

# 실시간 위치 추적 시스템을 위한 ESPRIT 기반의 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘

신준호\*, 박형래°, 장은영\*

## An ESPRIT-Based Super-Resolution Time Delay Estimation Algorithm for Real-Time Locating Systems

Joon-Ho Shin\*, Hyung-Rae Park°, Eun-young Chang\*

### 요 약

본 논문에서는 실시간 위치 추적 시스템 (RTL: real-time locating system)을 위한 ESPRIT 기반의 초 분해능 지연 시간 추정 (super-resolution time delay estimation) 알고리즘을 개발하고 여러 가지 다중 경로 환경에서 성능을 분석한다. 지연 시간 추정을 위한 기존의 코릴레이션 방식은 다중 경로들의 지연 시간의 차이가 한 칩 이내 일 경우 성능이 급격히 저하되는 문제점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 대표적인 초 분해능 도래각 추정 알고리즘인 ESPRIT을 지연 시간 추정에 적용하여 주파수 영역 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하고 여러 가지 다중 경로 환경에서 알고리즘의 성능을 분석한다.

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

### ABSTRACT

In this paper an ESPRIT-based super-resolution time delay estimation algorithm is developed for real-time locating system (RTL) and its performance is analyzed in various multipath environments. The performance of the existing correlation method for time delay estimation seriously degrades in multipath environments where the relative time delays of multipath signals are less than a PN chip. To solve the problem we shall develop a frequency domain super-resolution time delay estimation algorithm using the ESPRIT, the most representative super-resolution direction-of-arrival (DOA) estimation algorithm, and analyze its performance in various multipath environments.

### I. 서 론

최근 들어 실시간으로 물체의 위치를 추적하는 실시간 위치 추적 시스템 (RTL: real-time locating system)의 개발이 활발히 진행되고 있다<sup>[1]</sup>. 대부분의 실시간 위치 추적 시스템은 세 곳 이상에 위치

한 리더 (reader)에서 신호의 지연 시간을 추정하고 추정된 지연 시간들을 거리로 환산한 후 여러 가지 알고리즘을 적용하여 목표물의 위치를 추정한다. 지연 시간 추정의 정확도는 신호의 대역폭에 비례하여 증가하므로 대부분의 실시간 위치 추적 시스템은 대역폭이 넓은 대역 확산 기술을 채택한다. 대역

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

° 교신저자: 한국항공대학교 정보통신공학과 이동통신연구실, hrpark@kau.ac.kr, 종신회원

\* 공주대학교 전기전자제어공학부, ceeyng@kongju.ac.kr, 종신회원

논문번호: KICS2012-12-560, 접수일자: 2012년 12월 7일, 최종논문접수일자: 2013년 4월 3일

확산 신호에 대한 기존의 지연 시간 추정 방식은 상관기의 최대 출력에 해당하는 시간을 수신 신호의 지연 시간으로 추정한다. 그러나 이 방식은 다중 경로들이 한 칩 이내로 근접해서 수신될 경우에는 성능이 급격히 저하된다. 따라서 실시간 위치 추적 시스템이 정확히 동작하기 위해서는 근접한 다중 경로 환경에서도 각 신호의 지연 시간을 정확히 분리, 추정할 수 있어야 한다.

한편, 초 분해능 도래각 추정 알고리즘은 레일리 이 분해능 한계 이내로 근접해서 입사하는 신호들의 도래각을 분리, 추정할 수 있는 알고리즘으로 MUSIC (MUltiple Signal Classification), Minimum-Norm, ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique) 등 고유치 해석(eigen-analysis)에 기반을 둔 알고리즘이 대표적이다<sup>2-4)</sup>. 이 중, ESPRIT은 우수한 초 분해능 성능 뿐만 아니라 스펙트럼의 침투치를 검색하는 과정 없이 도래각을 추정할 수 있는 장점을 갖고 있다<sup>4)</sup>. 이러한 초 분해능 도래각 추정 알고리즘을 지연 시간 추정에 적용하여 한 칩 이내로 수신되는 다중 경로 신호들의 지연 시간을 분리, 추정할 수 있다. Z. Hou 등은 AR (auto-regressive) 방식을 이용하여 최초로 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하였고<sup>5)</sup>, A. M. Bruckstein 등은 MUSIC 알고리즘을 이용하여 시간 영역에서의 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하였다<sup>6)</sup>. 그러나, 다중 경로 신호의 상관도가 매우 높을 경우에는 신호의 공분산 행렬 (covariance matrix)의 랭크가 감소하므로 시간 영역의 알고리즘은 대부분의 다중 경로 환경에서 사용할 수 없다. M. A. Pallas 등은 Minimum-Norm 알고리즘을 주파수 영역에 적용하여 수중 음파 신호의 지연 시간을 추정하였으며<sup>7)</sup> F. X. Ge 등은 주파수 영역에서 MUSIC 알고리즘을 신호의 스펙트럼을 모르는 수동 시스템에 적용하였다<sup>8)</sup>. 시간 영역의 알고리즘과 마찬가지로 수동 시스템의 경우 상관 관계가 높은 다중 경로의 지연 시간 추정이 불가능하므로 실시간 위치 추적 시스템에는 적용할 수 없다.

