

저속 WPAN용 비동기 OOK 방식 UWB 송수신기 성능 분석

준회원 기명오*, 정회원 최성수**, 오휘명**, 김관호**

Performance Analysis of Noncoherent OOK UWB Transceiver for LR-WPAN

Myoungoh Ki* *Associate Member*,

Sungsoo Choi**, Hui-Myoung Oh**, Kwan-Ho Kim** *Regular Members*

요약

수십 센티미터 이내의 오차를 만족시키는 거리/위치인식 기능 및 저속 데이터 송수신 기능 구현을 주목적으로 발족된 저속 WPAN(LR-WPAN:Low Rate Wireless Personal Area Network)의 표준화 그룹인 IEEE802.15.4a에서는 간단하고 경제적이면서 전력 소모가 적은 송수신기 구조를 요구한다. 이에 본 논문에서는 PEWB(Parallel Energy Window Banks)를 이용한 독창적인 비동기 OOK(On-Off Keying) 방식 UWB(Ultra-Wide Band) 송수신기 구조를 제안한다. 또한 무선 다중경로 페이딩 채널 상황을 다소 극복할 수 있게 유연성 있는 운영이 가능한 송수신기 구조를 위해 펄스 및 비트 반복 기법을 사용한다. 제안된 송수신기 구조의 잡음 특성 분석을 위해 chi-square 분포가 적용되며, 반복적 계산을 통해 얻어진 최적입계값을 적용하여 비트오율 성능을 분석한다. 모의실험 결과, 10⁻⁵의 비트오율을 얻기 위한 신호대잡음비 및 수신에너지 적분시간은, LOS(Line-Of-Sight) 주거 환경의 경우 15.3dB, 32ns이고, NLOS(Non-Line-Of-Sight) 실외 환경의 경우 16.2dB, 72ns이다. 최소의 비트오율을 얻기 위한 적분에너지 대 전체 수신에너지 비는 약 86%이다.

Key Words : chi-square, noncoherent, OOK, PEWB, UWB.

ABSTRACT

IEEE802.15.4a, which is started to realize the PHY layer including high precision ranging/positioning and low data rate communication functions, requires a simple and low power consumable transceiver architecture. To satisfy this requirements, the simple noncoherent on-off keying (OOK) UWB transceiver with the parallel energy window banks (PEWB) giving high precision signal processing interface is proposed. The flexibility of the proposed system in multipath fading channel environments is acquired with the pulse and bit repetition method. To analyze the bit error rate (BER) performance of this proposed system, a noise model in receiver is derived with commonly used random variable distribution, chi-square. BER of 10⁻⁵ under the line-of-sight (LOS) residential channel is achieved with the integration time of 32 ns and signal to noise ratio (SNR) of 15.3 dB. For the non-line-of-sight (NLOS) outdoor channel, the integration time of 72 ns and SNR of 16.2 dB are needed. The integrated energy to total received energy (IRR) for the best BER performance is about 86 %.

* 과학기술연합대학원대학교 전력정보통신공학과 (badaki@ust.ac.kr),

** 한국전기연구원 융합기술연구단 전기정보망기술연구그룹 (sschoi@keri.re.kr)

논문번호 : KICS2005-07-276, 접수일자 : 2005년 7월 8일

I. 서론

UWB(Ultra-Wide Band) 통신 방식은 무선통신, 네트워크, 레이더, 영상처리, 위치추적기능 등의 장점들을 가지고 빠르게 부상하고 있다. 최근의 UWB 기술은 무선개인영역네트워크 구축을 위한 고속 통신, 저속 통신의 두 방향으로 연구되고 있는데, 실시간 비디오 스트리밍과 같은 고속 데이터 전송 애플리케이션에 적용이 되는 고속 통신을 위한 UWB 기술은 IEEE802.15.3a 그룹에서 표준화 완료 단계에 있으며, 간단한 구조, 근거리 통신, 저비용, 저전력 동작의 특성을 갖는 송수신기로 정확한 거리/위치인식 기능을 요구하는 저속 통신을 위한 UWB 기술은 IEEE802.15.4a 그룹에서 표준화 진행 중에 있다. 특히 저속 UWB 기술은 2002년 11월 IEEE 802.15.4a 그룹 조직 이후 활발히 연구되어 왔으며, 2005년 3월 Impulse Radio 방식과 Chirp Spread Spectrum 방식의 UWB 기술의 선택적 수용 안이 채택되었다.

