

# 다중 SOP 환경하에서 IR-UWB 기반의 Non-coherent TOA 추정 기법

정희원 박운용\*, 준희원 박철웅, 정희원 최성수, 이원철\*

## Non-coherent TOA Estimation Method based on IR-UWB in Multiple SOP Environments

Woon-Yong Park\* *Regular Member*, Cheol-Ung Park *Associate Member*,  
Sungsoo Choi, Won-Cheol Lee\* *Regular Members*

### 요약

본 논문에서는 다수의 피코넷들이 공존 (Simultaneously Operating Piconets; SOP) 하는 환경하에서 다중 상관 처리를 이용한 새로운 Non-coherent TOA 추정 기법을 제안한다. SOP 환경에서 각 피코넷들을 구분하기 위해서 Gold 시퀀스를 이용한 DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) 기반의 IR-UWB (Impulse Radio-Ultra WideBand) 신호를 사용하였으며 상관 특성을 개선시키기 위해서 다중 마스크 처리 (Multiple Mask Operation; MMO) 방안을 제시하였다. 직접 LOS 경로에 대한 도착 시간 (Time Of Arrival; TOA) 정보는 2단계의 대략적인 (Coarse)/ 정밀 (Fine) 타이밍 검출 과정을 통해 획득된다. 제안된 기법에 대한 성능을 검증하기 위해서 IEEE 802.15.4a TG (Task Group)에서 제시한 두 채널 모델을 적용하였고 시뮬레이션 결과로부터 제안된 기법이 다수 개의 피코넷이 공존하는 다중 경로 환경에서 일반적인 단일 상관 처리 기법보다 성능이 개선됨을 확인하였다.

**Key Words** : UWB ranging, TOA estimation, Noncoherent receiver, SOP, Gold code

### ABSTRACT

This paper proposes a novel non-coherent TOA estimation scheme using multiple correlation process on the existence of multiple simultaneously operating piconets (SOPs). Impulse radio-ultra wideband (IR-UWB) based on direct sequence spread spectrum (DSSS) using Gold sequence is employed in order to discriminate each piconet. In order to enhance the characteristic of correlation, this paper presents the method of multiple mask operation (MMO). The time of arrival (TOA) of direct line of sight (DLOS) path is estimated via two step coarse/fine timing detection. To verify the performance of proposed scheme, two distinct channel models approved by IEEE 802.15.4a Task Group (TG) are considered. According to the simulation results, it could conclude that the proposed scheme have performed better performance than the conventional method well even in densed indoor multi-path environment as well as in the existence of multiple SOPs.

### I. 서론

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

※ 본 논문은 “서울시 산학연 협력사업(과제번호: 10544)” 지원과 숭실대학교 교내연구비 지원으로 이루어졌음.

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

논문번호 : KICS2007-05-201, 접수일자 : 2007년 5월 2일, 최종논문접수일자 : 2007년 10월 22일

안전과 물품의 이동경로 파악이 유비쿼터스 환경에서 중요한 기능 중에 하나로 대두되면서 위치인식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>11)</sup>. 이러한 추세에 발맞추어, 2004년 5월부터 IEEE 802.15 무선 개인 네트워크 Working Group의 TG4는 저속, 저전력, 저비용의 구현을 위한 핵심 기술과 더불어 초정밀 해상도를 가지는 무선측위 기능을 포함하는 저속의 무선 개인 영역 네트워크 (Low Rate-Wireless Personal Area Network; LR-WPAN)에 대한 표준화 작업을 진행하고 있으며, 현재 표준 baseline으로 초정밀 거리인지 및 위치 인식이 가능한 초광대역 (Ultra WideBand; UWB) 기술이 채택되었다<sup>11)12)13)14)</sup>.

거리 인지 (Ranging)란 두 디바이스간의 거리 정보를 추정하는 것으로써 일반적으로 시스템의 동기 유무에 따라 단방향 송신을 통한 거리 인지 (One Way Ranging) 기술과 양방향 송신을 통한 거리 인지 (Two Way Ranging) 기술로 분류된다<sup>15)</sup>. 이러한 거리 인지 기술은 시간 기반의 TOA (Time Of Arrival) 혹은 TDOA (Time Difference Of Arrival) 정보를 이용한 기법과 신호의 수신 감도를 이용하는 RSS (Received Signal Strength) 기법, 수신 각을 이용한 AOA (Angle Of Arrival) 기법 등 다양하다<sup>16)</sup>. 또한 이러한 기법들은 무선 측위를 위해 활용될 수 있다. 그러나 실내 환경에서 시간 기반의 거리 인지 기술 이외의 기술들은 설치비용 증대와 다중 경로 페이딩의 영향으로 고정밀 거리 인지 결과를 얻기 힘들다.

시간 기반의 거리 인지 기법을 통한 고정밀의 정확한 거리 정보를 얻기 위해서는 얼마나 정확하게 최초로 수신된 신호의 시각정보를 측정할 수 있느냐에 달려있다. 이러한 시각정보를 TOA (Time Of Arrival) 라고 한다. 문헌에 의하면 이러한 TOA 추정 기법은 크게 DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) 신호의 상호 상관 특성을 이용한 시간 기반의 TOA 추정 기법<sup>17)</sup>과 역 푸리에 변환 (Inverse Fourier Transform; IFT) 기법 그리고 고해상도를 가지는 MUSIC (Multiple Signal Classification) 기법과 같은 주파수 기반의 TOA 추정 기법<sup>18)</sup>으로 나눌 수 있으며 수신기의 수신 구조에 따라 적용 알고리즘이 다르다. 그러나 주파수 기반의 TOA 추정 기법은 구현 시 매우 복잡하기 때문에 저비용, 저 복잡성을 요구하는 시스템에서는 부적합하다.

