

주파수 선택적 채널에서의 TR, DTR과 PRM UWB 통신 시스템 성능분석

Performance analysis of TR, DTR and PRM UWB systems in frequency selective channel

우 선 겔** 최 호 선*** 양 훈 기****
(Seon-keol, Woo) (Ho-Seon, Choi) (Hoon-Gee, Yang)

요 약

주파수 선택적 채널에서의 신호왜곡은 수신기에서의 채널추정을 어렵게 하여 펄스 타입의 UWB 시스템의 경우 동기 회로의 구현이 어렵다는 단점이 있다. 본 논문에서는 구현상 난점인 채널추정과 동기회로 설계를 간단히 기준 펄스를 함께 전송함으로써 해결하는 TR(Transmitted Reference), DTR(Differential TR) UWB를 분석하고 FSK 변조방법을 이용한 새로운 형태의 PRM(Pulse Repetition Modulation) UWB 방식을 제안한다. 기준 펄스를 이용한 통신의 수신기 구조인 Auto-correlation(AcR) 수신기가 잡음이 섞인 기준펄스를 이용하는 경우 성능저하 정도를 확률적으로 분석한다. 또한 SNR에 영향을 미치는 AcR 적분기의 적분구간에 대한 분석을 시뮬레이션을 통하여 분석한다.

Abstract

The UWB signal distortion in frequency selective channel has made it difficult to implement the channel estimator and the synchronizer of the UWB receiver. In this paper, we examine the performances of TR(Transmitted Reference) and DTR(Differential TR) UWB which use either reference pulse or differential method to estimate the channels. we also propose a FSK-based PRM(Pulse Repetition Modulation) UWB system as an another form of UWB system which is advantageous in frequency selective channel. Finally, resorting to statistical analysis, we examine the noise effect due to noisy reference at an auto-correlation(AcR) receiver. moreover, SNR dependance of the integration length in the AcR receiver is also investigated.

Key Words : UWB, reference pulse, integration length, auto-correlation

I. 서 론

Impulse Radio라고 불리는 UWB는 수 nano-second의 펄스 폭을 가지는 매우 짧은 펄스를 전송하는 시스템을 말한다. FCC에서는 Fractional Bandwidth가 25% 이상 혹은 Bandwidth가 500MHz

이상일 때 UWB라 정의 하고 있고 이렇듯 넓은 대역폭을 가지는 UWB 시스템은 기존의 통신 서비스와의 간섭을 최소화하여 양립하기 위하여 방사전력의 제한을 받고 있다[1,2].

매우 짧은 펄스폭을 가지는 UWB 신호의 변조는 PPM(Pulse Position Modulation), PAM(Pulse

* 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음

** 주저자 : 광운대학교 전자공학과 석사과정

*** 공저자 : 광운대학교 전자공학과 박사과정

**** 공저자 : 광운대학교 전자공학과 교수

† 논문접수일 : 2006년 2월 14일

Amplitude Modulation) 등의 데이터 변조 방법과 TH(Time Hopping), DS(Direct Sequence) 등의 주파수 확산 그리고 펄스 모양변조의 형태로 이루어지며 실제 시스템에서는 위의 3가지 방법을 조합하는 하이브리드 변조방법을 이용한다.

무선통신에서 사용하는 모든 신호는 다중경로 채널을 통하여 전파하면서 페이딩(Fading) 현상을 겪게 되며 특히 UWB 신호의 경우는 협대역 신호와 다르게 주파수 선택적 페이딩(Frequency Selective Fading)을 겪게 되고 이로 인해 신호의 모양이 왜곡된다. 일반적으로 수신신호가 왜곡되었을 때는 Equalizer를 이용한 채널 Estimation 또는 적절한 수신기 구조를 이용하여 왜곡을 보상하게 되는데 채널 Estimation은 채널에 대한 정보를 알아야 한다. 펄스형 UWB 수신신호는 넓은 대역폭으로 인해 주파수 선택적인 페이딩을 겪게 되므로 수신단에서는 채널의 특성과파악이 어려우며 이로인해 채널 Estimation의 구현상 어려움을 가지게 된다.

UWB 신호를 복조하기 위해서는 정확한 동기화와 채널에 대한 정보를 가지고 있는 템플릿신호가 필요하다 이때 템플릿신호를 수신기에서 발생시키는 시스템을 LGR(Locally Generated Reference) 시스템이라 한다[3,4]. LGR UWB 시스템의 경우 동기회로가 복잡하고 특히 채널의 정보를 얻기가 어렵다. 이러한 LGR UWB시스템의 난점을 해결하기 위한 방법으로 송신기에서 채널의 특성을 알아내기 위한 추가적인 신호를 전송하는 방법이 있다. 특히 채널 특성 추정을 위한 기준펄스와 데이터변조가 이루어지는 데이터펄스의 펄스쌍형태의 시스템을 TR(Transmitted Reference) UWB 시스템이라 한다[5-7].

