
비동기 IR-UWB 레인지 시스템

최유신* · 양훈기**

Asynchronous IR-UWB ranging system

You-shin Choi* · Hoon-gee Yang**

이 논문은 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학IT연구센터 지원사업
(NIPA-2010-(C1090-1011-0006)) 및 2010년도 「서울시 산학연 협력사업(Seoul R&BD Program)」의
「나노 IP/SoC 설계 기술 혁신사업단」의 지원을 받아 연구되었음

요 약

본 논문에서는 two-way ranging protocol 기반의 비동기 IR-UWB 거리 측정 시스템을 제안한다. 거리 측정을 위해 서 주기 신호 특성을 지닌 펄스열을 송신하며 수신단에서는 수신 펄스열을 아날로그 코릴레이터 뱅크를 이용해서 주파수 도메인으로 변환한 후 주파수 도메인에서 디지털 신호 처리를 하게 되어 펄스를 정도 속도의 ADC로 구현이 가능하다. 제시된 알고리즘은 주파수 도메인에서 다중경로 채널 보상 및 matched 필터링을 하여 피크를 검출한 후 검출된 피크에 동기를 이룬 펄스열을 재전송하는 과정을 거친다. CM1 채널을 가정한 두 디바이스 사이의 거리 측정 시뮬레이션을 통해서 제시한 알고리즘의 타당성을 검증한다.

ABSTRACT

In this paper, we propose an asynchronous IR-UWB ranging system based on the two-way ranging protocol. The periodic pulse sequence is used to measure a distance between two devices. At the receiver, a received signal is first transformed into a frequency-domain signal using an analog correlator bank and digital signal processing is followed in the frequency-domain. This make it possible for the system to use an ADC with a conversion speed of pulse rate. The proposed algorithm at the receiver side includes a peak detection procedure using mutipath channel compensation and matched filtering, and retransmits a pulse sequence synchronized with the detected peak. The validity of the proposed algorithm is verified from simulation results where the CM1 channel is assumed.

키워드

IR-UWB, 비동기 거리측정, 위치추정, 양방향 거리측정, 전파도달시간

Key word

IR-UWB, Asynchronous ranging, Positioning, Two-way ranging, Time of arrival

* 광운대학교 전파공학과

** 광운대학교 전파공학과 (교신저자)

접수일자 : 2009. 09. 18

심사완료일자 : 2009. 10. 01

I. 서 론

IR-UWB(Impulse Radio-Ultra Wideband) 통신시스템은 수 나노초 단위의 매우 짧은 펄스를 사용하는 통신시스템으로 반송파를 이용하지 않으며 중간주파수단에서의 프로세싱을 필요로 하지 않는다^[1]. 따라서 저전력, 저복잡도 특징을 가지며 이로 인해 WPAN(Wireless Personal Area Network)에 적합한 시스템으로 주목받고 있다. 또한 매우 짧은 펄스를 사용하므로 시간 분해능 성질이 우수하며, 이는 수십cm 이내의 위치추정을 가능하게 하여 근거리 위치추정에 적합하다^{[2][3][4]}. 이러한 이유로 IR-UWB 시스템은 최근 CSS(Chirp Spread Spectrum)방식과 함께 저속 위치인식 WPAN 표준인 IEEE 802.15.4a에 채택되었다^[5]. 위치추정을 위해 사용되는 기법으로는 RSS(Received signal strength), AOA(Angle of Arrival), TOA(Time of Arrival), TDOA(Time Difference of Arrival)등 여러 가지 기법이 존재하나 이 중 RSS기법은 IR-UWB의 우수한 시간 분해능 성질로부터의 이점이 없으며 AOA 방법은 구현상의 복잡도 문제로 WPAN 시스템에 적합하지 않다^[6]. TOA기법을 이용할 경우에는 두 디바이스 사이의 거리를 측정하기 위해 일반적으로 Two-Way ranging 방법을 사용할 수 있는데 이때 수신신호를 얼마나 정밀하게 검출하느냐가 성능에 영향을 미친다. UWB 수신신호의 검출을 위해 사용되는 전통적인 방법은 수신신호를 정합필터에 통과시키고 샘플링하여 코릴레이션을 취하는 방법인데, 이때 정밀한 위치추정을 위해서는 나이퀴스트 샘플링율을 만족시키기 위해 수GHz의 샘플링 성능을 갖는 고성능 ADC(Analog to Digital Converter)가 필요하다^{[5][7][8]}. 이러한 고성능 ADC의 사용은 낮은 가격과 저전력 소비를 요구하는 WPAN 시스템에 적합하지 않으므로, 이러한 문제를 극복하기 위해 Interpolation 방식과 Simplified maximum likelihood 방식 등이 제안되어져 왔다^{[1][9]}.

