

광대역 전파방해환경에서 다중대역 GNSS 신호결합에 따른 검파성능

정희원 유 승 수*, 종신회원 김 선 용**

Detection Performance for Combining Multiband GNSS Signals in Broadband Jamming Environments

Seungsoo Yoo* *Regular Member*, Sun Yong Kim** *Lifelong Member*

요 약

범역항법위성은 지상으로부터 약 2만 km 이상의 상공에서 신호를 송신하기 때문에 지상에서 수신한 신호수준은 열잡음의 수준보다 상당히 낮다. 많은 범역항법위성시스템은 일반적인 수신환경에서 이를 직접수열확산대역 기술을 활용한 처리이득을 통해 극복하고 있다. 그러나 의도적 전파방해가 발생한 경우 정상적인 수신이 어려우며, 이로 인해 항법해의 도출이 어렵거나 불가능해질 수 있다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위한 방법 가운데 하나로 단일 신호가 아닌 여러 대역에 송출되는 다수 측위신호를 함께 수신할 수 있는 다중대역 범역항법위성 측위신호 결합방법을 보이고, 광대역 전파방해환경에서 제시한 결합방법을 적용했을 때의 검파확률을 보이고, 이를 모의실험을 통해 검증한다.

Key Words : GNSS, Broadband Jamming, Code Diversity, Detection Probability, False Alarm Probability, 범역항법위성시스템, 의도적 전파방해, 측위신호 결합방법.

ABSTRACT

The detection performances, in this paper, are derived according to combination of the multiband GNSS signals in broadband jamming environments. The detection probabilities depending on the false alarm probabilities are derived and presented via Monte-Carlo simulation under the assumption as follows: the GNSS signals are perfectly orthogonal and simultaneously received by the receiver using non-coherent correlation.

I. 서 론

2010년 8월 23일부터 사흘 동안 서해안 일부 지역에서 이후 진행될 예정이었던 한미 연합훈련에 대응하려는 의도의 GPS (global positioning system) 교란전파가 수신되어 간헐적으로 수신 장애가 발생된 데 이어, 2011년 3월 4일부터 사흘 동안

수도권 서북부에서 개성과 해주로부터 발사된 GPS 교란전파에 의해 휴대전화 시계 오류 및 통화품질 저하 등 통신 장애현상이 감지되는 등 최근 북한의 GPS 전파교란을 통한 전자전 도발이 자주 일어나고 있다^[1].

GPS는 통신물리계층으로 전파간섭에 상대적으로 강인한 직접수열확산대역 (direct sequence spread

※ 본 연구는 건국대학교 학술진흥연구과제의 지원을 받아 수행되었습니다.

* 건국대학교 전자공학부 (kimsy@konkuk.ac.kr), (° : 교신저자)

논문번호 : KICS2012-04-207, 접수일자 : 2012년 4월 17일, 최종논문접수일자 : 2012년 5월 7일

spectrum) 시스템을 사용한다. 그러나 위성과 수신기의 거리가 상당히 멀어 GPS 민간용 측위신호인 L1 대역 C/A 신호의 경우 위성파와 수신기의 가시선이 확보되는 지상에서 수신신호 수준이 약 -130 dBm 정도로 미약해진다. 이로 인해 송출전력이 1 W 밖에 되지 않는 저렴한 소형 휴대용 전파방해기에 의해 전파방해기의 위치를 중점으로 약 10 Km 반경 이내의 지역에서 심각한 GPS 장애가 야기될 수 있다²⁾.

이를 극복하기 위해 지능형 배열 안테나를 활용하여 전파방해기 방향의 신호 수신을 차단하는 방법, GPS와 독립적인 관성항법장치와 결합한 항법해를 도출하는 방법, 대역제한 및 제거 여과기를 사용해 전파방해가 야기되는 신호대역을 제거하는 방법, 전파방해가 없는 대역의 신호로 사용대역을 전환하는 방법 등이 연구되고 있다. 이 가운데 배열 안테나를 사용하는 방법은 협대역 및 광대역 전파방해에 모두 효과적이다. 그러나 부피가 크고, 구현 복잡도가 매우 높다. 관성항법장치를 사용하는 방법은 GPS 교란에 독립적인 해를 도출할 수 있지만 가격이 높고 긴 시간 활용 시 누적오차로 인해 측위해의 신뢰도가 떨어질 수 있다. 여과기를 사용하는 방법은 일부 협대역 전파방해만을 효과적으로 제거할 수 있다. 대역을 전환하는 방법은 일부 대역 교란 시에만 사용이 가능하다^{2,3)}. 효과적인 단일 안테나 기반 전파방해 대응기법 가운데 하나는 GPS L1 C/A (coarse/acquisition) 신호뿐만 아니라 L1C (civil), L2C, L5 SoL (safety of life) 신호 등 다양한 신호를 결합해 신호의 이득을 극대화하는 것이다⁴⁻⁸⁾.

2011년 현재 범역항법위성시스템은 (global navigation satellite system, GNSS) 미국의 GPS와 러시아의 GLONASS, 유럽연합의 Galileo 시스템, 중국의 COMPASS 등 다수가 운용 및 개발 중이다. 이 가운데 GPS는 2011년 현재 L1 C/A 신호, L2 CM과 (code moderate) CL (code long) 신호, L5의 데이터와 파일럿 신호 등 모두 5 종류의 민간용 측위신호를 송신하고 있으며, 추후 L1C 데이터와 파일럿 신호를 송신할 예정이다. GLONASS는 2011년 현재 L1OF (open service and frequency division multiple access), L2OF, L3OC (open service and code division multiple access) 등 모두 3 종류 이상의 민간용 측위신호를 송신하고 있으며, 이후 L1OC, L1OCM, L2OC, L5OCM 등 4 종류 이상의 민간용 측위신호를 추가로 송신할 예정이다. 유럽연합의 Galileo 시스템은 E1A/B/C, E6A/B/C,

E5A/B 등 모두 8 종류 이상, 중국의 COMPASS 시스템은 B1-C, B2a/b 등 모두 3 종류 이상의 민간용 측위신호를 송신할 예정이다⁹⁾. 이처럼 가까운 미래에는 다양한 GNSS로부터 다양한 대역에 다양한 신호가 송신될 것으로 기대된다.

