

수신 신호 모델을 이용한 초음파 거리 측정 방법

최진희* · 조 황** · 최 익***

Ultrasonic Distance Measurement Method Based on Received Signal Model

Jin-Hee Choe* · Whang Cho** · Ick Choy***

요 약

현재 대부분의 초음파를 이용한 거리 측정 기술은 송신부로부터 수신기까지 초음파가 진행되는 시간 즉, TOF(Time of Flight)를 측정하여 그 동안 음파가 진행한 거리를 산출하는 방법을 활용한다. 이 경우 거리 측정 정확도를 높이기 위해서는 정확한 TOF의 측정이 필요하다. 본 논문은 정확한 TOF를 산출하기 위해 초음파 송수신기의 수학적 모델을 이용하여 수신된 파형의 수학적 모델을 얻어내고 이를 바탕으로 TOF를 산출하는 방식을 제안한다. 이 방식은 트리거링 후부터 수신된 파형을 이미 얻어진 수학적 모델과 최소자승법을 이용하여 비교하여 초음파 신호가 수신기에 도달한 시점을 역으로 추정하는 방식이다. 제안된 방법을 사용할 경우 트리거링 시점의 변동에 의한 영향을 줄일 수 있음을 실험을 통하여 확인하였다.

ABSTRACT

Most of present ultrasonic distance measurement technologies are based on the measurement of the TOF (Time of Flight), the elapsed time during which the ultrasonic wave travels from its transmitter to receiver, to evaluate the distance the wave travels during that time. In this case, high distance measurement accuracy requires an accurate measurement of TOF. In order to acquire an accurate TOF, this paper proposes a method that produces the TOF by using a mathematical model of the received signal obtained from a mathematical model of ultrasonic transducer. The proposed method estimates the arrival time of the received signal retrospectively by comparing its wave form obtained after triggering point with its mathematical model in the sense of least-square. Experimental result shows that the effect of variation of triggering point can be decreased by implementing the proposed method.

키워드

Time of Flight(TOF), Piezoelectric Element Model, Ultrasonic Transducer, Envelope Detection, Least-Square Method
전파 시간, 압전 소자 모델, 초음파 변환기, 포락선 검출, 최소 자승법

1. 서 론

초음파 거리측정 기술은 장애물 탐지나 위치 추적 시스템 등에 많이 사용되고 있다[1-8]. 이러한 용도에 있어서 초음파 기술은 영상이나 적외선 센서 기술들

에 비하여 저렴하고 경량화가 가능하며 조명이나 연기 같은 장애물에 영향을 받지 않는다는 장점을 가지고 있다. 그러나 현재 사용되고 있는 대부분의 초음파 거리측정 기술을 보다 정교한 위치측정 수단으로 활용도를 높이기 위해서는 정밀도 측면에서 개선의 여

* 광운대학교 제어계측공학과(sokgk@gmail.com) · Received : Nov. 24, 2016, Revised : Feb. 13, 2017, Accepted : Feb. 24, 2017

** 교신저자 : 광운대학교 로봇학부

· Corresponding Author : Whang Cho

*** 광운대학교 로봇학부 교수(robot@kw.ac.kr)

Dept. of Control & Measurement Engineering, Kwangwoon University.

· 접수 일 : 2016. 11. 24

Email : robot@kw.ac.kr

· 수정완료일 : 2017. 02. 13

· 게재확정일 : 2017. 02. 24

지를 가지고 있다.

현재 초음파 거리측정 기술의 문제점은 초음파 전파시간 즉 TOF(Time of Flight)의 측정 방법에서 대부분 발생한다[5]. 진행거리에 따라 빠르게 감소되는 초음파 신호를 감지하여 TOF를 산출하기 위해서 다양한 기술이 사용되고 있다. 가장 보편적으로 사용되는 방법은 문턱값(threshold)을 이용하여 음파의 도착시점을 검출하는 방법이다. 이 방법은 구현이 간단한 기술이지만 신호의 세기의 변동에 따라 검출되는 시점이 사용되는 신호의 주기의 배수로 변동할 수 있다는 문제점을 가지고 있다. 흔히 사용되는 40Khz 초음파의 경우 25us의 배수로 트리거링 시점이 변동할 수 있기 때문에 한 주기 변동 시 거리 측정값에는 약 8.5mm의 오차가 포함되게 된다.

