

GNSS 수신기를 위한 낮은 복잡도를 갖는 새로운 반송파 대 잡음 전력비 추정기법

A Novel Carrier-to-noise Power Ratio Estimation Scheme with Low Complexity for GNSS Receivers

유 승 수, 백 지 현, 염 동 진, 지 규 인, 김 선 용*

(Seungsoo Yoo¹, Jeehyeon Baek², Dong-Jin Yeom³, Gyu-In Jee¹, and Sun Yong Kim^{1,*})

¹Division of Electronics Engineering, Konkuk University

²LIG Nex1

³Agency for Defense Development

Abstract: The carrier-to-noise power ratio is a key parameter for determining the reliability of PVT (Position, Velocity, and Time) solutions which are obtained by a GNSS (Global Navigation Satellite System) receiver. It is also used for locking a tracking loop, deciding the re-acquisition process, and processing advanced navigation in the receiver subsystem. The representative carrier-to-noise power ratio estimation schemes are the narrowband-wideband power ratio method (NW), the MM (Moment Method), and Beaulieu's method (BL). The NW scheme is the most classical one for commercial GNSS receivers. It is often used as an authoritative benchmark for assessing carrier-to-noise power estimation schemes. The MM scheme is the least biased solution among them, and the BL scheme is a simpler scheme than the MM scheme. This paper focuses on the less biased estimation with low complexity when the residual phase noise remains, then proposes a novel carrier-to-noise power ratio estimation scheme with low complexity for GNSS receivers. The asymptotic bias of the proposed scheme is derived and compared with others, and the simulation results demonstrate that the complexity of the proposed scheme is lowest among them, while the estimation performance of the proposed scheme is similar to those of the BL and MM schemes in normal and high gained reception environments.

Keywords: GNSS, carrier-to-noise power ratio estimator, complexity, residual phase error, asymptotic bias

I. 서론

항법은 배나 비행기처럼 이동할 수 있는 물체를 한 지점에서 다른 한 지점으로 가장 안전하고 정확하게 이동시키는 방법, 또는 그런 기술을 뜻한다. 항법을 통해 얻고 싶은 정보는 PVT (Position, Velocity, and Time)이다. 현재 실외에서 가장 많이 사용되고 있는 항법체계는 위성에서 송신하는 전파를 기반으로 하는 위성기반 전파항법체계인 GNSS (Global Navigation Satellite System)이다. 대표적인 GNSS인 GPS (Global Positioning System)의 L1 C/A (Coarse/Acquisition) 신호를 수신하는 경우 전체 측위시도에서 95% 이상의 빈도로 수평위치오차는 13m 이내, 수직위치오차는 22m 이내,

시간은 40ns 이내로 PVT 정보를 얻을 수 있다[1,2].

한편, 수신기 내부에서는 반송파 대 잡음 전력비(carrier-to-noise power ratio, C/N_0)를 PVT의 신뢰도 판정 및 수신기 주요 구성요소의 제어를 위한 값으로 활용한다. 또한, C/N_0 는 신호의 검파판정을 위한 기준과 PLL (Phase Locked Loop)이나 DLL (Delay Locked Loop)과 같은 신호추적루프의 동기결정 및 재획득처리 요청을 위한 기준, 그리고 가중최소자승추위법(weighted least square positioning scheme)에서 항법해 도출 시 각 위성의 신뢰도의 지표, 근원효과완화(near-far effect mitigation)를 위한 신호추정, 다중경로신호(multipath signal) 제거를 위한 가시신호(line-of-sight signal)와 다중경로신호의 전력추정 등을 위한 값으로 활용된다[2-8].

C/N_0 추정기법은 상관 전(pre-correlation) 신호를 이용하는 방법과 상관 후(post-correlation) 신호를 이용하는 방법으로 구분할 수 있다. 전자는 주로 자동이득제어기(automatic gain control)의 이득제어를 위한 지표와 검파판정을 위한 C/N_0 추정을 위해 사용된다. 후자는 획득과정 이후의 신호처리와 항법처리 과정에서 각 단계의 제어 및 처리 등을 위해 사용된다[1,2]. 본 논문은 후자의 상관 후 신호를 이용하는 C/N_0 추정기법에 초점을 맞춘다.

GNSS 수신기에 가장 널리 사용되는 상관 후 신호를

* Corresponding Author

Manuscript received February 24, 2014 / revised April 2, 2014 / accepted April 16, 2014

유승수, 지규인, 김선용: 건국대학교 전자공학부

(kelvin@konkuk.ac.kr/gijee@konkuk.ac.kr/kimsy@konkuk.ac.kr)

백지현: LIG넥스원(bjh1987@gmail.com)

염동진: 국방과학연구소(djyeom@add.re.kr)

* 본 논문은 [17]에서 제시한 방법을 개선해 정리한 논문으로, 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방 위성항법 특화연구센터 사업, 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(2012RIA1A 2004944).

