

일반논문 (Regular Paper)

방송공학회논문지 제21권 제5호, 2016년 9월 (JBE Vol. 21, No. 5, September 2016)

<http://dx.doi.org/10.5909/JBE.2016.21.5.803>

ISSN 2287-9137 (Online) ISSN 1226-7953 (Print)

다중대역 GNSS 신호 동시 수신을 위한 직접 RF 표본화 수신기 설계 및 성능

최종원^{a)}, 서보석^{a)}[#]

Design and Performance of a Direct RF Sampling Receiver for Simultaneous Reception of Multiband GNSS Signals

Jong-Won Choi^{a)} and Bo-Seok Seo^{a)}[#]

요약

이 논문에서는 GNSS(global navigation satellite system) 신호를 RF(radio frequency) 대역에서 표본화하여 디지털 영역에서 복조하는 직접 RF 표본화 수신기를 설계하고 그 성능을 살펴보고자 한다. 직접 RF 표본화 방식은 IF(intermediate frequency) 대역에서 AD(analog to digital) 변환을 하고 복조하는 기존의 IF 변환 방식과 다르게, 아날로그 믹서(mixer)를 전혀 사용하지 않고 안테나 출력인 통과대역 신호를 직접 AD 변환하여 이후의 수신기의 모든 과정을 디지털 영역에서 처리하는 기술이다. IF 변환 방식과 비교하면 하드웨어 구조가 덜 복잡하고 전송환경 변화에 따른 재구성이 가능하며 하나의 AD 변환기를 사용하여 여러 대역의 신호를 동시에 변환할 수 있다는 장점이 있다. 이와 같은 재구성 기능과 동시에 수신 기능은 특정 대역의 신호가 적으로부터 전파방해를 받았을 때 후속 시스템으로의 빠른 전환이 필요한 군용 시스템에서 매우 중요한 역할을 한다. 한편 여러 대역의 신호를 한 번에 AD 변환하려면 수신하고자 하는 신호의 반송파 주파수, 대역폭, 표본화 후의 중간주파수 그리고 보호 대역 등을 고려하여 표본화 주파수를 정하는 것이 중요하다. 이 논문에서는 GPS L1, GLONASS G1 및 G2 등의 GNSS 신호를 동시에 수신할 수 있는 표본화 주파수를 선택하고 이를 적용한 직접 RF 표본화 수신기를 설계한다. 또한 설계한 수신기를 상용 AD 변환기와 소프트웨어를 사용하여 구현한 후 실제 신호의 수신시험을 통해 수신 성능을 살펴본다.

Abstract

In this paper, we design a direct radio frequency (RF) sampling receiver for multiband GNSS signals and demonstrate its performance. The direct RF sampling is a technique that does not use an analog mixer, but samples the passband signal directly, and all receiver processes are done in digital domain, whereas the conventional intermediate frequency (IF) receiver samples the IF band signals. In contrast to the IF sampling receiver, the RF sampling receiver is less complex in hardware, reconfigurable, and simultaneously converts multiband signals to digital signals with an analog-to-digital (AD) converter. The reconfigurability and simultaneous reception are very important in military applications where rapid change to other system is needed when a system is jammed by an enemy. For simultaneous reception of multiband signals, the sampling frequency should be selected with caution by considering the carrier frequencies, bandwidths, desired intermediate frequencies, and guard bands. In this paper, we select a sampling frequency and design a direct RF sampling receiver to receive multiband global navigation satellite system (GNSS) signals such as GPS L1, GLONASS G1 and G2 signals. The receiver is implemented with a commercial AD converter and software. The receiver performance is demonstrated by receiving the real signals.

Keyword : GNSS, GPS, GLONASS, direct RF sampling, multiband receiver

I. 서 론

SDR(software defined radio)은 디지털 통신 시스템의 변복조 기능의 대부분을 소프트웨어적으로 구현하는 시스템을 말한다^[1]. SDR 수신기의 경우 아날로그 회로에서 처리하던 주파수 하향변환, 복조 등의 기능을 디지털 영역에서 처리할 뿐만 아니라, 하드웨어가 아닌 소프트웨어적으로 처리한다. 하드웨어로 처리하던 대부분의 변복조 기능을 소프트웨어적으로 처리함으로써 전송방식이 변경됐을 때 유연하게 대응할 수 있는 특징이 있다^[1]. 예를 들어 SDR은 인지무선통신(cognitive radio)과 같이 빈 스펙트럼을 찾아 중심주파수나 전송방식을 변경하는 경우^[2], 또는 여러 미지의 적의 신호를 동시에 인식 또는 감청해야하는 군용 SIGINT (signal intelligence) 등에 적절하게 적용할 수 있다^[3].

SDR 수신기를 구현하기 위해서는 대부분의 신호를 디지털 영역에서 처리하기 때문에 신호를 디지털로 변환하는 AD(analog-to-digital) 변환기를 가능한 안테나에 가깝게 위치시킬 필요가 있다. 지금까지 대부분의 디지털 수신기는 아날로그 믹서(mixer)를 통해 신호의 대역을 0 주파수에 가까운 중간주파수(intermediate frequency: IF) 대역으로 이동시킨 다음 Nyquist 표본화 정리를 이용하여 최대주파수의 2배 정도로 표본화하는 방식을 사용한다^[4]. 이에 반해 직접 RF(radio frequency) 표본화 수신기는 안테나와 증폭기만을 거친 RF 대역의 수신신호를 직접 표본화하여 복조하는 수신기로 가장 이상적인 SDR 수신기라 할 수 있다. 직접 RF 표본화 수신기는 비교적 큰 부피를 차지하는 아날로그 믹서가 필요 없게 되고 SDR이 가지는 유연성의 장점을 가지지만, AD 변환기의 입력 대역폭이 RF 대역까지 확대돼야 하므로 고가의 AD 변환기가 필요한 단점이 있다.

a) 충북대학교 전자공학부(Department of Electronics Engineering, Chungbuk National University)

‡ Corresponding Author : 서보석(Bo-Seok Seo)

E-mail: boseok@cbnu.ac.kr

Tel: +82-43-261-3267

ORCID: <http://orcid.org/0000-0002-1610-3667>

* 이 논문은 2015학년도 충북대학교 연구년 기간 동안 연구되었으며, 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방위성항법특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다.

· Manuscript received June 21, 2016; Revised August 30, 2016; Accepted August 30, 2016.

아직 가격은 비교적 높지만 최근에는 입력신호 대역이 3~4 GHz까지 확대된 AD 변환기가 많이 출시되고 있다^[5]. 수신기의 아날로그 부분을 1개의 칩으로 구현하면 직접 RF 표본화 수신기는 헤テ로다인 수신기에 근접한 성능을 보이면서도 칩 면적은 약 1/3로 감소한다^[6].

한편 직접 RF 표본화 수신기에서는 최대주파수의 2배 이상으로 표본화해야 하는 기저대역 신호의 표본화 정리가 아닌 RF 대역폭의 2배 이상으로 표본화하는 통과대역 신호의 표본화 정리^[7]를 이용한다. 이 경우 표본신호의 스펙트럼이 서로 겹치지 않아야 하므로 표본화 주파수를 결정하는 것이 매우 중요하다. 특히 다중대역 신호의 경우는 여러 개의 대역폭을 동시에 고려해야 한다^[7].

직접 RF 표본화 수신기의 대표적인 적용 분야 중의 하나로 GNSS(global navigation satellite system) 수신기가 있다^[7]. GNSS란 미국의 GPS(global positioning system), 러시아의 GLONASS, 유럽의 GALILEO, 중국의 Beidou와 같은 위성 항법 시스템을 통틀어 일컫는 말이다. GNSS 신호는 L1, L2, L5 대역에 존재하고 각 시스템마다 서로 다른 통신 방식을 사용하고 있다^[8]. 오늘날 GNSS 같은 위치 기반 항법 시스템은 민간 및 군용으로 다양한 시스템에 적용되어 사용되고 있다.

