

실내 무선 환경에서 UWB 시스템을 위한 고속 두 단계 동기 획득 알고리즘

준희원 양 석 철*, 오 중 옥*, 김 재 운*, 정희원 신 요 안*

A Rapid Two-Step Acquisition Algorithm for UWB Systems in Indoor Wireless Channels

Suckchel Yang*, Jongok Oh*, Jaewoon Kim* *Associate Member*, Yoan Shin* *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 전형적인 실내 무선 채널 환경에서 초광대역(Ultra Wide Band; UWB) 신호의 고속 동기 획득을 위한 두 단계(Two-Step) 탐색 기법을 제안한다. 제안된 두 단계 탐색 기법은 Bit Reversal 탐색 알고리즘을 이용한 Single-Dwell 연속 동기 탐색 기법에 기초하고 있으며, 하나의 상관기에 연속적으로 두 개의 다른 임계값과 탐색창(Search Window)을 적용한다. IEEE 802.15 Task Group 3a UWB 실내 무선 채널 환경에서의 모의실험 결과, 기존의 Single-Dwell Bit Reversal 탐색 알고리즘 뿐 아니라 두 개의 상관기를 이용하는 복잡한 구조의 Double-Dwell Bit Reversal 탐색 알고리즘보다도 제안된 두 단계 탐색 기법의 정규화된 평균 동기 획득 소요 시간이 큰 폭으로 향상됨을 확인할 수 있었다. 특히, 제안 기법은 잡음이 인가된 환경에서도 빠르고 신뢰성 있는 동기 획득 성능을 보임을 확인하였다.

Key Words : UWB, Signal Acquisition, Two-Step Search, Single-Dwell Search, Double-Dwell Search, Bit Reversal Search

ABSTRACT

In this paper, we propose a rapid and reliable signal acquisition scheme for UWB (Ultra Wide Band) systems in typical indoor wireless channels. The proposed scheme is a two-step search with different thresholds and search window applied to a single correlator, where each step utilizes the single-dwell search with the bit reversal. Simulation results in IEEE 802.15 Task Group 3a UWB indoor wireless channel show that the proposed scheme for the UWB signals can achieve significant reduction of the required mean acquisition time as compared to the conventional single-dwell bit reversal search and double-dwell bit reversal search with more complex structure employing two correlators for various threshold levels. In addition, it is also observed that the proposed scheme can achieve much faster and reliable signal acquisition in noisy environments.

I. 서 론

미국 2002년 4월 미국 연방통신위원회(Federal Communications Commission; FCC)의 주파수 할당

및 상업화 승인 이후 초광대역(Ultra Wide Band; UWB) 통신 기술에 대한 연구와 개발은 전세계적으로 새로운 전기를 맞고 있다^[1]. 특히 100 Mbps 이상급 초고속 W-PAN(Wireless Personal Area Net-

* 숭실대학교 정보통신전자공학부({ysc0809, jongok76, ecko99}@amcs.ssu.ac.kr, yashin@e.ssu.ac.kr)

논문번호 : 2004-12-320, 접수일자 : 2004년 12월 16일

* 본 논문은 정보통신연구진흥원의 2004년도 정보통신기술기초연구지원사업 (#04-기초-059)의 지원 결과임

work)용 UWB 표준화를 담당하는 IEEE 802.15 Task Group (TG) 3a와 더불어, 향후 유비쿼터스 센서 네트워크에 요구될 무선측위 (Wireless Position Location) 기능까지 수반하는 저속 저전력 W-PAN을 위한 UWB 표준화 그룹인 IEEE 802.15 TG4a를 중심으로 유수 관련 업체들이 경쟁적인 UWB 연구 개발 대열에 적극 참여하고 있는 상황이다^[2]. IEEE 802.15 TG3a에서는 현재 Texas Instruments 사 중심의 MBOA (Multi-Band OFDM Alliance)에 의해 제안된 멀티밴드 OFDM (Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing) UWB 및 Freescale 사 진영의 듀얼밴드 CDMA (Dual-Band Code Division Multiple Access) UWB가 최종 표준화를 위해 아직까지 경합하고 있는 실정이다^[3]. 최근 수차례의 표준화 회의에서 양 제안 방식 모두 표준안으로 승인되기 위해 필요한 득표를 얻는데 실패하여, 두 방식 모두를 표준으로 하는 방안까지 제시되었으나 양측은 IEEE의 표준 승인 없이 독자적으로 자체 제품을 개발할 것으로 전망되고 있다. 이와 더불어 IEEE 802.15 TG4a에서는 IEEE 802.15.4 ZigBee 표준을 토대로 하여 최근 무선측위 기능을 수반하는 저속 저전력 W-PAN에 요구되는 UWB 기술 표준안에 대한 구체화 작업을 수행중에 있다^[4].

연속적인 정현파를 사용하는 기존의 무선통신 시스템과는 달리, 전형적인 UWB 시스템 송신단에서는 1 nsec 내외의 매우 좁은 폭을 갖는 펄스 혹은 임펄스를 단속적으로 전송한다^[5,6,7]. 이 때문에 UWB 시스템은 수백 MHz~수 GHz의 대역에 걸쳐 매우 낮은 전력의 초광대역 특성 및 간섭 특성을 갖게 되고, 높은 채널 용량과 데이터 전송율을 지원하며 다중경로에 대한 세밀한 분해가 용이하므로 오차가 수십 cm 이내의 정밀한 무선측위가 가능해진다^[7]. 이에 반해, 초단시간 구간 단위의 데이터 변조 등을 위해서 매우 정밀한 동기 제어가 요구되고 초광대역 특성 때문에 안테나 등의 아날로그 회로 설계가 어렵다는 단점을 가지고 있다.

고속 W-PAN 응용이나 저속 무선측위 응용 모두를 위해 UWB 시스템을 구현시, 정확하고 빠른 UWB 신호의 동기 획득 (Signal Acquisition)은 매우 중요한 문제라 할 수 있다. 최근 들어 이러한 UWB 신호의 동기 획득과 관련된 여러 연구 결과가 보고 되고 있으며^[8,9,10], 특히 [9]에서는 일반적인 Single-Dwell 연속 동기 탐색 기반의 선형 (Linear) 탐색 알고리즘의 동기 획득 시간을 크게 감소하는 Bit Reversal 탐색 알고리즘을 제안한 바 있다. 하

지만, 이는 잡음이 인가된 환경에서 신호 획득을 위한 임계값이 작은 경우 정확한 동기 획득이 매우 어려우며, 임계값이 큰 경우 동기 획득 시간이 크게 증가하는 단점이 있다.

