

## 일반적인 GPS 수신기를 위한 채널별 다중경로오차 검출 기법

### Channelwise Multipath Detection for General GPS Receivers

이형근, 이장규, 지규인  
(Hyung Keun Lee, Jang Gyu Lee, and Gyu-In Jee)

**Abstract** : Since multipath phenomenon frequently occurs when a Global Positioning System receiver is placed in urban area crowded with large buildings, efficient mitigation of multipath effects is necessary to resolve. In this paper, we propose a new multipath detection technique that is useful in real-time positioning with a general Global Positioning System receiver. The proposed technique is based on a channelwise multipath test statistic that efficiently indicates the degree of fluctuations induced by multipath error. The proposed multipath test statistic is operationally advantageous because it does not require any specialized hardware nor any pre-computation of receiver position, it is directly related to standard  $\chi^2$ -distributions, and it can adjust the detection resolution by increasing the number of successive measurements. Simulation and experiment results verify the performance of the proposed multipath detection technique.

**Keywords** : multipath, urban area, location-based service, real-time, positioning, stochastic, channelwise, detection, test statistic

#### I. 서론

빌딩이 밀집한 도심 지역에서 단일 주파수 수신기를 이용한 실시간 동적 위치결정(real-time kinematic positioning)은 위치기반서비스(location based service)와 연계한 GPS(Global Positioning System)의 활용에 있어서 가장 넓은 응용성을 가진 분야이다. 다중경로오차는 위성에서 송출되어 주변의 반사물질을 거친 후 수신기에 도달한 신호와 위성으로부터 직접 도달한 신호가 수신기 내부의 신호 추적부에 상호 작용하여 발생하는 비정상적인 오차요인이며 도심 지역에서 GPS와 같은 전파항법을 수행할 때 가장 큰 오차요인으로 작용한다.

그림 1은 의사거리 측정치의 잉여치(residual)를 다중경로 현상 발생 유무에 따라 비교한 것이다. 그림에 나타난 바와 같이 다중경로에 의하여 의사거리 측정오차는 큰 범위 내에서 불규칙적으로 열잡음 성분보다 느리게 이동하는 약고장(soft fault) 특유의 특성을 가짐을 알 수 있다. 고장의 징후가 빠르게 나타나는 강고장(hard fault)에 비하여 고장의 징후가 느리게 나타나는 약고장은 검출(detection) 및 분리(isolation)에 난점이 있다. 검출되지 못한 다중경로는 큰 의사거리 오차를 유발하며 이는 다시 위치 오차를 증폭하는 결과로 나타나게 된다. 다중경로의 영향을 감소시키기 위한 기존의 기법들은 크게 신호 추적부 방식(signal tracking loop approach), 다중경로 식별방식(multipath identification and compensation approach), 그리고 다중경로 검출 및 분리방식(multipath detection and isolation approach)으로 분류될 수 있다.

논문접수 : 2002. 3. 15., 채택확정 : 2002. 6. 7.

이형근 : BK21 서울대-고려대 정보기술 사업단(hyknlee@asrign1.ac.kr)

이장규 : 서울대 전기컴퓨터 공학부(jglee@yahoo.co.kr)

지규인 : 건국대학교 전자공학과(gijee@konkuk.ac.kr)

※ 본 연구는 서울대학교 자동제어특화연구센터(Automatic Control Research Center), 자동화시스템공동연구소(Automation Systems Research Institute), 그리고 BK21 서울대-고려대 정보기술사업단의 지원으로 수행되었습니다.

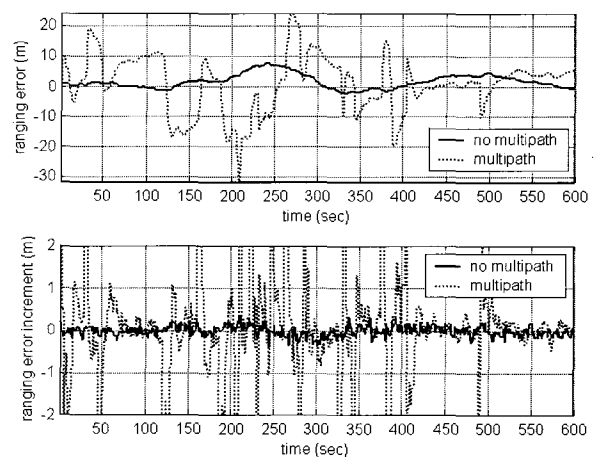


그림 1. 다중경로 유무에 따른 의사거리 측정 잉여치 및 의사거리 측정 잉여치 변화량의 비교.

Fig. 1. Comparison of pseudorange measurement residuals and incremental residuals with/without multipath.

신호 추적부 방식은 수신신호와 내부신호 사이의 최대 상관치를 찾는 방법과 수신기 내부 상관기에 사용된 칩(chip)의 크기를 변화시켜 다중경로에 대한 민감도를 조절하게 된다. 신호 추적부 방식의 대표적인 예로서 MEDLL(Multipath Estimating Delay Lock Loop) [1,2], Narrow Correlator[3], 그리고 MET (Multipath Elimination Technology)[4] 등을 들 수 있으며 전반적인 신호 추적부 방식의 정리는 [5]에서 찾을 수 있다.

다중경로 식별 방식은 고정된 안테나의 위치, 이중 주파수에 의한 누적위상 측정치의 획득, 신호 대비 잡음비율(Signal to Noise Ratio), 그리고 다수개의 안테나 등의 부가적인 정보를 이용하여 다중경로의 계수를 식별하고 제거하는 방법이다. 고정된 안테나의 위치는 Kee와 Parkinson[6]에 의하여, 이

중 주파수에 의한 누적위상 측정치는 Georgiadou와 Kleusberg [7]에 의하여, 신호 대비 잡음비율은 Axelrad 와 Comp[8,9]에 의하여, 그리고 다수개의 안테나에 의한 측정치는 Ray 와 Farret [10,11]에 의하여 연구되었다.

다중경로 검출 및 분리 방식은 다중경로가 포함된 위성채널의 측정치를 검출하고 이를 위치해의 생성에 이용하지 않거나 제약을 가하는 방법이다. 다중경로 검출의 성능은 일반적으로 정상적인 상황과 비정상적인 상황을 판별하도록 하여주는 식별자(test statistic)의 효율성에 크게 영향을 받게 된다. 다중경로 식별을 위한 대표적인 식별자로서 의사거리 패러티 벡터[12,13], 의사거리와 누적위상 측정치의 순간 차분(difference) [14], 의사거리 측정치 및 L1/L2 이중 주파수 측정치 및 다중 수신기 측정치의 선형 조합[15], 거리환산 측정오차와 간접적인 관련성을 가진 신호대비잡음비율[8,9] 등을 들 수가 있다. 또한, 다중경로 식별자의 활용을 위해서 위치비교 방법(position comparison methods)[16], 최소 잉여치 방법(least square residual method)[17], 그리고 패러티 방법(parity method) [12,13] 등의 전통적인 RAIM(Receiver Autonomous Integrity Monitoring) 방법이 연계되어 사용될 수 있다.

