

이동위성 관제용 위성 위치 탐지 알고리즘의 통계적 성능 분석

The Statistical Performance Analysis of Satellite Tracking Algorithm for Mobile TT&C

이윤수 · 이병섭* · 정원찬**

Yun-Soo Lee · Byung-Seub Lee* · Won-Chan Chung**

요약

본 논문에서는 차세대 이동위성 관제 시스템에서 위성 방향을 탐지하는 알고리즘으로 제안된 MUSIC(Multiple Source Classification) 알고리즘의 통계적 특성에 대하여 서술하였다. 이동위성 관제 시스템에서 MUSIC 알고리즘을 위성 방향 탐지 알고리즘으로 채택할 경우, 이동 위성 관제 시스템 성능이 MUSIC의 위성 방향 탐지 성능에 종속될 수밖에 없다. 따라서 본 논문에서는 여러 가지 데이터 길이와 신호대 잡음비에 따른 MUSIC 알고리즘에 사용되는 파라미터의 통계적 특성을 조사하고 이러한 파라미터가 궁극적으로 위성 방향 탐지에 미치는 영향을 분석하였다.

Abstract

This paper address the statistical characteristics of MUSIC algorithm which is suggested as satellite direction finding algorithm. If the MUSIC algorithm is adopted as a satellite direction detection method in mobile TT&C system, then the statistical performance of the MUSIC algorithm will be closely related with the overall performance of the system. So statistical characteristics of the parameter in the respect of SNR and data length are addressed and then analyse the final effects to the satellite direction finding.

Key words : Satellite, Mobile Satellite, Eigenstructure, Adaptive Array Antenna, Covariance

I. 서론

현재 국내 정부 출연 연구소에서 이동형 위성 관제 시스템 개발을 위한 타당성 조사를 하고 있다. 지금까지 조사된 결과, 이동형 위성 관제 시스템을 종래의 반사 편형 안테나 시스템과 적응형 어레이 안테나 시스템 2종류로 구현할 수 있는 것으로 조사되었다. 반사 편형 이동형 위성 통신 시스템은 현재 군용으로 많이 활용되고 있지만, 위성 관제를 위한 시스템은 조사된 바로는 없는 것으로 판단된다. 이동 위성 관제 시스템의 필요성은 위성의 전략적 가치가 증대

함에 따라 필요성이 더욱 커지고 있다. 즉, 기존의 고정형 위성 관제 시스템은 상대적으로 큰 안테나 시스템과 전파 LOS를 확보하기 위하여 개활지에 설치되었다. 따라서 만일에 있을 공격에 매우 취약적이다.

위성의 역할이 비상시 통신, 또는 민감한 지역의 영상을 취급하게 된다면 이러한 위성의 관제 업무를 수행하는 위성 관제소가 파괴된다면 위성이 손실되는 효과와 동일하게 된다. 따라서 전략적 위성에 대한 이동형 위성 관제 시스템 구축이 요구된다.

이러한 이동형 위성 관제 시스템을 종래의 반사 편형 안테나 시스템으로 구축한다면 차세대 이동형

(주)유비즈플러스(UBIZPLUS)

*한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부(Dept. of Telecommunications & Information Eng., Korea Aerospace University)

**한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunication Research Institute)

· 논문 번호 : 20071002-108

· 수정완료일자 : 2007년 12월 5일

위성 관제 시스템의 기능 요구 조건 중의 하나인 이동중에 위성 관제 기능이 가능하여야 한다는 조건을 충족시킬 수 없다. 그 이유는 좁은 반전력 빔 폭(HP-BW: Half Power Beam Width) 때문에 차량 이동시 위성이 HPBW를 손쉽게 벗어나기 때문이다.

따라서 이러한 요구조건을 만족하고 차세대 기술을 수용하여 산업적 파급 효과를 극대화할 수 있는 안테나 시스템으로써 적응형 어레이 안테나를 들 수 있다. 적응형 어레이 안테나를 탑재함으로써 위성을 추적하기 위하여 안테나의 기계적인 위치를 바꾸지 않고도 위성을 안테나의 주 빔 안에 위치시킬 수 있고, 안테나가 이동함에 따른 급격한 자세 및 위치 변동에도 적응형 어레이 안테나의 위상 변환기의 가중치를 변화시킴으로써 실시간적으로 안테나 위치 변동에 대한 주 빔 보정을 꾀할 수 있다.

