

차분 부호화된 계층 다상 코드 기반 위성항법시스템 신호의 소프트웨어 수신기 설계

진 미 현*, 이 진 혁*, 조 광 희*, 안 재 민**, 이 상 정^o

Design of Software Receivers for Global Navigation Satellite System Navigation Signals Based on the Tiered Differential Polyphase Code

Mi Hyun Jin* Jin Hyuk Lee*, Gwang Hee Jo*, Jae Min Ahn**, Sang Jeong Lee^o

요 약

차세대 위성항법 시스템은 도시에서 발생하는 신호 감쇄 및 단절 문제와 고의적/비고의적인 재밍으로 인해 높은 이득 및 우수한 신호 추적 성능을 얻을 수 있는 위성항법 신호를 사용하고 있다. 대부분의 경우 안정적인 신호 획득 및 추적을 위해 주 코드와 보조 코드로 이루어진 계층 코드 구조를 갖는 파일럿 채널을 운용하고 있으며 우수한 주 코드 및 보조 코드를 사용할 경우 항법 성능을 향상시킬 수 있다. 국내에서는 차분 부호화된 다상 코드를 보조 코드로 사용한 계층 코드를 위성항법 신호에 적용하려는 연구가 진행 중이며, 해당 신호가 주파수 영역에서 갖는 장점이나 상관 우수성 등에 대해서는 기존 연구에서 이론적으로 증명되었다. 그러나 신호의 특징으로 인해 기존 GNSS 수신기와 다른 구조를 가져야 함에도 불구하고 적절한 수신기가 설계된 바 없어 항법 신호로서의 기능을 확인하지 못한 상태이다. 따라서 본 논문에서는 차분 부호화된 계층 다상 코드(TDPC)를 적용한 위성항법 신호를 위한 수신기 구조를 제안한다. 제안한 구조는 두 단계로 구성된 상관기를 갖고 있으며 파일럿 채널 없이 긴 동기 적분을 수행하여 저전력 환경에서 TDPC 위성항법 신호를 효율적으로 획득할 수 있다.

Key Words : GNSS signal, weak signal, Tiered Code, Differential Polyphase Code, SDR

ABSTRACT

TDPC is one of proposed candidate ranging code for Korean satellite navigation system. The advantages of TDPC in the frequency domain and its correlation superiority have been theoretically proven in previous studies. However, despite the fact that the receiver for TDPC navigation signal should have a different structure than the typical GNSS receiver, a suitable receiver has never been designed. The TDPC-based satellite navigation signal has not been studied in detail on the receiver, so the validity of the navigation signal and the possibility of continuous navigation have not been verified. Therefore, this paper proposes a receiver and navigation message structure for GNSS navigation signal using TDPC. The designed structures are implemented in SDR and proved

※ 본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방위성항법특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다.

• First Author : (ORCID:0000-0002-4985-9946)DANAM Systems, R&D center, mhjin@danam.co.kr, 정희원

^o Corresponding Author : (ORCID:0000-0002-9400-5157)Chungnam National University, Department of Electronics Engineering, eesjl@cnu.ac.kr, 정희원

* Chungnam National University, Department of Electronics Engineering, {jh_lee, j_ghee}@cnu.ac.kr

** (ORCID:0000-0002-6261-0010)Chungnam National University, Department of Radio & Information Communications Engineering, jmahn@cnu.ac.kr, 종신회원

논문번호 : 201808-257-A-RN, Received August 22, 2018; Revised September 10, 2018; Accepted September 18, 2018

its validity by the simulation based software. From the simulation results, it is confirmed that the TDPC signal can be acquired stably in weak signal environment by using the proposed receiver structure. Also, it is shown that stable signal tracking is possible by using the theoretically decided tracking loop filter coefficient. Data demodulation, pseudorange measurement generation, and navigation process are also possible using the proposed receiver structure.

I. 서 론

위성항법 시스템은 위치 및 시각정보를 제공하는 시스템으로 사회 전반에서 광범위하게 활용되고 있다. 그 중 가장 보편적이고 널리 사용되고 있는 위성항법 시스템은 미국에서 개발한 GPS이다. GPS는 누구나 사용이 가능하면서도 안정적인 성능을 보유하기 때문에 국내의 필수 인프라에 사용되고 있지만, 전쟁 등의 국가 위급상황이 발생하였을 때 장애가 발생하거나 소유국의 판단에 따라 시스템이 마비될 수 있다. 따라서 러시아 및 중국을 비롯한 여러 강대국에서는 GLONASS(러시아), COMPASS(중국), GALILEO(유럽), IRNSS(인도), QZSS(일본) 등의 독자적인 위성항법 시스템을 구축하거나 구축하려 하고 있다. 한국 역시 휴전상태에 있는 전진 국가라는 특수성을 고려한다면 국가의 위급 상황에 대비한 독자적인 위성항법 시스템의 개발이 필요하며, 현재 관련 연구가 진행 중에 있다.

도시에서 발생하는 신호 감쇄 및 단절 문제로 인해 차세대 GPS 및 GALILEO에서는 높은 이득 및 우수한 신호 추적 성능을 얻을 수 있는 위성항법 신호를 사용하고 있다¹⁻³⁾. GPS L1C/L2C/L5 및 Galileo E1OS/E5a/E5b 신호에서는 데이터가 존재하지 않아 긴 신호 적분이 가능하고 보안성 면에서도 우수한 파일럿 채널을 운용한다. PRN 코드의 길이를 채널별로 다르게 설계한 GPS L2C를 제외하면 다른 신호의 파일럿 채널에는 주 코드(Primary code) 이외에도 보조 코드(Secondary)라 불리는 코드가 별도로 존재한다. 주 코드와 보조 코드를 조합하면 원래의 코드보다 더 긴 길이의 코드를 얻을 수 있으며, 계층 코드(Tiered code)라 불리는 이 코드 구조를 이용하여 보다 안정적인 신호 획득 및 추적을 수행할 수 있다. 이때 보조 코드의 성능도 항법 성능에 영향을 미치기 때문에 적절한 보조 코드를 사용한다면 항법 성능을 향상시킬 수 있다.

한국형 위성항법 시스템을 위한 신호 설계에 대한 기존 연구에서는 보조 코드를 다상 부호 계열의 Zadoff-Chu 시퀀스로 대체한 계층 다상 신호를 제안

하였다^{4,5)}. 제안한 구조를 적용한다면 위성 신호간 상호 상관 시 동일 시스템 간 간섭 제거가 가능한 장점을 가진다. 또한 도플러 오차에 강인하고 constant amplitude zero auto-correlation(CAZAC) 특성을 가지기 때문에 자기상관 특성 역시 우수하여 신호 획득 시 다른 신호보다 유리하다. 그러나 신호 추적이 어렵고 데이터 복조가 복잡하며, 주파수 오차가 시간 지연으로 반영되어 신호 획득에 성공한다 해도 보조 코드의 위상에 모호성이 발생한다는 단점이 존재한다. 따라서 이러한 단점을 보완하기 위해 보조 코드에 차분 부호화를 적용한 계층 다상 코드(Tiered Differential Polyphase Code; TDPC)를 적용한 신호가 제안되었다⁶⁾. 차분 부호화를 거칠 경우 다상 코드의 장점을 가지면서도 보조 코드의 위상이 주파수 오차에 의해 영향 받지 않는다. 또한 데이터 비트의 시작점을 몰라도 긴 동기 적분이 가능하며, 타 신호보다 간단하게 비트 동기화 및 주파수 오차 추정이 가능할 것으로 예상할 수 있다.

계층 다상 코드가 적용된 신호가 주파수 영역에서 갖는 장점이나 상관 우수성 등에 대해서는 기존 연구에서 이론적으로 증명되었다⁶⁾. 그러나 신호의 특징으로 인해 차분 부호화된 계층 다상 코드를 위한 수신기가 기존 GNSS 수신기와 다른 구조를 가져야 함에도 불구하고 적절한 수신기가 설계된 바가 없다. 즉 위성항법 신호임에도 불구하고 항법을 위한 수신기 구조 및 지속적인 항법 가능성에 대해서는 구체적으로 연구된 적이 없어 항법 신호로서의 타당성이 검증되지 않은 상태이다. 따라서 본 논문에서는 차분 부호화된 계층 다상 코드를 적용한 위성항법 신호를 위한 수신기 구조를 제시한다. 제시한 수신기 구조는 일반적인 환경 및 저전력 환경에서 TDPC 위성항법 신호를 효율적으로 획득 및 추적할 수 있으며, 임의의 항법 데이터를 이용한 항법이 가능하다. 신호 획득 구조로는 TDPC 위성항법 신호의 획득에 적합하도록 두 단계로 구성된 상관기를 이용하였으며, 신호 추적과 데이터 복조가 동시에 가능한 신호 추적 구조를 설계하였다. 또한 신호 획득 과정에서 도플러 오차를 바로 획득할 수 있기 때문에 이와 같은 특징에 가장 적절한

Carrier-aided DLL 형태의 코드 추적 루프 및 FLL-assisted-PLL 형태의 반송과 추적 루프를 사용하였다. 제안한 구조를 이용하여 데이터 동기 및 의사거리 측정치 생성 역시 가능하며, 항법 성능까지 관측할 수 있다. 제안한 구조는 검증을 위하여 SDR로 구현되었으며, 시뮬레이션을 통하여 타당성을 확인하였다.

