

IR-UWB 시스템에서 다중경로 지연시간 분석을 통한 고 정밀 거리추정

준회원 전인호*, 종신회원 김영억*

High-Precision Ranging Scheme based on Multipath Delay Analysis in IR-UWB systems

Inho Jeon* Associate Member, Youngok Kim* Lifelong Member

요 약

본 논문에서는 IR-UWB 시스템에서의 채널추정 및 다중경로 지연시간 분석을 통한 고 정밀 거리추정 기법을 제안하고자 한다. IR-UWB 무선 신호를 송수신 할 때 정밀한 거리 추정을 위하여 무선채널을 경유한 신호의 전파 도달 시간을 측정하는 Time of Arrival 추정 기법에 의한 고 정밀 거리추정 방식을 수행 하였다. 제안된 기법에서는 Minimum Mean Square Error 또는 Zero Forcing 등의 채널추정 기법과 지연시간 추정 기법인 Matrix Pencil (MP) 기법을 합하여 송수신기 간의 존재하는 다중경로 중에 IR-UWB 펄스보다 더 좁은 간격으로 중첩 수신된 다중경로를 분석하여 수 cm이내의 정밀한 거리를 추정할 수 있음을 보였다. 또한, 제안된 기법을 적용한 시스템의 거리 추정 성능을 IEEE 802.15.4a 채널 모델 별로 비교 분석하였으며, MP parameter 값의 변화에 따른 거리 추정 성능과 연산량 변화를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석 하였다.

Key Words : IR-UWB, Ranging, Multipath Delay, Super Resolution Algorithm

ABSTRACT

This paper proposes a high-precision ranging scheme based on channel estimation technique and multipath delay analysis in IR-UWB systems. When the IR-UWB signal is transmitted and received, the high-precision ranging is estimated with the time-of-arrival information of the signal. In the proposed scheme, the channel estimation process with the minimum mean square error technique or zero forcing technique is performed and the overlapped multipath within the pulse is analyzed with matrix pencil (MP) algorithm to achieve the ranging accuracy of centimeters. The performance of proposed scheme is evaluated with various IEEE 802.15.4a channel models and the relationship between the ranging performance and the computational complexity is analyzed in terms of the MP parameter values.

1. 서 론

전 세계적으로 Ubiquitous 환경에 대한 중요성이 부각되면서 위치 정보를 요구하는 각종 기기들의 개

발 및 보급이 진행됨에 따라, 언제 어디서나 사람과 사물의 위치를 인식하고, 이를 기반으로 한 위치기반 서비스가 중요한 이슈로 대두되고 있다^[1]. 특히 실내나 지하공간에서도 위치인식이 가능하고 비교적 좁은

* 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임 (과제번호: 2010-0015594)

* 광운대학교 전자공학과 Advanced Wireless System & Technology 연구실(kimyoungok@kw.ac.kr)
 논문번호: KICS2010-07-291, 접수일자: 2010년 7월 2일, 최종논문접수일자: 2010년 8월 19일

영역에서 수 cm 이내의 고 정밀도를 요구하는 위치인식 서비스의 필요성이 크게 증가하고 있다.

위치 인식 기술에는 여러 가지가 있다. 그 중 Time of Arrival (TOA)를 통한 위치 인식 기술은 정밀 측위 시스템에서 많이 사용되는 방법이다. TOA 방식은 위치가 알려진 다수의 base station (BS)와 단말기 (mobile) 사이의 신호 도달 시간을 측정함으로써 단말기의 위치를 계산하는 삼각 측량법의 거리 추정 기법으로 잘 알려진 방법이다^[2].

TOA 기반 기술의 일반적인 문제는 송신된 신호가 여러 가지 장애물이나 벽, 바닥 등을 통해 반사되어 생성되는 다중 경로(multipath)를 형성하게 된다는 점이다. 다중 경로를 통해 수신된 신호는 서로 다른 위상차를 가지고 합쳐져 수신되며, 정확한 거리를 측정하기 위한 신호를 구분해 내기 어렵기 때문에 TOA 위치 추정에 관한 연구는 정밀한 거리 추정의 핵심 기술인 direct path 신호의 도착시간을 추정하는데 초점을 맞추고 있다.

Direct path 신호의 도착시간 추정에 대한 정확도를 논할 때, 흔히 사용하는 방법은 Cramer-Rao lower bound (CRLB)를 계산하는 것이다. CRLB는 signal-to-noise ratio (SNR)이 낮은 환경에서는 추정 오차의 분산 값이 CRLB를 크게 벗어나는 것으로 알려져 있고, additive white Gaussian noise (AWGN) 환경에서는 상호상관(cross-correlation)방식이 최적의 추정방식으로 알려져 있다^{[4][5]}.