TR UWB 시스템은 수신기에서 별도의 템플릿신호를 발생하는 것이 아니라 송신기에서 데이터신호와 함께 템플릿신호로 사용되는 신호를 함께 전송하기 때문에 수신기에서는 전송되는 두 펄스를 이용하여 데이터를 복조한다. 템플릿으로 사용되는 기준펄스는 일정한 간격뒤에 도달하는 데이터펄스와 correlation 연산을 통해 데이터를 복조하는 Auto-correlation 수신기(AcR)을 이용한다.

이때 기준펄스와 데이터펄스간의 간격에 대한 정보만 알고 있다면 동기회로 구현은 쉬우며 또한 기준펄스와 데이터펄스를 이용하여 간단히 채널추정이 가능하다. 하지만 하나의 데이터를 전송하기 위해 추가적인 기준펄스를 전송해야 하는 에너지의 비효율성, 추가적인 대역폭 낭비로 인한 데이터전송을저하 그리고 잡음이 더해진 템플릿신호를 사용함으로 나타나는 noise-cross-noise 성분으로 인한 시스템 성능저하의 단점을 가지고 있으며 이러한 AcR 수신기의 단점을 보완하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다.

TR UWB 시스템에 Differential 기법을 적용한 DTR(Differential TR) UWB 시스템은 기준펄스의 사용으로 인한 에너지 비효율과 데이터 전송을 저하 개선을 위한 방법이다[8]. 본 논문에서는 새로운 형태의 통신 시스템 구조로서 FSK 변조방법과 Differential 기법을 적용한 PRM(Pulse Repetition Modulation) UWB 시스템을 제안한다.

또한 AcR 수신기에서 사용하는 템플릿신호는 송신기에서 발생하여 채널을 통과하여 데이터신호와 함께 수신되면서 잡음이 더해져서 수신되게 되고 이때 AcR 수신기의 적분기의 적분구간이 시스템 성능에 영향을 미치게 되게 된다.[9-12]

본 논문은 구성은 다음과 같다. 2장에서 TR, DTR 그리고 본 논문에서 제안하는 PRM UWB 시스템을 비교 분석하며 3장에서 시뮬레이션을 통하여 각각의 시스템의 성능분석과 AcR 수신기의 적분구간 변화에 따른 시스템 성능변화를 알아보고 마지막으로 결론을 맺는다.

II. UWB 시스템 모델

1. UWB 펄스 및 채널 모델

펄스형 UWB 시스템은 짧은 펄스폭을 가지는 Impulse Radio 신호에 정보를 전송하는 시스템으로 본 논문에서는 2nd-order Gaussian 펄스를 이용하며 식 (1)과 같이 나타낸다.

$$g(t) = A \left[1 - 4\pi e^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)} \right] e^{-2\pi\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \quad (1)$$

여기서 A 는 펄스의 진폭, T_c 는 프레임시작으로부터 펄스의 위치이고 τ 는 펄스폭에 관련된 파라미터이다. UWB 신호 $g(t) = 0$, ($t < 0$ and $t > T_p$)로 펄스폭 T_p 이외의 구간에서는 값을 가지지 않는다고 가정을 하고 그 에너지를 다음과 같이 정의한다.

$$E_p \equiv R_{xx}(0) \equiv \int_{\langle T \rangle} g^2(t) dt \quad (2)$$

UWB 신호 $g(t)$ 가 다중경로채널을 통과하여 수신기에 도달하는 수신신호 $r(t)$ 은 다음과 같다.

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)g(t-\tau)d\tau + n(t)dt \quad (3)$$

여기서 $h(t)$ 는 다중경로채널의 임펄스응답, τ 는 채널의 전파지연이다. $n(t)$ 는 평균이 0, two-sided power spectral density (p. s. d)가 $\frac{N_0}{2}$ 인 AWGN이다. 송신신호의 펄스폭을 T_p , 채널의 최대지연시간이 T_{ms} 일때 수신신호의 펄스폭 T_r 은 $T_r = T_p + T_{ms}$ 으로 정의한다. 본 논문은 심볼간간섭(ISI)에 대한 영향은 없다고 가정을 하여 시스템의 성능을 분석을 한다. 이는 수신신호의 펄스간 간격 T_d 가 수신신호의 펄스폭 T_r 보다 크다는 조건하에서 만족하며 본 논문에서는 모든 수신펄스간 간격은 $T_r < T_d$ 를 만족한다.