기존의 다중경로 관련 연구 결과들을 도심 환경 하에서의 실시간 동적 위치결정 문제와 연계하여 검토하여 보면 다소의 제약 조건들을 각각 부가함을 알 수 있다. 기존의 신호 추적부 방식, 이중 주파수 방식, 그리고 다수개의 안테나에 의한 방식 등은 고가의 하드웨어를 필요로 한다. 의사거리와 누적위상 측정치의 순간 차분, 의사거리 측정치 및 L1/L2 이중 주파수 측정치의 선형 조합, 그리고 신호대비잡음비율 등 기존의 다중경로 식별자를 이용한 방법들은 계산 효율성, 전리층 지연의 영향, 그리고 거리 공간에서 나타나는 다중경로 검출 신뢰도에 대한 이론적 배경 등과 관련하여 추가적인 연구가 필요하다.

본 논문에서는 도심과 같은 빈번한 다중경로 환경 하에서 단일 GPS 수신기를 이용한 실시간 동적 위치결정에 효율적으로 이용할 수 있는 채널별 다중경로 검출 기법을 제안하고자 한다. 제안된 기법은 앞서 설명된 세가지 분류 중 다중경로 검출 및 분리 방식에 속하며 기존의 기법들과는 달리 특별한 수신기 하드웨어 사양을 요구하지 않으며, 가시위성의 개수에 관계없이 가용성이 우수하며, 고장검출의 기능과 위치추정의 기능이 분리되는 장점을 가진다. 또한, 제안된 다중경로 식별자는  $\chi^2$ -분포를 가지므로 실제적인 적용이 편리하고 다중경로 검출의 신뢰도를 임의의 크기로 조절할 수 있는 장점을 가진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저, 다중경로오차 검출에 효율적인 채널별 다중경로 식별자를 통계적 특성을 고려하여 유도하도록 한다. 제안된 검출기법의 특성을 분석하기 위하여 최소검출가능점프와 최소검출가능램프를 유도하고 측정치 시계열 개수의 증가에 따른 다중경로 검출 성능의 향상을 시뮬레이션에 의하여 살펴보도록 한다. 실제적인 다중경로 환경에서 제안된 검출기법의 성능을 평가하기 위하여 인위적으로 인가된 다중경로 현상 하에서 제안된 방법과 패러티 방법의 성능을 비교하도록 한다. 마지막으로 결론을 맺도록 한다.

## II. 채널별 다중경로 식별자

제안된 다중경로 식별자의 유도를 위해서는 네 단계의 선행 과정이 필요하다. 첫째, 수신기 각 채널별 의사거리 시간증분과 누적위상 시간증분의 차를 이용하여 연속시간 이중차분인 STDD(Successive-Time Double Difference) 순열과 이의 공분산 행렬을 각각 생성한다. 둘째, STDD 순열에 존재하는 상관성을 제거하기 위하여 확률적 직교화 (stochastic orthogonalization)를 수행하여 OSTDD(Orthogonalized STDD) 순열과 이의 공분산 행렬을 생성해 낸다. 셋째, 직교화된 OSTDD 순열의 상호 독립적인 가우시안 구조를 활용하여  $\chi^2$ -분포를 가지는 채널별 다중경로 식별자를 유도한다. 마지막으로, STDD 순열과 OSTDD 순열 사이의 관계와 OSTDD 순열과 다중경로 식별자 사이의 관계를 이용하여 다중경로 식별자 계산을 위한 순간 행렬식을 유도하게 된다.

단일 주파수 GPS 수신기가  $k$ -번째 단위시간에서  $j$ -번째 위성에 대하여 측정된 의사거리  $\tilde{\rho}_k^j$ 는 다음과 같은 오차 요인들을 포함한다.

$$\tilde{\rho}_k^j = r_k^j + B_k + E_k^j + I_k^j + T_k^j + M_k^j + N_k^j \quad (1)$$

여기서  $r_k^j$ 는 위성과 수신기 사이의 참 거리를,  $B_k$ 는 수신기 시계오차를,  $E_k^j$ 는 위성 시계오차 및 궤도오차를,  $I_k^j$ 는 전리층 지연을,  $T_k^j$ 는 대류권 지연을,  $M_k^j$ 는 의사거리 측정치에 포함된 다중경로 및 기타 비정상적 오차를, 그리고  $N_k^j$ 는 의사거리 열잡음(thermal noise)을 각각 나타낸다. 또한,  $k$ -번째 단위시간에서 수신기  $j$ -번째 위성 채널의 미지정수  $N^j$ 을 포함한 누적위상 측정치  $\tilde{\Phi}_k^j$ 는 다음과 같은 오차 요인들을 포함한다.

$$\tilde{\Phi}_k^j = r_k^j + B_k + E_k^j - I_k^j + T_k^j + m_k^j + n_k^j - \lambda N^j \quad (2)$$

여기서  $\lambda$ 는 L1 반송파(carrier)의 단위 파장 길이를,  $m_k^j$ 는 누적위상 측정치에 포함된 다중경로 및 기타 비정상적 오차를, 그리고  $n_k^j$ 는 누적위상 열잡음을 각각 나타낸다. 본 연구에서는 의사거리 및 누적위상 측정치에 나타나는 열잡음 성분들이 다음과 같은 가우시안 분포를 가지며 서로 상관성이 없다고 가정하였다.

$$\begin{bmatrix} N_i^j \\ N_i^j \\ N_i^a \\ n_i^j \\ n_i^j \\ n_i^a \end{bmatrix} \sim O, \begin{bmatrix} r_\rho & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_\rho & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_\rho & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_\phi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_\phi & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_\phi \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$i \neq l, \quad j \neq a$$

$$i, l = k - B + 1, k - B + 2, k - B + 3, \dots, k$$

$$j, a = 1, 2, 3, \dots, J$$

$$B: \text{연차적인 GPS 측정치의 개수}$$

$$J: \text{가시위성의 갯수}$$

GPS 측정치가 포함하는 수신기 시계 바이어스, 위성계도 오차, 전리층 지연, 그리고 대류층 지연의 순간적인 변화량은 다중경로 오차와 열잡음에 비하여 상대적으로 미비하므로 의사거리의 시차분(time-difference)과 누적위상의 시차분을 차분(difference)한 STDD  $d_i^j$  는 다음의 식을 만족한다.

$$\begin{aligned} d_i^j &= (\tilde{\rho}_i^j - \tilde{\rho}_{i-1}^j) - (\tilde{\Phi}_i^j - \tilde{\Phi}_{i-1}^j) = \mu_i^j + v_i^j \\ i &= k-B+1, k-B+2, \dots, k \\ j &= 1, 2, 3, \dots, J \end{aligned} \quad (4)$$

