

# 동일 상관 신호군을 이용하는 $M$ -ary UWB 다원 접속 시스템에서 PN 부호 기반 시간 도약 시퀀스의 성능

준회원 양 석 철\*, 정회원 신 요 안\*

## Performance of PN Code Based Time Hopping Sequences in $M$ -ary Ultra Wide Band Multiple Access Systems Using Equicorrelated Signal Sets

Suck-Chel Yang\* Member and Yo-An Shin\* Regular Member

### 요 약

본 논문에서는 동일 상관 신호군을 이용하는  $M$ -ary UWB (Ultra Wide Band) 다원 접속 시스템에서 PN (Pseudo Noise) 부호 기반의 시간 도약 시퀀스를 이용하는 경우의 성능을 평가하였다. 특히 심벌 수  $M$ 이 증가해도 신호 펄스열의 길이가 변화하지 않아  $M$ 에 관계없이 동일 심벌 전송률을 갖게 되는  $M$ -ary UWB 시스템 (시스템 #1)과 신호 펄스열의 길이가  $M$ 의 증가에 따라 확장되어  $M$ 이 증가하여도 동일 비트 전송률을 갖게 되는  $M$ -ary UWB 시스템 (시스템 #2)을 모두 고려하여, UWB 실내 무선 다중 경로 채널 하에서의 심벌오류 성능을 이상적인 랜덤 시간 도약 시퀀스를 적용한 다원 접속 시스템의 성능과 비교 분석하였다. 모의 실험 결과, PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스가 이상적인 랜덤 시퀀스와 거의 유사한 매우 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있었다. 또한, 심벌수가 증가함에 따라 시스템 #2의 경우가 시스템 #1의 경우보다 다원 접속 간섭에 대한 강인성 측면에 있어서 월등히 우수함을 확인하였다.

키워드 : UWB 시스템,  $m$ -시퀀스, 동일 상관 신호군, 시간 도약 시퀀스, 다중 경로 채널

### ABSTRACT

In this paper, we evaluate the performance of PN (Pseudo Noise) code based time hopping sequences for  $M$ -ary UWB (Ultra Wide Band) multiple access systems using the equicorrelated signal sets. In particular, we consider two different types of  $M$ -ary UWB systems in UWB indoor wireless multipath channels: The first type of the systems (System #1) has identical symbol transmission rate regardless of the number of symbols  $M$  since the length of signal pulse train is fixed while  $M$  increases, and the second type of the systems (System #2) has the same bit transmission rate regardless of  $M$  since the length of signal pulse train is extended according to the increase of  $M$ . We compare the proposed systems with those using the ideal random time hopping sequence in terms of the symbol error rate performance. Simulation results show that the PN code based time hopping sequence achieves quite good performance which is favorably comparable to that of the ideal random sequence. Moreover, as  $M$  increases, we observe that System #2 shows better robustness against multiple access interference than System #1.

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

논문번호 : 030012-0107, 접수일자 : 2003년 1월 7일

※본 연구는 한국과학재단의 특정기초연구 (과제번호 R01-2001-000-00329-0) 지원으로 수행되었습니다.

## I. 서론

최근 들어 실내 무선 환경에서 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 할당 및 승인하였고[1], 이에 발맞추어 Time Domain Corp.과 XtremeSpectrum 등을 필두로 한 유수 업체들에서는 UWB를 위한 칩셋 개발 및 각종 기술 특허 등을 선보이며 UWB의 상용화에 박차를 가하고 있다. 이에 실내 무선 환경에서 초고속 W-PAN (Wireless Personal Area Network)의 표준화를 위해 창설된 IEEE 802.15.3 Alternate Study Group 3a (SG3a)에서는 Intel, Motorola, Sony, Time Domain Corp., Xtreme Spectrum 등과 같은 관련 업체들의 참여를 통해 초고속 무선 전송을 위한 UWB 기반의 물리 계층 (Alternate PHY) 결정을 위해 활발히 연구 중에 있으며, 세부적으로는 기존의 IEEE 802 무선 통신 시스템들과의 공존 문제, 다중 경로 환경에서의 강인성, 여러 응용 분야를 위한 연구 등을 다루고 있다 [2]. 또한 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, 지난 2002년 4월에 발표된 FCC의 UWB 관련 Report & Order를 보면, UWB 방사 지침, GPS (Global Positioning System)와 연방 항공 시스템 (Federal Aviation System) 등의 장비에 대한 보호, 기존 무선 통신에 간섭을 제공하지 않는 수준에서의 UWB 기술 허가에 관한 조항이 제시되어 있다. 이를 바탕으로 FCC에서 규정한 주파수 대역과 방사 제한 수준은 다섯 가지로 분류된 UWB 응용 분야마다 차이가 있지만, 무선 통신 분야에 초점을 맞추어 보면 3.1 ~ 10.6 GHz의 대역 제한과 -41.25 dBm의 방사 제한을 두고 있음을 알 수 있다. 더욱이 최근 FCC의 실제적인 측정 결과를 기반으로 한 내부 보고를 통해, UWB의 방사 수준이 GPS를 위한 주파수 대역에 대해 그리 심각한 간섭을 초래하지 않는다는 보도가 있어서 귀추가 주목되고 있는 상태이다[3].

연속적인 정현파를 사용하는 기존의 무선 통신 시스템과는 달리, UWB 시스템은 송신단에서 1

nsec 이하의 매우 좁은 폭을 갖는 가우시안 모노사이클 펄스 (Gaussian Monocycle Pulse) 혹은 임펄스를 펄스 위치 변조 (Pulse Position Modulation; PPM) 등을 통해 전송하고, 수신된 신호는 상관기 (Correlator)를 거쳐 복조된다[4,5,6]. 이 때문에 UWB 시스템은 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 선스펙트럼 (Line Spectrum)의 역제가 가능하여 높은 비화성과 낮은 간섭 특성을 갖게된다[7]. 또한 UWB 시스템은 높은 채널 용량과 데이터 전송률을 가지며, 다중 경로에 대한 세밀한 분해 (Resolution)가 용이하여 Rake 수신을 통해 성능 향상 및 정밀한 위치 추적이 가능하며 RF (Radio Frequency)와 IF (Intermediate Frequency) 단의 생략으로 인해 시스템 구현 비용을 절감할 수 있다[8,9,10,11,12]. 이에 반해, PPM과 시간 도약 등을 위해서 매우 정밀한 동기 획득이 요구되고 초광대역 특성 때문에 안테나의 설계가 복잡하다는 단점을 가지고 있다. 한편 앞서 기술했던 바와 같이 UWB 시스템은 초광대역폭으로 인해 막대한 채널 용량을 가지고 있으므로, 이로 인해 시스템 설계에 있어서 데이터 전송률과 적용 가능 거리는 서로 절충 관계를 가지게 된다[13]. 따라서 펄스 반복 전송 측면에서 보면 반복 횟수가 늘어남에 따라 데이터 처리량은 감소하지만 신호대잡음비 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)가 증가하여 결국 적용 가능한 거리가 증가하게 되고 또한 Rake 수신기에 의하여 다이버시티 이득을 기대할 수 있다. 이러한 UWB 시스템은 향후 무선 통신을 비롯해서 위치 추적, 레이더 및 안전 장치 등 그 응용 분야가 무궁무진 할 것으로 기대된다.

