

# 평균방법에 근거한 DOA와 지연시간추정에 관한 연구

이관형\*, 송우영\*\*

## A Study on DOA and Delay Time Presumption based on Average Method

Kwan Houg Lee, Woo Young Song

### Abstract

This paper estimated the arrival angle and electric wave delay time using the space method law and the directions of arrival (DOA) estimation algorithm in case of signal correlation. Space method law is the method used to repress cross correlation before applying the weight value to the receiving signal. The values of the diagonal elements in the correlation matrix were averaged to replace as the diagonal elements value. In the area of wireless communication or mobile communication, there are high correlations in case of low delay time difference in multiple waves. This causes the quality of the communication to drop due to interference with the desired signal elements. This paper estimated the arrival angle and electric wave delay time using the space method law and the MUSIC algorithm. With the arrival angle algorithm, the arrival angle cannot be estimated below  $5^\circ$  in case of signal correlations because the angle resolution capacity decreases accordingly. The super resolution capacity was estimated to determine the arrival angle below  $5^\circ$  in this paper. In addition, the proposed algorithm estimated the short delay time difference to be below 20ns.

**Key Words:** Array Antenna, Direction of arrival angle algorithms, space method law, correlation matrix

\* 강릉영동대학 인터넷정보통신과

\*\* 청주대학교 정보통신공학부

## 1. 서론

레이더 시스템의 경우 원하는 신호성분과 다른 방향으로부터 상관성이 있는 파가 도래하여 간섭이 생기면 원하는 신호성분이 검출되지 않아 레이더로서의 기능이 저하된다. 일반적으로 적응배열 안테나는 공간적으로 분산 배치된 각 안테나의 수신신호에 진폭과 위상을 갖는 복소량 가중계수를 곱하여 합한 신호를 안테나 시스템으로 출력된다.[1] 적응배열 안테나는 희망신호파의 도래방향이 미지일 경우나, 또는 강한 간섭파가 존재하는 곳에서 미약한 희망 신호파를 수신하는 경우에 배열의 각 안테나소자의 가중치를 자동적으로 제어하고, 희망 신호파의 도래방향의 변화에 빠르게 적응할 수 있게 함으로써 강한 지향성을 형성하고, 방해 간섭파 방향에서는 영점(null point)을 형성한다. 그리고 수신신호의 SINR을 최대화 시키는 안테나 시스템이다. 공간상에 배열된 안테나로부터 신호원의 도래방향각(DOA: sDirection of Arrival)을 추정하는 도래방향추정알고리즘 방법에 대한 연구는 군사적, 상업적, 사회적인 측면에서 많은 연구가 되어왔다.[2] 가장 기본적인 방법은 후리어 변환과 동일한 원리인 빔형성법(beamformer)과 Capon법, 선형예측법 등이 있고[9], 상관행렬의 고유치, 고유벡터를 이용한 도래방향 추정법으로는 최소평균법, MUSIC 그리고 ESPRIT이 연구되어왔다.

MUSIC은 1981년 Schmidt에 의해 제안되었으며, 상관행렬의 고유치와 고유벡터를 전개하여 신호부분공간과 잡음부분공간으로 나누어 도래각을 예측한다.[2] 한편 수신신호로부터 얻어진 데이터들의 상관행렬 대각선 요소 값들은 이론상으로는 서로 값은 값을 가져야 하나, 현실적으로는 상관행렬의 대각선 요소 값들은 다른 값들을 가지게 되고, 이로 인하여 도래각 예측시 해상도의 저하 요인이 되고 있다. 따라서 본 논문에서는 수신신호에 가중치를 행하기전에 상호상관을 억압하는 방법인

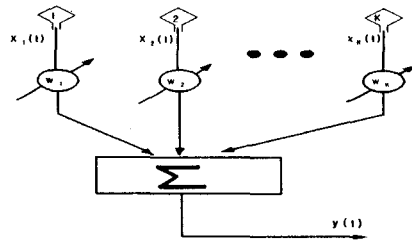
공간평균법을 도입하여 상관행렬의 대각선 요소들의 값들을 평균을 취하고 이를 대각선 요소 값들로 대체하여 도래각을 예측하고자 한다.[3][4] 또한, 무선 통신이나 이동통신의 경우 다중파의 지연시간차가 적으면 서로 높은 상관을 갖기 때문에, 원하는 신호성분에 대해서 간섭을 일으키고 통신 품질이 저하된다.

따라서 본 논문에서는 공간평균법과 MUSIC 알고리즘을 이용하여 도래각과 전파의 지연시간을 추정하고자 한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 제2절에서는 도래방향추정알고리즘에 대해서 기술하고, 제3절에서는 지연시간추정알고리즘에 대해서 기술한다. 제4절에서는 제안된 알고리즘으로 시뮬레이션한 결과를 나타내고, 제5절에서는 본 논문을 결론짓는다.

## 2. 도래방향추정알고리즘

### 2.1 빔형성법

빔형성법은 가장 기본적인 전통적인 도래방향추정법으로 그 명칭대로 균일한 배열안테나의 주로브(main beam)를 전방향에 걸쳐 조사하여 배열의 출력전력이 커지는 방향을 찾는 방법이다.



