

LR-WPAN에서 저속 ADC를 이용한 주파수 영역상의 고해상 무선 측위 기법

정회원 이원철*, 박운용*, 준회원 홍윤기*, 정회원 최성수**

A Frequency Domain based High Resolution Positioning Method using Low Rate ADC in LR-WPAN

Won Cheol Lee*, Woon Yong Park* *Regular Members*

Yun Gi Hong* *Associate Member*, Sungsoo Choi** *Regular Member*

요약

임펄스 기반의 초광대역 통신 기술은 이론적으로 근거리에서 고속의 데이터 전송과 고해상도의 거리 인지 및 무선 측위가 가능하다는 장점을 가지고 있지만 이러한 기능들을 수행하기 위해서는 우선적으로 고속의 ADC (Analog to Digital Converter)가 요구되며 특히, 시간 기반의 무선 측위 기법을 적용할 경우 더욱 그러하다. 그러나 현실적으로 GHz 이상의 고속의 ADC는 매우 고가이기 때문에 본 논문에서 목표로 하는 저비용을 고려한 저속의 무선 개인 영역 네트워크 (Low Rate - Wireless Personal Area Network; LR-WPAN)에서는 부적합하다. 따라서 본 논문에서는 저속의 ADC로 고정밀의 무선 측위가 가능한 주파수 영역에서의 측위 기법을 소개하고 아날로그 단에서 주파수 변환을 위해 FM (Frequency Modulation) 방식을 접목시킨 새로운 형태의 non-coherent 기반의 수신 구조를 제안한다. 제안된 기법에 대한 성능을 검증하기 위해서 IEEE 802.15.4a TG에서 제시한 채널 모델을 적용하였으며 시뮬레이션 결과로부터 제안된 방안의 우수성을 검증하였다.

Key Words : UWB ranging, Low Rate ADC, LR-WPAN, TDOA, MUSIC

ABSTRACT

Ultra-wideband communication systems for impulse radio have merits that are possible for either high resolution ranging system or radio determination. Conventionally, in order to accomplish these functions, the rapid analog to digital converter (ADC) is necessary to apply radio determination system operating in time domain. However, considering that low rate - wireless personal area network (LR-WPAN) aims to low-cost hardware implementation, the expensive ADC converting GHz sampling per second is not appropriate. So, this paper introduces the high resolution ranging system operating in frequency domain with using low sampling rate ADC, and a new non-coherent ranging scheme utilizing analog Frequency Modulation (FM) mode for the frequency domain transformation. To verify the superiority of the proposed ranging algorithm working in frequency domain, the suggested IEEE 802.15.4a TG channel model is used to exploit affirmative features of the proposed algorithm with conducting the simulation results.

* 숭실대학교 정보통신전자공학부 통신 및 신호처리연구소(wlee@ssu.ac.kr, mrjoy@amcs.ssu.ac.kr, kazal@amcs.ssu.ac.kr)

** 한국전기연구원 융합기술연구원(sschoi@keri.re.kr)

논문번호 : #KICS2008-05-245, 접수일자 : 2008년 5월 26일, 최종논문접수일자 : 2009년 12월 23일

I. 서 론

최근 들어, 위치 기반 서비스가 이동 통신뿐만 아니라 센서 네트워크를 필두로 홈 자동화 등의 개인 사용자에게 다양한 응용 서비스를 제공하는 부분에서 급속한 발전이 예상되고, 더 나아가 개인의 안전과 물품의 이동경로 파악이 유비쿼터스 환경에서 중요한 기능 중에 하나로 대두되면서 위치인식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한 추세에 발맞추어, 2004년 5월부터 IEEE 802.15 무선 개인 네트워크 Working Group의 Task Group 4 (TG4)는 저속, 저전력, 저비용의 구현을 위한 핵심 기술과 더불어 초정밀 해상도를 가지는 무선측위 기능을 포함하는 LR-WPAN에 대한 표준화가 진행되었으며 2007년 3월에 완료되어 칩 확산 스펙트럼 (Chirp Spread Spectrum; CCS) 기술과 더불어 초정밀 거리인지 및 위치 인식이 가능한 초광대역 (Ultra Wide Band; UWB) 기술이 채택되었다^{[1][2]}.

일반적으로 이동통신 시스템에서 무선 측위는 측위의 계산 위치에 따라 핸드셋(태그) 기반의 무선 측위, 네트워크(측위 용 비콘) 기반의 무선 측위 그리고 하이브리드 무선 측위로 구분할 수 있다. 태그 기반의 무선 측위는 태그에서 신호들을 수신하여 측위 정보를 계산하기 때문에 태그의 복잡도 및 전력 소비가 커지게 되고 높은 비용이 요구된다. 또한 하이브리드 무선 측위 기법은 다수개의 측위 기법들을 결합하여 측위하기 때문에 LOS (Line Of Sight) 신호 성분을 확보하기 어려운 상황에서 극복할 수 있는 좋은 방법 중 하나이지만 시스템 복잡도 및 가격 상승의 단점을 가지고 있다.

