

BOC(mn, n) 신호에 적합한 근접다중경로완화기법

정회원 유 승 수*, 준회원 이 정 혁*, 종신회원 윤 은 철*, 김 선 용*

A Short Multipath Mitigation Scheme for BOC(mn, n) Signals

Seungsoo Yoo* *Regular Member*, Junghyuck Lee* *Associate Member*,
Eunchul Yoon*, Sun Yong Kim* *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 차세대 GNSS의 (global navigation satellite system) 민간용 측위신호 가운데 하나인 BOC (binary offset carrier) 신호의 부호동기를 고전적인 부호동기추적기법인 EML과 (delay lock loop with early-minus-late discriminator) ARC로 (advanced region correlator) 추적할 때 야기되는 추적편이를 유도하고, 이를 바탕으로 근접다중경로신호에 의한 추적편이를 효과적으로 완화할 수 있는 근접다중경로완화기법을 제안한다. 제안한 기법은 가시신호와 하나의 다중경로신호만 존재하는 안정된 다중경로환경에서 이진천이반송파의 변조율이 1일 때 가시신호와 다중경로신호의 상대적 시간지연이 약 반 칩 이내, 1이 아닌 임의 정수의 이진천이반송파 변조율일 때 이른-늦은 상관기의 상관오프셋 간격 이내에서 야기되는 부호동기추적편이를 모두 제거할 수 있다.

Key Words : GNSS, BOC(mn, n) Signal, EML, ARC, SMM, and Tracking Bias

ABSTRACT

A short multipath mitigation scheme is proposed for a BOC(mn, n) signal which is the binary offset carrier (BOC) modulated spreading signal in the next generation global navigation satellite systems, where m and n are the BOC modulation and spreading code frequencies, respectively. To do this, the tracking biases arisen by locking a BOC(mn, n) signal using the delay lock loop with early-minus-late discriminator and the advanced region correlator in a static multipath environment are derived. The proposed scheme can eliminate the tracking bias under these conditions: about an half chip when $m=1$ and about the spacing between offsets of an early and a late correlators when $m \neq 1$.

1. 서 론

GNSS는 (global navigation satellite system) 여러 항법위성으로부터 송신한 신호의 상대적 지연시간으로부터 각 위성과 수신기의 거리를 얻어 수신기의 위치를 결정하는 시스템이다. 미국의 GPS (global positioning system), 유럽연합의 Galileo, 중국의

COMPASS는 정확한 시각동기를 얻기 위해 획득과 추적과정이 필요한 DS/SS (direct sequence/spread spectrum) 방식의 측위신호를 사용한다. 차세대 GNSS 민간용 측위신호인 GPS L1C, Galileo E1bc, COMPASS B1c 신호는 현재 사용 중인 대표적인 민간용 측위신호인 중심주파수 1575.42MHz의 GPS C/A (coarse/acquisition) 신호와 상호간섭을 줄이기

* 본 연구는 학술진흥재단(KRF-2007-313-D00581) 지원으로 수행되었습니다.

* 본 논문은 [10]에서 제안한 BOC(1,1) 신호에 적합한 근거리다중경로완화기법을 보완 및 개선해 일반적인 BOC(mn, n) 신호에 적합하게 확장한 기법에 관한 논문임.

* 건국대학교 전자공학부(kimsy@konkuk.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-08-388, 접수일자 : 2010년 8월 9일, 최종논문접수일자: 2010년 10월 1일

위해 BOC (binary offset carrier) 변조를 추가로 수행한다¹⁻⁴⁾. 본 논문에서는 BOC 변조된 DS/SS 신호를 BOC 신호로 부르며, BOC 신호의 부호추적에 초점을 맞춘다.

기존에 연구된 DS/SS 신호의 대표적인 부호추적기법은 [1]의 EML이다 (delay lock loop with early-minus-late discriminator). 이후 EML의 부호동기추적편이를 효과적으로 줄일 수 있는 기법에 관한 연구가 주로 수행되었다. 대표적인 부호동기추적편이 완화기법은 [2]의 ARC (advanced region correlator), [3]의 MOA (multi-objective approach), [4]의 OSS이다 (optimum S-curve shaping). 그러나 이 기법들은 모두 EML의 근접다중경로신호를 효과적으로 줄일 수 없다. 일반적인 민간용 GNSS 시스템에서 근접다중경로신호의 근접은 반 칩이내, 특히 BOC 변조된 확산신호를 사용하는 경우 주엽폭의 절반을 주로 의미한다.

