

약 신호 환경에서 효율적인 A-GPS 초기동기 방법

An Efficient Assisted-GPS Acquisition Method in Weak Signal Environment

박 상 현*, 이 상 정

(Sang Hyun Park and Sang Jeong Lee)

Abstract : For sensitivity enhancement, the general assisted-GPS acquisition method adopts not only the coherent accumulation technique but also the non-coherent accumulation technique since the long coherent accumulation period increases the number of frequency search cells. But the non-coherent accumulation technique causes the squaring loss, which is a dominant factor among the acquisition losses of assisted GPS dealing with weak GPS signals. This paper derives the squaring loss of the previous assisted-GPS acquisition method and proposes an assisted-GPS acquisition method for solving the problem of squaring loss in weak signal environment. In this paper, it is explained that the proposed assisted-GPS acquisition method prevents the squaring loss using a coupled coherent accumulation technique and the number of search cells of the proposed assisted-GPS acquisition method is much smaller than that of the previous assisted-GPS acquisition method. Finally, through the simulation by the GPS simulator, the acquisition success rate of the proposed assisted-GPS acquisition method is compared with that of the previous assisted-GPS acquisition method and the acquisition improvements are shown in weak signal environment.

Keywords : assisted-GPS acquisition, weak signal, squaring loss, coupled coherent accumulation

I. 서론

미연방 통신위원회(FCC)는 무선통신 사업자들에게 긴급 위치 정보 서비스인 E-911(Enhanced-911) 서비스를 제공하도록 권고하고 있다. E-911 서비스는 무선통신 사업자가 긴급구조 요청을 한 이동전화 가입자의 위치를 구하고, 구한 위치 정보를 소방서, 경찰서와 같은 긴급구조 센터(PSAP: public safety answering point)로 전달하는 서비스이다. 여기서 이동전화 가입자의 위치를 구하는 방법은 무선통신망을 이용한 측위와 위성 전파 항법시스템을 이용한 측위로 나뉜다. 무선통신망을 이용한 측위는 별도의 추가 신호 없이 기존에 사용하고 있는 무선통신 신호를 항법에 이용한다. 그러나, 기존 통신망은 원천적으로 측위 수행이 아닌 데이터 송수신을 목적으로 설계되었기 때문에 가청성(hearability), 비가시성(non-line-of-sight), 원근(near-far) 문제가 있고, 이 문제들로 인하여 측위 오차가 크다는 단점이 있다[1,2]. 이와는 반대로 위성 전파 항법시스템을 이용한 측위는 별도의 시스템이 추가되지만, 무선통신망을 이용한 측위 방법보다 측위 정확도가 높다는 장점이 있다. 현재 위성 전파 항법시스템을 이용한 측위는 위성 전파 항법시스템 중에서 가장 안정된 서비스를 제공하는 GPS(Global Positioning System)를 이용하고 있다.

GPS 수신 시스템은 GPS 위성 신호가 상온의 잡음 신호 세기보다 낮을 뿐만 아니라 잎이 무성한 나무 밑에서 조차 신호 세기가 현저히 감소하는 특징이 있기 때문에 GPS 위성과 가시성이 확보된 실외 환경에서 측위하는 것을 전제로 하고 있다. 일반적으로 실내에서 수신한 GPS 위성 신호는 실외에서 수신한 GPS 위성 신호보다 15dB에서 40dB 낮은 신

호 세기를 갖는다[3]. 따라서 E-911 서비스와 같이 측위 환경이 GPS 위성과 가시성을 확보한 실외 환경에 국한되지 않는 경우에 GPS 수신 시스템을 측위 수단으로 이용하기 위해 고안된 방법이 A-GPS(Assisted GPS)이다[2].

A-GPS는 GPS 수신감도 강화를 통한 GPS 운용 범위 확장과 빠른 측위를 목적으로 한다. 따라서 A-GPS 초기동기는 약 신호를 획득해야 하고, 적어도 2~3초 이내에 초기동기를 완료해야 한다는 점에서 GPS 초기동기보다 향상된 성능을 요구한다. 이를 위해 A-GPS 초기동기는 GPS 초기동기와는 다르게 지원 정보(assistance information)가 반드시 필요하다. 여기서 지원 정보는 동기 누적(coherent accumulation) 시간을 확장하기 위한 감도 지원(sensitivity assistance) 정보와 초기동기 획득 시간(acquisition time)을 빠르게 하기 위한 초기동기 지원(acquisition assistance) 정보를 말한다. A-GPS 초기동기 방법에 관한 기존 연구 결과들은 N.F. Krasner의 연구 결과를 기초로 이를 확장 또는 보완한 연구들로서 수신감도 강화를 위해 동기 누적 기법과 비동기 누적(non-coherent accumulation) 기법을 함께 이용한다는 공통점을 갖고 있다[4-6]. 기존 A-GPS 초기동기 연구 결과들이 수신감도 강화를 위해 동기 누적 기법과 비동기 누적 기법을 함께 이용하는 이유는 동기 누적 기법만을 단독으로 사용하는 경우에 긴 동기 누적이 주파수 검색 셀의 개수를 증가시키고, 비동기 누적 기법만을 단독으로 사용하는 경우에 약 신호의 비동기 누적이 제곱 손실(squaring loss)을 발생시키기 때문이다. 그러나 기존 A-GPS 초기동기 방법은 동기 누적 기법과 비동기 누적 기법을 병행함에도 불구하고, 제곱 손실이 여전히 존재할 뿐만 아니라 발생한 제곱 손실이 초기동기 손실들 중에서 우세한 성분이며, 입력 신호 세기가 낮아질수록 제곱 손실이 커진다는 점에서 현재 까지 해결해야 할 주요 문제로 남아 있다.

본 논문은 기존 A-GPS 초기동기 방법이 약 신호 환경에서 제곱 손실이 발생함을 유도하고, 유도한 제곱 손실이 입력 신호 세기가 낮아질수록 커지는 특징을 갖고 있음을 밝힌

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2003. 8. 21., 채택확정 : 2003. 11. 19.

