

PEWB를 이용한 저속 무선 개인영역 네트워크용 비동기 OOK 방식 UWB 송수신기 성능 분석

기명오*, 최성수**, 오취명**, 김관호**
 *과학기술연합대학원대학교, **한국전기연구원

Performance Analysis of Noncoherent OOK UWB Transceiver with PEWB for LR WPAN

Myoung-O Ki*, Sungsoo Choi**, Hui-Myoung Oh**, Kwan-Ho Kim**

*University of Science and Technology, **Korea Electrotechnology Research Institute (KERI)

Abstract - 수십 센티미터 이내의 오차를 만족시키는 거리/위치판별 기능 및 저속 데이터 송수신 기능 구현을 주목적으로 발족된 저속 무선 개인영역 네트워크(LR-WPAN: Low Rate Wireless Personal Area Network)의 표준인 IEEE802.15.4a는 간단하고 경제적이면서 전력 소모가 적은 송수신기 구조를 요구한다. 이에 본 논문에서는 PEWB(Parallel Energy Window Banks)를 이용한 독창적인 비동기(noncoherent) OOK(On-Off Keying) UWB(Ultra-Wide Band) 송수신기 구조를 제안한다. 또한 무선 다중경로 채널상황을 다소 극복할 수 있는 펄스와 비트 반복 기법을 사용한다. 제안된 송수신기의 잡음 특성 분석을 위해 chi-square 분포가 사용되며, 반복적 계산을 통해 얻어진 임계값을 적용하여 BER(Bit Error Rate) 성능을 분석한다.

IEEE802.15.4a의 요구조건인 정확한 거리/위치판별 기능과 적절한 데이터 전송속도를 위해서는 고속 샘플링 문제 해결이 중요하나, 현재의 기술수준으로는 직렬 고속 샘플링 블록 구현은 매우 어렵다. 그러나 본 논문에서 제안되는 저속 샘플링을 할 수 있는 여러 개의 WB(Window Bank)로 구성된 PEWB는 전통적인 고속 ADC(Analog-to-Digital Converter)를 대체할 수 있다. 또한 제안된 송수신기의 구조는 비트의 반복을 통하여 IEEE802.15.4a에서 요구하는 유연한 데이터 전송 속도를 만족시켜 수신 전력 측면에서의 성능 향상을 이룰 수 있다.

본론에서는 PEWB이 적용된 LR-UWB 송수신기 구조가 제안되며 그에 따른 잡음 특성을 분석하고, 결론에서는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널 상황에서의 BER(Bit Error Rate) 성능 결과를 제시한다.

1. 서 론

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

본 논문에서는 간단한 LR-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 부가적으로 필요하게 된다. 그러므로 시스템의 복잡도가 증가하여 전력소비가 늘어남과 동시에 고비용의 결과를 초래한다. 이와는 반대로 비동기식(noncoherent) 시스템의 구조는 매우 간단하여 저비용으로 구현가능 하며 동기식 시스템에 비하여 전력 소모가 매우 적다. 비록 비동기 시스템의 성능이 동기식 시스템에 비하여 떨어지나, 비동기 시스템의 가격대비 성능과 적절한 데이터 전송 속도는 LR-UWB 애플리케이션 적용에 있어 상당한 이점을 가진다. 이러한 이유로, 우리는 비동기 OOK(On-Off Keying) 방식 LR-UWB 송수신기의 구조를 제안한다. 제안된 송수신기는 UWB 펄스발생기(pulse generator), 비트반복기(bit repeater), 증폭기(amplifier), 대역통과여파기(Band Pass Filter), UWB안테나, 저잡음증폭기(Low Noise Amplifier), 포락선검파기, PEWB(Parallel Energy Window Banks)로 구성되어 있다.

2. 본 론

2.1 시스템 모델

2.1.1 송수신기 구조

그림 1은 제안된 송수신기의 구조를 나타낸다.