본 논문에서는 ADC에서의 샘플링 부담을 줄이기 위해 아날로그 코릴레이터 뱅크를 이용하여 주파수 성분을 추출하고, 주파수 도메인에서 신호처리과정을 통해 수신신호를 검출하고 Two-Way ranging 방법을 이용하여 두 디바이스 사이의 거리를 추정하는 기법을 제안하며, 이를 AWGN환경과 IEEE 802.15.4a CMI^[10]에서 시뮬

레이션 하여 그 효율성을 확인하고자 한다. 2장에서는 일반적으로 위치추정을 위해서 사용하는 Two-way ranging 기법과 본 논문에서 제안하는 알고리즘을 대비시켜 설명하고, 3장에서는 제안한 알고리즘을 맷랩을 통해 시뮬레이션 하여 그 효율성을 확인하고 마지막으로 4장에서 결론을 맺는다.

II. 본 론

2.1 Two-way ranging 기법

위치추정을 위한 Two-way ranging 기법은 그림 1과 같이 나타낼 수 있다.

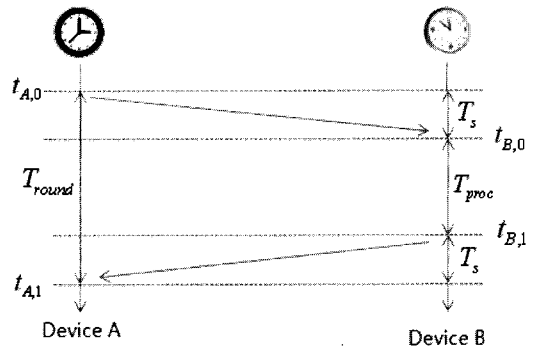


그림 1. Two-way ranging 기법
Fig. 1 Two-way ranging protocol

Dev(Device) A는 Dev B까지의 위치를 측정하는 단말기라 하고 두 단말기는 서로 비동기 상태라 하자. $t_{A,0}$ 순간에 Dev A는 펄스를 전송한다. Dev B는 $t_{B,0}$ 순간에 펄스를 수신하며 수신한 후 일정한 시간 t_{proc} 후에 Dev A로 다시 펄스를 송신한다. Dev A는 $t_{A,1}$ 순간에 펄스를 수신한 후 다음 수식을 통해서 두 디바이스 사이의 거리 R 을 측정한다.

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

여기서 c 는 전파속도이며 T_{round} 는 $t_{A,1} - t_{A,0}$ 을 나타낸다.

Two-way ranging 기법을 적용시키기 위해서는 $t_{B,0}$ 를 정확히 측정하는 것이 필요하며 Dev A가 $t_{A,1}$ 을 정확히 검출하는 것이 필요하다. 본 논문에서는 펄스열을 이용해서 위상동기를 맞춤으로써 $t_{B,0}$ 를 검출하는 것과 동일한 효과가 있도록 하는 알고리즘 및 동일한 기법을 적용시켜 $t_{A,1}$ 을 검출하는 방법을 제시하고자 한다. 특히 본 논문에서 제시하는 방법은 주파수 영역에서의 신호처리를 하며 이는 고속의 ADC를 사용하지 않도록 함으로써 현재의 ADC 속도로도 충분히 정확도를 낼 수 있음을 보인다.

2.2 제안하는 알고리즘

1) Two-way ranging을 통한 거리추정

본 논문에서의 Two-way ranging 기법은 그림 2와 같이 설명될 수 있다. 그림 2 (a)는 Dev A에서 보내는 송신 신호 $p(t)$ 로 식 (2)와 같은 주기적인 펄스열을 사용한다.

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

여기서 $g(t)$ 는 UWB 펄스이며, M 은 연속된 펄스 개수, T_p 는 펄스 간 간격을 나타낸다.