박상현 : 충남대학교 BK21정보통신인력양성사업단

(shpark@bk21.cnu.ac.kr)

이상정 : 충남대학교 공과대학 전기정보통신공학부

(eesjl@cslab.cnu.ac.kr)

다. 그리고, 제곱 손실 문제를 해결하기 위하여 A-GPS 초기 동기 방법에 차동 검출기(differential detector)를 이용한다. 차동 검출기를 이용한 초기동기는 잡음 신호 세기가 큰 환경, 다양한 간섭원이 존재하는 환경에서 비동기 검출기가 지닌 성능 저하 문제를 해결하기 위한 방법으로 연구되었다[7]. 본 논문에서는 차동 검출기를 이용한 초기 동기 연구 결과를 확장하여 동기 누적기를 차동 검출기로 결합한 결합 동기 누적(coupled coherent accumulation) 구조를 갖는 A-GPS 초기 동기 방법을 제안하고, 제안하는 A-GPS 초기 동기 방법이 결합 동기 누적 기법을 이용하여 제곱 손실을 억제하며, 기존 A-GPS 초기 동기 방법이 검색해야 할 셀의 개수보다 더 적은 셀을 검색하는 이점이 있음을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 기존 A-GPS 초기 동기 방법을 소개하고, 약 신호 환경에서 발생하는 기존 A-GPS 초기 동기 방법의 제곱 손실을 유도한다. III장에서는 결합 동기 누적 A-GPS 초기 동기 방법을 제안하고, 제안하는 A-GPS 초기 동기 방법이 약 신호 환경에서 제곱 손실을 발생시키지 않는 효과가 있음을 보인다. 다음으로 제안하는 A-GPS 초기 동기 방법의 검색 셀 개수를 유도하고, 기존 A-GPS 초기 동기 방법이 검색해야 할 셀의 개수와 비교한다. IV장에서는 GPS 시뮬레이터를 이용한 모의실험을 통하여 기존 A-GPS 초기 동기 방법과 제안하는 A-GPS 초기 동기 방법이 가진 신호 획득 성능을 비교하고, 제안하는 A-GPS 초기 동기 방법의 신호 획득 향상을 확인한다. 그리고, V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 기존 A-GPS 초기 동기 방법과 제곱 손실

본 논문에서 A-GPS 초기 동기의 입력 신호는 GPS 위성 신호 중에서 L1대역의 C/A(coarse/acquisition) 의사잡음 코드만을 수신한 후에 기저대역으로 변환한 이산 신호라고 가정하고, (1)과 같이 정의한다.

$$x(t_k) = \sqrt{2P_s} D(t_k) CA(t_k - T_o) \cos(\omega_r t_k + \phi_o) + n(t_k) \quad (1)$$

$$t_k = \frac{k}{2f_c}; k = 0, 1, 2, \dots \quad (2)$$

여기서 P_s 는 입력 신호 전력, $D(t_k)$ 는 ±1로 표현되는 50bps 항법 데이터, $CA(t_k)$ 는 C/A 의사잡음 코드, T_o 는 C/A 의사잡음 코드 지연, $\omega_r = 2\pi f_r = 2\pi(f_{dopp} + f_{ce})$, f_{dopp} 는 수신 시스템과 위성 간의 거리 변화로 발생하는 도플러(doppler) 주파수, f_{ce} 는 GPS 수신 시스템의 클럭 오차로 발생하는 주파수 오차, ϕ_o 는 위상 지연, f_c 는 C/A 의사잡음 코드의 칩률(chip rate)이고, $n(t_k)$ 는 평균과 분산이 (3)의 특성을 갖는 가산성 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise)이다.

$$\begin{aligned} E[n(t_k)] &= 0 \\ \text{var}[n(t_k)] &= E[n^2(t_k)] = \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (3)$$

A-GPS 초기동기는 일반 GPS 초기동기와 마찬가지로 의사잡음 코드 지연 T_o 와 기저대역 주파수 f_r 의 불확실 범위를 결정하고, 추적 루프의 인입영역(pull-in range)과 초기 동기 손

실을 고려하여 검색 셀의 크기를 결정한 후에 전체 검색 셀 중에서 T_o 와 f_r 를 포함한 정합 셀을 찾는 문제이다. A-GPS 초기동기와 일반 GPS 초기동기의 차이는 A-GPS 초기동기의 수신감도가 일반 GPS 초기동기의 수신감도보다 높아야 하고, 더 빠른 초기 동기 획득이 요구된다는 점이다. A-GPS 초기동기는 초기 동기 획득 시간을 빠르게 하기 위하여 무선통신망을 통하여 전달되는 초기 동기 지원 정보를 이용한다. 초기 동기 지원 정보는 획득해야 할 GPS 위성 번호를 지정해 주고, T_o , f_r 의 불확실 범위를 축소시키기 위하여 예상되는 T_o , f_r 의 불확실 범위를 직접 지정하거나, T_o , f_r 의 불확실 범위 계산에 필요한 초기해 정보, GPS 위성 위치 정보 또는 도플러 정보 등을 전달한다[2,8]. 일반 GPS 초기 동기보다 높은 수신감도를 얻는 방법으로 기존 A-GPS 초기동기는 그림 1과 같이 동기 누적 결과를 비동기 누적하는 동기/비동기 통합 누적 구조를 갖는다[4]. 여기서 동기/비동기 통합 누적기는 초기 동기 지원 정보와 마찬가지로 무선통신망을 통하여 전달되는 감도 지원 정보를 이용한다. 감도 지원 정보는 동기 누적을 수행하는 동안에 항법 데이터의 비트 반전 때문에 발생하는 손실을 제거하기 위하여 전달되는 항법 데이터 비트 정보 또는 비트 경계로부터의 시간 차 정보이다.

