

GPS 칩셋을 이용한 L1 C/A 코드 GPS 수신기 설계

Development of L1 C/A code GPS receiver using GP2021 chip

김현수*, 원필룡**, 이상훈**, 박옥득**, 원황휴**, 김한실***

Kim HyunSu*, Nguyen Phi Long**, Lee SangHoon**, Park OkDeuk**, Nguyen Hoang Hieu**, Kim HanSii***

Abstract - This paper is to design a low cost GPS/DGPS receiver using GP2021 correlator. By modifying the existent GPS, the performance can be enhance than before. The H/W and S/W should be updated to have good result

Key Words : GPS 위성, 의사거리, user position, kalman filter, navigation message

1. 서론

위성 항법 시스템 (Global Position System GPS)은 시간 과 장소에 관계없이 세계 어디에서나 항체의 3차원적 위치, 속도 및 시간에 대해 연속적으로 정확하게 계산되는 시스템이다. 본 논문에서는 저가의 Stand-alone GPS 수신기의 위치, 속도 및 시간을 추정하는 항법 알고리즘의 수행하고, 이를 위해 디지털 신호처리부에서 생성된 데이터로부터 의사거리 및 의사거리율(Pseudo range rate)과 위성궤도정보(Ephemeris Information)를 얻어 위성의 정보를 계산할 수 있었다. 관측되는 위성의 위치 정보와 시간 정보를 가지고 항법 해(Navigation Solution)를 구할 수 있으며, 측정치의 Noise와 항체의 운동 특성을 모델링하여 칼만 필터(Kalman Filter)를 이용하여 보다 정확한 항체 위치정보를 구할 수 있다.

2. GPS System

2.1 절 의사 거리 측정 모델

2.1.1 절 GPS 의사 거리 측정 모델링

그림2에 보듯이 GPS 위성과 수신기의 거리는 빛의 속도* 경과시간으로 구한다.

$$C \times \Delta t = m \quad (C = 2.99792458 \times 10^8 \text{ m/s})$$

$$R^2 = r^2 + \rho^2 \quad \rho = \sqrt{R^2 - r^2} \quad R(x,y,z) \quad r(a,b,c)$$

$$\text{ideal equation } \rho = \sqrt{(x-a)^2 + (y-b)^2 + (z-c)^2}$$

normal equation with error model

$$\rho' = \sqrt{(x-a)^2 + (y-b)^2 + (z-c)^2} + c\delta(t) + \varepsilon_p$$

저자 소개

* 김현수 :蔚山大學校 自動車船泊技術大學院 碩士課程

** 원필룡, 원황휴, 이상훈, 박옥득;

蔚山大學校 電氣電子情報工學部 碩士課程

*** 김한실 :蔚山大學校 電氣電子情報工學部

p는 의사거리이다. 따라서 그림 7과 같이 GPS 신호 전달 시간을 구하면

$$\Delta t = \delta(t_{sat}) + \delta(t_{vacuum}) + \delta(t_D)$$

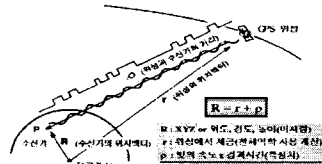


그림 2 의사 거리 측정

그를 navigation message를 통해 다시 broadcast 한다. 위성 시계의 offset, $\delta(t_{sat})$ 는 MCS에서 보정해 주어야 할 요소이다.

따라서 user는 이것에 대해 특별히 고려할 필요가 없고 그림3과 같이 항법 메시지 subframe 정보를 이용한다. 두번째

$$\delta(t_{vacuum}) = 64ms$$

요소는 진공상태의 전파는 빛의 속도를 그

마지막으로

$\delta(t_D) = \delta(t_{atm}) + \delta(t_{noise\&receiver}) + \delta(t_{multi}) + \delta(t_{hw})$ 는 위성과 수신기의 clock offset과 여러 error source에 의해 위성과 수신기간의 기하학적 거리 측정치 오차가 발생 한다.

