

# 측정 Array Manifold를 적용한 입사 신호의 공간 스펙트럼 추정

## Spatial Spectrum Estimation of Incident Signal Via Measured Array Manifold

강흥용 · 이성윤 · 김영수 · 김창주 · 박한규\*

Heung-Yong Kang · Seong-Yun Lee · Young-Su Kim · Chang-Joo Kim · Han-Kyu Park\*

### 요 약

입사 신호에 대한 배열 안테나의 응답인 array manifold를 측정에 의해 생성하는 방법을 기술하였으며, 기술된 방법에 의해 실측된 등간격 원형 배열 안테나의 array manifold를 MUSIC 알고리즘에 적용하여 배열 안테나로 입사되는 300 MHz tone 신호의 공간 스펙트럼을 추정하였다. 측정 array manifold를 이용한 공간 스펙트럼 추정은 이상적인 배열 안테나를 가정한 계산 array manifold 대비 월등한 성능을 보인다.

### Abstract

A method for measuring array manifold which is the array antenna response of incident signal is presented. Array manifold measurement procedure by the presented method is explained for UCA(Uniform Circular Array), and spatial spectrum of 300 MHz tone signal incident on UCA is estimated by MUSIC algorithm in which spatial spectrum peak is searched with measured array manifold. Spatial spectrum estimation using array manifold measured by the proposed method shows superior performance to calculated array manifold.

Key words : Array Manifold, Spatial Spectrum, MUSIC Algorithm

## I. 서 론

배열 안테나를 이용한 입사 신호의 공간 스펙트럼 추정은 이동통신 시스템의 스마트 안테나<sup>[1]-[3]</sup>, 전파 발신원의 위치 추정<sup>[4]</sup> 등 다양한 응용 분야를 가지고 있다. 어떤 방향에서 배열 안테나로 입사하는 신호에 대한 배열 안테나의 응답인 steering 벡터와, 모든 방향에 대한 steering 벡터의 집합인 array manifold는 beamforming, MUSIC(Multiple Signal Classification) 등과 같이 배열 안테나의 수신 신호 모델로부터 필요한 파라미터를 추정하는 모든 배열 신호 처리 알고리즘의 성능을 결정하는 중요한 요소이다<sup>[5],[6]</sup>. 이상적인 배열 안테나를 가정하고 신호의 입사

방향, 안테나 소자의 위치 등으로부터 계산에 의해 구한 array manifold를 사용할 수 있으나, 실제 배열 안테나의 array manifold는 안테나 소자간의 비균일성 및 mutual coupling, location error에 의해서 나타나는 오차 때문에 이상적인 경우의 array manifold와 상당한 차이가 있다<sup>[7],[8]</sup>.

본 논문은 II장에서 부공간을 이용하여 공간 스펙트럼을 추정하는 MUSIC 알고리즘과 steering 벡터의 중요성을 설명하였으며, III장에서는 측정에 의해 배열 안테나의 array manifold를 생성하는 방법을 기술하였다. IV장에서는 III장에서 기술된 방법으로 등간격 원형 배열 안테나의 array manifold 실측 과정을 설명하고 측정 결과를 도시하였으며, V장에서는 측

한국전자통신연구원 전파방송연구소(Radio & Broadcasting Research Lab., ETRI)

\*연세대학교 공과대학 전기전자공학부(School of Electrical and Electronics Engineering, Yonsei University)

· 논문 번호 : 20030827-120

· 수정완료일자 : 2004년 1월 20일

정 array manifold를 MUSIC 알고리즘에 적용하여 입사 신호의 공간 스펙트럼을 추정한 결과를 설명하였다. 마지막으로 VI장에서는 결론을 맺었다.

## II. MUSIC 알고리즘

$N$ 개의 신호  $s(t)=[s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)]^T$ 가  $M$ 개의 안테나 소자로 구성된 배열 안테나로 입사할 때, 배열 안테나의 기저대역 수신 신호  $x(t)$ 은 식 (1)과 같이 표시된다.

