

CAF Map을 이용한 위성전파 혼신원의 위치추적

강철규* · 오창현*

*한국기술교육대학교

Location Estimation of Satellite Radio Interferer Using CAF Map

Chul-gyu Kang* · Chang-heon Oh*

*Korea University of Technology and Education

E-mail : swing98@kut.ac.kr

요 약

본 논문에서는 위성 통신 네트워크에서 유해전파를 송신하는 미지의 유해 혼신원의 위치를 추정하기 위해 교차모호함수 맵을 이용하는 방법에 대해 제안한다. 유해 혼신원의 위치를 추정하기 위해 지구국에 수신된 유해전파 신호들 간의 수신 시간차와 유해 혼신원 혹은 수신 지구국들의 움직임으로 발생하게 되는 주파수 차를 구해야 하는데, 이 수신 시간차와 주파수 차를 구하기 위해 교차모호함수가 이용된다. 교차모호 함수를 이용하여 시간 차와 주파수 차를 구하는 과정을 일정한 시간 간격으로 수행하고 이 값들 간의 상관 값을 구하여 최종적인 유해 혼신원의 위치를 추정한다. 실험 결과 E_b/N_0 가 10~4 dB에서는 약 800 m 오차가 발생하였고, E_b/N_0 가 -20 dB에서는 약 13 km의 오차가 발생하였다.

ABSTRACT

In this paper, cross ambiguity function map is proposed to estimate the location of a unknown interferer which emits the harmful radio in the satellite communication network. To estimate the interferer, a time difference between received radio signals at earth stations and a frequency difference caused by the movement of interferers or receiving earth stations are calculated. Therefore, cross ambiguity function is used to calculate that values. The calculating process of the time and the frequency differences using cross ambiguity function is operated at every designated time then the correlation values between the time and frequency are calculated. After calculation, the final location of the harmful interferer is estimated. From the simulation results, about 800 m distance error is occurred at 10~4 dB of E_b/N_0 and about 13 km distance error is occurred at -20 dB of E_b/N_0 .

키워드

Cross Ambiguity Function, TDOA, FDOA, Location Estimation

1. 서 론

세계적으로 볼 때, 미국('77), 독일('80), 일본('98), 중국('03)은 외국 위성으로부터 자국 위성의 보호 및 페이퍼 위성 방지 등을 위해 위성전파감시 시설을 구축하여 운용하고 있다. 우리나라도 국가적 차원의 위성전파 권익보호 및 위성자원의 확보를 위해 '02년 위성전파 감시센터를 설립하여 국내외 위성의 ITU 국제규정 준수확인, 불법 혼

신원 제거, 각종 측정자료 제공 등으로 국내 위성 산업 발전 및 위성관련 정책수립에 기여하고 있다. 이러한 역할을 원활히 수행하기 위해서는 불법 혼신원의 정확한 위치 파악이 우선 수행 되어져야 한다.

현재까지 위성전파 혼신원 탐색 시스템에서 사용하고 있는 방법은 TDOA(time difference of arrival), FDOA(frequency difference of arrival), CAF를 이용한 TDOA-FDOA 방법이 있다. 그러

나 TDOA를 이용한 위치 추정 방식은 신호를 수신하는 수신국들의 위치에 따라 혼신원의 위치 추정 성능에 영향을 받고 FDOA의 경우에는 혼신원의 이동 혹은 수신국의 이동이 없을 경우 신호에 대한 주파수 차가 발생하지 않기 때문에 위치 추정이 불가능하다[1],[2]. CAF를 이용한 TDOA-FDOA의 경우는 혼신원의 위치 추정을 위해 TDOA와 FDOA 두가지 방식을 다 이용하기 때문에 위의 두 문제점에서부터 어느 정도 자유로울 수 있으나 FDOA의 추정 범위가 너무 광범위하기 때문에 시스템의 연산량이 많은 단점이 있다[3].

