

논문 2007-44TC-12-7

차량요 항법시스템 기반의 새로운 correlator 구조에 따른 성능 향상에 관한 연구

(The performance improvement of new correlator architecture in
vehicles navigation system)

박 지 호*, 오 영 환**

(Chi Ho Park and Young Hwan Oh)

요 약

이 논문은 실외에서 실시간 적이고 안정적이며 정확도가 높은 위치 인식 정보 및 위치 기반 서비스 제공을 위한 복합 위치 인식 알고리즘 개발에 초점을 둔다. 현재 사용 중인 위성 항법 시스템에 갈릴레오 위성 항법 시스템을 병행하여 사용할 경우 사용 주파수의 증가와 가시 위성의 증가로 전리층 오차 등 여러 가지 오차 요인을 줄일 수 있다. 따라서 더 이상 거리 오차는 위치 인식에서는 문제가 되지 않는다. 하지만 노이즈로 인해 생기는 chips 동기 오차는 acquisition이나 tracking 지연 오차를 유발하게 되어 수신기의 성능을 저하시킨다. 이를 해결하기 위하여 이 논문에서는 고 정밀도 향상을 위한 correlator를 제안하여 수신기의 성능 향상에 그 목적이 있다.

Abstract

In this paper, we focus on the development of complex location awareness algorithms for real-time location based service and precise/stable localization in the outdoor. In the case of using galileo satellite system along with GPS, several error factor such as the ionosphere can be reduced for an increment of used frequency and visible satellites. Therefore, localization estimation error is no longer having problems with location awareness. But, chips synchronization error induces the error of acquisition and tracking, and the performance of receiver can be decreased. In order to solve this problem, this paper proposes a correlator for performance improvement of receiver in the precise localization.

Keywords : correlator, satellite positioning system, DLL(Delay Lock Loop)

I. 서 론

별자리나 지도를 이용하여 위치를 알아내는 것은 인간의 삶에서 언제나 있었던 일이다. 따라서 보다 쉽고 정확하게 위치를 알아내기 위한 측위기술에 대한 연구

도 끊임없이 이루어져 왔다. 현대에 이르러 무선신호를 이용하는 측위기술이 개발되었다. 대표적인 무선측위시스템은 NAVSTAR GPS(NAVigation Satellite Timing And Ranging Global Positioning System)가 있다. 흔히 GPS(Global Positioning System)라 부르는데, 이 위성항법시스템은 지상관제국, 위성군, 사용자군으로 구성된다^{1~4)}. 지상관제국이나 위성군은 미국에서 운용하고 있으며, 사용자들은 위성항법시스템 신호 수신만 가능하다. 즉, 사용자 입장에서 위성항법시스템은 송신만을 하는 위성과 수신만을 하는 수신기로 구성되는 단방향 통신시스템구조를 갖는다. 이러한 구조적인 시스템의 적용에 즉각적인 효과를 본 분야는 차량항법 분야일 것이다. 또한 PDA와 같은 휴대용 정보단말기에 지도와

* 정회원, 대구경북과학기술연구원
(DGIST)

** 정회원, 광운대학교 전자통신공학과
(Dept. of Electronics and Communications
Engineering Kwangwoon University)

※ 본 연구는 2007년 과학기술부/기관고유과제 연구지원사업의 일환으로 진행되었음.

(과제번호 : 07CH-01)

접수일자: 2007년9월20일, 수정완료일: 2007년12월12일

위성항법시스템을 연결하여 도심에서 정확하게 위치확인 및 길을 찾을 수 있는 개인용 경로안내 시스템이 보다 널리 사용되고 있다. 이것이 전 세계적으로 널리 확대되고 있는 추세이다. 이렇듯 위성항법시스템의 사용이 유럽 내에서 점점 확대되자 유럽은 위성항법시스템 사용의 신뢰성을 증대하기 위하여 위성을 이용한 확장 시스템을 개발하기 시작하였다.

EGNOS(European Geostationary Navigation Overlay System)라고 불리는 것이 바로 이것이다. 이것은 Inmarsat과 같은 정지궤도위성을 GPS 및 러시아의 GLONASS에 추가하여 사용함으로써 유럽지역 내에서의 위성신호의 가용성 및 신뢰성을 향상시키고자 하는 것이다. 유럽의 이러한 계획은 더욱 발전하여, 2008년까지는 GPS와 같이 30여개의 독자적인 위성군(Galileosat)으로 이루어지는 위성항법시스템인 Galileo를 개발하고 있다. 미국 국방성에서 개발한 위성항법시스템과는 달리 이 시스템은 민간 주도하에 개발이 진행되고 있으며 공공성을 최대한 유지하면서 민간업체의 참여를 허용하고 있고, 현재 2008년 상용화를 목표로 하고 있다¹⁵⁻⁶¹.

이렇듯 20여년 전 위성항법시스템의 개발이 시작된 이래, 놀라운 만한 발전을 하였다. 위성항법시스템 수신기 기술뿐만 아니라 위성항법시스템의 응용분야 및 사용방식이 최초 위성항법시스템을 설계할 당시에는 상상하지도 못했던 다양한 형태로 발전하고 있다. 현재의 위성항법시스템은 70년대에 개념이 고안된 것으로, 이 이후로 급속히 발전한 전자 및 통신공학기술을 반영하지 못하고 있다. 전 세계적인 민간사용의 확대에 인한 다양한 분야에서의 보다 정확하고, 신뢰할 수 있는 위성항법서비스에 대한 요구가 증대하고 있다. 따라서 미국은 최근 위성항법시스템의 현대화 계획을 발표하였으며, 유럽에서는 자체적인 위성항법시스템인 Galileo 개발을 진행 중에 있다.

궁극적으로는 가용한 모든 위성항법시스템을 통합하는 GNSS(Global Navigation Satellite System)의 구축이 위성항법분야에서 최종적인 목표가 되고 있다. 앞으로 항법시스템은 한가지의 시스템만을 이용하는 것이 아닌 가용한 모든 항법시스템을 이용하는 다중항법시스템이 될 것이다. 이것이 차세대 위성항법시스템인 GNSS의 기본 개념이 되고 있다. 앞으로 10여년 후면 우리들은 GPS, GLONASS, Galileo로 구성되는 GNSS 항법시스템을 볼 수 있을 것이다.