이러한 문제점을 극복하기 위해 제한된 방법으로 송·수신 신호의 상관관계(correlation)를 이용하는 방법[9-11]과 역추정(retrospective estimation) 방법[12-13]이 있다. 송·수신 신호의 상관관계를 이용하는 방법은 송·수신 신호의 상관관계 값이 최대화 되는 시점을 검출하는 방법이며 상관관계 값의 최대점이 용이하게 검출되도록 적절한 초음파 신호를 발생시켜야 하는 문제점과 정확한 최대점을 검출하기 위해서는 빠른 샘플링이 요구되며 따라서 계산량이 많아진다는 단점을 가지고 있다. 역추정 방법은 수신된 신호를 샘플링한 후 수신 신호에 대한 적절한 수학적 모델을 이용하여 신호가 수신기에 도달한 시점을 역으로 추정하는 방식이 있다.

본 논문은 기존의 역추정 방식의 경우 수신된 신호의 제한된 초기 정보를 이용하여 신호 도착 시간을 추정하기 때문에 신호 강도에 따라 오차의 발생폭이 커지는 문제점을 개선하기 위해, 초음파 송·수신기의 수학적 모델을 얻어내고 이를 이용하여 송신된 음파에 대한 수신파의 수학적 모델을 도출한 후 이를 실제 수신된 파형데이터와 비교하여 신호의 시작점을 역으로 추정하는 방식을 제안한다. 이 방법은 수신 신호의 포락선(envelope) 전체 모델을 사용하기 때문에 수신 신호의 초기 포락선 특성만을 이용하는 기존 방식에 비하여 정확도를 높일 수 있다.

본 논문은 다음과 같은 순서로 구성된다. 우선 2절에서 초음파 송·수신기로 사용되는 압전소자의 수학적 모델을 도출한다. 3절에서는 압전소자의 수학적 모

델을 이용하여 송신기에 정현파 입력을 가하여 발생된 음파가 수신기에 전달될 경우 얻어지는 수신파의 수학적 모델을 얻어낸다. 4절에서 실험을 통해 얻어진 수신파와 3절에서 얻어진 수신파의 수학적 모델의 포락선 모델을 최소화법을 이용하여 비교하여 음파의 도착시간을 역추정하는 방법을 제시한다. 5절에서는 제안된 방법을 실제 적용하여 실험한 결과를 제시하고 6절에서 결론을 도출한다.

II. 압전소자 모델링

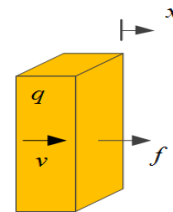


그림 1. 압전소자 모델
Fig. 1 Piezoelectric element model

그림 1은 초음파 송수신기에 사용되는 압전소자의 1차원 모델을 보여주고 있다. 여기서, q 는 소자에 저장된 전하량, v 는 두께 변화량, x 는 양단 전압, f 는 양면에 가해진 힘을 나타낸다. 압전소자의 물리적 특성을 나타내는 1차원 모델식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{pmatrix} q \\ x \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C & d \\ d & 1/k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v \\ f \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 C 는 $f=0$ 일때의 소자의 정전용량, d 는 압전 상수, k 는 $v=0$ 일 때의 기계적 탄성강도를 나타낸다. 식 (1)은 다음과 같이 역관계로 표현할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} v \\ f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C & d \\ d & 1/k \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} q \\ x \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{C} & -\frac{dk}{C} \\ -\frac{kd}{C} & k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q \\ x \end{pmatrix} \quad (2)$$

여기서 $C \square C-d^2k$ 는 $x = 0$ 일 때 정전용량이며, $k' \square kC/C'$ 은 $q = 0$ 일 때 탄성강도를 나타낸다. 식 (1)과 (2)는 압전소자가 두 개의 에너지 교환 포트를 갖는 전기·기계적 콘덴서 또는 전기·기계적 탄성소자로 모델링 될 수 있음을 보여준다. 따라서 이 소자에 저장되는 위치에너지 $W(q,x)$ 는 다음과 같이 산출될 수 있다. 우선 저장된 미소에너지 $dW(q,x)$ 는 식 (2)를 이용하여 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\begin{aligned} dW(q,x) &= v \cdot dq + f \cdot dx \\ &= \frac{q-dkx}{C'}dq + \left(k'x - \frac{dkq}{C'}\right)dx \\ &= \frac{1}{C'}q \cdot dq + k'x \cdot dx - \frac{dk}{C'}(x \cdot dq + q \cdot dx) \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)을 초기상태 $q = 0, x = 0$ 로부터 적분하면 소자에 저장된 위치에너지는 다음과 같이 얻어진다.

