

# 개선된 선 스펙트럼 특성을 갖는 비이진 PPM 기반 초광대역 무선전송 시스템

준회원 홍 윤 표\*, 종신회원 송 흥 엽\*

## Ultra-Wide Bandwidth Systems Using a Non-Binary Pulse Position Modulation with Preferable Line Spectrum Properties

Yun-Pyo Hong\* Associate Member, Hong-Yeop Song\* Lifelong Member

### 요 약

PPM(Pulse Position Modulation)을 기반으로 하는 초광대역(ultra-wide bandwidth) 무선전송 시스템의 일반적인 전력 밀도 함수(power spectral density function)를 유도한다. 또한 개선된 선 스펙트럼(line spectrum) 특성과 우수한 BER(Bit Error Rate) 성능을 갖는 초광대역 무선전송 시스템을 제안한다.

**Key Words** : ultra-wide bandwidth, line spectrum, power spectral density, pulse position modulation.

### ABSTRACT

We derive the general power spectral density of functions of ultra-wide bandwidth (UWB) systems using a pulse position modulation. We propose a new UWB system with a preferable line spectrum properties and a good bit error rate performance.

### I. 서 론

초광대역(ultra-wide bandwidth) 무선전송 시스템은 초기에 군사용으로 연구되기 시작하였으며 Scholtz와 Win은 시간 도약(time hopping) 이진 PPM(binary Pulse Position Modulation) 기반 초광대역 무선전송 시스템을 이론적으로 체계화하였다<sup>1, 2)</sup>. 이 시스템은 극도로 짧은 길이(<1ns)의 기저대역 펄스(baseband pulse)인 임펄스(impulse)를 전송신호로 사용하여 극히 낮은 전력 밀도(power spectral density)를 갖는다. 이러한 초광대역 무선전송 시스템은 기존의 무선전송 시스템에 비해 낮은 하드웨어 복잡도, 다중경로 간섭(mutipath fading)에 대한 면역성, 적은 전력 소모, 큰 다중 사용자 수용력 등과 같은 장점을 갖는다. 이에 반해 초광대역 무선전

송 신호의 전력 밀도는 0Hz부터 수 기가(giga)Hz에 걸치므로 기존의 협대역 무선전송 시스템과 서로 간섭을 주고받는 것을 피할 수 없다. 그러므로 기존의 협대역 시스템과의 공존성 문제 해결을 위해서는 초광대역 무선전송 신호에 수반되는 선 스펙트럼(line spectrum)의 감소와 조절이 가장 필수적인 문제가 된다. 이러한 이유로 인해 초광대역 무선전송 신호의 전력 밀도와 선 스펙트럼에 관한 연구는 꾸준히 진행되었으며 시간 도약 수열(sequence)과 변조(modulation)방식에 따라 선 스펙트럼을 감소시키는 몇 가지 기준이 제시되었다<sup>1, 3, 4)</sup>.

그림 1에서 보이고 있는 PCTH(Pseudo Chaotic Time Hopping) 초광대역 무선전송 시스템은 무한 주기를 갖는 시간 도약 수열을 사용하여 선 스펙트럼을 감소시키기 위한 해결 방법으로서 제안되었다<sup>5)</sup>.

※ 본 연구는 한국과학재단 특장기초연구(R01-2003-000-10330-0)지원으로 수행되었음.

\* 연세대학교 대학원 전기전자공학과 ({yp.hong, hy.song}@coding.yonsei.ac.kr)

논문번호: KICS2005-10-421, 접수일자: 2005년 10월 19일, 최종논문접수일자: 2006년 3월 8일

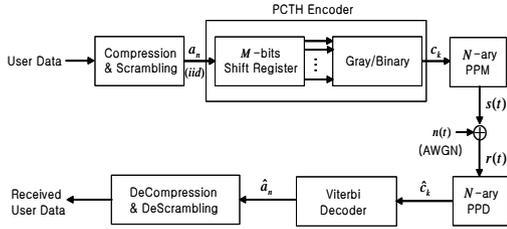


그림 1. PCTH 초광대역 무선전송 시스템

시간 도약 관점에서 이 시스템은 선 스펙트럼을 감소시키기 위해 데이터 비트열(bit stream)에 의존하는 비주기(non-periodic) 시간 도약 수열을 사용하는 것으로 볼 수 있으나 실제로 “tent map” 특성을 갖는 PCTH 부호화기(encoder)는 단지 부호화율(code rate)이  $1/M$ 인 trellis 부호화기의 일종이다. 그러므로 이 시스템의 실제 구조는 “PCTH 부호(code)와 비터비(Viterbi) 복호화기(decoder)를 사용한 임펄스 기반 비이진 PPM”이며 PCTH 부호를 고집한 이유는 [6]에서 얻어진 결과를 이용하여 전력 밀도 함수를 유도하기 위해서라 생각된다. 만일 일반적인 PPM 기반 초광대역 무선전송 시스템의 전력 밀도 함수를 유도하여 그것의 선 스펙트럼 특성이 PCTH 시스템과 일치한다면 PCTH 부호를 보다 우수한 trellis 부호로 대체할 수 있게 된다.