II. 차분 부호화된 계층 다상 코드 기반 위성항법 신호

2.1 차분 부호화된 계층 다상 코드

약신호 획득을 고려한 코드 유형에는 GPS L1의 P(Y) 코드나 L2C의 CL 코드와 같이 코드의 길이가 매우 긴 롱 코드(long code) 유형과 GPS L5/L1C, Galileo E1/E5, BeiDou B1I 등과 같이 두 코드의 조합으로 이루어지는 계층 코드(tiered code) 유형이 있다. 롱 코드는 코드가 길어 상관 성능이 우수할 뿐만 아니라 생성하거나 추적하기 어려워 보안성이 높다는 장점이 존재한다. 그러나 사전 정보가 없다면 신호 획득이 어렵고, 신호 전력과 상관없이 긴 신호 획득 시간을 요구한다는 단점이 존재한다. 따라서 최근에 설계된 대부분의 신호가 보조 코드를 선택적으로 사용할 수 있는 계층 코드 구조를 사용한다. 수신기는 신호 전력이 충분한 경우 주 코드만을 이용하여 빠른 획득을 수행하면서도 신호 전력이 낮을 경우에는 주 코드와 보조 코드를 동시에 이용함으로써 높은 신호 전력을 확보할 수 있다.

국내의 기 연구에서 설계된 계층 코드 구조에서는 보조 코드로 단순히 0 혹은 1의 논리값을 갖는 코드가 아니라 다양한 위상을 갖는 코드인 Zadoff-Chu 코드를 사용하였으며 이러한 코드를 계층 다상 코드(tiered polyphase code; TPC)로 명명할 수 있다. 주 코드의 경우 상관 특성이 좋은 Gold, Weil, Random 코드 등의 이진 코드를 사용할 수 있으며, 각 위성들은 서로 다른 주 코드를 사용하므로 이를 이용하여 위성 신호 구분이 가능하다. 보조 코드인 Zadoff-Chu 코드는 N_s 의 길이를 갖는 Zadoff-Chu 코드를 사용하며 N_s 이 짝수일 때 Zadoff-Chu 코드의 정의는 식 (1)과 같다⁷⁾.

$$z(n) = \exp\left[-\frac{j u \pi n^2}{N_s}\right], n = 0, 1, \dots, 19 \quad (1)$$

여기서 u 는 Zadoff-Chu 인덱스로, 코드 길이인 N_s 와 서로소 (Prime Number) 관계에 있는 값으로

정의된다. 식 (1)에서 정의된 다상 코드는 도플러 주파수 변화에 강인할 뿐만 아니라 constant amplitude zero auto-correlation(CAZAC) 특성을 갖는다. CAZAC 특성은 자기상관 시 정확한 동기 상태에서만 값을 가지고 나머지 경우에는 완전한 0의 값을 갖는 코드이다. 따라서 모든 위성이 동일한 Zadoff-Chu 코드를 보조 코드로 사용한다 해도 서로 다른 두 개의 위성 신호가 주 코드의 전송 주기 이상의 시간 간격을 두고 수신될 경우 두 신호 간 간섭은 존재하지 않게 된다. 또한 도플러 쉬프트에 강인한 특성을 갖기 때문에 긴 시간동안 적분을 한다 해도 타 코드에 비해 상관값 손실이 적어 약신호 수신 시 더욱 유리하다⁷⁾.

그러나 이 장점은 항법 신호의 확산 코드로 사용될 때는 단점으로 작용한다. Zadoff-Chu 코드는 도플러 주파수가 존재할 경우 수신 신호와 레플리카 신호 간의 주파수 오프셋이 시간 지연으로 반영되는 코드 특성이 존재한다. 이는 항법 신호 수신 시 정확한 의사거리 측정을 방해하는 요소이다. 이와 관련된 식은 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} z(n) \exp[j 2 \pi \Delta f n T_s] &= \exp\left[-\frac{j u \pi n^2}{N_s}\right] \exp[j 2 \pi \Delta f n T_s] \\ &= z(n + \Delta f T_s N_s / u) \exp[-j \pi (\Delta f T_s)^2 N_s / u] \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 n 은 보조 코드의 n 번째 칩을 의미하며, Δf 는 주파수 오프셋, T_s 는 보조 코드의 한 칩 길이 및 주 코드의 적분 길이(1ms)를 의미한다. 식 (2)의 지수 함수로부터 주파수 오프셋에 의한 위상 변화가 시간에 따라 변화하는 값이 아닌 일정한 상수 형태로 정의됨을 알 수 있다. 따라서 상관 시 도플러 주파수에 의한 손실이 상대적으로 적어 긴 적분에 더욱 더 유리하다. 한편 주파수 오프셋에 따른 값인 $\Delta f T_s N_s / u$ 이 1보다 클 경우, 피크는 보조 코드의 시간 간격 단위로 시간 축을 따라 이동하며 이동한 피크는 계층 다상 코드를 이루고 있는 주 코드들의 시작점과 동일한 위치에 존재한다. 이는 주 코드의 시작점을 항상 정확히 찾아낼 수 있지만 보조 코드의 시작점은 주파수 오차에 의해 변화한다는 것을 의미한다. 따라서 신호 획득에 성공한다 해도 보조 코드의 모호성이 발생한다면 데이터 비트 시작점에 해당하는 보조 코드의 시작점을 알 수 없으므로 신호 획득을 통한 비트 동기가 불가능하며, 정확한 주파수 오프셋 추정 역시 불가능하므로 이에 대한 해결책으로 차분 부호화를 적용한 코드가 최종적으로 설계되었다⁶⁾. 앞서 정의한 계층 다상 코드가 주파수 오프셋에 따른 코드 지

연을 가지기 때문에, 송신 신호의 보조 코드(Zadoff-Chu)를 차분 부호화 하여 송신할 경우 주파수 오프셋은 차분 부호화된 보조 코드에 영향을 주게 된다. 이 신호를 수신기에서 복호화하면 차분 과정을 통해 주파수 오프셋이 제거되어 보조 코드에 영향을 미치지 않는다.

차분 부호화된 코드 $s(n)$ 은 현재의 보조 코드 $z(n)$ 과 직전의 차분 부호화된 코드 $s(n-1)$ 과의 곱으로 이루어진다. 코드에 도플러 주파수가 존재하며 주파수 오프셋이 발생할 때, 차분 부호화된 코드가 적용된 수신 신호 $r(n)$ 을 $s(n)\exp[j2\pi\Delta f n T_s]$ 로 정의하고 차분 복호화를 적용한 결과는 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} r(n+1)r^*(n) &= s(n+1)s^*(n)\exp[j2\pi\Delta f(n+1)T_s]\exp[-j2\pi\Delta f n T_s] \\ &= z(n+1)\prod_{k=0}^n z^*(k)z^*(k)\exp[j2\pi\Delta f T_s] \\ &= z(n+1)\exp[j2\pi\Delta f T_s] \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)으로부터 차분 부호화를 할 경우 보조 코드인 Zadoff-Chu 코드의 코드 위상에 주파수 오프셋이 미치는 영향이 없음을 확인할 수 있다. 이는 차분 부호화를 수행함으로써 주파수 오프셋을 제거하여 다상 코드의 시작점이 바뀌는 현상을 방지했음을 의미한다. 또한 차분 부호화 결과와 보조 코드와의 상관 결과를 이용하여 수신 신호와 레플리카 신호간의 위상 오차를 추정할 수 있다. 이는 FLL 및 PLL의 동작 성능 향상에 이용될 수 있다. 따라서 차분 부호화를 적용한 계층 다상 코드를 적용함으로써 계층 다상 코드에 코드 지연이 발생하는 문제와 주파수 오프셋 추정이 어려운 점 등을 해결하였다. 또한 수신 시 데이터의 영향을 제거함으로써 별도의 파일럿 신호가 없음에도 불구하고 제한 없는 긴 적분이 가능하므로 약신호 획득에 매우 유리하다.

한편 차분 부호화를 수행할 경우, 연속되는 다상 코드 사이에는 고정된 위상 오차가 이론적으로 존재한다. 고정 오차에 대한 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \prod_{n=0}^{N_s-1} z(n) &= \prod_{n=0}^{N_s-1} \exp\left[-\frac{ju\pi n^2}{N_s}\right] \\ &= \exp\left[\sum_{n=0}^{N_s-1} -\frac{ju\pi n^2}{N_s}\right] \\ &= \exp\left[-\frac{ju\pi}{N_s} \left(\frac{(N_s-1)N_s(2(N_s-1)+1)}{6}\right)\right] \\ &= \exp\left[-ju\pi \left(\frac{(N_s-1)(2N_s-1)}{6}\right)\right] \end{aligned} \quad (4)$$

보조 코드의 길이 N_s 가 20, Zadoff-Chu 인덱스 u 가 1일 때 고정 오차는 $\exp[-j\pi(123.5)] = j$ 만큼 존재한다. 이 고정 오차는 보조 코드가 반복될 때 마다 누적되므로 신호 안에서 1, j, -1, -j의 총 4가지 값을 가진다. 고정 오차가 존재해야 수신단에서 차분 복호화를 정상적으로 수행할 수 있으며, 보조 코드가 메모리 코드라면 매 보조 코드 주기마다 인위적으로 고정 오차를 반영하는 과정이 필요하다.

