DBpia

주파수 영역상의 AR 모델링 기반 이용한 LR-WPAN용 무선측위기법

준회원 홍 윤 기*, 배 승 천*, 정회원 최 성 수**, 이 원 철*

A Frequency Domain based Positioning Method using Auto Regressive Modeling in LR-WPAN

Yun Gi Hong*, Seung Chun Bae* *Associate Members*,
Sungsoo Choi*, Won Cheol Lee* *Regular Members*

요 약

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 Convertor)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 영역에서 계산의 복잡도가 낮은 AR(Auto Regressive) 모델을 기반으로한 레인징 기법을 소개하고, 아날로그 단에서 주파수 변환을 위해 카운터를 이용한 VCO(Voltage Control Oscillator) 방식의 non-coherent 기반의 수신 구조를 제안한다. 제안된 기법에 대한 성능을 검증하기 위해서 IEEE 802.15.4a TG에서 제시한 채널 모델을 적용하였으며 시뮬레이션 결과로부터 제안된 레인징 및 측위 방안의 우수성을 검증하였다.

Key Words : UWB Ranging, Low Rate ADC, LR-WPAN, TDOA, AR

ABSTRACT

Ultra-wideband communication systems based on impulse radio have merits that are possible for the high data rate transmission, high resolution ranging are positioning system. Conventionally, in order to accomplish these features, the high-speed ADC (Analog to Digital Convertor) is necessary to apply radio determination system operating in time domain. However, considering 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 a low complex AR (Auto Regressive) model based non-coherent ranging scheme operating in frequency domain with using low-speed ADC utilizing analog Voltage Control Oscillator (VCO) mode for the frequency domain transformation. To verify the superiority of the proposed ranging and location 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.

※ 본 논문은 "서울시 산학연 협력사업(과제번호: 10544)" 지원으로 이루어졌음.
* 숭실대학교 정보통신전자공학부 통신 및 신호처리연구실(kazal@amcs.ssu.ac.kr, bsc2@amcs.ssu.ac.kr, wlee@ssu.ac.kr)
** 한국전기연구원 융합기술연구단(sschoi@keri.re.kr)
논문번호 : KICS2009-03-117, 접수일자 : 2009년 3월 17일, 최종논문접수일자 : 2009년 6월 1일

www.dbpia.co.kr

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 첩 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 측위용 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 다중경로 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 무선측위 방법이 현존하는 시스템에서 가장 널리 적용되고 있다[3]-[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 Convertor)가 요구되기 때문에 현실적으로 본 논문에서 목표로 하는 저비용을 요구하는 LR-WPAN에서는 부적합하고, 또한 MUSIC은 문헌상에서도 처리 복잡도가 높기 때문에 실제 하드웨어로 구현하기에는 어려움이 많다. 따라서 본 논문에서는 TDOA 정보 획득 방법을 이용하여 주파수 영역에서 처리 고정밀 추정이 가능하며 처리 복잡도를 낮춘 AR (Auto Regressive) 기법을 적용하고 저복잡도를 고려하여 주파수 변환을 위해 카운터를 이용한 VCO (Voltage Control Oscillator)를 접목시키고, 펄스 재생성기를 이용한 새로운 non-coherent 기반의 수신 구조를 제안한다. 제안된 수신 구조는 주파수 변환 때 필요한 병렬 구조를 가지는 다수의 오실레이터들을 필요로 하지 않는 장점을 가지고 있으며, 에너지 검출 이 후에 펄스 재생성기를 이용하여 디컨벌루션 작업 수행 시에 사용될 참조 신호추정할 필요가 없기 때문에 수신단 구조의 저복잡도가 가능해진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 제안된 측위 운용 방안 및 수신기에 대한 전반적인 처리 과정을 소개하며 3장에서는 시뮬레이션을 통해 제안된 측위 운용 방안의 성능을 비교 분석하고 끝으로 4장에서는 결론을 맺는다.

Ⅱ. 제안된 무선 측위 기법 방안

2.1 TDOA 정보 획득을 위한 측위 운용 절차

본 논문에서는 OWR (One Way Ranging)을 이용한 무선 측위 기법으로 기본적으로 사전에 모든

www.dbpia.co.kr

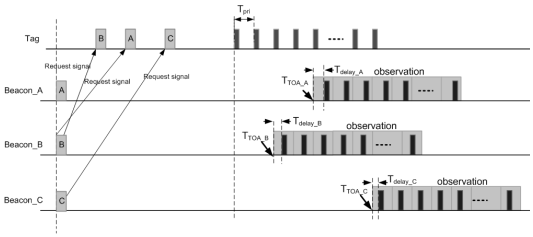


그림 1. TDOA 정보 획득을 위한 측위 운용 절차

측위용 비콘들이 정확하게 시각 동기화가 되어있다는 가정 하에서 태그의 프레임 전송을 통해 얻은 TDOA 정보들을 이용하게 된다. 그림 1은 이에 대한 처리 과정을 나타내며, 여기에서 시각 동기화를 이룬 모든 비콘들로부터 요청 신호를 수신한 태그는 정해진 시간에 프리앰블 신호를 전송하고 모든 측위용 비콘들은 이를 수신하여 모든 비콘들은 에너지 검출을 통하여 대략적인 수신 시점에 대한 카운터 정보를 저장하고 펄스 재생성 과정을 시작한다. 이때 수신된 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. 펄스 재생성 과정 후에 아날로그 퓨리에 변환부를 거친 신호들은 ADC를 거쳐서 디지털 처리부에서 TOA 정보 획득 알고리즘을 통해 세밀한 수신시점을 추정하게 된다.

