

# 高速・高画質 3次元音響イメージングシステムの開発と評価

代表研究者 杉本雅則 東京大学大学院工学系研究科 准教授

## 1 はじめに

本研究では、アダプティブアレイセンサを用いた高速・高画質 3次元音響イメージング手法を理論的および実践的なアプローチで進めてきた。本研究の成果は以下の通りに要約できる。

- ・ 逆投影法に基づく音響イメージング手法の提案とシミュレーションによる評価
- ・ 位相および振幅補償の効果についての実験による評価

本稿では、上記の成果について以下に述べる。

## 2 逆投影法に基づく音響イメージング手法

### 2-1 提案手法

従来 of 超音波イメージング手法では、空間に対するスキャンによりイメージを得る。一般には、適応的マイクロホンアレイなどを用いて回転方向にスキャンを行うビームフォーミングが用いられる。ビームフォーミングには多くの種類があり、例えばサイドローブの寄与を最小化する Capon 法などが有名である。近年では固有値解析に基づく MUSIC 法 (Multiple Signal Classification) を応用する手法も提案されている。しかし、これらアプローチはスキャンに基づくという点で全て共通であり、最終的に得られる画像の精度には限界がある。そこで、本研究では、従来 CT (computer tomography) などで用いられてきた逆投影アルゴリズムを超音波イメージングに導入する。

以下では、極座標空間における音場分布を  $f(u, r)$  と表す。ただし  $u = \sin \theta$  であり、 $\theta$  は  $y = r \cos \theta$ 、 $x = r \sin \theta$  を満たす値である。最初に受信信号からマッチドフィルタを用いたパルス圧縮を行い、信号強度の時間分布  $p(t)$  を求める。音速  $c$  が場所によらず一定であると仮定すると、時刻  $t$  における受信信号強度は、センサから距離  $ct$  離れた位置における音場の線積分となる。つまり、

$$p(t) = \int_{-1}^1 f(u, ct) du$$

が成り立つ。ただし、受信センサが原点  $(0, 0)$  に固定されているとする。ここで  $\varphi = \pi/2$  と置くと、上式は以下のように書ける。

$$p(t) = \int \int_{-\infty}^{\infty} f(u', r') \delta(u' \cos \varphi + r' \sin \varphi - s) du' dr' \quad (s = ct)$$

一方、図 1 において  $f(u, r)$  に対する投影  $g(s, \varphi)$  は直線  $s = u \cos \varphi + r \sin \varphi$  上での線積分であり、以下の式で知られる Radon 変換である。

$$g(s, \varphi) = \int \int_{-\infty}^{\infty} f(u', r') \delta(u' \cos \varphi + r' \sin \varphi - s) du' dr'$$

よって、

$$p(t) = g(ct, \pi/2)$$

となり、信号強度の時間分布  $p(t)$  は投影方向  $\varphi = \pi/2$  からの投影データであることが分かる。

他の投影方向からの投影データは、原点に無いセンサにおける受信データから得られる。今、センサが直交座標空間で  $(x, y) = (d, 0)$  に配置されていると仮定する。このとき受信信号強度の時間分布の値  $p_d(t)$  は点  $(x, y) = (d, 0)$  を中心とし、 $y > 0$  を満たす半径  $ct$  の半円上の音場の線積分となる。すなわち、以下の式で表される半円である。

$$(x - d)^2 + y^2 = (ct)^2 \quad (y > 0)$$

図2のように角度  $\theta_0, \theta_d$  および距離  $r_0, r_d$  を設定すると、上式は極座標空間で以下のように表せる。

$$u = \sin(\theta_0 + \theta_d), \quad r = r_d = (ct + d \sin \theta_0) / \cos \theta_d \quad (-1 < u < 1)$$

センサの原点との距離  $|d|$  が音源との距離  $ct$  に比べて非常に小さい ( $|d| \ll ct$ ) 場合、受信波が平面波であると仮定できる。このとき、 $\theta_d \approx 0$  と近似すると、

$$r = ct + du \quad (-1 < u < 1)$$

とできる。上式を極座標空間  $(u, r)$  上に描画すると、図 3 のように傾き  $d$  の直線になる。よって  $p_d(t)$  は  $f(u, r)$  の投影となり、以下の式が成り立つ。

$$p_d(t) = g(s, \varphi)$$

投影の方向を表す値  $\varphi$  は、図 3 より  $\varphi = \pi/2 + \tan^{-1} d$  となる。このように投影方向がセンサの位置  $d$  によって変化するので、あらゆる位置  $(x, y) = (d, 0)$  にセンサを配置することによって、複数の方向からの投影データを得ることが可能となる。しかし  $d$  の値は有限であるため、 $\varphi \neq 0$  である。そこで、 $\varphi = 0$  であるような投影データを得るために信号強度の角度分布を用いる。