이러한 관점에서 본 논문의 II장에서는 PPM 기반 초광대역 무선전송 시스템의 전력 밀도 함수를 유도하여 함수의 유도과정이 PCTH 부호와는 무관하며 선 스펙트럼 특성이 PCTH 시스템과 일치함을 확인한다. 이를 바탕으로 III장에서는 초광대역 무선전송을 위한 “최적 길쌈(convolutional) 부호와 연판정(soft desision) 비터비 복호화기를 사용한 임펄스 기반 비이진 PPM” 구조를 갖는 시스템을 제안한다. 또한 제안된 시스템이 PCTH 초광대역 무선통신 시스템과 같은 선 스펙트럼 특성을 유지하면서 BER(bit error rate) 성능 측면에서 상당히 우수하다는 것을 모의실험을 통해 검증한다.

## II. PPM 기반 초광대역 무선전송 시스템의 전력 밀도 함수

일반적으로  $N$ -ary PPM은 프레임(frame) 시간  $T_f$  동안 길이가  $T_s$ 인  $N$ 개의 슬롯(slot) 중 하나에 펄스를 위치시킴으로써  $M$ 비트를 전송한다. 여기서  $N=2^M$ 이다. 슬롯 인덱스(index)  $d_k \in \{1, \dots, N-1\}$ 는 연속된 데이터 비트들로부터 다음과 같이 결정

될 수 있다.

$$d_k = \sum_{i=0}^{M-1} b_{Mk+i} 2^i \quad (1)$$

실제 전송 신호는 다음과 같다.

$$s_{tr}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w_{tr}(t - iT_f - d_i T_s - \theta) \quad (2)$$

$$= \sum_{i=-\infty}^{\infty} w_{tr}^{(d_i)}(t - iT_f - \theta)$$

여기서,

$$w_{tr}^{(d_i)}(t) = w_{tr}(t - d_i T_s) \quad (3)$$

이고  $\theta \in [0, T_f)$ 는 균등 분포(uniform distribution)를 갖는 시간 지연이며  $w_{tr}(t)$ 는 주어진 전송 펄스이다. 초광대역 무선전송 시스템에서는 일반적으로 가우시안(Gaussian) 펄스를 전송 펄스로 사용하며 다음과 같이 주어진다<sup>[5]</sup>.

$$w_{tr}(t) = 2\sqrt{e} A \pi t f_c \exp[-2(\pi t f_c)^2] \quad (4)$$

여기서,  $f_c = 1/T_p$ 이고  $T_p$ 는 펄스의 최소값과 최대값간의 시간 간격이다. 주파수 축 상에서 가우시안 펄스는 다음과 같다<sup>[5]</sup>.

$$W_{tr}(f) = -\frac{j}{2} \sqrt{\frac{2e}{\pi}} \frac{A}{f_c^2} f \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_c}\right)^2\right] \quad (5)$$

그림 2는 PPM 기반 초광대역 무선전송 신호의 시간축 상에서의 모습을 보여주고 있다.

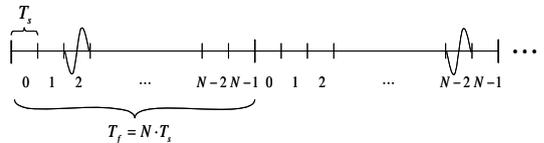


그림 2. PPM 기반 초광대역 무선전송 신호

식 (1)에서 주어진 슬롯 인덱스  $d_k$ 가 시간 지연  $\theta$ 와는 독립(independent)이고 iid(independent identically distributed) 불연속 균등 랜덤 변수(discrete uniform random variable)라고 가정하자. 그러면  $s_{tr}(t)$ 의 자기상관(autocorrelation) 함수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & E[s_{tr}(t)s_{tr}(t+\tau)] \\
 &= E\left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_{tr}^{(d_i)}(t-iT_f-\theta)w_{tr}^{(d_j)}(t+\tau-jT_f-\theta)\right] \\
 &= \frac{1}{T_f} E[R_{w_{tr}^{(p)}}(\tau)] \\
 &\quad + \frac{1}{T_f} E\left[R_{w_{tr}^{(p)}w_{tr}^{(q)}}(\tau) * \left\{\sum_k \delta(\tau-kT_f) - \delta(\tau)\right\}\right]
 \end{aligned} \tag{6}$$

