

UWB 신호의 E_p/N_0 추정 알고리즘

정회원 임성빈*

An Algorithm for Estimating E_p/N_0 of UWB Signals

Sungbin Im* *Regular Members*

요 약

최근 고속의 데이터 전송이 가능하며 전송율과 신호대잡음비를 선형적으로 절충할 수 있는 UWB (ultra wide-band) 무선통신 기술이 근거리 무선 통신망 분야에서 관심이 고조되고 있다. UWB 무선통신 기술의 장점을 활용하고 UWB 시스템과 공존하는 시스템에 대한 간섭을 최소화하기 위해서는 수신단에서의 신호대잡음비를 알아야 한다. 본 논문에서는 UWB 신호에 대하여 수신단의 상관기의 출력만을 이용하여 펄스에너지대잡음비 E_p/N_0 를 추정하는 알고리즘을 제안하고 이 알고리즘의 성능을 모의실험을 통하여 평가하였다. 모의실험 결과에 의하면 추정치의 평균값은 신호의 실제 E_p/N_0 에 대하여 표준편차는 최대 1.13dB이내 이며 실제값과 추정치간의 오차가 $\pm 3dB$ 이상 발생한 경우는 블록 크기가 500이며 E_p/N_0 가 0과 2dB 경우에서만 발생하고 나머지 경우에는 발생하지 않았다. 전반적으로 신호의 실제 E_p/N_0 가 증가할수록 정밀도가 증가하고 사용된 데이터 블록의 크기가 증가할수록 추정 성능도 비례하여 개선되는 것으로 나타났다. 제안된 알고리즘의 특징은 추정 과정에서 추가적인 특정 형태의 훈련용 신호를 전송하지 않기 때문에 유효 데이터 전송율을 감소시키지 않는다는 점이다.

Key Words : Ultra Wide Band; Short Range Wireless Networks; Signal-to-Noise Ratio; Correlator

ABSTRACT

Recently, the UWB (ultra wide-band) wireless communication technology, which provides high data transmission and is capable of linearly trading between throughput and signal-to-noise ratio (SNR), has drawn much attention for short-range wireless networks. Fully exploiting its notable features and minimizing its interference to coexisting other systems require the knowledge of SNR's at receivers. In this paper, we propose an algorithm for estimating the pulse energy to noise ratio E_p/N_0 of UWB signal with utilization of outputs from a correlator at a receiver, and evaluate the performance of the proposed algorithm through computer simulation. According to simulation results, the maximum standard deviation is about 1.13 dB with a block size of 500. Except for $E_p/N_0=0$ and 2 dB cases with a block size of 500, no errors greater than 3 dB were observed in all the remaining experiments. Generally speaking, it improves as the true E_p/N_0 increases and as the block size increases. A notable feature of the proposed algorithm is that it does not reduce the effective throughput because the estimation process does not require sending additional training signal of any specific format.

* 숭실대학교 정보통신전자공학부 (sbi@ssu.ac.kr)

논문번호 030555-1215, 접수일자 2003년 12월 16일

* 본 연구는 숭실대학교 교내연구비 지원으로 이루어졌음

1. 서론

최근 무선통신 서비스의 급속한 보급과 대용량의 서비스(고속의 멀티미디어 통신 서비스)의 급증으로 인하여 UWB (ultra wide-band) 무선통신 기술이 각광을 받고 있다. 특히 UWB 무선통신 기술은 근거리 무선 통신망, 예를 들어 무선 PAN (personal area network), 무선 LAN (local area network)에서 관심이 고조되고 있다. UWB 무선통신 기술이 처음 소개될 때에는 임펄스 라디오라는 명칭으로 매우 짧은 펄스를 사용하여 디지털 정보를 전송하는 개념으로 소개되었다 [1]. 이 UWB 기술에서는 펄스 위치 변조와 불규칙한 시간도약 시퀀스에 따라 동일 정보를 반복 전송하는 시간 다이버시티를 사용하여 기저대역 신호를 직접 전송함으로써 중간 주파수 및 반송파의 동기 과정이 필요 없으며, 이러한 간단한 구조로 인하여 소모 전력을 절약할 수 있다. 또한 매우 짧은 펄스와 시간도약 시퀀스의 사용으로 도청 및 방해 전파에 대하여 매우 강한 특성을 가지며, 다중 사용자의 다원접속이 가능하다 [2].

