

工學碩士 學位論文

홈 네트워크를 위한 음원 위치 추정에
관한 연구

A Study on the Sound Source
Localization for Home Network

指導教授 金 基 萬

2005年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

崔 泳 權

차 례

그림차례	ii
표차례	iii
약어표	vi
Abstract	V
제 1 장 서 론	1
제 2 장 위치 추정 기법	4
제2-1절 신호 모델링	4
제2-2절 빔 형성 기법	7
제2-3절 위상 함수 추정 기법	10
제2-4절 MUSIC 방법	14
제2-5절 TDOA 추정 기반 방법	17
제 3 장 음원 위치 추정을 위해 제안된 방법	22
제3-1절 연구 대상	22
제3-2절 제안된 연구 방법	22
제 4 장 모의실험 및 실제 실험 결과	28
제4-1절 모의실험	28
제4-2절 실험 및 결과	35
제 5 장 결 론	44
참고문헌	46

그림 차례

그림 1-1 홈 네트워크 서비스 개요.....	1
그림 2-1. 협대역 빔형성기.....	8
그림 2-2. 위상 함수 추정 결과.....	12
그림 2-3. 신호 모델링.....	17
그림 2-4. 센서와 음원 사이의 기하학적인 구조.....	18
그림 3-1. 백색 잡음 신호의 경우 TDOA 추정값.....	23
그림 3-2. CW 음원 신호 ping duration 경우 TDOA 추정값.....	24
그림 3-3. 세그먼트 구성 방법.....	26
그림 3-4. CW 신호인 경우 제안된 방법의 TDOA 추정값.....	27
그림 4-1. 핑 구간 내의 데이터를 이용하여 시간 지연 차를 추정한 결과.....	29
그림 4-2. 제안된 방법을 이용하여 시간 지연 차를 추정한 결과.....	29
그림 4-3. 신호 대 잡음비에 따른 제안된 방법의 성능.....	31
그림 4-4. SNR에 따른 부엽 첨두치의 영향 결과 - 전체영역 검색.....	32
그림 4-5. SNR에 따른 부엽 첨두치의 영향 결과 - 부분영역 검색.....	33
그림 4-6. 신호 대 잡음비에 따른 평균 추정 오차.....	34
그림 4-7. 실험 환경.....	36
그림 4-8. 실험 배치도.....	37
그림 4-9. 기존의 방법으로 추정된 거리 및 방위각.....	38
그림 4-10. 제안된 방법으로 추정된 거리 및 방위각.....	38
그림 4-11. 기존의 방법으로 처리된 음원의 이동 궤적.....	39
그림 4-12. 기존의 방법으로 처리한 거리 및 방위각.....	40
그림 4-13. 제안된 방법으로 처리한 음원의 이동 궤적.....	41
그림 4-14. 제안된 방법으로 처리한 거리 및 방위각.....	41
그림 4-15. Median filter로 수정된 음원의 이동 궤적.....	42
그림 4-16. Median filter로 수정된 거리 및 방위각.....	43

표 차례

표 4-1. 실험 장비.....	35
표 4-2. ME66 마이크로폰의 제원.....	35
표 4-3. 제안된 방법의 평가 기준.....	36

약 어 표

CPSP	Cross Power Spectrum Phase
CW	Continuous Wave
dB	decibel
DOA	Direction Of Arrival
FM	Frequency Modulation
GCC	Generalized Cross Correlation
LFM	Linear Frequency Modulation
MCPSP	Modified Cross Power Spectrum Phase
MUSIC	MUltiple Signal Classification
SCOT	Smoothed COherence Transform
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TOA	Time Of Arrival
TDOA	Time Difference Of Arrival

Abstract

In acoustic signal processing, Direction Of Arrival estimation plays an essential part in microphone-array technology as a preprocess in source localization or noise-robust speech recognition. In this thesis a sound source localization method for home network system was studied.

Usually, sound that happened in electronic appliance is consisted of pulsed continuous wave and noise. Therefore we must estimate correct position of sound source using this signals. However, the performances of the localizing method based on MCPSP function drops greatly in the case of CW signal. Therefore this thesis proposed efficient TDOA estimation method for pulsed CW signal. This thesis estimates the sound source localization using MCPSP function that is calculated on frequency domain using small number of sensors.

In the proposed method we composed of new segment including a edge of pulse. This segment was computed by short-time energy detection. With theoretical representation the performances of the proposed method were analyzed under various environments. From the several experimental results, we can confirm the performances of the proposed method.

This thesis organization is as following. Section II is described method of localization. In section III, the proposed method is described, and experimental results are discussed in section IV, Conclusion and comments are given in section V.

제 1 장 서 론

최근 디지털 정보처리 기술과 초고속 통신 기술의 급격한 발달로 가정에서 사용하는 디지털 기기가 늘어나고 이들을 공유하고 제어하는 시스템에 대한 필요성이 증대됨에 따라 자동화 • 네트워크의 개념이 기업의 사무실이나 공장을 넘어서 가정내로 급속히 확산되고 있다. 미래 지향적인 디지털 홈은 가정내의 모든 정보가전 기기들이 유 • 무선 네트워크로 연결되어 언제, 어디서나, 어떤 장치를 통해서도 원하는 서비스를 제공할 수 있는 그림 1-1과 같은 홈 네트워크 서비스를 기반으로 한다. 홈 네트워크 서비스의 필수 구성요소로 이더넷, HomePNA, 전력선(PLC)과 같은 유선 네트워크와 IEEE 802.11, HomeRF, 블루투스과 같은 무선 네트워크가 가정내의 정보가전 기기들을 상호 연결하는 데 이용되고, 홈 게이트웨이는 외부의 가입자 망과 홈 네트워킹 사이의 접속 기능을 수행하며, 홈 서버는 고속의 CPU와 데이터 저장 장치를 탑재하고 정보가전 기기들의 멀티미디어 데이터를 저장 • 관리 • 분배하는 역할을 한다.

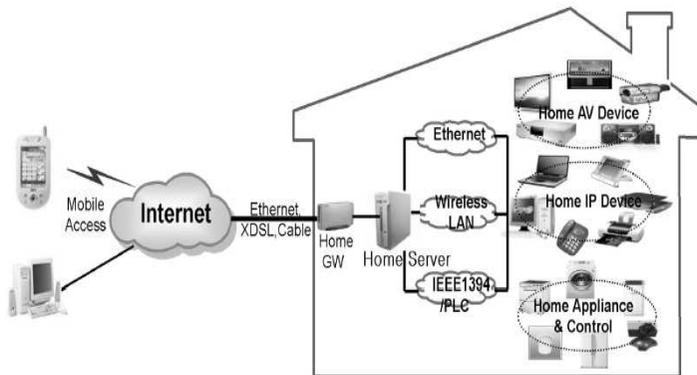


그림 1-1 홈 네트워크 서비스 개요

Fig. 1-1. Overview of the Home Network.

가정내의 기기들이 홈 네트워크로 상호 연결됨으로써, 사용자가 음성 인터페이스를 통해 가정 내·외부에서 정보가전 기기들을 제어하는 것이 자연스럽게, 편리한 방법으로 주목받고 있다.

가정에서 전통적인 백색 가전 기기뿐만 아니라 다양한 멀티미디어 기기와 콘텐츠들이 개발되어 제공되고 있을 만큼 그 수요는 크게 증가하고 있다. 그러나 이러한 기기들이 다양화해지는 반면에 동작은 개별적으로 이루어지고 있어 사람들은 오히려 그 기능을 제대로 활용하지 못하는 것이 현실이다. 최근에는 이러한 기기들을 통합하여 홈 네트워크를 형성하려는 시도가 이루어지고 있으며, 특히 가정에서 다양한 기기들을 리모콘이 아닌 음성인식 과정을 통해 동작시키려는 노력이 이루어져 왔다. 이러한 홈 네트워크를 위한 음성인식 시스템의 성능은 음성인식 시스템 자체의 성능과 함께 환경 내에 항상 존재하는 다양한 소음들을 미리 사전에 차단하는 전처리단계에 대한 성능도 매우 중요하다. 따라서 홈 네트워크 형성을 위한 음성 인식 시스템을 구성하기 위해서는 인식을 향상을 위한 잡음 처리 과정이 반드시 있어야 하며, 이는 시공간 (space-time) 영역 잡음처리 방법인 광대역 빔 형성기를 통해 얻어진다[1-3]. 또한 이 광대역 빔 형성기를 동작시키기 위해서는 음원의 위치 정보가 필요하며, 이를 위해 음원 위치 추정 기법이 필요하다. 그리고 이 모든 시스템의 첫 단계는 마이크로폰을 통한 음성 신호 취득이므로 이러한 마이크로폰의 배치를 최적화하여 설계하는 기술을 보유하여야만 한다[4-7].

기존의 음원의 위치를 탐지하기 위해서 다수의 센서 어레이를 사용하여 빔 형성 기법 또는 MUSIC과 같은 고 분해능을 갖는 방위 탐지 기법들이 적용될 수 있으나 이는 많은 수의 센서가 필요하므로 시스템이 복잡해지고 계산 량이 증가한다. 또한 음원이 이동 할 경우 고정된 수신 센서의 시간 동기를 맞추고 음원과 수신 센서간의 시간 지연(TOA)을 구한 후에 이를 거리로 환산함으로써 운동체

의 좌표를 얻을 수 있지만 실내에서는 일반 육상 기기에서 GPS 신호를 사용하는 것과 같이 공통적인 시간 동기를 맞추기가 어렵다는 제약이 있다. 이에 본 논문에서는 유동 음원과 고정된 측정 센서간의 상대적인 시간 지연 차 (TDOA)를 구하여 음원의 위치를 추정하고자 하였다. 이 방법은 시간 동기화가 필요 없고 상대적으로 적은 센서를 이용하기 때문에 효율적이다.

시간 지연 차를 추정하는 방법은 기본적으로 두 센서 출력 신호 사이의 상호 상관도 추정을 기반으로 하며 본 논문에서는 주파수 영역에서의 상관도를 추정하는 CPSP방법의 확장된 방법인 MCPSP방법을 적용하였다[8-10]. 제안된 방법은 우선 단구간 에너지 연산을 통하여 음원신호의 경계 영역을 찾고 이 영역을 포함한 프레임으로부터 상관도를 구하여 시간 지연 차를 추정하는 것이다.

음원의 위치를 추정 시스템은 크게 두 부분으로 나눌 수 있다. 먼저 수신된 각 센서들로부터 기준 센서로부터의 시간 지연차를 구하는 단계, 그리고 각 센서별로 얻어진 시간 지연차를 이용하여 좌표를 구하는 Locator로 나눌 수 있다. 본 논문에서는 선형 배열 센서를 대상으로 하였다. 선형 배열일 경우 기존의 Newton 기법을 이용한 쌍곡선(Hyperbolic) 함수를 통하여 음원의 좌표를 구하는 방법과 달리 간단하게 closed form을 이용하여 좌표를 얻을 수 있는 장점이 있다[11-16].

본 논문의 제 2 장에서는 기존의 위치 추정 기법에 관하여 설명하였다. 제 3 장에서는 본 논문에서 제안하는 방법에 대하여 설명하였다. 제 4 장에서는 모의 실험 및 실험 결과를 나타내었으며 제 5 장에서는 결론 및 향후 연구 방향을 제시하였다.

