

다중 전파교란원 위치추정을 위한 식별 및 측정치 획득 알고리즘 설계

Design of Identification and Measurements Acquisition Algorithm for Multi-Type Jammer Localization

강재민*, 임덕원*, 허문범*, 남기욱*

Jae-Min Kang*, Deok-Won Lim*, Moon-Beom Heo*, and Gi-Wook Nam*

요 약

전파 교란신호가 발생할 경우, GPS 기반의 정밀위치제공시스템에 오작동을 일으킬 수 있으며 특히, 항공분야에서는 더 심각한 피해가 발생할 수 있다. 하나의 전파교란원에 대한 대응 기법이나 위치 추정 기법의 연구 결과는 잘 알려져 있으나, 다수의 전파교란원이 다양한 형태의 신호를 송출할 경우에는 대응 및 위치 추정이 어렵다. 따라서 본 논문에서는 다수의 전파위협원이 CW, DSSS, SCW 형태의 신호를 송출할 경우에 위치 추정을 수행할 수 있도록 하기 위하여 신호 식별 및 측정치 획득 방법을 제안한다. 또한 제안한 방법을 검증하기 위하여 MATLAB을 이용하여 모의실험을 수행하였다. 실험 결과로부터 제안한 방법은 CW, DSSS, SCW 형태의 교란신호를 정상적으로 식별하고 측정치를 정확하게 획득하는 것을 검증하였다.

Abstract

When jamming signal is received, there would be malfunctions in GPS-based precise location systems. Especially, in aviation fields, these malfunctions may lead to more serious damages. Naturally, there are some research results about the prevention or location method for one jammer, but it is hard to identify and obtain measurements when multiple and various type signals are received. Therefore, we propose a method of identification and measurements acquisition algorithm in order to localize the multiple jammers which transmit CW, DSSS and SCW type signals. Also, a computer simulation is carried out so as to validate the feasibility of the proposed method by using MATLAB. From the simulation results, it is confirmed that the proposed method successfully identified the signal type and acquired the measurements of CW, DSSS and SCW type signals.

Key words : Jamming, GPS, Identification, Measurements, Localization

I. 서 론

GPS 신호는 수신 전력이 매우 약하기 때문에 교란 신호에 대하여 매우 취약하다. 교란신호는 정밀한 항

법을 요구하는 시스템의 신호 획득 및 추적 성능을 저하시킨다. 특히, 항공기에서 이·착륙을 위하여 사용하는 첨단 착륙유도장비에 교란신호가 영향을 미치면 정확도를 저하시키기 때문에 큰 사고로 이어질

* 한국항공우주연구원 위성항법팀(Satellite Navigation Team, Korea Aerospace Research Institute)

· 제1저자 (First Author) : 강재민(Jae-Min Kang, tel : +82-42-860-2789, email : kanghw@kari.re.kr)

· 접수일자 : 2013년 10월 21일 · 심사(수정)일자 : 2013년 10월 21일 (수정일자 : 2013년 12월 25일) · 게재일자 : 2013년 12월 30일

<http://dx.doi.org/10.12673/jkoni.2013.17.6.616>

수 있다. 이와 같이 교란신호에 대한 피해를 입지 않기 위하여 국내외에서 교란신호에 대한 검출 및 교란원의 위치 추정 연구가 활발하게 진행 중에 있다 [1]-[5]. 이러한 연구들의 대부분은 단일 전파교란원이 한 종류 형태의 신호를 송출할 경우에 대하여 교란신호에 대한 검출 및 교란원의 위치 추정에 대하여 수행되고 있다. 하지만 다수의 전파교란원이 각각 다른 교란신호를 송출하는 경우도 발생할 수 있다. 만약 이와 같은 일이 벌어진다면, 각기 다른 형태의 신호를 송출하는 다수의 전파교란원의 신호에 대한 식별도 어려울 뿐만 아니라 정확한 측정치 획득도 어렵다. 따라서 본 논문에서는 다수의 전파교란원이 여러 종류의 신호를 송출할 때 신호 형태의 식별 및 측정치 획득 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 CW(Continuous Wave), DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum), SCW(Swept Continuous Wave) 형태의 신호에 대한 측정치 획득 방법에 대하여 설명하고, 3장에서는 다수의 전파교란원이 각각 다른 교란신호를 송출할 경우, 수신된 신호의 식별 및 측정치 획득에 있어 문제점에 대하여 서술한다. 4장에서는 다수의 전파교란원이 각각 다른 교란신호를 송출하더라도 어떤 형태의 신호인지 식별하여 측정치를 획득하는 방법을 제안한다. 5장에서는 MATLAB에서 제안한 방법을 구현하여 CW, DSSS, SCW 형태의 교란신호에 대하여 식별하고 측정치를 획득하는 것을 확인하였다. 마지막으로 6장에서 결론을 맺고 추후 연구 계획에 대하여 기술한다.