본 논문에서는 간단한 저속 UWB 송수신기 구조를 다루게 된다. 일반적으로 수신기 측 상관기(correlator) 기반의 동기식(coherent) 시스템은 좋은 성능을 낼 수 있으나, 송수신 신호간의 정확한 동기가 요구되며 수신기에 특정 패턴의 펄스발생기가 추가적으로 필요하게 된다. 그러므로 시스템의 복잡도가 증가하여 전력소비가 늘어남과 동시에 고비용의 결과를 초래한다. 이와는 반대로 비동기식(noncoherent) 시스템의 구조는 매우 간단하여 저비용으로 구현이 가능하며 동기식 시스템에 비하여 전력 소모가 매우 적다. 비록 비동기 시스템의 성능이 동기식 시스템에 비하여 떨어지나, 비동기 시스템의 가격대비 성능과 적절한 데이터 전송 속도는 저속 UWB 애플리케이션 적용에 있어 상당한 이점을 가진다. 이러한 이유로, 우리는 비동기 OOK(On-Off Keying) 방식 저속 UWB 송수신기의 구조를 제안한다. 제안된 송수신기는 UWB 펄스발생기(pulse generator), 비트반복기(bit repeater), 증폭기(amplifier), 대역통과여파기(BPF: Band Pass Filter), UWB 안테나, 저잡음증폭기(LNA: Low Noise Amplifier), 전력검파기, PEWB(Parallel Energy Window Banks)로 구성되어 있다.

IEEE802.15.4a의 요구조건인 정확한 거리/위치인식 기능과 적절한 데이터 전송속도를 위해서는 고속 표본화 문제 해결이 중요하나, 현재의 기술수준으로는 직렬 고속 표본화 블록 구현은 매우 어렵다.

그러나 본 논문에서 제안되는 저속 표본화를 할 수 있는 여러 개의 WB(Window Bank)로 구성된 PEWB는 전통적인 방식의 직렬 고속 ADC(Analog-to-Digital Converter)를 대체할 수 있다. 또한 제안된 송수신기의 구조는 비트의 반복을 통하여 IEEE 802.15.4a에서 요구하는 유연한 데이터 전송 속도를 만족시켜 수신 전력 측면에서의 성능 향상을 이룰 수 있다.

본론에서는 PEWB가 적용된 저속 UWB 송수신기 구조가 제안되며, AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널 및 다중경로 페이딩 채널에 따른 송수신기 모델을 기반으로 잡음 성능을 분석한다. 결론에서는 AWGN 채널, IEEE802.15.4a에서 추천하는 다중경로 페이딩 채널 중 LOS(Line-Of-Sight), NLOS(Non-Line-Of-Sight) 실내 주거 환경 채널 상황에서의 비트오율(BER:Bit Error Rate) 성능 결과를 제시한다.

II. 시스템 모델

2.1 송수신기 구조

그림 1은 제안된 송수신기의 구조를 나타낸다. 송수신기에서는 입력된 이진 데이터가 비트반복기에 의해 반복되고 그 출력으로 펄스발생기에서 발생되는 UWB 신호를 OOK 변조하게 된다. 이 변조된 신호는 증폭기와 대역통과여파기를 거쳐 안테나로 방사된다. 수신안테나로 받은 신호는 저잡음증폭기를 거치고 전력 검파가 되어 PEWB의 입력으로 인가된다. PEWB는 그림 2에 보이는 바와 같이 병렬로 이루어진 여러 개의 WB로 입력된 아날로그 신호의 에너지를 모아 디지털 신호로 변환시켜 줄 수 있는 장치로서, 병렬화기(parallelizer), WB, 동기화기(synchronizer), 클럭발생기(clock generator)로 이

