

Novel FFT Acquisition Scheme with Baseband Resampling for Multi-GNSS Receivers

Jinseok Kim[†], Sunyong Lee, Hung Seok Seo

Microinfinity, Daejeon 34012, Korea

ABSTRACT

A GNSS receiver must perform signal acquisition to estimate the code phase and Doppler frequency of the incoming satellite signals, which are essential information for baseband signal processing. Modernized GNSS signals have different modulation schemes and long PRN code lengths from legacy signals, which makes it difficult to acquire the signals and increases the computational complexity and time. This paper proposes a novel FFT/Inverse-FFT with baseband resampling to resolve the aforementioned challenges. The suggested algorithm uses a single block only for the FFT and thereby requires less hardware resources than conventional structures such as Double Block Zero Padding (DBZP). Experimental results based on a MATLAB simulation show this algorithm can successfully acquire GPS L1C/A, GPS L2C, Galileo E1OS, and GPS L5.

Keywords: signal acquisition, baseband resampling, fast Fourier transform, circular correlation, circular shift

1. INTRODUCTION

1970년대에 시작된 GPS를 포함하는 위성항법시스템 (Global Navigation Satellite System, GNSS)은 국방분야에서 출발했지만 민간, 과학 연구, 우주 산업 등 점차 다양한 분야에서 사용되고 있다 (Kaplan & Hegarty 2017). 4차 산업혁명으로 다양한 기술의 융합과 함께 Position, Navigation and Timing (PNT) 정보의 필요성이 확산되고 있으며 특별히 자율주행, 도심 항공 모빌리티 (Urban Air Mobility, UAM), 무인 항공기 (Unmanned Aerial Vehicles, UAV) 등 차세대 모빌리티 기술을 안정적으로 구현하기 위해서는 위성항법시스템을 사용하여 정밀하고 안정적인 PNT 정보를 확보하는 것이 중요해지고 있다 (GNSS.ASIA 2021). 이를 위해 기존 신호의 단점을 보완하는 GPS 현대화를 포함한 다양한 정책들이 각국에서 진행되고 있고, 이러한 추세에 따라 최근 대한민국도 독자적인 위성항법시스템인 Korean Positioning System (KPS)의 개발에 착수하였다 (Park & Heo 2019). 이와 같

은 현대화 정책들의 특징은 기존 신호들과 상호동작성이 보장되도록 변조방식을 적용하고 자기상관/상호상관 특성을 개선하기 위해 코드의 길이를 증가시켜 사용한다는 점이다 (European Union 2016, GPS Directorate Missile Systems Center 2019). 이러한 변화에 따라 다중 GNSS 위성군 (multi-GNSS constellation) 다중 주파수 신호처리가 가능한 수신기에 대한 수요가 증가하고 있다.

다중 GNSS 위성군, 다중 주파수 신호용 수신기를 위해 필수적인 기술인 신호 획득에 대해 많은 연구들이 이뤄져 왔고, 특별히 고속 푸리에 변환 (fast Fourier transform, FFT)를 이용한 신호 획득 기법이 보편화되어 있다. 산재 (sparse) 푸리에 변환 (Hassanieh et al. 2012), 고속 FFT (Akopian 2005), 크기 축소 FFT (Patel 2011), 평균 상관 (Zeng et al. 2016)에 대한 연구가 있었다. 이 중 가장 대표적인 기법인 Double Block Zero Padding (DBZP)은 가장 효율적이고 빠른 알고리즘으로 알려져 있다 (Prasad 2018). 이 기법은 입력 신호를 동일한 샘플수를 갖는 여러 개의 블록으로 분리한 다음 각 블록에 대한 상관 연산을 하고 그 결과 값을 이용해 주파수 영역 탐색을 수행하는 방식으로 코드 위상과 도플러 주파수를 동시에 찾는 기법이다. 다만 상관 연산 결과 중 절반을 주파수 탐색에 사용하기 때문에 연산 비효율성이 존재하고 입력 신호의 샘플링 주파수가 커질수록 소모 리소스와 연산 시간이 증가하는 특성이 있다. 통신과 레이더 신호 처리에 보편화되어 있는 기술인 밴드 패스 샘플링 이론 (band pass

Received Feb 18, 2023 Revised Feb 27, 2023 Accepted Mar 06, 2023

[†]Corresponding Author

E-mail: jinseok.kim@minfinity.com

Tel: +82-42-710-3916 Fax: +82-42-710-3911

Jinseok Kim <https://orcid.org/0000-0003-1868-4378>

Sunyong Lee <https://orcid.org/0000-0003-4278-4109>

Hung Seok Seo <https://orcid.org/0000-0002-4044-8622>

Table 1. Characteristics of satellite signals.