여기서

$$\mu_i^j := M_i^j - M_{i-1}^j - m_i^j + m_{i-1}^j \quad (5)$$

$$v_i^j := N_i^j - N_{i-1}^j - n_i^j + n_{i-1}^j \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_i^j \\ v_i^j \end{bmatrix} &\sim \begin{cases} O, \begin{bmatrix} \Lambda_\rho & -\frac{1}{2}\Lambda_\rho \\ -\frac{1}{2}\Lambda_\rho & \Lambda_\rho \end{bmatrix} & \text{if } l = i \pm 1 \\ O, \begin{bmatrix} \Lambda_\rho & 0 \\ 0 & \Lambda_\rho \end{bmatrix} & \text{if } l \neq i \pm 1 \end{cases} \quad (7) \end{aligned}$$

$$\Lambda_\rho := 2(r_\rho + r_\phi) \quad (8)$$

(4)에 나타난 STDD  $d_i^j$  와는 달리 의사거리와 누적위상의 순간적인 차분 ( $\tilde{\rho}_i^j - \tilde{\Phi}_i^j$ )를 이용할 경우[14], (1)과 (2)에 나타난 바와 같이 미지정수 성분은 제거되지 않으며 전리층지연은 두 배로 증폭되게 된다. 반면, STDD  $d_i^j$  를 이용하게 되면 미지정수 성분은 제거되며 전리층의 변화량  $2\nabla I_i^j = 2(I_i^j - I_{i-1}^j)$  만이 수식적으로 남게 된다. 의사거리와 누적위상 순간 차분을 저역필터링 하여 쉽게 확인할 수 있는 바와 같이, 드물게 발생하는 전리층의 급격한 변화를 제외한 대부분의 경우 전리층 지연은 1 시간 내외의 상관시간(correlation time)을 가지고 느리게 변화한다[18]. 따라서 (4)에서 전리층의 변화량  $2\nabla I_i^j = 2(I_i^j - I_{i-1}^j)$  의 무시에 의하여 발생하는 영향은 미비하다.

일반적인 단일 주파수 GPS 수신기가 제공할 수 있는 측정치로는 의사거리, 누적위상, 그리고 도플러 천이 등의 세 종류가 있으며 제안된 방법은 (4)에 나타난 바와 같이 이들 중 두 종류의 측정치를 이용한다. 각 위성별 시선방향 거리 변화량 ( $r_i^j - r_{i-1}^j$ )의 근사화에 (4)에 나타난 누적위상의 시차분 ( $\tilde{\Phi}_i^j - \tilde{\Phi}_{i-1}^j$ ) 대신 도플러 천이와 시간 증분의 곱을 이용할 수도 있다. 그러나, 도플러 천이를 이용하여 시선방향 거리 변화량 ( $r_i^j - r_{i-1}^j$ )을 근사화 할 경우 수신기의 운동에 따른 근사화 오차를 증폭시킬 가능성을 내재하게 된다.

연차적인 STDD  $d_i^j$  과  $d_{i+1}^j$  는 (3)과 (6)에 나타난 바와 같이 잡음 성분인  $v_i^j$  를 공유하므로 (7)에 나타난 바와 같이 상관성을 발생시킨다. 다음에 나타난 확률적 직교화 과정은

연차적인 STDD  $d_i^j$  과  $d_{i+1}^j$  사이의 상관성을 제거하여 OSTDD 순열  $\{\bar{d}_i^j\}$ 를 생성시켜 준다.

$$\bar{d}_{k-B+1}^j = d_{k-B+1}^j \quad (9)$$

$$\bar{d}_i^j = d_i^j + \frac{1}{2} \frac{\Lambda_\rho}{\Lambda_{i-1}^j} \bar{d}_{i-1}^j, \quad i = k-B+2, k-B+3, \dots, k \quad (10)$$

확률적 직교화에 의하여 OSTDD 순열  $\{\bar{d}_i^j\}$ 는 다음과 같이 상호 독립적인 가우시안 분포를 가진다.

$$\begin{bmatrix} \bar{d}_k^j \\ \bar{d}_{k-1}^j \\ \bar{d}_{k-2}^j \\ \vdots \\ \bar{d}_{k-B+1}^j \end{bmatrix} \sim \begin{bmatrix} \Lambda_k \\ O, \begin{bmatrix} \Lambda_{k-1} & & & O \\ & \Lambda_{k-2} & & \\ & & \ddots & \\ O & & & \Lambda_{k-B+1} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서

$$\bar{\Lambda}_{k-B+1}^j = \Lambda_\rho \quad (12)$$

$$\bar{\Lambda}_{k-B+i}^j = \Lambda_\rho - \frac{1}{4} \frac{\Lambda_\rho^2}{\Lambda_{i-B+1}^j}, \quad i = 2, 3, \dots, B. \quad (13)$$

(11)에 나타난 통계적 특성을 고려하여  $B$  개의 연차적인 GPS 측정치들을 이용한  $j$ -번째 수신기 채널의 다중경로 식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  를 다음과 같이 정의하면

$$T_{k-B+1/k}^j \equiv \sum_{i=k-B+1}^k \frac{(\bar{d}_i^j)^2}{\Lambda_i^j} = T_{k-B+1/k-1}^j + \frac{(\bar{d}_k^j)^2}{\Lambda_k^j} \quad (14)$$

정의된 다중경로 식별자  $T_{B/1}^j$  는 다중경로 유무에 따라 다음과 같은  $\chi^2$ -분포를 각각 가지게 된다.

$$H_0 \text{ (no failure): } T_{k-B+1/k}^j \sim \chi^2(B, 0) \quad (15)$$

$$H_1 \text{ (failure): } T_{k-B+1/k}^j \sim \chi^2(B, \lambda_{k-B+1/k}^j) \quad (16)$$

위의 식에서  $\chi^2(B, 0)$ 와  $\chi^2(B, \lambda_{k-B+1/k}^j)$ 는 대칭 및 비대칭  $\chi^2$ -분포를 나타내며 여기에서  $B$  는 자유도를 그리고  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  은 비대칭 변수를 각각 나타낸다. (14)에 의하면 제안된 다중경로 식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  는 일종의 에너지(energy) 표현 식임을 알 수 있다. 즉,  $T_{k-B+1/k}^j$  는 수신기 각 채널의 GPS 측정치들이 시간에 따라 요동(fluctuation)치는 정도를 나타내 준다. 따라서, 다중경로오차, 급격한 점프, 그리고 점진적인 오차의 증가와 같은 GPS 측정치 시계열의 비정상적인 상황을 위치해의 선행계산(pre-computation) 없이 감지할 수 있도록 하여 준다.

다중경로가 존재하는 경우에  $j$ -번째 수신기 채널의 비대

칭 변수  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  은 (5)에 나타난 다중경로 오차 순열  $\{\mu_i^j\}$  에 대하여 다음의 관계를 만족시킨다.

$$\lambda_{k-B+1/k}^j \equiv \sum_{i=k-B+1}^k \frac{(\bar{\mu}_i^j)^2}{\bar{\Lambda}_i^j} \quad (17)$$

$$\bar{\mu}_{k-B+1}^j = \mu_{k-B+1}^j \quad (18)$$

$$\bar{\mu}_i^j = \mu_i^j + \frac{1}{2} \frac{\Lambda_\rho}{\bar{\Lambda}_{i-1}^j} \bar{\mu}_{i-1}^j, \quad i = k-B+2, k-B+3, \dots, k \quad (19)$$

여기서 순열  $\{\mu_i^j\}$  는 확률적 직교화 과정에 의하여 변환된 다중경로 오차 성분을 나타낸다.

