

## An attitude determination GPS Receiver Integrated with Dead Reckoning Sensors

李在浩·徐興碩·成泰慶·李相禎

Jae Ho Lee<sup>\*\*\*</sup> · Hung Seok Seo<sup>\*</sup> · Tae Kyung Sung<sup>\*\*</sup> · Sang Jeong Lee<sup>\*\*</sup>

**Abstract** - In the GPS/DR integrated system, the GPS position(or velocity) is used to compensate the DR output and to calibrate errors of the DR sensor. This synergistic relationship ensures that the calibrated DR accuracy can be maintained even when the GPS signal is blocked. Because of the observability problem, however, the DR sensors are not sufficiently calibrated when the vehicle speed is low. This problem can be solved if we use a multi-antenna GPS receiver for attitude determination instead of conventional one.

This paper designs a two-antenna GPS receiver integrated with DR sensors. The proposed integration system has three remarkable features. First, the DR sensor can be calibrated regardless of the vehicle speed with the aid of two-antenna GPS receiver. Secondly, the search space of integer ambiguities in GPS carrier-phase measurements is reduced to a part of the surface of the sphere using DR heading. Thirdly, the detection resolution of cycle-slips in GPS carrier-phase measurements is improved with the aid of DR heading. From the experimental result, it is shown that the search space is drastically reduced to about 3/20 of the non-aided case and the cycle-slips of 1 or half cycle can be detected.

**Key Words** : Multi-antenna GPS receiver, Dead Reckoning, Integrated system

### 1. 서 론

GPS(Global Positioning System)는 항법위성을 이용하여 전세계 어디에서나 항상 사용자의 위치, 속도, 시간 정보를 알아낼 수 있는 전파 항법 시스템이다[1,2]. GPS의 항법해는 수신기 잡음, 다중 경로 오차 등으로 인하여 단시간 안정성은 좋지 않지만 항상 일정 범위내의 오차를 갖기 때문에 장시간 안정성은 매우 우수하다. 그러나 GPS 수신기는 위성 신호가 차단될 경우 항법해를 제공할 수 없는 단점이 있다. Dead Reckoning(DR)은 차속 센서(또는 가속도계)와 자이로스코프(또는 지자기 센서)를 이용한 자립형 항법 시스템이다. DR은 연속적인 항법해를 제공하며, 단시간 안정성은 우수하지만 시간이 지날수록 오차가 누적하여 증가되기 때문에 장시간 안정성은 좋지 않다. GPS/DR 통합 항법 필터는 GPS 수신기의 속도 또는 위치 측정치를 이용해 차속센서의 오차를 보정하고 GPS의 속도나 위치 변위 측정치로부터 얻은 항체의 방향

각 정보를 이용해 자이로스코프의 오차를 보정한다. 그러나 GPS 수신기로부터 얻은 항체의 자세 정보는 항체의 속도가 낮아지면 오차가 증가하기 때문에 항체가 저속일 경우 GPS/DR 통합필터는 자이로스코프의 오차를 정확히 보상할 수 없다.

자세 결정용 GPS 수신기[7]는 C/A 코드를 이용한 위치 측정치 등을 제공하는 것 이외에도 반송파 위상 측정치를 이용한 항체의 자세를 제공한다. 만일, 두개의 안테나가 항체의 진행방향으로 설치되었을 경우에는 피치(pitch)와 요(yaw) 자세를 계산할 수 있으며, 3개 이상의 안테나가 설치된 경우에는 3차원의 자세를 모두 구할 수 있다. 자세 결정용 GPS 수신기로부터 얻은 자세의 오차는 항체의 속도와 무관하며, 안테나간 기저선 벡터의 길이, 수신기 잡음의 크기 등에 의하여 자세오차의 크기가 결정된다. 본 논문에서 사용한 자세 결정용 수신기는 두개의 안테나를 이용하였으며, 기저선 길이가 1m일 경우 0.5도(?)이내의 방위각 오차를 갖는다[5-7].

자세 결정용 GPS 수신기에서는 자세를 계산하기 위하여 이중 차분(double differencing)된 반송파 정보에 포함되어 있는 미지정수(integer ambiguity)를 먼저 구해야 한다[5]. 기저선 길이가 1m이고 L1 주파수를 사용한다면 검색범위 내의 미지정수 후보는 수백개가 된다. 이와 같이 미지정수 후보가 많은 경우에는 많은 계산량을 필요로 하며, 잘못된 미지정수를 구할 확률도 높아진다. 또한 반송파 위상 측정치에 사이클 슬립(cycle-slip)이 발생하면 정확한 자세를 구할 수 없다.

\* 正 會 員 : 忠南大 電子工學 博士課程  
 \*\* 正 會 員 : 성태경-忠南大 電氣電子工學部 教授  
 이상정-忠南大 情報通信工學部 教授  
 \*\*\* 非 會 員 : 忠南大學 電子工學科 博士課程  
 接受日字 : 2000年 8月 25日  
 最終完了 : 2001年 1月 18日

지금까지 사이클 슬립 검출 알고리즘에 대한 많은 연구가 있었지만[8,9] 대부분의 경우 정지 상태를 다루거나 동적 상태에 대한 경우에는 항체의 동특성 범위 이내의 사이클 슬립을 검출하지 못하였다.

본 논문에서는 자세 결정용 GPS 수신기와 DR 센서를 통합한 시스템을 제안하였다. 외국의 자세 측정용 GPS 수신기는 고가이지만, [7]에서 제시한 저가형 자세 측정용 GPS 수신기를 이용하여 저가의 자세 결정용 GPS 수신기와 DR 통합 시스템을 구현하였다. 자세 결정용 GPS 수신기는 항체의 속도와 무관한 자세 정보를 제공하기 때문에 제시된 필터는 항체가 정지 또는 저속일 경우에도 자이로스코프의 바이어스와 환산계수 오차를 정확히 보정할 수 있다. 또한 본 논문에서는 DR을 이용한 자세 결정용 GPS 수신기의 성능 향상을 위한 방법을 제시하였다. 첫째, 추정된 DR 방향각과 알고 있는 두 안테나 사이의 길이를 이용하여 미지정수를 예측함으로써 미지정수 검색범위를 축소하는 방법이다. 이러한 경우 미지정수 검색범위는 구 표면의 일부로 감소한다. 둘째, DR 정보를 이용해 GPS 반송파 측정치의 사이클 슬립을 판별하는 것이다. 이러한 경우 항체가 동특성을 갖는 경우에도 한 파장 또는 반파장까지의 사이클 슬립을 검출할 수 있다.

