

통합의사잡음 신호의 상관비 실험을 이용한 GNSS 재방송재밍 신호 검출기법

A Detection Scheme for GNSS Repeat-back Jamming Signal Using Correlation Ratio Test Metric of C-PRN Signal

유 승 수, 염 동 진, 지 규 인, 김 선 용*
(Seungsoo Yoo¹, Dong-Jin Yeom², Gyu-In Jee¹, and Sun Yong Kim^{1,*})

¹Division of Electronics Engineering, Konkuk University

²Agency for Defense Development

Abstract: This paper proposes a repeat-back jamming signal detection scheme using a correlation ratio test metric of a combined pseudo-random noise signal for global navigation satellite systems. The correlation ratio test metric allows for the monitoring of possible distortions in the signal correlation. The proposed scheme is a modified version of the correlation ratio test metric to detect a repeat-back jamming signal in a multipath environment. Through a Monte-Carlo simulation, it is confirmed that the proposed scheme detects almost the whole case, which is received a repeat-back jamming signal under the 6 dB jamming to signal power ratio.

Keywords: GNSS, GPS, repeat-back jamming, meaconing, C-PRN signal, correlation ratio test metric

I. 서론

GNSS (Global Navigation Satellite System)는 인공위성 궤도를 공전하는 위성에서 송신한 신호를 수신해 지표상에 위치한 수신안테나의 위치, 속도, 시간(PVT: Position, Velocity, and Time)을 결정하는 체계이다. 2015년 현재, GNSS는 1995년 전 지구영역에서 사용이 가능함을 나타내는 FOC (Fully Operational Capability)를 선언한 미국의 GPS (Global Positioning System), 2011년 FOC를 선언한 러시아의 GLONASS (GLObalnaya NAVigatsionnaya Sputnikovaya Sistema), 유럽연합에서 개발 중인 Galileo, 그리고 중국에서 개발 중인 BDS (BeiDou navigation Satellite system)가 있다. 2014년 현재 약 36억 개의 GNSS 장치가 생산되었으며, 2019년에는 약 70억 개를 넘을 것으로 예상된다. GNSS 장치 가운데 가장 많은 수는 스마트 폰이며, 2014년 현재 약 30.8억 개의 스마트 폰에 GNSS 칩이 내장되어 있다. GNSS는 스마트 도시, 빅 데이터, 다양한 형태의 물류, 사물 인터넷과 기계간 통신 등 다양한 분야에서 활용되고 있으며, 2013년 기준 관련 시장은 약 2,000억 유로 규모이며, 2023년 약 2900억 유로 규모로 확장될 것으로 예상된다. 이처럼

GNSS는 현재를 비롯한 미래 생활 전반에 중심 체계로 자리매김하고 있다[1].

그러나 GNSS 신호 중 널리 사용되는 신호는 GPS L1 C/A (Coarse/Acquisition) 신호와 같은 개방 서비스(open service) 신호이다. GNSS 개방 신호의 사양은 완벽히 공개되어 있으며, 인공위성 궤도에서 송신한 지표면에 도달하는 신호는 매우 미약하다. 이 두 가지 이유 때문에 GNSS는 간섭(interference) 및 재밍(jamming)에 매우 취약하다. 간섭은 GNSS 대역 내외 다른 전파체계에 의한 의도하지 않은 전파방해이며, 재밍은 GNSS 대역 내에 의도한 전파방해이다. 2015년 현재 각국 정부는 GNSS 신호에 대한 간섭 영향은 법률 및 행정적 대응을 통해 최소화시켜 나가고 있다. 반면 재밍은 GNSS 기술의 보편화와 온라인 시장의 활성화를 통해 그 위협이 크게 증가하고 있다. PPD (Personal Privacy Device)라고 부르는 가장 단순한 형태의 재밍기는 유명 온라인 시장에서 미화 30달러 정도로 구입할 수 있다[2].

재밍은 크게 단순 재밍과 기만 재밍으로 구분할 수 있다. 단순 재밍은 GNSS 신호 대역 내에 임의의 강한 신호를 송신하는 재밍이다. 단순 재밍은 추적기의 결정을 해지하거나(loss of tracking), 의사거리 오차와 항법 데이터의 오차를 증가시킬 수 있으며, 정상적인 GNSS 신호 획득을 방해하거나, 잘못된 신호에 대한 오결정을 유발시킬 수 있다. GNSS 신호의 단순 재밍에 대한 영향과 대응 방법은 오랜 기간 연구되고 있다[3,4]. [5]에서 보인 것처럼 그 영향을 유효 반송파 대 잡음 전력(effective carrier to noise power ratio, $C/N_{0,eff}$)처럼 잡음에 의한 신호 전력의 감쇠로 단순화할 수 있다.

