

JAERI-M  
92-171

逆フィルタリング手法による超音波信号の  
前処理に関する基礎実験

1992年11月

石川 信行・藤井 義雄・篠原 慶邦

JAERI-Mレポートは、日本原子力研究所が不定期に公刊している研究報告書です。  
入手の問合わせは、日本原子力研究所技術情報部情報資料課（〒319-11茨城県那珂郡東海村）  
あて、お申しこしてください。なお、このほかに財団法人原子力弘済会資料センター（〒319-11茨城  
県那珂郡東海村日本原子力研究所内）で複写による実費頒布をおこなっております。

JAERI-M reports are issued irregularly.  
Inquiries about availability of the reports should be addressed to Information Division, Department  
of Technical Information, Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura, Naka-gun,  
Ibaraki-ken 319-11, Japan.

© Japan Atomic Energy Research Institute, 1992

---

編集兼発行 日本原子力研究所  
印刷 日立高速印刷株式会社

逆フィルタリング手法による超音波信号の前処理に関する基礎実験

日本原子力研究所東海研究所原子炉工学部

石川 信行・藤井 義雄・篠原 慶邦

(1992年10月13日受理)

超音波を用いた開口合成法により物体位置計測を行なう場合の問題のひとつは、超音波センサの電気音響変換特性の影響により位置計測の分解能が低下することである。本研究では、この影響を補償することにより分解能の向上を図る目的で、開口合成法の前処理のために逆フィルタリング技法を適用した。本報告では、超音波センサの電気音響変換特性の測定、ならびに逆フィルタリング技法の有効性に関する実験結果について報告する。

Basic Experiment on Preprocessing of Ultrasonic Signal by  
Inverse Filtering Technique

Nobuyuki ISHIKAWA, Yoshio FUJII and Yoshikuni SHINOHARA

Department of Reactor Engineering  
Tokai Research Establishment  
Japan Atomic Energy Research Institute  
Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken

(Received October 13, 1992)

One of the problems in measuring object location by synthetic aperture method is the effect of electro-acoustic conversion characteristics, which degradates measurment resolution. In this study, we apply an inverse filtering technique for preprocessing in the synthetic aperture method to compensate this effect and thereby to improve the resolution. This report describes the result of basic experiment on the characteristics of electro-acoustic conversion and the effectiveness of the inverse filtering technique.

Keywords : Ultrasound, Object Location, Synthetic Aperture Method,  
Electro-acoustic Conversion, Resolution,  
Inverse Filtering Technique, Preprocessing

## 目 次

1. まえがき .....	1
2. 物体位置推定のための計測モデル .....	2
3. 開口合成法による物体位置の推定 .....	4
4. 電気音響変換特性 .....	6
5. 変換ひずみ特性補償用フィルタの設計 .....	9
6. 包絡線抽出処理 .....	11
7. 実験回路 .....	13
8. 実験方法及び結果 .....	15
8.1 センサの特性試験 .....	15
8.2 逆フィルタによる前処理の実験 .....	15
8.3 開口合成法による物体位置推定の基礎実験 .....	16
9. むすび .....	24
謝 辞 .....	24
参考文献 .....	24

## Contents

1. Introduction .....	1
2. Measurement Model for Estimation of Object Location .....	2
3. Estimation of Object Location by Synthetic Aperture Method .....	4
4. Electro-acoustic Conversion Characteristics .....	6
5. Filter Design for Compensation of Conversion Distortion .....	9
6. Processing for Extracting Envelope .....	11
7. Electric Circuit for Experiment .....	13
8. Experiments and Results .....	15
8.1 Experiment of Sensor Characteristics .....	15
8.2 Experiment of Preprocessing by Inverse Filter .....	15
8.3 Experiment for Estimation of Object Location by Synthetic Aperture Method .....	16
9. Conclusion .....	24
Acknowledgements .....	24
References .....	24

## 1. ま え が き

原子炉制御研究室では、原子力用遠隔ロボット技術開発の一環として超音波による環境知覚に関する基礎実験を行ってきた<sup>1)</sup>。従来、環境知覚にはテレビカメラがよく用いられるが、不透明な液中（例えば、高速炉のナトリウム中）や高放射線環境においては機能しないという欠点がある。そこで、このような極限環境下においても使用可能な超音波を用いた知覚システムの開発は原子力ロボット技術開発における重要な課題である。

超音波による物体の位置計測法として伝搬時間測定に基づく方法がある。この方法は簡便で精度よく計測が行なえる利点はあるものの、複数物体の位置計測には不向きである。原子力施設などの複雑な環境下で物体の知覚認識を行なう場合には、複数物体の同時計測が可能な開口合成法による位置計測法が適している。しかし、この方法ではインパルス状の音波を送信する必要があるのだが、超音波センサにインパルス状の電気信号を印加しても、その電気音響変換特性の影響により、送信される音波のパルス幅が広がってしまう。特に、市販されている周波数帯域幅の狭いセンサを用いた場合その影響は顕著に現れる。そのため、受信された信号を用いて開口合成法により位置推定を行なってもその分解能は著しく低くなる。この電気音響変換ひずみの補償法として逆フィルタリングによる方法が提案されている<sup>2)</sup>。これは、センサの電気音響変換ひずみ特性の逆特性をもつフィルタによって、変換歪みを受けた受信信号の処理を行ない、それによりインパルス状の音波を送出した場合と同様の特性を持つ受信波を再現するものである。

本研究では、この逆フィルタ処理を、開口合成法による位置推定の前処理として適用することにより、位置分解能の向上を図った。実験により、市販のセンサを用いても、前処理を行なうことによって、分解能の良い位置推定が可能なが確認された。

## 2. 物体位置推定のための計測モデル

超音波を空間に放射し、対象物からの反射波を受信・処理することにより物体の位置的な分布を知ることが本計測の目的である。超音波による物体の位置計測でよく用いられる伝搬時間による方法では受信波の立上がりが検知できればよく、波形のひずみにより計測の精度が著しく低下することはない。それに対し、ここで用いる開口合成法による計測は、点在する対象物からの反射波の重ね合わせである受信波を観測し、これから対象物の分布を求めるものである。すなわち、反射波の波形全体から物体の分布を計測するので、センサの動特性によるひずみ等が受信信号に含まれてしまうのは好ましくない。この章では、ひずみ補償用フィルター設計の準備として、計測システムの線形システムモデルについて述べる。

Fig. 2.1は計測システムをブロック線図で表わしたものである。送波器に  $u(t; \vec{r}_T)$  なる電気信号を印加すると  $p_i(t; \vec{r}_T)$  なる音圧信号に変換される。ここで、送波器の電気音響変換特性を  $x_T(t)$  とすると、電気信号と音圧信号の関係は次式のようなになる。

$$p_i(t; \vec{r}_T) = x_T(t) * u(t; \vec{r}_T) \quad (2.1)$$

ただし、 $\vec{r}_T$  は送波器の位置ベクトル、 $*$  は  $t$  についてのコンボリューションを表わしている。

音圧信号は空間を伝搬し、分布している対象物上に二次的な音圧波源を生成する。いま対象物の反射率を  $f(\vec{r})$  とすると、二次波源  $p_s(\vec{r}, t)$  は次式のようなになる。

$$p_s(\vec{r}, t; \vec{r}_T) = f(\vec{r}) p_i(t - L_T/c; \vec{r}_T) \quad (2.2)$$

ただし、 $L_T = |\vec{r} - \vec{r}_T|$  で、これは送波器から対象物上の任意の位置までの距離である。また、 $c$  は音の速さである。この二次波源が伝搬して受波器において反射波として観測される。受波される音圧信号を  $p_o(t; \vec{r}_R; \vec{r}_T)$  とすると、これは次式のようなになる。

$$\begin{aligned} p_o(t; \vec{r}_R; \vec{r}_T) &= \int p_s(\vec{r}, t - L_R/c; \vec{r}_T) d\vec{r} \\ &= \int f(\vec{r}) p_i((t - L_T - L_R)/c; \vec{r}_T) d\vec{r} \\ &= \int f(\vec{r}) p_i(t - L/c; \vec{r}_T) d\vec{r} \end{aligned} \quad (2.3)$$

ここで、 $\vec{r}_R$  は受波器の位置ベクトルであり、 $L_R = |\vec{r} - \vec{r}_R|$  は対象物上の任意の位置から受波器までの距離である。また、 $L = L_T + L_R$  である。

さて、受波された音圧信号は受波器により電気信号に変換される。受波器の音響電気変換特性を  $x_R(t)$  とすると、電気信号  $g(t)$  は次式のようなになる。

$$g(t; \vec{r}_R; \vec{r}_T) = x_R(t) * p_o(t; \vec{r}_R; \vec{r}_T) \quad (2.4)$$

いま、送波器および受波器の電気音響変換特性をひとまとめにしたものを  $x(t)$ 、その周波数領域における表現を  $X(\omega)$  とすると

$$X(\omega) = X_R(\omega) X_T(\omega) \quad (2.5)$$

ここで、 $X_R(\omega)$ 、および  $X_T(\omega)$  はそれぞれ受波器、送波器の電気音響変換特性の周波数領域での表現である。 $X(\omega)$  の影響を補償するフィルタの設計については5章で述べる。

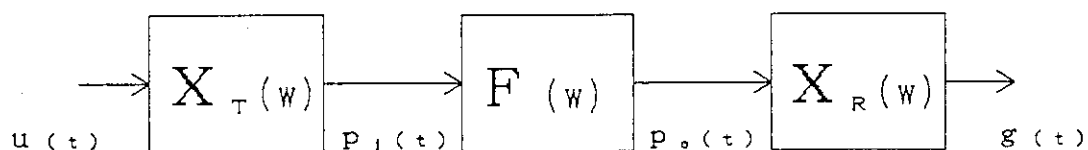


Fig. 2.1 Block diagram of measurement system.



