

대역 확산 신호를 위한 고유치 해석 기반의 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘

박형래*, 신준호*

Eigen-Analysis Based Super-Resolution Time Delay Estimation Algorithms for Spread Spectrum Signals

Hyung-Rae Park*, Joon-Ho Shin*

요약

본 논문에서는 대역 확산 신호를 위한 고유치 해석 기반의 초 분해능 지연 시간 추정(super-resolution time delay estimation) 알고리즘을 개발하고 각 알고리즘의 성능을 비교, 분석한다. 먼저, 고유치 해석 기반의 대표적인 도래각 추정 알고리즘인 MUSIC, ESPRIT, Minimum-Norm을 이용하여 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하고 직접 대역확산 방식의 ISO/IEC 24730-2.1 실시간 위치 추적 시스템(real-time locating system: RTLS)에 적용하여 RTLS 환경에서 각 알고리즘의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다. 시뮬레이션 결과로부터 세 알고리즘 모두 레일리 분해능 한계 이내로 수신되는 다중 신호의 지연 시간을 모두 분리, 추정함을 알 수 있었다. 그러나, RTLS 환경에서는 MUSIC과 Minimum-Norm의 성능은 서로 비슷하나 ESPRIT은 두 알고리즘에 비해 성능이 현격히 저하됨을 알 수 있다.

Key Words : Super-resolution algorithm, Real-time locating system, Direct sequence spread spectrum, MUSIC, Minimum-Norm, ESPRIT, Time delay estimation, AOA estimation, Reader

ABSTRACT

In this paper the super-resolution time delay estimation algorithms based on eigen-analysis are developed for spread spectrum signals along with their comparative performance analysis. First, we shall develop super-resolution time delay estimation algorithms using the representative eigen-analysis based AOA (angle-of-arrival) estimation algorithms such as MUSIC, Minimum-Norm, and ESPRIT, and apply them to the ISO/IEC 24730-2.1 real-time locating system (RTLS) employing a direct sequence spread spectrum (DS-SS) technique to compare their performances in RTLS environments. Simulation results illustrate that all the three algorithms can resolve multipath signals whose delay differences are even smaller than the Rayleigh resolution limit. Simulation results also show that MUSIC and Minimum-Norm provide a similar performance while ESPRIT is inferior to both algorithms in RTLS environments.

I. 서론

최근 들어 실시간으로 물체의 위치를 추적하는 RTLS 시스템의 개발이 활발히 진행되고 있다^[1]. 대

부분의 RTLS 시스템은 여러 곳에 위치한 리더(reader)에서 신호의 지연 시간을 추정하고 추정된 지연 시간을 거리로 환산하여 목표물의 위치를 추정한다. 일반적으로 위치 추정의 정확도 즉, 지연 시간 추

♦ First Author : 한국항공대학교 정보통신공학과 이동통신연구실, hrpark@kau.ac.kr, 종신회원

* LG CNS 임베디드 기술 그룹, joonho@lgcns.com, 정회원

논문번호 : KICS2013-07-312, 접수일자 : 2013년 7월 30일, 심사일자 : 2013년 9월 25일, 최종논문접수일자 : 2013년 11월 12일

정의 정확도는 신호의 대역폭에 비례하여 증가하므로 대부분의 RTLS 시스템은 대역폭이 넓은 직접 대역 확산(direct sequence spread spectrum: DS-SS) 방식을 채택한다^[1]. 직접 대역 확산 신호에 대한 기존의 방식은 상관기의 최대 출력에 해당하는 시간을 신호의 지연 시간으로 추정한다. 그러나, 이 방식은 다중 경로들이 한 칩(chip) 이내로 근접해서 수신될 경우에는 성능이 급격히 저하되는 문제점이 있다.

한편, 초 분해능 도래각 추정 알고리즘은 안테나 어레이를 이용해, 레일리 분해능 한계(Rayleigh resolution limit) 이내로 근접해서 입사하는 신호들의 도래 방향을 분리, 추정할 수 있으며 MUSIC, Minimum-Norm, ESPRIT 등의 고유치 해석에 기반을 둔 알고리즘들이 가장 대표적이다^[2-4]. 이와 같은 초 분해능 도래각 추정 알고리즘을 지연 시간 추정에 적용할 경우 한 칩 이내로 근접해서 수신되는 다중 경로들의 지연 시간을 분리, 추정할 수 있는 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 구현할 수 있다^[5-10]. Z. Hou 등은 AR(auto-regressive) 방식을 이용하여 최초로 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하였고^[5] A. M. Bruckstein 등은 MUSIC을 이용하여 시간 영역에서의 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하였다^[6]. 그러나, 다중 경로 신호의 상관도가 매우 높을 경우에는 신호 공분산 행렬(signal covariance matrix)의 계수가 감소하므로 시간 영역의 알고리즘은 대부분의 다중 경로 환경에서 사용할 수 없다^[7,8]. M. A. Pallas 등은 FBLP(forward-backward linear prediction) 알고리즘을 주파수 영역에 적용하여 성능을 분석하였으며^[9] F. X. Ge 등은 주파수 영역에서 MUSIC 알고리즘을 신호의 스펙트럼을 모르는 수동 시스템(passive system)에 적용하였다^[10]. 위에 언급한 바와 같이 MUSIC, Minimum-Norm, ESPRIT 등 각각의 알고리즘을 이용하여 지연 시간을 추정한 사례는 간혹 있었으나 RTLS 환경에서 대표적인 세 가지 알고리즘의 성능을 비교, 분석한 사례는 전혀 없었다. 한편, 실시간 위치 추적 시스템은 능동 시스템이므로 신호의 역 콘볼루션 과정을 통해 조정 행렬(steering matrix)을 Vandermond 행렬로 변환시킬 수 있으며 따라서 도래각 추정에 사용하는 공간 평균(spatial averaging) 기법을 적용함으로써 상관관계가 높은 다중 경로 환경에서도 다중 신호의 지연 시간을 각각 분리, 추정할 수 있다^[7,8,11,12].