본 논문에서는 실외에서 실시간 적이고 안정적이며

정확도가 높은 측위정보 및 위치기반서비스제공을 위한 지연동기루프구조의 correlator 개발에 초점을 둔다. Galileo 위성을 사용하게 될 경우 사용주파수 증가와 시위성 증가 등으로 전리층오차와 측위오차 등을 줄일 수 있어 더 이상 거리오차는 문제가 되지 않을 것이다. 하지만 노이즈로 인해 생기는 chips 동기지연은 Acquisition 지연오차나 tracking 지연오차를 유발하게 되어 수신기의 성능을 저하시킨다. 이를 해결하기 위해서는 정밀도 향상이 필요하다.

II. 본 론

1. 문제점 및 연구 내용

위성항법시스템 신호의 전달은 무선 환경을 통해서 이루어진다. 따라서 신호전달과정의 방해물로 인한 신호의 유실, 반사체에 반사된 신호의 전달 등이 무선 환경에서 보다 빈번히 발생한다. 이러한 무선 환경에서의 신호전달과 그 외 몇 가지 경우로 나누어 현 위성항법시스템의 문제점을 제시하려고 한다. 첫 번째로 도심이나 숲 지역에서는 위성항법시스템 신호가 높은 건물이나 숲에 의해 투과를 못하는 경우가 발생하여 수신을 제대로 할 수 없는 경우가 빈번히 발생한다. 이러한 경우 실외음영지역이 발생하고, Acquisition 지연오차와 Tracking 지연오차가 발생 한다. 두 번째로 Galileo와의 호환성 문제이다. 현재의 위성항법시스템의 수신기구조는 Galileo 위성파 호환구조가 아니므로 GNSS복합수신기로 사용할 수 없다. Galileo의 등장으로 향후 수신기구조는 GNSS수신기구조로 바뀌게 될 것으로 예측된다. 기존 위성항법시스템만 사용하는 경우보다 Galileo 위성과 같이 사용되는 GNSS복합수신기를 사용할 경우 가시 인공위성이 최소 7개 이상 되므로 위치측위에 적당한 위성을 선택(DOP : Dilution Of Precision)할 수 있다. 또한 사용주파수가 2개 이상 되므로 전리층오차를 제거할 수 있어 수 m이내의 오차를 낼 것이다. Galileo는 BOC1.1(Binary Offset Carrier)방식을 사용하고 있어 수신기구조상 BOC 발생기를 포함하고 있어야 하고, RF부분에서도 multi-band 구조를 가져야 한다. 세 번째로 기존 위성항법시스템 수신기의 precision문제점과 sensitivity문제점이다. 인공위성에서 수신된 신호는 많은 노이즈를 포함하고 있고, 그 파형이 정확하지 않아 수신기에서 발생하는 PRN code generator의 신호와 동기를 맞추기가 쉽지 않다. 1/2chips spacing으로 chips 동기를 맞추지만 노이즈로 인하여 계속 반복되어

acquisition 지연오차나 tracking 지연오차 문제가 발생된다. 이는 결과적으로 수신기의 성능저하를 가져온다. 하지만 수신기의 precision을 향상시킬 경우 실외에서 수신률을 더욱 향상시킬 수 있고, 도심이나 숲 지역에서도 수신이 가능하여 acquisition 지연오차를 줄일 수 있고, tracking을 연속적으로 할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 위의 문제점을 해결하기 위하여 실외에서 실시간 적이고 안정적이며 정확도가 높은 측위 정보 및 위치기반서비스 제공을 위한 correlator 구조변경 알고리즘방법을 연구한다.

2. 기존 위성의 신호 추적

위성항법시스템은 그림 2.1과 같은 수신기 구조도를 가지고 있다.

일반적인 위성항법시스템 수신기는 2차에 걸친 슈퍼헤테로다인 방식을 사용하고 있으며, 10.7MHz의 중간주파수로 변환을 한다. 중간주파수 신호는 C/A코드로 확산된 50bps의 항법정보데이터로서 BPSK방식으로 변조, 복조기에서 복원을 한다. 복조된 신호는 지연동기루프(DLL)에서 국부 발생되는 C/A코드에 동기를 일치시키는 50bps의 항법정보데이터를 분리하는 역확산 과정을 거치게 된다. 지연동기루프의 C/A코드는 프로세서에 의해 위상이 선택되고, 이렇게 선택된 C/A코드와의 위상을 일치시킴으로서 송신한 50bps 항법데이터를 복원하게 된다. 복원된 항법정보데이터는 프로세서에 의해 프레임동기 및 위치정보출력을 하게 된다. 그림 2.2는 위성항법시스템의 데이터구조를 나타내고 있다.

하나의 프레임은 5개의 부프레임으로 이루어진다. 1번 부프레임은 클럭보정정보와 위성상태정보, 2번과 3번 부프레임은 위성궤도(ephemeris)정보, 4번 부프레임은 위성군 정보(almanac)일부, 이온층 오차정보, 그리고 UTC 보상정보, 5번 부프레임은 4번 부프레임과 함께 위성군 정보(almanac)를 담고 있다. 4번 부프레임과 5번 부프레임은 25개의 프레임에 나누어서 전달한다.

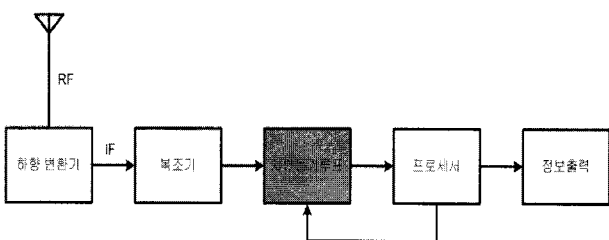


그림 2.1 위성항법시스템 수신기 블록도
Fig. 2.1 Receiver block diagram of satellite positioning system.

항법을 수행하는데 필요한 위성정보는 1번, 2번, 3번 부프레임에 담겨있어서 30초만 수신하면 항법이 가능하다. 그리고 대략적인 위성위치를 안다면 초기 동기시간을 줄일 수 있는데, 대략적인 위성위치정보를 담고 있는 위성군 정보를 모두 수신하려면 12분 30초가 소요된다^[1~4]

자신을 제외한 모든 위성에 대한 개략적인 궤도정보 등이 #4, #5 서브프레임을 통해 전송한다.