II. 신호 형태별 측정치 획득 방법

2-1 CW 신호에 대한 측정치 획득

CW 형태의 신호는 진동 진폭이 일정하고 변조하지 않은 반송파만 있는 신호이며, 식 (1)과 같다.

$$s_{cw}(t) = A \cos(\omega_c t) \quad (1)$$

여기서 A 는 신호의 세기이고, ω_c 는 $2\pi f_c$ 이고, f_c

는 반송파 주파수로서 본 논문에서는 GPS L1 대역을 대상으로 한다.

CW 형태의 신호에 대해서는 일반적으로 DF(Direction Finding) 기법을 이용하여 측정치를 획득하고[6], AOA 기법으로 전파교란원의 위치를 추정한다[6]. 대표적인 DF 기법에는 Barlett, Capon Minimum Variance와 MUSIC(Multiple Signal Identification and Classification), ESPRIT(Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique), ML(Maximum Likelihood)이 있다[6]. 이 중에서 MUSIC은 복잡도 대비 성능이 우수한 것으로 알려져 있다[6]. 본 절에서는 CW 형태의 신호에 대하여 측정치 획득을 위하여 MUSIC을 설명한다[6].

L 개의 안테나 소자를 갖는 배열안테나에 M 개의 교란신호가 입사하였을 때 입력신호 $\tilde{\mathbf{x}}(t)$ 는 식 (2) 와 같이 나타낼 수 있다[6].

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}(k) &= \sum_{i=1}^M \alpha(\theta_i, \phi_i) \tilde{s}_i(t) + \tilde{\mathbf{n}}_i(t) \\ \tilde{\mathbf{x}}(k) &= \begin{bmatrix} \alpha(\theta_1, \phi_1) \\ \vdots \\ \alpha(\theta_M, \phi_M) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \tilde{s}_1(t) \\ \vdots \\ \tilde{s}_M(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{n}}_1(t) \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{n}}_M(t) \end{bmatrix} \\ &= \tilde{\mathbf{A}}(t) \tilde{\mathbf{s}}(t) + \tilde{\mathbf{n}}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $\tilde{s}_i(t)$ 는 i 번째 신호원에서 송출된 신호에 대한 벡터이고, $\alpha(\theta_i, \phi_i)$ 는 i 번째 신호의 방향벡터이며, $\tilde{\mathbf{n}}_i(t)$ 는 잡음벡터로서 정규분포를 갖는다고 가정한다.

입력 신호의 공분산 행렬은 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}(t) &= E[\tilde{\mathbf{x}}(t) \tilde{\mathbf{x}}(t)^H] \\ &= \tilde{\mathbf{A}} E[\tilde{\mathbf{s}}(t) \tilde{\mathbf{s}}(t)^H] \tilde{\mathbf{A}}^H + E[\tilde{\mathbf{n}}(t) \tilde{\mathbf{n}}(t)^H] \\ &= \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{A}}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{A}}^H$ 행렬의 랭크(Rank) M 이 배열안테나의 소자 수 L 보다 작으면, $\tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{A}}^H$ 최소 고유값(Eigen Value)은 0이 되며 $L-M$ 개의 반복(multiplicity)을 갖는다.

이것을 식으로 나타내면 식 4와 같이 고유분해

(Eigen-decomposition)한 행렬로 나타낼 수 있다[7].

$$\tilde{\mathbf{A}}\mathbf{S}\tilde{\mathbf{A}}^H = \mathbf{V} \begin{bmatrix} \Lambda_M & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}^H \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{V} = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_L]$ 는 직교 고유벡터(Eigen Vectors), Λ_M 은 M 개의 0이 아닌 고유값들을 의미한다.

식 (3)을 이산시간으로 정리하여 식 (4)를 이용하여 다시 정리하면 식 (5)와 같다.

$$\tilde{\mathbf{R}}(k) = \mathbf{V} \begin{bmatrix} \Lambda_M & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}^H + \sigma^2 \mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{V}\Lambda\mathbf{V}^H \quad (5)$$

여기서 $\Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda_M + \sigma^2 I & 0 \\ 0 & \sigma^2 I \end{bmatrix}$ 이다.

식 (4)로부터 교란신호와 잡음으로 부공간이 나누어지는 것을 알 수 있으며, 이때, 식 (6)은 신호의 부공간을 나타내는 고유값이고, 식 (7)은 잡음의 부공간을 나타내는 고유값이다. 그러므로 교란신호의 개수는 L 개의 고유값 중에서 식 (7)을 만족하는 고유값의 수를 뺀 값으로 예측할 수 있다.

$$\lambda_i > \sigma^2, \quad i = 1, \dots, M \quad (6)$$

$$\lambda_i = \sigma^2, \quad i = M + 1, \dots, L \quad (7)$$

앞서 설명한 바와 같이 MUSIC은 배열안테나로 입력된 신호의 고유벡터 중 잡음에 해당하는 고유벡터 $\mathbf{V}_n = [v_{M+1} \ v_{M+2} \ \dots \ v_L]$ 과 신호의 방향벡터 $\tilde{\mathbf{A}}$ 의 직교성($\mathbf{V}_n^H \tilde{\mathbf{A}} = 0$)을 이용한다. 따라서 MUSIC에서 출력 전력 $P_{MUSIC}(\theta, \phi)$ 은 식 (8)과 같다.

$$P_{MUSIC}(\theta, \phi) = \frac{1}{\alpha^H(\theta, \phi) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \alpha(\theta, \phi)} \quad (8)$$

M 개의 교란신호에 대한 도달각은 (θ_i, ϕ_i) 에 대하여 목적함수인 식 (8)의 출력 전력 $P_{MUSIC}(\theta, \phi)$ 을

검색하고, 각 교란 신호의 전력 스펙트럼을 최대화하는 각을 도달각이라고 결정한다.

