

# Matrix Pencil Method를 이용한 고분해능 TDOA 추정 기법

고재영\* · † 조득재 · 이상정\*\*

\*, † 한국해양과학기술원 선박해양플랜트연구소 해양안전기술연구부, \*\*충남대학교 공과대학 전자공학과

## A Super-resolution TDOA estimator using Matrix Pencil Method

Jae Young Ko\* · † Deuk Jae Cho · Sang Jeong Lee\*\*

\*, † Marine Safety Research Division, Ship Engineering & Ocean Plant Research Institute,  
Korea Institute of Ocean Science & Technology, 171, Jang-dong, Yuseong-gu, Daejeon, 305-343, South Korea  
\*\* Department of Electronic Engineering, Chung Nam Univ., Gung-dong, Yuseong-gu, Daejeon, 305-764, South Korea

**요 약** : TDOA 기법은 위치추정 기법의 하나로 간단한 구조와 높은 정확도를 가지는 장점으로 인해 실내측위, 제머 위치추적, 인명구조 등에 자주 사용된다. 본 논문에서는 MPM(Matrix Pencil Method)를 이용한 고분해능 TDOA 추정 기법을 제안한다. 제안된 기법은 기존의 교차상관을 이용한 TDOA 기법에 비교하여 높은 정확도를 가지며 협대역 신호에 적용이 가능하다. 또한 잘 알려진 고분해능 기법 중 하나인 MUSIC(Multiple Signal Classification)에서 공분산 행렬을 사용하는 것과 달리 수집된 데이터를 바로 행렬로 만들어 사용하므로 복잡성이 낮은 특징이 있다. 제안된 기법의 성능을 검증하기 위해 소프트웨어 시뮬레이션 통해 추정 오차와 연산량 측면에서 MUSIC 기법과 비교하였다.

**핵심용어** : TDOA, 교차상관, 고분해능, 매트릭스 펜슬, MUSIC

**Abstract** : TDOA which is one of the position estimation methods is used on indoor positioning, jammer localization, rescue of life, etc. due to high accuracy and simple structure. This paper proposes the super-resolution TDOA estimator using MPM(Matrix Pencil Method). The proposed estimator has more accuracy and is applicable to narrowband signal compared with the conventional cross-correlation. Furthermore, its complexity is low because obtained data directly is used for construction of matrix unlike the MUSIC(Multiple Signal Classification) which is one of the well-known super-resolution estimator using covariance matrix. To validate the performance of proposed estimator, errors of estimation and computational burden is compared to MUSIC through software simulation.

**Key words** : TDOA, Cross-correlation, Super-resolution, Matrix Pencil Method, MUSIC

## 1. 서 론

최근 위치기반 서비스(Location Based System: LBS)에 대한 수요가 증가하면서 다양한 환경에서 정확한 위치 추정에 관한 기술이 요구되고 있다. 특히 도심이나 실내와 같이 많은 장애물로 인해 다중경로(Multi-path)가 존재하는 환경에서는 측위 성능이 급격하게 떨어지게 되므로 이러한 현상을 극복하기 위해 고분해능 추정 기법에 대한 연구가 근래에 들어 활발히 이루어지고 있다.

위치 추정 기법에는 RSS(Received Signal Strength), FDOA (Frequency Difference of Arrival), AOA(Angle of Arrival), TOA(Time of Arrival), TDOA(Time Difference of Arrival) 등이 있다. 이 중에서 TDOA 기법은 하드웨어로 구현 시 복잡성이 낮아도 비록 높은 정확도를 가지는 장점이 있어 다양한 시스템에서 이용되고 있다. 일반적으로 TDOA

기법은 측정치를 생성하기 위해 교차상관(Cross-Correlation)을 이용한다(Knapp, 1976; Oscar, 2010). 교차상관을 이용해 추정된 TD(Time Difference) 측정치의 정확도는 신호의 샘플링 간격에 크게 의존하는 특징이 있다. 교차상관을 이용한 기법은 이상적인 환경을 고려한 신호모델을 사용하기 때문에 다중경로가 발생하여 두 개 이상의 신호가 샘플링 간격보다 짧은 간격을 가지고 연달아 들어오는 경우에는 측정치의 정확도가 심각하게 저하된다. 따라서 보다 정확한 TD 측정치를 얻기 위해서는 고분해능의 TD 측정치 추정기법이 요구된다.