태그의 위치를 추정하기 위한 방법으로는 측위 용 비콘에서 태그로부터 들어오는 신호의 도래각인 AOA (Angle of Arrival) 정보를 측정하여 태그의 위치를 추정하는 방법, 전파 전달 시간인 TOA (Time of Arrival) 정보를 측정하여 태그의 위치를 추정하는 방법, 두 개의 측위 용 비콘으로부터 전파 도달 시각의 상대적인 차인 TDOA (Time Difference of Arrival) 정보를 이용하는 방법, 수신 감도를 나타내는 RSS (Received Signal Strength) 정보를 이용하는 방법, 그리고 전파의 fingerprint를 데이터베이스화하여 측위를 하는 RadioCamera 기법을 들 수 있다. 그러나 실내 환경에서는 거리가 짧고 다중 경로 페이딩의 영향을 많이 받을 뿐만 아니라 비용과 성능 측면을 고려할 때 RSS, AOA, RadioCamera 측위 기법을 적용하기 어렵고 처리

구조가 간단하면서 측위의 정확도가 뛰어난 TOA, TDOA 정보를 이용한 시간 기반의 삼각 측량 무선 측위 방법이 현존하는 시스템에서 가장 널리 적용되고 있다^{[3][4][5]}.

정확한 TOA 혹은 TDOA 정보를 얻기 위해서는 얼마나 정확하게 최초로 수신된 시각정보를 추정하느냐에 달려있다. 문헌에 의하면 이러한 추정 기법은 크게 DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) 신호의 상호 상관 특성을 이용한 시간 기반의 TOA 추정 기법^[6]과 역 푸리에 변환 (Inverse Fourier Transform; IFT) 기법 그리고 고 해상도를 가지는 MUSIC (MUltiple Signal Classification) 기법과 같은 주파수 기반의 TOA 추정 기법^[7]으로 나눌 수 있으며 수신기의 수신 구조에 따라 적용 알고리즘이 다르다. 그러나 이러한 시간 기반의 측위 방식은 고정밀 측위를 하기 위해서 고속의 ADC (Analog to Digital Converter)가 요구되기 때문에 현실적으로 본 논문에서 목표로 하는 저비용을 요구하는 LR-WPAN에서는 부적합하다. 따라서 본 논문에서는 TDOA 정보를 얻는 방법으로 주파수 영역에서 고정밀 추정이 가능한 MUSIC 기법을 적용하고 저 복잡도를 고려하여 주파수 변환을 위해 FM (Frequency Modulation) 송신 구조를 접목시킨 새로운 non-coherent 기반의 수신 구조를 제안한다. 제안된 수신 구조는 주파수 변환 때 필요한 병렬 구조를 가지는 다수의 오실레이터들을 필요로 하지 않는 장점을 가지고 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 MUSIC에 대해서 설명하고 III장에서는 제안된 측위 운용 방안 및 수신기에 대한 전반적인 처리 과정을 소개하며 IV장에서는 시뮬레이션을 통해 제안된 측위 운용 방안의 성능을 비교 분석하고 끝으로 V장에서는 결론을 맺는다.

II. FDMUSIC (Frequency Domain Multiple Signal Classification) 방법을 이용한 거리 추정 방안

본 절에서는 송수신기간의 정밀 거리 추정을 위한 FDMUSIC 방법을 소개한다. 일반적으로 시간 영역 상의 MUSIC 방법은 복잡 신호를 취득하여 이를 벡터 영역 상에서 고해상 파라미터, 즉 협대역 주파수 혹은 어레이 안테나의 수신각 등을 추정하는 기법이다^[7].

본 논문에서는 시간 영역이 아닌 주파수 영역에서 MUSIC 알고리즘을 적용하여 지연 시간 성분 값을 추정하는 FDMUSIC 방안에 대하여 설명한다. 이를 위하여 Deconvolution 과정을 거쳐서 취득된 샘플 벡터를 $D = [D(0) D(1) \dots D(M-1)]^T$ 이라고 할 경우 벡터 D 는 다음과 같이 정의된다.

$$D = A + N \quad (1)$$

식 (1)에서 A 는 $M \times L$ 행렬로써 다음과 같으며,

$$A = [1 e^{j\Delta\omega T_0} e^{j2\Delta\omega T_0} \dots e^{j(M-1)\Delta\omega T_0}]^T \quad (2)$$