$$dW(q,x) = \frac{q^2}{2C'} + \frac{k'x^2}{2} - \frac{dk}{C'}qx \quad (4)$$

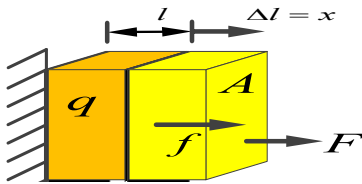


그림 2. 압전 초음파 변환기 모델
Fig. 2 Piezoelectric ultrasonic transducer model

그림2는 그림1에 보여진 압전소자에 추가 질량 m_L 을 이 장착된 압전 초음파 변환기 모델을 보여준다. 추가 질량은 압전 초음파 소자의 공진주파수를 설정하는데 중요한 역할을 하며, d_L 은 압전소자 재료 특성에 의한 감쇠계수를 나타낸다.

라그랑지 방정식을 이용하여 압전 초음파 변환기의 수학적 모델을 얻기 위해 초음파 변환기 시스템에 저장된 운동에너지와 위치에너지를 구하면 다음과 같다.

$$K = \frac{1}{2}m_L\dot{x}^2 \quad (5)$$

$$\begin{aligned} P &= W(q,x) \\ &= \frac{1}{2}(k_L+k')x^2 + \frac{q^2}{2C'} - \frac{dk}{C'}qx \end{aligned} \quad (6)$$

이를 이용하여 라그랑지안 L 은 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} L &= K - P \\ &= \frac{1}{2}m_L\dot{x}^2 - \frac{1}{2}k'x^2 - \frac{q^2}{2C'} + \frac{dk}{C'}qx \end{aligned} \quad (7)$$

따라서 일반화 변위 x 에 대한 라그랑지 방정식은 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{x}} - \frac{\partial L}{\partial x} = Q_x \quad (8)$$

여기서

$$Q_x = F - d_L\dot{x} \quad (9)$$

이므로 식(7)과 (9)를 식(8)에 대입하면 x 에 대한 운동방정식을 얻는다.

$$m_L\ddot{x} + d_L\dot{x} + k'x = \frac{dkq}{C'} + F \quad (10)$$

한편 식(1)을 이용하여 q 를 x 와 v 함수로 표현하면 다음과 같고

$$q = C'v + dkx \quad (11)$$

이 결과를 식(10)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$m_L\ddot{x} + d_L\dot{x} + k'x = kdv + F \quad (12)$$

식(12)는 압전소자에 인가된 전압 v 와 외부에 가해진 힘 f 에 의해 압전소자 변위가 발생하는 현상을 설명하며, 압전 초음파 송신기와 수신기의 모델에 동일하게 적용 가능하다.

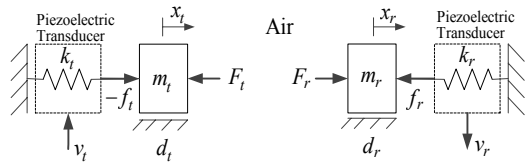


그림 3. 압전 송수신기 모델
Fig. 3 Piezoelectric transmitter and receiver model

그림 3은 압전 초음파 송·수신기 모델을 보여준다. 그림에서 송신기 압전소자에 전압 v_i 가

가해지면 압전소자의 진동 x_i 가 발생한다. 이 진동은 이웃한 공기층에 F_i 를 인가하여 압력파를 발생시키고 이 압력파는 공기를 통하여 전달되는 도중 감쇠되어 수신기에 도달하게 된다. 수신기에 전달된 압력파는 수신부 표면에 힘 F_i 을 발생시켜 수신기 압전소자에 진동 x_r 을 유발하며 최종적으로 수신기 압전소자에서 검출되는 전압 v_r 은 수신기 압전소자에 초기에 저장된 전하량을 무시할 수 있다는 가정하에 식(2)로부터 다음과 같이 얻어진다.

$$v_r = -\frac{dk}{C}x_r \quad (13)$$

III. 수신된 신호 모델

그림 3에서 송신기와 수신기가 같은 물리적 특성을 갖는 다고 가정하고 (즉, $m = m_t = m_r$, $k = k_t = k_r$, $d = d_t = d_r$), 송신기 압전소자에 전압 v_t 가 정현파로 인가되었을 때 발생한 음파가 수신기에 수신되어 최종적으로 v_r 로 검출되는 과정을 순차적으로 수식화 하면 다음과 같다. 먼저, 송·수신기 모델 (12)로부터 송신기 모델을 얻어내면 다음과 같다.