Signal	Number of signal component	Modulation	Code length (chip)	Chip rate (Mcps)
GPS L1C/A	1	BPSK	1023	1.023
GPS L2C	2 (50%, 50%)	BPSK (TDM*)	Data: 10230 Pilot: 767250	0.5115
GPS L5	2 (50%, 50%)	BPSK	10230	10.23
Galileo E1OS	2 (50%, 50%)	CMBOC (6,1,1/11)	4092	1.023

*TDM: Time division multiplexing

sampling theory)을 적용한 연구도 진행된 바 있다 (Zhang et al. 2018). 이 연구는 중간 대역의 신호를 리샘플링하여 대역폭을 줄이고, 처리 속도와 소모 리소스를 개선하였다.

본 논문에서는 입력 신호로부터 중간 대역 반송파를 제거한 기저대역 신호를 리샘플링하고, FFT/Inverse-FFT의 특성인 순환 상관 (circular correlation), 순환 시프트 (circular shift) 특성과 단일 블록 (single-block)을 활용하여 신호 획득을 위한 소모 리소스를 개선한 새로운 신호 획득 방법을 제안한다. 기저대역 리샘플링 (baseband resampling)을 하기 위해 신호의 대역폭으로부터 상 위 차단 주파수 (upper cut-off frequency, f_u)를 분석하고 리샘플링 주파수를 선정한다. 코드 위상 계산을 위해 필요한 입력 신호와 내부 생성 신호간의 상관 연산은 FFT/Inverse-FFT의 순환 상관 특성을 사용하고 이 때 사용하는 FFT/Inverse-FFT의 크기는 신호 처리 구간에 대해 단일 블록 처리가 가능하도록 정함으로써 코드 위상 영역 탐색에 소요되는 리소스를 줄일 수 있다. 또한 FFT의 순환 시프트 특성을 이용해 주파수 영역 탐색에 소요되는 리소스를 줄일 수 있다.

본 논문의 구성은 다음 같다. 2장에서는 GNSS 신호의 특성을 분석하고, 3장에서는 리샘플링과 FFT/Inverse-FFT의 특성에 대해 설명하고, 제안한 신호 획득 기법의 동작 방식에 대해 설명한다. 4장에서는 기존 기법과의 계산 리소스를 비교하고, MATLAB 시뮬레이션을 통해 정상적으로 신호 획득이 이뤄지는 지 확인한다.

2. SIGNAL MODEL

본 논문에서는 KPS 신호 후보로 거론되는 GPS의 기존 신호와 현대화된 신호, Galileo 신호를 포함하여 네 개의 신호에 대해 다룬다: GPS L1C/A, GPS L2C, GPS L5, Galileo E1OS. 신호들의 특성은 Table 1과 같다 (European Union 2016, GPS Directorate Missile Systems Center 2019, Space and Missile Systems Center 2021).

2.1 GPS L1 C/A

GPS L1 C/A는 데이터 채널용 코드로 C/A코드를 사용하고, 안테나와 RF 신호처리부를 거쳐 중간대역으로 변환된 신호는 Eq. (1)로 표현할 수 있다.

$$r_{L1CA} = A_d d(t-\tau) c_d(t-\tau) \cos(2\pi(f_{IF} + f_D)t + \phi_0) + n(t) \quad (1)$$

여기서 A_d 은 신호 전력 (데이터 채널), $d(t-\tau)$ 는 지연이 포함된 위성 데이터, $c_d(t-\tau)$ 는 지연이 포함된 PRN 코드 (데이터 채널용), $f_{IF} + f_D$ 는 반송파 주파수 (중간주파수 + 도플러 주파수), ϕ_0 는 반송파 위상, $n(t)$ 는 잡음 전력이다.

수신된 GPS L1 C/A 신호를 기저대역 신호로 변환했을 때 신호의 대역폭은 PRN 코드 칩 속도 (chip rate)의 2배가 된다 (Wendler et al. 2013). 다시 말해, 신호를 왜곡 없이 사용하기 위해 최소 리샘플링 주파수는 PRN 코드 칩 속도의 2배 이상이어야 한다.

2.2 GPS L2C

GPS L2C는 데이터 채널용 코드와 파일럿 채널용 코드가 시분할 (Time Division Multiplexing, TDM)되어 송출된다. 수신된 신호는 Eq. (2)로 표현할 수 있다.

$$r_{L2C} = [A_d d(t-\tau) c_d(t-\tau) + c_p(t-\tau)] \cos(2\pi(f_{IF} + f_D)t + \phi_0) + n(t) \quad (2)$$

여기서 $c_d(t-\tau)$ 는 지연이 포함된 PRN 코드 (데이터용, CM), $c_p(t-\tau)$ 는 지연이 포함된 PRN 코드 (파일럿용, CL)이다.

