

FCC 신호 스펙트럼에 적합한 M-ary PPM UWB 시스템의 성능분석

정회원 조 병 록, 김 태 영, Brant Parr

Performance Analysis of M-ary PPM UWB Suitable to FCC Signal Spectrum

Byung-Lok Cho, Tae-Young Kim, Brant Parr *Regular Members*

요 약

UWB 임펄스 신호는 매우 짧은 펄스폭과 초광대역을 가지며 기존의 다른 시스템들과 같은 주파수 스펙트럼을 공유한다. FCC에서는 UWB 시스템이 GPS와 같은 타 시스템들과 간섭을 일으킬 수 있다는 가능성 때문에 UWB 시스템의 주파수 대역을 3.1GHz이상에서 사용하도록 제한하였다.

본 논문에서는 간섭을 제거하기 위해 시간적으로 엄격히 제한하고, 동시에 3.1GHz에서 10.6 GHz의 주파수 대역에 신호 전력 분포가 포함되도록 참고문헌[1][2]에서 제안한 펄스를 이용하여 UWB 시스템의 성능을 평가하였다. 특히, 펄스 간격 δ , 사용자 수 N_u , 심볼 수 M 등과 같은 시스템 파라미터들의 변화에 따른 BER 성능을 확인하였다. 참고문헌[1][2]에서 제안한 UWB 펄스를 이용하여 컴퓨터 모의실험을 통해 최적의 펄스간의 간격 δ 를 찾고, M-ary PPM과 BPSK를 적용한 UWB 시스템에서 이들 펄스와 가우시안 모노사이클 펄스를 이용한 시스템 간의 성능을 평가하였다. 이들 결과는 다중사용자 파라메타와 펄스 간격에 따른 M-ary PPM UWB 통신 시스템을 구현하는데 기여할 수 있다.

Keyword : UWB, PPM, M-ary PPM, 무선 초광대역

ABSTRACT

UWB impulse radio signals have an very short duration, extremely wide bandwidth and share the same frequency spectrum with other existing systems. It was determined by the Federal Communications Commission (FCC) that UWB systems could cause interference with other systems, such as Global Positioning System (GPS) for example. Therefore, at present, the FCC has restricted the use of UWB systems to frequencies above 3.1GHz.

In this paper, We evaluated performance of UWB system using proposed pulses in [1][2] that are strictly limited in time to remove interference while, at the same time, contain their power distribution to a frequency band from 3.1 GHz to 10.6 GHz. In particular, We evaluated the BER Performance in relation to system parameters such as pulse duration, δ , the number of users, N_u , and the number of symbols, M . We found the optimal pulse duration δ through computer simulation using developed UWB pulses in [1][2]. It is shown that performance evaluation between the UWB communication system using these UWB pulses[1][2] and the Gaussian monocycle pulse in M-ary PPM and BPSK schemes. These results can be contributed to construct M-ary PPM UWB communication system in terms of multiuser parameters and pulse duration.

* 순천대학교 공과대학

논문번호: 030040 0127 접수일자: 2003년 1월 27일

※ 본 논문은 2002년도 순천대학교 공과대학 학술제단과 광주과학기술원 디지털가전센터의 연구비에 의하여 연구되었습니다.

1. 서론

현재 무선 전송기술은 연속적인 정현파를 기반으로 음성, TV, 데이터 등을 송수신을 하고 있다. 이러한 무선통신 시스템은 원거리의 지역을 무선으로 연결하여 통신하기 위해 만들어졌다. 그러나 멀티미디어 기술이 발전하고 데이터 양이 증가함에 따라 근거리 무선통신 시스템들이 등장하기 시작했다.

기존의 무선통신 시스템들은 정현파를 이용하여 송수신을 한다. 이 경우 수신기에서는 변조된 신호를 중간 주파수로 변환하고 다시 원래 정보신호를 복구하는 복잡한 수신 구조를 갖게 된다. 이러한 복잡한 수신기 구조는 시스템 구현시 많은 비용이 필요하고 전력 또한 많이 소비하게 된다. 그리고 연속적인 정현파를 이용하기 때문에 다중경로 페이딩 등 외부의 간섭과 잡음에 많은 영향을 받아 전송시 시스템의 효율이 많이 떨어지는 결과가 초래하게 된다. 기존의 무선통신 시스템은 주파수 사용이 많아짐에 따라 미래에 심각한 스펙트럼 자원의 한계를 갖고 있다.

이러한 문제점들을 개선하기 위해 많은 대안으로 부각되고 있는 통신방식이 바로 초광대역 무선 시스템(ultra-wideband impulse radio : UWB)이다. 이 기술은 최초의 무선통신에 적용되었던 모스부호를 이용한 통신방식을 그대로 응용한 것으로 기존에 문제점들로 인식되던 여러 가지 기술적인 한계가 거의 극복되어지고 있는 추세이다. UWB 시스템은 기존의 Bluetooth나 무선랜 등 무선통신 시스템에 비해 월등히 빠른 속도와 무려 1000배의 용량을 송수신할 수 있다. 수신기 구조가 중간주파수 변환 부분이 없이 직접 기저대역 신호로 변환이 되기 때문에 현재 무선 시스템의 수신기 구조에 비해 훨씬 간단해져서 시스템 구현시 비용이 저렴하게 된다. 그리고 다중경로나 페이딩 등 외부 영향을 적게 받아 전력소비도 줄어든다. UWB 시스템은 펄스위치변조(pulse position modulation : PPM)나 2진 위상편이 변조(binary phase shift keying : BPSK)와 시간도약 확산대역(time hopping spread spectrum : TH/SS)기술을 이용해서 낮은 전력스펙트럼밀도(power spectral density : PSD)를 갖게 되어 높은 보안성과 다수의 사용자들이 같은 대역폭을 공유할 수 있고 다른 무선 통신 시스템과도 주파수를 공유할 수 있다[3][4][5].

UWB 시스템의 이러한 장점을 이용해 많은 응용 제품을 만들 수 있지만 다른 시스템에 간섭을 줄 수

있는 가능성 때문에 최근 미연방 통신 위원회(federal communications commission : FCC)에서는 2002년 2월에 UWB 시스템을 3.1GHz 이상 10.6GHz 이하의 주파수 대역에서 제한된 용도로 사용할 수 있도록 허가하였다. 그리고 IEEE 산하 802.15.3 작업반에서는 무선 개인 통신방식으로 UWB 시스템을 사용하기 위한 표준화 작업을 활발히 진행 중이다.

