

논문 2007-44TC-8-3

1-bit 샘플러를 사용한 비동기식 IR-UWB 수신기의 임계값 추정 알고리즘

(A Threshold Estimation Algorithm for a Noncoherent IR-UWB Receiver Using 1-bit Sampler)

이 순 우*, 박 영 진*, 김 관 호*

(Soon-Woo Lee, Young-Jin Park, and Kwan-Ho Kim)

요 약

본 논문에서는 1-bit 샘플러를 사용한 비동기식 초광대역 임펄스 수신기의 임계값 추정 알고리즘을 제안하였다. 수신된 신호의 에너지를 측정하여 임계값을 추정하는 기존의 방식과 달리 제안된 임계값 추정 알고리즘은 1-bit 샘플러를 통과한 이진 데이터만을 사용함으로써 하드웨어적인 복잡도를 크게 낮추었으며, 이론적인 최적 임계값에 근접한 성능을 나타내었다. 제안된 임계값 추정 알고리즘은 이론적인 검증과 함께 IEEE 802.15.4a의 채널 모델을 이용한 컴퓨터 모의실험을 통해 성능을 입증하였다.

Abstract

In this paper, we propose a threshold estimation algorithm for a noncoherent IR-UWB receiver using 1-bit sampler. The proposed method reduces the hardware complexity by using the information of binary data resulted from 1-bit sampler instead of measuring the energy level of a received signal. Besides, mathematical modeling shows that the performances are similar to those of theoretically optimal threshold in terms of bit error rate. Computer simulations based on the IEEE 802.15.4a channel model also demonstrate the superiority of the proposed algorithm

Keywords : threshold, noncoherent, IR-UWB, 1-bit sampler

I. 서 론

초광대역 임펄스(IR-UWB) 통신은 매우 낮은 에너지 레벨을 갖는 펄스를 이용하여 정보를 전달하는 방식으로 반송파가 필요 없으며 낮은 듀티비를 갖기 때문에 저복잡도 및 저전력 구현이 가능하다. 특히 에너지 검출기 기반의 비동기식 초광대역 임펄스 수신기는 동기식 방식에 비하여 간단한 구조를 지니면서도 임펄스의 동기 획득이 용이하고 다중경로 확산 및 채널 변화에 의한 신호의 왜곡에 덜 민감하기 때문에 중저속용 데이터

통신에 많이 이용된다.^[1]

일반적으로 수 나노초의 짧은 임펄스 신호를 검출하고 이를 디지털 신호로 복원하기 위하여 높은 사양의 ADC가 요구되며^[2] 수신기의 전력소모와 복잡도를 증가시키는 주요원인이 된다. 이에 대한 대안으로써 그림 1과 같이 1-bit 샘플러 (또는 1-bit ADC)를 이용한 방식이 제안되었다.^[3-4] [3]에서는 Oversampling 방식을 통하여 full-resolution ADC 방식에 근접한 성능을 보였으며, [4]에서는 frequency domain 방식을 사용하여 full-resolution ADC에 비해 BER(Bit Error Rate) 손실을 약 3dB 이내로 좁혔다.

그러나 이러한 성능개선을 위해서는 1-bit 샘플러의 적절한 임계값(threshold) 설정이 전제되어야 하며 이리

* 정희원, 한국전기연구원
(Korea Electrotechnology Research Institute
(KERI))

접수일자: 2007년7월6일, 수정완료일: 2007년7월30일

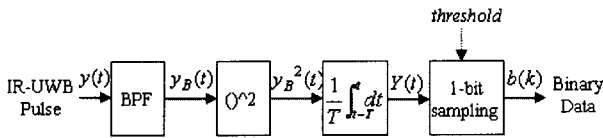


그림 1. 1-비트 샘플러를 사용한 에너지 검출 기반의 비동기식 초광대역 임펄스 수신기 구조
 Fig. 1. Noncoherent energy collection receiver using 1-bit sampler.

한 임계값은 채널 상황이나 신호의 세기의 변화에 맞추어 최적의 BER 성능을 내기 위하여 능동적으로 조절될 수 있어야 한다. [5]-[6]에서는 임계값을 추정하기 위하여 일정한 기간 동안 수신되는 임펄스 신호의 에너지와 노이즈의 에너지를 측정 후 확률모델을 이용하였다. 그러나 신호 및 노이즈의 에너지를 측정하기 위해서는 높은 해상도의 ADC가 필수적이며, 그림 1과 같이 1-bit 샘플러를 사용하는 구조에는 적합하지 않다.

