
M-PPAM DS-UWB 통신시스템의 성능해석

조경룡* · 박장우**

Performance Analysis of the M-PPAM DS-UWB Communication systems

Kyung Ryong Cho* · Jang Woo Park**

요 약

본 논문에서는 기존의 UWB 통신 시스템에서 많이 사용되는 펄스 위치 편조와 펄스 진폭 변조를 사용하여 하나의 펄스로서 여러 비트의 데이터를 전송할 수 있는 M-PPAM(M-ary Pulse Position and Amplitude Modulation) 구조를 소개하였다. 이 방법은 동일한 데이터 전송율을 얻기 위하여 보다 긴 펄스 반복 주기를 사용할 수 있는 장점이 있다. 따라서 실내 환경에서와 같은 다중 경로 페이딩이 심한 경우 대용량의 데이터를 전송하기에 적합하리라고 생각한다. 이때, 다중 사용자를 수용하기 위하여 DS(Direct Sequence) 기법을 사용하였다. 이와 같이 고려된 M-PPAM DS-UWB 수신기의 성능을 가우시안 채널 조건하에서 다중 사용자 간섭을 포함하여 표준 가우시안 근사(Standard Gaussian Approximation)를 사용하여 모델링 하였다. 또한, 수신기의 성능을 시뮬레이션을 통하여 확인 하였다.

ABSTRACT

This paper introduces M-PPAM(M-ary Pulse Position and Amplitude Modulation) architecture, combined PPM(Pulse Position Modulation) with PAM(Pulse Amplitude Modulation). Since M-PPAM can transmit several bits using one pulse, it is more effective than PPM or PAM. Also, to obtain the same data transmission rate with PPM or PAM, M-PPAM can use a long pulse repetition period. This method will be able to use in the multi-path fading environment such as indoor condition. To accommodate multiple users, direct sequence technique is used. This paper has provided the modeling method of the M-PPAM DS-UWB receiver covering multi-user interference(MUI) with the Standard Gaussian Approximation under Gaussian channel. The performance of the receiver is simulated.

Keyword

UWB, PPAM, Direct Sequence, Multi-User Interference

I. 서 론

UWB(Ultra Wide Band) 통신 방식은 1ns 이하의 매우 폭이 좁은 펄스를 사용하여 변조 과정을 거치지 않고 고속으로 대용량의 데이터를 전송할 수 있다. 특히,

2002년 미국의 FCC의 R&O[1]가 발표된 이후 이에 관한 관심과 연구가 급격히 증가하였다. UWB 신호를 이용한 통신 방식 중에서 대표적인 것 중 하나는 IR(Impulse Radio)이다[2]. IR은 프레임 시간 간격이라 불리는 일정한 평균 시간 간격 내에서 펄스를 송신하

* 순천대학교 정보통신공학부 부교수

** 순천대학교 정보통신공학부 부교수

는 방식이다. 즉, IR UWB 시스템에서 100Mbps의 전송율을 구현하기 위해서는 한 비트를 보내기 위한 비트 시간이 10ns 이어야 한다. 이는 이웃한 펄스간의 평균 시간이 10ns 이하이어야 함을 의미한다. 또한, 펄스의 최대 피크 전력을 줄이고 데이터를 보다 신뢰성 있게 송신하기 위하여 하나의 비트가 여러 개의 펄스로 보내지게 되면 프레임 시간 간격은 더욱 짧아지게 된다. 그러나 다중 경로 페이딩이 심한 실내 환경에서 심벌 간 간섭(ISI, inter-symbol interference) 또는 펄스간 간섭 등이 심하게 때문에 펄스와 펄스의 시간 간격을 줄이기 어렵다. 일반적으로 IEEE802.15 SG3에 제안된 통계적인 모델에 따르면 다중 채널 환경에서 rms 지연 스프레드(rms delay spread)가 대략 10ns 이상인 것을 알 수 있다[3]. 따라서 펄스와 펄스 사이의 시간을 줄이는 것은 ISI 등의 영향으로 좋은 BER(Bit Error Rate)를 얻을 수 없으며, 이를 극복하기 위해서는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 수신기와 같은 복잡한 수신기를 필요로 한다.

