development, anti-jamming and spoofing techniques, and the development of satellite navigation system technologies.



Jong-Hoon Won received the Ph.D. degree in the Department of Control and Instrumentation Engineering from Ajou University, Korea, in 2005. After then, he had worked with the Institute of Space Technology and Applications at University Federal Armed Forces (UFAF) Munich, Germany. He was nominated as Head of GNSS Laboratory in 2011 at the same institute and then tenured since 2014. And also he was involved in lectures on advanced receiver technology at Technical University of Munich (TUM) since 2009. He is currently a professor of the Department of Electrical and Electronic Engineering at Inha University. His research interests include GNSS signal design, receiver, navigation, target tracking systems, self-driving cars and LEO PNT.

JPNT 15(3), 531-541 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.531

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

LEO PNT – 3부, 한국형 LEO PNT 위성군의 우주 부 구성요소별 기하학적 성능 분석 및 기초 설계

이현중, 원종훈†

LEO PNT – Part 3, Geometric Performance Analysis of Space Segment Design Parameters and Preliminary Design of a Korean LEO PNT Constellation

Hyun-Jung Lee, Jong-Hoon Won†
Autonomous Navigation Laboratory, Electrical and Computer Engineering, Inha University, Incheon 22212, Korea

ABSTRACT

This paper presents a preliminary design and performance analysis of a Korean Low Earth Orbit (LEO) Positioning, Navigation, and Timing (PNT) constellation optimized for regional coverage. Key space segment design parameters, including the number of satellites, orbital planes, and inclination, are systematically analyzed to evaluate their impact on geometric performance. Based on this analysis, a Walker Delta constellation with 240 satellites, eight orbital planes, and 55° inclination is proposed to ensure full coverage over the Korean region with a minimum of four visible satellites and GDOP below 6. A link budget analysis shows that LEO systems can achieve higher received signal power and C/N0 than GPS due to reduced propagation loss, while a Doppler analysis reveals significantly larger frequency shifts and variation rates. These results demonstrate the feasibility of LEO PNT while highlighting the need for advanced receiver and signal design.

Keywords: LEO PNT, Korean LEO PNT, Korean LEO PNT performance
주요어: 저궤도 위성항법 시스템, 한국형 저궤도 위성항법 시스템, 한국형 저궤도 위성항법 시스템 성능 분석

1. 서론

최근, 재사용이 가능한 우주 발사체의 개발과 나노급 집적화 기술의 발전 등 비약적인 우주과학 기술의 진보로 인해, 고도 300~2,000 km 범위의 Low Earth Orbit (LEO)에서 대규모 인공위성 구축 및 운용이 가능해졌다 (Ferral et al. 2024, Ledesma et al. 2024, Reuters 2026). 이에 따라, 수백에서 수천 기에 이르는 LEO Communication (COM) 위성을 구축하고 이를 활용한 통신 서비스를 글로벌적으로 제공 중에 있다 (Al Homssi et al. 2022). 또한, LEO 위성의 높은 수신 전력 및 빠른 미지 정수 수렴 등 다양한 이점을 활용하여 지상 사용자에게 고정밀 Positioning, Navigation, and Timing (PNT) 서비스를 제공하는 LEO PNT 시스템이 주목받기 시작했다. 이에 따라 전 세계적으로 LEO PNT 개발이 활발히 이루어지고 있으며 (Li et al. 2022, Prol et al. 2022), 대한민국도 이에 대한 선제적 대응이 필요하다. 이러한 배경에서 국내에서는 한국형 위성항법 체계와의 연계 및 성능 보강을 고려한 LEO PNT 적용 가능성 분석과 다목적 최적화 기반의 LEO 위성군 설계 연구가 수행된 바 있다 (Won et al. 2024, Jee et al. 2026). 그러나 이들 연구는 특정 위성항법 체계와의 연계 또는 성능 보강에 초점을 두고 있으므로, 이에 선행하여 LEO PNT의 기본 개념과 이론적 기반, 위성군 설계 요소 및 성능 특성을 체계적이고 종합적으로 분석하는 기초 연구가 필요하다. 이러한 기초 연구를 바탕으로 한반도 지역에 최적화된 LEO PNT 위성군 설계와 설계된 한국형 LEO PNT 위성군이 위성항법 성능에 미치는

Received Jun 08, 2026 **Revised** Jul 09, 2026 **Accepted** Jul 25, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: jh.won@inha.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

Table 1. Design considerations for the space segment of LEO PNT constellations.

Space segment design factors	Design criteria for the considered design parameter
Number of satellites	- Ensuring sufficient number of visible satellites (at least 4) - Minimization of Dilution of Precision (DOP) - Consideration of constellation construction cost minimization
Orbital altitude	- Optimization of coverage with a fixed number of satellites - Consideration of orbital speed, satellite visibility, transmission distance, etc. - Consideration of trade-off factors (increased launch cost, Free Space Path Loss (FSPL), Doppler Shift) associated with increased orbital altitude
Orbital plane inclination	- Types of orbital planes based on orbital inclination Walker Star: orbital inclination close to 90°, classified as a polar orbit Walker Delta: orbital inclination less than 90°, classified as inclined orbit - Consideration of ground coverage performance depending on orbital inclination relative to receiver latitude
Number of orbital planes	- Consideration of operational complexity resulting from multiple orbital planes - Consideration of increased deployment and maintenance costs due to multiple orbital planes - Consideration of visible satellites and DOP performance
Spacing of satellites within orbital plane	- Optimization of satellite placement within orbital planes - Enhancement of DOP performance and ground coverage

영향 분석 그리고 향후 한국형 LEO PNT 개발을 위한 후속 연구로 확장되어야 한다.

이에 관련하여 Lee & Won (2026)에서는 LEO PNT의 기술 동향 (운용 방식, 해외 개발 동향, LEO PNT 탑재체 분석) 분석을 통해 LEO PNT 개발 시 고려해야 할 핵심 기술 요소들을 확인했다. 특히 운용 방식은 탑재체 구성과 Global Navigation Satellite System (GNSS)/Regional Navigation Satellite System 의존성에 따라 구분될 수 있음을 제시하였다. 이 중 탑재체 구성 관점에서는 PNT 전용 탑재체를 통해 지상 사용자에게 PNT 서비스를 제공하는 dedicated 방식, 주 임무가 통신(COM)인 위성을 기반으로 PNT 서비스를 제공하는 fused 방식, 그리고 통신 또는 데이터 링크 목적으로 송출되는 LEO 위성 신호를 기회신호로 활용하는 signal of opportunity 방식으로 분류될 수 있다. 그리고 Lee et al. (2026)에서는 한국 지역에서 관측 가능한 실제 운용 중인 LEO COM 위성군과 Global Positioning System (GPS)를 비교하여 LEO 위성군의 기하학적 및 링크 특성을 분석했다. 그 결과, 상용 LEO 위성군은 GPS 대비 우수한 기하학적 성능(가시위성수, Geometric Dilution of Precision (GDOP), 위성 분포)과 낮은 Free Space Path Loss (FSPL) 특성을 보였으며, LEO 위성군 기반 PNT 서비스 제공 및 GPS 보완 가능성을 확인하였다. 다만 이러한 기하학적 성능은 LEO 위성군의 총 위성 개수, 궤도면 개수, 궤도면 기울기 등 우주 부 구성 요소에 따라 달라지며, 경우에 따라 GPS보다 열화된 GDOP를 보일 수 있어 적절한 위성군 설계가 필요함을 확인하였다. 이러한 선행 연구를 바탕으로, 본 논문에서는 LEO 위성군 설계 시 고려해야 할 주요 우주 부 구성 요소 변화에 따른 위성군 성능 경향성을 분석하고, 이를 바탕으로 한국 지역에 적합한 LEO PNT 위성군 구성안을 도출한다. 또한, 설계된 한국형 LEO PNT 위성군의 성능 분석을 통해 설계된 한국형 LEO PNT 위성군의 타당성을 확인한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 LEO PNT 위성군 설계를 위한 우주 부 구성 요소를 소개하고, 성능 분석을 위한 주요 관점에 대해 설명하였다. 3장에서는 LEO PNT 위성군 성능 분석을 수행하기 위한 시뮬레이터를 소개하고 시뮬레이션 파라미터 설정 조건을 정리하였다. 4장에서는 시뮬레이터를 활용한 LEO PNT 위성군의 성능 분석과 한국형 LEO PNT 설계 및 성능 평가 결과를 보여주고, 5장에서 결론을 통해 본 논문의 내용을 요약 및 정리하였다.

2. 한국형 LEO 위성군 설계

현재 LEO PNT 위성군은 전 세계적으로 개발 단계에 있으며 실제 운용 사례는 아직 보고되지 않고 있다. 또한, 개발 중인 LEO PNT 위성군에 대한 세부 정보가 매우 제한적이므로, 본 논문에서는 시뮬레이션에 필요한 LEO PNT 위성군 정보를 확보하는 데 한계가 있다 (FrontierSI 2024). 따라서 본 논문에서는 LEO PNT 위성군을 직접 설계하고, 탑재체 제원은 기존에 공개된 자료와 관련 논문을 참고하여 성능 분석을 수행한다.

2.1 LEO PNT 위성군 우주 부 구성 요소 및 설계

LEO 위성군을 설계함에 있어 다양한 설계 요소를 고려해야 한다. 위성군의 총 위성 개수, 궤도 고도, 궤도면 기울기, 궤도면 개수, 궤도면 내 위성 간격은 설계 성능에 결정적인 영향을 미치는 요소이다 (Ferre et al. 2022, Lee et al. 2025). 각 요소에 대한 주요 고려사항은 Table 1에 정리하였으며, LEO 위성군의 궤도 구성은 기본적으로 Keplerian 6개 궤도요소를 기반으로 정의된다. Table 1에 제시된 우주 부 구성 요소들을 조합함으로써 다양한 형태의 LEO 위성군 설계가 가능하다.

2.2 LEO PNT 위성군 성능 분석 시 고려 사항

앞서 설명한 위성군 우주 부 구성 요소를 바탕으로 구성되는 LEO 위성군이 대한민국 지역에 적합한지를 평가하기 위해, 해당 위성군에 대한 성능 분석 및 검증이 필요하다. 이를 위해 LEO 위성군의 성능을 크게 두 가지 관점에서 평가할 수 있다. 하나는 위성의 기하학적 분포에 기반한 성능 분석이며, 다른 하나는 항법 신호의 관점에서 link budget 및 Doppler Effect를 고려한 분석이다. 기하학적 분포 기반의 성능 분석에서는, 지상 관측 지점에서의 가시 위성 수, 가시 위성들의 기하학적 분포에 따른 GDOP,

Table 2. Simulation parameters.

Parameter	Value	Parameter	Value
Light of speed (c)	3×10^8 m/s	Boltzmann constant (k)	-228.6 dBW/Hz/K
Transmit power (P_T)	GPS: 27 watts LEO-COM: 30 watts LEO-CubeSat: 1 watt	Transmit antenna gain (G_T)	GPS: 10 dBi LEO-COM: 24.5 dBi LEO-CubeSat: 3.5 dBi
Power loss of atmosphere (L_A)	0.5 dB	Antenna noise temperature (T_A)	100 K
Receiver antenna gain (G_R)	1 dBi	1st system gain of receiver (G_1)	0.8 dB
Noise figure of receiver (F_2)	3 dB	Center frequency (f_{GHZ})	L-band: 1.57542 GHz S-band: 2.50 GHz C-band: 5.02 GHz Ku-band: 11.075 GHz

그리고 관측 위성의 이동 궤적에 따른 Skyplot 결과를 중심으로 평가하는 방법이다. 이러한 요소들은 LEO PNT 위성군의 위성 가용성 및 위치 결정 정확도에 결정적인 영향을 미치는 요소들로, 특히 가시 위성 수 및 Skyplot은 위성 가용성에, GDOP는 user equivalent range error와 곱해져서 결정되는 사용자 위치 오차(position error)에 직접적인 영향을 미친다 (Su et al. 2019, Çelikbilek & Lohan 2024).

다음으로, LEO PNT 위성군에 대한 link budget 성능 분석은 주파수 대역에 따른 FSPL, 수신 신호 세기(received signal power), Carrier-to-Noise Density Ratio (C/N_0) 등의 지표를 기반으로, 위성 신호의 송수신 과정에서 발생하는 손실과 이득을 정량적으로 평가함으로써 위성군의 통신 성능을 분석할 수 있다. 또한, Doppler Effect 분석은 공전속도가 기존 GNSS 위성보다 상대적으로 빠른 LEO 위성의 특성을 고려하여, 위성과 수신기 간 상대 운동으로 인한 Doppler Frequency 변화의 수치적 추정이 가능하다. 이러한 link budget 및 Doppler Effect 요소는 LEO 위성을 활용한 PNT 서비스의 사용 가능 여부를 평가하는 핵심 지표로, 특정 지상 환경에서의 신호 수신 가능성, 신호 추적 성능, 그리고 위치 정확도를 판단하는 데 중요한 기준이 된다 (Kaplan & Hegarty 2006).

결과적으로, 기하학적 분포, link budget, Doppler Effect와의 다양한 관점에서 수행된 성능 분석을 바탕으로, 대한민국 지역 운용에 적합한 LEO PNT 위성군을 도출한다. 단, LEO PNT 위성군 우주 부 구성에는 고려해야 할 설계 요소가 다양하고, 각 우주 부 구성 요소의 변화에 따른 성능 특성 또한 비선형적으로 나타날 수 있다. 따라서 다양한 수치적 시뮬레이션을 통해 우주 부 구성 요소별 성능 경향을 분석하고, 이를 기반으로 적합한 후보 구성안을 검토한다.

3. 시뮬레이션 조건 설정

3.1 시뮬레이션 파라미터 설정

본 논문에서는 LEO PNT 시스템 정보와 성능 분석 기능이 추가된 기 개발된 다중 위성・다중 주파수 GNSS 신호 시뮬레이터를 활용하여 시뮬레이션을 진행한다 (Choi et al. 2023). 시뮬레이션 시간 간격은 1초로 설정하였으며, 지상 관측 지점은 대한민국 인천광역시로 설정하였다. 궤도면 내 위성 간격은 모두 동일하게 설정하였으며, Walker Star 궤도 구성의 경우 실제 LEO 위성 운용 사례를 바탕으로 궤도면 기울기를 87.9°로 가정하였다 (Kozhaya & Kassas 2024). 그리고 다중 경로 효과(multipath), 대기 지연 오류(atmospheric delay errors)와 같은 외부 환경 요인은 고려하지 않으며, link budget 및 Doppler Effect 분석의 경우 세 가지 위성 탑재체 시나리오를 대상으로 수행하였다. 구체적으로, 비교 기준으로 활용되는 기존 GPS 위성, 현재 운용 중인 LEO COM 위성, 그리고 기존 GNSS 위성 대비 약 2배에서 100배 이상 소형화된 CubeSat급 LEO 위성을 각각의 분석 시나리오로 가정하였다. 여기서 CubeSat급 LEO 위성은 CubeSat 단위 수준의 실험・실증 목적으로 개발된 소형 LEO 위성을 의미한다. 앞서 가정한 시나리오들에 기반한 분석을 통해 LEO PNT 위성군의 link budget과 Doppler Effect 성능을 수치적으로 비교하고 운용 타당성을 평가한다. 본 성능 분석 시뮬레이션에 사용된 시나리오별 파라미터(송신 안테나 이득, 송신 전력)는 Table 2에 정리하였으며, 이외의 시스템 오차 및 환경적 오차에 관한 파라미터는 GPS 시스템에서 사용되는 파라미터를 적용하였고, 해당 내용 또한 동일한 표에 함께 정리하였다 (Misra & Enge 2011, Secher 2021, Baktur 2022). 그리고 실제 송신 안테나 이득은 송신 안테나의 이득 패턴에 따라 신호 송신 각도별로 안테나 이득이 달라지지만, 본 시뮬레이션에서는 분석의 단순화 및 일관성을 위해 모든 송신 각도에 대해 동일한 송신 안테나 이득을 가정한다.

3.2 LEO 위성군 성능 분석을 위한 Elevation Angle 설정

LEO 위성군 성능 분석을 위한 elevation mask angle (el)은 Eq. (1)에 따라 결정되며, 이는 위성의 궤도 고도와 송신 안테나의 off-boresight angle에 의해 결정된다 (Misra & Enge 2011).

$$el = \cos^{-1}\left(\frac{R_{SV}\sin(\alpha)}{R_E}\right) \tag{1}$$

여기서 R_E는 지구 반지름 [m], R_{SV}는 위성과 지구 중심 간의 거리 [m], α는 위성 송신 안테나의 off-boresight angle [deg]이다. Fig. 1은 Eq. (1)을 기반으로 LEO 위성의 궤도 고도와 송신 안테나의 off-boresight angle에 따라 결정되는 elevation mask angle을 나타낸다. 궤도 고도가 높아지고 off-boresight angle이 증가할수록 elevation mask angle은 감소하는 경향을 보인다. 이처럼 elevation mask angle에 지대한 영향을 미치는 off-boresight angle의 경우, LEO 위성에 탑재된 송신 안테나의 이득 패턴(antenna gain pattern)에 따라 결정되며 위성의 운용 목적과 탑

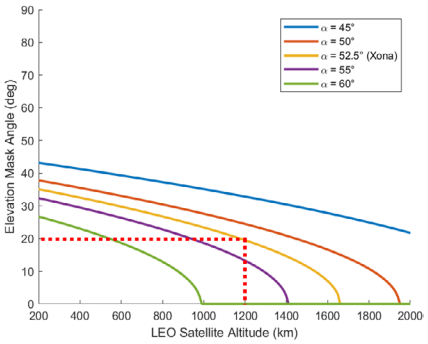


Fig. 1. Variation in elevation mask angle according to satellite orbital altitude and off-boresight angle.

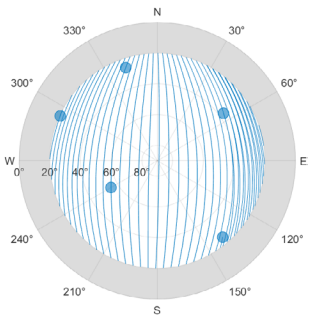
재체 성능에 따라 달라진다. 그리고 지상 사용자에게 제공되는 수신 전력, 지상 커버리지 범위, 그리고 신호를 방사하는 beam 형태에 직접적인 영향을 미친다. 일반적으로 LEO COM 위성은 pencil-type spot beam을 사용하여 좁은 영역에 집중된 신호를 제공하는 반면, LEO PNT 위성은 넓은 지역을 커버하기 위해 wide-beam 형태의 방사 특성을 갖도록 설계된다 (Kim et al. 2021, Weththasinghe et al. 2025, Lee et al. 2026). 이에 따라, 본 논문에서는 ranging 정보가 포함된 PNT 신호를 wide-beam으로 송출하는 LEO 위성을 가정한다. 그리고 송신 안테나 이득 패턴의 경우 LEO PNT 위성군 개발을 진행 중인 미국 Xona Pulsar 사의 LEO PNT 탑재체 관련 특허를 참고했으며, 해당 특허에서 기술된 right-hand circularly polarized 신호 기반 송신 안테나의 이득 패턴을 토대로 off-boresight angle을 0~52.5° 범위로 설정한다 (Grayson et al. 2024). 또한, 위성 고도는 실제 LEO 위성 운용 사례를 반영하여 1,200 km로 설정한다 (Kozhaya & Kassas 2024). 이러한 off-boresight angle과 궤도 고도 설정을 바탕으로 Eq. (1)을 통해 elevation mask angle을 20°로 가정하여 성능 분석을 진행한다.

4. 시뮬레이션 결과

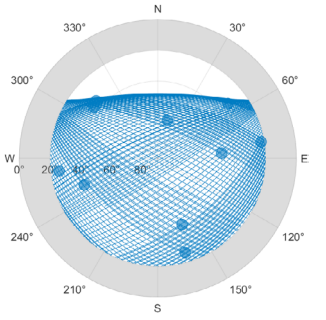
4.1 궤도면 기울기에 따른 성능 분석

Fig. 2는 궤도면 기울기 변화에 따른 지상 사용자의 Skyplot 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 이때 Skyplot은 단순히 가시위성의 존재 여부를 나타내는 것이 아니라, 지상 사용자 관점에서 가시위성이 방위각 및 고도각 영역에 어떻게 분포하는지를 확인할 수 있는 지표이다. 따라서 가시위성이 대한민국 지역 기준 전 방위각 및 고도각 영역에 고르게 분포할수록 다양한 가시위성 기하분포를 확보할 수 있으며, 이는 Dilution of Precision (DOP) 개선과 precise point positioning 수렴시간 단축에 유리하게 작용할 수 있다.

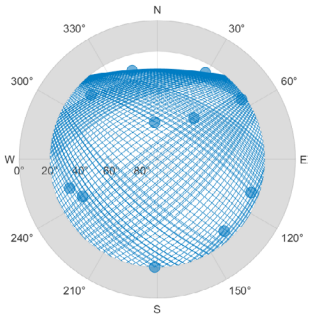
분석 결과, Walker Star 궤도 구성의 경우 대한민국 전역을 포괄하는 완전한 커버리지를 제공한다. 반면, Walker Delta 구성에서는 궤도면 기울기에 따라 상이한 커버리지 특성을 보인다. 궤도면 기울기가 45° 및 50°인 Walker Delta 궤도의 경우, 대한민국



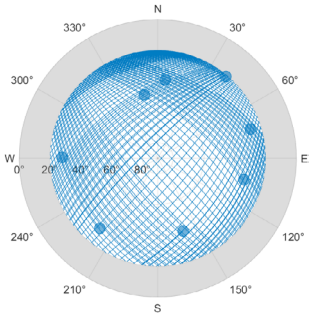
(a) Walker Star (orbital inclination 87.9°)



(b) Walker Delta (orbital inclination 45.0°)



(c) Walker Delta (orbital inclination 50.0°)



(d) Walker Delta (orbital inclination 55.0°)

Fig. 2. Skyplot results according to orbital inclination (Altitude: 1,200 km / Num. of total satellites: 250 / Num. of orbital planes: 12 / SkyPlot simulation time: 3 hours).

을 포함한 중위도 지역 영공의 북부 일부 지역에 대한 커버리지가 확보되지 않으며, 이는 위성의 기하학적 배치에 따른 DOP 성능 저하로 이어질 수 있다. 반면, 기울기 55°인 Walker Delta 궤도에서는 대한민국의 모든 영공에 대한 안정적인 커버리지 제공이

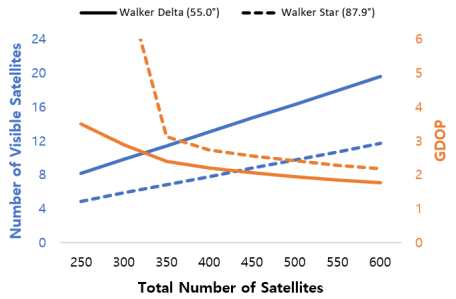


Fig. 3. Analysis of visible satellite count and GDOP variation according to the total number of LEO constellation satellites (altitude: 1,200 km / Num. of orbital planes: 12).

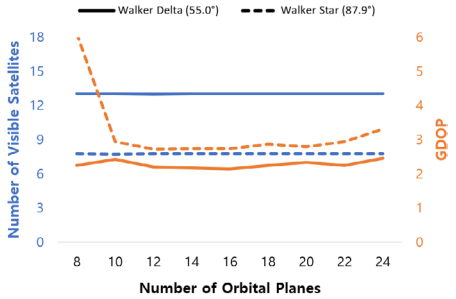


Fig. 4. Analysis of visible satellite count and GDOP variation according to the number of orbital planes for a 400-satellite LEO PNT constellation (altitude: 1,200 km / Num. of total satellites: 400).

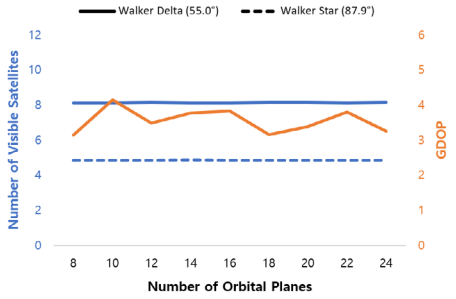


Fig. 5. Analysis of visible satellite count and GDOP variation according to the number of orbital planes for a 250-satellite LEO PNT constellation (altitude: 1,200 km / Num. of total satellites: 250).

가능함을 확인했다. 따라서, 대한민국 지역에서 안정적인 가시위성 기하 분포를 확보하기 위해서는 Walker Star 궤도 또는 기울기 55° 이상의 Walker Delta 궤도 구성이 요구된다.

4.2 총 위성 개수에 따른 성능 분석

Fig. 3은 LEO 위성군의 총 위성 개수 변화에 따른 기하학적 성능 분석 결과를 나타낸다. 총 위성 개수가 증가할수록 가시 위성 수는 많아지고 GDOP 값은 낮아지는 경향을 보인다. 동일한 총 위성 개수를 기준으로 비교했을 때 Walker Delta 궤도 구성은 Walker Star 구성에 비해 더 많은 가시 위성과 더 낮은 GDOP 값을 제공하는 것을 볼 수 있다. 아울러, 중위도 지역에서 Walker Star 궤도 구성이 Walker Delta 구성과 유사한 수준의 기하학적 성능을 확보하기 위해서는 약 150~200기의 위성이 추가로 필요하다.

4.3 궤도면 개수에 따른 성능 분석

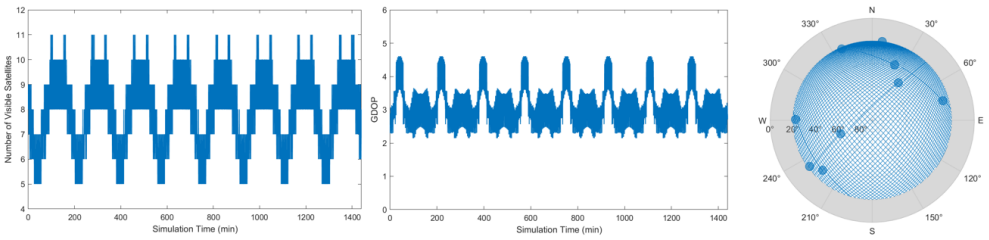
Figs. 4와 5는 각각 400기와 250기의 위성으로 구성된 LEO 위성군의 궤도면 개수 변화에 따른 기하학적 성능 분석 결과를 나타낸다. Fig. 4의 경우, 궤도면 개수는 가시 위성 수에 큰 영향을 미치지 않는 것을 확인할 수 있다. 그러나 GDOP의 경우, 특정 궤도면 개수에서 성능 저하가 발생하는 비선형적 경향을 확인했다. 구체적으로 400기 위성으로 구성된 LEO PNT 위성군 시나리오에서는 Walker Delta 구성의 경우 궤도면 개수가 20개일 때, Walker Star 구성의 경우 18개일 때 상대적으로 높은 GDOP 값을 나타냈다. 특히 Walker Star 구성의 경우, 궤도면 개수가 너무 적을 때에도 GDOP 성능에 부정적인 영향이 미치는 특성을 확인하였다. 또한, 궤도면 개수가 증가함에 따라 GDOP 성능이 점차 악화되는 경향도 관측되었으며, 이는 총 위성 수에 비해 많은 궤도면 개수가 오히려 기하학적 성능에 부정적인 영향을 미칠 수 있음을 시사한다.

Fig. 5에서도 궤도면 개수는 가시위성 수와 GDOP에 전반적으로 큰 영향을 미치지 않았으나, 특정 궤도면 개수에서 GDOP 성능 저하가 발생하는 비선형적 특성을 보였다. 구체적으로 250기 위성으로 구성된 LEO PNT 위성군 시나리오에서는 Walker Delta 구성에서 궤도면 개수가 10개일 때 GDOP 성능이 가장 크게 열화되었다. 또한 대한민국이 위치한 중위도 지역에서는 해당 시나리오의 Walker Star 구성에서 항법 측위에 필요한 최소 가시위성 수 4개를 충족하지 못하여 GDOP를 계산할 수 없음을 확인하였다. 이는 지상 사용자의 위치와 위성 개수에 적합한 궤도면 기울기 및 궤도면 개수를 신중하게 선택할 필요가 있음을 의미한다.

결론적으로 위성군의 기하학적 성능과 궤도 운용・유지보수 측면을 종합적으로 고려할 때, Walker Delta 구성에서는 8개의 궤도면, Walker Star 구성에서는 12개의 궤도면이 적절한 것으로 판단된다. 또한 Walker Star 구성에서는 지나치게 적은 수의 궤도면을 피해야 하며, 대한민국 대상 서비스 제공을 위해서는 충분한 수의 LEO 위성을 확보함으로써 안정적인 가시위성 수를 유지할 필요가 있다. 단, 이러한 결과는 특정 시나리오에서 도출된 적합한 후보 값이며 궤도면 개수가 가시위성 수와 GDOP에 미치는 영향이 상대적으로 크지 않다는 점을 고려하면, LEO PNT 위성군의 우주 부 파라미터나 비용・운용 방식에 따라 최적의 궤도면 개수는 달라질 수 있다.

4.4 한국형 LEO PNT 위성군 설계

앞선 다양한 LEO 위성군 우주 부 구성 요소에 대한 성능 분석 결과를 바탕으로, 대한민국 지역에 적합한 한국형 LEO PNT 위성군을 설계한다. 위성군 설계 시, 앞서 정의한 궤도 고도 1,200 km와 off-boresight angle 52.5° 조건을 그대로 적용하였다. 그리고 LEO 위성만을 활용하여 기존 위성항법 시스템으로부터 독립적인 PNT 서비스를 제공하기 위해서는 관측 가능한 최소 위성 수가 항상 4개 이상 확보 가능해야 하며, GDOP 값은 GPS 시스템

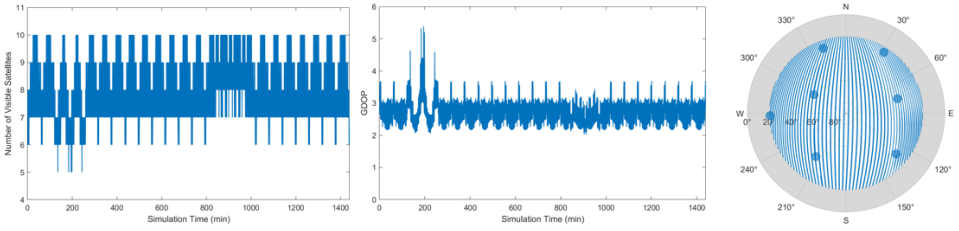


Num. of Visible Satellites Results
Average: 7.82 / Max: 11 / Min: 5
(Simulation Time: 24 hours)

GDOP Results
Average: 3.02 / Max: 4.61 / Min: 2.15
(Simulation Time: 24 hours)

SkyPlot Results
(Simulation Time: 3 hours)

Fig. 6. Geometric performance analysis results of the 240-satellite Korean LEO PNT constellation based on a Walker Delta (altitude: 1,200 km / Num. of total satellites: 240 / Orbital inclination: Walker Delta (55.0°) / Num. of orbital planes: 8).

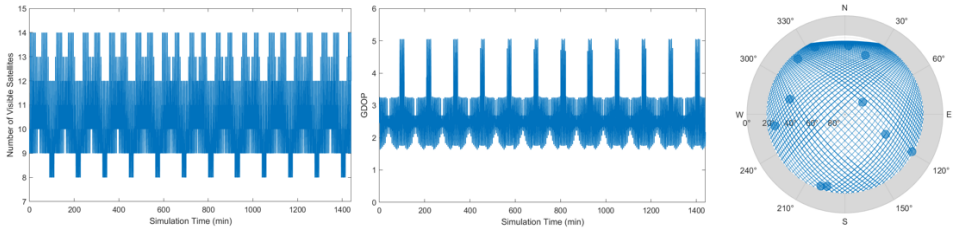


Num. of Visible Satellites Results
Average: 7.93 / Max: 10 / Min: 5
(Simulation Time: 24 hours)

GDOP Results
Average: 2.69 / Max: 5.20 / Min: 2.03
(Simulation Time: 24 hours)

SkyPlot Results
(Simulation Time: 3 hours)

Fig. 7. Geometric performance analysis results of the 408-satellite Korean LEO PNT constellation based on a Walker Star (altitude: 1,200 km / Num. of total satellites: 408 / Orbital inclination: Walker Delta (87.9°) / Num. of orbital planes: 12).



Num. of Visible Satellites Results
Average: 10.32 / Max: 14 / Min: 8
(Simulation Time: 24 hours)

GDOP Results
Average: 2.60 / Max: 5.06 / Min: 1.63
(Simulation Time: 24 hours)

SkyPlot Results
(Simulation Time: 3 hours)

Fig. 8. Geometric performance analysis results of the 252-satellite Korean LEO PNT constellation based on a Walker Delta (altitude: 1,250 km / Num. of total satellites: 252 / Orbital inclination: Walker Delta (54.0°) / Num. of orbital planes: 12).

에서 허용하는 최대 기준인 6을 초과하지 않도록 설정한다 (GPS Product Team 2014). 또한, 대한민국의 모든 영공을 균일하게 커버할 수 있는 커버리지 확보 역시 필수 조건으로 반영하였다.