근접다중경로신호는 가시신호가 수신된 후 반 칩이내에 수신된 다중경로신호이다. [5]처럼 위성통신채널에서 이 신호는 다른 다중경로신호에 비해 그 크기가 상대적으로 크고, 발생확률도 높다. 따라서 이 신호에 의한 부호동기추적편이를 효과적으로 줄일 수 있다면 측위정확도를 크게 개선할 수 있다⁶⁾.

지금까지 BOC 신호를 사용하는 GNSS를 위한 근접다중경로신호에 의한 추적편이를 효과적으로 줄일 수 있는 방법에 대한 연구결과는 거의 없으며, BPSK (binary phase shift keying) 신호를 사용하는 GNSS를 위한 방법이 [6]에서 제안되었다. 그러나 [6]의 방법은 BOC 신호를 위한 방법으로 확장할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 일반적인 BOC 신호를 사용하는 GNSS를 위한 근접다중경로신호에 의한 추적편이를 효과적으로 줄일 수 있는 방법을 제안하고, 그 성능을 분석한다.

II. BOC(mn,n) 신호 수신모형

BOC(mn,n) 신호는 식 (1)과 같다.

$$g(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_l p_{T_C}(t-lT_C) \text{sgn}[\sin(2\pi f_B t)], \quad (1)$$

여기서 c_l 은 ± 1 의 값을 갖는 길이 L 인 l 째 수열의 값, $p_{T_C}(\cdot)$ 는 신호폭이 T_C 인 사각펄스, T_C 는 칩

주기, $\text{sgn}(\cdot)$ 는 부호함수 (signum function), f_B 는 BOC 신호의 부반송파 주파수이다. BOC 신호는 $\text{BOC}(f_B/f_F, f_C/f_F)$ 로 표현된다. 여기서 f_F 는 기본 주파수로서 GPS L1 C/A 신호와 Galileo E1bc 신호의 경우 1.023MHz이고, $f_C = 1/T_C$ 이다. [7]과 [8]처럼 일반적인 BOC 신호에서 f_B 는 f_C 의 정수배로 설정하고, $\text{BOC}(f_B/f_F, f_C/f_F)$ 를 $\text{BOC}(mn,n)$ 처럼 간단히 표현한다. 여기서 m 은 BOC의 주요 매개변수인 부반송파 변조율로서 $m = f_B/f_C$ 이고 $n = f_C/f_F$ 이다.

[9]처럼 BOC(mn,n) 신호의 자기상관함수는 식 (2)와 같다.

$$R(k) = \begin{cases} (-1)^{j+1} \left\{ \frac{-j^2 + 2jm + j - m}{m} - \frac{(4m - 2j + 1)|k|}{T_C} \right\}, & |k| \leq T_C \\ 0, & \text{그 외} \end{cases}, \quad (2)$$

여기서 $j = \text{ceil}\left\{ \frac{2m|\hat{\tau} - \pi}{T_C} \right\}$ 이고, $\text{ceil}(\cdot)$ 은 가까운 정수로 올림하는 함수이다. 식 (2)를 바탕으로 도식한 BOC(mn,n) 신호의 자기상관함수는 그림 1과 같다. 그림 1처럼 BOC(mn,n) 신호의 자기상관함수는 $(4m-1)$ 개의 첨두를 (peak) 갖는다. 이 가운데 정확한 동기시점에 유일한 주첨두가 있고, 이를 기준으로 $\pm qT_C/2m$ 오프셋에서 $2(2m-1)$ 개의 부첨두가 (sub-peak) 나타난다. 여기서 $q = 1, \dots, (2m-1)$ 이다.

잡음이 없고 가시신호와 하나의 다중경로신호만 있는 채널환경에서 수신된 기저대역 BOC(mn,n) 신호는 식 (3)과 같다.