그림 2.3은 위성항법시스템 수신기의 DLL모델을 나

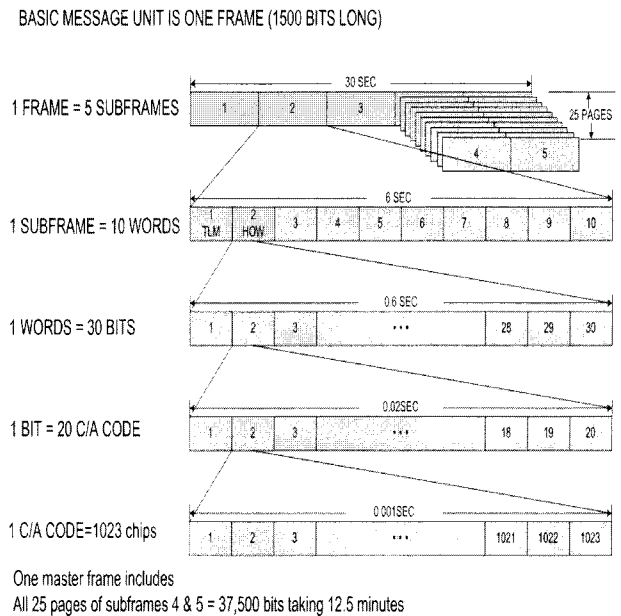


그림 2.2 위성항법시스템 데이터구조
Fig. 2.2 Data architecture of satellite positioning system.

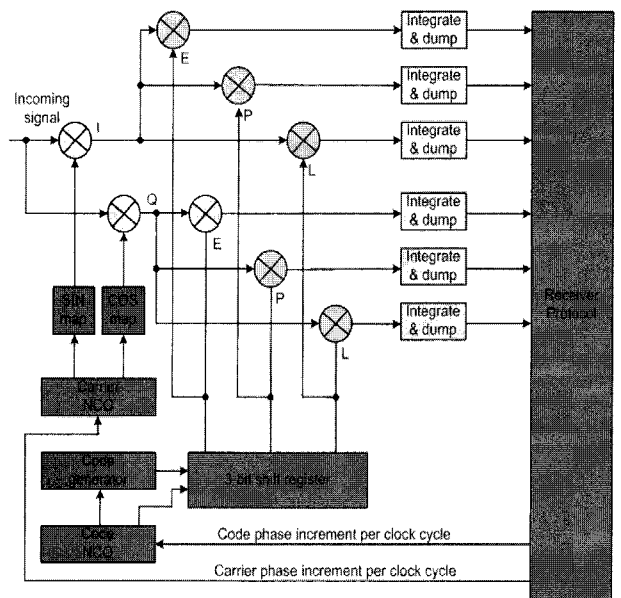


그림 2.3 위성항법시스템 DLL 모델
Fig. 2.3 DLL model of satellite positioning system.

타내고 있다.

아날로그처리 및 이산화과정을 통해 만들어진 이산 신호는 그림 2.3과 같은 상관기를 이용해서 신호추적을 수행한다. 신호추적은 반송파추적과 코드추적으로 이루어진다. 대역확산기법을 사용하는 위성항법시스템 신호처리 과정에서는 반송파추적과 코드추적이 동시에 이루어져야 한다. 신호추적과정을 통해서 반송파 및 코드가 제거되고 대역 역확산이 이루어지고, 비로소 항법메시지복원과 항법에 필요한 측정치생성이 가능해진다.

신호추적과정을 살펴보면 다음과 같다. 일반 사용자에게 제공되는 SPS환경에서 L1 GPS 수신신호는 식 (2.1)과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{2 \cdot p_c} \cdot d_c(t) \cdot g_c(t) \cdot \cos(\omega t + \theta) + n(t) \quad (2.1)$$

식 (2.1)에서 p_c 는 위성항법시스템 위성 수신 신호전력, $d_c(\cdot)(=\pm 1)$ 는 50bps 항법데이터, $g_c(\cdot)(=\pm 1)$ 는 C/A 코드, ω 은 반송파주파수, θ 는 반송파위상, $n(\cdot)$ 는 잡음을 나타낸다. 식 (2.1)에 나타난 입력신호는 이산화 과정을 거치고, 그림 2.4에 나타난 상관기에서 반송파를 생성하고 곱하고, 찾고자 하는 위성의 C/A 코드를 생성해서 상관한다. 일반적으로 상관주기는 C/A 코드의 한 주기에 해당하는 1ms 이상을 수행하고, 동기상상관기 및 직교위상 상관기의 출력은 식 2.2와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} IP &= d_c(\tau) \cdot \text{sinc}\left[\frac{(\omega - \hat{\omega})T}{2}\right] \cos(\theta - \hat{\theta}) R(\tau - \hat{\tau}) + n_{ip} \\ IE &= d_c(\tau) \cdot \text{sinc}\left[\frac{(\omega - \hat{\omega})T}{2}\right] \cos(\theta - \hat{\theta}) R(\tau - (\hat{\tau} - d)) + n_{ie} \\ IL &= d_c(\tau) \cdot \text{sinc}\left[\frac{(\omega - \hat{\omega})T}{2}\right] \cos(\theta - \hat{\theta}) R(\tau - (\hat{\tau} + d)) + n_{il} \\ QP &= d_c(\tau) \cdot \text{sinc}\left[\frac{(\omega - \hat{\omega})T}{2}\right] \sin(\theta - \hat{\theta}) R(\tau - \hat{\tau}) + n_{qp} \\ QE &= d_c(\tau) \cdot \text{sinc}\left[\frac{(\omega - \hat{\omega})T}{2}\right] \sin(\theta - \hat{\theta}) R(\tau - (\hat{\tau} - d)) + n_{qe} \\ QL &= d_c(\tau) \cdot \text{sinc}\left[\frac{(\omega - \hat{\omega})T}{2}\right] \sin(\theta - \hat{\theta}) R(\tau - (\hat{\tau} + d)) + n_{ql} \end{aligned} \quad (2.2)$$

여기서 ω , θ , τ 는 각각 입력신호의 반송파주파수, 반송파위상, 코드위상을 나타낸다. $\hat{\omega}$, $\hat{\theta}$, $\hat{\tau}$ 는 각각 상관기에서 생성한 신호의 반송파주파수, 반송파위상, 코드위상을 나타낸다. T 는 상관시간, $R(\cdot)$ 는 C/A 코드의 자기상관함수를 나타낸다. d 는 상관기간 간격, n 은 잡음으로