UWB 통신 기술이 특히 근거리 무선망 분야에서 관심이 고조되는 중요한 이유로는 기존의 무선통신 방식보다 빠른 고속 데이터 전송이 가능하다는 점과 더불어 데이터 전송율과 신호대잡음비를 선형적으로 절충할 수 있다는 점이다. 기존의 무선통신 시스템에서 일반적으로 전송 전력을 증가시키면 비트 오류 성능이 개선되고 시스템의 커버리지 (coverage)가 확장된다. 그러나 기존의 무선 시스템에서 전송 전력을 임의로 증감하는 것이 용이하지 않은 반면에 UWB 시스템에서는 펄스 반복 횟수를 조정함으로써 전송 전력을 쉽게 조절할 수 있으며 이에 따라 다양한 데이터 전송율을 제공할 수 있다. 다음의 식은 이진 펄스 위치 변조를 사용하는 UWB 시스템에서 정보 비트의 에너지 E_b 와 펄스 에너지 E_p 와의 관계를 나타낸다.

$$E_b = N_p E_p \quad (1)$$

여기서 N_p 는 펄스 반복 횟수를 나타낸다. 한편, T_f 의 프레임 시간을 갖는 이진 펄스 위치 변조를 사용하는 UWB 시스템에서 데이터 전송율 R_b 는 다음과 같이 결정된다.

$$R_b = \frac{1}{N_p T_f} \quad (2)$$

식 (1)에서 알 수 있듯이 펄스 반복 횟수를 증가시키면 전송되는 비트 에너지가 증가되어 신호대잡음비가 개선되고 시스템의 커버리지가 확장된다. 반면에 식 (2)에 의하면 데이터 전송율과는 반비례의 관계를 갖는다. 이러한 신호대잡음비와 전송율간의 특성을 이용하면 근거리 또는 채널의 신호대잡음비가 좋은 상황에서는 고속 전송을 수행하고 원거리 또는 신호대잡음비가 나쁜 상황에서는 펄스 반복 횟수를 증가시켜 거리에 따른 전송 마진을 유지하면서 저속 전송을 수행할 수 있다. 이러한 특성을 이용하면 근거리 무선망에서 시스템의 커버리지와 전송율에 대하여 신축성을 갖는 망의 구축이 가능하다. 이러한 측면에서 무선 LAN 및 PAN에서 관심이 증대되고 있다.

UWB 통신 기술의 우수한 특성을 이용하기 위해서는 먼저 수신단에서 수신 신호에 대한 신호대잡음비를 정확히 추정할 필요가 있다. 또한 무선통신 시스템에서 수신단의 신호대잡음비에 관한 정보는 매우 중요한 파라미터로 신호대잡음비를 적정선으로 유지시킴으로서 공존하는 시스템에 대한 간섭을 최소화하고 시스템의 소모전력을 절약할 수 있다. 그러나 현재까지 UWB 신호에 대한 신호대잡음비를 추정하는 알고리즘에 관한 구체적인 연구는 전무한 상태이며, 기존의 협대역 신호 시스템에서 터보 디코딩의 성능에 신호대잡음비의 영향과 추정 알고리즘에 관한 연구를 찾아볼 수 있다 [3,4]. UWB 시스템의 용량에 대한 연구 결과가 참고 문헌 [5,6]에 보고되었으며, 초광대역 채널 특성 및 모델링 [7,8,9,10]과 다중경로 채널에서 시스템의 성능 개선 방안에 대한 연구 [11,12,13], 공존하는 협대역 시스템으로부터 간섭이 존재하는 상황에서 UWB 시스템의 성능에 관한 연구 [14]가 최근 발표되었다. 지난 2002년 9월 IEEE 802.15 Study Group 3a에서 전송 속도에 대한 요구사항으로 10 m 거리에서 110 Mbps, 4 m에서 200 Mbps를 결정한 바가 있으나, 데이터 전송율의 설정 및 제어 방법에 대한 구체적인 연구는 미비한 상태이며, UWB 시스템의 데이터 전송율에 펄스 반복 횟수와 슬롯 시간이 미치는 영향을 관측한 연구 결과는 참고 문헌 [15]에서 찾아 볼 수 있다.