Coherent 방식의 수신기 구조에서 TOA 추정 기

법으로는 문헌상으로 가장 간단하면서 신호 검출의 최적 솔루션인 정합 필터링 (Matched filtering)을 들 수 있다<sup>9)10)</sup>. 그러나 참조 펄스 신호와 수신 신호와의 정확한 상관 특성을 얻기 위해서는 수신기가 나이퀴스트 표본화율로 동작되어야 하기 때문에 매우 고속의 표본화율을 요구될 뿐만 아니라 다중 경로 및 송·수신 안테나의 영향으로 인한 펄스 변화로 사전에 수신 신호의 정확한 펄스 모양을 알지 못하면 낮은 상관 특성으로 인하여 결국, 부정확한 TOA 정보를 추정하게 된다. 따라서 이러한 단점을 극복하고 IEEE 802.15.4a의 모티브에 적합하도록 유수 업체들은 회로 복잡도에서 야기되는 소자들의 저 전력화를 위해서 기존의 Coherent 방식의 수신 구조보다 시스템 성능이 다소 열악하지만 수신기 구조가 매우 간단하면서 동기 문제에도 비교적 강한 Non-coherent 수신 구조를 고려하고 있는 추세이다<sup>11)</sup>.

또한 거리 인지 및 무선 측위는 다수개의 피코넷이 공존하는 즉, SOP 환경하에서 가능해야한다. 디바이스들을 구분하기 위한 방안으로는 타임 홉핑 기법 혹은 PN (Pseudo Noise) 시퀀스 등을 이용할 수 있으며 상관 처리를 통해 원하는 TOA 정보를 추정하게 된다. 일반적으로 이동통신 시스템에서 주로 사용되는 PN 시퀀스로는 M-시퀀스 혹은 Gold 시퀀스 등을 들 수 있으며 본 논문에서는 이 중 Gold 시퀀스를 이용한 DSSS 기반의 IR-UWB 신호를 사용하였다. 그러나 실내 환경에서 LOS (Line of Sight) 가 보장되지 않는 실내 환경에서 단일의 상호 상관 처리만으로 고정밀의 TOA 정보를 얻기 힘들다. 따라서 본 논문에서는 상관 특성을 높이기 위한 다중 마스크 처리 기법을 소개하고 이를 바탕으로 에너지 검출 기반의 Non-coherent 수신기에서 TOA 정보 획득을 위한 새로운 TOA 추정 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 실내 환경의 채널 특성 및 TOA 추정 시 고려해야 할 사항들에 대해 소개한다. III장에서는 제안된 프리앰블 포맷 및 전체 송수신 구조를 설명하고 상관 특성을 높이기 위한 다중 마스크 처리 기법 및 이를 적용한 에너지 검출 기반의 제안된 Non-coherent TOA 추정 기법에 대해 설명한다. IV장에서는 IEEE 802.15.4a TG에서 제시된 채널 모델을 이용한 시뮬레이션 과정 및 결과를 분석하고 끝으로 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 실내 환경에서 TOA 정보 획득을 위한 채널 분석

시간 기반의 거리 인지를 위해서는 얼마나 정확하게 LOS 성분에 대한 도착 시각 정보를 추정하는가에 달려있다. 그러나 실내의 채널은 Shadow 페이딩으로 인한 다중 경로 페이딩과 LOS 성분의 부재로 인하여 거리 인지 및 무선 측위의 오차를 가져오게 된다. 2차원 채널 모델링으로부터 다중 경로의 프로파일은 식(1)과 같이 정의된다.

$$h(\tau) = \sum_{k=0}^{L_p-1} \alpha_k \delta(\tau - \tau_k) \quad (1)$$

여기서  $L_p$ 는 다중 경로의 수를 의미하고  $\alpha_k = |\alpha_k| e^{j\phi_k}$ 와  $\tau_k$ 는 각각  $k$ 번째 경로의 복소 크기와 전파 지연 시간을 나타낸다. 또한 채널 환경은 LOS 성분을 나타내는  $\alpha_0 \tau_0$ 의 크기에 따라 거리 인지 측정 관점에서 크게 3가지로 구분할 수 있다.

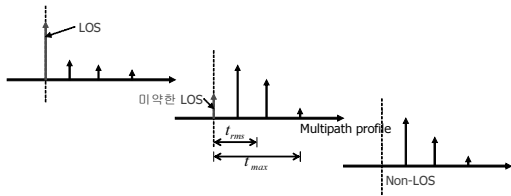


그림 1. 실내 채널 환경에서의 다중 경로 프로파일

- 1) LOS의 세기가 가장 큰 채널 환경 : Dominant Direct Path (DDP)가 존재하는 환경
- 2) LOS의 세기가 다른 경로들보다 작은 채널 환경 : NonDominant Direct Path (NDDP)가 존재하는 환경
- 3) LOS가 존재하지 않는 환경 : Undetected Direct Path (UDP)

여기서 첫 번째의 경우는 고정밀 거리 인지 및 무선 측위를 위한 송신기와 수신기 사이에 장애물이 없는 가장 이상적인 채널 환경을 나타내며 일반적인 피크 검출 기법 등으로 TOA 정보를 얻을 수 있다<sup>[10]</sup>. 두 번째의 경우는 반사, 회절, 투과 등으로 LOS 경로의 크기가 여타 경로들보다 작은 채널 환경으로써 실제 실내 환경에서 이러한 채널 특성이 빈번히 발생된다. 따라서 LOS 성분에 대한 낮은 상관 처리 결과로 부정확한 TOA 정보를 추정하게 된다. 세 번째 경우는 직접파가 수신되지 않는 채널 환경으로써

수신 지연만큼 기본적으로 오차가 발생하게 된다.

또한 LOS 성분을 추정하는데 방해하는 요인 중에 하나는 펄스 간 간섭인 IPI (Inter-Pulse Interference) 문제를 들 수 있다. 만약 대역 확산된 UWB 신호의 PRI (Pulse Repetition Interval) 가 매우 좁을 경우, IPI가 발생되며 이는 상호 상관 특성을 열화시키는 원인이 된다. 따라서 채널의 최대 초과 지연 확산 (Maximum excess delay spread)  $t_{max}$  혹은 RMS (Root Mean Square) 지연 확산  $t_{rms}$  등의 정보들을 고려하여 PRI를 설정해야 한다.

