

L2C AGPS 수신기의 신호 획득 성능 분석

Performance Analysis of Signal Acquisition in L2C Assisted GPS Receivers

송 승 현, 박 지 원, 박 지 희, 성 태 경*
(Seung-Hun Song¹, Ji-Won Park¹, Ji Hee Park², and Tae-Kyung Sung¹)

¹Chungnam National University

²LIG Nex1

Abstract: The GPS new civil signal is modulated on the L2 carrier at a frequency of 1227.6MHz. The L2C signal is composed of two multiplexed code signals, which include CM code with a 10,230 chip sequency repeating every 20ms, and CL code which has a 767,250 chip sequency repeating every 1.5 seconds. Thus, the new civil signal have much improved cross correlation properties so that the position fixing can be possible even with very weak signals. However, it requires very long acquisition time because of its long code length. This paper presents an efficient signal acquisition method for L2C AGPS receiver. Snapshot mode and coarse time assistance are assumed and total integration time is given by 1.5 sec. By SNR worksheet and computer simulation, it is proven that L2C signal can be acquired with very weak power less than -150dBm. Considering the acquisition time and the sensitivity, it is recommended that the highest power signal is acquired with CM code first to reduce TTFF. By the timing synchronization, at this time, search space of the code phase for other signals can be greatly reduced so that CL code can be used in signal acquisition to maximize sensitivity with small computation.

Keywords: L2C, assisted GPS, sensitivity, TTFF

I. 서론

GPS 위성은 약 20,000Km 상공의 궤도에 위치하고 있기 때문에 실외 환경일 경우 수신되는 신호의 세기가 약 -130dBm으로 상온의 잡음 신호보다도 낮다. 그러므로 GPS 수신기에서는 역확산(despreading)을 통하여 SNR (Signal to Noise Ratio)을 개선시켜 신호를 획득한다. 그러나 실내 환경에서는 실외 환경보다 신호세기가 급격히 약해지며, 집 안에서는 약 10~100배, 건물 안에서는 100~1000배 이상 낮아질 수 있다[1]. 또한 GPS C/A 신호는 잎이 무성한 나무 밑에서도 신호 획득에 실패할 수 있기 때문에 실내 환경뿐만 아니라 실외 환경에서도 장기 누적(long integration)을 통하여 신호 감도를 개선시킬 필요가 있다. AGPS (Assisted GPS) 기술은 무선 통신망을 이용하여 보조정보를 제공함으로써 TTFF (Time to First Fix)를 줄이고 수신감도를 대폭 향상시켜 실내에서도 위치를 구할 수 있도록 하는 기술이다. 따라서 건물 내부, 지하 등 GPS 신호 세기를 보장할 수 없는 지역에서 이동하는 휴대형 무선기기(예를 들어 이동통신 단말)에서는 AGPS 수신기가 널리 사용되고 있다[1].

기존의 L1 C/A 신호를 이용한 AGPS 수신기는 몇 가지

한계를 가지고 있다. 첫째, C/A 신호는 50bps의 항법 데이터로 변조되어 있기 때문에 보조정보로 항법 데이터 비트 열을 제공하지 않을 경우에는 20ms 이상 동기 누적(coherent integration)을 할 수 없다. 그 결과 미약 신호에 대해서는 비동기 누적(non-coherent integration)으로 인한 제곱손실(squaring loss)이 크게 발생한다. 둘째, C/A 신호의 PN 열(pseudo-random noise sequence)의 길이가 짧아서 상관특성이 좋지 않다. 따라서 세기가 강한 신호와 약한 신호가 동시에 수신되는 경우, 원근효과(near-far effect)에 의한 간섭에 의하여 약 신호 획득이 더욱 어렵다[2,3].

GPS 현대화 계획에 따라 새로 제공되는 L2C 신호를 사용하면 이러한 한계를 극복할 수 있다. L2C 신호는 두 개의 코드를 전송하며, 두 가지 코드의 PN 열의 길이가 공히 L1 C/A 신호에 비하여 길다. 따라서 L2C 신호는 L1 C/A 신호에 비하여 수신감도가 우수하고 원근효과에 의한 간섭에 강인하다[2,3]. 특히 L2C 신호 중 CL (Civil Long) 코드는 항법 데이터로 변조되어 있지 않기 때문에 약 신호 환경에서 수신 감도를 향상시킬 때 동기 누적 시간을 충분히 길게 할 수 있다. 결과적으로 개인 항법이나 차량 항법 등에 있어서 L2C 신호를 이용하면 L1 C/A 신호보다 환경에 강인한 위치정보를 얻을 수 있을 것으로 예상할 수 있다[4].

L2C 신호의 두 가지 코드를 적절히 이용하지 않을 경우, CL 코드의 긴 코드 길이로 인하여 약 신호 환경에서 신호 획득 시간이 대폭 증가할 수 있다. 따라서 기존의 L1 C/A 신호에 대한 AGPS 수신기의 신호 획득 방식과 다르게 L2C 신호에 최적화된 미약 신호 환경의 신호 획득 알고리즘을 설계하여야 한다. 이를 위하여 기존 연구에서 FFT 기반의

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2010. 9. 6., 수정: 2010. 11. 4., 채택확정: 2010. 11. 23.

송승현, 박지원: 충남대학교 전자전파정보통신공학과

(lsphoenix@hanafos.com/jwjsjk@gmail.com)

박지희: LIG넥스원(주) 연구개발본부 (applearoma@naver.com)

성태경: 충남대학교 전기정보통신공학부(ksaint@cnu.ac.kr)

※ 본 논문은 민군겸용기술개발 “GPS 고감도 디지털 신호처리 기술” 사업으로 지원받아 연구되었음.