2-2 DSSS에 대한 측정치 획득

DSSS 형태의 신호는 확산 코드인 PRN(Pseudo Random Number)을 사용하여 데이터 신호 $D(t)$ 를 대역 확산 시킨 후 $\cos(\omega_c t)$ 로 변조한 신호이며, 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$s_{DSSS}(t) = AD(t)C(t)\cos(\omega_c t) \quad (9)$$

여기서 $C(t)$ 는 PRN 코드이며 본 논문에서는 GPS 신호의 C/A(Coarse/Acquisition) 코드로서 1.023Mcps의 전송률을 갖는다.

DSSS 형태의 신호의 측정치를 얻기 위하여 일반적으로 TDOA(Time Difference Of Arrival) 기법을 이용하여 측정치를 획득한다. TDOA 기법은 신호 도달 지연시간차이를 측정치로 이용하여 위치를 추정하는 기법이다. 두 센서간의 도달지연시간차이로부터 계산되는 전파교란원의 위치는 쌍곡선 형태로 나타나며, 여러 개의 쌍곡선의 교점을 구함으로써 전파교란원의 위치를 알아낼 수 있다.

임의의 두 센서에서의 도달지연시간차이는 교차상관함수(Cross-Correlation Function)를 이용하여 구할 수 있다. 교차상관함수의 정의는 식 (10)과 같다.

$$R_n(\tau) = E[x_r(t)x_i(t-\tau)] = \frac{1}{T} \int_0^T x_r(t)x_i(t-\tau)dt \quad (10)$$

여기서 $x_r(t)$ 와 $x_i(t)$ 는 전파교란원이 송신한 신호를 기준센서와 i 번째 센서에서 각각 수신한 신호, T 는 신호의 주기, τ 는 지연시간이다.

그림 1은 기준센서와 임의의 i 번째 센서에서 수신한 신호에 대하여 교차상관한 결과를 나타낸 개념도이다. 송신한 신호의 주기가 도달지연시간차이보다 길다고 가정하면 교차상관결과는 1개의 최대값을 가진다. 이때, 최대가 되는 지연시간(τ_{ri})이 도달지연시간차이(TDOA 측정치)이다.

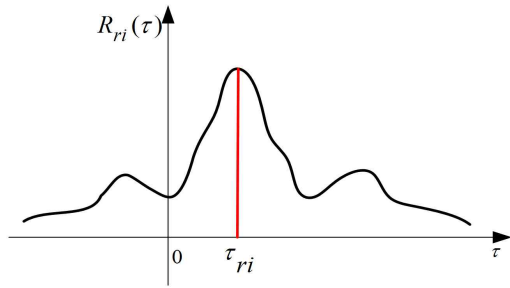


그림 1. 교차상관 개념도

Fig. 1. A Conceptual diagram of cross-correlation

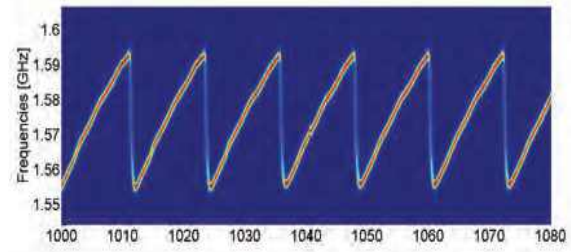


그림 2. SCW 형태의 교란신호 모델

Fig. 2. Jamming signal model of SCW type

2-3 SCW 신호에 대한 측정치 획득

SCW 형태의 신호는 주파수가 시간에 따라 변하는 정현파 신호이고, 협대역 신호의 특성을 갖는다. SCW 모델은 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다[9].

$$x(t) = a \sin[2\pi(f_0 + kt/2)t], \quad (0 \leq t < T_{sw}) \quad (11)$$

여기서 a 는 진폭이며 상수값을 가지고, f_0 는 초기 주파수이고, k 는 칩 레이트(Chirp rate)이고, T_{sw} 는 스위프 시간(Sweep time)이다.

식 (11)을 이산시간으로 나타내면 식 (12)와 같이 표현할 수 있다.

$$x(n) = a \sin[2\pi(f_0 + knT_{sp}/2)nT_{sp}] \quad (12)$$

n 은 정수, $0 \leq n < T_{sw}/T_{sp}$

여기서 n 은 정수이고, T_{sp} 는 샘플링 주기이고, B 는 대역폭이다.

대역폭의 정의는 식 (13)과 같다.

$$B \approx kT_{sw}/2 \quad (13)$$

식 (13)을 그림으로 나타내면 그림 2와 같다[10].