Impulse-Radio Ultra Wideband (IR-UWB) 시스템은 협대역(Narrowband) 반송파에 정보를 실어 보내는 기존 협대역 RF 기술과는 달리, 일련의 펄스 에너지를 시간상으로 보내어 매우 넓은 대역에 걸쳐 에너지가 분포되는 특성을 이용한다. IR-UWB 측위 시스템에서는 송·수신 채널에 존재할 수 있는 장애물로 인해 정밀한 위치추정 성능이 저하될 수 있다. 첫째로, 장애물은 다중경로의 구조를 복잡하게 만들어 수신된 신호로부터 직선경로 신호 성분의 추정을 어렵게 만든다. 둘째로, 전파시간에 초과 시간지연을 초래하여 거리추정의 정확도를 저하시킬 수 있다^[3].

IR-UWB 측위 시스템이 우수한 실내 측위 성능을 가지는 이유는 짧은 길이의 펄스를 이용하여 송·수신을 하기 때문이다. 짧은 펄스 길이는 다중경로에 의해 중첩되어 수신된 신호로부터 다중경로 성분들을 분해 하는 역할을 하여 송신부에서 수신부의 직선 경로를 통해 전송된 직선경로 성분과 추가적인 다중경로 성분의 분해를 용이하게 한다. 이 때, 짧은 펄스 길이로 인해, 분해가 용이한 채널을 resolvable channel

이라 한다. 하지만 IR-UWB 신호의 짧은 펄스보다 더 좁은 간격으로 중첩 수신된 다중경로 성분의 경우에는 IR-UWB 신호의 단순한 검출만으로 다중경로 성분을 분해할 수 없는데, 이를 unresolvable channel 이라 한다.

Unresolvable channel의 경우 다중 경로 성분들에 의하여 송신신호가 중첩되어 수신 되며, 이는 거리 추정시 정밀도를 열화 시키는 요인이 된다. 예를 들어 2ns의 펄스 폭을 가지는 root raised cosine (RRC) 펄스의 경우 최대 거리 추정 오차 범위는 30cm가 된다. 실내에서의 30cm 오차 범위는 상당히 큰 값이므로 수 cm이내로 오차를 줄일 수 방법에 대한 연구가 필요하다.

본 논문에서는 energy detection 등을 통해 direct path의 대략적인 위치를 알고 있다는 가정에서 unresolvable channel 성분에 대한 분석을 통하여 거리 추정 정밀도를 더욱 향상시킬 수 있는 기법에 대해 논하였다. 제안된 기법에서는 Minimum Mean Square Error (MMSE)는 Zero Forcing (ZF) 기법을 적용하여 채널추정을 한 후, Matrix Pencil (MP) 기법을 이용하여 송수신기 간의 존재하는 다중경로 중에 IR-UWB 펄스보다 더 좁은 간격으로 중첩 수신된 unresolvable channel을 분석하여 수 cm이내의 정밀한 거리를 구할 수 있음을 보이고자 하였다. 제안된 기법의 채널 추정 성능 검증은 위하여 IEEE 802.15.4a 에서 제공한 여러 경우의 Line-of-Sight (LOS) 채널 모델과 Non-LOS (NLOS) 채널 모델^[6]을 사용하였으며, 성능 평가를 위해 수치적인 성능 분석과 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하였다.

II. 시스템 구성

IEEE 802.15.4a 표준에서 제안된 UWB 무선 다중 경로 채널 모델들은 다양한 적용분야에서의 필요에 따라 표준에 부합하는 기기들이 작동하게 될 수 많은 환경에 대한 채널모델로 유도되었다.

IEEE 802.15.4a 채널 모델의 특징으로는 다음과 같다.

- 수정된 Saleh-Valenzuela 모델
 - Cluster에서 경로들의 도착
 - Ray 도착시간에 따른 혼합된 Poisson 분포
 - Cluster 감쇠시간의 의존적 지연 특성
 - 일부 NLOS 환경은 PDP (Power Delay Profile) 이 먼저 증가하였다가 감소
- 채널 모델은 환경과 조건의 특성에 따라 다음과 같

이 9가지로 분류되며, 표 1에서는 IEEE 802.15.4a에서 분류된 9가지 UWB 채널 모델에 대한 설명을 정리해 보았다⁶⁾. 적용된 채널 환경에 대한 특성은 다음과 같다.

Indoor Residential: 이 환경은 비교적 좁은 장소에서 의위험 탐지 센서뿐만 아니라 서로 다른 가전제품들을 연결시키기 위한 홈 네트워킹을 위해 필수적이다. 실내 환경에서의 건물 구조는 소단위로 구성되어 있으며 내부 벽이 충분히 두껍다는 특징이 있다.