2.2 TDPC 위성항법 신호

본 논문에서 고려한 TDPC 기반 위성항법 신호는 식 (5)와 같다.

$$S_k(t) = \sum_{k=1}^M \sqrt{2P_k} C_k(t) D_k(t) e^{2\pi f_c t} \quad (5)$$

여기서 $S_k(t)$ 는 k번째 위성의 TDPC 송출 신호, P_k 는 신호 전력, $C_k(t)$ 는 확산 코드, $D_k(t)$ 는 항법 데이터, 그리고 f_c 는 반송파 주파수를 의미한다. 데이터 변조를 위해 BPSK 변조 기법을 사용하였으므로 항법 데이터는 두 가지 위상을 가진다. 또한 확산 코드는 다상 코드의 특징에 따라 복소수로 정의되며 별도의 데이터 및 파일럿 채널은 존재하지 않는다. 식 (5)에 정의한 송출 신호를 생성하기 위한 TDPC 위성항법 신호의 생성 구조를 그림 1에 나타내었다. 그림에서 최종적으로 생성된 TDPC 신호에는 주 코드와 보조 코드, 그리고 항법 데이터가 존재하는 것을 알 수 있다.

본 논문에서는 기준클럭 f_0 을 10.23MHz로 가정하였으며, 반송파 주파수 f_c 는 1575.42MHz로 정의하였다. 주 코드의 길이 N_p 는 10230칩, 보조 코드의 길이 N_s 는 20칩으로 가정하였다. 따라서 주 코드의 전송 주기는 1ms이며, 보조 코드의 전송 주기는 20ms이다. 또한 데이터 비트 전송률은 50bps로 가정하였다. 데이터 비트 전송 주기와 보조 코드의 전송 주기가 같기 때문에 신호 생성 시 데이터 비트의 시작점과 보조 코드의 시작점을 일치시킬 수 있으며, 이는 보조 코드의 위상을 획득할 경우 동시에 데이터 비트 시작점 획득이 가능한 구조이다. 항법 데이터는 수신기 검증 및 성능 분석을 위하여 데이터 비트 전송률이 동일한 GPS L1 C/A 신호의 NAV 항법 데이터를 이용하였다. 한편 소프트웨어 수신기에서는 RF 대역의 신호를 처리하기 어려우므로, 일반적으로 RF front-end를 이용하여 RF 신호를 수 MHz의 중간주파수(IF) 신호로

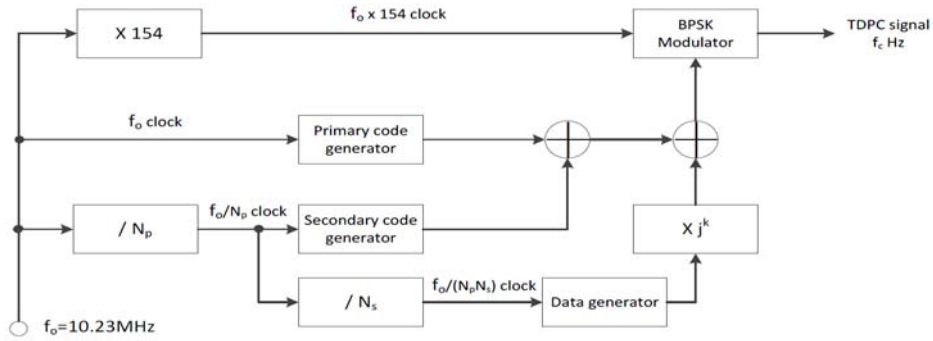


그림 1. TDPC 위성항법 신호의 생성 구조
Fig. 1. Generation structure of the TDPC satellite navigation signal

변환하여 처리한다. 본 논문에서 설계한 SDR 수신기 역시 IF 신호를 이용하므로, 신호 생성 시 RF front-end를 생략하여 IF 신호를 바로 생성하고 A/D 변환을 위해 8비트 양자화를 수행하였다.

III. TDPC 수신기 설계

3.1 TDPC 수신 신호

수신된 TDPC 위성항법 신호는 앞서 식 (5)에서 정의한 송신 신호가 전송 거리에 따른 코드 지연 τ 및 도플러 주파수 f_d 만큼 편이되어 있는 신호이다. 이에 따라 식 (6)에 TDPC 수신 신호를 나타내었다.

$$r_k(t) = \sum_{k=1}^M \sqrt{2} F_k C_k(t-\tau) D_k(t-\tau) e^{2\pi(j_c - f_d)(t-\tau) + \phi} + w_{t,k}(t) \quad (6)$$

여기서 $r_k(t)$ 는 k번째 위성의 수신 신호, P_k 는 k번째 위성의 수신 신호 전력, $C_k(t-\tau)$ 는 τ 만큼 지연된 k번째 위성의 코드, $D_k(t-\tau)$ 는 τ 만큼 지연된 k번째 위성의 항법 데이터를 의미한다. 또한 f_c 는 반송파 주파수, f_d 는 도플러 주파수, ϕ 는 초기 수신 위상, $w_t(t)$ 는 열잡음(Thermal noise), M 은 가시위성의 개수를 의미한다. 위성항법 신호를 수신하기 위해서는 코드 지연 τ 와 도플러 주파수 f_d 를 반드시 알고 있거나 추정해야 하며, 이를 위해 신호 획득 단계를 수행한다. 신호 획득에 성공할 경우 대략적인 코드 지연과 도플러 주파수를 확보할 수 있으며 더욱 더 정밀한 값을 도출하기 위해 신호 추적 단계를 수행하게 된다. 이때 필요한 것이 상관기이며, 신호 획득 및 추적부 구현 전 반드시 상관기 설계가 선행되어야 한다. 신호 추적에 성공할 경우 수신 신호와 수신기에서 생

성한 레플리카(replica) 신호는 서로 동기된 상태이며 이때 의사거리 측정치 및 항법 데이터를 도출할 수 있다. 도출된 항법 데이터는 위성의 위치 및 시각 등 상태 정보를 계산하기 위해 사용되며, 이 결과와 의사거리 측정치를 이용하여 항법을 수행하게 된다.

3.2 상관기 설계

TDPC 코드는 주 코드와 보조 코드로 이루어져 있으며 보조 코드 한 칩 안에 주 코드 한 주기가 존재한다. 만약 주 코드의 전송 주기인 1ms동안 적분을 반복하여 총 20개의 연속된 주 코드 상관값을 얻을 수 있다면, 이 안에는 반드시 보조 코드 한 주기가 존재한다고 가정할 수 있다. 따라서 수신 신호와 주 코드의 위상만 동기된다면 차분 복호화 및 보조 코드와의 상관을 통해 20ms 동기 적분에 해당하는 상관값을 얻을 수 있다. 수신 신호의 주 코드와 레플리카 주 코드간의 위상 차이를 $\Delta\tau$ 로 정의하고 수신 신호와 레플리카 코드 간 관계도를 그림으로 표현하면 그림 2와 같다.

그림 2에서 상관 시 적분 주기인 1ms 안에 최대 2개의 보조 코드 칩이 존재할 수 있음을 알 수 있다. 따라서 수신 신호는 식 (7)과 같이 두 경우의 합으로 표현할 수 있다.

$$r(n,t) = \sum_{k=1}^M \left[C_k(t-\Delta\tau_k) D_k(t-\Delta\tau_k) e^{2\pi(j_c - f_d)(t-\Delta\tau_k) + \phi} + \int_0^{\Delta\tau_k} s(n+1) p_k(t-\Delta\tau_k - (n+1)T_s) D_k(t-\Delta\tau_k) e^{2\pi(j_c - f_d)(t-\Delta\tau_k) + \phi} dt \right. \\ \left. + \int_{\Delta\tau_k}^{T_s} s(n) p_k(t-\Delta\tau_k - nT_s) D_k(t-\Delta\tau_k) e^{2\pi(j_c - f_d)(t-\Delta\tau_k) + \phi} dt \right] \quad (7)$$

여기서 $r(n,t)$ 는 수신 시점의 보조 코드가 n번째인 수신 신호, p_k 는 임의의 위성 k가 갖는 주 코드를 의미한다. 또한 T_s 는 보조 코드의 한 칩 주기를 의미하며, $\Delta\tau_k$ 는 수신 신호의 주 코드와 임의의 위성 k

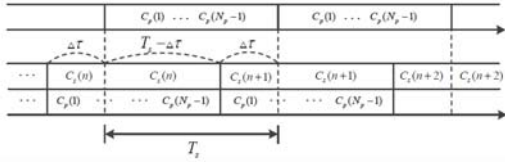


그림 2. 수신 신호와 레플리카 코드 간 관계도
Fig. 2. Time relationship between received signal and replica code

에 해당하는 레플리카 코드간의 위상 차이를 의미한다. 보조 코드인 s 는 모든 위성 신호에 대하여 동일하다. 수신 신호와 주 코드와의 상관 과정을 1차 상관, 1차 상관값과 보조 코드간의 상관 과정을 2차 상관이라 정의하고 반송파 주파수와 k 번째 위성의 도플러 주파수간의 차 $f_c - f_{d,k}$ 를 Δf_k 로 정의할 때, 1차 상관을 수행한 결과는 식 (8)과 같다.

$$R_{k,l}(n, \Delta\tau_k) = \sum_{k=1}^M R_{k,l}(n, \Delta\tau_k) \left[\int_0^{\Delta\tau_k} s(n+1) D_k(t - \Delta\tau_k) e^{2\pi\Delta f_k(t - \Delta\tau_k) + \phi_k} dt \right. \\ \left. + \int_{\Delta\tau_k}^{T_s} s(n) D_k(t - \Delta\tau_k) e^{2\pi\Delta f_k(t - \Delta\tau_k) + \phi_k} dt \right] \quad (8)$$

이제 수신 신호의 차분 복호화를 위해 1차 상관 함수 $R_{1,l}$ 에 차분 부호화를 적용할 필요가 있다. $R_{1,l}$ 은 매 1ms마다 획득하는 값이며, 크기와 위상이 존재하는 복소수 형태를 갖는다. 차분 부호화 결과를 식 (9)에 나타내었다.