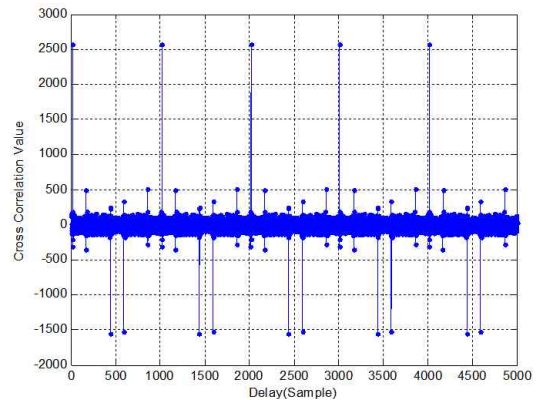


그림 3. SCW 신호의 교차상관값

Fig. 3. Cross-correlation value of SCW signal

그림 2에서 볼 수 있듯이 SCW 형태의 신호는 스위프 시간마다 반복적으로 발생하기 때문에 SCW 신호를 교차상관을 하더라도 스위프 시간마다 교차상관값이 반복되므로, 모호성(Ambiguity) 문제로 인하여 원리적으로 단 하나의 TDOA 측정치를 얻는 것이 불가능하다. 그림 3은 스위프 시간을 200 us로 두고, 샘플링 주기를 20 ns로 두었을 때 임의의 두 센서에 대하여 SCW 형태의 신호에 대한 교차상관값이다.

그림 3을 보면 교차상관값의 모호성으로 인하여 일반적인 TDOA 기법으로는 SCW 형태의 신호가 수신되었을 경우에, 측정치 획득이 불가능하여 위치 추적을 할 수 없다.

III. 다중 신호 입사 시 문제점

앞장에서는 CW, DSSS, SCW 형태의 교란신호가 각각 입사될 경우에 대하여 측정치 획득방법에 대하여 서술하였다. 하지만 단일 교란신호가 입사되지 않

고 다중으로 입사될 경우에는 앞에서 설명한 MUSIC, 교차상관 방법을 이용하여 정확한 측정치를 획득하기 어렵거나 측정치 획득의 불가능하다. 이와 같은 문제로 인하여 다수의 전파교란원이 다른 형태의 신호를 송출하면, 정확한 위치를 추정할 수 없거나 위치 추정이 불가능하다.

본 논문에서는 5개 소자의 배열안테나를 갖는 4개의 센서와 4개의 전파교란원이 있다고 가정하여 문제점을 분석한다. 1개의 CW 신호, 2개의 DSSS 신호, 1개의 SCW 신호가 송출된다고 가정하며, 이 때의 신호는 식 (14)와 같이 표현한다.

$$x_s(t) = x_{CW}(t) + x_{DSSS1}(t) + x_{DSSS2}(t) + x_{SCW}(t) \quad (14)$$

센서에 수신된 신호를 식별하기 위하여 FFT(Fast Fourier Transform)를 이용하여 주파수 특성을 분석해 보면 그림 4와 같다.

그림 4에서 주파수 특성을 보면 DSSS와 SCW 형태의 신호 영향으로 인하여 피크값 주변의 주파수 특성이 CW 형태의 신호만 존재하는 경우에만 다르다는 것을 볼 수 있다. 이로부터 다중 교란신호가 입사되었을 때 MUSIC을 이용하여 측정치를 획득하는 것은 가능하나, 획득한 측정치로부터 위치추정하면 정확도가 낮아진다. 반면, 교차상관을 이용하여 교차상관값을 보면 그림 5와 같다.

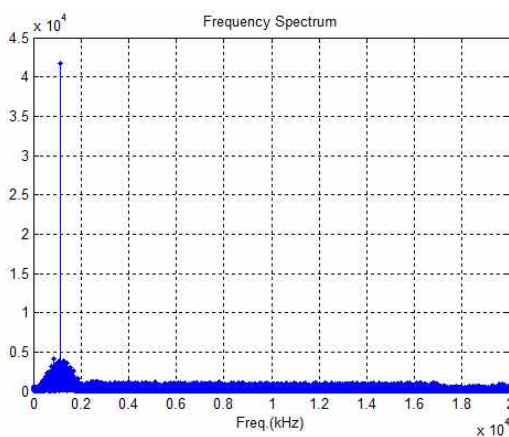


그림 4. 주파수 스펙트럼
Fig. 4. Frequency spectrum

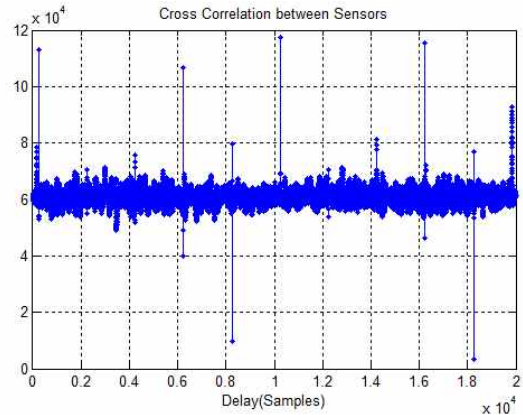


그림 5. 다중 교란신호의 교차상관값
Fig. 5. Cross-correlation value of multi-type jamming signals

그림 5에서 교차상관값을 보면, DSSS 형태의 신호뿐만 아니라 CW와 SCW의 형태의 신호 특성도 포함되어 있기 때문에 교차상관값에 바이어스가 존재하며 여러개의 피크가 생기는 것을 볼 수 있다. 따라서, 교차상관을 이용하여 측정치 획득은 교차상관 특성이 매우 나빠져서 TDOA 측정치의 획득이 불가능하다.