따라서 Pseudorange Δt 는 $\delta_{sat}(t) + 64ms + \delta_D(t)$ 이다.

Put $\delta_{sat}(t) = 0$, $\delta(t)$ 하면, $64ms$, Unknown : $\delta_D(t)$

$$c(64ms + \delta(t_D)) = \sqrt{(x-a)^2 + (y-b)^2 + (z-c)^2} + c\delta(t_{sat}) + \varepsilon_p$$

여기서 $\delta(t_{sat})$ 는 satellite clock error이다. 이는 Master Control Station(MCS)에서 시계 보정 변수를 결정하여 위성에 Uplink한 뒤 위성은 이

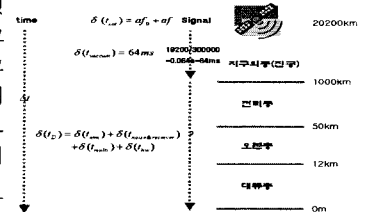


그림 3 GPS 신호 전송 시간

대로 유지하므로 위성(20200km)에서 전리층(1000km)까지는 빛의 속도로 전파된다. 따라서 대략 64ms가 걸린다.

3. 수신기 설계

3.1 절 하드웨어 구조

설계한 GPS 수신기 구조는 그림4과 같이 두 부분으로 나누어진다. RF부에서는 수신된 위성 신호들을 중간 주파수로 낮추고 디지털로 신호처리가 가능하도록 신호의 증폭 및 샘플링 과정이 수행된다. 디지털 처리부에서는 RF부에서 입력된 디지털 신호로부터 위성 항법 정보를 추출하여 항법을 수행하는 부분으로 신호분리기, 상관기, 중앙 처리기로 구성된다.

그림5는 구현한 수신기 모습이다. RF처리를 위해 Zarlink

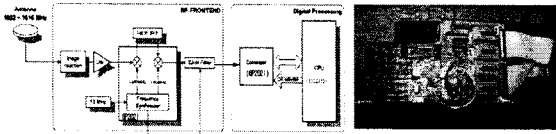


그림 4 GPS 수신기 구조

그림5 구현된수신기

사의 GP2015를 사용하였고, 상관기 역시 Zarlink사의 GP2021을 사용하였다. 그리고 항법 수행을 위해 ARM920T 기반의 삼성 S3C2410x를 사용하였다.

3.1.1 절 RF Front end



그림 6 RF Front end 주파수 계획

$$\sin(\omega_1 t)\sin(\omega_2 t) = \frac{1}{2} \cos((\omega_1 - \omega_2)t) - \cos((\omega_1 + \omega_2)t)$$

그림 6은 설계한 수신기의 주파수 계획을 나타낸다. 중간 주파수로 변화하는 과정에서 같은 주파수 대역으로 변환을 될 수 있는 원치 않는 신호를 제거하고 중간 주파수 변환을 수행하기 위해 아래와 같은 식으로 down conversion하였다.

3.1.1 절 Digital signal processing

변환된 중간 주파수 신호는 샘플링되어 신호분리기에 입력되고, 신호분리기는 상관기로 사용한 GP2021이 처리할 수 있는 대역으로 신호를 분리, 변환한다. 상관기로 사용한 GP2021은 5.714MHz로 샘플링된 신호를 처리하도록 만들어졌으므로 신호 분리를 통과한 신호는 상관기인 GP2021의 12채널에서 신호 추적 과정을 통해 기저 대역 신호로 변환된다. 중앙 처리기와 연계해서 이루어지는 신호 추적 과정에서 항법에 필요한 측정치와 위성 정보를 획득한다.

3.2 절 소프트웨어 구조

소프트웨어는 신호의 탐색 및 추적, 비트열 복원, 위성 정보 추출, 측정치 획득, 항법 수행, 상관기 설정, 외부 장치와 통신 등의 일을 수행한다. 이들은 각각 독립된 태스크로 구현이 되고 전체 구조를 그림7,8에 나타낸다.

