

판 객체에서 두드림의 위치정보를 이용한 컴퓨터 인터페이스 연구

A Study on the computer interface using the position information on the plane object

조항덕† · 방공현* · 김용태* · 김우식**

HyangDuck Cho, KongHyen Bang, YongTae Kim and Wooshik Kim

Key Words : DOA, Human-Computer Interface, Spatial Method, Beamforming.

ABSTRACT

In this paper, we addressed the computer interfacing method using the physical component in our living environment especially, a structure that has plane shape. A beamforming is the one of method for spatial location estimate, when applying it to the structure that has plane shapes, it estimates the event of impings location. and this impings event of specific location can be used for input unit of computing system. we expected, this result will contribute to human-computer interfacing research in home network environment.

1. 서론

유비쿼터스란 언제 어디서나 어떤 기기로서든 자유롭게 통신망에 접속하여 원하는 데이터를 주고받을 수 있는 것 또는 그런 환경으로 정의되어 있다. 현재 정보통신 기술은 유비쿼터스 인프라를 지향하는 단계적 구현이 진행되고 있다. 예로 홈-네트워크 등이 있다.

홈 네트워크 기술은 인간의 주거환경을 대상으로 네트워크 그리고 컴퓨팅 인프라의 구성을 필요로 한다. 이때 인간은 기기의 종류와 관계없이 컴퓨터 또는 네트워크 시스템과 입출력 인터페이스를 할 수 있어야 한다. 본 논문은 주거 환경에서 물리적 구성요소 또는 환경 인프라를 컴퓨터 인터페이스로 사용할 수 있는 방법을 제안한다. 특히 물리적으로 판 형태를 갖고 적절한 면적을 갖는 대상은 컴퓨터의 입력 장치로 사용될 수 있다. 우리는 공간 위치정보 추정기술 특히 빔포밍을 이용하여 판에서 발생한 두드림 또는 진동의 이벤트의 위치를 추정하는 응용에 대하여 소개할 것이다. 이 응용은 평면구조의 사각형 판에서 진동을 발생시키고 진동 센서들을 이용한 진동의 위치를 추정하는 것을 보일 것이다. 이 결과는 홈 네트워크 환경에서 인간-컴퓨터 입출력 인터

페이스 연구에 기여할 것으로 기대된다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 제 2 장에서 위치추정을 위한 배열모델 소개, 제 3장에서 비-파라미터 방법 (Nonparametric Methods), 제 4장 시뮬레이션 및 평가 그리고 마지막으로 5 장에서 결론을 짓는다.

2. 위치추정을 위한 배열모델

그림 1은 한 평면에서 진동원 으로부터 발생된 진동파장이 전달되어 센서 배열들에게 측정되는 것을 보이고 있다.

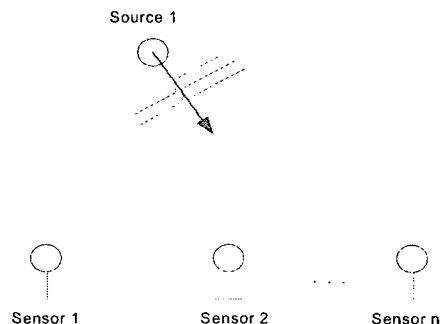


그림 1 진동원의 위치문제를 위한 구성

이때 센서 배열들은 동일한 평면에서 동일한 시간에 진동신호를 샘플링 한다. 이 그림에서 진동원 위치문제는 센서 배열들이 사용하는 시간샘플링으로부터 공간샘플링을 추정하는 문제로 변형할 수 있다. 센서들의 배열이 갖는 구성은 샘플링

† (주)오토시스
E-mail : hdcho@autosys.co.kr
Tel : (02)2026-8088, Fax : (02)2026-8084

* (주)오토시스

** 세종대학교

플된 신호로부터 진동신호의 전파진행방향에 관련된 정보를 해석할 수 있는 구조를 제공한다.