이러한 문제점을 해결하며 보다 정확하게 혼신원의 위치를 추정하기 위해 본 논문에서는 CAF 맵을 이용한 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안한 방법에서 CAF는 TDOA와 FDOA를 계산하기 위해 탐색할 시간과 주파수의 범위를 고정시키고 일정한 시간 간격으로 수신 신호에 대한 CAF값을 계산한다. 이렇게 수집한 CAF 결과 값들을 가지고 CAF 값들 간의 상관 값을 구하게 되는데 유해 혼신원의 위치추정에는 가장 큰 상관 값을 가졌을 때의 TDOA와 FDOA 값을 이용한다.

II. 위성전파 혼신원 탐색 기술

2-1 CAF(Cross Ambiguity Function)

그림 1은 동일한 혼신원에서 발사된 신호가 서로 인접하는 두 위성에 동시에 전송되어 수신되는 경우이다.

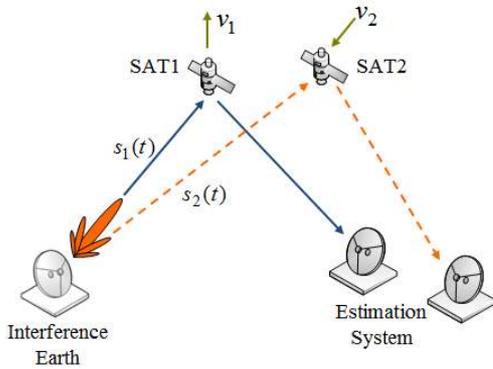


그림 1. CAF를 이용한 혼신원의 위치 추정 시나리오

그림 1과 같은 환경에서 두 신호 $s_1(t)$, $s_2(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_1(t) = s(t) + n_1(t) \quad (1)$$

$$s_2(t) = As(t - \tau)e^{j\Delta\omega(t - \tau)} + n_2(t) \quad (2)$$

여기서 $n_1(t)$ 와 $n_2(t)$ 는 AWGN(additive white gaussian noise)이다. 다시 말해 $s_1(t)$ 는 발생한

혼신 신호 $s(t)$ 에 AWGN이 더해져 수신된 신호이고 $s_2(t)$ 는 동일 신호 $s(t)$ 에 τ 만큼의 시간 지연과 $\Delta\omega$ 만큼의 주파수 차를 갖는 신호에 AWGN이 더해져 수신된 신호이다. 이러한 시간 지연과 주파수 차는 신호를 전송하는 신호원의 위치에 따라 유일하게 결정되는 값으로 수신된 두 신호 $s_1(t)$ 와 $s_2(t)$ 를 비교하여 TDOA 및 FDOA 값을 알아낸다면, 신호원의 위치도 자동적으로 결정할 수 있게 된다. 앞서 언급한 바와 같이 $s_1(t)$ 는 $s_2(t)$ 와 동일한 정보 신호에 신호원의 위치를 결정해 줄 수 있는 TDOA와 FDOA가 추가되어 있기 때문에 이 양만큼 정확하게 보상해주면 원칙적으로 잡음을 제외하고는 $s_1(t)$ 와 동일한 신호가 될 것이다. 그러나 수신된 두 신호를 단순 비교해서는 실제 발생한 TDOA와 FDOA를 구할 수 없고 아래와 같이 정의되는 교차 모호 함수(CAF)를 이용 한다.

$$CAF(\tau, f) = \int_0^T s_1(t)s_2^*(t + \tau)e^{-j2\pi ft} dt \quad (3)$$

$s_1(t)$ 와 $s_2(t)$ 는 분석신호(analytic signal)에서 연속 시간 신호이고, T 는 주기, τ 는 지연 시간, f 는 주파수 옴셋, *는 공액 복소수(conjugate)로 허수의 부호를 토글(toggle)시킨다. 식(3)과 같은 연속 시간 신호를 이산 시간 신호로 변환하기 위해 $t = nT_s$, $f = \frac{kf_s}{N}$ 으로 놓을 수 있는데 여기서 T_s 는 샘플링 주기, f_s 는 샘플링 주파수, n 은 각 샘플 수, N 은 전체 샘플 수이다. 이 식들을 식(3)에 넣으면 식(4)와 같은 이산 시간 CAF함수를 구할 수 있다.

