

논문 2010-3-1

IR-UWB 시스템을 위한 채널 추정 기법

An overview of channel estimation for IR-UWB System

신창택*, 최진규**

Changtaek Shin, Ginkyu Choi

요 약 IR (impulse radio)를 사용하는 IR-UWB 방식은 짧은 펄스를 전송하기 때문에 송수신기를 간단히 구현할 수 있고, 저 전력으로 구현 가능하며, 다중 경로 지연과 같은 외부 환경에 강한 특성을 가진다. 더불어, 짧은 펄스를 사용하므로 데이터 수신시 채널의 특징을 파악하기 위해 정확한 채널 추정 방법이 요구 된다. 채널 추정한 후 추정된 채널 이득과 지연 값은 레이크 수신기의 경로 선택에 이용되고, 데이터 수신시 파라메타를 정확히 찾는 정도에 따라서 성능이 좌우된다. 본 문서에서는 수신된 프리엠블 등의 신호를 이용하여 채널의 특성을 파악하여 관련 파라메타를 추출하는 채널 추정 알고리즘 및 다양한 관련 기술에 대하여 소개한다.

Abstract Impulse Radio Ultra-wideband (IR-UWB) system employing the short pulse has the tolerable characteristics for the multipath environment. The corresponding transceiver with low power consumption can be simply implemented. On the other hand, in the receiver side, the precise channel estimation is required for the knowledge of essence in channel due to the short period of pulse. The estimated gains and delays in channel are used in the rake receiver. The resulting parameters we search have a strong influence on the performance in the entire system. We introduce that the essential parameters can be obtained more precisely through the preamble in receiver side for the channel estimation and related technologies are presented.

Key Words : UWB, Channel estimation, Short pulse, Multipath

I. 서 론

무선 PAN (personal area network)과 같은 실내 무선 환경에서의 초고속 데이터 전송을 위한 방식으로서 UWB에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 연속적인 정현파를 사용하는 기존의 무선 통신 시스템과는 달리, UWB 시스템은 1 nsec 이하의 매우 좁은 폭을 갖는 펄스 또는 임펄스를 전송한다. 이러한 UWB의 장점은 높은 채널 용량과 데이터 전송률을 가지며, 다중 경로에 대한 세밀한 분해가 용이하여 위치 예측과 Rake 수신이 가능하다는 점이다. 또한 UWB^[1]는 저전력의 초광대역 특성을 나타내므로 비화성과 낮은 간섭 특성을 가지며, 초단거

리의 정밀함에 의해 위치 추적이 가능하고, RF와 IF단의 생략으로 인해 시스템 구현 비용을 절감할 수 있다. 본 문서는 IR-UWB 시스템에 대하여 전반적으로 기술한 뒤 채널 추정 알고리즘에 대하여 서술 한다.

본 문서의 구성은 다음과 같다. II장에서는 UWB 기술에 대하여 간단히 소개하며, III장에서는 송신신호 모델, IV장에서는 채널 모델, V는 수신기에 대하여 설명한다. VI장은 채널 추정 방법과 알고리즘에 대하여 소개한 후, VIII에서는 결론을 맺도록 한다.

II. UWB 기술 소개

UWB는 500MHz 이상의 대역폭을 사용하여 데이터를 송수신 하는 모든 무선 기술 또는 중심 주파수의 25% 이

*준회원, 삼성전자

**정회원, 홍익대학교 전자전기공학과 교수

접수일자 2010.5.20 수정일자 2010.6.17

상의 대역폭을 활용하는 통신으로 정의되는데 이 비율을 fractional bandwidth라 하고 fractional bandwidth가 0.25 이상이면 UWB^[2]라고 부른다. 이 fractional bandwidth를 계산하는 식은 다음과 같다.

$$BW = \frac{(f_H - f_L)}{\left(\frac{f_H + f_L}{2}\right)} \quad (1)$$

여기서 f_L 은 가장 낮은 주파수의 -10 dB인 지점이고 f_H 은 상향 주파수대의 -10 dB인 지점을 의미한다. -10 dB에 근거하여 UWB를 정의한 이유는 -20 dB로 정의하면 UWB 신호가 noise floor에 근접하여 측정이 어렵기 때문이다. 이를 그림 1에서 잘 보여주고 있다.

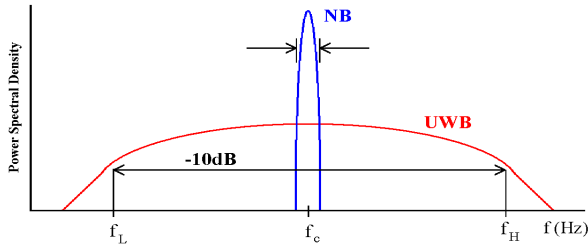


그림 1. UWB 신호
Fig. 1. UWB signal

III. 송신 신호 모델

IR-UWB의 송신기는 시간 도약, PRC (pulse repetition code)를 사용하며 구조는 그림 2와 같이 이루어진다. 한 비트는 j 번 반복하는 PRC를 사용하여 j 개의 프레임으로 구성되고, 한 프레임은 k 개의 time-hopping 구간을 가지는 k 개의 칩으로 구성된다.