한편 GNSS 신호는 수신 전력이 매우 낮기 때문에 전파방해(jamming)나 간섭신호에 매우 취약한 단점이 있다^[8]. 직접 RF 표본화 수신기는 이러한 문제점에 비교적 수월하게 대응할 수 있다. 예를 들어 방해전파 등의 간섭 신호가 특정 시스템의 대역으로 유입되어 신호 수신이 어렵게 되면 다른 대역의 시스템으로 수신방식을 변경하여 신호를 수신할 수 있다. 또는 기존의 시스템과는 대역과 전송방식이 전혀 다른 새로운 시스템으로도 쉽게 전환할 수 있다.

지금까지 대부분의 GNSS 수신기는 IF 변환 방식을 사용하였다^[9]. 이 경우 대역이 다른 신호를 수신하기 위해서는 믹서의 주파수 또는 표본화 주파수 등을 변경해야 하는 단점이 있다. 또 여러 대역 신호를 동시에 수신하기 위해서는 여러 개의 AD 변환기를 사용해야 한다. 이와 다르게 직접 RF 표본화 수신기는 하나의 AD 변환기를 사용하지만 비교적 고가의 AD 변환기를 사용해야 하기 때문에 실제 구현한 예는 많지 않다. GNSS 수신기 연구동향을 살펴보면 먼저

[10]에서는 다중대역 GNSS 직접 RF 표본화 수신기를 설계하고 GPS L1 신호의 C/A 코드와 P 코드를 추적하고 L3 신호를 수신하였다. [11]에서는 이중 채널 다중대역 GNSS IF 변환 수신기 집적 회로를 설계 및 구현하여 GPS L1 및 Beidou B1 신호 수신을 결과로 나타냈다. [12]에서는 GPS 와 Galileo 신호를 동시에 처리할 수 있는 SDR IF 변환 수신기를 설계하여 Galileo 신호를 취득하고 추적하였다. [13]에서는 Beidou, GPS, Galileo 시스템 선택이 가능한 다중대역 GNSS IF 헤테로다인 수신기 회로를 설계하고 모의실험을 통해 기존 연구와 성능을 비교하였다. [14]에서는 GNSS 시스템의 대역을 5개로 나누어 직접 RF 표본화 방식을 이용한 수신 시나리오를 설계하고 GPS 신호를 수신하였다. [15]에서는 다중대역 아날로그 전단부를 설계하고, 직접 RF 표본화 방식을 사용해서 GPS 신호를 수신하였다. 지금 까지의 연구는 대부분 아날로그 전단부의 신호처리에 집중되어 있으며, 직접 RF 표본화 방식을 적용하여 구현한 예는 많지 않다. 저자는 [16]에서 다중대역 GNSS 직접 RF 표본화 수신기의 설계 조건을 제시하고 이론적인 수신기 설계 안을 제시하였다.

이 논문에서는 GPS L1 및 GLONASS G1, G2 신호를 동시에 수신할 수 있는 다중대역 직접 RF 표본화 수신기를 설계하고 상용의 AD 변환기와 소프트웨어로 구현하여 그 성능을 살펴보자 한다. 기본적인 설계 방법은 [16]을 기반으로 하였지만 안테나의 주파수 특성 때문에 대역 통과 필터를 AD 변환기 뒤에 삽입하고, 표본화 주파수, 필터 특성 등의 세부 파라미터는 사용한 상용 AD 변환기의 특성에 따라 변경하였다. 기존의 연구들이 표본화 주파수를 가능한 낮춰서 설계하는 방식인 반면, 이 논문에서는 표본화 주파수를 크게 하여 중첩 잡음을 줄이고 다중대역을 개별 대역으로 나누어 동시에 수신할 수 있도록 한다. 2장에서는 직접 RF 표본화 기술과 표본화 주파수 결정 시 고려해야 할 사항들에 대해 살펴보고, 3장에서는 다중대역 직접 RF 표본화 수신기의 구조와 신호처리 과정에 대해 설명한다. 4장에서는 구현한 수신기로 L1 및 G1, G2 신호를 수신하고 취득한 결과를 나타내고, 5장에서 결론으로 마무리 짓는다.

II. 직접 RF 표본화 수신기의 설계 조건

직접 RF 표본화 수신기에서는 먼저 안테나를 통해 신호를 수신한다. 이 때 수신 신호는 1차적으로 안테나의 대역폭 특성에 의해 대역통과 여파(filtering)가 된다. 그 다음 저잡음 증폭기(low noise amplifier: LNA)에서 신호를 증폭하고 AD 변환기로 표본화한다. 표본화 이후의 과정은 모두 FPGA, DSP, PC에서 이루어진다. 직접 RF 표본화 수신기 설계 시 중요한 것은 AD 변환기의 표본화 주파수를 결정하는 것과 표본화 이후의 신호 처리 과정이다. 신호 처리 과정을 설명하기에 앞서 우선 표본화 주파수 결정 방법에 대해 살펴본다.

1. 표본화 주파수

시간 영역의 연속 신호를 표본화하면 표본화 주파수(f_s)마다 그 신호의 스펙트럼이 반복된다. 이렇게 반복되는 스펙트럼을 반복 스펙트럼(alias)이라 한다. 직접 RF 표본화는 반복 스펙트럼이 서로 겹치지 않으면서 중심주파수가 원하는 중간주파수(f_{IF})에 위치하도록 표본화 주파수를 정하여 통과대역 신호를 직접 표본화하는 방식이다. 반복 스펙트럼이 서로 겹치지 않기 위해서는 표본화 주파수가 다음 식을 만족해야 한다^[4].

$$\frac{2f_H}{N} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{N-1}, \quad 1 \leq N \leq \left\lfloor \frac{f_H}{B} \right\rfloor \quad (1)$$

여기서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 크지 않은 최대 정수를 나타내고, N 은 본래의 RF 신호 대역과 기저대역 사이에 존재하는 반복 스펙트럼의 개수이다. 또 f_H 와 f_L 은 각각 RF 신호의 최대 주파수 및 최저 주파수를 나타내고, B 는 RF 신호의 대역폭으로 $B = f_H - f_L$ 로 나타낼 수 있다.

수식 (1)을 통해 이론적인 RF 표본화 주파수 구간을 구할 수 있지만, 실제로 수신기를 설계하기 위해서는 몇 가지 제한조건을 추가로 고려해야 한다. 추가적인 고려사항으로는 중간 주파수와 표본화 주파수와의 관계, 여러 대역의 신호를 동시에 표본화하기 위한 표본화 주파수 조건, 표본율(sample rate)을 조절하기 위한 보간(interpolation) 및 간축(decimation), 여파를 위한 보호 대역, 그리고 스펙트럼이

반복되는 회수만큼 중첩되는 잡음 등이 있다.

