

직교 Hermite 펄스를 이용한 M진 UWB 시스템에서 타이밍 지터의 영향 분석 *

The effect of Timing Jitter on Orthogonal Hermite Pulse for M-ary UWB System

김 유 미** 김 진 수*** 서 명 석**** 신 철 민***** 곽 경 섭*****
(Yoo-mi, Kim) (Jin-su, Kim) (Myoung-seok, Seo) (Chul-min, Shin) (Kyung-sub, Kwak)

요 약

UWB(Ultra Wideband)를 이용한 시스템은 텔레메틱스의 주요기술인 무선 액세스 기술로 Bluetooth와 함께 활발한 연구가 진행되고 있다. 고속 데이터 통신이 가능한 UWB 시스템은 시스템의 복잡도가 낮고 저렴한 가격으로 구현이 가능하다는 장점을 가지고 있다. 현재 UWB이외의 기술에 대한 타이밍 지터의 효과는 많이 분석되었으나, UWB 시스템에서는 아직 타이밍 지터에 대한 많은 연구가 이루어지지 않았다. 따라서 본 논문에서는 Hermite 펄스를 사용하는 M진 UWB 시스템에 대한 타이밍 지터 효과를 이론적으로 분석하고, 성능을 모의실험을 통해 확인하였다. 이론적인 분석을 위해 직교 Hermite 펄스의 상관함수를 closed form으로 유도하였으며, 상관함수를 이용하여 M진 직교 Hermite 펄스 시스템의 심볼 에러 확률을 수학적으로 모델링하였다. 또한 이 수학적 모델을 이용한 결과를 모의실험과 비교하였을 때 tightly upper bound 임을 확인하였다.

Abstract

The system using UWB is processing brisk study with Bluetooth among the wireless access that is major technology in Telematics. The low complexity and cost for realization is advantage of UWB have communication of high speed. Many papers have published on the timing jitter effect on system performance except for the UWB system. In this paper, we analyze the effect of timing jitter on M-ary UWB system using orthogonal Hermite pulse and perform the simulation to show symbol error rate performance. For theoretical analysis, we derive correlation function of orthogonal Hermite pulse with closed form, and as well upper bound of Symbol Error Probability for M-ary orthogonal Hermite pulse system mathematically. It is found that numerical analysis is accurate enough through simulation.

key Words : M-ary UWB system, Orthogonal Hermite pulse, Timing jitter

* 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학IT연구센터 지원 사업(IITA-2006-C1090-0603-0019)의 연구결과와 한국과학기술재단 특정기초연구(R01-2006-000-10266-0)의 지원으로 수행되었음.

** 주저자 : 인하대학교 정보통신공학과 석사과정

*** 공저자 : 삼성전자 TN사업부 연구원

**** 공저자 : 인하대학교 정보통신공학과 석사과정

***** 공저자 : 인하대학교 정보통신대학원 석사과정

***** 공저자 : 인하대학교 정보통신대학원 교수

† 논문접수일 : 2006년 8월 27일

I. 서론

최근 고속의 대용량 무선 멀티미디어 서비스 및 텔레매틱스 서비스의 수요와 한정된 주파수 자원에 대한 대안으로 UWB 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. UWB 시스템은 기존의 통신 시스템과 주파수 스펙트럼을 공유함으로써 주파수 자원을 좀 더 효율적으로 사용할 수 있으며, 3.1GHz에서 10.6GHz의 광대역의 스펙트럼을 갖기 때문에 높은 전송률을 갖는 시스템 구현이 가능하다. 또한 RF 부품수를 줄여 시스템의 복잡도가 낮고, 협대역 시스템에 비해 저렴한 가격의 송수신기로 구현이 가능한 장점을 가지고 있다. 하지만, 광대역의 펄스를 전송함으로써 높은 전송률을 얻을 수 있으나, 사용되는 펄스의 폭이 짧기 때문에 타이밍 에러에 매우 민감하다. 따라서 UWB 시스템은 정확한 수신 신호의 복조와 검출을 위해 심볼의 정확한 타이밍 동기를 요구한다. 타이밍 지터는 클럭이 불안정할 때 주로 발생하며, [1]에서 제안한 칩셋은 50ns의 타임 윈도우 내에서 10ps의 가우시안 분포 RMS(Root Mean Squared) 지터를 갖는 수 나노초의 펄스를 정확하게 발생시킬 수 있음을 보였다. 또한, 송수신기의 클럭이 매우 안정적이고 작은 지터만 발생한다 할지라도 송신기와 수신기 사이의 상대적인 속력이나 타이밍 추적(tracking)과 같은 다른 문제가 타이밍 지터를 발생시킬 수 있다[2].

UWB 이외의 기술에 대한 타이밍 지터의 효과는 이미 많이 분석되었으며, 다양한 방법이 지터 분포를 모델화 하기위해 제안되어 있다[3-5]. 그리고 [6-8]에서는 지터가 균일 분포를 가질 때, 가우시안 펄스를 사용하는 PPM(pulse position modulation)과 직교 Hermite 펄스를 사용하는 직교 시스템에서의 성능 열화를 모의실험을 통해 분석하였다. 타이밍 지터가 UWB시스템 에러율에 상당한 영향을 주지만, 타이밍 지터가 존재하는 UWB시스템에 대한 이론적인 성능 분석은 아직 많이 연구되지 않았다. 특히 직교 Hermite 펄스는 타이밍 지터에 따른 직교성 감소로 지터가 시스템 성능에 미치는 영향이 크지만,

지터 효과에 대한 정확한 수학적 모델링과 이론적인 분석이 아직 이루어지지 않았다. 따라서 본 논문은 전송률을 높이기 위한 변조 방법 중 PSM(Pulse Shape Modulation)에서 많이 제안되는 Hermite 펄스 시스템에 대한 타이밍 지터 효과를 이론적으로 분석하고, 이론적인 분석을 위해 직교 Hermite 펄스의 상관함수를 closed form으로 제안하였다. 그리고 상관함수를 이용 M진 직교 Hermite 펄스 시스템의 에러 성능을 수학적으로 모델링하여, 모의실험을 통해 확인하였다.

