

# 부호동기 추적편이 보상을 위한 이른영역기울기 기법

정회원 유 승 수\*, 준회원 이 영 윤\*\*, 김 영 문\*, 종신회원 김 선 용\*

## Advanced Region Slopes Method to Reduce Code Tracking Bias in Future Global Navigation Satellite Systems

Seungsoo Yoo *Regular Member*, Youngyoon Lee, Yeongmoon Kim *Associate Members*,  
Sun Yong Kim *Lifelong Member*

### 요 약

본 논문에서는 차세대 위성항법신호에 적합한 부호동기추적편이 보상기법을 제안한다. 다중경로신호는 가시신호보다 항상 지연되어 수신되기 때문에 가시신호가 수신되는 정확한 동기시점보다 이른 오프셋 영역의 상관함수는 다른 값에 비해 다중경로신호에 덜 왜곡된다. 그리고 차세대 위성항법신호의 상관함수는 기존 신호의 함수에 비해 주 첨두 외에 다수의 부 첨두를 갖고 있다. 본 논문에서는 이 특징을 바탕으로 부호동기추적편이를 완화하기 위해 이른 오프셋 영역의 상관함수기울기를 사용한다. 또한 제안한 기법을 구현하기 위해 반드시 필요한 매개변수인 안정된 다중경로환경에서 최대부호동기추적편이를 유도한다. 끝으로 제안한 기법의 성능을 모의실험을 통해 부호동기추적편이와 그 유동평균으로 보인다.

**Key Words** : Future Global Navigation Satellite Systems (GNSS), Binary Offset Carrier, Code Tracking Bias, Bias Compensation, and Advanced Region Slopes

### ABSTRACT

In this paper, a tracking bias compensation method is proposed for future global navigation satellite systems (GNSSs). It is observed that the correlation function of a GNSS signal has many peaks and remains almost unchanged in the advanced offset region as a result of the multipath signals arriving at the receiver later than a line-of-sight signal. Based on these observations, we use the slopes in the advanced offset region to compensate for the code tracking bias, and obtain the maximum code tracking bias, which is essential to implement the proposed scheme, in static multipath environments. Finally, it is demonstrated that the proposed compensation method is very effective for the GNSS signal tracking in terms of the code tracking biases and their running averages.

### 1. 서 론

현재 사용하고 있거나 개발하고 있는 대부분의 범역위성항법 시스템은 (global navigation satellite system, GNSS) 위성과 수신기의 거리 및 수신기의 위치 결정을 위한 통신 물리계층으로 직접수열확산대역 (direct sequence spread spectrum, DS/SS) 시스템

을 사용한다. DS/SS 시스템은 직접수열을 사용해 정 보신호를 확산 및 역확산 함으로서 높은 처리이득을 얻을 수 있으며, 이를 위해서는 정확한 동기과정이 필요하다. 많은 GNSS 수신기는 정확한 동기를 추적하고 유지하기 위해 지연결정루프를 (delay lock loop, DLL) 사용한다. 대표적인 동기 (coherent) DLL은 이른-늦은 상관차 (early-minus -late) 기반 DLL이며

\* 건국대학교 전자공학전공 \*\* 성균관대학교 휴대폰학과

논문번호 : KICS2009-09-385, 접수일자 : 2009년 9월 2일, 최종논문접수일자 : 2009년 10월 6일

(이하 EML), 비동기 (non-coherent) DLL은 이른-늦은 상관 전력차 (early-minus-late power) 기반 DLL이다 (이하 ELP). 가시신호만 수신되는 환경에서 이들은 최적 부호동기추적기이다. 두 기법 모두 가시신호만 수신되는 환경에서 위성항법신호의 상관함수는 상관오프셋이 0인 정확한 동기시점을 기준으로 좌우 대칭인 특징을 사용해 일정한 간격을 갖는 두 상관 값이 같은 시점을 동기시점으로 추적하고 이를 유지한다<sup>[1],[2]</sup>.

그러나 가시신호와 함께 다중경로신호가 수신되는 환경에서는 (이하 다중경로환경) 다중경로신호의 상관함수에 의해 가시신호의 상관함수가 왜곡되기 때문에 수신신호의 상관함수는 상관오프셋이 0인 정확한 동기시점을 기준으로 좌우대칭이 아니다. 따라서 EML과 ELP를 사용해서 두 상관 값이 같은 부호동기시점을 추적해 동기시점을 결정하더라도 (locking) 부호동기추적편이가 (code tracking bias) 야기된다<sup>[1],[3]</sup>. 기존 연구를 통해 부호동기추적편이를 줄이는 많은 방법들이 제안되었으며, 기존 GNSS의 위성항법신호로는 이를 줄이는 데 한계가 있어 미국과 유럽을 중심으로 차세대 GNSS에 대한 연구를 진행하였다. 우리나라도 2003년 차세대 GNSS에 대한 주요 개발그룹 가운데 하나인 갈릴레오 개발 그룹에 합류해 연구를 진행 중이다<sup>[4],[6]</sup>.