따라서, 본 논문에서는 대표적인 초 분해능 도래각 추정 알고리즘인 MUSIC, Minimum-Norm,

ESPRIT을 지연 시간 추정에 적용하여 주파수 영역에서의 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하고 RTLS 환경에서 성능을 비교, 분석한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 직접 대역 확산 신호 모델을 고찰하고 III장에서는 MUSIC, Minimum-Norm, ESPRIT을 적용한 주파수 영역의 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발한다. IV장에서는 개발된 알고리즘들을 RTLS 환경에서 직접 대역 확산 방식의 ISO/IEC 24730-2.1 RTLS 시스템에 적용하여 성능을 비교, 분석하며 V장에서 결론을 맺는다.

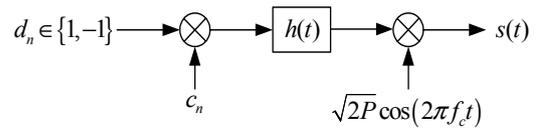


Fig. 1. A DS-SS transmitter employing BPSK modulation and BPSK spreading

II. 지연 시간 추정 신호 모델

그림 1은 BPSK 변조와 BPSK 확산 방식을 채택한 직접 대역 확산 방식의 송신기 구조를 나타낸 것이다. 그림에서 d_n 은 데이터 심볼, c_n 은 확산 코드, $h(t)$ 는 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 함수, P 는 송신 전력, f_c 는 중심 주파수를 각각 나타낸다. 이 때, 송신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{2P} \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m d_{\lfloor m/SF \rfloor} h(t - mT_c) \cos(2\pi f_c t) \quad (1)$$

위 식에서 $\lfloor x \rfloor$ 는 $-\infty$ 방향으로 x 에 가장 근접한 정수이며 SF는 확산 계수(spreading factor), T_c 는 칩 주기를 나타낸다. 다중 경로 페이딩 환경에서 수신기 정합 필터를 통과한 기저 대역 수신 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$u(t) = \sqrt{P} \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\varphi_l} \sum_{m=-\infty}^{\infty} d_{\lfloor m/SF \rfloor} c_m r(t - mT_c - \tau_l) + \alpha(t) \quad (2)$$

위 식에서 L 은 다중 경로의 수, α_l 과 φ_l 은 l 번째 경로의 진폭과 위상, τ_l 은 지연 시간, $w(t)$ 는 평균이 0인 복소 가우시안 잡음을 각각 나타낸다. $r(t)$ 는 펄스 성형 필터와 수신 정합 필터의 콘볼루션 즉, $r(t) = h(t) * h(-t)$ 로 주어지며 $r(0) = 1$ 로 가정한다. 이 때 잡음 전력은 다음과 같이 주어지며

$$E\left[|\omega(t)|^2\right] = N_o \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (3)$$

위 식에서 N_o 은 잡음 전력 밀도이고 $H(f) = F[h(t)]$ ($F[\cdot]$: 푸리에 변환)이다. 그림에서 i 번째 심볼 구간에서의 상관기 출력은 다음과 같이 등가적으로 표현할 수 있다.

$$y(t) \approx \sqrt{P} d_i \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\phi_l} r(t - \tau_l) + n(t) \quad (4)$$

위 식에서 $n(t)$ 는 평균이 0인 가우시안 잡음을 나타내며 $E\left[|n(t)|^2\right] \approx E\left[|\omega(t)|^2\right] / SF$ 의 관계를 갖는다. 식(4)에 대해 푸리에 변환을 취하게 되면 다음과 같은 식을 얻을 수 있으며

$$x(f) = \sqrt{P} d_i \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\phi_l - j2\pi f \tau_l} \gamma(f) + \beta(f) \quad (5)$$

$\gamma(f) = F[r(t)]$, $\beta(f) = F[n(t)]$ 이다.