### 3. 開口合成法による物体位置の推定<sup>3)</sup>

この章では送信音圧信号、および受信音圧信号が位置推定のために用いることができるものと仮定して議論を進める。すなわち、センサによるひずみのない理想的な状況を考える。

開口合成法による対象物の位置・形状計測は、反射率分布  $f(\vec{r})$  を受信信号から推定することにより行われる。送信音圧信号としてインパルス音波を送出し、このときの受信音圧信号より反射率分布は次式により推定される。(Fig. 3.1)

$$f(\vec{r}) = \int p_o(L(\vec{r})/c; \vec{r}_R; \vec{r}_T) d\vec{r}_R \quad (3.1)$$

これは各点において受信音圧の測定を行ない、これらを合成することにより反射率分布を求めるものである。(3.1)式は積分で表わされているが、実際には、受波器は離散的に配置されているので、推定は次式のような離散的処理によりなされる。

$$f(\vec{r}) = \sum_i p_o(L(\vec{r})/c; \vec{r}_R^i; \vec{r}_T) \quad (3.2)$$

上式では、反射率分布の推定位置から反射してきた音波の伝搬時間に対応する受信音圧信号の値を読み出し、これらを加え合わせを行なっている。もし、推定している位置に実際に反射波を生じさせる物体が存在していれば、各受信信号の読み出し値は大きく、したがって反射率分布の推定値も大きくなる。もしその位置に物体がなければ推定値も小さい。この推定法は遅延加算法とも呼ばれている。

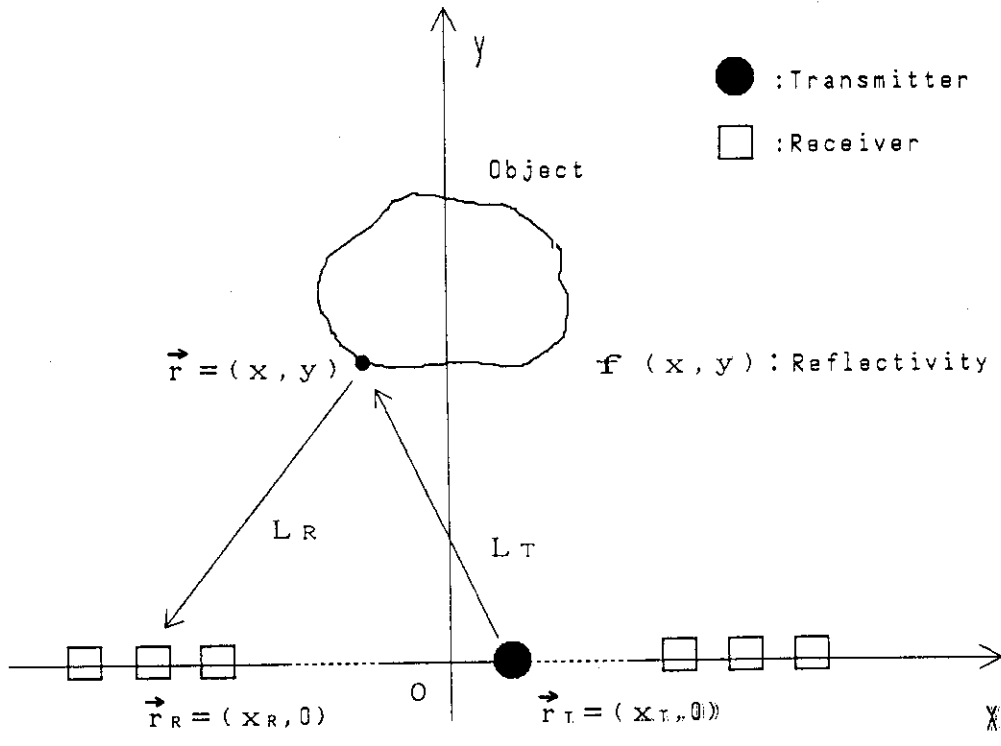


Fig. 3.1 Estimation of object location by synthetic aperture method.

#### 4. 電気音響変換特性<sup>4)</sup>

超音波センサは電気音響変換素子であり、その動作特性は次式のように四端子回路表現される。

$$\begin{aligned} F &= -A V + (Z_0 + Z_1) v \\ I &= (Y_1 + Y_0) V + A v \end{aligned} \quad (4.1)$$

ここで、 $F$ は外力、 $v$ はセンサの振動速度、 $V$ は印加電圧、 $I$ は電流、 $A$ は力係数、 $Y_1$ はセンサの電気アドミッタンス、 $Z_1$ はセンサの機械インピーダンス、 $Y_0$ は電源の内部アドミッタンス、そして $Z_0$ は負荷の機械インピーダンスである。

$F=0$ として素子を電氣的に駆動したときの電気端子におけるアドミッタンスを自由アドミッタンスとよび $Y_f$ と表わす。自由アドミッタンス $Y_f$ は(4.1)式より次のようになる。

$$Y_f = Y_0 + Y_1 + \frac{A^2}{Z_0 + Z_1} \quad (4.2)$$

特に振動素子だけの等価回路を考えるために上式において $Y_0=0$ 、 $Z_0=0$ とおく。また、素子の機械インピーダンス $Z_1$ が次のように2次系で与えられるものとする。

$$Z_1 = r + j(\omega m - s/\omega) \quad (4.3)$$

ここで、 $r$ は機械抵抗、 $m$ は質量、 $s$ はスティッフネスである。以上のことを考慮すると自由アドミッタンスは次のようにかかる。

$$Y_f = Y_1 + \frac{1}{R + j\{\omega L - 1/(\omega C)\}} \quad (4.4)$$

ただし、 $R=r/A^2$ 、 $L=m/A^2$ 、 $C=A^2/s$ とおいており、それぞれ機械抵抗、等価質量、等価コンプライアンスである。(4.4)式の第1項の $Y_1$ は $v=0$ としたときのアドミッタンスで制動アドミッタンスとよばれ、 $Y_1=j\omega C_d$ である。ここで、 $C_d$ は素子の静電容量である。第2項は動アドミッタンスといい、運動による反作用を表わしている。(4.4)式より得られる素子自体の等価回路をFig. 4.1に示す。

この素子は直列共振点と反共振点の2つの共振点をもつことがわかる。

次に電気→音響変換素子である送波器と音響→電気変換素子である受波器の動作特性をみる。まず、送波器についてであるが、この場合  $F=0$  とおくと (4.1) の第一式より次式が得られる。

$$\nu = \frac{AV}{Z_0 + Z_1} \quad (4.5)$$

(4.5) 式における電圧  $V$  を消去したい。そのために (4.1) の第二式を  $V$  について解くと

$$V = V_d - \frac{A\nu}{Y_1 + Y_0} \quad (4.6)$$

ここで、 $V_d = I / (Y_1 + Y_0)$  で、これは制動状態、すなわち  $\nu = 0$  としたときの電圧を表わしている。(4.6) 式を (4.5) 式に代入して振動速度  $\nu$  を求めると次のようになる。

$$\nu = \frac{F_d}{Z_0 + Z_1 + A^2 / (Y_1 + Y_0)} \quad (4.7)$$

ここで、 $F_d$  は制動状態において素子に働く力である。(4.7) 式は送波器の動作特性を機械系側に還元して表現したものである。この式より送波器の感度は直列共振点で最大となることがわかる。