본 논문은 제 I장의 서론에 이어서 제 II장에서 직교 Hermite 펄스의 특성을 알아보고, 제 III장에서 M진 직교 시스템 모델에 관해 알아본다. 제 IV장에서 상관함수를 유도하고 이를 이용하여 지터 존재 시 심볼 에러 확률의 upper bound를 유도한다. 제 V장에서 모의실험과 유도한 심볼 에러 확률을 비교, 분석하고 마지막으로 제 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 직교 Hermite Pulse

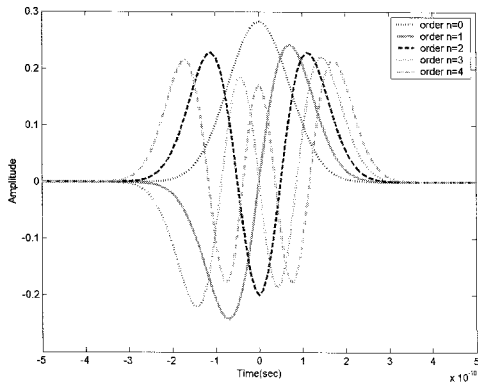
기존의 Hermite 다항식에서는 짝수차수는 짝수차수와, 홀수차수는 홀수차수와 서로 직교하지 않기 때문에 다음과 같이 직교성을 갖도록 수정하여 직교 Hermite 펄스를 생성한다[9].

$$h_n(t) = e^{-\frac{t^2}{4t_p^2}} h_{e_n}(t) = (-1)^n e^{-\frac{t^2}{4t_p^2}} \frac{d^n}{dt^n} \left(e^{-\frac{t^2}{2t_p^2}} \right) \quad (1)$$

여기서 n 과 t_p 는 각각 펄스 차수와 차수에 따른 펄스폭 조절 파라미터이며, $h_{e_n}(t)$ 는 기존의 Hermite 다항식으로 다음과 같다. (단, $h_{e_0} = 1$, $h_{e_1} = t$)

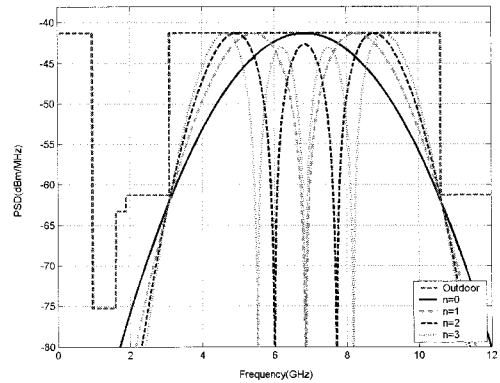
$$h_{e_{n+1}}(t) = t h_{e_n}(t) - \frac{d}{dt} h_{e_n}(t) \quad (2)$$

<그림 1>에서 보는 바와 같이 직교 Hermite 펄스는 펄스폭이 차수에 관계없이 거의 일정하게 유지되며 송수신 안테나의 미분효과에도 불구하고 직교 특성이 유지되는 UWB 통신에 적합한 특성을 갖고 있다. 또한 t_p 조절을 통해 주파수 대역 사용의 유연성



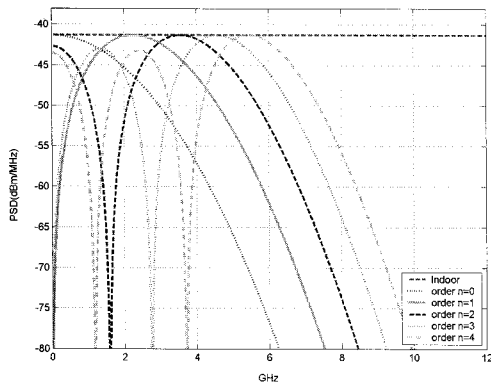
<그림 1> FCC Indoor limit에서 직교 Hermite 펄스의 시간 응답 ($t_p=0.05ns$)

<Fig. 1> Time of orthogonal Hermite pulse in FCC Indoor limit ($t_p=0.05ns$)



<그림 3> FCC Outdoor limit에서 주파수 대역이 이동된 직교 Hermite 펄스의 주파수 응답

<Fig.3> Frequency of orthogonal Hermite pulse shifted frequency band in FCC Outdoor limit



<그림 2> FCC Indoor limit에서 직교 Hermite 펄스의 주파수 응답 ($t_p=0.05ns$)

<Fig. 2> Frequency of orthogonal Hermite pulse in FCC Indoor limit ($t_p=0.05ns$)

을 얻을 수 있다. <그림 2>는 FCC(Federal Communications Commission) Indoor limit에서 직교 Hermite 펄스의 주파수 응답이며, <그림 3>은 FCC Outdoor limit를 따르는 직교 Hermite 펄스의 주파수 응답이다. <그림 3>에서와 같이 반송파 f_c 를 사용하면 정해진 주파수 대역으로 옮길 수 있으며[10], 반송파 $f_c = 6.85 GHz$ 를 사용할 경우, 1-8차의

Hermite 펄스는 FCC Outdoor limit을 만족시키지만 9차 이상의 경우는 주파수의 sidelobe가 커지는 단점이 있다.

