

멀티베이스라인 인터페로미터 시스템에서의 자체 교정 방향 탐지 방법

Self-Calibration for Direction Finding in Multi-Baseline Interferometer System

김지태 · 김영수* · 강종진** · 이득영** · 노지현**

Ji Tae Kim · Young Soo Kim* · Jong-Jin Kang** · Duk-Yung Lee** · Ji Hyun Roh**

요 약

본 논문에서는 멀티베이스라인 인터페로미터 방향 탐지 시스템에서 진폭 및 위상 부정합 오차를 보정할 수 있는 공분산행렬 기반 자체 교정 알고리즘을 제안한다. 제안된 기법은 비용함수를 정의한 후 제한 조건을 갖는 비선형 최소화 방법으로서, 공간 섹터를 이용하여 부정합 오차를 획기적으로 교정하는 알고리즘이다. 다만 공간 섹터를 선정하기 위하여 초기 추정각을 요구하는 단점이 있으나, 이는 일반적인 비선형 최소화 문제의 공통적인 단점이다. 적절한 공간 섹터 간격을 선정하여 시뮬레이션한 결과, 제안된 방법이 기존 인터페로미터 방식보다 표본바이어스, 표본표준편차, 평균제곱오차면에서 획기적으로 우수한 통계적 성능을 보여주었다. 더구나 섹터 간격이 도래각과 5° 이내일 경우에, 30 dB의 진폭 부정합 및 50° 이상 큰 값의 위상 부정합이 발생하는 경우에도 획기적인 보정 능력을 보여주었으며, 신호대 잡음비에도 덜 민감한 특징을 나타내었다.

Abstract

In this paper, self-calibration algorithm based on covariance matrix is proposed for compensating amplitude/phase mismatch in multi-baseline interferometer direction finding system. The proposed method is a solution to nonlinear constrained minimization problem which dramatically calibrate mismatch error using space sector concept with cost function as defined in this paper. This method, however, has a drawback that requires an estimated initial angle to determine the proper space sector. It is well known that this type of drawback is common in nonlinear optimization problem. Superior calibration capabilities achieved with this approach are illustrated by simulation experiments in comparison with interferometer algorithm for a variety of amplitude/phase mismatch error. Furthermore, this approach has been found to provide an exceptional calibration capabilities even in case amplitude and phase mismatch are more than 30 dB and over 50°, respectively, with sector spacing of less than 5°.

Key words : Self-Calibration algorithm, High Resolution Direction Finding, Interferometer Direction Finding, Amplitude/Phase Mismatch Error, Eigenvalue-Eigenvector Analysis

I. 서 론

단순한 인터페로미터 안테나 시스템은 2개의 동

일 안테나가 일정한 간격으로 배열된 단일 베이스라인 기반 방향 탐지 시스템을 들 수 있다. 2개의 안테나로 구성된 방향 탐지 시스템은 180° 모호성을 갖

(주)엔디에스(RFID/USN R&D Center, NDS Inc.)

*경희대학교 전자정보대학(Dept. of Electronics and Radio Engineering, College of Electronics and Information, Kyung Hee University)

**삼성탈레스 ISR연구소 연구개발2팀 전자전그룹(Samsung Thales)

· 논문 번호 : 20100224-011

· 교신저자 : 김영수(e-mail : yskim@khu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 4월 7일

는다. 실제적인 인터페로미터 시스템은 진폭 모노 펄스 방향 탐지 혹은 원형 모노 펄스 어레이와 같은 다른 시스템을 이용하여 180° 모호성 문제점을 해결한다^[1]. 일반적으로 광대역 주파수를 커버하는 수동 인터페로미터 시스템은 두 개 이상의 안테나 및 한 개 이상의 베이스라인을 필요로 한다. 왜냐하면 도래각 방정식의 해를 구할 경우, 1개 이상의 도래각 정보를 제공할 수 있기 때문이다. 이러한 유형의 인터페로미터 시스템을 멀티 베이스라인 유형이라고 일컬으며, 2개 혹은 그 이상의 다른 안테나 소자로 구성되어 있으며, 안테나 간격은 다르면서 일직선상에 배열되어 있다. 광대역 주파수를 커버하기 위하여 멀티 베이스 라인을 사용하는 것이 가능하며, 베이스라인 간의 관계식을 도출하여 줌으로써 모든 방향 탐지 모호성을 제거할 수 있다. 멀티베이스라인을 구성하기 위해서는 많은 안테나 소자가 필요하며, 안테나 소자간의 이격비가 주요 설계 요인으로 대두된다. 안테나 소자간의 이격 거리가 입사 신호의 반파장 이상인 경우에, 원하는 각도 이외에 grating lobe가 발생하여 모호성을 완전히 제거하는 것은 불가능한 것으로 알려져 있다^{[2][3]}. 따라서 최소한의 모호성과 높은 정확도를 제공하는 어레이 안테나 구조를 설계하는 것은 매우 중요하다.

