

논문 2013-50-7-1

IR-UWB 시스템을 위한 선택적 가중치 결합 에너지 검출기(S-WED)와 동기 알고리즘 (Selective-Weighted Energy Detector(S-WED) and Synchronization algorithm for IR-UWB systems)

지 신 애*, 김 재 석**

(Sinae Ji[Ⓢ] and Jaeseok Kim)

요 약

본 논문에서는 IR-UWB (Ultra Wideband-Impulse Radio) 시스템을 위한 선택적 가중치를 적용한 에너지 검출기와 이에 적합한 동기 방법이 제안되었다. 구현이 용이한 에너지 검출기(ED)는 IR-UWB 시스템의 수신기로 많이 사용되나, 심볼 주기로 샘플링 된 에너지를 데이터 검출에 이용하기 때문에 수신 성능이 좋지 않은 단점이 있다. 이러한 단순한 에너지 검출기의 성능을 개선하고자 가중치를 적용한 에너지 검출기가 제안 되었다. 가중치를 적용한 에너지 검출기는 데이터 검출 이전에 동기 획득과 함께 가중치의 결정이 요구된다. 한편, 에너지를 이용한 검출 방법에서 최적의 가중치는 에너지 값이 되기 때문에 동기 획득과 가중치 획득이 동시에 이루어질 수 있다. 본 논문에서는 이러한 점을 이용하여 심볼 동기와 가중치 획득을 동시에 얻는 간단한 동기 방법을 제안한다. 또한, 제안된 알고리즘에서는 잡음 레벨 이하의 구간은 에너지 누적에서 제외함으로써 기존의 WED 보다 간단하지만 낮은 SNR에서 좀 더 향상된 성능을 가진 수신기를 얻을 수 있게 된다. 제안된 알고리즘은 IEEE 802.15.4a의 프리앰블 심볼과 채널 모델을 이용해 모의실험을 통해 검증되었다.

Abstract

This paper proposes a selective-weighted energy detection (S-WED) and a synchronization algorithm appropriate for it in IR-UWB system. Energy detectors that are practical in terms of implementation are employed widely for noncoherent reception in IR-UWB systems. However, they show low performance due to using the energy samples captured at symbol rate. For this reason, weighted energy detectors are developed to improve the performance of EDs. Hence, for WED, not only synchronization but also the weight coefficients are needed to be obtained prior to data detection. Meanwhile, the optimal weighting coefficients of WEDs are known to be energy values. Therefore, synchronization and the weighting coefficients can be obtained simultaneously. This paper proposes an S-WED and a simple synchronization algorithm for it in which sub-intervals having energies under a certain level are excluded in energy accumulation resulting in a simpler WED with a bit performance increase in low SNR region. The proposed algorithm is verified through simulations using the preamble symbol and channel models defined in the IEEE 802.15.4a.

Keywords : IR-UWB, Weighted Energy Detector, synchronization, perfect autocorrelation

I. 서 론

* 학생회원, ** 평생회원, 연세대학교 전기전자 공학과
(Department of Electrical and Electronics
Engineering, Yonsei University)

Ⓢ Corresponding Author (E-mail: jsa950@yonsei.ac.kr)
접수일자: 2013년3월9일, 수정완료일: 2013년5월21일

초광대역 임펄스(IR-UWB)를 이용한 통신 시스템에
서 비동기식 에너지 검출기를 이용한 수신기는 구현의
간단함과 타이밍 에러에 강인한 특성으로 인해 저전력,