$$G_T(s) = \frac{X_t(s)}{V(s)} = \frac{K_t}{s^2 + 2\sigma s + \omega_n^2} = \frac{K_t}{(s + \sigma)^2 + \omega_d^2} \quad (14)$$

여기서,

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}}, \sigma = \zeta\omega_n = \frac{d}{2m}, \omega_d = \omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}, K_t = \frac{kd}{m} \quad \text{이다.}$$

따라서 진폭 V_m 인 정현파 입력 $v(t) = V_m \sin \omega t$ 에 대한 송신기 변위 출력은 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\begin{aligned} X_t(s) &= \frac{K_t}{s^2 + 2\sigma s + \omega_n^2} \frac{V_m \omega}{s^2 + \omega^2} \\ &= K_t V_m \left(\frac{K_t(s + \sigma) + K_2}{s^2 + 2\sigma s + \omega_n^2} + \frac{K_3 s + K_4}{s^2 + \omega^2} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, 상수 K_i , $i = 1, \dots, 4$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$K_1 = \frac{2\sigma\omega}{\Delta}, \quad (16)$$

$$K_2 = \frac{\omega\{2\sigma^2 - (\omega_n^2 - \omega^2)\}}{\Delta},$$

$$K_3 = -\frac{2\sigma\omega}{\Delta},$$

$$K_4 = \frac{\omega(\omega_n^2 - \omega^2)}{\Delta},$$

$$\Delta = (\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\sigma^2\omega^2.$$

구동주파수 ω 를 압전소자의 공진주파수 ω_d 에 일치시켜 식(15)를 역변환하면 다음 결과를 얻는다.

$$\begin{aligned} x_t(t) &= \frac{K_t V_m}{\Delta_d} \left(2\sigma\omega_d e^{-\sigma t} \cos\omega_d t + \sigma^2 e^{-\sigma t} \sin\omega_d t \right) \\ &= \frac{2\sigma\omega_d K_t V_m}{\Delta_d} \left\{ \frac{\sigma}{2\omega_d} (1 + e^{-\sigma t}) \sin\omega_d t \right. \\ &\quad \left. - (1 - e^{-\sigma t}) \cos\omega_d t \right\} \end{aligned} \quad (17)$$

식(17)에서 압전소자의 감쇠계수 ζ 가 충분히 적을 경우 (실제로 $\zeta \leq 0.1$)

$$\frac{\sigma}{2\omega_d} = \frac{\zeta}{2\sqrt{1 - \zeta^2}} \rightarrow 0 \quad (18)$$

이므로 식(17)은 다음과 같이 단순화 될 수 있다.

$$x_t(t) \approx -\frac{K_t V_m}{2\sigma\omega_d} (1 - e^{-\sigma t}) \cos\omega_d t \quad (19)$$

식(19)는 $x_t(t)$ 의 포락선이 일차계의 계단응답과 같음을 보여준다.

다음으로 수신기의 변위 x_r 을 구하기 위해서 다음을 가정한다. 송신기의 변위 x_t 는 이웃한 공기층을 진동시켜 압력파를 발생시키고 이 압력파는 수신기에 송신기 변위에 비례하는 힘 F_r 을 발생시킨다. 즉,

$$F_r = F_m (1 - e^{-\sigma t}) \cos\omega_d t \quad (20)$$

여기서 F_m 은 상수이다. 이러한 힘 입력에 대한 수신기의 변위를 구하기 위해 식(12)로부터 수신기 모델을 얻어내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G_r(s) &= \frac{X_r(s)}{V(s)} \\ &= \frac{K_r}{s^2 + 2\sigma s + \omega_n^2} = \frac{K_r}{(s + \sigma)^2 + \omega_d^2} \end{aligned} \quad (21)$$

따라서,

$$\begin{aligned} X_r(s) &= \frac{K_r F_m}{s^2 + 2\sigma s + \omega_n^2} \left(\frac{s}{s^2 + \omega_d^2} - \frac{s + \sigma}{(s + \sigma)^2 + \omega_n^2} \right) \\ &= K_r F_m (X_{r1}(s) - X_{r2}(s)) \end{aligned} \quad (22)$$