이에 본 논문에서는 전형적인 실내 무선 채널 환경에서 UWB 신호의 동기 획득 성능 개선을 위해 하나의 수신단 상관기 (Correlator)를 사용하면서 거기에 두 개의 다른 임계값과 탐색창(Search Window)을 연속적으로 적용하는 두 단계(Two- Step) 탐색 기법을 제안하며, 최근 제시된 IEEE 802.15 TG3a의 실내 무선 채널 환경^[11]과 잡음이 인가된 환경에서 임계값 변화에 따른 성능 변화를 분석하고자 한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 UWB 신호 및 IEEE 802.15 TG3a에서 제시된 UWB 실내 무선 채널 모델에 대해 설명하며, 참조 신호(Reference Signal)의 위치에 따른 수신단 상관기의 출력 신호에 대해 분석한다. 3절에서는 Single-Dwell 연속 탐색 기반의 Bit Reversal 탐색 알고리즘^[9]에 대해서 설명하며, 이를 기반으로 두 개의 상관기를 이용하는 Double-Dwell 탐색 기법 및 본 논문에서 제안하는 두 단계 탐색 기법에 대해 설명한다. 이어 4절에는 IEEE 802.15 TG3a 실내 무선 채널 및 잡음이 인가된 환경에서 임계값 변화에 따른 제안된 탐색 알고리즘의 동기 획득 성능을 모의실험을 통해 제시하며, 마지막으로 5절에서 결론을 맺는다.

II. UWB 신호 및 IEEE 802.15 TG3a UWB 실내 무선 채널 모델

신호 동기 획득신호 동기 획득을 위해, 전형적인 UWB 시스템 송신단에서 다음과 같은 가우시안 모노사이클 펄스 (Gaussian Monocycle Pulse)^[7,9,12,13] $p(t)$ 를 수신단으로 전송한다고 가정한다.

$$p(t) = 2A\sqrt{\pi e} \left(\frac{t}{\tau_p} \right) e^{-2\pi(t/\tau_p)^2} \quad (1)$$

여기서 A 는 펄스의 크기를 나타내는 상수이고, τ_p 는 펄스폭을 결정하는 파라미터이다. 식 (1)에서의 전송 펄스 $p(t)$ 가 송신단 및 수신단 안테나의 미분 특성에 의한 영향을 받으면, 수신단의 상관기에는 이 펄스를 미분한 형태의 새로운 펄스가 입력된다^[5,6,12,13]. 따라서, 수신단 상관기에 입력되는 펄스 $w(t)$ 는 다음 식과 같이 표현될 수 있다^[9].

$$w(t) = A' \left(1 - \frac{4\pi t^2}{\tau_p^2} \right) e^{-2\pi(t/\tau_p)^2} \quad (2)$$

위 식에서 A' 은 적절한 크기를 나타내는 상수이다. 따라서 UWB 신호의 동기 획득을 위한 전송 신호 $s(t)$ 는 이러한 수신 펄스를 프레임 단위로 반복 전송함으로써 다음과 같이 등가적으로 모델링 될 수 있다. 단 여기서 T_f 는 프레임 구간이다.

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w(t - jT_f) \quad (3)$$

한편 본 논문에서는 UWB 실내 무선 채널 모델로서 IEEE 802.15 TG3a에서 제안된 UWB 채널 모델^[11]을 고려한다. 이 모델은 [14] 등에서 제안된 기존의 UWB 채널 모델들과는 달리 기본적으로 Saleh-Valenzuela 모델^[15]에 기초하고 있으며, 여기서 다중경로 성분은 Cluster와 Ray의 형태로 도착하게 되고 이들의 진폭은 일반적인 Rayleigh 분포 대신 Log-Normal 분포에 의해 산출된다^[11]. 또한 채널을 통과한 신호의 위상은 양의 값 (0°) 또는 음의 값 (180°) 중에서 랜덤하게 결정된다고 모델링된다. 더욱이 다중경로 페이딩은 Cluster 내에서 독립적으로 존재한다고 가정하고 있기 때문에, 다중경로 모델은 다음과 같은 채널 임펄스 응답으로 표현될 수 있다^[11].

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (4)$$

$$20 \log_{10}(X) \propto \text{Normal}(0, \sigma_x^2)$$

위 식에서 $\text{Normal}(a, b)$ 는 평균 a , 분산 b 인 가우시안 분포를 나타낸다. 한편 X 는 Log-Normal 분포의 Shadowing 성분, $\alpha_{k,l}$ 은 다중경로 페이딩 계수, T_l 은 l 번째 Cluster의 지연, $\tau_{k,l}$ 는 l 번째 Cluster 내에서 k 번째 경로의 지연을 나타낸다. 또한 Λ 는 Cluster의 도착율, λ 는 각 Cluster 내에서 경로의 도착율을 나타낸다. 여기서 다중경로 페이딩 채널 계수들은 다음과 같이 정의된다.

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l}$$

$$20 \log_{10}(\xi_l \beta_{k,l}) \propto \text{Normal}(\mu_{k,l} \sigma_1^2 + \sigma_2^2), \quad (5)$$

$$\text{or } |\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20}$$

$$E[|\xi_l \beta_{k,l}|^2] = \Omega_0 e^{-T_l/T} e^{-\tau_{k,l}/\gamma}$$

위 식에서 ξ_l 은 l 번째 Cluster와 관련된 페이딩 성분이고 $\beta_{k,l}$ 은 l 번째 Cluster의 k 번째 Ray의 페이딩 성분이다. 또한 $n_1 \propto \text{Normal}(0, \sigma_1^2)$ 과 $n_2 \propto \text{Normal}(0, \sigma_2^2)$ 는 각각 독립으로 Cluster와 Ray의 페이딩에 해당된다. 그리고 Ω_0 는 첫번째 Cluster에서 첫번째 경로의 평균 에너지이며, Γ 와 γ 는 Cluster와 Ray의 감쇠 성분을 각각 나타낸다. 또한 식 (4)에서 $\mu_{k,l}$ 은 다음과 같이 정의된다^[11].

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_l/\Gamma - 10 \tau_{k,l}/\gamma}{\ln(10)} - \frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 \ln(10)}{20} \quad (6)$$

여기서 σ_1 과 σ_2 는 Cluster 및 Ray의 Log-Normal 페이딩 표준 편차이다.

한편 위에서 살펴본 UWB 채널 모델은 환경과 조건의 특성에 따라 다음과 같이 4가지 서로 다른 채널들로 분류되며, 표 1에서는 IEEE 802.15 TG3a에서 분류된 4가지 UWB 채널 모델을 위한 파라미터들을 제시하고 있다.

- 채널 모델 1(CM1) : LoS(Line-of-Sight) 채널 (송수신단 거리 0~4 m)
- 채널 모델 2(CM2) : NLoS(Non-LoS) 채널 (송수신단 거리 0~4 m)
- 채널 모델 3(CM3) : NLOS 채널(송수신단 거리 4~10 m)
- 채널 모델 4(CM4) : 25 nsec 실효 지연 확산을 갖는 극단의 NLOS 채널

표 1. IEEE 802.15 TG3a에서 분류된 4가지 UWB 채널 모델을 위한 파라미터.