## 2. 자세 결정용 GPS 수신기와 DR을 이용한 통합 시스템

### 2.1 자세 결정용 GPS 수신기와 DR을 이용한 통합

일반적인 GPS 수신기는 도플러 또는 위치 변위로부터 얻어진 속도를 이용해 항체의 방향각을 구하기 때문에 항체의 속도가 낮아지면 방향각 오차가 증가한다. 따라서, 일반적인 GPS 수신기에서 측정되는 방향각 정보를 이용하면 항체가 정지 또는 저속일 때에는 DR 센서에 대한 보정을 할 수 없거나 정확한 보정이 어렵다. 이와 달리 여러 개의 안테나를 사용하는 자세 결정용 GPS 수신기는 항체의 속도와는 무관한 방향각 정보를 제공한다. 따라서 자세 결정용 GPS 수신기와 DR을 통합하면 항체의 속도가 낮은 경우에도 DR 센서와 DR 방향각 오차를 정확히 보정할 수 있다.

본 논문에서는 [4]에서 제안한 분리형 통합 칼만 필터 방식으로 통합필터를 구성하였으며, 그림 1과 같은 구조를 갖는다. 분리형 통합필터는 2개의 부필터(sub-filter)로 구성되며, 첫번째 칼만 필터는 자세 결정용 GPS 수신기로부터 구한 자세 측정치를 이용하여 자이로스코프의 바이어스 오차와 환산계수 오차를 보정하고, 속도 측정치를 이용하여 차속센서의 환산계수 오차를 보정한다. 또한 자세 오차 및 속도 오차를 추정하여 DR해를 보정한다. 두 번째 칼만 필터는 GPS 수신기의 위치 측정치를 이용하여 DR의 위치 계산치를 보정한다.

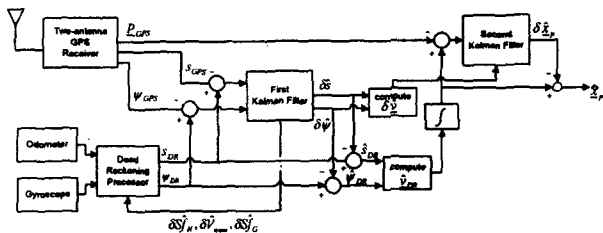


그림 1 제안한 통합 칼만 필터의 구조

제안한 통합필터는 자세 결정용 GPS 수신기의 자세 측정치를 이용하기 때문에 [4]에서 제안한 통합필터와 일부 다른 상태변수를 갖는다. 즉, [4]에서와 같이 2차원 평면속도 벡터를 상태변수로 이용할 경우 자세각의 극좌표계 측정치는 비선형으로 표시되며, 선형 칼만 필터를 사용하는 경우 측정치의 선형화(linearization)가 필요하다. 따라서 본 논문에서는 속도벡터를 극좌표계로 나타내는 변수인 속력과 자세각을 상태변수로 정의하고 GPS 및 DR에서 자세각과 속력을 측정함으로써 시스템 방정식 및 측정 방정식이 선형이 되도록 구성하였다. [3]에서 제안한 DR 센서 오차 모델을 이용하여 구성한 첫번째 칼만 필터의 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\delta x_{k+1} = \begin{bmatrix} \delta\psi(k+1) \\ \delta S_{f_G}(k+1) \\ \delta V_{norm}(k+1) \\ \delta S_{f_N}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & (\bar{V}_x(k) - V_{norm}(k)) \cdot \Delta t & -S_G(k) \cdot \Delta t & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\psi(k) \\ \delta S_{f_G}(k) \\ \delta V_{norm}(k) \\ \delta S_{f_N}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_\psi(k) \\ w_{S_G}(k) \\ w_{V_{norm}}(k) \\ w_{S_N}(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

식에서  $\delta\psi(\cdot)$ 는 방향각 오차,  $\delta S_{f_G}(\cdot)$ 는 자이로스코프의 환산 계수 오차,  $\delta V_{norm}(\cdot)$ 은 자이로스코프의 바이어스 전압 오차,  $\delta S_{f_N}(\cdot)$ 는 차속 센서 환산 계수 오차를 나타내고,  $w_V(k)$ 는 백색 잡음으로 가정하며, 공분산은  $cov(w_V(k)) = Q_V(k)$ 이다.

DR 속도 오차는 차속센서의 환산 계수 오차로 인해 발생하며, GPS 속도정보( $S_{GPS}(\cdot)$ )와 DR로 구한 속도( $S_{DR}(\cdot)$ )의 차를 이용해 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \delta S(k) &= S_{DR}(k) - S_{GPS}(k) = N(k) \cdot S_{f_N} - S_{GPS}(k) \\ &= N(k) \cdot (S_{f_{N,true}} + \delta S_{f_N}) - S_{True}(k) - u_S(k) \\ &= N(k) \cdot S_{f_{N,true}} - S_{True}(k) + N(k) \cdot \delta S_{f_N} + u_S(k) \\ &= N(k) \cdot \delta S_{f_N} + u_S(k) \end{aligned}$$

식에서  $\delta S(\cdot)$ 는 DR의 속도 오차를 나타내고, N은 차속 센서의 출력을 나타내며,  $u_S(k)$ 는 GPS 속도 측정치 잡음을 나타낸다. 따라서, 첫 번째 칼만 필터의 측정방정식은 식(2)와 같다.

$$\delta z_{k+1} = \begin{bmatrix} V_{DR}(k) - V_{GPS}(k) \\ S_{DR}(k) - S_{GPS}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\psi(k) \\ \delta S_{f_G}(k) \\ \delta V_{norm}(k) \\ \delta S_{f_N}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\psi(k) \\ u_S(k) \end{bmatrix} \\ \equiv H_k \cdot \delta x_k + u_k \quad (2)$$

식에서  $\delta\psi(\cdot)$ 는 DR 방향각 오차,  $\delta S_{f_G}(\cdot)$ 는 자이로스코프의 환산계수의 오차,  $\delta V_{norm}(\cdot)$ 는 자이로스코프의 바이어스 전압의 오차,  $\delta S_{f_N}(\cdot)$ 는 차속센서 환산계수 오차를 나타내며,  $\psi_{DR}(\cdot)$ 는 DR의 방향각 측정치,  $\psi_{GPS}(\cdot)$ 는 자세 결정용 GPS 수신기로부터 구한 방향각 측정치이다. 또한,  $u_V(\cdot)$ 는 백색 잡음으로 가정하며, 오차 공분산은

$cov(\underline{u}_V(k)) = R_V(k)$ 이다.