$$x(t) = A(\theta)s(t) + n(t) \quad (1)$$

$$A(\theta) = \begin{bmatrix} a(\theta_1) & a(\theta_2) & \dots & a(\theta_N) \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서  $n(t)=[n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$ 는 잡음 신호 벡터로  $n_i(t)$ 는  $i$ 번째 안테나에 부가되는 잡음 신호로서  $n_i(t)$ 와  $n_j(t)$ 는 서로 독립이고 동일한 확률 분포를 갖는다고 가정하며,  $T$ 는 전치 행렬 연산자를 표시한다.  $A(\theta)$ 는 각 입사 신호에 해당되는 steering 벡터  $a(\theta)$ 를 열 벡터로 가지는 steering 행렬로서 식 (2)와 같이 표시되며, steering 벡터  $a(\theta)$ 는 하나의 입사각에 의해서 유일하게 결정되고 서로 다른 모든 입사각에 대해서  $a(\theta_i)$ 와  $a(\theta_j)$ 은 서로 독립이다.  $\theta_n$ 은  $\theta_n=[\theta_n, \phi_n]$ 로서  $n$ 번째 입사 신호의 방위각  $\theta$ 와 양각  $\phi$ 을 나타낸다. 입사 신호와 잡음이 서로 상관 관계가 없을 경우, 배열 안테나에서 수신된 신호의 공간 공분산 행렬  $R$ 은 식 (3)과 같이 표시된다.

$$R = E[x(t)x^H(t)] = AE[s(t)s^H(t)]A + E[n(t)n^H(t)] = ASA^H + R_n \quad (3)$$

여기서  $E$ 는 ensemble 평균,  $H$ 는 복소 전치 행렬 연산자,  $S = E[s(t)s^H(t)]$ 는 입사 신호 공분산 행렬,  $R_n = E[n(t)n^H(t)]$ 는 잡음 공분산 행렬이다. 부가 잡음은 서로 상관 관계가 없으며, 잡음의 평균은 0, 분산은  $\sigma_n^2$ 으로 동일하다고 가정하면, 잡음 공분산 행렬은  $R_n = \sigma_n^2 I_M$ 로 표현할 수 있으며, 배열 안테나의 공간 공분산 행렬  $R$ 은 식 (4)와 같이 고유치 분해(eigen-analysis)될 수 있다.

$$R = ASA^H + \sigma_n^2 I_M = U\Lambda U^H \quad (4)$$

여기서  $\Lambda$ 는 고유치(eigenvalue)를 원소로 갖는 대각 행렬로 식 (5)와 같은 특성을 가지며,

$$A = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M] \\ \lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N \geq \lambda_{N+1} = \dots = \lambda_M = \sigma_n^2 \geq 0 \quad (5)$$

$U = [u_1, u_2, \dots, u_M]$ 는 고유치  $\lambda_i$ 에 해당되는 고유 벡터(eigenvector)  $u_i$ 를 열 벡터로 갖는 unitary 행렬이다.  $N$ 개의 입사 신호들간의 상관 관계가 없을 경우 (incoherent),  $\text{rank}(ASA^H) = N$ 이며, 이를 이용하여 공간 공분산 행렬  $R$ 은 신호 부공간  $U_s$ 과 잡음 부공간  $U_n$ 으로 구분하여 식 (6)과 같이 표시할 수 있다.

$$R = U_s \Lambda_s U_s + U_n \Lambda_n U_n \\ \Lambda_s = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N] \\ \Lambda_n = \sigma_n^2 I_{M-N} \\ U_s = [u_1, u_2, \dots, u_N] \\ U_n = [u_{N+1}, u_{N+2}, \dots, u_M] \quad (6)$$

$U_s$ 의 열 벡터가 스패하는 입사 신호 부공간과  $U_n$ 의 열 벡터가 스패하는 잡음 부공간은 서로 직교하며, 입사 신호 부공간은 식 (2)의 steering 행렬  $A(\theta)$ 의 열 공간과 동일하므로, 식 (7)과 같은 성질을 얻을 수 있다.

$$U_n^H a(\theta) = a^H(\theta) U_n U_n^H a(\theta) = 0, \theta \in \{\theta_1, \dots, \theta_N\} \quad (7)$$

부공간을 이용하여 신호 입사 도래각을 추정하는 기법 중의 하나인 MUSIC 기법은 식 (7)의 성질을 이용하는 것으로 유사 공간 스펙트럼을 식 (8)과 같이 정의하며<sup>[9]</sup>,

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)U_n U_n^H a(\theta)} \quad (8)$$

steering 벡터  $a(\theta)$ 를 탐색 벡터로 사용하여 잡음 부공간과 직교하는 순간에 식 (8)의 공간 스펙트럼은 첨두치를 가지게 되며, 이에 대응하는 각도가 신호의 입사 방향이 된다. 따라서 잡음 부공간과 배열 안테나 steering 벡터의 직교성을 탐색하여 신호의 입사 도래각을 추정하는 MUSIC 방식에서 steering 벡터는 입사 도래각 추정의 정확도를 결정하는 중요한 요소가 된다.

