

# 비동기식 FDD에서 Two-way ToA를 통한 상대거리 측정에 관한 연구

송영환\* · 박재수\*\* · 신영준\*\*\* · 윤창배\*\*

A Study on relative distance estimation for asynchronous FDD using Two-way ToA

Young-Hwan Song\* · Jae-Soo Park\*\* · Young-Jun Shin\*\*\* · Chang-Bae Yoon\*\*

## 요 약

무선 통신 환경에서 위치기반서비스를 이용하기 위해서는 상대거리 측정기술이 중요하다. 본 논문에서는 비동기식 주파수 다중 분할(FDD) 방식을 사용하는 통신환경에서 위치측정을 위한 내·외부 인프라 사용이 불가할 때, 물리계층의 프레임 구조를 활용한 상대거리 측정을 위한 방안을 제시한다. 제안된 방식은 연속적인 거리측정이 가능하며, 실험을 통해 평균 10m 이하의 측정 정확도를 확인하였다.

## ABSTRACT

The relative distance estimation technique is important to Location-Based Service(LBS) in a wireless communication environment. In this paper, we propose a scheme for measuring the relative distance by utilizing a frame structure of a physical layer in asynchronous Frequency Division Duplexing(FDD) when the Internal and external infrastructure for position measurement cannot be used. The proposed method is suitable for continuous distance measurement. The test results showed that the proposed method has the accuracy of less than 10 meters on average.

## 키워드

Relative Distance Estimation, Time of Arrival, Asynchronous FDD  
상대 거리 측정, ToA, 비동기식 FDD

## 1. 서 론

위치 기반 서비스(LBS, Location Based Service)란 통신망 또는 통신 설비 등을 이용하여 사람이나 사물의 위치를 파악하고, 이를 활용하는 응용시스템 및 서비스를 통칭한다. 이러한 위치 기반 서비스는 무선 통

신 환경에서 반드시 필요한 기능으로 네비게이션 및 위치기반 게임 서비스, 엔터테인먼트, 정보, 상거래 등의 서비스에 사용된다.

상대거리 측정은 위치기반 서비스를 위한 핵심기술로 많은 인프라를 필요로 한다. 측위기술은 적은 수신기 비용으로 높은 정확도를 확보할 수 있는 GPS 방

\*\* 한화시스템  
(js2007.park@hanwha.com, changbae.yoon@hanwha.com)

\*\*\* 국방과학연구소연구원 (yjoon88@add.re.kr)

\* 교신저자 : 한화시스템

· 접수 일 : 2016. 10. 17

· 수정완료일 : 2016. 12. 13

· 게재확정일 : 2016. 12. 24

· Received : Oct. 17, 2016, Revised : Dec. 13, 2016, Accepted : Dec. 24, 2016

· Corresponding Author : Young-Hwan Song  
Hanwha Thales Co., Ltd.

Email : yh81.song@hanwha.com

식을 사용하고 있으며, Non GPS 방식에서의 측위 기술 역시 기 활용되어져 왔다.

다만 GPS 및 Non GPS 방식의 측위기술은 내·외부 인프라가 성능에 미치는 영향이 크다.

본 논문에서는 비동기식 FDD(Frequency Division Duplexing) 방식에서 프레임 구조를 활용한 Two-way ToA 거리측정 방법을 제안한다. 외부의 조건으로 인해 외부 인프라를 사용할 수 없고, 내부 인프라가 반영되지 않는 제한적인 환경에서 출력의 변경이 자유로운 점대점 노드 간 Two-way ToA 상대거리 측정방법을 소개한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 이어지는 장에서는 위치측정 기술의 배경에 대해 기술한다. 3장에서는 ToA에 대해 기술한다. 4장에서는 본 논문에서 제안하는 거리측정 방식을 기술하고, 5장에서는 측위거리 오차 성능 산출방법, 6장에서는 시험을 통해 검증한다. 7장에서는 제안한 방법의 의미하는 바에 대한 요약정리와 결론에 대해 기술한다.

## II. 배경지식

무선 통신환경에서 노드 사이의 상대적인 거리를 측정하는 기능은 위치인식을 필요로 하는 응용에 중요하다[1-3]. 일반적으로, 두 개 또는 그 이상의 노드는 상대거리 측정을 위해 수신 신호의 특성 및 송수신 신호의 상호 동작을 이용한다. 예를 들어, 정해진 출력에 대해 수신하는 노드에서는 수신신호 세기를 측정함으로써, 두 개의 노드들 사이의 범위를 얻을 수 있다[4] 또 다른 방법으로, 거리측정을 위해 두 노드 간 신호의 전송시간을 이용하는 방법이 사용된다. 이러한 방법을 Time of Arrival(ToA) 또는 Time of Flight(ToF) 라고 한다. 시간의 측정에는 수신 노드의 클럭을 이용한다. 이때, 전파의 속도를 이용하여 상대거리를 환산할 수 있다. 이러한 기술은 클럭의 정확도와 시간동기에 기반한 기술이다[5]. 클럭 기술이 무선통신환경에서 상대거리 측정 정확도가 위치기반 서비스에 사용이 가능한 수준에 도달한 이후, 위치측위 기술은 항법, GPS 등 여러 위치기반시스템에 적용되어오고 있다[6].

상대거리 측정은 위치정보를 확인하기 위함이다.

이때 측위 정확도 중 클럭의 성능은 큰 비중을 차지한다. 따라서 클럭의 오차를 보정하기 위해 내·외부 인프라를 사용한다.