次に受波器についてみる。このときは、電流  $I$  を 0 とし  $Y_0$  は電気負荷と考える。(4.1) の第二式より次式が得られる。

$$V = - \frac{A\nu}{Y_1 + Y_0} \quad (4.8)$$

(4.1) の第一式を  $\nu$  について解くと

$$\nu = \frac{F + AV}{Z_0 + Z_1} \quad (4.9)$$

これを (4. 8) 式に代入して出力電圧  $V$  を求めると

$$V = \frac{-I_s}{Y_0 + Y_1 + A^2 / (Z_0 + Z_1)} \quad (4. 10)$$

ここで、 $I_s = AF / (Z_0 + Z_1)$  であり、これは素子を短絡、すなわち  $V = 0$  としたときの短絡電流を表わしている。(4. 10) 式は受波器の動作特性を電気系側に還元して表現したものである。これより、受波器は並列共振点において最大感度を示すことがわかる。

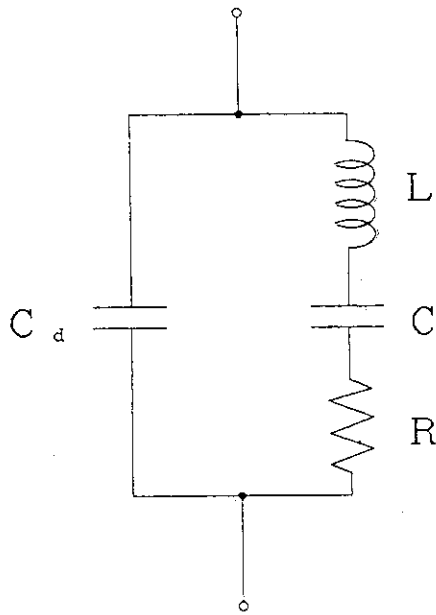


Fig. 4.1 Equivalent circuit of ultrasonic sensor.

## 5. 変換ひずみ特性補償用フィルタの設計<sup>2)</sup>

この章では(2.5)式の電気音響変換特性 $X(\omega)$ を補償するするためのフィルタの設計法について述べる。 $X(\omega)$ は、送波器と受波器を直接向い合せときの、送波器の電気的入力 $u(t)$ から受波器の電気的出力 $g(t)$ までの伝達特性を表わしている。 $X(\omega)$ の逆フーリエ変換を $x(t)$ とする。これは送波器と受波器を直接向い合せ、送波器に電気的インパルス信号を印加したときに、受波器で観測される電気信号である。これらの信号の関係は次式で表わされる。

$$g(t) = x(t) * u(t) \quad (5.1)$$

ここで、フィルタによる処理をデジタル信号処理で行なうため、これらの連続時間信号を適当なサンプリング周波数で標本化する。この $0 \sim L-1$ 個の点で標本化された時系列信号を表わすために各々の信号を次式の $L$ 次元ベクトルにより記述する。

$$\begin{aligned} g &= [g_0, g_1, \dots, g_{L-1}]^T \\ x &= [x_0, x_1, \dots, x_{M-1}, 0 \dots 0]^T \\ u &= [u_0, u_1, \dots, u_{L-1}]^T \end{aligned} \quad (5.2)$$

ただし、 $M$ は $x$ の長さ、 $^T$ は転置を表わす。

このとき、(5.1)式のコンボリューションは次式のように書ける。

$$g = [x] \cdot u \quad (5.3)$$

ここで、 $[x]$ は第一列を $x$ 、第二列以降を $x$ を順次シフトした列ベクトルを合成することにより得られるトエプリッツ型の下三角行列( $L \times L$ )を表わしている。

ひずみ特性 $x$ によりひずみを受けた信号 $g$ から、元信号 $u$ を復元する信号処理(逆フィルタリング)により、ひずみの補償について考える。そのために、まず次数 $N$ のFIRフィルタにより、ひずみ特性 $x$ を所望特性 $d$ に変換する問題を考える。この問題を式で記述したのが次式である。

$$[x] \cdot h = d + \varepsilon \quad (5.4)$$

ただし、 $d$ 、 $h$ ならびに $\varepsilon$ は次式の形の $L$ 次元ベクトルである。

$$\begin{aligned}
 d &= [d_0, d_1, \dots, d_{L-1}] \\
 h &= [h_0, h_1, \dots, h_{N-1}, 0 \dots 0] \\
 \varepsilon &= [\varepsilon_0, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_{L-1}]
 \end{aligned}
 \tag{5.5}$$

ここで、 $L$ 、 $M$ 、 $N$ は $L=M+N-1$ の関係にあるように選ぶものとする。

誤差 $\varepsilon$ を最小にするという条件により得られる(5.4)式の最小2乗解 $h$ は次式で与えられる。

$$h = J(X'^T \cdot X' + \gamma J^T \cdot J)^{-1} X' d \tag{5.6}$$

ここで、 $J$ は

$$\begin{aligned}
 J_{ij} &= 1 \quad (\text{for } i=j) \\
 J_{ij} &= 0 \quad (\text{for } i \neq j)
 \end{aligned}
 \tag{5.7}$$

の $L \times N$ の行列、 $X'$ は

$$X' = [x] \cdot J \tag{5.8}$$

の $L \times N$ の行列を表わしている。また、 $\gamma$ は数値計算の安定性を保証するための正則化定数である。

次に所望特性をどのように与えるかであるが、理想の状態を考えるとインパルス系列を与えたい。しかし、入力信号としてひずみ信号を入れたときに、インパルス信号を出力するフィルタは高域の周波数成分を強調する特性をもち、したがって、信号に含まれる雑音成分も強調してしまうため好ましくない。そこで、本実験においては所望特性として、センサの共振周波数 $\Omega_0$ を中心とする帯域通過関数特性を採用した。この特性は次式で与える。

$$D(\Omega) = \begin{cases} 0.5[1 + \cos\{\pi(\Omega - \Omega_0)/\Omega_0\}] & (\Omega_0 - \Omega_0 \leq \Omega \leq \Omega_0 + \Omega_0) \\ 0.0 & (\text{Otherwise}) \end{cases} \tag{5.9}$$

ここで、 $\Omega$ はサンプリング周波数により正規化した角周波数を表わしている。

(5.9)式を逆フーリエ変換することにより所望特性の時系列表現が次式のように

に得られる。

$$d(k) = \frac{\sin(\Omega_0 k)}{2\pi k [1 - (\Omega_0 k / \pi)^2]} \cos(\Omega_0 k) \quad (5.10)$$

ただし、 $\Omega_c / \Omega_0 = n$  ( $n$ は整数)となるように $\Omega_0$ が選ばれているものとする。

設計に際しては、フィルタの因果性を保証するため所望特性を適当なステップ数だけ遅延させる必要がある。

## 6. 包絡線抽出処理<sup>5)</sup>

反射率分布の情報は反射波の包絡線に含まれているので、開口合成は信号の包絡線を用いて行なえばよい。そこで、フィルタにより処理された受信信号は、開口合成による反射率分布の推定に先立って包絡線処理される。本章では離散ヒルベルト変換を用いたデジタル的な包絡線抽出処理法について述べる。

実数の時系列 $s(n)$ のスペクトルにおいて次式の関係が成り立つ。

$$S(e^{-j\omega}) = S^*(e^{j\omega}) \quad (6.1)$$

ただし、 $*$ は複素共役を表わしている。

次に、時系列 $s(n)$ を複素数に拡張し、これを次式のように表わす。

$$s(n) = s_r(n) + j s_i(n) \quad (6.2)$$

上式において、 $s_r(n)$ 、 $s_i(n)$ はそれぞれ時系列の実数部、虚数部である。ここで次のような問題を考える。(6.2)式で与えられる時系列のスペクトル $S(e^{j\omega})$ が次式を満たすためには、時系列の実数部 $s_r(n)$ と虚数部 $s_i(n)$ の間にどのような関係があればよいか。

$$S(e^{j\omega}) = 0 \quad (-\pi \leq \omega < 0) \quad (6.3)$$



に得られる。

$$d(k) = \frac{\sin(\Omega_0 k)}{2\pi k [1 - (\Omega_0 k / \pi)^2]} \cos(\Omega_c k) \quad (5.10)$$

ただし、 $\Omega_c / \Omega_0 = n$  ( $n$ は整数)となるように $\Omega_0$ が選ばれているものとする。

設計に際しては、フィルタの因果性を保証するため所望特性を適当なステップ数だけ遅延させる必要がある。

## 6. 包絡線抽出処理<sup>5)</sup>

反射率分布の情報は反射波の包絡線に含まれているので、開口合成は信号の包絡線を用いて行なえばよい。そこで、フィルタにより処理された受信信号は、開口合成による反射率分布の推定に先立って包絡線処理される。本章では離散ヒルベルト変換を用いたデジタル的な包絡線抽出処理法について述べる。