$$CAF(\tau, f) = \sum_{n=0}^{N-1} s_1(nT_s)s_2^*(nT_s + \tau)e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (4)$$

CAF의 크기 값 $|CAF(\tau, k)|$ 는 두 신호 s_1 과 s_2 사이의 TDOA와 FDOA의 값이 같을 때 최고 값(peak value)을 가진다.

2-2 TDOA-FDOA

위성의 좌표 $S_i = [x_i, y_i, z_i]$, 위성의 속도 $V_i = [v_{xi}, v_{yi}, v_{zi}]$, 혼신원의 좌표 $U = [x, y, z]$ 로 한다. SAT1과 SAT2 위성에서 신호 $s_1(t)$ 와 $s_2(t)$ 를 수신한 시간을 t_i 라고 했을 때, 이 수신 시간의 차는 식(5)과 같이 신호의 전파(propagation) 거리 차로 바꿀 수 있다[4],[5].

$$R_{21} = R_2 - R_1 \quad (5)$$

$$R_1^2 = (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2$$

$$R_2^2 = (x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + (z - z_2)^2$$

식(5)을 전개하면 식(6)와 같은데 여기서 $K_i = x_i^2 + y_i^2 + z_i^2$ ($i=1,2$)이다.

$$R_{21}^2 + 2R_{21}R_1 = K_2 - K_1 - 2[(x_2 - x_1)x + (y_2 - y_1)y + (z_2 - z_1)z] \quad (6)$$

두 위성 SAT1과 SAT2는 서로 다른 궤도와 서로 다른 속도를 가지고 움직이기 때문에 서로 다른 도플러 주파수 천이를 갖게 되어 FDOA를 구할 수 있게 된다. FDOA를 $\Delta f_{d21} = c \cdot \Delta f_{21}$, $\Delta f_{21} = f_c \cdot \Delta t$, 송신 주파수는 f_c 로 놓는다. FDOA는 식(7)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta f_{d21} &= f_{d2} - f_{d1} \\ f_{di} &= \frac{(x_i - x)v_x + (y_i - y)v_y + (z_i - z)v_z}{R_i} \\ &= \frac{(S_i - U)^T}{R_i} V_i \end{aligned} \quad (7)$$

식(7)을 전개하면 식(8)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{21} \cdot \Delta f_{d21} + R_{21} \cdot f_{d1} + \Delta f_{d21} \cdot R_1 - F_2 + F_1 \\ = -[(v_{x2} - v_{x1})x + (v_{y2} - v_{y1})y + (v_{z2} - v_{z1})z] \\ F_i = v_{xi}x_i + v_{yi}y_i + v_{zi}z_i \quad (i=1,2) \end{aligned} \quad (8)$$

$x^2 + y^2 + z^2 = (R_c + H)^2$ 이라 놓고, 이 가정한 식을 식(6), 식(8)과 함께 표현하면 식(9)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 - x_1 & y_2 - y_1 & z_2 - z_1 \\ v_{x2} - v_{x1} & v_{y2} - v_{y1} & v_{z2} - v_{z1} \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}}_U \\ = \underbrace{\begin{bmatrix} (R_c + H)^2 + K_1 \\ -R_{21}^2 + K_2 - K_1 \\ F_2 - F_1 - R_{21}\Delta f_{d21} \end{bmatrix}}_H + \begin{bmatrix} -\frac{R_1^2}{2} \\ -R_{21}R_1 \\ -\Delta f_{d21}R_1 - R_{21}f_{d1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

식(9)에서 각각의 행렬을 A , U , H 로 치환하고 식(9)의 나머지 부분도 식(10)과 같이 재정리한다.

