

主題

# UWB 변복조 기술

세종대학교 송형규, 유영환, 박현진

차례

- I. 서론
- II. UWB 변·복조 기법
- III. 결론

## I. 서론

UWB(Ultra-WideBand) 무선 통신 방식은 1950년대부터 주로 보안이 요구되는 국방 관련 통신 시스템 및 레이더 등에 적용되어 사용되었다. 이러한 UWB 통신 방식은 매우 낮은 전력을 사용하여 초광대역의 주파수 대역으로 디지털 데이터를 전송하는 획기적인 차세대 무선 전송 기술이다. 현재 무선 통신 분야에서는 한정된 주파수 자원에 비해 주파수에 대한 수요는 급증하고 있다. 이러한 문제를 해결하는 한 방법으로 기존의 통신 시스템의 주파수 스펙트럼을 공유함으로써 주파수 자원을 좀 더 효율적으로 사용할 수 있는 UWB 통신 방식이 관심을 모으고 있다.

UWB 무선 통신 방식은 일반적으로 그 사용 대역폭이 중심주파수의 20% 이상으로 초광대역이며 대부분의 기존 무선기술들이 반송파(carrier) 변조(modulation) 후 전송되는 것과 달리 UW

B 통신시스템에서는 반송파를 사용하지 않는다. 따라서 일반적인 협대역 통신방식에서 요구되는 반송파 주파수 및 위상 복원 절차가 필요하지 않으며 이에 따라 보다 간단하게 구현될 수 있다. 또한, UWB 무선 통신 기술은 매우 낮은 전력으로 초고속, 고성능의 무선 네트워크를 구축하여 신뢰성 있는 통신이 가능한 무선 통신 기술이다.

UWB 무선 통신 기술은 인터셉과 검파 확률이 낮은 장비, 비행체 등에 대한 충돌 방지 장비, 비행기와 다른 항공 시설에서 지상으로부터의 고도를 측정하는 고도계, 위치 추적 등의 특별히 안전한 통신이 요구되는 중요한 국방 기술로도 쓰이며, 뿐만 아니라 환자의 상태 점검, 산모의 태아 상태 점검, 사람의 신체 상태 점검 등을 UWB 무선 통신을 이용함으로써 의학 기술에도 많은 영향을 가져올 수 있는 중요한 기술이다. 이러한 UWB 무선 통신 방식은 1990년대에 이르러 상용 통신 시스템에 적용하여 사용할 수 있도록 하기 위한 여러 가지 노력이 시도되었으며,

그 결과 2002년 2월에 FCC로부터 3.1 GHz 이상의 주파수 대역에서 UWB 통신 방식을 사용할 수 있는 허가를 획득하였으며 많은 업체와 학교에서 UWB 통신 방식을 상용 시스템에 적용하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다.

따라서, 본고에서는 새로운 무선 기술로 급부상하고 있는 UWB 무선 통신에 적용 가능한 기술인 PPM(Pulse Position Modulation), PAM(Pulse Amplitude Modulation), BPSK(Binary Phase Shift Keying), QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), DSC(Direct Sequence Code), OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing), PPM-BPSK의 변·복조 기술에 관해서 알아보도록 한다.

## II. UWB 변·복조 기법

### 1. 펄스 위치 변조 (PPM - Pulse Position Modulation)

PPM 방식을 적용한 시간 도약 UWB 시스템에서 변조 및 시간 도약을 위한 전송 파형을 나타내면 그림 1과 같다. 그림 1 (가)는 UWB 시스템에서 사용하는  $k$ 번째 사용자의 모노사이클 파형의 주기적인 전송을 나타내며, 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$s_R^{(k)}(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} w(t-jT_f) \quad (1)$$

여기서  $T_f$ 는 모노사이클 파형이 전송되는 주기를 의미하며 대략 모노사이클 펄스폭  $T_b$ 의 수백~수천배에 해당한다. 식 (1)에서 알 수 있듯이 모든 사용자는 동일한 모노사이클 파형과 전송 주기를 가진다. 그림 1 (나)는 모노사이클 파

형을 PPM 방식으로 변조한 후의 파형을 나타내며, 식으로 표현하면 다음과 같다.

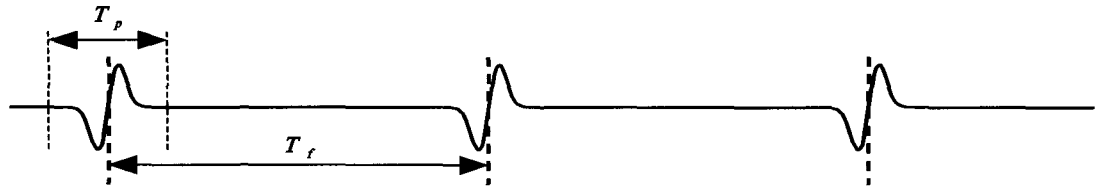
$$s_M^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} w(t-jT_f - \delta b_i^{(k)}) \quad (2)$$

여기서  $\delta$ 는 파형의 변조를 위한 시간 위치 변수를 의미하며,  $b_i^{(k)}$ 는 전송 데이터를 나타낸다. 식 (2)에서 알 수 있듯이 한 심벌을 전송하기 위해서  $N_s$ 개의 펄스를 반복 전송함으로써 한 심벌의 주기는  $N_s T_f$ 가 되며, 이로 인해 duty cycle이 매우 낮아지게 된다. 펄스 반복 주기  $N_s$ 는 펄스율, 데이터율, 간섭 레벨 및 전송 거리를 고려해서 설계되며, 대략 200 이상의 값을 가진다.

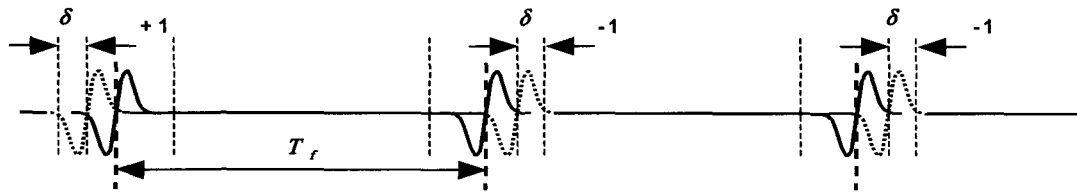
UWB 시스템에서 다중 접속을 구현하기 위해서는 사용자간의 펄스가 동일한 시점에 수신되는 확률을 낮도록 설계해야 한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 UWB 시스템에서는 그림 1 (다)와 같이 시간 도약 방식을 적용한다. PPM 방식을 사용하는 UWB 시스템의 전형적인 시간 도약 신호는 그림 2와 같은 과정을 거쳐 생성되며, 송신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} w(t-iT_b - jT_f - c_j^{(k)} \cdot T_c - \delta b_i^{(k)}) \quad (3)$$