III. 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘

RTLS 신호는 일반적으로 존속시간이 매우 짧으므로 상관기 출력을 구하기 위해 정합 필터 (혹은 수동 상관기)를 사용한다. 정합 필터의 탭 간격을 ΔT 라고 할 때 한 심볼 구간 당 $SF \times T_c / \Delta T$ 개의 상관기 출력 샘플을 얻는다. 다중 경로의 지연 시간은 최대 상관값 근처에 존재하므로 공분산 행렬을 추정하기 위해 최대 상관값 부근의 출력 샘플들을 선택해야 한다. 시간 영역에서 선택된 N 개의 상관기 출력 샘플들에 대해 푸리에 변환을 취하면 다음과 같다.

$$x(k) = \sqrt{P} d_i \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\phi_l} e^{-j2\pi \tau_l k / N} \gamma(k) + \beta(k), \quad (6)$$

위 식에서 $\gamma(k) = F[r(n)]$ 이고 $k = 0, 1, \dots, N-1$ 이다. RTLS 시스템에서 $\gamma(k)$ 는 주어지므로 $x(k)$ 는 등가적으로 다음과 같이 표현할 수 있으며

$$x(k) = \sqrt{P} d_i \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\phi_l} e^{-j2\pi \tau_l k / N} + n(k) \quad (7)$$

이 때 $n(k) = \beta(k) / \gamma(k)$ 이다. 위 식으로부터 주파수 영역에서의 지연 시간 추정은 주파수 추정과 동일함을 알 수 있다. 일반적으로 지연 시간 추정에서 ΔT 는 칩 간격 T_c 보다 작으므로 $\gamma(k)$ 는 신호의 대역폭을 벗어나면 급격히 감소하며 따라서 신호 대 잡음비의 감소를 피하기 위해 $k = N/2$ 를 중심으로 신호의 대역폭을 고려해서 주파수 샘플들을

선택해야 한다. 선택된 주파수 샘플들은 다음과 같이 벡터의 형태로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n}. \quad (8)$$

위 식에서 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \ \mathbf{a}_2 \ \dots \ \mathbf{a}_L]$ 는 조정 행렬이며 1번째 열 벡터는 조정 벡터(steering vector)로서 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{a}_l = [1 \ e^{-j2\pi \tau_l / N} \ \dots \ e^{-j2\pi \tau_l (M-1) / N}]^T \quad (9)$$

위 식에서 첨자 \mathbf{T} 는 전치(transpose) 행렬을 나타내며 \mathbf{M} 은 선택된 주파수 샘플의 수이다. 또한, 신호벡터 \mathbf{s} 는 다음과 같이 주어지며

$$\mathbf{s} = \sqrt{P} d_i [\alpha_1 e^{j\phi_1} \ \alpha_2 e^{j\phi_2} \ \dots \ \alpha_L e^{j\phi_L}]^T \quad (10)$$

따라서, 수신 신호의 공분산 행렬은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \mathbf{\Gamma}_n \quad (11)$$

위 식에서 신호 공분산 행렬 \mathbf{S} 와 잡음 공분산 행렬 $\mathbf{\Gamma}_n$ 은 각각 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]$, $E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H]$ 이며 첨자 \mathbf{H} 는 Hermitian transpose를 나타낸다. 실제 고유치 분해에 사용되는 공분산 행렬은 여러 개의 심볼로부터 구해진 스냅 샷 벡터들을 이용해 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^H \quad (12)$$

위 식에서 \mathbf{K} 는 스냅 샷 벡터의 수를 나타낸다. 한편, 다중 경로 환경에서는 신호의 상관도가 매우 높으므로 행렬 \mathbf{S} 의 계수는 1이 된다. 그러나 식(9)에서 알 수 있듯이 조정 행렬 \mathbf{A} 가 Vandermond 행렬이므로 도래각 추정에 사용되는 공간 평균 기법을 적용하여 \mathbf{S} 의 계수를 복원할 수 있다^{[11],[12]}. 먼저, 모든 신호의 상관도가 서로 매우 낮다고 가정한다.

3.1. MUSIC

공분산 행렬 $\hat{\mathbf{R}}$ 에 대해 고유치 분해(eigen-decomposition)를 수행하면 L 개의 신호 부공간 고유 벡터(signal subspace eigenvector)와 $M-L$ 개의 잡음 부공간 고유 벡터(noise subspace eigenvector)를 얻을 수 있다^[2,3]. 이 때, 공분산 행렬의 추정이 완벽하다면 조정 벡터 \mathbf{a}_l 은 신호 부공간에 속하므로 잡음 부공간과 직교한다. 따라서 임의의 조정 벡터를 구성하여 잡음 부공간에 투사(projection)한 후, 거리가 가장 짧은 $\mathbf{a}(\tau)$ 에 해당하

는 τ 를 선택함으로써 지연 시간을 추정할 수 있다. MUSIC 의 스펙트럼은 다음과 같이 주어지며

$$SP_{MU}(\tau) = \frac{\mathbf{a}^H(\tau)\mathbf{a}(\tau)}{\sum_{l=L+1}^M |\mathbf{a}^H(\tau)\mathbf{v}_k|^2} \quad (13)$$

이 때, $\mathbf{v}_k, k = L+1, \dots, M$ 는 $\hat{\mathbf{R}}$ 의 잡음 부공간 고유 벡터이다.