IF 신호를 표본화하는 수신기의 경우 보통 표본화 주파수는 중간 주파수의 약 4배로 정한다. 이것은 서로 직교하는 I-Q 성분의 특성을 이용하여 표본화된 실수의 수신 신호로부터 기저대역 복소신호의 I-Q 성분을 쉽게 추출하기 위함이다. RF 표본화 수신기에서도 반복 스펙트럼 중에서 0 주파수에 가장 가까운 대역을 IF 대역이라 할 때, IF 표본화 수신기와 유사한 조건을 만족하도록 표본화 주파수를 선택할 필요가 있다. 즉 표본화 주파수를 정수비로 간축하여 얻은 표본율이 IF 대역 중심 주파수의 약 4배가 되도록 표본화 주파수를 선택한다. 한편 표본화 주파수에 의해 1차적으로 결정되는 IF 대역의 중심 주파수 f_{IF} 와 표본화 주파수는 다음 식과 같은 관계가 있다^[7].

$$f_{IF} = \begin{cases} rem(f_c f_s), & \left\lfloor \frac{f_c}{f_s/2} \right\rfloor \text{ is even} \\ f_s - rem(f_c f_s), & \left\lfloor \frac{f_c}{f_s/2} \right\rfloor \text{ is odd} \end{cases} \quad (2)$$

여기서 $rem(a,b)$ 는 a 를 b 로 나눈 나머지를 나타내고, f_c 는 반송파 주파수를 의미한다. 최종적인 IF 주파수는 디지털 주파수 변환(digital down conversion: DDC)을 통해서 적절하게 조절할 수 있다.

또한 반복 스펙트럼 중에서 f_{IF} 에 위치한 스펙트럼은 0Hz 및 $f_s/2$ 와 겹치지 않아야 한다. 왜냐하면 0Hz를 넘어 가게 되면 반대의 주파수 영역에 존재하는 대칭된 스펙트럼과 겹치게 되고, $f_s/2$ 보다 크게 되면 Nyquist 주파수를 넘게 되어 신호의 왜곡이 발생한다. 이 조건은 다음과 같이 나타낼 수 있다^[7].

$$0 < f_{IF} - \frac{B}{2}, \quad f_{IF} + \frac{B}{2} < \frac{f_s}{2} \quad (3)$$

추가로 다중대역 신호를 하나의 AD 변환기를 통해 변환하려면 $f_s/2$ 이내에 위치하는 여러 반복 스펙트럼들이 서로 겹치지 않아야 한다. 즉 다음 식을 만족해야 한다^[7].

$$|f_{IF}^i - f_{IF}^j| \geq \frac{B^i + B^j}{2}, \quad i \neq j \quad (4)$$

여기서 i, j 는 i 번째, j 번째 대역 신호를 나타낸다.

다중대역 신호를 수신하는 경우 표본화 주파수는 각 신호의 중심주파수와 대역폭에 대해 식 (1), (3), (4)를 모두 만족하도록 결정해야 한다.

2. 중첩 잡음과 표본율 보간 및 간축

RF 표본화의 대표적인 단점으로 중첩 잡음(aliasing noise)이 있다. 표본화 이후 스펙트럼이 표본화 주파수마다 반복됨에 따라, 신호대역 이외의 주파수대에 존재하는 잡음이 반복되어 중첩되는 현상을 일컫는 말이다. 중첩잡음을 감소시키는 방법으로는 두 가지를 고려할 수 있다. 먼저 잡음의 스펙트럼이 신호의 스펙트럼과 중첩되지 않도록 표본화를 수행하기 이전에 대역통과 필터를 통해 일정 대역 이외의 잡음을 제거하는 방법이다. 이 때 표본화 주파수가 높을수록 중첩잡음을 발생시키지 않으면서 필터의 통과대역폭을 넓게 할 수 있다.

다른 방법은 표본화 주파수를 크게 하여 스펙트럼이 반복되는 간격을 넓힘으로써 잡음의 스펙트럼이 신호의 스펙트럼과 겹치지 않도록 하는 것이다. 결과적으로 표본화 주파수를 증가시키면 대역 통과 필터의 대역폭이 어느 정도 넓어도 상관없으며, 또한 천이영역에서의 필터 특성이 예리하지 않아도 중첩 잡음의 크기를 감소시킬 수 있다. 일반적으로 AD 변환기 이전의 대역통과 특성은 안테나에 의해 결정되며, 특별히 안테나와 AD 변환기 사이에 대역통과 필터를 삽입할 수도 있다.

한편 여러 대역의 신호를 하나의 AD 변환기를 사용하여 디지털 신호로 변환한 후 동시에 복조하고자 하는 경우, 모든 신호의 중간주파수 대역을 표본화만을 통해서 원하는 대역에 위치시키는 것은 불가능하다. 다시 말해서 결정된 하나의 표본화 주파수가 모든 신호의 f_{IF} 에 대해 4배가 되는 조건을 만족시킬 수 없다. 따라서 각 신호대역을 DDC에 의해 적절한 중간 주파수로 이동한 후 보간(interpolation)과 간축(decimation)을 통해서 표본율(sample rate)을 중간 주파수 f_{IF} 의 약 4배가 되도록 조절할 필요가 있다. 일반적으로 보간과 간축은 $1:m$ 및 $n:1$ 과 같이 정수비율로 수행된다.

III. 다중대역 GNSS 직접 RF 표본화 수신기

앞에서 직접 RF 표본화 수신기의 설계 조건과 고려할 점에 대해 설명하였다. 이 장에서는 이를 바탕으로 여러 종류의 GNSS 신호를 동시에 수신하기 위한 다중대역 직접 RF 표본화 수신기를 설계하고자 한다. 수신하고자 하는 GNSS 신호는 GPS L1, GLONASS G1, G2 신호이다.

여러 대역의 GNSS 신호를 동시에 수신하기 위한 직접 RF 표본화 수신기의 구조는 그림 1과 같다. 수신기는 아날로그 신호 처리부와 AD 변환기, RF 신호 처리부, IF 신호 처리부 및 항법 데이터 추출부로 구성된다. 273ms 길이의 수신 신호를 AD 변환하여 데이터 수집 보드에 저장한 후 PC에서 그 데이터를 읽어 들여 수신기의 나머지 기능을 PC에서 소프트웨어로 처리한다. 이 논문에서는 수신할 수 있는 GNSS 신호의 길이가 한정되어 IF 신호 처리까지만 수행하며 항법 데이터는 추출하지 않는다.

1. 아날로그 신호 처리

안테나 통해서 수신된 신호는 먼저 LNA에서 증폭된다. 그 후 선택한 표본화 주파수로 AD 변환기에서 표본화한다.

안테나는 Novatel사의 광대역 GNSS 안테나인 GPS-701-GGL를 사용하였다. 이 안테나는 L1과 G1을 합한 대

역을 중심으로 약 80MHz의 대역폭과, G2 대역을 중심으로 약 40MHz의 대역폭에 대한 대역통과 특성이 있으며, LNA를 내장하고 있다.

안테나 출력을 더 증폭시키기 위한 LNA는 GPSNetworking사의 WNLA20RPDC로 이득은 약 49dB이다. 이 증폭기는 1.1GHz에서 1.7GHz까지를 증폭하는 광대역 증폭기로서 L1, G1 및 G2 대역을 모두 포함한다.

신호의 AD 변환을 위해서는 TI사의 AD 변환기 개발 보드인 ADC12J4000EVM 및 데이터 수집 보드인 TSW14J56을 사용하였다. AD 변환 칩은 3GHz까지의 입력을 허용하며 최대 표본화 주파수는 4GHz이다.