[4]-[7]처럼 GNSS 가운데 GPS의 측위신호 결합 수신에 대한 연구가 2000년대 후반부터 최근까지 활발하게 진행되고 있다. [4]에서는 위성파와 수신기의 가시선이 확보되는 일반적인 환경에서 같은 대역의 데이터와 파일럿 신호의 동기 (coherent), 비동기 (non-coherent), 차동동기 (differentially coherent) 결합에 의한 오경보확률에 따른 검파확률을 보였으며, [5]에서는 이를 확장해 정현파 간섭 (continuous wave interference) 큰 환경에서 오경보확률에 따른 검파확률을 보였다. [6]에서는 서로 다른 주기를 갖는 확산신호를 사용하는 데이터와 파일럿 신호의 결합 후 비동기, 차동동기, 부동기 (semi-coherent) 적산을 수행했을 때 오경보확률에 따른 검파확률을 보였다. 이처럼 [4]-[6]은 모두 한 채널 내의 두 신호 결합에 대해서만 다루었다. [7]은 한 채널 내의 데이터와 파일럿 신호의 결합이 아닌, 전혀 다른 하지만 각 확산신호의 주기가 서로 배수관계에 있는, 서로 동기가 맞는 확산신호들에 대한 결합을 고려했다. [7]에서는 그 예로 GPS L1 C/A 신호와 L1C 데이터와 파일럿 신호의 가중결합을 보였다. 그러나 그 결과로서 모의실험을 통해 여러 가중결합 조합에 따른 상관값의 차이만을 보였다. 아직까지 단일안테나 기반 수신기를 사용하는 광대역 전파환경에서 한 채널이 아닌 여러 채널, 즉 다중대역에서 여러 신호의 결합을 고려한 검파성능은 분석된 바가 없다.

본 논문에서는 광대역 전파방해환경에서 다양한 대역에 다양한 신호가 송신될 때 비동기 상관기를 사용하는 수신기의 검파성능을 보인다. 이를 위해서 2장에서는 다중대역 수신신호와 수신기 모형을 제시한다. 이어 3장과 4장에서는 이를 바탕으로 이진 가설검정을 시행해 오경보확률에 따른 검파확률을 유도하고, 이를 모의실험으로 검증한다. 끝으로 5장에서는 결론을 맺는다.

II. 수신신호 모형과 다중대역 수신기

수신부 전단 (front-end) 여과와 양자화로 인한 수신신호의 왜곡이 없고, 데이터는 없거나 비트천이를 알고 있고, 모든 확산부호는 서로 완벽히 직교하

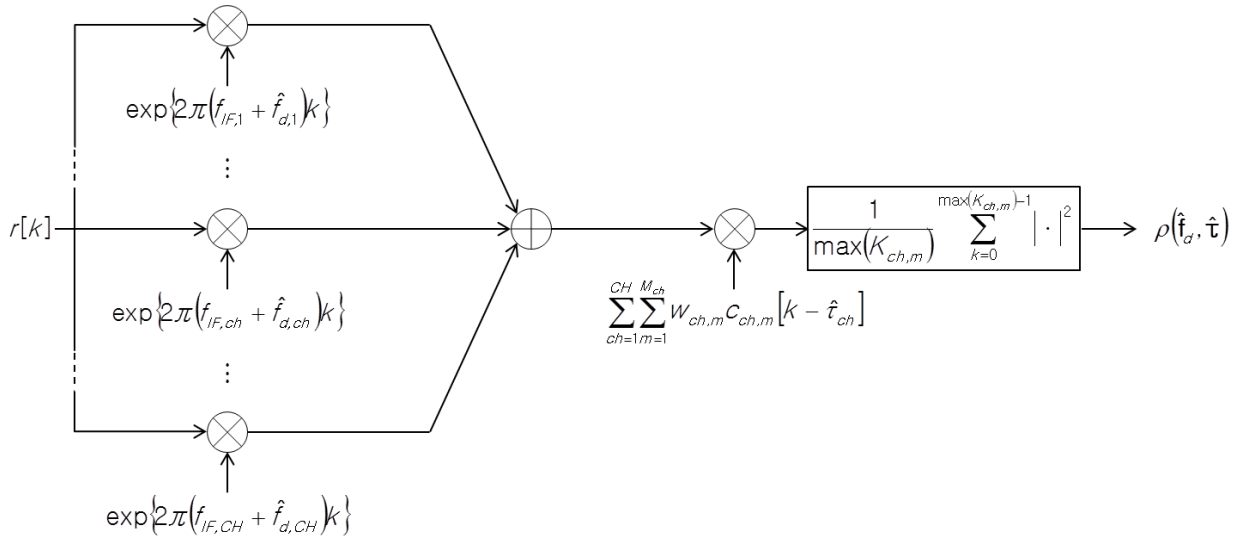


그림 1. 다중대역 수신기의 구조
Fig. 1. Configuration for multiband GNSS receiver

며, 각 채널의 대역폭은 B 로 동일하고, 표본화 주파수 f_s 는 표본화 정리를 충실히 따를 때, 즉 $f_s = 2B$ 일 때, 표본화된 중간주파수대역 수신신호는 식 (1)과 같다.