수신된 GPS L2C 신호의 실질적인 코드 칩 속도는 시분할 효과에 의해 데이터 채널용 코드/파일럿 채널용 코드 칩 속도의 2배인 1.023 Mcps가 된다. 다시 말해, 신호의 대역폭은 CM 코드 칩 속도의 4배와 같다.

2.3 GPS L5

GPS L5 신호는 데이터 채널 신호와 파일럿 채널 신호로 구성되며, 둘 간의 반송파 주파수 위상차는 90도이다. 수신된 신호는 Eq. (3)으로 표현할 수 있다.

$$r_{L5} = A_d d(t-\tau) NH_{10}(t-\tau) c_d(t-\tau) \cos(2\pi(f_{IF} + f_D)t + \phi_0) + A_p NH_{20}(t-\tau) c_p(t-\tau) \sin(2\pi(f_{IF} + f_D)t + \phi_0) + n(t) \quad (3)$$

여기서 $NH_{10}(t-\tau)$, $NH_{20}(t-\tau)$ 는 지연이 포함된 뉴먼-호프만 (Neuman-Hofman) 코드, A_p 는 신호 전력 (파일럿 채널)이다.

수신된 GPS L5 신호는 GPS L1 C/A 신호와 마찬가지로 PRN 코드 칩 속도의 2배와 같은 대역폭을 갖는다.

2.4 Galileo E1OS

Galileo E1 OS는 데이터 채널 신호와 파일럿 채널 신호로 구성되며 변조방식으로 Composite BOC (CMBOC)을 사용하기 때문에 두 신호의 주파수 위상차는 0도이다. 수신된 신호는 Eq. (4)로 표현할 수 있다.

$$r_{E1OS} = [A_d d(t-\tau) c_d(t-\tau) s_{c_d}(t-\tau) - A_p c_s(t-\tau) c_p(t-\tau) s_{c_p}(t-\tau)] \cos(2\pi(f_{IF} + f_D)t + \phi_0) + n(t) \quad (4)$$

여기서 $s_{c_d}(t-\tau)$, $s_{c_p}(t-\tau)$ 는 지연이 포함된 서브 캐리어 (d : 데이터

신호용, p : 파일럿 신호용)이고, $c_s(t-\tau)$ 은 지연이 포함된 세컨더리 코드이다.

수신된 Galileo E1 OS 신호는 CBOC 하위 반송파로 1.023 MHz와 6.138 MHz 2종류를 사용한다. 본 논문에서는 신호 전력 손실과 리샘플링 주파수를 고려하여 전체 신호 전력의 10/11(=90.9%)를 갖는 BOC(1,1) 성분만을 고려하였고, 이 때 CBOC 하위 반송파 모두를 고려했을 때 대비 신호 감쇄는 전체 신호 전력의 1/11에 해당하는 약 1.0 dB이다. 실질적인 코드 칩 속도가 E1 칩 속도의 2배인 2.046 Mcps가 되므로, 신호의 대역폭은 PRN 코드 칩 속도의 4배와 같다.

3. FAST ACQUISITION SCHEME USING FFT WITH BASEBAND RESAMPLING

3.1 Legacy Algorithm: DBZP Acquisition

FFT를 이용한 기존 기법 중 가장 효율적이고 빠른 알고리즘으로 알려져 있는 DBZP 기법은 다음과 같은 순서로 동작한다.

알고리즘: DBZP

1. 입력 신호 $r(n)$ 에서 도플러 주파수가 포함된 ($f_{IF}+f_D$) 반송파 제거하여 기저대역 변환
2. 입력 신호와 내부 생성 신호 N_b 개의 샘플을 N_b 개의 블록으로 분리, 이 때 블록에 포함된 샘플 수는 N_{spb} 와 같음
3. 입력 신호와 내부 생성 신호간의 상관 처리, 이 때 입력 신호는 연속된 두 블록을 사용하고 내부 생성 신호는 블록 1개와 0으로 채워진 블록 1개(zero padded block)를 사용
4. 동작(3)을 N_b 번 반복하고 결과값 중 처음 N_{spb} 개의 결과만 저장
5. 내부 생성 신호의 위상을 1블록만큼 이동하여 동작(3-4)를 N_b 번 반복
6. $N_s \times N_b$ 크기의 결과값 배열에 대해 FFT 연산(N_b 크기)
7. 도플러 주파수를 바꿔가며 동작(1~6) 반복