본 논문에서는 ESPRIT 알고리즘을 지연 시간 추정에 적용하여 실시간 위치 추적 시스템을 위한 주파수 영역 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하고 여러 가지 다중 경로 환경에서 성능을 분석한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 지연 시간 추정을 위한 대역 확산 신호의 모델을 고찰하고 III장에서는 ESPRIT 알고리즘을 적용하여

주파수 영역 초 분해능 알고리즘을 개발한다. IV장에서는 개발된 알고리즘을 ISO/IEC 24730-2.1 RTLS 시스템에 적용하여 여러 가지 다중 경로 환경에서 성능을 분석하며 V장에서 결론을 맺는다.

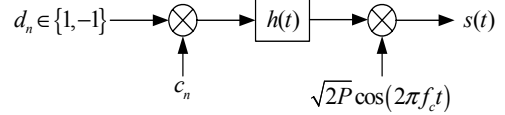


Fig. 1. A DS-SS transmitter employing BPSK modulation and BPSK spreading

## II. 지연 시간 추정을 위한 대역 확산 신호 모델

그림 1은 BPSK 데이터 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,  $T_c$ 는 칩 주기를 나타낸다. 다중 경로 페이딩 환경에서 수신기 정합 필터를 통과한 기저 대역 수신 신호는 다음과 같이 주어진다.

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

위 식에서  $L$ 은 다중 경로의 수,  $\alpha_l$ 과  $\varphi_l$ 은  $l$ 번째 경로의 진폭과 위상,  $\tau_l$ 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

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

위 식에서  $N_o$ 은 잡음 전력 밀도,  $H(f) = F[h(t)]$  ( $F[\cdot]$ : 푸리에 변환),  $W \approx 1/T_c$ 는 신호의 대역폭을 각각 나타낸다. 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  $E[|n(t)|^2]$ 은  $N_0 W/SF$ 이다. 식(4)와 같이 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

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

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

### III. ESPRIT 기반의 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘

지연 시간을 추정하기 위해 일반적으로 정합 필터 (혹은 수동 상관기)를 사용한다. 정합 필터의 탭 간격을  $\Delta T$ 라고 하면 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 근처의 출력 샘플을 선택한다. 시간 영역에서 선택된 상관기 출력 샘플들에 대해 푸리에 변환을 취하면 다음과 같으며

$$x(k) = \sqrt{P}d_i \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\phi_l} e^{-j2\pi k/N} \gamma(k) + \beta(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

위 식에서  $\gamma(k) = F[r(n)]$ 이며  $N$ 은 DFT의 크기이다. RTLS 시스템에서  $\gamma(k)$ 는 주어지므로  $x(k)$ 는 등가적으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(k) = \sqrt{P}d_i \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\phi_l} e^{-j2\pi k/N} + n(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

위 식에서  $n(k) = \beta(k)/\gamma(k)$ 이며 주파수 영역에서 지연 시간 추정은 주파수 추정과 동일함을 알 수 있다.

일반적으로 지연 시간 추정에서  $\Delta T$ 는 칩 간격  $T_c$ 보다 작으므로  $\gamma(k)$ 는 신호의 대역폭을 벗어나면 급격히 감소하며 따라서 신호 대 잡음비를 향상시키기 위해  $k = N/2$ 를 중심으로 신호의 대역폭에 해당하는 만큼 주파수 샘플을 선택해야 한다.

그림 2는 대역 확산 신호를 위한 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘의 순서도이다.