외부 인프라를 사용하는 방법으로는 위성이 있다. 위성을 기반으로 하는 시스템은 전송지연을 이용하여 위성의 원자시계에 동기를 확보한다. GPS에 동기된 노드에서는 원자시계의 정확도를 확보할 수 있다. 내부 인프라를 사용하는 방법으로는 Non GPS 환경에서의 측위를 위한 방법이 있으며, 동기확보를 위한 내부 설계 인프라를 적용할 경우 높은 정확도를 확보할 수 있다[7-10]. 또한 센서 네트워크를 통한 상대거리 측정방법이 사용되고 있다[11-15].

본 논문에서는 비동기식 FDD 통신방식에서 프레임 구조를 활용한 Two-way ToA 거리측정 방법을 제안한다. 외부의 조건으로 인해 외부 인프라를 사용할 수 없고, 내부 인프라가 반영할 수 없는 제한적인 환경에서 출력의 변경이 자유로운 점대점 노드 간 Two-way ToA를 통한 상대거리 측정방법을 소개한다.

ToA 방식은 하나의 노드에서 다른 노드로 신호가 이동하는 시간을 측정하여 점대점 간의 거리를 측정한다. 신호가 이동하는 시간을 신호의 속도를 이용하여 거리로 환산한다. Two-way ToA 측정은 하위 클럭 분해능에 따라 성능이 결정된다. ToA의 결과는 누적된 타이밍 값을 통해 구해진다. 정해진 출력을 고정된 위치에서 사용하는 경우, RSSI 와 ToA를 동시에 활용한 측위기술이 소개되어있다[16-18].

음파와 전파사이의 속도 차이가 있다. 이를 이용한 지연시간의 차이를 측위거리에 적용한 TDoA 측정방법이 알려져 있다[19-21]. 이 방법은 오차범위 10cm 이하의 정확한 측위가 가능하지만, 음파의 전달 거리의 제한으로 인해 장거리 사용에 부적합하며, 측정시간이 길어서 실시간 응용이 어렵다.

본 논문에서 제시하는 방법의 차별된 거리측정의 장점은 시간동기가 없고 출력변경이 가능한 노드 간 비동기 FDD 통신환경에서 별도의 송수신 리소스에 영향을 주지 않으면서 Two-Way ToA를 통해 정확한 거리를 측정할 수 있는데 있다. 또한, 실시간 응용에 적용이 가능하며, 송신신호세기 또는 수신신호세기의 변화에 무관하게 적용할 수 있다.

### III. ToA 측위

노드 간의 무선통신을 통한 거리측정은 RTT(Round-Trip Time)을 측정하여 이를 거리로 환산한다. 기 설치된 인프라의 도움을 받을 수 없는 시스템의 경우, 거리측정을 위해서는 패킷 간 동기를 유지하는 것이 중요하다.

그림 1은 One-way ToA의 신호전달 과정을 나타낸다.

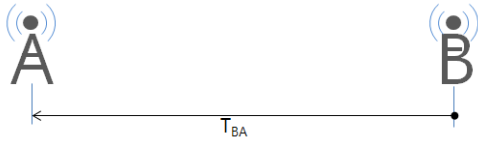


그림 1. One-way ToA  
Fig. 1 One-way ToA

$ToA = T_{BA}$ , 단 이때,  $T_{BA}$ 를 계산하기 위해서는 송신시점의 시간을 A 노드가 반드시 알아야 하며, 두 노드 간 시간동기를 기본으로 한다. 따라서 RTT가 아닌 단방향 기준으로 거리산출이 가능하지만, GPS와 같은 정밀한 인프라를 사용이 필요하다.

그림 2는 Two-way ToA의 신호전달 과정을 나타낸다.

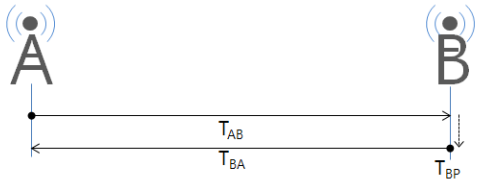


그림 2. Two-way ToA  
Fig. 2 Two-way ToA

Two-way ToA 방식은 GPS 시간 동기 없이 A 노드의 시스템 시간 기준으로 B노드와의 거리측정이 가능하다. 단 업/다운링크 간 비동기식 FDD 방식을 사용하는 경우,  $T_{BP}$ 가 거리측정에 영향을 미친다.

고속통신의 경우, 데이터와 프레임 사이에 고속 TDM 채널을 적용하기 때문에 프레임 단위로 업/다운링크 간 동기를 유지하기에 어려움이 있다. 따라서

기준 노드에 대한 클럭동기를 유지해야 하며, 이때, AFC(Auto Frequency Control)와 같은 노드 간 동기보정 시스템이 필요하며, 이를 위한 시스템 인프라가 반영되어야 한다[22-23].

그림 3은  $T_{BP}$ 가 거리측정에 미치는 영향을 보여준다.

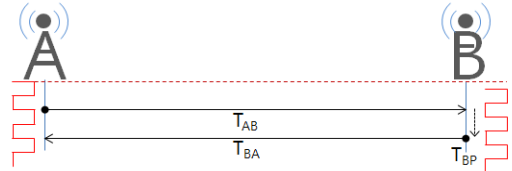


그림 3. 노드간 비동기에 의한 클럭 오차발생  
Fig. 3 Efficiency of clock deference by asynchronous

클럭동기를 보정하지 않을 경우, 노드 간 클럭 정확도에 따른 오차가 누적되어, 거리측정 환산에 어려움이 있다.