이러한 이유 때문에 차세대 이동형 위성 관제 시스템의 안테나 시스템으로써 적응형 어레이 안테나 시스템이 권고된다. 하지만 적응형 어레이 안테나 시스템을 채택할 경우, 계속적으로 움직이는 위성체에서 어떻게 위성 위치를 파악하여 주 빔을 위성을 향하도록 조향할 것인가가 문제이다. 이 문제를 해결하기 위해서 우선 안테나에 대한 위성의 상대적 위치 파악이 관건이 된다. 이러한 데이터를 바탕으로 위상 변환기의 가중치를 조정하여 적응형 어레이 안테나의 주 빔을 위성으로 향하게 할 수 있다.

따라서 적응형 어레이 안테나에서 어떻게 위성의 위치를 파악할 것인가가 중요한 문제가 된다. 현재 까지 알려진 고해상도 전파 방향 탐지 알고리즘으로서 가장 널리 활용되는 알고리즘이 MUSIC(Multiple Source Classification)이다. 현재 국내 이동형 위성 관제 시스템의 위성 위치 파악 알고리즘으로써 MUSIC이 제안된 상태이다. 따라서 본 논문에서는 MUSIC 알고리즘을 적용할 경우, 잡음 공간에서의 고유 벡터의 오차가 위성 위치 계산에 미치는 영향에 대해 심층적으로 연구하였다. 이를 통하여 이동 위성 관제 시스템에서 위성 방향 탐지를 위하여 MUSIC 알고리즘을 사용할 경우, 위성 관제에 미칠 수 있는 성능변화를 추정할 수 있다.

II. MUSIC 알고리즘

2-1 신호 모델

M 배열 소자에 수신된 신호들이 D 개의 신호들과 잡음들로 선형적인 조합을 이룬다면, 각 배열의 수신 신호들은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_M \end{bmatrix} = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_D)] \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ \vdots \\ F_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_M \end{bmatrix} \quad (1)$$

위의 식을 행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$X = AF + W \quad (2)$$

단, $a(\theta_i)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$a(\theta_i) = [e^{-j2\pi\lambda d_1 \sin\theta_i}, e^{-j2\pi\lambda d_2 \sin\theta_i}, \dots, e^{-j2\pi\lambda d_M \sin\theta_i}] \quad (3)$$

행렬 A 의 $a(\theta_i)$ 는 신호 수신 각을 나타내며, 행렬 W 는 의도된 신호에 부가되는 잡음을 나타낸다. A 를 다시 나타내면, 다음과 같다.

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_D)] = \begin{bmatrix} a_1(\theta_1) & \dots & a_1(\theta_D) \\ \vdots & & \vdots \\ a_M(\theta_1) & \dots & a_M(\theta_D) \end{bmatrix} \quad (4)$$

2-2 MUSIC(Multiple Source Classification) 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 수신되는 신호의 방향을 탐지하기 위해 사용되는 알고리즘으로서 이를 이용해 도출된 신호의 방향을 이용해 빔 성형을 수행할 수 있다. MUSIC 알고리즘의 원리는 다음과 같다.

벡터 X 의 $M \times M$ 상관 행렬은

$$R = \overline{XX^T} = \overline{AFF^T A^T} + \overline{WW^T} \quad (5)$$

이고, 이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R = APA^T + \lambda_{\min} R_0 \quad (6)$$

이때 λ_{\min} 은 $|R - \lambda R_0| = 0$ 을 만족하는 최소값이다. 또한, 잡음 벡터 W 는 평균값 0과 분산 σ 를 가지

므로 $\lambda_{\min} R_0 = \sigma^2 I$ 라고 나타낼 수 있다. 이때 σ^2 은 잡음 전력을 나타내고, I 는 identity 행렬을 나타낸다.

따라서,

$$R = APA^+ + \sigma^2 I \quad (7)$$

라고 쓸 수 있다.

