

실내 무선 채널에서 전력검출 기반 Noncoherent OOK UWB 시스템의 성능 분석

준회원 오종욱*, 준회원 양석철*, 정회원 신요안*

Performance Analysis of a Noncoherent OOK UWB System Based on Power Detection in Indoor Wireless Channels

Jongok Oh* *Member*, Suckchel Yang* *Member* and Yoan Shin* *Regular Member*

요약

본 논문에서는 향후 유비쿼터스 센서 네트워크 응용 등에 적합하도록 간단한 송수신기 구조를 유지하면서, 실제 데이터를 전송하기 전에 Noise Power Calibration 및 Noise Power Windowing 방법을 통해 잡음의 영향을 고려하여 적응적인 임계값을 결정하고 이를 이용하여 전력검출 (Power Detection)을 수행하여 성능을 향상하는 임펄스 라디오 (Impulse Radio) 형태의 Noncoherent OOK (On-Off Keying) UWB (Ultra Wide Band) 시스템을 제시하고, 전형적인 UWB 실내 무선 채널 모델에서의 성능을 분석하였다. 모의실험 결과 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널에서는 Noise Power Calibration 모드를 위한 슬롯수의 증가에 따라 이상적인 Ideal Adaptive Threshold를 사용하는 경우에 근접하는 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있었고, 반면 데이터 전송률의 큰 감소를 감수해야 하는 Noise Power Windowing 방법에 의한 성능 개선은 두드러지게 나타나지 않음을 알 수 있었다. 더욱이 IEEE 802.15 Task Group 3a UWB 실내 채널 모델을 이용한 모의실험 결과, Noise Power Calibration 모드가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 성능이 Ideal Adaptive Threshold의 경우와 비트오율 성능이 매우 근접하며, 펄스 반복 전송의 회수의 증가에 따라 비트오율 성능이 향상됨을 확인할 수 있었다.

Key Words : UWB, Noncoherent OOK; Power Detection; IEEE 802.15. TG3a Indoor Wireless Channels

ABSTRACT

In this paper, we evaluate the performance of a noncoherent OOK (On-Off Keying) UWB (Ultra Wide Band) system based on power detection with noise power calibration and noise power windowing for ubiquitous sensor network applications in typical indoor wireless channels. Utilizing noise power calibration and noise power windowing, the current noise information can be initially or adaptively provided to determine suitable detection threshold value for signal demodulation. Simulation results show that the noncoherent OOK UWB system using noise power calibration achieves good BER (Bit Error Rate) performance which is favorably comparable to that of the system using the ideal adaptive threshold, while maintaining simple receiver structure. However, despite the serious loss of the data transmission rate, the performance improvement by noise power windowing is not so remarkable. Furthermore, these performance results are similarly maintained in IEEE 802.15 Task Group 3a UWB indoor channel model, and it is also revealed that the BER performance can be significantly improved by increasing the pulse repetition rate.

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

논문번호 : KICS2004-09-210, 접수일자 : 2004년 9월 30일

※ 본 논문은 2004년도 산업자원부 차세대 신기술 개발사업의 연구비 지원 결과임.

I. 서론

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 Network)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, 저가격 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 Instruments사 중심의 MBOA (Multi-Band OFDM Alliance)에 의해 제안된 멀티밴드 (Multi-Band) OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) UWB 및 최근 Motorola사에 의해 인수된 XtremeSpectrum사 진영의 듀얼밴드 (Dual-Band) CDMA (Code Division Multiple Access) UWB가 최종 표준화를 위해 아직까지 결합하고 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 최근 IEEE 802.15 TG4a에서는 IEEE 802.15.4 ZigBee 표준을 토대로 하여 무선측위 기능을 수반하는 저속 저전력 W-PAN에 요구되는 UWB 기술 사양 결정을 마친 상태이고, 2005년 1월까지 표준안 제안서들을 접수할 예정에 있다[4].

IEEE 802.14 TG4a에서 요구하는 W-PAN의 저전력, 저가격 요건을 만족하기 위해서 단일밴드 임펄스 라디오 (Single Band Impulse Radio)[5,6,7] 형태의 UWB 시스템이 매우 유리할 것으로 예상되고 있다[8]. 연속적인 정현파를 사용하는 기존의 무선통신 시스템과는 달리, 전형적인 임펄스 라디오 UWB 시스템 송신단에서는 1 nsec 내외의 매우 좁은 폭을 갖는 펄스 혹은 임펄스를 펄스위치변조 (Pulse Position Modulation; PPM), 펄스극성변조 (Bi-Phase Modulation; BPM) 및 펄스크기변조

(On-Off Keying; OOK) 등의 방식을 통해 단속적으로 전송한다[5,6,7]. 이 때문에 UWB 시스템은 수백 MHz ~ 수 GHz의 대역에 걸쳐 매우 낮은 전력의 초광대역 특성 및 간섭 특성을 갖게되고, 높은 채널 용량과 데이터 전송률을 지원하며 다중경로에 대한 세밀한 분해가 용이하므로 오차가 수십 cm 이내의 정밀한 무선측위가 가능해진다[7].

한편 수신된 신호는 상관기 (Correlator)를 이용하는 Coherent 방식으로 복조되거나[5,6], 전력검출 (Power Detection) 혹은 진폭검출 (Envelope Detection)에 의한 Noncoherent 방식으로 복조될 수 있다[9,10]. 상관기를 이용하는 Coherent UWB 시스템은 비트오율 (Bit Error Rate; BER) 측면에서 Noncoherent 방식에 비해 성능이 우수하나, 수신단에서 상관기의 참조 신호 (Reference Signal)로 사용하기 위해 별도의 펄스 생성기가 필요하며 더욱이 채널에서의 신호 왜곡을 고려할 때 상관 적분에 요구되는 적정 형태의 펄스 생성이 매우 어렵다는 단점을 갖게 된다. 특히 향후 유비쿼터스 센서 네트워크의 효율적인 구축을 위해 무선통신 시스템의 저가격화와 더불어 저전력화 방안이 매우 중요하게 대두되고 있으며, 이를 위해서는 시스템뿐만 아니라 회로 레벨에서의 전력 소모까지 병행적으로 고려하는 것이 필수적이다. 따라서 최근의 UWB 시스템에서는 신호대잡음비에 해당하는 시스템 레벨에서의 저전력화를 위해 OOK 변조 방식을 사용하는 한편, 회로 복잡도에서 야기되는 소자들의 저전력화를 위해서 Noncoherent 검출 방식을 고려하고 있는 추세이다[8,9,11]. Noncoherent OOK UWB 방식은 수신기 구조가 매우 간단하며 동기 문제에도 비교적 강하다는 장점을 가지고 있지만, 이에 비해 시스템 성능 측면에서는 앞서 언급된 대로 상관기를 이용하는 Coherent 방식보다 열악하다는 단점을 갖게 된다.