출력: 코드 위상, 도플러 주파수, 최대 상관값

DBZP 기법은 두 개의 FFT를 사용하는데 각각 ($2 \times N_{spb}$) 포인트 FFT/Inverse-FFT와 N_b 포인트 FFT이다. N_b 개의 블록으로 분리된 입력신호에서 두 개의 연속된 블록을 이용해 상관값을 계산하고 이 중에서 N_{spb} 개의 결과를 저장하는 동작을 N_b 번 반복한다 (동작 3). 이어서 내부 생성 신호의 위상을 1블록만큼 이동한 후에 동작 (3-4)를 N_b 번 반복한다. 즉, $2 \times N_{spb}$ 포인트 FFT를 N_b^2 번 반복 사용한다. 또한 ($N_s \times N_b$) 크기의 결과값 배열에 대해 N_b 포인트 FFT를 N_s 번 반복한다. 마지막으로 도플러 주파수를 바꿔가며 반복하는 회수 N_f 를 고려하면 두 FFT의 연산횟수는 각각 $N_s N_b^2$, $N_s N_b$ 와 같다. 기존 기법의 블록 다이어그램은 Fig. 1과 같다 (Prasad 2018).

3.2 Proposed Algorithm: Single-Block Baseband Resampling (SBBR)

제안하는 신호 획득 기법은 Fig. 2와 같은 기능 블록으로 구성

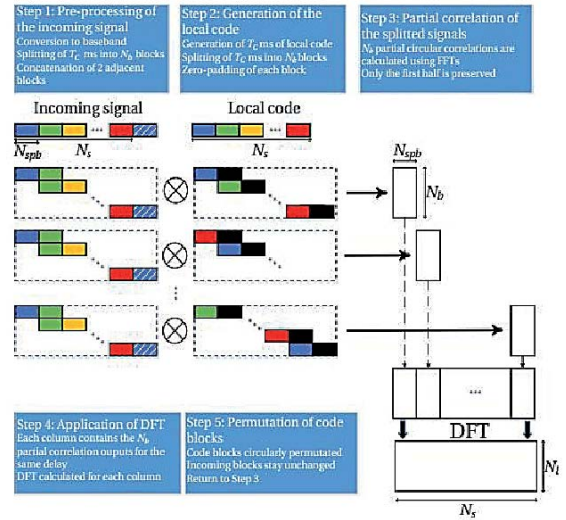


Fig. 1. Block diagram of DBZP (Prasad 2018).

된다. ADC 샘플링 주파수(f_s)에 의해 샘플링된 입력 신호 $r(n)$ 에서 중간 주파수(f_{IF}) 반송파를 제거한 기저대역 신호와 내부 생성 코드를 리샘플링 주파수(f_r)로 기저대역 리샘플링한다. 이 때 리샘플링 주파수는 기저대역 신호의 대역폭과 단일 블록으로 FFT 연산 특성을 사용해 신호처리 하도록 리샘플링 주파수를 선정한다.

리샘플링된 기저대역 신호에 도플러 주파수 신호를 곱한 신호와 기저대역 리샘플링된 내부 생성 코드에 대해 각각 FFT, 순환 시프트, 켈레복소수 곱셈, Inverse-FFT 연산을 순차적으로 수행하면서 입력신호와 내부 생성 신호간의 상관값을 구한다. 이 때 FFT 크기는 신호 대역별로 결정한 리샘플링 주파수와 해당 대역 코드 주기에 따라 선정하고 사용하는 블록의 크기는 FFT 크기와 일치하는 단일 블록으로 처리한다.

상관값 중 최대값을 검출하고 이 때의 Inverse-FFT 출력 인덱스와 도플러주파수를 이용해 입력 신호의 코드 위상과 도플러 주파수를 계산한다. 이와 같은 과정을 모든 주파수 검색 범위를 처리할 때까지 도플러 주파수를 변경하면서 반복한다. 후술할 FFT의 순환 시프트 특성을 사용하면 동일한 데이터에 대해 주파수를 바꾸어 검색하는 효과를 얻을 수 있기 때문에 FFT 연산 횟수는 도플러 주파수를 바꿔가며 반복하는 회수 N_f 와 내부 생성 코드를 처리하는 1회를 합한 (N_f+1)과 같다. IFFT 연산 횟수는 전체 주파수 검색 범위를 도플러 주파수 격자로 나눈 횟수와 같다. 제안하는 알고리즘은 다음과 같은 순서로 동작한다.

