# 接触式センサの性能改善法に関する研究

Research on performance improvement method of the contact-type sensor

九州工業大学大学院工学府
機械知能工学専攻　博士後期課程

和田　秀樹

平成２７年７月

# 目次


１．緒論 1

1.1 研究の背景 ・・・

３．走査型接触式センサシステムのセンサ部振動抑制制御法 36
3.1 システムの概要 36
3.1.1 従来法の問題点 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・ 36
3.1.2 実験装置 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・ 37
3.2 運動方程式 40
3.3 実験機の同定 42
3.4 振動抑制制御法の開発 45
3.5 数値シミュレーション 53
3.6 振動抑制実験 55
3.7 結論 58

４． EMATによる超音波入射方向可変システムの開発 59
4.1 従来のEMATとその問題点 59
4.1.1 EMATの原理 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・ 59
4.1.2 EMATにおける超音波の入射方向 ・・・・・・・・・・・・・・・・・ 61
4.1.3 従来型斜角用EMATセンサによる入射角度可変の問題 ・・・・・・ 63
4.2 入射角を任意に変更可能なEMATの提案 65
4.3 試験装置の製作 66
4.3.1 EMATセンサ ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・ 66
4.3.2 パルサー／レシーバ ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・ 80
4.4 提案手法の検証実験 82
4.4.1 検証実験の方法 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・ 82
4.4.2 実験結果 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・ 84
4.5 結論 90

５．　結論　91

謝辞　92

参考文献　93

# 第 1 章　緒論

## 1.1　研究の背景

非破壊検査に使用される検査用超音波センサ（以下超音波センサ）は探触子とも呼ばれる接触式センサの一つである．超音波センサの多くは鋼構造物の溶接検査や部材の厚さ測定など主に金属の検査に使用されている[1]．

超音波検査では，水，油あるいは粘性を持たせた特殊な液体を接触媒質とし，センサ内部で発生させた超音波を被検体である金属材料内部に伝搬させる．伝搬させた超音波は欠陥や反対面などの不連続面で反射しセンサに戻ってくるので，その反射波の強度や反射時間より，金属材料内部の評価が行われる．超音波センサから発生する超音波は指向性を持っており金属材料中でほとんど拡散しない．この性質を用いれば，センサ位置情報から金属材料内部の欠損位置を正確に計測することができる．

近年，高品質を保証するための検査や劣化構造物の安全性評価を目的とした点検において，高精度検査が求められるようになってきている．そこで，これまで人により実施されていた超音波検査を，機械装置やロボットを用いることで，高精度かつ効率的に検査できる検査システムの開発が行われてきた[2]．開発されたシステムでは，センサを被検体表面上で高速に走査させ，異常部の分布などを計測する手法が用いられている．しかし，接触式センサを被検体表面に倣わせて高速走査させることは簡単ではない．特に曲率を持った配管内の円周方向走査では，センサの回転軸が配管の中心と一致していない場合，押しつけ方向が変動する，速度が走査位置により異なる，走査位置の計測精度が低下するなどの問題が存在する．また，平面の走査においても，被検体表面に存在する凹凸などにより，センサに振動が発生し測定精度の低下だけではなく，センサが劣化するという問題もある．

超音波センサに戻ってくる超音波の強度は欠陥面の傾きと超音波の被検体への入射角度に依存する．すなわち，超音波が欠陥面に対して垂直に入射した場合，センサには最も強い反射波が戻ってくる．この特徴を用いれば，超音波の被検体への入射角を種々変化させることにより欠陥の形状を推定することができる．しかし，一般的な超音波センサは入射角が固定されているのが実状である[3]．

検査システムにおいて，超音波センサを交換することにより入射角度を変えて検査することができる．しかし，この作業にはかなりの時間を要することになる．また，接触式センサシステムでは，センサ部

に振動が発生しない程度の低速走査しかできないという問題もある．このため，大きな構造物などを検査する場合，検査時間が膨大となってしまう．この問題の解決法の一つに，多数のセンサを用いる手法が考えられる．しかしながら多数のセンサを使用することはコスト的に大きな負担となり簡単に実用化できない．さらに，超音波検査では接触媒質が必要である．このため，検査システムにおいて，接触媒質の供給方法も開発しなければならない．接触媒質に関してはEMAT（Electromagnetic Acoustic Transducer：電磁超音波）を利用する手法を用いることにより解決できる．しかしながら，これまでのEMATを用いた手法は，検査対象が特殊な対象物に限定されており，一般的な対象に対して検査ができないという問題がある．

本論文では，上述の問題を解決するため，超音波センサシステムにおけるセンサ部移動時の高精度な位置制御法，センサ部振動抑制制御法，ならびに，簡単に素早く超音波の検査対象への入射角を変更できるEMAT技術の開発を行う．これらの技術が開発されれば，大型構造物であっても安価に素早く検査できることになる．

## 1.2　研究の特徴

### 1.2.1　配管内移動ロボットに搭載する回転式センサ位置制御法

発電，石油・化学，鉄鋼などのプラントには多数の配管設備が存在する．これらの設備に使用されている配管は使用時間の経過と共に劣化する．このため，配管設備の劣化状態を管理し適切に補修しなければならない．配管の劣化検査では，管の外側から超音波を利用して管厚を測定する検査法が用いられている[4-8]．しかも，この検査は人間の手動によって行われている．プラント等では，配管が高所に敷設されることがある．さらに，その配管長は膨大である．このため，人間による配管の劣化検査作業は容易ではない．

上記の問題に対処するため，配管の外側を移動するロボットとして磁力を利用したロボットや，配管を挟み込み移動するロボットなど，検査ロボットの開発が実施されてきた．これらの検査ロボットでは，配管の外側からの超音波測定や，放射線・電磁誘導を利用した減肉検出などの検査手法が用いられている．しかしながら，プラント等では，埋設配管や保温材で覆われている配管が存在する．このため，従来の検査ロボットでは検査ができない配管が存在する．この問題を解決するため，配管内部を磁石車輪で移動するロボットや，配管の円周方向に配置した車輪を押し付けて移動するロボットなど，配管内を移動する様々なロボットが開発されている[9-19]．筆者が所属する研究グループにおいても，配管内から劣化状態を検査できる磁石車輪型検査ロボットを開発してきた．これらの検査ロボットは検査アームを持ち，超音波センサを検査アームにより配管内面に接触させて走査する機構を持つ．しかしながら，これらのロボットは検査アームの中心位置が必ずしも配管中心と同じとはならない．このため，超音波センサの測定面への押しつけ方向が垂直方向でなくなる．これにより，超音波センサの配管内面への接触状態は変動を受け，超音波センサの傾きや振動などから計測精度が低下することがある．

そこで，既に開発した配軸方向に突っ張ることで車輪を押し付けて移動するシンプルで軽量な構造の新型配管内移動ロボット[20]を用いて改良型検査装置を開発することとした．新型配管内移動ロボットは垂直管や曲がり管を移動することができるという特徴を持つ．改良型検査装置は，この新型配管内移動ロボットの前部に配管厚さ計測用の４個の超音波センサを備えた検査ユニットを搭載している．配管厚さ計測用の超音波センサは検査アームの先端に搭載され，スプリングにより配管内面に押し付けられ，

配管円周方向に沿って走査される構造とした．この構造に加え，検査アームの中心位置の問題を解決するために，超音波センサを搭載した検査アームの回転軸を含む検査ユニットを上/下・左／右に移動させることができる可動式検査ユニットを開発した．さらに，開発した可動式検査ユニットを用い配管中心と検査アームの回転軸を一致させる制御法を提案する．すなわち，回転軸のずれ計測を用いた回転軸の位置制御法を開発する．最後に，開発する手法の有効性を確認するため，実験機を用いた実験を行う．

### 1.2.2 走査型接触式センサシステムのセンサ部振動抑制制御法

金属材料の製造時検査やプラント構造物の検査などでは，超音波検査が行われることが多い．超音波検査では超音波センサを被検体に接触させて走査させる手法が用いられる．この検査の効率化を目指し，種々の自動走査システムが開発されている[21-24]．自動走査システムを実際に利用し高速走査を行った場合，被検体面の凹凸や摩擦の影響によりセンサ部分に振動が発生することがある．このような場合，超音波の伝搬効率が変化し測定精度が低下する．また，センサ部分の振動による超音波センサや機構の耐久性が低下するという問題もある．自動走査システムを実際に使用する場合，センサ部分に振動が発生しない低速走査が行われているのが実状である．このため，検査に時間がかかってしまうという問題が発生している．この問題を解決するための方法として，センサの数を増やす方法が考えられる．また，別の方法として，センサ部の位置をレーザー計測器等を用いて高精度計測する手法が考えられる．しかし，これらの手法では自動走査システム自体が高価となるという問題がある．

上記の問題を解決するため，安価な加速度センサを利用してセンサ部分の振動を抑制できる振動抑制制御法を提案する．すなわち，比較的安価な加速度センサを利用してセンサ部の加速度情報を用いてセンサ部の振動抑制制御法を開発する．開発した制御法の有効性を確かめるため，まず，数値シミュレーション実験を行う．さらに，実験機を開発し，この実験機による実験を通して開発方法の有効性を検証する．

### 1.2.3 EMATによる超音波伝搬方向可変システムの開発

鉄鋼材料の厚さ測定や，鋼構造物の溶接部検査では，超音波を用いた検査法が広く用いられている[25]．超音波検査では，測定面に対して平行でない向き（形状）の欠陥を検出する場合，超音波は欠陥面に対

して垂直となる方向から入射させなければならない．しかしながら発生する欠陥の方向が予測できない場合，超音波の検体への入射方向を様々な角度に変化させる必要がある．もし，被検体への超音波の入射角度を簡単に変更できれば，方向が予測できない欠陥を効率的に検出することができる．しかし，従来の超音波検査に用いられている圧電振動子型センサでは，振動子の固定方法など構造上の問題により，超音波の入射角を容易に変更できない．さらに，被検体表面とセンサ面の境界で発生する屈折や反射により被検体内部に入射できる超音波の角度には限界あるうえ，伝搬効率も一定とはならない[4]．さらに，超音波の被検体への伝搬には水や油などの媒質を必要とするという問題も存在する．

上記の問題を解決するため，EMAT（Electromagnetic Acoustic Transducer）を利用した種々の研究が行われてきた[26-35]．EMAT では，被検体表面を直接振動させて超音波を発生させるので接触媒質は不要であり，接触媒質の影響を考慮する必要が無い．また，被検体表面の反射や屈折等を考慮しなくて良いという特徴もある．この特徴を活かし，高温試験体の検査など非接触式超音波探傷や配管の長距離探傷などの研究が実施されてきた[36, 37]．また，斜角用 EMAT センサでは，その周波数を変更することにより容易に超音波の被検体への入射方向を変更できる．しかしながら，超音波検査では周波数により伝搬，拡散，減衰，反射などの特性や測定精度などが異なる．そのため，EMAT センサにおいても超音波の被検体への入射方向を任意に変更する手法は用いられていない．

上記の問題を解決し，効率的な超音波検査を実現するために，超音波周波数に依存せずに被検体の超音波の入射方向を任意に変更できる新たな EMAT システムを提案する．提案する新たな EMAT システムでは，センサに使用される導体を複数に分割し，各導体に供給する正弦波電流を独立し，それぞれの正弦波電流の位相を制御することで，発生させる超音波の被検体への入射方向を自在に変更できる．まず，EMAT センサを構成する磁石の磁場解析を実施し，超音波を生成するローレンツ力を効果的に発生させる磁石と導体の配置，実用性を検討し，その結果を反映した試験装置を製作した．製作した試験装置を用いた実験を通し，提案する手法の有効性の検証を行った．

## 1.3　論文の構成

本論文では，前節で述べたロボットや自動検査システムにおいて，超音波センサの測定精度や，センサシステムの効率などの性能を低下させる問題について解決方法を示し，これらをまとめたものである．論文は５章より構成され，第一章は緒論であり，本文は第２章から始まる．

第２章では，配管内移動ロボットに検査ユニットを搭載し，配管内を移動しながら超音波センサを円手方向に回転させるロボットにおいて，センサの回転軸と配管中心が異なることで発生する測定精度低下の改善法として，配管内移動ロボットに搭載されセンサを回転させる検査ユニットの位置制御法について述べる．

第３章では，高速で超音波センサを移動させて測定する場合に，測定面の錆びや凹凸など表面粗さにより発生する振動を抑制する制御方法について述べる．

第４章では，超音波センサの入射角度が容易に変更できないことによる測定精度の問題を改善する方法として，周波数に依存することなく入射角度の変更を可能とする新たなEMATセンサの開発について述べる．

最後に第５章で結論を述べる．

# 第２章　配管内移動ロボットに搭載する回転式センサ位置制御法の開発

## 2. 1　従来型検査装置とその課題

### 2.1.1　従来型検査装置の特徴

図 2.1 および図 2.2 に，これまで筆者らが開発した 2 種類の配管検査装置を示す．この 2 種類の検査装置には磁力を利用した磁石車輪型ロボットが用いられており，磁性材料の配管を検査対象としている．磁石車輪型ロボットは永久磁石を配置した磁石車輪と，配管に吸着した磁石車輪を回転させるための機構を持つ．

図 2.1 に示す微粉炭管検査装置は水平配管を対象とした装置であり，その主要性能を表 2.1 に示す．この装置は磁石車輪の吸着力だけで制御ケーブルを牽引し，検査ユニットを運ぶことができる．検査機構としてスライドシャフトと DC モータにより長さの伸縮が可能な検査アームと，その先端に超音波センサを搭載した検査ユニットを持つ．配管検査は検査アームの伸縮機構により配管内面に超音波センサを接触させ，円周方向に回転させて配管の厚さを測定する．このとき，検査アームの回転軸と配管中心は一致しない．このため，検査アームは回転中にアームを伸縮させ，超音波センサの配管内面への押しつけを維持する．

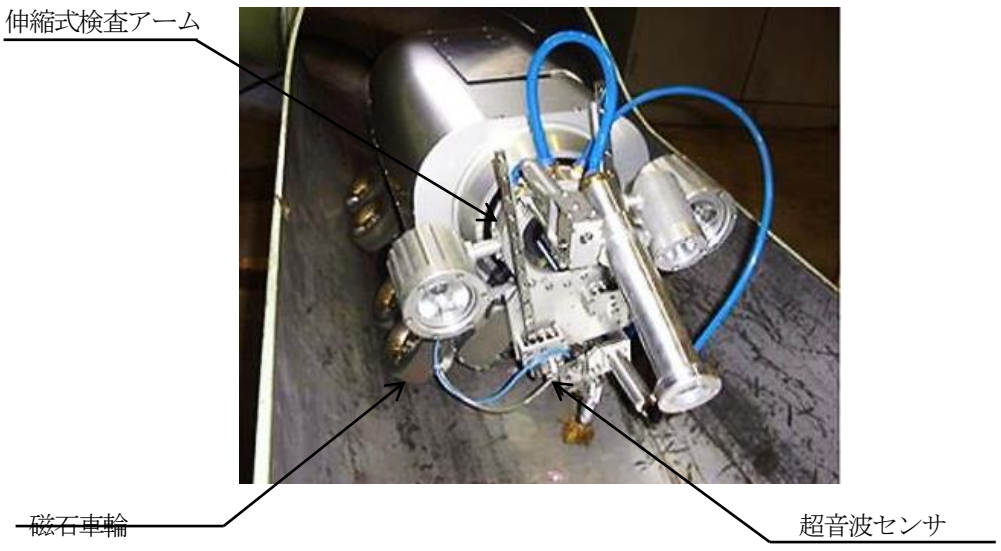



図 2.1 微粉炭管検査ロボット
（新日本非破壊検査株式会社提供）

表 2.1　微粉炭管検査装置の主要性能

| | |
|---|---|
| 外形・重量 | 長さ:690mm×高さ:326mm×幅:360mm, 重量:27kg |
| 適用配管 | φ450・φ500・φ550（強磁性），水平，曲り管（1.5DR*1） |
| 走行 | 左右独立駆動，モータ：83W（DC24V）×4，磁石車輪：φ80×8輪，<br>最大走行速度：5m/分 |
| 超音波検査 | 目的：厚さ測定，センサ数：1，センサ走査：円周方向 |
| 目視検査 | カメラ数：2（CCDカメラ） |
| その他 | 制御ケーブル 長さ：50m，重量:20kg，供給電源：100V 8A |

（*1：D は配管径，R は曲り半径を示す）

図 2.2 に示す装置は埋設されたガス配管の検査をするガス管検査装置であり，その主要性能を表 2.2 に示す．この検査装置の移動ロボットは磁石車輪の吸着力に加え，台車上部に取り付けたパンタグラフの押し付け力を利用し，移動ロボットの姿勢と車輪の接触を維持させ，制御ケーブルを牽引しながら長距離移動することができる．

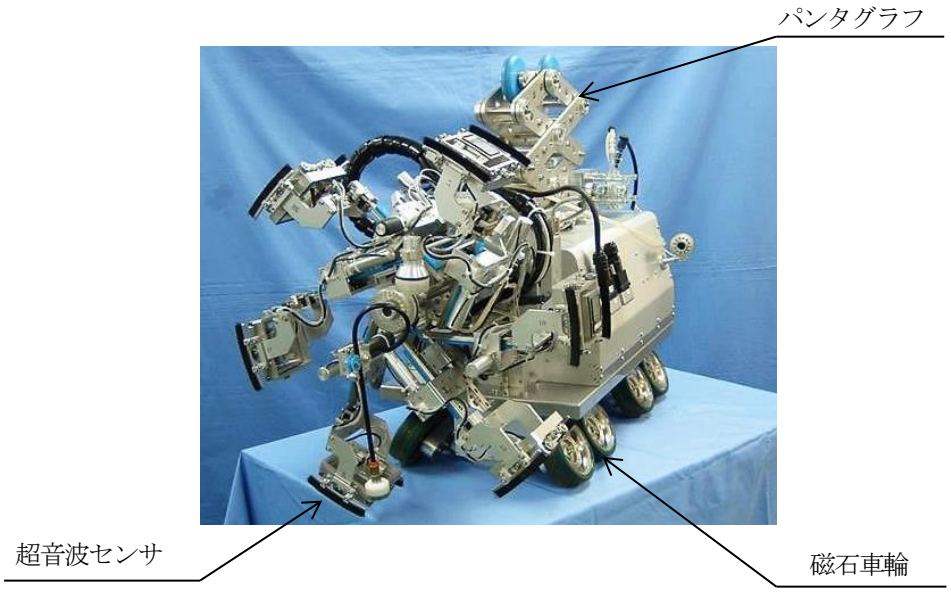



図 2.2 ガス管検査装置
（新日本非破壊検査株式会社提供）

表 2.2 ガス管検査装置仕様性能

| | |
|---|---|
| 外形・重量 | 長さ:800mm×高さ:608mm×幅:5480mm, 重量:68.2kg |
| 適用配管 | φ600・φ750（強磁性），水平，傾斜（45° 勾配），曲り管（1.5DR） |
| 走行 | 左右独立駆動，モータ：220W（DC24V）×４，磁石車輪：φ100×8輪,<br>最大速度：8m/分，牽引力：150kg(max) |
| 超音波検査 | 目的：欠陥検出，センサ：6，センサ走査：軸方向 |
| 目視検査 | 目視検査（CCDカメラ数：4） |
| その他 | 制御ケーブル 長さ：350m，重量：100kg， 供給電源：100V 15A |

ガス管検査装置は 60° の間隔に配置した検査アームを持つ．検査はアームの先端に搭載された超音波センサによりセンサ間に存在する配管の欠陥を検出する．測定は伸縮アームを伸ばし，スプリングによりセンサを配管内面に押し付け，検査アームを回転させることなくロボットの走行によるセンサ走査で実施される．また，この検査装置は検査アームの中心と配管中心を一致させるための構造を持つ．

### 2.1.2 従来型検査装置の問題点

図 2.1 に示す微粉炭管検査装置は検査アームを回転させ超音波センサを円周方向に走査して配管の厚さを測定する装置である．しかしながら，この装置では検査アームの回転軸と配管中心位置が同じではない．図 2.3 に微粉炭管検査装置の超音波センサ走査モデルを示す．図 2.3 の赤矢印は超音波センサの円周走査を示している．この装置では，超音波センサの円周走査においてセンサと測定面との接触を保つため，図 2.3 に示す様に検査アームの長さを変えなければならない．これにより，検査アームの回転速度を一定とした場合，センサの走査速度はアームの長さにより変化する．しかしながら，超音波センサのデータサンプリングは一定の時間間隔で行われ，データ取り込みの距離間隔は走査速度により変化する．このことは小さな欠陥や減肉を見逃す要因となる．また，検査アームによるセンサの押し付けは測定面に対し垂直とはならない．これにより，測定面の凹凸などによりセンサに傾きや振動が発生し，センサの接触状態が不安定となり測定精度を低下させる．さらに回転軸と配管中心が大きく異なるとき，走査中のアーム伸縮量が大きくなり，アームの伸縮速度により走査速度が制限されるという問題もある．