$$A \cdot U = H + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{2} \\ 0 & -R_{21} & 0 \\ 0 & -\Delta f_{d21} & 0 \end{bmatrix}}_M \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ R_1 \\ R_2 \end{bmatrix}}_J + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -R_{21} \end{bmatrix}}_N \cdot f_{d1} \quad (10)$$

식(10)을 찾고자 하는 간섭원의 위치 좌표인 U 에 대해 정리하면 식(11)과 같다.

$$U = A^{-1}H + A^{-1}MJ + A^{-1}Nf_{d1} \quad (11)$$

이 식을 식(8)에 넣어 정리하면 식(12)와 같다.

$$f_{d1} = \frac{[S_1 - A^{-1}H - A^{-1}MJ - A^{-1}Nf_{d1}]^T}{R_1} V_1 \quad (12)$$

식(12)를 f_{d1} 에 대해 정리하면 식(13)과 같다.

$$(R_1 + V_1^T A^{-1} N) f_{d1} = S_1^T V_1^T - V_1^T A^{-1} H - V_1^T A^{-1} M J \quad (13)$$

식(13)에서 $h_1 = S_1^T V_1^T - V_1^T A^{-1} H$, $h_2 = V_1^T A^{-1} N$, $q^T = V_1^T A^{-1} M$ 이라 놓으면 식(14)와 같이 정리할 수 있다.

$$f_{d1} = \frac{h_1 - q^T J}{R_1 + h_2} = \frac{m^T J}{R_1 + h_2} \quad (14)$$

식(14)에서 $m^T = [h_1 \ 0 \ 0] - q^T$ 와 같다. 이렇게 정리된 식(14)을 식(11)에 대입하면 식(15)와 같이 유도된다.

$$U = A^{-1}H + A^{-1}MJ + A^{-1}N \frac{m^T J}{R_1 + h_2} \quad (15)$$

$B = \begin{bmatrix} A^{-1}h & 0 & 0 \\ A^{-1}h & 0 & 0 \\ A^{-1}h & 0 & 0 \end{bmatrix} + A^{-1}M$, $C = A^{-1}Nm^T$ 라 놓고

이 식을 식(7)에 넣어 정리하면 식(16)과 같다.

$$\begin{aligned} U &= BJ + \frac{CJ}{R_1 + h_2} \\ &= \frac{(Bh_2 + C)J + BJR_1}{R_1 + h_2} = \frac{DR_1}{R_1 + h_2} \\ R_1 &= \begin{bmatrix} 1 \\ R_1 \\ R_1^2 \\ R_1^3 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (16)$$

$$D = \begin{bmatrix} Bh_2 + C & 0 & 0 & 0 \\ Bh_2 + C & 0 & 0 & 0 \\ Bh_2 + C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B & B & B \\ 0 & B & B & B \\ 0 & B & B & B \end{bmatrix}$$

식(16)을 $x^2 + y^2 + z^2 = (R_c + H)^2$ 과 같이 정리하면 $U^T U = (R_c + H)^2$ 와 같다. 이 식을 전개하면 6개의 값을 얻게 되는데 이 중 하나는 양수이고 나머지 5개는 음수의 값을 갖는다. 이 양의 값을 식(16)의 R_1 의 값에 대입하면 최종적인 간섭원의 좌표를 얻게 된다.

III. 시뮬레이션 및 결과

그림 3과 4는 E_b/N_0 가 -20~10 dB로 변화함에 따른 TDOA와 FDOA의 오차 곡선이다. 결과에서 볼 때 시간 오차와 주파수 오차가 E_b/N_0 4 dB에서부터 급격히 감소됨을 확인할 수 있는데, 이는 E_b/N_0 4 dB에서부터 혼신원으로부터 방출된 두 신호의 상관도가 낮아지기 때문이다.