매 순간별 위치해 생성에 제안된 다중경로 관측자를 편리하게 활용하기 위해서는 (9), (10), (12), 그리고 (13)–(16)에 나타난 재귀적 연산식과는 달리 블록 단위의 연산식이 필요하다. 이를 위해서는 다음에 나타난 STDD 순열과 OSTDD 순열 사이의 관계식을 이용한다.

$$\bar{d}_{k-B+i}^j = d_{k-B+i}^j + \frac{i-1}{i} d_{k-B+i-1}^j + \frac{i-2}{i} d_{k-B+i-2}^j + \dots + \frac{1}{i} d_{k-B+1}^j \quad (20)$$

$$\bar{\Lambda}_{k-B+i}^j = \frac{i+1}{2i} \Lambda_\rho \quad (21)$$

$D_{k-B+1/k}$  와  $\bar{D}_{k-B+1/k}$  를 STDD 순열  $\{d_i^j\}$  와 OSTDD 순열  $\{\bar{d}_i^j\}$  이 누적된 벡터로 다음과 같이 각각 정의하면

$$D_{k-B+1/k} \equiv \begin{bmatrix} d_k \\ d_{k-1} \\ d_{k-2} \\ \vdots \\ d_{k-B+1} \end{bmatrix}, \quad \bar{D}_{k-B+1/k} \equiv \begin{bmatrix} \bar{d}_k \\ \bar{d}_{k-1} \\ \bar{d}_{k-2} \\ \vdots \\ \bar{d}_{k-B+1} \end{bmatrix}, \quad (22)$$

정의된  $D_{k-B+1/k}$  와  $\bar{D}_{k-B+1/k}$  는 (20)–(22)에 의하여 다음의 관계식을 만족시킨다.

$$\bar{D}_{k-B+1/k} = G_B D_{k-B+1/k} \quad (23)$$

$$G_B \equiv \begin{bmatrix} 1 & \frac{B-1}{B} & \frac{B-2}{B} & \dots & \frac{1}{B} \\ 0 & 1 & \frac{B-2}{B-1} & \dots & \frac{1}{B-1} \\ 0 & 0 & 1 & \dots & \frac{1}{B-2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

또한, (9), (10), 그리고 (12)–(14)에 의하여 제안된 식

별자  $T_{k-B+1/k}^j$  와 누적벡터  $\bar{D}_{k-B+1/k}$  는 다음의 식들을 만족한다.

$$T_{k-B+1/k}^j = (\bar{D}_{k-B+1/k})^T (\bar{\Lambda}_B)^{-1} \bar{D}_{k-B+1/k} \quad (25)$$

$$\bar{\Lambda}_B \equiv \frac{\Lambda_\rho}{2} \begin{bmatrix} \frac{B+1}{B} & & & & 0 \\ & \frac{B}{B-1} & & & \\ & & \frac{B-1}{B-2} & & \\ & & & \ddots & \\ 0 & & & & \frac{2}{1} \end{bmatrix} \quad (26)$$

(23)과 (25)의 조합에 의하여 식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  의 블록 연산식은 다음과 같이 얻어진다.

$$T_{k-B+1/k}^j = (D_{k-B+1/k})^T (\Lambda_B)^{-1} D_{k-B+1/k} \quad (27)$$

$$\Lambda_B \equiv [(G_B)^T (\bar{\Lambda}_B)^{-1} G_B]^{-1} \quad (28)$$

그림 2는 제안된  $T_{k-B+1/k}^j$  를 이용한 다중경로 검출 결과를 매 순간별 위치해의 계산에 사용하는 대표적인 개형을 나타낸다. 그림에 나타난 바와 같이 STDD 순열은 매 순간 이동 및 저장되며, 저장된 STDD 순열은 (27)과 (28)에 의하여 매 순간 다중경로 식별자의 계산을 가능하게 하여 준다. (24)과 (26)–(28)에 의하면 식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  의 블록 연산에 필요한 행렬  $\bar{\Lambda}_B$  는 연차적인 측정치의 개수  $B$  와 열잡음 오차공분산에만 영향을 받음을 알 수 있다. 이러한 특성에 의하여 식 (28)에 나타난 행렬  $\bar{\Lambda}_B$  는 선형계산된 후 변화하지 않으므로 이후 별도의 재계산을 요구하지 않는다.

### III. 최소검출가능 고장 분석

제안된 식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  는  $\chi^2$ -분포를 가지므로 임의의 오경고확률(false alarm rate)  $P_{FA}$  와 미검출확률(probability of missed detection)  $P_{MD}$  가 요구조건으로 부여되어도 정량화된 임계치(threshold)를 쉽게 산출할 수 있다. 정상적인 상황을 고장이 발생한 비정상적 상황으로 오감지하는 확률을 나타내는 오경고 확률  $P_{FA}$  는 그림 3에 나타난 바둑판 무늬 영역의 면적을 나타낸다. 따라서 주어진 오경고확률  $P_{FA}$  로부터 고장을 판별하는 임계치  $T_{thresh}^j$  는 다음의 식을 만족시키도록 설정된다[13].

$$\int_{T_{thresh}^j}^{\infty} f_{\chi^2(B,0)} d\tau = P_{FA}. \quad (29)$$

고장이 실제로 발생하였지만 정상적인 상황으로 잘못 판단한 미검출확률  $P_{MD}$  은 그림 3에서 점무늬 부분의 면적을 나타낸다. 따라서 주어진 미검출확률  $P_{MD}$  와 임계치

$T_{thres}^j$  로부터 비대칭 변수  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  는 다음의 관계식을 만족 시키도록 설정된다.

$$\int_0^{T_{thres}^j} f_{\chi^2(B, \lambda_{k-B+1/k}^j)} d\tau = P_{MD} \quad (30)$$

$\chi^2$ -분포를 가지는 식별자에 대하여 비대칭 변수  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  가 계산되면 이로부터 다양한 유형의 고장에 대하여 최소 검출값을 산출할 수 있다. 제안된 식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  의 성능분석을 위하여 비대칭 변수  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  에 의한 최소검출가능점프 (Minimum Detectable Jump; MDJ)  $\mu_{jump}^j$  및 최소검출가능램프 (Minimum Detectable Ramp; MDR)  $\mu_{ramp}^j$  가 사용되었다. 본 연구에서 고려한 MDJ  $\mu_{jump}^j$  와 MDR  $\mu_{ramp}^j$  는 식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  의 크기를 비대칭 변수  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  와 동일하게 발생시키는 순간적인 강고장과 약고장의 크기로 각각 정의되며 이들의 물리적인 개형은 그림 4에 나타나 있다. 따라서, MDJ  $\mu_{jump}^j$  와 MDR  $\mu_{ramp}^j$  는 주어진 오경고확률  $P_{FA}$  와 미검출확률  $P_{MD}$  하에서 검출에 가장 난점이 있는 강고장과 약고장의 크기를 각