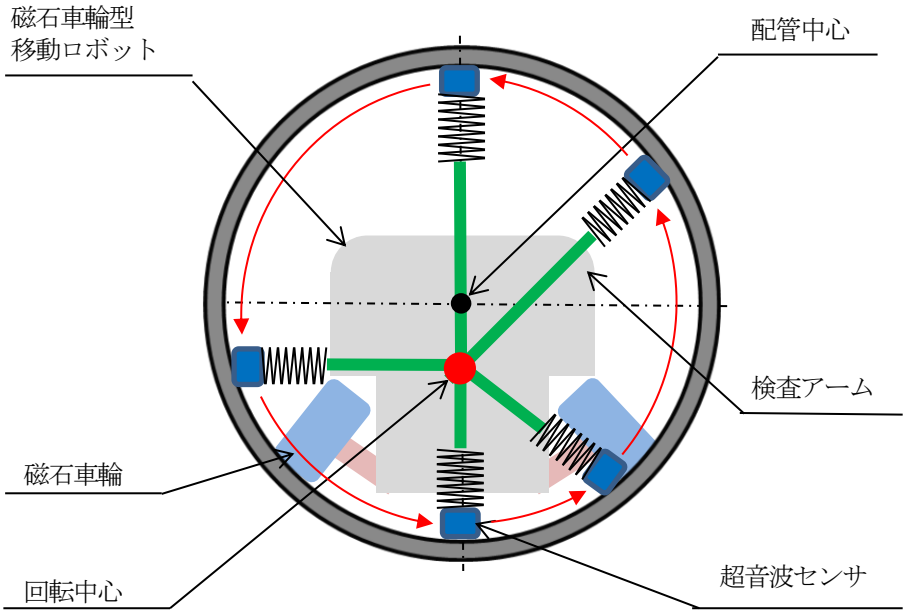



図 2.3 微粉炭管検査装置のセンサ走査モデル

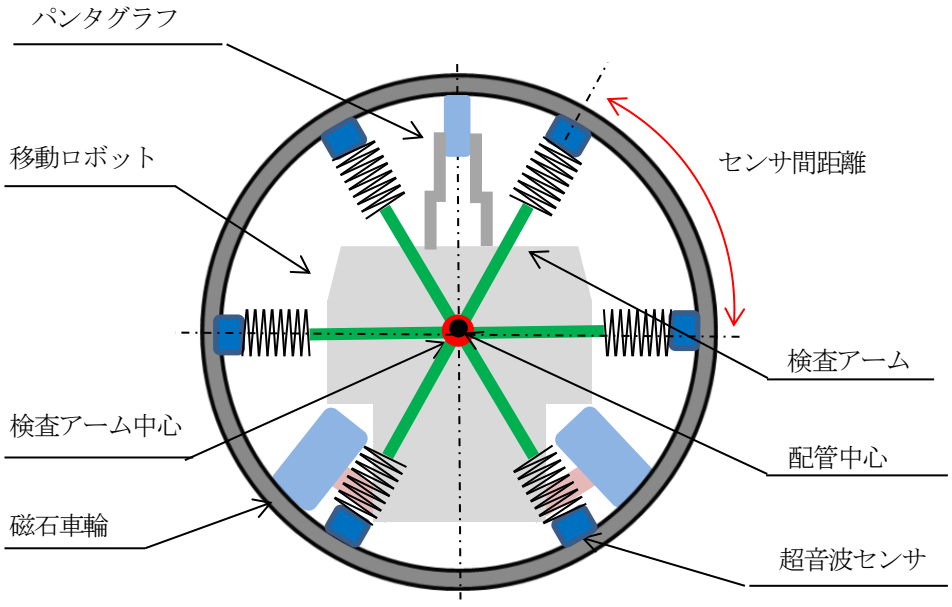



図 2.4 ガス配管検査装置のセンサ配置モデル

一方，図 2.4 に示すガス配管検査装置では，検査アームを回転させることなく，移動ロボットの走行により超音波センサを移動させる．図 2.4 の赤矢印はセンサ間距離を示している．この装置は隣り合うセンサの間で超音波の送・受信を行い，超音波の伝搬時間と減衰からセンサ間に存在する欠陥を検出する．そのため，センサ間距離が検出精度に大きく影響を与える．このため，センサ間距離が変化しないよう検査アームの中心を配管中心と一致させていなければならない．そこで，ガス配管検査装置には配管径に合わせて検査アームの位置を付け替える構造が装備されている．しかしながら，長距離移動を目的として強い磁力の車輪を使用しているため，アームの位置を付け替えるだけでは台車が傾いてしまい検査アームの中心が配管中心からずれるという問題がある．この問題を解決するため，移動ロボットの上部にパンタグラフを搭載し車体を押し付けている．このようにガス配管検査装置では特殊な機構を有しているため，ロボットが走行できる配管径や配管構造が制限されるうえ，構造が複雑になるという問題がある．さらに，磁石車輪走行には大きな駆動力が必要であり，高いトルクの走行モータを必要とする．高トルクモータを搭載する車体には高い剛性が必要でありロボットの重量は重くなる．さらに，高トルクモータへ供給する電源も大きな課題であり，大電流を供給する制御ケーブルの重力も考慮しなければならないなどの問題もある．これらの問題に加え，実用面では装置の形状や重力から，運搬や配管への挿入に対して安全対策が必要とされるなど多くの問題を抱えている．

## 2.2　改良型検査装置

### 2.2.1　新型移動ロボットを用いた検査装置の概要

磁石車輪型移動ロボットの抱える問題点を改善するために，筆者が所属する研究グループでは新たな配管内移動機構を開発し，新型配管内移動ロボットとして既に実用化を行っている．改良型検査装置では，この新型移動ロボットを用いる．図 2.5 に改良型検査装置の構想図を示す．図 2.5 の点線で囲われた部分は改良した可動式検査ユニットであり，新型移動ロボットの前方部分に搭載される．改良型配管検査装置では，可動式検査ユニットによる超音波センサの円周方向走査に加え，新型移動ロボットの走行により配管全周の肉厚を測定する．

可動式検査ユニットには４個の超音波センサが円周方向に等間隔で配置されている．この超音波センサを円周方向 90° に繰り返し回転させながら，ロボットを移動させることにより配管全面の厚さを測定する．測定される厚さデータをもとに，センサの位置情報から減肉部などの異常箇所の正確な形状や分布を出力する．

図 2.6 に改良型配管検査装置に用いる新型移動ロボットの外観を示す．連結された 3 台の台車は配長

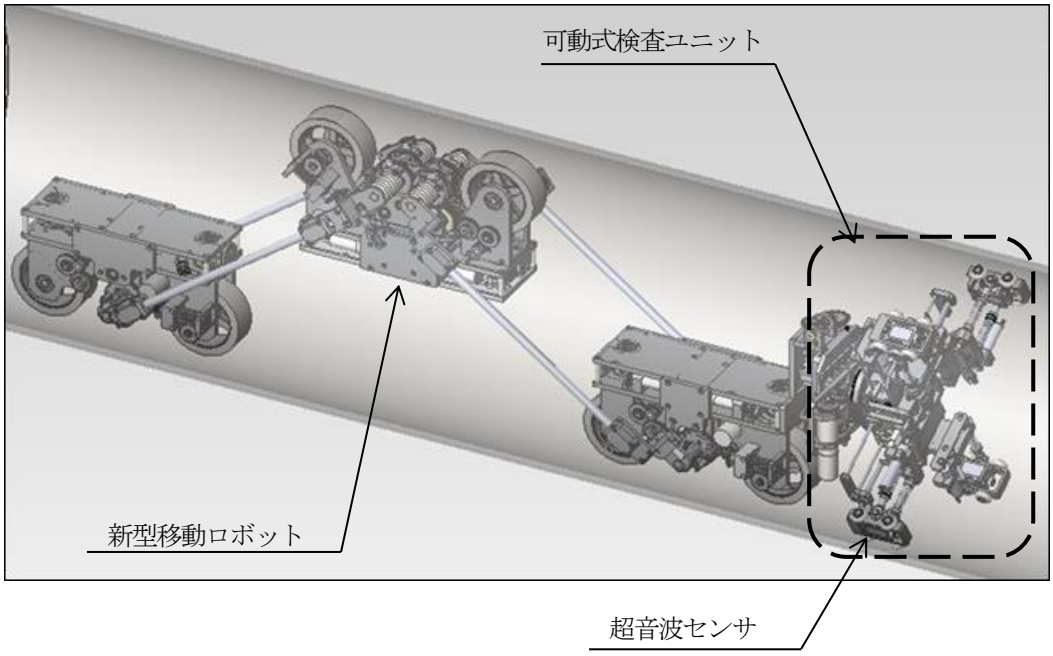



図 2.5 改良型検査装置の構想図

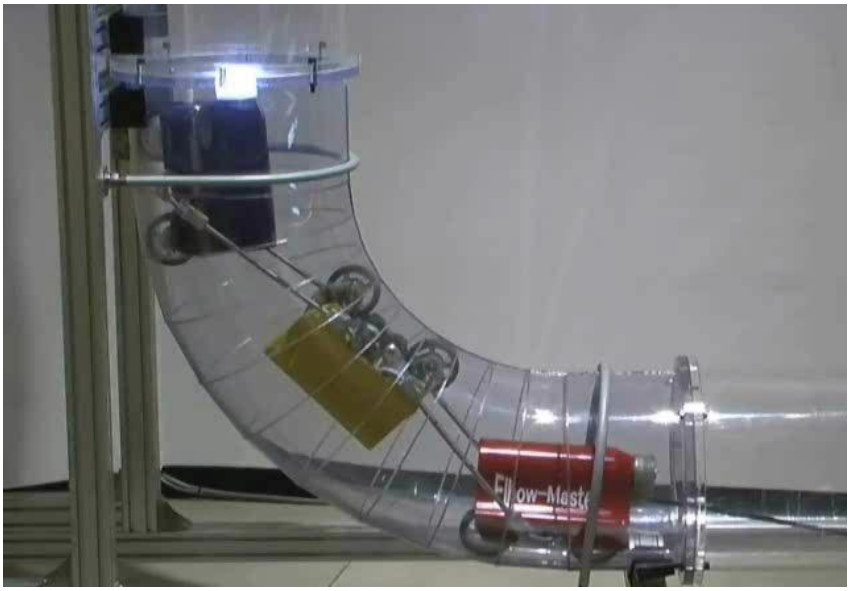


図 2.6 新型移動ロボットの外観

手方向に突っ張り車輪を押し付けて走行する．この構造により，磁石車輪型ロボットに比べ重量を大幅に低減している．さらに，突っ張り構造により配管の材質に無関係に幅広い配管径に対応できる．また，移動ロボットはステアリング機構を有し，配管内で円周方向に回転するなど磁石車輪型に無い特徴を持つ． しかしながら，新型移動ロボットは構造がシンプルであることから，配管内での走行軌道が変動しやすく，搭載された可動式検査ユニットの回転軸位置も配管中心から変動するという課題を持つ．新型移動ロボットの主要性能を表 2.3 に示す．

表 2.3　移動ロボット主要性能

| | |
|---|---|
| 外形・重量 | 長さ:1160×幅：170×高さ：350(㎜)，重量：10.9kg |
| 適用配管 | φ350㎜～φ750㎜（材質：鋼・ステンレス・アルミ・樹脂・コンクリート等）<br>水平，垂直，曲り管（1.5DR） |
| 走行 | 走行モータ：8.7W(DC24V)×6，最大速度：5m/分，牽引力：15kgf(MAX)<br>ステアリングモータ：2.5W(DC24V)×6 |
| 走行モニタ | CCDカメラ×2（前方・後方） |
| 計測情報 | 移動距離：エンコーダ，台車姿勢角：角度計，ステアリング角度：エンコーダ<br>突っ張り力：ポテンショメータ |
| その他 | 制御ケーブル　長さ：100m，重量：10kg，　供給電源：100V 5A |

### 2.2.2　可動式検査ユニット

2.1.2項で述べた検査アームの回転軸中心と配管中心とのずれを無くすため，検査アームの回転軸を配管中心と同じにする機構を開発した．開発した可動式検査ユニットの外観を図2.7に示す．図2.7に示す可動式検査ユニットは４つの検査アームと，回転・位置調整機構から構成される．検査アームは伸縮可能であり，アームの先端に超音波センサが搭載されている．

図2.8に改良型検査装置の検査手順を示す．図2.8において赤の矢印は超音波センサの移動を示している．

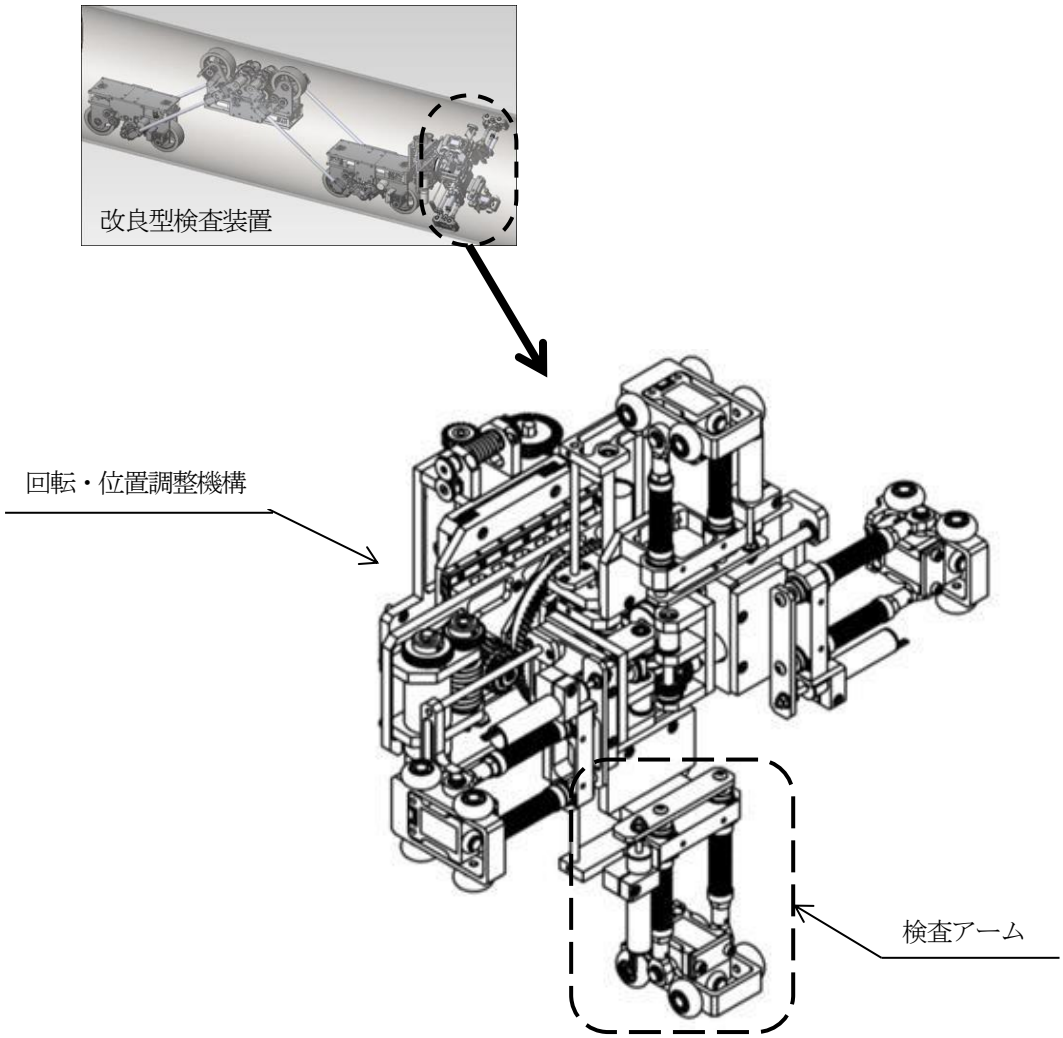
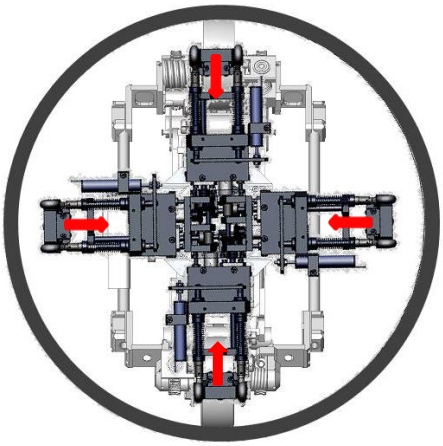
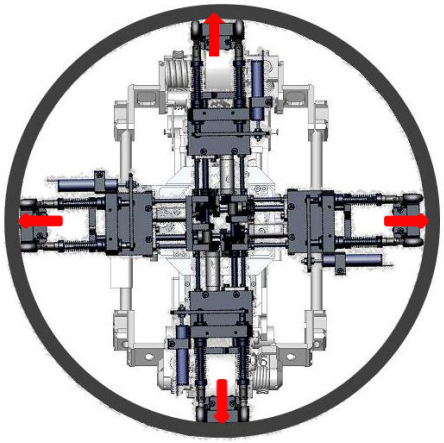


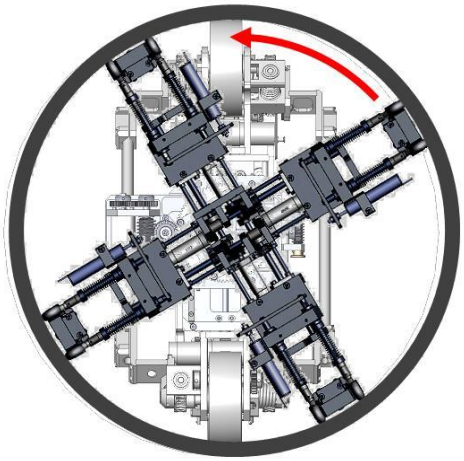

図 2.7 可動式検査ユニット



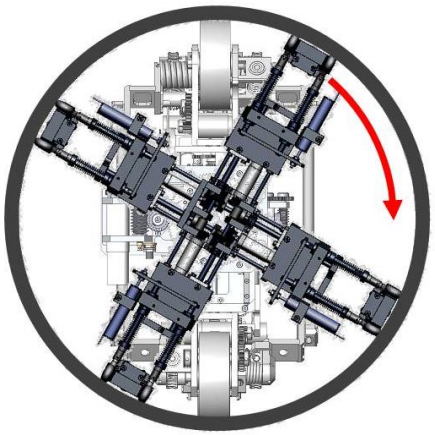
①配管挿入時



②超音波センサの接触



③測定走査１（正回転）



④測定走査２（逆回転）

図 2.8 検査手順

①改良型検査装置を検査ユニットのアームを縮めて配管内に挿入する．

②検査位置において検査アームを伸ばし，超音波センサを配管内面に接触させる．

③，④回転・位置調整機構により４式の検査アームを正逆方向に回転させ，超音波センサを円周方向に90degピッチで走査を繰り返す．このとき，移動ロボットは，検査アームの回転中に一定速度で移動する場合と，回転中は停止し回転後に一定距離移動する二つのパターンが存在する．

（1） 検査アーム

検査アームの詳細な構造を図2.9に示す．検査アームはホルダ部とスライド部から構成される．スライ

ド部にはDCモータが搭載されている．図2.9の赤矢印で示す様にDCモータによりボールねじを回転させることで検査アームは伸縮する．これにより，ホルダ部は測定面に押しつけられる．また，ホルダ部はスライドシャフトによりスライド部と連結され，スライドシャフトの外側にはスプリングが配置されている．このスプリングにより，超音波センサは適度な押しつけ力で測定面に押し付けられる．また，スプリングストローク $l_{si}$ はポテンショメータにより計測される．