UWB 시스템에 대한 해외에서의 연구는 참고문헌 [3][4][6][7]을 중심으로 이루어져 왔으며, 국내에서는 참고문헌[5][6]에서와 같은 연구가 이루어져 왔다. 이들의 연구는 대부분 FCC의 규정에 만족하지 못한 기존의 펄스를 이용하여 PPM과 TH/SS 기술을 적용한 UWB 시스템에 대한 성능 분석을 하였다. 이것은 현재의 UWB시스템에 대한 FCC 규정에서는 사용하거나 적용할 수 없는 시스템이다. 따라서 본 논문에서는 FCC의 주파수 제한에 따른 규정에 만족하도록 펄스 디자인 알고리즘을 이용하여 UWB 통신 시스템에 사용되는 여러 가지 파라미터들을 분석하고 최적의 값을 제안하며, 제안한 값들을 이용하여 M-ary PPM 과 BPSK변조, 그리고 TH/SS기술을 적용한 UWB 시스템의 성능을 분석하고자 한다[3][4][6][7][8][9].

본 논문에서는 서론에 이어서, II 장에서는 타 시스템에 대한 간섭을 제거하기 위한 FCC 규정과 그 규정에 만족하기 위한 펄스 디자인 알고리즘에 대해 서술한다. III 장에서는 펄스 디자인 알고리즘을 적용한 펄스를 이용하여 최적의 상관값을 분석하고, M-ary PPM과 BPSK를 적용한 UWB 시스템의 성능을 모의 실험을 통해 시스템간의 BER 성능 결과를 제시한다. 마지막으로 IV 장에서는 결론을 맺는다.

II. UWB 펄스 디자인

1. UWB 시스템 펄스의 규정

UWB 시스템은 펄스의 초광대역 특성상 수 GHz대역에 걸쳐 기저대역 잡음과 같은 낮은 전력스펙트럼밀도를 가지게 되어 현재 운용중인 다른 무선통신 시스템에 간섭을 주지 않고 통신이 가능하고 빠른 전송속도를 이룰 수 있는 여러 장점들을 가지고 있다. 그러나 이러한 특징들에도 불구하고 매우 넓은 주파수 대역에 걸쳐 사용된다는 점 때문에 최근 FCC에서 Part 15규정의 비허가 무선시스템으로 UWB 기술을 상업용으로 이용하기 위해 FCC는 UWB 시스템의 주파수와 방사 전력을 제한하는 UWB 규칙을 채택

하였다[10].

UWB 시스템은 그림 1과 같이 GPS(global positioning system) 시스템에 간섭을 주지 않기 위해 3.1 GHz 이상 10.6 GHz 미만의 주파수 대역으로 사용을 제한하였다. 이 대역에서는 방사 전력 스펙트럼 밀도를 -41.3dBm/MHz으로 제한했지만 GPS 주파수 대역에서는 보다 엄격하게 방사전력을 제한하고 있다[10].

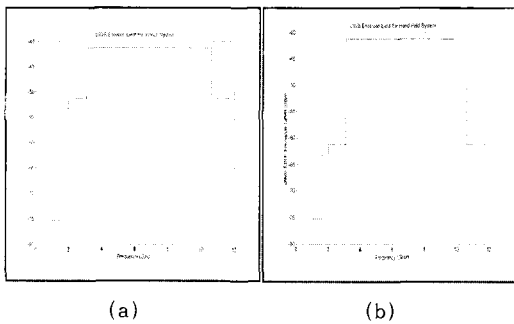


그림 1. 실내(a)·실외(b)용 UWB 시스템에 대한 FCC 주파수 마스크

기존의 가우시안 모노사이클 펄스는 FCC에서 승인한 실내용 UWB 시스템과 실외용 UWB 시스템의 주파수 마스크인 3.1GHz에서 10.6GHz대역을 만족하지 못한다. 그러므로 가우시안 모노사이클 펄스는 반드시 수정되어야 한다. 펄스를 수정하기 위해서는 그림 2와 같이 반송파를 사용하고 필터링하여 FCC에서 승인한 주파수 대역으로 펄스의 주파수를 이동시켜야 한다.

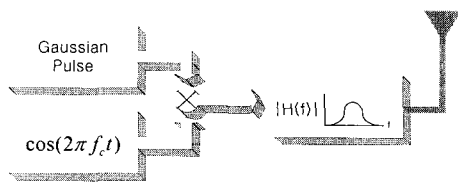


그림 2. FCC 승인 대역으로 이동하기 위해 반송파를 사용한 UWB 송신기

그림 3은 펄스가 3.1GHz에서 8.1GHz의 주파수 대역에 위치하도록 반송파를 이용하여 만든 펄스의 파형이다.

그림 3의 신호 전력스펙트럼 밀도는 그림 4와 같다.

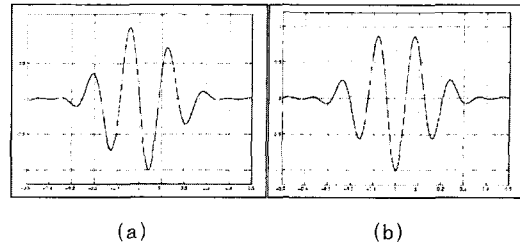


그림 3. 주파수 대역이 이동된 가우시안 펄스(a)와 수신기에 입사된 가우시안 펄스(b)

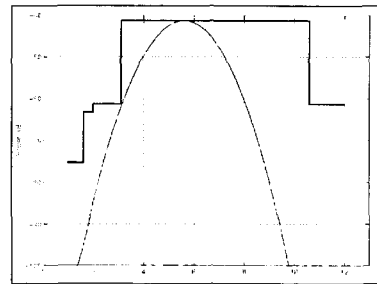


그림 4. 주파수 대역이 이동된 가우시안 펄스 전력 스펙트럼 밀도

2. 펄스 디자인 알고리즘

앞 절에 살펴본 바와 같이 주파수 대역을 이동시킨 가우시안 펄스는 FCC의 규정에 만족하는 전력스펙트럼 밀도를 가진다. 그러나 반송파를 사용한다는 점 때문에 송·수신기 구성이 복잡해지고 부피도 커지는 단점을 가지게 된다. 이러한 단점을 보완하고 개선한 펄스를 디자인하기 위해 본 논문에서는 prolate spheroidal wave function[11][12]을 이용한 펄스 디자인 알고리즘을 사용한 것이다. [1][2].