Fig. 6은 이러한 모든 조건을 만족시키면서 총 위성 수를 최소화하는 것을 목표로 설계된 한국형 위성군의 결과이다. 해당 설계는 궤도면 수 8개, 궤도면 기울기 55˚의 Walker Delta 궤도, 총 240개의 위성으로 구성된다. 그러나 Fig. 6의 위성군 구성은 대한민국 인근 중위도 지역을 대상으로 설계되었기 때문에, 고위도 지역에서는 충분한 가시 위성 수와 양호한 GDOP을 제공하기에 한계가 있다. 따라서 한국 지역에 국한되지 않고 극지방까지 포함하는 전 지구적인 LEO PNT 서비스 제공을 목표로 할 경우, 위성군을 Walker Star 형태로 재구성할 필요가 있다. 이를 반영하여 설계한 결과가 Fig. 7이며, 해당 위성군은 궤도면 수 12개, 궤도면 기울기 87.9˚의 Walker Star 궤도, 총 408개의 위성으로 구성된다. 이 경우 지구 전 지역에서 최소 가시 위성 수 4개 이상과 GDOP 최대값 6 이하를 만족하는 LEO PNT 서비스 제공이 가능하다. 그러나 이를 위해 배치해야 하는 위성 수가 증가함에 따라 시스템 개발 및 운용 비용 부담이 커지는 trade-off가 존재한다. 이러한 한계를 완화하기 위한 방안으로, 최근에는 단일 궤도면 기울기 형태만을 사용하는 대신 Walker Delta와 Walker Star 궤도를 적절히 혼합하여 LEO PNT 위성군을 구성하는 해외 사례도 보고되고 있다 (Marathe et al. 2026).

한편, 앞선 Fig. 6의 240기 위성으로 구성된 한국형 LEO PNT 위성군 시나리오와는 별도로, 252기 위성 기반 시나리오도 함께 제시하였다. 해당 시나리오는 궤도 고도 1,250 km, 총 위성 개수 252기, 궤도면 기울기 54˚의 Walker Delta 궤도, 12개의 궤도면으로 구성된다. 또한 이 경우에는 증가한 궤도 고도에 부합하는 elevation mask angle인 18˚를 적용하여 위성군 성능을 분석하

Table 3. FSPL values for each constellation and frequency band based on elevation angle.

Constellation / Frequency band	Elevation angle					
	90°	60°	40°	20°	10°	0°
GPS / L-band (dB)	182.51	182.79	183.26	183.90	184.26	184.63
LEO / L-band (dB)	157.98	159.01	160.97	164.20	166.31	168.63
LEO / S-band (dB)	161.99	163.02	164.98	168.21	170.32	172.64
LEO / C-band (dB)	168.05	169.08	171.04	174.27	176.38	178.70
LEO / Ku-band (dB)	174.92	175.95	177.91	181.14	183.25	185.57

Table 4. Received power values for each constellation and frequency based on elevation angle.

Constellation / Frequency band		Elevation angle					
		90°	60°	40°	20°	10°	0°
GPS	L-band (dBW)	-157.69	-157.97	-158.44	-159.08	-159.44	-159.82
LEO-COM	L-band (dBW)	-118.21	-119.24	-121.20	-124.43	-126.54	-128.86
	S-band (dBW)	-122.22	-123.25	-125.21	-128.44	-130.55	-132.87
	C-band (dBW)	-128.28	-129.31	-131.27	-134.50	-136.61	-138.93
	Ku-band (dBW)	-135.15	-136.18	-138.14	-141.37	-143.48	-145.80
LEO-Cubesat	L-band (dBW)	-153.98	-155.01	-156.97	-160.20	-162.31	-162.31
	S-band (dBW)	-157.99	-159.02	-160.98	-164.21	-166.32	-166.32
	C-band (dBW)	-164.05	-165.08	-167.04	-170.27	-172.38	-172.38
	Ku-band (dBW)	-170.92	-171.95	-173.91	-177.14	-179.25	-179.25

Table 5. C/N_0 values for each constellation and frequency based on elevation angle.

Constellation / Frequency band		Elevation angle					
		90°	60°	40°	20°	10°	0°
GPS	L-band (dB-Hz)	45.59	45.31	44.84	44.20	43.84	43.47
LEO-COM	L-band (dB-Hz)	85.07	84.05	82.09	78.85	76.74	74.42
	S-band (dB-Hz)	81.06	80.04	78.07	74.84	72.73	70.41
	C-band (dB-Hz)	75.01	73.98	72.02	68.79	66.68	64.36
	Ku-band (dB-Hz)	68.14	67.11	65.15	61.92	59.81	57.48
LEO-Cubesat	L-band (dB-Hz)	49.30	48.27	46.31	43.08	40.97	38.65
	S-band (dB-Hz)	45.29	44.26	42.30	39.07	36.96	34.64
	C-band (dB-Hz)	39.24	38.21	36.25	33.02	30.91	28.59
	Ku-band (dB-Hz)	32.36	31.34	29.38	26.14	24.03	21.71

였으며, 그 결과는 Fig. 8에 제시하였다. 분석 결과, 해당 시나리오 역시 대한민국 지역에 적합한 커버리지를 제공하며, 최소 가시위성 수 4개 이상과 최대 GDOP 값 6 이하의 성능 조건을 충족함을 확인하였다. 이는 240기 시나리오와 252기 시나리오가 유사한 설계 방향을 가지면서도, 우주 부 구성 요소 측면에서는 서로 다른 파라미터 조합으로 구현될 수 있음을 보여준다. 따라서 한국형 LEO PNT 위성군 설계를 위해서는 각 설계 변수의 상호 연관성을 고려한 종합적 접근이 필요하다.

4.5 한국형 LEO PNT 위성군 Link Budget 및 Doppler Effect 성능 분석

Figs. 9–10과 Tables 3–5는 앞서 제안한 한국형 LEO PNT 위성군을 기반으로 수행한 link budget 성능 분석 및 수치적 결과를 나타낸다. 우선 FSPL 분석 결과 (Fig. 9, Table 3), 동일한 L 대역을 사용하는 GPS와 LEO 위성을 가정하여 비교했을 때, elevation angle 90° 기준, 궤도 고도가 상대적으로 낮은 LEO 위성이 약 24.53 dB 낮은 FSPL을 보이는 것으로 나타났다. 또한, 동일한 궤도 고도(1,200 km) 조건에서 사용 주파수가 낮을수록 FSPL이 감소하는 경향을 보였다. 구체적으로, L 대역을 사용할 경우 S, C, Ku 대역 대비 각각 4.01 dB, 10.07 dB, 16.94 dB 낮은 FSPL를 관측하였다. 아울러 elevation angle이 증가할수록 FSPL이 감소하는 경향을 확인하였다. 동일한 L 대역 기준, GPS의 elevation angle 0°와 90° 간 FSPL 변화 폭은 2.12 dB에 불과했으나, LEO 위성은 10.65 dB의 변화 폭을 보였다. 이는 elevation angle 변화에 따른 FSPL 변동성이 GPS 대비 LEO 위성에서 훨씬 크게 나타남을 시사한다.

이러한 FSPL의 변화 양상은 received signal power 및 C/N0에 직접적인 영향을 미친다 (Fig. 10, Tables 4–5). Table 2에서 나타낸 강한 송신 전력과 높은 송신 안테나 이득을 갖는 LEO-COM 위성 시나리오의 경우, elevation angle이 90°일 때, GPS 대비 더 높은 received signal power (L 대역: +39.48 dBW, S 대역: +35.47 dBW, C 대역: +29.41 dBW, Ku 대역: +22.54 dBW)와 C/N0 (L 대역: +39.48 dB-Hz, S 대역: +35.47 dB-Hz, C 대역: +29.42 dB-Hz, Ku 대역: +22.55dB-Hz)를 제공하는 것으로 나타났다. 반면, 상대적으로 낮은 송신 전력과 송신 안테나 이득을 가진 LEO-CubeSat 위성 시나리오는 elevation angle 90°에서 L 대역 보다 높은 중심 주파수 대역(S/C/Ku 대역)을 사용할 경우, GPS 대비 낮은 received signal power (S 대역: −0.30 dBW, C 대역: −6.36 dBW, Ku 대역: −13.23 dBW)와 C/N0 (S 대역: −0.30 dB-Hz, C 대역: −6.35 dB-Hz, Ku 대역: −13.23 dB-Hz)를 보였다. 하지만 L 대역을 사용할 경우에는 GPS보다 약 +3.71 dBW 높은 received signal power와 +3.71 dB-Hz 높은 C/N0를 제공하는 것으로 분석되었다. 또 다른 특징으로는, L 대역을 사용하는 LEO CubeSat

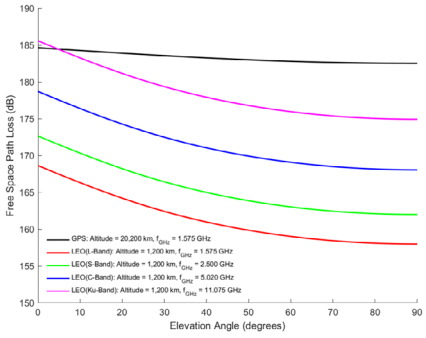


Fig. 9. Analysis of FSPL trends according to elevation angle for each scenario (GPS-L band, LEO-L band, LEO-S band, LEO-C band, LEO-Ku band).

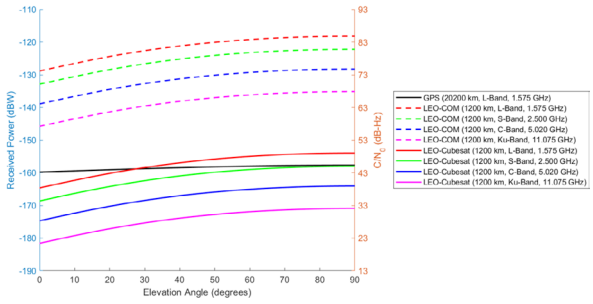
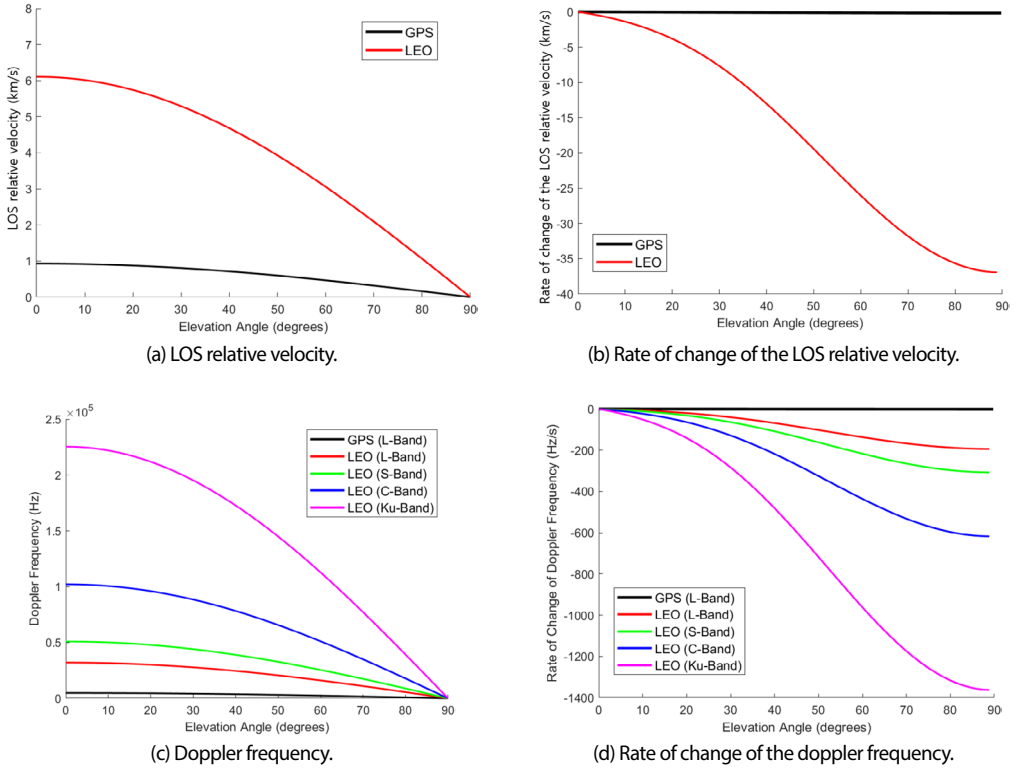


Fig. 10. Analysis of received signal power and C/N0 trends according to elevation angle for each scenario (GPS, LEO-COM, LEO-CubeSat).



(a) LOS relative velocity.

(b) Rate of change of the LOS relative velocity.

(c) Doppler frequency.

(d) Rate of change of the doppler frequency.

Fig. 11. Analysis of doppler effect trends according to elevation angle for each scenario (GPS-L band, LEO-L band, LEO-S band, LEO-C band, LEO-Ku band).

시나리오에서 elevation angle이 27° 이상인 상황에서만 GPS보다 우수한 수신 성능을 확보할 수 있음을 확인했다. 이는 LEO CubeSat 기반 PNT 시스템이 GPS 대비 우수한 성능을 제공하기 위해서는 보다 높은 송신 전력 또는 향상된 송수신 안테나 이득 설계가 요구됨을 시사한다. 아울러 elevation angle 증가에 따라 received signal power와 C/N0가 함께 증가하는 경향을 확인했다. 특히, 앞선 FSPL 경향성 분석과 동일하게 LEO 위성은 GPS 대비 elevation angle 변화에 따른 수신 성능 변화 폭이 더 크며, L 대역에 대한 elevation angle 20°와 90° 간의 received signal power 차이는 6.22 dBW로, 이는 GPS 대비 약 4.5배 더 큰 변화 폭에 해당한다. 이러한 결과는 LEO PNT 수신기 설계 관점에서 사용자 위치에 따른 수신 전력 불균형 문제를 보완하거나 수신 신호 세기의 변화 폭을 고려한 고성능 수신기 설계가 필요하다. 또한, LEO 위성의 송신 안테나 관점에서 지상 커버리지 내 수신 위치에 따른 수신 전력의 불균형을 안테나 이득 조정 및 빔 패턴 최적화를 통해 보상하여 균일한 수신 전력이 제공될 수 있는 적절한 안테나 이득 패턴 설계가 필요함을 시사한다.

Fig. 11과 Table 6은 Doppler Effect 성능 분석 및 수치적 결과를 나타낸다. 궤도 고도가 매우 낮은 LEO 위성은 더 빠른 공전 속도를 갖는다는 점에서 GPS 대비 최대 약 6.6배 높은 Line of Sight (LOS) relative velocity와 약 205배 큰 LOS relative velocity 변화율을 보인다. 이와 같은 LOS relative velocity 특성은 Doppler Frequency에도 큰 영향을 미친다. L 대역을 사용하는 LEO 위성의 경우 Doppler Frequency는 GPS 대비 최대 6.6배까지 증가하

Table 6. Doppler effect max values for each constellation and frequency.

Max value	GPS	LEO			
	L-band	L-band	S-band	C-band	Ku-band
LOS relative velocity (km/s)	0.93	6.11			
Rate of change of the LOS relative velocity (m/s^2)	0.18	36.91			
Doppler frequency (kHz)	4.88	32.06	50.88	102.17	225.41
Rate of change of the Doppler Frequency (Hz/s)	0.94	193.84	307.60	617.67	1,362.68

고, S 대역은 최대 10.4배, C 대역은 최대 21.0배, Ku 대역은 최대 46.2배까지 증가하는 것을 확인했다. 또한 Doppler Frequency 변화율의 경우, L 대역에서는 GPS 대비 최대 207.4배, S 대역은 최대 329.0배, C 대역은 최대 660.6배, Ku 대역은 최대 1,457.6배까지 증가하는 경향을 확인했다. 따라서, 향후 LEO PNT 수신기 개발 시 매우 높은 Doppler Effect 특성을 고려해야 하며, 이를 통해 안정적인 신호 획득과 추적이 가능하도록 설계되어야 한다.

5. 결론

본 논문에서는 LEO PNT 위성군의 성능을 기하학적 특성, link budget, Doppler Effect 등 다양한 관점에서 종합적으로 분석하였다. 이를 위해 궤도면 기울기, 궤도면 개수, 총 위성 수 등의 위성군 설계 요소에 따른 기하학적 성능 경향성을 확인했으며, 성능 분석 결과를 토대로 대한민국 중위도 지역에 적합한 한국형 LEO PNT 위성군 구성안을 제안하였다. 제안된 구성은 궤도 고도 1,200 km, 궤도면 수 8개, 궤도면 기울기 55°, 총 위성 수 240개인 Walker Delta 구조이며, 최소 4기 이상의 가시 위성을 확보하고, GDOP 값이 6 이하를 유지하며, 대한민국의 모든 영공을 균일하게 커버할 수 있음을 확인하였다.

해당 구성안을 기반으로 수행된 link budget 분석에서는 송신 성능이 우수한 LEO COM 위성의 경우 GPS 대비 더 높은 수신 전력 및 C/N_0 확보가 가능함을 확인했다. 그러나 송신 전력 및 안테나 이득이 낮은 CubeSat 기반의 LEO 위성의 경우, 중심 주파수와 관측 elevation angle에 따라 GPS보다 열악한 수신 성능을 보일 수 있다. 이에 따라, 적절한 중심 주파수 선택과 LEO 위성 탑재체 on-board 설계를 병행함으로써 안정적인 시스템 성능 확보가 필요하다.

LEO 위성은 빠른 공전 속도로 인해 GPS 대비 현저히 큰 Doppler Frequency 및 변화율을 가진다는 점에서 LEO PNT 수신기 설계 시 고속 Doppler 추적 성능 확보가 필수적이다. 따라서, 향후 LEO 기반 PNT 시스템의 실효적 운용을 위해서는 위성군 설계뿐 아니라 송/수신기 하드웨어 성능, 신호 처리 알고리즘 등 다양한 요소의 통합적 고려가 필요하다.

앞선 분석 결과 중에서 주의해야 할 점은, 본 논문에서 제시한 한국형 LEO PNT 위성군 설계는 하나의 방향성을 제시하는 참조안일 뿐, 절대적인 구성안이 아니다. 그리고 본 논문에서 분석한 LEO-CubeSat 시나리오는 LEO PNT 위성 개발에 앞서 실험 목적으로 발사 및 운용하는 경제적인 소규모 실험 위성을 가정한 것으로, 실제 운용될 LEO PNT 시스템은 보다 강한 수신 전력과 높은 안테나 이득을 통해 다른 성능을 나타낼 수 있다. 또한, 특정 해외 LEO PNT 개발 사례를 참고하여 수행된 본 논문의 분석 결과를 LEO PNT 시스템의 일반적인 성능으로 일반화해서는 안 된다. LEO PNT 위성군의 실제 설계는 운용 목적, 환경, 위성 하드웨어 성능 등에 따라 달라질 수 있으며, 이에 따라 요구되는 우주 부 설계 요소와 목표 성능 역시 상이할 수 있다. 따라서 한국형 LEO PNT 위성군의 설계 및 구축을 위해서는 다양한 설계 요소를 종합적으로 고려하고, 설계 요소별 명확한 목표 성능을 확립한 뒤, 해당 목표를 만족하는 범위 내에서 최적의 위성군 구성을 도출하는 최적화 설계가 병행되어야 한다.

끝으로, 본 논문에서는 궤도면 기울기, 궤도면 수, 총 위성 수를 중심으로 LEO PNT 위성군의 기하학적 성능, link budget, Doppler Effect 관점에서 분석하였으나, 위성군 성능에 영향을 미치는 요소는 이 외에도 다양하게 존재한다. 특히 궤도 고도와 LEO 위성에 탑재된 송신 안테나의 이득 패턴 및 off-boresight angle은 수신 전력, 커버리지, DOP 성능 등 전반적인 성능에 중대한 영향을 미치는 요소임에도 불구하고, 본 연구에서는 그 분석을 포함하지 않았다. 따라서 이 두 요소에 대한 보다 심층적인 성능 분석이 이루어져야 할 것이다. 또한, 현재 개발 중인 LEO PNT 위성군은 기존 GNSS와의 연계를 통해 다층 구조(multi-layered)의 항법 서비스 제공을 지향하고 있으며, 이는 전 세계적으로 공통된 개발 방향으로 자리 잡고 있다 (Kunzi et al. 2023). 이러한 흐름 속에서, 우리나라가 개발 중인 Korean Positioning System (KPS)를 중심으로, 우방국의 GNSS인 GPS와 Galileo, 그리고 본 논문에서 제안한 한국형 LEO PNT 위성군을 통합한 한국형 multi-layered 항법 시스템 구축을 고려할 수 있다 (MSIT 2022). 이에 따라, 본 논문에서 수행한 단일 LEO 위성군에 대한 분석을 넘어서, 상기 시스템 간 통합 운용을 고려한 한국형 다층 항법 체계에 대한 종합적 성능 분석이 필요하다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 한화에어로스페이스(주) 연구개발과제 (CT250414003)의 지원을 받아 일부 수행됨.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, Lee, H.-J. and Won, J.-H.; methodology, Lee, H.-J. and Won, J.-H.; software, Lee, H.-J.; validation, Lee, H.-J. and Won, J.-H.; formal analysis, Lee, H.-J.; investigation, Lee, H.-J.; resources, Lee, H.-J. and

Won, J.-H.; data curation, Lee, H.-J.; writing—original draft preparation, Lee, H.-J.; writing—review and editing, Lee, H.-J. and Won, J.-H.; visualization, Lee, H.-J.; supervision, Won, J.-H.; project administration, Won, J.-H.; funding acquisition, Won, J.-H.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Al Homssi, B., Al-Hourani, A., Wang, K., Conder, P., Kandeepan, S., et al. 2022, Next generation mega satellite networks for access equality: Opportunities, challenges, and performance, IEEE Communications Magazine, 60, 18-24. https://doi.org/10.1109/MCOM.001.2100802

Baktur, R. 2022, CubeSat link budget: Elements, calculations, and examples, IEEE Antennas and Propagation Magazine, 64, 16-28. https://doi.org/10.1109/MAP.2022.3201250

Çelikbilek, K. & Lohan, E. S. 2024, A performance study on the combination of available GNSS and potential LEO-PNT constellations, IEEE Access, 12, 162909-162917. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3490892

Choi, B., Song, Y.-J., Lee, S., & Won, J.-H. 2023, Design of a fully reconfigurable multi-constellation and multi-frequency GNSS signal generator, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 12, 295-306. https://doi.org/10.11003/JPNT.2023.12.3.295

Ferral, A., Bonansea, M., Scavuzzo, C. M., Nemiña, F., Burgos Paci, M., et al. 2024, Bringing satellite and nanotechnologies together: Unifying strengths against pollution and climate change, Frontiers in Nanotechnology, 6, 1332820. https://doi.org/10.3389/fnano.2024.1332820

Ferre, R. M., Praks, J., Seco-Granados, G., & Lohan, E. S. 2022, A feasibility study for signal-in-space design for LEO-PNT solutions with miniaturized satellites, IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems, 3, 171-183. https://doi.org/10.1109/JMASS.2022.3206023

FrontierSI 2024, State of the Market Report — Low Earth Orbit Positioning Navigation and Timing (LEO PNT), 2024 Edition (v1.1) [Internet], cited 2025 Mar 30, available from: https://frontiersi.com.au/wp-content/uploads/2025/01/FrontierSI-State-of-Market-Report-LEO-PNT-2024-Edition-v1.1.pdf

GPS Product Team 2014, Global Positioning System (GPS) Standard Positioning Service (SPS) Performance Analysis Report, Report #86, FAA William J. Hughes Technical Center — WAAS NSTB. [Internet], cited 2025 Mar 30, available from: https://www.nstb.tc.faa.gov/reports/pan86_0714.pdf

Grayson, R. M., Neish, A. M., & McGhee, J. E. 2024, Generation and transmission of navigation signals, U.S. Patent 11,899,120 (Feb. 13, 2024). Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office. https://patents.google.com/patent/US11899120B2/en

Jee, G.-I., Lee, Y. J., Jang, J., Lee, C., & Jung, B. 2026, Multi-Objective Optimization-Based Design of a Low-Earth-Orbit Satellite Constellation to Enhance KPS Performance, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 15, 63-74. https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.1.63

Kaplan, E. D. & Hegarty, C. J. 2006, Understanding GPS: Principles and Applications, 2nd ed. (Norwood, MA: Artech House).

Kim, E., Roberts, I. P., Iannucci, P. A., & Andrews, J. G. 2021, Downlink analysis of LEO multi-beam satellite communication in shadowed Rician channels, in Proceedings of IEEE GLOBECOM 2021, Madrid, Spain, 7-11 Dec 2021. https://doi.org/10.1109/GLOBECOM46510.2021.9685293

Kozhaya, S. & Kassas, Z. M. 2024, A first look at the OneWeb LEO constellation: Beacons, beams, and positioning, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 60, 7528-7534. https://doi.org/10.1109/TAES.2024.3410252

Kunzi, F., Braun, B., Markgraf, M., & Montenbruck, O. 2023, A GNSS-synchronized satellite navigation payload for LEO PNT, in Proceedings of ION GNSS+ 2023, Denver, CO, 11-15 Sep 2023, pp.1425-1435. https://doi.org/10.33012/2023.19322

Ledesma, O., Lamo, P., & Fraire, J. A. 2024, Trends in LPWAN technologies for LEO satellite constellations in the NewSpace context, Electronics, 13, 579. https://doi.org/10.3390/electronics13030579

Lee, H.-J., Song, Y.-J., Lee, S., & Won, J.-H. 2025, Performance analysis of LEO PNT constellations, in 2025 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), Salt Lake City, UT, USA, 28 Apr-1 May 2025, pp.404-409. https://doi.org/10.1109/PLANS61210.2025.11028449

Lee, H.-J. & Won, J.-H. 2026, LEO PNT –Part 1, Technology Trends in LEO PNT System Operation Methods and Payload Configuration, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 15, 3, 507-519. https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.507

Lee, H.-J., So, H. & Won, J.-H. 2026, LEO PNT -Part 2, Analysis of Satellite Geometry and Link Characteristics for Assessing the PNT Applicability of Operational Commercial LEO Constellations, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 15, 3, 521-529. https://doi.

org/10.11003/JPNT.2026.15.3.521

Li, M., Xu, T., Guan, M., Gao, F., & Jiang, N. 2022, LEO-constellation-augmented multi-GNSS real-time PPP for rapid re-convergence in harsh environments, GPS Solutions, 26, Article 29. https://doi.org/10.1007/s10291-021-01217-9

Marathe, T., Reid, T. G. R., Tantry, S., & O'Meara, M. 2026, Xona Pulsar Single-Satellite Positioning: System Perspective and Experimental Validation, In Proceedings of the 2026 International Technical Meeting of The Institute of Navigation, Anaheim, CA, 26-29 Jan 2026, pp.142-154. https://doi.org/10.33012/2026.20507

Misra, P. & Enge, P. 2011, Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance, Rev. 2nd ed. (Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press). https://books.google.co.kr/books/about/Global_Positioning_System.html?id=5WJOywAACAAJ&redir_esc=y

MSIT 2022, In the era of the space economy, Korea begins developing a satellite navigation system [Internet], cited 2025 Mar 28, available from: https://www.msit.go.kr/bbs/view.do?sCode=user&mId=113&mPid=112&pageIndex=&bbsSeqNo=94&nttSeqNo=3181928

Prol, F. S., Ferre, R. M., Saleem, Z., Välisuo, P., Pinell, C., et al. 2022, Position, navigation, and timing (PNT) through low Earth orbit (LEO) satellites: A survey on current status, challenges, and opportunities, IEEE Access, 10, 83971-84002. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3194050

Reuters 2026, Starlink plans to lower satellite orbit to enhance safety in 2026 [Internet], cited 2026 Jan 2, available from: https://www.reuters.com/business/aerospace-defense/starlink-plans-lower-satellite-orbit-enhance-safety-2026-2026-01-01/

Secher, P. 2021, OneWeb Non-Geostationary Satellite System (LEO) Phase 2: Amended Modification to Authorized System — Attachment B: Technical Information to Supplement Schedule S, U.S. Federal Communications Commission filing. https://fcc.report/IBFS/SAT-MPL-20210112-00007/3493913.pdf

Su, M., Su, X., Zhao, Q., & Liu, J. 2019, BeiDou augmented navigation from low Earth orbit satellites, Sensors, 19, 198. https://doi.org/10.3390/s19010198

Weththasinghe, K., Ngo, Q. T., He, Y., & Jayawickrama, B. 2025, Optimizing beam size in multibeam LEO satellite networks: Addressing inter-beam interference, Doppler shift, and frequency reuse, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 61, 5871-5884. https://doi.org/10.1109/TAES.2024.3522870

Won, D., Lee, E., & Choi, C. 2024, Study on Multi-layer PNT through LEO PNT for Enhancing Korean Satellite Navigation, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 13, 365-378. https://doi.org/10.11003/JPNT.2024.13.4.365



Hyun-Jung Lee is a M.S. student of the Autonomous Navigation Laboratory, Electrical and Computer Engineering at Inha University, South Korea. He received B.S. degree from Inha University in 2024. His research interest is LEO PNT architecture.



Jong-Hoon Won received the Ph.D. degree in the Department of Control and Instrumentation Engineering from Ajou University, Korea, in 2005. After then, he had worked with the Institute of Space Technology and Applications at University Federal Armed Forces (UFAF) Munich, Germany. He was nominated as Head of GNSS Laboratory in 2011 at the same institute and then tenured since 2014. And also he was involved in lectures on advanced receiver technology at Technical University of Munich (TUM) since 2009. He is currently a professor of the Department of Electrical and Electronic Engineering at Inha University. His research interests include GNSS signal design, receiver, navigation, target tracking systems, self-driving cars and LEO PNT.

JPNT 15(3), 543-549 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.543

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

항법전(NAVWAR) 정책과 국방위성항법 기술 동향

소형민†

Navigation Warfare (NAVWAR) Policies and Satellite Navigation Technology Trends for Military Application

Hyoungmin So†
Agency for Defense Development, Daejeon 34186, Korea

ABSTRACT

Satellite navigation (GNSS)-based Positioning, Navigation, and Timing (PNT) information has become a core national infrastructure underpinning not only defense but also society and the economy as a whole. Recently, jamming and spoofing incidents against satellite navigation have surged in the real world and the threat is no longer theoretical. The United States has codified the policy concept of Navigation Warfare (NAVWAR) at the level of federal law, presidential directive, DoD instruction, and policy documents, and uses it to mandate Assured PNT. This paper introduces the legal and policy framework for NAVWAR and analyzes the Blue Force Electronic Attack (BFEA) concept, which arises from the civil/military frequency separation of GNSS signals and motivates dedicated military signal use. The paper further surveys recent trends in ground/receiver and satellite technologies developed to implement NAVWAR.

Keywords: Navigation Warfare, NAVWAR, PNT, GNSS, satellite navigation
주요어: 항법전, NAVWAR, PNT, 전지구위성항법시스템, 위성항법

1. 서론

위성항법시스템(GNSS)이 제공하는 Positioning, Navigation and Timing (PNT) 정보는 항공, 해상, 통신, 금융, 전력 등 국가 기반시설 전반에 이용되는 국가기반체계로 자리잡았다. 하지만 무상으로 제공되는 다수의 위성항법시스템으로 인해 중요성 대비 인식이 따르지 못하는 '보이지 않는 유틸리티'로 평가되기도 한다. 미국 대통령 행정명령에서 Global Positioning System (GPS) 기반 PNT 서비스에 대한 교란이 국가・경제・안보 전반에 악영향을 미칠 수 있음을 명시하는 등 핵심적인 기반체계로써의 위성항법에 대한 운용 및 대응이 요구된다 (The White House 2020). 국가 방위의 역할을 수행하는 국방 분야에서 위성항법의 역할은 더욱 중요하다. 현대전에서 PNT 정보는 이미 감시정찰, 지휘통제, 플랫폼 운용, 정밀유도무기 운용의 핵심 인프라이며, 향후 무인・자율화 무기체계가 확대됨에 따라 그 중요성은 더욱 커질 것으로 전망된다.

위성항법 사용에 있어서의 한계는 매우 미약한 지상수신세기로 인한 재밍 취약성과 공개된 신호체계에 대해 거짓 신호를 방송하는 기만 취약성이다. 실제로 우크라이나-러시아 전쟁에서는 양측이 드론 대응을 위해 광범위한 GPS 재밍/기만을 운용하는 것으로 알려져 있으며, 러시아의 우크라이나 드론 대응 재밍/기만 사례도 보고되고 있다 (Abdurasulov 2023). 이러한 교란의 영향은 지상 뿐만 아니라 저궤도 큐브위성에까지 영향을 미친 사례도 확인된다 (Waterman 2025). 중동 지역에서는 2026년 2월 미국-이스라엘과 이란 간 무력충돌 이후 걸프 상공의 GPS 교란 피해 항공기 수가 급증한 것으로 보고되었다 (Baraniuk 2026). 국내에서도 북한에 의한 GPS 교란으로 민항기 및 선박 항로 이탈 (Goward 2024), 군 무인정찰기 추락 등의 피해 사례가 지속적으로 보고된다 (Newsis 2025).

이러한 위협에 대응하기 위해 항재밍, 항기만 기술이 국내외

Received Jul 10, 2026 **Revised** Jul 29, 2026 **Accepted** Aug 05, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: hyoungmin.so@gmail.com

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

Table 1. U.S. legal and policy framework related to Navigation Warfare.