$x(t_k)$ 는 수신 시스템이 생성한 복소 신호 $G(t_k)$ 에 의해 동위상(in-phase) 성분과 직교(quadrature) 성분으로 나뉘고, 역확산된다. C/A 의사잡음 코드 한 주기(T_p)의 상관기 출력 Z 는 (4)와 같다.

$$Z_k = \pm \sqrt{P_s} R(\tau) \frac{\sin(\omega_e T_p / 2)}{\omega_e T_p / 2} (\cos \phi_o + j \sin \phi_o) + n^c + j n^s \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \omega_e &= \omega_r - \hat{\omega}, \\ \tau &= T_o - \hat{T}_o \\ R(\tau) &= \begin{cases} 1 - |\tau|; & |\tau| \leq 1 \\ 0 & ; |\tau| > 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $R(\tau)$ 는 수신된 C/A 의사잡음 코드와 생성한 C/A 의사잡음 코드의 상관 함수, τ 는 chip 단위의 코드 위상 오차이고, n^c 와 n^s 는 (6)의 특성을 갖는 $n(t_k)$ 의 동위상과 직교 성분이다. 기존 A-GPS 초기 동기 방법이 채용하는 동기 누적과 비동기 누적이 각각 (7), (8)과 같다.

$$\begin{aligned} E(n^c) &= E(n^s) = 0 \\ \text{var}(n^c) &= \text{var}(n^s) = \frac{\sigma_n^2}{4f_c T_p} \end{aligned} \quad (6)$$

$$Y = \frac{1}{M_e} \sum_{i=1}^{M_e} Z_i \quad (7)$$

$$y = \frac{1}{N_e} \sum_{i=1}^{N_e} |Y_i| \quad (8)$$

여기서 M_e 는 동기 누적 횟수, N_e 는 비동기 누적 횟수이다. 감도 지원 정보를 이용하여 동기 누적을 수행한 후에 출력 Y 는

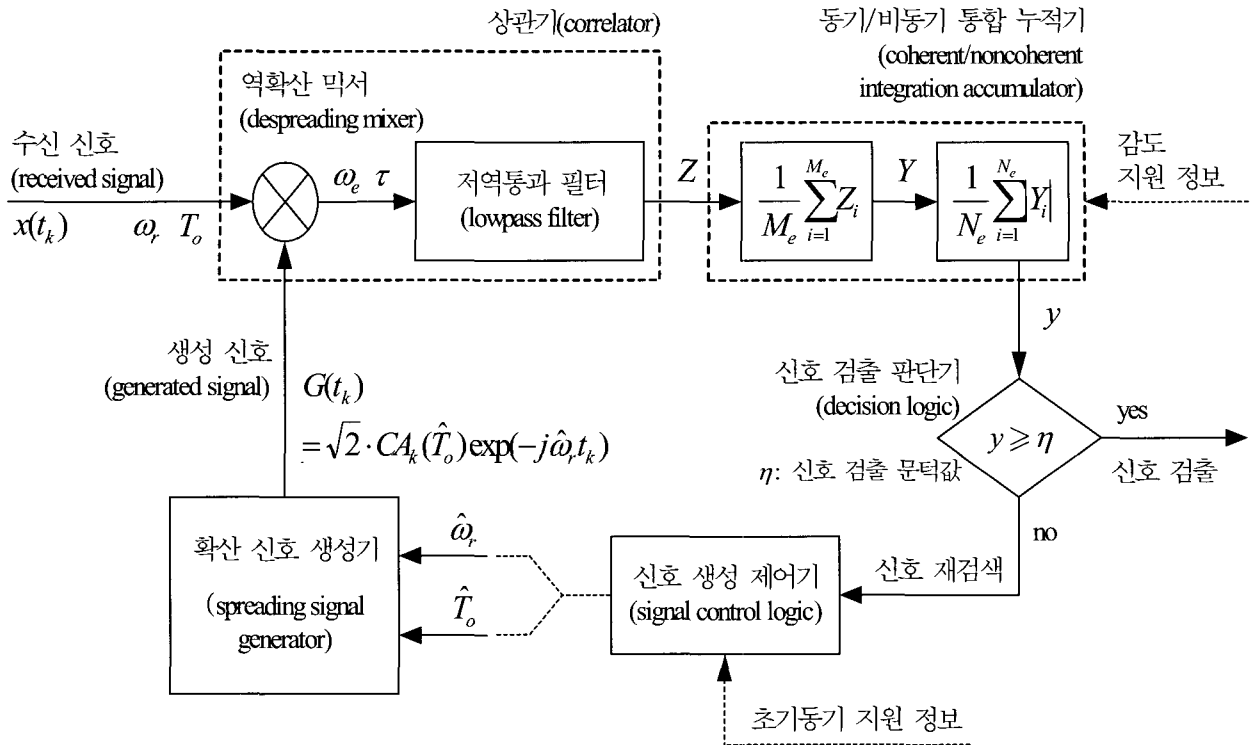


그림 1. 기존 A-GPS 초기동기 방법.
Fig. 1. The previous A-GPS acquisition method.

$$Y = \sqrt{P_s} R(\tau) \frac{\sin(\omega_e M_e T_p / 2)}{\omega_e M_e T_p / 2} (\cos \phi_o + j \sin \phi_o) + \tilde{n}^c + j \tilde{n}^s \quad (9)$$

$$\bar{\sigma}(L_{acq}^r) = \left(1 - \frac{S_r}{2}\right)^{-1} \quad (14)$$

이고, \tilde{n}^c 와 \tilde{n}^s 는 (10)의 특성을 갖는다.

$$\begin{aligned} E(\tilde{n}^c) &= E(\tilde{n}^s) = 0 \\ \text{var}(\tilde{n}^c) &= \text{var}(\tilde{n}^s) = \frac{\sigma_n^2}{4 f_c T_p M_e} \end{aligned} \quad (10)$$

