

---

# UWB(Ultra-Wide Bandwidth) 통신 시스템에서 협대역 간섭 잡음 해석

박장우\*

The Analysis of the Effect of Narrowband Interference on UWB communication system

Jang-woo Park\*

---

이 논문은 순천대학교 공과대학 학술재단 연구비를 지원받았음

---

## 요 약

이 논문에서 협대역 간섭 잡음이 존재하는 환경에서 UWB(Ultra-Wide Bandwidth) 통신 시스템의 성능을 분석한다. UWB 통신 시스템은 일반적으로 사용되는 펄스시간위치변조(Pulse Position Modulation)를 사용하며, 이때 전송 펄스는 가우시안 모노사이클이다. 또한, 다중접근간섭(Multiple Access Interference)의 영향도 고려한다. 협대역 간섭은 특정 대역에서 일정한 전력 스펙트럼을 갖는 평균이 영인 랜덤 과정으로 모델링하였다. 이 해석을 통하여, PPM 변조시 사용되는 시간 편이를 적절히 조절하고, 수신기에서 template 신호를 조정함으로써 협대역 간섭을 효과적으로 제거할 수 있음을 알 수 있다.

## ABSTRACT

In this paper, the performance of the UWB communication systems is analyzed in the presence of the Narrow Band Interference(NBI). UWB communication systems are modeled as using the Pulse Position Modulation(PPM). In this system, a Gaussian monocycle is used as the received pulses. The NBI is considered as a zero-mean random process with a constant spectral power density over its whole bandwidth. We obtain the mathematical expressions for describing the effect of the NBI on the UWB system. And it can be shown that the suppression of the effect of NBI on the UWB systems is available by adjusting the PPM related parameter.

## 키워드

UWB, NBI, Narrowband Interference, Multiple Access, PPM, Time Hopping

## 1. 서 론

UWB 통신방식은 최근 수년간 기존의 통식 방식의 문제점을 극복할 수 있는 대안으로 활발한 연구가 진행되고 있다[1-6]. UWB 통신방식의 장점은

근거리에서 고속으로 대용량의 정보를 전송할 수 있다는데 있다. 반송파를 이용하는 기존의 통신 방식들과 달리 이 새로운 통신방식은 반송파 없이 시간 영역에서 매우 폭이 좁은 펄스를 이용하여 정보를 전송한다. 이와 같이 매우 좁은 시간 폭을 갖는

---

\* 순천대학교 정보통신공학부

접수일자 : 2003. 6. 23

펄스는 주파수 영역에서 보면 초광대역의 대역폭(Ultra-wide Bandwidth)을 갖게 된다. 여기서 초광대역이라고 하는 것은 기존의 CDMA 등 광대역 통신 방식과 비교할 수 없을 정도로 매우 넓은을 의한다.

UWB 통신방식은 시간 영역에서 폭이 좁은 펄스를 이용하기 때문에, 다중경로간섭에 매우 강한 특성을 갖고 있으며[4,8], 대량의 데이터를 고속으로 전송할 수 있는 장점을 갖는다. 그러나 UWB 펄스의 고유한 초광대역의 대역폭 특성으로 인하여, UWB 통신방식을 위한 독자적인 대역폭이 할당될 수 없다. 따라서 UWB 통신 방식은 기존의 통신 방식들과 대역폭이 서로 중첩될 수밖에 없기 때문에 기존의 통신방식들과의 간섭을 막고 서로 공존하기 위하여 UWB 펄스의 최고전력 및 평균 전력 제한된다. UWB 통신의 관점에서 보면 기존의 통신 방식들은 매우 큰 협대역 간섭이 된다. 이들 협대역 신호 전력은 UWB 전력에 비하여 매우 크며, UWB 통신에 심한 영향을 미친다. 따라서 협대역 간섭이 UWB 통신 시스템의 성능에 미치는 영향을 조사하고 이를 효과적으로 제거하는 것은 매우 중요하다.