III. 시스템 모델

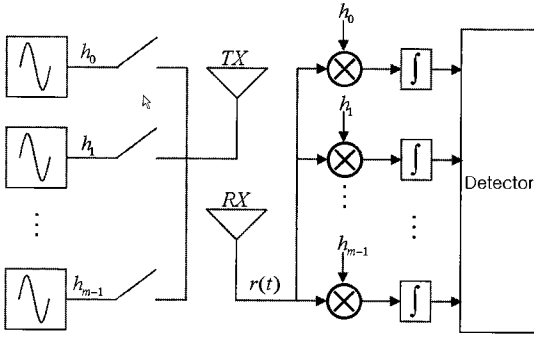
직교 Hermite 펄스를 이용한 PSM 시스템을 그림 4에 도시하였다. 송신 신호는 직교 Hermite 펄스를 사용하여 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} h_n^{(k)}(j)(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c) \quad (3)$$

여기서 $n^{(k)}(j)$ 는 k번째 사용자의 직교 Hermite 펄스의 차수, T_f 는 펄스 반복 주기, $c_j^{(k)}$ 는 k번째 사용자의 타임 호핑(time hopping) 코드를 나타낸다. T_c 는 칩 구간으로써 펄스폭과 같다. 송신 신호 펄스 $h_n(t)$ 는 M개 펄스 중 1개의 직교 Hermite 펄스를 전송하며, AWGN 채널에서 한명의 사용자를 가정하는 경우 수신신호는 다음과 같다.

$$r^{(k)}(t) = s^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) \quad (4)$$

여기서, τ_k 는 송수신기 간의 지연이며, $n(t)$ 는 평균이 0이고 σ^2 의 분산을 갖는 가우시안 잡음이다.



<그림 4> M진 직교 시스템 모델
<Fig. 4> M-ary orthogonal system model

수신신호 $r(t)$ 는 검출을 위해 상관기를 거치며 상관기 출력은 다음과 같다.

$$r_n = C(r, h_n) = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t)h_n(t)dt \quad (5)$$

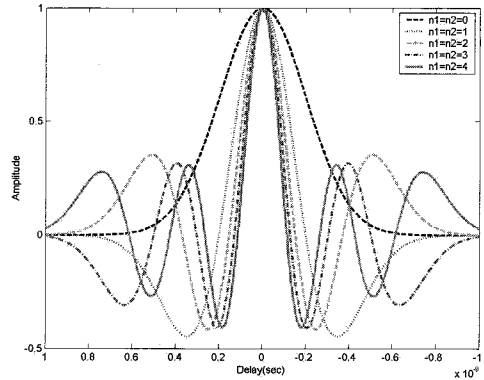
여기서, $h_n(t)$ 는 상관기의 템플릿 신호를 나타낸다. 검출기에서는 상관기 출력을 비교하여 상관도가 가장 큰 신호를 검출하여 데이터를 복원하게 된다.

IV. 타이밍 지터에 따른 성능 분석

UWB 시스템에서 타이밍 지터가 발생할 경우 수신 신호의 상관도를 감소시켜 성능 저하가 발생한다. 본 장에서는 타이밍 지터의 확률 밀도 함수를 알고 있다고 가정할 때 이론적인 성능을 분석한다.

4.1 상관함수

타이밍 지터가 각각의 상관기에 미치는 영향은 펄스의 직교성 감소로 인한 성능 저하로 나타나게 된다. 상관기에서 펄스간의 타이밍 동기가 정확하다고 가정하면, [11]에서 유도한 자기상관함수로 신호의 상관값을 알 수 있으나, 지터에 의해 타이밍 동기가 어긋났을 경우 자기상관 값과 상호상관 값을 모두 알아야 상관도를 구할 수 있다. 따라서 본 절에서는 직교 Hermite 펄스의 자기상관과 상호상관을 모두



<그림 5> 직교 Hermite 펄스 자기상관함수
<Fig. 5> Autocorrelation function of orthogonal Hermite pulse

포함하는 상관함수를 유도하기로 한다.

식 (1)의 직교 Hermite 펄스의 상관함수를 표기하면 다음과 같다. (단, $\eta = \tau/2t_p$)

$$\begin{aligned} R(\tau; n; m) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(t)h_m(t-\tau)dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(t+\eta)h_m(t-\eta)dt \end{aligned} \quad (6)$$

식 (1)의 Hermite 다항식 $h_{e_n}(t)$ 을 이용해서 식 (6)을 간단히 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R(\tau; n; m) &= \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2t_p^2}} \\ &\quad h_{e_n}(t+\eta)h_{e_m}(t-\eta)dt \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 펄스의 폭을 조절해 주는 파라미터 $t_p=1$ 이라고 할 때, $1/\sqrt{2\pi} e^{-t^2/2t_p^2}$ 는 평균이 0, 분산이 1인 Gaussian 확률 변수의 PDF(Power Density Function)처럼 표현되며 $R(\tau; n; m)$ 는 다음과 같이 확률변수 t 에 대한 기대값 E_t 로 나타낼 수 있다.

$$R(\tau; n; m) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} E_t [h_{e_n}(t+\eta)h_{e_m}(t-\eta)] \quad (8)$$