기존 A-GPS 초기동기 방법은 동기/비동기 통합 누적기를 채용함으로써 정합된 C/A 의사잡음 코드의 한 주기 신호로부터 얻는 확산이득 이외에 추가의 수신감도 이득 G_p 를 얻는다. G_p 는 누적 횟수와 초기동기 손실 L_{acq} 의 함수이며, 이들의 관계는 (11)과 같다.

$$G_p = \sqrt{M_e \cdot N_e} / L_{acq} \quad (11)$$

$$L_{acq} = L_{acq}^f \cdot L_{acq}^r \cdot L_{sq} \quad (12)$$

여기서 L_{acq} 는 검색 셀의 주파수 격자 크기 S_f 에 의한 손실 L_{acq}^f , 검색 셀의 코드 격자 크기 S_r 에 의한 손실 L_{acq}^r , 제곱 손실 L_{sq} 의 곱으로 이루어지고, L_{acq}^f 와 L_{acq}^r 의 상한 관계는 (13), (14)와 같다.

$$\bar{\sigma}(L_{acq}^f) = \left[\frac{\sin(S_f M_e T_p \pi / 2)}{S_f M_e T_p \pi / 2} \right]^{-1} \quad (13)$$

(13)은 동기 누적 횟수가 증가하면, 손실을 일정하게 유지하기 위해 검색 셀의 주파수 격자 크기 S_f 를 동기 누적 횟수 증가량 만큼 작게 만들어야 하고, 작아진 격자 크기 때문에 초기동기를 위해 검색해야 할 총 검색 셀의 개수가 증가하는 문제가 있음을 보여주고 있다. 반면에 비동기 누적 기법은 누적 횟수 N_e 가 L_{acq}^f 와 L_{acq}^r 에 영향을 주지 않는다. 그러나, 비동기 누적 기법은 비동기 누적 이전의 신호대 잡음비에 영향을 받으며, 특히 약 신호의 비동기 누적은 제곱 손실을 발생시키는 문제가 있다. 본 논문에서는 그 동안 이론적 유도 없이 모의 실험 등을 통하여 예측하였던 제곱 손실을 유도하고, 제곱 손실이 비동기 누적 이전의 신호대 잡음비가 낮을수록 커지는 특징이 있음을 다음 정리 1과 증명에서 보였다.

정리 1 : 신호대 잡음비가 $10^{1/2}$ 보다 작은 신호에 대한 비동기 누적은 비동기 누적 횟수 N_e 로부터 얻는 수신감도 이득 $\sqrt{N_e}$ 와 함께 제곱 손실 (15)가 발생한다.

$$L_{sq} = \frac{\alpha_c \sqrt{4 - \pi}}{2 \left[\Gamma\left(\frac{1}{2} + 1\right) {}_1F_1\left(-\frac{1}{2}; 1; -\frac{\alpha_c^2}{2}\right) - \sqrt{\pi} \right]} \quad (15)$$

여기서 $\Gamma(\cdot)$ 는 감마 함수(gamma function), ${}_1F_1(\cdot)$ 은 합류 초기하 함수(confluent hypergeometric function)이고, α_c 는 비동기 누적 전에 신호대 잡음비

$$\alpha_c = \sqrt{2f_c T_p M_e} \frac{\sqrt{2P_s}}{\sigma_n} \quad (16)$$

이다.

증명 : 부정합 상태의 Y 는 (17)과 같고, (17)의 비동기 누적 (18)은 (19)의 특성을 갖는 레일리(rayleigh) 분포 함수이다[9].

$$Y^f = \tilde{n}^c + j\tilde{n}^s \quad (17)$$

$$y^f = \frac{1}{N_e} \sum_{i=1}^{N_e} \sqrt{(\tilde{n}_i^c)^2 + (\tilde{n}_i^s)^2} \quad (18)$$

$$E(y^f) = \frac{\sqrt{\pi}}{2\sqrt{2f_c T_p M_e}} \sigma_n \quad (19)$$

$$\text{var}(y^f) = (2 - \pi/2) \frac{\sigma_n^2}{4f_c T_p M_e N_e}$$

정합 상태의 Y 는 (20)과 같고, (20)의 비동기 누적 (21)은 (22)의 특성을 갖는 라이시안(rician) 분포 함수이다[9].

$$Y^c = \sqrt{P_s} \cos \phi_o + \tilde{n}^c + j(\sqrt{P_s} \sin \phi_o + \tilde{n}^s) = r^c + jr^s \quad (20)$$

$$y^c = \frac{1}{N_e} \sum_{i=1}^{N_e} \sqrt{(r_i^c)^2 + (r_i^s)^2} \quad (21)$$

$$E(y^c) = \frac{\sigma_n}{\sqrt{2f_c T_p M_e}} \Gamma\left(\frac{1}{2} + 1\right) {}_1F_1\left(-\frac{1}{2}; 1; -\frac{\alpha_c^2}{2}\right) \quad (22)$$

비동기 누적 후에 신호대 잡음비를 α_{nc} 로 정의할 때에 정합 상태와 부정합 상태의 y 분포 특성 (19), (22)로부터 (23)을 얻을 수 있다.

$$\alpha_{nc} = \frac{E(y^c) - E(y^f)}{\sqrt{\text{var}(y^f)}} \quad (23)$$

$$= 2\sqrt{N_e} \frac{\Gamma(1/2 + 1) {}_1F_1(-1/2; 1; -\alpha_c^2/2) - \sqrt{\pi}}{\sqrt{4 - \pi}}$$

L_{sq} 는 N_e 가 1일 때에 비동기 누적 전후에 신호대 잡음비의 비율이므로 (23)으로부터

$$L_{sq} = \alpha_c / \alpha_{nc} \quad (24)$$

$$= \frac{\alpha_c \sqrt{4 - \pi}}{2 \cdot \Gamma(1/2 + 1) {}_1F_1(-1/2; 1; -\alpha_c^2/2) - 2\sqrt{\pi}}$$

이고, (24)는 (25)의 특성을 갖는다.