방향 탐지 시스템인 경우에 위상이 약간 부정확하면 시스템의 정확도가 저하되고 신호를 분리 추정할 수 있는 분해능도 떨어진다. 따라서, 적응 빔 형성기 및 방향 탐지 시스템에서 어레이 교정은 매우 중요하다^{[4][5]}. 어레이 교정의 기본 방법은 각 신호의 도래각에 대한 스티어링 벡터에 정합되는 array manifold를 수집·저장하는 것이다. 이것은 한정되고 제어 가능한 다중 경로 환경에서 어레이 응답을 측정함으로써 가능하다. Array manifold 측정은 고정된 신호 발사원으로 부터 회전 가능한 어레이로 신호를 발사시킴으로써 이루어진다. 각 도래각에 대한 측정된 어레이 스냅샷 벡터는 스티어링 벡터를 추정하기 위하여 정규화되어 저장된다. 실제 사이트에 설치된 어레이인 경우에 매우 근접한 각도에 대한 array manifold 정보를 수집하기는 결코 쉽지 않다. 각 소자에 대한 RF 채널의 미지의 위상과 이득을 추정하기 위한 다른 방법으로는 어레이 모델을 이용한 방법을 들 수 있다. 어레이 신호 처리에서 MUSIC^[6],

Min-Norm^[7]의 다양한 고분해능 방향 탐지 알고리즘들이 이상적인 조건하에서 우수한 성능을 보여주고 있으나, 위상 및 진폭 부정합이 존재하는 실제적인 어레이에서는 이러한 오차에 대한 교정 및 모델링 방법이 필요하다. 지금까지 개발된 교정 알고리즘의 대부분이 균일한 선형 어레이에 적용되어 이득 및 위상을 교정하고 입사 신호의 방향각을 추정하였다. 그러나 실제로 어레이 센서의 위치는 임의로 배치될 수 있으므로 많은 제약 조건을 갖는다. Gauss-Newton 방법이 반복적으로 이득과 위상을 보정하여 방향각을 추정하지만^{[8][9]} 초기값에 따라 수렴시간이 매우 길어질 수도 있는 단점이 있다. 센서 이득 및 위상 부정합이 심할 경우에는 국부적인 최소값으로 수렴할 수 있으므로 추정 방향각의 오차가 될 수도 있다.

본 논문에서 제안하는 자체 교정 방법은 한 개의 교정 발사원을 요구하는 비선형 최적화 기법으로서 이득과 위상 매개변수를 동시에 추정하고 다음에 신호의 방향각을 추정한다. 논문의 구성은 다음과 같다. II장과 III장에서는 인터페로미터의 비하모닉 알고리즘과 공분산행렬이용 신호 모델을 각각 소개하고, IV장에서 공간 섹터 이용 자체 교정 기법을 기술한다. V장에서 컴퓨터 시뮬레이션 및 분석결과를 기술하고, VI장에서 결론을 맺는다.

II. 멀티베이스라인 기반 위상 모델

그림 1은 안테나 소자 4개를 이용한 트리플 베이스라인으로서 안테나 간의 이격 거리가 d_{12} , d_{13} ,

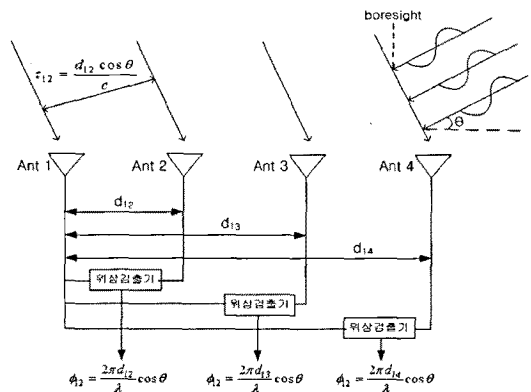


그림 1. 트리플 베이스라인 인터페로미터
Fig. 1. Triple baseline interferometer.

d_{14} 인 배열로 구성되어 있다. 방위각은 엔드파이어와 신호간에 형성되는 각 θ 로 표시되어 있다. 입사 신호를 평면파로 가정하면 그림 1에서 보는 바와 같이 안테나 4로부터 순서적으로 수신되며, 안테나간의 시간지연 τ 는 위상검출기에 의하여 위상차 $\phi_{ij} = w\tau_{ij} = 2\pi\tau_{ij}$ 로 측정되고, modulo 2π 에 의해 식 (1)과 같이 주어진다.

$$\phi_{ij} = \frac{2\pi d_{ij}}{\lambda} \cos \theta - 2\pi k_j \quad (1)$$

여기서, $|\phi_{ij}| \leq \pi, 0 \leq \theta \leq \pi, k_j = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, k_j$ 는 정수이고, λ 는 입사 신호의 파장이다.

식 (1)에서 안테나간 이격 거리가 반파장보다 크면 입사각 θ 가 다르더라도 k 값에 따라 ϕ_{ij} 값이 여러 개의 같은 값을 갖음을 알 수 있으며, 이를 모호성이 존재한다고 말한다. 그리하여 안테나간의 이격 거리가 반파장 이상인 경우에는 위상차 ϕ_{ij} 와 정수 k_j 간의 모호성을 최소화하기 위한 추가적인 기법이 필요하다.

안테나 소자간의 이격 거리로부터 정확도(혹은 분해능)와 모호성간의 상관 관계를 살펴보기 위하여 식 (1)을 $\frac{d}{\lambda}$ 와 입사각 θ 와의 관계식으로 다시 쓰면 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\frac{\phi_{ij}}{2\pi} + k_j = \frac{d_{ij}}{\lambda} \cos \theta \quad (2)$$

어레이 안테나 설계시 고려되어야 할 파라미터는 도래각, 신호주파수, 대역폭, 추정 도래각의 정확도, 모호성 해결능력 등으로서, 설계는 곧 독립 변수가 여러 개인 최적화 문제로 간주할 수 있다. 먼저 3개의 안테나 소자로 구성된 선형 배열 안테나를 이용하여 알고리즘을 기술하고, 4개인 경우로 확대 적용할 수 있음을 보여주도록 한다.