그림 2 (b)는 송신신호 $p(t)$ 가 다중경로 채널을 통과하고 Dev B에서 수신된 수신신호를 나타낸다. Dev A와 Dev B가 시간동기가 이루어져 있지 않으므로 수신신호를 나타내는 시간축을 t_r 이라 하고, 이때의 파형을 $r_1(t_r)$ 이라 하자. Device B에서는 T_p 정보만을 알고 있으며 $r_1(t_r)$ 로부터 다음절에서 설명한 신호처리 과정을 거쳐 d_0 를 추출해 그림 2 (c)의 $v(t_r)$ 를 발생시킨다. 여기서 d_0 는 t_r 축의 기준시간($t_r = 0$)으로부터 $r_1(t_r)$ 의 첫 번째 펄스의 피크까지의 시간이며 $v(t_r)$ 는 $p(t)$ 와 동일한 펄스모양을 가지지만 $r_1(t_r)$ 의 펄스와 동기가 맞추어진 펄스열이다. 동기가 맞추어져 있다는 것은 $v(t_r)$ 의 피크 위치가 Dev B에 도달한 $p(t)$, 즉 $p(t - D_0)$ 의 피크 위치와 일치한다는 의미이다. 일반적으로 다중경로 채널을 경유한 수신펄스에서 진폭이 가장 큰 부분은 Line-of-sight(LOS)을 경유한 성분이므로 $r_1(t_r)$ 의 피크 시간은 $p(t - D_0)$ 의 피크시간과 동일

하다고 말할 수 있다. T_{proc} 은 $r_1(t_r)$ 로부터 $v(t_r)$ 를 발생시키는 프로세싱 과정으로 계산속도에 따라 T_p 보다 더 커질 수 있으며, 이는 사용하는 하드웨어에 의존되며 거리 측정과정에서 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 자체에서 발생중인 펄스열 $p(t)$ 를 기준으로해서 수신펄스 $r_2(t)$ 로부터 \hat{d}_t 을 얻게된다. 여기서 d_t 는 $p(t)$ 의 한 피크위치에서 $r_2(t)$ 의 한 피크사이의 거리로서 $0 < d_t < T_p$ 을 만족하는 값이다.

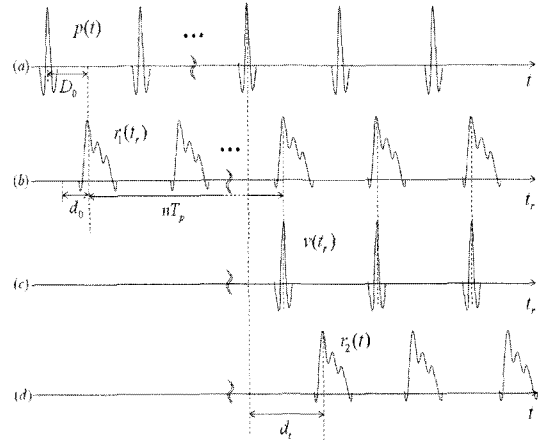


그림 2. 제안하는 Two-way ranging에 의한 거리추정
Fig. 2 Proposed ranging method based on Two-way ranging protocol

\hat{d}_t 또한 다음절에 설명하는 주파수 도메인 해석방법을 통해서 추정되며 이 때 \hat{d}_t 는 그림 1의 $2T_p$ 의 추정값, 즉 두 Dev 사이의 왕복시간을 나타내므로 이로부터 다음과 같이 거리 R 을 추정한다.

$$R = \frac{\hat{d}_t}{2} \times c \quad (3)$$

2) 주파수 해석을 통한 동기방법

송신기에서 보낸 $p(t)$ 가 다중경로채널 $h(t)$ 를 통과하여 수신기에서 수신된 신호를 $r(t)$ 라 하면, $r(t)$ 는 식

(4) 과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = p(t) * h(t) + n(t) \quad (4)$$

여기서, *는 콘볼루션 연산자이며 $n(t)$ 는 평균이 0 이고 power spectral density가 $N_0/2$ 인 Additive White Gaussian Noise(AWGN)이다. 식 (4)에서 $h(t)$ 는 식 (5)와 같이 가정한다.

$$h(t) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k \delta(t - D_k) \quad (5)$$

여기서 L 은 다중경로의 개수이고, h_k 는 각 경로의 진폭이며, D_k 는 지연시간 이다. 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.