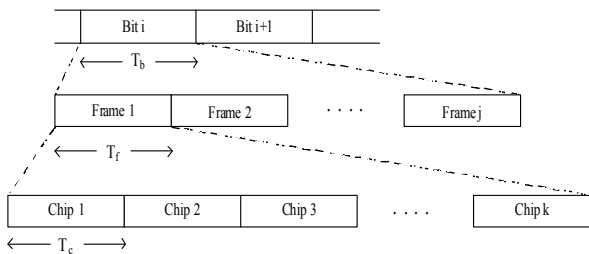


그림 2. IR-UWB의 송신신호 구조
Fig. 2. The structure of IR-UWB transmit signal

다음으로 각 방식의 전송 신호 방식에 대해서 알아보

면 다음과 같다. 첫째로, PPM 전송 신호를 나타내면 그림 3과 같다.

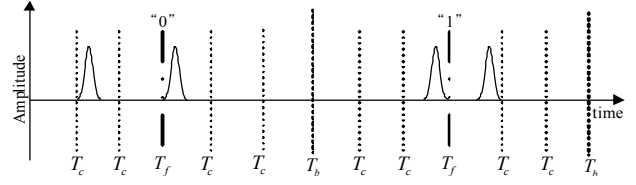
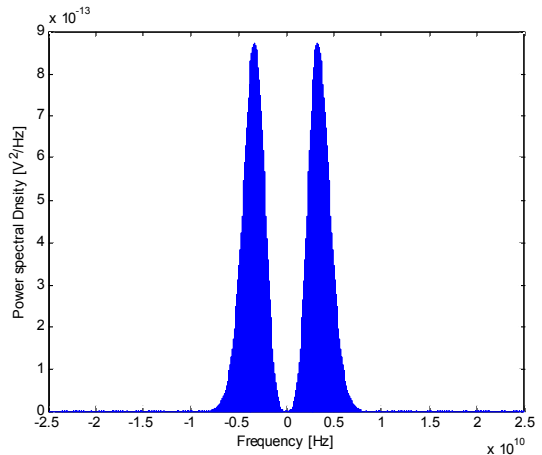
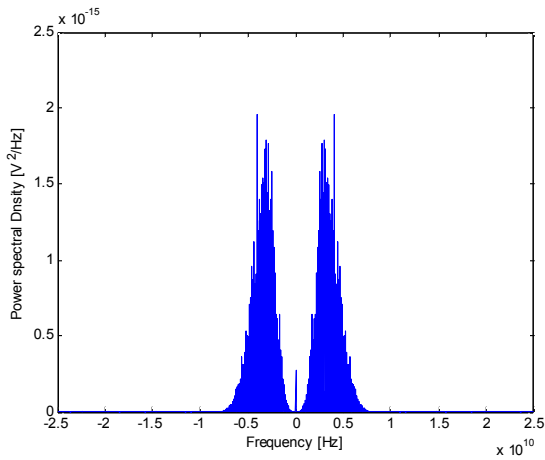


그림 3. PPM-UWB에서 N_s 이 2이고 시간 도약을 하는 신호
Fig. 3. The signal using time hopping and N_s is 2 in PPM-UWB

N_s 는 2를 사용하여 한 비트 구간 T_b 안에 2번의 펄스가 발생되었다. 앞의 두 개의 펄스는 한 타임슬롯 T_c 안에서 앞쪽에 위치하여 비트 값 "0"을 나타내고 있으며, 뒤의 두 개의 펄스는 타임 슬롯 T_c 안에서 뒤쪽에 위치하여 "1"을 나타낸다. 한 프레임 구간 T_f 안에서 시간 도약 (time hopping)을 사용하고 있는데 시간 도약 코드는 [2,1,3,1]이다. 다원 접속의 측면에서, 각 사용자는 고유 시간 도약 패턴을 이용하며, 특정 시간 간격 내에서 다수의 사용자가 자신의 도약 패턴에 따라 도약을 함으로써 높은 보안성을 가지게 한다. 이 시간 도약 코드는 통신시에 송수신기에서 동일한 PN (pseudo noise) 생성기로 코드를 만들어 복원 할 때 이용한다. 다음 그림은 시간도약의 유무에 따른 송신신호의 power spectral density의 비교이다. 시간 도약을 하지 않았을 경우는 가우시안 펄스가 일정하게 전송되는 펄스 트레인 형태가 되어 정확한 가우시안의 형태를 가지는 것을 볼 수 있지만, 시간 도약을 하였을 경우 펄스가 일정하게 전송되지 않기 때문에 가우시안이 distortion되는 것을 볼 수 있다.



(a) 시간 도약을 하지 않았을 경우



(b) 시간 도약을 하였을 경우

그림 4. Time hopping 유무에 따른 power spectral density 비교

Fig. 4. The comparison of power spectral density without/with time hopping

PAM (pulse amplitude modulation) 방식은 그림 5와 같이 전압을 변화시켜 정보를 표시하게 된다.

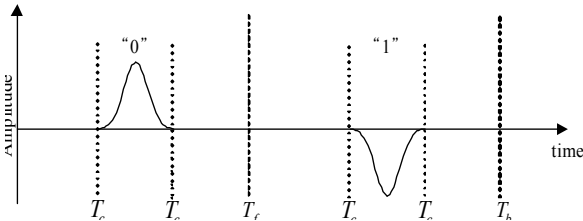


그림 5. PAM-UWB에서의 전송 신호

Fig. 5. Transmit signal for PAM-UWB

OOK (On Off Keying) 방식은 가장 간단한 방식으로써 그림 9와 같이 펄스가 존재시 1, 없을 땐 0을 보내는 것으로 결정하게 하는방식이다.