본 논문에서는 심벌 신호의 펄스열 패턴을 결정하기 위하여 동일 상관 신호군 (Equicorrelated Signal Set)을 이용하는 M-ary UWB 시스템[14]에 본 저자들이 제안하였던 PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스[15,16,17,18]를 적용하여 다원 접속을 수행하는 UWB 다원 접속 시스템의 성능을 평가하였다. 성능 평가를 위한 채널 환경으로서 Intel의 J. R. Foerster에 의해 제안된 탭지연선 (Tapped Delay Line) 모델을 기반으로 하는 UWB 실내 무선 다중 경로 채널 환경을 고려하였으며, 제안된 PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스와 이상적인 랜덤 시퀀스가 적용된 시스템들의 성능을 비교하였다. 고려된

채널 모델에서는 시스템 성능을 감안한 유효 전력 범위와 실제 환경에 따른 근거리 송수신 안테나 위치를 고려한 통계적인 실효 지연 확산 (Root Mean Square Delay Spread)에 의해 총 다중 경로 수와 페이딩 파라미터의 값이 결정되며, 이를 통해 각 경로에서의 평균 수신 신호 전력의 분포가 산출된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는  $M$ -ary UWB 시스템의 심벌 신호 결정을 위한 동일 상관 신호군에 대해 설명하고 이를 기반으로 하는 동일 심벌 전송률 시스템과 동일 비트 전송률 시스템의 차이점에 대해 분석하며, 3절에서는 PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스에 관한 배경 이론과 구체적인 생성 방법에 대해 설명한다. 4절에서는 다중 경로 성분이 존재하는 탭지연선 모델 기반의 UWB 실내 채널에 대해 설명하고, 5절에서는 다원 접속으로 인한 간섭 현상과 모의 실험 환경 및 성능을 분석하며, 이어 6절에서 결론을 맺는다.

## II. $M$ -ary UWB 시스템을 위한 동일 상관 신호군

본 논문에서 고려하는 동일 상관 신호군은 일반적인 대역 확산 시스템에서 고려하는 것과 동일한 PN (Pseudo Noise) 부호 혹은  $m$ -시퀀스[19,20]를 이용하여 생성된다. 이러한  $m$ -시퀀스는  $n$ -Stage 선형 피드백 시프트 레지스터 (Linear Feedback Shift Register; LFSR)로부터 생성되는데, LFSR은  $n$ 개의 메모리 소자와 이들 값들을 더하는  $(n-1)$ 개 입력 mod 2 가산기로 구성된다. 이러한 LFSR의 구조는  $n$ 차 생성 다항식 (Generator Polynomial) 형태로 표현 가능하며, 여기서 이 다항식이 원시 다항식 (Primitive Polynomial)[19,20]이 되는 경우 출력되는 시퀀스는  $L \equiv 2^n - 1$  비트의 최대 주기를 갖는 최대장 (Maximal Length) 시퀀스 혹은  $m$ -시퀀스가 된다.

일반적으로 UWB 시스템에서 전송되는 가우시안 모노사이클 펄스  $p(t)$ 가 송신단 및 수신단 안테나의 미분 특성의 영향을 받으면 수신단의 상관기에는 펄스  $p(t)$ 를 미분한 형태인 새로운 펄스  $w(t)$ 가 입력된다고 모델링 가능하다[6]. 펄스의 지속 시간이  $T_b$ 이고 펄스당 에너지를  $E_p$ 라고 할 때, 수신 펄스  $w(t)$ 의 정규화된 신호 상관 함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다[14].

$$\gamma_p(\tau) \equiv \frac{1}{E_p} \int_{-\infty}^{\infty} w(t)w(t-\tau)dt, \quad \forall \tau \quad (1)$$

$$E_p = \int_{-\infty}^{\infty} w^2(t)dt \quad (2)$$

위 식에서 신호의 PPM 변조를 위한 최적의 시간 간격을 결정하기 위해  $\tau \in (0, T_p]$  구간 내 신호 상관 함수  $\gamma_p(\tau)$ 의 최소값을  $\gamma_{\min} \equiv \gamma_p(\tau_{\min})$ 이라 정의하고, 편의상 먼저 단순한 형태의 Binary UWB 시스템을 고려하자. 수신단 상관기 입력 펄스인  $w(t)$ 를 등가적으로 이용하여  $j$  ( $j = 1, 2$ )번째 전송되는 심벌을 표현하면 다음과 같다[14].

$$\Psi_j(t) = \sum_{k=0}^{N-1} w(t - kT_f - b_j^k \tau_{\min}) \quad (3) \quad (j=1, 2)$$

여기서  $T_f$ 는 프레임 단위 시간을 나타내고,  $b_j^k$ 는 임의 차수의 원시 다항식과 해당 LFSR 메모리의 특정 초기 상태에 의해 최초로 생성된 길이가  $N$ , 인  $m$ -시퀀스를  $j$  ( $j = 1, 2$ )번째 심벌 신호를 위해  $j-1$ 번 순환 천이시킨 새로운  $m$ -시퀀스에서,  $k$ 번째 비트 패턴을 나타낸다. 결국 연속적인 순환 천이 적용에 의해 생성된 각각의  $m$ -시퀀스는 각각의 심벌 신호를 표현하는 펄스 열의 비트 패턴을 결정하게 되고, 또한  $m$ -시퀀스의 성질에 의해서  $m$ -시퀀스간 즉 심벌 신호간의 상관은 서로 동일한 값을 갖게 된다[19,20]. 따라서 Binary UWB 시스템의 심벌 신호간 상관 행렬  $\Gamma_b$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다[14].

$$\Gamma_b = \begin{bmatrix} 1 & \beta_{12} \\ \beta_{21} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \lambda_b \\ \lambda_b & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\beta_{ij} \equiv \frac{1}{E_p} \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_i(t)\Psi_j(t)dt \quad (5)$$

$$E_p \equiv \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_j^2(t)dt \quad (6)$$

위에서  $E_p$ 는 심벌 신호 에너지를 나타내며,  $\beta_{ij}$ 는  $i$ 번째 심벌 신호와  $j$ 번째 심벌 신호간 정규화된 상관값이며 특히  $i \neq j$ 인 경우에는  $m$ -시퀀스의 상관 특성에 의해 모두 동일한 상관값  $\lambda_b$ 로서 표현 가능하다. 위 식에 의해, Binary UWB 시스템의 심벌 신호간 동일 상관값  $\lambda_b$ 는 다음과 같이 정규화된 신호 상관 함수  $\gamma_p(\tau)$ 의 최대값  $\gamma_p(0)$ 와 최소값  $\gamma_{\min}$ 에 의해 표현될 수 있다[14].

$$\lambda_b = \frac{\frac{N_s-1}{2} \gamma_p(0) + \frac{N_s+1}{2} \gamma_{\min}}{N_s} \quad (7)$$

이제 일반적인 M-ary UWB 시스템을 고려하자. 본 논문에서는 다음과 같은 두 종류의 M-ary UWB 시스템을 비교한다.