Indoor Office: 보통 긴 통로로 연결되어 있는 많은 사무실에서는 설치되어 있는 가구, 책꽂이 그리고 파티션 등이 신호의 감쇠를 증가시킨다.

Industrial Environments: 이 환경은 공장의 홀과 같이 더욱 넓은 담으로 구분되어 있으며, 수많은 금속 장애물로 이루어져 있다는 특징이 있다. 이로 인하여 심각한 다중경로 페이딩 (Fading) 현상을 초래한다.

Outdoor: 수많은 다양한 Outdoor 시나리오가 존재하지만 현 모델은 오직 교외와 같은 비교적 좁은 영역의 마이크로 셀 시나리오만을 다룬다.

IR-UWB를 이용한 TOA 기반의 거리추정을 위한

표 1. 802.15.4a 채널 모델 특징

채널 모델	환경	송 수신단 거리	주파수 대역폭
CM1	LOS Residential	7~20m	10GHz 이상
CM2	NLOS Residential	7~20m	10GHz 이상
CM3	LOS Office	3~28m	2~8GHz
CM4	NLOS Office	3~28m	2~8GHz
CM5	LOS Outdoor	5~17m	3~6GHz
CM6	NLOS Outdoor	5~17m	3~6GHz
CM7	LOS Industrial	2~8m	
CM8	NLOS Industrial	2~8m	
CM9	Farm		

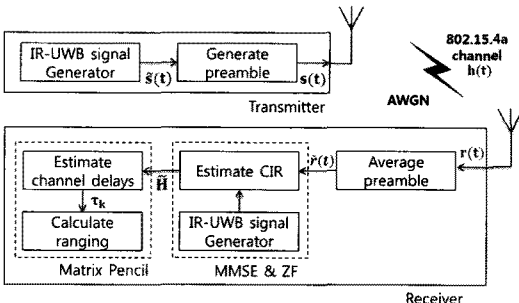


그림 1. 거리 추정을 위한 송수신기 구조도

송수신기 구조도는 그림 1과 같다. 그림에서 보여진 바와 같이, 송신 신호를 $s(t)$, 다중경로 채널을 $h(t)$, 수신된 $r(t)$ 신호를 라고 하였다. 수신단에서는 송신 신호 $s(t)$ 를 알고 있다 가정 하였고, 하나의 preamble은 모두 1을 나타내는 8개의 펄스로 구성하였다. 수신된 신호에 대하여 채널 추정 기법을 통해 추정 채널을 구하고, MP 기법을 적용하여 다중경로들의 지연 시간 성분들을 구하여 송수신기간의 거리 추정을 하였다.

III. 시스템 구성채널 분석을 통한 고 정밀 거리 추정

IR-UWB 신호는 IEEE 802.15.4a에서 제안된 RRC signal을 이용하였다. 신호를 생성하기 위한 수식은 식 (1)과 같다.

$$s(t) = \frac{\beta \left\{ \cos \left[\frac{(1-\beta)\pi t}{T_p} \right] + \frac{\sin \left[\frac{(1-\beta)\pi t}{T_p} \right]}{4\beta(t/T_p)} \right\}}{\pi \sqrt{T_p} (4\beta t/T_p)^2 - 1} \quad (1)$$

여기서, roll-off factor $\beta=0.6$, pulse duration $T_p = 2ns$ 이다⁷⁾.

수신단에서 다중경로 채널을 통과한 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k s(t - \tau_k) + w(t), \quad (2)$$

여기서, L_p 는 다중경로 채널의 수이고, α_k 와 τ_k 는 k 번째 다중경로 성분의 진폭과 지연시간이다. $s(\cdot)$ 는 송신부에서 전송한 신호의 모양이고, $w(\cdot)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_w^2 인 AWGN 채널이다. Harmonic signal model이 적용된 수신신호의 주파수 응답은 식 (2)로부터 다음과 같이 표현될 수 있다⁸⁾:

$$R(f) = S(f)H(f) + W(f) \\ = \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k S(f) e^{-j2\pi f \tau_k} + W(f), \quad (3)$$

또한, 채널 추정 시 diversity 효과를 얻고자 수신된 신호를 여러 개의 snapshot으로 재구성 하고자 하였으며⁹⁾, 식 (3)을 M개의 snapshot으로 구성된 이산적인 값으로 표현하면 다음과 같다

$$R(m) = \sum_{k=0}^{L_p-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_k s(m+1) e^{-j2\pi(f_0+l\Delta f)} + W(m), \quad (4)$$