그림 1에서 듀얼 베이스라인 선형 배열을 고려하면, 식 (2)를 이용하여 위상차 ϕ_{12} 와 ϕ_{13} 은 식 (3) 및 식 (4)와 같이 표현된다.

$$\phi_{12} = \frac{2\pi d_{12}}{\lambda} \cos \theta - 2\pi k_2 \quad (3)$$

$$\phi_{13} = \frac{2\pi d_{13}}{\lambda} \cos \theta - 2\pi k_3 \quad (4)$$

여기서 $k_2 = \text{round} \left(\frac{d_{12}}{\lambda} \cos \theta \right), k_3 = \text{round} \left(\frac{d_{13}}{\lambda} \right)$

$\cos \theta), 0 \leq \theta \leq \pi$

k_2 와 k_3 가 갖는 정수값의 범위는 다음과 같이 다시 표현될 수 있다.

$$|k_2| \leq \frac{d_{12}}{\lambda} + \frac{1}{2}, \quad |k_3| \leq \frac{d_{13}}{\lambda} + \frac{1}{2}$$

식 (3)과 식 (4)로부터 연립방정식을 풀어 $\frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta$ 를 제거하면, ϕ_{12} 와 ϕ_{13} 와의 관계식은 식 (5) 및 식 (6)과 같이 표현된다.

$$\phi_{12} = \frac{d_{12}}{d_{13}} \phi_{13} + 2\pi \left(\frac{d_{12}}{d_{13}} k_3 - k_2 \right) \quad (5)$$

$$\phi_{13} = \frac{d_{13}}{d_{12}} \phi_{12} + 2\pi \left(\frac{d_{13}}{d_{12}} k_2 - k_3 \right) \quad (6)$$

같은 방법으로 ϕ_{14} 를 구하면 아래와 같다.

$$\phi_{14} = \frac{d_{14}}{d_{12}} \phi_{12} + 2\pi \left(\frac{d_{14}}{d_{12}} k_2 - k_4 \right)$$

(k_2, k_3)쌍을 구하면, k_2 와 k_3 값을 식 (3) 및 식 (4)에 대입하여 방위각 θ 를 추정한다.

III. 공분산행렬을 이용한 신호 모델

어레이 신호 처리에서 자주 사용되는 신호 모델과 신호의 공분산 행렬에 대하여 알아본다. 신호 모델은 대수학적 접근을 기본으로 하고 있으며, 방향 탐지 시스템에서의 도래각 추정에 관한 이론적인 분석은 다음에 주어진 가정을 토대로 전개된다.

- (1) 어레이 센서는 등방성이다(균일한 이득과 위상천이는 0).
- (2) 입사 평면파 신호의 대부분 전력(또는 에너지)은 중심 주파수 ω_0 에 위치하고 있으며, 신호의 전파속도는 상수 "c"이다.
- (3) 부가성 잡음은 수신기 잡음과 외부 잡음을 모두 포함하며, 잡음 공분산 행렬 " R_n "는 알려져 있다(일반적으로 공간적인 백색 잡음으로 가정하여 R_n 는 단위행렬이다).
- (4) 평면파 신호와 부가성 잡음은 평균값이 0인 광의의 정적인(wide-sense stationary) 신호이며, 서로 상호상관이 '0'인 에르고딕 복소 가우시안 랜덤 과정이다.

도래각 추정 문제를 해결하기 위하여 입사 신호의 방향은 어레이 센서를 통과하여 나타나는 시간 지연 패턴을 모델링함으로써 구해질 수 있다. 소위 협대역 신호의 도래각 추정 문제를 강조하는 여러 가지 모델링 기술은 근본적으로 복소정현파를 이용하여 신호를 표시한다.

3차원 공간상에 센서 위치 벡터 $z_1, z_2, z_3, \dots, z_M$ 에 놓여 있는 M개의 등방성 센서로 구성되어 있는 어레이로 방향 벡터 $k_1, k_2, k_3, \dots, k_N$ 방향으로부터 N개의 협대역 신호가 입사한다고 가정하면 $k_n(1 \leq n \leq N)$ 방향 신호들에 대한 m ($1 \leq m \leq M$)번째 센서 z_m 에서 수신된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_m(t) = \sum_{n=1}^N g_n(t) e^{j(\omega_0 \tau_n(m) + \varphi_n)} + \eta_m(t) \quad (7)$$

$$\tau_n(m) = \frac{z_m \cdot k_n}{c} \quad (1 \leq m \leq M) \quad (8)$$

$$k_n = [\cos \phi_n \cos \theta_n \quad \cos \phi_n \sin \theta_n \quad \sin \phi_n] \quad (9)$$

여기에서 ω_0 는 반송주파수인 중심 라디안 주파수, c 는 신호의 전파 속도, φ_n 는 n번째 신호의 랜덤 위상, $g_n(t)$ 는 n번째 신호의 포락선 크기, η_m 는 m번째 센서에서의 부가성 잡음, z_m 는 m번째 센서의 위치 벡터, k_n 은 n번째 신호의 방향 벡터이고, $z_m \cdot k_n$ 는 z_m 과 k_n 의 내적을 의미한다.

여기서 가정한 잡음 η_m 는 매질에서의 전파시에 생기는 왜곡 또는 센서 내부 구조나 전자들과 연계하여 센서 내부에서 생성되는 내부 잡음에서 기인할 것이다. 여기서 ϕ 는 양각이고, θ 는 방위각을 나타내며, “·”는 전치행렬 연산자를 나타낸다. 도래각 추정 문제는 궁극적으로 식 (8)의 시간지연함수인 $\tau_n(m)$ 을 추정하는 문제로 귀결되며, 이런 문제에서 포락선 신호 $g(t)$ 가 반송주파수에 대하여 상대적으로 천천히 변하는 협대역 신호이면 시간 영역에서의 접근법이 효율적이며, 광대역 신호인 경우에는 주파수 영역에서의 신호 모델이 더 효율적이다. 식 (7)을 벡터 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$x(t) = Sg(t) + \eta(t) \quad (10)$$

여기서 사용된 변수들은 각각 다음을 의미한다.