배열모델은 몇 가지 기본가정을 가지고 있다. 첫 번째 진동원 으로부터 진동파장은 평행하게 전파한다. 두 번째 진동원과 센서는 동일한 평면위에 있고 진동원은 점 방사체이다. 세 번째 평면의 전파매질은 균일매질이다. 이러한 가정위에서 진동원의 위치에 관련된 파라미터를 DOA (direction of arrival)이라 부른다.

2.1 배열모델

우리는 단일 진동원에 대한 배열모델을 고려해 볼 것이다. 그러나 다중 진동원에 대한 일반화는 중첩의 원리를 이용하여 간단하게 확장할 수 있다. 단일 진동원의 파장은 매질을 따라 전파하며, 센서들의 배열에서 시간 t 에 측정된다. 이때 센서 배열들 중 하나는 기준점이 된다. 기준점으로 사용되는 센서는 진동원에서 가장 근접한 센서가 된다. 센서에서 측정되는 신호는 연속 파형이며, 이때 시간 t 는 연속 변수이다.

τ_k 를 기준점으로부터 인접한 센서 k ($k=1, \dots, m$)들에게 순차적으로 도착하는데 필요한 시간이라고 하자. 그러면 센서 k 로부터 발생하는 출력은 식 (1)과 같다.

$$\overline{y_k(t)} = \overline{h_k(t)} * x(t - \tau_k) + \overline{e_k(t)} \quad (1)$$

$\overline{h_k(t)}$ 는 k 번째 센서의 임펄스응답이다. "*"는 컨볼루션(convolution) 연산자이다. 그리고 $\overline{e_k(t)}$ 는 첨가성 노이즈다. 첨가성 노이즈는 열 노이즈, 센서의 회로에서 발생하는 노이즈 그리고 외부에서 유입되는 다른 진동원 신호등을 포함한다. 식 (1)에서 $\overline{h_k(t)}$ 는 알려져 있다고 가정한다. 그리고 입력신호 $x(t)$ 와 지연시간 τ_k 는 알려져 있지 않다. 진동원의 위치와 관련된 파라미터의 특성은 식 (1)에서 지연시간 τ_k 가 결정한다. 따라서 진동원의 위치문제는 기본적으로 알려지지 않은 입력 케이스에 대한 시간-지연 추정의 한 특수한 분야다.

센서들의 배열에서 수신된 신호 $x(t)$ 는 밴드패스 신호로 가정한다. 그림 2(a)에 이 신호의 스펙트럼이 표현되어 있으며, 로우패스에 해당하는 신호임을 알 수 있다. 물리적 신호 $x(t)$ 는 실수 값이다. 이때 신호의 스펙트럼 $|X(w)|^2$ 은 $w=0$ 에서 대칭을 이루며 짝수다. $|X(w)|^2$ 을 베이스밴드 스펙트럼이라 하자. 그림 2(b)에는 그림 2(a)의 베이스밴드 스펙트럼이 표현되어 있다. 베이스 밴드 스펙트럼은 $w=0$ 을 중심으로 하나가 표현되어있다. 수신된 신호 $x(t)$ 는 $s(t)$ 로부터 변조되었으며 그 역을 복조라 한다. 수신된 신호는 실수 값으로 변조되어 있다. 이때 베이스밴드의 스펙트럼은 $w = w_c$ 에서 대칭이다. 진동원 으로부터 파장이 전파하는

매질은 전송채널이며 일반적으로 $w = w_c$ 에서 비대칭이다. 따라서 전송채널을 통하여 수신된 밴드 패스된 신호는 짝수개가 아니다. 그리고 복조된 수신신호는 복소수 값을 갖는다.