차세대 GNSS는 DS/SS 시스템과 함께 이진천이 반송파 변조 (binary offset carrier, BOC) 시스템을 사용한다. 이진천이 반송파 변조 기법은 기존 반송파 변조 기법에 추가적인 변조를 수행하는 기법이다. 이 기법은 기존 반송파 변조 기법이 정보신호에 반송파를 곱해 정·부 반송파 주파수를 중심주파수로 하고 일정한 대역폭을 갖는 신호로 변조하는 것처럼 이미 반송파 변조된 신호를 정·부 이진천이반송파주파수 만큼 이동시켜 중심주파수를 중심으로 이진천이반송파주파수 만큼 천이된 신호 상파 (image) 반대로 천이된 경상을 (mirror image) 생성해 기존에 같은 중심주파수를 갖는 시스템과의 간섭을 줄이고, 대역폭은 두 배로 늘려 정확한 부호동기 오프셋 주변 상관함수의 개형을 첨예하게 하여 다중경로신호로 인한 가시신호의 왜곡을 줄인다. 일반적으로 이진천이반송파주파수는 반송파주파수에 비해 충분히 작다. 따라서 이진천이반송파 변조로 인한 신호 상은 정과 부 주파수 영역을 교차해 천이하지 않는다<sup>[3],[4],[7]</sup>.

앞서 언급한 것처럼 이진천이반송파 변조를 사용하는 차세대 위성항법신호의 상관함수는 첨예한 주 첨두를 갖는다. 더불어 다수의 부 첨두도 갖는다. 따라

서 주 첨두 주변 상관 값뿐만 아니라 부 첨두 주변 상관 값도 부호동기추적에 사용하기 쉽다. 특히, 다중경로신호는 가시신호에 비해 항상 지연되어 수신되기 때문에 이른 영역의 상관 값이 늦은 영역의 상관 값에 비해 다중경로신호에 덜 왜곡된다. 이 특징을 사용한 부호동기추적기법이 [8, 9]와 같은 이른영역상관기이다. 이른영역상관기는 수신기에 새로운 부호동기추적기를 설계하는 경우 사용이 용이하다. 그러나 기존 수신기를 다소 수정해 사용할 필요가 있는 경우 상관기 및 판별기 구조 전체를 변경해야 하는 어려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 기존 수신기에 설계된 부호동기추적기법을 그대로 사용하면서도 미래 범역위성항법신호에 적합하고 이른 영역의 상관 값을 사용함으로써 수신기의 부호동기추적편이를 줄일 수 있는 부호동기추적편이 보상기법을 제안한다.

이를 위해 다음 장에서는 차세대 위성항법신호와 이에 맞는 기존의 부호동기추적기법을 모형화한다. 그리고 3장에서는 이른영역기울기 기반 부호동기추적편이 보상기법을 제안하고, 이를 구현하기 위한 핵심 매개변수인 최대 부호추적편이를 유도한다. 그리고 모의 실험을 통해 부호동기추적편이와 그 유동평균을 보인다. 끝으로 4장에서 맺는다.

## II. 차세대 위성항법신호 모형과 부호동기추적기법

도플러 영향과 정보변조, 그리고 잡음이 없다고 가정할 때, 기저대역 수신신호는 식 (1)과 같다.

$$r(t) = s_0(t) + \sum_{m=1}^M s_m(t), \quad (1)$$

여기서  $s_0(t) = \sqrt{2P}\tilde{G}(t-\tau_0)\cos(\omega t + \theta_0)$ 는 전파지연시간과 위상 천이가 각각  $\tau_0$ 와  $\theta_0$ 인 가시신호,  $s_m(t) = a_m\sqrt{2P}\tilde{G}(t-\tau_0-b_mT_C)\cos(\omega t + \theta_m)$ 는 가시신호를 기준으로 상대적 신호감쇄  $a_m$ , 부호간격  $T_C$ 로 정규화한 지연시간  $b_m$ , 위상천이  $\theta_m$ 인  $m$ 째 다중경로신호,  $P$ 는 가시신호의 수신전력,  $\tilde{G}(t)$ 는 식 (2)와 같은 여과되지 않은 확산파형  $G(t)$ 가 전·말단에 (front-end) 위치한 필터에 의해 여과된 형태,  $M$ 은 다중경로의 수이다.

$$G(t) = \left[ \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_l p_{T_C}(t-lT_C) \right] \text{sgn}[\sin(2\pi f_B t)] \quad (2)$$

여기서  $c_l$ 는  $\pm 1$ 이고 주기  $L$ 인  $l$ 째 확산부호,

$p_{T_C}(t)$  펄스폭이  $T_C$ 인 사각펄스파형,  $\text{sgn}[\cdot]$ 는 인자의 부호를 출력하는 함수,  $f_B$ 는 이진천이반송파(binary offset carrier) 주파수이다. 차세대 위성항법신호인 이진천이반송파 신호는 이진천이반송파 주파수와 기본주파수  $f_F$ 의 비, 확산부호주파수  $f_C=1/T_C$ 와 기본주파수의 비를 사용해  $BOC(f_B/f_F, f_C/f_F)$ 로 표시한다. 일반적으로 이진천이반송파 주파수는 시스템을 쉽게 구현하기 위해 확산부호주파수의 정수배로 설계한다. 즉,  $f_B = pf_C$ ,  $p$ 는 양의정수로서 이진천이반송파 변조에 다른 천이 폭을 결정하는 이진천이반송파 변조율이다<sup>[5],[6]</sup>. 본 논문에서는 이진천이반송파 신호를 간단히  $BOC(p, n)$ 으로 표현한다( $n = f_C/f_F$ ).

