
시간 영역 기반의 비동기 IR-UWB 거리추정 시스템

김형래* · 양훈기** · 양성현*** · 강봉순****

Time-Domain Based Asynchronous IR-UWB Ranging System

Hyeong-rae Kim* · Hoon-gee Yang** · Seong-hyeon Yang*** · Bong-soon Kang****

이 논문은 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업(NIPA-2010- (C1090-1011-0006))
및 2009년도 광운대학교 교내학술연구비 지원에 의해 연구되었음

요 약

본 논문에서는 시간 영역 기반의 비동기 IR-UWB 거리추정 시스템을 제안한다. 제안하는 시스템은 시간 영역에서 고속으로 샘플링된 IR-UWB 신호에 대해서 FIR 필터를 이용해 코릴레이션 연산을 하여 피크를 검출한다. 코릴레이션 과정에 의해 신호성분이 단계적으로 커지지만 잡음환경에서의 성공적인 동작을 위해서 본 연구에서는 윈도우를 이용해서 잡음레벨을 추정한다. 주파수 영역 기반의 방식과의 비교 관점에서 시스템 구조 및 동작과정을 설명하고 시뮬레이션에 의해 제시된 시스템이 주파수 영역 기반의 시스템과 유사하게 우수한 성능을 나타냄을 보인다.

ABSTRACT

This paper presents a time-domain based asynchronous IR-UWB ranging system. This system accomplishes the ranging by detecting peaks from the outputs of a correlator implemented by a FIR filter. To discriminate the peaks due to a signal component, we use windowing for the correlated data within which the data are sorted in amplitude-ascending order and the noise level is calculated. Comparing with the recently presented frequency-domain based ranging system, we show the system structure and explain how it operates for ranging. Moreover, through the simulations, the proposed system is compared with the frequency-domain based system in terms of performance.

키워드

IR-UWB, 비동기 거리추정, 코릴레이션, FIR, 시간 영역

Key word

IR-UWB, Asynchronous ranging, Correlation, FIR, Time-domain

* 준회원 : 광운대학교 임베디드S/W공학과 석사과정

** 중신회원 : 광운대학교 전자융합공학과 교수(교신저자, hgyang@kw.ac.kr)

*** 정회원 : 광운대학교 전자공학과 교수

**** 중신회원 : 동아대학교 전자공학과 교수

접수일자 : 2010. 09. 20

심사완료일자 : 2010. 11. 06

I. 서 론

IR-UWB(Impulse Radio-Ultra Wideband) 통신 시스템은 수십 피코초에서 수 나노초 단위의 매우 짧은 시간에 RF(Radio Frequency) 에너지를 송수신한다[1]. 따라서 우수한 시간 분해능 성질, 저전력과 저복잡도의 특징을 가지게 되어 CSS(Chirp Spread Spectrum) 방식과 함께 저속 위치인식 WPAN 표준인 IEEE 802.15.4a에 채택되었다[2].

거리추정에 사용되는 기법은 AOA(Angle of Arrival), RSS(Received signal strength), TOA(Time of Arrival), TDOA(Time Difference of Arrival) 등 여러 종류가 있다. RSS는 거리추정의 정확도가 낮으므로 IR-UWB 시스템에서는 TOA와 TDOA 기법이 주로 사용된다. IR-UWB 시스템에서 사용되는 TOA 기반의 TWR(two-way ranging) 방법의 거리추정 성능은 수신신호의 TOA를 추정하는 정확도에 달려있다[3].

일반적으로 수신신호를 검출하기 위해 수신신호의 에너지를 모아 제품연산과 적분기를 사용하는 ED(Energy detection)[4]과 수신신호와 송신신호의 템플릿으로 코릴레이션을 취하는 MF(Matched filter) 알고리즘[5]이 제안되었다.

ED는 간단한 수신기 구조를 가지나 저속 샘플링 때문에 거리추정 시 정확도가 낮다. 반면 MF는 고속 샘플링으로 거리추정 시 정확도는 높지만 수신신호 처리 시 복잡도가 크다는 문제점을 가지고 있다. 이러한 문제점들을 극복하기 위해 혼합형 알고리즘들이 발표되었다. 거리추정 시 정확도 향상을 위해 ED에서 듀얼 윈도우 기법을 사용하고 MF에서 샘플링 간격 보상 기술을 사용한 혼합형 알고리즘이 발표되었다[6]. 또한 정확도 향상과 복잡도 감소를 위해 DP(Direct path)가 속한 에너지 블록 검출기법을 ED 알고리즘에 적용하고 검출된 DP 블록에서 DP의 위치를 정확히 판단하기 위해 MF로 처리하는 혼합형 알고리즘이 발표되었다[7].