実数の時系列 $s(n)$ のスペクトルにおいて次式の関係が成り立つ。

$$S(e^{-j\omega}) = S^*(e^{j\omega}) \quad (6.1)$$

ただし、 $*$ は複素共役を表わしている。

次に、時系列 $s(n)$ を複素数に拡張し、これを次式のように表わす。

$$s(n) = s_r(n) + j s_i(n) \quad (6.2)$$

上式において、 $s_r(n)$ 、 $s_i(n)$ はそれぞれ時系列の実数部、虚数部である。ここで次のような問題を考える。(6.2)式で与えられる時系列のスペクトル $S(e^{j\omega})$ が次式を満たすためには、時系列の実数部 $s_r(n)$ と虚数部 $s_i(n)$ の間にどのような関係があればよいか。

$$S(e^{j\omega}) = 0 \quad (-\pi \leq \omega < 0) \quad (6.3)$$

この問題に対する答えは次の通りである。  $s_r(n)$  ,  $s_i(n)$  のスペクトルをそれぞれ、  $S_r(e^{j\omega})$  ,  $S_i(e^{j\omega})$  とするとき、 (6. 3) 式の関係が成立するためには両者の間に次式の関係があればよい。

$$S_i(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j S_r(e^{j\omega}) & (0 \leq \omega < \pi) \\ j S_r(e^{j\omega}) & (-\pi \leq \omega < 0) \end{cases} \quad (6. 4)$$

(6. 4) 式は 90 度位相シフト演算を意味しており、この演算は離散ヒルベルト変換と呼ばれる。すなわち、実数の数列が与えられたとき、そのヒルベルト変換を求め、これを虚数部として複素数数列を作れば、この複素数数列は (6. 3) 式の条件を満たす。

次に帯域通過型信号の包絡線処理法を述べる。角周波数  $\Omega_c$  の余弦波により変調された帯域通過型信号  $g(k)$  は次式で与えられる。

$$g(k) = g_e(k) \cos(\Omega_c k) \quad (6. 5)$$

ここで、  $g_e(k)$  は  $g(k)$  の包絡線である。いま、  $g(k)$  の離散ヒルベルト変換を  $\hat{g}(k)$  とすると、

$$\hat{g}(k) = g_e(k) \sin(\Omega_c k) \quad (6. 6)$$

である。したがって、  $g(k)$  とそのヒルベルト変換  $\hat{g}(k)$  より、包絡線は次式で求められる。

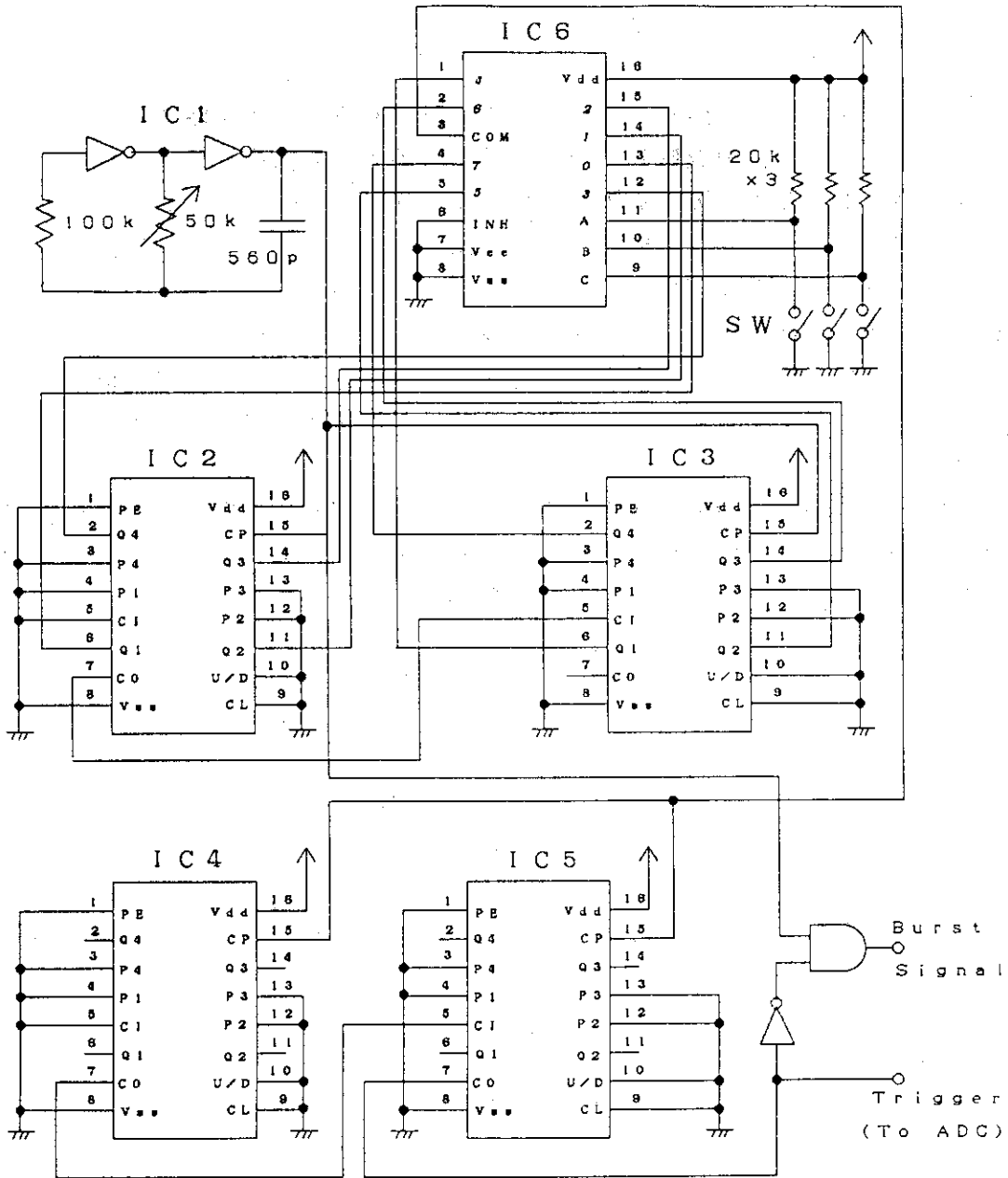
$$g_e(k) = [g^2(k) + \hat{g}^2(k)]^{1/2} \quad (6. 7)$$

離散ヒルベルト変換は (6. 4) 式の関係と FFT (高速フーリエ変換) を用いて行なう。

## 7. 実験回路

Fig. 7.1は送波器の駆動信号を発生させる回路である。この回路では、IC1のマルチバイブレータで発振周波数40 kHzの連続的な矩形波を発生させ、これをIC5のカウンタで発生させた方形波で変調してバースト状の駆動信号を生成している。変調用の方形波信号にはカウンタの桁上げ信号を用いている。4ビット16進カウンタIC2、IC3はカスケード接続されており、カウンタ出力を選択することにより、バースト長を方形波2周期分から256周期分まで、2のべき乗倍毎に変えることができる。この選択はマルチプレクサIC6で行なっている。バースト波の送信間隔は4ビットのBCDカウンタIC4、IC5をカスケードに接続しているのでバースト長の100倍になっている。

受信部は、受波器からの信号を増幅するアンプと、増幅された受波信号を離散信号に変換するためのA/D変換器からなっている。アンプにはカノープス社製の信号前処理ユニットASIP-0260をA/D変換器には同社製のADX-98Hを使用した。



IC2, IC3: Binary counter (4516)  
 IC4, IC5: BCD counter (4510)  
 IC6: 8ch Multiplexer (4051)

Fig. 7.1 Electric circuit to generate driving signal for ultrasonic sensor.