파라미터	CM1	CM2	CM3	CM4
Λ (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ (1/nsec)	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ	7.1	5.5	14.00	24.00
γ	4.3	6.7	7.9	12
σ_1 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_x (dB)	3	3	3	3

본 논문에서는 위의 제안된 채널 모델을 바탕으로, 식 (2)의 펄스의 지속 시간이 $T_c \approx 2\tau_p = 0.7626$

nsec라고 가정하여 채널을 0.7626 nsec 단위로 샘플링 하며, 따라서 식 (4)에서의 임펄스 응답은 다음과 같이 간략화 되어 표현 가능하다.

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i \delta(t - \tau_i) \quad (7)$$

여기서 α_i 는 i 번째 경로의 신호 진폭 감쇠 (Shadowing)과 페이딩이 동시에 고려)를 나타내는 파라미터이며, $\tau_i \equiv \tau_0 + iT_c$ 은 i 번째 경로의 시간 지연 (Cluster 및 그 안에서의 경로 지연을 동시에 고려)을 나타낸다. 또한 τ_0 는 송수신기간 거리로 인한 전송 시간 지연이며, 전체 프레임 구간 T_f 내에서 균일하게 분포한다고 가정했다. 한편, 다중경로의 수 L 은 의미 있는 크기의 경로 성분들만을 고려할 때 CM1은 140개, CM2는 160개, CM3는 280개, CM4는 450개가 된다. 그림 1에서는 각 채널 모델 분류에 따라 0.7626 nsec 단위로 샘플링된 채널의 임펄스 응답 예들을 도시하고 있다.

앞서 제시된 다중경로 채널을 통과한 수신단의 수신 신호는 식 (3)과 (7)을 이용하여 다음과 같이

표현될 수 있다^[9].

$$r(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i w(t - jT_f - \tau_i) + n(t) \quad (8)$$

위 식에서 $n(t)$ 는 부가성 백색 가우시안 잡음 (Additive White Gaussian Noise; AWGN)이다. 또한, 동기 획득을 위한 수신단 상관기의 참조 신호는 아래와 식과 같이 표현될 수 있다.

$$v(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w(t - jT_f - \epsilon^{(n)}) \quad (9)$$

여기서 $\epsilon^{(n)}$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$)은 동기 획득을 위한 탐색 위치를 나타내며, 탐색 단위 구간 (Bin Spacing)은 프레임 구간 내에서 T_f/N 로 고정된다. 여기서 수신단의 상관기는 구간마다 탐색 위치를 바꿔가며 신호 동기를 탐색하게 된다. 한편 j 번째 프레임 내에서 n 번째 탐색 위치에 의해 신호가 상관기를 거쳐 출력된 신호를 $z_j^{(n)}$ 이라 한다면, 이 신호는 다음과 같이 표현 가능하다^[9].

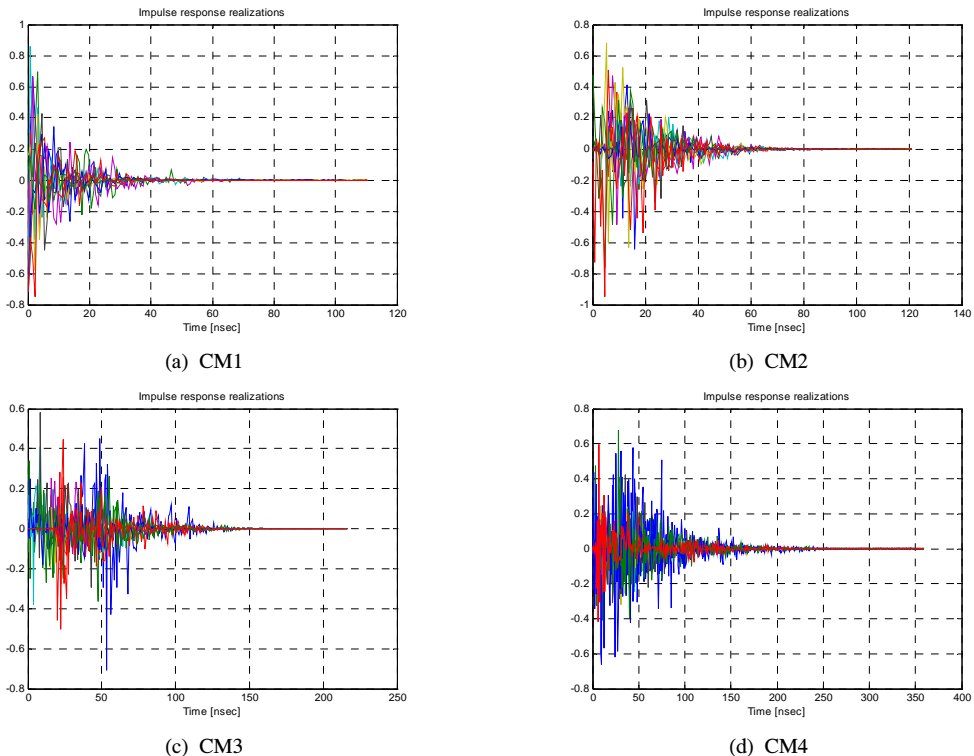


그림 1. 채널 모델 분류에 따른 IEEE 802.15 TG3a UWB 채널 모델의 임펄스 응답 예.