Category	Document	Year	Key provisions
Federal law	10 U.S.C. §2281 (Global Positioning System)	2011	Mandates development of measures to prevent hostile GPS use while ensuring GPS use capability for U.S. and allied forces
Federal law (budget provision)	NDAA FY2011 §913 (10 U.S.C. §2281 note)	2011	Prohibits budget appropriation for procurement of new GPS user equipment incapable of receiving M-code after FY2017
DoD policy document	Strategy for the DoD PNT enterprise	2018	Presents offensive/defensive NAVWAR operations
Presidential executive order	Executive Order 13905	2020	States that PNT disruption affects national, economic, and security interests; calls for strengthened national resilience
DoD instruction	DoD Instruction 4650.08 "PNT and NAVWAR"	2020	Establishes NAVWAR-Compliance requirements; defines PNT protection levels (Level 0-3)
Presidential space policy directive	Space Policy Directive-7 (SPD-7)	2021	Calls for enhanced NAVWAR capability; prohibits degradation of civil/commercial services; states no guarantee of reliability for foreign PNT services

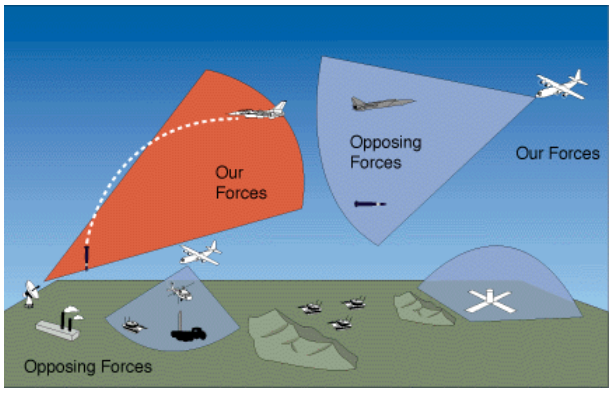


Fig. 1. Concept of the Navigation Warfare (NAVWAR ACTD 2001).

에서 활발히 연구 중인 가운데, 해외에서는 개별 기술에 대한 개발 외에도 항법전(Navigation Warfare, NAVWAR)이라는 개념을 수립하여 항재밍/항기만 기술 개발 뿐만 아니라 무기체계 개발과 운용 전반에서 안정적인 PNT 정보 제공을 위한 정책을 제시하고 있다. 미국은 GPS의 국방 활용에 관하여 연방법, 대통령 행정지시, 국방부 훈령 등을 통해 정의하며, PNT 관련 무기체계 획득 사업에서 항법전 요구조건을 만족하도록 하는 등의 규정을 확인할 수 있다 (DoD 2020). 본 논문은 국내에서 상대적으로 생소한 항법전의 정책적 정의와 법・제도적 근거를 조사하여 정리하고, 민/군 신호 분리에 기반한 아군에 의한 전자전 공격(Blue Force Electronic Attack, BFEA) 개념과 이로부터 파생되는 군 전용 신호 사용의 필요성과 항법전을 위한 PNT 자주권에 대해 기술한다. 그리고 이를 구현하기 위한 체계 기술 및 지상/수신기 위성 요소 기술의 최근 개발 동향을 소개한다.

논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 항법전의 정의, 법・제도적 근거, 관련 정책을 소개하고, 3장에서는 항법전 대응을 위한 체계기술, 4장에서는 항법전 대응 요소 기술 개발 동향을 소개하고, 5장에서 결론을 맺는다.

2. 미국의 항법전 개념

미 국방부는 항법전을 우주, 사이버공간, 전자기 스펙트럼 작전을 통합적으로 운용하여 아군의 PNT 사용을 보장하고 적의 PNT 사용을 거부하는 활동으로 정의하며, Fig. 1과 같이 다음 세가지 목표를 제시하였다. 1) 아군 PNT 사용의 보장(Protection of allied military use), 2) 적대세력의 PNT 사용 차단(Prevention of hostile use), 3) 전장 외 지역 민간의 평화적 사용 보장(Preservation of civil use outside an area of conflict) (DoD 2018). 이와 같이 항법전은 재밍대응 또는 기만대응과 같은 기술적인 수준의 접근이 아니라 아군 보장, 적 거부, 민간 보호라는 세 축을 동시에 만족시키기 위한 정책적 기준과 체계를 정의하는 프레임워크로 정의된다. 보다 구체적으로 항법전에 대한 내용을 기술한 미국의 문서들을 Table 1에 정리하였다.

2.1 관련 법령 및 대통령 행정지시

연방법 10 U.S.C. §2281(Global Positioning System)에서는 항법전이라는 용어를 사용하지는 않지만 GPS의 국방 활용에 관해 항법전에 준하는 내용을 정의하고 있다 (U.S. Congress 2011a). 해당 조항은 국방부 장관으로 하여금 적대적 GPS 사용을 방지하는 조치를 개발하는 동시에, 미군 및 동맹국의 GPS 사용 능력을 보장하도록 규정하고 있다. 이는 항법전의 핵심 개념인 '차단'과 '보장'이 법률 수준에서부터 요구사항으로 명시되어 있음을 보여준다.

이 조항은 선언적 규정에 그치지 않고, 실제 예산 집행에 관한 규정과 이어진다. 연방법 §913(10 U.S.C. §2281 note)은 2017 회계연도 이후 M코드 수신 기능이 없는 GPS 사용자 장비를 신규로 구매하는 데에는 국방부 예산이 편성되거나 집행될 수 없다고 명시한다 (U.S. Congress 2011b). 즉, 2017년을 기점으로 미군에 새로 전력화되는 모든 GPS 수신기는 예외적 면제가 없는 한 반드시 M코드 수신 기능을 갖추어야 하며, 이를 위반하는 조달 사업에는 예산 지출 권한 자체가 발생하지 않도록 하였다. 이는 항법전 요구조건이 정책 선언이나 훈령 수준을 넘어, 실질적으로 예산 통제를 통해 무기체계 획득 과정으로 실현되었다고 이해할 수 있다. 하지만 실제로는 M코드 개발이 지연되면서 예외적 면제가 일정기간 지속되어 해당 법령의 실효는 2017년 보다 더 지연된 것으로 알려져 있다.

대통령 우주정책지시 제7호(Space Policy Directive-7, SPD-7)에는 미국 정부 우주 기반 PNT 서비스에 대한 적대적 사용을 거부하는 NAVWAR 능력을 증진하되 군사작전 지역 외에서는 민간・상용 서비스 성능 저하를 유발하지 않도록 명시하여, 항법

Table 2. Notional PNT conditions and capabilities for NAVWAR compliance (DoD 2020).

Level	Condition	PNT capability
0	**Low** - mission accomplished without precision PNT	**No Special PNT Protection** - Commercial GPS Standard Positioning Service (SPS) without authentication, unkeyed military GPS receivers in SPS mode, any GNSS Open Service signals, or other PNT sources not previously considered and accepted for use by the DoD
1	**Moderate** - mission accomplished at slightly degraded level (slower pace, reduced weapon selection, some collateral damage) without precision PNT	**Limited PNT Access** - Keyed P(Y) and M-Code equipment, other trusted signals (with authentication), or accepted signals of opportunity which may be available
2	**High** - mission accomplished at degraded level (slower pace, limited selection of precision weapons, collateral damage, fratricide) without precision PNT	**Assured PNT in Challenged Environments** - Keyed M-Code or P(Y)-Code receivers with self-contained PNT source(s), authorized foreign GNSS through Memorandum of Agreement with DoD, or approved terrestrial RF navigation signals
3	**Extremely High** - mission accomplished at an extremely degraded level (very slow pace, no use of precision weapons, imminent danger of collateral damage/fratricide) without precision PNT	**Assured PNT in Severe Environments** - Keyed GPS M-Code or P(Y)-Code receivers [assumes use of assistive technology and AI augmentations] or self-contained PNT source(s) operating within its/their effective performance envelope(s)

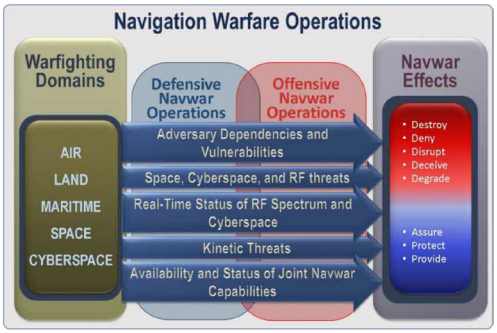


Fig. 2. Defensive and Offensive NAVWAR Operations (DoD 2018).

전을 직접적으로 언급하고 지속 발전을 요구하였다 (The White House 2021). 이 정책지시에서는 외국의 우주 기반 PNT 서비스에 대해 미국 정부가 그 신뢰성이나 진위 여부를 보장하지 않는다고 명시되어, 자국의 군용 GPS 신호 이외의 PNT서비스에 대한 의존을 제한하는 정책 방향을 확인할 수 있다.

2.2 국방부 훈령 및 정책서

국방부의 DoD Instruction 4650.08 "PNT and NAVWAR" 문서는 항법전 기반의 구체적인 획득, 운용을 규정하고 있다 (DoD 2020). 본 문서에서는 PNT 정보를 생산・이용하는 모든 프로그램이 'NAVWAR-Compliant' 요건을 만족해야 한다는 내용을 명시하고 있으며, 요건 만족을 위한 절차를 제시하고 임무 조건에 따라 요구되는 PNT 방호 수준(Level 0~3)을 정의하여 각 수준에 맞는 위성항법 사용 기준을 제시하였다. 본 문서에서도 전투・전투지원 작전에서 민간・상용・외국 시스템을 주된 PNT 정보 획득 수단으로 사용하는 것은 원칙적으로 승인되지 않는다고 명시하여 SPD-7과 일관되게 자주적인 PNT 획득 정책을 확인할 수 있다. Table 2는 PNT 운용 조건 수준에 따른 PNT 능력을 정의한 표이다. 가장 낮은 수준(Level 0)에서는 별도의 PNT 보호가 불필요하고 이에 따라 상용 GNSS를 사용할 수 있다고 정의하고 있다. 하지만 방호 수준이 높아질수록 신호인증이 적용된 위성항법신호, 국가간 협약에 근거한 외국 위성항법 신호 등 PNT 요구 능력이 단계적으로 고도화되고, 가장 높은 수준(Level 3)에서는 암호키가 장입된 군용 GPS만 허용 가능한 것을 확인할 수 있다.

국방부 정책서인 "Strategy for the DoD PNT Enterprise"는 Fig. 2와 같이 항법전 대응 기술을 공세적(Offensive), 방어적(Defensive) 작전으로 구분하고, 육상, 해상, 공중, 우주, 사이버 전장에서 항법전 우위를 점하여 아군에 안정적인 PNT 정보를 제공하고 적군의 PNT 능력을 무력화시키는 개념을 제시하였다 (DoD 2018). 해당 문서에서는 공세적/방어적 항법전 수행을 위한 미국방부의 역할을 제시하였으며 GPS M코드 수신기를 신속 배치하여 GPS 현대화를 통한 전자전 능력을 완전히 확보해야 한다는 점을 강조하고 있다.

3. 항법전 대응 체계 기술

항법전이 정의하는 아군의 사용 보장과 적에 의한 사용을 배제 목적을 동시에 달성할 수 있는 기술적 근거는 위성항법 신호 체계의 암호화와 민/군 주파수 분리 구조에서 찾을 수 있다. 암호화를 통해 서비스 제공자가 승인한 사용자에게만 수신 권한을 부여하는 선택적 가용성, 민/군 주파수 분리를 통해 선택적으로 스펙트럼을 교란하고 보호하는 아군에 의한 BFEA 등이 항법전의 구현에 해당한다. 신호체계 암호화와 주파수 배치는 국가 단위의 위성항법 체계 개발과 운용을 통해서 확보될 수 있으므로, 앞서 항법전에 관한 법률과 정책 문서에서 제시하는 민간, 상용, 외국 시스템 의존에서 탈피하여 위성항법 체계를 구축해야 하는 기술적 근거로 이해할 수 있다.

3.1 신호체계 암호화

우선, 아군에 배타적인 사용을 보장하기 위해서는 신호체계를 암호화하여 복호화 장비 사용이 허가된 아군에게만 사용 권한을 제공할 수 있다. 미 군용 GPS 신호체계인 P(Y)코드를 복호화하기 위해서는 Selective-Availability Anti-Spoofing Module (SAASM)을 탑재한 군전용 수신기가 필요하다. SAASM의 용어 자체에서도 확인할 수 있듯이 SAASM은 선택적으로 가용도를 제공하고 적에 의한 거짓 신호 생성을 막기 위한 항기만 기능이 주된 목적이다. 신호체계 암호화는 배타적 위성항법 체계 운용을 위한 기본적인 접근이지만, 이는 직접 운용하는 신호체계 자체에 대한 속성이므로 3.2절에서와 같이 타국의 민간/상용 위성항법체계에

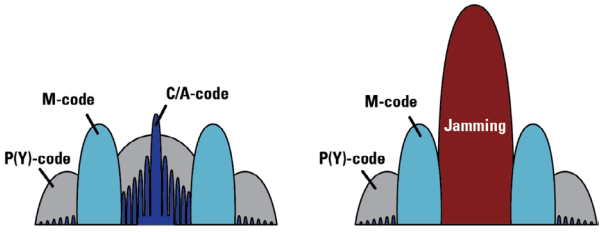


Fig. 3. GPS M-code and BFEA (Simmonds 2018).

대한 추가 대응을 예상할 수 있다.

3.2 민/군 주파수 분리

자국의 위성항법 신호를 암호화하여 배타적으로 운용하는 것 외에도, 항법전이 정의하는 PNT 자체에 대한 배타성을 달성하기 위해서는 다원화 위성항법과 상용/민간 신호 등 타 위성항법 체계에 대한 대응이 예상된다. 이러한 대응은 국방부 훈령이나 정책서 등에서 GPS M코드의 전력화를 가속화하여 현대화 GPS를 이용한 전자전 능력의 완전한 확보를 요구하는데서 추정할 수 있으며, 기술적 구현은 민/군 주파수 분리와 BFEA로 가능할 것으로 해석된다.

Fig. 3과 같이 GPS L1 대역(1575.42 MHz)에는 공개된 민간용 C/A코드 또는 L1C 코드와 함께 암호화된 군용 P(Y)코드 및 M코드가 방송된다. 이 때 새로운 군용 GPS 신호인 M코드는 기존의 P(Y)코드와 달리 부반송파(binary offset carrier) 구조로 민간용 신호와 스펙트럼상 분리되어 방송되도록 설계되었다. 이러한 주파수 분리는 기술적으로는 주파수 배치 최적화로 이해될 수 있고, 항법전 측면에서는 유사시 아군에 의한 전자공격인 BFEA를 고려한 전략으로 볼 수 있다. 위성항법에서의 BFEA를 GPS 기준으로 해석하면, 아군이 자신의 작전지역 내에서 아군만 이용할 수 있는 GPS M코드 신호 외의 가용한 모든 항법신호원을 능동적으로 재밍하여 배타적인 PNT 활용 보장을 구현하는 방식이다. 이와 같이 민/군 신호 분리와 BFEA 개념은 앞선 2장에서 살펴본 법령의 타국 위성항법에 대한 보장 제한, DoDI 4650.08의 NAVWAR-Compliance 요구조건, PNT 정책서에서의 M코드 신속 배치를 통한 전자전 능력 완전성 확보 등을 구현하는 방식이고, 이를 위해서는 신호설계와 체계 개발 및 운용 단계 전반에서 항법전 개념이 고려되어야 함을 보여준다.

4. 항법전 대응 요소 기술

4.1 항법전 대응 기술 분류

2장에서 살펴본 미 국방부 PNT 전략문서에 따르면, 항법전 대응 기술은 공세적 항법전(Offensive NAVWAR)과 방어적 항법전(Defensive NAVWAR)으로 구분된다. 여기에 항법전 운용을 위한 항법전 상황인식(NAVWAR Situational Awareness)을 포함하여 항법전을 세 범주로 구분할 수 있다. Table 3에 각 범주에 해당하는 항법전 요소 기술을 분류하였다.

공세적 항법전은 적의 PNT 사용을 거부하기 위한 능동적 조치로서, 재밍, 기만, 교란 원점 타격, 항법위성에 대한 물리적/사이버 공격 등이 포함된다. 방어적 항법전은 아군의 PNT 보장을 위한 조치로서, 배열안테나를 이용한 항재밍(controlled reception pattern antenna), 항법위성 신호 출력을 상황에 따라 증강하는 기술(Flexible Power), 특정 지역에 신호를 집속하여 송출하는 기술(spot beam), 기만 신호를 탐지・배제하는 항기만 기술, 그리고 대체항법 기술로 구성된다. 항법전 상황인식은 재밍/기만 공격을 실시간으로 탐지하고, PNT 교란 상황도를 작성・분석하여 위협 수준을 판단하며, 스펙트럼 모니터링 및 우주 위협 상황을 인식하는 기술을 포괄한다. 본 논문에서는 방어적 항법전에 관한 내용으로 한정하고, 주요 기술 발전 현황을 기술한다.

4.2 수신기 기술

3장에서 논의한 바와 같이 항법전 환경 하에서 PNT 가용성 보장을 위해서는 군전용의 위성항법 수신기 사용이 필수적이다. 미국은 군용 GPS 신호를 기존 P(Y)코드에서 M코드로의 확장을 진행 중이며, 차세대 M코드 수신기 프로그램인 Military GPS User Equipment (MGUE)라는 명칭으로 L3Harris, RTX (Raytheon), BAE Systems 등의 업체가 M코드 수신기를 개발하고 있다 (GAO 2021). 유럽은 Galileo 체계를 통해 Public Regulated Service (PRS) 신호를 송출하며, Galileo PRS 수신기는 Thales, Safran, Leonardo, Septentrio 등의 업체가 개발하고 있다.

과거 영국의 QinetiQ 사에서는 군용 GPS와 Galileo PRS 수신기를 통합하여 군용 다원화 위성항법수신기 개발에 관한 연구 결과를 발표한 바 있다 (Davies et al. 2010). 앞서 기술한 바와 같이 군용 수신기의 보안모듈은 위성항법체계 운용국가의 핵심자원이므로 이에 대한 관리는 해당 국가의 보안 절차를 엄격히 따라야 하는 것으로 알려져 있다. 하지만 참고 문헌에서는 각 보안모듈에 대한 독립성은 유지하도록 GPS와 Galileo의 보안모듈을 물리적으로 분리하고 측정치를 융합하여 통합항법을 수행하는 방안을 Fig. 4와 같이 제시하였다.

Galileo PRS 수신기나 GPS MGUE 또는 SAASM 등 군용 위성항법 수신기에 관해 공개된 자료가 제한적이나 Davies et al. (2010)의 연구 사례와 최근 이탈리아 Leonardo사의 Galileo PR2C, 프랑스 Thales사의 TopStar M과 같이 GPS M코드와 유럽 Galileo PRS를 동시에 수신하기 위한 다원화 군용 수신기 개발 사례를 확인할 수 있다. 다만, 수신기 제조사에서는 M code-ready라는 형식으로 제품설명을 하고 있으므로, 실제 가용 시점에 대해서는 추가 확인이 필요하다.

이상에서는 기만공격 대응을 위한 군용 위성항법 수신기에 대해 기술하였다. 이와 더불어 재밍과 재방송 공격에 대한 대응은 항재밍 배열안테나, 재밍신호 제거 필터 등의 기술 적용이 요구된다. 이에 대한 현황은 국내외 다양한 연구를 통해 확인이 가능하다.

4.3 항법위성 기술

미국 GPS 위성은 세대변화를 거치며 시각 안정성 및 정확도

Table 3. Classification of NAVWAR technologies.

Offensive NAVWAR	Defensive NAVWAR	NAVWAR Situational Awareness
Jamming/meaconing/spoofing	Jamming/spoofing-resistant receiver technology	Spectrum monitoring
BFEA operations	Navigation satellite signal power enhancement	Detection and geolocation of PNT jamming/meaconing/spoofing attacks
Strike on interference source	Navigation satellite spot-beam antenna	PNT situational picture
Anti-Satellite Weapon	Signal encryption and authentication	PNT threat analysis
Cyber attack	Alternative navigation	Space threat awareness

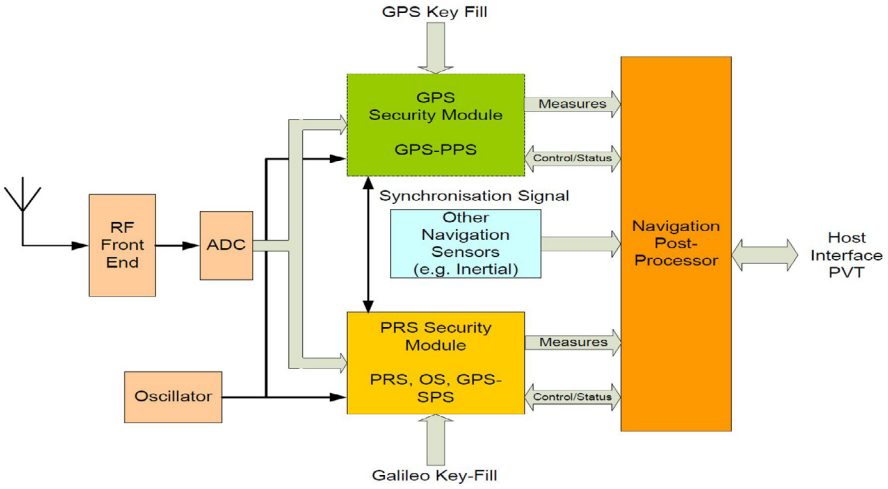


Fig. 4. Galileo PRS and GPS Precise Positioning Service (PPS) dual mode receiver concept (Davies et al. 2010).

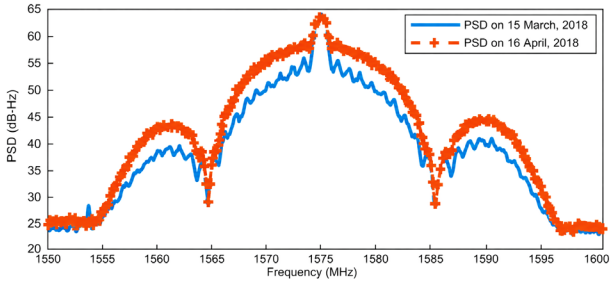


Fig. 5. GPS P(Y) signal power enhancement observations with a semi-codeless receiver (Tang et al. 2022).

향상, User Ranging Error 성능 향상, 신규 신호체계 적용, 현대화 메시지 등 계속적인 고도화가 진행 중이다. 본 논문에서는 항법전 관점에서 재밍 대응 능력 강화를 위한 기술로 항법위성 신호 출력을 상황에 따라 증강하는 Flexible Power와 특정 지역에 신호를 집속하여 송출하는 Spot Beam 기술 동향을 소개한다.

Flexible Power 기술은 GPS 위성이 방송하는 다수 신호원 간의 전력비를 조정하여 위성의 총 출력은 유지하되 특정 신호의 출력을 증강하는 기술로 알려져 있다. 이에 관하여 세부적인 기술 내용이 공개되지 않으나 민간 영역의 연구 내용결과에서 위성항법 관측기준국에서 수신되는 GPS 신호의 특성을 분석하여 Flexible Power 기능에 따른 위성항법 신호의 출력 변화 수준이 보고되었다. Tang et al. (2022)의 연구에서는 Fig. 5와 같이 GPS P(Y)코드 신호의 출력을 1개월 전후로 비교하여 5 dB 이상의 출력 변화를 관찰하였다 (Tang et al. 2022). Steigenberger et al. (2019)의 연구에서는 시간에 따른 P(Y)코드의 C/No 변화를 관찰하여 7~8 dB 정도의 출력 변화를 관찰하였으며, 출력 변동에 따른 L1 C/A코드 및 L2C 영향성을 확인하였다 (Steigenberger et al. 2019). 이상의 연구를 통해 실험적으로 Flexible Power 기능을 통해 재밍 대응을 위한 7~8 dB 정도의 출력 증강이 가능함을 추정할 수 있다.

광역빔을 통해 방송되어 GPS 위성 가시영역 전반에 영향을 미치는 Flexible Power와 달리 GPS III-F(Follow-on) 위성부터는 특정 지역에 한정하여 M코드 신호를 집중적으로 방사하는 Regional Military Protection (RMP) 기능이 도입될 예정이다 (GPS.gov 2026). RMP는 기본모드인 광역빔 커버리지와는 별도의 Reflective 안테나를 통해 국지적 Spot Beam 신호를 송출하여 이론상 기존 대비 최대 60배의 항재밍 성능을 제공할 것으로 알려져 있다.

4.4 미래 위성항법 기술

미 공군연구소(AFRL) 주도로 개발된 항법 기술 위성 NTS-3는 새로운 위성항법 기술을 검증하기 위한 정지궤도 시험위성이다. 미국 위성항법 프로그램 최초로 능동 전자주사 위상배열 안테나(Active Electronically Steerable Phased Array, AESA)를 탑재하였으며, 전송 파형 변경이 가능한 완전 디지털 재구성가능 탑재체, Space Service Volume 신호 수신을 위한 CION 안테나와 수신기, 모듈화된 탑재체 등의 신기술이 적용되었다 (L3Harris 2026). 항법전 관점에서는 GPS III-F의 RMP를 위해 사용되는 Reflective 안테나가 아닌 AESA 안테나를 적용하여 다중 고출력 빔을 동시에 송출할 수 있어 고도화된 재밍/기만 대응 능력을 제

공할 것으로 기대된다.

최근에는 중/고궤도가 아닌 저궤도에서의 항법위성을 구현하고, 저궤도와 중/고궤도를 통합하는 다계층 위성항법에 관한 연구도 활발하다. 다수의 국가 연구소와 기업에서 연구가 진행 중이며, 최근 미국의 Resilient LEO PNT Act에서는, GPS와 같은 중궤도(MEO) 단일 신호 구조에서 탈피하여 저궤도(LEO) 계층을 보강한 다층적 PNT 아키텍처로 전환하려는 시도를 확인할 수 있다 (U.S. Congress 2025). 이 외에도 미국 Space Development Agency는 Tranche-2 Transport Layer에 항법 기능(Alt-PNT)을 통합하는 계획을 추진 중이며, 유럽은 ESA 주도로 Galileo・EGNOS를 중심에 두고 저궤도 계층(Celeste 실증사업 등)을 결합하는 Multi-Layered PNT 아키텍처를 유럽 우주 회복탄력성(ERS) 이니셔티브의 핵심 축으로 추진하고 있다 (Limon 2025).

4.5 항법전 대응 기술 분석

이상에서 항법전 대응 기술을 분류하고 각 기술 발전 동향을 소개하였다. 항법전의 주요 위협인 기만과 재밍에 대응하기 위한 일차적인 수신기 기술은 군용 위성항법 수신기와 항재밍 배열안테나로 구분된다. 이 때, 다원화된 암호 신호체계 적용을 위해서는 고도의 국가간 협력이 필요할 것으로 예상되며, 항재밍 배열안테나의 경우 최근 드론, 로봇 등의 활용도가 높아지면서 이에 적용될 수 있는 저비용, 소형화 기술 개발이 요구된다. 항법위성 기술 측면에서는 Flexible power 및 RMP 등 기존 중궤도 위성의 능력을 고도화하는 동시에 미래 위성항법 기술로 저궤도 위성항법이 추진되고 있음을 확인할 수 있다. 저궤도 위성은 기존 중궤도 위성 대비 고도 차이로 인한 20~30 dB 수준의 전파 감쇄 이득을 얻을 수 있다. 하지만 최종적인 재밍 성능 향상은 저비용, 소형화, 저전력을 목표로 하는 저궤도 항법위성의 실제 가용 출력과 안테나 빔 조향 방식 등을 종합적으로 검토하여야 한다.

5. 결론

본 논문에서는 위성항법 기반 PNT 정보가 국가 기반체계로서 갖는 중요성과 안정적인 PNT 정보를 제공하기 위한 항법전(NAVWAR) 개념을 소개하였다. 이에 대한 구체적인 정책 근거로 미국의 연방법, 대통령 행정지시, 국방부 훈령 및 PNT 정책 문서의 내용을 정리하였다. 항법전은 아군 PNT 보장, 적 PNT 사용 차단, 민간의 평화적 사용 보호라는 세 목표를 동시에 추구하는 정책 프레임워크이며, 이를 실현하기 위한 기술을 공세적, 방어적, 상황인식의 세 범주로 분류하였다. 이상의 내용을 통해 항법전이 개념적으로만 존재하는 것이 아니라 체계 개발, 운용 및 사용자 요구사항 등으로 구체화되는 하향식의 항법전 대응 체계를 확인할 수 있었다.

특히 본 논문에서는 GPS의 민/군 주파수 분리 구조가 BFEA라는 배타적 운용 목표를 성립하기 위한 기술적 구현이며, 이로 인해 상용 신호나 민간용 신호가 아닌 군 전용 암호화 신호와 주파수 확보가 항법전을 위한 필수 요건임을 확인하였다. 나아가 미국은 이러한 요구를 NDAA FY2011 §913(10 U.S.C. §2281 note)이라는 예산에 관한 법적 조항으로 뒷받침하여, 2017 회계연도를 기점으로 M코드 미탑재 GPS 장비의 신규조달 자체를 불허하여 M코드 기반의 전자전 또는 항법전 능력 확보가 명목상의 개념이 아닌 전력 전반에서 추진되는 것임을 확인하였다. 아울러 미국의 항법전 관련 법령과 훈령에서 민간, 상용, 해외 위성항법의 이용에 관한 정책 내용을 통해, 항법전 대응이 항재밍, 항기만과 같은 개별 기술 확보를 넘어 신호체계와 암호체계를 포함한 국가위성항법시스템과 연계되어 있음을 볼 수 있었다.

아울러 항법전의 요소기술로써 항재밍, 항기만을 위한 수신기 기술 특성을 살펴보고, 군용 GPS와 Galileo PRS 통합 수신기 등 국방분야에서 진행되는 다원화 위성항법 추진 현황을 소개하였다. GPS III-F 위성의 RMP나 NTS-3 위성의 AESA 기술 등을 통해 앞으로 특정 지역에 고성능 항재밍 능력을 제공하는 Spot beam 기술이 현실화될 것임을 추정할 수 있었으며, 세계적으로 개발되는 저궤도 항법위성 기술을 통해 기존 중/고궤도 위성항법에서 다계층 위성항법체계로의 발전 방향을 확인하였다.

국내 위성항법 교란 대응 관련 연구로 항재밍, 항기만 등 개별 요소 기술의 연구개발이 상당한 수준으로 축적되어 왔다. 본 논문은 이러한 요소 기술 위에 외국 사례를 통해 항법전이라는 개념과 국가적 정책 방향을 소개했다는데 의의가 있다. 개별 기술 확보를 넘어 법령, 정책, 예산 등이 뒷받침되는 국가 차원의 정책이 있으며, 이러한 정책을 근간으로 기술 개발과 운용 개념까지 연결되는 하향식 항법전 대응 사례를 보였다. 본 논문에서 정리한 외국의 항법전 정책과 기술 동향 조사 내용이 위성항법 교란 대응 요소 기술 및 체계 기술 개발과 운용 방안 수립에 참고가 되기를 기대한다.

ACKNOWLEDGMENTS

이 논문은 2026년 정부(방위사업청)의 재원으로 국방과학연구소의 지원을 받아 수행된 연구임 (274345901).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, methodology, formal analysis, investigation, resources, writing—original draft preparation, writing—review and editing, visualization, H. So.

CONFLICTS OF INTEREST

The author declares no conflict of interest.

REFERENCES

Abdurasulov, A. 2023, Ukraine's invisible battle to jam

Russian weapons, BBC News, [Internet], cited 2023 Aug 4, available from: https://www.bbc.com/news/world-europe-66279650

Baraniuk, C. 2026, GPS jamming: the invisible battle in the Middle East, BBC News, [Internet], cited 2026 Mar 10, available from: https://www.bbc.com/news/articles/c3ewwlx9e1xo

Davies, N. C., Black, G., & Campagne, P. 2010, Galileo, the Public Regulated Service and PRS/GPS Dual Mode Operations, Proceedings of the 23rd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2010), Portland, OR, 21-24 Sep 2010, pp.1863-1868. https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=9298

Department of Defense (DoD) 2018, Strategy for the DoD Positioning, Navigation, and Timing (PNT) Enterprise (Washington, D.C.: U.S. Department of Defense).

Department of Defense (DoD) 2020, DoD Instruction 4650.08, Positioning, Navigation, and Timing (PNT) and Navigation Warfare (NAVWAR), Change 1, 30 Dec 2020

Government Accountability Office (GAO) 2021, GPS Modernization: DOD Continuing to Develop New Generation of Operational Satellites and Ground Control System, but Continuing to Delay Test Fielding of Equipment Impedes Delivery, GAO-21-145

Goward, D. 2024, North Korea spoofing aircraft and ships, GPS World, 3 Jun 2024, [Internet], cited 2024 Jun 3, available from: https://www.gpsworld.com/north-korea-spoofing-aircraft-and-ships/

GPS.gov (U.S. Space Force) 2026, GPS III and GPS IIIF space segment, [Internet], cited 2026 Jun 20, available from: https://www.gps.gov

L3Harris 2026, NTS-3, [Internet], cited 2026, available from: https://www.l3harris.com/all-capabilities/navigation-technology-satellite-nts-3

Limon, M. 2025, Celeste: paving the way towards PNT in LEO, European Data Handling & Processing Conference (EDHPC 2025), Noordwijk, Netherlands, 13 Oct 2025.