UWB 펄스 입력 $\mu(t)$ 가 FCC 주파수 마스크 대역 필터를 통과하므로 출력은 $\zeta\mu(t)$ 가 된다. 여기서 ζ 는 감쇠 요소이고, $\mu(t)$ 는 시간 영역에서 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\mu(t) = \begin{cases} s(t) & |t| < T_m/2 \\ 0 & elsewhere \end{cases} \quad (1)$$

필터의 출력은 입력 $\mu(t)$ 와 임펄스 응답 $h(t-\tau)$ 필터의 컨볼루션이 된다.

$$\begin{aligned} \zeta\mu(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \mu(t)h(t-\tau)d\tau \\ &= \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \mu(t)h(t-\tau)d\tau \end{aligned} \quad (2)$$

이 식을 이산화 과정으로 바꾸면 컨벌루션은 샘플 벡터 Φ 로 구성된 $(N+1) \times (N+1)$ Toeplitz 행렬 H 가 되며, μ 는 H 의 고유벡터가 된다[13].

$$H = \begin{bmatrix} h[0] & \cdots & h[-1] & h[-N] \\ h[1] & \cdots & h[0] & h[-N+1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M & M & M & M \\ h[-N] & \cdots & h[N-1] & h[0] \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 μ 은 $\{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_N\}$, 고유값 ζ 는 $diag(\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_N)$ 이며, $\zeta_1 > \zeta_2 > \dots > \zeta_N$ 순으로 감소하는 형태로 배열된 값으로 정의한다. 식(2)의 모든 해는 고유값 분해 $\zeta = \mu H \mu^T$ 로 찾을 수 있다.

$$\zeta\mu(i) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \mu[k] h[i-k] \quad (4)$$

Prolate spheroidal wave function을 사용하면 고유값은 고유벡터의 전력 스펙트럼이 주파수 마스크 $H(f)$ 에 얼마나 잘 맞는지와 관계하게 되는데 고유값이 클수록 더 잘 맞는다 할 수가 있다. 그러므로 본 논문에서는 큰 고유값을 가지는 고유벡터를 찾아 펄스 디자인에 적용한다.

Toeplitz 행렬 H 가 실수 대각선 요소들로 이루어진 Hermitian 구조를 하고 있기 때문에 고유벡터들은 서로 직교하다는 장점이 있다. 따라서 이러한 펄스는 다중접속이 가능한 여러 개의 직교한 펄스들을 동시에 전송이 가능하다.

3. 펄스 디자인의 결과

펄스 디자인 알고리즘을 이용해서 나온 펄스는 그림 5,6과 같다. 이 알고리즘에 사용된 통과대역 필터는 3.1GHz와 8.1GHz사이의 대역을 가진다. 이것은 FCC 규정보다 더 엄격히 UWB 펄스를 디자인한 것이다. 3.1GHz에서 8.1GHz의 통과대역 필터를 사용한 펄스의 시간 영역과 주파수 영역에서의 수식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} H(f) &= \begin{cases} 1 & 3.1\text{GHz} < f < 8.1\text{GHz} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \\ h(t) &= 2 \times (8.1 \times 10^9) \times \text{sinc}(2t \times 8.1 \times 10^9) \\ &\quad - 2 \times (3.1 \times 10^9) \times \text{sinc}(2t \times 3.1 \times 10^9), \end{aligned} \quad (5)$$

필터의 통과대역을 이처럼 정한 이유는 8.1GHz에서 10.6GHz의 주파수 대역에서 높은 감쇠 때문이다[14]. 본 논문에서는 2개의 고유벡터를 이용한다. 2개의 고유값에 대한 고유벡터는 UWB 펄스 디자인의 결과와 펄스들의 전력스펙트럼 밀도를 실외용 FCC 주파수 마스크와 함께 그림 5,6에 도시하였다.

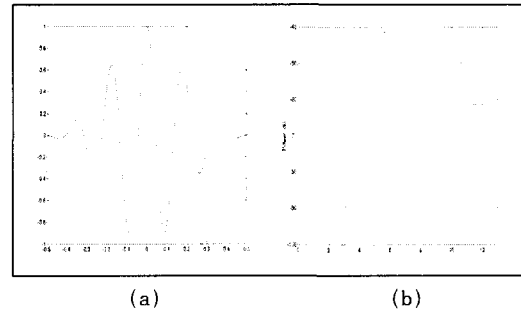


그림 5. 펄스디자인 알고리즘으로 얻은 펄스파형 $\mu(t)$ (a)와 전력스펙트럼 밀도(b)

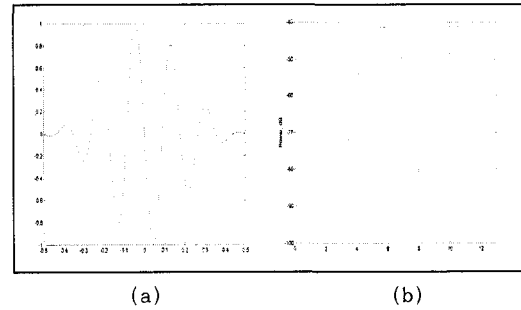


그림 6. 펄스디자인 알고리즘으로 얻은 펄스파형 $\mu(t)$ (a)와 전력스펙트럼 밀도(b)

펄스들의 대부분 전력은 3.1GHz에서 8.1GHz사이의 대역에 집중되어 있는 것을 볼 수 있다. 펄스의 폭 (T_m)은 펄스의 주파수 영역에 많은 영향을 주게 되는데, T_m 이 커질수록 FCC 주파수 마스크의 주파수 영역에 가까워진다.

본 논문에서 이용한 펄스 디자인 알고리즘을 적용한 펄스들은 여러 개의 직교 펄스들을 만들 수 있고, 주파수 마스크를 이용한 펄스를 디자인 하는데 훨씬 유용할 것이다.

III. UWB 시스템 성능 평가

다수 사용자 UWB 통신시스템의 성능을 결정하는 요소들에는 변조기법과 펄스 파형, 사용자 수, 프레임 당 시간도약의 수 등이 있다. 본 논문에서는 앞에서 언급한 펄스 디자인 알고리즘을 적용한 펄스에서 PPM변조의 최적의 상관을 위한 펄스 위치변조 간격을 제시하고, 일반 M-ary PPM과 최적의 펄스 위치변조를 적용한 M-ary PPM, BPSK 방식의 BER 성능을 평가한다.

1. 최적의 M-ary PPM변조 성능 분석

PPM의 경우 수신기에서 최적의 성능을 얻기 위해서는 최적의 펄스 간격 δ 을 얻는 것이다. 2PPM의 경우 수신 상관기의 템프러트 신호 $v(t)$ 는 다음과 같다.

$$v(t) = w(t) - w(t - \delta), \quad (6)$$

여기서, $w(t)$ 는 송신기에서 전송된 신호를 말한다. 상관기의 출력은 다음과 같다.

$$g^{(k)}(jT_f) = \int_{jT_f + c_j^{(k)}T_c + \tau_k}^{jT_f + c_j^{(k)}T_c + \tau_k + T_c} v(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \tau_k) r(t) dt \quad (7)$$

여기서 T_f 는 펄스 반복 주기, $c_j^{(k)}$ 는 송수신기의 k 번째 time hopping 시퀀스, 그리고 T_c 전송 슬롯 주기이다.