여기서,  $p = d_n$ ,  $q = d_m$ ,  $n \neq m$  이고  $R_{w_{tr}^{(p)}}(\tau)$  는  $w_{tr}^{(p)}$  의 자기상관 함수,  $R_{w_{tr}^{(p)}w_{tr}^{(q)}}(\tau)$  는  $w_{tr}^{(p)}$  와  $w_{tr}^{(q)}$  의 상호상관(crosscorrelation) 함수이다. 또한  $\delta(\tau)$  는 dirac delta 함수이다. 식 (6)에서 주어진 자기상관 함수에  $\tau$ 에 관한 푸리에 변환(Fourier transform)을 취함으로써 PPM 기반 초광대역 무선전송 신호의 전력 밀도 함수를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \Phi_{s_{tr}}(f) &= F\{E[s_{tr}(t)s_{tr}(t+\tau)]\} \\
 &= G(f) + G(f)E\left[\exp\{-jrT_s2\pi f\}\right] \\
 &\quad \cdot \left\{\frac{1}{T_f} \sum_k \delta\left(f - \frac{k}{T_f}\right) - 1\right\}
 \end{aligned} \tag{7}$$

여기서,

$$G(f) = \frac{1}{T_f} \frac{e}{2\pi} \frac{A^2}{f_c^4} f^2 \exp\left[-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2\right] \tag{8}$$

이고  $r = p - q \in \{-(N-1), -(N-2), \dots, N-1\}$  는 확률 질량 함수(probability mass function)가  $p(r) = \frac{N-|r|}{N^2}$  인 불연속 랜덤 변수이다. 또한 식 (7)의 결과는 [7, 8, 9]의 결과에서도 유도가 가능하다.

이제  $T_f = N \times T_s$  라 가정하고 식 (7)에 근거하여 전송 신호의 선 스펙트럼 특성을 분석해보자. 식 (7)에서 dirac delta 함수열은 상당히 큰 계수  $\frac{1}{T_f}$  를 갖으므로 dirac delta 함수가 값을 갖는  $\frac{1}{T_f}$  Hz마다 선 스펙트럼이 발생함을 예상할 수 있다. 그러나 다음과 같은 이유로 인해 대부분의 선 스펙트럼은 사라지고 실제 선 스펙트럼은  $\frac{1}{T_s}$  Hz마다 발생한다. 식 (7)에서 dirac delta 함수가 값을 갖는  $f = \frac{k}{T_f}$  를 가정하자.

$$\text{(i) } k = n \cdot N \text{ (즉, } f = \frac{n \cdot N}{T_f} = \frac{n}{T_s} \text{)}$$

$$E\left[\exp\left\{-jrT_s2\pi \frac{n}{T_s}\right\}\right] = 1 \tag{9}$$

$$\text{(ii) } k \neq n \cdot N \text{ (즉, } f \neq \frac{n}{T_s} \text{)}$$

$$E\left[\exp\left\{-jrT_s2\pi \frac{k}{T_f}\right\}\right] = 0 \tag{10}$$

식 (9), (10)의 결과를 식 (7)에 반영한 전송 신호 전력 밀도 함수의 최종 형태는 다음과 같다.

$$\Phi_{s_{tr}}(f) = \begin{cases} \frac{1}{T_f} G(f) & \text{if } f = \frac{n}{T_s} \\ G(f)\left[1 - \left(\frac{1}{N} + \sum_{r=1}^{N-1} \frac{2(N-r)}{N^2} \cdot \cos(rT_s2\pi f)\right)\right] & \text{otherwise} \end{cases} \tag{11}$$

식 (11)에 의해 선 스펙트럼은 ( $\Phi_{s_{tr}}(0) = 0$ 이므로)

$f = 0$ Hz를 제외하고  $\frac{1}{T_s}$  Hz마다 발생하므로, 시간

도약 수열의 주기를  $N_{TH}$ 라 할 때  $\frac{1}{N_{TH} \times T_f}$  Hz마

다 선 스펙트럼을 갖는 기존의 시간 도약 이진 PPM 기반 시스템보다<sup>1, 8, 9</sup>  $N_{TH} \times N$ 배 넓은 선 스펙트럼 간격을 갖는다. 결국 PCTH 시스템과 동일한 선 스펙트럼 특성을 갖고 슬롯 길이  $T_s$ 를 조절함으로써 선 스펙트럼 간격을 조절할 수 있다.

