

# GPS L1/L2C 상관기를 위한 빠른 신호 획득 기법

## The Fast Signal Acquisition Scheme for a GPS L1/L2C Correlator

임 덕 원, 문 승 욱, 박 찬 식, 이 상 정\*

(Deok Won Lim, Sung Wook Moon, Chansik Park, and Sang Jeong Lee)

**Abstract :** The L2 Civil Signal (L2CS) will be transmitted by modernized IIR(IIR-M), IIF and all subsequent GPS satellites. It contains two codes of different length; CM code contains 10,230chips, repeats every 20milliseconds and is modulated with message data, and CL code contains 767,250chips, repeats every 1.5second Z-count and has no data modulation. And the message data is encoded for Forward Error Correction(FEC). The long code length is useful for weak signal, but it also requires very long acquisition time. Therefore, the structure of GPS L1/L2C Correlator and the fast acquisition scheme are proposed in this paper.

**Keywords :** L1/L2C, correlator, fast signal acquisition

### L 서론

현재 추진 중인 GPS 현대화의 계획에 따라 L2 신호에 추가적인 민간 코드를 변조하여 방송할 수 있는 18개의 위성이 갖추어지는 시기는 2011년 정도가 될 것이다. GPS 현대화 계획의 목표는 두 번째 민간용 신호로서 현재 미군 또는 허가를 갖고 있는 L2 신호에 민간용 코드를 추가하는 것이다[1]. 표 1은 각 대역의 민간 신호 특성을 요약한 것이다. L2C 신호가 추가될 경우 민간 사용자에게는 향상된 측위 성능이 제공될 것이다. 즉, 두 가지 반송파를 이용하여 이온층 지연의 보상이 가능하고 여분의 채널을 이용하여 항법 결과의 신뢰성을 향상시킬 수 있으며, 현재 L1 C/A 코드의 경우 21dB의 크기를 갖는 Cross-correlation protection 성능을 L2C의 경우에는 45dB 이상으로 향상시킬 수 있다. 또한 수신기의 RF/IF 필터의 대역폭을 줄일 수 있는 장점을 갖는다.

L2C 신호에 추가되는 민간 코드는 성능의 향상을 위하여 기존의 L1 신호에 포함된 C/A 코드와는 다른 형태로 설계되었다. L2C 신호의 사용자 측면에서의 특성으로 다음의 두 가지 사항을 제시한다.

첫째, 이중주파수 수신기의 수요는 휴대형이나 차량용에 비하여 수는 적지만 이들의 보급 효과는 훨씬 크다. 현재의 이중주파수 수신기는 L2 주파수에 포함된 P(Y) 코드를 제거하기 위하여 semi-codeless 추적 기법을 주로 사용하지만, 이는 좁은 신호 대역과 잡음의 영향으로 동특성에 약하고 신호 획득에 많은 시간이 소요되며 가격이 비싼 단점이 있다. 또한 이중주파수 측정치를 이용하면 이온층 지연을 완전히 보상할 수 있으므로 반송파 위상 측정치를 사용하지 않는 응용의 경우에도 이중주파수 수신기의 수요가 증가할

것으로 예측할 수 있다.

둘째, 현재 C/A 코드가 갖고 있는 21dB 교차 상관(cross correlation) 특성을 개선한다. 현재의 교차 상관 특성으로는 세기가 강한 GPS 신호가 세기가 약한 신호에 간섭으로 작용하며, 이로 인해 특히 의사위성(pseudolite)의 실제 적용에 어려움이 따른다. L2C에서는 45dB로 설계하였으며, 추가로 데이터 복조 임계치(data modulation threshold)를 줄여 신호 세기가 약한 상황에서도 항법을 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이에 대한 대응으로 L1/L2C 이중주파수 수신기의 상관기부를 설계하였다. L2C 신호의 경우에 L1 C/A 코드에 비하여 상대적으로 긴 코드를 제공하므로 높은 상관 이득을 기대할 수 있지만, 코드가 길어짐에 따라 신호 획득 시간이 증가한다는 단점이 있다. 신호를 빨리 획득하기 위한 기법으로 FFT 기법, 다중 상관기 기법, 정합 필터(matched filter) 기법 등이 알려져 있지만 상관기 구조가 복잡해지고 연산량이 많아지는 단점이 있다. 따라서, 본 논문에서는 기존의 L1 상관기 구조를 변경하지 않고 L2C 신호를 빠르게 획득할 수 있는 기법으로 L1 Aiding 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 L1/L2C 상관기를 설계하고 L2C 신호 획득에서의 문제점을 제안한다. III장에서는 L2C 신호의 빠른 획득 기법을 제안하며, IV장에서는 설계한 L1/L2C 상관기의 기능을 검증하고, 모의실험을 통하여 L2C 신호가 빠르게 획득되는 것을 확인한다. 마지막으로 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

표 1. 신호별 특성.

Table 1. Properties of civil signal.

Civil Signal	L1	L2
Carrier Frequency [MHz]	1,575.42	1,227.6
Code Length	1,023	10,230(CM) 757,250(CL)
Code Clock [MHz]	1.023	1.023
Ionospheric Error Rate	1.00	1.65
Correlation Protection	>21dB	>45dB
Data Recovery Threshold	0.0dB	+2.7dB
Carrier Tracking Threshold	0.0dB	+0.7dB

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2006. 4. 31., 채택확정 : 2006. 6. 10.