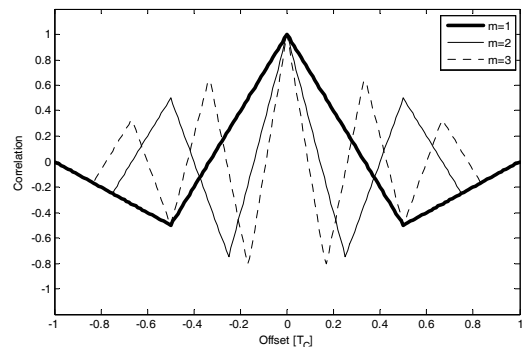


그림 1. BOC(mn,n) 신호의 자기상관함수

$$r(t) = a_0 \cos(\theta_0)g(t-\tau) + a_1 \cos(\theta_1)g(t-\tau-\beta), \quad (3)$$

$$z_{\hat{\tau}-\tau} = R(\hat{\tau}-\tau) + \gamma R(\hat{\tau}-\tau-\beta), \quad (6)$$

여기서 a_0 와 θ_0 는 가시신호의 진폭과 위상, a_1 과 θ_1 은 다중경로신호의 진폭과 위상, β 는 가시신호와 다중경로신호의 상대적 지연시간이다.

여기서 $\gamma = (a_1/a_0)\cos(\theta_0 - \theta_1)$ 이다.

III. EML과 ARC의 추적편이

3.1 EML의 추적편이

[1]처럼 EML은 DS/SS 신호의 상관함수가 정확한 동기시점을 기준으로 이른·늦은 오프셋방향에서 대칭인 특징을 사용해 부호동기를 추정한다. EML로 추정한 BOC(mn,n) 신호의 동기시점은 식 (4)와 같다.

$$\hat{\tau}_{\text{eml}} = \arg z_{\hat{\tau}-\tau} [\{ (z_{\hat{\tau}-\tau-\Delta/2} - z_{\hat{\tau}-\tau+\Delta/2}) \text{sgn}(z_{\hat{\tau}-\tau}) \} == 0], \quad (4)$$

여기서 $z_{\hat{\tau}-\tau}$ 는 식 (5)와 같은 $(\hat{\tau}-\tau)$ 에서의 상관값, Δ 는 이른·늦은 상관기의 오프셋 간격, $==$ 는 논리적 등식 연산자이다.

$$z_{\hat{\tau}-\tau} = \frac{1}{LT_C} \int_0^{LT_C} r(t)g(t-\hat{\tau})dt \quad (5)$$

식 (4)에서 $(z_{\hat{\tau}-\tau-\Delta/2} - z_{\hat{\tau}-\tau+\Delta/2})$ 는 EML의 판별식이며, $(\hat{\tau}-\tau)$ 에 따른 판별값을 판별함수라 한다. 식 (3)을 식 (5)에 대입하면 식 (5)를 식 (6)처럼 다시 쓸 수 있다.

잡음이 없고 가시신호와 하나의 다중경로신호만 수신되는 안정된 다중경로환경에서 $m=1$ 인 BOC(1,1) 신호를 EML로 추적할 때 야기되는 추적편이는 식 (6)을 식 (4)에 대입해 식 (7)처럼 얻을 수 있다. 식 (7)처럼 근접다중경로구간에서 큰 추적편이가 야기되며, 특히 $0.5\Delta(\gamma+1) \leq \beta < 0.5T_C + 0.5\Delta(\gamma-1)$ 구간에서 최대추적편이가 $\Delta\gamma/2$ 만큼 야기된다. 이때 구간의 수는 $(2m+4)$ 개로 식 (7)처럼 $m=1$ 인 경우 6개 구간의 추적편이가 야기된다.