알고리즘: 제안하는 알고리즘, SBBR

1. 입력 신호 $r(n)$ 에서 중간 주파수(f_{IF}) 반송파 제거
2. 동작(1) 결과를 리샘플링하여 저장 (데이터 세트 A)
3. 내부 생성 코드를 FFT하여 저장 (데이터 세트 B)
4. 데이터 세트 A에 도플러 주파수 곱하여 FFT 처리 (데이터 세트 C)
5. 데이터 세트 C와 켈레복소수 연산한 데이터 세트 B를 곱한 후 Inverse-FFT 수행
6. Inverse-FFT 결과에 대해 최대값 검출: 최대값의 코드 위상, 도플러 주파수 저장

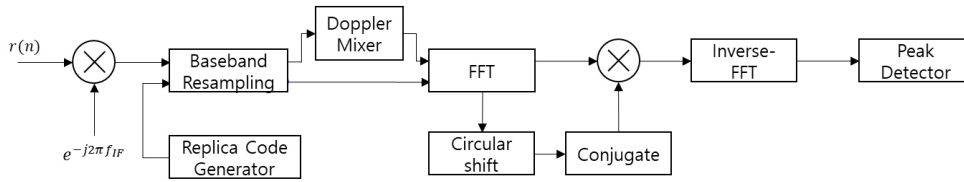


Fig. 2. Block diagram of proposed algorithm.

Table 2. Determined baseband resampling frequency for each signal.

Signal	Chip rate (Mcps)	Upper cut-off frequency (MHz)	Code period (ms)	Resampling frequency (MHz)	FFT size (number of points)
GPS L1C/A	1.023	1.023	1	2.048	2048
GPS L2C	0.5115	1.023	20	3.2768	65536
GPS L5	10.23	10.23	1	32.768	32768
Galileo E1OS	1.023	2.046	4	4.096	16384

- 7. 데이터 세트 B의 위상을 바꾸어 동작(5)~동작(6) 반복
- 8. 도플러 주파수를 바꾸어 동작(4)~동작(7) 반복

출력: 코드 위상, 도플러 주파수, 최대 상관값

3.3 Baseband Resampling

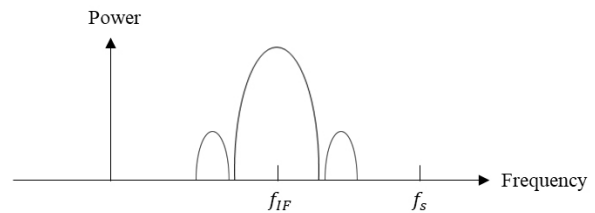
기저대역 리샘플링은 RF 신호 처리 후 중간 대역(f_{IF})으로 변환된 신호를 디지털 신호로 변환할 때 ADC 샘플링 주파수(f_s)에 의해 샘플링된 신호를 기저대역으로 변환 후 다시 샘플링하기 때문에 붙여진 명칭이다. 리샘플링 주파수(f_{rs})를 상위 차단 주파수의 2배와 같거나 크게 하면 원신호를 스펙트럼 엘리어싱 (spectrum aliasing) 없이 복원할 수 있다 (Vaughan et al. 1991). 이와 같은 특성을 주파수 스펙트럼으로 표현하면 Fig. 3과 같다.

이에 기반하여 본 논문에서 다루는 신호를 기저대역에서 살펴보면 상위 차단 주파수는 칩 속도와 동일하거나 2배가 된다. 또한 후술하게 될 FFT 연산 특성을 이용하기 위해서 코드 한 주기의 샘플 수, 즉 FFT 크기(포인트 수)가 2^n 이 되도록 리샘플링 주파수를 결정한다. 위와 같은 조건을 고려하여 결정한 리샘플링 주파수는 Table 2와 같다.

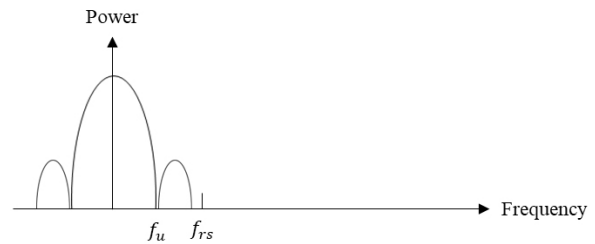
3.4 Circular Correlation and Circular Shift Using FFT and Inverse-FFT

입력된 신호와 내부 생성 신호 간의 정합성을 계산하기 위해 Eq. (5)와 같이 FFT/Inverse-FFT의 순환 상관 특성을 이용해 상관 연산을 수행한다. 이 특성을 이용하면 정합성을 보고자 하는 두 신호에 대한 FFT 연산 결과를 쉼표복소수 처리하여 곱한 뒤 Inverse-FFT 연산하면, 두 신호에 대해 상관 연산을 수행한 것과 동일한 계산 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 y(n) &= F^{-1}\{X(k) \times C^*(k)\} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\sum_{m=0}^{N-1} x(m) W_N^{mk} \right] C^*(k) W_N^{-nk} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(m) \sum_{k=0}^{N-1} C^*(k) W_N^{-(n-m)k}
 \end{aligned} \tag{5}$$



(a) Frequency spectrum of IF ADC sampled signal



(b) Frequency spectrum of baseband signal

Fig. 3. Frequency spectrum of ADC sampled and baseband signal.