<그림1> 선형배열시스템

출력  $y(t)$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$y(t) = W^H X(T) \quad (2.1)$$

$$X(t) = [x_1(t), x_2, \dots, x_k(t)]^T \quad (2.2)$$

$$W = [w_1, w_2, \dots, w_K]^T \quad (2.3)$$

$w_K$ 과  $x_K(t)$ 는  $K$ 번째 안테나의 가중치와 수신신호이다.  $(\cdot)^H$ 는 허미트행렬이다.

도래파가  $L$ 파 입사할때, 입력 벡터는 다음 식으로 표시된다.

$$X(t) = \sum_{l=1}^L F_l(t)a(\theta_l) + N(t) \quad (2.4)$$

$$= AF(t) + N(t) \quad (2.5)$$

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_L)] \quad (2.6)$$

$$F(t) = [F_1(t), F_2(t), \dots, F_L(t)]^T \quad (2.7)$$

$N(t)$ 는 평균이 0이며, 분산(전력) $\sigma^2(=P_n)$ 의 독립적인 복소가우시안 잡음벡터이다. 출력전력은 다음과 같이 표시된다.

$$P_{out} = \frac{1}{2} E[|y(t)|^2] = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \quad (2.8)$$

상관행렬  $R_{xx}$ 은 다음 식으로 표시된다.

$$R_{xx} = E[X(t)X^H(t)] \quad (2.9)$$

$$= AE[F(t)F^H(t)]A^H + E[N(t)N^H(t)] \quad (2.10)$$

$$= AS + \sigma^2 I \quad (2.11)$$

$$S \cong E[F(t)F^H(t)] \quad (2.12)$$

도래파 사이의 상관관계를 나타내는 식(2.12)의 행렬  $S$ 는 신호 상관행렬이고, 도래파가 모두 서로 무상관이면 다음과 같이 표시된다.

$$S = \begin{bmatrix} P_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & P_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & P_L \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$= \text{diag}\{P_1, P_2, \dots, P_L\} \quad (2.14)$$

$$P_l \cong E[|F_l(t)|^2] \quad (2.15)$$

$P_l$ 은 각 도래파의 입력전력을 나타낸다.

$$w_k = \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin\theta) \quad (2.16)$$

$$(k = 1, 2, \dots, K)$$

$\lambda$ 는 파장,  $\theta$ 는 위상이고,  $d$ 는 배열소자간의 간격이다.  $d_k(k = 1, 2, \dots, K)$ 는 기준점으로부터 제  $K$ 소자 위치까지의 거리이다.  $\theta$ 를 변화시켜, 배열의 출력전력 피크를 찾는 것이다. 가중벡터(weight vector)는 다음과 같이 표시된다.

$$W = [e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_1 \sin\theta}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_K \sin\theta}]^T \equiv a(\theta) \quad (2.17)$$

이때 배열 출력 전력은 다음과 같이 표시된다.

$$P = \frac{1}{2} a^H(\theta) R_{xx} a(\theta) \quad (2.18)$$

각도 스펙트럼은 출력전력을 정규화 하면, 다음과 같이 표시된다.

$$P_{BF}(\theta) = \frac{P_{out}}{a^H(\theta)a(\theta)/2} \quad (2.19)$$

$$= \frac{a^H(\theta)R_{xx}a(\theta)}{a^H(\theta)a(\theta)}$$

상관행렬  $R_{xx}$ 와 방향벡터  $a(\theta)$ 를 이용해서  $P_{BF}(\theta)$ 를 구성하고,  $\theta$ 를 변화 시켰을 때의  $P_{BF}(\theta)$ 의 피크의 위치로부터 도래 방향을 예측할 수 있다.

## 2.2 Capon법

빔형성법은 간단하고 용이하나, 일정파의 방향으로 주로브를 향하였을 경우에 지향성의 부로브에서 다른파도 수신해 버리는 문제점을

지니고 있다. Capon법은 일정방향으로 주로브를 향하게 함과 동시에 다른 방향으로부터의 출력을 최소화 하는 것을 고려하였다.[8]

$$\begin{aligned} \min_W (P_{out} = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W) \\ \text{subject to } W^H a(\theta) = 1 \end{aligned} \quad (2.20)$$

이 해는 DCMP 적응배열의 최적 웨이트 도출과 같은 방법으로 얻을 수가 있다.[5]

$$W_{CP} = \frac{R_{xx}^{-1} a(\theta)}{a^H(\theta) R_{xx}^{-1} a(\theta)} \quad (2.21)$$

이때의 배열 출력 전력은 다음과 같이 표시된다.

$$P_{out} = \frac{1}{2} W_{CP}^H R_{xx} W_{CP} \quad (2.22)$$

$$= \frac{1}{2 a^H(\theta) R_{xx}^{-1} a(\theta)} \quad (2.23)$$

Capon법의 각도 스펙트럼은 다음과 같이 표시된다.

$$P_{CP}(\theta) = 2P_{out} = \frac{1}{a^H(\theta) R_{xx}^{-1} a(\theta)} \quad (2.24)$$

$\theta$ 를 변화시켰을 때의 피크의 위치가 도래 방향을 표시하고, 피크의 높이가 도래파의 전력을 나타낸다.