R 의 M 고유 벡터 $Re_i = \lambda_i R_0 e_i, i = 1, 2, \dots, M$ 을 만족해야 한다. $R = APA^+ + \lambda_{\min} R_0$ 이므로 $APA^+ e_i = (\lambda_i - \lambda_{\min}) R_0 e_i$ 가 된다. 따라서 λ_i 가 λ_{\min} 과 같다면, $APA^+ e_i = 0$ 또는 $A^+ e_i = 0$ 이 된다. 즉, λ_{\min} 을 가지는 고유 벡터는 신호 벡터 A 와 직교(orthogonality) 관계를 가진다.

만일 E_N 을 행이 N 잡음 고유 벡터를 가지는 $M \times M$ 행렬로 정의한다면, 방향 탐지 알고리즘 MUSIC은 다음과 같이 정의된다.

$$P_M(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^+ E_N E_N^+ a(\theta)} \quad (8)$$

만일 θ 값이 수신된 신호의 각도와 일치하게 되면, orthogonal 성질에 따라 $a(\theta)^+ E_N E_N^+ a(\theta)$ 는 0이 되고 결국, $P_M(\theta)$ 는 큰 값을 가지게 된다.

III. MUSIC 알고리즘의 통계적 성능 분석

3-1 통계적 성능분석을 위한 고려사항

식 (8)에서 보여주는 MUSIC 위성 방향 탐지의 성능은 결국 상관 행렬로부터 얻어지는 잡음 공간의 고유 벡터의 통계적 정확성에 의존될 수밖에 없다. 그리고 잡음 공간의 고유 벡터가 구해지는 상관 행렬은 신호의 신호대 잡음비와 상관 관계가 구해지는 데이터 길이 등에 종속된다. 따라서 이동형 위성 관제 시스템에서 채택하는 MUSIC의 위성 방향 탐지 성능은 당연히 이러한 신호 데이터의 통계적 성능과 이를 바탕으로 구해지는 고유 벡터의 통계적 특성에 의존될 수밖에 없다. 따라서 본 절에서는 MUSIC 알고리즘에서 위성 위치 파악에 가장 관건이 되는 파라미터인 고유 벡터와 고유치의 데이터 길이에 따른 통계적 정확도 및 특성에 대하여 서술한다.

3-2 시뮬레이션을 위한 파라미터

센서 m 의 수는 3이고, 소자간 거리가 일정한 선형 배열 안테나를 고려한다. 신호 소스 형태에 대해서, 고유치와 고유 벡터를 결정하기 위해 500개의 샘플을 사용하며, 각 샘플은 하나의 N -샘플 데이터 집합과 공분산 추정에 대응한다. 그러므로, 고유치 $\hat{\lambda}_j$ 와 고유 벡터 \hat{v}_j 의 500 샘플은 그것들의 변화성에 관한 정보를 제공한다.

샘플 공분산 행렬의 고유치와 고유 벡터들에 대한 근사적인 통계는 다음과 같다^[10].

$$E[\hat{\lambda}_j] = \lambda_j + O(N^{-1}) \quad (9)$$

$$E[(\hat{\lambda}_j - E[\hat{\lambda}_j])^2] = \frac{2\lambda_j^2}{N} + O(N^{-2}) \quad (10)$$

$$E[\hat{v}_j] = v_j + O(N^{-1}) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} & E[(\hat{v}_i - E[\hat{v}_i])^H (\hat{v}_i - E[\hat{v}_i])] \\ &= \frac{\lambda_i}{N} \sum_{k=1}^i \frac{\lambda_k v_i^H v_i}{(\lambda_i - \lambda_k)^2} + O(N^{-2}) \end{aligned} \quad (12)$$

식 (9)과 (10)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E[\hat{\lambda}_j - \lambda_j] = O(N^{-1}) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} & E\{(\hat{\lambda}_j - \lambda_j) - E[\hat{\lambda}_j - \lambda_j]\}^2 \\ &= E[(\hat{\lambda}_j - \lambda_j)^2] - (E[\hat{\lambda}_j - \lambda_j])^2 \\ &= \frac{2\lambda_j^2}{N} + O(N^{-2}) \end{aligned} \quad (14)$$

