

# MUSIC 알고리즘을 이용한 공간파 신호의 도래각 추정

## (The Estimation of Directions of Arrival of Multiple Sky Waves Using MUSIC Algorithm)

蔡宗錫\*, 朴亨來\*, 李赫宰\*, 朴漢奎\*\*

(Jong Seok Chae, Hyung Rae Park, Hyuck Jae Lee and Han Kyu Park)

### 要 約

본 논문에서는 MUSIC(Multiple Signal Classification) 알고리즘을 중심으로 eigen-structure의 해석을 이용한 초 분해능 도래각 추정 알고리즘(superresolution algorithm for estimation of directions of arrival of signals)의 이론에 대해 기술하였다.

또한, MUSIC 알고리즘을 원형 배열 안테나 시스템에 적용하여 상대 방위각 차(relative azimuth difference), S/N 비, snapshots 수에 따른 각 분해능(angular resolution)에 대해 시뮬레이션함으로써 실 환경에서 공간파(sky wave)에 대한 MUSIC 알고리즘의 적용 가능성을 확인하였다.

### Abstract

In this paper, the theory of superresolution algorithms for estimation of directions of arrival of signals using eigen-structure analysis (mainly MUSIC algorithm) is described.

Also, we apply MUSIC algorithm to circularly disposed antenna system, and simulate the angular resolution according to relative azimuth difference, S/N ratio, number of snapshots, so that we confirm the possibility of applications of MUSIC algorithm to sky wave in real situations.

### I. 서 론

배열 안테나 시스템(array antenna system)을 이용한 신호의 도래각 추정 방법은 지진학(seismography), 수중 음파 탐지(sonar), 레이더 신호 처리 등,

여러 분야에서 신호의 근원지를 파악하는데 이용되고 있다.

지금 까지 주로 이용된 도래각 추정 방식에서는 대상 신호가 단일 평면파(single plane wave)라고 가정하여 수신 신호의 파면(wavefront)에 수직인 방향을 신호의 도래각(direction of arrival)으로 추정하였으며 따라서, 이러한 방식에서는 잡음 및 간섭 신호로 인한 파면의 왜곡(distortion)에 의해 필연적으로 도래각 오차가 발생하게 된다.<sup>1)</sup>

최근 들어 관측영역(공간, 시간, 주파수) 내에 다중 신호가 입사할 경우 각 신호의 도래각을 분리해

\*正會員, 韓國電子通信研究所  
(Electronics & Telecommunications Research Institute)

\*\*正會員, 延世大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec., Eng., Yonsei Univ.)

接受日字: 1988年 4月 8日

내는 알고리즘의 개발이 각 국에서 활발히 진행되고 있으며<sup>12</sup>, 이러한 알고리즘을 초 분해능 도래각 추정 알고리즘(superresolution algorithm for estimation of directions of arrivals of signals) 이라고 한다.

한편, 초 분해능 알고리즘들은 공통적으로 spectral estimation technique에 기초를 두고 있으며 대표적인 알고리즘으로는 J. Capon에 의해 창안된 ML-M(maximum likelihood method),<sup>13</sup> J. P. Burg의 ME-M(maximum entropy method),<sup>14</sup> W. F. Gabriel의 TNA(thermal noise algorithm),<sup>15</sup> 및 V. F. Pisarenko에 의해 제안된 eigen-structure의 해석 방식<sup>16</sup> 등이 있다.

R. L. Johnson과 G. E. Miner는 이러한 초 분해능 알고리즘들의 특성을 여러가지 단파대 환경을 고려하여 비교·분석하였으며,<sup>17</sup> D. H. Johnson과 S. R. DeGraaf는 MLM과 EV 알고리즘의 특성을 비교·분석하였다.<sup>17</sup>

일반적으로 여러가지 초 분해능 알고리즘 중 eigen-structure의 해석을 이용한 알고리즘이 가장 우수한 것으로 알려져 있으며<sup>11</sup> 여기에는 R. O. Schmidt의 MUSIC,<sup>18</sup> R. Kumaresan과 D. W. Tufts의 Min-Norm,<sup>19</sup> R. Roy, A. Paulraj, T. Kailath의 ESPRIT,<sup>110</sup> D. H. Johnson과 S. R. DeGraaf의 EV 알고리즘<sup>17</sup> 등 여러 가지가 있다.