$$r[k] = \sum_{ch=1}^{CH} r_{ch}[k - \tau_{ch}], \quad (1)$$

여기서, CH 은 채널 수, $r_{ch}[k]$ 는 식 (2)와 같은 ch 째 채널을 통해 수신되는 표본화된 중간주파수대역 수신신호이다. 식 (2)에서 $M_{I, ch}$ 과 M_{ch} 은 ch 째 채널의 동위상 채널을 통해 송신되는 신호수와 이를 포함하는 ch 째 채널 전체 신호 수(즉, ch 째 채널로 송신되는 신호의 색인 $m = 1, \dots, M_{I, ch}, M_{I, ch} + 1, \dots, M_{ch}$), $A_{ch, m}$ 는 ch 째 채널의 m 째 신호의 진폭, $c_{ch, m}$ 은 주기 $K_{ch, m}$ 인 ch 째 채널의 m 째 신호의 확산신호, $\tau_{ch}, f_{d, ch}, \phi_{ch}$ 은 각각 ch 째 채널의 전파지연, 도플러 주파수 천이, 위상 천이, $f_{IF, ch}$ 은 ch 째 채널의 중간주파수, $\eta_{ch}[k]$ 는 ch 째 채널로 수신되는 평균 0, 식 (3)과 같은 단측파대 (single sided band) 전력스펙트럼 밀도

$N_{0, ch}$ 와 분산 $\sigma_{N, ch}^2$ 의 관계를 갖는 정규분포의 열잡음이고, 그 상관관계는 식 (4)와 같다.

$$\sigma_{N, ch}^2 = E(\eta_{ch}^2[k]) = \frac{N_{0, ch} f_s}{2} = N_{0, ch} B, \quad (3)$$

$$R_{N, ch, ch}[l] = E(\eta_{ch}[k]\eta_{ch}[k+l]) = \sigma_{N, ch}^2 \delta[l], \quad (4)$$

여기서, $\delta[\cdot]$ 는 Kronecker 델타 함수이다.

그리고 $i_{ch}[k]$ 는 ch 째 채널로 수신되는 평균 0, 식 (5)와 같은 단측파대 전력스펙트럼 밀도 $N_{J, ch}$ 와 분산 $\sigma_{J, ch}^2$ 의 관계를 갖는 정규분포의 광대역 전파 방해신호이고, 그 상관관계는 식 (6)과 같다. 일반적으로 $\eta_{ch}[k]$ 와 $i_{ch}[k]$ 는 서로 독립인 확률변수이다.

$$\sigma_{J, ch}^2 = E(i_{ch}^2[k]) = \frac{N_{J, ch} f_s}{2} = N_{J, ch} B, \quad (5)$$

$$R_{J, ch, ch}[l] = E(i_{ch}[k]i_{ch}[k+l]) = \sigma_{J, ch}^2 \delta[l]. \quad (6)$$

본 논문에서 고려하는 다중대역 수신기 구조는 그림 1과 같다. 그림 1에서 $\hat{f}_{d, ch}$ 과 $\hat{\tau}_{ch}$ 은 각각 수

$$r_{ch}[k - \tau_{ch}] = \sum_{m=1}^{M_{I, ch}} A_{ch, m} c_{ch, m}[k - \tau_{ch}] \cos(2\pi(f_{IF, ch} + f_{d, ch})k + \phi_{ch}) + \sum_{m=M_{I, ch}+1}^{M_{ch}} A_{ch, m} c_{ch, m}[k - \tau_{ch}] \sin(2\pi(f_{IF, ch} + f_{d, ch})k + \phi_{ch}) + \eta_{ch}[k] + i_{ch}[k] \quad (2)$$

$$\rho_I(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}}) = \sum_{ch=1}^{CH} \sum_{m=1}^{M_{ch}} \frac{1}{\max(K_{ch,m})} \sum_{k=0}^{\max(K_{ch,m})-1} r[k] w_{ch,m} c_{ch,m} [k - \hat{\tau}_{ch}] \cos(2\pi(f_{IF,ch} + \hat{f}_{d,ch})k), \quad (8)$$

$$\rho_Q(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}}) = \sum_{ch=1}^{CH} \sum_{m=1}^{M_{ch}} \frac{1}{\max(K_{ch,m})} \sum_{k=0}^{\max(K_{ch,m})-1} r[k] w_{ch,m} c_{ch,m} [k - \hat{\tau}_{ch}] \sin(2\pi(f_{IF,ch} + \hat{f}_{d,ch})k). \quad (9)$$

신기에서 추정된 도플러 천이와 전파지연시간, $w_{ch,m}$ 은 $\sum_{m=1}^{M_{ch}} w_{ch,m}^2 = \sum_{m=M_{I, ch}+1}^{M_{ch}} w_{ch,m}^2 = 1$ 인 ch 째 채널 m 째 신호의 가중치, $\max(\cdot)$ 는 인자의 최고값을 도출하는 함수, $\rho(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}})$ 은 비동기 상관기 출력, $\hat{\mathbf{f}}_d = [\hat{f}_{d,1} \dots \hat{f}_{d,ch} \dots \hat{f}_{d,CH}]^T$, $\hat{\boldsymbol{\tau}} = [\hat{\tau}_1 \dots \hat{\tau}_{ch} \dots \hat{\tau}_{CH}]^T$, T 는 전치행렬연산이다. 비동기 상관기 출력 $\rho(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}})$ 는 식 (7) 처럼 동위상과 직교위상 채널 상관값의 절대 승산 합 형태로 표현할 수 있다.

$$\rho(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}}) = |\rho_I(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}})|^2 + |\rho_Q(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}})|^2, \quad (7)$$

여기서 $\rho_I(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}})$ 와 $\rho_Q(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}})$ 는 식 (8) 과 식 (9) 와 같은 동위상과 직교위상 채널의 동기 (coherent) 상관값이다.

III. 검파성능분석

광대역 전파방해환경에서 앞 장에서 언급한 다중대역 수신기의 검파성능을 분석하기 위해 신호가 없거나 부호동기가 정확히 맞지 않는 경우를 귀무가설 H_0 , 신호가 있고 모든 확산신호의 부호동기가 정확히 맞는 경우를 대립가설 H_1 으로 한 이진가설 검정을 시행한다.