### IV. 제안한 방법

FDD를 이용한 고속 통신의 특징은 데이터의 연속성을 유지해야 하며, 리소스의 효율적 활용을 위해 비대칭, 비동기 방식을 사용한다. RTT를 산출하기 위해서는 앞에서 언급한 바와 같이  $T_{BP}$ 가 거리산출이 가능한 범위 내로 제어하는 방법이 필요하다.

본 논문에서는 클럭의 오차 누적을 제거하여, RTT 간  $T_{BP}$ 를 일정하게 유지하기 위해, 프레임 단위로 패딩 심벌을 할당하여 사용하는 방법을 사용한다.

그림 4는 프레임 구조에 패딩 심벌을 할당하는 방법에 대한 예를 보여준다.

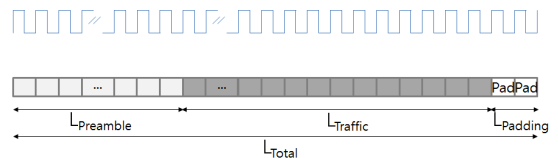


그림 4. 프레임 구조  
Fig. 4 Frame structure

패딩 심벌은 리소스 및 환경을 고려하여 할당이 자유롭다. 다만 패딩 심벌의 크기는 보정 초기 수렴시간에 영향을 미친다. 가변 전송구조를 지원하는 경우에는 패딩 심벌을 포함한 업링크, 다운링크 간 프레임 시간이 그림 5의 예와 같이 정수배를 유지해야 한다.

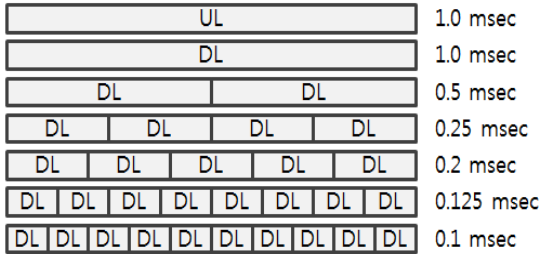


그림 5. 업링크/다운링크 프레임 시간 할당 예  
Fig. 5 Example UL/DL Time of Frame

각 시스템 클럭은 독립적으로 동작하며, 시스템 클럭간의 동기를 유지시켜주기 위한 GPS 나 외부 제어 가능한 PLL 구조를 적용하지 않을 경우, 그림 6과 같이 클럭의 오차 또는 정확도에 의해 오차가 누적된다.

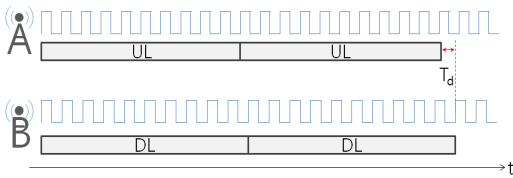


그림 6. 노드간 비동기에 의한 클럭 오차발생  
Fig. 6 Efficiency of clock deference by asynchronous

클럭의 오차가 1msec 이상 늘어날 경우, 측위거리 오차는 300km 이상이다. 따라서 클럭의 동기를 맞추지 않으면 거리측정이 불가능하다.

그림 7은 본 논문에서 제안하는 프레임을 활용한 클럭오차 보정 방법을 보여준다. 누적오차를 보정하기 위한 동작구성은 간단하다. 상대거리를 측정하고자하는 대상노드에서 보정을 지속적으로 수행한다.

거리측정 대상노드의 동작은 다음과 같다. 첫 번째로는 수신동기를 획득했는지를 확인한다. 수신동기를 획득했을 경우,  $T_{BP}$ 를 최소로 줄이기 위해, 패딩 심

벌을 이용하여 프레임 시간을 가변한다. 이때, 수신 프레임 시간(UL ToF)에 대해 송신 프레임 시간(DL ToF)을 가변하는 단위는 패딩 심벌의 크기에 제한적이다.

동기와 송신타이밍 간의 클럭 차이가 송신심벌 단위로 한 심벌 이상 차이가 날 경우, 패딩 심벌을 가변하기 때문에  $T_{BP}$ 는 다운링크 심벌 시간 이하의 크기를 항상 유지하게 된다.

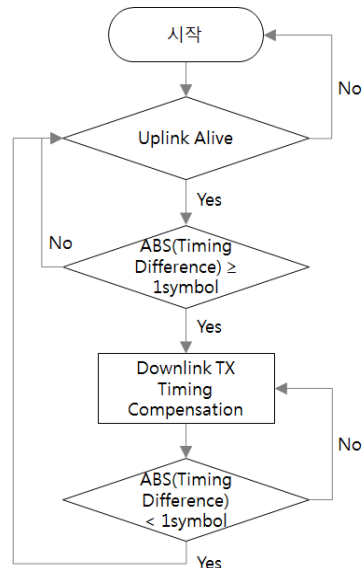


그림 7. 상대거리 측정을 위한 클럭 누적 오차보정 순서도  
Fig. 7 Flow Diagram of the clock cumulative error correction for relative distance measurement

그림 8, 9는 업링크 수신을 받은 노드가 수신대비 송신의 클럭이 한 심벌 이상 차이가 발생할 때 패딩 심벌을 통해 동기를 보정하는 과정을 보여준다.