한편, 대상 신호가 공간파(sky wave)인 경우 즉, 입사 신호의 양각과 방위각을 동시에 추정해야 할 경우 안테나 시스템은 2차원 이상의 배열 형태를 가져야 하며 이러한 배열 형태에 적용 가능한 알고리즘은 MUSIC, EV 알고리즘 등, 그 수가 제한되어 있다.

본 논문에서는 eigen-structure의 해석을 이용한 초 분해능 도래각 추정 알고리즘 가운데 MUSIC 알고리즘을 중심으로 기본 이론을 해석하고 MUSIC 알고리즘을 원형 배열 안테나 시스템에 적용하여 상대 방위각 차(relative azimuth difference), S/N비, snapshots 수에 따른 각 분해능을 시뮬레이션함으로써 실제 전파 환경에서 공간파에 대한 적용 가능성을 확인하고자 한다.

II. Eigen-Structure의 해석

지금, N개의 소자로 구성되는 임의의 배열 형태를 갖는 안테나 시스템에 M개의 신호가 각각  $(\alpha_1, \theta_1), (\alpha_2, \theta_2) \dots (\alpha_M, \theta_M)$ 의 각도로 입사할 경우 k번째 안테나 소자에 유기되는 신호는

$$x_k(t) = \sum_{i=1}^M s_i(t) \cdot a_k(\alpha_i, \theta_i) + n_k(t) \quad (1)$$

로 주어진다. 여기서  $s_i(t)$ 는 i번째 신호,  $n_k(t)$ 는 k번째 안테나에 유기된 부가 잡음(additive noise),  $\alpha_i$ 와  $\theta_i$ 는 각각 i번째 신호의 방위각 및 양각을 나타내며  $a_k(\alpha_i, \theta_i)$ 는 i번째 신호에 대한 k번째 안테나 소자의 응답 특성을 나타낸다.

따라서 각 안테나 소자에 유기된 신호들을 벡터로 표기하면,

$$x(t) = A \cdot s(t) + n(t) \quad (2)$$

로 표시할 수 있으며 여기서 ;

$$\begin{aligned} x(t) &= [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T \\ A &= [a(\alpha_1, \theta_1), a(\alpha_2, \theta_2), \dots, a(\alpha_M, \theta_M)] \\ n(t) &= [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T \end{aligned} \quad (3)$$

으로 주어진다. 위 식에서  $a(\alpha_i, \theta_i)$ 는 directional mode vector로서 i번째 입사 신호에 대한 배열 안테나의 응답 특성을 나타내는  $N \times 1$  열 벡터(column vector)이다. 한편, 각 안테나 소자에 유기된 신호의 covariance matrix  $R$ 은

$$\begin{aligned} R &= E[x(t) \cdot x(t)^H] \\ &= ASA^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (4)$$

가 되며 여기서  $S = E[s(t) \cdot s(t)^H]$ ,  $\sigma^2$ 은 잡음의 분산이며  $I$ 는 identity matrix, 표기 E는 기대치, 첨자 H는 Hermitian transpose를 나타낸다.

