産業用超音波センシングの高度化に関する研究

貫 森 彰 郎

(1)

産業用超音波センシングの高度化に関する研究

１９９７年 ４月

實 森 彰 郎

目　次

第１章　緒論 …… 1
　１．１　本研究の背景 …… 1
　　１．１．１　センシングシステム …… 1
　　１．１．２　超音波応用センシングの現状 …… 4
　　１．１．３　超音波応用センシングの高度化 …… 8
　１．２　本論文の目的と構成 …… 9
　参考文献 …… １３

第２章　円周アレイ型トランスデューサに基づく超音波イメージングと特徴抽出 …… １５
　２．１　超音波イメージングセンサの現状と問題点 …… １５
　２．２　円周アレイ型トランスデューサ …… １７
　　２．２．１　ビーム走査の原理 …… １７
　　２．２．２　円周アレイとマトリックスとの比較 …… １９
　　２．２．３　円周アレイ型トランスデューサによる音場 …… ３１
　２．３　イメージング情報の取得 …… ３７
　　２．３．１　２次元走査方式 …… ３７
　　２．３．２　２次元イメージング実験 …… ３８
　２．４　カラーＣＲＴを用いた超音波イメージの表示原理 …… ４６
　　２．４．１　表示法の原理 …… ４６
　　２．４．２　表示装置 …… ４８
　　２．４．３　実験 …… ５２
　２．５　結論 …… ５２

参考文献 …… 54

第3章 リニアアレイ型トランスデューサによるラム波超音波探傷システム …… 58
3.1 薄板探傷の現状と問題点 …… 58
3.2 リニアアレイ型トランスデューサによる可変モードラム波の発生・検出 …… 64
3.2.1 従来の発生・検出方式 …… 64
3.2.2 リニアアレイ型トランスデューサによる発生・検出の原理 …… 66
3.2.3 実験 …… 69
3.2.4 考察 …… 73
3.3 モード走査結果の表示方法 …… 76
3.3.1 表示法および実験 …… 76
3.3.2 考察 …… 76
3.4 結論 …… 81
参考文献 …… 82

第4章 チャープ超音波による物体の検出と形状判別 …… 83
4.1 超音波エコーを用いた形状判別の現状と問題点 …… 83
4.2 方式提案 …… 84
4.2.1 チャープ超音波とそのエコー信号 …… 84
4.2.2 物体の検出とその評価 …… 88
4.2.3 複数の反射面を持つ場合 …… 91
4.3 応用上の課題 …… 92
4.3.1 チャープ信号のパラメータの選定 …… 92
4.3.1.1 測定可能な範囲とチャープ波の時間的長さ …… 92
4.3.1.2 周波数掃引範囲 …… 92
4.3.1.3 誤差とチャープ波の時間的長さ …… 94
4.3.2 チャープ超音波が作る音場 …… 97
4.3.2.1 音場計算法 …… 97
4.3.2.2 音場の表示方法 …… 99
4.3.2.3 チャープ波の音場と波形 …… 105

4.3.2.4 形状判別への適用の条件 …… 106
4.4 表面直下欠陥の検出への応用 …… 110
4.4.1 実験 …… 110
4.4.2 欠陥の検出と評価 …… 113
4.5 テーブル上に置かれた物体の検出と形状判別への応用 …… 120
4.5.1 実験 …… 120
4.5.2 物体の検出 …… 126
4.6 結論 …… 126
参考文献 …… 127

第5章 チャープ超音波センシングの基礎的考察 …… 131
5.1 物体の反射モデル …… 131
5.1.1 超音波反射物体のモデル化 …… 131
5.1.2 受信信号の定式化 …… 132
5.1.3 反射物体のモデル化 …… 136
5.2 最適変調方式の理論的検討 …… 139
5.2.1 振幅変調の場合 …… 139
5.2.2 周波数変調の場合 …… 140
5.3 複雑形状物体からのエコー …… 142
5.4 実験的検証 …… 142
5.5 エコー波形からの物体形状の判別 …… 149
5.6 特徴のまとめ …… 154
5.7 結論 …… 156
参考文献 …… 157

第6章 結論 …… 158

謝辞 165

第１章　緒　論

本論文は、産業における超音波を応用したセンシング、中でも、非破壊検査および生産工程での部品ハンドリングのための物体形状判別に関して、高度化をはかるために行った研究をまとめたものである。

本章では、本研究の背景および本論文の構成を示す。

１．１　本研究の背景

本節では、まず、センシングシステムの機能的な構成について述べる。続いて、超音波センシングの現状について述べる。センシングシステムの概念については良く議論され、系統的に扱われているので、超音波センシングをこの立場で分析してみると、現状での問題点を見通すことができる。これをもとに、新しい超音波センシングシステムとはどうあるべきかを明らかにする。

１．１．１　センシングシステム

センシングシステムとは、対象についての知識を得ることを目的としたシステムである。センサおよび信号処理や画像処理などにより、対象の一側面の状況を表す種々の情報を得、それらを総合的に関連知識を用いて対象の状況を知る形態をとる。かかる観点に立って、センシングシステムの機能を考えると、センシングシステムは図１．１のように表すことができる[1]。すなわち、センシングシステムは機能的にセンササブシステム、信号処理サブシステム、および、認識サブシステムから構成される。

センササブシステムにおけるセンサは対象とやりとりして何らかの物理量を電気信号として得る。センサは対象と物理的に密接な関係があり、良いセンシングのためにはこの関係を充分考慮すべきであるとの考えで、対象もセンササブシステムに含めた。

信号処理サブシステムはセンササブシステムで得た信号から必要な信号のみを抽出し、認識しやすいように処理する。

認識サブシステムでは、対象に関する知識を活用し対象の状況を認識する。現実には、センサで得られる信号のS／N（信号対雑音比）、情報の量、取得に要する時間などは多様で、信号処理や認識の程度はそれらに依存し、限界がある。そこで、認識・理解は人間が行うシステムとせざるを得ない場合も多く、信号処理結果を人に伝えるマンマシンインタフェースが重要な役割を担う。それ故に、認識サブシステムにはマンマシンインタフェースも含めることとする。そこでは、人間が知りたいと意図している対象の状況を容易に把握できる表現法、あるいは、対象に関する情報を容易に把握できる表現法の構築が要求される。

産業分野においては、理想像としてシステムの自動化をねらうためにセンシングの高度化が要求される。ここでの高度化とは、低コストで、対象に対する豊富な情報を得ることである。ここで低コストとは、単に現時点での装置の製造コストではなく、シンプルな構造で、潜在的なコスト力を言う。豊富な情報とは、単位時間当たりの取得情報量が多いことを言い、これが大きいほど対象を的確に知ることができる。

シンプルさを求めるためには、センサだけでなく、対象の何を知りたいのかという目的により、信号処理や認識の各サブシステムを含めてセンシングシステムの構成、方式を選ぶことが肝要で、特に対象とセンサとの物理的関係をセンシングシステム全体で考慮することが重要である。

情報量に関して考える。センシングシステムは物理情報を得る方法によって、パッシブ・センシングシステム、アクティブ・インコヒーレント・センシングシステム、および、アクティブ・コヒーレント・センシングシステムに分類できる[2]。アクティブセンシングでは、センシング対象に何らかの信号を付加したセンシング媒体を照射すると、対象によってその信号に変化が加わるので、これをセンサで受信する。その受信信号と対象の知りたい状況との対応がついていれば、受信信号を処理することにより対象

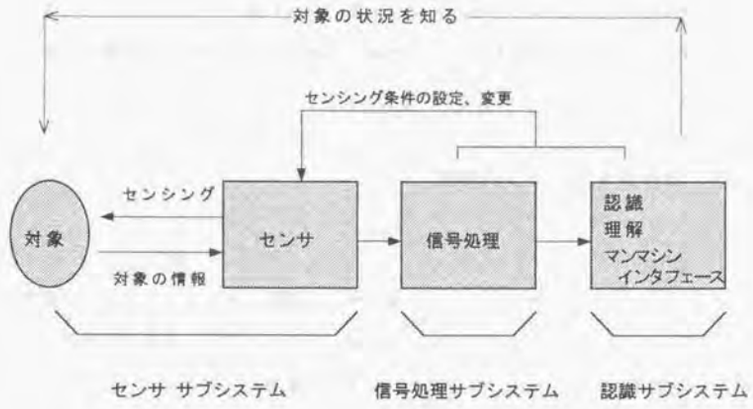


図１．１　センシングシステムの機能ブロック図
（ 文献(1)の図２．２．１－１に加筆した ）

の状況を知ることができる。センシング媒体を対象に照射する方法によって得られる情報が異なり、一つの対象のセンシングに、次々、照射条件を変えていくことによって、より豊富な情報を得ることができる。例えば、照射する方向、位置、媒体の波長、投影するパターンなどを次々変えることにより豊富な物理的情報が得られる。条件の変更は、信号処理サブシステムや認識サブシステムでの処理プロセスあるいは結果によって逐次行われるようにするが、どの物理量をどのように変更するのが適切かがポイントとなる。

1.1.2 超音波センシングの現状

アクティブ・コヒーレント・センシングにおいては、センシング媒体として超音波、光、電波などが使われる。超音波は、光や電波が通り難い固体や液体中を良く伝搬すること、伝搬速度が小さく、かつ、実用的周波数帯が低いので位相情報（波形形状）が実時間で直接得られることなどの特徴から、固体や液体中ではほぼ唯一の手段として、空気中では電波や光と補完的に使われている。

超音波を用いて物の状態を調べることは、例えば、井戸に石を落としてから水の音が聞こえるまでの時間からその深さを推定したりするように、古くから行われている。これらを科学的に実現する超音波センシングは、１９１７年にP.Langevinが水中で超音波を発生させて以来、潜水艦の探知など海水中での軍事用に利用開発が進められ[3]、第二次世界大戦後、超音波探傷や魚群探知への応用開発に続いて、医療用としての超音波診断装置の開発、半導体などの検査用としての超音波顕微鏡の開発などに至っている。このほか、流量計測、レベル計測、濃度計測、厚さ計測などとして産業を支える応用が展開されると共に、上層大気の観測やロボット用環境センサなど、広い分野で利用されている[4]。

超音波を用いたセンシングがどのような原理で、どのようなところで使われているかを概観するために、超音波センシングマップを作成した[2]。表１．１に示す。

この表のように、超音波センシングの利用は、産業用、医療用を始めとして、農林、畜産、水産、鉱業、民生、物理研究など極めて広い分野にわたっている。多くのセンシングはアクティブなセンシングで、中でも、反射波を検知する方式のものが多い。

表１．１ 超音波センシングマップ （文献(2)表６．１を改訂）

	原理			超音波伝搬媒質		
				気体	液体	固体
アクティブ	伝搬時間の測定	音速	媒体の音速	湿度計	濃度計 濃度計	温度計 湿度計(棒波) ボルト軸力計 金の品質判定 コンクリート劣化診断 木柱内部腐食の検査
			媒体の速度と音速とのベクトル和	風速計 風向計 呼吸流量計	流速計 流量計 流向計	
		距離	透過波	レベルスイッチ		レベル計(棒波) ポテンショメータ(板波)
				タブレット		厚さ計
	反射の検出		反射波の 有無 位置 振幅 時間変化	距離計 レベル計 積雪計 水位計 堰式流量計 車両検知器 クレーン衝突防止器 自動車バックセンサ 近接センサ ソダー（音波レーダ） 侵入者監視装置 待ち客数検出装置 ロボット用センサ （障害物検知、距離、近接、タクタイル）	レベル計 水位計 波高計 ソナー 測深器 魚群探知機	探傷(スラブ、 圧延鋼板、 溶接部 など) 厚さ計 顕微鏡 地下探査 医用診断装置 （心臓、肝臓、胆のう、乳房、胎児、前立腺、眼・・・） 豚の脂肪層厚さ計 牛肉の霜降り計測
	透過波の検出・測定	透過波の有無 透過波の振幅	伝搬経路中の物体の在否 界面、媒体の透過率	スイッチ 計数器	レベルスイッチ	探傷
	散乱・吸収特性の測定	物質の状態やものの存在により超音波散乱や吸収の特性が変化することを利用。			固化モニタ コンクリート凝固検査 化学反応モニタ スポット溶接インプロセス検査	
	開口合成法					探傷
	ホログラフィ				海中探査	
	CT				木材腐朽検査	
	周波数特性	ドップラ		近接センサ	流速計 ドップラ・ソナー ドップラ・ログ 血流計	
		共振				厚さ計
		スペクトラム				組織診断
	非線形音響の利用			(パラメトリック・スピーカ)		組織診断
	光音響の利用			物質分析	物質分析	
パッシブ	被検材からの発音			ガス洩れ検知	液体洩れ検知 パッシブ・ソナー	軸受け診断 AEによるモニタリング

この方式は電波によるレーダと類似しており、そこでの手法、例えば、フェイズドアレイによる指向性合成やパルス圧縮などの技術が導入されている。

産業分野を見ると、探傷装置、厚さ計、レベル計、流量計、ロボット用センサ、両センサなどが実用化ないしは研究開発されている。これらの多くは、パルスエコー法に基づいている。そこで使われている手法を図1.1に対応させて図1.2に示す。

センサは圧電型のセンサが広く使われ、材料の進歩により高感度の圧電素子や分解度の高い探触子が開発されている。空気中では周波数特性の良さから静電型も使われる。特殊用途では電磁現象を用いた電磁超音波法や、レーザを用いたレーザ超音波法も開発されているが、S／Nが低く広く実用化するには至っていない。S／Nはそのセンシングシステムが実用になるか否かの重要なポイントであって、他に優れた特徴を持っていてもS／Nが低ければ必要な情報は得られない。一般に、分解能を下げればS／Nは上がるので、両者の妥協によって実用範囲が決められている。方式の工夫によりS／Nを上げる研究もされており、電磁超音波法では共振法[5]が適用され[6]、レーザ超音波法では位相速度走査法[7]が開発され、限られた用途ではあるが実用化の兆しが見えてきている。超音波照射条件のうち超音波ビームの方向を変更して送受信することにより情報を得ることは情報量を増やすために非常に有効である。従来は機械的走査により行われていたが、フェイズドアレイの原理による電子的ビーム走査のためのアレイ型トランスデューサは1次元のものは実用化され、医用では不可欠なものとなっている。3次元情報を得るための2次元アレイは研究開発されているが実用化例は少ない。ビーム走査以外の超音波照射条件を変えていくことも、対象に対する情報をより多く取得するために大変有効であると考えるが、事例は少ない。

信号処理は周波数フィルタリング、検波、ゲート、相関、周波数分析などの比較的単純な処理が多いが、ホログラフィ法[8]や合成開口法[9]なども研究開発されている。近年のエレクトロニクスの急激な進歩、特にディジタル技術の進歩により小型・低価格な装置で高速ディジタル処理が可能となり、ディジタル探傷器[10]が現れ、各種信号処理がされるようになった。しかし、ディジタル化の目的は、装置定数の設定の容易化、探傷条件と探傷結果の記録、データベース化などが中心で、新手法の導入は周波数分析、パルス圧縮、合成開口が行われるに過ぎない。検査結果を保証するために保守的であることはやむを得ないが、より前進的な研究が望まれる。探傷での超音波ビ

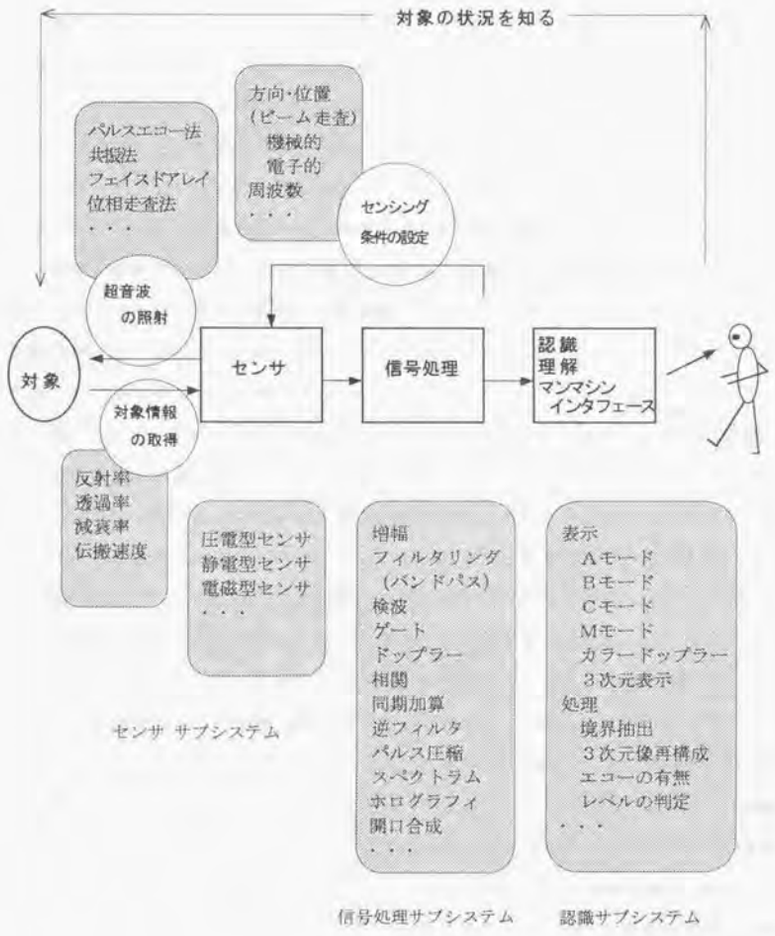


図1.2　超音波センシングにおいて使われる手法

ーム走査は実用的には機械式が中心であるが、電子的に走査するための処理も行われる。Bモード図から3次元表示しようとすると、走査回路などのハードウェアの規模が大きくなる。近年のエレクトロニクスの発展により、このような回路の実現や大量のデータの処理が小型かつ容易にできるようにはなったが、原理的にシンプルで規模の小さいハードウェアで実現できることはシステムとして望ましいことである。例えば、Δ-Σ変換を利用してアレイ型センサにおけるAD変換の回路規模を小さくしようとする研究[11]がされている。

認識サブシステムでは、超音波で得られる情報の少なさと複雑さから、高度なことは行われず、複雑な対象に関しては、ほとんど、表示を介して人間に処理・判断を託している。自動処理される場合の内容は、超音波パルスの送信からエコーを受信するまでの時間の測定、設定した時間的ゲート内の超音波エコーの有無やエコーレベルの判定などである。表示して人間に託する場合は、人間は超音波と対象についての専門的知識を動員して対象がどのような状況にあるかを知り、判断する。例えば、超音波探傷では超音波の固体中での伝搬や反射特性および素材や溶接に関する材料力学的知識などをもとに検出されたエコーが有害欠陥の存在を示しているか否かの判定を行う。この作業は経験的知識を必要とし、技能検定制が実施されている。欠陥とエコー波形との対応付けは、多様な欠陥に対してデータが積み重ねられている。この専門的経験的知識を知識ベース化し、欠陥評価をAI化する研究は始まっているが、新しいセンシング方法の開発への機動力には至っていない。表示法についてみると、実用になっているのは、振幅ー時間特性を表すAモード、超音波伝搬方向の2次元断面を表すBモードが中心で、医用ではBモードに流速ベクトルを重ねたカラードップラー図、対象部位の時間的距離変化を表すMモードなども使われている。エコー強度が重要な意味を持つこと、液体や生体中では物体は超音波的に半透明な特性を持つことなどから、これらを十分に反映した表示法が望まれ、ホログラフィ撮像で得たデータを3次元表示する研究がされている[8]が、まだ実用には至っていない。

1.1.3 超音波センシングの高度化

センシングシステムは3つのサブシステムより構成され、それらが連携して1つのシステムを成すのであるが、現在の超音波センシングでは、光や電波での手法にならったホログラフィや合成開口の他は、レーザ超音波法の位相速度走査、電磁超音波での共振法の導入、また、Δ－Σ変換を利用したアレイ型センサなどの一部を除いて、各サブシステム毎の課題解決の努力がされるに留まり、センシングシステムとしての取り組みがされていないといっても過言ではない。すなわち、できるだけ幅の狭いパルスを送受信して、Aモード波形を処理し、人間が判断するという従来の概念を抜け出ておらず、各サブシステム毎に独立した改善に終わっている。

特に、探傷やロボット用センサなどのように、対象の検出と形状判別を目的としたものでは、予測する範囲はあるものの、対象は未知で、未だ全自動のレベルでの実用化はされて居らず、更なる高度化が望まれている。

産業用途での新しい超音波センシングシステムとしての高度化とは、センシングシステムの高度化として述べたと同様に、低コストでより多くの情報を短時間内で得ることである。そのためには、下記を行うと共に、これら各サブシステム間を有機的に結合させてシステム構築することが必要である。

①センササブシステムでは、センサと対象とのインタラクション部分の物理的考察を十分に行い、できるだけシンプルに適切な情報を抽出できるようにする。

②信号処理サブシステムでは、センサと対象の特性を十分に理解した上で、センサで得た信号から情報を抽出するための適切な処理方式を採用する。

③認識サブシステムでは、現状技術では認識・判断まで行うことは製鉄圧延ラインでの欠陥検査や、流量計やレベル計など比較的単純な範囲であり、形状認識のような複雑なものでは、人が認識・判断するための支援となる。そこでは、得た情報を人間に正しく、かつ、分かり易く伝えるためのマンマシンインタフェースを構築し、素早く認識・判断ができるようにする。

1.2 本論文の目的と構成

本論文は、産業分野における超音波センシング、特に、対象の検知と形状判別に関して、前節で述べた新しい超音波センシングシステムとしての高度化のポイントを踏まえて実施した研究成果をまとめたものである。

具体的には、次の３つの事例で研究し、各章毎にまとめた。

（１）ビーム走査による３次元情報の取得と、取得情報の表示法

（２）ラム波を用いた探傷におけるモード走査と、取得情報の表示方法

（３）チャープ超音波の照射による形状判別

第２章では（１）について述べる。ここでの高度化のポイントは図１．３（ａ）のように、

①少ない素子数、良好な指向性の２次元（円周）アレイセンサ

②センサの幾何学的構造を生かした単純な回路での超音波ビームの電子的２次元走査法

③取得したデータ（反射点の３次元位置およびエコー強さ）の３．５次元表示法

にある。これらの結合により、比較的小さい規模のシステムで、物理的情報を保持したままでの３次元リアルタイムイメージングが可能となる。

この章では、まず、超音波イメージングセンサの現状と問題点について検討し、問題点解決のために円周アレイ型トランスデューサを提案する。続いて、提案したトランスデューサについて、構成、原理、シミュレーションによる指向特性、試作したトランスデューサの指向特性、ビーム走査方法、基本となる２次元イメージング実験の結果について述べる。トランスデューサは微小トランスデューサを円周上に配列した２次元トランスデューサで、従来研究されているマトリックス状アレイと比べて指向特性の均一性に優れると共に、素子数が少ないために送受信回路の規模が小さく実用的である。次に、得られる３次元位置とエコー強度を表示するために、カラーＣＲＴを用いた新しい表示法を提案すると共に、時間軸波形をカラー画像に変換するための装置を示し、試作したトランスデューサと送受信回路を用いた実験でデータを取得し、提案した方法による表示結果を示すことにより、３次元リアルタイムイメージング装置を実現することが可能であることを述べる。

第３章では（２）の研究について述べる。ここでの高度化のポイントは図１．３（ｂ）のように、

①リニアアレイ型トランスデューサを用いたラム波の発生と検出法

②発生および検出するラム波のモードの電子的制御

③複数モードによるエコーを同時に示す２次元パターン表示法

である。これらの結合により、板内の同一欠陥に対する各種モードのラム波の挙動を同時に観察でき、欠陥の種類とラム波との関連の研究が促進される。

この章では、まず、ラム波を用いた探傷における現状と問題点について述べ、問題解決の一段階として、リニアアレイ型トランスデューサを用いたラム波の発生、検出と伝搬モードの制御法を提案する。原理について述べた後、いろいろなモードのラム波を電子的に、高速に変更できることを実験により確認した結果を示す。次に、対象とする部分へ、複数のモードにわたって送受信を繰り返して得た信号を、２次元平面上に表示する方式を提案し、これより、欠陥の種類を判定することの可能性について述べる。

第４章では（３）の研究、すなわち、チャープ超音波の照射による形状判別について述べる。ここでの高度化のポイントは図１．３（ｃ）のように、

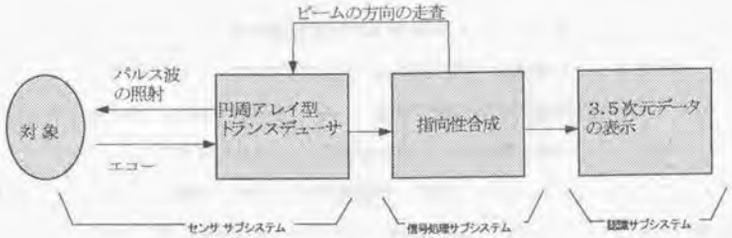
①複数の反射面を持つ対象へのチャープ波の照射

②チャープ波の包絡線の抽出、フーリエ変換

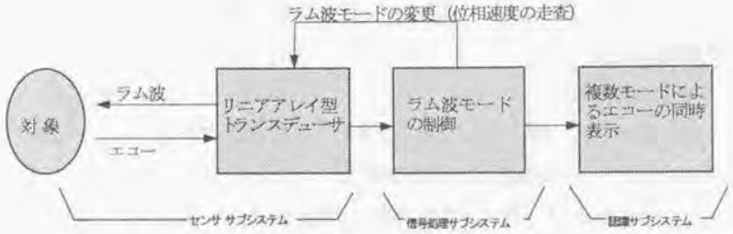
③スペクトルから物体形状の判別

である。これらの結合により、高速サンプリングを必要としない、かつ、信号対雑音比Ｓ／Ｎの良いセンサシステムが実現できる。高速サンプリングを必要としないことから超音波周波数を上げることができ、高分解能化が可能となる。

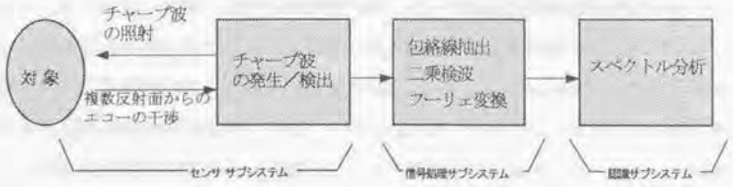
この章では、物体の検出と形状判別のために、チャープ状の超音波を照射する方式を提案する。これは、従来の送受信点からの距離計測の概念ではなく、物体の近傍に基準面をとった新しい概念によるものである。まず、提案する方式の概要を述べる。続いて、提案した方式を応用するに当たっての課題、すなわち、使用するチャープ波の時間的長さと周波数掃引範囲について、および、チャープ超音波が作る音場と適用できる空間的範囲について検討した結果を述べる。応用例として、表面直下に存在する欠陥の検出、および、テーブル上に置かれた物体の検出と形状判別について述べ、提案した方式の有用性を示す。



（ａ）第２章で記述する超音波センシングシステム



（ｂ）第３章で記述する超音波センシングシステム



（ｃ）第４章、第５章で記述する超音波センシングシステム

図１．３　本論文で扱った超音波センシングシステム

第５章では第４章で提案した方式の基礎となる事項を理論的に考察した結果、すなわち、複雑な形状の物体であっても超音波反射体としては有限個のδ関数列で表せること、および、受信波のエネルギーのみを検出して複数の反射面エコーを分離できるのは、幅の狭い正弦波パルスと線形周波数変調波であることを示す。これに基づいて、線形周波数変調波、すなわち、チャープ波は、正弦波パルスのようにパルス幅を狭くする必要が無く、検出のための高速のＡＤ変換を必要をしないことやＳ／Ｎが良いことなど提案した方式の特徴を整理する。

参考文献

(1) 計測手法専門委員会：計測手法に関する調査研究報告書Ⅱ、日本電子工業振興協会、p.4 (1987)

(2) 近藤，大橋，実森：「計測・センサにおけるディジタル信号処理」，昭晃堂　(1993)

(3) W.P.Mason: Sonics and Ultrasonics : Early History and Applications, IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, Vol.SU-23, No.4, pp.224-232 (1976)

(4) 丹羽：「超音波計測」、昭晃堂 (1982)

(5) 日本学術振興会製鋼第１９委員会編：「超音波探傷法（改定新版）」，p.239、日刊工業新聞社 (1974)

(6) 荻，平尾，福岡：電磁超音波共鳴法による金属薄板の音弾性応力測定、日本機会学会論文集（Ａ編）、60巻、569号、pp.250-257　(1994)

(7) 山中，永田，甲田：レーザの位相速度走査による単一モード超音波の発生法，日本音響学会誌、４８巻８号、pp.564-571　(1992)

(8) 田村，石原，伊藤，石井，久本，湯浅：Walsh関数変調波を用いた３次元音響ホログラフィ撮像、計測自動制御学会論文集、Vol.31,NO.7、pp.824-833　(1995)

(9) 尾崎，炭谷：合成開口法を用いた物体断面超音波映像か方法、日本原子力学会誌、Vol.31、No.8、pp.936-947　(1989)

(10) 松山：ディジタル技術と超音波探傷器、非破壊検査、Vol.45,NO.9、pp.637-644 (1996)

(11) 赤坂，岡田，田村：多次元Δ-Σ変調と密アレイによる音場制御、第１７回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講演予稿集、pp. 265-266 (1996)

第２章　円周アレイ型トランスデューサに基づく超音波イメージングと特徴抽出

２．１　超音波イメージングセンサの現状と問題点

先に述べたように、超音波は金属や生体などの内部を伝搬するので、これら不可視部分の検査に広く用いられている[1][2]。センシング手法としては、主にパルスエコー法が用いられている。そこでは、Ａモードに加えてＢモードが使われている。金属に関しては鋼材や溶接部の検査（探傷）で一探法や二探法によるＡモードの他に機械走査やフェイズドアレイを用いた電子走査によるＢモードが、医用ではフェイズドアレイによるＢモードが広く使われている[3][4]。

フェイズドアレイの原理によるＢモードは、リアルタイムイメージングができるが、そこで得られる情報は２次元断層像である。しかし、実際に検査される組織、傷や欠陥は３次元形状を持っている。それ故に、３次元センシングあるいは３次元イメージングの開発が期待されている。

超音波による３次元イメージング情報の取得には、フェイズドアレイ方式のほかに、ホログラフィ[5]～[8]や合成開口法[9]によるシステムが研究されている。ホログラフィによるシステムは受信波の波面を検出してから映像を形成するもので、一回の超音波送受信で映像形成に必要な情報を収集するシステム構成が可能なので、伝搬距離が長い水中のシステムや動きの早い対象で特徴を発揮する。合成開口法によるものはトランスデューサを移動しつつ送受信を繰り返し、得た情報をもとに映像を形成するもので、広い空間を高い分解度でセンシングすることができる。しかし、これらは演算量が多く、規模の大きい処理システムを必要とする。フェイズドアレイ方式による３次

元イメージングは、非破壊検査や医用として多く研究されている[10]～[15]。しかし、これらの研究はデバイスの製造法やマトリックスアレイの指向特性に関する研究が中心であり、送受信のハードウェアを含めたシステムとしての報告例は少ない。それは、ハードウェア規模が大きくなるために実用的でないからだと考えられる。例えば文献(10)に示されているものは８０×３２すなわち2,５６０素子のトランスデューサである。この実用性からの乖離に鑑み、マトリックスアレイで素子数を減らす研究がされている[13][14]。そこでは、素子の配置をランダムに疎らにすることで、解像度やサイドローブなどの特性を大きく犠牲にしないで7,８４５素子を２４５素子までに減らすことができると主張している。システム化された例としては空中で人数を計測するものが報告されている[16]。その素子数は３２である。このように、フェイズドアレイ方式の実用上の課題は、要求仕様にあわせた素子数の低減と、それに伴う送受信回路やアルゴリズムのコンパクト化をいかに達成するかにあると考えられる。

超音波エコーから対象物体の特徴を自動抽出することは、超音波で得られる情報の少なさと複雑さから、現状では簡単ではない。ほとんどの場合表示を介して人間に特徴抽出や判断を託している。従って、いかに人間にエコー情報を伝えるか、ヒューマンインタフェースが重要となる。ヒューマンインタフェイスとしての超音波３次元表示システムに関しては、医用分野でいくつかの研究がある。それらでは、複数の２次元Ｂモードイメージをもとに、人間が介入して輪郭を抽出した上で、輪郭の３次元イメージを作成し、表示している[19][20]。これらの表示は、ソリッドモデルに基づいた、シェーディングつきの体積感のあるものであるが、輪郭を抽出した人の意図が含まれていて、生の情報を表してはいない。客観的三次元イメージが自動的には得られない状況下では、生の情報を提供することが必要である。

超音波を用いたセンシングでは、超音波を送信した方向と、エコーの時間的位置から三次元情報を得ると共に、エコーの強さの情報が得られる。エコー強さは対象の幾何学的および物理的特性を反映しており、超音波センシングでは重要な情報である。したがって、３次元イメージングでは、エコー発生点の座標（x, y, z）にエコー強度（I）を加えた３．５次元データの表示が必要である。現在のところ、このようなデータを表示するものは報告されていないようである。

２．２　円周アレイトランスデューサ

超音波イメージング情報の取得における前記問題点を解決し、３次元リアルタイムイメージングを実現するために、本研究では、単純な円周アレイ型トランスデューサを用いた２次元超音波走査法を提案し、その特性について検討する[17][18]。この方式では従来から研究されているマトリックスアレイに比べ、素子数が極めて少なく、実用的であると考えている。田村らも、円周アレイは開口の寸法を増加しても素子数は直線的に増加すればよいことに言及している[8]。円周アレイに関して、２８素子の円周アレイと１８素子の円周アレイとを組み合わせた２重リング構成のものが報告されている[21]が、ここでは、簡易性と対称性を保つために１重としている。本節では、まず、円周アレイの原理について述べ、従来のマトリックスアレイとの比較をした後、円周アレイの特性をより詳細に述べる。

２．２．１　ビーム走査の原理

図２．１に示すようなＮ個の微小素子からなる円周アレイ型トランスデューサを考える。i番目の各素子をＴ$_i$、それに与える遅延時間をτ_iとすると、任意の点Ｐでの音圧pは、

$$p(t, r, \theta, \phi) = \sum_{i=1}^{N} p_i(t - \tau_i) \qquad (2-1)$$

となる。ここで、p_iは素子Ｔ$_i$によって生じる音圧である。

今、Ｔ$_i$と焦点Ｆとの間の距離をl_iとして、τ_iを

$$\tau_i = \frac{(l_{max} - l_i)}{c_0} \qquad (1,2,3,\cdots N) \qquad (2-2)$$

のように設定すると、各素子からの送信波の位相が点Ｆで一致し、焦点が形成される。ここで、

$$l_i = \sqrt{l_f^{\,2} + a^2 - 2 l_f a \sin\theta_f \cos\left\{\phi_f - \frac{2\pi(i-1)}{N}\right\}} \qquad (2-3)$$