信号強度の時間分布と同様に考えると、信号強度の角度分布  $p_a(u)$  は、

$$p_a(u) = \int_0^\infty f(u, r) dr$$

となる。これは角度  $u = \sin \theta$  における信号強度  $p_a(u)$  は、到来方向が  $\theta$  であるような音場の線積分であることを表している。上式より、 $p_a(u)$  は  $\varphi = 0$  における投影であり、以下の式が成り立つ。

$$p_a(u) = g(s, 0)$$

以上より、理論的には  $\varphi = [0, \pi]$  における投影データを得ることができる。

実際にはセンサアレイの開口に対する制約のため、 $|d|$  の大きさが制限される。したがって、 $\varphi$  の取りうる値は以下ようになる。

$$\pi/2 - \alpha \leq \varphi \leq \pi/2 + \alpha, \quad \varphi = 0 \quad (\text{ただし、} \alpha = \tan^{-1}(\max|d|) \text{ とする})$$

このように提案手法では投影データが得られない方向があり、得られる像にはぼけが生じてしまう。そこで、何らかの補正をする必要が生じる。そこで、提案手法で得られる投影データに対して窓関数を用いて単純逆投影を行い、逆畳込みによる補正が可能な像を構成する。まず、以下のような性質を持つ窓関数  $w(\varphi)$  を定義する。

$$w(\varphi) = \begin{cases} = 0 & (\varphi < \pi/2 - \alpha \text{ or } \pi/2 + \alpha < \varphi) \\ > 0 & (\pi/2 - \alpha < \varphi < \pi/2 + \alpha) \\ = 1 & (\varphi = 0) \end{cases}$$

この窓関数を用いて、以下の式で表せる像  $b_w(u, r)$  を得る。

$$b_w(u, r) = \int_0^\pi w(\varphi) g(s, \varphi) d\varphi$$

上式は以下のように変形できる。

$$\begin{aligned} b_w(u, r) &= \int_0^\pi w(\varphi) \left[ \int_{-\infty}^\infty f(u', r') \delta((u' \cos \varphi + r' \sin \varphi) - (u \cos \varphi + r \sin \varphi)) du' dr' \right] d\varphi \\ &= \int_{-\infty}^\infty f(u', r') \left[ \int_0^\pi w(\varphi) \delta((u' \cos \varphi + r' \sin \varphi) - (u \cos \varphi + r \sin \varphi)) d\varphi \right] du' dr' \end{aligned}$$

さらに  $\delta$  関数は、以下のように変形できる。

$$\begin{aligned} &\delta((u' \cos \varphi + r' \sin \varphi) - (u \cos \varphi + r \sin \varphi)) \\ &= \delta((u' - u) \cos \varphi + (r' - r) \sin \varphi) \\ &= \delta(\sqrt{(u' - u)^2 + (r' - r)^2} \sin(\varphi + \tan^{-1}((u' - u)/(r' - r)))) \end{aligned}$$

この  $\delta$  関数の引数を0 にするような  $\varphi$  は、以下のように与えられる。

$$\varphi = \varphi_0(u' - u, r' - r) = \begin{cases} \pi - \tan^{-1}((u' - u)/(r' - r)), & (u' - u)/(r' - r) > 0 \\ \tan^{-1}((u' - u)/(r' - r)), & (u' - u)/(r' - r) < 0 \end{cases}$$

また  $\delta$  関数の性質として、次式が成り立つ。

$$\int_a^b f(x)\delta(g(x))dx = \sum_i f(x_i)/|g'(x_i)|$$

$x_i$  は区間  $x:[a,b]$  における  $g(x_i) = 0$  の根であり、 $g'(x_i) \neq 0$  を満たす。以上から、

$$\begin{aligned} b_w(u, r) &= \iint_{-\infty}^{\infty} f(u', r') w(\varphi_0(u' - u, r' - r)) / \sqrt{(u' - u)^2 + (r' - r)^2} du' dr' \\ &= \iint_{-\infty}^{\infty} f(u', r') h(u' - u, r' - r) du' dr' = f(u, r) * h(u, r) \end{aligned}$$