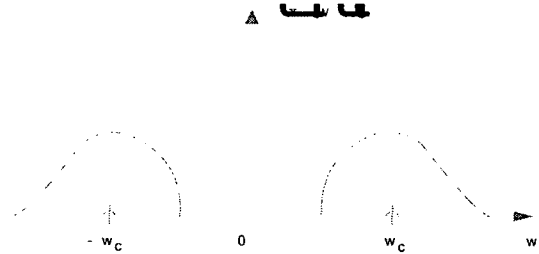


그림 2(a) 밴드패스 신호의 에너지 스펙트럼

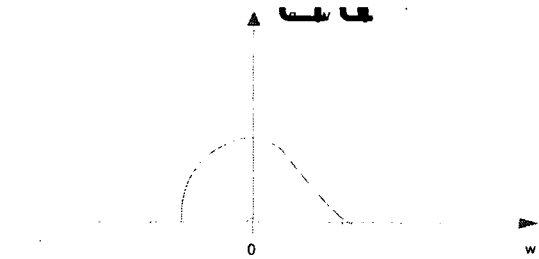


그림 2(b) (a)의 밴드패스 신호의 스펙트럼에 대한 베이스밴드 스펙트럼

시간영역에서 $s(t)$ 를 $e^{i w_c t}$ 와 곱하면, 식 (2)와 같이 전개될 수 있다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{i w_c t} e^{-i w t} dw = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{i (w - w_c) t} dw = S(w - w_c) \quad (2)$$

식 (2)는 복소-변조 프로세스를 의미하고 있다. 복소-변조 프로세스의 출력은 항상 복소수 이다. 만약 변조 신호가 $x(t)$ 같이 실수 값 이면 그 스펙트럼은 짝수개로 나타난다. 식 (2)를 $S(w)$ 형식으로 변환시킨 경우 복소수-켄주게이트된 베이스 스펙트럼이 결과로 나타난다. 이것이 식 (3)에 나타나 있다.

$$X(w) = S(w - w_c) + S^*(-(w + w_c)) \quad (3)$$

이것은 시간영역에서 검증될 수 있다. 복소-변조 신호 $s(t)e^{i w_c t}$ 에서 실수 부분이 실수-변조 프로세스다.

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S(w - w_c) + S^*(-(w - w_c))] e^{i w t} dw = s(t) e^{i w_c t} + [s(t) e^{i w_c t}]^* \quad (4)$$

$$= 2 \operatorname{Re}[s(t) e^{i w_c t}] \quad (5)$$

$$= 2 a(t) \cos(w_c t + \phi(t)) \quad (6)$$

$a(t)$ 와 $\phi(t)$ 는 $x(t)$ 의 진폭과 위상이다. 즉 식 (7)이다.

$$s(t) = a(t) e^{i \phi(t)} \quad (7)$$

$s(t)$ 의 실수와 허수 부분을 $s_i(t)$ 와 $s_q(t)$ 로 나타내면 식 (5)는 식(8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = 2[s_i(t) \cos(w_c t) - s_q(t) \sin(w_c t)] \quad (8)$$

식 (5)에서 식(8)까지 수식은 밴드패스 신호의 시간영역 표현을 나타낸 것이다. $x(t)$ 의 복소 엔벨로프가 $s(t)$ 이며, $s_i(t)$ 와 $s_q(t)$ 는 $x(t)$ 의 in-phase 와 quadrature 성분이다. $x(t) e^{-i w_c t}$ 의 푸리에변환은 식 (9)로 주어진다.

$$[S(w) + S^*(-w-2w_c)] \quad (9)$$

$X(w)$ 는 주파수 w_c 에 의하여 변경되었다. 베이스밴드 신호 $s(t)$ 는 $x(t) e^{-i w_c t}$ 가 밴드대역 $S(w)$ 에 해당하는 밴드패스 필터에 의하여 필터링 된 것이다. 센서 k에서 출력 식 (1)은 푸리에 변환을 적용하면 식 (10)과 같다. $x(t)$ 를 밴드패스 신호라고 하면, 식 (3)에서 주어진 $X(w)$ 를 식(10)에 적용하면 식 (11)을 구할 수 있다.

$$\overline{Y_k(w)} = \overline{H_k(w)} X(w) e^{-i w \tau_k} + \overline{E_k(w)} \quad (10)$$

$$\overline{Y_k(w)} = \overline{H_k(w)} [S(w-w_c) + S^*(-w-w_c)] e^{-i w \tau_k} + \overline{E_k(w)} \quad (11)$$

$\overline{y_k(t)}$ 를 복조신호라 하자.