임덕원 : 충남대학교 전자공학과(hero0710@cslab.cnu.ac.kr)

문승욱 : (주)네비콤 부설기술연구소(swmoon@navicom.co.kr)

박찬식 : 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(chansp@chungbuk.ac.kr)

이상정 : 충남대학교 전기정보통신공학부(eesjl@cnu.ac.kr)

※ 본 논문은 해양수산부에서 지원하여 연구하였음.

II. L1/L2C 상관기 설계

L1/L2C 상관기 설계에 앞서, L1 상관기의 구조 및 기능을 정리한다.

1. L1 상관기 구조

RF단에서 IF 주파수로 변환된 신호가 표본화되어 상관기에 입력되며 일반적인 L1 상관기의 구조가 그림 1과 같다. 상관기에 IF 신호가 입력되면 반송파 혼합기(carrier mixer)를 통해 carrier dco의 출력 신호와 곱해진다. 이 때, carrier dco에서는 두 개의 신호가 출력되는데 서로 90도의 위상차를 갖고 있다. 다음으로 반송파 혼합기의 출력 신호는 각 3개의 코드 혼합기(code mixer)의 입력으로 들어가는 데, 각각 early 코드, prompt 코드, late 코드와 곱해지며, 각 코드는 code generator에서 생성된다. Code generator는 code dco의 출력 신호에 기초하여 코드를 생성하며, 반 칩이 빠른 early 코드와 반 칩이 느린 late 코드도 생성하여 코드 혼합기에 제공해준다. 코드 혼합기의 출력은 각 적분기(accumulator)에 입력되어 DUMP 신호가 입력될 때까지 누산되어 프로세서에 입력된다. 또한 상관기에서는 6개의 상관값 뿐만 아니라 3개의 카운터(carrier cycle counter, code phase counter, epoch counter)에 의한 측정값도 제공함으로써 프로세서가 항법을 수행할 수 있게 해준다.

2. L1/L2C 상관기 설계

L1/L2C 상관기는 기능면에서 L1 상관기와 동일한 구조를 갖는데, L2C 신호를 처리할 수 있어야 하므로 코드 발생기 블록만 C/A 코드와 CM, CL 코드를 선택적으로 생성할 수 있도록 설계하면 된다. 또한 경우에 따라 L1과 L2C 신호를 12채널씩 추적할 수도 있으므로 상관기 채널수를 24채널로 확장하였다.

2.1 L2C 코드 생성

두 개의 선형 쉬프트 레지스터를 이용하여 gold code 방식으로 코드를 생성하는 L1 C/A 코드 발생기와 달리 L2C 신호의 CM, CL 코드 발생기는 그림 2와 같이 하나의 27비트 쉬프트 레지스터를 이용하여 maximal length code 방식으로 코드를 생성한다. 각 위성마다 할당된 CM 또는 CL 코드를 생성하기 위해 필요한 27 비트 쉬프트 레지스터의 초기값과 최종값을 표 2에 나타내었다[1].

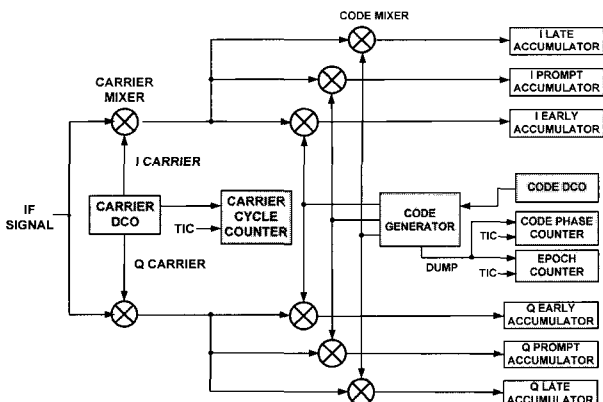


그림 1. L1 상관기 구조.

Fig. 1. Structure of L1 correlator.

L1 C/A 코드의 경우 10비트의 쉬프트 레지스터 두 개를 사용하여 각 위성에 대한 1,023chip의 Gold 코드를 생성하는 반면에 L2C 코드는 27비트의 쉬프트 레지스터 하나를 사용하여 134,217,727chip의 maximal length 코드를 생성할 수 있다. 실제로는 각 위성에 대하여 초기값을 설정해주고, 레지스터의 상태(state)가 최종값이 될 때, 초기값으로 단기 순환함으로써 각 위성에 대한 CM, CL 코드를 생성한다.

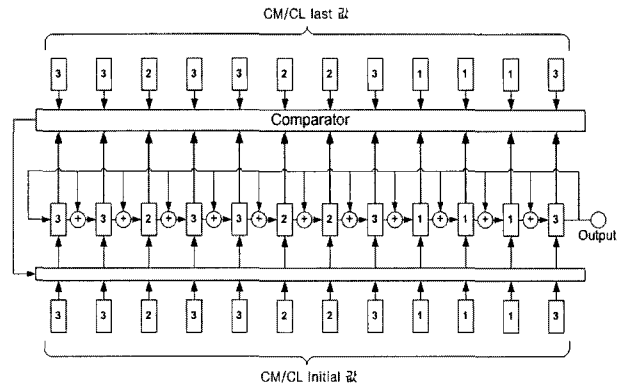


그림 2. L2C 코드 발생기.

Fig. 2. L2C code generator.

표 2. CM, CL 코드 초기값과 최종값.

Table 2. Initial and end state for CM, CL code.