## 8. 実験方法及び結果

本実験においては超音波センサとして村田製作所製のバイモルフ型圧電セラミック素子MA40S2を使用した。なお、フィルタ設計などの計算に際しては、計算ソフトMATLABを用いた。なお、データ取得時のサンプリング周波数は200 kHzである。

### 8. 1 センサの特性試験

Fig. 8.1 および Fig. 8.2 は、それぞれ送信センサおよび受信センサの電気的インピーダンスを測定した結果である。送信センサは40 kHzに直列共振点をもち、受信センサは40 kHzに並列共振点をもっていることがわかる。インピーダンスの測定には、NF社製の周波数特性分析器5090を使用した。

Fig. 8.3 は送信センサに2周期分の電気的パルスを印加し、そのときの音圧を対向させた受信センサで受けたときの信号である。このとき電気信号はインパルス状とみなせるので、この信号は電気音響変換ひずみ特性を表わしている。この電気音響変換ひずみ特性をもとにして、実験8.2において逆フィルタの設計を行なう。Fig. 8.4 は電気音響変換ひずみ特性の周波数スペクトルである。これよりセンサの周波数帯域が約2 kHz (-3dB)であることがわかる。

### 8. 2 逆フィルタによる前処理の実験

実験8.1で測定した電気音響変換ひずみ特性をもとに逆フィルタの設計を行なう。Fig. 8.5 はフィルタ出力の所望特性を20 kHzの帯域通過型信号として、256次のフィルタにより実験8.1で得たセンサでの変換ひずみ信号を補償したものである。ここで、遅延ステップ数は128としている。この場合、所望特性の帯域幅を広くとりすぎており、帯域内の雑音成分が増幅されてしまうため、よい補償特性を示さない。そこで、本実験においては所望特性の帯域幅を8 kHzに選んだ。Fig. 8.6 は所望特性帯域幅8 kHz、フィルタ次数256次、遅延ステップ数は128として設計した逆フィルタのインパルス応答である。フィルタがFIR (Finite Impulse Response)型であるので、インパルス応答はフィルタ係数そのものである。Fig. 8.7 はフィルタの周波数特性である。これより設計されたフィルタは帯域が8 kHzに制限されているのがわかる。

Fig. 8.8 は、このフィルタにより変換ひずみ信号を補償した結果である。Fig. 8.9 は、与えた所望特性である。これより希望する補償をするフィルタが設計されたことがわかる。

### 8.3 開口合成法による物体位置推定の基礎実験

実験の構成を Fig. 8.10 に示す。ここで、T1, T2 は送波器であり、R1, R2, ..., R15 は受波器である。T1, T2 はそれぞれ(0, 60)と(-15, 80)の位置に置かれており、2周期分の電気的パルスにより駆動されている。この実験では、超音波信号はx軸上の15点で5cm間隔で受信し、開口合成法により送波器の位置を推定する。2章では2次波源(音圧)分布の推定により物体形状を計測する、反射型の方法について説明した。これに対して、この実験では送波器の波源(音圧)分布を推定して、その位置を計測している。これは(2.2)式において $L_T=0$ とおいたものに相当し、一般性を失うものではない。開口合成法による送波器の位置推定は次式を計算することにより行われる。

$$f(x, y) = \sum_{i=1}^{15} g_i(L_i/c)$$

ここで、 $L_i = \sqrt{(x - x_{r,i})^2 + y^2}$  であり、 $c$  は音速、 $x_{r,i}$  はそれぞれの受波器の位置、 $g_i(t)$  はそれぞれの受波器での受信信号を表わしている。

Fig. 8.11 は受信信号をそのまま用いて開口合成を行ない、位置推定をしたものである。これをみると、2つの送波器の位置がうまく推定できていないことがわかる。この原因は Fig. 8.12 をみるとわかる。これはR8の受波器で受信した信号であるが、2つの送波器からの信号が、その変換ひずみ特性の中にもれてしまっている。そのため推定の分解能が著しく低下するのである。

Fig. 8.13 は実験8.2で設計したフィルタにより受信信号の前処理を行なってから開口合成法により位置推定をしたものである。高い分解能で推定が行われているのがわかる。Fig. 8.14 はR8での受信信号の前処理結果である。

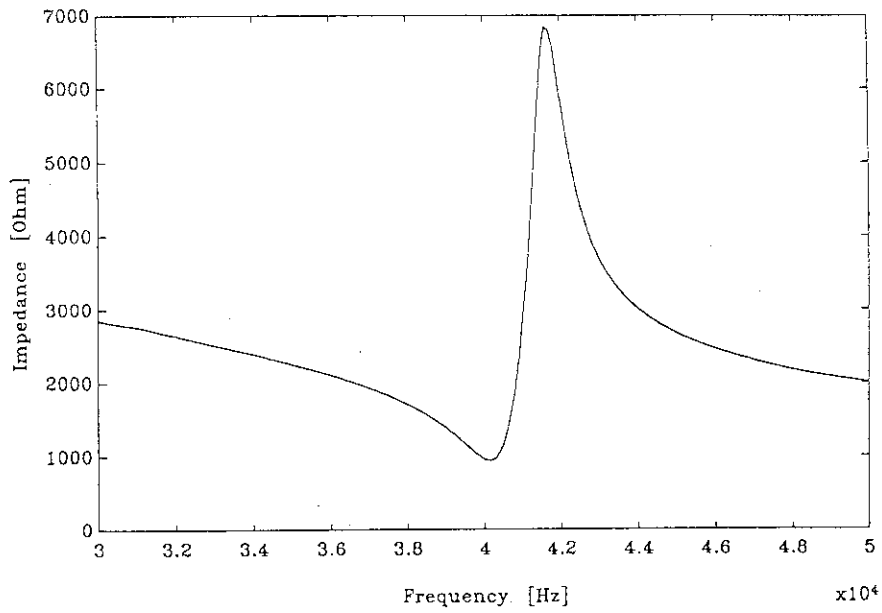


Fig. 8.1 Electric impedance of transmitter.

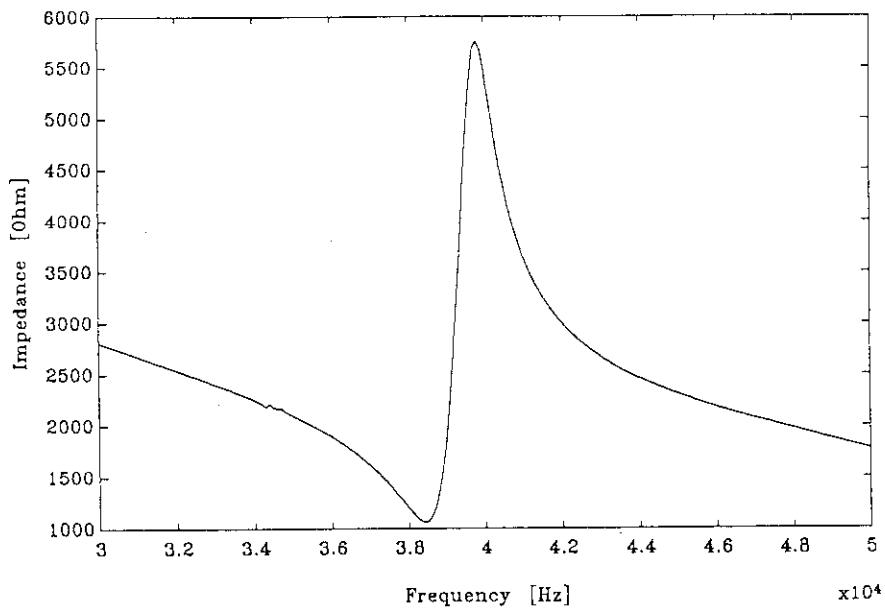


Fig. 8.2 Electric impedance of receiver.

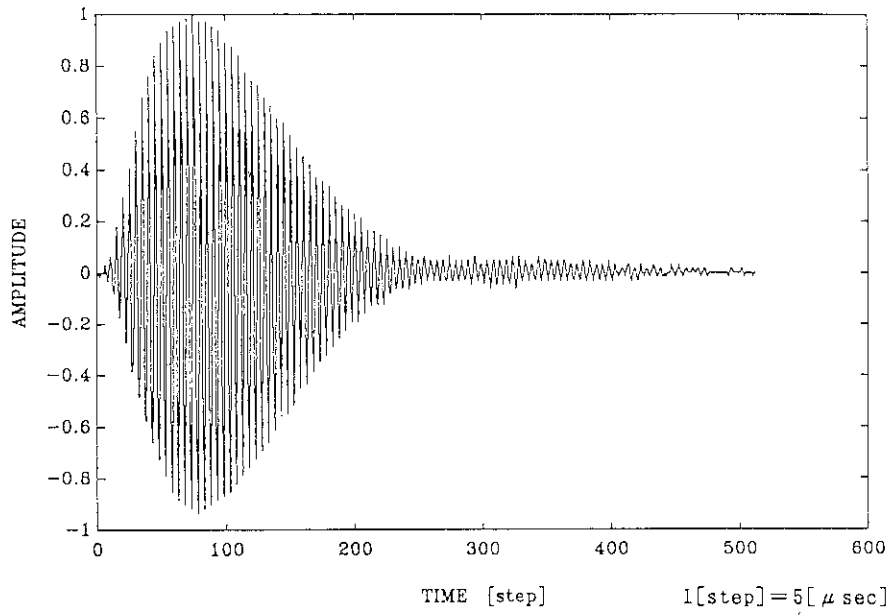


Fig. 8.3 Electro-acoustic conversion distortion of measurement system.

