

전파방해환경에서 상용 GPS 수신기의 C/N₀ 추정기법 성능분석

백지현*, 유승수*, 김선용^o

A Comparison of C/No Estimation Techniques for Commercial GPS Receivers under Jamming Environments

Jeehyeon Baek*, Seungsoo Yoo*,
 Sun Yong Kim^o

요약

본 논문에서는 미약신호 수신환경, 고감도신호 수신환경, 스펙트럼 일치형 전파방해신호 수신환경 하에서 상용 GPS 수신기의 반송파 신호 전력 대 잡음 전력비 추정 성능을 모의실험을 통해 보이고, 이를 분석한다.

Key Words : GPS, GNSS, Carrier-to-Noise Power Ratio Estimation, Narrow-Wideband Power Ratio Method, Squared Signal-to-Noise Power Variance Estimator, Moments Method, Correlator Comparison Method.

ABSTRACT

In this paper, the carrier-to-noise power ratio estimation performances for commercial GPS receiver are shown by simulation and are analyzed under weak signal reception, high sensitivity signal reception, and the matched spectrum jamming signal reception environments.

I. 시스템 모형과 C/N₀ 추정기법

2000년 GPS (global positioning system) 민간용 측위신호인 L1 C/A (coarse/acquisition) 신호에서 의도적 성능저하 요소인 SA가 (selective availability) 제거된 이후 일반적인 수신 상황에서 정확한 PVT (position, velocity, and time) 해를 얻기 위한 다양한 기법이 집중적으로 연구되었다. 최대 수신 전력이 -130 dBm이고, 칩 대역폭이 2MHz인 GPS L1 C/A 신호의 경우, 일반적인 수신 상황은 수신기와 GPS 위성의 가시선이 확보되는 반송파 신호 대 잡음 전력비가 (carrier-to-noise power ratio, C/N₀) 약 35-55 dB 정도인 상황이다. 최근에는 이를 바탕으로 배열 안테나 또는 차세대 GNSS (global navigation satellite system) 신호에 바탕을 둔 C/N₀가 약 55-80 dB인 고감도 수신 상황과 실내 또는 의도적 간섭인 전파방해환경처럼 C/N₀약 35 dB이하인 미약신호 수신 상황에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^{1,2}.

각 수신 상황에서 적절한 DLL (delay locked loop), PLL (phase locked loop) 등과 같은 신호처리 기법을 활용하기 위해서는 무엇보다 각 수신 상황을 정확히 파악하기 위한 C/N₀ 추정기법이 반드시 필요하다. 다양한 C/N₀ 추정기법을 통해 얻은 추정된 C/N₀ 값은 DLL과 PLL의 상태결정 또는 재획득 과정 수행을 위한 관측 값으로 활용되며, 사용자에게 현재 PVT 해의 간접적인 정확도 관련 정보를 제공하는 등 수신기 내 주요 시스템의 중요한 성능지표로 활용되고 있다³⁻⁵.

C/N₀ 추정기법은 획득 단계에서 활용할 수 있는 상관전 (pre-correlation) 계열과 추적 단계에서 활용할 수 있는 상관후 (post-correlation) 계열로 구분할 수 있다. 본 논문은 상관후 계열에 초점을 맞춘다. 대표적인 상관후 계열의 C/N₀ 추정기법은 현재 다양한 GPS 상용 수신기에서 많이 활용되고 있는 NWPR (narrow-wideband power ratio) 기법이다. NWPR 기법은 구조가 간단하고, 일반적인 수신 상황인 C/N₀가 35-55dB일 때 비교적 정확한 추정이 가능하다^{3,4}. 이와 함께 본 논문에서 고려한 C/N₀ 추정기법은 SNV (squared signal-to-noise power variance estimator), MM (moments method), CCM (correlator comparison method) 기법이다.

각 기법의 구조 및 특징을 분석하기 위해 고려한 기

※ 본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방 위성항법 특화연구센터 사업 및 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업(2012R1A1A2012004944)의 지원을 받아 수행되었습니다.