이에 본 논문에서는 향후 유비쿼터스 센서 네트워크 응용 등에 적합하도록 간단한 송수신기 구조를 유지하면서, 실제 데이터를 전송하기 전에 Noise Power Calibration 및 Noise Power Windowing 방법[9]을 통해 잡음의 영향을 고려하여 적응적인 임계값을 결정하고 이를 이용하여 전력검출을 수행하여 성능을 향상하는 임펄스 라디오 형태의 Noncoherent OOK UWB 시스템을 제시하고, 전형적인 UWB 실내 무선 채널 모델에서의 성능을 분석한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 임펄스 라디오 형태의 일반적인 Coherent OOK

UWB 시스템 및 UWB 시스템의 성능 평가를 위해 최근 제시된 IEEE 802.15 TG3a의 실내 무선 채널 모델에 대해 설명한다. 3절에서는 Fixed Threshold 및 Ideal Adaptive Threshold를 이용하는 전력검출 기반의 Noncoherent OOK UWB 시스템에 대한 설명과 이러한 시스템의 성능 개선을 위한 Noise Power Calibration 및 Noise Power Windowing 방법에 대해 기술한다. 이어 4절에서는 제시된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 성능을 모의실험을 통해 제시하며, 5절에서 결론을 맺는다.

II. 일반적인 Coherent OOK UWB 시스템 및 IEEE 802.15 TG3a UWB 실내 무선 채널 모델

일반적인 임펄스 라디오 형태의 UWB 시스템 송신단에서 다음과 같은 가우시안 모노사이클 펄스 (Gaussian Monocycle Pulse)[5,6] $p(t)$ 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)의 전송 펄스 $p(t)$ 가 송신단 및 수신단 안테나의 미분 특성에 의해 영향을 받으면, 수신단의 상관기에는 이 펄스를 미분한 형태의 새로운 펄스가 입력된다[7]. 따라서 수신단 상관기에 입력되는 펄스 $w(t)$ 는 다음 식과 같이 표현될 수 있다[5,6].

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

위 식에서 A' 은 적절한 크기를 나타내는 상수이다.

OOK UWB 시스템의 전송 신호 $s(t)$ 는 이러한 수신 펄스 $w(t)$ 를 프레임 단위로 OOK 변조하여 반복 전송함으로써 다음과 같이 등가적으로 모델링할 수 있다[13,14].

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_{\lfloor j/N_s \rfloor} \cdot w(t - jT_f) \quad (3)$$

여기서, T_f 는 프레임 시간을 나타내고 $d_{\lfloor j/N_s \rfloor} \in \{0, 1\}$ 는 $\nu = \lfloor j/N_s \rfloor$ 번째 전송 데이

터 비트이며, N_s 는 데이터 비트당 펄스 반복 전송 횟수를 나타낸다. 결국 OOK 변조시 데이터 비트가 "1"인 경우에는 펄스를 전송하게 되며, 비트가 "0"인 경우에는 펄스를 전송하지 않게 된다. 그림 1에서는 식 (3)을 도식적으로 나타내고 있으며, 여기서 $T_c \approx 2\tau_p$ 는 펄스폭, 즉 Coherent 방식의 경우 수신단에서의 상관 적분 구간을 나타낸다.

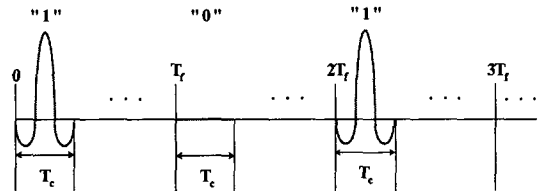


그림 1 : 일반적인 OOK UWB 시스템의 전송 신호 예시.

논의의 편의상 우선 부가성 백색 가우시안 잡음 (Additive White Gaussian Noise; AWGN) 채널을 가정한다. 채널을 통과한 ν 번째 데이터 비트에 해당하는 수신 신호를 $r_\nu(t)$ 라 하면, 상관기를 사용하는 Coherent OOK UWB 시스템의 경우 정확한 심벌 동기 가정 하에서 다음과 같은 신호 복조 과정을 거쳐 비트 판정이 수행된다.

$$Z \equiv \int_{t \in T_\nu} r_\nu(t) w(t) dt \begin{cases} < \Psi_c \Leftrightarrow "0" \\ > \Psi_c \Leftrightarrow "1" \end{cases} \quad (4)$$

여기서 T_ν 는 ν 번째 비트를 나타내는 펄스폭 T_c 인 N_s 개 펄스의 지속 시간 범위이다. 또한

$E_b \equiv \int_{-\infty}^{\infty} w^2(t) dt$ 를 참조 신호로 사용된 수신 펄스 $w(t)$ 의 에너지라 할 때, Coherent 방식을 위한 결정 임계값 Ψ_c 는

$$\Psi_c \equiv \frac{E_b}{2} \quad (5)$$

이다. 이러한 Coherent OOK UWB 시스템은 AWGN 채널 하에서 BER 성능이 가장 우수한 최적의 수신 방법이다. 하지만 이 시스템은 시간 동기 에 매우 민감하고, 상관기의 참조 신호로 사용하기 위해 별도의 펄스 생성기가 필요하며 더욱이 채널에서의 신호 왜곡을 고려할 때 상관 적분에 요구되는 적정 형태의 펄스 생성이 매우 어렵다는 단점을

갖게 된다. 그림 2에서는 이러한 Coherent OOK UWB 시스템에서의 수신기 구조를 도시하고 있다.

