

대역 확산 신호를 위한 지연 시간 추정 알고리즘

준회원 신준호*, 정회원 명승일**, 종신회원 장은영***, 정회원 박형래*

A Super-Resolution Time Delay Estimation Algorithm for Spread Spectrum Signals

Joon-Ho Shin ^{*} Associate Member, Seung-Il Myong ^{**} Regular Member,
Eun-young Chang ^{***}, Lifelong Member, Hyung-Rae Park ^{*} Regular Member

요 약

본 논문에서는 대역 확산 (spread spectrum) 방식의 실시간 위치 추적 시스템 (RTLS: real-time locating system)을 위한 초 분해능 지연 시간 추정 (super-resolution time delay estimation) 알고리즘을 개발하고 다중 경로 환경에서 성능을 분석한다. 기존의 코릴레이션 방식은 주변에 장애물이 없는 line-of-sight (LOS) 환경에서는 비교적 정확한 지연 시간 추정이 가능하나 지연 시간의 차이가 한 칩 이내인 근접 다중 경로 환경에서는 성능이 급격히 저하되는 문제점이 있다. 따라서 본 논문에서는 도래각 추정에 이용되는 MUSIC 알고리즘을 이용하여 근접 다중 경로 환경에서도 신호의 지연 시간을 추정할 수 있는 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하고 이를 ISO/IEC 24730-2.1 RTLS 시스템에 적용하여 성능을 분석한다.

Key Words : Super Resolution Algorithm, Real-Time Locating System, Spread Spectrum, MUSIC, Time Delay Estimation

ABSTRACT

In this paper a super-resolution time delay estimation algorithm is developed for real-time locating systems (RTLSs) that employ a direct-sequence spread spectrum technique, along with its performance analysis in multipath environments. The classical correlation method provides relatively good performance in line-of-sight (LOS) environments but its performance seriously degrades in multipath environments, especially when signals are spaced closer than a PN chip. Therefore we shall develop a super-resolution time delay estimation algorithm that may estimate the time delays of multipath signals even in closely spaced multipath environments using the MUSIC algorithm for direction-of-arrival estimation and analyze its performance by applying the algorithm to the ISO/IEC 24730-2.1 RTLS system.

I. 서 론

최근 들어 물체에 부착된 태그 (tag)로부터 전송된 신호의 지연 시간 (delay time)을 추정함으로써 실시간으로 물체의 위치를 추적하는 실시간 위치 추적 시스템 (RTLS: real-time locating system)의 표준화가 활발히 진행되고 있다^[1]. 일반적으로

RTLS 시스템의 위치 추적 정확도는 신호의 대역폭에 비례하여 증가하므로 대부분의 RTLS 시스템은 신호의 대역폭이 넓은 대역 확산 방식 (spread spectrum technique)을 채택한다.

대역 확산 신호에 대한 기존의 지연 시간 추정 방식은 상관기 (correlator)의 최대 출력에 해당하는

* 한국항공대학교 정보통신공학과 이동통신연구실(Joon-Ho, hrpark@kau.ac.kr), ** 한국전자통신연구원 광가입자기술연구팀 (msi@etri.re.kr), *** 공주대학교 전기전자제어공학부(ceyng@kongju.ac.kr)

논문번호 : KICS2011-09-412, 접수일자 : 2011년 9월 27일, 최종논문접수일자 : 2012년 1월 27일

시간을 수신 신호의 지연 시간으로 추정한다. 이 방식은 주변에 장애물이 없는 LOS (line-of-sight) 환경에서는 비교적 정확한 지연 시간의 추정이 가능하나 다중 경로가 한 칩(chip) 이내로 근접해서 수신될 경우에는 성능이 급격히 저하된다. 따라서 다중 경로 환경에서도 RTLS 시스템이 정확히 동작하기 위해서는 신호가 한 칩 이내의 시간차로 근접해서 수신될 경우에도 지연 시간을 정확히 추정할 수 있는 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘의 개발이 필요하다.

초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘은 기존의 초 분해능 도래각 혹은 주파수 추정 알고리즘을 적용하여 구현할 수 있다^[2-4]. Z. Hou 등은 AR 방식을 이용하여 최초로 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하였고^[5], A. M. Bruckstein 등은 MUSIC 알고리즘을 이용하여 시간 영역에서의 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하였다^[6]. 그러나, 다중 경로 신호는 일반적으로 서로 상관도가 매우 높으므로 공분산 행렬 (covariance matrix)의 rank가 감소될 뿐 아니라 시간 영역에서는 감소된 rank를 복원할 수 없으며, 따라서 시간 영역의 알고리즘은 다중 경로 환경에서는 지연 시간을 정확히 추정할 수 없는 문제점이 있다. 한편, 주파수 영역에서는 지연 시간 추정이 등가적으로 주파수 추정으로 변환되며 공분산 행렬이 Vandermond 행렬이 되므로 도래각 추정에 적용되는 spatial smoothing 기술을 적용하여 공분산 행렬의 rank를 복원함으로써 다중 경로의 도래각을 추정할 수 있다^[7,8]. M. A. Pallas 등은 Minimum-Norm 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].