NAVWAR ACTD 2001, NAVWAR Concept, Navigational Warfare (NAVWAR) Advanced Concept Technology Demonstration, [Internet], cited 2001, available from: https://www.wslfweb.org/docs/roadmap/irm/internet/nav/init/html/navwar.htm

Newsis 2025, Military reconnaissance UAV Heron crashes after North Korean GPS jamming, causing 3 billion KRW in damage, Newsis, 7 Feb 2025, [Internet], cited 2025 Feb 7, available from: https://www.newsis.com/view/NISX20250207_0003056678

Simmonds, A. 2018, Can GPS be Trusted? Part 2, [Internet], cited 2018 Oct 23, available from: https://www.mrcy.com/company/blogs/can-gps-be-trusted-part-2

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

Tang, X., Yuan, M., & Wang, F. 2022, Analysis of GPS P(Y) signal power enhancement based on the observations with a semi-codeless receiver, Satellite Navigation, 3, 26. https://doi.org/10.1186/s43020-022-00087-x

The White House 2020, Executive Order 13905, Strengthening National Resilience Through Responsible Use of Positioning, Navigation, and Timing Services, 12 Feb 2020

The White House 2021, Memorandum on Space Policy Directive-7: The United States Space-Based Positioning, Navigation, and Timing Policy, 15 Jan 2021

U.S. Congress 2011a, 10 U.S.C. §2281, Global Positioning System, Ike Skelton National Defense Authorization Act for Fiscal Year 2011, Pub. L. No. 111-383

U.S. Congress 2011b, Ike Skelton National Defense Authorization Act for Fiscal Year 2011, Pub. L. No. 111-383, §913 (10 U.S.C. §2281 note), Restriction on procurement of Global Positioning System user equipment incapable of receiving the military code

U.S. Congress 2025, Resilient LEO PNT Act, incorporated in the National Defense Authorization Act for Fiscal Year 2026 (cf. H.R. 4344, H.R. 6140)

Waterman, S. 2025, GPS jamming extends to low-Earth orbit as Pentagon races to bolster constellation, Air & Space Forces Magazine, 28 Jul 2025, [Internet], cited 2026 Aug 5, available from: https://www.airandspaceforces.com/gps-jamming-extends-to-leo/



Hyoungmin So is a Principal Researcher at the Agency for Defense Development (ADD), Republic of Korea. He received his Ph.D. in Aerospace Engineering from Seoul National University in 2009. He has been with ADD since 2011, and served as a Visiting Researcher at the Air Force Institute of Technology (AFIT), USA, from 2021 to 2022. His research interests include GNSS receiver design, jamming and spoofing countermeasure techniques, and the development of satellite navigation systems.

JPNT 15(3), 551-560 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.551

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

LEO-PNT 플랫폼 기반 UHF 및 S-대역 항법신호 송신 모듈의 실험적 수신 성능 비교 분석

정인아, 김오종†

Comparative Analysis of Experimental Reception Performance of LEO-PNT Platform-Based UHF and S-Band Navigation Signal Transmission Modules

Ina Jeong, O-Jong Kim†
Department of Aerospace System Engineering, Sejong University, Seoul 05006, Republic of Korea

ABSTRACT

The Global Navigation Satellite System (GNSS), based on Medium Earth Orbit (MEO) satellites, suffers from inherently low received signal power at the ground level and structural vulnerability to jamming and spoofing. As a promising complement to these limitations, Low Earth Orbit (LEO)-based LEO-PNT systems have attracted growing interest. For these systems, the operating frequency band is one of the critical design parameters. This paper experimentally compares the reception performance and characteristics of the UHF (435 MHz) and S-band (2.4251 GHz) frequency bands using a navigation signal transmitter module developed for LEO CubeSat payloads. An identical signal structure is applied to both bands, with transmit and receive hardware configurations kept as consistent as possible to isolate the effect of the frequency band as the primary comparative variable. Two experimental scenarios are constructed: an equal effective isotropic radiated power (EIRP) condition and an equal received power condition, conducted across outdoor line-of-sight (LoS), indoor corridor, and outdoor-to-indoor environments. Under the equal EIRP condition, S-band exhibits approximately 18-20 dB lower received power than UHF in the outdoor environment. It also shows greater Carrier-to-Noise density ratio (C/N_0) variability due to reflection and scattering in the indoor corridor. Under the equal received power condition, S-band suffers approximately 8 dB C/N_0 degradation relative to UHF in the outdoor-to-outdoor environment, which is attributable to external interference from the ISM band. Furthermore, stable signal acquisition in the outdoor-to-indoor environment requires additional transmit gain compensation. In the outdoor-to-indoor environment, the measured wall penetration loss shows close agreement with the theoretical predictions based on ITU-R P.2040-4, confirming that S-band penetration loss exceeds that of UHF by approximately 16 dB or more under identical wall conditions.

Keywords: LEO-PNT, navigation signal, UHF, S-band, C/N_0
주요어: LEO-PNT, 항법신호, UHF, S-band, 반송파 대 잡음 밀도비

1. 서론

위성 항법 시스템(Global Navigation Satellite System, GNSS)은 위치 결정・항법・시각(Positioning, Navigation and Timing, PNT) 정보를 제공하는 핵심 인프라로서 교통, 통신, 국방 등 현대 사회 전반에 걸쳐 필수적인 역할을 수행하고 있다. 현재 운용

Received May 20, 2026 **Revised** Jun 09, 2026 **Accepted** Jun 20, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: ojong@sejong.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

Table 1. Comparison of UHF and S-band characteristics.

Category	UHF	S-band
Antenna size	Large	Small
Available bandwidth (BW)	Narrow	Wide
Data rate	Low	High
Ease of payload Implementation	Relatively low design complexity	Increased high-frequency design complexity
Ionospheric delay	Relatively high	Relatively Low
Path loss	Low	High
Power efficiency	Achievable with low power	Required higher transmit power

중인 GNSS는 중궤도(Medium Earth Orbit, MEO)에 배치된 위성군을 기반으로 전 지구적 커버리지를 제공하지만, 위성과 사용자 간의 큰 물리적 거리로 인해 지상에 도달하는 수신 신호 전력이 매우 낮다는 구조적 한계를 지닌다 (Misra & Enge 2006, Kaplan & Hegarty 2017). 이로 인해 도심 및 실내 환경에서는 신호 차폐와 다중경로(multipath) 간섭에 의해 수신 성능이 크게 저하되며, 재밍(jamming) 및 스푸핑(spoofing)과 같은 의도적 전파 간섭에 취약하다는 문제가 지속적으로 제기되고 있다 (Psiaki & Humphreys 2016).

이러한 배경에서 저궤도(Low Earth Orbit, LEO) 위성을 활용한 LEO-PNT 시스템이 GNSS의 구조적 한계를 보완하는 유력한 대안으로 주목받고 있다. LEO-PNT는 낮은 궤도 고도로 인해 자유공간 경로 손실이 감소하여 지상 수신 신호 전력이 향상되고, 위성의 빠른 궤도 운동에 따른 기하학적 다양성이 증가하여 정밀 위치 결정의 수렴 시간이 단축되는 장점을 가진다 (Psiaki & Humphreys 2016, Prol et al. 2022, Seok et al. 2023). 또한 기존 GNSS의 L-band 대역에 국한되지 않고 UHF, S-band, C-band 등 다양한 주파수 대역 활용을 고려하여, 자율주행・도심 항공 모빌리티(Urban Air Mobility, UAM)・재난 대응 등 고신뢰 PNT 서비스가 요구되는 분야에서 항법 서비스의 복원력과 확장성을 높일 수 있는 것으로 평가된다 (Seok et al. 2023, Eissfeller et al. 2024).

주파수 대역의 선택은 LEO-PNT 시스템 설계에서 핵심적인 변수 중 하나로, 대역마다 안테나 크기, 경로 손실, 전리층 지연, 전력 효율, 데이터율 등의 기술적 특성이 상이하며, 주요 비교 항목은 Table 1에 정리하였다. UHF 대역은 회절 특성이 우수하여 실내 및 도심 환경에서 유리하고 낮은 출력으로도 커버리지 확보가 가능한 반면, 사용 가능 대역폭이 협소하고 안테나 크기가 크다는 제약이 있다. S-band는 안테나 소형화와 광대역 운용에 유리하나, 주파수 상승에 따른 경로 손실이 증가하고 고주파 설계에 따른 탑재체 구현 난이도가 높다는 단점도 존재한다. 따라서 두 대역 간의 특성 차이는 이론적 분석만으로는 정량화 하기 어려우며, 실제 운용 환경에서의 실험적 검증이 요구된다.

최근의 LEO-PNT 연구는 시스템 개념 정립과 이론적 성능 분석을 중심으로 진행되어 왔다. Prol et al. (2022)은 LEO-PNT 시스템의 설계 요소, 무선 채널 모델, 주파수 대역별 기술적 특성 및 상용화 전망을 종합적으로 분석하여 LEO-PNT 연구의 기초적 틀을 제시하였다. Seok et al. (2023)은 LEO-PNT 시스템을 기회신호 항법, 융합, 목적 기반 LEO-PNT로 분류하고 수신기 처리 기법과 국가별 개발 현황을 분석하였으며, Eissfeller et al. (2024)은 주요 LEO-PNT 시스템들을 비교하고, UHF부터 Ku-band에 이르는 주파수 대역별 링크 버짓과 C/N_0를 이론적으로 평가하였다. 그러나 이러한 연구들은 이론적 분석이나 시뮬레이션을 전제로 하며, 동일한 항법신호 구조를 적용한 UHF 및 S-band 대역의 수신 특성을 지상 실험을 통해 정량적으로 비교한 사례는 찾아보기 어렵다.

이에 본 논문에서는 LEO-PNT 큐브위성 탑재용으로 개발한 항법신호 송신모듈을 활용하여 UHF 및 S-band 대역의 수신 특성을 실험적으로 비교 분석한다. 구체적으로, 두 대역에 동일한 신호 구조를 적용한 상태에서 동일 송신 출력(Effective Isotropic Radiated Power, EIRP) 조건과 동일 수신 전력 조건의 두 가지 실험 시나리오를 구성한다. 동일 송신 출력 조건은 외부 간섭의 영향을 배제하고 주파수 대역 고유의 물리적 전파 특성을 독립적으로 평가하기 위한 것이며, 동일 수신 전력 조건은 실제 LEO 위성 항법 서비스 환경을 모사하여 외부 간섭 및 벽체 투과 특성이 수신 품질에 미치는 영향을 평가하기 위한 것이다. 이와 같은 이원화된 실험 설계를 통해, 주파수 대역 자체의 전파 특성과 실제 서비스 환경에서의 수신 성능을 분리하여 평가할 수 있도록 한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 실험 시스템 아키텍처, 실험 케이스 정의 및 실험 방법을 기술하고, 3장에서는 시나리오별 실험 결과를 분석하고 두 대역의 수신 특성을 종합적으로 비교한다. 마지막으로 4장에서 이 연구의 결론을 제시한다.

2. 시스템 구성 및 실험 설계

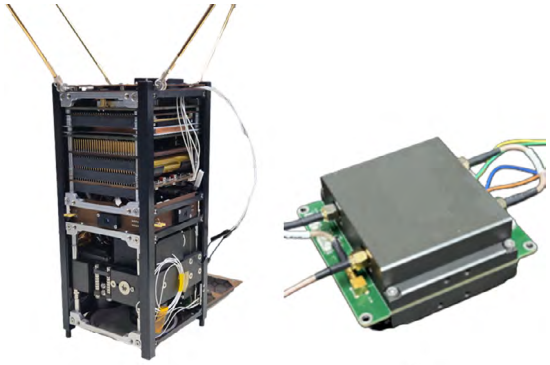
이번 장에서는 UHF 및 S-band 항법신호의 수신 특성을 비교 분석하기 위한 실험 시스템 구성과 실험 설계를 기술한다. 본 연구에서는 동일한 신호 구조와 최대한 통제된 송수신 환경에서 UHF 및 S-band 중심주파수에 따른 항법신호의 수신 성능을 비교하였다.

2.1 시스템 구성

2.1.1 송수신 시스템 구성

본 실험의 시스템은 LEO-PNT 큐브위성 탑재용으로 개발된 항법신호 송신모듈 기반의 송신 유닛과 NI USRP-2900과 안테나로 구성된 수신 유닛으로 구성된다. 운용 주파수는 아마추어 위성 서비스 대역에 해당하는 UHF 435 MHz와 Industrial, Scientific, and Medical (ISM) 대역에 해당하는 S-band 2.4251 GHz를 중심 주파수로 선정하였다 (Prol et al. 2022, Jeong 2024).

실험에 사용된 항법신호 송신모듈은 세종대학교 우주시스템 및 항법 연구실에서 개발한 SPIRONE 2U 큐브위성의 기술 임무



(a) (b)

Fig. 1. (a) SPIRONE 2U CubeSat and (b) navigation signal transmitter module.

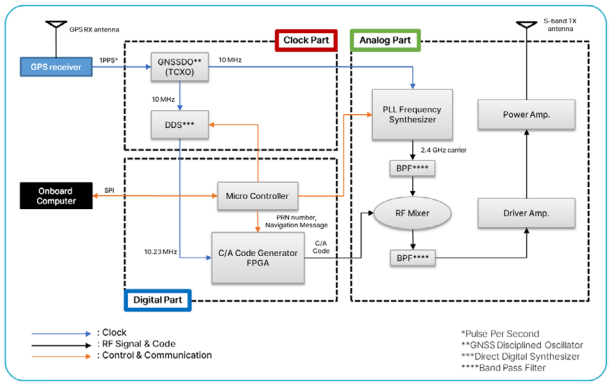


Fig. 2. Block diagram of the navigation signal transmitter system architecture.

Table 2. Technical specifications of the S-band and UHF antennas.

Antenna	Frequency (MHz)	Gain (dBi)	Impedance (Ohm)	VSWR	Polarization	Weight (g)
S-band antenna (HG2409P)	2400-2500	8	50	<1.5:1	Horizontal or Vertical	180
UHF antenna (YAGI-434A)	390-480	10	50	<1.5:1	Vertical	575

Table 3. Signal parameters of the UHF and S-band navigation signals.

Parameter	UHF	S-band
Center frequency	435 MHz	2.4251 GHz
Modulation	BPSK	BPSK
Chipping rate	1.023 Mcps	1.023 Mcps
Code type	GPS L1 C/A PRN	GPS L1 C/A PRN
Navigation message rate	50 bps	50 bps
Signal structure	Carrier, PRN code, Nav. message	Carrier, PRN code, Nav. message

탑재체를 기반으로 한다. 참고로 SPIRONE은 2025년 11월 누리호 4차 발사를 통해 고도 약 600 km의 태양동기궤도에 배치되었으며, LEO 환경에서의 S-band 항법신호 송신모듈 검증을 기술임무로 수행한다. SPIRONE 위성과 항법신호 송신모듈의 형상은 Fig. 1과 같다.

송신 모듈은 Field Programmable Gate Array를 기반으로 하며 Fig. 2와 같이 클럭(clock), 디지털(digital), 아날로그(analog) 파트로 구성된다. 본 실험에서는 UHF 및 S-band 반송파 주파수와 관련된 Phase-locked loop frequency synthesizer와 Band pass filter만을 달리하고, 주파수 대역 이외의 변수를 통제하고 대역 선택이 수신 성능에 미치는 영향을 독립적으로 평가할 수 있는 실험 조건을 구성하였다.

수신 시스템은 70 MHz ~ 6 GHz까지의 RF 신호를 처리할 수 있는 NI USRP-2900을 사용하였다. 수신된 신호는 디지털 I/Q 데이터로 변환되어 저장되며, MATLAB 기반의 Software-Defined Radio (SDR) 분석 알고리즘을 통해 신호 획득, 추적, C/N_0 산출 등의 후처리를 수행하였다 (Jeon et al. 2010, Kim et al. 2014).

2.1.2 안테나 및 신호 파라미터

송수신 안테나는 주파수 대역별 방사 특성 차이에 따른 영향을 최소화하기 위해 서로 다른 주파수 대역에서 가능한 특성이 비슷한 상용 안테나를 선정하였다. S-band에는 8 dBi 이득을 가진 평판형 패치 안테나(HG2409P)를, UHF에는 10 dBi 이득의 야

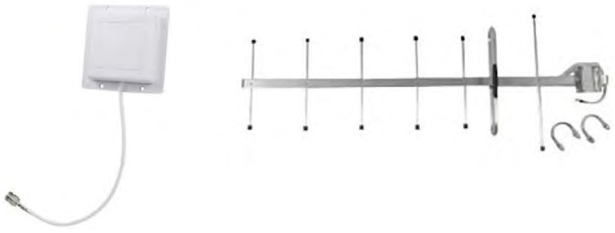


Fig. 3. Antennas for experimental testing: (left) S-band antenna and (right) UHF antenna.

기 안테나(YAGI-434A)를 사용하였다. 두 안테나 모두 VSWR 1.5:1 미만의 정합 특성을 통해 반사 손실을 최소화하였으며, 두 안테나 간 2 dBi의 이득 차이는 각 실험 시나리오의 실험 환경 설정 시 반영하였다. 방사 패턴 및 빔폭 차이에 따른 영향을 최소화하기 위해 송수신 안테나를 정면으로 마주보도록 배치하였으며, 편파 불일치로 인한 손실을 배제하기 위해 두 대역 모두 수직 편파를 사용하고 송수신에 동일한 모델의 안테나를 적용하였다. 사용된 안테나의 제원은 Table 2, 형상은 Fig. 3에 나타내었다.

항법신호는 Global Positioning System (GPS) L1 Coarse/Acquisition (C/A) 신호를 참고하여 반송파, chipping rate 1.023 Mcps의 Pseudo Random Noise (PRN) C/A 코드, 50 bps 항법 메시지의 3계층 구조로 구성하였으며, Binary Phase Shift Keying (BPSK) 변조 방식을 적용하였다. UHF 및 S-band 두 대역에 Table 3과 같이 반송파 주파수를 제외한 모든 신호 파라미터를

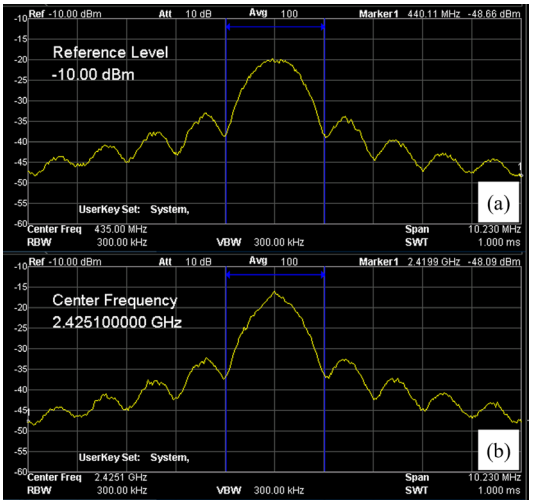


Fig. 4. Measured spectrum of the (a) UHF (435 MHz) and (b) S-band (2.4251 GHz) navigation signals.



Fig. 5. Configuration of the outdoor LoS experiment with identical EIRP.



Fig. 6. Configuration of indoor corridor experiment with identical EIRP.

동일하게 적용함으로써 주파수 대역 이외의 신호 관련 변수를 배제하였다. 두 대역의 신호 스펙트럼은 Fig. 4에 나타내었으며, UHF 및 S-band 모두 BPSK 변조에 의한 sinc 함수 형태를 나타낸다.

2.2 실험 시나리오 구성

이 실험은 동일 송신 출력(EIRP) 조건과 동일 수신 전력 조건의 두 가지 시나리오로 구성하였다. 동일 EIRP 조건은 외부 ISM 대역 간섭의 영향을 배제하고 거리 및 환경 변화에 따른 경로 손실 특성만을 비교하기 위해 송신 EIRP를 비교적 강한 세기인 −5 dBm으로 고정한 시나리오이다. 동일 수신 전력 조건은 실제 LEO 위성 항법 서비스 수신 환경을 모사하기 위해 링크 버짓 계산에 기반하여 수신단 기준 수신 전력을 −91 dBm으로 설정하였다. 이는 실제 GNSS 신호의 지상 수신 전력보다 높은 값이지만, ISM 대역의 상대적으로 높은 잡음 전력 밀도와 실험 환경의 제약을 고려하여 설정한 기준 값이다 (Joseph 2010, Jeong 2024). 다만, 동일 수신 전력 조건은 링크 버짓상 수신 전력만을 동일하게 설정한 것으로 수신기의 잡음 지수, 주파수 응답 특성, 그리고 외부 간섭 환경의 차이는 존재할 수 있다. 이와 같은 이원화된 실험 설계를 통해 주파수 대역 고유의 전파 특성과 실제 서비스 환경에서의 수신 성능을 분리하여 평가할 수 있도록 한다.

2.2.1 동일 송신 출력(EIRP) 조건

동일 송신 출력 조건의 실험은 가시선(Line-of-Sight, LoS)이 확보된 실외 환경과 다중경로(multipath) 및 회절 특성이 복합적으로 작용하는 실내 복도 환경에서 수행하였으며, 송수신 거리를 2 m, 5 m, 10 m로 설정하여 거리에 따른 감쇄 추이를 측정하였다. 실외 LoS 및 실내 복도 환경의 실험 구성은 각각 Figs. 5, 6과 같다.

수신 전력의 이론적 예측치 산출을 위해 각 환경에 적합한 전파 감쇄 모델을 적용하였다. 실외 환경의 경우 ITU-R P.525-5 권고안에 기반한 Friis 자유공간 경로 손실(Friis Free-space path loss) 모델을 적용하였으며 (ITU-R 2024), 이는 Eq. (1)과 같다.

$$L_{FS}[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_{MHz} + 20\log_{10} d_{km} \tag{1}$$

여기서 f는 주파수(MHz), d는 송수신 거리(km)를 나타낸다.

실내 복도 환경에서는 실내 전파 특성을 반영한 ITU-R P.1238-13의 Site-general model을 적용하였으며 (ITU-R 2025b), Eq. (2)로 표현된다.

$$L_b[\mathrm{dB}] = 10\alpha\log_{10} d_m + \beta + 10\gamma\log_{10} f_{GHz} \tag{2}$$

여기서 d는 송수신 거리(m), f는 주파수(GHz)이며, 이때 사용된 계수(거리 감쇠 계수 α=1.57, 오프셋 계수 β=29.46, 주파수 감쇄 계수 γ=2.24)는 해당 권고안의 'Corridor' 환경에 대한 LoS 조건 파라미터를 기반으로 설정되었다.

최종적인 이론적 수신 전력(P_R)은 Eq. (3)과 같이 송신 EIRP, 수신 안테나 이득 G_R, 경로 손실 L로부터 산출하였으며, 이때 송수신 시스템 간의 케이블 손실은 무시하였다.

$$P_R[dBm] = EIRP + G_R - L \tag{3}$$

산출된 이론적 수신 전력을 실외 LoS 환경과 실내 복도 환경으로 구분하여 각각 Tables 4, 5에 정리하였다. 두 환경 모두에서 UHF 대역이 S-band 대비 높은 수신 전력을 나타내며, 이는 낮

Table 4. Predicted received power under outdoor LoS conditions (Friis model).

Frequency band	2 m (dBm)	5 m (dBm)	10 m (dBm)
UHF (435 MHz)	-26.19	-34.15	-40.17
S-band (2.4251 GHz)	-43.12	-51.07	-57.10

Table 5. Predicted received power under indoor corridor conditions (ITU-R site-general model).

Frequency band	2 m (dBm)	5 m (dBm)	10 m (dBm)
UHF (435 MHz)	-21.09	-27.34	-32.06
S-band (2.4251 GHz)	-39.80	-46.05	-50.78

은 주파수에 따른 경로 손실 감소에 기인한다. 한편, Tables 4, 5를 비교하면 실내 복도 환경에서의 수신 전력이 실외 LoS 환경보다 전반적으로 높게 나타난다. 이는 복도가 갖는 전파 전달 특성에 기인하는데, 실내 복도에서는 벽, 천장, 바닥으로부터의 반사파가 직접파에 추가되어 수신 전력이 증가하기 때문이다 (ITU-R 2025b).

2.2.2 동일 수신 전력 조건

동일 수신 전력 조건의 실험은 송수신 거리 50 m를 기준으로 Fig. 7과 같이 세종대학교 충무관 옥상에서 주차타워 옥상으로의 실외-실외(Outdoor-to-Outdoor) 환경과, Fig. 8과 같이 주차타워 5층 내부로 투과하는 실외-실내(Outdoor-to-Indoor) 환경으로 구분하여 수행하였다.

목표 수신 전력을 확보하기 위해 요구되는 주파수 대역별 송신 전력을 Eq. (4)와 같이 산출하였으며, 케이블 손실을 무시하였다.

$$P_T[dBm] = P_R - G_T - G_R + L_{FS} \quad (4)$$

여기서 G_T와 G_R은 송신 안테나와 수신 안테나의 이득을 나타낸다. 산출된 대역별 요구 송신 전력은 Table 6에 정리하였다. 산출된 송신 전력을 적용함으로써 수신단에 동일한 전력이 도달하는 실험 환경이 구성된다.

2.3 데이터 획득 및 분석 방법

이 실험의 데이터 획득을 위한 수신 플랫폼으로 NI USRP-2900을 사용하였으며, 수신된 RF 신호를 디지털 I/Q 데이터로 변환하여 저장하였다. 샘플링 주파수는 5 MHz로 설정하였으며, 각 실험 조건에서 50초간 데이터를 수집하였다.

저장된 데이터의 후처리는 MATLAB 기반의 SDR 신호 처리 알고리즘 (Kim et al. 2014)을 통해 수행하였다. 해당 알고리즘은 신호 획득(acquisition) 및 추적(tracking) 프로세스를 포함하며, 각 실험 조건에서 추적 루프의 정상 동작 여부를 1차 수신 성능 지표로 확인하고 50초 분량의 처리 결과로부터 산출된 평균 C/N_0를 최종 비교 지표로 활용하였다. 본 연구에서는 주파수 대역에 따른 신호 품질 변화를 정량화 하기 위해 이 지표를 비교 분석의 기준으로 설정하였다.

또한, 무선 채널의 영향을 배제하고 객관적인 기준점 확보를 위해, 송수신기를 유선으로 직접 연결한 환경에서의 데이터를 추가로 수집하였다. 이 유선 측정 데이터는 실외 및 실내 환경에서의 신호 추적과 C/N_0 저하량을 정량적으로 산출하기 위한 기준값으로 활용되었다.



Fig. 7. Configuration of the outdoor experiment with identical received power.



Fig. 8. Configuration of outdoor-to-indoor experiment with identical received power.

Table 6. Required transmit power for equal received power conditions at 50 m.

Frequency band	Required transmit power (dBm)
UHF (435 MHz)	-51.09
S-band (2.4251 GHz)	-32.55

3. 실험 결과 및 분석

3.1 동일 송신 출력(EIRP) 조건 실험 결과 및 분석

실외 LoS 환경에서 송수신 거리를 2 m, 5 m, 10 m로 변화시키며 측정한 수신 전력을 Table 7에 정리하였다. 전반적으로 측정값은 ITU-R P.525 권고안에 기반한 Friis 자유공간 손실 모델의 예측치와 양호한 정합성을 보였으며, 모든 거리 조건에서 예측치 대비 측정치의 차이는 약 ±2.2 dB 이내로 유지되었다. 이는 실험 구성의 신뢰성이 확보되었음을 의미한다. 또한, 동일 거리 조건에서 S-band의 수신 전력이 UHF 대비 약 18~20 dB 낮게 측정되었으며, 이는 주파수 증가에 따라 파장이 짧아지고 유효 개구 면적(effective aperture)이 감소하는 물리적 특성과 일치하는 결과이다 (Pozar 2012).

다음으로 실내 복도 환경에서의 거리별 수신 전력 측정 결과는 Table 8에 정리하였다. 실내 복도는 벽면, 천장, 바닥에 의한 반사 및 회절이 반복적으로 발생하는 다중경로(multipath) 환경으로,

Table 7. Predicted and measured received power vs. distance under equal EIRP conditions in an outdoor LoS environment

Frequency band	Distance (m)	Predicted received power (dBm)	Measured received power (dBm)	Difference (Measured-predicted) (dB)
UHF (435 MHz)	2	-26.19	-27.34	-1.15
	5	-34.15	-31.99	2.16
	10	-40.17	-38.91	1.26
S-band (2.4251 GHz)	2	-43.12	-45.27	-2.15
	5	-51.07	-52.77	-1.70
	10	-57.10	-57.23	-0.13

Table 8. Predicted and measured received power vs. distance under equal EIRP conditions in an indoor corridor environment.

Frequency band	Distance (m)	Predicted received Power (dBm)	Measured received Power (dBm)	Difference (Measured-predicted) (dB)
UHF (435 MHz)	2	-21.09	-23.61	-2.52
	5	-27.34	-28.47	-1.13
	10	-32.06	-36.43	-4.37
S-band (2.4251 GHz)	2	-39.80	-45.75	-5.95
	5	-46.05	-51.93	-5.88
	10	-50.78	-54.61	-3.83

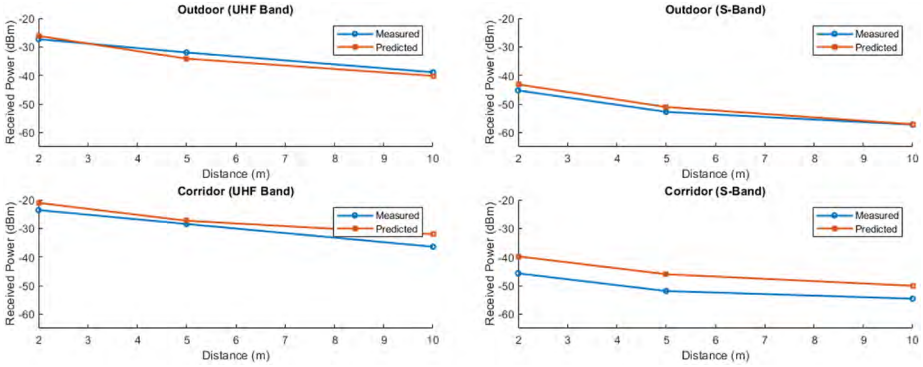


Fig. 9. Received power vs. distance for UHF and S-band signals in outdoor and corridor environments.

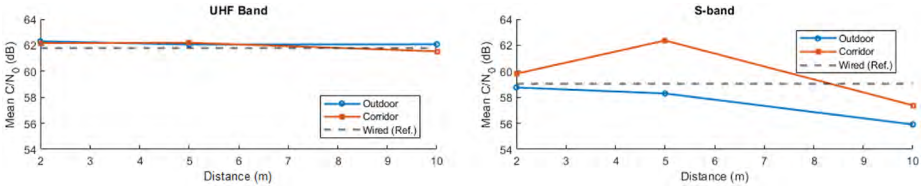


Fig. 10. Mean C/N_0 vs. distance for UHF and S-band signals in outdoor and corridor environments.

실외 LoS 환경보다 복잡한 전파 특성을 가진다. 측정 결과, UHF 대역은 ITU-R P.1238-13 예측치와 비교적 유사한 감쇠 경향을 보인 반면, S-band는 예측치 대비 더 큰 수신 전력 손실이 관측되었다. 이는 고주파 대역일수록 실내 구조물에 의한 산란 및 흡수 손실에 민감하게 반응하는 전파 특성과 일치하며, 주파수 대역에 따른 실내 전파 특성 차이가 뚜렷하게 나타남을 보여준다.

수신 전력 감쇠와 더불어, 항법신호 품질 지표인 평균 C/N_0의 변화 또한 주파수 대역에 따라 상이하게 나타났다. 거리 변화에 따른 수신 전력을 Fig. 9, 평균 C/N_0의 변화를 Fig. 10에 보였다.

Figs. 9와 10의 좌측에 나타난 UHF 대역의 경우, 거리 증가에 따라 수신 전력은 점진적으로 감소하였으나 평균 C/N_0는 실외 및 실내 복도 환경 모두에서 61-62 dB-Hz 범위를 유지하며 안정적인 경향을 보였다. 특히 실내 복도 환경에서도 실외 환경 및 유선 기준 값과 유사한 수준의 C/N_0가 유지되었는데, 이는 UHF 대역의 긴 파장이 실내 구조물에 대해 회절이 용이하여 다중경로 환경에서도 신호 품질 변동을 완화하는 데 기여한 것으로 해석된다.

반면, Figs. 9와 10의 우측에 제시된 S-band의 경우, 실내 복도 환경에서 평균 C/N_0의 변동성이 상대적으로 크게 나타났다. 실외 환경에서는 거리 증가에 따라 C/N_0가 완만하게 감소하였으나, 실내 복도 환경에서는 5 m 지점에서 C/N_0가 일시적으로 증가하는 현상이 관측되었다. 이는 실내 구조물에 의한 반사 및 산란으로 인해 다중경로 성분이 복합적으로 작용한 결과로 추정된다. 이후 거리 증가에 따라 경로 손실 및 상쇄 간섭의 영향이 커지면서 전반적인 C/N_0 저하가 발생하였다. 이와 같은 결과는 S-band 신호가 실내 다중경로 환경에서 UHF 대역 대비 신호 품질 변동에 상대적으로 민감하게 반응함을 보여준다.

Table 9. Mean C/N_0 comparison between wired and outdoor-to-outdoor conditions under equal received power.

Test condition	UHF (dB-Hz)	S-band (dB-Hz)	Remarks
Wired (reference)	62.21	58.61	3.6 dB difference between bands
Outdoor-to-outdoor	61.08	49.46	-
$\Delta C/N_0$ (Wired-Outdoor)	1.13	9.15	-

Table 10. Mean C/N_0 comparison between wired and outdoor-to-indoor conditions under equal received power.