제 2 장 위치 추정 기법

제 2-1 절 신호 모델링

육상의 음파의 전파 속도 즉, 음속은 온도와 기압에 영향을 받으나 일반적인 환경 하에서는 342 m/s로 가정하며, 음원은 완전한 점원으로 가정한다. 수신 센서 M에서 음원까지의 거리는 d 라고 하자. 따라서 음원 S에서 수신 센서까지 가는데 걸린 시간 τ 가 될 것이다. 여기서 $\tau = \frac{d}{C}$ 이다. 만약 음원이 $s(t)$ 를 만든다면, 수신 센서에 수신된 신호는 다음과 같다.

$$x(t) = a s(t - \tau) + n(t) \quad (2-1)$$

수신 센서에는 시간 지연 τ 와 함께 거리에 따르는 변수인 감쇄 상수 a 를 갖는 음원 신호가 획득되며, 감쇄 상수는 거리에 반비례한다.

$$a \propto \frac{1}{d} \quad (2-2)$$

잡음은 두 가지 성분의 합으로 표현된다.

$$n(t) = n_L(t) + n_R(t) \quad (2-3)$$

여기서 $n_L(t)$ 는 주변 소음원에 의한 간접 잡음이며 $n_R(t)$ 는 간접 경로에 의한 반사 잡음이다. 전자는 보통 $s(t)$ 와 상관되지 않으며, 이동 음원의 소음이나 주변 기기들에 의한 소음이며 후자는 벽이나 바닥으로부터의 음원 반사로 생성된 음파와 t_r 와는 다른 시간 지연을 갖는 도달에 의해 발생하는 동안 만들어진다. 반사는 종종

image method에 의해 모델화 된다. 센서에 수신된 신호의 부분을 음원과 연계해서 정리하면 아래와 같이 주어진다.

$$M_R(t) = a_s(t - \tau) + n_R = h(t) * s(t) \quad (2-4)$$

여기서 채널 임펄스 응답 $h(t)$ 는 다음과 같으며, ‘*’는 컨볼루션을 의미한다.

$$h(t) = \sum_{j=0}^{\infty} c_j \delta(t - \tau_j) \quad (2-5)$$

$c_0 = a_0, \tau_0 = t_i$ 는 직접 경로에 의한 것임을 알 수 있다. 직접 경로는 짧기 때문에, $\tau_j > t_i \quad (j \geq 0)$ 이다. 반사의 크기는 시간 함수에 의해 감소할 것이기에 모든 $j \geq 1$ 일 때, $c_j < a_j$ 라 가정 할 수 있다. 실제로, c_j 의 크기는 지수 함수적으로 τ_j 만큼 감소함을 보여 준다. 식 (2-1)은 다음 형태로 쓸 수 있다.

$$x(t) = h(t) * s(t) + n(t) \quad (2-6)$$

식 (2-1)에서 획득된 신호의 잡음 부분인 $n(t)$ 는 원하지 않는 것이다. 그리고 어떤 방법에서는 획득된 신호 $x(t)$ 에서 그것을 빼려고 하지만 획득된 신호 $x(t)$ 정보만을 토대로 그런 작업을 수행하는 것은 어려운 일이다. 이전에 알려진 $h(t)$ 와 $s(t)$ 에 관한 통상적인 방법은 비효율적이다. 그리고 그것들은 보통 동일 주파수 범위를 제공하며 장시간 고정된 움직임을 표현해내지 못한다. 더군다나, 가령 음원의 위치가 바뀐다면, 전달 함수 $h(t)$ 는 시간 t, λ 에 따라 천천히 변화하는 함수가 된다. 그리고 a 또한 시간에 따라 천천히 변화하게 된다. 한 예로써 배열 센서 접근법은 다수의 센서를 통해 획득된 정보를 사용하여 잡음제거 작업을 하려는 것이다. 배열 센서 방법은 다수의 센서들이 잡음 성분을 제거하고 남은 정보 획득을 가정한다.

획득된 신호를 벡터 표기를 사용하여 표현 할 수 있다. 식(2-1)을 벡터형으로 다시 쓰면

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{a} \cdot s(t - \tau) + \mathbf{n}(t) \quad (2-7)$$

\mathbf{X} 는 획득된 신호의 열 벡터이며, \mathbf{a} 는 각 채널의 전파 감쇠를 반영하는 scaling 열 벡터이다. 그리고 \mathbf{n} 은 부가성 잡음의 열 벡터이다. 신호 벡터 s 는 system geometry에 기반을 둔 전파 지연에 따른 지연 벡터 τ 에 의해 시간 이동된 것이다.

식 (2-6) 또한 벡터 표기법으로 표현 할 수 있다.

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{M}(t) * s(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2-8)$$

여기서 \mathbf{M} 는 센서 set에 따른 전달함수들의 열 벡터이며, $*$ 는 \mathbf{M} 열을 가진 $s(t)$ 의 컨볼루션을 의미한다. (2-8)의 주파수 영역에서의 등가 표현은 (2-9)로 주어진다.

$$\mathbf{X}(f) = \mathbf{H}(f) \cdot \mathcal{S}(f) + \mathbf{N}(f) \quad (2-9)$$

이와 같은 모델로부터 음원의 위치를 추정하는 방법에는 빔형성 기반기술, 위상 함수 추정 기술, MUSIC 방법 및 TDOA 추정 기반 방법 등이 있다.

제 2-2 절 빔 형성 기술

빔 형성 기법을 이용하여 음원의 위치 추정과 추적이 가능하다. 배열 센서의 특성화된 영역에서의 음원 취득과 취득된 음질을 향상시킬 수 있는 방법을 제공한다. 배열 센서는 관심 영역으로부터 음원에 관한 SNR(신호 대 잡음 비) 이득 제공을 위한 공간적으로 정확한 위치에 배치되는 다수의 센서를 사용한다. 그 SNR 이득은 음파 전파 원리를 기초로 얻어진다.

“delay-and-sum” 빔 형성은 원하는 위치에서 오는 신호 구성요소를 결합 시켜주는 방법을 통해 시간 지연에 따라서 배열 센서로부터, 다른 위치로 발생된 신호들이 응집력 없게 결합되는 동안에, 획득된 신호를 더해준다. 이 사전 처리는 단순히 센서들 수의 함수 증가인 잡음 이상의 이득을 갖는 신호 성분을 제공해준다. 센서의 물리적 움직임 없이 초점 추출을 바꿀 수 있는 능력이 빔 형성 기술의 핵심이다. 이 능력은 시스템을 매우 유연하게 만들며 움직이는 음원에 대한 추적을 가능하게 한다.

배열 센서를 이용한 빔 형성 기법으로 음원의 위치를 추정하기 위하여 먼저 음원은 배열 센서로부터 무한한 거리 상에 있다고 가정할 때 한 지점의 음원으로부터 전달받게 되는 파동의 형태는 평면파이다. 이것은 빔 형성 처리 문제에 있어서 중요하고도 간단한 방법이다. 원거리에 있는 음원과의 거리를 근사한 값으로 추정하기 위해서 가정된 공통의 법칙은 $r=2L^2/\lambda$ 의 형태로 표현된다. 여기서 r 은 어레이로부터 음원까지의 거리이며, L 은 어레이의 길이이며, λ 는 파장을 나타낸다. 일반적으로 원거리에 사용되는 빔 형성기 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$P_{out-F}(\Theta) = \sum_{n=0}^{N-1} \omega_n e^{2\pi f c^{-1} x_n \cos \Theta} \quad (2-10)$$

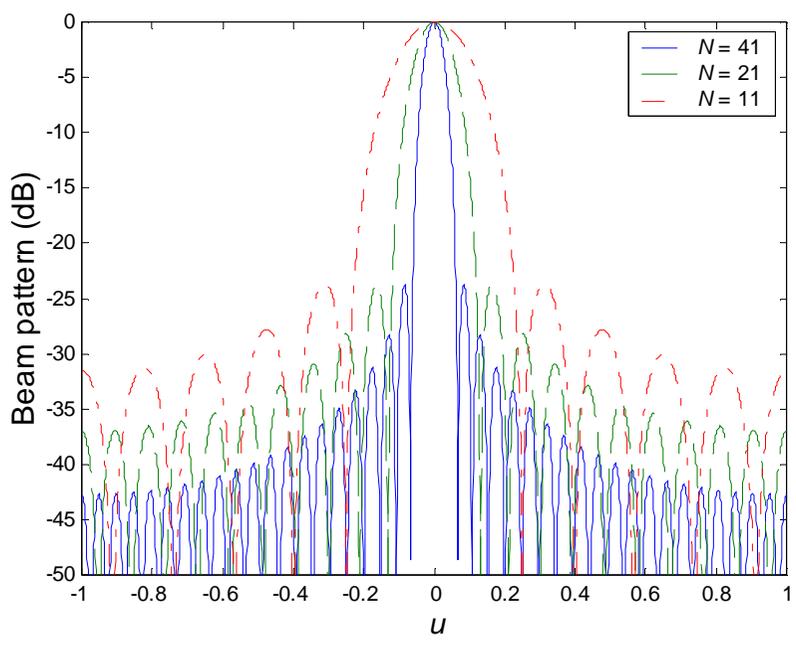
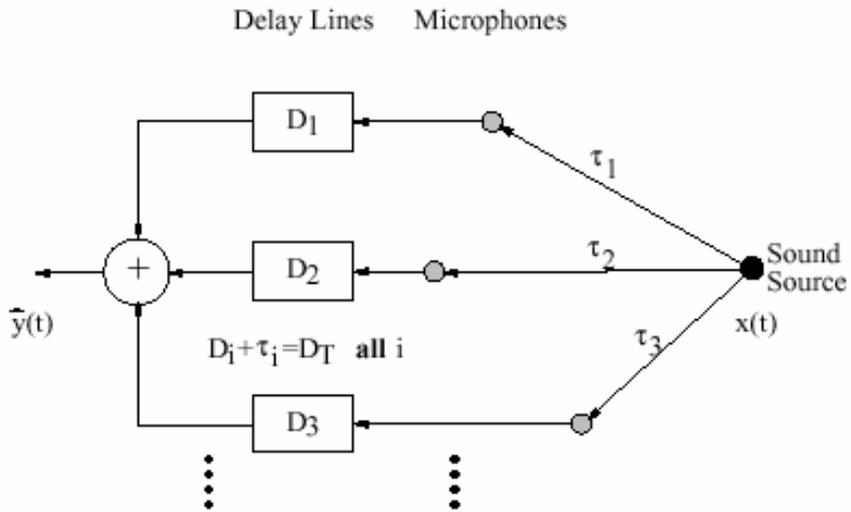


그림 2-1. 협대역 빔 형성기 (a) 구조, (b) 빔 패턴
 Fig. 2-1. Narrowband beamformer (a) Structure, (b) Beam pattern.

여기서 ω_n 은 n 번째 센서의 복소 가중치이고 λ 는 주파수이며 c 는 음향 신호의 전달 속도를 나타내며 x_n 은 n 번째 센서에서의 위치를 나타낸다. 방위뿐만 아니라 거리 정보도 추정하기 위한 초점 빔 형성기를 설계하기 위한 방법은 구면파로서 센서에 도달하는 것을 감안하여 서로 다른 경로로 들어오는 센서간의 시간 지연으로서 결정된다. 어레이의 한 센서를 기준으로 빔을 지향하는 거리 r 과 지향 방향 θ 를 조절하여 빔 패턴을 구성한다. 임의의 방향과 거리에 대한 일반식은 다음과 같이 주어진다. 거리 r 과 방향 θ (어레이의 수직 성분을 기준)에서 신호에 대한 어레이 응답은 다음과 같다.

$$P_{out}(r, \theta) = \sum_{n=0}^{N-1} \omega_n \frac{r}{d(r, \theta)} e^{j2\pi \lambda^{-1} x_n \cos \theta} \quad (2-11)$$

음원으로부터 n 번째 센서까지의 거리를 나타내는 $d(r, \theta)$ 는 식 (2-12)와 같이 표현된다.

$$d_n = (r^2 + 2r(x_n - x_0) \cos \theta + (x_n - x_0)^2)^{0.5} \quad (2-12)$$

여기서 x_n 은 x_0 를 기준으로 한 n 번째 센서의 상대적인 거리이다.

일반적으로 협대역 신호인 경우 시간 영역에서 지연-합을 통해 빔 형성기를 구성할 수 있으나 음향 신호와 같이 광대역 신호의 경우 DFT 변환을 통해 각 주파수 밴드별로 처리하거나 Nested 배열과 대역 통과 필터를 이용하여야 한다. 그러나 이와 같은 빔 형성 기반 방법은 좋은 위치 추정 성능을 위해서 많은 수의 센서가 필요하다는 단점이 있다.

제 2-3 절 위상 함수 추정 기법

음원 위치추적 절차의 기본적인 조건은 각기 다른 위치의 센서에 도달하는 신호와 지연 시간간의 관계를 계산하는데 있다. 정확한 TDOA 추정치는 음원 위치추적 시스템에서 중대한 요소이다. 게다가 높은 정확도를 가지기 위해서 이러한 지연 추정치들은 반복적으로 경신되며 실제로 추적에 사용되거나 빔형성 기법에 적용될 수 있으며 실시간 처리 적용에 문제점이 없어야 한다.