데이터 프레임의 길이는 고정할당이지만, 패딩 심벌을 이용하여 프레임 시간을 가변하여 클럭 오차를 보정한다.

상대거리를 알고자 하는 노드에서는 송신 프레임 시간 또는 타이밍 기준으로 RTT를 계산하며, 추가적인 동작이 필요하지 않다. 다만, 송신 프레임에 대한 수신 프레임을 식별할 수 있어야 한다.

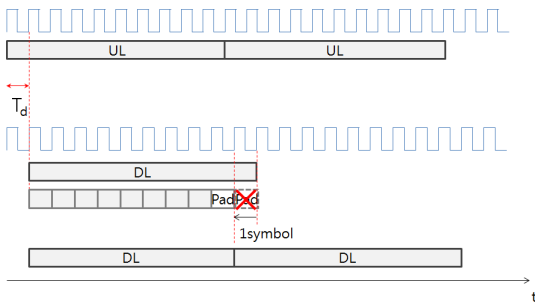


그림 8. 클럭 누적 오차 보정 타이밍 다이어그램 (I)  
Fig. 8 Timing Diagram of cumulative clock error correction (I)

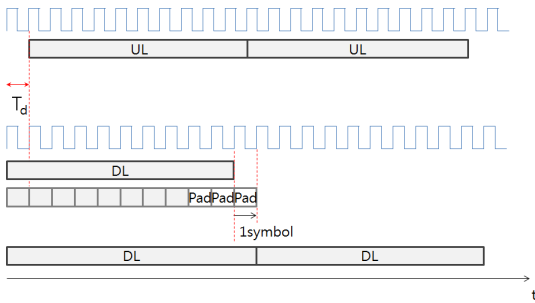


그림 9. 클럭 누적 오차 보정 타이밍 다이어그램(II)  
Fig. 9 Timing Diagram of cumulative clock error correction (II)

### V. 측위거리 오차

측위거리 방법은 거리 오차에 따라 사용가능성이 판단된다. 위치기반서비스는 필요한 오차범위를 가지고 있기 때문에, 기 알려진 측위방식을 적용하기 어려운 제한된 조건에서 본 논문에서 제안하는 방법을 적용하였을 경우, 기존에 알려진 측위방법과 유사한 성능을 만족해야 한다.

측위거리 오차에 영향을 주는 요인은 다음과 같다. 첫 번째로는 클럭의 정확도 이다. 클럭의 정확도는 RTT를 통해 거리로 환산할 때 클럭 카운트에 영향을 미칠 수 있다.

두 번째로는 프레임 시간을 심벌 단위로 보정하기 때문에 타이밍 동기가 형성된 후, 즉 측위거리 정보가 가용한 시점에서 최대 한 심벌 단위의 오차가 발생한

다.

세 번째로 물리계층에서의 송수신 처리에 대한 처리 지연시간이다. 업/다운링크 간의 물리계층 처리 지연시간이 존재한다. 단, 고정된 시간이기 때문에, 보정 과정을 통해 오차의 영향을 제거할 수 있다.

본 논문에서는 노드 간 클럭 정확도에 의해 발생하는 클럭 누적오차를 패딩 심벌을 사용하여 보정하며, 동기부의 심벌 보정 크기가 클럭의 정확도와 비교하여 많이 크기 때문에 거리측정 오차는 심벌률에 의하여 결정된다. 표 1은 IEEE 802.16 채널 대역폭 및 심벌율과, 이를 적용하였을 경우 심벌율을 거리로 환산한 상대거리 측정 오차이다.

표 1. 심벌 시간과 상대거리 측정오차  
Table 1. Symbol time and relative distance measurement error

Channel size (MHz)	Symbol rate (MBd)	Symbol time (nsec)	Distance measurement error (m)
20	16	62.5	18.7m
25	20	50.0	15.0m
28	22.4	44.6	13.4m

클럭 정확도에 따라 발생하는 오차의 영향과 같이 정리할 수 있다.

클럭 정확도에 따른 시간 오차는 다음 식 (1)과 같다.

$$t_{err\_clock} = t_0 \alpha \tag{1}$$

$t_{err\_clock}$ 는 클럭단위의 시간오차,  $t_0 = 1/f_0$ ,  $\alpha$ 는 클럭의 정확도이다.

노드 간 클럭 편차가 최고인 경우, 즉  $f_A = f_0 + \alpha f_0$ ,  $f_B = f_0 - \alpha f_0$  일 경우, A노드와 B노드 간 클럭단위의 시간차이는  $t_{diff\_clock} = 2t_0 \alpha = 2t_{err}$ 이다.

시간에 따른 누적오차는  $t_{diff}$ 에  $f_0$ 를 곱하여 얻을 수 있으며, 다음 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned}
t_{diff} &= t_{diff\_clock} f_0 t \\
&= 2t_{err} f_0 t \\
&= 2\alpha t_0 f_0 t \\
&= 2\alpha t
\end{aligned} \tag{2}$$

이러한 오차의 영향은 누적되어 발생한다. 예를 들어 클럭 정확도가 2ppm 이면, 1분 후의 노드 간 누적 오차는 0.24msec 가 발생한다. 이를 거리로 환산하면 72km 이다.