이용하는 C/N_0 추정기법은 [2]에서 소개된 NW (Narrowband-Wideband power ratio) 기법이다. 이 기법은 서로 다른 두 개의 잡음 대역폭에서 수신신호의 전력을 측정해 바로 C/N_0 를 추정할 수 있다. 이 방법은 광대역과 협대역 잡음의 균등한 비교를 위해 비트 천이가 없는 상태에서만 정확한 추정이 가능하다. 이 기법은 일반적인 실외수신환경인 C/N_0 가 약 35–60dB 인 환경에서 비교적 정확한 추정이 가능하다[2]. 그러나 고이득 수신환경인 C/N_0 가 약 60dB 이상인 환경에서 위상추적 후 위상을 결정한 이후에도 위상잡음이 잔존하는 경우 큰 점근적 편이(asymptotic bias)가 야기되는 단점을 갖고 있다[2-5].

또 다른 C/N_0 추정기법은 [6]에서 소개한 통신신호처리 분야에서 개발된 MM (Moment Method) 기법이다. 이 기법은 확률변수의 여러 통계적 측정값 가운데 2차 모멘트와 4차 모멘트를 활용한다. 일반적으로 신호와 잡음이 포함된 확률변수에서 2차 모멘트는 신호 전체의 전력의 대표 값 가운데 하나이다. 이 기법은 전체전력에서 적절한 연산을 통해 신호전력과 잡음전력을 분리하고, 그 비로부터 최종적인 C/N_0 를 추정하는 방법이다[6-8]. 이 기법은 앞서 NW 기법의 단점으로 알려진 고이득 수신환경에서의 점근적 편이가 가장 낮다. 그러나 2차 모멘트와 4차 모멘트를 구하기 위한 연산 복잡도가 상당히 높은 단점을 갖고 있다[3-5].

NW 기법처럼 점근적 편이가 높지 않으면서도 연산 복잡도가 MM 기법보다 낮은 기법 가운데 대표적인 것은 [7]에서 제안된 BL (Beaulieu) 기법이다. BL 기법은 경험적 신호 조합에 의해 설계된 C/N_0 추정기법이다[7].

본 논문은 서론을 포함해 모두 다섯 장으로 구성한다. II 장에서는 일반적인 GNSS 수신기의 시스템 모형과 앞서 언급한 대표적인 3가지 추정기법을 설명한다. III 장에서는 C/N_0 추정 성능은 MM 또는 BL 기법의 수준을 유지하면서 복잡도를 줄일 수 있는 새로운 C/N_0 추정기법을 제안하고, 제안한 기법에 잔존위상잡음에 따른 점근적 편이와 연산 복잡도를 분석한다. IV 장에서는 모의실험을 통해 NW 기법, MM 기법, BL 기법과 제안한 기법의 잔존위상잡음의 표준편차에 따른 C/N_0 추정성능을 비교한다. V 장에서는 제안한 기법의 특징을 정리하고 맺는다.

II. 시스템 모형과 기존 C/N_0 추정기법

일반적인 GNSS 수신기의 상관채널 모형은 그림 1과 같다. 중간주파수 대역으로 표본화된 이산신호에 동기상과 직교위상 반송파를 곱하고, 이를 의사 잡음(pseudo-random noise, PRN) 수열로 역확산하여 획득 및 추적과정을 수행하고, 추적과정에서 동기가 결정된 후 항법데이터를 추출한다. 추적과정에서는 역확산한 값, 즉 상관기를 거친 상관값을 사용해 부호 및 반송파 동기를 유지한다. 그림 1에서 I_n 과 Q_n 은 각각 식 (1)과 식 (2)와 같은 상관기의 이산출력 표본이다.

$$I_n = \sqrt{S} \cos \theta_n + \sqrt{N} u_n \quad (1)$$

$$Q_n = \sqrt{S} \sin \theta_n + \sqrt{N} v_n \quad (2)$$

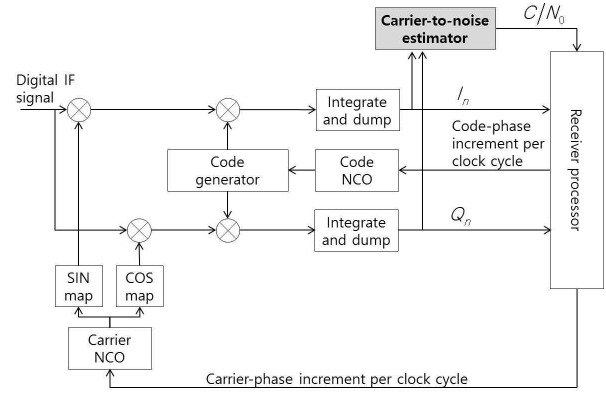


그림 1. 일반적인 GNSS 수신기의 상관채널 모형.

Fig. 1. Correlation channel model for a general GNSS receiver.