식 (13)을 식 (14)에 대입하고, $E[(\hat{\lambda}_j - \lambda_j)^2]$ 에 대해서 분 뒤 λ_j^2 로 결과를 나누면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$E\left[\left(\frac{\hat{\lambda}_j - \lambda_j}{\lambda_j}\right)^2\right] = \frac{2}{N} + O(N^{-2}) \quad (15)$$

유사하게, 식 (11)과 (12)는 다음과 같이 나타내어진다.

$$E[\hat{v}_i - v_i] = O(N^{-1}) \quad (16)$$

$$\begin{aligned} & E\{(\hat{v}_i - v_i) - E[\hat{v}_i - v_i]\}^H \cdot \\ & \{(\hat{v}_i - v_i) - E[\hat{v}_i - v_i]\} \\ &= E[(\hat{v}_i - v_i)^H (\hat{v}_i - v_i)] \\ & \quad - (E[(\hat{v}_i - v_i)])^H (E[(\hat{v}_i - v_i)]) \end{aligned}$$

$$= \frac{\lambda_i}{N} \sum_{k \neq i}^l \frac{\lambda_k v_i^H v_i}{(\lambda_i - \lambda_k)^2} + O(N^{-2}) \quad (17)$$

식 (16)을 식 (17)에 대입하면, 다음을 얻을 수 있다.

$$E[(\widehat{v}_i - v_i)^H (\widehat{v}_i - v_i)] = E[\|\widehat{v}_i - v_i\|^2] \\ = \frac{\lambda_i}{N} \sum_{k \neq i}^l \frac{\lambda_k}{(\lambda_i - \lambda_k)^2} + O(N^{-2}) \quad (18)$$

단, l 은 고유 벡터의 차원이고, $(\cdot)^H$ 는 Hermitian을 나타내며, 모든 $i=1, 2, \dots, l$ 에 대해서 $\widehat{v}_i^H \widehat{v}_i = 1$, $v_i^H v_i = 1$ 과 같이 모든 고유 벡터는 정규화된다.

파라미터 $e(\widehat{\lambda}_i)$ 와 $e(\widehat{v}_i)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$e(\widehat{\lambda}_i) = (\widehat{\lambda}_i - \lambda_i) / \lambda_i \quad (19)$$

$$e(\widehat{v}_i) = (\widehat{v}_i - v_i)^H (\widehat{v}_i - v_i) \quad (20)$$

윗 식들은 eigenstructure 변화를 나타내기 위해 사용된다. 확률 분포, 히스토그램, MSE의 추정 등에도 사용된다.

3-3 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 3x3 공분산 행렬을 나타내는 2지연 탭을 가지는 3개의 소자를 토대로 한다. $e(\widehat{\lambda}_i)$ 의 누적 분포 함수(CDF: Cumulative Distribution Function), $e(\widehat{v}_i)$ 의 누적 분포 함수, 그리고 $e(\widehat{\beta}_k)$ 를 계산함으로써 공분산 행렬 추정의 세 가지 다른 방법들을 비교한다. $\widehat{\eta}_k$ 와 $\widehat{\gamma}_k$ 의 추정은 MUSIC 알고리즘에 기초한다. 이런 파라미터들 모두는 세 가지 공분산 추정 방법에 대해 계산되어졌다: A-conventional, B-rank correlation, C-weighted M-estimation.

$\eta_1 = 0.35$, $\gamma_1 = 0.2$, 그리고 다른 SNR을 갖는 하나의 신호 소스를 사용한다. 각 그래프에서 선은 방법 A를, 짧은 대쉬 선은 방법 B를, 그리고 긴 대쉬 선은 방법 C를 나타낸 결과이다.

그림 1~3은 SNR=2, $\epsilon=0.0$ 에 대한 $e(\widehat{\lambda}_1)$, $e(\widehat{v}_1)$, $e(\widehat{\beta}_1)$ 의 CDF를 보이고, 그림 4~6은 SNR=2, $\epsilon=0.1$ 인 경우의 CDF를 보인다.

그림 7~9는 SNR=8, $\epsilon=0.05$ 인 경우의 CDF를 보인다.