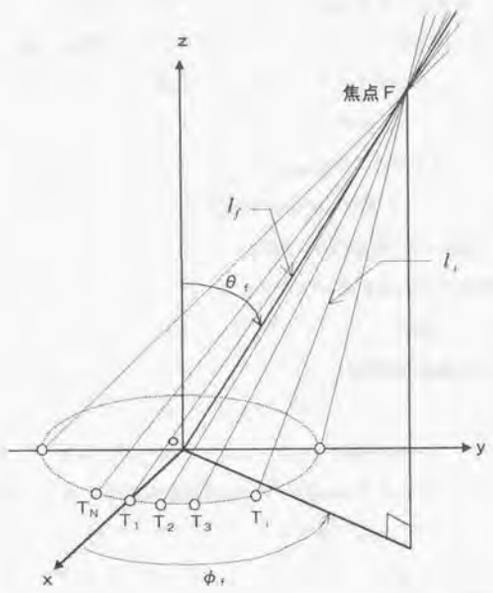


図２．１　円周アレイ型トランスデューサによる２次元制御の原理

また、l_{max}はl_iの中で最大のもの、

l_f は焦点距離（ＯＦ間の距離）、

a　は円周アレイの半径、

θ_f は直線ＯＦがz軸となす角度、

ϕ_f は直線ＯＦの$x-y$平面への投影がx軸となす角度、

c_0 は超音波の伝搬速度

である。

$\tau_i=0$、$N\to\infty$とすると、環状音源となり、その指向特性は近軸領域で周知の次式となる[22][23]。

$$R=\left|J_0(z)\right| \qquad (2-4)$$

ここで、J_0は第１種の０次ベッセル関数、

$z=ka\sin\theta$で、kは波数（$=2\pi/\lambda$）

である。

受信に対しても同様で、式（２－２）の時間遅れを与えることにより、点Ｆからのエコー信号の位相が一致する。

このように時間遅れを制御することで、超音波は所望の方向（θ, ϕ）に送受信できる。

２．２．２　円周アレイとマトリックスとの比較

３次元走査のために２次元アレイが必要になるが、従来より、マトリックスアレイの特性や製造法が研究されている。これは超音波送受信面となる２次元平面内を微小素子で埋め尽くす方法としては、マトリクスアレイが最も単純な構成で、作りやすいからであると考える。本論文で提案する円周アレイの特性をマトリックスアレイと比較する。まず、２次元開口を埋めた場合と円周のみを用いる場合との概略の比較をするために、円形音源、方形音源、および環状音源の指向性を調べる。これらの指向性は次式で与えられる[21][22]。

円形 ： $D = \left|2\,J_1(z)/z\right|$ （2－5）

（J_1は第１種の１次ベッセル関数）

方形 ： $D = \left|\sin(z)/z\right|$ （2－6）

（於．中心軸を通り、辺に平行な平面内。）

環状 ： $D = \left|J_0(z)\right|$ （2－7）

これらの指向性関数Dのzに関する変化を図２.２に示す。アレイでビームを形成した方向に対しては、これらの式により概略の比較が可能である。これによると、環状音源はどれよりもメインローブの幅は小さいが、サイドローブレベルが大きい。

ところで、アレイ構造にすると、グレーティングローブが発生することが知られている。図２．３に示した円周アレイと円形のマトリクスアレイにおけるグレーティングローブを比較する。最もグレーティングローブが大きくなるx-y面での走査を考える。図２．３（a）のマトリクスアレイにおいて、点Ｐ$_\theta$に焦点を形成させるために、各素子を駆動する時刻を求める。素子Ｔ$(x_i, y_j, 0)$から点Ｐ$_\theta$までの距離l_{ij}は、

$$l_{ij} = \sqrt{(x_i - R\sin\theta)^2 + y_j^{\,2} + (R\cos\theta)^2}$$

$$= R\left(1 - \frac{2x\sin\theta}{R} + \frac{x_i^{\,2} + y_j^{\,2}}{R^2}\right)^{\frac{1}{2}} . \qquad (2-8)$$

ここで、$x_i = i\,\Delta x$

$y_j = j\,\Delta y \qquad \Delta x = \Delta y$

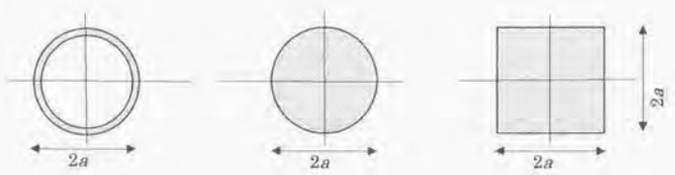
$i = -N \cdots 0 \cdots N$

$j = -N \cdots 0 \cdots N \qquad (N$：正整数$)$

である。　$R >> x, y$として、

$$l_{ij} \approx R\left(1 - \frac{x_i \sin\theta}{R}\right) . \qquad (2-9)$$

中心の素子を駆動する時刻を基準にすると、点Ｐ$_\theta$に焦点を形成させるために素子を駆動すべき時間τ_{ij} $(= l_{ij}/c)$は次のようになる。



環状　　円形　　方形

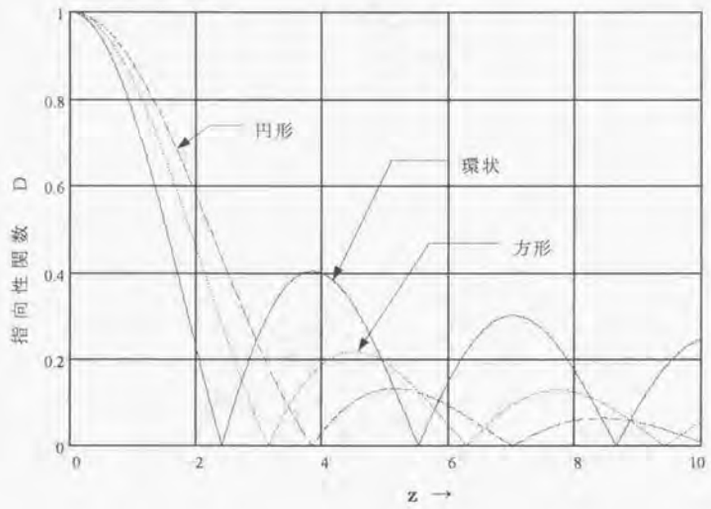


図２.２　音源形状と指向性

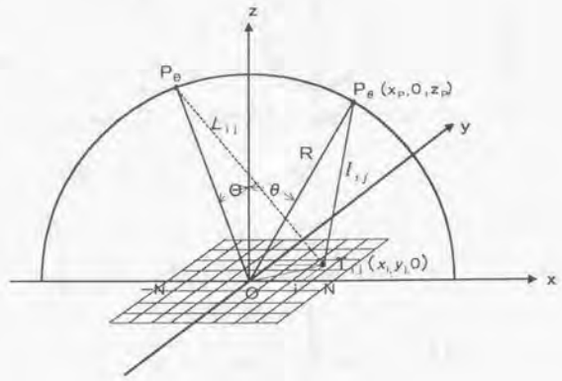
連続波における指向性関数

式（2－5），（2－6），（2－7）による．

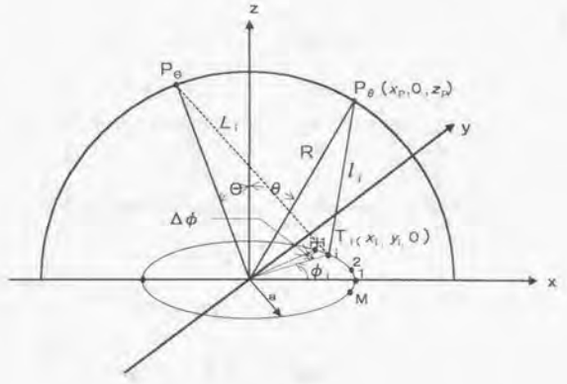
$z = ka\sin\theta$　　k：波数（$=2\pi/\lambda$），

a：トランスデューサの半径，

θ：角度



(a)



(b)

図２．３ 座標軸とトランスデューサとの幾何学的関係

(a) マトリックスアレイ　(b) 円周アレイ

$$\tau_{ij} = \frac{-i\,\Delta x \sin\theta}{c} \quad . \qquad (2-10)$$

ここで、cは音速である。各々の素子T_{ij}をτ_{ij}で駆動したとき、トランスデューサの中心からRの距離、中心軸からΘの方向の点P_Θでの音圧p_Θを考える。素子T_{ij}から点P_Θまでの距離L_{ij}は、

$R >> x, y$として、

$$L_{ij} \approx R\left(1 - i\frac{\Delta x}{R}\sin\Theta\right) \qquad (2-11)$$

となるので、

$$p_\Theta = \sum_{i=-N}^{+N}\sum_{j=-N}^{+N} a\sin\left[\omega\left\{t - \left(\frac{L_{ij}}{c} - \tau_{ij}\right)\right\}\right] \qquad (2-12)$$

となる。時間の基準を点P_Θに移すと、

$$p_\Theta = \sum_i\sum_j a\sin\left[\omega\left\{t - i\frac{\Delta x}{c}(\sin\theta - \sin\Theta)\right\}\right]$$

$$= \sum_i\sum_j a\sin\left[2\pi f t - 2\pi i\left\{\frac{\Delta x}{\lambda}(\sin\theta - \sin\Theta)\right\}\right] \qquad (2-13)$$

となる。この式（２－１３）のsinの位相項がiにかかわらず２πの整数倍になると、各素子からの超音波は点P_θで同位相となる。iが正整数なので、

$$\frac{\Delta x}{\lambda}(\sin\theta - \sin\Theta) \equiv K \qquad (2-14)$$

とおくと、Kが整数の時に位相が一致し、

$$\sin\Theta = \sin\theta - \frac{\lambda}{\Delta x}K \qquad (2-15)$$

となるΘの方向に、グレーティングローブが発生する。この点P_θでの音圧p_θは、次式で与えられ、点P_θにおける音圧と同レベルの値となる。

$$p_\Theta = p_\theta = A\sin(2\pi f t) \qquad (2-16)$$

$$A = 4N^2 a \qquad (2-17)$$

次に、図２．３（b）の円周アレイを考える。点P_θに焦点を形成するための素子T_iの駆動時刻は、

$$\tau_i = -\frac{a}{c}\cos\varphi_i \sin\theta \qquad (2-18)$$

である。ここで、aは素子を並べている円周の半径、cは音速、i ＝1，2・・・Mである。この時間 τ_i を設定して、駆動したときの、点P_θでの音圧を求める。点T_iから点P_θまでの距離 L_i は、

$$L_i = R - a\cos(i\varphi)\sin\Theta \qquad (2-19)$$

なので、時間基準をR/cだけずらして点P_θに移すと、

$$p_\Theta = \sum_{i=1}^{M} a\sin\left[\omega\left\{t - \frac{a}{c}\cos(i\Delta\varphi)(\sin\Theta - \sin\theta)\right\}\right]$$

$$= \sum_{i=1}^{M} a\sin[2\pi f t - 2\pi k] \qquad (2-20)$$

$$ここで、\ k = \frac{a}{\lambda}\cos(i\Delta\varphi)(\sin\theta - \sin\Theta) \qquad (2-21)$$

となる。式（2－20）で、sin［ ］の位相項$2\pi k$がiにかかわらず2πの整数倍になれば、すなわちkが整数になれば、各素子からの超音波は点P_θで同位相となり、p_θは大きな値となる。いま、任意のiに対して$k = K$（整数）になったとすると、

$$\sin\theta - \sin\Theta = \frac{\lambda}{a\cos(i\Delta\varphi)}K \qquad (2-22)$$

となるΘの方向にグレーティングローブができる。素子T_{i-1}からの超音波も、点P_θで位相が一致するはずである。それに対してのkすなわちk_{i-1}を求めると、

$$k_{i-1} = \frac{a}{\lambda}\cos((i-1)\Delta\varphi)(\sin\theta - \sin\Theta)$$

$$= \frac{\cos((i-1)\Delta\varphi)}{\cos(i\Delta\varphi)}K \qquad (2-23)$$

となるが、位相が一致するためにはk_{i-1}が整数にならなければならず、

$$\frac{\cos((i-1)\Delta\varphi)}{\cos(i\Delta\varphi)} = n \quad （n：整数） \qquad (2-24)$$

が条件となる。さらに、素子T_{i+1}からの超音波も、点P_θで位相が一致するはずであり、k_{i+1}を求めると、

$$k_{i+1} = \frac{a}{\lambda}\cos((i+1)\Delta\varphi)(\sin\theta - \sin\Theta)$$

$$= \frac{\cos((i+1)\Delta\varphi)}{\cos(i\Delta\varphi)}K \qquad (2-25)$$

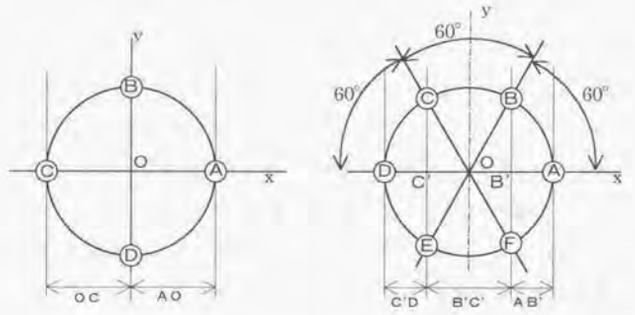
となる。この場合にも位相が一致するためにはk_{i+1}が整数にならなければならず、

$$\frac{\cos((i+1)\Delta\varphi)}{\cos(i\Delta\varphi)} = m \quad （m：整数） \qquad (2-26)$$

が条件となる。式（2－24）を代入すると、

$$\frac{\cos((i+1)\Delta\varphi)}{\cos(i\Delta\varphi)} = 2\cos(\Delta\varphi) - n \qquad (2-27)$$

となる。これが整数となるのは$0 < \Delta\varphi \leq \pi/2$とすると$\cos(\Delta\varphi)$が0および0．5の場合に限られる。すなわち、隣接する3個の素子から放射される超音波の位相が点P_θにて一致するのは、$\Delta\varphi$＝90°、60°の場合のみである。おのおのの場合を図示すると、



のようになる。R>>x, y として考えているので、それぞれ、AO＝OC、AB'＝B'C'＝C'Dの場合のみ、全素子から放射される超音波の位相が点P_θにて一致し得るが、図から明らかなように後者は成り立たない。従って、4個を越える個数の素子でアレイを形成する場合には、全素子による超音波の位相が点P_θで一致することはあり得ない。円周アレイでp_θが最大となるのはΘ＝θのときで、

$$p_\theta = Ma\sin(2\pi f t) \qquad (2-28)$$

であり、点P_θでの音圧はこの値より小さい。

以上のように、マトリクスアレイでは、メインローブと同レベルのグレーティングローブが発生するのに対し、円周アレイでは、顕著なグレーティングローブは発生しないと言える。焦点での音圧レベルは、マトリクスアレイでは式（２－１６）で、円周アレイでは式（２－２８）で与えられ、それぞれ、アレイ素子の個数のに比例している。

上記の議論は駆動波が連続正弦波として考えた場合であり、パルス幅が短くなると干渉しない部分が生じて、サイドローブやグレーティングローブのレベルが緩和される。どの程度になるかを調べるために、コンピュータによる簡易シミュレーションを行った。本シミュレーションではトランスデューサの素子は微小で、指向性を持たない点音源としている。また、周波数は２.５ＭＨｚ、音速は６,０００ｍ／ｓ、トランスデューサの半径は１５ｍｍ、素子数は３２個で円周上に等間隔に配列しているものとした。送信波は実際に送信される波（図２．４）と同じ波形を用いている。シミュレーションの結果を図２．５に示す。この結果によると次のことが言える。メインローブの幅とサイドローブレベルは先の理論式の考察と同じく、円周アレイの方が半値幅はやや狭く、サイドローブはマトリックスアレイの方が小さい。しかし、マトリックスアレイでは、$\phi = 45°$ の場合、グレーティングローブがかなり大きくなる。従って、サイドローブレベルとグレーティングローブレベルを合わせてみると、円周の場合は－１０ｄＢ、マトリックスでは－８ｄＢとなり、円周アレイの方が良い。

参考のために、２重の円周アレイについても調べた。サイドローブレベルとグレーティングローブレベルは、１重の円周アレイよりやや良いが、素子数が２倍になっていることを考慮すると実用面でそれほどのメリットは無い。

円周アレイでは素子間隔の単位（$2\pi/N$）でϕを変えるならば、そのθに関する走査面での指向性は同じで、マトリックスアレイよりも均一な走査が可能である。図２．５で（ａ）と（ｂ）とで円周アレイの特性が異なっているが、（ｂ）は素子間隔単位での面（$\phi = 4 \times 2\pi/N$）、（ｂ）は素子間隔単位でない面（$\phi = 1.7 \times 2\pi/N$）だからである。

以上で、音場について円周アレイとマトリクスアレイとの比較を行ったが、次に、実現するためのハードウェアについて比較する。マトリクスアレイでは、例えば、１辺が１６ｍｍの正方形中に素子間隔０．５ｍｍで、３２×３２のトランスデューサを

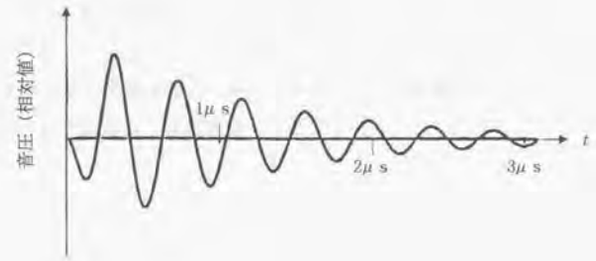


図２．４ シミュレーションに用いた送信波

作ると、素子数が１，０２４個となる。フェイズドアレイの原理でビーム走査を行うためには、各素子と送受信回路を１対１で対応付け、同時に動作させなければならないため、１，０２４本のリード線と１，０２４チャンネルの送信回路および受信回路を必要とする。この規模のハードウェアは、現状では、実用的な実現は困難である。これに対し、円周アレイでは、外形１６mmで周上に同じく０．５mm間隔で素子を並べると、１００素子必要になる。これは、マトリクスアレイの１／１０の規模であり、実現可能な範囲である。このように、円周アレイでは円周上に素子を並べることにより、同じ径の２次元アレイトランスデューサを１次元化し、素子数を大幅に減らすことができる。２次元アレイの開発が報告されているが、その報告においても、それを実際に利用するためには、現実的な送受信回路などが課題であると指摘されている[30]。

両者の比較結果を表２．１にまとめる。マトリクスアレイはサイドローブが小さく信号レベルが高いという長所がある。一方、円周アレイはサイドローブが大きく信号レベルが低いという欠点の反面、グレーティングローブが小さいという長所に加え、マトリックスアレイの使用に比べハードウェア規模が非常に小さくてすむという利点がある。以上を総合してみると、マトリクスアレイよりも円周アレイの方が現実的であると言える。

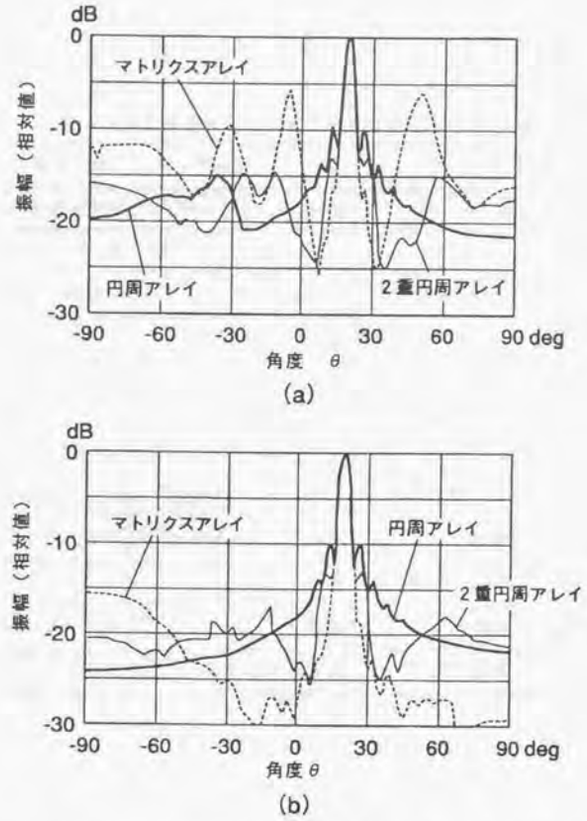


図２．５ 円周アレイと方形マトリックスアレイでのビーム方向を変えた場合の指向特性
（シミュレーション結果）

（ａ）l_f＝200mm, ϕ＝45°, θ＝20°、（ｂ）l_f＝200mm, ϕ＝19°, θ＝20°
（l_f, ϕ, θ：図 2.1 による）

音速ｃ＝6,０００m／ｓ、
周波数ｆ＝２．５MHz（波長λ＝２．４mm）、
円周アレイの素子数：３２ 、
２重円周アレイの素子数：６４、
マトリクスアレイの素子数：32×32、
各素子寸法は微小であるとした。

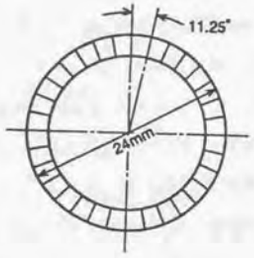
表２．１　マトリクスアレイと円周アレイとの比較

比較項目		マトリックスアレイ	円周アレイ
形状（素子の配置）		面内に素子を埋め尽くす	線上に配置
音場	信号レベル	高い	低い
	メインローブの幅	やや広い	やや狭い
	サイドローブ	低い	マトリックスより高い
	グレーティングローブ	大きい	小さい
	指向性の均一性（走査角度に対する）	不均一	均一
トランスデューサ	素子数	多い（開口径の２乗に比例）	少ない（開口径に比例）
	価格	高価	マトリクスより低価格
送受信回路	チャンネル数	多い	少い
	価格	高価	マトリクスより低価格
	装置寸法	装置が大型	〃　小型

２．２．３　円周アレイ型トランスデューサによる音場

円周アレイ型トランスデューサによる音場をより詳しくシミュレーションすると共に、素子数：３２、基本周波数：２.５ＭＨｚ、半径：１２ｍｍのトランスデューサを試作（図２．６）し、水中および鋼中での指向性を測定した。指向性の測定は図２．７に示した音場測定装置を用いて行った。アレイ型トランスデューサ用送信装置は式(２－２）で与えられる遅延時間で各素子を駆動するために製作したもので、３２チャンネルのディジタル遅延回路群、ドライバ群およびコントローラより構成されている。水中では、同図（ａ）のように、被測定用のトランスデューサは治具に取り付け、トランスデューサの方向（θ）は手動にて変更できる。トランスデューサの真正面に、トランスデューサから放射された超音波を受信するためのハイドロホンを設置、固定した。トランスデューサの方向θを変化させて、ハイドロホン出力を観測した。ハイドロホン出力は増幅の後、ピーク値が検出され、方向データと共にＧＰＩＢを通してミニコンへ送られる。鋼中では同図（ｂ）のように、鋼製ディスクを用いて測定した。ミニコンでは全データを集め、様式を整えてグラフとして出力する。結果を図２．８、図２．９に示す。前項のシミュレーションでは各素子を点として扱ったが、ここでの計算値は各素子の寸法を試作品の寸法に合わせて計算した結果である。これによると、水中、鋼中ともに、焦点の方向が正面（$\theta_f = 0°$）に近いときには、超音波ビームは所望の方向に送信されていることがわかった。しかし、焦点位置が正面からずれるに従って、特に水中で、指向性が悪くなっている。これは、主に、素子－焦点間の伝搬減衰差の発生と、素子の幅がゼロでなく有限であるためと思われる。これに関して、シミュレーションで素子の大きさの効果を評価した。結果を図２．１０に示す。図は$y-z$平面での音の強さを強いほど明るくなるように濃淡で示している。上部がトランスデューサの送信側である。これによると、素子の幅を小さくするに従って輝度の高い部分のコントラストが高く、また、目的とする方向以外への放射強度が小さくなるということができる。偏向角２０°では１素子の幅は１ｍｍが要求される。しかし、非常に小さな幅の素子を作るのはコストが上昇する。さらに、素子を小さくすると送受信面積が減るので感度が下がる。したがって、素子の大きさは、コストと要求仕様、超音波ビームの質と感度の、それぞれの妥協によって決めることになる。

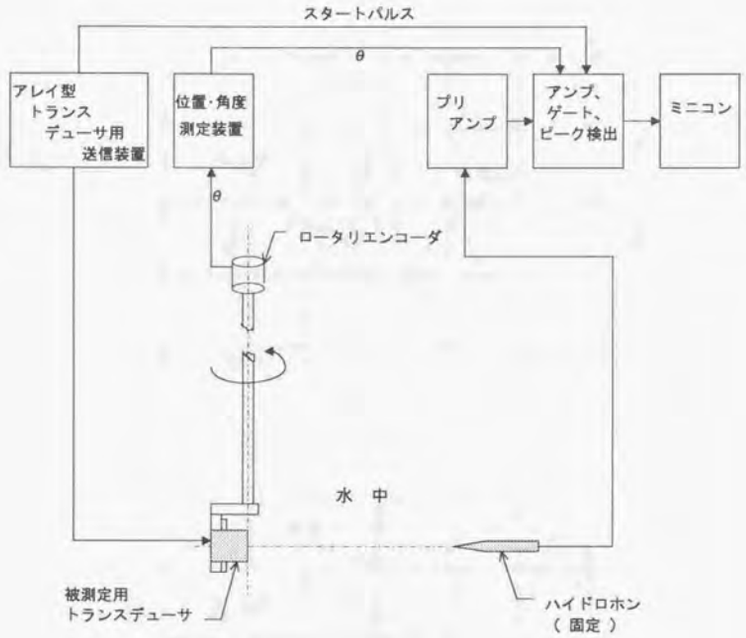
（a）



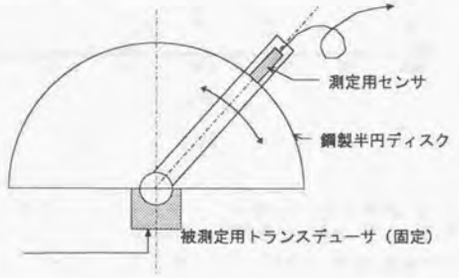
（b）

図２．６　試作したトランスデューサの外観（a）と構造（b）

（開口径：２４mm、素子数：３２）

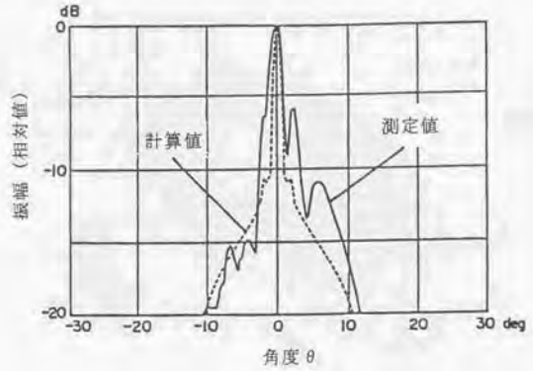


（a）水中の音場測定

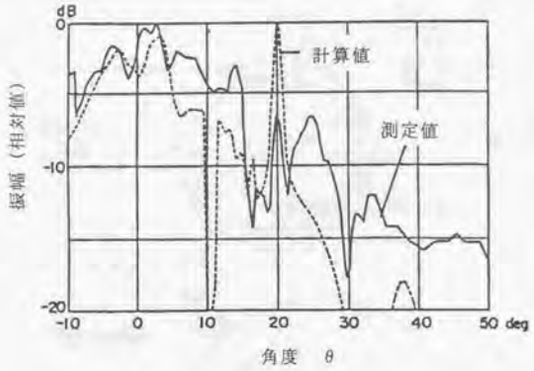


（b）鋼中の音場測定

図２．７　音場測定装置



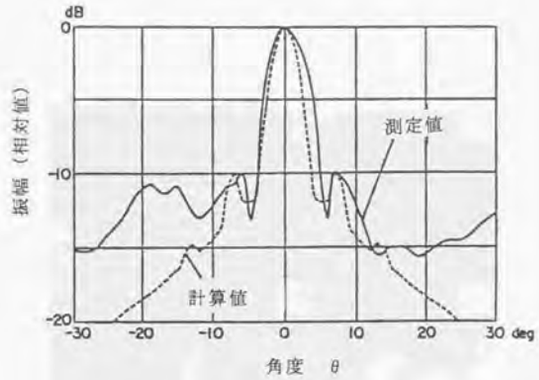
(a)



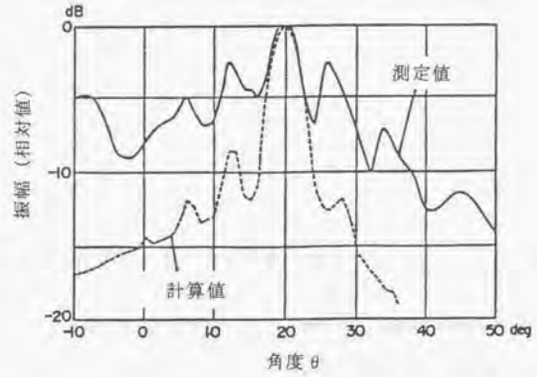
(b)

図２．８ 試作円周アレイ型トランスデューサの指向特性（水中）
（実測値と計算値）
（ａ）l_f = 150mm, ϕ=0°, θ=0°、（ｂ）l_f = 150mm, ϕ=0°, θ=20°

トランスデューサの外形：２４mmφ、
〃　　素子数：３２、
〃　　中心周波数：2.5MHz
（水中音速を１，５００m/sとして波長＝０．６mm）
計算値は、トランスデューサの素子が微小であるとして計算している。



(a)



(b)

図２．９ 試作円周アレイ型トランスデューサの指向特性（鋼中）
（ａ）l_f = 150mm, ϕ=0°, θ=0°、（ｂ）l_f = 150mm, ϕ=0°, θ=20°
（l_f, ϕ, θ：図2.1による）
トランスデューサの外形：２４mmφ，素子数：３２，
〃　　中心周波数：2.5MHz
（鋼中音速を６，０００m/sとして波長＝２．４mm）
計算値は、トランスデューサの素子寸法を実寸に合わせて計算したものである。

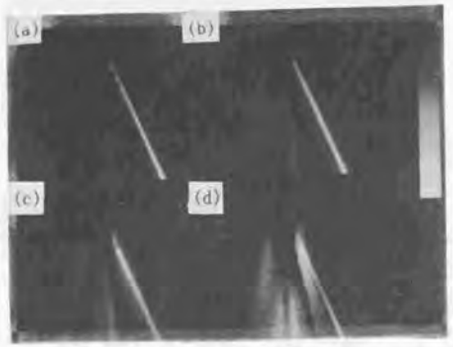


図２．１０　トランスデューサの素子の大きさと音場（水中）
（シミュレーション結果）
l_f＝90mm, ϕ=0°, θ=20°　（l_f, ϕ, θ：図 2.1 による）
（ａ）d＝0.5mm　（ｂ）d＝1.0mm　（ｃ）d＝1.5mm　（ｄ）d＝2.5mm
シミュレーションでは各素子は直径ｄの円形であるとした。

各図の上部がトランスデューサ（送信）側、
音の強さが大きいほど明るくなるように表示している。
トランスデューサの外形：２４mmφ，素子数：３２，
〃　　中心周波数：2.5MHz
（水中音速を１，５００m／sとして波長＝０．６mm）

２．３　イメージング情報の取得

本節では、前節の円周アレイ型トランスデューサを用いたイメージング情報の取得方法について検討し、その基本となる２次元イメージング実験により３次元イメージングの可能性について述べる。

２．３．１　２次元走査方式

３次元データを得るために、超音波ビームを２次元的に走査する方法はいろいろ考えられる。円周アレイでは、中心軸（ｚ軸）に対して回転対称であるという構造上、１つの断面を得る１次元のセクタスキャンをｚ軸を中心に回転させることで、２次元走査ができる。その様子を図２．１１に示す。

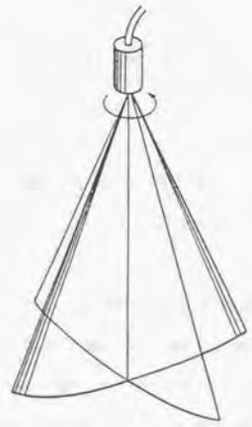


図２．１１　２次元走査方法

これにより、どの断面でも指向性が均一となる。すなわち、走査のための遅延時間は、式（2－2）のτ_iをθ、ϕのすべての範囲にわたって算出しておく必要は無く、$\phi=0$として、θに対してのみ決めておくだけで良い。すなわち、

$$l_i=\sqrt{l_f^{\,2}+a^2-2l_f a\sin\theta_f\cos\left\{\frac{2\pi(i-1)}{N}\right\}} \qquad (2-29)$$

は、一断面走査のためのデータだけを持てばよい。従って、走査回路は図２．１２のようにシンプルな構成とすることができる。この構成では、一断面毎に対応する素子をシフトして行くことにより、順次、断面が回転していく。すなわち、送信に先立ってＲＯＭ（Read only memory）からカウンタに遅延時間データをプリセット、送信開始のタイミングでカウンタにクロックパルスを送り、プリセット量だけカウント後、パルスを出力、それによりパルサにトリガを与え、素子を駆動する。カウンタへのプリセット値はθと共に変化させると、一断面終了する。一断面毎にプリセットするカウンタを１つづつずらせて、θの変化を繰り返すと扇状の走査面が、$2\pi/N$づつ回転することになる。回転の変化量は$2\pi/N$であるが、ＲＯＭ容量を増やして扇状走査面をn枚設けると$2\pi/nN$の単位にすることができる。

内外の素子数の異なる２重の円周アレイ[21]では、このような簡単な走査方法が適用できない。

上のような走査方式では、図２．１３のように中心部が密で、周辺に行くに従って、疎らな計測になるが、これは、全体を粗く見つつ、中心部で詳細を検査するような検査に都合が良い。

このような中心線を軸に回転させる走査方法は、軸対称物体の検査にも都合が良い。例えば、熱交換パイプの肉厚部分の探傷への適用が考えられる。すなわち、図２．１４のように、トランスデューサから外向き前方に焦点を形成させ、これを回転させる。この場合、断面方向への走査幅は少ないので、走査回路がより簡単になる。