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]' \in C^M$$

$$S = [s(\omega_0, k_1), s(\omega_0, k_2), \dots, s(\omega_0, k_N)] \in C^{M \times N}$$

$$s(\omega_0, k_n) = [e^{j\omega_0 \tau_n(1)}, e^{j\omega_0 \tau_n(2)}, \dots, e^{j\omega_0 \tau_n(M)}]' \in C^M$$

$$g(t) = [g_1(t)e^{j\phi_1}, g_2(t)e^{j\phi_2}, \dots, g_N(t)e^{j\phi_N}]' \in C^N$$

$$\eta(t) = [\eta_1(t), \eta_2(t), \dots, \eta_M(t)]' \in C^M$$

S는 M×N 스티어링 행렬로서 각 열은 스티어링 벡터 $s(\omega_0, k_n)$ 로 구성되어 있으며, 각 열은 서로 선형 독립 관계를 갖는다. 신호의 공분산 행렬은 도래각 추정은 물론 입사 평면파 신호의 개수를 추정하는데 매우 유용한 도구로 사용된다. 어레이의 M×M 공간 공분산 행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$R_x = E\{x(t)x^*(t)\} \quad (11)$$

여기서 심볼 “E”는 기대값을, “*”는 복소전치행렬 연산자를 나타낸다. 식 (10)을 식 (11)에 대입하여 앞에서 언급한 가정을 이용하여 유도하면 다음과 같이 표현된다^[6].

$$R_x = SR_g S^* + \sigma^2 R_\eta \quad (12)$$

윗식에서 N×N 신호 공분산 행렬 R_g 와 M×M 잡음 공분산 행렬 R_η 는 각각 다음 식으로 주어진다.

$$R_g = E\{g(t)g^*(t)\} \quad (13)$$

$$\sigma^2 R_\eta = E\{\eta(t)\eta^*(t)\} \quad (14)$$

각 소자에 대한 RF 채널의 미지의 위상과 진폭을 고려한 스티어링 벡터는 모델을 기본으로 하면 다음과 같은 형태로 주어진다.

$$s_c(\phi) = \begin{bmatrix} 1 & f_1 e^{j\frac{2\pi}{\lambda} k \cdot z_1} & f_2 e^{j\frac{2\pi}{\lambda} k \cdot z_2} \\ \dots & f_{M-1} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} k \cdot z_{M-1}} \end{bmatrix}^T = F s(\phi) \quad (15)$$

여기서 $F = \text{diag}(1 f_1 f_2 \dots f_{M-1})$, f_i 는 복소수이며, $s(\phi)$ 는 명목상의 스티어링 벡터이다. f_i 는 i번째 소자의 미지의 협대역 어레이 응답의 부정합을 나타내는 값이다. 수신된 어레이의 스냅샷

벡터와 최소제곱오차면에서 가장 가까운 array manifold를 찾음으로써 수신 신호의 도래각을 추정한다.

IV. 공간 성터 이용 자체 교정 알고리즘

진폭 및 위상 부정합 오차가 공간에 따라 변하지 않는다면 스냅샷 벡터 $x(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$x(t) = FSg(t) + n(t) \quad (16)$$

여기서 $F = \text{diag}\{f_1, \dots, f_M\}$, f_m , $m = 1, \dots, M$ 은 복소수이며 $f_1 = 1$.

$x(t)$ 의 공분산 행렬 R_x 는 다음과 같이 표현된다.

$$R_x = E\{x(t)x^*(t)\} = FSR_gS^*F^* + R_n \quad (17)$$

식 (12)로 부터 matrix pencil (R_x, R_n)의 고유값은 다음과 같이 주어진다^[6].

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N > \lambda_{N+1} = \dots = \lambda_M$$

입사 신호 개수 N 을 추정한 후 다음에 주어진 비용함수 J 를 최소화하는 진폭/위상 오차 벡터 f 를 성택하는 것이 알고리즘의 기본개념이다.

$$J = \sum_{n=1}^N \|E_n^* S^*(\theta_n) f\|_2^2 \quad (18)$$

여기서 $E_n = [e_{N+1} : e_{N+2} : \dots : e_M] \in C^{M \times (M-N)}$, e_i 는 R_x 의 i 번째 고유벡터이다.

$$S^*(\theta_n) = \text{diag}\{s(\theta_n)\}$$

$$= \begin{bmatrix} e^{-jw k_n \cdot z_1/c} & & & 0 \\ & e^{-jw k_n \cdot z_2/c} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & e^{-jw k_n \cdot z_M/c} \end{bmatrix} \in C^{M \times M}$$

$$f = [1, f_2, \dots, f_M]^T \in C^M$$

기존 저분해능 시스템과 어레이가 결합된 시스템에 적용할 수 있는 방법으로써 처음에 입사 신호의 방향을 대략 추정한 후 신호원이 특별한 sector $[\gamma_{ll}, \gamma_{Fl}]$ 에 $l = 1, \dots, L$ 존재한다고 가정하고 알고리즘이 수행된다. 알려져 있지 않은 센서 이득과 위상을 측정하기 위하여 우리는 다음의 최소화 문제

를 다룬다.

$$\min_f J = \min_f \sum_{n=1}^L \int_{v_n}^{v_{Fn}} \|E_n^* S^*(v) f\|_2^2 dv \quad (19)$$

여기서 $v = \cos \theta$, $v_{ll} = \cos \gamma_{ll}$, $v_{Fl} = \cos \gamma_{Fl}$

식 (19)에서 J 는 다음과 같이 주어진다.

$$J = f^* D f \quad (20)$$

여기서 $D = \sum_{n=N+1}^M \bar{U}_n B_L \bar{U}_n^*$.