2PPM의 경우, 상관기에서는 식(8)과 같이 데이터값을 결정하게 된다.

$$\begin{cases} \int_{t \in T_c} r(t)v(t)dt > 0 \leftrightarrow '0' \\ \int_{t \in T_c} r(t)v(t)dt < 0 \leftrightarrow '1' \end{cases} \quad (8)$$

BER을 최소화하려면 최적의 상관기는 최적의 펄스 위치변조 간격(δ)을 가져야 한다. 최적의 δ_m 를 갖기 위한 수식은 다음과 같다[4].

$$\delta_m = \arg \min \int_{-\infty}^{\infty} w(t)w(t - \delta)dt \quad (9)$$

그림 7, 8 그리고 9는 $T_m \approx 1ns$ 인 수신기에서의 가우시안 펄스, $\mu_1(t)$, $\mu_2(t)$ 의 δ 와 최적의 δ_m 를 적용한 펄스를 나타냈다.

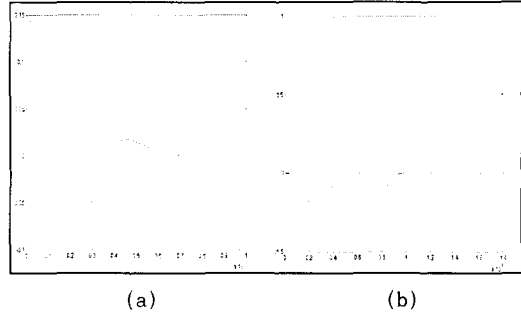


그림 7. 상관기에서 가우시안 펄스의 $\delta(a)$ 와 4PPM에서 펄스 위치(b)

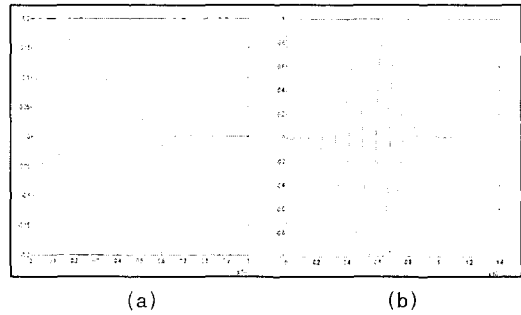


그림 8. 상관기에서 $\mu_1(t)$ 의 $\delta(a)$ 와 4PPM에서 펄스 위치(b)

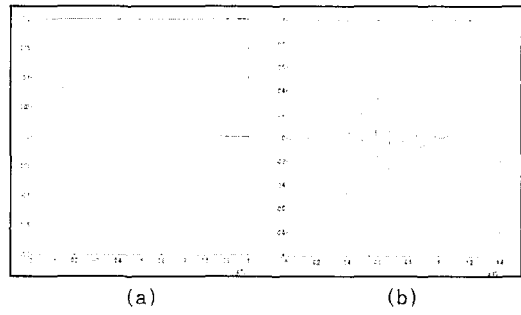


그림 9. 상관기에서 $\mu_2(t)$ 의 $\delta(a)$ 와 4PPM에서 펄스 위치(b)

모의 실험을 통해 구한 최적의 값은 수신기에 입력한 가우시안 펄스의 경우, $\delta_m = 0.2158 ns$ 이고 $\mu_1(t)$ 의 경우, $\delta_m = 0.0890 ns$, $\mu_2(t)$ 의 경우, $\delta_m = 0.0874 ns$ 으로 나왔다. 이러한 결과를 이용해서 4PPM는 3 δ 만큼 지연된 신호를 '3', 2 δ 만큼 지연된 신호를 '2', δ 만큼 지연된 신호를 '1',로 변조하고 지연되지 않은 신호를 '0'으로 PPM 변조한다.

2. UWB 시스템의 BER 성능 분석

완벽한 전력제어를 하고 송신기와 수신기 사이의 동기화가 완벽하게 일치하며, 타이밍 지터와 다중 경로

페이딩은 고려하지 않는 조건에서 UWB 시스템의 성능 평가를 할 것이다.

1) BER 이론적 계산:

N_u 명의 사용자가 다원 접속한 경우, 수신기에 입력된 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} A_k s^{(k)}(t - \tau_k) + n(t), \quad (10)$$

여기서 A_k 는 k 번째 송신기에서 수신된 신호의 진폭, $s^{(k)}$ 는 k 번째 송신기에서 전송된 신호, τ_k 는 송신 시간 지연시간이다. $n(t)$ 는 AWGN과 일치하지 않는 사용자에 의해서 생기는 간섭의 합이다.

식(11)은 수신기에 입사된 신호 중에 원하는 사용자의 신호와 타 사용자의 신호, 그리고 잡음으로 다시 쓰면 식(12)와 같다,

$$r(t) = A_1 s^{(1)}(t - \tau_1) + \sum_{k=2}^{N_u} A_k s^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (11)$$

일반적으로, 시스템 성능은 사용자 1에 대한 BER을 계산해서 평가할 수 있다. 그러므로 이후의 계산들은 사용자 1의 수신기의 관점에서 BER을 계산할 것이다.

$g_n(t)$ 의 확률 밀도함수가 가우시안 분포가 아닐 때, 시스템의 상관기는 $v(\cdot)$ 로 결정하였다. M-ary PPM의 경우 상관기는 다음과 같다.

$$v_L(t) = w(t - L\delta) \\ v(t) = \sum_{L=0}^{M-1} v_L(t) \quad (12)$$

여기서, $L=0, 1, \dots, M-1$

상관기의 출력에 누적된 에너지는 정보 비트 $I_j^{(l)}$ 를 추정하기 위해 N_s 프레임 동안 누적시켜야 한다. 누적된 값은 신호성분 $Z_s(jN_s T_f)$ 과 잡음성분 $Z_n(jN_s T_f)$ 의 합으로 나타낼 수 있다. 에너지는 식(13)의 결정 방법에 의해 $\hat{I}_j^{(l)}$ 를 결정하는데, $\hat{I}_j^{(l)}$ 는 사용자 1이 전송한 정보의 추정 값이다.

$$Z_L(jN_s T_f) = Z_s(jN_s T_f) + Z_n(jN_s T_f) \quad (13)$$

$$\hat{I}_j^{(l)} = L \Leftrightarrow \arg \max [Z_L(jN_s T_f)], \quad (14)$$

여기서, $L=0, 1, \dots, M-1$

에러 확률은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$p(e) = \sum_{L=0}^{M-1} \frac{1}{M} p_L(Z_n(jN_s T_f) > Z_s(jN_s T_f) | L) \quad (15)$$

에러 확률 $p(e)$ 를 구하기 위해 Z_n 의 확률 분포가 먼저 결정되어야 한다. Z_n 은 독립 랜덤 변수들로 구성되어 있다.