## III. 제안된 TOA 추정 기법 방안

### 2.1 제안된 프리앰블 포맷 및 전체 송수신 구조

시간 기반의 거리 인지를 하기 위해 요구되는 TOA 정보는 일반적으로 프리앰블 내에서 추정하게 된다. 그림 2는 IEEE 802.15.4의 PHY 규격 기반의 프리앰블 포맷을 나타낸다. 그림 2에서 보여주듯이 프리앰블 길이는 4 bytes 이고 그 중 3 bytes는 TOA 정보 획득을 위해 '1'이 반복되도록 구성되고 나머지 1 byte는 통신 시 필요한 잡음 측정을 위해 '0'이 삽입된다. 펄스의 전송 패턴은 비 균일 간격으로 펄스의 위치가 결정된다. 이러한 전송 패턴은 Gold 시퀀스가 연속적으로 1이 존재할 때 신호 간 간격을 좁힘으로써 기존의 균일 간격 방식보다 PRI가 넓어져 IPI 문제를 완화시킬 수 있다.

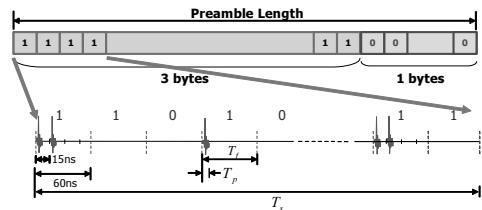


그림 2. IEEE 802.15.4의 PHY 규격 기반의 프리앰블 포맷

송신기는 요구되는 비트 전송율( $\approx 1M$  bps)을 만족시키기 위해서 그림 2와 같이 4비트 당 한 심볼로 맵핑되고 다시 길이가 63인 Gold 시퀀스로 맵핑된다. 따라서 칩 간 간격은 실내 채널의 최대 초과 지연 확산보다 매우 좁기 때문에 IPI 문제로 인하여 상호 상관 처리 시 낮은 상관 특성을 얻게 된다. 이렇게 처리된 신호는 OOK (On-Off Keying) 변조 과정을 거친 후 펄스 발생기를 통해 해당 위치에서 펄스를 전송하게 된다. 그림 3은 DSSS 기반의 송신 구조를 나타낸다.

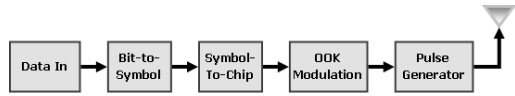


그림 3. DSSS 기반의 IR-UWB 송신단 구조

그림 4는 제안된 Non-coherent 방식의 TOA 추정을 위한 수신단 구조를 나타낸다. 먼저 수신단의 AFE (Analog Front End)는 저잡음 증폭기(Low Noise Amplifier), 대역통과필터(Band-Pass Filter), 에너지 검출을 위한 제곱기와 이퀄라이저로 구성된다. AFE 단을 거친 에너지 신호는 병렬 구조 형태의 저속의 다중 ADC (Analog-to-Digital Converter)들을 통과하여 고속의 샘플값들을 얻게 된다.

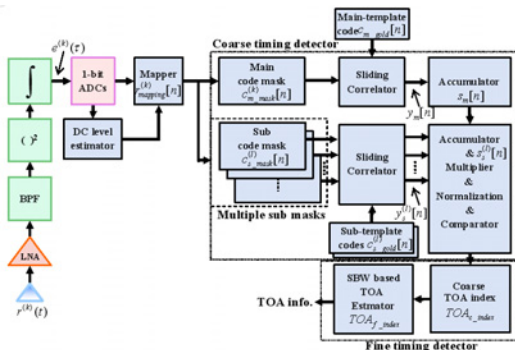


그림 4. Non-coherent 방식의 TOA 추정을 위한 수신단 구조

ADC의 출력 샘플값은 DC 레벨 추정단 (Direct current level estimator)에 인가되어 에너지 신호의 DC 레벨을 추정하게 된다. 이러한 과정은 TOA 추정을 위한 초기 단계에서 동작된다. 또한 이때 얻은 정보는 매퍼 (Mapper)의 기준값으로 사용되고 추후 상관 처리 시 상관특성의 성능을 좌우하기 때문에 좀 더 정확한 정보를 얻도록 충분히 긴 시간동안 그리고 주기적으로 측정된다. 매퍼는 DC 레벨 정보를 기준하여 샘플값들을 1 비트로 매퍼링하게 된다. 즉 기준치보다 클 경우 1, 작을 경우 -1로 매퍼링하게 된다. 이러한 이유는 기준치 이상이 되는 NDDP 성분의 크기와 이보다 큰 다른 경로들의 크기를 모두 1로 동일 시 함으로써 상관 특성의 최대치를 고정시키기 위함이다.

본 논문에서 제안된 TOA 정보 추정 방안은 2단계의 대략적인/정밀 타이밍 검출단 (Coarse/Fine timing detector)으로 구성된다. 그림 5는 그림 4에서 보여주는 TOA 정보 획득절차에 대한 좀 더 구체적인 처리 과정을 나타낸다. 먼저, 다수 개의 주/부 Gold 시퀀스

마스크들을 통해 얻은 샘플값들은 사전 정해진 참조 Gold 시퀀스들과 슬라이딩 상관처리를 하게 된다. 이때 Gold 시퀀스 마스크는 주 Gold 시퀀스 마스크 (Main gold sequence mask)와 부 Gold 시퀀스 마스크 (Sub gold sequence mask) 셋으로 구분되고 부 Gold 시퀀스 마스크 셋은 주 Gold 시퀀스 마스크로부터 얻게 된다. 이러한 상관 처리 과정을 통해 얻은 결과들은 잡음 성분을 Smoothing하기 위해서 각각 프리앰블 구간동안 심플 간격으로 누적된다. 추가적으로 상관 특성을 높이기 위해서 평균화된 결과들을 샘플 단위로 곱한 후 정규화 과정을 거치게 된다. 끝으로 샘플 값 중 사전 정의된 고정 임계치 이상이 되는 첫 번째 값의 인덱스를 1차 TOA 정보로 간주하게 된다. 정밀 타이밍 검출 단계에서는 NDDP 상황을 고려하여 역 탐색 기반의 TOA 추정 기법이 적용되고 이를 통해 좀 더 정확한 최초 도착 지연 성분을 추정하게 된다.