저복잡도로 구현하기에 가장 적합한 기술로 인식되어 왔다^[1]. 그러나 IR-UWB 신호의 낮은 Duty cycle과 다중 경로 채널 환경으로 인해 일정 구간 내에서 에너지를 누적하여 심볼을 결정하는 ED 수신기는 낮은 BER 성능을 보인다^[2]. 이를 해결하기 위해 다중 경로로 인해 신호가 존재하여 비교적 큰 수신 에너지가 나타나는 구간은 그 효과를 더 증가시키고, 반대로 수신 신호 없이 잡음만 존재하는 구간은 잡음의 영향을 줄이기 위해 가중치(weighting coefficients)를 적용한 에너지 검출기(WED)가 제안되었다^[3~5]. 일반적인 ED에서 수신 신호의 에너지를 심볼 단위로 샘플링 하는 것과 달리, WED에서는 심볼 구간을 좀 더 작은 구간(서브 구간 : Sub-interval)으로 나누어 에너지값을 샘플링 한 후, 이 다수의 샘플값에 이미 알고 있는 가중치를 곱해 이를 누적함으로써 한 심볼 구간의 에너지를 얻는다. 이렇게 WED는 신호와 잡음의 강도에 따라 다르게 에너지를 누적함으로써 Decision variable에서 SNR의 증가와 이에 따른 수신 성능의 향상을 얻게 된다 (그림 1).

이러한 가중치는 ED뿐만 아니라 상호상관(Cross-correlation) 기술을 이용한 여러 유형의 비동기식 수신기에도 적용된다. 따라서 수신 방법에 따라 최적의 가중치를 구하는 많은 연구가 진행되었다^[3~5]. 실제적인 방법은 트레이닝(Train) 또는 파일럿(Pilot) 심볼을 이용해 동기를 획득한 후, 펄스의 반복 구간(Frame interval)을 서브 구간으로 나누어 각 구간에서 가중치를 구하는 것이다. 그러나 IR-UWB 시스템은 신호의 광대역 특성으로 인해 정확한 동기를 획득하려면 많은 전력과 하드웨어 자원을 필요로 한다. 뿐만 아니라 심볼의 전 구간에 걸쳐 가중치를 적용하는 것은 저전력을 추구하는 시스템의 목표에도 잘 맞지 않는다. 본 논문에서는 이러한 정확한 동기화 가중치를 구해야 하는 문제를 개선하고 좀 더 간단한 WED를 구현하기 위해 신호의 구간 별 에너지 값을 이용해 간단하게 동기화 가

중치를 동시에 구하는 방법을 제안한다. 제안된 방법에서는, 동기식 검출기인 Selective-Rake(S-Rake)^[6] 수신기가 Rake의 finger를 결정하는 것과 유사하게 값이 큰 순서대로 가중치를 결정한다. 구체적으로, 수신기가 동기를 통해 신호의 에너지 피크(Peak) 구간과 주변 구간 샘플들의 에너지값을 얻은 후 이 에너지 샘플값의 크기 순서대로 잡음 레벨보다 큰 샘플들에 한해 가중치를 구한다. 따라서 서브 구간 전체가 아닌 의미 있는 에너지가 존재하는 구간의 에너지만 누적되므로 (S-WED) 좀 더 적은 계산을 통해 WED를 구현할 수 있게 된다. 본 논문에서는 이렇게 구한 가중치를 BPPM (Binary Pulse Position Modulation) 변조 신호에 적용함으로써 제안한 방법의 성능을 검증할 것이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 IR-UWB 시스템의 동기를 얻기 위한 훈련 심볼 (Training symbol) 심볼 및 데이터 심볼의 구조에 대하여 살펴보고, III장에서는 동기를 구하는 방법을 고찰하고 새로운 가중치를 구하기 위한 방법을 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통하여 제안된 동기 알고리즘의 성능을 비교하고 V장에서는 결론을 맺는다.

II. IR-UWB 시스템의 프리앰블

본 논문에서는 IEEE 802.15.4a에 제안된 프리앰블 심볼을 훈련 심볼로 이용할 것이다. IEEE 802.15.4a에서는 동기 성능을 향상시키기 위해 Perfect 자기상관(Autocorrelation) 코드 (PA코드)를 동기 심볼에 적용한다. PA 코드는 자기 상관값이 심볼 주기로 반복되며, 코드가 일치할 때 최대값을 갖고 코드가 일치하지 않을 때는 모두 동일한 최저값을 갖는다. IEEE 802.15.4a에서는 PA 코드로 $\{-1,0,1\}$ 로 구성된 터너리(Ternary) 코드를 사용하나, ED 검출기에서는 제곱의 연산으로 인해 0과 1의 구별만이 가능하다. 식 1은 $\{0,1\}$ 로 구성된 PA 코드가 적용된 훈련 심볼을 나타낸다.