예를 들어 슬롯 길이가 일반적인 초광대역 무선전송에서 사용가능한 1ns이면 선 스펙트럼의 간격은 1GHz가 된다. 1GHz는 초광대역 무선전송 시스템과 기존의 협대역 시스템과의 공존성 문제를 해결할 수 있을 만큼 충분히 넓은 선 스펙트럼 간격이라 생각된다. 그림 3과 4는  $N=32$ ,  $T_s=1$ ns,  $f_c=2$ GHz,  $E_b=1$ W/Hz일 때 각각 식 (11)에 의한 전력 밀도와 실제 전송 신호 데이터를 발생시켜서 MATLAB으로 얻은 전력 밀도이다. 그림 3과 4에서 볼 수 있듯이 실제 전력 밀도와 식 (11)에서 유도한 전력 밀도는 동일한 선 스펙트럼 특성을 보이고 있다. 즉, 선 스펙트럼의 발생 간격이 일치하고 있다. 또한 두 전력 밀도간의 차이는 실제 전력 밀도는 식 (11)에서 유도한 전력 밀도보다 낮은 선 스펙트럼 값을 갖고며 높은 주파수 대역(12GHz 이상)에서 평탄한 특성을 보인다는 것이다.

### III. 임펄스 PPM 초광대역 무선전송 시스템

그림 5와 같은 구조를 갖고 식 (11)에서 주어진 선 스펙트럼 특성을 갖는 “임펄스 PPM 초광대역

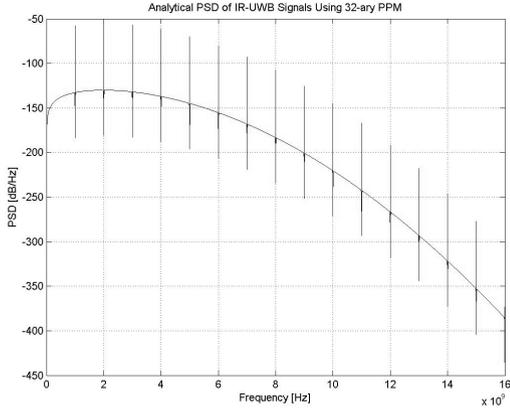


그림 3. 32-ary PPM 기반 초광대역 무선전송 신호의 식 (11)에 의한 전력 밀도

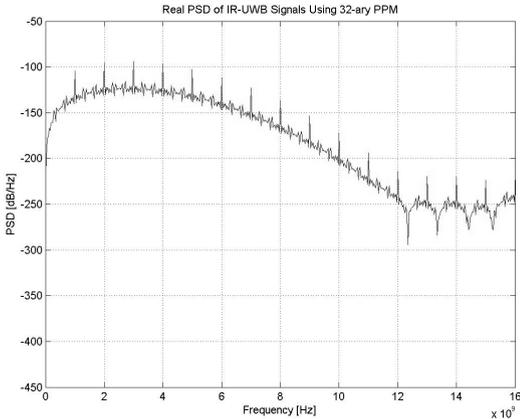


그림 4. 32-ary PPM 기반 초광대역 무선전송 신호의 실제 전력 밀도

무선전송 시스템(impulse PPM UWB system)”을 제안한다. 제안된 시스템은 PCTH 시스템과 마찬가지로 시간 도약 관점에서 데이터 비트열에 의존하는 비주기 시간 도약 수열을 사용하는 효과를 이용하여 기존 초광대역 무선통신 시스템보다 스펙트럼을 감소시킨다. 변조 방식은 임펄스를 사용하는  $N$ -ary PPM이며 오류 정정 부호(error correction code)는 자유 거리(free distance)측면에서 최적인 길쌈 부호와 연관된 비터비 복호화기를 사용한다.  $d'_k$ 는 부호화기의 출력 데이터 비트들로부터 다음과 같이 결정될 수 있다.