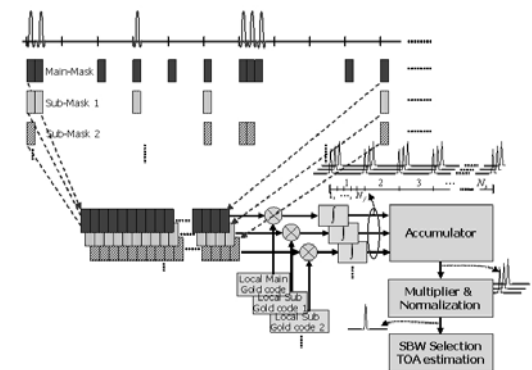


그림 5. 제안된 TOA 정보 획득을 위한 개념적인 처리도

### 2.2 주 마스크로부터 다중 부 마스크 생성 알고리즘

DSSS 기반의 IR-UWB 시스템에서 Gold 코드 간 간격이 좁은 상황에서 채널의 지연 확산이 클 경우, ISI (Inter-Symbol Interference)가 발생하게 되고 단일의 상호 상관 처리만으로는 원하는 상관 특성을 얻기 힘들기 때문에 결국, NDDP에 대한 TOA 오차가 커지게 된다. 이러한 문제를 완화시키기 위해서 본 논문에서는 사전에 주 Gold 시퀀스 마스크로부터 다수개의 부 Gold 시퀀스 마스크를 생성시키고 다수개의 상관 처리 결과를 통해 좀 더 신뢰성 있고 정밀한 TOA 정보를 획득하게 된다. 그림 6은 주 Gold 시퀀스 마스크로부터 부 Gold 시퀀스 마스크를 얻기 위한 알고리즘 처리 과정을 나타내고 세부적인 설명은 다음과 같다.

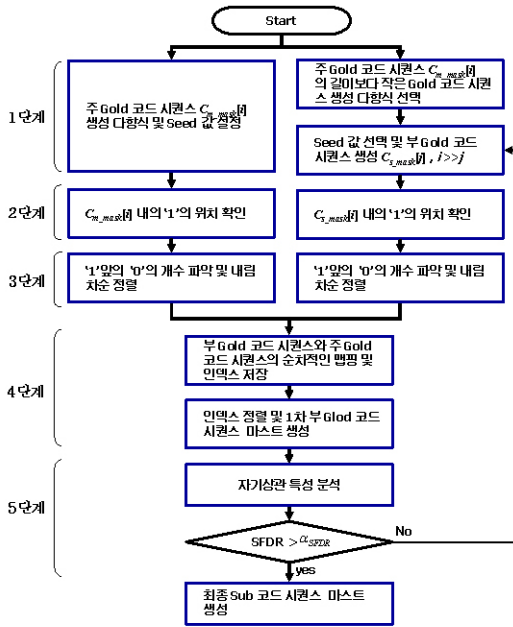


그림 6. 주 마스크로부터 다중 부 마스크 생성 알고리즘

단계 1) 정해진 생성 다항식으로부터 주/부 Gold 시퀀스를 생성시킨다. 여기서 부 Gold 시퀀스의 길이는 주 Gold 시퀀스의 길이보다 작게 설정 된다.

단계 2) 주/부 Gold 시퀀스 내의 '1'의 위치에 대한 인덱스를 찾고 저장한다.

단계 3) 주/부 Gold 시퀀스 내의 '1' 앞에 '0'의 개수를 확인하고 '0'의 개수가 큰 것부터 내림차순으로 정렬시키고 이에 대한 인덱스를 저장한다.

단계 4) 부 Gold 시퀀스의 '1'은 주 Gold 시퀀스와 순차적으로 맵핑하고 '0'은 단계 3)로부터 정렬된 순서대로 맵핑하여 부 Gold 시퀀스 마스크를 생성한다. 그리고 맵핑할 때의 각각의 인덱스를 저장한다. 이 정보는 수신단에서 상호 상관 처리 시 마스크로부터 얻은 데이터를 다시 맵핑하는데 사용된다.

단계 5) 생성된 부 Gold 시퀀스 마스크를 이용하여 자기상관특성을 확인하고 사전 정의한 SFDR ( $\alpha_{SFDR}$ )를 만족하는지 확인한다. 이 조건을 만족하지 않으면 단계 1)로 되돌아가서 다른 Seed 값으로부터 부 Gold 시퀀스를 생성시킨 후 요구 조건을 만족할 때 까지 동일한 과정이 수행 된다.

### 2.3 제안된 2단계 TOA 추정 기법

본 논문에서 소개된 다수의 SOP 상황에서 TOA 정보 획득을 위한  $k$ 번째 피코넷에서 전송된 펄스열  $s^{(k)}(t)$ 은 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N_f-1} \sqrt{E_p} P(t) \quad (2)$$

여기서

$$P(t) = p_{s[j]}(t - jT_s - iT_f - (c_{th})_i T_c) c_i^k \quad (3)$$

식(3)에서  $p_{s[j]}(t)$ 는  $j$ 번째 심볼  $s[j]$ 를 전송하기 위해 사용되는 UWB 펄스를 나타내고  $E_p$ 는 1로 정규화된 전송 펄스의 에너지를 의미한다. 한 심볼의 시간 간격  $T_s$ 는  $N_f$ 개의 프레임으로 구성되고 여기서  $T_f$ 는 한 프레임의 시간 간격을 의미한다. 또한  $T_c$ 는 Gold 시퀀스의 한 비트에 해당하는 시간 간격을 나타내고  $(c_{th})_i$ 는  $i$ 번째 프레임에서 전송된 펄스의 주어진 시간 위치에서의 타임 오프셋 패턴을 의미한다.  $c_i^k$ 는 피코넷을 구분하기 위한  $k$ 번째 피코넷의  $i$ 번째 프레임에 해당하는 Gold 시퀀스를 의미한다.