고분해능 TD 측정치 추정기법에 관한 연구는 대부분 의 사잡음(Pseudo noise)과 같이 미리 정의된 광대역 신호를 이용한다는 가정 하에 많이 이루어져 왔다(Manabe, 1992; Pallas, 1991; Hasan, 1998; Kirsteins, 1987; Kirsteins, 1990). 최근에 이르러 협대역 신호에 적용 불가능한 단점을 극복하기 위해 MUSIC(Multiple Signal Classification),

\* 정회원, lhurgoyf@kiost.ac 042)866-3618

† 교신저자: 정회원, djcho@kiost.ac 042)866-3683

(주) 이 논문은 “Matrix Pencil Method를 이용한 고분해능 TDOA 추정 기법”란 제목으로 “2012공동학술대회 한국항해항만학회논문집 (경주교육문화회관, 2012.6.21-23, pp.59-61)”에 발표되었음.

Root-MUSIC, ESPRIT(Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique)과 같이 AOA에서 측정치를 얻기 위해 자주 쓰이는 고분해능 기법을 TD 측정치를 얻기 위해 적용한 사례가(Ge, 2002) 보이나 많은 연산량이 요구되며, 공분산 행렬을 이용하기 위해 전송채널 잡음의 평균, 분산과 같은 1,2차 통계량이 시간에 따라 변하지 않는 WSS(Wide Sense Stationary)가 가정되어야 하는 단점이 있어 실제 하드웨어로 구현 시 제한요소로 작용한다. MPM(Matrix Pencil Method)도 MUSIC과 마찬가지로 AOA 측정치 얻기 위해 제안된 고분해능 기법 중 하나이지만 공분산 행렬을 이용하지 않고 적은 연산량을 가지고 있는 기법이다(Sarkar, 1994). 본 논문에서는 MPM를 TD 측정치를 얻는데 적용하여 연산량 측면에서 효율적이면서 협대역 신호에도 적용 가능한 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 TD 측정치를 얻기 위한 관점에서 MUSIC과 MPM에 대해 비교하고 MPM에 대해 이론적으로 정리한다. 3장에서는 시뮬레이션을 통해 MUSIC과 MPM을 이용한 TD 측정치 추정 성능을 비교한다. 마지막으로 4장에서는 결론을 내리고 추후 연구분야에 대해 제시한다.

## 2. 고분해능 TD 측정치 추정 기법

고분해능 기법은 하드웨어에 따른 제한을 넘어서는 분해능을 측정치를 얻기 위한 방법으로 MUSIC(Schmidt, 1986), ESPRIT(Roy, 1989)과 같이 고유구조(Eigen-structure)에 대한 해석을 기반으로 하는 방법이 대표적으로 알려져 있다. MUSIC과 같은 고분해능 기법은 복소지수 함수의 합으로 표현된 신호의 파라미터를 추정하는 기법이기에 때문에 TD 측정치를 얻기 위해서 Fig. 1과 같은 형태로 적용되게 된다.

일반적으로 TD 측정치를 얻기 위한 신호모델은 잡음을 무시하면 식 (1)과 같이 채널의 임펄스 응답과 전송신호의 컨볼루션으로 간단하게 표현된다. 하지만 수신된 신호를 주파수

영역으로 변환하면 식 (2)와 같이 복소지수 함수의 합으로 표현되기 때문에 MUSIC과 같은 고분해능 기법을 적용할 수 있게 된다.

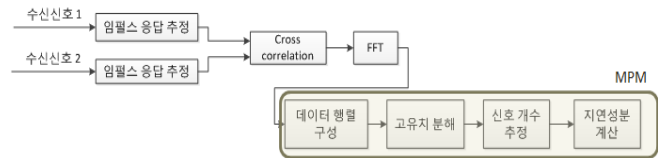


Fig. 3 Structure of TD-MPM estimator

$$\sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k s(t - \tau_k) \quad (1)$$

$$\sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k S(f) e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (2)$$

여기서,  $L_p$ 는 경로의 개수,  $\alpha_k$ 는 k번째 지연성분의 크기,  $s(t)$ 는 전송신호,  $\tau_k$ 는 k번째 경로의 지연시간,  $S(f)$ 는 전송신호의 푸리에 변환이다.