### 2.3 선형예측법

빔형성법과 Capon법은 배열의 주로브를 도래파 방향으로 수신하고, 그 수신 전력의 크기로부터 도래방향을 추정하는 방법이기 때문에 주로브의 굽기, 즉 빔폭이 각도분해능력을 결

정한다. 따라서 분해 능력을 증대시키기 위해서는 배열의 소자수를 늘려, 배열의 개구 깊이를 넓히지 않으면 안된다. 한편, 영점(null point)을 도래파에 향하여 측정하는 방법도 있으며, 방향 탐지의 분야에서는 루프 안테나를 회전시키는 등 오래 전부터 사용되고 있다. 이러한 생각을 발전시켜 영점합성을 적응적으로 하는 방법의 하나가 선형예측법(Linear Prediction)이다. 선형 예측법은 이와 같이 신호를 소거하는 움직임에 의해 도래방향을 추정한다. <그림1>에 있어서, 제2소자로부터 제  $k$ 번째 소자의 신호를 사용하여 다음과 같이 제1소자의 신호를 예측한다.[6]

$$\hat{x}_1(t) = - \sum_{k=2}^K w_k^* x_k(t) \quad (2.25)$$

위식에서, 제2소자로부터 제  $K$ 소자 신호의 선형결합에 의해 예측치가  $\hat{x}_1(t)$  만들어진다. 이것이 선형예측법이라고 불리는 이유이다. 이때의 예측오차  $\epsilon(t)$ 는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \epsilon(t) &\cong x_1(t) - \hat{x}_1(t) \\ &= \sum_{k=1}^K w_k^* x_k(t) \\ &= W^H X(t) \quad (w_1 \equiv 1) \end{aligned} \quad (2.26)$$

여기에서, 이 예측오차를 최소화하는 가중 벡터  $W$ 를 구할 수 있다. 이 예측오차의 2승기대치는 다음과 같이 표시된다.

$$E[|\epsilon(t)|^2] = W^H R_{xx} W = 2P_{out} \quad (2.27)$$

$w_1 \equiv 1$ 이라는 구속조건 하에서 출력전력을 최소화하게 되면, 파워인버전 적응배열(PIAA)과 같은 원리이다. 따라서 예측오차의 최소로

하는 가중벡터 문제는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \min_W (P_{out} = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W) \\ \text{subject to } T^T W^* = 1 \end{aligned} \quad (2.28)$$

단  $T$ 는 다음의 식으로 정의되는  $K$ 차원의 정수 벡터이다.

$$T = [1, 0, \dots, 0]^T \quad (2.29)$$

이문제의 답은 DCMP와 동일하게, 조건부 최소화 문제의 답으로서 아래의 식과 같이 유도된다.

$$W_{LP} = \frac{R_{xx}^{-1} T}{T^H R_{xx}^{-1} T} = \gamma R_{xx}^{-1} T \quad (2.30)$$

$$\gamma \cong \frac{1}{T^H R_{xx}^{-1} T} \quad (2.31)$$

이 가중벡터  $W_{LP}$ 는 배열 안테나의 가중치로 하면,  $K-1 \geq L$ 의 경우 모든 도래파를 억압한다. 즉, 모든 도래파 방향으로 영점을 향한다. 이에 의해, 빔주사방식과 비교하여 높은 분해 능력으로 도래방향을 추정할 수 있다. 실제 도래파의 지향성 패턴의 역수 형태를 취하여, 다음 식으로 정의된다.

$$P_{LP}(\theta) = \frac{1}{|W_{LP}^H P^a(\theta)|^2} \quad (2.32)$$

$P_{LP}$ 의 피크 높이에 관해서는 도래파의 전력에 어느정도 대응하는데, 빔형성법이나 Capon 법 만큼 정확하지는 않다.

## 2.4 선형예측법

선형예측법은 가중에 관한 선형구속과 출력 전력을 최소화 하는 것에 의해서 각도 스펙트럼이 얻어진다. 시스템을 적응배열로서 생각하면 위에서 기술한 구속조건은  $W=0$  라고하는 해답을 얻기 위한 것이다. 구속조건은 이것 이외에도 존재한다. 예를 들면 웨이트 평균을 일정치로 하면 다음과 같이 표시된다.[7]

$$\begin{aligned} \min_W (P_{out} = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W) \\ \text{subject to } W^H W = 1 \end{aligned} \quad (2.33)$$

이것은, 라그랑제(Lagrange) 미정계수법에 의해서 다음의 평가계수를 최소화하는 것으로 변환되어 진다.

$$Q(W) = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W + \frac{\lambda}{2} (1 - W^H W) \quad (2.34)$$

여기에,  $\lambda$ 는 미정계수이다. 가중치  $W$ 에 관한  $Q(W)$  구배를 잡고, 이것을 영에 근접하면, 다음 식을 얻는다.

$$\nabla_W Q(W) = R_{xx} W - \lambda W = 0 \quad (2.35)$$

$$R_{xx} W = \lambda W \quad (2.36)$$

식(2.36)은 고유치 문제이다. 미정계수  $\lambda$ 는  $R_{xx}$ 의 고유치고  $K$ 개 존재하는 것을 알 수 있다. 식(2.36)의 양변에 좌로부터  $W^H$ 를 취하면 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} W^H R_{xx} W = \lambda W^H W = \lambda \\ (W^H W = 1) \end{aligned} \quad (2.37)$$