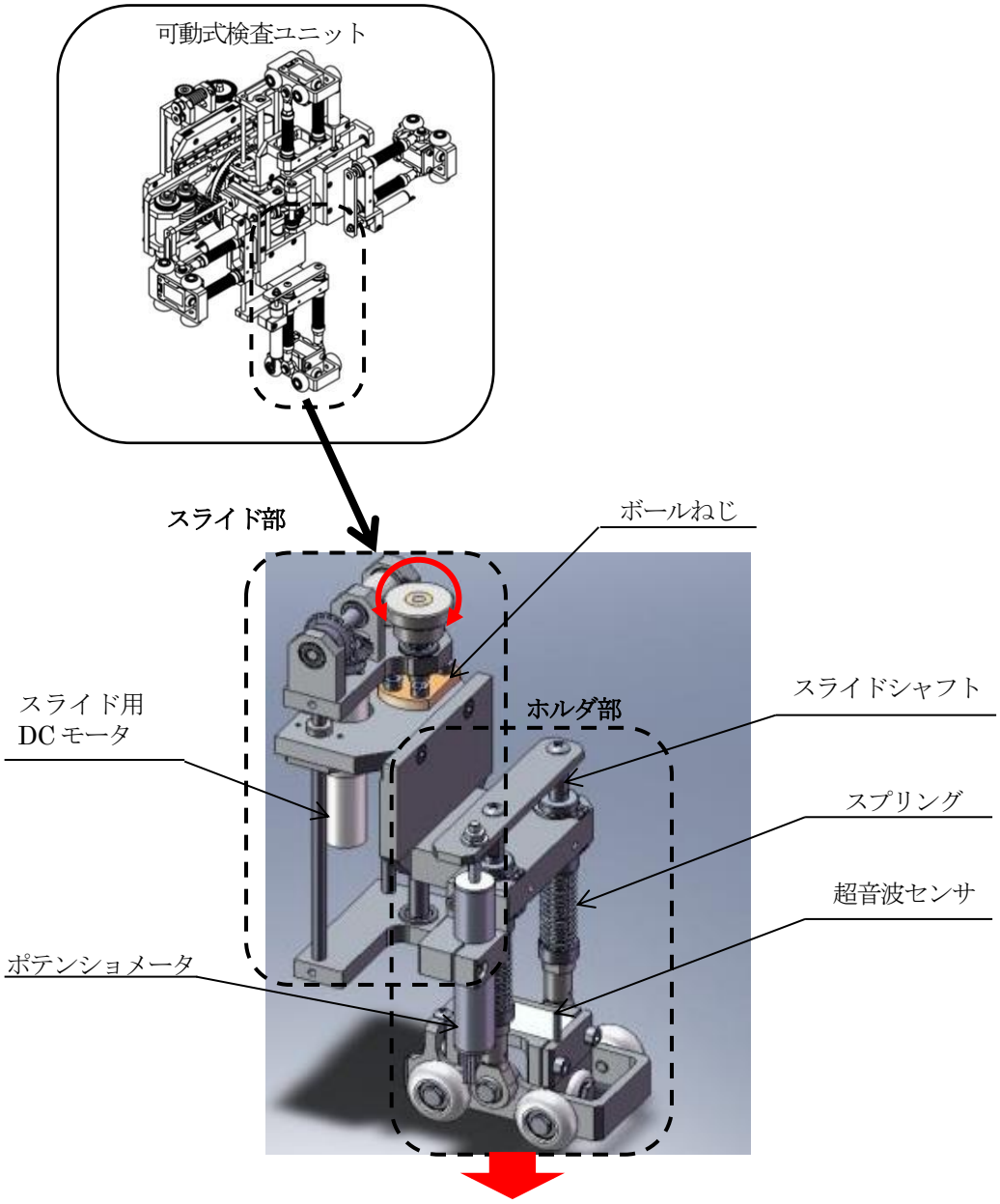



図 2.9 検査アーム

（2）　回転・位置調整機構

図2. 10に回転・位置調整機構を示す．図2. 10に示す回転・位置調整機構は，検査アームを回転させる回転機構部と，その回転軸を水平・垂直に移動させる位置調整機構より構成される．位置調整機構部の詳細を図2. 11に示す．図2. 11の(a)は垂直(Y)移動機構であり，図2. 11の(b)は水平(X)移動機構である．図2. 10と図2. 11の赤矢印は機構の動作動向を示している．位置調整機構部は垂直移動機構の上に水平移

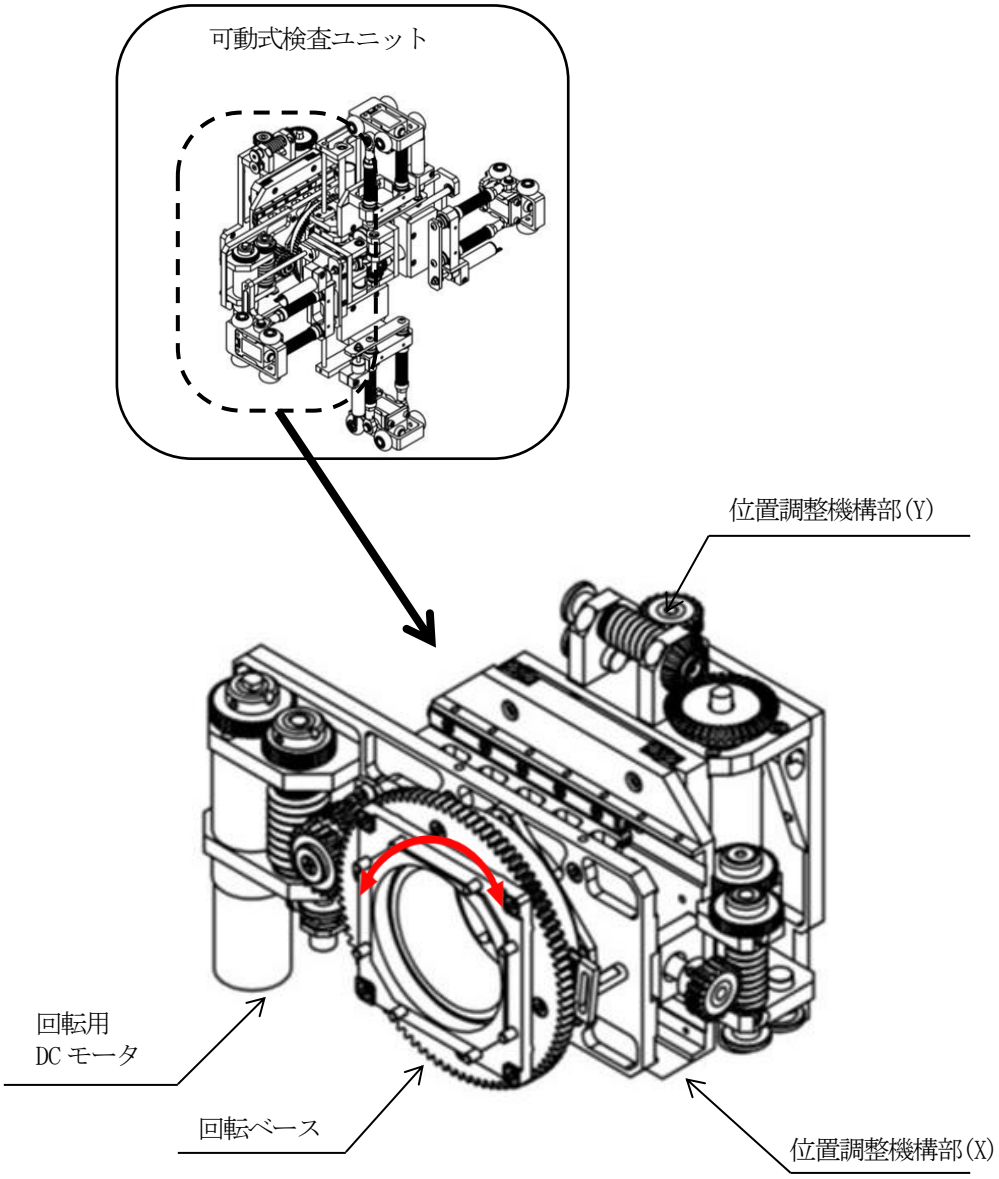
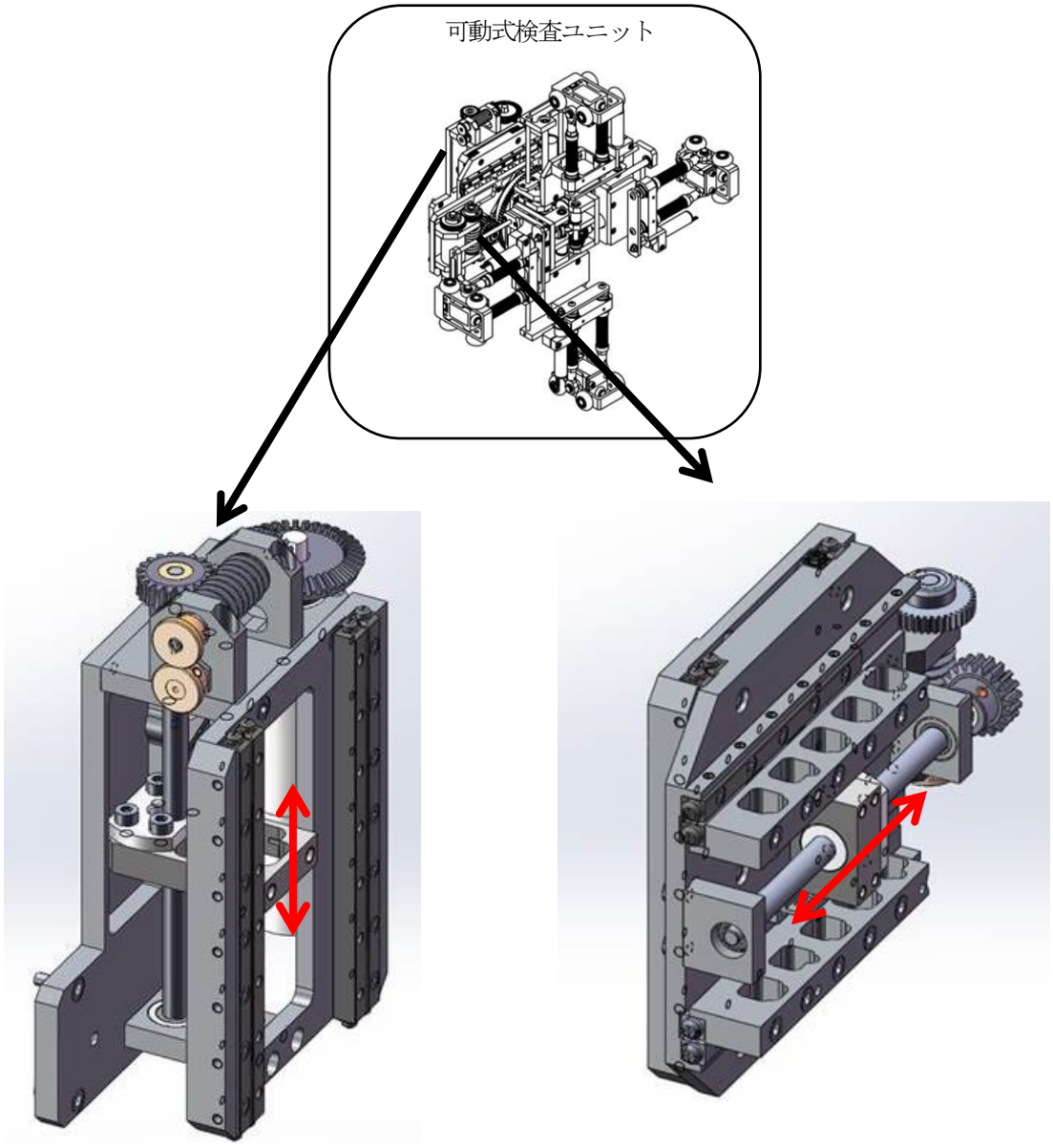



図 2. 10 回転・位置調整機構

動機構を搭載した構成となっている（以下Ｘ－Ｙテーブルと呼ぶ）．このＸ－Ｙテーブルに搭載された回転機構部により検査査アームは回転させられる．Ｘ－Ｙテーブルの垂直移動機構はDCモータを使用し搭載さしている水平移動機構を垂直に移動させることができる．同様に，水平移動機構もDCモータにより搭載している回転機構部を水平に移動させることができる．このことにより，検査アームの回転軸を水




(a) 垂直(Y)移動機構　　(b) 水平(X)移動機構

図 2.11 回転・位置調整機構

平・垂直に移動させることが可能となる．回転機構部は検査アームを搭載した回転ベースをDCモータにより回転させることができる．このとき，回転ベースの回転角度，すなわち検査アームの回転角度$\theta$はエンコーダにより計測することができる．表2.4に開発した可動式検査ユニットの主要な性能を示す.

表2.4　可動式検査ユニットの主要性能

| | |
|---|---|
| 形状・重力 | 形状：長さ:226mm×高さ:295mm×幅:295mm，重量:3.7kg |
| 検査対象配管 | φ350mm～φ450mm |
| ストローク | アーム伸縮（スライド部）：75mm，ホルダ部（スライドシャフト）：32mm<br>回転：360deg，X（水平方向）：60mm，Y（垂直方向）：70mm |
| 速度 | アーム伸縮：34mm/sec，回転：30°/sec<br>X:（水平方向）：8.4mm/sec，Y（垂直方向）：11.4mm/sec |
| 機構 | スライド部モータ：2.5W(DC24V)×4，ユニット回転モータ：8.7W(DC24V)×1<br>Xモータ：2.5W(DC24V)，Yモータ：8.7W(DC24V) |
| 計測情報 | 回転角度：エンコーダ，スプリングストローク：ポテンショメータ |
| 制御マイコン | CPU：H8S（ルネサンステクノロジ製） |

## 2.3　検査ユニットの位置制御法の開発

### 2.3.1　回転軸の変位測定

可動式検査ユニットの位置調整機構を用いて，検査アームの回転軸を配管中心と一致させるためには，回転軸の配管中心からの変位量を計測する必要がある．図2.12に可動式検査ユニットの初期状態の簡略化モデルを示す．図2.12の記号$l_{ei}$（$i=1\sim4$）はスライドストロークを示し，$l_{si}(t)$（$i=1\sim4$）はスプリングストロークを示している．初期設定では検査アームの回転軸は配管中心と同じに設定する．この位置で検査アームのスライドを伸ばし，超音波センサを適度な力で配管内面に接触させる．このとき，全ての検査アームのスライドストローク$l_{ei}$とスプリングストローク$l_{si}(t)$は等しくなる．

図2.13に回転軸の変位測定モデルを示す．図中の$x_p(t)$，$y_p(t)$は回転軸の配管中心からの変位量を示し，$l_i(t)$ $i$ =1~4 は配管の内面から回転軸までの距離を示し，$\theta(t)$ は検査アームの回転角度を示している．

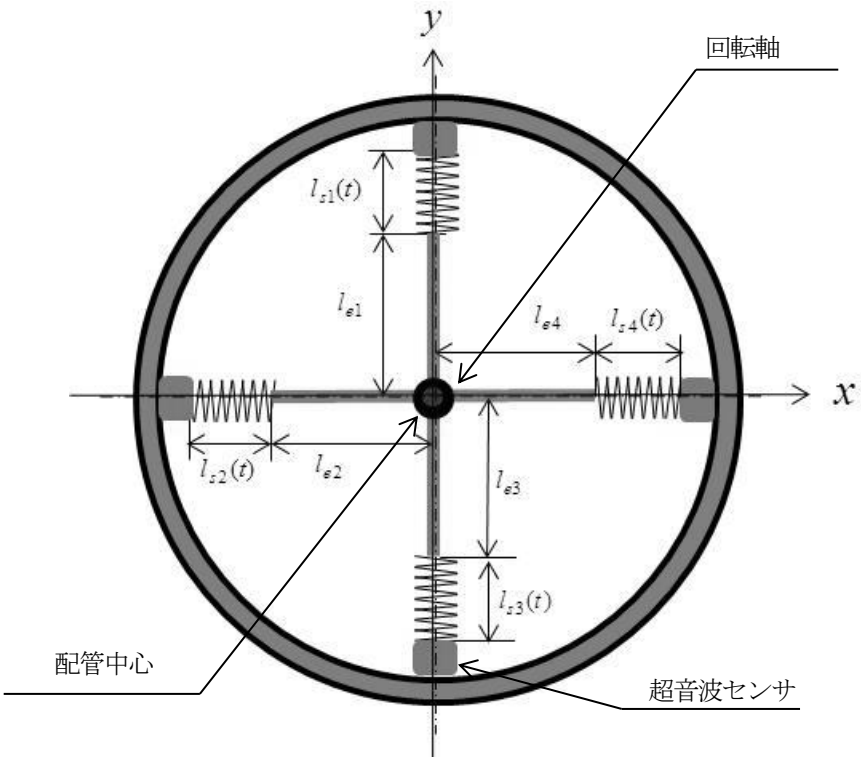



図 2.12 初期状態モデル

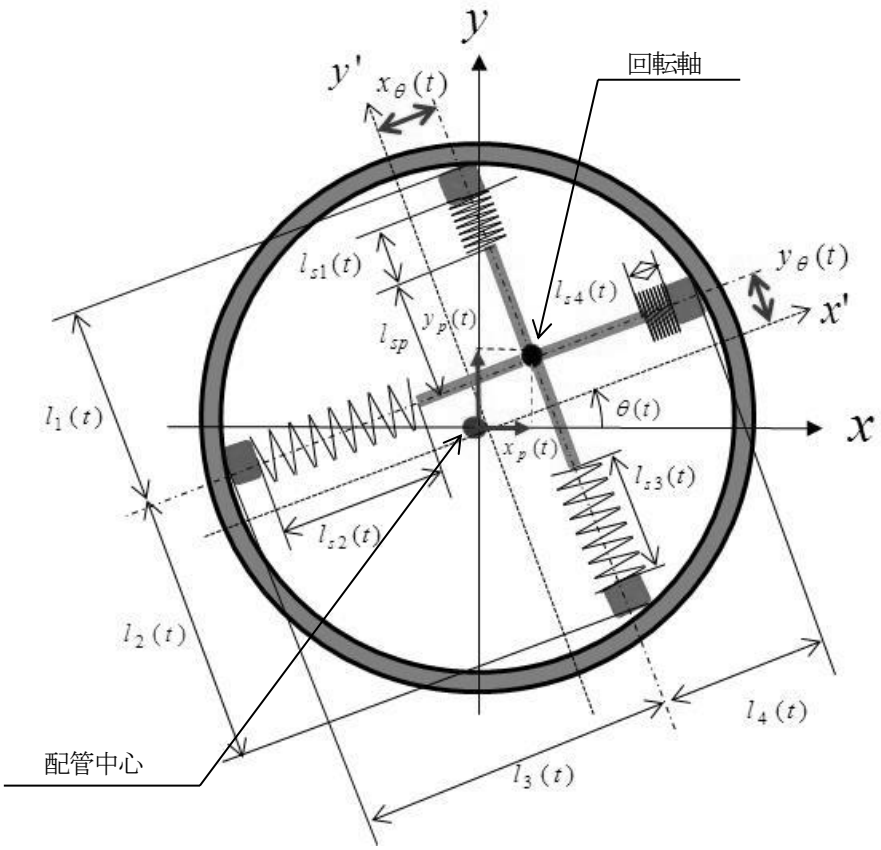



図 2.13 回転軸の変位測定モデル

図2.13の $x_\theta(t)$ と $y_\theta(t)$ は次式で表される.

$$\begin{cases} x_\theta(t) = \dfrac{l_4(t) - l_2(t)}{2} \\ y_\theta(t) = \dfrac{l_3(t) - l_1(t)}{2} \end{cases} \tag{2.1}$$

式（2.1）を使えば回転軸の変位は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_p(t) \\ y_p(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\theta(t) & -\sin\theta(t) \\ \sin\theta(t) & \cos\theta(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\theta(t) \\ y_\theta(t) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos\theta(t) & -\sin\theta(t) \\ \sin\theta(t) & \cos\theta(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dfrac{l_4(t) - l_2(t)}{2} \\ \dfrac{l_3(t) - l_1(t)}{2} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{2.2}$$

ここで，$l_{sp}$ は固定値であるので，回転軸の変位は次式となる．

$$\begin{bmatrix} x_p(t) \\ y_p(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta(t) & -\sin\theta(t) \\ \sin\theta(t) & \cos\theta(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dfrac{l_{s4}(t)-l_{s2}(t)}{2} \\ \dfrac{l_{s3}(t)-l_{s1}(t)}{2} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

可動式検査ユニットでは回転角度 $\theta$ とスプリングストローク $l_{si}(t)$ を計測することが可能であり，この計測値を用いて回転軸の変位 $x_p(t)$，$y_p(t)$ を算出することができる．

### 2.3.2 回転軸の位置制御

可動式検査ユニットの回転軸位置コントローラの構成を簡単にするために，可動式検査センサユニットの簡素化モデルを考える．図2.14に簡素化モデルⅠを示す．図2.14の，$u_x(t)$，$u_y(t)$ は 位置調整機構のX－Y デーブルを稼働する DCモータに供給するための入力（デューティ比 ±100%）を示しており，$T_x$，$T_y$ は時定数であり，$K_x$，$K_y$ は入力から $\dot{x}_p(t)$，$\dot{y}_p(t)$ への速度ゲインである．記号 $d_x(t)$，$d_y(t)$ は外乱であり検査アームのホルダ部に取り付けられたスプリング（図2.9参照）の反力等を表している．また，可動式検査ユニットの時定数に比べ $T_x$，$T_y$ は非常に短いので，図2.14のモデルを図2.15で示す簡素化モデルⅡに簡略化することができる．

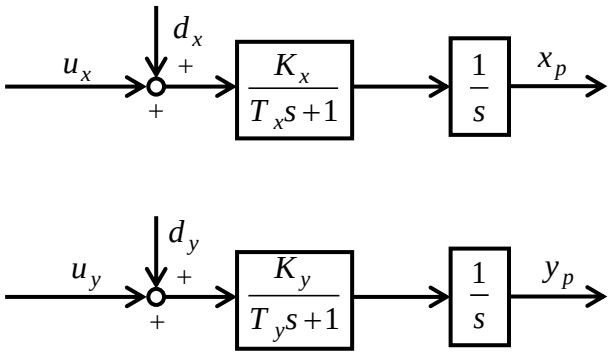



図 2.14 簡素化モデルⅠ

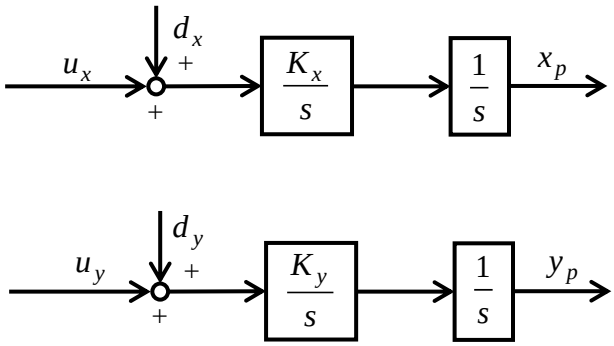



図 2.15 簡素化モデルⅡ

簡素化モデルⅡを基に以下に示す位置コントローラを開発した．また，このコントローラの安定性は明らかである．

$$\begin{bmatrix} u_x(t) \\ u_y(t) \end{bmatrix} = -\alpha \begin{bmatrix} \operatorname{sgn} x_p(t) \\ \operatorname{sgn} y_p(t) \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