또한 N 은 각각 $L \times 1$ 사이즈를 갖는 잡음 벡터로써 다음과 같이 표현된다.

$$N = [N(0) N(1) N(2) \dots N(L_i - 1)]^T \quad (3)$$

식 (2)-(4)를 이용하여 벡터 D 에 대한 자기 상관 행렬 R_D 를 구하면 아래와 같다.

$$R_D = E\{DD^H\} = A \cdot A^H + R_N \quad (4)$$

각각의 채널 이득 성분은 랜덤 변수 성질을 갖고 서로 다른 채널 이득 간에는 서로 독립적이라 볼 수 있으며, 잡음 샘플은 가우시안 확률적 특성을 갖는 백색 잡음의 형태이며 평균이 영의 값을 갖는다고 볼 수 있다. 이러한 신호 및 잡음 특성을 감안하여 식 (4)에서 표현한 잡음 벡터 N 의 자기 상관 행렬은 대각 행렬, 즉 $R_N = \sigma_N^2 I$ 형태로 표현된다. 또한 식 (4)에서 나타난 자기 상관 행렬 R_D 를 벡터 영역에서 Eigen-Decomposition을 수행하면, Eigenvector 들로 구성된 사이즈가 $M \times M$ 인 행렬, 즉 $V = [V_0 V_1 \dots V_{M-1}]$ 을 이용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$R_D = V \cdot \Lambda \cdot V^H \quad (5)$$

식 (5)에서 총 브랜치의 수 M 이 dominant 한 다중 경로 수 L_d 보다 크다고 놓으면, 식 (5)에서 Eigenvalue들로 구성된 대각 행렬 Λ 은 아래와 같다.

$$A = \begin{bmatrix} 1 + \sigma_N^2 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_N^2 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_N^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \sigma_N^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \sigma_N^2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

만약 위의 식 (6)에서 표현한 실수값을 갖는 자기 상관 행렬 R_D 의 eigenvalue들을 크기 순서대로 나열하여 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$\lambda_0 \geq \lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_{M-1} = \sigma_N^2 \quad (7)$$

이때 가장 큰 eigenvalue에 해당하는 eigenvector를 이용하여 신호 영역을 스패하는 벡터군, 즉 $\mathcal{J}_S = \{V_0\}$ 이라고 정의하고, 나머지 eigenvalue에 해당하는 eigenvector들의 집합, 즉 $\mathcal{J}_N = \{V_1, V_2, \dots, V_{M-1}\}$ 을 잡음 영역을 스패하는 벡터군이라고 하면 두 개의 집합군은 자기 상관 행렬의 특성에 의해 상호 직교 특성을 가지게 된다. 만약에 잡음 영역을 대표하는 벡터 군에 속한 eigenvector들로 행렬 $V_N = [V_1 V_2 \dots V_{M-1}]$ 을 구성하여, 식 (4)의 양변에 왼편으로 부터 V_N^H 과 오른편으로 부터 V_N 곱하게 되면 식 (5)과 식 (6)로부터 아래와 같은 결과를 얻게 된다.

$$V_N^H R_D V_N = V_N^H A A^H V_N + \sigma_N^2 I_{M-L_d \times M-L_d} \quad (8)$$

$$= \sigma_N^2 I_{M-L_d \times M-L_d}$$

위의 식 (8)으로부터 $V_N^H \cdot A = 0$ 라는 결론을 얻을 수 있으며, 이로부터 행렬 V_N 과 행렬 A 는 상호 Orthogonal 관계를 가짐을 알 수 있다. 또한 이러한 직교 특성으로부터 열 벡터 A 가 스패하는 벡터 집합을 \mathcal{J}_A 으로 정의할 경우, \mathcal{J}_A 의 벡터영역과 \mathcal{J}_S 에 의해 스패하는 벡터 영역이 서로 같음을 알 수 있다. 따라서 \mathcal{J}_A 에 의해 구성되는 모든 벡터들과 \mathcal{J}_N 에 의해 구성되는 모든 벡터들 간에는 상호 Orthogonal 관계를 유지한다는 결론을 얻게 된다.