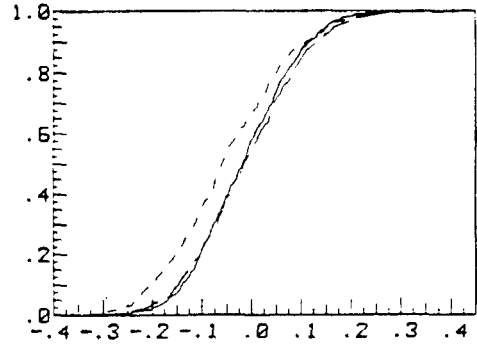


그림 1. $e(\widehat{\lambda}_1)$ 의 CDF
Fig. 1. CDF of $e(\widehat{\lambda}_1)$.

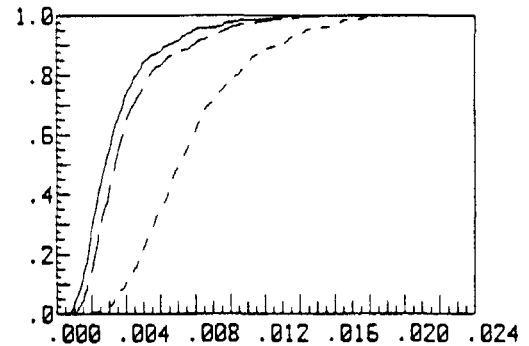


그림 2. $e(\widehat{v}_1)$ 의 CDF
Fig. 2. CDF of $e(\widehat{v}_1)$.

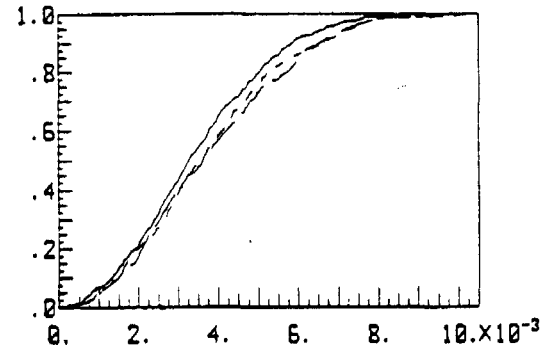


그림 3. $e(\widehat{\beta}_1)$ 의 CDF
Fig. 3. CDF of $e(\widehat{\beta}_1)$.

그림 10과 11는 각각 $\widehat{\eta}_1$ 과 $\widehat{\gamma}_1$ 의 히스토그램을 나타낸다.

$\epsilon=0.0$ 에 대해, 방법 A와 방법 C는 거의 같고, 신호 주파수를 제외하고 신호 고유치와 고유 벡터를 추정하는 데는 항상 방법 B보다 더 좋다. 낮은 오염

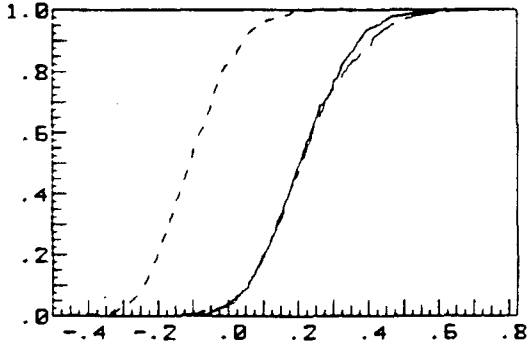


그림 4. $e(\hat{\lambda}_1)$ 의 CDF
Fig. 4. CDF of $e(\hat{\lambda}_1)$.

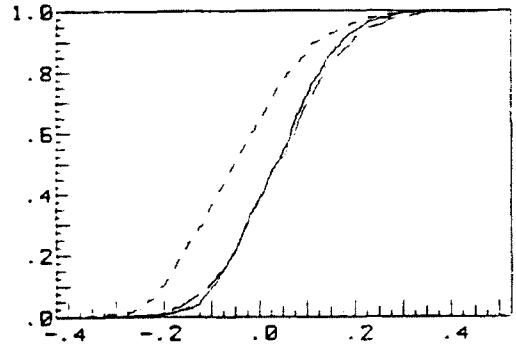


그림 7. $e(\hat{\lambda}_1)$ 의 CDF
Fig. 7. CDF of $e(\hat{\lambda}_1)$.

