

# 저속 UWB 시스템에서 선택적 레이크 수신기를 위한 개선된 채널 추정 방법

정회원 권순구\*, 종신회원 정운호\*\*, 정회원 김재석\*

## Improved Channel Estimation for Selective RAKE Receiver in LR-UWB System

Soonkoo Kwon\* *Regular Member*, Yunho Jung\*\* *Lifelong Member*,  
Jaeseok Kim\* *Regular Member*

### 요 약

본 논문은 IEEE802.15.4a low-rate ultra-wideband (LR-UWB) 시스템을 위한 효율적인 채널 추정 방법을 제안한다. LR-UWB 시스템을 위한 채널추정은 기준신호와 수신된 신호의 상호 상관에 기반 하여 채널 이득 (gain)과 지연 (delay) 값 같은 채널 파라메타를 추출하는 sliding window (SW) 방식이 일반적이다. 하지만, SW방식은 모든 채널을 한번만 상호 상관 하므로 성능 열화가 큰 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 SW 방식의 단점을 극복하기 위해 반복된 수신신호를 이용하여 상호상관한 후 결과 값을 누적함으로써 성능 이득을 얻을 수 있는 효율적인 채널 추정 방법을 제안 한다. 제안된 방법의 성능 이득을 확인하기 위해 Saleh-Valenzuela (S-V) 채널 환경에서 모의실험을 수행하였고, 그 결과 기존의 SW 방식에 비해 제안된 방식이 약 4dB의 성능 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다.

**Key Words** : LR-UWB, IEEE802.15.4a, S-Rake Receiver, Preamble, Channel Estimation

### ABSTRACT

This paper proposes an efficient scheme to estimate the channel parameters such as channel gain and delay for the IEEE802.15.4a LR-UWB systems. Sliding window (SW) method is generally used for the channel estimation of LR-UWB systems, which extracts the channel parameters by performing the cross-correlation with the repeatedly transmitted signal. However, the SW method experiences the severe performance degradation because the cross-correlation is performed just once for the received signal. In this paper, we propose a novel channel estimation scheme, which can achieve a great performance gain by performing the cross-correlation repeatedly with the repeated receive signal. In order to verify the performance gain of the proposed scheme, we performed the intensive simulation with the Saleh-Valenzuela channel model. Simulation results show that the proposed scheme has a performance improvement of 4dB compared to the conventional SW channel estimation scheme.

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음.(IITA-2008-(C1090-0801-0012))

\* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신SoC설계 연구실(skkwon@yonsei.ac.kr),

\*\* 한국항공대학교 항공전자및전자통신공학부 조교수(yjung@kau.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-09-402, 접수일자 : 2008년 9월 11일, 최종논문접수일자 : 2008년 11월 18일

## I. 서 론

IEEE 802.15.4a LR-UWB (Low Rate Ultra Wide Band) 기술은 저 전력과 낮은 데이터 전송 속도를 지원하며 복수 변조 방식인 BPPM과 BPSK 방식을 이용한다. IR (Impulse Radio)를 사용하는 LR-UWB 방식은 짧은 펄스를 전송하기 때문에 송수신기를 간단히 구현할 수 있고, 저 전력으로 구현 가능하며, 다중 경로 지연과 같은 외부 환경에 강한 특성을 가진다. 또한, 수 ns의 짧은 펄스를 사용하는 특징은 뛰어난 신호 분해 능력을 제공하므로써 초정밀 위치 인식을 가능하게 한다.<sup>[1]</sup> 더불어, 짧은 펄스를 사용하므로 데이터 수신시 채널의 특징을 파악하기 위해 정확한 채널 추정 방법이 요구 된다. 채널 추정된 후 추정된 채널 이득과 지연 값은 레이크 수신기의 경로 선택에 이용되고, 데이터 수신시 파라메타를 정확히 찾는 정도에 따라서 성능이 좌우된다.