여기서 $x(n), c(n) = \begin{cases} \text{nonzero}, & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$, $X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk}$, $C(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n) W_N^{nk}$, $k \in [0, N-1]$, $W_N^{nk} = e^{-\frac{j2\pi nk}{N}}$, $W_N^{-(m-n)N} = 1$ for $n, m = \text{integer}$, $C^*(k) = C(N-k)$, $x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-nk}$ 이다.

주파수 영역 검색을 보다 빠르게 하기 위해 Eq. (6)과 같이 FFT의 순환 시프트 특성을 이용한다. 이 특성을 이용하면 FFT 처리한 데이터를 반복적으로 사용해 주파수 검색을 할 수 있다. 예를 들어, GPS L1C/A 신호 처리의 경우 입력 신호와 내부 생성 신호를 2.048 MHz로 리샘플링한 데이터를 2048 크기의 FFT 연산을 하고, 주파수 영역에서 곱할 때 둘 사이에 l 의 위상 차이를 두고 곱하면 시간 영역에서 $\frac{l2\pi n}{N} = l$ kHz를 곱한 것과 같은 결과를 얻는다.

$$\begin{aligned}
 F \left[x(n) e^{\frac{j2\pi ln}{N}} \right] &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{\frac{j2\pi ln}{N}} W_N^{nk} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{\frac{-2\pi n(k-l)}{N}} \\
 &= X(k-l)
 \end{aligned} \tag{6}$$

Table 3. The parameters used in the experiments.

Search Range			Sampling frequency (MHz)	Intermediate frequency (MHz)	Processing time (ms)			
Code phase bin (chip)	Doppler frequency (kHz)	Frequency bin (Hz)			GPS L1C/A	GPS L2C	GPS L5	Galileo E1OS
< 0.5	-16 ~ +16	31.25	100.0	20.0	1	20	1	4

Table 4. The parameters used for legacy algorithm.

	Number of processing samples (N_s)	Frequency bin (Hz)	Number of blocks (N_b)	Number of samples in block (N_{pb})	Number of frequency search (N_f)
GPS L1C/A	1000000	31.25	32	3125	32
GPS L2C	10000000	33.33	32	31250	3
GPS L5	1000000	31.25	32	3125	32
Galileo E1OS	4000000	31.25	32	12500	4

Table 5. The FFT size and number of operations of signal acquisition between legacy and proposed algorithm.

	DBZP			Proposed algorithm			Ratio $\left(\frac{C-F}{C}, \%\right)$
	FFT size (A)	Number of operations (B)	Total resources (C= $\Sigma(A \times B)$)	FFT size (D)	Number of operations (E)	Total resources (F= $\Sigma(D \times E)$)	
GPS L1C/A	6250	32768	307200000	2048	FFT: 33	2164736	99.3
	32	3200000			IFFT: 1024		
GPS L2C	62500	3072	288000000	65536	FFT: 33	69271552	75.9
	320	32000000			IFFT: 1024		
GPS L5	6250	32768	307200000	32768	FFT: 33	34635776	88.7
	32	3200000			IFFT: 1024		
Galileo E1OS	25000	8192	307200000	16384	FFT: 33	17317888	94.4
	32	12800000			IFFT: 1024		

여기서 $W_N^{nk} = e^{-\frac{j2\pi nk}{N}}$, $X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk}$, $e^{\frac{j2\pi ln}{N}} = \cos\left(\frac{2\pi ln}{N}\right)$ 이다.

4. SIMULATION RESULT

제안한 신호 획득 기법의 성능을 확인하기 위해 제안한 알고리즘을 MATLAB으로 구현하였다. 시험에 사용한 조건은 Table 3 과 같다.

검색 범위는 전체 코드에 대해 격자 크기 0.5 칩 이하, 주파수 검색은 선정한 구간에 대해 격자 크기 31.25 Hz로 검색하도록 시험을 구성하였다. 샘플링 주파수와 반송파 주파수는 신호 대역폭이 20 MHz 이상일 경우를 고려하여 선정하였다. 신호 처리 시간은 코드 한 주기에 해당하는 시간으로 선정하였다.

