

논문 2010-47TC-8-3

지구국 위치 추적을 위한 효율적인 계산 알고리즘

(Computationally Efficient Estimation Algorithm for Unknown location of an Earth Station)

조세영*, 김수영**, 박세경***, 박광량***

(Seyoung Cho, Sooyoung Kim, Sekyoung Park, and Kwangryang Park)

요약

본 논문에서는 위성통신시스템에서 임의의 전파를 발사하는 미지의 송신원의 위치를 파악하기 위한 효율적인 추정 알고리즘을 제안한다. 정지궤도 위성 시스템에 대하여 불법적으로 전파를 발사하는 미지의 지구국 위치를 추정하는 방법의 하나로써 시간 차이와 주파수 차이를 이용하는 교차 모호 함수(cross ambiguity function; CAF)를 주로 사용한다. 그러나 현실성이 있는 지구국 위치의 계산을 위해서는 엄청난 계산량을 필요로 하는 CAF가 요구되므로, 정확한 위치의 계산이 매우 힘들다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 단점을 극복하기 위하여 CAF에서 추정하는 시간 차이와 주파수 차이의 특성을 이용하여 계산상의 효율성은 크게 증대되면서도 추정 성능 저하가 전혀 없는 효율적인 알고리즘을 제안한다. 또한, CAF 계산 알고리즘의 분해능이 추정 성능에 미치는 영향을 시뮬레이션한 결과를 제시함으로써 향후 실제 시스템 구축 및 활용에 기여하였다.

Abstract

In this paper, we propose an efficient estimation algorithm to find unknown location of an earth station for a geostationary satellite system. A cross ambiguity function (CAF), using time difference of arrival (TDOA) and frequency difference arrival (FDOA), is usually used to estimate the unknown location of an unauthorized earth station which may invoke interference to the existing satellite systems. However, a practical estimation of the location data requires tremendous computational time of CAF, and this prohibits direct utilization of CAF. For this reason, we propose a computationally efficient algorithm which utilizes characteristics of TDOA and FDOA within CAF. The proposed algorithm greatly enhances the computational efficiency without any performance degradation. In addition, we demonstrate the simulation results on the estimation performance by the resolution of the CAF estimation. The results provided in this paper will be utilized at the real system implementation.

Keywords: satellite, cross ambiguity function, TDOA, FDOA

I. 서론

위성 시스템의 경우 불법적으로 전파를 발사하는 전파원으로 인하여 기존의 위성 서비스에 심각한 피해를 야기할 수 있다. 그러나 위성 시스템의 광역성과 무선 시스템의 특성 상 불법 전파원의 위치를 쉽게 파악할 수 없기 때문에 이를 제지하는데 여러 가지 어려움이

따르게 된다.

정지궤도 위성의 경우 불법적으로 전파를 발사하는 신호는 공격을 당하는 주 위성뿐만 아니라, 인접 위성에도 미약한 신호를 발사하게 된다. 이 때 두 위성에도 달하는 불법 전파는 동일한 신호를 가지고 있지만, 두 위성까지의 경로 차이와 위성 궤적의 움직임 차이로 인하여 서로 다른 시간지연과 주파수 편이를 가지게 되는 것이다. 따라서 각기 서로 다른 위성을 통하여 도달하는 동일한 신호가 가지는 시간 지연차이(time difference of arrival; TDOA)과 주파수 편이 차이(frequency difference of arrival; FDOA)를 정확하게 추정하게 되면, 위성의 절대적인 위치와 궤적의 움직임

* 학생회원, ** 평생회원, 전북대학교 전자공학부
(Chonbuk National University)

*** 비회원, (주)에이알테크놀로지
(Advanced Radio Technology, Ltd.)

접수일자: 2010년1월11일, 수정완료일: 2010년8월13일

은 알 수 있기 때문에 불법 전파국의 위치를 계산할 수 있게 된다^[1].

위와 같은 상황에서 현실적으로 미지의 위성 지구국 위치 추적을 위해서 요구되는 TDOA 추정의 정확도는 μsec 단위이고, 추정의 정확도는 mHz 단위이다^[2]. 따라서 TDOA 정확도를 만족시키기 위하여 초당 10^6 개의 데이터 샘플이 필요하고, FDOA 정확도를 만족시키기 위해서는 1000 초의 데이터가 필요하므로 위치 추정 계산에서 요구되는 데이터의 개수는 총 10^9 개가 된다.

위와 같은 TDOA 및 FDOA 추정을 위하여 일반적으로 사용되는 방법은 교차모호함수(cross ambiguity function; CAF)을 이용하는 것이다. CAF 계산 과정에는 추정에 요구되는 길이만큼의 데이터에 대한 고속푸리에 변환(fast Fourier transform; FFT) 연산을 여러 번에 걸쳐 수행하는 과정이 포함되어 있다. 따라서 위와 같은 요구사항을 만족하기 위해서는 FFT의 길이가 10^9 개여야 하므로, 그 복잡도가 지나치게 커서 계산이 거의 불가능하게 된다. 이처럼 계산의 복잡도가 지나치게 큰 경우에, 대략(coarse) 추정 계산과 미세(fine) 추정 계산으로 나누어 TDOA 와 FDOA 를 2 단계에 걸쳐 계산하는 방법이 제시된 바 있다^[3].