PRN	Period = 10,230Chips			
	CM Code States(Octal)		CL Code States(Octal)	
	Initial State	End State	Initial State	End State
1	742417664	552566002	624145772	267724236
2	756014035	034445034	506610362	167516066
3	002747144	723443711	220360016	771756405
4	066265724	511222013	710406104	047202624
5	601403471	463055213	001143345	052770433
6	703232733	667044524	053023326	761743665
7	124510070	652322653	652521276	133015726
8	617316361	505703344	206124777	610611511
...	...	...	...	...
36	756675453	514260662	561123307	257012032
37	435506112	133501670	240713073	703702423

표 3. 복제 신호에 따른 상관 특성.

Table 3. Characteristics of correlation according to replica code.

Replica Signal	Correlation Period	Auto Correlation	Cross Correlation	Correlation Protection
CM/CL	1500ms	1,534,500	28,412	34.65dB
CM/CM	1500ms	768,200	28,536	28.60dB
CM/High	1500ms	767,250	27,750	28.83dB
CM/Low	1500ms	767,250	27,750	28.83dB
CL/CL	1500ms	768200	7,060	40.73dB
High/CL	1500ms	767,250	4,246	45.14dB
Low/CL	1500ms	767,250	4,246	45.14dB

또한, 위성에서는 CM/CL 코드를 제공하지만 수신기에서는 목적에 따라 CM/CL 코드 이외에도 다른 형태의 조합 코드를 사용할 수 있다. 신호의 빠른 획득을 위해 CM/CM, CM/High, CM/Low 등의 조합 코드를 사용할 수 있으며, 약 신호 획득을 위해 CL/CL, High/CL, Low/CL 등의 조합 코드를 사용할 수 있다. 이들 각 경우에 대한 코드의 상관 특성이 표 3과 같다.

3. L2C 신호 획득의 문제점

GPS에서 일반적으로 사용하는 신호 획득 판별식은 (1)과 같다[2].

$$Z = \frac{1}{N_B} \sum_{k=1}^{N_B} (I^2(kT) + Q^2(kT)) \quad (1)$$

이 때, I, Q채널의 상관값은 각각 (2), (3)과 같다.

$$I(kT) = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L I(t) \quad (2)$$

$$= \sqrt{2P_{r\_bp}} D_{bp} \frac{\sin(\omega_e T/2)}{\omega_e T/2} R(\tau_e) \cos(\omega_e T/2 + \phi_e)$$

$$Q(kT) = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L Q(t) \quad (3)$$

$$= \sqrt{2P_{r\_bp}} D_{bp} \frac{\sin(\omega_e T/2)}{\omega_e T/2} R(\tau_e) \cos(\omega_e T/2 + \phi_e)$$

여기서, 위 식에 표현된 파라미터는 다음과 같다.

$$R(\tau_e) = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L C_{bp}(t_l - \tau_r) C(t_l - \hat{\tau})$$

$P_{r\_bp}$  : Amplitude of Carrier after Band-Pass Filter

$D_{bp}$  : Amplitude of Data after Band - Pass Filter

$$T = L \cdot t_l, \tau_e = \tau_r - \hat{\tau}, \omega_e = \omega_{if} - \hat{\omega}, \phi_e = \phi_r - \hat{\phi}$$

적분 주기가 1ms이고 잡음이 없는 환경에서, (1)은 (4)와 같이 정리할 수 있다.

$$Z(N_B = 1, \text{noise free}) \quad (4)$$

$$= 2P_{r\_bp} \cdot D_{bp}^2 \cdot \left( \frac{\sin(\omega_e T/2)}{\omega_e T/2} \right)^2 \cdot R(\tau_e)^2$$

(4)에서 코드 오차가 0일 때, 주파수 오차에 대한 신호 전력의 변화가 그림 3과 같다. 적분 주기가 1ms일 때, 도플러 검색 간격은 1kHz 보다 작아야 하며, 검색 간격이 클수록 신호 획득 시간이 늘어 들지만, 잡음 환경을 고려하여 일반적으로 500Hz(1/2T)의 도플러 검색 간격을 사용한다.

또한, (4)에서 주파수 오차가 0일 때, 코드 오차에 대한 신호 전력의 변화는 그림 4와 같다. 코드의 자기 상관함수 특성 상, 코드 오차는 1chip보다 작아야 하며, 마찬가지로 잡음 환경을 고려하여 일반적으로 0.5chip의 코드 검색 간격을 사용한다. 따라서, 일반적인 신호 획득 절차는 그림 5와 같다. 하나의 주파수에 대해 0.5chip씩 코드 길이 동안 검색하고, 신호를 획득하지 못하였을 경우에는 500Hz만큼씩 주파수를 이동하여 최대 도플러 주파수 내에서 검색을 반복적으로 수행한다.

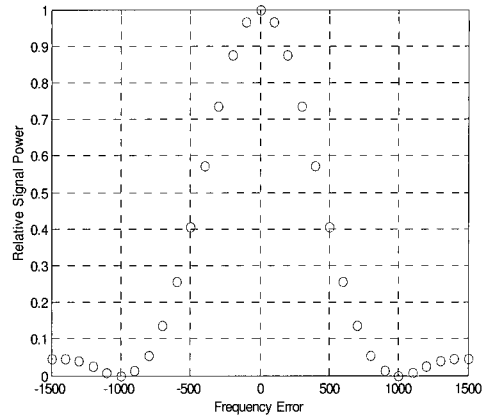


그림 3. 주파수 오차에 대한 신호 전력.

Fig. 3. Signal power according to frequency error.