채널 추정 알고리즘은 수신된 프리여블 신호를 이용하여 채널의 특성을 파악 하여 관련 파라메타를 추출한다. 대부분 채널 추정 알고리즘들은 DS-UWB 시스템에서 연구 되어 왔다. 그중에서 ML (Maximum-Likelihood) [2] 같은 알고리즘은 많은 경로 수를 모두 계산해야 하므로 실시간 구현이 어려운 문제를 갖는다. 비교적 정확하게 채널 추정하는 알고리즘에는 LS (Least Square), SS (Sub-Space)방식[3] 등이 있지만, LS 방식은 많은 펄스 프레임 수가 요구되는 단점을 가지며, SS는 펄스가 수신된 정확한 위치를 찾아야 하기 때문에 복잡도가 커지는 문제가 있다. 반면에, 펄스 통신 방식인 LR-UWB 시스템에 맞게 주로 연구해온 방식으로 SW (Sliding Window) [4] 방식과 SC (Successive Cancellation) [5]방식이 있다. 하지만, SW 방식은 상호상관을 한번만 수행하기 때문에 정확한 채널 추정이 어려워 성능이 떨어지는 단점이 있고, SC는 가장 큰 파라메타 값을 순차적으로 구함으로써 계산시간이 많이 걸리는 단점이 있기 때문에 정확하고 빠른 시간을 요구하는 LR-UWB 시스템에는 적합하지 않은 방식이라 할 수 있다.

본 연구는 LR-UWB 시스템의 프리여블 신호 구조를 이용하여 프리여블 신호에서 두 가지 파라메타인 채널이득과 지연 값을 효율적으로 추출할 수 있는 기법을 제안한다. 또한, 제안된 방식과 기존의 SW 방식을 선택적 레이크 (Selective-RAKE) <sup>[6]-[7]</sup> 수신기에 적용하여 비교 분석함으로써, 제안된 방식

의 성능 이득을 확인해 본다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 LR-UWB 시스템 모델에 대해서 구조를 제시하며, III장에서는 선택적 레이크 수신기 구조를 설명하고, IV장에서는 기존의 채널 추정 알고리즘과 제안된 방식의 채널 추정 알고리즘을 설명하고, V장에서는 모의실험에 사용된 검증 파라메타 설명과 기존방식과 제안된 방식의 성능 결과를 비교 분석하며, VI장에서는 결론을 맺도록 한다.

## II. 시스템 모델

### 2.1 수신 신호 모델

IEEE802.15.4a LR-UWB 시스템에서 수신된 신호는 식 (1)과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= r_p(t) + r_d(t) + n(t) \\ r(t) &= s_p(t) * h(t) + s_d(t) * h(t) + n(t) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $s_p(t)$ 는 프리여블 신호이며,  $s_d(t)$ 는 데이터 신호이다.  $h(t)$ 는 채널임펄스 응답이며,  $n(t)$ 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 이다. 프리여블 신호와 데이터 신호는 식(2), 식(3)과 같이 정의할 수 있다.

$$s_p(t) = \sqrt{\frac{E_s}{N_s}} \sum_{n=1}^{N_{sym}} N(n) \sum_{j=1}^J S_j(j) v_p(t - nT_{psym} - jT_{pri} - T_c) \quad (2)$$

여기서  $T_{psym}$ 은 프리여블 한구간이고,  $T_{pri}$ 는 펄스 반복 구간이고,  $T_c$ 는 한 펄스 구간이다.

$$s_d(t) = \sqrt{\frac{E_s}{N_s}} p(t) \cdot c_{burst}(t) \cdot d_{mod}(t) \quad (3)$$

여기서

$$\begin{aligned} c_{burst}(t) &= \sum_{n=1}^{N_{cb}} (1 - 2s_{n+kN_{cb}}) \delta(t - nT_c - h^{(k)} T_{burst}) \\ d_{mod}(t) &= (1 - 2g_1^{(k)}) \delta(t - g_0^{(k)} T_{BPI}). \end{aligned}$$

$p(t)$ 는 펄스 신호,  $c_{burst}(t)$ 와  $d_{mod}(t)$ 는 변조와 코딩정보 신호이다.  $T_{burst}$ 는 타임 호핑 시 시간,  $T_{BPI}$ 은 위치 변조 시 시간이다.  $s_{n+kN_{cb}}$ 와  $h^{(k)}$ 는 극성정보와 위치랜덤 코드이다.  $N_{cb}$ 는 버스트당 펄스의 수이다.  $g_0$ 과  $g_1$ 은 전송된 2비트 데이터 심볼

이며 각각 위치 정보 비트와 극성 정보 비트 나타낸다.