### 2.1 MUSIC과 MPM 비교

실제 구현시 MUSIC과 같이 공분산 행렬을 사용하는 고분해능 기법들은 다중경로로 발생한 지연성분을 분리해내기 위해서는 추정된 공분산 행렬의 랭크가 발생한 다중경로 개수와 같아야 한다. 따라서 MUSIC은 Fig. 2에서 보이는 바와 같이 공분산 행렬을 구하기 위해 발생한 경로 개수 이상의 스냅샷이 필요하며 이는 연산량의 증가 및 하드웨어 측면에서 더 많은 저장공간을 요구하게 된다. 또한 보다 정확한 공분산 행렬을 추정하기 위해 각 스냅샷을 얻는 시간 동안에 WSS가 가정되어야 한다. 하지만 대부분의 실제환경에서는 특히, 무선환경에서는 채널은 시변하는 특성을 지니게 되므로 공분산 행렬을 이용한 기법은 성능이 떨어지게 되며, 공분산 행렬을 이용하므로 들어온 신호의 상관성이 커지는 경우에도 성능이 저하된다.

반면, MPM을 이용하는 경우 Fig. 3과 같이 단일 스냅샷을 이용한다. 따라서 구현비용이나 연산량 측면에서 공분산 행렬을 이용하는 기법보다 효율적이다. 또한, 공분산 행렬을 이용하지 않고 들어온 신호를 그대로 이용함으로써 WSS와 같은 통계적인 가정이 필요치 않으므로 시변하는 환경 및 신호의 상관성이 큰 경우에도 보다 강인한 기법으로 알려져 있다(Sarkar, 1994).

### 2.2 Matrix Pencil Method 이론

1960년도에 Gantmacher가 고유벡터  $e_n$ 과 고유치  $\lambda$ 에 대해 두 행렬이  $Ae_n = \lambda Be_n$ 과 같은 관계로 정리되는 수학적 문제를 'Pencil'이라 정의했다. 본 논문에서는 지연값을 구하기

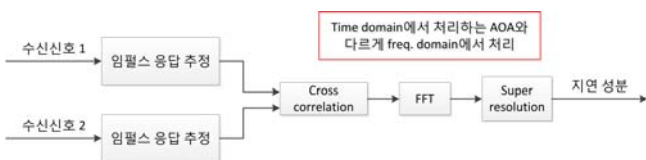


Fig. 1 Structure of super-resolution TDOA estimator

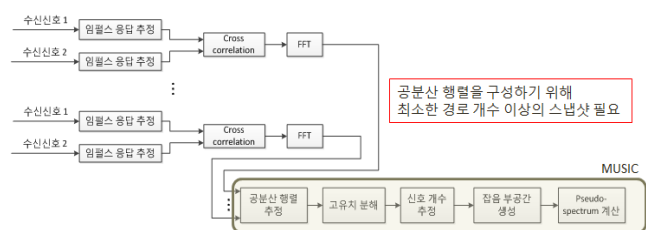


Fig. 2 Structure of TD-MUSIC estimator

위해 MPM를 이용한다. 신호의 스냅샷으로부터 한 샘플링 간격을 갖는 두 행렬을 생성하고 이에 대해 'Pencil'로 정리하게 되면, 두 행렬의 일반화된 고유치  $\lambda$ 가 지연값에 대한 정보를 포함하게 되므로 이로부터 신호의 지연값을 구할 수 있다.

Fig. 3에서와 같이 TD 측정치를 구하기 위해 MPM를 적용하기 전에 전송채널에 대한 임펄스 응답을 구해야 한다. 일반적으로 전송신호에 대한 정보가 있는 경우 최소자승법(Least Squares Method)를 이용하여 임펄스 응답을 간단히 구할 수 있다. 두 채널에 각각  $L_{p1}, L_{p2}$ 의 다중경로가 존재하는 경우, 최소자승법으로 추정된 두 채널의 임펄스 응답은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$h_1(t) = \sum_{k=0}^{L_{p1}-1} \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (3)$$

$$h_2(t) = \sum_{i=0}^{L_{p2}-1} \alpha_i \delta(t - \tau_i)$$

여기서  $\alpha_k, \alpha_i$ 는 각각 k와 i번째 지연성분의 진폭이며,  $\tau_k, \tau_i$ 는 지연시간이다. 위 식을 주파수 영역에서 나타내면 다음과 같다.

$$H_1(f) = \sum_{k=0}^{L_{p1}-1} \alpha_k e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (4)$$

$$H_2(f) = \sum_{i=0}^{L_{p2}-1} \alpha_i e^{-j2\pi f \tau_i}$$

실제 수신단에서는 신호가 샘플링 되므로 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_1(l\Delta f) = \sum_{k=0}^{L_{p1}-1} \alpha_k e^{-j2\pi l\Delta f \tau_k} + w_{l1} \quad (5)$$

$$H_2(l\Delta f) = \sum_{i=0}^{L_{p2}-1} \alpha_i e^{-j2\pi l\Delta f \tau_i} + w_{l2}$$

$$l = 0, 1, \dots, L-1$$

여기서  $L$ 은 스냅샷의 길이,  $w_{l1}, w_{l2}$ 는 0평균 백색 가우시안 잡음이며,  $\Delta f = 1/L\Delta t$ 이다. 위 식에서 수신된 두 신호의 지연시간차를 구하기 위해서 교차상관 과정을 고려하면 다음과 같이 정리된다.