본 논문은 근접다중경로신호에 초점을 맞추고 있다. 따라서 $m \neq 1$ 인 경우 첫째와 둘째 구간만을 고려한다. 동일한 환경에서 BOC(mn,n) 신호를 EML로 추적할 때 야기되는 추적편이 가운데 근접다중경로신호에 의한 편이는 식 (8)처럼 유도할 수 있다.

$$\varepsilon_{\text{eml},m \neq 1}^{\text{sm}}(\beta) = \begin{cases} \frac{\gamma\beta}{\gamma+1}, & 0 \leq \beta < \frac{\Delta}{2}(\gamma+1) \\ \frac{\Delta\gamma}{2}, & \frac{\Delta}{2}(\gamma+1) \leq \beta < \frac{T_C}{2m} + \frac{\Delta}{2}(\gamma-1) \end{cases} \quad (8)$$

3.2 ARC의 추적편이

가시신호만 수신될 때 BOC(mn,n) 신호 상관함수의 이른영역 첫째 부침두 상관값과 ARC의 동작개념은 그림 2와 같다. 그림 2에서 A 는 식 (9)와 같은 BOC(mn,n) 신호의 주침두에서 가장 가까운 이른영역 부침두의 오프셋, λ_E 과 λ_L 은 각각 BOC(mn,n) 신호에서 A 를 기준으로 식 (10)과 식 (11)과 같은 첫

$$\varepsilon_{\text{eml},1}(\beta) = \begin{cases} \frac{\gamma\beta}{\gamma+1}, & 0 \leq \beta < 0.5\Delta(\gamma+1) \\ \frac{\Delta\gamma}{2}, & 0.5\Delta(\gamma+1) \leq \beta < 0.5T_C + 0.5\Delta(\gamma-1) \\ -\frac{(2\beta - 0.5\Delta - T_C)\gamma}{-(2\gamma - 3)}, & 0.5T_C + 0.5\Delta(\gamma-1) \leq \beta < 0.5T_C - 0.5\Delta(\gamma/3 - 1) \\ -\frac{\Delta\gamma}{6}, & 0.5T_C - 0.5\Delta(\gamma/3 - 1) \leq \beta < T_C - 0.5\Delta(\gamma/3 + 1) \\ \frac{(\beta - 0.5\Delta - T_C)\gamma}{\gamma + 6}, & T_C - 0.5\Delta(\gamma/3 + 1) \leq \beta < T_C + 0.5\Delta \\ 0, & T_C + 0.5\Delta \leq \beta \end{cases} \quad (7)$$

째 이른영역 부침두 주변 상관값의 이른, 늦은 영 교차점의 오프셋, δ 는 이른영역의 이른·늦은 상관값의 오프셋 간격이다.

$$A = -\frac{T_C}{2m}, \quad (9)$$

$$\lambda_E = -\frac{T_C}{m} - \frac{A + \frac{T_C}{m}}{R(\Lambda) - R\left(-\frac{T_C}{m}\right)} R\left(-\frac{T_C}{m}\right), \quad (10)$$

$$\lambda_L = \Lambda + \frac{A}{R(0) - R(\Lambda)} R(\Lambda). \quad (11)$$

식 (2)를 각각 식 (10)과 식 (11)에 대입하면 두 식을 각각 식 (12)와 식 (13)처럼 다시 쓸 수 있다.

$$R(\Lambda) = -\frac{2m-1}{2m}, \quad (12)$$

$$R\left(-\frac{T_C}{m}\right) = \frac{m-1}{m}. \quad (13)$$

그림 2에서 AE , AP , AL 은 각각 이른영역의 이른, 현재, 늦은 (advanced-early, advanced-prompt, advanced-late) 상관값을 각각 표시한다. ARC는 이른영역의 부침두 주변 상관값이 주침두 주변과 늦은영역의 부침두 주변 상관값에 비해 다중경로신호에 덜 왜곡되는 특성을 활용한다. 즉, 이른영역에서 AE 와 AL 을 사용해 AP 를 얻고, 이른영역의 부침두와 주침두의 오프셋 간격은 항상 $|\Lambda|$ 인 것을 바탕으로 AP 의 오프셋을 $|\Lambda|$ 만큼 늦은영역 방향으로 자리 이동하여 현재 상관값 P 의 오프셋을 추정한다.