$$\overline{y_k(t)} = \overline{y_k(t)} e^{-i w_c t}$$

식 (11)에서 복조 프로세스를 적용하면 $\overline{y_k(t)}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\overline{Y_k(w)} = \overline{H_k(w+w_c)} [S(w) + S^*(-w-2w_c)] \times e^{-i(w+w_c)\tau_k} + \overline{E_k(w+w_c)} \quad (12)$$

밴드대역이 $S(w)$ 인 로우패스 필터를 통과한 $\overline{y_k(t)}$ 는 중심 주파수 $w = -2w_c$ 에서 결정되는 차단주파수에 의하여 기타의 주파수는 제거된다. 따라서 다음의 식(13)을 구한다.

$$Y_k(w) = H_k(w+w_c) S(w) e^{-i(w+w_c)\tau_k} + E_k(w+w_c) \quad (13)$$

$\overline{H_k(w+w_c)}$, $\overline{E_k(w+w_c)}$ 에서 주파수 w 를 제한하여 로우패스 필터를 적용한 것이 $H_k(w+w_c)$, $E_k(w+w_c)$ 이

다. 식 (13)은 식 (14)로 간략화 할 수 있다.

$$Y_k(w) = H_k(w_c) S(w) e^{-i(w_c)\tau_k} + E_k(w+w_c) \quad \text{for } w \in \Omega \quad (14)$$

$|w|$ 가 증가할수록 $|S(w)|$ 는 감소한다. 따라서 $|H_k(w+w_c)|$ 는 $|w|$ 가 증가할수록 급격히 0으로 감소한다. 따라서 식 (13)은 식 (15)가 된다.

$$Y_k(w) = H_k(w+w_c) S(0) e^{-i(w_c)\tau_k} + E_k(w+w_c) \quad (15)$$

신호들이 광대역 일 지라도 센서들의 배열이 중심주파수 $w = w_c$ 에서 협대역 이기 때문에 식 (13)은 (14)로 간략화 되어 사용된다. 센서 주파수 응답은 패스밴드에서 고정적이며 신호의 스펙트럼은 센서의 패스밴드 안에서 가변적이다. 배열모델은 시간영역에서 식 (16)과 같다.

$$y_k(t) = H_k(w_c) e^{-i(w+w_c)\tau_k} s(t) + e_k(t) \quad (16)$$

$y_k(t)$ 와 $e_k(t)$ 는 식 (14)의 역 푸리에 변환에서 구한 것이다. 하드웨어 구현을 위한 구성도가 그림 3에 나타나 있다.

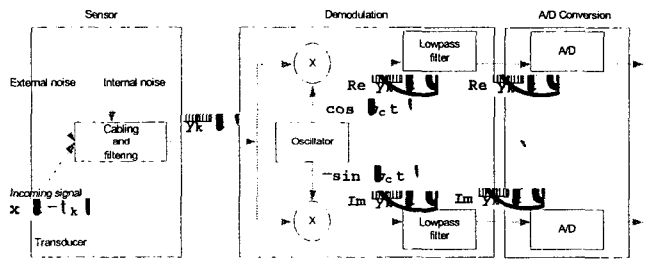


그림 3 배열 센서들로부터 수신된 신호를 처리하는 아나로그 프로세서 블록도

다음 식 (17)을 배열 전달 벡터라 한다.

$$a(\theta) = [H_1(w_c) e^{-i w_c \tau_1} \dots H_m(w_c) e^{-i w_c \tau_m}]^T \quad (17)$$

이때 θ 는 수신된 신호의 방향정보를 가지고 있다. 센서들의 배열에 관련하여 알려져 있다고 하면 식 (17)의 벡터를 이용하여 식 (16)은 식 (18)같이 표현할 수 있다.

$$y(t) = a(\theta) s(t) + e(t) \quad (18)$$

센서로 신호가 수신되는 경우 최초로 신호를 감지한 센서를 기준점 이라고 하면 식 (17)은 식 (19)와 같이 사용될 수 있다.

$$a(\theta) = [1 e^{-i w_c \tau_2} \dots e^{-i w_c \tau_m}]^T \quad (19)$$

$s(t)$ 를 구성하는 벡터 $[s_1(t) \dots s_k(t)]$ 에서 $s_k(t)$ 는 기준 센서로부터 k 번째 배열된 센서를 의미한다. 이제 센서들의

배열을 이용하여 수신된 데이터로부터 진동원의 위치를 추정하는 문제는 식 (18)에서 θ 를 추정하는 문제이며, θ 는 센서들의 배열에서 각 센서들이 수신하는 신호에 대한 시간지연 τ_k 를 의미한다.