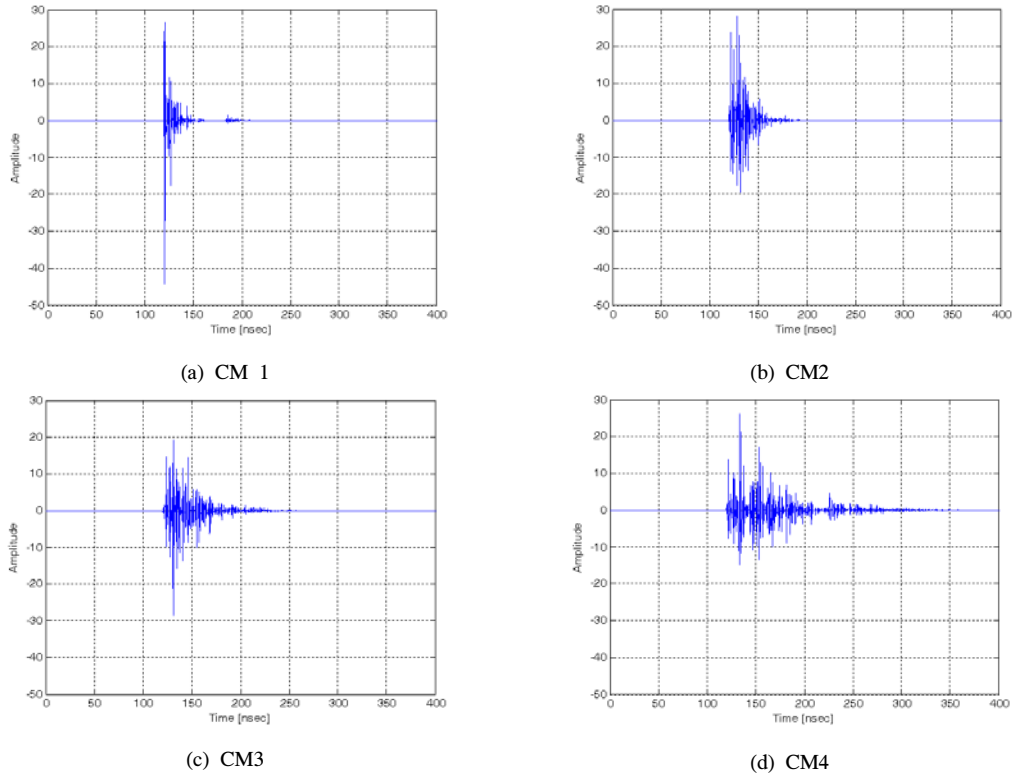


그림 2. IEEE 802.15 TG3a 채널에서 참조 신호 위치에 따른 상관기 출력 신호의 예.

$$z_j^{(n)} = \int_{jT_f + \epsilon^{(n)} - T_c/2}^{jT_f + \epsilon^{(n)} + T_c/2} r(t)v(t)dt \quad (10)$$

그림 2에서는 IEEE 802.15 TG3a UWB 실내 무선 채널에서 $N = 8192$, $T_f = 1000$ nsec, $\tau_0 = 120$ nsec인 경우, 참조 신호 위치에 따른 수신단 상관기 출력의 신호 성분 $z_j^{(n)}$ 을 도시하고 있다^[16].

III. UWB 신호 동기 획득을 위한 제안된 두 단계 탐색 기법

UWB 신호 동기 획득은 임의의 전송 지연 τ_0 에 대한 추정을 통하여 UWB 신호 프레임의 경계를 정확히 맞추는데 목적이 있다. 본 논문에서는 Single-Dwell 연속 동기 탐색을 위해 Markov 분석을 기반으로 하여, 현재 탐색 구간에서 상관기 출력값의 크기가 임계값을 넘을 때 동기를 획득했다고 보고 탐색을 종료하며 임계값을 넘지 않을 때는 다음 구간으로 탐색을 전환하는 방법을 고려하였다. 여기서 현재 탐색 구간에서 다음 탐색 구간으로 전환될 확률을 p_n 이라 하면, 현재 구간에서 탐색을 종료되는

확률은 $1 - p_n$ 이 된다. 확률 p_n 은 식 (10)의 상관기 출력을 고려할 때 τ_0 의 함수로서 (즉, $p_n \equiv p_n(\tau_0)$) 다음과 같이 구해진다.

$$p_n = \Pr(|z_j^{(n)}| \leq \Gamma), j = \dots, -1, 0, 1, \dots \quad (11)$$

여기서, $n = j \bmod N$ 이며, Γ 는 탐색이 종료되기 위한 임계값이다. 일반적으로 임계값 Γ 가 커질수록 정확한 동기 획득이 가능하나 탐색 종료 확률이 작아지므로 결국 탐색 종료까지의 동기 획득 시간이 길어지게 된다.

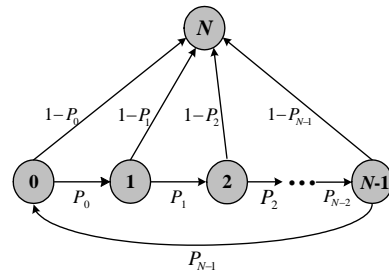


그림 3. Single-Dwell 연속 동기 탐색을 위한 Markov Chain 모델.

그림 3에서는 연속 동기 탐색을 위한 Markov Chain 모델을 도시하며, 여기서 $0, 1, \dots, N-1$ 은 탐색할 Bin의 위치를 나타내고 N 은 탐색이 종료된 상태를 나타낸다. 만약 모든 다중경로 성분을 알고 있다고 가정한다면, 각각의 Bin을 거치며 탐색이 종료되기까지 소요되는 시간의 기댓값, 즉 평균 동기 획득 소요 시간 (Mean Signal Acquisition Time)은 아래와 같이 구할 수 있다⁹⁾.

$$E(T) = \frac{1 + \sum_{m=0}^{N-2} \sum_{n=0}^m P_n}{1 - \sum_{n=0}^{N-1} P_n} \quad (12)$$

여기서 $E\{\cdot\}$ 은 기댓값 연산이다. 하지만 실제로 다중경로 채널 파라미터들인 α_i, τ_i 에 대한 정확한 값들을 알지 못하기 때문에 통계적 모델 및 이를 이용한 평균의 계산이 필요하다⁹⁾. 특히 τ_0 가 탐색 단위 구간 간격인 T_f/N 단위로 $\{0, T_f/N, 2T_f/N, \dots, (N-1)T_f/N\}$ 의 값을 가지며 변화한다고 가정할 때, 평균 동기 획득 소요 시간 $E(T)$ 는 다음과 같이 다시 구할 수 있다.

$$E(T) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{(N-1)T_f/N} \frac{1 + \sum_{m=0}^{N-2} \sum_{n=0}^m P_n(\tau_0)}{1 - \sum_{n=0}^{N-1} P_n(\tau_0)} \quad (13)$$

한편 구간을 변화해 가며 동기 탐색을 하는 동안 탐색이 종료되는 Bin들을 랜덤변수 X_0, X_1, \dots, X_{J-1} 로 정의할 수 있다. 여기서 J 는 탐색을 종료하게 되는 상태, 즉 탐색 종료 구간의 개수이며

$J \in \{0, 1, \dots, N\}$ 의 값을 가질 수 있다. 다시 말해 J 는 p_n 이 0이 되는 구간이라고 할 수 있다. 그림 4는 채널 상황이 가장 좋은 CM1 및 가장 나쁜 CM4 환경에서 $N=8192, T_f=1000\text{nsec}$ 일 때 임계값 Γ 가 3인 경우의 탐색 전환 확률의 예를 도시하고 있다¹⁶⁾.