$H$ 개의 상관기를 사용할 때,  $h$ 째 상관기의 출력은 식 (3)과 같다.

$$z_h = \frac{1}{LT_C} \int_0^{LT_C} \sqrt{2}r(t)G(t - \hat{\tau}_0 - d_h T_C) \exp(-j(\omega t + \hat{\theta}_0)) dt \quad (3)$$

여기서  $\hat{\tau}_0$ 와  $\hat{\theta}_0$ 는 각각 추정된 가시신호의 전파지연시간과 위상천이,  $d_h$ 는 정규화된 상관 오프셋으로 EML과 ELP는  $H=3$ ,  $d_1=0$ ,  $d_2=\Delta/2$ ,  $d_3=-\Delta/2$ 이다.  $\Delta$ 는 이른 늦은 상관오프셋 간격으로 보통  $\Delta \leq 0.5p$ 인 값이다<sup>[1],[2]</sup>.

식 (1)을 식 (3)에 대입하면 식 (4)를 얻는다.

$$z_h = z_{h_n} + jz_{Q_h} \quad (4)$$

여기서  $z_{h_n}$ 와  $z_{Q_h}$ 은 식 (5), 식 (6)과 같다.

$$z_{h_n} = \sqrt{P}R_{GG}(\delta + d_h T_C)\cos\phi_0 + \sum_{m=1}^M a_m \sqrt{P}R_{GG}(\delta + d_h T_C - b_m T_C)\cos\phi_m \quad (5)$$

$$z_{Q_h} = \sqrt{P}R_{GG}(\delta + d_h T_C)\sin\phi_0 + \sum_{m=1}^M a_m \sqrt{P}R_{GG}(\delta + d_h T_C - b_m T_C)\sin\phi_m \quad (6)$$

여기서  $\delta = \hat{\tau}_0 - \tau_0$ 는 시간추정오차,  $\phi_0 = \hat{\theta}_0 - \theta_0$ 와  $\phi_m = \hat{\theta}_0 - \theta_m$ 는 가시신호와 다중경로신호의 위상추정오차,  $R_{XY}(\tau) = \frac{1}{LT_C} \int_0^{LT_C} x(t)y(t-\tau)dt$ 는 정규화된 상관함수,  $x(\cdot)$ 와  $y(\cdot)$ 는 임의의 함수이다. 차세대 위성항법신호인 이진천이반송파신호의 여파되지

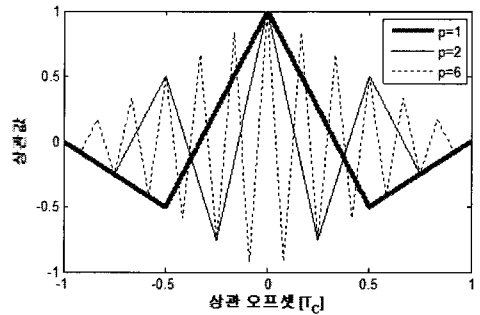


그림 1. 변조율  $p$ 에 따른 이진천이반송파 변조된 차세대 위성항법신호의 자기상관함수

않은 (unfiltered) 정규화된 자기상관함수는 그림 1과 같으며, 식 (7)처럼 쓸 수 있다.

$$R_{GG}(\tau) = \begin{cases} -1^{(k+1)} \left[ \frac{(-k^2 + 2kp + k - p)}{p} - \frac{(4p - 2k + 1)|\tau|}{T_C} \right], & |\tau| < T_C \\ 0, & \text{그 외,} \end{cases} \quad (7)$$

여기서,  $k = \text{ceil}\{2p\tau/T_C\}$ ,  $\text{ceil}(\cdot)$ 은 인자를 가까운 정수로 올림하는 함수이다. 여과되지 않은 변조율  $p$ 인 이진천이반송파신호의 상관함수에서는  $(4p-1)$ 개의 첨두가 나타난다. 주 첨두는  $\tau=0$ , 부 첨두는  $\tau = \pm qT_C/(2p)$ 에서 나타난다. 이때,  $q=1, \dots, (2p-1)$ 인 정수이다. 본 논문에서는 상관오프셋이 음수인 영역을 이른 영역, 양수인 영역을 늦은 영역으로 부른다. 그리고 이른 영역에서  $q$ 째 부 첨두의 상관오프셋  $A_q$ 와 상관 값이 0인  $q$ 째 상관오프셋  $\lambda_q$ 을 식 (8)과 식 (9)와 같다.