본 논문에서 추구하는 시간 지연에 의한 Ranging 거리성분을 추정하기 위해 조절 벡터 A_s 를 식 (9)와 같이 정의하고, 위에서 설명한 \mathcal{J}_A 와 \mathcal{J}_N 간의 Orthogonal 성질을 이용하면 식 (10)과 같은 거리 추정 식을 구성할 수 있다.

$$A_s(d_s) = [1 e^{j\Delta\omega d_s/c} e^{j2\Delta\omega d_s/c} \dots e^{j(M-1)\Delta\omega d_s/c}] \quad (9)$$

식 (9)에서 d_s 는 거리 지연 추정을 위한 실수값을 갖는 조절 변수이다.

$$T_{MUSIC}(d_s) = \frac{1}{\sum_{l=L_d}^{M-1} |V_l^H A_s(d_s)|^2} \quad (10)$$

따라서 사전에 정해진 탐색 거리 구간과 해상도

에 해당하는 스텝 사이즈를 설정한 후 식 (10)의 거리 추정 식을 사용하여 최초 피크점을 찾게 되면, 이에 해당하는 거리가 원하는 왕복 구간 거리가 되며 이 값의 반을 취하였을 때 송신단과 수신단간의 거리가 된다.

III. 제안된 무선 측위 기법 방안

3.1 TDOA 정보 획득을 위한 측위 운용 절차

본 논문에서 고려하는 OWP을 이용한 무선 측위 기법은 기본적으로 사전에 모든 측위용 비콘들이 정확하게 동기화가 되어있다는 가정 하에서 태그에서 정해진 시간에 두 번의 프레임 전송을 통해 얻은 TDOA 정보들을 이용하게 된다. 그림 2는 이에 대한 처리 과정을 나타낸다.

그림 1에서 보여주듯이 TDOA 정보를 얻기 위해서 두 단계의 절차를 거치게 된다. 우선 첫 번째 단계로 태그는 정해진 시간에 프리앰블 신호를 전송하고 전파 도달 시간 후에 모든 측위용 비콘들이 이를 수신하고 대략적인 수신 시점을 추정하게 된다. 그 다음 사전에 정한 시간 (T_{ready2}) 후에 측정 구간 (observation area) 동안 신호를 측정하여

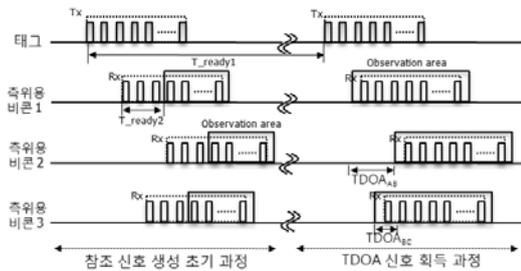


그림 1. TDOA 정보 획득을 위한 측위운용 절차

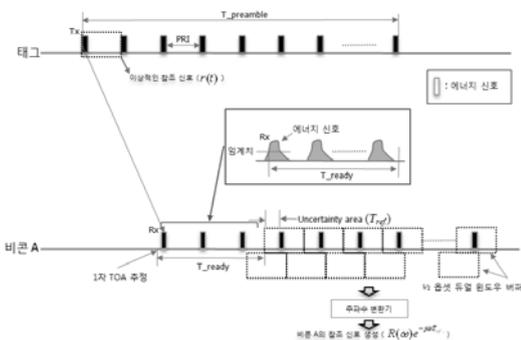


그림 2. 참조 신호를 얻기 위한 처리 과정

TDOA 정보를 얻기 위한 참조 신호를 생성하게 된다. 이때 참조 신호는 지연이 없어야 하지만 부정확한 TOA 추정 결과로 약간의 지연 성분이 존재하게 된다. 그러나 LOS가 보장되는 채널 환경에서 모든 측위용 비콘들이 생성한 참조 신호의 지연 성분이 같다고 가정할 경우, 최종적으로 TDOA 성분을 추정할 때 지연 성분이 제거된다. 두 번째로 태그는 정해진 시간(T_{ready1}) 후에 다시 한번 프리앰블 신호를 전송하고 모든 비콘들은 대략적인 수신시점에 대한 카운터 정보를 저장하며 측정 구간 동안 신호를 측정하여 TOA 정보 획득 알고리즘을 통해 세밀한 수신시점을 추정하게 된다. 최종적으로 모든 비콘들이 추정한 TOA 정보를 토대로 TDOA 정보를 추정하게 된다.

3.2 주파수 영역에서의 측위를 위한 수신 구조 및 처리 과정

수신단에서 재전송하는 펄스의 형태는 송신단에서 전송하는 펄스의 형태와 동일하다고 가정한다. 먼저 참조신호를 얻기 위한 과정을 보면 송신단에서 프리앰블 내에 펄스를 K 번 반복적으로 전송한다고 가정할 때, 수신단 송신 프리앰블 신호는 아래 식 (11)과 같이 표현된다.