첫 번째 칼만 필터에서 구한 자세각 및 속도 오차 추정치를 이용하면 DR 속도 및 자세각을 보정할 수 있으며, 이로부터 DR의 속도 벡터 추정치를 계산할 수 있다. 또한, 다음과 같이 2차원 평면 속도 오차 추정치를 구할 수 있다.

$$\delta \hat{\underline{v}}(k) = \begin{bmatrix} \delta \hat{v}_E(k) \\ \delta \hat{v}_N(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\psi} & \sin \hat{\psi} \\ -\sin \hat{\psi} & \cos \hat{\psi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \hat{\psi}(k) \\ \delta \hat{\delta}(k) \end{bmatrix} \quad \text{-----}(3)$$

두 번째 칼만 필터의 상태 방정식과 측정 방정식은 다음과 같다[4].

$$\delta \hat{x}_p(k+1) = \begin{bmatrix} \delta \hat{p}_E(k+1) \\ \delta \hat{p}_N(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \hat{p}_E(k) \\ \delta \hat{p}_N(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta t & 0 \\ 0 & \Delta t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \hat{v}_E(k/k) \\ \delta \hat{v}_N(k/k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{p_E}(k) \\ w_{p_N}(k) \end{bmatrix} \quad \text{-----}(4)$$

$$\delta \hat{z}(k) = \begin{bmatrix} P_{E,DR}(k) - P_{E,GPS}(k) \\ P_{N,DR}(k) - P_{N,GPS}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \hat{p}_E(k) \\ \delta \hat{p}_N(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{p_E}(k) \\ u_{p_N}(k) \end{bmatrix} \quad \text{-----}(5)$$

식에서  $\delta p_E(\cdot)$ 와  $\delta p_N(\cdot)$ 는 각각 동쪽 방향과 북쪽 방향의 위치 오차이고,  $\underline{w}_P(\cdot)$ 는 백색 잡음으로 가정하며, 공분산은  $cov(\underline{w}_P(k)) = Q_P(k)$ 이다. 또한,  $\underline{u}_P(\cdot)$ 는 백색 잡음으로 가정하며, 오차 공분산은  $cov(\underline{u}_P(k)) = R_P(k)$ 이다.

### 2.2. DR을 이용한 미지정수 검색범위의 축소

자세 결정용 GPS 수신기에서 실시간으로 두 안테나 사이의 기저선 벡터를 계산하기 위해서는 반송파 위상 추정치에 존재하는 미지정수를 빠르고 정확히 알아내야 한다. 미지정수를 결정하기 위해서는 미지정수 검색범위를 먼저 결정해야 한다. 미지정수 검색범위는 안테나 사이의 기저선 길이와 반송파의 파장, 측정 잡음, 그리고 신뢰도(significant level) 등에 의하여 결정된다. 참 미지정수를 미지정수 검색범위 내의 후보 중에서 찾아낼 때에 검색범위가 크면 계산량이 많아지고 참 미지정수를 구할 확률도 낮아진다. 반대로 미지정수 검색범위를 임의로 작게 설정하면 참 미지정수가 검색범위 내에 존재하지 않을 수도 있다. 기저선 길이가 1m이고 L1 반송파를 이용할 때 기저선 길이를 이용한 미지정수 검색범위 결정법을 사용하면 수백 개의 미지정수를 후보를 갖기 때문에 많은 계산량을 필요로 하며, 참 미지정수를 구하지 못하는 경우가 발생하기도 한다.

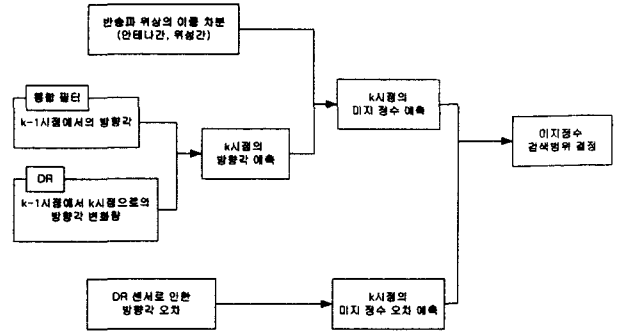


그림 2. 미지정수 검색범위 축소 알고리즘의 구성도

본 논문에서 제안한 DR을 이용한 미지정수 검색범위 축소 알고리즘의 구조는 그림 2와 같다. 그림에서와 보는 바와 같이 k-1 시점에서 추정된 방향각과 k-1 시점에서 k 시점 사이의 DR 방향각 변화량 추정치를 이용하면 k 시점에서의 DR 방향각을 예측할 수 있다. 예측된 방향각과 이중 차분(수신기 간 차분과 위성 간 차분)한 반송파 위상의 추정치를 이용하면 k 시점에서의 미지정수를 예측할 수 있으며, DR 방향각 오차의 공분산을 이용하면 예측된 미지정수 부근의 축소된 검색범위를 결정할 수 있다.

두 개의 안테나 A, B에서 수신한 위성 i, j로부터의 반송파 위상을 이중 차분한 측정식은 다음과 같다[1].

$$I_{AB}^{ij}(k) = H_B^{ij}(k)r_{AB}^{ie}(k) + \lambda N_{AB}^{ij}(k) + w_{AB}^{ij}(k) \quad \text{-----}(6)$$

식에서  $I_{AB}^{ij}(k)$ 는 이중 차분한 반송파 위상 측정치이고,  $\lambda$ 는 반송파 파장,  $N_{AB}^{ij}(k)$ 는 이중 차분한 미지정수,  $H_B^{ij}(k)$ 는 안테나 B에서 위성으로의 시선각 벡터의 위성간 차분,  $r_{AB}^{ie}(k)$ 는 지구 중심 좌표계에서의 두 안테나 사이의 기저선 벡터의 위성간 차분,  $w_{AB}^{ij}(k)$ 는 측정 오차를 나타낸다.