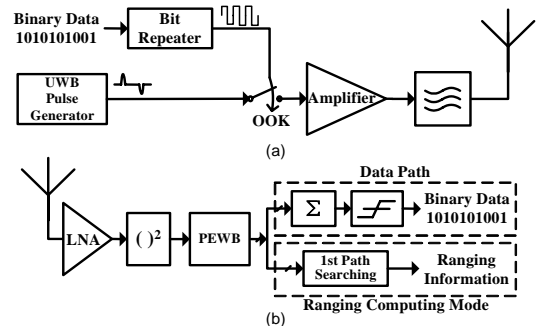


그림 1. 제안된 송수신기 구조. (a) 펄스 반복 가능한 OOK 송수신기 (b) 표본화 속도 향상된 비동기식 수신기

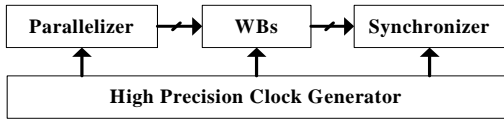


그림 2. PEWB의 고정밀 신호 처리 인터페이스

루어져 있다. 각각의 저속 표본화 할 수 있는 WB 들은 병렬로 위치되어 있으며 내부 클럭발생기에서 발생하는 출력에 의해서 순차적인 동작이 수행되므로, 전체적으로 고속의 표본화가 가능해진다. 클럭 발생기는 해당 채널 상황에서 가장 좋은 성능을 낼 수 있는 적분시간을 입력으로 받아 WB들을 앞에서부터 적분시간까지 차례로 동작시키는 클럭을 발생시킨다. 동기화기는 WB들에 의해 표본화되어 시간차가 발생한 병렬 데이터들을 내부 시스템 클럭에 동기화시켜 출력하는 역할을 한다.

수신기의 PEWB 이후에는 이진판별(binary decision)모드와 거리계산(ranging computing)모드가 존재한다. 이진판별모드에서는 PEWB의 출력을 합하여 실시간으로 갱신되는 임계값과 비교한 후 비트를 판정하게 된다. 거리계산모드에서는 적당한 알고리즘을 사용하여 수신된 다중 경로들 중에서 첫 번째 경로를 찾아 시간 정보를 디지털 신호 처리 블록으로 넘겨주어 거리 정보를 계산하게 된다.

2.2 채널 모델과 펄스

양의 값을 가지는 다중의 경로(path)와 선(ray) 및 전파지연(propagation delay), 위상편이(phase shift)로 나타내어지는 일반적인 UWB 채널의 임펄스 응답은 다음과 같다^[1,2].

$$h(t) = \sum_l \sum_k a_{k,l} \exp(j\phi_{k,l}) \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (1)$$

여기에서 $a_{k,l}$ 는 l 번째 군집(cluster) 중 k 번째 선의 진폭, T_l 는 l 번째 군집의 지연, $\tau_{k,l}$ 는 l 번째 군집 도착 시간 T_l 에 대한 k 번째 선의 지연이다. 위상 $\phi_{k,l}$ 는 $[0, 2\pi]$ 범위에 균일하게 분포되어 있는 랜덤 변수이다. IEEE802.15.4a는 UWB 통신 환경을 주거 환경, 실내 사무 환경, 실외 환경, 트인 실외 환경, 산업 환경의 다섯 가지로 분류하였다. 각각의 환경은 LOS와 NLOS로 나뉜다. 그림 3은 IEEE802.15.4a의 대표적인 채널 모델 중 전형적인 LOS 주거 환경 및 NLOS 실외 환경의 채널 임펄스 응답이다. 그림 3의 임펄스 응답의 지연 폭(delay spread) T_d 는 채널 모델의 중요한 파라미터 중 하

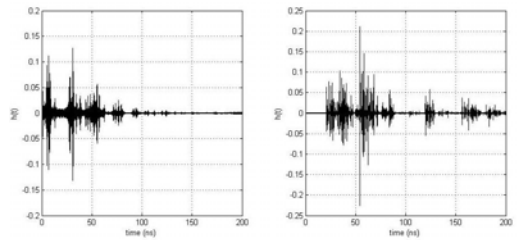


그림 3. 저속 WPAN 채널 임펄스 응답. (a) LOS 주거 환경 채널 (b) NLOS 실외 환경 채널

나로서 임펄스 응답 중의 가장 긴 지연을 의미하는데, 여기에서는 LOS 주거 환경 채널은 약 150ns, NLOS 실외 환경 채널은 약 200ns의 값을 가진다. 채널 보상을 위한 부호화나 spread spectrum 등과 같은 부가 기술이 적용되지 않는다면 펄스의 반복 주기가 주어진 채널 임펄스 응답의 지연 폭보다 길어야 심벌간간섭(ISI:Inter-Symbol-Interference)을 피할 수 있다. 본 논문의 모의실험에 사용된 LOS 주거 환경 채널과 NLOS 실외 환경 채널의 주요 파라미터들이 표 1에 나타나 있다^[1].

표 1. IEEE802.15.4a 채널의 주요 파라미터들.