이때 이른영역의 부침두 주변 상관값은 부침두를 중심으로 대칭이 아니다. 그러므로 이 비대칭성을 보정할 수 있는 보정상수를 고려해야 한다. 그림 2처럼 BOC(mn, n) 신호의 상관함수는 첫째 이른부침두와 Λ 를 잇는 직선을 기준으로 좌우대칭이 아니다. EML처럼 단순히 대칭으로 가정해 AE 와 AL 이 같은 때의 오프셋을 이른영역 부침두의 오프셋으로 결정하면 AE 와 AL 의 오프셋 간격에 따라 $(\lambda_E - \lambda_L)/2$ 와 첫째 이른부침두를 잇는 직선 위에 AE 와 AL 의 중점이

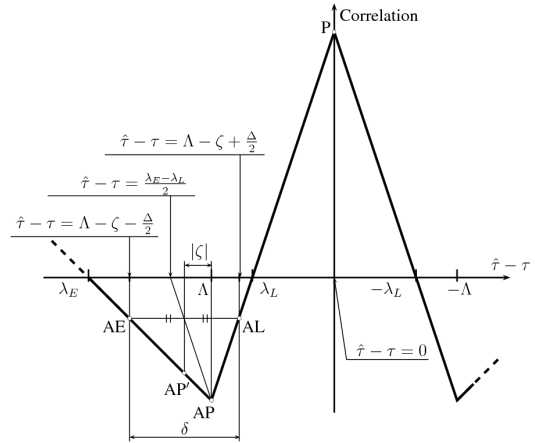


그림 2. 가시신호만 수신될 때 BOC(mn, n) 신호 상관함수의 이른영역 첫째 부침두 상관값과 ARC의 동작개념

존재한다. 이때, 비대칭을 고려하지 않고 잘못 얻어진 이른현재값은 AP' 처럼 표현할 수 있다. 그러나 가시신호만 수신되는 환경에서 최종적인 AP 는 항상 부침두에 위치해야 한다. 따라서 식 (14)와 같이 비대칭보정상수 ζ 를 고려해 AE 와 AL 의 오프셋을 설계해야 한다.

$$\zeta = \left\{ \frac{(\lambda_E - \lambda_L)/2 - \Lambda}{\lambda_E - \lambda_L} \right\} \delta. \quad (14)$$

식 (14)에 식 (10)과 식 (11)을 대입하면 식 (14)를 식 (15)처럼 다시 쓸 수 있다.

$$\zeta = \left\{ \frac{1}{8(m-1) + 4} \right\} \delta. \quad (15)$$

ARC로 추정된 부호동기는 식 (16)과 같다. 식 (6)을 식 (16)에 대입하면 $m=1$ 과 $m \neq 1$ 인 BOC(mn, n) 신호를 ARC로 추적할 때 야기되는 추적편이를 각각 식 (17)과 식 (18)처럼 유도할 수 있다.

IV. 근거리 다중경로완화기법 및 성능분석

[5, 6]처럼 다중경로신호 가운데 발생빈도가 높고 가시신호를 크게 왜곡시키는 것은 가시신호와 다중경로신호의 상대적 지연시간이 짧은 근접다중경로신호이다. BOC(mn, n) 신호를 EML과 ARC를 사용해 추적할 때 근접다중경로신호에 의해 야기되는 추적편이

$$\hat{\tau}_{\text{arc}} = \arg_{\hat{\tau}-\tau} \left[\left\{ \left(z_{\hat{\tau}-\tau+\Lambda-\zeta-\delta/2} - z_{\hat{\tau}-\tau+\Lambda-\zeta+\delta/2} \right) \text{sgn} \left(z_{\hat{\tau}-\tau} \right) \right\} = 0 \right] . \quad (16)$$

$$\varepsilon_{\text{arc},1}(\beta) = \begin{cases} \frac{\gamma\beta}{\gamma+1}, & 0 \leq \beta < 0.25\delta(\gamma+1) \\ \frac{\delta\gamma}{4}, & 0.25\delta(\gamma+1) \leq \beta < 0.5T_C + 0.25\delta(\gamma-3) \\ -\frac{(4\beta-\delta-2T_C)\gamma}{-(4\gamma-16)}, & 0.5T_C + 0.25\delta(\gamma-3) \leq \beta < 0.5T_C + 0.25\delta \\ 0, & 0.5T_C + 0.25\delta \leq \beta \end{cases} \quad (17)$$