$$c(l\Delta f) = H_1(l\Delta f)H_2^*(l\Delta f) \quad (6)$$

$$= \sum_{k=0}^{L_{p1}-1} \sum_{i=0}^{L_{p2}-1} \alpha_k \alpha_i^* e^{-j2\pi l\Delta f(\tau_k - \tau_i)} + w(l\Delta f)$$

여기서  $w(l\Delta f)$ 는 잡음으로 식 (7)과 같다.

$$w(l\Delta f) = \sum_{k=0}^{L_{p1}-1} \alpha_k e^{-j2\pi l\Delta f \tau_k} w_{l1} \quad (7)$$

$$+ \sum_{i=0}^{L_{p2}-1} \alpha_i^* e^{j2\pi l\Delta f \tau_i} w_{l2} + w_{l1}w_{l2}$$

$z_{k,i}^l = e^{-j2\pi l\Delta f(\tau_k - \tau_i)}$  라 하면 식 (6)은 다음과 같이 표현된다.

$$c(l) = \sum_{k=0}^{L_{p1}-1} \sum_{i=0}^{L_{p2}-1} \alpha_k \alpha_i^* z_{k,i}^l + w(l) \quad (7)$$

교차상관된 신호  $c(l)$  를 이용해 MPM를 적용하기 위한 데이터 행렬  $X$ 를 구성하면 다음과 같다.

$$X = \begin{bmatrix} c(0) & c(1) & \dots & c(T) \\ c(1) & c(2) & \dots & c(T+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c(L-T-1) & c(L-T) & \dots & c(L-1) \end{bmatrix}_{(L-T) \times (T+1)} \quad (8)$$

여기서  $T$ 는 Pencil 파라미터로  $T > L_p = L_{p1} \times L_{p2}$  를 만족하도록 설정해야 한다. 일반적으로 지연성분의 개수  $L_p$ 에 대한 사전정보가 주어지지 않으므로  $L_p$ 를 구하기 위한 방법이 필요하다.  $L_p$ 를 구하기 위한 방법은 이번 절 뒷부분에서 언급할 것이다. 이어서 행렬  $X$ 에서 각각 첫 번째와 마지막 열을 제거한 행렬  $X_0$ 와  $X_1$ 를 고려하면 다음과 같다.

$$X_0 = \begin{bmatrix} c(0) & c(1) & \dots & c(T-1) \\ c(1) & c(2) & \dots & c(T) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c(L-T-1) & c(L-T) & \dots & c(L-2) \end{bmatrix}_{(L-T) \times T} \quad (9)$$

$$X_1 = \begin{bmatrix} c(1) & c(2) & \dots & c(T) \\ c(2) & c(3) & \dots & c(T+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c(L-T) & c(L-T+1) & \dots & c(L-1) \end{bmatrix}_{(L-T) \times T}$$

위의 두 행렬은 한 샘플링 간격 만큼의 지연을 갖는 관계를 가지며 이를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$X_0 = Z_1 A Z_2, \quad X_1 = Z_1 A Z_0 Z_2 \quad (10)$$

여기서  $Z_0$ 는  $z_{k,i}^l$ 로 구성된 대각행렬이며,  $A$ 는 지연성분의 진폭으로 구성된 대각행렬로 다음과 같다.

$$Z_1 = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ z_{0,0} & \dots & z_{L_{p1}-1,0} & \dots & z_{L_{p1}-1,L_{p2}-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z_{0,(L-T-1)} & \dots & z_{L_{p1}-1,(L-T-1)} & \dots & z_{L_{p1}-1,L_{p2}-1} \end{bmatrix}_{(L-T) \times (L_{p1} \times L_{p2})} \quad (11)$$

$$Z_2 = \begin{bmatrix} 1 & z_{0,0} & \dots & z_{0,(T-1)} \\ 1 & z_{1,0} & \dots & z_{1,(T-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & z_{L_{p1}-1,L_{p2}-1} & \dots & z_{L_{p1}-1,L_{p2}-1} \end{bmatrix}_{(L_{p1} \times L_{p2}) \times T} \quad (12)$$

$$Z_0 = \begin{bmatrix} z_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & z_{1,0} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & z_{L_{p1}-1,L_{p2}-1} \end{bmatrix}_{(L_{p1} \times L_{p2}) \times (L_{p1} \times L_{p2})} \quad (13)$$

$$A = \begin{bmatrix} \alpha_{0,0} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \alpha_{1,0} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \alpha_{L_{p1}-1, L_{p2}-1} \end{bmatrix}_{(L_{p1} \times L_{p2}) \times (L_{p1} \times L_{p2})} \quad (14)$$