$$B_L = \sum_{l=1}^L \int_{v_{ll}}^{v_{Fl}} s(v) s(v)^* dv$$

$$\bar{U}_n = \text{diag}\{e_n\} = \begin{bmatrix} e_n(1) & & & 0 \\ & e_n(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & e_n(M) \end{bmatrix}$$

식 (20)을 제한 조건 $f^* u = 1$, $u = [1, 0, 0, \dots, 0]^T$ 을 갖는 최소화 문제로 생각할 수 있으며, 이에 대한 해는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{f} = D^{-1} u / (u^T D^{-1} u) \quad (21)$$

즉, 진폭/위상 오차 벡터 \hat{f} 는 D^{-1} 의 첫 번째 열벡터로써 첫번째 성분으로 정규화 시킨 값이다. f 가 추정되면 행렬 F 를 결정할 수 있으므로 최종적인 전력 $PW(\theta)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$PW(\theta) = \frac{1}{\|E_n^* \hat{F} s(\theta)\|^2} = \frac{1}{s^*(\theta) \hat{F}^* E_n^* \hat{F} s(\theta)} \quad (22)$$

공간 성터를 이용하는 방법은 N 개 신호의 도래각이 각각 어떤 임의의 l 그룹 $[\gamma_{ll}, \gamma_{Fl}]$ 에 속하여 있다고 가정하였기 때문에 이 방법을 이용하기 위해서는 전처리 과정 등 초기 추정가를 알아야만 한다는 단점이 있다. 본 논문에서는 이에 대한 대응책으로 낮은 분해능을 갖는 기존 방향 탐지 안테나(예: 파라볼릭 레이다 안테나)를 이용하여 거칠게 도래각을 추정한 후 이 방법을 적용하는 방법을 제시한다.

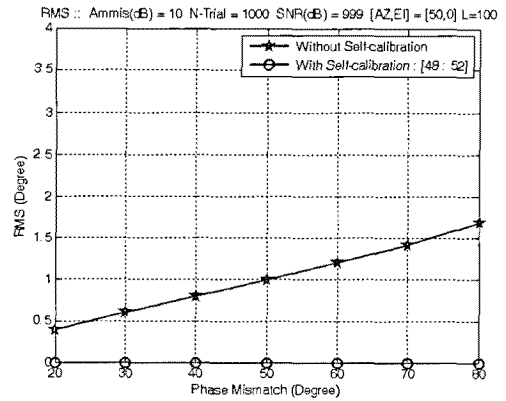
V. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 및 분석

본 논문에서 제안한 방법의 통계적 성능을 조사하기 위하여 4개의 소자로 구성된 임의 배열 선형어레이를 사용하였고, $z_1 = [0 \ 0 \ 0]^T$, $z_2 = [1.5 \ 0 \ 0]^T$,

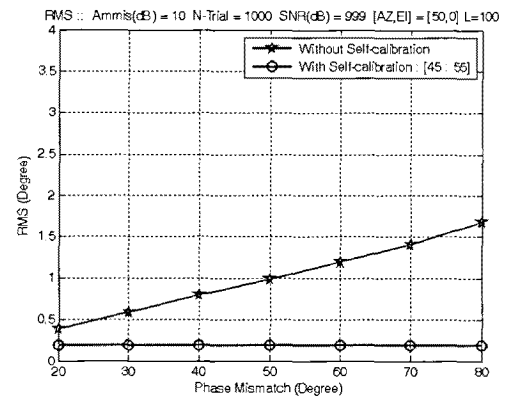
$\underline{z}_3 = [3.9 \ 0 \ 0]^T$, $\underline{z}_4 = [6.1 \ 0 \ 0]^T$ 를 각 안테나 소자의 위치 벡터로 채택하였으며, 단위는 입사 신호의 파장으로 가정하였다. 통계적 특성의 신뢰성을 고려하여 1,000 번의 독립시행을 수행하였다. 공간 섹터 구간의 이산적분을 위하여 식 (19)에서 L 값은 100 혹은 200을 취하였다.

먼저, 입사 신호의 도래각을 50°로 가정하였으며, 진폭 부정합으로 ± 10 dB를 취하였다. 자체 교정 알고리즘의 보다 정확한 성능을 조사하기 위하여 잡음이 없는 경우에 섹터 간격에 따른 성능 변화를 조사하였으며 여기서 사용한 섹터 간격은 입사각을 중심으로 $\pm 2^\circ, \pm 5^\circ, \pm 7^\circ$ 인 3가지 경우에 대한 통계적 성능 결과를 표본평균준편차(RMS) 면에서 그림 2에 나타내었다. 그림 2로부터 섹터 간격이 $\pm 2^\circ$ 및 $\pm 5^\circ$ 인 경우에는 인터페로미터 방법보다 RMS 면에서 훨씬 우수한 성능을 보여주는 반면에 섹터 간격이 보다 넓은 $\pm 7^\circ$ 인 경우에는 인터페로미터 기법보다 열등한 성능을 보여주고 있다. 자체 교정 기법은 비선형 기법으로서 초기 추정각과 섹터 간격에 따라 성능이 크게 좌우됨을 알 수 있으며, 도래각을 중심으로 섹터 간격이 작을 경우에 매우 우수한 성능을 제공할 수 있다. 시뮬레이션 결과, 적정 섹터 간격은 작을수록 좋으나, $\pm 5^\circ$ 이내로 선정하는 경우에 위상 부정합 오차에 대한 자체 교정 능력을 제공할 수 있음을 알 수 있다. 다만 여기서 주목할 점은 위상 부정합 오차의 크기에 관계없이 자체 교정 기법은 100%의 분해능을 보여주는 반면에, 인터페로미터 방법은 위상 부정합 오차에 따라 낮은 분해능을 보여준다는 사실이다.