◆ First Author : 건국대학교 전자공학부, bjh1987@gmail.com, 학생회원

○ Corresponding Author : 건국대학교 전자공학부, kimsy@konkuk.ac.kr, 종신회원

* 건국대학교 전자공학부, kelvin@konkuk.ac.kr, 정회원

논문번호 : KICS2013-10-445, 접수일자 : 2013년 10월 14일, 최종논문접수일자 : 2013년 11월 4일

저대역 수신신호 모형은 식 (1)과 같다.

$$r(t) = s(t) + j(t) + n(t), \quad (1)$$

여기서, $s(t) = \sqrt{P_s}d(t)c(t)$ 인 송신신호, $\sqrt{P_s}$ 는 수신한 신호 성분의 전력, $d(t) = \pm 1$ 인 항법데이터, $c(t) = \pm 1$ 인 GPS 위성의 PRN (pseudo-random noise) 신호, $j(t) = \sqrt{P_j}\tilde{c}(t)\cos(\tilde{\phi})$ 인 스펙트럼 일치형 (matched spectrum, MS) 전파방해신호, $\sqrt{P_j}$ 는 전파방해신호의 전력, $\tilde{c}(t)$ 는 전파방해원의 PRN 신호, $\tilde{\phi}$ 는 $c(t)$ 와 $j(t)$ 의 위상차, $n(t) = n_I(t) + jm_Q(t)$ 인 복소 채널에서의 가산성 잡음으로 $n_I(t)$ 와 $n_Q(t)$ 는 평균은 0, 분산은 $N_0/2$ 이고, 서로 독립인 정규 확률변수이다.

수신기에서 추적이 완료되어 부호동기와 주파수 동기가 결정되고, 나머지 반송파 위상 추정오차 θ 만 있을 때 현재 (prompt) 상관기 출력은 식 (2)와 같다.

$$R_m = \frac{1}{T} \int_0^T r(t+mT)c(t)e^{j\theta} dt, \quad (2)$$

여기서, T 는 적산주기, m 은 상관출력 표본 색인이다.

대표적인 C/N_0 추정기법인 NWPR 기법의 C/N_0 추정 값은 식 (3)과 같다³⁾. 본 논문에서는 수식의 간단한 표현을 위해 추정 값에 별도의 기호를 사용하지 않는다.

$$(c/n_0)_{NWPR} = \frac{1}{T} \frac{P_{S,NWPR}}{P_{N,NWPR}}, \quad (3)$$

여기서, $C/N_0 = 10\log_{10}(c/n_0)$, $P_{S,NWPR}$ 과 $P_{N,NWPR}$ 은 NWPR 기법으로 추정된 신호 전력과 잡음 전력, $P_{S,NWPR} = \mu_{NWPR} - 1$, $P_{N,NWPR} = M - \mu_{NWPR}$, $\mu_{NWPR} = \frac{M}{N} \sum_{k=1}^N \frac{NBP_k}{WBP_k}$, N 은 추정에 사용한 전체 표본 수, M 은 N 과 T 의 정수비, NBP_k 와 WBP_k 는 각각 식 (4)와 식 (5)와 같은 k 째 협대역과 광대역 신호 전력이다.

$$NBP_k = \left(\sum_{m=1}^M IP_m \right)^2 + \left(\sum_{m=1}^M QP_m \right)^2, \quad (4)$$

$$WBP_k = \sum_{m=1}^M (IP_m^2 + QP_m^2), \quad (5)$$

여기서, $IP_m = Re\{R_m\}$, $QP_m = Im\{R_m\}$ 이다.