Test condition	UHF (dB-Hz)	S-band (dB-Hz)	Remarks
Wired (reference)	62.21	58.61	-
Outdoor-to-outdoor	54.26	47.33	S-band TX gain compensation
$\Delta C/N_0$ (Wired-Outdoor)	7.95	11.28	-

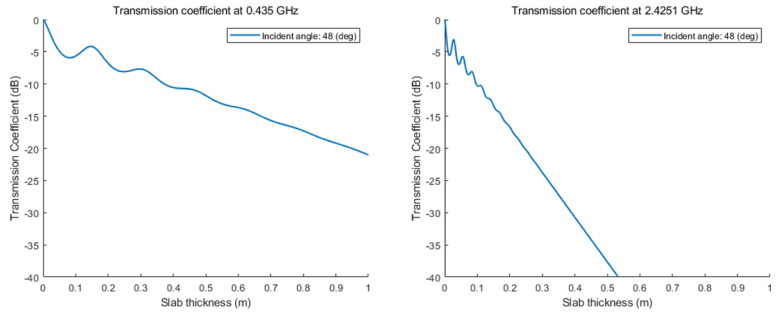


Fig. 11. Transmission coefficient of concrete slab at 48° incidence: (a) UHF and (b) S-band.

3.2 동일 수신 전력 조건 실험 결과 및 분석

동일 수신 전력 조건 실험은 송수신 거리 약 50 m의 실외-실외 및 실외-실내 환경에서 수행하였으며, 무선 채널의 영향을 정량적으로 분리하기 위해 유선 연결 환경에서의 측정 값을 기준으로 활용하였다. 먼저 유선 환경에서의 평균 C/N_0는 UHF 대역 62.21dB-Hz, S-band 58.61 dB-Hz로 나타나, 두 대역 간 약 3.6 dB의 차이가 관측되었다. 이는 동일한 수신 전력 조건과 무선 채널의 영향이 배제된 환경에서도 주파수 대역에 따라 수신기 잡음 특성이 상이함을 보여주는 결과이다. 구체적으로, USRP-2900에 탑재된 AD9361 트랜시버 데이터시트에서 제시하는 수신단 잡음 지수의 최저 주파수 기준인 700 MHz에서 약 1.8 dB, 2.4 GHz에서 약 2.6 dB로, 주파수 증가에 따라 증가하는 경향을 보인다 (Analog Devices, Inc. 2013). 본 실험의 UHF 운용 주파수인 435 MHz에 해당하는 잡음 지수는 데이터시트에 명시되어 있지 않으나, 일반적으로 저주파 대역으로 갈수록 잡음 지수가 감소하는 경향을 고려하면 700 MHz 기준 값 대비 동등하거나 더 낮을 것으로 판단된다. 다만 잡음 지수 차이만으로는 관측된 3.6 dB 전체를 설명하기 어려우며, 수신 시스템의 주파수 종속적 이득 응답 특성이 추가적으로 기여한 것으로 분석된다. 따라서 유선 환경에서의 두 대역 간 C/N_0 차이는 신호 자체의 품질 차이가 아닌 수신 시스템의 특성에 의한 것으로 해석되며, 본 연구에서는 이를 주파수 대역별 기준 잡음 환경 차이로 간주하여 이후 비교 분석에 활용하였다.

Fig. 7의 실외-실외 환경으로 확장한 경우, Table 9에 제시된 바와 같이 UHF 대역의 평균 C/N_0는 유선 대비 약 1.13 dB 감소한 반면, S-band는 약 9.15 dB 감소하였다. S-band 대역은 ISM 대역 및 Wi-Fi 신호가 밀집된 주파수 영역과 인접해 있어, 스펙트럼 관측 시 외부 간섭 성분이 상대적으로 크게 분포함을 확인하였다. 이에 따라 동일 수신 전력 조건에서도 S-band 대역의 C/N_0 저하 폭이 UHF 대역 대비 크게 나타난 것으로 해석된다.

Fig. 8의 실외-실내 환경에서는 실외-실외 환경 대비 두 대역 모두 추가적인 C/N_0 감소가 관측되었다. 자세한 측정값은 Table 10에 정리하였다. UHF 대역은 별도의 송신 출력 보상 없이도 신호 획득이 가능하였으며, 평균 C/N_0는 54.26 dB-Hz로 측정되었다. 반면 S-band는 링크 버짓 계산에 의해 설정된 초기 송신 전력으로는 벽체 투과 이후 신호 획득이 불가능하였으며, 최소 14 dB의 추가 송신 이득 보상을 통해 신호 획득이 가능한 수준에 도달하였다.

벽체 투과에 따른 감쇠 특성을 정량적으로 분석하기 위해 ITU-R P.2040-4 권고안의 콘크리트 매질 투과 모델을 적용하여 이론적 투과 손실을 산출하였다 (ITU-R 2025a). 모델 구현의 타당성 검증을 위해 MATLAB 기반 시뮬레이터를 구현하고, 권고안에서 제시하는 1 GHz 기준 조건의 투과 계수 그래프와 비교하여 벽 두께 및 입사각 변화에 따른 감쇠 경향이 전반적으로 일치함을 확인하였다.

다음으로 실제 실험 환경을 반영하기 위해 실험 장소 건물의 외벽 구조를 고려한 콘크리트 슬래브 두께 0.3 m와 송수신 간의 기하학적 배치로부터 산출된 입사각 48°를 모델 입력 파라미터로 적용하였다. 이론적 투과 손실은 Fig. 11에 나타낸 바와 같이, UHF 대역에서 약 7.67 dB, S-band에서 약 23.76 dB로 예측되어 동일한 벽체 조건에서 S-band가 UHF 대역 대비 약 16 dB 이상 큰 감쇠가 발생하는 것으로 나타났다.

실험 결과 역시 이러한 경향을 보여준다. UHF 대역의 실측

Table 11. Comparison of measured and theoretical wall penetration loss for UHF and S-band signals.

Parameter	UHF	S-band
Wired (reference) (dB-Hz)	62.21	58.61
Outdoor-to-indoor measured C/N_0(dB-Hz)	54.26	47.33
Measured wall penetration loss (dB)	7.95	25.28
Theoretical wall penetration loss (dB)	7.67	23.76
Difference (Measured-Theoretical) (dB)	0.28	1.52

Table 12. Summary of key experimental results for UHF and S-band under both scenarios.

Experimental condition	Metric	UHF	S-band
Equal EIRP (outdoor LoS)	Received power difference	Reference	~18-20 dB lower
Equal EIRP (indoor corridor)	C/N_0 Stability	61-62 dB-Hz maintained	Relatively high variability
Equal received power (outdoor-to-outdoor)	C/N_0 degradation (vs. wired)	1.13 dB	9.15 dB
Equal received power (outdoor-to-indoor)	Wall penetration loss (measured)	7.95 dB	25.28 dB

투과 손실은 유선 기준 값 대비 약 7.95 dB로, 이론적 투과 손실 예측치 7.67 dB와 높은 정합성을 보였다. S-band의 경우 14 dB의 송신 이득 보상을 적용한 상태에서 측정된 평균 C/N_0는 47.33 dB-Hz로, 유선 기준 값 대비 11.28 dB 감소하였다. 송신 이득 보상량을 포함한 실측 투과 손실은 약 25.28 dB로 산출되며, 이는 이론적 투과 손실 예측치 23.76 dB와 유사한 수준으로 두 값 간의 정합성이 확인된다. 대역별 실측 투과 손실과 이론적 예측치의 비교는 Table 11에 정리하였다. 이와 같은 결과는 벽체 투과 환경에서 S-band 신호가 UHF 대역 대비 현저히 불리한 전파 특성을 가짐을 실험적으로 확인한 것이며, S-band 기반 실내 서비스 운용 시 충분한 링크 마진 확보가 필수적임을 시사한다.

3.3 종합 비교 및 분석

이상의 두 시나리오 실험 결과를 종합하면 다음과 같다. 동일 EIRP 조건 실험에서는 실외 환경의 수신 전력이 Friis 모델 예측치와 높은 정합성을 보였으며, 모든 거리 및 환경 조건에서 S-band가 UHF 대비 더 큰 수신 전력 감쇠와 C/N_0 변동성을 나타냈다. 동일 수신 전력 조건 실험에서는 링크 버짓 기반으로 산출된 송신 전력을 적용한 조건에서도 주파수 대역별 수신 성능 차이가 뚜렷하게 나타났으며, 특히 실외-실내 환경에서 S-band의 투과 손실이 UHF 대역 대비 현저히 큰 것으로 확인되었다. 두 시나리오의 주요 결과를 Table 12에 정리하였다.

두 시나리오는 동일한 송신모듈을 기반으로 하면서도 서로 다른 분석 관점을 제공하는 상호 보완적 구조를 갖는다. 동일 EIRP 조건 실험은 강한 신호 세기를 송출함으로써 외부 간섭의 영향을 최소화하고, 거리 및 환경 변화에 따른 경로 손실과 다중경로 환경에서의 신호 품질 변동 등 주파수 대역 고유의 물리적 전파 특성을 독립적으로 관측하는 데 목적이 있다. 이를 통해 UHF 대역이 낮은 경로 손실과 우수한 회절 특성으로 인해 S-band 대비 안정적인 수신 성능을 보임을 확인하였다. 반면, 동일 수신 전력 조건 실험은 링크 버짓에 기반하여 수신단 기준 수신 전력이 동일하도록 송신 출력을 감쇄함으로써 실제 LEO 위성 항법 서비스 환경을 모사하고, 외부 간섭 및 벽체 투과 특성이 실제 수신 품질에 미치는 영향을 평가하는 데 초점을 둔다. 두 시나리오를 종합하면, UHF 대역은 전파 특성과 간섭 환경 모두에서 S-band 대비 수신 성능 측면에서 일관되게 유리한 결과를 나타냈으며, 이러한 경향은 실외 LoS, 실내 복도, 실외-실내 혼합 환경에 걸쳐 공통적으로 확인되었다.

4. 결론

본 논문에서는 LEO 큐브위성 탑재용 항법신호 송신모듈을 활용하여 UHF (435 MHz) 및 S-band (2.4251 GHz) 대역의 수신 특성을 실험적으로 비교 분석하였다. 동일한 신호 구조와 하드웨어 구성을 유지한 상태에서 동일 송신 출력(EIRP) 조건과 동일 수신 전력 조건의 두 가지 시나리오를 구성하여 실외 LoS, 실내 복도, 실외-실내 혼합 환경에서 정량적 평가를 수행하였다.

동일 EIRP 조건 실험에서는 실외 LoS 및 실내 복도 환경 모두에서 S-band가 UHF 대비 더 큰 수신 전력 감쇠와 C/N_0 변동성을 보인 반면, UHF 대역은 다중경로 환경에서도 61~62 dB-Hz의 안정적인 수신 성능을 유지하였다. 동일 수신 전력 조건 실험에서는 S-band가 ISM 대역 외부 간섭으로 인해 실외-실외 환경에서 UHF 대비 약 8 dB 큰 C/N_0 저하를 보였으며, 실외-실내 환경에서는 최소 14 dB의 추가 송신 이득 보상 없이는 안정적인 신호 획득이 불가능하였다. 실측 투과 손실은 ITU-R P.2040-4 이론적 예측치와 높은 정합성을 보였으며, 동일 벽체 조건에서 S-band의 투과 손실이 UHF 대비 약 16 dB 이상 크게 나타남을 실험적으로 확인하였다.

본 연구는 동일 송신모듈 기반의 제어된 실험 환경에서 두 대역의 수신 특성을 다양한 전파 환경에 걸쳐 정량적으로 비교 분석하고, ITU-R 전파 모델과의 비교를 통해 결과의 타당성을 검증하였다는 점에서 의의를 가진다. 다만 수신 특성 측면에서 UHF 대역이 상대적으로 유리한 결과를 보였으나, 실제 LEO-PNT 시스템의 주파수 대역 선택은 수신 특성 외에도 광대역 운용, 주파수 규제 등 다양한 설계 요소를 종합적으로 고려하여 결정되어야 한다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 한화에어로스페이스(주)의 연구개발과제(CT250414006)의 지원을 받아 수행되었습니다. 그리고 과학기술정보

통신부 및 정보통신기획평가원의 대학ICT연구센터사업(IITP-2026-RS-2024-00437494)의 지원과 우주항공청 재원 미래우주교육센터(RS-2022-NR067078, 미래우주항법 및 위성기술 연구센터)의 지원에 감사드립니다.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

The Manuscript with two authors, a short paragraph specifying their individual contributions must be provided. The following statements should be used “conceptualization, I.J. and O.K.; methodology, I.J.; validation, I.J., and O.K.; investigation, I.J.; writing—original draft preparation, I.J.; writing—review and editing, I.J. and O.K.; visualization, I.J.; supervision, O.K.”. Authorship must be limited to those who have contributed substantially to the work reported.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Analog Devices, Inc. 2013, AD9361 RF Agile Transceiver, Data Sheet, Analog Devices, Inc., Rev. D. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9361.pdf

Eissfeller, B., Pany, T., Dötterböck, D., & Förstner, R. 2024, A Comparative Study of LEO-PNT Systems and Concepts, Proceedings of the ION 2024 Pacific PNT Meeting, Honolulu, Hawaii, April 2024, pp.758-782. https://doi.org/10.33012/2024.19646

International Telecommunication Union Radiocommunication Sector (ITU-R) 2024, Calculation of free-space attenuation, Recommendation ITU-R P.525-5. https://www.itu.int/rec/R-REC-P.525/en

International Telecommunication Union Radiocommunication Sector (ITU-R) 2025a, Effects of building materials and structures on radio-wave propagation in the range of 1 MHz to 450 GHz, Recommendation ITU-R P.2040-4. https://www.itu.int/rec/R-REC-P.2040/en

International Telecommunication Union Radiocommunication Sector (ITU-R) 2025b, Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range from 300 MHz to 450 GHz, Recommendation ITU-R P.1238-13. https://www.itu.int/rec/R-REC-P.1238/en

Jeon, S., So, H., Lee, T., No, H., Kim, C., et al. 2010, Development of Real-Time Software GPS Receiver Using USB RF Signal Acquisition Device, In Proceedings of the Guidance, Navigation and Control Technology Symposium, Busan, Korea, January 2010.

Jeong, P. 2024, A Study on LEO Navigation Signal Generator for Regional Navigation Satellite System, MS Thesis, Sejong University.

Joseph, A. 2010, Measuring GNSS Signal Strength, Inside GNSS, Nov./Dec. 2010, 20-25. https://insidegnss.com/measuring-gnss-signal-strength/

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

Kim, C., Kim, G., & Kee, C. 2014, Development of Software GPS Receiver for GEO Satellites Using Weak Signal Receiver Algorithm, Journal of Advanced Navigation Technology, 18, 312-318. http://doi.org/10.12673/jant.2014.18.4.312

Misra, P. & Enge, P. 2006, Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance, 2nd ed. (Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press).

Pozar, D. M. 2012, Microwave Engineering, 4th ed. (Hoboken, NJ: John Wiley & Sons).

Prol, F. S., Morales Ferre, R., Saleem, Z., Välisuo, P., Pinell, C., et al. 2022, Position, Navigation, and Timing (PNT) Through Low Earth Orbit (LEO) Satellites: A Survey on Current Status, Challenges, and Opportunities, IEEE Access, 10, 83971-84002. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3194050

Psiaki, M. L. & Humphreys, T. E. 2016, GNSS Spoofing and Detection, Proceedings of the IEEE, 104, 1258-1270. https://doi.org/10.1109/JPROC.2016.2526658

Seok, H.-W., Cho, S., Kong, S.-H., Joo, J.-M., & Lim, J. 2023, A Survey on LEO-PNT Systems, JPNT, 12, 323-332. https://doi.org/10.11003/JPNT.2023.12.3.323



Ina Jeong received the M.S. degree in Aerospace Engineering from Sejong University in 2026. She received the B.S. degree from Sejong University. Her research interests include LEO-PNT systems, navigation signal transmission for CubeSat platforms, and frequency-band-dependent propagation characteristics.



O-Jong Kim is an Associate Professor in the Department of Aerospace Engineering, Sejong University, South Korea. He received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees from Seoul National University. He was with System LSI Business of Samsung Electronics. His current research interests include satellite-based navigation system, alternative PNT, indoor navigation, cycle ambiguity resolution, and space technologies, such as space GNSS receivers and nano-satellite platforms.

https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.551

JPNT 15(3), 561-569 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.561

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

GNSS 항재밍 알고리즘에서 공분산 샘플 개수에 따른 성능 및 하드웨어 복잡도 트레이드오프 분석

윤석재[1,2], 유호영[2†]

Performance and Hardware Complexity Trade-offs by Covariance Sample Size in GNSS Anti-Jamming Algorithm

Sukjae Yoon[1,2], Hoyoung Yoo[2†]
[1]Duksan Navcours Co., LTD. 66-6, Techno2-ro, Yuseong-gu, Daejeon 34014, Korea
[2]Department of Electronic Engineering, Chungnam National University, Daejeon 34134, Korea

ABSTRACT

This paper analyzes the impact of the number of covariance samples on anti-jamming performance and hardware complexity in real-time array antenna-based Global Navigation Satellite System (GNSS) receivers. In real-time hardware platforms such as Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) and Application Specific Integrated Circuits, varying the snapshot size in the Sample Matrix Inversion (SMI) algorithm creates a critical trade-off between algorithmic performance gains and physical resource penalties. To investigate this effect, we evaluate the system-wide impact of the sample count through a theoretical analysis, hardware synthesis, and anechoic chamber testing. Based on the analysis, we identify an optimal snapshot range of N=32~128 that balances the target anti-jamming capabilities against hardware resource and latency constraints, establishing a practical design guideline for robust receiver architectures.

Keywords: GNSS, anti-jamming, MVDR, FPGA
주요어: 위성항법, 항재밍, 최소분산비왜곡응답, FPGA

1. 서론

위성항법시스템(Global Navigation Satellite System, GNSS)은 현대 국방 무기체계의 정밀 타격 (Rip & Hasik 2002) 및 유도 제어 (Groves 2013) 뿐만 아니라, 민간 분야에서도 필수적인 기반 기술로 자리 잡았다 (Berkowitz 2024). 그러나 GNSS 위성으로부터 지표면에 도달하는 수신 신호의 전력은 약 -130 dBm 수준으로 매우 미약하여 (Kaplan & Hegarty 2006), 전파 교란(jamming) 및 기만(spoofing) 공격에 취약하다는 결함을 지니고 있다 (Heikinheimo 2025). 이에 대응하여 수신기의 생존성과 신뢰성을 보장하기 위한 항재밍(anti-jamming) 기술 도입이 강하게 요구되고 있다 (Amin 2005).

단일 안테나 기반의 시간 또는 주파수 도메인 필터링 기술은 동일 대역으로 유입되는 광대역 재밍 신호 억제에 한계가 있으므로 (Dovis 2015), 복수의 안테나 소자를 배열하여 공간적인 신호 처리 이득을 얻는 배열 안테나 기반의 공간 필터링 기술이 핵심 해결책으로 주목받고 있다 (Fante & Vaccaro 2000). 배열 안테나를 활용한 항재밍 알고리즘은 크게 재밍 신호의 도래각 방향으로 안테나 패턴의 이득을 최소화하여 간섭을 차단하는 널링(nulling) 기법과 (Van Trees 2002), 재머를 억제함과 동시에 위성 신호 방향으로는 일정한 이득을 유지하여 표적 신호의 품질을 보존하는 빔포밍(beamforming) 기법으로 분류할 수 있다 (Van Veen & Buckley 1988).

이러한 빔포밍 기법 중에서도 Minimum Variance

Received Jul 08, 2026 **Revised** Aug 03, 2026 **Accepted** Aug 10, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: hyyoo.cnu@gmail.com

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

Distortionless Response (MVDR) 빔포밍 기법은 표적 방향의 무왜곡 응답을 유지하면서 전체 간섭 전력을 최소화하는 대표적인 항재밍 적응형 알고리즘이다 (Capon 1969). 실제 운용 환경에서 MVDR 빔포머를 구현하기 위해서는 사전에 알 수 없는 간섭 환경의 특성을 실시간으로 파악해야 하므로, 유한한 시간 동안 수집된 수신 데이터 스냅샷으로부터 통계적 특성을 추출하는 Sample Matrix Inversion (SMI) 기반의 표본 공분산 행렬 추정 방식이 사용된다 (Reed et al. 1974).

SMI 알고리즘을 활용한 실시간 처리 시스템을 구현할 때, 표본 공분산 행렬을 추정하기 위해 수집되는 샘플의 개수는 항재밍 시스템의 전체 성능과 구현 비용을 결정하는 핵심 파라미터이다. 이상적인 참값 공분산 행렬에 수렴하기 위해 샘플 개수를 증가시키면 형성되는 Null의 깊이가 깊어지고 Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR) 손실을 최소화할 수 있다. 그러나 Field-Programmable Gate Array (FPGA) 및 Application Specific Integrated Circuit과 같은 하드웨어 플랫폼 상에서 대용량 샘플을 처리하는 것은 리소스를 과도하게 소모하며, 알고리즘 연산 파이프라인의 처리 지연 시간을 급격히 증가시켜 결과적으로 시스템의 항재밍 성능을 악화시킨다.

한편 항재밍 알고리즘의 구현 복잡도에 관한 연구도 지속적으로 수행되어 왔다. 배열 처리 기법별 항재밍 성능과 구현 복잡도를 함께 비교한 연구 (Chang & Wu 2011), 저차원 부분공간 또는 압축 센싱을 활용하여 연산 복잡도를 낮춘 공간-시간 처리 구조에 관한 연구 (Myrick et al. 2001, Zhuang et al. 2009, Chang & Huang 2014), GPU 기반 플랫폼을 통해 적응형 항재밍 알고리즘의 실시간 처리 가능성을 검증한 연구 (Seo et al. 2011, Xu et al. 2016), 그리고 안테나 배열과 빔포밍 알고리즘 등 설계 인자가 항재밍 성능에 미치는 영향을 수치 해석적으로 분석한 연구 (Jang et al. 2019) 등이 대표적이다.

다만 이러한 연구들은 서로 다른 알고리즘 구조 간의 복잡도를 비교하거나 특정 구조의 실시간 처리 가능성을 검증하는 데 초점을 두고 있어, 동일한 알고리즘 구조 내에서 단일 설계 파라미터의 변화가 성능과 구현 비용에 미치는 영향을 정량적으로 다루지는 않았다. 이러한 관점에서 이 논문은 SMI 기반 MVDR 구조를 고정한 상태에서 공분산 샘플 개수 N만을 변화시키며, 이론적 SINR 손실과 FPGA 합성 기반 자원, 지연, 전력 분석, 그리고 무반향 챔버에서의 실환경 항재밍 성능 측정을 동일한 축에서 교차 검증한다. 나아가 세 결과를 정규화된 단일 지표로 통합하여, 특정 설계값이 아닌 성능 대비 구현 효율이 유지되는 설계 구간을 제시한다.

이를 위해 이 논문에서는 먼저 기존에 확립된 Reed-Mallett-Brennan (RMB) 법칙을 4소자 배열 안테나 환경에 적용하여, 샘플 수에 따른 이론적인 평균 SINR 손실을 수치화하고 이를 성능 평가의 기준점으로 삼는다. 이어서 MVDR 가중치 연산 아키텍처를 설계하고, Xilinx Vivado 환경에서 샘플 수 변동에 따른 자원 소모량 및 연산 사이클을 분석한다. 마지막으로 무반향 챔버 실 환경에서 실제 전파 방사를 통해 수신기의 3D Fix 해제 시점의 Jamming-to-Signal Ratio (JSR)을 측정함으로써 이론과 구현, 그리고 실환경 성능 간의 상관관계를 교차 검증한다. 이를 통해 최종적으로 하드웨어 리소스와 지연 시간의 제약 한계치 내에서 시스템 효용성을 극대화할 수 있는 최적의 스냅샷 연산 구간을 제시한다.

2. 항재밍 시스템 모델

이 논문에서는 M개의 등방성(isotropic) 안테나 소자가 간격 d로 배열된 선형 배열 안테나(uniform linear array)를 가정한다. 시간 t에서 배열 안테나로 입사되는 수신 신호 벡터 $x(t) \in \boldsymbol{C}^{M\times 1}$는 원하는 위성 신호, 복수의 재밍(jamming) 신호, 그리고 열잡음의 합으로 구성되며 Eq. (1)과 같이 모델링할 수 있다 (Monzingo et al.

$$x(t) = a(\theta_0)s(t) + \sum_{i=1}^{J} a(\theta_i)j_i(t) + n(t) \tag{1}$$

여기서 $s(t)$는 입사각 θ_0로 들어오는 GNSS 표적 신호(signal of interest)를 나타낸다. 이는 확산 코드(pseudo-random noise)와 항법 데이터 메시지가 결합된 형태로 Eq. (2)와 같이 정의된다.

$$s(t) = \sqrt{P_r}c(t)d(t)e^{j\phi_s} \tag{2}$$

여기서 $\sqrt{P_r}$는 표적 신호의 수신 전력, $c(t)$는 확산 코드, $d(t)$는 항법 데이터, ϕ_s는 초기 위상을 의미한다. 이 신호는 조향 벡터 $a(\theta_0)$와 곱해져 배열 안테나로의 공간적 입사 특성이 반영된다. $\sum_{i=1}^{J} a(\theta_i)j(t)$는 총 J개의 재밍 신호가 각각 도래각 θ_i를 통해 유입되는 성분들의 총합을 의미한다. 이 논문에서는 재밍 환경을 대역 내 광대역 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise, AWGN) 재머로 가정한다. 따라서 i번째 재머 신호 $j_i(t)$는 평균이 0이고 분산이 σ^2인 독립적인 복소 가우시안 랜덤 프로세스로 Eq. (3)과 같이 모델링된다.

$$j_i(t) \sim \mathcal{CN}\left(0, \sigma_{j,i}^2\right) \tag{3}$$

$n(t)$는 각 안테나 소자에 독립적으로 인가되는 열잡음(thermal noise) 벡터이다. 이는 평균이 0이고 공분산 행렬이 $\sigma_n^2 I_M$인 다변량 복소 가우시안 분포를 따른다. I_M은 $M\times M$ 단위 행렬, σ_n^2은 잡음 전력으로 Eq. (4)와 같이 모델링 된다.

$$n(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2 I_M) \tag{4}$$

$a(\theta)$는 특정 방향 θ에서 유입되는 신호가 각 안테나 소자에 도달할 때 발생하는 물리적인 경로차에 의한 위상 지연(phase delay)을 나타내는 조향 벡터(steering vector)로, 수신 신호의 파장 λ에 대하여 Eq. (5)와 같이 정의된다.

$$a(\theta) = \left[1, e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta}, \cdots, e^{-j\frac{2\pi(M-1)d}{\lambda}\sin\theta}\right]^T \tag{5}$$

2.1 MVDR 알고리즘

앞서 정의한 수신 환경에서 MVDR 빔포밍은 원하는 표적 방향(θ_0)의 신호 이득은 1로 유지하면서, 배열 안테나의 전체 출력 전력을 최소화하여 결과적으로 재머와 잡음을 억제하는 최적의 안테나 가중치 벡터 w를 산출한다. MVDR의 목적 함수 및 제약 조건은 Eq. (6)과 같이 표현된다 (Capon 1969).

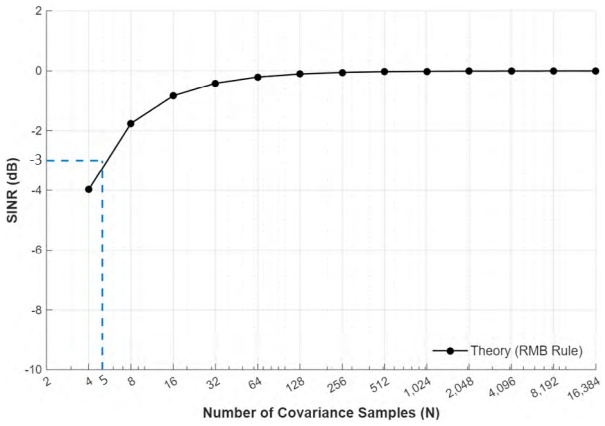


Fig. 1. Theoretical average SINR loss versus the number of covariance samples (*N*).

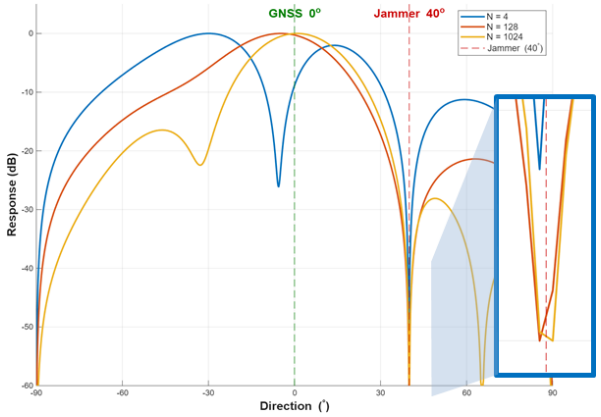


Fig. 2. Antenna beam pattern and null depth according to the number of covariance samples (*N*).

$$\min_{w} w^H Rw \quad \text{subject to} \quad w^H a(\theta_0) = 1 \tag{6}$$

여기서 R은 간섭 및 잡음의 통계적 특성을 나타내는 이론적인 참값 공분산 행렬(covariance matrix)이다. 라그랑주 승수법(Lagrange multiplier)을 이용하여 도출한 이상적인 MVDR 최적 가중치 w_{opt}는 Eq. (7)과 같다.

$$w_{opt} = \frac{R^{-1}a(\theta_0)}{a^H(\theta_0)R^{-1}a(\theta_0)} \tag{7}$$

그러나 실제 실시간 GNSS 수신기 환경에서는 시시각각 변화하는 재밍 환경으로 인해 참값 공분산 행렬 R을 사전에 알 수 없다. 따라서 실제 하드웨어 구현 시에는 제한된 시간 동안 수집된 N개의 수신 데이터 스냅샷(snapshot)을 기반으로 행렬을 통계적으로 추정하는 SMI 알고리즘이 적용된다 (Reed et al. 1974). 유한한 N개의 표본을 통해 추정된 표본 공분산 행렬 $\hat{R}$은 Eq. (8)과 같이 계산된다.

$$\hat{R} = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} x(n)x^H(n) \tag{8}$$

결과적으로 실제 시스템에서 사용되는 SMI 기반의 빔포밍 가중치 w_{SMI}는 추정된 공분산 행렬의 역행렬을 직접 계산하여 Eq. (9)와 같이 도출된다.

$$w_{SMI} = \frac{\hat{R}^{-1}a(\theta_0)}{a^H(\theta_0)\hat{R}^{-1}a(\theta_0)} \tag{9}$$

SMI 알고리즘은 샘플 데이터에 기반하여 역행렬을 계산하므로, 행렬 추정에 사용되는 공분산 샘플 개수(N)가 알고리즘의 빔포밍 성능과 시스템 구현 복잡도를 동시에 결정하는 핵심 파라미터로 작용하게 된다.

2.2 RMB 법칙

SMI 알고리즘은 유한한 N개의 스냅샷 데이터를 기반으로 공분산 행렬을 추정하므로, 샘플의 개수가 부족할 경우 추정된 행렬의 고유값(eigenvalue) 분산에 심각한 왜곡이 발생한다. 이러한 통계적 추정 오차는 최적 가중치 도출의 부정확성을 야기하여 안테나 배열의 전체 출력 SINR을 저하시킨다. 표본 부족으로 인해 발생하는 평균적인 SINR 손실은 RMB 법칙을 통해 수학적으로 정의할 수 있다. M개의 소자를 가진 배열 안테나 시스템에서, 수집된 샘플 개수 N에 따른 정규화된 평균 SINR 손실률의 기댓값 $E[\rho]$는 Eq. (10)과 같이 산출된다 (Reed et al. 1974).

$$E[\rho] = \frac{N - M + 2}{N + 1} \tag{10}$$

이 연구의 시스템 모델인 4소자(M = 4) 배열 안테나 환경을 기준으로 해당 수식을 적용하면, 3 dB 이내의 성능 저하를 방어하기 위해서는 최소 N = 5 이상의 스냅샷이 요구된다. Fig. 1은 이론적 평균 SINR 손실 곡선을 도식화한 그래프이다. N이 증가함에 따라 통계적 추정치가 참값에 수렴하여 SINR 손실이 점진적으로 0 dB에 가까워지는 양상을 보인다.

Fig. 2는 이러한 통계적 성능 손실이 실제 배열 안테나의 공간 필터링(spatial filtering) 과정에서 어떻게 발현되는지 확인하기 위해 공분산 샘플 개수에 따른 빔 패턴 시뮬레이션 결과를 보여준다. 샘플 개수가 극히 적은 구간(N=4)에서는 재머가 위치한 입사각 방향(40°)으로 형성되는 Null의 깊이가 매우 얕게 형성되었으며, 전체적인 빔 패턴이 왜곡되는 현상이 관찰되었다. 반면, 샘플 개수가 128개로 증가함에 따라 재머 방향의 Null 깊이가 −50 dB 이하로 급격히 정교해졌으며, 표적 방향의 메인 빔(main beam) 이득 및 사이드로브(sidelobe) 형태가 안정화되었다. 나아가 N=1024 이상으로 샘플을 확보할 경우 메인 빔이 더욱 정확해지고 Null 깊이가 수렴하여 안정적인 공간 필터링 응답 특성을 나타냄을 확인하였다.