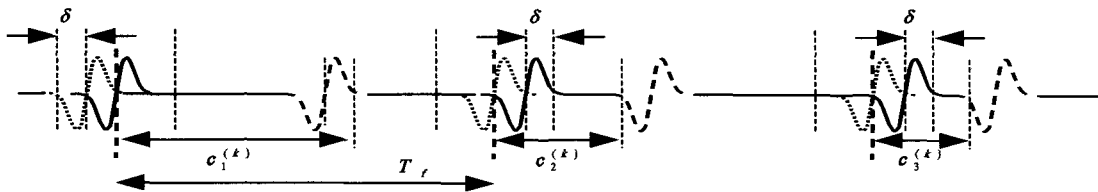
여기서  $T_b = N_s T_f$ 이며,  $c_j^{(k)}$ 는 시간 도약 부호로써  $c_j^{(k)} = c_{j+iN_s}^{(k)}$ 를 만족하는  $N_b$  주기를 가지는 의사 랜덤(Pseudorandom) 코드로 설계된다. 시간 도약 부호는  $0 \leq c_j^{(k)} < N_b$ 를 만족하는 범위의 정수 값이며, 다중 접속을 위해 펄스간의 충돌을 방지하게 위해서  $N_b T_c \leq T_f$ 를 만족해야 한다. 그림 3은 최종적으로 +1과 -1로 변조되어