２．３．２　２次元イメージング実験

前節の走査方式でベースとなるセクタ走査による２次元イメージング実験を水中

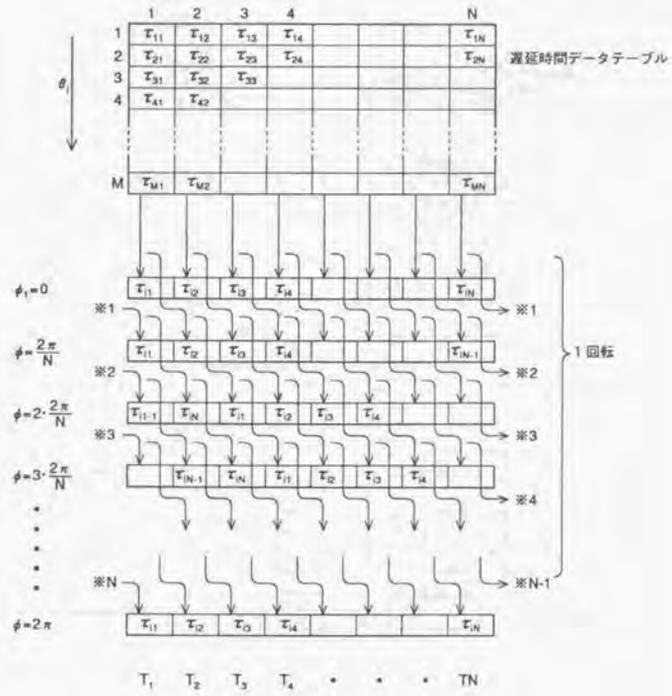


図２．１２　走査回路

（ａ）走査回路

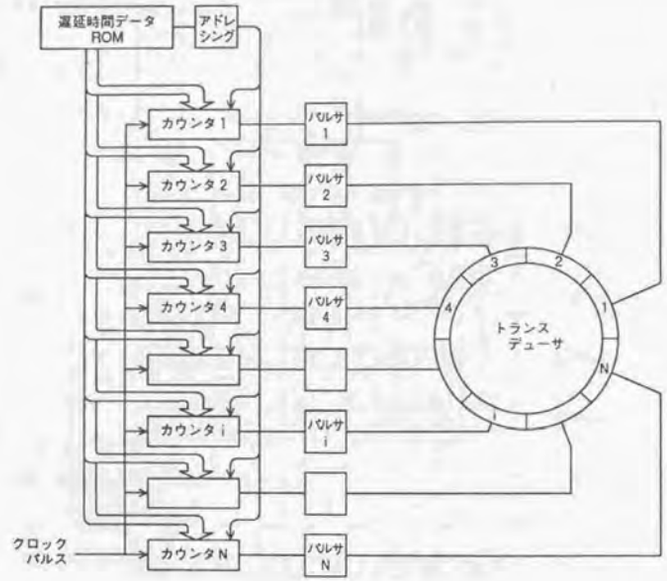


図２．１２　走査回路

（ｂ）遅延時間データの設定方法

（回転の単位角（２π／Ｎ）毎にシフトさせる）

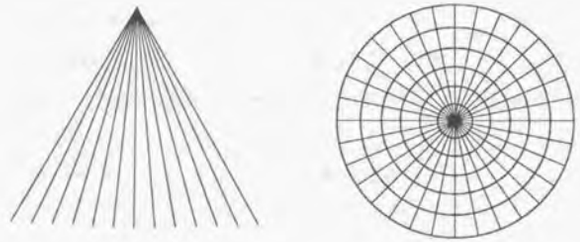


図２．１３　走査線

(a) θ方向　　(b) φ方向

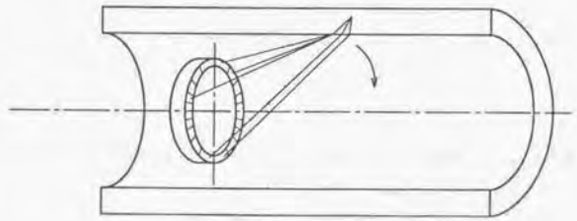


図２．１４ パイプ肉厚部の検査

と鋼中で行った。実験は図２．７に示した送信装置を含んだ図２．１５の装置を製作して行った。 図２．１６はその外観である。図２．１７は水中でのイメージングのために０．１ mm φのステンレス線を１０ mm間隔で配列させたファントムとそのイメージング結果を示す。図２．１８は鋼中でのイメージングのために１ mmφのドリルホールを設けた試験ブロックとイメージング結果を示す。水中では走査範囲が狭い(走査角は約２５°)が、明確なイメージを得ることが出来た。鋼中では約６０° にわたってイメージングできた。

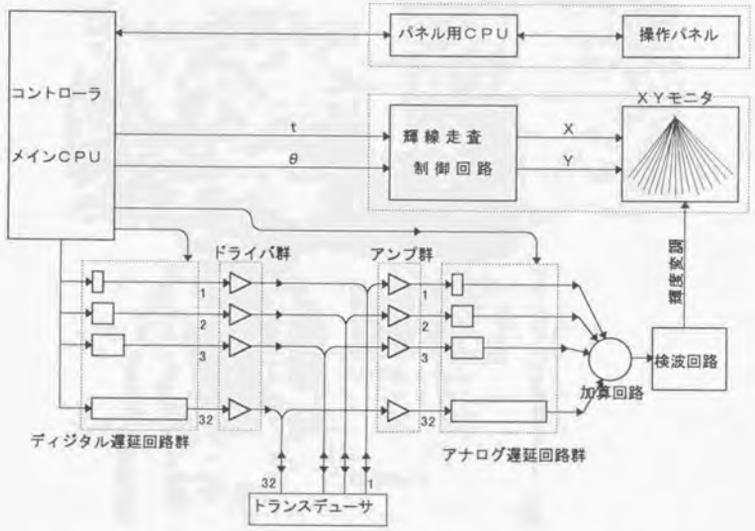
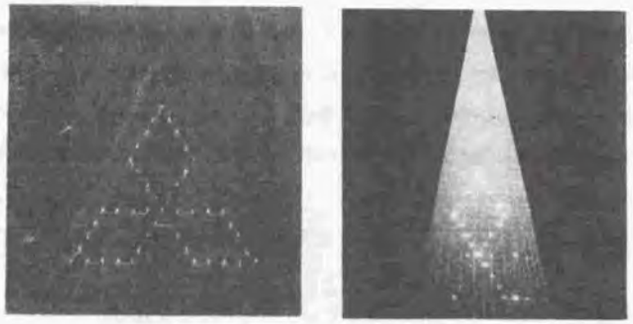


図２．１５　２次元イメージング実験用送受信装置のブロック図

図２．１６　送受信装置の外観

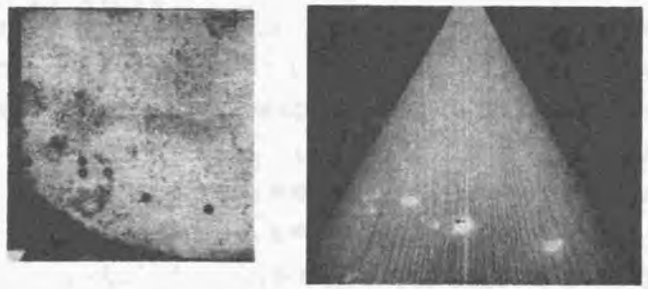


(a)　　(b)

図２．１７　円周アレイ型トランスデューサによる水中イメージング結果

(a) ステンレス線ファントム　：　紙面に垂直な方向に、０．１mmφのステンレス線を１０mm間隔で張ってある。

(b)　(a)のイメージング結果　：　水中の音速：1，５００m／s、トランスデューサの中心周波数：２．５MHz（波長：０．６mm）



(a)　　(b)

図２．１８　円周アレイ型トランスデューサによる鋼中イメージング結果

(a)　鋼製試験ブロック　：　厚さ５０mmの鋼片に、１mmφのドリルホールを設けてある。

(b)　(a)のイメージング結果：　鋼中音速：６，０００m／s、トランスデューサの中心周波数：２．５MHz（波長：２．４mm）

2.4 カラーCRTを用いた超音波イメージの表示方式

第2.1節で述べたように、得られた3次元超音波エコー情報から人間が特徴抽出をし、判断を行うために、人間にエコーの発生点の座標(x, y, z)およびエコー強度(I)という4つのパラメータに対するデータを提供することが課題である。

現在、表示装置としてコンピュータとの親和性、価格等からCRTを用いたカラーTVモニタが広く使われている。そこで、これらのエコーデータをカラーTVモニタ上に表示するには、どのようにするのが適切であるかを検討し、新しい表示法を提案する[24]。

2.4.1 表示法の原理

カラーTVモニタでは、モニタ面上の座標(x, y)と色相（色合い）、彩度（鮮やかさ）および明度（明るさ）という5つのパラメータがあるので、次元数としてはこれらのうち4つを超音波エコーのx，y，z，Iに対応させることができる。色相、彩度、明度のうち、彩度は色相をわかりにくくするので彩度は最大に固定し、変化させるのは色相と明度に限定する。彩度を最低にした無彩色は色相と関係なくなるので、別の情報例えばテキストデータの表示に使える。超音波エコー発生点(x, y, z)のうち(x, y)をモニタ面上の座標(X, Y)に対応づけるのは異論無いものと考え、トランスデューサからエコー発生点までの距離zおよびその点でのエコー強度Iを、色相と明度に対応付ける。この対応付けには、

（A）距離z←→明度、エコー強度I←→色相

（B）距離z←→色相、エコー強度I←→明度

という二通りがある。

（A）の方法に関して考える。この方法は、従来、3次元データの表示法において用いられている方法である。 3次元位置データ(x, y, z)を表示する距離画像においては、zを明度（濃淡）で表している。しかし、明度に対する知覚は絶対性が薄いので、同一画面内の隣接した点間の明度比較はできるが、離れた点の明度を比較することは難しい。また、人間は色によって遠近感を知覚する特性があるが、無彩色での明

度によって奥行を知覚する効果は認められていない[25]。このように、明度によって距離比較することは人間の知覚として困難である。

次に（B）の方法について考える。人間にとって色相は明度よりも絶対的感覚があり，同一画面内での客観性がある。また、人間は色相に対して遠近感を持っている。この人間が色に対して感じる現象は、例えば、我々から等距離にあっても、黄色のものは青色のものより近く感じる現象[25]で、実際より近くに感じる色は進出色、遠くに見える色は後退色と呼ばれていて、以前より研究されている。それは、完全には解明できていないが、現象としてはほぼ認知されていて、感覚的には服飾デザインなどで使われている[26]。

以上の（A）（B）両方式の比較により、（B）方式、すなわち、距離zに色相を、エコー強度Iに明度を対応させる方式を採用した。これは従来行われていない。

さて、（B）方式の実現は以下のように行う。進出色の波長は長く、後退色の波長は短いと言う事実から、深さ表現のパラメータとして波長λを用いる。実験によると、奥行き（目から物体までの見かけの距離）zと波長λとの関係は個人差があり、また、完全にはリニアではない[25]が、簡便のために、

$$z = -k\lambda + z_0 \qquad (2-30)$$

と近似する。ここで、

$k = (z_{max} - z_{min}) / (\lambda_{z\,min} - \lambda_{z\,max})$

$z_0 = (z_{max}\lambda_{z\,min} - z_{min}\lambda_{z\,max}) / (\lambda_{z\,min} - \lambda_{z\,max})$

$z_{min} \sim z_{max}$：表示する奥行き（トランスデューサから物体までの距離）の範囲、

$\lambda_{z\,min} \sim \lambda_{z\,max}$：対応させる波長の範囲（$z_{min}$に$\lambda_{z\,min}$を、$z_{max}$に$\lambda_{z\,max}$を対応させている）

である。

奥行きzより、

$$\lambda = (z_0 - z)/k \qquad (2-31)$$

として表示する色の波長λを決定する。波長λの色F_λは、３原色R，G，Bの混合で実現される[27]。その等色は次式で表される。

$$F_\lambda = K\left(r_\lambda R + g_\lambda G + b_\lambda B\right) \qquad (2-32)$$

$r_\lambda, g_\lambda, b_\lambda$は$\lambda$によって決まり、その値は、ＣＩＥ（Commission Inter-nationale de l'Eclairage ：国際照明委員会）で決められている[27]。この等色では負の混合が必要となる場合があるが、ＣＲＴ上に表示するには不都合なので、カラーＴＶのマトリックス回路で使われている手法を用いて補正する[28]。その$r_\lambda, g_\lambda, b_\lambda$を$\dot{r}_\lambda, \dot{g}_\lambda, \dot{b}_\lambda$とすると、

$$F_\lambda = K\left(\dot{r}_\lambda R + \dot{g}_\lambda G + \dot{b}_\lambda B\right) \qquad (2-33)$$

ここで、値Ｋはカラーｃｒｔの特性に依存する輝度に関係する値である。実際に使う色のＲＧＢ値は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} = \alpha K \begin{bmatrix} \dot{r}_\lambda \\ \dot{g}_\lambda \\ \dot{b}_\lambda \end{bmatrix} \qquad (2-34)$$

ここで、$\alpha = I / I_{max}$ (2－35)

Iは対象物から反射された超音波の強さ、

I_{max}はIのうち最大のもの

である。

図２．１９（５３ページ）はこの方式を用いた色テストチャートである。

２．４．２　表示装置

以上の表示を実現するために、リアルタイムで時系列信号をＣＲＴ上へ座標を決めて色表示する装置、すなわち信号画像変換プロセッサを開発した[29]。

信号画像変換プロセッサのハードウェア構成は図２．２０に示すように、ランダムアクセスメモリ（ＲＡＭ）から成るルックアップテーブルを中心に構成された信号画

像変換処理部、ルックアップテーブルの内容を変更するパラメータ演算部、外部から信号画像変換プロセッサの動作を制御するためのシステムインタフェース部、およびカラーＴＶモニタからなっている。信号画像変換処理部の仕様を表２．２に、装置の外観を図２．２１に示す。

表２．２　　信号画像変換処理部の仕様

項目		仕様
入力	信号	ＡＤＣサンプリング周波数２５ＭＨｚ、８ビット
	条件データ	(a)８ビット　(b)６ビット
処理	座標変換速度	３２０ｎｓ／画素
	座標変換テーブル	４画面分
	画像メモリ	（５１２×５１２×８ビット）×２画面 （５１２×５１２×１ビット）×２画面
出力	ディジタル	８ビット／画素、ビデオレート
	アナログ	ＲＧＢ（２５６階調）、ビデオレート

信号画像変換処理部はアナログ・ディジタル変換部（ＡＤＣ）、バッファメモリ、時系列データを画像データに変換する座標変換部、データ内容によりＲ，Ｇ，Ｂの配分を行う濃度変換部、画像メモリ、ディジタル・アナログ変換部（ＤＡＣ）より構成される。外部センサよりトリガパルスに同期した時系列信号と条件データ（例えば、位置データ）が入力され、パイプライン演算を併用したパラレル演算処理により、座標変換、濃度変換、画像メモリへの書き込みが行われる。画像メモリの内容は、書き込みとは独立して、常時ビデオレートで読み出され、カラーＴＶモニタに表示される。

なお、信号画像変換プロセッサは、センシングにおいて対象へセンシング媒体を照射する条件を順次走査して情報量を増やし、それを人間が理解しやすい形で提示する手段として開発したもので、座標変換、濃度変換は、外部のパソコンからシステムインタフェイス部を通してＲＡＭに書き込むデータにより、任意な変換ができるので、用途に限定されず機能させることができる。

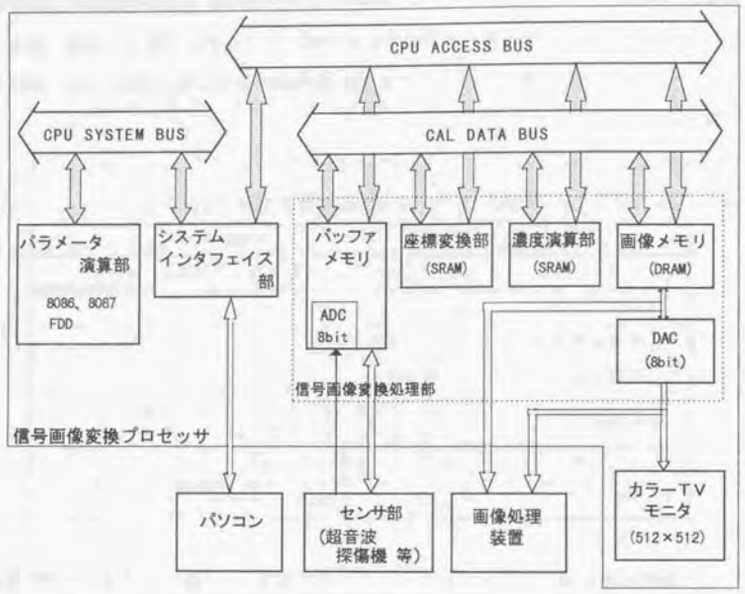


図２．２０　信号画像変換プロセッサのハードウェア構成

カラーTVモニタ

演算部

外部メモリ
（ＦＤＤ）

電源

送受信装置　　信号画像変換プロセッサ

図２．２１　信号画像変換プロセッサの外観

２．４．３　実験

円周アレイ型トランスデューサと送受信機とを組み合わせて、水中でのイメージング実験を行った。図２．２２（ａ）のようなスポンジに水を含ませて水槽の底にやや傾けて置き、真上にトランスデューサを設置した。同図（ｂ）はその結果をＣＲＴに表示させたものである。その結果、相対距離の表示でありかつ精度は劣るが、感覚的には遠近が表され、物体形状を知覚することができると考える。

円周アレイ型トランスデューサ、送受信機、リアルタイムで時系列信号をカラー画像に変換する装置を組み合わせ、超音波ビーム走査での送信繰り返し周波数を２ｋＨｚ、方位方向走査線６４本、周方向走査３２とすれば、約１sec で情報収集、表示を行うことができ、リアルタイムイメージングが可能となる。

２．５　結論

本章では、円周アレイ型トランスデューサを用いた新しい３次元超音波イメージング方式について述べた。本研究における超音波センシングシステムの高度化という観点でのポイントは、前述のように、

①少ない素子数、良好な指向性の２次元（円周）アレイセンサ

②センサの幾何学的構造を生かした単純な回路での超音波ビームの２次元走査法

③取得した３．５次元データ（２次元位置での最も近いエコー点までの距離とエコー強さ）の表示法

である。

①に関しては、円周アレイ型トランスデューサを提案し、シミュレーションにより円周アレイ型トランスデューサは従来より研究されているマトリックスアレイ型トランスデューサより空間での走査特性が均一であることがわかった。試作した円周アレイ型トランスデューサを用いた実験の結果、２次元イメージングは可能であることがわかった。円周アレイ型トランスデューサの走査特性に関して、実験とシミュレーションにより、焦点の方向が正面方向に近い場合には、超音波ビームは良好に

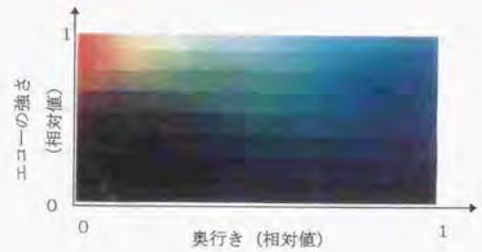


図２．１９　奥行きと強さの表現のテストチャート

（ａ）　　（ｂ）

図２．２２　イメージング実験結果

(a) スポンジファントム　　(b)　(a)の３．５次元表示結果

形成されることがわかった。しかし、焦点の方向が正面方向からずれるに従って、焦点化の特性が悪くなるが、これは各素子の幅に原因することがわかった。シミュレーションによって、要求する偏向角に対して必要な素子の大きさが評価できる。

②に関しては、円周アレイの幾何学的特長を生かした走査方法と走査回路を提案した。本方式は軸対称のものの検査に特に有効であり、工業的に広い応用が考えられる。

③に関しては、エコー源の位置とエコーの強さをカラーＴＶモニタに表示するために、位置(x, y, z)をモニタ面上の X, Y および色相に、エコー強さ（I）を明度に対応させた新しい表示法を提案した。この表示法はマンマシンインタフェースの役割と共に、超音波エコーデータ(x, y, z, I)の記録の役割を持つ。

これらを統合して、オフラインで評価を行ったが、リアルタイムで時系列信号を画像に変換するプロセッサと組み合わせることにより、素子数の多いマトリクスアレイ型トランスデューサを用るよりも小さい規模で、リアルタイム超音波３次元イメージングシステムを達成できる見込みを得た。

今後、対称性を生かした走査方法の多方面への活用が期待される。また、表示法に関しては、方式を提案し一例で確認した段階であるので、さらにいろいろなデータについて検討を重ね、有効性の検証が必要である。

参考文献

(1) 丹羽登：「超音波計測」、昭晃堂 (1982)

(2) 近藤、大橋、実森：「計測・センサにおけるディジタル信号処理」、第６章、昭晃堂 (1993)

(3) K.Uchida, S.Nagai, H.Kashiwaya and M.Arii : Availability study of a Phased Array Ultrasonic Technique, Nuclear Engineering and Design Vol.81 pp.309-314 ,North-Holland (1984)

(4) M.Ide:Recent Advances in Medical Ultrasonic Engineering, Japanese Journal of Applied Physics, Vol.26, Supplement 26-1, pp.14-18 (1987)

(5) 田村，阿部，遠藤，赤塚：Walsh 関数変調波による高速走査を用いた超音波ホログラフィ撮像方式，計測自動制御学会論文集，Vol.24，No.3，pp.213-219 (1988)

(6) 寺本、山崎：逆問題解法を導入した円環型ホログラフィックソーナ，計測自動制御学会論文集，Vol.24，No.7，pp.655-661 (1988)

(7) 田村，伊藤，青地，赤塚，石原，青木：Walsh 関数変調波を用いた３次元音響ホログラフィ撮像――送信波の直交性を改善する繰返し送信方式――，計測自動制御学会論文集，Vol.30，No.11，pp.1271-1279 (1994)

(8) 田村，石原，伊藤，石井，久本，湯浅：Walsh 関数変調波を用いた３次元音響ホログラフィ撮像――水中３次元撮像システムの開発――，計測自動制御学会論文集，Vol.31，No.7，pp.824-833 (1995)

(9) 尾崎、炭谷：合成開口法を用いた物体断面超音波映像化方法、日本原子力学会誌、Vol.31、No.8、pp.936-947 (1989)

(10) T.Kojima : Matrix Array Transducer and Flexible Matrix Array Transducer, Proceedings of the 1988 IEEE Ultrasonics Symposium, pp.649-654 (1988)

(11) A.Shaulov, B.M.Singer, W.A.Smith and D.Dorman : Biplane Phased Array for Ultrasonic Medical Imaging, Proceedings of the 1988 IEEE Ultrasonics Symposium, pp.635-638 (1988)

(12) J.Jgiesey, D.W.Fitting and P.L.Carson : Directivity and Sensitivity with Phase-Insensitive Arrays used for Ultarsonic Measurements of Tissue Characteristics, Proceedings of the 1986 IEEE Ultrasonics Symposium, pp.663-667 (1986)

(13) D.H.Turnbull and F.S.Foster : Theoretical Steered Beam Profiles from a Two-Dimensional Transducer Array, Proceedings of the 1989 IEEE Ultrasonics Symposium, pp.699-704 (1989)

(14) D.H.Turnbull and F.S.Foster : Simulation of B-Scan Images from Two-Dimensional Transducer Arrays, Proceedings of the 1990 IEEE Ultrasonics Symposium, pp.769-773 (1990)

(15) H.Turnbull and F.S.Foster : Fabrication and Characterization of Transducer Elements in Two-Dimensional Transducer Array for Medical Ultrasound Imaging, Proceedings of the 1991 IEEE Ultrasonics Symposium, pp.629-632 (1991)

(16) S.Kuroda, A.Jitsumori and T.Inari : Ultrasonic imaging system for robots using an electronic scanning method, Robotica, Vol.2, pp.47-53 (1984)

(17) T.Maekawa, A.Jitsumori and T.Inari : Two-Dimensional Ultrasonic Scanning Method Using a Circular-Array Transducer, Japanese Journal of Applied Physics, Vol.25, Supplement 25-1,pp.85-87 (1986)

(18) 実森、前川、安藤：円周アレイトランスデューサによる超音波検査のための３次元イメージング、電気学会論文誌Ｅ、Vol.116-E, No.7, pp.289-296 (1996)

(19) 伊東、井上、山本：生体組織の濃淡画像による高速３次元表示システム、電子通信学会論文集、Vol.J66-D、No.9、pp.1031-1038 (1983)

(20) 浅田、英保、桑原、小坂田、河合、石井、篠山：超音波左心室断層像からの心筋立体構成、電子通信学会論文集、Vol.J68-D、No.4、pp.973-980 (1985)

(21) H.P.Schwarz : Development of a Divided Array for Three-Dimensional Beam Steering in Ultrasonic Nondestructive Testing, Materials Evaluation, 45, August, pp.951-957 (1987)

(22) 鳥飼 ：環状音源による音場、電子通信学会超音波研究会資料、US72-73 (1973)

(23) A.Papoulis : Systems and Transforms with Applications in Optics, McGrow-Hill (1968)

(24) T.Maekawa and A.Jitsumori : Two-Dimensional Imaging Using a Circular-Array Transducer, Proceedings of the 25th SICE Annual Conference, pp.811-814 (1986)

(25) 日本色彩学会編：「新編色彩科学ハンドブック」、p.404、東京大学出版会 (1980)

(26) 蓼沼：紳士服の色彩設計、人間工学、Vol.24、No.2、pp.89-92 (1988)

(27) 日本色彩学会編：「新編色彩科学ハンドブック」、pp.87-91、東京大学出版会 (1980)

(28) 日本色彩学会編：「新編色彩科学ハンドブック」、pp.955-956、東京大学出版会 (1980)

(29) 井上、前川、実森：信号画像変換プロセッサの開発、第１回産業における画像

センシング技術シンポジウム予稿集、pp.215-220　(1986)
(30) 竹内：等方性２次元アレイの試作と性能評価、信学技報 US93-63　(1993)

第３章　リニアアレイ型トランスデューサによるラム波超音波探傷システム

３．１　薄板探傷の現状と問題点

薄い板、細い棒などの断面形状が均一な物体では、表面と裏面を境界として長手方向に伝搬する波が存在する。特に薄板に沿って伝搬する波はラム波（Lamb 波、板波）と呼ばれている。超音波探傷分野に特化すると日本では板波と呼ばれているが、一般用語としては解りにくいので、本論文では「ラム波」を用いる。ラム波によると、１点に設置したセンサにより１次元領域の検査ができるため、１次元走査により２次元全面の検査が可能になり、鋼板やパイプなどの薄物の探傷に広く使われている。

ラム波は普通の縦波や横波と異って、周波数により速度が変わるという速度分散特性がある。さらに、ラム波にはいろいろなモードが存在し、各モードでの伝搬特性は周波数、音速（バルク波としての縦波、横波の音速．ポアソン比で決まる．）、板厚に依存している。従って、被検材に合わせて、使用するモードと周波数を選定している。あるモードで、ある被検材に対して効率が最大になるようにしても、被検材の厚さや材質が変化すると探傷感度が変化する。従って、ラム波を用いた探傷においては、条件の変化に従って感度が最大となるように、常に調節が必要である。

反面、このような複雑さは条件を変えることによりいろいろな情報が得られることを意味している。しかし、非常に複雑な中、最も低次のS_0モードは、板厚１mm程度以下の鋼板では１～２MHzで速度分散が小さく安定しているため、実用上の技術課題が少なく、早くよりオンライン装置に導入、実用化され、高性能化がはかられてきており、製鉄における薄板圧延ラインでは不可欠の検査装置となっている。

ラム波については、既に理論解析され、次のような基本的特性が知られている[1]。

（1） 多くの振動モードが存在し、それは、周波数ｆと板厚ｄの積（ｆｄ積）により変化する。

（2） 振動モードは２種類に分類できる。すなわち、対称モード（S_0, S_1, S_2・・・）と非対称モード（A_0, A_1, A_2・・）に分類できる。S_0, A_0の振動モードの概念図を図３．１に示す[2]。対称モードでは板の厚み中心面上で垂直方向の粒子変位が０、非対称モードでは板の厚み中心面上で進行方向の粒子変位が０である。

（3） ラム波の位相速度はモードにより異なる。すなわち、位相速度は速度分散特性を持つ。それは、ｆｄ積に依存し、図３．２のような特性を持つ。

（4） 群速度が存在し、それもｆｄ積に依存する。群速度のｆｄ積特性を図３．３に示す。

（5） 欠陥や端面で反射が起こるが、その際モード変換が生じる場合がある。

このように、ラム波は表裏面という境界が与えられたことによって非常に複雑な特性を示す。このため、実用としては主に単純に扱うことのできるS_0モードが使われている。他のモードに対しても速度分散が小さいｆｄ積の領域を探し、多様なラム波の特性のうち使いやすい一部を活用し、分解能を上げる開発[2]がされている。

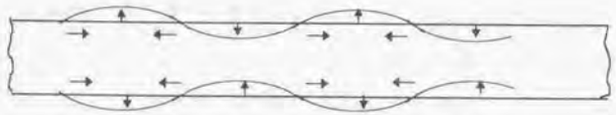
その一方で、高次モードの欠陥に対する特性はあまり研究されていない。ラム波を用いた探傷における複雑な振る舞いについては、特に欠陥の位置との関係については、１９７３年に尾上らによって問題点が指摘されている[4]~[8]。すなわち、

（1） 欠陥で反射するときに、入射波とは異なった多数のモードが発生する[6]。モードによっては欠陥の検出感度が異なる場合と、モードによってあまり変わらない場合があるが、明らかな分類はされていない。この現象は、モードの変位分布と欠陥の板厚方向の位置関係に関係がありそうである[6]。

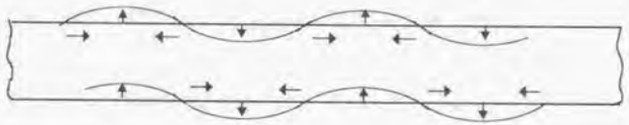
端面での反射でも、モード変換が起こり、入射したモード以外のモードが反射してくる。それは端面の形状によって変化する。[4][5]

（3） 同一深さのラミネーション欠陥に対する同一モードでの反射率は、ｆｄ積に著しく依存すると共に、その深さにも依存する。[7]

（4） 同じ探傷モードで探傷しても、欠陥位置により検出感度が異なっている[8]。



（ａ）S_0モード



（ｂ）A_0モード

図３．１　振動モード[8]

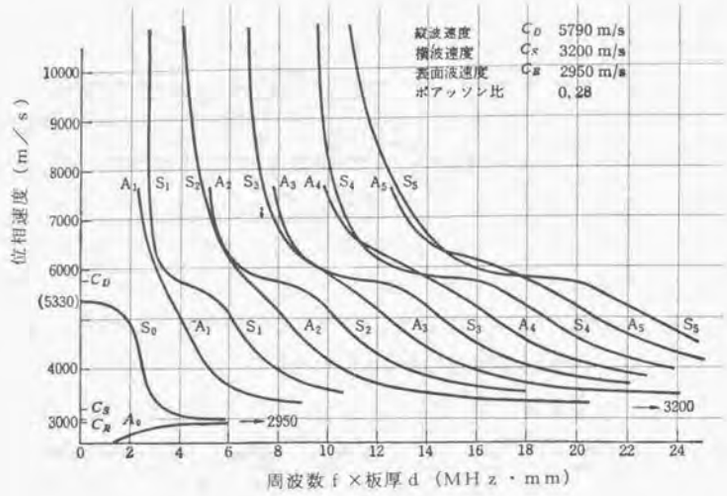


図３．２　位相速度のｆｄ積依存特性（鋼板）[9]

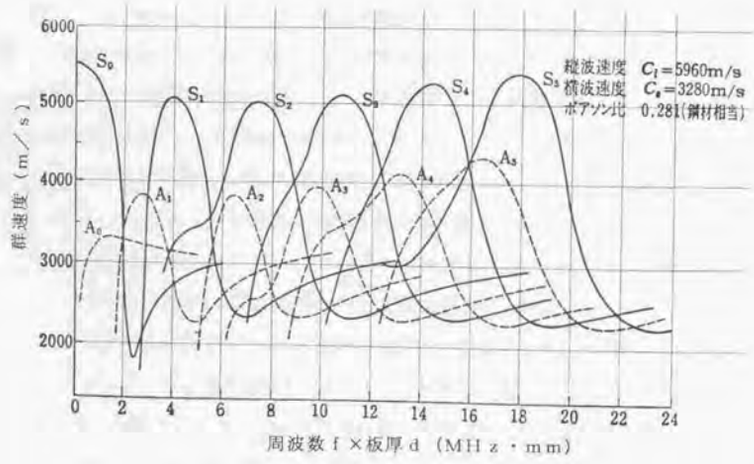


図３．３　群速度のｆｄ積依存特性（鋼板）[9]

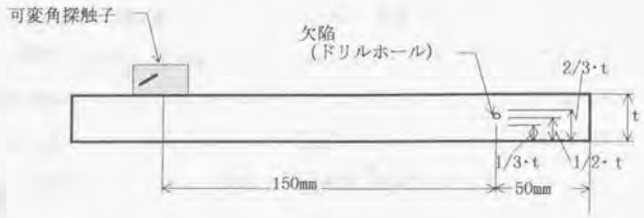
図３．４（ａ）に示した実験により、同図（ｂ）のような結果が得られている[8]。この実験では、３種類の鋼板にドリルホールを板厚方向位置を変えて設け、その中にアルミナ等を充填し欠陥を模擬し、ラム波によるエコー強度を測定している。例えば、厚さ２．３ｍｍの板の場合、A_1モードでは板の厚み方向中心にある欠陥の方が表面に近い欠陥よりもエコーが大きく、S_2モードでは中心の欠陥より表面に近い欠陥の方がエコーが大きい、という結果が得られている。

このように、欠陥に対するエコー強さがモードによって異なり、また、欠陥形状によって反射時にいろいろなモードへの変換が起こるため、単一のモードのみで欠陥の評価を行うのは好ましくないと指摘され、複数のモードを用いて探傷した方が良いとの示唆がされて以来、その現象の複雑さ故に、特に注目すべき研究はされていない。

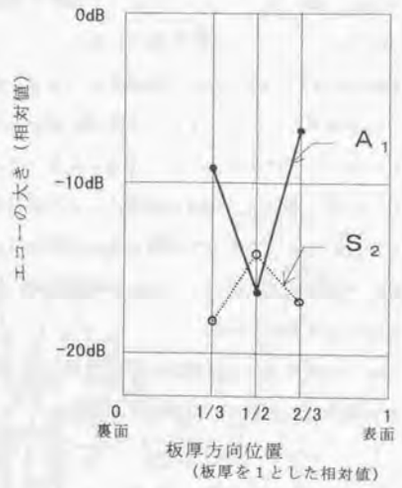
現時点で、この点を考えると、解析面では、コンピュータの性能が格段に進歩したことによる数値解析が行われるようになり、今後の展開が期待される。