$$u(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{j=0}^{N_c-1} c_j p(t - kT_{ps} - jT_f - T_p) \quad (1)$$

여기서 c_j 는 0 또는 1의 코드 값을 나타내고, k 는 심볼 인덱스를 N_c 는 심볼 당 전송되는 펄스 또는 프레임의 개수를 나타낸다. $p(t)$ 는 T_p 의 길이로 전송되는 IR-UWB 펄스이며 $T_f \gg T_p$ 는 펄스의 반복 주기 또는 프레임 길이이고 $T_{ps} = N_c T_f$ 는 프리앰블 심볼의 길이

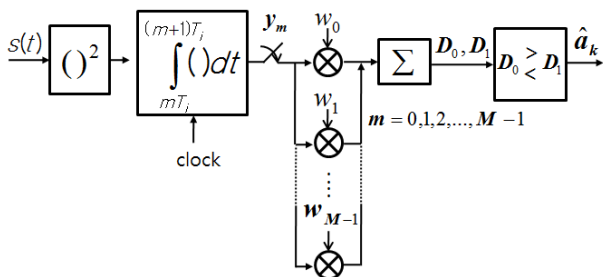


그림 1. WED 수신기의 구조
Fig. 1. Structure of WED receiver.

로, 심볼 간 간섭(ISI)과 프레임 간 간섭(IFI)은 없으므로 가정한다. 한편 BPPM 변조 되어 전송되는 데이터 심볼은 식 2와 같다.

$$s(t) = \sum_k p(t - kT_{ds} - a_k\delta) \quad (2)$$

여기서 a_k 는 {0,1}의 값을 갖는 데이터 정보(bit)이고 δ 는 변조 인덱스로서, BPPM 변조된 신호에서 데이터가 0이면 심볼 구간의 앞에 펄스가 위치하고, 1이며 δ 만큼 딜레이(Delay)되어 심볼 구간의 뒤에 펄스가 위치하게 된다. T_{ds} 는 데이터 신호의 심볼 길이로 $T_{ds} = 2T_f$ 이다. 이렇게 전송된 신호는 다중 경로 채널을 거쳐 수신단으로 입력된다. 수신단으로 입력되는 신호 $r(t)$ 는 식 3과 같다.

$$r(t) = x(t - \tau_0) + w(t) \quad (3)$$

여기서 $x(t) = [u(t) + s(t - KT_{ps})] * h(t + \tau_0)$ 이고 $w(t)$ 는 전력 밀도가 $N_0/2$ 인 백색잡음이다. $h(t)$ 는 채널의 임펄스 응답이고 τ_0 는 채널 딜레이이다.

III. IR-UWB 동기 알고리즘

1. 심볼의 Peak 구간 검출

IR-UWB 신호의 동기는 보통 프레임 레벨 동기(Coarse synchronization)와 펄스 레벨 동기(Fine synchronization)의 두 단계로 나뉘어 수행된다(Two-stage synchronization)^[7]. 프레임 레벨 동기는 심볼의 첫 프레임의 위치를 얻는 과정이고 펄스 레벨 동기는 프레임 내에서 신호의 시작을 획득하는 과정이다. 기존의 Two-stage 동기 방식에서는 미리 정해진 임계값 이상의 에너지 샘플이 검출되면 프레임 동기가 획득되고, 다음 단계인 펄스 레벨 동기에서 펄스의 시작 위치를 얻게 된다. 제안한 S-WED를 위한 동기 알고리즘도 두 단계로 이루어진다. 첫 단계인 프레임 동기에서는 훈련 심볼 첫 프레임의 최대 에너지 구간을 획득하고^[8] 두 번째 단계인 Fine 동기에서는 신호의 정확한 도착 구간을 찾는 대신 심볼의 에너지 존재 구간 및 가중치를 결정한다. 또한 제안한 알고리즘은 프레임 동기에서 프레임 내 최대 에너지 구간을 찾기 때문에 복잡한 임계값 계산이 필요 없다.