(가) Monocycle 펄스열



(나) PPM 방식으로 변조한 후의 파형



(다) 시간 도약 보호로 확산후의 파형

그림 1. 시간 도약 UWB 시스템의 전송 파형

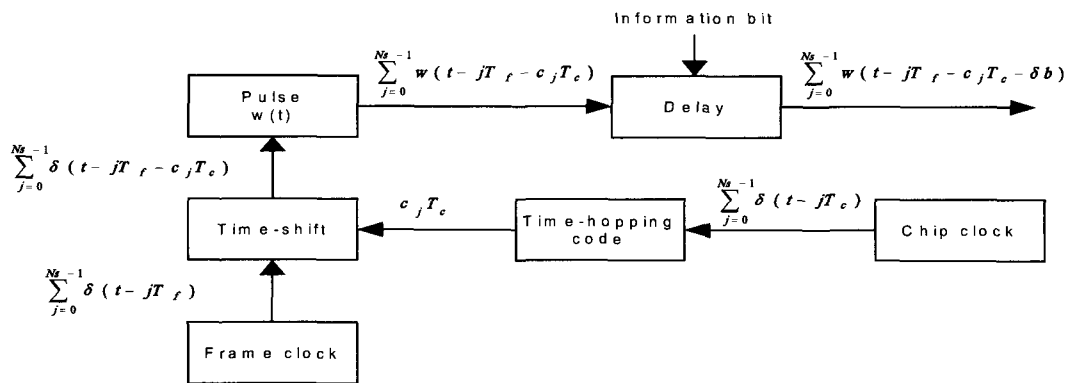


그림 2. 시간 도약 UWB 송신단 구조

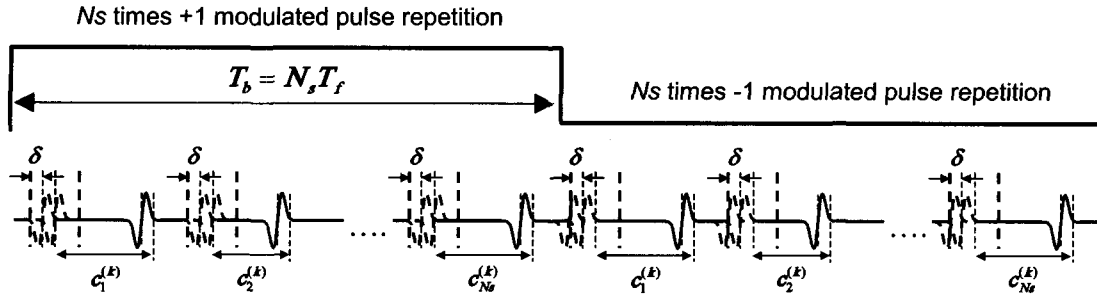


그림 3. +1과 -1로 변조된 UWB 전송 신호

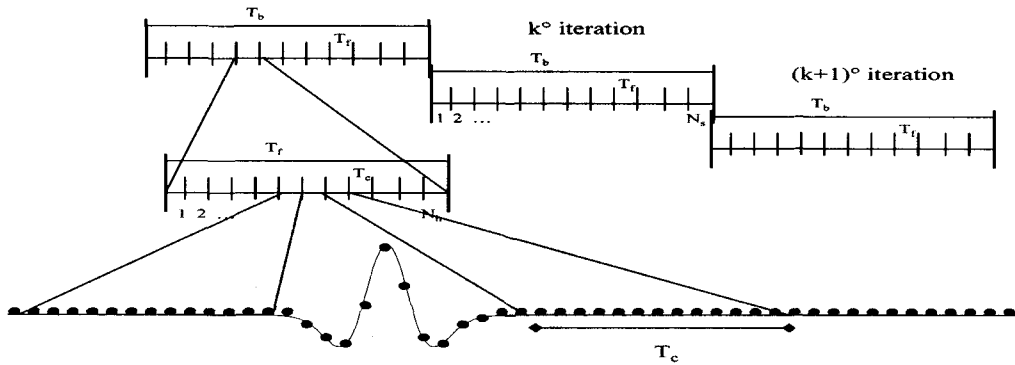


그림 4. 시간 도약 UWB 시스템의 프레임 구조

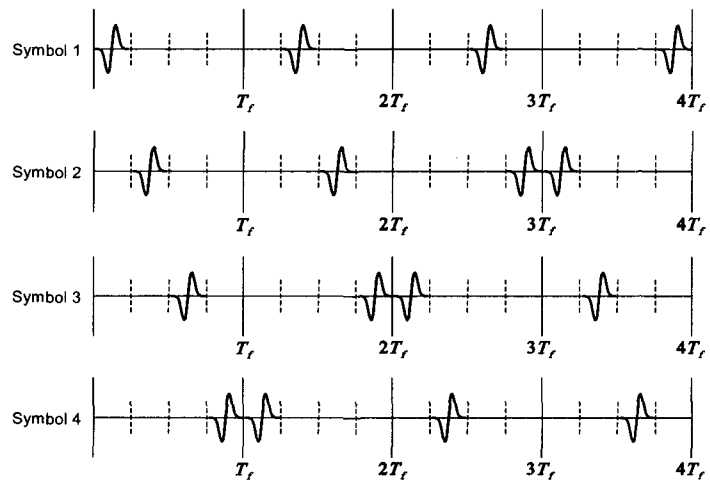


그림 5.  $M$ -ary 직교 신호를 적용한 UWB 시스템

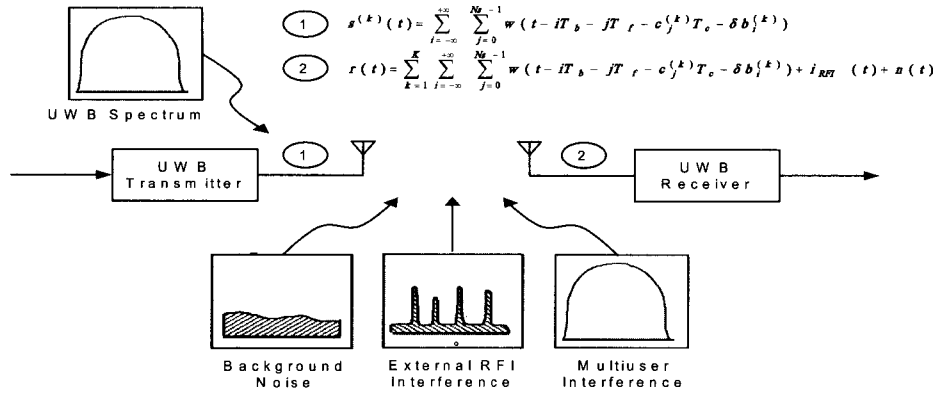


그림 6. 시간 도약 UWB 시스템 모델

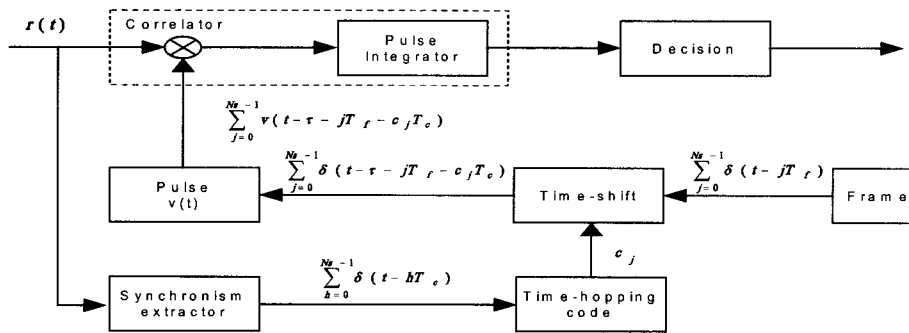


그림 7. 시간 도약 UWB 수신단 구조

전송되는 UWB파형을 나타내며, 그림 4는 시간 도약 UWB 시스템의 전체 프레임구조를 나타낸다.

UWB 시스템에서 전송 속도와 수신 SNR(Signal to Noise Ratio) 향상을 위해서 PPM 방식이 외에  $M$ -ary 직교 신호를 이용한 방식을 적용할 수도 있다. 그림 5는  $M=4$ 인 경우에 직교 신호를 적용한 UWB 시스템의 전송 신호를 나타낸

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_u-1} w(t - lT_b - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta b_i^{(k)}) + i_{RFI}(t) + n(t) \quad (4)$$

다. 이 경우에 변조 위치 변수  $\delta$ 가

$$\delta^{(k)} = [(i + k - 1) \bmod M] T_b$$

( $i = 1, 2, 3, \dots, M$ )로 설계되며,  $MT_b \ll T_f$ 를 만족해야 한다. 이 방식은 앞서 설명한 PPM을 적용한 방식에 비해서 전송 속도가  $\log_2 M$ 배 향상되며, 반면에 수신단에서의 검파 회로가 다소 복잡해지는 단점이 존재한다.

수신단 구조는 그림 6에서 보듯이,  $K$ 명의 사용자가 존재하는 UWB 시스템에서 수신되는 UWB 신호는 식 (4)와 같다.

여기서  $i_{RFI}(t)$ 는 RFI (Radio Frequency Interference) 간섭 성분이며,  $n(t)$ 는 가우시안 잡음

을 의미한다.  $p$ 번째 사용자 수신기에서 관찰된 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r(t) = s^{(p)}(t) + i_{MUI}(t) + i_{RFI}(t) + n(t) \quad (5)$$

$$i_{MUI}(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} w(t - iT_b - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta b_i^{(k)}) \quad (6)$$

여기서  $i_{MUI}(t)$ 는 다른 사용자에 의한 다중사용자 간섭 성분으로써 식 (6)과 같다.

그림 7은 시간 도약 UWB 시스템이 수신단 구조를 나타낸다. 우선 수신된 신호  $r(t)$ 로부터 프레임의 시작 정보와 의사 랜덤 코드의 패턴을 예측해야 한다. 수신단에서는 예측된 시간 정보를 이용하여 수신 신호의 위치를 추적하며, 변조된 UWB 신호를 복원하기 위해서 cross-correlator를 사용한다. 이때 사용되는 기준 신호는 모노사이클 파형을 이용하여 다음과 같이 생성된다.

$$v(t) = w(t) - w(t - \delta) \quad (7)$$

위에서 정의된 기준 신호를 이용하여  $T_b$ 구간 동안 신호를 검파하면, cross-correlator의 출력값은 다음과 같이 정의된다.

$$Z = N_s \int_{T_f} r(t) v(t) dt \quad (8)$$

$$= \begin{cases} N_s \cdot m_p, & \text{if } b = 0 \\ -N_s \cdot m_p, & \text{if } b = 1 \end{cases}$$

여기서 변수  $m_p$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$m_p = \int_{-\infty}^{\infty} r(t - \delta) v(t) dt \quad (9)$$

수신기의 성능은 cross-correlator와 결정 변수

생성 방식에 따라 판단된다. 우선 가우시안 채널 상에서 하나의 모노사이클에서 오류가 발생할 확률은 다음과 같다.

$$P_e = Q(\sqrt{SNR|_{N_s=1}}) \quad (10)$$

수신단에서  $N_s$ 개의 펄스를 검파할 경우에 경관정을 적용하게 되면 오류율은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P = \sum_{j=\lceil N_s/2 \rceil}^{N_s} \binom{N_s}{j} P_e^j (1 - P_e)^{N_s - j} \quad (11)$$

반면에 UWB 수신단에서  $N_s$ 개의 펄스를 cross-correlator를 사용하여 검파할 경우의 비트 오류율은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_e = 2Q(\sqrt{N_s SNR|_{N_s=1}}) \quad (12)$$

UWB 시스템에서 external RFI 간섭 성분이 존재하지 않는 경우에는 그림에서 보듯이 비트 오류율이  $N_s$ 에 무관함을 알 수 있다.