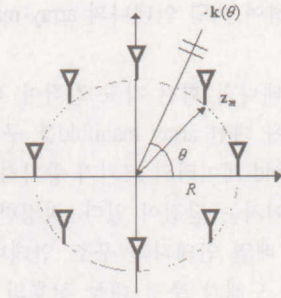


그림 1. 등간격 원형 배열 안테나  
Fig. 1. Uniform Circular Array.

### III. Array Manifold 측정 방법

Steering 벡터는 한 입사각으로 입사되는 신호에 대한 배열 안테나의 위상 및 진폭 응답이며, array manifold는 모든 입사각에 대한 steering 벡터의 집합이다. Steering 벡터는 신호의 입사 방향, 신호의 주파수, 배열 안테나의 기하학적 구조, 안테나 소자의 방사 패턴 등에 따라서 결정된다.

M개의 동일한 무지향성 안테나 소자로 구성되며, 그림 1과 같이 양각을 고려하지 않는 2차원 평면에 존재하는 반경 R인 가상의 등간격 원형 배열 안테나로 방위각  $\theta$  방향에서 입사되는 신호에 대한 steering 벡터  $\mathbf{a}(\theta, \omega_0)$ 는 식 (9)와 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta, \omega_0) &= [\exp(j\omega_0\tau_1) \exp(j\omega_0\tau_2) \cdots \exp(j\omega_0\tau_M)]^T, \\ \tau_m &= \mathbf{k}(\theta)\mathbf{z}_m^T / c, \\ \mathbf{k}(\theta) &= [\cos(\theta) \sin(\theta)], \\ \mathbf{z}_m &= [R\cos(2\pi m / M) \ R\sin(2\pi m / M)] \end{aligned} \quad (9)$$

여기서  $\omega_0$ 는 신호의 중심각 주파수,  $\theta$ 는 신호의 입사 방위각,  $\tau_m$ 은 기준점과 m번째 안테나 소자 사이의 시간 지연,  $\mathbf{k}(\theta)$ 는 기준점에서 입사 신호를 바라본 방향 단위 벡터(direction-of-look vector),  $\mathbf{z}_m$ 은 m번째 안테나 소자의 위치 벡터, c는 신호의 전파 속도이다.

그러나 실제 배열 안테나에서 array manifold는 안테나 소자간의 비균일성 및 mutual coupling, location error에 의해서 나타나는 오차 때문에 이상적인 경우의 array manifold와 상당한 차이가 있다. 또한 안테나를 지지하기 위한 안테나 mast 주변에 안테나 소자를 배치하므로 실제 array manifold는 이상적인

array manifold와는 큰 차이가 발생하게 된다.

신호 입사각 중 양각을 제외하고 방위각만을 고려한 2차원 평면에서 일반적인 배열 안테나의 steering 벡터  $\mathbf{a}(\theta, \omega_0)$ 는 식 (10), (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{a}(\theta, \omega_0) = \begin{bmatrix} \rho_1(\theta) \exp(j\omega_0\tau_1) & \rho_2(\theta) \exp(j\omega_0\tau_2) & \cdots \\ \rho_M(\theta) \exp(j\omega_0\tau_M) \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

$$\tau_m = \mathbf{k}(\theta)\mathbf{z}_m^T / c, \quad 1 \leq m \leq M \quad (11)$$

여기서  $\omega_0$ 는 신호의 중심각 주파수,  $\theta$ 는 신호의 입사 방위각,  $\rho_m(\theta)$ 는 m번째 안테나 소자의 방향 이득,  $\tau_m$ 은 기준점과 m번째 안테나 소자 사이의 시간 지연,  $\mathbf{k}(\theta)$ 는 기준점에서 입사 신호를 바라본 방향 단위 벡터(direction-of-look vector),  $\mathbf{z}_m$ 은 m번째 안테나 소자의 위치 벡터, c는 신호의 전파 속도이다.