따라서 본 논문에서는 1-bit 샘플러를 이용한 에너지 검출 기반의 비동기식 초광대역 임펄스 수신기에서 효과적으로 임계값을 추정할 수 있는 방법을 제시한다. 이어서 II장에서는 제안된 임계값 추정방식을 소개하고, III장에서는 시스템 모델링을 통하여 제안된 임계값에 대한 이론적인 타당성을 입증하며, IV장에서는 실험 결과를 소개한다. 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 제안된 임계값 추정 알고리즘

먼저 binary data로 구성되고 데이터가 0에서 1로 바뀔 확률과 1에서 0으로 바뀔 확률이 동일한 채널, 즉 BSC(Binary Symmetric Channel)을 가정하고 초기 데이터(original data)는 유한개의 샘플로 구성되며 0의 수와 1의 수가 동일하다고 보자. 그림 2와 같이 채널을 통

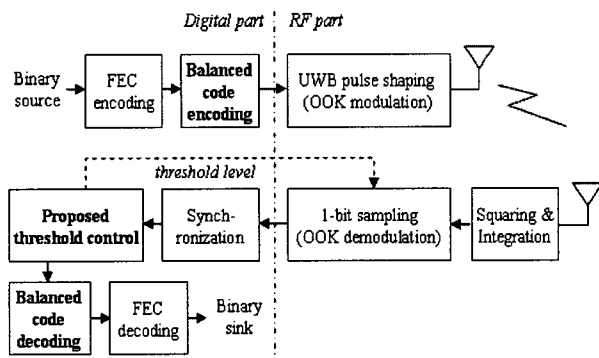


그림 3. 제안된 임계값 추정을 위한 송수신 구조
 Fig. 3. transceiver structure for the proposed threshold control.

과한 데이터를 1-bit 샘플링을 통해 복원하고 복원된 데이터를 관찰하여 다음과 같이 세 가지의 경우를 생각할 수 있다.

- Case 1. 0의 개수가 1의 개수보다 많다.
- Case 2. 0의 개수와 1의 개수가 동일하다.
- Case 3. 0의 개수가 1의 개수보다 적다.

그러면 Case 1의 경우 임계치가 과도하게 높게 설정되어 0의 개수, 즉 임계치 이하의 수신 신호가 많아졌다고 추정할 수 있으며, Case 3의 경우 임계치가 과도하게 낮게 설정되어 1의 개수, 즉 임계치 이상의 신호가 많아졌다고 추정할 수 있다. 즉 복원된 데이터의 0과 1의 개수를 관찰함으로써 임계치를 추정할 수 있다.

이러한 기본 아이디어를 충실하게 구현하기 위해서는 초기 데이터 (또는 송신되는 데이터)의 0과 1의 구성비가 동일해야 하며 이를 실현하기 위해 본 논문에서는 balanced codes^[7-8]를 사용한다. Balanced codes는 0과 1의 개수가 동일한 코드로써 n-bit의 데이터를 balanced codes로 인코딩하기 위해서 일반적으로 $p > 1/2\log(n)+0.326$ 개의 parity bit가 필요하다. 또한 $p=\log(n)$ 개의 parity bit이 있다면 인코딩 및 디코딩이 매우 간단해진다.^[7] 예를 들어 임의의 256-bit words는 264-bit의 balanced words로 간단하게 인코딩될 수 있다. 단지 3.03%의 coding redundancy가 추가된다.

지금까지의 논의를 바탕으로 그림 3과 같은 송수신 구조를 생각할 수 있다. 이 그림에서는 논문의 주제에 집중하기 위하여 주요 블록만 표시하였으며 변조방식은

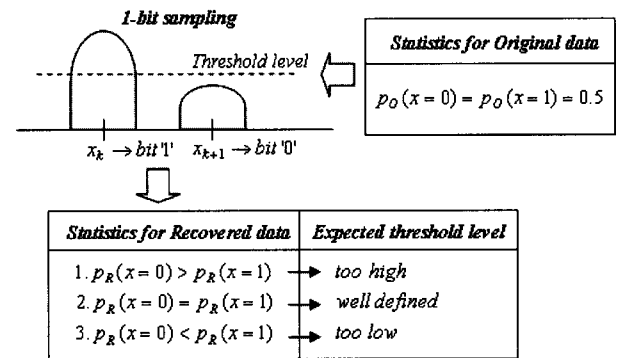


그림 2. 기본 아이디어. 여기서 $p_0(x)$ 는 초기 데이터의 확률을, $p_R(x)$ 는 복원된 데이터의 확률을 의미한다.