여기서, $m = 0, 1, \dots, M-1$ 이고, $M = (N - L + 1)$ 은 snapshots의 수이다. f_0 는 중심 주파수, Δf 는 주파수 간격, L 은 Harmonic signal model의 채널 주파수 샘플 수이다. 이 때, N 개의 주파수 샘플을 길이가 L 인 연속적인 신호의 주파수 성분으로 나누어 M 개의 snapshots을 생성하면 $M = N - L + 1$ 이 됨에 주의하여야 한다. 따라서 송신한 신호 S 는 $(M \times L)$ 행렬로 표현을 할 수 있으며, 식 (4)는 아래와 같이 행렬식으로 표현할 수 있으며:

$$\begin{bmatrix} R(0) \\ R(1) \\ \vdots \\ R(M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(0) & S(1) & \dots & S(L-1) \\ S(1) & S(2) & \dots & S(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S(M-1) & S(M) & \dots & S(M+L-2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H(f_0) \\ H(f_1) \\ \vdots \\ H(f_{L-1}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W(0) \\ W(1) \\ \vdots \\ W(M-1) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

또는 다음과 같이 간단하게 표현 할 수 있다.

$$R = SH + W = SVa + W, \quad (6)$$

여기서, $R = [R(0) R(1) \dots R(M-1)]^T$ 은 크기가 $(M \times 1)$ 인 수신 신호 벡터, 노이즈 벡터 $W = [W(0) W(1) \dots W(M-1)]^T$, 크기가 $(L_p \times 1)$ 인 채널 벡터는 $H = [H(f_0) H(f_1) \dots H(f_{L-1})]^T$ 이고 $H = Va$ 을 만족 한다. $V = [v(\tau_0) v(\tau_1) \dots v(\tau_{L_p-1})]^T$ 이며, $v(\tau_k) = [1 e^{-j2\pi \Delta k \tau_0} e^{-j2\pi \Delta k \tau_1} \dots e^{-j2\pi \Delta k \tau_{L_p-1}}]$ 이다. 그리고 $a = [a_0 e^{-j2\pi f_0} \dots a_0 e^{-j2\pi f_{L-1}}]^T$ 이다. 또한 크기가 $(M \times L)$ 인 입력 데이터 벡터는

$$S = \begin{bmatrix} S(0) & S(1) & \dots & S(L-1) \\ S(1) & S(2) & \dots & S(L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S(M-1) & S(M) & \dots & S(M+L-2) \end{bmatrix} \text{이다.}$$

IV. 시스템 구성채널 분석을 통한 고 정밀 거리

본 시스템에서는 거리 추정을 위해 채널 추정 과정과 다중경로 지연시간 추정 과정을 거친다. 채널을 추정하기 위해서 송신한 신호 S 의 pseudo-inversion인 S^+ 를 식 (6) 양변에 곱하여 채널을 추정 할 수 있다. ZF와 MMSE에서 S^+ 에 대한 정의는 다음과 같다.

$$S_{ZF}^+ = S^H \{S \cdot S^H\}^{-1} \quad (7)$$

$$S_{ZF}^+ = S^H \{S \cdot S^H + (\sigma_w^2) \cdot I\}^{-1},$$

식 (6)의 양변에 S^+ 를 곱하면, 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$S^+R = S^+SH + S^+W \text{ and } \tilde{H} = H + \tilde{W} \quad (8)$$

여기서, $S^+S = I$ 이고 $S^+W = \tilde{W}$ 이다. $\tilde{H} = S^+R$ 는 추정된 채널 행렬이다.

그림 2의 (a)는 다중경로를 포함한 channel impulse response (CIR)을 나타낸 것이며, (b)는 AWGN이 없는 조건에서 (a)의 채널을 통과한 IR-UWB신호를 수신한 그림이다. 그림 2에서 A와 B의 채널 성분은 (b)의 수신된 신호의 모양을 가지고도 분해가 가능하고 이를 resolvable channel이라 하였다. 하지만 A의 다중 경로 성분들은 송신한 신호와 중첩되어 (Overlapped), (b)의 수신된 신호 모양만으로는 unresolvable channel 성분의 정보를 정확히 파악하기 힘들다. 송신 신호와 수신 신호를 이용하여 unresolvable channel 성분을 분석한다면 고 정밀의 거리 추정을 할 수 있다. 즉, 높은 샘플링 주파수로 샘플링된 IR-UWB신호와MMSE그리고 ZF등의 추정 기법을 이용하여, resolvable channel성분을 추정한 후, 추가적으로 unresolvable channel 성분까지 추정 할 수 있으면, TOA기반으로 거리를 추정할 때 찾아야 하는 direct path 채널 성분을 주변의 다중경로 성분으로부터 분해함으로써 거리 추정 정밀도를 더욱 높여줄 수 있다.