배열 안테나를 구성하는 안테나 소자들 중 하나를 기준 안테나로 정하고 나머지 안테나들의 응답을 기준 안테나 응답에 대한 상대적인 비로 표시하면 식 (10)은 다시 식 (12)와 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta, \omega_0) &= \rho_1(\theta) e^{j\omega_0\tau_1} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\rho_2(\theta)}{\rho_1(\theta)} e^{j\omega_0(\tau_2-\tau_1)} & \cdots & \frac{\rho_M(\theta)}{\rho_1(\theta)} e^{j\omega_0(\tau_M-\tau_1)} \end{bmatrix}^T \\ &= \rho_1(\theta) e^{j\omega_0\tau_1} \begin{bmatrix} 1 & A_{12}(\theta) e^{j\phi_{12}} & \cdots & A_{1M}(\theta) e^{j\phi_{1M}} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (12)$$

여기서  $A_{12}(\theta) = \frac{\rho_2(\theta)}{\rho_1(\theta)}$ ,  $A_{1M}(\theta) = \frac{\rho_M(\theta)}{\rho_1(\theta)}$ ,  $\phi_{12} = \omega_0(\tau_2 - \tau_1)$ ,  $\phi_{1M} = \omega_0(\tau_M - \tau_1)$ 이다.

또한 식 (12)의  $\rho_1(\theta) e^{j\omega_0\tau_1}$ 를 생략하여도 steering 벡터의 본래 의미는 그대로 유지되므로,  $A_{1m}(\theta)$  항의  $\theta$ 와  $\rho_1(\theta) e^{j\omega_0\tau_1}$ 를 생략한 steering 벡터는 식 (13)과 같이 표시되며,

$$\mathbf{a}(\theta, \omega_0) = \begin{bmatrix} 1 & A_{12} e^{j\phi_{12}} & \cdots & A_{1M} e^{j\phi_{1M}} \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

결과적으로  $A_{1m}$ 은 기준 안테나(안테나 #1)와 m번째 안테나의 진폭 응답의 비이며,  $\phi_{1m}$ 은 기준 안테나와 m번째 안테나의 위상 응답의 차다.

### IV. Array Manifold 측정

III장에서 기술한 방법에 의해 5개의 다이폴 안테나 소자로 구성되는 반경 0.42 m의 등간격 원형 배

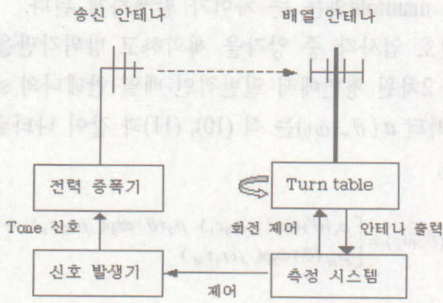


그림 2. Array manifold 측정  
Fig. 2. Array manifold measurement.

열 안테나의 array manifold를 측정하였다.

그림 2와 같이 방위각에 대한 array manifold 만을 측정하기 위해 송신 안테나와 배열 안테나의 높이를 일치시키고, 배열 안테나에 입사되는 신호가 평면파 조건을 만족하도록 송신 안테나와 배열 안테나 사이의 거리를 충분히 이격하였다. 외부 신호 및 반사파의 영향을 가급적 배제하기 위하여 주변에 주거 지역이 없는 개활지에서 측정을 수행하였으며, 사전에 주변 전파 환경을 측정하여 신호가 없는 주파수 대역을 선정하였다.

배열 안테나를 하나의 방위각에 고정시킨 후, 주파수 300 MHz, 출력 0 mW tone 신호를 신호발생기, 전력증폭기, 지향성 안테나를 통하여 피측정 안테나인 배열 안테나로 발사하고, 배열 안테나의 출력 신호를 측정 시스템에서 수신하여 steering 벡터를 측정하였다. 그림 3과 같이 하나의 방위각에 대한 steering 벡터를 측정한 후, 배열 안테나를 5도 간격만큼 회전시켜 다음 방위각에 대한 steering 벡터를 측정하였으며, 모두 72개의 방위각에 대해 측정 과

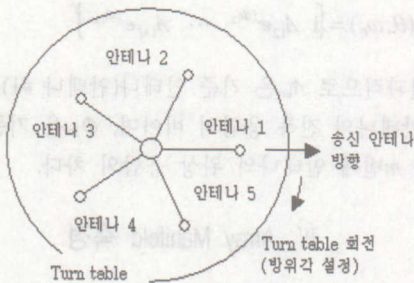


그림 3. 배열 안테나와 송신 안테나의 정렬(평면도)  
Fig. 3. Arrangement of array antenna.

정을 반복하여 배열 안테나의 array manifold를 구하였다.