2.2 주파수 영역에서의 측위를 위한 수신 구조 및 처리 과정

본 논문에서는 IEEE 802.15.4a의 기본 메커니즘인 저복잡도, 저비용을 고려하여 에너지 검출을 이용한 Noncoherent 방식의 수신기를 제안하였다. 수신기의 구성은 그림 2와 같이 크게 아날로그 단과 디지털 단으로 구분된다. 아날로그 단에서는 카운터를 이용하여 단계적으로 주파수의 간격이 증가하는 주파수 발생기를 적용하여 순차적인 퓨리에 변환과정을 거친다. 적분기를 거친 신호들은 저속 ADC를 거쳐서 순차적으로 들어오는 샘플들은 디지털단에서 병렬 변환기를 거쳐 Deconvolution 과정과 Average Periodogram을 수행한다. 수신단에서 수신되는 펄스의 형태는 송신단에서 전송하는 펄스의 형태와 동일하다고 가정하고, 송신단에서 전송되는 펄스는 K번 반복적으로 송신이 되는데 프리앰블 내에서의 형태는 802.15.4a에서 제공하는 Ternary code라고 가정할 때, 수신단 송신 프리앰블 신호는 식 (1)과 같이 표현된다.

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

여기에서 T_{pri}는 PRI 구간 시간 간격을 의미하고, $c_{Ternary}$ 는 Ternary code로써 {-1, 0, 1}로 표현되며, 이에 대한 송신단 수신 신호는 다중 경로에 의해 아래와 같이 표현된다[9]. 여기서 펄스에 대한 dispersion 현상은 무시하며, 채널은 TDL 형태로 모델링 될 수 있음을 가정한다.

$$y(t)=\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_{k,l}p(t-kT_{pri}-T_{k,l})+n(t) \quad (2)$$

식 (2)에서 L은 총 다중경로 수이며, $\alpha_{k,l}$과 $T_{k,l}$은 각각 k번째 PRI 구간의 l번째 다중경로에 대한 채널 이득과 지연 시간을 의미한다. 본 논문에서는 다중 경로 성분에 의한 최대 지연 확산 시간이 T_{pri}보다 작다고 가정한다. 또한 식 (2)에서 프리앰블 전송 시 전체 K개의 PRI 구간이 상호 인접해 있다는 점에서 $\alpha_{k,l}\cong\alpha_l$ 및 $T_{k,l}\cong T_l$ 관계를 만족하게 된

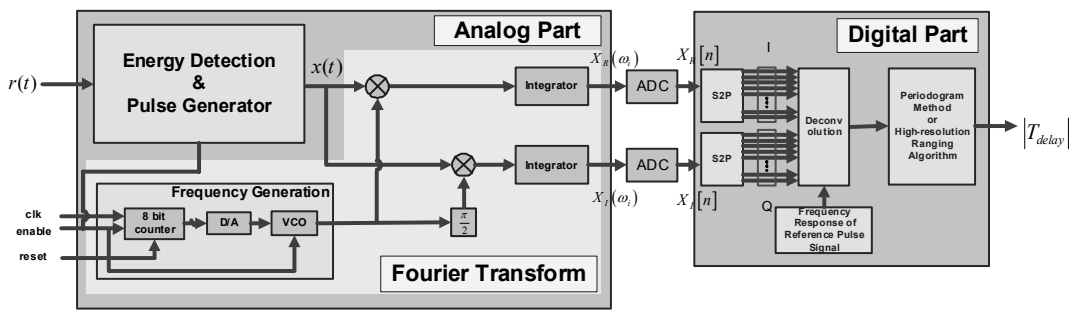


그림 2. 제안한 주파수 영역의 수신단 하드웨어 구조

www.dbpia.co.kr

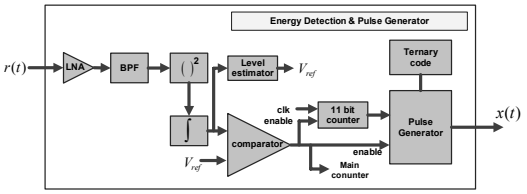


그림 3. 에너지 검출부 및 펄스 재생성부

다. 송신단과 수신단 사이의 LOS (Line-Of-Sight) 거리에 의한 도착 지연 시간과 주변 잡음 신호 성분을 배제한 수신 신호를 $r(t)$라고 놓는 경우 위의 식 (2)에서 표현한 전체 수신 신호는 식(3)과 같이 표현할 수 있다.

$$y(t)=\sum_{k=0}^{K-1} r(t-T_{FOA}-kT_{pri})+n(t) \qquad (3)$$

식 (3)에서 T_{FOA}는 LOS 경로에 의한 최초 도착 시간을 의미한다. 이러한 수신 신호는 제곱기와 non-overlapping 아날로그 적분기를 통해 에너지 신호를 출력한다. 그림 3은 에너지 검출부와 펄스 재생성부에 대한 구조를 나타낸다.

그림 4는 펄스 재생부에서의 동작과정을 보여주고 있으며, 적분기의 출력이 사전에 정의된 임계치 이상이 될 때의 카운터의 값을 저장하여 T_{FOA}의 coarse time을 계산하고, 펄스 재생성기를 동작시켜 펄스 신호를 발생시킨다. 이때, VCO와 카운터도 동시에 동작하여 VCO에서 일정하게 증가하는 주파수를 발생시키도록 한다.