수신되는 신호는 식 4와 같이 에너지를 얻기 위해 제곱기를 거쳐 T_f 구간 동안 적분 된다. 가중치 계산을

간단하게 하기 위해 적분 구간은 데이터 검출 시 가중치가 적용되는 구간과 동일한 시간으로 정한다.

$$y_i = \int_{iT_f}^{(i+1)T_f} r^2(t) dt \quad (4)$$

여기서 i 는 샘플링 인덱스 이고 $M = T_f/T_I$ 은 한 프레임 구간 안에서 얻어지는 에너지 샘플의 개수이다. 따라서 한 심볼은 N_cM 개의 샘플로 구성된다. PA 코드의 주기성을 이용해 신호를 획득하기 위해 에너지 샘플로 이루어진 벡터 $Y_i = [y_i, y_{M+i}, y_{2M+i}, \dots, y_{(N_c-1)M+i}]^T$ 와 PA 코드로 이루어진 벡터 $C = [c_0, c_1, \dots, c_{N_c-1}]^T$ 를 정의한 후, 식 5를 통해 신호와 코드의 상관값을 구한다.

$$z_i = \sum_{k=0}^{N_g-1} C^T \cdot Y_{kN_cM+i} \quad (5)$$

여기서 N_g 는 여러 심볼에 걸쳐 에너지를 누적하기 위한 프로세싱 이득 (Processing Gain)값이다^[8]. 이 코드-수신신호 상관값은 N_cM 개마다 반복되므로, z_i 는 연속된 N_cM 개의 샘플로 이루어진 벡터, i.e., $Z_k = [z_{kN_cM}, z_{(k+1)N_cM}, \dots, z_{(k+1)N_cM-1}]$, 단위로 처리된다^[7]. 앞서 기술한 대로 프레임 내 최대 에너지 구간을 얻기 위해 프레임 동기는 N_v 개의 벡터에 걸쳐 최대값의 위치가 동일할 때 얻어진다. $Z_{k,n}$ 를 벡터 Z_k 의 n 번째 원소라 하면, k 번째 벡터의 최대값의 위치 $n_{k,\max}$ 는

$$n_{k,\max} = \arg \max_{n=0, \dots, N_cM-1} Z_{k,n} \quad (6)$$

이고, 이 때

$$n_{k,\max} = n_{k+1,\max} = \dots = n_{k+N_v-1,\max} \quad (7)$$

이면 프레임 동기가 획득된다. 따라서 트레인 심볼의 PA 코드 값 1에 해당하는 프레임들에서 최대 에너지가 존재하는 서브 구간은 $n_{\max} = (n_{k,\max} \bmod M)$ 가 된다. 제안한 알고리즘에서는 첫 프레임의 최대 에너지의 서브 구간과 주변 서브 구간들의 에너지 값을 획득하면 기존의 방법에서처럼 신호의 시작 위치를 찾는 대신 직접적으로 채널의 에너지 추정을 수행함으로써 가중치를 구하게 된다.

2. 가중치 결정

가중치 결정은 서브 구간 샘플들의 에너지값 비교를 통해 심볼 에너지의 존재 구간 결정과 동시에 이루어진다. BPPM 변조된 데이터 수신 신호에서 $2M$ 개의 서브 구간에서 획득한 부분(fractional) 에너지 샘플들로 이루어진 벡터 X 로부터 Log-Likelihood Ratio(LLR)를 구하면 식 8로 주어진다.

$$L = \log \frac{f_{H_0}(X)}{f_{H_1}(X)} \quad (8)$$

이 때 에너지 샘플들이 Chi-square 분포를 가지는 특성을 이용하면 L 의 값은

$$L \cong \sum_{m=0}^{M-1} W_m X_m - \sum_{m=0}^{M-1} W_m X_{m+M} = D_0 - D_1 \quad (9)$$

로 간략화 되며, 가중치 벡터 $W = (w_0, w_1, \dots, w_{M-1})^T$ 는 각 서브 구간의 에너지 값이 된다^[1]. 따라서 WED 수신기의 가중치는 각 서브 구간의 평균 에너지 값으로부터 구할 수 있고, 앞서 동기 획득 과정에서 얻은 에너지 샘플값을 이용할 수 있다.