본 논문에서는 기존에 제안된 주파수 영역 기반의 비동기 IR-UWB 거리추정 시스템[8]을 간단히 소개한 후 새롭게 시간 영역의 비동기 IR-UWB 거리추정 시스템을 제안하고 두 방식의 차이를 동작과정 및 성능 관점에서 비교한다. 2장에서는 일반적으로 거리추정을 위해서 사용하는 TWR, 주파수 영역의 거리추정 방식과 본 논문에서

제안하는 시간 영역 기반의 거리추정 방식을 설명한다. 3장에서는 시뮬레이션을 통해서 두 가지 방식의 성능을 비교하고 4장에서 결론을 맺는다.

II. 본 론

2.1 Two-way ranging

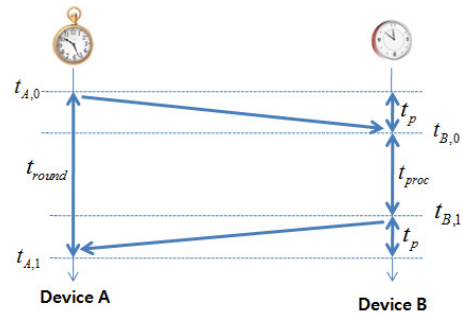


그림 1. Two-way ranging 모델
Fig. 1 Two-way ranging model

그림 1은 비동기 환경에서 Dev A가 펄스를 보내서 Dev B까지의 거리추정을 하는 TWR 환경이다. 두 디바이스 간 동기가 맞지 않은 환경에서 두 디바이스 간 거리 R은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R = \frac{t_{round} - t_{proc}}{2} \times c \quad (1)$$

여기서 c 는 전파속도, t_{round} 는 $t_{A,1} - t_{A,0}$ 이며 t_{proc} 은 Dev B가 Dev A로부터 송신한 펄스를 검출한 후 잡음을 제거하고 다시 Dev A로 펄스를 보낼 때까지 걸린 시간이다. 식 (1)에 의해 거리추정을 하려면 $t_{B,0}$ 와 $t_{A,1}$ 에 대한 정확한 추정이 필요하다.

본 논문에서 고려하는 TWR은 그림 2와 같이 설명될 수 있다. 그림 2 (a)는 Dev A에서 보내는 송신신호 $p(t)$ 로 식 (2)와 같은 주기적인 펄스열을 사용한다.

