

# 실내 무선 환경에서 PN 부호 기반 시간 도약 시퀀스를 이용하는 BPM UWB 다원 접속 시스템의 성능 분석

준회원 양 석 철\*, 정회원 신 요 안\*

## Performance Analysis of BPM UWB Multiple Access System Using PN Code Based Time Hopping Sequence in Indoor Wireless Channels

Suckchel Yang\* *Member* and Yoan Shin\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 실내 무선 환경에서 PN (Pseudo Noise) 부호 기반의 시간 도약 시퀀스를 이용하는 BPM (Bi-Phase Modulation) UWB (Ultra Wide Band) 다원 접속 시스템의 성능을 분석하였다. 특히 PPM (Pulse Position Modulation) UWB 다원 접속 시스템의 경우와 비교하여 전송 신호의 구성 및 수신단 복조 방법에 대한 차별성을 설명하고, 이를 토대로 동일한 펄스 에너지와 데이터 전송률 가정하에서 각 시스템에 대한 신호대잡음비와 비트오율 수식 유도를 통해 성능 차이를 분석하였다. 실제적인 UWB 실내 다중 경로 무선 채널 환경에서 반복 전송 횟수 및 다원 접속 사용자 수의 변화를 통한 모의 실험 결과, BPM 방식이 PPM 방식보다 성능이 우수하나 그 차이는 약 1 dB 정도이며 다원 접속 사용자 수가 많은 경우 이러한 성능 차이는 거의 없음을 확인하였다.

### ABSTRACT

In this paper, we analyze the performance of BPM (Bi-Phase Modulation) UWB (Ultra Wide Band) multiple access system using PN (Pseudo Noise) code based time hopping sequence in indoor wireless channels. In particular, we compare BPM UWB multiple access system with PPM (Pulse Position Modulation) UWB multiple access system in terms of signalling and demodulation schemes. Moreover, we analytically evaluate the performance of these UWB systems by deriving the bit error rate expressions under the assumption that pulse energy and data transmission rate are identical for both systems. Simulation results in additive white Gaussian noise and realistic indoor multipath wireless channels show that the performance of BPM scheme is approximately 1 dB better than that of PPM scheme. However, the performance discrepancy becomes negligible as the number of users increases.

키워드 : UWB, PPM, BPM, 다원 접속, PN 부호 기반 시간 도약 시퀀스, 실내 다중 경로 무선 채널

### 1. 서론

최근 들어 실내 무선 환경에서의 초고속 단거리 데이터 전송을 위한 새로운 방식으로 UWB

(Ultra Wide Band) 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이미 2002년 4월 미국 FCC (Federal Communications Commission)는 UWB 시스템을 위한 주파수 대역을 할당하였고[1], 초고속 W-PAN (Wireless Personal Area Network)의 표준

\*송실대학교 정보통신전자공학부(ysc0809@amcs.ssu.ac.kr, yashin@e.ssu.ac.kr)

논문번호 : 030516-1124, 접수일자 : 2003년 11월 25일

※본 연구는 2002년도 송실대학교 교내연구과제의 지원으로 수행되었습니다.

화를 위한 IEEE 802.15 Task Group 3a (802.15.3a)에서는 Intel, Motorola, Sony, Time Domain, XtremeSpectrum 등 UWB 관련 회사들의 참여를 토대로 초고속 무선 전송을 위한 UWB 기반의 물리 계층 결정을 위해 활발히 연구 중에 있다[2]. 현재 동 그룹에서는 UWB와 관련된 최근의 급격한 관심에 발맞추어 표준화를 위한 기존 일정을 변경하여 충분한 제안서의 검토와 선별을 위해 2004년까지 UWB 표준화 계획을 연장한 상태이다. 한편 산업계 동향으로서, WiMedia 콘소시엄에서는 앞서 언급된 업체들의 참여를 통해 UWB를 이용한 초고속 데이터 전송 기술의 상용화에 힘쓰고 있다 [3]. 이와 더불어, Panasonic, Toshiba, Fujitsu 등은 UWB 기반의 멀티미디어 스트리밍 연구를 진행 중이며, Intel, Time Domain, XtremeSpectrum, AetherWire, Multispectral Solutions 등은 100 Mbps급 UWB 칩셋 및 UWB 관련 기술 특허들을 선보이고 있다[4,5]. 최근 유럽 무선통신 사무국(European Radio Communications Office; ERO)의 발표에 따르면, 향후 UWB의 주요 응용 분야인 실내 무선 홈네트워크 분야에서 UWB 관련 제품은 2003년부터 2010년까지 매년 약 61%의 급속한 성장률을 보일 것으로 예상된다[6].

연속적인 정현파를 사용하는 기존의 무선 통신 시스템과는 달리, UWB 시스템은 송신단에서 1 nsec 내외의 매우 좁은 폭을 갖는 가우시안 모노사이클 펄스(Gaussian Monocycle Pulse) 혹은 임펄스를 펄스 위치 변조(Pulse Position Modulation; PPM) 또는 펄스 극성 변조(Bi-Phase Modulation; BPM) 등의 방식을 통해 단속적으로 전송하고, 수신된 신호는 상관기(Correlator)를 거쳐 복조된다 [7,8,9]. 이 때문에 UWB 시스템은 수백 MHz ~ 수 GHz의 대역에 걸쳐 매우 낮은 전력의 초광대역 특성을 갖게되고, 일반적으로 펄스열의 형태로 신호가 구성되기 때문에 시간 부호화에 의해 랜덤한 시간 도약(Time Hopping)과 선 스펙트럼(Line Spectrum)의 억제가 가능하여 높은 비화성과 낮은 간섭 특성을 갖게된다[10]. 또한 UWB 시스템은 높은 채널 용량과 데이터 전송률을 가지며, 다중 경로에 대한 세밀한 분해가 용이하므로 Rake 형태의 수신기를 통한 성능 향상 및 정밀한 위치 추적이 가능해진다[11,12]. 이에 반해, 초단시간에 의한 데이터 변조와 시간 도약 등을 위해서 매우 정밀한 동기 제어가 요구되고 초광대역 특성 때문에 안테나의 설계가 어렵다는 단점을 가지고 있다.

UWB 시스템의 성공적인 구축을 위해서는 이의 성능에 대한 면밀한 평가와 분석이 필요하다. 하지만 지금까지 PPM 및 BPM 등 UWB 변조 방식의 성능에 대한 대부분의 연구 결과는 이상적인 랜덤 시간 도약 다원 접속 시퀀스 등을 가정하거나, 실제적인 채널 환경을 고려하지 않은 경우가 대부분이었다[7,8,9]. 따라서 본 논문에서는 실내 다중 경로 무선 채널 환경에서 본 저자들이 제안하였던 동일 차수의 다수  $m$ -시퀀스와 심정화기를 이용한 PN(Pseudo Noise) 부호 기반의 시간 도약 시퀀스[13,14]를 적용하여 다원 접속을 수행하는 실제적인 BPM UWB 다원 접속 시스템의 성능을 분석하고자 한다. 특히 PPM 기반 UWB 다원 접속 시스템의 경우와의 비교를 통해 두 방식간의 다양한 차별성에 대해 분석하였고, 성능 평가를 위한 채널 환경으로서 최근 Intel의 J. R. Foerster에 의해 제안된 탭지연선(Tapped Delay Line) 모델을 기반으로 하는 UWB 실내 다중 경로 무선 채널 환경을 고려하였다[15].

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절과 3절에서는 각각 PPM 및 BPM 기반의 UWB 다원 접속 시스템에서의 전송 신호 구성 및 수신단 복조 방법에 대한 설명과 더불어 신호대잡음비와 비트오율의 수식 유도 등을 통해 성능을 분석한다. 4절에서는 PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스에 관한 배경 이론과 구체적인 생성 방법에 대해 설명한다. 한편 5절에서는 탭지연선 모델 기반의 UWB 실내 다중 경로 무선 채널 모델에 대해 정리하고, 6절에서는 모의 실험 결과를 제시하며 이어 7절에서 결론을 맺는다.