본 논문에서는 이와 같은 문제점을 극복하기 위해서 보다 energy 효율적인 M-PPAM(Pulse Position Amplitude Modulation) DS-UWB 통신 시스템을 소개한다. 이 방식은 기존의 IR-UWB 통신에서 흔히 사용했던 PPM(Pulse Position Modulation)[2,4]과 PAM(Pulse Amplitude Modulation)[5]을 함께 이용하는 것이고, 앞서 발표된 PAPM[6]의 확장된 형태이다. PAPM 방식에서는 하나의 펄스로 2개의 비트를 전송할 수 있는 방식이다. 그러나 여기에서는 일반적으로 $k = \log_2 M$ [bit]를 전송할 수 있도록 일반화 하였다. 이와 같이 하면 PPM 또는 PAM 등에서와 같은 프레임 간격에서 k 배의 데이터를 전송할 수 있거나, 또는 PPM 또는 PAM 등에서와 같은 데이터율을 k 배 넓은 프레임 간격을 갖고 구현할 있다. 또한 이때 다중 사용자를 수용하기 위하여 DS(direct sequence) 방법[5]을 사용한다. 또한, 수신기는 기존의 상관기를 바탕으로 한 구조로 구현하였다. 또한, 표준 가우시안 근사(SGA, standard Gaussian approximation)[3]을 바탕으로 수신기의 특성을 해석하였으며, 시뮬레이션을 통하여 시스템의 BER 특성을 해석하였다.

본 논문의 구성은 2장에서 M-PPAM DS-UWB 통신 시스템에 대하여 설명하고, 3장에서는 수신기 구조와

SGA에 바탕을 둔 수신기의 해석 방법을 소개한다. 그리고 4장에서 시뮬레이션을 통한 시스템의 BER 계산 결과를 제시한다.

II. M-PPAM DS-UWB 신호

PPM과 PAM은 UWB 통신 시스템에서 가장 많이 사용되는 변조 방식이다. PPAM은 이들 두가지 방식을 결합하여 보다 효율적으로 에너지를 사용하여 데이터를 전송할 수 있다. M-PPAM에서 $k = \log_2 M$ 개의 비트들(a_1, \dots, a_k)이 하나의 심벌을 구성한다. 이때, $a_i, i=1, 2, \dots, k$ 는 ± 1 의 값을 갖는 데이터이다. 이들 k 개의 비트들 중에서 a_1 은 펄스의 진폭(또는 위상)을 변조하며 나머지 $k-1$ 개의 비트는 펄스의 위치를 변조하기 위하여 사용된다. 이때 하나의 심벌을 표시하는 신호는 다음과 같다.

$$s_M(t) = a_1 p(t - \hat{b}\Delta) \quad (1)$$

이다. 여기에서 $p(t)$ 는 정규화 된 에너지를 갖는 폭이 T_p 인 UWB 펄스이다. 여기에서는 이차 미분된 Gaussian 펄스를 사용한다. Δ 는 PPM 변조를 위한 이산 이동 값이다. 본 논문에서는 직교 PPM을 사용하기 때문에 $\Delta > T_m$ 이라고 가정한다. 또한 식 (1)에서 \hat{b} 는 $k-1$ 개의 데이터 비트들로 아래의 식(2)와 같이 표현된다.

$$\hat{b} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k 2^{(k-i)} |a_i - a_1| \quad (2)$$

표 1에 $k=1, 2, 3, 4$ 인 경우 식(2)의 계산 결과를 나타내었다. 또한 그림 1에는 $k=3 (M=8)$ 인 경우 펄스의 위치 및 모양을 나타내었다.