본 논문에서는 동기 획득을 위한 기본 탐색 알고리즘으로 일반적인 선형 탐색과 [9]에서 제안된 Bit Reversal 탐색 알고리즘을 고려하였다. 이 두 가지 탐색 알고리즘은 동기 획득을 위한 참조 신호의 탐색 위치 순서를 어떻게 결정하느냐에 따라 구분되며, 그림 5에서는 선형 탐색 및 Bit Reversal 탐색 알고리즘 순서에 대한 예를 도시하고 있다. 먼저 선형 탐색 알고리즘은 $N \equiv 2^m$ 개의 전체 탐색 영역 Bin들에 대한 탐색 순서를 $0, 1, \dots, N-1$ 의 순서에 따라 순차적으로 정한 것으로, 이 경우 이상적인 평균 동기 획득 시간은 다음과 같이 표현될 수 있다⁹⁾.

$$E(T) = \frac{(N-J)^2 + (3N-J)}{2N} \quad (14)$$

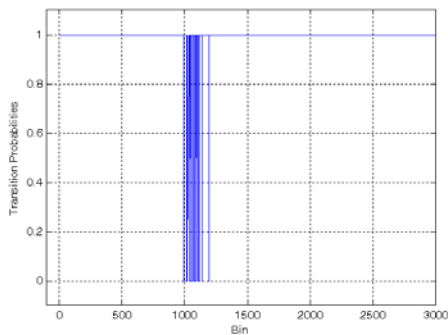
한편, 일반적인 m 비트 이진수 b 를

$$b = b_{m-1}b_{m-2} \dots b_1b_0 \quad (15)$$

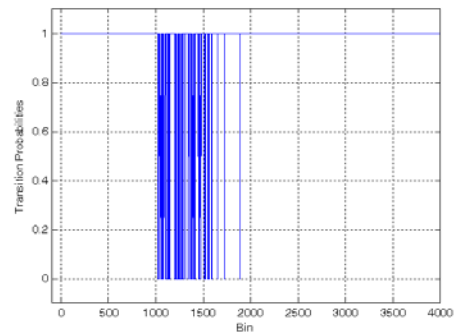
$(b_i \in 0, 1 \text{ and } i = 0, \dots, m-1)$

로 표현할 때, Bit Reversing은 이들 비트들의 위치를 뒤바꾸는 방법이다. 따라서 $br(b)$ 을 이진수 b 에 대한 Bit Reversing 연산이라 하면,

$$br(b) = b_0b_1 \dots b_{m-2}b_{m-1} \quad (16)$$



(a) CM 1



(b) CM 4

그림 4. UWB 실내 무선 채널 환경에서 상관계 출력 신호에 대한 탐색 전환 확률의 예.

이 된다. 결국 $dec(b)$ 는 이진수 b 에 대한 십진화 연산이며, $dec(b) = \sum_{i=0}^{m-1} b_i 2^i$ 이고 $dec(br(b)) = \sum_{i=0}^{m-1} b_i 2^{m-1-i}$ 가 된다. Bit Reversal 탐색 알고리즘은 N 개 Bin의 전체 탐색 영역을 이진수로 나타내고 이들을 Bit Reversing한 후 다시 십진화 하여 새로이 탐색 순서를 정하게 된다. 예를 들어, $m=3$ 비트일 때 이를 일반적인 이진수로 나타내면 아래와 같이 선형 탐색 알고리즘에서의 탐색 순서 $\{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$ 를 얻을 수 있다.

Binary : 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111
 Decimal : (0) (1) (2) (3) (4) (5) (6) (7)

반면에 이에 Bit Reversing 연산을 적용하게 되면 새로운 탐색 순서 $\{0, 4, 2, 6, 1, 5, 3, 7\}$ 를 얻을 수 있게 된다.

Binary : 000, 100, 010, 110, 001, 101, 011, 111
 Decimal : (0) (4) (2) (6) (1) (5) (3) (7)

이렇게 총 2^m 개의 m 비트 이진수에 대한 증가 패턴을 Bit Reversing을 적용한 후 십진화 하면 인접한 십진수간의 거리를 최대화할 수 있다. 이러한 Bit Reversal 탐색 알고리즘의 이상적인 평균 동기 획득 시간은 다음과 같이 구해질 수 있다⁹⁾.

$$E(T) = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{J} + 1 \right) \quad (15)$$

그림 5에서는 잡음을 고려하지 않은 CM1과 CM4 채널 환경에서 $N=8192$, $T_f=1000$ nsec인

경우 임계값 변화에 따른 선형 탐색 및 Bit Reversal 탐색 알고리즘의 정규화된 평균 동기 획득 시간 $E(T)/N$ 을 비교하고 있다. 그림에서 보듯이 선형 탐색 알고리즘보다 Bit Reversal 탐색 알고리즘의 성능이 단연 우수함을 알 수 있으며, Bit Reversal 탐색의 경우 선형 탐색과는 달리 이상적인 경우와 차이가 남을 알 수 있다. 이는 그림 3의 탐색 전환 확률에서 보듯이 실제적인 채널 환경에서는 J 구간 내에서 p_n 이 0이 되지 않는 Bin들이 존재하지만, 이상적인 경우 J 구간 내에서 p_n 은 모두 0이 되기 때문이다.

한편 UWB 신호의 동기 획득 성능 향상을 위해, 먼저 Bit Reversal 탐색 알고리즘을 적용한 일반적인 Double-Dwell 탐색 방법¹⁷⁾을 고려할 수 있다. 여기서 Double-Dwell 탐색 방법은 신호의 동기 획득을 위하여 두 개의 상관기를 동시에 사용하며, 각각의 상관기는 전체 탐색 영역을 반으로 나누어 독립적으로 Bit Reversal 알고리즘을 적용하여 탐색을 수행하게 된다. 이러한 두 개의 상관기 출력값 중 어느 하나라도 주어진 임계값보다 크면 탐색을 종료하게 된다. 결과적으로 Double-Dwell 탐색 방법은 하나의 상관기가 탐색하는 구간이 전체 탐색 영역의 절반이 되므로, 평균 동기 획득 시간이 Single-Dwell 탐색 방법보다 약 두 배 정도 단축될 것으로 예상할 수 있다. 그림 6에서는 이러한 일반적인 Double-Dwell 방식의 기본적인 탐색 과정 구조를 도시하고 있다.

이제 앞서 살펴본 Bit Reversal 탐색 알고리즘을 기반으로 하여, 본 절에서는 이보다 더욱 빠르고 신뢰성 있는 동기 획득 성능 향상을 위한 두 단계 탐색 기법을 제안한다. 제안된 두 단계 탐색 기법은

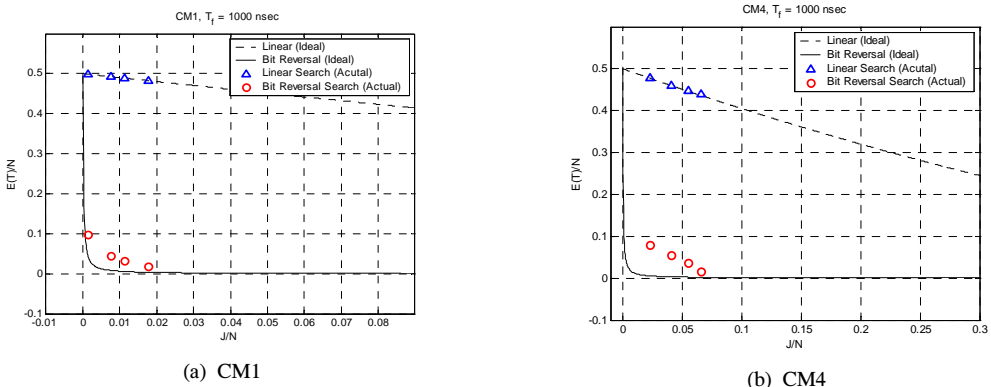


그림 5. UWB 실내 무선 채널 환경에서 임계값 변화에 따른 선형 및 Bit Reversal 탐색 알고리즘의 정규화된 평균 동기 획득 시간.