Hyper Code 획득 기법, 다중 상관기 기법, 정합 필터 기법, RZ (Return to Zero) 코드를 사용하는 방법, CM (Civil Moderate)과 CL 신호를 동시에 획득하는 기법 등의 방식을 제안하였다[2,3,5]. 하지만 기존 논문에서는 L2C 신호를 사용하는 AGPS 수신기의 수신 감도와 계산량에 대한 해석이 미흡하였으며, L1 C/A 신호를 사용하는 경우와의 비교가 제대로 이루어지지 않았다.

본 논문에서는 수신 감도가 우수하면서 동시에 빠른 시간 안에 신호를 획득하기 위한 L2C 신호용 AGPS 신호 획득 방법의 성능을 분석하였다. L2C 신호의 두 가지 코드에 대하여 계산량과 수신 감도를 분석하였으며, 기존의 L1 C/A 신호를 사용하는 경우와 성능을 비교하였다. 이를 토대로 L2C 신호의 두 가지 코드를 이용하여 상황에 따라 계산량과 수신 감도를 동시에 만족하는 신호 획득 방식을 제시하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 L1 C/A 신호와 L2C 신호의 특성을 비교하고 일반적인 AGPS 수신기의 구조 및 신호 획득 절차를 설명한다. III 장에서는 AGPS 수신기에서 발생할 수 있는 손실 요소들에 대하여 분석하고 IV 장에서는 대략 시간 보조 정보(coarse-time aiding data)를 알고 있는 상황에서 L1 C/A 신호와 L2C 신호에 대한 약 신호 환경에서의 수신감도를 비교한다[1]. L2C 신호에 대해서 보조정보의 정확도 및 하드웨어를 고려하여 최적의 L2C AGPS 수신기의 신호 획득 방법을 제시한 후 마지막으로 V 장에서 결론을 맺는다.

II. GPS L2C 신호 특성 및 AGPS 수신기의 손실 요소 분석

1. GPS L1 C/A 신호와 L2C 신호 특성 비교

GPS의 민간용 신호는 현재 사용하고 있는 L1 C/A 신호 외에 GPS 현대화의 계획에 따라 Block IIR-M 이후의 위성에서 제공되는 L2C 신호와 Block IIF 위성에서 제공하는 L5 신호로 나눌 수 있다. L5 신호는 주로 항공용으로 사용되고 L2C 신호는 L1 C/A와 더불어 일반 이용자가 사용할 수 있다. L2C 신호에는 TDM (Time Division Multiplexing)에 의하여 두 개의 코드가 동시에 전송되며, 응용분야에 따라 적절히 사용하도록 설계되어 있다[2]. 또한 L1 C/A 신호와 L2C 신호를 동시에 이용하여 이중 주파수 측위 기법으로 사용자 위치를 구하게 되면 이온층에 의하여 발생하는 측위 오차를 효과적으로 보정할 수 있기 때문에 위치 오차를 대폭 축소 시킬 수 있다[2,3].

표 1은 GPS 현대화 이후에 일반 민간용 코드로 사용할

표 1. GPS L1 C/A와 L2C 신호의 주요 특성.

Table 1. Main features of GPS L1 C/A and L2C signals.

구분	L1 C/A	L2 CM	L2 CL	L2 CM/CL (TDM)
코드 종류	Gold code	Truncated M-code	Truncated M-code	Truncated M-code
칩률 [MHz]	1.023	0.5115	0.5115	1.023
코드 길이	1,023	10,230	767,250	1,534,500
반복 주기[ms]	1	20	1500	1500
주파수 [MHz]	1575.42	1227.6	1227.6	1227.6
비트 전송률	50bps	25bps	No message	50sps

수 있는 L1 C/A와 L2C 신호의 특성을 요약한 것이다[4]. L2C 신호는 10,230칩의 길이를 가지는 CM 코드와 767,250칩의 길이를 가지는 CL 코드가 TDM에 의하여 시간적으로 분할하여 제공된다. CM 코드는 25bps의 항법 메시지에 의하여 변조되어 있고 CL 코드는 항법 메시지가 포함되지 않는다. 따라서 CL 코드는 실내 측위에 매우 유용하게 사용될 수 있다[2]. 또한 CM 코드와 CL 코드는 L1 C/A 코드보다 PN 코드 열 길이가 각각 10배, 그리고 750배 길기 때문에 교차 상관 특성이 우수하다. L2C 신호는 L1 C/A 코드에 비하여 데이터 복구 성능이 2.7dB 더 좋고 반송파 추적 성능은 0.7dB 우수하다. 그리고 C/A 코드는 CCP (Cross-Correlation Protection)가 약 21dB이기 때문에 강한 GPS 신호와 약한 GPS 신호가 동시에 수신되는 경우 약신호가 강신호의 간섭을 크게 받지만 L2C 신호는 최악의 경우에도 CCP가 45dB 이상 되므로 이러한 간섭에 의한 영향을 대폭 줄일 수 있다. CCP는 교차 상관(cross-correlation) 값과 자기 상관(autocorrelation)의 침투값과의 비율을 나타내며, 원근효과(near-far effect)에 대한 강인성을 평가하기 위한 지표로 흔히 사용된다[2,3].

AGPS 수신기의 신호 획득은 일반적인 GPS 수신기의 신호 획득과 마찬가지로 PN 코드 지연 T_0 와 기저대역 주파수 f_c 의 불확실 범위를 결정하고 획득하는 신호의 SNR을 고려하여 주파수 검색 셀의 크기를 결정한 후에 전체 검색 셀 중에서 자기상관을 최대화 하는 T_0 와 f_c 의 포함한 정합 셀을 찾는 문제이다. AGPS 수신기와 일반 GPS 신호 획득의 차이는 일반적으로 AGPS 신호 획득의 수신감도가 일반 GPS 신호 획득의 수신감도보다 높아야 하고, 무선망을 통하여 제공되는 신호 획득 지원 정보를 이용하여 신호 획득 시간을 단축시킬 수 있다는 점이다. 수신 감도 향상을 위하여 L1 C/A AGPS 수신기는 일반적으로 그림 1과 같이 동기/비동기 혼합 장기 누적 기술을 사용한다. 그림에서 M 은 동기 누적 횟수, N 은 비동기 누적 횟수를 의미한다. 샘플링을 통하여 $M \times N$ ms 동안의 수신 신호가 메모리에 저장되어 있는 상태에서 신호 획득 과정을 거쳐 사용자 위치를 한번만 구하는 경우를 스냅샷(snapshot) 모드라 하며, 이러한 경우에는 연속 모드와 다르게 신호 추적이 필요하다. 동기 누적 길이를 길게 하기 위해서는 주파수 빈(bin) 간격을 작게 해야 하며, 항법데이터 비트의 모호성을