기만 재밍은 GNSS 신호를 이용한 재밍으로 단순 재밍에

* Corresponding Author

Manuscript received June 4, 2016 / revised June 21, 2016 / accepted July 7, 2016

유승수, 지규인, 김선용: 건국대학교 전자공학부

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

염동진: 국방과학연구소(djyeom@add.re.kr)

※ 본 논문은 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방 위성 항법 특화연구센터 사업과 2015년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기본연구지원사업의 지원을 받아 수행되었음 (2015RID1A1A01059492).

비해 검출/식별이 어렵고, 최악의 경우 기만 재밍기가 의도한 위치로 GNSS 수신기가 탑재된 이동체를 유도할 수 있다. RBJ (Repeat-Back Jamming)는 GNSS 위성 신호를 단순 재방사하는 기만 재밍으로서 다른 기만 재밍과 달리 암호화된 군사용 신호에 대한 기만도 가능한 기만 재밍 방법이다. 단순 재밍에 비해 기만 재밍에 대한 연구는 최근 10년 동안 활발히 진행 중이다[6]. 본 논문은 여러 기만 재밍 가운데 암호화된 군사용 신호에 대한 기만도 가능하며, 다른 기만 재밍에 비해 비교적 단순한 기만 재밍 형태인 RBJ에 초점을 맞춘다.

RBJ에 대한 대응 방법은 단순 재밍의 대응 방법을 다소 수정해 적용할 수 있으나 재밍 신호의 스펙트럼 형태가 GNSS 신호와 완벽히 동일하기 때문에 구현 복잡도에 비해 검출/식별 및 완화 성능이 만족할만한 수준은 아니다. RBJ에 대한 효과적인 식별/검출 방법은 [7]에서 제안한 SQM (Signal Quality Monitoring) 기법이다. SQM 기법은 본래 기만 재밍과 같은 특별한 상황이 아닌 일반적인 GNSS 사용에 있어 GNSS 체계 전체의 정상적 동작을 감시하기 위해 제안되었다. SQM 기법을 항공기의 이착륙을 위한 신뢰도 높은 항법체계로 적용한 체계가 미국의 WAAS (Wide-Area Augmentation System)이다. WAAS는 SQM을 통해 지속적으로 GNSS 신호의 상태를 감시하고, 이상이 발생한 경우 이를 검출하고, 보고하는 체계로 구성되어 있다. 이때 이상을 검출하기 위한 SQM 기법은 RBJ 검출방법으로 활용할 수 있다. 대표적인 SQM 기법은 델타 실험(delta test)과 상관비 실험(correlation ratio test)이다. 델타 실험은 상관 함수 침두의 비대칭적 왜곡에 대한 검출 성능이 좋고, 상관비 실험은 상관 함수 침두가 평활해지거나, 비정상적으로 침해되거나, 침두의 절대 값이 상승하는 등 종합적인 왜곡에 대한 검출 성능이 좋다[7,8].

또 다른 효과적인 검출방법은 [9]에서 제안한 통합의사잡음(C-PRN: Combined PRN) 신호를 사용한 RBJ 검출기법이다. 이 기법은 통합의사잡음 신호에 의해 RBJ 신호를 다중경로신호와 유사하게 취급할 수 있으며, 이를 효과적으로 검출하기 위해 서로 다른 시간 간격을 갖는 부호 동기 판별기의 출력의 차를 이용한다. 해당 기법은 가장 단순한 부호 동기추적기법에 비해 2개의 상관기와 1개의 판별기가 추가로 필요하지만, C-PRN 신호를 사용함으로써 재밍신호 대신 신호 전력비가 2~8dB인 수신환경에서 효과적인 RBJ 신호 검출이 가능하다[9].

본 논문에서는 SQM 방법 가운데 상관비 실험과 C-PRN 신호의 장점을 활용한 새로운 RBJ 신호 검출 기법을 제안한다. 서론 이후, II장에서는 RBJ 모형과 상관비 실험에 대해 정리하고, III장과 IV장에서는 상관비 실험을 보완한 새로운 RBJ 신호 검출 기법을 제안하고, 모의실험을 통해 그 성능을 분석한다. V장에서는 제안한 기법의 특징을 요약하고, 맺는다.