여기서 n 은 상관 값의 색인, S 는 신호전력, θ_n 은 잔존위상 잡음(residual phase noise), N 은 잡음전력, u_n 과 v_n 은 서로 무상관이고, 자기상관이 $(1/2)\delta_n$ 인 가산선택색정규잡음표본, δ_n 은 크로네커의 산술델타함수(Kronecker's numerical delta function)이다. [3]처럼 본 논문에서도 θ_n 은 평균이 0, 분산이 σ_θ^2 , $[-\sqrt{3}\sigma_\theta, +\sqrt{3}\sigma_\theta]$ 에서 균등분포를 갖는 확률변수(uniformly distributed random variable)로 가정한다. 여기서 θ 는 해당 변수 또는 성분이 잔존위상잡음과 관련된 변수 또는 성분임을 뜻한다.

본 논문에서 추정하고자 하는 C/N_0 와 신호전력 S 와 잡음전력 N 의 관계는 식 (3)과 같다.

$$\frac{C}{N_0} = \frac{S}{N} \cdot \frac{1}{T} \quad (3)$$

여기서 T 는 상관기의 적산주기이다. 본 논문에서는 단순한 표현을 위해 추정 값에 별도의 표시를 하지 않는다.

NW 기법으로 추정한 신호 대 잡음 전력비(signal-to-noise power ratio)는 식 (4)와 같다.

$$(S/N)_{NW} = \frac{\mu - 1}{M - \mu} \quad (4)$$

여기서 μ 는 식 (5)와 같은 협대역잡음전력과 광대역잡음전력비의 산술평균, M 은 협대역잡음전력과 광대역잡음전력을 구하기 위한 표본 수이다.

$$\mu = \frac{M}{L} \sum_{k=0}^{L/M-1} \frac{\left(\sum_{m=1}^M I_{kM+m} \right)^2 + \left(\sum_{m=1}^M Q_{kM+m} \right)^2}{\sum_{m=1}^M (I_{kM+m}^2 + Q_{kM+m}^2)} \quad (5)$$

여기서 L 은 C/N_0 추정을 위한 상관 표본 수이다.

[3]에서 유도한 NW 기법의 신호 대 잡음 전력비에 대한 점근적 편이의 추이는 식 (6)과 같다.

$$\lim_{S \rightarrow \infty} (S/N)_{NW, \theta} = \frac{\sin^2(\sqrt{3}\sigma_\theta)}{3\sigma_\theta^2 - \sin^2(\sqrt{3}\sigma_\theta)} \quad (6)$$

[6]에서 보인 MM 기법으로 추정한 신호 대 잡음 전력비는

식 (7)과 같다.

$$(S/N)_{MM} = \frac{\gamma}{\frac{1}{L} \sum_{n=1}^L (I_n^2 + Q_n^2) - \gamma} \quad (7)$$

여기서 γ 는 식 (8)과 같은 모멘트의 관계로부터 추정된 신호전력이다. 식 (7)의 분모에서 γ 를 제외한 성분은 전체수신전력의 산술평균이다.

$$\gamma = \sqrt{2 \left\{ \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L (I_n^2 + Q_n^2) \right\}^2 - \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L (I_n^2 + Q_n^2)^2} \quad (8)$$

[3]에서 유도한 MM 기법의 점근적 편이의 추이는 식 (9)와 같다.

$$\lim_{S \rightarrow \infty} (S/N)_{MM\theta} = (S/N)_{MM} \quad (9)$$

식 (9)처럼 MM 기법은 θ 와 무관하다. 따라서 고이득 수신환경에서도 점근적 편이가 야기되지 않는다.

[7]에서 보인 BL 기법으로 추정된 신호 대 잡음 전력비는 식 (10)과 같다.

$$(S/N)_{BL} = \left[\frac{1}{L-1} \sum_{n=1}^{L-1} \frac{(|I_n| - |I_{n-1}|)^2}{I_n^2 + I_{n-1}^2} \right]^{-1} \quad (10)$$

여기서 I_{n-1} 은 I_n 보다 한 표본시간 이른 인접표본이다.

[3]에서 유도한 BL 기법의 점근적 편이의 추이는 식 (11)과 같다.

$$\lim_{S \rightarrow \infty} (S/N)_{BL\theta} = (S/N)_{BL} \left[\frac{1}{2} + \frac{\sin(2\sqrt{3}\sigma_\theta)}{4\sqrt{3}\sigma_\theta} \right] \quad (11)$$

본 논문에서 참조기법으로 고려한 세 기법의 덧셈과 곱셈 복잡도는 표 1과 같다[3]. 앞서 언급한 바와 같이 L 은 C/N_0 추정을 위한 표본 수, M 은 협대역잡음전력과 광대역잡음전력을 구하기 위한 표본 수로서 일반적으로 $L \gg M$ 이며, LT 는 C/N_0 의 추정갱신주기이다. 본 논문에서는 [9]에서 언급한 바와 같이 곱셈연산과 나눗셈연산이 일반 목적의 마이크로프로세서(general purpose microprocessor)에서 동일한 처리 사이클(cycle)을 갖기 때문에 이를 곱셈연산으로 통합해 표현한다. 고려한 각 기법의 가시적인 복잡도 비교는 이후 VI 장 성능평가에서 상세히 다룬다.