본 논문에서는 기존의 통신 시스템들의 신호를 협대역 잡음으로 모델링하고 이들 협대역 잡음이 UWB 통신 시스템에 미치는 영향에 대하여 조사하였다. 또한, 협대역 간섭의 영향을 묘사할 수 있는 수학적 표현식을 유도하고 이를 통하여 UWB 수신기에서 협대역 간섭을 효과적으로 억제할 수 있는 방법을 소개하였다. 이때 다수의 UWB 사용자가 동시에 존재하는 경우(Multiple Access Interference)도 함께 고려하였다.

## II. 신호 모델

UWB 통신 시스템에서 정보의 전송은 시간영역에서 매우 좁은 폭의 펄스를 이용하며, 신호의 변조는 펄스 위치 변조(Pulse Position Modulation, PPM)를 사용하는 것이 일반적이다. 또한, 동시에 여러 사용자를 수용하기 위하여 의사 랜덤 코드에 의한 추가적인 시간 위치 도약(Time

Hopping, TH)을 사용한다. 이와 같은 UWB TH PPM 통신 시스템에서  $k$ 번째 송신기의 전송 신호는 다음과 같이 표시 할 수 있다[1].

$$s_{tx}^{(k)} = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_{tx}(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta d_j^{(k)}) \quad (1)$$

여기서  $w_{tx}(t)$ 는 전송 펄스를 표시한다. 전송 펄스는  $T_f$  시간 간격으로 반복되며, 이를 펄스 반복주기(Pulse Repetition Period)라고 한다. 이와 같이 반복되는 펄스는 동시 사용자들 간의 충돌을 방지하기 위하여 각 사용자에게 특정한 의사 랜덤 코드( $c_j^{(k)}$ )가 할당되고, 이는 각 펄스의 출현 시간을  $c_j^{(k)}T_c$  만큼 추가적으로 변경시킨다. 이때, 의사 랜덤 코드는 정수 값이며  $0 \leq c_j^{(k)} \leq N_s$ 의 범위 내에 있다고 가정한다. 끝으로  $\delta d_j^{(k)}$ 는 데이터를 시간 위치 변조시키는 역할을 한다. 본 논문에서 데이터는 이진 변조를 사용하였다( $d_j^{(k)} \in \{0, 1\}$ ).

$\delta$ 는 PPM의 시간 편이 파라미터이다. 또한, 각 비트는  $N_s$ 번 반복하여 전송한다. 따라서 한 비트의 정보를 보내기 위해  $T_b = N_s T_f$ 의 시간이 필요하며, 비트율은  $R_b = 1/N_s T_f$ 이다.

식(1)의 신호가 전송되었을 때 수신기에서 수신되는 신호는 식(2)와 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} A_k s_{rx}^{(k)}(t - \tau_k) + I(t) + n(t) \quad (2)$$

식(2)의 UWB TH-PPM 시스템은  $N_u$  명의 사용자가 동시에 활성화되었다고 가정하였다. 여기에서  $A_k$ 는 신호가 전파 경로 전체에서 진행하며 겪는 진폭의 감쇠를 의미하며,  $\tau_k$ 는 각 사용자 신호의 수신기 도착시간의 불일치를 표시한다. 또한,  $I(t)$ 는 협대역 간섭잡음(Narrow Band Interference, NBI)이다.  $n(t)$ 는 평균이 영인 가우시안 랜덤변수이고 양측대 전력 스펙트럼이  $N_0/2$ 이다. 이때, 수신된 UWB 신호는,

$$s_{rx}^{(k)}(t - \tau_k) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} A_k \sqrt{E_w} \cdot w_{rx}(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta d_j^{(k)} - \tau_k) \quad (3)$$