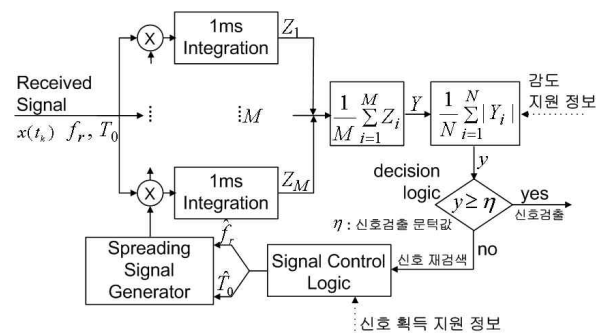


그림 1. 일반적인 L1 C/A AGPS 수신기 신호 획득.

Fig. 1. Structure of conventional signal acquisition in L1 C/A AGPS receivers.

제거하기 위하여 이에 대한 정보를 수신감도 지원 정보로 활용하기도 한다. 또한 빠른 신호 획득을 위해서 사용자의 대략 위치 정보, 가시 위성 정보와 도플러 및 코드 위상 정보 등의 지원 정보를 이용한다[1]. 코드 위상 정보나 항법 데이터 비트 정보를 이용하기 위해서는 수신기가 정확한 GPS 시간을 알고 있어야 하며, 시각정보 정확도가 1ms 이하인 경우를 정밀 시간 지원(fine-time assistance)이라 한다[1].

L2C 신호를 이용한 AGPS 수신기의 신호 획득은 기능면에서 L1 신호를 이용한 AGPS 수신기와 동일한 구조를 갖지만 L2C 신호를 처리할 수 있어야 하므로 코드 발생기와 상관기 부분이 달라진다. L2 수신기의 경우 신호 획득을 할 때 CM 코드만을 사용하거나 CL 코드만을 사용할 수 있고 CM 코드와 CL 코드를 함께 사용할 수 있다[2]. 따라서 수신기의 신호 획득에 사용되는 코드의 종류에 따라 CM 코드 또는 CL 코드를 생성하거나 CM, CL 코드를 선택적으로 생성할 수 있도록 설계되어야 한다. CM 신호는 C/A 신호와 마찬가지로 20ms마다 반전될 수 있으므로 심볼 정보를 알지 못하는 경우에는 20ms 보다 긴 동기 누적을 수행할 수 없다. 따라서 항법 데이터 비트 정보가 수신감도 지원정보로 제공되지 않는 경우에는 20ms의 상관기 출력에 대하여 비동기 누적을 수행함으로써 위상의 영향을 제거해야만 원하는 수신감도를 얻을 수 있다[2].

CL 코드를 이용하여 신호 획득을 할 경우에는 두 가지 단점이 존재한다. 첫 번째는 신호 획득 보조 정보의 코드 위상 정보가 유효하지 않은 대략 시간 지원 모드일 경우, 코드 위상 검색 구간이 $\pm 750\text{ms}$ 로 매우 길다는 것이다. 두 번째는 CL 코드는 항법 데이터에 의한 비트 반전이 없으므로 동기누적의 구간 길이를 늘일 수 있으나 동기 누적 구간의 길이를 길게 하는 경우에는 주파수 부정합 손실을 줄이기 위하여 주파수 빈 크기를 매우 작게 해야 한다는 것이다. 만약 1500ms의 코드 길이 전체에 대하여 동기 누적을 하는 경우에는 주파수 빈 크기가 0.34Hz이며, 이러한 경우는 계산량이 지나치게 많아서 실제 구현이 어렵다[1,5]. 이 때문에 첫 번째 위성을 찾는 과정에서는 일반적으로 상대적으로 코드 위상 검색 구간이 짧은 CM 코드를 사용한다[2].

2. AGPS 수신기의 손실 요소 분석

AGPS 수신기에서는 수신감도 향상을 위하여 먼저 동기 누적을 수행한 후 비동기 누적하는 동기/비동기 혼합 장기 누적 기술을 일반적으로 사용한다. 동기 누적의 손실은 주파수 오차와 동기 누적 길이에 의하여 영향을 받고 비동기 누적의 손실은 입력 신호의 SNR에 의하여 결정된다. 그러므로 누적 손실을 최소화하기 위하여 최적화된 동기/비동기 혼합 누적을 사용해야 한다[6]. AGPS 수신기에서는 이러한 누적 손실 이외에도 비트 조절 손실, 코드 조절 손실, 양자화 손실 등이 발생한다[1]. 본 절에서는 AGPS 수신기에서 발생될 수 있는 손실 요소들에 대하여 분석한다.

2.1 동기/비동기 손실

동기 누적 기법은 일정한 길이의 신호 M 개를 더하여 수신감도를 향상시킨다. 잔여 주파수 성분이 없다면 수신감도는 $10\log(M)$ [dB] 만큼 높아진다. 그러나 잔여 주파수 성분

이 존재할 경우에 손실이 발생하며, 이때 발생하는 동기 누적 손실 (coherent integration loss)은 다음과 같다[1].

$$L_{CI} = 20\log_{10} \left| \frac{\sin(\pi f_m T_c)}{(\pi f_m T_c)} \right|^{-1} \quad (1)$$

식에서 f_m 은 주파수 부정합 성분으로 주파수 빈 간격에 의해 발생하는 주파수 잔여 성분이고 T_c 는 동기 누적 시간이다. 주파수 빈 간격에 의해 발생한 주파수 부정합 오차는 최대 빈 간격의 1/2의 크기를 갖는다[1,6].