여기서,

$$X_{r1} = \frac{s}{(s^2 + 2\sigma s + \omega_n^2)(s^2 + \omega_d^2)} \quad (23)$$

$$= \frac{K_1(s + \sigma) + K_2}{s^2 + 2\sigma s + \omega_n^2} + \frac{K_3 s + K_4}{s^2 + \omega_d^2}$$

$$X_{r2} = \frac{s + \sigma}{\{(s + \sigma)^2 + \omega_d^2\}} \quad (24)$$

여기서 상수 $K_i, i = 1, \dots, 4$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$K_1 = \frac{-\sigma^2}{\Delta_d}, \quad (25)$$

$$K_2 = \frac{-\sigma(\sigma^2 + 2\omega_d^2)}{\Delta_d},$$

$$K_3 = \frac{\sigma^2}{\Delta_d},$$

$$K_4 = \frac{2\sigma\omega_d^2}{\Delta_d},$$

$$\Delta_d = \sigma^2(\sigma^2 + 4\omega_d^2).$$

식 (22)로부터 수신기 변위는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$x_r(t) \approx K_t F_m \left(\frac{1}{2\sigma\omega_d} (1 - e^{-\sigma t}) \sin \omega_d t - \frac{1}{2\omega_d} t e^{-\sigma t} \sin \omega_d t \right) \quad (26)$$

$$= \frac{K_t F_m}{2\sigma\omega_d} (1 - e^{-\sigma t} - \sigma t e^{-\sigma t}) \sin \omega_d t$$

식(26)은 x_r 의 포락선이 실축 위 $-\sigma$ 에 이중 극점을 갖는 이차계의 계단응답 곡선의 형태를 갖는다는 사실을 보여준다. 마지막으로, 수신기에서 얻어지는 전압 v_r 은 식(13)과 (26)으로부터 다음과 같이 얻어진다.

$$v_r(t) = \frac{dkK_1 F_m}{2\sigma\omega_d C} (1 - e^{-\sigma t} - \sigma t e^{-\sigma t}) \sin \omega_d t \quad (27)$$

식(27)은 송신기가 주파수 ω_d 의 정현파로 구동될 때 발생한 음파가 전파되어 수신기에 도달한 직후부터 얻어진 신호의 수학적 모델을 나타낸다. 따라서 실제 수신된 신호를 이 신호 모델과 적절히 비교하면 신호가 도달된 시점을 얻을 수 있다.

IV. TOF 획득방법

본 논문에서는 식(27)에 포함된 포락선 정보를 이용하여 음파가 도달한 시간 정보를 얻고자 한다. 그림4와 5는 음파가 수신기에 도착하여 발생된

신호가 문턱값을 넘는 순간 트리거가 되어 데이터가 획득되고 이로부터 포락선 정보가 획득되는 상황을 보여준다. 이 과정을 구체적으로 설명하면 다음과 같다.

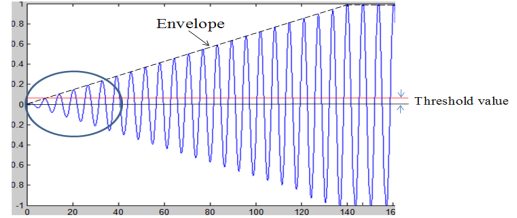


그림 4. 수신 신호 파형
Fig. 4 Received signal

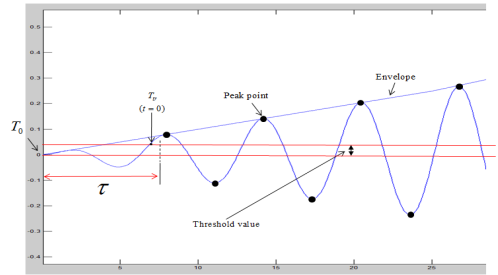


그림 5. 확대된 수신 신호
Fig. 5 Magnified received signal

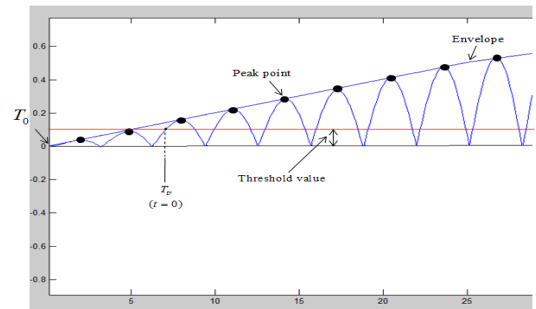


그림 6. 정류된 신호
Fig. 6 Rectified signal

그림4은 수신된 신호의 진폭이 점차 증가하면서 문턱값을 넘게되는 상황을 보여준다. 이 과정을 자세히 보이면 그림 5와 같다. 그림 5를 이용하여 TOF를 획득하는 방법을 설명하면 다음과 같다.