일반적으로 상관 방법이 공간적으로 각각 다르게 위치한 두 센서에 수신되는 신호들간에 지연시간을 추정하는데 사용되어져 왔다. 특히 두 신호간의 상호상관함수가 구해지고 첩두치 검출로써 최대값이 얻어진다. 적절한 값으로 필터링 하는 방법이 변화하는 피크 검출에 사용되며 이러한 기법들은 모두 상호상관 함수의 최대화에 근거를 둔다. 추정의 분해능은 인터플레이션 방법이 사용되지 않는 한 샘플링 주기에 의해 제한된다. 이 방법은 업샘플링된 신호를 배치시켜 상호상관함수의 곡선 맞춤 방법이다. 여기서는 정확도가 향상되는 반면 계산상의 절차가 확장되는 일반적인 trade-off 가 일어난다.

이 절에서는 위상 함수를 추정하여 TDOA를 추정하는 방법을 설명한다. 단일 음원이 존재하는 환경에서 높은 분해능의 추정치를 제공하고 최소한의 계산량으로 각기 독립적인 지연 추정치를 얻을 수 있도록 고안하는 것이 목적이다[17-19].

하나의 음원이 존재하는 음장내에 위치한 두개의 수신 센서를 생각해보자. 센서의 위치는 센서와 음원의 거리에 따른 신호 감쇠와 관련이 있으며 음원의 크기와 방향은 무시된다고 가정하면 샘플된 수신 신호 $x_1(t)$ 와 $x_2(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$x_1(t) = s(t) + n_1(t) \quad (2-13)$$

$$x_2(t) = s(t - \tau) + n_2(t)$$

t는 이산시간 index를 나타내고 $n_1(t)$ 과 $n_2(t)$ 는 정규화된 잡음으로 통계학적으로 s(t)과 상관하지 않으며 τ 는 음원파면이 수신단에 도달할 때 일어나는 TDOA 의 단일 샘플을 나타낸다. 여기서의 문제는 $x_1(t)$ 와 $x_2(t)$ 의 유한구간 sequence 처리상의 추정치 τ 이다. 전형적인 상황에서는 이러한 지연시간은 시간에 대해서 다양하게 변화하는데 예를 들어 물리적인 움직임 (사람의 몸과 머리의 움직임 등)에 영향을 받는다. 추정의 정확도는 음원의 시간적인 변화에 의해 영향을 받는다.

N점 DFT 계수들과 일정 구간으로 수신된 식 (2-13)의 신호가 있고 그들의 상호 스펙트럼은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} R_1(k) &= W(k) * (S(k) + N_1(k)) \\ R_2(k) &= W(k) * (S(k)e^{-jw_k\tau} + N_2(k)) \\ G_{R_1R_2}(k) &= R_1(k)R_2(k)' \end{aligned} \quad (2-14)$$

여기서 $W(k)$ 는 분석 구간의 N점 DFT를 나타내고, $k=0,1,\dots,N/2$, $w_k = 2\pi k/N$ 이며, *와 '는 각각 컨볼루션과 복소 켤레 연산자를 나타낸다. TDOA τ 는 이제 복소 위상 항의 부분으로 나타나며, 정수로 제한되지 않는다. 상호 스펙트럼의 위상은 다음과 같이 표현된다.

$$\theta_k = \arg(G_{R_1R_2}(k)) = w_k\tau + \epsilon_k \quad (2-15)$$

여기서 페이지 편차 ϵ_k 는 랜덤한 변화를 가지며 잡음 항과 각각의 이산 주파수의 전체에 걸친 위상항에 대한 분석구간의 요약체를 나타낸다. 주어진 ϵ_k 는 모든 k에 대하여 zero 평균을 가지며 예상되는 위상항 θ_k 는 이산 라디안 주파수 w_k 에 직접적으로 비례하며 신호의 지연 τ 와 비례상수로 다음과 같이 표현된다.

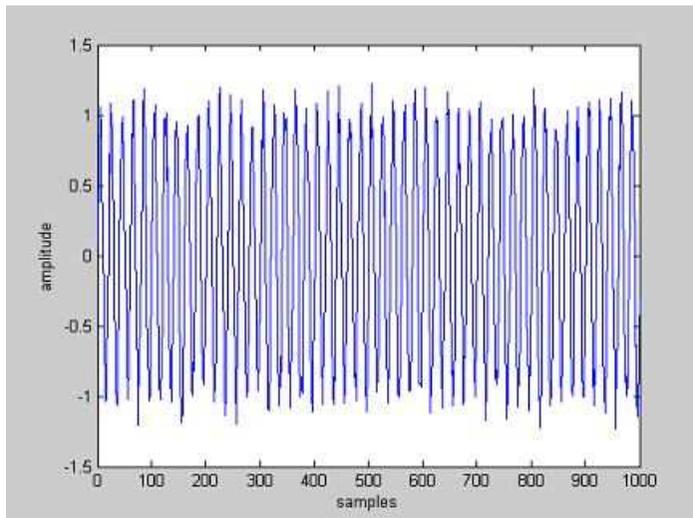
$$E(\theta_k) = w_k \tau \quad (2-16)$$

여기서 τ 의 의미는 위상항 급수의 맞춤곡선에 대한 기울기로 해석된다. ϵ_k 항들이 상관 관계가 없다고 가정하면(가우시안 잡음의 경우 이러한 가정은 광대역의 신호에 대해 타당하고 간격에 대한 관찰이 고려된다.)가장 선형적이고 한쪽으로 치우치지 않은 추정치 τ 는 다음과 같이 표현된다.

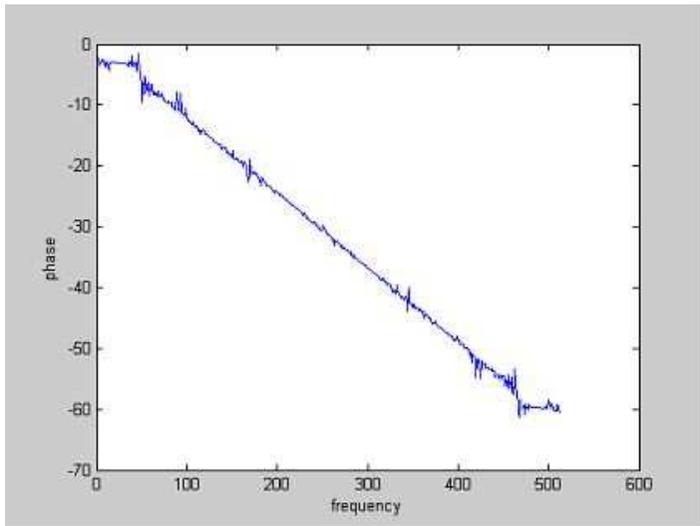
$$\hat{\tau} = \frac{\sum_{k=1}^{N-1} A_k \omega_k \theta_k}{\sum_{k=1}^{N-1} A_k \omega_k^2} \quad (2-17)$$

A_k 는 가중치 계수로써 페이지 편차의 분산의 역과 같이 표현된다.

$$A_k = \frac{1}{\text{var}(\epsilon_k)} \quad (2-18)$$



(a)



(b)

그림 2-2. 위상 함수 추정 결과 (a) 시간 영역 신호,
(b) 추정된 위상 함수

Fig. 2-2. Result for estimation of phase function (a)
Time-domain signal, (b) estimated phase function.

제 2-4 절 MUSIC 방법

1979년 Schmidt가 제안한 MUSIC 방법은 입력 공분산 행렬의 고유구조를 이용한 고정밀 다중신호 분류법이다.

MUSIC 방법은 입사신호의 수, 각 신호의 입사각, 입사신호간 이 크기와 상호상관, 잡음전력에 관한 정보를 제공하는 신호파라미터 판별알고리즘이다. MUSIC 방법이 신호분리도가 높지만, 아주 간결하고 정확한 어레이 교정이 필요하다. MUSIC 방법은 이미 구현되었고 실험적으로 증명되었다.

MUSIC 방법은 신호파라미터 판별문제를 기하학적 관점을 기초로 하여 개발되었다. 이는 협대역 데이터 모델에 따라, D개의 신호가 어레이에 입사하는 경우, M-소자 어레이의 수신데이터 벡터는 D개의 입사 파형과 잡음의 선형결합으로 나타낼 수 있다. 즉,

$$u(t) = \sum_{j=0}^{D-1} a(\phi_j) s_j(t) + n(t) \quad (2-19)$$

$$u(t) = [a(\phi_0) a(\phi_1) \dots a(\phi_{D-1})] \begin{bmatrix} s_0(t) \\ s_1(t) \\ \dots \\ s_{D-1}(t) \end{bmatrix} + n(t) = A s(t) + n(t) \quad (2-20)$$

이며, 여기서 $s^T(t) = [s_0(t), s_1(t), \dots, s_{D-1}(t)]$ 는 입사신호 벡터이고 $n(t) = [n_0(t), n_1(t), \dots, n_{D-1}(t)]$ 는 잡음벡터, $a(\phi_j)$ 는 j번째 신호의 입사각에 해당되는 어레이 방향벡터이다. 간단히 하기 위해, 이후부터는 u, s, n 의 시간변수는 생략하기로 한다.

기하학적으로 볼 때, 수신 벡터 u 와 방향 벡터 $a(\phi)$ 는 M차원 공간에서의 벡터로 볼 수 있다. 식(2-20)로부터, 수신 벡터 u 는 결합계수가 되는 s_0, s_1, \dots, s_{D-1} 과 어레이 방향 벡터가 특별한 선형 결합된 것으로 볼 수 있다. 앞의 데이터 모델에서, 입력 공분산행렬 R_{uu} 는

$$R_{uu} = E[uu^H] = AE[ss^H]A^H + E[nn^H] \quad (2-21)$$

$$R_{uu} = AR_{ss}A^H + \sigma_n^2 I \quad (2-22)$$

로 쓸 수 있으며, 여기서 R_{ss} 는 신호 상관 행렬 $E[ss^H]$ 이다. A 가 전 랭크를 가지고 R_{ss} 가 비특이 임으로, 이것은

$$A^H q_i = 0 \quad (2-23)$$

또는

$$\begin{bmatrix} a^H(\Phi_0)q_i \\ a^H(\Phi_1)q_i \\ \vdots \\ a^H(\Phi_{D-1})q_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

임을 의미한다. 여기서 q_i 는 고유치 λ_i 에 관련된 고유 벡터이다.

이것은 $M-D$ 개의 최소 고유치와 관련된 고유 벡터가 A 를 구성하는 D 개의 방향 벡터에 직교함을 의미한다.

$$a(\Phi_0), \dots, a(\Phi_0) \perp q_D, \dots, q_{M-1} \quad (2-25)$$

식 (2-25)로 부터 MUSIC 기법의 기본 원리를 알 수 있다. 식 (2-25)은 σ_n^2 과 거의 같은 R_{uu} 의 고유치에 관련된 고유 벡터에 거의 직교하는 방향 벡터를 구함으로써 수신 신호에 관련된 방향 벡터를 알아낼 수 있음을 의미한다. 이와 같은 분석을 통해 공분산 행렬 R_{uu} 의 고유 벡터는 주 고유 부공간과 부 고유 부공간이라고 부르는 두 개의 직교 부공간 중 어느 한 곳에 속함을 알 수 있다. 입사각에 해당하는 방향 벡터는 신호 부공간 내에 있으므로 '잡음 부공간'에 직교한다.

잡음 부공간을 찾아내기 위해서는, 잡음 고유 벡터를 포함하는 행렬을 다음과 같이 구성한다.

$$V_n = [q_D \ q_{D+1} \ \dots \ q_{M-1}] \quad (2-26)$$

신호성분에 해당하는 방향 벡터는 잡음 부공간 고유 벡터에 직교하므로, 한 다중경로 성분의 입사각에 해당하는 ϕ 에 관해 $a^H(\phi) V_n V_n^H a(\phi) = 0$ 이다. 이때 다수의 입사 신호의 입사각 s 는

$$P_{MUSIC}(\phi) = \frac{1}{a^H(\phi) V_n V_n^H a(\phi)} \quad (2-27)$$

또는

$$P_{MUSIC}(\phi) = \frac{a^H(\phi) a(\phi)}{a^H(\phi) V_n V_n^H a(\phi)} \quad (2-28)$$

로 주어지는 MUSIC 공간 스펙트럼 최대치의 위치를 찾으면 알 수 있다. $a(\phi)$ 와 V_n 간의 직교성은 분모를 최소로 하므로, 식 (2-26)과 (2-27)에 정의된 MUSIC 스펙트럼 최대치를 발생시킨다. MUSIC 스펙트럼에서 \overline{D} 개의 최대치는 어레이에 입사하는 신호들의 입사각에 해당한다.