3.2. Minimum-Norm

MUSIC 이 잡음 부공간 고유 벡터를 모두 사용하는 반면, Minimum-Norm 은 다음과 같이 신호 부 공간에 직교하는 단일 벡터를 사용한다. 즉,

$$\mathbf{E}_s^H \mathbf{d} = \mathbf{0} \quad (14)$$

위 식에서 $\mathbf{E}_s = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \dots \ \mathbf{v}_L]$ 이며 벡터 \mathbf{d} 는 $d_1 = 1$ 이고 $\|\mathbf{d}\|_2^2$ 를 최소화 한다. 식(14)를 만족하는 \mathbf{d} 는 다음과 같이 주어지며^[3]

$$\mathbf{d} = \begin{bmatrix} 1 \\ \dots \\ -\mathbf{B}\mathbf{g}^* / (1 - \mathbf{g}^H \mathbf{g}) \end{bmatrix} \quad (15)$$

위 식에서 행렬 \mathbf{B} 와 벡터 \mathbf{g} 는 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} v_{21} & v_{22} & \dots & v_{2L} \\ v_{31} & v_{32} & \dots & v_{3L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{M1} & v_{M2} & \dots & v_{ML} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\mathbf{g} = [v_{11} \ v_{21} \ \dots \ v_{L1}]^T \quad (17)$$

Minimum-Norm 의 스펙트럼은 다음과 같이 주어진다.

$$SP_{MN}(\tau) = \frac{\mathbf{a}^H(\tau)\mathbf{a}(\tau)}{\mathbf{a}^H(\tau)\mathbf{d}\mathbf{d}^H\mathbf{a}(\tau)} \quad (18)$$

3.3. ESPRIT

도래각 추정에서 ESPRIT은 두 개의 동일한 부 그룹(sub-group)을 이용하며 이 개념은 지연 시간 추정에도 적용할 수 있다. 선택된 M 개의 주파수 샘플들을 두 개의 동일한 부 그룹으로 나누면 각 부 그룹에서의 신호 벡터를 다음과 같이 표현할 수 있다^[8].

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \mathbf{A}_1 \mathbf{s} + \mathbf{n}_x \\ \mathbf{y} &= \mathbf{A}_1 \Phi \mathbf{s} + \mathbf{n}_y \end{aligned} \quad (19)$$

식(19)에서 \mathbf{A}_1 의 l 번째 열과 행렬 Φ 는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{a}_l = [1 \ e^{-j2\pi\tau_1/N} \ \dots \ e^{-j2\pi\tau_l(M-2)/N}]^T \quad (20)$$

$$\Phi = \text{diag}[e^{-j2\pi\tau_1/N} \ e^{-j2\pi\tau_2/N} \ \dots \ e^{-j2\pi\tau_L/N}] \quad (21)$$

이 때, 두 벡터의 자기 공분산 행렬과 상호 공분산 행렬은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{A}_1 \mathbf{S} \mathbf{A}_1^H + \Gamma_{n,x} = \mathbf{C}_{xx} + \Gamma_{n,x} \quad (22)$$

$$\mathbf{R}_{xy} = E[\mathbf{x}\mathbf{y}^H] = \mathbf{A}_1 \mathbf{S} \Phi^H \mathbf{A}_1^H + \Gamma_{n,y} = \mathbf{C}_{xy} + \Gamma_{n,y} \quad (23)$$

이때 $\Gamma_{xx} = E[\mathbf{n}_x \mathbf{n}_x^H]$, $\Gamma_{xy} = E[\mathbf{n}_x \mathbf{n}_y^H]$ 이다.

먼저, 신호의 상관도가 낮을 경우 \mathbf{C}_{xx} 와 \mathbf{C}_{xy} 의 L 개의 일반화된 고유값은 $\gamma_l = e^{-j2\pi\tau_l/N}$ 으로 주어지며 따라서 지연 시간은 다음과 같이 구할 수 있다^[4,8].

$$\tau_l = \frac{jN \ln \gamma_l}{2\pi} \Delta T \quad (24)$$

일반적으로 상관기 출력의 신호대 잡음비가 비교적 크므로 샘플 공분산 행렬 $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ 와 $\hat{\mathbf{R}}_{xy}$ 의 일반화된 고유값을 이용해 지연 시간을 추정한다. 그림 2는 주파수 영역에서 고유치 해석 기반의 초 분해능 알고리즘의 순서도를 나타낸 것이다.