III. 새로운 C/N_0 추정기법

본 논문에서 제안하는 새로운 C/N_0 추정기법은 BL 기법의 복잡도, 특히 복잡도에서 큰 비중을 차지하는 곱셈 복잡도를 줄이는 것에 초점을 맞춘다. 표 1처럼 BL 기법의 곱셈 복잡도는 MM 기법에 비해서는 다소 적지만 NW 기법에 비해 약 2배 정도가 된다.

BL 기법의 주요 곱셈연산은 식 (10)에서 확인할 수 있는 것처럼 $(L-1)$ 회 반복되는 제곱연산과 순간잡음전력과 순간신호전력의 비를 구하기 위한 나눗셈연산으로 구분할 수 있다. 절댓값연산은 부호 있는 2의 보수(signed 2's complement) 개념을 사용하는 대부분의 일반 목적 마이크로프로

표 1. C/N_0 추정기법의 덧셈연산과 곱셈연산 복잡도.

Table 1. Evaluation of complexity in terms of the number of operations required to estimate the carrier-to-noise power ratio.

Method	Addition	Multiplication
NW	$4L - L/M + 1$	$2L + 3L/M + 3$
MM	$4L$	$5L + 7$
BL	$3L + 1$	$4L + 4$

표 2. 제안한 C/N_0 추정기법의 세부 처리과정에 따른 덧셈연산과 곱셈연산 복잡도.

Table 2. Evaluation of complexity in terms of number of operations required to estimate the carrier-to-noise power ratio according to sub-procedure.

	Addition	Multiplication
$\sum_{n=1}^{L-1} I_n \cdot I_{n-1} $	$L-1$	$L-1$
$\sum_{n=1}^{L-1} (I_n - I_{n-1})^2$	$2(L-1)$	$L-1$
$\frac{(\cdot)}{(\cdot)}$	-	1
Total	$3L-3$	$2L-1$

세서에서 부호에 따라 부정연산(NOT operation)과 1을 더하는 덧셈연산을 통해 쉽게 처리할 수 있다[9].

따라서 본 논문에서는 BL 기법의 이러한 단점을 개선한 새로운 C/N_0 추정기법을 식 (12)처럼 제안한다.

$$(S/N)_{Prop.} = \frac{\sum_{n=1}^{L-1} |I_n \cdot I_{n-1}|}{\sum_{n=1}^{L-1} (|I_n| - |I_{n-1}|)^2} \quad (12)$$

식 (12)에서 분자는 인접한 표본의 곱의 산술평균으로 신호전력의 산술평균을 뜻하며, 분모는 잡음전력의 산술평균을 뜻한다. 산술평균을 구하기 위해 분자와 분모 항을 각각 길이 $(L-1)$ 로 나누어야 하지만 이후 신호 대 잡음 전력비를 구하는 과정에서 해당 항이 통분되기 때문에 식 (12)와 같이 간단하게 표현된다. 대부분의 민간용 GNSS 체계는 DS/SS (Direct Sequence/Spread Spectrum) 체계가 통신 물리계층의 운용체제로 설계되어있다. 또한 지상에 위치한 대부분의 수신기에 GNSS 위성에서 송신한 신호가 수신될 때 상당히 미약해 지는 것을 보상하기 위해 처리이득(processing gain)을 가능한 크게 설계하는 것이 일반적이다 [1,2]. 그러나 단순히 높은 처리이득을 위해 PRN 수열의 길이 길게 설계하면 수신기에서 해당 PRN 수열을 발생하고, 저장하고, 처리하는데 긴 시간이 소요되며, 많은 메모리 공간이 필요하다. 이를 해결하기 위해 일반적인 민간용 GNSS 신호는 비교적 짧은 PRN 수열을 설계하고, 한 항법 정보비트 주기 내에서 PRN 수열이 반복하도록 설계한다. 따라서 제안한 C/N_0 추정기법이나 BL 기법처럼 인접표본을

사용하더라도 일반적으로 인접표본 간 신호의 상관성은 높고 잡음의 상관성은 낮기 때문에 처리효율이 높다[3,7,10].

제안한 C/N_0 추정기법의 세부 처리과정에 따른 덧셈연산과 곱셈연산의 복잡도는 표 2와 같다. 식 (10)의 BL 기법의 연산에 비해 절대 값을 구하는 연산을 1회 더 수행하지만 앞서 언급한 바와 같이 절대 값 연산은 피연산자의 부호가 음수인 경우에만 이루어지며, 음수인 경우에도 처리가 간단하다[9]. 표 1과 표 2의 비교로부터 제안한 C/N_0 추정기법의 곱셈연산에 대한 복잡도가 비교하는 모든 기법 가운데 가장 낮음을 확인할 수 있다. 덧셈연산에 대한 복잡도 또한 기존 기법 가운데 가장 낮은 BL 기법과 유사한 수준이다.