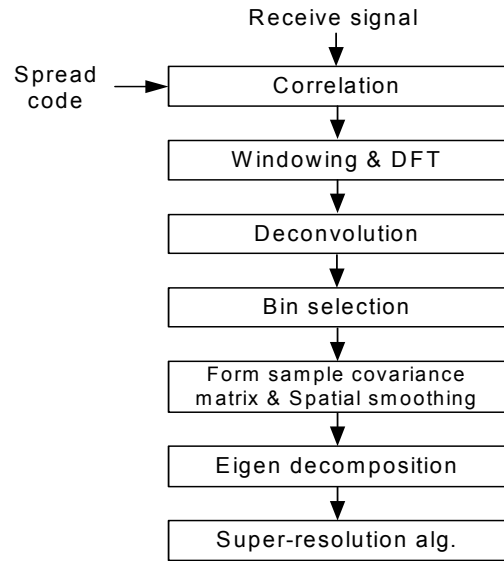


Fig. 2. Frequency domain super-resolution time delay estimation algorithms for spread spectrum signals

한편, 도래각 추정에서와 같이 ESPRIT 알고리즘을 적용하기 위해서는 두 개의 동일한 부 그룹(sub-group)를 구성할 수 있어야 한다. 그림 3은 ESPRIT 알고리즘을 적용하기 위한 부 그룹의 설정 예를 나타낸 것이다.

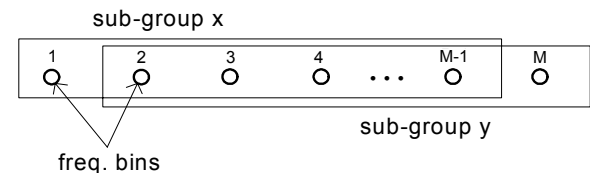


Fig. 3. An example of sub-groups for ESPRIT

그림과 같이 선택된  $M$ 개의 주파수 샘플들을 두 개의 부 그룹으로 나누면 각 부 그룹에 대한 신호 벡터를 다음과 같이 표현할 수 있다.

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

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\Phi\mathbf{s} + \mathbf{n}_y \quad (9)$$

식 (8), (9)에서  $\mathbf{A}$  를 조정 행열이라고 하며  $\mathbf{A}$  의  $l$  번째 열과 행열  $\Phi$  는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{a}_l = [1 \ e^{-j2\pi\tau_1/N} \ \dots \ e^{-j2\pi\tau_l(M-2)/N}]^T \quad (10)$$

$$\Phi = \text{diag}[e^{-j2\pi\tau_1/N} \ e^{-j2\pi\tau_2/N} \ \dots \ e^{-j2\pi\tau_L/N}] \quad (11)$$

위 식에서 첨자  $T$ 는 전치 행열을 나타내며 신호 벡터  $\mathbf{s}$  는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{s} = \sqrt{P}d_i [\alpha_1 e^{j\theta_1} \ \alpha_2 e^{j\theta_2} \ \dots \ \alpha_L e^{j\theta_L}]^T \quad (12)$$

이 때, 두 벡터의 자기 공분산 행열과 상호 공분산 행열은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \Gamma_{xx} = \mathbf{C}_{xx} + \Gamma_{xx} \quad (13)$$

$$\mathbf{R}_{xy} = E[\mathbf{x}\mathbf{y}^H] = \mathbf{A}\mathbf{S}\Phi^H\mathbf{A}^H + \Gamma_{xy} = \mathbf{C}_{xy} + \Gamma_{xy} \quad (14)$$

이때  $\mathbf{S} = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]$ ,  $\Gamma_{xx} = E[\mathbf{n}_x\mathbf{n}_x^H]$ ,  $\Gamma_{xy} = E[\mathbf{n}_x\mathbf{n}_y^H]$  이며 첨자  $H$ 는 Hermitian transpose를 나타낸다.