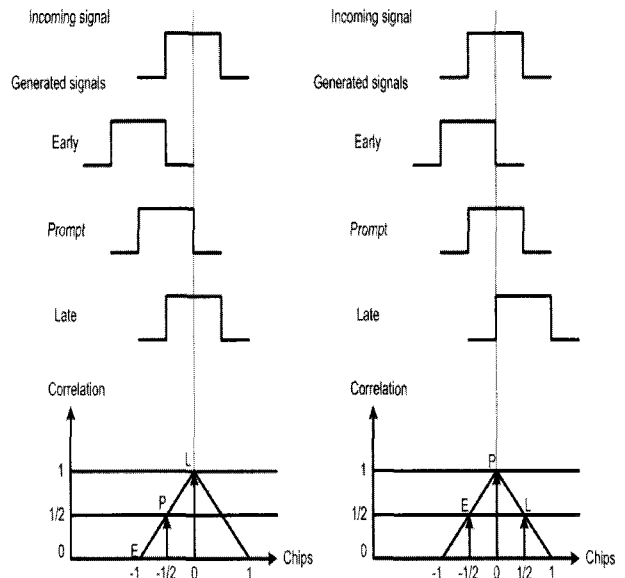


그림 2.4 위성항법 시스템 DLL모델 설명
Fig. 2.4 Description of DLL model.

가우시안(Gaussian) 특성을 갖는다고 볼 수 있다. 반송파추적은 반송파 주파수오차($\omega - \hat{\omega}$)와 반송파 위상오차($\theta - \hat{\theta}$)가 "0"으로 수렴하도록 $\hat{\omega}$, $\hat{\theta}$ 을 조정하는 것을 말한다. 일반적으로 FLL(Frequency Locked Loop)이나 PLL(Phase Locked Loop)을 이용하는데, FLL은 주파수 오차만을 보상하며, PLL은 위상오차까지 보상한다. 그리고 코드추적은 코드 위상오차($\tau - \hat{\tau}$)가 "0"으로 수렴하도록 $\hat{\tau}$ 을 조정하는 것을 말하고, DLL(Delay Locked Loop)을 이용한다.

위성항법시스템의 DLL은 Early, Prompt 그리고 Late의 correlator 구조를 가지고 있다. 신호를 추적하기 위해서 3개의 correlator를 사용한다. 인공위성으로부터 들어온 1023개의 C/A코드에 있는 항법데이터를 추출하기 위해서는 들어온 신호와 수신기 내부에서 발생시키는 PRN코드가 서로 일치해야 한다. 수신된 신호는 prompt에서 correlation되어야 하므로 early에서는 -1/2만큼 신호를 먼저 발생 시키게 된다. late에서는 +1/2만큼 신호를 늦게 발생시켜 신호를 1/2clock씩 이동시키면서 prompt에서 동기를 맞추게 된다. 이렇게 코드의 동기가 맞게 되면 prompt에서 correlation 값이 1이 된다. 이러한 설명을 그림 2.4에서 나타낸다.

3. 제안한 수신기 모델

그림 2.5는 정밀도를 향상시키기 위하여 제안된 1/4chips 구조를 가지는 correlator 구조이다. 제안한

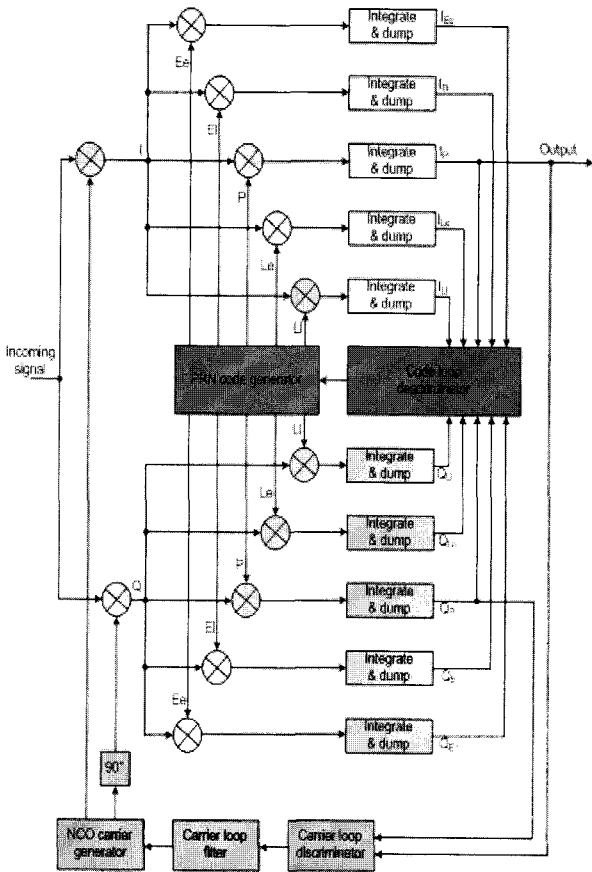


그림 2.5 1/4 chips 구조의 correlator
Fig. 2.5 Correlator of 1/4 chips architecture.

1/4chips 구조의 correlator 구조는 수신기내에서 발생 시킨 C/A코드의 타이밍을 수신전파에 동기 시키는 회로이다. 지연동기루프를 locking하도록 하기 위한 정보를 얻기 위해서는 각 1/4chips 만큼씩 early와 late된 수신기내의 C/A코드와 수신된 신호코드 사이의 빠르고 늦음을 검출해야 한다. 지연동기루프에서는 상관믹서로부터 상관적분기에 이르는 부분이 early코드와 late코드에 대하여 각각 병렬로 구성된다. 상관믹서로부터 envelope detector에 이르는 부분이 상관값을 구하는 기능을 한다. early코드에 대한 상관값과 late코드에 대한 상관값이 감산기에 의하여 차가 구해지며, 이 차에 의하여 오차전압을 구할 수 있게 된다. 이 오차전압에 의하여 상관루프가 locking되도록 VCO가 조절된다.