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} p(t - kT_{pri}) \quad (11)$$

식 (11)에서 T_{pri} 는 PRI 구간 시간 간격을 의미하며, 이에 대한 송신단 수신 신호는 다중 경로에 의해 아래와 같이 표현된다. 여기서 펄스에 대한 dispersion 현상은 무시하며, 채널은 TDL 형태로 모델링 될 수 있음을 가정한다.

$$y(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} p(t - kT_{pri} - T_{k,l}) + n(t) \quad (12)$$

위의 식 (12)에서 L 은 총 다중경로 수이며, $\alpha_{k,l}$ 과 $T_{k,l}$ 은 각각 k 번째 PRI 구간의 l 번째 다중경로에 대한 채널 이득과 지연 시간을 의미한다. 본 논문에서는 다중 경로 성분에 의한 최대 지연 확산 시간이 T_{pri} 보다 작다고 가정한다. 또한 식 (12)에서 프리앰블 전송 시 전체 K 개의 PRI 구간이 상호 인접해 있다는 점에서 $\alpha_{k,l} \approx \alpha_l$ 및 $T_{k,l} \approx T_l$ 관계를 만족하게 된다. 송신단과 수신단 사이의 LOS (Line-Of-Sight) 거리에 의한 도착 지연 시간과 주변 잡음 신호 성분을 배제한 템플릿 신호를 $r(t)$ 라

고 놓는 경우 위의 식 (12)에서 표현한 전체 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y(t) = \sum_{k=0}^{K-1} r(t - T_{ref} - kT_{pri}) + n(t) \quad (13)$$

식 (13)에서 T_{ref} 는 LOS 경로에 의한 최초 도착 시간을 의미한다. 이러한 수신신호는 제곱기와 non-overlapping 아날로그 적분기를 통해 에너지 신호를 출력한다. 그림 2는 참조 신호를 얻기 위한 처리 과정을 나타낸다.

여기서 수신된 에너지 신호는 사전 정의된 임계치 이상이 될 때 카운터가 동작되면 T_ready2 시간 후에 참조 신호를 얻기 위해 나머지 프리앰블 구간 동안 펄스 폭 간격으로 주파수 변환 과정을 거친 후 디지털 단에서 잡음을 줄이기 위해 평균화 처리를 하게 된다. 만약에 펄스 신호를 $g(t)$ 라고 놓을 경우, 이 신호가 시간 지연된 경우에 대한 푸리에 변환은 기존 펄스신호의 푸리에 변환 결과를 이용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$g(t - \tau) \leftrightarrow G(\omega)e^{j\omega\tau} \quad (14)$$

위의 관계를 사용하여 주파수 변환 후 취득된 신호를 $Z_1(\omega)$ 라고 할 경우 푸리에변환 결과는 아래와 같다.

$$Z_1(\omega) = R(\omega) e^{j\omega T_{ref}} \quad (15)$$

마찬가지로 두 번째 단계로 태그가 신호를 재전송한 후 비콘 1에서 얻은 결과를 $S_2(\omega)$ 라고 할 때 푸리에 변환 결과는 식 (16)과 같이 표현할 수 있다.

$$S_2(\omega) = R(\omega) e^{j\omega T_1} \quad (16)$$

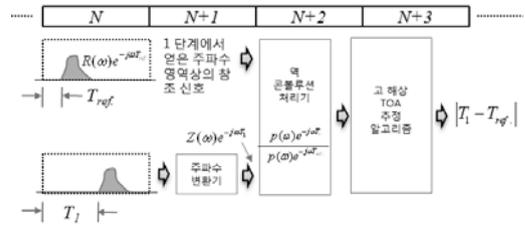


그림 3. TOA 추정을 위한 전반적인 처리 과정

이때 식 (15)과 식 (16)을 Deconvolution 과정을 거치면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$D(\omega) \equiv \frac{S_2(\omega)}{Z_1(\omega)} = e^{j\omega(T_1 - T_{ref})} \quad (17)$$

그림 3은 TOA를 추정하기 위한 전반적인 처리 과정을 묘사하고 있다. 주파수 변환 과정에서 요구되는 주파수 값은 전송 기준 신호 $r(t)$ 가 갖는 주파수 영역 특성인 $10\log_{10}|R(\omega)|^2$ 에서 Main-lobe가 차지하는 구역의 시작 주파수와 끝 주파수를 각각 ω_s 와 ω_c 로 놓고 M 등분하여 얻게 된다. 다시 말해서 각 Oscillator의 주파수 값 ω_m 은 다음과 같이 정한다.

$$\omega_m = \omega_s + (m-1)\Delta\omega \quad (18)$$

이러한 M 개의 ω_m 들과 적분기를 통해 주파수 변환이 동작되며 이러한 처리 과정은 다수개의 오실레이터와 적분기 그리고 ADC등이 필요하므로 비효율적이다. 따라서 본 논문에서는 그림 4와 같이 FM 송신 기법을 접목시킨 효율적인 주파수 변환 처리 방안을 제안한다. 먼저 ω_s 로부터 $\Delta\omega$ 간격만큼 IEEE 802.15.4a TG에서 제공하는 1 심볼 간격으로 주파