$$p(t) = \sum_{m=0}^{M-1} g(t - mT_p) \quad (2)$$

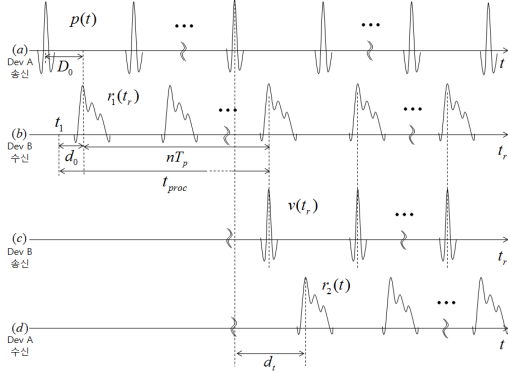


그림 2. Two-way ranging 구현 방법
Fig. 2 Two-way ranging implementation

여기서 $g(t)$ 는 IR-UWB 펄스 파형이며, M 은 연속된 펄스 개수, T_p 는 펄스 간 간격을 나타낸다. 그림 2 (b)는 송신신호 $p(t)$ 가 다중경로 채널을 통과한 뒤 Dev B에서 수신된 신호를 나타낸다. Dev A와 Dev B가 시간동기가 맞지 않으므로 수신신호를 나타내는 시간 축을 t_r 이라 하고, 이때의 파형을 $r_1(t_r)$ 이라 하자. Dev B에서는 T_p 정보만을 알고 있으며 $r_1(t_r)$ 로부터 2.2절과 2.3절에서 설명된 신호처리 과정을 통해 잡음이 제거된 그림 2 (c)의 $v(t_r)$ 을 발생시킨다. $v(t_r)$ 는 $p(t)$ 와 동일한 펄스 모양을 가지며 $r_1(t_r)$ 의 펄스와 시간동기가 맞추어진 펄스열이다. 일반적으로 다중경로 채널을 경유한 수신펄스에서 진폭이 가장 큰 부분은 LOS(Line-of-sight)를 경유한 성분이므로 $r_1(t_r)$ 의 피크지점이 LOS와의 도달시간이라 가정할 수 있다. t_{proc} 은 $r_1(t_r)$ 로부터 $v(t_r)$ 을 발생시키는 프로세싱 과정으로 계산량에 따라 T_p 보다 훨씬 큰 값을 가지며 Dev A 나 Dev B 모두 알고 있는 값으로 가정할 수 있다. Dev B에서 $v(t_r)$ 을 발생시키면 Dev A에서 $r_2(t)$ 가 수신된다. Dev A에서는 $r_2(t)$ 로부터 동기펄스를 발생시킨 후 $p(t)$ 신호의 펄스 발생 시간과의 신호차이를 추정하게 되며 이 시간은 그림 1의 $2t_p$ 에 해당하게 되어 거리 R 의 추정이 가능하다. 즉, 제시된 TWR 방법은 수신신호로부터 이 신호와 동기가 맞는 신호를 발생시키는 과정을 두 번 시행하여 round-trip 시간을 추정하는 것으로 본 논문에서는 기존에 제안된 주파수 영역기반으로 동기신호를 발생시키는 시스템을 2.2

절에서 간단히 소개한 후, 2.3절에서 이와 성능이 유사한 시간 영역의 시스템을 제안하고, 3절에서 두 시스템들의 시뮬레이션 결과를 보인다.

2.2 주파수 영역 기반의 거리추정

송신기에서 보낸 $p(t)$ 가 다중경로 채널 $h(t)$ 를 통과하여 수신기에서 수신된 신호를 $r(t)$ 라 하면, $r(t)$ 는 식 (3) 과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k p(t - D_k) + n(t) \quad (3)$$

여기서 $n(t)$ 는 평균이 0이고 전력밀도함수가 $N_0/2$ 인 AWGN이다. L 은 다중경로의 개수이고, h_k 는 각 경로의 진폭이며, D_k 는 지연시간이다. 이 때 $D_k < D_{k+1}$ 이며 $h_0 \gg h_k (k \neq 0)$ 라 가정한다. 즉, D_0 가 LOS의 지연시간이며, LOS 성분의 진폭이 가장 큰 것으로 가정한다. 송신기와 수신기는 레퍼런스 시간이 다르므로 이를 구분하기 위해서 편의상 수신기의 시간 축 변수를 t_r 이라 하자. 이때 식 (3)의 $r(t)$ 는 t_r 축 상에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_1(t_r) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k p(t_r - d_k) + n(t_r) \quad (4)$$

이 때 $p(t)$ 는 $g(t)$ 모양의 펄스들로 이루어져 있으므로, 이 신호의 정합필터의 임펄스 응답은 $g(-t_r)$ 이다. 그러므로 수신단에서 정합필터 응답은 $r_1(t_r) * g(-t_r)$ 이며 $*$ 는 콘볼루션 연산자이다. 이 시스템에서는 시간 영역에서 정합필터 연산은 하지 않고 아날로그 코릴레이터 बैं크를 통해서 $r(t_r)$ 의 주파수 성분을 이용하여 신호 처리를 한다. 아날로그 코릴레이터 बैं크의 k 번째 branch의 출력값 $R(f_k)$ 는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R_1(f_k) &= h_0 P(f) e^{-j2\pi f d_0} + N(f) \Big|_{f=f_k} \quad (5) \\ &= h_0 G(f) \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_p}\right) \right. \\ &\quad \left. * Tsinc(Tf) e^{-j2\pi f d_0} + N(f) \right] \Big|_{f=f_k} \\ &= h_0 TG(f_k) e^{-j2\pi f d_0} + N(f_k) \end{aligned}$$