본 연구의 선행 연구에서는 위와 같은 대략 및 미세 추정 방법의 계산 효율성을 보다 개선하여, 전체 FFT 중 필요로 하는 TDOA 및 FDOA 값을 추출해 낼 수 있는 최소한의 양만큼만 부분적으로 계산하는 방법이 제안된 바 있다^[4~5]. 본 논문에서는 이러한 아이디어를 보다 확장하여, CAF 함수에서 TDOA 값과 FDOA 값이 차지하는 의미와 특징을 이용하여 보다 효율적이면서도 정확한 계산이 가능한 알고리즘을 제안한다. 또한, 기존에 제시되지 않았던 다양한 측면에서의 시뮬레이션 결과를 제시함으로써 실제 시스템 구현 시 유용하게 활용될 수 있는 근거 자료를 마련하였다.

본 서론에 이어, II장에서는 미지의 지구국 위치 추정을 위하여, CAF를 이용하여 TDOA와 FDOA를 계산하는 기본 개념과 기존의 대략 및 미세 추정 알고리즘에 대해 소개한다. III장에서는 이러한 기존 방식의 효율성을 보다 획기적으로 개선할 수 있는 알고리즘을 소개한다. IV장에서는 시뮬레이션을 통하여 CAF 계산에 있어서 현실적으로 고려되어야 할 점들을 살펴보고 시뮬레이션 결과 및 분석 내용을 소개한다. 또한, 제안된 방식의 추정 성능 시뮬레이션 결과를 제시한다. 마지막으로 본 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 교차모호 함수를 이용한 지구국의 위치 계산

1. CAF를 이용한 위치 계산의 기본 개념

아래 그림 1은 미지의 전파원과 두 위성 사이에서 발생하는 TDOA와 FDOA에 대한 개념을 도식적으로 나타낸 것이다. CAF를 이용하여 지구국의 위치를 파악하는 알고리즘을 살펴보기 위하여, 미지의 전파원에서 전송되는 소스 신호를 $S(t)$ 라고 하자. 이 신호가 주 위성 A를 통하여 위성 A의 해당 수신 지구국에 비교적 큰 신호 대 잡음비(signal to noise ratio; SNR)를 가지고 수신된 신호를 $X(t)$ 라고 하자. 또, 동일한 신호원 $S(t)$ 가 안테나의 사이드 로브를 통하여 인접한 위성 B를 통하여 위성 B의 해당 수신 지구국에 비교적 낮은 SNR을 가지고 수신된 신호를 $Y(t)$ 라고 하자.

이러한 상황에서, $X(t)$ 와 $Y(t)$ 는 비록 동일한 신호원 $S(t)$ 에 대한 수신 신호라 할지라도 미지의 전파원에서 위성 A와 위성 B를 통하여 각각의 수신국에 도달하기까지의 경로가 서로 다르므로 인하여 TDOA를 갖게 될 것이다. 또한, 위성 A와 위성 B가 서로 다른 궤적으로 움직임에 따라 서로 다른 도플러 주파수 편이를 겪게 되어 FDOA 를 갖게 된다^[1].

이러한 TDOA와 FDOA는 신호를 전송하는 송신 지구국, 즉 미지의 전파원의 위치에 따라 유일하게 결정되는 값이므로, 수신된 두 신호 $X(t)$ 와 $Y(t)$ 를 비교하여 TDOA 와 FDOA 값을 알아내면, 소스원의 위치도 자동적으로 결정할 수 있게 된다. 따라서 이러한 방

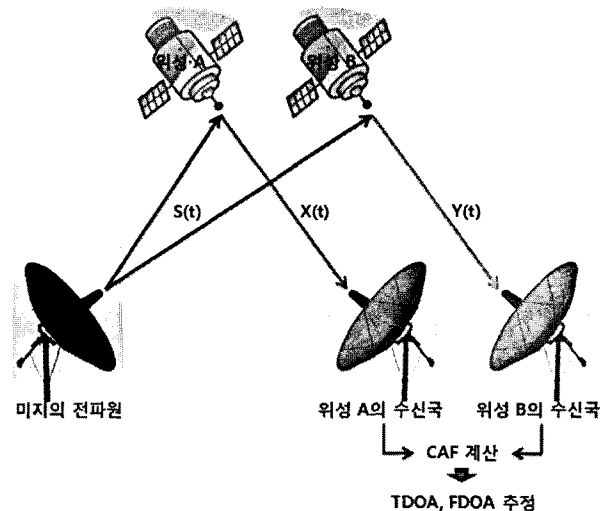


그림 1. 미지의 전파원 위성 수신 신호의 개념도
 Fig. 1. Satellite signal reception from unknown transmitting source.

법으로 원하지 않는 불법 신호를 보낸 위치를 찾아 낼 수 있는데, 이러한 방법 중 하나가 CAF를 이용하는 것이다.