- ① 심벌 신호를 위한 펄스열의 길이가 심벌수 M의 증가에 관계없이 일정하여 동일한 심벌 전송률을 갖게되는 M-ary UWB 시스템 (“시스템 #1”)
- ② 심벌수가 증가할수록 심벌 신호를 위한 펄스열의 길이가 증가하여 M에 무관하게 동일한 비트 전송률을 갖게되는 M-ary UWB 시스템 (“시스템 #2”)

먼저, 두 시스템 공히 이용되는 Binary UWB 시스템 신호의 펄스열을 위한 m-시퀀스 행렬  $\Delta_b$  은 다음과 같이 나타낼 수 있다[14].

$$\begin{aligned} \Delta_b &= \tau_{\min} \times \begin{bmatrix} b_1^0 & \cdots & b_1^{N_s-1} \\ b_2^0 & \cdots & b_2^{N_s-1} \end{bmatrix} \\ &= \tau_{\min} \times \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서,  $B_1$ 은 첫번째 심벌을 나타내는 최초 생성된 m-시퀀스의 벡터 표현이며, 이를 비트 단위로 한번 순환 천이시킨 벡터  $B_2$ 는 두번째 심벌을 위한 m-시퀀스를 나타낸다. 따라서 순환 천이 적용에 의해 동일 비트 패턴의 시퀀스를 갖게 되는 심벌 생성의 방지를 위해  $M < N_s$ 의 조건이 만족된다고 할 때, 먼저 M-ary UWB 시스템 #1의 M개 심벌을 위한 시퀀스 행렬  $\Delta_M^S$ 은 앞서 식 (8)을 확대 적용하여 다음과 같은 m-시퀀스 벡터들로 표현 가능하다.

$$\Delta_M^S = \tau_{\min} \times \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \vdots \\ B_M \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (9)$$

한편  $N = \log_2 M$ 이라 할 때, M-ary UWB 시스템 #2의 심벌 신호를 위한 시퀀스 행렬  $\Delta_M^B$ 은 다음과 같이 확장된 행렬로써 표현된다.

$$\Delta_M^B = \tau_{\min} \times \begin{bmatrix} B_1 & B_1 & \cdots & B_1 \\ B_2 & B_2 & \cdots & B_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_M & B_M & \cdots & B_M \end{bmatrix}_{M \times N} \quad (10)$$

여기서 시스템 #1의 심벌 신호간 상관 특성은 Binary UWB 시스템의 경우와 동일하게 고려되며, 시스템 #2의 경우에도 행렬 내 임의의 열을 이루고 있는 시퀀스 벡터들간의 상관 특성, 즉 서로 순환 천이의 관계에 있는 m-시퀀스들간의 상관 특성이 시스템 #1의 경우와 동일하므로 심벌수의 증가에 따라 펄스열 길이는 증가하지만 심벌 신호간 상관은 마찬가지로 동일한 값을 유지하게 된다. 따라서 시스템 #1의 동일 상관값을  $\lambda_M^S$ 이라 하고 시스템 #2의 동일 상관값을  $\lambda_M^B$ 라 할 때, 두 값은 다음 식에 의해 결국  $\lambda_b$ 과 같은 값을 갖게 된다.

$$\begin{aligned} \lambda_M^B &= \frac{N \frac{N_s-1}{2} \gamma_p(0) + N \frac{N_s+1}{2} \gamma_{\min}}{N \times N_s} \\ &= \frac{N \times \lambda_b}{N} = \lambda_b = \lambda_M^S \end{aligned} \quad (11)$$

따라서 고려된 두 M-ary UWB 시스템의 심벌 신호간 상관 행렬  $\Gamma_M$ 은 동일 상관값  $\lambda_b$ 에 의해 다음과 같이 일반화될 수 있다.

$$\begin{aligned} \Gamma_M &= \begin{bmatrix} 1 & \beta_{12} & \cdots & \beta_{1M} \\ \beta_{21} & 1 & \cdots & \beta_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{M1} & \beta_{M2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & \lambda_b & \cdots & \lambda_b \\ \lambda_b & 1 & \cdots & \lambda_b \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_b & \lambda_b & \cdots & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

결론적으로, 일반적인 M-ary UWB 시스템에서의 j (j = 1, ..., M)번째 전송 심벌을 수신단 상관기 입력 펄스인 w(t)를 등가적으로 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Psi_j(t) = \sum_{k=0}^{N \times N_s - 1} w(t - kT_j - b_j^k \tau_{\min}) \quad (j=1, 2, \dots, M) \quad (13)$$

위 식에서, 시스템 #1의 경우에는 N=1로써 행렬 내 벡터열의 확장이 없고, 시스템 #2의 경우에는 N=log<sub>2</sub>M만큼 행렬 내 벡터열이 확장되며 또한 b<sub>j</sub><sup>k</sup>의 k도 동일 m-시퀀스 벡터의 반복으로 인해 k mod N<sub>s</sub>와 동일하게 된다. 다음 그림 1은 심벌

수  $M = 4$ 일 때 (a) 시스템 #1 및 (b) 시스템 #2의 심벌들을 예시하고 있다.

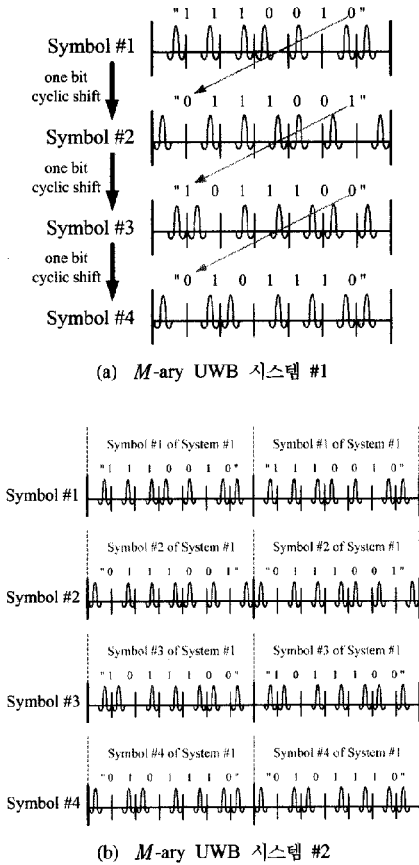


그림 1 : 동일 상관 신호군 기반  $M$ -ary UWB 시스템의 심벌 구성 예 ( $M = 4$ ).

동일 상관 신호군의 특성상,  $M$ -ary UWB 시스템의 수신단은 PPM 시간 간격에 따른 펄스 단위 복조를 위한 2개의 상관기와 심벌 결정을 위한  $M$ 개의 수신 버퍼만을 필요로 하는 비교적 간단한 구조로 되어 있다. 따라서 부가성 백색 기우시안 잡음 (Additive White Gaussian Noise; AWGN)을  $n(t)$ 라 하고 이러한 AWGN 채널을 통과한 수신 신호를  $x(t) = \mathcal{P}_j(t) + n(t)$ 라 할 때, 상관기를 거쳐 각 수신 버퍼에 저장되는 값  $y_j$ 는 다음과 같다 [14].

$$y_j = \sum_{k=0}^{N \times N_s - 1} [(b_j^k \oplus 1)z_1(k) + b_j^k z_2(k)] \quad (14)$$

$$\equiv \sum_{k=0}^{N \times N_s - 1} y_j^k$$

여기서  $\oplus$ 는 Exclusive-OR 논리 연산자를 나타내고,  $z_m(k)$  ( $m = 1, 2$ )는 PPM을 위한 시간 간격  $\tau_1 = 0, \tau_2 = \tau_{\min}$ 에 따른 펄스 단위 상관기의 출력으로서 다음과 같이 표현된다[14].

$$z_m(k) \equiv \int_{kT_f}^{kT_f + T_c} x(t)w(t - kT_f - \tau_m)dt \quad (15)$$

$(m = 1, 2)$

위 식에서,  $T_c$ 는 다원 접속을 위한 슬롯 단위 시간으로써  $(T_p + \tau_{\min})$ 과 동일하다. 따라서 식 (15)에서 만약  $b_j^k = 0$ 이면  $b_j^k \oplus 1 = 1$ 이 되므로  $y_j^k = z_1(k)$ 의 관계가 성립되며, 반대로  $b_j^k = 1$ 이면  $b_j^k \oplus 1 = 0$ 이 되므로  $y_j^k = z_2(k)$ 가 된다. 결국 수신 심벌은 최대값을 갖는 수신 버퍼에 의해 결정되며, 그림 2는 이와 같은 AWGN 채널 환경을 위한  $M$ -ary UWB 시스템의 수신기 구조를 도시하고 있다.