따라서 식 (4)은 다시 식 (6)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k p(t - D_k) + n(t) \quad (6)$$

송신기와 수신기는 레퍼런스 시간이 다르므로 이를 구분하기 위해서 편의상 수신기의 시간축 변수를 t_r 이라 하자. 이때 식 (6)의 $r(t)$ 는 t_r 축 상에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_1(t_r) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k p(t_r - d_k) + n(t_r) \quad (7)$$

이 때 $p(t)$ 는 $g(t)$ 모양의 펄스들로 이루어져 있으므로, 이 신호의 정합필터의 임펄스 응답은 $g(-t_r)$ 이다. 그러므로 수신단에서 정합필터 응답은 $r_1(t_r) * g(-t_r)$ 이 된다. 이를 디지털로 구현하기 위해서는 고속의 ADC가 필요하므로 시간영역 샘플링에 의한 콘볼루션 연산은 현재의 ADC 속도로는 거의 연산이 가능하지 않다.

그림 3은 본 논문에서 제안하는 시스템이다. 제안 시스템에서는 시간영역에서 정합필터 연산은 하지 않고

아날로그 코릴레이터 बैं크를 통해서 $r(t)$ 의 주파수 성분을 이용하여 신호처리를 한다. 유도과정의 편의를 위해 LOS 성분만을 고려하여 수신신호를 $r(t_r) = h_0 p(t_r - d_0) + n(t_r)$ 이라 가정하자. 나머지 성분은 뒤에 설명하는 이유에 의해서 검출되지 않으므로 편의상 여기서는 생략한다.

코릴레이터 बैं크의 k 번째 branch의 출력 $R(f_k)$ 는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R_1(f_k) &= h_0 P(f) e^{-j2\pi f d_0} + N(f) \Big|_{f=f_k} \quad (8) \\ &= h_0 G(f) \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{k}{T_p}) \right. \\ &\quad \left. * T \text{sinc}(Tf) e^{-j2\pi f d_0} + N(f) \right] \Big|_{f=f_k} \\ &= h_0 T G(f_k) e^{-j2\pi f d_0} + N(f_k) \end{aligned}$$

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 1이된다. 주파수 도메인에서의 정합필터 응답 $Q(f_k) = R_1(f_k) G^*(f_k)$ 가 되므로 $Q(f_k)$ 는 다음과 같다.

$$Q(f_k) = h_0 T G(f_k) e^{-j2\pi f d_0} G^*(f_k) + N(f_k) G^*(f_k) \quad (9)$$

$Q(f_k)$ 에 대해 디지털 도메인에서 역푸리에 변환을 취하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\text{IDFT}[Q(f_k)] = h_0 T g_o(t_n - d_0) + n_o(t_n) \quad (10)$$

여기서, t_n 은 DFT 성질에 의해서 $n/N\Delta f$ 이며, $g_o(t)$ 는 $g(t) * g(-t)$ 로 $g(t)$ 보다는 시간축에서 더 퍼져있지만, y 축으로는 더 예리한 피크를 갖는 파형이고 $n_o(t)$ 는 $N(f) G^*(f)$ 의 역푸리에 변환이다.

이 때, 다중경로성분이 있다면 $q(t_n)$ 은 식 (11)과 같다.

$$q(t_n) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k T g_o(t_n - d_k) + n_o(t_n) \quad (11)$$

$h_0 \gg h_k (k \neq 0)$ 를 만족한다면 $q(t_n)$ 으로부터 피크검출과정을 통해 d_0 를 검출할 수 있다.

$$\hat{d}_0 = \arg \max_{t_n} (q(t_n)) \quad t_n = \frac{n}{N\Delta f} \quad (12)$$

t_r 축에서 d_0 을 검출하면 d_0 는 수신기의 코릴레이터 적분순간으로부터 d_0 만큼 떨어져 있는데 송신펄스의 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 \hat{d}_i 을 검출하게 된다.