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

$$\tau_l = \frac{jN \ln \lambda_l}{2\pi} \Delta T \quad (15)$$

한편, 실제 고유치 해석에는 샘플 공분산 행열이 사용되며 다음과 같이 주어진다. 즉,

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

$$\hat{\mathbf{R}}_{xy} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k \mathbf{y}_k^H \quad (17)$$

위 식에서  $K$ 는 수신 심볼 (혹은 스냅 샷 벡터)의 수를 나타낸다. 한편, 코히어런트 환경에서는 신호의 상관 행열  $\mathbf{S}$ 의 랭크가 거의 1이 된다. 그러나

식 (8), (9)에서 알 수 있듯이 조정 행열  $\mathbf{A}$ 가 Vandermonde 행열이므로 도래각 추정에 사용되는 공간 평균화 (spatial smoothing) 기술<sup>[9],[10]</sup>을 적용함으로써  $\mathbf{S}$ 의 랭크를 복원할 수 있다. 먼저, 부 그룹  $x$ 에 대하여  $P$  개의 부 어레이를 구성하면 각각의 부 어레이는  $(1, \dots, M-P)$ ,  $(2, \dots, M-P+1)$ , ...,  $(P, \dots, M-1)$ 의 샘플로 구성되며 이 때,  $k$ 번째 부 어레이로 구성된 공분산 행열을  $\hat{\mathbf{R}}_{xx,k}$  라고 하면 공간 평균화가 적용된 행열은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{P} \sum_{k=1}^P \hat{\mathbf{R}}_{xx,k} \quad (18)$$

위 식에서  $P \geq L$ 인 경우 공간 평균화가 적용된 행열은 신호의 상관 관계와 무관하게 랭크가  $L$ 이 된다. R. T. Williams와 S. Prasad 등은 보다 성능이 우수한 순방향-역방향 공간 평균화 기법을 제안하였으며<sup>[10]</sup> 공분산 행열은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{2P} \sum_{k=1}^P (\hat{\mathbf{R}}_{xx,k} + \mathbf{J}\hat{\mathbf{R}}_{xx,k}^*\mathbf{J}) \quad (19)$$

위 식에서  $\mathbf{J}$ 는 반사 행열을 나타내며 다음의 식으로 주어진다.

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

마찬가지 방법으로 공간 평균화된 상호 공분산 행열도 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{R}}_{xy} = \frac{1}{2P} \sum_{k=1}^P (\hat{\mathbf{R}}_{xy,k} + \mathbf{J}\hat{\mathbf{R}}_{xy,k}^*\mathbf{J}) \quad (21)$$

#### IV. 시뮬레이션 및 성능 분석

IV 장에서는 개발된 ESPRIT 기반의 초 분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 ISO/IEC 24730-2.1 RTLS 시스템에 적용하여 여러 가지 다중 경로 환경에서 성능을 분석한다. 표 1은 ISO/IEC 24730-2.1 시스템의 주요 물리 계층 파라미터를 나타낸다.

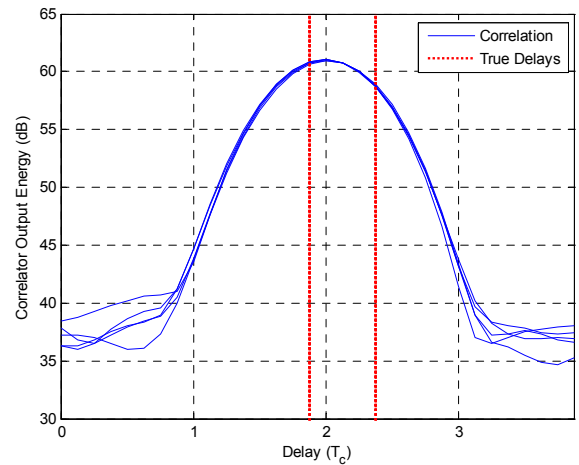
Table 1. Physical layer parameters of ISO/IEC 24730-2.1

Spreading	BPSK DS-SS
Modulation	DBPSK
Chip rate	30.521875Mcps
Period of spreading code	511
Data rate	59.7Kbps
Occupied channel BW	60MHz
Carrier frequency	2441.750MHz
Packet length	56, 72, 88, 152 bits