지금, 신호 데이터의 covariance matrix를  $R_s$ 라고 하면

$$\begin{aligned} R_s &= ASA^H \\ &= \sum_{i=1}^N \lambda_i \cdot v_i v_i^H \end{aligned} \quad (5)$$

로 주어지며 여기서  $v_i$ 는 i번째 eigen-value ( $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \lambda_i \geq \dots \lambda_N$ )에 해당하는 orthonormal eigen-vectors이다. 또한  $R_s$ 는 covariance matrix이므로 positive semidefinite이며 따라서  $\lambda_i \geq 0 (i=1, 2, \dots, N)$ 인 관계가 성립한다. 한편,  $R_s$ 는 각각의 신호가 서로 완전 상관 관계가 존재하지 않는다고 가정할 경우, rank가 M이므로 N-M개의 zero eigen-value를 가지며<sup>111</sup> 따라서 식 (5)는

$$R_s = \sum_{i=1}^M \lambda_i v_i v_i^H \quad (6)$$

로 쓸 수 있다. 이 때, eigen-vectors  $v_1, v_2, \dots, v_M$ 은 directional mode vectors  $a(\alpha_1, \theta_1), a(\alpha_2, \theta_2); \dots, a(\alpha_M, \theta_M)$ 과 동일한 벡터 부 공간(vector subspace) 내에 존재하며 따라서 신호 부 공간 eigen-vectors (signal subspace eigen-vectors)라고 한다.

한편 identity matrix  $\mathbf{I}$ 는 식 (6)과 동일한 eigen-vector 를 이용하여

$$\mathbf{I} = \sum_{i=1}^N \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \quad (7)$$

로 표현 가능하므로 식 (6)과 식 (7)을 식 (4)에 대입하면

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \sum_{i=1}^M (\lambda_i + \sigma^2) \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H + \sum_{i=M+1}^N \sigma^2 \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \\ &= \sum_{i=1}^M \lambda_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \end{aligned} \quad (8)$$

로 주어진다. ( $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \lambda_M > \lambda_{M+1} = \dots \sigma^2$ )

윗 식으로부터 matrix  $\mathbf{R}$ 의 eigen-value 의 크기에 따라  $N$  차원의 벡터 공간을  $M$  차원의 신호 부 공간과  $N-M$  차원의 잡음 부 공간으로 나눌 수 있음을 알 수 있으며 잡음 부 공간에 속하는 eigen-vectors  $\mathbf{v}_{M+1}, \mathbf{v}_{M+2}, \dots \mathbf{v}_N$ 을 잡음 부 공간 eigen-vectors 라고 한다.

### III. 초 분해능 도래각 추정 알고리즘

지금, directional mode vectors  $\mathbf{a}(\alpha_1, \theta_1), \mathbf{a}(\alpha_2, \theta_2) \dots \mathbf{a}(\alpha_M, \theta_M)$ 을 포함하는, 모든  $(\alpha, \theta)$ 에 해당하는 안테나 배열의 응답 특성의 연속체(continuum)를 array manifold<sup>11)</sup>라고 정의한다. 한편, 신호 부 공간 eigen-vectors 와 directional mode vectors는 동일 부 공간 내에 속하므로  $M$ 개의 신호가 입사할 경우 array manifold와 신호 부 공간은  $M$ 개의 교점을 갖게되며 이  $M$ 개의 교점에 해당하는 벡터들이 directional mode vectors가 된다. 이때 잡음 부 공간 eigen-vectors는 directional mode vectors에 수직이므로 다음과 같은 식이 성립한다. 즉,

$$\sum_{k=M+1}^N \gamma_k |\mathbf{a}^H(\alpha_i, \theta_i) \cdot \mathbf{v}_k|^2 = 0 \quad (9)$$

이 된다. ( $1 \leq i \leq M$ , 정수,  $\gamma_k$ 는 임의의 상수)

따라서 도래각 스펙트럼(DOA(direction of arrival) spectrum)  $P$ 를

$$P = \frac{1}{\sum_{k=M+1}^N \gamma_k |\mathbf{a}^H(\alpha, \theta) \cdot \mathbf{v}_k|^2} \quad (10)$$

이라고 정의하면  $P$ 의 첨두치(peak value)에 해당하는 steering vector  $\mathbf{a}(\alpha, \theta)$ 가 directional mode vector가 되고 이 때의  $(\alpha, \theta)$ 가 신호의 도래각으로 결정된다.