앞서 정의했던 두 신호 $X(t)$ 및 $Y(t)$ 는 아래와 같이 두 식으로 표현할 수 있다^[3].

$$X(t) = S(t) + W_1(t) \quad (1)$$

$$Y(t) = AS(t-D)e^{j(\Delta\omega(t-D)+\phi)} + W_2(t) \quad (2)$$

여기서 $W_1(t)$ 와 $W_2(t)$ 는 가산 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian Noise; AWGN)이고, A 는 경로 손실등을 포함하는 $X(t)$ 신호에 대한 상대적인 페이딩 값을 나타낸다. $Y(t)$ 는 식 (2)에서와 같이 $X(t)$ 와 동일한 송신 신호 $S(t)$ 에 D 만큼의 TDOA를 갖고, $\Delta\omega$ 만큼의 FDOA를 갖는 신호에 AWGN이 더해져 수신된 신호라고 할 수 있다.

두 신호 두 신호 $X(t)$ 와 $Y(t)$ 에 대한 CAF, A_{xy} 는 아래와 같이 정의된다.

$$A_{xy}(w, \tau) = \int_0^T X(t)Y^*(t+\tau)e^{-j\omega t} dt \quad (3)$$

여기서 *는 복소 공액(complex conjugate) 연산을 나타내고, T 는 관찰 시간을 나타낸다. 따라서 TDOA 및 FDOA는 위 A_{xy} 를 최대값으로 만들어 주는 τ 와 w 가 될 것이다. 다시 말해서, $Y(t)$ 신호는 실제로 발생한 TDOA에 해당하는 양을 시간 축에서 반대로 τ 만큼 천이 시켜주고, 실제로 발생한 FDOA에 해당하는 양을 주파수 축에서 정확히 w 만큼 천이시켜주면, $X(t)$ 와 가장 비슷한 모양이 될 것이므로 이 때 두 신호를 곱하여 적분한 양, 즉 A_{xy} 는 최대값이 될 것이다.

2. 알고리즘의 구현

본 절에서는 실제 수신된 $X(t)$ 및 $Y(t)$ 를 이용하여 위의 식 (3)의 CAF를 계산하는 방안에 대해 살펴보도록 한다. 위 식 (3)에서 $R_{xy}(t, \tau) = X(t)Y^*(t+\tau)$ 라고 정의하면, CAF는 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$A_{xy}(w, \tau) = \int_0^T R_{xy}(t, \tau)e^{-j\omega t} dt \quad (4)$$

위 식 (4)는 A_{xy} 가 R_{xy} 에 대한 푸리에 변환이 된다는 것을 보여준다. 즉, CAF는 수신되는 두 신호를 서로 다

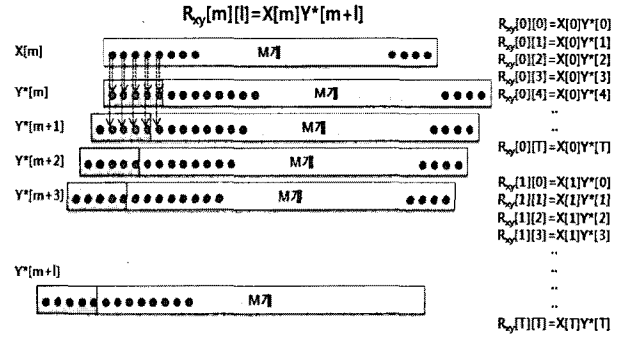


그림 2. R_{xy} 계산의 개념도

Fig. 2. Concept of R_{xy} estimation.

른 시간 지연 차이를 주어 곱한 값들을 푸리에 변환한 것들이 되며, 이 때 TDOA와 FDOA는 이들 중 그 값이 최대가 되도록 하는 w 와 τ 를 찾으면 된다.

이 때, 실제 계산을 위해서는 수신된 $X(t)$ 및 $Y(t)$ 를 일정 간격으로 샘플링 된 이산 데이터를 이용하여야 한다. 따라서 위의 $R_{xy}(t, \tau)$ 함수는 다음과 같은 2차원 배열의 데이터로 나타낼 수 있다.

$$R_{xy}[m][l] = X[m] \times Y^*[m+l] \quad (5)$$

또, CAF는 이를 FFT 취하여 구할 수 있다. 즉, $A_{xy}[n][l] = FFT\{R_{xy}[m][l]\}$ 이 되는데, 이 때 l 은 발생 가능한 TDOA 값을 나타내는 변수이고, n 은 발생 가능한 주파수 천이를 나타내는 변수가 된다. R_{xy} 계산식에 대한 이해를 돕기 위해, 총 M 개의 샘플 데이터에 대해서 R_{xy} 를 계산하는 과정을 그림 2로 나타내었다.

이제 이러한 방식을 위성 시스템에 적용시키게 되면 M 은 10^9 이 된다. 따라서 R_{xy} 연산 후에는 10^9 개의 길이를 가지는 총 l 개의 데이터 열이 생기게 되고, 이들 l 개의 데이터 열에 대해 10^9 포인트 FFT를 취한 결과가 A_{xy} 가 된다. 마지막으로 $10^9 l$ 개의 A_{xy} 값들 중 최대가 되도록 만드는 인덱스가 바로 찾고자 하는 TDOA와 FDOA가 된다. 그러나 이러한 방법은 복잡도가 지나치게 크기 때문에 그대로는 실제적인 구현이 불가능하다.