본 논문에서는 MUSIC 알고리즘을 이용해 주파수 영역에서의 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하고 근접 다중 경로 환경에서 성능을 분석한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 대역 확산 신호의 모델을 고찰하고 III장에서는 MUSIC 알고리즘을 이용한 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발한다. IV장에서는 개발된 알고리즘을 ISO/IEC 24730-2.1 RTLS 시스템에 적용하여 근접 다중 경로 환경에서 지연 시간 추정 성능을 분석하며 V장에서 결론을 맺는다.

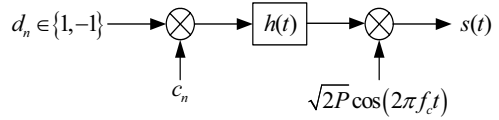


그림 1. BPSK 데이터 변조와 BPSK 확산 방식을 채택한 DS-SS 송신기의 구조
Fig. 1. A Simplified Block Diagram of a DS-SS Transmitter employing BPSK Modulation and BPSK Spreading Technique

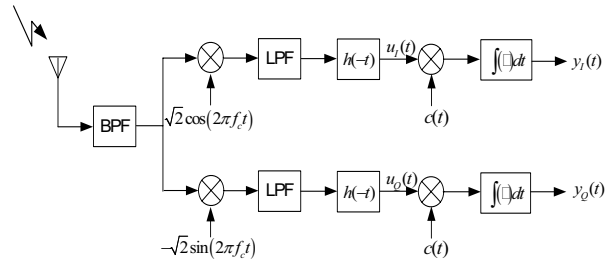


그림 2. BPSK 데이터 변조와 BPSK 확산 방식을 채택한 DS-SS 수신기의 구조
Fig. 2. A Simplified Block Diagram of a DS-SS Receiver employing BPSK Modulation and BPSK Spreading Technique

II. 대역 확산 신호 모델

그림 1은 BPSK 데이터 변조와 BPSK 확산 방식을 채택한 직접 대역 확산 (direct-sequence spread spectrum: DS-SS) 방식의 송신기 구조를 나타낸 것이다. 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.

그림 2는 BPSK 데이터 변조와 BPSK 확산 방식을 채택한 DS-SS 수신기의 간단한 구조를 나타낸다. 다중 경로 페이딩 환경에서 기저 대역 수신 신호는 다음과 같이 주어진다.

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

위 식에서 L 은 다중 경로의 수, α_l 과 ϕ_l 은 l 번

째 경로의 진폭과 위상, τ_l 은 지연 시간, $w(t)$ 는 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. 잡음 전력은 다음과 같이 주어지며

$$E[|\omega(t)|^2] = N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \approx N_0 W \quad (3)$$

위 식에서 N_0 은 잡음 전력 밀도, $H(f) = F[h(t)]$, $W \approx 1/T_c$ 는 신호의 대역폭을 나타낸다. 그림에서 k 번째 심볼 구간에서의 상관기 출력은 다음과 같이 등가적으로 주어진다.

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

위 식에서 $n(t)$ 는 평균이 0인 가우시안 잡음을 나타내며 $E[|n(t)|^2]$ 은 $N_0 W/SF$ 이다. 상관기 출력의 신호 대 잡음비는 상관기 입력단에 비해 확산 계수만큼 향상되므로 일반적으로 상관기 출력을 이용해서 지연 시간을 추정한다. 식(4)에 대해 푸리에 변환을 취하게 되면 다음과 같은 식을 얻을 수 있으며

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

위 식에서 $x(f) = F[y(t)]$, $r(f) = F[r(t)]$, $\beta(f) = F[n(t)]$ 이다. 만일 신호의 스펙트럼을 안다면 식(5)로부터 주파수 영역에서의 지연 시간 추정은 주파수 추정의 형태로 변환됨을 알 수 있다.