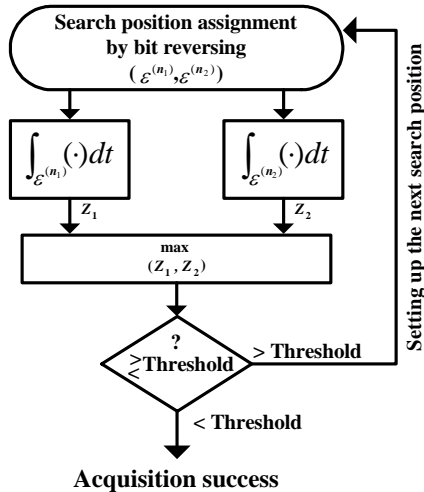


그림 6. 일반적인 Double-Dwell 탐색을 위한 구조.

Single-Dwell 연속 탐색 기법에 기초하여 한 개의 상관기를 이용하지만 여기에 연속적으로 두 단계의 임계값과 탐색창을 적용한다. 여기서 첫번째 임계값 (I_1)은 다음 두번째 임계값 (I_2)보다 작다.

제안 기법의 동기 획득 과정을 설명하면 다음과 같다. 먼저 I_1 을 이용하여 Bit Reversal 탐색 알고리즘을 적용한 Single-Dwell 연속 탐색 기법에 의해 전체 탐색 구간 N 에서 탐색 위치 $\epsilon^{(n)}$ 을 “대략적으로” 추정한다 (Rough Search). 이와 동시에 I_1 을 가지고 전체 탐색 구간 내의 다중경로 채널의 최대 지연 확산 (Excess Delay Spread) θ 를 추정한다. 다음 과정으로 I_1 에 의해 결정된 탐색 위치 $\epsilon^{(n)}$ 에서 $\epsilon^{(n)} - \theta + 1, \dots, \epsilon^{(n)} + \theta$ 범위의 크기 2θ 인 탐

표 2. 제안된 두 단계 탐색 알고리즘의 설명.

Step 1 : Rough search	
①	Search “roughly” the initial search position $\epsilon^{(n)}$ among all the N bins in a frame by the bit reversal search algorithm using the first threshold I_1 .
②	Estimate the excess delay spread θ bins of the multipath channel.
Step 2 : Fine search	
①	Assign a new search window $\epsilon^{(n)} - \theta + 1, \dots, \epsilon^{(n)} + \theta$ of size 2θ bins around $\epsilon^{(n)}$.
②	Search “finely” the final search position among the selected 2θ bins in the newly allocated window by bit reversal algorithm using the second threshold I_2 .

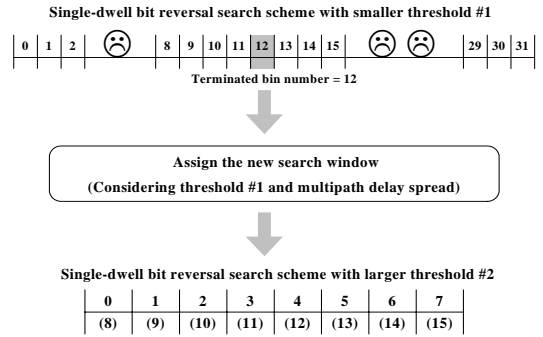


그림 7. 제안된 두 단계 탐색 기법에서 동기 획득을 위한 탐색 과정의 예.

색창을 적용하여, 새롭게 설정된 탐색 구간에서 I_2 를 가지고 동기 획득을 위해 Bit Reversal 탐색 알고리즘을 적용하여 “세밀히” 탐색하게 된다 (Fine Search). 표 2는 이러한 제안된 두 단계 탐색 기법의 알고리즘을 정리하고 설명하고 있으며, 그림 7에서는 $N = 32$, $\theta = 4$ 인 경우 동기 획득을 위한 제안된 두 단계 탐색 과정의 예를 도시하고 있다.

IV. 모의실험 결과

모의실험을 위해 가우시안 모노사이클 펄스의 크기 A 는 1, 펄스폭 파라미터 τ_p 는 0.3813 nsec로 정하였으며, 펄스당 샘플의 수는 127개로 하였다. 한편, 2절에서 언급한 바와 같이 펄스의 지속 시간을 $T_c \approx 2\tau_p = 0.7626$ nsec로 가정하였기 때문에 각 채널 모델을 0.7626 nsec 단위로 샘플링 하였다. 프레임 구간 T_f 는 다중경로에 의한 펄스간 간섭을 피하기 위해 1000 nsec로 충분히 큰 경우를 고려했으며, 탐색 구간을 나누기 위한 Bin의 수 N 은 8192를 고려하였다. 다중경로 채널 모델로서 IEEE 802.15 TG3a UWB 채널 모델인 CM1~CM4를 고려하였다. 또한 제안된 두 단계 탐색을 위한 첫번째 임계값과 탐색창의 크기는 표 3에서와 정한 값들을 이용하였다.

표 3. 채널 모델에 따른 두 단계 탐색을 위한 첫번째 임계값 및 탐색창의 설정값.