### 2.2 채널모델

Saleh-Valenzuela(SV)모델의 채널 임펄스 응답을 이용하고 식은 (4)와 같다.

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \beta_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (4)$$

여기서  $\beta_{k,l}$ 은  $k$  번째의 탭 상수,  $T_l$ 은  $l$  번째 클러스터의 지연시간이고,  $\tau_{k,l}$ 은  $l$  번째 클러스터 도착 시간 중에서  $k$  번째 다중경로의 지연시간이다.

### 2.3 시뮬레이션 적용 입력 출력 파형

검중에 이용된 입력 펄스 파형 식(5)  $p_t(t)$ 와 수신 펄스 파형 식(6)  $p_r(t)$ 는 그림1과 같은 신호를 이용하였다.

$$p_t(t) = [1 - 4\pi(\frac{t}{T_c})^2] \exp[-2\pi(\frac{t}{T_c})^2] \quad (5)$$

$$p_r(t) = \frac{\frac{4\beta}{\pi\sqrt{T_c}} \cos[\frac{(1+\beta)\pi t}{T_c}] + \frac{\sin[\frac{(1-\beta)\pi t}{T_c}]}{4\beta(\frac{t}{T_c})}}{1 - (\frac{4\beta t}{T_c})^2} \quad (6)$$

### 2.4 LR-UWB 시스템 구조

그림 2는 LR-UWB 시스템 검중에 적용된 모델이고 LR-UWB의 송수신단 구조를 나타낸다. 입력된 데이터는 RS(Reed-Solomon)(63,55) 인코드와 콘볼루션 인코드를 거쳐 송신 기준신호에 따라서 BPPM과 BPSK 변조를 한다. 이때 변조방식은 반