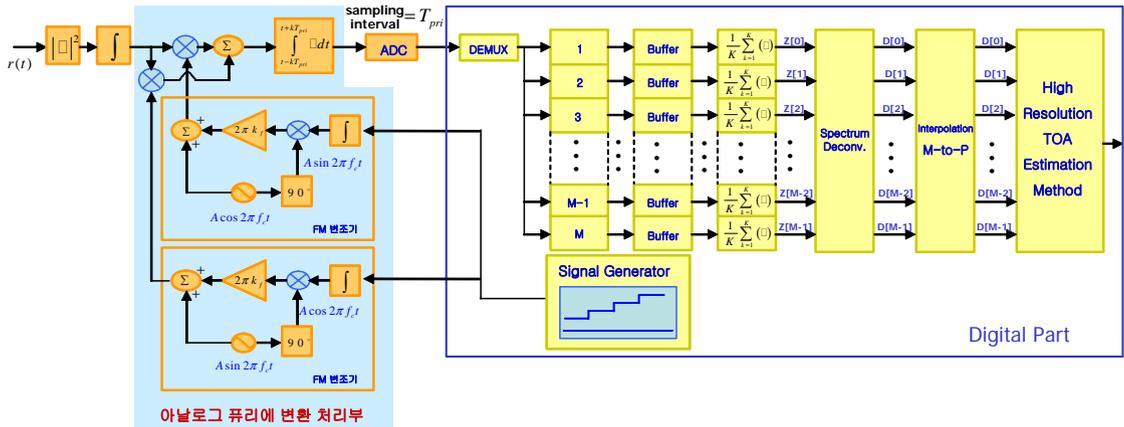


그림 4. 본 논문에서 제안하는 주파수 영역 거리 추정을 위한 수신단 구조

수를 높이기 위해서 FM 송신기의 입력을 1 심볼 간격으로 증가시킨다. 이러한 과정은 수신 신호에 식 (18)에서 정의한 M 개의 주파수가 1 심볼 간격으로 곱해진 형태가 된다. 그 다음 적분기를 통과하고 ADC를 거치게 된다. 이때의 적분구간은 1 심볼 간격이 되고 ADC의 샘플링 간격은 1 심볼 간격과 동일하다⁹⁾. 이렇게 얻은 주파수 응답의 샘플은 De-MUX를 통해 병렬 처리되고 프리엠블 구간동안 버퍼링한 후 평균화 과정을 거쳐 Deconvolution을 수행하게 된다. 이러한 과정을 거쳐서 최종적으로 총 M 개의 샘플을, 즉 $D[m]$ 을, $m=0 \rightarrow M-1$, 얻게 된다. 이때 배경잡음 샘플을 $N[m]$ 라고 놓을 경우, 식 (17)을 이용하여 $D[m]$ 을 아래와 식 (19)과 같이 표현할 수 있다. ADC를 거쳐 취득된 샘플 값들을 이용하여 디지털 단에서는 알고리즘을 적용함으로써 LOS 경로로 인한 세부 지연 시간 성분 ($T_1 - T_{ref}$) 값을 추정하게 된다.

$$D[m] = e^{jm\Delta\omega(T_1 - T_{ref})} + N[m] \quad (19)$$

Deconvolution된 M 개의 샘플은 보다 많은 샘플 수를 얻기 위해 인터폴레이션 필터를 거쳐 P 개의 샘플값을 얻게 되고 문헌에 소개된 MUSIC 기법과 같은 고해상 TOA 추정 기법을 통해 원하는 세부 지연 시간 성분을 추정하게 된다⁷⁾. 결국, 두 단계의 처리 과정을 통해 얻은 TOA 정보는 다음과 같다.

$$T_{course_TOA} = T_{pri}(N-1) + T_s(T_1 - T_{ref}). \quad (20)$$

여기서 T_s 는 샘플 간격을 의미한다. 이처럼 모든 측위용 비콘들과 태그 사이의 식 (20)과 같은 결과들로 부터 TDOA 정보를 계산하면 T_{ref} 에 대한 오차 성분은 제거되게 되고 이때의 결과는 식 (21)과 같다.

$$\begin{aligned} TDOA_{12} &= (T_{pri}(N_1 - 1) + T_1) - (T_{pri}(N_2 - 1) + T_2) \\ TDOA_{13} &= (T_{pri}(N_1 - 1) + T_1) - (T_{pri}(N_3 - 1) + T_3) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서 N_1, N_2, N_3 은 대략적인 수신 시점에 대한 카운팅 정보들을 의미한다. 최종적으로 식 (21)를 통해 얻은 TDOA 정보들을 이용하여 태그의 위치를 추정하게 된다⁶⁾.