II 장에서 고이득 수신환경에서 본 논문에서 고려한 기존 C/N_0 추정기법의 점근적 편이의 추이를 정리한 것처럼 제안한 C/N_0 추정기법의 점근적 편이의 추이에 대한 분석이 필요하다. 점근적 편이의 추이는 고이득 수신환경을 고려해 수신신호의 전력 S 가 무한히 증가하는 경우 잔류위상잡음 θ_n 의 함수로 표현된다. 2장에서와 같이 이번 장에서도 제안한 C/N_0 추정기법의 점근적 편이의 추이 분석을 위해 θ_n 을 평균이 0, 분산이 σ_θ^2 , $[-\sqrt{3}\sigma_\theta, +\sqrt{3}\sigma_\theta]$ 에서 정규분포를 갖는 확률변수로 가정한다. I_n 과 I_{n-1} 은 동일한 통계적 특성을 갖기 때문에 [3]에서 유도한 과정과 유사하게 제안한 C/N_0 추정기법의 점근적 편이의 추이를 식 (13)처럼 얻을 수 있다.

$$\lim_{S \rightarrow \infty} (S/N)_{\text{Prop.}, \theta} \approx \frac{\sum_{n=1}^{L-1} S \cdot E\{\cos^2(\theta_n)\}}{\sum_{n=1}^{L-1} N} \quad (13)$$

여기서 $E\{\cdot\}$ 는 기댓값(expectation value)을 취하는 연산이다. 식 (13)을 정리하면 식 (14)와 같이 제안한 C/N_0 추정기법의 점근적 편이의 추이를 구할 수 있다.

$$\lim_{S \rightarrow \infty} (S/N)_{\text{Prop.}, \theta} = (S/N)_{\text{Prop.}} \left[\frac{1}{2} + \frac{\sin(2\sqrt{3}\sigma_\theta)}{4\sqrt{3}\sigma_\theta} \right] \quad (14)$$

식 (11)과 식 (14)처럼 제안한 C/N_0 추정기법의 점근적 편이의 추이는 BL 기법의 점근적 편이의 추이와 같다. 이는 두 기법 모두 인접 표본을 사용하기 때문이다. 또한 제안한 C/N_0 추정기법은 BL 기법과 마찬가지로 잔류위상잡음 θ_n 의 변화가 상당히 작은 경우, 즉 잔류위상잡음의 표준편차 σ_θ 가 상당히 작은 경우 식 (15)처럼 잔류위상잡음 θ_n 에 거의 영향을 받지 않는다.

$$\lim_{\sigma_\theta \rightarrow 0} \left[\frac{1}{2} + \frac{\sin(2\sqrt{3}\sigma_\theta)}{4\sqrt{3}\sigma_\theta} \right] = 1 \quad (15)$$

IV. 성능비교

제안한 기법과 기존 기법의 C/N_0 추정성능을 비교하기 위해 모의실험을 수행하였다. 모의실험을 위해 소프트웨어

신호발생기로 생성한 GPS L1 C/A 신호에 대한 60s의 상관표본을 사용했으며, 앞장의 가정과 같이 θ_n 을 평균이 0, 분산이 σ_θ^2 , $[-\sqrt{3}\sigma_\theta, +\sqrt{3}\sigma_\theta]$ 에서 정규분포를 갖는 확률변수로 설정하였고, σ_θ 는 1°부터 5°, C/N_0 는 10dB 부터 90dB 까지 고려하였다.

잔존위상잡음의 표준편차 σ_θ 가 1°, 3°, 5°일 때, 설정한 C/N_0 에 대한 추정된 C/N_0 는 그림 2부터 그림 4와 같다.

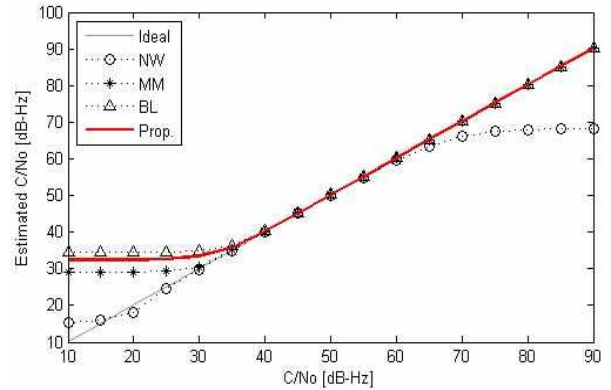


그림 2. $\sigma_\theta = 1^\circ$ 일 때 설정한 C/N_0 에 대한 추정된 C/N_0 .

Fig. 2. Estimated C/N_0 according to C/N_0 when $\sigma_\theta = 1^\circ$.

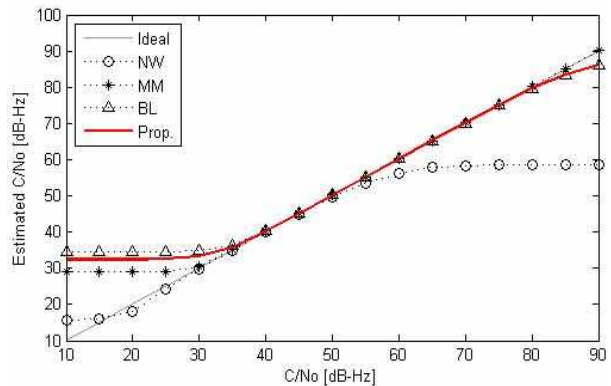


그림 3. $\sigma_\theta = 3^\circ$ 일 때 설정한 C/N_0 에 대한 추정된 C/N_0 .