배열 안테나의 회전 각도 간격이 적을수록 세밀한 방위각에 대한 array manifold를 구할 수 있으나, array manifold 데이터의 크기가 증가하게 되며, 측정 시간이 길어지는 단점이 있다. 적절한 방위각 간격의 선택은 배열 안테나의 구조, 안테나의 전기적 특성, 입사 도래각 추정 대상 신호의 주파수, 입사 도래각 추정의 요구 정확도 등에 의해 결정되며, 방위각의 변화에 따른 steering 벡터의 변화가 크게 다르지 않은 범위 내에서는 측정된 steering 벡터의 보간법 등에 의해 측정에 의존하지 않고 보다 세밀한 방위각에 대한 array manifold를 구할 수 있다.

측정 시스템은 그림 4와 같이 5개의 RF 수신 모듈과 컴퓨터로 구성하였다. 각 RF 수신 모듈은 배열 안테나 소자의 출력 신호를 기저대역으로 주파수 하향 변환하며, 기저대역 신호에 대한 A/D 변환 및 디지털 필터링 등의 처리 과정을 거쳐 동위상(In-phase) 성분과 직교 위상(Quadrature) 성분을 가지는 복소 time sequence,  $x_m(n)$ 을 출력한다.

$x_m(n)$ 의 discrete Fourier transform,  $X_m(k)$ 로부터 기준 안테나(안테나 #1)에 대한  $m$ 번째 안테나의 진폭 응답비  $A_{1m}$ , 위상 응답비  $\Phi_{1m}$ 를 식 (14), (15)와 같이 계산하였다.

$$A_{1m} = \text{abs} \left[ \frac{X_m(k)}{X_1(k)} \Big|_{k=k_0} \right] \tag{14}$$

$$\Phi_{1m} = \text{arg} \left[ \frac{X_m(k)}{X_1(k)} \Big|_{k=k_0} \right] \tag{15}$$

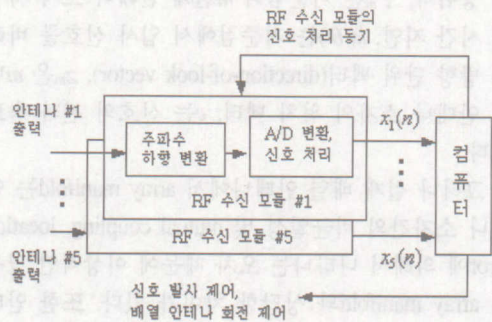


그림 4. 측정 시스템의 구성  
Fig. 4. Measurement system.

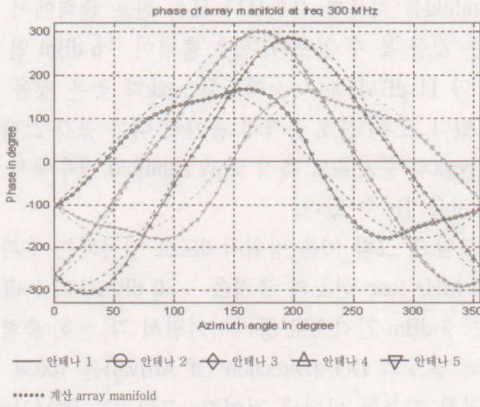


그림 5. 측정 array manifold 위상 응답  
Fig. 5. Phase response of measured manifold.

여기서  $X_m(k)$ 은  $m$ 번째 안테나와 연결된 RF 수신 모듈  $m$ 의 복소 time sequence 출력  $x_m(n)$ 의 discrete Fourier transform,  $k_0$ 는 tone 신호의 주파수,  $\text{abs}$ 는 복소수의 절댓치,  $\text{arg}$ 는 복소수의 위상을 나타낸다.

식 (14), (15)로부터 구한  $A_{lm}$ ,  $\Phi_{lm}$ 와 식 (13)에 의해 하나의 방위각에 대한 steering 벡터를 계산하였으며, 신호 발사 및 배열 안테나 회전(방위각 설정) 등을 제어하여 설정된 모든 방위각에 대해 array manifold를 생성하였다.

그림 5는 주파수 300 MHz 입사 신호의 72개 방위각에 대한 array manifold 위상 응답을 도시한 것으로서, 이상적인 안테나를 가정하고 식 (9)에 의해 계산된 결과(계산 array manifold)와, 배열 안테나 응답을 측정 후 식 (15)에 의해 계산된 결과(측정 array manifold)를 대비한 것이다. 안테나 mast 등 배열 안테나의 구조물과 안테나 소자들간의 영향에 의해 계산 manifold 대비 최대 60도의 위상 오차가 발생하는 것을 볼 수 있다.