III. 제안된 무선 측위 기법 방안

본 논문에서는 제안된 주파수 영역 거리 추정 방안에 대한 성능을 검증하기 위해서 다음과 같은 조건을 설정하였다.

1. LOS 성분이 보장된 채널 환경 모델

- 모든 측위용 비콘들에서 얻은 참조 신호에 대한 지연시간은 모두 동일($T_{ref_1} = T_{ref_2} = T_{ref_3}$)

따라서 본 논문에서는 IEEE 802.15.4a TG에서 제시한 채널들 중 LOS Residential에 적합한 CM1 환경을 적용하였다⁸⁾.

적용한 LOS 채널 환경의 RMS 지연 확산 (RMS Delay Spread)은 약 70 nsec로 본 논문에서는 PRI 간격을 128 nsec로 설정하였다⁹⁾.

아날로그 검출단을 통해 얻은 에너지 신호는 대략적으로 구형파 형태로 되며 이에 대한 주파수 특성은 그림 5과 같다. 그림 5에서 Sinc 함수의 제곱 형태와 유사함을 알 수 있으며 이때의 ω_s 와 ω_e 는 각각 0 Hz와 120 MHz로 설정하였고 $\Delta\omega$ 는 나이퀴스트 이론에 근거하여 2 MHz로 설정하였다. 따라서 ω_s 와 ω_e 사이는 총 60개의 주파수 필요함을 알 수 있다.

그림 6은 문헌에 소개된 TOA 추정 알고리즘에 대한 성능 결과를 나타낸다. 여기서 적용된 SNR은 15 dB이고 그림 6에서 알 수 있듯이 MUSIC 기법

표 1. 시뮬레이션을 위한 파라미터 설정

파라미터	설정 값
펄스 폭	2 nsec
펄스 간 간격 (PRI)	128 nsec
T_{rms} (아날로그 적분 간격)	50 nsec
푸리에 변환에 필요한 적분 간격	3.968 μ sec
M (주파수 개수)	60
ADC 표본화율	252 kHz
1 심볼의 펄스 수	31
심볼 개수	64

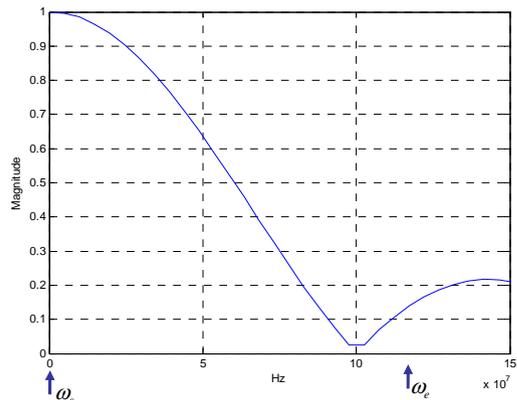


그림 5. 에너지 신호에 대한 주파수 특성

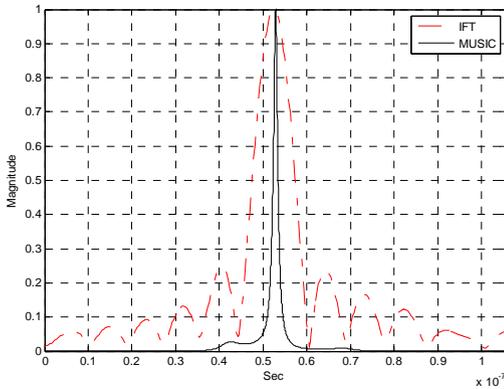


그림 6. TOA 알고리즘에 따른 성능 비교 파형

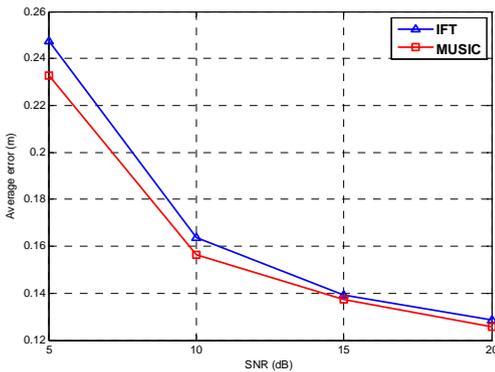


그림 7. IFT 및 MUSIC 기법을 이용한 무선 측위 결과 비교

이 일반적인 IFT 기법보다 높은 해상도를 가짐을 알 수 있다.