식 (2)에서 주어진 Hermite 다항식의 가우스 확률 변수 t 에 대한 n 차 모멘트의 모든 기함수

$(E_k[t] = E_k[t^3] = E_k[t^5] = \dots)$ 는 0으로 수렴하며, 우함수는 $E_k[t^0] = 1, E_k[t^2] = 1, E_k[t^4] = 3, E_k[t^6] = 15, \dots$ 로 수렴한다. 이 모멘트 값을 이용하여 $R(\tau; n; m)$ 을 계산하면 다음과 같다.

$$R(\tau; 0; 0) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}}$$

$$R(\tau; 0; 1) = -R(\tau; 1; 0) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} (-\eta)$$

$$R(\tau; 0; 2) = R(\tau; 2; 0) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} (\eta^2)$$

$$R(\tau; 0; 3) = -R(\tau; 3; 0) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} (-\eta^3)$$

$$R(\tau; 1; 1) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} (1 - \eta^2)$$

$$R(\tau; 1; 2) = -R(\tau; 2; 1) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} (2\eta - \eta^3)$$

$$R(\tau; 1; 3) = R(\tau; 3; 1) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} (3\eta - \eta^4)$$

$$R(\tau; 2; 2) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} (2 - 4\eta^2 + \eta^4)$$

$$R(\tau; 2; 3) = -R(\tau; 3; 2) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} (6\eta - 6\eta^3 + \eta^5)$$

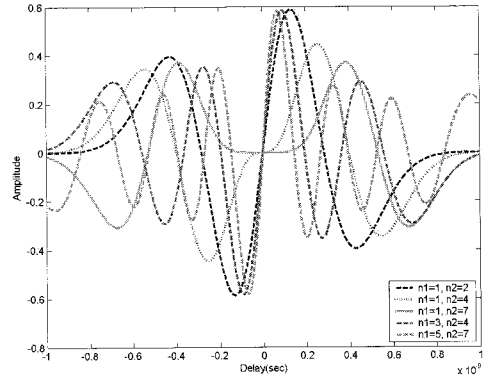
$$R(\tau; 2; 3) = -R(\tau; 3; 2) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} (6\eta - 6\eta^3 + \eta^5) \quad (9)$$

위와 같은 일반적인 식은 n 과 m 를 이용하여 계수와 지수승, 부호를 구할 수 있다. $n \leq m$ 라고 가정하면 직교 Hermite 펄스의 상관함수는 식 (10)과 같이 closed form으로 표현이 가능하며, $n > m$ 일 경우에는 식 (11)과 같다.

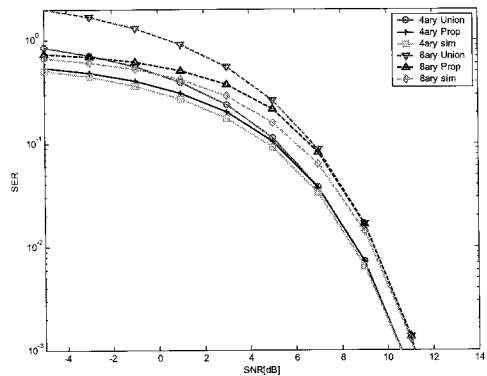
$$R(\tau; n; m) = \sqrt{2\pi} e^{-\frac{\eta^2}{2}} \sum_{k=0}^n \frac{m!}{(m-k)!} \binom{n}{n-k} (-1)^{n+k} \eta^{n+m-2k} \quad (10)$$

$$R(\tau; n; m) = (-1)^{n+m} R(\tau; m; n) \quad (11)$$

직교 Hermite 펄스의 에너지 값은 펄스마다 다르므로 상관값의 척도치도 또한 모두 다른 값을 갖는



<그림 6> 직교 Hermite 펄스 자기상관함수
<Fig. 6> Cross correlation function of orthogonal Hermite pulse



<그림 7> Union bound와 Proposed bound 성능비교
<Fig. 7> Performance comparison of Union bound and proposed bound

$$R_{nor}(\tau; n; m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi n! m!}} R(\tau; n; m) \quad (12)$$

다. 이 척도치를 1로 정규화하면 다음과 같은 정규화된 상관함수를 얻을 수 있다.

여기서 $1/\sqrt{2\pi n! m!}$ 는 정규화 상수이다. <그림 5>와 <그림 6>은 식 (12)를 이용하여 직교 Hermite 펄스의 자기상관함수와 상호상관함수를 도시하였다.

4.2 고정된 지터에서의 에리 함수

타이밍 지터 값이 ϵ_j 로 고정되어 있다고 할 때, 수신단에서 템플릿 신호로 Hermite 펄스 $h_n(t)$ 와 $h_m(t)$ 를 갖고, 송신 신호로 $h_n(t)$ 을 전송할 경우를 먼저 고려한다. 이 때 두 상관기의 출력값 r_n 과 r_m 사이의 관계는 템플릿 신호와 수신 신호의 상호상관으로 신호상관도 m_p 와 수신 잡음의 상관 분산 σ^2 으로 표현된다.

$$\begin{aligned} m_p &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(t-\epsilon_j)h_n(t) dt \\ &\quad - \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(t-\epsilon_j)h_m(t) dt \\ &= \varepsilon_p(R(\epsilon_j;n;n) - R(\epsilon_j;n;m)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= E\left[\left(\int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{n}(t-\epsilon_j)h_n(t) dt\right)^2\right] \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(t_1)h_n(t_2) \\ &\quad = E[\tilde{n}(t_1-\epsilon_j)\tilde{n}(t_2-\epsilon_j)] dt_1 dt_2 \\ &= N_0 \varepsilon_p \end{aligned}$$

$$\varepsilon_p = \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(t)h_n(t) dt \quad (13)$$