여기서 $R(f_k)$ 는 $r(t_r)$ 의 $f = f_k$ 에서의 주파수 성분이며 $\text{sinc}(Tf)$ 는 $f = f_k = \frac{k}{T_p}$ 에서 1이 된다. 주파수 영역에서의 정합필터 응답 $Q(f_k)$ 는 $Q(f_k) = R_1(f_k)G^*(f_k)$ 가 되므로 $Q(f_k)$ 는 식 (6)과 같다.

$$Q(f_k) = h_0 T G(f_k) e^{-j2\pi f_k d_0} G^*(f_k) + N(f_k) G^*(f_k) \quad (6)$$

$Q(f_k)$ 에 대해 디지털 영역에서 역푸리에변환을 취하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$IFFT[Q(f_k)] = h_0 T g_o(t_n - d_0) + n_o(t_n) \quad (7)$$

여기서 $g_o(t)$ 는 $g_o(t) = g(t) * g(-t)$ 로서 **sha-tp**한 피크값을 갖는 펄스다. 이 때, $IFFT$ 로 연산한 주파수-시간 변환부 출력 $q(t_n)$ 은 식 (8)과 같다.

$$q(t_n) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k T g_o(t_n - d_k) + n_o(t_n) \quad (8)$$

$q(t_n)$ 으로부터 피크검출과정을 통해 d_0 를 검출한다.

$$\hat{d}_0 = \arg \max_{t_n} (q(t_n)) \quad t_n = \frac{n}{N\Delta f} \quad (9)$$

t_r 측에서 d_0 를 검출하면 d_0 는 수신기의 아날로그 코릴레이터 적분순간으로부터 d_0 만큼 떨어진 곳에 송신 펄스의 피크가 있다는 것을 의미하므로 수신기는 적분 시작 순간에서 d_0 만큼 떨어진 순간에 펄스열을 발생하면 이 펄스열은 $v(t_r)$ 이 된다. Dev B에서 $v(t_r)$ 을 송신하면 Dev A에서 $r_2(t)$ 를 수신하게 되며 역시 아날로그 코릴레이터 뱅크를 포함하는 신호처리 과정을 거쳐서 **round-trip** 시간을 측정한다.

2.3 시간 영역 기반의 거리추정

그림 3은 본 논문에서 제안하는 시스템의 블록 다이어그램이다. Dev A의 송신신호는 그림 2에서 나타난 $p(t)$ 모양의 펄스 시퀀스이다. 그림 2에서 $p(t)$ 는 +극을 갖는 펄스열로 구성되나 본 절에서 제시된 시간영역 방법에서는 PN 시퀀스처럼 극성이 랜덤이어도 상관없다.