MUSIC 알고리즘은  $\gamma_k = 1$  즉, 모든 잡음 부 공간 eigen-vectors에 대해 동일한 weights를 준 경우

며, EV 알고리즘은 각각의 잡음 부 공간 eigen-vector에 대해  $\gamma_k = 1/\lambda_k$ 의 weights를 준 경우이다.

한편 신호의 수는 eigen-value의 크기에 따라 추정할 수 있으며 이를 효율적으로 결정하는 알고리즘은 AIC(akaike's information criterion)와 MDL(minimum discription length) 알고리즘<sup>112)</sup> 등이 있다. 이 중 MDL 알고리즘은 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} \text{MDL}(M) &= P \cdot (N-M) \ln \left[ \frac{1}{N-M} \sum_{i=M+1}^N \lambda_i \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} M (2N-M) \cdot \ln P \right] \end{aligned} \quad (11)$$

( $P$ : snapshots 수)

윗 식에서 각각의  $M$ 에 대한  $\text{MDL}(M)$ 의 값을 구하여 최소치를 만족하는  $M$ 을 신호의 수로 결정한다.

### IV. 시뮬레이션

여기서는 지금까지 언급한 초 분해능 도래각 추정 알고리즘 중 가장 대표적인 MUSIC 알고리즘을 그림 1과 같은, 안테나 소자의 수 8, 반경  $2\lambda$ 인 원형 배열 안테나 시스템에 적용하여 상대 방위각 차(relative azimuth difference), S/N 비, snapshots 수에 따른 각 분해능을 시뮬레이션 한다. 시뮬레이션에 이용된 파라미터는 실제 전파 환경을 고려하여 선택하였으며 신호의 수는 MDL 알고리즘을 이용하여 추정하였다.

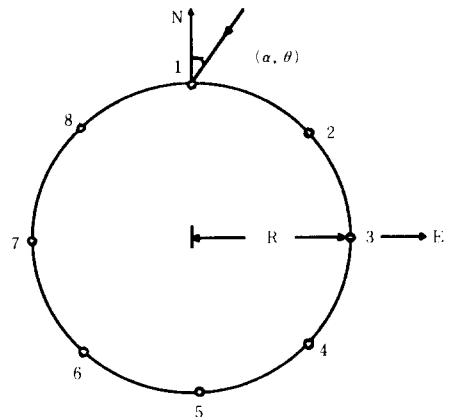


그림 1. 원형 배열 안테나 시스템  
Fig. 1. Circularly disposed array antenna system.

이 때, 각 신호의 도래각 스펙트럼은 방위각 및 앙각에 대하여  $0.1^\circ$  간격으로 추정하였으며 모든 경우에 대하여 두 신호의 크기는 동일하고 정규화 주파수 ( $f_0 T, f_0$ : 중심 주파수,  $T$ : 샘플링 주기)는 각각 0.25, 0.26으로 하였다.

1. 상대 방위각 차에 따른 각 분해능

그림 1과 같은 원형 배열 안테나 시스템에 대하여 S/N 비가 30dB 일 때 두 신호의 상대 방위각 차에 따른 MUSIC 알고리즘의 각 분해능에 대하여 시뮬레이션 한다.

그림 2는 수신 앙각이  $60^\circ$  인 두 신호에 대하여 방위각 차가 각각  $5^\circ, 3^\circ, 1^\circ$  일 때 도래각 스펙트럼 중 가장 대표적인 것을 도시한 것이다.

그림에서 방위각 차가  $5^\circ, 3^\circ$  인 경우 오차 없이 뚜렷한 분리 특성을 가지나 방위각 차가  $1^\circ$  인 경우는 분리 특성이 저하될 뿐 아니라  $0.2^\circ$  의 오차가 발생함을 알 수 있다.

또한 그림에서 앙각에 따른 스펙트럼의 특성이 매우 예리함을 알 수 있으며 이는 고앙각 신호에 대한 시뮬레이션 결과로, 앙각에 따른 분해능이 높기 때문이다. 따라서 이후 부터는 앙각에 따른 오차는 고려에서 제외한다.