이다. 식(3)에서  $E_w$ 는 수신된 신호의 에너지를 표시한다. 수신된 펄스  $w_{rx}(t)$ 는  $T_w$ 의 시간 구간 동안 존재하며, 1의 에너지를 갖도록 정규화 되었다. 본 논문에서  $w_{rx}(t)$ 는 가우시안 모노사이클로 가정하였으며 식(4)와 같다.[7]. 식(4)에서 펄스폭  $T_w$ 와 펄스폭 파라미터  $\sigma$ 는  $T_w = 7\sigma$ 을 만족하도록 선택한다. 이 펄스폭은 수신된 펄스의 전체 에너지 중 99.99%를 포함하는 값이다.

$$w_{rx}(t) = A_g \left[ 1 - \left( \frac{t}{\sigma} - 3.5 \right)^2 \right] e^{-0.5 \left( \frac{t}{\sigma} - 3.5 \right)^2} \quad (4)$$

$A_g$ 는 각 수신 펄스의 에너지의 정규화를 위해 사용한 파라미터이다. 식(4)의  $w_{rx}(t)$ 는 직류 성분이 없기 때문에  $w_{rx}(t)$ 의 시간 평균은 영이다.

수신기는 사용자 1의 신호를 수신한다고 가정하면, 사용자 1의 신호를 제외한 나머지 신호들은 다중접근간섭(Multiple Access Interference, MAI)이다. 따라서 식(2)는

$$r(t) = A_1 s_{rx}^{(1)}(t - \tau_1) + M(t) + I(t) + n(t) \quad (5)$$

로 쓸 수 있다. 여기에서,  $M(t)$ 는 MAI이다.

$$M(t) = \sum_{k=2}^{N_u} \sum_{j=-\infty}^{\infty} A_k \sqrt{E_w} \cdot w_{rx}(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta d_j^{(k)} - \tau_k) \quad (6)$$

NBI는 평균이 영이고 식(7)과 같은 전력 스펙트럼 밀도를 갖는 잡음 과정이라고 가정하자.

$$S_f(f) = \begin{cases} N_f/2 & |f - f_c| \leq B_f/2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

여기에서  $B_f$ 는 협대역 잡음의 대역폭이고  $f_c$ 는 중심 주파수이다. (7)식을 Fourier 역변환하면,

식(8)과 같은 NBI의 상관함수를 얻는다.

$$R_f(\tau) = N_f B_f \cos(2\pi f_c \tau) \text{sinc}(\tau B_f) \quad (8)$$

### III. 수신기 해석

수신기에서, 수신 신호  $r(t)$ 는 template 신호  $v(t)$ 를 갖는 상관기를 통과 후 그 결과로부터 수신된 데이터를 판정한다. 이 과정을 간단히 표시한 것이 그림 1에 있다. 그림 1의 수신기에서 사용되는 template 신호는 식(9)와 같다.

$$v(t) = w_{rx}(t) - w_{rx}(t - \delta) \quad (9)$$

수신기의 판정 변수  $\alpha$ 는 식(10)과 같이 신호 성분( $m$ ), MAI 성분( $n_M$ ), NBI 성분( $n_I$ ), 그리고 수신기 잡음성분( $n_0$ )으로 구성된다.

$$\begin{aligned} \alpha &= \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} r(t) v(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c) dt \\ &= m + n_M + n_I + n_0 \end{aligned} \quad (10)$$

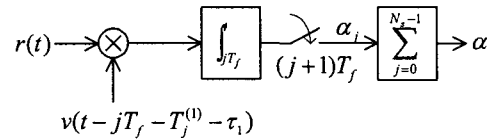


그림 1 수신기 개념도  
Fig. 1 The conceptual diagram of receiver

식 (10)의 각 성분의 계산을 위하여 다음과 같은 가정이 사용된다.