## II. PPM 기반의 UWB 다원 접속 시스템

Binary PPM 기반의 UWB 다원 접속 시스템의 송신단에서 다음 식과 같이 표현되는 가우시안 모노사이클 펄스  $g_p(t)$ 를 전송한다고 가정한다[8].

$$g_p(t) = 2A_p \sqrt{\pi} e \left( \frac{t}{\mu_p} \right) e^{-2\pi(t/\mu_p)^2} \quad (1)$$

여기서  $A_p$ 는 펄스의 크기를 나타내는 상수이고,  $\mu_p$ 는 펄스의 폭을 결정하는 파라미터이다. 전송된 펄스  $g_p(t)$ 가 송수신단 안테나의 미분 특성에 의한 영향을 받으면, 수신단의 상관기에는 이 펄스를 미분한 형태의 새로운 펄스가 입력된다[7,8,9]. 따라서, PPM UWB 시스템 수신단 내의 상관기 입력

펄스  $w_p(t)$ 는 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$w_p(t) = A_p' \left( 1 - \frac{4\pi t^2}{\mu_p^2} \right) e^{-2\pi(t/\mu_p)^2} \quad (2)$$

위 식에서  $A_p'$ 은 적절한 크기를 나타내는 상수이다. 일반적인 UWB 시스템에서는 식 (2)와 같은 펄스가 전송된다고 등가적으로 모델링하며, 이러한 펄스를 이용하면 결국 PPM UWB 다원 접속 시스템의  $k$ 번째 사용자 전송 신호는 다음과 같이 표현 가능하다[8].

$$s_p^{(k)}(t) = \sum_j w_p(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta_p d_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(k)}) \quad (3)$$

위 식에서  $T_f$ 는 모든 사용자들의 펄스 전송을 포함하는 프레임 시간을 나타내고,  $c_j^{(k)}$ 는  $k$ 번째 사용자의 시간 도약 시퀀스 중에서  $j$ 번째 시간 도약 부호이며,  $T_c$ 는 다원 접속을 위한 슬롯 시간을 나타낸다. 한편, 식 (3)의  $\delta_p d_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(k)}$ 에서  $\delta_p$ 는 PPM 과정에서 비트 "0"과 "1"을 구분하는 펄스의 시간 간격이고,  $d_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(k)}$ 는  $k$ 번째 사용자의  $\lfloor j/N_s \rfloor$ 번째 데이터 비트이며,  $N_s$ 는 반복 전송 횟수를 나타낸다. 특히,  $\delta_p$ 는 비트오율을 최소화하는 최적값으로서 아래 수신 펄스  $w_p(t)$ 의 정규화된 상관 함수  $\gamma(\delta)$ 가 최소값을 가질 때의  $\delta$ 값을 의미한다[16]. 즉,  $\delta_p = \arg \min_{\delta} \gamma(\delta)$ 이다.

$$\gamma(\delta) \equiv \frac{1}{E_p} \int_{-\infty}^{\infty} w_p(t) w_p(t - \delta) dt \quad (4)$$

$$E_p \equiv \int_{-\infty}^{\infty} w_p^2(t) dt \quad (5)$$

위 식에서  $E_p$ 는 수신 가우시안 모노사이클 펄스의 에너지를 의미한다. 한편, PPM UWB 다원 접속 시스템에서는 하나의 슬롯 시간  $T_c$ 가  $(2\tau_p + \delta_p)$ 의 구간과 동일하게 되고, 따라서  $T_c$  동안에 데이터 비트가 "0"인 경우에는 펄스가 시간 지연 없이 전송되고 "1"인 경우에는  $\delta_p$ 만큼 시간 지연을 가진 펄스가 전송된다. 결국, 하나의 데이터 비트는 시간 도약 시퀀스에 의한 펄스 전송 슬롯의 위치 변화와 PPM 변조 과정을 통해  $N_s$ 만큼 반복 전송되며[17], 그림 1은 이러한 식 (3)에서의 전송 신호를 도식적으로 나타낸다.

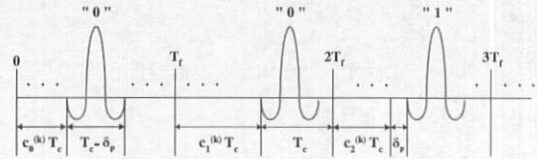


그림 1 : PPM UWB 다원 접속 시스템에서  $k$ 번째 사용자 전송 신호의 예시.

한편 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널 환경을 가정하면,  $N_u$ 명 사용자가 다원 접속할 경우 PPM UWB 다원 접속 시스템 수신단에서의 수신 신호  $r(t)$ 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} s_p^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (6)$$

위 식에서  $\tau_k$  ( $k=1, \dots, N_u$ )는  $k$ 번째 사용자의 전송 지연이고,  $n(t)$ 는 AWGN을 나타낸다. 여기서, 첫번째 사용자를 원하는 사용자로 고려하여 식 (6)을 정리하면 다음과 같다.

$$r(t) = s_p^{(1)}(t - \tau_1) + n_{tot}(t) \quad (7)$$

$$n_{tot}(t) \equiv \sum_{k=2}^{N_u} s_p^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (8)$$

일반적인 UWB 시스템에서의 신호 복조는 상관기를 통해 수행되는데, 본 PPM UWB 다원 접속 시스템에서 첫번째 사용자의  $i$ 번째 데이터에 대한 비트 판정을 위한 상관기 참조 신호  $v_{bit}(t)$ 는 다음과 같이 정의된다[7,8,9].

$$v_{bit}(t) \equiv \sum_{j=\tau_{N_s}}^{(i+1)N_s-1} v_p(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \tau_1) \quad (9)$$

$$v_p(t) \equiv \begin{aligned} &w_p^{(0)}(t) - w_p^{(1)}(t) \\ &= w_p(t) - w_p(t - \delta_p) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서  $w_p^{(0)}(t)$ 는 비트 "0"일 때,  $w_p^{(1)}(t)$ 는 비트 "1"일 때의 수신 펄스를 나타내는데, 상관기의 특성상 두 펄스의 차이  $v_p(t)$ 가 단일 펄스 복조를 위한  $T_c$  길이의 참조 펄스로서 사용된다[17]. 또한 전송 지연  $\tau_1$ 은 정확히 추정되었다고 가정하였다. 결국, 수신 신호  $r(t)$ 는 식 (9)에서의 참조 신호  $v_{bit}(t)$ 와 곱해서 상관 적분되고, 다음과 같은 과정을 거쳐 비트에 대한 판정이 수행된다[7].

$$\int_{t \in T_i} r(t) v_{\text{bit}}(t) dt > 0 \Leftrightarrow \text{"0"} \\ < 0 \Leftrightarrow \text{"1"} \quad (11)$$

위 식에서  $T_i$ 는 하나의 비트를 나타내는 시간, 즉 해당 사용자가 점유하는 서로 다른  $T_c$ 의 구간이  $N_s$ 개 지속되는 시간이다. 앞서의 식 (7)에서  $n_{\text{tot}}(t)$ 는 다른 사용자 신호의 간섭과 AWGN의 합을 나타낸다. 이 때  $N_u$ 명 사용자 각각이 이상적인 랜덤 시간 도약 시퀀스를 이용하고 데이터 비트의 발생 역시 랜덤하다면, 다른 사용자에 의한 간섭은  $N_u$ 가 큰 경우 가우시안 분포를 갖는 랜덤변수로 근사되며  $n_{\text{tot}}(t)$  역시 가우시안 분포를 따르게 된다. 따라서 위와 같은 조건에 의해 일반적인 UWB 다원 접속 시스템의 비트오율 (Bit Error Rate)  $P$ 는 다음과 같이 구해진다[7,18].