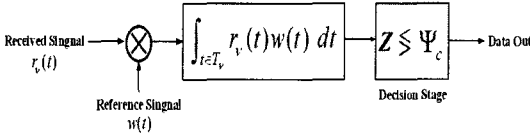


그림 2 : 기존의 Coherent OOK UWB 시스템의 수신기 구조

한편 실제적인 UWB 실내 무선 다중경로 채널 모델로서 IEEE 802.15 TG3a에서 제안된 UWB 채널 모델[12]을 고려한다. 이 모델은 [15]와 같은 기존의 UWB 채널 모델들과는 달리, 기본적으로 Saleh-Valenzuela 모델[16]에 기초하고 있으며 여기서 다중경로 성분은 Cluster와 Ray의 형태로 도착하게 되고 이들의 진폭은 일반적인 Rayleigh 분포 대신 Log-Normal 분포에 의해 산출된다[12]. 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[12].

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (6)$$

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

위 식에서 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, $\tau_{k,l}$ 은 l 번째 Cluster 내에서 k 번째 경로의 지연을 나타낸다. 또한 Δ 는 Cluster의 도착율, λ 는 각 Cluster 내에서 경로의 도착율을 나타낸다. 여기서 다중경로 페이딩 채널 계수들은 다음과 같이 정의된다.

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

$$20 \log_{10}(\xi_l \beta_{k,l}) \propto \text{Normal}(\mu_{k,l} \sigma_1^2 + \sigma_2^2), \quad (7)$$

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

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

위 식에서 $p_{k,l}$ 은 동일한 확률로 양의 값 또는 음의 값으로 랜덤하게 결정되는 신호의 위상을 나타

내며, 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 (7)에서 $\mu_{k,l}$ 은 다음과 같이 정의된다[12].

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_l/\Gamma - 10 \tau_{k,l}/\gamma}{\ln(10)} - \frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 \ln(10)}{20} \quad (8)$$

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. 또한 그림 3에서는 앞서 설명된 채널 분류에 따른 각 임펄스 응답의 예를 도시하고 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
Δ (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

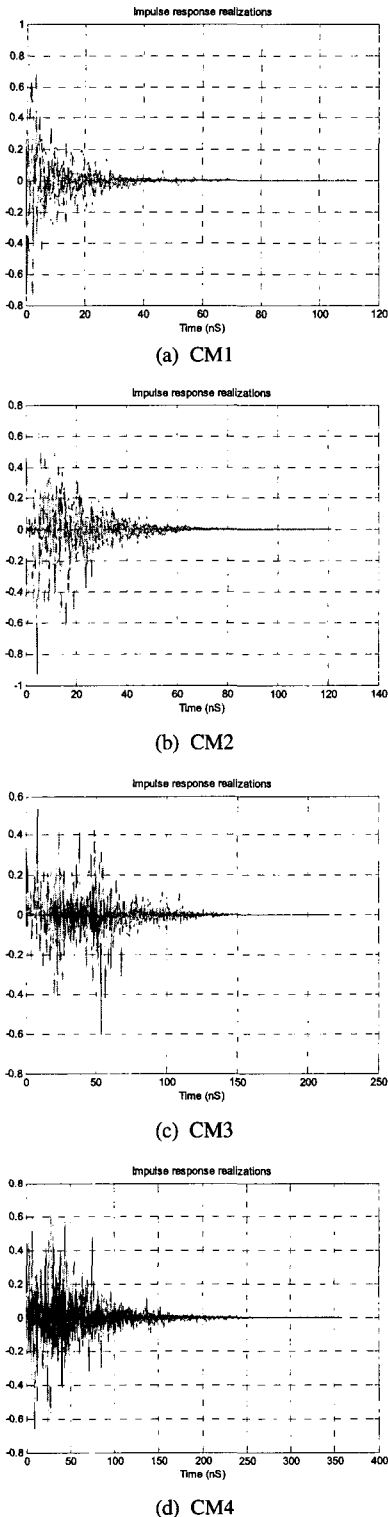


그림 3 : 채널 모델 분류에 따른 IEEE 802.15 TG3a UWB 채널 모델의 임펄스 응답 예.

III. 전력검출 기반의 Noncoherent OOK UWB 시스템

본 절에서는 향후 저속, 저전력, 저가격 유틸리티 센서 네트워크를 위한 무선 전송 방식으로 고려될 수 있는 전력검출 기반의 Noncoherent OOK UWB 방식을 제시한다. 이 방식은 송수신단의 구조를 최대한 간략화 하는 것이 중요하며, 이를 위해 수신단에서는 Coherent 방식의 경우와는 달리 수신 펄스의 피크를 샘플링하고 이의 순시전력 (Instantaneous Power)을 구하여 이를 임계값과 비교함으로써 신호 복조를 수행하게 된다. 이러한 Noncoherent 방식은 앞서 살펴본 바와 같이 상관기를 사용하는 Coherent 방식에 비해 특정 참조 신호의 생성 및 설계를 필요로 하지 않으므로 수신기 구조가 매우 간단하다는 장점을 가지고 있으나, BER 성능은 떨어진다는 단점을 가지고 있다. 특히 이 방식은 검출된 전력과 비교되는 임계값의 결정에 따라 시스템의 성능이 크게 좌우되며, 일반적으로 그림 4와 같은 구조의 Noncoherent OOK UWB 시스템을 고려할 수 있다[9].