$\lambda$ 는 출력전력의 2배에 해당한다. 출력전력의 최소화를 행하고 있기 때문에,  $K$ 개의 고유치

중에서 최소의 것이 최소 출력 전력값에 해당하고, 그 최소 고유치에 대응하는 고유벡터를 구하는 것이다. 각도 스펙트럼은 다음식으로 표시된다.

$$P_{MN}(\theta) = \frac{1}{|W_{MN}^H a(\theta)|^2} \quad (2.38)$$

$W_{MN} : R_{xx}$ 의 최소고유치 고유벡터이다. 최소평균법이 선형예측법과 다른 점은 간단히 가중치에 관한 구속조건이지만, 이 구속조건의 차이에 의해서 선형예측법보다도 각도 분해능력이 향상한다. 그러나 선형예측법도 같은 모양, 실제로 도달하지 않는 방향에서 지향성의 영점 만들어지는 것도 있고, 영점의 방향에 실제로 도래파의 신호는 전력추정 등 다른 방법에 의존하지 않으면 안된다. 이 점을 개선한 것이 MUSIC이다.

## 2.5 MUSIC

MUSIC(Multiple Signal Classification)법은 상관행렬의 고유치, 고유벡터를 이용한다.

이때의 상관행렬  $R_{xx}$ 는 다음 식으로 나타낼 수 있다.[2]

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E[X(t)X^H(t)] \\ &= ASA^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (2.39)$$

상관행렬  $S$ 는 다음 식처럼 표시된다.

$$S = \begin{bmatrix} E[|F_1(t)|^2] & E[F_1(t)F_2^*(t)] & \cdots & E[F_1(t)F_L^*(t)] \\ E[F_2(t)F_1^*(t)] & E[|F_2(t)|^2] & \cdots & E[F_2(t)F_L^*(t)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[F_L(t)F_1^*(t)] & E[F_L(t)F_2^*(t)] & \cdots & E[|F_L(t)|^2] \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

본다. 도래파가 서로 무상관이면  $S$ 는 대각행렬이 되고, 그 계수는 명확하게  $L$ 이고 전체계수가 된다. 방향행렬  $A$ 도 도래파의 도래방향이 달라지면 그 열벡터는 독립되고 계수는  $L$ 의 전체계수가 된다. 따라서 상관행렬  $R_{xx}$ 는 계수  $L$ 의 비부정칭 허미트 행렬인 것이 유도된다. 이 행렬의 고유치를  $\mu_i (i = 1, 2, \dots, K)$  대응하는 고유벡터를  $e_i (i = 1, 2, \dots, K)$ 로 표시하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$ASA^H e_i = \mu_i e_i \quad (2.41)$$

로 표현되고 그 고유치는 실수로 아래와 같은 관계식을 가진다.

$$\mu_1 \geq \mu_2 \geq \cdots \geq \mu_L \geq \mu_{L+1} = \cdots = \mu_K = 0 \quad (2.42)$$

대응하는 고유벡터는 다음과 같이 표시된다.

$$e_i^H e_k = \delta_{ik} (i, k = 1, 2, \dots, K) \quad (2.43)$$

열잡음이 존재하는 경우는 다음과 같이 표시된다.

$$R_{xx} e_i = (ASA^H + \sigma^2 I) e_i \quad (2.44)$$

$$= ASA^H e_i + \sigma^2 e_i \quad (2.45)$$

$$= \mu_i e_i + \sigma^2 e_i \quad (2.46)$$

$$= (\mu_i + \sigma^2) e_i \quad (2.47)$$

여기서

$$\lambda_i = \mu_i + \sigma^2 \quad (2.48)$$

이라고 해 두고 상관행렬  $R_{xx}$ 의 고유치를 나타내면 다음과 같은 관계식을 얻는다.

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \cdots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \cdots = \lambda_K = \sigma^2 \quad (2.49)$$

우선, 열잡음이 존재하지 않는 경우를 생각해

따라서 상관행렬의 고유치를 구하고, 열잡음 전력  $\sigma^2$ 보다 큰 고유치수로부터 도래파수  $L$ 를 추정하는 것이 가능하다. 도래파수는 추정했다고 가정한다. 열잡음 전력에 대등한 고유치에 대응하는 고유벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{xx}e_i = (ASA^H + \sigma^2 I)E_i = \lambda_i e_i = \sigma^2 e_i, \quad (2.50)$$

$$ASA^H e_i = 0 \quad (2.51)$$

행렬  $A$ 와  $S$ 가 전체계수이고,  $A^H e_i$ 는 아래 식과 같이 표시된다.

$$A^H e_i = 0 \quad (2.52)$$

$$a^H(\theta_i) e_i = 0 \quad (2.53)$$

이것은 열잡음 전력에 대응한 고유치로 대응하는 고유벡터는 전부 도래파의 방향 벡터와 직교하는 것을 의미하고 있다. 배열안테나 지향성 패턴으로 생각하면, 고유벡터  $e_{L+1}, \dots, e_K$ 를 배열안테나의 가중 벡터로써 이용한 경우, 도래파의 방향에 지향성의 영점이 향하게 되는 것이 된다. 고유벡터  $\{e_1, e_2, \dots, e_K\}$ 는 서로 직교하기 때문에  $K$ 차원의 허미트 공간의 정규직교기저 벡터로서 취급되어진다.