$$A_q = -\frac{qT_C}{2p} \quad (8)$$

$$\lambda_q = A_q - \frac{(A_{q-1} - A_q)R_{GG}(A_q)}{R_{GG}(A_{q-1}) - R_{GG}(A_q)} \quad (9)$$

일반적인 동기 (coherent) 및 비동기 (non-coherent) DLL인 EML과 ELP의 판별기 출력  $u_c(\tau)$ 와  $u_{nc}(\tau)$ 는 각각 식 (10)과 식 (11)과 같다<sup>[2],[10]</sup>.

$$u_c(\tau) = (z_{I2} - z_{I3})\text{sgn}(z_{I1}) \quad (10)$$

$$u_{nc}(\tau) = |z_2|^2 - |z_3|^2 \quad (11)$$

여기서,  $\hat{\tau}_0$ 는  $u_c=0$  또는  $u_{nc}=0$  일 때, 즉, DLL로 동기시점을 결정했을 때 추정된 상관 오프셋이다<sup>[1],[2]</sup>.

### III. 이른영역기울기 기법과 그 성능

#### 3.1 동기 (coherent) 이른영역기울기 기법

다중경로환경에서 이진천이반송파 변조된 여과되지 않은 (unfiltered) 확산신호의 상관함수는 다중경로신호에 의해 주 첨두 주변 상관함수가 왜곡되며, 이로 인해 부호동기 추적편이가 야기된다. 그리고 다중경로신호가 항상 가시신호보다 지연되어 수신되기 때문에 주 첨두의 상관오프셋을 기준으로 이른 영역의 상관함수가 늦은 영역의 상관함수에 비해 덜 왜곡된다. 따라서 이른 영역의 상관함수를 사용해 부호동기를 추적하는 것이 주 첨두 주변의 상관함수를 사용해 부호동기를 추적하는 것 보다 더 정확한 부호동기를 추적이 가능하다. 본 논문에서는 이를 바탕으로 그림 2처럼 EML의 부호동기추적편이를 보상할 수 있는 새로운 부호동기추적편이보상기법을 제안한다. 다중경로신호에 의한 왜곡에만 초점을 맞추기 위해 무잡음 환경에서 가시신호와 하나의 다중경로신호만 수신되는 채널인 안정된 다중경로 채널을 (static multipath channel) 가정한다.

그림 2에서  $\hat{\tau}_c$ 는 제안한 기법을 사용해 보상한 부호동기,  $\bar{\delta}$ 는 최대 부호동기추적편이, Pt.1, Pt.4, Pt.5는 각각 동기 상관오프셋과 그 상관 값으로 정의된 ‘상관 오프셋-상관 값’ 좌표 위의 한 점이다.

그림 2에서 주 첨두와 이른 영역의 첫째 부 첨두를 잇는 이른 영역에 있는 직선  $v_c(\tau)$ 는 늦은 영역의 상관 값들에 비해 다중경로 신호에 덜 왜곡된다. 따라서  $v_c(\tau)$ 를 얻을 수 있다면,  $v_c(\tau)$ 의 상관 축 (세로 축) 절편으로부터  $|\lambda_1|$ 만큼 지연된 부호동기 시점을 새로운 동기시점으로 결정함으로써 DLL로 동기시점을 결정해 추정된 상관 오프셋보다 부호동기 추적편이를 줄일 수 있다.  $v_c(\tau)$ 는 주 첨두와