$$\varepsilon_{\text{arc},m \neq 1}^{\text{sm}}(\beta) = \begin{cases} \frac{\gamma\beta}{\gamma+1}, & 0 \leq \beta < \frac{\delta}{2} \left(\frac{2m-1}{m} \gamma + \frac{4m-3}{2m-1} \right) \\ \frac{(2m-1)\delta\gamma}{2m}, & \frac{\delta}{2} \left(\frac{2m-1}{m} \gamma + \frac{4m-3}{2m-1} \right) \leq \beta < \frac{T_C}{2m} + \frac{\delta}{2} \left(\frac{2m-1}{m} \gamma - \frac{4m-1}{2m-1} \right) \end{cases} \quad (18)$$

는 각각 식 (8), 식 (18)과 같다.

식 (8)과 식 (18)에서 첫 구간의 크기는 같고 Δ 와 δ 에 독립적이며, 구간의 중점이 Δ 와 δ 에 따라 결정된다. 다음 구간은 Δ 와 δ 에 종속적이며, $\delta = \Delta$ 일 때 이 구간의 추적편이의 차는 정확히 2배이다. 본 논문에서는 이러한 특성을 바탕으로 $\delta = 2\Delta$ 로 설정해 근접다중경로신호로 인한 추적편이를 제거할 수 있는 새로운 추적편이완화 기법을 식 (19)와 같이 제안한다. 본 논문에서 제안한 기법은 SMM으로 (short multipath mitigation scheme)부른다.

$$\hat{\tau}_{\text{smm}} = \hat{\tau}_{\text{eml}} - \hat{\tau}_{\text{arc},\delta=2\Delta} \quad (19)$$