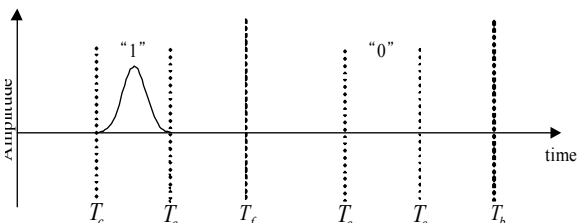


그림 6. OOK-UWB에서의 전송 신호

Fig. 6. Transmit signal for OOK-UWB

IV. 채널 모델

채널 임펄스 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \beta_l \cdot \delta(t - \tau_l) \quad (2)$$

여기서 β_l 은 l 번째 채널 지연성분의 이득 값이고, τ_l 은 l 번째 채널 지연시간을 나타낸다.

Saleh와 Valenzuela는 옥내 채널 환경을 측정 한 결과, 그림 7과 같이 옥내 채널의 임펄스 응답이 여러 개의 클러스터로 구성되는 것을 발견하였고 이를 기반으로 S-V 채널 모델링 기법^[3,4]을 제안하였다.

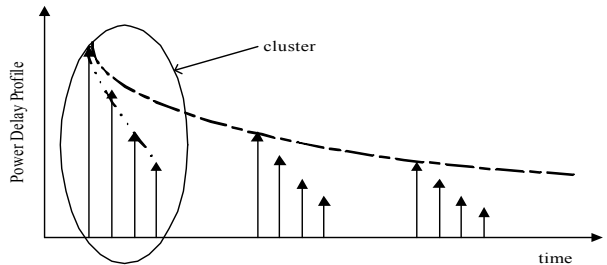
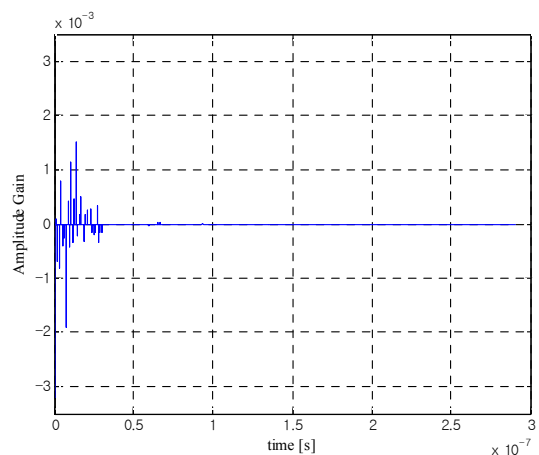


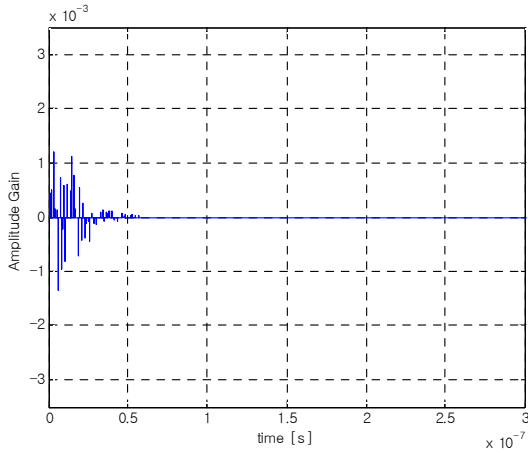
그림 7. S-V 채널 모델의 전형적인 파워 지연 프로파일

Fig. 7. Typical power delay profile for S-V channel model

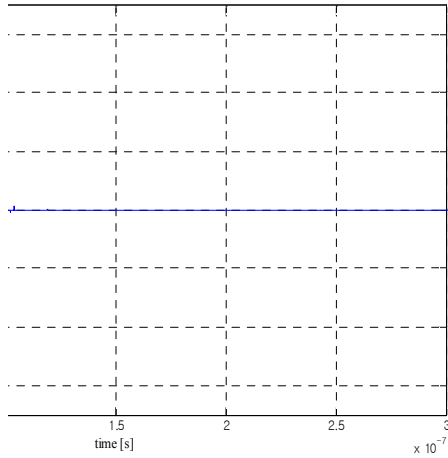
UWB 채널 모델^[5]은 총 4가지 종류로 주어지며, 이 모델은 거리 및 LOS의 유무에 따라 다르게 구성된다. 이러한 채널 특성을 알기 위하여 시간 영역과 주파수 영역에서 실제 측정도 가능하다^[6]. 그림 8은 각 경우의 채널 임펄스 응답을 나타낸다.



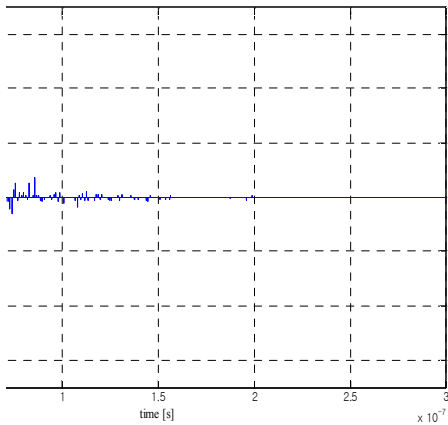
(a) Case A : LOS (0-4m)



(b) Case B : NLOS (0-4m)



(c) Case C : NLOS (4-10m)



(d) Case D : Extreme NLOS multipath channel

그림 8. 채널 임펄스 응답
Fig. 8. Channel impulse response

V. IR-UWB 수신기

1. PPM 수신기

PPM-UWB 시스템은 수신 신호의 복조 및 검출을 위해 상관기 (correlator) 기반의 수신기를 사용하며, j 번째의 심벌의 복조를 위한 참조 신호는 다음과 같이 산출된다.