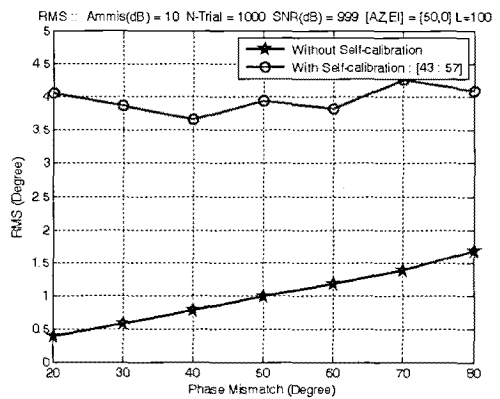
자체 교정 기법의 적정 섹터 간격을 $\pm 5^\circ$ 이내로 선정할 후, 신호 대 잡음비에 따른 성능 변화를 조사하기 위하여, 1,000번의 독립시행을 거쳐 SNR=10 dB와 -10 dB인 경우에 대한 통계적 특성을 표본바이어스, 표본표준편차 및 RMS 면에서 그림 3, 그림 4, 그림 5에 각각 나타내었다. 그림 3, 그림 4와 그림 5로부터 자체 교정 기법은 신호 대 잡음비에 관계없이 일관성 있게 우수한 성능을 보여주는 반면에 인터페로미터 방법은 신호 대 잡음비가 작을 경우에 표본 표준 편차가 크게 증가하면서 열악한 성능을 보여준다. 더구나, 흥미로운 결과는 자체 교정 기법은 위상 부정합 오차의 크기에 민감하지 않다는 점이



(a) 섹터 간격:[48, 52]
(a) Sector spacing:[48, 52]

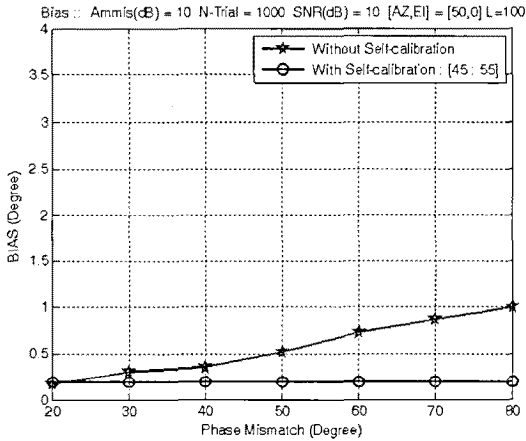


(b) 섹터 간격:[45, 55]
(b) Sector spacing:[45, 55]

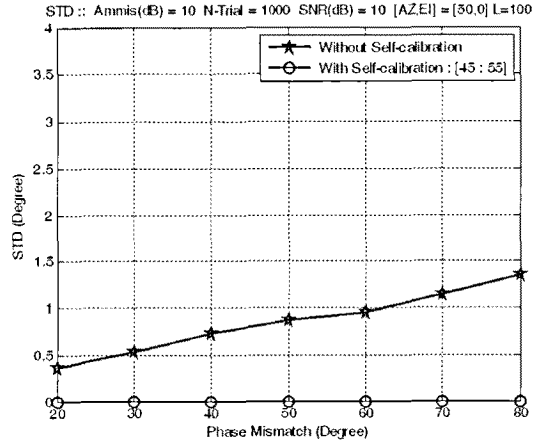


(c) 섹터 간격:[43, 57]
(c) Sector spacing:[43, 57]

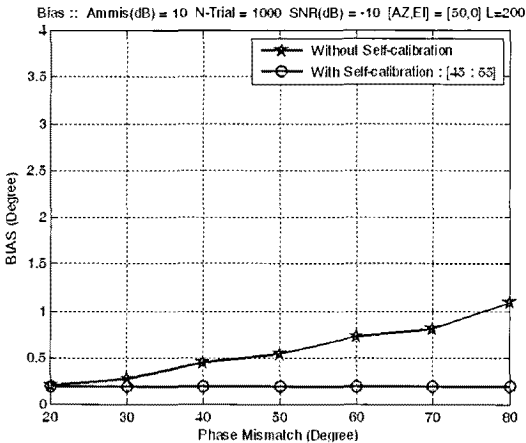
그림 2. 섹터 간격에 따른 자체 교정 기법과 인터페로미터의 표본 RMS 성능 비교
Fig. 2. Comparative performance between interferometer and self-calibration in sample RMS with sector spacing.



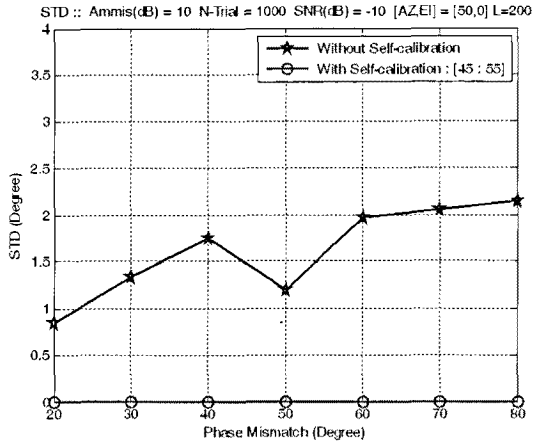
(a) 신호대 잡음비=10 dB
(a) SNR=10 dB



(a) 신호대 잡음비=10 dB
(a) SNR=10 dB



(b) 신호대 잡음비=-10 dB
(b) SNR=-10 dB



(b) 신호대 잡음비=-10 dB
(b) SNR=-10 dB

그림 3. 신호 대 잡음비에 따른 표본 바이어스의 변화(진폭 부정합=±10 dB, 입사각=50°, 섹터=[45°, 55°])

Fig. 3. Comparative performance between interferometer and self-calibration in sample bias with signal-to-noise ratio(amplitude mismatch=±10 dB, incident angle=50°, sector spacing=[45°, 55°]).