프리앰블 구간동안 심볼 간격으로 주파수 변환 과정을 거친 후 디지털 단에서 잡음을 줄이기 위해 평균화 처리과정을 거친다. 만약에 펄스 신호를 $g(t)$라고 놓을 경우, 이 신호가 시간 지연된 경우에 대한 푸리에변환은 기존 펄스신호의 푸리에 변환 결과를 이용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

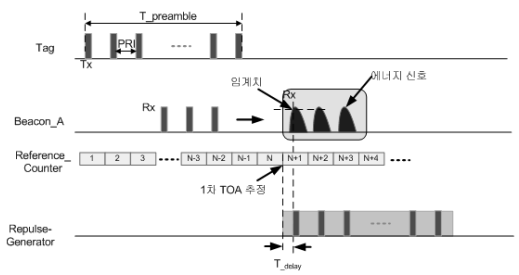


그림 4. 펄스재생성부의 동작 과정

$$g(t-\tau) \leftrightarrow G(\omega)e^{j\omega\tau} \qquad (4)$$

위의 관계를 사용하여 사전에 미리 주파수 변환 후 취득된 참조신호를 $R(\omega)$라고 할 경우 수신된 태그 신호에 대한 푸리에 변화에 대한 결과는 식(5)과 같이 표현할 수 있다.

$$S(\omega)=R(\omega)\,e^{j\omega T_{delay}} \qquad (5)$$

이때 참조신호 $R(\omega)$와 식 (5)를 Deconvolution 과정을 거치면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다. 여기서 T_{delay}는 T_{FOA}의 fine time을 표현한 것이다.

$$D(\omega)\equiv\frac{S(\omega)}{R(\omega)}=\frac{R(\omega)e^{j\omega T_{delay}}}{R(\omega)}=e^{j\omega T_{delay}} \qquad (6)$$

그림 5는 고해상 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_s와 ω_e로 놓고 M 등분하여 얻게 된다. 다시 말해서 각 Oscillator의 주파수 값 ω_m은 다음과 같이 정한다.

$$\omega_{m=}\,\omega_s+(m-1)\Delta\omega \qquad (7)$$

이러한 M개의 ω_m들과 적분기를 통해 주파수 변환이 동작되며 이러한 처리 과정은 다수개의 오실레이터와 적분기 그리고 ADC등이 필요하므로 비효율적이다. 따라서 본 논문에서는 그림 2와 같이 카운터를 이용한 VCO를 이용하여 직렬형태의 효율적인 주파수 변환 처리부를 구현하였다. 먼저 ω_s로부터 $\Delta\omega$간격만큼 IEEE 802.15.4a TG에서 제공하는 한 심볼 간격으로 주파수를 높이기 위해서 카운터의 클럭을 한 심볼 간격으로 하여 VCO에서 출력되

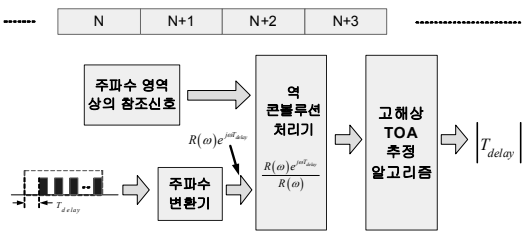


그림 5. TOA 추정을 위한 전반적인 처리 과정

www.dbpia.co.kr

는 주파수를 증가시킨다. 이러한 과정은 수신 신호에 식 (7)에서 정의한 M개의 주파수가 한 심볼 간격으로 곱해진 형태가 된다. 그 다음 적분기를 통과하고 ADC를 거치게 된다. 이때의 적분구간은 한 심볼 간격이 되고 ADC의 샘플링 간격도 한 심볼 간격으로 동일하다[9]. 이렇게 얻은 주파수 응답의 샘플은 S2P를 통해 병렬 처리되고 프리앰블 구간동안 버퍼링한 후 평균화 과정을 거쳐 Deconvolution을 수행하게 된다. 이러한 과정을 거쳐서 최종적으로 총 M개의 샘플을, 즉 $D[m]$을, $m=0\rightarrow M-1$, 얻게 된다. 이때 배경잡음 샘플을 $N[m]$라고 놓을 경우, 식 (6)을 이용하여 $D[m]$을 아래와 식 (8)과 같이 표현할 수 있다. ADC를 거쳐 취득된 샘플 값들을 이용하여 디지털 단에서는 알고리즘을 적용함으로써 LOS 경로로 인한 세부 지연 시간 성분 T_{delay}값을 추정하게 된다.

$$D[m]=e^{jm\Delta\omega T_{delay}}+N[m] \tag{8}$$

식 (8)을 통하여 구한 세부지연을 이용하여 최종적으로 식 (9)를 통해 얻은 TDOA 정보들을 이용하여 태그의 위치를 추정하게 된다[6].

$$\begin{aligned} TDOA_{12} &= \left(T_{pri}(N_1-1)+T_1\right)-\left(T_{pri}(N_2-1)+T_2\right) \\ TDOA_{13} &= \left(T_{pri}(N_1-1)+T_1\right)-\left(T_{pri}(N_3-1)+T_3\right) \end{aligned} \tag{9}$$

여기서 N_1, N_2, N_3은 대략적인 수신 시점에 대한 카운팅 정보들을 의미한다.