$$P = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{S_{\text{out}}(N_u)}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx \quad (12) \\ = Q(\sqrt{S_{\text{out}}(N_u)})$$

$$S_{\text{out}}(N_u) \equiv \frac{m^2}{\sigma_{\text{tot}}^2(N_u)} \quad (13)$$

여기서,  $Q(z) \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-x^2/2} dx$ 이다. 위 식에서 PPM UWB 다원 접속 시스템의 경우 신호대 잡음비  $S_{\text{out}}(N_u)$ 를 위한 파라미터들은 다음과 같이 나타낼 수 있다[7,18].

$$m = \int_{t \in T_i} w_{\text{bit}}(t) v_{\text{bit}}(t) dt = N_s m_p \quad (14)$$

$$m_p = \int_{-\infty}^{\infty} w_p(t) v_p(t) dt \\ = \int_{-\infty}^{\infty} w_p(t) [w_p(t) - w_p(t - \delta_p)] dt \quad (15)$$

$$\sigma_{\text{tot}}^2(N_u) = E\left\{ \left[ \int_{t \in T_i} n_{\text{tot}}(t) v_{\text{bit}}(t) dt \right]^2 \right\} \quad (16)$$

위 식에서  $E\{\cdot\}$ 는 기대값 연산이다.

이제, 본 시스템에 대한 비트오율의 Closed Form 결과를 유도하기 위해 여러 사용자의 신호가 시간 영역에서 전혀 겹치지 않아 기준 사용자의 상관기에서 다원 접속 간섭을 배제할 수 있는 경우를 고려하기로 한다[19]. 예를 들어, 동기식 다원 접속 시스템에서 (즉,  $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_{N_u}$ ) 프레임당 슬롯의 개수보다 작은 수의 사용자가 충돌없이 다원

접속하는 경우를 들 수 있다. 먼저, 신호대잡음비  $S_{\text{out}}(N_u)$ 의 분자식  $m^2$ 에 필요한  $m_p$ 를 전개해 보면 다음과 같이 정리된다.

$$m_p = \int_{-\infty}^{\infty} w_p(t) [w_p(t) - w_p(t - \delta_p)] dt \quad (17) \\ = E_p [1 - \gamma(\delta_p)]$$

여기서,  $E_p$ 는 식 (5)에서 정의한 바와 같이 수신 펄스의 에너지를 나타낸다. 한편 분모식  $\sigma_{\text{tot}}^2(N_u)$ 에 대해서도 정리해 보면, 다른 사용자의 간섭이 존재하지 않으므로 다음과 같이 한 명의 사용자만이 접속한 것과 동일한 결과를 보이게 된다[18].

$$\sigma_{\text{tot}}^2(N_u) = E\left\{ \left[ \int_{t \in T_i} n_{\text{tot}}(t) v_{\text{bit}}(t) dt \right]^2 \right\} \\ = E\left\{ \left[ \int_{t \in T_i} n(t) v_{\text{bit}}(t) dt \right]^2 \right\} \\ = \int_{t \in T_i} \int_{s \in T_i} \left\{ \frac{N_0}{2} \delta(t-s) \cdot v_{\text{bit}}(t) v_{\text{bit}}(s) \right\} dt ds \quad (18) \\ = \frac{N_0}{2} \int_{t \in T_i} v_{\text{bit}}^2(t) dt \\ = \frac{N_0 N_s}{2} \int_{-\infty}^{\infty} v_p^2(t) dt \\ \equiv \sigma_{\text{rec}}^2 = \sigma_{\text{tot}}^2(1)$$

따라서 위의 결과들을 이용하면, 신호대잡음비의 경우 역시 단일 사용자만이 접속한 시스템과 마찬가지로 다음과 같이 표현될 수 있다[18].

$$S_{\text{out}}(N_u) = S_{\text{out}}(1) = \frac{(N_s m_p)^2}{\sigma_{\text{rec}}^2} \\ = \frac{2N_s}{N_0} \frac{[E_p(1 - \gamma(\delta_p))]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} v_p^2(t) dt} \quad (19)$$

또한 위 식의 분모식 역시 식 (4)와 (5)의 정의를 이용하여 다음과 같이 정리될 수 있다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_p^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} [w_p(t) - w_p(t - \delta_p)]^2 dt \quad (20) \\ = 2E_p [1 - \gamma(\delta_p)]$$

위의 식들을 이용하면 결국 PPM UWB 다원 접속 시스템에서의 신호대잡음비와 비트오율은 다음과 같은 Closed Form으로 유도될 수 있다.

$$S_p \equiv S_{\text{out}}(1) = [1 - \gamma(\delta_p)] \times \frac{N_s E_p}{N_0} \quad (21)$$

$$P_p = Q(\sqrt{S_p}) \quad (22)$$

### III. BPM 기반의 UWB 다원 접속 시스템

Binary BPM 기반의 UWB 다원 접속 시스템에서 전송 펄스  $g_b(t)$ 와 수신 펄스  $w_b(t)$ 는 앞서의 PPM 경우와 유사하게 다음과 같이 나타낼 수 있다 [7,8,9].

$$g_b(t) = 2A_b \sqrt{\pi} e \left( \frac{t}{\mu_b} \right) e^{-2\pi(t/\mu_b)^2}, \quad (23)$$

$$w_b(t) = A_b' \left( 1 - \frac{4\pi t^2}{\mu_b^2} \right) e^{-2\pi(t/\mu_b)^2}$$

위 식에서  $A_b$ ,  $A_b'$ ,  $\mu_b$ 는 앞서의 경우와 마찬가지로 BPM 펄스의 크기와 폭을 결정하는 파라미터이다. 한편, BPM UWB 다원 접속 시스템의  $k$  번째 사용자 전송 신호는 수신 펄스  $w_b(t)$ 를 이용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$s_b^{(k)}(t) = \delta_b \times \sum_j w_b(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c) \quad (24)$$

$$\delta_b \equiv 2d_{\lfloor j/N_s \rfloor} - 1 \quad (25)$$

여기서  $\delta_b$ 는 식 (25)에서 표현한 바와 같이 BPM 과정에서 비트 "0"과 "1"을 구분하는 펄스의 극성을 나타낸다. PPM 경우와는 달리, BPM UWB 다원 접속 시스템에서는 슬롯 시간  $T_c$ 가  $2\tau_b$ 와 동일하게 되고, 따라서  $T_c$  동안에 데이터 비트가 "0"인 경우에는  $\delta_b$ 가 -1이 되어 펄스의 극성이 반전되어 전송되고 "1"인 경우에는  $\delta_b$ 가 1이 되어 원래의 펄스가 그대로 전송된다. 이는 앞서 식 (3)에서의 방식과 확실히 구별되며 그림 2는 이러한 식 (24)를 도식적으로 나타낸다.

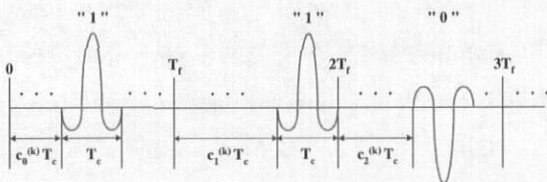


그림 2 : BPM UWB 다원 접속 시스템에서  $k$  번째 사용자 전송 신호의 예시.