式(2.4)において$\alpha$ は正の値を持つ設計パラメータである．

## 2.4　実験による検証

### 2.4.1　試験装置

開発したコントローラの性能を検証するために試験装置を製作した．製作した試験装置の外観を図2.16に示す．試験装置は可動式検査ユニットの位置が配管内で変動した状態を作り出すことができる．また，図2.17に試験装置の詳細な構造と可動方向を示す．図2.16に示す様に，試験装置は配管として内径 350㎜ のアクリルパイプ，可動式検査ユニットを搭載し水平・垂直に移動させるX-Yテーブル，これらを固定する支持台により構成される．図2.17(a)は試験機構の水平方向移動$(x_M)$を示し，図2.17(b)は試験機構の垂直方向移動$(y_M)$を示す．図2.17(a)，(b)の赤矢印は可動方向を示している．試験装置のハンドル操作により配管内での可動式検査ユニットの位置，すなわち，検査アーム回転軸の位置を自在に移動させることができる．また，ハンドル操作による移動量 $x_M$，　$y_M$　は高精度ロータリーエンコーダにより計測される．

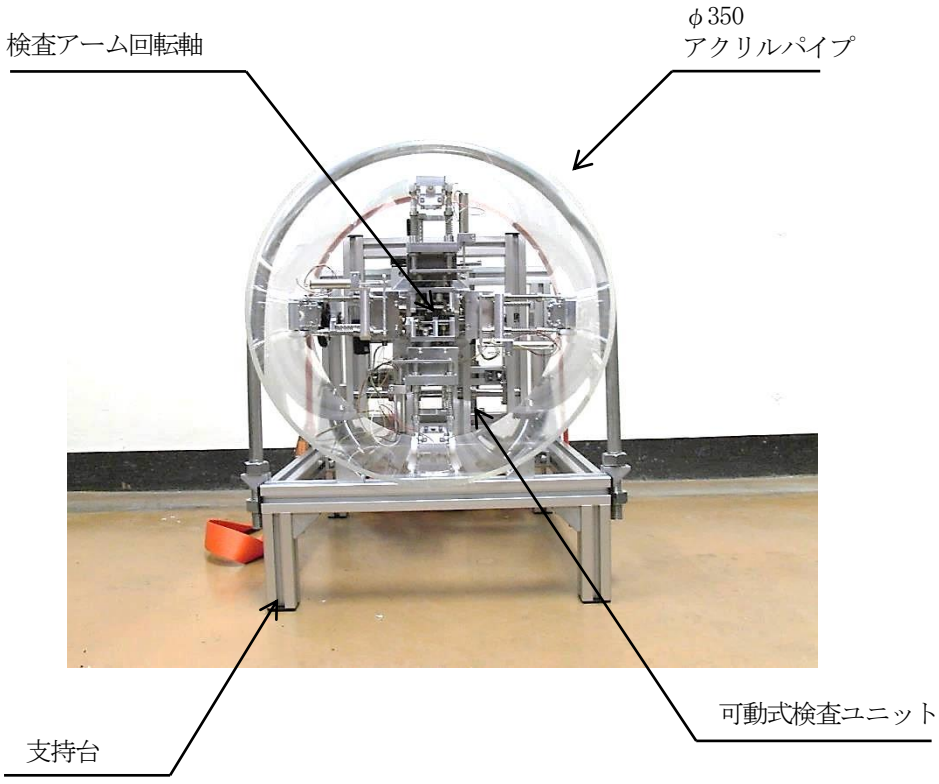
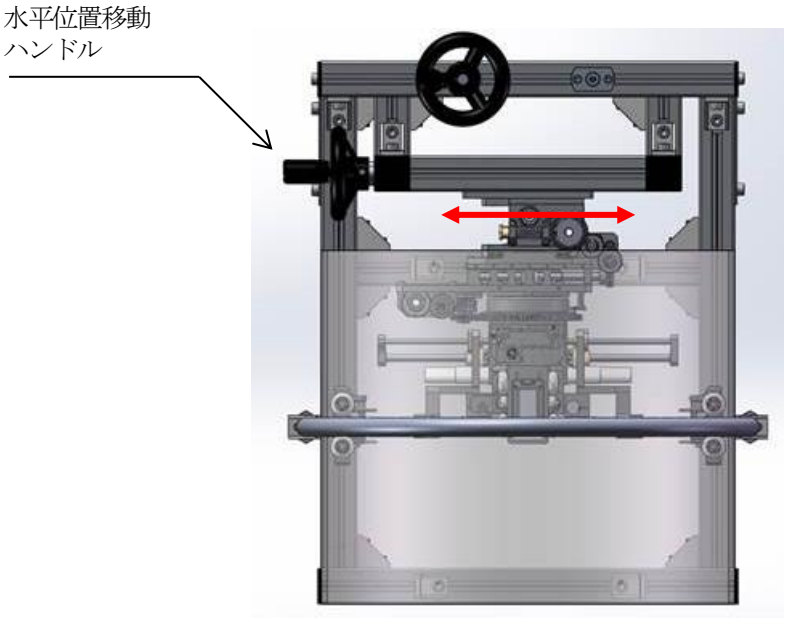
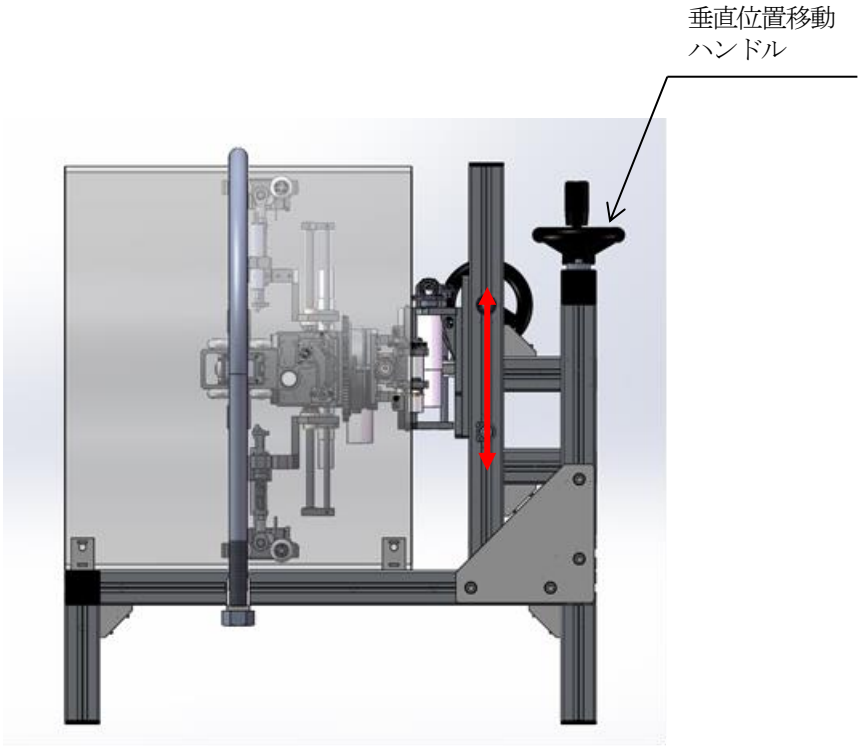



図2.16 試験装置の外観




(a) 水平移動($x_M$)




(b) 垂直移動($y_M$)

図 2.17 試験装置の構造と可動方向

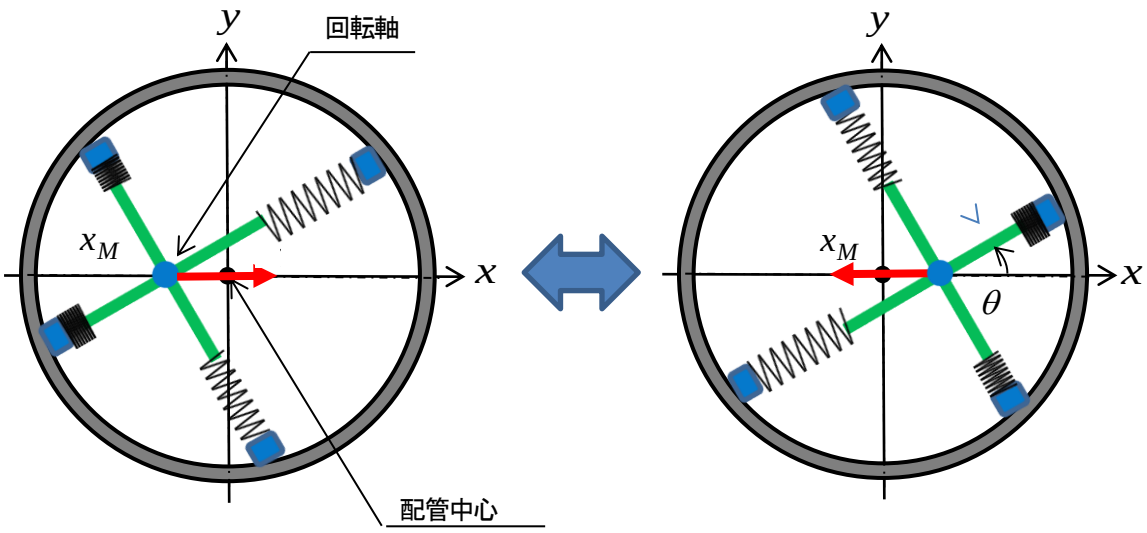
### 2.4.2 回転軸の変位 $x_p, y_p$ の測定

試験装置における回転式検査アームの回転軸の変位計測精度を確認するために，以下の要領で計測実験を実施した.

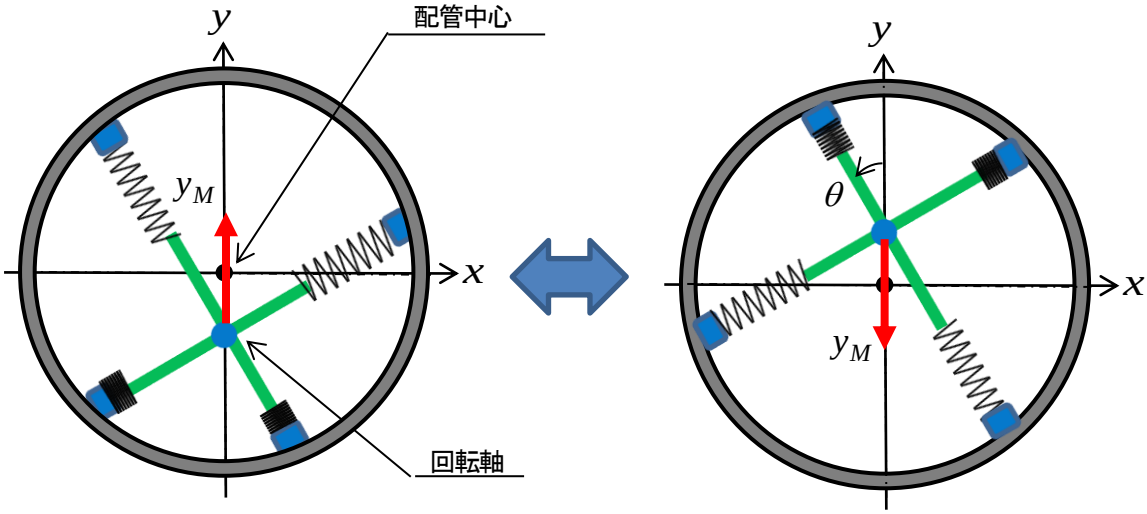
可動式検査ユニットの回転角度 $\theta$ を一定角度(0，10，20，30deg)に固定し，可動式検査ユニットの回転軸を実験装置に取り付けられたハンドルを用いて $x$ 軸方向のみに移動させた場合（$y = 0$）と $y$ 軸方向のみ移動させた場合（$x = 0$）において(図2.18参照)，ハンドルによる移動量 $x_M$，$y_M$ と式(2.3)より得られる変位 $x_p$ $y_p$ とを比較検討した.

回転軸を $x$ 軸方向のみに移動させた場合の実験結果を図2.19に示し，回転軸を $y$ 軸方向のみ移動させた場合実験結果を図2.20に示す．図2.19 (a)-(d)において，左図の横軸と縦軸はそれぞれハンドルによる移動量 $x_M$ と，式(2.3)より得られる変位 $x_p$ を表し，右図の横軸と縦軸はそれぞれハンドルによる移動量 $y_M$ と，式(2.3)より得られる変位 $y_p$ を表している．また，図2.19 (a)は回転角度 $\theta$ を $\theta$ =0degに固定した場合の実験結果を示し，図2.19 (b)には回転角度 $\theta$ を $\theta$ =10 degに固定した場合の実験結果を示し，図2.19 (c)には回転角度 $\theta$ を $\theta$ =20 degに固定した場合の実験結果を示し，図2.19 (d)には回転角度 $\theta$ を $\theta$ =30 degに固定した場合の実験結果を示している．図2.20(a)-(d)において，左図の横軸と縦軸はそれぞれハンドルによる移動量 $x_M$ と，式(2.3)より得られる変位 $x_p$ を表し，右図の横軸と縦軸はそれぞれハンドルによる移動量 $y_M$ と，式(2.3)より得られる変位 $y_p$ を表している．また，図2.20(a)には回転角度 $\theta$ を $\theta$ =0 degに固定した場合の試験結果を示し，図2.20(b)には回転角度 $\theta$ を $\theta$ =10 degに固定した場合の試験結果を示し，図2.20(c)には回転角度 $\theta$ を $\theta$ =20 degに固定した場合の試験結果を示し，図2.20(d)には回転角度 $\theta$ を $\theta$ =30 degに固定した場合の試験結果を示している.

図2.19および図2.20に示すように，いずれの測定結果も線形を示しており大きな誤差は無い．このことから，式(2.3)により計測される回転軸の変位量 $x_p$ $y_p$ は，実際の移動量 $x_M$，$y_M$ とほぼ一致することが確認された.