여기서 ε_p 는 펄스 당 에너지 값이며, 템플릿 신호에 대한 상관기 잡음 $\tilde{n}=n_1-n_2$ 이다. 그리고 $R(\epsilon_j;n;n)$ 와 $R(\epsilon_j;n;m)$ 는 식 (12)를 이용해서 얻은 자기상관과 상호상관 값을 나타낸다. 이 수식을 이용해서 r_n 과 r_m 사이의 타이밍 지터를 고려한 신호 대 잡음비 $SNR(\epsilon_j)$ 를 구하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} SNR(\epsilon_j)_{nm} &= \frac{m_p^2}{\sigma^2} \\ &= E[\tilde{n}(t_1-\epsilon_j)\tilde{n}(t_2-\epsilon_j)] dt_1 dt_2 \end{aligned} \quad (14)$$

$h_1(t)$ 을 전송했을 때, M진 직교 시스템에서 상관기 출력 r_1 이 다른 $M-1$ 개의 상관기 출력 r_2, \dots, r_M 보다 클 확률 P_c 는 다음과 같다[12].

$$P_c = \int_{-\infty}^{+\infty} P(r_2 < r_1, \dots, r_M < r_1 | r_1) p(r_1) dr_1 \quad (15)$$

$\epsilon_j=0$ 일 경우, M개의 상관기 출력 r_1, \dots, r_M 은 서로 통계적으로 독립이기 때문에, 조인트(joint) 확률은 두 상관기 출력을 비교 대상으로 하는 $M-1$ 개의 한계(marginal) 확률(단, $m=2, 3, \dots, M$)로 식 (16)과 같이 표현되며, 이를 통해 정확한 에리확률을 구하면, 식 (17)과 같다.

$$P(r_m < r_1 | r_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{r_1/\sqrt{N_0}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (16)$$

$$\begin{aligned} P_c &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right)^{M-1} \right] \\ &\quad e^{\left[-\frac{1}{2} \left(y - \sqrt{\frac{2\varepsilon_p}{N_0}} \right)^2 \right]} dy \end{aligned} \quad (17)$$

지터가 존재할 때, 위 식은 $M-1$ 개의 사건을 갖는 두 상관기 출력 r_1 과 r_m 을 이용하여 upper bound로 유도할 수 있다. E_m 이 $m=2, 3, \dots, M$ 에 대해 $r_1 < r_m$ 인 사건을 나타내면

$$P_c = P(\cup_{m=2}^M E_m) \leq \sum_{m=2}^M P(E_m) \quad (18)$$

이고, 식 (14)를 이용해서 $h_1(t)$ 을 전송 시, 두 상관기 출력 r_1 과 r_m 중 각각이 선택될 확률을 구하면 다음과 같다.

1) $R(\epsilon_j;1;1) \geq R(\epsilon_j;1;m)$ 일 경우

$$\begin{aligned} P(r_1 < r_m | r_1) &= Q(\sqrt{SNR(\epsilon_j)_{1m}}) \\ P(r_1 > r_m | r_1) &= 1 - Q(\sqrt{SNR(\epsilon_j)_{1m}}) \end{aligned}$$

2) $R(\epsilon_j;1;1) < R(\epsilon_j;1;m)$ 일 경우

$$\begin{aligned} P(r_1 < r_m | r_1) &= 1 - Q(\sqrt{SNR(\epsilon_j)_{1m}}) \\ P(r_1 > r_m | r_1) &= Q(\sqrt{SNR(\epsilon_j)_{1m}}) \end{aligned} \quad (19)$$

식 (18)에서 $P(E_m)$ 를 추이(transition) 확률을 이용하여 나타내면 다음과 같다.

$$P_e = p(h_2|h_1) + \dots + p(h_M|h_1) \leq \sum_{m=2}^M P(E_m) \quad (20)$$

여기서 $p(h_2|h_1)$ 은 $h_1(t)$ 을 전송했을 때 $h_2(t)$ 로 검출될 확률이며, 추이(transition) 확률의 합은 다음과 같다.

$$p(h_1|h_1) + p(h_2|h_1) + \dots + p(h_M|h_1) = 1 \quad (21)$$

$R(\epsilon_j; 1; 1) \geq R(\epsilon_j; 1; m)$ 라고 가정하면 $r_1 \geq r_m$ 이고, 위 식의 $p(h_1|h_1)$ 과 $p(h_m|h_1)$ 사이의 비율 식 (19)의 두 상관계 중 하나가 선택될 확률로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{p(h_m|h_1)}{p(h_1|h_1)} &= \frac{P(r_m > r_1, r_m > r_2, \dots, r_m > r_M|r_1)}{P(r_1 > r_2, r_1 > r_3, \dots, r_1 > r_M|r_1)} \\ &\leq \frac{P(r_m > r_1|r_1)P(r_m > r_2|r_1) \dots P(r_m > r_M|r_1)}{P(r_1 > r_2|r_1)P(r_1 > r_3|r_1) \dots P(r_1 > r_M|r_1)} \\ &\leq \frac{P(r_1 < r_m|r_1)}{P(r_1 > r_m|r_1)} = \frac{Q(\sqrt{SNR}(\epsilon_j))}{1 - Q(\sqrt{SNR}(\epsilon_j))} \end{aligned} \quad (22)$$

위 식을 $p(h_m|h_1)$ 로 정리하여 식 (21)에 대입하면 아래와 같다.

$$p(h_1|h_1) \leq \frac{1}{1 + \sum_{k=2}^M \frac{Q(\sqrt{SNR}(\epsilon_j)_{1k})}{1 - Q(\sqrt{SNR}(\epsilon_j)_{1k})}} \quad (23)$$