기존의 방법과는 달리, MUSIC 공간 스펙트럼은 각 도래 방향에 관련된 전력을 계산하지 않는다. 대신 어레이 입력 공분산 행렬의 통계적 평균을 정확히 알면, 무 상관이고 동일한 잡음 환경 하에서, $P_{MUSIC}(\phi)$ 의 최대치는 정확한 입사각에 해당된다. 이들 최대치는 원칙적으로, 어레이 교정을 완전하게 해두면 도래방향 간격에 관계없이 분명히 구분되어 나타나기 때문에, MUSIC의 계산결과로 아주 가까운 간격의 신호를 구분하여 판별할 수 있다.

제 2-5 절 TDOA 추정 기반 방법

일반적인 시간 지연 분석에 사용되어지는 음원 위치 추정 방법을 적용하기 위한 신호의 모델링을 그림 2-3.에 나타내었다. 음원 수신된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

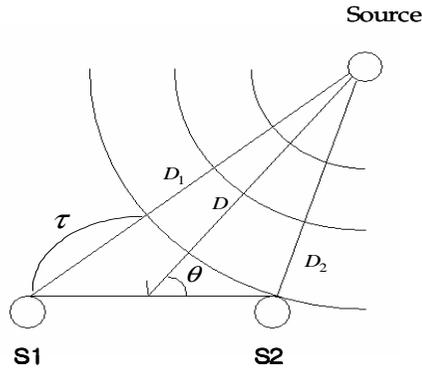


그림 2-3. 신호 모델링
Fig. 2-3. Signal modeling.

그림 2-3에서 센서 S1과 S2에 각각 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_1(t) &= s(t - \tau_1) + n_1(t) \\ x_2(t) &= s(t - \tau_2) + n_2(t) \end{aligned} \quad (2-29)$$

여기서 잡음이 없는 이상적인 경우 $n_1(t)$ 과 $n_2(t)$ 는 0이 되며 음속을 C 각 센서와 음원간의 거리 D_1 과 D_2 라 할 때 두 센서의 도달 시간 차 $\tau = \frac{D_1}{C} - \frac{D_2}{C}$ 과 같이 나타낼 수 있다.

음원 거리 측정 문제에 있어서 일반적으로 선택되어지는 추정기법은 수동 처리로 얻어진다. 통계적, 그리고 분석적으로 센서사이의 거리는 높은 잡음 환경에서 거리가 가까울수록 반대로 낮은

잡음 환경에서 거리가 멀어질수록 좀더 좋은 추정 성능을 가지게 된다. 그림 2-4는 시간 지연 분석에 이용되는 구조를 보여준다. 3차원의 좌표는 2차원 좌표의 조합임으로 여기서는 간단히 2차원에 대해서만 논의한다. A 와 B 는 두 개의 센서 그룹을 나타내고 F 는 또 다른 센서를 나타낸다. R_F , R 그리고 R_A 는 음원으로부터 각 센서들까지 신호의 직접 경로들이다. 이 값들은 시간지연의 두 값을 측정할 수 있도록 만들어 준다. 첫 번째로 R_F 와 R 의 시간차는 음파 전달 시간에 있어서의 차이, R 과 R_A 사이의 음파 전달 시간차는 $\tau_2=(R-R_A)/c$ 와 같다. 여기서 c 는 음향 신호의 전달 속도이다. 구하고자 하는 음원까지의 거리와 방향은 센서 B 를 기준으로 측정하고 따라서 R 이 실제 거리가 된다. 그리고 θ 는 관측부로 부터 수직축을 기준으로 한 음원에 대한 실제 방향이다. 측정된 τ_1 , τ_2 와 음원까지의 거리 R , 방향 θ 사이의 관계를 정리하면 그림에서 τ_1 에 대한 삼각형 TFB , τ_2 에 대한 TBA 를 코사인 법칙을 이용하여 $\tau_1=(R_F-R)/c$, $\tau_2=(R-R_A)/c$ 와 같이 나타내고 τ_1 과 τ_2 에 대한 것은 다음과 같이 정리할 수 있다.

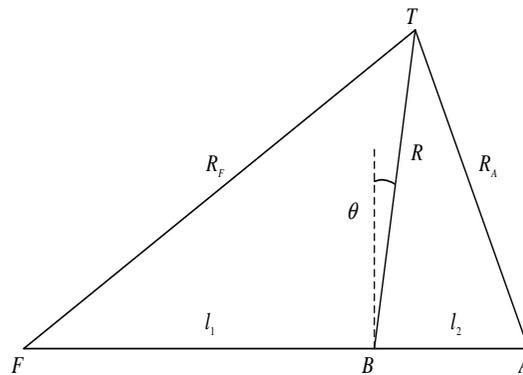


그림 2-4. 센서와 음원 사이의 기하학적인 구조

Fig. 2-4. Geometrical structure between sensor and sound source.

$$\tau_1 = \frac{-R + (R^2 + l_1^2 - 2Rl_1 \sin\theta)^{0.5}}{c} \text{ [sec]} \quad (2-30)$$

$$\tau_2 = \frac{R - (R^2 + l_2^2 - 2Rl_2 \sin\theta)^{0.5}}{c} \text{ [sec]} \quad (2-31)$$

식 (2-30)과 (2-31)은 R 과 θ 에 관한 τ_1 과 τ_2 의 비선형 대수적인 표현이다. τ_1 과 τ_2 를 측정된 입력 매개 변수로서 시간 지연 τ_1 과 τ_2 에 대한 거리(R)과 방향(θ)로 구성된 식으로 (2-30)과 (2-31)로부터 다음과 같이 재정리된다.

$$\alpha_1 = -R + R \left(1 + \frac{l_1^2}{R^2} - \frac{2l_1}{R} \sin\theta \right)^{0.5} m \quad (2-32)$$

$$\alpha_2 = R - R \left(1 + \frac{l_2^2}{R^2} + \frac{2l_2}{R} \sin\theta \right)^{0.5} m \quad (2-33)$$

$|x| < 1$ 일 때, $\sqrt{1+x}$ 의 급수 전개는 $(1+x)^{0.5} \simeq (1+x/2 - x^2/8 + x^3/16 \dots)$ 와 같다. 따라서 식(2-32)에 $x = ((l_1^2/R^2) - (2l_1/R) \sin\theta)$ 와 식 (2-33)에 $x = ((l_2^2/R^2) - (2l_2/R) \sin\theta)$ 를 대입하고 (l/R)에서 3 차나 그 이상의 고차항을 무시하면 다음의 식 (2-34)와 식 (2-35)와 같다.

$$\alpha_1 \simeq -l_1 \sin\theta + \frac{1}{2} \frac{l_1^2}{R} \cos^2\theta \quad (2-34)$$

$$\alpha_2 \simeq -l_2 \sin\theta + \frac{1}{2} \frac{l_2^2}{R} \cos^2\theta \quad (2-35)$$

(2-34)에 l_2 와 (2-35)에 l_1 을 곱하고 난 후 첫번째 값으로부터 두 번째 값을 감산하면 음원까지의 값을 다음과 같이 구할 수 있고,

$$R = \frac{l_1 l_2 (l_1 + l_2) \cos^2\theta}{2(l_2 \tau_1 - l_1 \tau_2)} \quad (2-36)$$

(2-34)에 l_2 를 곱하고 (2-35)에 l_1 를 곱한 후에 결과들을 감산하면 식(2-37)과 같다.

$$\Theta = \sin^{-1} \left[\frac{d(l_2\tau_1 + l_1\tau_2)}{-l_1 l_2 (l_1 + l_2)} \right] \quad (2-37)$$

식(2-36)와 (2-37)로부터 시간 지연 τ_1 과 τ_2 의 완전한 측정치를 얻을 수 있다면 거리(R)과 방향(Θ)를 구할 수 있다. 위 식을 볼 때 거리(R)은 τ_1 과 τ_2 를 측정함에 따른 차이가 방향(Θ)보다 더 민감하다. 이것은 거리를 구하는 식(2-36)의 분모항($l_2\tau_1 - l_1\tau_2$)에서의 차이로 인해 발생한다. 바이어스와 같은 실제거리와 계산된 추정거리 사이의 거리 차는 계산된 수치에 의해 주어지는데 이 때 τ_1 과 τ_2 의 각 시점에서의 잡음은 없다고 가정한 환경이다. 도래 시간 지연차(TDOA)를 추정하는 과정은 기본적으로 상호 상관 함수를 추정하여 얻을 수 있다. 이에 는 GCC, SCOT, CPSP 함수 등이 있다.

일반적인 TDOA 추정기법은 CPSP 라는 파라메타를 추정함으로써 계산된다. 반향신호가 없을 경우 두 개의 센서로 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_1(t) &= s(t - \tau_1) \\ x_2(t) &= s(t - \tau_2) \end{aligned} \quad (2-38)$$

이때, τ_j 는 신호원으로부터 j 번째 센서간의 도달시간이다. 따라서 아래와 같은 두 신호의 cross-correlation을 구하면 센서간의 도달시간차이인 $\tau_1 - \tau_2$ 에서 최대값을 갖게 된다. 이를 TDOA라 하며 이로부터 신호원의 공간정보를 담고 있는 중요한 성분이 된다.

$$R_{x_1 x_2}(\tau) = IDFT(X_1(w) \cdot X_2^*(w)) \quad (2-39)$$

그러나, 사전에 신호에 대한 아무런 통계적 특성을 갖고 있지 못한 경우, 단순한 cross correlation보다는 정규화된 correlation을 사용함으로써 성능을 높일 수 있다. 이렇게 정규화된 correlation을 MCPSP라 한다.

$$MCPSP_{x_1x_2}(\tau) = IDFT\left(\frac{X_1(w) \cdot X_2^*(w)}{(|X_1(w)| |X_2(w)|)^\rho}\right) \quad (2-40)$$

식 (2-40)에서 분모의 성분 ρ 의 크기에 따라 MCPSP의 결과가 달라진다. ρ 는 정규화 시키는 값을 의미한다. ρ 가 1일 경우 CPSP 함수와 동일하다. 이러한 값은 실제 실험 등을 통하여 환경에 따라 설정하도록 한다.

제 3 장 음원 위치 추정을 위해 제안된 방법

제 3-1 절 연구 대상

홈 내부 공간상에서 이동하는 음원의 움직임을 모니터링 하고자 할 때 위치에 따라 신뢰성 있는 좌표를 추정해야만 한다. 이는 음원 위치 추정 분야에서 매우 중요하다. 일반적으로 홈 내부의 발생 가능 음원은 청소기 등등 모터를 사용하는 기기들의 CW 신호, 그리고 여러 잡음 신호 그리고 음성을 들 수가 있다. 음성 이외의 신호들은 CW나 잡음신호로 구성되어 있으며, 이러한 음원을 발생하는 기기들은 운용하고자 할 때 이러한 신호를 이용하여 음원의 위치를 추정하여야 한다. 본 논문에서 관심 대상은 홈 내부 기기들에서 방사되는 CW 나 잡음 신호를 이용하여 센서의 수가 적으며 계산량이 적은 TDOA 기법에 적용하는 것이다. 일반적으로 CW 신호는 신호 자체의 주기성으로 인하여 correlation 기법을 적용하는데 있어서 한계점이 있다. 하지만 본 논문에서는 이러한 주기성 신호들을 이용하여 적절한 신호처리 기법을 이용하여 TDOA 기법에 적용하고자 한다.