그림 4. 신호 대 잡음비에 따른 표본 표준편차 변화(진폭 부정합=±10 dB, 입사각=50°, 섹터=[45°, 55°])

Fig. 4. Comparative performance between interferometer and self-calibration in sample standard deviation with signal-to-noise ratio(amplitude mismatch=±10 dB, incident angle=50°, sector spacing=[45°, 55°]).

다. 자체 교정 기법은 위상 부정합 오차의 크기 및 신호 대 잡음비에 거의 무관하게 항상 일관성 있게 우수한 성능을 제공함을 알 수 있다. 자체 교정 기법이 위상 부정합 오차에 덜 민감하지만 진폭 부정합에 대해서는 어떠한 성능을 보여주는가를 조사하기 위하여 부정합 크기를 ±10 dB에서 ±30 dB로 대폭 증대시켜 시뮬레이션을 수행한 결과를 그림 6에 나타내었다. 진폭 부정합 크기가 증가됨에 따라 인터페

로미터 방식은 바이어스 및 표준 편차 모두 크게 증대되는 현상을 보여준다. 특히, 표본 표준편차는 2배 이상으로 크게 증대됨을 알 수 있으며, 이는 인터페로미터 알고리즘이 진폭 부정합에 매우 민감하다는 것을 의미한다. 반면에, 자체 교정 기법은 진폭 부정합이 증가되어도, 진폭 부정합이 ±10 dB 이내인 경우의 통계적 성능을 제공함을 알 수 있다.

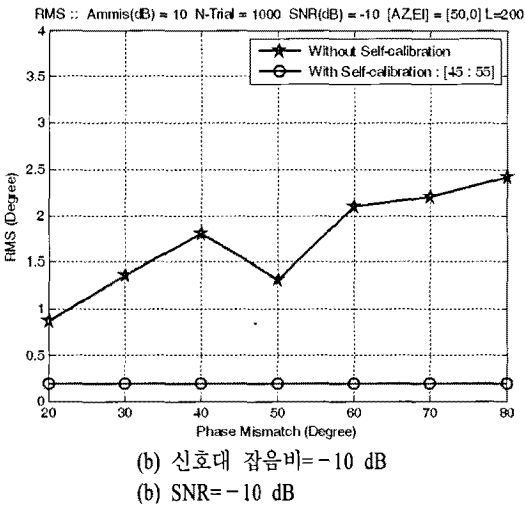
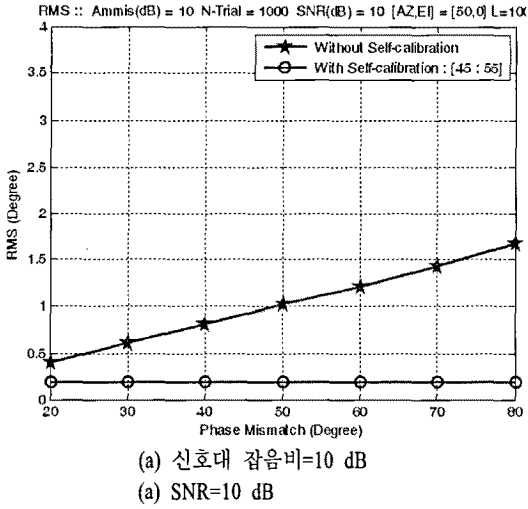


그림 5. 신호 대 잡음비에 따른 RMS 변화(진폭 부정합=±10 dB, 입사각=50°, 섹터=[45°, 55°])

Fig. 5. Comparative performance between interferometer and self-calibration in RMS with signal-to-noise ratio(amplitude mismatch=±10 dB, incident angle=50°, sector spacing=[45°, 55°]).

요컨대, 그림 3~그림 6으로부터 공간 섹터이용 자체 교정 기법은 적절한 섹터 간격이 정해지면 신호 대 잡음비, 진폭 부정합 및 위상 부정합의 크기에 상관없이 거의 일관성 있게 매우 우수한 교정 능력을 제공할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서 인터페로미터 방향 탐지 시스템에

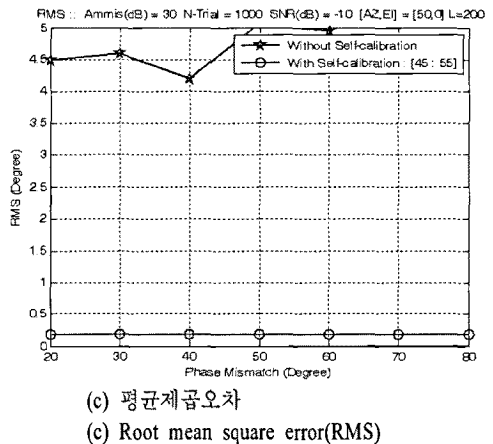
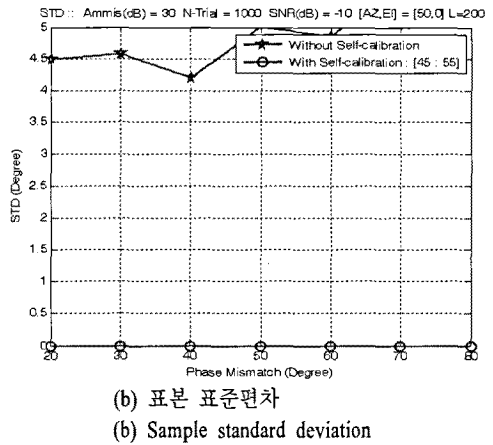
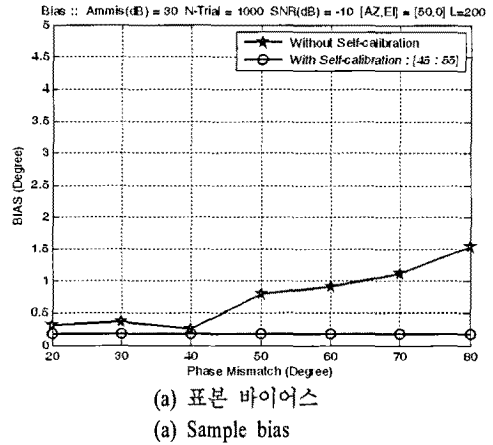