$$R_{k,l}(n, \Delta\tau_k) = \sum_{k=1}^M R_{k,l}(n, \Delta\tau_k) R_{k,l}^*(n-1, \Delta\tau_k - T_s) \\ = \sum_{k=1}^M R_{k,l}(n, \Delta\tau_k) \left[z(n+1) \int_0^{\Delta\tau_k} D_k(t - \Delta\tau_k) D_k(t - \Delta\tau_k - T_s) e^{2\pi\Delta f_k T_s} dt \right. \\ \left. + z(n) \int_{\Delta\tau_k}^{T_s} D_k(t - \Delta\tau_k) D_k(t - \Delta\tau_k - T_s) e^{2\pi\Delta f_k T_s} dt \right. \\ \left. + z(n+1) z(n) I_1 + I_2 \right] \quad (9)$$

여기서 I_1 및 I_2 는 생략 가능한 값이다. 식 (9)로부터, 차분된 신호는 고정된 위상을 갖고 있음을 알 수 있다. 따라서 동기 적분 시간이 증가한다 해도 도플러 주파수에 의한 추가적인 영향을 받지 않는다. 식 (9)에 나타난 차분 부호화된 1차 상관값과 레플리카 보조 코드(Zadoff-Chu)간의 2차 상관을 수행한 결과는 식 (10)과 같다. 여기서 유의할 점은 신호 획득 시 2차 상관을 위한 레플리카 코드로 차분 부호화되지 않은 Zadoff-Chu 코드를 사용한다는 점이다. 수신 신호에 차분 부호화를 수행할 경우 신호에는 Zadoff-Chu 코드만이 남기 때문이다.

$$R_{k,l}(n, \Delta\tau_k) \\ = \sum_{k=1}^M R_{k,l}(n, \Delta\tau_k) z^*(n - \Delta n) \\ = \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M R_{k,l}(n, \Delta\tau_k) \left[z(n+1) z^*(n - \Delta n) \int_0^{\Delta\tau_k} D_k(t - \Delta\tau_k) D_k(t - \Delta\tau_k - T_s) e^{2\pi\Delta f_k T_s} dt \right. \\ \left. + z(n) z^*(n - \Delta n) \int_{\Delta\tau_k}^{T_s} D_k(t - \Delta\tau_k) D_k(t - \Delta\tau_k - T_s) e^{2\pi\Delta f_k T_s} dt \right] \quad (10)$$

식 (10)에서 Δn 는 수신 신호의 보조 코드 위상과 레플리카 보조 코드의 위상차를 의미한다. 식 (9)로부터 k 번째 위성과 l 번째 위성이 동일한 위성일 때 $D_k(t - \Delta\tau_k)$ 와 $D_k(t - \Delta\tau_k - T_s)$ 가 같은 값을 갖는다면, 주 코드 위상 차 $\Delta\tau_k$ 이 0일 때 1차 상관값이 최대가 됨을 알 수 있다. 또한 식 (10)으로부터 k 번째 위성과 l 번째 위성이 동일할 때 주 코드 위상 차 $\Delta\tau_k$ 와 보조 코드 지연 $\Delta n T_s$ 가 0이면 1차 상관값 크기의 N_s 배에 해당하는 2차 상관값 크기를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한 상호 상관 시에 Zadoff-Chu 코드는 CAZAC 특성을 갖기 때문에 Δn 이 1 이상일 경우 식 (10)의 첫 번째 항 및 두 번째 항이 모두 0이 됨을 알 수 있다. 따라서 위성들의 보조 코드 위상이 서로 다를 경우 간섭 영향을 받지 않는다. 만약 같은 위성일 경우에는 주 코드의 상호상관 성능에 의한 영향을 받는다.

3.3 신호 획득부 설계

앞서 설계한 상관기의 출력은 신호를 획득 및 추적하기 위해 사용되며, 위성항법 수신기에서는 신호를 획득하기 위해 코드 지연 τ 와 도플러 주파수 f_d 에 대한 2차원 검색을 수행한다. 검색 범위는 도플러 주파수의 발생 범위와 코드의 길이에 따라 달라진다. 도플러 주파수 검색 범위는 위성의 동적 특성과 위성항법을 수행하는 사용자의 동적 특성에 의해 결정된다. 일례로 GPS 위성항법 시스템에서 위성 속도에 의한 도플러 주파수 변화는 약 $\pm 5\text{kHz}$ 에 달하며, 반송파 주파수가 높아지거나 위성 속도가 빨라질수록 이 범위는 더 증가한다^[8]. 한국형 위성항법 시스템의 위성이 중궤도 혹은 정지궤도 위성일 경우 최종적인 도플러 주파수 검색 범위는 수신기 클락 오차를 포함하여 약 $\pm 6\text{kHz}$ 로 정의할 수 있다.

도플러 검색 간격은 주로 적분 시간에 의해 결정되며, 1ms 적분을 수행하는 수신기에서는 500Hz ~ 667Hz 범위 내의 값을 갖는다^[8]. 만약 GPS 신호에서 적분 시간이 20ms로 증가할 경우 도플러 검색 간격은 1/20만큼 줄어든다. 그러나 송신 신호가 TDPC 위성항법 신호일 경우 수신 과정에서 주 코드의 최소 적분 주기인 1ms 간격으로 신호가 차분된다. 상관값은 도

플러 주파수에 의해 특정한 위상 오차를 가지며, 적분 시간과 상관없이 항상 동일한 값을 갖는다. 따라서 적분 시간의 증가에 도플러 검색 간격이 영향을 받지 않으며, 1ms 검색 시와 동일한 도플러 검색 간격을 사용할 수 있다. 이를 증명하기 위해 식 (6)으로부터 가시성을 높이기 위하여 간략화한 TDPC 신호의 1차 상관값은 다음과 같다.

$$R_n(t) = Ae^{2\pi(f_c - f_d)nT_s + \phi} + w_{t,n}(t) \quad (11)$$

여기서 $R(t)$ 는 TDPC 신호의 1차 상관값, A 는 1차 상관값의 크기, n 은 1차 상관값의 인덱스, T_s 는 주 코드의 최소 적분 주기를 의미한다. TDPC 신호를 획득하기 위해서 반송파 제거를 적용한 결과는 식 (13)과 같다.

$$R_{n+1}(t)R_n^*(t) = A_{n+1}A_n e^{2\pi(f_c - f_d)T_s} + w_{t,n}(t)A_{n+1}e^{2\pi(f_c + f_d)(n+1)T_s + \phi} + w_{t,n+1}(t)A_n e^{-2\pi(f_c + f_d)nT_s + \phi} + w_{t,n}(t)w_{t,n+1}(t) \quad (12)$$

$$R_{n+1}(t)R_n^*(t)r_c(t) \cong Ae^{2\pi(f_c - f_d)T_s + \phi} + W(t) \quad (13)$$

식 (13)으로부터 차분 부호화를 적용하면 긴 적분을 수행하더라도 주파수 오프셋은 주 코드의 최소 반복 주기 T_s 에 해당하는 적분 구간에만 영향을 줄 수 있다. 따라서 20ms 적분을 수행하더라도, 1ms 간격으로 차분 부호화를 수행하면 도플러 검색 간격은 500Hz 크기를 유지할 수 있다. 다만 이 과정에서 잡음 전력이 2배로 증가하며, 이는 수신기의 SNR 증가량을 일부 감소하는 결과를 가져온다.

한편 코드의 경우 검색 범위는 주 코드 길이와 동일하며, 협대역 상관기를 적용하는 특별한 경우를 제외하고 일반적으로 1/2칩 간격으로 검색하기 때문에 검색 공간은 주 코드 길이의 2배가 된다⁹⁾. 수신기에서 TDPC 위상항법 신호를 송신하는 모든 위성의 코드 및 주파수 검색을 한 번에 병렬로 수행하기 위해 필요한 상관기의 수는 다음과 같다.

$$N_s = \sum_{k=1}^M N_{c,k} N_{f,k} = \sum_{k=1}^M \left(\frac{\sigma_{c,k}}{K_c} \right) \left(\frac{\sigma_{f,k}}{K_f/T_i} \right) \quad (14)$$

여기서 M 은 위성의 총 개수를 의미하며, 도플러 검색 범위 $\sigma_{f,k}$ 는 12kHz, 코드 검색 범위 $\sigma_{c,k}$ 는

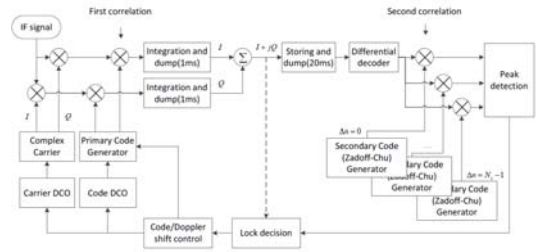


그림 3. TDPC 신호 획득 구조
Fig. 3. Acquisition structure of the TDPC satellite navigation signal

10230의 값을 갖는다. 또한 코드 검색 간격인 K_c 은 1/2칩, 도플러 검색 간격을 결정하는 파라미터 K_f 는 0.5, 적분 시간 T_i 는 20ms 적분 여부와 관계없이 T_s , 즉 1ms의 값을 갖도록 설계하였다. 이와 같은 범위에서 순차적 검색 방식을 사용하였을 때, 상관기를 포함한 TDPC 신호 획득부의 구조는 다음과 같다.