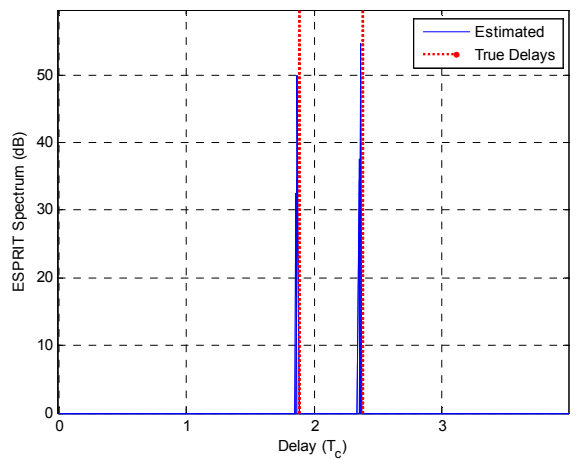
시뮬레이션에서 코히어런트 다중 경로의 수는 2 이고 신호의 수는 정확히 안다고 가정하였다. 또한, 두 신호의 세기는 동일하고 신호의 위상차는 90°로 설정하였으며 RTLS 환경을 고려하여 신호의 세기와 위상차는 시간에 관계없이 일정하다고 가정하였다. 상관기의 입력단에서의 신호 대 잡음비는 두 신호 모두 -8dB로 설정하였으며 따라서 확산 계수를 고려하면 상관기 출력단에서 각 신호의 신호 대 잡음비는 16.1dB이다. 펄스 성형 필터와 수신기 필터는 모두 roll-off 지수가 0.9인 RRC(root-raised cosine) 필터를 사용하였다. 특별한 언급이 없는 경우 정합 필터의 탭 간격은  $0.5 T_c$ , 스냅 샷 벡터의 수는 10, DFT 크기는 16이고 4번에서 14번까지의 DFT 샘플을 선택하였다. 신호의 공분산 행렬  $S$ 의 랭크를 복원하기 위해 순방향-역방향 공간 평균화 알고리즘을 적용하였으며 부 어레이의 수는 2로 설정하였다. 성능 비교를 위해 5번 독립적으로 시행한 시뮬레이션 결과를 도시하였다. ESPRIT 알고리즘의 경우 단위 원의 원주로부터 가장 가까운 두 개의 일반화된 고유값을 선택하여 가장적인 스펙트럼을 도시하였으며 스펙트럼의 계산에 사용된 식은 다음과 같다.

$$SP = -10 \log |1 - |\lambda_k|| \quad (22)$$

그림 4는 두 신호의 지연 시간의 차가  $0.5 T_c$ 일 때 기존의 코릴레이션 방식과 ESPRIT 알고리즘의 성능을 도시한 것이다. 그림으로부터 코릴레이션 방식은 두 신호의 지연 시간을 분리, 추정할 수 없는 반면 ESPRIT 알고리즘은 정확히 두 신호의 지연 시간을 분리, 추정함을 알 수 있다. 그림 5는 각 신호의 신호대 잡음비가 -3dB인 환경에서 스냅 샷 수가 1, 5, 10일 때의 성능을 나타낸 것이다. 그림에서 부 어레이의 수는 3으로 설정하였으며 다른 조건은 그림 4와 동일하다. 그림으로부터 신호 대



(a) Correlation method



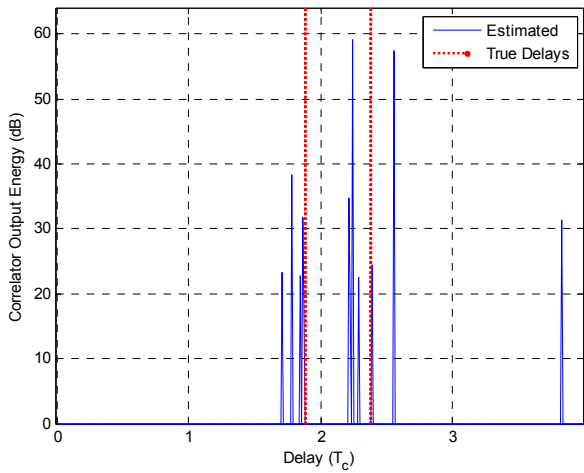
(b) ESPRIT

Fig. 4. Performance comparison between correlation method and ESPRIT ( $\Delta t = 0.5 T_c$ )