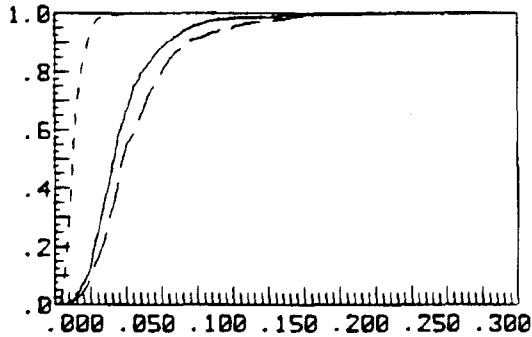


그림 5. $e(\hat{v}_1)$ 의 CDF
Fig. 5. CDF of $e(\hat{v}_1)$.

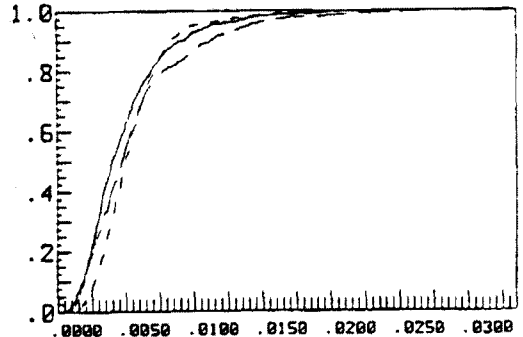


그림 8. $e(\hat{v}_1)$ 의 CDF
Fig. 8. CDF of $e(\hat{v}_1)$.

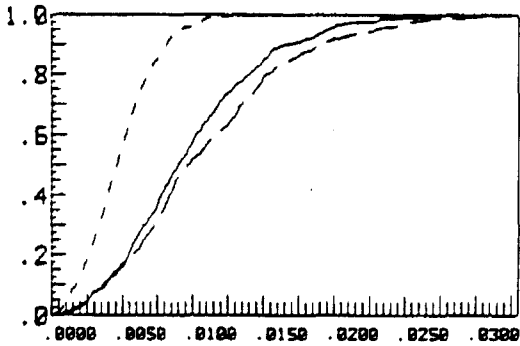


그림 6. $e(\hat{\beta}_1)$ 의 CDF
Fig. 6. CDF of $e(\hat{\beta}_1)$.

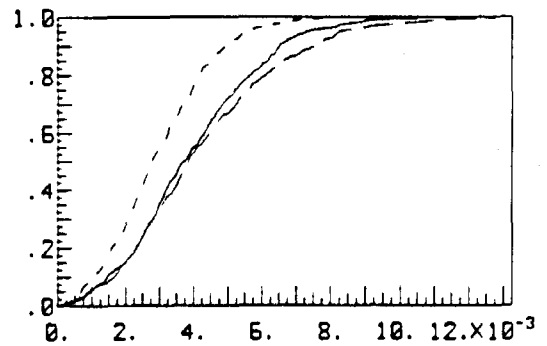


그림 9. $e(\hat{\beta}_1)$ 의 CDF
Fig. 9. CDF of $e(\hat{\beta}_1)$.

도인 $\epsilon = 0.05$ 에 대해서는 방법 A, B, C 모두 거의 같으나, 신호 주파수 [$\hat{\nu}_1$ 와 $\hat{\gamma}_1$, 또는 $e(\hat{\beta}_1)$]에 대한 경우에 방법 B는 방법 A, C보다 더 좋다. 많이 오염된 정도인 $\epsilon = 0.1$ 의 경우에 대해, 방법 B는 전체적인 성능 면에서 가장 좋고, 방법 C는 방법 A에

거의 가깝다. 결론적으로, 각 상황에 대하여 어떤 방법이 더 적합한가 하는 문제는 말하기 어렵지만, 모든 경우에 대해 가우시안 잡음이 부가된 데이터의 고유치와 고유 벡터의 추정에서 어느 정도의 에러를 유발하는 사실은 명확하다.