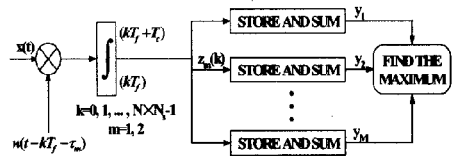


그림 2 : AWGN 채널을 위한  $M$ -ary UWB 시스템의 수신기 구조

### III. PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스를 이용한 다원 접속

본 논문에서 고려하는  $M$ -ary UWB 다원 접속 시스템은 서로 다른 두 종류의  $m$ -시퀀스 (즉 PN 부호)를 이용한다. 첫번째는 동일 상관을 갖는  $M$ -ary 심벌 생성을 위하여 사용되며 이는 이미 앞 절에서 자세히 언급하였다. 두번째로 다원 접속을 위한 각 사용자의 시간 도약 시퀀스 역시  $m$ -시퀀스를 이용하여 생성되며, 이 시퀀스는 앞서의 것과 완전히 별도의 독립적인 시퀀스이다. 본 절에서는 이러한 PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스에 대하여

설명한다[15,16,17,18].

M-ary UWB “시간 도약 다원 접속” 시스템에서의  $\nu$ 번째 사용자 전송 신호는 다음과 같은 식으로 표현될 수 있다[4,5,6].

$$s^{(\nu)}(t) = \sum_k w(t - kT_f - c_k^{(\nu)}T_c - b^k\tau_{\min}) \quad (16)$$

위 식에서  $c_k^{(\nu)}$ 는  $\nu$ 번째 사용자의 시간 도약 시퀀스에서  $k$ 번째 (십진수) 도약 부호를 나타내고,  $b^k$ 는 전송되는  $\nu$ 번째 사용자의 심벌 신호 시퀀스 열에서  $k$ 번째 비트 패턴을 나타낸다. 결국, 심벌 신호 시퀀스의 비트 패턴에 따라 PPM 변조된 각각의 펄스들은 시간 도약 부호에 의한 위치 변화를 통해 전송되며, 그림 3은 식 (16)을 도식적으로 나타낸다.

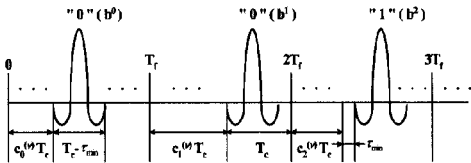


그림 3 : M-ary 시간 도약 다원 접속 UWB 시스템에서  $\nu$ 번째 사용자 신호 전송의 예시.

이와 같이 UWB 다원 접속 시스템에서는 하나의 프레임 내에서 다수의 사용자가 고유의 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 우리가 [15,16,17,18]에서 제안한 방식인 동일 차수의 다수  $m$ -시퀀스와 심진화기를 이용한 시간 도약 시퀀스를 고려하였다. 제안된 시간 도약 시퀀스는 원시 다항식이 아래 식 (17)과 같이 표현되는  $n$ -Stage LFSR로부터 얻어지는 주기  $L \equiv 2^n - 1$  비트의  $m$ -시퀀스를 이용하여 생성된다.

$$g(x) = x^n + g_{n-1}x^{n-1} + \dots + g_1x + 1 \quad (17)$$

$(g_i \in \{0, 1\}, i = 1, \dots, n-1)$

한편,  $m$ -시퀀스를 생성하는  $n$ 차 원시 다항식의 개수 즉 서로 다른  $m$ -시퀀스의 개수  $M_n$ 은 아래 식과 같이 주어지며[19,20], 여기서 심벌 “ $\beta$ ” $L$ 은  $L$ 을 나누어 떨어지게 하는 모든 서로 다른 소수

(Prime Number)를 의미한다.

$$M_n = \frac{L}{n} \prod_{\beta|L} \left(1 - \frac{1}{\beta}\right) \equiv \frac{1}{n} \phi(L) \quad (18)$$

또한, 위 식에서  $\phi(L)$ 은 Euler Totient 함수라 불리우며  $L$ 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 시스템에서 총  $N_u$ 명의 사용자가 다원 접속하는 경우를 고려한다. 여기서  $N_h \leq N_u$ 라 가정하며, 또한 일반성을 잃지 않고  $N_h \equiv 2^\ell$  (단  $\ell$ 은 양의 정수)이라 가정하면 하나의 시간 도약 시퀀스는 0부터  $N_h - 1$ 까지의 값으로 구성될 수 있다. 여기서  $m$ -시퀀스의 Run Length 성질[20]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 연속적인 Run이 가능하므로, 따라서 주기가  $L = 2^n - 1$ 인 하나의  $m$ -시퀀스를  $\ell = \log_2 N_h$  비트 단위로 심진화하면 0부터  $N_h - 1$ 까지의 값들을 얻을 수 있게 된다. 이러한 조건을 만족하는  $\ell$ 을 사용할 때 심진화된  $m$ -시퀀스는 0부터  $N_h - 1$ 까지의 십진수가  $\lfloor L/\ell \rfloor$ 를 주기로 반복되며, 여기서  $m$ -시퀀스 한 주기 내의 총  $L$ 개 비트 가운데 마지막  $L - \ell \lfloor L/\ell \rfloor$  비트는 사용되지 않는다. 결과적으로 위와 같은 심진화 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[19,20]을 기반으로 하여, 최초 심진화된  $m$ -시퀀스에 서로 다른 오프셋을 적용함으로써 생성할 수 있다. 예를 들어 오프셋을  $f$ 라 할 때, 첫번째 사용자가 최초 생성된 심진  $m$ -시퀀스를 사용할 경우, 두번째 사용자를 위한 시간 도약 시퀀스는 십진수로 표현되는 시간 도약 부호를  $f$ 만큼 순환 천이

하여 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 모듈을 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 아래 조건을 만족하도록 선택되어야 한다.

$$N_u \leq \frac{1}{n} \phi(2^n - 1) \left\lfloor \frac{2^n - 1}{f\ell} \right\rfloor \quad (19)$$

본 논문에서는  $n=10$  인 LFSR를 사용하였으며, 이 경우 아래 표 1과 같이 총 60개의 원시 다항식이 존재하게 된다. 예를 들어 "1000001001"은 원시 다항식  $g(x) = x^{10} + x^3 + 1$ 을 의미한다. 이러한 각 원시 다항식을 이용하여 생성된 이진  $m$ -시퀀스는  $L = 2^n - 1 = 1023$  비트를 주기로 반복된다.

표 1 :  $n = 10$  인 경우 가능한 원시 다항식.