Fig. 3. Estimated C/N_0 according to C/N_0 when $\sigma_\theta = 3^\circ$.

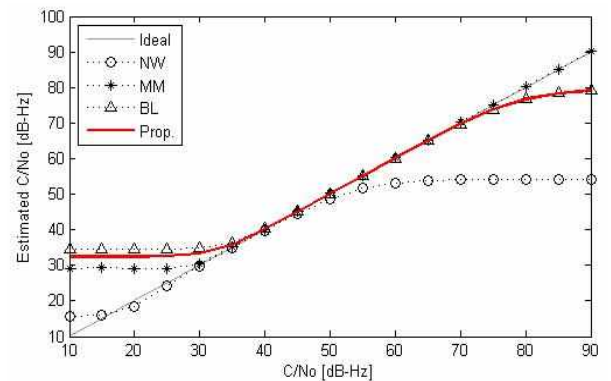


그림 4. $\sigma_\theta = 5^\circ$ 일 때 설정한 C/N_0 에 대한 추정된 C/N_0 .

Fig. 4. Estimated C/N_0 according to C/N_0 when $\sigma_\theta = 5^\circ$.

그림 2부터 그림 4에서 'Ideal'은 이상적인 C/N_0 추정을 의미하고, 굵은 실선은 제안한 기법의 C/N_0 추정성능이다. 각 기법의 C/N_0 추정성능은 전파방해환경($C/N_0 \leq 35\text{dB}$), 일반적인 실외수신환경($35\text{dB} < C/N_0 \leq 60\text{dB}$), 고이득 수신환경($C/N_0 > 60\text{dB}$), 세 구간으로 나누어 설명할 수 있다. 전파방해환경은 단순간섭환경[2], 단순 협대역 전파방해 환경[11,12], 광대역 가산성백색정규잡음으로 인한 전파방해 환경[1], 재방송 전파방해환경[10], 기만 전파방해환경[13-15]으로 세분할 수 있다. 본 논문에서는 광대역 가산성백색정규잡음으로 인한 전파방해환경의 경우만 다룬다.

전파방해환경에서 각 기법의 C/N_0 추정성능은 σ_θ 에 큰 영향을 받지 않는다. 이는 대부분의 신호성분이 높은 잡음 전력에 의해 거의 수신되지 않기 때문이다. 이 환경에서는 NW 기법이 C/N_0 추정오차가 가장 작으며, 약간의 오차는 있으나 약 20dB까지는 효과적인 C/N_0 추정이 가능하다. 그러나 나머지 C/N_0 추정기법들은 약 30-35dB까지만 C/N_0 추정이 가능함을 확인할 수 있다. [10-15]로부터 전파방해환경에서는 전체길이의 표본을 일괄처리하기 보다는 단계별로 처리하는 것이 효과적임을 확인할 수 있다.

일반적인 실외수신환경에서는 제안한 C/N_0 기법을 포함한 기존 모든 기법이 거의 정확한 추정성능을 보인다. 그러나 NW 기법의 경우 고이득 수신환경과 근접한 영역에서 σ_θ 에 따라 큰 추정오차가 야기된다. 이는 NW 기법이 식 (6)과 같은 점근적 편이의 추이를 보이기 때문이다.

NW 기법의 점근적 편이의 추이는 고이득 수신환경에서 분명히 확인할 수 있다. 또한 제안한 C/N_0 추정기법과 BL 기법은 초고이득 수신환경에서 다소 오차가 발생한다. 이는 식 (11)과 식 (14)와 같은 두 기법의 점근적 편이의 추이에 기인한 것으로 두 기법 모두 동위상 채널의 상관 값만을 사용해 C/N_0 를 추정하기 때문이다. 그러나 [1,2]처럼 실제 초고이득 수신환경에 수신기가 동작하는 경우가 드물어 이러한 오차의 발생빈도는 상당히 낮다.

고이득 수신환경에서 σ_θ 에 따른 C/N_0 별 평균적인 C/N_0 추정오차는 그림 5와 같다. 본 논문에서는 평균적인 C/N_0 추정오차를 구하기 위해 모의실험을 10^3 번 반복 시행하였다. 앞서 언급한 각 기법들의 C/N_0 추정오차 경향처럼 NW 기법은 잔여위상잡음에 상당히 민감함을 확인할 수 있다. 반면 제안한 기법을 포함한 나머지 기법은 비교적 정확한 C/N_0 추정이 가능함을 확인할 수 있다.

이상의 결과를 종합해볼 때 제안한 C/N_0 추정기법은 모든 수신환경에서 기존 기법과 거의 유사한 C/N_0 추정성능을 보임을 확인할 수 있다.