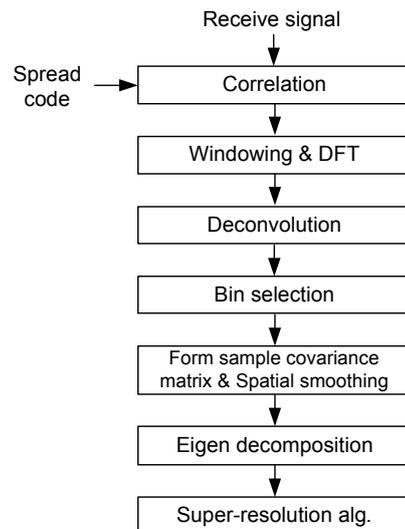


Fig 2. Super-resolution time delay estimation algorithm

3.4. 공간 평균 (spatial averaging) 기법

RTLS 환경에서 신호의 상관 행렬 $S = E[ss^H]$ 의 계수는 시간 영역에서와 같이 거의 1이 되며 이 경우 대부분의 초 분해능 알고리즘들은 다중 경로의 지연 시간을 정확히 추정하지 못한다. 그러나 식(9)와 (20)에서 알 수 있듯이 시간 영역과 달리 주파수 영역에서는 조정 행렬이 Vandermond 행렬이 되므로 도래각 추정에 사용되는 공간 평균 기법^[11,12]을 적용함으로써 S의 계수를 복원할 수 있다^[7,8].

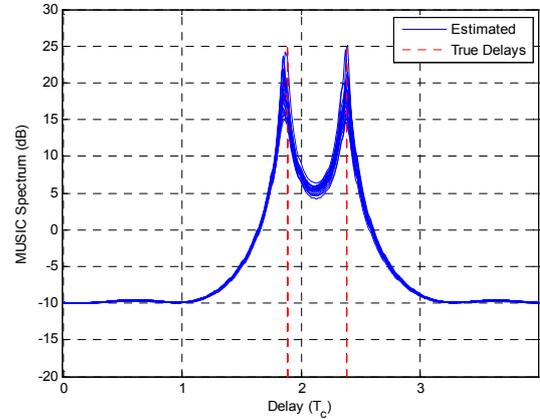
IV. 시뮬레이션 및 성능 분석

IV 장에서는 MUSIC, Minimum-Norm, ESPRIT을 ISO/IEC 24730-2.1 RTLS 시스템에 적용하여 여러 가지 RTLS 환경에서 지연 시간 추정 성능을 비교, 분석한다. 시뮬레이션에서 다중 경로의 수는 2이고 신호의 수는 정확히 안다고 가정하였다. 또한, 두 신호의 세기는 동일하고 신호의 위상차는 90도로 설정하였으며 RTLS 환경을 고려하여 신호의 세기와 위상차는 일정하다고 가정하였다. 펄스 성형 필터와 수신기 필터는 모두 roll-off 계수가 0.9인 RRC (root-raised cosine) 필터를 사용하였다. 정합 필터의 탭 간격은 $0.5 T_c$, DFT 크기는 16이고 4번에서 14번까지의 DFT 샘플을 선택하여 공분산 행렬을 추정하였다. 공분산 행렬 S의 계수를 복원하기 위해 순방향-역방향 공간 평균 알고리즘을 적용하였으며 [12] 공간 평균을 위한 부 어레이의 수는 2로 설정하였다. ESPRIT의 경우 단위 원의 원주로부터 가장 가까운 두 개의 일반화된 고유 값을 선택하여 가상적인 스펙트럼을 도출하였으며 스펙트럼의 계산에 사용된 식은 다음과 같다.

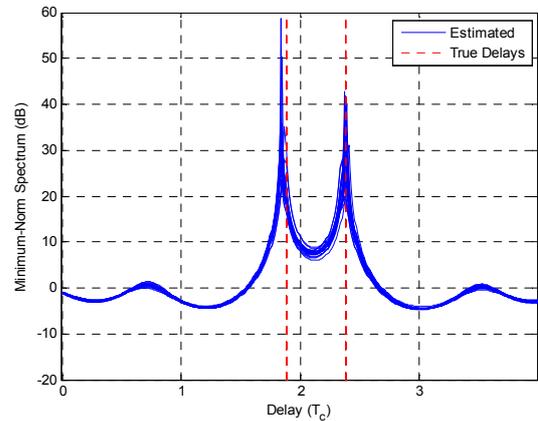
$$SP = -10 \log |1 - |\lambda|| \quad (25)$$

그림 3과 4는 신호의 상관도가 1인 코히어런트 다중 경로 환경에서 20회 독립 시행한 지연 시간 추정 결과를 도출한 것이다. 시뮬레이션 시 상관기 입력단에서의 총 신호 대 잡음비는 0dB이고 스냅샷 벡터의 수는 10으로 설정하였다. 그림으로부터 주어진 환경에서 MUSIC과 Minimum-Norm은 두 신호의 지연 시간을 완벽히 분리, 추정하는 반면, ESPRIT은 가끔 오차가 매우 큰 추정 결과 (spurious peak)가 발생함을 알 수 있다. 그림 5는 스냅샷 벡터의 수가 1인 경우에 20회 독립 시행한 결과를 도출한 것이다. 그림으로부터 스냅샷 벡터의

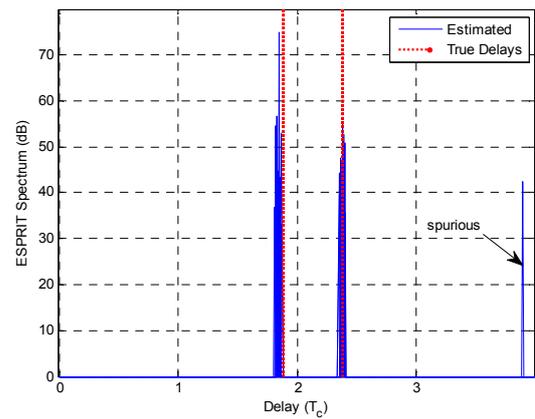
수가 1인 경우에도 MUSIC과 Minimum-Norm은 20회 모두 두 신호의 지연 시간을 분리, 추정하였으나 ESPRIT은 대부분의 경우 실패하였음을 알 수 있다.