식 (6)을 미지정수에 대해 다시 정리하면 다음과 같이 DR로 추정된 미지정수( $\hat{N}_{AB}^{ij}(k)$ )와 추정된 미지정수의 오차( $\delta \hat{N}_{AB}^{ij}(k)$ )로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda N_{AB}^{ij}(k) &= I_{AB}^{ij}(k) - H_B^{ij}(k)r_{AB}^{ie}(k) - w_{AB}^{ij}(k) \\ &= I_{AB}^{ij}(k) - H_B^{ij}(k)C_n^e(k)C_b^n(k)r_{AB}^{ib}(k) - w_{AB}^{ij}(k) \\ &= I_{AB}^{ij}(k) - H_B^{ij}(k)C_n^e(k)(\hat{C}_b^n(k/k-1) + \delta \hat{C}_b^n(k))r_{AB}^{ib}(k) - w_{AB}^{ij}(k) \\ &= \lambda(\hat{N}_{AB}^{ij}(k/k-1) + \delta \hat{N}_{AB}^{ij}(k)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{N}_{AB}^{ij}(k/k) &= \frac{1}{\lambda}(I_{AB}^{ij}(k) - H_B^{ij}(k)C_n^e(k)\hat{C}_b^n(k/k-1)r_{AB}^{ib}(k)) \\ \delta \hat{N}_{AB}^{ij}(k/k) &= \frac{1}{\lambda}(H_B^{ij}(k)C_n^e(k)\delta \hat{C}_b^n(k)r_{AB}^{ib}(k) + w_{AB}^{ij}(k)) \end{aligned} \quad \text{-----}(7)$$

식에서  $C_n^e(k)$ 는 항법 좌표계에서 지구 중심 좌표계로의 좌표 변환 행렬이고,  $C_b^n(k)$ 는 동체 좌표계에서 항법 좌표계로의 좌표 변환 행렬,  $r_{AB}^{ib}(k)$ 는 동체 좌표계에서의 기저선

벡터의 위성간 차분,  $\widehat{C}_s^b(k/k-1)$ 은 DR로부터 예측한 자세를 이용하여 구한 좌표변환 행렬이며,  $\delta\widehat{C}_s^b(k)$ 는 좌표변환 행렬의 오차이다.

식 (7)로부터 참 미지정수  $N_{AB}^y(k)$ 가 존재하는 범위는 다음과 같다.

$$\widehat{N}_{AB}^y(k/k-1) - k\sigma_N \leq N_{AB}^y(k) \leq \widehat{N}_{AB}^y(k/k-1) + k\sigma_N \quad \text{-----}(8)$$

식에서 k는 미지정수 존재 범위에 대한 신뢰도를 나타내고,  $\sigma_N^2$ 은 미지정수 오차의 분산으로서 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_N^2 &= E\{\delta\widehat{N}_{AB}^y(k)\delta\widehat{N}_{AB}^y(k)^T\} \\ &= \frac{1}{\lambda^2}[H_s^y(k)C_s^e(k)\delta\widehat{C}_s^e(k)r_{AB}^y(k)\{H_s^y(k)C_s^e(k)\delta\widehat{C}_s^e(k)r_{AB}^y(k)\}^T + \sigma_w^2] \end{aligned} \quad \text{-----}(9)$$

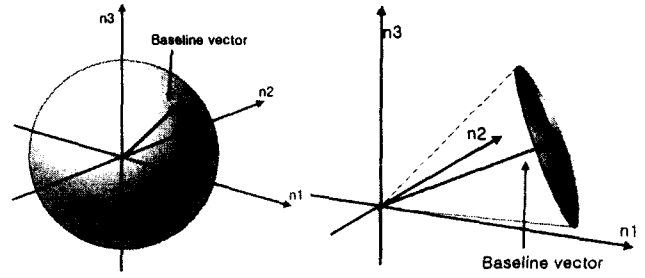
식에서  $\sigma_m^2$ 은  $w_{AB}^y(k)$ 의 분산을 나타낸다. 만약, 두 개의 안테나가 차량 진행방향으로 설치되었고, 피치각 오차와 방향각 오차가 서로 상관 관계가 없다고 가정하면 식 (9)는 다음과 같다[6].

$$\sigma_N^2 = \frac{b^2}{\lambda^2}[H_s^y(k)C_s^e(k)\begin{bmatrix} \sigma_\psi^2 \sin^2 \psi & -\sigma_\psi^2 \sin \psi \cos \psi & 0 \\ -\sigma_\psi^2 \sin \psi \cos \psi & \sigma_\psi^2 \cos^2 \psi & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_\psi^2 \end{bmatrix}\{C_s^e(k)\}^T\{H_s^y(k)\}^T + \sigma_w^2]$$

식에서 b는 기저선 길이를 나타내며,  $\sigma_\psi^2$ 과  $\sigma_\theta^2$ 은 각각 자세각과 피치각의 오차 분산을 나타낸다.

R 정보를 이용하여 미지정수를 검색할 때 검색범위는 식 (9)의 미지정수 예측치 오차의 분산에 영향을 받는다. 만약 GPS 신호가 일정시간 동안 단절되면 그 기간 중에는 DR 센서에 대한 보상이 불가능하므로 DR의 오차가 증가하고 그 결과 미지정수 예측치의 오차분산도 증가하게 된다. 그러므로 GPS 신호가 단절되었다가 다시 수신되는 경우에는 신호가 단절된 시간에 비례하여 검색범위를 넓게 설정하여야 한다.

기존의 미지정수 검색범위 결정방법 중 [5]에서 제안한 기저선 길이를 이용했을 경우의 미지정수 검색범위는 그림 3의 (a)와 같이 기저선 길이를 반지름으로 하고 일정한 두께를 갖는 구 표면으로 나타난다. 그러나 본 논문에서 제안한 DR을 이용한 미지정수 축소 알고리즘을 이용하면 미지정수 검색범위는 그림 3의 (b)와 같이 구 표면의 일부로 줄어든다. 그림에서 n1, n2, n3는 독립 미지정수를 의미한다[5]. 미지정수를 결정하는 방법은 미지정수 검색범위 내에 존재하는 후보에 대해 목적함수를 계산하고, 계산된 목적함수를 최소로 만드는 미지정수를 찾아내는 것이다. 미지정수 후보의 개수가 많게 되면 목적함수를 최소로 만드는 미지정수의 후보가 여러 개 존재할 수 있기 때문에 정확한 미지정수를 결정하기 어렵다. 그러나, 미지정수 후보의 개수가 줄어들면 목적함수를 최소로 만드는 미지정수 후보 역시 줄어들게 되므로 정확한 미지정수를 결정할 확률이 높아진다.