- 1)  $\{c_j^{(k)}\}$ 는  $k=1, 2, \dots, N_u$ 에 대하여 그리고 모든  $j$ 에 대하여 구간  $[1, N_h]$ 에서 독립적이고 동일하게 분포된(i.i.d.) 이산 랜덤변수이다.
- 2) 시간 지연  $\tau_k$ 는 i.i.d.인 랜덤변수이고, 새로운 랜덤 변수 즉,  $\epsilon_{1,k} = (\tau_1 - \tau_k) \text{mod } T_f$ 를 정의할 수 있다. 이 새로운 랜덤 변수는 구간  $[0, T_f]$ 에서 균일하게 분포된 랜덤변수이다.

3) 시간 도약은 프레임 ( $T_f$ ) 구간의 절반 내에서만 가능하다. 즉,  $N_k T_c < T_f/2$ .

4) 신호  $s_{rx}(t)$ , 잡음  $n(t)$ , 협대역 간섭  $I(t)$ 는 서로 독립적으로 발생한다.

위의 4가지 가정을 사용하여 신호 성분  $m$ 을 구하면 식(11)과 같다[1].

$$m = A_1 N_s m_p \quad (11)$$

이때,

$$m_p = \sqrt{E_w}(1 - \gamma(\delta)) \quad (12)$$

이다. 그리고,  $\gamma(\delta) = \int_{-\infty}^{\infty} w_r(t)w_r(t-\delta)dt$  이며, 수신 펄스의 상관함수이다. 식(4)의 펄스를 사용하면 상관함수를 식(13)과 같이 계산할 수 있다.

$$\gamma(\delta) = \left[ 1 - \left(\frac{\delta}{\sigma}\right)^2 + \frac{1}{12} \left(\frac{\delta}{\sigma}\right)^4 \right] e^{-\left(\frac{\delta}{2\sigma}\right)^2} \quad (13)$$

두 번째로 MAI 잡음을 구하면[1],

$$n_M = \sum_{j=0}^{N_s-1} \sum_{k=2}^{N_s} A_k \sqrt{E_w} \int_{-\infty}^{\infty} w_{rx}(t-\zeta)v(t)dt \quad (14)$$

이다. 식 (14)의 평균은 영이 되며, 분산은

$$E[n_M^2] = N_s \sum_{k=2}^{N_s} A_k^2 \sigma_M^2 \quad (15)$$

이다. 이때,  $\sigma_M^2$ 은 다음과 같다.

$$\sigma_M^2 = E_w I(\delta) / T_f \quad (16)$$

여기서  $I(\delta)$ 는 식(17)에 나타내었다.

$$I(\delta) = \int_{-\infty}^{\infty} [\gamma(\zeta) - \gamma(\zeta - \delta)]^2 d\zeta \quad (17)$$

상관기 출력에서 협대역 간섭 신호는

$$n_I = \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{-\infty}^{\infty} I(t)v(t-jT_f - c_j^{(1)}T_c - \tau_1)dt \quad (18)$$

로 계산된다.  $I(t)$ 는 평균이 영인 랜덤과정으로 가정하였기 때문에,  $n_I$ 의 평균 역시 영임을 알 수 있으며, 분산은 다음과 같이 표시된다.

$$E[n_I^2] = \sum_{j=0}^{N_s-1} \sum_{i=0}^{N_s-1} \int_{-\infty}^{\infty} R_I(t_1 - t_2 - \tau_{ij})v(t_1)v(t_2)dt_1dt_2 \quad (19)$$

여기에서  $R_I(t_1 - t_2) = E[I(t_1)I(t_2)]$ 을 이용하였다. 이때,  $\tau_{ij} = (i-j)T_f - (c_i^{(1)} - c_j^{(1)})T_c$ 이다. 한편, 식(19)의 적분항은 식(20)과 같이 표시되며, 식(20)의 Fourier 변환은 식(21)과 같다.