Parameters	LOS 주거 환경	NLOS 실외 환경
Pathloss at 1m distance $PL_0 [dB]$	43.9	73.0
Pathloss exponent n	1.79	2.50
Mean number of clusters \bar{L}	3.0	10.5
Inter-cluster arrival rate $\Lambda [1/ns]$	0.047	0.024
Ray arrival rates $\lambda_1, \lambda_2 [1/ns], \beta$	1.54, 0.15, 0.095	0.15, 1.13, 0.062
Inter-cluster decay constant $\forall_0 [ns]$	12.53	9.3
Intra-cluster decay time constant parameters $\Gamma [ns]$	22.61	104.7

저속 UWB 통신에 적합한 신호로 그림 4와 같은 송신 신호를 제안한다. 그림 4(a)는 두 개의 연속된 '1'에 대한 송신 신호 세트를 나타내고, 비트 열의 rising 에지에서 양의 $p(t)$ 가, falling 에지에서 음의 $p(t)$ 가 발생하는 것을 그림 4(b)에 나타내었다. 이러한 에지-트리거드(edge-triggered) 신호 세트는 신호대잡음비(SNR:Signal-to-Noise Ratio)를 증가시키는 효과가 있으며, 두 개의 펄스는 180도의 위상 차이가 있기 때문에 BPSK를 이용한 동기식

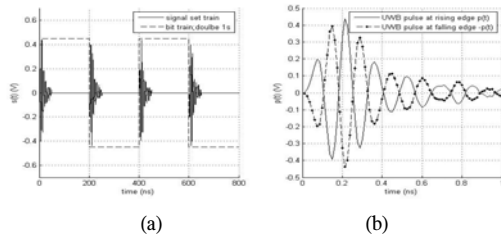


그림 4. 제안된 UWB 송신 신호. (a) 비트 열에 대한 송신 신호 세트 (b) rising/falling edge에서의 UWB 펄스.

시스템에도 적용될 수 있다. 또한, 신호 세트를 R 의 반복율로 반복하면 데이터 전송 속도가 저하되지만 수신기에서의 신호 에너지를 높일 수 있어 비트오율 성능을 향상시킬 수 있다. 비트 반복 시간 T_b 는

$$T_b = R \cdot T_s \quad (2)$$

로 주어지며 T_s 는 신호 세트 폭이다. 따라서 $s(t)$ 는

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{2R-1} B_n (-1)^i \delta\left(t - \left(\frac{1}{2R} + n\right)T_s\right) \quad (3)$$

의 형태로 수식화 할 수 있으며, B_n 은 정보비트 '0' 또는 '1'이다.

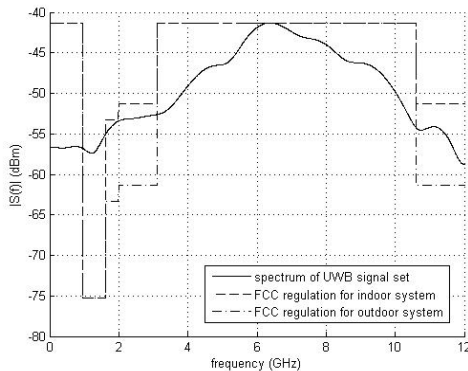


그림 5. 제안된 UWB 신호 세트의 스펙트럼과 FCC 방사 규격.

송신 신호를 3m 거리에서 측정한 주파수 스펙트럼 및 UWB 실내, 실외에 해당하는 FCC 방사 규격이 그림 5에 그려져 있다. 송신 신호의 주파수 스펙트럼은 거리 의존적 경로 손실을 반영하고 있다. 거리 의존적 경로손실은

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (4)$$

이며, 기준 거리 d_0 는 1m이고, PL_0 는 기준 거리에 해당하는 경로손실이다. n 은 경로손실계수로서 채널 환경과 송신, 수신기 사이의 LOS 존재 여부에 의하여 결정된다. 예를 들어, 주거 환경의 LOS n 과 PL_0 는 각각 1.79, 43.9dB이다^[1]. 주거 환경 LOS 경우, 3m 거리에서의 경로손실은

$$PL(3m) = 43.9 + 10 \cdot 1.79 \cdot \log_{10} \left(\frac{3m}{1m} \right) = 52.0 [dB] \quad (5)$$

이다. 그러므로 3m 거리에서의 송신 신호의 주파수 스펙트럼은 다음과 같이 계산된다.

$$|S_{3m}(f)|_{dB} = |S(f)|_{dB} - PL(3m) \quad (6)$$

그림 5에서 보이듯 주어진 송신 신호의 주파수 스펙트럼은 960MHz이하의 FCC 방사 규격을 만족시키지 못하므로, 대역통과여과기를 사용하여 960MHz 이하 대역의 신호를 억압할 필요가 있다.