IV. 다중 전파교란원 식별 및 측정치 획득

본 논문에서는 다수의 전파교란원이 각각 다른 형태의 신호를 송출하는 경우에 대하여 신호 식별 및 측정치 획득을 위한 기법을 제안한다. 제안한 방법은 여러 형태의 신호가 포함되어 센서에 신호가 수신되므로 순차적으로 어떤 형태의 신호인지를 식별하고, 측정치를 획득한다.

첫 번째로 CW 형태의 신호를 식별해내는 과정을 수행한다. 이때 수신된 신호를 FFT를 통하여 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환한 신호의 스펙트럼으로부터 식별할 수 있다. 식 (15)는 식 (14)를 FFT 한 것을 나타낸다.

$$x_s(kT_s) \xrightarrow{\text{FFT}} X_k(f), k = 0, \dots, N-1 \quad (15)$$

여기서 T_s 는 샘플링 주기이고 N 은 FFT 사이즈

다. 수신된 신호에 CW 형태의 신호가 포함되어 있는지 식별하기 위하여 식 (14)에서 FFT한 신호를 식 (16)의 판별식을 이용하여 식별할 수 있다.

$$|X_k(f)| > \frac{\max |X_k(f)|}{2} \quad (16)$$

다음 단계로는 DSSS와 SCW 형태의 교란신호를 식별하고 측정치를 획득하는 과정을 수행한다. 이 때 교차상관을 이용한다. 그런데, 만약 첫 번째 단계의 과정을 수행하면서 CW 형태의 교란신호가 포함되어 있었다면, 수신된 신호의 교차상관 결과는 그림 5와 같이 교차상관값에 바이어스가 존재한다. 이와 같은 현상으로 인하여 교차상관값이 설정한 임계치보다 모두 큰 값을 가질 수 있으므로 측정치 획득에 어려움이 발생할 수 있다. 따라서, 정확한 측정치를 획득하기 위하여 식 (16)으로부터 알아낸 CW 형태의 교란신호를 제거하는 필터링 과정을 수행하고, 교차상관을 수행한다. 그림 6은 필터링을 통하여 CW 형태의 교란신호를 제거한 후 교차상관한 결과를 나타낸 것이며, 바이어스가 제거된 것을 확인할 수 있다.

그림 6에서 교차상관한 결과를 보면 임계치를 넘는 피크값이 여러개 존재하는데, 이러한 이유는 DSSS와 SCW 형태의 교란신호가 함께 포함되어 있기 때문이다. 따라서 정확한 측정치를 얻기 위하여 DSSS와 SCW 형태의 교란신호를 구분하여야만 한다.

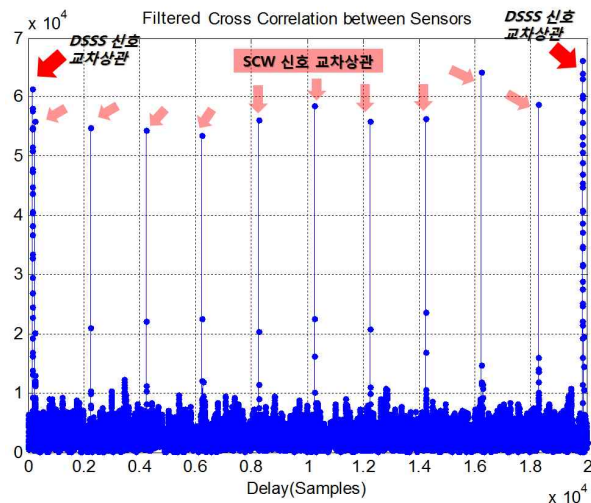


그림 6. 필터링 후 교차상관한 결과
Fig. 6. Cross-correlation values after filtering

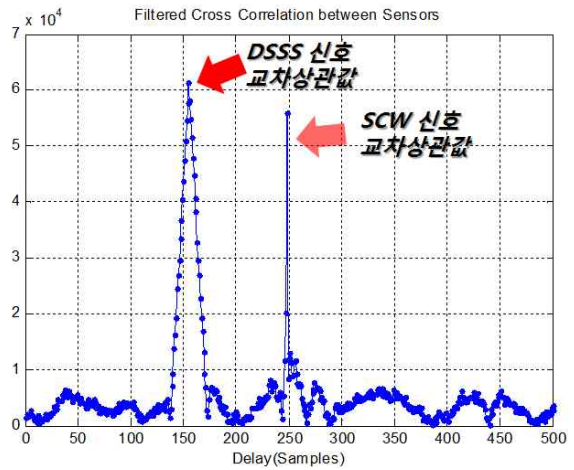


그림 7. DSSS와 SCW 형태의 신호의 교차상관값 특성
Fig. 7. Cross-correlation values character of signals for DSSS and SCW type

교차상관한 결과로부터 피크값들의 특성을 살펴본 결과, 그림 7과 같이 DSSS 형태일 경우에는 교차상관의 피크가 삼각형 모양으로 형성되고 SCW 형태일 경우에는 교차상관의 피크가 임펄스 모양처럼 나타나는 것을 볼 수 있다. 이와 같이 나타나는 현상으로부터 착안하여 본 논문에서는 DSSS와 SCW 형태의 신호를 구분하는 방법을 제안한다.