그림 3에서 신호 획득을 위해 2차 상관값 20개로 이루어진 상관기 출력에 대해 피크 검출 과정을 수행함을 알 수 있다. 만약 수신 신호의 주 코드가 레플리카 주 코드가 동기되었다면 2차 상관값 중 반드시 하나는 신호 획득 임계값 이상의 값을 가질 것이다. 따라서 피크 검출을 수행하여 2차 상관값 중 가장 큰 값을 도출하고 이와 임계값을 비교하여 신호 획득을 판단한다.

한편 신호 크기에 대한 사전 정보 혹은 예측 결과가 존재할 경우 약신호 여부를 알 수 있다. 약신호일 경우에는 20ms 적분을 수행한 2차 상관값을 이용하여 신호 획득을 수행하는 것이 효과적이나, 그렇지 않을 경우에는 불필요한 연산량의 증가를 가져오게 된다. 따라서 보다 효율적인 동작을 위해 신호 크기가 충분히 클 경우 1차 상관값만을 이용하여 신호 획득 판단을 할 수 있도록 설계를 수행하였다. 그림 3에서 점선으로 표현된 화살표는 빠른 획득을 위한 신호 획득부 동작 흐름을 나타내는 것이다. 이러한 동작을 위해 신호 획득 임계값은 두 가지로 설계되어야 한다.

3.4 신호 추적부 설계

TDPC 신호 추적부는 크게 상관기, 판별기(discriminator), 추적 루프 필터, 도플러 주파수 추정부, 코드 및 반송파 DCO로 구성된다. TDPC 신호 추적부의 구조는 그림 4와 같다.

판별기(discriminator)는 상관기 출력인 상관값을 기반으로 현재 수신 신호와 레플리카 신호가 갖는 상대적 주파수 및 위상 차에 대한 판별값을 정의한다.

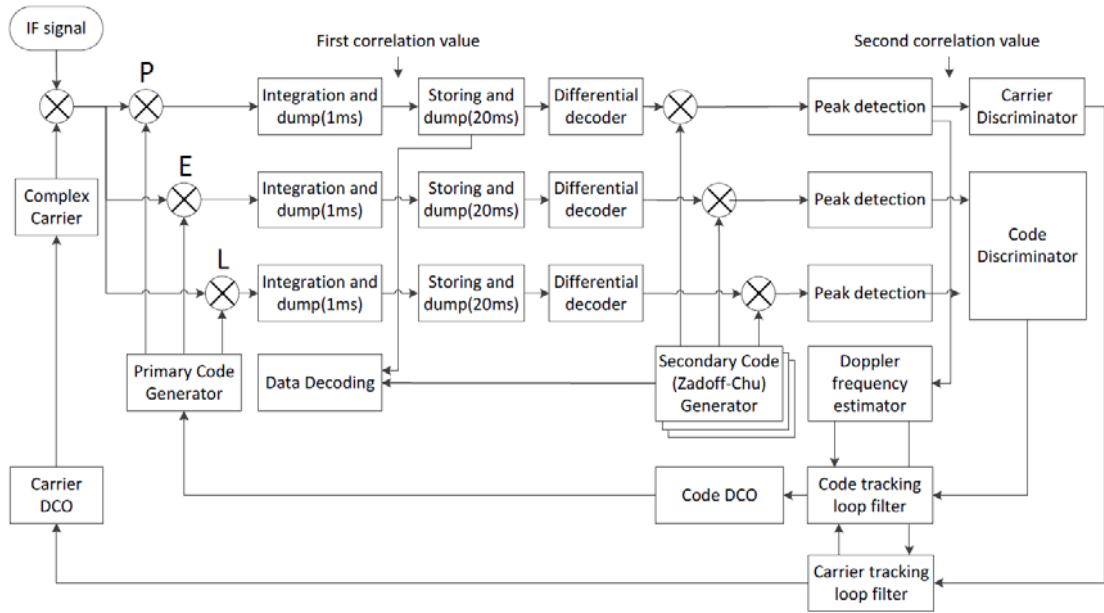


그림 4. TDPC 신호 추적 구조
Fig. 4. tracking structure of the TDPC satellite navigation signal

이 결과는 추적 루프 필터로 전달되며 추적 루프 필터에서는 코드 지연 오차, 주파수 오차 및 위상 오차를 추정하고 이들이 0에 수렴하도록 제어한다. 이때 추적 루프 필터는 신호의 동특성에 적합하도록 설계해야 한다. 도플러 주파수 추정부에서는 2차 상관값의 위상을 통해 1ms 적분 기준의 도플러 주파수를 직접적으로 추정할 수 있다. 이는 차분 부호화 및 복호화를 통해 얻을 수 있는 결과이다. 추정된 도플러 주파수는 루프 필터로 전달되어 보다 빠른 필터의 수렴이 가능하도록 돕는다. 코드 및 반송파 DCO는 상관기에 존재하는 DCO들과 기능이 동일하지만, 루프 필터의 출력값을 이용하여 지속적으로 레플리카 코드 및 반송파 주파수를 변화시키는 역할을 수행한다. 본 논문에서 사용한 코드 추적 루프 및 반송파 추적 루프의 구조는 다음과 같다.

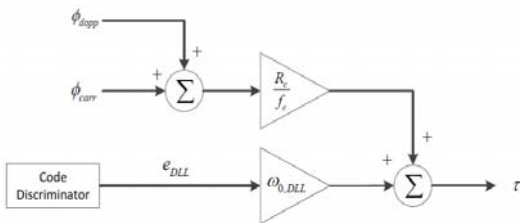


그림 5. Carrier-aided DLL의 루프 필터 구조
Fig. 5. Structure of Carrier-aided DLL loop filter

그림 5에서, e_{DLL} 은 코드 판별기 출력, R_c 는 코드 전송률, ϕ_{carr} 는 반송파 DCO로부터 가져온 도플러 주파수 혹은 FLL/PLL의 출력, ϕ_{dopp} 는 도플러 주파수 추정부의 출력을 의미한다. ϕ_{carr} 와 ϕ_{dopp} 는 상호 보완적인 관계며, 둘 중 하나만 사용하더라도 코드 추적이 가능하다. 한편 반송파 추적을 위해 사용한 FLL-assisted-PLL의 구조는 그림 6과 같다. 그림에서, FLL-assisted-PLL도 carrier-aided DLL과 마찬가지로 도플러 주파수 추정부에서 받은 보상값을 사용하도록 설계하였다.

도플러 주파수 추정부는 그림 5 및 그림 6에서 볼 수 있듯이 2차 상관값을 이용하여 수신 신호와 레플리카 반송파간의 상대적인 주파수 오프셋을 추정하기

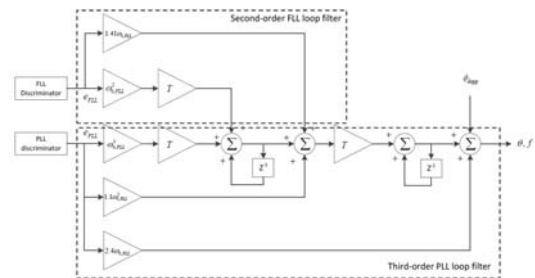


그림 6. FLL-assisted PLL의 루프 필터 구조
Fig. 6. Structure of FLL-assisted PLL loop filter

위하여 설계되었다. 역할 및 목적은 FLL과 유사하나, FLL의 판별기 출력이 $(\theta_2 - \theta_1)/(t_2 - t_1)$ 라 상관값의 위상 변화에 의존한다면 이 구조는 현재의 상관값만을 이용하여 도플러 주파수 오프셋을 계산한다. 식 (10)에서 신호를 획득하여 주 코드 및 보조 코드 동기가 일치하였을 때 데이터 비트 반전 보상 단계를 거친 2차 상관값은 식 (15)와 같다.

$$R_{2,k,l}(0,0) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=1}^M R_{p,k,l}^2(n,0) [z(n)z^*(n)e^{2\pi\Delta f_s T_s}]$$

$$= e^{2\pi\Delta f_s T_s} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=1}^M R_{p,k,l}^2(n,0) \quad (15)$$

식 (15)에서 모든 위성의 상호간섭이 0이라고 가정할 때, $R_{p,l,l}(n,0)$ 외의 모든 상관함수 $R_{p,k,l}(n,0)$ 는 0이 되어 결과적으로 $R_{p,l,l}(n,0)$ 과 도플러 주파수 오프셋에 의한 위상만이 식에 남는다. 즉 2차 상관값의 위상은 주 코드의 전송 주기인 T_s 동안 도플러 주파수로 인해 변화한 위상과 같으며, 다음과 같은 식을 통해 도플러 주파수 오프셋을 구할 수 있다. 추정된 도플러 주파수는 식 (16)과 같이 계산할 수 있으며 DLL, FLL 및 PLL에 전달되어 추적 루프 동작이 원활하도록 돕는다.

$$\phi_{dopp} = ATAN(Im[R_{2,l,l}(0,0)], Re[R_{2,l,l}(0,0)]) \quad (16)$$

3.5 데이터 복조부 설계

TDPC 신호를 획득 및 추적하기 위하여 적용된 차분 복호화는 데이터에 대한 정보가 없어도 긴 적분이 가능하도록 한다. 반대로 데이터 복조 시에는 차분 복호화를 수행할 경우 데이터가 제거되어 올바른 복조가 불가능하다. 따라서 데이터 복조를 위하여 별도의 수신기 구조를 설계할 필요가 있다.