1000001001	1000001101	1000010011	1000010110	1000110010
1000110111	1001000001	1001000101	1001100010	1001101011
1001110011	1001111001	1001111111	1010000110	1010001101
1010010001	1010001100	1010011101	1010100001	1010101011
1010110101	1011000010	1011000111	1011001011	1011010001
1011000111	1011110010	1011110111	1011111101	1100001001
1100001010	1100010010	1100011011	1100100011	1100100111
1100101011	1100111001	1100111111	1101000100	1101011010
1101000001	1101101001	1101101111	1101111101	1110001011
1110001101	1110010001	1110011101	1110100011	1110100110
1110101010	1110101100	1110110001	1110111101	1111000110
1111001001	1111011000	1111011011	1111111001	1111111100

그림 4는  $n=10$  인 임의의 원시 다항식과 LFSR의 초기 상태 "000000001"을 이용하여 생성된 주기  $L=1023$ 비트의 이진  $m$ -시퀀스와, 이를  $\ell=7$ 비트 단위로 십진수 변환한 시퀀스의 한 예를 나타내고 있다. 이렇게 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  $L - \ell \lfloor L/\ell \rfloor = 1$ 개의 비트를 제외한  $L - 1 = 1022$ 비트만이  $\ell=7$ 비트 단위의 십진화에 적용된다. 이렇게 생성된 하나의 시간 도약 시퀀스는 다음과 같은 과정을 거치면서 또 다른 다수의 시퀀스를 생성하게 된다.

Binary	10000	00000	00001	00010	00111	00000	11110	...
Decimal	64	9	19	38	95	24	124	...

그림 4 :  $L=1023$  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 5 : 십진화된  $m$ -시퀀스와 이를  $f=7$ 의 오프셋만큼 천이하여 생성된 새로운 시퀀스

그림 5는 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 방법에서 처럼, 하나의 원시 다항식에 의해 생성된 십진  $m$ -시퀀스는 오프셋 천이의 연속적인 적용에 의해서 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.

#### IV. UWB 실내 무선 채널 모델

본 논문에서 고려하는 UWB 다원 접속 시스템의 성능을 보다 실제적인 실내 무선 채널 환경에서 평가하기 위해 [21]에서 Intel의 J. R. Foerster에 의해 최근 제안된 UWB 실내 다중 경로 채널 모델을 고려하였다. 이 모델에서 채널의 임펄스 응답은 일반적인 형태의 램지연선 모델을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(t - lT_m) \quad (20)$$

위 식에서  $\alpha_l$ 은  $l$ 번째 경로에서의 신호 진폭 감쇄를 나타내는 파라미터이고,  $T_m$ 은 분해 가능한 최소 시간을 나타내며,  $L$ 은 분해 가능한 다중 경로 성분의 수, 즉 총 경로수를 나타낸다. 여기서 신호 파형 간의 부분적인 상관을 피하기 위해, 슬롯 단위

시간  $T_c$ 와 최소 경로 지연 시간인  $T_m$ 이 동일하다고 가정하였다[21]. 한편,  $l$ 번째 경로에서의 평균 수신 신호 전력은 다음과 같이 해당 경로에서의 채널 계수들에 의해 표현될 수 있다[21].

$$E[\alpha_l^2] = \Omega_0 e^{-\delta l} \quad (21)$$

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

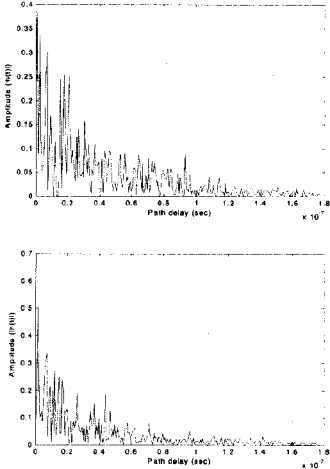


그림 6 : 본 논문에서 고려된 UWB 실내 다중 경로 채널 모델을 이용하여 생성된 임펄스 응답의 예시.

본 논문에서는 고려된 채널의  $L$ 과  $\delta$ 의 값을 결정하기 위해 실효 지연 확산 파라미터를 사용하였다. 채널의 실효 지연 확산을  $\sigma_\tau$ 라 할 때, 이는 다음과 같이 경로에서의 지연과 감쇠 성분을 이용하여 나타낼 수 있다[22].

$$\sigma_\tau \equiv \sqrt{E[\tau^2] - (E[\tau])^2} \quad (22)$$

$$E[\tau^n] = \frac{\sum_i (\tau_i)^n \alpha_i^2}{\sum_i \alpha_i^2}, \quad (n=1, 2) \quad (23)$$

여기서,  $\tau_i = lT_m$ 으로서  $l$ 번째 경로의 시간 지연을 나타낸다. 한편, 일반적인 실내 채널을 위한 실효 지연 확산의 범위는 19 ~ 47 nsec이고 송수신 안테나간 거리가 5 ~ 30 m인 환경에서의 범위는 20 ~ 30 nsec임을 이용하여, 본 논문에서는 두 환경을 모두 고려한 25 nsec를 실효 지연 확산  $\sigma_\tau$ 로 사용하였다[21]. 여기서 주어진  $\sigma_\tau$ 에 대해서 무수

히 많은  $(L, \delta)$ 쌍이 존재할 수 있는데, 실제적으로 유효한 전력을 직진 경로의 전력으로부터 30 dB 까지 감쇠하는 전력까지로 감안한다면, 결국 페이딩 파라미터  $\delta$ 는 다음과 같이 근사화될 수 있다[21].

$$\delta \approx -\ln(0.001)/L \quad (24)$$

위 식들을 이용하면 결과적으로 채널의 실효 지연 확산  $\sigma_\tau = 25$  nsec를 만족하는 총 다중 경로수  $L$ 은 233이며, 그에 따른 페이딩 파라미터  $\delta$ 는 0.029647이 됨을 알 수 있다. 그림 6는 이에 따른 채널 임펄스 응답의 예를 도시하고 있다.

본 연구에서는 UWB 다원 접속 시스템을 이용한 단일 기지국 (혹은 액세스 포인트) - 다수 단말기 형태의 무선 네트워크 상황을 고려한다. 이러한 경우 상향 링크에서는 다원 접속 신호들의 시간 지연이 비동기적으로 매우 랜덤하기 때문에 하향 링크의 경우만을 가정하기로 한다[17]. 따라서 본 UWB 시스템에  $N_u$ 명의 사용자 (혹은 단말기)가 다원 접속할 경우, 특정 사용자의 수신단 입력 신호  $r(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{\nu=1}^{N_u} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^{(\nu)} s^{(\nu)}(t - lT_m) + n(t) \quad (25)$$

위 식에서,  $\alpha_l^{(\nu)}$ 는  $\nu$ 번째 사용자 신호에 대한  $l$ 번째 경로에서의 감쇠 파라미터를 나타내며,  $n(t)$ 는 AWGN이다. 따라서 첫번째 사용자를 원하는 사용자로 고려하여 식 (25)를 다시 정리하면 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$r^{(1)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^{(1)} s^{(1)}(t - lT_m) + n_{tot}(t) \quad (26)$$

여기서  $n_{tot}(t)$ 는 첫번째 사용자 신호를 제외한 나머지 다른 사용자 신호들에 의한 다원 접속 간섭과 AWGN의 합으로서 다음과 같다.

$$n_{tot}(t) \equiv \sum_{\nu=2}^{N_u} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^{(\nu)} s^{(\nu)}(t - lT_m) + n(t) \quad (27)$$

이 때, 각 사용자 신호들의 시간 지연 성분이 단지 다중 경로 채널의 최소 경로 지연 시간  $T_m$ , 즉 슬롯 단위 시간  $T_c$ 에 의존하여 동기적인 특성을 갖게 되므로, Rake 수신기를 이용하면 다른 사용자 신호들의 간섭을 완벽히 배제할 수 있다. 따라서 첫번째 사용자의 Rake 수신기 입력 신호를  $R^{(1)}(t)$ 라 하면, 다음 식과 같이 표현 가능하다.