결과적으로 행렬  $X_0$ 와  $X_1$ 는 다음과 같이 일반화된 고유치 문제(Generalized eigenvalue problem)로 정리된다.

$$X_1 - \lambda X_0 = Z_1 A [Z_0 - \lambda I] Z_2 \quad (15)$$

위 식에서 고유치  $\lambda$ 는  $z_{k,i} = e^{-j2\pi\Delta f(\tau_k - \tau_i)}$ 와 같은 값을 가지게 되므로 채널 간의 지연시간 차이는 다음과 같이 계산된다.

$$\tau_k - \tau_i = \frac{\ln(z_{k,i})}{-j2\pi\Delta f}, \quad k=0, \dots, L_{p1}-1, i=0, \dots, L_{p2}-1 \quad (16)$$

앞서 언급한 바와 같이 일반적으로 지연성분 개수  $L_p$ 에 대한 정보가 주어지지 않으므로 MPM를 사용하기 위해서는  $L_p$ 를 결정해야 한다.  $L_p$ 는 행렬  $X$ 에 특이값 분해를 취해 나온 특이값  $\sigma_l$ 간의 비율을 비교함으로써 결정할 수 있다.

$$\frac{\sigma_l}{\sigma_{\max}} \approx 10^{-j} \quad (17)$$

여기서  $\sigma_{\max}$ 는 가장 큰값을 가지는 특이값,  $j$ 는 미리 정해 놓은 임계값이다. 일반적으로  $L_p$ 을 넘어서게 되면 식 (17)은 0에 근접하게 되므로 적당한 임계값 설정을 통해  $L_p$ 를 결정할 수 있다(Sarkar, 1994).

### 3. 시뮬레이션 결과

이번 장에서는 MPM를 이용한 TD 측정치 추정기법의 성능을 평가하기 위해 MUSIC 기법과 측정치 추정 오차 및 연산량 측면에서 비교한다. 일반적으로 시뮬레이션을 위해 중간 주파수(Intermediate Frequency) 신호를 모사하여 사용하나, 본 논문에서 수행하는 시뮬레이션은 두 기법간의 성능을 비교하는데 초점이 맞추어져 있으므로 두 기법의 입력이 되는 임펄스 응답을 모사하는 것만으로도 충분한 결과를 도출할 수 있다. 따라서 최소자승법을 통해 채널에 대한 임펄스 응답이 적절하게 추정되었다는 가정 하에 Fig. 4와 같이 임의의 지연성분을 포함하는 임펄스 응답을 간단히 생성하여 시뮬레이션에 활용했다.

시간 영역에서 단위 임펄스 함수를 만드는 것은 구현이 복잡해지므로 주파수 영역에서 주파수 응답을 생성하고, 역 푸리에 변환을 취했다. 잡음은 0평균 가산성 백색 가우시안 잡음으로 설정하였다. Fig. 5는 잡음이 인가되지 않은 상태에서 생성된 임펄스 응답이다.

시뮬레이션은 각각 다중경로와 샘플링 주파수, 신호 대 잡음비에 따른 MPM과 MUSIC 기법 간의 추정 오차에 대해 비교하였으며, 마지막으로 두 기법의 연산량에 대해 비교하였다.

#### 3.1 다중경로에 따른 추정 오차 비교

Fig. 6과 같이 총 4개의 경로가 발생한 경우에 MUSIC과 MPM의 성능에 대해 비교하였다. 이때 신호 대 잡음비는 6dB로 설정하였으며, 원신호의 샘플링 주파수는 2kHz, MUSIC의 분해능은 200kHz로 설정하였다. Table 1에는 각 경로의 실제 지연값과 각각 MPM과 MUSIC를 이용해서 추정한 지연값을 표시했다.