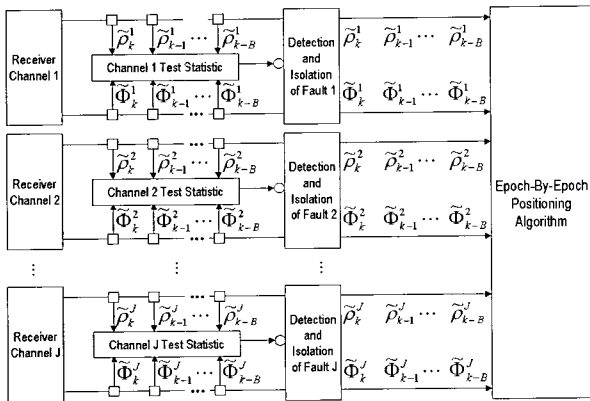


그림 2. 다중경로 식별자를 순간 위치해의 생성에 이용한 대표적 개형.

Fig. 2. System structure that utilize channelwise multipath test statistic in real-time positioning.

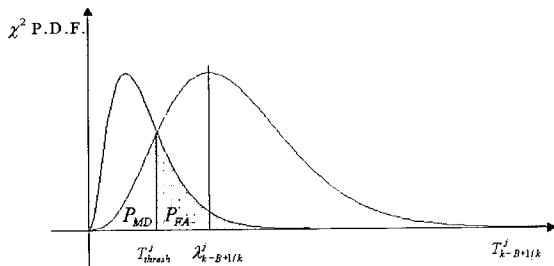


그림 3. 임계치, 비대칭 변수, 오경고 확률, 그리고 미검출 확률의 개형.

Fig. 3. Configuration of decision threshold, non-centrality parameter, probability of false alarm, and probability of missed detection.

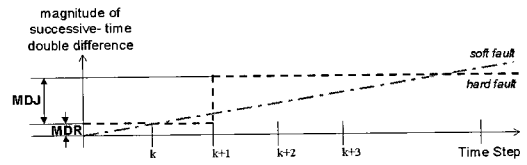


그림 4. 최소검출가능점프와 최소검출가능램프의 개형.

Fig. 4. Configuration of minimum detectable jump and minimum detectable ramp.

각 나타내게 된다.

MDJ  $\mu_{jump}^j$  와 비대칭 변수  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  사이의 관계식은 (17)에 의하여 다음과 같이 유도된다.

$$\mu_{jump}^j = \left[ \frac{\lambda_{k-B+1/k}^j}{\max_i \{e_i^T \Lambda_B^{-1} e_i\}} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, B \quad (31)$$

여기서  $e_i$  는  $i$ -번째 원소는 1 이고 나머지 원소들은 모두 0 인  $B \times 1$  단위 벡터를 나타낸다. 특이값(singular value)[19]의 정의를 이용하여 (31)을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\mu_{jump}^j = \left[ \frac{\lambda_{k-B+1/k}^j}{\sigma_{\max}(\Lambda_B^{-1})} \right]^{\frac{1}{2}} = \left[ \frac{\lambda_{k-B+1/k}^j \sigma_{\min}(\bar{\Lambda}_B)}{[\sigma_{\max}(G_B)]^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (32)$$

(24)와 (26)에 나타난 행렬  $G_B$  와  $\bar{\Lambda}_B$  의 구조적 특성을 이용하여 (32)를 정리하면 다음과 같이 간략화 된  $\mu_{jump}^j$  와  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  사이의 관계식이 얻어진다.

$$\mu_{jump}^j = \left[ \frac{B+1}{2B} \Lambda_{\rho} \lambda_{k-B+1/k}^j \right]^{\frac{1}{2}} \quad (33)$$

MDJ  $\mu_{jump}^j$  와 비대칭 변수  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  사이의 관계식은 (17)에 의하여 다음과 같이 유도된다.

$$\mu_{ramp}^j = \left[ \frac{\lambda_{k-B+1/k}^j}{\zeta_B^T \Lambda_B^{-1} \zeta_B} \right]^{\frac{1}{2}} = \left[ \frac{\lambda_{k-B+1/k}^j}{\zeta_B^T G_B^T \bar{\Lambda}_B^{-1} G_B \zeta_B} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (34)$$

$$\zeta_B \equiv [1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1]^T \in R^{B \times 1} \quad (35)$$

(24), (26), 그리고 (35)에 나타난 행렬  $G_B$ ,  $\bar{\Lambda}_B$ , 그리고  $\zeta_B$  의 구조적 특성에 의하여 다음의 관계가 성립한다

$$\begin{aligned} \zeta_B^T G_B^T \bar{\Lambda}_B^{-1} G_B \zeta_B &= \frac{1}{2\Lambda_{\rho}} \left( \sum_{i=1}^B (i^2 + i) \right) \\ &= \frac{1}{\Lambda_{\rho}} \frac{B(B+1)(B+2)}{6} \end{aligned} \quad (36)$$

(36)을 (34) 대입하면 다음과 같이 간략화 된  $\mu_{ramp}^j$  와  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  사이의 관계식이 얻어진다.

$$\mu_{ramp}^j = \left[ \frac{6}{B(B+1)(B+2)} \Lambda_\rho \lambda_{k-B+1/k}^j \right]^{\frac{1}{2}} \quad (37)$$

식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  의 계산에 사용된 STDD 의 개수  $B$  의 변화에 따른  $\mu_{jump}^j$  와  $\mu_{ramp}^j$  의 경향을 살펴보기 위하여 간단한 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에서 오경고확률  $P_{FA}$  와 미검출확률  $P_{MD}$  는 다음과 같이 주어졌다고 가정하였다.

$$P_{FA} = 0.5, P_{MD} = 0.001$$

또한, GPS 측정치 잡음의 공분산은 다음과 같다고 가정하였다.

$$r_\rho = (1.5)^2, r_\phi = (0.025)^2, \Lambda_\rho = 4.501$$

식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  에 의한  $\chi^2$ -분포의 자유도에 해당되는  $B$  를 변화시키며 임계치  $T_{thresh}^j$  와 비대칭 변수  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  를 계산하였다. 이후, (33), (37), 그리고 비대칭 변수  $\lambda_{k-B+1/k}^j$  를 이용하여  $\mu_{jump}^j$  와  $\mu_{ramp}^j$  를 계산하였다. 그림 5는 식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  와 관련된  $\chi^2$ -분포의 자유도  $B$  에 따른  $\mu_{jump}^j$  와  $\mu_{ramp}^j$  의 변화를 도시한 것이다. 그림에 의하면 강고장에 대한 검출 성능을 나타내는  $\mu_{jump}^j$  는  $T_{k-B+1/k}^j$  의 계산에 사용된 STDD 의 개수  $B$  의 영향을 크게 받지 않지만, 약고장에 대한 검출 성능을 나타내는  $\mu_{ramp}^j$  는 STDD 의 개수  $B$  의 증가에 따라 현격하게 감소함을 알 수 있다. 이러한 경향은 연속적인 측정치의 개수  $B$  를 통하여 다중경로를 포함한 점진적인 약고장에 대한 검출 성능을 향상 시켜주는 식별자  $T_{k-B+1/k}^j$  의 장점을 나타내어 준다.