$$\frac{d}{d\alpha_c} L_{sq} < 0, \quad L_{sq}|_{\alpha_c=\sqrt{10}} = 1 \quad (25)$$

(25)로부터 (24)는 단조감소 함수이고, 신호대 잡음비가 $10^{1/2}$ 보다 작은 신호에 대한 비동기 누적은 (24)로 표현되는 손실이 발생함을 알 수 있다. ■

기존 A-GPS 초기동기 방법은 초기동기 획득 시간을 고려하면서 초기동기 손실을 최소화 시키기 위하여 동기 누적 기법과 비동기 누적 기법을 혼용한 통합 누적기를 사용한다. 일반적으로 통합 누적기는 1초 동안의 GPS 위성 신호에 대하여 동기 누적을 20회, 비동기 누적을 50회 수행하도록 설계한다. 그러나, 정리 1에서 알 수 있는 것과 같이 기존 A-GPS 초기동기 방법은 동기 누적 기법과 비동기 누적 기법을 병행함에도 불구하고, 동기 누적 후에 신호대 잡음비가 $10^{1/2}$ 보다 작은 경우에 제곱 손실이 발생함을 알 수 있다. 또한 제곱 손실 크기는 입력 신호 세기가 낮아질수록 커지는 문제가 있다. 예로 2.4MHz 대역폭을 갖고 양자화 오차 등의 시스템 구현 손실(implementation loss)이 2dB인 기존 A-GPS 초기동기에 -150dBm 세기를 갖는 GPS 위성 신호가 입력되면, 상온 기준으로 반송파대 잡음비는 24dB-Hz가 된다. 따라서 동기 누적 20회 후에 신호대 잡음비는 1.64가 되므로 비동기 누적에 의해 3.4dB의 제곱 손실이 발생하게 된다. 동일한 조건에서 GPS 위성 신호 세기가 -152dBm으로 -2dB 낮아지면, 상온 기준으로 반송파대 잡음비는 22dB-Hz가 되고, 동기 누적 20회 후에 신호대 잡음비는 1.30이 된다. 이때에 비동기 누적에 의한 제곱 손실은 -150dBm 세기를 갖는 GPS 위성 신호가 입력되었을 때에 발생한 제곱 손실보다 1.6dB 많은 5.0dB 손실이 발생한다. 따라서 A-GPS 초기동기의 수신감도 향상을 위해선 반드시 제곱 손실 문제를 해결해야 한다는 사실을 확인할 수 있다.

III. 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법

본 논문에서 제안하는 A-GPS 초기동기는 기존 A-GPS 초기동기에서 동기/비동기 통합 누적기 대신에 결합 동기 누적기를 이용한다. 제안하는 결합 동기 누적기는 그림 2와 같다. 여기서 결합 동기 누적이 출력 y 는

$$y = \frac{1}{M_p N_p} \sum_{i=1}^{N_p} Sqr \left[\text{Re} \left(\sum_{j=1}^{M_p} Z_{j+M_p(i-1)} \sum_{j=1}^{M_p} Z_{j+M_p(i-2)}^* \right) \right] \quad (26)$$

이고, M_p 는 첫 번째 동기 누적 횟수, N_p 는 두 번째 동기 누적 횟수, *은 켈레 복소를 나타낸다. 그리고, $\text{Re}(\tilde{Y})$ 는 \tilde{Y} 의 실수부, $Sqr(\lambda)$ 는

$$Sqr(\lambda) = \begin{cases} \sqrt{\lambda} & ; \lambda \geq 0 \\ -\sqrt{-\lambda} & ; \lambda < 0 \end{cases} \quad (27)$$

으로 정의한다. 결합 동기 누적기에서 첫 번째 동기 누적 결과의 차동 검출기 출력을 \tilde{Y} 라고 하자. \tilde{Y} 는 (9)로부터

$$\tilde{Y} = P_s R^2(\tau) \frac{\sin^2(\omega_e M_p T_p / 2)}{(\omega_e M_p T_p / 2)^2} + \tilde{n}^c + j\tilde{n}^s \quad (28)$$

로 표현할 수 있고, \tilde{n}^c 와 \tilde{n}^s 는 (29)의 잡음 특성을 갖는다.

$$E(\tilde{n}^c) = E(\tilde{n}^s) = 0 \quad (29)$$

$$\text{var}(\tilde{n}^c) = \text{var}(\tilde{n}^s) = \frac{\sigma_n^4}{8(f_c T_p M_p)^2}$$

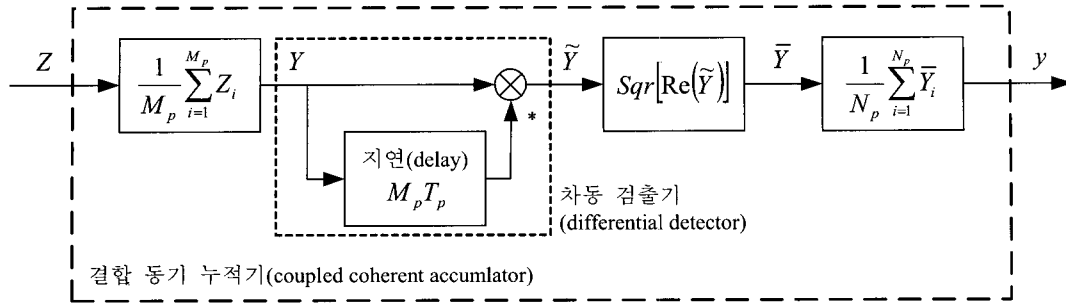


그림 2. 제안하는 결합 동기 누적기.

Fig. 2. The proposed coupled coherent accumulator.