본 논문에서는 UWB 신호에서 신호대잡음비에

해당되는 E_p/N_0 를 추정하는 알고리즘을 제안하고 이 알고리즘의 성능을 모의 실험을 통하여 검증하고자 한다. 제안된 알고리즘은 수신단의 상관기의 출력을 일정한 블록 크기에 걸쳐서 관측하여 얻어진 통계값의 비율을 이용하여 E_p/N_0 를 추정하고 있다. 제안된 알고리즘의 특징은 추정 과정에서 추가적인 특정 훈련용 신호를 사용하지 않고 수신단의 상관기 출력만을 사용하기 때문에 유효 데이터 전송율에 영향을 주지 않는다는 점이다 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 본 논문에서 고려하는 UWB 신호의 모델을 설명하고 E_p/N_0 를 추정하는 알고리즘을 제안한다 제안된 추정 알고리즘을 평가하기 위해 수행된 모의 실험의 결과를 3절에서 제시한다. 끝으로 4절에서 결론을 내린다

II. 신호 모델 및 제안된 알고리즘

본 논문에서 고려하는 단일 사용자의 시간도약 펄스 위치 변조 기반의 임펄스 신호의 수신 신호 모델은 다음과 같다 [6.14].

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_p} p(t - kT_f - c_k T_c - d_{(k/N_b)} \delta) + n(t)$$

여기서 E_p 는 수신 펄스의 에너지를 나타내며 $p(t)$ 는 가우시안 모노사이클 파형을 나타내고 $\int_0^{T_f} p(t)^2 dt = 1$ 를 만족한다 그림 1은 모의실험에서 사용한 펄스폭이 1 nsec 미만인 $p(t)$ 의 파형 예를 보여주고 있다. T_f 는 프레임 시간, c_k 는 시간도약 코드, T_c 는 슬롯 시간, N_b 는 펄스 반복 회수를 나타낸다. 정보 비트 $d_{(k/N_b)} \in \{0, 1\}$ 는 N_b 마다 바뀐다. δ 는 펄스 위치 변조에서 정보 비트에 따른 시간 오프셋이다. $n(t)$ 는 AWGN (additive white Gaussian noise)을 나타낸다.

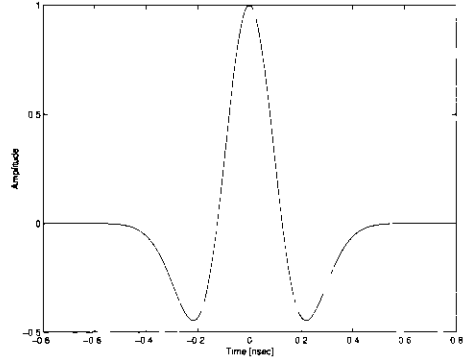


그림 1. 수신된 UWB 펄스 $p(t)$ 의 예.

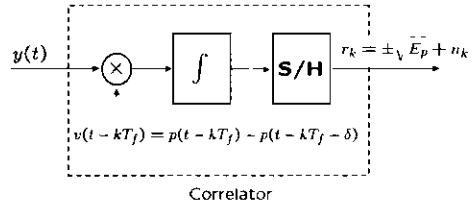


그림 2 : 수신단 상관기의 입력과 출력 신호 모델

그림 2에 본 논문에서 고려하는 상관기의 구조와 상관기의 입력과 출력을 도시하였다. 그림 2에서 S/H는 표본화기를 나타낸다 송수신단 간의 완전한 동기를 가정하면, 비트 구간 $kT_f \leq t < (k+1)T_f$ 에서 상관기의 출력 r_k 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r_k = \int_{kT_f}^{(k+1)T_f} y(t)v(t - kT_f)dt = \pm\sqrt{E_p} + n_k \quad (4)$$

여기서 상관기의 기준 파형은 $v(t) = p(t) - p(t - \delta)$ 이다. 전송된 정보 비트에 따라서 $\pm\sqrt{E_p}$ 의 부호값이 결정된다. n_k 는 가우시안 확률 변수로 평균이 영이며 분산이 $\sigma^2 = N_0/2$ 이다. 본 논문에서 추정하고자 하는 신호대잡음비는 E_p/N_0 로서 이는 잡음의 분산과 다음의 관계를 유지하며 이를 γ 라 정의한다.