#### IV. 실험

실시간 항법에서 제안된 다중경로 검출 기법의 성능 및 특성을 분석하기 위하여 단독측위 방식의 실험을 수행하였다. 인위적으로 다중경로 현상을 발생시키기 위하여 고정된 위치에 수신기를 설치하였으며 수신기 옆에는 그림 6과 같이 반사판을 설치하였다.

다중경로의 검출을 위하여 널리 알려진 패러티 방법[12,13] 과 제안된 방법을 사용하였다. 두 방법에 의한 다중경로 검출 결과는 그림 2에 나타난 바와 같이 매 순간 별 위치 해의 계산에 반영하였다. 위치 해의 계산에 있어서는 다중경로 검출의 성능만을 비교하기 위하여 매 순간 정상적으로 판별된 의사거리 측정치만을 최소자승 관점에서 결합하여 사용하였다. 다중경로에 영향을 받았다고 판단되는 의사거리 측정치는 감소가중치(de-weighting)의 방법으로 위치해의 생성에 이용할 수도 있지만 본 실험에서는 다중경로 검출 성능만을 대

비시키기 위하여 위치해의 계산에서 배제하였다.

패러티 기법에서는 정상적인 상황에서 각 순간별 의사거리 측정오차의 분산을 7.5 m로, 제안된 기법에서는 의사거리 및 누적위상에 포함된 열잡음의 분산을 각각 1.5 m 및 0.025 m로 가정하였다. 패러티 기법과 제안된 고장검출 기법이 서로 다른 측정오차 분산을 사용하는 원인은 패러티 기법에 사용된 측정 잉여치는 위성궤도오차, 대류권 지연, 전리층 지연 그리고 열잡음을 포함한 측정오차를 모두 포함하는 반면 제안된 기법은 열잡음을 제외한 기타 오차 요인들을 이중차분에 의하여 대부분 제거하여 주기 때문이다.

패러티 기법에 의한  $\chi^2$ -분포의 자유도는 (가시위성 수)-4 이다. 따라서, 패러티 기법은 가시위성 수가 4 이하이면 근본적으로 적용이 불가능한 단점이 있다. 20분간 수행된 실험 구간에서 8개의 위성을 항상 확보하였으므로 패러티 기법에 의한  $\chi^2$ -분포의 자유도는 8-4=4로 고정된다. 제안된 채널별 고장 검출기법은 가시위성 수의 제한 없이 적용이 가능하며 이에 의한  $\chi^2$ -분포의 자유도는 연차적인 측정치의 개수에 따라 조절이 가능하다. 실험에서는 매 순간 현 시점 포함 과거 10개의 연차적인 측정치들이 사용되므로  $\chi^2$ -분포의 자유도는 10이 된다.

그림 7은 패러티 벡터의 제곱 값 그리고 위성 1과 위성 6에 대한 제안된 식별자의 크기를 각각 나타낸 것이다. 위성

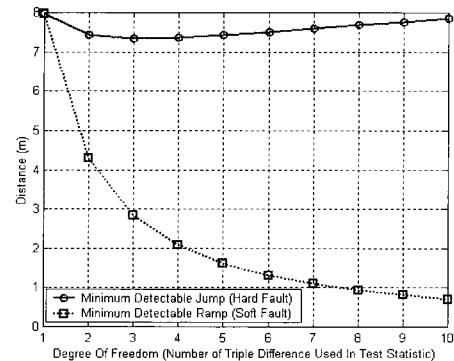


그림 5. 최소검출가능점프 및 최소검출가능램프의 자유도에 따른 변화.

Fig. 5. Minimum detectable jump and ramp versus degree of freedom.

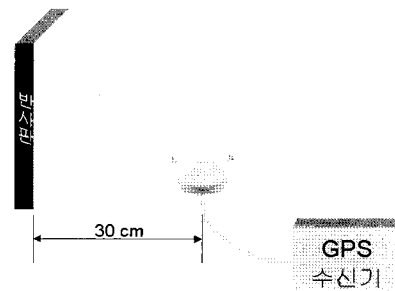


그림 6. 다중경로 실험의 구성.

Fig. 6. Configuration of multipath experiment.

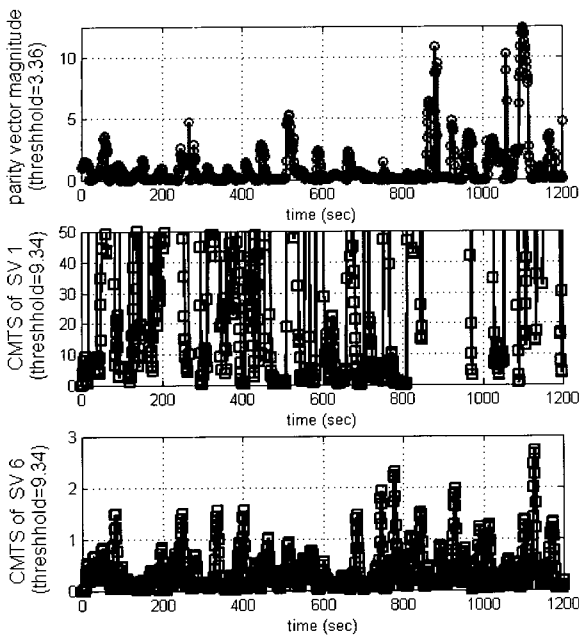


그림 7. 패리티 벡터의 제공 값, 다중경로에 영향을 받은 식별자, 그리고 다중경로에 영향을 받지 않은 식별자의 시간에 따른 변화.

Fig. 7. Comparison of parity vector magnitude, CMTS of multipath-affected channel, and CMTS of multipath-free channel.

1과 위성 6을 제외한 나머지 위성에 대한 제안된 식별자의 크기는 위성 6에 대한 경향과 유사하므로 그림에서 생략하였다. 위성 1에 대한 의사거리만을 배제하여 위치 해를 생성하여 보면 다중경로에 의한 위치 해의 점진적인 이동이 제거되므로 위성 1에 대한 측정치에서 다중경로 오차가 발생한 것으로 확인된다. 따라서 제안된 식별자의 경향은 다중경로 오차의 유무를 잘 나타냄을 알 수 있다. 또한, 그림 7을 전체적으로 살펴보면 제안된 식별자가 패리티 벡터의 제공 값에 비하여 (최대값)/(최소값)의 민감도가 크므로 정상적인 상황과 비정상적인 상황의 구별에 용이함을 알 수 있다. 따라서 제안된 식별자는 패리티 벡터의 제공 값에 비하여 임계치(thresh value)가 크게 변화하더라도 고장의 판단에 영향을 덜 받음을 알 수 있다. 이러한 현상은 제안된 기법이 패리티 기법에 비하여 열잡음 성분을 위성레도오차, 대류권 지연, 그리고 전리층 지연 등에 의한 오차 성분들로부터 분리하여 주기 때문이다. 그림 8은 다중경로의 영향을 받지 않은 위성 6에 대한 제안된 다중경로 식별자의 분포를 나타낸다. 그림 8과 그림 3에 나타난 정상적 상황의  $\chi^2$ -분포를 비교해 보면 그 유사성을 확인할 수 있다.