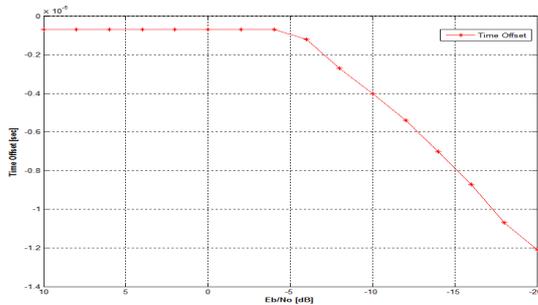


그림 3. E_b/N_0 에 따른 시간 오차

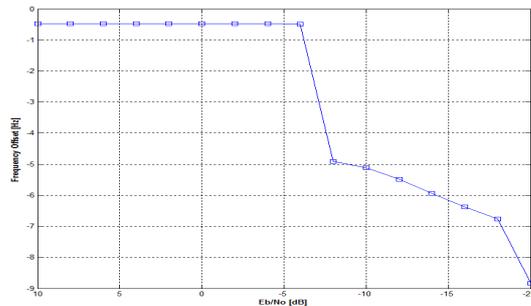


그림 4. E_b/N_0 에 따른 주파수 오차

그림 5는 두 신호의 E_b/N_0 가 변함에 따른 혼신원의 위치 추정 오차이다. E_b/N_0 가 10~4 dB까지는 약 800 m 오차가 발생하고, E_b/N_0 가 -20 dB에서는 약 13 km의 오차가 발생하게 된다. 이러한 이유는 앞에서 살펴본바와 같이 E_b/N_0 가 낮아지면 낮아질수록 두 신호간의 상관 값이 낮아지기 때문이다.

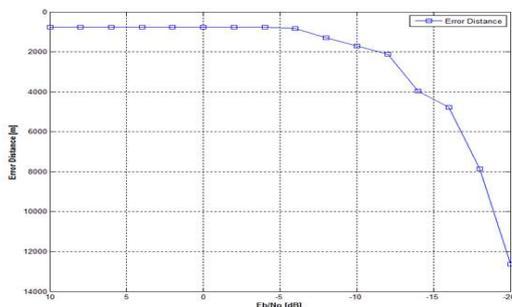


그림 5. E_b/N_0 에 따른 혼신원 위치 추정 오차

V. 결론

본 논문에서는 위성 통신 네트워크에서 유해전파를 송신하는 미지의 유해 혼신원의 위치를 추정하기 위해 교차모호함수 맵을 이용하는 방법에 대해 제안한다.

유해 혼신원의 위치를 추정하기 위해 지구국에 수신된 유해전파 신호들 간의 수신 시간차와 유해 혼신원 혹은 수신 지구국들의 움직임으로 발생하게 되는 주파수 차를 구해야 하는데, 이 수신 시간차와 주파수 차를 구하기 위해 교차모호함수가 이용된다. 교차모호함수를 이용하여 시간차와 주파수 차를 구하는 과정을 일정한 시간 간격으로 수행하고 이 값들 간의 상관 값을 구하여 최종적인 유해 혼신원의 위치를 추정한다. 실험 결과 E_b/N_0 가 10~4 dB에서는 약 800 m 오차가 발생하였고, E_b/N_0 가 -20 dB에서는 약 13 km의 오차가 발생하였다.

참고문헌

- [1] S. Dulman, P. Havinga, A. Baggio and K. Langendoen, "Revisiting the cramer-rao bound for localization algorithms," in *4th IEEE/ACM DCOSS Work-in-progress paper*, June 2008.
- [2] J. Vesely, "Differential doppler garget position fix computing methods," *IEEE proceedings of the international conference on circuits, systems, signals*, pp. 284-287.
- [3] S. Stein, "Algorithms for ambiguity function processing", *IEEE Trans Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 29, No. 3, pp. 588-599
- [4] M. Wax, "The joint estimation of differential delay, Doppler, and phase," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-28, pp. 817 - 820, Sept. 1982.
- [5] B. Friedlander, "On the Cramer-Rao bound for time delay and Doppler estimation," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-30, pp. 575 - 580, May 1984.