$$ref_j(t) = s_j^{(0)}(t) - s_j^{(1)}(t) \quad (3)$$

$s_j^{(0)}(t)$ 와 $s_j^{(1)}(t)$ 는 각각 j 번째 2진 심벌 "0" 혹은 "1" 에 대한 PPM에 의해 각각 변조된 송신 신호를 나타낸다. 이 참조 신호는 송신신호와 동일한 파형을 곱하여 cross-correlation 값이 가장 높은 값을 찾아서 송신 비트를 추정하기 위해 사용된다. M 진 전송일 경우에는 M 가지 송신신호의 파형을 모두 cross-correlation하여야 하지만 2진 전송의 경우 그림 9과 같이 참조 신호를 $ref_j(t) = s_j^{(0)}(t) - s_j^{(1)}(t)$ 로 만들어서 한번의 cross-correlation으로 추정이 가능하게 해준다.

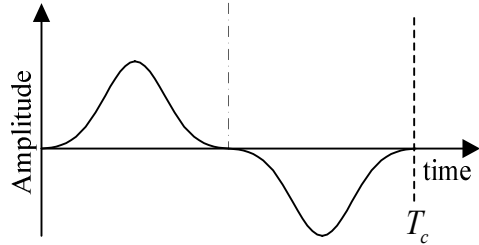


그림 9. 참조 신호
Fig. 9. Reference signal

이러한 참조 신호를 이용한 PPM modulation 수신기의 구조는 그림 10과 같다. 여기서는 다원접속을 고려하지 않은 peer-to-peer 통신을 가정하기 때문에 시간 도약 패턴을 고려하지 않고 수식의 간략화를 위해 AWGN인 $w(t)$ 를 고려하지 않는다.

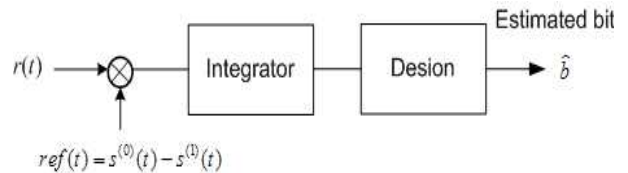


그림 10. AWGN 환경에서 PPM 수신기
Fig. 10. Receiver for PPM for AWGN channel

송신 비트가 0일 경우에 수신기 입력은 다음과 같다.

$$Z_j = \int_0^{T_j} r_j(t)(s_j^{(0)}(t) - s_j^{(1)}(t))dt = \int_0^{T_j} s_j^{(0)}(t)(s_j^{(0)}(t) - s_j^{(1)}(t))dt \quad (4)$$

여기서 $r_j(t)$ 와 $s_j^{(1)}$ 는 직교이기 때문에 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$Z_j = \int_0^{T_j} (s_j^{(0)}(t))^2 dt > 0 \quad (5)$$

반면 송신 비트가 1일 경우에 수신기 입력은 다음과 같다.

$$Z_j = \int_0^{T_j} r_j(t)(s_j^{(0)}(t) - s_j^{(1)}(t))dt = -\int_0^{T_j} (s_j^{(1)}(t))^2 dt < 0 \quad (6)$$

따라서 Z 값의 부호에 따라서 송신 비트를 추정 할 수 있게 되며 비트 검출은 다음과 같이 이루어 진다.

$$\begin{cases} \text{If } z > 0, \hat{b} = 0 \\ \text{If } z < 0, \hat{b} = 1 \end{cases} \quad (7)$$

2. PAM 수신기

PAM-UWB 시스템은 수신 신호의 복조 및 검출을 위해 상관기 (correlator) 기반의 수신기를 사용하며, j 번째의 심벌의 복조를 위한 참조 신호는 식 (8)과 같이 산출되고, 그림 11과 같은 파형을 가진다.

$$ref_j(t) = s_j^{(0)}(t) \quad (8)$$

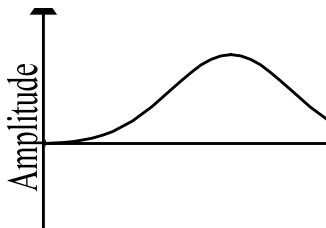


그림 11. 참조 신호
Fig. 11. Reference signal

참조 신호를 제외하고는 PPM의 경우와 동일하다.

3. OOK 수신기

OOK-UWB 시스템은 수신 신호의 복조 및 검출을 위

해 상관기 (correlator) 기반의 수신기를 사용하며, j 번째의 심벌의 복조를 위한 참조 신호는 PAM의 경우와 동일하다. 참조 신호를 제외하고는 PAM의 경우와 동일하다. 송신 비트가 0일 경우에 수신기 입력이 경우와 다음과 같다.

$$Z_j = \int_0^{T_j} r_j(t)s_j^{(0)}(t)dt = \int_0^{T_j} (s_j^{(0)}(t))^2 dt \quad (9)$$

PPM과 PAM은 비트 판정 임계값이 "0"이었지만 OOK의 경우 다음과 같은 임계값 (threshold) T_H 은 다음과 같이 결정된다.

$$E_p = \int_0^{T_j} p^2(t)dt \quad (10)$$

$$T_H = \frac{E_p}{2} \quad (11)$$

따라서 임계값 Ψ 보다 클 경우 수신 비트를 "0"으로 판정하고 작을 경우는 "1"로 판정한다.

각 방식의 비트 판정을 정리하면 표 1과 같다.