수신신호가 문턱값을 넘는 최초시점을 $t=0$ 로 설정하고 이 때부터 신호를 ADC를 통하여 획득한다. 획득된 신호로부터 매 주기마다 최고 및 최저점(peak점)을 획득한 후 최저점은 절대값을 취하여 정류함으로써(그림6) 포락선 데이터를 추출하고 얻어진 포락선 데이터를 아래 식(28)과 비교하여 최적의 포락선 파라미터를 얻는다.

$$e(t) = a(1 - e^{-\sigma(t+\tau)} - \sigma(t+\tau)e^{-\sigma(t+\tau)}) \quad (28)$$

여기서 a , σ , τ 는 각각 진폭, 시상수의 역수, 시간 지연을 나타내는 파라미터들이며, 이들 중 특히 τ 는 트리거링 시점보다 얼마 이전에 신호가 실제로 도달했느냐를 나타내는 상수이기 때문에 이를 이용하여 트리거링 시점으로부터 실제 TOF를 산출할 수 있다. 한편, 식(28)에 주어진 포락선 모델은 Bartholomew-Biggs[14]가 사용한 포락선 모델과 동일하며, [14]에서는 논리적인 유도 없이 실험파형을 토대로 가정되었다.

본 논문은 포락선 데이터로부터 세 개의 파라미터 a , σ , τ 를 추정하기 위해 비선형 최소자승법을 활용한다. 이를 위해 평가함수 S 를 다음과 같이 정의한다.

$$S = \sum_{i=1}^n e_i^2 \quad (29)$$

여기서,

$$e_i = a(1 - \sigma(t_i + \tau)e^{-\sigma(t_i + \tau)} - e^{-\sigma(t_i + \tau)}) - y \quad (30)$$

식(30)에서 y_u 는 t_i 시점의 포락선 함수 값이며 총 $n(n \geq 3)$ 개의 포락선데이터가 활용된다.

평가함수를 최소화하는 3개의 파라미터 a , σ , τ 를 실시간으로 추정하기 위해 수렴이 빠른 알고리즘이 필요한데 이를 위해 고려될 수 있는 방법들은 Newton 방법, Gauss-Newton 방법, Levenberg-Marquardt 방법 등이 있다[12].

이 방법들은 모두 수렴을 가속시키기 위해 평가함수의 파라미터에 대한 Hessian 행렬 정보를 이용하는 방법이며, 본 논문에서는 추정할 파라미터의 숫자가 3개로 비교적 적고, 따라서 정확한 Hessian 행렬을 얻기가 용이하기 때문에 근사적인 Hessian 행렬을 이용하는 다른 방법들에 비해 효율적인

Newton 방법을 사용하였으며, 수렴 안정성을 높이기 위해 Hessian 행렬의 특성치(eigenvalue)를 적절하게 변경하는 방법을 보완적으로 사용하였다.

V. 실험결과

제안된 알고리즘을 실험적으로 검증하기위해 공진 주파수가 40Khz인 초음파 송·수신 모듈을 사용하였다. 송신기는 10ms 주기로 구동하였으며, 구동전압으로는 정현파 대신 구현이 용이한 진폭 12V인 40Khz 구형파를 사용하였으며, 수신기 신호가 충분히 정상상태에 도달할 수 있도록 30주기, 즉 $750\mu s$ ($25\mu s \times 30$) 동안 구동하였다. 수신된 신호는 TMS320F28335(150Mhz)를 이용하여 다음과 같이 처리되었다.

(1) 수신된 신호가 문턱값을 넘는 순간을 $t=0$ 으로 설정하고 이때부터 약 2Mhz의 샘플링 속도로 ADC를 구동하여 한 주기($25\mu s$)당 50개의 샘플을 얻어내어 총 20주기 동안 1000개의 데이터를 얻어낸다.