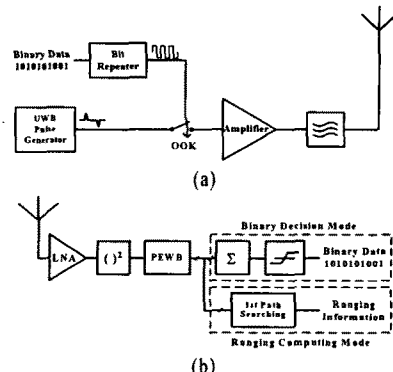


그림 1. 제안된 송수신기 구조. (a) 펄스 반복 가능한 OOK 송신기 (b) 샘플링 속도 향상된 비동기식 수신기

송수신기에서는 입력된 이진 데이터가 비트반복기에 의해 반복되고 그 출력으로 펄스발생기에서 발생하는 UWB 신호를 OOK 변조하게 된다. 이 변조된 신호는 증폭기와 대역통과여파기를 거쳐 안테나로 방사된다. 수신안테나로 받은 신호는 저잡음증폭기를 거치고 포락선 검파가 되어 PEWB의 입력으로 인가된다. PEWB는 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 이루어져 있다. 각각의 저속 샘플

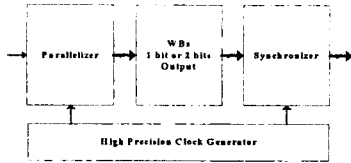


그림 2. PEWB의 고정밀 신호 처리 인터페이스

링 할 수 있는 WB는 병렬로 비스듬히 위치하고 있기 때문에 전체적으로 고속의 샘플링을 가능하게 한다.

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

2.1.2 채널 모델과 펄스

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

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

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 $[0, 2\pi]$ 범위 위에 균일하게 분포되어 있는 랜덤 변수이다. IEEE802.15.4a 그룹은 UWB 통신 환경을 주거 환경, 실내 사무 환경, 실외 환경, 트린 실외 환경, 산업 환경의 다섯 가지로 분류하였다. 각각의 환경은 LOS(Line-Of-Sight)와 NLOS(Non-Line-Of-Sight)로 나뉜다. 그림 3은 전형적인 LOS 주거환경의 채널 임펄스 응답이다.

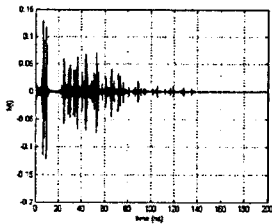


그림 3. 주거 환경의 LOS 채널 임펄스 응답

그림 3의 임펄스 응답의 지연 폭(delay spread) T_b 는 채널 모델의 중요한 매개변수 중 하나로서 임펄스 응답 중의 가장 긴 지연을 의미하는데, 여기에서는 약 180 ns의 값을 가진다. 채널 보상을 위한 부호화나 spread spectrum 등과 같은 부가 기술이 적용되지 않는다면 펄스의 반복 주기가 주어진 채널 임펄스 응답의 지연 폭보다 길어야 ISI(Inter-Symbol-Interference)를 피할 수 있다.

LR-UWB 통신에 적합한 신호로 그림 4와 같은 송신 신호를 제안한다. 그림 4(a)는 두 개의 연속된 '1'에 대한 송신 신호 세트를 나타내고, 비트열의 rising 에지에서 양의 $p(t)$ 가, falling 에지에서 음의 $p(t)$ 가 발생되는 것을 그림 4(b)에 나타내었다. 이러한 에지-트리거드(edge-triggered) 신호 세트는 SNR(Signal-to-Noise Ratio)를 증가시키는 효과가 있다. 또한, 신호 세트를 R 의 반복율로 반복하면 데이터 전송 속도가 저하되지만 수신기에서의 신호 에너지를 높일 수 있어 BER 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. 그러므로 $s(t)$ 는

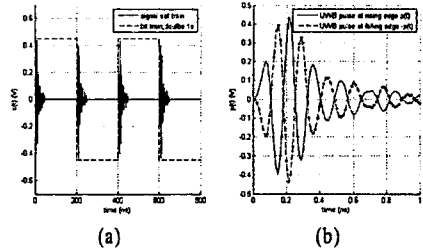


그림 4. 송신 신호 (a) 비트 열에 대한 송신 신호 세트 (b) rising/falling edge에서의 UWB 펄스

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

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

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

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

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

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

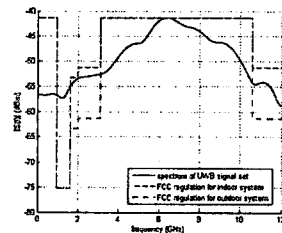


그림 5. UWB 신호 세트의 스펙트럼과 FCC 방사 규격

그림 5에서 보듯이 주어진 송신 신호의 주파수 스펙트럼은 960 MHz 이하의 FCC 방사 규격을 만족시키지 못하므로, 대역통과여파기를 사용하여 960 MHz 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.