II. RBJ 수신 신호 모형과 상관비 실험

L 개의 RBJ 신호가 수신될 때, 수신 신호 모형은 다음과 같다.

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

여기서 $s(t)$ 는 식 (2)와 같은 BPSK (Binary Phase Shift Keying) 변조된 GNSS 신호, $j(t)$ 는 식 (3)과 같은 RBJ 신호, $n(t)$ 는 평균 0, 양측파대 잡음 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다.

$$s(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^M a_{k,m} c_k(t - \tau_{k,m}) \cos(2\pi f(t - \tau_{k,m}) + \theta_{k,m}) \quad (2)$$

여기서, K 는 수신기에서 수신된 가지 GNSS 위성 수, M 은 가지경로를 제외한 다중경로신호의 수, $a_{k,m}$, $\tau_{k,m}$, $\theta_{k,m}$ 은 각각 k 째 GNSS 위성 신호가 m 째 경로로 수신되었을 때 수신 진폭, 시간지연, 위상 천이, $c_k(t)$ 는 k 째 GNSS 위성 신호의 의사잡음(PRN: Pseudo-Random Noise) 신호, $f = f_c + f_{d,k,m}$, f_c 는 GNSS 위성 신호 반송파의 중심주파수, $f_{d,k,m}$ 은 k 째 GNSS 위성 신호가 m 째 경로로 수신되었을 때 도플러 주파수 천이이다. 본 논문에서는 모형의 간략화를 위해 GNSS 신호는 항법 메시지가 없는 파일럿(pilot) 신호만을 고려한다.

$$j(t) = \sum_{l=1}^L a_{l,l} \cdot s(t - \tau_{l,l}) e^{-j\theta_{l,l}} + a_{l,l} n_{l,l}(t) \quad (3)$$

여기서 $a_{l,l}$, $\tau_{l,l}$, $\theta_{l,l}$ 은 l 째 RBJ 신호의 진폭, 전파지연, 위상천이, $n_{l,l}(t)$ 는 l 째 재방송 재밍기에서 수신한 AWGN이다. [2]와 [6]처럼 RBJ 신호가 GNSS 수신기에 쉽게 검출되지 않고 효과적인 기만을 위해서는 GNSS 수신기를 기준으로 $1.5T_C$ 이내에 기만기가 위치해야 한다. 여기서 T_C 는 GNSS 확산신호의 칩(chip) 간격이다.

[7]에서 제안한 SQM을 위한 상관비 실험 값은 다음과 같다.

$$Y[i] = \frac{I_E[i] + I_L[i]}{2I_P[i]} \quad (4)$$

여기서 $I_E[i]$, $I_P[i]$, $I_L[i]$ 는 GNSS 수신기 DLL (Delay Locked Loop)에서 결정해 추적 중인 i 째 이른(early), 현재(prompt), 늦은(late) 동위상(in-phase) 상관 표본이다. 본문에서 2는 이른-늦은 상관기의 간격이 T_C 일 때 DLL 판별기의 동작영역(pulled-in range)에서의 기울기이다. 각 상관 값은 $r(t)$ 와 $c(t)$ 의 상관을 통해 얻으며, 이에 대한 $c(t)$ 의 한 주기, 또는 동기 적산(coherent integration) 길이만큼의 적산을 통해 상관 표본을 얻는다. 식 (4)처럼 상관비 실험 값을 얻기 위해 동위상 상관 표본만을 사용하는 이유는 SQM을 진행하는 시점이 GNSS 수신기를 켜고, 해당 시점의 가지 GNSS 위성신호를 획득한 후 정상적이라고 판단되는 신호를 추적하고 있는 시점이라고 가정하기 때문에 위상 동기 추적이 완료된 경우 GPS L1 C/A 신호와 같이 동위상 채널로만 전송되는 신호는 동위상 상관 표본만을 사용해 SQM 수행이 가능하다.

III. 제안한 기법

[9]에서 정의한 C-PRN 신호를 제시한 수신신호 모형에 맞춰 다시 쓰면 다음과 같다.

$$p(t) = \sum_{k=1}^K c_k(t - \hat{\tau}_{k,0}) e^{j\hat{\theta}_{k,0}} \quad (5)$$

여기서, $\hat{\tau}_{k,0}$ 와 $\hat{\theta}_{k,0}$ 은 각각 RBJ 신호가 유입되기 직전 수신기에서 정확히 추적하고 있던 k 제 GNSS 위성의 가시 신호에 대한 추정된 전파지연시간과 위상천이이다.