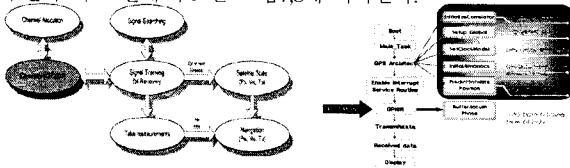


그림7 소프트웨어 전체구성도

그림8 SoftWare 순서도

3.2.1 절 신호 탐색

그림 8은 신호 탐색 과정을 보여주고 있다. 신호 탐색은

중심 반송 주파수와 코드 위상을 찾는 과정이다.

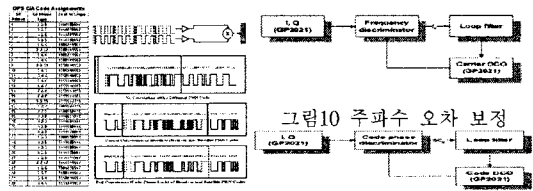


그림9 신호 탐색 과정

그림11 코드 위상 오차 보정

3.2.1.1 절 주파수 오차

주파수 오차에 따른 손실은 아래와 같다.

$$20 \log \left(\frac{\sin(\pi \Delta f T)}{\pi \Delta f T} \right) [dB], \Delta f: \text{주파수 오차}$$

일단 상관값이 기준값을 넘으면, 신호 추적을 수행한다. 반송파 추적에 이용되는 FLL(Frequency Lock Loop)의 구조를 그림9에 나타내었다. 주파수 오차를 검출하는 주파수 차별기, 루프 여파기, 그리고 상관기 반송파 DCO(Digital Controlled Oscillator)로 구성된다. FLL에 사용한 주파수 차별기 출력은 $f_k = Q_k \cdot I_{k-1} - I_k \cdot Q_{k-1}$ 이다. 주파수 오차 f_k 가 0으로 수렴함에 따라 Carrier Lock Indicator = $I_k \cdot I_{k-1} + Q_k \cdot Q_{k-1}$ 은 극대화된다. 즉 신호 전력 수준을 극대화시킨다는 의미이다.

3.2.1.2 절 코드 위상 오차

코드 위상 오차에 따른 손실은 아래와 같다.

$$20 \log(1 - \Delta C) [dB], \Delta C: \text{코드 위상 오차}$$

코드 추적은 DLL(Delay Lock Loop)을 이용해 코드 위상, 즉 코드 지연 시간을 알아냄으로써 이루어진다. DLL 구조를 그림 17에 나타내었으며, 코드 위상 차별기, 루프 여파기, 상관기의 코드 DCO로 이루어진다. DLL에 사용된 EML(Early-Minus-Late) 차별기는

$$ec_k = (IE_k - IL_k) \cdot IP_k - (QE_k - QL_k) \cdot QP_k \text{이다.}$$

코드 위상 오차 ec_k 가 0으로 수렴함에 따라 Code Lock Indicator = $I_k^2 + Q_k^2$ 은 극대화 된다. 즉, 신호 전력 수준을 극대화시킨다는 의미이다. 따라서 주파수 오차와 코드 위상 오차가 0으로 수렴하면 3.2.1.1과 3.2.1.2에서 보듯이 신호 전력은 같은 값이 된다. 다시 말해 반송파 추적과 코드 추적은 동시에 이루어짐을 알 수 있다.