(a) MUSIC



(b) Minimum-Norm



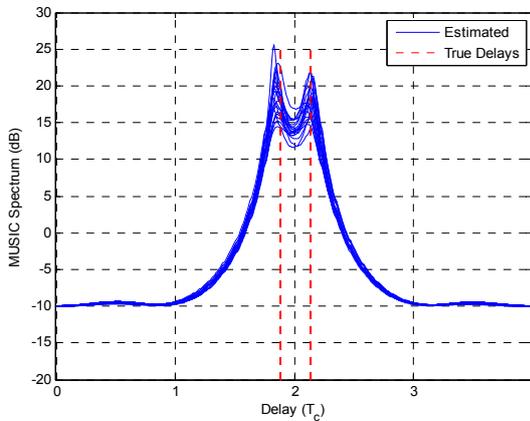
(c) ESPRIT

Fig. 3. Performance comparison of MUSIC, Minimum-Norm, ESPRIT (SNR=0dB, no. of snapshots = 10, $\Delta\tau = 0.5T_c$)

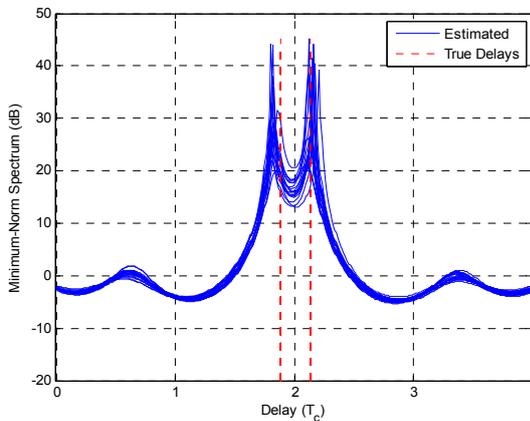
위의 결과는 세 알고리즘 모두 비슷한 성능을 나타내는 도래각 추정과 다름을 알 수 있으며 이는

ESPRIT의 경우 도래각 추정에서의 달리 \hat{C} 와 \hat{C}^{xy} 를 사용하는 대신 \hat{R}_{xx} 와 \hat{R}_{xy} 를 사용함으로 인해 성능이 저하된 것으로 해석할 수 있다.

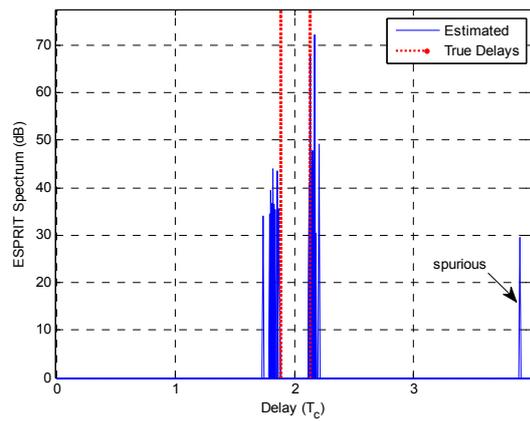
행한 결과의 표준 편차와 편의를 나타낸 것이다. 그림으로부터 MUSIC이 Minimum-Norm에 비해 표준 편차 측면에서 미세하게 우수함을 알 수 있다.



(a) MUSIC



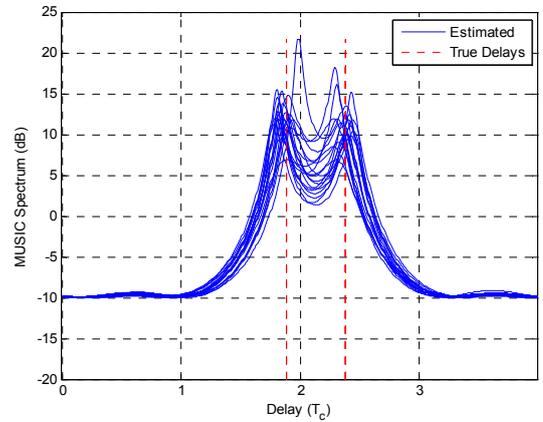
(b) Minimum-Norm



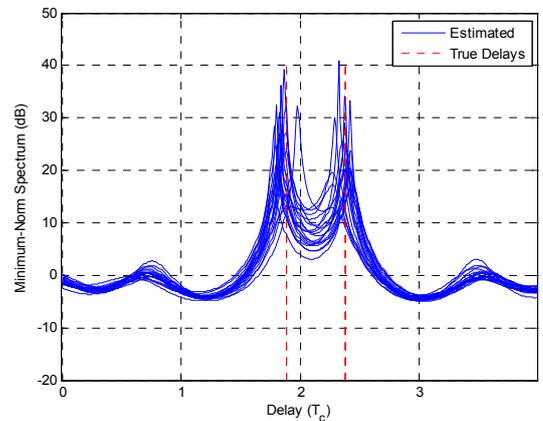
(c) ESPRIT

Fig. 4. Performance comparison of MUSIC, Minimum-Norm, ESPRIT (SNR=0dB, no. of snapshots = 10, $\Delta\tau = 0.25T_c$)