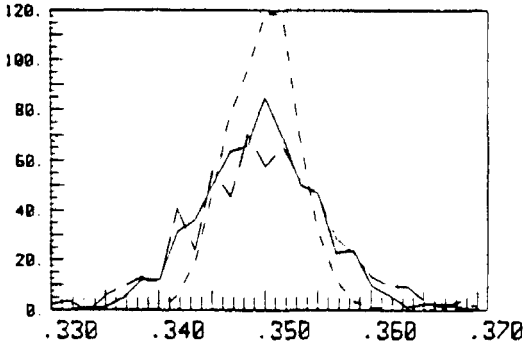


그림 10. $\hat{\gamma}_1$ 의 히스토그램
Fig. 10. Histogram of $\hat{\gamma}_1$.

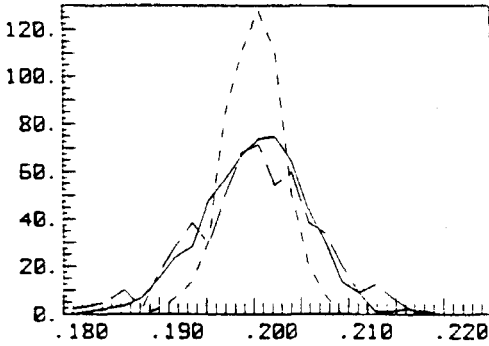


그림 11. $\hat{\gamma}_1$ 의 히스토그램
Fig. 11. Histogram of $\hat{\gamma}_1$.

일반적으로, $e(\hat{\nu}_1)$ 과 $e(\hat{\beta}_1)$ 의 추정치는 SNR이 감소하거나, ϵ 이 증가하면 신호 고유치와 고유벡터의 추정치의 에러가 증가할 것임을 보인다. 이러한 고유치와 고유 벡터의 추정 에러는 그 값들을 기반으로 방향을 탐지하는 MUSIC 알고리즘의 동작에 역시 에러를 유발함이 예측된다.

마지막으로, 그림 10과 그림 11의 두 히스토그램에서 알 수 있듯이, 이론적인 값인 $\gamma_1=0.35$ 와 $\gamma_1=0.2$ 의 주변에 잘못된 값들이 분포하고 있음을 알 수 있다.

IV. 결 론

시뮬레이션 결과들을 토대로, 신호 근사 방향 탐지에 대한 MUSIC 알고리즘의 성능에 관한 통계적인 분석을 해보았다.

먼저, 그림 12는 고유치와 고유 벡터의 추정 에러

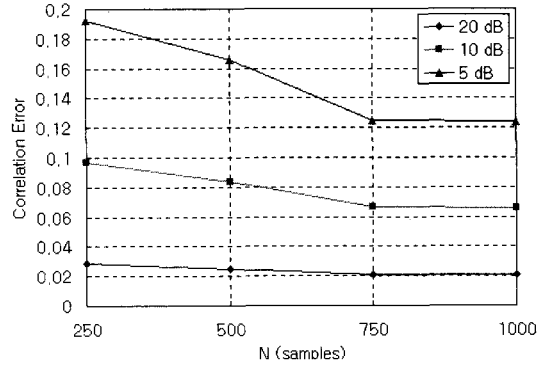


그림 12. 상관 에러
Fig. 12. Histogram of $\hat{\gamma}_1$.

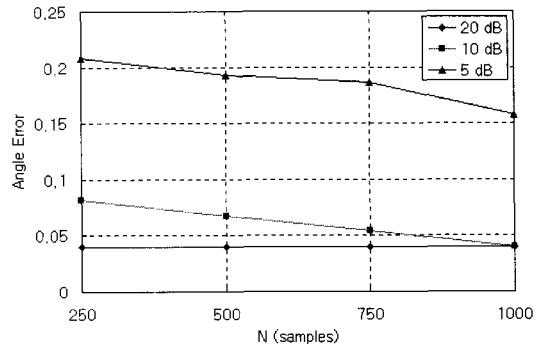


그림 13. 탐지 각도 에러
Fig. 13. Histogram of $\hat{\gamma}_1$.