제안한 방법은  $T_{symbol} \leq |t_{diff}|$  일 경우, 프레임 구조중 패딩 심벌을 이용하여 심벌 단위로 동기 누적 오차를 보상한다. 따라서 누적오차는 항상 한 심벌 시간보다 작거나 같다. 이를 정리하면 다음 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned}
t_{diff} &= 2\alpha t, \\
\left\{ \begin{array}{l} \text{if}(t_{diff} \geq T_{symbol}), \\ t_{diff} = t_{diff} - \text{floor}\left(\frac{\text{abs}(t_{diff})}{T_{symbol}}\right) T_{symbol} \\ \text{if}(-t_{diff} \leq T_{symbol}), \\ t_{diff} = t_{diff} + \text{floor}\left(\frac{\text{abs}(t_{diff})}{T_{symbol}}\right) T_{symbol} \end{array} \right. & \tag{3} \\
\therefore |t_{diff}| &\leq T_{symbol}
\end{aligned}$$

여기서  $T_{symbol}$ 은 1심벌 시간을 나타낸다. 따라서 동기 에 대한 누적오차의 최대값은  $T_{symbol}$ 이 된다.

동기가 이루어진 점대점 노드간 RTT 오차는 다음과 같다. 단위거리  $L_{unit}$ 을 전파가 전달되는데 걸리는 시간  $t$  동안 카운트 된 클럭을 통해 거리를 환산할 수 있다. 이때, 단위거리  $L_{unit}$ 과 측정된 거리  $L_{estimated}$ 의 차이가 측정 오차  $L_{err}$ 이다.

$$\begin{aligned}
L_{err} &= L_{unit} - L_{estimated} \\
&= L_{unit} - N_{clock} \times T_0 \times V_{elec} \\
&= L_{unit} - \frac{T_{unit}}{T_0 \pm T_{err}} \times T_0 \times V_{elec}
\end{aligned}$$

여기서,  $T_0 = 1/F_0$  이고,  $T_{unit} = \frac{L_{unit}}{V_{elec}}$  이다.

$T_{err}$ 를 클럭오차에 따른 클럭단위의 시간오차로  $\alpha T_0$ 로 근사화 되며, 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
T_{err} &= \frac{1}{F_0} - \frac{1}{F_0 \pm \alpha F_0} \\
&= \frac{1}{F_0} \left(1 - \frac{1}{1 \pm \alpha}\right) = T_0 \left(1 - \frac{1}{1 \pm \alpha}\right) \\
&= T_0 \left(\frac{\pm \alpha}{1 \pm \alpha}\right) \\
&\simeq \pm \alpha T_0, \because \alpha \ll 1
\end{aligned}$$

$T_{err}$ 를  $\alpha T_0$ 로 근사화하면, 측정오차  $L_{err}$ 는 다음 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned}
L_{err} &= L_{unit} - \frac{T_{unit} V_{elec} T_0}{T_0 \pm T_{err}}, \quad T_{err} \simeq \alpha T_0 \\
&= L_{unit} - \frac{T_{unit} V_{elec} T_0}{T_0 \pm \alpha T_0} \\
&= L_{unit} - \frac{T_{unit} V_{elec}}{1 \pm \alpha}, \quad T_{unit} V_{elec} = L_{unit} \\
&= L_{unit} \frac{\pm \alpha}{1 \pm \alpha}
\end{aligned} \tag{4}$$

단위거리  $L_{unit}$  은 1meter, 전파속도  $V_{elec}$  은  $3 \times 10^8 m/sec$  이면, 1미터마다 발생하는 거리측정 오차  $L_{err}$  는 다음 식 (5)와 같다.

$$L_{err} \approx \pm \alpha (meter), \because \alpha \ll 1 \quad (5)$$

측정오차는 클럭 정확도에 정비례하는 것을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안하는 방법인 동기 보상 방법을 적용할 경우, 최대 측정오차는 다음 식(6)으로 정리 정리된다.

$$L_{err} \approx \alpha L + T_{symbol} V_{elec} + t_{diff\_clock} V_{elec} \quad (6)$$

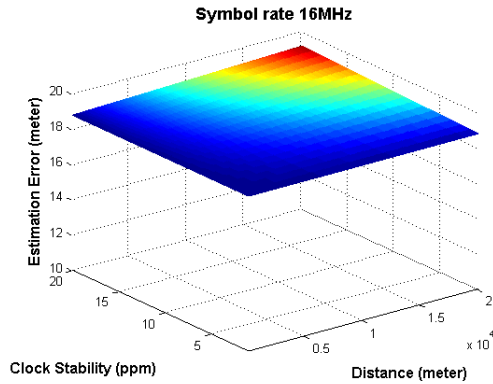


그림 10. 상대거리 예상오차 at 심벌율 16MHz  
Fig. 10 Estimation Error at 16MHz symbol rate

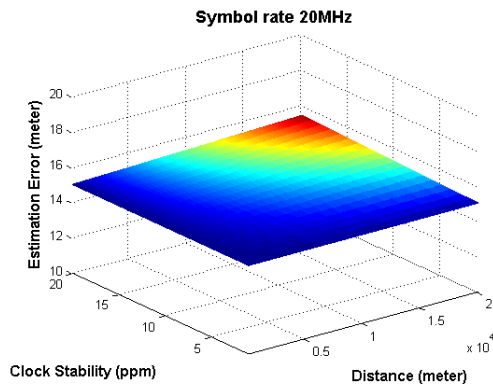


그림 11. 상대거리 예상오차 at 심벌율 20MHz  
Fig. 11 Estimation Error at 20MHz symbol rate

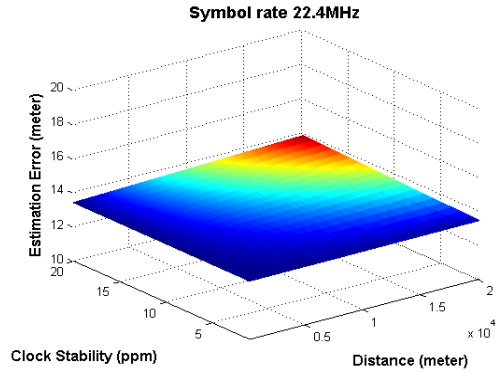


그림 12. 상대거리 예상오차 at 심벌율 22.4MHz  
Fig. 12 Estimation Error at 22.4MHz symbol rate