다중 사용자의 수용을 위하여 DS 기법을 도입하여 v -번째 송신기의 출력 신호를 표시하면 다음과 같다.

$$s^\nu(t) = \sqrt{E} \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j^{(\nu)} a_{1, \lfloor j/N_s \rfloor}^{(\nu)} p(t-jT_f - \Delta b_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(\nu)}) \quad (3)$$

표 1. k 값에 따른 \hat{b} 의 계산 결과
Table 1. Expressions of \hat{b} with k

k	M	\hat{b}
1	2	0
2	4	$\hat{b} = \frac{1}{2} a_2 - a_1 $
3	8	$\hat{b} = \frac{1}{2} a_2 - a_1 + a_3 - a_1 $
4	16	$\hat{b} = \frac{1}{2} a_2 - a_1 + a_3 - a_1 + 2 a_4 - a_1 $

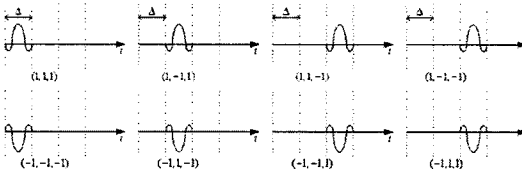


그림 1. 8PPAM의 심벌에 대한 신호 모양
Fig. 1. Signal Constellation for 8PPAM symbols

여기에서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 작은 가장 큰 정수를 의미한다. 즉, 식(3)에서 각 심벌은 N_s 개의 펄스에 의하여 전송된다. $c_j^{(\nu)}$ 는 ν -번째 사용자에게 할당된 주기적인 의사 랜덤 코드이다. 이때 주기는 N_p 이다.

III. 수신기 구조

M-PPAM DS-UWB 수신기는 그림 2와 같이 상관기에 기초하고 있다. 즉, 상관기와 결합기 그리고 판단 블록으로 구성된다. 수신기의 입력에서 수신되는 신호는 AWGN 채널 환경에서 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$r(t) = r_u(t) + r_{\mu i}(t) + n(t) \quad (4)$$

여기서, $r_u(t)$ 는 수신하고자하는 유용한 신호이고,

$r_{\mu i}(t)$ 는 수신기 입력에서 다중 사용자 간섭 성분이다. 그리고 $n(t)$ 는 양측파대 전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 가우시안 잡음이다. 수신기는 연판정 구조를 택하고 있기 때문에 하나의 심벌 구간($T_s = N_s T_f$)에서 해석이 전체 해석에 대하여도 적용할 수 있다. 따라서 해석은 $[0, T_s]$ 에서 이루어진다. 식(4)에서 $r_u(t)$ 와 $r_{\mu i}(t)$ 는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$r_u(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} \sqrt{E_{rec}^{(1)}} c_j^{(1)} a_{1,0}^{(1)} p_{rec}(t-jT_f - \Delta b_0^{(1)}) \quad (5)$$

$$r_{\mu i}(t) = \sum_{\nu=2}^{N_u-1} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_{rec}^{(\nu)}} c_j^{(\nu)} a_{1, \lfloor j/N_s \rfloor}^{(\nu)} p_{rec}(t-jT_f - \Delta b_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(\nu)} - \tau_\nu) \quad (6)$$

여기에서 τ_ν 는 각각 채널을 통과하는 동안의 지연시간을 의미하고 구간 $[0, T_s]$ 에서 균일한 확률 변수라고 가정한다. 여기에서 E_{rec} 는 수신된 신호의 에너지를 의미하고, $p_{rec}(t)$ 는 수신된 펄스 파형이다.