귀무가설 H_0 가 참인 경우, ch 째 대역 신호의 동위상과 직교위상 채널 동기 상관값의 확률분포는 각각 식 (10) 과 식 (11) 과 같다.

$$\rho_{I,ch}(\hat{f}_{d,ch}, \hat{\tau}_{ch}) \sim N(0, \sigma_{ch}^2), \quad (10)$$

$$\rho_{Q,ch}(\hat{f}_{d,ch}, \hat{\tau}_{ch}) \sim N(0, \sigma_{ch}^2), \quad (11)$$

여기서, $N(\alpha, \beta)$ 는 평균 α , 분산 β 인 정규분포를 의미하며, $\sigma_{ch}^2 = \frac{\sigma_{N,ch}^2 + \sigma_{I,ch}^2}{2 \cdot \max(K_{ch,m})}$ 이다. 식 (10)

과 식 (11) 로부터 CH 채널 신호성분을 모두 결합한 때, 동위상과 직교위상 채널 동기 상관값의 확률분포를 각각 식 (12) 와 식 (13) 처럼 확장할 수 있다.

$$\rho_I(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}}) \sim N(0, \sigma^2), \quad (12)$$

$$\rho_Q(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}}) \sim N(0, \sigma^2), \quad (13)$$

여기서, $\sigma^2 = \sum_{ch=1}^{CH} \sigma_{ch}^2$ 이다. 정규분포를 갖는 두 확률 변수를 각각 제공해 더해 얻은 확률 변수는 자유도 2인 중심 카이제곱분포의 확률밀도함수를 갖는다^{[10][11]}. 따라서 식 (12) 와 식 (13) 과 같은 확률분포를 갖는 확률 변수를 식 (7) 에 대입하면, 귀무가설 H_0 가 참일 때 비동기 상관 출력값 $\rho(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}})$ 의 확률밀도함수를 식 (14) 처럼 구할 수 있다.

$$p_\rho(y; H_0) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left\{-\frac{y}{2\sigma^2}\right\}, y \geq 0. \quad (14)$$

대립가설 H_1 이 참인 경우, ch 째 대역 신호의 동위상과 직교위상 채널 동기 상관값의 확률분포는 각각 식 (15) 와 식 (16) 과 같다. 식 (15) 와 식 (16)

$$\text{에서 } \sqrt{S_{I,ch}} = \sum_{m=1}^{M_{ch}} w_{ch,m} A_{ch,m}, \quad \sqrt{S_{Q,ch}} = \sum_{m=M_{I, ch}+1}^{M_{ch}} w_{ch,m} A_{ch,m}$$

이다. 식 (10) 과 식 (11) 로부터 식 (12) 와 식 (13) 을 얻은 것과 마찬가지로, 식 (15) 와 식 (16) 을 CH 채널 신호성분을 모두 결합한 때 동위상과 직교위상 채널 동기 상관값의 확률분포를 각각 식 (17) 과 식 (18) 처럼 확장할 수 있다.

식 (17) 과 식 (18) 의 확률분포를 갖는 확률 변수를 식 (7) 에 대입하면 식 (19) 처럼 대립가설 H_1 이 참일 때 비중심계수가 λ 이고, 자유도가 2인 비중심 카이제곱분포를 갖는 비동기 상관 출력값 $\rho(\hat{\mathbf{f}}_d, \hat{\boldsymbol{\tau}})$ 의 확률밀도함수를 구할 수 있다.

$$\rho_{I, ch}(\hat{f}_{d, ch}, \hat{\tau}_{ch}) \sim N\left(\frac{\sqrt{S_{I, ch}}}{2} \cos \phi_{ch} + \frac{\sqrt{S_{Q, ch}}}{2} \sin \phi_{ch}, \sigma_{ch}^2\right), \quad (15)$$

$$\rho_{Q, ch}(\hat{f}_{d, ch}, \hat{\tau}_{ch}) \sim N\left(-\frac{\sqrt{S_{I, ch}}}{2} \sin \phi_{ch} + \frac{\sqrt{S_{Q, ch}}}{2} \cos \phi_{ch}, \sigma_{ch}^2\right), \quad (16)$$

$$\rho_I(\hat{\mathbf{f}}_{\mathbf{d}}, \hat{\boldsymbol{\tau}}) \sim N\left(\sum_{ch=1}^{CH} \left[\frac{\sqrt{S_{I, ch}}}{2} \cos \phi_{ch} + \frac{\sqrt{S_{Q, ch}}}{2} \sin \phi_{ch}\right], \sigma^2\right), \quad (17)$$

$$\rho_Q(\hat{\mathbf{f}}_{\mathbf{d}}, \hat{\boldsymbol{\tau}}) \sim N\left(\sum_{ch=1}^{CH} \left[-\frac{\sqrt{S_{I, ch}}}{2} \sin \phi_{ch} + \frac{\sqrt{S_{Q, ch}}}{2} \cos \phi_{ch}\right], \sigma^2\right). \quad (18)$$

$$\lambda = \left(\sum_{ch=1}^{CH} \left[\frac{\sqrt{S_{I, ch}}}{2} \cos \phi_{ch} + \frac{\sqrt{S_{Q, ch}}}{2} \sin \phi_{ch}\right]\right)^2 + \left(\sum_{ch=1}^{CH} \left[-\frac{\sqrt{S_{I, ch}}}{2} \sin \phi_{ch} + \frac{\sqrt{S_{Q, ch}}}{2} \cos \phi_{ch}\right]\right)^2. \quad (20)$$

$$p_\rho(y; H_1) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left\{-\frac{y+\lambda}{2\sigma^2}\right\} I_0\left(\sqrt{\frac{\lambda y}{\sigma^4}}\right), \quad y \geq 0, \quad (19)$$