## 2. 펄스 진폭 변조 (PAM - Pulse Amplitude Modulation)

펄스 진폭 변조(PAM) 방식은 그림 8처럼 펄스의 진폭을 변화시켜 데이터를 보내는 변조 기법을 말하며 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} a_j w(t - jT_f) \quad (13)$$

$a_k$ 는 진폭을 나타내며  $T_f$ 는 모노사이클 파형이 전송되는 주기를 의미한다. 또한 다중접속을 구현하기 위해서는 송신단과 수신단이 서로

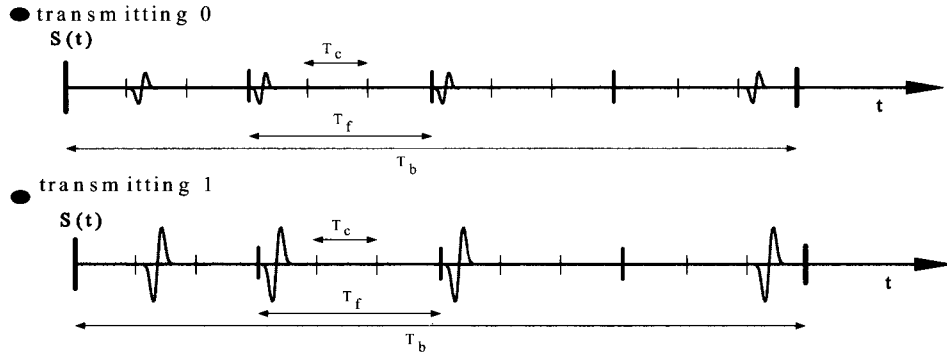


그림 8. PAM 변조된 UWB 전송 신호

알고 있는 의사 랜덤 (pseudorandom)  $c_j$ 에 따라 신호가 호핑하게 되며 송신 신호를 표현하면 아래와 같다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} a_i w(t - iT_b - jT_f - c_j^{(k)} T_c) \quad (14)$$

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} a_i w(t - iT_b - jT_f - c_j^{(k)} T_c) + i_{RFI}(t) + n(t) \quad (15)$$

데이터를 보낼 때는 위의 신호의 진폭  $a_i$ 를 변화시켜 신호  $s(t)$ 를 보낸다.

k번째 사용자가 존재하는 PAM 수신단에서는 수신된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$i_{RFI}(t)$ 는 앞에서 설명한 것과 같이 간섭 성분이며,  $n(t)$ 는 가우시안 잡음을 의미한다. 변조된 PAM 신호를 복원하기 위해서 상관기를 사용한다. 이때 사용하는 기준 신호는 송신단에서 사용했던  $w(t)$  파형을 이용한다. 이 기준신호를 이용하여 검파하면 상관기의 출력 값은 다음과 같이 정의된다.

$$Z = N_s \int_{T_f} r(t) w(t) dt \quad (16)$$

$$= \begin{cases} 0, & \text{if } b=0 \\ N_s \cdot w_p, & \text{if } b=1 \end{cases}$$

여기서  $w_p$ 는 다음과 같다.

$$w_p = \int_{-\infty}^{\infty} r(t - \delta) w(t) dt \quad (17)$$

수신기의 성능은 cross correlator와 결정 변수 생성 방식에 따라 판단되며, 신호의 전력이 클수록 어려움이 낮아진다.

### 3. 위상 편이 방식 변조 기법 (PSK - Phase Shift Keying)

#### 가. 이진 위상 편이 방식 변조 기법(BPSK - Binary Phase Shift Keying)

BPSK는 정보를 보내기 위해 전송되는 신호의 위상을  $0^\circ$  와  $180^\circ$ 로 변화시켜 전송하며, 전송 신호를 나타내면 다음과 같다.

$$s_R^{(k)}(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} b_j w(t - jT_f) \begin{cases} b_i = -1, & \text{if } b=0 \\ b_i = +1, & \text{if } b=1 \end{cases} \quad (18)$$

위의 신호를 다중 접속을 구현하기 위해 시간 도약을 적용하면 그림 9와 같이 나타나게 된다.

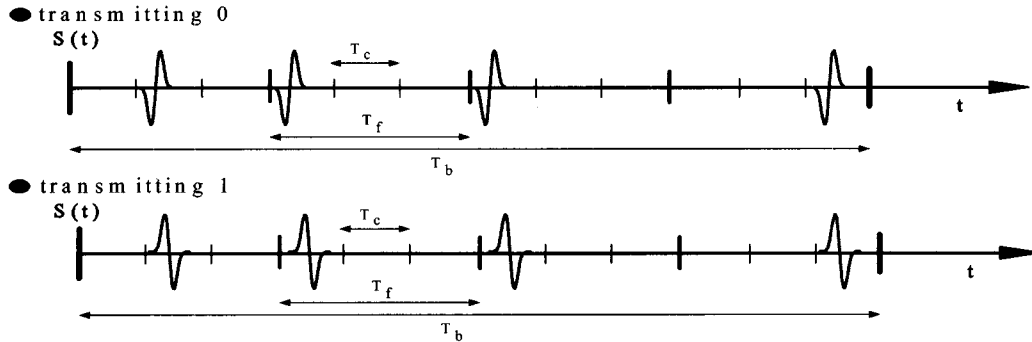


그림 9. BPSK 변조된 UWB 전송 신호

그림 9와 같은 시간 도약 과정을 거치면 송신 신호가 된다.  
 이는 다음과 같이 표현된다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_i-1} p_i w(t - iT_b - jT_f - c_j^{(k)} T_c) \quad (19)$$

$T_b$ 와  $T_f$ ,  $T_c$ 는 앞 절에서 설명한 것과 동일하며,  $p_i$ 는 BPSK에서 위상을 0°와 180°로 바꿔주는 역할을 하는 계수이다.  $p_i$ 를 1과 -1로 변화시켜 데이터를 실어 보낸다. 송신된 신호는 채널을 통과하고 난 후의 수신된 신호를 살펴보면 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_i-1} p_i w(t - iT_b - jT_f - c_j^{(k)} T_c) + i_{RF}(t) + n(t) \quad (20)$$

수신단에서 수신한  $r(t)$ 를 기준 신호가  $w(t)$ 인 상관기를 거친 후의 출력 값  $z(t)$ 는

$$Z = N_s \int_{T_f} r(t) w(t) dt$$

$$= \begin{cases} N_s \cdot B_p > 0, & \text{if } b = 1 \\ -N_s \cdot B_p < 0, & \text{if } b = 0 \end{cases} \quad (21)$$

여기서  $B_p$ 는  $B_p = \int_{-\infty}^{\infty} r(t - \delta) w(t) dt$ 를 나타내는 값이다.  $Z$ 의 값이 임계값 0을 넘으면 1로 검출하고, 0을 넘지 못하면 송신 데이터가 0으로 검출한다.