(a) 기저선 길이를 이용할 경우 (b) DR을 이용할 경우  
그림3. 미지정수 검색범위

### 2.3. DR을 이용한 사이클 슬립 검출 알고리즘

자세 결정용 GPS 수신기에서는 결정된 미지정수와 이중 차분된 반송파 위상 측정치를 이용해 항체의 자세를 구한다. 매 epoch의 반송파 위상 측정치를 이용하여 미지정수를 새로이 결정하면 사이클 슬립은 줄어들지만 계산량이 증가하기 때문에 실시간 적용이 어렵다. 반면, 한번 결정된 미지정수를 계속 사용하는 경우에는 계산량은 감소하지만 사이클 슬립이 발생하면 잘못된 자세 측정치를 계속적으로 제공하게 된다. 그러므로, 정확한 항체의 자세를 구하기 위해서는 반송파 위상 측정치에 발생할 수 있는 사이클 슬립을 검출하여 제거해야만 한다. 기존의 연구 결과에서 자세 결정용 GPS 수신기 단독으로 사이클 슬립을 검출하는 많은 방법들이 제안되었지만 이 방법들은 항체가 정지한 상태라고 가정한 방법이므로 동적 환경에서는 작은 크기의 사이클 슬립은 제거할 수 없었다[8, 9].

본 논문에서는 DR을 이용하여 사이클 슬립을 검출하는 알고리즘을 제시하였으며, 그 구조를 그림 4에 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 통합필터에서 추정한 k-1 시점의 DR 방향각과 DR을 이용해 예측한 방향각으로부터 이중 차분(안테나간 차분 및 시간간 차분)된 반송파 위상 측정치를 예측한다. 만약 예측된 이중 차분된 반송파 위상 측정치와 측정된 이중 차분된 반송파 위상 측정치의 차가 DR 방향각 오차의 공분산을 이용해 구한 임계치를 벗어나면 사이클 슬립으로 판별할 수 있으며, 이를 이용하여 사이클 슬립이 발생한 위성에 대한 측정치를 제거하고 자세각을 구한다. 제안한 알고리즘에서 위상 측정치에 대한 위성간 차분을 하지 않는 이유는 사이클 슬립이 발생한 위성이 어느 것인가를 판별하기 위함이다.

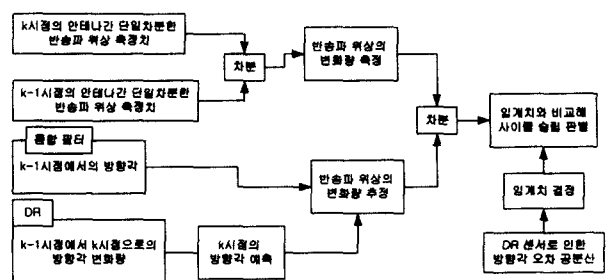


그림 4. DR을 이용한 사이클 슬립 검출 알고리즘의 구조

근접한 두개의 안테나 A와 B에서 위성로부터 측정된 반

송파 위상은 위성궤도 오차, 전리층 지연, 대류권 지연의 효과가 거의 같다. 따라서 두 수신기의 측정치에 대하여 차분을 취함으로써 공간적으로 공통인 오차를 제거할 수 있으며, 다음과 같이 나타낼 수 있다[1,5].

$$\Phi'_{AB}(k) \equiv \Phi'_B(k) - \Phi'_A(k) = r'_{AB}(k) + cB'_{AB}(k) + \lambda N'_{AB} + \delta'_{mAB}(k) + w'_{AB}(k) \quad (10)$$

식에서  $\Phi'_A(k)$ ,  $\Phi'_B(k)$ 는 안테나 A, B에서 측정된 위성  $i$ 의 반송파 위상,  $r'_{AB}(k)$ 는 위성  $i$ 부터 수신기까지의 거리의 수신기간 차분값,  $cB'_{AB}(k)$ 는 위성  $i$ 에 대한 안테나 A, B에 대한 수신기간의 클럭 바이어스,  $\delta'_{mAB}(k)$ 는 위성  $i$ 에 대한 안테나 A, B에서의 다중 경로 오차,  $w'_{AB}$ 는 측정 오차,  $N'_{AB}$ 는 위성  $i$ 에 대한 안테나 A, B간의 미지정수를 나타낸다.

식(10)을 안테나 B에 대해 선형화하면 식(11)과 같다[1,5].

$$l'_{AB}(k) - l'_{AB}(k-1) \equiv H'_B(k)r^e(k) - H'_B(k-1)r^e(k-1) + \Delta w'_{AB} \quad (11)$$

식에서  $H'_B(k)$ 는 안테나 B와 위성  $i$ 사이의 시선각 벡터,  $r^e(k)$ 는 두 안테나 사이의 기저선 벡터를 나타낸다. 식(11)에 대하여 시간간 차분을 취하면 미지정수가 제거되며, 안테나 A, B가 동일한 수신기를 사용한다고 가정하면 수신기간 클럭 바이어스를 제거할 수 있다. 또한, 두 개의 수신기의 다중 경로 오차가 같다고 가정하면 식 (11)의 시간간 차분은 다음과 같다

$$l'_{AB}(k) = H'_B(k)r^e(k) + cB'_{AB}(k) + \lambda N'_{AB} + \delta'_{mAB}(k) + w'_{AB}(k) \quad (12)$$

식(12)의 기저선 벡터  $r^e(k)$ 를 동체 좌표계로부터 유도하면 식(13)과 같다.

$$l'_{AB}(k) - l'_{AB}(k-1) = H'_B(k)C_n^e(k)C_b^e(k)r^b(k) - H'_B(k-1)C_n^e(k-1)C_b^e(k-1)r^b(k-1) + \Delta w'_{AB} \quad (13)$$

만약,  $C_n^e(k)$ 와  $H'_B(k)$ 가 짧은 시간 동안에는 변하지 않는다고 가정하면, 식(13)은 다음과 같다.

$$l'_{AB}(k) - l'_{AB}(k-1) \equiv H'_B(k)C_n^e(k)\{C_b^e(k)r^b(k) - C_b^e(k-1)r^b(k-1)\} + \Delta w'_{AB} = H'_B(k)C_n^e(k)\Delta r^n + \Delta w'_{AB} \quad (14)$$

식에서  $\Delta r^n$ 은 DR을 이용하여 예측한 항법 좌표계에서의 기저선 벡터 변화량을 나타내며, 다음과 같이 예측치와 오차로 나타낼 수 있다.

$$\Delta r^n \equiv \Delta \hat{r}^n + \delta \Delta \hat{r}^n \quad (15)$$

식(15)를 식(14)에 대입하고 전개하면 다음과 같다.

$$l'_{AB}(k) - l'_{AB}(k-1) - H'_B(k)C_n^e(k)\Delta \hat{r}^n = H'_B(k)C_n^e(k)\delta \Delta \hat{r}^n + \Delta w'_{AB} \quad (16)$$