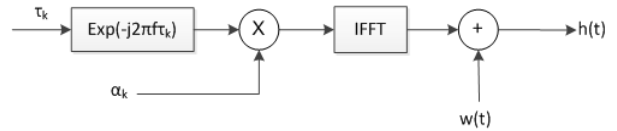


Fig. 4 Structure of signal generator for simulation

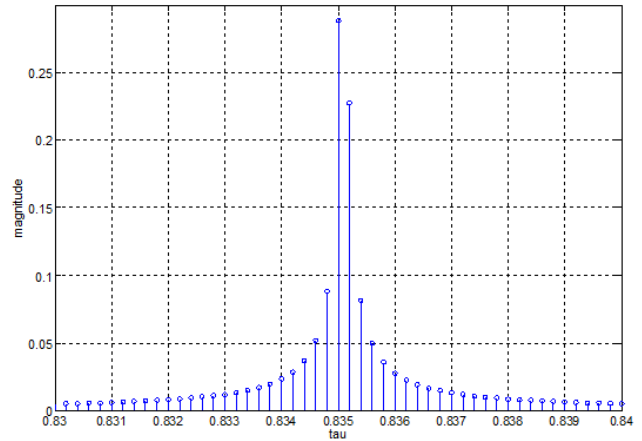


Fig. 5 Generated impulse response ( $\tau=0.8351$ )

Table 1에서 보이는 바와 같이 MPM은 실제 지연값에 근접한 지연값을 추정한 반면, MUSIC은 0.069037초에 해당되는 지연값을 추정해내지 못하고, 가장 큰 지연성분을 가지고 있는 0.1205717초에 대해서만 두 개의 지연값을 추정한 것을 확인할 수 있다. Fig. 6과 비교해보면 지연성분의 크기가 작은 경우, MUSIC보다 MPM이 보다 정확한 추정을 하는 것을 알 수가 있다. 이는 MUSIC의 경우, 지연값을 추정하기 위해 잡음고유벡터를 이용하는데, 잡음과 구분이 되지 않을 정도로 작은 크기를 갖는 성분들에 대해 잡음고유벡터를 정확하게 구하지 못해서 발생하는 현상으로 보인다.

일반적으로 전송채널의 변화가 없는 정적인 환경에서는 Fig. 6과 같이 직접 경로 신호의 크기가 작은 경우는 발생하지 않지만, 실내나 이동 통신과 같이 전송채널의 변화가 심한 환경에서는 다양한 페이딩 효과에 의해 직접 경로 신호의 크기가 반사되는 신호의 크기보다 작아지는 경우가 발생할 수 있다(Aldindi, 2004). 따라서 전송채널의 변화가 심한 환경에서는 MPM이 보다 효율적인 것으로 예상된다.

#### 3.2 샘플링 주파수에 따른 추정 오차 비교

샘플링 주파수에 따른 TD 측정치 추정오차는 Fig. 7과 같

다. 시뮬레이션은 400Hz에서부터 2kHz까지 200Hz 간격으로 각 구간마다 10번씩 수행하여 평균을 내었다. MUSIC 분해능은 각 구간마다 샘플링 주파수의 10<sup>2</sup>배, 즉, 40kHz에서 200kHz까지 변경되도록 했다. 지연성분은 1개로 0.069037초, 신호 대 잡음비는 6dB로 설정하였다.

Table 1 Estimated delay in multi-path environment

실제 지연값	MPM	MUSIC
0.0690370	0.0692205	-
0.0890657	0.0888483	0.0889100
0.1005430	0.1004707	0.1004950
0.1205717	0.1204395	0.1204100
		0.1208950