$$R_{MI}(\tau_{ij}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_I(t_1 - t_2 - \tau_{ij})v(t_1)v(t_2)dt_1dt_2 \quad (20)$$

$$S_{MI}(f) = S_I(f) |V(f)|^2 \quad (21)$$

이때,  $V(f)$ 는 template 신호의 Fourier 변환이다.

$$|V(f)| = W_{rx}(f) \sqrt{2(1 - \cos(2\pi f\delta))} \quad (22)$$

여기에서,  $W_{rx}(f)$ 는  $w_{rx}(t)$ 의 Fourier 변환이다.

$$W_{rx}(f) = A_G \sqrt{2\pi\sigma^2} (2\pi\sigma f)^2 e^{-0.5(2\pi\sigma f)^2} \quad (23)$$

$W_{rx}(f)$ 의 대역폭은  $B_w = a/T_w$  이고,  $a$ 는 상수이다. 그림 2에  $W_{rx}(f)$  및  $|V(f)|$ 를 나타내었다.

그림 2에서 보듯이,  $V(f)$ 는 NBI에 비해서 매우 넓은 대역폭을 갖고 있기 때문에  $V(f)$ 는 NBI의 전 대역폭 영역에서 일정하다고 가정할 수 있으

며, 따라서 식(21)은 식(24)로 근사 된다.

$$S_{NI} = \begin{cases} \frac{N_I}{2} |V(f_c)|^2 & |f - f_c| < \frac{B_I}{2} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (24)$$

식 (24)에서, NBI의 전 주파수 영역에서 template 신호의 크기는 일정하며  $|V(f_c)|$ 라고 가정하였다.

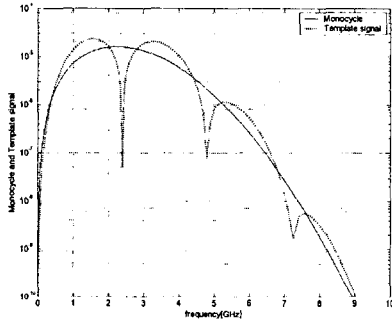


그림 2  $W_{rx}(f)$ 와  $|V(f)|$   
Fig. 2  $W_{rx}(f)$  and  $|V(f)|$

따라서 식(24)를 다시 Fourier 역변환 함으로써  $R_{NI}$ 가 구해진다.

$$R_{NI}(\tau_{ij}) = \frac{1}{|V(f_c)|^2 N_I B_I} \cos(2\pi f_c \tau_{ij}) \text{sinc}(B_I \tau_{ij}) \quad (25)$$

식(25)을 식(19)에 대입하면, NBI 잡음의 분산은

$$E[n_1^2] = N_s \sigma_1^2 \quad (26)$$

으로 표시되며, 이때,

$$\sigma_1^2 = |V(f_c)|^2 N_I B_I \eta \quad (27)$$

이다. 여기에서

$$\eta = \left[ 1 + \frac{1}{N_s} \sum_{j=0}^{N_s-1} \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq j}}^{N_s-1} \cos(2\pi f_c \tau_{ij}) \text{sinc}(B_I \tau_{ij}) \right]$$

$\tau_{ij}$ 는 랜덤변수이고,  $\cos(2\pi f_c \tau_{ij})$ 도 역시 랜덤하기 때문에  $\eta$ 의 두 번째 항은 거의 영에 가깝다. 한편,  $f_c \tau_{ij}$ 가 매우 작으며,  $\eta$ 의 두 번째 항을 무시할 수 없지만  $|\tau_{ij}| > T_p/2$  이고  $f_c \gg 1/T_p$ 인 경우가 일반적이기 때문에  $\eta$ 를 무시하는 것은 타당하다.