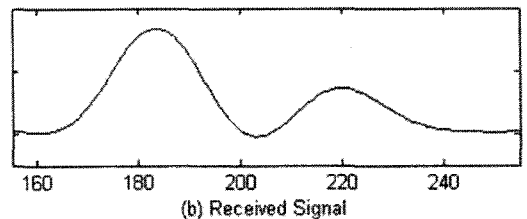
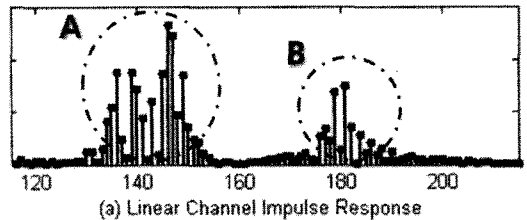


그림 2. Resolvable channel과 unresolvable channel

채널 추정 기법으로 추정된 식 (8)의 \tilde{H} 은 채널의 주파수 응답이다. 추정된 \tilde{H} 에 대하여 super resolution technique을 이용하면, 높은 정밀도를 보장하는 다중경로 지연 시간을 추정할 수 있다.

Super resolution technique에는 MUSIC, ESPRIT 등의 여러 방식이 있지만, 본 논문에서는 낮은 복잡도를 가지면서, 높은 정밀도를 보장하는 MP 기법을 이용하여 다중경로 지연시간을 추정하였다. MP 기법은 시스템의 pole을 추정하기 위해 개발된 방식으로써 angle-of-arrival (AOA)추정 방식 또는 TOA 추정 방식 등에서 사용할 수 있다 [10].

식 (8)을 통하여 얻은 추정 채널 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다 [11].

$$\begin{aligned}
 x(l) &= \tilde{H}(f_l) = H(f_l) + W(f_l) \\
 &= \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k e^{-j2\pi f_l \tau_k} + W(f_l) \\
 &= \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k z_k^l + W_k,
 \end{aligned} \tag{9}$$

여기서, $f_l = \Delta f \cdot l$, $\Delta f = 1/L \cdot \Delta t$, $z_k^l = e^{-j2\pi f_l \tau_k}$, $l = 0, 1, \dots, L-1$ 이다. 식 (9)에서 주파수가 f_k 일 때의 추정 채널 신호를 $x(k)$ 로 표현하면, MMSE로 추정된 채널 행렬로부터 다중경로 지연시간을 추정하기 위한 MP기법을 수행하기에 적합한 입력 행렬 X 를 얻을 수 있다 [11,12]. 이 때, 크기가 $(L-P) \times (P+1)$ 인 입력 행렬 X 는 다음과 같다.

$$X = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \dots & x(P) \\ x(1) & x(2) & \dots & x(P+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(L-P-1) & x(L-P) & \dots & x(L-1) \end{bmatrix}, \tag{10}$$

여기서, P 는 pencil parameter이고, 다음을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned}
 L_p \leq P \leq L-P & \quad L \text{이 짝수 일 때,} \\
 L_p \leq P \leq L-P+1 & \quad L \text{이 홀수 일 때,}
 \end{aligned}$$

식 (10)으로부터 크기가 $(L-P) \times P$ 인 X_0 와 X_1 를 정의할 수 있는데 와는 각각 아래와 같다.

$$X_0 = Z_L A Z_R = \begin{bmatrix} x(0) & \dots & x(P-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x(L-P-1) & \dots & x(L) \end{bmatrix}_{L-P \times P}, \tag{11}$$

$$X_1 = Z_L A \Phi Z_R = \begin{bmatrix} x(1) & \dots & x(P) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x(L-P) & \dots & x(L+1) \end{bmatrix}_{L-P \times P}, \tag{12}$$

여기서,

$$Z_L = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_{L_p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{(L-P-1)} & z_2^{(L-P-1)} & \dots & z_{L_p}^{(L-P-1)} \end{bmatrix}_{L-P \times L_p}$$

$$Z_R = \begin{bmatrix} 1 & z_1 & \dots & z_1^{(P-1)} \\ 1 & z_2 & \dots & z_2^{(P-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & z_{L_p} & \dots & z_{L_p}^{(P-1)} \end{bmatrix}_{L-P \times L_p}$$

$$A = \text{diag} \{ \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_{L_p} \}_{L_p \times L_p}$$

$$\Phi = \text{diag} \{ z_1 z_2 \dots z_{L_p} \}_{L_p \times L_p}$$

식 (11)과 (12)를 이용하여 Φ 를 추정할 수 있는데, 이를 위한 일반화된 eigen-value 분해 식은 다음과 같다.