GPS L1 C/A 신호를 사용하고, 가시 위성의 수 $K=8$, 재방송 재밍 신호의 수 $L=0$, 반송파 대 잡음 전력의 비 C/N_0 는 중간궤도위성의 일반적인 수신 전력비인 44 dB-Hz, $a_{k,1}/a_{k,0} = 0.5$, $\tau_{k,1} - \tau_{k,0} = 0.5 T_C$, $\theta_{k,1} = \theta_{k,0}$ 인 단일 다중경로신호(즉, $M=1$), $(\tau_{k,1} - \tau_{k,0})|_{k \neq 1} \sim U[0, 1.5 T_C]$, $(\theta_{k,1} - \theta_{k,0})|_{k \neq 1} \sim U[-\pi, \pi]$ 일 때, 1번 GPS 위성 신호와 임의의 나머지 7개 위성을 모두 통합한 C-PRN 신호의 비동기(non-coherent) 상관 함수는 그림 1과 같다. 여기서 $U(a, b)$ 는 a 초과, b 이하에서 균등분포를 갖는 확률밀도함수를 뜻한다.

그림 1에서 실선으로 표시한 ‘Single ch.’ 결과처럼 수신기에서 단일 GNSS 상관채널의 비동기 상관함수는 다중경로신호와 AWGN 신호에 의해 크게 왜곡된다. 특히 정확한 부호동기 시점인 $\tau=0$ 인 시점을 중심으로 상관 함수의 좌우 대칭성이 왜곡되어 일반적인 DLL로 신호를 추적하는 경우 다중경로 신호에 의한 추적편이가 발생한다. [2]처럼 다중경로 신호에 의한 추적편이는 오랜 기간 연구되어온 GNSS 성능 열화 요소 가운데 하나로서 이를 줄이기 위한 다양한 방법들이 제안된 바 있으며, 현재는 다중경로 신호 검출 방법들에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 반면 C-PRN 채널에서의 비동기 상관 함수는 가용한 GNSS 신호의 전력 모두를 활용하기 때문에 동일한 C/N_0 수준에서 정확한 부호동기 시점인 $\tau=0$ 인 시점을 중심으로 상관 함수의 좌우 대칭성이 거의 유지된다. 물론 C-PRN 채널은 각 GNSS 신호의 개별성을 고려하지 않고, 신호전력 관점에서 모두를 통합한 신호이므로 C-PRN 채널 신호의 추적 등을 통해 각 GNSS 위성신호에 대해 부호동기시점을 추정하거나 의사거리를 측정할 수는 없다. 본 논문에서는 C-PRN 채널을 RBJ 신호 검출을 위한 전용 채널로 사용한다.

가시 위성의 수 $K=8$, 반송파 대 잡음 전력의 비 C/N_0 는 중간궤도위성의 일반적인 수신 전력비인 44 dB-Hz, $a_{k,1}/a_{k,0} = 0.5$, $(\tau_{k,1} - \tau_{k,0}) \sim U[0, 1.5 T_C]$, $(\theta_{k,1} - \theta_{k,0}) \sim U[-\pi, \pi]$ 인 단일 다중경로신호(즉, $M=1$) 수신 환경에서, RBJ 신호 대 GNSS 신호 전력비(jamming to signal power ratio, JSR)가 0dB, $\tau_{J,1} = 0.5 T_C$, $\theta_{J,1} \sim U[-\pi, \pi]$ 인 단일 RBJ 신호가 수신될 때 C-PRN 채널의 비동기 상관함수는 그림 2와 같다. 그림 1의 ‘C-PRN ch.’과 그림 2의 ‘RBJ free’처럼 각 가시위성 채널에 각각 특징이 다른 단일 다중경로신호가 수신되더라도 RBJ 신호가 수신되지 않는다면 각 다중경로신호의 전파지연시간이 제각각이기 때문에 C-PRN 신호를 사용함으로써 신호전력을 크게 향상시킬 수 있으며, 이

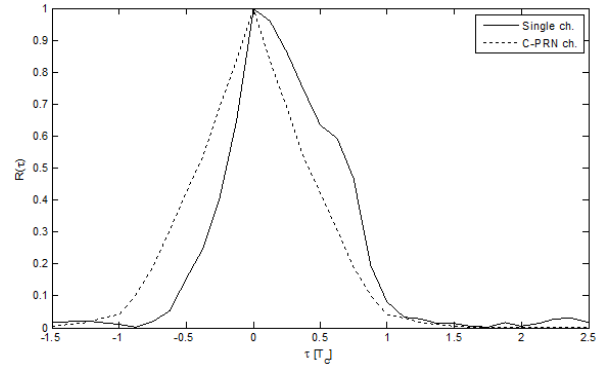


그림 1. 단일 다중경로신호만 수신될 때, 단일 채널과 C-PRN 채널에서의 비동기 상관 함수.