식(27)에서  $|V(f_c)|$ 는 식(23)을 이용하면

$$|V(f_c)| = W_{rx}(f_c) \sqrt{2(1 - \cos(2\pi f_c \delta))} \quad (28)$$

이기 때문에  $f_c \delta = n$  ( $n$ =정수)이면,  $|V(f_c)|$ 이 되고, 따라서 협대역 간섭잡음을 최소화 할 수 있다. 수신기의 출력에서 잡음 역시 평균이 영인 가우시안 잡음이며, 분산은 다음과 같다.

$$E[n_0^2] = N_s \sigma_0^2 \quad (30)$$

이때  $\sigma_0^2 = \frac{N_0}{2} R_v(0)$  이고  $R_v(\tau)$ 는 template 신호의 상관함수로 식(31)과 같이 표시된다.

$$R_v(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t)v(t-\tau)dt \quad (31)$$

따라서  $R_v(0) = 2(1 - \gamma(\delta))$ .

위의 결과들을 이용하여 전체 신호대 잡음비 (SNR)를 구하면,

$$SNR = [SNR_1^{-1} + SNR_{MAI}^{-1} + SIR^{-1}]^{-1} \quad (32)$$

이다. 각 성분들은 앞의 결과를 이용하여 구할 수 있다. 즉, 신호대 협대역 간섭비 (SIR)는

$$SIR = A_1^2 \frac{1}{R_b} \frac{B_f}{B_I} \frac{E_w}{N_I} \frac{(1 - \gamma(\delta))^2}{\eta |V(f_c)|^2} \quad (33)$$

이다. 여기에서  $B_f=1/T_f$ 이고 펄스 반복 주파수(Pulse Repetition Frequency)이다. 단일 사용자만 존재하는 경우의 SNR은 다음과 같다.

$$SNR_1 = A_1^2 \frac{1}{R_b} B_f \frac{E_w}{N_f} (1 - \gamma(\delta)) \quad (34)$$

그리고 MAI에 의한 SNR은 다음과 같다.

$$SNR_{MAI} = \frac{1}{R_b} \frac{A_1^2}{\sum_{k=2}^{N_s} A_k^2} \frac{(1 - \gamma(\delta))^2}{G(\delta)} \quad (35)$$

#### IV. 결과 검토

결과의 계산에 사용된 파라미터의 값을 표 1에 정리하였다. 식(34)에서 보듯이 단일 사용자의 경우  $(1 - \gamma(\delta))$ 의 값을 최대로 함으로써 SNR을 개선할 수 있다. 사용한 파라미터를 기준으로 보면,  $\delta=0.192ns$ 이며, 이때  $(1 - \gamma(\delta))=1.618$  이다. 그러나, 사용자의 수가 증가하여 MAI의 영향이 증가하면  $(1 - \gamma(\delta))^2 / G(\delta)$ 를 최대 값으로 하는  $\delta$ 를 선택하여야 한다. 즉,  $\delta=0.178ns$ 이고 이때  $(1 - \gamma(\delta))^2 / G(\delta)=4.13 \times 10^9$ 이다. 그림 3에  $SNR_1$ 과  $SNR_{MAI}$ 만 고려한 경우  $E_w/N_0$ 에 따른 최소 비트 오류 확률(BER)을 구하기 위한  $\delta$ 를 나타내었다. 이때 파라미터로 사용된 것은 동시에 활성화된 사용자의 수이다. 그림에서 보듯이 사용자의 수가 많을수록 그리고 입력 SNR의 값이 작을수록  $\delta=0.192ns$  근처에서 최소의 BER을 나타내며, 반대로 입력 SNR이 클수록, 사용자의 수가 작을수록  $\delta=0.178ns$ 에서 좋은 결과를 얻는다.

수신기 입력에서  $SIR_{in} = N_s E_w / T_b P_f$  이다. 이때,  $T_b = N_s T_f$ 이고  $P_f = B_f N_f$ 로 수신기 입력에서 간섭신호 전력이다. 따라서, 수신기 입력과 출력에서 SIR의 비는 다음과 같다.