2.3 AR을 이용한 TOA 추정 방법

앞에서 설명한 MUSIC 방법은 고해상도의 추정이 가능하나 계산 복잡도가 매우 높기 때문에 사실상 실제적인 구현에 있어서 문제점이 존재한다. 이러한 복잡도를 낮추기 위한 방안으로 AR 모델링에 의한 거리 추정 방안에 대하여 설명한다. 식 (8)에서 표현한 $D[m]$에 대한 N차 전방 예측 모델을 설정하면 다음과 같다.

$$D[m]=-\sum_{n=1}^{N} a_n^{(N)} D[m-n]+W_f^{(N)}[m] \tag{10}$$

식 (10)에서 $D[m]$은 이미 식 (8)에서 표현한 바와 같고 $a_n^{(N)}$은 N차 전방 예측 필터의 계수값을 의미하며, $W_f^{(N)}[m]$은 전방 예측 오차 성분이라고 정의한다. 위의 식 (10)은 N차 자기회기 (Auto-Regressive : AR) 시스템의 차분 방정식이며, 입력을 $W_f^{(N)}[m]$으로 하고 출력을 $D[m]$으로 하는 시스템이라고 볼 수 있다. 따라서 N차 AR 시스템 파라메타인 $a_n^{(N)}$값들의 추정을 통해 전체적인 시스템 전달 함수를 구성하게 된다. 또한 모델링된 시스템의 시간상의 스펙트럼을 얻게 되며, 이에 대한 피크치들이 결국 다중경로 지연 시간들을 의미한다. 이때 식 (10)의 차수는 일반적으로 dominant한 지연값 성분의 수보다 커야한다.

위의 식 (10)에서 전방 예측 오차 성분과 입력 샘플들, 즉 $D[m-1], D[m-1]\cdots D[m-N]$ 간에 상호 상관이 없다는, 즉 $E\{W_f^{(N)}[m]D^*[m-i]\}=0$, $i=1,2\cdots N$, 가정 하에서, $a_0^{(N)}=1$로 놓은 경우 아래와 같은 N개의 선형 방정식을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} &E\{W_f[m]D^*[m-i]\} \\ &\quad=\sum_{n=0}^{N} a_n^{(N)} E\{D[m-n]D^*[m-i]\} \\ &\quad=0, \quad \mathrm{i}=1,2,3\cdots \mathrm{N} \end{aligned} \tag{11}$$

또한 전방 예측 오차 성분이 독립적이며 백색 가우시안 잡음이라고 가정할 경우 아래와 같은 식을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} E\{D[m]D^*[m]\}=-\sum_{n=1}^{N} a_n^{(N)} E\{D[m-n]D^*[m]\} \\ +E\{W_f^{(N)}[m]\,W_f^{(N)^*}[m]\} \end{aligned} \tag{12}$$

만약 $R_D[n]=E\{D[m]D^*[m-n]\}$ 이라하고, $\sigma_{W_f}^{(N)^2}=E\{W_f^{(N)}[m]\,W_f^{(N)^*}[m]\}$으로 놓는 경우 식 (11)과 식 (12)를 사용하여 다음과 같은 행렬 관계를 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} R_D[0] & R_D^*[1] & R_D^*[2] & \cdots & R_D^*[N] \\ R_D[1] & R_D[0] & R_D^*[1] & \cdots & R_D^*[N-1] \\ R_D[2] & R_D[1] & R_D[0] & \cdots & R_D^*[N-2] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_D[N] & R_D[N-1] & R_D[n-2] & \cdots & R_D[0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1^{(N)} \\ a_2^{(N)} \\ a_3^{(N)} \\ \vdots \\ a_N^{(N)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_{W_f}^{(N)^2} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{13}$$

Cramer's 법칙을 이용하여 식 (13)로부터 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$\sigma_{W_f}^{(N)^2}=\frac{\Delta_N}{\Delta_{N-1}} \tag{14}$$

식 (14)에서 Δ_N과 Δ_{N-1}는 각각 크기가 $N+1\times N+1$인 자기 상관 행렬과 $N\times N$인 자기 상관 행렬의 determinant값을 의미한다. 식 (10)과 더불어 후방 예측 필터를 정의하면 다음 식 (15)와 같다.

www.dbpia.co.kr

$$D[m-N] = -\sum_{n=1}^{N} b_n^{(N)} D[m-N+n] + W_b^{(N)}[m] \quad (15)$$

여기서 $W_b^{(N)}[m]$은 후방 예측 오차 신호를 의미하며, $b_n^{(N)}$은 N차 후방 예측 필터의 계수값을 나타낸다. 식 (15)를 통해서 전방 예측 필터를 구하는 과정을 거쳐 식 (16)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\sigma_{W_b}^{(N)^2} = \frac{\Delta_N}{\Delta_{N-1}} \quad (16)$$

따라서 식 (14)와 식 (16)로부터 아래 식 (17)과 같이 전방 예측 오차 및 후방 예측 오차의 분산값은 동일함을 알 수 있다.

$$\sigma_W^{(N)^2} \equiv \sigma_{W_f}^{(N)^2} = \sigma_{W_b}^{(N)^2} = \frac{\Delta_N}{\Delta_{N-1}} \quad (17)$$