Fig. 2. Key Idea. Note that $p_0(x)$ and $p_R(x)$ mean the probability of original data and the probability of recovered data, respectively.

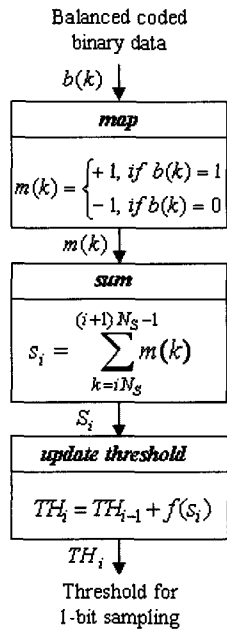


그림 4. 제안된 임계값 추정 알고리즘
Fig. 4. proposed threshold control algorithm.

로는 OOK (on/off keying)를 사용하는 것으로 가정하였다.

송신단에서 balanced codes로 인코딩된 데이터는 RF 파트에서 임펄스 신호로 방사되며 이 신호는 송신 안테나 및 송신 RF부를 지나면서 디지털 데이터 $b(k)$ 로 복원된다. Threshold control 블록에서는 $b(k)$ 의 데이터 편중 유무를 판별하기 위하여 그림 4와 같이 bit '0'은 -1로, bit '1'은 +1로 매핑한 뒤, 매핑된 값 $m(k)$ 을 N_g 번 합산한다. N_g 번 더해진 값을 S_i 라고 하면 S_i 는 최대 N_g , 최소 $-N_g$ 의 값을 갖는다. 만일 S_i 가 N_g 에 가깝다면 bit '1'의 편중이 심한 상태로써 임계값을 더욱 높여야 하고 반대로 S_i 가 $-N_g$ 에 가까울수록 임계값을 낮추어야 한다. 즉 i 번째(여기서 i 는 iteration 횟수를 의미한다)의 임계값 TH_i 은 이전 값 TH_{i-1} 에서 S_i 의 함수값 $f(S_i)$ 만큼 보정된다. $f(S_i)$ 는 일반적으로 monotonic increase 함수이다.

III. 제안된 임계값에 대한 이론적 검토

그림 1로 돌아가서 수신기 내에서 대역통과 필터, 자기 및 적분기를 통과한 신호 $Y(t)$ 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t y_B^2(\tau) d\tau \quad (1)$$

식 (1)에서 T 는 적분구간을, $y_B(t)$ 는 통과대역이 W 인 대역통과필터에 의해 band limit된 수신신호를 의미한다. 식 (1)에서 band limit된 $Y(t)$ 는 $(0, T)$ 구간동안 $2TW$ 개의 샘플값으로 근사될 수 있으며 노이즈 성분만 존재하는 경우 V_0 와 순수 신호 성분과 노이즈 성분이 동시에 존재하는 경우 V_1 로 나누어 각각 식 (2-a) 및 (2-b)로 나타낼 수 있다.^[9]

$$V_0 = \int_0^T n_B^2(t) dt = \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{2TW} \alpha_i^2 \quad (2-a)$$

$$V_1 = \int_0^T y_B^2(t) dt = \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{2TW} (a_i + \alpha_i)^2 \quad (2-b)$$

대역통과필터를 통과한 노이즈의 two-sided noise spectral density를 N_{o2} 라고 하면, 식 (2-a) 및 (2-b)에서 α_i 는 노이즈 성분으로 모든 i 에 대하여 평균 0, 분산 $2N_{o2}W$ 을 갖는 가우시안 확률변수이며, 식 (2-b)에서 a_i 는 대역통과필터에 의해 band limit된 순수한 신호 성분의 샘플 $r_B(i/2W)$ 을 의미한다. 따라서 V_0 는 chi-square 분포를, V_1 은 noncentral chi-square 분포를 가지며 noncentrality parameter λ 는 식 3과 같다.

$$\lambda = \frac{1}{2WN_{o2}} \sum_{i=1}^{2TW} \alpha_i^2 = \frac{1}{N_{o2}} \int_0^T r_B^2(t) dt \quad (3)$$