신호를 N_s 만큼 반복한다면 $\hat{Z}_n(z_n)$ 은 식(16)의 형태를 가지게 된다.

$$\hat{Z}_n(z_n) = \underbrace{f'_G(g_n) * f'_G(g_n) * \dots * f'_G(g_n)}_{N_s \text{ convolutions}} \quad (16)$$

사용자 1과 다른 사용자가 m 번 충돌이 일어날 확률은 다음과 같다.

$$p_c(m) = \binom{N_u - 1}{m} p^m p_c^{-(N_u - 1 - m)}, \quad (17)$$

여기서는 충돌이 일어나지 않을 확률이다.

충돌 확률밀도함수 $f_{G_n}(g_n)$ 은 $f_N(n)$ 과의 j 개의 컨벌루션을 취한 모든 값에 대한 $f(g_n|m)$ 의 m 개 충돌 확률의 곱의 합으로 정의한다.

$$f'_G(g_n) = \left[\sum_{m=0}^{N_u - 1} \binom{N_u - 1}{m} p_c^m p_c^{-(N_u - 1 - m)} f(g_n | m) \right] * f'_N(n), \quad (18)$$

$$f(g_n | m) = \underbrace{f'_{G_{col}}(g_{col} | 1) * f'_{G_{col}}(g_{col} | 1) * \dots * f'_{G_{col}}(g_{col} | 1)}_{m \text{ convolutions}} \quad (19)$$

여기서 $f(g_n|m)$ 은 $f(g_{col}|1)$ 을 m 번 컨벌루션 취한 것이고, $f'_N(n)$ 은 가우시안 분포 함수이다. $f'_{G_{col}}(g_{col}|1)$ 을 구하기 위해 g_{col} 에 대한 γ 의 랜덤 변수 변환을 한다.

$$g_{col}(\gamma) = \int_0^T v(t) w(t + \gamma) dt \quad (20)$$

γ 가 균일하게 분포된 랜덤 변수이기 때문에 $f'_{G_{col}}(g_{col}|1)$ 은 히스토그램을 사용하여 추정할 수 있다. $f'_{G_{col}}(g_{col}|1)$ 가 결정되면 $f(g_n|m)$ 은 식(19)을 이용해서 구할 수 있다. 이 결과는 $f_{G_n}(g_n)$ 를 구하기 위해 식(18)

에 대입한다. 결과적으로 에러 확률은 식(16)을 이용해서 다음과 같이 구할 수 있다[15].

$$p_b = \frac{M}{2} \int_{\sqrt{\log_2(M)SNR}}^{\infty} f_{z_n}(z_n) dz_n \quad (21)$$

여기서, $SNR = \frac{1}{\log M} \frac{(E_b - \epsilon)}{N}$,

$$E_b = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)^2 dt, \quad \epsilon = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)w(t-\delta)dt \quad (22)$$

3. M-ary PPM의 BER 성능 분석

BER은 M-ary PPM과 BPSK를 적용한 UWB 통신 시스템에 대하여 계산하였다. 성능 분석에 앞서 몇 가지 경우로 나눠서 BER을 분석하였다.

- (1) 변조기법에 따라 - PPM - 2PPM, 4PPM, 8PPM, BPSK
- (2) 펄스의 종류에 따라 $w(t) = p(t)\cos(2\pi f_c t)$, $u_1(t)$, $u_2(t)$
- (3) 시간 도약 슬롯의 개수에 따라 - $N_b = 128, 1024, 2048$
- (4) PPM에서 펄스 간격 δ 에 따라 - $\delta = T_m$, $\mu_1(t)$ 일 때 최적값 $\delta_m = 0.0890ns$, $\mu_2(t)$ 일 때 최적값 $\delta_m = 0.0874ns$

최적의 PPM 펄스 간격을 사용한 UWB 시스템의 경우, 일반적인 PPM($\delta = T_m$)의 경우보다 펄스의 간격이 현저히 좁아져서 시간 도약 슬롯의 길이가 짧아지게 되고, 슬롯이 구성하는 프레임의 길이도 짧아지게 되어 단위 시간당 전송되는 정보의 양이 많아지게 되는 장점을 지니게 된다. 다시 말해서, 시간 도약 슬롯의 개수는 기존의 PPM에 비해 훨씬 덜 감소하고 전송율은 높아지는 장점을 지니게 된다. PPM을 이용한 UWB 시스템의 BER은 그림 10~그림 15에 나타내었다. 이 그림에서 보면 낮은 SNR에서는 사용자가 한 명일 때의 BER과 유사하다.

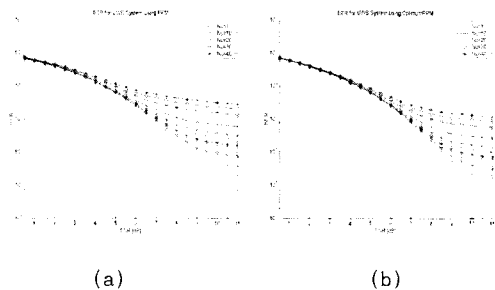


그림 10. $w(t)=\mu_1(t)$ 에서 $\delta=1ns$ 일 때(a)와 최적값인 $\delta_m=0.0890ns$ 일 때(b)의 2PPM을 이용한 UWB 시스템의 BER

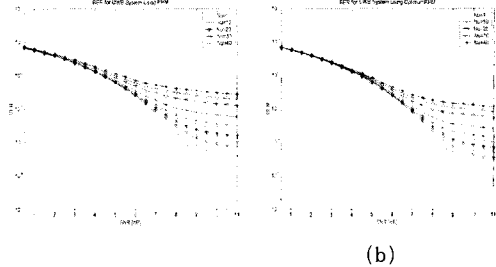


그림 11. $w(t)=\mu_2(t)$ 에서 $\delta=1ns$ 일 때(a)와 최적값인 $\delta_m=0.0874ns$ 일 때(b)의 2PPM을 이용한 UWB 시스템의 BER