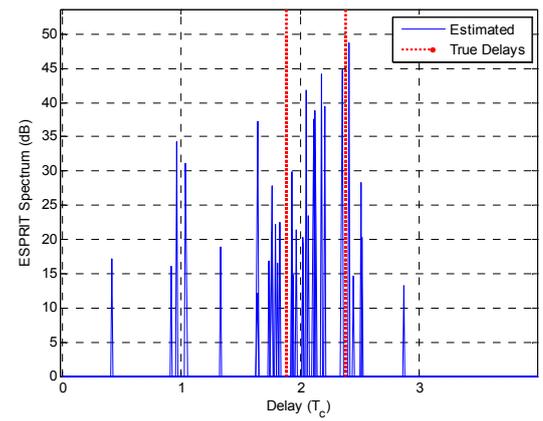
그림 6과 7은 지연 시간의 차가 $0.5T_c$ 일 때 MUSIC과 Minimum-Norm에 대해 500회 독립 시



(a) MUSIC

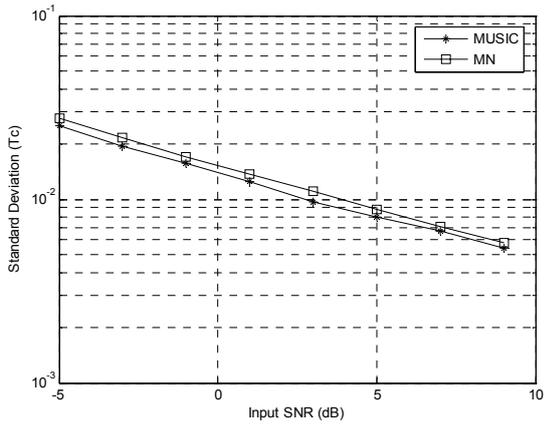


(b) Minimum-Norm

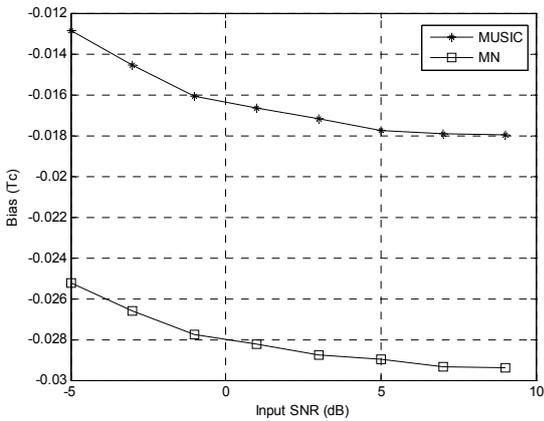


(c) ESPRIT

Fig. 5. Performance comparison of MUSIC, Minimum-Norm, ESPRIT (SNR=0dB, no. of snapshots = 1, $\Delta\tau = 0.5T_c$)



(a) Standard deviation



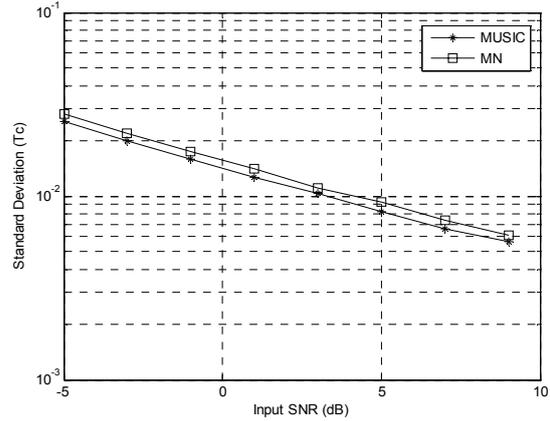
(b) Bias

Fig. 6. Standard deviations and biases of MUSIC and Minimum-Norm for signal 1 (no. of snapshots = 10, $\Delta\tau = 0.5T_c$)