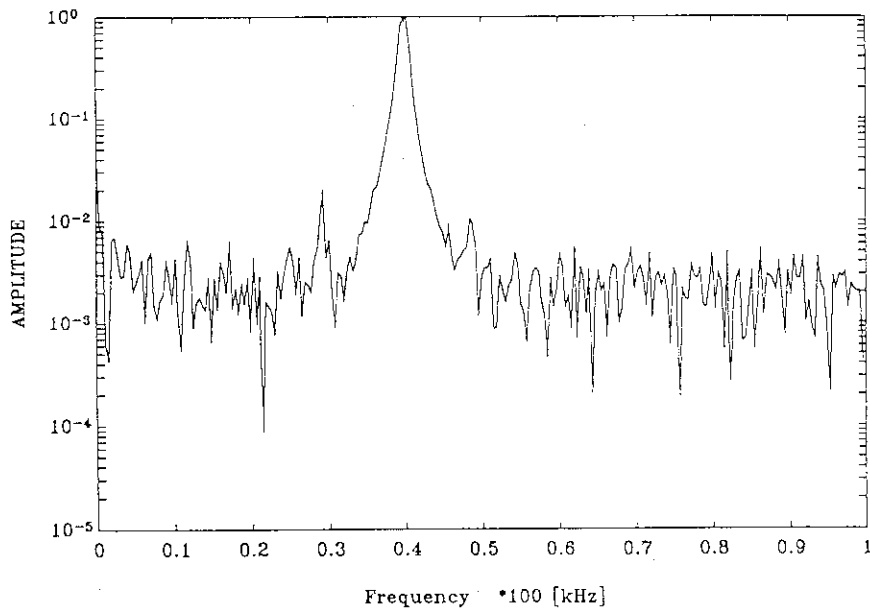


Fig. 8.4 Fourier spectrum of electro-acoustic conversion distortion.



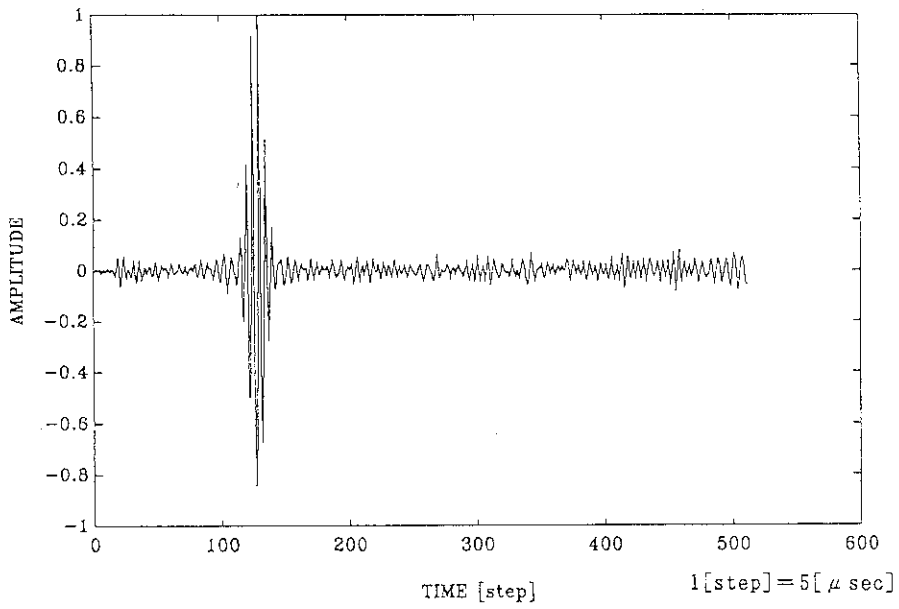


Fig. 8.5 Processed signal by filter  
(Bandwidth of filter is limited to 20kHz).

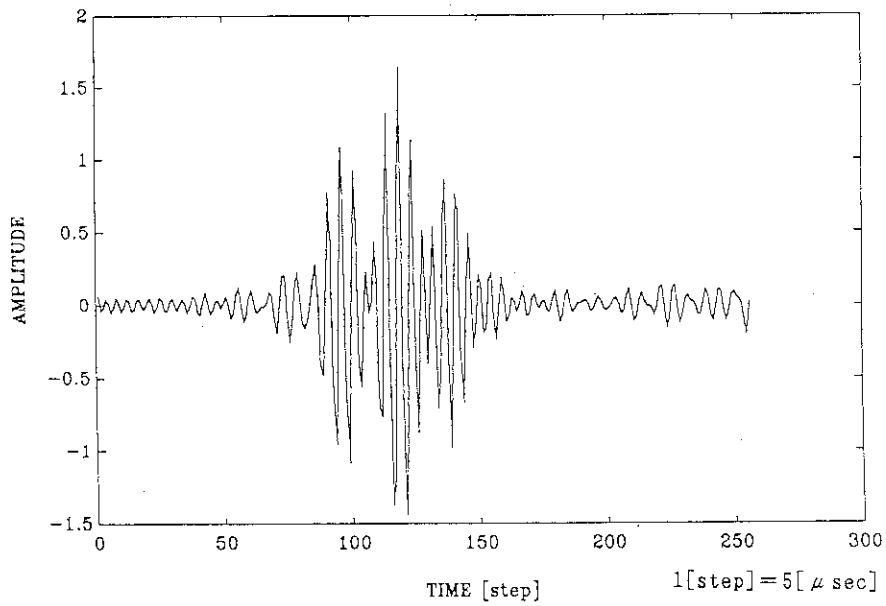


Fig. 8.6 Impulse response of filter designed  
whose bandwidth is limited to 8kHz.

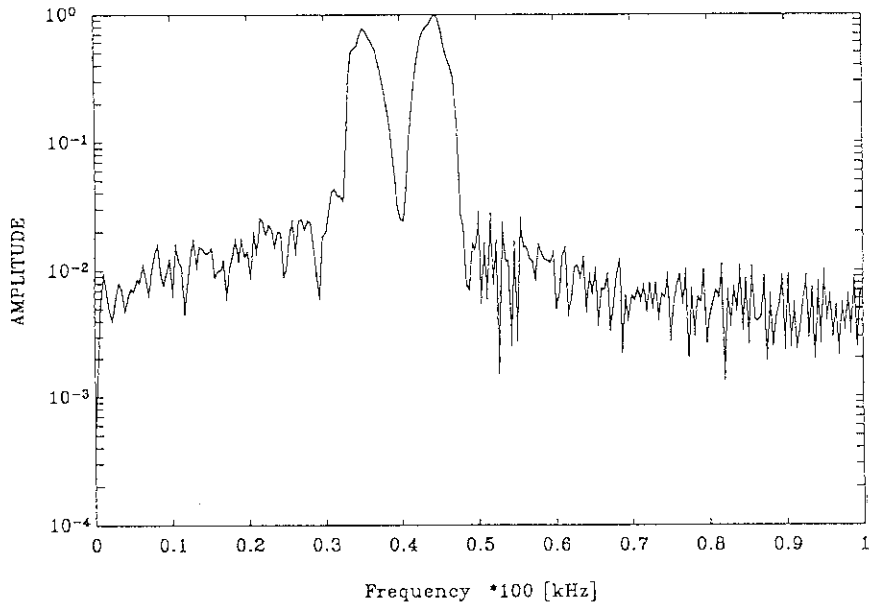


Fig. 8.7 Frequency response of filter  
whose bandwidth is limited to 8kHz.

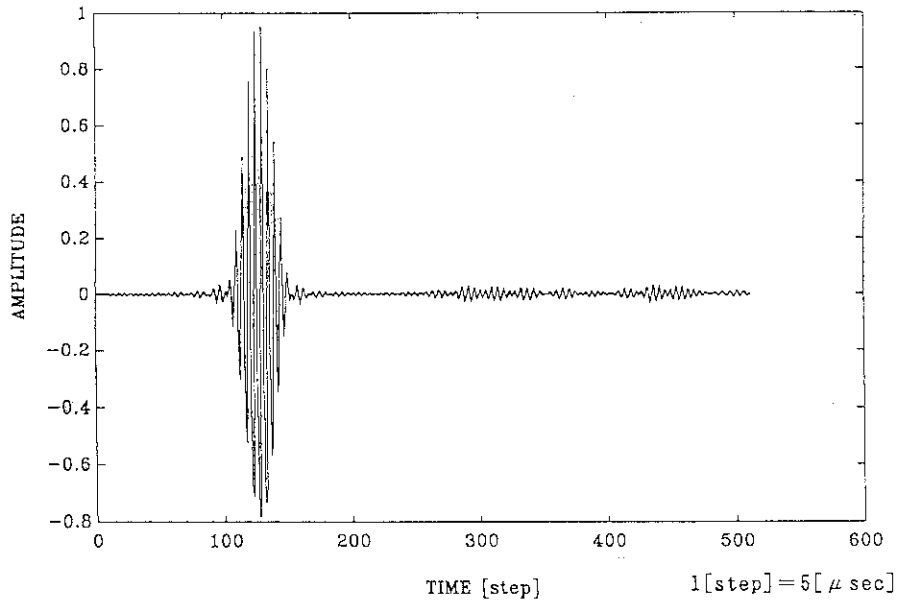


Fig 8.8 Processed signal by filter  
(Bandwidth of filter is limited to 8kHz).