그림 6. 진폭 부정합 증대에 따른 통계적 성능 비교. (진폭 부정합=±30 dB, 입사각=50°, 섹터=[45°, 55°])

Fig. 6. Comparative statistical performance between interferometer and self-calibration with amplitude mismatch(amplitude mismatch=±30 dB, incident angle=50°, sector spacing=[45°, 55°]).

적용 가능한 자체 교정 알고리즘을 제안하였다. 제안된 기법은 진폭 및 위상 부정합 오차를 보정하는 기법으로서 초기 추정각을 요구하면서 공간 성터를 이용하는 비선형 최적화 방법이다. 적절한 공간 성터 간격을 선정하여 시뮬레이션한 결과, 진폭 및 위상 부정합 오차와 신호대 잡음비에 덜 민감한 특징을 보여주었으며, 표본 바이어스, 표본 표본표준편차 및 표본 RMS 면에서 훨씬 우수한 통계적 성능을 나타내었다. 공간 성터 이용 자체 교정 기법이 실제적인 인터페로미터 시스템에 적용가능할 것으로 생각되며, 다만 적절한 성터 간격 선정에 대한 이론적인 유도 및 보간 샘플 개수의 효율적인 선정 방법 개발을 위해서 지속적인 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] PJD Gething, *Radio Direction Finding and Super-resolution*, Michael Faraday House, Peter Peregrinus Ltd., 1991.
 [2] C. M. Tan, M. A. Beach, and A. R. Nix, "Problems with direction finding using linear array with element spacing more than half wavelength", *1st Annual COST 273*, May 2002.

[3] Ernest Jacobs, "Ambiguity resolution in interferometry", *IEEE Trans. on Aerosp. and Elect. Sys.*, AES-17, 1981.
 [4] Stephen E. Lipsky, *Microwave Passive Direction Finding*, John Wiley & Sons, New York, 1987.
 [5] H. H. Jenkins, *Small-Aperture Radio Direction Finding*, Artech House, Boston, 1991.
 [6] R. O. Schmidt, "A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation", Ph. D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA, 1981.
 [7] R. Kumaresan, D. W. Tufts, "Estimating the angle of arrival of multiple plane waves", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-19, pp. 136-139, Jan. 1983.
 [8] J. A. Cadzow, "High resolution direction-of arrival algorithm for narrow-band coherent and incoherent sources", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 36, pp. 965-979, Jul. 1988.
 [9] D. G. Luenberger, *Linear and Nonlinear Programming*, 2nd Edition, Menlo Park, Addison-Wesley, 1984.

김 지 태



1983년 2월: 통영수산대학 전자공학과 (공학사)
 2007년 2월: 서울산업대학교 전자공학과 (공학석사)
 2009년 8월: 서울산업대학교 IT정책대학원 박사수료
 1986년 3월~1997년 5월: 영남정보

통신(주) 기술개발실장
 1997년 6월~2007년 5월: (주)크레디팩스 연구소장
 2007년 6월~현재: (주)엔디에스 연구소장
 [주 관심분야] 통신/신호처리, 위치추적 신호처리

김 영 수



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1983년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1988년 12월: Arizona State University 전기 및 컴퓨터공학과 (공학박사)

1985년 5월~1986년 5월: Consultant, Signal-System Technology Inc., U.S.A.
 1989년 1월~1992년 8월: 한국전자통신연구원 전파기술부 전파응용연구실 실장
 2002년 1월~2003년 2월: Visiting Faculty, MPRG, Virginia Tech., U.S.A.
 1992년 9월~현재: 경희대학교 전자전파공학과 교수
 [주 관심분야] 통신신호 처리, RFID, SDR/CR. 레이더 신호 처리, 스펙트럼 공학

강 종 진

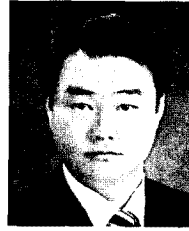


2003년 2월: 동명대학교 정보통신 공학과 (공학사)
2005년 2월: 동명대학교 정보통신 공학과 (공학석사)
2005년 3월~2007년 12월: (주)정우 이엔지 연구원
2008년 1월~현재: 삼성탈레스(주)

선임연구원

[주 관심분야] 디지털신호 처리, 전자전

노 지 현



1994년 2월: 경원대학교 전자공학과 (공학사)
1996년 7월~2000년 2월: 삼성전자 연구원
2000년 2월~현재: 삼성탈레스 전문연구원
2010년 2월~현재: 연세대학교 전

기전자공학 석사과정

[주 관심분야] 통신/레이더 신호 처리, 전자전 방탐신호 처리

이 득 영



1986년 2월: 부산대학교 전자공학과 (공학사)
1986년 1월~현재: 삼성탈레스(주) 수석연구원/팀장

[주 관심분야] 레이더신호 처리, 시스템엔지니어링, 전자전