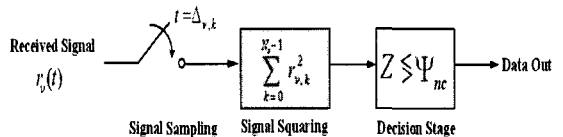


그림 4 : 전력검출 기반의 Noncoherent OOK UWB 시스템 수신기의 일반적인 구조

3.1 Fixed Threshold

먼저, 검출된 전력과 비교를 위해 고정된 임계값 (Fixed Threshold)을 적용하는 경우에는 그 값이 Coherent 방식에서의 경우와 유사하다. AWGN 채널에서 Noncoherent OOK UWB 시스템은 다음과 같은 신호 복조 과정을 거쳐 비트 판정이 수행된다. $s_\nu(t)$ 와 $n_\nu(t)$ 를 N_s 개 펄스로 구성된 ν 번째 데이터 비트에 대한 송신 신호 및 AWGN 성분이라 하면, 식 (3)으로부터

$$\begin{aligned}
 s_\nu(t) &= \sum_{k=0}^{N_s-1} d_\nu \cdot w(t - (\nu N_s + k) T_f) \\
 &\equiv \sum_{k=0}^{N_s-1} s_{\nu,k}(t)
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

으로 표현 가능하다. 이 때 ν 번째 데이터 비트에 대한 k ($k = 0, \dots, N_s - 1$) 번째 펄스 $w(t)$ 의 피크 값이 $t = \Delta_{\nu, k}$ 에서 발생한다고 하고 이에 대한 동기를 정확히 추정하였다고 할 때, $r_{\nu, k} \equiv r_{\nu}(\Delta_{\nu, k})$ 는 ν 번째 데이터 비트에 대한 수신 신호 $r_{\nu}(t) \equiv s_{\nu}(t) + n_{\nu}(t)$ 를 $\Delta_{\nu, k}$ 에서 샘플링한 값이다. 즉,

$$\begin{aligned} r_{\nu, k} &\equiv r_{\nu}(\Delta_{\nu, k}) = s_{\nu}(\Delta_{\nu, k}) + n_{\nu}(\Delta_{\nu, k}) \\ &= s_{\nu, k}(\Delta_{\nu, k}) + n_{\nu}(\Delta_{\nu, k}) \end{aligned} \quad (10)$$

따라서 이 경우 비트 판정은 다음과 같이 수행된다.

$$Z \equiv \sum_{k=0}^{N_s-1} r_{\nu, k}^2 \begin{cases} < \Psi_{nc} & \Leftrightarrow "0" \\ > \Psi_{nc} & \Leftrightarrow "1" \end{cases} \quad (11)$$

여기서 P_b 를 펄스 $w(t)$ 의 최대 순시전력이라 할 때, Noncoherent 방식을 위한 임계값 Ψ_{nc} 는

$$\Psi_{nc} \equiv \frac{P_b}{2} \quad (12)$$

와 같다. 이러한 Fixed Threshold를 이용할 경우 시스템의 복잡도가 크게 감소한다는 장점을 갖게 되나, 비트 결정 과정에서 잡음의 영향을 전혀 고려하지 않으므로 BER 성능은 매우 떨어질 것으로 쉽게 예상할 수 있다.

한편, ν 번째 데이터 비트에 대한 송신 신호 $s_{\nu}(t) = \sum_{k=0}^{N_s-1} s_{\nu, k}(t)$ 가 M 개 경로로 구성된 다중 경로 채널을 통과하게 되면, 이에 대한 수신 신호 $r_{\nu}(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r_{\nu}(t) = \sum_{k=0}^{N_s-1} \sum_{i=0}^{M-1} a_{k, i} s_{\nu, k}(t - \tau_{k, i}) + n_{\nu}(t) \quad (13)$$

위 식에서 $a_{k, i}$ 와 $\tau_{k, i}$ 는 각각 k ($k = 0, \dots, N_s - 1$) 번째 펄스에 대한 i 번째 경로의 (Shadowing 및 페이딩이 모두 고려된) 감쇠 성분 및 지연을 나타낸다. 이러한 환경에서 수신기 구조의 단순화를 위해 다중경로 환경에서 첫번째 경로 성분만을 검출하여 비트 판단에 이용하는 Noncoherent OOK UWB 시스템을 고려하면, 앞서 AWGN 채널과 유사한 방법으로 다음과 같은 신호 복조 과정을 거쳐 비트 판정을 수행한다.

$$\begin{aligned} r_{\nu, k} &\equiv r_{\nu}(\tau_{k, 0} + \Delta_{\nu, k}) \\ &= a_{k, 0} s_{\nu, k}(\Delta_{\nu, k}) + n_{\nu}(\tau_{k, 0} + \Delta_{\nu, k}) \end{aligned} \quad (14)$$

$$Z \equiv \sum_{k=0}^{N_s-1} r_{\nu, k}^2 \begin{cases} < \Psi_{nc} & \Leftrightarrow "0" \\ > \Psi_{nc} & \Leftrightarrow "1" \end{cases} \quad (15)$$

여기서 P_a 를 첫번째 경로의 평균 전력이고 σ_a^2 을 P_a 의 분산이라 하면, 다중경로 채널 환경에서의 복조를 위한 임계값 Ψ_{nc} 는 다음과 같이 정의된다.

$$\Psi_{nc} \equiv \frac{P_a - \sigma_a^2}{2} \quad (16)$$

3.2 Ideal Adaptive Threshold

앞서 살펴본 Fixed Threshold를 사용하는 경우 발생하는 열악한 BER 성능의 개선을 위해 이상적인 적응 임계값 (Ideal Adaptive Threshold)를 적용할 수 있다. 이 경우는 임계값이 잡음 전력의 수준에 따라 적응적으로 변하게 되며, AWGN 환경에서는 식 (10)과 (11)과 동일한 과정을 거쳐 비트 판정이 수행된다. 단, 여기서 사용되는 임계값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Psi_{nc} &\equiv \frac{P_{1, \min} + P_{0, \max}}{2} \\ &= \frac{(\sqrt{P_b} - \sqrt{P_n})^2 + (\sqrt{P_n})^2}{2} \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 $P_{1, \min}$ 과 $P_{0, \max}$ 는 각각 비트가 "1"인 경우의 최소 신호 전력, 비트가 "0"인 경우의 최대 신호 전력을 나타내고, P_n 은 잡음의 평균 전력을 나타낸다. 이러한 Ideal Adaptive Threshold를 이용할 경우 위에서의 Fixed Threshold 경우의 장점과 더불어 BER 성능도 개선될 것으로 예상된다. 하지만, 실제 잡음의 평균 전력을 항상 정확히 파악하고 있어야 하므로 실제 구현은 불가능하다. 한편 이 경우 다중경로 채널에서 첫번째 경로 성분만을 고려한 경우 식 (14)와 (15)과 동일한 과정을 거쳐 비트 판정을 수행하며, 이 때 사용되는 임계값은 아래와 같이 주어진다.