본 논문에서 IEEE 802.15.3a WG의 modified S-V 모델을 이용하여 CM 1-4의 채널모델의 임펄스응답을 얻었으며 이때 채널의 임펄스 응답 $h(t)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.[13]

$$h(t) = X \sum_l \sum_k a_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (4)$$

여기서 $a_{k,l}$ 은 각각의 다중경로이득, T_l 은 l 번째 클러스터의 지연시간, $\tau_{k,l}$ 은 l 번째 클러스터의 k 번째 경로의 시간지연, X 는 log-normal shadowing이다. 본 논문에서는 채널의 다중경로이득을 다음과 같이 정규화 하였다.[14]

$$\sum_l |a_{k,l}|^2 = 1 \quad (5)$$

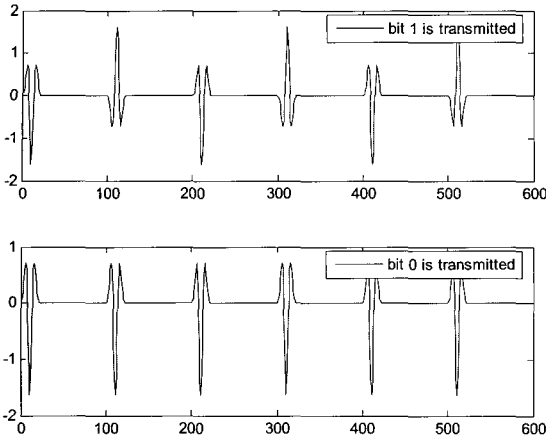
AcR 수신기를 이용하여 채널추정을 쉽게 하기 위해서는 인접한 펄스간 간격이 채널의 coherent time t_c 보다 작아야 한다. 만일 인접한 두 개의 펄스의 간격이 채널 coherent time 보다 작다면 전송되는 두 개의 펄스는 동일한 채널을 통과하게 되고 AcR 수신기에서는 동일한 채널을 통과하는 연속하는 두 펄스를 이용하여 채널추정과 데이터 복조를 간단히 수행한다. 본 논문에서는 인접한 몇 개의 펄스간 간격이내에 채널 변화가 없다고 가정을 한다.

2. TR(Transmitted Reference) UWB systems

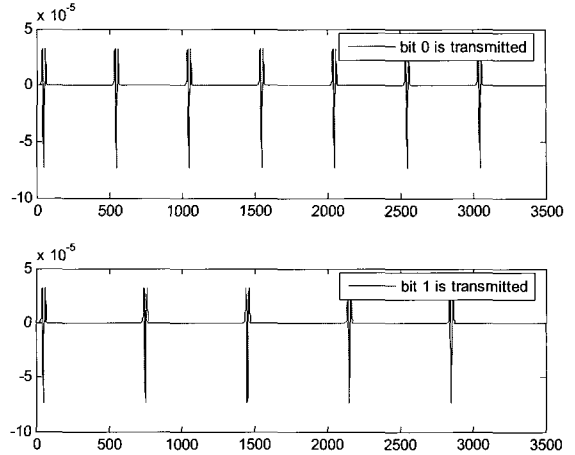
TR UWB 시스템은 데이터를 전송할 때 채널 추정을 위한 기준펄스와 데이터변조를 위한 데이터펄스의 한 쌍의 펄스를 정해진 펄스간 간격에 전송하는 시스템으로 BPM 방식으로 변조한 TR UWB 송신신호를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_{TR}(t) = \sum_m g(t - mT_f) + b \left\lfloor \frac{m}{N_s} \right\rfloor g(t - mT_f - T_d) \quad (6)$$

여기서 m 은 프레임 인덱스, T_f 는 프레임간격, b 는 데이터스트림 그리고 T_d 는 기준펄스와 데이터펄스간의 시간간격이다. UWB 펄스는 FCC 규제에 의해 방사전력에 제한을 받기 때문에 하나



<그림 1> TR 과 DTR UWB 신호
 <Fig. 1> TR and DTR UWB signaling



<그림 2> PRM UWB 신호
 <Fig. 2> PRM UWB signaling

의 프레임의 송신 전력으로는 데이터복원에 충분한 에너지를 모으기 힘들고 N_s 개의 프레임을 연속하여 전송하여 수신 단에서 여러 반복되는 프레임의 에너지를 모아서 복조에 이용해야 한다. <그림 1>에서 $N_s=3$ 일대의 TR과 DTR UWB신호를 나타내었다.