만일 안테나의 시간 영역에서의 퍼짐 현상이 없다고 가정하면, 송신 신호 $s(t)$ 에 해당하는 수신 신호 $r(t)$ 는 $s(t)$ 와 채널 임펄스 응답 $h(t)$ 의 시간 영역의 컨볼루션으로 주어지고 다음과 같이 정리된다.

$$r(t) = \sum_i \sum_k a_{k,i} \exp(j\phi_{k,i}) s(t - T_{l,i} - \tau_{k,i}) \quad (7)$$

III. 성능 분석

3.1 AWGN 채널 모델 기반의 성능 분석

II.1절에서 우리는 저속 UWB용 비동기식 OOK 방식 송수신기 구조를 제안하였다. 본 절에서는 일반적인 AWGN 채널 모델 기반에서의 제안된 송수신기 구조에 따른 잡음 성능을 분석한다. AWGN 채널을 가정하면, 그림 1의 비동기식 OOK 송수신기를 그림 6과 같이 모델링할 수 있다. 그림 6의 모델을 고려할 때, 비트 '0'과 '1'이 송신되었을 때 이상적인 수신 신호의 에너지는

$$H_0: y = \int_0^{T_i} [w(t)]^2 dt : '0' \quad (8)$$

$$H_1: y = \int_0^{T_i} [r_{AWGN}(t)]^2 dt = \int_0^{T_i} [s(t) + w(t)]^2 dt : '1' \quad (9)$$

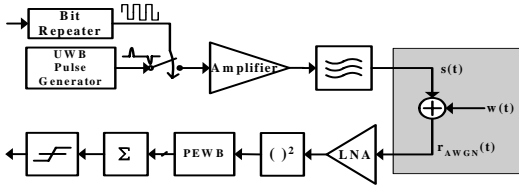


그림 6. AWGN 채널 기반의 시스템 모델.

이고, T_i 는 적분 시간, $w(t)$ 는 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 AWGN, $r_{AWGN}(t)$ 은 수신 신호이다. 만일 PEWB내에 n 개의 WB가 존재한다면 n 번의 표본화가 수행되므로 PEWB의 출력 Y 는 식 (10)과 같이 표시할 수 있다.

$$Y = \sum_{i=1}^n X_i^2 \quad (10)$$

여기에서 X_i^2 은 전력 검파 후 PEWB에 의해서 표본화된 값이다. $X_i (i=1, 2, \dots, n)$ 는 통계적 독립인 Gaussian 랜덤 변수들로, 비트 '0'이 송신되었을 때는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 Gaussian 랜덤 변수이며, 비트 '1'이 송신되었을 때는 0이 아닌 평균을 갖고 분산이 σ^2 인 Gaussian 랜덤 변수이다. 따라서 Y 는 자유도 n 인 central 또는 noncentral chi-square 분포의 랜덤 변수이고^[4], 적분 시간은 chi-square 분포의 자유도와 같은 값인 PEWB내의 WB의 개수와 인접 WB 사이의 시간 지연의 곱으로 주어진다.

그러므로 비트 '0'과 '1'이 송신되었을 때 그에 해당하는 확률분포함수는

$$p_0(y) = \frac{1}{N_0 \Gamma(M)} \left(\frac{y}{N_0} \right)^{M-1} \exp\left(-\frac{y}{N_0}\right), \quad y \geq 0 \quad (11)$$

: '0'

$$p_1(y) = \frac{1}{N_0} \left(\frac{-y}{E} \right)^{\frac{M-1}{2}} \exp\left(-\frac{y+E}{N_0}\right) \quad (12)$$

$$I_{M-1} \left(2 \sqrt{\frac{yE}{N_0}} \right), \quad y \geq 0 \quad \text{: '1'}$$

이며, M 은 자유도 n 의 1/2 즉, $n=2M$ 이고, $\Gamma(\cdot)$ 는 gamma 함수, $I_\alpha(\cdot)$ 는 first kind α 차 modified Bessel 함수, E 는 다음 (13)식과 같이 주어지는 noncentrality 파라미터이다.

$$E = \sum_{i=1}^{2M} m_i^2 \quad (13)$$

여기에서 m_i 은 분산이 σ^2 인 Gaussian 랜덤 변수 X_i 의 평균이다^[4].