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

2.2 AWGN 채널 모델 기반의 성능 분석

2.1 절에서 우리는 LR-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 모

텔에 대한 수신 신호의 에너지는

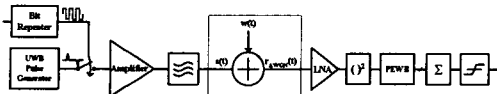


그림 6. AWGN 채널 기반의 시스템 모델

$$H_0: y = \int_0^{T_i} [u(t)]^2 dt \quad : \text{SPACE} \quad (8)$$

$$H_1: y = \int_0^{T_i} [r_{AWGN}(t)]^2 dt = \int_0^{T_i} [s(t) + u(t)]^2 dt \quad : \text{MARK} \quad (9)$$

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

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

여기에서 $X_i (i=1, 2, \dots, n)$ 는 통계적 독립이며 동일하게 분포된 Gaussian 랜덤 변수들이다. 심벌 '0'이 송신되었을 때, X_i 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 Gaussian 랜덤 변수이며, 심벌 '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 SPACE와 MARK에 해당하는 확률분포함수는

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

$$p_1(y) = \frac{1}{N_0} \left(\frac{y}{E}\right)^{\frac{M-1}{2}} \exp\left(-\frac{y+E}{N_0}\right) I_{M-1}\left(2\sqrt{\frac{yE}{N_0}}\right), y \geq 0 \quad : \text{MARK} \quad (12)$$

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 매개변수이다.

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

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

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

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

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

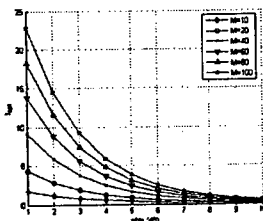


그림 7. 반복 과정으로 구한 AWGN 채널 상황의 최적임계값

비트 '0'이 송신되었을 때 '1'로 판별할 확률은

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

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

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

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. 결 론

그림 8은 AWGN 채널 상황에서의 여러 M 값에 대한 ϵ/N_0 대 P_e 그래프를 나타낸다.

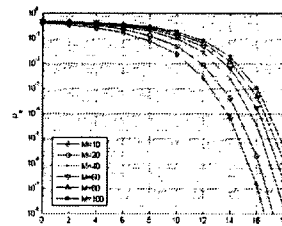


그림 8. AWGN 채널 상황에서의 BER

위의 결과에 따르면 AWGN 채널 상황에서는 보다 적은 수의 WB를 이용한 시스템 구성이 많은 수의 WB로 구성된 시스템보다 좋은 BER 성능을 보임을 알 수 있다. 이것은 그림 4(b)에 보듯이, 신호 폭이 1 ns인 송신 신호를 사용했기 때문에 채널의 시간 지연 특성이 없는 AWGN 채널에서는 수신 신호의 처음 1 ns에 전체 에너지가 집중된다는 것은 자명하다. 그러므로 많은 수의 WB를 이용한 많은 양의 에너지 수집은 잡음 레벨만 증가시켜 전체적인 BER 성능을 열화시킨다. 그러나 주거 환경 채널의 임펄스 응답은 그림 3처럼 퍼져 있기 때문에 최소의 BER 성능을 얻기 위해서는 채널 상황에 맞는 적절한 수의 WB가 필요하다.

[참 고 문 헌]

- [1] A. F. Molisch et al., "IEEE 802.15.4a channel model," in *Standardization final report of IEEE 802.15.4a subgroup*, Feb. 2005.
- [2] A. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE J. Selected Areas Comm.*, vol. 5, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [3] Federal Communications Commission "Part 15-Radio Frequency Devices," pp. 846-848, Oct. 2004.
- [4] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill International, 4th ed., 2001.
- [5] S. Paquelet, L.M. Aubert, and B. Uguen, "An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates," *Joint UWBST & IWUWBS 2004*, pp. 1-5, May 2004.
- [6] P. A. Humblet and M. Azizoglu, "On the Bit Error Rate of Lightwave Systems with Optical Amplifiers," *Lightwave Technology*, vol. 9, pp. 1576-1582, Nov. 1991.
- [7] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall International, 3rd ed. 1996.
- [8] B. Sklar, *Digital Communications*, Prentice-Hall International, 1988.
- [9] J. H. Geist, "The Cutoff Rate for On-Off Keying," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, pp. 1179-1181, Aug. 1991.
- [10] A. Annamalai and V. K. Bhargava, "Asymptotic Error-Rate Behavior for Noncoherent On-Off Keying in the Presence of Fading," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, pp. 1293-1296, Sept. 1991.