비동기 누적 기법은 수신한 신호를 제공하여 더함으로써 수신감도를 향상시킨다. 제공된 잡음은 더 이상 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 분포를 갖지 않고 라이시안 (Ricean) 분포를 갖는다. 따라서 변한 잡음의 특성과 신호의 특성에 의해 신호 대 잡음비가 변하게 되며 손실이 발생하게 된다. 이때 발생하는 손실을 비동기 누적 손실 혹은 제곱 손실 (squaring loss : SL)이라고 한다. 따라서 비동기 누적 회수 N 에 대하여 최종적인 비동기 누적 이득은 $10\log_{10} N - SL$ 이 된다. 제곱 손실은 제곱 연산자에 입력되는 신호의 SNR에 의하여 다음과 같이 표현된다[6,7].

$$SL = \left(\frac{\pi \left\{ e^{-\frac{1}{4}snr_{co}} \left[\left(1 + \frac{1}{2}snr_{co} \right) I_0 \left(\frac{1}{4}snr_{co} \right) + \frac{1}{2}snr_{co} I_1 \left(\frac{1}{4}snr_{co} \right) \right] - 1 \right\}^2}{snr_{co} + 2 - \frac{\pi}{2} \left\{ e^{-\frac{1}{4}snr_{co}} \left[\left(1 + \frac{1}{2}snr_{co} \right) I_0 \left(\frac{1}{4}snr_{co} \right) + \frac{1}{2}snr_{co} I_1 \left(\frac{1}{4}snr_{co} \right) \right] \right\}^2} \right)_{dB} \quad (2)$$

식에서 snr_{co} 은 동기 누적 후의 SNR을 나타낸다. 식에서 보는 바와 같이 비동기 누적 횟수와 상관없이 손실은 일정하며, snr_{co} 이 작아질수록 제곱 손실이 지수적으로 커진다[7].

AGPS 수신기의 경우 약 신호 획득을 목표로 하기 때문에 일반적으로 비동기 누적 손실이 크다. 따라서 약 신호 환경에서 비동기 누적 기법을 사용하기 위해서는 동기 누적을 통하여 비동기 누적기에 입력되는 신호의 SNR을 최대한 높여야 한다[6].

2.2 기타 손실

동기/비동기 누적으로 인하여 발생하는 손실 이외에도 비트 조절 손실, 코드 조절 손실, 양자화 손실 등이 발생할 수 있다[1]. 본 절에서는 비트 조절 손실과 코드 조절 손실에 대하여 분석하였다.

비트 조절 손실은 항법 메시지 비트의 반전으로 인하여 발생하는 손실로 L1 C/A 신호와 L2 CM 신호 모두 항법 메시지 비트로 인하여 20ms마다 비트 반전이 발생할 수 있다. L1 C/A 신호의 경우 코드 길이가 1ms이기 때문에 비트 정보를 보조 정보로 받을 수 없거나 시간 동기 정확도가 1ms 이내가 되지 않을 경우에는 동기 누적을 할 때 데이터 비트로 인하여 손실이 발생한다[1]. 하지만 L2C 신호는 CM 코드 길이가 20ms이기 때문에 상관 결과가 문턱 값을 넘는다면 비트 동기가 1us 이내로 들어온다고 생각할 수 있기 때문에 비트 손실이 매우 작아 무시할 수 있다.

코드 조절 손실은 코드 위상 빈 간격에 따라 잔여 코드 위상으로 인하여 발생하는 손실로서 L1 C/A 신호와 L2 CM 신호에 동일하게 발생하며, 최대 손실은 다음과 같다[1].

$$L_{CA} = 20 \log_{10} \left| 1 - \frac{S(\tau)}{2} \right|^{-1} \quad (3)$$

식에서 $S(\tau)$ 은 코드 위상 bin의 크기이다. 코드 위상 bin의 크기가 1/2칩일 경우 최대 약 6dB (평균 약 2.5dB)의 손실이 발생한다. 또한 1/4칩일 경우 최대 약 1.15dB (평균 약 0.6dB)의 손실이 발생하고 1/16칩일 경우 최대 약 0.3dB (평균 약 0.15dB)의 손실이 발생하는 등, bin의 크기가 작아질수록 손실이 지수적으로 작아지는 것을 확인할 수 있다.

III. L1 C/A 신호와 L2C 신호를 이용한 AGPS 수신기의 수신감도 분석

L1 C/A 신호와 L2C 신호에 대한 AGPS 수신기의 수신감도 비교를 위하여 대략 시간 보조 정보를 가지고 있다고 가정하고 총 1.5초 동안 누적을 통하여 신호 획득을 수행할 때 이론적으로 발생하는 이득과 최대 손실에 대하여 분석하였다. 이때 양자화는 2비트로 가정하였고 16.3676MHz로 샘플링한다고 가정하였다.

기존의 L1 C/A 신호는 데이터 비트로 인한 손실이 발생하므로 이를 고려하여 동기 누적 시간을 결정해야 하며, 약 신호 환경에서 최대 누적 이득이 발생하도록 동기 누적 시간을 11ms를 선택하였다[1]. 동기 누적 시간에 따라 주파수 부정합 손실을 1dB 이내로 발생하도록 주파수 bin 크기를 46Hz로 설정하였고 비동기 누적 횟수를 136번으로 결정하였다. 표 2는 L1 C/A 신호에 대한 장기 누적 이득과 각종 손실을 분석한 결과이다. 이때 [1]과 달리 양자화 손실을 제외한 각종 손실은 최댓값을 기준으로 계산하였다. 표에서 보는 바와 같이 검출 임계치 (detection threshold)를 17dB로 가정하였을 때 신호를 1.5초 동안 누적할 경우에는 -150dBm의 약 신호도 항상 수신 가능하다는 것을 확인할 수 있으며, 최대 손실의 경우에도 약 9dB의 여유가 있음을 알 수 있다.