최소의 비트오율을 얻기 위한 최적임계값 y_{opt} 는 식 (11)과 (12)의 y 에 y_{opt} 을 대입하고 같게 놓은 방정식의 해이다.

$$p_0(y_{opt}) = p_1(y_{opt}) \quad (14)$$

식 (14)를 푸는 과정은 상당히 복잡하다. Chi-square 분포의 최적임계값을 구하는 방법에는 여러 가지가 있으나^[5,6], 본 논문에서는 반복적인 과정을 통하여 최적임계값을 계산한다. 일반적으로, 최적임계값 y_{opt} 는 $\varepsilon/(N_0 M^2)$ 의 값이 증가할수록 $\varepsilon/2 + MN_0$ 에 근접한다^[6]. 여기서 $\varepsilon = E/2$ 는 OOK 변조 기법 적용 시의 평균 신호 에너지이다. 그림 7은 반복적인 과정으로 계산된 ε/N_0 대 최적임계값 그래프이다.

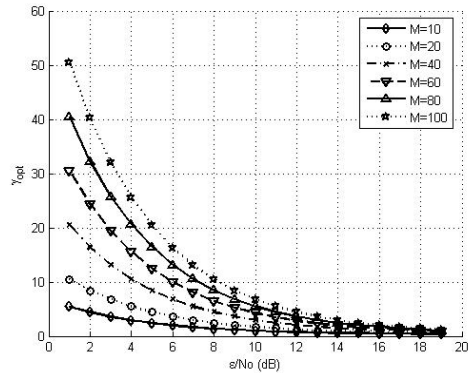


그림 7. 반복 과정으로 구한 AWGN 채널 상황의 최적임계값.

비트 '0'이 송신되었을 때 '1'로 판별할 확률은

$$P(1|0) = \int_{y_{opt}}^{\infty} p_0(y) dy = \exp\left(-\frac{y_{opt}}{N_0}\right) \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{y_{opt}}{N_0}\right)^k \quad (15)$$

이고, 비트 '1' 송신 시 '0'으로 판별할 확률은 다음과 같이 일반화된 M 차 Marcum's Q 함수로 나타내어진다^[4].

$$P(0|1) = \int_0^{y_{opt}} p_1(y) dy = 1 - Q_M \left(\sqrt{\frac{4\varepsilon}{N_0}}, \sqrt{\frac{2y_{opt}}{N_0}} \right) \quad (16)$$

결론적으로, P_e 는 식 (15)와 (16)의 평균값으로 구해진다.

$$P_e = \frac{1}{2} \{P(1|0) + P(0|1)\} \quad (17)$$

3.2 다중경로 페이딩 채널 모델 기반의 성능 분석
 그림 8은 다중경로 페이딩 채널 임펄스 응답이 주어졌을 경우의 시스템 모델을 나타내고 있다. 그림 8의 모델은 그림 6의 모델에 채널 임펄스 응답 $h(t)$ 가 추가되었다. 그러므로 그림 8의 시스템 모델의 $h(t)$ 에 IEEE802.15.4a에서 추천하는 채널 임펄스 응답을 적용시킴으로써 실제적인 저속 WPAN 용 송수신기의 성능 분석이 가능해진다.

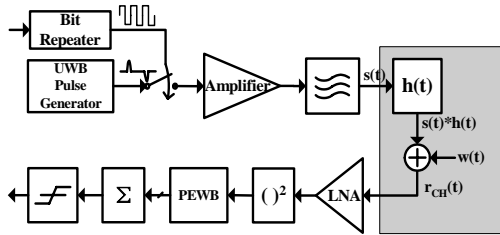


그림 8. 다중경로 페이딩 채널 기반의 시스템 모델.

그림 8의 시스템 모델에서 비트 '0'과 '1'이 송신 되었을 때 수신 신호의 에너지는

$$H_0; y = \int_0^{T_i} [w(t)]^2 dt : '0' \quad (8)$$

$$H_1; y = \int_0^{T_i} [r_{ch}(t)]^2 dt \\ = \int_0^{T_i} [s(t) * h(t) + w(t)]^2 dt : '1' \quad (9)$$

이고, $r_{ch}(t)$ 는 수신 신호, $h(t)$ 는 채널 임펄스 응답이다. II.1절에서 보았듯이 주거 환경 채널의 지연 폭은 약 140ns이다. 이 경우, 심벌간섭을 피하기 위해서는 신호 세트의 반주기인 $T_s/2$ 는 채널의 지연 폭 140ns보다 길어야 한다.