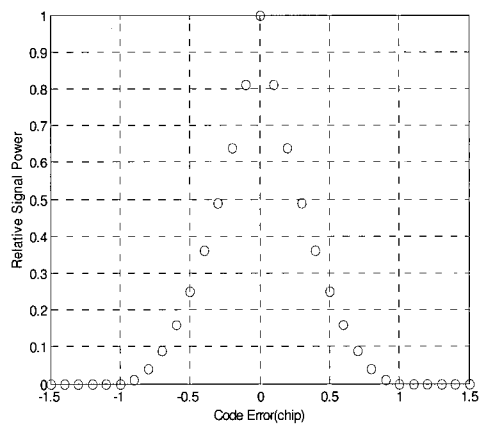


그림 4. 코드 오차에 대한 신호 전력.

Fig. 4. Signal power according to code error.

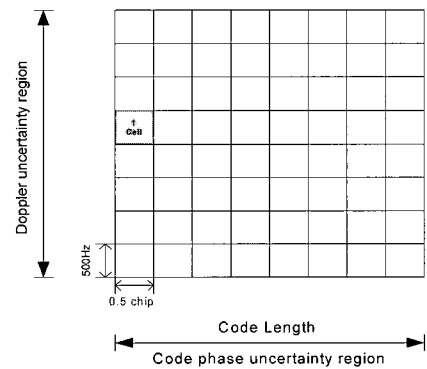


그림 5. 신호 획득 절차.

Fig. 5. Procedure of signal acquisition.

L1 C/A의 경우에 코드 길이는 1,023chip이며, 최대 도플러 주파수가 ±11kHz(@ 3ppm TCXO)라고 할 때, 최대 신호 획득 시간은 아래와 같다.

$$(1023/0.5) \times (22000/500) \times 1ms = 90.024s$$

L2C 신호(CM 코드)의 경우, 20ms(T)동안에 10230chip의 한 주기를 형성하므로, 도플러 검색 간격이 25Hz(1/2T)가

되어 신호 획득 시간이 아래와 같다.

$$(10230/0.5) \times (22000/25) \times 20ms = 360,096s$$

따라서 L2C 신호를 획득하기 위해서는 최대 100시간 정도가 소요된다는 문제점이 발생한다.

**III. L1 Aiding을 이용한 신호 획득 기법**

위와 같이 L2C 신호를 이용하는 경우 긴 코드 길이로 인해 상관 이득이 커진다는 장점이 있지만, 신호의 획득 시간이 길어진다는 단점이 있다. 따라서 빠른 신호 획득을 위한 기법이 필요하며 기존에 알려진 방법에는 FFT(Fast Fourier Transform)기법과 정합 필터 기법 등이 있다.

**1. FFT(Fast Fourier Transform) 기법**

FFT 기법의 구조가 그림 6과 같다[3].

우선, 기저대역에서의 입력 샘플을 얻고, 4096개의 입력 샘플을 16개의 256샘플로 부분화한다. 그런 다음, 4096개의 PRN 코드 샘플을 16개의 256샘플로 부분화하여 'Signal Block'과 'PRN Block'을 각 블록끼리 선형 컨볼루션을 수행한다. 이 때, 반송파 주파수를 찾기 위해 각 'Output Block'의 한 point를 가지고 16-point FFT를 256번 반복한다. 따라서, 4096(16×256)개의 출력을 얻고 4096개의 출력 중에서 가장 큰 값의 위치로부터 C/A 코드의 초기위상을 구한다. 초기 위상이 구해졌으면 FFT를 이용하여 도플러 주파수를 구한다.

**2. 정합 필터(matched filter) 기법**

정합 필터의 구조는 그림 7과 같으며 그림에서 표시된 파라미터는 다음과 같다[4].

- $I_k$  : K th sample of I-arm
- $Q_k$  : K th sample of Q-arm
- $S_{IK}$  : K th output of I-arm
- $S_{QK}$  : K th output of Q-arm
- $f_R$  : Sampling Rate =  $f_c$
- $C_n$  : n th PRN code with half chip length
- $N$  : Total Number of Tap in Matched Filter
- $L$  : Code Length =  $N$

$I_k$ 와  $Q_k$ 는 반송파 혼합기에서 반송파를 혼합한 상태라고 가정하자. 위성에서 송신한 주파수와 수신기에서 생성한 반송파 주파수가 같고 정합 필터가 적분기의 형태임을 고려할 때, 정합 필터에서 고주파성분이 차단되므로 정합 필터의 출력  $S_{IK}$ ,  $S_{QK}$ 는 (5), (6)과 같다[4].

$$S_{IK} = I_k C_0 + I_{k+1} C_1 + \dots + I_{k+(N-2)} C_{N-2} + I_{k+(N-1)} C_{N-1} = \sum_{n=0}^{N-1} I_{k+n} C_n \quad (5)$$

$$S_{QK} = Q_k C_0 + Q_{k+1} C_1 + \dots + Q_{k+(N-2)} C_{N-2} + Q_{k+(N-1)} C_{N-1} = \sum_{n=0}^{N-1} Q_{k+n} C_n \quad (6)$$

수신기의 반송파 주파수와 위상, 코드 주파수에 의한 오차가 없고,  $A_{IF}=2$ ,  $D_k=1$ 이며 1번째 입력 샘플(II)이 송신되는 PRN 코드의 시작이라고 하면, PRN 코드의 자기 상관 특성에 의하여 정합 필터의 출력값인  $S_{IK}$ ,  $S_{QK}$ 는 (7), (8)과

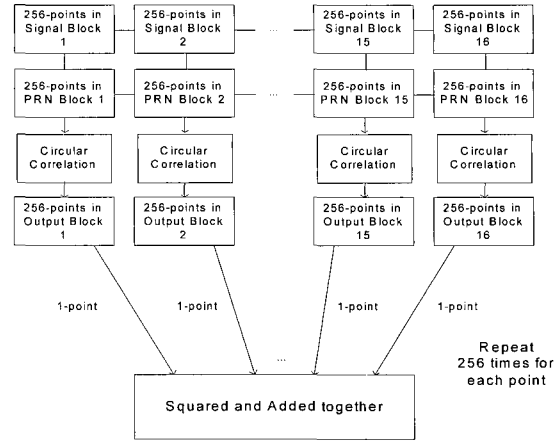


그림 6. FFT 기법의 구조.