식 (13)과 같이 자기 상관 행렬을 통하여 표현된 식에서 N차 전방 및 후방 예측 필터의 계수 벡터를 각각 A_N과 B_N으로 정의하고, 왼쪽의 자기 상관 행렬을 $R_D^{(N)}$으로 정의하면, 식 (17)을 사용하여 식 (18)과 같이 간소화되어 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{D}}^{(N)} A_N &= \left[\sigma_W^{(N)^2}\, 0\, 0 \cdots 0\right], \\ \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{D}}^{(N)} B_N &= \left[0\, 0\, 0 \cdots \sigma_W^{(N)^2}\right] \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)에서 각각의 전방 및 후방 예측 필터 계수 벡터는 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} A_N &= \left[1\ a_1^{(N)}\ a_2^{(N)}\ a_3^{(N)} \cdots a_N^{(N)}\right], \\ B_N &= \left[b_N^{(N)}\ b_{N-1}^{(N)}\ b_{N-2}^{(N)}\ b_{N-3}^{(N)} \cdots 1\right] \end{aligned} \quad (19)$$

식 (18)으로부터 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \left(J\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{D}}^{(N)} J\right) J A_N &= \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{D}}^{(N)^*} J A_N = J\left[\sigma_W^{(N)^2}\, 0\, 0 \cdots 0\right] \\ &= \left[0\, 0\, 0 \cdots \sigma_W^{(N)^2}\right] \end{aligned} \quad (20)$$

식 (20)에서 J는 $N+1 \times N+1$ 크기를 갖는 Anti-diagonal 동등 행렬이며, $JJ = I$을 성질을 갖는다. 다시 위의 식 양변에 켤레 복소수 연산을 취하면 다음과 같은 결과를 얻게 된다.

$$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{D}}^{(N)} \left[a_N^{(N)^*}\ a_{N-1}^{(N)^*}\ a_{N-2}^{(N)^*} \cdots a_1^{(N)^*}\ 1\right] = \left[0\, 0\, 0 \cdots \sigma_W^{(N)^2}\right] \quad (21)$$

식 (21)과 식 (18)의 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{D}}^{(N)} B_N$을 비교하면 다음과 같은 결론을 얻을 수 있다.

$$b_n^{(N)} = a_n^{(N)^*}, \quad n = 1,2,3 \cdots N \quad (22)$$

만약 $N+1$차의 전방 예측 필터를 고려할 때, $N+1$차의 전방 예측 필터의 계수 벡터 A_{N+1}를 다음과 식 (23)과 같이 정의한다.

$$A_{N+1}^T = \left[A_N^T \quad 0\right] - \frac{\eta_N}{\sigma_W^{(N)^2}} \left[0 \quad B_N^T\right] \quad (23)$$

위의 식 (23)에서 양변의 왼쪽으로부터 $N+2 \times N+2$ 크기를 갖는 자기 상관 행렬, 즉 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{D}}^{(N+1)}$을 곱하고 식 (17)을 이용하여 아래와 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{D}}^{(N+1)} A_{N+1} &= \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{D}}^{(N+1)} \left[A_N^T \quad 0\right] - \frac{\eta_N}{\sigma_W^{(N)^2}} \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{D}}^{(N+1)} \left[0 \quad B_N^T\right] \\ &= \left[\sigma_W^{(N)^2} 0 \cdots 0\ \eta_N\right] - \frac{\eta_N}{\sigma_W^{(N)^2}} \left[\eta_N^* 0 \cdots \sigma_W^{(N)^2}\right] \\ &= \left[\sigma_W^{(N+1)^2} 0 \cdots 0\, 0\right] \end{aligned} \quad (24)$$

위의 식 (24)에서 사용된 중간 파라미터 η_N은 식 (22)를 사용하여 다음과 같이 표현된다.

식 (24)의 형태는 식 (19)에서 보여준 N차의 전방 예측 필터에 의해 얻을 수 있는 행렬 식 형태와 동일하며, 단지 필터의 차수를 N에서 $N+1$으로 증가 시켰을 때의 결과 형태라고 볼 수 있다.

$$\begin{aligned} \eta_N &= \sum_{n=0}^{N} R_D[N+1-n] a_n^{(N)} \\ &= \left\{\sum_{n=0}^{N} R_D^*[N+1-n] a_n^{(N)^*}\right\}^* \\ &= \left\{\sum_{n=0}^{N} R_D^*[N+1-n] b_n^{(N)}\right\}^* \end{aligned} \quad (25)$$

또한 식 (24)에서 $s_N \equiv \eta_N / \sigma_W^{(N)^2}$로 정의하는 경우, $\sigma_W^{(N+1)^2}$는 $N+1$차의 전방 예측 오차, 즉 $W_f^{(N+1)}[m]$의 분산 값이라고 놓을 수 있으며, 이 값은 다음과 같은 순환식에 의해서 순차적으로 구해지게 된다.

$$\begin{aligned} \sigma_W^{(N+1)^2} &= \sigma_W^{(N)^2} - \frac{|\eta_N|^2}{\sigma_W^{(N)^2}} \\ &= \sigma_W^{(N)^2}\left(1 - \frac{|\eta_N|^2}{\sigma_W^{(N)^4}}\right) = \sigma_W^{(N)^2}\left(1 - |s_N|^2\right) \end{aligned} \quad (26)$$

www.dbpia.co.kr

식 (26)에서 s_N N차 예측 필터를 위한 반사계수(Reflection Coefficient)로 정의되며, $|s_M|<1$의 성질을 갖게 된다. 그리고 반사 계수 s_N는 다음과 같은 표현식을 갖게 된다.

$$s_N = \frac{\eta_N}{\sigma_W^{(N)^2}} = \frac{E\left\{ W_f^{(N)}[m]\, W_b^{(N)^*}[m-1] \right\}}{\sqrt{E\left\{ \left| W_f^{(N)}[m] \right|^2 \right\} E\left\{ \left| W_b^{(N)}[m-1] \right|^2 \right\}}} \quad (27)$$