여기서, $I_0(\cdot)$ 는 1종 0차 베셀함수이고, 비중심 카이제곱분포의 비중심계수 λ 는 식 (20)과 같다. 식 (14)와 식 (19)로부터 문턱값이 γ 일 때, 오경보확률 $P_{fa}(\gamma)$ 와 검파확률 $P_d(\gamma)$ 를 식 (21)과 식 (22)처럼 유도할 수 있다.

$$P_{fa}(\gamma) = \exp\left\{-\frac{\gamma}{2\sigma^2}\right\}, \quad (21)$$

$$P_d(\gamma) = Q_1\left(\frac{\sqrt{\lambda}}{\sigma}, \frac{\sqrt{\gamma}}{\sigma}\right), \quad (22)$$

여기서,

$$Q_1(a, b) = \int_b^\infty x \exp\left\{-\frac{x^2+a^2}{2}\right\} I_0(ax) dx \quad 1$$

차 Marcum Q 함수이다.

$CH=1$, $M_1=1$ 인 하나의 확산신호만 있는 경우를 ‘무결합’, $CH=1$, $M_1=M_{I,1} > 1$ 인 경우를 ‘동위상’ 결합, $CH=1$, $M_{ch} > M_{I, ch} \geq 1$ 인 경우를 ‘한 대역’ 결합, 임의의 $CH > 1$ 과 M_{ch} 을 갖는 경우를 ‘여러대역’ 결합이라고 할 때, 각 경우에 대한 카이제곱분포에 적용된 정규분포의 분산과 비중심카이제곱분포의 비중심계수는 표 1과 같다.

IV. 모의실험 및 분석

이번 장에서는 3장에서 유도한 검파성능을 모의 실험을 통해 검증한다. 모의실험을 위해 표본화 주파수는 4.092 MHz, 중간주파수 대역폭은 2.046 MHz, 부호 길이는 1023, 칩 율은 1.023 MHz, 열

잡음 수준은 -174 dBm-Hz로 설정하였으며, 각 대역의 확산신호는 최대 상관 값 대 평균 상관 잡음의 비가 30 dB 이상인 거의 직교하는 의사잡음부호를 사용했다.

광대역 전파방해가 없고 C/N_0 가 40 dB-Hz인 위성과 수신기의 가시선이 확보되는 환경에서 하나의 확산신호만 있는 ‘무결합’과 $M_1=M_{I,1}=2$ 인 ‘동위상’ 결합일 때, 오경보확률에 따른 검파확률의 이론값과 106번 반복 실험한 모의실험 결과는 그림 2와 같다. 그림 2처럼 유도한 검파성능과 모의실험 결과가 일치함을 확인할 수 있다. 특히, 오경보확률이 10^{-3} 일 때 한 확산신호만을 사용한 ‘무결합’은 약 35 %, 동위상 채널에 두 확산 신호를 결합한 ‘동위상’ 결합은 약 80 %의 검파확률을 보인다. 이는 오경보 확률이 10^{-3} 일 때 가능한 최대 검파확률이 각각 35 %, 80 %임을 뜻한다.

광대역 전파방해를 고려하기 위해 [3]처럼 광대역 전파방해 신호 대 신호 전력의 비를 (jamming to signal power ratio, $(J/S)_{dB}$) 정의해야 한다. [3]에 제시된 $(J/S)_{dB}$ 를 다시 적으면 식 (23)과 같다.

$$(J/S)_{dB} = (G_{SVi})_{dB} - (G_J)_{dB} + 10 \log_{10} \left[QR_c \left(10^{-\frac{(C_s/N_0)_{eff,dB}}{10}} - 10^{-\frac{(C_s/N_0)_{dB}}{10}} \right) \right], \quad (23)$$

여기서, $(G_{SVi})_{dB}$ 와 $(G_J)_{dB}$ 는 각각 i 째 측위위성의 방향과 광대역 전파방해원 방향의 안테나 이득, Q 는 신호의 자기상관과 신호와 재밍신호의 교차상관의 비에 대응되는 항재밍요소, R_c 는 칩 율 (chipping rate), $(C_s/N_0)_{eff,dB}$ 는 일반적인 부호 및 반송파 추적기에 열잡음처럼 영향을 주는 요소로

표 1. 대표적인 신호 결합에 따른 오경보확률과 검파확률의 주요 매개변수

Table1. Parameters for false alarm and detection probabilities according to representative signal combinations

구분	카이제곱분포에 적용된 정규분포의 분산 σ^2	비중심카이제곱분포의 비중심계수 λ
무결합		$\frac{A_{1,1}^2}{4}$
동위상	$\frac{\sigma_{N,1}^2 + \sigma_{J,1}^2}{2N_1}$	$\frac{1}{4} \left(\sum_{m=1}^{M_1} w_{1,m} A_{1,m} \right)^2$
한 대역		$\frac{1}{4} \left(\sum_{m=1}^{M_{L,1}} w_{1,m} A_{1,m} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\sum_{m=M_{L,1}+1}^{M_1} w_{1,m} A_{1,m} \right)^2$
여러 대역	$\sum_{ch=1}^{CH} \left(\frac{\sigma_{N,ch}^2 + \sigma_{J,ch}^2}{2N_{ch}} \right)$	$\rho_Q(\hat{\mathbf{f}}_{\mathbf{d}}, \hat{\boldsymbol{\tau}}) \sim N \left(\sum_{ch=1}^{CH} \left[-\frac{\sqrt{S_{L,ch}}}{2} \sin \phi_{ch} + \frac{\sqrt{S_{Q,ch}}}{2} \cos \phi_{ch} \right], \sigma^2 \right)$ $\left(\sum_{ch=1}^{CH} \left[\cos \phi_{ch} \sum_{m=1}^{M_{L,ch}} w_{ch,m} A_{ch,m} + \sin \phi_{ch} \sum_{m=M_{L,ch}+1}^{M_{ch}} w_{ch,m} A_{ch,m} \right] \right)^2$ $+ \left(\sum_{ch=1}^{CH} \left[-\sin \phi_{ch} \sum_{m=1}^{N_{L,ch}} w_{ch,m} A_{ch,m} + \cos \phi_{ch} \sum_{ch=M_{L,ch}+1}^{M_{ch}} w_{ch,m} A_{ch,m} \right] \right)^2$

변환한 전파방해요소의 유효 반송파 신호 대 잡음 전력의 비, $(C/S/N_0)_{dB}$ 는 전파방해요소가 없을 때 신호 대 잡음 전력의 비이다.