#### 나. 4진 위상 편이 방식 변조 기법 (QPSK - Quadrature Phase Shift Keying)

BPSK에서 확장된 개념으로 0과 1 두가지로 구분하는 것과 달리 00, 01, 10, 11, 4가지의 2비트를 한 신호로 구분한다. 한 파형으로 2비트를 보내기 때문에 BPSK보다 2배의 데이터를 전송할 수 있다. 그림 10은 위상을 90°씩 변화 시킨 송신될 파형을 나타낸 그림이며, 송신 신호를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$s_Q^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_i-1} w_Q(t - iT_b - jT_f - c_j^{(k)} T_c) \quad (22)$$

송신 신호는 식 (22)처럼 되며, 채널을 통과한 후 수신된 신호는 다음과 같다.



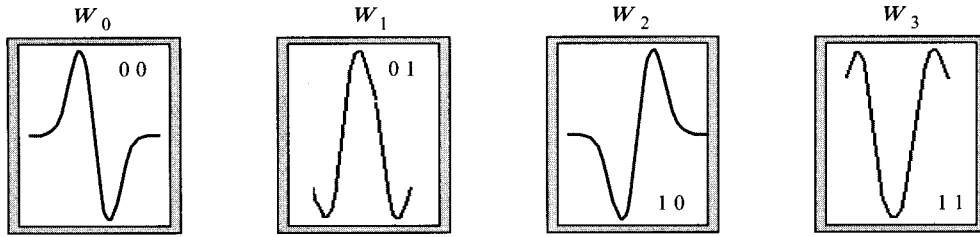


그림 10. QPSK 변조된 UWB 전송 파형

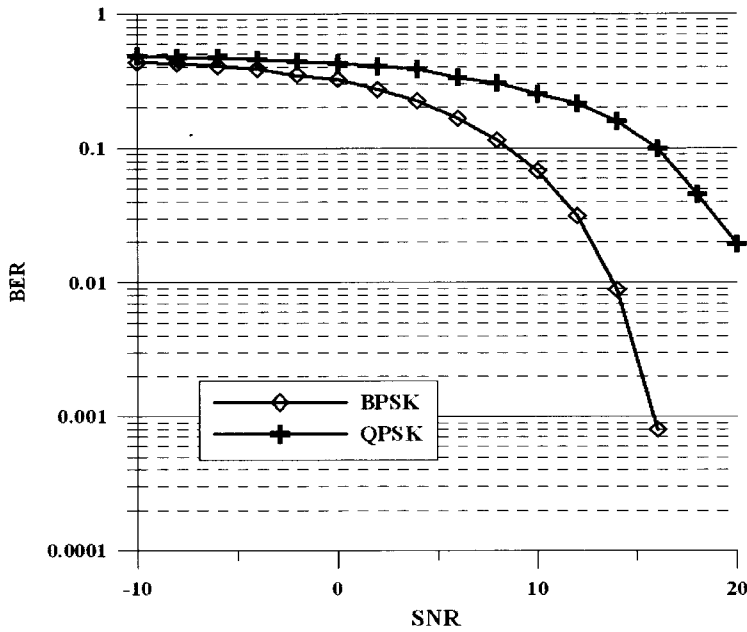


그림 11. BPSK와 QPSK의 BER 비교 시뮬레이션 결과

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_s-1} w_Q(t - iT_b - jT_f - c_j^{(k)} T_c) + i_{RFI}(t) + n(t) \quad (23)$$

수신된 신호를 기준 신호 4개 ( $w_0, w_1, w_2, w_3$ )를 이용하여  $T_b$  구간 동안 신호를 검파하면 상관기의 출력한 값은 다음과 같이 정의된다.

$$Z_i = N_s \sum_{i=0}^3 \int_{T_f} r(t) w_i(t) dt \quad (24)$$

출력 값  $z_i$ 에서 가장 큰 값을 갖는  $i$  값을 가지고 원래의 데이터를 복원한다. 예를 들면  $i=2$ 일 경우 송신할 때 매핑된 값으로 01로 다시 복원한다. 그림 11은 BPSK와 QPSK의 SNR(Signal to Noise Ratio)에 따른 BER(Bit Error Rate)을 나타낸 그림으로서 BPSK가 QPSK보다 더 오류 확률이 낮은 것을 알 수 있다

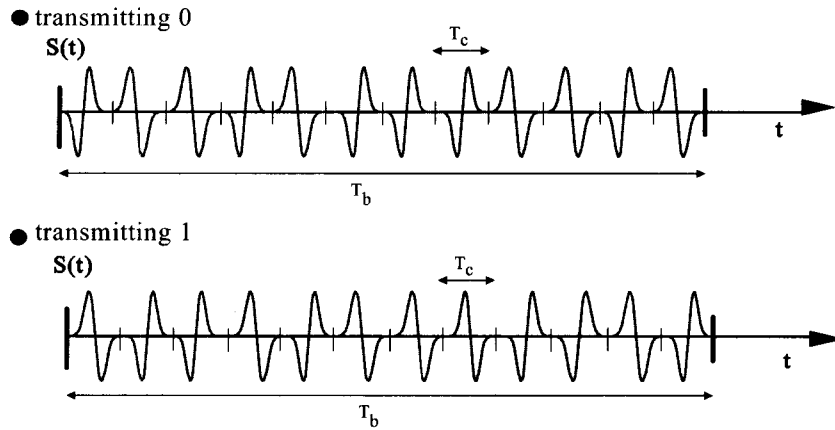


그림 12. DSC 변조된 UWB 전송 신호

#### 4. 직접 순서 코드 방식 변조 기법 (DSC - Direct Sequence Code)

PPM 방식에서는  $T_f$  구간에 한 개의 펄스를 보내는 것에 비해 DSC는  $T_f$  (여기서는,  $T_f = T_b$ ) 구간에 연속적으로 펄스를 보내는 방식이다. 그림 12 와 같이 표현 된다.

DSC 전송 신호를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N_s-1} p_i s_m w(t - mT_c) \quad (25)$$

여기서  $N_s$ 는 1bit당 펄스의 개수를 의미하며,  $T_c$ 는 앞에서 설명한 것과 같이 칩 구간을 의미한다.  $p_i$ 는 BPSK 신호처럼 위상을  $0^\circ$ 와  $180^\circ$ 로 바꿔주는 역할을 하는 계수이다. 계수  $p_i$ 를 -1과 1로 변화시켜 데이터를 실어 보낼 수 있다.  $s_m^{(k)}$ 는  $k$ 번째 사용자에게 주어지는 고유의 Walsh 코드 시퀀스(walsh code sequence)를 의미한다.  $s_m^{(k)}$ 은 -1과 1을  $N_s$ 개 가지며, 각각의  $s_m^{(k)}$  시퀀스는 서로 직교하기 때문에 다중의 사

용자가 접속이 가능하다. 채널을 통과한 후의 수신된 신호를 살펴보면 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N_s-1} p_i s_m^{(k)} w(t - iT_b - mT_c) + i_{RFI}(t) + n(t) \quad (26)$$

수신단에서 수신한  $r(t)$ 를 기준 신호가  $s_m^{(k)} w(t)$ 인 상관기를 거친 후의 출력 값  $z(t)$ 는

$$Z = N_s \int_{T_f} r(t) s_m^{(k)} w(t) dt = \begin{cases} Z > 0, & \text{if } b=1 \\ Z < 0, & \text{if } b=0 \end{cases} \quad (27)$$

여기서  $Z$ 의 값이 임계값 0을 넘으면 1로 검출하고, 0을 넘지 못하면 송신 데이터가 0으로 검출한다. 이 방식은 우수한 잡음 방지 성능을 가지고 있으며, 데이터를 중간에서 가로채기가 어려워 보안성이 우수하다는 등의 장점이 있으나, 수신기의 구조가 복잡해지는 등의 단점이 있다.