$$X_1 - \lambda X_0 = Z_L A [\Phi - \lambda I] Z_R, \tag{13}$$

여기서 행렬 X_0 와 X_1 는 L_p 개의 rank를 가지고, 임의의 λ 에 대하여 (13) 또한 L_p 개의 rank를 가진다. 만약에 하나의 $\lambda = z_k$ 가 z_l 중($l \in [1, L_p]$)에서 선택 되었다면, (13)의 rank는 1만큼 감소하여 $L_p - 1$ 이 될 것이다. 따라서, 우리는 일반화된 행렬 쌍 $[X_1, X_0]$ 의 eigen-value를 구함으로써 z_k 를 추정할 수 있다. $[X_1, X_0]$ 의 eigen-value는 $[X_0^H X_0]^{-1} X_0^H X_1$ 의 eigen-value 와 같다. $[X_0^H X_0]^{-1} X_0^H X_1$ 은 $(P \times P)$ 의 2차원 행렬로 의 P 값이 커질수록 $[X_0^H X_0]^{-1} X_0^H X_1$ 의 eigen-value를 구하는 연산량이 증가함에 유의한다.

$z_k = e^{-j2\pi \Delta f \tau_k}$ 을 이용하여 지연 시간 $\hat{\tau}_k$ 를 추정하는 식을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{\tau}_k = -\frac{\xi[\ln(z_k)]}{2\pi \Delta f}, \quad k=0, 1, \dots, L_p-1, \tag{12}$$

여기서 ξ 는 imaginary part operator이고, 전파의 속도와 τ_k 를 곱함으로써 거리를 추정할 수 있다.

V. 시뮬레이션 환경

IEEE 802.15.4a에서 제공한 채널 모델 생성 시뮬레이터의 최대 sampling frequency는 CM1의 경우 10Ghz이고, 나머지 LOS 채널의 경우 6Ghz이다 [6]. 표준에서 언급하고 있는 RRC Signal의 sampling frequency가 64Ghz임을 고려하여 본 논문에서 CM1의 경우 8Ghz, 나머지 LOS 채널의 경우 6Ghz sampling frequency로 채널을 생성하여 시뮬레이션을 하였다.

식 (6)에서 행렬 S의 크기를 정하는 변수 L은 송신한 신호 샘플의 총 길이가 N인 경우 N/2를 넘지 않는 범위에서 정확한 추정이 가능하다고 알려져 있어 [13], 시뮬레이션에서는 L=N/2로 정하여 낮은 복잡성에서 좋은 성능을 볼 수 있고자 하였으며, 시뮬레이션이 정상적으로 작동시키기 위하여 pencil parameter P의 크기는 L/2를 넘지 않도록 잡아야 함에 유의하였다.

VI. 수치적 성능 분석

제안된 다중경로 지연정보 추정 방식의 성능을 수치적인 분석에 기반한 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 입증 하였다. 그림 3은 LOS와 NLOS 채널에 대한 MMSE-MP, ZF-MP 성능 분석 결과이다. 시뮬레이션에서는 sampling frequency $f_s = 64\text{Ghz}$, channel의 sampling frequency $f_{sh} = 8\text{Ghz}$, $N = 640$, $L = 320$, $L_p = 35$, $P = 32$ 인 조건에서 총 1000개의 채널과 2번의 preamble을 이용하였다. 그림에서 보여진 바와

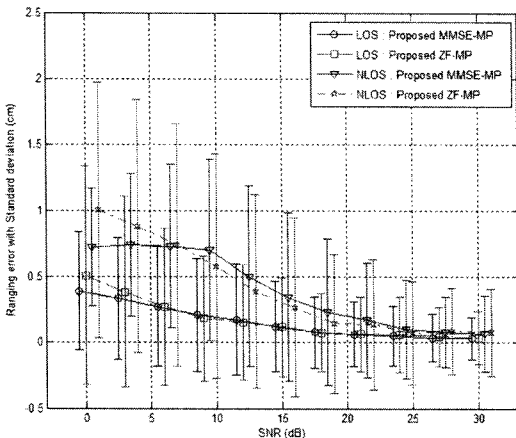


그림 3. 거리 추정 성능 비교

같이, 낮은 SNR 구간에서 LOS 채널이 NLOS 채널보다 30% 정도의 좋은 거리 추정 성능을 보였다. 또한 낮은 SNR구간에서 MMSE 방식이 ZF보다 LOS의 경우 10%, NLOS의 경우 20% 정도의 좋은 거리 추정 성능을 보였다.