2.1 선형균일배열

m 개의 센서들이 일직선상에 배열되어 있다. 센서들은 각각 균일간격을 유지하고 있다. 그림 4에 이것이 표현되어 있다.

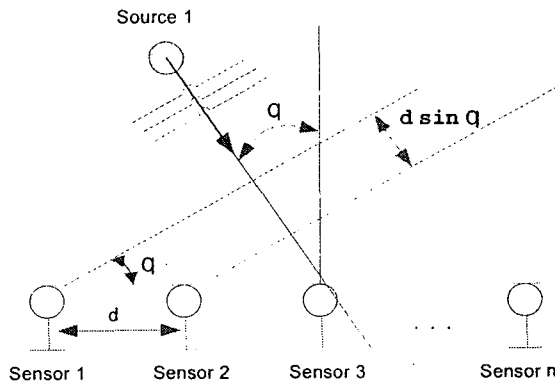


그림 4 선형균일배열 모델

d 는 인접한 두 센서사이의 거리, θ 는 진동원 으로부터 센서들의 배열로 입사되는 각, c 는 전파속도, 그리고 k 는 k 번째 센서를 나타낸다.

$$\tau_k = (k-1) \frac{d \sin \theta}{c} \quad \text{for } \theta \in [-90^\circ, 90^\circ] \quad (20)$$

식 (20)을 (19)에 대입하면 (21)을 구할 수 있다.

$$a(\theta) = [1 \quad e^{-i\omega_c \frac{d \sin \theta}{c}} \quad \dots \quad e^{-i(m-1)\omega_c \frac{d \sin \theta}{c}}]^T \quad (21)$$

$\theta \in [-90^\circ, 90^\circ]$ 범위 안에서 값을 갖는다.

$$\lambda = \frac{c}{f_c} \quad f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$$

λ 는 신호의 파장이다. 이때 아래와 같이 정의하는 경우

$$f_s = f_c \frac{d \sin \theta}{c} = \frac{d \sin \theta}{\lambda}$$

$$w_s = 2\pi f_s = \omega_c \frac{d \sin \theta}{c} \quad (22)$$

w_s 는 공간 주파수라고 부른다. 그리고 식 (21)은 (23)와 같이 적을 수 있다.

$$a(\theta) = [1 \quad e^{-i w_s} \quad \dots \quad e^{-i(m-1)w_s}]^T \quad (23)$$

안티-알리어징을 피하기 위하여 샘플링 주파수 f_0 는 다음의 조건을 충족하여야 한다. 사논의 샘플링 이론이 (24)를 따르기 때문에

$$f_0 \geq 2f_c \quad (24)$$

선형균일배열의 경우에 w_s 가 다음의 조건을 따르는 경우

$$|w_s| \leq \pi \quad (25)$$

식 (25)는 (26)과 같이 표현할 수 있다.

$$f_s \leq \frac{1}{2} \leftrightarrow d |\sin \theta| \leq \frac{\lambda}{2} \quad (26)$$

이때 d는 다음의 조건을 만족하는 경우다.