차분 복호화하기 전 1차 상관값에는 차분 부호화된 Zadoff-Chu 코드가 포함되어 있다. 신호를 획득할 경우 주 코드는 동기되어 있으며 보조 코드의 위상도 알고 있기 때문에 데이터 비트 시작점을 획득할 수 있다. 데이터 비트 시작점부터 20개의 1차 상관값을 수집하였을 때, 상관값들은 식 (17)과 같다. 이때 각 위성간 상호 간섭은 0이라고 가정하였다.

$$\sum_{n=0}^{N-1} R_{1,l}(n,0) = \sum_{n=0}^{N-1} R_{p,l}(n,0) \left[\int_0^{T_s} s(n)D_k(t)e^{2\pi\Delta f_s t + \phi_s} dt \right] \quad (17)$$

여기서, $D_k(t)$ 는 데이터 비트의 크기를 의미하며 식 (17)에 표현된 모든 상관값들이 동일한 값을 갖는다. 또한 주 코드의 상관 함수 $R_{p,l}(n,0)$ 역시 동일한 값을 가진다. 여기서 보조 코드인 차분 부호화된 Zadoff-Chu 코드를 제거할 수만 있다면, 데이터 비트의 값을 알 수 있을 것이다. 이를 위해 식 (17)과 차분 부호화된 Zadoff-Chu코드와의 상관을 수행한 결과는 식 (18)과 같다.

$$\sum_{n=0}^{N-1} R_{1,l}(n,0) = \sum_{n=0}^{N-1} R_{p,l}(n,0) \left[\int_0^{T_s} s(n)D_k(t)e^{2\pi\Delta f_s t + \phi_s} dt \right] \cdot \sum_{n=0}^{N-1} s^*(n)$$

$$= R_{p,l}(0,0)D_k(t) \sum_{n=0}^{N-1} \left[\int_0^{T_s} s(n)s^*(n)e^{2\pi\Delta f_s t + \phi_s} dt \right]$$

$$= R_{p,l}(0,0)D_k(t) \int_0^{T_s} e^{2\pi\Delta f_s t + \phi_s} dt \quad (18)$$

식 (18)에서 신호 추적에 성공하여 도플러 오차가 충분히 작다면(25Hz 이내) $D_k(t)$ 의 부호를 알 수 있다. 다만 이러한 결론은 앞서 2장 1절의 식 (4)에서 인가한 고정 오차를 아직 고려하지 않은 것이다. 신호 생성 과정에서 차분 부호화를 수행할 경우, 두 칩 간에는 본래의 다상 코드와는 다르게 고정된 위상 오차가 존재하게 된다. 보조 코드의 길이 N_s 가 20, Zadoff-Chu 인덱스 u 가 1일 때 고정 오차는 j 만큼 존재하며 이 고정 오차는 보조 코드가 반복될 때마다 누적되므로 신호 안에서 1, j , -1 , $-j$ 의 총 4가지 값을 가진다. 즉 $D_k(t)$ 는 $j^n D_k(t)$ 로 정의할 수 있으며 n 은 n 번째로 생성한 데이터 비트를 의미한다. 따라서 수신기에서는 n 을 알 수 없으므로 데이터가 어떤 위상을 갖고 있는지는 알 수 없다. 이러한 특성을 본 논문에서는 데이터 불확실성이라고 정의하였으며, 이를 제거하고 데이터의 위상을 확정하기 위하여 모든 상태에 대한 복조를 동시에 진행하였다. 수신 신호의 데이터가 $j^n D_k(t)$ 일 때, 수신 시 $(-j)^n, (-j)^{n+1}, (-j)^{n+2}, (-j)^{n+3}$ 를 곱한 결과는 다음과 같다.

$$j^n D_k(t)(-j)^n = D_k(t)$$

$$j^n D_k(t)(-j)^{n+1} = -j D_k(t)$$

$$j^n D_k(t)(-j)^{n+2} = -D_k(t)$$

$$j^n D_k(t)(-j)^{n+3} = j D_k(t) \quad (19)$$

식 (19)로부터 비록 n 을 알지 못하더라도 4가지 결과 중 하나는 반드시 복조된 데이터가 원래의 형태로 존재함을 알 수 있다. 따라서 총 네 가지 위상에 대한 분석을 수행하면 그 중 하나로부터 반드시 올바른 데

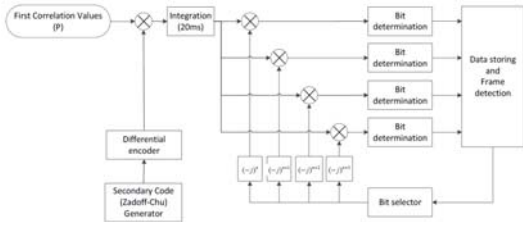


그림 7. TDPC 데이터 복조 구조
 Fig. 7. Data demodulation structure of the TDPC satellite navigation signal

이터를 얻을 수 있다. 이러한 내용을 바탕으로 설계한 데이터 복조 구조는 그림 7과 같다.

그림 7에서, 데이터 복조를 위해 사용하는 코드는 TDPC 코드, 즉 차분 부호화된 Zadoff-Chu 코드임을 알 수 있다. 데이터 복조부는 그림 4에 나타난 신호 추적부로부터 연속된 1차 상관값 20개를 전달받은 후 TDPC 코드와의 상관을 수행한다. 이미 신호 획득 및 추적이 수행되었기 때문에 데이터 비트 시작점을 알고 있는 상태이며, 데이터 동기화 된 이후 데이터 복조를 수행하도록 설계하였기 때문에 TDPC 코드는 고정된 위상을 갖는 하나의 코드만 생성하면 된다. 이후 적분된 상관값은 데이터 불확실성 제거를 위해 총 네 가지 형태의 위상과 곱해지며, 판별식을 통해 비트의 값이 정의된다. 한편 도플러 주파수 혹은 위상 오차에 의해 2차 상관값의 위상이 시간에 따라 변하는 경우가 존재한다. 따라서 이에 대응할 수 있도록 설계한 판별식은 식 (20)과 같다.

$$\hat{D}_i(t) = \begin{cases} \text{sign} \left[\Re \left[R_{\nu_i}(0,0) D_i(t) \int_0^{N_c} e^{2\pi j \nu_i t + \theta_i} dt \right] \right], & |\Re[\cdot]| > |\Im[\cdot]| \\ -1 \times \text{sign} \left[\Im \left[R_{\nu_i}(0,0) D_i(t) \int_0^{N_c} e^{2\pi j \nu_i t + \theta_i} dt \right] \right], & |\Im[\cdot]| > |\Re[\cdot]| \end{cases} \quad (20)$$

식 (20)과 같은 판별식을 각각 적용하면 네 개의 비트를 얻을 수 있으며, 이 비트열들은 독립적으로 저장된다. 만약 저장된 비트열을 이용하여 프레임 동기를 성공한 신호가 있다면 그림 7에 나타난 네 가지 위상 중 어떠한 위상이 올바른 위상인지 알 수 있으며, 그 이후엔 연산량을 감소시키기 위해 해당 위상에 대한 비트 복조만을 수행한다.

IV. 시뮬레이션

4.1 신호 획득 성능

정상 신호에 대한 시뮬레이션을 수행하기 위하여 위성 7개의 신호의 C/N0를 43dB-Hz로 인가한 후

120초의 신호를 생성하였다. 신호 획득을 위한 임계값을 결정하기 위하여 수신기에 잡음만을 인가한 후 임의의 코드 위상과 도플러 주파수(단일 셀)에 대한 상관값을 반복적으로 계산하여 잡음의 pdf를 획득하였으며, 임의의 임계값을 넘어서는 상관 결과가 발생하는 확률을 오보확률로 정의하였다. 이때 기준으로 정한 오보확률인 0.001을 만족하는 특정 상관값을 임계값으로 결정하였으며, 해당 값을 수신기의 잡음 플로어에 기반하여 환산한 값은 대략적으로 SNR 4.75dB에 해당한다. 따라서 신호 획득을 위한 임계값을 SNR 4.75dB로 결정하였으며, 1차 상관값을 이용하여 도출한 신호 검출값으로 신호 획득을 판단하고 수신기를 동작시킨 결과는 그림 8의 (a)와 같다. 이때 점선은 임계값을 의미한다.

그림으로부터, 신호 크기가 충분할 때는 신호 검색 시 2차 상관값을 이용할 필요 없이 1차 상관값만을 이용하여 신호 획득 여부를 판단할 수 있음을 알 수 있다. 또한 신호 획득 시 1차 상관값을 이용한다 하더라도 신호 추적 및 측정치 생성 시에는 1차 상관값과 동시에 산출되는 2차 상관값을 이용하기 때문에 수신기의 동작 성능에는 관계가 없다. 한편 신호 크기에 대한 사전 정보가 없다고 가정하고 무조건 모든 코드 위상에 대해 20ms 적분을 수행하며 수신기를 동작시킨 결과는 그림 8의 (b)와 같다. 2차 상관값의 경우 차분 부호화로 인해 잡음의 크기가 증가하였으므로 본 논문에서는 이를 보완하기 위하여 2차 상관값의 신호 획득 임계값을 SNR 7.75dB로 가정하였다. 그림으로부터 신호의 C/N0가 약 13dB-Hz만큼 큰 것을 확인할 수 있으며, 2차 상관값을 통한 전력 이득은 10dB-Hz에 해당한다. 그러나 모든 경우에 대해 20ms 적분을 수행할 경우 상대적으로 매우 긴 신호 획득 소요 시간을 요구한다. 코드의 길이가 10230일 경우 단일 도플러 주파수에 대해서 코드를 1/2칩 간격으로 지연시키며 모든 검색 공간에 20ms 적분을 수행한다면, 최대 검색 시간은 약 410초에 달한다. 이는 1차 상관값을 이용한 신호 획득 시 최대 검색 시간인 20.5초의 20배에 달하는 시간이다. 따라서 신호 전력이 충분히 크다면 1차 상관값을 이용하여 신호를 획득하는 것이 유리하다.