비트오율 성능 비교를 위해, 앞서의 경우와 마찬가지로 AWGN 채널 환경을 가정하여 BPM UWB 다원 접속 시스템 수신단에서의 수신 신호  $r(t)$ 를 표현하면 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_s} s_b^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (26)$$

또한, 식 (7) 및 (8)에서와 동일한 방식으로 첫번째 사용자를 원하는 사용자로 고려하여 위 식을 다시 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = s_b^{(1)}(t - \tau_1) + n_{tot}(t) \quad (27)$$

$$n_{tot}(t) \equiv \sum_{k=2}^{N_s} s_b^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (28)$$

BPM UWB 다원 접속 시스템에서의 신호 복조 역시 상관기를 통해 수행되는데, 이 경우 참조 신호  $v_{bit}(t)$ 는 다음과 같이 정의된다[7,8,9].

$$v_{bit}(t) \equiv \sum_{j=2}^{(i+1)N_s-1} v_b(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \tau_1) \quad (29)$$

$$v_b(t) \equiv w_b^{(1)}(t) - w_b^{(0)}(t) = w_b(t) - [-w_b(t)] = 2w_b(t) \quad (30)$$

여기서  $w_b^{(1)}(t)$ 는 비트 "1"일 때,  $w_b^{(0)}(t)$ 는 비트 "0"일 때의 BPM 수신 펄스를 나타내고, 마찬가지로 두 펄스의 차인  $v_b(t)$ , 즉  $2w_b(t)$ 가 단일 펄스 복조를 위한  $T_c$  길이의 참조 펄스가 된다. 마찬가지로 이 경우에도, 수신된 신호  $r(t)$ 는 참조 신호  $v_{bit}(t)$ 와 곱해서 상관 적분되고, 다음과 같은 과정을 거쳐 비트에 대한 판정이 수행된다[7].

$$\int_{t \in T_i} r(t) v_{bit}(t) dt \begin{cases} < 0 & \Leftrightarrow \text{"0"} \\ > 0 & \Leftrightarrow \text{"1"} \end{cases} \quad (31)$$

PPM 경우에서와 마찬가지로 기준 사용자의 상관기에서 다원 접속 간섭이 배제된 상황을 가정하면, BPM UWB 다원 접속 시스템의 경우 식 (13)에서의 신호대잡음비  $S_{out}(N_u)$ 를 위한 파라미터들은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$m = \int_{t \in T_i} w_{bit}(t) v_{bit}(t) dt = N_s m_b \quad (32)$$

$$m_b = \int_{-\infty}^{\infty} w_b(t) v_b(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} w_b(t) [2w_b(t)] dt \quad (33)$$

$$\sigma_{tot}^2(N_u) = \sigma_{tot}^2(1) = \frac{N_0 N_s}{2} \int_{-\infty}^{\infty} v_b^2(t) dt \quad (34)$$

$$\equiv \sigma_{rec}^2$$

여기서, 식 (33)에서의  $m_b$ 를 전개해보면 다음과 같이 정리된다.

$$m_b = 2 \int_{-\infty}^{\infty} w_b(t) w_b(t) dt = 2E_b \quad (35)$$

$$E_b \equiv \int_{-\infty}^{\infty} w_b^2(t) dt \quad (36)$$

위 식에서  $E_b$ 는 BPM 수신 펄스의 에너지를 나타낸다. 결국 위의 결과들을 이용하면, BPM의 경우 신호대잡음비는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{out}(N_u) &= S_{out}(1) = \frac{(N_s m_b)^2}{\sigma_{rec}^2} \\ &= \frac{2N_s}{N_0} \frac{(2E_b)^2}{\int_{-\infty}^{\infty} v_b^2(t) dt} \end{aligned} \quad (37)$$

또한 위 식의 분모식은 식 (36)에서의 정의를 이용하여 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_b^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} (2w_b(t))^2 dt = 4E_b \quad (38)$$

위의 식들을 이용하면, 결국 BPM UWB 다원 접속 시스템에서의 신호대잡음비와 비트오율은 다음과 같은 Closed Form으로 유도된다.

$$S_b \equiv S_{out}(1) = 2 \times \frac{N_s E_b}{N_0} \quad (39)$$

$$P_b = Q(\sqrt{S_b}) \quad (40)$$

이제, BPM과 PPM의 성능 비교를 위해 두 시스템에서 사용되는 펄스 에너지가 동일하고 (즉,  $E_b = E_p$ ) 동일한 슬롯 구간  $T_c$ 의 사용으로 인해 데이터 전송률 또한 같다고 가정할 경우, 식 (21)과 (39)를 이용하면 두 시스템의 신호대잡음비에 대한 비율은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\gamma \equiv \frac{S_b}{S_p} = \frac{2}{1 - \gamma(\delta_p)} \quad (41)$$

여기서  $A_p = 1$ ,  $\mu_p = 0.3$  nsec,  $\delta_p = 0.1626$  nsec의 파라미터들을 가정하여, PPM 수신 펄스  $w_p(t)$ 에 대한 정규화된 신호 상관 함수의 최소값  $\gamma(\delta_p)$ 을 구하면 -0.6224이므로, 결국 위 식에서  $\gamma$ 의 값은 약 1.2327이 된다. 결론적으로, 동일한 펄스 에너지와 데이터 전송률을 가정했을 경우 동일 비트오율을 만족시키기 위해 요구되는 신호대잡음비를 고려할 때, BPM이 PPM보다 약 0.91 dB 정도 더 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

#### IV. 다원 접속을 위한 PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스

앞서 언급된 바와 같이 UWB 다원 접속 시스템

에서는 하나의 프레임 내에서 다수의 사용자가 공유의 시간 도약 부호를 가지고 서로 다른 슬롯을 점유하는 방식으로 다원 접속을 하게 된다. 이러한 UWB 시스템에서의 다원 접속을 위한 시간 도약 시퀀스로서 지금까지는 대부분 이상적인 랜덤 시퀀스를 가정하였으나 이는 실제 구현이 불가능하므로, 본 논문에서는 [13,14]에서 제안된 방식인 동일 차수의 다수  $m$ -시퀀스와 심진화기를 이용한 시간 도약 시퀀스를 고려하였다. 제안된 시퀀스는 다음 식 (42)에서의 원시 다항식으로 표현 가능한  $n$ -Stage LFSR로부터 얻어지는 주기  $L \equiv 2^n - 1$  비트의  $m$ -시퀀스를 이용하여 생성된다.

$$\begin{aligned} g(x) &= x^n + g_{n-1}x^{n-1} + \dots + g_1x + 1 \\ &(g_i \in \{0, 1\}, i = 1, \dots, n - 1) \end{aligned} \quad (42)$$

한편,  $m$ -시퀀스를 생성하는  $n$ 차 원시 다항식의 개수, 즉 서로 다른  $m$ -시퀀스의 개수  $M_n$ 은 다음 식 (43)과 같이 주어지며[20,21], 여기서 심벌 " $p|L$ "은  $L$ 을 나누어 떨어지게 하는 모든 서로 다른 소수 (Prime Number)를 의미한다.

$$M_n = \frac{L}{n} \prod_{p|L} \left(1 - \frac{1}{p}\right) \equiv \frac{1}{n} \phi(L) \quad (43)$$

또한, 위 식에서  $\phi(L)$ 은 Euler Totient 함수로서  $L$ 보다 작은 양의 정수 가운데  $L$ 과 서로소 (Relative Prime)인 것들의 개수를 나타낸다. 예를 들어  $n = 10$ 인 경우  $L$ 은  $2^{10} - 1 = 1023$ 이 되며, 따라서 10차 원시 다항식의 개수  $M_n$ 은 총  $\frac{1023}{10} \times \left(\frac{3-1}{3}\right) \times \left(\frac{11-1}{11}\right) \times \left(\frac{31-1}{31}\right) = 60$ 개가 된다.