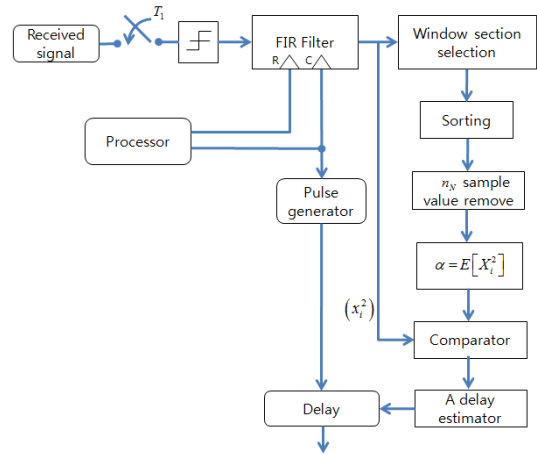


그림 3. 제안하는 레인징 시스템
Fig. 3 Proposed ranging system

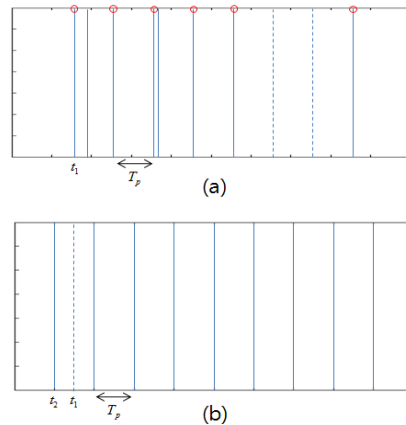


그림 4.
(a) 2-level 양자화기의 출력
(b) FIR 필터의 임펄스 응답

Fig. 4
(a) 2-level Quantizer's output
(b) FIR filter's impulse response

$p(t)$ 신호가 다중경로 채널을 통과한 후 수신되면 주기가 T_1 인 샘플러에 의해 샘플링 된 후 2-level 양자화에 의해 양자화 된다. 여기서 T_1 은 $T_p = LT_1$ (L : 정수)을 만족하게 택한다. 그림 4 (a)는 2-level 양자화기를 통과한 출력의 한 예이다. 'o'로 표시된 성분은 $p(t)$ 의 LOS 성분이고 'o'가 표시되지 않은 것은 다중경로 채널을 거치면서 생겨난 성분이다. 페이딩이나 잡음들의 영

향으로 LOS 성분이 사라진 경우는 점선으로 표시하였다. 수신신호가 다중경로채널을 통과하지 않았다면 T_p 간격마다 +1을 갖고 나머지 값은 0인 파형을 가졌을 것이다.

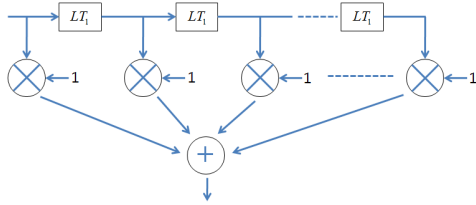


그림 5. FIR 필터의 구조
Fig. 5 FIR filter structure

그림 3의 FIR 필터는 그림 5에서 보여준 구조를 갖는다. FIR 필터의 목적은 수신신호로부터 LOS 성분을 추출하는 것으로 그림 2에서 보면 프로세서로부터 트리거 신호를 받아 t_1 순간부터 프로세싱을 하여 $r_1(t_r)$ 로부터 d_0 값을 찾는 것이지만 프로세싱 시간이 필요하므로 d_0 를 찾는 것은 불가능하다. Dev B의 궁극적인 목적은 그림 2에서 $v(t_r)$ 을 발생시키는 것이므로 FIR 필터는 d_0 가 아닌 $d_0 + nT_p$ (n : 정수) 값 중 어느 한 값만 찾으면 된다. FIR 필터의 임펄스응답은 그림 4 (b)와 같으며 구조는 그림 5와 같다. 즉 FIR 필터의 임펄스 응답은 $p(t)$ 가 왜곡이 없는 채널을 통과한 후 샘플링 및 양자화 과정을 거친 파형에 해당하며 FIR 필터를 통과하는 것은 코릴레이션과정에 해당한다. 수신신호가 왜곡이 없는 채널을 통과한 경우 FIR 필터의 출력은 T_p 마다 값을 갖는 discrete-impulse 시퀀스로 intensity가 선형적으로 증가하는 모양을 갖게 된다. 하지만 수신신호가 그림 4 (a)처럼 다중경로 채널을 통과한 경우에는 non-LOS 성분, 즉 그림 4 (a)에서 'o'가 없는 성분들은 FIR 필터의 잡음으로 작용하게 되며 검출되지 않은 LOS 성분, 즉 그림 4 (a)에서 점선으로 표시한 성분 때문에 완전선형은 아니고 monotonically 증가하는 형태의 Quasi-linear한 형태로 증가하게 된다. 수신신호의 양자화 신호파형과 FIR 필터의 임펄스응답이 각각 그림 4 (a)와 그림 4 (b)와 같다면 FIR 필터에 의해 최종적으로 얻어져야 하는 값은 $|t_1 - t_2|$ 또는 $|t_1 - t_2| + mT_p$ (m : 정수)을 얻어야 한다. 이 값이 그림 3의 delay estimate과정에서 얻어져야 하는 값