DSSS와 SCW 형태의 교란신호 중 DSSS 형태의 교란신호를 식별하여 측정치를 획득한다. 그림 7에서 볼 수 있듯이 DSSS 형태의 교란신호에 대한 교차상관값의 모양은 피크값이 삼각형의 모양을 갖는다. 따라서, 교차상관함수 $R_{s_{fil}}(\tau)$ 의 교차상관값 중 최대값을 찾아내고 그 값에 대한 Delay를 식 (17)의 판별식에 적용하여 이를 만족한다면 DSSS 형태의 교란신호인지를 판단할 수 있다.

$$R_{s_{fil}}(\tau_{TD} + 1) > \frac{1}{2} R_{s_{fil}}(\tau_{TD}) \quad (17)$$

여기서, τ_{TD} 는 교차상관값의 최대값일 때에 대한 Delay이며, 위의 판별식을 만족할 경우 τ_{TD} 가 측정치이다.

위의 과정을 반복적으로 수행함으로써 DSSS 형태의 교란신호가 포함되어 있는지 식별해내고, 측정치를 얻어야한다. 이 과정을 수행하기 위하여 DSSS 형태의 신호 중 가장 먼저 식별해낸 후에 신호를 소거

시켜준다. 찾아낸 DSSS 형태의 교란신호에 대한 τ_{TD} 를 기준으로 앞, 뒤 Delay에 대하여 교차상관값이 삼각형의 모양을 갖는 값을 모두 '0'으로 치환한다.

마지막으로 SCW 형태의 교란신호를 식별하고 측정치를 획득한다. 만약 두 번째 단계에서 DSSS 형태의 교란신호가 포함되어 있음을 식별하였다면, DSSS 형태의 교란신호를 제거하는 과정을 수행하였으므로 교차상관 결과에는 그림 8과 같이 SCW 신호 성분만 남아있게 된다. 또한, SCW 신호는 식 (11)에서 언급한 것처럼 시간에 따라 주파수가 변하는 신호이므로 Spectrogram을 이용하여 그림 9와 같은 결과를 얻을 수 있다.

그림 9를 보면 IF 중심주파수(1.134 MHz) 주변에 분포하는 주파수 성분은 DSSS 신호의 것임을 확인할 수 있다.

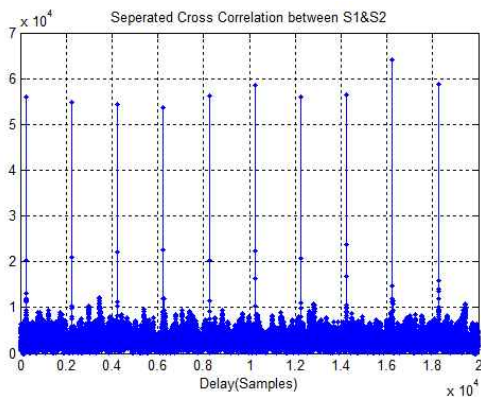


그림 8. SCW 신호에 대한 교차상관값
Fig. 8. Cross-correlation values for only SCW signal

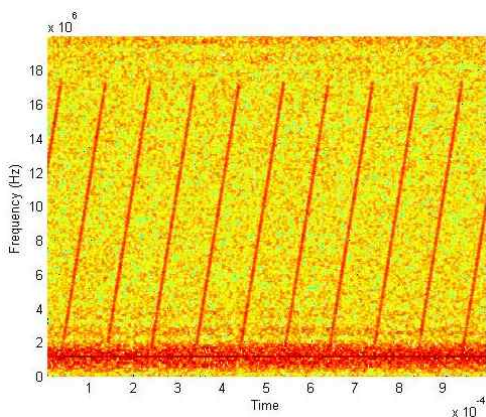


그림 9. SCW 신호의 Spectrogram
Fig. 9. Spectrogram of SCW signal

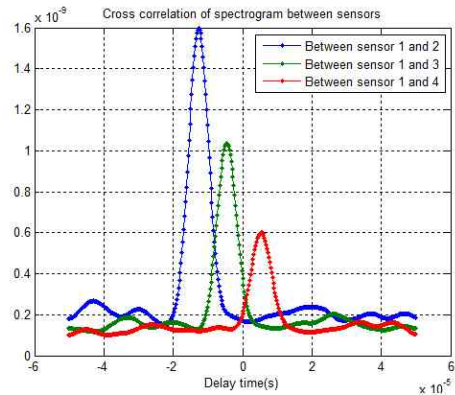


그림 10. 임의의 한 주파수에 대한 Spectrogram의 교차상관 결과
Fig. 10. Cross-correlation values of Spectrogram for an arbitrary frequency