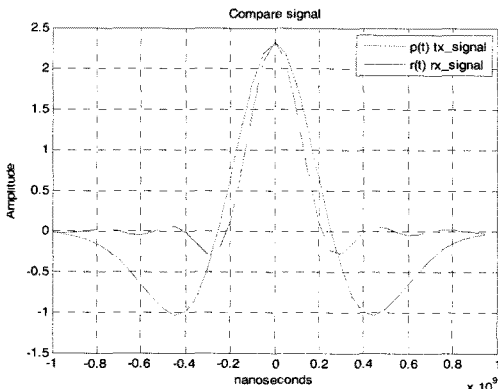


그림 1. 입력출력 펄스 파형

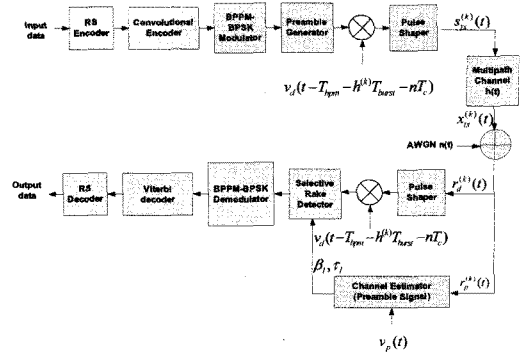


그림 2. LR-UWB 시스템의 검증 시스템 모델

송파를 이용하지 않고 16개의 터너리(ternary) 코드에 맞춰 불규칙하게 발생된 신호에 맞게 출력 펄스에 따라 펄스 셰이퍼(shaper)에서 신호가 송신된다. 송신된 신호는 멀티경로 채널 환경과 AWGN 채널을 거친 후 수신기에 입력된다. 수신된 신호는 위치 정보와 위상정보를 가지고 수신기에 입력된다. 이렇게 수신된 신호는 프리엠블 신호와 데이터 신호로 나누어져 프리엠블 신호는 채널 추정기로 데이터는 펄스 디셰이퍼(deshaper)로 입력되어 레이크 수신기로 입력된다. 채널 추정기를 통해서 얻어진 파라미터를 이용하여 레이크 수신기의 경로를 추적하는데 이용된다. 레이크 수신기를 통해서 나온 데이터는 식(15), 식(16) 같이 검출을 한 후 BPM-BPSK 복조기를 거치고, 비터비 디코더, RS 디코더를 거쳐 최종 데이터가 출력 된다. BPPM-BPSK 변조방식을 적용하기 위해 데이터 심볼 구조 한 주기( $T_{dsym}$ )는 1024ns로 811Kbps의 데이터 전송률을 지원 한다. 한 심볼은 두 개의 구간으로 나누어 한 심볼을 전송한다. 한 심볼은  $T_{dsym} = 2T_{BPM}$  으로 구성되며,  $1T_{BPM}$ 은 16개의 버스트로 구성되고 8개의 데이터 유효구간과 8개의 GI(Guard Interval)로 구성한다. 1개의 버스트구간에는 16개의 터너리 펄스로 구성된다. 1펄스는 2ns의 시간을 갖는다. 앞에 위치 할 경우와 뒤에 위치할 경우에 따라서 BPPM 변조 방식이 되며 동시에 BPSK인 경우에 16개의 터너리 기준 펄스와 비교하여 위상이 같으면 신호는 0, 다른 1 을 검출한다.

### III. 선택적 레이크 수신기 구조

기존 동기식 레이크 수신방식 중에 가장 우수한 성능으로 알려진 수신기는 S-RAKE 수신기이다<sup>[6]</sup>. 그림 3은 LR-UWB 시스템에 맞게 수정한 선택적

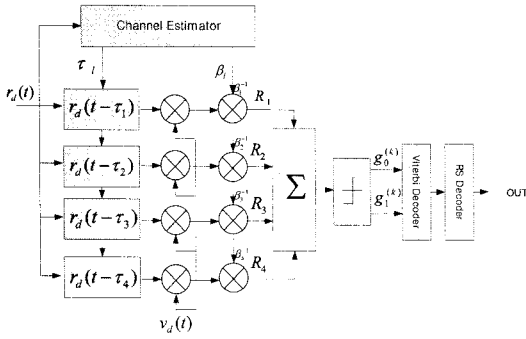


그림 3. LR-UWB의 선택적 레이크 수신기 구조

레이크 수신기의 구조이다. 선택적 레이크 수신기는  $\beta_L$  값에 따라서 성능이 좌우되며 가장 큰 신호를 찾아내는 것이 중요하다. 선택적 레이크 수신기는 가장 큰 이득  $\beta_L$ 과 그에 해당되는 지연 값을 선택하는 방식이다.  $\beta_L$  값은 채널 추정을 통해서 얻을 수 있으며, 채널 추정기로부터 얻은 값을 이용하여 LR-UWB 시스템의 경로가 4개 있는 선택 레이크수신기를 그림3.처럼 구성 할 수 있다. 가장 큰 값일 때  $\beta_1, \tau_1$ 이 첫 번째 경로에 입력되고, 두 번째 큰 값이 두 번째 경로에 입력된다. 차례대로 세 번째, 네 번째 큰 값이 입력된다. 채널 추정기로부터 얻은  $\tau_i$  값은 각 경로마다 위치가 달라지는 파라미터로 수신 되는 가장 큰 신호의 시작 위치를 나타낸다.  $\tau_i$  과 같은 시간에 해당하는  $\beta_i$ 은 채널 추정기로부터 얻은 값으로 S-RAKE의 경로를 구성하기위한 채널이득 값이다. 채널 추정기로부터 얻은  $\tau_i$ 과  $\beta_i$ 값으로 4개 경로를 가진 레이크 수신기를 구성한다.