実測面では、従来よりラム波の発生・検出には、機械的に入射角を変更する可変角探触子が用いられていて、感度調節やモードの変更には時間がかかるため、同一欠陥に対して複数のモードのラム波を次々に送信したり、送信したモードと異なるモードのラム波を受信したりすることができない。実際の検査ラインでは可変角探触子と同じ原理によるタイヤ探触子が用いられ、モードの選択と感度の最大化のために角度調整はコンピュータ制御され、かなり高速で行えるようにはなったが、機械式であるため限界があり、リアルタイムでは不可能である。

このような状況においては、前記ラム波の問題点を解決するには、モードを高速に変更させながら測定できる手段を得ることが一つの課題となる。



(a) 実験方法 (文献(8)図2を一部変更)



(b) モードによるエコーの大きさ (文献(8)図4より一部抜粋)

図3.4 欠陥の厚み方向位置による検出感度の実験結果

板厚：2.3mm　　周波数：2MHz

欠陥：Al_2O_3充填ドリルホール (0.7mmφ×30mm)

3.2 リニアアレイ型トランスデューサによる可変モードラム波の発生・検出

前節で述べた課題の解決のために、従来のラム波の発生・検出の原理を調べた後、リニアアレイ型トランスデューサを用いて板表面を位相速度にあわせて順次駆動する方式を提案し、実験によりその可能性の検討を行う[10]。

3.2.1 従来の発生・検出方式

ラム波の発生法として、次の4つの方法が示されている[1]。

①縦波振動子による駆動

②横波振動子による駆動

③くさびを用いる方法 (Wedge method)

④櫛状振動子による方法 (Comb-structure method)

これらのうち、①②は効率や分解能、モードの選択性などの特性が劣り実用にならない。④は板厚によって櫛の間隔を変えなければならず現実的ではない。③は板厚によってくさびの角度を変える必要があるが、可変角探触子によって変更できるので現在広く実用にされている。可変角探触子の構造を図3．5に示す。入射角θ_iは次式で決められる。

$$\sin\theta_i = \frac{c_i}{c} \qquad (3-1)$$

ここで、c_iはくさび内の縦波の伝搬速度、

cは板内のラム波の位相速度、

である。くさびと板との境界面で、入射波の位相と板内のラム波の位相とが一致している。

角度がθ_iのときにラム波が発生するメカニズムは次のように説明されている[11]。通常、くさび内の音速は被検材の音速とは異なるので、くさび内へ入射された超音波は被検材との境界で屈折する。このとき同時に、縦波の一部は横波に変換される。縦波と横波の屈折角を、それぞれθ_{tl}, θ_{ts}とすると、

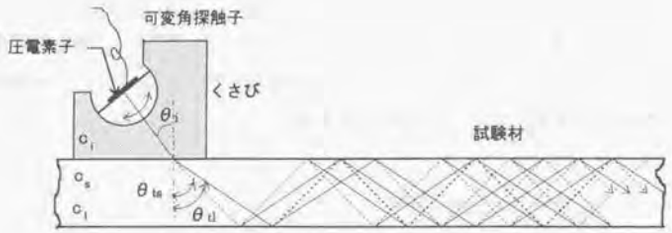


図３．５　従来のラム波の発生方法

（斜角入射された縦波と横波の干渉によるラム波の形成）

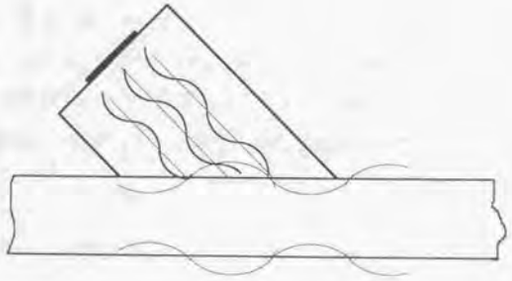


図３．６　従来のラム波の発生方法

（くさびと板表面での位相の一致）

$$\frac{c_s}{\sin\theta_{ts}}=\frac{c_l}{\sin\theta_{tl}}=\frac{c_i}{\sin\theta_i}=c \qquad (3-2)$$

となる。ここで、c_sとc_lは板中の横波と縦波の音速である。式（３－２）より次式を得る。

$$\theta_{tl}=\sin^{-1}\left(\frac{c_l}{c}\right) \qquad (3-3)$$

$$\theta_{ts}=\sin^{-1}\left(\frac{c_s}{c}\right) \qquad (3-4)$$

縦波と横波は板の中をθ_{tl}，θ_{ts}の方向に進み、板の裏側で反射する。この時、縦波と横波の一部は、それぞれ横波と縦波に変換される。反射された縦波と横波は板の中を進み、上面で横波－縦波の変換を伴いながら反射する。入射される超音波は線状ではなく広がりを持っているので、前記の反射が繰り返されながら干渉し合ってラム波が生成される。

以上では、$c_s/c\leq 1$が条件になっており、$c\leq c_s$すなわち位相速度が横波の伝搬速度より小さい場合の説明がつかない。そこで、図３．６のように、くさびと板表面との接触面で、くさび内を伝わってきた超音波の位相を、板中を伝わることのできるラム波の位相と一致させて、板の表面を駆動することによりラム波が発生すると考えた方がわかりやすい。先の櫛形振動子を用いる方式はこの観点に立っている。このように考えると、θ_iを大きくとれば、位相速度の小さいラム波も発生できる。しかし、板との接触面が大きく（長く）なり、安定した使用は困難になる。また、プラスチックのようにラム波の位相速度が小さい材料に対しては、$c_i>c$となるようなくさびが実現できず、ラム波の発生が不可能になる場合もある。

３．２．２　リニアアレイ型トランスデューサによる発生･検出の原理

可変探触子において、くさび内を伝わってきた超音波の位相が板中を伝わることのできるラム波の位相と一致することによりラム波が発生するという観点で考えると、必ずしもくさびを用いた斜角入射によらなくとも、ラム波の位相にあわせて駆動条件を変更できるメカニズムであれば良いことが理解できる。

図３．７のように、リニアアレイ型トランスデューサが被検材の上にセットされた場合を考える。センサを構成するｎ個の素子は Δx の間隔で配列されている。各素子は遅延回路で遅延された電気パルスにより順番に駆動される。第 i 番目の素子が時刻

$$\tau_i = \tau_{i-1} + \Delta\tau \qquad (3-5)$$

ここで、　$i = 2 \sim n$、$\tau_1 = 0$

で駆動されたとすると、発生する波は次のようになる。

$$u_i = u\cos\left[\omega(t-\tau_i) - \frac{\omega}{c}\{x-(i-1)\Delta x\}\right] + u\cos\left[\omega(t-\tau_i) + \frac{\omega}{c}\{x-(i-1)\Delta x\}\right] \qquad (3-6)$$

ここで、$u = \begin{cases} 0 & t < \tau_i \\ \text{定数} & \text{その他} \end{cases}$

である。式（３－６）で前半の項は板の右方向に、後半の項は左方向に伝搬する波を表している。右へ伝搬する波だけを考え、式（３－５）を式（３－６）に代入すると、

$$u_i = u\cos\left[\omega\{t-(i-1)\Delta\tau\} - \frac{\omega}{c}\{x-(i-1)\Delta x\}\right] \qquad (3-7)$$

となる。各素子で発生した波は、合成されて次式の波 U が形成される。

$$U = \sum_{i=1}^{n} u_i \qquad (3-8)$$

この式は、

$$\Delta\tau = \frac{\Delta x}{c} \qquad (3-9)$$

のときに、

$$U = nu\cos\left(\omega t - \frac{\omega}{c}x\right) \qquad (3-10)$$

となる。式（３－１０）より、式（３－９）を満たす位相速度を有するラム波が生成されることがわかる。式（３－１０）では位相速度に対する制約は無い。

板内での横波または縦波の音速を c_t として、$c > c_t$ という条件を付けると、

$$c = \frac{c_t}{\sin\theta} \qquad (3-11)$$

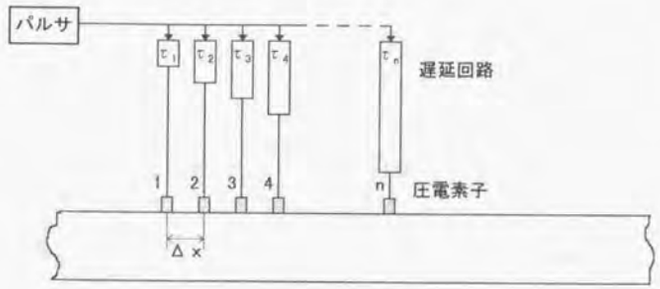


図３．７　リニアアレイ型トランスデューサによる駆動

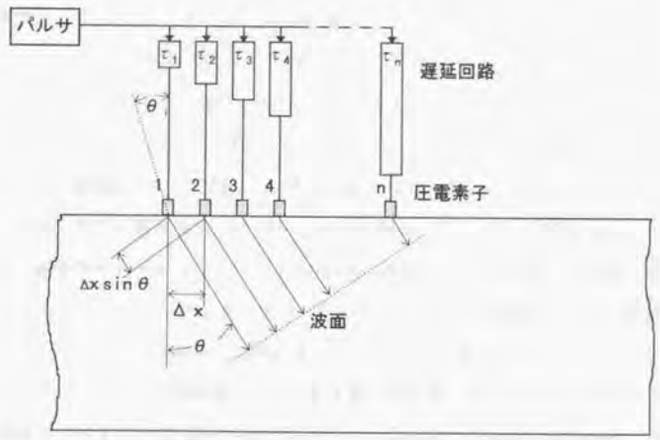


図３．８　リニアアレイ型トランスデューサによる駆動
（従来法との対比）

と書くことができ、これは式（３－２）と同じ形で、θは$\theta_{t,s}$、$\theta_{r,f}$に対応する。式（３－９）に式（３－１１）を代入すると、

$$\Delta\tau = \frac{\Delta x \sin\theta}{c_t} \qquad (3-12)$$

となり、図３．８のように斜角入射の方式に対応させて表すことができる。

３．２．３　実験

図３．９の実験装置により実験を行った。超音波送受信装置は図２．１５および図２．１６に示した装置の設定定数を変更したもので、パルスを遅らすための遅延回路は４ｎｓ単位で電子的に遅延時間を変えることが出来る。リニアアレイ型トランスデューサは中心周波数２．２５ＭＨｚの３２個の矩形（０．４ｍｍ×１０ｍｍ）圧電素子を０.５ｍｍ間隔で並べたものである。実際の製作では、１６ｍｍ×１０ｍｍの平面のトランスデューサを作り、０．５ｍｍ間隔で電極、マッチング材および圧電材部分を切断した。その素子部と組み立てたトランスデューサを図３．１０に示す。実験において、トランスデューサは試料の板にアレイ型トランスデューサの各素子が同じ条件で接触しなければならないので、図３．１１のように、ロボット「ムーブマスター-Ⅱ」を用いて行った。トランスデューサはレーザ式距離センサを組み込んだヘッドに装着されている。距離センサは同時に４点の計測が可能で、板までの距離と板の傾斜を計測する。この情報にもとづいて、トランスデューサを板と垂直に接近、接触させる。接触圧力はヘッド内のバネによって加えている。これらの制御は、ロボットコントローラに接続したパソコン「Ｍｕｌｔｉ－１６」で行っている。超音波トランスデューサと板の間の超音波伝搬媒質としては機械油を使用した。試料は端面から２００ｍｍの位置に人工欠陥を設けた長さ７００mm、幅３００mmの圧延鋼板である。人工欠陥は直径６ｍｍのドリルホールである。板の厚さは、０.３ｍｍ、０.５ｍｍ、１.０ｍｍ、２.３ｍｍ、４.２ｍｍの５種類である。

式（3-5）で示した時間$\Delta\tau$を次々変えて走査する。これは、式（3-9）より位相速度cを走査することを意味する。また、従来の方式に対応させた表現で言えば、式（３－１２）のθを走査することになる。このような走査によって、欠陥からのエコ

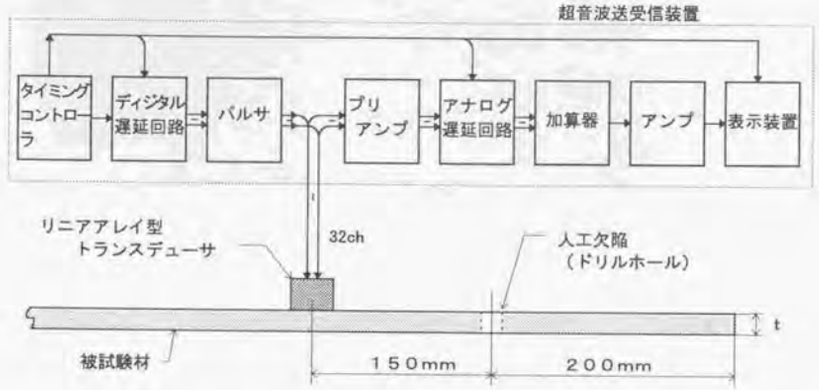


図３．９　実験装置の構成図

トランスデューサの素子の寸法：０．４ｍｍ×１０．０ｍｍ

素子数：３２

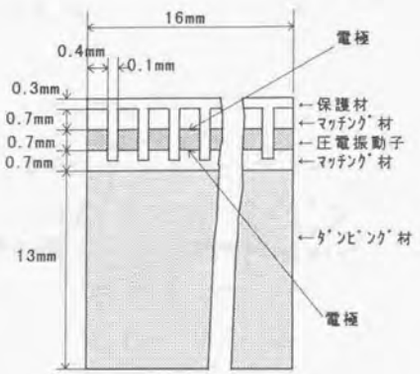
素子の配列間隔：０．５ｍｍ

中心周波数：２．２５ＭＨｚ

被検材　厚さ：０．３ｍｍ，０．５ｍｍ，１．０ｍｍ，２．３ｍｍ，４．２ｍｍ

被検材材質：鋼板（ＳＳ４１）

人工欠陥：６ｍｍφのドリルホール



(a)

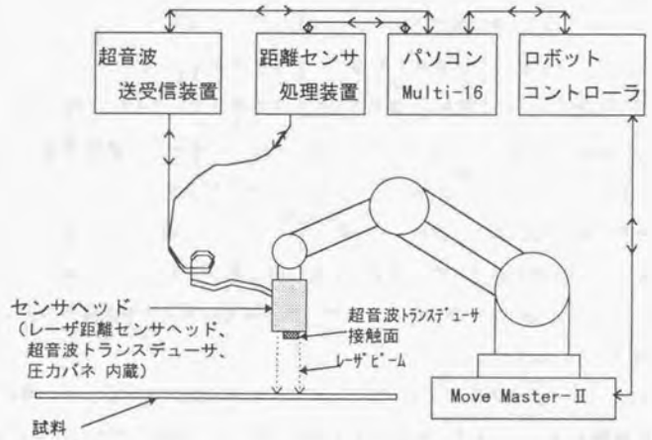
(b)

図3.10　リニアアレイ型トランスデューサ

(a) アレイ型振動子とその構造

(b) ケーブルおよびコネクタ接続、ケーシング後の外観

(a)



(b)

図3.11　トランスデューサ操作のためのロボットシステム

(a) ヘッド部　　(b) 全体構成

一の位置と大きさを測定した。これらの測定データから算出した伝搬速度を図３．１２に理論曲線と重ねて示す。θないしは$\Delta\tau$あるいはcに対するエコーの大きさの変化を図３．１３に示す。ここで、実線は式（３－８）で$f=2.25$MHz、$d=2.3$mmでのS_2モードの位相速度$c=7,200$m/sに対して、$\Delta x=0.5$mm、$n=32$としたときの振幅計算値$|U|$（式（３－８））を示す。

３．２．４　考察

図３．１２において、観測した伝搬速度は理論値とほぼ一致していることがわかる。これにより、リニアアレイ型トランスデューサでラム波が発生・検出できていると言える。図３．１３からエコーの振幅は、角度θしたがって$\Delta\tau$によって変化していることがわかる。すなわち、S_2、S_1、A_1モードでは、それぞれ、２１～２３°、３３～３７°、４２～５５°の間で観測される。使用しようとするモードの波を発生し、感度が最大になるように電子的に調節できることが理解できる。

ところで、図３．１２、図３．１３でA_0モードが現れていない。これは、条件走査を角度θで考えて実施したためである。すなわち、A_0モードの位相速度cが、横波速度c_sより小さい（$c<c_s$）場合、式（３－１２）が成り立たない。したがって、従来の斜角入射の概念にとらわれずに、式（３－９）で得られる$\Delta\tau$を使う方がよい。前述のように、斜角入射では位相速度の小さい波を発生させることは難しいが、本方法によれば、$\Delta x/\Delta\tau$を小さくすることで、位相速度の小さい波も発生できると言う特徴を持つことになる。

以上のように、リニアアレイ型トランスデューサを用い、その各素子の駆動時刻を電子的に制御することにより、発生するラム波のモードを変更できることがわかった。これにより、従来の機械式の可変角探触子では不可能であった高速モード変更が可能となり、欠陥に対していろいろなモードでエコーを観測することが可能となる。更に、従来、位相速度が小さい波の発生は困難であったが、本法により容易に可能となる。

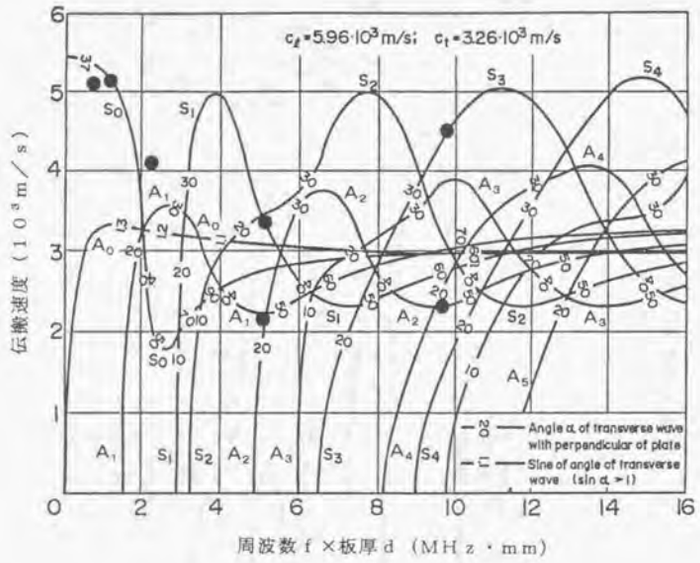


図３．１２　実験結果（群速度とｆｄ積）

［——は理論曲線
●　は実験結果］

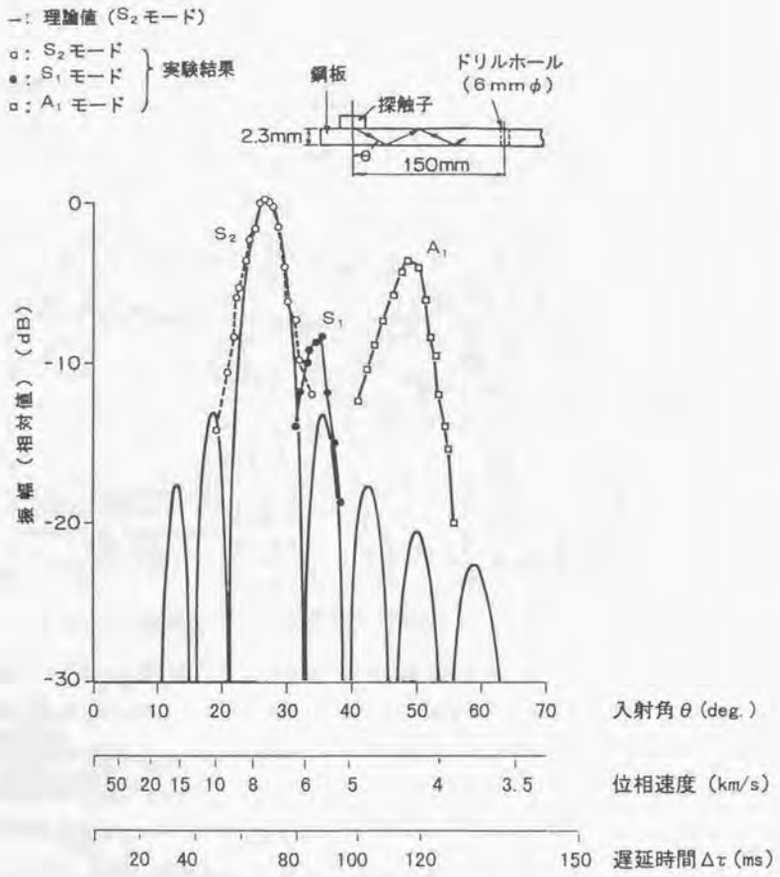


図3．13　実験結果（入射角度（位相速度）と検出波の振幅）

3．3　モード走査結果の表示方法

3．3．1　表示法および実験

以上のようにして欠陥に対して多くのモードに関するデータを得たとき、信号と欠陥との対応が明らかになっていないので、現段階では自動処理することはでず、人間が処理，判断することになる。従って、データをいかなる表示法で人間に伝えるかが課題となる。表示する情報は、

①モード（位相速度、入射角）

②エコー発生点の位置（送信から受信までの時間）

③エコー強度

の３つのパラメータである。ラム波発生条件となる①とエコー発生点の位置②とを表示面上の x-y 座標に、エコー強度③は明るさで示す。これは、パラメータが３つなので白黒モニタで可能である。

従来法ではラム波発生条件を角度で変更していることに対応させて、図３．１４のように、発生条件を角度に換算してθに、エコーの位置を半径方向ｒに対応させた極座標系を用いて表示した。

前節で用いた試験材（板厚：0.3mm，0.5mm，1.0mm，2.3mm，4.2mm）で得た表示結果を図３．１５に写真で示す。

3．3．2　考察

各板厚に対し、発生可能なモードとそのモードでの位相速度および群速度、その位相速度に対する角度θ、欠陥および端面エコーが受信される時間を図３．２および図３．３を用いて算出し、図３．１５の右側に示した。試験片とした鋼板の音速が計算値とややずれていることや、実験に用いた装置の遅延時間設定単位が大きく遅延時間設定がやや粗いことなどを考慮すると、両者は良く一致していると言える。図３．１５によるとエコー位置と振幅を、複数のモード同時にパターンとして把握することができ、最適条件からずれると、感度があまり変わらないモードと大きく変わるモード、

伝搬時間が大きく変わるモードと変化が小さいモードなどがよくわかる。

なお、前節の考察で述べたように、従来法に対応づけるために位相速度の走査をθの走査で表示したが、考え方を変えて位相速度またはΔtで表示する方がわかりやすく、A_0モードも表すことができる。今後改善すべき点である。

また、実験で左側の端面からのエコーは観測されず、式（3－9）の後半の項を無視できることが確認できた。

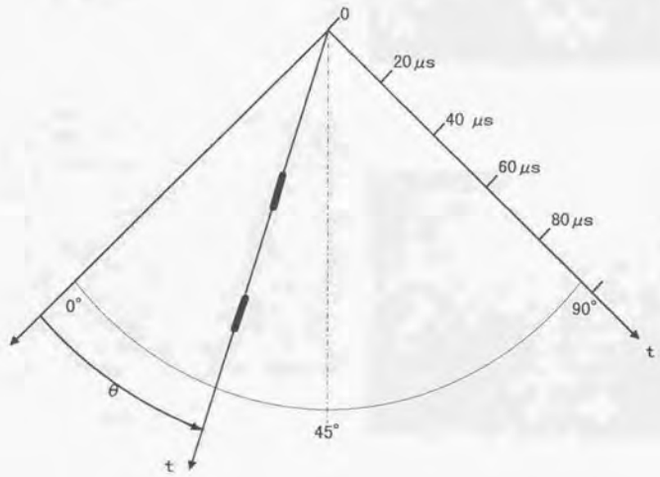
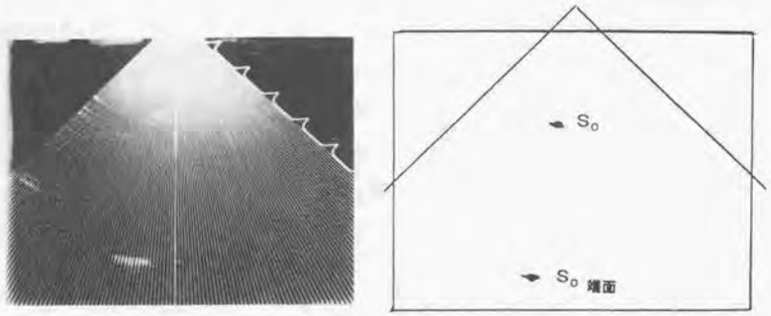
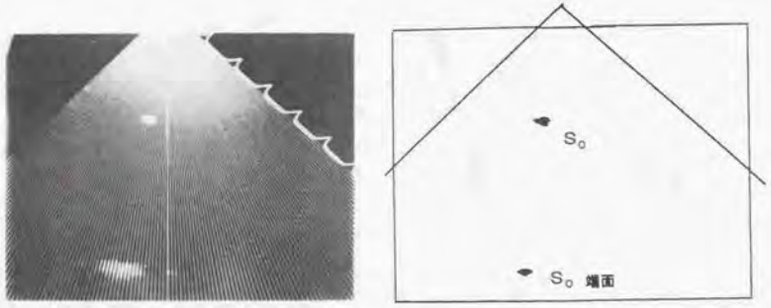


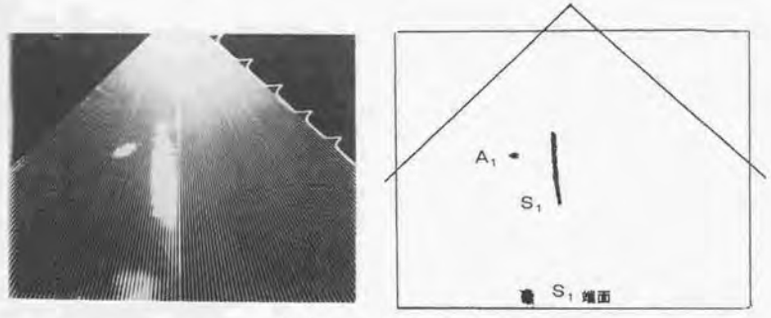
図3．14　エコーの極座標表示



（a） t＝0．3ｍｍ



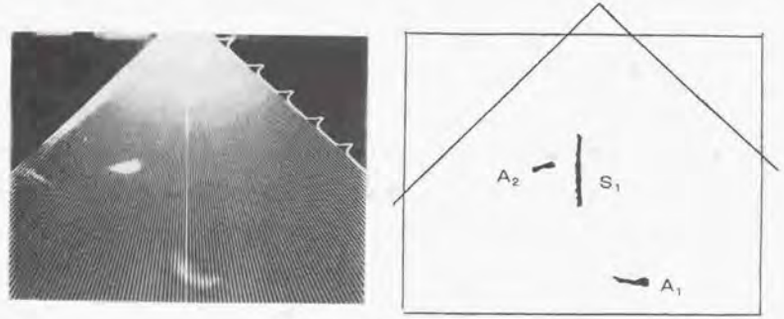
（b） t＝0．5ｍｍ



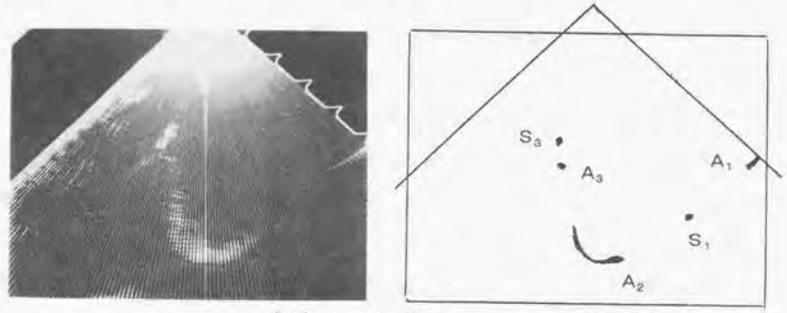
（c） t＝1．0ｍｍ

図3．15−1　　実験結果（a～c）

（左：実験結果、右：計算値）



（d） t＝2．3ｍｍ



（f） t＝4．2ｍｍ

図3．15−2　　実験結果（d，f）

（左：実験結果、右：計算値）

３．４　結論

本章では、薄板探傷での問題点を解決するために、リニアアレイ型トランスデューサを用いたラム波の発生・検出方式を提案した。本研究における超音波センシングシステムの高度化という観点でのポイントは、第１章で述べたように、

①リニアアレイセンサを用いたラム波の発生と検出法

②発生および検出するラム波のモードの電子制御

③複数モードによるエコーを同時に示す表示方法

によって、従来得られなかった情報を高速で取得することにある。

①に関しては、従来のくさびから板への屈折入射による考え方ではなく、板中に存在し得るモードの位相速度に合わせて板の表面を駆動するという考え方によってリニアアレイ型トランスデューサを用いたラム波の発生法を提案した。

②に関しては、リニアアレイ型トランスデューサの各素子を素子間隔／位相速度で与えられる時間づつずらせて駆動することにより、その位相速度を持ったラム波を駆動できることを示し、３２素子のリニアアレイ型トランスデューサ、３２チャンネルのディジタル遅延回路とパルサとから成る送信器、および、アナログ遅延回路と加算器とから成る受信器を試作し、所定のモードのラム波を発生・検出できることを確認した。

③に関しては、発生検出条件を走査して得たエコーを表示する方法を提案した。この表示法では、従来の入射角に対応させて位相速度を角度で、エコーの時間を半径方向で、エコーの強度を輝度で表すようにした。模擬欠陥を設けた５種類の厚さの板を用いて実験した結果、各々、各モードでの特性がパターンとして把握できることがわかった。

以上により、各種モードでの欠陥特性を高速で取得し、パターンとして表示されるようになり、いろいろな欠陥に対する各モードでの特性が把握しやすくなった。

本方式によれば送信と受信でモードを変えることもでき、欠陥によるモード変換特性も把握できるようになる。１９７０年代初めに尾上らが、単一モードのラム波だけでは正しい探傷はできないと示唆したものの、それ以来高次モードやモード変換について解明されずに、単一モードのままで、現象の一部の情報のみを用いた探傷システムが実用に供されてきた。本論文で提案した方式により、複雑なラム波の欠陥に対する特性を解明できる見込みが立った。その解明結果によっては、薄板の探傷において欠陥の位置検出や寸法評価が現在よりも正確に行うことが可能になると考えている。これに基づいて、ラムは超音波探傷システムの高度化が実現できると期待される。

参考文献

(1) I.A.Viktorov: Rayleigh and Lamb Waves, Plenum Press (1967)

(2) 市川、栗田、丸山、高橋：板波超音波探傷の最適条件の検討とその応用、川崎製鉄技報、Vol. 18、No. 2、pp.192-198 (1986)

(3) 尾上：板波による超音波探傷法、非破壊検査、第１０巻、第３号、pp. 135-144 (1961)

(4) 日本学術振興会編：超音波探傷の原理と基礎に関する研究報告書、日本学術振興会(1974)

(5) 尾上：板波技術の展望、非破壊検査、第２２巻、第４号、pp. 214-220 (1973)

(6) 井元：板波探傷と２０５小委員会、非破壊検査、第２２巻、第４号、pp. 206-213 (1973)

(7) 磯野、上野：板波探傷の現状と問題点Ⅰ、非破壊検査、第２２巻、第４号、pp. 231-233 (1973)

(8) 山口：板波探傷の現状と問題点Ⅲ、非破壊検査、第２２巻、第４号、pp. 237-240 (1973)

(9) 日本学術振興会編：超音波探傷法（改訂新版）、日刊工業新聞社 (1974)

(10) A.Jitsumorui, S.Inoue, T.Maekawa and T.Inari : Generation of Lamb Wave Using Linear Array Probe and Its Application for Flaw Detection, Japanese Journal of Applied Physics, Vol.25-Supplement 25-1, pp. 200-202 (1986)

(11) J.Krautkramer and H.Krautkramer: Ultrasonic Testing of Materials, Springer-Verlag (1969)

第４章　チャープ超音波による物体の検出と形状判別

４．１　超音波エコーを用いた形状判別の現状と問題点

従来、超音波パルスエコー法による物体形状の判別には超音波の指向性をできるだけ鋭くし、細いビームを走査することにより得た３次元エコーデータをもとに、物体全体像を把握する方法[1][2]や、物体全体を覆うように超音波を照射し、一度に全体の特徴を得る方法[3]が提案されているが、これらはいずれも、照射する超音波パルスの時間幅を短くした距離測定の概念に基づいている。

鋼材の表面直下に存在する欠陥の探傷や、テーブル上に置かれた部品の識別のように、境界近傍に存在する物体を検出することがしばしば要求される。このような場合、従来の超音波パルスエコー法を用いて検出しようとすると、鋼材表面やテーブルなどからの境界エコーと、欠陥や部品などからの物体エコーとの分離を行う必要がある。これを行うには、照射する超音波パルスの時間幅を狭くすると共に物体からのエコーのみを抽出する時間ゲートを設けなければならない。パルス幅を狭くするとＳ／Ｎが低下する。また、超音波トランスデューサと境界との相対距離が一定していないと、ゲート設定時間を確定できず、常に物体エコーの抽出が可能となるようにすることは困難である。すなわち、ゲートの位置が手前にずれると、境界に極めて近い物体からのエコーを抽出できず、逆に、ゲート位置が境界側にずれると物体が無い場合でも境界エコーを物体エコーとして検出してしまう。このように、従来のパルスエコー法では境界近傍に存在する物体を検出することが困難な場合が多い。

４．２　方式提案

前節で述べた課題、すなわち、

① 分解能を上げるためパルス幅を狭くするとＳ／Ｎが劣化する、

② 超音波トランスデューサと境界との距離が確定していないと物体エコーのみを抽出出来ない、

という課題を解決するために、直線的に周波数変調をかけたバースト状すなわちチャープ状の超音波（以下、チャープ超音波と呼ぶ）を照射し、境界と物体とからのエコーを包括してとらえ、その特性から物体を検出する方法を提案する[4][5][6]。

Ｓ／Ｎと分解能を上げる手法としては、レーダ分野でチャープ信号やＭ系列、バーカ系列、相補系列などの各種符号化信号を用いたパルス圧縮技術がある[7]-[14]。これらの方式の超音波への適用が試みられている[15]-[19]が、高速サンプリングによるデータの取り込み、および、高速の演算を必要とする。

また、直線的に周波数変調をかけた波を照射し、エコーと送信波とのビート信号から距離情報を取り出すことはＦＭ－ＣＷレーダ[20]として用いられており、これを超音波に適用した研究が行われている[21][22]。

ここで提案する方式は、チャープ波を照射し、物体の形状、あるいは、物体の背景を含めた形状に依存したエコー間の干渉を積極的に活用したもので、ＦＭ－ＣＷレーダと同様に受信波の包絡線を処理するもので、