2. AD 변환

AD 변환기의 표본화 주파수는 2장에서 설명한 수식들과 제한 조건, 수신하고자 하는 신호들의 중심주파수와 대역폭을 고려하여 결정한다. 표 1은 GPS L1, GLONASS G1, G2 신호의 규격을 나타낸다. GLONASS 신호의 경우 FDMA(frequency division multiple access)를 사용하기 때문에 채널마다 반송파 주파수가 다르다. G1 신호는 1602MHz를 중심으로 -7번부터 6번까지의 14개의 채널이 있다. 채널 간격은 562.5kHz로 반송파 주파수는 1598.0625MHz부터 1605.375MHz까지 분포한다. G2 신

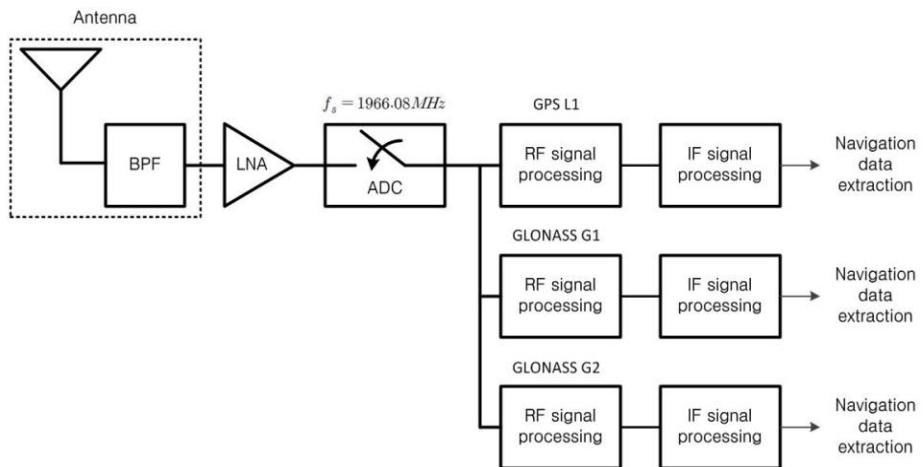


그림 1. 디중대역 GNSS 직접 RF 표본화 수신기의 구조
Fig. 1. Structure of the direct RF sampling receiver for multiband GNSS signals

호도 -7번부터 6번까지 G1과 동일하게 14개의 채널이 있으며, 채널 간격은 437.5kHz으로 반송파 주파수는 1246 MHz를 중심으로 1242.9375MHz부터 1248.625MHz까지 분포한다. 이것을 바탕으로 반복 스펙트럼의 개수에 따라서 각 대역의 신호에 대해 사용 가능한 표본화 주파수의 범위를 구할 수 있다.

그림 2는 각 신호에 대해 식 (1) ~ (4)의 조건을 만족하는 표본화 주파수를 1 ~ 2 GHz 구간에서 나타낸 것이다. 위에서 구한 가능한 표본화 주파수 범위를 바탕으로 정수배의 간격을 통해 f_{IF} 대역에서 원하는 표본율이 되도록 최종적으로 표본화 주파수를 결정한다. 한편 TI사의 데이터 수집 보드는 불연속적인 몇 개의 표본화 주파수를 지원하는

데, 그 값 중에서 위의 (1) ~ (4)의 조건을 만족하고 중첩 잡음을 감소시킬 수 있도록 이 논문에서는 비교적 높은 1966.08MHz로 선택하였다.

3. 디지털 RF 신호 처리

그림 3은 디지털 RF 신호 처리 과정을 나타낸다. RF 신호 처리부에서는 AD 변환기를 거쳐 표본화된 신호를 주파수와 심볼 동기화를 수행하는 IF 대역 신호로 변환하기 위해 필터링과 간격을 수행한다.

먼저 그림 3과 같이 3개 대역의 신호로 나누어 BPF를 통과시킨다. 이 필터는 간격 과정에서 발생할 수 있는 스펙

표 1. GPS L1, GLONASS G1 및 G2 신호의 규격

Table 1. Specification of GPS L1, GLONASS G1 and G2 signals

System	Signal	Modulation	Chip rate (Mcps)	Data rate (bps)	Bandwidth (MHz)	Carrier frequency (MHz)
GPS	L1 C/A	CDMA/BPSK	1.023	50	2.046	1575.42
GLONASS	G1	FDMA/SS/BPSK	0.511	50	8.4375	1598.0625 ~ 1605.375
	G2	FDMA/SS/BPSK	0.511	50	6.5625	1242.9375 ~ 1248.625

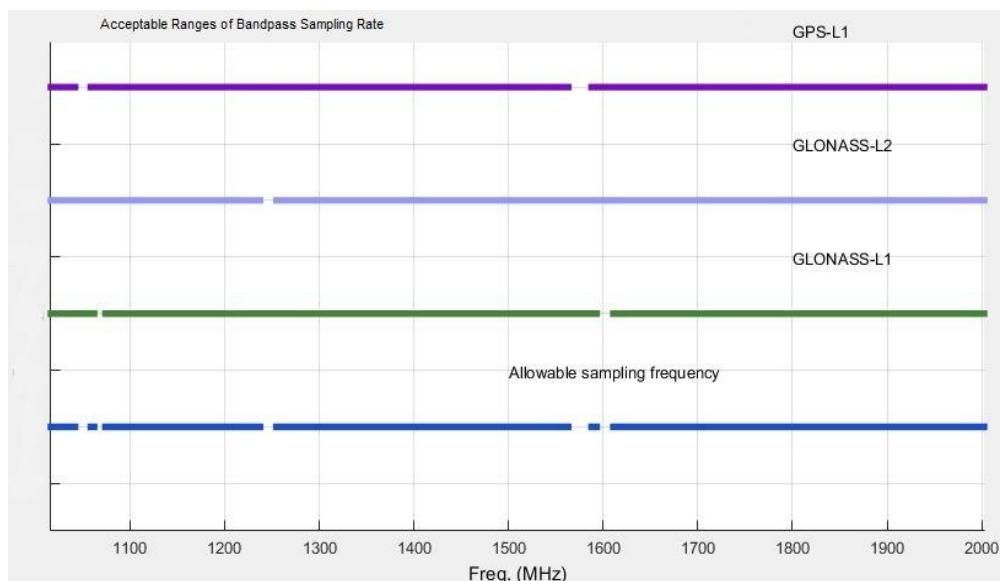


그림 2. GPS L1, GLONASS G1, G2 각 신호에 대한 가능한 RF 표본화 주파수 범위

Fig. 2. Allowable sampling frequency ranges for direct RF sampling of GPS L1, GLONASS G1 and G2 signals

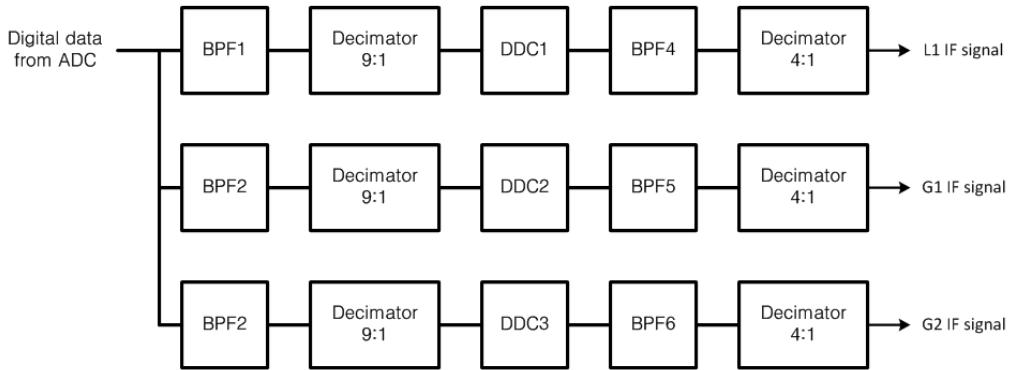


그림 3. 디지털 RF 신호 처리 구조

Fig. 3. Structure of the digital RF signal processing

트럼 증침을 사전에 방지하고 신호대역 외의 잡음을 제거하는 역할을 한다. 각 필터의 중심주파수와 대역폭은 표 2와 같다.