제 3-2 절 제안된 연구 방법

시간 지연 차 측정 방법은 음원의 특성이 주기성이 없는 광대역 신호일 경우 가장 이상적인 결과를 나타내지만 본 논문에서의 관심 대상은 Pulsed CW 신호이다. 펄스 구간 내의 단일 주파수의 경우 센서간의 간격이 음원의 반파장의 길이를 갖는 경우 위상의 차이를 측정함으로써 음원의 도달 시간차를 계산 할 수 있다. 하지만 실제 음원 신호의 특성을 알 수 없다는 것과 센서간의 간격 제한 조건으로 인하여 이러한 방법은 좋은 효과를 얻을 수 없다.

본 논문에서 사용할 correlation 기법의 성능을 검증할 하였다. 일반적인 CPSP 함수와 수정된 형태인 MCPSP 함수의 특성은 그림

3-1.에 나타내었다. 성능 검증에 사용된 신호의 종류는 백색 잡음, CW신호를 사용하였다. CW 신호는 중심 주파수 1kHz를 사용하고 샘플링 주파수는 10kHz를 사용하였으며 FFT 해상도는 512 샘플로 하였다. 그림 3-1은 가장 이상적인 경우인 백색 잡음을 이용하여 CPSP 및 MCPSP로 TDOA를 추정된 경우의 결과이다. 센서간의 TDOA는 100 sample로 하였다. 그림 3-1로부터 백색 잡음인 경우 CPSP와 MCPSP 방법 모두 잘 동작하는 것을 볼 수 있다.

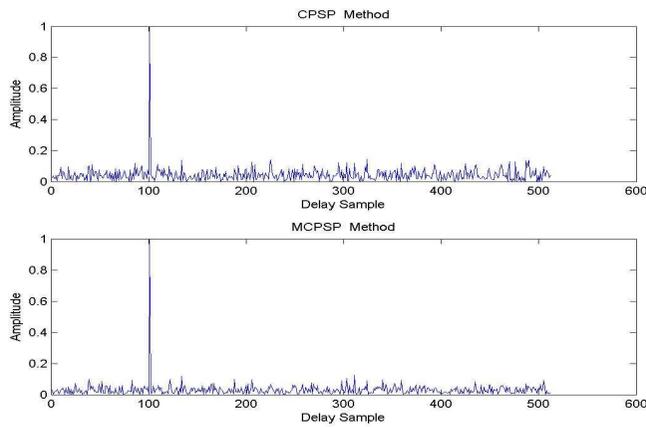


그림 3-1. 백색 잡음 신호의 경우 TDOA 추정값

Fig. 3-1. TDOA estimation values for White-noise.

다음으로 그림 3-1 은 CW 신호의 ping duration의 데이터를 이용하여 TDOA를 추정한 결과이다.

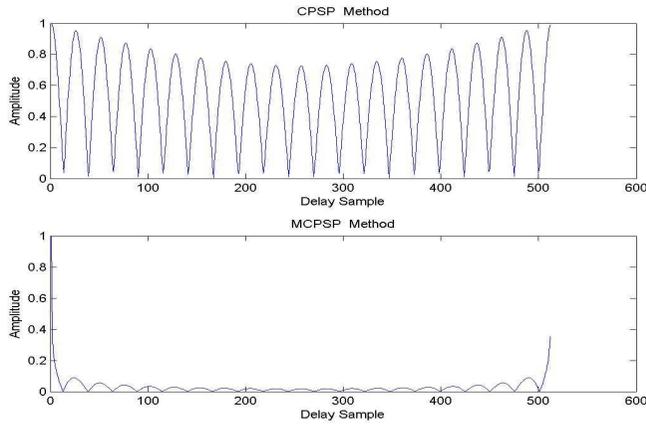


그림 3-2. CW 음원 신호 ping duration 경우 TDOA 추정값

Fig. 3-2. Result for TDOA estimation for CW signal.

이상의 그림 3-1, 3-2 에서 알 수 있듯이 백색 잡음의 경우를 제외하고는 신호의 ping duration 내의 데이터를 이용한 TDOA 검출에는 문제점이 발생한다. 이러한 문제점을 보완하기 위하여 본 논문에서는 센서에 수신된 신호의 Energy를 계산하여 특정 임계치의 조건에 만족하는 초기 피크 값을 검출 한 후 TDOA를 추정하였다.

핑 구간 내에서 2개의 센서에 수신된 임의의 주파수 ω_0 를 갖는 pulsed CW 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_1(d) &= a_1 \sin \omega_0(t - \tau_1) + n_1(d) \\ x_2(d) &= a_2 \sin \omega_0(t - \tau_2) + n_2(d) \end{aligned} \quad (3-1)$$

여기서, $x_1(d), x_2(d)$ 는 수신 신호, a_1, a_2 는 감쇄 상수이며, $n_1(d),$

$n_2(t)$ 는 수신 잡음이다. 식(3-1)을 Fourier transform을 취하여 식(2-48)에 대입한 결과는 식(3-2)와 같다.

$$MCPSP_{x_1, x_2}(\tau) = IDFT \left(\frac{|X_1(\omega)| \exp[j\Phi_1(\omega) - \omega t_1] \cdot |X_2(\omega)| \exp[-j\Phi_2(\omega) - \omega t_2]}{(|X_1(\omega)| |X_2(\omega)|)^p} \right) \quad (3-2)$$

윗 식에서 초기 위상 Φ_1 과 Φ_2 를 알 수가 없기 때문에 서로의 위상 차이를 알 수 없다. 따라서 각 센서에 도달된 펄스 구간내의 신호 $x_1(t)$ 과 $x_2(t)$ 를 사용하여 MCPSP 함수를 구할 경우 정확한 결과를 추정할 수 없다. 본 논문에서는 이를 개선하기 위하여 단구간에너지 검출을 통해 센서에 수신된 펄스 신호의 시작점을 찾고 이 시작점을 기준으로 앞부분에 일정 길이의 묵음 구간을 둔 세그먼트를 이용하여 MCPSP 함수를 계산하였다. 이 경우 계산을 위한 세그먼트는 그림 3-3 (b) 형태로 나타내어지며 2개의 수신센서에 묵음 구간이 포함된 펄스 신호는 다음과 같이 모델링 된다.

$$\begin{aligned} x_{m1}(t) &= a_1 (\sin \omega_0 (t - \tau_1) (u(t - \tau_1) - u(t - \delta))) + n_1(t) \\ x_{m2}(t) &= a_2 (\sin \omega_0 (t - \tau_2) (u(t - \tau_2) - u(t - \delta))) + n_2(t) \end{aligned} \quad (3-3)$$

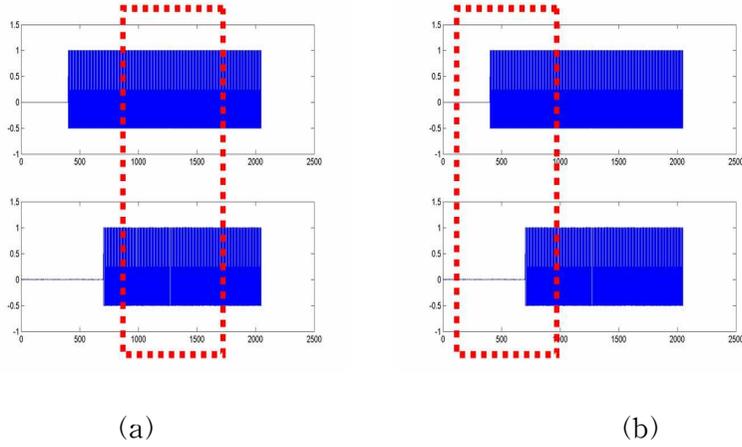


그림 3-3. 세그먼트 구성 방법, (a) 기존의 핑 구간, (b) 제안된 방법

Fig. 3-3. Segment composing method, (a) Previous ping duration, (b) Proposed method.

여기서, l 은 윈도우 크기이며 $u(\cdot)$ 는 단위 계단 함수(unit step function)이다. 감쇄 상수를 무시하고 잡음이 없는 이상적인 경우 식 (3-3)의 Fourier transform 형태는 식 (3-4)와 같다.

$$\begin{aligned}
 X_m(\omega) &= \frac{\pi}{2j} [e^{-j\omega\tau_1} - e^{j\omega\tau_1}] + \frac{u(l)}{\omega_o^2 - \omega^2} e^{-j\omega\tau_1} - \frac{\pi}{2j} [e^{-j\omega\tau_1} - e^{j\omega\tau_1}] - \frac{u(l)}{\omega_o^2 - \omega^2} e^{-j\omega l} \\
 X_{m2}(\omega) &= \frac{\pi}{2j} [e^{-j\omega\tau_2} - e^{j\omega\tau_2}] + \frac{u(l)}{\omega_o^2 - \omega^2} e^{-j\omega\tau_2} - \frac{\pi}{2j} [e^{-j\omega\tau_2} - e^{j\omega\tau_2}] - \frac{u(l)}{\omega_o^2 - \omega^2} e^{-j\omega l}
 \end{aligned}
 \tag{3-4}$$

이를 식 (2-39)에 대입하여 정리하면 식 (3-5)와 같다.

$$\begin{aligned}
 X_m(\omega) \cdot X_{m2}^*(\omega) &= \mathcal{K} (e^{-j\omega\tau_1} - e^{-j\omega l}) \mathcal{K} (e^{-j\omega\tau_2} - e^{-j\omega l})^* \\
 &= \mathcal{K}^2 e^{-j\omega(\tau_1 - \tau_2)} - \mathcal{K}^2 e^{-j\omega(\tau_1 - l)} - \mathcal{K}^2 e^{-j\omega(l - \tau_2)} + 1
 \end{aligned}
 \tag{3-5}$$

단, $k = \frac{u_0}{\omega_o^2 - \omega^2}$ 이다.

식(3-5)를 정리하여 Inverse Fourier transform을 취하면 pulsed CW 신호의 시간차 $\tau_1 - \tau_2$ 를 얻을 수 있다. 핑 구간의 데이터로 상관도를 계산할 경우 신호의 반복적인 주기로 인하여 상관도 역시 주기 함수로 나오게 된다. 하지만 본 논문에서 제안한 방법은 핑의 경계 영역을 찾음으로써 상관도 계산에서 두 신호의 시간 지연 차를 얻을 수 있다.

그림 3-4는 CW 신호에 대하여 제안된 방법으로 신호를 검출 후 TDOA를 추정한 결과이다.

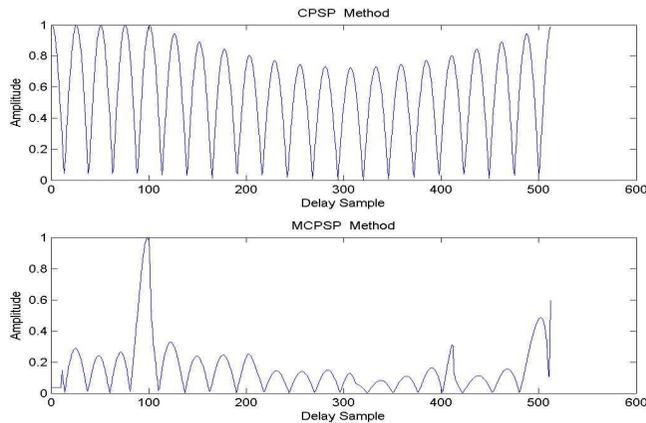


그림 3-4. CW 신호인 경우 제안된 방법의 TDOA 추정값

Fig.3-4. Result for TDOA estimation using proposed method.

그림 3-2 와 그림 3-4를 비교하면 제안된 방법으로 추정된 TDOA의 값이 음원의 특성에 관계없이 정확한 값을 추정하고 있음을 알 수가 있다. 또한 주기성이 있는 음원에 관한 특성은 기존의 CPSP 기법보다 MCPSP 기법이 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있다.

제 4 장 모의실험 및 실제 실험 결과

제 4-1 절 모의실험

본 논문에서 제안된 방법의 성능을 검증하고자 모의실험을 수행하였다. 모의실험에 사용된 신호는 Pulsed CW와 LFM 신호를 사용하였다. CW 신호는 중심 주파수 1kHz를 사용하고 샘플링 주파수는 10kHz를 사용하였으며 FFT 해상도는 2048 샘플로 하였다. LFM 신호는 CW 1kHz 신호로 사용하고 캐리어 주파수 10kHz를 사용하여 변조하였으며 주파수 편차는 5kHz, 대역폭은 12kHz로 하였다. 샘플링 주파수는 100kHz, FFT 해상도는 2048 샘플을 사용하였다. 센서간의 간격은 5m로 하였으며 선형 배열을 하였다. 모의 실험에 사용된 신호의 세그먼트는 단구간 에너지 검출을 통하여 추정된 시작점으로부터 200 샘플만큼 묵음 구간을 둔 신호를 센서 1에 도달하는 신호로 정의하고 센서 2에 도달하는 신호의 시간차를 600 샘플로 정의하였다.