TR UWB 수신신호를 복원하기 위해서 AcR 수신기를 이용하며 AcR 수신기의 correlator 출력에서의 decision statistic은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{TR} = \frac{N_s}{2} (m_z + N_1 + N_2 + N_3) \quad (7)$$

식 (7)의 AcR 수신기의 분석은 appendix에서 다룬다. 이때 TR UWB시스템의 SNR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} SNR_{TR} &= \frac{|E_p|^2}{E_p \frac{N_0}{2} + E_p \frac{N_0}{2} + \frac{N_0^2}{2} WT} \frac{N_s}{2} \quad (8) \\ &= \frac{|E_p|^2}{E_p N_0 + \frac{N_0^2}{2} WT} \frac{N_s}{2} \end{aligned}$$

3. DTR (Differential TR) UWB systems

TR UWB시스템은 하나의 데이터정보를 전송하기 위해 기준펄스와 데이터펄스, 두 개의 펄스를 전송해야하는 에너지 효율 면에서의 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해 이전에 전송된 데이터펄스가 기준펄스의 역할을 하는 Differential 기법을 이용한 DTR UWB 시스템이 연구되고 있으며 송신신호를 다음과 같이 나타내었다.

$$s_{DTR}(t) = \sum_m a_m g(t - mT_f) \quad (9)$$

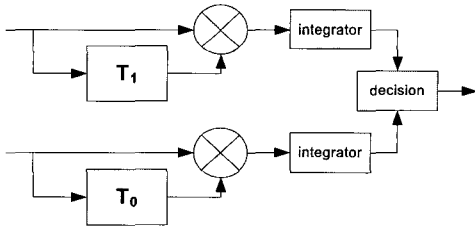
여기서 $a_m = a_{m-1} b \left\lfloor \frac{m}{N_s} \right\rfloor$ 으로 differential 코드 열을 나타낸다. DTR UWB 시스템은 기준펄스 대신 이전에 전송된 데이터펄스를 사용한다는 점을 제외하고 TR UWB 시스템과 동일하며 AcR 수신기를 이용하여 데이터를 복조한다. TR UWB 시스템이 하나의 정보를 전송하기 위하여 N 개의 펄스를 사용한다면 AcR 수신기에서 기준펄스와 데이터펄스를 나누어 $\frac{N}{2}$ 번의 correlation 연산을 이용하여 데이터복조에 필요한 충분한 에너지를 수집하고 복원하는 반면 같은 N 개의 펄

스를 이용하여 differential 방식으로 데이터를 전송하는 경우 AcR 수신기에서는 $N-1$ 번의 correlation 연산을 이용하여 데이터복원을 위한 에너지를 수집한다. 따라서 DTR UWB시스템의 AcR 수신기의 correlator 출력의 decision statistic 은 다음과 같다.

$$Z_{DTR} = (N_s - 1)(m_Z + N_1 + N_2 + N_3) \quad (10)$$

이때 DTR UWB시스템의 SNR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} SNR_{DTR} &= \frac{|E_p|^2(N_s - 1)}{E_p \frac{N_0}{2} + E_p \frac{N_0}{2} + \frac{N_0^2}{2} WT} \quad (11) \\ &= \frac{|E_p|^2(N_s - 1)}{E_p N_0 + \frac{N_0^2}{2} WT} \end{aligned}$$



<그림 3> PRM 수신기 구조
<Fig. 3> PRM receiver structure

4. PRM(Pulse Repetition modulation)UWB systems

본 논문에서는 Differential 기법과 FSK 변조방 법을 응용한 PRM UWB 시스템을 제안하고자 한 다. PRM UWB신호는 정보 '0'과 '1'을 전송할 때 펄스간 간격을 서로 다르게 하여 신호를 전송 하는 방식으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} s_{PRM}(t) &= s_0(t) = \sum_{k=0}^{K_0-1} g(t - kT_0) \quad (12) \\ &= s_1(t) = \sum_{k=0}^{K_1-1} g(t - kT_1) \end{aligned}$$

여기서 T_1 , T_0 는 정보신호에 따른 펄스간 간격 이다. 펄스간 간격을 이용하여 변조를 하는 방식이 기 때문에 하나의 정보 프레임내의 펄스의 개수는 K_1 , K_0 이 되며 프레임간격 $T_f = T_0K_0 + T_1K_1$ 의 관계를 만족한다. 프레임동기를 위하여 각 프 레임의 첫 펄스의 시작위치는 동일하며 <그림 2> 에서 PRM UWB 신호를 나타내었다. PRM UWB 시스템의 수신기는 '1', '0'에 매치된 AcR 수신기의 2채널로 구성하게 된다. <그림 3>에서 AcR 수신기를 이용한 PRM UWB 시스템의 수신 기 구조를 나타내었다. 각 채널 AcR correlator 출 력에서의 decision statistic은 다음과 같다.

$$z_1 = \begin{bmatrix} (N_1 + N_2) + (K_0 - 2)N_3 \\ (K_1 - 1)(E_p + N_1 + N_2 + N_3) \end{bmatrix} \quad (13.a)$$

$$z_0 = \begin{bmatrix} (K_0 - 1)(E_p + N_1 + N_2 + N_3) \\ (N_1 + N_2) + (K_1 - 2)N_3 \end{bmatrix} \quad (13.b)$$