위의 식 (27)으로부터 정의된 반사 계수 s_N는 전방 및 후방 예측 오차 신호 간의 상호 상관 계수라고 볼 수 있으며, 이는 Cauch-Schwartz Inequality에 의하여 크기가 1보다 작게 된다[10]. 또한 식 (23)로부터 $s_N = -a_{N+1}^{(N+1)}$임을 알 수 있다. 또한 $N+1$차의 전방 예측 필터에 의해 발생하는 오차 성분은 N차의 전방 및 후방 예측 필터에 의한 오차 성분과 반사 계수를 사용하여 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} W_f^{(N+1)}[m] &= \sum_{n=0}^{N+1} a_n^{(N+1)} D[m-n] = A_{N+1}^T D_f^{(N+1)}[m] \quad (28) \\ &= \left\{ \begin{bmatrix} A_N^T & 0 \end{bmatrix} - s_N \begin{bmatrix} 0 & B_N^T \end{bmatrix} \right\} D_f^{(N+1)}[m] \\ &= W_f^{(N)}[m] - s_N W_b^{(N)}[m] \end{aligned}$$

여기서 $D_f^{(N+1)}[m]$는 다음 식과 같다.

$$D_f^{(N+1)}[m] = \begin{bmatrix} D[m] & D[m-1] & \cdots & D[m-N-1] \end{bmatrix}^T \quad (29)$$

이다. 거리 추정을 위하여 상관 함수 값들은 사전에 추정하게 되며, 식 (23)로부터 전방 예측 필터의 계수 값들을 아래와 같은 Recursive한 과정을 통해 구할 수 있다. 먼저 초기화 단계에서 $\sigma_W^{(0)^2}$과 반사 계수 s_0을 각각 아래와 같이 정하게 된다.

$$\sigma_W^{(0)^2} = R_D[0],\ s_0 = \frac{R_D[1]}{R_D[0]} \quad (30)$$

다음 전방 예측 필터의 차수를 1에서부터 N차까지 증가 시키면서 아래와 같이 계수값, 오차 분산값, 중간 파라미터 및 반사계수값을 순차적으로 Update하게 된다.

$$A_n = A_{n-1}^T = \begin{bmatrix} A_{n-1}^T & 0 \end{bmatrix} - s_{n-1} \begin{bmatrix} 0 & \left(J A_{n-1}^T \right)^* \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\sigma_W^{(n)^2} = \left(1 - |s_{n-1}|^2 \right) \sigma_W^{(n-1)^2} \quad (32)$$

$$\eta_n = \sum_{l=0}^{n} R_D[n+1-l]\, a_l^{(n)} \quad (33)$$

$$s_n = \frac{\eta_n}{\sigma_W^{(n)^2}} \quad (34)$$

위의 식에서 전방 예측 필터를 AR 시스템의 전달함수로 나타내면 다음과 같다.

$$A_N(z) = 1 + a_1^{(N)} z^{-1} + a_2^{(N)} z^{-2} + \cdots + a_N^{(N)} z^{-N} \quad (35)$$

식(31)을 이용하여 $N-1$차의 예측 필터로부터 N차의 예측 필터로 갱신하기 위한 순환식을 표현하면 다음과 같다.

$$A_N(z) = A_{N-1}(z) - s_{N-1} z^{-1} \widetilde{A_{N-1}}(z) \quad (36)$$

위의 식에서 $\widetilde{A_N}(z)$는 다항식 $A_N(z)$의 Reciprocal Polynomial이며, 다음과 같이 정의된다.

$$\widetilde{A_N}(z) = a_N^{(N)^*} + a_{N-1}^{(N)^*} z^{-1} + a_{N-2}^{(N)^*} z^{-2} + \cdots + z^{-N} \quad (37)$$

위의 식 (31)에서 (34)과정을 반복적으로 수행하여 얻게 되는 N개의 예측 필터 AR 시스템들을 이용하여 거리 추정을 위한 스펙트럼 식을 나타내면 다음과 같다. 아래 식을 이용하게 되면 단일 예측 필터를 이용한 스펙트럼 추정에서 나타날 수 있는 Spurious한 피크 발생을 방지할 수 있다.

$$T_{AR}(d_s) = \sum_{n=1}^{N} \frac{1}{\left| A_n\left(e^{j\Delta\omega d_s/c} \right) \right|^2} = \sum_{n=1}^{N} \left\{ \frac{1}{\left| \sum_{l=0}^{n} a_l^{(n)} e^{-jl\Delta\omega d_s/c} \right|^2} \right\} \quad (38)$$

만약에 송수신단과 별도로 Ranging 모듈을 이용한다면 최종적으로 얻게 되는 예측 필터의 계수값을 별도의 계산 모듈로 전송해야 한다. 이때 계수 값의 동적 범위가 매우 넓게 되므로 특정한 비트 수를 일정하게 할당하여 계수 값을 표현하는 것은 비효율적이라 볼 수 있다. 이를 보완하기 위하여 계수 값 자체를 전송하지 않고 $R_D[0]$와 반사계수들을 전송하고, Ranging 계산 모듈에서는 다시 예측 필터의 계수 환원하고, 식 (38)을 이용하여 거리를 추정할 수 있다. 이때 복소값을 갖는 반사계수는 크기와 위상으로 나누어서 전송되며, 절대치 크기의 동적 범위는 1보다 작기 때문에 계수 값 자체보다 양자화에 유리하게 된다.