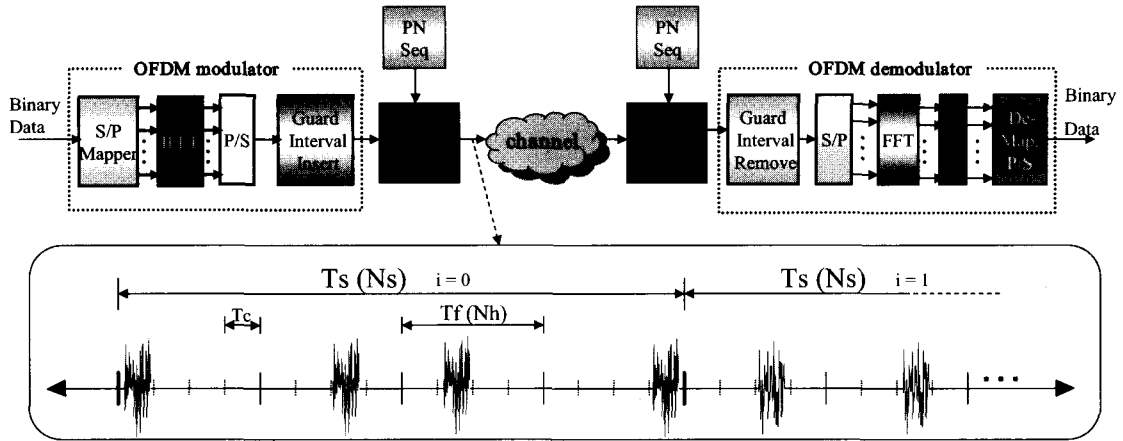


그림 13. OFDM 기반의 UWB 시스템의 전체 블록도

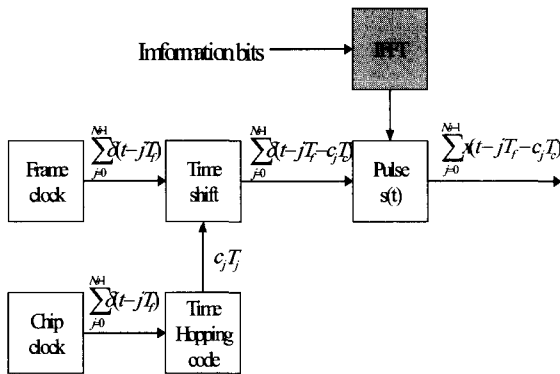


그림 14. OFDM 기반 UWB시스템 송신 블록도

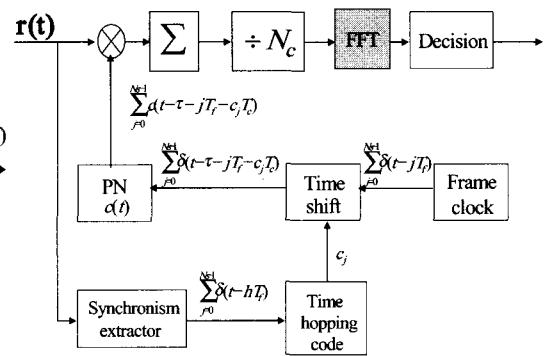


그림 15. OFDM 기반 UWB 시스템 수신단 블록도

### 5. 직교 주파수 분할 다중 변조기법(OFDM-Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

OFDM은 멀티 캐리어 변조 방식의 일종으로 멀티 패스 및 이동 수신 환경에 우수한 성하고 나온 신호로 아래의 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_j[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N_c-1} X_{j,k} e^{j \frac{2\pi}{N_c} nk}, \quad 0 \leq n < N \quad (28)$$

그림 14는 신호  $x_j$ 가  $c_j$ 에 따라 호핑하는 것

을 나타낸다는 송신단의 블록도 그림이다.

이 신호를  $\nu$ 사용자가 사용할 때 자신의 의사 랜덤 코드에 맞게 신호가 호핑하는데 송신신호는 아래의 식처럼 바뀌게 된다.

$$S^{(\nu)}(t) = \sum_{j=0}^{N_c-1} X(t - jT_f - c_j^{(\nu)} T_c) \quad (29)$$

이때  $t^{(\nu)}$ 는 송신단의 클럭 타임을 나타낸 것이며,  $T_f$ 는 반복 시간이다.  $S^{(\nu)}(t)$ 가 채널을 통과하게 되면 아래와 같은  $r(t)$  신호로 바뀌게 된다.