반면 표 1과 표 2처럼 제안한 C/N_0 추정기법의 복잡도는 기존 기법에 비해 낮은 것을 확인할 수 있다. 이를 효과적으로 평가하기 위해 [9]에서 언급한 처리 사이클(cycle)에 따른 복잡도를 비교한다. [16]처럼 단일코어(single core)로 구성된 인텔의 펜티엄(pentium) IV의 경우 덧셈연산은 1 사이클, 곱셈연산은 14 사이클이 소요된다. 따라서 표 1과

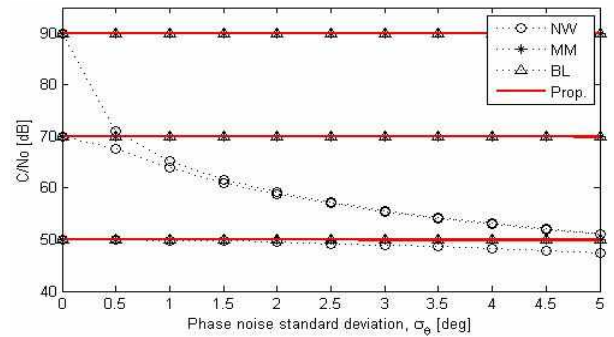


그림 5. σ_θ 에 따른 C/N_0 별 추정오차.

Fig. 5. Estimation errors for each set carrier-to-noise power ratio according to residual phase noise.

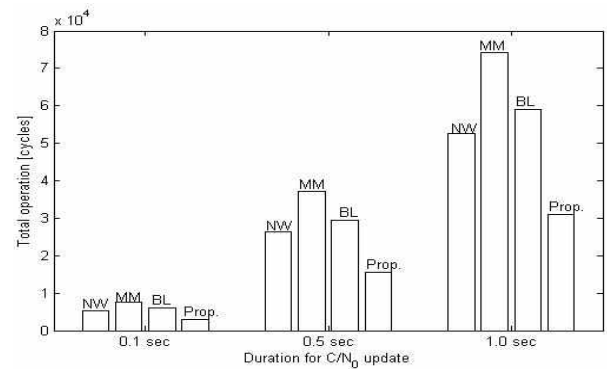


그림 6. C/N_0 갱신주기에 따른 필요한 처리 사이클.

Fig. 6. Cycles for the required processing according to the C/N_0 update duration.

표 2에서 보인 각 기법의 덧셈연산과 곱셈연산 복잡도를 C/N_0 갱신주기(update time)에 따른 필요한 처리 사이클로 정리하면 그림 6과 같다. 그림 6처럼 갱신주기가 길어짐에 따라 복잡도의 확연한 차이를 확인할 수 있으며, 표 1과 표 2의 단순비교로부터 유추할 수 있는 것처럼 제안한 C/N_0 추정기법의 복잡도가 MM 기법에 비해서는 약 45%, BL 기법과 NW 기법에 비해서는 약 65% 수준임을 확인할 수 있다. 따라서 제안한 C/N_0 추정기법은 MM 기법이나 BL 기법과 유사한 C/N_0 추정성능을 보이면서도 복잡도는 크게 낮은 효과적인 C/N_0 추정기법이며, 기존 C/N_0 추정기법보다 SDR (Software Defined Radio)에 쉽게 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

V. 결론

본 논문에서는 대표적인 C/N_0 추정기법인 NW 기법, MM 기법, BL 기법을 살펴보고, 이들보다 복잡도를 효과적으로 줄인 새로운 C/N_0 추정기법을 제안하였다. 제안한 기법은 C/N_0 가 30dB 이상인 일반적인 실외수신환경과 고이득 수신환경에서 효과적으로 C/N_0 를 추정하면서도 복잡도는 기존 C/N_0 추정기법에 비해 최대 약 65%에서 최소 45% 수준으로 낮출 수 있다. 따라서 제안한 기법은 기존기법에

비해 SDR에 쉽게 적용할 수 있는 C/N_0 추정기법이다.

그러나 제안한 기법은 NW 기법에 비해 전파방해환경에서 C/N_0 추정오차가 큰 단점을 갖고 있다. 이후에는 이를 보완할 수 있는 다양한 전파방해환경에서 효과적으로 C/N_0 를 추정할 수 있는 신호처리 기법을 연구할 예정이다.