3. 하드웨어 구현 및 시험 환경 구성

2장에서의 시뮬레이션 결과를 통해 공분산 샘플 개수가 일정 수준 이상 확보되면 통계적 성능 한계가 극복되고 안정적인 공간 필터링 패턴이 형성됨을 확인하였다. 그러나 이를 실제 실시간 GNSS 수신기로 구현할 경우, 급변하는 재밍 환경에서도 위성 신호 추적을 상실하지 않고 연속적으로 위치를 산출해야 하므로,

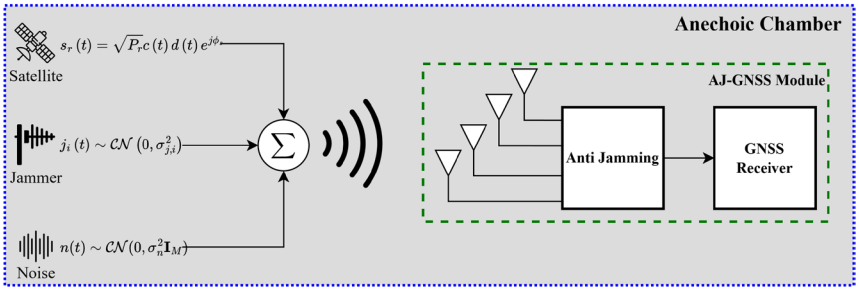


Fig. 3. Block diagram of the test environment for the anti-jamming receiver.

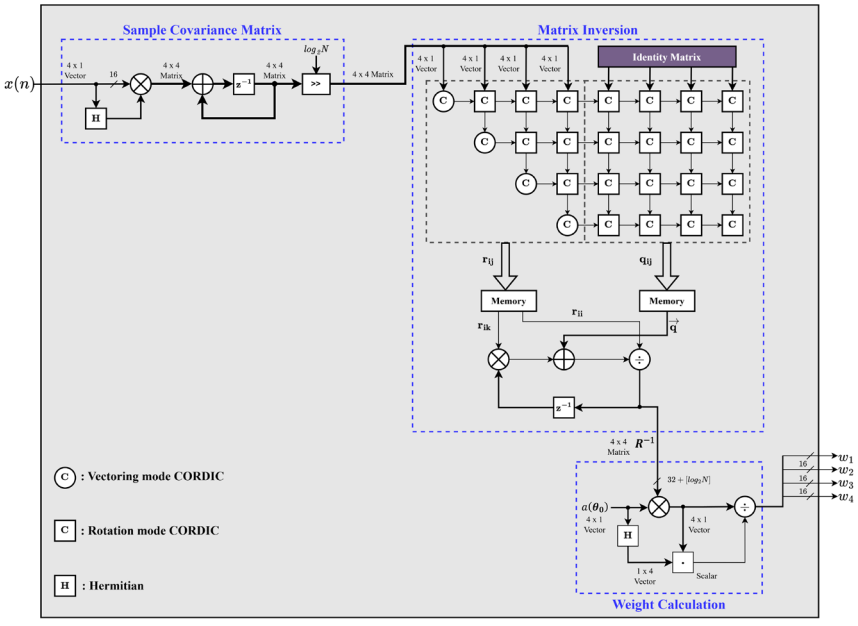


Fig. 4. Block diagram of the MVDR hardware architecture.

통계적 오차를 줄이기 위해 샘플 개수 N을 무작정 늘리게 되면 하드웨어 리소스 소모 및 처리 지연(latency)으로 인해 급변하는 동적 재밍 환경에 대응하지 못해 위성 추적을 놓치게 될 수 있다.

구체적으로 표본 공분산 행렬을 추정하기 위해서 N개의 스냅샷을 오버플로우(overflow) 없이 지속적으로 누적(accumulation)해야 하므로, 하드웨어 리소스 소모량이 N에 비례하여 증가하게 된다. 따라서 항재밍 성능 확보와 수신기의 실시간성 보장이라는 상충하는 목표 사이에서 최적의 N에 대한 트레이드오프(trade-off)를 결정하는 과정이 필수적이다. Fig. 3은 항재밍 수신기의 하드웨어 구조와 시험 환경에 대한 블록도를 보여준다. 구성된 시험 환경에서는 위성 신호 $s_r(t)$와 재밍 신호 $j_i(t)$, 그리고 노이즈 $n(t)$가 합쳐진 신호가 항재밍 수신기로 인가된다. 항재밍 모듈에서는 4소자 배열 안테나와 항재밍 알고리즘을 통해 수신된 신호에서 재밍 신호를 효과적으로 제거하며, 이후 연결된 GNSS 수신기가 최종적인 위성 신호 획득(acquisition) 및 추적(tracking) 기능을 수행하도록 구성되었다.

Fig. 4는 구현된 MVDR 모듈의 register transfer level 블록 다이어그램을 나타낸다. 4소자 배열 안테나로부터 16비트 해상도의 데이터가 입력되면, 표본 공분산 행렬 R을 산출하기 위해 N개의 스냅샷 단위로 데이터를 누적한다. 이 과정에서 연산 중 발생할 수 있는 오버플로우 및 데이터 손실을 방지하기 위해 내부 연산의 비트 폭(bit-width)은 $32+\lceil \log_2 N \rceil$ 비트로 확장하여 설계하였다. 누적된 공분산 데이터는 역행렬 연산을 수행하기 위해 Coordinate Rotation Digital Computer (CORDIC) 기반의 QR 분해(QR decomposition) 모듈로 전달된다. 해당 모듈을 통해 데이터가 직교 행렬과 상삼각 행렬로 분해된 후, 후방 대입법(back-substitution)을 적용하여 최종적으로 역행렬 R^{-1}을 산출한다. 이후 산출된 역행렬 R^{-1}은 조향 벡터 $a(\theta_0)$와 행렬, 벡터 곱 연산이 수행되며, 최종적으로 MVDR 가중치 산출 수식을 통해 안테나 소자별 최적 가중치가 계산된다.

Fig. 5는 제안된 항재밍 수신기의 성능 검증을 위한 시험 순서도와 실제 무반향 챔버(anechoic chamber) 환경을 나타낸다. 무반향 챔버 내부는 수신기가 위치한 중앙 공간을 기준으로 2개의 재밍 안테나와 9개의 GNSS 신호 송출 안테나를 배치하였으며, 다양한 입사각에서 신호를 방사하여 실제와 유사한 전파 환경을 모사하도록 구성하였다. 항재밍 성능 평가는 Fig. 5a에 따라 단계

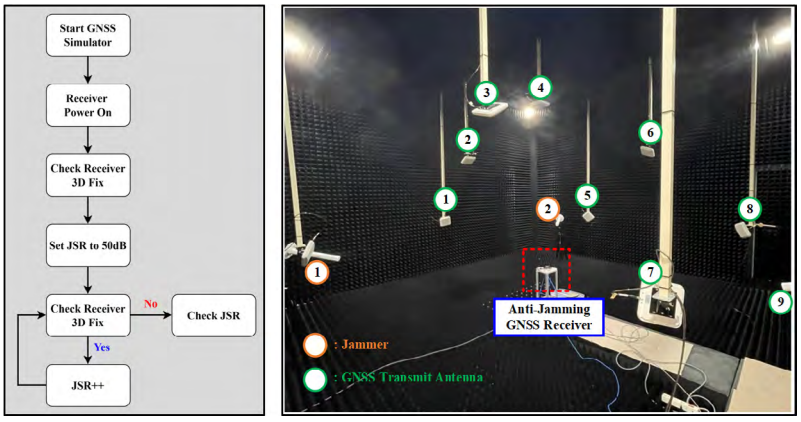


Fig. 5. Experimental procedure (a) and setup for the anti-jamming receiver (b).

적으로 진행되었다. 먼저 시뮬레이터의 방송을 시작하고 수신기의 전원을 인가하여, 수신기가 정상적인 3D Fix 상태에 도달하는지 확인한다. 정상적인 신호 획득 및 추적이 확인된 이후에는 초기 재밍 파워를 JSR 50 dB 수준으로 출력하여 수신기에 인가하고, 수신기의 3D Fix 유지 여부를 판별한다. 해당 조건에서도 위치 산출이 안정적으로 유지될 경우(Yes), 재머의 출력 전력을 점진적으로 증가시키며 수신기의 3D Fix 상태를 지속해서 모니터링하는 반복 구간을 수행한다. 이러한 과정 중 증가하는 재밍 신호에 의해 수신기가 최종적으로 3D Fix를 상실하는 시점(No)에 도달하게 되면, 해당 순간의 JSR 수치를 기록함으로써 수신기의 최대 항재밍 성능 한계치를 도출하였다.

4. 통합 성능 분석

이번 장에서는 제안된 하드웨어 아키텍처의 최적의 설계 파라미터 도출을 위해 성능과 복잡도를 종합적으로 분석하였다. 제안된 알고리즘의 하드웨어 합성 및 검증은 Xilinx사의 Kintex UltraScale FPGA를 타겟으로 진행하였으며, 시스템 동작 주파수는 50 MHz로 설정하였다. 리소스 소모량 및 처리 지연 시간 분석에는 Xilinx Vivado 도구를 활용하였다. 또한, 실환경 성능 시험은 무반향 챔버에서 Fig. 5a의 절차에 따라 공분산 샘플 개수 N을 가변하면서 수행하였다.

4.1 항재밍 성능 비교

모든 시험은 무반향 챔버에서 Fig. 5의 절차에 따라 공분산 샘플 개수 N을 가변하면서 10회 반복하여 측정한 평균 값을 사용하였다. Fig. 6은 N에 따른 임계 JSR 측정 결과를 나타낸다. N이 증가함에 따라 임계 JSR은 가파르게 상승하다가 약 N=32 구간을 기점으로 향상 폭이 크게 둔화되며, 이는 앞선 이론적 시뮬레이션의 성능 포화(saturation) 특성과 유사한 경향을 보인다. 더불어, 공분산 샘플 개수가 4,096개를 초과하게 되면 빔포밍 가중치 산출 및 갱신 지연이 증가한다. 이는 과거의 수신 환경을 바탕으로 계산된 가중치가 현재 신호에 지연 적용됨을 의미하며, 결과적으로 급변하는 동적 재밍 환경에 대한 수신기의 공간 필터

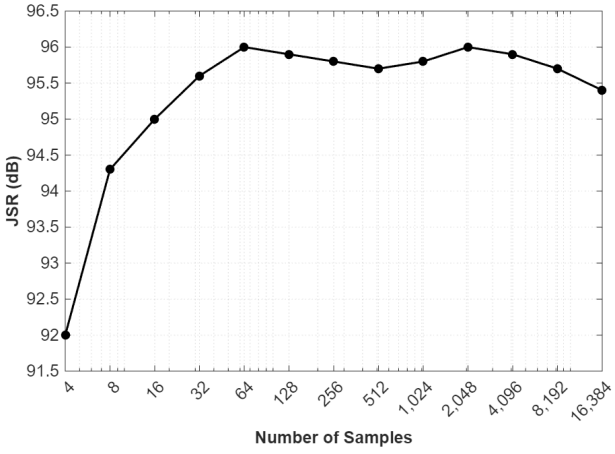


Fig. 6. Threshold JSR performance versus the number of covariance samples.

링 적응력을 떨어뜨린다. 또한 길어진 갱신 주기로 인해 새로운 가중치가 적용되는 시점마다 합성 신호의 위상이 급격히 변화하게 되며, 이러한 위상 불연속이 GNSS 수신기의 위상 동기 루프(phase-locked loop, PLL)에 영향을 주어 위성 신호 추적 상실을 유발하는 것으로 추정된다. 이는 큰 N에서 관측된 항재밍 성능 저하의 주요 원인 중 하나로 해석된다.

4.2 복잡도 비교

항재밍 성능 향상에 수반되는 하드웨어 복잡도를 확인하기 위해 Xilinx Vivado 합성 결과를 분석하였다. Fig. 7은 공분산 샘플 개수 N에 따른 FPGA 리소스 사용량 및 처리 지연 시간, 전력(power) 소모의 변화를 보여준다. 분석 결과, N이 커짐에 따라 지연 시간과 전력 소모가 전반적으로 증가하며, 하드웨어 자원인 Look-Up Table (LUT), Block RAM (BRAM), Flip-Flop (FF)의 사용량 또한 N에 비례하여 증가하는 양상을 보인다. 특히 BRAM은 누적 횟수에 비례하여 증가할 뿐만 아니라, 비트 폭 확장에 따른 메모리 추가 할당이 겹쳐지면서 소모량이 더욱 가파르게 상승하는 특성을 나타낸다. 반면, 역행렬 연산을 수행하는 QR 분해 모듈에는 CORDIC 알고리즘을 적용하여, Digital Signal Processor

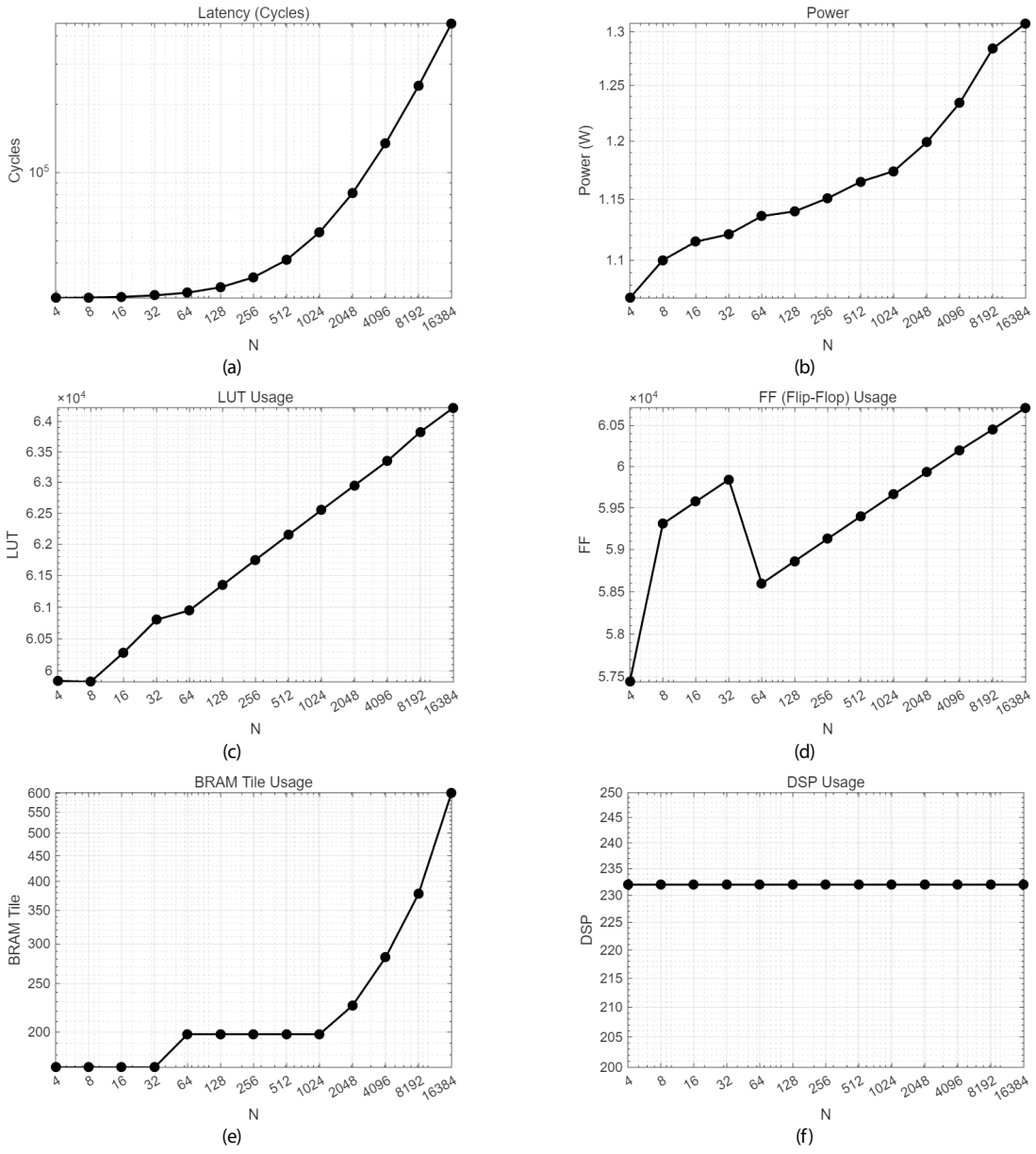


Fig. 7. FPGA resource utilization and processing latency according to the number of covariance samples (*N*).

(DSP) 사용량은 샘플 수의 변동과 무관하게 일정한 수준을 안정적으로 유지하였다.

4.3 통합 비교

성능과 하드웨어 구현 비용간의 최적 균형점을 정량적으로 도출하기 위해, 이 연구에서는 종합 성능 지수(Figure of Merit, FoM)를 새롭게 정의하였다. 제안하는 $FoM(N)$은 정규화된 항재밍 성능 지표 $J(N)$과 하드웨어 복잡도 점수 $H(N)$, 그리고 시스템 성능 점수 $S(N)$를 기반으로 Eq. (11)과 같이 산출된다.

$$FoM(N) = J(N) / \big(S(N) \times H(N)\big) \tag{11}$$

여기서 $J(N)$은 값이 클수록, $S(N)$와 $H(N)$는 값이 작을수록 시스템에 유리한 지표이다. 따라서 산출된 FoM의 값이 클수록 성능 대비 자원 효율이 우수하며, 전체적인 시스템 최적화 수준이 높음을 의미한다. 하드웨어 복잡도 점수 H는 FPGA 자원 사용량의 세 가지 핵심 항목 LUT, FF, BRAM을 통합한 지표이며, 시스템 성능 점수 S는 데이터 처리 지연 시간과 전력(power) 소모량을 결합한 지표이다. 이때 DSP는 전 N 구간에서 232개로 동일하여 복잡도 변화에 대한 정보를 제공하지 않아 제외하였다. 각 세부 지표들은 단위와 변화 범위가 서로 상이하므로, 이를 공정하게 반영하기 위해 개별 지표 m을 전체 N 구간에서의 최솟값으로 나눈 상대비로 정규화한 뒤, 각 항목의 상대비를 곱셈 방식으로 결합하여 산출하였다. Eq. (12)는 정규화에 대한 식이며, Eqs. (13, 14)는 각각 하드웨어 복잡도 점수 H와 시스템 성능 점수 S에 대한 식을 나타낸다.

Table 1. Normalized evaluation parameters according to *N*.

N	Performance		HW complexity					System performance		
	JSR (dB)	Score (J)	LUT	FF	BRAM	DSP	Score (H)	Latency (Cycles)	Power (W)	Score (S)
4	92±0.8	1.00	59,849	57,442	170	232	1.00	28,023	1.07	1.00
8	94.3±0.7	1.70	59,833	59,308	170	232	1.01	28,137	1.10	1.02
16	95±0.5	2.00	60,289	59,575	170	232	1.02	28,353	1.12	1.03
32	95.6±0.4	2.29	60,802	59,842	170	232	1.02	28,785	1.12	1.04
64	96±0.3	2.51	60,950	58,596	198	232	1.07	29,585	1.14	1.06
128	95.9±0.3	2.46	61,350	58,863	198	232	1.07	31,249	1.14	1.09
256	95.8±0.4	2.40	61,751	59,130	198	232	1.07	34,577	1.15	1.15
512	95.7±0.3	2.34	62,151	59,397	198	232	1.08	41,233	1.17	1.27
1,024	95.8±0.3	2.40	62,551	59,664	198	232	1.08	54,545	1.17	1.46
2,048	96±0.2	2.50	62,951	59,931	226	232	1.13	81,169	1.20	1.80
4,096	95.9±0.3	2.46	63,350	60,198	282	232	1.23	134,417	1.23	2.35
8,192	95.7±0.4	2.34	63,829	60,452	378	232	1.36	240,892	1.28	3.21
16,384	95.4±0.3	2.19	64,229	60,719	602	232	1.59	453,884	1.31	4.45

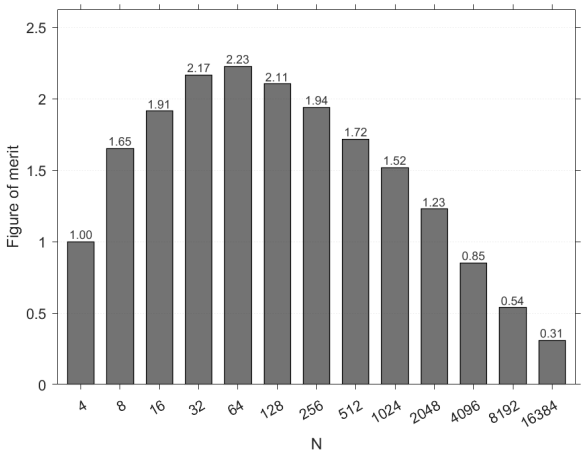


Fig. 8. Figure of Merit according to *N*.

$$r_m(N) = m(N) / \min_N m(N) \tag{12}$$

$$H(N) = (r_{LUT} \cdot r_{FF} \cdot r_{BRAM})^{\frac{1}{3}} \tag{13}$$

$$S(N) = \left(r_{Latency} \cdot r_{Power}\right)^{\frac{1}{2}} \tag{14}$$

이러한 산출 방식에 따라, 자원 소모와 지연 시간이 가장 적은 이상적인 구성에서는 H=1과 S=1이 되며, 값이 커질수록 구현 비용이 가중됨을 의미한다. 한편 임계 JSR은 데시벨 척도로 측정되는 값이므로, 선형 상대비인 S 및 H와 동일한 척도에서 결합하기 위해 Eq. (15)와 같이 선형 전력비로 환산하여 정규화하였다.

$$J(N) = 10^{(JSR - JSR_{min})/10} \tag{15}$$

Table 1과 Fig. 8은 각 N에 따른 정규화 지표 및 최종 FoM 산출 결과를 요약한 것이다. 분석 결과, 임계 JSR은 N=32 이상에서 최댓값 대비 0.6 dB 이내로 포화되었으며, 하드웨어 복잡도 점수 H는 N=128에서 최솟값 대비 7.0%, 시스템 성능 점수 S는 9.0% 증가에 그쳤으나, N=256 이상에서는 H가 7.4%로 완만한 반면 S는 15.2%로 급증하기 시작하여 N=16,384에서 4.45배에 이르렀다. 이는 샘플 개수 증가에 따른 비용이 FPGA 자원 사용량보다는 처리 지연 시간과 전력 소모에 의해 지배됨을 의미한다. 두 지표(S, H)가 모두 10% 이내를 유지하는 $N \leq 128$과 성능 포화 조건 $N \geq 32$를 동시에 만족하는 N=32~128 구간에서 FoM은 2.11 ~ 2.23 사이의 좁은 범위 내에서 일관된 수치를 유지하며, 이 구간이 항재밍 성능과 하드웨어 복잡도가 효과적으로 절충되는 최적 설계 영역에 해당한다.

5. 결론

이 연구에서는 전파 교란 환경에서 공분산 샘플 개수(N) 변화가 항재밍 성능과 하드웨어 복잡도에 미치는 영향을 종합적으로 분석하였다. 먼저 이론적 시뮬레이션을 통해 샘플 개수가 안테나 빔패턴 형성과 공간 필터링 성능에 미치는 영향을 선행적으로 확인하였다. 이후 데이터 비트 폭 최적화를 적용한 실시간 항재밍 시스템을 하드웨어로 구현하였으며, 9-Zone 무반향 챔버에서 실환경 성능 평가를 수행하였다. 샘플 개수 N을 가변하며 시험한 결과, N이 증가함에 따라 임계 JSR로 대변되는 항재밍 성능은 가파르게 상승하다가 약 N=32 구간을 기점으로 향상 폭이 크게 둔화되며 포화되는 특성을 보였다. 반면, 하드웨어 리소스(LUT, BRAM, FF) 사용량과 처리 지연 시간 및 전력 소모는 N에 비례하여 전반적으로 증가함을 확인하였다. 특히 무분별한 N의 확장은 빔포밍 가중치 산출 및 갱신 지연을 유발하여 급변하는 동적 재밍 환경에 대한 공간 필터링 적응력을 떨어뜨린다. 또한, 길어진 갱신 주기로 인해 새로운 가중치가 적용될 때마다 발생하는 합성 신호의 급격한 위상 변화가 수신기의 위상 동기 루프에 영향을 주어 위성 신호 추적 상실을 유발하는 것으로 추정되며, 이는 큰 N에서 관측된 항재밍 성능 저하의 가능한 원인 중 하나로 해석된다.

이러한 성능 이득과 하드웨어 복잡도 증가라는 트레이드오프 관계 속에서 객관적인 최적 균형점을 도출하기 위해, 정규화 기반의 종합 성능 지수(FoM)를 도입하였다. 산출 결과, FoM은 N=64에서 최댓값을 기록하였으나 N=32와 N=128 또한 최댓값 대비 89% 이상의 근접한 값을 나타내었고 인접한 N=16과 N=256과는 뚜렷한 차이를 보였다. 구간 내 세 지점의 FoM 차이는 임계 JSR의 측정 표준편차에 기인하는 변동과 유사한 크기이므로, 이들 간의 우열을 구분하는 것은 타당하지 않다고 판단하였다. 따라서 이 연구에서는 N=32~128을 권장 설계 구간으로 제시한다. 다만 이 결과는 4소자 배열안테나, 무반향 챔버 내 광대역 AWGN 재머 환경, full-rank SMI 기반 가중치 산출 구조라는 조건에서 평가한 것이다. 따라서 제시된 설계 구간은 일반적인 최적값이

아니라 해당 조건에서 평가한 후보 중 성능 대비 구현 효율이 가장 우수한 범위로 이해되어야 한다. 특히 Diagonal loading이나 Reduced-rank 기법을 적용할 경우 더 적은 샘플 수로 유사한 성능을 확보할 수 있어 설계 구간이 이동할 가능성이 있으나, 이 연구에서는 샘플 개수 자체의 영향을 분리하기 위해 가중치 산출 구조를 고정하였으며 대안 기법과의 비교는 수행하지 않았다.

결론적으로 이번 연구의 기여는 특정 샘플 개수 값 자체보다, 이론적 성능 한계와 하드웨어 합성 결과 및 실환경 측정을 정규화된 단일 지표로 통합하여 설계 구간을 도출하는 절차에 있다. 해당 절차는 배열 소자 수와 타겟 디바이스, 알고리즘 구조가 달라지더라도 동일하게 적용할 수 있으므로, 실시간 항재밍 시스템 설계 시 불필요한 하드웨어 복잡도 증가를 방지하고 설계 구간을 결정하는 실용적인 방법론으로 활용될 것으로 기대된다.

ACKNOWLEDGMENTS

본 연구는 우주항공청의 재원으로 지원 (No. RS-2022-00165802), 정부 (과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행되었으며 (No. 2022R1A5A8026986), 과학기술정보통신부 및 정보통신기획평가원의 대학 ICT 연구 센터 사업의 연구 결과로 수행된 연구임 (IITP-2025-RS-2024-00436406).

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, S.J. and H.Y.; methodology, S.J. and H.Y.; software, S.J.; validation, S.J.; formal analysis, S.J.; investigation, S.J.; resources, H.Y.; data curation, S.J.; writing—original draft preparation, S.J.; writing—review and editing, S.J. and H.Y.; visualization, S.J.; supervision, H.Y.; project administration, H.Y.; funding acquisition, H.Y. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Amin, M. G. 2005, Anti-jamming GPS receivers (Norwood: Artech House).

Berkowitz, M. J. 2024, America's asymmetric vulnerability to navigation warfare: leadership and strategic direction needed to mitigate significant threats, National Security Space Association Report.

Capon, J. 1969, High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis, Proceedings of the IEEE, 57, 1408-1418. https://doi.org/10.1109/PROC.1969.7278

Chang, C.-L. & Huang, G.-S. 2014, Low-complexity spatial-temporal filtering method via compressive sensing for interference mitigation in a GNSS receiver, International Journal of Antennas and Propagation, 2014, 501025. https://doi.org/10.1155/2014/501025

Chang, C.-L. & Wu, B.-H. 2011, Analysis of performance and implementation complexity of array processing in anti-jamming GNSS receivers, Electrical and Electronic Engineering, 1, 79-84. https://doi.org/10.5923/j.eee.20110102.13

Dovis, F. 2015, GNSS interference threats and countermeasures (Boston: Artech House).

Fante, R. L. & Vaccaro, J. J. 2000, Wideband cancellation of interference in a GPS receive array, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 36, 549-564. https://doi.org/10.1109/7.845251

Groves, P. D. 2013, Principles of GNSS, inertial, and multisensor integrated navigation systems, 2nd ed. (Boston: Artech House).

Heikinheimo, J. 2025, Global navigation satellite system vulnerability to jamming and spoofing, Bachelor's thesis, Aalto University.

Jang, D.-H., Kim, H.-P., & Won, J.-H. 2019, Analysis on design factors of the optimal adaptive beamforming algorithm for GNSS anti-jamming receivers, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 8, 19-29. https://doi.org/10.11003/JPNT.2019.8.1.19

Kaplan, E. D. & Hegarty, C. J. 2006, Understanding GPS: principles and applications. 2nd ed. (Boston: Artech House Inc.).

Monzingo, R. A., Haupt, R. L., & Shirer, T. W. 2011, Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. (Raleigh: SciTech Publishing).

Myrick, W. L., Zoltowski, M. D., & Goldstein, J. S. 2001, Low complexity anti-jam space-time processing for GPS, in 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings, Salt Lake City, UT, USA, 07-11 May 2001, pp.2233-2236, https://doi.org/10.1109/ICASSP.2001.940442

Reed, I. S., Mallett, J. D., & Brennan, L. E. 1974, Rapid convergence rate in adaptive arrays, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-10, 853-863. https://doi.org/10.1109/TAES.1974.307893

Rip, M. R. & Hasik, J. M. 2002, The precision revolution: GPS and the future of aerial warfare (Annapolis: Naval Institute Press).

Seo, J., Chen, Y.-H., De Lorenzo, D. S., Lo, S., Enge, P., et al. 2011, A real-time capable software-defined receiver

using GPU for adaptive anti-jam GPS sensors, Sensors, 11, 8966-8991. https://doi.org/10.3390/s110908966

Van Trees, H. L. 2002, Optimum array processing: part IV of detection, estimation, and modulation theory (New York: Wiley).

Van Veen, B. D. & Buckley, K. M. 1988, Beamforming: a versatile approach to spatial filtering, IEEE ASSP Magazine, 5, 4-24. https://doi.org/10.1109/53.665

Xu, H., Cui, X., & Lu, M. 2016, An SDR-based real-time testbed for GNSS adaptive array anti-jamming algorithms accelerated by GPU, Sensors, 16, 356. https://doi.org/10.3390/s16030356

Zhuang, X., Cui, X., Lu, M., & Feng, Z. 2009, Reduced-rank space-time processing for anti-jamming GPS receivers, Tsinghua Science and Technology, 14, 189-195. https://doi.org/10.1016/S1007-0214(09)70029-X



Sukjae Yoon is a Ph.D. student in the Department of Electronic Engineering at Chungnam National University. He is currently with Duksan Navcours Co.,LTD. His interests include anti-jamming techniques and FPGA platforms.



Hoyoung Yoo received the B.S. degree in electrical and electronic engineering from Yonsei University, South Korea, in 2010, and the M.S. and Ph.D. degrees in electronic engineering from KAIST, South Korea, in 2012 and 2016, respectively. He is currently working for Chungnam National University, South Korea, as a professor. His research interests include FPGA platforms, FPGA reverse engineering, error correction codes, and GNSS receiver hardware.

JPNT 15(3), 571-579 (2026)
https://doi.org/10.11003/JPNT.2026.15.3.571

JPNT Journal of Positioning, Navigation, and Timing

항재밍 위성항법장치의 위치 정확도 향상을 위한 KASS 적용 및 분석

김현기†, 김민재, 김정원, 임종남

Application and Analysis of KASS for Enhancing Position Accuracy in Anti-Jamming GNSS Receiver

Hyun Ki Kim†, Min Jae Kim, Jeong Won Kim, Jong-Nam Lim
Navigation Systems R&D team, Hanwha Aerospace, Daejeon 34567, Korea

ABSTRACT

Global Navigation Satellite System (GNSS) receivers are essential for modern navigation, yet their positioning accuracy is often degraded by ionospheric delays and interference. This paper presents the implementation of the Korea Augmentation Satellite System (KASS) correction algorithm within an anti-jamming GNSS receiver based on a four-element Controlled Reception Pattern Antenna (CRPA). By integrating digital beamforming with KASS correction data, the proposed receiver is expected to enhance positioning precision. The performance was validated through 24-hour static and vehicle-based dynamic tests. The experimental results demonstrate that KASS corrections significantly improve accuracy in both Null Steering and Beamforming modes, with the combination of Beamforming and KASS yielding the highest positioning performance. These findings verify the effectiveness of integrating KASS into anti-jamming receivers to ensure robust and precise positioning in practical environments.

Keywords: KASS, SBAS, anti-jamming, position accuracy
주요어: KASS, 위성기반 보강 시스템(SBAS), 항재밍, 위치 정확도

1. 서론

자율 주행 및 유도 무기 체계에서 위성 항법시스템은 관성 항법과 다르게 오차가 누적되지 않는 전파 항법으로서 정밀한 위치, 속도 및 시간 정보를 제공하는 핵심적인 역할을 수행하고 있다. 그러나 Global Navigation Satellite System (GNSS) 신호는 대기권을 통과하는 과정에서 필연적으로 지연 오차가 발생되며, 이는 항법 정밀도를 저하시키는 주요 제약 요인이 된다 (Rovira-Garcia et al. 2020). 특히 전리층 지연 오차는 태양 활동 주기 및 관측 시간대에 따른 전리층 내 Total Electron Content (TEC)의 변화에 따라 비선형적으로 변동하며, 이는 수신기 위치 결정의 불확실성을 가중시키는 핵심 원인이 된다 (Jerez et al. 2020).