그러나 동기를 통해 훈련 심볼의 첫 프레임(PA 코드 c_0 에 해당)의 위치 및 각 프레임에서 최대 에너지 서브 구간(n_{\max})을 획득하였지만, 펄스의 첫 path가 위치한 서브 구간은 $[n_{k, \max} - M + 1, n_{k, \max}]$ 에 이르는 불확실 구간(Uncertainty region)^[7~8]에 위치하게 된다. 그러므로 첫 펄스와 그 딜레이 에너지가 포함 된 추정 프레임 구간은 $[n_{k, \max} - M + 1, n_{k, \max} + M - 1]$ 에 이른다. 한편, 동기 수신기에서 PA 코드의 자기 상관값은 코드가 일치할 때 최대값이 되고 나머지는 모두 0이 되지만, 그림 2에서 보듯 ED수신기에서는 코드가 일치하지 않을 때도 상관값이 최대값의 반이 된다. 그러므로 z_i 샘플들은 불확실 구간을 포함하여 에너지 누적

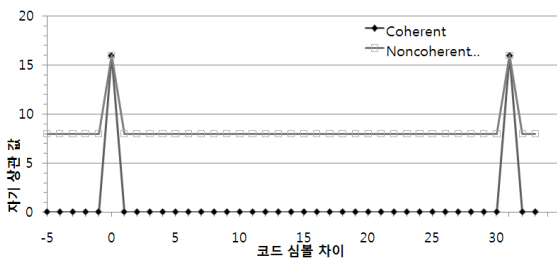


그림 2. IEEE 802.15.4a 프리앰블 심볼의 자기 상관값
Fig. 2. Autocorrelation of the PA code of the IEEE 802.15.4a.

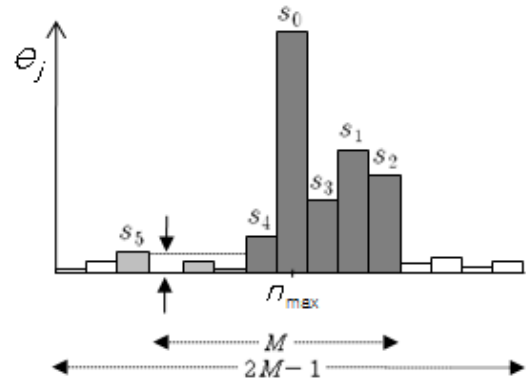


그림 3. $M=8$ 인 경우 벡터 E_{010} 와 S 의 원소들의 관계 및 가중치 결정

Fig. 3. The relation between the elements of vector E_{010} and S , and the decision of the weighting coefficients in case $M=8$.

구간과 코드가 일치하지 않을 때도 $N_c/2$ 개의 펄스에 의한 에너지 값이 누적되어 나타난다. 그러나 제시한 알고리즘은 에너지 샘플의 크기 비교를 통해 펄스의 에너지가 존재하는 구간과 잡음만 존재하는 구간을 구별함으로써 심볼 구간 및 가중치를 결정하는 방식이므로 하나의 펄스와 그에 의한 딜레이 에너지만 포함된 프레임 길이 이상의 구간을 필요로 한다. 따라서 가중치를 구하기 위해서 z_i 대신 y_i 의 샘플값을 이용한다. 이를 위해 PA 코드 시퀀스(Sequence) '01'과 '10'에 해당하는 y_i 의 샘플들의 평균값으로 이루어진 벡터 E_{01} 과 E_{10} 을 구성한다.