수신된 신호는 직접적으로 혹은 반사된 신호들과 배경 잡음 그리고 주변 피코넷으로부터의 간섭들로 구성되고 이때의  $k$ 번째 피코넷에 수신되는 신호  $r^{(k)}(t)$ 는 식(4)로 표현 할 수 있다.

$$r^{(k)}(t) = \sum_{m=1}^{N_k} (a_d^{(m)} s^{(m)}(t - \tau_d^{(m)}) + s_{others}^{(m)}(t)) + n(t) \quad (4)$$

여기서

$$s_{others}^{(m)}(t) = \sum_{n=1}^{L_p-1} a_n^{(m)} s^{(m)}(t - \tau_n^{(m)}) \quad (5)$$

식(4)에서  $N_k$ 는 피코넷의 수를 의미하고  $a_d^{(m)}$ 와  $\tau_d^{(m)}$ 는 각각  $m$ 번째 피코넷의 LOS 성분의 크기와 수신 시각을 나타내며,  $a_n^{(m)}$ 와  $\tau_n^{(m)}$ 은 각각  $m$ 번째 피코넷의  $n$ 번째 반사된 성분의 크기와 수신 시각을,  $L_p$ 는 다중 경로 성분들의 수를 의미한다. 식(4)에서  $n(t)$ 는 평균이 0인 AWGN (Additive White Gaussian Noise)을 의미한다. 식(4)로부터 LNA와 BPF를 통과한 후의 수신 신호  $\tilde{r}^{(k)}(t)$ 의 매  $T_c$  시간에 대한 에너지는 제곱 후  $T_c$ 간격으로 수신 신호를 적분함으로써 얻을 수 있으며  $k$ 번째 피코넷의 에너지 신호는 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$e^{(k)}(\tau) = \int_{t-T_f/2}^{t+T_f/2} |\tilde{r}^{(k)}(t)|^2 dt \quad (6)$$

여기서  $T_c$ 는 아날로그 적분기의 적분 시간으로

이때의 적용되는 적분기는  $T_c$  내에 충전 후 방전 시간이 매우 짧게 일어난다고 가정하였다. 이렇게 얻은 에너지 신호는 ADC로 인가된다. DC 레벨 추정단에서는 ADC의 결과  $r_{adc}^{(k)}[n]$ 로부터 매 심볼 간격으로 평균화 (Averaging) 과정을 통해 사전에 잡음의 에너지 성분에 대한 대략적인 DC 레벨 정보  $\xi$ 를 추정한다. 이러한 정보는 식(7)과 같이 맵퍼 (mapper)의 참조 정보로 사용되고 맵퍼는 이를 기준하여 수신 신호를 1 혹은 -1로 변환하게 된다. 이러한 이유는 NDDP 성분과 참조 코드와의 상호 상관 특성을 크게 하기 위함이고 부수적으로, 구현상의 허용 비트 레벨의 overflow를 줄이기 위함이다.

$$r_{mapping}^{(k)}[n] = \begin{cases} 1, & r_{adc}^{(k)}[n] \geq \xi \\ -1, & r_{adc}^{(k)}[n] < \xi \end{cases} \quad (7)$$

식(7)에서부터 재구성된 1 비트 샘플값들로부터 각각 주/부 참조 Gold 시퀀스 마스크들을 이용하여 샘플값  $c_{m\_mask}[n]$ ,  $c_{s\_mask}^{(l)}[n]$  들을 얻고 주 Gold 시퀀스  $c_{m\_gold}[n]$ 와  $l$ 번째 부 Gold 시퀀스  $c_{s\_gold}^{(l)}[n]$ 는 식(8)과 식(9)와 같이 각각 이들 값들과 상호 상관 처리를 하게 된다.

$$y_m[n] = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} c_{m\_gold}[n]c_{m\_mask}[n-\tau] \quad (8)$$

$$y_s^{(l)}[n] = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} r_{s\_gold}^{(l)}[n]c_{s\_mask}^{(l)}[n-\tau] \quad (9)$$

여기서  $l=1, \dots, N_{sub}$  로  $N_{sub}$ 는 부 Gold 시퀀스의 마스크 개수를 의미한다. 이러한 상관 결과는 제한된 프리앰블 길이 내에서 한 심볼 간격으로 누적을 함으로써 smoothing 결과를 얻게 되고 이때의 수식적 표현은 식(10)과 식(11)과 같다.

$$s_m[i] = \frac{1}{N_s} \sum_{j=1}^{N_s} y_m[i+(j-1)N_k] \quad (10)$$

$$s_s^{(l)}[i] = \frac{1}{N_s} \sum_{j=1}^{N_s} y_s^{(l)}[i+(j-1)N_k] \quad (11)$$

여기서  $N_s$ 는 프리앰블내의 심볼 수를 의미하고  $N_k (= T_s / \Delta t_s)$ 는 한 심볼 구간 동안의 샘플 수를 그리고  $T_s$ 와  $\Delta t_s$ 은 각각 심볼 간격과 표본 간격을 나타낸다. 이러한 과정을 통해 잡음 성분에 대한 평균화가 이루어지고 이때, TOA에 대한 정보를 얻기

위해서 총  $N_k$ 개의 인덱스와  $N_s$ 개의 인덱스 정보가 필요하게 된다.