PEWB의 출력은 III.1절에서와 같이 central 또는 noncentral chi-square 분포를 따른다. 결과적으로, noncentrality 파라미터 E 값만 다를 뿐 비트오율을 유도하는 과정은 III.1절과 같다. 실제 다중경로 채널에서의 E 값을 구하기 위해서는 본격적인 통신에 앞서 교정 모드가 필요하게 된다. 교정 모드에서는 송신기와 수신기 사이의 적절한 규약에 의해서, 비트 '0'을 송신하였을 때 측정된 수신에너지를 적분 시간동안 합산한 것을 잡음레벨로 저장하고, 비트 '1'을 송신하였을 때 측정된 수신에너지를 적분시간

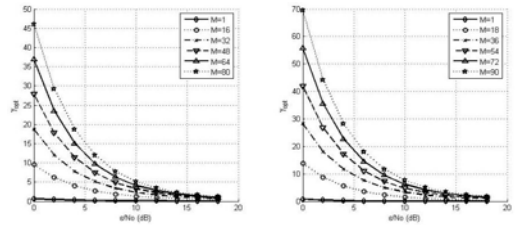


그림 9. 반복 과정으로 구한 최적임계값. (a) LOS 실내 주거 환경 (b) NLOS 실외 환경

동안 합산한 것을 잡음레벨과 신호레벨의 합으로 정의하여 E 값을 추출할 수 있다. 교정모드에서의 적분시간은 해당 채널에서의 최대 지연 시간인 비트 반복 시간과 같다. 그림 9에 LOS 주거 환경 채널 및 NLOS 실외 환경 채널 상황에서 반복적 과정으로 계산된 최적 임계값이 나타나있다.

IV. 결론

그림 10은 AWGN 채널 상황에서의 여러 M 값에 대한 ϵ/N_0 대 P_e 그래프를 나타낸다. 이 결과에 따르면 AWGN 채널 상황에서는 보다 적은 수의 WB를 이용한 시스템 구성이 많은 수의 WB로 구성된 시스템보다 좋은 비트오율 성능을 보임을 알 수 있다. 이것은 그림 4(b)에 보듯이, 신호 폭이 1ns인 송신 신호를 사용했기 때문에 채널의 시간 지연 특성이 없는 AWGN 채널에서는 수신 신호의 처음 1ns에 전체 에너지가 집중되리라는 것은 자명하다. 그러므로 많은 수의 WB를 이용한 많은 양의 에너지 수집은 잡음 레벨만 증가시켜 전체적인 비트오율 성능을 열하시킨다.

그러나 다중 경로 페이딩 채널의 임펄스 응답은 그림 3처럼 퍼져 있기 때문에 최적의 비트오율 성

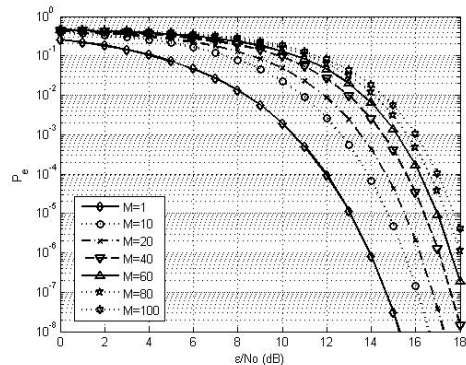


그림 10. AWGN 채널 상황에서의 비트오율.