III. 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘

3.1. 시간 영역 MUSIC 알고리즘

지연 시간을 추정하기 위해 일반적으로 정합 필터 (혹은 수동 상관기)를 사용하며 이 경우, 한 심볼 구간 당 $SF \times T_c / \Delta t$ (Δt : 상관기 출력간격)개의 상관기 출력을 얻는다. 다중 경로의 지연 시간은 최대 상관값 근처에 존재하므로 공분산 행렬을 추정하기 위해 최대 상관값 근처의 출력 샘플을 선택한다. 식(4)에서 심볼의 극성을 무시할 경우 선택된 상관기의 출력 샘플은 다음과 같은 벡터의 형태로 표현할 수 있다. 즉,

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (6)$$

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

$$\mathbf{a}_l = [r(t_0 - \tau_l) \ r(t_1 - \tau_l) \ \dots \ r(t_{N-1} - \tau_l)]^T \quad (7)$$

또한, 신호벡터 \mathbf{s} 는 다음과 같이 주어지며

$$\mathbf{s} = \sqrt{P} [\alpha_1 e^{j\phi_1} \ \alpha_2 e^{j\phi_2} \ \dots \ \alpha_L e^{j\phi_L}]^T \quad (8)$$

위 식에서 위 첨자 T 는 전치행렬을 나타낸다. 따라서, 수신 신호의 공분산 행렬은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \mathbf{\Gamma}_n \quad (9)$$

위 식에서 $\mathbf{S} = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]$, $\mathbf{\Gamma}_n = E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H]$ 이며 위 첨자 H 는 Hermitian transpose를 나타낸다. 만일, 다중 경로 신호들이 서로 독립적이면 행렬 \mathbf{S} 의 rank는 L 이며 행렬 \mathbf{R} 과 $\mathbf{\Gamma}_n$ 에 대해 일반화된 고유치 분해 (generalized eigen-decomposition)를 수행할 경우 L 개의 신호 부공간 고유 벡터 (signal subspace eigenvector)와 $N-L$ 개의 잡음 부공간 고유 벡터 (noise subspace eigenvector)를 얻을 수 있다^{[2],[3]}. 이 때, 조정 벡터 \mathbf{a} 은 신호 부공간에 속하므로 잡음 부공간과 직교한다. 따라서 임의의 조정 벡터 $\mathbf{a}(\tau)$ 를 구성하여 잡음 부공간에 투사 (projection)한 후, 거리가 가장 짧은 $\mathbf{a}(\tau)$ 에 해당하는 τ 를 선택함으로써 지연 시간을 추정할 수 있다. 따라서 MUSIC 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$SP_{MU}(\tau) = \frac{\mathbf{a}^H(\tau)\mathbf{a}(\tau)}{\sum_{l=L+1}^N |\mathbf{a}^H(\tau)\mathbf{v}_k|^2} \quad (10)$$

위 식에서 \mathbf{v}_k , $k = L+1, \dots, N$ 는 샘플 공분산 행렬 $\hat{\mathbf{R}}$ 의 잡음 부공간 고유 벡터이다. 일반적으로 공분산 행렬은 다음과 같이 상관기 출력을 이용해 추정하며

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H \quad (11)$$

위 식에서 K 는 스냅 샷 수를 나타낸다.

3.2. 주파수 영역 MUSIC 알고리즘

RTLS 환경에서 다중 경로 신호들은 일반적으로 서로 상관도가 매우 높으므로 신호의 상관 행렬 \mathbf{S} 의 rank는 거의 1에 가깝게 된다. 이러한 다중 경로 환경에서는 시간 영역의 MUSIC 알고리즘은 더 이상 신호의 지연 시간을 분리, 추정할 수 없다. 시간 영역에서 선택된 N 개의 상관기 출력 샘플에 대해 푸리에 변환을 수행하면 다음과 같으며

$$x(k) = \sqrt{P} \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\phi_l} e^{-j2\pi\tau_l k/N} \gamma(k) + \beta(k) \quad (12)$$

위 식에서 $r(k) = F[r(n)]$ 이다. RTLS 시스템에서 $r(k)$ 는 주어지므로 $x(k)$ 를 $r(k)$ 로 나누면 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$z(k) = \sqrt{P} \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\phi_l} e^{-j2\pi\tau_l k/N} + \beta(k) / \gamma(k) \quad (13)$$

위 식으로부터 주파수 영역에서 지연 시간 추정 은 주파수 추정과 동일함을 알 수 있다. 시간 영역에서와 같이 선택된 M 개의 주파수 성분을 이용해서 공분산 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{z}\mathbf{z}^H] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \mathbf{\Gamma}_n \quad (14)$$

위 식에서 조정 행렬 \mathbf{A} 의 l 번째 조정 벡터는 다음의 식으로 주어진다.