①信号取り込みのサンプリング周波数が低くて良い、

②信号処理が簡単、

③境界エコーと物体エコーとの干渉波を包括して捉えるので、厳密な時間ゲートを必要としない、

という特徴を持つ。

４．２．１　チャープ超音波とそのエコー信号

図４．１のように配置された境界Ｂに対して、トランスデューサから、次式で表される超音波を照射する。

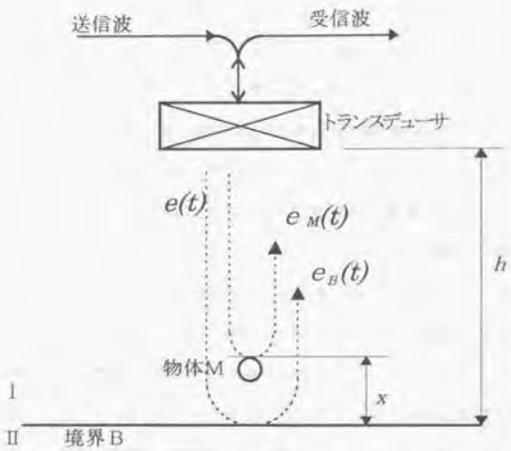


図４.１　境界近くの物体へのチャープ状超音波の照射

$$e(t)=a(t)\exp\left[j\left\{\omega_1 t+\frac{s}{2}t^2\right\}\right] \qquad (4-1)$$

ここで、$a(t)=\begin{cases}a & 0\le t\le T\\ 0 & \text{その他}\end{cases}$

また、$s=\dfrac{\Delta\omega}{T}$（角周波数掃引率）　　（４－２）

$\Delta\omega=\omega_2-\omega_1$,　$\omega_1=2\pi f_1$,　$\omega_2=2\pi f_2$

f_1, f_2は、$t=0$,　$t=T$での周波数

このような波形は、一般にチャープ波と呼ばれている[23]。図４.２にその特性と波形を示す。この超音波は、図４.１で下方の境界に向かって伝搬し、境界で反射され、トランスデューサで検出される。この境界Ｂからのエコーは次式で表される。

$$e_B(t)=a_B(t)\exp\left[j\left\{\omega_1\left(t-\frac{2h}{c}\right)+\frac{s}{2}\left(t-\frac{2h}{c}\right)^2\right\}\right] \qquad (4-3)$$

ここで、cは超音波伝搬媒質中の音速、hはトランスデューサから境界までの距離、$a_B(t)$は$2h/c\le t\le T+2h/c$でa_B、その他で０であり、a_Bは境界の反射特性により決まる値である。

物体Ｍが境界Ｂからxだけ離れて存在すると、超音波は物体Ｍからも反射されトランスデューサに到達する。また、物体が存在することによって境界エコーは小さくなる。時間を境界エコーを基準にすると、境界エコー$g_B(t)$および物体エコー$g_M(t)$は次のようになる。

$$g_B(t)=\hat{a}_B(t)\exp\left[j\left\{\omega_1 t+\frac{s}{2}t^2\right\}\right] \qquad (4-4)$$

$$g_M(t)=a_M(t)\exp\left[j\left\{\omega_1\left(t+\frac{2x}{c}\right)+\frac{s}{2}\left(t+\frac{2x}{c}\right)^2\right\}\right] \qquad (4-5)$$

ここで、$\hat{a}_B(t)$および$a_M(t)$は、各々、$0\le t\le T$、$2x/c\le t\le T+2x/c$で$\hat{a}_B$およびa_M、その他で０であり、$\hat{a}_B$、a_Mは物体が存在するときの境界および物体の反射特性によ

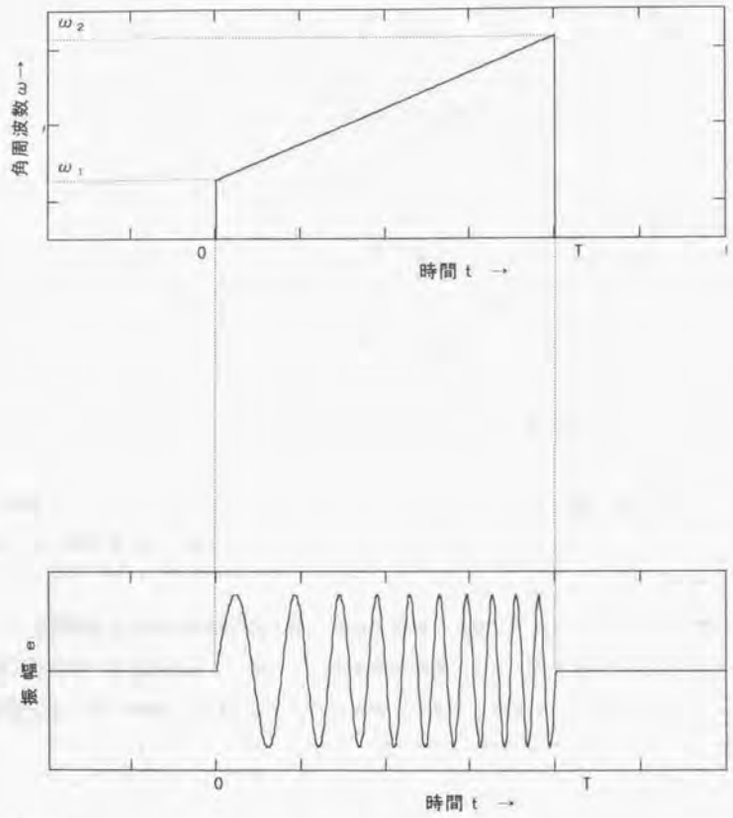


図４.２　照射するチャープ超音波の波形

る値である。ところで、物体は境界の近傍にあり、$2x/c \ll T$であるので、$a_M(t)$も$0 \le t \le T$で値$\hat{a}_B$を持ち、その他で０であると近似できる。

検出される信号は、

$$g(t) = g_B(t) + g_M(t) \qquad (4-6)$$

であり、これを二乗検波すると、

$$G(t) = g(t) \cdot g^*(t)$$

$$= \hat{a}_B{}^2 + a_M{}^2 + 2\hat{a}_B a_M \cos(\omega_M t + \phi) \qquad (4-7)$$

ここで、

$$\omega_M = \frac{2s}{c} x \qquad (4-8)$$

$$\phi = \omega_1 \frac{2x}{c} + \frac{s}{2}\left(\frac{2x}{c}\right)^2 \qquad (4-9)$$

式（４－４）～（４－７）の波形の例を図４.３に示す。

４.２.２　物体の検出とその評価

トランスデューサで検出される信号は、式（４－７）に示されるように角周波数ω_Mで振幅変調されているので、検出された信号の２乗検波後の波ないしは包絡線を観測することにより、物体Ｍの有無の検出、さらに、物体Ｍと境界Ｂとの距離xの測定が可能である。

物体の有無は、物体の無い時、すなわち境界だけからのエコー信号の包絡線形状との比較により行うことができる。

距離xは、検出信号の包絡線の周波数f_Mあるいは周期T_Mを測定することにより次式で求められる。

$$x = \frac{c}{2s}\omega_M = \frac{cT}{2\Delta f} \cdot f_M = \frac{cT}{2\Delta f} \cdot \frac{1}{T_M} \qquad (4-10)$$

物体からのエコーの大きさは超音波伝搬媒体や物体の音響インピーダンス、物体の形状や大きさに依存する。ここで、媒体は一様で、物体の材質と形状は一定であると

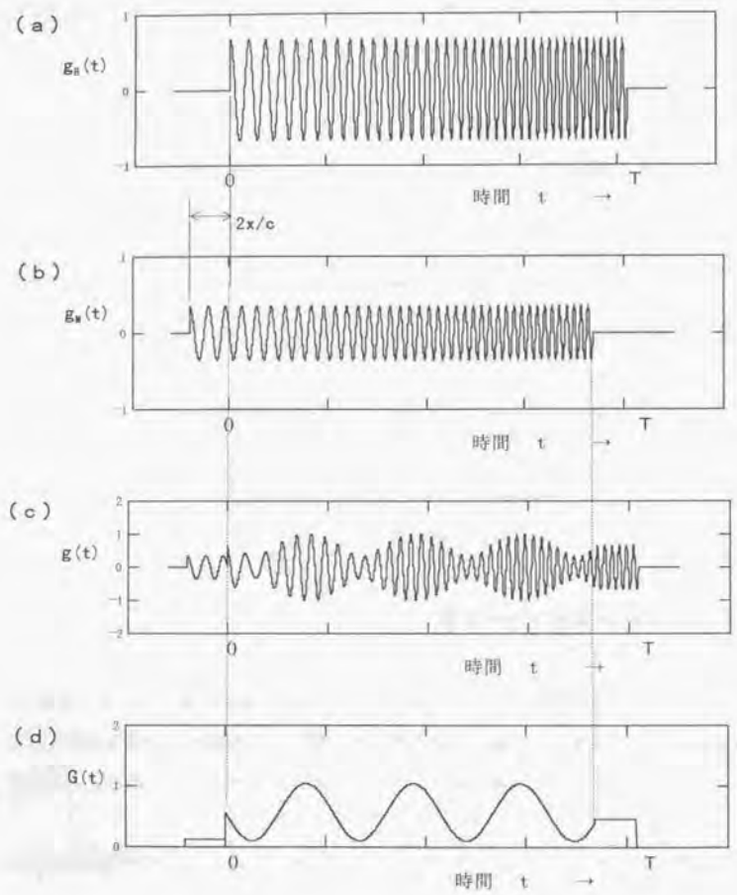


図４.３　反射したチャープ超音波とその干渉

（ａ）境界エコー $g_B(t)$　　（ｂ）物体エコー $g_M(t)$

（ｃ）観測される波形 g(t)　（ｄ）２乗検波後の波形 G(t)

すれば、受信信号から物体の大きさを求めることが出来る。式（４－７）は，

$$G(t) = A \cdot \{1 + k\cos(\omega_M t + \phi)\} \qquad (4-11)$$

$$A = \hat{a}_B{}^2 + a_M{}^2 \qquad (4-12)$$

$$k = \frac{2\hat{\beta}}{1+\hat{\beta}^2} \qquad (4-13)$$

$$\hat{\beta} = \frac{a_M}{\hat{a}_B} \qquad (4-14)$$

のように書け、kは変調率と見ることが出来る。この変調率は物体からのエコーの大きさa_Mと背景となる境界からのエコーの大きさ$\hat{a}_B$の比で決まる。

ここで、この背景となる境界エコーの大きさ$\hat{a}_B$は物体Ｍの大きさによって変化する。今、物体Ｍが小さく、照射する超音波ビームの中に十分含まれる場合を考える。このとき、境界の一部がその物体の陰になって、境界エコー$\hat{a}_B$は、物体が無いときの境界エコーa_Bより小さくなる。物体の反射特性と境界の反射特性とは異なるが、その小さくなった分は物体エコーa_Mに相当する大きさであると近似する。すなわち、

$$a_B \approx \hat{a}_B + a_M \qquad (4-15)$$

とする。ここで、

$$\beta = \frac{a_M}{a_B} \qquad (4-16)$$

と置くと、a_Bは物体の存在にかかわらないので、βはa_Mすなわち物体のエコーの大きさに比例すると見なすことができる。式（４－１６）を用いると、式（４－１３）は，

$$k = \frac{2\left(\frac{\beta}{1-\beta}\right)}{1+\left(\frac{\beta}{1-\beta}\right)^2} \qquad (4-17)$$

のように変形でき、変調率kはβによって、従って、物体の無いときの境界エコーa_Bを一定とすれば、物体からのエコーの大きさによって決まる。物体の形状が同じであれば物体の大きさによって決まる。このことから、二乗検波した波形の変調率より物体の相対的な大きさを求めることができる。

4.2.3　複数の反射面を持つ場合

前項では、物体の超音波反射面を１つとして考察したが、n箇所から反射する場合は２乗検波後、次のような信号が観測される。

$$G_n=\sum_{i=0}^{n}a_i^2+2\sum_{i=0}^{n}\sum_{j=i+1}^{n}a_i a_j\cos\left(\omega_{Mij}t+\phi_{ij}\right) \qquad (4-18)$$

ここで、$\omega_{Mij}=\frac{2s}{c}\left(x_i-x_j\right)$ (4－19)

$$\phi_{ij}=\omega_1\cdot\frac{2}{c}\left(x_i-x_j\right)+\frac{2s}{c^2}\left(x_i^2-x_j^2\right) \qquad (4-20)$$

ここで、a_0は境界面の、a_i（$i=1,2,\cdots n$）は物体の各反射面の超音波の反射の強さに対応した定数である。この信号の２乗検波後の波形ないしは包絡線は物体と境界に固有な面および距離の情報を反映しており、そのスペクトラムを求めることにより、x_iとa_iとを求めることができると考えられる。

4.3　応用上の課題

4.3.1　チャープ信号のパラメータの設定

4.3.1.1　測定可能な距離範囲とチャープ波の時間的長さ

提案した方式において、有効な信号を得るためには、境界面と物体の各反射点とからのエコーが互いに干渉し合う時間関係でなければならない。この条件により、計測できる物体の範囲が決まり、逆に、必要な信号のパラメータが決まる。図4.4にこれらの関係を示す。同図（a）は時間幅Tの照射波、（b）は境界からのエコーで、$2T_b$は超音波がトランスデューサから境界面までを往復する時間、（c）は物体のトランスデューサに最も近い反射点Ｐからのエコーで、２τは物体上の反射点Ｐから境界の間を往復する時間である。干渉した波形が観測されるのは、同図（d）に示す（$T-2\tau$）の時間である。この間に包絡線の少なくともn周期分が含まれなければ、その周波数が測定できないとする。測定可能な干渉波形が観測される範囲は次式で与えられる。

$$T-2\tau\geq n/f_M \qquad (4-21)$$

$\tau=x/c$であること、および式(４－１０)を考慮して、式(４－２１)は次のように書ける。

$$\left(T-2\frac{x}{c}\right)\cdot\frac{2\Delta f}{cT}x\geq n \qquad (4-22)$$

これより、測定可能な距離xの範囲は次のようになる。

$$\frac{cT}{4}\left(1-\sqrt{1-\frac{4n}{\Delta fT}}\right)\leq x\leq\frac{cT}{4}\left(1+\sqrt{1-\frac{4n}{\Delta fT}}\right) \qquad (4-23)$$

4.3.1.2　周波数掃引範囲

検出される信号の中に搬送波の波数が多く含まれるほど包絡線の抽出が正確にな

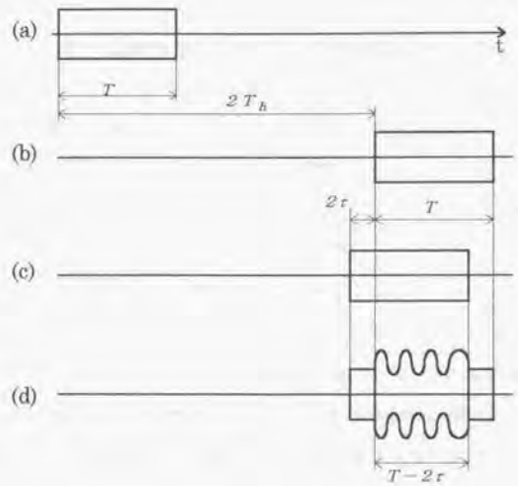


図４.４　境界エコーと物体エコーの干渉範囲

(a)照射波　(b)境界エコー　(c)物体エコー　(d)検出信号

る。搬送波として周波数 f_1 の波が m 波以上含まれた場合に包絡線が検出できるとすると、検出できる包絡線の周波数 f_M は、

$$f_M \leq \frac{f_1}{m} = \frac{f_1 c}{2m} \cdot \frac{T}{\Delta f} \qquad (4-24)$$

である。

$n=2$、$m=10$として、$c=5,550$m/s、$f_1=3,6$MHz、$T=10\mu$sとしたとき、xの測定可能範囲を求めた。結果を図４.５に示す。これによれば、1mmの距離のものを検出しようとすると、$\Delta f=6$MHz程度とすれば良いことがわかる。この時の波長は1.53mm～0.57mmである。

４.３.１.３　誤差およびチャープ波の時間的長さ

次に計算誤差について検討する。式（４－１０）で、c、TおよびΔfは、計測系が決まれば固定されるので、T_M の変動によるxへの影響は次式のようになる。

$$\frac{\delta x}{\delta T_M} = -\frac{2\Delta f}{cT} \cdot x^2 \qquad (4-25)$$

これに対して、通常のパルスエコー法にて距離xを測定する場合、測定される時間をｔとすると、$x=c\,t/2$であり、tの測定誤差によるxの変動は次のようになる。

$$\frac{\delta x}{\delta t} = \frac{c}{2} \qquad (4-26)$$

一例について、比較すると表４.１のようになり、チャープ信号による方法では時間の測定が粗くてよいことがわかる。

式（４－２５）によると、チャープ波の時間的長さＴを大きくする程、周期測定誤差によるｘの推定誤差は小さくなる。一方、図４.４でわかるように、Tを$2(T_h-\tau)$より大きくすると、送信波とエコーとが重なってしまう。したがって、Tは$2(T_h-\tau)$にするのが効果的である。

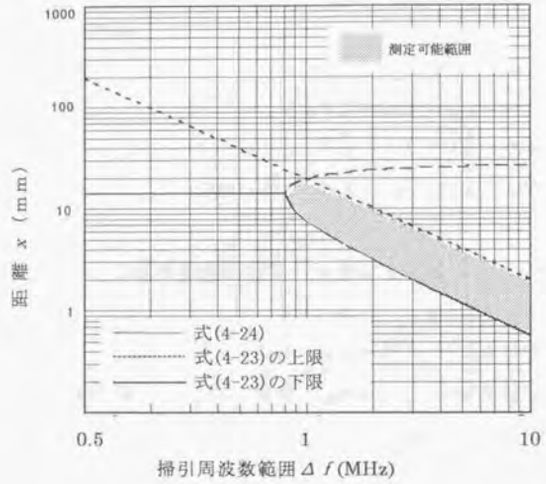


図 4.5　計測可能な距離範囲

c＝5,500m／s
f_1＝3.6MHz
T＝10μs
必要とする包絡線のサイクル数n＝2
包絡線の1周期に含まれる搬送波のサイクル数m＝10
とした場合.

表4.1　時間の測定誤差による距離への影響

媒体	チャープ信号 $\delta x/\delta T_M$ （条件）	インパルス $\delta x/\delta t$
空中 c＝340 m/s	−30 mm/ms （T＝1ms, Δf＝50kHz, x＝10mm）	170 mm/ms
鋼中 c＝6,000 m/s	−0.07 mm/μs （T＝50μs, Δf＝10MHz, x＝1mm）	3 mm／μs

4．3．2　チャープ超音波が作る音場

チャープ超音波の使用において、物体の位置によってエコー波形が変化し、形状判別の確度に影響を及ぼすことが予測される。どのように影響を受けるかを議論するには音場特性を把握することが必要である。

超音波を計測へ応用する際、音場の目安として理論的な指向性関数が使われる。これは連続正弦波の場合の理論式であり、任意の波形に対しては成り立たない。チャープ波で駆動される音源によってどのような音場が作られるかの検討は見受けられない。

本項では、チャープ波形で振動するトランスデューサが作る音場がどのようになるか、計算する。さらに、時間軸波形と指向性とを同時に、容易に把握できる表示法を提案する。この表示結果に基づいて、チャープ波で駆動されたトランスデューサが作る音場の特性について考察し[24]、本章で提案している物体の検出と形状判別の方式を応用する上での条件を明らかにする。

4．3．2．1　音場計算法

音場に関する情報を得る方法として、波動方程式を数値計算により解く方法[25][26]、音源を微小音源に分けて音圧の重畳の理を用いる方法、インパルス応答を用いて計算する方法[27]、音線モデルを用いる方法[28][29]、粒子モデルを用いる方法[30]、光弾性を用いた可視化装置による方法[31][32]などがある。ここでは、空気中で均一に振動する円形トランスデューサのみを対象とし、計算量の比較的少ないインパルス応答を用いた方法によった。図4．6のように、$x-y$平面上の原点Oを中心とした半径aのピストン音源を考え、中心Oから距離Rの点$Q_{R,\theta}$での音圧pを求める。ここでは、媒質は均一でかつ減衰が無いものとする。

一般にトランスデューサの放射面Sが速度$v(t)$でピストン運動しているとき、観測点$Q_{R,\theta}$における音圧$p(t,Q)$は次式で与えられる。

$$p(t,Q)=\frac{\rho_0}{2\pi}\iint_S \dot{v}\left(t-\frac{r}{c}\right)\frac{dS}{r} \qquad (4-27)$$

ここで、

ρ_0：超音波伝搬媒質の密度、

c：超音波伝搬媒質の音速、

r：放射面S上の任意の点と観測点Qまでの距離（図4．6）。

式（4－27）は、次のようになる[24]。

$$p(t,Q)=\rho\int_{r_{min}}^{r_{max}} w(r)\dot{v}\left(t-\frac{r}{c}\right)dr \qquad (4-28)$$

ここで、r_{min}は観測点$Q_{R,\theta}$と放射面Sとの間の最小距離、

r_{max}は観測点$Q_{R,\theta}$と放射面Sとの間の最大距離、

$w(r)$は点$Q_{R,\theta}$の位置によって定まるrの関数である。

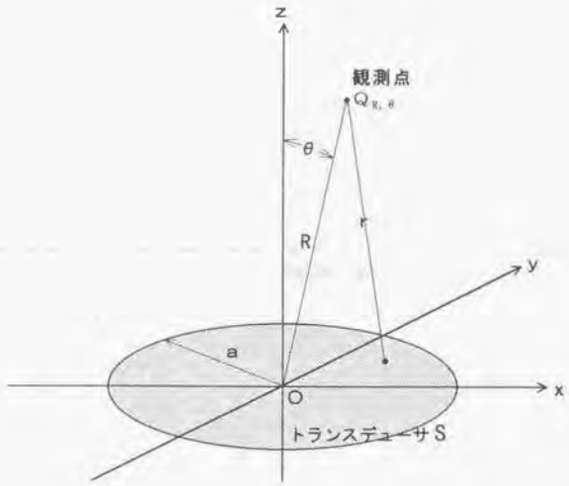


図4．6　半径aのトランスデューサによる点$Q_{R,\theta}$での音圧を求めるための座標系

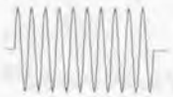
４．３．２．２　音場の表示方法

前記方法により、トランスデューサの中心から半径Ｒ、正面からの角度θの点$Q_{R,\theta}$で観測される音圧の時間波形$p(R,\theta,t)$が求まるが、これらを図４．７のように、横軸に角度θ、縦軸に時間tを対応させた平面に、音圧$p(R,\theta,t)$の振幅を、その大きさに合わせて色で示す。振幅は絶対値が最大なもので正規化した。対応させる色は、図４．８に示したカラースケールのように、－１～＋１の間を等分して２１色で表した。

計算法と表示法の有効性を確認するために、その音場特性が良く知られている正弦波パルスについて計算した。波形のパラメータは表４．２の通りである。トランスデューサの直径は３５ｍｍ、トランスデューサの中心から観測点までの距離は５００ｍｍ、超音波伝搬媒質は空気とした。空中では、音速c＝３４０ｍ／ｓとした。計算結果を図４．９に示す。

この音場パターンにおいて特定の角度θについて縦軸方向をみると、点$Q_{R,\theta}$での音圧の時間波形$p(R,\theta,t)$となっている。図４．１０は、図４．９の音場パターンにおいて、０°、５°、１０°、１５°、２０°、２５°の点での時間波形を示している。

表４．２　確認に用いた正弦波パルスのパラメータ

波形	式	パラメータ
	$e(t)=a(t)\sin\omega t$ $a(t)=\begin{cases}1 & 0\le t\le\frac{\tau}{2}\\ 0 & \text{その他}\end{cases}$	$f=40kHz$ $\tau=1/f$ $=25\mu s$
	$e(t)=a(t)\sin\omega t$ $a(t)=\begin{cases}1 & 0\le t\le\tau\\ 0 & \text{その他}\end{cases}$	〃
	$e(t)=a(t)\sin\omega t$ $a(t)=\begin{cases}1 & 0\le t\le 10\tau\\ 0 & \text{その他}\end{cases}$	〃

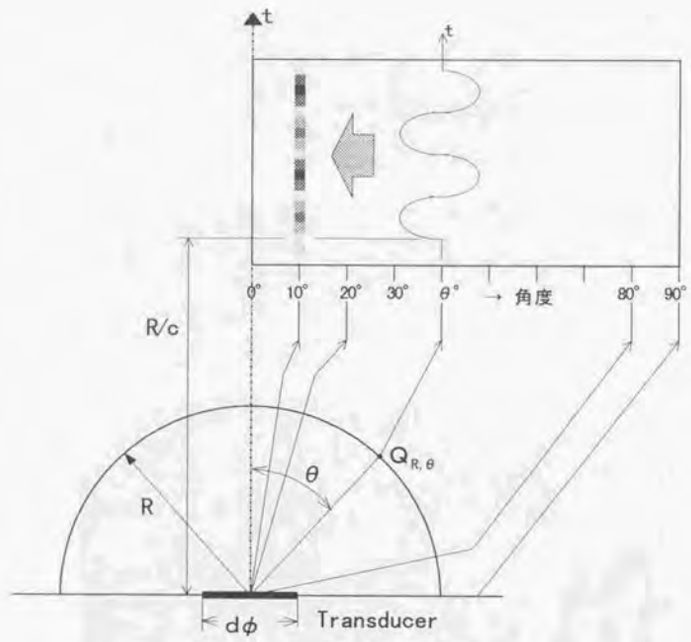


図４．７　音場の表示方法

図４．８　音場パターン表示におけるカラースケール

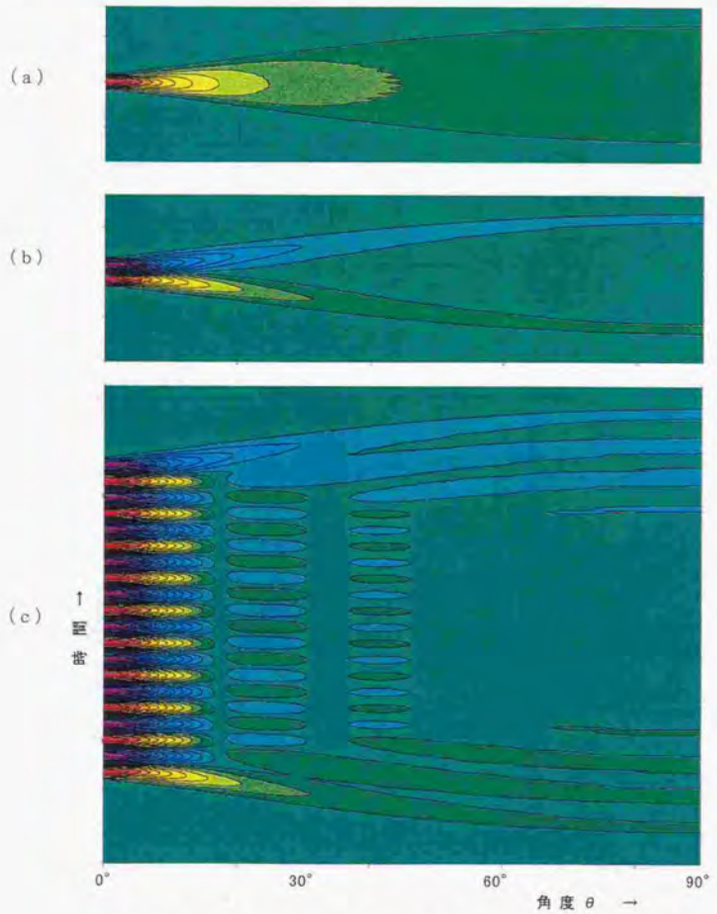


図４．９　正弦波パルスで振動したときの音場パターン

（a）半サイクル正弦波　（b）１サイクル正弦波　（c）１０サイクル正弦波

トランスデューサ径：３５ｍｍφ、トランスデューサ中心から観測点までの距離Ｒ＝５００ｍｍ
伝搬媒質：空気（音速ｃ＝３４０ｍ／ｓ）、周波数４０ｋＨｚ（波長λ＝８．５ｍｍ）

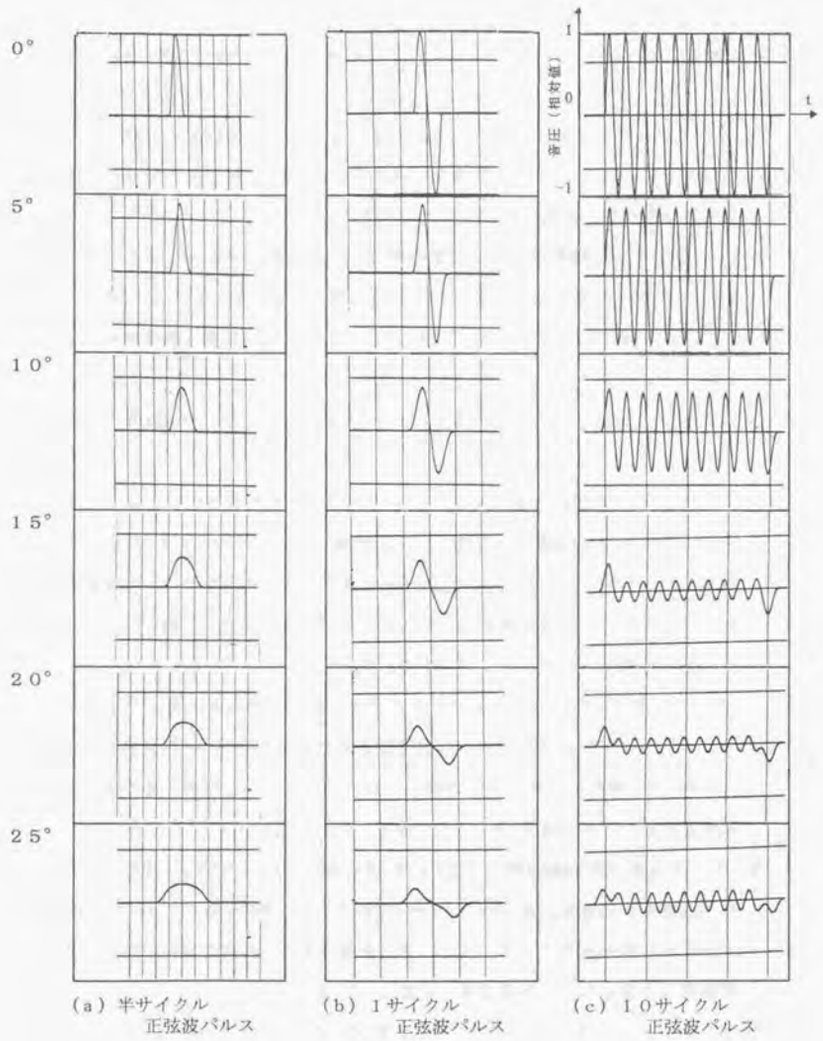


図4．10　正弦波パルスで駆動したときの音圧波形

（縦軸：音圧、横軸：時間）

提案した表示法によると、幅の狭い（サイクル数の小さい）正弦波パルスについて、従来指摘されていることが下記のように一目で理解でき、表示法の適切さが確認できる。

① 半サイクルの正弦波パルスは角度が大きくなる程、時間軸波形が鈍くなる。これは、図４．９（ａ）で示した音場パターンにおいてθが大きくなるにしたがって上下（時間軸）方向に広がっていることでわかる。

② １サイクルの正弦波パルスは角度の増加と共に周波数が下がる。これは、音場パターンを示す図４．９（ｂ）において、角度θが増すにつれて、前半の正弦半サイクルと後半の半サイクルとが離れていくこと、および時間軸波形図４．１０（ｂ）から理解できる。

③ 幅の狭い（波数の少ない）正弦波パルスでは、サイドローブは観測されない。これは図４．９（ａ）（ｂ）よりわかる。

④ 正弦波では、角度が大きくなると、立ち上がり立ち下がり部で、正負の振動をせず、正または負へ偏った振動をする。音場パターン図４．９（ｃ）において、角度が約２０° 以上になると、立ち上がり部及び立ち下がり部で、時間軸方向の大きさが正あるいは負の範囲で変化していることからわかる。θ＝２０°，２５°のときの時間軸波形図４．１０（ｃ）にも現れている。

⑤ サイクル数の比較的多い正弦波パルスでも、立ち上がり時の第１サイクルの前半分は１サイクル正弦波パルスの前半分と同じ変化をする。立ち下がり部についても同じで、最後の１サイクルの後ろ半分は１サイクル正弦波の後ろ半分と同じ変化をする。これは図４．９（ｃ）と図４．９（ｂ）との比較でわかる。

⑥ サイクル数の多い正弦波で、立ち上がり立ち下がり以外では、指向性は連続波の理論値と一致する。図４．１１は図４．９（ｃ）において第５サイクルの振幅がピークとなる時刻でθ方向に見たときの振幅である。同図に波線で示した曲線は理論式によるもので、両者は良く一致している。

⑦ メインローブと第一サイドローブは、位相が逆である。これは図４．９（ｃ）よりわかる。

以上のように、従来より指摘されていることが、この表示法によって容易に把握できる。

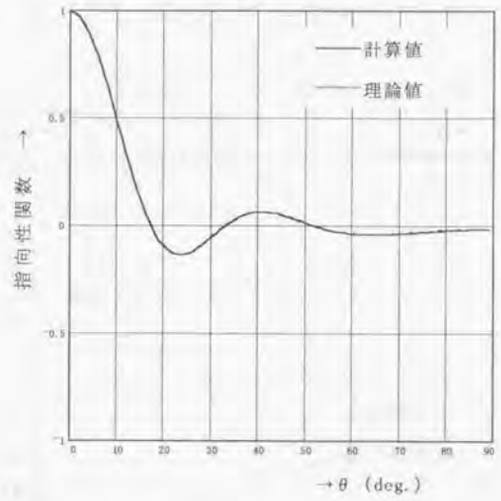
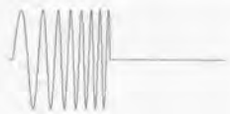
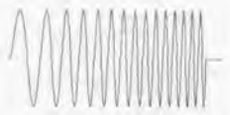


図４．１１　サイクル数の多い正弦波パルスで振動したときの音場パターンにおける時間的中心部の指向性

4．3．2．3　チャープ波の音場と波形

表4.3に示した2種類のチャープ波について計算した。条件は正弦波パルスの例と同じで、トランスデューサの直径は35mm、トランスデューサの中心から観測点までの距離は500mm、超音波伝搬媒質は空気である。

表4．3　音場計算したチャープ波のパラメータ

波形	式	パラメータ
	$e(t)=a(t)\sin\left(\omega t+\frac{s}{2}t^2\right)$ $a(t)=\begin{cases}1 & 0\le t\le T\\ 0 & \text{その他}\end{cases}$	$f=20kHz$ $s=\frac{\Delta\omega}{T}$ $\Delta\omega=2\pi\Delta f$ $\Delta f=80kHz$ $T=125\mu s$
	〃	$f=20kHz$ $s=\frac{\Delta\omega}{T}$ $\Delta\omega=2\pi\Delta f$ $\Delta f=80kHz$ $T=250\mu s$