3. 대략 및 미세 추정

위와 같은 일반적인 CAF 계산의 복잡도로 인한 문제점을 해결하기 위하여 TDOA와 FDOA를 분리하여 계산하는 방안이 제시되었다^[3]. 이 알고리즘의 기본 개념은 TDOA 계산에는 미세하게 샘플링 된 데이터가 필요하지만, 시간상에서 굳이 긴 시간의 데이터가 필요하지 않고, FDOA 계산에서는 반드시 긴 시간의 데이터

가 필요하다는데 착안한 것이다.

이것을 위의 위성 시스템의 경우에 적용하여 생각해 보자. 예를 들어 μsec 단위의 TDOA 계산의 정확도를 위하여 수신된 신호를 μsec 단위로 샘플링 했다고 하자. 이제 mHz 단위의 FDOA 계산 정확도를 위하여 1000 초의 데이터가 필요하여 총 10^9 개의 데이터가 필요하게 된다. 그러나 한꺼번에 이 많은 양의 데이터를 처리하기 위해서는 복잡도가 너무 커서 처리할 수가 없기 때문에, 이를 두 단계로 나누어 TDOA와 FDOA를 계산한다. 먼저 1000초 보다는 아주 짧은 시간 동안 μsec 단위로 샘플링하여 처리 가능한 양만큼의 데이터를 이용하여 CAF 를 계산하면, TDOA 값은 우리가 원하는 단위인 μsec 단위의 값으로 계산이 된다. 그러나 이때 계산되는 FDOA 값은 mHz 단위보다는 훨씬 큰 수 Hz 내지 수천 Hz 단위가 될 것이다. 따라서 이 첫 번째 단위에서 계산된 FDOA 값의 정확도가 원하는 정확도보다 훨씬 낮은 범위이고, 그 정확도가 매우 떨어질 것이기 때문에 이 단계를 대략 추정 단계라고 부른다.

이제 우리가 원하는 정확도의 FDOA를 계산하기 위하여 1000 초 동안의 데이터를 사용하면 되는데, 이미 정확한 TDOA 값이 계산되었기 때문에 μsec 단위 보다는 훨씬 긴 시간 단위로 샘플링 된 데이터를 이용할 수 있다. 예를 들어 1 초 간격으로 샘플링 된 1000 개의 데이터를 이용하면 총 1000 초에 해당하는 데이터가 되므로 이러한 데이터를 이용하여 CAF를 계산하게 되면 mHz 단위의 정확도로 FDOA가 계산되게 된다. 이 단계를 미세 추정 단계라고 한다.

III. 제안 방식

본 논문에서는 상기한 바와 같은 대략 및 미세 추정 단계를 이용한 계산 방안이 있어서 보다 효율적인 복잡도 개선 방안을 제안한다. 기본적인 개념에 대한 설명의 용이성을 위하여, 각 샘플의 샘플링 간격을 1 초라고 하자. 예를 들어, 총 샘플의 개수가 8192개 이고, 샘플링 간격이 1 초 라고 하면, 이를 FFT 취한 경우 주파수 도메인에서 하나의 샘플 간격은 0.125 mHz 가 된다. 예를 들어, 발생하는 시간지연 차이와 주파수 천이 차이가 각각 0-8 샘플 사이의 값을 가진다고 가정하면 이때 발생할 수 있는 TDOA와 FDOA의 최대 범위는 각각 0-8초와 0-1 mHz 가된다.

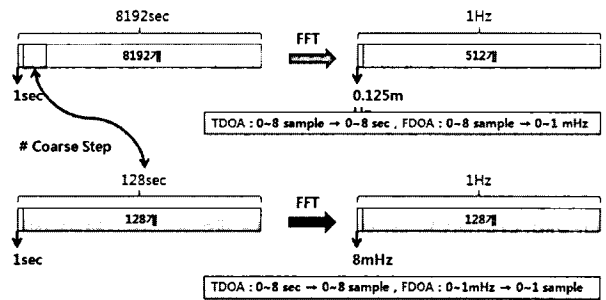


그림 3. 대략 추정 단계에서의 시간 축 샘플 간격과 주파수 축 샘플 간격과의 관계
Fig. 3. Relationship between time interval and frequency interval of samples in coarse estimation.

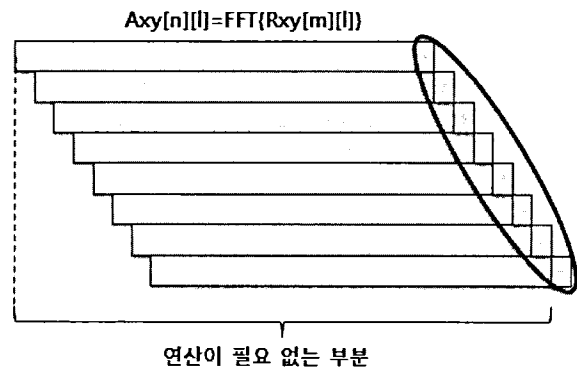


그림 4. 대략 추정 단계에서의 부분적인 FFT 계산 개념
Fig. 4. Concept of partial FFT estimation in coarse estimation.