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (27)$$

3. 비-파라미터 방법(Nonparametric Methods)

시계열 데이터를 다루는 경우 FIR 필터는 다음과 같이 정의된다.

$$y_F(t) = \sum_{k=0}^{m-1} h_k u(t-k) = h^* y(t) \quad (28)$$

$\{h_k\}$ 가 필터 가중치인 경우 $u(t)$ 는 필터의 입력이다.

$$h = [h_0 \quad \dots \quad h_{m-1}]^* \quad (29)$$

$$y(t) = [u(t) \quad \dots \quad u(t-m+1)]^T \quad (30)$$

유사하게는 공간 샘플 데이터 $\{y_k(t)\}_{k=1}^m$ 를 이용하여 센서들의 배열을 공간 필터와 같이 사용하여 다음을 정의할 수 있다.

$$y_F(t) = h^* y(t) \quad (31)$$

입력 $u(t)$ 가 주어진 경우 필터의 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$y_F(t) = [h^* a(w)] u(t) \quad (32)$$

식 (32)는 콤플렉스-엔벨로프 $s(t)$, 진동원의 입사각 θ 를 이용하여 식 (33)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_F(t) = [h^* a(\theta)] s(t) \quad (33)$$

이때 필터의 파워는 (34)와 같다.

$$E\{|y_F(t)|^2\} = h^* R h \quad R = E\{y(t) y^*(t)\} \quad (34)$$

배열 구조의 기하에서 전달 벡터 $a(\theta + \alpha)$ 는 아래와 같이 두 인수의 곱으로 표현 할 수 있다.

$$a(\theta + \alpha) = D(\theta) a(\alpha)$$

이때 D 는 유니타리 매트릭스 이고, 각 θ 에서 $m \times m$ 아 이젠-디콤포지션 문제로 풀이된다.

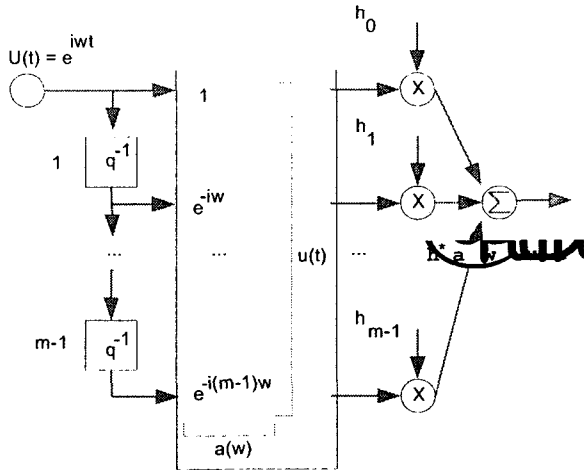


그림 5(a) FIR 형식의 시간 필터

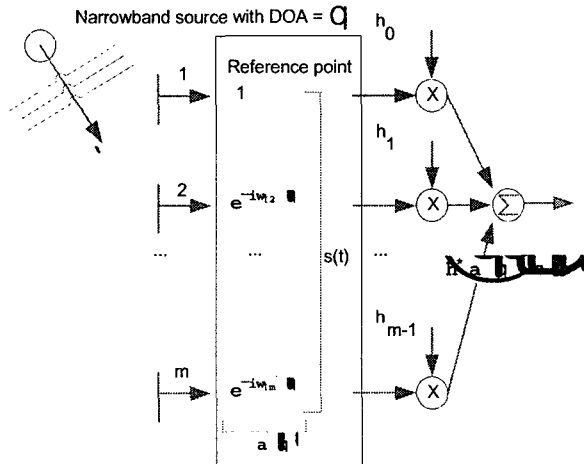


그림 5(b) (a)의 시간 필터 구조와 일치하는 공간 필터

3.1 빔포밍 (Beamforming)

θ 의 입사각을 갖는 신호에 있어서 필터 디자인 문제는 식 (35) 로 형식화 될 수 있다.

$$h^* a(\theta) = 1 \tag{35}$$

전달벡터가 $a(\theta)$ 로 정규화 되었다고 가정하면 식 (36)의 조건은 식 (19)와 만난다.

$$a^*(\theta) a(\theta) = m \tag{36}$$

(34)에서 $y(t)$ 가 $R=1$ 이고 공간적으로 화이트 하다면 필터 된 신호의 파워는 다음과 같다.

$$E\{|y_F(t)|^2\} = h^* h \tag{37}$$

식 (35)는 수학적으로 파워 (37)에서 h 를 최소화하는 문제가 될 수도 있다. 이것은 어떤 특별한 경우에 있어서 최적화 문제의 의미를 갖기도 한다.