$$R^{(1)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^{(1)} s^{(1)}(t - lT_m) + n(t) \quad (28)$$



이제 심벌 단위 복조의 수행을 위해,  $j$ 번째 심벌이 다중 경로 채널을 통과한 후 수신기에 입력되는 신호  $x_c(t)$ 를 표현하면 다음 식과 같다.

$$x_c(t) = \Psi_j(t) * h(t) + n(t) = \sum_{m=0}^{L-1} a_m \Psi_j(t - lT_m) + n(t) \quad (29)$$

따라서, 상관기를 거쳐 각 수신 버퍼에 저장되는 값  $y_j$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$y_j = \sum_{k=0}^{N \times M - 1} \sum_{l=0}^{L-1} \{c_{k,l} \cdot [(b_k^j \oplus 1)z_{1l}(l) + b_k^j z_{2l}(l)]\} \quad (30)$$

여기서  $c_{k,l}$ 은  $k$ 번째 펄스에 대한  $l$ 번째 경로에서의 신호 잡해 성분  $a_{k,l}$ 을 보상하기 위해 상관기 출력에 곱해지는 채널 보상 파라미터로서 본 논문에서는  $a_{k,l}$ 과 동일한 값을 사용하였다[21]. 또한,  $z_m(l)$ 는 PPM 시간 간격  $\tau_1 = 0, \tau_2 = \tau_{\min}$ 과 다중 경로 시간 지연 단위에 따른 상관기의 출력으로써 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_m(l) = \int_{kT_r + lT_m}^{kT_r + (l+1)T_m} x_c(t) \cdot w(t - kT_r - lT_m - \tau_m) dt, \quad (m = 1, 2) \quad (31)$$

이 경우도 역시, 심벌은 최대값의 수신 버퍼에 의해 결정되며, 그림 7은 앞서 그림 2의 수신기를 다중 경로 채널 환경으로 확장하여 얻어지는  $M$ -ary UWB 시스템의 수신기 구조를 도시하고 있다.

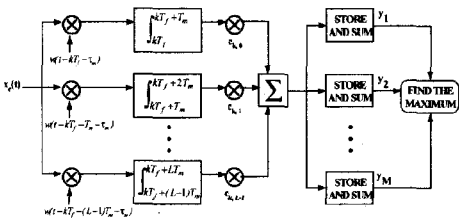


그림 7 : 다중 경로 채널을 위한  $M$ -ary UWB 시스템의 수신기 구조

V. 모의 실험 결과

모의 실험을 위한 UWB 시스템의 전송 펄스  $p(t)$ 는 아래와 같은 형태의 가우시안 모노사이클 펄스를 사용하였다[23,24,25,26,27,28].

$$p(t) = 2A\sqrt{\pi}e \frac{t}{\tau_b} e^{-2\pi(t/\tau_b)^2} \quad (32)$$

위 식에서  $A$ 는 펄스 크기를 나타내는 상수이고  $\tau_b$ 는 펄스 폭을 결정하는 파라미터를 나타낸다. 한편, 송수신단 안테나의 미분 특성에 의해  $p(t)$ 를 미분한 형태의 수신단 입력 펄스  $w(t)$ 는 다음과 같이 얻어진다[6].

$$w(t) = A' \left(1 - \frac{4\pi t^2}{\tau_b^2}\right) e^{-2\pi(t/\tau_b)^2} \quad (33)$$

여기서  $A'$ 은 미분 결과에 따른 적절한 크기의 상수를 나타낸다. 본 논문에서는 펄스 크기 상수  $A$ 를 1, 펄스 폭 파라미터  $\tau_b$ 를 0.3 nsec로 정하였으며[23,24], 그 결과  $\tau_{\min}$ 은 0.1626 nsec가 되고 그에 따른  $\gamma_{\min}$  값은 -0.6224가 됨을 알 수 있다. 또한, 원시 다항식  $g(x) = x^6 + x + 1$ 을 이용하여  $M$ -ary UWB 심벌의 펄스열을 결정하는  $N_s = 63$  길이의  $m$ -시퀀스를 생성하였으며, 그 결과 동일 상관값  $\lambda_b$ 는 0.1759가 되고 이는 시스템 #1의 특성을 고려할 때 순환 천이 특성상 32-ary UWB 시스템까지의 적용이 가능함을 알 수 있다. 그리고 모의 실험을 위한 가우시안 모노사이클 펄스당 과표본 (Oversampling) 수는 127개로 하였으며, 채널 추정이 완벽하여 모든 경로에 대해  $c_{k,l} = a_{k,l}$ 임을 가정하였다.

한편 다윈 접속을 위한 프레임 내 총 슬롯 개수  $N_h$ 를 시간 도약 부호의 범위와 동일한 128로 선택하였기 때문에 최대 사용자 수  $N_u$ 를 1200명으로 고려한 본 모의 실험에서는 다윈 접속 사용자 신호간 간섭이 존재하게 되는데, 동일 슬롯을 사용하는 사용자 펄스들의 비트 패턴이 같으면 보강 간섭을 일으키고 패턴이 다르면 상쇄 간섭을 일으키게 된다[17]. 그림 8은 제한된 슬롯에서의 다윈 접속으로 인한 펄스들의 간섭 특성을 2명 사용자를 가정하여 도시하고 있는데, 그림에서 (a)와 (b)는 간섭에 의해 기준 사용자의 신호 정보가 보강되는 경우이고, (c)와 (d)는 신호 정보가 약화되는 경우를 각각 나타낸다. 또한 PPM을 위한 시간 간격과 펄스 폭 파라미터에 의해 다윈 접속을 위한 슬롯 시간  $T_c = T_b + \tau_{\min} = 2\tau_b + \tau_{\min}$ 는 0.7626 nsec가 되고, 프레임 시간  $T_f = N_h T_c$ 는 97.6128 nsec가 되므로, 결국 시스템 #1의 심벌 전송률은 심벌 수  $M$ 에 무관하게 약 163 ksps가 되고 비트 전송률은

163 · log<sub>2</sub>M kbps가 된다. 반면 시스템 #2의 경우 비트 전송률은 역시 M에 무관하게 약 163 kbps가 되나, 심벌 전송률은 163 / log<sub>2</sub>M kps이다.

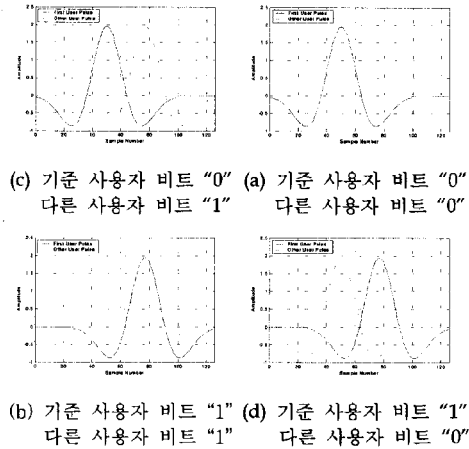


그림 8 : 2명의 사용자 신호가 동일 슬롯 내에서 전송될 경우, 각 사용자의 비트에 따라 기준 사용자 신호에 미치는 간섭 현상.