표 1은 위와 동일한 조건으로 20회 반복하여 시뮬레이션한 결과를 나타낸 것이며 방위각 차가  $5^\circ, 3^\circ$  인 경우 그림에서와 같이 오차 없이 두 신호를 분리함을 알 수 있다. 또한, 방위각 차가  $1^\circ$  인 경우에 대해서도 대부분 두 신호를 분리함을 알 수 있으며 이 때 rms error는  $0.1^\circ$  가 된다. (표에서 rms error와 평균 방위각을 계산할 때 두 신호를 분리하지 못한 경우는 제외하였으며 신호의 분리 여부는  $0.1^\circ$  간격으로 추정할 때 첨두치(2)의 발생 여부에 따라 결정하였음.)

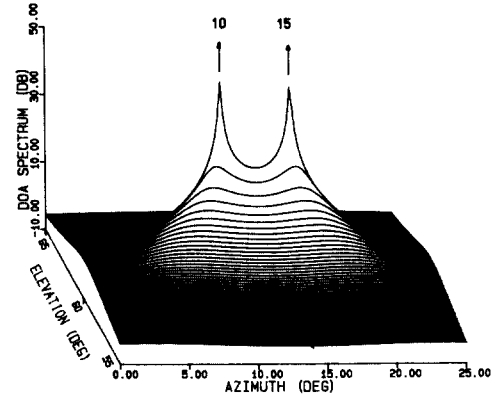
이상의 결과로부터 MUSIC 알고리즘의 각 분해능은 보통의 beam forming 시스템의 각 분해능의 한계 (Rayleigh Criterion:  $\lambda/D$ ,  $\lambda$ 는 신호의 파장,  $D$ 는 안테나 시스템의 크기)를 초월함을 알 수 있다.

2. S/N 비에 따른 각 분해능

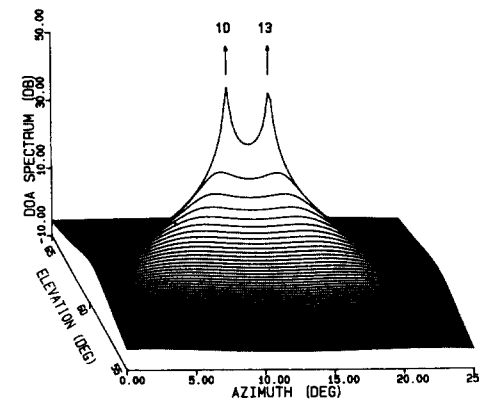
여기서는 1.의 경우와 같은 원형 배열 안테나 시스템에 대하여 S/N 비에 따른 각 분해능을 시뮬레이션함으로써 실제 잡음 환경하에서 MUSIC 알고리즘의 적용 가능성을 확인해 본다.

그림 3은 두 신호가 각각  $(10^\circ, 60^\circ), (15^\circ, 60^\circ)$ 로 입사할 때 S/N 비가 15dB, 10dB, 5dB, 0dB인 경우에 대한 도래각 스펙트럼의 한 예를 나타낸 것이다.

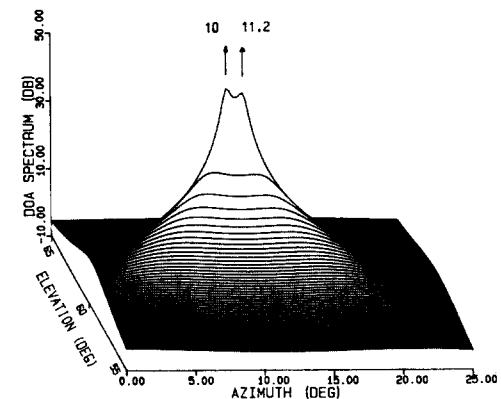
그림에서 S/N 비가 5dB인 경우까지는 두 신호를



(a)



(b)



(c)

그림 2. 상대 방위각 차에 따른 각 분해능 (snapshots 수 : 512)  
 Fig. 2. Angular resolution according to relative azimuth difference.  
 (a)  $(10^\circ, 60^\circ), (15^\circ, 60^\circ)$ .  
 (b)  $(10^\circ, 60^\circ), (13^\circ, 60^\circ)$ .  
 (c)  $(10^\circ, 60^\circ), (11^\circ, 60^\circ)$ .