$$d'_k = \sum_{i=0}^{M-1} b_{Mk+i} 2^i \quad (12)$$

$iid$  균등 사용자 데이터(user data)를 가정하면 길쌈 부호의 선형(linear) 성질 때문에  $d'_k$ 는 균등하지만

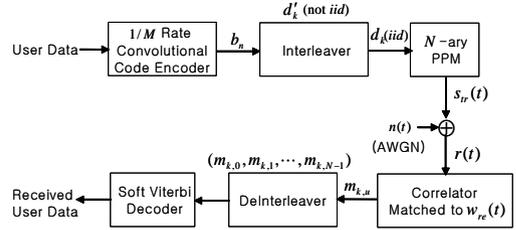


그림 5. 임펄스 PPM 초광대역 무선전송 시스템

출력 비트들간의 상관성(correlation)이 생기므로  $iid$  하지는 않다. 이러한  $d'_k$ 를 interleaver를 통과시킴으로써 기존의 균등한 성질을 유지하면서  $iid$  성질을 갖는  $d_k$ 를 얻는다. 결국  $d_k$ 는 II장에서 가장한대로  $iid$  불연속 균등 랜덤 변수이므로 전송 신호는 식 (11)과 같은 전력 밀도 함수를 갖는다. 수신 펄스는 수신기 안테나 특성으로 인해 전송 펄스의 미분 형태가 되고 다음과 같다.

$$w_{rc}(t) = \frac{d}{dt} w_{tr}(t) \quad (13)$$

$$= 2\sqrt{e} A \pi f_c \{1 - 4(\pi t f_c)^2\} \exp[-2(\pi t f_c)^2]$$

수신 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$r(t) = s_{rc}(t) + n(t) \quad (14)$$

여기서,

$$s_{rc}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w_{rc}(t - iT_f - d_i T_s) \quad (15)$$

이고  $n(t)$ 는 백색 가우시안 잡음(white Gaussian noise)이다.  $w_{rc}(t)$ 에 정합된(matched) 상관기(correlator)에서  $k$ 번째 프레임의  $u$ 번째 슬롯에 대한 출력은 다음과 같다.

$$m_{k,u} = \int_{kT_f + (u - \frac{1}{2})T_s}^{kT_f + (u + \frac{1}{2})T_s} s_{rc}(t) \cdot w_{rc}(t - kT_f - uT_s) dt \quad (16)$$

$k$ 번째 프레임에서  $N$ 개의 슬롯에 대한 상관기 출력값  $((m_{k,0}, m_{k,1}, \dots, m_{k,N-1}))$ 을 단위로 deinterleaver는 송신단 interleaver의 역과정을 수행한다. 또한  $m_{k,u}$ 는 비터비 복호화기에서 출력의 십진수 형태가  $u$ 인 가지(branch)의 가지 측정값(branch metric)으로 사용한다<sup>[10]</sup>.

그림 6은  $N=16$ ,  $T_s=1ns$ ,  $f_c=2GHz$ 인 경우에 모의 실험을 통해 16-ary 임펄스 PPM 초광대역 무

선전송 시스템의 BER 성능을 보이고 있으며 제안된 시스템이 BER 성능에서 초광대역 무선전송 시스템으로서 우수함을 입증하고 있다. 16-ary PCTH 시스템과 동일한 하드웨어 복잡도(즉, 동일한 레지스터(register)의 개수)에서의 성능 비교를 위해 제안된 시스템에 강제 길이(constraint length)가 5이고 부호화율이 1/4인 최적 길잡 부호를 사용하였다<sup>11, 12</sup>. 그림에서 알 수 있듯이 경판정(hard decision) 비터비 복호화기를 사용했을 때는 부호화 이득(coding gain)을 주지 못하며 제안된 시스템과 연관된 비터비 복호화기를 사용한 16-ary PCTH 시스템만이 부호화 이득을 얻는다. 또한 제안된 시스템은 BER=10<sup>-5</sup>에서 16-ary PCTH 시스템과 비교하여 약 1dB 이득을 갖는다. 그림 7은 N=32, T<sub>s</sub>=1 ns, f<sub>c</sub>=2GHz이고 강제 길이가 6, 부호화율이 1/5인 경우의 BER 성능을 보이고 있으며 그림 6과 동일한 결과를 보이고 있다.