www.dbpia.co.kr

Ⅲ. 제안된 무선 측위 기법 방안

본 논문에서는 제안된 주파수 영역 거리 추정 방안에 대한 성능을 검증하기 위해서 LOS 성분이 보장되는 채널 환경에서 모의 실험을 하였다. 따라서 본 연구에서는 IEEE 802. 15. 4a TG에서 제시한 채널 중 LOS Residential에 적합한 CM 1 환경을 적용하였다[8]. 또한 무선 측위에 필요한 환경 조건은 그림 6과 같이 가로와 세로가 각각 10m 인 공간 내에서 3개의 비콘을 설치하고 81개의 위치에서 1m 간격으로 태그를 고정시켰다는 가정 하에서 실험을 실행하였다.

펄스 생성기에서 나오는 펄스의 주파수 특성은 그림 7과 같으며, 이 때의 ω_s와 ω_e는 각각 0 Hz와 약 640 MHz로 설정하였다. $\Delta\omega$는 IEEE 802.15.4a에서 요구하는 해상도에 맞추기 위하여 10 MHz로 설정하였다. 따라서 ω_s와 ω_e 사이는 총 64개의 주파수 필요함을 알 수 있다.

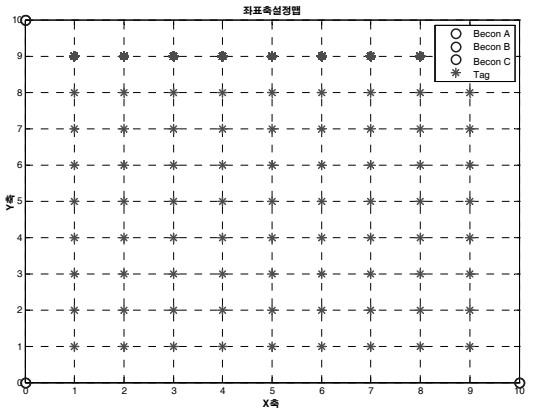


그림 6. 무선 측위를 위한 비콘 및 태그 위치 설정

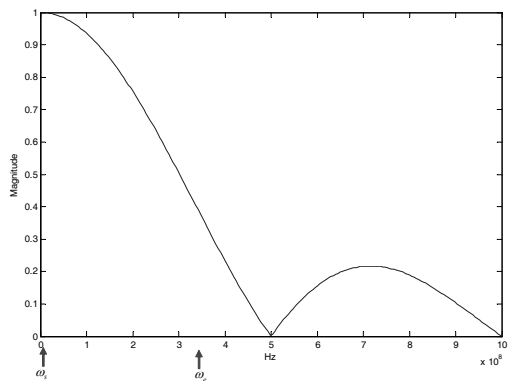


그림 7. 펄스 신호에 대한 주파수 특성

표 1. 시뮬레이션 파라미터 설정

파 라 미 터	설 정 값
PSD (dBm/MHz)	-41.3
중심주파수 (GHz) : Fc	3.552 GHz
밴드폭 (MHz) : @-10 dB	1,000
송신 출력 (dBm)	-11.3
Path Loss (dB) : @ 1 m	43.4512
잡음 전력 (dBm)	-84
펄스폭 [nsec]	2
C_i (코드길이)	31
δ_i (델타 함수의 길이)	64
M (주파수 샘플 개수)	64
주파수 간격 (MHz)	10
N_s (프리앰블의 심볼 반복 수)	4096
T_f (펄스간 간격 [nsec])	128
T_e (아날로그 적분 구간 [nsec])	2
퓨리에 변환에 필요한 적분 구간 [μsec]	3.968
제안된 기법의 샘플링률	256 KSPs
일반적인 기법의 샘플링률	500 MSPs
일반적인 기법의 TOA 추정을 위한 임계치	0.5

또한 표 1은 시뮬레이션에 필요한 파라미터 설정 값을 정리해 놓은 것이다.

그림 8은 일반적인 IFT, MUSIC과 AR에 대한 성능을 비교한 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 MUSIC이 IFT나 AR에 비해서 높은 해상도를 가지고 있음을 알 수 있다.