3.2.2 절 의사 거리 도출



그림 12 신호전달시간

그림 13 GP2021 Counter

신호 추적 과정에서 수신기 시계는 GPS 위성 시계와 동기되고, 신호 전달 시간(TOA: Time Of Arrival)을 그림12에 나타낸 것과 같이 얻을수 있다. 먼저 모든 위성은 동시에 같은 프레임의 data를 전송한다. 그리고 수신기는 최소 4개 이상의 위성에서부터 신호를 추적하고 가장 먼저 도착한 subframe의 receiving time을 t_0 로 둔 이후 수신기 내부 clock을 이용하는 상관기 count register 를 이용하여 t_1, t_2, t_3 를 구한다. 상관기 count register는 그림 13과 같이

3개의 카운터로 구성되었다.

0-1023ms까지 counter하는 Epoch counter와 0-1/2046ms까지 측정하는 code phase counter와 1/2046ms를 한 주기로 하는 carrier DCO phase counter로 신호 전달 시간을 계산한다. 따라서 GPS 위성 Pseudorange는 $c(64ms + \Delta t_0) + c\delta(t_{sm})$

3.2.3 GPS 위성 위치 도출

항법 메시지 subframe 2,3에는 Ephemeris 정보가 들어있다. 이 정보에는 각 위성의 궤도 정보와 시간 오차 정보가 있어 이를 이용하여 해당 GPS 위성의 위치를 다음과 같은 식으로 도출한다.

$$\text{Semi-major axis } A = (\sqrt{A})^2, \text{ Computed mean motion } n_0 = \sqrt{\frac{\mu}{A^3}}$$

$$\text{Time from ephemeris is } t_k = t - t_{oe}, \text{ Corrected mean}$$

motion는 $n = n_0 + \Delta n$, Mean anomaly는 $M_k = M_0 + nt_k$,

$$\text{Keplers Equation for Eccentric anomaly } M_k = E_k - e \sin E_k$$

따라서 True Anomaly

$$V_k = \tan^{-1} \left\{ \frac{\sin V_k}{\cos V_k} \right\} = \tan^{-1} \left\{ \frac{\sqrt{1-e^2} \sin E_k / (1-e \cos E_k)}{(\cos E_k - e) / (1-e \cos E_k)} \right\}$$

Latitude Argument는 $\Phi_k = V_k + W$ 이므로 Second Harmonic Perturbations에 의하면

$$\text{Latitude } \delta U_k = C_{us} \sin 2\Phi_k + C_{uc} \cos 2\Phi_k, U_k = \Phi_k + \delta U_k$$

$$\text{Radius } \delta r_k = C_{rs} \sin 2\Phi_k + C_{rc} \cos 2\Phi_k, r_k = a(1 - e \cos E_k) + \delta r_k$$

$$\text{Inclination } \delta i_k = C_{is} \sin 2\Phi_k + C_{ic} \cos 2\Phi_k, i_k = i_0 + \delta i_k + UEOF_k$$

corrected longitude of ascending node는

$$\Omega_k = \Omega_0 + (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_0)t_k - \dot{\Omega}_0 t_{oe}$$

따라서 ECEF 좌표계의 GPS 위성 위치는

$$x_k = x'_k \cos \Omega_k - y'_k \cos i_k \sin \Omega_k$$

$$y_k = x'_k \sin \Omega_k - y'_k \cos i_k \cos \Omega_k$$

$$z_k = y'_k \sin i_k$$

3.2.4 Range correction

3.2.4.1 Satellite clock error

$$\delta(t_{sm}) = af_0 + af_1(t - t_0) + af_2(t - t_{0c})^2 + \Delta t_r$$

3.2.4.1 Ephemeris prediction error

$$\text{effective pseudorange error} = dr \cdot a = 4.2m(1\sigma)$$

3.2.4.1 Relativistic effects

$$\Delta t_r = F_e \sqrt{A} \sin E_k, (F_e = -4.4442807633 \times 10^{-10} \text{sec/m})$$

3.2.4.1 Ionospheric effects

ionospheric(전리층)은 자외선에 의한 기체분자의 이온화 현상으로 방치된 자유전자에 의해 위성 신호가 지연된다.