(2) 얻어진 수신신호 데이터는 거리에 따른 신호 강도 변화에 대한 영향을 최소화하기 위해 우선 정규화(normalization) 과정을 거친 후, 신호에 포함된 잡음을 제거하기 위해 4개의 연속된 데이터를 평균하는 이동평균법을 적용하여 데이터를 처리한다. 이동평균 방식으로 처리된 데이터는 원래 데이터에 비하여 시간 지연이 포함되게 되는데 이는 실험을 통해 보정이 가능하다.

(3) 이동평균을 통해 얻어진 데이터로부터 주기마다 최대치와 최저치를 얻어내고 이를 정류하여 포락선 데이터를 획득한다.

(4) 얻어진 포락선 데이터와 비선형 최소자승법을 이용하여 포락선 파라미터 a , σ , τ 를 얻어낸다. 이 중 τ 를 이용하여, 수신신호가 문턱값을 넘는 시점부터 얼마의 시간 이전에 신호가 도착했는지를 알아낸다. 따라서 최종 TOF는 수신된 신호가 문턱값을 넘는 시점에서 τ 를 뺀 값이 된다. 한편, 위의 모든 과정은 TMS320F28335(150Mhz)에서 약 4ms내에 처리될 수 있었다.

그림 7은 실험결과를 보여준다. 그림 (a)는 $t=0$ 시점에 트리거가 된 신호를 샘플링하여 포락선 데이터를 얻어낸 후 이를 이용하여 시간지연 τ 를 얻어낸

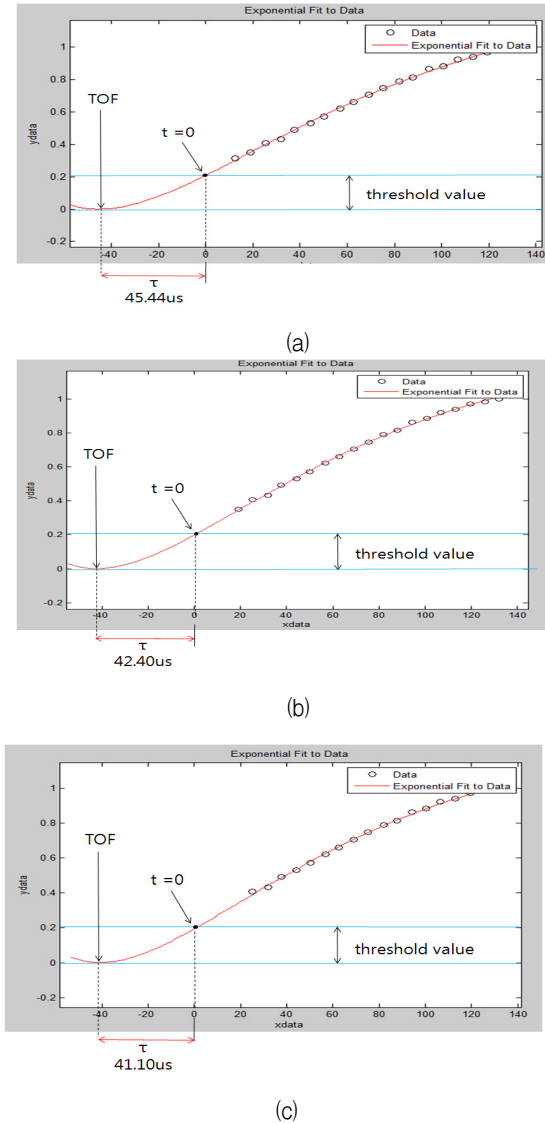


그림 7. 실험결과
Fig. 7 Experimental result

결과를 보여준다. 그림 (b), (c)는 포락선의 초기 데이터 검출이 (a) 상황에 비하여 각각 $12.5\mu\text{s}$ 와 $25\mu\text{s}$ 만큼 지연된 상황을 보여주며, 그림에서 알 수 있듯이, 상당한 지연이 포함된 신호임에도 불구하고 최종적으로 얻어진 TOF는 $5\mu\text{s}$ 내의 오차범위 내에서 안정적으로 결정될 수 있음을 보여준다.

V. 결론

본 논문에서는 초음파 거리측정시스템의 정확도를 높이기 위해 새로운 방식의 역추정 방식을 제안하였다. 이 방식은 초음파 송·수신기의 수학적 모델을 바탕으로 얻어진 수신신호 모델을 구하고 이에 포함된 포락선 함수를 수신된 신호 데이터와 비선형 최소승법으로 비교하여 최종적으로 TOF를 얻어내는 방식이다. 이 방식은 기존의 역추정 방식들보다 정확한 포락선 모델을 사용하기 때문에 트리거링 시점의 변화에 따라 TOF가 변동되어 발생하는 오차를 상당부분 줄일 수 있음을 실험을 통하여 증명하였다.