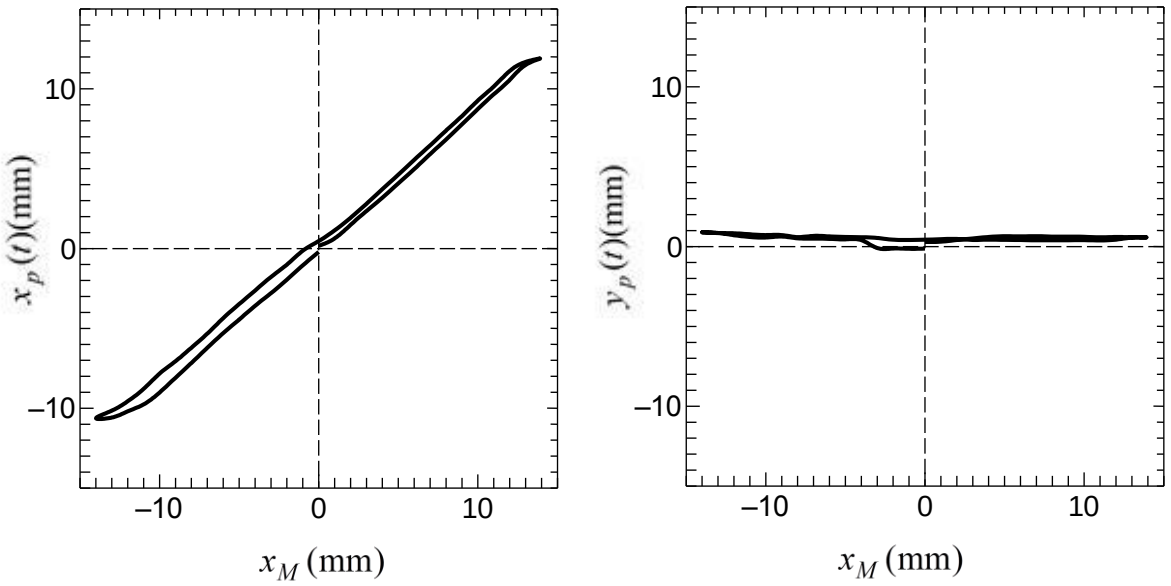



（a）水平方向変位測定（$y_M = 0$ ）
$\theta = 0, 10, 20, 30\,\mathrm{deg}$

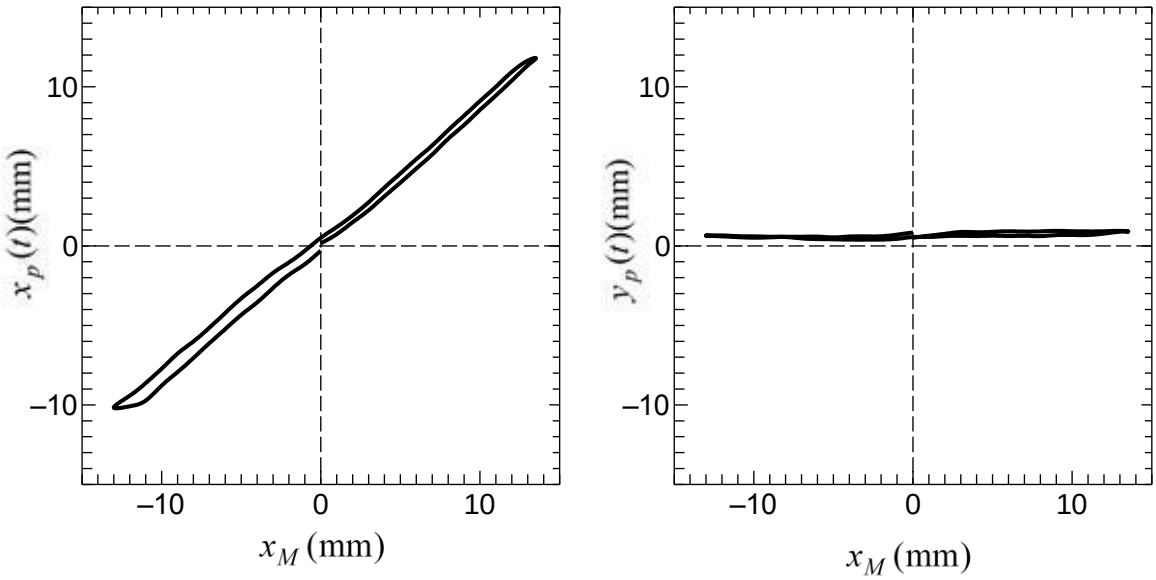



（b）垂直方向変位測定（$x_M = 0$ ）
$\theta = 0, 10, 20, 30\,\mathrm{deg}$

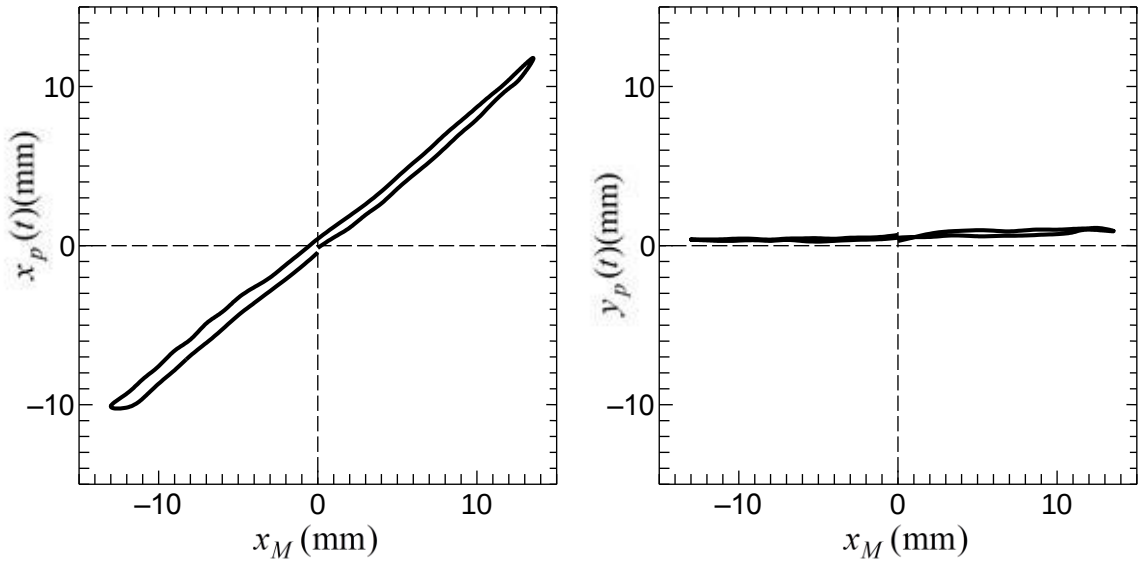
図 2. 18 変位測定の概要



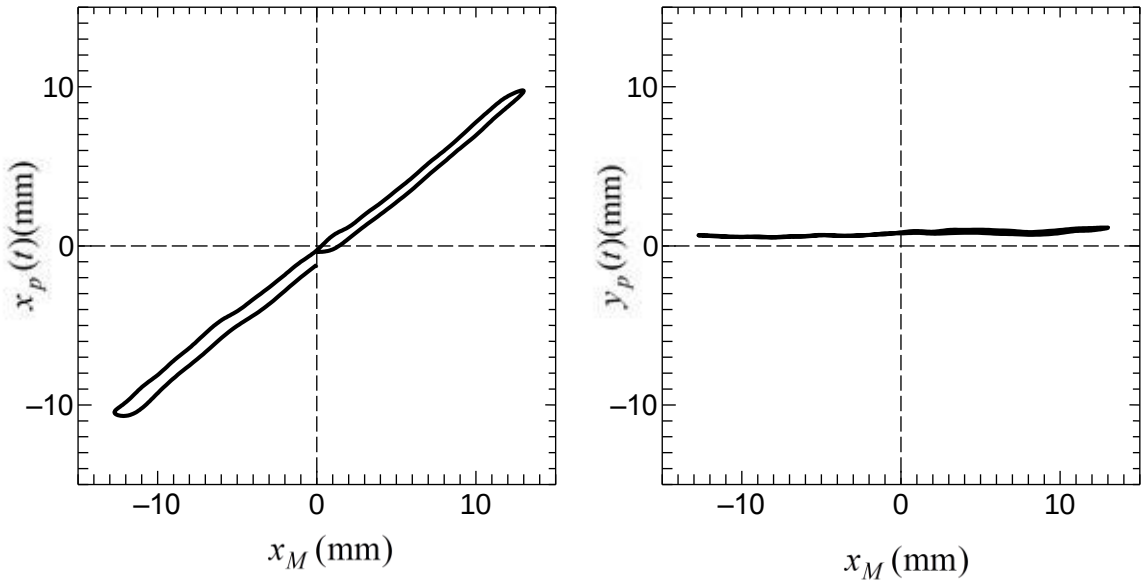

（a）水平方向変位計測
（$\theta = 0$ deg ）




（b）水平方向変位計測
（$\theta = 10$ deg ）

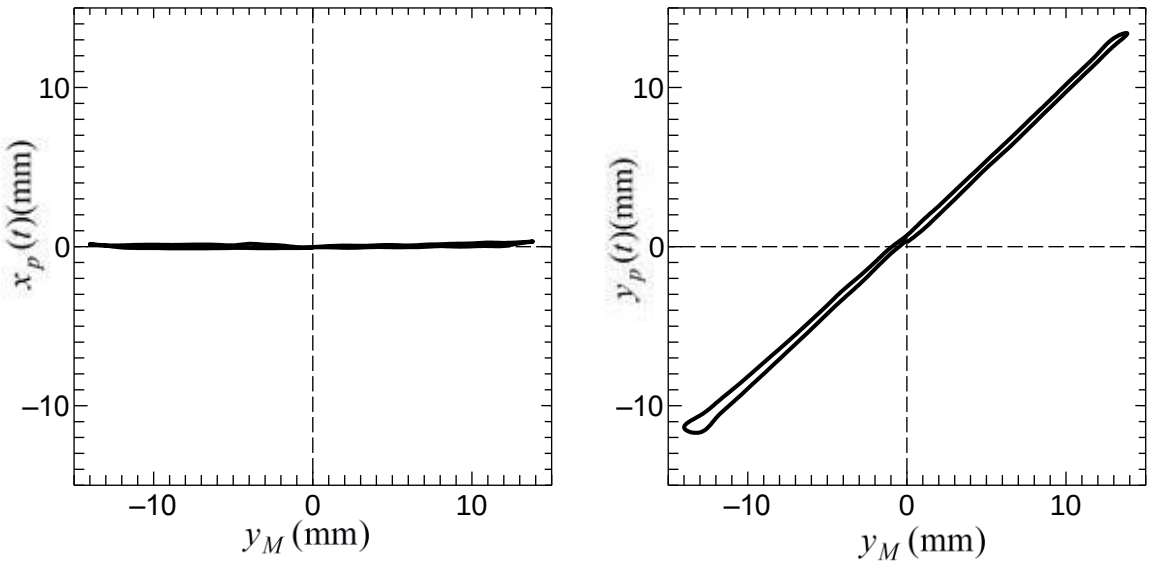



（c）水平方向変位計測
（$\theta = 20$ deg ）

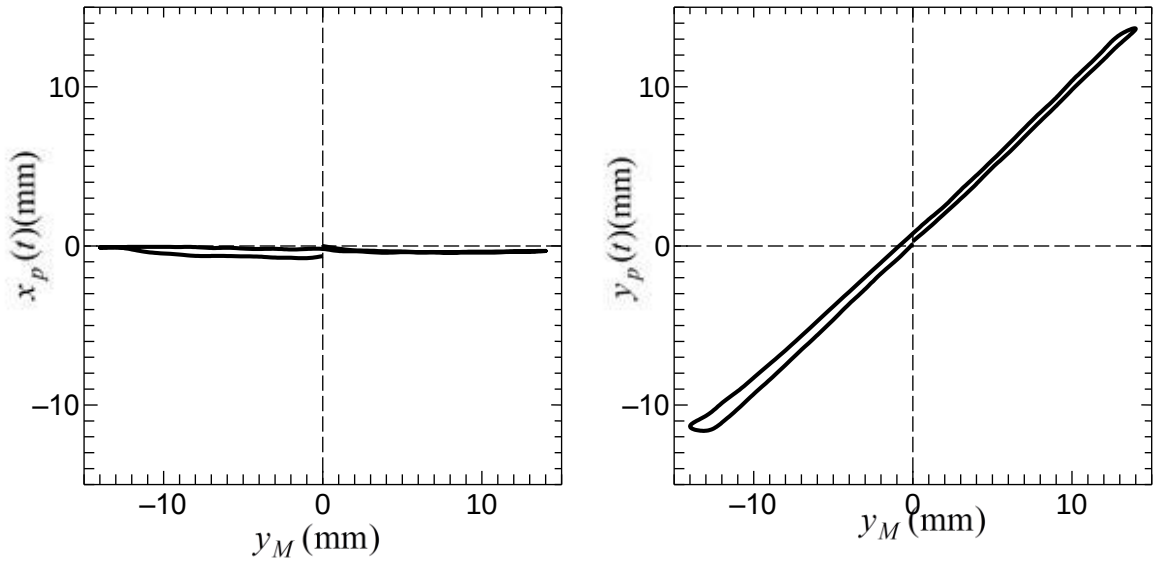



（d）水平方向変位計測
（$\theta = 30$ deg ）

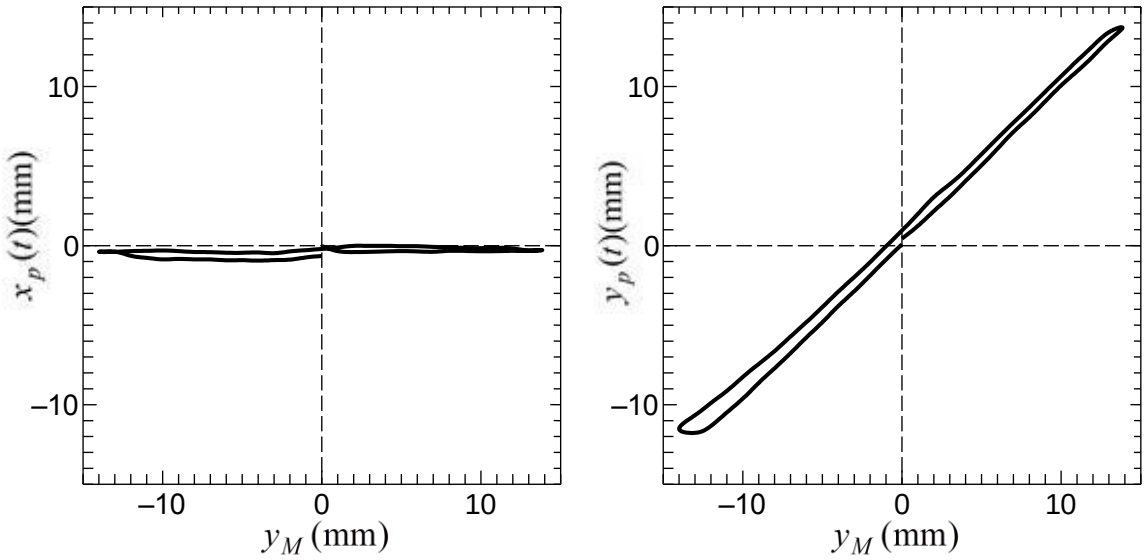
図 2.19 水平方向変位測定結果



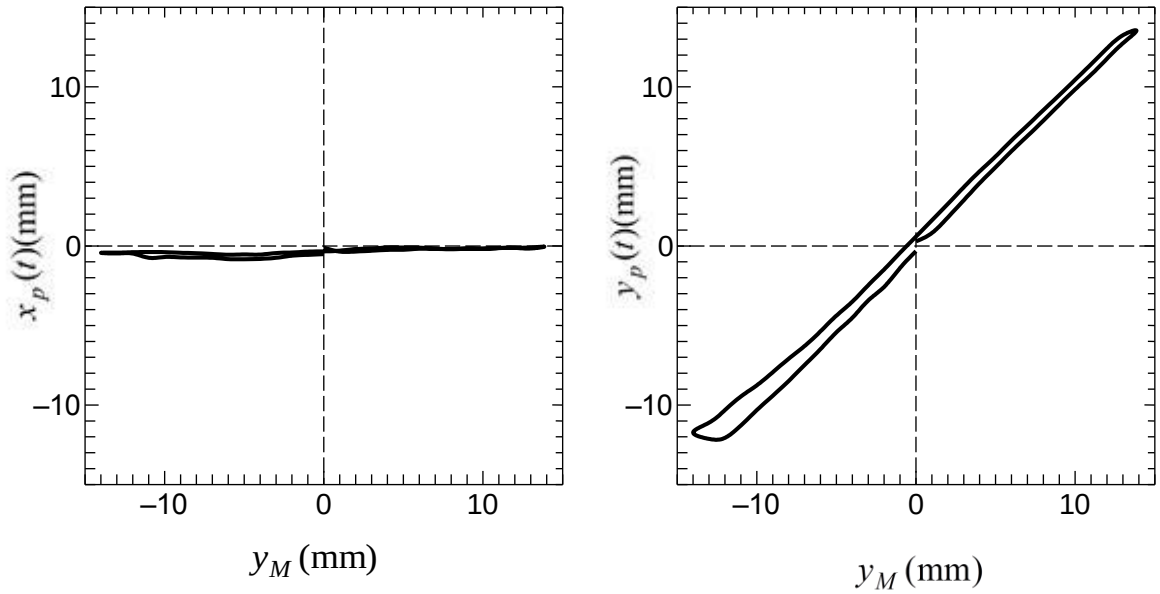

（a）垂直方向変位計測
（$\theta = 0$ deg ）




（b）垂直方向変位計測
（$\theta = 10$ deg ）




（ｃ）垂直方向変位計測
（$\theta = 20$ deg ）




（ｄ）垂直方向変位計測
（$\theta = 30$ deg ）

図 2.20 垂直方向変位測定結果

### 2.4.3　回転軸の位置制御

つぎに，開発したコントローラの性能を確認するために試験装置を用いて位置制御実験を実施した．実験の初期状態において，回転角度$\theta$ は$\theta$=0degに設定し，ハンドル操作により回転式検査アームの回転軸を図2.21に示す位置へ移動させた．そして，回転角度$\theta$ を ±90deg の範囲で繰り返し回転させた．この状態で式(2.4)に示す位置コントローラを動作させ，回転軸の変位 $x_p$，$y_p$ の時間変化を測定した．このとき位置コントローラの設計パラメータである式(2.4)の $\alpha$ を100に設定した．

図2.22に回転軸の移動状況を写真を用いて示し，図2.23に回転軸変位$x_p$，$y_p$ の時間応答を示す．図2.22において，黒線の交差部分が配管中心を示し，赤い点が回転軸の中心を示している．図2.23(a)，(b)において横軸は時間であり，縦軸は計測された変位$x_p$，$y_p$ である．

図2.22，図2.23に示すように，初期状態において配管中心から外れていた検査ユニット回転中心軸が時間の経過とともに配管中心に近づいていることがわかる．なお，図2.23において$y_p$ の収束時間が$x_p$ に比べて速くなっている．これは重力の影響によるものと考えられる．

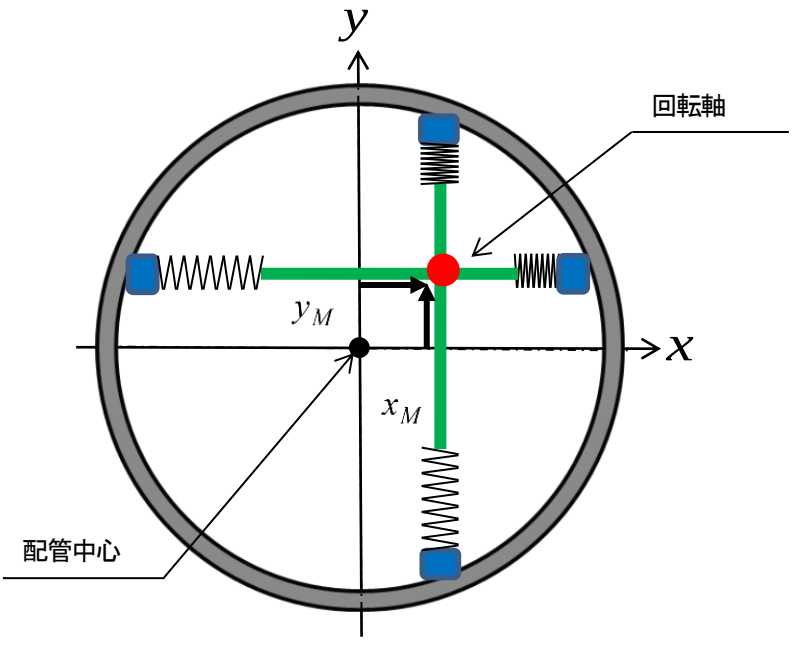
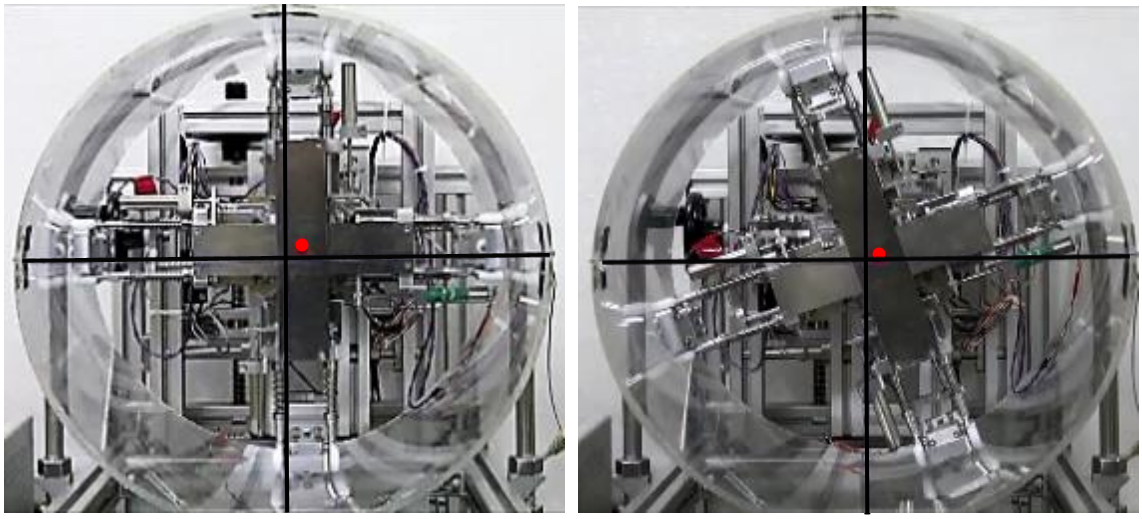
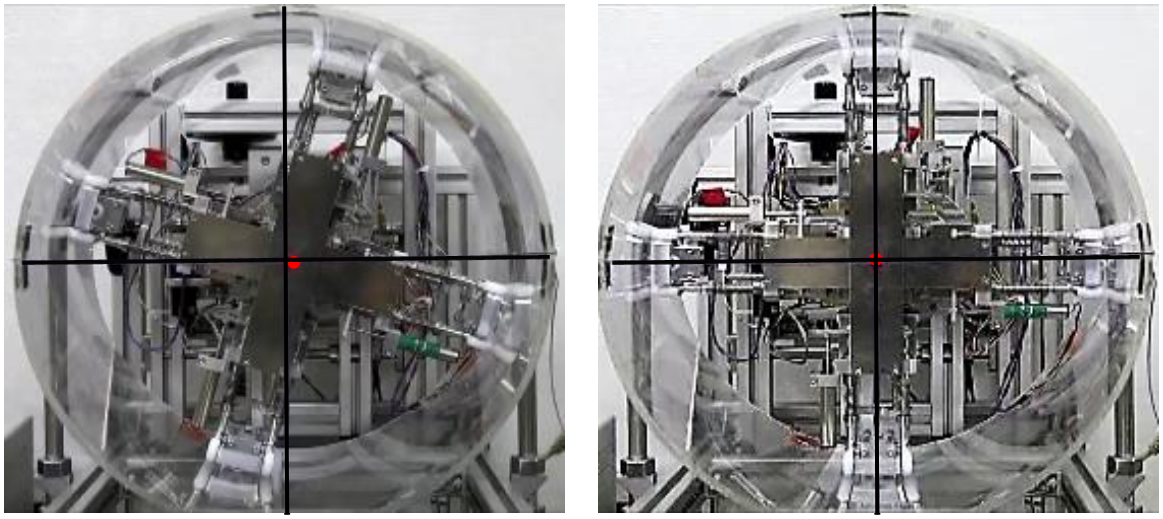



図 2.21 位置制御試験の配置

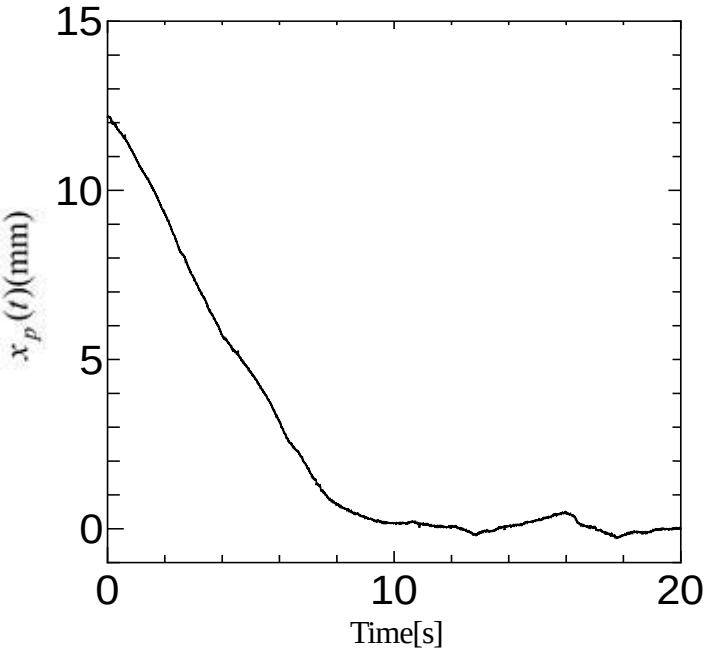


（a）経過時間 0 秒　　（b）経過時間 3 秒

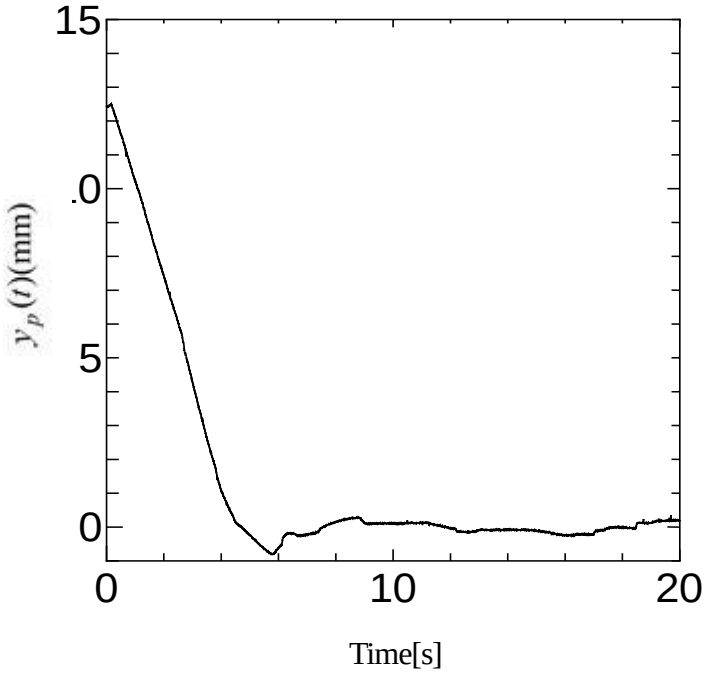


（c）経過時間 6 秒　　（d）経過時間 9 秒

図 2.22 位置制御による回転中心の移動状況




（a）水平変位 $x_p$




（b）垂直変位 $y_p$

図 2.23 回転軸変位の時間応答

## 2.5 結論

配管検査ロボットの厚さ測定における測定精度の向上を目的に，回転式検査アームの回転軸の位置制御法を開発した．そして，開発した制御法の有用性を検証するために実験機を用いた検証実験を行った．