한편 약신호 환경에서의 시뮬레이션을 수행하기 위하여 위성 7개의 신호의 C/N0를 31dB-Hz로 인가한 후 120초의 신호를 생성하였다. 1ms 적분값인 1차 상관값을 기준으로 신호 획득을 판단하고 수신기를 동작시킨 결과는 그림 9의 (a)와 같다. 그림으로부터 모든 채널에서 신호 획득이 실패하였음을 알 수 있다.

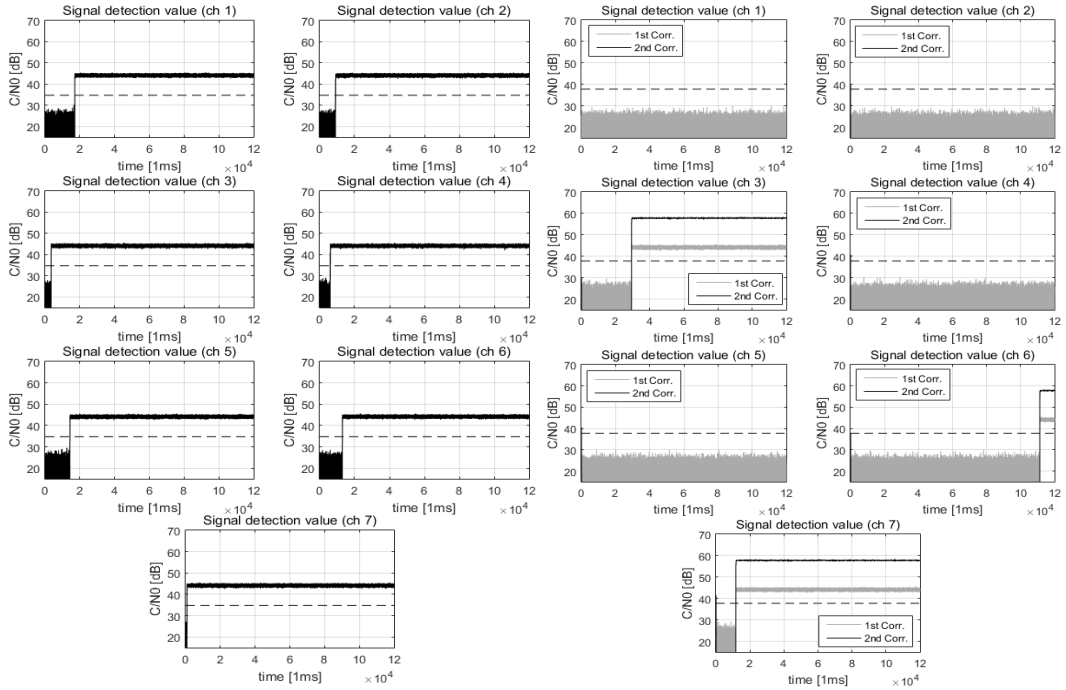


그림 8. 정상 신호 환경에서 1차 및 2차 상관값을 이용한 신호 검출(a): 1차 상관값, (b): 2차 상관값
 Fig. 8. Signal detection using 1st and 2nd correlation value in normal environment ((a) : 1st correlation vaule, (b): 2nd correlation value)

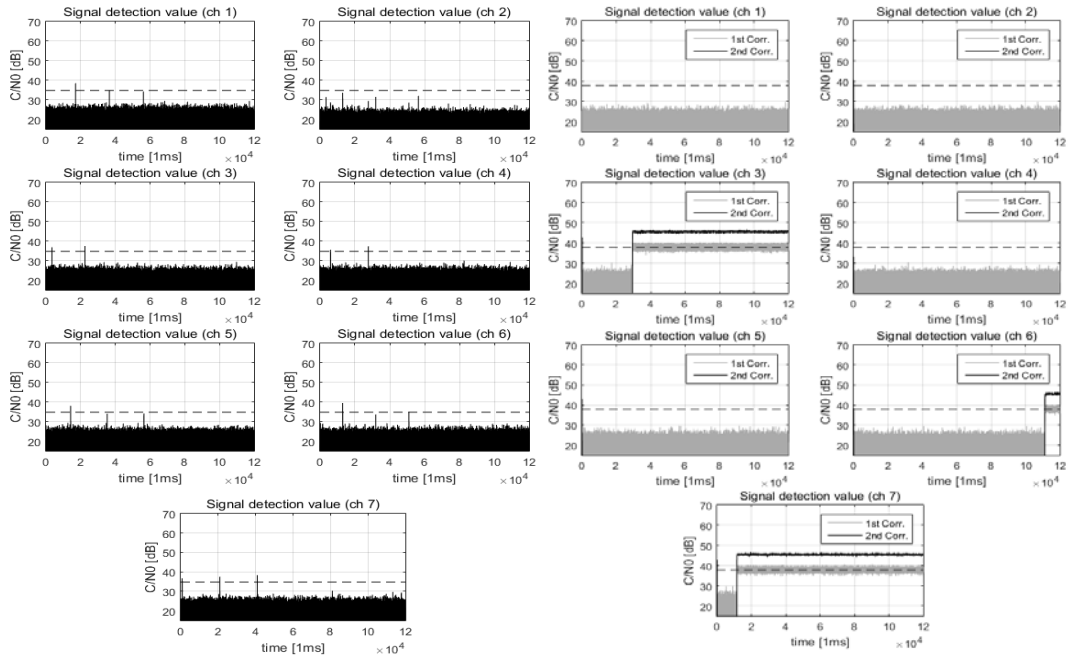


그림 9. 약신호 환경에서 1차 및 2차 상관값을 이용한 신호 검출(a): 1차 상관값, (b): 2차 상관값
 Fig. 9. Signal detection using 1st and 2nd correlation value in weak signal environment ((a) : 1st correlation vaule, (b): 2nd correlation value)

간혹 임계값 이상의 신호 검출값이 존재하였으나, 해당 검출값에서의 상관값을 이용한 신호 추적이 불가능했기 때문에 이를 False alarm으로 간주하였다. 그림 9의 (b)에는 2차 상관값을 이용하여 도출한 검출값으로 신호 획득을 수행한 결과를 나타내었다. 채널 3번, 6번 및 7번에서 신호 획득에 성공하였으며, 이때의 신호 획득 시점은 그림 8의 정상 신호의 경우와 동일하다. 즉 2차 상관값을 이용하면 데이터 비트의 존재 여부와 관계없이 20ms 적분을 함으로써 더 큰 신호 이득을 가지므로 약신호 환경에서의 신호 획득에 보다 유리함을 알 수 있다.

4.2 신호 추적 성능

TDPC 신호 추적 구조의 동작을 확인하기 위하여 코드 추적 루프의 지터 및 반송파 추적 루프의 지터를 확인하였다. 정상신호 및 약신호에 대해 120초 내에 신호 획득을 성공한 채널 7번 위성(RPN 32)를 기준으로 관찰하였으며, 정상 신호의 C/N0는 45dB-Hz, 약신호의 C/N0는 33dB-Hz이다. 그림 10의 (a) 및 (b)에서, 본 논문에서 설계한 2차 상관값을 이용한 신호 추적 구조를 이용하여 일반적으로 신호 획득이 불가능한 약신호 환경에서도 안정적으로 추적이 가능함을 확인할 수 있다. 또한 두 그림으로부터, 신호 전력이 낮을수록 지터가 큰 값을 가지며 신호의 전력이 높아질수록 지터의 크기가 감소하여 추적 성능이 향상됨

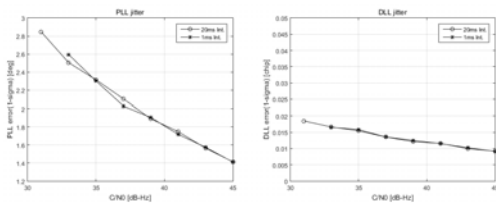


그림 10. 신호 크기에 따른 신호 추적 오차(a) : 반송파 추적 오차, (b) : 코드 추적 오차
Fig. 10. tracking error according to signal strength(a) : carrier tracking error, (b) : code tracking error

을 알 수 있다.