이며 Dev B의 펄스 발생기(Pulse Generator)에서는 estimate시간만큼 지연시켜 $p(t)$ 모양의 펄스 시퀀스를 Dev A로 보낸다. delay값을 추정하는 것은 Quasi-linear하게 증가하는 FIR 필터 출력값이 발생하는 time-stamp를 찾아야 한다. 이를 위해서 본 논문에서는 잡음레벨을 우선 계산한 후 잡음레벨보다 진폭이 충분히 큰 성분을 신호로 규정하였다. 진폭레벨보다 충분히 크다는 기준은 잡음 및 다중경로채널 특성에 따라 정해지므로 이론적으로 얻어지는 값은 아니며 잡음레벨보다 충분히 값이 커졌을 때 신호로 가정할 수 있다. 이 threshold 값이 커지면 false alarm 확률은 점점 더 줄어들지만 계산시간이 더 걸리며 threshold 값이 작으면 false alarm 확률이 커진다. 그림 3에서는 윈도우를 이용해서 잡음레벨을 계산하는 과정을 포함시켰다. 윈도우 크기를 $n_w T_1$ 으로 한다면 이 구간 내에서는 기껏해야 $\left\lfloor \frac{n_w T_1}{T_p} \right\rfloor + 1 = n_N$ (여기서 x 는 x 를 넘지 않는 최대 정수) 이하의 신호 성분이 존재하게 된다. 그러므로 윈도우내의 데이터 값들을 오름차순으로 정렬한 후 값이 큰 n_N 개의 샘플값을 뺀 나머지 값들의 mean square 값 $\alpha = E[X_i^2]$ 을 계산한다. 프로세서는 FIR 필터를 트리거하면서 동시에 펄스 발생기를 ON 시키며 윈도우기법을 이용해서 time-stamp 찾는 과정이 미리 설정된 시간에 끝나도록 한다면 delay estimator는 $|t_1 - t_2| + mT_p$ 을 추정할 수 있으며 펄스 발생기는 그림 2의 $v(t_r)$ 을 발생시킬 수 있다.

III. 실험 및 검증

주파수 영역 기반의 거리추정 시스템과 제안하는 시스템의 검증을 위한 시뮬레이션 조건은 다음과 같다. Dev A에서 송신하는 신호는 주기적인 UWB 펄스열 $p(t)$ 로, 펄스폭은 $2nsec$, 펄스 간 간격 T_p 는 $70nsec$ 이다. 송신기와 수신기 사이의 채널모델로 IEEE 802.15.4a 채널모델 중 residential LOS 환경을 모델링한 CM1 채널 [9]의 임펄스 응답에 AWGN 잡음이 더해진 채널을 사용하였다.

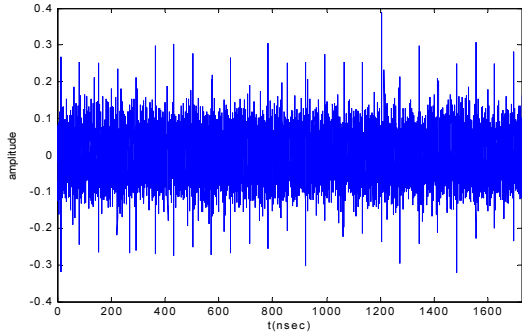


그림 6. AWGN과 CM1에서의 $r_1(t_r)$
Fig. 6 $r_1(t_r)$ for AWGN and CM1

샘플링 시간간격 T_1 은 $0.1nsec$, CM1 채널의 샘플링 주파수간격은 $10GHz$ 이며 AWGN 채널의 SNR은 $-3dB$ 로 설정했다. Dev A와 Dev B 사이의 거리 R 은 $9m$ 로서 전송지연시간 D_0 는 $30nsec$ 이며 Dev A와 Dev B에서 추정해야하는 지연시간 d_0 및 d_t 는 각각 $13nsec$, $60nsec$ 로 하였다. 송신신호 $p(t)$ 가 AWGN 채널과 CM1 채널을 통과하였을 때의 신호는 그림 6과 같다. $r_1(t_r)$ 로부터 주파수 영역 거리 추정 알고리즘을 적용시켜 d_0 를 추정한 후 이어서 Dev B가 Dev A로 다시 펄스열을 송신한 후 피크를 검출하여 거리를 추정하였다.