Correlator 출력에서의 decision statistic을 살펴 보면 '0' 혹은 '1'에 매치된 채널에서는 DTR UWB 시스템의 AcR 수신기의 correlator 출력과 같은 특성을 가지게 되고 매치되지 않은 채널에서 는 신호성분은 나타나지 않고 잡음성분만 나타나 게 된다. 이에 대한 평균을 구하여 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E\{z_1\} &= E\left\{ \begin{bmatrix} (N_1 + N_2) + (K_0 - 2)N_3 \\ (K_1 - 1)(E_p + N_1 + N_2 + N_3) \end{bmatrix} \right\} \\ &= \begin{bmatrix} 0 \\ (K_1 - 1)E_p \end{bmatrix} \quad (14.a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E\{z_0\} &= E\left\{ \begin{bmatrix} (K_0 - 1)(E_p + N_1 + N_2 + N_3) \\ (N_1 + N_2) + (K_1 - 2)N_3 \end{bmatrix} \right\} \\ &= \begin{bmatrix} (K_0 - 1)E_p \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14.b) \end{aligned}$$

분산은 다음과 같다.

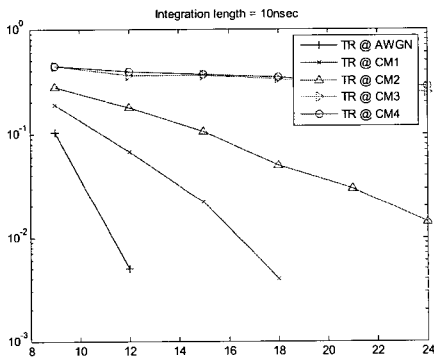
$$\begin{aligned} \text{var}\{z_1\} &= \text{var}\left\{\left[\frac{(N_1+N_2)+(K_0-2)N_3}{(K_1-1)(E_p+N_1+N_2+N_3)}\right]\right\} \\ &= \left[\frac{\text{var}\{N_1\}+\text{var}\{N_2\}+(K_0-2)\text{var}\{N_3\}}{(K_1-1)(\text{var}\{N_1\}+\text{var}\{N_2\}+\text{var}\{N_3\})}\right] \end{aligned} \quad (15.a)$$

$$\begin{aligned} \text{var}\{z_0\} &= \text{var}\left\{\left[\frac{(K_0-1)(E_p+N_1+N_2+N_3)}{(N_1+N_2)+(K_1-2)N_3}\right]\right\} \\ &= \left[\frac{(K_0-1)(\text{var}\{N_1\}+\text{var}\{N_2\}+\text{var}\{N_3\})}{\text{var}\{N_1\}+\text{var}\{N_2\}+(K_1-2)\text{var}\{N_3\}}\right] \end{aligned} \quad (15.b)$$

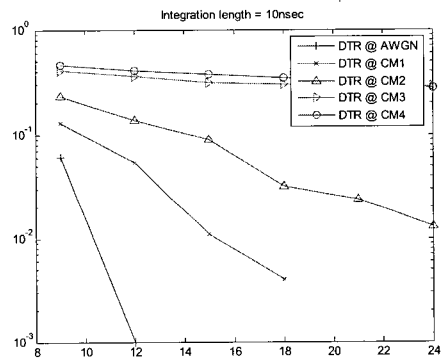
III. 시뮬레이션

첫 번째 시뮬레이션은 변조방법에 따른 성능

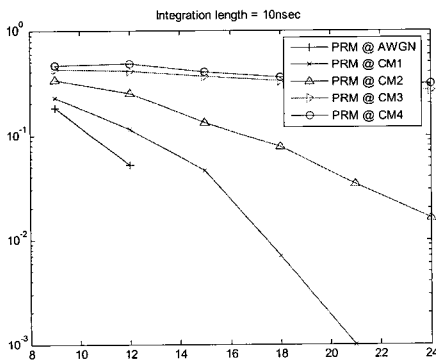
비교를 하고 두 번째로 AcR 수신기의 적분구간이 수신 성능에 어느 정도 영향을 미치는지를 분석한다. 이때 송수신간의 동기는 맞았다고 가정하고, 샘플링 주파수 $F_s=10\text{GHz}$, UWB 펄스의 펄스폭 $\tau=1\text{nsec}$, 프레임간격 $T_f=150\text{nsec}$ 로 하였으며, TR, DTR, PRM UWB 시스템의 송신 전력을 일치하게 하였고 다중경로채널로의 채널모델은 modified SV 모델을 이용하여 CM1-4까지 RMS 지연시간이 각각 5nsec, 8nsec, 14nsec, 25nsec로 하여 채널임펄스응답을 구하였다. BPM(Bi-Phase Modulation) UWB 시스템을 동일한 프레임 크기와 에너지를 갖도록 하여 TR UWB 시스템과의 성능 비교 대상으로 하였다. <그림 4, 5, 6>은 각각 TR,