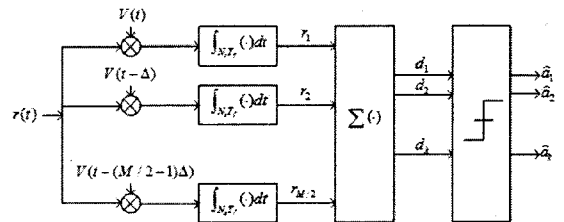


그림 2. 수신기 구조
Fig. 2 The receiver architecture

그림 2의 상관기에서 사용되는 템플릿 펄스 $V(t)$ 는 다음과 같다.

$$V(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} c_j^{(1)} p_{rec}(t-jT_f) \quad (7)$$

이것은 현재 수신기는 첫 번째 송신기와 동기되어 있고, 0-번째 심벌을 판별하는 것으로 가정하였다. 따라서 각 상관기의 출력은 식(6)의 템플릿 신호를 수신

신호와 곱하고 이것을 심벌 구간($N_s T_f$)에서 적분함으로써 얻어진다. 즉,

$$r_m = \int_0^{N_s T_f} r(t) V(t - (m-1)\Delta) dt, \quad (8)$$

$$m = 1, 2, \dots, M/2$$

이와 같은 상관기의 출력은 결합기에서 알맞은 부호를 고려하여 더해지게 된다. 예를 들어 $M=4(k=2)$ 인 경우 결합기의 출력은

$$d_1 = r_1 + r_2$$

$$d_2 = r_1 - r_2$$

이다. 같은 방법으로 $M=8(k=3)$ 인 경우를 고려하면,

$$d_1 = r_1 + r_2 + r_3 + r_4$$

$$d_2 = r_1 + r_2 - r_3 - r_4$$

$$d_3 = r_1 - r_2 + r_3 - r_4$$

이다. 또한 $M=16(k=4)$ 인 경우는 다음과 같다.

$$d_1 = r_1 + r_2 + r_3 + r_4 + r_5 + r_6 + r_7 + r_8$$

$$d_2 = r_1 + r_2 + r_3 + r_4 - r_5 - r_6 - r_7 - r_8$$

$$d_3 = r_1 + r_2 - r_3 - r_4 + r_5 + r_6 - r_7 - r_8$$

$$d_4 = r_1 - r_2 + r_3 - r_4 + r_5 - r_6 + r_7 - r_8$$

이와 같은 규칙은 $k > 4$ 인 경우에도 반복적으로 적용할 수 있다. 결합기를 통과한 k 개의 신호는 판정기에서 최종적으로 데이터를 판정하게 된다. 이때 판정 기준은

$$\hat{a}_i = \begin{cases} 1 & \text{for } d_i > 0 \\ -1 & \text{for } d_i < 0 \end{cases}, i = 1, \dots, k \quad (9)$$

여기에서는 앞서도 언급한 바와 같이 직교 PPM을 사용하고 있기 때문에 $d_i, i = 1, \dots, k$ 의 통계적 성질은 모두 같다, 따라서 d_1 의 특성만을 해석한다. 즉, d_1 은 식 (10)과 같이 표시할 수 있다.

$$d_1 = \sum_{i=1}^{M/2} r_m = s_u + s_{\mu i} + s_n \quad (10)$$

이때, s_u 는 수신하고자 하는 데이터가 포함된 항이고, $s_{\mu i}$ 는 다중 사용자 간섭 그리고 s_n 은 가우시안 잡음이다. 이들의 각 항을 구하는 것은 PPM 또는 PAM 방식의 여러 문헌들에서 설명되어 있으며 결과 식은 다음과 같다.

$$s_u = \sqrt{E_{rec}^{(1)}} N_s a_{1,0}^{(1)} \quad (11)$$

$$s_{\mu i} = \sum_{m=1}^{M/2} r_{\mu i, m} \quad (12)$$

$$s_n = \sum_{m=1}^{M/2} r_{n, m} \quad (13)$$

식 (12)와 (13)에서 $r_{\mu i, m}$ 와 $r_{n, m}$ 은 m 번째 상관기에서 다중 사용자 간섭 성분과 가우시안 잡음 성분으로 다음과 같이 표현된다.