그림 6은 식 (14)에 의해 계산된 주파수 300 MHz 입사 신호의 72개 방위각에 대한 array manifold 진폭 응답을 도시한 것으로서, 안테나 3의 진폭 응답이 방위각에 따라 약 0.04 dB 편차가 있는 것을 제외하면, 모든 방위각에 대해 진폭 응답의 변화가 거의 없음을 보이고 있다. 안테나 3에서 발생하는 진폭 응답의 편차는 안테나 소자 제작 상의 결함에서 발생된 것으로 추정된다. 그러나 MUSIC 알고리즘에 의한 입사 신호의 공간 스펙트럼 추정의 정확도는 주

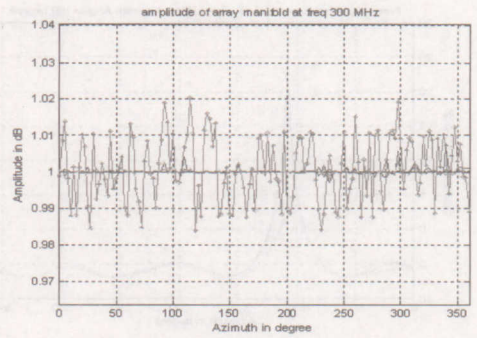


그림 6. 측정 array manifold 진폭 응답  
Fig. 6. Amplitude response of measured manifold.

로 위상 오차에 의해 결정되며<sup>[10]</sup>, 안테나 3에서 발생하는 진폭 응답의 편차는 적은 값이므로, 정확도에 큰 영향을 미치지 않는다.

### V. 입사 신호의 공간 스펙트럼 추정

IV장에서 서술된 바와 같이 array manifold가 측정된 등간격 원형 배열 안테나를 이용하여 방위각 108도에서 입사되는 주파수 300 MHz, 출력 0 mW의 tone 신호에 대해 1도 방위각 간격으로 공간 스펙트럼을 추정하였으며, 통계적으로 독립적인 100개의 신호를 대상으로 100회의 공간 스펙트럼 추정을 수행하였다. 배열 안테나와 5채널 RF 수신 모듈을 통해 수신된 tone 신호의 I(In-phase), Q(Quadrature) 샘플로부터 공간 공분산 행렬, 잡음 부공간을 구한 후, 식 (8)의 MUSIC 알고리즘을 적용하여 공간 스펙트럼을 추정하였으며, 잡음 부공간에 대한 직교성 탐색에 사용된 steering 벡터는, 측정 array manifold와 계산 array manifold의 steering 벡터를 각각 적용하였다. 공간 스펙트럼 추정에 사용된 측정 array manifold의 steering 벡터는 방위각 5도 간격으로 측정된 array manifold를 interpolation에 의해 1도 방위각 간격으로 생성하였다. 그림 7은 측정 array manifold를 적용한 경우와, 계산 array manifold를 적용한 경우에 대해 100회의 공간 스펙트럼 추정 결과를 대비하여 도시한 것이다. 주파수 300 MHz의 tone 신호가 입사되는 방향인 방위각 108도에서 공간 스펙트럼의 peak가 생성되었으며, 측정 array manifold를 적용한 경우, 공간 스펙트럼 peak가 계산 array manifold 대비 약 22 dB 정도

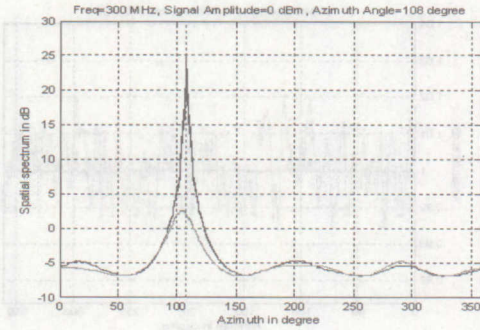


그림 7. 방위각 108도로 입사되는 300 MHz tone 신호에 대한 공간 스펙트럼  
 Fig. 7. Spatial spectrum of 300 MHz tone signal incident upon azimuth 108 degree.

높은 것을 볼 수 있다. 그림 5에서 나타난 것과 같이 방위각 108도는 측정 array manifold와 계산 array manifold의 위상 오차가 큰 영역으로서 측정 array manifold에 의한 steering 벡터  $a(\theta)$ 와 입사 신호로부터 추정된 잡음 부공간  $U_n$  사이의 직교성이 계산 array manifold에 의한 steering 벡터보다 우수하기 때문이다.