$$\gamma = \frac{E_p}{N_0} = \frac{E_b}{2\sigma^2} \quad (5)$$

먼저 식 (4)를 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$r_k = X_k + n_k \quad (6)$$

여기서 X_k 는 동일한 확률을 가지고 $\pm\sqrt{E_p}$ 의 값을 갖는 이진 확률 변수이며 n_k 와는 독립이다. 식 (6)에 대하여 기대값 $E\{r_k^2\}$ 와 $E\{|r_k|\}$ 를 구하면 다음과 같이 정리할 수 있다 [16].

$$E\{r_k^2\} = E_p + \sigma^2 \quad (7)$$

$$E\{|r_k|\} = \sigma\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{E_p}{2\sigma^2}} + \sqrt{E_p} - 2\sqrt{E_p} Q\left(\sqrt{\frac{E_p}{\sigma^2}}\right) \quad (8)$$

여기서 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$ 를 나타낸다. 기대값 $E\{|r_k|\}$ 를 구하는 자세한 과정은 부록에서 설명한다.

식 (7)과 (8)을 이용하여 다음의 비율 β 를 구하면 [4].

$$\beta = \frac{E\{r_k^2\}}{E\{|r_k|\}^2} = \frac{1 + E_p/\sigma^2}{\left[\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{E_p}{2\sigma^2}} + \sqrt{\frac{E_p}{\sigma^2}} - 2\sqrt{\frac{E_p}{\sigma^2}} Q\left(\sqrt{\frac{E_p}{\sigma^2}}\right)\right]^2} \quad (9)$$

식 (5)에서 정의된 γ 를 사용하여 위 식을 정리하면 다음과 같다.

$$\beta = \frac{1 + 2\gamma}{\left[\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\gamma} + \sqrt{2\gamma} - 2\sqrt{2\gamma} Q(\sqrt{2\gamma})\right]^2} = f(\gamma) \quad (10)$$

즉, 통계적 파라미터들의 비율 β 는 γ 의 함수 f 로 표현할 수 있다. 따라서 원칙적으로는 β 가 주어지면 식 (10)에 의하여 γ 를 찾을 수 있다. 그러나 실제 식 (10)의 역함수를 찾는다는 것은 불가능하므로 본 논문에서는 β 와 γ 의 관계를 p 차 다항식을 사용하여 근사화 한다. 즉,

$$\gamma = a_0\beta^p + a_1\beta^{p-1} + \dots + a_p \quad (11)$$

실제 적용에 있어서 β 의 추정은 다음과 같이 식 (9)에서 사용된 기대값을 블록 평균으로 대체하여 사용한다.

$$\hat{\beta} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N r_k^2}{\left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |r_k| \right\}^2} \quad (12)$$

앞에서 설명된 알고리즘의 과정을 그림 3에 도시하였다. 추정 알고리즘을 수행하기 앞서 먼저 다양한 γ 에 대하여 식 (10)에서 β 를 계산하고, 여기서 발생한 (γ, β) 쌍을 사용하여 식 (11)의 계수 a_0, a_1, \dots, a_p 를 구한다. 추정 알고리즘이 수행되면 수신단의 상관기의 출력 r_k 을 사용하여 식 (12)로

부터 $\hat{\beta}$ 를 계산하고 미리 찾은 계수 a_0, a_1, \dots, a_p 를 사용하여 식 (11)로부터 E_p/N_0 의 추정치 $\hat{\gamma}$ 를 구한다. 이 알고리즘의 성능을 평가하기 위해서 수행된 모의실험 결과를 다음 절에 정리하였다.