감사의 글

본 논문은 2014년도 광운대학교의 교내학술연구비 지원에 의해 수행되었음.

References

- [1] K. Soon, "Improved Localization Algorithm for Ultrasonic Satellite System," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 6, no. 5, 2011, pp. 775-781.
- [2] J. Choe, I. Choy, and C. Whang, "Ultrasonic Sensor, Position Tracking System, Nonlinear Least Square Algorithm, Weighted Nonlinear Least Square Algorithm," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 8, no. 5, 2013, pp. 725-731.
- [3] D. Seo, S. Noh, and N. Ko, "Moving Object Following Control for Differential Drive Robot Based on Two Distance Sensors," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 6, no. 5, 2011, pp. 765-773.
- [4] R. Kuc and M. Wiegen, "Physically based simulation model for acoustic sensor robot navigation," *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 9, no. 6, 1987, pp. 766-778.

[5] H. Peremans, K. Audenaert, and J. Campenhout, "A high resolution sensor based on tri-aural perception," *IEEE Trans. Robotics and Automation*, vol. 9, no. 1, 1993, pp. 36-48.

[6] J. Llata, E. Sarabia, and J. Pria, "Three dimensional robot vision using ultrasonic sensors," *J. Intelligent Robot System*, vol. 33, no. 3, 2002, pp. 267-284.

[7] M. Martinez and G. Benet, "Wall corner classification using sonar: A new approach based on geometric features," *Sensors*, vol. 10, no. 12, 2010, pp. 10683-10700.

[8] J. Jackson, R. Summan, G. Dobie, S. Whiteley, G. Pierce, and G. Hayward, "Time-of-flight measurement techniques for airborne ultrasonic ranging," *IEEE trans. Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 60, no. 2, 2013, pp. 343-355.

[9] R. Queiros, P. Sira, and A. Serra, "A new method for High resolution ultrasonic ranging in air," *IEEE Trans. Instru. and Meas.*, vol. 59, no. 12, 2010, pp. 3227-3236.

[10] R. Queiros, P. Gira, and A. Serra, "Cross-corellation and sine-fitting techniques for high resolution ultrasonic ranging," *IEEE Trans. Instru. and Meas.*, vol. 59, no. 12, 2010, pp. 3227-3236.

[11] J. Villadangos, J. Urena, J. Carcia, M. Mazo, A. Hernandez, A. Jimenez, D. Ruiz, and C. Marziani, "Measuring time of flight in an ultrasonic LPS system using generalized corss-correlation," *Sensors*, vol. 11, no. 11, 2011, pp. 10326-10342.

[12] W. McMullan, B. Delaughe, and J. Bird, "A simple rising edge detector for time of arrival estimation," *IEEE Trans. Instru. and Meas.*, vol. 45, no. 4, 1996, pp. 823-827.

[13] B. Barshan, "Fast processing techniques for accurate ultrasonic range measurements," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 11, no. 1, 2000, pp. 45-50.

[14] E. Sarabia, J. Llata, S. Robla, C. Ferrero, and

J. Oria, "Accurate estimation of airborne ultrasonic time-of-flight for overlapping echoes," *Sensors*, vol. 13, no. 11, 2013, pp. 15465-15488.

[15] M. Biggs, *Nonlinear optimization with engineering applications.* : Springer Verlag, 2008.

저자 소개

최진희(Jin-Hee Choe)



2011년 목원대학교 지능로봇공학과 졸업(공학사)
2011년~현재 광운대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(석·박통합과정 재학)

※ 관심분야 : 지능로봇공학, 모터제어

조 황(Whang Cho)



1981년 인하대학교 기계공학과 졸업(공학사)

1985년 University of Texas Austin 대학원 기계공학과 졸업(공학석사)

1989년 University of Texas Austin 대학원 기계공학과 졸업(공학박사)

1990년~현재 광운대학교 로봇공학과 교수

※ 관심분야 : 지능로봇시스템, 모빌리티 메커니즘 설계 및 제어

최 익(Ick Choy)



1979년 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사)

1981년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사)

1990년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사)

2003년~현재 광운대학교 로봇공학과 교수

※ 관심분야 : 서보제어, 전력전자, 전동기제어