송신신호 $h_1(t), \dots, h_M(t)$ 가 정확하게 전송될 확률은 P_c 이며, 에러 확률은 식 (23)을 일반화시켜서 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} P_e(SNR(\epsilon_j)) &= 1 - P_c \\ &= 1 - [p(h_1|h_1)p(h_1) + \dots + p(h_M|h_M)p(h_M)] \\ &\leq 1 - \frac{1}{M} \sum_{l=1}^M \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^M \frac{Q(\sqrt{SNR}(\epsilon_j)_{lk})}{1 - Q(\sqrt{SNR}(\epsilon_j)_{lk})}} \end{aligned} \quad (24)$$

여기서, $p(h_1) = p(h_2) = \dots = p(h_m) = 1/M$ 로 모든 송신 신호가 동등한 확률로 전송된다고 가정한다.

4.3 지터 분포에 따른 에러 할수

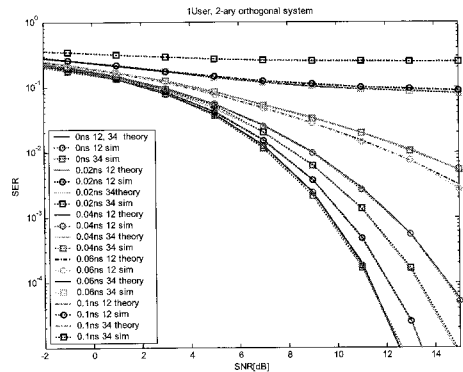
타이밍 지터가 $(-\epsilon_0, \epsilon_0)$ 에서 균일 분포라고 가정하면 평균 심볼 에러 확률은 다음과 같다.

$$P_{avg}(\gamma, \epsilon_0) = \int_{-\epsilon_0}^{+\epsilon_0} P_e(\gamma, \epsilon_j)p(\epsilon_j)d\epsilon_j \quad (25)$$

여기서 γ 는 수신 신호의 신호 대 잡음비율, $P_{avg}(\gamma, \epsilon_0)$ 는 γ 에서 타이밍 지터 ϵ_0 를 가질 때 평균 심볼 오류율을 나타낸다. $P_e(\gamma, \epsilon_j)$ 는 γ 에서 타이밍 지터가 고정되었을 때의 심볼 오류 확률이고, $p(\epsilon_j)$ 는 지터의 확률 밀도 함수로 균일 분포에 대해서 $1/2\epsilon_j$ 이다. $P_{avg}(\gamma, \epsilon_0)$ 의 적분은 준 분석적인(semi-analytic) 방법으로 지터 ϵ_j 를 10^{-12} 초 간격으로 반복하여 모의실험을 수행하였다. $\epsilon_0=0$ 일 경우, Union bound[12]와 제안한 upper bound는 식(26)과 같으며, <그림 7>은 Union bound와 새롭게 제안한 upper bound의 성능을 비교하였다.

$$P(\gamma) = (M-1)Q(\gamma), \quad \text{Union bound}$$

$$P(\gamma) = \frac{(M-1)Q(\gamma)}{1 + (M-2)Q(\gamma)}, \quad \text{Proposed bound (26)}$$



<그림 8> 1,2차와 3,4차 2진 직교 시스템
<Fig. 8> 2-ary orthogonal system of t_{p_1}, t_{p_2} and t_{p_3}, t_{p_4} .

<표 1> 펄스폭 조절 파라미터(t_p)
 <Table 1> Parameter(t_p) to adjust pulse width

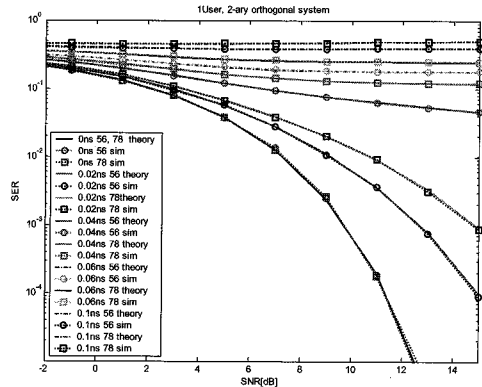
parameter	time(ns)
t_{p_1}	0.089
t_{p_2}	0.081
t_{p_3}	0.076
t_{p_4}	0.071
t_{p_5}	0.068
t_{p_6}	0.065
t_{p_7}	0.062
t_{p_8}	0.060

V. 모의실험

모의실험에서는 1-8차의 펄스를 사용하여 2진, 4진, 8진 직교 시스템을 구성하였다. 각 시스템에서 사용된 펄스의 펄스폭은 1ns이며, 펄스폭 조절 파라미터 t_p 를 조절하여 10^{-6} 이하의 에너지 손실을 갖도록 하였다.

각 펄스에 대한 펄스폭 조절 파라미터는 <표 1>에 제시하였다. 그러나 펄스폭을 일정하게 유지하기 위하여 <표 1>의 파라미터를 사용하면, 펄스폭 파라미터 t_p 차이 때문에 직교성이 변한다. 따라서 직교성을 유지하기 위해서는 시스템에서 사용되는 각 펄스의 펄스폭 파라미터가 같아야만 하며, 그 값은 가장 높은 차수에 의해서 결정된다. 즉, $t_p = t_{p_n}$ 이면 t_{p_n} 은 가장 높은 차수의 펄스폭 파라미터이다. 예를 들어 1-4차의 펄스를 사용할 경우, 가장 높은 펄스 차수는 4이며, $\tau_p = \tau_{p_4} = 0.071ns$ 로 결정된다.