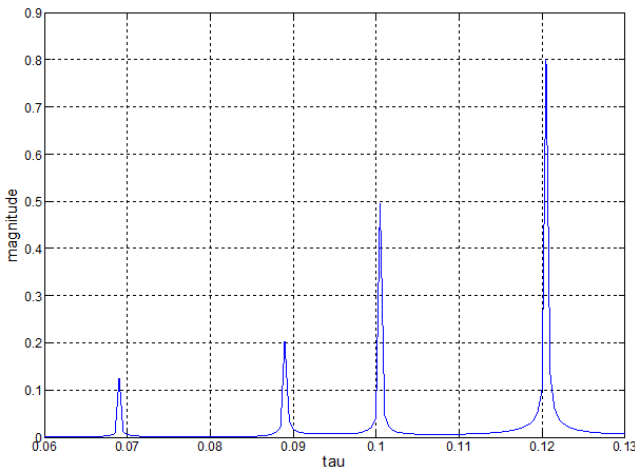


Fig. 6 Impulse response in multipath environment

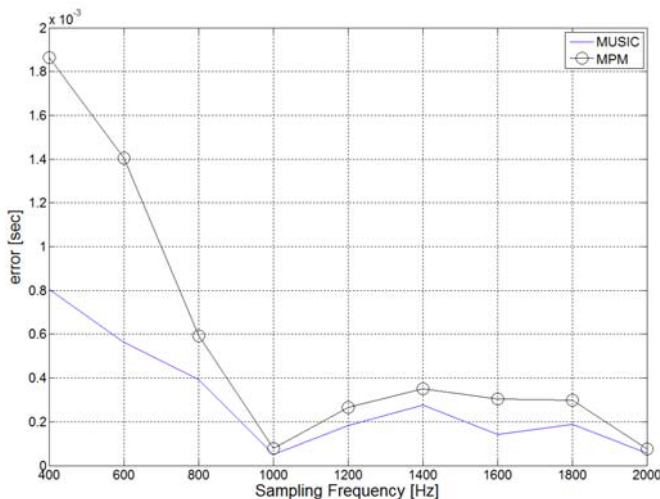


Fig. 7 Error of estimation due to sampling frequency

신호에 대한 샘플링 주파수가 낮은 경우, MPM의 추정 오차 크기가 MUSIC의 2배가 될 정도로 크게 나타나지만 샘플링 주파수가 높아짐에 따라 추정 오차가 점점 줄어드는 것을 확인할 수 있으며, 1kHz 부근에서는 추정 오차의 차이가 거의

비슷해지는 것을 확인할 수 있다.

### 3.3 신호 대 잡음비에 따른 추정 오차 비교

신호 대 잡음비에 따른 MUSIC과 MPM의 TD 측정치 추정 오차는 Fig. 8과 같다. 앞선 시뮬레이션에서 신호의 샘플링 주파수가 충분히 큰 경우, 두 기법간의 추정 오차가 거의 비슷해지는 것을 볼 수 있었다. 따라서 신호 대 잡음비에 대한 영향만을 보기 위해 신호의 샘플링 주파수를 200kHz로 설정한 상태에서 신호 대 잡음비를 -30dB에서 0dB까지 0.1dB 간격으로 변화시키면서 수행하였으며, 지연성분은 0.069037초, 각 구간마다 100회씩 수행하여 평균을 내었다.

신호의 샘플링 주파수가 충분히 큰 경우, 낮은 신호 대 잡음비에서는 MUSIC에 비해 MPM의 추정 오차가 크게 나타나지만 신호 대 잡음비가 높아짐에 따라 추정 오차가 줄어드는 것을 볼 수 있으며, 약 -5dB 근방에서는 MUSIC과 MPM의 추정 오차가 거의 비슷해지는 것을 볼 수 있다.

### 3.3 연산시간 비교

MUSIC과 MPM의 연산시간을 비교하면 Fig. 9와 같다. 연산시간을 구하기 위해 MATLAB의 tic, toc 함수를 이용하였으며, 신호의 샘플링은 2kHz, MUSIC 분해능은 200kHz, 신호 대 잡음비는 30dB로 설정하였다. 연산시간은 임의의 채널에 대해 100회의 지연시간 추정을 했을 때 걸린 시간을 평균을 내었다.

Fig. 9은 MUSIC을 연산시간을 1로 놓았을 때 상대적인 MPM의 연산시간을 나타낸 그래프로 MPM의 연산시간이 MUSIC 연산시간의 약 20% 정도가 되는 것을 확인할 수 있다. 이러한 결과는 MUSIC에서 TDOA 측정치를 추정할 때, 스펙트럼을 계산하는 과정에서 검색 분해능에 따라 많은 곱셈 연산을 수행하기 때문이다.

## 4. 결론

본 논문에서는 MPM를 이용한 고분해능 TD 측정치 추정 기법을 제안하였다. 시뮬레이션을 통해 전송채널의 변화가 심한 환경에서 제안한 기법이 MUSIC를 이용했을 때보다 더 나은 결과를 보여줄 수 있음을 확인하였고, 샘플링 주파수와 신호 대 잡음비가 커질수록 제안한 기법과 MUSIC과의 추정 오차에 대한 성능차이가 거의 없어짐을 볼 수 있었다. 또한, 제안한 기법이 더 낮은 연산시간을 가지고 있었다. 따라서 제안한 기법은 MUSIC에 비해 낮은 복잡도로 하드웨어로 구현이 용이하며, 비용 측면에서도 효율적이기 때문에 소형 플랫폼에 적용하기 쉬운 것으로 예상된다.

이번 연구에서는 시뮬레이션만을 통한 성능분석이 이루어졌기 때문에 실제 환경에 적용한 경우에 대한 성능분석이 통해 제안된 기법의 효율성을 보다 효과적으로 입증할 수 있을 것으로 생각된다. 추후에는 실제 다중경로가 빈번하게 발생하는 실내 환경이나 도심에서 수집한 신호를 이용해 성능분석

를 수행할 것이다.