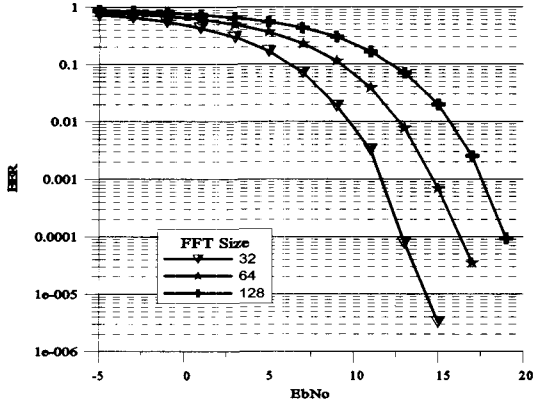


그림 16. FFT 크기에 따른 BER 그래프

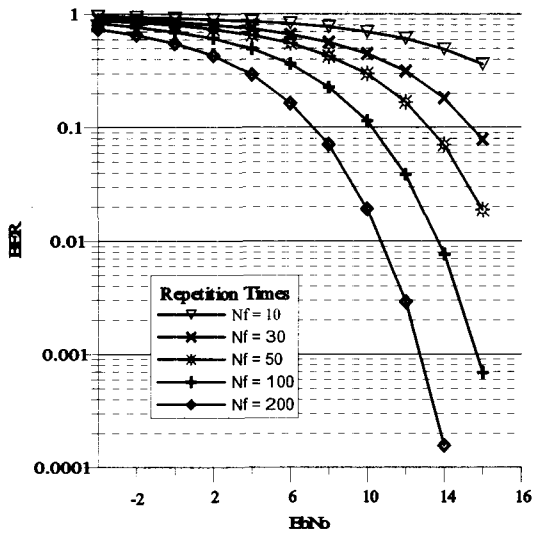


그림 17. 반복 횟수에 따른 BER 그래프

$$r(t) = \sum_{l=0}^{N_r} A_l \rho_{rec}^{(l)}(t - \tau_l) + n(t) \quad (30)$$

여기서  $l$ 은 부반송파의 개수를 나타내고 있으며  $A_l$ 은 각 부반송파의 크기를 표시하며,  $\tau$ 는 송신단과 수신단의 시간 지연을 말한다. 수신단에서 원래의 신호를 복원하기 위해서는 그림 15와 같이 각 부 반송파에 수신된 값들의 평균을 구한 후 FFT 블록에 통과 시키면 원래의 값을 복원할 수 있다.

$$z_{j,k} = \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{j=0}^{N_s-1} [r_{j,k}(t) \cdot c(t - \tau - jT_{f-c}, T_c)] \quad (31)$$

그림 16에서는 FFT 크기가 작을수록 BER이 작아지는 것을 알 수 있으며, 그림 17은 반복 횟수( $N_r$ )에 따른 BER의 변화를 나타낸 그래프이다. 반복 횟수가 많으면 많을수록 BER이 줄어드는 것을 알 수 있다.

### 6. 펄스 위치-위상 변조 방식 (PPM-BPSK Modulation)

펄스 위치-위상 변조 방식은 위치와 위상을 함께 변화시켜 하나의 펄스로 여러 비트를 보내는 방식을 말한다.

한 신호에  $k$  비트를 보내는 것을 나타낸 그림이다. 그림 18은  $k=2$ 일 때 PPM-BPSK로 변조된 UWB 전송 신호를 나타낸 그림이다. 그림 18에서 표현된 신호를 일반적 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=0}^{N_c-1} a_h w(t - jT_f - \delta b_i^{(k)}) \quad (32)$$

$a_h$ 는 위상을 변조하는 매개 변수이며  $-1, 1$ 의 값으로 나타낼 수 있다.  $\delta$ 는 신호를 변조하기 위한 시간 위치 변수를 의미하며,  $b_i$ 는 변조 매개 변수로서  $0, 1$ 로 표현된다. 다중 접속을 구현하기 위해서 시간 도약 부호  $c_j^{(k)}$ 를 사용한다.  $c_j^{(k)}$ 에 따라 호핑하는 신호를 표현하면 아래와 같다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{h,i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_c-1} a_h w(t - iT_b - jT_f - c_j^{(k)} \cdot T_c - \delta b_i^{(k)}) \quad (33)$$

데이터를 보낼 때는 위의 신호의 위상  $a_h$ 와

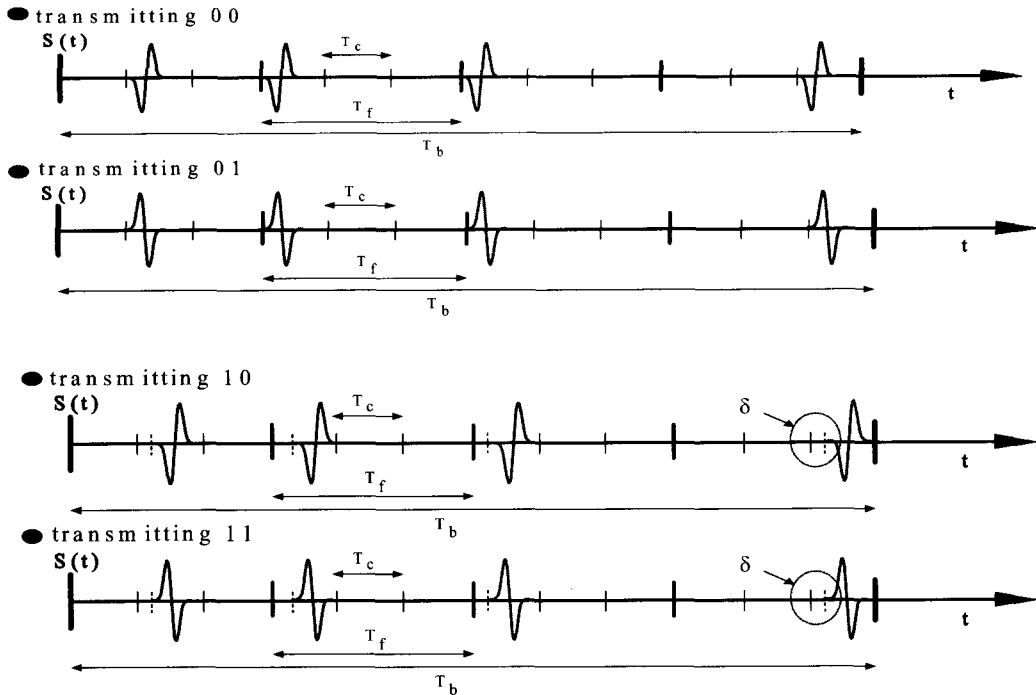


그림 18. PPM-BPSK로 변조된 UWB 전송 신호

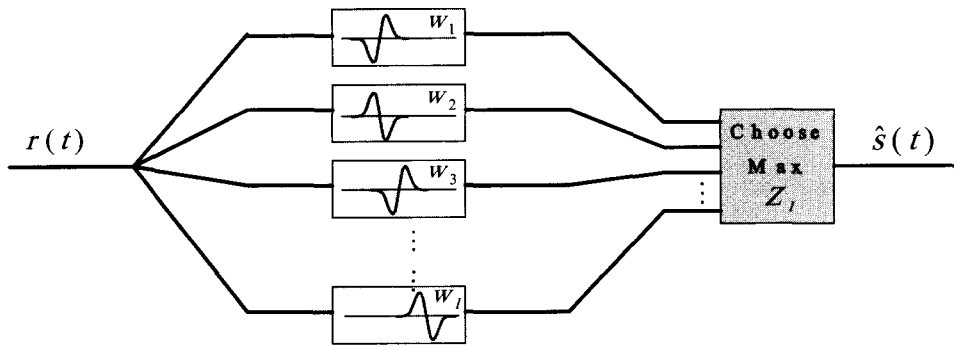


그림 19. PPM-BPSK 수신 블록도

$b_i$ 를 조합해서  $s(t)$ 를 보낸다.  $k$ 번째 사용자가 PPM-BPSK 수신단에서 수신하는 신호는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{h,i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_i-1} a_k w(t - iT_b - jT_f - c_j^{(k)} T_c - \delta b_i^{(k)}) + i_{RF}(t) + n(t) \quad (34)$$

그림 19는 수신 블록도를 표현한 것이다. PPM-BPSK 신호를 복원하기 위해서 그림 19와 같이 각각의 상관기에 기준 파형 이용된다.