두 번째 동기 누적기 입력을 \bar{Y} 라고 하고, $|\omega_e| \leq 2\pi/M_p T_p$

라고 하면, \bar{Y} 는 (28)에 (27)을 적용하여

$$\bar{Y} = \sqrt{P_s} R(\tau) \frac{\sin(\omega_e M_p T_p / 2)}{\omega_e M_p T_p / 2} + \bar{n} \quad (30)$$

이다. 여기서 \bar{n} 은 (31)과 같은 잡음 특성을 갖는다.

$$\begin{aligned} E(\bar{n}) &= 0 \\ \text{var}(\bar{n}) &= \frac{\sigma_n^2}{4f_c T_p M_p} \end{aligned} \quad (31)$$

정리 2.1 : 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법의 수신감도 이득은 (32)와 같다.

$$G_p = \sqrt{M_p \cdot N_p} / (L_{acq}^f \cdot L_{acq}^r) \quad (32)$$

여기서 L_{acq}^f 의 상한경계는

$$\bar{\sigma}(L_{acq}^f) = \left[\frac{\sin(S_f M_p T_p \pi / 2)}{S_f M_p T_p \pi / 2} \right]^{-1} \quad (33)$$

이고, 결합 동기 누적의 첫 번째 동기 누적 횟수 M_p 에 영향을 받는다.

증명 : 부정합 상태의 \bar{Y} 를 \bar{Y}^f , y 를 y^f 라고 하자. (30) 으로부터 y^f 는

$$y^f = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} \bar{Y}^f = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} \bar{n} \quad (34)$$

이고, y^f 는 (35)의 특성을 갖는다.

$$\begin{aligned} E(y^f) &= 0 \\ \text{var}(y^f) &= \frac{\sigma_n^2}{4f_c T_p M_p N_p} \end{aligned} \quad (35)$$

부정합 상태와 같은 방법으로 정합 상태의 \bar{Y} 를 \bar{Y}^c , y 를 y^c 라고 하고, y^c 와 평균을 구하면,

$$y^c = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} \bar{Y}^c = \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} (\sqrt{P_s} + \bar{n}) \quad (36)$$

$$E(y^c) = \sqrt{P_s} \quad (37)$$

이다. (35)와 (37)로부터 결합 동기 누적 후에 신호대 잡음비 α_{cc} 는

$$\alpha_{cc} = \frac{E(y^c)}{\sqrt{\text{var}(y^f)}} = \sqrt{2f_c T_p M_p N_p} \frac{\sqrt{2P_s}}{\sigma_n} \quad (38)$$

이다. 여기서 제곱 손실 L_{sq} 는 N_p 가 1일 때에 첫 번째 동기 누적 후 신호대 잡음비 α_c 와 α_{cc} 의 비율이므로 (16)과 (38)로부터 L_{sq} 가 존재하지 않음을 확인할 수 있다. 따라서 초기동기 손실 L_{acq} 는 L_{acq}^f 와 L_{acq}^r 의 곱으로 이루어지며, (38)로부터 두 번째 동기 누적에 의한 이득 $N_p^{1/2}$ 를 확인할 수 있으므로, 결합 동기 누적기로부터 얻는 추가 수신감도 이득은 $(M_p \cdot N_p)^{1/2} / (L_{acq}^f \cdot L_{acq}^r)$ 임을 알 수 있다. 또한 (28)로부터 L_{acq}^f 는 M_p 와 N_p 중에서 차분 검출기 이전에 동기 누적 횟수 M_p 에만 영향을 받는 손실임을 알 수 있으므로 L_{acq}^f 의 상한 경계는 $(S_f M_p T_p \pi / 2) / \sin(S_f M_p T_p \pi / 2)$ 이다. ■

제안하는 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기와 기존 A-GPS 초기동기의 검색 셀 개수를 비교하기 위해 검색 셀 개수를 C_N , 주파수 축에서 본 셀의 개수를 C_N^f , 의사잡음 코드 지연 축에서 본 셀의 개수를 C_N^r , 주파수 검색 범위를 R_f , 의사잡음 코드 검색 범위를 R_r 라고 정의하면, C_N 은

$$C_N = C_N^f \cdot C_N^r = \frac{R_f}{S_f} \cdot \frac{R_r}{S_r} \quad (39)$$

이다. 평균 초기동기 획득 시간은 $C_N - 1$ 에 비례하므로, 초기동기 획득 시간을 빠르게 하기 위해선 C_N 을 적게 설계하는 것이 유리하다[10]. C_N 을 적게 하기 위해선 C_N^f 와 C_N^r 을 적게 해야 하고, C_N^f 와 C_N^r 을 적게 하기 위해선 R_f 와 R_r 을 작게 설계하거나, S_f 와 S_r 을 크게 설계해야 한다. 여기서 R_f 와 R_r 는 f_{dopp} 와 f_{ce} 의 상하한 경계와 초기동기 지원 정보를 이용하여 선정하는 일정한 값이므로 초기동기 설계 관점에서 초기동기 획득 시간을 빠르게 하기 위해선 S_f 와 S_r 을 크게 해야 한다. 그러나 S_f 와 S_r 을 크게 설계하

면 L_{acq}^f 와 L_{acq}^e 을 크게 만드는 문제가 있다. 따라서 S_f 와 S_e 는 초기동기 획득 시간을 고려하기에 앞서서 A-GPS 초기 동기가 연고자 하는 추가 수신감도 이득을 먼저 고려하여 설계해야 한다. 정리 2.1은 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법이 제공 손실이 발생하지 않는 방법일 뿐만 아니라 제공 손실이 없음으로 인해 첫 번째 동기 누적 횟수 M_p 를 기존 A-GPS 초기동기 방법의 동기 누적 횟수 M_e 보다 줄일 수 있는 방법임을 알려준다. 따라서 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법의 검색 셀 개수는 정리 2.2와 같은 특징을 갖는다.

정리 2.2 : M_p 와 M_e 는 $M_e = k \cdot M_p$ 의 관계가 있고, k 를 양의 실수라고 가정할 때에 $\sigma(L_{acq}^f)$ 가 동일한 조건에서 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법이 검색해야 할 셀의 개수는 기존 A-GPS 초기동기 방법이 검색해야 할 셀의 개수보다 k 배가 적다.