$$E_{01} = [e_{-M+1}, \dots, e_{-2}, e_{-1}, e_0] \quad (10-a)$$

$$E_{10} = [e_0, e_1, e_2, \dots, e_{M-1}] \quad (10-b)$$

여기서 E_{01} 은 코드 시퀀스 '01'에 해당하는 구간에서 위치 n_{\max} (샘플값 e_0 에 해당)를 포함하여 그 이전의 $M-1$ 개의 샘플로 이루어진 벡터이고 E_{10} 은 코드 시퀀스 '10'에 해당하는 구간에서 n_{\max} 를 포함하여 그 이후의 $M-1$ 개의 샘플로 이루어진 벡터이다. 위의 두 시퀀스를 캐스캐이딩(Cascading)하면 불확실 구간을 포함하여 하나의 펄스에 의한 딜레이 에너지만 포함된 $2M-1$ 개의 샘플로 이루어진 벡터 E_{010} 이 구성 된다 (식 11).

$$E_{010} = [e_{-M+1}, \dots, e_{-2}, e_{-1}, e_0, e_1, e_2, \dots, e_{M-1}] \quad (11)$$

Fine 프레임 동기에서는 정확한 동기 시점과 프레임 구간을 찾는 대신, 앞서 서술한 대로 의미 있는 에너지

값을 가진 구간(에너지 구간)만 찾으려 한다. 에너지 구간이란 실제 펄스의 딜레이 에너지가 존재하는 서브 구간을 뜻한다. 그러나 정확한 채널 응답을 모르므로 에너지 구간은 벡터 E_{010} 의 원소들의 크기 비교를 통해 큰 에너지를 가진 순서대로 찾는다. 이를 위해 E_{010} 의 원소들을 크기 순서대로 재배치한 벡터 S 를 식 12와 같이 정의한다.

$$S = [s_0, s_1, s_2, \dots, s_{2M-1}] \quad (12)$$

여기서 $s_i \in E_{010}$ 이며, 원소들의 크기는 순차적인 ($s_0 > s_1 > s_2 > \dots > s_{2M-1}$) 관계에 있다. 에너지 구간의 샘플은 IFI 조건하에서 M 개 이하이므로, 샘플값들의 최대 거리가 M 을 초과하지 않는 범위 안에서 찾을 수 있다. 샘플들 사이의 최대 거리를 찾기 위해 S 의 원소들로 이루어진 $j(\geq 0)$ 번째 벡터를 $S_j = [s_0, s_1, \dots, s_j]$ 라 하고 $Pos(s_i)$ 를 s_i 의 E_{010} 내에서의 위치라 할 때 (예를 들면, $Pos(s_0) = M$), 벡터 S_j 의 원소들의 위치 값들로 이루어진 벡터를

$$PS_j = [Pos(s_0), Pos(s_1), \dots, Pos(s_j)] \quad (13)$$

라 하면 S_j 의 원소들, 즉 샘플값들이 차지하는 구간의 최대 길이는

$$d_j = \arg \max_i PS_{j,i} - \arg \min_i PS_{j,i} \quad (14)$$

$$i = 0, 1, \dots, j$$

가 된다. 이 때 d_j 가 M 보다 크면 PA 코드 0의 샘플이 포함된 것이다. 따라서 d_j 가 처음으로 M 보다 큰 값이 될 때의 j 값을 j_0 라 하면, 즉

$$j_0 = \arg \min_{j=0,1,\dots,M-1} d_j > M \quad (15)$$

일 때, s_{j_0} 는 코드 0에 속하는 가장 큰 샘플로 간주 될 수 있다. 그러므로 s_{j_0} 보다 큰 에너지 샘플들만 에너지 구간으로 정하고 나머지는 모두 에너지 구간에서 제외한다. 즉 잡음 레벨 이하의 에너지 샘플들은 가중치를 모두 0으로 한다. 그림 3은 $M=8$ 인 경우의 예로, $j_0 = 5$ 이므로 $[s_0, s_4]$ 에 해당하는 샘플들만 에너지 구간에 속한다. 즉 $W = [e_{-1}, e_0, e_1, e_2, e_3, 0, 0, 0]^T$ (또는 $W = [s_4, s_0, s_3, s_1, s_2, 0, 0, 0]^T$)이 되어 Decision variable