結果は、図4．12の通りである。この結果から、次のことがわかる。

① 立ち上がり立ち下がり部では、1サイクル正弦波パルスの場合の前半の半サイクルと後半の半サイクルと類似している。これは図4．12（a）（b）を図4．9（b）と比較することでわかる。

② 立ち上がり立ち下がり以外は、連続波の指向性関数を瞬時周波数で計算した値と一致する。音場パターン図4．12（a）（b）において、たとえば、瞬時周波数35kHz，90kHzのときのθ方向を見た振幅は図4.13（a）（b）の通りである。これに対応する指向性の理論値を波線で示した。両者は良く一致している。

③ 指向性は時間と共に変化する。これは図4．12（a）（b）よりわかる。

④ 波形の包絡線は時間と共に変化する。これは図4．12（a）（b）よりわかる。

また、図4．14からもわかる。

⑤ ④で述べた変化の仕方は、最大瞬時周波数（$\omega+(s/2)T=100kHz$）のときの理論指向性関数の値が最初に0となる角度θ_0（約7°）を境に、次のように異なる。

(a) θ_0以下の角度では、単調に変化する。
（例として、図4．14に$\theta=0°$および$\theta=5°$の場合の波形を示す。）

(b) θ_0を超えた角度では、極大極小を持つ。
（例として、図4．14に$\theta=10°$、15°、20°および25°の場合の波形を示す。）

4．3．2．4　形状判別への適用の条件

以上のことから、先に提案したチャープ波を用いた物体形状判別について考える。角度θ_0以内に物体の反射点があれば、その点での音圧は単調な変化、したがって、エコーも単調な変化をする。これに対し、角度がθ_0以上の点では音圧が単調ではなくなるので、複数の反射点が無くとも受信エコーの包絡線は変化した波形となり、物体がある場合と区別がつかなくなる。

しかし、基準となる境界が正面にあれば、その境界だけのエコー波形との比較によって、物体の在否は検出できる。

角度θ_0以内の場合は、包絡線の変化は境界および物体の反射点間の干渉のみによるので、包絡線の周波数より反射点間の位置関係は求まる。

角度θ_0以内であっても、正面（0°）でなければ、エコーの振幅は時間と共に減少するので、反射エコー強さを正確に求めることはできない。この影響の程度は対象物体の反射率や形状によるので、ケースバイケースで使用可能な範囲を決めることになる。しかし、第一の条件として、物体は角度θ_0以内にあることが必要条件となる。

(a)

(b)

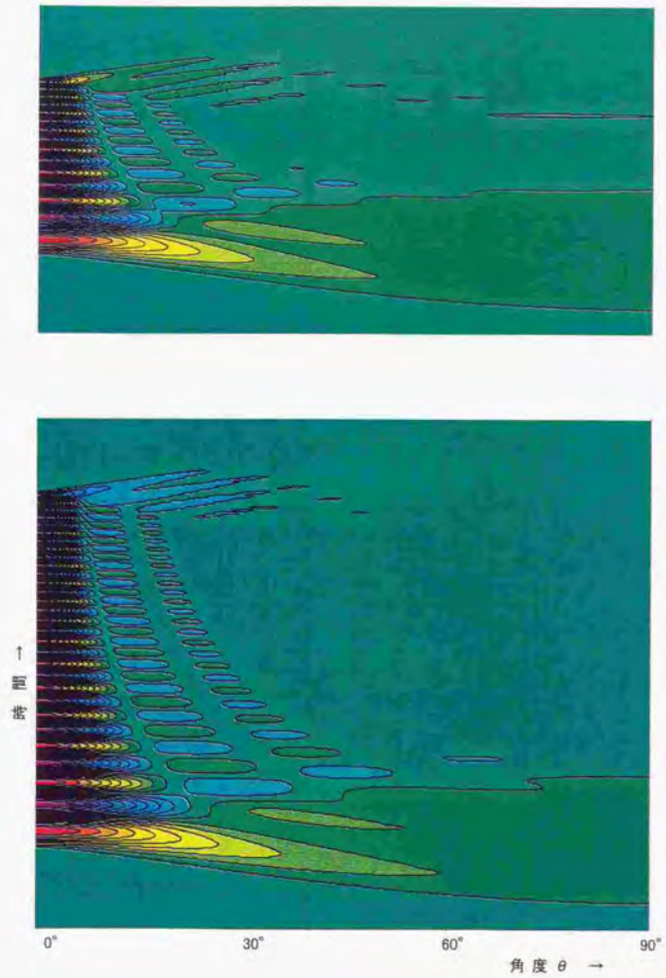
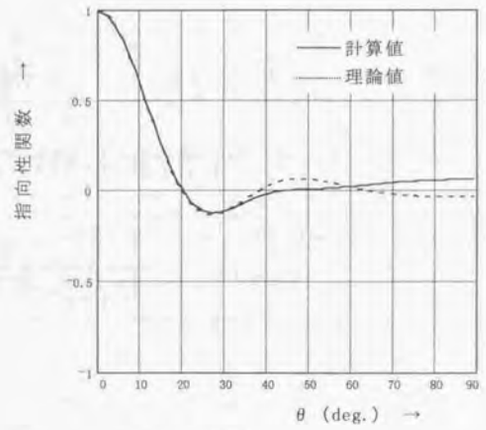
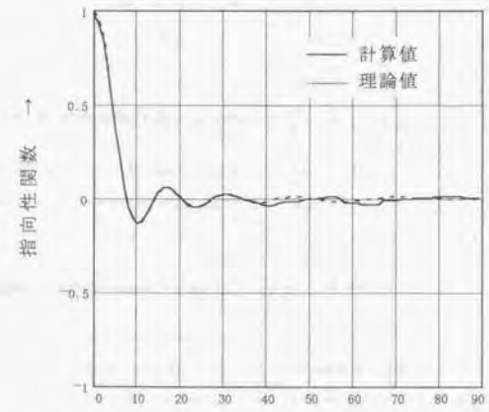


図４．１２　チャープ波で振動したときの音場パターン
（ａ）T＝１２５μｓ　（ｂ）T＝２５６μｓ

トランスデューサ径：３５ｍｍφ、トランスデューサ中心から観測点までの距離Ｒ＝５００ｍｍ
伝搬媒質：空気（音速ｃ＝３４０ｍ／ｓ）、
周波数f_1＝２０ｋＨｚ（波長λ_1＝１７ｍｍ）f_2＝１００ｋＨｚ（波長λ_2＝３．４ｍｍ）



(a)



(b)

図4．13　チャープ波でドライブしたときの音場パターンにおいて、
(a)瞬時周波数35kHz（空中での波長：9．7mm）の時刻での指向性
(b)瞬時周波数90kHz（空中での波長：3．8mm）の時刻での指向性

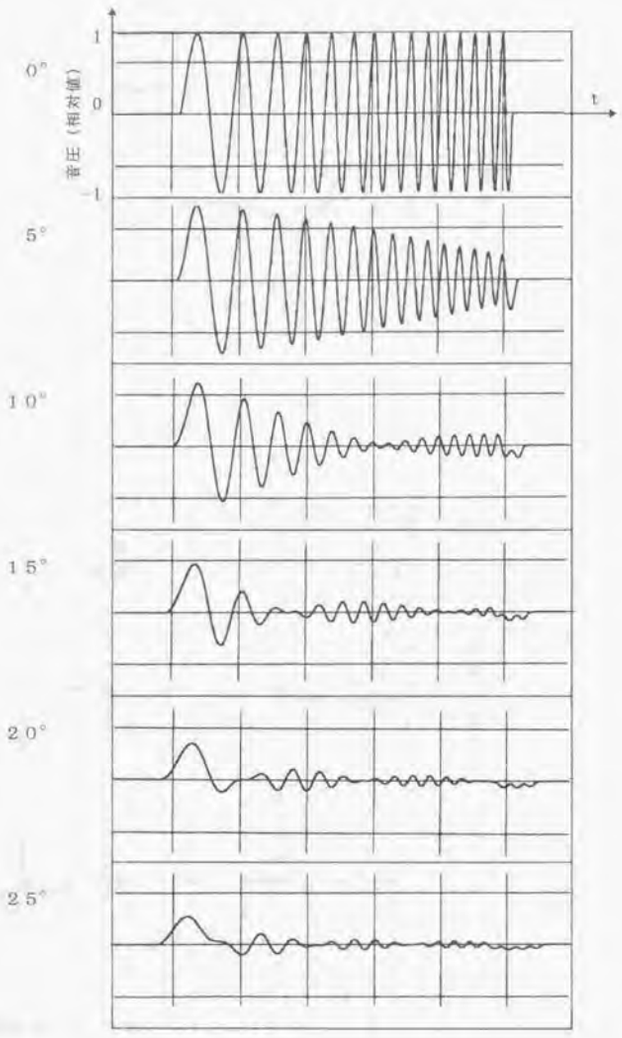


図4．14　チャープ波で駆動したときの音圧波形

4．4　表面直下欠陥の検出への応用

以上で方式の提案をし、適用の条件を調べたが、以下に応用例により本方式の有効性を示す。

従来から、鋼片や鋼板内の欠陥を検出するためには、図4．15のように、時間幅の狭い超音波パルスを照射し、予め設定した時間ゲート信号を用いて、欠陥エコーのみを検出している。この方法によった場合、欠陥が表面に極めて近いと表面エコーと欠陥エコーとが重なり、欠陥エコーの抽出が困難になる。このために、照射する超音波の時間幅を狭くすると共に、ゲートの時間設定を正確に行わなければならない。また、鋼片の厚さがわずかでも変化すると、ゲートの相対位置がずれて誤動作を起こす。

この問題を解決するために、鋼片の超音波探傷では斜角法や表面波を用いる方法が開発されている。前者は超音波ビームを斜めに入射させると表面での反射波は戻らず、欠陥エコーのみが戻ってくることを利用して、境界も含んでゲートを設定するようにしたものである[33]。この方法では、欠陥の有無は検知できるが表面からの距離を知ることができない。後者は、表面波により表面にある傷と共に表面直下に隠れている欠陥をも検出しようとするものである[34]が、両者の区別がつかず、また、傷の深さが同じでも表面に開いた傷の方が高く評価されるという問題がある。これらに対して、本章で提案している方法を用いると容易に表面直下の欠陥の検出と評価が可能となる。

4．4．1　実験

この有効性を実証するために、図4．16に示す構成の装置を用いて30mm□の鋼材（ＳＳ41）に設けた模擬欠陥に対してエコー波形を観測した。同図のＶＣＯ（電圧制御型発振器）には岩崎通信機製のファンクションジェネレータＰＧ－３５０を用いた。これを制御する制御電圧発生装置および受信側のプリアンプ、ゲート、検波回路、ローパスフィルタを含んだ装置は専用に製作した。パワーアンプはｉｆｉ社の広帯域アンプを使用した。ウェーブメモリは岩崎通信機製ＤＭ－９０１、パソコンは三菱電機製Ｍｕｌｔｉ－１６を用いた。模擬欠陥は表4．4に示したように、スリット、横貫通ドリルホールおよび平底ドリルホールの３種類である。

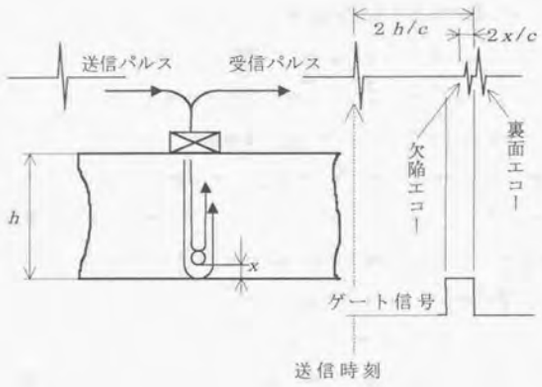


図４．１５　パルスエコー法による鋼板内部欠陥の検出

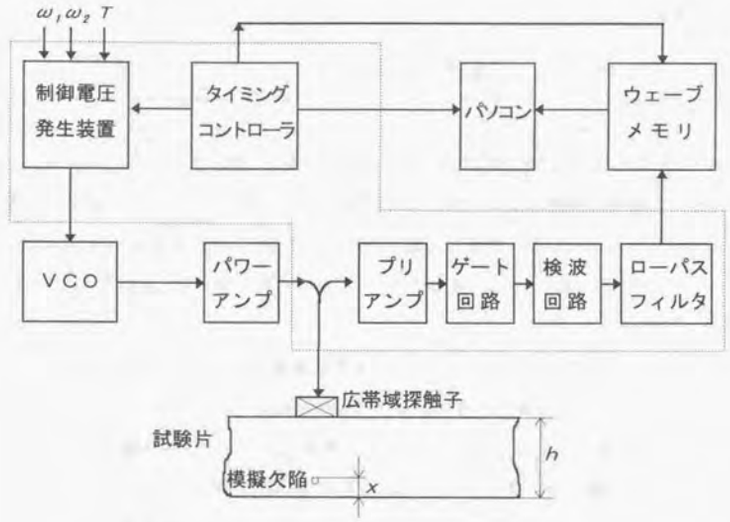


図４．１６　　実験装置のブロック図

表４．４　実験に用いた人工模擬欠陥の種類

種類	大きさ(mm)	欠陥深さ x (mm)
スリット	幅　：1	0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 3.0
横貫通ドリルホール	直径：2	1.3, 2.15, 3.05
平底ドリルホール	直径：3,5,6	1

図４．１６でＶＣＯは、f_1、f_2およびTを各々独立に設定できるようになっていて、前節での条件を考慮しつつ、使用する探触子に合わせてf_1、f_2を、被検材の厚さに合わせてTを設定した。使用した探触子はパナメトリックス社製の広帯域探触子Ｖ１１０で、中心周波数５MHz、帯域幅は－６dB幅で約３MHz、開口径6.25mm（1/4 inch）である。

まず、表面からの深さxを変化させた。掃引周波数範囲はf_1＝３．６MHz～f_2＝１０MHzとした。Tは被検材の厚さが３０mm、音速が5.55mm/μsであることから１０μsとした。図４．１７に欠陥深さを変えて観測したエコーの包絡線の例を示す。同図で（ａ）は欠陥のない場合、（ｂ）および（ｃ）はそれぞれx＝３mm、１mmのスリット、（ｄ）および（ｅ）はそれぞれx＝３mm、１mmの横貫通ドリルホールがある場合のものである。同図で、Ⅰは探触子と試験片との関係、Ⅱは検波後の信号である。

次に、大きさの異なる模擬欠陥（直径の異なる平底ドリルホール）に対して実験した。その結果得た包絡線の波形の例を図４．１８に示す。このときの使用した探触子は中心周波数１０MHz、－６dB幅約７MHzであり、f_1＝７MHzからf_2＝１７MHzまで掃引した。

４．４．２　欠陥の検出と評価

図４．１７(a)では欠陥がないにもかかわらず包絡線は一定ではない。これは、探触子の周波数特性による。この影響を除くために欠陥がない場合のエコー（（ａ）－Ⅱ）で正規化した。正規化は時間軸上で行った。すなわち、同図（ｂ）～（ｅ）－Ⅱの波形

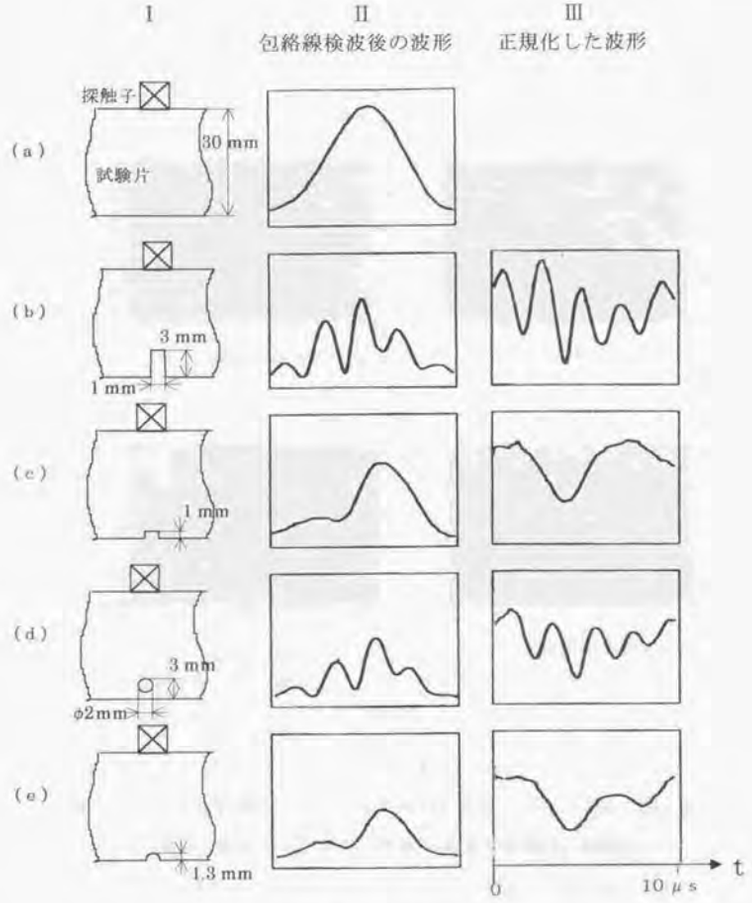
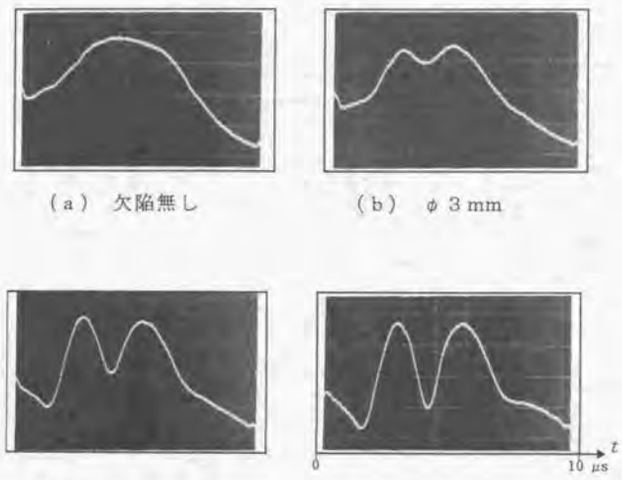


図４．１７　各種欠陥に対して観測した信号

（ａ）欠陥がない場合　（ｂ）～（ｅ）欠陥がある場合

試　験　片：材質：鋼（SS41）（音速：5,500m/s）、厚さ：３０mm
使用探触子：開口径：6.25mm、中心周波数：5MHz、帯域幅：3MHz（－6 dB幅）
チャープ信号：T＝１０μs、
f_1＝3.6MHz（λ_1＝1.54mm）、f_1＝3.6MHz（λ_2＝1.54mm）



（a） 欠陥無し　　（b） φ３mm

（c） φ５mm　　（d） φ６mm

図４．１８　大きさの異なる欠陥からの観測波形

（縦軸：包絡線検波後の振幅（相対値）、横軸：時間）

試 験 片 ：材質：鋼（SS４１）（音速：５，５００m／s）、
　　厚さ：３０mm
使用探触子：開口径：６．２５mm、
　　中心周波数：１０MHz、帯域幅：７MHz（－６dB幅）
チャープ波：T＝１０μs
　　f_1＝７MHz（λ_1＝０．７９mm）
　　f_2＝１７MHz（λ_2＝０．３３mm）

を（ａ）Ⅱで除算することによった。結果を図４．１７（ｂ）～（ｅ）Ⅲに示す。これにより信号の特徴が明確になり測定精度も向上した。以上の処理をした包絡線波形より求めた欠陥の深さと包絡線の周波数との関係を求めた。包絡線の周波数は、ピーク間の時間を測定することにより求めた。複数のピークがある場合は、各ピーク間隔の平均値を用いた。また、図４．１７（ｃ）は、第４．３．１項で述べた条件を満たしていないが、下限を調べるためにあえてサンプルに加え、ピーク間の測定を行った。これらの結果を図４．１９に示す。増幅・検波回路においてレベルが低い範囲での直線性がやや劣っていたこと、信号波形の両端（周波数が低い側および高い側）でレベルが低く、成果での誤差が大きくなりやすいこと、および、周波数を算出するための波数が少ないことを考慮すると、実験結果は理論値（式(４．１０)）にほぼ一致していると言える。

次に、図４．１８の波形より、欠陥寸法と変調率kとの関係を求めた。同図は包絡線波形であるので、２乗した後に、中央部での最大値と最小値を求め、変調率を算出した。すなわち,式(４－１１)は模式的に図４．２０のように表されるので、その最大値G_{max}と最小値G_{min}とから、

$$k=\frac{G_{\max}-G_{\min}}{G_{\max}+G_{\min}} \qquad (4-29)$$

として求めた。結果を図４．２１に示す。トランスデューサの周波数特性がフラットでないため、変調率の算出で誤差が生じていること、および、式（４－１５）の近似を考慮すると、実験結果は理論値（式(４－１７)）とほぼ一致していると言える。

これらの結果から、表面近傍に存在する欠陥を検出すると共に、その深さおよび大きさを測定できることがわかった。なお、この方法によれば、従来の幅の狭いパルスを用いる方法に比べＳ／Ｎが良いこと、被検材の厚さが高精度にわかっていなくても良いこと、時間の分解度が低くても良いことなどの実用的特徴が得られる。

以上では、欠陥がトランスデューサの直下にあるものとして実験および考察をしてきたが、実際の探傷では欠陥の位置は未知である。超音波ビーム内に欠陥が存在すれば、欠陥がないときのエコーと波形が異なるので、検知することは可能であるが、位置と大きさに対する評価は、第４．３．２項で述べたように、音場を考慮する必要がある。しかし、物体がチャープ波での最大周波数を用いて算出した指向性におけるメインローブ内であれば、大きな影響は無かった。

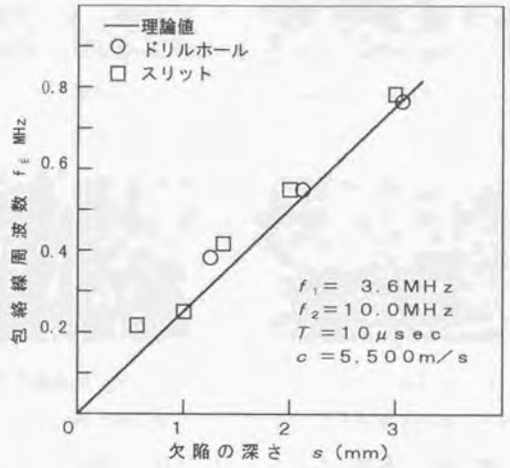


図4.19　欠陥深さ x と包絡線周波数 f_M との関係

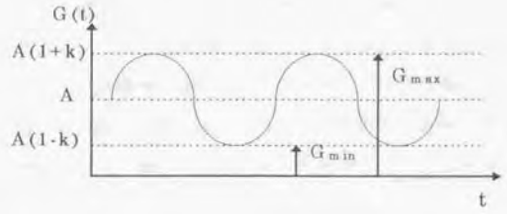


図4.20　式(4－11)の模式図

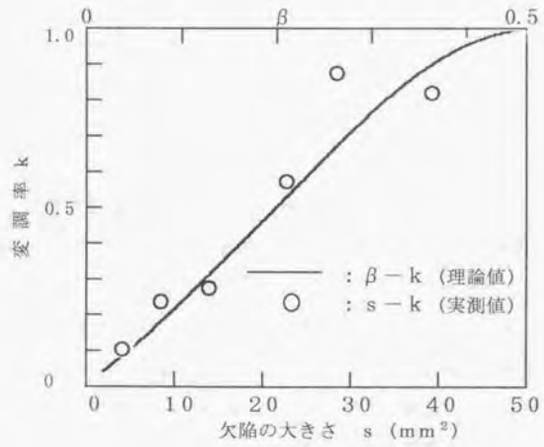


図4.21　欠陥の大きさSとエコーの変調率kとの関係

なお、実際の欠陥の形状は多様であるので、すべての欠陥に本項で述べた評価法を適用できる訳ではなく、単独に存在する気泡などの単純な形状の欠陥に限られる。しかし、検出は複雑な形状の欠陥に対しても、欠陥が無いときの波形との比較によって行うことができる。複雑な形状であると、エコーの包絡線波形は単純な正弦波状にならず、複雑な波形となるので判別できる。この場合の評価は、4.2.3項でふれたようにスペクトルを求めることで評価が可能である。詳細については次章で述べる。

4.5 テーブル上に置かれた部品の検出と形状判別への応用

本章で提案した方式の有効性を示すもう1つの例として、テーブル上に置かれた部品の形状判別をあげる。

物体の形状を測定するためにTVカメラを用いたセンサの開発が進められ、実用に供されているいるが、TVカメラで得られるのは本質的に平面的な投影であり、3次元情報は得られない。そのため、3次元形状認識のためには、2台のカメラを用いる方式、光切断法や照明の工夫などにより用途に応じた開発が行われている。超音波を用いると距離情報が得られるので、狭いビームを走査し対象物体の形状などを計測する方式[1] [35] [36]、ビーム幅の広い超音波を用いたパルスエコー法による距離センサの情報によって形状を判別する方法[3]などが研究されている。しかし、距離分解能を上げるためにパルス幅を狭くするとS／Nが劣化する。図4.22はテーブル上に置いた物体に幅の狭い正弦波パルス状の超音波を照射したときのエコー信号の例である。

このような場合、チャープ超音波を用いると、図4.23のように時間軸が拡大され、物体の形状による波形の差が顕著になり、特徴をとらえ易くなる。

4.5.1 実験

図4.24に示す装置を用て、図4.26に示すような円柱より構成された平面図が同じ形状の物体に対してエコー信号を観測した。図4.24の電圧制御型発振器（VCO）には岩崎通信機製ファンクションジェネレータFG−350を使用した。それを制御する制御電圧発生装置は専用に製作した。超音波を送受信するトランスデューサは広帯域性のためポラロイド社製の静電型トランスデューサを使用した。その中心周波数は約60kHz、帯域幅は−6dB幅で約25kHzである。トランスデューサとドライバ、受信アンプとを組み合わせ、図4.25のような送受信ヘッドを製作して使用した。チャープ波の定数は、f_1=35kHz、f_2=100kHz、T=5msとした。結果を図4.27に示す。

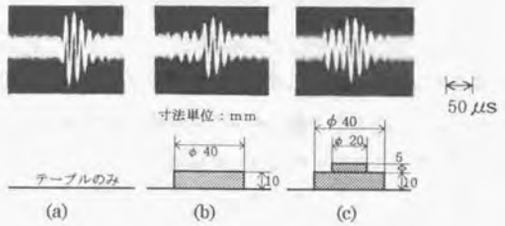


図４．２２　狭い正弦波パルス超音波によるテーブル上の物体からのエコー

超音波周波数：５０ｋＨｚ（λ＝６．８ｍｍ）

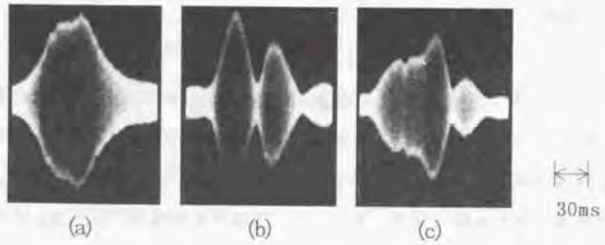


図４．２３　チャープ超音波によるテーブル上の物体からのエコー

f_1＝　３５ｋＨｚ（λ_1＝９．７ｍｍ）、
f_2＝１００ｋＨｚ（λ_2＝３．４ｍｍ）、
Ｔ＝５ｍｓ

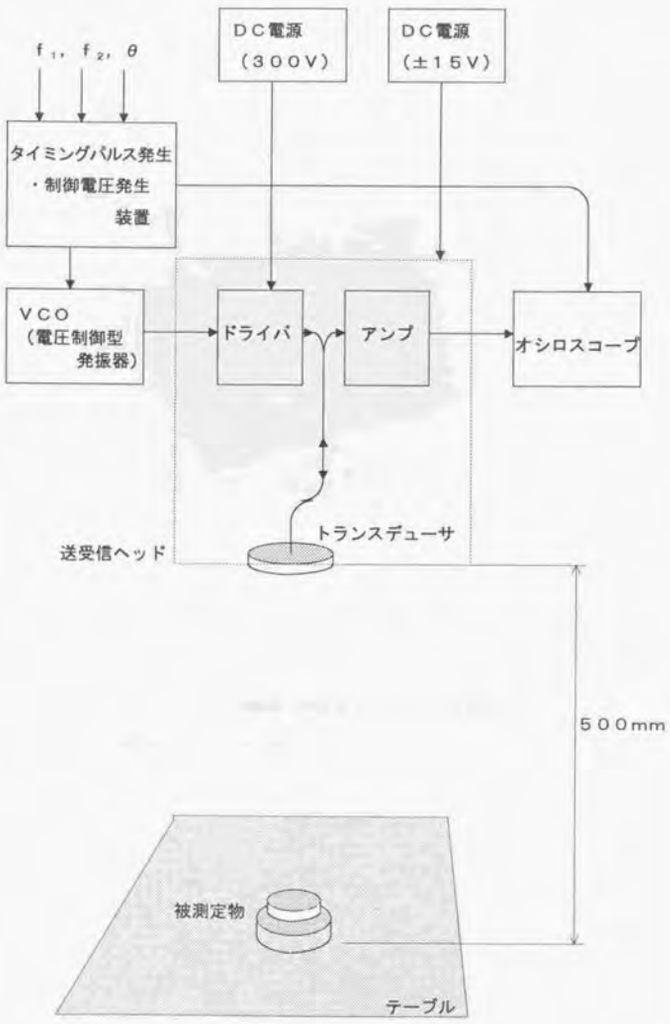


図４．２４　テーブル上の物体のエコーの観測実験

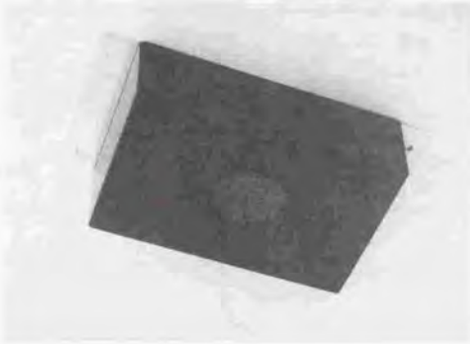


図４．２５　超音波送受信ヘッド
（ドライバ、受信アンプを内蔵）

図４．２５　実験に用いた円柱からなる物体

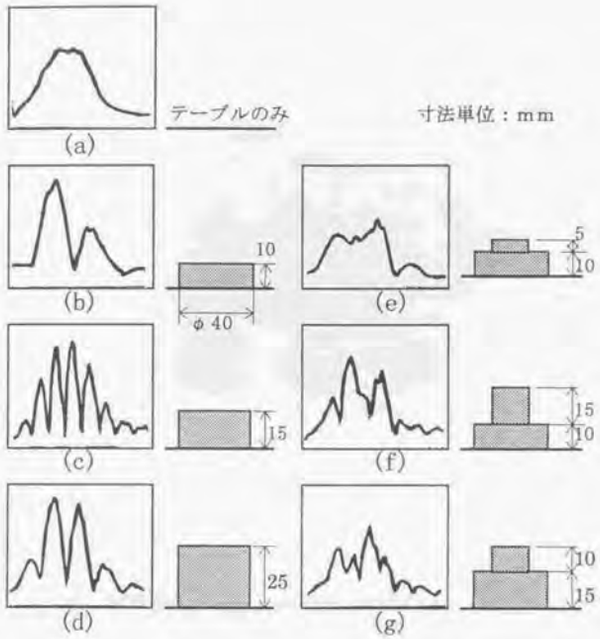


図４．２７　テーブル上に置かれた物体からのエコーの包絡線

（縦軸：包絡線検波後の出力電圧（相対値）、横軸：時間）

トランスデューサ：開口径：３５mm、
中心周波数：６０ｋHz、帯域幅：２５ｋHz（－６dB幅）
チャープ信号：T＝５ms、
f_1＝　３５ｋHz（λ_1＝９．７mm）、
f_2＝１００ｋHz（λ_2＝３．４mm）

４．５．２　物体の検出

図４．２６から物体の存在しない場合と、存在する場合とでは明らかな差があり、存在しないときの波形（テーブルからの反射波形）との比較により物体の検出ができる。それには、２乗検波後の波形の振幅を、決められた時間間隔でサンプリングし、その数値列を基準の数値列と比較することにより行うことができる。この比較には、相関やニューラルネットワークなどの手法で実現できると考える。

４．６　結論

本章では、線形周波数変調したバーストいわゆるチャープ状の超音波（チャープ超音波）を照射し、境界近傍に存在する物体を検出する方法を提案し、本方式を応用する上での制約事項について検討した後、鋼片の表面直下の探傷、および、テーブル上に置かれた部品の形状判別への適用例により、その有効性を示した。すなわち、

（１）物体の検出と形状判別のために、チャープ状の超音波を照射する方式を提案した。単純な形状についての考察により原理を示した。

（２）提案した方法を実際に応用する際に生じる課題について検討した。

①チャープ波のパラメータの設定基準を示した。

(a)各反射面からの反射波が互いに干渉しあって有効な情報が得られることから、チャープ波の長さTの条件が明らかになった。

(b)Δfが大きいほど、小さい距離差を検出できることがわかった。

(c)時間測定の誤差が、距離測定に及ぼす影響を調べ、Tはできるだけ長い方が、誤差が小さいことがわかった。

②チャープ波が作る音場を調べ、物体へのチャープ波の照射の仕方を検討した。

(a)インパルス応答法を用いて音場を計算した。

(b)音場の各点での時間波形をパターンとして分かり易くする表示方法を提案した。

(c)この表示法の効果を判断するために、その特性が良く知られている正弦波パルスについて計算、表示した。その結果、表示法が有効であるこ

とがわかった。

(d)チャープ波について計算、表示し、その音場特性を考察した。その結果、チャープ波の最大周波数を用いて計算した理論指向性関数でのメインローブ内に物体が含まれるように、超音波を照射しなければならないことを明らかにした。

(3) 応用例により提案した方法の有効性を示した。

①表面直下欠陥の検出への応用

(a)人工的に作成した模擬欠陥を設けた鋼材により実験的に評価した。

(b) $T=10\mu s$、$f_1=3.6MHz$、$f_2=10MHz$のチャープ波を用いて、表面から1mmの欠陥を検出できた。

(c)受信波の包絡線の周波数より欠陥の深さを求めることができた。

(d)受信波の包絡線の変調率より欠陥の大きさを求めることができた。

②テーブル上に置かれた部品の検出と形状判別への応用

円柱より構成され、平面図が同じ形状の物体に、$T=5ms$、$f_1=35kHz$（$\lambda_1=1.54mm$）、$f_2=100kHz$（$\lambda_2=0.55mm$）のチャープ波を照射し、包絡線形状が、物体形状により著しく変化し、物体の検出および形状判別の可能性があることがわかった。