그림 4는 각 채널에 따른 MMSE-MP를 이용한 거리 추정 오차를 분석한 결과 그래프이다. 정확한 성능 분석을 위해 채널 생성시 sampling frequency를 6Ghz로 맞추어 각 채널들을 생성하였다. 나머지 변수 조건들은 그림 3의 실험과 동일하게 하였다. 그림에서 보여진 바와 같이, 제안된 기법은 CM7 (LoS Industrial)에서 가장 좋은 성능을 보였다. 표 2는 각 채널모델에서 direct path와 다중경로의 에너지 비율을 나타낸 표이다. CM7이 31.1%로 가장 높은 에너지 비율을 보였다. 따라서 direct path의 에너지 비율이 높을수록 거리 추정 오차가 낮아짐 알 수 있다.

그림 5는 MMSE-MP 방식을 이용한 거리 추정 방식에서 MP parameter 값에 따른 거리 추정 오차를 분석한 그래프이다. CM1 (LOS Residential)를 이용하였고, sampling frequency $f_s = 64\text{Ghz}$, channel의 sampling frequency $f_{sh} = 8\text{Ghz}$, $N = 640$, $L = 320$, $L_p = 30$ 인 조건에서 총 1000개의 채널과 2번의 preamble을 이용하였다. 그림에서 보여진 바와 같이, 전체적인 경향으로는 MP parameter의 크기가 클수록 거리 추정 오차의 평균과 표준편차가 작아짐을 알 수

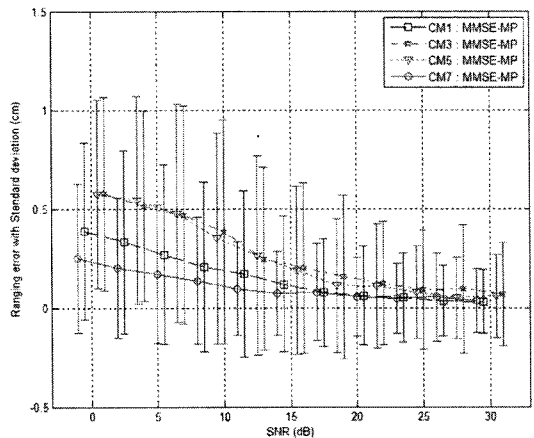


그림 4. MMSE-MP를 이용한 채널 별 거리 추정 성능 비교

표 2. Direct path와 다중경로의 에너지 비율

	CM1	CM3	CM5	CM7
Power rate(%)	17.6	4.6	3.4	31.1

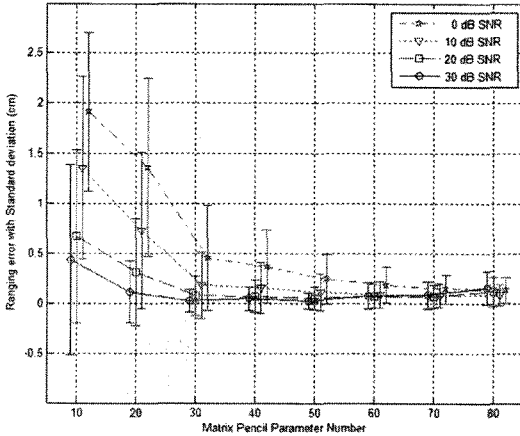


그림 5. MP Parameter의 값에 따른 성능 비교

있다. 특히, 낮은 SNR 영역에서 MP parameter값의 크기에 따른 변화가 큼을 보였다. 그러나, MP parameter값이 L_p 보다 커지기 시작하는 시점부터 성능이 더 이상 좋아지지 않았고, 필요이상의 MP parameter를 선정한 경우 오히려 성능이 열화되는 경향을 보였다.

그림 6은 시뮬레이션에서 전체 연산 수행 시간에서 MP 기법의 연산이 차지하는 상대적 연산 수행 시간에 대한 그래프이다. 상대적 연산 수행 시간을 측정할 시스템 환경은 CPU AMD Phenom™2 X2 550 Processor 3.10GHz, 2GB 메모리, Windows 7 Ultimate K 운영체제에서 MATLAB 2008B 버전으로 수행하였다. 그림에서 보이진 바와 같이, MP parameter값이 증가 할수록 MP부분의 처리 연산량 비율이 증가됨을 알 수 있다. 즉, MP parameter가 90인 경우 전체 연산량의 35%를 MP 기법연산에 사용되었다. 따라서, 연산량과 거리 추정 오차 성능을 고려하여 적절한 MP parameter 선정이 필요함을 알 수 있다. 그림 5와 그림 6을 참조 할 경우, 낮은 SNR에서는 40-60의 값을, 높은 SNR에서는 30내외의 값이

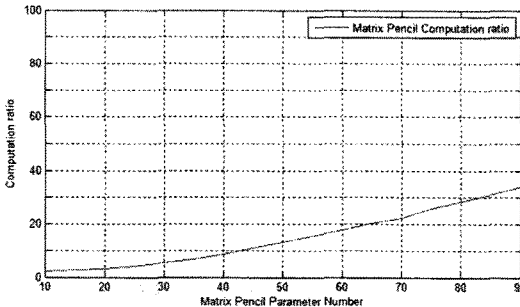


그림 6. MP parameter에 따른 MP method연산량 비율

적절하다고 판단된다.