이제, 이러한 가정으로 그림 3에서 제시된 대략 추정 계산 단계에서 계산되는 TDOA와 FDOA의 성질을 살펴보자. 그림 3에서는 위의 예제에서 사용된 전체 8192 개 중 대략 추정 단계에서 128개를 사용한 예제를 보여 주고 있다. 이 때, 각각의 샘플 간격은 1 초 가 되고, 이 128 개의 데이터에 대한 FFT 결과, 즉 주파수 도메인에서의 간격은 8 mHz 가 된다. 이러한 이유로 실제 0-1 mHz 사이에 존재하는 FDOA는 대략 추정 계산 단계에서는 0-1 샘플 사이에 존재하게 된다. 상기한 바와 같은 점을 고려하면, 실제로 구하고자 하는 TDOA 및 FDOA 가 존재하는 범위 내에 해당하는 부분만 계산하여 CAF 계산의 효율성을 도모할 수 있다는 것을 알 수 있다^[4~5].

다시 말해서, 대략 추정 단계에서 l 개의 R_{xy} 데이터 열에 대하여 M 포인트 FFT 취하게 되는데, 실제로 필요한 데이터는 아래 그림 4에 나타나 있는 바와 같이 극히 일부분에 속하게 되는 것이다. 즉, FFT를 전부 계산하지 않고 일부분의 값만 계산하면 되는 것이다.

이처럼 전체 샘플 수와 대략 추정 단계에서 계산되는 샘플수와의 관계에서 발생하는 FFT 주파수 bin의 크기를 이용하여, 원하는 추정범위를 제한할 수 있다. 이를 이용하여 CAF 계산의 가장 많은 연산 량을 차지하는 FFT 연산을 생략할 수 있도록 하는 것이 본 논문의 핵심 아이디어이다. 즉, 대략 추정단계에서 사용되는 샘플의 개수를 적절히 조정하면 FFT 단계에서 하나의 주파수 간격이 가능한 모든 FDOA 값을 포함하도록 설정할 수 있게 된다. 이렇게 되면, FFT 연산을 생략하고 R_{xy} 값들의 합, 즉 A_{xy} 의 첫 번째 샘플값만으로 TDOA를 찾을 수 있게 되는 것이다.

그림 5에는 이러한 방식의 개념이 나타나 있는데, 식 (5)에서 R_{xy} 의 FFT를 취한 값이 A_{xy} 라는 점을 상기하면, $A_{xy}[0][0], A_{xy}[0][1], A_{xy}[0][2], \dots, A_{xy}[0][l-1]$ 값들은 R_{xy} 값들의 합으로 표현이 가능하다는 것을 알 수 있다. 즉,

$$A_{xy}[0][j] = \sum_{m=0}^{M-1} R_{xy}[m][j], \quad 0 \leq j \leq l-1 \quad (6)$$

따라서 대략 추정단계에서 사용하는 데이터의 개수를 조정하여, 첫 번째 주파수 bin에 포함되는 주파수의 값이 모든 발생 가능한 FDOA 값을 포괄할 수 있도록 한다면, FFT 연산 없이 총 l 개의 식 (6)을 계산하여 이들 중 최대값을 만드는 j 를 선택하여 TDOA로 추정할 수 있는 것이다. 이러한 방식을 사용하면, 기존의 방식에 비하여 추정 범위를 축소함으로써 오차 발생 범위를 줄일 수 있을 뿐 아니라, FFT 연산 없이 R_{xy} 값만으로

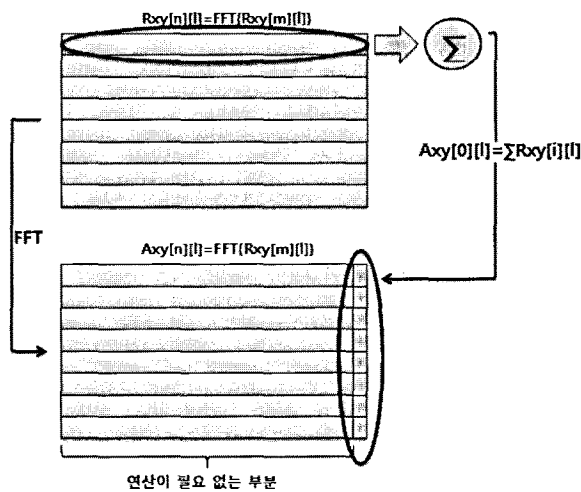


그림 5. R_{xy} 값과 A_{xy} 값의 관계도
Fig. 5. Relationship between R_{xy} and A_{xy} .

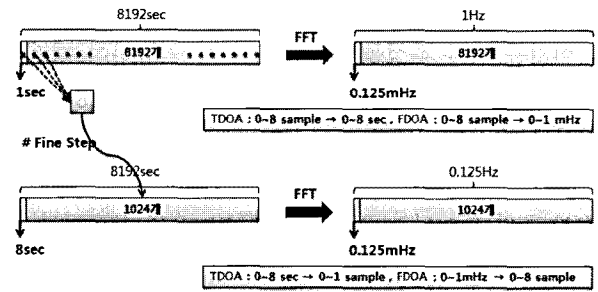


그림 6. 미세 추정 단계에서의 시간 축 샘플 간격과 주파수 축 샘플 간격과의 관계
Fig. 6. Relationship between time interval and frequency interval of samples in fine estimation.

TDOA를 추정할 수 있기 때문에 계산의 효율성을 크게 향상시킬 수 있다.