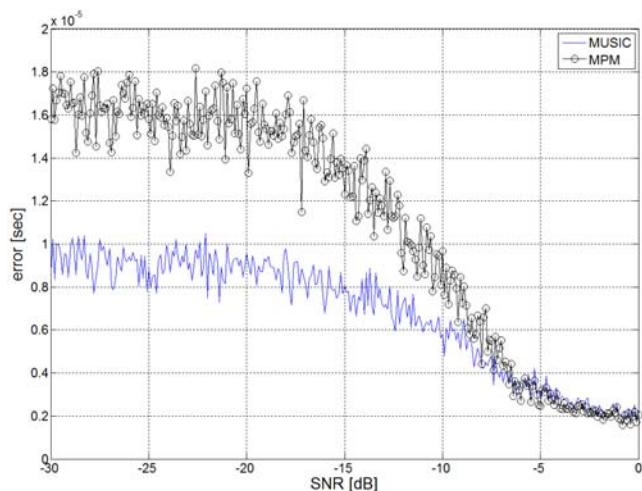


Fig. 8 Error of estimation due to SNR

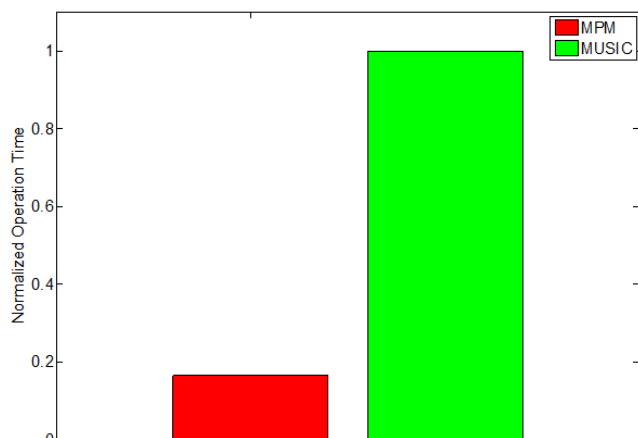


Fig. 9 Operation time

## 후 기

본 연구는 국토해양부 교통체계효율화사업의 연구비지원(06교통핵심A03)에 의해 수행되었습니다.

## 참 고 문 헌

[1] Alsindi, N. et al.(2004), "Performance of TOA Estimation Algorithms in Different Indoor Multipath Conditions" *Wireless Communications & Networking Computing*, pp. 496-500.  
 [2] Ge, F. X., Wan, Q., Yang, J. and Peng, Y. N.(2002), "A super-resolution time delay estimation based on the MUSIC-type algorithm", *IEICE Trans. Commun.*, E85-B, Vol. 12, pp. 2916-2923.  
 [3] Hasan, M. A., Azimi-Sadjadi, M. R., and Dobeck, G.

J.(1998), "Separation of multiple time delays using new spectral estimation schemes" *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol. 46, No. 6, pp. 1580 - 1590.  
 [4] Isoz, O. et al.(2010), "Interference Detection and Localization in GPS L1 Band" *Proc. of the 2010 International Technical Meeting of The Institute of Navigation*, pp. 925-929.  
 [5] Kirsteins, I. P.(1987), "High-resolution time delay estimation" *Proc. Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 451 - 454.  
 [6] Kirteins, I. P. and Kot, A. C.(1990), "Performance analysis of a high resolution time delay estimation algorithm" *Proc. Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 2767 - 2770.  
 [7] Knapp, C. and Carter, C.(1976), "The generalized correlation method for estimation of time delay", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 25, No. 4, pp. 320-327.  
 [8] Manabe, T. and Takai, H.(1992), "Superresolution of multipath delay profiles measured by PN correlation method" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol.40, No.5, pp. 500 - 509.  
 [9] Pallas, M. and Jourdain, G.(1991), "Active high resolution time delay estimation for large BT signals" *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol. 39, No. 4, pp. 781 - 787.  
 [10] Roy, R. and Kailath, T.(1989), "ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques", *IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 37, No. 7, pp. 984-994.  
 [11] Sarkar, T. K. and Pereira, O.(1994), "Using the Matrix Pencil Method to Estimate the Parameters of a Sum of Complex Exponentials", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 37, No. 1, pp. 48-54.  
 [12] Schmidt, R. O.(1986), "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 34, No. 3, pp. 276-280.

원고접수일 : 2012년 07월 20일  
 심사완료일 : 2012년 10월 30일  
 원고채택일 : 2012년 12월 07일