Fig. 1. Non-coherent correlation functions of single and C-PRN channels when a multipath signal is only received.

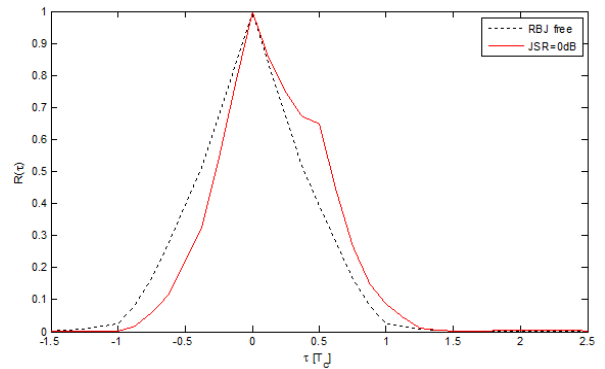


그림 2. 단일 RBJ 신호와 단일 다중경로신호가 수신될 때, C-PRN 채널의 비동기 상관함수.

Fig. 2. Non-coherent correlation function of C-PRN channels when a RBJ and a multipath signals are received.

때 C-PRN 채널에서의 비동기 상관함수는 정확한 부호 동기시점 $\tau=0$ 을 중심으로 대칭성을 유지한다. 그러나 GNSS 신호전력보다 같거나 큰 RBJ 신호가 수신된 경우 그림 2의 ‘RBJ=0dB’처럼 마치 그림 1에서 ‘Single ch.’의 결과와 유사하게 비동기 상관함수의 왜곡이 나타난다. 이는 [9]에서 언급한 것처럼 C-PRN 채널에서 일반적인 수준의 다중경로신호는 무시되지만 RBJ 신호는 일반적인 단일 추적 채널에서의 다중경로신호와 유사한 특징을 갖고 나타나기 때문이다.

본 논문에서는 그림 2와 같이 RBJ 신호에 의한 C-PRN 채널에서의 비동기 상관함수의 왜곡을 감시하기 위해 [7]에서 제안한 식 (4)와 같은 상관비 실험을 보완해 다음과 같은 C-PRN에 기반한 RBJ 신호 검출 방법으로 제안한다.

$$Z[i] = \frac{(I_E^2[i] + Q_E^2[i]) + (I_L^2[i] + Q_L^2[i])}{2(I_P^2[i] + Q_P^2[i])} \quad (6)$$

여기서 $Q_E[i]$, $Q_P[i]$, $Q_L[i]$ 는 GNSS 수신기 DLL (Delay Locked Loop)에서 결정해 추적 중인 i 제 이른(early), 현재(prompt), 늦은(late) 직교(quadrature) 상관 표본이다. 식 (6)에서 모든 상관 표본은 수신신호에 대한 C-PRN 신호의 상관

으로부터 얻는다. 식 (6)에서 식 (4)처럼 동위상 상관 표본만 사용하지 않고 직교 상관 표본을 함께 활용한 이유는 RBJ 신호가 유입되기 전 GNSS 수신기는 정상적인 가시 GNSS 위성 신호를 추적하고 있을 때 정상적인 가시 GNSS 위성 신호와 RBJ 신호의 위상차가 나타나고, 이로 인해 RBJ 신호 전력이 동위상과 직교 채널에 모두 나타나기 때문에, 이를 함께 고려하기 위함이다.

IV. 모의실험 및 분석

본 논문에서는 RBJ 신호에 의한 C-PRN 채널에서의 비동기 상관함수의 왜곡을 감시하기 위한 상관 비 실험을 이용한 GNSS RBJ 신호 검출기법을 제안하였다. 이번 장에서는 제안한 기법의 RBJ 신호 검출 성능을 모의실험을 통해 확인한다. 제안한 기법의 성능을 객관적으로 판단하기 위해 단일 상관 채널에 제안한 기법을 적용한 사례와 C-PRN 신호를 사용하는 제안한 기법을 적용한 사례의 성능을 보이고, 이 성능을 동일한 수신 환경에서 [9]에서 제안한 RBJ 검출 기법의 검출 성능과 비교 분석한다.