본 장에서는 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법을 제안하고, 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법이 기존 A-GPS 초기동기 방법과 비교하여 제공 손실이 없으며, 첫 번째 동기 누적 횟수 M_p 를 M_e 보다 적게 설계함으로써 검색 셀의 개수가 기존 A-GPS 초기동기보다 감소하는 효과가 있음을 확인하였다. 따라서 2장에서와 동일한 예로 각각 -150dBm 과 -152dBm 세기를 갖는 GPS 위성 신호가 2.4MHz 대역폭을 갖고 양자화 오차 등의 시스템 구현 손실이 2dB인 제한한 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기에 입력 되면, 제한한 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기는 기존 A-GPS 초기동기에서 발생하였던 3.4dB, 5.0dB 제공 손실이 발생하지 않으므로 기존 A-GPS 초기동기와 비교하여 제공 손실 만큼의 수신감도 이득을 얻게 된다.

IV. 성능 평가

본 장에서는 3장에서 유도한 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법이 지닌 특징을 검증하기 위하여 1초 동안의 GPS 위성 신호에 대해 결합 동기 누적기의 M_p 를 5회, N_p 를 200회 수행하도록 설계하고, M_e 와 N_e 가 각각 20회, 50회인 기존 A-GPS 초기동기 방법과 성능을 비교 평가한다. 실제에 가까운 성능 평가를 위해 그림 3에 보인 것과 같이 GPS 시뮬레이터를 이용하여 신호 세기를 달리한 이산 신호를 수집하고, 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법과 기존 A-GPS 초기동기 방법을 소프트웨어로 구현한 뒤에 수집한 신호를 후처리 시뮬레이션한다. 본 논문에서는 두 가지 초기동기 방법 모두 $\sigma(L_{acq}^f) = 0.9dB$, $\sigma(L_{acq}^e) = 2.5dB$ 을 만족하는 S_f 와 S_e 를 선정하고, 초기동기 지원 정보로부터 $d\eta$ 는 $\pm 2,000Hz$, R_f 는 $\pm 64chip$ 라는 검색 범위와 $\pm 19.2km$ 이내의 정확도를 갖는 초기해를 얻었다고 가정하였다. 따라서 기존 A-GPS 초기동기 방법의 S_f , S_e , C_N 은 각각 25Hz, 1/2chip, 40,960개이고, 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기의 S_f , S_e , C_N 은 각각 100Hz, 1/2chip, 10,240개가 된다. 그림 4는 -152dBm 세기를

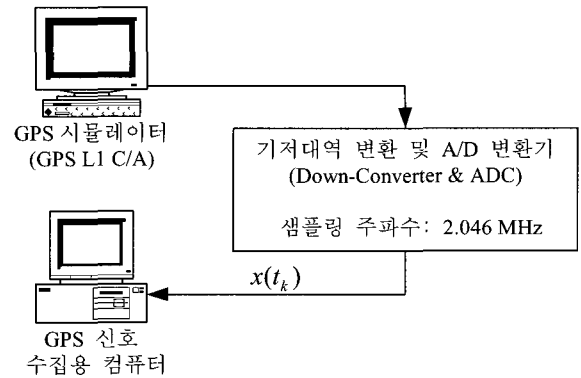
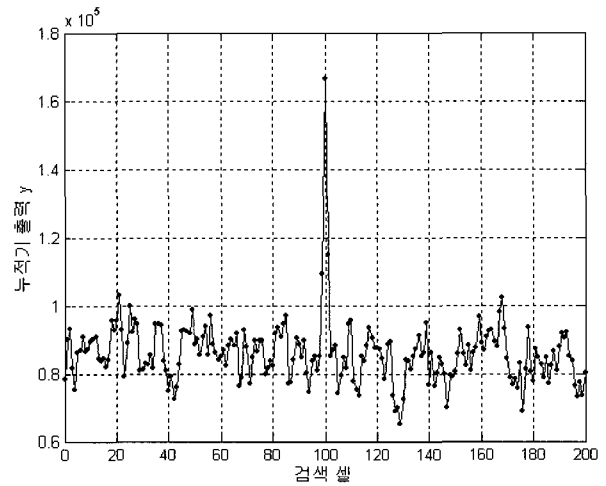
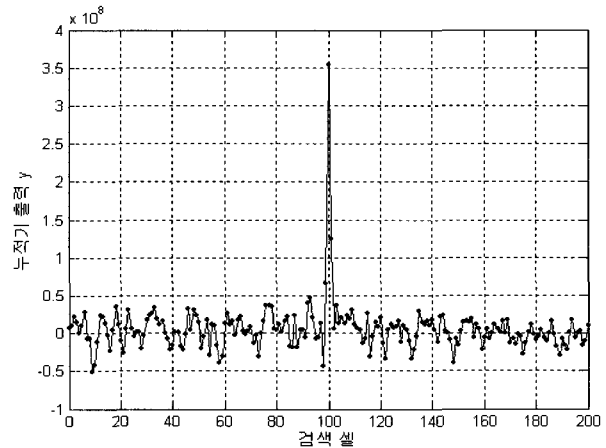


그림 3. 시뮬레이션을 위한 GPS 신호 수집 방법.
Fig. 3. The GPS data collection setup for simulation.



(a) 기존 A-GPS 초기동기의 누적기 출력
(신호대 잡음비: 21.5dB)



(b) 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기의 누적기 출력
(신호대 잡음비: 26.0dB)

그림 4. 누적기 출력 결과 비교.

Fig. 4. The comparison of accumulator output results.