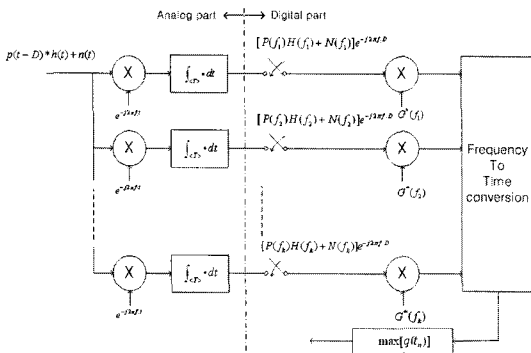


그림 3. 제안하는 피크검출 시스템
Fig. 3 Proposed peak detection system

III. 실험 및 검증

3.1 시뮬레이션 조건

본 논문에서 제안하는 알고리즘의 검증을 위한 시뮬레이션 조건은 다음과 같다. 그림 4는 Dev A에서 송신하는 주기적인 UWB 펄스열 $p(t)$ 로, 펄스폭은 $2nsec$, 펄스간격 T_p 는 $70nsec$ 이다.

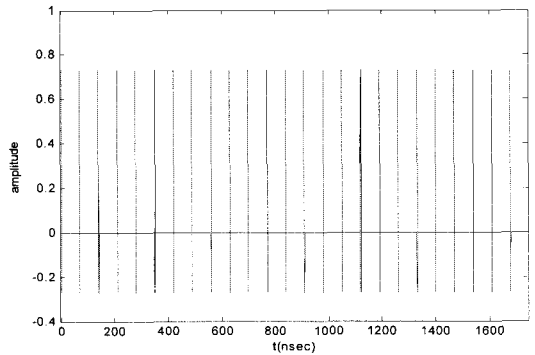


그림 4. Dev A 에서의 송신신호 $p(t)$
Fig. 4 Transmitted signal $p(t)$ at the Dev A

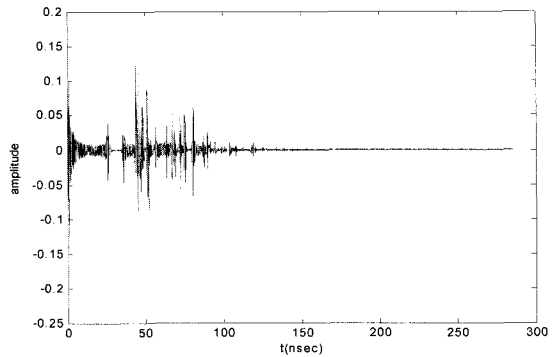


그림 5. IEEE 802.15.4a CM1
Fig. 5 IEEE 802.15.4a CM1

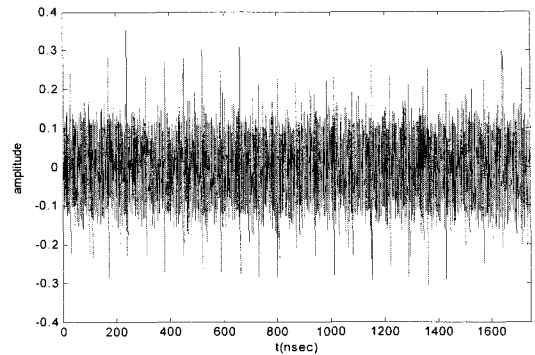


그림 6. AWGN, CM1환경에서 $r(t)$
Fig. 6 $r(t)$ for AWGN, CM1

그림 5는 송신기와 수신기 사이의 채널모델로 IEEE 802.15.4a channel model 중 residential LOS 환경을 모델링한 CM의 임펄스 응답이다. Dev A와 Dev B 사이의 거리 R 은 9m로 설정하였다. 즉 전송지연시간 D_0 는 30 nsec이다. 송신신호 $p(t)$ 가 SNR이 -3dB인 CM 채널을 통과하였을 때의 신호는 그림 6과 같다.