$$\Psi_{nc} \equiv \frac{(P_a - \sigma_a^2) + P_n}{2} \quad (18)$$

3.3 Noise Calibration 및 Windowing

위에서 언급된 바와 같이 Ideal Adaptive Threshold를 이용한 Noncoherent OOK UWB 시스템은 Fixed Threshold를 사용하는 경우의 단점인 성능 열화 문제를 극복할 수 있으나, 해당 데이터 전송 시점에서의 실제 잡음 평균 전력을 정확히 알고 있어야 하므로 실제로 실현 불가능하다. 그러므로 Ideal Adaptive Threshold를 사용하는 경우의 성능에 근접하기 위해서는 실제 데이터 전송 이전에 일정 구간의 시간 슬롯에 걸쳐 잡음 전력 레벨을 주기적으로 측정하여 임계값을 적응적으로 결정 및 수정해 나가는 과정이 요구된다. 이를 위해, 본격적으로 데이터를 전송하는 "Operation" 모드 이전에 "Noise Power Calibration" 모드를 두어 일정 구간의 슬롯동안 잡음 전력을 측정한 뒤 임계값을 결정하는 방법과, 실제 Operation 모드 내에서 전송하는 데이터마다 잡음 전력 측정을 위한 일정 슬롯을 두어 단계적으로 임계값을 수정해 가는 Noise Power Windowing 방법을 고려할 수 있다[9].

3.3.1 Noise Power Calibration

Noise Power Calibration 모드는 실제 데이터를 송수신하는 Operation 모드 이전에 수행되며, 해당 시점에서의 잡음 전력 수준을 측정하기 위한 부분이다.

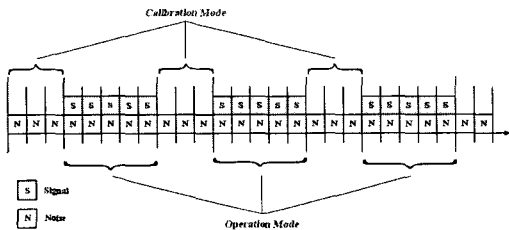


그림 5 : Noise Power Calibration과 Operation 모드의 예.

그림 5에서는 이러한 Noise Power Calibration 및 Operation 모드의 간단한 예를 도시하고 있다. Noise Power Calibration 모드에서는 일정 구간의 시간 슬롯에 걸쳐 측정된 잡음의 평균 전력을 산출하여, 실제 Operation 모드에서 신호 복조에 필요한 임계값을 결정하기 위해 잡음 정보를 제공하게 된다. 다시 말하면, 앞서의 식 (17) 또는 (18)에서 P_n 에 해당하는 파라미터 값을 Ideal Adaptive Threshold의 경우와는 다르게 실측 정보를 기반으

로 산출하게 된다. 또한 시간의 경과에 따라 통신 상태, 즉 존재하는 잡음의 수준이 변화하게 되므로 그림에서와 같이 두 가지 모드를 주기적으로 반복하여 수행할 필요가 있다. 이러한 Noise Power Calibration 모드를 적용하게 되면 잡음의 영향까지 고려한 신호 결정 임계값을 사용하게 되므로 측정 슬롯수의 증가에 비례하여 성능이 향상될 것으로 기대된다.

한편 데이터 전송을 위한 구간 이외에 일정 구간에 걸친 잡음 측정 용도의 시간 슬롯을 별도로 할당해야 하므로 데이터 전송률의 감소를 유발할 가능성이 있지만, UWB 시스템의 낮은 Duty Cycle 및 전체 시스템의 데이터 처리량 (Throughput)을 고려했을 때에는 그 영향이 무시 할만하다. 그림 6에서는 Noise Power Calibration Mode가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 송수신단 구조를 도시하고 있다.

3.3.2 Noise Power Windowing

Noise Power Windowing 방법[9]은 앞서의 Noise Power Calibration 모드를 통하여 결정된 신호 임계값을 가지고 Operation 모드를 수행할 때, 전송하는 데이터들 사이에 추가적인 잡음 측정 슬롯을 두어 단계적으로 임계값을 수정한 뒤 이를 이용하여 신호 복조를 수행하는 방법이다. 특히 Noise Power Windowing을 수행하기 위해서는 잡음에 대한 임계값이 추가적으로 필요하게 되는데, 잡음 전력을 측정한 결과 Window 내 슬롯 중에서 잡음의 임계값을 초과하는 슬롯수가 더 많으면 신호의 임계값을 증가시키고 그렇지 않으면 감소시켜서 실제 데이터에 보다 적응적인 임계값을 적용시킬 수 있게 된다. 그림 7에서는 이러한 Noise Power Windowing 방법에서 잡음 측정 결과를 이용하여 신호 임계값의 증감을 결정하는 과정에 대해 설명하고 있는데, 여기서 w 는 Window 내의 잡음 측정을 위한 총 슬롯 개수이며, k 는 잡음 측정 결과가 기준 임계값보다 큰 슬롯의 개수를 의미한다. 이러한 Noise Power Windowing 방법을 이용하게 되면 Window의 크기가 커질수록 성능이 개선될 것으로 기대된다. 이에 반해 수신기 구조가 다소 복잡해지고 매 데이터마다 일정 구간의 Window를 할당해야 하므로 데이터 전송률의 감소를 유발시키며, 이는 앞서 Noise Power Calibration 모드의 경우와는 다르게 전체 시스템의 데이터 처리량을 좌우하게 된다.