$$R_1^i = \int_0^{T_{bpm}} \frac{r_d(t - \tau_1)v_d(t)}{\beta_1} dt \quad (7)$$

$$R_2^i = \int_0^{T_{bpm}} \frac{r_d(t - \tau_2)v_d(t)}{\beta_2} dt \quad (8)$$

$$R_3^i = \int_0^{T_{bpm}} \frac{r_d(t - \tau_3)v_d(t)}{\beta_3} dt \quad (9)$$

$$R_4^i = \int_0^{T_{bpm}} \frac{r_d(t - \tau_4)v_d(t)}{\beta_4} dt \quad (10)$$

식 (7)-(10) 에서  $r_d(t) = s_d(t)*h(t)$ ,  $v_d(t) = v_d(t - T_{bpm} - hT_{burst} - T_c)$ 이다.

위식을 일반화해보면 식(11)과 같다.

$$R_k^i = \int_0^{T_{bpm}} \frac{r_d(t - \tau_i)v_d(t)}{\beta_i} dt \quad (11)$$

식(11)에서  $\tau_i$ 이 큰 순서대로 4개 얻어졌다면 4개의 경로를 더하는 방법은 식(12)와 같다. 식(12)에서  $l=9, 5, 7, 2$ 는 첫 번째 수신된 가장 큰 신호의 위치를 말하며, 두 번째 큰 신호의 위치는 5, 세 번째 큰 신호의 위치 7, 네 번째 큰 신호의 위치 2이다. PPM 변조에 의해서 수신된 신호의 위치가 앞이면  $T_{bpm}$ 의 값에 의해서 512ns보다 작으면 앞에 위치하고, 크면 뒤에 위치하는 원리에 의해 식 (13), 식(14)처럼 다시 표현 할 수 있다.

$$\sum(t) = \sum_{k=1}^4 R_k^i(t) = R_1^9(t) + R_2^5(t) + R_3^7(t) + R_4^2(t) \quad (12)$$

$$D_f = \int_0^{T_{bpm}} \Sigma(t) dt \quad (13)$$

$$D_b = \int_{\frac{T_{bpm}}{2}}^{T_{bpm}} \Sigma(t) dt \quad (14)$$

식(13), 식(14)로부터 식(15)와 같이 하면 위치 정보비트  $g_0$  검출이 가능하고 식(16)과 같이 하면 위상 정보 비트  $g_1$  검출이 가능하다.

$$g_0 = \begin{cases} 1, & \text{if } |D_f| < |D_b| \\ 0, & \text{if } |D_f| > |D_b| \end{cases} \quad (15)$$

$$g_1 = \begin{cases} 1, & \text{if } D_f + D_b > 0 \\ 0, & \text{if } D_f + D_b < 0 \end{cases} \quad (16)$$

위와 같이 검출된 비트는 1/2 비터비 디코더와 RS 디코더(63,55)에 의해서 최종 비트를 출력한다.

#### IV. 채널 추정

##### 4.1 기존 SW 채널 추정 알고리즘

SW 방법은 수신된 프리엠블 신호와 알고 있는 전송신호를 상호상관 하여 채널 이득과 지연 값을 계산한다. SW 알고리즘은 간략화한 ML 알고리즘으로, 식(17), 식(18)과 같이 구현된다. 즉, 수신된 신호와 기준신호를 상호 상관한 후 지연시간과 채널 이득 값을 파악한다.

$$R_{rs}(\tilde{\tau}_i) = \sum_{m=1}^M b_m \int_0^{MT_s} r(t)v(t - mT_s - \tilde{\tau}_i) dt \quad (17)$$

$$\tilde{\beta}_l = \arg \max_{\beta} \frac{1}{ME_b} R_{v_s}(\tilde{\tau}_l), l = 1, \dots, L \quad (18)$$

식(17), 식(18)을 참조하여 IEEE802.15.4a LR-UWB 시스템에 적용하면 식(19), 식(20)과 같이 다시 표현 할 수 있다. 상호상관을 해서 최대 지연시간과 채널 이득을 찾는다.

$$\hat{\tau}_l = \arg \max_{\tau} \sum_{m=1}^M \int_0^{MT_{psym}} r_p(t)v_p(t)dt \quad (19)$$

$$\hat{\beta}_l = \frac{1}{ME_b} \sum_{m=1}^M \int_0^{MT_{psym}} r_p(t)v_p(t)dt \quad (20)$$

여기서  $v_p(t) = v_p(t - mT_{psym} - jT_{pri} - T_c - \tilde{\tau}_l)$ 이다.