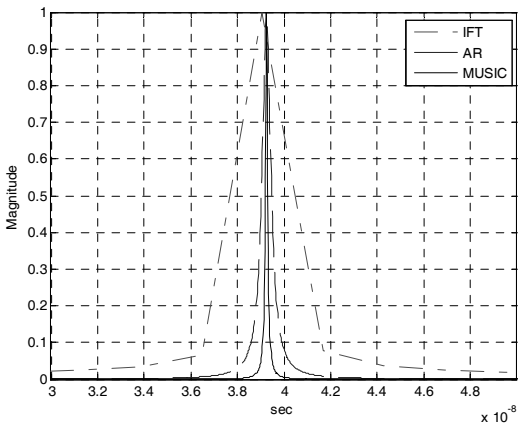


그림 8. 고해상 알고리즘에 따른 성능 비교 파형

www.dbpia.co.kr

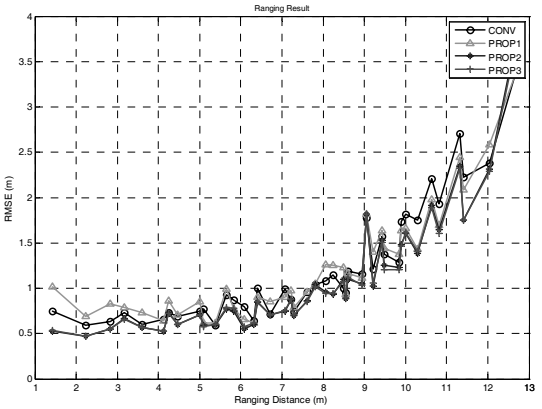


그림 9. IEEE 802.15.4a CM1 채널 내에서 거리 인지 성능 비교

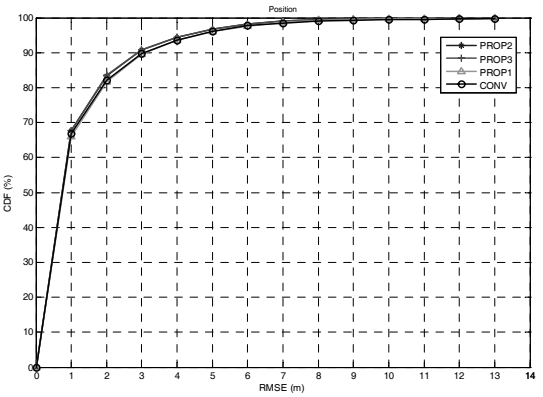


그림 10. IEEE 802.15.4a CM1 채널 내에서 무선 측위 성능 비교

다음의 그림 9와 그림 10은 채널 CM 1에서의 거리인지 성능과 무선 측위 성능을 비교한 것이다.

여기서 CONV은 시간 기반의 DSSS 기법을 이용한 방법, PROP1은 주파수 기반의 Periodgram 기법을 이용한 방법, PROP2은 주파수 기반의 MUSIC 기법을 이용한 방법이고, PROP3은 주파수 기반의 AR 기법을 이용한 방법이다.

그림 9의 결과에서 볼 수 있듯이 PROP3의 경우에는 거리인지 거리가 멀어지는 경우에도 약 30~40 cm의 성능이 향상된 것을 알 수 있다. 또한 그림 10에서도 다른 기법에 비해 PROP3의 경우에는 5% 정도 성능이 더 좋음을 실험을 통하여 확인할 수 있었다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 저속 ADC를 이용한 주파수 기반의 UWB Ranging 기법과 이를 실제 구현 시 IEEE 802.15.4a의 성격을 고려하여 복잡도를 낮추고, 저가의 구현이 가능한 주파수 기반의 non-coherent 방식의 수신기 구조를 제안하였다. 제안한 주파수 기반의 UWB Ranging은 시간 기반에서 사용되는 고속의 ADC로 인한 수신기 구조의 가격 상승과 실제 구현의 어려움을 해결하고자 제안하였다. 또한 실제 주파수 기반의 수신기 구조를 구현 시에 정확한 채널 추정에 필요한 필터 구현의 어려움을 없애기 위하여 펄스 재생성기 및 다수의 오실레이터, 믹서와 ADC로 인한 시스템의 복잡도를 낮추기 위하여 카운터를 이용한 VCO 구조를 제안하였다. 카운터를 이용한 VCO 구조는 카운터를 사용하기 때문에 ADC에서 FFT 샘플링 할 때마다의 믹서 개수를 줄일수 있다. 발생하는 아날로그단의 적분기의 경우 신호의 검출을 용이하게 하기위하여 2nsec의 적분 구간을 갖는 적분기를 사용하였지만, 아날로그 적분기, VCO 및 저속 ADC를 칩으로 만들 경우에 일반적인 고속 ADC를 사용하는 것보다 단가를 낮추고 또한 디지털 단에서의 처리 또한 고속 ADC에 비해서 용이해 질 것이다. 그리고 MUSIC과 AR의 성능을 비교한 결과 비슷한 성능을 보여줌으로써 AR을 이용할 경우에 디지털 단에서의 시스템 연산량을 낮출 수 있음을 확인하였다.

ACKNOWLEDGEMENT

본 논문은 서울시 산학연 협력사업(10544)의 지원으로 작성되었습니다.

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. Gregorwich, 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*

www.dbpia.co.kr

(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.

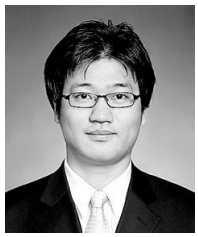
〔8〕 IEEE 802.15-TG4a, Channel Modeling Sub-Committee, "Channel Modeling Sub-committee Report Final," available at http://ieee802.org/15/pub/TG4a.html.

〔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.

〔10〕 S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing*: *Estimation Theory*, Prentice Hall, 1993.

〔11〕 W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology : overview and future research," Computer Communications, Vol.2, No.1, pp.46-52, 2003.

홍 윤 기 (Yun Gi Hong) 준회원

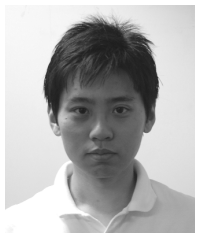


2007년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학과 학사

2007년 3월~숭실대학교 정보통신공학과 석사과정

<관심분야> Position Location based on UWB, RFID.

배 승 천 (Seung-Chun Bae) 준회원

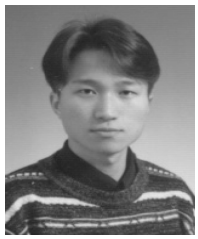


2008년 2월 남서울대학교 정보통신공학과 학사

2008년 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 -융합기술연구단 선임연구원

<관심분야> LR-UWB, WPAN, BPLC

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

www.dbpia.co.kr