まず，各アームの撓み変位を用いることにより，回転式検査アームの回転軸と配管中心との変位を測定できることを示した．そして，回転式検査アームの回転軸と配管中心との変位を用いた回転式検査アームの回転軸の位置制御法を開発した．開発した制御法の構成は非常に簡単である．すなわち，本制御法は，実機への実装に非常に適しているという特徴を持つ．つぎに，開発した位置制御法の有用性を確認するために，実験装置を製作した．この実験装置を用いた実験を通し，回転式検査アームの回転軸を配管中心に素早く移動できることを確認した．本手法を用いることにより，新型配管内移動ロボットを用いた改良型配管検査装置の検査精度を向上させることができる．

# 第３章　走査型接触式センサシステムのセンサ部振動抑制制御法

## 3.1　システムの概要

### 3.1.1 従来法の問題点

図 3.1 に実用化されている可搬式超音波検査ユニットを示す．図 3.1 に示す可搬式超音波検査ユニットは超音波センサを直交 2 軸で走査する検査ユニットである．可搬式超音波検査ユニットでは，DC モータを搭載した 2 系統の駆動機構により超音波センサを測定面に接触させて移動させる．この様な装置は，従来人が手で行っていた走査を精度よく高速化する目的で使用されている．しかしながら，被検体の測定面は必ずしも滑らかな面ではなく，錆びや凹凸などが存在することも多々ある．このような測定面上を高速でセンサを走査させた場合，センサに振動が発生することがある．このとき，測定値が不安定となるだけでなく，高価な超音波センサの寿命が低下する恐れがある．そのため，オペレータは，振動が発生しない程度の走査速度を試行錯誤的に決定し，検査を実施している．走査速度が遅ければ，検査に膨大な時間がかかることになる．

複雑な形状の構造物に対しては，超音波センサと駆動部を連結するシャフトが長い方が検査を行い易い．しかしながら連結シャフトが長い場合，検査面の凹凸による振動現象が発生し易くなる．さらに，

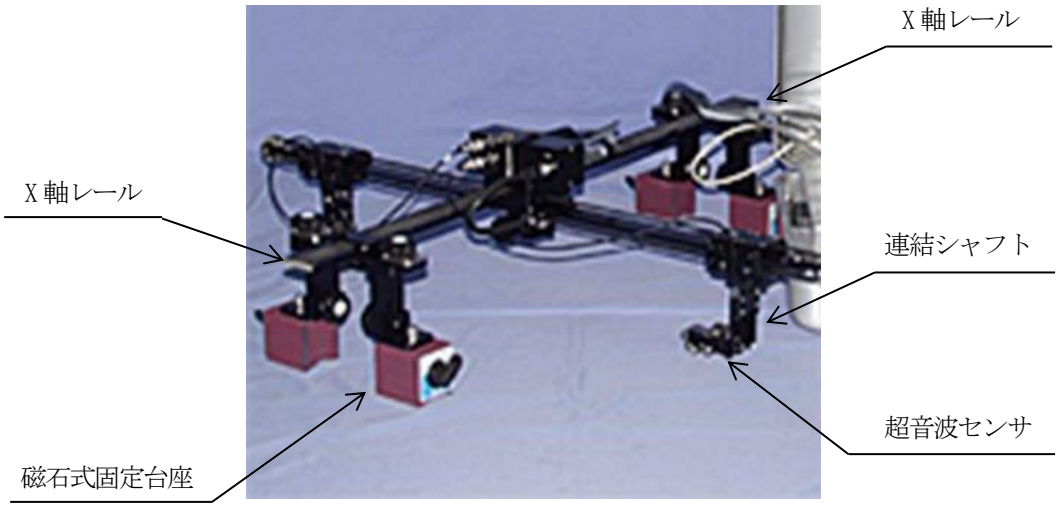



図 3.1 可搬式超音波検査ユニット
（新日本非破壊検査株式会社提供）

振動が発生した場合，センサの振動振幅が大きくなる．そのため，図 3.1 に示す装置では，駆動部を連結するシャフト長は 200mm 程度が限界とされる．長いシャフトを用いた場合のセンサ振動問題は，シャフトならびに装置全体の剛性を上げることで解決できる．しかし，装置全体の剛性を高くすることで装置重量が増加すれば，装置の運搬やセッティングなどの作業効率は低下する．

超音波センサのような接触式センサを用いて高速走査する装置では，測定面の粗さにより発生するセンサの振動を，装置の剛性を高めることなく解決する手法が必要とされている．この問題を解決するにはセンサ部の振動を抑制する制御方法の開発が必要となる．

### 3.1.2　実験装置

上記問題点を解決するために，第３章では装置の剛性を高めることなくセンサ部の振動を抑制する制御方法の開発を行う．図3.2に第３章で使用する実験装置の外観を示す．実験装置は駆動部とセンサ部から構成される．駆動部とセンサ部は連結シャフトを介して接続されている．超音波センサはセンサ部に搭載されている．

図3.3に駆動部の構造示す．駆動部はDCモータが搭載され，ボールねじにより駆動部がスライドレールを移動する構造となっている．DCモータはパルスにより制御され，モータドライバーへの指令入力はパルスのデューティ比で与えられる．さらに，DCモータはエンコーダが装着されており，駆動部の位置と

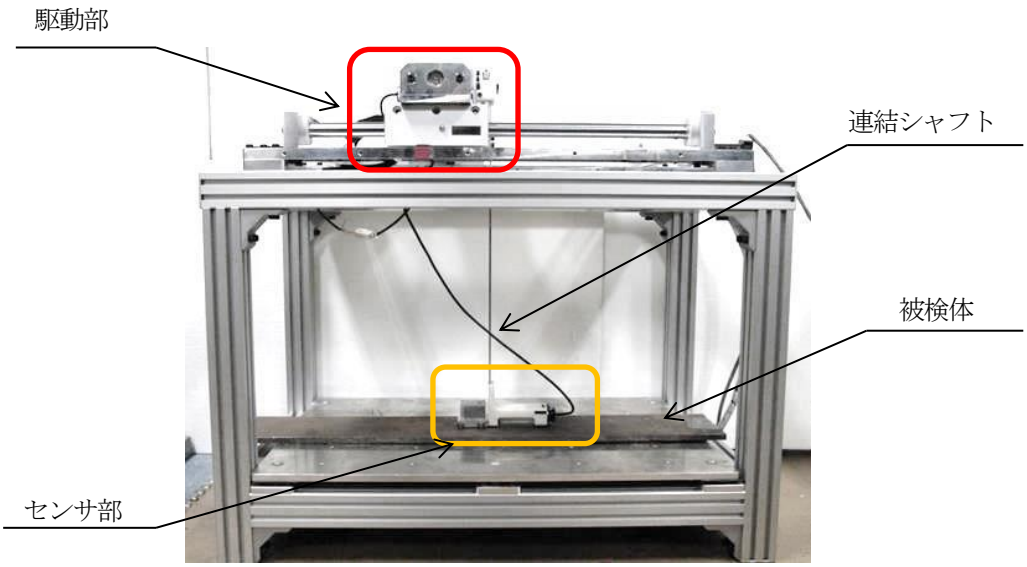



図 3.2 実験装置の外観

速度が計測される．これに加えて，加速度計を用いて駆動部進行方向加速度も計測される．なお，駆動部は直交2軸の移動機構を搭載しているが，本開発では1軸のみを使用する．

図3.4にセンサ部の構造を示す．センサ部は連結シャフトを介して駆動部の移動がセンサ部に伝達される．センサ部には超音波センサを固定し測定面に接触させるホルダが取り付けられている．ホルダにはベアリング車輪が取り付けられ，超音波センサは測定面に接触状態で移動する．さらに，センサ部には加速度計が取り付けられ，センサ部の進行方向加速度を計測している．また，センサ部と駆動部の加速度の差より，相対加速度の計測も可能である．

図3.5に実験装置の形状，図3.6に本システムの構成図を示す．また，表3.1に試験装置の主要な性能を示す．

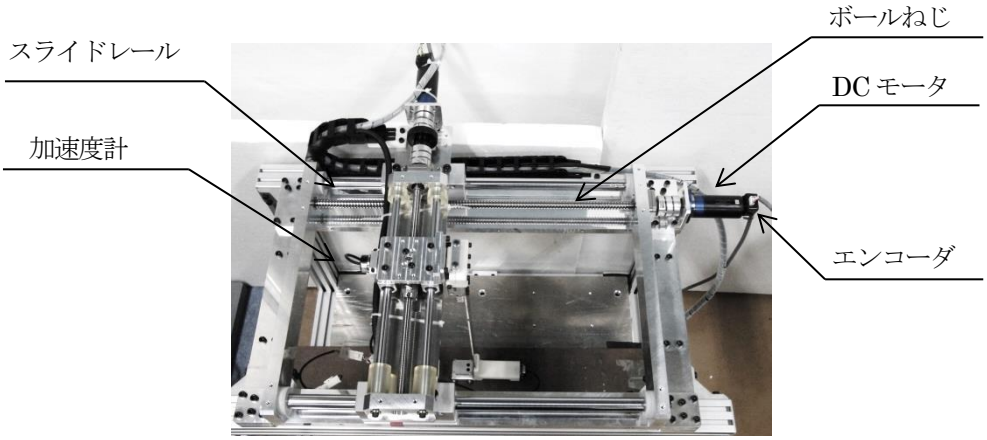



図 3.3 駆動部の構造

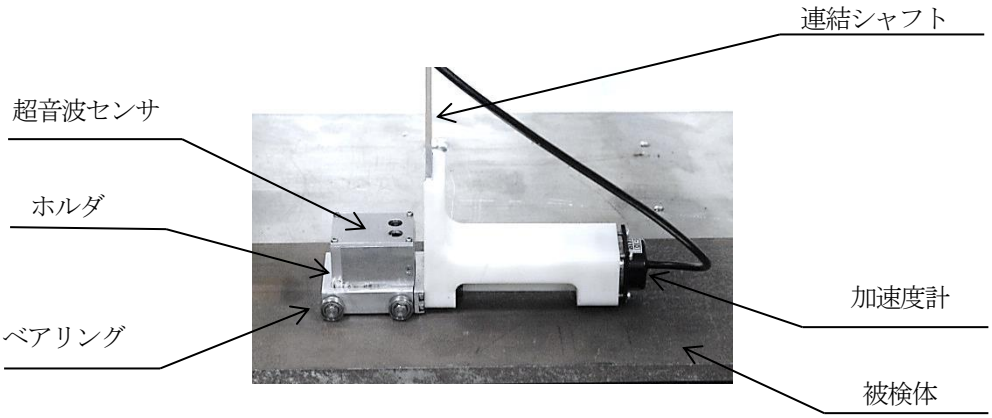



図 3.4 センサの構造

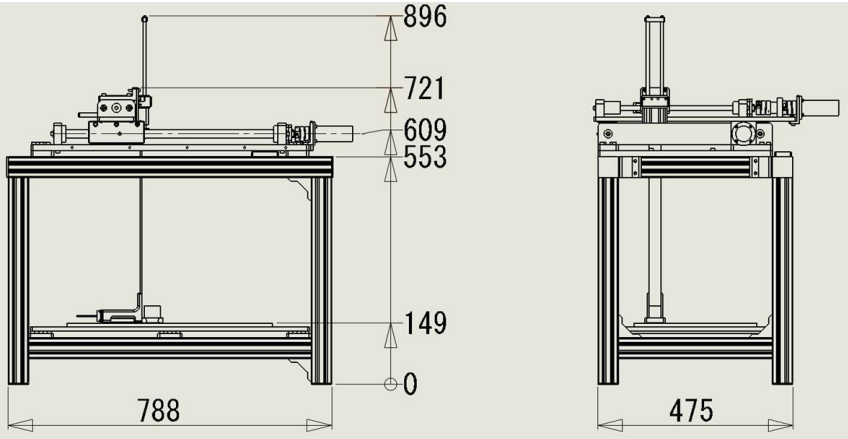



図 3.5 実験装置の形状

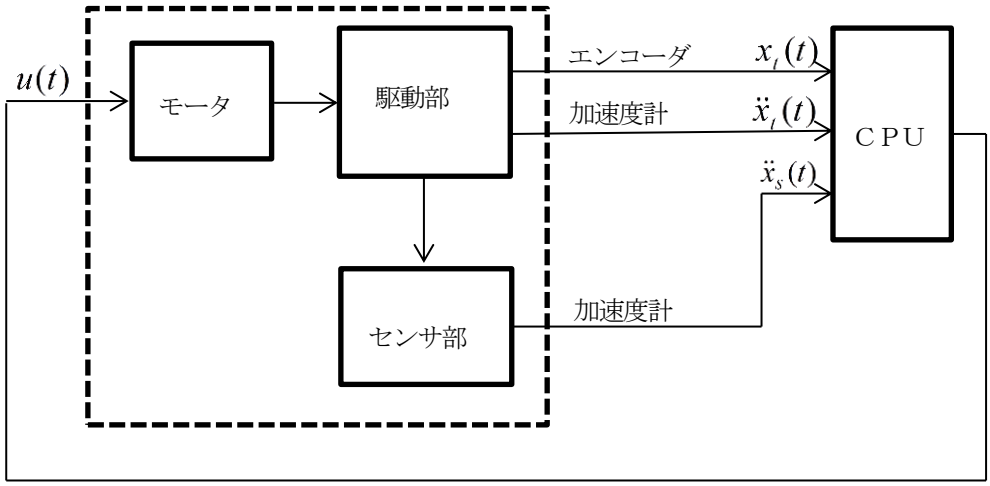



図 3.6 システムの構成図

表3.1 試験装置主要性能

| | |
|---|---|
| 外形 | 長さ：788 mm × 幅：47 5mm ×高さ：896 mm |
| 走査 | ストローク：404 mm, 速度120 mm/sec (max) |
| 駆動モータ | モータ：200W (DC24V), エンコーダ：1024 P/R |
| 加速度計 | 駆動部×１, センサ部×１, 分解能：$9.8\times10^{-6}$ m/s$^2$, ｻﾝﾌﾟﾙﾀｲﾑ： 0.5 ms |
| CPU | AMD Athlon 64 X2 5200+, 2.6 GHz , OS：Vine Linux 4.1 |

## 3.2　運動方程式

実験装置の簡略化モデルを図 3.7 に示し，図 3.7 中の記号の意味を表 3.2 に示す．なお，簡略化モデルでは駆動部とセンサ部を連結するシャフトの剛性をバネとダンパで表している．

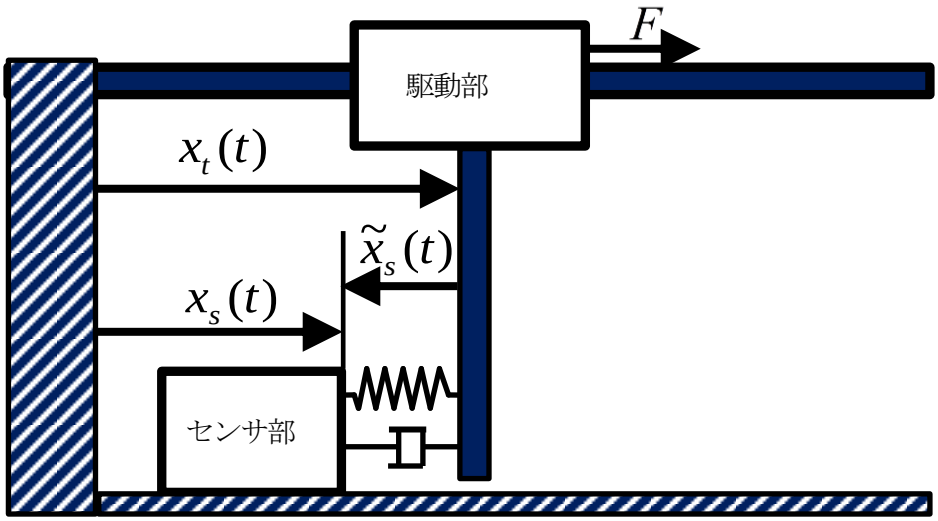



図 3.7 実験装置の簡略図

表3.2記号の意味

| | |
|---|---|
| $F$ | 駆動部に加わる力 |
| $m_t$，$m_s$ | 駆動部の重量，センサ部の重量 |
| $k_s$，$c_s$ | ばね定数，ダンパ定数 |
| $x_t(t)$，$x_s(t)$ | 駆動部の絶対変位，センサ部の絶対変位 |
| $\tilde{x}_s(t)$ | 駆動部とセンサ部の相対変位 |
| $u(t)$ | 駆動モータの入力パルス(PWM)のデューティ比 |
| $b_t$ | 入力ゲイン |
| $c_t$ | モータの速度抵抗 |

駆動部とセンサ部の相対変位 $\tilde{x}_s(t)$ は以下で表わされる．

$$\tilde{x}_s(t) = x_s(t) - x_t(t) \tag{3.3.1}$$

相対変位 $\tilde{x}_s(t)$ を用いれば，駆動部の運動方程式は次式で与えられる．

$$m_t \ddot{x}_t(t) = F + k_s \tilde{x}_s(t) + c_s \dot{\tilde{x}}_s(t) + c_t \dot{x}_t(t) \tag{3.3.2}$$

駆動部に加わる力 $F$ は，モータへ印加されるデューティ比 $u(t)$ を用いて，

$$F = b_t u(t) \tag{3.3.3}$$

で与えられるので，駆動部の運動方程式は次式となる．

$$\ddot{x}_t(t) = -\frac{c_t}{m_t}\dot{x}_t(t) + \frac{b_t}{m_t}u(t) + \frac{k_s}{m_t}\tilde{x}_s(t) + \frac{c_s}{m_t}\dot{\tilde{x}}_s(t) \tag{3.3.4}$$

ここでセンサ部からの反力（上式右辺第 3, 4 項）の駆動部への影響は小さいものと仮定する．このとき，駆動部の運動方程式は次式となる．

$$\ddot{x}_t(t) = -\frac{c_t}{m_t}\dot{x}_t(t) + \frac{b_t}{m_t}u(t) \tag{3.3.5}$$

センサ部と被検体との間には摩擦が存在する．この摩擦を不感帯 $f(t)$ を用いて表現すれば，センサ部の運動方程式は次式で与えられる．なお $d$ は不感帯幅を示している．

$$\ddot{x}_s(t) = f(t) \tag{3.3.6}$$

$$f(t) = \begin{cases} -\dfrac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \dfrac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) - d & -\dfrac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \dfrac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) > d \\ 0 & \left| -\dfrac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \dfrac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) \right| \le d \\ -\dfrac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \dfrac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) + d & -\dfrac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \dfrac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) < -d \end{cases} \tag{3.3.7}$$

式(3.3.1)の両辺を2回微分すれば，

$$\ddot{\tilde{x}}_s(t) = \ddot{x}_s(t) - \ddot{x}_t(t) \tag{3.3.8}$$

の関係が成り立つ．式(3.3.8)と(3.3.6)により相対変位は次の運動方程式を満足する．

$$\ddot{\tilde{x}}_s(t) = f(t) - \ddot{x}_t(t) \tag{3.3.9}$$

以上をまとめれば，次の運動方程式を得る．

$$\ddot{x}_t(t) = -\frac{c_t}{m_t}\dot{x}_t(t) + \frac{b_t}{m_t}u(t) \tag{3.3.5}$$

$$\ddot{\tilde{x}}_s(t) = f(t) - \ddot{x}_t(t) \tag{3.3.9}$$

$$f(t) = \begin{cases} -\frac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \frac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) - d & -\frac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \frac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) > d \\ 0 & \left| -\frac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \frac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) \right| \le d \\ -\frac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \frac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) + d & -\frac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \frac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) < -d \end{cases} \tag{3.3.7}$$

さらに，以下の節でのコントロール設計を簡単にするため，実験機の線形化モデル

$$\ddot{x}_t(t) = -\frac{c_t}{m_t}\dot{x}_t(t) + \frac{b_t}{m_t}u(t) \tag{3.3.8}$$

$$\ddot{\tilde{x}}_s(t) = -\frac{c_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \frac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t) - \ddot{x}_t(t) \tag{3.3.9}$$

を考える．

## 3.3 実験機の同定

線形化モデル(3.3.8)，(3.3.9)に基づき振動抑制コントローラを開発するためには，線形化モデル(3.3.8)，(3.3.9)のシステムパラメータ値が必要となる，そこで，実験機によりシステムパラメータ値の同定を行う．

最初に駆動部の同定を行う．駆動部のモータに様々な値のデューティ比入力$u(t)$を印加し，駆動部の速度$\dot{x}_t(t)$を測定した．図 3.8 にデューティ比入力$u(t)$を変化させた場合の駆動部の速度$\dot{x}_t(t)$のスッテプ応答を示す．図 3.8 の横軸は時間，縦軸は速度を表している．また，点線は図 3.2 に示す実験機の駆動部速度$\dot{x}_t(t)$の応答である．線形モデル(3.3.8)のステップ応答が実機の応答に近くなるようにパラメータ$c_t/m_t$と$b_t/m_t$の値を試行錯誤的に調整した場合の線形化モデル(3.3.1)のステップ応答を実線で