$$I_{iono} = \begin{cases} F * \left[5.0 * 10^{-9} + AMP \left(1 - \frac{X^2}{2} + \frac{X^4}{24} \right) \right], & |X| < 1.57 \\ F * (5.0 * 10^{-9}), & |X| \geq 1.57 \end{cases}$$

3.2.5 User Positioning

신호 추적으로 얻은 측정치와 발신 위성 정보로 얻은 위성 위치 정보와 error 보정치를 이용하여 GPS 위성 상태 방정식을 Runge-kutta 적분법과 같은 수치해석법을 이용해서 풀기

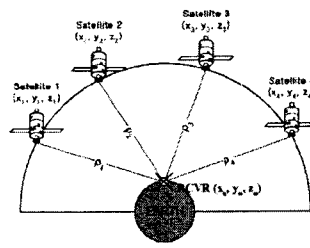


그림 14 User Position modeling

추적한다면 아래와 같은 식이 성립한다.

$$p_1 = \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2}$$

따라서 GPS 위성 상태 방정식은

$$p_1 = \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2 + c\delta t}$$

$$p_2 = \sqrt{(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2 + c\delta t}$$

...

$$p_n = \sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2 + (z_n - z)^2 + c\delta t}$$

선형화하면

$$\begin{bmatrix} dp_1 \\ dp_2 \\ \vdots \\ dp_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - x & y_1 - y & z_1 - z & 1 \\ x_2 - x & y_2 - y & z_2 - z & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_n - x & y_n - y & z_n - z & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dx \\ dy \\ dz \\ d(c\delta t) \end{bmatrix}$$

여기서

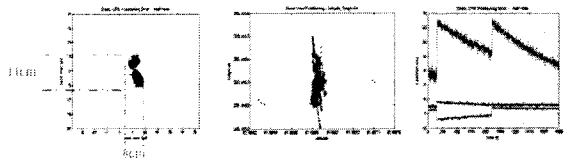
$$A = \begin{bmatrix} x_1 - x & y_1 - y & z_1 - z & 1 \\ x_2 - x & y_2 - y & z_2 - z & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_n - x & y_n - y & z_n - z & 1 \end{bmatrix}, \Delta P = \begin{bmatrix} dp_1 \\ dp_2 \\ \vdots \\ dp_n \end{bmatrix}, \Delta X = \begin{bmatrix} dx \\ dy \\ dz \\ d(c\delta t) \end{bmatrix}$$

$$\Delta P = A * \Delta X \text{ 최소 자승법: } \Delta X = (A^T A)^{-1} A^T * \Delta P$$

따라서 User Position은

$$\begin{aligned} \text{위도 } \lambda_u &= \arctan\left(\frac{y_u}{x_u}\right) \\ \text{경도 } \phi_u &= \arctan\left(\frac{z_u + e^2 z_u}{r}\right) \\ \text{고도 } h &= U(1 - \frac{b^2}{a^2}) \end{aligned}$$

(x_0, y_0, z_0) 는 initial user position이다.



4. 결론

본 논문에서는 GPS 칩셋을 이용한 L1 C/A 코드 GPS 수신기 설계 결과를 보였다. 상용 칩셋을 이용한 중간 주파수 변환 과정에서 발생하는 하모닉 성분은 원하는 신호에 비해 충분히 작게 나타나지만 잡음의 원인으로 남아 있다. 또한 GPS에서 제공하는 위성 정보 구조와 내용이 간략하여 소프트웨어 구조를 단순화할 수 있었다. 현재 수신기의 성능이나 구조적인 면에서 많은 개선점이 남아있지만 다양한 GPS 기반 연구에 밑거름이 되길 기대한다.

참고 문헌

- [1] B.Hofmann Wellenhop, H.Lichtenegger, J. Collins "GPS Theory and Practice, Fifth"
- [2] 신철호, 김우승, i*전자항해학사, 효성출판사
- [3] GPS Architect Software Design Manual V6.12, GEC Plessey Semiconductors, GPS Group