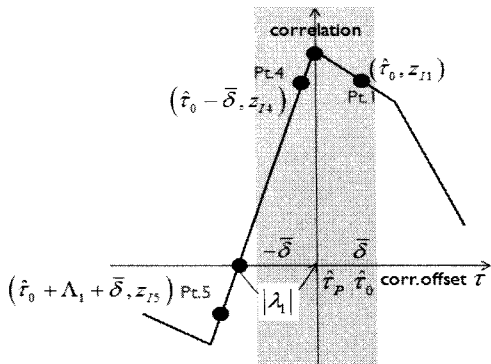


그림 2. 동기 (coherent) 이른영역기울기 기법의 동작개념

부 첨두 사이의 모든 점을 얻어 이를 바탕으로 추정할 수 있다. 그러나 이는 구현 복잡도가 매우 높으며, 추적이 완료된 단계에서도 정확한 주 첨두와 부 첨두의 상관 오프셋에 대한 정보를 알 수 없기 때문에 최적의  $v_c(\tau)$ 는 얻을 수 없다. 따라서  $v_c(\tau)$ 를 얻기 위한 현실적인 방법은 주 첨두와 부 첨두 사이에 있는 몇 개의 상관 값을 얻어 이를 바탕으로  $v_c(\tau)$ 를 추정하는 것이다. 본 논문에서는 2개의 상관 값을 바탕으로  $v_c(\tau)$ 를 얻는 방법을 소개하며, 이와 비슷한 방법으로  $(L-2)$ 개의 상관 값을 바탕으로  $v_c(\tau)$ 를 얻을 수 있다. 두 개의 상관 값을 얻을 때 기준이 되는 상관 오프셋은 이미 아는 값  $\hat{\tau}_0$ 이다.  $\hat{\tau}_0$ 을 기준으로 일정 오프셋만큼 이른 두 상관 값을 얻을 수 있다. 이때 얻은 상관 값은 가능한 한 주 첨두와 이른 영역의 첫째 부 첨두 사이에, 그리고 이들에 가능한 한 가깝게 위치해야 한다. 주 첨두와 첫째 부 첨두 사이에 상관 값이 있지 않은 경우 주 첨두와 첫째 부 첨두를 잇는 상관 값과  $v_c(\tau)$ 의 차이가 커지며, 주 첨두와 첫째 부 첨두에 가까울수록 신호 대 잡음비가 큰 상관 값을 얻을 수 있다. 이 기준을 만족하는 두 개의 상관 오프셋은 그림 2에서 Pt.4와 Pt.5의 상관오프셋으로 각각  $\hat{\tau}_0$ 보다  $\bar{\delta}$ 와  $-(\lambda_1 + \bar{\delta})$ 만큼 이른 상관오프셋이다. 앞서 언급한 것처럼 제안한 보상기법을 식 (12)와 같이 설계할 수 있다.

$$\hat{\tau}_c = \arg_{\tau} [v_c(\tau) = 0] - \lambda_1 \quad (12)$$

여기서  $\arg[\cdot]$ 는 인자를 만족하는 인자의 중속 인자의 값을 출력하는 함수이고,  $v(\tau)$ 는 식 (13)과 같다.

$$v_c(\tau) = \frac{z_{I5} - z_{I4}}{\lambda_1 + 2\bar{\delta}} (\tau - \hat{\tau}_0 + \bar{\delta}) + z_{I4} \quad (13)$$

식 (13)처럼 제안한 기법은 이른영역기울기를 사용해 부호동기추적편이를 보상하기 때문에 본 논문에서는 제안한 기법을 이른영역기울기 (advanced region slope, ARS) 기반 부호동기추적편이보상기법으로 부른다 (이후 ARS 기법).

ARS 기법의 핵심매개변수는 최대 부호동기추적편이  $\bar{\delta}$ 이다.  $\bar{\delta}$ 는 가시신호와 다중경로신호로부터 얻어지는 상관함수로부터 유도할 수 있다. 본 논문에서는 차세대 위성항법신호의 가장 단순한 형태인

$p=1$ 인 BOC(1,1) 변조된 이진천이반송파신호의 상관함수로부터  $\bar{\delta}$ 를 유도한다. 더 복잡한 경우도 이와 같은 방법의 단순한 확장을 통해 얻을 수 있다. 대역제한이 없고,  $p=1$ 인 BOC(1,1) 변조된 이진천이반송파신호의 상관함수는 식 (7)로부터 식 (14)처럼 다시 쓸 수 있다.

$$R_{GG}(\tau)|_{p=1} = \begin{cases} 1 - \frac{3|\tau|}{T_C}, & |\tau| < T_C/2, & (a) \\ 1 + \frac{|\tau|}{T_C}, & T_C/2 \leq |\tau| < T_C, & (b) \\ 0, & \text{그 외.} & (c) \end{cases} \quad (14)$$

대역제한이 없는 안정된 다중경로 환경에서  $\text{sgn}(z_{I1})=1, \phi_0=0, P=1$ 일 때 식 (10)은 식 (15)처럼 다시 쓸 수 있다.

$$u_c(\tau) = z_{I2} - z_{I3} \quad (15)$$

여기서  $z_{I2}$ 와  $z_{I3}$ 는 식 (16), 식 (17)과 같다.

$$z_{I2} = R_{GG}\left(\delta + \frac{\Delta}{2} T_C\right) + a_1 \cos \phi_1 R_{GG}\left(\delta + \frac{\Delta}{2} T_C - b_1 T_C\right) \quad (16)$$

$$z_{I3} = R_{GG}\left(\delta - \frac{\Delta}{2} T_C\right) + a_1 \cos \phi_1 R_{GG}\left(\delta - \frac{\Delta}{2} T_C - b_1 T_C\right) \quad (17)$$

$\hat{\tau}_0 = \arg_r[u_c(\tau) = 0]$ 이며, 이때

$\bar{\delta} = \max_{\delta} [|z_{I2} = z_{I3}|]$ 이다. 여기서,  $\max[\cdot]$ 는 인자를 만족하는 인자의 중속인자의 최대값을 출력하는 함수이다. 식 (14)와 식 (15)로부터  $0 \leq b_1 < \Delta/2, \Delta/2 \leq b_1 < 0.5 - \Delta/2, 0.5 - \Delta/2 \leq b_1 < 0.5 + \Delta/2, 0.5 + \Delta/2 \leq b_1 < 1 - \Delta/2, 1 - \Delta/2 \leq b_1 < 1 + \Delta/2, 1 + \Delta/2 \leq b_1$ 의 6개 구간으로 나누어  $\delta$ 를 고려할 수 있다. 이때  $\bar{\delta}$ 가 나타나는 구간은 식 (16)과 식 (17)의 다중경로신호 성분이 식 (14a)에서  $\tau < 0$ 일 때의 상관함수일 때, 즉,  $\Delta/2 \leq b_1 < 0.5 - \Delta/2$ 이다<sup>[1],[3]</sup>. 이때의  $z_{I2}$ 와  $z_{I3}$ 는 식 (18)과 식 (19)로 다시 쓸 수 있다.