이러한 전리층 오차를 극복하기 위해 전 세계적으로 Satellite Based Augmentation System (SBAS)이 운용되고 있으며, 국내에서도 한국형 위성항법 보강시스템인 Korea Augmentation Satellite System (KASS)의 본격적인 운영으로 고정밀 항법 서비스 구현이 가능해졌다 (Won et al. 2023). SBAS는 지상 기준국에서 계측된 전리층 지연 오차를 격자 형태로 모델링하여 보정 파라미터를 위성을 통해 사용자에게 방송하며, 사용자는 이를 쌍선형 보간(bilinear interpolation)법을 통해 자신의 위치에 최적화된 보정치로 변환하여 적용함으로써 위치 정확도를 획기적으로 개선할 수 있다 (RTCA 2006).

하지만 실제 운용 환경, 특히 현대의 전자전 환경에서는 전리층 오차 뿐만 아니라 의도적인 재밍(jamming)이나 비의도적인 간섭(interference) 신호로 인해 GNSS 수신 자체가 불가능해지는 위협이 상존하고 있다. 이에 따라 Controlled Reception Pattern Antenna (CRPA) 기반의 항재밍 기술이 주목받고 있으며, 이는 Null Steering (NS) 및 Beamforming (BF) 기법을 통해

Received Aug 06, 2026 **Revised** Aug 18, 2026 **Accepted** Aug 31, 2026

†**Corresponding Author** E-mail: inosisy@hanwha.com

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

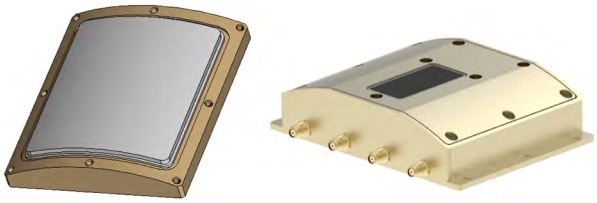


Fig. 1. 4-element anti-jamming system: antenna array (left) and anti-jamming receiver (right).

간섭 신호를 억제하고 원하는 위성 신호 방향으로 안테나 이득을 집중시킨다 (Konovaltsev et al. 2007). 다만, 배열 안테나를 이용한 공간 필터링(spatial filtering) 과정에서 발생하는 전력 손실과 위상 왜곡은 Carrier-to-Noise Density Ratio (C/N_0)의 변동을 유발하며, 이는 GNSS 측정치 오차 및 위치 추정 정확도 저하의 직접적인 요인이 된다 (Daneshmand et al. 2014).

결과적으로, 신뢰성 있는 고정밀 항법을 달성하기 위해서는 외부 간섭을 차단하는 항재밍 기술과 전리층 오차를 제거하는 SBAS 보정 기술의 동시 적용이 필수적이다. 그러나 항재밍 수신기의 신호처리 과정과 SBAS 보정 알고리즘이 결합되었을 때, 실제 항법 성능이 이론적 기대치만큼 구현되는지에 대한 실증적 분석은 여전히 부족한 실정이다. 따라서 이 논문에서는 자체 개발한 항재밍 GNSS 수신기에 KASS 보정 알고리즘을 구현하고, 전리층 변동이 포함된 24시간 정적 시험 및 차량 기반의 동적 환경 시험을 통해 위치 정확도 개선 효과를 검증하고자 한다.

2. 항재밍 위성항법시스템 개발 및 위치 정확도 향상 방안

이번 장에서는 개발된 항재밍 위성항법 시스템의 구성과 신호처리 흐름을 소개하며, Beamforming을 통한 C/N_0 개선이 위치 정밀도(precision) 향상으로 이어지는 메커니즘을 고찰한다. 또한, KASS와 유사한 광역 보정 시스템 적용을 통해 위치 정확도(accuracy) 개선의 기준을 설정한다.

2.1 개발된 항재밍 위성항법시스템 구성 및 신호처리 흐름

이 연구에 시험 대상으로 제안하는 시스템은 4개의 안테나 패치로 이뤄진 배열안테나와 항재밍 위성항법 수신기로 이뤄져있다. Fig. 1은 자체 개발이 완료된 안테나와 항재밍 수신기 형상이며, 주요 성능은 Table 1과 같다.

기능별 상세 하드웨어 구성은 Fig. 2와 같다. 항재밍 위성항법 시스템은 CRPA 안테나와 Radio Frequency (RF) 인터페이스가 포함된 디지털 신호처리부로 구성된다. 디지털 신호처리부는 4개의 GNSS RF 신호를 기저대역(baseband)으로 변환한 후, Analog-to-Digital Conversion를 거쳐 디지털화 한다. 디지털화된 신호는 Field-Programable Gate Array 내부에서 각 채널별 적응형 가중치(adaptive weighting) 알고리즘을 통해 재밍 신호를 억제한다. 특히, 이 시스템은 nulling 뿐만 아니라, 원하는 위성 신호 방향으로 배열 이득(array gain)을 형성하는 Beamforming 기술을 통합하여 C/N_0 향상을 통해, 코드 추적 성능 개선을 목표로 개발하였다.

Table 1. Key specification of the anti-jamming GNSS system.

Parameter	Value	Remarks
Antenna	4-element	CRPA
Receiver	GPS L1/L2, Galileo E1	with SBAS
Time to first fix	≤ 20 sec (average)	Condition apply
Power	5V DC @ 3A max	
Weight	≤ 2 kg	with antenna
Size	Ant': 110 x 90 x 24 mm^3 Receiver: 140 x 110 x 32.2 mm^3	
Interface	RS-422/SDLC	
Environment	MIL-STD-810G/461F	

2.2 Beamforming에 의한 위치 분산 정밀도 향상

항재밍 수신기의 Beamforming 과정은 원하는 위성 신호 방향으로 이득을 극대화함으로써 C/N_0를 향상시킨다. GNSS 수신기의 Delay Lock Loop (DLL)은 수신 신호의 코드 위상(code phase)을 추적하여 의사거리 측정치를 생성하는 데, 열잡음(thermal noise)에 의한 코드 추적 오차(code tracking error)는 의사거리 측정 오차의 주요 원인 중 하나이다. Kaplan & Hegarty (2006)에 따르면 상관기 간격(D)이 충분히 작아 상관 피크의 정점 부근에서 선형적 특성을 갖는다고 가정 할 때, Non-coherent Early-Late Discriminator 기반 DLL의 열잡음 코드 추적 오차분산 σ^2_{DLL}은 Eq. (1)로 근사화 할 수 있다.

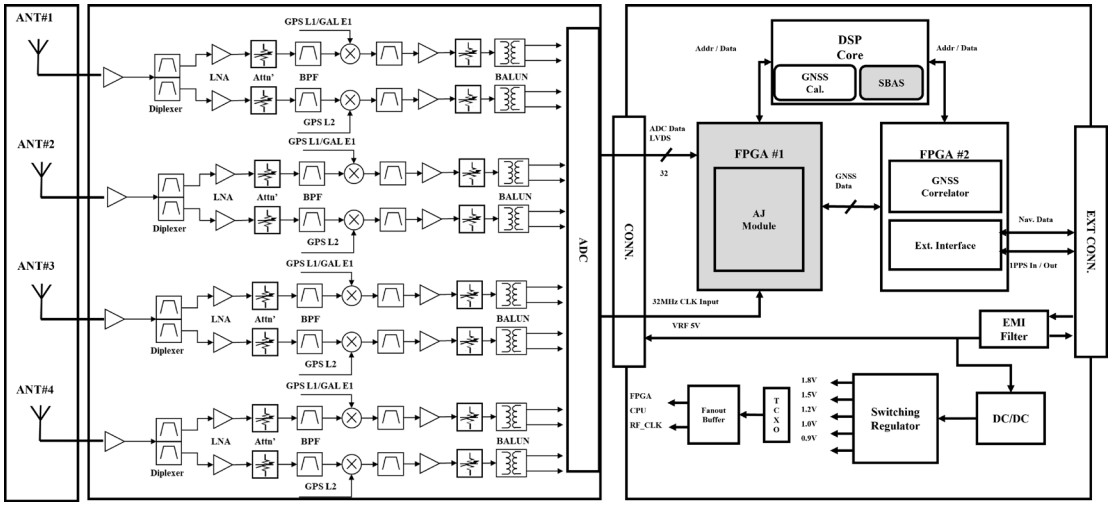
$$\sigma^2_{DLL} \approx \frac{B_L D}{2(C/N_0)}\left[1+\frac{1}{T(C/N_0)}\right] \quad (1)$$

여기서 B_L은 코드 루프 노이즈 대역폭, D 는 early-late 상관기 간격(chip), T는 integration time이다. Eq. (1)을 거리 단위의 의사거리 측정 분산 σ^2_ρ 로 환산하면 코드 chip 길이의 제곱이 곱해져 Eq. (2)과 같아진다. Eq. (2)에서 c는 빛의 속도이며, R_c는 코드 chip rate를 의미한다.

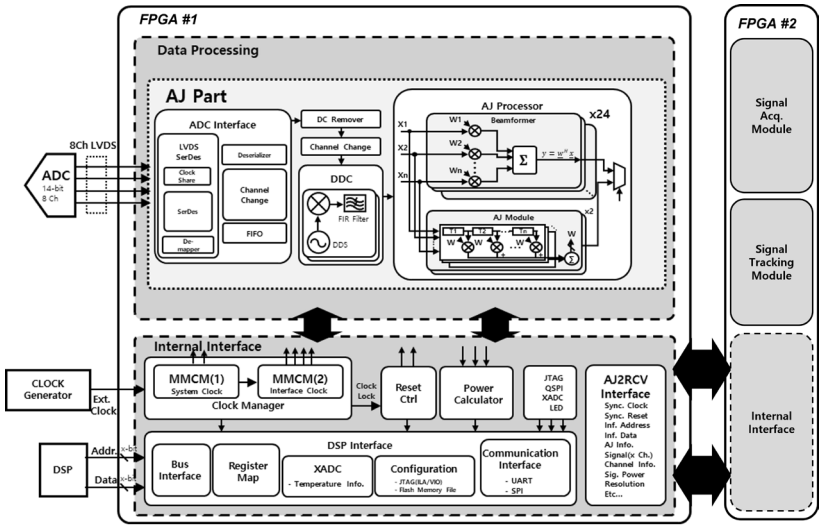
$$\sigma^2_\rho = \left(\frac{c}{R_c}\right)^2 \sigma^2_{DLL} \quad (2)$$

Eq. (1)에서 C/N_0가 충분히 높은 영역에서는 대괄호 안에 두번째 항이 작아져 σ^2_{DLL}과 C/N_0의 근사적 반비례 관계가 성립하며, 따라서 Beamforming을 통한 C/N_0 향상은 의사거리 측정 분산의 감소, 즉 측정 정밀도의 향상으로 직결된다. 개발된 항재밍 위성항법장치는 4소자 CRPA 안테나를 사용함에 따라, 이론적으로는 약 6dB의 C/N_0의 향상이 기대된다 (Konovaltsev et al. 2007). 하지만, 실제 안테나 소자 간의 상호간섭이나 각 채널 간의 위상 불일치 등으로 이론적 C/N_0 기대보다 손실이 있을 수 있다.

Eq. (1)에 근거하여 Beamforming에 의한 이론적 기대치와 손실을 고려하여 C/N_0가 5 dB 상승할 경우, 선형 스케일(linear scale)에서 신호 전력은 약 3.16배 증가한다. σ^2_{DLL}이 C/N_0에 반비례한다는 관계식에 따라, 의사거리 측정 분산 σ^2_ρ을 약 68.4% 감소시키는 효과를 초래한다. 이를 표준편차 σ_ρ로 환산하면 약 43.8%의 오차 감소가 예상되며, 위성 배치가 일정하다는 가정하에 최종 위치 오차인 Circular Error Probable (CEP) 또한 유사한 비율로 개선될 수 있음을 시사한다. 한편, Beamforming은 nulling 대비



(a) Functional block diagram of anti-jamming and GNSS receiver core



(b) Internal FPGA functional architecture

Fig. 2. System architecture of the developed anti-jamming GNSS receiver core.

추가적인 연산 자원과 교정 파라미터가 요구되지만, 이는 단순한 오차 감소를 넘어 극한의 재밍 환경에서의 수신 신호의 C/N_0 마진을 확보함으로써 신호 추적 유지 능력(tracking robustness)을 극대화한다는 점에서 실용적 가치가 매우 높다. 특히, 순간적인 신호 단절이 치명적인 고속 이동체나 정밀 유도 무기 체계에서 Beamforming을 통한 신호 품질 확보는 KASS의 보정 성능을 안정적으로 확보하기 위한 필수적인 생존 전략이자 전제 조건이라 할 수 있다.

2.3 상용 SBAS 시스템을 통한 위치 정확도 기준 성능

이번 절에서는 제안하는 항재밍 GNSS 수신기의 성능 평가를 위한 객관적인 기준 지표(baseline)를 설정하고자, 고정밀 상용 GNSS 수신기를 이용하여 SBAS 보정의 성능을 분석하였다. 성능 평가에 사용된 NovAtel PwrPak7 수신기는 KASS 대신 일본의 Michibiki Satellite-Based Augmentation Service (MSAS) 보정 정보를 수신이 가능하므로, SBAS 기반 위치 결정의 일반적인 성능 한계를 분석하기에 적합하다.

Fig. 3은 통합기준점(U대전39)에서 수행된 상용 GNSS 수신기의 정밀도 평가 구성을 나타낸다. 해당 기준점은 국토지리정보원에서 관리하며 수 cm 이내의 높은 좌표 정밀도를 유지하고 있어, SBAS 보정 적용 여부에 따른 위치 정확도를 정밀하게 평가하기 위한 참조점으로 활용되었다.

실험은 SBAS 보정 적용(on) 및 미적용(off) 시나리오별로 각각 1시간 동안 항법해를 수집하여 수행되었으며, 수집된 좌표와 통합기준점의 좌표 간의 편차를 통해 위치 정확도를 산출하였다. Fig. 4는 SBAS 보정 여부에 따른 수평 위치 오차의 분포를 보여준다. 분석 결과, SBAS 미 보정 시 2.20 m CEP 였던 수평 위치 정확도가 SBAS 보정 시 0.87 m CEP로 약 60.4% 개선 됨을 확인하였다.

이 논문에서 구현한 KASS는 한반도 중심 서비스 영역



Fig. 3. Experimental setup for measuring the accuracy of commercial GNSS receivers with SBAS at an integrated reference station.

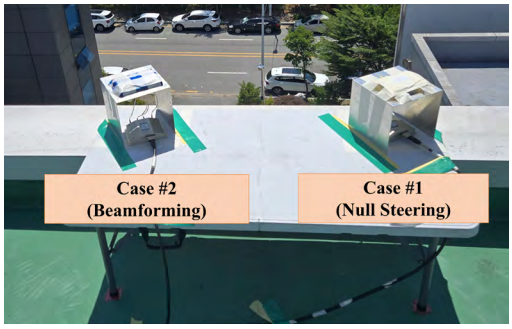


Fig. 5. Experimental setup for static test to verify KASS correction performance.

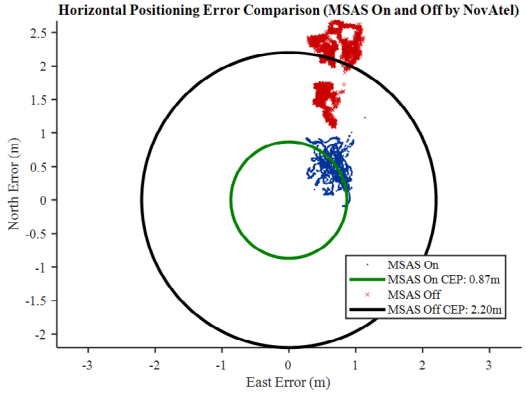


Fig. 4. Distribution of horizontal position errors of a commercial GNSS receiver with and without SBAS augmentation.

(coverage)를 기반으로 설계되어 국내 전역에서 최적화 된 Ionosphere Grid Point 가용성을 제공함에 따라, MSAS 대비 향상된 전리층 보정 연속성과 위치 정확도 확보가 가능함을 기대할 수 있다 (Lee & Park 2025). 이러한 상용 수신기의 SBAS 성능 결과는 이후 4장에서 수행될 제안 시스템의 성능 검증을 위해 비교 기준(reference)으로 활용된다.

3. BEAMFORMING 및 KASS 적용에 따른 위치 정확도 향상 검증

이번 장에서는 Beamforming 및 KASS 보정 정보가 적용된 제안 시스템의 위치 정확도 향상 효과를 정량적으로 검증한다. 2.3절의 상용 수신기 SBAS 성능 결과를 Baseline으로 설정하여, 항재밍 기능 활성화 상태에서의 정밀도 유지 및 향상 여부를 분석한다. 검증을 위해 실제 KASS 운용 환경에서 24시간 정적 시험을 통한 전리층 변동성 분석과 차량 기반 동적 시험을 통한 이동성 검증을 수행하였다. 성능 평가 지표로는 CEP 및 Radius 95% (R95)를 사용하여 수평 위치 오차의 개선 정도를 비교 분석하였다.

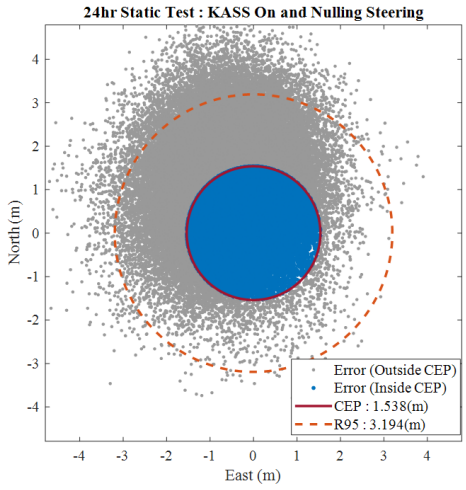
3.1 정적 시험 및 결과

KASS 보정 적용에 따른 위치 정밀도 향상 효과를 검증하기 위해, 개활지 옥상 환경에서 24시간 연속 정적 시험을 수행하였다. 시험 시스템은 4소자 CRPA 기반 항재밍 GNSS 수신기 2대로 구성하였으며, 각각 Null Steering (Case #1)과 Beamforming (Case #2) 모드로 설정하여 KASS 보정 유무에 따른 성능 변화를 비교 분석하였다. 시험 환경 및 안테나 배치도는 Fig. 5와 같으며, Beamforming 성능 최적화를 위해 안테나를 정북 방향으로 설치하고 정밀 자세 정보를 입력하였다.

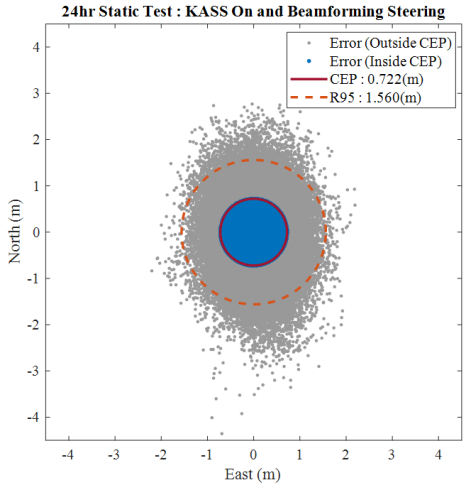
KASS 보정을 적용한 경우의 항재밍 알고리즘별 24시간 수평 위치 정확도는 Fig. 6에 나타나 있다. 시간에 따른 오차 경향을 분석한 결과 (Fig. 7), KASS 적용 시 시간대별 오차의 급격한 변동 없이 안정적인 정밀도가 유지됨을 확인하였다. 특히, Beamforming 모드가 Null Steering 대비 전 구간에서 낮은 CEP 및 R95 값을 기록하며 우수한 성능을 보였다.

반면, KASS 보정을 적용하지 않은 경우 (Figs. 8, 9), 항재밍 알고리즘과 관계없이 15시에서 21시 사이에 위치 오차가 유의미하게 증가하는 구간이 관찰되었다. 이러한 오차 변동의 원인을 분석하기 위해 NOAA Space Weather Prediction Center의 TEC 데이터를 분석한 결과 (Figs. 10, 11), 해당 시간대의 전리층 활동 증가 추세가 위치 오차의 증가 경향과 밀접하게 일치함을 확인하였다. 이는 KASS 미적용 시 전리층 지연 오차가 위치 결정 정밀도에 지배적인 영향을 미쳤음을 시사한다. 비록 단일 일자 시험으로 인해 장기적인 전리층 변동성을 모두 반영하기에는 통계적 한계가 있으나, KASS 적용 유무에 따른 상대적인 정밀도 개선 효과를 확인하기에는 충분한 유의성을 가진다. 이러한 분석 결과를 바탕으로 KASS 적용 시의 성능을 살펴보면, 시간 경과에 따른 오차 변동이 현저히 감소하며 안정적인 정밀도를 유지함을 확인할 수 있었다. 특히 Beamforming 모드에서 가장 높은 정확도가 나타났는데, 이는 Beamforming을 통한 수신 신호의 C/N_0 향상이 의사거리 측정 오차(code tracking error)를 감소시켰기 때문으로 분석된다.

Table 2는 시험 결과에 대한 CEP 및 R95의 통계적 분석 값이다. KASS 미적용 시 null steering과 Beamforming의 CEP는 각각 2.205 m, 1.315 m였으나, KASS 적용 후에는 1.538 m, 0.722 m로 크게 개선되었다. 특히 Beamforming과 KASS를 동시에 적용했을 때의 CEP (0.722 m)는 2.3절에서 분석한 상용 수신기의 SBAS 성능(0.87 m CEP)을 상회하는 수준에 도달하였으며, 이는 KASS 미적용 Null Steering 대비 약 53%의 정밀도 향상을 의미한다. 이

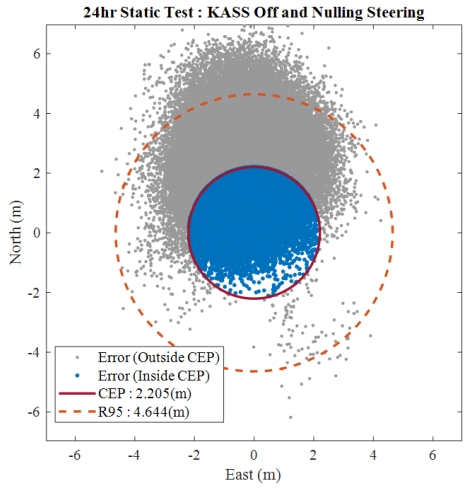


(a) NS mode with KASS enable

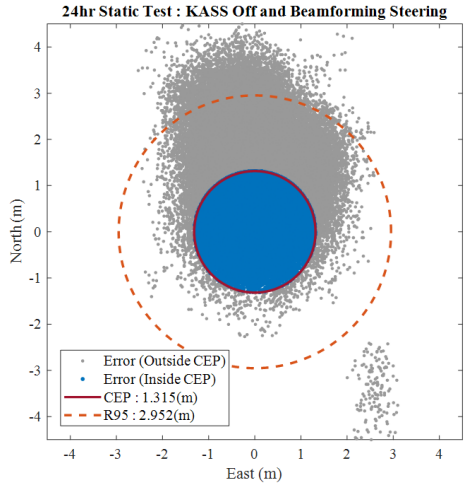


(b) BF mode with KASS enable

Fig. 6. Overall positioning performance (CEP and R95) of anti-jamming modes (NS and BF) with KASS correction.



(a) NS mode with KASS disable



(b) BF mode with KASS disable

Fig. 8. Overall positioning performance (CEP and R95) of anti-jamming modes (NS and BF) without KASS correction.

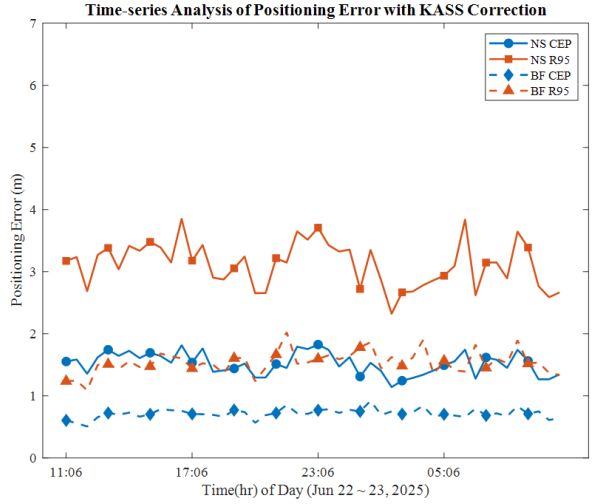


Fig. 7. Time-series analysis of CEP and R95 for anti-jamming modes (NS and BF) with KASS correction.

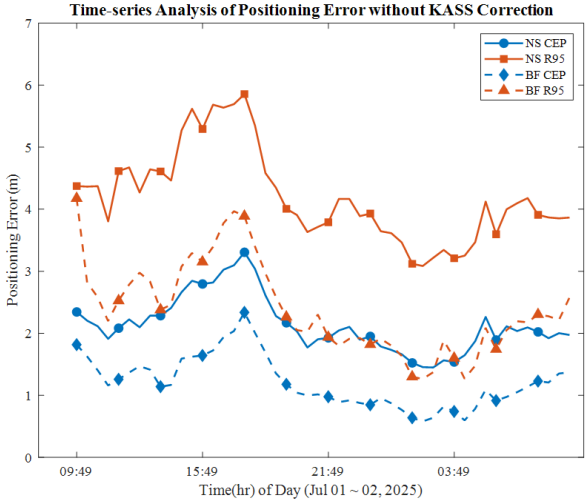


Fig. 9. Time-series analysis of CEP and R95 for anti-jamming modes (NS and BF) without KASS correction.

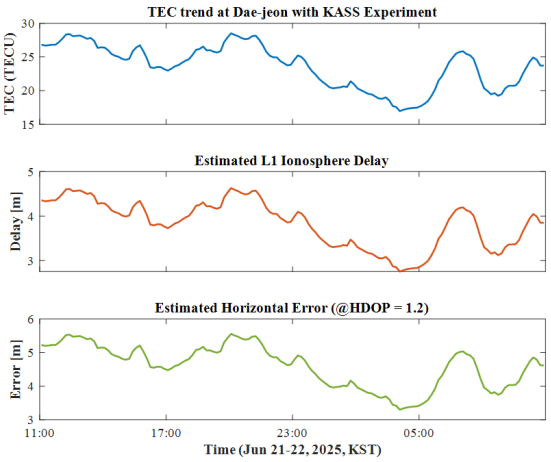


Fig. 10. Time variation of TEC and estimation errors with KASS corrections (June 21-22, 2025).

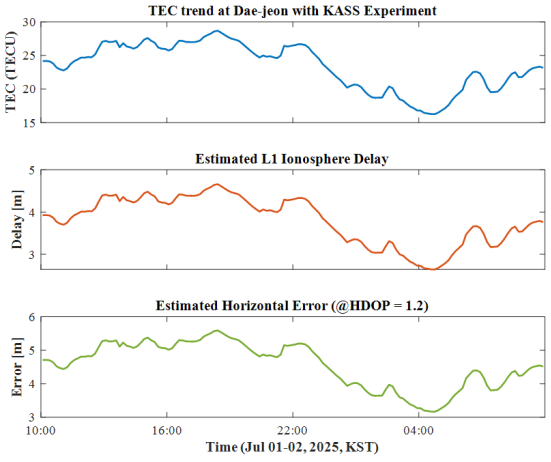


Fig. 11. Time variation of TEC and estimation errors without KASS corrections (July 1-2, 2025).

Table 2. Performance evaluation results for the static test in terms of CEP and R95.

Static result	KASS off		KASS on	
	NS	BF	NS	BF
CEP [m]	2.205	1.315	1.538	0.722
R95 [m]	4.644	2.952	3.194	1.560

러한 결과는 KASS 기반의 전리층 보정을 통한 시스템적 편향(systematic bias) 제거와 Beamforming 기반의 신호 품질 향상이 결합되어, 최종적인 위치 정확도를 극대화할 수 있음을 입증한다.

3.2 동적 시험 및 결과

이동 환경에서의 KASS 보정 효과를 검증하기 위해, 2026년 3월 12일 차량 기반 주행 시험을 수행하였다. 시험 구성은 Fig. 12와 같으며, 4소자 CRPA 기반 항재밍 GNSS 수신기를 탑재하여 동일 경로를 반복 주행하였다. 특히, 검증 결과의 신뢰성을 확보하기 위해 NovAtel PwrPak7 수신기의 Real-Time Kinematic (RTK)



Fig. 12. Experimental setup of the RTK-based reference navigation system and anti-jamming GNSS receiver for vehicle test.

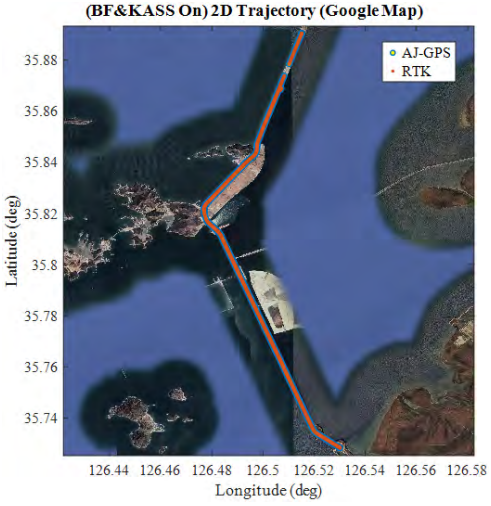
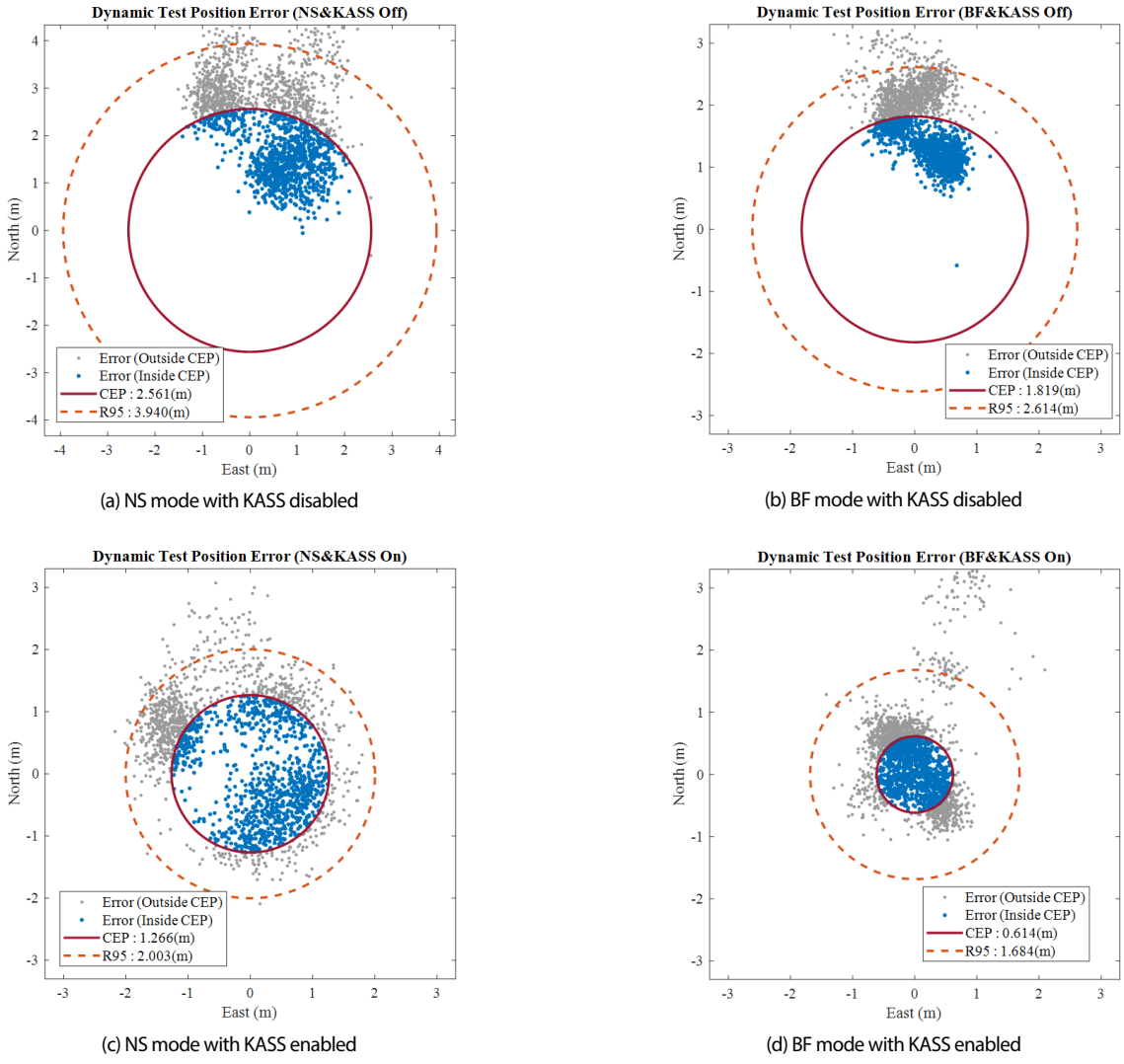


Fig. 13. Comparison of positioning trajectories between AJ GPS and RTK post-processing with BF&KASS on.

후처리(post-processed kinematic) 결과를 기준 궤적(reference trajectory)으로 활용하여 정밀도를 극대화하였다. Fig. 13은 Beamforming 및 KASS 보정을 동시에 적용했을 때의 수신기 출력 위치와 RTK 기반 기준 궤적을 비교한 결과로, 두 궤적이 매우 밀접하게 일치함을 통해 제안 시스템의 동적 추적 성능을 확인할 수 있다.