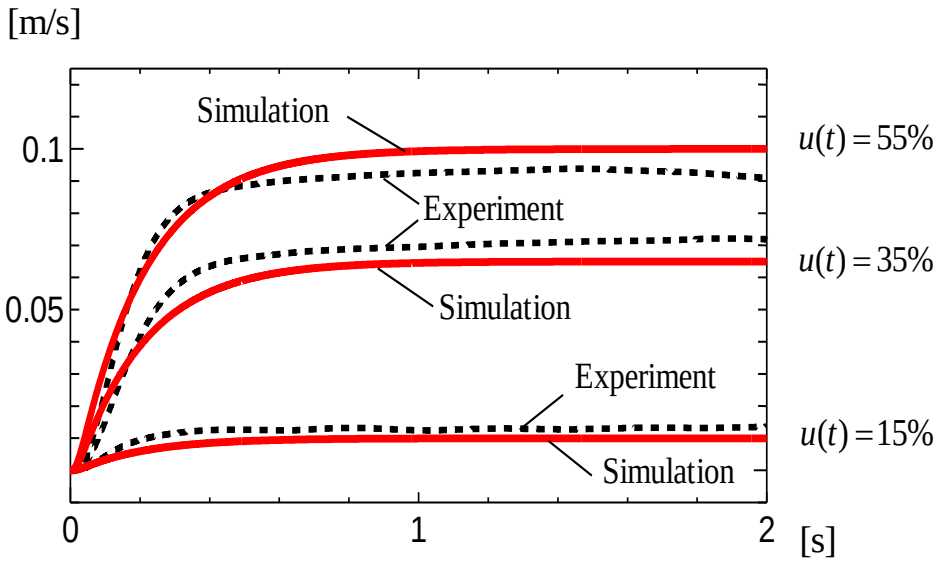


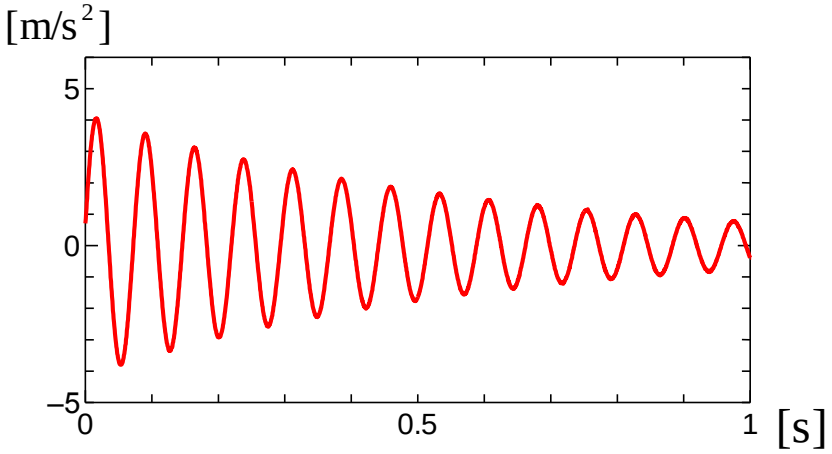

図 3.8 駆動部の速度 $\dot{x}_t$ のステップ応答

示している．なお，用いた線形モデルのシステムパラメータ値を表 3.3 に示しておく．図 3.8 に示す様に，同定された駆動部のステップ応答と実験機の駆動部ステップ応答はほぼ一致している．

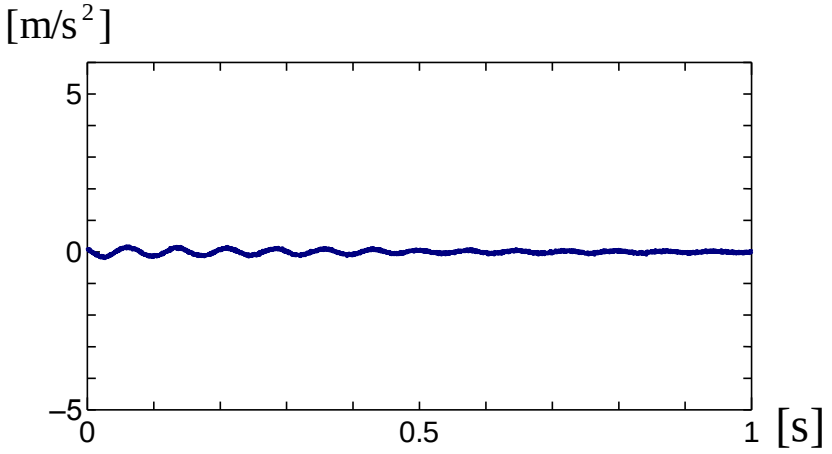
次に実験機のセンサ部の同定を行う．駆動部が動かないように固定した状態で，センサ部と駆動部を連結している連結シャフトを撓らせてセンサ部を振動させた．このときの実験機の駆動部とセンサ部との相対加速度 $\ddot{\tilde{x}}_s$ の応答を図 3.9(a)に示す．図 3.9(a)の横軸は時間，縦軸は加速を表している．実験機の相対加速度 $\ddot{\tilde{x}}_s$ の応答より $k_s/m_s$ と $c_s/m_s$ の値を同定した．この結果を表 3.3 に示す．得られた $k_s/m_s$ と $c_s/m_s$ の値を用いた線形化モデル(3.3.9)の相対加速度応答と実験機の相対加速度応答との誤差を図 3.9(b)に示す．図 3.9(b)の横軸は時間を表し，縦軸は加速度の誤差を表している．図 3.9(b)より，実際の実験機の相対加速度 $\ddot{\tilde{x}}_s$ の応答と，線形モデル (3.3.9) $\ddot{\tilde{x}}_s$ の応答には大きな差が無いことが確認できる．

表 3.3　パラメータの同定値

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| $\frac{b_t}{m_t}$ | $2.27\times10^{-2}$ | $\frac{k_s}{m_s}$ | $2.08\times10^{4}$ | |
| $\frac{c_t}{m_t}$ | $1.21\times10$ | $\frac{c_s}{m_s}$ | $2.63\times10$ | |




(a) 実際の $\ddot{\tilde{x}}_s$




（b）実際の相対加速度（$\ddot{\tilde{x}}_s$）とシミュレーションによる相対加速度（$\ddot{\tilde{x}}_s$）の誤差

図 3.9 駆動部とセンサ部の相対加速度 $\ddot{\tilde{x}}_s$ の時間応答

## 3.4 振動抑制制御法の開発

ここでの制御目的は，駆動部をほぼ一定の速度で動かしたときに，$|\tilde{x}_s(t)|$ を小さく抑えることができる制御法を開発することである．3.3節で示した線形化モデル

$$\ddot{x}_t(t) = -\frac{c_t}{m_t}\dot{x}_t(t) + \frac{b_t}{m_t}u(t) \tag{3.5.1}$$

$$\dddot{\tilde{x}}_s(t) = -\frac{c_s}{m_s}\ddot{\tilde{x}}_s(t) - \frac{k_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) - \ddot{x}_t(t) \tag{3.5.2}$$

を基に制御目的を達成できる制御法を開発する．なお，このシステムにおいて計測されている状態は駆動部の加速度 $\ddot{x}_t(t)$，速度 $\dot{x}_t(t)$，位置 $x_t(t)$，ならびに相対加速度 $\ddot{x}_s(t)$ である．

実験装置のバネ定数 $k_s$ に比べ，ダンパ定数 $c_s$ はかなり小さい値となっている．このため，もし駆動部の線形化モデル(3.5.1)において駆動部の速度が一定となるように制御した場合，相対変位に振動が発生することとなる．この問題を解決するために，相対位置に関する微分方程式(3.5.2)において，$\ddot{x}_t(t)$ を入力と仮定し，次の入力を考える．

$$\ddot{x}_t(t) = \alpha\ddot{\tilde{x}}_s(t) \tag{3.5.3}$$

ここで，$\alpha$ は設計パラメータである．もしこの仮想入力を用いることができれば，相対位置 $\tilde{x}_s(t)$ に発生する振動は抑制できる．しかし，本実験ではセンサ部速度が計測できないため，仮想入式(3.5.3)を生成することができない．また，実際には $\ddot{x}_t(t)$ を入力として利用できないという問題もある．

上記の問題を解決し，駆動部を指定速度で動かすため，利用可能な状態を用いて新しく次の誤差信号を定義する．

$$\dddot{\tilde{x}}_t(t) = \ddot{x}_t(t) - \alpha L^{-1}\left[\frac{Ts}{Ts+1}\frac{T}{Ts+1}\dddot{X}_s(s)\right] - \dot{v}_{td}(t) \tag{3.5.4}$$

ここで，$\alpha, T$ は設計パラメータである．駆動部の目標速度 $v_{td}(t)$ は次式で与えられるものとする．

$$V_{td}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}V_d(s) \tag{3.3.5}$$

なお，$v_d$ は最終目標速度（定数）である．

式(3.5.4)の右辺第２項を変形すれば

$$\frac{Ts}{Ts+1}\frac{Ts}{Ts+1}\left[\tilde{\tilde{X}}_s(s)\right] \tag{3.3.6}$$

となる．この関係より，右辺第２項は $\tilde{\tilde{X}}_s(s)$ の高周波成分を表していることが分かる．

$\left(\tilde{\tilde{X}}_t(s)+\dot{V}_{td}(s)\right)$ から $\tilde{x}_s(t)$ までの伝達関数を導出する．まず，式(3.5.4)より，次の関係が成り立つ．

$$\ddot{x}_t(t)=\tilde{\tilde{x}}_t(t)+\alpha L^{-1}\left[\frac{T^2s^3}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]+\dot{v}_{td}(t) \tag{3.5.7}$$

式(3.5.2)を式(3.5.7)に代入すれば，

$$\tilde{\tilde{x}}_s(t)=-\frac{c_s}{m_s}\tilde{\tilde{x}}_s(t)-\frac{k_s}{m_s}\tilde{x}_s(t)-\tilde{\tilde{x}}_t(t)-\alpha L^{-1}\left[\frac{T^2s^3}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]-\dot{v}_{td}(t)) \tag{3.5.8}$$

を得る．式(3.5.8)の両辺をラプラス変換して整理すると，次式の伝達特性を導出することができる．

$$\tilde{X}_s(s)=G_s(s)\left(\tilde{\tilde{X}}_t(s)+\dot{V}_{td}(s)\right) \tag{3.5.9}$$

$$G_s(s)=-\frac{(Ts+1)^2}{T^2\left(s^4+A_{z44}s^3+A_{z43}s^2+A_{z42}s+A_{z41}\right)} \tag{3.3.10}$$

$$\left.\begin{aligned}
A_{z41}&=\frac{k_s}{m_s}\frac{1}{T^2}\\
A_{z42}&=2\frac{k_s}{m_s}\frac{1}{T}+\frac{c_s}{m_s}\frac{1}{T^2}\\
A_{z43}&=\frac{k_s}{m_s}+2\frac{c_s}{m_s}\frac{1}{T}+\frac{1}{T^2}\\
A_{z44}&=\frac{c_s}{m_s}+\alpha+\frac{2}{T}
\end{aligned}\right\} \tag{3.5.11}$$

式(3.5.11)の設計パラメータ $\alpha,T$ は，伝達特性 $G_s(s)$ が漸近安定となるように設定されるものとする．

駆動部目標加速度$\dot{v}_{td}(t)$が零に収束するので，$\dddot{\tilde{x}}_t(t)$が漸近安定となるコントローラを設計できれば，$\tilde{x}_s(t)$が漸近安定となることがわかる．

$\dddot{\tilde{x}}_t(t)$が漸近安定となるコントローラを設計するために$\ddot{\tilde{x}}_t(t)$に関する微分方程式を導出する．

式(3.5.7)から次の関係が成り立つ．

$$\dot{x}_t(t) = \ddot{\tilde{x}}_t(t) + \alpha L^{-1}\left[\frac{T^2 s^2}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right] + v_{td}(t) \tag{3.5.12}$$

式(3.5.7)，(3.5.12)を式(3.3.1)に代入して整理することにより，次式の関係を得る．

$$\begin{aligned}\dddot{\tilde{x}}_t(t) = &-\frac{c_t}{m_t}\ddot{\tilde{x}}_t(t) + \frac{b_t}{m_t}u(t)\\ &-\alpha L^{-1}\left[\frac{T^2 s^3}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right] + \alpha\frac{c_t}{m_t}L^{-1}\left[\frac{T^2 s^2}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]\\ &-\dot{v}_{td}(t) + \frac{c_t}{m_t}v_{td}(t)\end{aligned} \tag{3.5.13}$$

式(3.3.13)の両辺を微分すると次式を得る．

$$\begin{aligned}\ddddot{\tilde{x}}_t(t) = &-\frac{c_t}{m_t}\dddot{\tilde{x}}_t(t) + \frac{b_t}{m_t}\dot{u}(t)\\ &-\alpha\left(\ddot{\tilde{x}}_s(t) - L^{-1}\left[\frac{2Ts^3+s^2}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]\right) + \alpha\frac{c_t}{m_t}L^{-1}\left[\frac{T^2 s^3}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]\\ &-\ddot{v}_{td}(t) + \frac{c_t}{m_t}\dot{v}_{td}(t)\end{aligned} \tag{3.5.14}$$

式(3.5.8) に式(3.5.14)を代入する．

$$\begin{aligned}\ddddot{\tilde{x}}_t(t) = &-\frac{c_t}{m_t}\dddot{\tilde{x}}_t(t) + \frac{b_t}{m_t}\dot{u}(t)\\ &+\alpha\frac{c_s}{m_s}\ddot{\tilde{x}}_s(t) + \alpha\frac{k_s}{m_s}\dot{\tilde{x}}_s(t) + \alpha\dddot{\tilde{x}}_t(t) + \alpha^2 L^{-1}\left[\frac{T^2 s^3}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right] + \alpha\dot{v}_{td}(t)\\ &+\alpha L^{-1}\left[\frac{2Ts^3+s^2}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right] + \alpha\frac{c_t}{m_t}L^{-1}\left[\frac{T^2 s^3}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]\\ &-\ddot{v}_{td}(t) + \frac{c_t}{m_t}\dot{v}_{td}(t)\end{aligned} \tag{3.5.15}$$

式(3. 5. 15)と式(3. 5. 13)の両辺を足して整理すると，$\dddot{\tilde{x}}_t(t)$ に関する微分方程式を得る．

$$\begin{aligned}\dddot{\tilde{x}}_t(t) = &-\left(\frac{c_t}{m_t}+1-\alpha\right)\ddot{\tilde{x}}_t(t)-\frac{c_t}{m_t}\dot{\tilde{x}}_t(t)+\frac{b_t}{m_t}\left(\dot{u}(t)+u(t)\right)\\ &+B_{24}L^{-1}\left[\frac{s^3}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]+B_{23}L^{-1}\left[\frac{s^2}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]+B_{22}L^{-1}\left[\frac{s}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]\\ &+B_{21}L^{-1}\left[\frac{1}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]-\ddot{v}_{td}(t)-\left(\frac{c_t}{m_t}+2\right)\ddot{v}_{td}(t)-\frac{c_t}{m_t}\dot{v}_{td}(t)\end{aligned} \tag{3. 5. 16}$$

$$\left.\begin{aligned}B_{21} &= \alpha\frac{k_s}{m_s}\\ B_{22} &= 2\alpha\frac{k_s}{m_s}T+\alpha\frac{c_s}{m_s}\\ B_{23} &= \alpha\left(\frac{k_s}{m_s}-\frac{c_t}{m_t}\right)T^2+2\alpha\frac{c_s}{m_s}T+\alpha\\ B_{24} &= -\alpha\left(\frac{c_t}{m_t}-\frac{c_s}{m_s}-\alpha+1\right)T^2+2\alpha T\end{aligned}\right\} \tag{3. 5. 17}$$

ここで，新しく次の状態を定義する．

$$\boldsymbol{x}(t)=\left[\ddot{\tilde{x}}_t(t)\quad \dddot{\tilde{x}}_t(t)\right]^T \tag{3. 5. 18}$$

$\boldsymbol{x}(t)$ を用いれば，式(3. 5. 9) と式(3. 5. 16)は次の状態方程式で表される．

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t)=A\boldsymbol{x}(t)+B\,\boldsymbol{z}(t)+D\boldsymbol{v}_d(t)+\boldsymbol{b}\left(\dot{u}(t)+u(t)\right) \tag{3. 5. 19}$$

$$\left.\begin{aligned}A &= \begin{bmatrix}0 & 1\\ -\frac{c_t}{m_t} & -\left(\frac{c_t}{m_t}+1-\alpha\right)\end{bmatrix},\quad \mathbf{b}=\begin{bmatrix}0\\ \frac{b_t}{m_t}\end{bmatrix}\\ B &= \begin{bmatrix}0 & 0 & 0 & 0\\ B_{21} & B_{22} & B_{23} & B_{24}\end{bmatrix},\quad D=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ -\frac{c_t}{m_t} & -\left(\frac{c_t}{m_t}+2\right) & -1\end{bmatrix}\end{aligned}\right\} \tag{3. 5. 20}$$

$$\left.\begin{aligned}&\mathbf{z}(t)=\left[z_1\quad z_2\quad z_3\quad z_4\right]^T\\ &z_i=L^{-1}\left[\frac{s^{i-1}}{(Ts+1)^2}\tilde{X}_s(s)\right]\ (i=1,2,3,4)\end{aligned}\right\} \tag{3. 5. 21}$$

$$\dot{\boldsymbol{z}}(t)=A_z\boldsymbol{z}(t)+B_z\boldsymbol{x}(t)+D_z\boldsymbol{v}_d(t) \tag{3. 5. 22}$$

$$A_z = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ A_{z41} & A_{z42} & A_{z43} & A_{z44} \end{bmatrix}, \quad B_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T^2} \end{bmatrix}, \quad D_z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T^2} & 0 \end{bmatrix} \tag{3.5.23}$$

状態 $\boldsymbol{x}(t)$ を漸近安定化するため，次式のコントローラを開発した.

$$\dot{u}(t) = -u(t) - \boldsymbol{k}_x{}^T \boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{k}_v{}^T \tag{3.5.24}$$

$$\boldsymbol{k}_x{}^T = \begin{bmatrix} \beta^2 \frac{m_t}{b_t} & 2\beta \frac{m_t}{b_t} \end{bmatrix} \tag{3.5.25}$$

$$\boldsymbol{k}_v{}^T = \begin{bmatrix} \frac{c_t}{m_t}\frac{m_t}{b_t} & \left(\frac{c_t}{m_t}+1\right)\frac{m_t}{b_t} & \frac{m_t}{b_t} \end{bmatrix} \tag{3.5.26}$$

ここで $\beta$ は設計パラメータである．図3.10に制御系のブロック線図を示す.

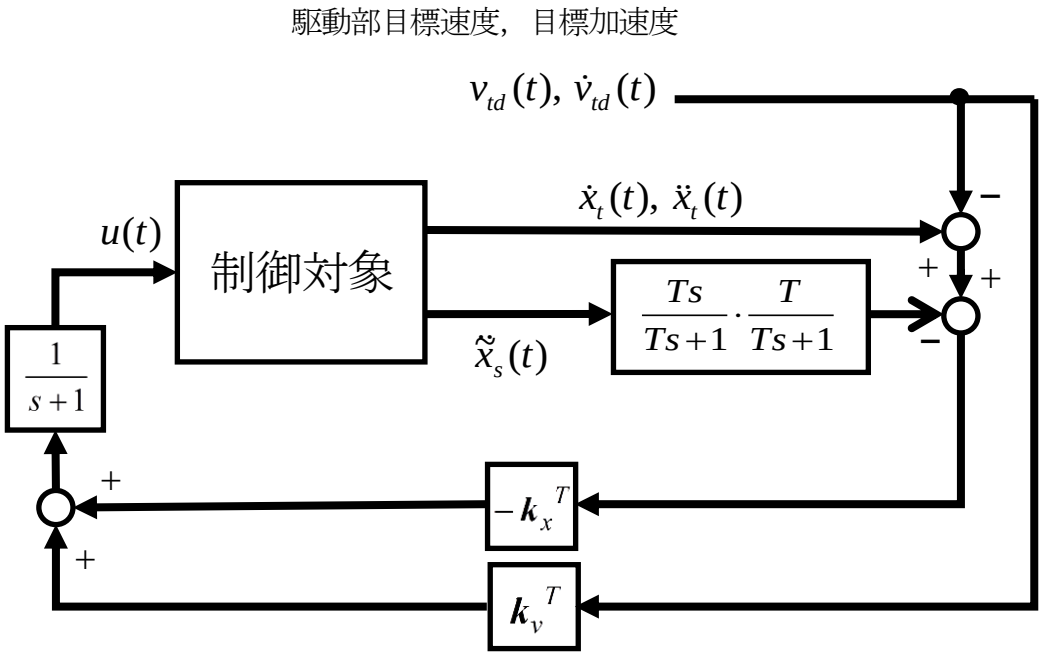



図 3.10 制御系ブロック線図

つぎに，(3.5.24)のコントローラを用いた制御システムの安定性を示す．式(3.5.24)を式(3.5.19)に代入し

$$\boldsymbol{x}_\beta(t) = \mathrm{diag}[1 \quad \beta^{-1}]\boldsymbol{x}(t) \tag{3.5.27}$$

の状態変換を行えば，次式を得る．

$$\dot{\boldsymbol{x}}_\beta(t) = \beta A_\beta \boldsymbol{x}_\beta(t) + \left(A_{\beta 1} + \beta^{-1} A_{\beta 2}\right)\boldsymbol{x}_\beta(t) + \beta^{-1} B\, \boldsymbol{z}(t) + \beta^{-1} D \boldsymbol{v}_d(t) \tag{3.5.28}$$

$$\dot{\boldsymbol{z}}(t) = A_z \boldsymbol{z}(t) + \beta B_z \boldsymbol{x}_\beta(t) + D_z \boldsymbol{v}_d(t) \tag{3.5.29}$$

$$A_\beta = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}, \quad A_{\beta 1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\left(\dfrac{c_t}{m_t} + 2\right) \end{bmatrix}, \quad A_{\beta 2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\dfrac{c_t}{m_t} & 0 \end{bmatrix} \tag{3.5.30}$$