$$z_{I2} = 1 - \frac{3\left(\delta + \frac{\Delta}{2} T_C\right)}{T_C} \quad (18)$$

$$+ a_1 \cos(\phi_1) \left[ 1 + \frac{3\left(\delta + \frac{\Delta}{2} T_C - b_1 T_C\right)}{T_C} \right]$$

$$z_{I3} = 1 + \frac{3\left(\delta - \frac{\Delta}{2} T_C\right)}{T_C} \quad (19)$$

$$+ a_1 \cos(\phi_1) \left[ 1 + \frac{3\left(\delta - \frac{\Delta}{2} T_C - b_1 T_C\right)}{T_C} \right]$$

식 (18)과 식 (19)를 식 (15)에 대입하면 식 (20)을 얻는다.

$$\bar{\delta} = \max_{\delta} [|z_{I2} = z_{I3}|] = \frac{|a_1 \cos(\phi_1) \Delta T_C|}{2} \quad (20)$$

### 3.2 비동기 (non-coherent) 이진영역기울기 기법

비동기 (non-coherent) ARS 기법의 동작개념은 동기 ARS 기법의 동작개념과 유사하다. 다만 비동기 상관기를 사용하는 경우 그림 3처럼 ARS 기법에서 사용하는 이진 영역의 상관 값이 직선이 아닌 곡선이 된다. 따라서  $\hat{\tau}_0$ 보다  $-(\lambda_1 + \bar{\delta})$  만큼 이진 영역 오프셋에서 얻은 상관 값을 추가로 얻어야 한다 (Pt.6). 그리고 세 점 Pt.4, Pt.5, Pt.6으로 최소 자승법을 사용한 선 맞춤 (line fitting) 방법을 통해 곡선의 방정식  $v_{nc}(\tau)$ 를 얻고, 식 (21)처럼 ARS 기법을 사용했을 때의 보상된 부호동기 상관오프셋을 얻는다. [3]처럼 동기 DLL과 비동기 DLL의 부호동기추적편이의 개형은 다르지만  $\bar{\delta}$ 는 같다. 따라서 앞서 유도한  $\bar{\delta}$ 를 여기서도 적용할 수 있다.

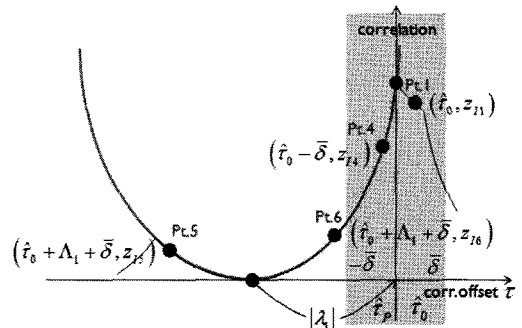


그림 3. 비동기 (non-coherent) 이진영역기울기 기법의 동작개념

$$\hat{\tau}_{nc} = \arg_{\tau} \left[ \frac{d}{d\tau} \{v_{nc}(\tau)\} = 0 \right] - \lambda_1. \quad (21)$$

본 논문에서는 성능평가를 위해 안정된 다중경로 채널환경에서 여과되지 않은 BOC( $m, n$ ) 변조된 확산신호를 사용하는 시스템을 가정한다. 부호동기 추적기법의 성능평가 지표는 부호동기 추적편이와 그 유동평균이다. 추적편이는 부호동기 추적기에서 추적을 완료해 부호동기를 결정 한 후에도 잔존하는 오차이다<sup>[14][15]</sup>.

추적편이 관점에서 부호동기 추적기법과 그 편이 보상기법은 가시신호만 수신될 때 부호동기 추적편이가 없어야한다 (unbiased). 가시신호만 수신될 때 제한한 기법의 추적편이는  $\hat{\tau}_c$ 의 편이이다. 가시신호만 수신될 때  $\hat{\tau}_0 = 0, a_m = 0, \phi_m = 0$ 이다. 따라서  $\hat{\tau}_c = 0$ 이며, 이로부터 제한한 기법은 가시신호만 수신되는 환경에서 추적편이가 야기되지 않음을 확인할 수 있다. 같은 근거로  $\hat{\tau}_{nc} = 0$ 이다.