사이클 슬립이 발생하지 않았다면 이중 차분(수신기간과 시간간 차분)한 반송파 위상 측정치가 추정된 기저선 벡터 변화량의 오차 범위 이내에 존재해야 한다. 이와 달리 사이클 슬립이 발생하면 식(17)에서와 같이 이 두 값의 차이는 일정 크기 이상의 값을 갖는다.

$$\left| l'_{AB}(k) - l'_{AB}(k-1) - H'_B(k)C_n^e(k)\Delta \hat{r}^n \right| > \alpha \cdot \sigma_c \quad (17)$$

식에서  $\alpha$ 는 신뢰도이며,  $\sigma_c$ 는 다음과 같은 기저선 벡터 예측치와 측정치간의 오차 분산이다.

$$\sigma_c^2 = H'_B(k)C_n^e(k)E\{\delta \Delta \hat{r}^n \delta \Delta \hat{r}^{nT}\}C_n^{eT}(k)H_B^{iT}(k) + E\{\Delta w'_{AB} \Delta w'_{AB}^T\} \equiv \alpha(k) + E\{\Delta w'_{AB} \Delta w'_{AB}^T\} \quad (18)$$

DR 정보를 이용하여 반송파 위상의 사이클 슬립을 검출하는 경우 검출할 수 있는 사이클 슬립의 크기는 식(18)의 기저선 벡터 오차에 영향을 받는다. 식에서 우측 첫 번째 항 ( $\alpha(k)$ )는 DR 측정치를 이용한 예측치의 오차에 의하여 발생하며, 자이로스코프의 성능에 따라 그 크기가 다르게 나타난다. 그러나, 자이로스코프에서도 수초 내의 짧은 시간에서의 항법 성능은 우수하기 때문에  $\alpha(k)$ 는 수 mm내의 값을 갖는다. 또한, 식(18)의 우측 두 번째 항( $E\{\Delta w'_{AB} \Delta w'_{AB}^T\}$ )는 GPS 수신기의 반송파 위상에 대한 차분치 측정잡음의 분산을 나타내며 수 mm내의 값을 갖는다. 따라서, 제안한 사이클 슬립 검출 알고리즘을 이용하면 반 파장(half cycle) 사이클 슬립의 검출도 가능하다.

### 3. 실험 결과

제안한 통합 칼만 필터 및 DR을 이용한 알고리즘들의 성능을 평가하기 위하여 주행 실험을 수행하였다. 자세 결정용 GPS 수신기의 안테나 기저선 길이는 1m로 두었으며 차량 진행방향으로 두개의 안테나를 설치하였다. DR 센서로는 압전 방식 진동 자이로스코프(piezo-electric vibrating gyroscope)와 차속 센서를 사용하였다. 실험 결과에 대한 오차 분석을 위해서는 기준 궤적과 기준 방향각 데이터가 필요하며, 논문에서는 DGPS와 고가형 FOG(Fiber Optic Gyroscope)를 이용한 DGPS/DR 통합 시스템으로부터 기준 궤적과 기준 방향각 데이터를 생성하였다. DGPS와 FOG를 기준으로 사용하는 성능이 떨어지는 것이 사실이지만, 현재 사용 가능한 기준시스템 중에서는 항법해 성능이 가장 우수하다고 판단하여 이를 이용하였다. 위성 차단 시간이 장시간이 아닐 경우

DGPS/FOG 시스템의 오차는 수 m이내이며, GPS/DR 시스템 보다는 성능이 월등히 우수하다.

주행 궤적을 그림 5에 나타내었으며, 주행 실험 중의 PDOP과 차량의 속력은 그림 6과 같다. 그림 5에서 가시위성의 개수가 0개일 경우에는 PDOP을 0으로 표시하였다. 그림에서 950초부터 1200초까지는 저속 주행을 한 구간이며, 1050초부터 1250초까지는 저속 주행 중 위성신호를 고의적으로 차단한 구간이다.

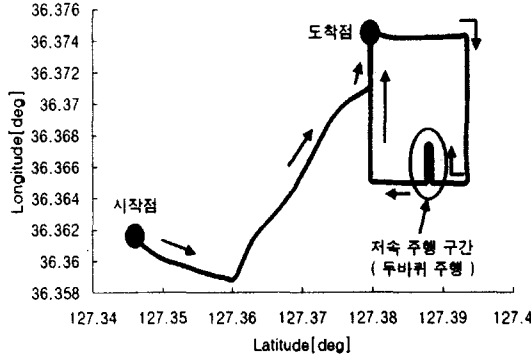
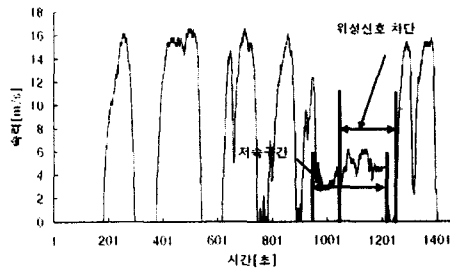
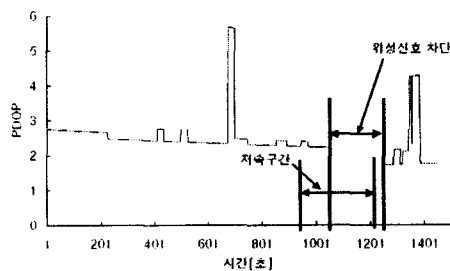


그림 5. 저속 주행시의 기준 궤적



a. 차량의 속력



b. PDOP

그림 6. 주행 실험시의 차량의 속력과 PDOP

제시한 통합필터와 [4]에서 제안한 GPS/DR 통합필터의 방향각 오차는 그림 7과 같다. 제시한 필터는 저속 주행 중에도 정확한 DR 센서 오차 보정을 수행하였기 때문에 위성신호가 차단된 구간에서도 방향각 오차가 [4]에서 제안한 GPS/DR 통합필터에 비해 작게 나타나며, 이후 구간의 위성신호 차단 시에도 [4]에서 제안한 GPS/DR 통합필터에 비해 방향각 오차의 증가율이 작다. 두 가지 통합필터에 대한 구간별 방향각 오차의 평균과 분산을 표 1에 나타내었다. 표에서 보는 바와 같이 전체구간에 대하여 제안한 통합필터의 방향각 오차가 GPS/DR 통합필터 오차의 1/2 이하를 보였으며,

특히 저속 주행 후 위성신호가 단절된 구간에서는 1/2 이하 방향각 오차의 증가율을 보였다.