소모 리소스 비교를 위해 DBZP 기법의 설정값을 Table 4와 같이 결정하였다. 특별히 GPS L2C의 주파수 격자는 처리시간 10 ms에 의해 N_b 포인트 FFT의 해상도가 100 Hz가 되기 때문에 33.33 Hz의 해상도로 3회 반복하여 도플러 주파수 탐색하도록 결정하였다. 또한 Galileo E1OS의 경우 GPS L2C와 같은 방법으로 계산하여 31.25 Hz의 해상도로 8회 반복하도록 결정하였다. 제안하는 알고리즘의 기저대역 신호 변환 및 리샘플링 과정과 기존 알고리즘의 기저대역 변환 과정의 소모 리소스는 상관 연산 대비 연산복잡도가 낮고 최초 1회만 수행하기 때문에 제외하였다. 그리고 제안하는 알고리즘의 순환 시프트 연산은 메모리에 저장되어 있는 값을 불러오는 주소값 제어만 하는 복잡도가 매우 낮은 연산이기 때문에, 소모 리소스 계산에서 제외하였다.

두 알고리즘의 FFT 크기, 연산횟수를 비교한 결과는 Table 5와 같다. 앞서 설명한 바와 같이 기존 기법의 FFT 연산 횟수는 각각

$N_e N_b^2$, $N_e N_s$ 로 주어지고, 제안한 알고리즘의 FFT/Inverse-FFT 연산 횟수는 각각 (N_b+1) , (주파수 검색 범위)/(주파수 검색 격자)와 같다. 소모 리소스가 기존 기법 대비 최대 99.3% 줄었음을 알 수 있다.

제안한 알고리즘의 신호 획득 결과는 Fig. 4와 같다. 네 개 대역의 입력 신호에 대해 정상적으로 코드위상과 도플러 주파수를 추정함을 알 수 있다.

5. CONCLUSIONS

본 논문에서는 신호 획득에 소요되는 리소스를 줄이는 기저대역 리샘플링을 이용한 FFT 기반의 신호 획득 기법을 제시하였다. 기저대역 리샘플링은 다양한 변조기법과 코드 특성을 갖는 GNSS 신호 획득에 폭넓게 적용될 수 있음을 확인하였고, FFT/Inverse-FFT의 특성을 이용하여 입력 신호의 코드 위상과 도플러 주파수를 추정할 수 있음을 MATLAB 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 이는 향후 KPS 서비스를 위한 새로운 신호 체계에도 적용 가능하며, KPS를 포함한 다중 GNSS 위성군, 다중 주파수 신호처리가 필요한 수신기에 유용하게 적용될 것이다.

향후에는 코드 지연, 도플러 주파수, 신호 세기 등을 임의로 변경한 환경하에서 반복 시험을 통해 설계된 신호 획득 기법의 성능을 비교 분석할 것이다.