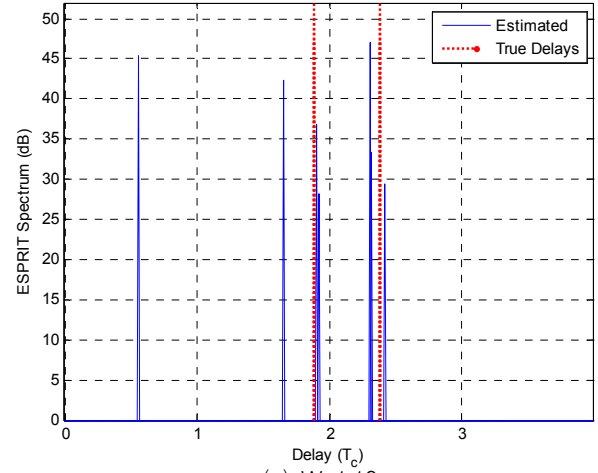
잡음비가 비교적 높을 경우에는 스냅 샷 수가 비록 1일 경우에도 두 신호의 지연 시간을 분리, 추정할 수 있음을 알 수 있다. 그림 6은 신호 대 잡음비가 -8dB일 경우 DFT 샘플의 선택에 따른 성능을 나타낸 것이다. 그림 6(a)는 DFT 샘플을 모두 사용한 경우이며 그림 6(b)는 4에서 14까지 11개의 샘플만 선택한 경우이며 그림 6(c)는 6에서 12까지 7개의 DFT 샘플을 선택한 경우이다. 그림으로부터 4에서 14까지의 DFT 샘플을 선택한 경우의 성능이 가장 우수함을 알 수 있다. 그림 7은 신호의 전력 밀도 함수와 DFT 샘플의 선택을 도시한 것이다. 그림으로부터 대역폭의 가장자리에 있는 DFT 샘플의 크기는 대역의 중심부에 비해 매우 작음을 알 수 있으며 따라서 그림 6(a)와 같이 모든 DFT 샘플을

사용한 경우에는 대역폭 가장자리의 신호 대 잡음 비가 매우 낮아 성능이 급격히 저하됨을 알 수 있다. 반대로 그림 6(c)의 경우에는 대역폭의 중심

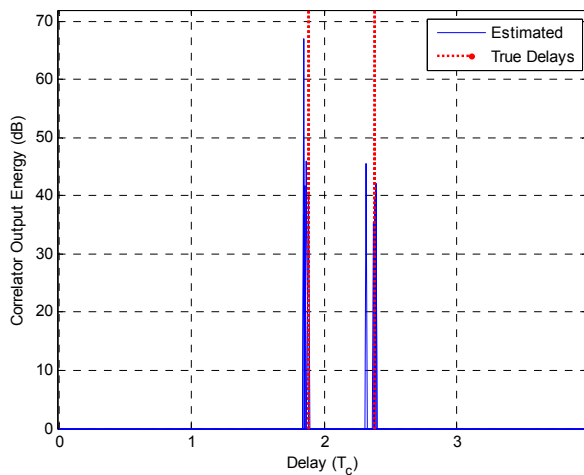
부분만을 선택함으로써 전체적으로 신호 대 잡음 비는 향상되었으나 DFT 샘플의 감소로 인한 분해능의 감소로 성능이 저하됨을 알 수 있다.