L2C 신호의 경우에는 L1 C/A 신호에 비하여 위성의 송신 신호 세기가 약 2.3dB 낮으므로 표 1의 수신 신호 세기에 2.3dB를 낮춘 -152.3dBm의 신호를 수신하였다고 가정하였다[2]. 앞에서 설명한 바와 같이 L2 CM 코드를 사용하는 경우에는 비트 반전으로 인한 손실은 발생하지 않고 20ms 동기 누적을 수행할 수 있으며, 주파수 부정합 손실이 1dB 이내로 발생하도록 하기 위하여 주파수 bin 크기는 25Hz로 설정하였다. 표 3은 CM 코드를 이용하는 경우에 장기 누적으로 인한 이득 및 각종 손실을 정리한 것이다. 표에서 보는 바와 같이 CM 코드 역시 -150dBm의 약 신호를 최대 손실의 경우에도 수신 가능하지만 L1 C/A 신호보다 약 4.5dB 작은 4.5dB이내의 여유밖에 없음을 알 수 있다. 이는 L1 C/A 신호보다 2.3 dB가 약한 신호 세기뿐만 아니라 L2C 신호의 TDM 특성에 의한 것이다. 즉, RZ (Return to Zero) CM 코드를 복사 코드로 사용해야 하기 때문에 L2C 신호의 CL 코드 부분에서 이득이 발생하지 않으며, 그 결과 20ms동안 동기 누적을 하여도 10ms동안 동기 누적을 한 이득만이 발생한다. 그러므로 L1 C/A 신호를 11ms 동기 누적한 이득과 L2 CM 코드를 20ms 동기 누적한 결과가 동등하게 된다. 따라서 L2 CM의 마진은 L1 C/A보다 약

표 2. L1 C/A 신호의 SNR worksheet.

Table 2. SNR worksheet of L1 C/A signal.

	구분	SS to SNR	식	단위
	Front End			
1	신호 세기	-150		dBm
2	잡음 세기	-109.1		dBm
3	IF SNR	-40.9	=(1)-(2)	dB
	동기 누적			
4	샘플링	16.3676		MHz
5	동기 누적 시간	11		ms
6	총 샘플 개수	180043.6	=(4)x(5)x10 ³	
7	이상적인 동기 누적 이득	52.55	=10log ₁₀ (6)	dB
8	양자화 손실	0.55		dB
9	코드 조절 손실	0.28		dB
10	비트 조절 손실 [1]	1.27		dB
11	주파수 오차 손실	0.93		dB
12	총 손실	3.03	=(8)+(9)+(10)+(11)	dB
13	실제 동기 누적 이득	49.52	=(7)-(12)	dB
14	동기 누적 후 SNR	8.62	=(13)+(3)	dB
	비동기 누적			
15	제공 손실	3.95		dB
16	총 누적 시간	1500		ms
17	비동기 누적 횟수	136	=(16)/(5)	
18	비동기 이득	17.39	=10log ₁₀ (17)-(15)	dB
	최종 SNR	26.01	=(14)+(18)	dB

표 3. CM 코드를 사용하는 경우의 SNR worksheet.

Table 3. SNR worksheet of L2C signal using CM code.

	구분	SS to SNR	식	단위
	Front End			
1	신호 세기	-152.3		dBm
2	잡음 세기	-109.1		dBm
3	IF SNR	-43.2	=(1)-(2)	dB
	동기 누적			
4	샘플링	16.3676		MHz
5	동기 누적 시간	20		ms
6	총 샘플 개수	163676	=(4)x(5)/2x10 ³	
7	이상적인 동기 누적 이득	52.15	=10log ₁₀ (6)	dB
8	양자화 손실	0.55		dB
9	코드 조절 손실	0.28		dB
10	주파수 오차 손실	0.91		dB
11	총 손실	1.74	=(8)+(9)+(10)	dB
12	실제 동기누적 이득	50.41	=(7)-(11)	dB
13	동기 누적 후 SNR	7.21	=(12)+(3)	dB
	비동기 누적			
14	제공 손실	4.55		dB
15	총 누적 시간	1500		ms
16	비동기 누적 횟수	75	=(15)/(5)	
17	비동기 이득	14.21	=10log ₁₀ (16)-(14)	dB
	최종 SNR	21.42	=(13)+(17)	dB

표 4. CL 코드를 사용하는 경우의 SNR worksheet.

Table 4. SNR worksheet of L2C signal using CL code.

	구분	SS to SNR	식	단위
	Front End			
1	신호 세기	-152.3		dBm
2	잡음 세기	-109.1		dBm
3	IF SNR	-43.2	$=(1)-(2)$	dB
	동기 누적			
4	샘플링	16.3676		MHz
5	동기 누적 시간	150		ms
6	총 샘플 개수	1227520	$=(4) \times (5) / 2 \times 10^3$	
7	이상적인 동기 누적 이득	60.9	$=10 \log_{10}(6)$	dB
8	양자화 손실	0.55		dB
9	코드 조절 손실	0.28		dB
10	주파수 오차 손실	0.95		dB
11	총 손실	1.78	$=(8)+(9)+(10)$	dB
12	실제 동기 누적 이득	59.12	$=(7)-(11)$	dB
13	동기 누적 후 SNR	15.92	$=(12)+(3)$	dB
	비동기 누적			
14	제공 손실	1.75		dB
15	총 누적 시간	1500		ms
16	비동기 누적 횟수	10	$=(15)/(5)$	
17	비동기 이득	8.25	$=10 \log_{10}(16)-(14)$	dB
	최종 SNR	24.17	$=(13)+(17)$	dB

5dB 낮을 수밖에 없다.