먼저 제안한 기법의 SQM 성능 판단을 위해 GPS L1 C/A 신호를 사용하고, 가시 위성의 수 $K=8$, 재방송 재밍 신호의 수 $L=0$, 반송파 대 잡음 전력의 비 C/N_0 는 중간 궤도위성의 일반적인 수신 전력비인 44 dB-Hz, $a_{k,1}/a_{k,0} = 0.5$, $\tau_{1,1} - \tau_{1,0} = 0.5 T_C$, $\theta_{1,1} = \theta_{1,0}$ 인 단일 다중경로신호(즉, $M=1$), $(\tau_{k,1} - \tau_{k,0})_{k \neq 1} \sim U[0, 1.5 T_C]$, $(\theta_{k,1} - \theta_{k,0})_{k \neq 1} \sim U[-\pi, \pi]$ 으로 설정하고, 식 (4)와 같이 수행했을 때 다중경로신호에 따른 상관 비 실험 값을 확인하였다. 설정한 환경에서 10^4 회 반복 실험을 수행한 결과에 따른 상관 비 실험 값의 분포는 다음 그림 3과 같다. 식 (4)와 같은 상관 비 실험 값 도출을 위해 GPS L1 C/A 신호의 코드 길이에 대한 상관을 수행했으며, 가장 일반적인 DLL 방법인 EML(early minus late) 판별기를 사용하였다. 그림 3처럼 다중경로신호가 없는 ‘MP free’인 경우 상관 값이 정확한 동기 시점을 기준으로 좌우 대칭이기 때문에 식 (4)의 결과 값은 평균 0.5인 정규 분포의 꼴을 따른다. 또한 ‘MP free’ 경우에 비해 단일 다중경로신호가 있는 ‘Single MP’의 경우 상관 비 실험 값 뿐만 아니라 그 분산이 커지는 것을 확인할 수 있다. 이는 $\theta_{1,0} = \theta_{1,1}$ 이기 때문에 현재 동위상 상관 표본에 비해 상대적으로 식 (4)의 이른, 늦은 동위상 상관 표본의 합이 더 커지기 때문이다.

다음으로 가시 위성의 수 $K=8$, 반송파 대 잡음 전력의 비 C/N_0 는 중간궤도위성의 일반적인 수신 전력비인 44 dB-Hz, $a_{k,1}/a_{k,0} = 0.5$, $(\tau_{k,1} - \tau_{k,0}) \sim U[0, 1.5 T_C]$, $(\theta_{k,1} - \theta_{k,0}) \sim U[-\pi, \pi]$ 인 단일 다중경로신호(즉, $M=1$) 수신 환경에서, 재방송 재밍 신호의 수 $L=1$, JSR=3dB, $\tau_{JL} \sim U[0, 1.5 T_C]$, $\theta_{JL} \sim U[-\pi, \pi]$ 일 때, 10^4 회 반복 실험을 수행한 결과에 따른 제안한 방법의 RBJ 신호에 따른 상관 비 실험 값의 분포는 그림 4와 같다. 그림 3과 다르게 그림 4처럼 제안한 방법을 사용하는 경우 RBJ 신호가 있는 경우와 없는 경우 상관 비 실험 값의 구별이 더 수월함을 확인할 수 있다. 이는 제안한 방법이 동위상과 직교위상 채널

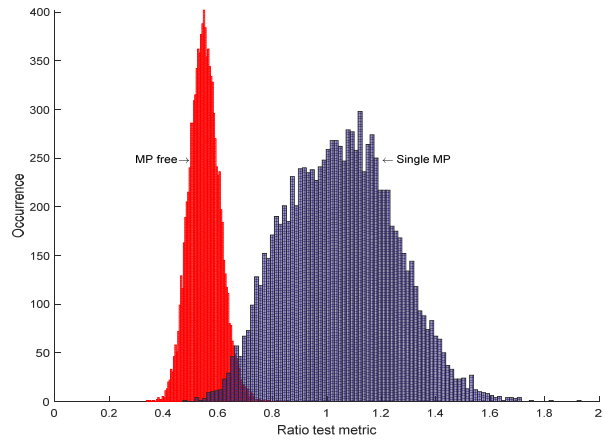


그림 3. 단일 다중경로신호에 따른 상관 비 실험 값.
Fig. 3. Correlation ratio test metric according to a multipath signal.