$$\mathbf{a}_l = [1 \quad e^{-j2\pi\tau_l/N} \quad \dots \quad e^{-j2\pi\tau_l(M-1)/N}]^T \quad (15)$$

주파수 영역에서도 MUSIC 알고리즘의 스펙트럼은 식(10)으로 주어지며 조정 벡터는 식(15)를 이용하여 구할 수 있다. 또한, 주파수 영역에서의 공분산 행렬은 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{z}_k \mathbf{z}_k^H \quad (16)$$

코히어런트 환경에서 신호의 상관 행렬 \mathbf{S} 의 rank는 시간 영역에서와 같이 거의 1이 된다. 그러나 식(15)에서 알 수 있듯이 시간 영역과 달리 조정 행렬 \mathbf{A} 가 Vandermond 행렬이므로 도래각 추정에 사용되는 spatial smoothing 기술^[7,8]을 적용함으

로써 \mathbf{S} 의 rank를 복원할 수 있다. M 개의 주파수 샘플이 있을 때, \overline{M} 개의 샘플로 부 어레이를 구성하면 각각의 부 어레이는 $(1, \dots, \overline{M}), (2, \dots, \overline{M}+1), (M-\overline{M}+1, \dots, M)$ 으로 구성되며 이 때, k 번째 부 어레이에서의 공분산 행렬을 \mathbf{R}_k 라고 하면 spatial smoothing이 적용된 공분산 행렬 $\overline{\mathbf{R}}$ 는 다음과 같이 주어지며,

$$\overline{\mathbf{R}} = \frac{1}{P} \sum_{k=1}^P \mathbf{R}_k \quad (17)$$

$P \geq L$ 인 경우 spatial smoothing이 적용된 신호의 공분산 행렬 $\overline{\mathbf{R}}$ 는 신호의 상관관계에 무관하게 rank가 L 이 된다^[7]. 하지만, spatial smoothing 기법은 어레이의 effective aperture를 감소시키는 단점이 있다. R. T. Williams와 S. Prasad 등은 성능을 개선시킨 forward-backward spatial smoothing 기법을 제안하였으며^[8], 이 때 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$\overline{\mathbf{R}} = \frac{1}{2P} \sum_{k=1}^P (\mathbf{R}_k + \mathbf{J}\mathbf{R}_k^*\mathbf{J}) \quad (18)$$

위 식에서 행렬 \mathbf{J} 는 반사 행렬(reflection matrix)을 나타낸다.

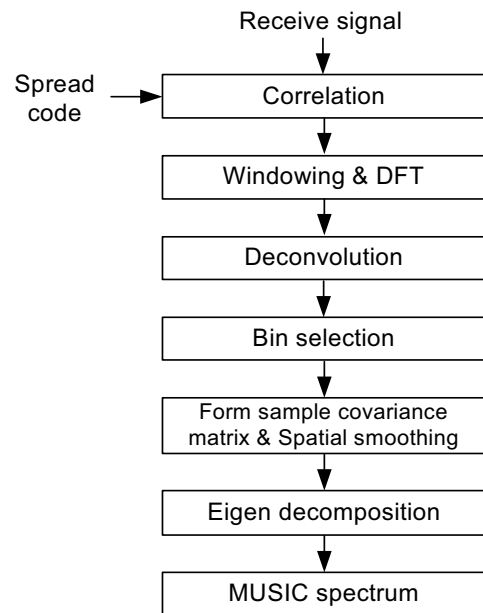


그림 3. 주파수 영역에서의 MUSIC 알고리즘
Fig. 3. Flow Chart of Frequency Domain Music Algorithm

결국, 코히어런트 환경에서는 spatial smoothing 기법을 통해 rank가 복원된 공분산 행렬을 이용하여 다중 경로의 지연 시간을 추정할 수 있으며 Minimum-Norm, ESPRIT 등 여러 가지 알고리즘을 적용하여 지연 시간을 추정할 수 있다.

그림 3은 주파수 영역에서의 MUSIC 알고리즘의 순서도를 나타낸다.