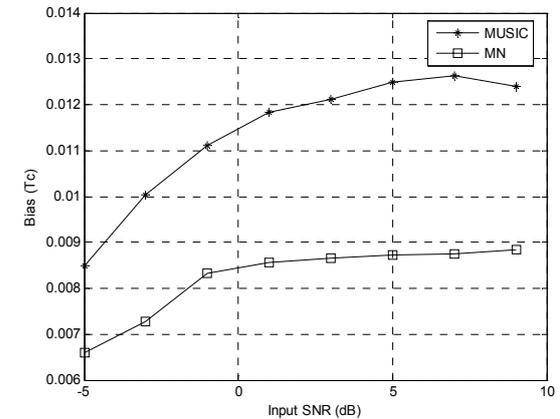
반면, 편위 측면에서는 두 알고리즘이 각각의 신호에 대해 서로 다른 성능을 나타낸다. 즉, 신호 1에 대해서는 MUSIC이 Minimum-Norm보다 편위가 작지만 신호 2에 대해서는 MUSIC의 편위가 약간 큼을 알 수 있다. 그러나, 전체적으로 MUSIC과 Minimum-Norm은 성능이 거의 비슷함을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 MUSIC, Minimum-Norm, ESPRIT 등 대표적인 초 분해능 도래각 추정 알고리즘을 지연 시간 추정에 적용하여 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하고 RTLS 환경에서 알고리즘의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하였다. 시뮬레이션 결과, 세 알고리즘 모두 레일리 분해능 한계 이내로 근접한 신호들의 지연 시간을 분리,



(a) Standard deviation



(b) Bias

Fig. 7. Standard deviations and biases of MUSIC and Minimum-Norm for signal 2 (no. of snapshots = 10, $\Delta\tau = 0.5T_c$)

추정할 수 있음을 확인하였다. 또한, RTLS 환경에서 MUSIC과 Minimum-Norm의 성능은 표준 편차와 편위 측면에서 서로 비슷한 성능을 나타낸 반면, ESPRIT의 경우는 두 알고리즘에 비해 성능이 현저히 떨어짐을 알 수 있었다. 또한, ESPRIT은 가끔 오차가 매우 큰 결과 (spurious peaks)를 나타냈으며 특히 스냅 샷의 수가 1일 때 MUSIC과 Minimum-Norm에 비해 성능 저하가 매우 심함을 알 수 있었다. 결국 ESPRIT을 RTLS 환경에 효율적으로 적용하기 위해서는 신호의 자기 공분산 행렬과 상호 공분산 행렬을 정확히 추정하는 방법이 선행되어야 함을 알 수 있다.

References

[1] ISO/IEC, *Information Theory - Real Time Locating System (RTLS)*, ISO/IEC 24730-2,

2006.

[2] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, no. 3, pp. 276-280, Mar. 1986.

[3] R. Kumaresan and D. W. Tufts, "Estimating the angles of arrival of multiple plane waves," *IEEE Trans. AES*, vol. AES-19, no. 1, pp. 134-139, Jan. 1983.

[4] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT - Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Trans. ASSP*, vol. 37, no. 7, pp. 984-995, July 1989.

[5] Z. Hou and Z. Wu, "A new method for high resolution estimation of time delay," in *Proc. ICASSP*, pp. 420-423, Paris, France, May 1982.

[6] A. M. Bruckstein, T. J. Shan, and T. Kailath, "The resolution of overlapping echoes," *IEEE Trans. ASSP*, vol. ASSP-33, no. 6, pp. 1357-1367, June 1985.

[7] J. H. Shin, S. I. Myong, E. Y. Chang, and H. R. Park, "A super-resolution time delay estimation algorithm for spread spectrum signals," *J. KICS*, vol. 37A, no. 2, pp. 119-127, Feb. 2012.

[8] J. H. Shin, H. R. Park, and E. Y. Chang, "An ESPRIT-based super-resolution time delay estimation algorithm for real-time locating systems," *J. KICS*, vol. 38A, no. 4, pp. 310-317, Apr. 2013.

[9] M. A. Pallas and G. Jourdain, "Active high resolution time delay estimation for large BT signals," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 39, no. 4, pp. 781-788, Apr. 1991.

[10] F. X. Ge, D. Shen, Y. Peng, and V. O. K. Li, "Super-resolution time delay estimation in multipath environments," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 54, no. 9, pp. 1977-1986, Sep. 2007.

[11] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," *IEEE Trans. ASSP*, vol. 33, no. 8, pp. 806-811, Aug. 1985.

[12] R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis,

and L. H. Sibul, "An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment," *IEEE Trans. ASSP*, vol. 36, no. 4, pp. 425-432, Apr. 1988.

박 형 래 (Hyung-Rae Park)



1982년 2월 한국항공대학교 전자공학과 학사
 1985년 8월 연세대학교 전자공학과 석사
 1993년 미국 Syracuse Univ. 전자공학과 박사
 1985년~1999년 한국전자통신연구원 신호기술연구실 실장

1999년~2001년 (주)씨앤에스테크놀로지 전무이사
 2001년~현재 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 교수
 <관심분야> 신호처리, CDMA 모델 설계, 스마트 안테나, 이동통신시스템 설계 등

신 준 호 (Joon-Ho Shin)



2010년 2월 한국항공대학교 정보통신공학과 학사
 2012년 2월 한국항공대학교 정보통신공학과 석사
 2012년 2월~현재 LG CNS 근무
 <관심분야> 신호처리, MIMO, CDMA, RTLS