$$\min_h h^* h \text{ subject to } h^* a(\theta) = 1 \tag{38}$$

$$h = a(\theta) / a^*(\theta) a(\theta) \tag{39}$$

우리는 (38)에서 구하는 해를 (39)와 같은 형식으로 사용하는 경우 (36), (39)는 (40)으로 간략화 될 수 있다.

$$h = a(\theta) / m \tag{40}$$

그리고 (34)를 고려하면 (41)을 구할 수 있다.

$$E\{|y_k(t)|^2\} = a^*(\theta) R a(\theta) / m^2 \tag{41}$$

R 은 이론적인 코바리언스 매트릭스이다. R 은 이용 가능한 유한 샘플 $\{y_k(t)\}_{k=1}^m$ 로부터 추정을 위하여 이용된다. 식 (42)에 R 이 정의되어있다.

$$\bar{R} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N y(t) y^*(t) \tag{42}$$

식 (40)에서 $1/m$ 은 추정에 관련된 정보를 가지고 있지 않다. 빔포밍은 진동원의 위치를 추정하는 방법 중 하나이며 (43)에서 최고의 피크들 n 을 추정하는 문제로 정리된다.

$$a^*(\theta) \bar{R} a(\theta) \tag{43}$$

(43)에서 공간 스펙트럼을 추정하는 방법으로 여러 가지가 있으나 본 논문에서는 평균 공간 퍼리오도그램을 이용 하겠다.

$$|a^*(\theta) y(t)|^2 \tag{44}$$

빔포밍의 정밀도는 아래의 특성을 갖는다.

$$\text{Beamforming resolution} \simeq \text{wavelength} / \text{array "length"} \tag{45}$$

노이즈 $e(t)$ 의 파워 σ^2 가 화이트 하고, 모든 배열된 센서에 영향을 미치는 그 크기가 일정하고 그리고 하나의 진동원만 제공되는 경우에 R 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$R = a(\theta_0) a^*(\theta_0) P + \sigma^2 I \tag{46}$$

단 이때 신호의 파워가 $P = E\{s(t)|^2\}$ 면 (43)은 (47)같이 전개할 수 있다.

$$a^*(\theta) R a(\theta) = |a^*(\theta) a(\theta_0)|^2 P + a^*(\theta) a(\theta) \sigma^2$$

$$\leq |a^*(\theta) \alpha(\theta)| |a^*(\theta_0) \alpha(\theta_0)| P + \sigma^2 a^*(\theta) \alpha(\theta) = m(mP + \sigma^2) \quad (47)$$

우리는 N 개의 샘플을 이용할 것이며 m=N 으로 한다.

4. 시뮬레이션 및 평가

10 개의 센서를 이용하여 센서들 사이의 간격 d=30 Cm 간격의 선형 배열로 배치 한 후 배열의 전방범위 임의 지점에서 진동을 가하는 경우를 시뮬레이션 하였다. 그림 6(a), (c) 는 25° 그리고 -55° 방향에서 충격을 발생시킨 경우이다. 그림 6(b)는 (a)의 극좌표 표현이다.