그림 10, 11, 12는 표 1에 대하여, 거리 0.1~200km, 클럭 정확도 1~20ppm을 대상으로 시뮬레이션 한 결과이다.

같은 심벌율 내에서, 거리와 클럭 정확도에 따른 측정오차의 차이는 크지 않다. 같은 심벌율 내에서는 측정오차가 거리와 클럭정확도에 상관없이 0.5m 내에서 발생하기 때문에 결과가 전체적으로 평면을 이루고 있다. 앞에서 언급한 바와 같이 거리에 따른 오차 보다는 심벌율에 따른 측정오차가 큰 비중을 차지함을 알 수 있으며, 심벌율이 클수록 측정오차는 작아짐을 확인할 수 있다.

## VI. 시험결과

시험 환경은 10km LoS 환경이며, A노드와 B노드는 고정된 위치에서 시험을 진행하였다. 시험위치는 약 10km 지점 7곳에서 심벌율 변화에 따른 결과를 측정하였다. 시험 거리는 9489~9612m로 최대 약 130m의 차이를 가진다. 시험에 사용한 기준 클럭 정확도는 2ppm이다. 시험결과는 각 심벌율 및 거리마다 10만개씩 무작위로 추출하여 사용하였으며, 이때 거리 측정 해상도는 1m 단위이다.

측정된 결과는 주기적으로 심벌 시간을 기준으로 변화한다. 따라서 결과의 분포가 두 개의 폴을 이루게 되기 때문에, 이에 대한 영향을 최소화하는 방법으로 이동평균을 취하였다. 이때 이동평균 윈도우 크기는 10msec를 사용하였다.

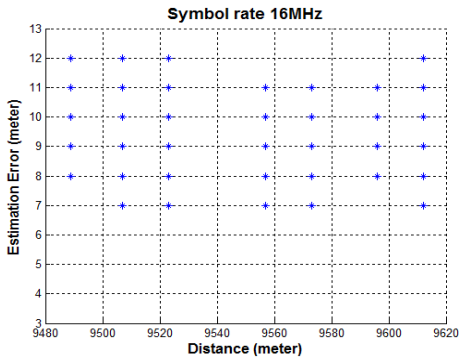


그림 13. 거리에 따른 상대거리 측정오차 at 16MHz  
 Fig. 13 Relative distance measurement error due to distance at 16MHz symbol rate

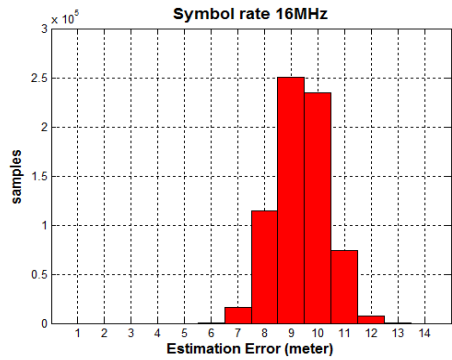


그림 16. 상대거리 측정오차 히스토그램 at 16MHz  
 Fig. 16 Histogram of relative distance measurement error at 16MHz symbol rate

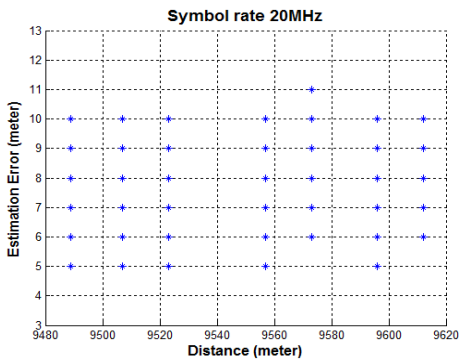


그림 14. 거리에 따른 상대거리 측정오차 at 20MHz  
 Fig. 14 Relative distance measurement error due to distance at 20MHz symbol rate

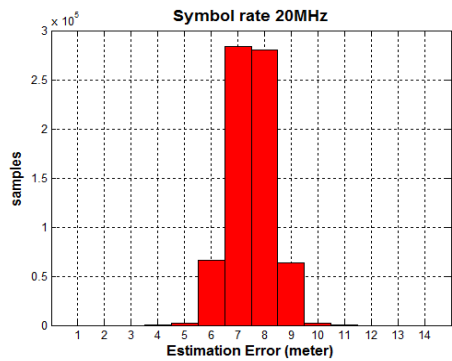


그림 17. 상대거리 측정오차 히스토그램 at 20MHz  
 Fig. 17 Histogram of relative distance measurement error at 20MHz symbol rate