위와 같은 부분적인 계산을 이용한 계산 효율성 향상은 미세 추정 단계에서도 적용이 가능하다. 그림 6을 이용하여 미세추정 단계에서의 시간 간격과 주파수 간격의 관계를 살펴보자. 그림 6에는 총 8192개 데이터 중 미세 추정 단계에서 1024개를 선택하는 예제가 나타나 있다. 이 때, 각각의 샘플 간격은 8 초가 되고, 이 1024 개의 데이터에 대한 FFT 결과, 즉 주파수 도메인에서의 간격은 0.125 mHz가 된다. 위에서 최대 TDOA 발생 범위가 8초라고 가정하였으므로, 미세단계에서 추정하는 TDOA는 첫 번째 또는 두 번째 샘플 내에 존재하게 되는 것이다. 이러한 개념을 이용하면, 추출된 데이터 세트 들 중 실제로 추정하고자 하는 TDOA 값(0-8 초)은 대략 추정 계산 단계에서는 0-1 샘플 사이에 존재하게 된다. 따라서 실제로 구하고자 하는 R_{xy} 데이터 세트 들 중 FFT가 필요한 데이터 세트는 대폭 감소하게 되어 CAF 계산의 효율성을 도모할 수 있다는 것을 알 수 있다.

위와 같은 개념을 적용하여, 다음 그림 7은 미세 추

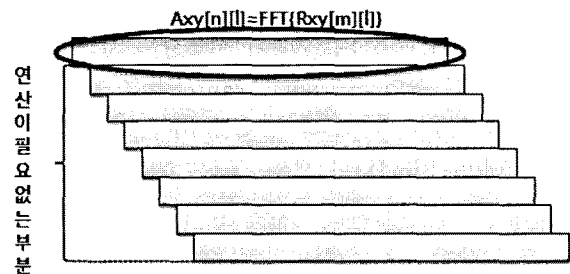


그림 7. 미세 추정 단계에서의 부분적인 FFT 계산 개념
Fig. 7. Concept of partial FFT estimation in fine estimation.

정 계산 단계에서 계산이 필요한 부분적인 FFT 계산을 수행하는 개념을 보여준다.

IV. 시뮬레이션 결과

1. 시뮬레이션 환경

제안된 알고리즘을 이용한 추정 성능을 평가하기 위하여, 랜덤한 QPSK 변조된 신호가 송신되는 경우를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 일반적으로 주 위성을 통하여 송신된 신호는 비교적 높은 신호 대 잡음비를 가지고 수신되므로, $X(t)$ 신호에 대해서는 QPSK 신호에 있어서 데이터 통신에서 적절한 수신, 즉 비트 오류율이 10^{-5} - 10^{-6} 정도가 보장될 수 있는 값인 SNR 이 10 dB인 경우를 적용하였다. 반면, 사이드 로브를 통하여 미약하게 수신되는 $Y(t)$ 신호에 대해서는 $X(t)$ 신호에 대한 SNR 보다 훨씬 적은 여러 가지 SNR 값을 적용하여 시뮬레이션 하였다.

일정 범위 내의 TDOA와 FDOA를 랜덤하게 발생시키면서 여러 가지 방법으로 CAF를 이용하여, TDOA 및 FDOA 추정 오류율을 시뮬레이션 하였다. 발생시킨 샘플의 개수는 FFT 계산의 효율성을 도모하기 위해 2의 지수승인 512 개로 택하였으며, 하나의 QPSK 심볼당 샘플된 데이터의 개수는 8개이다. 발생 가능한 최대 TDOA는 최대 8샘플이며, 발생 가능한 최대 FDOA는 최대 8개의 주파수 샘플이다. 또한, 기존에 제시된 대략 및 미세 추정 계산 방법과 본 논문에서 제안된 알고리즘에 대한 성능을 시뮬레이션하여 비교하였다.

2. 분해능이 성능에 미치는 영향

실제의 경우에 있어서 TDOA와 FDOA는 아날로그 한 값으로 발생하고, CAF 계산에서는 이산적인 TDOA 및 FDOA 값을 사용하기 때문에 실제 환경에서는 이와는 다소 차이가 나는 결과를 예상할 수 있을 것이다. 따라서 시뮬레이션에서는 얼마나 실제에 가까운 TDOA 와 FDOA를 이용하여 계산하느냐에 따라 추정 성능이 달라질 수 있을 것이다. 따라서 먼저 이러한 시뮬레이션시 적용하는 계산 알고리즘의 분해능(resolution)이 추정 성능에 어떤 영향을 미치는 지에 대해 살펴보기로 한다.

먼저, 본 논문에서는 TDOA 분해능 T_r 과 FDOA 분해능 F_r 을 CAF 계산에서 사용하는 간격보다 실제 발생하는 값이 몇 배 더 조밀한가로 정의한다. 예를 들어 TDOA 분해능 T_r 이 4 인 경우, CAF 계산에서 사용하는

시간 샘플 간격보다 실제 TDOA가 4 배 더 세밀하게 발생하는 경우를 나타낸다. 이러한 효과를 시뮬레이션 하기 위하여 다음과 같은 방식을 사용한다. 실제 CAF에서 사용하는 샘플 수보다 4배가 더 많은 샘플을 발생하여 발생된 샘플 간격으로 TDOA를 랜덤하게 인가한다. 그 다음, 이들을 4샘플 간격으로 추출하여 CAF를 계산하는 것이다.