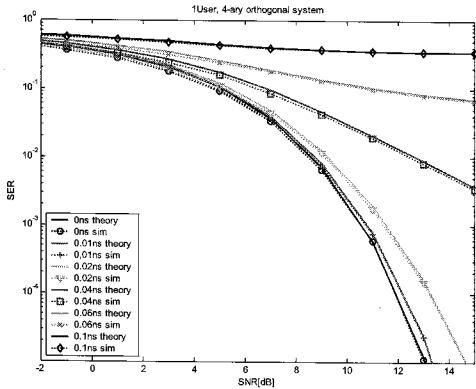
<그림 8>과 <그림 9>는 각각 1, 2차, 3, 4차 5, 6차, 7, 8차 펄스를 사용한 4가지 경우의 2진 직교 시스템의 이론치와 실험치를 보여준다. 타이밍 지터가 없을 때 4가지 경우 모두 동일한 SER(Symbol Error Rate) 성능을 보이며, 타이밍 지터가 존재할 때 SER 성능은 펄스의 차수에 큰 영향을 받는다. 예를 들어



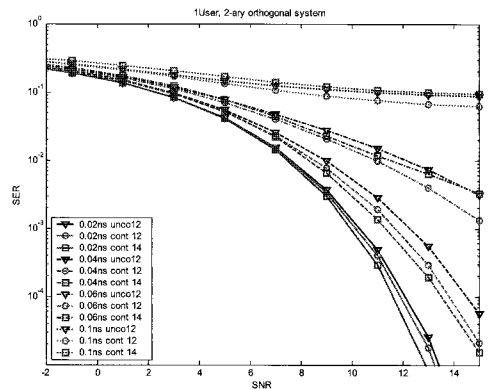
<그림 9> 5,6차와 7,8차 2진 직교 시스템
 <Fig. 9> 2-ary orthogonal system of t_{p_5}, t_{p_6} and t_{p_7}, t_{p_8} .

1, 2차 펄스의 0.1ns의 타이밍 옵셋은 7, 8차의 0.04ns의 타이밍 옵셋과 비슷한 성능을 보이며, 펄스의 차수가 높아질수록 상당한 성능 감소가 있음을 볼 수 있다. 지터가 존재할 때 차수가 높을수록 더 높은 어려움을 갖는 이유는 <그림 5>와 <그림 6>에서 볼 수 있듯이 펄스 차수가 높을수록 자기상관과 상호상관 첨두치가 좁기 때문이며, 이는 실제 통신 시스템에서 사용될 수 있는 직교 Hermite 펄스의 수를 제한한다.

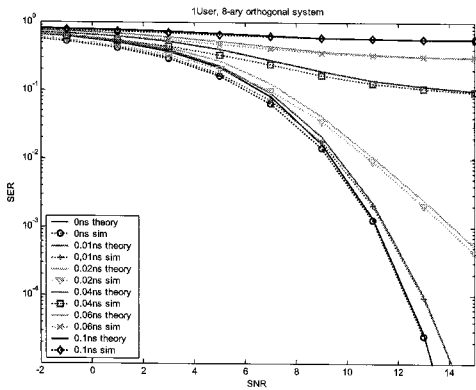
<그림 10>과 <그림 11>은 직교 Hermite 펄스를 사용한 4진과 8진 직교 시스템의 성능을 보여준다. 2진 직교 시스템에서는 이론치와 실험치가 동일한 성능을 보였는데 반하여, 4진과 8진 직교 시스템에서는 이론치가 실험치의 tightly upper bound임을 보여준다. <그림 12>는 1, 2차 펄스의 t_p 를 고차 펄스 차수에 맞춘 $t_p = t_{p_2}$ 인 경우와 1, 2차 펄스를 t_{p_1}, t_{p_2} 를 사용하여 각각 1ns로 맞춘 경우, 1, 4차 펄스를 t_{p_1}, t_{p_4} 를 사용하여 각각 1ns로 펄스폭을 맞춘 경우 SER 성능을 보여준다. 1, 2차 펄스를 사용한 두 가지 경우의 예에서 보여주듯이 직교 Hermite 펄스는 짝수차수는 우함수, 홀수차수는 기함수의 특성을 갖고 있기 때문에 짝수와 홀수 차수는 t_p 와 관계없이 우함수와 기함수 사이의 직교성을 이용하여 성능을



<그림 10> 1-4차 4진 직교 시스템
 <Fig. 10> 4-ary orthogonal system of t_{p1} to t_{p4} .



<그림 12> 1-2차와 1-4차 4진 직교 시스템
 <Fig. 12> 4-ary orthogonal system of t_{p1} to t_{p2}
 and t_{p1} to t_{p4} .



<그림 11> 1-8차 8진 직교 시스템
 <Fig. 11> 8-ary orthogonal system of t_{p1} to t_{p8} .

개선할 수 있다. 또한 1, 2차 1, 4차 펄스를 사용한 두 가지 경우는 두 차수 사이가 멀어지면 <그림 6>에서 보는 바와 같이 0에 근접한 상호상관 구간이 넓어지기 때문에 상호상관에 의한 간섭을 줄일 수 있으며, 타이밍 오프셋이 0.04ns 이하인 경우 1, 4차 펄스를 사용한 2진 직교 시스템이 가장 좋은 성능을 보인다.