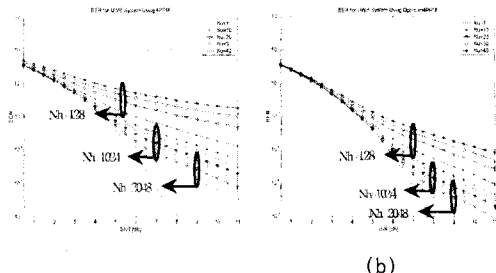


그림 12. $w(t)=p(t)\cos(2\pi f_c t)$ 에서 $\delta = 1ns$ 일 때(a)와 최적값인 $\delta_m = 0.0844ns$ 일 때(b)의 2PPM을 이용한 UWB 시스템의 BER

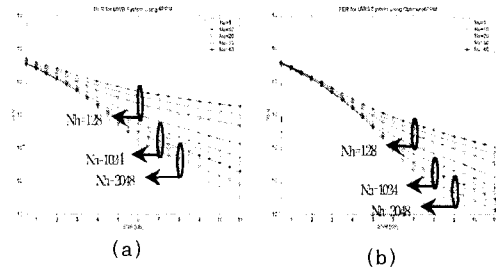


그림 13. $w(t)=\mu_1(t)$ 에서 $\delta = 1ns$ 일 때(a)와 최적값인 $\delta_m = 0.0890ns$ 일 때(b)의 4PPM을 이용한 UWB 시스템의 BER

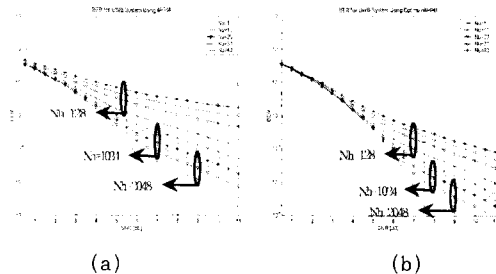


그림 14. $w(t)=p(t)\cos(2\pi f_c t)$ 에서 $\delta=1ns$ 일 때(a)와 최적값인 $\delta_m=0.0844ns$ 일 때(b)의 4PPM을 이용한 UWB 시스템의 BER

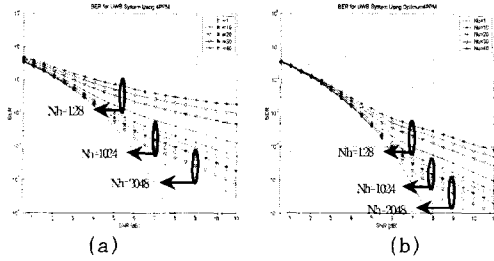


그림 15. $w(t)=\mu_1(t)$ 에서 $\delta = 1ns$ 일 때(a)와 최적값인 $\delta_m = 0.0890ns$ 일 때(b)의 8PPM을 이용한 UWB 시스템의 BER

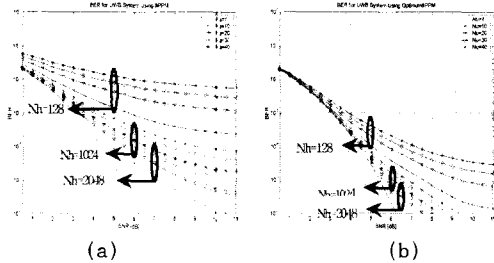


그림 16. $w(t)=p(t)\cos(2\pi f_c t)$ 에서 $\delta = 1ns$ 일 때(a)와 최적값인 $\delta_m = 0.0844ns$ 일 때(b)의 8PPM을 이용한 UWB 시스템의 BER

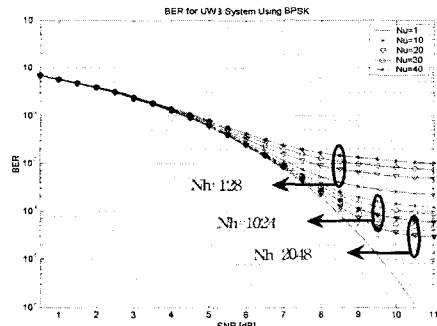


그림 17. $w(t)=\mu_1(t)$ 에서 BPSK를 이용한 UWB 시스템의 BER

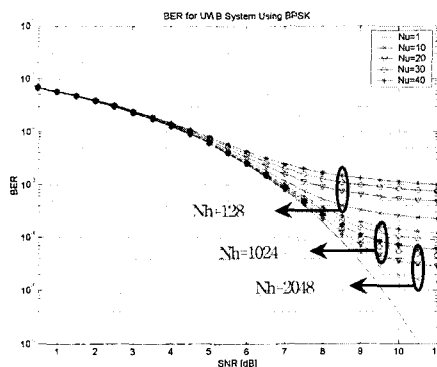


그림 18. $w(t)=\mu_2(t)$ 에서 BPSK를 이용한 UWB 시스템의 BER

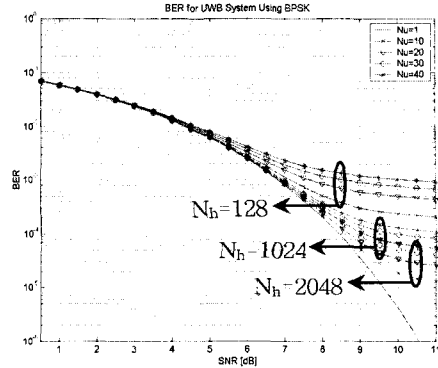


그림 19. $w(t)=p(t)\cos(2\pi f_c t)$ 에서 BPSK를 이용한 UWB 시스템의 BER

4. BPSK의 BER 성능 분석

BPSK는 PPM보다 시간 도약 슬롯의 길이, 프레임의 길이가 반으로 더 짧다. 이것이 데이터 전송율과 충돌 확률, 그리고 BER에 결정적인 영향을 미치게 된다. BPSK를 사용한 UWB 시스템의 BER은 수신단의 템플릿 신호인 $v(t)$ 가 PPM 수신단의 템플릿 신호에 비해 간단하다. 다시 말해서, $v(t)$ 가 PPM 보다 더 짧은 폭으로 이루어져 있어서 충돌 확률 p_c 는 $4/N_h$ 로 증가하게 된다. 1번의 충돌이 일어났을 때 g_{col} 에 대한 확률 분포 $f_{Gcol}(g_{col}1)$ 와 m번의 충돌이 일어났을 때 g_{col} 에 대한 확률 분포 $f_{Gcol}(g_{col}m)$ 는 $v(t)$ 에 따라 변화된다.

BPSK를 사용한 UWB 통신시스템에 대한 BER이 아래 그림 17~19에 나타내었다.