Fig. 6. Structure of FFT method.

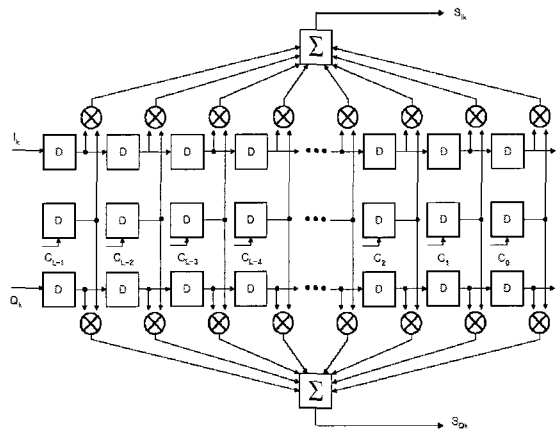


그림 7. 정합 필터의 구조.

Fig. 7. Structure of matched filter.

같이 된다.

$$S_{IK} = \begin{cases} N & \text{when } K=1 \\ N/2 & \text{when } K=I \text{ or } k=I-1 \\ -1 & \text{when others} \end{cases} \quad (7)$$

$$S_{QK} = -1 \quad (8)$$

따라서 정합 필터의 연산결과 최대값이 나오는 샘플 k를 알면, 수신된 PRN 코드의 시작점을 알 수 있으므로 코드의 동기기를 정확하게 검출할 수 있다. (5)에서  $N=L$ 이면, (9)와 같이 정리할 수 있다. (9)는 코드길이 L이 N의 배수가 될 때, N-tap 정합 필터를 이용하여 L-tap 정합 필터의 연산을 할 수 있는 방법을 보여준다. 이 때 연산속도는 N에 반비례하며 반복횟수는 L/N이다.

$$S_k = \sum_{n=0}^{L-1} I_{k+n} C_n = \sum_{n=0}^{N-1} I_{k+n} C_n + \sum_{n=0}^{N-1} I_{k+m+N} C_{n+N} + \dots + \sum_{n=0}^{N-1} I_{k+n+\frac{L}{N}-1} C_{n+\frac{L}{N}-1} = \sum_{n=0}^{\frac{L}{N}-1} S_{n, k+nN} \quad (9)$$

3. L1 Aiding 기법

3.1 개념

본 논문에서는 획득한 L1 신호로부터 도플러 및 코드 위상 정보를 제공받아 L2C 신호를 짧은 시간 내에 획득할 수 있는 L1 Aiding 기법을 제안하며 그 개념은 그림 8과 같다. L1 Aiding 기법은 같은 위성에 대하여 L1 신호의 부프레임 시작점과 L2C 신호의 CM/CL 코드의 시작점이 동기되어 있는 특성을 이용한다. 이는 L1 신호의 프레임 동기 후 다음번의 L1 부프레임 시작점에서 L1 신호의 도플러 정보를 L2C 신호에 대한 도플러 정보로 변환하여 적용하고, CM/CL 복제(replica)코드는 부프레임 시작점에 동기시켜서 생성하는 방법으로 L2C 신호의 빠른 획득을 가능하게 한다. 이와 같은 원리는 그림 9와 같다.

3.2 도플러 주파수 계산 과정

L2C 신호의 도플러를 계산하고 적용하는 과정이 그림 10과 같다. 우선, 매 TIC 신호마다 L1 상관기로부터 L1 신호의 도플러 주파수를 획득한다. 도플러 주파수의 변화량은 (10)과 같이 반송파 주파수에 비례하여 발생하므로 이 관계를 이용하여 (11)과 같이 L1 도플러 주파수로부터 L2C 신호에 대한 도플러 주파수로 변환할 수 있다.

$$f_{dr} = \frac{f_r v_{dm}}{c} \tag{10}$$

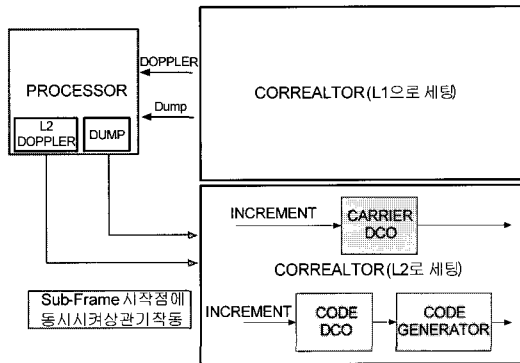


그림 8. L1 Aiding 기법의 개념.

Fig. 8. Concept of L1 aiding method.

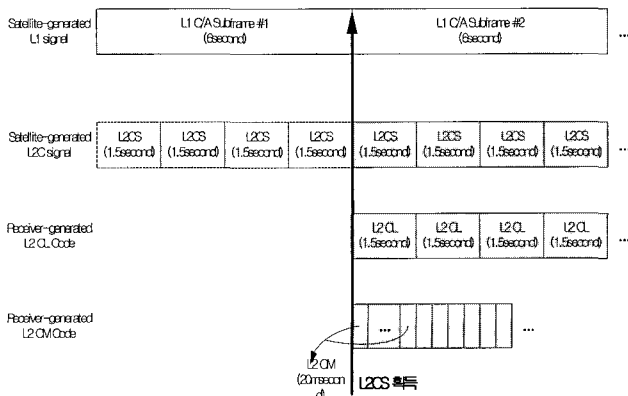


그림 9. L1 Aiding 기법을 이용한 L2C 신호 획득.