다음 그림 8 및 그림 9 는 여러 가지 T_r 과 F_r 에 따른 TDOA 추정 오류율 및 FDOA 추정 오류율을 $Y(t)$ 의 SNR에 따라 시뮬레이션 한 결과를 나타낸 것이다. 공통적으로 $Y(t)$ 의 SNR이 낮아짐에 따라 쉽게 예상할 수 있듯이 추정 성능이 낮아짐을 알 수 있다.

또한, CAF 계산에서 사용하는 분해능이 실제로 발생

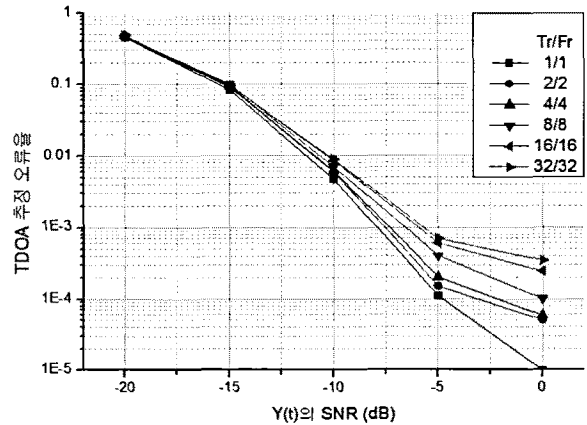


그림 8. 여러 가지 T_r 및 F_r 값에 따른 TDOA 추정오류율
Fig. 8. TDOA estimation error according to various T_r and F_r .

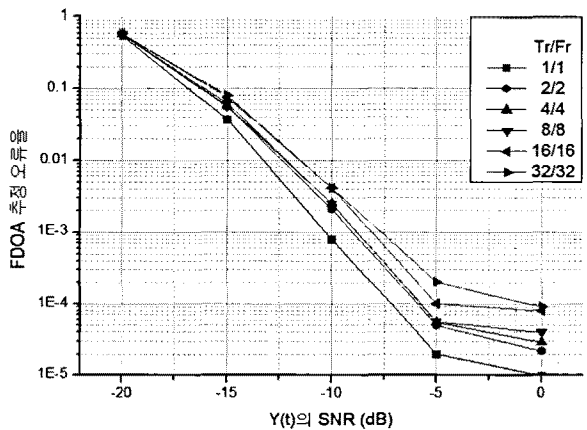


그림 9. 여러 가지 T_r 및 F_r 값에 따른 FDOA 추정오류율
Fig. 9. FDOA estimation error according to various T_r and F_r .

하는 TDOA 및 FDOA 값을 따라가지 못하게 되면 추정 성능이 다소 열화됨을 알 수 있다. 그러나 그 성능의 열화 정도가 크지 않기 때문에 실제 시뮬레이션에서는 실제로 발생하는 TDOA 및 FDOA가 계산의 분해능과 정확하게 일치한다고 가정하여도 성능의 큰 변화는 없을 것으로 판단할 수 있다.

3. 제안 알고리즘에 대한 추정 성능 비교

다음 그림 10 과 그림 11은 여러 가지 CAF 계산 방식에 따른 TDOA 및 FDOA 추정 오류율을 비교하여 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이, 제안된 방식은 기존 방식들에 비하여 성능 저하가 전혀 없음을 알 수 있다. 특히, 범위를 제한시켜 줌으로써 일부 성능 향상 효과도 부가적으로 얻을 수 있음을 알 수 있다.

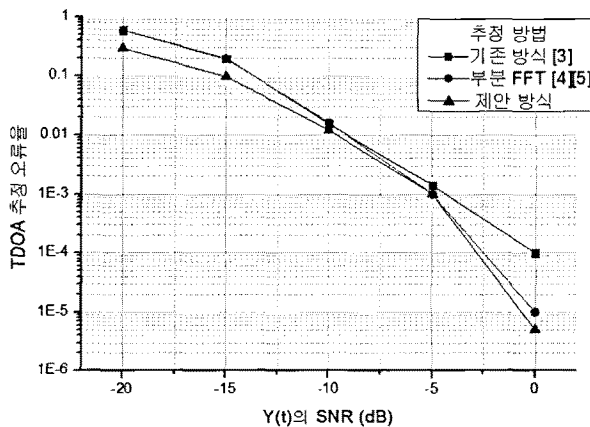


그림 10. 여러가지 추정 방법에 따른 TDOA 오류율
Fig. 10. TDOA estimation error according to various estimation methods.

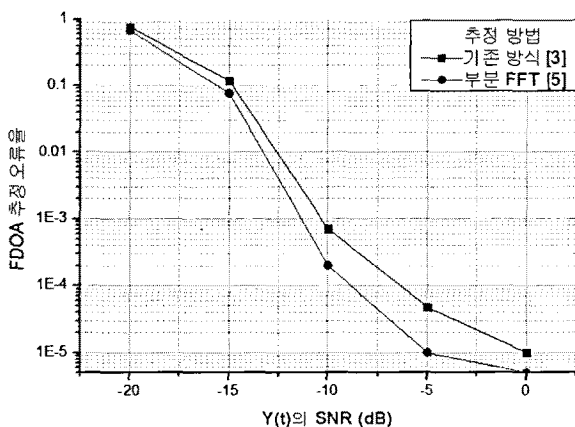


그림 11. 여러가지 추정 방법에 따른 FDOA 오류율
Fig. 11. FDOA estimation error according to various estimation methods.