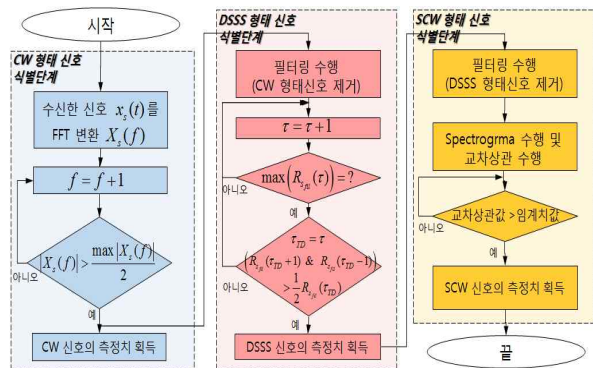


그림 11. 제안한 방법의 순서도
Fig. 11. Flow chart of proposed method

또한 시간에 따라 주파수가 변하는 성분이 존재하는 것을 확인함으로써 SCW 신호가 있음을 식별할 수 있다. 이때 임의의 한 시점에서 각 센서에서 수신한 신호의 주파수는 교란신호원과 각 센서와의 거리에 따라 달라지므로, 임의의 한 주파수에 대한 Spectrogram에 대하여 서로 다른 센서 간에 교차상관을 수행하면 그림 10과 같은 결과를 얻을 수 있다. 여기서 교차상관값이 최대가 되는 Delay 값으로부터 SCW 신호에 대한 대략적인 측정치를 획득할 수 있으며 최종적으로 그림 8로부터 정확한 측정치를 얻을 수 있다.

제안한 다중전파위협원의 식별 및 측정치를 획득 기법에 대한 순서도는 그림 11과 같다.

V. 모의실험

5-1 모의실험 환경

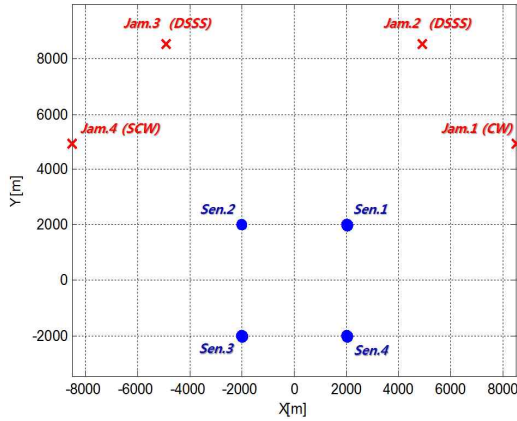


그림 12. 재머와 센서의 위치

Fig. 12. Position of jammers and sensors

본 논문에서는 그림 12와 같이 센서의 배치는 한 변이 4km인 정사각형 형태로 두고, 센서들의 중심으로부터 10 km에 4개의 전파교란원을 배치하였다. 4개의 전파교란원은 3장에서 언급하였듯이 CW(1개), DSSS(2개), SCW(1개) 형태의 교란신호를 송출하는 경우에 대하여 모의실험을 수행하였다. 이때 샘플링 주파수는 20 MHz, IF 주파수는 1.134 MHz로 두었다.

5-2 모의실험 결과

CW 형태의 신호를 측정할 때 MUSIC 알고리즘의 검색 해상도는 1deg로 설정하였고, SCW 형태의 신호를 측정할 때 Spectrogram의 주파수축의 bin의 개수는 256개, 시간축의 샘플개수는 3291개(MATLAB 기본 설정)로 두었다.

표 1은 제안한 방법으로부터 1번의 전파교란원이 CW 형태의 신호를 송출하는 것을 식별한 후 1~4번의 센서에서 측정된 AOA 측정치의 정확도를 나타낸 것이다. 표 2는 제안한 방법으로부터 2번과 3번의 전파교란원이 DSSS 형태의 신호를 송출하는 것을 식별한 후 측정된 $c\tau_{TD}$ 를 나타낸 것이며, c 는 빛의 속도이다. 표 3은 제안한 방법으로부터 4번의 전파교란원이 SCW 형태의 신호를 송출하는 것을 식별한 후 측정된 $c\tau_{TD}$ 를 나타낸 것이다.

표 1. CW에 대한 AOA 측정치 정확도 (Jam. 1)

Table 1. Accuracy of AOA measurements for CW (Jam. 1)

#Sensor Meas.	Sensor1	Sensor2	Sensor3	Sensor4
Azi. [deg]	0.12	0.27	0.33	0.31
Ele. [deg]	0.61	0.84	0.97	0.65

표 2. DSSS에 대한 TDOA 측정치 정확도

Table 2. Accuracy of TDOA measurements for DSSS

#Jammer	$c\tau_{TD}$	$c\tau_{21}$ [m]	$c\tau_{31}$ [m]	$c\tau_{41}$ [m]
Jammer 2		2.4	4.1	2.0
Jammer 3		2.4	4.4	1.7

표 3. SCW에 대한 TDOA 측정치 정확도

Table 3. Accuracy of TDOA measurements for SCW

#Jammer	$c\tau_{TD}$	$c\tau_{21}$ [m]	$c\tau_{31}$ [m]	$c\tau_{41}$ [m]
Jammer 4		2.8	4.7	6.4

표 1~3의 결과로부터 제안한 방법을 구현하여 CW, DSSS, SCW 형태의 교란신호에 대하여 식별하고 측정치를 정상적으로 획득하는 것을 확인하였다.