[3]처럼 $(G_{SVi})_{dB}=1.5$ dB와 $(G_J)_{dB}=-3$ dB, $(C/S/N_0)_{eff,dB}=26$ dB, $(C/S/N_0)_{dB}=40$ dB, GPS L1 C/A 신호와 2 MHz 대역제한 백색정규잡음 광대역 전파방해신호가 위성 및 전파방해원과 수신기의 가시선이 모두 확보되는 환경에서 수신되었을 때 $(J/S)_{dB}$ 는 식 (24)와 같다.

$$\begin{aligned} (J/S)_{dB} &= 1.5 + 3 \\ &+ 10 \log_{10} [2.22 \times 1.023 \times 10^6 (10^{-2.6} - 10^{-4.0})] \\ &= 38 \text{ dB}. \end{aligned} \tag{24}$$

식 (23)과 식 (24)에서 제시한 J/S는 수신기의 추적기가 잠금 (locking) 상태에 있을 때 허용 가능한 $(J/S)_{dB}$ 를 보이기 위한 값으로서 재획득 과정 시 처리 가능한 $(J/S)_{dB}$ 수준을 표현하는 값으로 부적절하다. 따라서 본 논문에서는 등방이득을 갖는 신호대역에 완벽히 일치하는 여과기를 갖고 있는 이상적인 수신부 전단을 거친 후 저표본화 오차 (aliasing) 및 양자화 잡음 등 성능열화가 전혀 없는 이상적인 아날로그-디지털 변환기 (analog-to-digital converter) 출력에서 측정된 값을 새로운 $(J/S)_{dB}$ 로 사용하며, 이를 식 (23)과 구분하기 위해 입력

$(J/S)_{dB}$ 로 부르며, $(J/S)_{dB,i}$ 로 표기한다.

C/N_0 가 40 dB-Hz, 오경보확률이 10-3, 위성과 수신기의 가시선이 확보되는 환경에서 하나의 확산 신호만 있는 ‘무결합’과 $M_1 = M_{L,1} = 2$ 인 ‘동위상’ 결합, $M_1 = 4$, $M_{L,1} = 2$ 인 ‘한 대역’ 결합, $CH=2$, $M_1 = M_2 = 4$, $M_{L,1} = M_{L,2} = 2$ 인 ‘여러대역’ 결합 신호가 수신되는 환경에서 입력 $(J/S)_{dB}$ 가 0부터 35 dB일때 검파확률은 그림 3과 같다. 각 경우에 있어서 광대역 전파방해전력 수준을 동일하게 설정하기 위해 ‘여러대역’의 경우 한 대역에만 전파방해 전력원을 인가하고, 나머지 한 대역은 열잡음만 존재하도록 설정했다. 그리고 입력 $(J/S)_{dB}$ 는 무결합 신호 전력을 신호 전력의 기준으로 설정하였다. 이는 현재 설계된 차세대 GPS처럼 같은 대역에 여러 신호를 송신하더라도 열잡음 수준은 증가하지 않는 것과 같은 모형이다. 즉, 그림 2와 그림 3에서 각 결합에 따른 검파성능향상은 동기가 정확히 일치하는 확산신호들의 결합을 통한 수신신호 전력 수준 향상에 의한 것으로 해석할 수 있다.

그림 3에서 $(J/S)_{dB,i}=0$ dB는 광대역 전파방해 신호와 신호 전력 수준이 동일한 경우이다. 본 모의 실험에서 사용한 의사잡음부호의 처리이득은 30 dB로 역확산 후 동기가 일치할 때의 상관값은 잡음신호에 비해 약 15 dB 높기 때문에 그림 3에서