TDOA 추정은 대략 추정 단계에서 이루어지므로, 제안된 방식은 대략 추정 단계에서 기존 방식들과는 달리 FFT 연산을 전혀 수행하지 않는다. 그럼에도 불구하고, 그림 10에 제시된 바와 같이 제안 방식은 기존의 방식들에 비해서 오히려 우수한 성능을 얻을 수 있다는 것을 보여 주고 있다. 따라서 제안된 방식은 FFT 연산을 전혀 수행하지 않게 되므로 엄청난 계산량의 절감 효과를 거둘 수 있다.

다음 그림 11은 미세 추정 단계에서 추정되는 FDOA에 대한 추정 오류율을 보여주고 있다. 본 논문에서 제안한 방식의 경우 대략 추정 단계의 FFT를 생략하는 과정에 해당하는 경우이므로, 미세 추정 단계에서는 일부 필요로 하는 R_{xy} 데이터 열만을 부분적으로 FFT 취하는 기존의 방식을 적용할 수 있다^[5]. 미세 추정 단계에 있어서도 부분적인 값만을 계산함으로써 계산 효율성 향상 및 성능 향상을 동시에 이룰 수 있음을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 CAF 계산에 있어서 각 단계의 샘플 개수를 각각 시간 영역과 주파수 영역에 따라 유리하게 조정함으로써 계산의 정확도는 동일하게 유지하고, 계산의 효율성을 개선할 수 있는 방안에 대해서 제시하였다. 또한, CAF 계산에서 사용되는 분해능이 실제 발생하는 TDOA와 FDOA와 다를 경우, 이러한 차이가 추정 성능에 미치는 영향에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하였다. CAF 계산에서 TDOA와 FDOA 값을 계산하는 최종 데이터 열인 A_{xy} 의 첫 번째 주파수 빈에 해당하는 값이 R_{xy} 데이터 열들의 합으로 표현이 가능하다는 점을 이용하여, 기존의 계산에서 연산 량의 큰 비중을 차지하는 FFT 계산 과정을 생략함으로써 계산의 효율성을 증대시켰다. 또한 이는 원하는 추정 범위만을 계산하기 때문에 계산의 성능 역시 향상시킬 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] D. P. Haworth, N. G. Smith, R. Bardelli, T. Clement, "Interference localization for Eutelsat satellites—the first European transmitter location system." International Journal of Satellite Communications, Vol. 15, pp. 155-183, 1997.
- [2] Sun Zheng-bo, "Fast algorithm for satellite

- interference location parameter estimation”, Proceedings of the 7th International Conference on Signal Processing (ICSP '04. 2004), vol. 2, 31 Aug. - 4 Sept. 2004, pp. 1794-1797
- [3] S. Stein, “Algorithms for ambiguity function processing”, IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 29, NO. 3, pp. 588-599
- [4] 조세영, 김수영, “CAF 계산의 효율성 개선과 성능 향상”, 통신 위성 우주 산업 연구회 논문지, 제 4 권 1호 2009.6.20
- [5] 조세영, 김수영, “미지의 위성 지구국 위치 추정 계산의 효율성 개선 방안”, 한국 통신학회 2009 추계 종합 학술 발표회, 2009. 11. 21

저 자 소 개



조 세 영(학생회원)
 2008년 전북대학교 전자정보 공학부 학사 졸업.
 2010년 전북대학교 전자공학과 석사 졸업.
 <주관심분야 : 디지털 통신, MIMO-OFDM>



김 수 영(평생회원)-교신저자
 1990년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사 졸업.
 1990년~1991년 ETRI 연구원
 1992년 Univ. of Surrey, U.K 공학 석사 졸업.
 1995년 Univ. of Surrey, U.K 공학 박사 졸업.

1994년~1996년 Research Fellow, Univ. of Surrey, U.K.
 1996년~2004년 ETRI 광대역무선전송연구팀장.
 2004년~현재 전북대학교 전자정보공학부 부교수.

<주관심분야 : 오류정정부호, 시공간블럭부호, 이동/위성통신>



박 세 경
 1984년 경북대학교 전자공학과 학사 졸업
 1999년 충남대학교 전자공학과 석사 졸업
 1984년~1985년 (주)금성사 (연구원)

1985년~2000년 ETRI 위성망연구팀장 (책임연구원)

2000년~현재 (주)에이알테크놀로지 전무이사
 <주관심분야 : 위성방송/통신시스템엔지니어링, 위성궤도 및 주파수 자원>



박 광 량
 1980년 한양대학교 전자통신 공학과 학사 졸업
 1982년 서강대학교 초고주파 공학 석사 졸업
 1994년 서강대학교 초고주파 공학 박사 졸업

1982년~1983년 국방과학연구소 (연구원)
 1983년~2000년 ETRI 위성탐재장치연구팀장 (책임연구원)

2000년~현재 (주)에이알테크놀로지 대표이사
 <주관심분야 : 위성방송/통신시스템엔지니어링, 위성중계기 설계, 위성전파감시>