그림 8은 방위각 0도로 입사되는 주파수 300 MHz tone 신호의 출력력을  $-35$  dBm부터 6 dBm까지 3 dBm 간격으로 증가시키면서 방위각 0도에서 생성되는 공간 스펙트럼 peak를 각각 100회 추정한 결과의 평균을 나타낸 것으로 측정 array manifold와 계산 array manifold를 적용한 결과를 대비하였다. 측정 array manifold를 적용한 공간 스펙트럼 peak가 계산 array

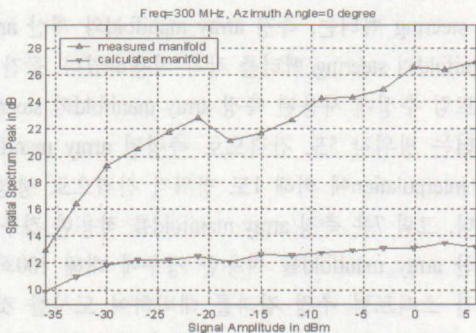


그림 8. 300 MHz tone 신호의 출력 변화에 대한 공간 스펙트럼 peak  
 Fig. 8. Spatial spectrum peak of 300 MHz tone signal versus signal amplitude change.

manifold를 적용한 결과보다 모든 신호 출력에서 더 높은 것을 볼 수 있으며, 신호 출력이  $-6$  dBm 인 경우 약 11 dB의 공간 스펙트럼 peak가 높은 것을 볼 수 있다. 또한 신호 출력의 증가에 따른 공간 스펙트럼 peak의 증가율도 측정 array manifold 경우에서 더 큰 것을 볼 수 있다.

그림 9, 그림 10은 방위각 0도로 입사되는 주파수 300 MHz tone 신호의 출력력을  $-30$  dBm부터 6 dBm 까지 3 dBm 간격으로 증가시키면서 각 신호 출력에 대해 신호의 DOA(Direction Of Arrival)를 100회 씩 추정한 결과를 나타낸 것이다. 그림 9는 DOA bias, 그림 10은 DOA standard deviation을 각각 도시하였으며, 측정 array manifold와 계산 array manifold를 적용한 경우를 대비하였다. MUSIC 알고리즘을 적용하여 입사 신호의 공간 스펙트럼을 방위각 0.5도 간격으로 탐색하여 스펙트럼 peak를 구한 후, 스펙트럼 peak에 해당하는 방위각을 입사 신호의 DOA로 추정하였다. DOA 추정 bias는 그림 9에서와 같이 계산 array manifold의 경우  $-1.5 \sim -1$ 도의 DOA bias가 발생하는 반면, 측정 array manifold의 경우에는  $+0.5 \sim +1$ 도의 DOA bias가 발생되고 있어서 측정 array manifold를 적용한 경우 약 0.5도의 bias가 적어지는 것을 볼 수 있다. DOA 추정 standard deviation은 그림 10에서와 같이 신호 출력이  $-9$  dBm 이상부터 DOA standard deviation이 개선되는 것을 볼 수 있으며,  $+3$  dBm에서는 deviation이 약 0.15도 정도 적어지는 것을 볼 수 있다. 이론적인 예상과 다른 결과

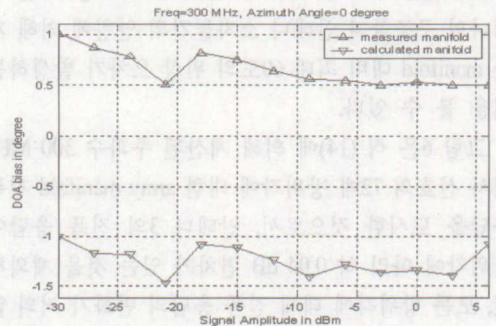


그림 9. 300 MHz tone 신호의 출력 변화에 대한 DOA 추정 bias  
 Fig. 9. Bias of DOA estimation for 300 MHz tone signal versus signal amplitude.

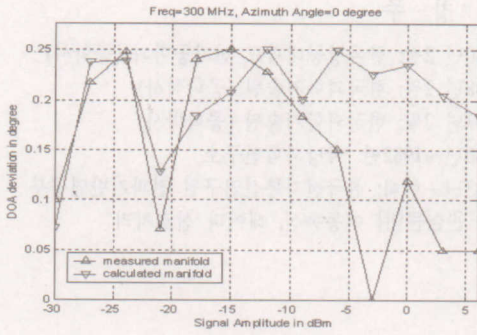


그림 10. 300 MHz tone 신호의 출력 변화에 대한 DOA 추정 standard deviation  
 Fig. 10. Standard deviation of DOA estimation for 300 MHz tone signal versus signal amplitude.