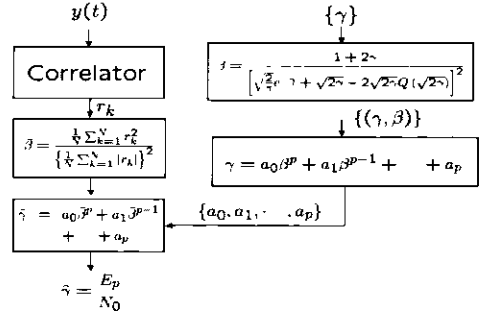


그림 3 : 제안된 추정 알고리즘의 블록도

III. 모의실험 결과

모의실험에서는 먼저 $p=3$ 인 다음의 3차 다항식을 사용하여 식 (10)을 근사화 하였다.

$$\gamma = -159.00\beta^3 + 619.58\beta^2 - 826.46\beta + 381.00 \quad (13)$$

위의 근사식과 실제 관계식간의 평균 자승 오차는 약 0.002이다. 다항식의 차수가 증가할수록 평균 자승 오차는 감소하지만 실제 적용 시 복잡도와 정확성을 고려하여 식 (13)의 3차 다항식을 사용하였다. 그림 4는 실제 관계식 (10)과 식 (13)의 근사식을 E_p/N_0 에 대하여 β 값을 도시하고 있다. 그림에서도 나타난 것처럼 거의 차이가 없음을 알 수 있다.

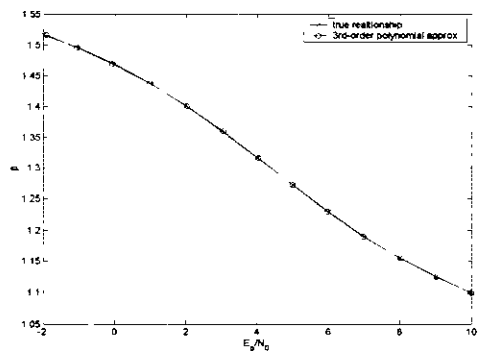


그림 4 : 실제 관계식과 3차 다항식을 이용한 근사식의 E_p/N_0 에 대한 β 값.

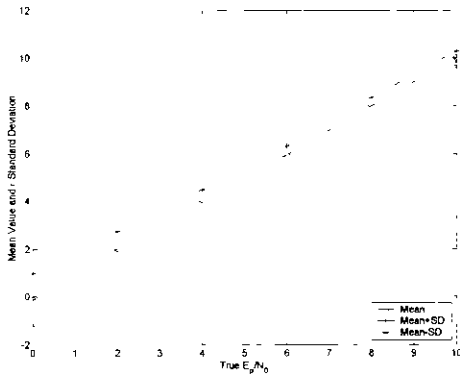


그림 5 블록 크기가 500개인 경우에 있어서 E_b/N_0 의 실제값에 대한 추정치의 평균과 표준편차

모의실험에서 $\hat{\beta}$ 을 계산하기 위해서 사용된 데이터의 블록 크기는 각각 펄스 500개와 2000개를 사용하였으며 E_b/N_0 는 0dB에서 10dB까지 2dB씩 증가시켰다. 각 E_b/N_0 에 대하여 10000번의 반복 실험을 수행하여 추정된 E_b/N_0 의 평균과 표준편차를 계산하였다. 그림 5는 블록 크기에 대하여 추정된 E_b/N_0 의 평균과 표준편차를 보여주고 있다. 그림에서 중간의 그래프가 평균값을 나타내고 위와 아래의 선은 표준편차의 범위를 도시하고 있다. 그림 6은 같은 조건에서 블록 크기를 2000개로 증가시켜서 얻은 결과이다. 그림 5와 6을 비교해 보면 $\hat{\beta}$ 의 계산에서 사용되는 블록 크기가 클수록 추정된 E_b/N_0 의 표준편차의 값이 작아짐을 관찰할 수 있다.

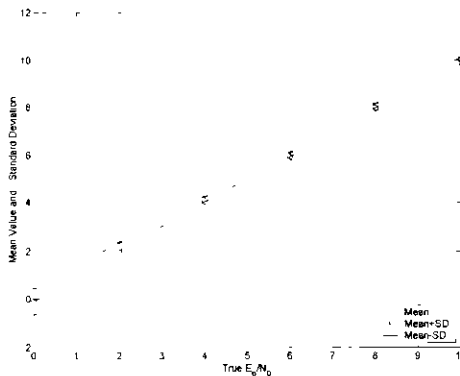


그림 6 블록 크기가 2000개인 경우에 있어서 E_b/N_0 의 실제값에 대한 추정치의 평균과 표준편차

표 1은 그림 5와 6에 도시된 결과와 더불어 10000번의 실험 중에서 추정치가 $\pm 3\text{dB}$ 이상의 오차가 발생한 회수를 보여주고 있다. 표에서 알 수 있듯이 표준편차는 최대 1.13dB이내이며 블록 크기가 증가할수록 3dB 이상의 오차를 갖는 횟수가 감소하고 있는 것을 관찰할 수 있다. 또한 실제의 E_b/N_0 가 증가할수록 추정치의 표준편차가 감소하고 있다.