#### 4.2 제안된 채널 추정 알고리즘

제안된 방법은 수신되는 신호를 S-RAKE 수신기에서  $T_i = T_{psym}$  시간 간격마다 지연시켜 지연시킨 수신 프리엠프 신호들을 더한 후 수신된 프리엠프 신호와 기준 프리엠프 신호를 상호 상관 한 후 채널이득과 최대 채널이득에 해당하는 지연시간을 찾아내는 방법이다. 첫 번째 수신된 프리엠프 신호와 기준 프리엠프 신호를 상호상관을 한다. 계속해서 들어 온 수신 신호를  $T_{psym}$  시간 간격으로 식 (21)-(24)처럼 상호상관을 한다.

$$F_1(t) = \frac{1}{ME_b} \int_0^{T_{psym}} r_p(t)v_p(t)dt \quad (21)$$

$$F_2(t) = \frac{1}{ME_b} \int_0^{T_{psym}} r_p(t - T_{psym})v_p(t)dt \quad (22)$$

$$F_3(t) = \frac{1}{ME_b} \int_0^{T_{psym}} r_p(t - 2T_{psym})v_p(t)dt \quad (23)$$

$$F_4(t) = \frac{1}{ME_b} \int_0^{T_{psym}} r_p(t - 3T_{psym})v_p(t)dt \quad (24)$$

식(21)-(24)로부터 식(25)처럼 일반화한 식을 이용하여 식(26), (27)과 같이 최대값에 해당하는 채널이득 및 지연시간 파라미터를 추출한다. 그림 4는

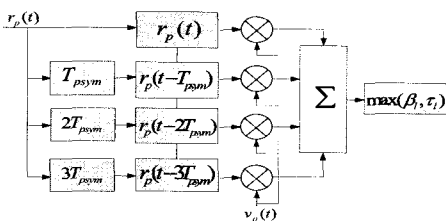


그림 4. 제안된 채널 추정 구조도

제안된 알고리즘이 적용된 채널 추정기의 구조를 보여준다. 그림에서 보는 것처럼, 각 경로를 상호상관한 후에, 경로 값을 합산 한 후 최대 값을 찾아낸 후 그 값을 레이크 수신기의 경로에 파라미터로 이용한다.

$$F_i(t) = \frac{1}{ME_b} \sum_{m=1}^M \int_0^{T_{psym}} r_p(t - mT_{psym})v_p(t)dt \quad (25)$$

$$\hat{\tau}_l = \arg \max_{\tau} \sum_{i=1}^L F_i(\tilde{\tau}_l) \quad (26)$$

$$\hat{\beta}_l = F_i(\hat{\tau}_l) \quad (27)$$

### V. 모의실험 결과

#### 5.1 검증 파라메타

검증에 이용한 파라메타들은 표 1과 같다. 프리엠프블과 데이터 파라메타로 나누어지고, 각 파라메타 표시와 값을 표현하였다.

표 1. 검증 파라메타

이름	표시	값
칩간격	$T_c$	2nS
원펄스간격	$T_{pri}$	32nS
프리엠프블심불간격	$T_{psym}$	992nS
데이터심불간격	$T_{dsym}$	1024nS
데이터1/2주기	$T_{bpm}$	512nS
터너리코드길이	$S_i(j)$	31bits
데이터속도	$R_b$	850Kbps
채널모델	$CM2, CM4, CM6, CM8$	