IV. 성능 분석 시뮬레이션

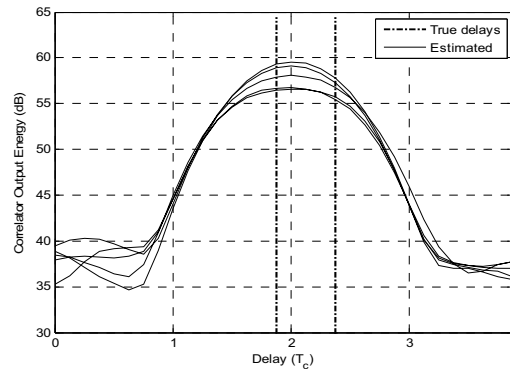
IV 장에서는 ISO/IEC 24730-2.1 RTLS 시스템에 MUSIC 알고리즘을 적용하여 지연 시간 추정 성능을 시뮬레이션을 통해 분석한다. 표 1은 ISO/IEC 24730-2.1 시스템의 주요 물리 계층 파라미터를 나타낸다. 시뮬레이션에서 다중 경로 신호의 세기는 모두 동일하고 신호의 수는 정확히 안다고 가정하였다. 다중 경로의 수는 2이고 신호의 위상차는 90°로 설정하였다. RTLS 환경을 고려하여 지연 시간을 추정하는 동안 신호의 세기는 일정하다고 가정하였다. 상관기의 입력단에서의 신호 대 잡음비는 -5dB로 설정하였으며 따라서 확산 계수를 고려하면 상관기 출력단에서 각 신호의 신호 대 잡음비는 19.1dB이다. 수신 신호의 샘플링 주파수는 칩 전송율의 8배로 설정하였다. 펄스 성형 필터와 수신기 필터는 모두 roll-off 지수가 0.9인 RRC (root-raised cosine) 필터를 사용하였으며 성능 분석을 위해 5번 독립적인 시뮬레이션을 수행하였다. 특별한 언급이 없는 경우 정합 필터의 출력율은 칩 전송율의 2배, 스냅 샷 벡터의 수는 10, DFT 크기는 16이고 공분산 행렬의 구성을 위해 4~14까지의 DFT 샘플을 사용하였다. 코히어런트 환경에서 rank의 복원을 위해 주파수 영역 알고리즘은 forward-backward spatial smoothing 알고리즘을 적용하였으며^[8] spatial smoothing을 위한 부 어레이 (sub-array)의 수는 2로 설정하였다.

표 1. ISO/IEC 24730-2.1 물리 계층 파라미터
Table 1. ISO/IEC 24730-2.1 Physical Layer Parameters

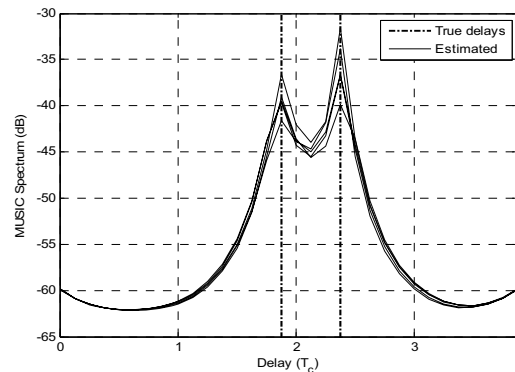
확산 방식	BPSK DS-SS
변조 방식	DBPSK
칩 속도	30.521875Mcps
확산 코드 주기	511
데이터 전송율	59.7Kbps
접수 주파수 대역폭	60MHz
중심 주파수	2441.750MHz
패킷 길이	56, 72, 88, 152 비트

그림 4는 신호의 상관도가 0인 두 신호가 0.5Tc의 시간차로 수신될 때 기존의 코릴레이션 방식과 시간 영역 MUSIC 알고리즘의 성능을 비교한 것이다. 상관기의 출력은 칩 전송율의 8배로 설정하였으며 1~32까지의 상관기 출력을 이용하여 공분산 행렬을 구성하였다. 예상한 바와 같이 코릴레이션 방식은 두 신호의 지연 시간을 분리, 추정하지 못하는 반면, MUSIC 알고리즘은 지연 시간을 정확히 분리 추정함을 알 수 있다.

그림 5는 두 신호의 지연 시간 차가 0.5Tc일 때, 시간 영역 MUSIC 알고리즘과 주파수 영역 MUSIC 알고리즘의 성능을 비교한 것이다. 신호의 상관도는 0이라고 가정하였으며 상관기의 출력은 칩 전송율의 8배로 설정하였다. 시간 영역 알고리즘의 경우 1~32까지의 상관기 출력을 이용하여 공분산 행렬을 구성하였고, 주파수 영역 알고리즘의 경우 1~64까지의 상관기 출력을 선택하여 DFT를 수행하고 28~38까지의 DFT 샘플을 사용하여 공분산 행렬의 구성하였다. 따라서 시간 영역 알고리즘의 경우 공분산 행렬의 크기는 32×32이고 주파수 영역