Fig. 9. L2C signal acquisition using L1 aiding.

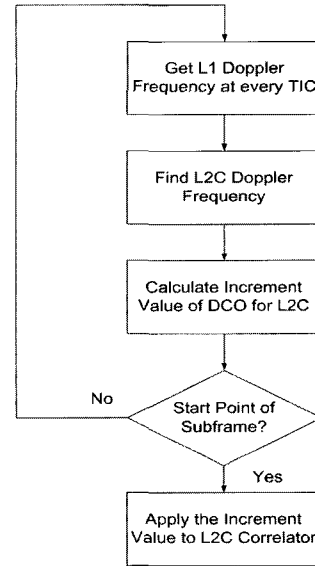


그림 10. 도플러 주파수 계산 과정.

Fig. 10. Procedure of calculating the Doppler frequency.

$$f_{dr-L2} = \frac{f_{L2}}{f_{L1}} f_{dr-L1} \approx 0.779 f_{dr} \tag{11}$$

여기서, 위 식에서 사용된 파라미터는 다음과 같다.

$f_r$  : 반송파 주파수(L1: 1575.42MHz, L2: 1227.6MHz)

$v_{dm}$  : 최대 도플러 주파수(929m/s)

$c$  : 빛의 속도( $3 \times 10^8$ m/s)

그런 다음, 아래 (12)로부터 L2C 상관기에 적용할 DCO (Digitally Controlled Oscillator) Increment 값을 계산할 수 있다.

$$f_{dr-L2} = f_s \frac{M}{2N} \tag{12}$$

여기서, 위 식에서 사용된 파라미터는 다음과 같다.

$f_s$  : 상관기의 동작 클럭(샘플 클럭)

$M$  : DCO Increment 값

$N$  : DCO Accumulator Length

이렇게 계산된 Increment 값을 L2C 상관기 내부의 반송파 발생기의 레지스터에 저장하고, L2C 코드의 시작점에 맞추어 반송파를 발생하면 된다.

3.3 코드 시작점 계산 과정

L2C 신호의 코드 시작점을 계산하는 과정이 그림 11과 같다. 우선, 매 dump 신호마다 1ms 에폭(epoch) 카운터를 증가시키며, epoch 카운터가 20에서 0으로 리셋될 때 비트 카운터를 증가시키고, 비트 카운터가 30에서 0으로 리셋될 때 워드(word) 카운터를 증가시킨다. 그런 다음, 각 카운터를 확인하여 워드 카운터가 10이고, 비트 카운터가 30일 때, 1ms 에폭(epoch) 카운터를 이용하여 19번째 dump에 동기시켜 L2C 코드의 increment 값을 L2C 상관기에 적용하고, 20번째 dump에서 L2 CM/CL 코드를 생성한다. 그림 12에 그 구조를 나타내었다.

L1 Aiding 기법은 초기 신호 획득을 위하여 최소한 L1

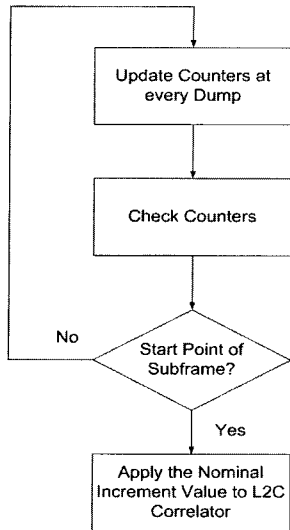


그림 11. 코드 시작점 계산 과정.  
Fig. 11. Procedure of checking the start point.

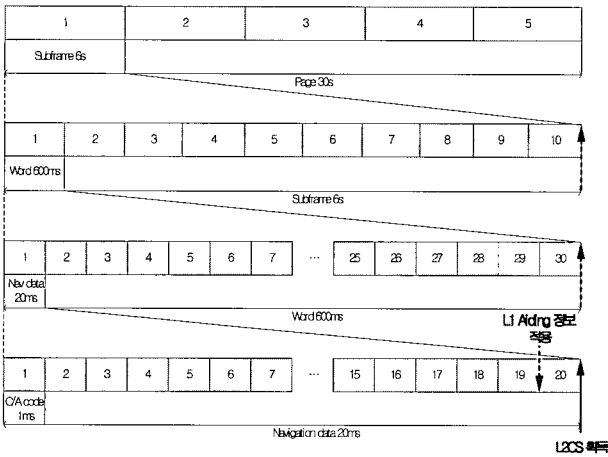


그림 12. L1 aiding 정보 적용 시점.  
Fig. 12. Point of applying L1 aiding.

신호의 프레임 동기까지 기다려야한다는 단점이 있지만, 상관기 제어가 용이하고 실제 항법을 하기 위해 해당 위성의 궤도 정보를 받는 동안 다른 채널의 항법에 영향을 주지 않는다는 장점이 있다.

IV. 성능 평가

1. 실험 환경

L1 Aiding 기법을 검증하기 위하여 소프트웨어 기반의 L1/L2C IF 신호 발생기와 GPS L1/L2C 후처리 수신기를 이용한다. 신호 발생기의 사용자 인터페이스가 그림 13과 같다. 위성 번호와 SNR, 시뮬레이션 시간 등을 조절할 수 있으며, 내부적으로는 2비트 양자화와 5.714MHz 샘플링을 이용한다. 또한 항법 데이터가 변조되어 있어 프레임 동기 등을 확인할 수 있다. 본 실험을 위하여 1번 위성을 이용하였으며, L1은 15dB, L2C는 12dB 신호를 20초 동안 생성하였다.