각 상관기에는 기준 신호  $w_i$ 가 각각 들어 있으며,  $w_i$ 의 기준 파형을 이용하여 검파하면 상관기의 출력 값은 다음과 같이 정의 된다.

$$Z_i = \sum_{t=0}^L N_s \int_{T_i} r(t) w_f(t) dt \quad (35)$$

출력  $Z_i$  값이 최고가 되는  $s(t)$ 를 선택하여 원래의 신호를 복원할 수 있다.

각각의 변조 방식에 대한 시뮬레이션 결과는 아래의 그림과 같다. 그림 20은 각 변조들의 SNR에 대한 BER을 나타낸 그림이다. 그림 21은 각 변조를 다중 사용자 별 BER을 나타낸 그림이다.

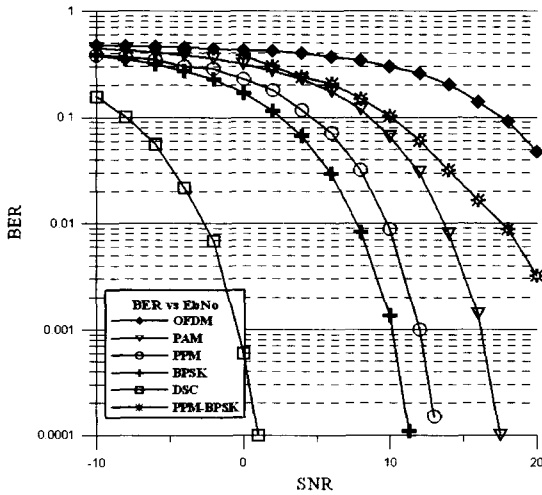


그림 20. 각각의 변조의 SNR에 따른 BER 그래프

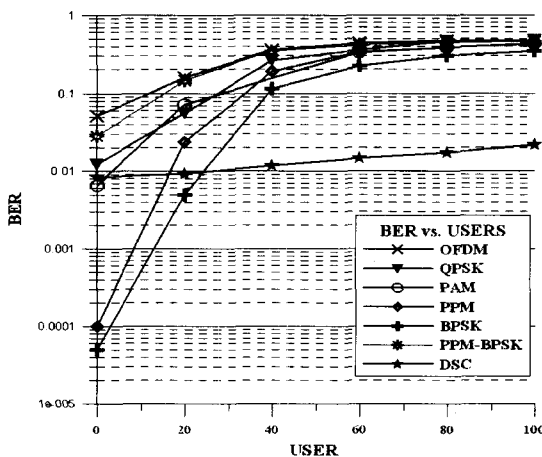


그림 21. 각각의 변조에 따른 사용자별 BER 그래프

### III. 결론

주파수 자원을 효율적으로 사용할 수 있는 UWB 통신 방식은 반송파를 사용하는 기존의 무선 통신 시스템과 달리 전력 스펙트럼이 마치 저대역 잡음과 같이 존재하여 타 통신 시스템에 간섭을 주지 않고 통신이 가능하고 대역폭을 광대역으로 취할 수 있어 전송 속도에 있어서도 유리하다. 반송파를 사용하지 않기 때문에 송·수신기의 소비 전력과 그 구조를 간략화 시킬 수 있으나, 이러한 UWB 통신 방식은 필연적으로 에너지 스파크 현상이 발생되는데, 이를 줄이기 위해서 여러 가지 기법에 관한 연구를 해야 되며, 본 고에서 살펴본 변·복조뿐만 아니라 요즘 이슈가 되고 있는 Space time 코드나 BLAST(Bell Laboratories layered space-time)와 같은 코딩 기법과 함께 접목하여 연구할 필요성을 있다고 생각되어진다.

### 참고문헌

- [1] <http://www.uwb.org>
- [2] <http://www.fcc.gov>
- [3] K. Siwiak, "Ultra-Wideband Radio : Introducing A New Technology," IEEE VTC-2001, vol. 2, no. 2, pp. 1083-1093, May 2001.
- [4] K. Siwiak, P. Withington and S. Phelan, "Ultra-Wideband Radio : The Emergence of An Important New Technology," IEEE VTC-2001, vol. 2, no. 2, pp. 1169-1172, May 2001.
- [5] F. Ramirez-Mireles, "Performance of Ultrawideband SSMA using Time Hoppi

ng an M-ary PPM," IEEE Journal Selected Areas in Commun., vol. 19, no. 6, pp. 1186-1196, Jun. 2001.

[6] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse Radio : How It Works," IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.

[7] 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, Apr. 2000.

[8] R. A. Scholtz, "Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation," Proc. IEEE Military Commun. Conf. (Boston, U.S.), pp. 447-450, Oct. 1993.

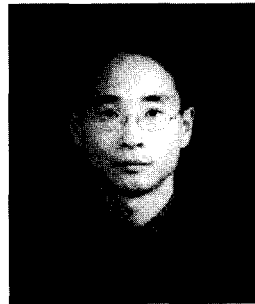
[9] D. Gerakoulis and P. Salmi, "An Interference Suppressing OFDM System for Ultra Wide Bandwidth Radio Channels," IEEE Conf. on UWB Systems and Technologies 2002, Digest of Paper, pp. 259-264, May 2002.



**송형규**

1990. 2 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1992. 2 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1996. 2 : 연세대학교 전자공학과 (공학박사)  
 1996. 1 - 2000. 2 : 전자부품연구원 책임연구원  
 2000. 3 - 현재 : 세종대학교 정보통신공학과 조교수  
 2001. 5 - 현재 : 한국블루투스포럼 분과위원장

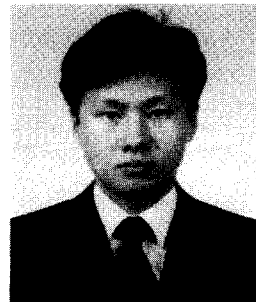
<관심분야 : 디지털통신시스템, PAN, 무선LAN, 지능형방송시스템 등>



**유영환**

1993. 2 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1995. 2 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1999. 2 : 연세대학교 전자공학과 (공학박사)  
 1999. 1 - 2002. 2 : 전자부품연구원 선임연구원  
 2002. 3 - 현재 : 세종대학교 인터넷학과 조교수

<관심분야 : 디지털통신시스템, WPAN, 무선 인터넷 등>



**박현진**

2002. 2 : 세종대학교 정보통신공학과 (공학사)  
 2002. 3 - 현재 : 세종대학교 정보통신공학과 석사과정

<관심분야 : 디지털통신시스템, UWB 등>