그림 4-1, 4-2 모두 MCPSP 함수 기법을 이용하여 센서간의 도달 시간차를 계산한 결과이다. 그림 4-1(a)는 CW 신호의 펄스 구간 내의 데이터를 이용하여 시간 지연 차를 추정한 결과이며, 그림 4-1(b)는 LFM 신호의 결과이다.

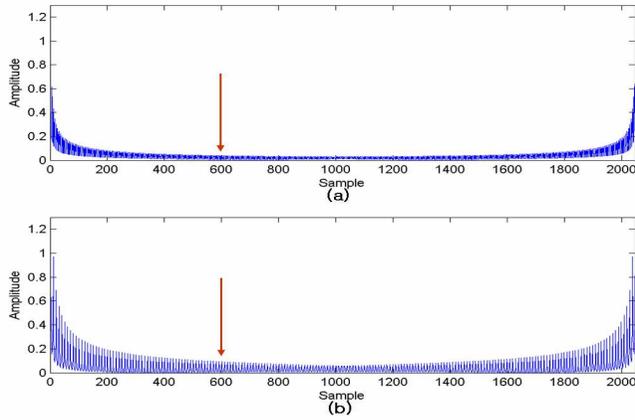


그림 4-1. 핑 구간 내의 데이터를 이용하여 시간 지연 차를 추정한 결과, (a) CW, (b) LFM

Fig. 4-1. Result for TDOA estimation using data on ping duration, (a) CW,(b) LFM.

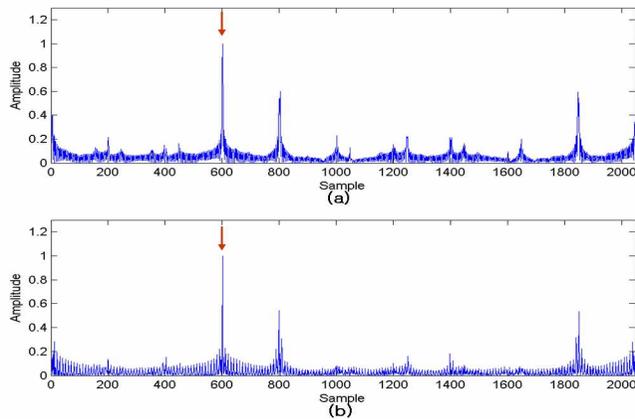


그림 4-2. 제안된 방법을 이용하여 시간 지연 차를 추정한 결과, (a) CW, (b) LFM

Fig.4-2. Result for TDOA estimation using proposed method, (a) CW, (b) LFM.

MCPSP 함수의 특성상 크기 성분을 정규화 한 값들이며 두 신호 모두 정답인 600 샘플이 아닌 전혀 다른 지점에서 첨두치(peak)가 나타나는 것을 확인 할 수 있다. 이 그림에서 알 수 있듯이 각 신호의 핑 구간 내의 데이터를 이용한 시간 지연 차 검출에는 문제점이 발생한다. 이러한 문제점을 보완하기 위하여 본 논문에서 제안된 방법으로 얻은 결과를 그림 4-2에 나타내었다. 그림 4-2(a)와 (b)는 각각 CW 신호와 LFM 신호의 결과로서 두 신호의 시간 지연 차 600 샘플을 정확하게 검출하고 있다. 그림 4-1과 그림 4-2를 비교하면 제안된 방법으로 추정된 시간 지연 차의 값이 음원의 특성에 관계없이 정확한 값을 추정하고 있음을 알 수가 있다.

두 센서에 수신된 신호의 도달 시간차를 측정하는데 있어 본 논문에서 제안한 방법에 의한 결과를 살펴보면 시간 지연 지점에서 최대 값이 나타나지만 부엽의 첨두치도 함께 나타남을 알 수 있다. 이는 신호 세그먼트 구성시 임의로 설정한 목음구간의 길이와 관계가 있으며 이 길이는 두 센서간의 최대 시간 지연 차 검출 영역 보다 먼 영역에서 부엽 첨두치를 나타나게 하는데 목적이 있다.

SNR에 따른 MCPSP의 결과를 그림 4-3에 나타내었다. 그림 4-3은 Pulsed CW의 경우 SNR (신호 대 잡음비)에 따른 MCPSP 함수 검출 결과이다. 그림 4-3(a)는 SNR 0dB인 경우로서 잡음의 영향으로 인하여 정확한 지연 시간차를 검출하지 못하고 있다. 그림 4-3(b) ~ (d)는 각각 SNR 10dB, 20dB, 30dB에 대한 MCPSP 함수 검출 결과로서 잡음의 영향으로 인하여 부엽의 크기들이 나타나고 있지만 정확하게 신호의 지연차이를 검출하고 있음을 알 수 있다. 또한 SNR이 향상 될수록 부엽의 크기 값이 작아 지는 것을 알 수 있다. 이는 SNR이 무한대 즉, 이상적인 CW 함수일 경우 본 논문에서 제안한 방법으로 두 신호의 지연 시간차를 정확히 검출하고 있음을 알 수 있다.

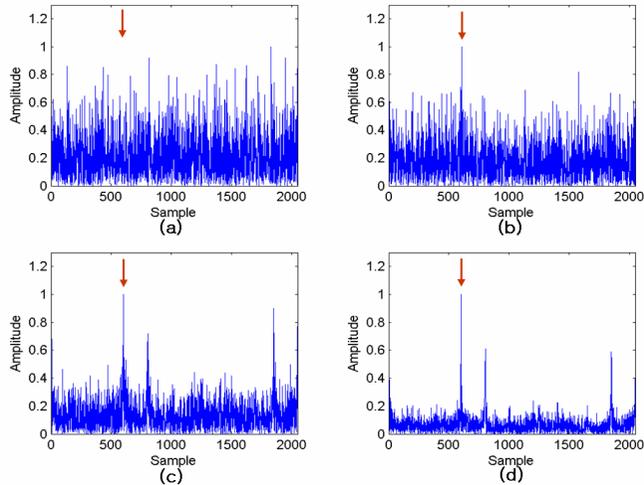


그림 4-3. 신호 대 잡음비에 따른 제안된 방법의 성능

(a) 0dB, (b) 10dB, (c) 20dB, (d) 30dB

Fig. 4-3. Performances of the proposed method according to SNR, (a) 0dB, (b) 10dB, (c) 20dB, (d) 30dB.

그림 4-4는 SNR에 따른 부엽 침투치에 대한 모의 실험 결과이다. 모의 실험에 사용된 신호는 Pulsed CW 신호를 사용하였다. CW 신호는 중심 주파수 1kHz를 사용하고 샘플링 주파수는 10kHz를 사용하였으며 FFT 해상도는 2048 샘플로 하였다. 센서간의 임의의 샘플 지연차를 최소 50샘플에서 최대 450샘플까지 50샘플 단위 설정하고 각각의 지연차에 대하여 SNR 0dB에서 60dB 까지 5dB 단위로 실험을 실시하였다. 침투치의 영향을 확인하기 위하여 MCPSP 함수의 결과값의 전 영역에서 최대치를 찾았다. 모든 실험의 경우에 대하여 1000회의 독립 실행을 한 후 평균값을 그림에 나타내었다.

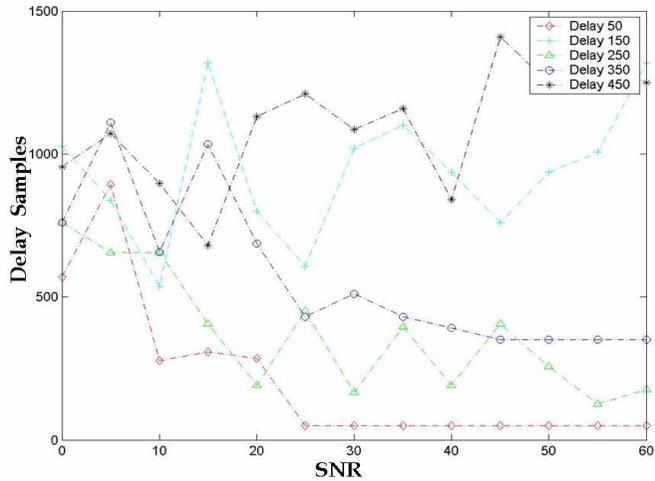


그림 4-4. SNR에 따른 부엽 침두치의 영향 결과 - 전체영역 검색
 Fig. 4-4. Effect of result for sidelobe peak for SNR - Full region search.

그림에서 알 수 있듯이 전 영역에서 정확한 결과를 도출할 수 없었다. 이는 MCPSP 결과 검출시 SNR이 20dB 이상인 구간에서는 많은 오차를 포함하는 결과를 나타내었고 SNR이 낮은 영역에서는 신호의 부엽 침두치로 인한 영향으로 정확한 시간 지연 차를 추정하지 못하였다.

그림 4-5는 부엽 침두치의 영향을 줄이기 위하여 센서간의 최대 시간 지연 차 범위의 구간에서만 최대값을 추정한 결과이다.

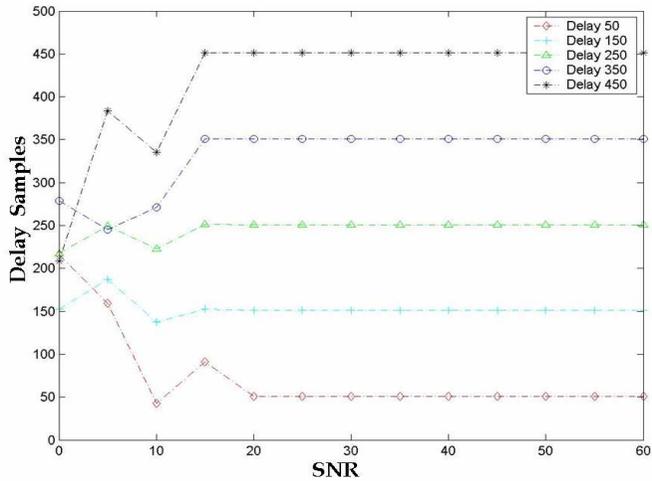


그림 4-5. SNR에 따른 부엽 침두치의 영향 결과 - 부분영역 검색
 Fig. 4-5. Effect of result for sidelobe peak by SNR - Local search.

그림 4-5의 결과를 살펴보면 그림 4-4에 비교하여 향상된 성능을 나타낸다. 15dB 이상의 경우에서 정확하게 시간 지연 차를 추정하고 있음을 알 수 있다. 그림 4-4와 그림 4-5을 비교하여 볼 때 부엽 침두치가 시간 지연 차 검출 오차에 큰 영향을 미치고 있음을 알 수 있다. 하지만 15dB 이하의 경우에는는 정확한 시간 지연 차를 추정하지 못하고 있음을 알 수 있다.

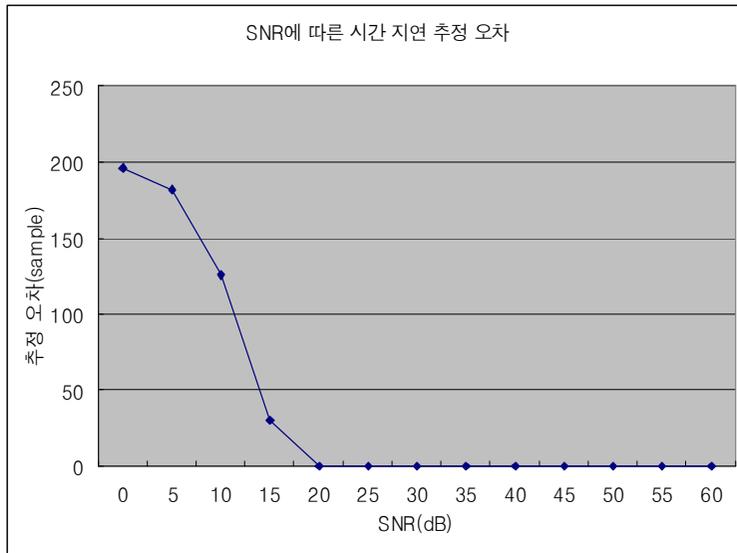


그림 4-6. 신호 대 잡음비에 따른 평균 추정 오차

Fig. 4-6. Average estimation error performance according to SNR.