표 1 블록 크기 500과 2000에 대하여 추정된 E_b/N_0 의 평균과 표준편차

블록 크기	500			2000		
	E_b/N_0 [dB]	평균 [dB]	표준편차 [dB]	$\pm 3\text{dB}$ 이상의 오차회수	평균 [dB]	표준편차 [dB]
0	-0.17	1.13	157	-0.12	0.56	0
2	2.03	0.71	7	2.04	0.35	0
4	4.04	0.45	0	4.04	0.22	0
6	5.95	0.36	0	5.94	0.18	0
8	8.00	0.34	0	7.99	0.17	0
10	10.01	0.28	0	10.00	0.14	0

IV. 결론

본 논문에서는 UWB 신호에 대하여 상관기의 출력만을 이용하여 E_b/N_0 를 추정하는 알고리즘을 제안하고 이 알고리즘의 성능을 모의실험을 통하여 평가하였다. 제안된 알고리즘의 주요 특징은 E_b/N_0 의 추정 과정에서 특정 형태의 훈련용 신호를 사용하지 않으며, 수신단의 상관기 출력만을 사용하여 E_b/N_0 를 추정한다는 점이다. 이 과정에서 사용되는 가정은 수신 잡음이 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 AWGN이라는 점이다. 모의실험에 의하면 추정치의 평균값은 신호의 실제 E_b/N_0 에 대하여 표준편차는 최대 1.13dB이내이며 10000번의 실험 중에서 $\pm 3\text{dB}$ 이상의 오차가 발생한 경우는 블록 크기가 500이며 E_b/N_0 가 0과 2dB 경우에서만 발생하고 나머지 경우에는 발생하지 않았다. 이러한 결과에 의하면 추정 성능은 상당히 정확한 것으로 판단할 수 있다. 종합적으로 살펴볼 때 신호의 실제 E_b/N_0 가 증가할수록 정밀도가 증가하고 사용된 데이터 블록의 크기가 증가할수록 추정 성능도 비례하여 개선되는 것으

로 나타났다. 본 논문에서 제안하는 알고리즘은 UWB 무선통신 시스템에 적용하여 펄스 반복 횟수를 결정하는데 직접적으로 사용될 수 있으며 이를 통하여 시스템의 데이터 전송율을 제어하거나 링크의 신호대잡음비를 적정선으로 유지시킴으로서 동일 대역에 공존하는 다른 시스템에 대한 간섭을 최소화하고 시스템의 소모전력을 절약할 수 있다.

부 록

기대값 $E\{|r_k|\}$ 를 계산하기 위하여 먼저 확률변수 n_k 에 대한 조건부 기대값 $E\{|r_k||n_k\}$ 를 구한다. 이를 위하여 확률변수 X_k 에 대하여 $|r_k|$ 의 평균을 구하면 다음과 같다.

$$E\{|r_k||n_k\} = \frac{1}{2} E\{|-\sqrt{E_p} + n_k||n_k\} + \frac{1}{2} E\{|\sqrt{E_p} + n_k||n_k\}$$

위의 식에서 $E\{|-\sqrt{E_p} + n_k||n_k\}$ 를 n_k 에 대하여 평균을 구하면

$$E\{|-\sqrt{E_p} + n_k|\} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} |-\sqrt{E_p} + u| e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du$$

$$= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\sqrt{E_p}} (-\sqrt{E_p} + u) e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du - \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\sqrt{E_p}}^{+\infty} (\sqrt{E_p} - u) e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du$$

$$= \sigma\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{\sqrt{E_p}}{2\sigma}} + \sqrt{E_p} - 2\sqrt{E_p} Q\left(\sqrt{\frac{E_p}{\sigma^2}}\right) \tag{15}$$