ただし、関数  $h$  は以下を満たす。

$$h(u, r) = w(\varphi_0(u, r)) / \sqrt{u^2 + r^2}$$

よって、得られる像  $b_w$  を畳込みの形で表現することができた。これより、以下のように音場の再構成ができる。

$$B_w(f_u, f_r) = F(f_u, f_r) H(f_u, f_r)$$

$$F(f_u, f_r) = B_w(f_u, f_r) / H(f_u, f_r)$$

上式で  $B_w$ 、 $F$ 、 $H$  はそれぞれ  $b_w$ 、 $f$ 、 $h$  を2次元フーリエ変換、 $f_u$  および  $f_r$  は、それぞれ  $u$ 、 $r$  のフーリエ変換対である。

3次元への拡張は容易である。図4のように、2次元のセンサレイが  $(x, y, z) = (d \sin \alpha, d \cos \alpha, 0)$  に配置されたとき、反射体の位置は以下のように表せる。

$$(x, y, z) = (d \cos \alpha + R \sin \theta \cos \varphi, d \sin \alpha + R \sin \theta \sin \varphi, R \cos \theta)$$

信号強度  $p(t)$  の時間分布は2次元イメージングの場合と同様に求められる。この時、積分路は以下の式で示させる半球となる (図4)。

$$(x - d \cos \alpha)^2 + (y - d \sin \alpha)^2 + z^2 = R^2$$

$d \ll R$  と仮定すると、 $R = ct = r - d \sin \theta \cos(\alpha - \varphi)$  とできる。よって、 $(d \cos \alpha, d \sin \alpha)$  の位置にあるセンサによって求まる  $p(t)$  は

$$p(t) = \iiint f(r, \theta, \varphi) \delta(ct - (r - d \sin \theta \cos(\alpha - \varphi))) dr d\theta d\varphi$$

したがって、3次元イメージ  $b(r, \theta, \varphi)$  は

$$b(r, \theta, \varphi) = \sum_d \sum_{\alpha} p((r - d \sin \theta \cos(\alpha - \varphi)) / c)$$

として求めることができる。

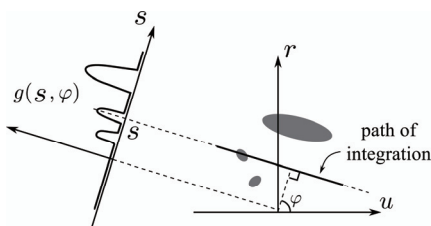


図1 線積分による投影

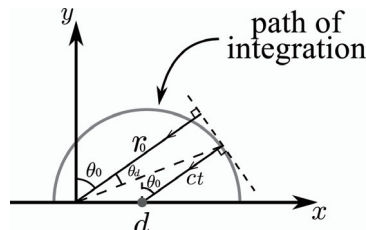


図2 2D イメージングでの積分経路

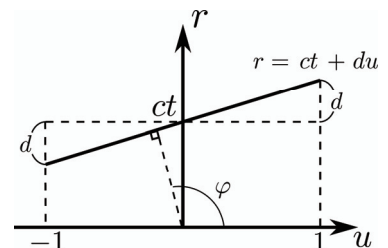


図3 極座標空間での積分経路

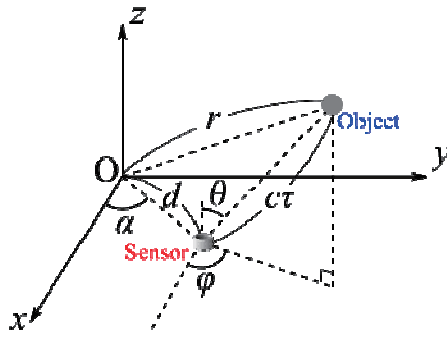


図4 センサと反射体の配置

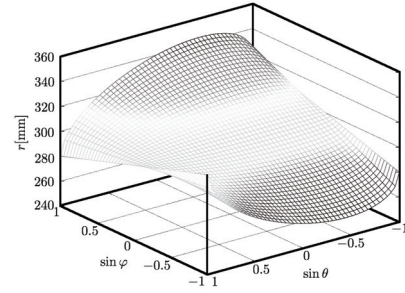


図5 3Dイメージングでの積分経路

## 2-2 シミュレーション実験

### 実験1： 2次元イメージング

提案手法を用いて、音場分布を推定するコンピュータシミュレーションによる実験を行った。送信信号には、パルス幅が 4 ms、初期周波数 30 kHz、終了周波数 100 kHz のチャープ信号を用いた。センサアレイは 128 素子のセンサが 5 mm 間隔で並んでいるものを想定した。SN 比は 20 dB とした。また、3つの点音源が離散的に分布している音場を設定した。