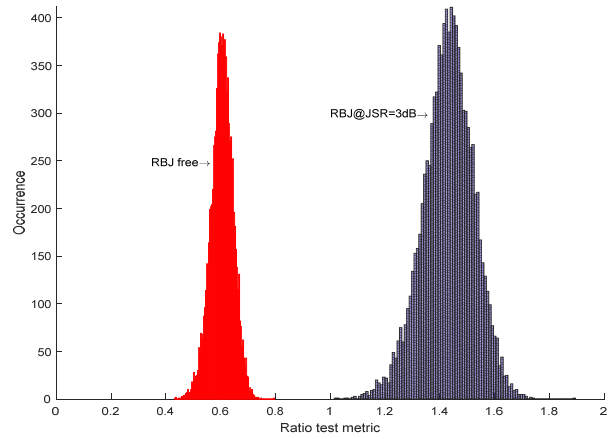


그림 4. 단일 다중경로신호가 수신될 때, RBJ 신호에 따른 상관 비 실험 값.
Fig. 4. Correlation ratio test metric according to a RBJ signal with a multipath signal.

전체에 대한 정상적인 GNSS 신호와 RBJ 신호 모두의 전력을 활용하기 때문이다. 또한 그림 4의 ‘RBJ@JSR=3dB’의 경우 이와 전력 비율 면에서 유사한 그림 3의 ‘Single MP’에 비해 분산이 작은 것을 확인할 수 있는데, 이는 C-PRN 신호를 사용하는 경우 그렇지 않은 경우에 비해 신호 전력이 증강되기 때문에 잡음에 의한 분산이 줄어든다. 본 모의 실험 설정에서 $K=8$ 로 설정했으므로 이상적인 경우 신호 전력이 약 9dB 향상된다.

Monte Carlo 수행에 따른 RBJ 신호 검파 확률(detection probability)을 확인하기 위해 오경보 확률(false alarm probability)은 10^{-3} 일 때 문턱 값을 설정하였으며, 10^6 회 반복 실험을 수행하였다. [3]과 [4]처럼 JSR이 큰 경우 C/N_0 분석기법을 활용해 이상 여부 판별이 가능하기 때문에 JSR은 10dB 이하인 경우에 대해서만 초점을 맞췄다.

제안한 기법의 JSR에 따른 검파 확률은 다음 그림 5와 같다. 그림 5에서 ‘Single ch.’은 단일 PRN 채널에서의 JSR

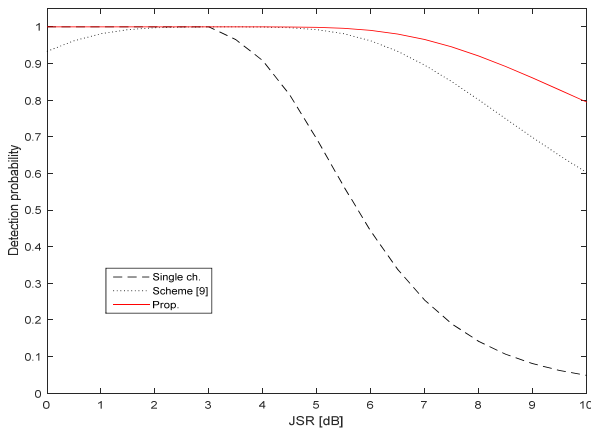


그림 5. JSR에 따른 제안한 기법의 검파 확률.
Fig. 5. Detection probability of the proposed scheme according to JSR.

에 따른 제안한 기법의 검파확률이며, ‘Scheme [9]’은 [9]에서 제안한 RBJ 검출 기법을 설정한 채널 환경을 동일하게 적용했을 때의 검파확률, ‘C-PRN’은 C-PRN 채널에서의 검파확률이다. 단일 PRN 채널을 사용하는 경우에도 제안한 방법과 같은 JSR 3dB 이하의 RBJ 신호에 대한 검파가 가능함을 확인할 수 있다. JSR이 3dB 이상인 경우, 단일 PRN 채널을 사용하는 경우의 RBJ 검출 성능이 급격히 열화 되는데 이는 RBJ 신호가 정상 GNSS 신호보다 상관 함수에 미치는 전력 비중이 커져서 DLL의 부호 동기가 정상 신호가 아닌 RBJ 신호를 추적하는 사례가 늘어나기 때문이다. C-PRN 신호를 사용하는 경우 가용한 모든 신호 전력을 활용하기 때문에 JSR이 6dB인 RBJ 신호가 정상 신호에 비해 4배 큰 경우에도 거의 대부분의 RBJ 신호 검출이 가능하다.