표 1. IR-UWB의 참조 신호와 임계값
Table 1. Reference signal and threshold value for IR-UWB

변조방식	참조 신호	임계값
PPM	$ref_j(t) = s_j^{(0)}(t) - s_j^{(1)}(t)$	0
PAM	$ref_j(t) = s_j^{(0)}(t)$	0
OOK	$ref_j(t) = s_j^{(0)}(t)$	$T_H = E_p / 2$

4. 선택적 레이크 수신기 구조

기존 레이크 수신방식 중에 가장 우수한 성능으로 알려진 수신기는 선택적 레이크 (selective Rake) 수신기^[7]이다. 그림 12는 IR-UWB 시스템에 맞게 수정한 핑거가 4개인 선택적 레이크 수신기의 구조이다.

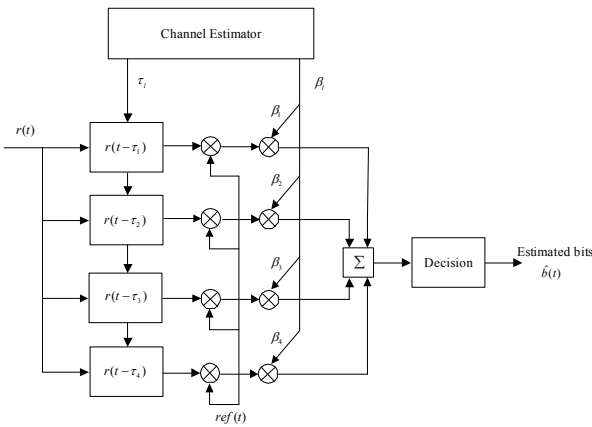


그림 12. IR-UWB의 선택적 레이크 수신기 구조
 Fig. 12. Selective Rake receive structure for IR-UWB

UWB 시스템에서 레이크 수신기는 다중경로에 의해 지연된 수신신호 각각에 참조 신호 $ref(t)$ 를 서로 상관한 후 이 신호들을 다 더한 값의 크기에 따라서 비트값을 추정한다. 선택적 레이크 수신기는 β_L 값에 따라서 성능이 좌우되며 가장 큰 신호를 찾아내는 것이 중요하다. 선택적 레이크 수신기는 가장 큰 이득 β_L 값과 그에 해당되는 지연 값을 선택하는 방식이다. β_L 값은 채널 추정을 통해서 얻을 수 있으며, 채널 추정기로부터 얻은 값을 이용하여 시스템의 경로가 4개 있는 선택적 레이크 수신기를 그림 12처럼 구성 할 수 있다. 경로의 개수를 높일수록 성능은 향상되지만, 복잡도는 급격하게 늘어나는 단점이 있다. 그림 13은 핑거의 개수에 따른 성능비교를 나타낸다. 경로4개 이상부터는 늘어나는 하드웨어 복잡도에 비해 큰 성능 향상이 없기 때문에 경로 4개로 선정하였다.

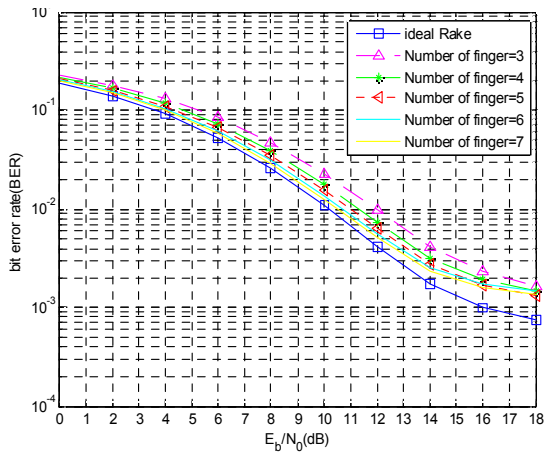


그림 13. 핑거의 숫자에 따른 BER 성능 비교
 Fig. 13. The comparison of BER performance on the number of finger

가장 큰 값일때 β_1, τ_1 이 첫 번째 경로에 입력되고, 두 번째 큰 값이 두 번째 경로에 입력된다. 차례대로 세 번째, 네번째 큰 값이 입력된다. 채널 추정기로부터 얻은 τ_i 값은 각 경로마다 위치가 달라지는 파라미터로 수신되는 가장 큰 신호의 시작 위치를 나타낸다. τ_i 과 같은 시간에 해당하는 β_i 은 채널 추정기로부터 얻은 값으로 선택적 레이크의 경로를 구성하기 위한 채널이득 값이다.

5. 비트 판정 방법

비트를 판정하는 방법에는 hard decision과 soft decision이 있다. 그림 14는 비트 반복 횟수 N_s 이 3일 때의 각 방식의 비트 판정법을 나타낸다. Hard decision의 경우 첫번째 T_f 구간을 우선 적분하여 비트를 판단하고, 두번째와 세번째 T_f 구간을 각각 적분하여 비트를 판단한다. 세번을 판단한 것 중 더 많이 나온 0 또는 1로 피트를 판단하게 된다. Soft decision의 경우는 T_b 구간을 한번에 적분하여 비트를 판단하게 된다.