채널 모델	첫번째 임계값 (I_1)	탐색 창 (2θ)
CM1	4.8	256
CM2	4.3	512
CM3	4.3	1024
CM4	5.3	1024

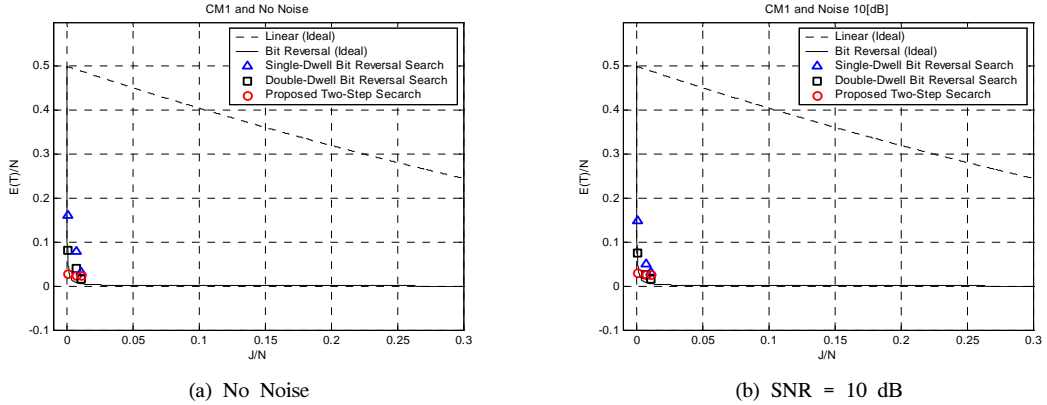


그림 8. CM1 채널에서 임계값의 변화에 따른 정규화된 평균 동기 획득 시간 비교

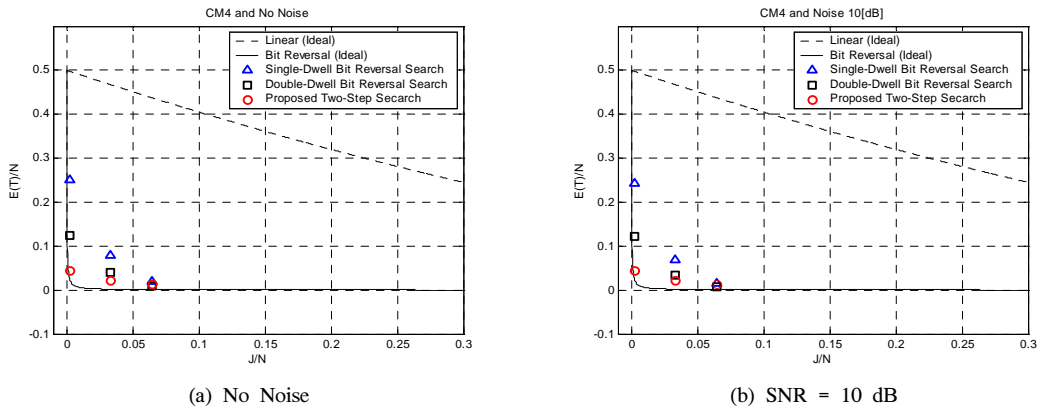


그림 9. CM4 채널에서 임계값의 변화에 따른 정규화된 평균 동기 획득 시간 비교

여기서 첫번째 임계값 Γ_1 의 설정은 전체 탐색 구간에서 잡음을 제외한 신호 성분의 검출을 위하여 잡음 레벨보다는 높은 최소한의 임계값을 설정하여 이용하였다.

그림 8은 채널 모델 가운데 가장 좋은 환경인 CM1 채널에서 (a) 잡음이 없는 경우 (No Noise) 및 (b) 신호대잡음비 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)가 10 dB일 때 임계값 Γ (제안된 두 단계 기법에서는 Γ_2 에 해당)의 변화에 따른 제안된 두 단계 탐색과 Single-Dwell 및 Double-Dwell Bit Reversal 탐색 기법의 정규화된 평균 동기 획득 소요 시간 성능 $E(T)/N$ 을 비교하고 있다. 한편 그림 9는 채널 모델 가운데 가장 나쁜 환경인 CM4 채널에서 그림 8에서와 유사하게 (a) 잡음이 없는 경우 및 (b) SNR = 10 dB인 경우에 대해서 임계값 Γ 의 변화에 따른 알고리즘들의 성능을 비교하고 있다. 또한 이러한 임계값에 따른 동기 획득 성능 변화를 보다 자세히 분석하기 위해, 표 4에서 7가지는 각각

의 채널 환경에서 임계값 및 잡음 환경에 따라서 각 탐색 기법의 정규화된 평균 동기 획득 소요 시간의 실험값들을 제시하고 있다. 제시된 모의실험

표 4. 제안된 두 단계 탐색 기법과 Single-Dwell 및 Double-Dwell Bit Reversal 알고리즘의 임계값 변화에 따른 정규화된 평균 동기 획득 시간의 실험값 비교 (CM1 채널 모델).

채널 모델	SNR	임계값 (Γ)	Single-Dwell Bit Reversal Search	Double-Dwell Bit Reversal Search	Proposed Two-Step Search
CM1	No Noise	20	0.1603	0.0802	0.0271
		12	0.0782	0.0391	0.0244
		6	0.0330	0.0165	0.0228
	10 dB	20	0.1486	0.0743	0.0291
		12	0.0509	0.0255	0.0256
		6	0.0315	0.0158	0.0249
	20 dB	20	0.1486	0.0743	0.0261
		12	0.0665	0.0333	0.0234
		6	0.0317	0.0159	0.0221

표 5. 제안된 두 단계 탐색 기법과 Single-Dwell 및 Double-Dwell Bit Reversal 알고리즘의 임계값 변화에 따른 정규화된 평균 동기 획득 시간의 실험값 비교 (CM2 채널 모델).

채널 모델	SNR	임계값 (Γ)	Single-Dwell Bit Reversal Search	Double-Dwell Bit Reversal Search	Proposed Two-Step Search
CM 2	No Noise	20	0.1876	0.0938	0.0244
		12	0.0590	0.0295	0.0160
		6	0.0205	0.0103	0.0134
	10 dB	20	0.1251	0.0626	0.0195
		12	0.0575	0.0288	0.0151
		6	0.0172	0.0086	0.0123
	20 dB	20	0.1251	0.0626	0.0199
		12	0.0580	0.0290	0.0153
		6	0.0190	0.0095	0.0127

표 6. 제안된 두 단계 탐색 기법과 Single-Dwell 및 Double-Dwell Bit Reversal 알고리즘의 임계값 변화에 따른 정규화된 평균 동기 획득 시간의 실험값 비교 (CM3 채널 모델).

채널 모델	SNR	임계값 (Γ)	Single-Dwell Bit Reversal Search	Double-Dwell Bit Reversal Search	Proposed Two-Step Search
CM3	No Noise	20	0.3751	0.1876	0.0581
		12	0.0884	0.0442	0.0223
		6	0.0188	0.0094	0.0128
	10 dB	20	0.1876	0.0938	0.0348
		12	0.0635	0.0318	0.0187
		6	0.0173	0.0087	0.0125
	20 dB	20	0.1876	0.0938	0.0347
		12	0.0771	0.0386	0.0206
		6	0.0182	0.0091	0.0125

표 7. 제안된 두 단계 탐색 기법과 Single-Dwell 및 Double-Dwell Bit Reversal 알고리즘의 임계값 변화에 따른 정규화된 평균 동기 획득 시간의 실험값 비교 (CM4 채널 모델).