参考文献

(1) 佐々木、小野、高野：ロボットのための高精度超音波センサの開発研究、精密機械、Vol. 51、No. 6、pp. 1238-1243 (1985)

(2) 丹羽：超音波計測, 32/38 昭晃堂 (1980)

(3) P.Kleinshmidt and V.Magori: Ultrasonic Robotic-sensors for Exact Short Range Distance Measurment and Object Identification, 1985ULTRASONICS SYMPOSIUM, pp.457-462 (1985)

(4) A.Jitstumori and T.Inari: Detection of Near-Surface Flaws Using Linear FM Ultrasonic Wave, Prcseedings of 5th Symposium on Ultrasonic Electronics

(1984), Jpn.J.Appl.Phys. Vol.24 Supplement 24-1, pp. 100-102 (1984)

(5) 実森：FM超音波による境界近傍に存在する物体の検出法，電気学会研究会資料，IM-89-14，pp. 87-96，(1989)

(6) 実森、稲荷、安藤：チャープ状の超音波を用いた境界近傍に存在する物体の検出法とその応用、電気学会論文誌、Vol. 116-E、No. 9、pp. 363－370(1996)

(7) 松尾、山根：「レーダホログラフィ」pp49-51, 電子通信学会 (1980)

(8) G.P.Ohman: Getting High Range Resolution With Pulse Compression Radar, Electronics, Oct, 7, 1960, pp. 53-57

(9) C.E.Cook: Pulse Compression - Key to More Efficient Radar Transmission, Proceedings of the IRE, March, 1960, pp. 310-316

(10) R.H.Pettit: Pulse Sequences With Good Autocorrelation Properties, The Microwave Journal, Feb.1967, pp. 63-67

(11) M.Bernfeld, C.E.Cook, J.Paolillo and C.A.Palmieri: Matched Filtering, Pulse Compression and Wavefome Desing, The Microwave Journal, Oct., 1964, pp. 57-64

(12) C.E.Cook, J.Paolillo, M.Bernfeld and C.A.Palmieri: Matched Filtering, Pulse Compression and Wavefome Desing, The Microwave Journal, Nov., 1964, pp. 81-90

(13) C.A.Palmieri, C.E.Cook, M.Bernfeld and J.Paolillo: Matched Filtering, Pulse Compression and Wavefome Desing, The Microwave Journal, Dec., 1964, pp. 70-76

(14) C.E.Cook, M.Bernfeld, and C.A.Palmieri: Matched Filtering, Pulse Compression and Wavefome Desing, The Microwave Journal, Jan., 1965, pp. 73-81

(15) C.M.Ellas: An Ultrasonic Pseudorandom Signal-Correlation System, IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics, Vol.SU-27, No.1, pp. 1-7 (1980)

(16) B.L.Lee and E.S.Furgason: An Evaluation of Ultrasound NDE Correlation Flaw Detection Systems, IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics, Vol.SU-29, No.6, pp. 359-369 (1982)

(17) B.L.Lee and E.S.Furgason : High-speed digital Golay code flaw detection system, Ultrasonics, July 1983, pp. 153-161

(18) E.S.Furgason : Optimal Operation of Ultrasonic Correlation Systems, 1982 Ultrasonics Symposium, pp. 919-928 (1982)

(19) S.Wadaka, T.Nagatsuka, K.Misu ,S.Urasaki and M.Koike : An Ultrasonic Pulse Compression System for Nondestructive Testing Using Complementary Series Phase Modulation, Jpn.J.Appl.Phys., Vol.29, Supplement 29-1, pp. 212-214 (1990)

(20) 電子通信学会編：「レーダ技術（その２）」、P111、電子通信学会（1968）

(21) 井出：超音波盲人用歩行補助器、電気学会論文誌C、第102巻8号、p.26 (1982)

(22) T.Ifukube, T.Sasaki and C.Peng : A Blind Mobility Aid Modeled After Echolocation of Bats, IEEE Trans. Biomed. Eng. Vol.38, No.5, pp.461-465 (1991)

(23) 電子通信学会編：「レーダ技術（その２）」、P118、電子通信学会（1968）

(24) A.Jitsumori, S.Wadaka and S.Inoue : Transient Fields of a Sound Source Driven by Various Wave Shapes, Jpn.J.Appl.Phys. (掲載予定 1997)

(25) K.Harumi, M.Uchida, H.Okada, and S.Sasaki : Numerical Experiment of Reflections of Transverse Waves by Surface Steps and Cracks(Part 2), 1987 ULTRASONICS SYMPOSIUM, pp. 1067-1073,

(26) 山脇、齋藤：弾性波シミュレーションのための新しい節点方程式の導出と表面波への応用，非破壊検査，Vol. 40, No. 12, pp. 791-797, (1991)

(27) F.Oberhettinger: On Transient Solutions of the "Baffled Piston" Problem, J.Res.Natl.Bur. Stand. Sec. B, 65B, 1. pp.1-6 (1961)

(28) 古川、伊達：超音波探傷試験の簡易的シミュレーション，非破壊検査，Vol. 43, No. 4, pp. 223-229(1994)

(29) 南、伊達：斜角探触子と表面欠陥における超音波の指向性評価，非破壊検査，Vol. 44, No. 2, pp. 99-105, (1995)

(30) 木元、油田：移動ロボットのための超音波センサシミュレータ，日本ロボット学会誌，Vol. 13, No. 2, pp. 137-144(1995)

(31) K.Date, Y.Tabata and H.Shimada : A Quantitative Evaluation of Ultrasonic Wave in Solid by the Photoelastic Visualization Method, 1987 ULTRASONICS SYMPOSIUM, pp. 1093-1097

(32) K.Date and Y.Udagawa : Visualization and Evaluation of Ultrasonic Wave Genaration by Various Types Probes,1988 ULTRASONICS SYMPOSIUM, pp. 1069-1073

(33) 加藤、富田、木戸、西峰、松本：角ビレット全面超音波探傷、鉄と鋼、Vol. 71, NO. 12, s1088 (1985)

(34) 山口、松原、藤沢、松本：角鋼片表面の超音波探傷、鉄と鋼、Vol. 70, No. 9, pp. 1210-231 (1984)

(35) 佐々木：ロボット用センサとしての超音波距離センサ、超音波テクノ，Vol. 3, No. 6, pp. 15-19 (1991)

(36) S.Kuroda, A.Jitsumori and T.Inari : Ultrasonic Imaging System for Robots using an Electronic Scanning Method, Robotica, Vol.2, pp. 47-53 (1984)

第５章　チャープ超音波センシングの基礎的考察

前章では、チャープ超音波を用いて物体の検出と形状判別を行う方式を提案し、２つの応用例により実験的にその有効性を示したが、そこでは反射面が平面か円柱側面という単純な形状についての検討であった。本章では、複雑な形状の物体に対しても適用できること、チャープ波は形状判別に最適な変調方式であることを理論的に明らかにする[1]。続いて、検討結果を基に本方式の特徴をまとめる。

５．１　物体の反射モデル

５．１．１　超音波反射物体のモデル化

超音波を物体に照射したときの超音波エコーがどのように形成されるかについては、Freedman の研究がある[2]。そこでは、送受信トランスデューサと物体表面との間の距離を変数にとって受信信号を定式化し、エコーは物体表面の特異な箇所で生じることを示し、それに基づいて時間幅の比較的長い正弦波パルスのエコーがどのように形成されるか検討している。

ここでは、まず、Freedman と同様に送受信点からの距離で物体の形状を表す。その近似式を漸近展開[3]により導出し、さらに具体的な形状についての式を導く。続いて、物体の形状を送受信点からの距離 r ではなく、物体が置かれている $x-y$ 平面を基準にして表し、送受信点と物体との関係を分離し、物体だけのモデル化を試みる。

５．１．２　受信信号の定式化

図５．１のように $x-y$ 平面上に表面形状が、

$$z = s(x,y) \qquad (5-1)$$

で表される物体Ｒが置かれ、z 軸上の点Ｐ$(0, 0, Zp)$に送受信トランスデューサがある場合を考える。

送受信子が $f(t)$ で駆動され、点Ｐより球面波が放射されると、物体Ｒの表面上の点Ｑでの音圧は、

$$u_Q = K_1 K_2 \frac{1}{r} \varepsilon^{-jkr(x,y)} f(t) \qquad (5-2)$$

と表される。ここで、k は照射した超音波の波数、K_1 は送受信トランスデューサの特性によって、K_2 は超音波伝搬媒質の特性によって決まる定数である。ここでは K_1, K_2 は周波数には依存しないものとする。また、

$$r(x,y) = \sqrt{x^2 + y^2 + \left\{z_P - s(x,y)\right\}^2} \qquad (5-3)$$

であり、これは送信点Ｐから物体表面上の点Ｑまでの距離で、点Ｐから見た物体の形状を表している。上記超音波は点Ｑで反射され、球面波として伝わって行き、点Ｐでは、

$$u_{PQ} = K_1^2 K_2^2 \frac{1}{r^2(x,y)} \varepsilon^{-jk2r(x,y)} f(t) \qquad (5-4)$$

が観測される。式（５－４）を物体表面全体について積分すると、

$$u(t) = K_1^2 K_2^2 \iint \frac{1}{r^2(x,y)} \varepsilon^{-jk2r(x,y)} dxdy\, f(t) \qquad (5-5)$$

となる。この積分は、物体の大きさに比べて、照射する超音波の波長 λ が充分小さい、すなわち、波数 k は非常に大きいとすると、漸近展開により近似式が導かれる[3]。

その結果、積分は領域内の停留点（Stationary Point）とその周辺の特性、および、領域の端部とその周辺の特性のみによることがわかる。

以下に具体的な例として、平面、球、円柱側面について調べた結果を示す。ここで、送受信点と物体との間の距離は物体の大きさに比べて非常に大きい、すなわち、

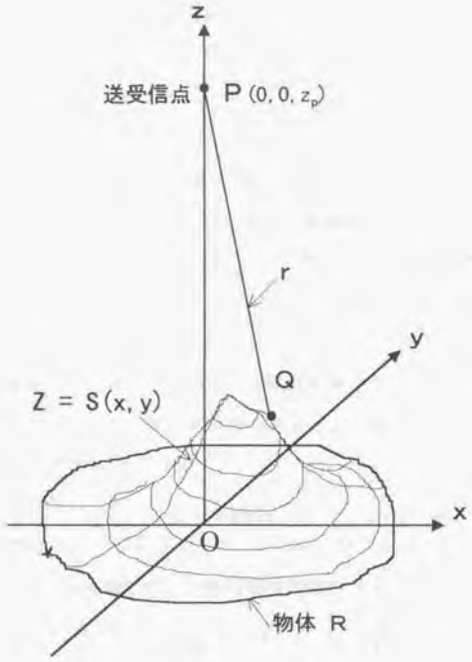


図５．１　物体への超音波の照射

$$z_p >> x_i,$$
$$z_p >> y_i \qquad (5-6)$$
$$z_p >> s(x_i, y_i)$$

として近似計算を行った。ここで、（x_i, y_i）は物体表面上の点の座標である。

（ａ）正面に置かれた平面（図５．２(a)）

$$u(t) \approx \left\{ j\frac{\pi}{k} z_p \varepsilon^{-jk2h} \right\} \cdot K_2^2 \cdot \frac{1}{z_p^2} \varepsilon^{j2kz_p} \cdot K_1^2 f(t) \qquad (5.\ 7)$$

（ｂ）傾いた帯状平面（図５．２(b)）

$$u(t) \approx \left\{ -j\frac{1}{k}\sqrt{\frac{\pi}{k}} \varepsilon^{j\frac{\pi}{4}} \frac{\sqrt{z_p}}{2a} \varepsilon^{-jk2(ax_2+b)} \right\} \cdot K_2^2 \frac{1}{z_p^2} \varepsilon^{jk2z_p} \cdot K_1^2 f(t)$$
$$+ \left\{ j\frac{1}{k}\sqrt{\frac{\pi}{k}} \varepsilon^{j\frac{\pi}{4}} \frac{\sqrt{z_p}}{2a} \varepsilon^{-jk2(ax_1+b)} \right\} \cdot K_2^2 \frac{1}{z_p^2} \varepsilon^{jk2z_p} \cdot K_1^2 f(t)$$

（５－８）

第１項は右側の端部（照射方向と面とが広角）、第２項は左側の端部（照射方向と面が鋭角）からのエコーである。

（ｃ）球面（図５．２(ｃ)）

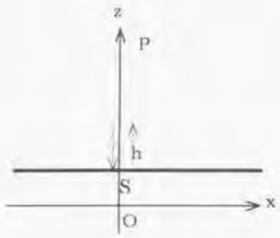
$$u(t) \approx \left\{ j\frac{\pi}{k} a \varepsilon^{-j2ka} \right\} K_2^2 \frac{1}{z_p^2} \varepsilon^{j2kz_p} \cdot K_1^2 f(t) \qquad (5-9)$$

（ｄ）円柱側面（図５．２(d)）

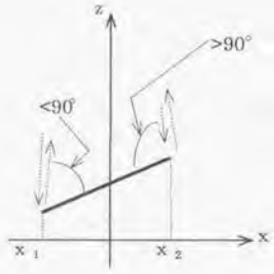
$$u(t) \approx \left\{ j\frac{\pi}{k}\sqrt{a}\sqrt{z_p} \varepsilon^{-j2ka} \right\} K_2^2 \frac{1}{z_p^2} \varepsilon^{j2kz_p} \cdot K_1^2 f(t) \qquad (5-10)$$

以上の例から、受信信号は、K_1^2, K_2^2を改めてK_1, K_2と置き直して、

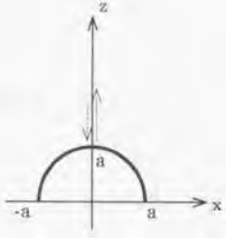
$$u(t) \approx M \cdot f(t)$$



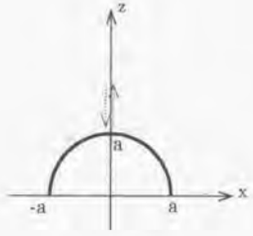
(a) 正面にある大きな平面



(b) 傾いた帯状平面



(c) 球面



(d) 円柱側面

図5．2　反射点の形状の例

$$M=\left\{A\varepsilon^{-j2ks(x_0,y_0)}\right\}\left\{\frac{K_2}{z_p{}^2}\varepsilon^{j2kz_p}\right\}K_1 \qquad (5-11)$$

の形で表せることがわかる。(x_0, y_0)は反射点の座標である。

ところで、式（5－6）の近似のように、超音波は物体には平面波で照射されていると考えているので、平面の場合、点Sとその近傍のみ照射されるのではなく、超音波ビームの広がり全体が平面を照射する。先に提案した方式ではビームが対象物体を覆うように照射するので、反射波の大きさは物体の平面の大きさに依存する。正面におかれた平面では、その面積に比例する。そこで、ビーム全体の面積をS_B、物体の正面面積をS_Oとして、次の係数αで振幅Aを補正する。

$$\alpha=S_o/S_B \qquad (5-12)$$

傾いた帯状平面や円柱側面では、その長さに比例する。そこで、ビームの幅をL_B、物体の長さをL_Oとして、次の係数βで振幅Aを補正する。

$$\beta=L_o/L_B \qquad (5-13)$$

5．1．3　反射物体のモデル化

領域内に停留点が２つ以上ある場合は、１つだけしか含まないように領域を分けて求めた結果を加算すればよいので、複雑な形状の物体であっても、観測される信号は、その停留点と端部からの有限個の信号の和で表すことができる。すなわち、観測される信号は、

$$\begin{aligned}u(t)&\approx\sum_{i=1}^{n}M_i f(t-\tau_i)\\&=\left(\frac{K_2}{z_p{}^2}e^{jk2z_p}\sum_{i=1}^{n}A_i e^{-jk2s(x_i,y_i)}f(t-\tau_i)\right)K_1\end{aligned} \qquad (5-14)$$

となる。ここで、

$$t_z=\frac{2z_p}{c} \qquad (5-15)$$

$$\tau_i = \frac{2s(x_i, y_i)}{c} \qquad (5-16)$$

と置くと、t_zは超音波送受信トランスデューサと反射物体（x-y平面）の間を超音波が往復する時間を、τ_iはx-y平面と反射点との間を往復するに要する時間を示している。$k=\omega/c$を考慮して、

$$u(t) = \left\{\frac{K_2}{z_p{}^2}\varepsilon^{j\omega t_z}\right\}\left\{\sum_i A_i\,\varepsilon^{-j\omega\tau_i}\right\}K_1 f(t) \qquad (5-17)$$

のように書ける。$\varepsilon^{j\omega t_z}$は時間の進み、$\varepsilon^{-j\omega\tau_i}$は時間の遅れを表しているので、$\delta(t+\tau_z)$、$\delta(t-\tau_i)$で表現でき、図５．３のようなモデルで表すことができる。式（５－１７）前半の｛　｝の項は超音波伝搬経路に関して、後半の［　］の項は反射物体に関して反射波の大きさと時間関係を示している。それぞれ、伝搬経路モデル、反射物体モデルと呼ぶこととする。伝搬経路モデルは、物体の位置、および、送受信トランスデューサ-物体間での超音波の減衰量を決定する。送受信トランスデューサからの距離が伝搬経路モデルで位置づけられた反射物体モデルは、物体が置かれているローカルな領域内での反射点間の相対距離および反射点の特性にもとづく反射の大きさを決定していて、δ関数の集まりとして表される。ところで、式（５－７）～（５－１０）のように、ここで反射物体モデルと呼んだ項に、球以外ではz_pがかかわっていて、佐々木も示している[4]ように$u(t)$は平面ではz_pに、球面では$z_p{}^2$に、円柱側面では$z_p{}^{3/2}$に反比例していて、伝搬経路モデルと明確に分離できないようであるが、ここでは、伝搬経路モデルは球面波の伝搬を表すものとし、これからずれるz_pの影響は物体の形状に伴う特性と見て、反射物体モデルに組み込んだ。物体形状判別において実際は、z_pの概ねの値は予め分かっているので、特に問題はないと考える。また、今まで述べた停留点は、$r(x, y)$に対してみたものであるが、式（５－６）の近似を考慮すると、$s(x, y)$の停留点と見ることができる。すなわち、送受信点からの距離を考慮せずに物体形状から反射点を特定し、モデルとすることができる。

各モデルの役割を模式的に表すと図５．４のようになる。図では送受信点から伝搬経路モデルで示された時間だけ離れたx-y平面上に置かれた物体がδ関数列で表されることを示している。

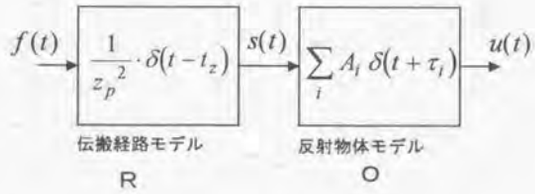


図５．３　　モデル

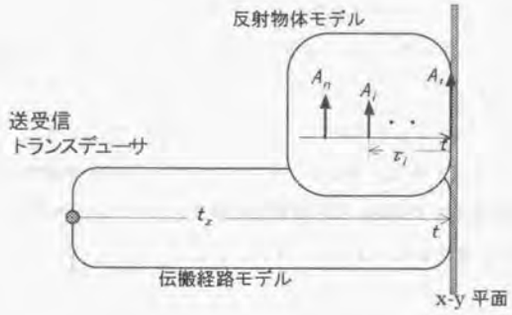


図５．４　モデルの模式図

5．2　最適変調方式の理論的検討

波動を物体へ照射し、その物体についての計測を行う場合、その計測対象である物体の特徴を取り出しやすいように変調をかけて送信するのが一般的である。従来より、超音波を用いた距離測定では、できるだけ時間幅の狭いパルスで変調をかけている。理想的にはインパルスであるが、実現の面から次善策として正弦波パルスを用いている。短時間にエネルギーをつぎ込まなければならず、S／Nに限界があり、その改善策として、チャープ波や各種符号系列を用いたパルス圧縮法が用いられる。従来の物体形状判別は、この距離測定の概念にもとづいている[4][5]。この方法では、時間的に短いパルスを取り込むために高速サンプリングを必要とする。

しかし、物体の形状を知る目的では、あえて送受信トランスデューサからの距離情報を取得する必要はない。物体が存在するローカルな領域内だけで、対象物体各部の相対的位置関係がわかればよい。

そこで、受信後の処理として、送受信トランスデューサからの距離情報を保持しているキャリアを落とし、処理しやすい波形とする。すなわち、二乗検波により位相情報を落とし、エネルギーのみ検出する。

送信波を $f(t)$、受信波を $g(t)$とすると、$g(t)$は式（5－14）で示したように、

$$g(t)=\sum_{i=1}^{n} A_i f(t-\tau_i) \qquad (5-18)$$

と表せられる。ここで、A_iは反射点 i での反射の強さに対応した定数である。

基本的な変調方式として振幅変調と周波数変調があるので、送信波の変調方式として、これら2通りの場合を考える。

5．2．1　振幅変調の場合

振幅変調した送信波は、

$$f_{AM}(t)=A(t)\varepsilon^{j\omega_0 t} \qquad (5-19)$$

と表せられ、受信波は次のようになる。

$$g_{AM}(t)=\sum_{i=1}^{n} A_i(t-\tau_i)\varepsilon^{j\omega(t-\tau_i)} \qquad (5-20)$$

これを二乗検波すると、

$$\begin{aligned} G(t) &= g_{AM}(t)\cdot g^{*}_{AM}(t) \\ &= \sum_{i=1}^{n} A_i^2(t-\tau_i)+2\cdot\sum_{i=1,j=i+1}^{n-1,n} A_i(t-\tau_i)\cdot A_j(t-\tau_j)\cdot\cos(\tau_i\sim\tau_j) \end{aligned} \qquad (5-21)$$

となる。後半の干渉項を0にし、前半の2乗項のみにすると、各エコーが分離される。そのためには$A(t)$の時間幅を（$\tau_i\sim\tau_j$）より短くしなければならない。

（$\tau_i\sim\tau_j$）の最小値を$\Delta\tau_{min}$とおき、

$$A_i(t)=\begin{cases}1 & 0\le t\le\Delta\tau_{\min}\\ 0 & \text{その他}\end{cases} \qquad (5-22)$$

とすれば、

$$G(t)=\sum_{i=1}^{n} A_i^2(t-\tau_i) \qquad (5-23)$$

となり、時間軸上でA_iが分離され、その位置からτ_i、従って、距離がわかる。このときの送信波$f(t)$は、正弦波パルスであり、従来から距離測定に使われているものである。チャープ波によるパルス圧縮も、パルス幅を短くして各エコーを分離しようとするもので、振幅変調による方法と同じ考えによるものである。この方式では、$\Delta\tau_{min}$を小さくする程、距離分解能が良くなるが、先にも述べたように実現性から限界がある。また、ディジタル的に各エコーを分離するために高速のサンプリングが必要である。

5．2．2　周波数変調の場合

周波数変調した送信波は、

$$f_{FM}(t)=A\,\varepsilon^{j\phi(t)} \qquad (5-24)$$

と表せられ、受信波は次のようになる。

$$g_{FM}(t)=\sum_{i=1}^{n} A_i \varepsilon^{j\phi(t-\tau_i)} \qquad (5-25)$$

これを二乗検波すると、

$$\begin{aligned} G(t) &= g_{FM}(t)\cdot g_{FM}^{*}(t) \\ &= \sum_{i=1}^{n} A_i^2 + 2\cdot \sum_{i=1,\ j=i+1}^{n-1,\ n} A_i A_j \cos\left\{\phi(t-\tau_i)\sim\phi(t-\tau_j)\right\} \end{aligned} \qquad (5-26)$$

となる。位相項$\phi(t-\tau_i)\sim\phi(t-\tau_j)$が$t$の1次関数の場合、$G(t)$は正弦波的に時間変化する。一般に$\phi(t)$が$n$次関数のとき差の成分は$n-1$次関数であるので、$\phi(t)$が2次関数のとき1次関数となる。すなわち、

$$\phi(t)=at^2+bt+c \qquad (5-27)$$

のとき、

$$G(t)=\sum_{i=1}^{n} A_i^2 + 2\cdot \sum_{i=1,\ j=i+1}^{n-1,\ n} A_i A_j \cos\left\{2a\cdot\Delta\tau\cdot t+\theta\right\} \qquad (5-28)$$

ここで、$\Delta\tau=\tau_i-\tau_j$

$$\theta=b\cdot(\tau_i-\tau_j)-a\cdot(\tau_i^2-\tau_j^2)$$

となる。

第4.2.3項でふれたように、式（5－28）をフーリエ変換すると、2つの反射点間の時間差$\Delta\tau_{ij}$（$=\tau_i\sim\tau_j$）に対応した周波数毎に分離される。その振幅は、A_iA_jである。位相項が式（5－27）のような周波数変調波、すなわち、

$$f(t)=A\varepsilon^{j(at^2+bt+c)} \qquad (5-29)$$

は、$a=\Delta\omega/T$，$b=\omega$とおき、

$$f(t)=A\varepsilon^{j\left(\omega t+\frac{\Delta\omega}{T}t^2\right)} \qquad (5-30)$$

と表せられ、搬送波周波数ω、周波数掃引率$s=\Delta\omega/T$のチャープ波である。これ

を用いることにより、振幅変調の場合のようにパルス幅を短くすることなく、反射点間距離および反射強さに対応した値が求まる。τ_iに依存せず、$\Delta\tau_{ij}$で決まる。すなわち、伝搬経路モデルに対応する情報は切り捨てられていて、反射物体モデルに対応する情報のみになっている。物体形状の判別にはこれで充分である。

5．3　複雑形状物体からのエコー

以上で、物体は有限の反射点の集まりとしてモデル化できること、周波数変調された送信波によって得た受信波のエネルギから各エコーを分離できるのはチャープ波であることがわかった。式（5－30）で表せられるチャープ波を図5．3の反射物体モデルで表される物体に照射し、エコーを二乗検波すると、

$$G(t)=\sum_{i=1}^{n} A_i^{\,2} + 2\sum_{i=1}^{n-1}\ \sum_{j=i+1}^{n} A_i A_j \cos\left(\omega_{ij}t+\theta_{ij}\right) \qquad (5-31)$$

が観測される。ここで、

$$\omega_{ij}=\frac{2s}{c}\left(x_i\sim x_j\right). \qquad (5-32)$$

である。反射点間の距離に対応した周波数を持った正弦波の合成となる。式(5－31)をフーリエ変換すると、図5．5のようなスペクトルが得られる。

5．4　実験的検証

例として、図5．6のような部品がテーブルの上に置かれている場合をとりあげる。これを図5．7のように側面と上面とから観測する。同図で点線は超音波の照射範囲を示している。（a）ではaとbの部分とテーブルのeから、（b）ではcとdの部分およびeから反射が起こる。部分a、bは円柱側面、その他の部分c、d、eは平面である。この物体の反射モデルを作った結果を図5．8に示す。使用する超音波の周波数は45kHz～80kHz、送受信トランスデューサの直径は35mm、送受信トランスデューサから床までの距離z_pは530mmである。したがって、ビーム幅として、

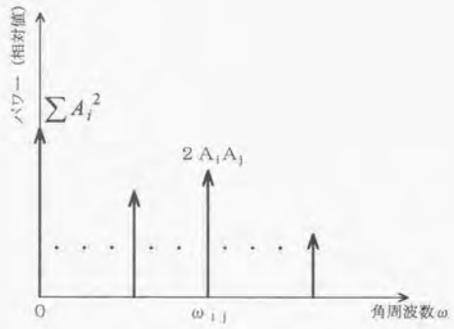


図５．５　エコー包絡線のスペクトル

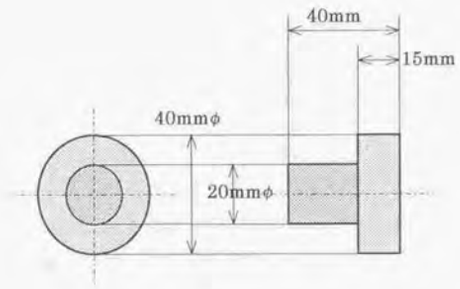


図５．６　実験のための物体

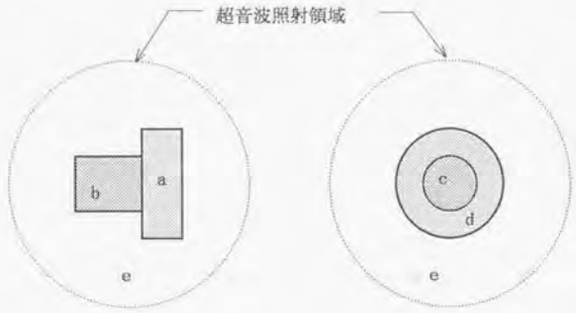
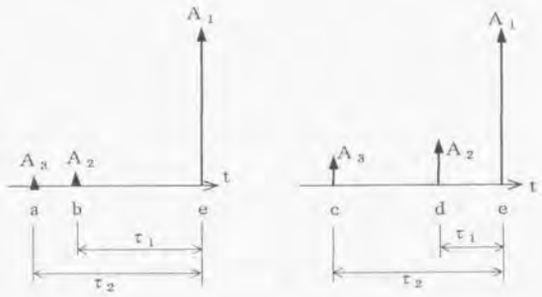


図５．７　実験での配置



（a）側面

$\tau_1 = 176\,\mu s$
$\tau_2 = 235\,\mu s$
$A_1 = 1.03$
$A_2 = 0.08$
$A_3 = 0.07$

（b）上面

$\tau_1 = 88\,\mu s$
$\tau_2 = 235\,\mu s$
$A_1 = 0.97$
$A_2 = 0.27$
$A_3 = 0.20$

図5．8　実験に用いた物体（図5．6）の反射物体モデル

80kHzでの理論指向性関数の70%レベルをとると、直径60mmのビーム幅となる。物体の寸法から振幅補正係数、式（5－12）および式（5－13）を考慮して式（5－7）および式（5－10）のエコー振幅を計算すると、（a）に対してはA_1＝1.03、A_2＝0.08、A_3＝0.07、（b）に対してはA_1＝0.97、A_2＝0.27、A_3＝0.20である。エコー位置は（a）に対してはτ_1＝176μs、τ_2＝235μs、（b）に対してはτ_1＝88μs、τ_2＝235μsである。

このモデルを用いて計算した波形と2乗検波後の波形、およびそのスペクトルを、実験によって観測した波形と2乗検波後の波形およびスペクトルとともに、図5．9と図5．10に示す。実験では送受信トランスデューサの周波数特性のため、テーブルのみのときのエコーは駆動波とは異なり、振幅が時間と共に変化しているので、図5．9、図5．10の計算においてはその特性を考慮して行った。A_2A_3がA_1A_2、A_1A_3に比べて非常に小さいのでτ_{23}に対応するスペクトルが明確には現れていないが、両者はほぼ一致している。これにより、モデルは適切であり、複雑な形状の物体でも簡単なモデルで表せられること、チャープ波の照射によって得られたエコーの包絡線からの物体の形状に対応した情報が得られることが言える。

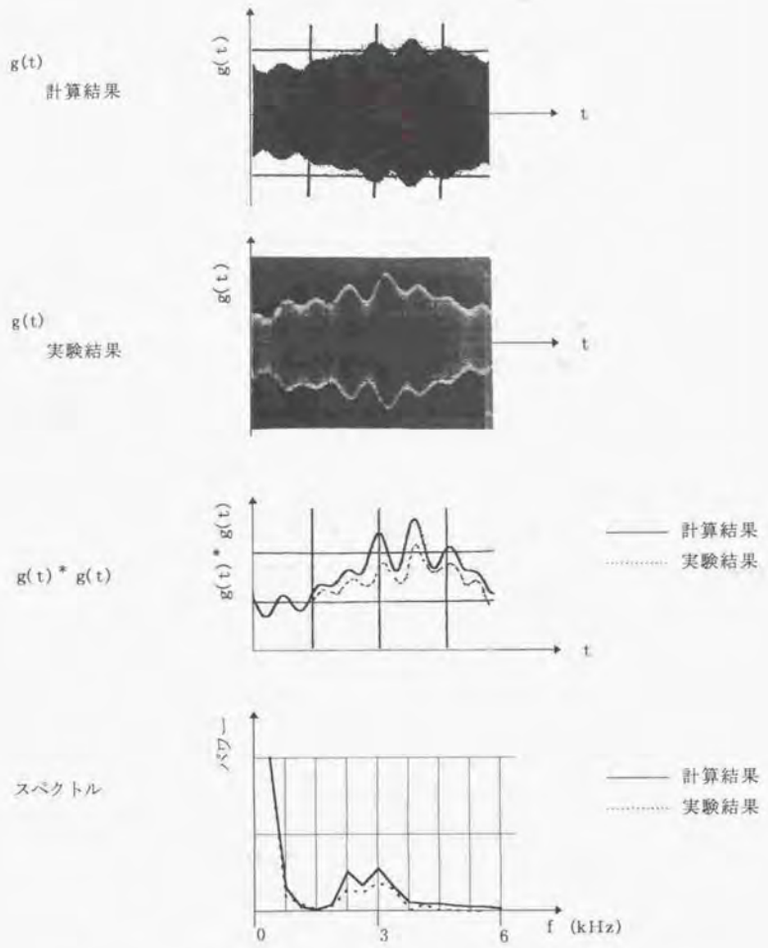


図５．９　　図５．６の物体にチャープ波を照射したときの受信波形（側面）

チャープ信号：f_1＝４５ｋＨｚ（λ_1＝７．６ｍｍ）、
f_2＝８０ｋＨｚ（λ_2＝４．３ｍｍ）
トランスデューサ径：３５ｍｍφ、
トランスデューサから床までの距離z_p＝５３０ｍｍ