III. 수학적 분석 및 실험

민감도 향상을 위해 제한한 모델의 수학적 분석은 다음과 같다. 위성 k로부터 송신되는 입력신호는 식 3.1과 같다.

$$S^k(t) = \sqrt{2P_c} C^k(t) \cdot D^k(t) \cdot \cos(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_{PL1}} P^k(t) \cdot D^k(t) \cdot \sin(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_{PL2}} P^k(t) \cdot D^k(t) \cdot \sin(2\pi f_{L2}t) = \sqrt{2P_c} C^k(t) \cdot D^k(t) \cdot \cos(2\pi f_{L1}t) + n(t) \quad (3.1)$$

여기서

P_c, P_{PL1}, P_{PL2} 는 C/A 또는 P코드 신호의 파워

C^k 는 k번째 위성에서 할당된 C/A코드

P^k 는 k번째 위성에서 할당된 P코드

D^k 는 데이터

f_{L1}, f_{L2} 는 L1과 L2의 반송파 주파수

위에서 언급 했듯이 위성의 입력신호는 식 3.1과 같고, 이 신호가 filtering과 down-conversion 한 후의 출력은 식 3.2와 같다.

$$S^k(t) = \sqrt{2P_c} C^k(t) \cdot D^k(t) \cdot \cos(\omega_{IF}t) + \sqrt{2P_{PL1}} P^k(t) \cdot D^k(t) \cdot \sin(\omega_{IF}t) \quad (3.2)$$

이를 다시 A/D conversion 후의 위성 k의 출력은 식 3.3과 같다.

$$S^k(t) = \sqrt{2P_c} C^k(t) \cdot D^k(t) \cdot \cos(\omega_{IF}t) + e(n) \quad (3.3)$$

여기서 carrier replica 신호는 식 3.4와 같다.

$$S^k(t)\cos(\omega_{IF}t) = C^k(n)D^k(n)\cos(\omega_{IF}n)\cos(\omega_{IF}n) = -\frac{1}{2}C^k(n)D^k(n) - \frac{1}{2}\cos(2\omega_{IF}n)C^k(n)D^k(n) \quad (3.4)$$

이 신호가 lowpass filter를 지나면 식 3.5와 같다.

$$\frac{1}{2}C^k(n)D^k(n) \quad (3.5)$$

correlation의 출력은 식 3.6과 같다.

$$\sum_{n=0}^{N-1} C^k(n)C^k(n)D^k(n) = ND^k(n) \quad (3.6)$$

식 3.7은 노이즈가 없는 상태에서의 다중경로효과를 나타낸다. 지연동기루프의 PRN 코드위상 판독기의 출력은 식 3.7과 같다.

$$D = \frac{A^2}{4} \sin^2 \left[\frac{(\Delta\omega_{dk})N}{2} \right] \times [R^2(\rho-\delta) - R^2(\rho+\delta)] + D_{err} = \frac{A^2}{4} \sin^2 \left[\frac{(\Delta\omega_{dk})\frac{1}{4}}{2} \right] \times [R^2(\rho-\delta) - R^2(\rho+\delta)] + D_{err} = \frac{A^2}{4} \sin^2 \left[\frac{(\Delta\omega_{dk})}{8} \right] \times [R^2(\rho-\delta) - R^2(\rho+\delta)] + D_{err} \quad (3.7)$$

여기서

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$$

$(\Delta\omega_{dk}) = (\omega_{dk} - \hat{\omega}_{dk})$ 는 k회 correlation 간격에서의 Doppler shift tracking 에러

N은 correlation 간격에서의 샘플 수

$R(\cdot)$ 은 PRN 코드의 autocorrelation function

$\rho\left(\tau = \frac{|\tau - \hat{\tau}|}{T_p}\right)$ 는 평균화된 코드위상 트래킹에러

δ 는 평균화된 DLL의 early와 late 코드 correlators의 코드위상 오프셋

D_{err} 는 반사된 신호로부터 D결과의 error 요소

그림 3.1은 위성 k로부터 송신되는 입력신호 파형의 데이터를 나타낸다.

그림 3.2는 위성 k로부터 송신되는 입력신호파형의 반송파를 나타낸다.

그림 3.3은 위성 k로부터 송신되는 입력신호 파형의 C/A코드를 나타낸다.

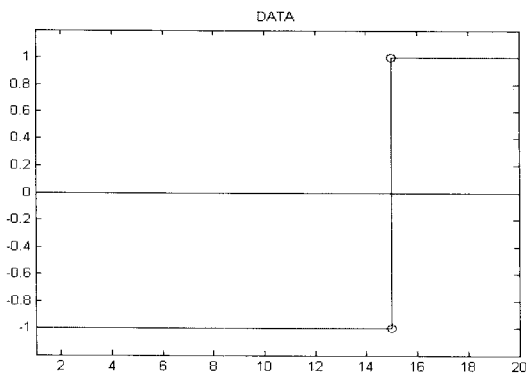


그림 3.1 입력신호의 데이터 파형
Fig. 3.1 Data wave of input signal.

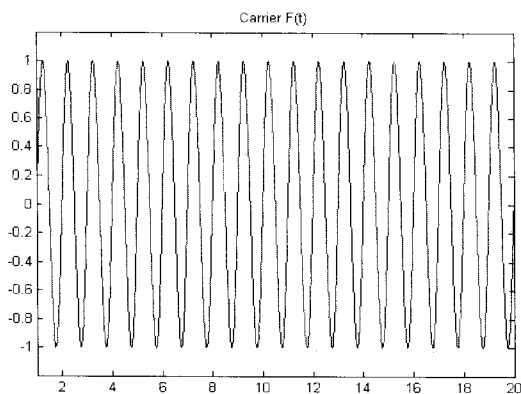


그림 3.2 입력신호의 반송파 파형
Fig. 3.2 Carrier wave of input signal.

그림 3.4는 위성 k로부터 송신되는 입력신호 파형의 변조된 C/A코드를 나타낸다.

그림 3.5는 위성 k로부터 송신되는 입력신호파형의 변조된 C/A코드와 데이터를 나타낸다.

그림 3.6은 위성 k로부터 송신되는 입력신호파형의 변조된 C/A코드와 데이터에 노이즈가 포함된 상태이다.

식 3.8과 3.9는 discriminator function에 관한 식이다. 식 3.8은 coherent DLL에 관한 식이다.

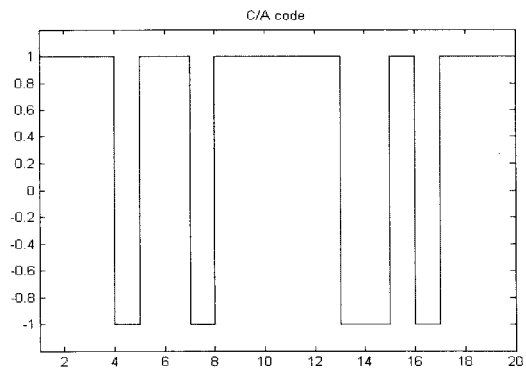


그림 3.3 입력신호의 C/A코드 파형
Fig. 3.3 C/A code wave of input signal.