그림 4-6은 본 논문에서 제안한 방법을 사용하여 Pulsed CW 신호를 대상으로 하여 SNR에 따른 시간 지연 차 추정 성능을 나타낸 것이다. 각각의 SNR에 대하여 1000번의 독립 시행한 모의 실험 결과의 평균값이다. SNR이 20dB 이상일 경우 즉, 완전한 CW 신호에 가까운 경우에 시간 지연 오차는 0 샘플을 나타내며 정확한 추정을 하였다. 하지만 15dB 일 경우 평균 34 샘플의 오차를 나타내었으며 10dB 이하로 내려 갈수록 지연 시간 추정 오차는 크게 늘어나고 있음을 알 수 있다.

제 4-2 절 실험 및 결과

제안된 방법의 실제 실내에서 적용성을 확인 하고자 실험을 실시하였다. 실험 장소는 일반 가정의 거실로 하였다. 특정 위치에 스피커를 배치하고 잡음 신호를 대상으로 실험을 실시하였다. 마이크로폰의 배열은 1m의 간격으로 5개를 설치하였다. 실험에 사용한 마이크로폰은 SENNHISER사의 ME66 콘덴서 마이크와 K6 POWER 모듈을 사용하였다. 실험에 사용된 신호 및 기기는 표 4-1 과 같으며 마이크로폰의 특성표는 표 4-2와 같다. 실제 실험 환경은 그림 4-7 및 4-8과 같다. 제안된 방법의 성능 평가를 위하여 기존의 선진국인 미국의 평가 기준에 준하도록 하며 기준은 표 4-3에 나타내었다. 최대 거리는 실험 환경 제약으로 3m로 하고 허용 오차는 0.3m 이내로 한다.

표 4-1. 실험 장비

장비	명칭	성능
DATA 수집	AW2816	16채널 A/D
마이크	ME66+K6	지향성 마이크
대상 신호	CW, Noise	Generation

표 4-2. ME66 마이크로폰의 제원

Frequency response	50~20000Hz±2,5dB
Pick-up pattern	supercardioid / lobe
Free field no-load sensitivity	35mV/Pa±2,5dB
Max. sound pressure level for K=1%	125dB(A) for 1 kHz

표 4-3. 제안된 방법의 평가 기준

평가항목	단위	세계최고수준 (보유국/기관)	실험 목표 평가
최대 거리	미터	4m(미국 /Rutgers Univ.)	3m
허용 오차	미터	0.3m(미국 /Rutgers Univ.)	0.3m

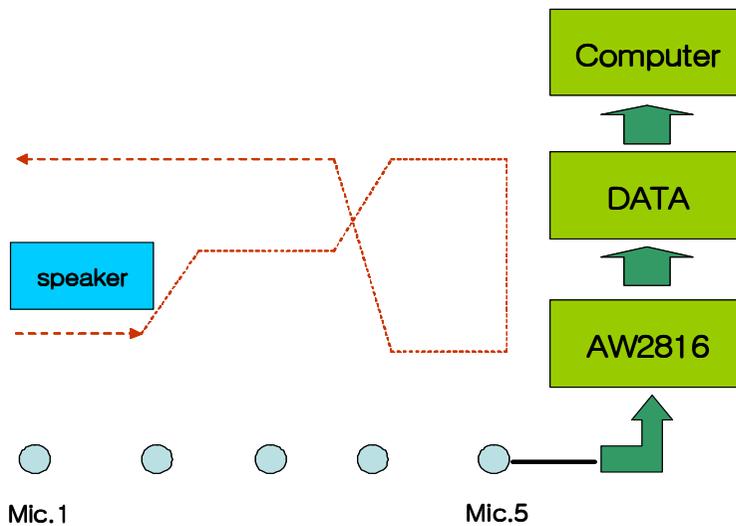


그림 4-7. 실험 환경

Fig. 4-7. Experimental environment.



(a)



(b)

그림 4-8. 실험 배치도, (a) 정면, (b) 측면

Fig. 4-8. Experimental environment,

(a) front view, (b) side view

먼저 고정 위치에 대한 실험 결과이다.

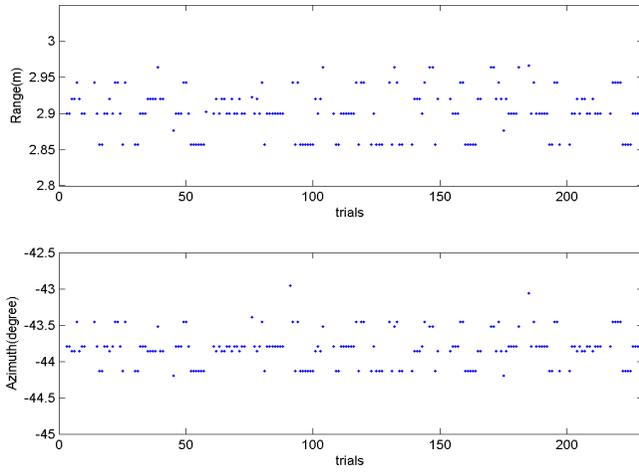


그림 4-9. 기존의 방법으로 추정된 거리 및 방위각
 Fig. 4-9. Result for range and azimuth angle estimated by previous method.

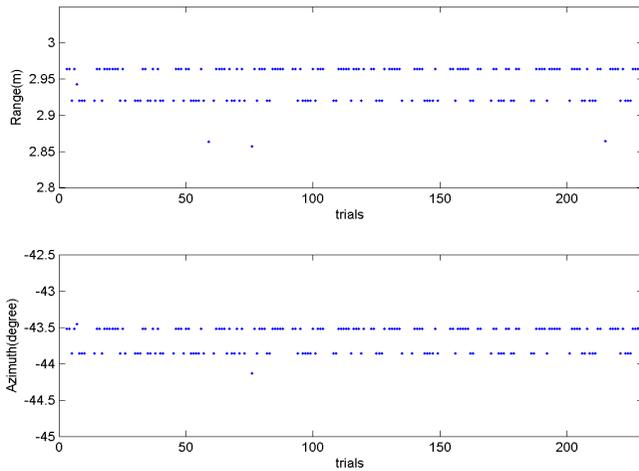


그림 4-10. 제안된 방법으로 추정된 거리 및 방위각
 Fig. 4-10. Result for range and azimuth angle estimated by proposed method.

실험은 동일 위치에서 독립실행 230회를 실시하였다. 실제 음원은 거리 3m 방위각 -43도 위치에 위치해 있다. 그림 4-9와 4-10을 살펴보면 기존의 방법으로 추정된 거리의 평균값은 2.83m 이고 표준 편차는 0.33m 평균 방위각은 -38도 표준 편차는 18.7도로 나타났다. 하지만 제안된 방법으로 추정된 거리의 평균값은 2.92m 이고 표준 편차는 0.25m 평균 방위각은 -40.2도 표준 편차는 15.1도로 나타났다. 제안된 방법으로 추정된 거리 및 방위각의 편차는 기존의 방법으로 추정된 결과 보다 편차가 작게 나타나고 있으며 평가 기준에 만족한다.

다음은 이동하는 음원의 위치를 추정한 결과이다. 시간에 따른 음원의 위치를 추정한 결과이다. 수신된 음원을 이용하여 추정된 결과는 점으로 표시하였고 실제 음원의 이동 좌표는 실선으로 표시하였다. 그림 4-11은 기존의 방법으로 추정된 음원의 이동 궤적을 나타낸 그림이다.

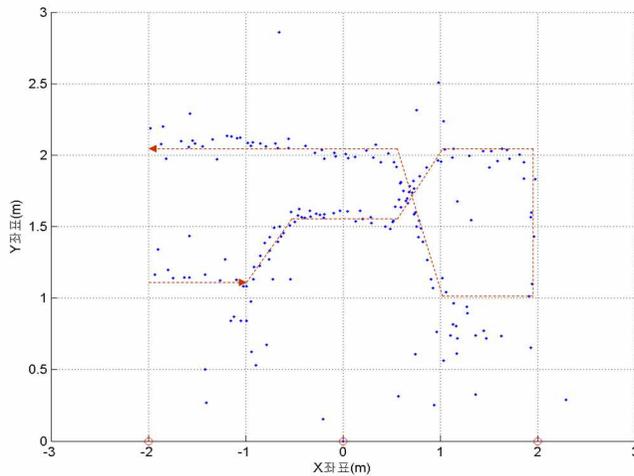


그림 4-11 . 기존의 방법으로 처리한 음원의 이동 궤적
 Fig. 4-11. Result for moving trajectory of sound source by previous method.

그림 4-12는 기존의 방법으로 추정된 거리 및 방위각을 나타낸 그림이다.

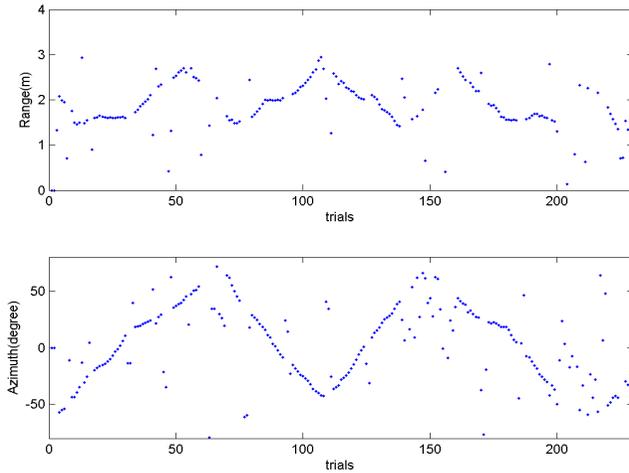


그림 4-12. 기존의 방법으로 처리한 거리 및 방위각
Fig. 4-12. Result for range and azimuth angle estimated by previous method.

그림 4-13은 제안된 방법으로 추정된 음원의 이동 궤적을 나타낸 그림이다.

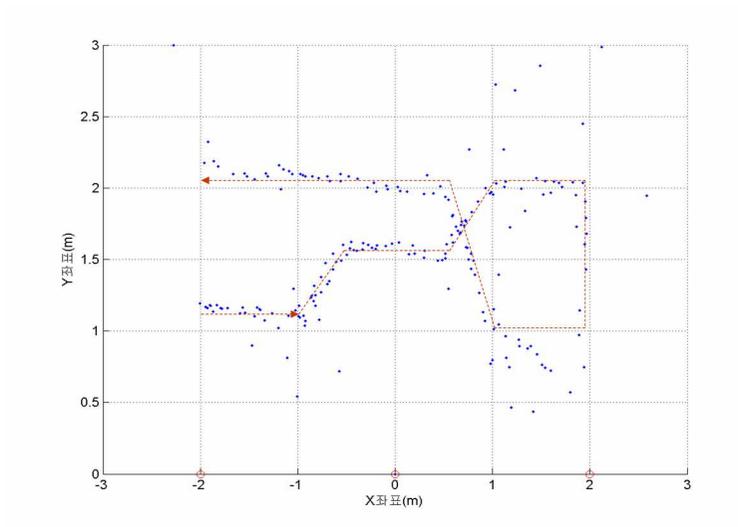


그림 4-13. 제안된 방법으로 처리한 음원의 이동 궤적
 Fig. 4-13. Result for moving trajectory of sound source by proposed method.

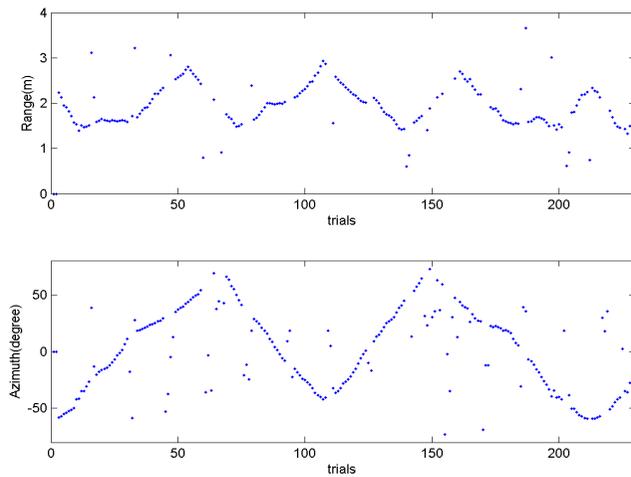


그림 4-14. 제안된 방법으로 처리한 거리 및 방위각
 Fig. 4-14. Result for range and azimuth angle estimated by proposed method.