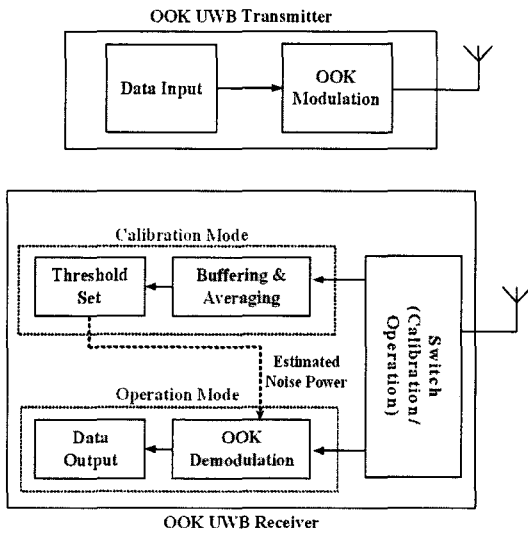


그림 6 : Noise Power Calibration 모드가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 송수신단 구조

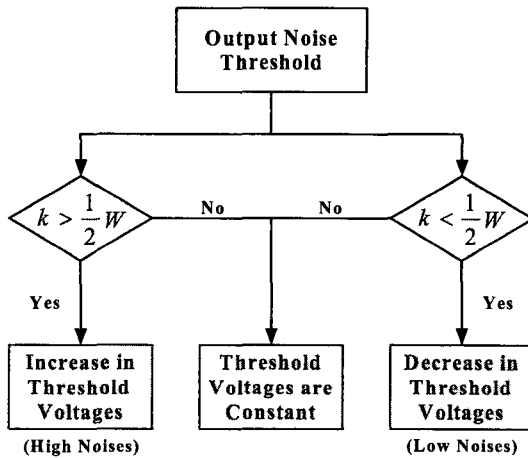


그림 7 : Noise Power Windowing 방법에서 신호 임계값의 증감 결정 과정[9].

IV. 모의실험 결과

모의실험을 위해 펄스폭 $T_c \approx 2\tau_p$ 가 1 nsec인 식 (2)의 수신 펄스 $w(t)$ 를 사용하였고, 수신단에서 펄스의 피크값이 정확히 샘플링 되었다고 가정하였다. 다중경로 채널로는 IEEE 802.15 TG3a 모델 가운데 CM1을 고려하였고, 그림 3 (a)에서 알 수 있듯이 임펄스 응답의 크기가 유효한 최대 80 nsec까지를 최대 지연 확산 (Maximum Delay Spread) τ_{max} 로 고려하여 그 이후의 임펄스 응답

은 무시하였다. 다중경로 채널에 대한 샘플링 역시 펄스폭인 1 nsec 단위로 수행하였으며, 따라서 CM1 채널에 대해 총 80개 (= 80 nsec / 1 nsec)의 다중경로를 고려하였다. 신호의 복조시 수신단 구조의 간략화를 위해 다중경로의 첫번째 경로 신호만을 이용하였다. Noncoherent 방식을 위한 Noise Power Calibration 모드는 하나의 Operation 모드에 해당하는 10,000 개의 데이터 비트마다 수행하였다. 참고적으로 Operation 모드에서 전송되는 실제 데이터 비트수를 N , Noise Power Calibration 모드의 슬롯 수를 C , Noise Power Windowing을 위한 슬롯수를 W , 하나의 데이터에 대한 펄스 반복 횟수를 N_s 라 할 때, 데이터 전송률 R_b 는 다음과 같다.

$$R_b = \frac{N}{T_f \cdot N_s \cdot [N(1+W) + C]} \text{ [bps]} \quad (19)$$

여기서 Noise Power Calibration 모드에 비해 Noise Power Windowing 방법은 데이터 전송률 측면에서 큰 손실을 가져옴을 다시 한번 확인할 수 있다.

그림 8부터 13까지의 결과에서는 펄스 반복 전송 시간, 즉 프레임 시간 T_f 가 다중경로 채널의 최대 지연 확산 $\tau_{max} = 80$ nsec 보다 충분히 커서 펄스 간 간섭을 피할 수 있는 경우라고 가정하였다. 먼저 그림 8에서는 AWGN 채널에서 우리가 고려하는 Noncoherent OOK UWB 시스템의 Noise Power Calibration 모드를 위해 할당된 슬롯수 C 의 변화에 따른 BER 성능 변화를 도시하고 있다. 비교를 위해, 이 그림에서는 상관기를 이용하는 Coherent 방식과 Fixed 및 Ideal Adaptive Threshold 기반의 전력검출을 이용하는 Noncoherent 방식의 경우를 모두 나타내고 있다. 이 결과로부터 Ideal Adaptive Threshold를 이용할 경우 Fixed Threshold 경우보다 대략 2 dB 정도 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 반면 Noise Power Calibration 모드를 이용하는 경우는 Ideal Threshold의 경우에 비해 성능이 열화되나 C 가 증가할수록 이의 성능에 근접하며 약 $C = 20$ 개 이상의 슬롯에 걸쳐 Noise Power Calibration을 수행하게 되면 이의 성능에 BER 성능이 수렴됨을 알 수 있다.

그림 9에서는 AWGN 채널에서 Noise Power Calibration 슬롯수 C 가 20이고, Noise Power Windowing에서 신호의 임계값 증감 변화 단위 U 가 0.05일 경우, Noise Power Windowing을 위한 Window 슬롯수 W 에 따른 BER 성능 변화를 도시

하고 있다. 또한 그림 10에서는 AWGN 채널에서 Noise Power Calibration 슬롯수 C 가 20이고 Power Windowing을 위한 Window 슬롯수가 20일 경우, 신호 임계값의 변화 단위 U 에 따른 BER 성능 변화를 도시하고 있다. 예를 들어 W 가 20, U 가 0.05인 경우 잡음의 임계값을 초과하는 슬롯 수 k 가 $W/2$ 보다 큰 경우 U 단위로 신호의 임계값을 증가시키며 그렇지 않으면 감소시킨다. 그림에서 알 수 있듯이, Noise Power Windowing 방법에 의한 성능 개선은 데이터 전송률의 감소에도 불구하고 두드러지지 않음을 확인할 수 있다. 참고로 그림 11에서는 AWGN 채널에서 Noise Power Calibration 슬롯수 C 가 100일 때, Noise Power Windowing을 위한 슬롯수 W 와 신호 임계값의 변화 단위 U 에 따른 BER 성능을 도시하고 있는데, 데이터 전송률의 큰 감소를 감수해야 함에도 불구하고 Noise Power Windowing을 통한 성능 개선의 정도는 그다지 크지 않음을 다시 한번 확인할 수 있다.