표 1 성능 계산에 사용된 파라미터  
Table 1 parameters for performance calculation

명칭	기호	값
펄스 폭	$T_w$	0.7ns
펄스폭 파라미터	$\sigma$	0.1ns
채널 감쇠	$A_1$	1
프레임 폭	$T_f$	102.4ns
비트율	$R_b$	9.76Mbit/s

$$\frac{SIR_{out}}{SIR_{in}} = \frac{\beta A_1^2 c}{2\eta B_w |W_{rx}(f_c)|^2} \frac{(1 - \gamma(\delta))^2}{1 - \cos(2\pi f_c \delta)} \quad (36)$$

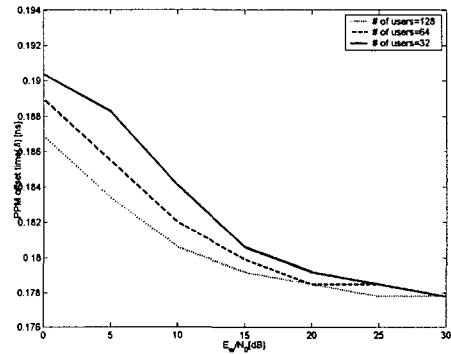


그림 3  $SNR_1$ 과  $SNR_{MAI}$ 을 고려한 경우 최적의  $\delta$ 값

Fig. 3 The optimum value of  $\delta$  considering  $SNR_1$  and  $SNR_{MAI}$

이때,  $\beta = T_f / T_w$  즉, 처리이득(process gain)이다. 그림 4에  $SIR_{out}/SIR_{in}$ 을  $\delta$ 의 함수로 나타내었다. 그림 4에서 보듯이  $f_c \delta$ 의 값이 1인 경우  $SIR_{out}/SIR_{in}$ 은 무한대에 접근한다. 즉,  $\delta$ 를 적절히 선택함으로써 매우 훌륭한 협대역 간섭 신호 제거 효과를 얻을 수 있음을 보여주고 있다. 또한 식 (36)에서 처리 이득  $\beta$ 가 클수록 협대역 잡음이 수신기 출력에서 많이 제거될 수 있음을 알 수 있다. 그리고  $\delta$ 의 값이 작은 경우 분자의  $(1 - \gamma(\delta))^2$ 의 영향으로 협대역 간섭의 제거 효과가 거의 없으나,  $\delta=1/f_c$ 인 경우는  $SIR_{out}/SIR_{in}$ 은 무한대가 된다.

그림 5은 위의 세가지 효과를 모두 고려하여 BER을 계산하였다. 그림에서 한 축은  $f_c\delta$ 이며, 다른 축은 입력에서 잡음과 협대역 간섭 전력의 비이다. 즉, 이 그림 5으로부터 수신기 잡음에 비하여 간섭 신호의 세기를 변화시켰을 때, 최적의 BER 값을 확인할 수 있다. 즉, 입력 잡음이 협대역 전력에 비하여 클 경우,  $f_c\delta$ 가 0.4 근처 즉,  $0.718ns \leq \delta \leq 0.192ns$ 에서 최적의 BER이 얻어진다. 한편, 협대역 전력이 잡음전력에 비하여 클 경우, 즉, 심한 NBI 간섭 환경 하에서는  $f_c\delta=1$  에서 최적의 BER이 얻어진다.

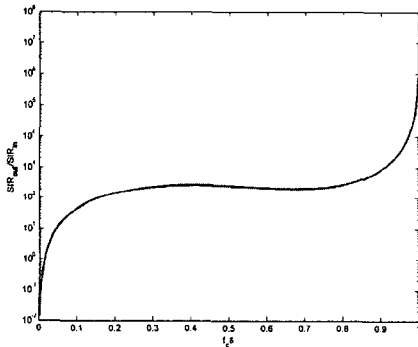


그림 4  $f_c\delta$ 에 따른  $SIR_{out}/SIR_{in}$   
Fig. 4  $SIR_{out}/SIR_{in}$  with  $f_c\delta$