그림 4-14는 제안된 방법으로 추정된 거리 및 방위각을 나타낸 그림이다. 그림 4-11, 4-12 와 4-13, 4-14를 살펴보면 기존의 방법으로 추정된 결과 보다 제안된 방법으로 추정된 궤적이 좀더 적은 편차를 가지고 있음을 알 수 있다. 제안된 방법으로 추정된 좌표 및 거리와 방위각 또한 어느 정도의 편차를 가지고 있다. 사후 이동 궤적을 확인하기 위하여 이러한 편차를 가지는 형태를 보완하기 위해 median 필터를 사용하였다. 그림 4-15는 제안된 방법으로 추정된 좌표 및 거리와 방위각에 대한 median 필터를 사용한 결과를 나타내었다.

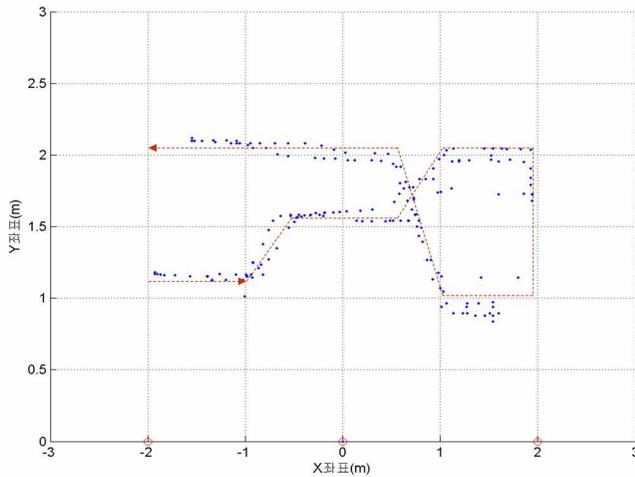


그림 4-15. Median filter로 수정된 음원의 이동 궤적
 Fig. 4-15. Result for moving trajectory of source modified by Median filter.

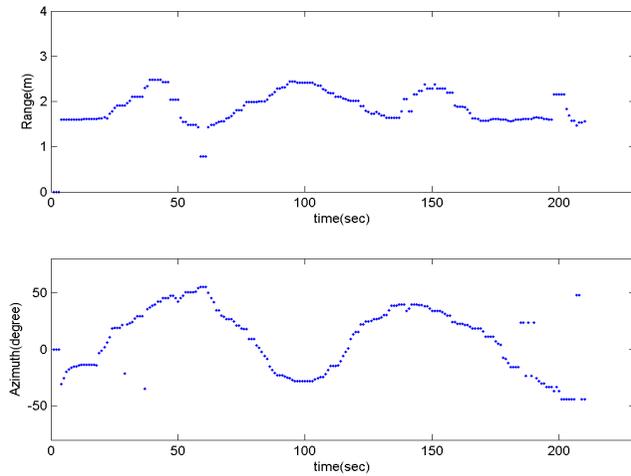


그림 4-16. Median filter로 수정된 거리 및 방위각

Fig. 4-16. Result for range and azimuth angle modified by Median filter.

이상의 모의 실험과 실제 실험 결과를 살펴 볼 때 CW의 신호를 대상으로 할 경우에도 제안된 방법으로 MCPSP 함수를 적용할 수 있었으며 실제 실험에서 기존의 데이터 부분만으로 음원의 위치를 추정하는 결과 보다 본 논문에서 제안된 기법으로 추정된 결과의 편차가 적고 평균 오차가 10cm 이내로 나타났다. 제안된 방법으로 음원의 위치를 추정할 경우 고정 위치에서뿐만 아니라 이동 음원의 위치를 추정할 경우에도 보다 성능이 우수하며 선진국의 평가 기준에 만족함을 알 수 있다.

제 5 장 결 론

본 논문은 홈 네트워크 시스템에서 특정 음원이 실내에서 고정 및 이동하는 좌표를 추정하기 위하여 연구되어졌다. 기존의 음원의 위치를 탐지하기 위해서 다수의 센서 어레이를 사용하여 빔 형성 기법 또는 MUSIC과 같은 고 분해능을 갖는 방위 탐지 기법들이 적용될 수 있으나 이는 많은 수의 센서가 필요하므로 시스템이 복잡해지고 계산 량이 증가한다. 또한 음원이 이동 할 경우 고정된 수신 센서의 시간 동기를 맞추고 음원과 수신 센서간의 시간 지연차를 구한 후에 이를 거리로 환산함으로써 음원의 좌표를 얻을 수 있지만 실내에서는 일반 육상 기기에서 GPS 신호를 사용하는 것과 같이 공통적인 시간 동기를 맞추기가 어렵다는 제약이 있다.

일반적으로 가전 기기 등에서 발생하는 음은 대부분 Pulsed CW 및 방사 소음 형태로 구성되어 있으며, 이러한 신호를 이용하여 음원의 위치를 정확히 추정하여야 한다. 본 논문에서는 Pulsed CW 및 방사 소음 신호를 처리하여 TDOA 기법에 적용하는 방법에 대해 연구하였다. 이러한 방법은 Pulsed 신호를 신호의 시작점 Edge를 포함하는 Short pulse로 모델링하여 상관도를 측정하는 방법이다. Pulsed 신호의 확인을 위하여 채널별 에너지 검출 기법을 사용하였다. 대상 신호가 주기성이 있는 신호들로서 기본적으로 correlation 기법을 적용하게 되었을 경우 성능은 크게 저하된다. 제안된 연구 방법은 기존의 Pulsed 신호의 데이터 값만을 이용하여 시간 지연차를 계산하는 방법보다 우수한 성능을 나타내었다. 실제 음원이 거리 2.9m 방위각 43도 위치에 있을 때 기존의 방법으로 추정된 거리의 평균값은 2.83m 이고 표준 편차는 0.33m, 평균 방위각은 -38도 표준 편차는 18.7도로 나타났다. 하지만 제안된 방법으로 추정된 거리의 평균값은 2.87m 이고 표준 편차는 0.25m 평균 방

위각은 -40.2 도 표준 편차는 15.1 도로 나타났다. 제안된 방법으로 추정된 거리 및 방위각의 편차는 기존의 방법으로 추정된 결과 보다 편차가 작게 나타나고 있으며 선진국의 기준인 0.3m 오차 범위 기준에 만족한다. 이로써 본 논문에서 제안된 방법은 신호의 특성에 무관하게 동작하며 낮은 SNR의 환경에서도 좋은 성능을 나타내었다. 또한 음원이 고정된 위치 뿐 아니라 이동을 할 경우에도 기존의 방법보다 효과적으로 위치를 추정하고 있음을 알 수 있다.

향후 연구과제로서 음원의 종류에 따른 좀더 다양한 환경 속에서 외부 잡음들에 의한 영향 등을 살펴보아야 할 것이다. 단순한 음원의 위치 뿐 아니라 새로운 컨텐츠를 접목 시켜 실제 환경에서 활용 할 수 있는 방법 또한 모색해야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] A. Acero and R. Stern. "Towards environment-independent spoken language systems," In *proceeding DARPA Speech and Natural Language Workshop*, pp.157-162, Hidden Valley, June 1990.
- [2] J. Adcock, Y. Gotoh, D. Mashoao, and H. Silverman. "Microphone-array speech recognition via incremental MAP training," In *Proceedings of ICASSP96*, pp.897-900, Atlanta, May 1996.
- [3] S. Affes and Y. Grenier, "Test of adaptive beamformers for speech acquisition in cars," In *Proceedings of International Conference on Signal Processing Applications and Technology*, Dallas, Tex. 1994.
- [4] J. B. Allen and D. A. Barkely, "Image method for efficiently simulating small-room acoustics." *J. Acoust. Soc. Am.*, vol.65, pp.943-950, 1979.
- [5] D. Bees, M. Bolostein, and P. Kabal. "Reverberant speech enhancement using cepstral," In *Proceedings of ICASSP91*, pp.977-80, Toronto, Canada, April 1991.
- [6] M. Brandstein. A framework for speech source localization using sensor arrays. providence, R.I., Brown university; 1995. Dissertation.
- [7] M. S. Brandstein, J. E. Adcock, and H. F. Silverman, "A closed-form method for finding source locations from microphone-array time-delay estimates," In *Proceeding of ICASSP95*, pp.3019-3022, Detroit, May 1995.
- [8] P. Chu. "Superdirective microphone array for a set-top videoconferencing system," In *proceedings of ICASSP97*, vol.1, pp.235-38, Munich, Germany May 1997.

- [9] W. Gabriel. "Adaptive arrays : an introduction," In *Proceedings of the IEEE* vol.64, no.2, pp.239-272, February 1976.
- [10] D. H. Johnson and D. D. Dudgeon. *Array signal processing*. Englewood Cliffs, N. J. Prentice-Hall, 1993.
- [11] W. Kellerman. "A self-steered digital microphone array," In *Proceedings of ICASSP91*, pp. 3581-84, Toronto, Canada, April 1991.
- [12] Q. Lin, E. Jan, and J. Flanagan. "Microphone arrays and speaker identification," *IEEE Trans. on Speech and Audio* vol.2, no.4, pp.622-629, 1994.
- [13] M. Omologo and P. Svaizer. Use of the cross-power-spectrum phase in acoustic event localization, Technical Report No. 9303-13, IRST, Povo di Trento, Italy, March 1993.
- [14] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer. *Discrete-time signal processing*, Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1989.
- [15] R. Renomeron. Spatially selective sound capture for teleconferencing systems. New Brunswick, N. J. Rutgers University, 1997. Master's thesis.
- [16] C. H. Knapp and G. C. Carter. "The generalized correlation method for estimation time delay." *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process*, vol.24, no.4, pp.320-327, Aug. 1976.
- [17] J. M. Tribolet. "A new phase unwrapping algorithm." *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol.25, pp.170-177, 1977.
- [18] Y. Bar-Shalom. *Estimation and Tracking: Principles, Techniques, and Software*. Artech House, first edition, 1993.
- [19] Q. Lin, E. Jan, and J. Flanagan. "Microphone arrays and speaker identification." *IEEE Trans. Speech Audio Proc.*, vol.2, no.4, pp.622-629, October 1994.

- [20] 이외형, 최영근, 김기만, 박규식, “적응 정합 필터 마이크로폰 어레이를 이용한 음질 향상,” 한국음향학회 하계학술대회 논문집, 제21권 제1s호, pp.205-208, 창원, July 2002.
- [21] Y.K. Choi, K.M. Kim and K.S. Park, "A new approach for rustle noise canceling in pen-type voice recorder," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol.49, no.4, pp.1118-1124, Nov. 2003.
- [22] Y.K. Choi, K.M. Kim, K.S. Park, "Pattern optimization of focused beamformer for microphone arrays," *InterNoise*, vol.32, pp.2691-2698, InterNoise, Aug. 2003.
- [23] 최영근, 김기만, 박규식, “음향 채널 추정을 이용한 음질 향상,” 한국음향학회지, vol.22, no.7, pp.573-578, Sept. 2003.
- [24] 최영근, 김명승, 김기만, “수중 음원의 위치 추적 기법,” 제5회 해상무기체계 발전 세미나 논문집, pp.475-479, 진해, June 2004.
- [25] 최영근, 김기만, 이상국, 손권, 도경철, “Pulsed CW 신호를 사용하는 수중 음원의 위치 추정을 위한 시간 지연차 추정법,” 한국음향학회지, Oct. 2004.예정
- [26] Y.K. Choi, K.M. Kim, J.W. Jung, S.W. Chun, and K.S. Park, To be published "Acoustic Intruder Detection System for Home Security," *IEEE Conf. Consumer Electronics (ICCE)*, Jan. 2005.(예정)