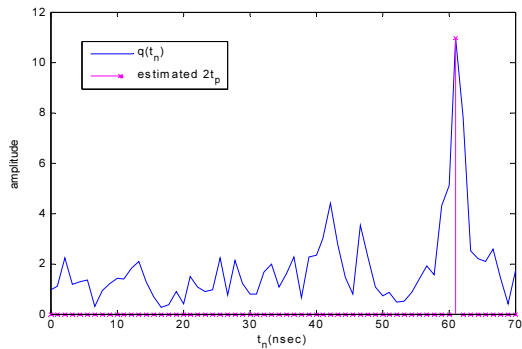


그림 7. $q(t_n)$, \hat{d}_t
Fig. 7 $q(t_n)$, \hat{d}_t

그림 7은 Dev A에서 주파수 영역 알고리즘을 적용하여 얻은 $q(t_n)$ 함수이다. 여기서 추정된 피크값에 해당하는 time-stamp가 round-trip 지연시간 \hat{d}_t 에 해당한다.

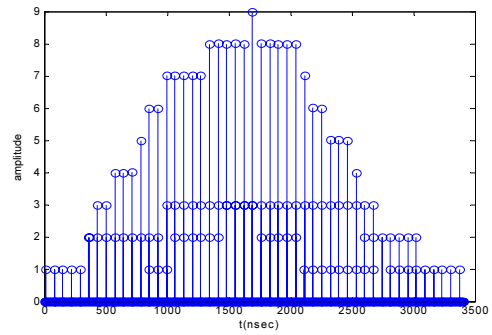


그림 8. FIR 필터 출력
Fig. 8 FIR Filter output

그림 8은 본 논문에서 제시한 시간 영역의 거리 추정 시스템에서의 FIR 필터 출력을 나타내었다. 잡음레벨을 선택하기 위해서 $140nsec$ 로 $2T_p$ 인 윈도우 구간을 선택하고 오름차순으로 정렬하였다(그림 9 참조). $2T_p$ 구간이므로 2개의 신호성분값이 두드러지게 컸다. 두드러진 신호성분을 제거한 후 mean square 값 α 를 계산한 후 비교기에서 잡음레벨 이상의 첫 샘플에 해당하는 time-stamp를 구하였다.

Dev B는 추정된 \hat{d}_0 을 이용해서 펄스열을 지연시킨 후 Dev A로 재전송하였다. 그림 10은 Dev A에 수신된 $r_2(t)$ 를 나타내었다. $r_2(t)$ 로부터 Dev A는 피크를 검출한 후 자신이 발생시키고 있는 펄스열(그림 2의 $p(t)$)의 피크 발생위치와 차이를 계산해서 round-trip 시간인 d_t 를 추정하였다. 위 과정은 300회 되풀이 되었고 채널환경에 따라 오차가 있었다.

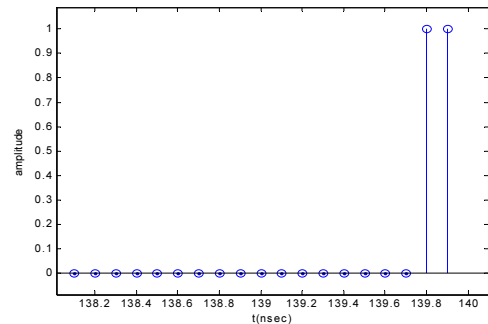


그림 9. 윈도우 구간에서의 정렬
Fig. 9 Sorting in windows

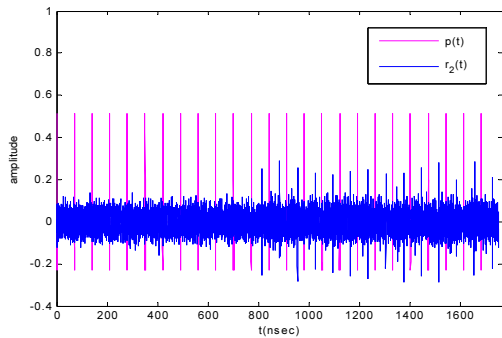


그림 10. Dev A에서의 $p(t)$ 와 $r_2(t)$
 Fig. 10 $p(t)$, $r_2(t)$ at the Dev A

\hat{d}_0 를 300회 추정한 결과이다. 300회 중 3회 정도 참값 13nsec를 벗어나는 오차가 발생하였다. \hat{d}_t 는 300회 시행 중 10회 정도에서 오차가 있었다. 표 1은 300회 중 성공한 경우에 대한 \hat{d}_0 , \hat{d}_t , \hat{R} 의 평균값을 나타냈다. 주파수 영역 기반의 방법과 제시한 방법 모두 우수한 성능을 나타내었다.