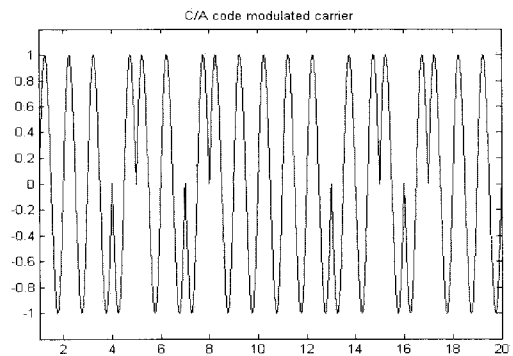


그림 3.4 입력신호의 변조된 C/A코드 파형
Fig. 3.4 C/A code modulated carrier of input signal.

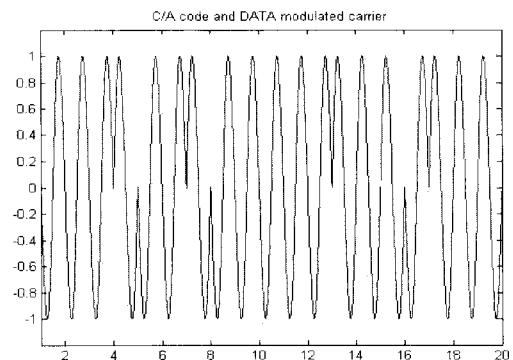


그림 3.5 입력신호의 변조된 C/A코드와 데이터 파형
Fig. 3.5 C/A code and data modulated carrier of input signal.

$$\begin{aligned}
 D(t) &= R\left(t + \frac{d}{2}\right) - R\left(t - \frac{d}{2}\right) \\
 &= R\left(t + \frac{1}{4}\right) - R\left(t - \frac{1}{4}\right) \\
 &= R\left(t + \frac{1}{8}\right) - R\left(t - \frac{1}{8}\right)
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

식 3.9는 Noncoherent DLL에 관한 식이다.

$$\begin{aligned}
 D(t) &= R^2\left(t + \frac{d}{2}\right) - R^2\left(t - \frac{d}{2}\right) \\
 &= R^2\left(t + \frac{1}{4}\right) - R^2\left(t - \frac{1}{4}\right) \\
 &= R^2\left(t + \frac{1}{8}\right) - R^2\left(t - \frac{1}{8}\right)
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

그림 3.7은 판독기의 autocorrelation function을 나타낸다.

그림 3.8은 discriminator function coherent 1/2chips 판별식에 대한 그림이다.

그림 3.9는 discriminator function coherent 1/2chips 판별식을 확대한 그림이다.

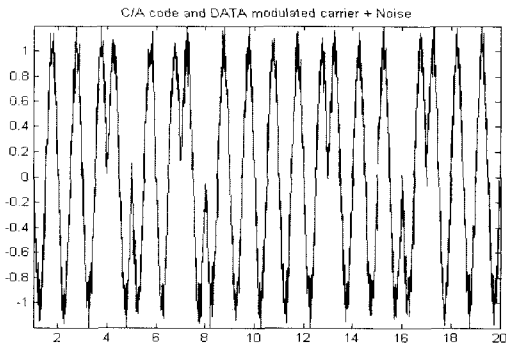


그림 3.6 입력신호의 변조된 C/A코드와 데이터에 노이즈가 포함된 파형

Fig. 3.6 C/A code and data modulated carrier with noise of input signal.

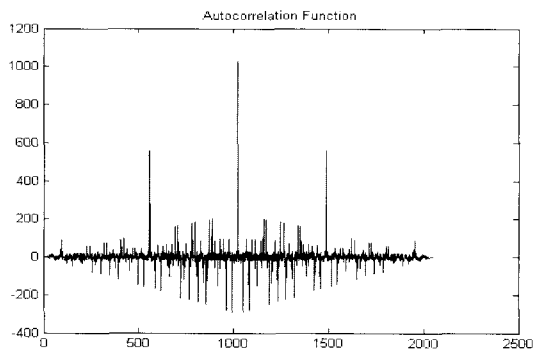


그림 3.7 Autocorrelation function
Fig. 3.7 Autocorrelation function.

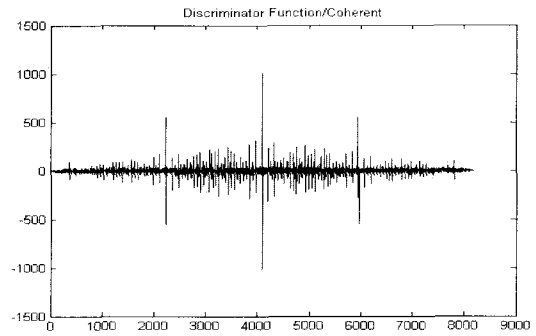


그림 3.8 Discriminator function coherent 1/2chips 판별식
Fig. 3.8 Discriminator function coherent 1/2chips.

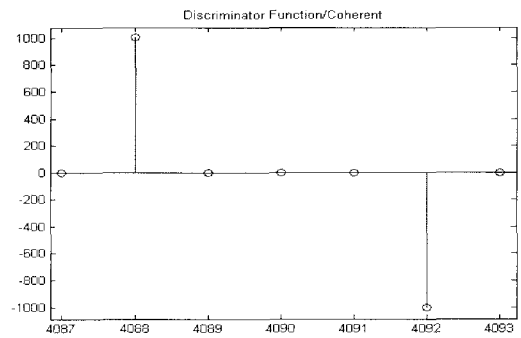


그림 3.9 Discriminator function coherent 1/2chips 판별식 확대

Fig. 3.9 Discriminator function coherent 1/2chips.

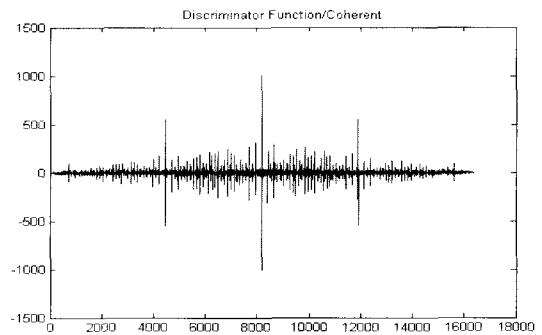


그림 3.10 Discriminator function coherent 1/4chips 판별식
Fig. 3.10 Discriminator function coherent 1/4chips.