일반적인 임계치 기반의 TOA 추정 기법은 식(10)과 같이 단일의 상호 상관 처리 결과로부터 사전 정해진 임계치 이상이 되는 첫 번째 인덱스를 최초의 TOA 정보로 판단하게 된다. 그러나 다수개의 SOP 상황에서 IPI 문제로 인하여 단일의 상관 처리 결과만으로는 정확한 TOA를 추정하기가 어렵다. 따라서 상관 특성을 높이기 위해서 식(10)과 식(11)을 통해 얻은 다수 개의 결과들을 샘플단위로 곱하고 정규화한 후  $N_k$ 개의 인덱스 정보로부터 사전 정해진 임계치  $\epsilon$  이상이 되는 첫 번째 인덱스 정보를 대략적인  $TOA_c$  정보를 획득하기 위한 정보로 사용된다. 또한 정규화 과정에서 2차 정밀 타이밍 검출에 필요한 요구되는 최소 NDDP의 크기를 설정하기 위해서 통신이 이루어지지 않은 초기 단계에서 잡음 성분에 대한 평균값을 측정하게 된다.

$$TOA_{c\_index} = \arg \min_{i=1 \dots N} \left\{ \frac{1}{N_p} \left[ s_m[i] \times \prod_{l=1}^{N_s} s_s^{(l)}[i] \right] > \epsilon \right\} \quad (12)$$

여기서 곱셈과정은 잡음 성분 대비 신호 성분을 신장시키는 역할을 하게 된다. 또한 식(12)에서  $N_p$ 는 부 Gold 시퀀스의 마스크 개수를 의미하고 임계치  $\epsilon$ 는 DC 레벨 추정단에서 얻은 결과  $\eta$ 와 이론상으로 상관 처리된 결과들을 곱한 후의 최대값의 평균값으로 얻게 된다. 최종적으로 대략적인  $TOA_c$  정보는 식(13)을 통해 획득된다.

$$TOA_c = t - (N_s - 1)T_s - (N_k - TOA_{c\_index})\Delta t_s \quad (13)$$

식(13)에서  $t$ 는  $TOA_{c\_index}$  정보를 획득했을 때의 시각 정보를 의미한다. 2단계 정밀 타이밍 검출단에서는 NDDP가 존재하는 열악한 채널 환경하에서 좀 더 정확한 TOA 정보를 얻기 위한 방안으로 일차적으로 추정된  $TOA_c$  정보로부터 역 탐색 구간  $W_{sb}$ 을 두어 그 구간 내에서 정밀 TOA 정보를 얻게 된다. 우선, 식(12)에서 얻은  $TOA_{c\_index}$  정보로부터 앞으로  $M$ 개, 즉  $(TOA_{c\_index} - M, TOA_{c\_index} - M + 1, \dots, TOA_{c\_index})$ 를 선택하게 된다.

그림 7은 정밀 LOS 성분을 획득하기 위한 처리 과정을 나타내고 이에 위한 가정 및 구체적인 설명은 다음과 같다.

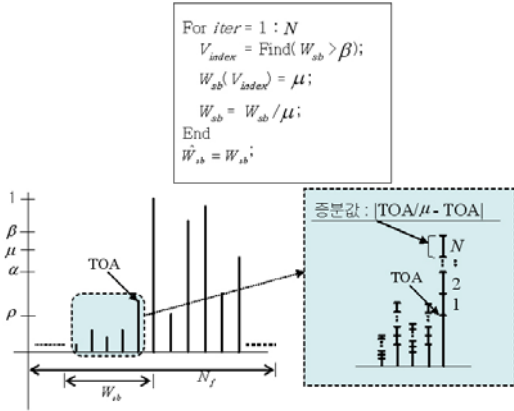


그림 7. 정밀 LOS 성분을 획득하기 위한 처리 과정 ( $N$  : 반복 횟수, 윈도우 구간 :  $W_{sb}$ ,  $\beta$  : 임계치,  $\mu$  : 맵핑값,  $\rho$  : TOA의 최소 크기)

가정) 측정하려는 NDDP 성분의 최소 크기 결정 ( $\rho$ ) : 여기서 요구되는 최소 NDDP 크기는 통신이 이루어지지 않은 초기 단계에서 잡음 성분에 대한 평균값의 상위 10%로 설정된다.

- 1) 식(12)로부터 얻은  $M$ 개의 정보로부터 사전 정의된 임계치  $\beta$  이상의 값들을 선택한다. 그림 7에서 나타낸  $\text{Find}(\cdot)$ 는  $\beta$ 보다 큰 값들의 인덱스  $V_{index}$ 를 추출하기 위한 함수를 나타낸다.
- 2) 선택된 인덱스의 값들은  $\beta$ 보다 작은 적절한 값  $\mu$ 로 맵핑한 후 정규화 한다. 이러한 처리 과정을 통해 TOA 성분에 대한 크기가  $|TOA/\mu - TOA|$  만큼 증가하게 된다.
- 3) 위의 과정을  $N$  번 반복한다. 여기서  $N$ 은  $\rho$ 가 사전 결정된 2차 임계치  $\alpha$ 보다 클 시점에서의 반복 횟수로 결정된다.

위와 같은 처리 방안은 TOA 성분의 크기가 잡음 성분보다 클 경우, 위 처리 과정을 수행할 시에 잡음 성분의 크기에 대한 증분보다 TOA 성분의 크기의 증분이 더욱 커지기 때문에 NDDP 성분을 대략적으로 추정 가능하다. 처리과정에 대한 이해를 돕기 위해, 예를 들어,  $\beta = 0.8$ , 찾고자하는 최소 NDDP의 크기  $\rho = 0.2$ ,  $\mu = 0.6$  이라고 하면 이때의 1차 증분값은 약 0.133이 되며 TOA 성분을 추정하기 위한 임계치  $\alpha$ 를 0.5로 설정할 경우, TOA 성분의 크기가  $\alpha$ 보다 크기 위한 최소 반복 횟수  $N$ 은 2가 된다. 따라서  $N$ 번 반복하여 얻은 정보  $\hat{W}_{sb}$ 로부터 임계치  $\alpha$  이상이 되는 인덱스들 중

첫 번째 인덱스  $TOA_{f\_index}$ 를 최초의 TOA 정보 획득을 위한 정보로 사용된다.

$$TOA_{f\_index} = \underset{i=1 \sim M}{\operatorname{argmin}} \{ \hat{W}_{sb}[i] > \alpha \} \quad (14)$$

최종적으로, 대략적인/정밀 타이밍 검출단을 통해 얻은 정보들로부터 획득된 최초의 TOA 정보는 식 (15)와 같다.

$$TOA = TOA_c - (M - TOA_{f\_index}) \Delta t_s \quad (15)$$

#### IV. 시뮬레이션 과정 및 결과

본 논문에서는 제안된 기법에 대한 성능을 검증하기 위해서, IEEE 802.15.4a TG에서 제시한 채널들 중 최소 요구 조건을 준수하여 LOS Residential에 적합한 CM1 환경과 NLOS Industrial에 적합한 CM8 환경을 적용하였다<sup>[14]</sup>. 또한 좀 더 신뢰성을 높이기 위해서 각 채널 당 100번의 realization을 하여 이에 대한 결과를 도출하였다. 제안된 TOA 측정 기법에 대한 성능을 검증하기 위해서 표 1과 같이 설정하였다.