에 의한 상관 값의 에러를 나타낸 그림이다. 이 에러 값은 소자의 위치에 관계없이 통계적인 상관 에러를 보인다. x축은 샘플링 개수를 나타내고, y축은 정규화된 상관 에러를 나타낸다. 그리고 세 가지 선은 각각 SNR의 변화에 따른 결과를 보인다. 그림 13은 탐지된 각도의 정규화된 에러를 나타내는 그림이다. 두 경우, 모두 SNR이 작아질수록 많은 에러를 보이고, 샘플링 개수가 많을수록 더 작은 에러를 보인다. 같은 SNR 환경에서 비교해 보면, 5 dB의 환경일 때 상관 에러보다 탐지된 각도의 에러가 더 큼을 알 수 있다. 이는 스캔 각도의 이격을 증가시킨 결과로 보여진다. 하지만, 근사적으로 탐지된 각도는 알고리즘의 동작이 큰 문제를 발생시키지 않음을 위에서 보인 바 있다.

본 논문에서 차세대 안테나 시스템으로 이동형 위성 관제 시스템을 개발할 때 사용할 수 있는 알고리즘에 대한 통계적 성능을 본문에서 분석하였다.

분석 결과, 그림 13에서 보는 바와 같이 신호대 잡음비가 양호한 20 dB에서는 데이터 샘플수가 200개에서 이미 위성 방향 탐지의 오차가 0.05도 이하인 고해상도 방향 탐지 성능을 보이고, 신호대 잡음비가 열악한 5 dB에서조차 최대 오차가 0.2도가 넘지 않는다. 따라서 이동 위성 관제 시스템에서 위성 방향 탐지 알고리즘으로 제안된 MUSIC 알고리즘은 LOS가 확보되고, 다중 경로 환경이 없는 전형적인 위성 통신 채널에서는 모든 조건에서 훌륭하게 동작하는 것을 알 수 있다.

참 고 문 헌

[1] R. T. Compton Jr., *Adaptive Antennas*, London, U.K.: Prentice Hall, 1988.
 [2] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing*, New York: Wiley, 2002.
 [3] S. Choi, D. Yun, "Design of an adaptive antenna array for tracking the source of maximum power and its application to CDMA mobile communi-

cations", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-45, no. 9, pp. 1393-1404, Sep. 1997.
 [4] S. M. Kay, *Modern Spectral Estimation*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1988. Signal Processing Series.
 [5] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-34, no. 3, pp. 276-280, Mar. 1986.
 [6] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.
 [7] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, *Digital Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1975.
 [8] Y. T. Lo, S. W. Lee, and Q. H. Lee, "Optimization of directivity and signal-to noise ratio on arbitrary antenna array", *Proc. IEEE*, vol. 54, no. 8, pp. 1033-1045, Aug. 1966.
 [9] R. E. Collin and F. J. Zucker, *Antenna Theory*, New York: McGraw Hill. 1961.

이 윤 수



1982년 2월: 원광대학교 전자공학과 (공학사)
 2007년 11월: 경희대학교 전자공학과 박사과정
 2007년 11월~현재: (주)유비즈플러스 기술개발 사업본부장
 [주 관심분야] 위성 통신, 방송분야, RF 전파이용 생체신호 측정분야 연구 등

이 병 섭



1979년 2월: 한국항공대학교 전자공학과 (공학사)
 1981년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 1992년 2월: New Jersey Institute of Technology (공학박사)
 1992년~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 교수
 [주 관심분야] 위성 통신, 신호처리, adaptive array

정 원 찬



1984년 1월~1986년 12월: 미국 Henderson State University (BS in Computer Science)
 1987년 1월~1992년 5월: 미국 Louisiana State University (PhD in Computer Science)
 1992년 6월: ETRI 입소
 1992년 6월~1993년 9월: 무궁화위성 DAMA-SCPC 시스템 개발 참여
 1993년 10월~1994년 12월: 실험실모델 위성망제어시스템 개발 참여
 1995년 1월~1999년 12월: 다목적실용위성(아리랑) 1호 관제시스템 개발 참여
 2000년 1월~2005년 1월: 다목적실용위성(아리랑) 2호 관제시스템 개발 참여
 2003년 5월~현재: 통신해양기상위성 1호 관제 시스템 개발 참여 중
 [주 관심분야] 위성통신