한편 그림 12에서는 IEEE 802.15 TG3a CM1 실내 다중경로 무선 채널에서 Fixed 및 Ideal Adaptive Threshold가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 펄스 반복 전송 횟수 N_s 에 따른 BER 성능 변화를 도시하고 있다. 또한 그림 13은 동일한 채널 환경에서 Noise Power Calibration 모드가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 펄스 반복 횟수 N_s 에 따른 BER 성능 변화들 도시하고 있다. 그림들에서 알 수 있듯이, 다중경로 채널에서도 Ideal Adaptive Threshold를 이용할 경우 Fixed Threshold 경우보다 우수한 성능을 보이며, Noise Power Calibration 모드가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템이 Ideal Adaptive Threshold 경우의 성능에 매우 근접함을 알 수 있다. 특히 반복 전송 회수의 증가에 따라 BER 성능이 크게 향상됨을 알 수 있다.

그림 14에서는 펄스 반복 전송 회수 N_s 가 20회인 상황에서 Noise Power Calibration 모드가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 BER 성능 변화를 도시하고 있다. 하지만 앞서의 결과들과는 달리, 여기서는 IEEE 802.15 TG3a CM1 채널에서 펄스 반복 시간 (프레임 시간) T_f 가 채널의 최대 지연 확산 τ_{max} 보다 작아 펄스간 간섭이 발생하는 경우의 성능 결과를 보여준다. 이 때 편의상 다음 식 (20)과 같이 τ_{max} (본 논문의 경우 80 nsec)로

정규화된 프레임 시간 T_f 를 ε 라 정의한다.

$$\varepsilon \equiv \frac{T_f}{\tau_{max}} \quad (20)$$

ε 가 0에 가까울수록 펄스간 간섭의 영향이 심해지며 ε 가 1.0 이상이면 앞서 그림 8부터 13까지의 결과에 적용된 가정처럼 펄스간 간섭이 완전히 배제 가능하다. 그림 14에서 알 수 있듯이 펄스 반복 주기가 작을수록 펄스간 간섭이 증가하여 BER 성능이 크게 악화되지만, $\varepsilon \geq \frac{3}{8} = 0.375$ 이상인 경우 BER 성능이 악화되지 않는 것을 확인 할 수 있으며 결과적으로 이 경우 펄스간 간섭이 BER 성능에 큰 영향을 미치지 않는 것을 알 수 있다.

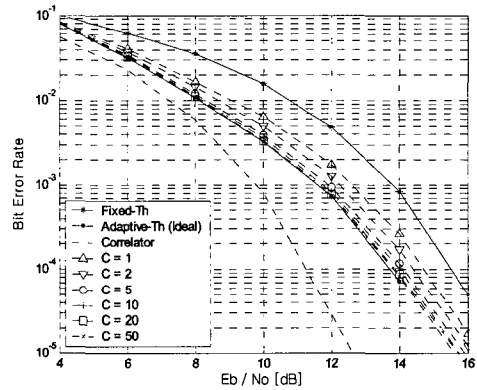


그림 8 : AWGN 채널에서 Noise Power Calibration 모드의 슬롯수 C 에 따른 Noncoherent OOK UWB 시스템의 BER 성능.

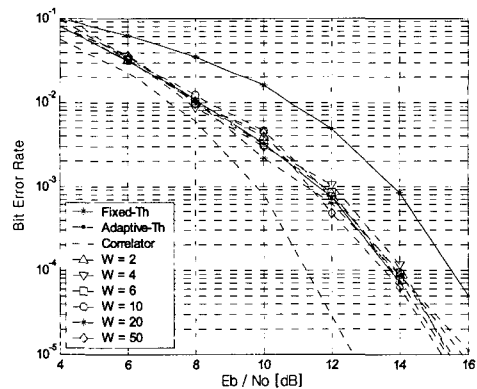


그림 9 : AWGN 채널에서 Noise Power Windowing 슬롯수 W 에 따른 Noncoherent OOK UWB 시스템의 BER 성능 ($C = 20, U = 0.05$).

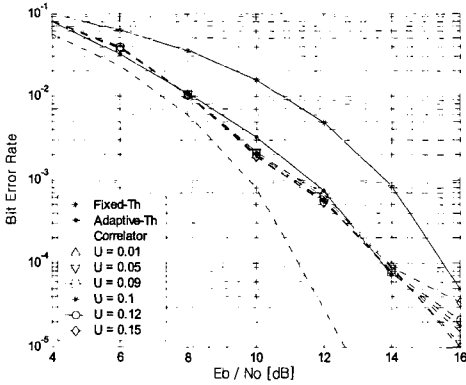


그림 10 : AWGN 채널에서 신호 임계값의 변화 단위 U 에 따른 Noncoherent OOK UWB 시스템의 BER 성능 ($C = 20, W = 20$).

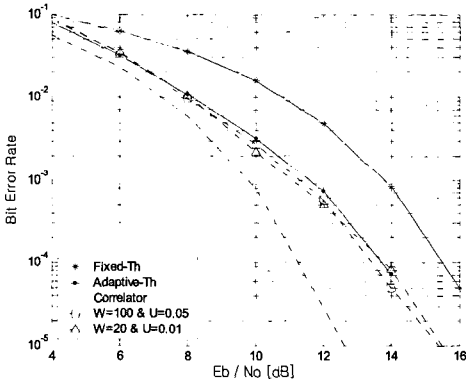


그림 11 : AWGN 채널에서 Noise Power Calibration 슬롯수 및 Noise Power Windowing 슬롯수가 많을 때 Noncoherent OOK UWB 시스템의 BER 성능.