를 보이는 -18 dBm, -15 dBm, -21 dBm에서의 결과는, 공간 스펙트럼 peak 추정(그림 8), DOA bias(그림 9)에서도 동일한 양상을 보이는 것으로 볼 때, 입사 신호의 I, Q 샘플 데이터 생성 과정의 error에 기인하는 것으로 추정된다.

### VI. 결 론

측정에 의해 배열 안테나의 array manifold를 생성하는 방법을 기술하였으며, 기술된 방법에 의해 등간격 원형 배열 안테나의 array manifold를 실측하는 내용을 설명하였으며, array manifold의 위상 응답 측정 결과를 도시하였다. 또한 측정된 array manifold를 MUSIC 알고리즘에 적용하여 배열 안테나로 입사되는 신호의 공간 스펙트럼을 추정하였으며, 입사 신호의 공간 스펙트럼 추정에 있어서 계산 array manifold 대비 월등한 성능 향상을 보였다.

### 참 고 문 헌

[1] H. Krim, M. Viberg, "Two decades of array signal processing research", *IEEE Signal Processing Magazine*,

*gazine*, vol. 13, no. 4, pp. 67-94, Jul. 1996.

[2] S. Bellofiore, J. Foutz, C. A. Balanis and A. S. Spanias, "Smart-Antenna System for Mobile Communication Networks", *IEEE Antenna's and Propagation Magazine*, vol. 44, no. 4, pp. 106-114, Aug. 2002.

[3] J. H. Winters, "Smart Antennas for Wireless Systems", *IEEE Personal Communications*, pp. 23-27, Feb. 1998.

[4] C. J. Tarran, "Operational HF DF Systems Employing Real Time Superresolution Processing", *HF Radio Systems and Techniques, Seventh International Conference on*, pp. 311-319, Jul. 1997.

[5] B. D. Van Veen, K. M. Buckley, "Beamforming : a versatile approach to spatial filtering", *IEEE ASSP Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 4-24, Apr. 1988.

[6] A. J. Paulraj, C. B. Papadias, "Space-time processing for wireless communications", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 14, no. 6, pp. 49-83, Nov. 1997.

[7] L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications, part II: beam-forming and direction-of-arrival considerations", *Proceeding of the IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195-1245, Aug. 1997.

[8] K. R. Dandekar, H. Ling and G. Xu, "Smart Antenna Array Calibration Procedure including Amplitude and Phase Mismatch and Mutual Coupling Effects", *Personal Wireless Communication, 2000 IEEE International Conference on*, pp. 293-297, Dec. 2000.

[9] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol. 34, no. 3, pp. 276-280, Mar. 1986.

[10] D. H. Brandwood, "Effect of phase errors on the accuracy of MUSIC", *HF Antennas and Propagation IEE Colloquium on*, pp. 1/3-6/3, Nov. 1995.

강 흥 용

1979년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
1981년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)  
1983년 6월~현재: 한국전자통신연구원 전파신호처리연구팀  
[주 관심분야] 배열 신호처리, 디지털 통신

이 성 윤

1998년 2월: 경희대학교 전자공학과 (공학사)  
2000년 2월: 경희대학교 전자공학과 (공학석사)  
2000년 4월~현재: 한국전자통신연구원 전파신호처리연구팀  
[주 관심분야] 배열 신호처리, 스펙트럼 추정, 통신 신호처리

김 영 수

1984년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
1986년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)  
1999년 7월: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)  
1988년 2월~현재: 한국전자통신연구원 전파신호처리연구팀  
[주 관심분야] 배열 신호처리, 디지털 통신

김 창 주

1980년 2월: 한국항공대학교 전자공학과 (공학사)  
1988년 2월: 한국과학기술원 (공학석사)  
1993년 2월: 한국과학기술원 (공학박사)  
1980년~1982년: 국방과학연구소  
1983년~현재: 한국전자통신연구원 전파기반연구부  
[주 관심분야] 이동통신, 레이더 신호처리

박 한 규

1964년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)  
1968년 2월: 연세대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)  
1975년 2월: 프랑스 파리6대학 (공학박사)  
1979년~1980년: 미국 스탠포드 대학교 전자공학과 교환교수  
1989년~1994년: 대통령 자문 21세기위원회 위원  
1995년~1997년: 정보통신부 전파위원회 위원장  
1976년~현재: 연세대학교 전기전자공학부 교수  
[주 관심분야] 마이크로파 소자, 스마트 안테나, 전파전파