이제 하나의 프레임이  $N_h$ 개의 시간 슬롯으로 구성되어  $T_f = N_h T_c$ 인 UWB 다원 접속 시스템에서 총  $N_u$ 명의 사용자가 다원 접속하는 경우를 고려한다. 여기서  $N_h \leq N_u$ 라 가정하며, 또한 일 반성을 잃지 않고  $N_h \equiv 2^\ell$  (단  $\ell$ 은 양의 정수)이라 가정하면 하나의 시간 도약 시퀀스는 0부터  $N_h - 1$ 까지 범위 내의 값으로 구성될 수 있다. 여기서  $m$ -시퀀스의 Run Length 성질[21]에 의해  $1 \leq \ell \leq n - 2$ 을 만족하는  $\ell$  값에 대해서 비트 "0"의  $\ell$ 개 연속 그리고 비트 "1"의  $\ell$ 개 연속적

인 Run이 가능하므로, 주기가  $L = 2^n - 1$ 인 하나의  $m$ -시퀀스를  $\ell = \log_2 N_h$  비트 단위로 십진화하면 0부터  $N_h - 1$ 까지의 값들을 얻을 수 있게 된다. 이러한 조건을 만족하는  $\ell$  을 사용할 때 십진화된  $m$ -시퀀스는 0부터  $N_h - 1$ 까지의 십진수가  $\lfloor L/\ell \rfloor$  을 주기로 반복되며, 여기서  $m$ -시퀀스 한 주기의  $L$ 개 비트 가운데 마지막  $L - \ell \lfloor L/\ell \rfloor$  비트는 사용되지 않는다. 결과적으로 위와 같은 십진화 과정을 거친  $m$ -시퀀스는 사용자 한 명의 시간 도약 접속 패턴을 결정하는 시퀀스가 된다.

한편, 나머지 다른 사용자를 위한 시간 도약 시퀀스는  $m$ -시퀀스의 천이 (Shifting) 성질[20,21]을 기반으로 하여, 최초 십진화된  $m$ -시퀀스에 서로 다른 오프셋을 적용함으로써 생성할 수 있다. 예를 들어 오프셋을  $f$  라 할 때, 첫번째 사용자가 최초 생성된 십진  $m$ -시퀀스를 시간 도약 시퀀스로 사용할 경우, 두번째 사용자를 위한 시간 도약 시퀀스는 십진수로 표현되는 첫번째 사용자 시퀀스의 시간 도약 부호들을  $f$  만큼 순환 천이하여 생성되고, 다시 세번째 사용자의 시퀀스는 두 번째 사용자 시퀀스에  $f$  만큼의 순환 천이를 적용하여 생성된다. 결국 이러한 오프셋 순환 천이의 반복에 의해 하나의 원시 다항식에 대해서 총  $\lfloor L/f\ell \rfloor$  개의 서로 다른 시간 도약 시퀀스를 얻을 수 있으며, 결과적으로 가능한 총  $M_n$  개의  $n$  차 원시 다항식 모두를 이용하여 생성 가능한 시간 도약 시퀀스의 개수는  $M_n \lfloor L/f\ell \rfloor$  가 된다. 따라서 사용되는 원시 다항식의 차수, 즉 LFSR의 메모리 수  $n$ 은 다음 조건을 만족하도록 선택되어야 한다.

$$N_u \leq \frac{1}{n} \phi(2^n - 1) \left\lfloor \frac{2^n - 1}{f\ell} \right\rfloor \quad (44)$$

본 논문에서는  $n = 10$  인 LFSR를 사용하였으며, 이 경우 표 1과 같이 총 60개의 원시 다항식이 존재하게 된다. 여기서 예를 들어 "1000001001"은 원시 다항식  $g(x) = x^{10} + x^3 + 1$ 을 의미하게 되고, 이러한 각각의 원시 다항식을 이용하여 생성된 이진  $m$ -시퀀스들은  $L = 2^n - 1 = 1023$  비트를 주기로 반복된다. 그림 3은  $n = 10$  인 임의의 원시 다항식과 LFSR의 초기 상태 "0000000001"을 이용

하여 생성된 주기  $L = 1023$ 비트의 이진  $m$ -시퀀스와, 이를  $\ell = 7$ 비트 단위로 십진수 변환한 시퀀스를 보여주고 있다. 이런 과정을 거쳐 십진화된  $m$ -시퀀스는 0부터  $N_h - 1 = 2^\ell - 1 = 127$ 까지의 값을 갖게 되고  $\lfloor L/\ell \rfloor = 146$ 의 일정한 주기를 가지므로, 마지막  $L - \ell \lfloor L/\ell \rfloor = 1$ 비트를 제외한  $L - 1 = 1022$ 비트만이  $\ell = 7$ 비트 단위의 십진화에 적용된다. 이렇게 생성된 하나의 시간 도약 시퀀스는 다음 그림 4에서와 같은 과정을 거치면서 또 다른 다수의 시퀀스를 생성하게 된다. 그림 4는 십진화된 주기  $\lfloor L/\ell \rfloor = 146$ 의  $m$ -시퀀스에  $f = 7$ 의 십진수 오프셋 (즉,  $f\ell = 49$ 비트 오프셋) 천이를 적용하여 새로운 시퀀스를 생성하는 과정을 보여주고 있다. 위의 방법처럼, 하나의 원시 다항식에 의해 생성된 십진  $m$ -시퀀스, 즉 시간 도약 시퀀스는 오프셋 천이의 연속적 적용에 의해 총  $\lfloor L/f\ell \rfloor = 20$ 개의 서로 다른 새로운 시퀀스를 생성하므로, 결국  $n = 10$ 인 60개의 원시 다항식으로부터  $60 \times 20 = 1200$ 개의 서로 다른 시퀀스를 얻을 수 있고, 결과적으로 최대 1200명의 사용자가 고유의 시간 도약 시퀀스를 이용하여 다원 접속을 할 수 있게 된다[13,14].

표 1 :  $n = 10$ 인 경우 가능한 원시 다항식.

10000001001	10000011011	10000100111	10000101101	10001100101	10001101011	10001101011	10001101011
10001101111	10010000001	10010001011	10010001011	10010001011	10010001011	10010001011	10010001011
10011100111	10011100111	10011111111	10100001101	10100001101	10100001101	10100001101	10100001101
10100100011	10100100001	10100111101	10101000011	10101000011	10101000011	10101000011	10101000011
10101101011	10110000101	10110001111	10110010111	10110010111	10110010111	10110010111	10110010111
10110001111	10111001011	10111101111	10111110111	10111110111	10111110111	10111110111	10111110111
11000010101	11000100101	11000101111	11000100111	11000100111	11000100111	11000100111	11000100111
11001011011	11001110001	11001111111	11010001001	11010001001	11010001001	11010001001	11010001001
11010000001	11010100111	11010111111	11011111101	11011111101	11011111101	11011111101	11011111101
11100011101	11100100001	11100110001	11100100011	11100100011	11100100011	11100100011	11100100011
11101010101	11101010001	11101000011	11101111101	11101111101	11101111101	11101111101	11101111101
11110010011	11110110001	11110110101	11110110101	11110110101	11110110101	11110110101	11110110101

Binary	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	XXXX	----
Decimal	64	9	19	38	95	24	124	----

그림 3 :  $L = 1023$  비트인 이진  $m$ -시퀀스와  $\ell = 7$ 비트 단위로 십진수 변환된 시퀀스의 예.