다중 경로 채널 환경에서의 M-ary UWB 시스템에 대한 성능 평가를 위해, 본 모의 실험에서는 분해 가능한 모든 다중 경로 성분들 가운데 가장 강한 소수의 경로 성분을 결합하는 방식 (Strongest Path Combining)에 의해 신호를 복조하는 SRake (Selective Rake) 수신기[29,30,31,32]를 사용하였다. 이 수신기는 소수의 처음 경로 성분을 결합하는 방식 (First Path Combining)에 의해 신호를 복조하는 PRake (Partial Rake) 수신기[29]와 비교할 때 다중 경로 성분들을 모두 파악해야 하므로 복잡하다는 단점이 있지만, 비교적 적은 Rake Finger의 수를 고려할 때 신호 정보 획득의 측면에서 매우 우수한 성능을 가지고 있다[33,34,35,36,37]. 이와 같은 조건 하에서 다원 접속을 위해 이상적인 랜덤 시간 도약 시퀀스를 적용한 경우와 본 논문에서 소개된 PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스를 적용한 경우의 모의 실험 결과들을 비교 분석하였다.

먼저 AWGN 채널 환경 하에서 수신 비트 SNR을 10 dB로 고정하였을 경우, 그림 9는 동일한 심벌 전송률을 갖는 M-ary UWB 시스템 #1의 심벌

오율 (Symbol Error Rate; SER) 성능을, 그림 10은 동일한 비트 전송률을 갖는 M-ary UWB 시스템 #2의 SER 성능을 각각 M의 변화에 따라 도시하고 있다. 그림들에서 실선은 PN 부호 기반의 시퀀스를 적용한 경우 ("PN")이고 점선은 랜덤 시퀀스를 적용한 경우 ("RN")를 나타내는데, 두 경우의 성능 차이가 매우 근소함을 알 수 있다. 한편 동일한 심벌 전송률을 갖는 시스템 #1의 경우, 심벌수가 증가해도 동일 상관 신호군의 길이가 일정하여 심벌 신호간 직교성이 감소하기 때문에 다원 접속 간섭에 의한 성능 저하를 초래하는 반면, 동일한 비트 전송률을 갖는 시스템 #2의 경우에는 심벌수에 따라 동일 상관 신호군의 길이 역시 증가하여 심벌 신호간 직교성이 유지되므로 다원 접속 간섭에 대한 강인성을 보임을 확인할 수 있다. 그림 11과 12는 다중 경로 채널 환경에서 수신 비트 SNR이 20 dB이고 10개의 Rake Finger를 가지는 SRake 수신기를 사용했을 경우, 동일한 심벌 전송률을 갖는 M-ary UWB 시스템 #1과 동일한 비트 전송률을 갖는 M-ary UWB 시스템 #2의 SER 성능을 각각 M의 변화에 따라 도시하고 있다. 여기서도 앞서 AWGN 채널에서의 경우와 유사하게 동일한 비트 전송률을 갖는 M-ary UWB 시스템 #2의 경우, 심벌수 M의 증가에 따라 다원 접속 간섭에 대해 더 우수한 성능을 보이고 또한 다중 경로 페이딩에도 강한 특성을 보임을 확인할 수 있다.

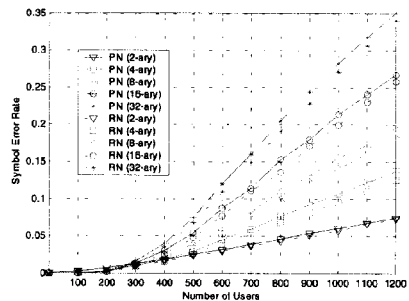


그림 9 : AWGN 환경에서 동일한 심벌 전송률을 갖는 M-ary UWB 다원 접속 시스템 #1의 성능 비교 (수신 비트 SNR = 10 dB).

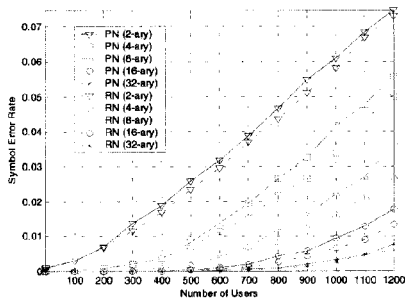


그림 10 : AWGN 환경에서 동일한 비트 전송률을 가지는  $M$ -ary UWB 다원 접속 시스템 #2의 성능 비교 (수신 비트 SNR = 10 dB).

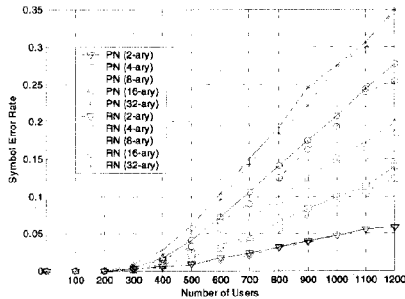


그림 11 : 다중 경로 채널 하에서 동일 심벌 전송률을 갖는  $M$ -ary UWB 다원 접속 시스템 #1의 성능 비교 (수신 비트 SNR = 20 dB).

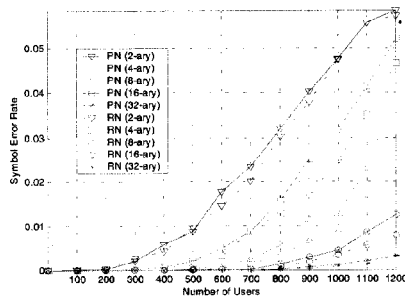


그림 12 : 다중 경로 채널 하에서 동일 비트 전송률을 갖는  $M$ -ary UWB 다원 접속 시스템 #2의 성능 비교 (수신 비트 SNR = 20 dB).

## VI. 결 론

본 논문에서는 심벌 신호의 펄스열 패턴을 결정하기 위한  $m$ -시퀀스 기반의 동일 상관 신호군을 이용하는  $M$ -ary UWB 다원 접속 시스템에서, PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스를 적용할 경우의 성능을 평가하였다. 특히 심벌 수  $M$ 이 증가해도 신호 펄스열의 길이가 변화하지 않아  $M$ 에 관계없이 동일 심벌 전송률을 갖게 되는  $M$ -ary UWB 시스템과 신호 펄스열의 길이가  $M$ 의 증가에 따라 확장되어  $M$ 이 증가하여도 동일 비트 전송률을 갖게 되는  $M$ -ary UWB 시스템을 모두 고려하였고, AWGN 채널 뿐 아니라 최근의 UWB 실내 다중 경로 채널 모델링 결과를 이용하여 좀 더 실제적인 환경에서의 성능을 평가하였다. 모의 실험 결과, 구현 가능한 PN 부호 기반의 시간 도약 시퀀스의 성능은 이상적인 랜덤 시간 도약 시퀀스의 성능과 매우 근소한 차이를 보이는 우수한 성능을 보임을 알 수 있었다. 한편 동일한 비트 전송률을 갖는  $M$ -ary 다원 접속 UWB 시스템의 경우, 실내 무선 채널 환경에서의 다중 경로 페이딩에 강인성을 갖고 특히 동일한 심벌 전송률을 갖는  $M$ -ary 다원 접속 UWB 시스템의 경우에는 대조적으로 심벌수가 증가할수록 다원 접속 간섭에 대해 더 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있었다. 향후 전송률 이득의 향상을 위한 효율적인 방안과 더불어 UWB 다원 접속 시스템의 상향 링크에서 요구되는 동기 획득 알고리즘에 대한 연구가 필요하리라 판단된다.