여기서 $r_B(t)$ 는 band limit된 순수 신호성분이며 λ 는 신호 대 잡음비로 볼 수 있다. 식 (2-a) 및 식 (2-b)의 확률모델을 기반으로 $2TW$ 의 값이 큰 경우, central limit theorem에 의하여 V_0 및 V_1 의 확률분포는 각각 식 (4-a) 및 (4-b)와 같이 가우시안 확률 분포곡선으로 근사할 수 있다.

$$f_{V_0}(x) = N(m_0, \sigma_0) \quad (4-a)$$

$$f_{V_1}(x) = N(m_1, \sigma_1) \quad (4-b)$$

$$\begin{cases} m_0 = 2TW, \sigma_0 = 4TW \\ m_1 = 2TW + \lambda, \sigma_1 = 4(TW + \lambda) \end{cases}$$

식 (5-a)와 같이 이 두 개의 가우시안 확률분포가 교차하는 지점을 최적 임계치 ρ_{opt} 로 볼 수 있으며 계산 결과는 식 (5-b)와 같고 ρ_{opt} 를 이용하여 에러확률을 구하면 식 (5-c)와 같이 계산된다.

$$f_{V_1}(\rho_{opt}) = f_{V_0}(\rho_{opt}) \quad (5-a)$$

$$\rho_{opt} = \frac{-c_2 + \sqrt{c_2^2 - 4c_1c_3}}{2c_1}, \quad (5-b)$$

$$\begin{cases} c_1 = \sigma_1^2 - \sigma_0^2 \\ c_2 = -2(m_0\sigma_1^2 - m_1\sigma_0^2) \\ c_3 = \sigma_1^2m_0^2 - \sigma_0^2m_1^2 - 2\sigma_0^2\sigma_1^2\ln\left(\frac{\sigma_1}{\sigma_0}\right) \end{cases}$$

$$P_{E,opt} = \frac{1}{2}erfc\left(\frac{\rho_{opt} - m_0}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) + \frac{1}{2}erfc\left(\frac{m_1 - \rho_{opt}}{\sqrt{2}\sigma_1}\right) \quad (5-c)$$

다음으로 제안된 임계값을 ρ_{pro} 라고 하면 임계값을 넘을 확률과 넘지 않을 확률이 동일하므로 식 (6-a)와 같은 방정식이 성립한다. 이 식을 확률분포 함수를 이용하여 계산하면 식 (6-b)과 같고 에러확률은 식 (6-c)와 같다.

$$P\{V_1 > \rho_{pro}\} + P\{V_0 > \rho_{pro}\} = P\{V_1 < \rho_{pro}\} + P\{V_0 < \rho_{pro}\} \quad (6-a)$$

$$\rho_{pro} = \frac{\sigma_0m_1 + \sigma_1m_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (6-b)$$

$$P_{E,pro} = erfc\left(\frac{\rho_{pro} - m_0}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) \quad (6-c)$$

식 (5-c) 및 (6-c)를 이용하여 식 (7)과 같이 ρ_{opt} 를 이용한 에러확률 $P_{E,opt}$ 과 ρ_{pro} 를 이용한 에러확률 $P_{E,pro}$ 의 차이 Δ 를 정의하고 관심 있는 SNR(Signal

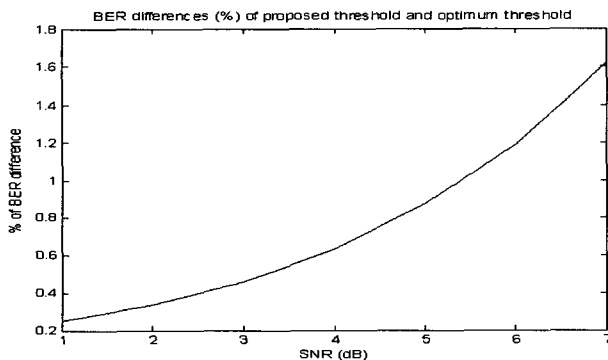


그림 5. 최적 임계값을 이용한 BER과 제안된 임계값을 이용한 BER의 차이 (%)

Fig. 5. Differences of error probability using optimum threshold and proposed threshold.(%)

to Noise Ratio) 범위내의 Δ 을 구해보면 그림 5와 같이 약 2% 이내임을 알 수 있다.