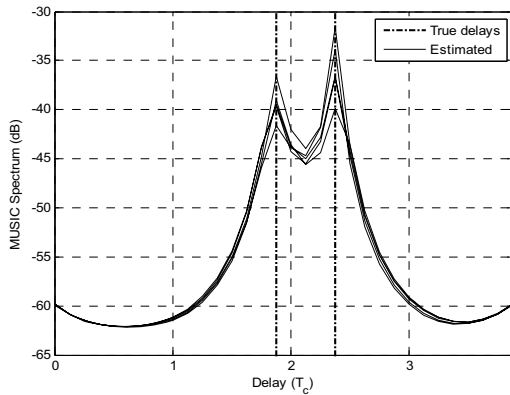
(a) 코릴레이션 방식



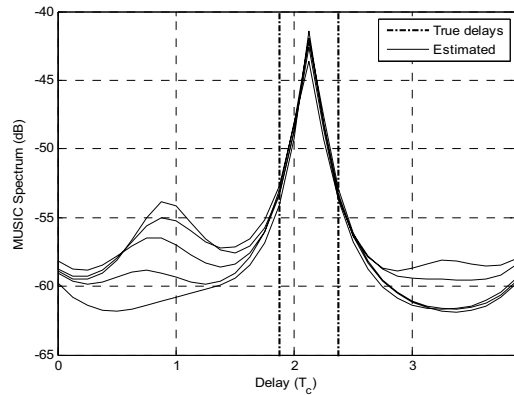
(b) 시간 영역 MUSIC

그림 4. 코릴레이션 방식과 시간 영역 MUSIC 알고리즘의 성능 비교

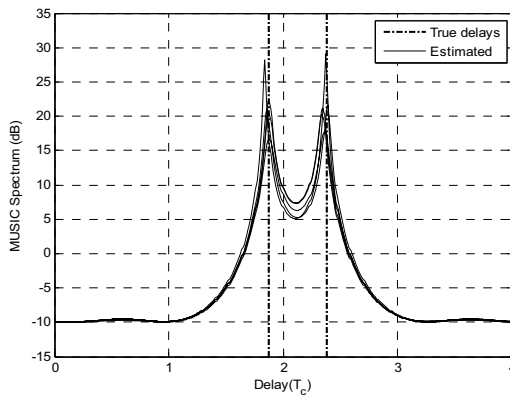
Fig. 4. Performance Comparison between Correlation Method and Time Domain MUSIC Algorithm



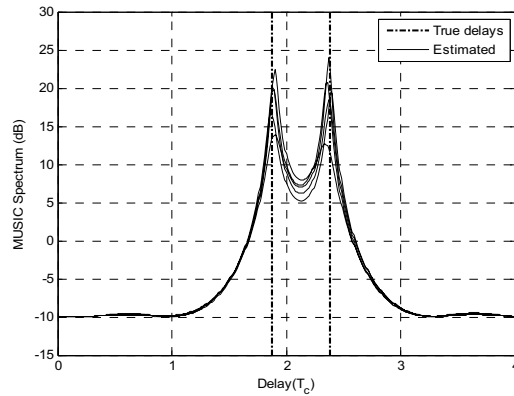
(a) 시간 영역 MUSIC



(a) 시간 영역 MUSIC



(b) 주파수 영역 MUSIC



(b) 주파수 영역 MUSIC

그림 5. 상관도가 0일 때 시간 영역과 주파수 영역 MUSIC 알고리즘의 성능 비교

Fig. 5. Performance Comparison between Time Domain and Frequency Domain MUSIC Algorithms, Signal Correlation=0

알고리즘의 경우는 11×11 이 된다. 그림으로부터 신호의 상관도가 0인 경우, 시간 영역과 주파수 영역 알고리즘 모두 신호의 지연 시간을 정확히 추정함을 알 수 있다. 또한, 주파수 영역의 알고리즘이 보다 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있는데 이는 주파수 영역 알고리즘의 경우 신호가 존재하는 영역 주변의 주파수 성분을 선택 사용함으로써 신호 대 잡음비가 향상될 뿐 아니라 공분산 행렬의 크기가 상대적으로 작아서 행렬 추정에 의한 성능 저하가 적기 때문이다.

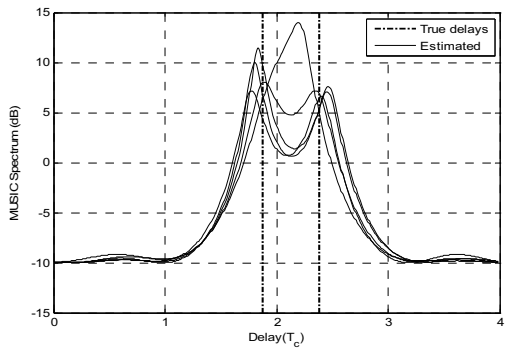
그림 6은 신호의 상관도가 1인 다중 경로 환경에서 시간 영역과 주파수 영역 MUSIC 알고리즘의 성능을 비교한 것이다. 시뮬레이션을 위한 조건은 그림 5와 동일하다. 그림으로부터 시간 영역 MUSIC 알고리즘은 두 신호를 분리, 추정하지 못하는 반면 주파수 영역 알고리즘은 신호의 상관도가 1인 다중 경로 환경에서도 두 신호를 정확히 분리, 추정함을 알 수 있다.