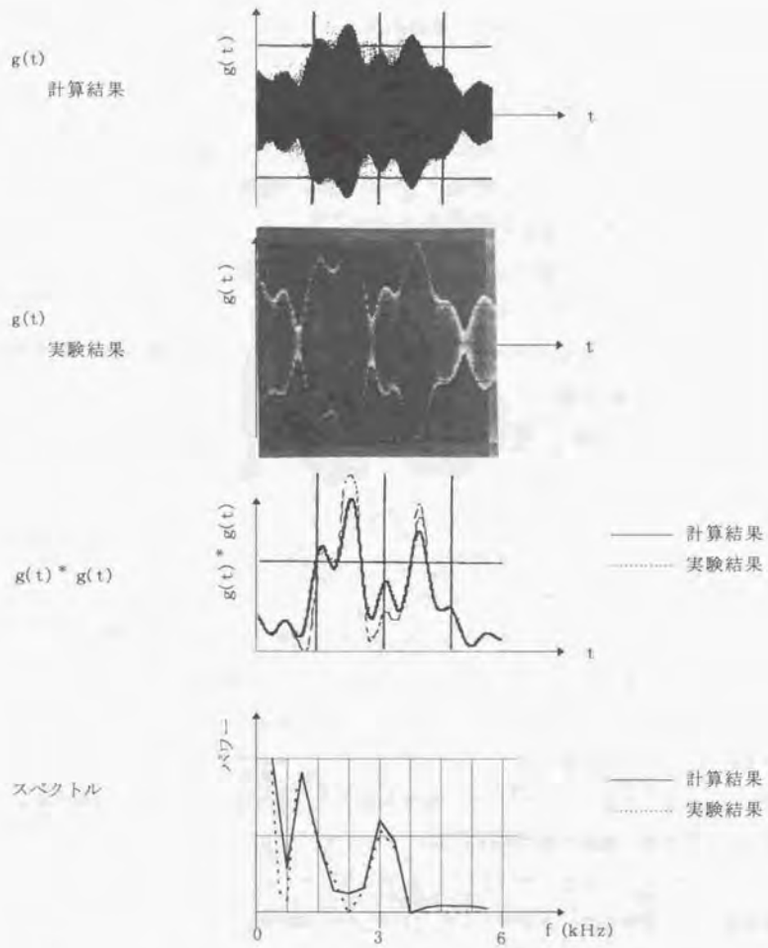


図５．１０　　図５．６の物体にチャープ波を照射したときの受信波形（上面）

チャープ信号：f_1＝４５ｋＨｚ（λ_1＝７．６ｍｍ）、
f_2＝８０ｋＨｚ（λ_2＝４．３ｍｍ）
トランスデューサ径：３５ｍｍφ、
トランスデューサから床までの距離z_p＝５３０ｍｍ

5．5　エコー波形からの物体形状の判別

物体の形状判別は、基準となる波形との比較により実現できると考えるが、本章の理論により、チャープ超音波を照射したときに得られるエコー波形と物体との物理的対応が明らかになったので、本節では、エコー波形から物体の形状を判別する手順を示し、そこでの問題点と精度を調べる。

前節までの結果から、次のような手順で物体を推定できる。

① 対象物体の形状を与える。

② 与えた形状の物体にチャープ超音波を照射したときの受信波形を求め、２乗検波の演算を行う。

③ ２乗検波後の波形の周波数スペクトルをＦＦＴで算出する。

④ スペクトルの大きさがピークとなる周波数ω、大きさAを求める。

⑤ $\omega=(2s/c)\cdot\Delta x$より、$\Delta x$を求める。

⑥ Δxより、モデルの形を決める。

⑦ 対応するa_iを求める。

以下、コンピュータ・シミュレーションにより、図５．１１の物体を取り上げて検討する。この物体に、テーブル上１ｍの位置から$f_1=35$kHz、$f_2=100$kHz、$T=5.9$msのチャープ波を照射したとすると、図５．１２（ａ）に示したエコーが受信される。これを２乗検波し、ＦＦＴによりスペクトルを求めると同図（ｂ）（ｃ）のようになる。同図（ｃ）よりピーク値を読みとる。最も高いピークをもつ周波数はテーブルから最も離れた点に対応するので、

$f_3=2.55$kHzとする。他の２つはどちらがテーブルに近いかはわからないので、次のように二通りのケースが考えられる。A_iは相対値である。

ケースA	
$f_1=0.68$kHz	$A_1=2$
$f_2=1.87$kHz	$A_2=0.7$
$f_3=2.55$kHz	$A_3=7$

ケースB	
$f_1=1.87$kHz	$A_1=0.7$
$f_2=0.68$kHz	$A_2=7$
$f_3=2.55$kHz	$A_3=2$

これより、Δx_1を求めると、

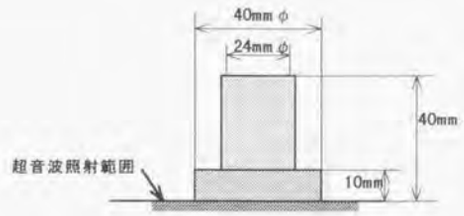


図５．１１　シミュレーションの例（対象物体）

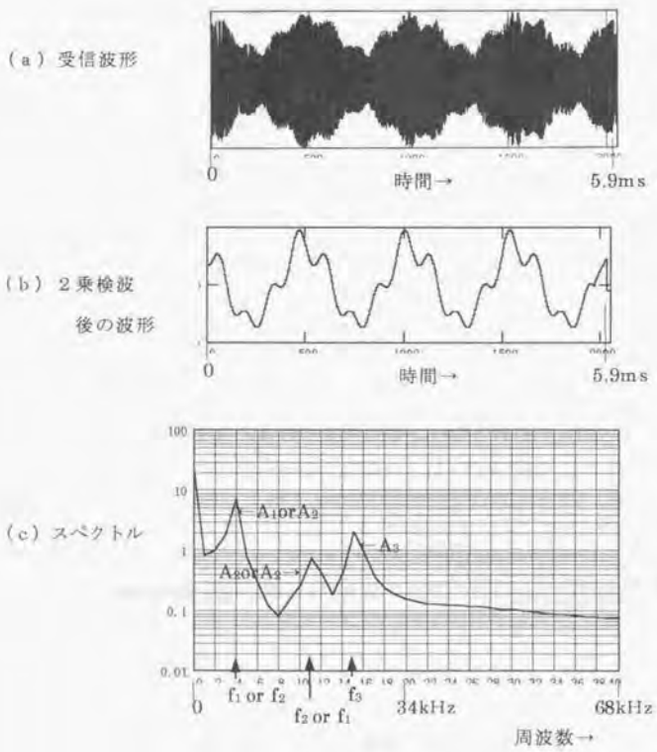
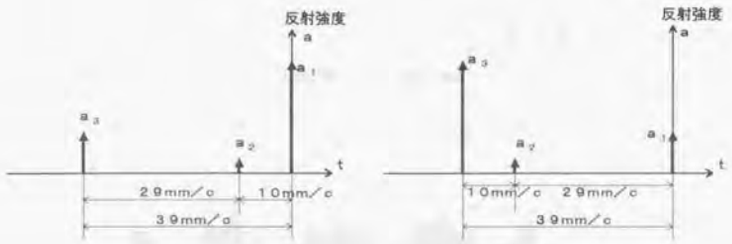


図５．１２　　図５．１１の物体にチャープ超音波を照射したときの受信波形とスペクトル

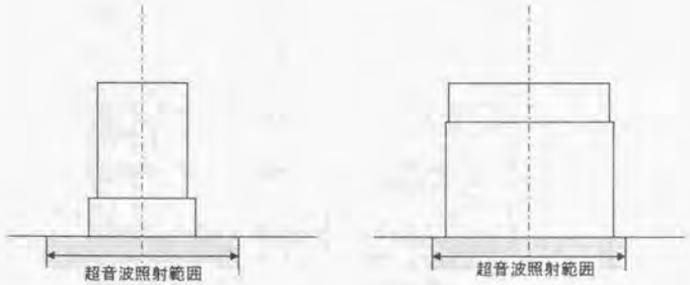
$T=5.9$ms、$f_1=35$kHz（$\lambda_1=9.7$mm）、$f_2=100$kHz（$\lambda_2=3.4$mm）



ケースA　　ケースB

図５．１３　　図５．１２（c）より求めた反射物体モデル

（c＝３４０m／s）



ケースA　　ケースB

図５．１４　　図５．１３の物体モデルをもとに描いた物体形状

ケースA		ケースB	
Δx_1＝　１０mm	A_1＝2	Δx_1＝　２９mm	A_1＝0．７
Δx_2＝　２９mm	A_2＝0．７	Δx_2＝　１０mm	A_2＝7
Δx_3＝　３９mm	A_3＝7	Δx_3＝　３９mm	A_3＝2

となる。$\Delta x_1 = x_1 \sim x_2$、$\Delta x_2 = x_2 \sim x_3$、$\Delta x_3 = x_3 \sim x_1$であり、

x_iは基準とするテーブル自体なので$x_1 = 0$として、x_iが求まる。　また、

$A_1 = 2\ a_1\ a_2$、$A_2 = 2\ a_2\ a_3$、$A_3 = 2\ a_3\ a_1$よりa_iが求まる。結果は次の通りである。

ケースA		ケースB	
x_1＝0	a_1＝３．１６	x_1＝0	a_1＝１．１１
x_2＝１０mm	a_2＝０．３２	x_2＝２９mm	a_2＝０．３２
x_3＝３９mm	a_3＝１．１１	x_3＝３９mm	a_3＝３．１６

これを、図５．４に示した模式図にしたがって描くと図５．１３のようになる。さらに、物体が円柱よりなっているとして算出した形状は図５．１４のようになる。

いろいろな寸法の物体に対してチャープ波を照射し、エコーの２乗検波後の波形のスペクトルを求めた[6]。これらからx_i，a_iを求め、与えたΔx_iとスペクトルから求めたf_iとの関係を図５．１５に示す。直線関係にあるといえる。さらに、A_iより求めたa_iと与えた反射面の大きさとを比較した結果を図５．１６に示す。精度は良くないが、大中小程度の判別は可能である。

以上から、エコーを２乗検波した後の波形のスペクトルを求めることにより、物体の反射点間の距離関係と反射点の反射強さを求められることがわかった。距離関係は相対値であって絶対値は求まらないが、あらかじめ対象となる物体のモデルを作り、測定結果とそれらを比較することにより形状の判別が可能になると言える。

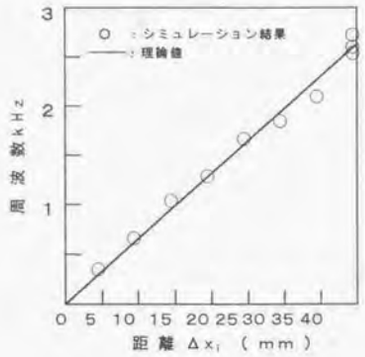


図５．１５　物体の寸法とスペクトル

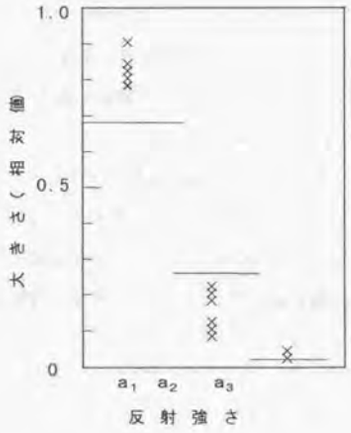


図５．１６　物体の反射点での反射強さとスペクトルの大きさ

５．６　特徴のまとめ

以上の理論的検討結果にもとづいて、前章で提案した物体形状判別方法の特徴を、距離計測の概念による従来法と比較して整理した。結果を表５．１に示す。

本方式の利点は、

①Ｓ／Ｎが良い。

②高速サンプリングを必要としない。

③エコーを取り出すために、高精度の時間ゲートを必要としない。

が挙げられる反面、反射面間の相対距離を測定しているので、エコーから一意には物体形状は定まらないという欠点もある。

完全なイメージングではなく、物体の有無、いくつかの既知の形状の分類など、用途を限定すると、上記長所を生かし、極めて良好なＳ／Ｎで、複雑な処理をすることなく、安価なシステムが得られ、新しい応用が広がると考えている。例えば、探傷やロボット用センサの他、踏切での障害物検知、駐車の有無検知、自動車の車種判別、道路段差検知、路面凹凸検知などへの応用展開が可能と考える。また、本方式では、観測はキャリアではなく包絡線のみでよいので、キャリアの波形自体を取り込むことが困難な高周波超音波を用いた微細な形状のセンシングなど、従来困難であったセンシングへの展開も可能であると考えている。

表５.１　第４章で提案した方法の特徴

項目	第４章で提案した方法	従来の方法
センシングコンセプト	ローカルな反射面間の距離情報の取得.	送受信点を基準とした距離計測。
送信波の変調方法	ＦＭ（周波数変調）	ＡＭ（振幅変調）
送信波形	チャープ波	正弦波パルス
観測される波形	各反射面の反射波の干渉波形	各反射面からの反射波列
得られる情報	反射面間の相対的距離差 （距離情報は、２つの反射面間を超音波が往復する時間を周期とする正弦波の和として観測される。） 反射面の反射強度	反射面の送受信点からの距離 反射面の反射強度
Ｓ／Ｎ	時間的に広げてエネルギーを投入するので、良好。	短時間にエネルギを投入するので限界がある。 時間的に広げてエネルギーを投入する方式としてパルス圧縮法がある*。
受信波読取りのための時間サンプリング	低速サンプリングで良い。 （"時間→周波数" の変換になっており、時間が短い、即ち、距離が小さいほど周波数軸上で拡大されるため。）	高速サンプリングを必要とする。
高分解能化	周波数掃引幅（$\Delta\omega$）を大きくする。	パルス幅（$\Delta\tau$）を狭くする。
	高速サンプリングを必要としないので、超音波周波数を上げることができ、高分解能化が可能となる	超音波周波数を上げると、さらに高速サンプリングが必要となる。
超音波周波数の選定	観測される包絡線の周波数はチャープ波の周波数掃引率によって決まり、キャリアの周波数自体には依存しないので、物体の大きさや環境に合わせて超音波周波数を選定できる。	物体の大きさや環境と共に、必要な分解度を得るために要求されるサンプリングが実現できるかに依存する。
物体エコーの取出し	エコー全体をつかまえるので、境界までの距離が高精度に確定している必要はない。	送受信点を基準とした正確な時間ゲートが必要。
物体認識での一意性	反射点が複数の場合、複数の解が得られ、一意には決定されない。	送受信点を基準に絶対値測定がされる。

※チャープ波を用いたパルス圧縮法は、分解能やＳ／Ｎを向上させる方式として優れているが、圧縮して時間分解能が高い反射面からのパルス列を作るという点で、従来のセンシングコンセプトに属するものである。

５．７　結論

本章では、第４章で提案したチャープ超音波による物体の検出および形状判別法の理論的検討を行った。すなわち、

(1) 複雑な形状の物体であっても超音波反射体としては有限個のδ関数列で表せることが明らかになった。これに基づいて反射物体モデルを作成した。

(2) 物体の形状を判別するのに、トランスデューサからの距離情報は必要なく、物体の反射面エコーが分離でき、それらの距離関係がわかれば良いことを指摘した。

(3) 送信波のエネルギのみを検出して複数の反射面エコーを分離できるのは、幅の狭い正弦波パルスと線形周波数変調波であることが明らかになった。幅の狭い正弦波パルスを用いる方法は従来の距離測定で使われている方法であり、測定上、Ｓ／Ｎが良くないことや高速サンプリングが必要であるという欠点があった。線形周波数変調波すなわちチャープ波を用いる方法はこれらの欠点を解決できる。

(4) 複雑な物体に対してチャープ波を照射したときのエコーについて検討し、２乗検波後の波形は反射点間の距離に対応した周波数スペクトルを持つことが明らかになった。

(5) 以上の理論に従って作成したモデルと計算結果は、実験結果と一致することが確認できた。

(6) コンピュータシミュレーションにより、エコーから形状判別することができることが確認できた。

(7) 提案した方法の特徴をまとめ、本方式の応用展開の方向付けをした。

本論文での提案は一つの原理の可能性を述べた段階であり、まだ実用化例は無いが、完全なイメージングではなく、物体の有無、いくつかの既知の形状の分類などに限定すると、極めて良好なＳ／Ｎで、複雑な処理をすることなく、安価なシステムが得られると考えている。また、観測はキャリアではなく包絡線のみでよいので、キャリアの波形自体を取り込むことが困難な高周波超音波を用いた微細形状センシングの可能性もある。今後、特長を生かした応用展開をはかっていきたい。

参考文献

(1) 実森、安藤：チャープ超音波を用いた形状判別の基礎的考察、計測自動制御学会論文集　(投稿中)

(2) A.Freedman : A Mechanism of Acoustic Echo Formation, Acustica, Vol.12, pp.10-21 (1962)

(3) A.Papoulis : Systems and Transforms with Applications in Optics , McGrow-Hill (1968)

(4) 佐々木：ロボット用センサとしての超音波距離センサ、超音波テクノ, Vol.3, No.6, pp.15-19 (1991)

(5) 佐々木, 小野, 高野：ロボットのための高精度超音波センサの開発研究、精密機械、Vol.51、No.6、pp.1238-1243 (1985)

(6) 実森,安藤：チャープ超音波を用いた境界近傍の物体の形状判別 —— 複数の反射面を持つ物体の場合の検討 ——，ＳＩＣＥ‘９６予稿集, pp.963-964 (1996)

第６章　結　論

産業における超音波計測は、超音波が光などの他の媒体にはない特性を持っているため広く活用されている。しかしながら、それらの多くは方式としては幅の狭いパルスを送受信するパルスエコー法に基づいていて、分解度を上げるために幅の狭いパルスの追求、物体の特徴をつかむにはエコーの分析など、与えられた方式の上での改善、適用対象の拡大に留まり、新たなニーズに十分応えられていないのが現状である。

そこで、本研究では、産業における超音波を応用したセンシング、中でも、非破壊検査および生産工程での部品ハンドリングのための物体形状判別に関して、従来の超音波計測ではなくセンシングシステムという観点で高度化をはかるために行った。

まず、第１章で、良く議論され系統的に扱われているセンシングシステムの概念に基づいて、超音波センシングを分析し、新しい超音波センシングシステムとはどうあるべきか、そこでの高度化とはどうあるべきかを明らかにした。すなわち、高度化とは、低コストでより多くの情報を短時間内で得ることであるとした。そのためには、センシング対象とトランスデューサとの物理的インタラクション、その特長を生かした信号処理、および、認識サブシステムの一部としてのヒューマンインタフェイスを有機的に統合させてシステム構築することが必要であることを述べた。本論文では、このような観点に立って、３つの課題について研究した。

第１の課題は、円周アレイ型トランスデューサに基づく超音波イメージングと特徴抽出である。従来、３次元イメージングは１次元アレイトランスデューサによる電子走査と機械走査との組み合わせで実現していたが、リアルタイム性に劣っていた。その解決策として２次元アレイトランスデューサの研究開発がされているが、それは開口部をマトリクス状に埋め尽くす構造で、素子数が非常に多く、イメージングシステムとしてのハードウェア規模、価格

共に現実的ではない。そこで、従来通りの情報をより短時間で、より低価格で取得することが要求される。本研究では、この要求を満たすべくコンパクトな３次元イメージングを実現するために、円周アレイトランスデューサを用いた新しい３次元超音波イメージング方式について研究した。すなわち、所定の開口径は確保すべく円周上に微小素子を配列した円周アレイ型トランスデューサを提案すると共に、取得された多量の３．５次元データを人間が短時間で理解できるような表示方式を提案し、現実的な規模の３次元イメージングシステムを実現した。

第２の課題はリニアアレイ型トランスデューサによるラム波超音波探傷システムである。従来、ラム波の振舞いが非常に複雑であるため、単純な特性を呈する範囲のみで使用され、その特性が充分に生かされずに使われてきた。また、欠陥などでのモード変換も把握できず、評価が必ずしも正確ではなかった。複雑なラム波の振舞いを把握し、正確な評価を実現するためには、高速かつ多種のモードのラム波でのエコーを取得し、リアルタイム性を失わずに情報量を増大させることが要求される。本研究では、リニアアレイを用いて、対象とする板に存在し得るラム波の位相速度に合わせて板表面を駆動し、モードを順次走査して得たデータを２次元パターンで表示する方法を提案した。これにより、各種モードでの欠陥特性を高速で取得し、パターンとして表示されるようになり、いろいろな欠陥に対する各モードでの特性が把握しやすくなった。本方式によれば送信と受信でモードを変えることもでき、欠陥によるモード変換特性も把握できるようになる。

第３の課題は、チャープ超音波による物体の検出と形状判別である。従来、超音波による物体の検出や形状の判別には、送受信点を基準とした距離計測をベースとして行っていた。そのため、境界近傍に存在する物体を検出しようとすると、境界と物体のエコーを分離するために、幅の狭い超音波パルス、高速の時間サンプリング、厳密な時間ゲートが必要であった。これらの要求はいずれも技術的な困難性あるいは高価格化を招いていた。本研究では、これを解決するために、境界面に基準面をおき、基準面と物体とのエコーを干渉させる方法を提案した。この方法により、従来困難であった検査が簡単なハードウェアで可能となる。

各課題での高度化を実現するための技術的ポイントと、いかに高度化されたかを表６－１にまとめた。

上記３つの課題に対する研究の過程で得られた成果を各章毎に要約すると、以下の通りである。

表６－１　　本論文で取り上げた事例での高度化のポイントと内容

		円周アレイ型トランスデューサに基づく超音波イメージングと特徴抽出	リニアアレイ型トランスデューサによるラム波超音波探傷システム	チャープ超音波による物体の検出と形状判別
高度化のためのポイント	センサ部	少ない素子数での２次元アレイセンサの実現	リニアアレイの使用（従来は機械式斜角探触子を使用）	チャープ超音波の照射
	処理部	センサの幾何学的特長を生かした超音波走査法と走査回路	発生および検出するラム波のモードの電子的制御	二乗検波、包絡線検波、フーリエ変換
	マンマシンＩＦ部	カラーＣＲＴへの３．５次元情報の表示	複数モードによるエコーを２次元パターンとして表示	――
高度化の内容	情報量	３次元データの取得が可能。(従来から研究されているマトリクスアレイでも可能であるが、実現性が低い。)	存在可能な全モードのラム波による情報が取得できる。反射によるモード変換の観測も可能。（従来は１モードのみ）	従来のパルスエコー法と同等
	取得時間	機械式との併用に比べて高速。約１sec (送信繰返：２ｋＨｚ 方位方向走査線：６４ 周方向走査：３２)	特定モードへの段取り換えは瞬時（データメモリの読み出し時間、１μｓ以下）（従来は機械的に角度調節）	従来のパルスエコー法と同等
	コスト	実現可能な範囲。マトリクスアレイの場合に対して、約1/10。	２次元電子走査の装置と同程度。	受信信号処理回路が安価 (Ｓ／Ｎが良い、高速ＡＤ変換を必要としないことによる。)

第２章では、第１の課題を扱った。得られた結論は次の通りである。

（１）円周アレイトランスデューサを提案し、シミュレーションにより円周アレイトランスデューサは実用的にはマトリックスアレイトランスデューサとほぼ同等の指向特性を備え、角度を変えたときの走査特性の均一性はむしろ優れていることが明らかになった。

試作した円周アレイトランスデューサを用いた実験の結果、３次元イメージングの基礎となる２次元イメージングは可能であることがわかった。

円周アレイトランスデューサの走査特性に関して、実験とシミュレーションにより、焦点が中心軸に近い場合には超音波ビームは良好に形成されることがわかった。しかし、焦点が中心軸からずれるに従って焦点化の特性が悪くなるが、これは各素子の幅に原因することがわかった。シミュレーションによって、要求する偏向角に対して必要な素子の大きさが評価できる。

（２）円周アレイの幾何学的特長を生かした走査方法と走査回路を提案した。

本方式は軸対称のものの検査に特に有効であり、産業用に広い応用が考えられる。

（３）エコー源の位置とエコーの強さをカラーＴＶモニタに表示するために、位置をモニタ面上の X, Y および色相に、エコー強さを明度に対応させた新しい表示法を提案した。

（４）以上を統合して評価を行った。

リアルタイムに時系列信号を画像に変換するプロセッサと組み合わせることにより、リアルタイム超音波３次元イメージングシステムを達成できる見込みを得た。

今後、対称性を生かした走査方法の多方面への活用が期待される。また、表示法に関しては、方式を提案し一例で確認した段階であるので、さらにいろいろなデータについて検討を重ね、有効性の検証が必要である。

第３章では、第２の課題を扱った。得られた結論は次の通りである。

（１）板中に存在し得るモードの位相速度に合わせて板の表面を駆動するリニアアレイ型トランスデューサを用いたラム波の発生法を提案した。

（２）リニアアレイ型トランスデューサの各素子を素子間隔／位相速度で与えられる時間づつずらせて駆動することにより、その位相速度を持ったラム波を駆動できることがわかった。

送受信器をを試作し、電子的制御により所定のモードのラム波を発生・検出できること、高速にモードを変更できることを確認した。

（３）ラム波の発生検出条件を順次変えて得たエコーを２次元パターンとして表示する方法を提案した。

模擬欠陥を設けた板を用いて表示実験した結果、各モードでの特性がパターンとして把握できることがわかった。

（４）以上の統合により、各種モードでの欠陥からのエコーを高速で取得し、パターンとして表示されるので、欠陥に対するいろいろなモードでの特性を容易に把握できるようになった。

本方式によれば送信と受信でモードを変えることもでき、欠陥によるモード変換特性も把握できるようになる。

今後、本研究での発生検出条件を横波入射角に対応させた表示法から位相速度に対応させた方法へ変更改善した後、複雑なラム波の欠陥に対する特性解明を進め、欠陥の種類判定を実現させたい。

第４章では、第３の課題を扱った。得られた結論は次の通りである。

（１）物体の検出と形状判別のために、チャープ状の超音波を照射する方式を提案した。

（２）提案した方法を実際に応用する際に生じる課題について検討した。

①チャープ波のパラメータの設定基準を明らかにした。

(a)各反射面からの反射波が互いに干渉しあって有効な情報が得られることから、チャープ波の時間長さの条件が明らかになった。

(b)周波数掃引範囲は大きいほど小さな距離差を検出できることがわかった。

(c)時間測定の誤差が、距離測定に及ぼす影響を調べ、チャープ波の時間長さは長い方が、誤差が小さいことがわかった。

②チャープ波が作る音場を調べ、物体へのチャープ波の照射の仕方を検討した。

(a)インパルス応答法を用いて音場を計算した。

(b)音場の各点での時間波形をパターンとして分かり易くする表示方法を提案した。

(c)この表示法の効果を判断するために、その特性が良く知られている正弦波パルスについて計算、表示した。その結果、表示法が有効であることがわかった。

(d)チャープ波について計算、表示し、その音場特性を考察した。その結果、チャープ波の最大周波数を用いて計算した理論指向性関数でのメインローブ内に物体が含まれるように、超音波を照射しなければならないことが明らかになった。

（3）提案した方法の応用例により、有効性を示した。

①表面直下欠陥の検出への応用を検討した。

(a)人工的に作成した模擬欠陥を設けた鋼材により実験的に評価した。

(b)T＝10μs，f_1＝3.6MHz，f_2＝10MHzのチャープ波を用いて、表面から1mmの欠陥を検出できた。

(c)受信波の包絡線の周波数より欠陥の深さを求めることができた。

(b)受信波の包絡線の変調率より欠陥の大きさを求めることができた。

②テーブル上に置かれた部品の検出と形状判別への応用を検討した。円柱より構成され平面図が同じ形状の物体に、T＝5ms，f_1＝35kHz，f_2＝100kHzのチャープ波を照射し、包絡線形状が物体形状により著しく変化し、物体の検出および形状判別の可能性があることがわかった。

第5章では、第4章で提案したチャープ超音波による物体の検出および形状判別法の理論的検討を行った。得られた結論は次の通りである。

（1）複雑な形状の物体であっても超音波反射体としては有限個のδ関数列で表せることが明らかになった。これに基づいて反射物体モデルを作成した。

（2）物体の形状を判別するのに、トランスデューサからの距離情報は必要なく、物体の反射面エコーが分離でき、それらの距離関係がわかれば良いことを指摘した。

（3）送信波のエネルギーのみを検出して複数の反射面エコーを分離できるのは、幅の狭い正弦波パルスと線形周波数変調波であることが明らかになった。

幅の狭い正弦波パルスを用いる方法は従来の距離測定で使われている方法であり、測定上、S／Nが良くないことや高速サンプリングが必要であるという欠点があった。

線形周波数変調波すなわちチャープ波を用いる方法はこれらの欠点を解決できる。

（4）複雑な物体に対してチャープ波を照射したときのエコーについて検討し、2乗検波後の波形は反射点間の距離に対応した周波数スペクトルを持つことが明らかになった。

（5）提案した方法の特徴をまとめ、本方式の応用展開の方向付けをした。

第4章で提案、第5章で理論検討した方式は、①S／Nが良い、②高速サンプリングを必要としない、③エコーを取り出すために高精度の時間ゲートを必要としない　という利点を持ち、所期の目的は達成できた。これら利点の反面、反射面間の相対距離を測定しているので、エコーから一意には物体形状は定まらないという欠点を持つ。しかし、完全なイメージングではなく、物体の有無、いくつかの既知の形状の分類など、用途を限定すると、上記利点を生かし、極めて良好なS／Nで、複雑な処理をすることなく、安価なシステムが得られ、あるいは従来困難だったセンシングが可能となり、新しい応用が広がると考えおり、今後、利点を生かした応用展開が期待される。

以上、超音波センシングにおいて、対象とトランスデューサとのインタラクション、その特長を生かした信号処理、および、認識サブシステムの一部としてのヒューマンインタフェイスを有機的に統合した高度化を目指して、3つのテーマについて研究した結果を述べた。

本論文で提案した新しい方式は、いくつかの例で有用性を示した段階であり、今後、実用化、さらには、新しいニーズに応えた応用展開をはかるために研究を進めたいと考えている。

謝　辞

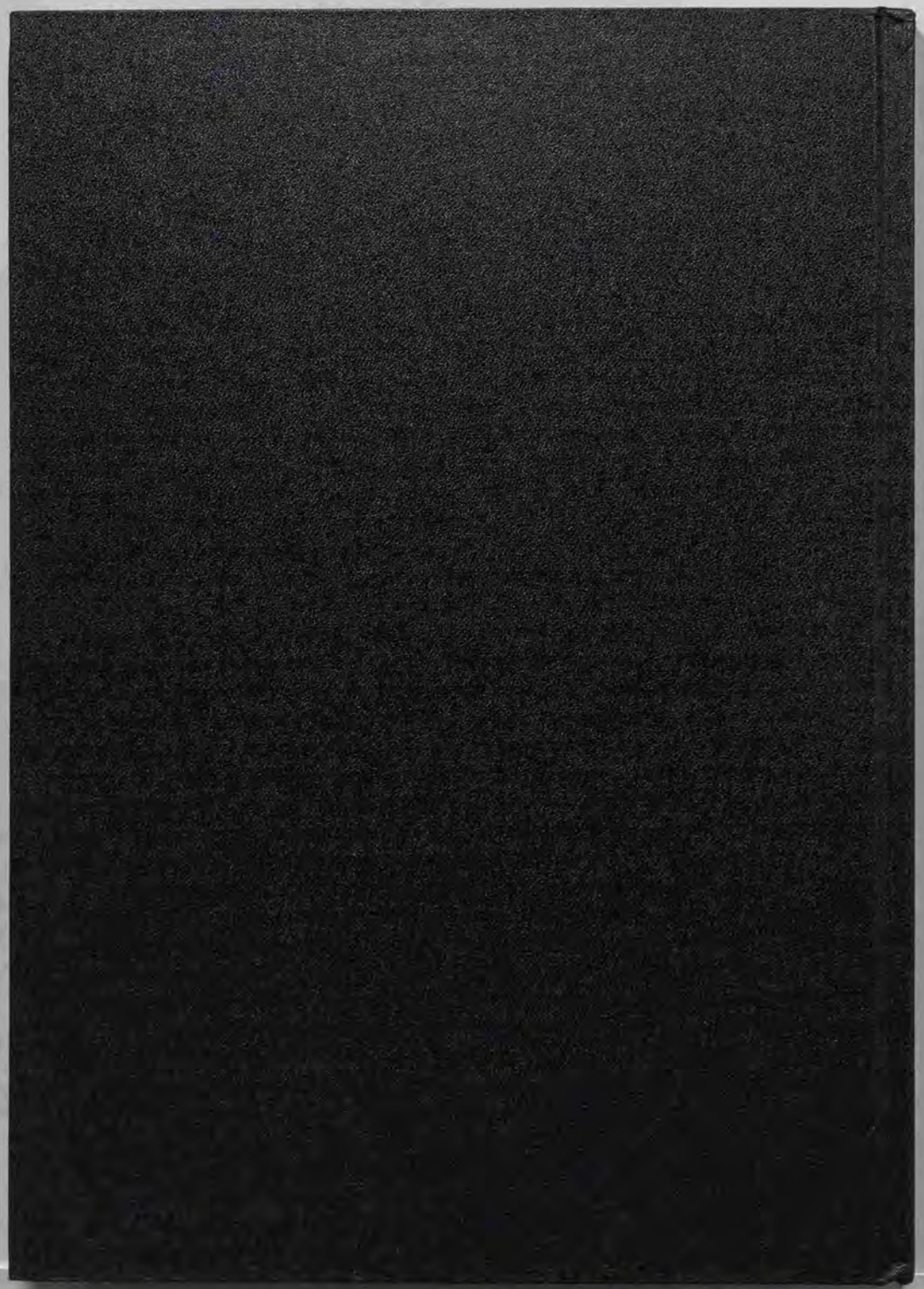
本論文をまとめるに当たって、懇切なるご指導、ご鞭撻を賜りました東京大学工学部 計数工学科 教授 安藤繁博士に心から感謝いたします。また、有益なご教示を賜った同大学 同学科 教授 藤村貞夫博士、助教授 出口光一郎博士、助教授 石川正俊博士、同大学 精密機械工学科 助教授 佐々木健博士に深く感謝いたします。

本論文をまとめるために特別のご配慮をして下さいました三菱電機株式会社 産業システム研究所 所長 中堀一郎博士に深く感謝いたします。

入社以来、ご指導いただき、常に論文をまとめることを勧めて下さいました三菱電機株式会社 顧問 大野榮一博士、上司として超音波応用計測に関する研究を始める機会を与えていただき、常にご指導いただいた 元 産業システム研究所(現在 近畿大学 生物理工学部 教授) 稲荷隆彦博士に深く感謝いたします。

研究遂行上直接の援助をいただきました三菱電機株式会社 産業システム研究所 主幹 井上悟氏、前川隆昭氏（現在 制御製作所 開発部 課長）、論文のまとめ方についての助言等ご援助いただきました産業システム研究所 主幹 犬島浩博士、音場計算法に関して討議、ご助言いただきました情報技術総合研究所 チームリーダ 和高修三博士、鎌倉製作所 主幹 小池光裕氏に深く感謝いたします。

本論文の研究は、これに先立ったエレベータ、鉄鋼、医用などの分野における超音波応用センシングシステムの開発経験をベースにして可能になったもので、これらの仕事において共に研究開発を行った多くの方々に感謝いたします。

大学院修了以来、会社での研究活動を見守り、ご支援下さった元 中央大学 理工学部 教授 福沢寛博士、中央大学 理工学部 教授 木下源一郎博士に深く御礼申し上げます。

最後に、私事ながら長きにわたる研究生活を可能にしてくれた妻に感謝する。