SNV 기법으로 추정된 C/N_0 는 식 (6)과 같다⁴⁾.

$$(c/n_0)_{SNV} = \frac{1}{T} \frac{P_{S,SNV}}{P_{T,SNV} - P_{S,SNV}}, \quad (6)$$

여기서, $P_{S,SNV}$ 와 $P_{T,SNV}$ 는 각각 식 (7)과 식 (8)과 같은 SNV 기법으로 추정된 신호 전력과 잡음 전력을 포함한 수신한 전체 전력이다.

$$P_{S,SNV} = \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |IP_n| \right)^2, \quad (7)$$

$$P_{T,SNV} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (IP_n^2 + QP_n^2). \quad (8)$$

MM 기법으로 추정된 C/N_0 는 식 (9)와 같다⁵⁾.

$$(c/n_0)_{MM} = \frac{1}{T} \frac{P_{S,MM}}{P_{T,MM} - P_{S,MM}}. \quad (9)$$

여기서, $P_{S,MM}$ 과 $P_{T,MM}$ 은 MM 기법으로 추정된 신호 전력과 수신한 전체 전력으로, $P_{T,MM} = P_{T,SNV}$ 인 2차 모멘트 (moment), $P_{S,MM} = \sqrt{2P_{T,MM}^2 - M_4}$, M_4 는 식 (10)과 같은 4차 모멘트이다.

$$M_4 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (IP_n^2 + QP_n^2)^2. \quad (10)$$

마지막으로 고려한 CCM 기법으로 추정된 C/N_0 는 식 (11)과 같다³⁾.

$$(c/n_0)_{CCM} = \frac{1}{T} \frac{P_{T,CCM} - P_{N,CCM}}{P_{N,CCM}}, \quad (11)$$

여기서, $P_{T,CCM}$ 과 $P_{N,CCM}$ 은 각각 식 (12)와 식 (13)과 같은 수신한 전체전력과 추정된 잡음전력이다.

$$P_{T,CCM} = \sum_{n=1}^N (IP_n^2 + QP_n^2), \quad (12)$$

$$P_{N,CCM} = \sum_{n=1}^N \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T r(t+mT)\tilde{c}(t)\cos\theta dt \right\}, \quad (13)$$

여기서, $\tilde{c}(t)$ 는 잡음전력 산출을 위한 비가지 위성의 PRN 신호이다.

II. 모의실험을 통한 성능분석 및 결론

모의실험을 위해 GPS L1 C/A 신호를 고려하였으며, 수신기의 시간 및 주파수 추정은 정확하고, 평균이 0이고, $[-\sqrt{3}\sigma_\theta, \sqrt{3}\sigma_\theta]$ 에서 균등분포를 갖는 작은 위상오차만 존재하는 경우를 가정하였다. 여기서 σ_θ 는 위상오차의 표준편차이다. MS 전파방해신호전력은 전파방해신호와 잡음신호의 비로 (jamming-to-noise power ratio, J/N) 표현하였다.

MS 신호가 없고, $M=10$, $N=100$ 일 때, σ_θ 에 따른 60초 표본에 대한 각 기법의 추정된 C/N_0 의 추

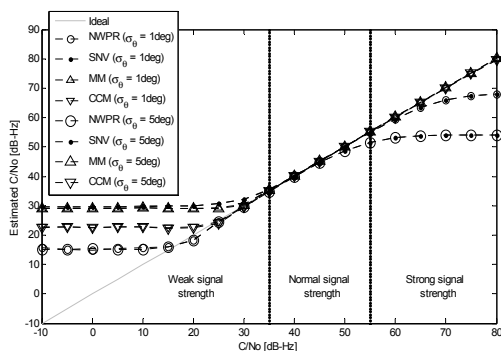


그림 1. MS 신호가 없고, $M=10$, $N=100$ 일 때, σ_θ 에 따른 60초 표본에 대한 각 기법의 추정된 C/N_0 의 추이
 Fig. 1. Estimated C/N_0 by the algorithms according to standard deviation of residual carrier tracking error without MS jamming, when $M=10$ and $N=100$, through the simulation during 60 seconds samples