AUTHOR CONTRIBUTIONS

Jinseok Kim and Sunyong Lee conceived the research,

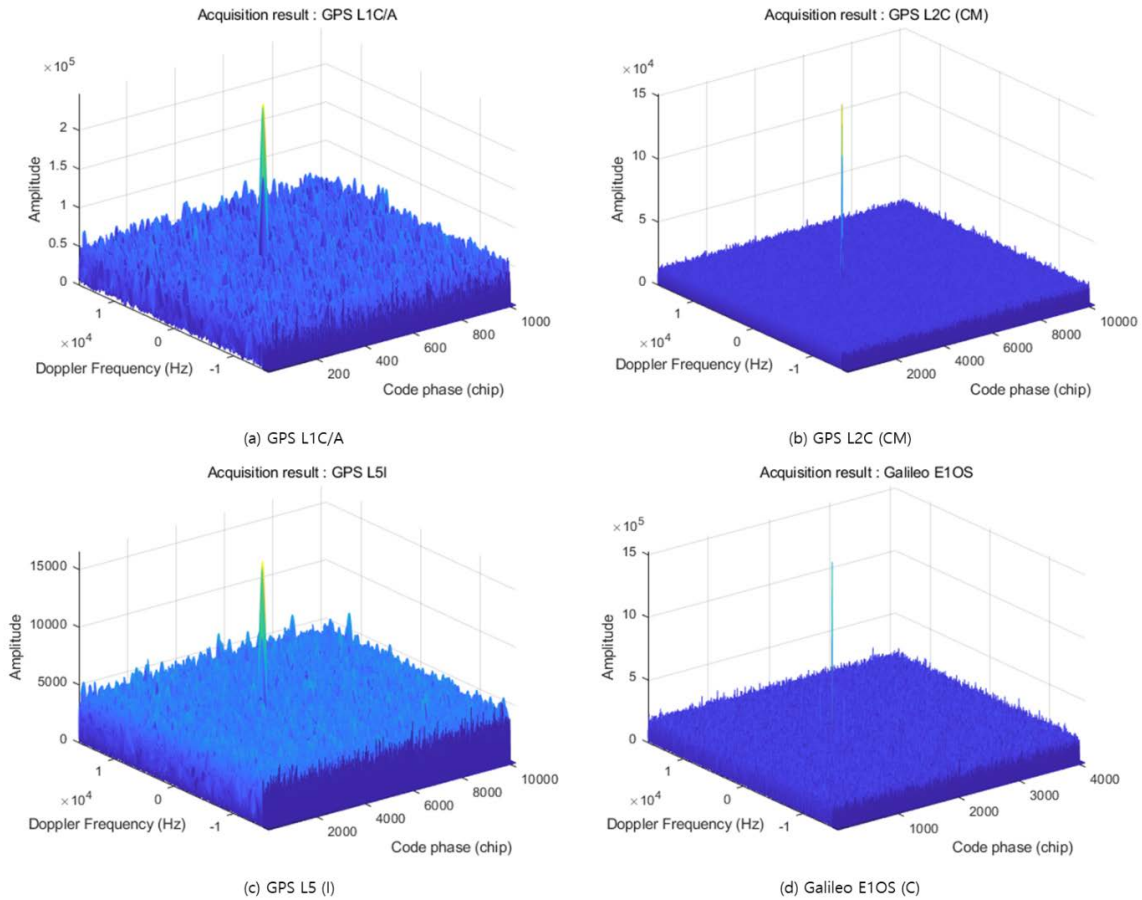


Fig. 4. Acquisition result with the proposed algorithm: (a) GPS L1C/A (b) GPS L2C CM (c) GPS L5 I (d) Galileo E1OS C.

designed the algorithm, and performed the experiments; Hung Seok Seo provided the significant guidance in research planning, experimental results analysis. All authors contributed to the written manuscript.

CONFLICTS OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

- Akopian, D. 2005, Fast FFT based GPS satellite acquisition methods, *IEE Proc. Radar Sonar Navig.*, 152, 277-286. <https://doi.org/10.1049/ip-rsn:20045096>
- European Union 2016, European GNSS (Galileo) Open Service Signal-in-Space Interface Control Document Issue 1.3
- GNSS.ASIA 2021, Market & Technology Trends, Edition 4 2021.
- GPS Directorate Missile Systems Center 2019, NAVSTAR GPS Space Segment/User Segment L5 Interfaces (IS-GPS-705F).
- Hassanieh, H., Adib, F., Katabi, D., & Indyk, P. 2012, Faster GPS via the sparse Fourier transform, In *Proceedings of the 18th Annual International Conference on Mobile Computing & Networking, Istanbul, Tur-key, August 22-26, 2012*, pp.353-364. <https://doi.org/10.1145/2348543.2348587>
- Kaplan, E. & Hegarty, C. 2017, *Understanding GPS/GNSS Principles and Applications* (London: Artech House).
- Park, J. U. & Heo, M. B. 2019, Korea PNT Update, 59th CGSIC Meeting, Miami 2019.
- Patel, V. 2011, Reduced-size FFT correlation techniques for GPS signal acquisition, *Int. J. Comput. Appl.*, 2, 14-19.
- Prasad, S. V. S. 2018, Double Block Zero Padding Acquisition Algorithm for GPS Software Receiver, *J. Autom. Mobile Robot. Intell. Syst.*, 12, 58-63.
- Space and Missile Systems Center 2021, NAVSTAR GPS Space Segment/User Segment, IS-GPS-200M.
- Vaughan, R. G., Scott, N. L., & White, D. R. 1991, The theory of bandpass sampling, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 39, 1973-1984. <https://doi.org/10.1109/78.134430>

- Wendler, F., Stein, M., Mezghani, A., & Nossek, J. A. 2013, Quantization-loss Reduction for 1-bit BOC Positioning, Proceedings of the 2013 International Technical Meeting of The Institute of Navigation, San Diego, California, January 2013, pp.509-518.
- Zeng, Q., Tang, L., Zhang, P., & Pei, L. 2016, Fast acquisition of L2C CL codes based on combination of hyper codes and averaging correlation, J. Syst. Eng. Electron., 27, 308-318. <https://doi.org/10.1109/JSEE.2016.00031>
- Zhang, Y., Wang, M., & Li, Y. 2018, Low Computational Signal Acquisition for GNSS Receivers Using a Resampling Strategy and Variable Circular Correlation Time, Sensors, 18, 678. <https://doi.org/10.3390/s18020678>



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



Sunyong Lee is a research engineer in Microinfinity Co., Ltd. He received B.S. and M.S. degrees from Chungnam National University in 2013 and 2015, respectively. His research interests include GNSS receiver design, GNSS signal processing, and Array signal processing.



Hung Seok Seo received the Doctor of Engineering's degree in Electronics from Chungnam National University in 2003. He joined Navicom Co., Ltd. in 2002 and has 21 years of experience in navigation. He works as a senior researcher for Microinfinity Co., Ltd in 2023.