$$r_{\mu i, m} = \int_0^{N_s T_f} r_{\mu i}(t) V(t - (m-1)\Delta) dt \quad (14)$$

$$r_{n, m} = \int_0^{N_s T_f} n(t) V(t - (m-1)\Delta) dt \quad (15)$$

따라서, 수신하고자 하는 신호의 에너지는

$$E_s = s_u^2 = E_{rec}^{(1)} N_s^2 \quad (16)$$

이다. 또한, $r_{\mu i, m}$ 와 $r_{n, m}$ 는 모든 m 에 대하여 서로 독립적이다. 따라서 $s_{\mu i}$ 의 분산은 $r_{\mu i, m}$ 의 분산의 합과 같고 역시 s_n 의 분산 역시 $r_{n, m}$ 의 분산의 합과 같다. 그리고 $r_{\mu i, m}$ 와 $r_{n, m}$ 의 분산은 참고 문헌[3]의 과정에 따라서 쉽게 계산된다. 즉, s_n 의 분산은

$$\sigma_n^2 = N_s \frac{N_0}{2} \frac{M}{2} \quad (17)$$

이고, $r_{n, m}$ 의 분산은

$$\sigma_{\mu i}^2 = \frac{M}{2} \frac{N_s}{T_f} \sigma_M^2 \sum_{\nu=2}^{N_u} E_{rec}^{(\nu)} \quad (18)$$

이다. 이때,

$$\sigma_M^2 = \int_0^{T_f} \int_0^{T_m} p_{rec}(t-\alpha) p_{rec}(t) dt d\alpha \quad (19)$$

이다. 따라서 수신기의 출력에서 신호 대 잡음비 (SNR)은 다음과 같다.

$$SNR = \frac{E_s}{\sigma_n^2 + \sigma_{mui}^2} \quad (20)$$

식 (20)에 식(16), (17), (18)을 대입하면 전체 SNR에 대한 완전한 식을 얻을 수 있다.

$$SNR^{-1} = \left(\frac{M}{2k} \frac{2E_b}{N_0} \right)^{-1} + \left(\frac{M}{2k} R_b \sum_{\nu=2}^{N_u-1} \frac{E_{rec}^{(\nu)}}{E_{rec}^{(1)}} \right)^{-1} \quad (21)$$

여기에서 SNR을 비트 에너지에 따라서 나타내었다. 또한, R_b 는 비트 전송율이다. 식 (21)을 살펴보면 또한, $k=1$ 과 $k=2$ 인 경우 SNR은 같은 값을 갖는 것을 알 수 있다. 또한, SGA와 식(9)의 판정 조건을 따르면 비트 오류 확률(Bit Error Rate, P_e)는 다음과 같이 표시할 수 있다.

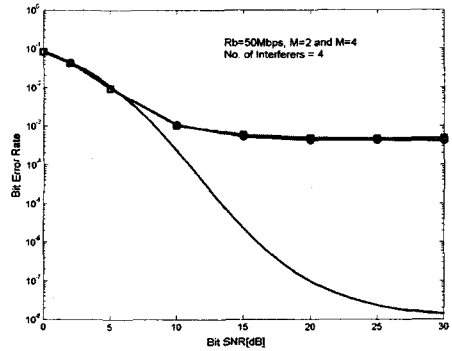
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{2}} \right) \quad (22)$$

그러나 여러 논문들에서 지적 하였듯이 SGA는 실제로 BER을 매우 저 평가하는 경향이 있고 그것은 본 논문에서 확인할 수 있다.