VI. 결론 및 추후계획

본 논문에서 다수의 전파교란원이 CW, DSSS, SCW 형태의 신호와 같이 여러 종류의 신호를 송출할 경우, 센서에서 수신된 신호의 식별 및 측정치 획득 방법을 제안하고, 모의실험을 통하여 이 방법에 대한 기능을 검증하였다. 제안한 방법은 CW 형태의 신호를 식별하기 위하여 수신된 신호를 FFT하여 판별식으로부터 확인하였고, DSSS 형태의 신호를 식별하기 위하여 교차상관한 값의 형태를 이용하여 식별하였고, SCW 형태의 신호를 식별하기 위하여 시간에 따라 주파수가 변하는 성분이 존재하는 것을 포함으로써 식별하였다. CW, DSSS, SCW 형태의 교란신호에 대하여 식별한 후, 획득한 측정치의 결과로부터 정상적으로 획득하는 것을 확인하였다. 추후에는

획득한 측정치를 이용하여 전파교란원의 위치를 추정하여 그 성능을 확인할 것이며, 실시간으로 동작하는 전파교란원 위치 추적 시스템 테스트베드를 개발하여 그 성능을 평가할 계획이다.

감사의 글

본 논문은 기초기술연구회의 “재난예방 및 국민안전체고를 위한 위성기반 위치추적기술 연구” 과제의 일환으로 수행되었으며 지원에 감사드립니다.

Reference

- [1] S. Y. Kim et al, "Performance Analysis of Interference on the Software GPS Receiver," *Proc. The 18th GNSS Workshop*, 2011.
- [2] D. Borio et al, "Two-Pole and Multi-Pole Notch Filters: a Computationally Effective Solution for Interference Detection and Mitigation," *IEEE Systems Journal*, vol. 2, no. 1. 2008.
- [3] Y. R.Chien et al, "A Novel Continuous Wave Interference Detectable Adaptive Notch Filter for GPS Receivers," *Proc. IEEE Globecom*, 2010.
- [4] E. Cetin et al, "Interference Localisation within the GNSS Environmental Monitoring System(GEMS)", *Proc. IGNSS Symposium*, 2011.
- [5] C.-L. Chang and G.-S. Huang, "A Compressive Sampling Approach to Narrowband Interference Elimination for GNSS", *Proc. IGNSS Symposium 2011*, Nov. 2011.
- [6] Deok Won Lim, Yun Sub Choi, Sang Jeong Lim, Moon Beom Heo, Gi Wook Nam, "Design of a Jammer Localization System Using AOA Method", *The Journal of Korea Navigation institute*, vol. 15, no. 6, pp. 1241-1249, Sep. 2011.
- [7] G. Strang, *Linear Algebra and Its Applications* 2nd edition, Academic Press, New York, 1980.
- [8] J. James and J. Caffery, *Wireless Location in CDMA Cellular Radio Systems*, Lluwer Academic Publishers, 2000
- [9] T. Kraus et al, "Survey of In-Car Jammers - Analysis and Modeling of the RF signals and IF samples(suitable for active signal cancellation)", *Proc. ION GNSS 2011*, pp. 430-435, Sep. 2011.
- [10] R. H. Mitch et al, "Signal Characteristics of Civil GPS Jammers," *Proc. ION GNSS 2011*, pp. 1907-1919. 2011.

강재민 (Jae-Min Kang)



2008년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (공학사)
 2010년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
 2010년 11월 ~ 현재 : 한국항공우주연구원 연구원
 관심분야 : GNSS, GPS/INS 통합항법 시스템, Anti-Jamming.

임덕원 (Deok-Won Lim)



2004년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (공학사)
 2011년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (공학박사)
 2011년 3월 ~ 현재 : 한국항공우주연구원 선임연구원
 관심분야 : GNSS 수신기 설계, Anti-jamming.

허문범 (Moon-Beom Heo)



1992년 2월 : 경희대학교 기계공학과 (공학사)
 1997년 12월 : Illinois Institute of Technology 항공기계공학과(공학석사)
 2004년 12월 : Illinois Institute of Technology 항공기계공학과(공학박사)
 2005년 10월 ~ 현재 : 항공우주연구원 선임연구원
 관심분야 : GNSS, 위성항법, 항행시스템 등.

남기욱 (Gi-Wook Nam)



1983년 2월 : 한국항공대학교 항공운항학과(공학사)
 1988년 2월 : 한국항공대학교 항공운항학과(공학석사)
 1996년 6월 : Cranfield Univ. 항공공학과(공학박사)
 1988년 7월 ~ 1989년 7월 : 한국과학기술연구원 연구원
 1989년 8월 ~ 1992년 7월 : 한국항공우주연구원 선임연구원
 1996년 12월 ~ 현재 : 항공우주연구원 책임연구원
 관심분야 : GNSS, 위성항법, 항행시스템 등