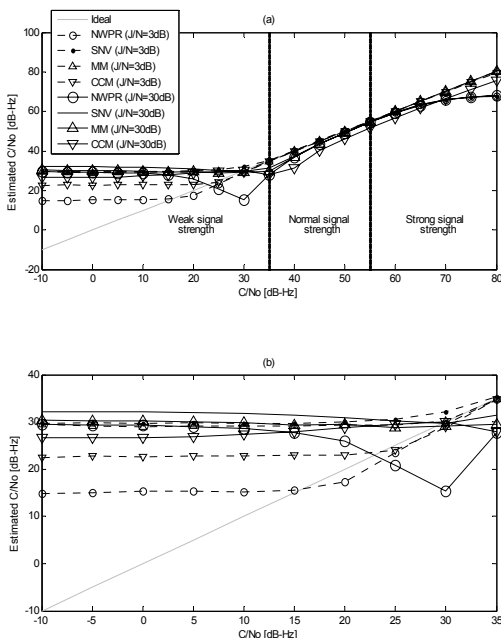


그림 2. $M=10$, $N=100$, $\sigma_\theta = 0^\circ$ 일 때, J/N 에 따른 60초 표본에 대한 각 기법의 추정된 C/N_0 의 추이: (a) 미약/보통/고감도 신호 수신 상황 (b) 확대한 미약신호수신 상황
 Fig. 2. Estimated C/N_0 by the algorithms according to J/N under (a) weak, normal, and strong signal reception environments, and (b) zoomed view in weak case, when $M=10$, $N=100$, and $\sigma_\theta = 0^\circ$, through the simulation during 60 seconds samples

이는 그림 1과 같다. 그림 1처럼 일반 수신 상황에서 고려한 모든 기법은 정확한 추정이 가능하다. 그러나 고감도 수신 상황에서는 [4]에서 보인 것처럼 NWPR과 SNV 기법은 σ_θ 에 따라 추정 편이가 야기된다. 미약 수신 상황에서는 σ_θ 와 무관하게 SNV

와 MM, CCM, NWPR 기법 순으로 강인하다. 이는 SNV 기법은 식 (7)처럼 동위상 채널 신호만을 사용하고, MM 기법은 식 (10)처럼 4차 모멘트를 사용하기 때문에 다른 기법에 비해 잡음에 민감하기 때문이다.

$M=10$, $N=100$, $\sigma_\theta = 0^\circ$ 일 때, J/N 에 따른 60초 표본에 대한 각 기법의 추정된 C/N_0 의 추이는 그림 2와 같다. 그림 2(a)는 모든 신호 상황에서 추정된 C/N_0 의 추이이며, 그림 2(b)는 미약 수신 상황만을 확대한 것이다. 그림 2(b)처럼 J/N 이 커지는 경우 모든 기법이 미약 수신 상황에서 정확한 추정을 하지 못한다. 이는 MS 전파방해신호와 송신 신호의 상호상관에 의한 간섭성분이 잡음성분에 비해 크게 작용하기 때문이다.

이상과 같이 기존에 제안된 대표적인 4가지 기법들은 미약신호 환경 및 MS 전파방해 환경에서 정확한 C/N_0 추정이 어렵다. 추후 본 논문의 분석을 바탕으로 MS 전파방해환경에 적합한 C/N_0 추정기법을 연구할 예정이다.

References

- [1] E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2nd Ed., Prentice Hall, Nov. 2005.
- [2] S. Yoo, G. Jee, and S. Y. Kim, "Next generation GNSS technology trends," *J. Korea Inform. Commun. Soc. (KICS)*, vol. 28, no. 7, pp. 25-36, July 2011.
- [3] P. D. Groves, "GPS signal-to-noise ratio measurement in weak signal and high-interference environments," *Navigation, (J. Inst. Navigation)*, vol. 52, no. 2, pp. 83-94, Summer 2005.
- [4] E. Falletti, M. Pini, and L. Lo Presti, "Low complexity carrier-to-noise ratio estimation for GNSS digital receivers," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 47, no. 1, pp. 420-437, Jan. 2011.
- [5] D. R. Pauluzzi and N. C. Beaulieu, "A comparison of SNR estimation techniques for AWGN channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 10, pp. 1681-1691, Oct. 2000.