5. UWB 시스템 성능 비교

시스템의 성능을 비교하기 위한 가장 중요한 요소는 펄스 파형, 심벌수 M, 프레임 간격 T_b , 그리고 슬롯 수 N_h 등이다. 본 논문에서는 이 세 가지 요소를 변화시켜 UWB 시스템의 성능을 분석했다.

1) 파형 변화에 따른 성능 비교

먼저 성능 분석에 사용된 파형은 주파수 대역이 이동된 가우시안 펄스 $p(t)\cos(2\pi f_c t)$ 와 펄스 알고리즘에 의해 만들어진 펄스 $\mu_1(t)$, $\mu_2(t)$ 3가지 펄스를 이용해서 각 시스템에 적용하여 성능을 분석했다. BER 결과를 위 그림에서 보듯이 3개의 펄스를 사용한 시스템의 성능은 2PPM, 4PPM, 8PPM, 최적의 δ_m 을 적용한 2PPM, 4PPM, 8PPM, 그리고 BPSK에서 뚜

러한 BER 성능 차이를 갖지 않았다. 이 결과로 상관기에 입력된 3개의 펄스의 성능 차이가 없다는 것을 확인할 수 있었다.

2) 심벌 수 M의 변화에 따른 성능 비교

PPM에서 심벌 수 M의 변화에 따른 성능은 $\mu(t)$ 의 경우, 그림 10, 13, 그리고 17을 비교하면 결과를 알 수 있다. M의 값이 커질수록 BER 성능의 향상을 얻을 수 있다. 이것은 각 심벌에 대한 펄스가 각각 직교적인 성질을 가지고 있어서 모든 신호파형의 진폭을 일정하게 유지하면서도 신호공간상에서 각 신호 점들간의 거리는 변함이 없기 때문에 심벌의 가지수나 그것을 표현하는 비트 수가 많아져도 같은 SNR에 대해 BER이 더 낮게 되는 것이다.

3) M-ary PPM과 최적의 δm 를 사용한 M-ary PPM의 성능 비교

2PPM과 최적의 δm 를 적용한 2PPM과 4PPM, 8PPM 등 M-ary PPM의 성능은 그림 10~그림 16의 (a)와 (b)를 비교하여 결과를 얻을 수 있다. 일반적으로, M-ary PPM에 비해 최적의 δm 를 적용한 M-ary PPM이 더 좋은 BER 성능을 나타냈다. M-ary PPM에서 M값을 증가시켰을 경우, 성능향상의 차이가 더 커지는 결과를 보였다. 이는 심벌 수 M이 증가할수록 동일 시간에 대한 N_b 의 차이가 벌어지는 원인으로 충돌 확률이 줄어들어 BER 성능이 좋아지는 결과를 가져왔다.

4) 고정된 N_b 에 대한 성능 비교

N_b 를 고정시켰을 경우 2PPM의 프레임 주기가 BPSK의 2배가 되기 때문에 2PPM과 BPSK의 실질적인 BER 성능 비교는 N_b 를 고정한 상태에서는 올바른 성능 비교가 될 수 없고, 단순히 시스템의 동작에서의 N_b 의 영향을 증명한다는 점에서 성능을 확인할 수 있다.

이 성능 비교의 예는 그림 10과 그림 16을 비교하여 확인할 수 있다. 낮은 SNR에서 2PPM과 BPSK에 대한 BER은 동일한 N_b 에서 거의 비슷한 성능을 가진다. 이것은 최적값 δm 를 적용한 2PPM에서도 마찬가지로의 결과를 나타냈다. 하지만 4PPM, 8PPM에서는 약간의 성능 향상이 있는 것을 볼 수 있다. N_b 는 BER이 변조 기법과는 상관없이 단일 사용자의 BER 곡선을 따라 SNR의 범위를 조절하는 요소이다. SNR이 높을수록 시스템 성능의 한계는 PPM과 BPSK 모두 볼 수 있는 다중 사용자 간섭에 의해 영향을 받

는다. 최적의 δm 를 적용한 2PPM, 4PPM, 8PPM은 슬롯의 주기의 감소로 인해 슬롯의 개수가 BPSK의 경우와 비슷하게 가질 수 있었다.

5) 고정된 T_f 에 대한 성능 비교

고정된 T_f 에 대한 BER 성능을 비교하는 것이 N_b 에 대한 비교보다 더 실제적인 성능 비교가 된다. 동일한 프레임 주기 동안 BPSK의 도약 시간 슬롯은 2PPM의 두 배가 된다. BPSK가 2PPM보다 많은 N_b 를 가지기 때문에, BPSK의 BER은 2PPM보다 좀 더 단일 사용자의 BER 곡선에 근접하게 되어 더 나은 BER 성능을 갖게 된다. 그림 10에서 $N_b=128$ 의 BER과 그림 16에서 $N_b=256$ 의 BER 성능을 비교하고, 그림 10에서 $N_b=1024$ 의 BER과 그림 16에서 $N_b=2048$ 의 BER 성능을 비교해볼 때 N_b 값이 더 커지면, BPSK에 의한 복수 사용자의 간섭도 2PPM에서와 마찬가지로 감소하게 된다. 최적의 펄스 간격 δm 을 이용한 2PPM인 경우 기존에 사용되는 일반적인 2PPM에 비해 훨씬 더 많은 슬롯을 가지게 되어 BPSK와 근접한 성능을 갖게 된다. 최적의 δm 를 적용한 4PPM, 8PPM 등 M-ary PPM에서는 2PPM에 비해 전송율은 거의 2, 3배가 되면서도 N_b 는 별로 감소하지 않는다. 그리고 심벌 당 비트수의 증가로 BER에서도 성능향상의 결과를 보였다.

단일 사용자의 BER은 2PPM이나 BPSK에서 동일한 결과를 얻을 수 있었고, SNR의 일정한 범위 내에서도 거의 비슷하게 나타났다. 그러나 높은 SNR에서는 서로 다르게 나타났다. M-ary PPM에서는 낮은 SNR에서부터 약간의 성능의 차이가 있었고 높은 SNR로 갈수록 많은 차이가 났다. $\mu(t)$ 에서 BPSK와 8PPM을 비교했을 때 10^5 의 BER에서 4dB정도의 SNR 차이를 나타냈다.

결론적으로 다중 사용자 환경에서 SNR에 대한 다중 사용자 간섭의 영향이 증가하게 되면, BPSK가 2PPM보다 더 좋은 성능을 보이게 되지만 최적의 δm 을 적용한 2PPM의 경우 상당한 성능 접근을 볼 수 있었으며, M-ary PPM에서는 BPSK보다 훨씬 더 좋은 BER 성능을 보여주었다.