#### 5.2 검증 방법 및 성능 결과

그림 2와 같이 검증모델을 (맷랩)matlab 이용하여 검증 모델을 만들었다. 컴퓨터 모의실험을 통해 SW방법과 제안된 채널 추정 방법을 채널 추정기로부터 얻은 파라메타 4개를 이용하여 S-Rake 수신기에 적용하여 검증 하였다. 기존의 SW 방식과 제안된 방식, 완전 채널을 상호 비교하였다. 검증된 총 데이터 수는 10240비트이며, 프리엠프블 신호에 사용된 터너리 코드는 31비트 짧은 코드를 사용하였다. 채널 모델은 IEEE802.15.4a의 UWB 채널 모델인 S-V 채널 모델을 사용하였다. 퍼펙트 채널 (Perfect Channel)인 경우는 수신된 신호가 노이즈가 없는 완벽한 채널 인 경우로 수신된 임펄스 특

정을 안다고 가정하고 검증하였다. 그림 5는 채널 모드 2에서 레이크의 개수가 4개일 때 성능이다. 제안된 방식이 SW방식에 비해서 약 4dB 정도 우수하다. 그림 6은 각 채널 별 성능이며 즉, 가정(CM2), 사무실(CM4), 실외(CM6), 공업단지(CM8) 등 4가지 NLOS 환경에서 비교하였다. 제안된 방식이 SW방식보다 CM2에서 4.5dB, CM4에서 4.5dB, CM6에서 4dB, CM8에서 4dB정도 우수 하였다. 제안된 방식만을 비교해보면 가정보다는 복잡한 공업단지에서 성능이 차이남을 알 수 있다. 그림 7은 기존 방식과 제안 방식에 대한 레이크 개수마다 비교 성능 결과이다. 레이크 수신기 1개, 2개, 4개, 8개의 경로를 이용하여 기존 채널 추정 방법 SW와 제안된 채널 추정 방법을 비교 검증하였다. 제안된 방식이 SW방식보다는 BER 기준  $10^{-2}$ 에서 레이크 수 1개에서 4dB, 4개에서 4.5dB, 8개에서 4.5dB 정도 우수하다.