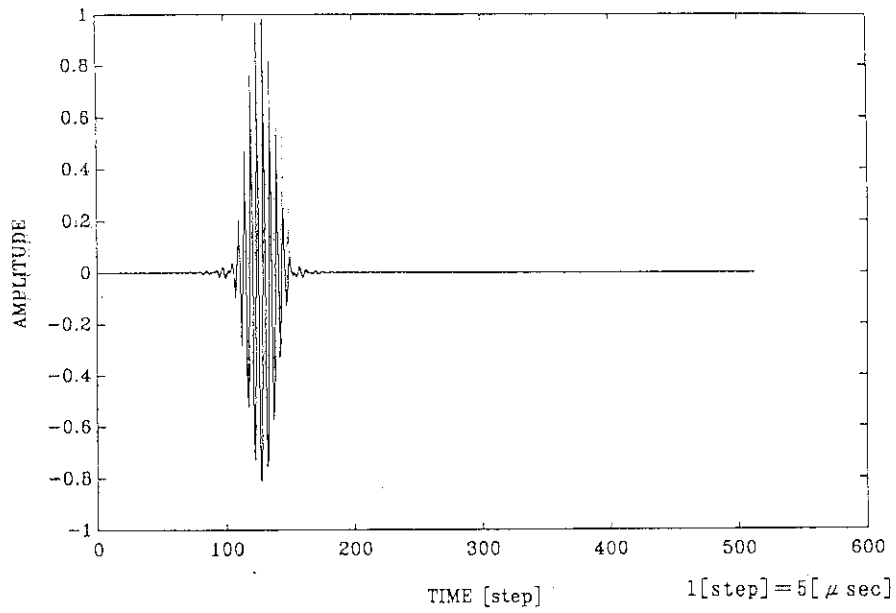


Fig. 8.9 Desired filter output whose bandwidth is 8kHz.

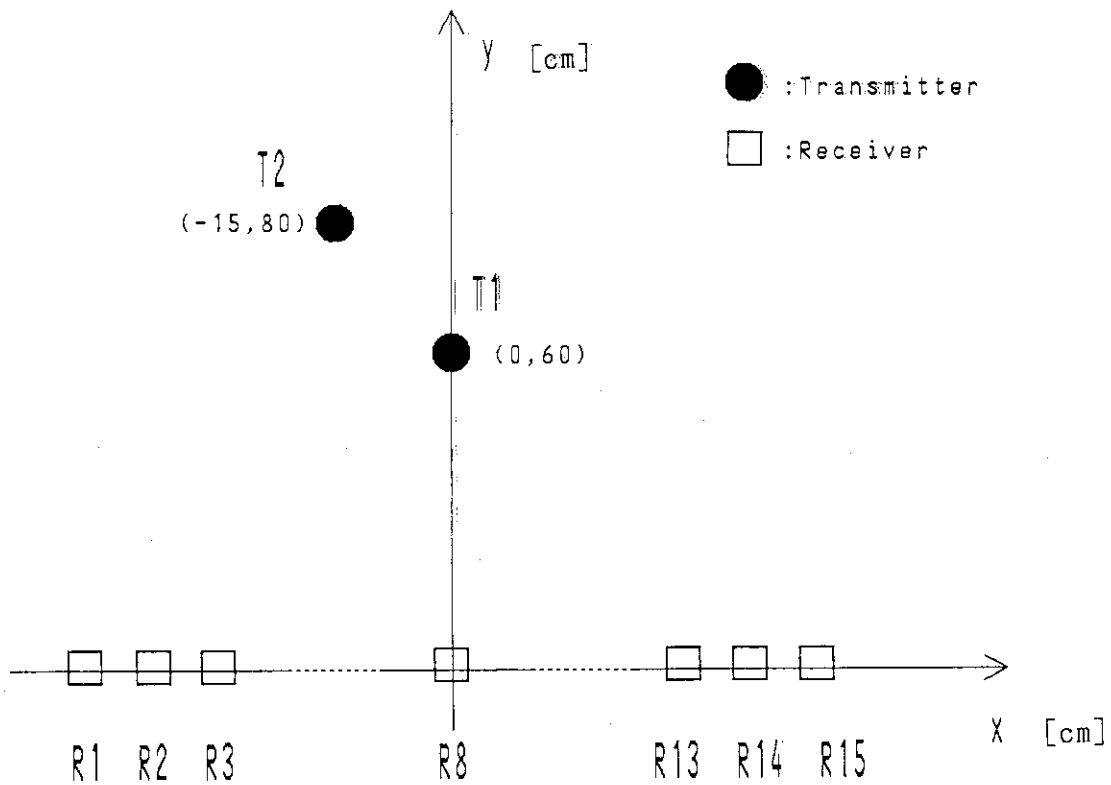


Fig. 8.10 Geometry of experiment.

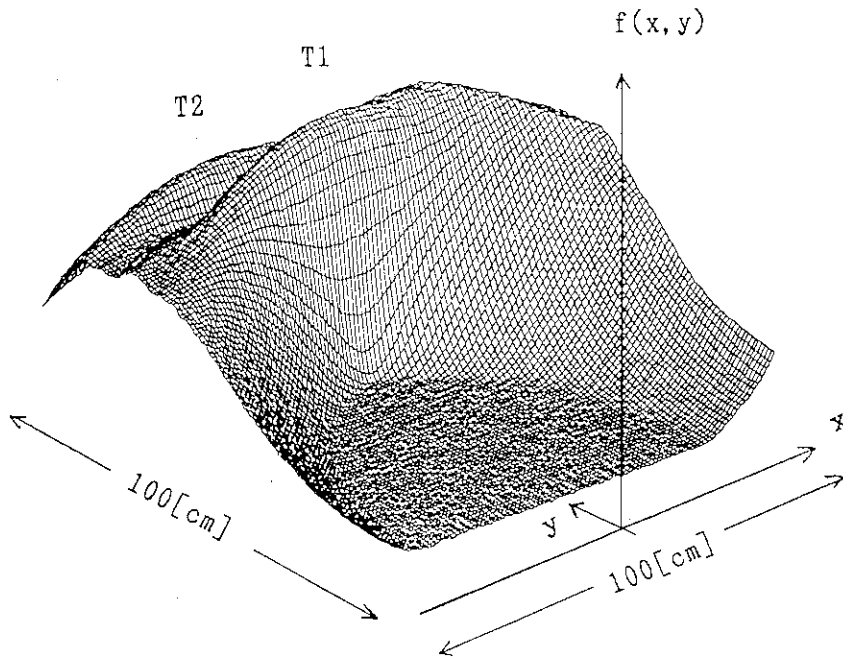


Fig. 8.11 Estimation of sound pressure distribution (Without preprocessing).

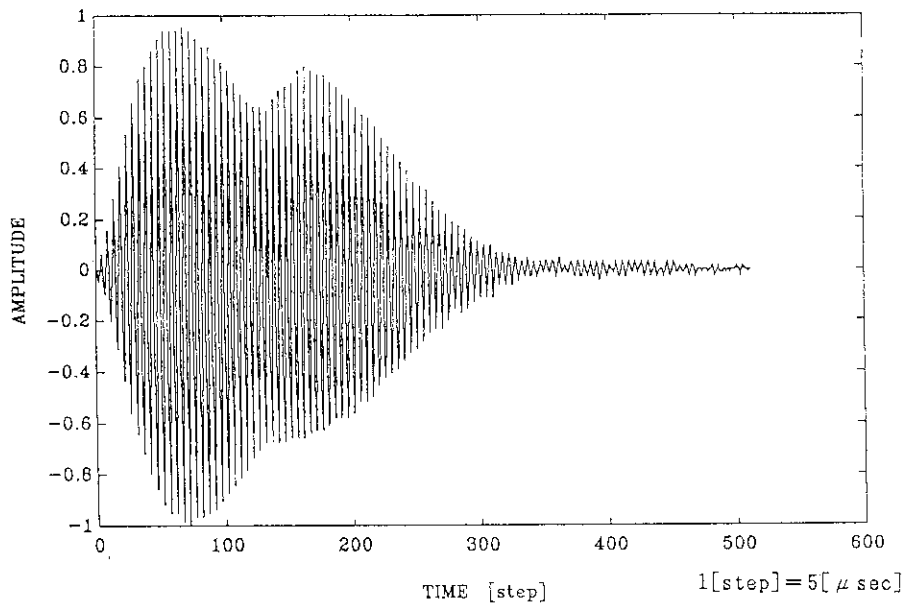


Fig. 8.12 Received signal (at R8).