표 1. 상대방위각 차에 따른 각 분해능 시뮬레이션 결과 (20회 시행)

Table 1. The simulation results of angular resolution according to relative azimuth difference.

상대 방위각 차	5°		3°		1°	
	10°	15°	10°	13°	10°	11°
rms error	0.0°	0.0°	0.0°	0.0°	0.1°	0.1°
평균 방위각	10.0°	15.0°	10.0°	13.0°	10.1°	10.9°
신호 분리 횟수	20 (20)		20 (20)		15 (20)	

\* : 표에서 ( ) 속의 숫자는 시뮬레이션 시행 횟수임.

표 2. S/N비에 따른 각 분해능 시뮬레이션 결과

Table 2. The simulation results of angular resolution according to S/N ratios.

S/N 비	15 dB		10 dB		5 dB		0 dB	
	10°	15°	10°	15°	10°	15°	10°	15°
rms error	0.1°	0.1°	0.2°	0.2°	0.4°	0.5°	-	-
평균 방위각	10.0°	15.0°	10.1°	15.0°	10.5°	14.7°	-	-
신호 분리 횟수	20 (20)		20 (20)		20 (20)		0 (20)	

\* : 표에서 ( ) 속의 숫자는 시뮬레이션 시행 횟수임.

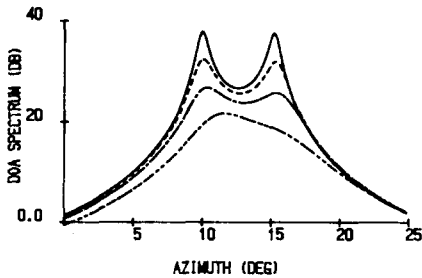


그림 3. S/N비에 따른 각 분해능 (양각: 60°, snapshots 수: 512)

— : 15dB, ..... : 10dB  
 - - - : 5dB, - · - · - : 0dB

Fig. 3. Angular resolution according to S/N ratio.

분리할 수 있으나 0dB인 경우는 분리 특성이 급격히 저하됨을 알 수 있다.

표 2는 위와 동일한 조건으로 20회 반복하여 시뮬레이션한 결과를 나타낸 것이며 표에서 5dB까지는 모든 경우에 대해 두 신호를 분리하였으나 0dB에서는 모든 경우에 대해 두 신호를 분리하지 못하였음을 알 수 있다.

따라서 위의 조건하에서는 5dB 부근이 분해능의 한계라고 볼 수 있다.

3. Snapshots 수에 따른 각 분해능

일반적으로 동일한 조건에 대하여 snapshots 수를 증가시킬 경우 즉, 관측 시간이 증가할 경우 covariance matrix의 기대치는 통계적으로 안정하며 따라서 보다 정확히 eigen-structure를 해석할 수 있다.

그림 4는 S/N비가 20dB, 두 신호의 도래각이 각각 (10°, 60°), (13°, 60°) 일 경우 snapshots 수에 따

른 도래각 스펙트럼의 한 예를 나타낸 것이다.

그림에서 snapshots 수가 512 points 인 경우 뚜렷한 분리 특성을 가지나 128 points 부터는 분해능이 급격히 저하될 뿐 아니라 오차도 증가함을 알 수 있다.

참고로 대역폭이 5kHz 인 신호를 샘플링 주파수 10kHz로 샘플링하였다고 가정할 때 snapshots 수가 512 points인 경우 데이터 취득 시간은 51.2ms 이며 따라서 MUSIC 알고리즘을 존속 시간이 짧은 신호에 대해서도 적용 가능함을 알 수 있다.