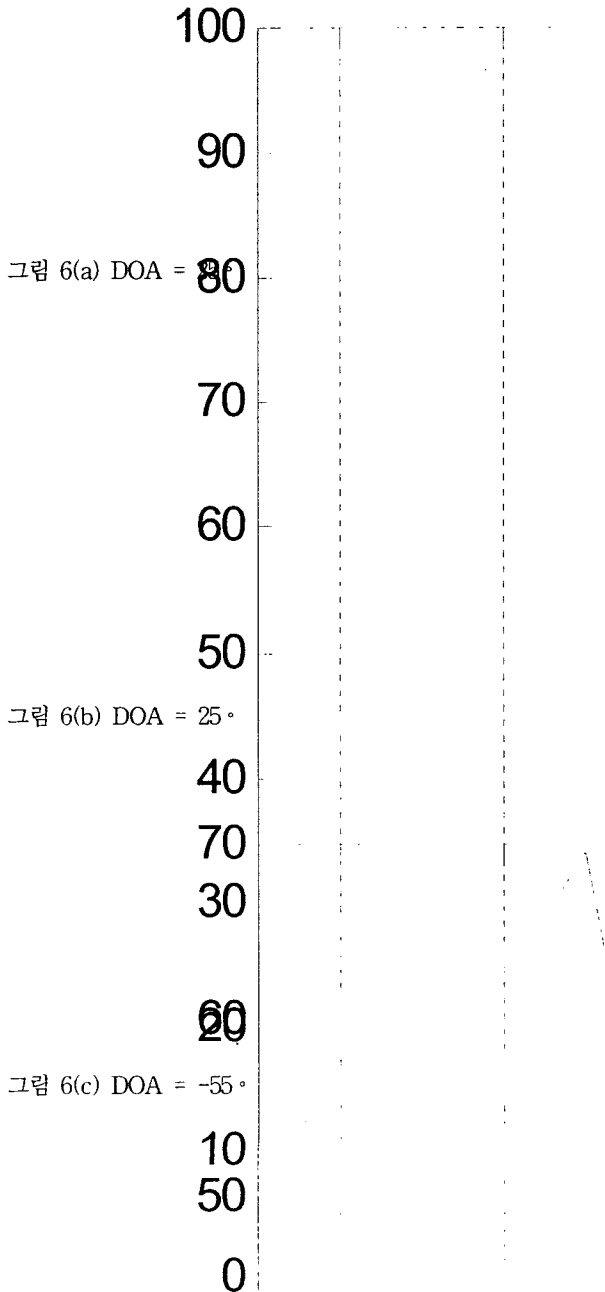


그림 6의 (a), (c)에서 추정된 R의 최솟값이 진동원의 발생 위치 DOA를 가라키고 있다. 센서의 수를 감소시킬수록 DOA 의 해상도는 감소한다.

5. 결론

시뮬레이션을 통하여 임의 위치에서 발생된 진동원의 위치를 추정하는 것을 보았다. 배열모델은 센서들의 배치와 구성으로 결정 지워지며, 빔포밍은 비-파라미터 방법 (Nonparametric Methods) 중 하나로 배열 모델로부터 진동원의 위치를 추정한다. 공간 위치추정 기술을 응용하는 경우 주거환경의 물리적 대상을 컴퓨팅 시스템의 입력장치로 사용할 수 있음을 보았다. 특히 관구조를 갖는 객체는 진동 센서의 배열에 따라 외부에서 가해진 진동원의 위치를 인지할 수 있다. 예로 유리창, 벽면 등을 이용하여 컴퓨터에게 정교한 이벤트를 전달할 수 있다.

시뮬레이션을 통하여 배열에 사용되는 센서들위 개수, 센서들 사이의 간격이 위치추정 성능에 영향을 주는 것을 확인할 수 있었다. 그리고 현실계에서 관 객체는 외관에 노출되어 있으며, 센서의 적용 수량과 배열 구성에도 많은 제약이 갖는다. 따라서 우리는 다양한 위치추정 방법과 센서배열에 따른 구성 최적화에 대하여 연구를 할 계획이다.

홈 네트워크 기술은 유비쿼터스 환경을 구성하는데 중요한 구성단위이다. 특히 주거환경에서 인간-컴퓨터 인터페이스 기술은 인간이 컴퓨터 시스템으로 어떤 신호를 전달하는데 필요한 기술이다. 이 연구는 인간-컴퓨터 인터페이스 관련 분야에 기여할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

(1) Stoica, Moses. "Introduction to Spectral Analysis" Prentice Hall, 1997.
 (2) 광병원, 김연숙 "홈네트워크의 구성요소와 구축사례" 한국통신학회지 VOL22, No11, Nov, 2005
 (3) 선중천, 강연준 "반사면이 존재하는 환경에서 빔포밍 방법을 이용한 부분 음장 재구성" 한국소음진동학회 2003년도 추계학술대회는문집 pp 730~734