#### IV. 결론

본 논문에서는 UWB PPM TH 통신 시스템의 특성을 분석하였다. 특히, 강조한 점은 협대역 간섭 잡음 하에서의 성능을 분석한 것이다. 협대역 간섭이 존재할 경우, 간섭이 UWB 시스템의 성능에 미치는 영향을 분석할 수 있는 수학적 특성식을 유도하였다. 이때, 협대역 간섭은 평균이 영이고 자신의 대역 내에서는 일정한 전력 스펙트럼을 갖는 랜덤 변수라고 가정하였다. 이들 유도한 결과식을 이용하여 다양한 조건 하에서 결과들을 얻었다. 특히, 수신기 잡음만을 고려한 경우, 다중접속 잡음을 고려한 경우, PPM 편이 시간에 따른 최적의 수신기 성능을 얻을 수 있는 조건을 조사

하였다. 또한, 본 논문에서 유도한 결과로부터, 수신 펄스의 형태 및 PPM 편이시간을 적절히 선택함으로써 협대역 잡음은 효과적으로 제거할 수 있음을 알 수 있다. 이상의 결과는 UWB system의 성능 분석뿐만 아니라 수신기의 최적 설계에 이용할 수 있다.

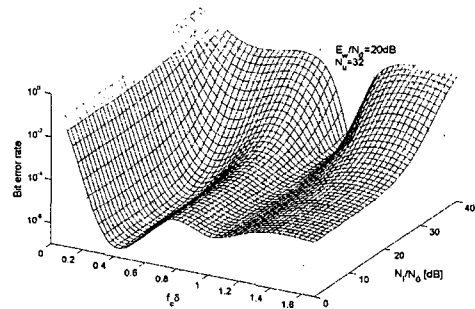


그림 5  $N_I/N_0$  및  $f_c\delta$ 에 따른 BER  
Fig. 5 BER with  $N_I/N_0$  and  $f_c\delta$

#### 참고 문헌

- [1] M.Z. Win and R.A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications," IEEE Trans. on Com. Vol.48, No.4, pp.679-690, 2000.
- [2] R.A. Scholtz, "Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation," MILCOM-'93, 1993.
- [3] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Impulse Radio: How it works", IEEE Com. Letters., Vol.2, No. 1, pp.10-12, 1998.
- [4] F. Ramirez-Mireles, "On the Performance of Ultra-Wide-Band Signals in Gaussian Noise and Dense Multipath," IEEE Trans. J. on Vech. Tech. Vol.50, No.1, pp. 244-249, 2001.
- [5] F. Ramirez-Mireles, "Performace of Ultrawide- bandwidth SSMA Using Time Hopping and M-ary PPM," IEEE on Sel. Areas in Com., Vol.19, No.6, pp.1186-1196, 2001.
- [6] G. Durisi, G. Ramano, "On the Validity of Gaussian Approximation to Characterized the Multiuser Capacity of UWB TH PPM,

- IEEE conf. UWBST, pp.157-161, 2002.
- [7] L. Zhao, A.M. Haimovich, "Performance of Ultra-Wideband Communications in the Presence of Interference," IEEE J. on Sel. Areas in Comm. Vol.20, No.9, pp.1684-1691, 2002.
- [8] J.D. Choi, and W.E. Stark, "Performance of Ultra-Wideband Communications with Sub-optimal Receivers in Multipath Channels," IEEE J. on Sel. Areas in Com. Vol.20, No.9, pp.1754-1766, 2002.

### 저자 소개



#### **박장우(Jang-woo Park)**

1987.2 한양대 전자공학과(공학사)  
1989.3 한양대 대학원 전자공학과  
(공학석사)  
1993.8 한양대 대학원 전자공학과  
(공학박사)

현재 : 순천대학교 정보통신공학부 부교수

※ 관심분야 : UWB 통신 시스템, 통신 시스템 ASIC.