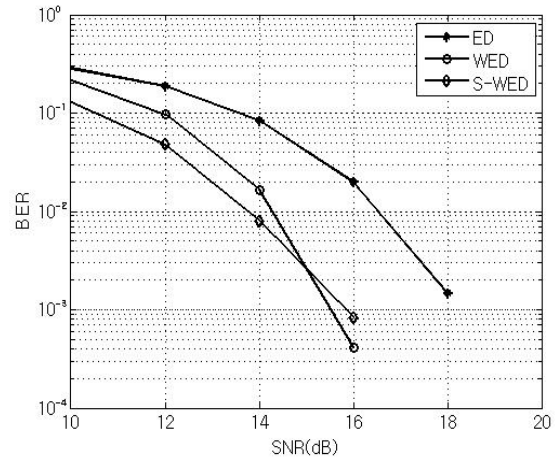


그림 4. CM1에서 BER시뮬레이션 결과
Fig. 4. BER simulation result in CM1 channel.

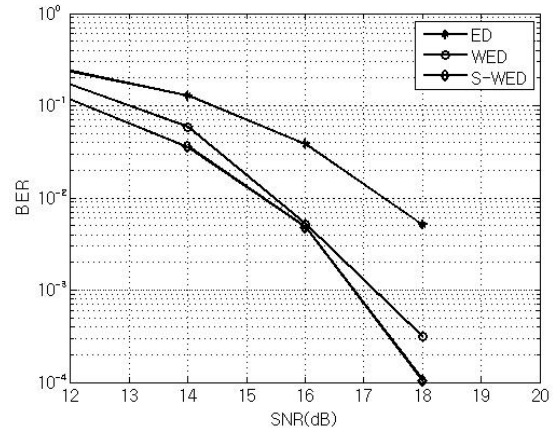


그림 5. CM2에서 BER시뮬레이션 결과
Fig. 5. BER simulation result in CM2 channel.

계산 시 $[n_{\max} - 1, n_{\max} + 3]$ 구간의 에너지만 누적되어진다. 또한 편의상, 심볼의 첫 시작 서브 구간을 $n_{k,\max} - 1$ 라 하면, 비동기 수신기를 이용한 동기에서 채널 딜레이 τ_0 에 포함 된 혼란 심볼의 개수는 알 수 없으므로 채널 딜레이 추정 값은 $\hat{\tau}_0 = [(n_{k,\max} - 1) \bmod (N_c M)] T_I$ 가 된다. IV장에서는 IEEE 802.15.4a의 프리앰블을 적용해 가중치를 구하고 식 9를 이용하여 데이터 검출을 수행한 결과를 제시한다.

IV. 모의 실험 및 결과

제안된 비동기 수신기인 S-WED와 동기 알고리즘은 BER 성능을 통해 검증된다. 이를 위해 IEEE 802.15.4a 시스템에서 제안한 PA 코드 및 표준 펄스를 사용하였