$$\Delta(\%) = \frac{P_{E,pro} - P_{E,opt}}{P_{E,opt}} \times 100 \quad (7)$$

IV. 실험 결과

컴퓨터 모의실험을 통해 제안된 임계값 추정 알고리즘을 검증하였다. 채널모델은 IEEE 802.15.4a의 UWB 채널 모델^[10] CMI를 사용하였으며 임펄스 파형은 제작된 초광대역 임펄스 발생기^[11]의 실측 파형을 사용하였다. 그림 4에서 binary data의 합산 개수 N_S 는 10,000으로 설정하였다. 매 10,000번의 샘플마다 합산 값 S_i 이 결정되면 제안된 임계값은 식 (8)과 같이 간단한 식에 의하여 update된다. 여기서 D_{MAX} 는 한번의 iteration으로 변경될 수 있는 최대 옵셋을 의미한다.

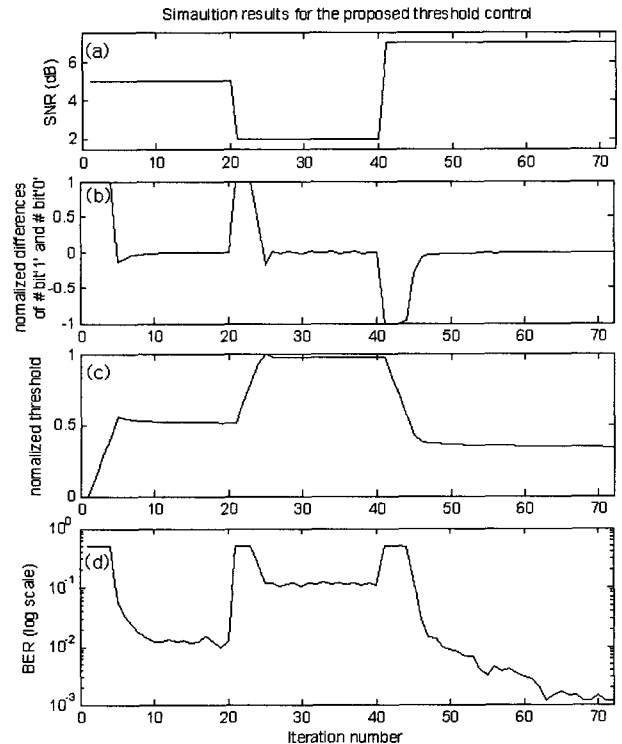


그림 6. 컴퓨터 모의실험 결과: 1회의 iteration에 10000 개의 샘플을 사용하였음 (a)SNR (b)bit 1의 개수와 bit 0의 개수의 차이(정규화됨) (c)제안된 알고리즘에 의한 임계값 (정규화됨) (d)비트에러율

Fig. 6. computer simulation results: 10000 samples are used per 1 iteration (a)SNR (b)normalized differences of #bit '1' and #bit '0' (c)normalized proposed threshold (d)BER.

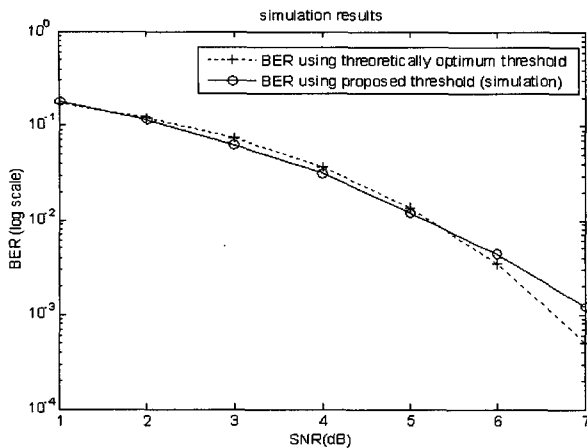


그림 7. SNR에 따른 비트에러율; 여기서 '+'표시는 이론적으로 최적의 임계값을 적용한 경우를, 'o' 표시는 제안된 임계값을 사용한 경우 모의실험 결과를 의미함(에러정정코드는 사용하지 않음)

Fig. 7. BER vs. SNR; note that '+'mark shows BER using theoretically optimum threshold and 'o' mark shows BER using proposed threshold.