표 2. BPF의 중심주파수와 대역폭

Table 2. Center frequencies and bandwidths of the anti-aliasing BPFs

Filter	Center frequency (MHz)	Bandwidth (MHz)	Passband signal
BPF1	390.66	10	L1
BPF2	364.08	20	G1
BPF3	720.08	20	G2

이 논문에서 수신하고자 하는 GPS L1 대역의 C/A 신호는 대역폭이 2.046MHz이다. 한편 필터의 구현의 난이도는 대역폭이 넓을수록 (즉 (중심 주파수)/(대역폭)으로 정의되는 필터의 Q인자가 작을수록) 용이하다. 따라서 이 논문에서는 간축 후에 반복 스펙트럼이 겹치지 않는 한도 내에서 반복 스펙트럼 중 가장 낮은 대역에 위치하는 390.66MHz를 중심으로 대역폭이 10MHz인 필터를 사용한다. 마찬가지로 대역폭이 8.4375MHz인 G1 신호는 중심주파수가 364.08MHz이고 대역폭이 20MHz인 BPF를 사용하고, 대역폭이 6.5625MHz인 G2 신호는 중심주파수가 720.08 MHz이고 대역폭이 20MHz인 BPF를 사용한다.

그림 4는 각 신호에 사용한 대역통과 필터의 주파수 응답

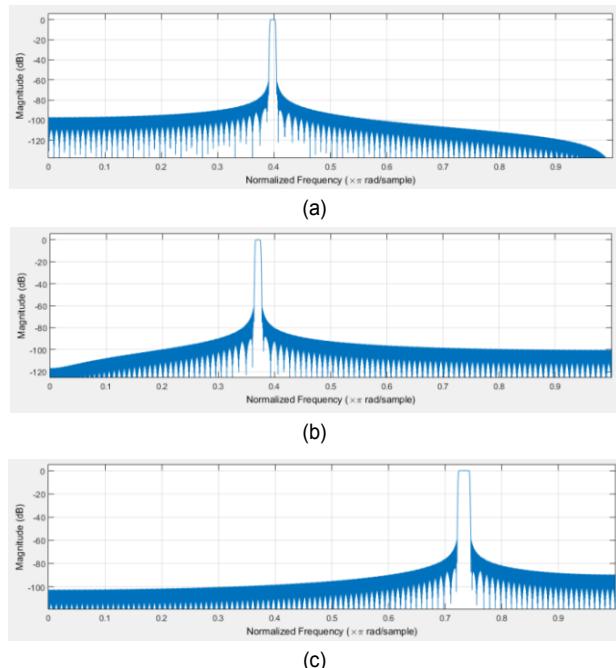


그림 4. (a) GPS L1, (b) GLONASS G1, (c) G2 신호를 위한 1차 대역통과 필터 주파수 응답

Fig. 4. The frequency responses of the anti-aliasing bandpass filters for (a) GPS L1, (b) GLONASS G1 and (c) G2 signals

특성을 나타낸다. 9:1 간축 후 표본율은 218.4533MHz가 되고, 반복 스펙트럼 사이의 간격이 1/9로 감소하므로 각 신호의 중간주파수 f_{IF} 는 표 3과 같다.

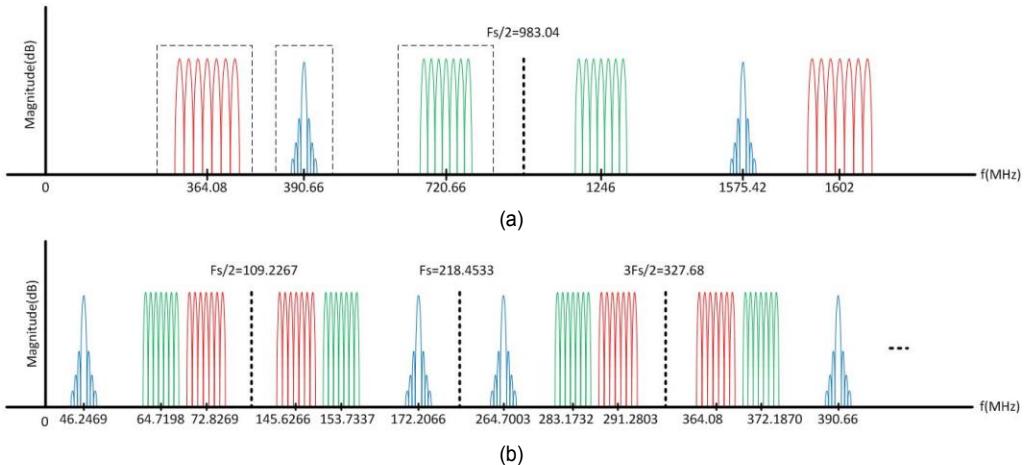


그림 5. (a) RF 표본화 후의 스펙트럼과 (b) 간축 후의 스펙트럼 배치

Fig. 5. Spectrums of the signals (a) after AD conversion, and (b) after decimation

표 3. 1차 9:1 간축 후 각 대역의 중간주파수

Table 3. Intermediate frequencies after 9:1 decimation

Signal	f_{IF} before decimation (MHz)	f_{IF} after decimation (MHz)
L1	390.66	46.2469
G1	364.08	72.8269
G2	720.08	64.7198

그림 5는 간축하기 전후의 스펙트럼 위치와 간축 후의 중심주파수의 위치를 나타낸다.

1차 간축 후에는 각 IF 대역 신호가 0Hz에 근접하도록 DDC를 통해 스펙트럼을 이동시키고 대역통과 처리한다. 대역필터는 최종적으로 신호대역만을 남기고 잡음을 제거하기 위해 DDC 이전의 대역통과 필터의 대역폭에 비해 더 작게 한다. 단 L1 신호의 경우 필터 구현이 용이하도록 대역폭을 신호의 대역폭에 비해 비교적 넓게 한다. 표 4는

표 4. 주파수 변환 후의 중간주파수

Table 4. Intermediate frequencies after frequency translation

Signal	Translation frequency (MHz)	f_{IF} before translation (MHz)	f_{IF} after translation (MHz)
L1	-32.5939	46.2469	13.6530
G1	-59.1739	72.8269	13.6530
G2	-51.0668	64.7198	13.6530

각 신호에 대해 변환 주파수 Δf 와 변환 후의 최종 중간주파수 f_{IF} 를 나타내고 표 5는 2차 BPF의 중심주파수와 대역폭을 나타낸다.

표 5. 2차 BPF의 중심주파수와 대역폭

Table 5. Center frequencies and bandwidths of the second BPFs

Filter	Center frequency (MHz)	Bandwidth (MHz)	Passband signal
BPF4	13.6530	6	L1
BPF5	13.6530	9	G1
BPF6	13.6530	8	G2

최종적으로 0 Hz 부근으로 옮겨진 스펙트럼에 대해 표본율을 4:1로 2차 간축을 하면 표본율은 54.613MHz가 된다. 이 값은 전체 다중대역에 대해 기저대역 표본화 정리를 만족하며, 최종 중간주파수의 약 4배가 된다.