シミュレーション結果を図 6、7 に示す。図 6 が得られた像全体で、図 7 が  $(u, r) = (0.50, 1.02)$  付近を拡大した画像である。これらの図より、設定した音源の位置に像が生じていることが確認できた。

次に、従来手法であるビームフォーミングを用いたシミュレーションを行った。結果の拡大図を図 8 に示す。シミュレーションを通して、提案手法が従来手法に比べて良い角度分解能を持つことが示せた。

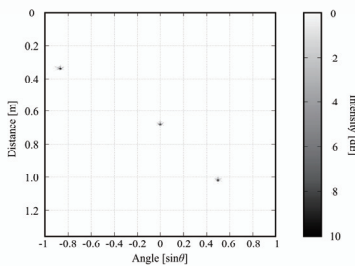


図6 シミュレーション結果 (提案手法)

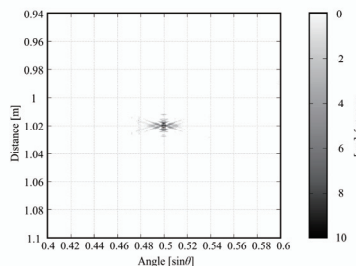


図7 シミュレーション結果 (提案手法、拡大図)

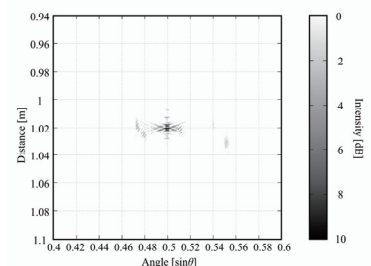


図8 シミュレーション結果 (従来手法、拡大図)

### 実験2： 3次元イメージング

3次元イメージングの実験設定は2次元イメージングと同様であるが、受信機として 5mm 間隔で配置された 16x16 の2次元センサアレイを用い、点音源を3か所に配置した(表1)。

実験結果を図9に示す。図10は  $(x, y, z) = (-400, 200, 400)$  の点音源を拡大したものである。実験より提案手法によって正しくイメージングが行えることが確認できた。

表1 点音源の位置

mm	S1	S2	S3
x	-400	300	-100
y	200	-100	-400
z	400	200	300

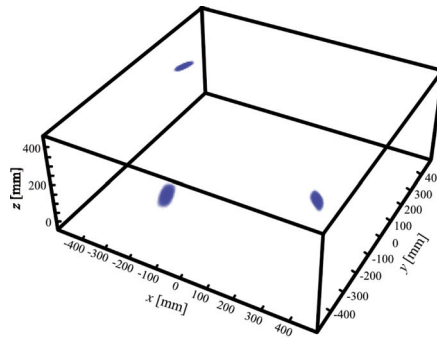


図9 3Dイメージング結果

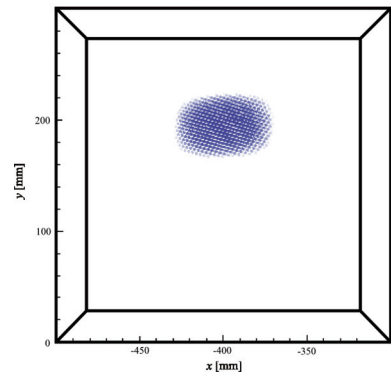


図10 3Dイメージング結果の拡大図

### 3 位相および振幅補償による高解像度イメージング

#### 3-1 提案手法

音響イメージングにおいて、合成送信開口(Synthetic Transmit Aperture: STA)と呼ばれる手法が提案されている。複数の送信機を用いることにより開口を広げることが可能なため、角度分解能の向上のために有用である。送受信センサを2次元アレイ上に配置すれば高解像度の3次元イメージングが実現可能である。しかし、実際には、各々の送信機、受信機ともに指向性を持っているため、信号の送信方向および受信方向によって、信号の強度および位相に変動が生じる。このことは、画質の悪化につながるため望ましくない。そこで、信号強度および位相を補償することで、より高精度の3次元音響イメージングを実現する。