$$S = \text{span}\{e_1, e_2, \dots, e_L\} \quad (2.54)$$

$$N = \text{span}\{e_{L+1}, e_{L+2}, \dots, e_K\} \quad (2.55)$$

이  $K$  차원공간은 성질상 2개의 부분공간으로 나누워 질 수 있고,  $S$ 와  $N$ 은 서로 직교보공간의 관계에 있다.

$$S' = \text{span}\{a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_L)\} \quad (2.56)$$

와  $S'$ 는 함께  $L$ 차원으로  $N$ 과 직교하는 보공간을 만들기 때문에 다음과 같이 표시된다.

$$S = S' \quad (2.57)$$

즉,  $L$ 개의 고유벡터  $\{e_1, \dots, e_L\}$ 와  $L$ 개의 방향 벡터  $\{a(\theta_1), \dots, a(\theta_L)\}$ 는 같은 공간에 있고 서로 다른 방향의 벡터의 선형결합으로 표현가능하다. 또, 부분공간  $S$ 과  $N$ 는 각각 신호부분공간(signal subspace), 잡음부분공간(noise subspace)이라고 불리어지고 있다.

위에서 서술한 것처럼  $K-L$ 개의 고유벡터는 각각이 최소평균법 가중치 벡터이다. 그러므로  $K-L$ 개의 최소평균법에 의한 각도스펙트럼을 구성할 수 있다. [10]

$$P_{MN1}(\theta) = \frac{1}{|e_{L+1}^H a(\theta)|^2} \quad (2.58)$$

$$P_{MN2}(\theta) = \frac{1}{|e_{L+2}^H a(\theta)|^2} \quad (2.59)$$

⋮

$$P_{MN_{K-L}}(\theta) = \frac{1}{|e_K^H a(\theta)|^2} \quad (2.60)$$

$a^H(\theta)a(\theta)$ 를 곱해서 정규화하면, 각도스펙트럼을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{M_i}(\theta) \cong \frac{1}{\sum_{i=L+1}^K |e_i^H a(\theta)|^2} \times a^H(\theta)a(\theta) \quad (2.61)$$

$$= \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)E_N E_N^H a(\theta)} \quad (2.62)$$

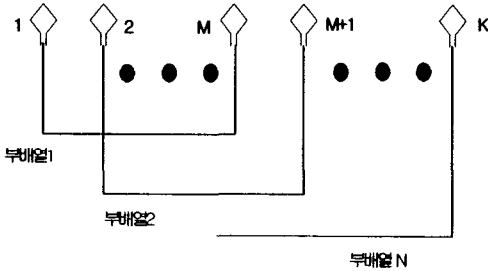
$$E_N \cong [e_{L+1}, \dots, e_K] \quad (2.63)$$

한편 식(2.53)으로부터 부분공간  $N$ 과 직교하는  $L$  차원공간을 채운다. 따라서 부분공간  $S$

### 3. 지연시간추정알고리즘

#### 3.1 공간평균법

공간 평균법의 기본 원리는 상관이 있는 파의 위상관계는 수신위치에 따라 다르므로, 수신점을 적당히 평행이동 시켜 상관행렬을 구한다. <그림2>에 등간격 선형배열에서의 부배열을 나타내었다. 부배열은  $K$ 소자 선형배열로부터  $M$ 소자까지  $N(=K-M+1)$ 을 추출한다. 그리고 각 부배열의 상관행렬을 적당히 겹치게 하여 서로 더해져서, 도래파 사이의 상호원을 억압하는 것이다[11].



<그림 2>  $K$ 소자배열의  $M$ 소자부배열

부배열1의 입력 벡터는 다음과 같이 표시된다.

$$X_1(t) = AF(t) + N_1(t) \quad (3.1)$$

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_L)] \quad (3.2)$$

단,  $N_1(t)$ 은 부배열1의 내부잡음 벡터이다. 이때 모든 부배열의 입력 벡터는 다음의 식으로 표시된다.[4]

$$X_n(t) = AB^{n-1}F(t) + N_n(t) \quad (3.3)$$

$$n = 1, 2, \dots, N$$

여기에서, 행렬  $B$ 는 다음의 식으로 표시된다.

$$B = \text{diag}[v_1, v_2, \dots, v_L] \quad (3.4)$$

$$v_l = \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta_l) \quad (3.5)$$

상관행렬  $R_{xx}^n$ 은 다음 식으로 표시된다.

$$R_{xx}^n = E[X_n(t)X_n^H(t)] \quad (3.6)$$

공간평균법을 이용한 상관행렬은 다음의 식으로 된다.

$$\bar{R}_{xx} = A\bar{S}A^H + \sigma^2I \quad (3.7)$$

단,

$$\bar{S} \cong \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N B^{n-1}(B^{n-1})^H \quad (3.8)$$

#### 3.2 지연시간추정알고리즘

앞 절에서는 상호상관을 억압하기 위하여 공간평균법을 기술하였다. 지연시간을 추정하는 방법에도 공간평균법과 MUSIC알고리즘을 도입하여 지연시간을 추정하고자한다. 공간평균에 있어서  $M$ 성분의 주파수 배열 데이터로부터  $K$ 성분의 부배열 데이터를 1 성분씩 천이시키면서  $M-K+1$ 개 추출한다. 따라서, 공간평균후의 상관행렬  $\bar{R}_{xx}$ 는 다음으로 표시된다.[2]

$$\bar{R}_{xx} = A\bar{S}A^H + \sigma^2I \quad (3.9)$$

$$A = [a(\tau_1), a(\tau_2), \dots, a(\tau_L)] \quad (3.10)$$

$$a(\tau_i) = [e^{-j2\pi f_1 \tau_i}, \dots, e^{-j2\pi f_K \tau_i}]^T \quad (3.11)$$