4.3 데이터 복조 결과

데이터 복조 결과는 일반적으로 bit error rate(BER) 등을 분석하여 성능을 관찰한다. 그러나 항법 수신기에서는 신호 획득 및 추적이 성공적으로 완료된 후에야 데이터 비트 복조가 가능하기 때문에 이에 대해 분석하려면 매우 장기간의 신호 생성과 수신 과정이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 그림 7의 구조 하에서 데이터 복조가 가능한지 확인하기 위하여 먼저 비트열을 획득한 후, 이로부터 추출한 위성 궤도 파라미터를 이용하여 계산한 위성 위치가 실제 위치와 일치하는지에 대하여 확인하였다. 300비트~400비트에 달하는 궤도력 정보 데이터 비트 중 하나라도 복조가 잘못되었다면 위성 위치는 정상적으로 계산되지 않았을 것이기 때문이다. 먼저 본 논문에서 신호 생성 시작 시 사용한 위성 위치의 ECEF 좌표를 정리한 결과는 표 1과 같다. 또한 충분한 양의 데이터를 확보하여 데이터 복조가 가능하도록 C/N0가 45dB-Hz의 값을 가질 때 빠른 신호 획득 구조를 적용하여 데이터 복조를 수행하였다. 데이터 비트 복조 결과로부터 위성 위치를 계산한 결과는 그림 11과 같다. 가시 위성

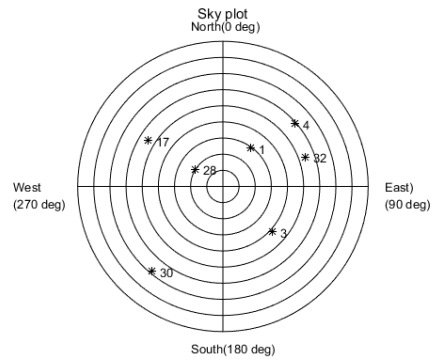


그림 11. 수신기에서 추정된 가시 위성의 위치
Fig. 11. estimated position of visible satellite

표 1. 각 가시 위성들의 ECEF 좌표 및 방위각/앙각
Table 1. elevation/azimuth angle and ECEF position of each visible satellite

Channel Number (Satellite Number)	ECEF Coordinate [m]			Angle [deg]	
	X	Y	Z	Az.	El.
Ch 1(PRN 1)	-13704923	8670567	20952146	35.4	61.6
Ch 2(PRN 3)	-22800197	12709152	5042959	133.4	47.6
Ch 3(PRN 4)	-15780904	-2808334	20895796	48.4	31.8
Ch 4(PRN 17)	6557860	17643655	19115676	-59.1	35.2
Ch 5(PRN 28)	-6223147	18568402	18520685	-56.4	69.1
Ch 6(PRN 30)	-1988660	26081799	-4465414	-139.5	22.2
Ch 7(PRN 32)	-20958008	-392823	15969891	71.5	35.9

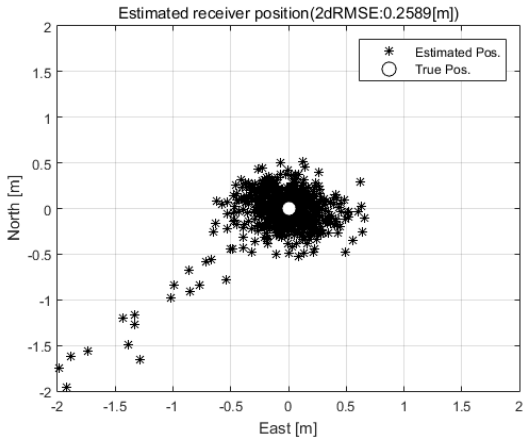


그림 12. 수신기 추정 위치 및 실제 위치
Fig. 12. estimated position and true position of receiver

의 위치는 데이터 복조 및 프레임 동기 이후부터 계산되며, 매 항법 계산 주기마다 갱신된다. 그림 11로부터, 위성 위치가 정상적으로 계산되었음을 확인할 수 있다.

4.4 항법 결과

항법이 정상적으로 수행되었는지를 검증하기 위하여 수신기의 실제 위치와 설계한 수신기 구조에서 위치를 추정된 결과는 그림 12와 같다. 수신기 초기 위치는 지구 중심인 ECEF 좌표 0,0,0으로 가정하였으며, 항법이 진행될수록 알고리즘 동작에 따라 실제 수신기의 위치로 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 수신기에서 항법은 0.1초 주기로 수행하도록 설계하였으며, 위치 추정 알고리즘인 NLMS 알고리즘을 위치 오차가 0.01로 수렴할 때까지 최대 20번까지 반복하도록 설계하였다. 만약 NLMS 알고리즘이 반복 동작을 하지 않는다면 위치가 추정되었다고 볼 수 있으며, 이는 의사거리를 최초로 4개 이상 확보한 시점부터 0.2초 후이다.

V. 결 론

본 논문에서는 차분 부호화된 계층 다상 코드 기반(TDPC) 위성항법 신호를 위한 수신기 구조를 제안하였다. TDPC 위성항법 신호를 위해 제안한 수신기 구조는 신호 획득부, 신호 추적부, 데이터 복조부, 의사거리 측정치 생성부 및 항법부로 나뉜다. TDPC 신호 획득을 위해 주 코드 획득 및 보조 코드 획득을 별개로 수행하는 2단계로 구성된 상관기를 제안하였으며, 이를 이용하여 효율적인 신호 획득을 수행하는 구조

를 설계하였다. 또한 설계한 상관기의 출력을 이용하여 동작하는 TDPC 신호 추적 구조를 제안하였으며, 루프 필터의 이론적인 지터 분석을 통해 추적 루프 필터의 계수를 결정하였다. 데이터 복조 구조의 경우 TDPC 코드의 특징으로 인해 데이터 비트를 결정하기 위한 상관값의 위상이 주기적으로 변화하기 때문에 이를 고려하여 설계하였다. 마지막으로 신호 획득 결과로부터 얻을 수 있는 보조 코드 위상을 이용한 의사거리 측정치 생성 방법을 설명하였으며, 데이터 복조 결과를 이용하여 위성 위치를 계산한 후 측정된 의사거리에 LMS 알고리즘을 적용하여 항법을 수행하도록 설계하였다.

설계된 구조는 SDR로 구현하여 소프트웨어 기반의 시뮬레이션을 통해 타당성을 증명하였다. 시뮬레이션 결과로부터 제안된 수신기 구조를 이용하여 TDPC 신호를 획득하면 약신호 환경에서 보다 안정적으로 신호 획득이 가능함을 보였다. 신호 추적 결과로부터 이론적으로 결정한 필터 계수를 이용하여 안정적인 신호 추적이 가능함을 보였고, 데이터 복조, 의사거리 측정치 생성, 항법 수행이 가능함을 증명하였다. 본 논문의 결과물은 추후 한국형 위성항법 시스템 연구 개발에서 수신기 및 항법 메시지 설계를 위한 방법론을 도출하는 데 활용할 수 있으며, 지속적으로 제안 및 개선될 후보 신호의 성능을 향상하는 데 활용할 수 있을 것으로 판단한다.

References

- [1] *Navstar GPS Space Segment-User Segment L5 Interfaces, Interface Specification (IS-GPS-705)*, Global Positioning System Wing (GPSW) Systems Engineering & Integration Working Draft Proposed Standard, Rev. D. Mar. 2014.
- [2] *Navstar GPS Space Segment-User Segment L1C Interfaces, Interface Specification (IS-GPS-800)*, Global Positioning System Wing (GPSW) Systems Engineering & Integration Working Draft Proposed Standard, Rev. D. Mar. 2014
- [3] *Galileo open service, signal in space interface control document (OS SIS ICD)*, Galileo Joint Undertaking, May 2006.
- [4] J. B. Kim, "Study on GNSS ranging signal structure based on the tiered polyphase code for improving the acquisition performance

under weak signal environment,” Ph. D. Thesis, Chungnam National Univ., Daejeon, Korea, 2014.

- [5] Agency for Defence Development, *Apparatus and Method for Generating Tiered Polyphase Code based Global Navigation Satellite Systems Signal using Pilot-data Channel Orthogonal*, KR patent 1565849, 2015.
- [6] S. K. Han, J. K. Kim, A. Han, and J. M. Ahn, “The new polyphase CDMA system using differential encoding,” in *Proc. KICS Conf.*, pp. 1271-1272, Jeju Island, Korea, Jun. 2016.
- [7] B. M. Popovic, “Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 38, no. 4, pp. 1406-1409, Jul. 1992.
- [8] E. D. Keplan, *Understanding GPS Principles and Applications*, Artech House, 1996.
- [9] A. van Dierendonck, P. Fenton, and T. Ford, “Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver,” *J. Navig.*, vol. 39, no. 3, pp. 265-283, Jun. 1992.

진 미 현 (Mi Hyun Jin)



2010년 2월 : 충남대학교 전자
전파정보통신공학부 졸업
2017년 2월 : 충남대학교 전자
공학과 박사
2017년 8월~현재 : 단암시스템
즈 선임연구원
<관심분야> GNSS, SDR,

anti-jamming

이 진 혁 (Jin Hyuk Lee)



2015년 2월 : 충남대학교 전자
공학과 졸업
2017년 2월 : 충남대학교 전자
공학과 석사
2017년 3월~현재 : 충남대학교
전자공학과 박사과정
<관심분야> GNSS, 수신기

조 광 희 (Gwang Hee Jo)



2017년 2월 : 충남대학교 전자
공학과 졸업
2017년 3월 : 충남대학교 전자
공학과 석사과정
<관심분야> GNSS, 수신기

안 재 민 (Jae Min Ahn)



1987년 2월 : 서울대학교 전자
공학과 졸업
1989년 2월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 석사
1994년~1999년 : 한국과학기술
원 전기 및 전자공학과 박
사

1994년~1999년 : 삼성전자 선임연구원
2007년~2008년 : 정보통신연구진흥원 차세대이동통
신 사업단장, 정보통신부 차세대 이동통신 PM
1999년~현재 : 충남대학교 전기정보통신공학부 교수
<관심분야> 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio
Resource management

이 상 정 (Sang Jeong Lee)



1979년 2월 : 서울대학교 전자
공학과 졸업
1981년 2월 : 서울대학교 전자
공학과 석사
1987년 2월 : 서울대학교 제어
계측공학과 박사
1994년~2002년 : (사)GNSS기

술협의회 회장

1988년~현재 : 충남대학교 전자공학과 교수
2010년~현재 : 국방위성항법특화연구센터 센터장
<관심분야> Robust Control, GNSS