GPS L1/L2C 후처리 수신기의 메인 화면이 그림 14와 같다. 현재 구현된 후처리 수신기는 12채널로 구성되어 있으며 L1 신호에 대해서는 항법을 수행하여 수신기 위치 및 시각을 일반적인 하드웨어 수신기와 유사한 지표로서 보여 주며, L1 Aiding 기법이 구현되어 있어 L2C 신호에 대해서는 신호 획득과 추적을 수행한다.

2. 실험 결과

L1 Aiding 기법을 이용한 L2C 신호의 빠른 획득 과정을 살펴보면 다음과 같다. 우선, 그림 15와 같이 L1 신호를 획득

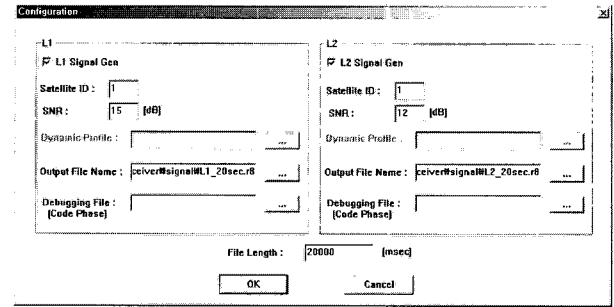


그림 13. L1/L2C IF 신호 발생기.  
Fig. 13. L1/L2C IF signal generator.

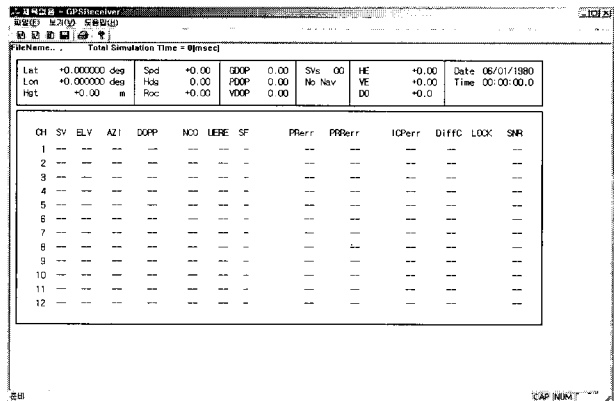


그림 14. L1/L2C 후처리 수신기.  
Fig. 14. L1/L2C post-processing receiver.

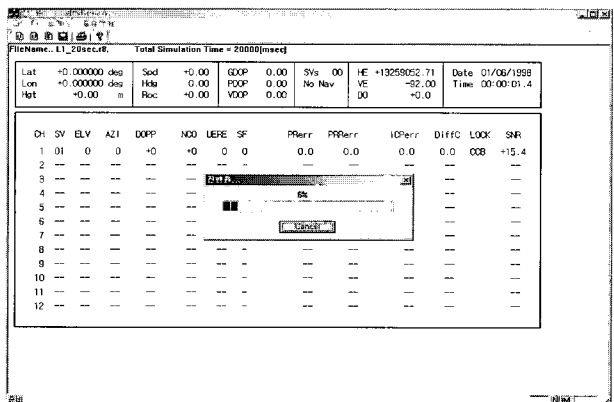


그림 15. L1 신호의 획득.  
Fig. 15. Acquisition of L1 signal.

득한다. 여기서, 신호 발생기로부터 생성한 신호는 도플러 주파수가 0이고 코드 위상도 0부터 시작하므로 비교적 빠르게 획득하는 것을 확인할 수 있다.

다음으로 그림 16과 같이 프레임 동기가 수행되면, 매 TIC마다 도플러 주파수를 계산하며 각 카운터들을 갱신하면서 부프레임의 시작점을 검사한다. 그림 17을 보면, 부프레임의 시작점에서 L2C 신호를 획득하는 것을 확인할 수 있다.

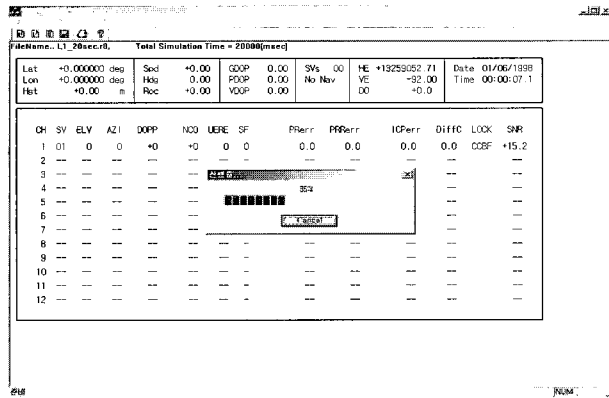


그림 16. 프레임 동기 및 시작점 검사.  
Fig. 16. Frame synchronization and start point check.

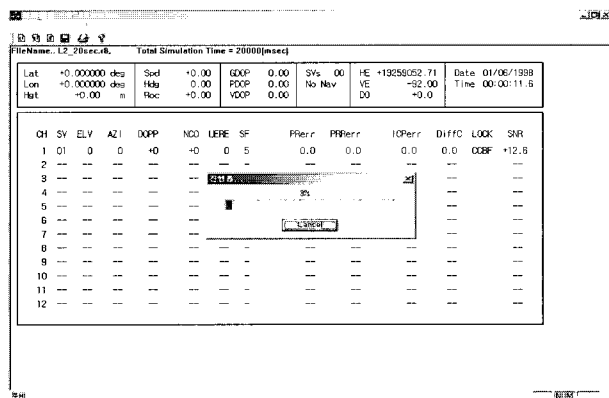


그림 17. L2C 신호 획득.  
Fig. 17. L2C signal acquisition.