CL 코드의 경우, 1dB 이하의 동기누적 손실을 보장하면서 코드 길이인 1.5초만큼 동기 누적을 하기 위해서는 주파수 빈 크기를 0.34Hz로 설정해야 한다. 그러나 이와 같은 조건은 계산량 때문에 현실적으로 구현이 어렵기 때문에 본 논문에서는 CL 코드를 분할하여 동기 누적을 150ms동안 수행하고 비동기 누적 15번을 수행하는 동기/비동기 혼합 누적 방식을 사용하였다. 이러한 경우, 주파수 빈 크기는 3.4Hz가 되며, 장기누적으로 얻어지는 이득과 각종 손실을 정리하면 표 4와 같다. 표에서 보는 바와 같이 CL 코드도 -150dBm의 약 신호를 충분히 수신 가능하며, CM 코드에 비하여 약 2.8dB 더 큰 여유를 갖는 것을 알 수 있다. 송신 전력이 2.3 dB 낮고, TDM에 의하여 수신기의 수신 전력이 5.3dB 낮음에도 불구하고 L1 C/A의 성능보다 1.8 dB 낮은 성능을 보이고 있음도 알 수 있다. 더욱이 1500ms의 동기 누적 시간을 갖는 방법을 사용한다면 최종 SNR은 L1 C/A와 같은 성능을 가질 수 있으며, L2 CL의 경우 항법 메시지를 전송하지 않으므로, 주파수 부정합을 정밀하게 추적 가능하다면 동기 누적 시간을 더 길게 해 이득을 더욱 높일 수 있다.

IV. 시뮬레이션

II 장에서 분석한 L2C 및 L1 C/A AGPS 수신기의 수신 감도 분석 결과를 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 2와 같이 1.5초 동안의 L1 C/A 신호와 L2C 신호 측정치를 생성하였으며, 이때 IF 주파수는

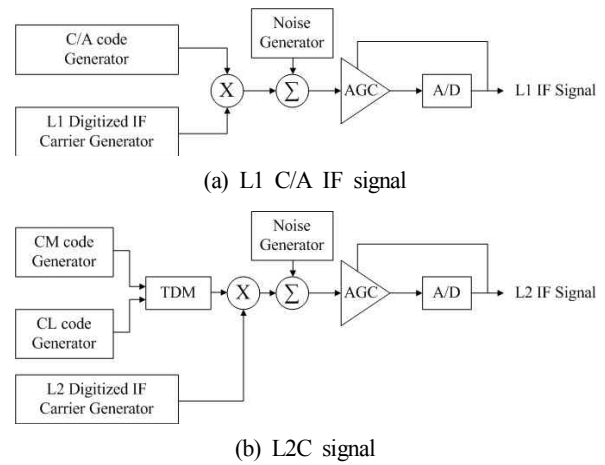


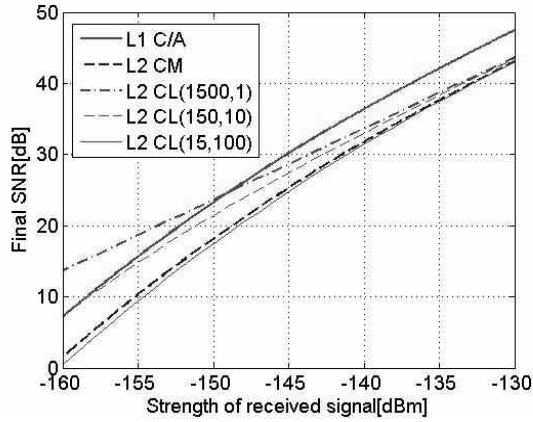
그림 2. L1 C/A and L2C IF 신호 측정치 생성 구조도.

Fig. 2. Structure of L1 C/A and L2C IF signal measurement generator.

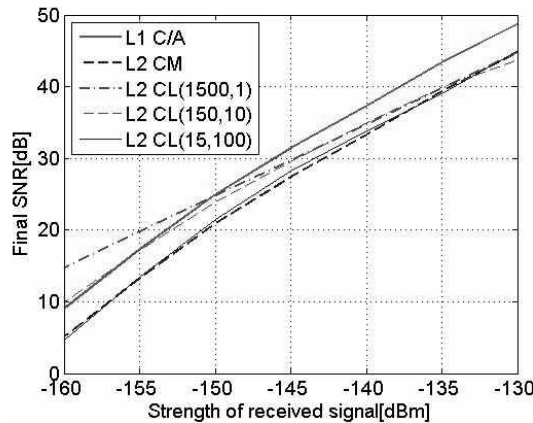
4.1304MHz로 정하였다. 잡음은 백색 가우시안으로 가정하였고 그 세기는 -109.1dBm로 정하였다. 양자화는 2bit으로 하였고 샘플링 주파수는 16.3676MHz로 가정하였다. 이러한 경우, 코드 해상도는 1/16칩이 된다. 또한 신호의 세기의 범위는 약 신호 및 강 신호 환경을 고려하여 -130~160dBm으로 정하였다. 수신되는 코드의 위상은 한 칩 내에서 균일 분포를 갖도록 생성하였으며, 잡음과 코드 위상의 불규칙 변수를 고려하여 100회의 시뮬레이션을 반복 수행하였다.

그림 1과 같은 구조의 AGPS 수신기를 L1 C/A 와 L2C 코드에 대하여 구현하였다. 이때 C/A 신호는 동기누적 시간을 11ms로 하였고 L2 CM 코드는 20ms로 하였으며, L2 CL 코드는 15ms, 150ms, 그리고 1500ms의 세 가지 경우를 고려하였다. 그림 3은 수신 신호 세기에 따른 최종 SNR을 도시한 것으로서 (a)는 표 2~표 4의 이득 및 최대 손실에 의하여 해석적으로 계산한 값이고 (b)는 시뮬레이션 결과의 평균값이다. 이때 수신 신호의 세기는 L1 C/A 코드 기준이며, L2C 신호는 이보다 2.3dB 더 작은 값을 적용하였다. 그림에서 CL 코드의 (T_c, N)은 동기 누적 시간과 비동기 누적 횟수를 표시한다.