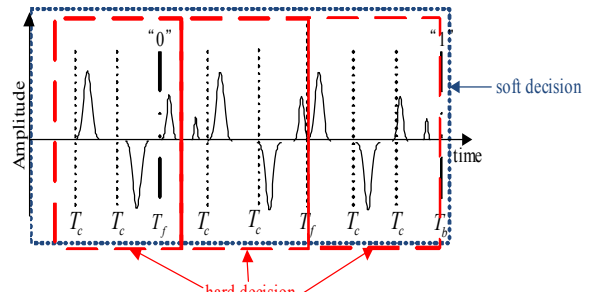


그림 14. 비트 반복 횟수 N_s 이 3일 때의 비트 판정
 Fig. 14. Bit decision when bit repetition number N_s is 3

다음은 hard decision과 soft decision의 성능을 비교해 보았다. Soft decision을 사용하였을 때 hard decision을 때와 비교하여 10^{-2} BER을 얻기 위해 약 1.4 dB의 SNR 성능 이득이 있음을 알 수 있다.

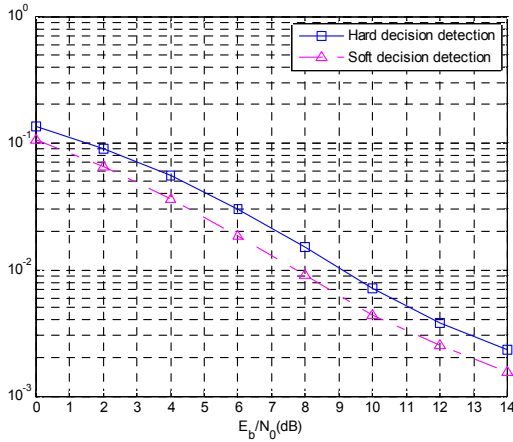


그림 15. Hard decision과 soft decision의 성능 비교
 Fig. 15. The comparison between hard decision and soft decision

VI. 채널 추정

1. 프리엠블 구조

송신 신호는 다음과 같이 프리엠블과 정보를 담은 데이터로 나누어 진다.

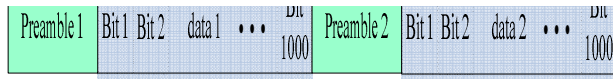


그림 16. IR-UWB의 송신 프리엠블과 데이터 구조도
 Fig. 16. transmit preamble and data structure for IR-UWB

또한 프리엠블은 그림 16와 같이 전체 구간 동안에 하나의 펄스를 생성하는 구조를 가진다.

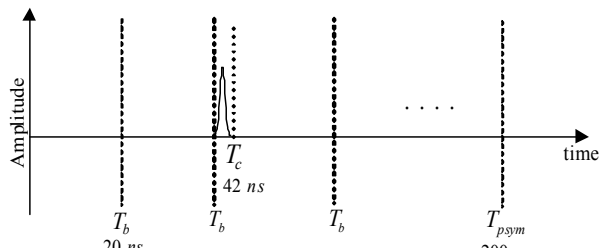


그림 17. IR-UWB의 송신 프리엠블 구조
 Fig. 17. Transmit preamble structure for IR-UWB

수신 프리엠블 신호 $r_p(t)$ 는 식 (12)와 같이 표현될 수 있는데, 이를 이용하여 SNR 추정 및 동기, 채널 추정에

사용된다.

$$r_p(t) = s_p(t) * h(t) + w(t) \quad (12)$$

여기서 $s_p(t)$ 는 송신 프리엠블 신호이며 $h(t)$ 는 채널 임펄스 응답이며, $w(t)$ 는 AWGN (addictive white Gaussian noise)이다.

2. 다양한 채널 추정 알고리즘들

채널 추정 알고리즘은 수신된 프리엠블 신호를 이용하여 채널의 특성을 파악하여 관련 파라미터를 추출한다. 대부분 채널 추정 알고리즘들은 DS-UWB 시스템에서 연구되어 왔다. UWB에서 사용될 수 있는 채널 추정 기법들은 다음과 같다.

가. SW (Sliding Window) 채널 추정

SW^[8] 방법은 그림 18과 같이 수신된 프리엠블 신호와 알고 있는 전송신호를 상호상관 하여 채널 이득과 지연 값을 계산한다. 즉 수신된 신호와 기준신호를 상호 상관한 후 지연시간과 채널 이득 값을 파악한다. 그리고 프리엠블 심볼간격인 T_{psym} 시간 간격마다 지연시켜 지연시킨 수신 프리엠블 신호와 기준 프리엠블 신호를 상호 상관한 후 채널이득과 최대 채널이득에 해당하는 지연시간을 찾아낸다.

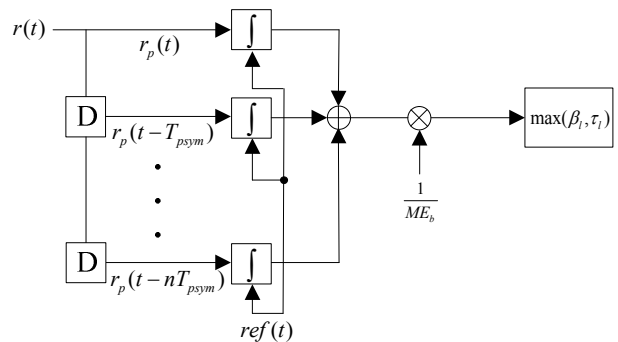


그림 18. SW를 이용한 채널 추정 방법
 Fig. 18. Channel estimation method for using SW

첫 번째 수신된 프리엠블 신호와 기준 프리엠블 신호를 서로 상관한 신호 F_i 를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$F_i(t) = \frac{1}{E_b} \int_0^{T_{psym}} r_p(t) \text{ref}_p(t) dt \quad (13)$$

여기서 E_b 는 한 비트당 에너지를 의미한다. 이를 바탕으로 일반화 하면 다음과 같다.

$$F_i(t) = \frac{1}{NE_b} \sum_{n=1}^N \int_0^{T_{psym}} r_p(t - nT_{psym}) \text{ref}(t) dt \quad (14)$$

$$\hat{\tau}_l = \arg \max \sum_{i=1}^L F_i(\hat{\tau}_l) \quad (15)$$

$$\hat{\beta}_l = F_i(\hat{\tau}_l) \quad (16)$$

SW 방식은 비교적 간단한 복잡도와 빠른 시간의 채널 추정이 가능해, 빠른 처리 속도를 요하는 고속의 UWB 시스템에 효율적이라 할 수 있다. 하지만 수신된 신호와 기준신호를 한번만 상관하기 때문에 정확한 채널 추정이 힘들어 시스템 전반적인 성능 열화를 가져올 수 있다.