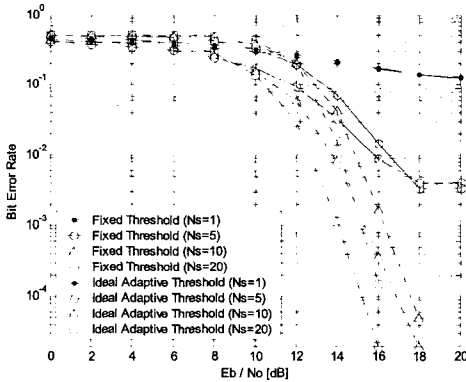


그림 12 : IEEE 802.15 TG3a CM1 실내 무선 채널에서 Fixed Threshold 및 Ideal Adaptive Threshold가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 펄스 반복 전송 횟수 N_s 에 따른 BER 성능.

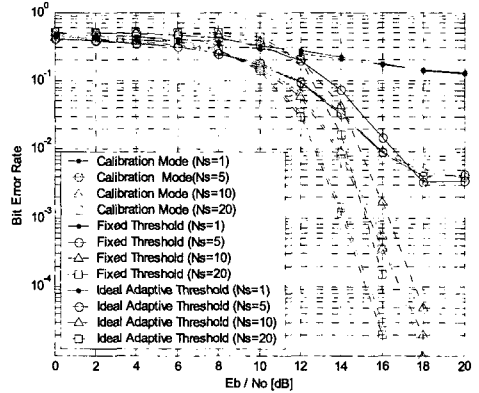


그림 13 : IEEE 802.15 TG3a CM1 실내 무선 채널에서 Noise Power Calibration 모드가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 펄스 반복 횟수 N_s 에 따른 BER 성능 ($C = 20$).

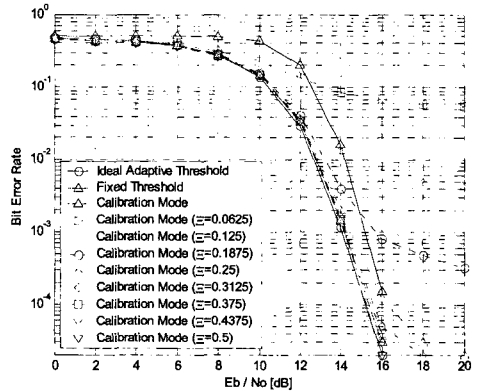


그림 14 : IEEE 802.15 TG3a CM1 실내 무선 채널에서 다중경로에 의한 펄스간 간섭이 존재할 때 Noise Power Calibration 모드가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 정규화된 프레임 시간 ϵ 에 따른 BER 성능 ($N_s = 20, C = 20$).

V. 결론

본 논문에서는 향후 유비쿼터스 센서 네트워크 응용 등에 적합하도록 간단한 송수신기 구조를 유지하면서, 실제 데이터를 전송하기 전에 Noise Power Calibration 및 Noise Power Windowing 방법을 통해 잡음의 영향을 고려하여 적응적인 임계값을 결정하고 이를 이용하여 전력검출을 수행하여 성능을 향상하는 임펄스 라디오 형태의 Noncoherent OOK UWB 시스템을 제시하고, AWGN 채널 및 IEEE 802.15 TG3a UWB 실내

무선 채널 모델에서 BER 성능을 분석하였다.

모의실험 결과, AWGN 채널에서는 Noise Power Calibration 모드를 위한 슬롯수의 증가에 따라 이상적인 Ideal Adaptive Threshold를 사용하는 경우에 근접하는 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있었고, 반면 데이터 전송률의 큰 감소를 감수해야 하는 Noise Power Windowing 방법에 의한 성능 개선은 두드러지게 나타나지 않음을 알 수 있었다. 한편 IEEE 802.15 TG3a CM1 모델을 이용한 모의실험 결과, 실내 채널 환경에서 Noise Power Calibration 모드가 적용된 Noncoherent OOK UWB 시스템의 성능이 Ideal Adaptive Threshold의 경우와 비트오율 성능이 매우 근접하며, 펄스 반복 전송의 회수의 증가에 따라 BER 성능이 향상됨을 확인할 수 있었다.

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] 양석철, 최성수, 오휘명, 신요안, "초저전력 무선통신 기술," *대한전자공학회지 (유비쿼터스 네트워크 기술 특집)*, 제30권, 제11호, pp. 55-67, 2003년 11월.

[9] I. Immoreev and A. Sudakov, "Ultra-wideband

interference resistant system for secure radio communication with high data rate," *Proc. IEEE Int'l Conf. Circuits & Syst. for Commun. (ICCSC 2002)*, pp. 230-233, St. Petersburg, Russia, June 2002.

[10] J. D. Taylor and E. C. Kisenwether, "Ultra-wideband radar receivers," in *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems* (J. D. Taylor, Ed.), Chapter 10, CRC Press, 1995.

[11] S. Paquelet, L.-M. Aubert, and B. Uguen, "An impulse radio asynchronous transceiver for high data rates," *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. & Technol. (UWBST 2004)*, pp. 1-5, Kyoto, Japan, May 2004.

[12] IEEE 802.15 TG3a Channel Modeling Sub-Committee, "Proposed UWB channel model," available at <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3.html>

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

[14] 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.

[15] 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.

[16] 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.

오 종 욱(Jongkok Oh)

준회원



2003. 2 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업 (학사)

2003. 3 ~ 현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 석사과정

<관심분야> UWB 전송 시스템

양 석 철(Suckchel Yang)

준회원



2002. 2 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업 (학사)

2004. 2 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업 (석사)

2004. 3 ~ 현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 박사과정

<관심분야> UWB 전송 시스템

신 요 안(Yoan Shin)

정회원



1987. 2 : 서울대학교 전자공학과 졸업 (학사)

1989. 2 : 서울대학교 전자공학과 졸업 (석사)

1992. 12 : University of Texas at Austin 전기 및 컴퓨터공학과 졸업 (박사)

1992. 12 ~ 1994. 7 : 오스틴 소재 MCC (Microelectronics & Computer Technology Corp.) 연구원/소시엄 Member of Technical Staff
1994. 9 ~ 현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수

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