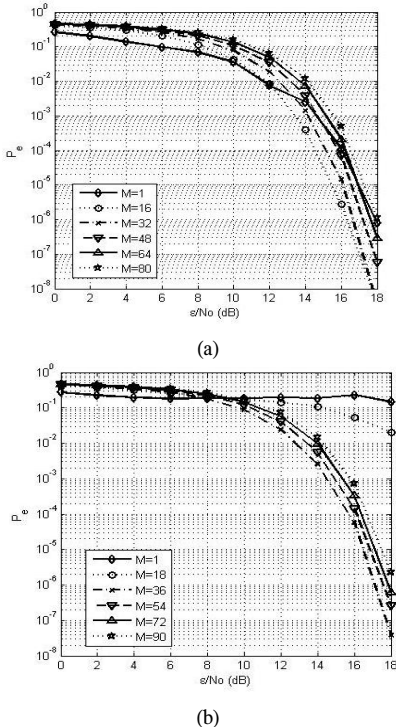


그림 11. 다중 경로 페이딩 채널 상황에서의 비트오율. (a) LOS 주거 환경 (b) NLOS 실외 환경

능을 얻기 위해서는 채널 상황에 맞는 적절한 수의 WB가 필요하다. 그림 11에 LOS 주거 환경 채널 및 NLOS 실외 환경 채널 상황에서의 여러 M 값에 따른 P_e 가 나타나 있다. 그림 11(a)의 LOS 주거 환경 채널의 경우 32개의 WB가 사용되었을 때 ($M=16$) 즉, 수신 신호를 32ns 동안 적분했을 때 최소의 비트오율을 얻을 수 있으며, 그림 11(b)의 NLOS 실외 환경 채널의 경우 72개의 WB가 사용되었을 때($M=36$) 최적의 성능을 내는 것을 확인할 수 있다. 주목해야 할 것은 채널 환경이 시간적으로 변화하기 때문에 이러한 결과는 특정 채널 환경을 대표할 수 있는 것은 아니다. 따라서 최소의 비트오율을 얻기 위한 WB수는 시간적으로 변화하는 채널의 상황에 따라 주기적으로 갱신되어야 한다. 모의실험 결과, 비트 판별을 위해 전체 수신 에너지의 약 86%까지 적분하여야 주어진 송수신기의 최적 성능을 얻을 수 있었다. 그림 11(a)의 LOS 주거 환경 채널의 경우 32개의 WB가 적분하는 에너지는 전체 수신 에너지 대비 83.5%이고, 그림 11(b)의 NLOS 실외 환경 채널의 경우 72개의 WB가 적분하는 에너지는 전체 수신 에너지 대비 88.1%이다.

참 고 문 헌

- [1] A. F. Molisch et al., "IEEE 802.15.4a channel model-final report," *IEEE 802.15.4a subgroup*, Feb. 2005.
- [2] A. Saleh, R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE J. Selected Areas Comm.*, vol.5, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [3] "Part 15-Radio Frequency Devices," *Federal Communications Commission*, pp. 846-848, Oct. 2004.
- [4] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill International, 4th ed., 2001.
- [5] S.Paquelet, L.M. Aubert, B.Uguen, "An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates," *Joint UWBST & IWUWBS 2004*, pp. 1-5, May 2004.
- [6] P. A. Humblet, M. Azizoglu, "On the Bit Error Rate of Lightwave Systems with Optical Amplifiers," *Lightwave Technology*, vol. 9, pp. 1576-1582, Nov. 1991.

기 명 오 (Myoungoh Ki)

준회원



2003년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 학사
 2003년 2월~2004년 3월 서울통신기술 연구원
 2004년 3월~현재 과학기술연합대학원대학교 전력정보통신공학과 석사과정

<관심분야> UWB 통신시스템, ASIC/FPGA 설계

최 성 수 (Sungsoo Choi)

정회원



1996년 2월 경원대학교 전자공학과 학사
 1998년 2월 광주과학기술원 정보통신공학과 석사
 2003년 2월 광주과학기술원 정보통신공학과 박사
 2003년 3월~현재 한국전기연구원 융합기술연구단 전기정보기술연구그룹 선임연구원

2004년 3월~현재 과학기술연합대학원대학교 전력정보통신공학과 조교수
 <관심분야> 초고속 VLSI 통신신호처리, UWB 통신시스템, 유비쿼터스 유무선센서네트워크

오 휘 명 (Hui-Myoung Oh)

정회원



1998년 2월 연세대학교 전기공
학과 학사

2000년 2월 연세대학교 전기전
자공학과 석사

2000년 3월~현재 연세대학교
전기전자공학과 박사과정

2001년 9월~현재 한국전기연구

원 융합기술연구단 전기정보망기술연구그룹 연구원
<관심분야> 통신공학, 정보이론, PLC, UWB

김 관 호 (Kwan-Ho Kim)

정회원



1978년 2월 송전대학교 전자공
학과 학사

1980년 2월 연세대학교 전자공
학과 석사

1980년 3월~1983년 3월 한국전
력공사

1983년 3월~현재 한국전기연구

원 융합기술연구단 전기정보망기술연구그룹 그룹장
<관심분야> 전파통신, 전력선통신시스템, 무선에너지
전송, UWB레이더 및 센서