비 균일 펄스 전송에 있어서 채널의 RMS 지연 확산 및 코드 이득 등을 고려하여 고정 펄스 간격  $T_f$ 를 60 nsec로 설정하였다. 따라서,  $T_f$  내에서 Gold 시퀀스가 1이 연속으로 있을 경우, 펄스 간격을 15 nsec로 배치하고 0일 경우 60 nsec 간격으로 배치된다. 또한 주 Gold 시퀀스의 길이는 63, 부 Gold 시퀀스의 길이는 21로 설정하였다. 또한 탐색 구간내에서 정밀 타이밍 정보를 검출하기 위한 파라미터들에 대한 설정은 표 1과 같다. 여기서 찾고자하는 최소 NDDP의 크기는 잡음 성분의 평균값의 약 10%로 정하여 0.2로 설정하였다.

“PROP” = 제안된 Gold 시퀀스를 이용한 다중 상관 처리 기법

“CONV1” = 제안된 Gold 시퀀스를 이용한 단일 상관처리 기법

“CONV2” = 일반적인 M-시퀀스를 이용한 단일 상관처리 기법

그림 8은 NDDP가 존재하는 열악한 채널 환경 (CM8)에서 단일 상호 상관 처리 후 누적된 결과와 제안된 다중 상관 처리 후 누적된 결과를 비교한 것이다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터 설정

파라미터	설정 값
$T_p$ (펄스 폭(nsec))	2
$T_f$ (펄스 간 간격(nsec))	60
$T_s$ (심볼 간격(nsec))	3780
$T_e$ (적분 구간(nsec))	2
$T_c$ (펄스 간 최소 간격)	15
채널 대역폭 (MHz)	500
$\Delta t_s$ 샘플링 주기 (nsec)	2
$\epsilon$ (1차 TOA 추정을 위한 임계치)	0.8
$M$ (탐색 구간에 대한 샘플 수)	10
$\alpha$ (2차 TOA 추정을 위한 임계치)	0.5
$\mu$ (반복적 정규화과정에서의 변환값)	0.6
$\beta$ (반복적 정규화과정에서의 임계치)	0.8
$N$ (SBW 내에서의 반복 횟수)	2
비트 당 펄스의 수	4
주 Gold 시퀀스의 길이	63
부 Gold 시퀀스의 길이	21
변조 방식	OOK

여기서 SNR (Signal-to-Noise Ratio)은 0 dB, SOP는 4로 설정하였다. 그림 8에서 x축은 슬라이딩 상관처리 했을 시의 인덱스  $N_f$  로써 그 중 일부부분을 나타낸 것이고, y축은 그때의 정규화된 상관 크기를 의미한다. 그림 8에서 알 수 있듯이 단일의 상관 처리를 통해 얻은 결과 (얇은 실선)로부터 NDDP를 추정할 경우 매우 부정확한 TOA 정보를 얻을 수 있다. 반면 굵은 실선으로 표현된 제안된 결과 (“PROP”)는 다중 상관 처리로 인한 평균화 과정을 통해 잡음 성분들의 크기가 감소됨을 알 수 있다.

그림 9는 단일 사용자를 가정하고 CM1과 CM8 채널<sup>[14]</sup>하에서의 제안된 기법 (“PROP”)과 일반적인 기법 (“CONV1”)과의 TOA 오차에 대한 누적밀도 함수 (Cumulative Density Function; CDF) 확률로 나타낸 것이다. 여기서 SNR은 6dB로 설정하였으며 그림 9에서 알 수 있듯이 제안된 기법의 결과가 일반적인 “CONV1”의 결과보다 전반적으로 개선됨을

알 수 있으며 특히, RMS 지연 확산이 큰 채널 (CM8)에서 더욱 개선된 성능을 확인할 수 있다.

그림 10과 11은 CM1, CM8 채널 환경에서 SNR은 10 dB로 설정하고 SOP의 유무에 따른 성능을 CDF로 비교한 것이다. 여기서 “CONV2”는 “CONV1”과 동일한 방법으로 얻은 결과로써 M-시퀀스와의 단일 상관 처리를 통해 얻은 결과이다. 그림 10에서 보면, 단일 사용자 시스템에서 M-시퀀스를 이용한 기법은 Gold 시퀀스를 이용한 기법과 성능이 비슷함을 알 수 있으나 그림 11과 같이 다중 SOP 환경에서 “CONV2”은 Gold 시퀀스보다 다소 열화된 성능이 보임을 알 수 있다. 이러한 이유는 다수개의 M-시퀀스가 더해져 수신된 신호를 상관 처리할 때 M-시퀀스의 이전 가산 특성으로 인하여 다수개의 상관 특성이 존재하기 때문이며 이는 곧 TOA 추정 오차의 원인이 된다.