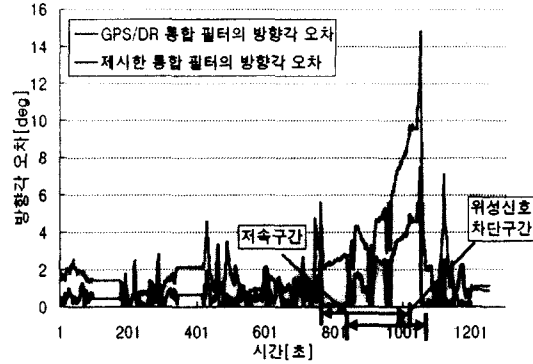


그림 7. 제시한 통합필터와 GPS/DR 통합필터의 방향각 오차비교

표 1. 두 시스템의 방향각 오차 비교

		제시한 통합필터		GPS/DR 통합필터	
		평균 [deg]	분산 [deg <sup>2</sup> ]	평균 [deg]	분산 [deg <sup>2</sup> ]
방향각 오차	신호 차단 이전의 구간	0.53	0.27	1.36	1.06
	신호 차단 구간	3.07	2.03	6.55	6.91
	신호를 다시 획득한 구간	1.33	2.86	1.81	5.25
	전체 구간	0.91	1.48	1.95	4.71

DR 을 이용한 미지정수 검색범위 축소 알고리즘 및 사이클 슬립 검출 알고리즘의 성능을 분석하기 위해 주행 데이터를 이용한 후처리 실험을 수행하였다. 기저선 길이를 이용한 검색범위 결정방법을 적용했을 때와 DR을 이용한 미지정수 검색범위 결정방법을 각각 적용했을 때의 미지정수 검색 후보 개수의 평균을 표 2에 나타내었다. 표에서 보는 바와 같이 DR을 이용하면 기저선 길이를 이용하는 방법에 비해 검색 후보 개수가 평균 86.4% 감소하는 것을 알 수 있다.

표2. 미지정수 검색후보 개수[평균]

	기존의 방법	DR을 이용한 방법
미지정수 후보 개수[평균]	198	27

그림 8은 사이클 슬립 검출 알고리즘에서 이중 차분된 반송파 위상 예측치와 측정치간의 잔류치(residual) 절대값과 임계값간의 관계를 나타낸 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 제안한 사이클 슬립 검출 알고리즘은 반 사이클의 크기를 갖는 사이클 슬립까지도 검출 할 수 있다. 사이클 슬립이 발생하면 해당 위성의 측정치를 제거하고 자세를 구함으로써 사이클 슬립의 영향을 제거할 수 있다.

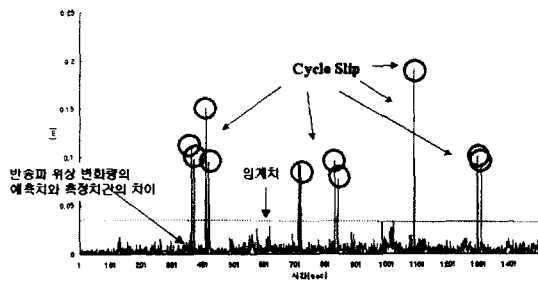
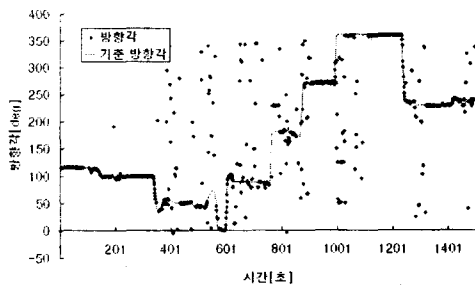
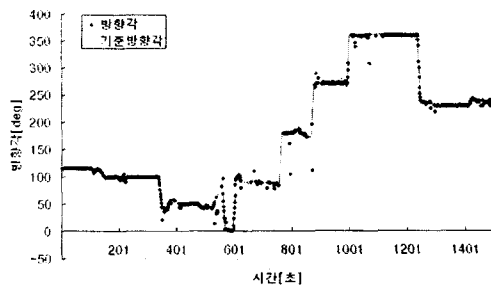


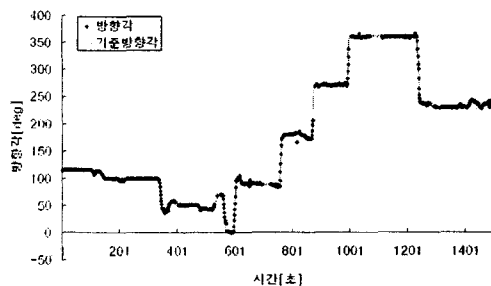
그림 8. 반송파 위상의 변화량의 예측치와 측정치간 차이와 사이클 슬립 입계치



(a) 자세 결정용 GPS 수신기 단독으로 구한 방향각



(b) 미지정수 검색범위를 축소한 후 구한 방향각



(c) 검색범위 축소 및 사이클 슬립 검출 알고리즘을 추가한 후 구한 방향각

그림 9. 자세 결정용 GPS 수신기의 방향각 비교

그림 9는 자세 결정용 GPS 수신기의 방향각을 세가지 경우에 대해 나타낸 것이다. 그림 9 (a)는 DR을 이용하지 않은 경우이고, 그림 9 (b)는 DR을 이용한 검색범위 축소 알고리즘을 적용한 경우이며, 그림 9 (c)는 DR을 이용한 검색범위

축소 알고리즘 및 사이클 슬립 검출 알고리즘을 적용한 경우를 나타낸 것이다. 그림 9 (a)에서 측정치 잡음 등의 영향으로 잘못 구해진 항체의 방향각은 그림 9 (b)와 같이 DR을 이용한 검색범위 축소 알고리즘을 적용하면 대부분 없어지지만 방향각을 정확히 구하지 못하는 경우가 여전히 존재한다. 그러나, DR을 이용한 사이클 슬립 검출 알고리즘을 적용하면 거의 모든 방향각이 기준 방향각과 같은 값을 갖게 된다.