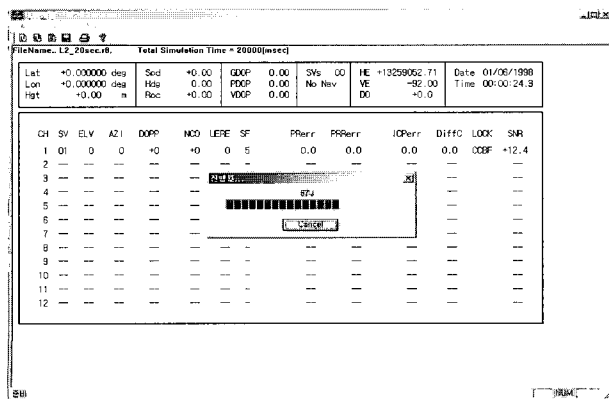


그림 18. L2C 신호 추적.  
Fig. 18. L2C signal tracking.

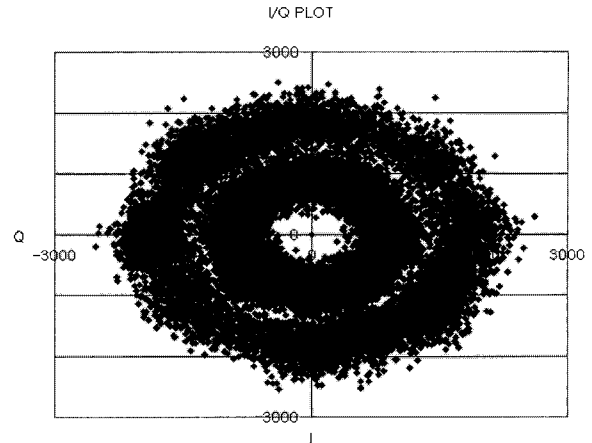


그림 19. 신호 전력.  
Fig. 19. Signal power.

신호의 SNR을 보면 12.7dB로 낮아진 것을 확인할 수 있는데, 그림 13의 신호 발생기의 설정에서 L2C 신호의 레벨을 12dB로 설정하였으므로 수신기가 L2C 신호를 정상적으로 획득하였다는 것을 확인할 수 있다.

그림 18은 획득한 L2C 신호를 추적하는 것을 보여주며, 그림 19는 I, Q 상관값을 보여주는데 바깥쪽원은 L1 신호의 상관값이고 안쪽원은 L2C 신호의 상관값이다. 따라서 그림 21로부터 FLL을 이용하여 L1 신호와 L2C 신호를 연속적으로 추적하고 있음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 GPS 현대화에 대한 대응으로 L1/L2C 이중주파수 수신기의 상관기부를 설계하였다. L2C 신호의 경우에 L1 C/A 코드보다 긴 코드를 제공하므로 높은 상관이득을 기대할 수 있지만, 코드가 길어짐에 따라 신호 획득 시간이 증가한다는 단점이 있다. 따라서 현재까지 알려진 빠른 신호 획득 기법의 장단점을 분석하고, 기존의 L1 상관기 구조를 변경하지 않고도 L2C 신호를 빠르게 획득할 수 있는 기법인 L1 Aiding 기법을 제안하고 그 성능을 검증하였다.

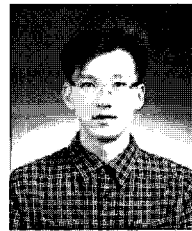
참고문헌

- [1] R. D. Fontana, W. Cheung, P. M. Novak, and T. Stansell, "The new L2 civil signal," in *Proceedings of the 11th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation*, pp. 617-631, 11-14 September 2001.
- [2] J. Bao-Yen Tsui, "Fundamentals of global positioning system receivers," Wiley-Interscience.
- [3] A. Alaqueeli, J. Starzyk, and F. van Graas, "Real-time acquisition and tracking for GPS receivers," *IEEE* 2003.
- [4] 김대호, 조득재, 이상정, 박찬식, "Matched filter를 이용한 GPS L2CS 디지털 신호처리부 설계," 제11차 GNSS Workshop 논문집, 2004. 11, 서울.



### 임 덕 원

2004년 충남대 전자과 졸업. 2006년 동 대학원 석사. 2006년~현재 충남대학교 전자공학과 박사과정. 관심분야는 소프트웨어 GNSS 수신기 설계.



### 문 승 욱

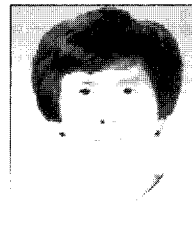
1996년 충남대 전자과 졸업. 1998년 동 대학원 석사. 2002년 동 대학 박사. 2002년~현재 (주)네비콤 연구원. 관심분야는 상판기 설계.



### 박 찬 식

1961년 10월 1일생. 1984년 서울대학교 공과대학 제어계측공학과 졸업. 1986년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학석사). 1997년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학박사). 1997년~현재 충북대학교 공과대

학 전기컴퓨터 공학부 부교수.



### 이 상 정

1979년 서울대학교 전자과 졸업. 1981년 동 대학원 석사. 1987년 동 대학원 박사. 1988년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수. 관심분야는 강인 제어, GNSS.