VI. 결 론

본 논문에서는 UWB 통신에서 사용되는 직교

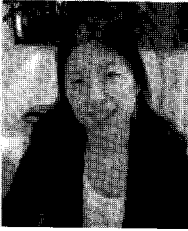
Hermite 펄스의 타이밍 지터를 이론적으로 분석하고 모의실험을 통해 확인하였다. 타이밍 지터가 존재할 때 직교 Hermite 펄스의 SER 성능은 펄스의 차수에 큰 영향을 받으며, 펄스의 우함수와 기함수 및 상관 특성을 이용하여 성능을 개선할 수 있음을 보였다. 비록 높은 차수의 직교 Hermite는 타이밍 지터에 민감하지만, 동시에 여러 사용자를 구분 지을 수 있는 직교성은 무선 멀티미디어 환경에서는 물론, 텔레메틱스 환경의 다중사용자 시스템에서 큰 장점을 제공할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] D. Kelly, S. Reinhardt, R. Stanley, and M. Einhom, "PulsON second generation timing chip: enabling UWB through precise timing," Proc. IEEE Conf. UWB Sys., Technol., pp. 117-121 Maryland, USA., 2002.
- [2] W. M. Lovelace and J. K. Townsend, "The effects of timing jitter and tracking on the performance of impulse radio," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 20, no. 9, pp. 1646-1651, Dec. 2002

- [3] K. Schumacher and J. J. O'reily, "Distribution free bound on the performance of optical communication systems in the presence of jitter," IEE Proceedings, vol. 136J, no. 2, pp. 129-136, Apr. 1989.
- [4] L. Tomba and W. A. Krzymien, "Performance enhancement of multi-carrier CDMA systems impaired by chip timing jitter," Proc. IEEE Int. Symp. Spread Spectrum Techniques Appl., vol. 1, pp. 22-25, Sept. 1996.
- [5] S. Shenghe, G. Shize, and L. Chunming, "An adaptive deconvolution method for eliminating the effect of the time jitter," Proc. IEEE Instrumentation Measurement Technol. Conf IMTC, vol. 3, pp. 1140-1142, Hamamatsu, Japan, May 1994,
- [6] Y. Shin and J. Ahn, "Effect of timing jitter in an ultra wideband impulse radio system," Proc. IEEE Int. Symp. on Intelligent Signal Processing and Commun. Syst. (ISPACS), pp. 502-505, Hawaii, Nov. 2000.
- [7] I. Guven and H. Arslan, "Performance evaluation of UWB systems in the presence of timing jitter," Proc. IEEE Conf. UWB Sys.. Technol., pp. 136 - 141, Nov. 2003.
- [8] L. B. Michael, M. Ghavami, and R. Kohno, "Effect of timing jitter on Hermite function based orthogonal pulses for ultra wideband communication." Proc. 4th Int. Symp. Wireless Personal Multimedia Commun., pp. 441-444, Aalborg, Denmark, Sept. 2001
- [9] L. B. Michael, M. Ghavami, and R. Kohno, "Multiple Pulse Generator for Ultra-Wide band Communication using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses," Proc. IEEE Conf. UWB Sys.. Technol., pp. 47-51, May 2002.
- [10] H. Harada, K. Ikemoto, R. Kohno, "Modulation and hopping using modified Hermite pulses for UWB communications," Proc. IEEE Conf. UWB Sys.. Technol., pp. 336-340, May 2004.
- [11] L. E. Miller, "Autocorrelation function for Hermite Polynomial ultra-wideband pulses," IEEE Electronic letters, vol.39 no.11, May 2003.
- [12] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4rd ed. New York: McGraw Hill, Inc., pp. 257-262, 2001.

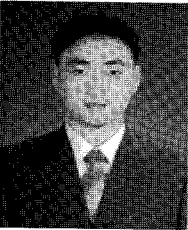
적자소개



김 유 미 (Kim, Yoo-Mi)

2005년 2월 : 배재대학교 정보통신공학부 학사 졸업

2005년 8월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신공학과 석사과정



김 진 수 (Kim, Jin-Su)

2004년 2월 : 인하대학교 전자공학과 학사 졸업

2006년 2월 : 인하대학교 정보통신대학원 석사 졸업

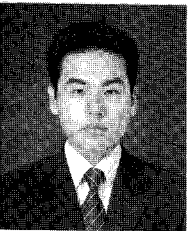
2006년 2월 ~ 현재 : 삼성전자 TN사업부 연구원



서 명 석 (Seo, Myoung-Seok)

2004년 8월 : 인하대학교 컴퓨터공학과 학사 졸업

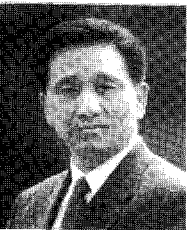
2004년 9월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신공학과 석사과정



신 철 민 (Shin, Chul-Min)

2005년 2월 : 인하대학교 생명과학/컴퓨터공학과 학사 졸업

2005년 9월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신대학원 석사과정



곽 경 섭 (Kwak, Kyung-Sub)

1977년 2월 : 인하대학교 전기공학과 학사 졸업

1981년 12월 : 미국 USC 전기공학과 석사 졸업

1988년 2월 : 미국 UCSD 통신이론 및 시스템 박사

1988년 2월 ~ 1989년 2월 : 미국 Hughes Network Systems 연구원

1989년 2월 ~ 1990년 3월 : 미국 IBM Network Analysis Center 연구원

2000년 3월 ~ 2002년 2월 : 인하대학교 정보통신 전문대학원 원장

2000년 3월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신 전문대학원 교수

2003년 8월 ~ 현재 : 인하대학교 초 광대역 무선통신 연구센터(UWB-ITRC) 센터장

2006년 1월 ~ 현재 : 한국통신학회 회장