제한한 보상이 전후의 부호동기추적편이와 그 유동평균의 모의실험 결과는 동기 (coherent) 상관기를 사

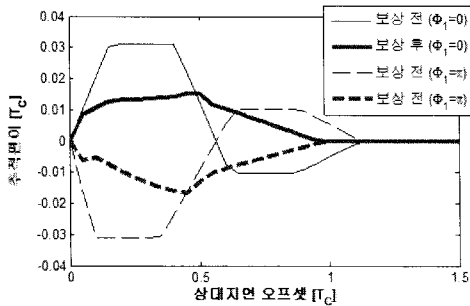


그림 4. 동기 (coherent) ARS 기법으로 부호동기 추적편이를 보상하기 전과 후의 추적편이 ( $p=1, a_1=0.5, \Delta=0.25$ )

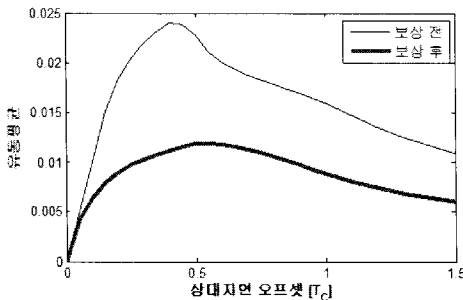


그림 5. 동기 (coherent) ARS 기법으로 부호동기 추적편이를 보상하기 전과 후의 추적편이의 유동평균 ( $p=1, a_1=0.5, \Delta=0.25$ )

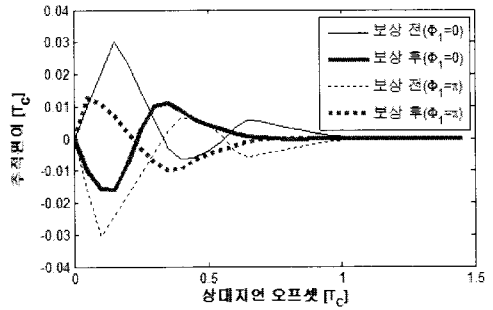


그림 6. 비동기 (non-coherent) ARS 기법으로 부호동기 추적편이를 보상하기 전과 후의 추적편이 ( $p=1, a_1=0.5, \Delta=0.25$ )

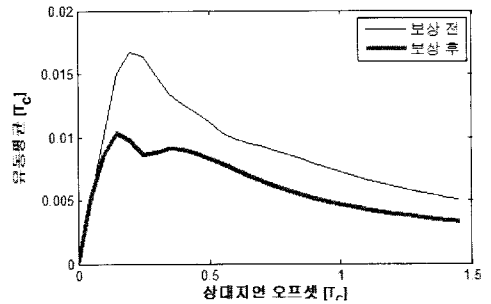


그림 7. 비동기 (non-coherent) ARS 기법으로 부호동기 추적편이를 보상하기 전과 후의 추적편이의 유동평균 ( $p=1, a_1=0.5, \Delta=0.25$ )

용하는 경우 그림 4와 그림 5, 비동기 (non-coherent) 상관기를 사용하는 경우 그림 6과 그림 7과 같다.

모든 경우에서 제한한 보상기법을 사용했을 때 부호동기추적편이와 그 유동평균이 감소하는 것을 확인할 수 있었다. 특히 부호동기 추적편이의 최대 유동평균에 있어 동기 ARS는 약 50%, 비동기 ARS는 약 30%의 보상효율을 보인다. 부호동기 추적편이는  $0 < b_1 < 0.5 + \Delta/2$ 와  $0.5 < \Delta/2 < b_1 < 1 + \Delta/2$ 로 구분해 분석할 수 있다.  $1 + \Delta/2 < b_1$ 일 때는 가시신호의 상관함수와 다중경로신호의 상관함수가 완전히 분리되기 때문에 다중경로 신호가 가시신호를 왜곡시키지 않는다. 즉, 안정적인 다중경로 환경에서  $1 + \Delta/2 < b_1$ 일 때 부호동기 추적편이는 없다. 이는 이진천이반송파 변조된 확산신호의 자기상관함수의 주 첨두 주변 상관함수 폭이 좁아서 여러 오프셋의 상관 값을 바탕으로 주 첨두와 부 첨두를 구분할 수 있기 때문이다. 그러나 근역에서 (near offset region) 야기되는 부호동기 추적편이는 가시신호의 주 첨두 주변 상관함수영역에서의 왜곡이기 때문에 이를 완화시키기 어렵다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 안정된 다중경로 환경에서 BOC( $pn, n$ ) 변조된 확산신호에 적합한 부호동기 추적편이보상 기법을 제안하고, 그 주요 매개변수인 최대 추적편이를 유도하였다. 기존 이진위상천이 변조된 확산신호는 하나의 주 첨두만 나타나는 상관함수를 갖는다. 그러나 BOC( $pn, n$ ) 변조된 확산신호의 상관함수는 주 첨두 외에 다수의 부 첨두를 갖는다. 본 논문에서는 안정된 다중경로환경에서 여러 부 첨두 가운데 정확한 상관오프셋보다 이른 영역에 있는 부 첨두 주변 상관함수가 다중경로 신호로 인한 왜곡이 적은 것에 착안해 이른 영역 기울기를 사용한 확산부호 추적편이보상 기법을 제안하고, 모의실험을 통해 제안한 기법의 부호동기 추적정확도를 부호동기 추적편이와 그 유동평균으로 보였다. 모의실험 결과 제안한 부호동기추적편이 보상기의 성능이 우수함을 확인하였다.