동일한 수신환경에서 [9]에서 제안한 방법은 JSR이 2~5dB 에서만 거의 대부분의 RBJ 신호 검출이 가능함을 확인할 수 있으며, [9]에서 제시한 검파 결과와 비교할 때 단일 다중경로신호에 의한 신호 왜곡이 추가되어 검출 성능이 다소 열화 되었다. 제안한 기법은 JSR 10dB에서도 약 0.8 정도의 수준으로 검파가 가능한데 비해 [9]에서 제안한 방법은 약 0.6 정도의 수준만 검파가 가능함을 확인할 수 있다. 따라서 제안한 기법은 [9]에서 제안한 기법과 비슷한 구현 복잡도를 갖지만 낮은 JSR 구간 뿐만 아니라 전체적인 검출 성능이 우수함을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 다중경로신호를 고려한 경우에 RBJ 신호를 효과적으로 검출할 수 있는 상관 비 실험에 기반한 새로운 RBJ 신호 검출 기법을 제안하고, 모의실험을 통해 그 성능을 분석하였다. 제안한 기법은 가용한 모든 신호 전력을 활용해 RBJ 신호가 정상 신호에 비해 4배 큰 경우에도 RBJ 신호에 의한 왜곡을 선별적으로 분리해 효과적인 검파가 가능하다. 또한 [9]에서 제안한 기법과 비교했을 때 구현 복잡도는 비슷하지만 낮은 JSR 구간 뿐만 아니라 전체적인 검출 성능이 우수함을 확인할 수 있었다.

본 논문에서는 단일 RBJ 신호를 고려한 모의실험만을

수행하였다. 추후에는 일반적인 RBJ 신호를 고려한 성능 평가와 수학적 분석을 통한 검파 확률 분석에 대한 연구를 수행할 예정이다.

REFERENCES

- [1] European GNSS Agency, *GNSS Market Report: Issue 4*, the European Union, Luxembourg, E. U., 2015. Online Available: http://www.gsa.europa.eu/system/files/reports/GNSS-Market-Report-2015-issue4_0.pdf
- [2] F. Dovis, *GNSS Interference Threats and Countermeasures*, Altech House, Norwood, MA, 2015.
- [3] R. T. Ioannides, T. Pany, and G. Gibbons, “Known vulnerabilities of global navigation satellite systems, status, and potential mitigation techniques,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 104, no. 6, pp. 1174-1194, Jun. 2016.
- [4] G. X. Gao, M. Sgammini, M. Lu, and N. Kubo, “Protecting GNSS receivers from jamming and interference,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 104, no. 6, pp. 1327-1338, Jun. 2016.
- [5] 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.
- [6] M. L. Psiaki and T. E. Humphreys, “GNSS spoofing and detection,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 104, no. 6, pp. 1258-1270, Jun. 2016.
- [7] B. M. Ledvina, W. J. Bencze, B. Galusha, and I. Miller, “An in-line anti-spoofing device for legacy civil GPS receivers,” *Proceedings of the International Technical Meeting of The Institute of Navigation (ION-ITM 2010)*, pp. 698-712, San Diego, CA, Jan. 2010.
- [8] J. Huang, L. L. Presti, B. Motella, and M. Pini, “GNSS spoofing detection: Theoretical analysis and performance of the ratio test metric in open sky,” *Information and Communication Technology Express*, vol. 2, no. 1, pp. 37-40, Mar. 2016.
- [9] S. Yoo, D.-J. Yeom, G.-I. Jee, and S. Y. Kim, “A novel repeat-back jamming detection scheme for GNSS using a combined pseudo random noise signal,” *Journal of Institute of Control, Robotics and Systems (in Korean)*, vol. 20, no. 9, pp. 977-983, Sep. 2014.



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.



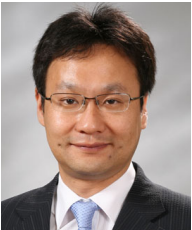
염 동 진

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 서울대학교 제어계측공학과 졸
업. 1984년 동 대학원 제어계측공학과
공학석사. 1989년 Case Western Reserve
University 공학박사. 1992년~현재 건국
대학교 전자정보통신공학부 교수. 관
심분야는 GPS/INS 결합방법, GPS 수
신기 신호처리, 무선측위, Software GPS, GPS 항재밍 신호
처리 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.