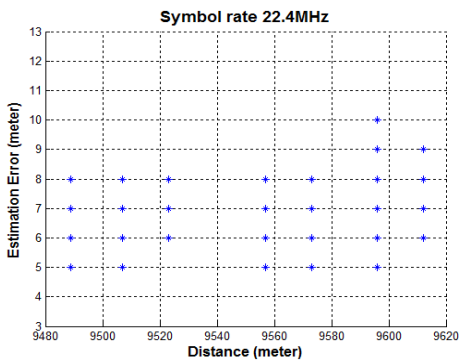


그림 15. 거리에 따른 상대거리 측정오차 at 22.4MHz  
 Fig. 15 Relative distance measurement error due to distance at 22.4MHz symbol rate

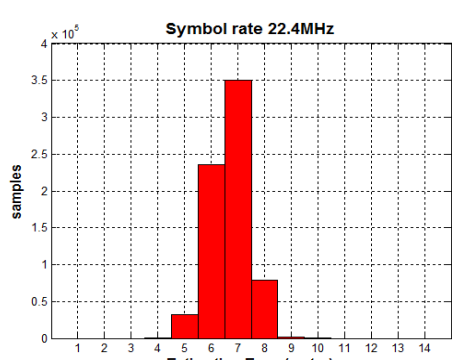


그림 18. 상대거리 측정오차 히스토그램 at 22.4MHz  
 Fig. 18 Histogram of relative distance measurement error at 22.4MHz symbol rate



시험전 처리지연 시간에 따른 윽셋은 기준이 되는 위치를 선정하여 보정하였다.

그림 13, 14, 15는 획득된 상대거리 측정 결과를 나타낸다. 각각 심벌율에 따른 결과를 도시하며, 7개의 위치에서 측정오차의 변화폭을 확인할 수 있다.

그림 13은 16MHz 심벌율을 사용하여 측정된 거리 오차를 나타낸다. 7개 위치에서 측정된 오차는 6~13m에 분포하며, 거리 및 위치에 따른 오차 편차는 발생하지 않았다. 앞에서 확인한 바와 같이 거리의 변화에 따른 측정오차의 영향이 적은 것을 확인할 수 있다.

그림 14, 15는 각각 20, 22.4MHz 심벌율을 사용하여 측정된 상대거리 오차이다. 20MHz일 경우의 거리 측정 오차는 4~11m에 분포하며, 역시 거리에 따른 오차 편차는 발생하지 않았다.

22.4MHz 심벌율의 경우, 거리측정 오차는 4~10m에 분포하며, 20MHz의 결과와 마찬가지로 거리에 따른 오차 편차는 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다.

그림 16, 17, 18은 심벌율에 따른 상대거리 측정오차 결과의 히스토그램으로, 모든 거리에 대한 시험결과를 사용하였다.

심벌율의 증가에 따라 측정오차가 작아짐을 확인할 수 있다. 각각의 결과를 살펴보면, 심벌율 16MHz의 경우, 9~10m 오차 분포가 많으며, 최대 13m 오차가 발생하였다. 심벌율 20MHz의 경우, 7~8m 오차 분포가 많으며, 최대 11m 오차가 발생하였다. 심벌율 22.4MHz의 경우, 6~7m 오차 분포가 많으며, 최대 10m 오차가 발생하였다.

실측오차가 예측오차보다 작은 이유는 다음과 같다. 예측오차는 심벌 보상에 의한 오차의 최대값을 산출한 것으로 측정오차는 예측오차 내에서 변화를 보인다. 또한 후처리에 의해 오차의 변화가 줄어들기 때문이다.

## VII. 결 론

통신환경에서 측위거리 기술은 매우 중요하다. 응용에 활용 가능한 정확도를 얻기 위해서는 고비용의 인프라를 활용하거나 다수의 가입자를 통한 상호 동작을 필요로 한다.

본 논문에서는 이러한 인프라를 사용할 수 없는 제

한된 상황에서의 측위거리 방안을 제시한다. 제안한 방법은 프레임 구조에 패딩 심벌을 할당하여, 업/다운 링크 비동기식 FDD의 클럭 동기를 한 심벌 이하로 유지할 수 있다. 이를 통해 심벌 시간 이하의 정확도를 보장할 수 있다. 이러한 방식의 장점은 시간동기가 없고 출력변경이 가능한 노드 간 비동기식 FDD 통신 환경에서, Two-Way ToA를 통해 정확한 거리를 연속적으로 측정할 수 있음이다. 따라서, 실시간 응용에 적용이 가능하며, 송신신호세기 또는 수신신호세기의 변화에 무관하게 적용할 수 있다.

### 감사의 글

본 논문은 국방과학연구소의 지원으로 수행되었음.

## References

- [1] N. Patwari, J. N. Ash, S. Kyperountas, A. O. Hero, R. Loses, and N. Sorreal, "Locating the nodes: cooperative localization in wireless sensor networks," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 22, no. 4, 2005, pp. 54-69.
- [2] J. Hightower and G. Borriello, "Location systems for ubiquitous computing," *IEEE Computer*, vol. 34, no. 8, Aug. 2001, pp. 57-66.
- [3] J. H. Lee, "Hierarchical clustering-based cloaking algorithm for location-based services," *The J. of the Korea institute of electronic communication sciences*, vol. 8.no. 8, 2013 pp. 1155-1160.
- [4] P. Bahl and V. Padmanabhan, "RADAR: An in-building RF-based user location and tracking system," *Proc. IEEE INFOCOM 2000. Nineteenth Annual Joint Conf. of the IEEE Computer and Communications Societies*, vol. 3, Tel Aviv, Israel, Mar. 2000, pp. 775-784.