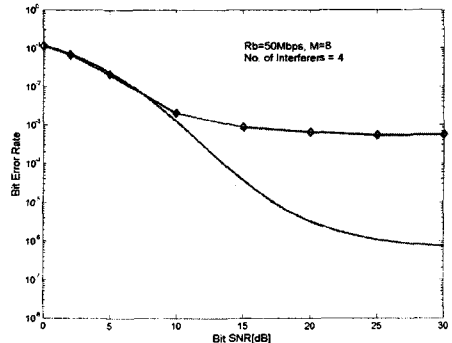
IV. 결과 검토

4절에서는 앞에서 설명한 M-PPAM DS-UWB 시스템의 시뮬레이션 결과를 설명한다. 그림 3은 5명의 동

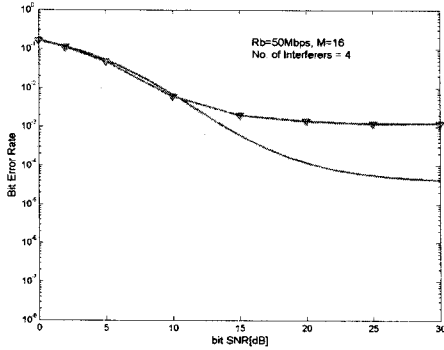
시 사용자가 있는 경우 입력 비트 신호 대 잡음비 (Signal to Noise power Ratio, SNR)에 따른 비트 에러 확률(Bit Error Rate, BER)을 나타내었다. 이때 비트 전송율 $R_b = 50\text{Mbps}$ 라고 가정하였다. 또한, 펄스 반복 횟수 N_s 는 5이다. 따라서, $k=1,2,3,4$ 인 경우 프레임 폭은 각각 $T_f = 4\text{ns}$, $T_f = 8\text{ns}$, $T_f = 12\text{ns}$ 그리고 $T_f = 16\text{ns}$ 가 된다. 3절에서 예상한 바와 같이 $k=1(M=2)$ 인 경우와 $k=2(M=4)$ 인 경우(그림 (a))는 두 결과가 완전히 일치하고 있다. 또한, k 값이 커짐에 따라서 비트에러 확률은 커지고 있음을 보이고 있다. 또한, 시뮬레이션 결과와 SGA에 해석적인 결과는 실제의 시뮬레이션 값과 많은 차이를 보인다. 그림 3(d)는 시뮬레이션을 통하여 얻은 결과를 모아서 나타내었다. 그림으로부터 M이 증가 하는 경우 입력 SNR이 커지면 $M=2,4$ 그리고 8인 경우 BER의 차이가 상당히 작아짐을 볼 수 있다.



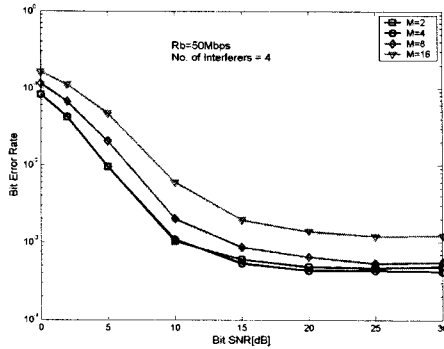
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 3. 비트 SNR에 따른 BER(시뮬레이션과 모델링 결과 비교) (a) M=2 and 4 (b) M=8, (c) M=16 (d) 시뮬레이션 결과

Fig. 3 BER vs. bit SNR(comparison of simulation results with the analytical results) (a) M=2 and 4 (b) M=8 (c) M=16 (d) all simulation results

그림 4는 $R_b = 50\text{Mbps}$ 인 경우 심벌 SNR 대 BER의 결과를 시뮬레이션을 통하여 얻었다. R_b 를 일정하게 유지했기 때문에 심벌 전송률 R_s 는 R_b/k 로 표시된다. SNR의 값이 작은 경우 가우시안 잡음의 영향이 크기 때문에 M 값에 따른 BER의 크기가 상당한 차이를 보이지만 SNR이 커지게 되면 MUI의 영향이 주도적이기 때문에 M에 따른 BER의 차이가 상당히 작아진다.