## 참 고 문 헌

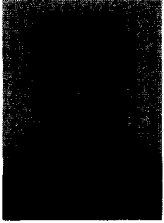
- [1] Federal Communications Commission, *Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission*, ET Docket 98-153, April 2002.
- [2] <http://www.ieee802.org/15/pub/SG3a.html>
- [3] Federal Communications Commission, *Measured Emissions Data for Use in Evaluating the Ultra-Wideband (UWB) Emissions Limits in the Frequency Bands Used by the Global Positioning System (GPS)*, Project TRB 02-02 Report, October 2002.

- [4] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," *Proc. Military Commun. Conf. (MILCOM '93)*, pp. 447-450, Boston, USA, October 1993.
- [5] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio : How it works," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, February 1998.
- [6] R. A. Scholtz and M. Z. Win, "Impulse radio," in *Wireless Communications* (S. G. Glisic and P. A. Leppanen, Eds.), Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [7] P. Withington, "Impulse radio overview," available at <http://www.time-domain.com>
- [8] 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, pp. 679-691, April 2000.
- [9] 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.
- [10] C. J. Le Martret and G. B. Giannakis, "All-digital PAM impulse radio for multiple-access through frequency-selective multipath," *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM 2000)*, vol. 1, pp. 77-81, San Francisco, USA, November 2000.
- [11] H. Grebel, A. M. Haimovich, and L. Zhao, "Performance of ultra-wideband communications in the presence of interference," *Proc. Int'l Conf. Commun. (ICC 2001)*, vol. 10, pp. 2948-2952, Helsinki, Finland, June 2001.
- [12] A. M. Haimovich and L. Zhao, "Performance of ultra-wideband communications in the presence of interference," *IEEE Jour. Selected Areas in Commun.*, vol. 20, no. 9, pp. 1684-1691, December 2002.
- [13] A. M. Haimovich and L. Zhao, "The capacity of an UWB multiple-access communications system," *Proc. Int'l Conf. Commun. (ICC 2002)*, vol. 3, pp. 1964-1968, New York City, USA, April 2002.
- [14] F. Ramirez-Mireles, "Performance of ultrawideband SSMA using time hopping and M-ary PPM," *IEEE Jour. Selected Areas in Commun.*, vol. 19, no. 6, pp. 1186-1196, June 2002.
- [15] 박광희, 신요안, "초광대역 임펄스 무선 전송 시스템을 위한 의사 잡음 부호 기반의 시간 도약 시퀀스," *한국통신학회논문지*, 제26권, 제7B호, pp. 1021-1033, 2001년 7월.
- [16] 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.
- [17] 양석철, 김산해, 김학성, 신요안, "다중 경로 성분 이 존재하는 실내 무선 채널에서 UWB 시간 도약 다원 접속 시스템의 성능 분석," *제15회 신호처리합동학술대회 논문집*, 2002년 9월.
- [18] S. Yang and Y. Shin, "Performance of multiple access UWB systems in indoor channels," (Invited Paper), *Proc. 4th Korea-Japan Joint Workshop Microwave & Millimeter-Wave Photonics*, Daejeon, Korea, January 2003.
- [19] M. K. Simon et. al., *Spread Spectrum Communications Handbook*, McGraw-Hill, 1994.
- [20] A. W. Lam and S. Tantaratana, *Theory and Applications of Spread-Spectrum Systems*, IEEE Press, 1994.
- [21] 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.
- [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] 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.
- [24] 안진철, 신요안, "초광대역 시간 도약 이진 임펄스 무선 전송 시스템의 성능 평가," 한국통신학회논문지, 제25권, 제11A호, pp. 1672-1681, 2000년 11월.
- [25] 안진철, 박광희, 신요안, "초광대역 M진 펄스 위치 변조 임펄스 무선 전송 시스템의 성능," 한국통신학회논문지, 제25권, 제11A호, pp. 1682-1690, 2000년 11월.
- [26] Y. Shin and J. Ahn, "Effect of timing jitters in an ultra wideband impulse radio system," Proc. Int'l Symp. Intelligent Signal Proc. & Commun. Syst. (ISPACS 2000), vol. 2, pp. 502-505, Honolulu, Hawaii, November 2000.
- [27] 박광희, 신요안, "비동기 다원 접속 초광대역 시간 도약 임펄스 무선 전송 시스템의 성능 분석," 2000년도 한국통신학회 추계종합학술발표회 논문집, 상권, pp. 27-30, 2000년 11월.
- [28] 양석철, 김산해, 김학성, 신요안, "초광대역 시간 도약 임펄스 무선 통신 다원 접속 시스템에서 복조 방식에 따른 성능," 2002년도 한국통신학회 하계종합학술발표회 논문집, 2002년 7월.
- [29] D. Cassioli, and 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.
- [30] M. Z. Win and Z. A. Kotic, "Impact of spreading bandwidth on Rake reception in dense multipath channels," IEEE Jour. Selected Areas in Commun., vol. 17, no. 10, pp. 1794-1806, October 1999.
- [31] M. Z. Win, G. Chrisikos, and N. R. Sollenberger, "Performance of Rake reception in dense multipath channels: Implications of spreading bandwidth and selection diversity order," IEEE Jour. Selected Areas in Commun., vol. 18, no. 8, pp. 1516-1525, August 2000.
- [32] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels: a communication-theoretic view," IEEE Jour. Selected Areas in Commun., vol. 20, pp. 1613-1627, Dec. 2002
- [33] M. Z. Win and Z. A. Kotic, "Virtual path analysis of selective Rake receiver in dense multipath channels," IEEE Commun. Lett., vol. 3, no. 11, pp. 308-310, November 1999.
- [34] M. Z. Win, G. Chrisikos, and N. R. Sollenberger, "Effects of chip rate on selective Rake combining," IEEE Commun. Lett., vol. 4, no. 7, pp. 233-235, July 2000.
- [35] M. Z. Win and G. Chrisikos, "Impact of spreading bandwidth and selection diversity order on selective Rake reception," in Wideband Wireless Digital Communications (A. F. Molisch, Ed.), Prentice-Hall, pp. 424-454, 2001.
- [36] M. Z. Win, G. Chrisikos, A. F. Molisch, and N. R. Sollenberger, "Selective Rake diversity in multipath fading with arbitrary power delay profile," Proc. Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM 2000), vol. 2, pp. 960-964, San Francisco, USA, November 2000.
- [37] D. Cassioli, M. Z. Win, F. Vatalaro, and A. F. Molisch, "Performance of selective 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.

양 석 철(Suck-Chel Yang)

준회원



2002. 2 : 송실대학교 정보통신전자공학부 졸업 (학사)

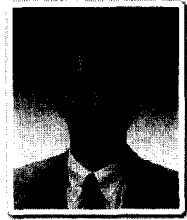
2002. 3 ~ 현재 : 송실대학교 정보통신전자공학부 (석사과정)

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

<주관심분야> UWB 전송시스템

신 요 안(Yo-An Shin)

정회원



1987. 2 : 서울대학교 전자공학과 졸업 (학사)

1989. 2 : 서울대학교 전자공학과 졸업 (석사)

1992. 12 : University of Texas at Austin 전기및컴퓨터공학과 졸업 (박사)

1992. 12 ~ 1994. 7 :

오스틴 소재 MCC (Microelectronics & Computer Technology Corp.) 연구원소시업  
Member of Technical Staff

1994. 9 ~ 현재 : 송실대학교 정보통신전자공학부 부교수

<주관심분야> CDMA 및 OFDM 모뎀, UWB 전송시스템, MIMO 시공간 신호처리

E-mail : yashin@e.ssu.ac.kr