그림 6. 상관도가 1일 때 시간 영역과 주파수 영역 MUSIC 알고리즘의 성능 비교

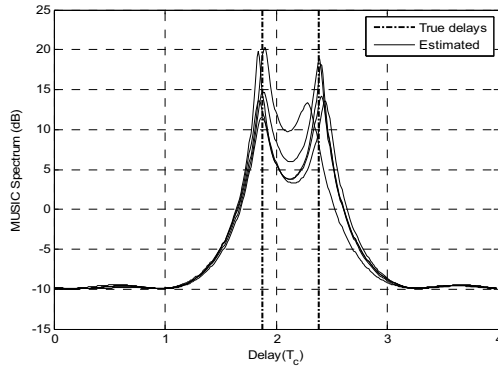
Fig. 6. Performance Comparison between Time Domain and Frequency Domain MUSIC Algorithms, Signal Correlation=1

그림 7은 상관도가 1인 다중 경로 환경에서 여러 가지 스냅 샷 수에 대한 주파수 영역 MUSIC 알고리즘의 성능을 비교한 것이다. 그림으로부터 스냅 샷 수가 5이상일 경우에는 두 신호의 지연 시간을 비교적 정확히 분리 추정하며 스냅 샷 수가 1인 경우에도 대부분 두 신호를 분리 추정함을 알 수 있다.

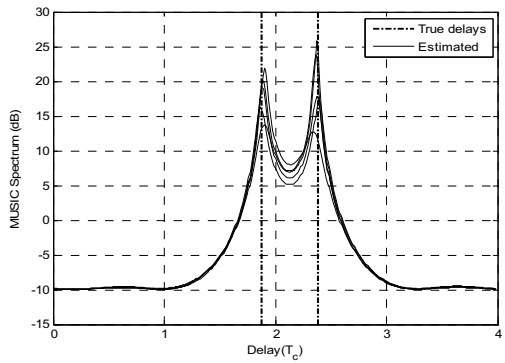
그림 8은 상관도가 1인 다중 경로 환경에서 공분산 행렬의 추정된 rank 수에 따른 성능 변화를 나타낸 것이다. 그림으로부터 추정된 rank의 수가 3일 경우에는 성능의 저하가 거의 발생하지 않은 반면 4이상일 경우에는 추정 시간의 오차가 커질 뿐 아니라, spurious peak에 의해 매우 큰 오차가 발생할 가능성이 높아짐을 알 수 있다.