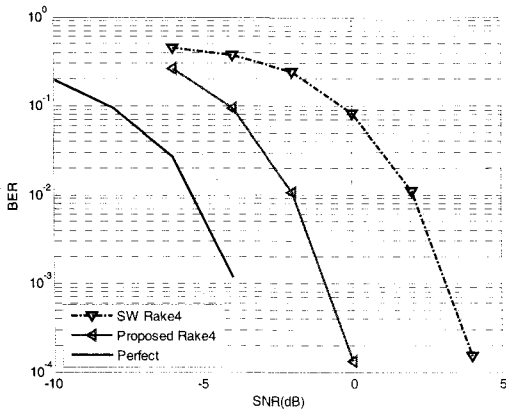


그림 5. CM2에서 레이크 수 4인 경우 BER 성능

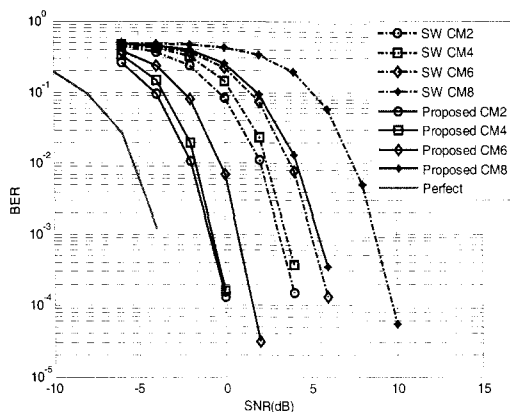


그림 6. 채널 모드별 BER 성능

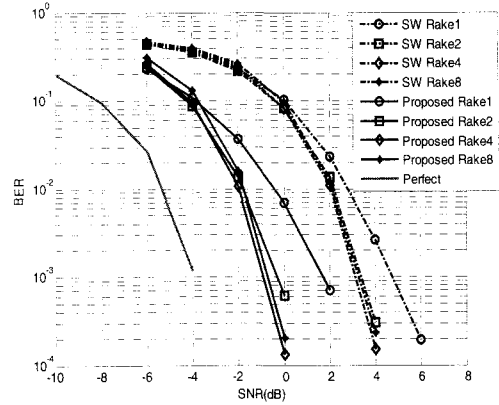


그림 7. CM2에서 레이크 개수 별 BER 성능

## VI. 결 론

본 논문에서는 IEEE802.15.4a LR-UWB 시스템의 S-Rake 수신기를 위한 효율적인 채널 추정 방식을 제안하였다. 기존의 방식처럼 한번 만 상호상관하는 것보다 프리엠블 한 주기 마다 지연시킨 후 상호상관 한 다음 지연 된 수신신호를 더하는 방식이 성능이 좋은 채널 추정 방법임을 확인 하였다. 성능 검증 결과 제안된 알고리즘이 기존 SW 채널 추정 방식에 비해 약 4dB의 성능 이득을 보임을 확인하였다.

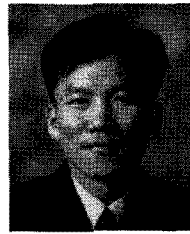
## 참 고 문 헌

- [1] PART 15.4:Wireless Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks(LR-WPANs), Jan. 2007.
- [2] V. Lottici, A.N. D'Andrea, and U. Mengali, "Channel estimation for ultra-wideband communications", IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol.20, No.9, pp.1638-1645, Dec. 2002.
- [3] C.Carbonelli, U. Mengali and U. Mitra, "Synchronization and channel estimation for UWB signals", Proc. IEEE GLOBECOM'03, San Francisco, USA, Vol.2, pp.764-768, 1-5 Dec. 2003
- [4] Dan Wang, Ling-ge Jiang, and Chen He, "A Sliding Window Method with Iterative Tuning for Channel Estimation of UWB Signals".

- IEICE TRANS. FUNDAMENTALS, VOL.E90-A, No.9 Sep. 2007
- [5] YuPeng Wang, and KyungHi Chang, "Preamble-based Successive Cancellation Scheme for the Channel Estimation in the DS-UWB System", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.53, No.3, Aug. 2007
  - [6] D. Cassioli and Francesco Vatalaro, "Performance of Low-Complexity Rake Reception in a Realistic UWB Channel", ICC, Vol.2, pp.763-767, Apr. 2002.
  - [7] Arjunnan Rajeswaran, V. Srinivasa Somayazulu and Jeffrey R. Foerster, "Rake Performance for a Pulse Based UWB System in a Realistic UWB Indoor Channel", IEEE Comm. Magazine, pp.132-139, Nov. 2000.
  - [8] IEEE 802.15 TG4a Channel Modeling Sub Committee, "IEEE 802.15.4a channel model-final report", <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>

권순구 (Soonkoo Kwon)

정회원



1989년 2월 단국대학교 전자공학과 졸업  
 2000년 2월 연세대학교 전기전자공학과 석사  
 2000년 5월 삼성전자 책임연구원  
 2002년 (주)월드엠텔레콤 연구소 연구소장

2003년 (주)텔레매틱스 연구소장

2005년 (주)임팩트라 기술이사

2003년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 <관심분야> LR-UWB System의 SoC 구현, 무선통신 시스템 신호처리 알고리즘

정윤호 (Yunho Jung)

중신회원



1998년 8월 연세대학교 전자공학과 졸업  
 2000년 8월 연세대학교 전기전자공학과 석사  
 2005년 8월 연세대학교 전기전자공학과 박사  
 2007년 4월 삼성전자 정보통신연구소

2008년 2월 연세대학교 전기전자공학과 연구교수

2008년 3월~현재 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학과 조교수

<관심분야> 통신 및 영상 시스템의 SoC 구현, 신호 처리 알고리즘

김재석 (Jaeseok Kim)

정회원



1977년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업  
 1979년 2월 KAIST 전기전자공학과 석사  
 1988년 2월 Rensselaer Polytechnic Institute, NY, 박사  
 1993년~1995년 한국전자통신연구원 책임연구원

1996년~현재 연세대학교 전기전자공학과 교수

<관심분야> 통신 및 영상 시스템, VLSI 신호처리, 임베디드 S/W 및 SoC 구현