표 1. 추정된 평균값
 Table. 1 Estimated mean values

| 구분 | 주파수영역의 거리 추정 시스템 | 시간영역의 거리 추정 시스템 |
|-------------------|------------------|-----------------|
| \hat{d}_0 의 평균값 | 13.3333nsec | 12.9338nsec |
| \hat{d}_t 의 평균값 | 61.1111nsec | 59.66nsec |
| \hat{R} 의 평균값 | 9.1667m | 8.949m |

IV. 결 론

본 논문에서는 시간 분해능 성질이 우수한 IR-UWB를 이용하여 시간 영역의 비동기 거리추정 알고리즘과 이를 구현하는 시스템 구조 및 시뮬레이션 결과를 제시하였다. 또한 기존에 제안된 주파수 영역의 비동기 IR-UWB 거리추정 시스템과 제안하는 시스템의 성능을 비교해 보았다. 시뮬레이션 결과 두 시스템 모두 거의 오차가 없는 결과를 나타내었다. 다만 정확도를 높

이기 위해서 주파수 영역의 시스템은 여러 주파수 성분을 얻기 위해 아날로그 회로부의 복잡도가 높아야하고 제시된 시간 영역의 시스템은 많은 계산을 담당하는 FIR 필터 등 디지털 시스템 속도가 높아야 한다. 추후 연구로 잡음이 많은 환경에서 중거리 측정 방법을 위해 두 가지 방법을 고려한 새로운 거리추정 방법을 연구 중이다.

참고문헌

- [1] W. J. Lee, W. Liu, P. H. J. Chong, B. L. W. Tay and W. Y. Leong, "Design of Applications on Ultra-Wideband Real-Time Location System," IEEE/AIME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, pp.1359-1364, July 2009.
- [2] IEEE Computer society, "IEEE 802.15.4a-2007 Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE, Aug. 2007.
- [3] Z. Sahinoglu, S. Gezici and I. Guvenc, "Ultra-wideband positioning Systems," Cambridge University Press, 2008.
- [4] K. Witrisal, G. Leus, G. Janssen, M.Pausini, F. Troesch, T. Zasowski and J.Romme, "Noncoherent ultra-wideband systems," IEEE Sig. Processing Mag., vol.26, no.4, pp.48-66, 2009.
- [5] H. L. V. Trees, "Detection, Estimation, and Modulation Theory. 1st ed," John Wiley & Sons, Inc., 1968.
- [6] C. Fukao, M. Sasaki, K. Ohno, and M.Itami, "Improving ranging accuracy by two-step TOA estimation for UWB radio," International Symposium on Information Theory and Its Applications(ISITA) 2008, pp.1-5, Dec. 2008.
- [7] S. Wu, Q. Zhang and N. Zhang, "A Two-step TOA Estimation Method for IR-UWB Ranging Systems", Fifth Annual Conference on Communication Networks and Services Research 2007, pp.302-310, May 2007.
- [8] 최유신, 양훈기, "비동기 IR-UWB 레인지 시스템," 한국해양정보통신학회논문지, 제14권, 3호, pp.587-594, Mar. 2010.

- [9] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster and K. Siwiak, "IEEE 802.15.4a channel model-final report," IEEE 802.15.4a subgroup, Feb. 2005.



김형래(Hyeong-rae Kim)

2009년 단국대학교 컴퓨터과학과
(공학사)
2009년~현재 광운대학교 임베디드
S/W공학과 석사과정

※ 관심분야: UWB, 영상신호처리



양훈기(Hoon-gee Yang)

1985년 연세대학교 전자공학과
(공학사)
1987년 미국 SUNY at Buffalo 전기 및
컴퓨터공학과 (공학석사)

1992년 미국 SUNY at Buffalo 전기 및 컴퓨터공학과
(공학박사)

1993년~현재 광운대학교 전자융합공학과 교수

※ 관심분야: UWB and wireless communication



양성현(Seong-hyeon Yang)

1983년 광운대학교 전기과 (공학사)
1987년 광운대학교 전기과
(공학석사)
1992년 광운대학교 대학원
전기과(공학박사)

1991년~현재 광운대학교 전자공학부 교수

※ 관심분야: 홈네트워크

강봉순(Bong-soon Kang)

한국해양정보통신학회 논문지
제 14권 제 7호 참조