그림 7은 IFT 기법 혹은 MUSIC 기법을 통해 얻은 3개의 TDOA 정보를 이용하여 무선 측위한 결과들을 비교한 것이다. 결과에서 알 수 있듯이 IFT 기법보다 MUSIC 기법이 우수함을 알 수 있으며, 측위 오차가 30 cm 이내로 줄어드는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

문헌에 의하면 MUSIC을 이용한 측위 기법은 이상적인 환경에서 매우 정확한 측위 결과를 얻을 수 있으나 이러한 결과를 얻기 위해서는 고속의 ADC 혹은 주파수 변환을 위한 다수개의 오실레이터가 요구된다. 따라서 본 논문에서는 저비용을 고려하여 현실적으로 문제시되는 고속 ADC 적용 문제를 해결하기 위해서 아날로그 단에서 주파수 변환을 위해 FM 방식을 접목시킨 새로운 형태의 non-coherent

기반의 수신 구조를 제안하였고 이를 토대로 고정밀의 무선 측위가 가능한 주파수 영역에서의 MUSIC 기법을 이용한 측위 기법 및 측위 운용 방안에 대해 소개하였다. 제안된 기법은 단일의 오실레이터로 주파수 변환이 가능하였으며 시뮬레이션을 통해 제안된 측위 방안이 IEEE 802.15.4a TG에서 제시한 LOS 채널에서 고정밀 측위가 가능함을 확인하였다. 그러나 제안된 기법은 몇 가지 가정이 요구되기 때문에 향후 이에 대한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] F. Chin, Zhi. Wanjun and Ko. Chi-Chung, "System performance of IEEE 802.15.4 low rate wireless PAN using UWB as alternate-PHY layer," Proc. IEEE Conference on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2003), Vol.1, pp.487-491, Sept., 2003.
- [2] J.C. Adams, W. Gregorowich, L. Capots, and D. Liccardo, "Ultra-Wideband for Navigation and Communications," Proc. IEEE on Conference Aerospace, Vol.2, pp.785-792, March, 2001.
- [3] R.J. Fontana, S.J. Gunderson, "Ultra-Wideband Precision Asset Location System," Proc. IEEE Conference on UWB Systems and Technologies(UWBST), pp.147-150, May, 2002.
- [4] D. Niculescu and N. Badri, "Ad hoc positioning system (APS) using AOA," Proc. 22th Joint IEEE Computer Communications Soc. (INFOCOM' 03), Vol.3, Mar., 30-Apr. 3 2003, pp.1734-1743.
- [5] K. Pahlaven and X. Li, "Indoor geolocation science and technology," IEEE Commun. Mag., Vol.40, No.2, pp.112-118, Feb., 2002.
- [6] K. Yu and I. Oppermann, "Performance of UWB position estimation based on time-of-arrival measurements," in Proc. IEEE Conf. Ultrawideband Syst. Technol. (UWBST), Kyoto, Japan, pp.400-404, May, 2004.
- [7] X. Li and K. Pahlavan, "Super-resolution TOA estimation with diversity for indoor

geolocation”, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol.1, No.3, pp.224-234, Jan., 2004.

[8] IEEE 802.15-TG4a, Channel Modeling Sub-Committee, “Channel Modeling Sub-committee Report Final,” available at <http://ieee802.org/15/pub/TG4a.html>.

[9] “Wireless Medium Access Control(MAC) and Physical layer(PHY) specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks(LR-WPANs),” Draft P802.15.4a/D4, Aug. 2006.

이 원 철 (Won Cheol Lee)

정회원



1986년 2월 서강대학교 전자공학과 학사

1988년 2월 연세대학교 전자공학과 석사

1994년 New York Polytechnic Univ. Electronic Eng. 박사

1995년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수

<관심분야> Cognitive Radio, SDR 기술, Position Location based on UWB, CDMA2000/WCDMA, Smart Antenna

박 운 용 (Woon Yong Park)

정회원



2000년 2월 남서울대학교 정보통신공학과 학사

2002년 2월 숭실대학교 정보통신공학과 석사

2007년 2월 숭실대학교 정보통신공학과 박사

<관심분야> Position Location based on UWB, Cognitive Radio, SDR 기술, RFID

홍 윤 기 (Yun Gi Hong)

준회원



2007년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학과 학사

2007년 3월~숭실대학교 정보통신공학과 석사과정

<관심분야> Position Location based on UWB, RFID

최 성 수 (Sungsoo Choi)

정회원



1996년 2월 경원대학교 전자공학과 졸업

1998년 8월 광주과학기술원 정보통신공학과 석사

2002년 1월 미네소타대학교 Pre- Doctoral Assistant

2003년 2월 광주과학기술원 정보통신공학과 박사

2003년 3월~현재 한국전기연구원 융합기술연구원 선임연구원

<관심분야> LR-UWB, WPAN, BPLC