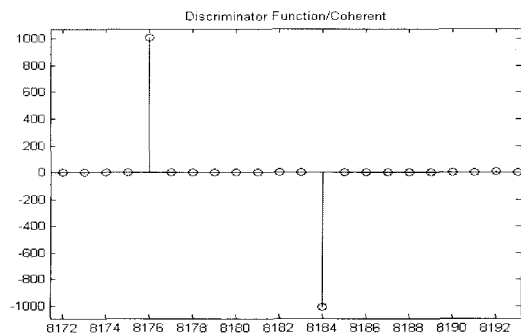


그림 3.11 Discriminator function coherent 1/4chips 판별식 확대

Fig. 3.11 Discriminator function coherent 1/4chips.

그림 3.10은 discriminator function coherent 1/4chips 판별식에 대한 그림이다.

그림 3.11은 discriminator function coherent 1/4chips 판별식을 확대한 그림이다.

그림 3.12는 discriminator function noncoherent 1/2 chips 판별식에 대한 그림이다.

그림 3.13은 discriminator function noncoherent 1/2 chips 판별식 확대에 대한 그림이다.

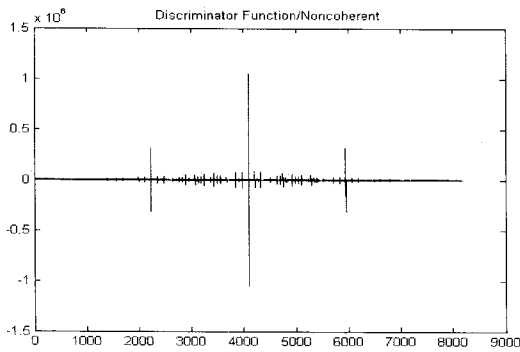


그림 3.12 Discriminator function noncoherent 1/2chips 판별식

Fig. 3.12 Discriminator function noncoherent 1/2chips.

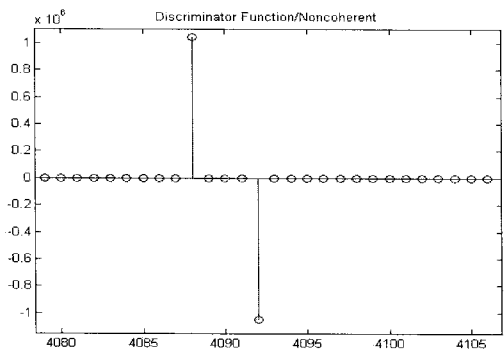


그림 3.13 Discriminator function noncoherent 1/2chips 판별식 확대

Fig. 3.13 Discriminator function noncoherent 1/2chips.

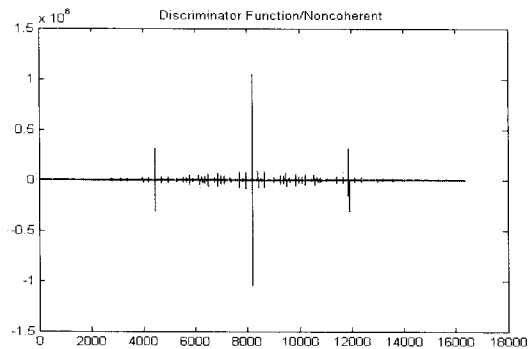


그림 3.14 Discriminator function noncoherent 1/4chips 판별식

Fig. 3.14 Discriminator function noncoherent 1/4chips.

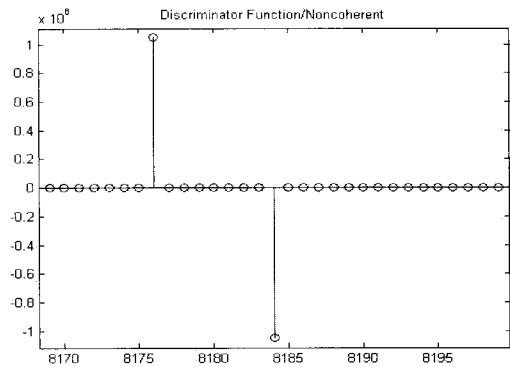


그림 3.15 Discriminator function noncoherent 1/4chips 판별식 확대

Fig. 3.15 Discriminator function noncoherent 1/4chips.

그림 3.14는 discriminator function noncoherent 1/4 chips 판별식에 대한 그림이다.

그림 3.15는 discriminator function noncoherent 1/4 chips 판별식 확대에 대한 그림이다.

다음은 autocorrelation function과 tracking accuracy에 관한 내용으로 식 3.10은 autocorrelation function에 관한 식이다.

$$R_c(\tau) = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{1}{2A} \int_{-A}^A c(t)c(t-\tau)dt \quad (3.10)$$

식 3.11은 tracking accuracy에 관한 식이다. 이것은 coherent상태에서의 노이즈 성능으로 나타낸다.

$$\sigma^2_{\tau} \approx \frac{B_L d}{2 \frac{C}{N_0}} \approx \frac{B_L \frac{1}{4}}{2 \frac{C}{N_0}} \quad (3.11)$$

그림 3.16은 0.1Hz에서 1/2chips에 관한 tracking accuracy 결과를 나타낸다.

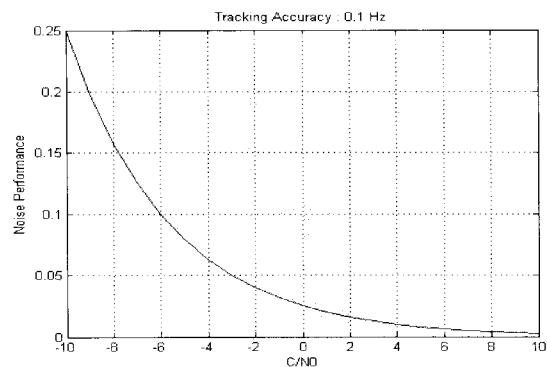


그림 3.16 0.1Hz에서 1/2chips에 관한 tracking accuracy

Fig. 3.16 Tracking accuracy of 1/2chips on 0.1Hz.

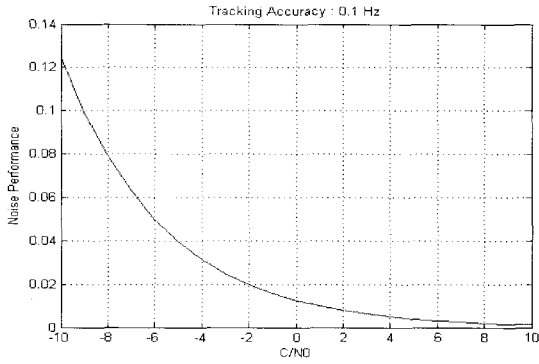


그림 3.17 0.1Hz에서 1/4chips에 관한 tracking accuracy Fig. 3.17 Tracking accuracy of 1/4chips on 0.1Hz.