REFERENCES

- [1] E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, *Understanding GPS Principles and Applications, 2nd Edition*, Artech House, Norwood, MA, 2006.
- [2] B. W. Parkinson, J. J. Spilker Jr., P. Axelrad, and P. Enge, *Global Positioning System: Theory and Applications*, vol. 1, AIAA, Reston, VA, 1996.
- [3] E. Falletti, M. Pini, and L. Lo Presti, "Low complexity carrier-to-noise ratio estimators for GNSS digital receivers," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 47, no. 1, pp. 420-437, Jan. 2011.
- [4] M. Pini, E. Falletti, and M. Fantino, "Performance evaluation of C/N0 estimators using a real time GNSS software receiver," in *Proc. of IEEE the 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA 2008)*, Bologna, Italy, pp. 28-31, Aug. 2008.
- [5] E. Falletti, M. Pini, L. Lo Presti, and D. Margaria, "Assessment on low complexity C/No estimators based on M-PSK signal model for GNSS receivers," in *Proceedings on IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS 2008)*, Monterey, CA, pp. 167-172, May 2008.
- [6] D. R. Pauluzzi and N. C. Beaulieu, "A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 10, pp. 1681-1691, Oct. 2000.
- [7] N. C. Beaulieu, A. S. Toms, and D. R. Pauluzzi, "Comparison of four SNR estimators for QPSK modulations," *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 2, pp. 43-45, Feb. 2000.
- [8] F. M. Schubert, T. Jost, P. Robertson, R. Prieto-Cerdeira, and B. H. Fleury, "Evaluating tracking performance and a new carrier-to-noise estimation method using SNACS," in *Proc. on IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS 2010)*, Indian Wells, CA, pp. 254-263, May 2010.
- [9] M. Baracchi-Frei, *Real-time GNSS Software Receiver: Optimized for General Purpose Microprocessors*, Südwestdeutscher Verlag für Hochschulschriften GmbH & Co. KG, Herstellung, Deutschland, 2011.
- [10] J. Baek, S. Yoo, and S. Y. Kim, "A comparison of C/No estimation techniques for commercial GPS receivers under jamming environments," *The Journal of Korea Information and Communications Society (in Korean)*, vol. 38, no. 11, pp. 973-975, Nov. 2013.
- [11] M. K. Bek, S. Elgamel, E. Shaheen, and K. A. El-Barbary, "Evaluation of the GPS carrier to noise ratio in the presence of different interference signals," *International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management*, vol. 2, no. 7, pp. 458-468, Jul. 2013.
- [12] J. W. Betz, "Effect of partial-band interference on receiver estimation of C/N0: Theory," in *Proc. of the 2001 National Technical Meeting of The Institute of Navigation (ION/NTM 2001)*, Long Beach, CA, pp. 817-828, Jan. 2001.
- [13] S. Jeong, S. Lee, and J. Kim, "Implementation and test of GNSS spoofing detection module," in *Proc. of the 2013 13th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2013)*, Gwangju, Republic of Korea, pp. 536-538, Oct. 2013.
- [14] T.-H. Kim, C. S. Sin, S. Lee, and J. H. Kim, "Analysis of effect of anti-spoofing signal for mitigation to spoofing in GPS L1 signal," in *Proc. of the 2013 13th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2013)*, Gwangju, Republic of Korea, pp. 523-526, Oct. 2013.
- [15] D. W. Lim, J. M. Kang, and M. B. Heo, "Hybrid TDOA/AOA localization algorithm for GPS jamming," *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 20, no. 1, pp. 101-105, Jan. 2014.
- [16] *Intel 64 and IA-32 Architectures Software Developer's Manual-Combined Volumes: 1, 2A, 2B, 2C, 3A and 3C*, Intel, Developer's Manual, 2014.
- [17] J. Baek, *A Novel C/N0 Estimation Method considering Various Reception Environments with Low Complexity (in Korean)*, Master's Thesis, Konkuk University, Dec. 2013.



유 승 수

2003년 건국대학교 전자정보통신공학부 졸업. 2005년 동 대학원 공학석사. 2010년 동 대학원 공학박사. 2010년~2011년 건국대 2단계 BK21 위성항법시스템 수신기 기술 연구팀 박사후 연구원. 2011년~현재 건국대학교 전자정보통신공학부 조교수. 관심분야는 통계학적 신호처리, GNSS 수신기 신호처리, GNSS 항재밍 신호처리 등.



백 지 현

2012년 건국대학교 전자정보통신공학부 졸업. 2014년 동 대학원 공학석사. 2014년~현재 NIG넥스원 연구원. 관심분야는 GNSS 항재밍 신호처리.



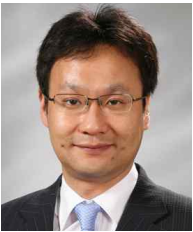
염 동 진

1991년 충남대학교 전자공학과 졸업.
1993년 동 대학원 공학석사. 1993년~
현재 국방과학연구소 책임연구원. 관
심분야는 능동 위상배열 레이더 시스
템, 신호처리 등.



지 규 인

1982년 서울대 제어계측공학과 졸업.
1984년 동 대학원 제어계측공학과 공
학석사. 1989년 Case Western Reserve
University 공학박사. 1992년~현재 건국
대학교 전자정보통신공학부 교수. 관심
분야는 GPS/INS 결합방법, GPS 수신기
신호처리, 무선측위, Software GPS, GPS 항재밍 신호처리 등.



김 선 용

1990년 한국과학기술원 전기 및 전자
공학과 졸업(최우등). 1993년 동 대학
원 공학석사. 1995년 동 대학원 공학
박사. 1996년~2001년 한림대학교 정보
통신공학부 조교수. 2001년~현재 건국
대학교 전자정보통신공학부 교수. 관
심분야는 통계학적 신호처리, 이동통신시스템, 통신이론,
GPS 항재밍 신호처리 등.