STAは一般に整合フィルタ(matched filter)、各送信機によるビームフォーミング、全送信機のビームフォーミング結果の総和、という3つの過程でイメージングを行う。以下では、周波数領域で議論を行う。実装上也計算量を抑えるため周波数領域での計算が行われる。

$$F_{m,n,i,j}(w) = U_{i,j}(w)S_{m,n}^*(w)$$

ここで $S_{m,n}^*(w)$ は、送信機( $m,n$ )からの送信信号で周波数 $w$ 成分の複素共役、 $U_{i,j}(W)$ は受信機( $i,j$ )での受信信号のFourier変換、 $F_{m,n,i,j}(w)$ は、相関結果のFourier変換である。

次に、以下の式でビームフォーミングを行う。

$$B_{x,y,m,n}(w) = \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J F_{m,n,i,j}(w) e^{j2\pi w d_{x,y,i,jm,n,i,j}}$$

ただし、 $B_{x,y,m,n}(w)$ は図11に示すスキャン直線( $x,y$ )の時間 $t$ での値、 $d_{x,y,m,n,i,j}$ は時間遅延、 $M,N$ はそれぞれ送信機の縦および横方向、 $I,J$ はそれぞれ受信機の縦および横方向の索引番号である。遅延時間は以下の式で計算される。

$$d_{x,y,m,n,i,j} = \frac{|\vec{T}_{m,n} - \vec{F}_{x,y}| + |\vec{R}_{i,j} - \vec{F}_{x,y}| - 2(|\vec{F}_{x,y}|)}{c}$$

$\vec{T}_{m,n}$ は図12で送信機( $m,n$ )の、 $\vec{R}_{i,j}$ は受信機( $i,j$ )のそれぞれ位置ベクトルであり、 $\vec{F}_{x,y}$ はスキャン直線( $x,y$ )のfocal point、 $c$ は音速である。

最後に、すべての送信機についてビームフォーミングの結果の総和を以下の式で計算する。

$$E_{x,y}(w) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N B_{x,y,m,n}(w)$$

$E_{x,y}(w)$ は、スキャン直線( $x,y$ )での周波数 $w$ 成分である。 $E_{x,y}$ に逆フーリエ変換を施せば時間領域でのイメージング結果が得られる。

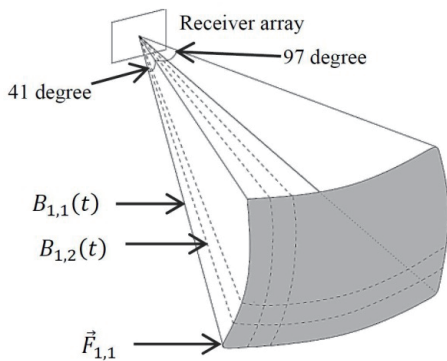


図11 スキャンによる3Dイメージング

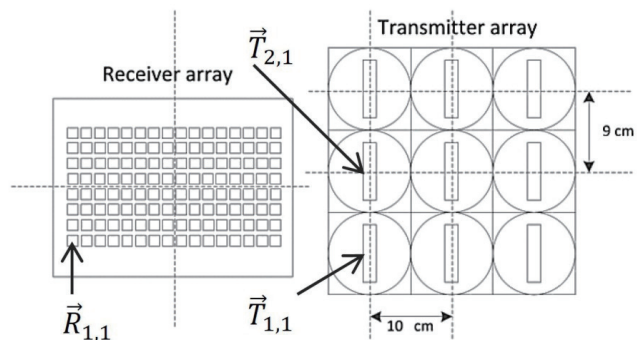


図12 送受信機の配置

次に、振幅および位相の補償を行うため、送受信機間の伝達関数を求める。方位角(azimuth angle)を $\theta$ 、仰角(elevation angle)を $\alpha$ とすると伝達関数 $H(\theta, \alpha, w)$ は

$$H(\theta, \alpha, w) = R(\theta, \alpha, w) / S(w)$$

で表せる。ただし、 $R(\theta, \alpha, w)$ は受信信号、 $S(w)$ は送信信号である。よって、補償によって得られる受信信号は、以下の式で求められる。

$$\tilde{U}_{i,j}(\theta, \alpha, w) = U_{i,j}(w) / H(\theta, \alpha, w)$$

ここで $H(\theta, \alpha, w)$ はWiener filterにおけるインパルス応答と見なすことができる。Wiener filterは以下の式で定義される。

$$H(\theta, \alpha, w) = \frac{H^*(\theta, \alpha, w)}{|H(\theta, \alpha, w)|^2 + K}$$

よって、

$$\tilde{U}_{i,j}(\theta, \alpha, w) = U_{i,j}(w) / W(\theta, \alpha, w)$$

となる。ただし、 $K$ は $\tilde{U}_{i,j}(\theta, \alpha, w)$ と $U_{i,j}(w)$ の2乗誤差を最小にする値とする。