IV. 결론

본 논문에서는 FCC 규정에 만족하는 UWB 펄스 디자인 알고리즘을 이용하여 펄스파형, 사용자 수, 프레임 당 시간 도약의 수, 프레임의 크기 등에 대해 UWB 시스템의 성능을 평가하였다. 현재 일반적인

로 사용되는 가우시안 펄스는 FCC의 규정을 만족하지 못하므로 주파수 대역이 이동된 가우시안 펄스로 FCC 규정을 만족하는 펄스를 만들 수 있다. 그러나 FCC 규정이 바뀔 때마다 이러한 방법으로 펄스를 만들어낸다는 것을 보장하지 못한다. 참고문헌 [1][2]의 UWB 펄스를 사용하여 펄스가 어떤 주파수 대역에 에너지 집중되면서 직교성과 어떠한 주파수 마스크에도 만족할 수 있는 있음을 확인하였다.

UWB 시스템 설계에서 중요한 요소들은 변조 기법과 프레임 주기, 그 프레임을 이루는 시간 도약 슬롯들의 개수와 주기, 펄스의 폭, PPM의 경우 펄스 간격들이다. 본 논문에서는 이러한 요소들을 고려하여 모의 실험을 통해 성능분석의 결과들을 얻었다. 시간 도약 슬롯의 개수인 M_k 가 증가하면 다중사용자 간섭을 가우시안 잡음으로 모델링 할 수 있어 최대 SNR 값이 향상되는 것을 볼 수 있었다. M-ary PPM과 BPSK를 이용한 시스템의 성능에서, 프레임 주기 T_f 를 고정하여 성능을 비교한 결과 데이터 전송율은 최적의 δ_m 을 이용한 M-ary PPM의 UWB 시스템이 가장 높았고 일반적인 M-ary PPM, BPSK, 최적의 δ_m 을 이용한 2PPM, 일반적인 2PPM 순으로 나타났다. 또한, BER에서도 전송율에서와 마찬가지로 최적의 δ_m 을 이용한 M-ary PPM를 사용한 UWB 시스템의 성능이 가장 좋은 것으로 확인할 수 있었다. 이 경우 M값이 커질수록 2배씩 커지는 데이터 전송율에 비해 감소되는 M_k 의 비율은 현저히 줄어들어 상당한 장점이 될 수 있었다.

UWB 시스템은 낮은 SNR의 환경에서 동작하는 장치이기 때문에 시스템에서 간섭이 가우시안 분포에 근사화 되도록 상관 수신기를 최적화가 필요하다. 이러한 최적화는 UWB 시스템 설계 유용할 것으로 사료된다.

감사의 글

이 논문은 2002년도 순천대학교 공과대학 학술재단과 광주과학기술원 디지털가전센터의 연구비에 의하여 연구되었습니다.

참 고 문 헌

[1] Brent Parr, ByungLok Cho, Kenneth Wallace, and Zhi Ding, Spectrally compliant ultra-wideband

pulse design with performance analysis, IEEE Tansaction on Wireless Communications, 논문제출중. 2002.
 [2] Brent Parr, ByungLok Cho, Kenneth Wallace, and Zhi Ding, A Novel UWB Pulse Design Algorithm, IEEE Commun. Lett., vol. 7, pp. 219-221, 2003.
 [3] M. Z. Win and R. A. Scholtz, Impulse radio : How it works, IEEE Commun. Lett., vol. 2, pp. 36-38, 1998.
 [4] R. A. Scholtz, Multiple access with time-hopping modulation, Proc. Military Commun. Conf. (MICOM '93), vol. 1, pp. 447-450, 1993.
 [5] J. Forester, E. Green, S. Somayazulu, and D. Leeper, Ultra-wideband technology for short or medium range wireless communications, Intel Techology Journal Q2, pp. 1-11, 2001.
 [6] R. A. Scholtz and M. Z. Win, Impulse radio, Wireless Communcations (S. G. Glisic and P. A. Leppanen Eds.), Kluwer Academic Publishers, 1997.
 [7] R. A. Scholtz, Multiple access with time-hopping impulse modulation, Proc. Military Commun. Conf. (MILCOM 93'), vol. 1, pp. 447-450, Boston, USA, 1993.
 [8] 안진철, 신요안, 초광대역 시간도약 이진 임펄스 무선 전송 시스템의 성능 평가, 한국통신학회논문지, vol. 25 No 11A, pp.1672-1681, 2000.
 [9] 안진철, 박광희, 신요안, 초광대역 M진 펄스 위치 변조 임펄스 무선 전송 시스템의 성능, 한국통신학회논문지, vol. 25, No 11A, pp.1682-1690, 2000.
 [10] FCC, Revision of Part 15 of the Communication's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission System, ET-Docket, pp. 98-153, April 2002.
 [11] D. Slepian and H.O. Pollak, Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis, and Uncertainty-I, B.S.T.J., 40, No. 1, pp. 43-46, 1961.
 [12] D. Slepian, Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis, and Uncertainty-V:The Discrete Case, B.S.T.J., 57, No. 5, pp. 1371-1430, 1978.
 [13] M.H.Hayes, Statistical Digital Signal Processing and Modeling, John Wiley&Sons

- Inc., 1996.
- [14] L. M. Frazier, Radar Surveillance through Solid Materials. SPIE Photonics East Conference, Boston, MA, 1996.
- [15] Fernando Ramirez-Mireles, On Performance of Ultra-Wide-Band Signals in Gaussian Noise and Dense Multipath, IEEE Transactions Vehicular Technology, vol. 50, No. 1, pp. 244-249, 2001.

조 병 록(Byung-Lok Cho)



1987년 2월 : 성균관대학교
전자공학과(공학사)
1990년 2월 : 성균관대학교
대학원 전자공학과 (공학석사)
1994년 2월 : 성균관대학교
대학원 전자공학과 (공학박사)
1987년 12월~1988년 3월 :

삼성전자(주)종합연구소
1994년 3월~현재 : 순천대학교 전자공학과 부교수

〈주관심분야〉 UWB, 디지털 통신이론, 디지털 통신시스템 ASIC 설계, 무선멀티미디어용 고속 모뎀 설계

김 태 영(Tae-Young Kim)



2001년 2월 : 순천대학교
전자공학과(공학사)
2003년 2월 : 순천대학교
대학원 전자공학과
(공학석사)

〈주관심분야〉 UWB 시스템, 디지털 통신이론

Brent Parr



2002년 8월 : University of California Davis, 대학원 졸업