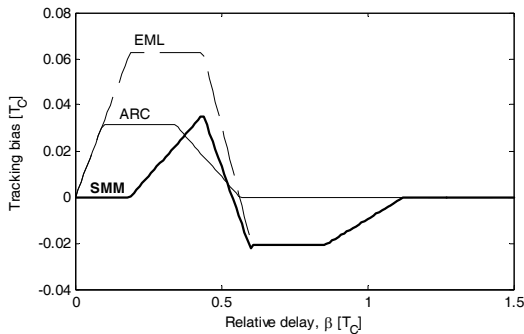


그림 3. $m=1, \alpha=0.5, \phi=0, \Delta=0.25T_C$ 일 때 제안한 기법과 EML, ARC의 추적편이

식 (6)을 식 (19)에 대입하면 제안한 기법으로

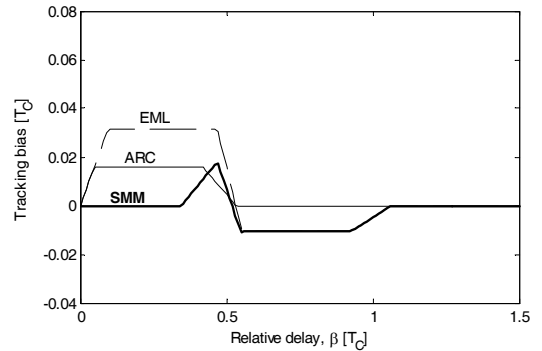


그림 4. $m=1, \alpha=0.5, \phi=0, \Delta=0.125T_C$ 일 때 제안한 기법과 EML, ARC의 추적편이

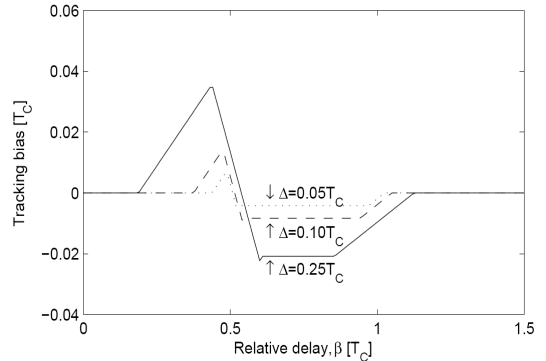


그림 5. $m=1, \alpha=0.5, \phi=0$ 일 때 Δ 에 따른 제안한 기법의 추적편이

$$\varepsilon_{\text{smm},1}(\beta) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \beta < 0.5T_C + 0.5\Delta(\gamma - 3) \\ \frac{(2\beta - \Delta\gamma + 3\Delta - T_C)\gamma}{2(4 - \gamma)}, & 0.5T_C + 0.5\Delta(\gamma - 3) \leq \beta < 0.5T_C + 0.5\Delta(\gamma - 1) \\ -\frac{(10\beta - \Delta\gamma - \Delta - 5T_C)\gamma}{2(2\gamma - 3)(\gamma - 4)}, & 0.5T_C + 0.5\Delta(\gamma - 1) \leq \beta < 0.5T_C - 0.5\Delta(\gamma/3 - 1) \\ -\frac{\Delta\gamma}{6}, & 0.5T_C - 0.5\Delta(\gamma/3 - 1) \leq \beta < T_C - 0.5\Delta(\gamma/3 + 1) \\ \frac{(\beta - 0.5\Delta - T_C)\gamma}{\gamma + 6}, & T_C - 0.5\Delta(\gamma/3 + 1) \leq \beta < T_C + 0.5\Delta \\ 0, & T_C + 0.5\Delta \leq \beta \end{cases} \quad (20)$$

$$\varepsilon_{\text{smm},m \neq 1}^{\text{sm}}(\beta) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \beta < 0.5\Delta(\gamma + 1) \\ \frac{(1 - m)\Delta\gamma}{2m}, & 0.5\Delta(\gamma + 1) \leq \beta < \frac{\Delta}{2} \left(\frac{2m - 1}{m} \gamma + \frac{4m - 3}{2m - 1} \right) \end{cases} \quad (21)$$

BOC(1,1)과 BOC(mn,n) 신호의 부호동기를 추적할 때 야기되는 추적편이를 각각 식 (20)과 식 (21)처럼 유도할 수 있다. 식 (20)과 식 (21)처럼 $m = 1$ 일 때 $\beta \leq 0.5T_C + 0.5\Delta(\gamma - 3)$, $m \neq 1$ 일 때 $\beta \leq 0.5\Delta(\gamma + 1)$ 에서 야기되는 모든 추적편이를 완전히 제거할 수 있다.

$\alpha = 0.5$, $\phi = 0$, $\Delta = 0.25T_C$ 를 식 (7), 식 (17), 식 (20)에 대입하면 그림 3을 도출할 수 있고, $\alpha = 0.5$, $\phi = 0$, $\Delta = 0.125T_C$ 를 식 (7), 식 (17), 식 (20)에 대입하면 그림 4를 도출할 수 있다. 식 (20)과 그림 3과 그림 4처럼 제안한 기법은 근접 다중경로신호를 효과적으로 완화할 수 있다. 그리고 제안한 기법은 EML의 최대추적편이보다 절반의 추적편이 만이 야기되는 장점을 갖고 있다. 그리고, 제안한 기법은 그림 5처럼 좁은 Δ 를 사용할수록 보다 넓은 영역의 근접다중경로신호를 제거할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 EML과 ARC로 BOC(mn,n) 신호를 추적할 때 야기되는 부호동기추적편이에 대한 분석을 바탕으로 근접다중경로신호를 효과적으로 제거할 수 있는 부호동기추적기법을 제안하였다. 제안한 기법은 $m = 1$ 일 때 $\beta < 0.5T_C + 0.5\Delta(\gamma - 3)$, $m \neq 1$ 일 때 $\beta < 0.5\Delta(\gamma + 1)$ 에서 야기되는 추적편이를 모두 제거할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] E. Kaplan and C. J. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2nd Ed., Artech House, Norwood, MA, 2005.
- [2] 유승수, 이영운, 김영문, 윤석호, 김선용, "BOC(pn,n) 변조된 확산신호의 부호동기추적을 위한 일반화된 이론영역상관기법", *한국통신학회 논문지*, 제34권, 제3호, 329-340쪽, 2009년 3월.
- [3] J.-C. Juang, "Multi-objective approach in GNSS code discriminator design," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.44, No.2, pp.481-492, Apr. 2008.
- [4] T. Pany, M. Irsigler, and B. Eissfeller, "S-curve shaping: a new-method for optimum discriminator based code multipath mitigation," *Proceedings of the International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS)*, pp.2139-2154, Long Beach, CA, Sep. 2005.
- [5] A. Jahn, H. Bischl, and G. Heiß, "Channel characterisation for spread spectrum satellite communications," *Proceedings of IEEE International Symposium on Channel Characterisation for Spread Spectrum (ISCCSS)*, Vol.3, pp.1221-1226, Mainz, Germany, Sep. 1996.