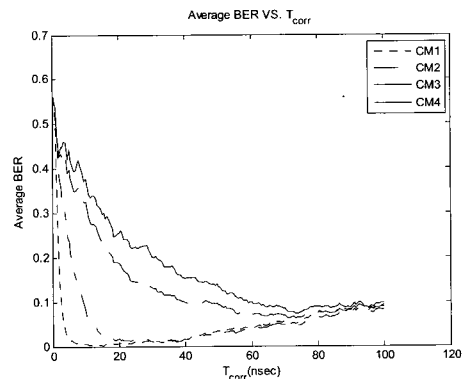
<그림 4> TR BER 성능
<Fig. 4> TR BER performance



<그림 5> DTR BER 성능
<Fig. 5> DTR BER performance



<그림 6> PRM BER 성능
<Fig. 6> PRM BER performance



<그림 7> 적분구간에 따른 평균 BER (SNR=0dB)
<Fig. 7> Average BER over integral range(SNR=0dB)

DTR, PRM UWB 신호에 대한 BER 성능으로 CM1~4까지의 채널모델과 AWGN 환경에서의 성능을 나타내었다.

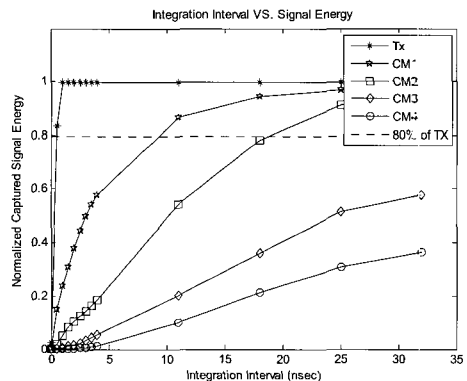
펄스 폭에 비해서 적분구간이 큰 경우 신호를 복원 하는데 있어서 그 구간에 들어가는 필요 없는 노이즈의 영향으로 시스템 성능을 저하시킬 것이라 생각했으며, 반대로 적분구간이 작은 경우 correlator의 신호 에너지가 작아지므로 역시 시스템 성능을 저하시킬 것이라 예상하였고 <그림 7>에서 각각의 채널모델에 따른 적분구간 변화에 따른 평균 BER을 나타낸 것으로 RMS 시간지연이 작은 채널일수록 적분구간의 영향을 더 받게 됨을 알수있고 적정 BER으로 수렴을 하게 된다. 10개의 비트 프레임을 적분구간에 변화를 주어 채널모델 별 100개의 채널을 통과시킨 BER의 평균을 구한것이다. <그림 8>에서는 적분구간에 따른 에너지 수집량을 나타낸 것으로 <그림 7>에서 평균 BER이 최소가 되는 CM1과 2의 적분구간과 에너지의 80%가 수집되는 시간이 비슷함을 알수 있다. 이때 SNR = 0dB로 하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 UWB 시스템 설계시 가장 어려운 부분인 동기회로와 채널추정을 간단히 구현할 수 있는 TR, DTR UWB 시스템과 비교분석하고 새로운 변조 방식인 PRM UWB 시스템을 제안하였다.

별도의 채널추정이 없더라도 AcR 수신기를 이용하여 채널에서 발생하는 왜곡현상을 보상함을 보였으나 채널의 시간지연특성에 따라 수신기 성능이 영향을 받음을 알수있었다. 또한 AcR 수신기의 성능분석을 통해서 수신기의 적분구간 T_L 이 너무 길면 신호복조에 필요 없는 잡음성분을 더하여 SNR을 떨어 뜨리며 너무 짧으면 데이터 복조에 필요한 에너지 수집이 어려워 마찬가지로 수신기의 SNR에 영향을 미치는 것을 알아보았다. 본 논문에서는 RMS 지연시간과 관련하여 적분

구간에 변화가 필요하다고 생각하였다. 시뮬레이션 결과에서 보았듯이, 적분구간이 필요 이상으로 길어질 경우 노이즈의 영향으로 BER 성능이 떨어졌다는 것을 알 수 있으며 RMS 시간지연에도 영향을 받으며 CM3, 4와 같은 RMS 시간지연이 큰 채널 환경에서는 성능이 매우 저하됨을 볼수 있었으며 CM1, 2에서는 RMS 시간지연과 펄스폭을 더한 정도의 적분구간에서 제일 좋은 BER 성능을 나타내며 80% 에너지 수집도 이 적분구간에서 이루어진다. 따라서 최적의 적분구간은 RMS 시간지연과 펄스폭에 의해 구할수 있으리라 생각되어지며 RMS 시간지연이 큰 채널에서의 수신기 구조의 연구가 이루어져야 한다.