그림 3(a)와 (b)의 그래프는 비슷한 형태이지만 약 신호가 될수록 해석적인 결과와 시뮬레이션 결과의 차이가 점점 커지는 것을 볼 수 있다. 이는 (a)에서는 발생하는 손실을 모두 최댓값으로 설정하였지만 시뮬레이션의 경우에 손실이 항상 최댓값 이하로 발생하기 때문에 동기 누적 후의 SNR이 높아지며, 그 결과 제공 손실이 줄어들기 때문이다. 그림에서 -130dBm 부근의 강 신호에서는 L1 C/A 코드의 SNR이 가장 좋지만 신호가 약해 지면서 C/A 코드의 성능이 점차 저하되며, -150dBm 이하의 약 신호에서는 L2 CL(1500, 1)의 성능이 가장 좋은 것을 확인할 수 있다. 특히 위성에 따라 강 신호와 약 신호가 동시에 수신되어 원근효과가 발생하는 경우, CCP 성능이 나쁜 L1 C/A 신호는 간섭에 의하여 약 신호에 대한 SNIR (singla to noise plus intereference ratio)이 현저히 저하되기 때문에 신호 획득이 더욱 어렵다. CM의 경우 CL보다 수신감도가 떨어지므로



(a) Ideal



(b) Simulation result

그림 3. 수신 신호 세기에 따른 동기/비동기 누적 후의 최종 SNR.

Fig. 3. Final SNR after coherent/non-coherent integration vs received signal power.

높은 수신감도를 원할 경우에는 CM 코드보다는 CL 코드를 사용하는 것이 좋다. 하지만 L2 CL(1500,1)이나 CL(150,10)은 주파수 빈 크기를 0.34Hz 혹은 3.4Hz로 설정해야 하고 코드 위상 검색 범위도 매우 넓기 때문에 신호 획득 시간이 길어지게 된다. 따라서 정밀 시간 지원이 제공되지 않는 경우에는 가시 위성 중에서 신호의 세기가 우수한 위성 신호를 CM 코드를 이용하여 획득하는 것이 바람직하다. 정밀 시간 지원이 제공되는 경우에는 제공된 코드 위상 검색 범위와 주파수 검색 범위를 이용하여 수백 ms 이상 장 시간동안 CL 코드를 동기 누적하여 이득을 최대화 하는 것이 바람직하다. 한편 첫 번째 위성 신호를 획득하게 되면 수신기와 위성간의 시각 동기가 가능하게 되어 코드 위상 검색 구간을 축소할 수 있기 때문에 두 번째 위성부터는 정밀 시간 지원과 동등한 효과를 얻을 수 있다.

CM 코드와 CL 코드의 신호 획득에 필요한 계산량을 정량적으로 비교하기 위하여 대략 시간 보조 정보를 지원받는 상황에서 그림 4와 같은 정합 필터를 사용하여 신호를 획득한다고 가정하였다[3]. 정합필터는 빠른 신호 획득을 위하여 널리 사용되며, 그림에서 D는 D-flipflop을 의미한다. I_k 와 Q_k 는 각각 반송과 주파수를 보정한 신호의 I와 Q 성분

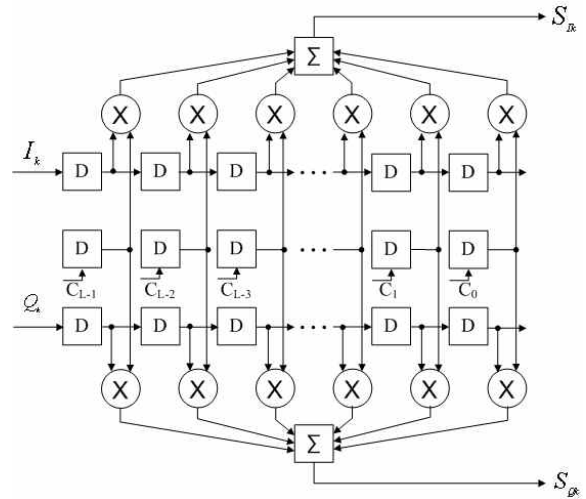


그림 4. 정합 필터 구조.

Fig. 4. Structure of Matched filter.

표 5. L2C 신호의 코드 위상과 주파수 검색 범위.

Table 5. Search space of code phase and frequency for L2C signal.

오차 원인	주파수 검색 범위 [Hz]		코드 위상 검색 범위 [Chip]	
	첫번째 위성	두번째 위성 이후	첫번째 위성	두번째 위성 이후
위치 오차	±3	±3	-	±11
시간 오차	±1.6	±1.6	의사 잡음 코드 길이	±6
클럭 불안정	±122.76	-	-	±17
총 검색 범위	±127.36	±4.6	의사 잡음 코드 길이	±34

의 k 번째 샘플이고 S_{Ik} 와 S_{Qk} 는 정합 필터의 I와 Q의 k 번째 출력을 의미한다. C_n 은 수신기에서 생성한 의사 잡음 코드이고 L 은 정합 필터 탭의 총 개수이다[3]. 보조 정보로 지원받는 정보의 오차로부터 파생되는 코드 위상과 주파수 검색 범위는 표 5와 같다[1]. 표에서 보조정보 지연시간 오차는 ±2초, 위치 오차는 약 3Km, 수신기 클럭의 불안정성은 ±90ppb이고 사용자가 정지 상태라고 가정하였다.