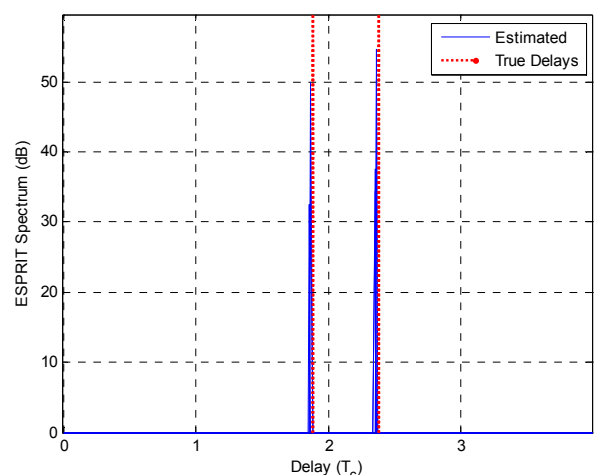
(a) NS=1



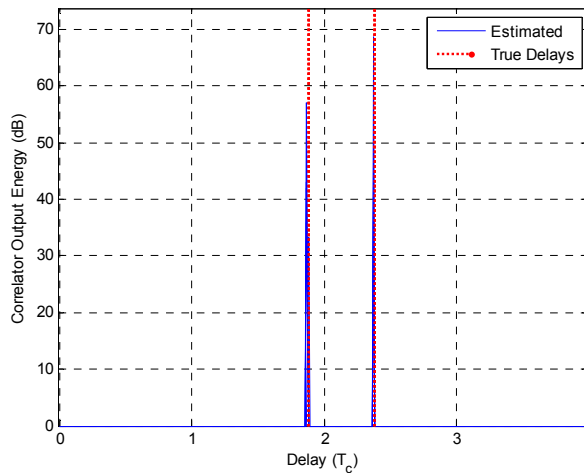
(a) W=1:16



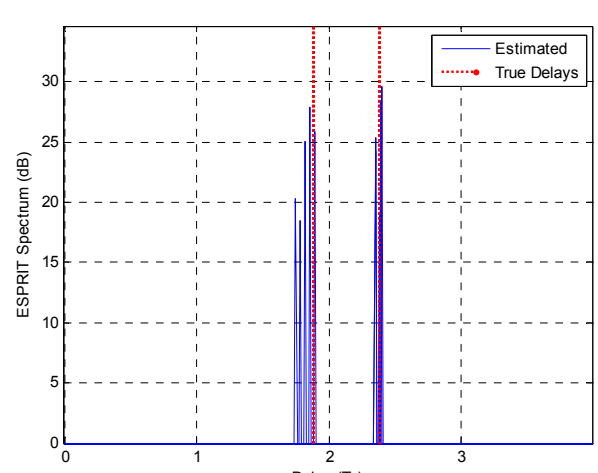
(b) NS=5



(b) W=4:14



(c) NS=10



(c) W=6:12

Fig. 5. Performance of ESPRIT for different number of snapshots.

Fig. 6. Performance comparison for different selection of DFT samples

그림 8은 신호 대 잡음비가 -8dB인 환경에서 정합 필터의 탭 간격이  $0.125 T_c$ ,  $0.25 T_c$ ,  $0.5 T_c$  인 경우의 성능을 나타낸 것이다. 그림으로부터 정합 필터의 탭 간격에 따른 성능의 변화가 거의 없음을

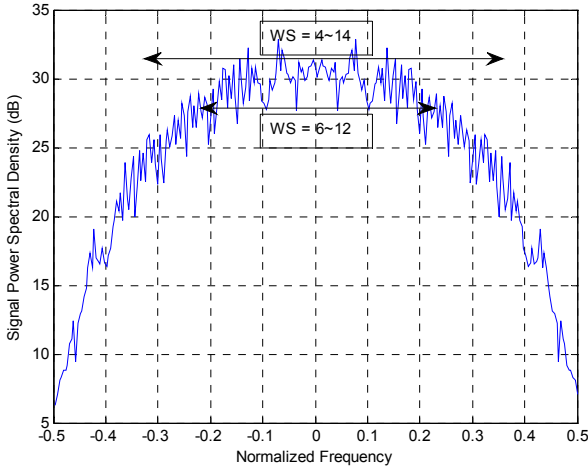
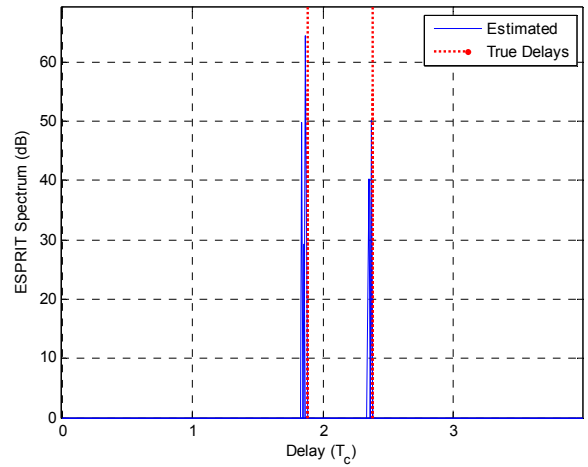


Fig. 7. Power spectral density of ISO/IEC 24730-2.1 signal

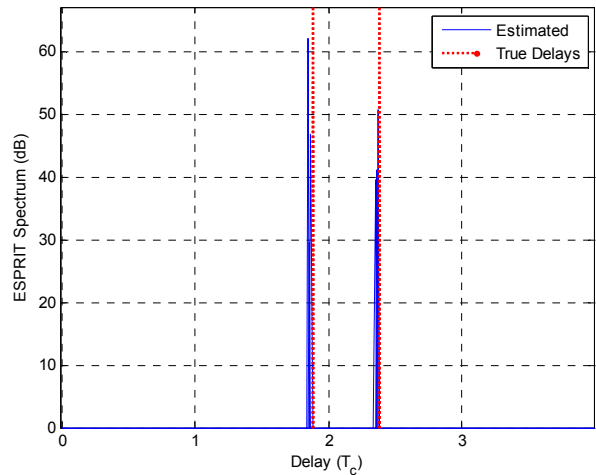
알 수 있다. 정합 필터의 탭 간격이 줄어들 수록 H/W 복잡도는 증가하므로 신호의 aliasing을 방지할 수 있는 최대 탭 간격인  $0.5 T_c$ 로 설정하는 것이 H/W 복잡도 측면에서 가장 유리하다.