$l = 1, 2, \dots, L$ 이고,  $f_i = f_1 + (i-1)\Delta f$ 이다.  $i = 1, 2, \dots, K$ 이다. 상관행렬의 고유치에 대응하는 고유벡터는 다음으로 표시된다.

$$\bar{R}_{xx}e_i = \lambda_i e_i \quad (3.12)$$

$$A\bar{S}A^H e_i = 0 \quad (3.13)$$



$$A^H e_i = 0 \quad (3.14)$$

즉, 지연시간벡터는 다음으로 표시된다.

$$a^H(\tau_i) e_i = 0 \quad (3.15)$$

내부잡음전력과 같은 고유치에 대응하는 고유 벡터는 모두 도래파의 지연시간벡터  $a(\tau_i)$ 와 직교한다는 것을 의미한다. 그러므로 지연시간 추정알고리즘은 다음으로 표시된다.

$$P_{MU}(\tau) \cong \frac{a^H(\tau) a(\tau)}{a^H(\tau) E_N E_N^H a(\tau)} \quad (3.16)$$

$$E_N \cong [e_{L+1}, \dots, e_K] \quad (3.17)$$

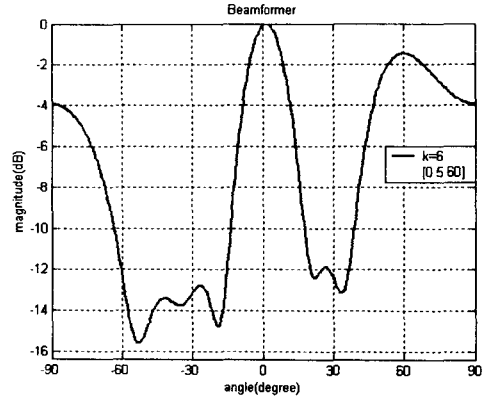
$\tau$ 에 대한 스펙트럼  $P_M(\tau)$ 의  $L$ 개의 피크를 찾음으로서  $\{\tau_1, \dots, \tau_L\}$ 를 구할 수 있다.

#### 4. 시뮬레이션

본 절에서는 제안된 알고리즘으로 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하여 성능을 분석한다. 이미 앞장에서 제시한 일반적인 DOA알고리즘 과 MUSIC알고리즘을 이용한 도래방향을 추정한다. 그리고 상관성이 있는 경우 공간평균법을 이용하여 도래방향을 추정하고 이때의 지연시간도 추정하고자 한다.

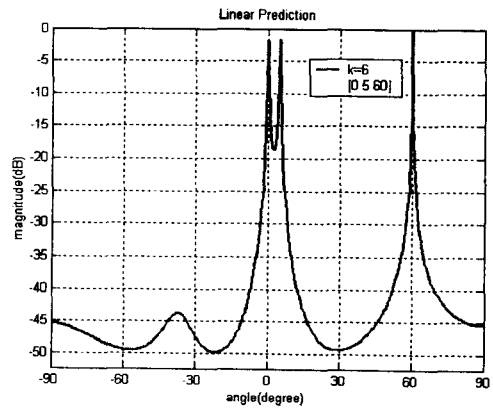
<그림3,4,5,6> 시험에 사용한 시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

- (1) 안테나는 6소자의 등간격 선형배열안테나를 사용하고 소자간격은  $\lambda/2$ 로 하였다.
- (2) 도래파수는 3개이고, 도래각은  $[0^\circ \ 5^\circ \ 60^\circ]$ 이다.
- (3) 신호 대 랜덤 가우시안 잡음의 평균 전력비는  $S/N=20$ 으로 하였다.



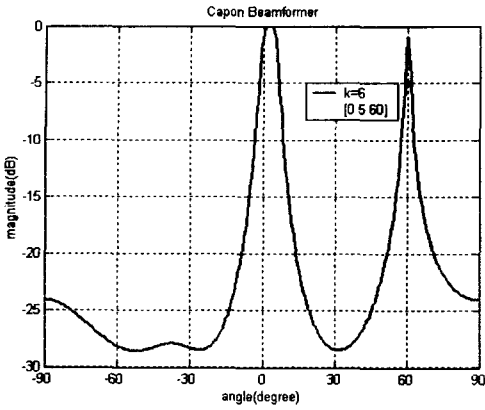
<그림 3> 빔형성기법의 도래각추정

도래각 추정각도는  $[0^\circ \ 5^\circ \ 60^\circ]$ 이다. 빔형성기법으로 도래각을 추정한 결과 도래각은  $0^\circ$ 에서만 추정을 하였을 뿐 다른 각도에서는 추정을 하지 못하였다.