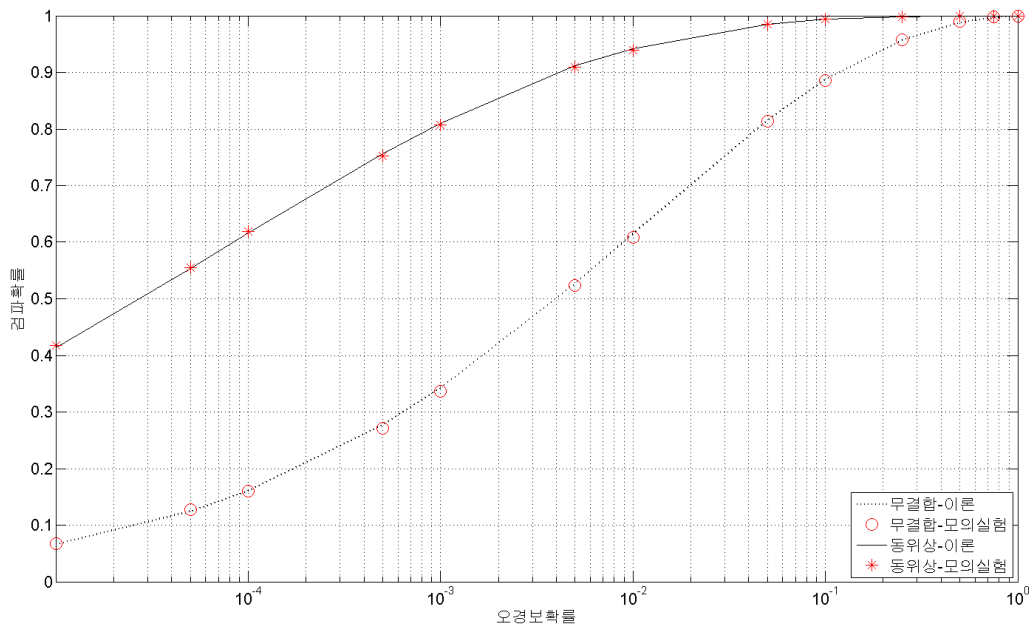


그림 2. 광대역 전파방해가 없고 C/N_0 가 40 dB-Hz인 위성파 수신기의 가시선이 확보되는 환경에서 하나의 확산신호만 있는 ‘무결합’과 $M_1 = M_{I,1} = 2$ 인 ‘동위상’ 결합일 때, 오경보확률에 따른 검파확률

Fig. 2. Detection probabilities according to false alarm probability when broadband jamming is free in normal receiving environment ($C/N_0 = 40$ dB-Hz)

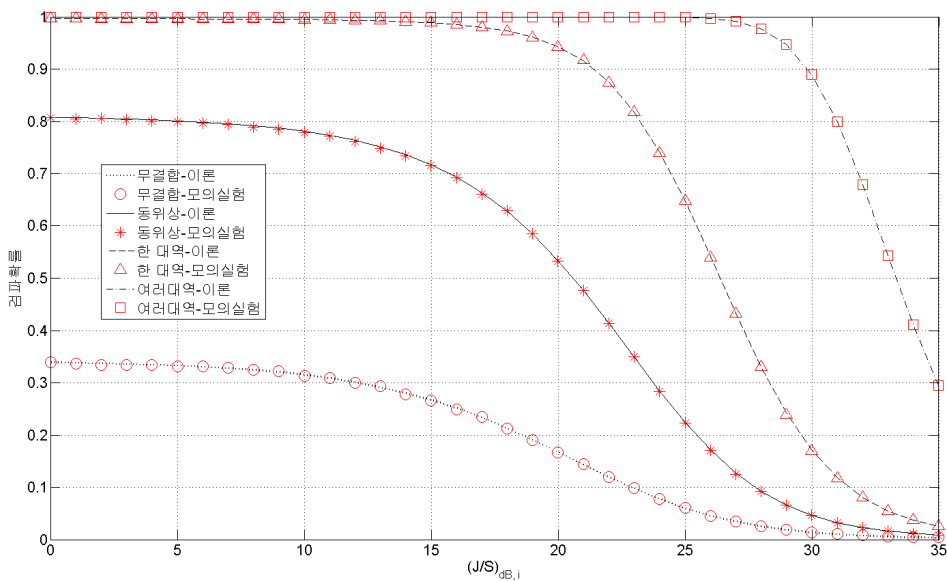


그림 3. C/N_0 가 40 dB-Hz, 오경보확률이 10^{-3} , 위성파 수신기의 가시선이 확보되는 환경에서 하나의 확산신호만 있는 ‘무결합’과 $M_1 = M_{I,1} = 2$ 인 ‘동위상’ 결합, $M_1 = 4$, $M_{I,1} = 2$ 인 ‘한 대역’ 결합, $CH = 2$, $M_1 = M_2 = 4$, $M_{I,1} = M_{I,2} = 2$ 인 ‘여러대역’ 결합일 때, 입력 광대역 전파방해신호 대 신호 전력비에 따른 검파확률

Fig. 3. Detection probabilities according to input jamming to signal power ratio from 0 to 35 dB when the false alarm probability is 10^{-3} ($C/N_0 = 40$ dB-Hz)

$(J/S)_{dB,i}=0$ dB일 때와 그림 2의 오경보확률이 10^{-3} 일 때, ‘무결합’에 대한 검파확률이 약 35 %로 유사함을 확인할 수 있다. 즉, 그림 3에서 검파확률이 특정 값으로 수렴하는 이유는 열잡음 전력수준에 기인한다. 이는 그림 2와 그림 3의 ‘동위상’ 결합에 대한 비교를 통해서도 확인할 수 있다.

또한 $(J/S)_{dB,i}=0$ dB의 검파확률을 기준으로 이보다 80 % 이하로 검파확률이 낮아지는 입력 J/S 의 비교를 통해 신호 결합에 따른 이득차를 확인할 수 있다. $(J/S)_{dB,i}=0$ dB의 검파확률을 기준으로 이보다 80 % 이하로 검파확률이 낮아지는 입력 J/S 는 ‘무결합’ 약 15 dB, ‘동위상’ 약 18 dB, ‘한 대역’ 약 24 dB, ‘여러 대역’ 약 31 dB이다. 그림 3에서 ‘무결합’은 1, ‘동위상’ 결합은 2, ‘한 대역’ 결합은 4, ‘여러 대역’ 결합은 8개의 서로 직교하는 확산신호의 결합이다. 따라서 비교하는 점에서의 상대적 이득 증가는 결합에 따른 신호전력의 증가분에 비례한다. 여기서 ‘무결합’, ‘동위상’ 결합, ‘한 대역’ 결합은 모두 한 채널 내의 결합이므로, 열잡음 수준은 동일하다. 단, ‘여러대역’ 결합은 두 채널 내 확산신호의 결합이므로 평균과 분산이 동일한 서로 독립인 열잡음이 더해진다. 따라서 ‘여러대역’ 결합도 각 대역마다 동일한 크기의 전파방해수준을 고려한다면 $(J/S)_{dB,i}=0$ dB의 검파확률을 기준으로 이보다 80 % 이하로 검파확률이 낮아지는 입력 $(J/S)_{dB}$ 는 약 28 dB일 것이다. 그러나 앞서 언급한 것처럼 본 논문에서는 ‘여러대역’ 결합의 경우 한 대역의 전파방해원만을 고려했기 때문에 $(J/S)_{dB,i}=0$ dB의 검파확률을 기준으로 이보다 80 % 이하로 검파확률이 낮아지는 입력 $(J/S)_{dB}$ 가 약 31 dB로 4개 신호를 결합한 ‘한 대역’ 결합에 비해 입력 J/S 수준으로 약 6 dB 성능 향상이 있음을 확인할 수 있다. 즉, 이 경우 ‘한 대역’ 결합에 비해 결합 후 전체적으로 유효한 전파방해원의 전력수준이 절반으로 낮아지기 때문에 신호 전력수준 증가에 따른 3 dB 향상과 결합 후 전파방해원의 전력수준 감소에 의해 약 6 dB 성능 향상이 나타난다.