4. 디지털 IF 신호 처리

디지털 IF 신호처리 과정에서는 IF 대역의 각 GNSS 실신호(real signal)에 대해 기저대역 복소신호(complex signal)로 변환하고 주파수와 심볼 동기를 맞춘다. 또 각 위성의 확산부호와 상관을 취하여 항법 데이터를 검출하기 위한 상관함수를 출력한다. 그림 6은 L1 신호의 디지털 IF 신

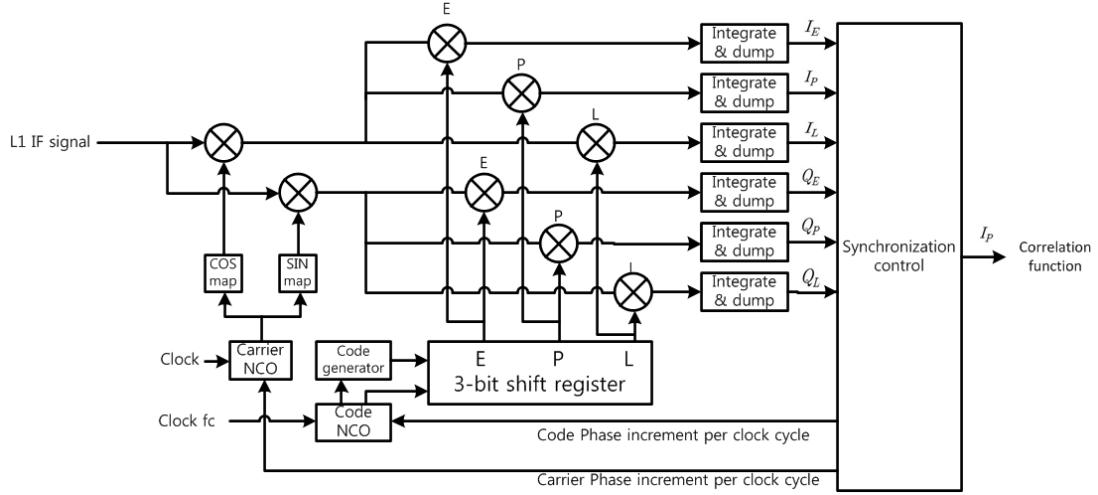


그림 6. L1 신호의 디지털 IF 신호 처리 과정

Fig. 6. Digital IF processing for the L1 signal

호처리 과정을 나타낸다.

주파수 동기를 위해 먼저 IF 신호에 $\cos(2\pi f_{IF} n T_{s3})$ 와 $\sin(2\pi f_{IF} n T_{s3})$ (T_{s3} 는 표본 간격)을 곱하여 I, Q 신호를 분리한다. 그 다음 각 위성의 확산부호와 상관을 취하여 확산부호 길이 즉 비트주기(20ms)만큼 적분한 후 출력 한다. 확산부호의 동기화는 클록을 앞뒤로 이동시켜 상관 값이 최대가 되도록 맞추는 부호 추적 루프 알고리듬[7]을 이용한다. 심볼 동기는 1/2 심볼간격의 E(early), P(prompt), L(late) 표본을 이용하는 Early-Late 알고리듬[7]을 적용하여 E 및 L 신호에 대한 상관값이 동일하도록 클록의 위상(즉 지연시간)을 조절한다. 주파수 동기는 위상 동기를 통해 이루어지므로 입력신호의 위상은 위상 검출기의 출력이 0이 되도록 위상검출기의 출력을 NCO에 입력한다. 확산부호의 지연시간은 위성의 상대적인 지연시간을 나타내고, 주파수 읍셋은 Doppler 천이 주파수에 해당한다. 주파수, 심볼 및 확산부호의 동기를 맞춘 후 I 성분의 상관함수인 I_P 성분을 출력한다. 그림 6에서 동기를 맞추기 위해 곱하는 확산부호는 위성마다 다르므로, 실제로 GPS L1 신호의 경우 그림 6과 같은 처리기가 24개 필요하다.

G1 및 G2 신호는 위성마다 주파수가 다르므로 L1 신호의 상관기에서 NCO에서 발생되는 주파수만 다르며 나

머지는 동일하게 처리된다. G1, G2 신호는 위성이 각각 14 개이므로 모두 28개의 IF 처리기가 필요하다.

IV. 수신 실험 결과

설계 및 구현한 직접 RF 표본화 수신기는 실제의 GNSS 신호를 수신하고 복조해봄으로써 그 성능을 살펴보았다. GNSS 신호는 2015년 11월 10일 오후 5시 20분경에 충북 대 전자공학부 건물의 옥상에 설치된 안테나로부터 취득하였으며, 신호의 길이는 약 273ms이다.

그림 7은 안테나와 LNA, AD 변환기를 거쳐 표본화된 이산 신호의 스펙트럼을 나타낸다. LNA의 이득은 약 49dB이며, AD 변환기의 표본화 주파수는 1966.08MHz이다. 그림에서 GPS L1 및 GLONASS G1 신호가 위치한 L1 대역(1575MHz를 중심으로 폭이 약 100MHz)과 GLONASS G2 가 위치한 L2 대역(1246MHz를 중심으로 폭이 약 50MHz)에 해당하는 390MHz 대역 부근과 720MHz 대역 부근에서 스펙트럼이 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 그러나 GNSS 신호는 스펙트럼 확산 변조방식을 적용하므로 스펙트럼의 크기는 잡음과 거의 비슷하여 구별되지 않는다. 따라서 진

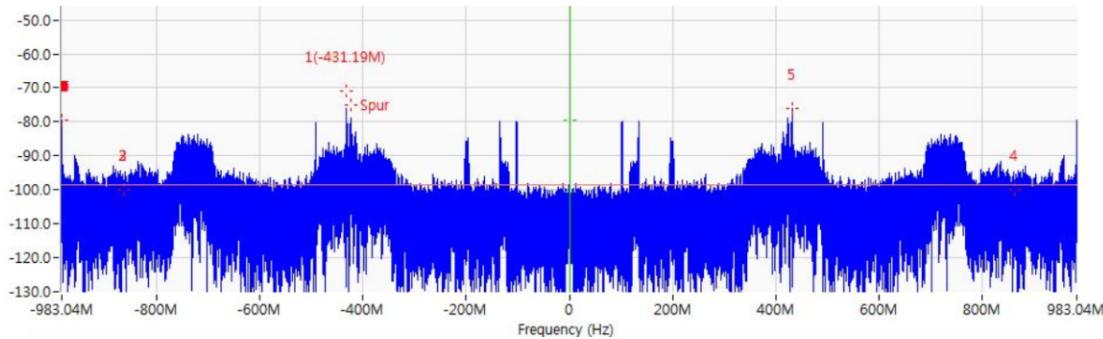


그림 7. AD 변환기 출력의 스펙트럼

Fig. 7. Spectrum of the output of the AD converter

폭이 큰 부분은 신호의 스펙트럼이 아니라 안테나의 대역 통과 특성에 해당한다. 해당 대역 이외에서 나타나는 피크 형태의 스펙트럼은 잡음 또는 간섭신호에 의한 것이라 볼 수 있다.

그림 8은 BPF 통과 후 1차 9:1 간축을 마친 L1, G1, G2 신호의 스펙트럼을 나타낸다. 설계 규격인 표 2와 중심주파

수와 대역폭이 동일하게 나타나는 것을 확인할 수 있다.

그림 9는 DDC와 LPF를 거쳐 IF 대역으로 스펙트럼을 옮긴 후 2차 4:1 간축을 마친 IF 대역 신호의 스펙트럼을 나타낸다. 중심주파수와 대역폭이 표 4와 일치하는 것을 볼 수 있다.