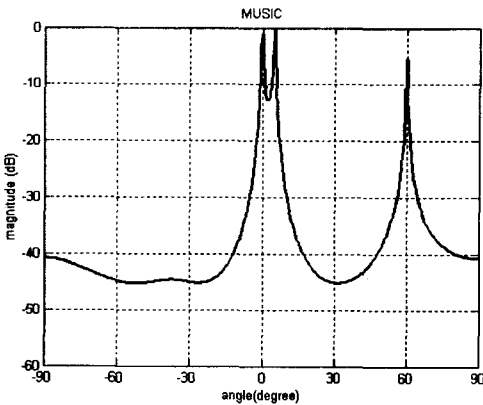
<그림 4> Capon법의 도래각추정

Capon법은  $[0^\circ \ 60^\circ]$ 에서 도래각을 추정하여, 빔형성기법보다 도래각추정이 우수하다는 것을 나타내었다. 그러나,  $5^\circ$ 에서는 도래각을 추정하지 못하여 추정분해능력이 떨어지는 것을 알 수 있다.



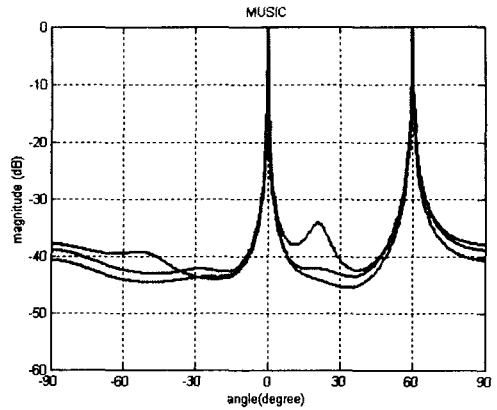
<그림 5> 선형예측법의 도래각 추정

선형예측법은  $[0^\circ \ 5^\circ \ 60^\circ]$ 에서 도래각을 모두 추정하였다. Capon법보다 도래각 추정이 우수하다는 것을 알 수 있다.



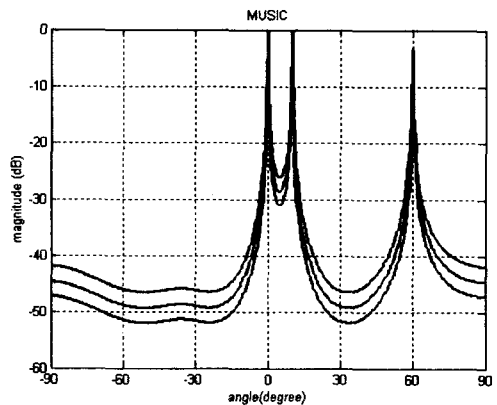
<그림 6> MUSIC 도래각추정

MUSIC은  $[0^\circ \ 5^\circ \ 60^\circ]$ 에서 도래각을 모두 추정하였다. <그림 3,4,5,6>은 모두 신호가 무상관일 때의 도래각을 추정한 결과이다. 선형예측법과 MUSIC알고리즘은 모두 도래각을 추정하였다. 추정각도가  $5^\circ$ 이하이면 MUSIC알고리즘은 도래각을 추정하지만 선형예측법은 도래각을 추정하지 못하여 일반적으로 분해력이 높은MUSIC 알고리즘이 많이 연구되고 있다.



<그림 7> 상관성이 존재할 때 MUSIC 도래각추정

<그림 7>은 상관성이 있을 때의 MUSIC알고리즘을 이용하여 시뮬레이션을 한 결과이다.  $[0^\circ \ 60^\circ]$ 에서는 도래각을 추정하지만,  $5^\circ$ 에서는 도래각을 추정하지 못하였다. 신호의 상관성이 심각한 경우는 도래각을 추정하지 못하여, 도래각을 추정하기 위해 공간평균법과 MUSIC알고리즘을 이용하여 도래각을 추정하고자한다.

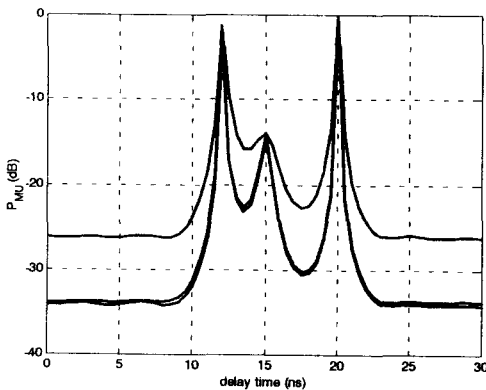


<그림 8> 상관성이 존재할 경우 공간평균법과 MUSIC를 이용한 도래각추정

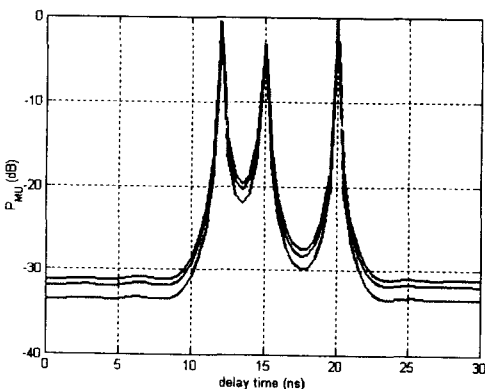
<그림 8>은 공간평균법과 MUSIC 알고리즘을 이용하여 3개의 도래각을 추정하였다.  $5^\circ$ 에서도 도래각을 정확히 추정하여, 상관성이 존재할경우에도 공간평균법을 이용하면 도래

각을 추정하는 결과를 알 수가 있다. <그림 9> 실험의 시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

- (1) 안테나는 11소자의 등간격 선형배열안테나와 부배열 안테나 9소자를 사용하고 소자간격은  $\lambda/2$ 로 하였다.
- (2) 시행회수는 3번이고, 추정지연시간은[12ns 15ns 20ns]이다.
- (3) 중심주파수는 2GHz이다.