다. 구체적으로 PA 코드 1번 ($N_c = 31$)과 Roll-off factor 0.6인 Root-Raised Cosine 펄스 ($T_p = 2ns$)를 이용하였다. 또한 IR-UWB 신호의 채널 모델로 IEEE 802.15.4a의 CM1 (Residential LOS) 및 CM2 (Residential NLOS)를 사용하였다. IFI와 ISI가 없는 환경을 만들기 위해 채널의 최대 딜레이 프로파일 (Maximum delay profile)과 동일하게 프레임 구간을 설정하였고 ($T_f = 288ns$), $T_I = 8ns(M = 36)$ 로 정하였다. 에너지 구간은 최소 SNR에서의 샘플들을 기준으로 정하였다. 그림 4와 5는 각각 CM1과 CM2에서의 WED와 S-WED의 시뮬레이션 결과이다. 그림에서 보듯 WED와 S-WED는 ED 보다 약 2-3dB 이상의 BER 성능 개선을 보였으며, 낮은 SNR에서는 심볼의 전 구간에 걸쳐 가중치를 적용한 기존의 WED에 비해 선택된 구간에서만 가중치를 적용한 제안된 S-WED가 약 0.4-1dB의 성능 증가를 보였다. 이는 잡음만 포함된 구간을 에너지 누적에서 제외함으로써 잡음의 영향이 큰 낮은 SNR 영역에서 SNR의 증가가 있었기 때문이다. 한편 SNR이 클수록 에너지 구간에 속하는 샘플의 개수가 더 많다. 그러나 낮은 SNR 영역에서 에너지 구간이 정해졌으므로 SNR이 큰 영역에서는 에너지 누적에서 제외되는 에너지 구간이 발생하여 약간의 성능 감소가 있었다. 또한 하드웨어 동작의 측면에서 보면, S-WED를 사용함으로써 CM1의 경우 전체 36개의 서브 구간 중 6개, CM2의 경우 8개만이 에너지 누적에 이용되었다. 이는 가중치 적용에 필요한 곱셈기의 개수와 동작이 기존의 WED에 비해 각각 16% 와 22% 만 필요함을 의미한다.

V. 결 론

본 논문은 가중치를 적용한 에너지 검출기를 좀 더 간단히 구현하고자 이에 적합한 동기 알고리즘과 이에 따른 선택적 가중치 적용 에너지 검출기(S-WED)를 제안하였다. 제안된 동기 방법을 통해 간단하게 동기 및 가중치를 얻을 수 있었고, 이를 적용한 S-WED를 통해 기존의 WED보다 적은 수의 계산으로 향상된 수신 성능을 얻을 수 있었다.

REFERENCES

[1] 김재운, 박영진, 이순우, 이재진, 서철현, 신요안,

“Noncoherent UWB 시스템을 위한 펄스 반복 전송 기반의 선택적 검출 기법”, 대한전자공학회 하계종합학술대회 제30권 제 1호

- [2] A. Antonio and U. Mengali, “Energy-Detection UWB receivers with multiple energy measurement,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 6, no. 7, pp. 2652-2659, July 2007.
- [3] F. Wang and Z. Tian, “Weighted energy detection for noncoherent ultra-wideband receiver design,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 10, no. 2, pp. 710-720, July 2011.
- [4] J. J. Wu and G. Xiang, “Weighted noncoherent receiver for uwb PPM signals” *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 10, no. 9, pp. 655-657, Sept. 2006.
- [5] J. Romme and K. Witrisal, “Transmitted-Reference UWB systems using weighted autocorrelation receivers,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 54, no. 4, pp. 1754-1761, April 2006.
- [6] V. Lottici and A. D’Andrea, “Channel estimation for Ultra-Wideband communications,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 20, no. 9, pp. 1638-1645, Dec. 2002.
- [7] J. Ibrahim and R. M. Michael, “Two-stage acquisition for UWB in dense multipath,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 24, no. 4, pp. 801-807, April. 2006.
- [8] M. Flury, R. Merz and J. Y. Boudec, “Synchronization for Impulse-Radio UWB with energy-detection and multi-user interference: algorithm and application to IEEE 802.15.4a,” *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol. 59, no. 11, pp. 5458-5472, Nov. 2011.

저 자 소 개



지 신 애(학생회원)
1999년 충남대학교 전자공학과
학사 졸업.
2004년 한국 정보통신 대학교
대학원 전지전자공학과
석사 졸업.
2006년~현재 연세대학교 전기
전자공학과 박사과정

<주관심분야 : 무선통신 시스템, 모뎀 SoC 설계>



김 재 석(평생회원)-교신저자
1977년 연세대학교 전자공학과
학사 졸업.
1979년 KAIST 전지전자공학과
석사 졸업.
1988년 Rensselaer Polytechnic
Institute, NY. 박사 졸업.
1988년~1996년 한국전자통신연구원 책임연구원.

1996년~현재 연세대학교 전기전자공학과 교수.
<주관심분야 : 통신 SoC설계, 멀티미디어IP설
계>