채널 모델	SNR	임계값 (Γ)	Single-Dwell Bit Reversal Search	Double-Dwell Bit Reversal Search	Proposed Two-Step Search
CM4	No Noise	20	0.2501	0.1251	0.0439
		12	0.0782	0.0391	0.0221
		6	0.0189	0.0095	0.0144
	10 dB	20	0.2423	0.1212	0.0433
		12	0.0685	0.0343	0.0210
		6	0.0164	0.0082	0.0142
	20 dB	20	0.2423	0.1212	0.0439
		12	0.0763	0.0382	0.0225
		6	0.0176	0.0088	0.0146

결과들에서 보듯이, 상이한 채널 환경 모두에서 Double-Dwell Bit Reversal 탐색 기법은 예상했던 것처럼 Single-Dwell과 비교하여 두 배 가량의 성능 향상을 보이고 있는 반면, 제안된 두 단계 탐색 기법은 기존의 Bit Reversal 탐색 알고리즘에 비해 높은 임계값에서 두 배 이상의 큰 폭으로 동기 획득 성능을 향상함을 알 수 있다. 더욱이, 하나의 상관기를 이용하여 탐색을 수행하는 제안 기법이 두 개의 상관기를 사용하는 Double-Dwell 탐색 기법보다 높은 임계값에서 성능이 더욱 우수함을 알 수 있다. 특히 잡음이 인가된 환경에서도 정규화된 동기 획득 소요 시간에 대해 빠르고 신뢰성 있는 성능을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 최근 고속 W-PAN 뿐만 아니라 고정밀 무선측위 기능이 제공되는 유비쿼터스 센서 네트워크를 위한 무선 전송 기술로 활발히 연구되고 있는 UWB 시스템에서 UWB 신호의 고속 동기 획득을 위한 두 단계 탐색 기법을 제안하고 이의 성능을 분석하였다.

제안된 두 단계 탐색 기법은 Bit Reversal 탐색 알고리즘을 적용한 Single-Dwell 연속 동기 탐색 기법에 기초하고 있으며, 하나의 상관기에 연속적으로 두 개의 다른 임계값과 탐색창을 적용한다. 여기서 먼저 작은 첫번째 임계값을 이용하여 Bit Reversal 탐색 알고리즘을 적용한 Single-Dwell 연속 탐색 기법에 의해 탐색 위치 $\epsilon^{(n)}$ 를 대략적으로 추정한다. 다음으로, 채널의 최대 지연 확산 θ 을 고려하여 $\epsilon^{(n)} - \theta + 1, \dots, \epsilon^{(n)} + \theta$ 범위의 크기 2θ 인 탐색창을 적용하여 새롭게 설정된 탐색 구간에서 큰 두 번째 임계값을 가지고 Bit Reversal 탐색 알고리즘을 이용하여 세밀히 탐색한다.

성능 평가를 위한 실제적인 UWB 채널 환경으로서 IEEE 802.15 TG 3a CM1~CM4 UWB 실내 무선 채널 모델을 고려하였으며, 모의실험 결과 기존의 Single-Dwell Bit Reversal 탐색 알고리즘 뿐 아니라 두 개의 상관기를 이용하는 복잡한 구조의 Double-Dwell Bit Reversal 탐색 알고리즘보다도 제안된 두 단계 탐색 기법의 정규화된 평균 동기 획득 소요 시간이 큰 폭으로 향상됨을 확인할 수 있었다. 특히, 제안 기법은 잡음이 인가된 환경에서도 빠르고 신뢰성 있는 동기 획득 성능을 보임을 역시 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission," ET Docket 98-153, April 2002.

[2] 신요안, 양석철, 오종욱, "IEEE 802.15 WPAN 기술 표준화 동향," *Telecommun. Review* (무선통신·방송의 표준 기술 특집호), 제87호, pp. 131-148, 2003년 11월.

[3] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>

[4] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>

[5] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 4, pp. 679-691, April 2000.

[6] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio : How it works," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, February 1998.

[7] K. Siwiak and D. McKeown, *Ultra-Wideband Radio Technology*, John Wiley & Sons, 2004.

[8] Y. Ma, F. Chin, B. Kannan, and S. Pasupathy, "Acquisition performance of an ultra wide-band communications system over a multiple-access fading channel," *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. & Technol. (UWBST 2002)*, pp. 99-103, Baltimore, USA, May 2002.

[9] E. A. Homier and R. A. Scholtz, "Rapid acquisition of ultra-wideband signals in the dense multipath channel," *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. & Technol. (UWBST 2002)*, pp. 105-109, Baltimore, USA, May 2002.

[10] D. J. Gargin, "A fast and reliable acquisition scheme for detecting ultra wide-band impulse radio signals in the presence of multi-path and multiple access interference," *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. & Technol. (UWBST 2004)*, pp. 106-110, Kyoto, Japan, May 2004.

[11] IEEE 802.15 TG3a Channel Modeling Subcommittee, "Proposed UWB channel model," available at http://www.ieee802.org/15/pub/_TG3.html

[12] 양석철, 신요안, "UWB 시간 도약 다원 접속 시스템," *한국통신학회지 (UWB 특집)*, 제20권, 제2호, pp. 86-98, 2003년 2월.

[13] S. Kim, K.-H. Park, S. Yang, H.-S. Kim, and Y. Shin, "Time hopping sequences based on pseudo random codes for ultra wideband impulse radio systems," *Proc. Int'l Tech. Conf. Circuits/Syst., Computers & Commun. (ITC-CSCC 2002)*, vol. 2, pp. 1354-1357, Phuket, Thailand, July 2002.

[14] J. R. Foerster, "The effects of multipath interference on the performance of UWB systems in an indoor wireless channel," *Proc. IEEE Vehicular Technol. Conf. (VTC 2001 - Spring)*, vol. 2, pp. 1176-1180, Rhodes, Greece, May 2001.

[15] A. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE Jour. Selected Areas in Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 128-137, February 1987.

[16] 오종욱, 양석철, 신요안, "실내 무선 환경에서 프레임 및 탐색 단위 구간에 따른 UWB 신호 동기 획득 알고리즘의 성능 분석," *한국통신학회논문지*, 제29권, 제12C호, pp. 1623-1632, 2004년 12월.

[17] J. K. Holmes and C. C. Chen, "Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, no. 8, pp. 778-784, August 2002.

양 석 철(Suckchel Yang)

준회원



2002년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부(학사)
 2004년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부(석사)
 2004년 3월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 박사과정
 <관심분야> UWB 전송 시스템, OFDM 동기 알고리즘, MIMO-OFDM 시스템

오 종 욱 (Jongok Oh)

준회원



2003년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부(학사)
2005년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부(석사)
2005년 3월~현재 LG전자 이동통신연구소 연구원
<관심분야> UWB 전송 시스템

신 요 안 (Yoan Shin)

정회원



1987년 2월 서울대학교 전자공학과(학사)
1989년 2월 서울대학교 전자공학과(석사)
1992년 12월 University of Texas at Austin 전기및컴퓨터공학과(박사)

1992년 12월~1994년 7월 오스틴 소재 MCC (Microelectronics & Computer Technology Corp.) 연구원
구콘소시엄 Member of Technical Staff

1994년 9월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 교수

<관심분야> CDMA 및 OFDM 모델, UWB 전송 시스템, MIMO 시공간 신호처리

김 재 운 (Jaewoon Kim)

준회원



2004년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부(학사)
2004년 3~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 석사과정
<관심분야> UWB 전송 시스템, OFDM 시스템