Original Sequence	64	9	19	38	95	24	124	71	63	----
7-Offset Sequence	71	63	7	0	127	113	98	59	21	----

그림 4 : 십진화된  $m$ -시퀀스와 이를  $f = 7$ 의 오프셋만큼 천이하여 생성된 새로운 시퀀스

V. UWB 실내 다중 경로 무선 채널 모델

본 논문에서 고려하는 UWB 다원 접속 시스템의 성능을 보다 실제적인 실내 무선 채널 환경에서 평가하기 위해 Intel의 J. R. Foerster에 의해 [15]에서 최근 제안된 UWB 실내 다중 경로 무선 채널 모델을 고려하였다. 이 모델에서 채널의 임펄스 응답은 일반적인 형태의 탭지연선 모델을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \delta(t - lT_m) \quad (45)$$

위 식에서  $a_l$ 은  $l$ 번째 경로에서의 신호 진폭 감쇠를 나타내는 파라미터이고,  $T_m$ 은 분해 가능한 최소 단위 시간을 나타내며,  $L$ 은 분해 가능한 다중 경로 성분 수, 즉 총 경로수를 나타낸다. 특히 본 논문에서는 신호 파형 간의 부분적인 상관을 피하기 위해, 슬롯 구간  $T_c$ 와 채널의 최소 단위 시간인  $T_m$ 이 동일하다고 가정하였다[15]. 한편,  $l$ 번째 경로의 평균 수신 신호 전력은 다음과 같이 표현될 수 있다[15].

$$E[a_l^2] = \Omega_0 e^{-\delta l} \quad (46)$$

위 식에서  $\Omega_0$ 는 전체 수신 전력의 정규화를 위한 파라미터이고,  $\delta$ 는 페이딩 파라미터를 나타낸다.

본 논문에서는 고려된 채널의  $L$ 과  $\delta$  값을 결정하기 위해 실효 지연 확산 (Root Mean Square Delay Spread) 파라미터를 사용하였다[22]. 일반적인 실내 채널을 위한 실효 지연 확산의 범위는 19 ~ 47 nsec이고[23], 송수신 안테나간 거리가 5 ~ 30 m인 환경에서의 범위는 20 ~ 30 nsec임을 이용하여[24], 본 논문에서는 두 환경을 모두 고려한 25 nsec를 실효 지연 확산  $\sigma_r$ 로 사용하였다. 여기서 주어진  $\sigma_r$ 에 대해서 무수히 많은  $(L, \delta)$ 쌍이 존재할 수 있는데, 실제적으로 유효한 전력을 직진 경로의 전력으로부터 30 dB까지 감쇠하는 전력까지로 감안한다면, 결국 페이딩 파라미터  $\delta$ 는 다음과 같이 근사화될 수 있다[15].

$$\delta \approx -\ln(0.001)/L \quad (47)$$

위 식들을 이용하면 결과적으로 채널의 실효 지연 확산  $\sigma_r = 25$  nsec를 만족하는 총 다중 경로수  $L$ 은 233이며, 그에 따른 페이딩 파라미터  $\delta$ 는 0.029647이 됨을 알 수 있다. 그림 5는 이에 따른

채널 임펄스 응답의 예를 도시하고 있다.

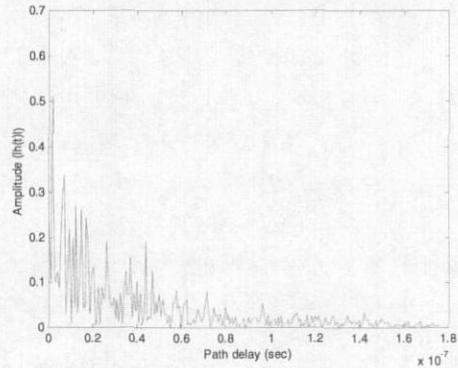
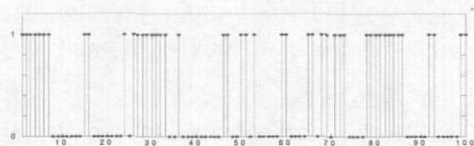


그림 5 : 본 논문에서 고려된 UWB 실내 다중 경로 채널 모델을 이용하여 생성된 임펄스 응답의 예시.

이러한 채널에서 다중 경로 성분의 결집 상태를 결정하기 위해, 본 논문에서는  $L-K$  모델을 적용하였다[25]. 이에 따르면 현재 단위 시간에서 다중 경로 성분의 발생 확률은 다음과 같이 이전 단위 시간에서의 다중 경로 성분 발생 여부에 따라 결정될 수 있다[25].

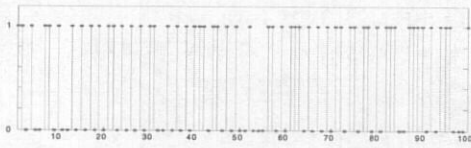
$$p = \begin{cases} \lambda, & \text{이전 단위 시간에} \\ & \text{다중 경로 성분이 없을 경우} \\ K\lambda, & \text{이전 단위 시간에} \\ & \text{다중 경로 성분이 있을 경우} \end{cases} \quad (48)$$

여기서  $p$ 는 현재 단위 시간에 다중 경로 성분이 발생할 확률을 나타내고, 이는  $K$ 값에 의해서 결정된다. 따라서,  $K$ 값이 1보다 커지게 되면 상대적으로 다중 경로 성분들의 결집 현상이 심해지고,  $K$ 값이 1보다 작아지면 다중 경로 성분들의 분포가 상대적으로 랜덤하게 된다. 그림 6은 100개의 다중 경로가 존재하는 채널을 가정했을 때,  $L-K$  모델을 적용했을 경우  $K$ 값에 따른 다중 경로 성분들의 분포 상태를 나타내고 있는데, 그림에서 “0”은 해당 단위 시간에 다중 경로 성분이 “없음”을, “1”은 다중 경로 성분이 “있음”을 의미한다.



(a)  $K = 2.5$





(b)  $K = 0.5$

그림 6 :  $L-K$  모델을 적용했을 경우  $K$ 값에 따른 채널 다중 경로 성분 분포의 예시.

본 연구에서는 UWB 다원 접속 시스템을 이용한 단일 기지국 (혹은 액세스 포인트) - 다수 단말기 형태의 무선 네트워킹 상황을 가정한다. 이러한 경우 상향 링크에서는 다원 접속 신호들의 시간 지연이 비동기적으로 매우 랜덤하기 때문에 하향 링크의 경우만을 고려하기로 한다. 따라서 본 UWB 시스템에  $N_u$  명의 사용자 (혹은 단말기)가 다원 접속할 경우, 채널을 통과한 특정 사용자의 수신단 입력 신호  $r_c(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_c(t) = \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{l=1}^{L-1} \alpha_l^{(k)} s^{(k)}(t - lT_m) + n(t) \quad (49)$$

위 식에서,  $\alpha_l^{(k)}$ 는  $k$ 번째 사용자 신호에 대한  $l$ 번째 경로에서의 감쇠를 나타낸다. 이 때, 각 사용자 신호들의 시간 지연이 단지 다중 경로 채널의 분해 가능한 최소 시간  $T_m$ , 즉 슬롯 구간  $T_c$ 에 의존하여 동기적인 특성을 갖게 되므로, Rake 수신기를 이용하면 채널로 인한 다른 사용자 신호들의 간섭을 완벽히 배제할 수 있다[17]. 여기서 첫번째 사용자의 Rake 수신기 입력 신호를  $R^{(1)}(t)$ 라 할 때, 이 수신 신호는 해당 경로에 따른 각각의 Rake Finger에 대한 입력으로 분리되어 참조 신호  $v_{bit}(t)$ 와 곱해진 후 상관 적분되고, 각각의 변조 방식에 따라 다음과 같은 최종 비트 판정을 거치게 된다[17].

$$Z = \sum_{l=0}^{L_R-1} \left[ c_l^{(1)} \times \int_{t \in T_i} R_l^{(1)}(t) v_{bit}(t) dt \right] \quad (50)$$

$$Z > 0 \Leftrightarrow "0" \quad (\text{for PPM})$$

$$Z < 0 \Leftrightarrow "1"$$

$$Z = \sum_{l=0}^{L_R-1} \left[ c_l^{(1)} \times \int_{t \in T_i} R_l^{(1)}(t) v_{bit}(t) dt \right] \quad (51)$$

$$Z < 0 \Leftrightarrow "0"$$

$$Z > 0 \Leftrightarrow "1" \quad (\text{for BPM})$$

위 식에서  $L_R (\leq L)$ 은 Rake 수신기의 Finger 개수를 의미하고,  $R_l^{(1)}(t)$ 는 첫번째 사용자의 Rake

수신기에서  $l$ 번째 Finger의 입력 신호를 나타낸다 [17]. 또한,  $c_l^{(1)}$ 는 첫번째 사용자 신호에 대한  $l$ 번째 경로에서의 채널 보상을 위해 상관기 출력에 곱해지는 파라미터로 완벽한 채널 추정을 가정할 경우  $\alpha_l^{(1)}$ 과 동일한 값을 갖는다.