3.2 Matlab을 이용한 알고리즘 검증

Dev B에서의 수신신호 $r_1(t_r)$ 은 Dev A와 시간동기가 이루어져 있지 않으므로 d_0 는 임의의 값이 되며 여기서는 알고리즘을 통한 추정값과의 비교를 위해 13nsec로 가정하기로 한다. 그림 8은 아날로그부에서 적분구간 T 가 700nsec일 때 주파수 도메인 신호 $R(f_k)$ 를 나타낸다. 여기서는 수신단의 복잡도를 줄이기 위해서 에너지의 크기가 비교적 큰 1~2 GHz사이의 64개의 주파수 성분만을 이용하기로 하며, 디지털부에서는 주파수 도메인에서의 신호처리과정 후에 64point FFT를 이용하여 $q(t_n)$ 을 구하여 피크검출을 통해 d_0 를 추정한다. 펄스간격 T_p 가 70nsec인 펄스열과 64point FFT를 이용하였으므로 $q(t_n)$ 의 해상도는 $\frac{70}{64-1}$ nsec이다. 매틀랩 시뮬레이션을 통해 추정된 d_0 는 13.33nsec이며 이를 그림 9에서 확인할 수 있다. Dev B에서는 \hat{d}_0 를 이용하여 추정된 $r_1(t_r)$ 의 동기시간에 펄스열 $v(t_r)$ 을 생성하며 이를 그림 10에 보였다. 송신신호 $v(t_r)$ 이 다시 CM과 AWGN채널을 통과하여 Dev A에 도착한 수신신호 $r_2(t)$ 는 그림 11과 같다. 이를 앞서와 마찬가지로 $p(t)$ 를 기준으로 주파수 도메인 해석을 통해 d_i 를 추정하면 그림 12에서 추정된 것과 같이 $\hat{d}_i=61.11$ nsec이며, 이는 곧 $2T_s$ 를 의미하므로 본 논문에서 제안한 알고리즘을 통해 추정된 Dev A와 Dev B 사이의 거리 R 은 9.167 m이 된다.

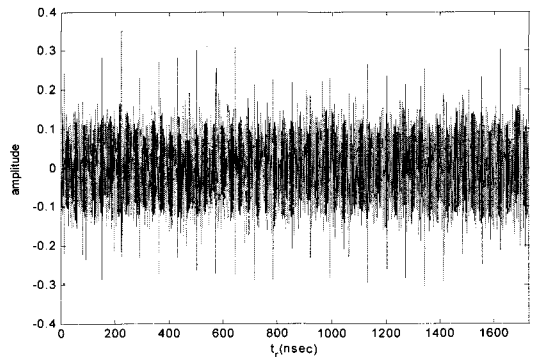


그림 7. Dev B에서의 수신신호 $r_1(t_r)$
Fig. 7 Received signal $r_1(t_r)$ at the Dev B

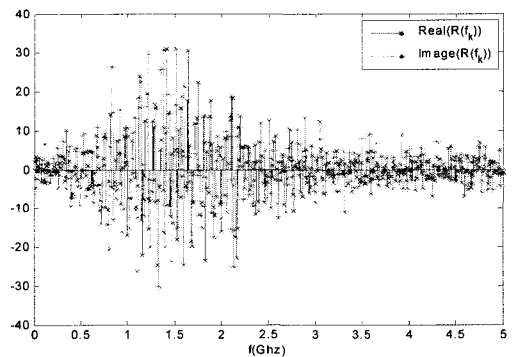


그림 8. 주파수 도메인 신호 $R(f_k)$
Fig. 8 Frequency-domain signal $R(f_k)$

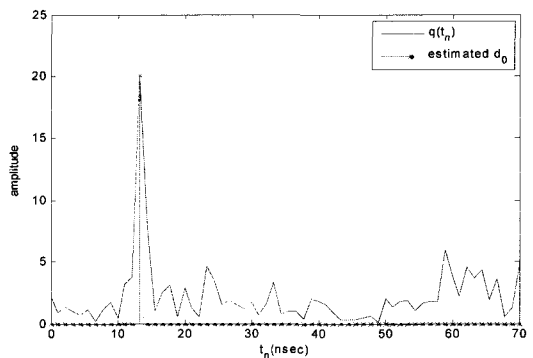


그림 9. $q(t_n), \hat{d}_0$
Fig. 9 $q(t_n), \hat{d}_0$

IV. 결 론

본 논문에서는 시간 분해능 성질이 우수한 IR-UWB 를 이용하여 비동기 디바이스 간의 거리를 추정하는 시스템을 제안하였다. 기존의 시간도메인 신호의 해석을 통한 신호 검출 방법은 ADC에 부담을 주기 때문에 이를 완화하기 위해 수신신호의 주파수 성분을 이용하는 알고리즘을 제안하였고 수학적으로 분석하였다. 시뮬레이션은 매틀랩을 통해 이루어졌으며, 송수신부 간의 채널모델은 IEEE 802.15.4a의 residential channel model 인 CM1과 SNR이 -3dB인 AWGN 채널환경을 고려하였다. 시뮬레이션을 통한 검증결과 충분한 정확도로 추정이 가능함을 보였으며 시스템의 유효성을 확인하였다.