#### 감사의 글

본 연구는 교육인적자원부 한국학술진흥연구재단(KRF-2007-313-D00581) 및 건국대학교의 지원에 의해 연구되었음.

#### 참 고 문 헌

[1] E. Kaplan, *Understanding GPS Principles and Applications 2nd Edition*, Artech House Publishers, Inc., Northwood, MA, 2005.

[2] J. K. Holems, *Spread Spectrum Systems for GNSS and Wireless Communications*, Artech-House Publishers, Inc., Northwood, MA, 2007.

[3] L. Liu and M. Amin, "Tracking performance and average error analysis of GPS discriminators in multipath," *Trans. Elsevier Signal Processing*, vol. 89, issue 6, pp. 1224-1239, Jan. 2009.

[4] M. Fantino G. Marucco, P. Mulassano, and M. Pini, "Performance analysis of MBOC, altBOC and BOC modulations in terms of multipath effects on the carrier tracking loop within GNSS receivers," *Proc. IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*, CD-ROM, Monterey, CA, May 2008.

[5] U. S. and E. C., *Agreement on the Promotion, Provision, and use of Galileo and GPS Satellite-Based Navigation Systems and Related Applications*, <http://pnt.gov/public/docs/2004/psgalileoagreement.pdf>, 2004.

[6] J. W. Betz, M. A. Balanco, C. R. Cahn, P. A. Dafesh, C. J. Hegarty, K. W. Hudnut, V. Kasemsri, R. Keegan, K. Kovach, C. L. S. Lenahan, H. H. Ma, J. J. Rushanan, D. Sklar, T. A. Stansell, C. C. Wang, and S. K. Yi, "Enhancing the future of civil GPS: overview of the L1C signal," *Mag. Inside-GNSS*, [www.insidegnss.com/Vauto/vigm\\_042-049.pdf](http://www.insidegnss.com/Vauto/vigm_042-049.pdf), Apr. 2007.

[7] M. Z. Bhuiyan, E. S. Lohan, and M. Renfors, "Code tracking algorithms for mitigating multipath effects in fading channels for satellite-based positioning," *Trans. EURASIP Advanced in Signal Processing*, CD-ROM, Feb. 2008.

[8] 유승수, 이영윤, 김영문, 윤석호, 김선용, "BOC( $pn, n$ ) 변조된 확산신호의 부호동기추적을 위한 일반화된 이른영역상관기법", *한국통신학회논문지*, 34권, 3호, 329-340쪽, 2009년 3월.

[9] 유승수, 이정현, 김영문, 윤석호, 김선용, "안정된 다중경로 환경에서 BOC( $pn, n$ ) 변조된 확산부호에 적합한 이른영역기울기 기반 추적편이보상기법", *정보통신융합기술대회 논문집*, CD-ROM, 광주, 대한민국, 2009년 4월.

[10] J. Juang, "Multi-objective approach in GNSS code discriminator design," *Trans. IEEE Aerospace and Electronics Systems*, vol. 44, no. 2, pp. 481-492, Apr. 2008.

유 승 수 (Seungsoo Yoo)

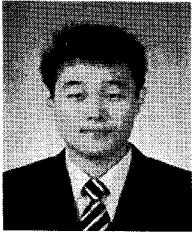
정회원



2004년 2월 건국대학교 전자공  
학부 공학사  
2005년 2월 건국대학교 전자공  
학전공 공학석사  
2005년 3월~현재 건국대학교  
전자공학전공 박사과정  
<관심분야> 이동통신, 통신신호  
처리, 무선측위, GNSS

이 영 윤 (Youngyoon Lee)

준회원



2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사  
2009년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 공학석사  
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정  
2008년 7월 성균관대학교 우수논문상 받음

<관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호처리

김 선 용 (Sun Yong Kim)

종신회원



1990년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사(최우등)  
1993년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
1995년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 박사  
1995년 4월~1996년 3월 동경대학교 생산기술연구소 박사연구원

1996년 9월~1998년 12월 한국전자통신연구원 초빙연구원

1996년 3월~2001년 8월 한림대학교 정보통신공학부 전임강사, 조교수

2001년 8월~현재 건국대학교 전자공학부 조교수, 부교수, 교수

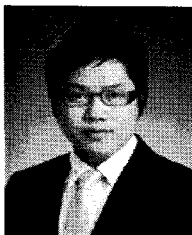
1990년 IEEE Korea Section 학생논문대회 우수상 받음

1992년~1993년 IEEE Communication Society 장학금 받음

대한전자공학회, 한국통신학회 정회원, IEEE 선임회원  
<관심분야> 통계학적 신호처리, 이동통신, 통신이론

김 영 문 (Yeongmoon Kim)

준회원



2009년 2월 건국대학교 정보통신공학전공 공학사  
2009년 3월~현재 건국대학교 전자정보통신공학 석사과정  
<관심분야> 통계학적 신호 처리, 음향신호처리