## VI. 모의 실험 결과

시스템 간의 공정한 비교를 위해서는 앞서 가정한 동일 펄스 에너지와 데이터 전송률 조건을 만족해야 하며, 이를 위해 모의 실험에서는 각 시스템을 위한 펄스 크기 상수를  $A_p = 1$ 과  $A_b = 0.8909$ , 펄스 폭을 결정하는 파라미터를  $\tau_p = 0.3$  nsec와  $\tau_b = 0.3818$  nsec로 선택하였고, PPM에서의 비트 구분을 위한 시간 간격은  $\delta_p = 0.1626$  nsec를 사용하였다. 또한, 한 비트당 펄스 반복 전송 횟수  $N_s$ 는 10회와 20회인 경우를 고려하였고, 채널 추정이 완벽하여 모든 사용자 및 다중 경로에 대해  $c_l^{(k)} = \alpha_l^{(k)}$ 임을 가정하였다. 한편 다원 접속을 위한 프레임 내 총 슬롯 개수  $N_h$ 를 시간 도약 부호의 범위와 동일한 128개로 선택하였기 때문에, 최대 사용자 수  $N_u$ 를 200명일 경우까지 고려한 본 모의 실험에서는 다원 접속 사용자 신호간 간섭이 발생할 수 있다. 또한 다원 접속을 위한 슬롯 시간  $T_c = 2\tau_p + \delta_p = 2\tau_b$ 는 0.7626 nsec가 되고, 프레임 시간  $T_f = N_h T_c$ 는 97.6128 nsec가 되므로, 결국 두 시스템의 비트 전송률은  $N_s$ 가 10회인 경우 약 1 Mbps, 20회인 경우 약 500 kbps로 동일하게 된다.

한편 앞서 소개된 실내 다중 경로 무선 채널 환경에서의 UWB 다원 접속 시스템에 대한 성능 평가를 위해, 본 모의 실험에서는 분해 가능한 모든 다중 경로 성분들 가운데 가장 강한  $L_R$ 개의 경로 성분을 결합하는 방식 (Strongest Path Combining)에 의해 신호 복조를 수행하는 SRake (Selective Rake) 수신기[26]를 사용하였다. 이 수신기는  $L_R$ 개의 처음 도착 경로 성분을 결합하는 방식 (First Path Combining)에 의해 신호를 복조하는 PRake (Partial Rake) 수신기[26]와 비교할 때, 다중 경로 성분들을 모두 파악해야 하므로 복잡하다는 단점이

있지만 비교적 작은 Rake Finger 개수를 고려할 때 신호 정보 획득의 측면에서 매우 우수한 성능을 가지고 있다[27]. 한편, 고려된 UWB 채널의 다중 경로 성분 결집 상태를 결정하기 위한  $L-K$  모델에서의  $K$  값은 송수신 안테나간이 근거리인 환경을 고려하여 0.5로 선택하였으며[24], 이와 같은 조건 하에서 다원 접속을 위해 본 논문에서 소개된 실제 구현 가능한 PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스를 적용한 경우의 모의 실험 결과들을 분석하였다.

먼저 그림 7은 AWGN 채널 환경에서 반복 전송 횟수  $N_s$ 가 10회인 경우, 그림 8은  $N_s$ 가 20회인 경우 PPM 및 BPM UWB 다원 접속 시스템의 비트오율 성능을 총 사용자 수와  $E_b/N_0$ 의 변화에 따라 도시하고 있다. 그림들에서 "B"는 BPM을, "P"는 PPM을 의미하고 괄호안의 숫자는 다원 접속 사용자 수를 나타내는데, 여기서 알 수 있듯이 반복 전송 횟수의 증가에 따라 다원 접속 간섭에 대해 강인성을 보임을 알 수 있다. 특히, 앞서의 분석대로 BPM이 PPM 보다 비트오율 성능이 우수하나 그 차이는 약 1 dB 정도이며 다원 접속 사용자 수가 많은 경우 이러한 성능 차이는 거의 없음을 알 수 있다. 한편 그림 9는 다중 경로 채널에서 SRake 수신기의 Finger 개수  $L_R$ 이 10개이고 반복 전송 횟수  $N_s$ 가 10회인 경우, 그림 10은  $L_R = 20$ 이고  $N_s = 10$ 인 경우 두 UWB 다원 접속 시스템의 비트오율 성능을 각각 도시하고 있다. 그림들에서 알 수 있듯이 Rake Finger 개수의 증가에 따라 다중 경로 페이딩에 강한 특성을 보임을 알 수 있고, 또한 AWGN 채널에서와 마찬가지로 BPM이 PPM 보다 대략 1 dB 정도 우수한 성능을 보이지만 여기서도 다원 접속 사용자 수가 많은 경우 두 방식 간의 성능 차이가 거의 없음을 확인할 수 있다.

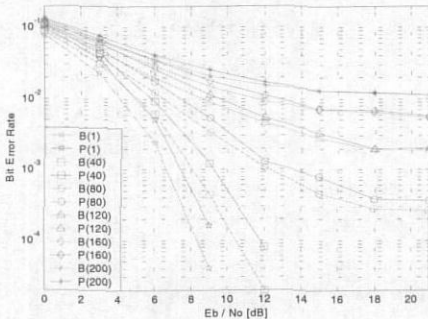


그림 7 : AWGN 채널에서 다원 접속 사용자 수에 따른

PPM 및 BPM UWB 다원 접속 시스템의 성능 비교 (반복 전송 횟수  $N_s = 10$ 회).

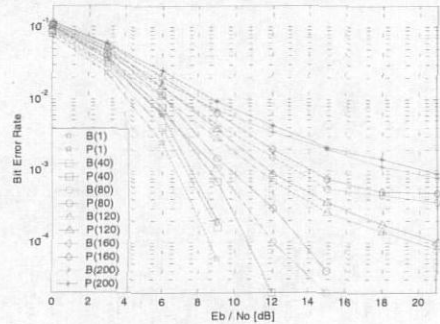


그림 8 : AWGN 채널에서 다원 접속 사용자 수에 따른 PPM 및 BPM UWB 다원 접속 시스템의 성능 비교 ( $N_s = 20$ ).

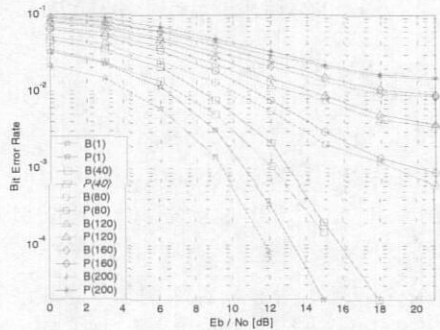


그림 9 : 실내 다중 경로 채널에서 사용자 수에 따른 PPM 및 BPM UWB 다원 접속 시스템의 성능 비교 (Rake Finger 개수  $L_R = 10$ 개, 반복 전송 횟수  $N_s = 10$ 회).

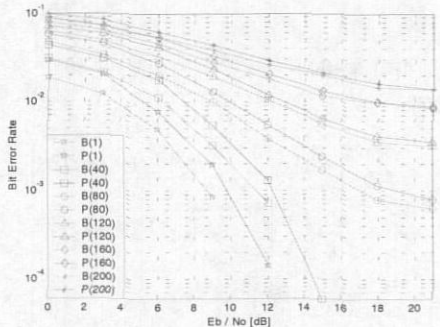


그림 10 : 실내 다중 경로 채널에서 사용자 수에 따른 PPM 및 BPM UWB 다원 접속 시스템의 성능 비교 ( $L_R = 20$ ,  $N_s = 10$ ).