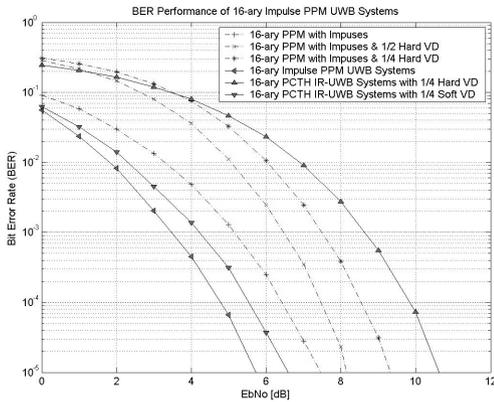


그림 6. 16-ary 임펄스 PPM 초광대역 무선전송 시스템의 BER 성능

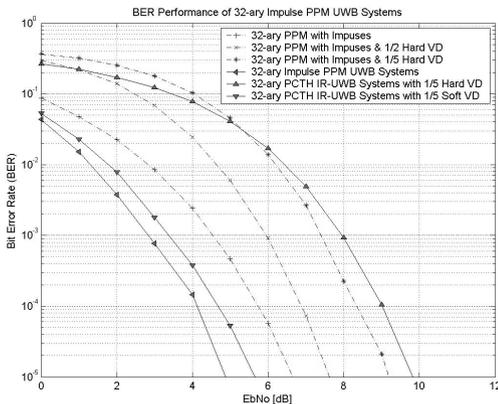


그림 7. 32-ary 임펄스 PPM 초광대역 무선전송 시스템의 BER 성능

#### IV. 결론

본 논문에서는 PPM 기반 초광대역 무선전송 시스템이 PCTH 초광대역 무선전송 시스템과 동일한 선 스펙트럼 특성을 갖는다는 것을 검증하기 위해 PPM 기반 초광대역 무선전송 시스템의 전력 밀도 함수를 유도하였다. 또한 이를 바탕으로 기존의 초광대역 무선전송 시스템보다 개선된 선 스펙트럼 특성을 갖고 PCTH 시스템보다 상당히 우수한 BER 성능을 보이는 “임펄스 PPM 초광대역 무선전송 시스템”을 제안하였다.

#### 참고 문헌

- [1] M. Z. Win and R. A. Scholtz, “Impulse radio: how it works,” *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.
- [2] M. Z. Win and R. A. Scholtz, “Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 4, pp. 679-691, Apr. 2000.
- [3] R. A. Scholtz, P. V. Kumar, and C. J. Corrada-Bravo, “Signal design for ultra-wideband radio,” *Proc. Sequences and Their Applications 2001*, pp. 72-87, 2002.
- [4] J. Romme and L. Piazzo, “On the power spectral density of time-hopping impulse radio,” *Proc. 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 241-244, 2002.
- [5] G. M. Maggio, N. Rulkov, and L. Reggiani, “Pseudo-chaotic time hopping for UWB impulse radio,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 48, no. 12, pp. 1424-1435, Dec. 2001.
- [6] P. Galko and S. Pasupathy, “The mean power spectral density of Markov chain driven signals,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-27, no. 6, pp. 746-754, Nov. 1981.
- [7] H. E. Rowe, *Signals and noise in communications systems*, D. Van Nostrand Company, Princeton, New Jersey, 1965.

- [8] M. Z. Win, "Spectral Density of Random UWB Signals," *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 12, pp. 526-528, Dec. 2002.
- [9] M. Z. Win, "A Unified Spectral Analysis of Generalized Time-Hopping Spread-Spectrum Signals in the Presence of Timing Jitter," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 9, pp. 1664-1676, Dec. 2002.
- [10] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [11] S. B. Wicker, *Error control systems for digital communication and storage*, International Edition, Pentice Hall, A Simon & Schuster Company, Englewood Cliffs, NJ 07632, 1995.
- [12] C. B. Schelegel and L. C. Perez, *Tellis and turbo coding*, IEEE Press, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08855, 2004.

**홍 윤 표 (Yun-Pyo Hong)**

준회원



2000년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업 (공학사)  
 2002년 2월 연세대학교 대학원 전기전자공학과 졸업(공학석사)  
 2002년 3월~현재 연세대학교 대학원 전기전자공학과 박사과정

<관심분야> Application of PN Sequences to Spread Spectrum and Crypto Systems, Block Codes and Convolutional codes

**송 흥 엽 (Hong-Yeop Song)**

종신회원



1984년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
 1986년 5월 USC 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)  
 1991년 12월 USC 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)  
 1992년~1993년 Post Doc., USC

전자공학과

1994년~1995년 8월 Qualcomm Inc., 선임연구원  
 2002년 3월~2003년 2월 University of Waterloo, Canada, 방문연구교수  
 1995년 9월~현재 연세대학교 전기전자공학부 교수

<관심분야> PN Sequences, Error Correcting Codes, Spread Spectrum Communication Systems, Steam Cipher Systems