다중경로 검출의 기능을 서로 다른 두 방법에 의하여 수행한 이후, 다중경로 오차가 발생하였다고 판단된 채널의 의사거리를 최소 좌승 순간 위치해의 생성에서 배제하였다. 패리티 기법의 경우에는 다중경로 오차가 발생한 채널을 판별하기 위하여 패리티 벡터의 방향과 각 위성 별 고유 방향을 비교하였으며, 제안된 기법은 채널별로 적용되므로 별도의 판별기법이 필요하지 않다. 오경고 확률 50%를 적용한

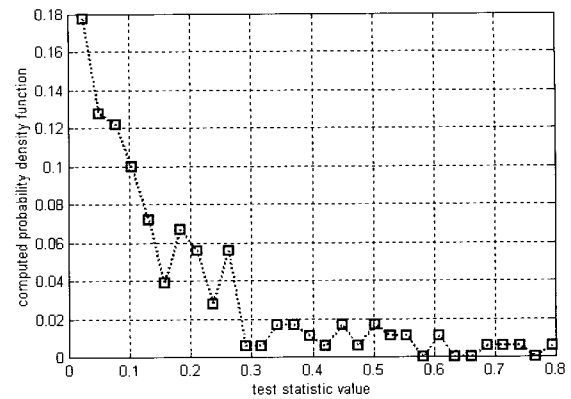


그림 8. 다중경로에 영향을 받지 않은 식별자의 실제적인 분포.

Fig. 8. Actual distribution of multipath test statistic that is not affected by multipath.

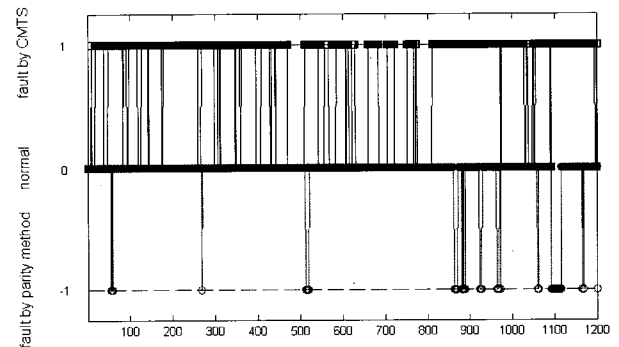


그림 9. 패리티 기법과 제안된 기법에 의한 위성 1에 대한 다중경로 검출 결과.

Fig. 9. Comparison of multipath decisions by parity method and proposed method with respect to satellite 1's measurements.

결과 비록 빈도의 차이는 있으나 두 방법 모두가 1번 위성에 대한 측정치에서 고장이 발생하였다고 판단하였다. 그림 9는 이러한 결과를 나타낸다. 그림 9에서 수직축 방향에 나타난 1의 값은 제안된 식별자에 의한 다중경로 검출을 나타내며 -1의 값은 패리티 벡터에 의한 다중경로 검출을 나타낸다. 앞선 그림 7에 의하여 예견된 바와 같이 제안된 기법이 패리티 기법에 비하여 많은 빈도로 다중경로의 징후를 검출하였음을 확인할 수 있다. 총 1200초의 실험에서 패리티 기법은 71회 측정치의 이상을 검출한 반면 제안된 기법은 892회 측정치의 이상을 검출하였다.

그림 10은 (a) 고장 검출 기법을 적용하지 않은 경우, (b) 패리티 기법을 이용하여 고장 검출한 경우, 그리고 (c) 제안된 기법을 이용하여 고장 검출한 경우 각각 생성된 순간 최소 좌승 위치해의 3차원 분포를 나타낸다. 그림 11은 (a), (b), 그리고 (c)의 방법에 의한 오차거리를 시간의 경과에 따라 나타낸 것이다. (a)에 의한 결과를 살펴보면 고정된 위치의 수신기에 대하여 특정방향으로 위치해가 이동하는 다중경로 특유의 현상을 관측할 수 있으며, (b)와 (c)의 결과를

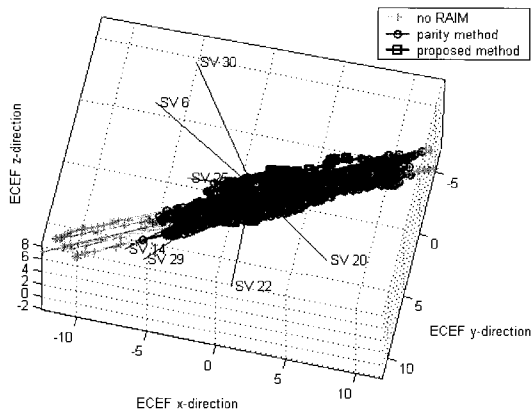


그림 10. 위치오차 분포의 비교.  
Fig. 10. Comparison of position error distribution.

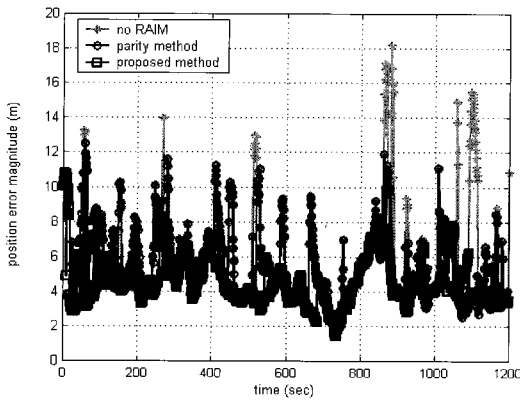


그림 11. 시간에 따른 오차거리의 비교.  
Fig. 11. Comparison of error distance versus time.

비교하면 (c)의 위치오차가 다중경로 발생 방향에 있어서 더 작게 발생함을 알 수 있다. 이러한 결과는 제안된 기법이 패러티 기법에 비하여 다중경로의 징후를 더 효율적으로 검출함에 기인하는 것으로 분석된다.

**V. 결론**

빌딩이 밀집한 도심 지역에서 단일 수신기를 이용한 실시간 동적 위치결정(real-time kinematic positioning)은 위치기반 서비스(location based service)와 연계한 GPS 활용에 있어서 가장 넓은 응용성을 가진 분야이다. 본 논문에서는 도심 지역에서 빈번하게 발생하는 다중경로오차를 감소시키기 위하여 일반적인 GPS 수신기가 제공할 수 있는 각 채널별 의사거리와 누적위상의 시계열을 이용한 다중경로오차 검출 기법을 제안하였다.