구현한 수신기의 최종 출력인 상관함수에서 뚜렷한 피크

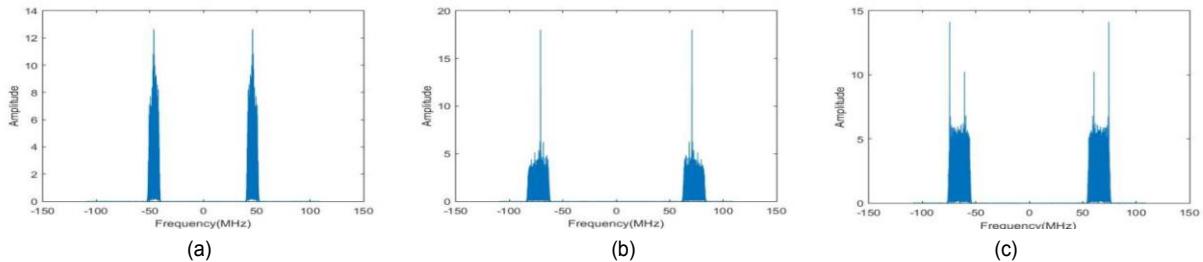


그림 8. 1차 간축기 출력의 스펙트럼. (a) L1, (b) G1, (c) G2

Fig. 8. Spectrums of the first decimator outputs for (a) L1, (b) G1, and (c) G2 signals

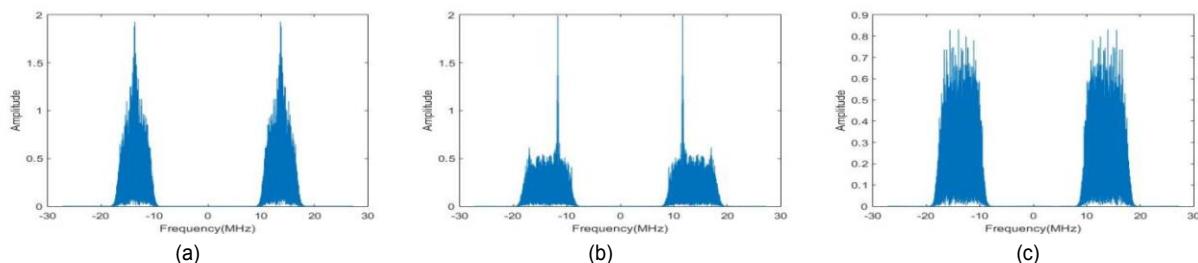


그림 9. 2차 간축기 출력의 스펙트럼. (a) L1 신호, (b) G1 신호, (c) G2 신호

Fig. 9. Spectrums of the second decimator outputs for (a) L1, (b) G1, and (c) G2 signals

가 검출되어 수신이 가능한 L1 및 G1, G2 위성신호는 각각 6, 5, 6개이다. 검출된 GPS 위성의 PRN(pseudo random noise) 번호는 1, 3, 4, 11, 28, 32이고, PRN 1번 위성의 최대상관값이 가장 크다. G1 신호는 -3, 1, 3, 5, 6번 채널의 위성이 검출되었으며, 6번 채널의 최대상관값이 가장 크다. G2 신호는 5, 3, -1, -2, -3, -6번 채널의 위성이 검출되었고, 최대상관값은 비교적 비슷하지만 -1번 채널이 약간 큰 값을 나타낸다.

그림 10은 최대상관값을 나타내는 L1, G1 및 G2 위성신호에 대한 상관함수를 3차원 그래프로 나타낸 것이다. x축은 시간영역에서 지연된 확산부호의 위상(시간)을 나타내고, y축은 주파수 읍셋을 나타낸다. 피크가 나타나는 지점에서 주파수 동기와 확산부호의 동기가 포착된 것을 의미한다. 피크가 나타나는 위치의 주파수 읍셋은 해당 위성의 Doppler 주파수를 나타내며, 부호위상은 확산부호의 지연 시간으로 위성의 상대적인 거리를 나타낸다. 측정점의 위치 정보는 위성과의 상대적인 거리로부터 추정한다. 표 6은

표 6. GNSS 신호 수신 시험 결과

Table 6. Results of the receiver test for L1, G1 and G2 signals

GNSS signal	Satellites	Peak value ($\times 10^4$)	Code phase (chips)	Doppler shift (Hz)
GPS L1	PRN #1	13.1483	3500	13200
	PRN #3	12.1563	6500	600
	PRN #4	4.1056	3000	11100
	PRN #11	11.0357	3500	11200
	PRN #28	5.5796	6000	12400
	PRN #32	4.5430	4000	3800
GLONASS G1	Ch #5	2.3261	48700	25
	Ch #3	2.9871	29000	18
	Ch #1	5.3340	27000	25
	Ch #3	21.0215	44000	21
	Ch #6	27.5315	51000	15
GLONASS G2	Ch #1	7.5222	27000	3
	Ch #2	5.1441	18000	2
	Ch #3	4.5389	44000	8
	Ch #6	5.6555	28000	9
	Ch #3	2.2862	51000	11
	Ch #5	3.5233	48000	1

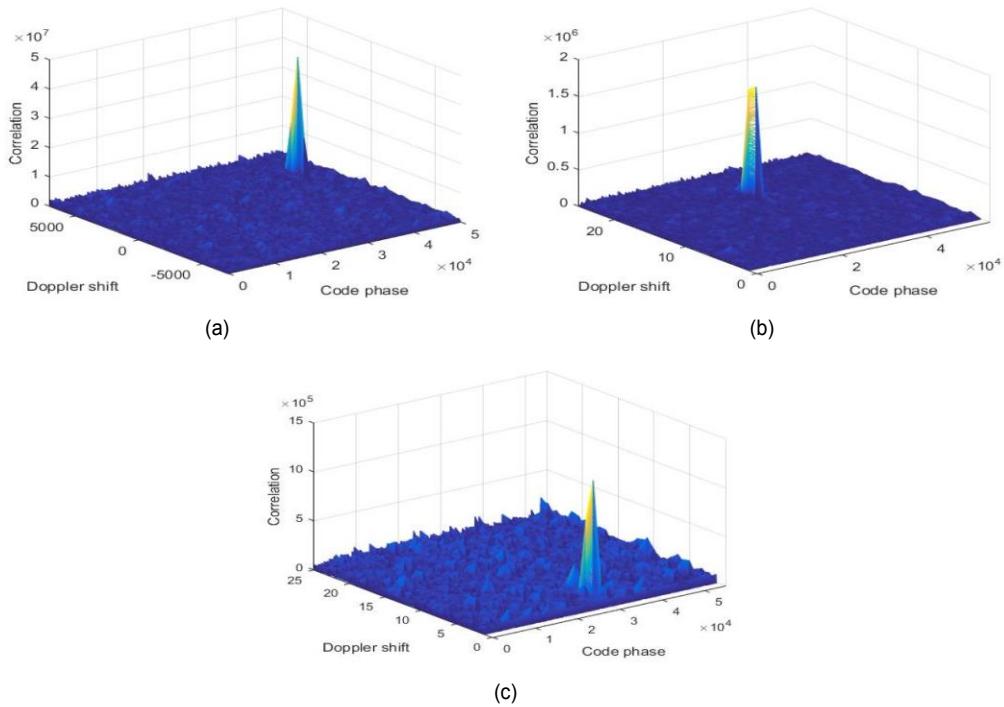


그림 10. 위성의 확산부호와 수신신호와의 상관값. (a) L1 PRN #1 (b) G1 Ch #6 (c) G2 Ch #-1

Fig. 10. Correlation functions of spreading codes and the received signals for (a) L1 PRN #1 (b) G1 Ch #6 and (c) G2 Ch #-1 signals

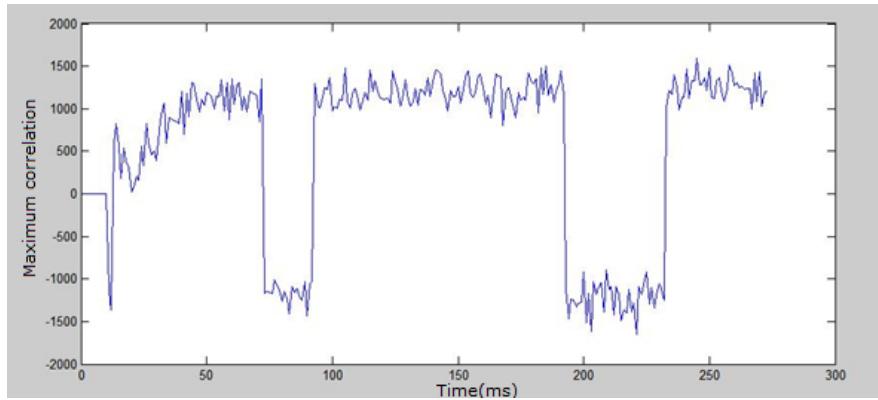


그림 11. 시간에 따른 L1 PRN #1 신호의 최대상관값의 변화

Fig. 11. Maximum correlation value of L1 PRN #1 as a function of time

수신된 전체 위성에 대한 상관값의 첨두값과 해당 첨두값이 나타나는 부호위상 및 도플러 주파수를 나타낸다.