- [5] F. Sivrikaya and B. Yener, "Time synchronization in sensor networks: a survey," *IEEE network*, vol. 18, no. 4, 2004, pp. 45-50.
- [6] Korea Association of Information and Telecommunication, "LBS technology and Industry trend research," *ETRI Technical Report*, Jan. 2006.
- [7] J. Lee and R. Acholtz, "Ranging in a dense multipath environment using an UWB radio link," *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 9, 2002, pp. 1677-1683.
- [8] R. Fontana and S. Gunderson, "Ultra-wideband precision asset location system," *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002 Digest of Papers. 2002 IEEE Conf. on*, Baltimore, Md, USA, May. 2002, pp. 147-150.
- [9] N. Correal, S. Kyperountas, Q. Shi, and M. Welborn, "An UWB relative location system," *Ultra Wideband Systems and Technologies 2003 IEEE Conf. on*, Reston, VA, USA, Nov. 2003, pp. 394-397.
- [10] R. Fleming and C. Kushner, "Low-power, miniature, distributed position location and communication devices using ultra-wideband, nonsinusoidal communication technology," *Aetherwire Inc., Semi-Annual Technical Report, ARPA Contract J-FBI-94-058, Tech. Rep.*, July 1995.
- [11] N. Patwari, "Location estimation in sensor networks," Doctor's Thesis, *The University of Michigan*, 2005.
- [12] R. Maghefi, M. Rholami, R. Muehrer, and E. Strom, "Cooperative received signal strength-based sensor localization with unknown transmit powers," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 61, no. 6, 2013, pp. 1389-1403
- [13] E. Bazomenos, D. Jager, J. Reeve, and N. M. White, "A two-way time of flight ranging scheme for wireless sensor networks," *European Conf. on Wireless Sensor Networks*, Heidelberg, Germany, Feb. 2011.
- [14] T. Karalar and J. Rabaey, "An rf tof based ranging implementation for sensor networks," *2006 IEEE Int. Conf. on Communications.*, Istanbul, Turkey, June 2006.
- [15] H. Seo, S. Jung, M. Oh, D. Gark, and C. Sim, "A Study on DGPS Framework and Performance Evaluation for High-Accurate Localization based on GPS/AGPS," *J. of the Korea institute of electronic communication sciences*, vol. 9, no. 8, 2014, pp. 927-938.
- [16] N. Patwari, A. Oero, M. Perkins, N. Correal, and R. O'Dea, "Relative location estimation in wireless sensor networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, no. 8, Aug. 2003, pp. 2137-2148.
- [17] W. Chin-Der and H. Chin, "Hybrid TOA/RSSI wireless location with unconstrained nonlinear optimization for indoor UWB channels," *2007 IEEE Wireless Communications and Networking Conf. IEEE*, Kowloon, China, Mar. 2007.
- [18] M. Laaraiedh, L. Yu, S. Avrillon, and B. Uguen, "Comparison of hybrid localization schemes using RSSI, TOA, and TDOA," *Wireless Conf. 2011-Sustainable Wireless Technologies (European Wireless), 11th European. VDE*, Vienna, GA, USA, 2011.
- [19] J. Sallai, G. Balogh, M. Maroti, A. Ledeczki, and B. Kusy, "Acoustic Ranging in Resource-Constrained Sensor Networks," *Int. Conf. on Wireless Networks*, Las Vegas, Nevadam USA, June 2004.
- [20] K. Whitehouse and D. Culler, "Calibration

as parameter estimation in sensor networks," *1st ACM Workshop on Wireless Sensor Networks and Applications*, Atlanta, GA, USA, Sept. 2002.

- [21] N. Briyantha, A. Chakraborty, and H. Balakrishnan, "The cricket location-support system," *6th annual Int. Conf. on Mobile Computing and Networking (MobiCom)*, Boston, Massachusetts, USA, Aug. 2000.
- [22] Y. Zhang, Y. H. Shin, and H. S. Shin, "The Analysis of Performance of Precise Single Positioning according to estimation accuracy of Satellite Clock Error," *J. of the Korea institute of electronic communication sciences*, vol. 7, no. 2, 2012, pp. 327-332.
- [23] K. Feher, "Location finder, tracker, communication and remote control system," *United States Patent*, no. 7,260,369 B2. Aug. 21, 2007.



**신영준(Young-Jun Shin)**

2011년 경희대학교 전자전파공학과 졸업(공학사)

2013년 광주과학기술원 정보통신공학과 졸업(공학석사)

2013년 ~현재 국방과학연구소 연구원

※ 관심분야 : 통신시스템, 무선통신



**윤창배(Chang-Bae Yoon)**

1997년 한국해양대학교 전자통신공학과 졸업(공학사)

2002년 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학석사)

2009년 ~현재 한화시스템 수석연구원

※ 관심분야 : 데이터링크 시스템

## 저자 소개



**송영환(Young-Hwan Song)**

2007년 숭실대학교 정보통신전자공학과 졸업(공학사)

2009년 숭실대학교 대학원 전자공과 졸업(공학석사)

2009년 ~현재 한화시스템 선임연구원

※ 관심분야 : 통신시스템, 데이터링크



**박재수(Jae-Soo Park)**

2008년 성균관대학교 정보통신학과 졸업(공학사)

2008년 ~현재 한화시스템 선임연구원

※ 관심분야 : 데이터링크 시스템, 무선통신