제안된 다중경로 검출자의 유도를 위하여 수신기 각 채널별 의사거리 시간중분과 누적위상 시간중분의 차를 이용한 연속시간 이중차분 순열, 확률적으로 직교화된 이중차분 순열, 재귀적인 연산에 의한 다중경로 식별자의 계산식, 그리고 선행계산된 행렬에 의한 순간적인 다중경로 식별자의 계산식에 나타나는 다양한 형태의 통계적 특성을 다루었다.

제안된 검출기법의 특성을 분석하기 위하여 최소검출가능 점프와 최소검출가능램프를 유도하고 측정치 시계열 개수의 증가에 따른 다중경로 검출 성능의 향상을 시뮬레이션에 의하여 살펴보았다. 시뮬레이션 결과에 의하면 측정치 순열의 개수가 증가할수록 다중경로 검출의 성능이 향상됨을 확인할 수 있었다. 실제적인 다중경로 환경에서 제안된 검출기법의 성능을 평가하기 위하여 인위적으로 인가된 다중경로 현상 하에서 순간 위치결정과 연계하여 제안된 방법과 패러티 방법의 성능을 비교하였다. 실험 결과에 의하면 실제적인 다중경로 환경 하에서도 제안된 검출기법의 활용이 매우 효과적임을 확인할 수 있었다.

제안된 기법은 수신기의 동적/정적 상황에 관계없이 다양한 징후의 수신기 채널별 약고장을 검출 가능하게 하여 주며, RAIM과 같은 기존의 고장진단 기법과의 연동이 쉽다. 따라서 DGPS, GPS/INS, 그리고 GPS/DR 등 위성항법과 관련된 많은 응용분야에 대해서도 활용이 용이하리라 예상된다.

**참고문헌**

- [1] R.D.J. van Nee, J. Sierveld, P. C. Fenton, and B. R. Townsend, "The multipath estimating delay lock loop: approaching theoretical accuracy limits", *Proceedings of IEEE Position Location and Navigation Symposium*, pp. 246-251, 1994.
- [2] R. D. J. van Nee, "The multipath estimating delay lock loop", *Proceedings of Int. Symp. On Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 39-42, 1992.
- [3] A. J. van Dierendonck, P. Fenton, and T. Ford, "Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver", *Navigation: Journal of the Institute of Navigation*, Vol. 39, pp. 265-283, 1992.
- [4] B. Townsend and P. Fenton, "A practical approach to the reduction of pseudorange multipath errors in a L1 GPS receiver", *Proceedings of ION GPS 94, Salt Lake City*, pp. 143-138, 1994.
- [5] A. J. van Dierendonck and M. Braasch, "Evaluation of GNSS receiver correlation processing techniques for multipath and noise mitigation," *Proceedings of ION National Technical Meeting*, Santa Monica, pp. 201-215, Jan. 1997.
- [6] C. D. Kee and B. Parkinson, "Calibration of multipath errors on GPS pseudorange measurements," *Proceedings of the 7th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation*, Salt Lake City, Utah, Sept., Part I, pp. 352-362, 1994.
- [7] Y. Georgiadou and A. Kleusberg, "On carrier signal multipath effects in relative GPS positioning," *Manuscripta Geodaetica*, Vol. 13, No. 1, pp. 1-8, 1988.
- [8] C. J. Comp, P. Axelrad, "Adaptive SNR-based carrier phase multipath mitigation technique," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 34, No. 1, pp. 264 -276, 1998.
- [9] P. Axelrad, C. J. Comp, and P. F. Macdoran "SNR-based multipath error correction for GPS differential phase", *IEEE Tr. on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 32, pp. 650-660, 1996.



- [10] J. K. Ray, M. E. Cannon, and P. Fenton, "GPS code and carrier multipath mitigation using a multiantenna system," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 37, No. 1, pp. 183-195, 2001.
- [11] J. C. Farret and M. C. Santos, "An alternative method for detection and mitigation of static multipath in L1 carrier phase measurements," *Proceeding of ION National Technical Meeting*, Long Beach, California, pp. 261-270, Jan., 2001.
- [12] M. A. Sturza and A. K. Brown, "Comparison of fixed and variable threshold RAIM algorithms," *Proceeding of Third International Technical Meeting of the Institute of Navigation*, pp. 439-443, 1990.
- [13] R. G. Brown and G. Y. Chin, "GPS RAIM: Calculation of threshold and protection radius using chi-square methods-a geometric approach," *Global Positioning System*, Vol. V, The Institute of Navigation, pp. 155-179, 1997.
- [14] T. Jülg, "Evaluation of multipath error and signal propagation in a complex scenario for GPS multipath identification," *IEEE 4<sup>th</sup> International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, Vol. 2, pp. 872-876, 1996.
- [15] S. B. Bisnath and R. B. Langley, "Pseudorange multipath mitigation by means of multipath monitoring and de-weighting," *Proceedings of the International Symposium on Kinematic Systems in Geodesy, Geomatics and Navigation (KIS 2001)*, Banff, Alberta, pp. 392-400, 2001.
- [16] Y. C. Lee, "Analysis of range and position comparison methods as a means to provide GPS integrity in the user receiver," *Proceedings of ION Annual Meeting*, Seattle, WA, pp. 1-4, June, 1986.
- [17] B. W. Parkinson and P. Axelrad, "Autonomous GPS integrity monitoring using the pseudorange residual", *Navigation: Journal of the Institute of Navigation*, Vol. 35, pp. 255-274, 1988.
- [18] R. G. Brown and P. Y. C. Hwang, *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*, John Wiley & Sons, New York, 1997.
- [19] K. Zhou, J. C. Doyle, and K. Glover, *Robust and Optimal Control*, Prentice-Hall, New Jersey, 1996.



#### 이형근

1990년 서울대학교 제어계측공학과(공학사). 1994년 서울대학교 제어계측공학과(공학석사). 1994년~1998년 현대우주항공(주)주임연구원. 2002년 서울대학교 전기컴퓨터 공학부(공학박사). 2002년~현재 서울대학교 BK21 서울대-고려대

정보기술사업단 연구원, 관심분야는 확률 및 추정이론, 실시간 고장진단, 관성항법, 위성항법.



#### 이장규

1971년 서울대학교 전기공학과(공학사). 1974년 피츠버그대학교 전기공학과(공학석사). 1977년 피츠버그대학교 전기공학과(공학박사). 1977년~1981년 The Analytic Sciences Corp. (Technical Staff). 1981년~1982년 Charles Stark Draper Lab.

Technical Staff. 1982년~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부(정교수). 관심분야는 관성센서, 항법, 추정이론.



#### 지규인

1982년 서울대학교 제어계측공학과(공학사). 1984년 서울대학교 제어계측공학과(공학석사). 1989년 Case Western Reserve University 제어 및 시스템(공학박사). 1990~1992년 강원대학교(전임강사). 1992년~현재 건국대학교 전자공학

과(부교수). 관심분야는 CDMA, GPS, GPS/INS.