참고문헌

- [1] Jeffrey H. Reed, *An Introduction to Ultra Wideband communication systems*, Prentice Hall, June 2005.
- [2] Liuqing Yang, Giannakis G.B, "Ultra-wideband communications: an idea whose time has come," *IEEE Sig. Processing Mag.*, 21(6), pp.26-54, Nov 2004.
- [3] Huseyin Arslan, Zhi Ning Chen, Maria-Gabriella Di Benedetto, *Ultra wideband wireless communication*, Wiley-Interscience, 2006.
- [4] Zafer Sahinoglu, Sinan Gezici, Ismail Guvenc, *Ultra-wideband positioning Systems*, Cambridge University Press, 2008.
- [5] IEEE Computer society, *IEEE 802.15.4a-2007 Part15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Amendment to add alternative PHY*, Aug. 2007.
- [6] S. Gezici, Z. Sahinoglu, H. Kobayashi, H. V. Poor, *Ultra Wideband Geolocation*, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [7] G. L. Turin, "An introduction to matched filters," *IRE Trans. Information Theory*, pp.311-329, 1960.

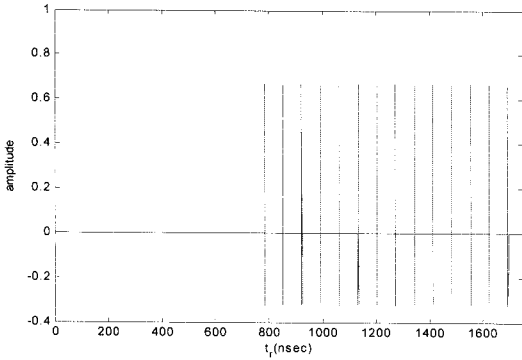


그림 10. Dev B에서 생성되는 $v(t_r)$
Fig. 10 $v(t_r)$ at the Dev B

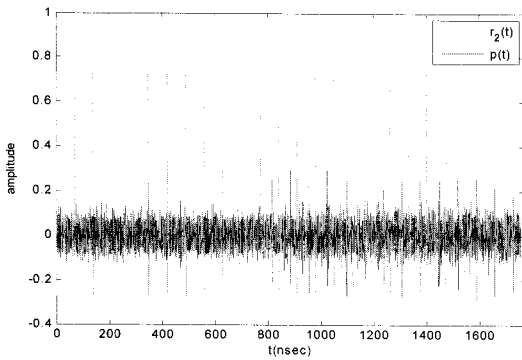


그림 11. Dev A에서의 $p(t)$ 와 $r_2(t)$
Fig. 11 $p(t)$, $r_2(t)$ at the Dev A

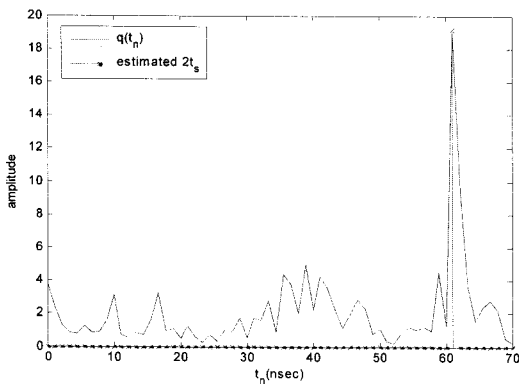


그림 12. $q(t_n)$, \hat{d}_t
Fig. 12 $q(t_n)$, \hat{d}_t

- [8] S. Gezici, Z. Tian, G.B. Giannakis, "Localization via ultra-wideband radios: A look at positioning aspects for future sensor networks," *IEEE Sig. Processing Mag.*, 22(4), pp.70-84, 2005.
- [9] Y. Qi, R. Kohno, "Mitigation of sampling-induced errors in delay estimation," *Proceeding of IEEE International Conference on UWB 2005 (ICU2005)*, Sept. 2005.
- [10] A. F. Molisch et al., "IEEE 802.15.4a channel model-final report," *IEEE 802.15.4a subgroup*, Feb. 2005.

저자소개



최유신(Youshin-Choi)

2008년 광운대학교 전파공학과
(공학사)
2010년 광운대학교 전파공학과
(공학석사)

※ 관심분야: 신호처리, 디지털통신, UWB



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 전파공학과 교수

※ 관심분야: UWB and wireless communication