<그림 8> 적분구간에 따른 신호 에너지 Appendix. Auto-correlation 수신기

<Fig. 8> Captured energy over integral range

다중경로채널을 통해 수신 단에 도달하는 수신 신호를 $r(t)$ 는 AcR 수신기를 통해 데이터복조하기 전에 통과대역폭 W 을 가지는 대역통과필터를 통과하게 되고 이때 대역통과필터의 출력신호 $\tilde{r}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{r}(t) = \int h_{BPF}(\tau)r(t-\tau)d\tau + \tilde{n}(t)$$

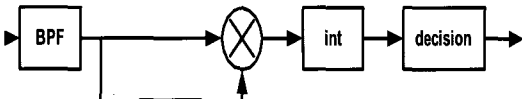
여기서 $\tilde{n}(t)$ 는 Auto-correlation function이 다음과 같은 평균이 0인 Gaussian RP (Random

process)이다.

$$R_{\tilde{r}}(\tau) = WN_0 \sin c(W\tau) \cos(2\pi f_c \tau)$$

필터의 대역폭 W 과 수신신호의 펄스폭 T_r 이 $W \gg \frac{1}{T_r}$ 의 관계를 만족한다면 $|t-u| \geq T_r$ 의 범위에서는 auto-correlation function $R_{\tilde{r}}(t-u)$ 는 근사적으로 0의 값을 가진다. <그림 9> 에서처럼 AcR 수신기에 도달하는 수신신호가 대역통과필터를 통과한 후에 시간지연 없이 도달하는 성분과 T_d 만큼의 시간지연을 가지고 도달하는 성분은 곱셈연산 후에 적분하여 수신신호의 auto-correlation을 구하여 데이터를 복원하며 AcR correlator 출력의 decision statistic은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z &= \int_{T_L} \tilde{r}(t)\tilde{r}(t-T_d)dt \\ &= \int_{T_L} \{g(t)+n(t)\}\{g(t-T_d)+n(t-T_d)\}dt \\ &= \int_{T_L} \left\{ \begin{aligned} &g(t)g(t-T_d)+g(t)n(t-T_d)+ \\ &n(t)g(t-T_d)+n(t)n(t-T_d) \end{aligned} \right\} dt \\ &= m_z + N_1 + N_2 + N_3 \end{aligned}$$



<그림 9> AcR 수신기 구조
<Fig. 9> AcR receiver structure

여기서 m_z 는 복원하고자 하는 신호성분이고 N_1 , N_2 그리고 N_3 는 잡음성분으로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} m_z &= \int_{T_L} g(t)g(t-T_d)dt \\ N_1 &= \int_{T_L} g(t)n(t-T_d)dt \\ N_2 &= \int_{T_L} n(t)g(t-T_d)dt \\ N_3 &= \int_{T_L} n(t)n(t-T_d)dt \end{aligned}$$

decision statistic z 의 잡음성분에 대한 평균은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E\{N\} &= E\{N_1\} + E\{N_2\} + E\{N_3\} \\ E\{N_1\} &= E\left\{ \int_{T_L} g(t)n(t-T_d)dt \right\} \\ &= \int_{T_L} g(t)E\{n(t-T_d)\}dt \\ &= 0 \\ E\{N_2\} &= E\left\{ \int_{T_L} g(t-T_d)n(t)dt \right\} \\ &= \int_{T_L} g(t-T_d)E\{n(t)\}dt \\ &= 0 \\ E\{N_3\} &= E\left\{ \int_{T_L} n(t)n(t-T_d)dt \right\} \\ &= \int_{T_L} E\{n(t)n(t-T_d)\}dt \\ &= \int_{T_L} R_n(T_d)dt = T_d R_n(T_d) \end{aligned}$$