V. 결 론

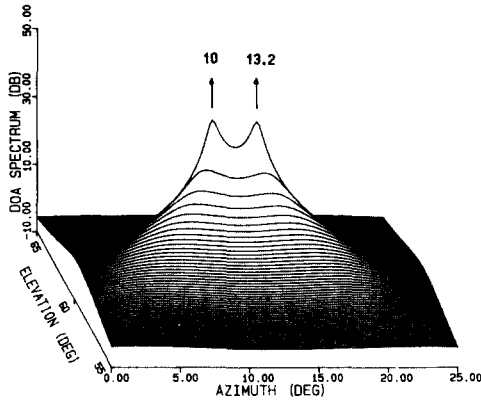
지금까지 eigen-structure의 해석을 이용한 초 분해능 도래각 추정 알고리즘의 기본 이론에 대해 고찰하였으며 공간파의 도래각을 추정하기 위해 MUSIC 알고리즘을 원형 배열 안테나 시스템에 적용하여 상대 방위각 차, S/N비, snapshots 수에 따른 각 분해능을 시뮬레이션하였다.

상대 방위각 차에 따른 시뮬레이션 결과 보통의 beam forming 시스템의 각 분해능의 한계 보다 훨씬 작은 각도 (S/N비: 30dB, 1° 이내) 까지 분리함을 알 수 있었으며 이러한 결과로부터 거의 모든 간섭 신호로부터 원하는 신호의 도래각을 분리할 수 있음을 알 수 있다. (각 분해능 측면)

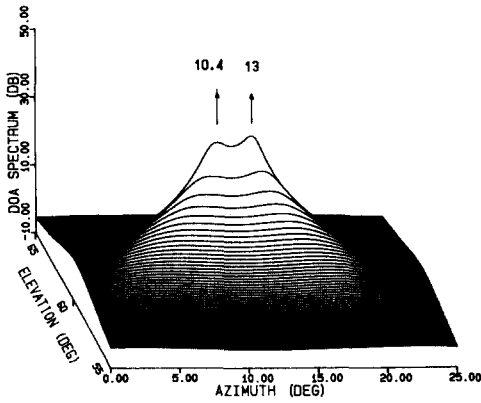
또한, S/N비와 snapshots 수에 따른 시뮬레이션 결과 실 환경하에서 짧은 존속 시간을 갖는 신호에 대해서도 적용 가능함을 알 수 있다.

본 논문에서는 두 신호가 서로 완전 상관 관계가 성립하지 않는 경우에 대해 시뮬레이션 하였으나 두 신호가 완전 상관 관계를 가질 경우 알고리즘의 성능은 급격히 저하된다.

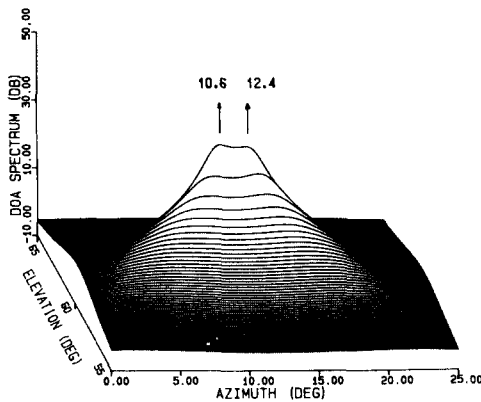
이와 같은 신호의 상관 관계에 따른 문제를 해결하기 위해 공간 영역 혹은 주파수 영역에서 covariance matrix를 평균하는 방식<sup>[13,14]</sup>이 제안되고 있으



(a)



(b)



(c)

그림 4. Snapshots 수에 따른 각 분해능  
 Fig. 4. Angular resolution according to the number of snapshots.  
 (a) 512 points.                      (b) 128 points.  
 (c) 64 points.