갖는 GPS 위성 신호에 대한 정합 셀 주위 ± 100 개 셀의 누적기 출력 결과이다. 그림 4를 통하여 두 방법 모두 신호를 획득

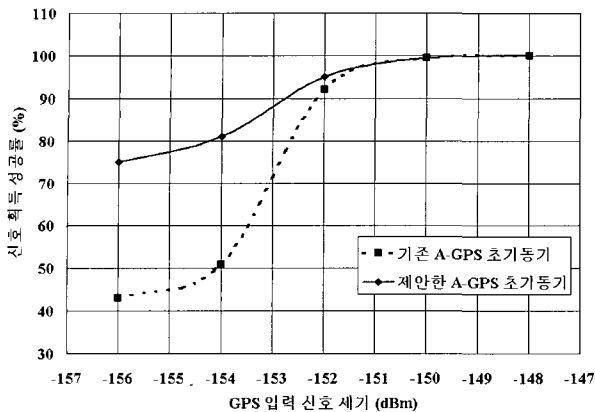


그림 5. 신호 획득 성공률.

Fig. 5. The acquisition success rate.

득하였음을 알 수 있고, 2장과 3장에서 밝힌 바와 같이 기존 A-GPS 초기동기 방법은 부정합 상태에서 누적기 출력의 평균이 영이 아닌 반면에 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법은 영에 근사한 값을 확인할 수 있다. 또한 신호 획득 셀에서 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기의 신호대 잡음비와 기존 A-GPS 초기동기의 신호대 잡음비 차이는 제곱 손실 값에 근접한 4.5dB가 발생했음을 알 수 있다.

본 논문에서는 신호 획득 성능 평가를 위하여 GPS 신호 세기를 -148dBm에서 -156dBm까지 2dB 간격으로 변화시키면서 각 신호 세기마다 신호 획득 유무를 400회 시험한 후에 신호 획득 성공률을 계산하였다. 실험 결과는 그림 5와 같다. 그림 5는 제한한 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법이 -150dBm 이상의 GPS 신호 세기에 대해선 기존 A-GPS 초기동기 방법과 동일한 100% 신호 획득 성공률을 갖지만, -150dBm 이하의 약 신호 환경에서는 제한한 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법의 신호 획득 성공률이 기존 A-GPS 초기동기 방법보다 더 우수하다는 사실을 알려주고 있다. 특히 1회 시험 기준으로 기존 A-GPS 초기동기 방법의 평균 소요 시간은 1474.6초, 제한한 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법의 평균 소요 시간은 369.7초로써 감소한 검색 셀의 개수 만큼 초기동기 획득 시간이 빨라졌음을 확인할 수 있었다.

V. 결론

본 논문은 기존 A-GPS 초기동기 방법을 소개하고, 기존 A-GPS 초기동기 방법은 약 신호 환경에서 제곱 손실이 발생함을 유도하였다. 그리고 제곱 손실은 입력 신호 세기가 낮아질수록 커진다는 점에서 약 신호 초기동기에 주요 문제임을 밝혔다. 본 논문은 기존 A-GPS 초기동기 방법이 지닌 제

곱 손실 문제를 해결하기 위한 방안으로 차동 검출기를 이용한 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법을 제안하였다. 결합 동기 누적 A-GPS 초기동기 방법은 동기/비동기 통합 누적기 대신에 결합 동기 누적기를 이용함으로써 제곱 손실이 발생하지 않는 장점이 있음을 확인하였다. 특히 제안한 A-GPS 초기동기 방법은 제곱 손실이 발생하지 않으므로 차동 검출기 이전에 동기 누적 횟수를 기존 A-GPS 초기동기 방법의 동기 누적 횟수보다 줄일 수 있었고, 이런 이유로 기존 A-GPS 초기동기 방법이 검색해야 할 셀의 개수보다 더 적은 셀을 검색하는 이점이 있음을 보였다. 본 논문의 결과는 기존 A-GPS 초기동기 방법의 제곱 손실 문제를 해결함으로써 A-GPS 수신 시스템의 수신 감도를 향상시켰다는 점과 동시에 초기동기 획득 시간을 줄였다는 점에서 의미가 있다. 추후 과제로는 신호 검출 확률과 수신 감도를 보다 향상시키기 위한 방법으로 다중 임계치를 이용한 A-GPS 초기동기 방법에 관한 연구와 무선통신망을 통하여 전달되는 지원 정보의 양을 줄이기 위한 연구가 필요하다.

참고문헌

- [1] J. J. Caffery and G. L. Stüber, "Overview of radiolocation in CDMA cellular systems," *IEEE Communication Magazine*, vol. 46, no. 4, pp. 38-45, April 1998.
- [2] G. M. Djuknic and R. E. Richton, "Geolocation and assisted GPS," *Computer*, vol. 34, no. 2, pp. 123-125, February 2001.
- [3] T. Haddrell and A. R. Pratt, "Understanding the indoor GPS signal," in *Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation*, pp. 1487-1499, 11-14 September 2001.
- [4] N. F. Krasner, *Fast acquisition, high sensitivity GPS receiver*, US Patent 6289041 B1, Patent and Trademark Office, Washington D.C., 1998.
- [5] S. Soliman, S. Glazko, and P. Agashe, "GPS receiver sensitivity enhancement in wireless applications," in *Proceedings of 1999 IEEE MIT-S Symposium*, pp. 181-186, 21-24 February 1999.
- [6] M. M. Chansarkar and L. Garin, "Acquisition of GPS signals at very low signal to noise ratio," in *Proceedings of the ION 2000 National Technical Meeting*, pp. 731-737, 26-28 January 2000.
- [7] J.-C. Lin, "Differentially coherent PN code acquisition with full-period correlation in chip-synchronous DS/SS receivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 5, pp. 698-702, May 2002.
- [8] TR45, *Position determination service standard for dual mode spread systems*, TIA/EIA/IS-801, October 15, 1999.
- [9] R. N. McDonough and A. D. Whalen, *Detection of signals in noise*, New York: Academic Press, 1995.
- [10] R. L. Peterson, et. al., *Introduction to spread spectrum communications*, Prentice-Hall, Inc. 1995.

박상현

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제 8 권 제 7 호 참조.

이상정

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제 9 권 제 3 호 참조.