이번 시험에서는 null steering 및 Beamforming 모드와 KASS 적용 여부에 따라 총 4회의 독립적인 주행 시험(각 30분 이상)을 실시하였다. 각 시험의 수행 시점은 상이하나, 위성 배치(satellite geometry)에 따른 변수를 최소화하기 위해 후처리 과정에서 PDOP 2.0 이하인 구간만을 추출하여 위치 오차를 산출하였다.

항재밍 모드 및 KASS 적용 유무에 따른 차량 주행 위치 오차 분석 결과는 Figs. 14a-d에, 각 케이스별 위성군별 1초 평균 C/N_0 변화 Figs. 15a-d에 나타나 있다. 동적 시험의 통계적 분석 결과 (Table 3)에 따르면, KASS 미적용 시 null steering과 Beamforming의 CEP는 각각 2.561 m, 1.819 m였으나, KASS 적용 후에는 1.266 m, 0.614 m로 크게 감소하였다. 이는 정적 시험 결과와 일관된 경향으로, Beamforming과 KASS를 동시에 적용했을 때 최적의 위치 정확도가 구현되었다. 구체적으로 KASS 적용 시 null steering에서는 약 50.5%, Beamforming에서는 약 66.2%의 CEP 개선 효과가 확인되었다.



(a) NS mode with KASS disabled

(b) BF mode with KASS disabled

(c) NS mode with KASS enabled

(d) BF mode with KASS enabled

Fig. 14. CEP/R95 analysis of AJ-GPS positioning accuracy under various AJ-GPS modes and KASS configurations.

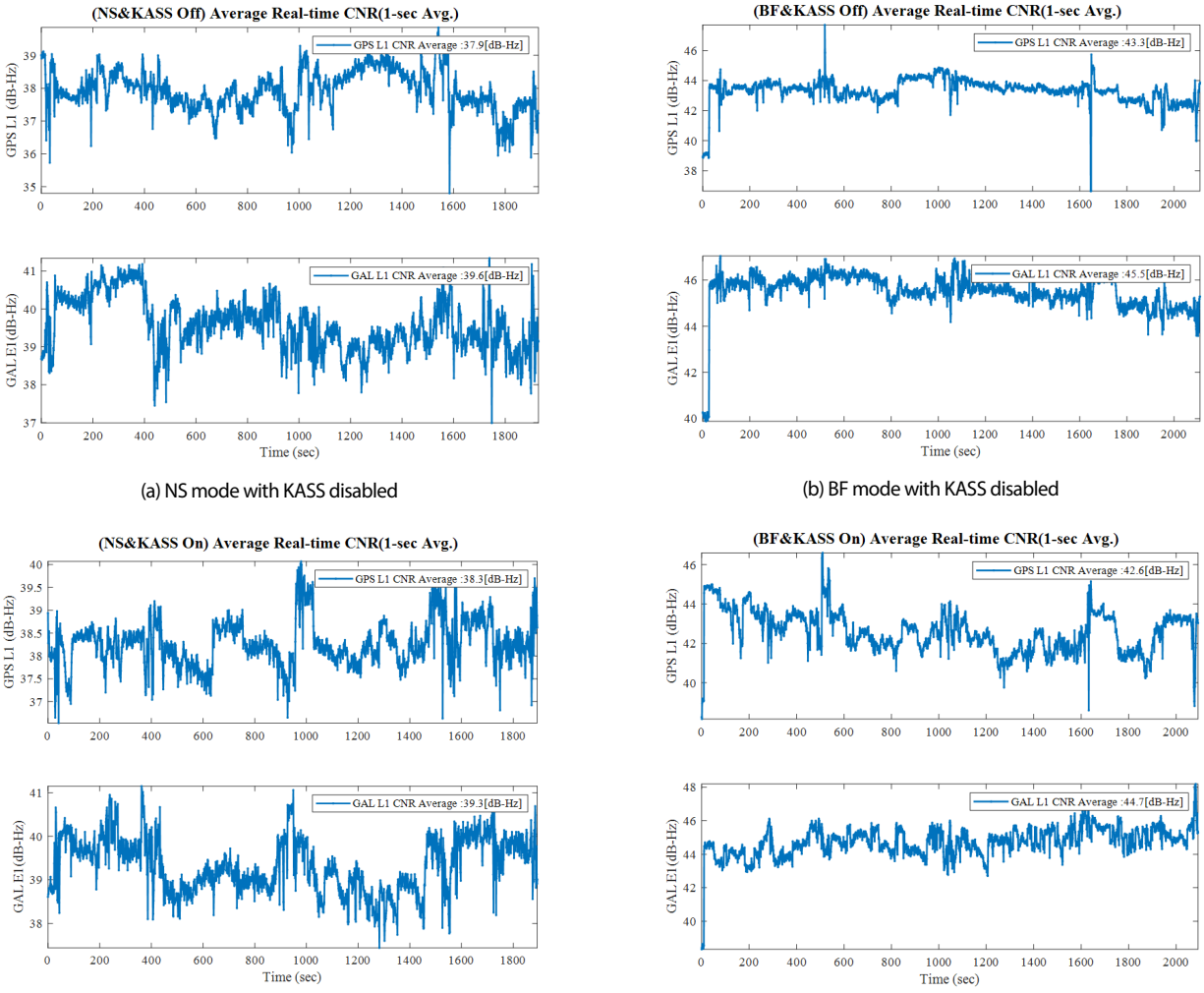
특히, Beamforming 모드는 Null Steering 대비 약 4.3~5.9 dB-Hz 높은 C/N_0을 기록하였다. 2.2절에서 도출한 C/N_0가 5 dB 증가할 때 선형 스케일에서의 CEP 감소율은 약 43.8%로 고려했을 때, 이번 시험의 KASS 적용 유무에 따른 실제 개선율은 각각 28.9%와 51.5%으로 이론적 기대치와 유사한 수준을 보였다. 이는 Beamforming을 통한 신호 이득 향상이 동적 환경에서도 코드 추적 오차를 효과적으로 감소시킴을 입증하는 결과이다.

결론적으로, 동적 환경에서도 KASS 보정을 통한 전리층 지연 제거와 Beamforming 기술에 의한 신호 품질(C/N_0) 개선이 모두 적용되었을 때, 측정치의 정밀도와 정확도가 유의미하게 향상됨을 확인하였다.

4. 결론

이 논문에서는 4소자 CRPA 기반 항재밍 GNSS 수신기에 KASS 보정 정보를 적용하여, 전리층 오차 및 신호 품질 저하 환경에서의 위치 정확도 향상 효과를 분석하였다. 실증 시험 결과, Beamforming 기술과 KASS 보정을 동시에 적용했을 때 KASS 미적용 null steering 대비 최대 약 67%의 CEP 개선 효과를 달성하였다. 이는 KASS를 통한 시스템적 편향(systematic bias) 제거와 Beamforming에 의한 수신 신호의 C/N_0 향상이 상호 보완적으로 작용하여, 극한의 신호 환경에서도 고신뢰성·고정밀 항법 구현이 가능함을 입증한 결과이다. 특히, 차량 기반의 동적 시험을 통해 이동 환경에서도 일관된 정밀도 향상과 궤적 추적 성능을 확인하였으며, 이를 통해 제안 시스템이 동적 환경의 신호 강건성과 고정밀 항법 성능을 동시에 확보할 수 있는 실효성 있는 솔루션임을 검증하였다.

이번 연구의 결과는 항재밍 기술과 SBAS의 결합이 고신뢰성 항법 시스템의 실용화를 위한 핵심적인 기술적 근거가 될 수 있음을 시사한다. 다만, 이번 연구에서 활용한 단일 주파수 기반의 SBAS 보정은 서비스 가용 영역 및 전리층 변동성에 따른 물리적 제약이 존재한다. 따라서 향후 연구에서는 L1/L2 이중 주파수(dual-frequency) 관측값을 활용한 전리층 오차 제거 기법을 도



(a) NS mode with KASS disabled

(b) BF mode with KASS disabled

(c) NS mode with KASS enabled

(d) BF mode with KASS enabled

Fig. 15. Average CNR analysis of AJ-GPS under various modes and KASS configurations.

Table 3. Performance evaluation results for the dynamic test in terms of CEP, R95 and C/N_0.

Result	KASS off		KASS on	
	NS	BF	NS	BF
CEP [m]	2.561	1.819	1.266	0.614
R95 [m]	3.940	2.614	2.003	1.684
GPS L1 C/N_0 Avg. [dB-Hz]	37.9	43.3	38.3	42.6
Galileo E1 C/N_0 Avg. [dB-Hz]	39.6	45.5	39.3	44.7

입함으로써, SBAS 서비스가 안되는 지역에서의 보정 가용성을 확대하고 위치 결정 정확도를 더욱 고도화 하는 방안을 연구할 계획이다.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Conceptualization, methodology, and software, H.K. Kim; validation and investigation, H.K. Kim and M.J. Kim; formal analysis and data curation, H.K. Kim and M.J. Kim; writing—original draft preparation, H.K. Kim and J.W. Kim; review and editing, J.W. Kim and J.N. Lim.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

Daneshmand, S., Sokhandan, N., Zaeri-Amirani, M., & Lachapelle, G. 2014, Precise Calibration of a GNSS Antenna Array for Adaptive Beamforming Applications, Sensors, 14, 9669-9691. https://doi.org/10.3390/s140609669

Jerez, G. O., Hernández-Pajares, M., Prol, F. S., Alves, D. B. M., & Monico, J. F. G. 2020, Assessment of Global

Ionospheric Maps Performance by Means of Ionosonde Data, Remote Sens., 12, 3452. https://doi.org/10.3390/rs12203452

Kaplan, E. D., & Hegarty, C. J. 2006, Understanding GPS: Principles and Applications, 2nd ed. (Boston: Artech House).

Konovaltsev, A., Antreich, F., & Hornbostel, A. 2007, Performance Assessment of Antenna Array Algorithms for Multipath and Interferers Mitigation, in Proceedings of the 2nd Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (GNSS SIGNALS 2007), Noordwijk, The Netherlands, April 24-25 2007. https://elib.dlr.de/48991/

Lee, H. S. & Park, K. D. 2025, Performance Analysis of GIM and SBAS Ionosphere Modeling for GPS Positioning in the Korean Peninsula, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 14, 91-99. https://doi.org/10.11003/JPNT.2025.14.1.91

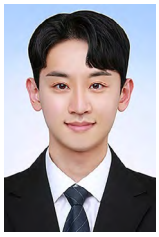
Rovira-Garcia, A., Ibáñez-Segura, D., Orús-Perez, R., Juan, J. M., Sanz, J., et al. 2020, Assessing the Quality of Ionospheric Models Through GNSS Positioning Error: Methodology and Results, GPS Solutions, 24, 4. https://doi.org/10.1007/s10291-019-0918-z

RTCA 2006, Minimum Operational Performance Standards for Global Positioning System/Wide Area Augmentation System Airborne Equipment, RTCA DO-229D, Appendix A.

Won, D., Lee, E., & Choi, C. 2023, Navigation Performance Analysis of KASS Test Signals, Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 12, 369-377. https://doi.org/10.11003/JPNT.2023.12.4.369



Hyun Ki Kim received the B.S. and M.S. degree in Electronic Engineering, Kwangwoon University in 2005, 2007. He currently works a senior research engineer at Navigation Systems R&D Team, Hanwha Aerospace Corp. His research interests include inertial sensor, IMU, GNSS receiver, Anti-jam GNSS, GNSS/INS integrated navigation systems.



Min Jae Kim received the B.S. and M.S. degree in Electronic Engineering, Ulsan National Institute of Science and Technology (UNIST) in 2021, 2024. He currently works an assistant research engineer at Navigation Systems R&D Team, Hanwha Aerospace Corp. His research interests include inertial sensor, IMU, GNSS receiver, Anti-jam GNSS, GNSS/INS integrated navigation systems.



Jeong Won Kim received the B.S., M.S. and Ph.D. degree in electronics engineering from Chugnam National University in 2002, 2004 and 2008. He is currently a principal research engineer at Navigation Systems R&D Team, Hanwha Aerospace Corp. His research interest includes A/J-GNSS receiver, GNSS/INS Integrated Navigation.



Jong-Nam Lim received the B.S. degree in Aerospace Engineering from Korea Aerospace University and the M.S. and Ph.D. degrees in Aerospace Engineering from Seoul National University. He is currently a principal research engineer at Navigation Systems R&D Team, Hanwha Aerospace Corp. His research interests include LEO, Integrated navigation system and RLG/HRG sensors.

Information for Authors

A Publication of The Institute of Positioning, Navigation, and Timing

Enacted on July 16, 2012
Revised on December 20, 2013
Revised on November 05, 2015
Revised on August 24, 2016
Revised on Jan 23, 2019
Revised on March 13, 2020
Revised on April 27, 2021
Revised on December 13, 2023

Aims and Scope

Journal of Positioning, Navigation, and Timing (JPNT) is a quarterly periodical.The purpose of the journal is to establish a high quality archival periodical presenting state of the art, recent advances and practical applications of Global Navigation Satellite System (GNSS). In the journal, the technical areas are not limited to GNSS, it includes other positioning, navigation and timing systems and applications also.

Two types of contributions are regularly considered:

(1) Regular Papers: Presentation of significant research, development or applications of GNSS concepts and normally limited to ten printed pages in final form.
(2) Technical Notes and Correspondences: Brief technical notes, comments on published areas or established GNSS topics, corrections to papers, and notes published in the Journal. Manuscripts up to four pages long are allowed in final form.

Conditions of Publication

Submission of a manuscript implies that it has not been copyrighted, published, submitted, nor accepted for publication elsewhere. All submitted manuscripts should be as concise as possible.

Submission by internet

Manuscripts can be submitted electronically via the IPNT website https://ipnt.jams.or.kr.

Manuscript Preparation

(1) Manuscripts written in English and either printed or typewritten, double-spaced with wide margins, and on one side of white paper are recommended. Printouts with a font size of 12 are preferred.
(2) Original illustrations should not be sent until requested, but authors should be ready to submit these immediately upon acceptance for publication.
(3) Authors of an accepted manuscript will be required to provide the text of the final version of their manuscript on the website https://ipnt.jams.or.kr
(4) The preferred formats for accepted papers are Word (.doc). The preferred formats for graphics are Postscript (.ps), Encapsulated Postscript (.eps), and Tagged Image File Format (.tif). The operating system and word processing software used to produce your document must be netted on your manuscript.
(5) Brief biographies and either clear glossy photographs of the authors or TIF files of the figures should be submitted after the paper has been accepted.

Manuscript Style

(1) First page must contain
   a) Title of paper, author(s), and affiliation(s),
   b) Abstract (not exceeding 300 words for Regular Papers or 75 words for Technical Notes and Correspondence, and without equations, references, or footnotes),
   c) Keywords (at least four key words or phrases),
   d) Complete mailing address, telephone and fax numbers, and the electronic mailing address,
   e) Preferred address for correspondence and return of proofs,
   f) Footnotes (if desired) containing acknowledgement of financial or other support.

(2) Provide an introduction that includes a statement of the purpose and contribution of the paper.

(3) Reference list entries should be alphabetized by the last name of the first author of each work. For multiple articles by the same author, or authors listed in the same order, list the entries in chronological order, from earliest to most recent. The reference citation should be enclosed in parenthesis, e.g., "It is proven in (Hong & Kim 2011 and Shiler et al. 2012). Young (1990) introduced another method".

(4) References should appear at the end of the paper as following examples. Authors' names are inverted (last name first); give the last name and initials for all authors.

Hong, K. S. & Kim, C. S. 2011, Galileo system, IEEE Trans. on Automatic Control, 33, 1234-1245

Shiler, Z., Filter, S., & Dubowski, S. 2012, Design of GNSS receiver, Proc. of the 26th European Navigation Conference, pp.98-99

Young, M. 1989, The Technical Writer's Handbook (Seoul: Mill Valley)

(5) The style files are available on the webpage at http://www.ipnt.or.kr

Copyright

It is the policy of the JPNT to own the copyright to the technical contributions that it publishes on behalf of the interests of the JPNT, its authors, and their employers, and to facilitate the appropriate reuse of this material to others.

Publication Fees

(Without Financial Support) The basic publication fee for general papers is KRW 200,000, and KRW 20,000 per page (example: a 10-page paper, KRW 200,000 + 10 pages x KRW 20,000/page = KRW 400,000).

(With Financial Support) The basic publication fee for general papers is KRW 200,000, and KRW 30,000 per page (example: a 10-page paper, KRW 200,000 + 10 pages x KRW 30,000/page = KRW 500,000).

Examination Guidelines

Enacted on July 16, 2012
Amended on December 20, 2013
Revised on November 05, 2015

Article 1 The examination and approval of papers submitted to the Journal of Positioning, Navigation, and Timing (hereinafter referred to as the Journal) are to follow these guidelines. Technical papers and short papers are also regarded as papers.

Article 2 The editors of submitted papers are recommended by the Editor-in-Chief, and the examiners are recommended by the relevant editors and appointed by the Editor-in-Chief.

Article 3 The list of examiners are not to be announced.

Article 4 Examination details are not to be announced officially to those other than the authors.

Article 5 Publication of papers is determined by examination of at least 2 examiners.

Article 6 Examination results are classified into 4 types: "suitable for publication", "publication after revision", "reexamination after revision", and "not suitable for publication".

(1) Papers "suitable for publication" are approved without proofreading.

(2) Regarding papers for "publication after revision", the authors make revisions to the matters pointed out by the examiners, the relevant editors check them and recommend approval, and the Editor-in-Chief finally confirms and determines whether the publish the papers or not.

(3) Regarding papers for "reexamination after revision", the authors make revisions to the matters pointed out by the examiners and undergo the reexamination process.

(4) Regarding papers "not suitable for publication", the Editor-in-Chief notifies the authors that the submitted papers cannot be published by the Journal.

Article 7 If the examiners acknowledge that the contents of the papers are relevant to one of the following matters, the papers are labeled as "postponement of approval", and the examiners specifically point out the relevant matters and demand revision or supplementation. The papers revised by the authors are subject to reexamination by the previous examiners.

(1) If there is no clear difference between the author's research findings and others' research findings

(2) If the key research contents are unclear

(3) If indications or explanations about figures or tables are insufficient or unclear

(4) Other cases in which revisions are deemed necessary

Article 8 If the examiners acknowledge that the contents of the papers are relevant to one of the following matters, the papers are labeled as "not suitable for publication" and must clarify the reason in detail.

(1) If originality is unclear

(2) If the facts or ideas determined by the author are unclear in the content of the paper, or if it is unclear that a well-known fact is comprehensively analyzed or studied in angles different from the methods or perspectives used in cited literatures

(3) Other cases in which the paper is deemed inappropriate to publish in the Journal

Article 9 If the views of the three examiners on whether to approve the paper or not are conflicting, the decision can be made by the relevant editor; and if difficult to make the decision, a fourth examiner will be determined and the relevant editor can make the decision with reference to this examiner's view.

Article 10 Papers may not be accepted if they are acknowledged by the Editor-in-Chief that they are not suitable for the writing techniques of the Society.

Article 11 Regarding manuscripts written in foreign languages, the Editor-in-Chief may suggest the authors to revise or rewrite the papers for submission if the contexts are unclear or are grammatically incomprehensible.

Article 12 The examiners must examine the assigned manuscripts within 3 weeks (21 days) by principle after the appointment, and submit their examination reviews to the Society.

Article 13 This Society shall send the examination reviews to the authors within 1 week of receiving them from the examiners.

Article 14 If the examiners do not submit their examination reviews within 3 weeks (21 days) after the request, the request may be withdrawn, in which case the manuscripts must be immediately destroyed.

Code of Ethics

Enacted on July 16, 2012
Amended on December 20, 2013

Article 1 (Purpose) This Code provides the basic ethical principles and directions that must be followed the members of the Institute of Positioning, Navigation, and Timing in conducting research activities, thereby intending to maintain the high level of the English journal of Position, Navigation, and Timing and contribute to the development of research on global navigation satellite systems.

Article 2 (Code of Ethics for Authors) Authors of submitted papers must comply with the following code of ethics in writing and submitting the papers.

1. Authors must secure generality in the respect for human rights, compliance with bioethics and environmental protection in the research process, and conduct research on topics of sufficient academic value.
2. Authors must describe the research contents and findings completely, concisely and accurately in the submitted papers, and must not use the data of other researchers inappropriately (plagiarize) or distort the research findings.
3. Authors, when using open academic data that is closely related to the research contents of their papers, must include it in the references and clearly state the sources.
4. Authors, when citing undisclosed information obtained through personal contact, must use the information after obtaining the consent of the researcher who provided the information.
5. Submitting a paper to this Journal redundantly, even though it is already submitted to or published by another journal or is expected to be submitted, is an unjust behavior and thus not permitted.
6. All researchers that contributed significantly to the research process must be coauthors, and corresponding authors must be responsible for all parts of the papers.
7. For non-academic support such as administrative and financial support or simple academic advice, it is desirable to indicate the relevant details in the "Acknowledgements".
8. Authors must obtain approval from the relevant parties regarding copyright before submitting the papers when necessary, and confirm that no form of dispute may arise later.
9. If errors are found in submitted papers, it is the authors' duty to revise or withdraw the papers.

Article 3 (Code of Ethics for Examiners) Examiners must comply with the following code of ethics in examining the submitted papers.

1. Examiners must fairly and objectively examine the paper with a consistent standard without prejudice against the author's gender, age, race, organization or personal connections.
2. Examiners must avoid examination based on their personal academic beliefs or assumptions that are not perfectly verified.
3. Examiners must respect the personality of authors as specialized intellectuals, and clarify in detail their judgments, revisions and supplementations regarding the examined papers.

Article 4 (Code of Ethics for Editors) Editors (Editor-in-Chief, editors) must comply with the following code of ethics in examining and judging the submitted papers.

1. Editors must fairly and objectively judge the examined paper according to the fixed guidelines without prejudice against the author's gender, age, race, organization or personal connections.
2. Editors must determine whether to publish or reexamine the submitted papers with a consistent standard based on the examination results of the examiners.
3. Editors must not disclose or misuse information obtained in the process of examination.



Article 5 (Research Ethics Committee) The Research Ethics Committee may be temporarily operated for investigation of unethical behaviors, and investigative and disciplinary measures will be taken against unethical behaviors in the following procedures.

1. If unethical behaviors are exposed or there is an appeal in the examination process of submitted papers, the Editor-in-Chief determines the significance of the matter and organizes the Research Ethics Committee with a few editors and experts in the field when necessary.
2. The Research Ethics Committee performs a prompt, objective and fair investigation of the related matter, and must provide an opportunity for explanation via document within 30 days to the relevant party or organization, and ultimately submit a written report to the Editorial Board.
3. The Editorial Board determines the level of discipline for the relevant party based on the report written by the Research Ethics Committee, and submits to the Board of Directors.
4. The Board of Directors reviews the report of the Research Ethics Committee and decisions by the Editorial Board, and takes final measures. If it involves a paper that is already published, the publication of the relevant paper may be cancelled.

Article 6 (Others) Matters not included in this Code are decided based on related acts and subordinate statutes as well as social norms.

Ethics Charter

Enacted on July 16, 2012

All members of the Institute of Positioning, Navigation, and Timing shall give top priority to improving the quality of human life as the main agent of improving scientific knowledge and bringing technological innovation, and behave honestly and justly so that they can preserve honor, integrity and authority with high ethics as GNSS experts.

1. We shall give top priority to improving the quality of human life, and use and contribute to our knowledge and technology.
2. We shall contribute to developing GNSS technology and industry through our activities at the Society, and strive to enhance public safety, health and welfare.
3. We shall be honest and fair in education, research activities, publication of findings and participation in reality, and be faithful to ethicality and conscience as scientific technicians and scholars.
4. We shall conduct general activities according to the foundation purpose of The Institute of Positioning, Navigation, and Timing.
5. We shall not present in our papers or writings the research or arguments of others as if our own, and respect the research and development achievements of others.
6. We shall not pursue unjust or inadequate profits using information obtained in academic activities or research.
7. Members in charge of examination, advice and evaluation of papers and research must be fair in their activities only by their academic conscience.

The Institute of Positioning, Navigation, and Timing (2025-2026)

President	**Junpyo Park**	Agency for Defense Development, Daejeon, Korea
Vice-Presidents	**Jeongrae Kim**	Korea Aerospace University, Goyang, Korea
	Kwan-Dong Park	Inha University, Incheon, Korea
	Cheon Sig Sin	Electronics and Telecommunications Research Institute, Daejeon, Korea
General Affairs Secretary	**Byungwoon Park**	Sejong University, Seoul, Korea
Treasurer	**Hyoungmin So**	Agency for Defense Development, Daejeon, Korea
Directors	**Seong Yun Cho**	Kyungil University, Gyeongsan, Korea
	Byung-Kyu Choi	Korea Astronomy and Space Science Institute, Daejeon, Korea
	Kyu-Joo Choi	INSUNG International Co., Ltd., Seoul, Korea
	Suk-seung Hwang	Chosun University, Gwangju, Korea
	Yoola Hwang	Electronics and Telecommunications Research Institute, Daejeon, Korea
	Jung-Min Joo	Korea Aerospace Research Institute, Daejeon, Korea
	Byunggi Jung	LIG Nex1 C4I Business Division, Seongnam, Korea
	Euiho Kim	Hongik University, Seoul, Korea
	Kwangjin Kim	Navigation System Business Group, Hanwha Aerospace, Seoul, Korea
	Sunwoo Kim	Hanyang University, Seoul, Korea
	ByungSeok Lee	Korea Aerospace Research Institute, Daejeon, Korea
	Eunsung Lee	Korea Aerospace Research Institute, Daejeon, Korea
	Jang Yong Lee	Agency for Defense Development, Daejeon, Korea
	Jiyun Lee	Korea Advanced Institute of Science and Technology, Daejeon, Korea
	Sanguk Lee	Electronics and Telecommunications Research Institute, Daejeon, Korea
	Doo Kyung Park	MBC Co., Ltd., Seoul, Korea
	Sang Hyun Park	Korea Research Institute of Ships & Ocean Engineering, Daejeon, Korea
	Hung Seok Seo	Microinfinity Co., Ltd., Daejeon, Korea
	Jiwon Seo	Yonsei University, Incheon, Korea
	Kiyeol Seo	Korea Research Institute of Ships & Ocean Engineering, Daejeon, Korea
	Dong-Ho Shin	SUNGWHA Tech Co., Ltd., Daejeon, Korea
	Seok Bo Son	Duksan Navcours Co., Ltd., Daejeon, Korea
	Jong-Hoon Won	Inha University, Incheon, Korea
	Sung-hoon Yang	Korea Research Institute of Standards and Science, Daejeon, Korea
Auditors	**Moon Beom Heo**	Korea Aerospace Research Institute, Daejeon, Korea
	Hyung Keun Lee	Korea Aerospace University, Goyang, Korea
Advisers	**Wan Sik Choi**	CIPSYSTEM Co., Ltd., Seoul, Korea
	Gyu-In Jee	Konkuk University, Seoul, Korea
	Changdon Kee	Seoul National University, Seoul, Korea
	Sang Jeong Lee	Chungnam National University, Daejeon, Korea
	Chansik Park	Chungbuk National University, Cheongju, Korea
Secretary General	**Mi-Ja Shin**	The Institute of Positioning, Navigation, and Timing, Seoul, Korea
Managing Editor	**Nam Hae Jeong**	Yonsei University, Seoul, Korea

JOURNAL OF POSITIONING, NAVIGATION, AND TIMING
Vol. 15. No. 3 September 2026

A Multi-band High-Speed Wi-Fi Collector and Radio Map Construction Pipeline Design
Seunghyeon Yoo, Boseong Kim, Sejeong Cho, Beomju Shin / 437

Error Modeling and Performance Evaluation of Doppler-based Positioning for LEO Signal-of-Opportunity Navigation
Gihun Nam, Jimin Do, Pil Hun Choi, Jiyun Lee / 449

SDR-Based Multi-Peak Acquisition Algorithm for Pulsed Pseudolite Signal Reception in Indoor Environments
Seongjin Park, Juhyun Maeng, Changdon Kee / 461

Time and Frequency Transfer Performance Analysis Between KRISS and NGII using ELSTAB and White Rabbit via an Installed Optical Fiber Network
Ahmad Mohamad Boynawan, Myoung-Sun Heo, Dai-Hyuk Yu / 473

A Robust State Estimation Algorithm Under Data Loss Occurring During Real Time Localization
Chang-Woo Kim, Sung Shin, Sung-Hyun You / 481

Time-Scale-Dependent TOA Stability of a Commercial eLoran Receiver Under Different Reference-Clock Conditions
Ga-Yeon Son, Pyo-Woong Son / 489

Development and Performance Evaluation of DFMC SBAS and PPP Positioning Algorithms for SouthPAN Early Open Service
Min-Ju Kim, Jong-Sung Lee, Bong-Gyu Park, Kwan-Dong Park / 497

LEO PNT – Part 1, Technology Trends in LEO PNT System Operation Methods and Payload Configuration
Hyun-Jung Lee, Jong-Hoon Won / 507

LEO PNT – Part 2, Analysis of Satellite Geometry and Link Characteristics for Assessing the PNT Applicability of Operational Commercial LEO Constellations
Hyun-Jung Lee, Hyoungmin So, Jong-Hoon Won / 521

LEO PNT – Part 3, Geometric Performance Analysis of Space Segment Design Parameters and Preliminary Design of a Korean LEO PNT Constellation
Hyun-Jung Lee, Jong-Hoon Won / 531

Navigation Warfare (NAVWAR) Policies and Satellite Navigation Technology Trends for Military Application
Hyoungmin So / 543

Technical Papers

Comparative Analysis of Experimental Reception Performance of LEO-PNT Platform-Based UHF and S-Band Navigation Signal Transmission Modules
Ina Jeong, O-Jong Kim / 551

Performance and Hardware Complexity Trade-offs by Covariance Sample Size in GNSS Anti-Jamming Algorithm
Sukjae Yoon, Hoyoung Yoo / 561

Application and Analysis of KASS for Enhancing Position Accuracy in Anti-Jamming GNSS Receiver
Hyun Ki Kim, Min Jae Kim, Jeong Won Kim, Jong-Nam Lim / 571

JOURNAL OF POSITIONING, NAVIGATION, AND TIMING
Vol. 15. No. 3 September 2026

Research Papers

Periodicity Analysis of Starlink Orbit Error and Prediction of LEO-SOP Differential Positioning Performance Based on Compensation Parameterization
Wonwoo Park, Hyunwoo Kim, Byungwoon Park / 241

Regional Optimization Method for Parameters of the SBAS Tropospheric Delay Correction Model
Jaeo Song, Dohun Kim, Yongtaek Hwang, JaeHee Noh, Hoyoung Yoo / 253

Analysis of the Effects of Frequency Offset Caused by Doppler Shift on Cross-Correlation Characteristics of GNSS PRN Codes
Eun Ji Ha, Jang Hwan Shin, JaeHee Noh, Sung Kyun Jang, Jae Min Ahn / 265

Coexistence Analysis of Pulsar LEO PNT and GPS L1 C/A Signals in a Receiver Environment
Minyong Choi, Jinseok Kim, Il Kyu Kim, Hung Seok Seo, Young Baek Kim / 279

Simulation-Based Performance Analysis of 3D Indoor Positioning Using a Single Transmitter with an Array Antenna
Hye-Won Jo, Juhyun Maeng, O-Jong Kim / 289

Bivariate Gaussian Similarity Function for Indoor Localization Based on Wi-Fi Fingerprinting
Youngjin Lee, JaeJun Yoo / 303

RF Compatibility Analysis of RNSS Signals in the L1/L2/L5 Bands
Subin Lee, Jong-Hoon Won / 317

A Joint Optimization Method for Stereo Camera Calibration Parameters and Feature Point Coordinates
Yu Jin Lee, Woo Jin Ahn, Hyung Keun Lee / 331

Frequency Estimation Based on SAFE Under Wide SNR Range
Hee-Yang Jung, Dong-Hee Paek, Woo-Jin Jung, Seung-Hyun Kong / 341

Comparative Analysis of Active Element Selection for Capon-Based ROI Detection in Orthogonal Array Antennas
Tae-yun Kim, Suk-seung Hwang / 355

SAC-Based Covert Spoofing Technique for GNSS/INS Integrated UAV Using Dual NIS Reward
Jong-Il Park, Kyoung-taek Kim, Chansik Park / 369

Autonomous Exploration-Based Radio Map Construction for Indoor Localization Using a Mobile Robot Platform
Jonghyeon Kim, Haeram Kim, Boseong Kim, Sungmin Park, Beomju Shin / 381

A Study on C/N0 Based GNSS Spoofing Detection Considering GNSS Environmental Characteristics and TLE-Based Satellite Orbit Information Over the Korean Peninsula
Yoo Hak Kim, Jae Min Ahn / 391

Intersection Refinement and Representative LOB Reconstruction Method for AoA-Based Multi-Target Localization
Seongyeol Park, Seongkwon Yoon, Sanghun Im, Jaeil Park, Sunwoo Kim / 405

TTFFD Improvement Using Code-Level Time-State Representation
ByungHyun Choi / 415

A Map-Matching Technique Based on 1.5D-PDR Movement Characteristics for Estimating the Trajectories of Smartwatch Wearers
Jae Uk Kwon, Seong Yun Cho / 425

The Institute of Positioning, Navigation, and Timing