그림 11은 L1 신호의 최대상관값을 시간에 따라 나타낸 것으로 동기화 과정을 나타낸다. 상관값은 매 표본마다 확산부호를 이동하며 계산한다. 상관치는 비트 구간 동안 + 또는 - 값을 유지한다. 그림에서 약 50ms 정도부터 비교적 큰 양 또는 음의 값을 유지하는 것을 볼 수 있는데, 이 부분이 부호위상의 동기를 맞춘 시점에 해당한다. 그림에서 처음 보이는 음의 값 구간인 약 20ms가 한 비트 구간에 해당한다. 신호가 다르면 일반적으로 부호위상이 다르므로 동기화 시점을 다르게 된다.

V. 결 론

이 논문에서는 직접 RF 표본화 기술을 이용하여 여러 대역의 GNSS 신호를 동시에 수신할 수 있는 다중대역 직접 RF 표본화 수신기를 설계 및 구현하고, GPS L1, GLONASS G1, G2 신호의 수신시험을 통해 수신기의 성능을 살펴보았다. 수신시험 결과 L1, G1, G2 신호에 대해 각각 6개, 5개, 6개의 위성신호를 성공적으로 취득하였다.

직접 RF 표본화 GNSS 수신기는 수신 안테나를 제외한 대부분의 신호처리를 소프트웨어로 구현함으로써 다중 대역 신호의 동시 수신, 재밍 또는 간섭에 의한 특정 신호의 수신불능 상태에서 타 항법 신호로의 전환 수신 또는 미리

약속된 새로운 전송방식으로의 송수신 전환 등이 매우 용이하다. 따라서 끊김없는 항법 정보를 필요로 하는 군용 또는 민수용 시스템에 적용할 수 있다.

이 논문에서는 AD 변환기 데이터 수집 장치의 메모리 한계로 273ms 동안의 신호만 수신할 수 있었다. 향후에는 항법 데이터까지 추출할 수 있도록 신호의 수신 구간을 늘리고, 또 Galileo, Beidou 등의 다른 GNSS 신호를 수신할 수 있는 수신기술 등에 대해 연구하고자 한다.

참 고 문 현 (References)

- [1] Walter H.W. Tuttlebee, "Software-defined radio : facets of a developing technology", IEEE Personal Communications, vol. 6, pp. 38-44, 1999.
- [2] Joseph Mitola, and Gerald Q. Maguire, "Cognitive radio : making software radios more personal", IEEE Personal Communications, vol. 6, pp. 13-18, 1999.
- [3] M. C. Jackson, P. Matthewson, "Digital processing of bandpass signals", General Electric Company journal of research, vol. 4, no. 1, 1986.
- [4] Rodney. G. Vaughan, Neil. L. Scott, D. Rod. White, "The theory of bandpass sampling", IEEE Trans. on Signal processing, vol. 39, pp. 1973-1984, 1991.
- [5] N. Vun and A. Premkumar, "ADC Systems for SDR Digital Front-End", Proc. Ninth Int. Symp. Consumer Electronics (ISCE), Hong Kong, pp. 359-363. June 2005.
- [6] Ramon Gomez, "Theoretical Comparison of Direct-Sampling Versus Heterodyne RF Receivers", IEEE Trans. on Circuits and Systems I:Regular Papers, Vol. 63, Issue. 8, pp. 1276-1282, Aug. 2016.

- [7] Dennis. M. Akos, "Direct bandpass sampling of multiple distinct RF signals", IEEE Trans. on Communications, vol. 47, no. 7, pp. 983-988, July 1999.
- [8] Elliott D. Kaplan, Christoper J. Hegarty, "Understanding GPS Principles and Applications", ARTECH HOUSE, 2006.
- [9] Michael. S. Braasch, A.J. Van Dierendonck "GPS receiver architectures and measurements", Proc. IEEE, vol. 87, no. 1, pp. 48-64, Jan. 1999.
- [10] D.M. Akos, A. Ene, J. Thor, "A Prototyping Platform for Multi-Frequency GNSS Receivers", Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003).
- [11] Dongpo Chen, Wenjie Pan, Peichen Jiang, Jing Jin, Tingting Mo and Jianjun Zhou, "Reconfigurable Dual-Channel Multiband RF Receiver for GPS/Galileo/BD-2 Systems", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, no. 11, pp. 3491-3501, Nov. 2012.
- [12] Marco Raol, Gianluca Falco, "SDR Joint GPS/Galileo Receiver from Theory to Practice", International Journal of Aerospace Sciences, vol. 1, no. 1, pp. 1-7, 2012.
- [13] Zhong Zhang, Weimin Li, Wu Wen, Wei Wu, Yongfeng Li, "A Configurable Multi-band GNSS Receiver for Compass/GPS/Galileo Applications", IEEE International Symposium on Circuits and Systems
- [14] Rim Barrak, Jihen Thabet, Adel Ghazel, "Design of a multi-channel and reconfigurable RF sampling GNSS receiver", 23rd International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM) 2015, pp. 361-366, Sep. 2015.
- [15] Psiaki M.L, Powell S.P, Hee Jung, Kintner Paul M, "Design and practical implementation of multifrequency RF front ends using direct RF sampling", Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans, on, vol. 53, pp 3082-3089, Oct. 2005.
- [16] Yu-Jun Won, Woo-Hyun Ahn, MinJoon Lee, Chansik Park, Bo-Seok Seo, "Structure of Direct RF Sampling Receivers for GNSS Signals", Journal of Positioning, Navigation, and Timing, vol. 3, no. 3, pp. 91-97, 2014.
- [17] Daliso Banda, Osamu Wada, Tuan Thanh Ta, Suguru Kameda, "Direct RF under sampling reception method with lower sampling frequency", Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC), Seoul, pp. 500-502, Nov. 2013.
- [18] Maher Al-Aboodi, Ali Albu-Rghaif and Ihsan Alshahib Lami, "GPS, Galileo and Glonass L1 Signal Detection Algorithms Based on Bandpass Sampling Techniques", 4th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), St. Petersburg, pp. 255-261, Oct. 2012.

저자 소개

최종원



- 2014년 2월 : 충북대학교 전자공학부 (공학사)
- 2016년 2월 : 충북대학교 전자공학전공 (공학석사)
- 2016년 3월 ~ 현재 : 충북대학교 전자공학전공 박사과정
- ORCID : <http://orcid.org/0000-0002-3501-8230>
- 주관심분야 : GNSS, 통신신호처리, 무선통신시스템

서보석



- 1987년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학사)
- 1989년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
- 1997년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학박사)
- 2004년 9월 ~ 현재 : 충북대학교 전자공학부 교수
- ORCID : <http://orcid.org/0000-0002-1610-3667>
- 주관심분야 : 통신신호처리, 이동통신, 디지털 방송