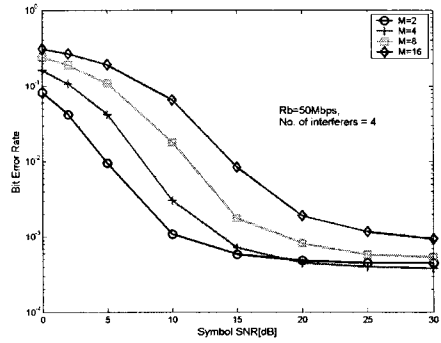


그림 4. 심벌 SNR에 따른 BER
Fig. 4. BER with symbol SNR

V. 결론

본 논문은 UWB 통신 시스템에서 흔히 사용되는 PPM과 PAM의 변조 방식을 결합한 M-PPAM 통신 시스템의 소개 하였고 시스템의 성능을 시뮬레이션을 통하여 살펴보았다. 이때, 다중 사용자를 수용하기 위하여 Direct sequence 기법을 도입하였다. 시뮬레이션은 가우시안 채널에서 다중 사용자 간섭을 고려하였다. 이때, M-PPAM DS-UWB 시스템의 수신기 구조는 간단한 상관기를 기초로 하였다. 또한, M-PPAM DS-UWB 송신단에서 SGA에 바탕을 두고 BER을 유도하였다. M-PPAM DS-UWB 통신 시스템은 기존의 이진 PPM 또는 2진 PAM 시스템에 비하여 프레임 간격을 넓힐 수 있기 때문에 다중 경로 페이딩이 심한 채널 환경에서 보다 효과적으로 사용될 수 있으리라고 생각한다. 현재의 논문에서는 지면의 관계상 다중 채널 환경에서 특성의 비교는 못하였지만 이와 같은 실내 환경에서 특성 비교가 수행되어야하며, 보다 효과적인 수신기의 구조를 연구할 필요가 있다.

감사의 글

본 논문은 순천대학교 공과대학 학술 재단의 연구비지원에 의하여 수행되었음.

참고문헌

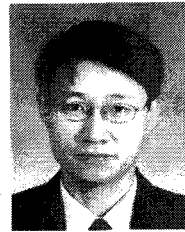
- [1] Federal Communications Commission, "Re- vision of Part 15 of the Communication's rules Regarding Ultra-wideband Trans -mission Systems : First report and order," Technical Report FCC 02-48, revised April 22, 2002.
- [2] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse Radio:how it works" IEEE Comm. Lett, Vol. 2, No.2, pp.36-38, 1998.
- [3] M. G. Di Benedetto, and G. Giancola, "Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals, Prentice-Hall, 2004.
- [4] M. Z. Win, and R. A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications," IEEE Trans. on Comm., Vol.48, No.4, pp.679-591, 2000.
- [5] B.R. Vojcic, and R.L. Pickholtz, "Direct-Sequence Code Devision Multiple Access for Ultra-Wide Bandwidth Impulse Radio," IEEE Military Comm. Conf., pp.898-902, October, 2003.
- [6] Huaping Liu, "Error Performance of a Pulse Amplitude and Position Modulated Ultra-Wideband System Over Lognormal Fading Channels," IEEE Comm. Letters, VOI.7, No.11, pp.531-533, 2003.

저자소개



조경룡(Kyung-Ryong Cho)

1987년 숭실대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1989년 숭실대학교 전자공학과 졸업(공학석사)
 1995년 숭실대학교 전자공학과 졸업(공학박사)
 1989년 ~ 1990년 한국증권전산(주) 통신시스템부 사원
 1990년 ~ 1996년 SK텔레콤 중앙연구원 선임 연구원
 1996년 ~ 현재 순천대학교 정보통신공학부 부교수
 ※ 관심분야 : 채널코딩, 디지털변복조, 이동통신



박장우(Jang-Woo Park)

1987년 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1989년 한양대학교 전자공학과 졸업(공학석사)
 1993년 한양대학교 전자공학과 졸업(공학박사)
 1995년 ~ 현재 순천대학교 정보통신공학부 부교수
 ※ 관심분야 : UWB 통신 시스템, 통신용 집적 회로 등