decision statistic z 의 잡음성분에 대한 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} var\{N\} &= var\{N_1\} + var\{N_2\} + var\{N_3\} \\ var\{N_1\} &= E\{(N_1 - E\{N_1\})^2\} = E\{(N_1 - 0)^2\} \\ &= E\left\{ \iint g(t_1)g(t_2)n(t_1-T_d)n(t_2-T_d)dt_1dt_2 \right\} \\ &= \iint g(t_1)g(t_2)E\{n(t_1-T_d)n(t_2-T_d)\}dt_1dt_2 \\ &= \iint g(t_1)g(t_2)R_n(t_1-t_2)dt_1dt_2 \\ &= E_p \frac{N_0}{2} \\ var\{N_2\} &= E\{(N_2 - E\{N_2\})^2\} = E\{(N_1 - 0)^2\} \\ &= E\left\{ \iint g(t_1-T_d)g(t_2-T_d)n(t_1)n(t_2)dt_1dt_2 \right\} \\ &= \iint g(t_1-T_d)g(t_2-T_d)E\{n(t_1)n(t_2)\}dt_1dt_2 \\ &= \iint g(t_1)g(t_2)R_n(t_1-t_2)dt_1dt_2 \\ &= E_p \frac{N_0}{2} \\ var\{N_3\} &= E\{(N_3 - E\{N_3\})^2\} \\ &= E\{(N_3 - T_d R_n(T_d))^2\} \\ &= E\{N_3^2\} - T_d R_n(T_d) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E\{N_3^2\} &= E\left\{ \iint n(t_1)n(t_1 - T_d) \right. \\
 &\quad \left. \iint n(t_2)n(t_2 - T_d) dt_1 dt_2 \right\} \\
 &= \iint \left[R_n^2(t_1 - t_2) + R_n^2(T_d) + \right. \\
 &\quad \left. R_n(t_1 - t_2 + T_d)R_n(t_1 - t_2 - T_d) \right] dt_1 dt_2 \\
 &\simeq \iint R_n^2(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 \\
 &\simeq \frac{N_0}{2} WT_L
 \end{aligned}$$

여기서 N_3 성분의 전력은 잡음의 power spectral density N_0 외에도 AcR 수신기의 적분기 적분구 간에도 영향을 받음을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission," Federal Communications Commission, 1st Rep. and Order, 2002.
- [2] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio : how it works," IEEE Commun. Letters vol2, No.2, 1998.
- [3] T. Q. S. Quek and M. Z. Win, "Ultrawide bandwidth transmitted-reference signaling," in Proc. IEEE Int. Conf. Commun., Jun. 2004, pp. 3409-3413.
- [4] T. Q. S. Quek and M. Z. Win, "Performance analysis of ultrawide bandwidth transmitted-reference communications," in Proc. IEEE Semiann. Veh. Technol. Conf., May 2004, pp. 1285-1289.
- [5] R. Hocht and H. Tomlinson, "Delay-hopped transmitted-reference RF communication," in Proc. Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies Baltimore, MD, May 2002, pp. 265-269.
- [6] H. Zhang and D. L. Goeckel, "Generalized transmitted-reference UWB systems," in Proc. Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies Reston, VA, Nov. 2003, pp. 147-151.
- [7] A. Rabbachin and I. Oppermann, "Comparison of UWB transmitted reference schemes," IEE Proc.-Comm. vol. 153, No. 1, pp. 136-142, Feb. 2006.
- [8] M. Ho, V. S. Somayazulu, J. Foerster, and S. Roy, "A differential detector for an ultra-wideband communications system," in IEEE Veh. Technol. Conf., Spring 2002, pp. 1896-1900.
- [9] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the energy capture of ultrawide bandwidth signal in dense multipath environments," IEEE Commun. Letters vol2, No. 9, Sept. 1998.
- [10] S. Franz and U. Mitra, "Integration interval optimization and performance analysis for UWB transmitted reference systems," in Proc. IEEE UWBST, pp.26-30, May. 2004.
- [11] J. D. Choi and W. E. Stark, "Performance of ultra-wideband communications with sub-optimal receivers in multipath channels," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 20, no. 9, pp. 1754-1766, Dec. 2002.
- [12] Tony Q. S. Q and M. Z. Win, "Analysis of transmitted-reference communication systems in dense multipath channels," IEEE Jnl. Sel. Areas Commun., vol 23, No. 9, Sept. 2005
- [13] Channel Modeling Sub-Committee Report Final, IEEE P802.15 Working Group for WPANs, IEEE P802.15-02/368r5-SG3a, Nov. 2002.
- [14] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," IEEE Jnl. Sel. Areas Commun., vol. SAC-5, pp. 128-137, Feb. 1987.

〈저자소개〉



우 선 결 (Woo, Seon-Keol)

2001년 2월 : 광운대학교 전자공학부 (공학사)
2003년 2월 : 광운대학교 전파공학과 (석사)
2003년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 전파공학과 박사과정



최 호 선 (Choi, Hoseon)

2006년 2월 : 광운대학교 공학사 (이동, 위성통신 전공)
2006년 3월 ~ : 광운대학교 석사과정 (전파공학과)



양 훈 기 (Yang, HoonGee)

1985년 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1987년 : SUNY at Buffalo 전기 및 컴퓨터공학과 (공학석사)
1992년 : SUNY at Buffalo 전기 및 컴퓨터공학과 (공학박사)
1993년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 전파공학과 교수
관심분야 : 무선통신시스템, UWB, RFID, 스펙트럼 공학