## VII. 결론

본 논문에서는 실제적인 실내 무선 채널 환경에서 PN 부호 기반 시간 도약 시퀀스를 이용하는 BPM UWB 다원 접속 시스템의 성능을 분석하였다. 특히 PPM UWB 다원 접속 시스템의 경우와 비교하여 데이터 변조를 통한 전송 신호의 구성 및 참조 신호를 이용한 수신단 복조 방법에 대한 차별성을 설명하고, 이를 토대로 AWGN 채널 환경에서의 동일 펄스 에너지와 데이터 전송률의 가정하에서 각 시스템에 대한 신호대잡음비와 비트오율의 수식 유도를 통해 성능 차이를 분석하였다. 다음, 효율적인 다원 접속을 위해 실제 구현 가능한 PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스 생성 방법에 대해 설명하고 최근 발표된 UWB 실내 무선 다중 경로 채널 모델링 결과에 대해 소개한 후, AWGN 채널을 비롯한 UWB 실내 무선 채널 환경에서 모의 실험을 수행하였다. 반복 전송 횟수, Rake Finger 개수 및 다원 접속 사용자 수의 변화에 대한 모의 실험 결과, PN 부호 기반 시간 도약 시퀀스는 다원 접속 간섭에 대해 강한 특성을 보이고 반복 전송 횟수와 Rake Finger 개수의 증가에 의해 대체적으로 성능 향상이 나타났다. 결론적으로는, BPM 방식이 PPM 방식보다 비트오율 성능이 우수하나 그 차이는 약 1 dB 정도이며 다원 접속 사용자 수가 많은 경우 이러한 성능 차이는 거의 없음을 확인하였다. 향후 BPM과 PPM의 장점을 고려한 효율적인 데이터 변조 방식의 연구와 더불어, UWB 다중 경로 무선 채널을 위한 채널 추정 및 효과적인 동기 획득 방안에 대한 연구가 필요하리라 판단된다.

## 참고 문헌

[1] Federal Communications Commission, *Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission*, ET Docket 98-153, April 2002.

[2] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>

[3] <http://www.wimedia.org>

[4] <http://www.time-domain.com>

[5] <http://www.xtremspectrum.com>

[6] European Radio Communications Office, July 2002 (<http://www.ero.dk>).

[7] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping

impulse modulation," *Proc. Military Commun. Conf. (MILCOM '93)*, pp. 447-450, Boston, USA, October 1993.

[8] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio : How it works," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, February 1998.

[9] R. A. Scholtz and M. Z. Win, "Impulse radio," in *Wireless Communications* (S. G. Glisic and P. A. Leppanen, Eds.), Kluwer Academic Publishers, 1997.

[10] P. Withington, "Impulse radio overview," available at <http://www.time-domain.com>

[11] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 4, pp. 679-691, April 2000.

[12] H. Lee, B. Han, Y. Shin, and S. Im, "Multipath characteristics of impulse radio channels," *Proc. Veh. Tech. Conf. (VTC 2000 - Spring)*, vol. 3, pp. 2487-2491, Tokyo, Japan, May 2000.

[13] 박광희, 신요안, "초광대역 임펄스 무선 전송 시스템을 위한 의사 잡음 부호 기반의 시간 도약 시퀀스," *한국통신학회논문지*, 제 26권, 제7B호, pp. 1021-1033, 2001년 7월.

[14] S. Kim, K.-H. Park, S. Yang, H.-S. Kim, and Y. Shin, "Time hopping sequences based on pseudo random codes for ultra wideband impulse radio systems," *Proc. Int'l Tech. Conf. Circuits/Systems, Computers & Commun. (ITC-CSCC 2002)*, vol. 2, pp. 1354-1357, Phuket, Thailand, July 2002.

[15] J. R. Foerster, "The effects of multipath interference on the performance of UWB systems in an indoor wireless channel," *Proc. Vehicular Technol. Conf. (VTC 2001 - Spring)*, vol. 2, pp. 1176-1180, Rhodes, Greece, May 2001.

[16] F. Ramirez-Mireles, "Signal design for ultra-wide-band communications in dense multipath," *IEEE Trans. Vehicular Technol.*, vol. 51, no. 11, pp. 1517-1521, November 2002.

[17] 양석철, 신요안, "UWB 시간 도약 다원 접속 시스템," *한국통신학회지 (UWB 특집)*, 제20권, 제2호, pp. 86-98, 2003년 2월.

[18] 안진철, 신요안, "초광대역 시간 도약 이진 임펄스 무선 전송 시스템의 성능 평가," *한국통신학회논문지*, 제25권, 제11A호, pp. 1672-1681, 2000년 11월.

[19] Y. Shin, J. Ahn and S. Im, "A performance analysis of ultra wideband time hopping impulse radio communication systems," *Proc. Int'l Tech. Conf. Circuits/Systems, Computers & Commun. (ITC-CSCC '99)*, vol. 2, pp. 1346-1349, Niigata, Japan, July 1999.

[20] M. K. Simon et. al., *Spread Spectrum Communications Handbook*, McGraw-Hill, 1994.

[21] A. W. Lam and S. Tantaratana, *Theory and Applications of Spread-Spectrum Systems*, IEEE Press, 1994.

[22] M. Z. Win, F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, and M. A. Barnes, "Ultra-wide bandwidth (UWB) signal propagation for outdoor wireless communications," *Proc. Vehicular Technol. Conf. (VTC '97)*, vol. 1, pp. 251-255, Phoenix, USA, May 1997.

[23] K. Pahlavan and A. Levesque, *Wireless Information Networks*, John Wiley & Sons, 1995.

[24] H. Hashemi, "Impulse response modeling of indoor radio propagation channels," *IEEE Jour. Selected Areas in Commun.*, vol. 11, no. 7, pp. 967-978, September 1993.

[25] R. Ganesh and K. Pahlavan, "Statistical modeling and computer simulation of indoor radio channel," *IEE Proc.-I*, vol. 138, no. 3, pp. 153-161, June 1991.

[26] D. Cassioli, M. Z. Win, F. Vatalaro, and A. F. Molisch, "Performance of low-complexity rake reception in a realistic UWB channel," *Proc. Int'l Conf. Commun. (ICC 2002)*, vol. 2, pp. 763-767, New York City, USA, April 2002.

[27] M. Z. Win, G. Chrisikos, A. F. Molisch, and N. R. Sollenberger, "Selective Rake diversity in multipath fading with arbitrary power delay profile," *Proc. GLOBECOM 2000*, vol. 2, pp. 960-964, San Francisco, USA, November 2000.

양 석 철(Suckchel Yang)

준회원



2002. 2 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업 (학사)  
 2002. 3 ~ 현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 (석사과정)  
 <관심분야> UWB 전송시스템

E-mail : ysc0809@amcs.ssu.ac.kr

신 요 안(Yoan Shin)

정회원



1987. 2 : 서울대학교 전자공학과 졸업 (학사)  
 1989. 2 : 서울대학교 전자공학과 졸업 (석사)  
 1992. 12 : University of Texas at Austin 전기및 컴퓨터공학과 졸업 (박사)  
 1992. 12 ~ 1994. 7 : 오스틴 소재 MCC (Microelectronics & Computer Technology Corp.) 연구원소시엄 Member of Technical Staff  
 1994. 9 ~ 현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수

<관심분야> CDMA 및 OFDM 모뎀, UWB 전송시스템, MIMO 시공간 신호처리  
 E-mail : yashin@e.ssu.ac.kr