- [6] N. Jardak and N. Samama, "Short multipath insensitive code loop discriminator," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.46, No.1, pp. 278-295, Jan. 2010.
- [7] M. Z. H. Bhuiyan, E. S. Lohan, and M. K. Renfors, "Code tracking algorithms for mitigating multipath effects in fading channels for satellite based positioning," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Vol.2008, pp.1-7, Feb. 2008.
- [8] M. Fantino, P. Mulassano, F. Dovis, and L. Lo Presti, "Performance of the proposed Galileo CBOC modulation in heavy multipath environment," *Wireless Personal Communications*, Vol.44, No.3, pp.323- 339, Feb. 2008.
- [9] F. D. Nunes, F. M. G. Sousa, and J. M. N. Leitao, "Gating functions for multipath mitigation in GNSS BOC signals," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.43, No.3, pp.951-964, July 2007.
- [10] Xiangjun Zhao, 유승수, 이정혁, 김선용, "BOC(1,1) 신호를 위한 근거리다중경로완화기법", *한국통신학회 하계학술대회 논문집*, CD-ROM, 대한민국 제주, 2010년 6월.

이정혁 (Junghyuck Lee)

준회원



2010년 2월 건국대학교 전자공학부 공학사
2010년 3월~현재 건국대학교 전자정보통신공학부 석사과정
<관심분야> 통계학적 신호 처리, GNSS, Seamless positioning.

윤은철 (Eunchul Yoon)

종신회원



1993년 2월 연세대학교 전자공학과 학사
1995년 2월 연세대학교 전자공학과 공학석사
1995년~2000년 7월 삼성전자 네트워크사업부 책임연구원
2006년 미국 Stanford 대학교 Electrical Engineering 공학박사

2006년~2008년 삼성전자 통신연구소 책임연구원
2008년 3월~현재 건국대학교 전자공학부 조교수
<관심분야> 이동통신, 무선통신시스템 설계, 펌토셀, 협력 다이버시티

유승수 (Seungsoo Yoo)

정회원



2004년 2월 건국대학교 전자공학부 공학사
2005년 2월 건국대학교 전자공학전공 공학석사
2010년 8월 건국대학교 전자공학전공 공학박사
2010년 9월~현재 건국대학교

전자공학부 2단계 BK21 핵심연구팀 박사후과정
<관심분야> 통계적신호처리, GNSS신호처리, 항재밍신호처리, 음향신호처리, Seamless positioning.

김 선 용 (Sun Yong Kim)

중신회원



1990년 2월 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 학사(최
우등)

1993년 2월 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 공학석사

1995년 8월 한국과학기술원 전
자전산학과 박사

1995년 4월~1996년 3월 동경 대학교 생산기술연
구소 박사연구원

1996년 9월~1998년 12월 한국전자통신연구원 초
빙연구원

1996년 3월~2001년 8월 한림대학교 정보통신공학
부 전임강사, 조교수

2001년 8월~현재 건국대학교 전자공학부 조교수,
부교수, 교수

1990년 IEEE Korea Section 학생논문대회 우수상
받음

1992년~1993년 IEEE Communication Society 장
학금 받음

대한전자공학회, 한국통신학회 정회원, IEEE 선입
회원

<관심분야> 통계학적 신호처리, 이동통신, 통신이론