여기서 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x}^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du$ 이다 마찬가지로 방법으로 $E\{|\sqrt{E_p} + n_k|\}$ 구하면,

$$E\{|\sqrt{E_p} + n_k|\} = \sigma\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{\sqrt{E_p}}{2\sigma}} - \sqrt{E_p} + 2\sqrt{E_p} Q\left(\sqrt{\frac{E_p}{\sigma^2}}\right)$$

따라서, $Q(-x) = 1 - Q(x)$ 의 관계식을 이용하고 식 (15)의 결과와 (16)을 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$E\{|r_k|\} = E\{E\{|r_k||n_k\}\} = \sigma\sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{\sqrt{E_p}}{2\sigma}} + \sqrt{E_p} - 2\sqrt{E_p} Q\left(\sqrt{\frac{E_p}{\sigma^2}}\right) \tag{17}$$

참 고 문 헌

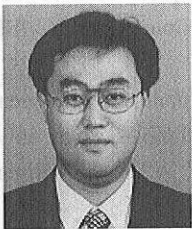
[1] P. Withington II and L.W. Fullerton, "An impulse radio communications system," in Proc. Int. Conf. on Ultra-Wide Band, Short-Pulse Electromagnetics, Brooklyn, NY, Oct 1992, pp. 113-120.
 [2] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse radio," in Proc. Milcom Conf., Boston, MA, Oct. 1993, pp. 447-450.

[3] A. Ramesh, A. Chockalingam, and L. B. Milstein, "SNR estimation in Nakagami-m fading with diversity combining and its application to turbo decoding," IEEE Trans. on Commun., vol. 50, no. 11, pp. 1719-1724, November 2002.
 [4] T. A. Summers and S. G. Wilson, "SNR mismatch and online estimation in turbo decoding," IEEE Trans. Commun., vol. 46, pp. 421-423, Apr. 1998.
 [5] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio: how it works," IEEE Commun. Lett., vol 3, no. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.
 [6] F. Ramirez-Mireles, "On the performance of ultra-wide-band signals in Gaussian noise and dense multipath," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol 50, Issue: 1, pp.224-249, Jan 2001
 [7] J. Foerster and Qinghua Li, "UWB channel modeling contribution from Intel," IEEE P802 15- 2/279r0-SG3a.
 [8] J. Foerster, "The effects of multipath interference on the performance of UWB systems in an indoor wireless channel," VTC 2001-Spring, May 2001.
 [9] Fang Zhu, Zhiqiang Wu and Carl R. Nassar, "Generalized fading channel model with UWB," IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, pp. 13-17, 2002.
 [10] S Yano "Investigating the ultra-wideband indoor wireless channel," Proc. Of the IEEE Vehicular Technology Conf. Spring 2002, PAPER TO3-165-Session WE43, Birmingham, AL, May 2002.
 [11] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments," IEEE Comm. Lett., vol 2, pp 51-53, Feb. 1998.
 [12] M. Z. Win, F. Ramirez-Mireles and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth (UWB) signal propagation for outdoor wireless communications," Proc. VTC, pp. 251-255, May 1997.
 [13] F Ramirez-Mireles, "On the performance of ultra-wide-band signals in Gaussian noise and

- dense multipath," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, Issue: 1, pp.224-249, Jan. 2001.
- [14] L. Zhao and A. M. Haimovich, "Performance of ultra-wideband communications in the presence of interference," IEEE JSAC, vol 20, no. 9, pp.1684-1691, Dec. 2002.
- [15] S. Kim and S. Im, "The effects of PRF and slot interval on the data throughput of PPM-based ultra wide-band systems in multi-path channels," Proc. Int'l Conf. Wireless Networks (ICWN 2003), Las Vegas, USA, June 2003.
- [16] J. G. Proakis, Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 1995.

임 성 빈(Sungbin Im)

정회원



1986년 2월 : 서울대학교
전자공학과 졸업
1988년 2월 : 서울대학교
전자공학과 석사
1994년 12월 : The
University of Texas at
Austin Ph.D.
1995년 9월~현재 : 숭실대학

교 정보통신전자공학부 부교수

<관심분야> 통신신호처리, UWB통신, 근거리무선망