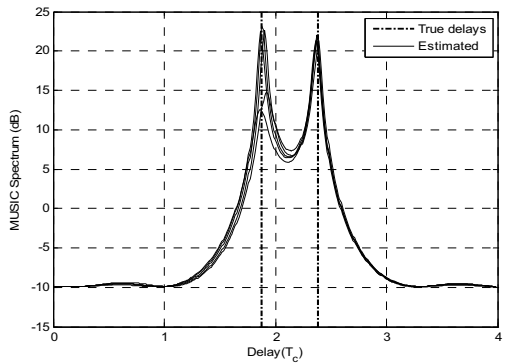
(a) 스냅 샷 수 = 1



(b) 스냅 샷 수 = 5



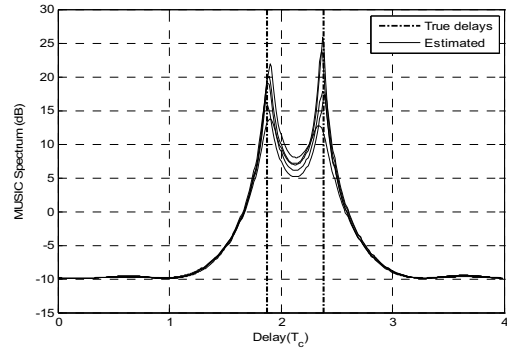
(c) 스냅 샷 수 = 10



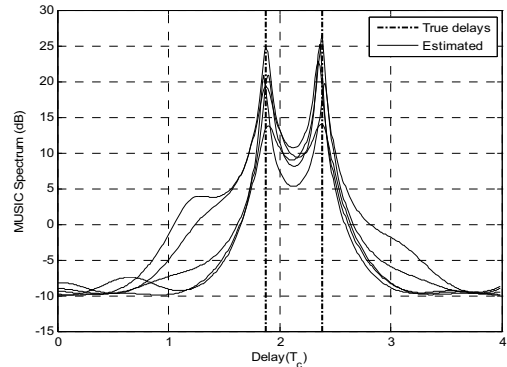
(d) 스냅 샷 수 = 20

그림 7. 여러 가지 스냅 샷 수에 따른 주파수 영역 MUSIC 알고리즘의 성능

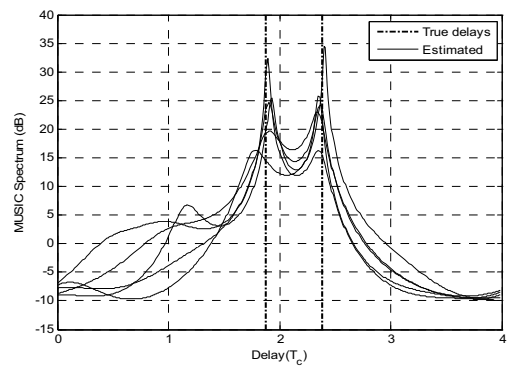
Fig. 7. Performance Comparison between Frequency Domain Algorithms with Various Number of Snapshots



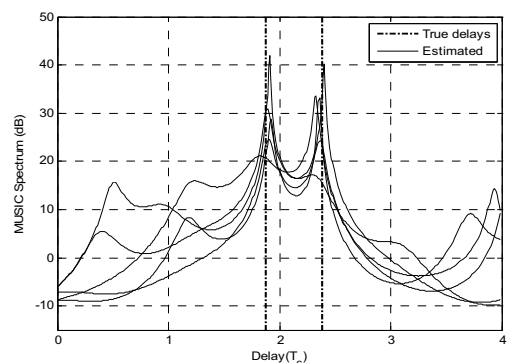
(a) 추정된 rank 수 = 2



(b) 추정된 rank 수 = 3



(c) 추정된 rank 수 = 4



(d) 추정된 rank 수 = 5

그림 8. 추정된 rank의 수에 따른 주파수 영역 MUSIC 알고리즘의 성능

Fig. 8. Performance Comparison between Frequency Domain Algorithms with Various Number of Estimated Rank

V. 결 론

본 논문에서는 대역 확산 방식의 실시간 위치 추적 시스템을 위한 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하고 개발된 알고리즘을 ISO/IEC 24730-2.1 시스템에 적용하여 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하였다. 시뮬레이션 결과, 다중 경로 환경에서 초 분해능 알고리즘의 성능이 기존의 코릴레이션 방식에 비해 훨씬 우수하며 주파수 영역의 알고리즘이 시간 영역의 알고리즘에 비해 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있었다. 또한, 실제의 RTLS 환경을 고려하여 설정한 적은 스냅 샷 수와 낮은 신호 대 잡음 비 환경에서도 초 분해능 알고리즘이 비교적 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있었다. 결론적으로 주파수 영역의 초 분해능 알고리즘을 이용할 경우, 근접 다중 경로 환경에서 RTLS 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] International Standard ISO/IEC 24730-2, *Information Theory-Real Time Locating System(RTLS)*, ISO/IEC, 2006.
- [2] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, no. 3, pp. 276-280, 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, 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, 1989.
- [5] Z. Hou and Z. Wu, "A new method for high resolution estimation of time delay," *Proc. ICASSP*, pp. 420-423, 1988.
- [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, 1985.
- [7] 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, 1985

- [8] 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, 1988.
- [9] M. A. Pallas and G. Jourdain, "Active high resolution time delay estimation for large BT signals," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 39, no. 4, pp. 781-788, 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 and Systems*, vol. 54, no. 9, pp. 1977-1986, 2007.

신 준 호 (Joon-Ho Shin)

준회원



2010년 2월 한국항공대학교 정보통신공학과 학사
2010년~현재 한국항공대학교 정보통신공학과 석사과정
<관심분야> 신호처리, MIMO, CDMA, RTLS

명 승 일 (Seung-II Myong)

정회원



1997년 명지대학교 전자공학과 학사
1999년 명지대학교 대학원 전자공학과 석사

2010년 명지대학교 대학원 전자공학과 박사
2000년 2월~현재 한국전자통신연구원 선임연구원
<관심분야> 광가입자망 시스템, RFID 시스템, 광전송 모뎀 설계, DSSS 모뎀 설계, OFDM 모뎀 설계, 광

선로 감시 기술 등