나. FFT (fast Fourier transform) 채널 추정

주파수 축에서 수행되는 추정 알고리즘인 고속 푸리에 기법 (FFT)를 이용하는 추정 방법을 제안한다. 수신 신호 y_k 는 송신신호 x 와 채널계수 h , 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise : AWGN) w 에 의해 다음과 같은 관계를 가진다.

$$y_k = \sum_{l=0}^L x_{k-l} h_l + w_k \quad (17)$$

여기서 L 은 채널 임펄스 응답의 길이를 의미하고, 이 때 훈련열 신호에 대한 수신신호 r_{p_k} 는 프리엠블 s_p 에 대해 다음과 같다.

$$r_{p_k} = \sum_{l=0}^L s_{p_{k-l}} h_l + w_k \quad (18)$$

잡음의 영향은 생략하고 식 (17)을 주파수축으로 변화시키면 다음과 같다.

$$R_{p_k} = S_{p_k} \cdot H_l \quad (19)$$

따라서 추정된 채널 응답 \hat{h} 는 다음과 같다.

$$\hat{h} = \text{IFFT} \left\{ \frac{R_{p_k}}{S_{p_k}} \right\} \quad (20)$$

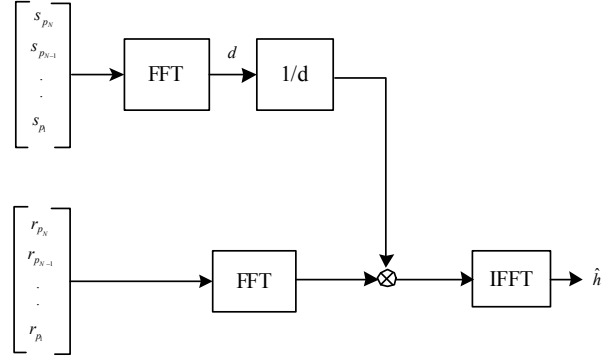


그림 19. FFT를 이용한 채널 추정 방법

Fig. 19. Channel estimation method for using FFT

FFT 방식을 사용하면 복잡한 de-correlation 과정이 나뉘셈 한번으로 대체되는 큰 장점이 있다. 하지만 프리엠블의 길이가 긴 UWB 시스템의 경우 FFT point가 매우 커 하드웨어 복잡도가 기하급수적으로 증가하게 되어 실제 구현을 하기에 무리가 있다. FFT 방식의 경우 모든 유저를 한꺼번에 묶어서 처리하는 3GPP TDD 시스템에서 사용되는 joint detection 방식에 적합하다.

다. ML (Maximum likelihood) 추정

길이가 N 인 프리엠블 신호의 행렬을 \mathbf{S}_p 이라 하고 위 식을 행렬식으로 나타내면 다음과 같다.

$$y^p = \mathbf{S}_p h + w = \begin{bmatrix} s_{p_{L-1}} & s_{p_{L-2}} & \cdots & s_{p_0} \\ s_{p_L} & s_{p_{L-1}} & & s_{p_1} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ s_{p_{N-1}} & s_{p_{N-2}} & \cdots & s_{p_{N-L}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_{L-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{N-L} \end{bmatrix} \quad (21)$$

ML^[8] 추정은 y^p 의 확률밀도함수(probability density function : PDF)를 최대화 하는 채널 \hat{h} 를 추정하는 방법으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{h} = (\mathbf{S}_p^H \mathbf{S}_p)^{-1} \mathbf{S}_p^H r_p \quad (22)$$

ML 추정기의 경우 가장 보편적인 채널 추정 알고리즘으로써, SW 방식에 비해 보통 정확한 채널 추정 성능을 가진다. 즉, SW 방식과 비교하였을 때, 신호대 잡음비가 증가하였을 때 채널 추정의 정확도가 증가한다. 이 방식은 잡음은 고려되지 않기 때문에 잡음으로 인하여 추정의 성능 저하가 있다.

라. LMSE (Least mean square error) 추정

LMSE 추정기^[8]는 추정채널 \hat{h} 와 송신신호 h 사이의 mean square error를 최소화하는 알고리즘을 사용한다. ML 추정은 앞에서 살펴본 바와 같이 등화기의 성능이 잡음의 크기에 영향을 받는다는 단점이 있기 때문에 LMSE 추정기는 잡음 성분을 고려하여 이러한 ML 등화기의 단점을 극복하였다. 등화기 출력의 모든 심볼간 간섭과 잡음의 mean square error를 다음과 같이 정의하면 다음과 같다.

$$\text{MSE} = E \left\{ (\hat{h} - h)^2 \right\} \quad (23)$$

이를 최소화 하는 해는 다음과 같다.

$$\hat{h} = (\mathbf{S}_p^H \mathbf{S}_p + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{S}_p^H r_p \quad (24)$$

LMSE 추정은 시스템에 따라서는 ML 추정과 성능의 차이가 없는 경우도 있기 때문에 복잡도만 증가시킬 가능성이 있어 성능 비교가 필요하다.