VII. 결 론

본 논문에서는 IR-UWB 시스템에서의 채널추정 및 다중경로 지연시간 분석을 통한 고 정밀 거리추정 기법을 제안하였다. 제안된 기법에서는 MMSE 또는 ZF 기법을 적용하여 채널추정을 한 후, MP 기법을 이용하여 송수신기 간의 존재하는 다중경로 중에 IR-UWB 펄스보다 더 좁은 간격으로 중첩 수신된 다중경로를 분석하여 수 cm이내의 정밀한 거리를 추정할 수 있음을 보였다.

또한, 제안된 기법을 적용한 시스템의 거리 추정 성능을 IEEE 802.15.4a 채널 모델 별로 비교 분석하였으며, MP parameter 값의 변화에 따른 거리 추정 성능과 연산량 변화를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석하여 연산량과 거리 추정 오차 성능을 고려하여 적절한 MP parameter 선정이 필요함을 보였다.

참 고 문 헌

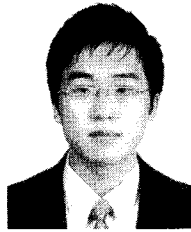
- [1] 오미경, 김명중, 김재영, “유비쿼터스 홈 구축을 위한 저속 위치인식 UWB 기술”, 전자통신동향 분석 제21권 제5호 2006년 10월.
- [2] 조영수, 조성윤, 김병두, 이성호, 김재철, 최완식, “실내의 연속측위 기술 동향”, 전자통신동향분석 제22권 제3호, 2007년 6월.
- [3] 조영훈, 이준용, 하동현, 강신후, “광선추적법에 의한 초광대역 실내 위치인식의 성능개선 방법”, 한국통신학회논문지, Vol.31, Oct. 2006.
- [4] R. N. McDonough and A. D. Whalen, Detection of Signals in Noise, Academic Press, Burlington, MA, 1995.
- [5] J. P. Ianniello, “Time delay estimation via cross-correlation in the presence of large estimation errors,” IEEE Transactions on Electrmagnetic Compatibility, Vol.31, No.4, pp. 369-375, Dec 1982.
- [6] F. Molisch et al., IEEE 802.15.4a channel model - Final report, Tech. Rep., Nov. 2004, <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>.
- [7] IEEE 802.15 WPAN Low Rate Alternative PHY Task Group 4a, “PART 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate

Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs),” Draft P802.15.4a/D7, Mar. 2007.

- [8] D. Manolakis, V. Ingle, and S. Kogon, Statistical and Adaptive Signal Processing, McGraw-Hill, 2000.
- [9] N. X. Li and K. Pahlavan, “Super-Resolution TOA Estimation with Diversity for Indoor Geolocation,” IEEE Trans. wireless comm., Vol.3, pp.224-234, Jan. 2004.
- [10] J. Lee, N. Y. Kim, S. Kim, J. Kang, and Y. Kim, “Joint AOA/RSSI Based Multi-User Location System for Military Mobile Base-Station” Military Communications Conference, pp.1-5, 16-19 Nov. 2008.
- [11] N. Dharamdial, R. Adve, and R. Farha, “Multipath delay estimations using matrix pencil,” IEEE WCNC 2003, pp.632-635, Mar. 2003.
- [12] Y. Hua and T. K. Sarkar, “Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise,” IEEE Trans. Acous., Speech, Signal Process., Vol.38, pp.814 - 824, May 1990.
- [13] N. Y. Kim, S. Kim, Y. Kim, and J. Kang, “A High Precision Ranging Scheme for IEEE802.15.4a Chirp Spread Spectrum System”

전 인 호 (Inho Jeon)

준회원



2009년 8월 광운대학교 전자공학과

2009년 9월~현재 광운대학교 전자공학과 석사과정

<관심분야> UWB 시스템, 임베디드 시스템, 고정밀 측위 기술 및 시스템

김 영 역 (Youngok Kim)

정회원



1999년 2월 연세대학교 기계공학과 학사

2002년 5월 Univ. of Texas at austin Dept. of Electrical and Computer Engineering 석사

2006년 5월 Univ. of Texas at austin Dept. of Electrical and Computer Engineering 박사

2008년 3월~현재 광운대학교 전자공학과 조교수

<관심분야> 무선통신이론, 초광대역 통신시스템, 자원관리기술, 임베디드시스템, 고정밀 측위 기술 및 시스템