세 가지 경우의 결과를 표 3에 정리하였다. 표에서 세 번째 열은 1500개의 데이터 중 자세 결정용 GPS가 정확히 구한 방향각의 개수를 나타내며, DGPS/DR 통합 시스템의 방향각과의 차가 3도 이내인 것을 정확한 방향각으로 판단하였다. 표에서 알 수 있듯이 DR을 이용한 미지정수 검색범위 축소 알고리즘을 적용하면 DR을 이용하지 않을 경우에 비해 자세를 결정할 확률이 약 4.6% 증가하며, 정확한 방향각을 구하는 확률은 약 10% 증가한다. DR을 이용한 미지정수 검색범위 축소 알고리즘 및 사이클 슬립 검출 알고리즘을 적용한 경우에는 DR을 이용하지 않을 경우에 비해 자세를 결정할 확률이 약 11.5% 증가하며, 정확한 방향각을 구하는 확률은 약 15% 증가한다. 두 가지 알고리즘을 모두 적용한 후에도 자세를 결정하지 못하는 경우가 153회 발생하는데 이들 중 23회의 경우에는 가시위성의 개수가 부족하였고 85회 경우에는 위성 배치상태가 좋지 않았으며, 45회의 경우에는 측정치 잡음 등으로 인해 비을 검사를 통과하지 못하였다. 또한 방향각이 결정된 경우 중 43회의 경우에는 방향각 오차가 3도 이상이 되었는데 이들은 수신기 잡음으로 인하여 발생한 것으로서 3~20도의 오차를 나타내었다. 이와 같이 DR을 이용하여 자세 결정용 GPS 수신기를 보완하면 측정치를 제공하지 못하는 경우가 줄어들고 측정치의 정확도가 향상되며, 이를 그림 1과 같은 통합필터의 측정치로 사용하면 추정치의 정확도를 향상시킬 수 있다.

표3. 방향각을 구한 개수와 정확한 방향각의 개수

	자세 결정용 GPS 수신기 단독	DR을 이용한 검색범위 축소	DR을 이용한 검색 범위 축소 및 사이클 슬립 검출
전체 개수	1500	1500	1500
방향각을 구한 개수(비율)	1174(78.27%)	1243(82.87%)	1347(89.8%)
정확한 방향각의 개수	1070(71.33%)	1225(81.67%)	1304(86.93%)

#### 4. 결 론

본 논문에서는 자세 결정용 GPS 수신기와 DR을 이용하여 항체의 위치와 자세를 추정하는 통합필터를 설계하고, DR을 이용한 미지정수 검색범위 축소 알고리즘 및 사이클 슬립 검출 알고리즘을 제안하였다. 차량 주행 실험을 통해 제안한 통합필터가 일반적인 GPS/DR 통합필터에 비해 저속일 경우에 더 좋은 성능을 나타냄을 보였다. DR을 이용한 미지정수 검색범위 축소 알고리즘을 적용하면 기저선 길이를 이용했을

때에 비해 검색범위가 약 1/7로 감소함을 보였다. 실험을 통하여 DR을 이용한 사이클 슬립 검출 알고리즘을 적용하면 반파장의 사이클 슬립까지 검출할 수 있음을 보였다. DR을 이용한 검색범위 축소 알고리즘 및 사이클 슬립 검출 알고리즘을 적용하면 자세 결정용 GPS 수신기 단독으로 사용했을 때에 비해 정확한 자세를 구할 수 있는 확률이 약 15% 개선되었음을 확인하였다.

**감사의 글**

본 연구는 충남대학교 소프트웨어연구센터의 지원으로 수행되었습니다.

**참 고 문 헌**

[1] B. W. Parkinson, J. J. Spilker, *Global Positioning System: Theory and Applications* vol. I II, AIAA, Washington, 1996.

[2] Elliott D. Kaplan, *Understanding GPS : Principles and Applications*, Artech House, MA, 1996.

[3] H. S. Seo, T. K. Sung, D. H. Hwang, S. J. Lee, "A GPS/DR Integration System Using Carrier Phase Measurements", *Proceedings of 4th International Symposium on Satellite Navigation Technology & Applications*, Australia, pp. 1135-1150, July, 1999.

[4] H. S. Seo, J. H. Lee, T. K. Sung, D. H. Hwang, S. J. Lee, "A Decoupled GPS/DR Integration Kalman Filter utilizing Carrier Measurements", *Proceedings of ION GPS-99*, pp. 1179-1186, September, 1999.

[5] 박찬식, GPS 반송파 위상신호를 이용한 자세 결정, 공학박사 학위 논문, 1997, 서울대학교 제어계측공학과

[6] 성태경, 이철훈, 이상정의, 실시간 커널을 기반으로 한 GPScompass/DR 항법 소프트웨어 개발, 충남대학교 소프트웨어연구센터 연구 보고서, 2000. 2.

[7] 박일규, "상용 칩셋을 이용한 자세측정 GPS 수신기 성능 해석", *Proceedings of 98 GPSWorkshop*, pp. 671-674, 1998

[8] Oscar L. Colombo, V. Bhapkar, Alan G Evans, "Inertial-Aided Cycle-Slip Detection/Correction for Precise, Long-Baseline Kinematic GPS", *Proceedings of ION GPS-99*, pp. 1975-1921, September, 1999.

[9] T Moore and G W Roberts, "Centimetric GPS Navigation to the North Pole", *Proceedings of ION GPS-97*, pp. 1189-1196, September, 1997.

**저 자 소 개**



**이 재 호 (李在浩)**

1975년 10월 17일 생. 1998년 충남대 전자공학과 졸업. 2000년 충남대 전자공학과 졸업(석사). 2000년~현재 충남대 대학원 전자공학과 박사과정.

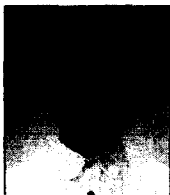
Tel : 042-825-3991, Fax : 042-823-4494  
E-mail : s\_wogh@hanbat.chungnam.ac.kr



**성 태 경 (成泰慶)**

1961년 4월 12일 생. 1984년 서울대 제어계측공학과 졸업. 1986년 서울대 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1992년 서울대 제어계측공학과 졸업(공학박사). 1997년~현재 충남대 정보통신공학부 조교수.

Tel : 042-821-5660, Fax : 042-823-4494  
E-mail : tksaint@ee.chungnam.ac.kr



**서 흥 석 (徐興碩)**

1974년 1월 20일 생. 1997년 충남대 전자공학교육과 졸업. 1999년 충남대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1999년~현재 충남대 대학원 전자공학과박사과정.

Tel : 042-825-3991, Fax : 042-823-4494  
E-mail : s\_serk@hanbat.chungnam.ac.kr



**이 상 정 (李相禎)**

1957년 8월 15일 생. 1979년 서울대 전자공학과 졸업. 1981년 서울대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1987년 서울대 제어계측공학과 졸업(박사). 1988년~현재 충남대 정보통신공학부교수

Tel : 042-821-6285, Fax : 042-823-4494  
E-mail : eesjl@cslab.chungnam.ac.kr