$$TH_i = TH_{i-1} + \frac{S_{i-1}}{N_S} \times D_{MAX} \quad (8)$$

그림 6은 SNR을 변경해 가면서 제안된 알고리즘에 의한 임계값의 변화 추이 및 이에 따른 비트 에러율을 나타낸다. 총 72회의 iteration을 하였고, 각 iteration은 10,000개의 샘플 데이터를 사용하였다. 이어서 그림 7은 SNR에 따른 비트 에러율을 컴퓨터 모의실험을 통해 얻은 결과이며 비교를 위해 식 (5-c)에서 유도한 최적 임계값을 동시에 나타내었다. 실험에서 N_S 를 10,000개로 설정하였기 때문에 비트 에러율이 10^{-4} 에 근접하면 이론적인 비트 에러율과 실제 에러율과의 차이가 급격하게 증가한다. 그러나 그림 3과 같이 에러정정코드를 적용하면 동일한 N_S 를 사용하면서 비트 에러율을 더욱 낮출 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 에너지 검출 기반의 비동기식 초광대역 임펄스 수신기에서 1-bit 샘플러를 사용하는 경우에 간단한 방식으로 임계값을 예측할 수 있는 알고리즘을 제안하였다. 제안된 임계값 추정 알고리즘은 최적 임계값에 근사됨을 이론적으로 증명하였으며 컴퓨터 모의실험을 통해 그 성능을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Ning He and Cihan Tepedelenlioglu, "Adaptive synchronization for non-coherent UWB receiver", in Proc. of IEEE Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, pp. 517-520, May 2004.
- [2] R. Thirugnanam, D. S. Ha, and S. S. Choi, "Design of a 4-bit 1.4G samples/s low power folding ADC for DS-CDMA UWB transceivers", Proceedings of the 2005 IEEE Int. conf. on ultra-wideband (ICU 2005), pp. 536-541, 2005.
- [3] S. Hoyos, B. Sadler, G. Arce. "Monobit Digital Receivers for Ultrawideband Communications", IEEE Trans on Wireless Comm., vol.4(4), pp. 1337-1344, 2005.
- [4] H. J. Lee, D. S. Ha and H. S. Lee, "Toward digital UWB radios: part I - frequency domain UWB receiver with 1 bit ADCs", Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on, pp. 248-252, May 2004.
- [5] Paquelet, S. and Aubert, L.M. "An energy adaptive demodulation for high data rates with impulse radio", on Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE, pp. 323-326, Sept. 2004.
- [6] Sahin, M.E. Guvenc, I. and Arslan, H, "Optimization of energy detector receivers for UWB systems", on Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st, pp. 1386-1390, vol. 2, June 2005.
- [7] Knuth, D., "Efficient balanced codes", Information Theory, IEEE Transactions on, Vol. 32, pp. 51-53, Jan 1986.
- [8] Jiwen Guan and Victor R. Lesser, "On efficient balanced codes", Proceedings of the 15th annual conference on Computer Science, pp. 245-249, 1987.
- [9] H. Urkowitz, "Energy detection of unknown deterministic signals", Proc. IEEE, vol. 55, no 4, pp. 523-531, April 1967.
- [10] IEEE 802.15 TG4a Channel Modeling Sub Committee, "Proposed UWB channel model", <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>
- [11] J.-W. Lee and Y.-J. Park, *et al.*, "System-On-Package Ultra Wideband Transmitter using CMOS Impulse Generator" IEEE Trans. Microwave theory and techniques, vol. 54, no. 4, pp. 1667-1673, April 2006.

저 자 소 개



이 순 우(정회원)
 2001년 부산대학교 전자공학과
 학사 졸업
 2003년 한국과학기술원
 전기전자과 석사 졸업
 2004년~2005년 Hynix 반도체
 2005년~현재 한국전기연구원
 전기정보망기술연구그룹
 근무.

<주관심분야 : 신호처리 및 VLSI 설계>



김 관 호(정회원)
 1978년 숭전대학교 전자공학과
 학사 졸업
 1980년 연세대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 1980년~1983년 한국전력공사.
 1983년~현재 한국전기연구원
 전기정보망 기술연구그룹
 그룹장.

<주관심분야 : 전파통신, 전력선통신시스템, 무선
 에너지 전송, UWB 레이더 및 센서>



박 영 진(정회원)
 1997년 중앙대학교 전자공학과
 학사 졸업
 1999년 한국과학기술원
 전기전자과 석사 졸업
 2002년 University of Karlsruhe
 전기전자과 박사 졸업
 2002년 11월~현재 한국전기연구원 전기정보망
 기술연구그룹 근무.

<주관심분야: Impulse radio propagation, UWB
 image radar, short range automotive radar,
 digital beam forming, power line
 communications (PLC)>