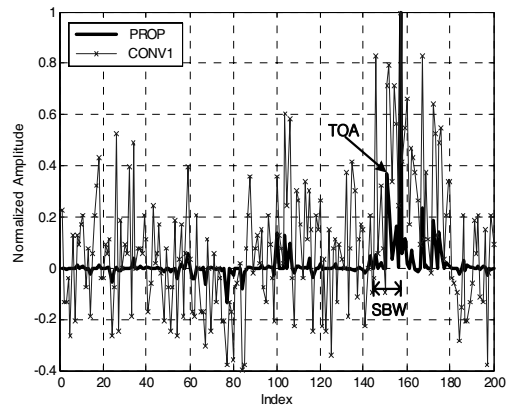


그림 8. 단순 평균화 과정과 곱셈과정 사이의 결과 비교

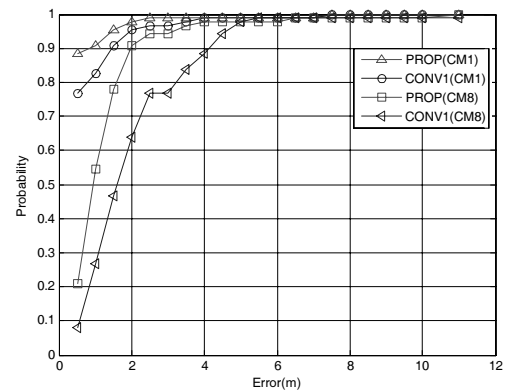


그림 9. CM1과 CM8 채널하에서의 TOA 오차 성능에 대한 비교



참고 문헌

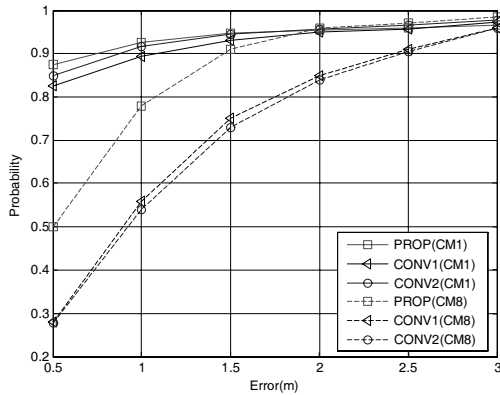


그림 10. 각 기법 별 SOP에 따른 TOA 오차 성능에 대한 비교(SNR = 10 dB, SOP = 0)

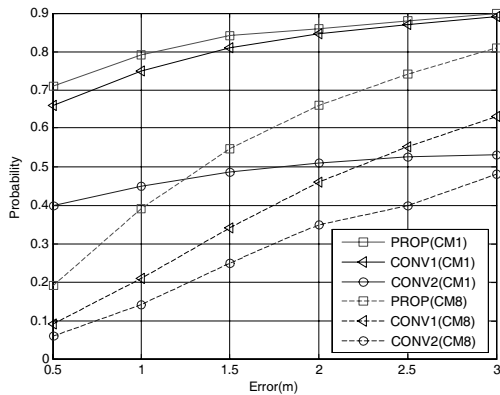


그림 11. 각 기법 별 SOP에 따른 TOA 오차 성능에 대한 비교(SNR = 10 dB, SOP = 4)

V. 결론

본 논문에서는 단일 상호 상관 처리 시 문제가 되는 NDDP 성분에 대한 낮은 상관 특성을 개선시키기 위해서 MMO 기법을 이용한 다중 상관 처리 기법을 제안하였고 이를 이용하여 새로운 2단계 검출 과정을 통한 Non-coherent TOA 추정 기법을 제안하였다. 제안된 다중 상관 처리 기법은 다중 SOP 환경에서 뿐만 아니라 낮은 SNR 상황에서 보다 신뢰성 있는 상관 특성을 가짐을 확인하였다. 또한 IEEE 802.15.4a TG에서 제시한 채널 모델을 적용하여 제안된 TOA 추정 기법에 대한 성능을 비교 분석한 결과, 제안된 기법이 다수개의 피코넷이 공존하는 다중 경로 환경에서 일반적인 단일 상관 처리 기법보다 성능이 개선됨을 확인하였다.

- [1] J.C. Adams, W. Gregorwich, L. Capots and D. Liccardo, "Ultra-wideband for navigation and communications," Proc. IEEE Conference on Aerospace, vol. 2, pp. 785-792, Mar. 2001.
- [2] F. Chin, Z. Wanjun and C.C. Ko, "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.
- [3] J.Y. Lee and R.A. Scholtz, "Ranging in a dense multipath environment using an UWB radio link," Proc. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, no. 9, December 2002.
- [4] R.J. Fontana and S.J. Gunderson, "Ultra-wideband precision asset location system," Proc. IEEE Conference on UWB Systems and Technologies (UWBST), pp. 147-150, May 2002.
- [5] IEEE 802.15-TG4a, Precision Ranging Subcommittee, "Ranging subcommittee final report," available at <http://ieee802.org/15/pub/TG4a.html>
- [6] K. Pahlavan, X. Li, and J. Makela, "Indoor geolocation science and technology," IEEE Communications Magazine, vol. 40, no. 2, pp. 112-118, Feb. 2002.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] I. Nygren and M. Jansson, "Robust terrain navigation with the correlation method for

high position accuracy,” Proc. IEEE Conference on OCEANS 2003, vol. 3, pp. 1269-1277, May 2003.

- [10] W.C. Chung and D.S. Ha, “An accurate ultra wideband (UWB) ranging for precision asset location,” Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST), 16-19, pp. 389-393, Nov. 2003.
- [11] Lei, F. Chin, and Y.-S. Kwok, “UWB ranging with energy detection using ternary preamble sequences,” Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf., vol. 2, pp. 872 - 877, April 2006.
- [12] IEEE 802.15.4a standard, 15-04-0581-r07.
- [13] J. R. Foerster, “The performance of a direct sequence spread ultra wideband system in the presence of multipath, narrowband interference and multiuser interference,” Proc. IEEE Conference on UWB Systems and Technologies (UWBST), pp. 87-91, May 2002.
- [14] IEEE 802.15-TG4a, Channel Modeling Subcommittee, “Channel modeling sub-committee report final,” available at <http://ieee802.org/15/pub/TG4a.html>.

**박 운 용 (Woon-Yong Park)** 정회원



2000년 2월 남서울대학교 정보통신공학과 학사  
 2002년 2월 송실대학교 정보통신공학과 석사  
 2007년 2월 송실대학교 정보통신공학과 박사  
 2007년 3월~현재 BK21 사업, 차

세대 이동통신 산학공동협력팀 Post Doc.  
 <관심분야> Position Location based on UWB, Cognitive Radio, SDR 기술, RFID

**박 철 응 (Cheol-Ung Park)** 준회원



2006년 2월 남서울대학교 정보통신공학과 학사  
 2006년 3월~송실대학교 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 정보

통신공학과 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 송실대학교 정보통신전자공학부 부교수

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