신호 획득에 필요한 계산량을 비교하기 위하여 다음과 같은 성능 지표를 정의한다.

$$C_{acq} = \frac{W(\tau)}{S(\tau)} \cdot \text{ceil}\left(\frac{W(f) \cdot 2}{S(f)} + 1\right) \cdot \frac{T_c}{L \cdot T_s} \cdot N \quad (4)$$

식에서 $W(\tau)$ 와 $S(\tau)$ 는 각각 코드 위상의 검색 범위와 빈 크기로서 단위는 chip이며, $S(\tau)=1/2$ 칩으로 가정하였다. 또한 $W(f)$ 와 $S(f)$ 는 주파수의 검색 범위와 빈 크기로서 단위는 Hz이다. $\text{ceil}(n)$ 은 n 보다 크면서 가장 가까운 정수를 찾는 함수이다. T_c 는 동기 누적 시간, L 은 정합 필터의 탭 수, $T_s=1/16.3676$ usec는 샘플링 간격, N 은 비동기 누적 횟수이고 $L=16,368$ 로 가정하였다. 식 (5)에서 C_{acq} 의 계산량을 결정하는 요소는 코드 위상 검색 회수, 주파수 검색 회수, 정합필터를 이용한 장기 누적 데이터의 계산 회수이다.

표 6. 신호 획득 계산량 비교.

Table 6. Computations for signal acquisition.

	T_c [msec]	N	$S(f)$ [Hz]	계산 시간(T_{acq}) [초]	
				첫 번째 위성 검색 시	두 번째 위성 이후 검색 시
CM	20	75	25	3.6828	0.000204
CL	15	100	34	207.1575	0.000204
	150	10	3.4	1749.33	0.000408
	1500	1	0.34	17286.1425	0.002958

CM 코드와 CL 코드의 신호 획득에 필요한 계산량의 비교를 위하여 표 5의 검색범위에 대하여 식 (5)를 이용하여 신호 획득에 필요한 계산시간을 구하면 표 6과 같다. 이때 수신 신호 측정치의 저장 시간은 모든 경우 1.5초이고 데이터의 입출력 속도는 0으로 무시하였으며, 정합 필터의 출력 속도는 I채널과 Q채널 각각 100Msps (symbol per second)로 가정하였다. 표에서 보는 바와 같이 CL의 경우 신호를 분할하여 사용하더라도 첫 번째 위성의 획득 시간이 매우 길어서 빠른 TTFF를 원할 경우에는 첫 번째 위성의 검색에 사용하기 어려운 것을 확인할 수 있다. 따라서 빠른 TTFF와 고감도로 신호 획득을 위해서는 가시 위성 중에서 수신 신호가 가장 센 위성을 첫 번째 위성으로 정한 후 CM 코드를 사용하여 신호를 획득하고 두 번째 위성 이후부터는 CL 코드를 사용하는 것이 바람직하다.

V. 결론

본 논문에서는 GPS 현대화에 대한 대응으로 L1 C/A 신호와 L2C 신호를 위한 AGPS 수신기 설계에 따라 수신감도 및 계산량을 해석적으로 비교 분석하였다. 이를 위하여 대략 시간 보조 정보를 가지고 있다고 가정하고, 16.3676 MHz에 대하여 총 1.5초 동안 누적을 하였을 때 발생하는 이득 및 손실을 분석하였다. 시뮬레이션 결과를 통하여 -150dBm 이상의 신호를 충분히 검출 가능한 것을 확인하였다. 특히 -150dBm 이하의 약 신호에서 L2 CL(1500, 1)의 성능이 가장 좋지만 주파수 빈 크기를 0.34Hz로 설정해야 하므로 빠른 TTFF를 위하여 두 번째 위성 이후의 신호 획득에 사용하는 것이 유리함을 확인하였다. 결론적으로 CM 코드를 이용하여 신호가 가장 센 위성의 신호를 획득하고 이를 이용하여 수신기의 시차 및 주파수 동기를 수행한 후 두 번째 위성 이후에는 CL 코드를 이용하여 신호를 획득하면 빠른 TTFF와 고감도의 신호 획득을 동시에 이룰 수 있음을 알 수 있다.

참고문헌

- [1] F. V. Diggelen, *AGPS: Assisted GPS, GNSS, and SBAS*, Artech House, 2009.
- [2] R. D. Fontana, W. Cheung, P. M. Novak, and T. Stansell, "The new L2 civil signal," in *Proc. of the 11th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation*, pp. 617-631, Sep. 2001.
- [3] D. W. Im, S. W. Moon, C. S. Park, and S. J. Lee,

"The fast signal acquisition scheme for a GPS L1/L2C correlator," *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems*, vol. 12, no. 8, pp. 765-772, Aug. 2006.

- [4] D. J. Cho, C. S. Park, and S. J. Lee, "An assisted GPS acquisition method using L2 civil signal in weak signal environment," *Journal of Global Positioning Systems*, vol. 3, no. 1-2, pp. 25-31, 2004.
- [5] A. R. A. Moghaddam, R. Watson, G. Lachapelle, and J. Nielsem, "Exploiting the orthogonality of L2C code delays for a fast acquisition," *ION GNSS 2006, Fort Worth, TX.*, pp. 1233-1241, Sep. 2006.
- [6] J. H. Park, H. J. Im, S. H. Song, and T. K. Sung, "Performance analysis of a residual frequency estimator for weak AGPS signals in frequency domain," *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems*, vol. 16, no. 7, pp. 720-725, Jul. 2010.
- [7] S. Cassian, M. Daniel, and M. Heinz, "The squaring-loss paradox," *ION GNSS 20th International Technical Meeting of the Satellite Division, Fort Worth, TX.*, Sep. 2007.



송 승 현

2006년 충남대 전기정보통신공학부 졸업. 2008년 동 대학원 정보통신공학 석사. 2008년~현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 박사과정.



박 지 원

2008년 충남대 전기정보통신공학부 졸업. 2008년~2010년 동 대학원 전자전파정보통신공학과 석사. 2010년~현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 박사과정.



박 지 희

2008년 충남대 전기정보통신공학부 졸업. 2008년~현재 동 대학원 전자전파정보통신공학과 석사. 2010년~현재 LIG넥스원(주) 연구개발본부 연구원.



성 태 경

1984년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1986년 동 대학원 제어계측공학과 석사. 1992년 동 대학원 제어계측공학과 박사. 1997년~현재 충남대 전기정보통신공학부 교수.