### 3-2 評価実験

図13のようなシステム構成で3Dイメージング実験を行った。送信機(Pioneer PT-R4、3x3)および受信機(MEMS microphone、16 x 8)を図11、12のように配置した。計算の高速化のため、FPGAを用いた信号処理ボードを実装した。天井から吊るした物体(図14)の画像を取得した。なお、送信信号としてはチャープ信号(30kHz-50kHz、1ms)を利用した。イメージング結果を図15および図16に示す。振幅および位相補償を行うことで、画質が向上したことが確認できた。

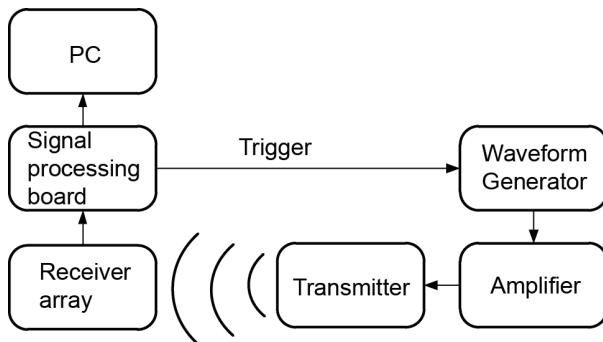


図13 実験システムの構成



図14 実験の様子

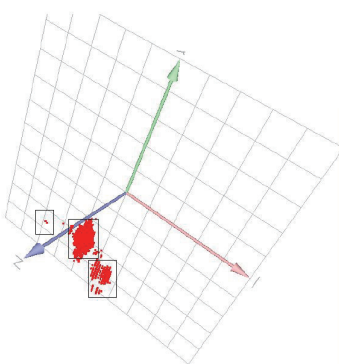


図15 3D イメージング結果(補償なし)

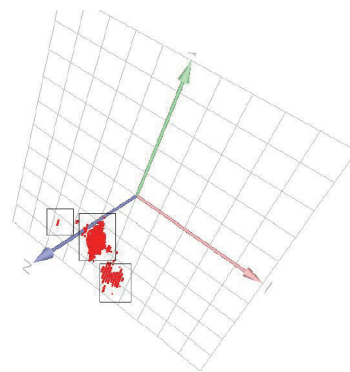


図16 3D イメージング結果(補償あり)

## 4 結論

高速・高画質3次元音響イメージング手法について本研究では理論と実装の両面から研究を進めた。提案手法を用いることで、従来手法に比べて画質の向上が確認できたことにより、一定の成果が得られたと言える。一方、イメージング取得を実時間でを行うためには更なる高速化が必要となることも確認できた。今後も、高画質、高速化を目標に理論、実装の両面から研究を進める予定である。

### 〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
Evaluation of Acoustic Imaging System using Correlation Division in Synthetic Transmit Aperture with Multicarrier Signals	IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, Vol. E94-A, No. 10, pp. 1907-1919	October, 2011
A Robust Doppler Ultrasonic 3D-imaging System with MEMS Microphone Array and Configurable Processor	Proceedings of IEEE International Ultrasonics Symposium 2011 (IUS 2011)	October, 2011
3D Reconstruction from Adaptive Matrix Microphone Array Signals using Back Projection Algorithm	Proceedings of IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS 2011)	October, 2011
Synthetic Transmit Aperture 3D Image Reconstruction Using 2D Transmitter Array	Proceedings of IEEE International Ultrasonics Symposium 2011 (IUS 2011)	October, 2011
MEMS Microphone Array and Signal Processor for Realtime Acoustic Object Detection	Proceedings of 31st International Acoustical Imaging Symposium (AI-31)	April 2011
Acoustic Imaging Reconstruction from Adaptive Microphone Array Signals using Back Projection	Proceedings of 31st International Acoustical Imaging Symposium (AI-31)	April 2011
Improvement of Synthetic Transmit Aperture 3D Acoustic Imaging Using Compensation of Transmitter's Radiation Pattern,	超音波エレクトロニクスの基礎と応用に関するシンポジウム (USE 2011)	November 2011
1次元センサアレイを用いた超音波画像化における Deconvolution Filter の基礎検討	電子情報通信学会超音波研究会	2012年2月
Improvement of Synthetic Transmit Aperture 3D Acoustic Imaging Using Compensation of Transmitter's Radiation Pattern,	電子情報通信学会超音波研究会	2012年2月