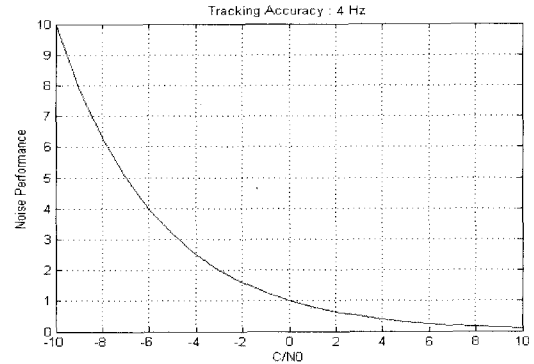


그림 3.20 4Hz에서 1/2chips에 관한 tracking accuracy Fig. 3.20 Tracking accuracy of 1/2chips on 4Hz.

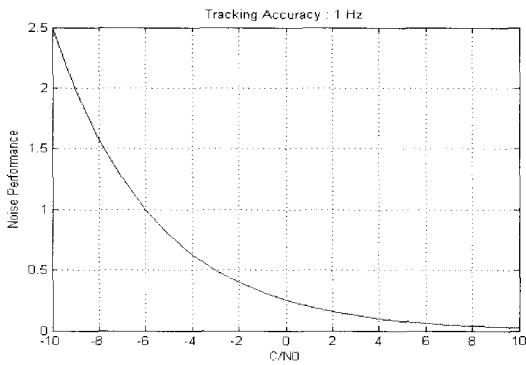


그림 3.18 1Hz에서 1/2chips에 관한 tracking accuracy Fig. 3.18 Tracking accuracy of 1/2chips on 1Hz.

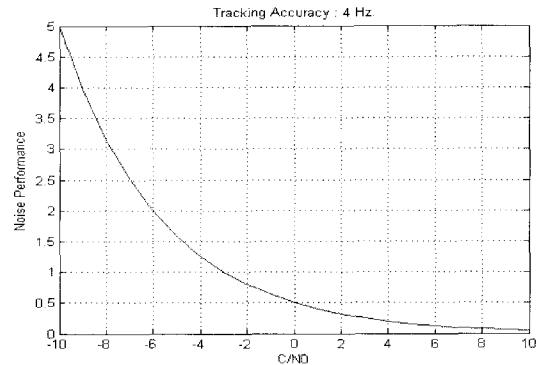


그림 3.21 4Hz에서 1/4chips에 관한 tracking accuracy Fig. 3.21 Tracking accuracy of 1/4chips on 4Hz.

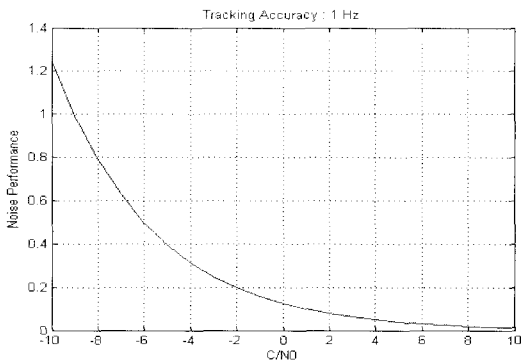


그림 3.19 1Hz에서 1/4chips에 관한 tracking accuracy Fig. 3.19 Tracking accuracy of 1/4chips on 1Hz.

그림 3.17는 0.1Hz에서 1/4chips에 관한 tracking accuracy 결과를 나타낸다.

그림 3.18은 1Hz에서 1/2chips에 관한 tracking accuracy 결과를 나타낸다.

그림 3.19는 1Hz에서 1/4chips에 관한 tracking accuracy 결과를 나타낸다.

그림 3.20은 4Hz에서 1/2chips에 관한 tracking accuracy 결과를 나타낸다.

그림 3.21은 4Hz에서 1/4chips에 관한 tracking accuracy 결과를 나타낸다.

IV. 결 론

위의 수치해석과 실험결과는 simulation을 통하여 분석할 수 있었으면 사용Tool은 MATLAB을 이용하여 분석 하였다. 위의 결과는 1/2chips 구조를 가지는 correlator와 1/4chips 구조를 가지는 correlator를 다양한 측면에서 비교 분석하였다. 그 비교 분석은 autocorrelator function과 수신기의 성능을 결정하는 판독기의 성능분석에 중점을 두었다. 판독기의 성능분석을 위해 coherent상태와 noncoherent상태 그리고 각각의 경우에 따른 tracking accuracy를 분석하여 제안한 모델의 성능을 분석하였다. 그 성능분석에 따른 결과는 실험결과에서 나타내듯이 정밀도면에서 크게 향상됨을 알 수 있다. 향후 연구로는 이 고정밀도를 이용한 correlator구조와 민감도 향상을 위한 correlator구조를 병합한 구조를 제안하여 정밀도만으로 해결되지 않는 음영지역해소를 위한 고 민감도에 관한 연구를 진행하려고 한다.

참 고 문 헌

- [1] Elliott D . Kaplan, Understanding GPS : Principles and Applications, Artech House, 1996.
- [2] Bradford W . Parkinson, James J. Spiker Jr., etal., Global Positioning System : Theory and applications, Volume I and Volume II, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.
- [3] Pratap Mistra, Per Enge, Global Positioning System : Signals, Measurements and Performance, Ganga-Jamuna Press, 2001.
- [4] James Bao-Yen Tsui, Fundamentals of Global Positioning System Receivers A Software Approach, John Wiley & Sons, Inc. 2000.
- [5] 최일홍, “자기 상관 함수 기울기 변화를 이용한 다중 경로 오차 감쇄 기법” 2000.
- [6] Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, Soren Holdt Jensen “A Software-defined GPS and Galileo Receiver”
- [7] 최윤수, 허민, 서용철 “Global Positioning System 신 GPS측량의 기초” 대한측량협회, 2003.

 저 자 소 개

박 지 호(정회원)

대한전자공학회 논문지

제43권 TC편 제2호 참조

<주관심분야 : 이동통신, 무선네트워크, USN>

오 영 환(정회원)

대한전자공학회 논문지

제42권 TC편 제5호 참조.

<주관심분야 : 통신망>