### V. 결 론

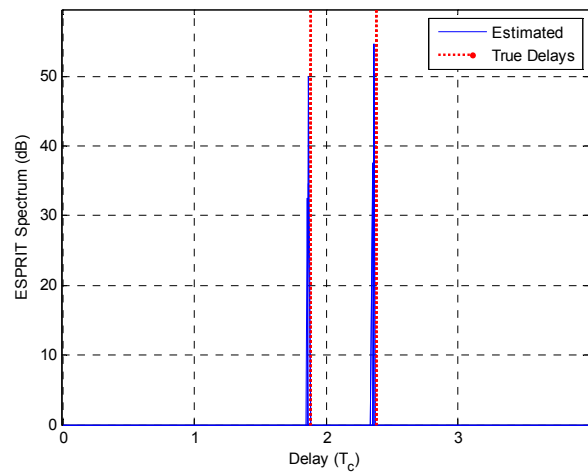
본 논문에서는 대역 확산 방식의 실시간 위치 추적 시스템을 위한 ESPRIT 기반의 주파수 영역 초분해능 지연 시간 추정 알고리즘을 개발하고 ISO/IEC 24730-2.1 RTLS 시스템에 적용하여 여러 가지 환경에서 성능을 분석하였다. 시뮬레이션 결과 지연 시간의 차가 한 칩 이내인 근접 다중 경로 환경에서도 ESPRIT 기반의 초분해능 알고리즘이 신호의 지연 시간을 정확히 분리, 추정함을 알 수 있었다. 또한, 실제의 RTLS 환경을 고려하여 설정한 적은 스냅 샷 수와 낮은 신호 대 잡음 비 환경에서도 ESPRIT 기반의 알고리즘이 비교적 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있었다. 끝으로 RTLS 신호의 스펙트럼을 고려하여 적절한 크기의 DFT 샘플을 선택해야만 우수한 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.



(a)  $\Delta T = 0.125 T_c$



(b)  $\Delta T = 0.25 T_c$



(c)  $\Delta T = 0.5 T_c$

Fig. 8. Performance comparison between different tap spacings of the matched filter.

참 고 문 헌

[1] ISO/IEC, "Information Theory - Real Time Locating System(RTLS)," International Standard 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, 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, Jun. 1985.

[7] 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, 991.

[8] 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, 2007.

[9] 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.

[10] 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.

신 준 호 (Joon-Ho Shin)



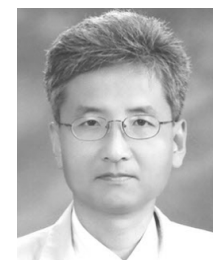
2010년 2월 한국항공대학교 정보통신공학과 학사  
 2012년 2월 한국항공대학교 정보통신공학과 석사  
 2012년 2월~현재 LG CNS 임베디드 기술 그룹 <관심분야> 신호처리, MIMO, CDMA, RTLS

박 형 래 (Hyung-Rae Park)



1982년 2월 한국항공대학교 전자공학과 학사  
 1985년 8월 연세대학교 전자공학과 석사  
 1993년 미국 Syracuse Univ. 전기공학과 박사  
 1985년~1999년 한국전자통신연구원 단말기모뎀 연구실 실장/책임연구원  
 1999년~2001년 (주)씨엔에스테크놀로지 전무이사  
 2001년~현재 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 교수  
 <관심분야> 신호처리, CDMA 모뎀 설계, 스마트 안테나, 이동통신시스템 설계 등

장 은 영 (Eun-young Chang)



1982년 2월 한국항공대학교 항공전자공학과 학사  
 1986년 2월 한국항공대학교 항공전자공학과 석사  
 1993년 2월 한국항공대학교 항공전자공학과 박사  
 1991년 10월~현재 공주대학교 전기전자제어공학부 교수  
 <관심분야> OFDM/MIMO, RFID, HEMP/EMI/EMC, 신재생에너지 시스템