V. 결 론

본 논문에서는 광대역 전파방해환경에서 다양한

대역에 다양한 신호가 송신될 때 비동기 상관기를 사용하는 수신기의 검파성능 유도했으며, 이를 모의 실험을 통해 검증하였다. 실험 모형에 따른 전파방해환경을 설정하기 위해 [3]에서 언급한 전파방해신호 대 신호전력의 비를 입력 전파방해신호 대 신호전력의 비로 재정의 하였으며, 이를 기준으로 여러 신호결합에 따른 검파성능을 보였다. 지금까지 GPS L1 C/A 신호만 사용할 경우 광대역 전파방해환경을 극복하기 위해서는 [4]처럼 GPS L1 C/A 신호의 적산길이를 늘려 이득을 얻는, 즉, 시간 다양성을 (time-diversity) 활용하는 것이 가능한 해결책 가운데 하나였다. 그러나 추후 등장하는 여러 GNSS의 많은 신호들을 결합한다면 본 논문에서 제시한 결과처럼 여러 채널의 신호를 결합해 이득을 얻는, 즉, 주파수 다양성을 (frequency-diversity) 활용하면 광대역 전파방해에 효과적으로 대응할 수 있다.

본 논문에서는 동일한 대역과 길이를 갖는 신호 결합에 대해서만 다루었다. 추후에는 다양한 대역과 길이가 다른 다양한 신호의 효과적인 결합방법과 간 다양성과 주파수 다양성을 함께 고려해 전파방해에 효과적으로 대응하는 기법에 대해 연구할 예정이다.

References

- [1] 오이석, “수도권 GPS, 북 전자전 공격당했다. 4일부터 개성·해주서 전파발사, 포병 계측기 등 장애”, *서울신문*. [Online]. Available: <http://www.seoul.co.kr/news/newsView.php?id=20110307001016>, 2011년 3월.
- [2] M. Jones, “The civilian battle field: protecting GNSS receivers from interference and jamming,” *Inside GNSS*, pp. 40-49. [Online]. Available: <http://www.insidegnss.com/auto/marapr11-Jones.pdf>, Mar.-Apr. 2011.
- [3] E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications, 2nd Edition*, Artech House, Norwood, MA, 2006.
- [4] D. Borio, C. O’Driscoll, and G. Lachapelle, “Coherent, noncoherent, and differentially coherent combining techniques for acquisition of new composite GNSS

signals," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, no. 3, pp. 1227-1240, July 2009.

[5] D. Borio, "GNSS acquisition in the presence of continuous wave interference," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 46, no. 1, pp. 47-60, Jan. 2010.

[6] D. Borio, C. O'Driscoll, and G. Lachapelle, "Composite GNSS signal acquisition over multiple code periods," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 46, no. 1, pp. 193-206, Jan. 2010.

[7] F. Macchi-Gernot, M. G. Petovello, and G. Lachapelle, "Combined acquisition and tracking methods for GPS L1 C/A and L1C signals," *Hindawi Publishing Corporation International Journal of Navigation and Observation*, vol. 2010, pp. 1-19, Sep. 2010.

[8] K. Cheun, "Performance of direct-sequence spread-spectrum RAKE receivers with random spreading sequences," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 9, pp. 1130-1143, Sep. 1997.

[9] 유승수, 지규인, 김선용, "차세대 GNSS 기술 동향," *한국통신학회지*, 제 28권, 제 7호, 25-36쪽, 2011년 7월.

[10] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory*, Volume 2, Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, 1998.

[11] M. K. Simon, *Probability Distribution Involving Gaussian Random Variables: A Handbook for Engineers, Scientists and Mathematicians*, Springer Science+Business Media, LLC, New York, NY, 2006.

유 승 수 (Seungsoo Yoo)

정회원



2004년 2월 건국대학교 전자공학부 공학사
 2005년 2월 건국대학교 전자정보통신공학부 공학석사
 2010년 8월 건국대학교 전자정보통신공학부 공학박사
 2010년 9월~2011년 8월 건국대학교 BK21 핵심사업단 박사후과정
 2011년 9월~현재 건국대학교 전자공학부 강의교수
 <관심분야> 이동통신, 통신신호처리, 무선측위, GNSS.

김 선 용 (Sun Yong Kim)

중신회원



1990년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사(최우등)
 1993년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사
 1995년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 박사
 1995년 4월~1996년 3월 동경대학교 생산기술연구소 박사연구원
 1996년 9월~1998년 12월 한국전자통신연구원 초빙연구원
 1996년 3월~2001년 8월 한림대학교 정보통신공학부 전임강사, 조교수
 2001년 8월~현재 건국대학교 전자공학부 조교수, 부교수, 교수
 1990년 IEEE Korea Section 학생논문대회 우수상 받음.
 1992년~1993년 IEEE Communication Society 장학금 받음.
 대한전자공학회, 한국통신학회 정회원, IEEE 선임회원
 <관심분야> 통계학적 신호처리, 이동통신, 통신이론.