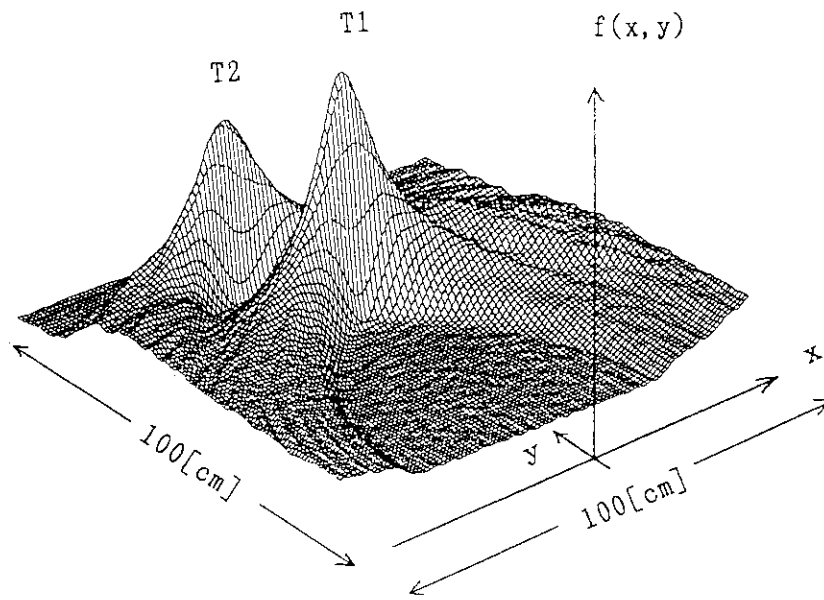


Fig. 8.13 Estimation of sound pressure distribution (With preprocessing).

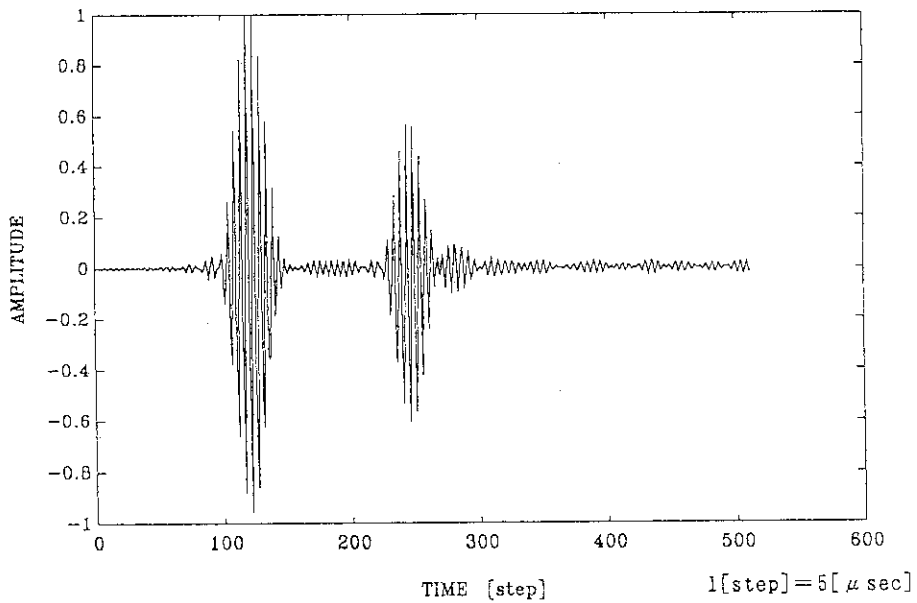


Fig. 8.14 Preprocessing of received signal (at R8).

## 9. むすび

本研究においては、開口合成法の位置検出分解能の向上のために、前処理として逆フィルタリング技法を適用し、その有効性を実験により確認した。逆フィルタの所望特性の帯域幅を広く選べば、原理的には分解能が高くなるのだが、実際には受信信号に含まれる雑音成分のためにそのようにはならない。逆フィルタリングの問題も逆問題の一種であり、帯域幅を適当な周波数に制限するという、制約条件が必要となるのである。

今回は送波器からの超音波を直接受信して、その位置を推定するという問題を扱ったが、今後は測定対象物体からの反射波を受信し、その受信信号から対象物の形状を計測する問題の検討を行なっていく予定である。

## 謝辞

日頃、信号処理論について御教示下さる原子炉制御研究室の林光二氏、ならびに今回用いたソフトウェアMatlabの使用法に関して御助言下さった同研究室の鈴木知明氏に感謝致します。

## 参考文献

- 1) 藤井他：超音波応用による位置同定方法の基礎実験，JAERI-M, 92-112 (1992)
- 2) 山田，阿部：超音波パルスエコー信号に含まれる電気音響変換ひずみのひずみ除去信号処理，信学論(A)，J69-A, 1420/1430 (1986)
- 3) 永井：超音波ホログラフィ，62/64，日刊工業新聞社 (1989)
- 4) 実吉他：超音波技術便覧，332/337，日刊工業新聞社 (1977)
- 5) A.V.Oppenheim and R.W.Schafer: Digital Signal Processing, 358/361, Prentice-Hall (1975)

## 9. むすび

本研究においては、開口合成法の位置検出分解能の向上のために、前処理として逆フィルタリング技法を適用し、その有効性を実験により確認した。逆フィルタの所望特性の帯域幅を広く選べば、原理的には分解能が高くなるのだが、実際には受信信号に含まれる雑音成分のためにそのようにはならない。逆フィルタリングの問題も逆問題の一種であり、帯域幅を適当な周波数に制限するという、制約条件が必要となるのである。

今回は送波器からの超音波を直接受信して、その位置を推定するという問題を扱ったが、今後は測定対象物体からの反射波を受信し、その受信信号から対象物の形状を計測する問題の検討を行なっていく予定である。

## 謝辞

日頃、信号処理論について御教示下さる原子炉制御研究室の林光二氏、ならびに今回用いたソフトウェアMatlabの使用法に関して御助言下さった同研究室の鈴木知明氏に感謝致します。

## 参考文献

- 1) 藤井他：超音波応用による位置同定方法の基礎実験，JAERI-M，92-112（1992）
- 2) 山田，阿部：超音波パルスエコー信号に含まれる電気音響変換ひずみのひずみ除去信号処理，信学論(A)，J69-A，1420/1430（1986）
- 3) 永井：超音波ホログラフィ，62/64，日刊工業新聞社（1989）
- 4) 実吉他：超音波技術便覧，332/337，日刊工業新聞社（1977）
- 5) A.V.Oppenheim and R.W.Schafer：Digital Signal Processing，358/361，Prentice-Hall（1975）

## 9. むすび

本研究においては、開口合成法の位置検出分解能の向上のために、前処理として逆フィルタリング技法を適用し、その有効性を実験により確認した。逆フィルタの所望特性の帯域幅を広く選べば、原理的には分解能が高くなるのだが、実際には受信信号に含まれる雑音成分のためにそのようにはならない。逆フィルタリングの問題も逆問題の一種であり、帯域幅を適当な周波数に制限するという、制約条件が必要となるのである。

今回は送波器からの超音波を直接受信して、その位置を推定するという問題を扱ったが、今後は測定対象物体からの反射波を受信し、その受信信号から対象物の形状を計測する問題の検討を行なっていく予定である。

## 謝辞

日頃、信号処理論について御教示下さる原子炉制御研究室の林光二氏、ならびに今回用いたソフトウェアMatlabの使用法に関して御助言下さった同研究室の鈴木知明氏に感謝致します。

## 参考文献

- 1) 藤井他：超音波応用による位置同定方法の基礎実験，JAERI-M，92-112（1992）
- 2) 山田，阿部：超音波パルスエコー信号に含まれる電気音響変換ひずみのひずみ除去信号処理，信学論(A)，J69-A，1420/1430（1986）
- 3) 永井：超音波ホログラフィ，62/64，日刊工業新聞社（1989）
- 4) 実吉他：超音波技術便覧，332/337，日刊工業新聞社（1977）
- 5) A.V.Oppenheim and R.W.Schafer：Digital Signal Processing，358/361，Prentice-Hall（1975）