<그림 9> 공간평균법과 선형예측법을 이용한 지연시간추정



<그림 10> 공간평균법과 MUSIC를 이용한 지연시간추정

무선 통신이나 이동통신의 경우 다중파의 지연시간차가 적으면 서로 높은 상관을 갖는다. 상관성은 도래각을 추정하는 중요한 요소가 된다. 그래서 제안된 알고리즘으로 지연시간추

정에 적용시켜 보았다. 빔형성기법과 Capon 법, 선형예측법등 알고리즘으로 지연시간을 추정하는데 지연시간추정이 매우 적을 때는 추정을 정확히 하지 못하였다. <그림 9>는 공간평균법과 선형예측법을 시뮬레이션한 결과이다. 15ns에서는 지연시간을 추정하는 어려움이 있다. 그러나 <그림 10> 제안된 알고리즘으로 시뮬레이션한 결과이다.

제안된 알고리즘에서는 지연시간을 정확히 추정하고 있기 때문에 다른 기존의 알고리즘보다 지연시간추정률이 좋은 것으로 나타났다.

### 5. 결론

본 연구에서는 신호상관성이 있는 경우에 추정 알고리즘을 제시하여 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다. 상관성이 없는 경우의 신호 도래각은 도래각알고리즘으로 정확히 추정하였으나, 신호의 상관성이 높은 경우는 기존의 도래각 알고리즘으로는 분해 능력이 낮아 도래각을 찾을 수가 없었다. 그래서 MUSIC알고리즘에 공간평균법을 도입하여 도래각 추정을 하였다. 그 결과 상관성이 높은 경우에도 도래각을 정확히 추정하였다. 그리고 제안된 알고리즘으로 지연시간을 추정하는데 적용시켰다. 본 논문에서는 도래각 사이를  $5^\circ$  로 하여추정하였는데, 향후 도래각 사이를  $5^\circ$ 이하로 축소시켜도 도래각을 추정하는 알고리즘이 연구되어야 한다고 사료된다.

### 참고문헌

- [1] Shiann-Jeng Yu and JU-Hong Lee, "Adaptive Array Beamforming Based on an Efficient Technique", IEEE Tran AP, Vol.44, No.8(1996), pp.423-432.
- [2] R.O.Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation,"IEEE Tran AP, Vol.34, No.3(1986), pp.276-280.
- [3] K.Takao and N.Kikuma, "An Adaptive

- Array Utilizing an Adaptive Spatial Average Technique for Multipath Environments", IEEE Tran AP, Vol.35, No.12(1987), pp.1389-1396.
- [4] R.T.Williams, "An Improved Spatial Smoothing Technique for Bearing Estimation in a Multipath Environment", IEEE Tran AP, Vol.36, No.4(1988), pp.425-432.
- [5] Theodore S. Rappaport, "Smart Antenna for Wireless Communication", Prentice Hall, 1999.
- [6] Simon Haykin, "Advance in Spectrum Analysis and Array Processing", Prentice Hall, 1991
- [7] K.Takao and N.Kikima, "Tamed Adaptive Antenna Array", IEEE Tran AP. Vol.34, No3(1986), pp.388-394
- [8] J.W.F.Gabriel, "Spectral Analysis and Adaptive Array Supperresolution Techniques", IEEE Tran ASSP. Vol.33, No.13(1985), pp.806-811.
- [9] Y.Ogawa and N.kikuma, "High-Resolution Techniques in Signal Processing Antennas", IEICE Tran Com, Vol,E78-B, No.11(1995), pp.1435-1442.
- [10] B.D.Rao and K.V.S.Hari, "Performance Analysis of Root-MUSIC", IEEE Tran ASSP, Vol.37, No.12(1989), pp.1939-1949
- [11] T.J.Shan, "On Spatial Smoothing for Direction- of-Arrival Estimation of Coherent Signal", IEEE Tran ASSP, Vol.33 ,No.3(1985), pp.806-811
- 주 작 성 자 : 이 관 형  
 논문투고일 : 2003. 04. 08  
 논문심사일 : 2003. 05. 20(1차), 2003. 10. 07(2차),  
 2004. 02. 24(3차), 2004. 03. 23(4차)  
 심사판정일 : 2004. 03. 24

---

● 저자소개 ●

---



이관형

1994 청주대학교 전자공학과 학사  
 1996 청주대학교 전자공학과 석사  
 2000 청주대학교 전자공학과 박사수료  
 1998~현재 강릉영동대학 인터넷정보통신과 교수  
 관심분야: 무선통신, 이동통신.



송우영

1977 연세대학교 전자공학과 학사  
 1981 연세대학교 전자공학과 석사  
 1988 연세대학교 전자공학과 박사  
 19982~현재 청주대학교 정보통신공학부 교수  
 관심분야: 초고주파공학, 안테나공학, 무선통신.