나 전자의 경우 등간격 선형 배열 안테나 시스템에  
 만 적용 가능하므로 공간파에 대해서는 적용이 불  
 능하며 후자의 경우는 광 대역 신호에만 적용 가  
 능한 단점이 있다. 따라서 임의의 배열 형태를 갖  
 는 안테나 시스템에 입사하는 협 대역 코히어런트  
 신호들에 대해 적용 가능한 알고리즘의 개발이 이  
 분야에서 해결해야 할 과제 중의 하나이다.

參 考 文 獻

- [1] R.L. Johnson, G.E. Miner, "Comparison of superresolution algorithms for radio direction finding," *IEEE Trans. on AES*, vol. AES-32, no. 4, pp. 432-441, Jul. 1986.
- [2] "Special issue on adaptive processing antenna systems," *IEEE Trans. on AP*, vol. AP-34, no. 3, Mar. 1986.
- [3] J. Capon, "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proc. of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408-1418, Aug. 1969.
- [4] J.P. Burg, "Maximum entropy spectral analysis," Ph.D. Dissertation, submitted to Stanford Univ., 1975.
- [5] W.F. Gabriel, "Spectral analysis and adaptive array superresolution techniques," *Proc. of the IEEE*, vol. 68, no. 6, pp. 654-666, Jun. 1980.
- [6] V.F. Pisarenko, "The retrieval of harmonics from a covariance function," *Geophys. J. of the Royal Astro. Society*, vol. 33, pp. 347-366, 1973.
- [7] D.H. Johnson, S.R. DeGraaf, "Improving the resolution of bearing in passive sonar arrays by eigenvalue analysis," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. ASSP-30, no. 4, pp. 638-647, Aug. 1982.
- [8] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. on AP*, vol. AP-34, no. 3, pp. 276-280, Mar. 1986.
- [9] R. Kumaresan and D.W. Tufts, "Estimating the angles of arrival of multiple plane waves," *IEEE Trans. on AES*, vol. AES-19, no. 1, pp. 134-139, Jan. 1983.
- [10] R. Roy, A. Paulraj and T. Kailath, "Direction of arrival estimation by subspace rotation methods - ESPRIT", *ICASSP 86*, Tokyo, pp. 2495-2498, 1986.

- [11] S.L. Marple, "Digital spectral analysis," Prentice-Hall, 1986.
- [12] M. Wax, T. Kailath, "Detection of signals by information theoretic criteria," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. 33, no. 2, pp. 387-392, Apr. 1985.
- [13] T.J. Shan, M. Wax, T. Kailath, "On spatial smoothing for direction of arrival estimation of coherent signals," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. ASSP-33, no. 4, Aug. 1985.
- [14] H. Wang, M. Kaveh, "Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. ASSP-33 no. 4, Aug. 1985. \*

著 者 紹 介



蔡宗錫(正會員)

1955年 6月 23日生. 1979年 2月 연세대학교 대학원 전자공학과 공학석사학위 취득. 1979年 3月 ~ 1983年 3月 국방과학 연구소 연구원. 1985年 3月 연세대학교 대학원 박사과정 재학. 1985年 3月 ~ 현재 한국전자통신연구소 전파기술부 선임연구원. 주관심분야는 Array Signal Processing, 전파전파 등임.



李赫宰(正會員)

1947年 11月 20日生. 1970年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업. 1983年 2月 미국 Oregon 주립대 전기공학과 졸업 공학박사학위 취득. 1982年 ~ 1983年 8月 미국 Oregon 주립대 Post. Doc. 연구원. 1983年 9月 ~ 현재 한국전자통신연구소 책임연구원. 주관심분야는 Array Signal Processing, 전파전파 등임.



朴亨來(正會員)

1960年 10月 25日生. 1982年 2月 한국항공대학 전자공학과 졸업. 1985年 8月 연세대학교 대학원 전자공학과 공학석사학위 취득. 1985年 9月 ~ 현재 한국전자통신연구소 전파기술부 연구원. 주관심분야는 Array Signal Processing, 전파전파 등임.

朴漢奎(正會員) 第25卷 第8號 參照

현재 연세대학교 전자공학과 교수