마. SC (successive cancellation) 추정

SC^[9] 알고리즘의 순서는 다음과 같다.

- 1) $l=1$ 로 설정한다. $r_p^{(l)} = r_p$
- 2) 수신된 프리엠블 신호와 기준 프리엠블 신호를 서로 상관하여 가장 강한 탭인 β_l 과 τ_l 을 찾는다.

$$F_1(t) = \frac{1}{E_b} \int_0^{T_{psym}} r_p(t) \text{ref}_p(t) dt \quad (25)$$

$$\hat{\tau}_1 = \arg \max F_1(\hat{\tau}_1) \quad (26)$$

$$\hat{\beta}_1 = F_1(\hat{\tau}_1) \quad (27)$$

- 3) 수신된 프리엠블 신호에서 가장 강한 탭의 영향을 제거한다.

$$r_p^{(l+1)} = r_p^{(l)} - \hat{\beta}_l \cdot s_p(\hat{\tau}_l) \quad (28)$$

l 이 핑거의 개수보다 작으면, l 을 하나 증가시킨 후 step 2로 가서 연산을 수행한다.

SC 알고리즘은 채널 추정 알고리즘 중에서 가장 정확한 채널 추정 성능을 가진다. 하지만 채널 지연 성분을 순차적으로 하나씩 계산하여야 하기 때문에 채널 지연 성분이 많은 indoor 채널을 추정하기 위해서는 많은 시간이 소요되는 단점이 있다.

VII. 결 론

본 문서에서는 IR-UWB 시스템에 대한 기술 소개, 송신 신호 모델, 채널 모델 및 수신기 등을 전반적으로 기술한 뒤 프리엠블 신호를 이용한 채널 추정 방법 및 기존의 여러 가지 채널 추정 알고리즘에 대하여 서술하고 각 방식의 장단점을 비교하였다. 가장 간단한 복잡도로 빠르게 추정이 가능한 방식은 SW 방식이지만 이 방식의 경우 실제 채널과의 오류가 크기 때문에 성능 열화를 가져올 수 있다. 반면에 SC 알고리즘은 가장 정확한 성능을 보장하지만 indoor 채널의 많은 지연 경로를 추정하기 까지 많은 시간이 소요되는 단점이 있다.

또한 UWB 채널의 경우 지연 경로의 개수가 약 400개 이상 되고, sampling rate이 높아 ML과 같은 추정 시에 프리엠블 행렬 크기가 아주 커지는 문제가 있다. 따라서 프리엠블 신호를 이용한 채널 추정 방법 및 기타 다양한 채널 추정 알고리즘을 효율적으로 이용하기 위하여 채널 sequence를 down sampling을 하여 채널 추정 시 행렬 크기를 간소화 시키는 방법을 궁극적으로 고려해야 한다.

참 고 문 헌

- [1] M.Z. Win and R.A. Scholtz, "Impulse radio: How it works," IEEE Commun. Lett., vol.2, pp.36-38,

- Feb. 1998
- [2] S. CIOLINO, M. GHAVAMI and H. AGHVAMI, "On the Use of Wavelet Packets in UltraWideband Pulse Shape Modulation Systems", IEICE TRANS. FUNDAMENTALS, VOL. E88-A, NO.9 Sep. 2005
- [3] A. Saleh and R. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE JSAC, vol. SAC-5, pp. 128-37, no. 2, Feb. 1987
- [4] M. Pukkila, "Iterative Receivers and Multichannel Equalization for Time Division Multiple Access Systems," Helsinki University of Technology, 2003
- [5] J. Foerster, "Channel modeling sub-committee report final," Technical Report P802.15-02/490r1-SG3a, IEEE P802.15 Wireless Personal Area Networks, Feb. 2003
- [6] Andreas F. Molisch, "Ultra-Wide-Band Propagation Channels", Proceedings of the IEEE, Vol. 97, No. 2, Feb. 2009
- [7] Di Benedetto and Giancola, "Understanding Ultra Wide Band", Prentice hall, 2004
- [8] 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
- [9] YuPeng Wang, and KyungHi Chang, "Preamble-based Successive Cancellation Scheme for the Channel Estimation in the DS-UWB System", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol53, No.3 Aug. 2007

※ 이 논문은 2008학년도 홍익대학교 학술연구진흥비에 의하여 지원되었음

저자 소개

신 창택(정회원)



- 2008년: 서강대학교 전자공학과 (BS),
 - 2010년: 서강대학교 전자공학과 (MS)
- <관심분야> 디지털 통신, 이동 통신, OFDM 시스템, UWB 시스템

최진규(정회원)



- 1983년 : 성균관대학교 전자공학과 (BS),
 - 1990년 : (미)Polytechnic Univ. 전자전기공학과 (MS),
 - 1994년 : (미)Polytechnic Univ. 전산과학과 (MS),
 - 1996년 : (미)Polytechnic Univ. 전자전기공학과 (Ph.D),
 - 1983년-1986년 : LG 전자, Motorola Korea 연구원,
 - 1996년-2004년 : 삼성전자 통신연구소 수석연구원,
 - 2004년 - 현재 : 홍익대학교 과학기술대 전자전기공학과 부교수
- <관심분야> 차세대이동통신, 초광대역 통신, 통신신호처리