このとき次の定理が成り立つ．

**定理：**コントローラ(3.5.24)を用いた制御システムにおいて，条件式

$$\frac{1}{2}\beta \lambda_{\min}\left[Q_\beta\right] - 2\left(\left\|P_\beta A_{\beta 1}\right\| + \beta^{-1}\left\|P_\beta A_{\beta 2}\right\|\right) - \left\|P_\beta B\right\| - \left\|P_\beta D\right\| > 0 \tag{3.5.31}$$

$$\frac{1}{4}\rho_z \lambda_{\min}\left[Q_z\right] - \beta^{-1}\left\|P_\beta B\right\| > 0 \tag{3.5.32}$$

$$A_\beta P_\beta + P_\beta A_\beta = -Q_\beta, \quad A_z P_z + P_z A_z = -Q_z \tag{3.5.33}$$

が成り立つ設計パラメータ $\beta$ を用いるものとする．上式において，$Q_\beta, Q_z$ は正定行列であり，$P_\beta, P_z$ はリアプノフ方程式の正定行列解である．さらに，$\boldsymbol{x}_\beta(0) = 0$，$\boldsymbol{z}(0) = 0$ と仮定する．このとき，

$$\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|^2 \le \beta^{-4}\rho_1 \tag{3.5.34}$$

の関係が満足される．なお，$\rho_1$ は設計パラメータ $\beta$ に無関係に定まる正の定数である．

**証明：**正定値関数$V_1(t)$を次式で定義する．

$$V_1(t) = \boldsymbol{x}_\beta^T(t) P_\beta \boldsymbol{x}_\beta(t) + \beta^{-1}\rho_{vz}\boldsymbol{z}^T(t) P_z \boldsymbol{z}(t) \tag{3.5.35}$$

$$\rho_{vz} = \frac{\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right]\lambda_{\min}\left[Q_z\right]}{4\left\|P_z B_z\right\|^2} \tag{3.5.36}$$

式(3.5.34)の時間微分は

$$\begin{aligned}\dot{V}_1(t) \le & -\beta\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right]\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|^2 + 2\left(\left\|P_\beta A_{\beta 1}\right\| + \beta^{-1}\left\|P_\beta A_{\beta 2}\right\|\right)\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|^2 + 2\beta^{-1}\left\|P_\beta B\right\|\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|\left\|\mathbf{z}(t)\right\| \\ & + 2\beta^{-1}\left\|P_\beta D\right\|\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|\left\|\mathbf{v}_d(t)\right\| - \beta^{-1}\rho_z\lambda_{\min}\left[Q_z\right]\left\|\mathbf{z}(t)\right\|^2 + 2\rho_{zV}\left\|P_z B_z\right\|\left\|\mathbf{z}(t)\right\|\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\| \\ & + 2\beta^{-1}\rho_{zv}\left\|P_z D_z\right\|\left\|\mathbf{z}(t)\right\|\left\|\boldsymbol{v}_d(t)\right\|\end{aligned} \tag{3.5.37}$$

を満たす．次の関係式を用いれば

$$\left.\begin{aligned} & 2\beta^{-1}\left\|P_\beta B\right\|\left\|\mathbf{x}_\beta(t)\right\|\left\|\mathbf{z}(t)\right\| \le \left\|P_\beta B\right\|\left(\left\|\mathbf{x}_\beta(t)\right\|^2 + \beta^{-2}\left\|\mathbf{z}(t)\right\|^2\right) \\ & 2\beta^{-1}\left\|P_\beta D\right\|\left\|\mathbf{x}_\beta(t)\right\|\left\|\mathbf{v}_d(t)\right\| \le \left\|P_\beta D\right\|\left(\left\|\mathbf{x}_\beta(t)\right\|^2 + \beta^{-2}\left\|\mathbf{v}_d(t)\right\|^2\right) \\ & 2\rho_z\left\|P_z B_z\right\|\left\|\mathbf{z}(t)\right\|\left\|\mathbf{x}_\beta(t)\right\| \le \frac{1}{2}\beta^{-1}\rho_z\lambda_{\min}\left[Q_z\right]\left\|\mathbf{z}(t)\right\|^2 + \frac{1}{2}\beta\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right]\left\|\mathbf{x}_\beta(t)\right\|^2 \\ & 2\beta^{-1}\rho_z\left\|P_z D_z\right\|\left\|\mathbf{z}(t)\right\|\left\|\mathbf{v}_d(t)\right\| \le \frac{1}{4}\beta^{-1}\rho_z\lambda_{\min}\left[Q_z\right]\left\|\mathbf{z}(t)\right\|^2 + 4\frac{\beta^{-1}\rho_z}{\lambda_{\min}\left[Q_z\right]}\left\|P_z D_z\right\|^2\left\|\mathbf{v}_d(t)\right\|^2 \end{aligned}\right\} \tag{3.5.38}$$

式(3.5.37)は次の関係を満足する．

$$\begin{aligned}\dot{V}_1(t) \le & -\left(\frac{1}{2}\beta\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right] - 2\left(\left\|P_\beta A_{\beta 1}\right\| + \beta^{-1}\left\|P_\beta A_{\beta 2}\right\|\right) - \left\|P_\beta B\right\| - \left\|P_\beta D\right\|\right)\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|^2 \\ & - \beta^{-1}\left(\frac{1}{4}\rho_z\lambda_{\min}\left[Q_z\right] - \beta^{-1}\left\|P_\beta B\right\|\right)\left\|\mathbf{z}(t)\right\|^2 \\ & + \beta^{-1}\left(4\frac{\rho_z}{\lambda_{\min}\left[Q_z\right]}\left\|P_z D_z\right\|^2 + \beta^{-1}\left\|P_\beta D\right\|\right)\left\|\boldsymbol{v}_d(t)\right\|^2\end{aligned} \tag{3.5.39}$$

ここで式(3.5.31)，(3.5.32)の関係が成り立つことより，

$$\dot{V}_1(t) \le -\rho_v V_1(t) + \beta^{-1}\rho_2 \tag{3.5.40}$$

$$\rho_2 = \left(4\frac{\rho_z}{\lambda_{\min}\left[Q_z\right]}\left\|P_z D_z\right\|^2 + \left\|P_\beta D\right\|\right)\left\|\boldsymbol{v}_d(t)\right\|^2 \tag{3.5.41}$$

の関係を満足する設計パラメータ $\beta$ に無関係に定まる正定値 $\rho_v$ が存在することが分かる．$\rho_2$ は設計パラメータ $\beta$ に無関係に定まる正の定数である．このことより，制御システムが安定となり，状態 $\mathbf{z}(t)$ に関し，$\left\|\mathbf{z}(t)\right\| \le \rho_z$ の関係を満足する設計パラメータ $\beta$ に無関係に定まる $\rho_z$ が存在することが分かる．

制御システムの性能を詳しく解析するため正定値関数$V_2(t)$を次式で定義する．

$$V_2(t) = \boldsymbol{x}_\beta^T(t) P_\beta \boldsymbol{x}_\beta(t) \tag{3.5.42}$$

式(3.5.42)の時間微分は

$$\begin{aligned}\dot{V}_2(t) = &-\beta\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right]\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|^2 + 2\left(\left\|P_\beta A_{\beta 1}\right\| + \beta^{-1}\left\|P_\beta A_{\beta 2}\right\|\right)\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|^2 \\ &+ 2\beta^{-1}\left\|P_\beta B\right\|\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|\left\|\mathbf{z}(t)\right\| + 2\beta^{-1}\left\|P_\beta D\right\|\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|\left\|\boldsymbol{v}_d(t)\right\|\end{aligned} \tag{3.5.43}$$

の関係を満足する．ここで，関係式

$$\left.\begin{aligned}2\beta^{-1}\left\|P_\beta B\right\|\left\|\mathbf{x}_\beta(t)\right\|\left\|\mathbf{z}(t)\right\| &\le \frac{1}{4}\beta\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right]\left\|\mathbf{x}_\beta(t)\right\|^2 + 4\beta^{-3}\frac{\left\|P_\beta B\right\|^2}{\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right]}\left\|\mathbf{z}(t)\right\|^2 \\ 2\beta^{-1}\left\|P_\beta D\right\|\left\|\mathbf{x}_\beta(t)\right\|\left\|\mathbf{v}_d(t)\right\| &\le \frac{1}{4}\beta\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right]\left\|\mathbf{x}_\beta(t)\right\|^2 + 4\beta^{-3}\frac{\left\|P_\beta D\right\|^2}{\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right]}\left\|\mathbf{v}_d(t)\right\|^2\end{aligned}\right\} \tag{3.5.44}$$

を用いれば$V_2(t)$の時間微分は次の関係を満足する．

$$\dot{V}_2(t) = -\beta\rho_{x2}\left\|\boldsymbol{x}_\beta(t)\right\|^2 + \beta^{-3}\rho_4 \tag{3.5.45}$$

$$\left.\begin{aligned}\rho_{x2} &= \frac{1}{2}\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right] + 2\left(\beta^{-1}\left\|P_\beta A_{\beta 1}\right\| + \beta^{-2}\left\|P_\beta A_{\beta 2}\right\|\right) \\ \rho_4 &= 4\frac{\left\|P_\beta B\right\|^2}{\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right]}\left\|\mathbf{z}(t)\right\|^2 + 4\frac{\left\|P_\beta D\right\|^2}{\lambda_{\min}\left[Q_\beta\right]}\left\|\mathbf{v}_d(t)\right\|^2\end{aligned}\right\} \tag{3.5.46}$$

ここで式(3.5.31)の関係が成り立つことより，$\rho_{x2}$は設計パラメータ$\beta$に無関係に定まる正定値となる．また，$\rho_4$は設計パラメータ$\beta$に無関係に定まる正定値である．式(3.5.45)より式(3.5.34)が導出される．

式(3.5.34)の右辺は$\beta$の値を大きく設定することで小さな値となる．以上より$\beta$の値を大きく設定することで$\tilde{\tilde{x}}_t(t),\ \tilde{\tilde{x}}_t(t)$の絶対値をより小さく抑えられることが分かる．

## 3.5 数値シミュレーション

提案手法の有用性を示すために，制御を行った場合（以下制御システムと呼ぶ）と制御を行わない場合（以下パッシブシステムと呼ぶ）の応答を数値シミュレーションにより比較した．制御対象の運動方程式は線形化モデルの運動方程式(3.3.8)，(3.3.9)を用いている．また，シミュレーションに用いるパラメータ値は表3.3で示した同定結果を使用した．制御システムでは設計パラメータは $\beta=160$，$\omega_n=11$，$\xi=1$，$T=0.01$，$\alpha=120$ に設定し，駆動部の最終目標速度を $v_d=6\times10^{-2}(\mathrm{m/s})$ とし，パッシブシステムでは一定入力（$u(t)=35$）を印加した．制御システムにおいて設計パラメータ $\beta$ の値を大きくすれば振動抑制効果が大きくなる．しかしながら，実験システムではコントローラを離散化して実装している．このときのサンプル周期は2kHzであり，コントローラの離散化の影響で設計パラメータ $\beta$ を大きくしすぎると制御性能が劣化する． $\beta$ を $\beta=160$ に設定したのは，この値より大きくした場合，制御性能が劣化することを考慮したためである．また，制御システムの設計パラメータを $T=0.01$，$\alpha=120$ で設定したとき，式(3.3.9)の極は $-261.44$， $-10.66+111.39j$， $-10.66-111.39j$， $-63.54$ となる．

数値シミュレーション結果を図3.11に示す．図3.11 (a)は駆動部の制御入力 $u(t)$ の変化，図3.11 (b)は駆動部速度 $\dot{x}_t(t)$ の応答，図 3.11 (c)は相対加速度 $\ddot{\tilde{x}}_s(t)$ の応答，図 3.11 (d)は相対位置 $\tilde{x}_s(t)$ の応答，図 3.11 (e)は新たに定義した誤差信号 $\ddot{\tilde{x}}_t(t)$ の変化を示している．また，図 3.11 (a)-(d)において横軸は時間を示している．図 3.11 (c)において相対加速度 $\ddot{\tilde{x}}_s(t)$ はパッシブに比べ制御システムでは小さくなっていることが分かる．これにより，図 3.11 (d)に示す相対位置 $\tilde{x}_s(t)$ の応答においてもパッシブで発生している振動が，制御システムでは抑えられていることが分かる．このとき，制御システムの駆動部速度 $\dot{x}_t(t)$ は図 3.11 (b)より設定した目標速度にほぼ一致していることも示された．

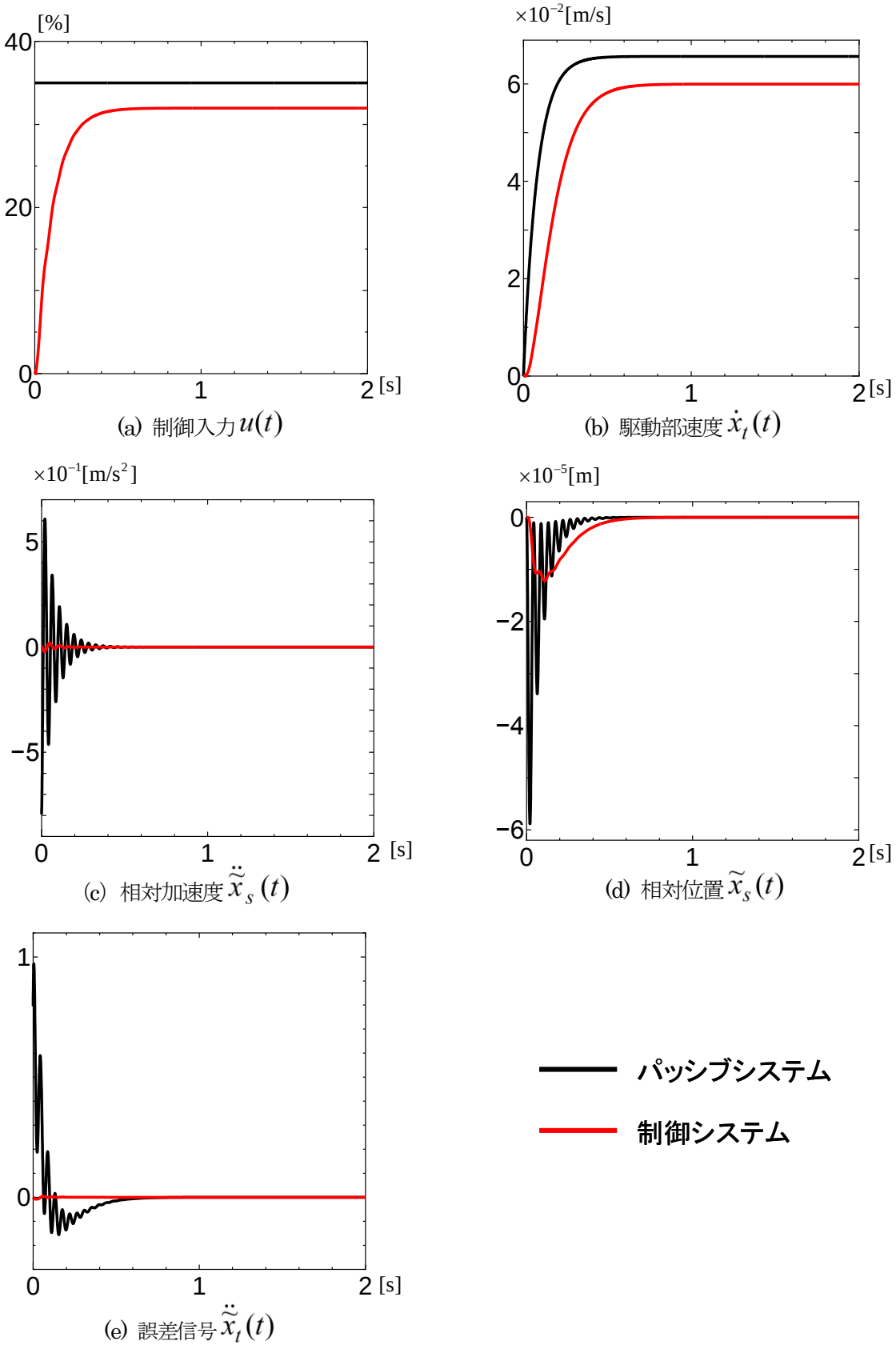


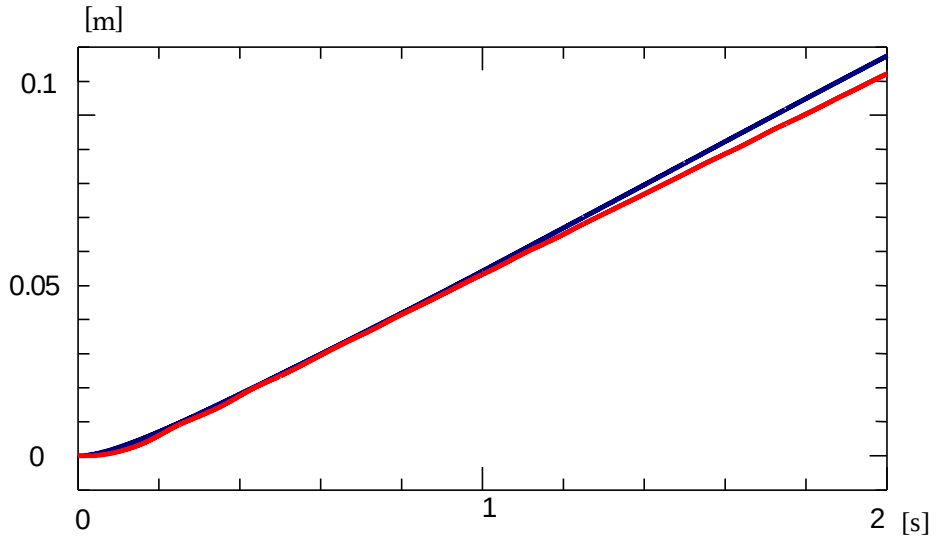

図 3. 11 数値シミュレーション結果

### 3.6　振動抑制実験

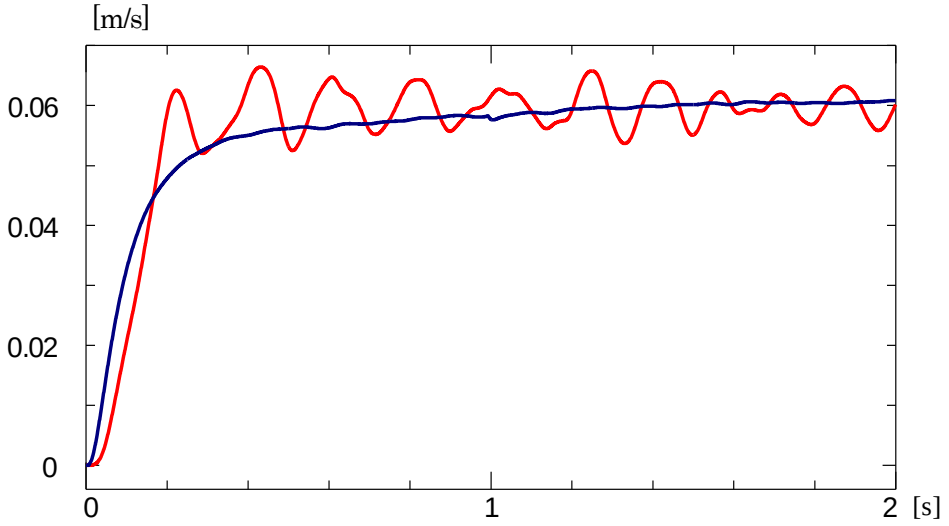
提案した振動抑制手法の有効性を確認するため，実際に表面に凹凸のある鋼板を被検体としてセンサを移動させる実験を行う．設計パラメータは$\alpha = 120$，$\beta = 160$，$T = 0.01$，$\omega_n = 11$，$\xi = 1$と設定し，目標速度を$v_d = 6 \times 10^{-2}(\mathrm{m/s})$と設定した．

図3.12に制御システムとパッシブシステムの時間応答を示す．なお，パッシブシステムでは駆動部の最終速度が$v_d = 6 \times 10^{-2}(\mathrm{m/s})$となるように入力 $u(t)$ を設定している．図3.12(a)は駆動部位置$x_t(t)$，図3.12(b)は駆動部速度$\dot{x}_t(t)$，図3.12(c)は相対加速度$\ddot{\tilde{x}}_s(t)$，図3.12 (d)はモータへの入力$u(t)$を示している．

図3.12(a)，(b)より，制御システムの駆動部速度$\dot{x}_t(t)$は目標値$v_d = 6 \times 10^{-2}(\mathrm{m/s})$付近で制御できていることが分かる．また，このとき駆動部位置$x_t(t)$はパッシブシステムとほぼ同じ応答を示している．図3.12 (c)の相対加速度$\ddot{\tilde{x}}_s(t)$より，パッシブシステムに比べ制御システムでは振動がかなり抑制されていることがわかる．この実験では相対位置$\tilde{x}_s(t)$の応答は計測できないが，前節のシミュレーションで示したように相対加速度$\ddot{\tilde{x}}_s(t)$の振動が小さいとき，相対位置$\tilde{x}_s(t)$の振動も小さくなるものと予測される．



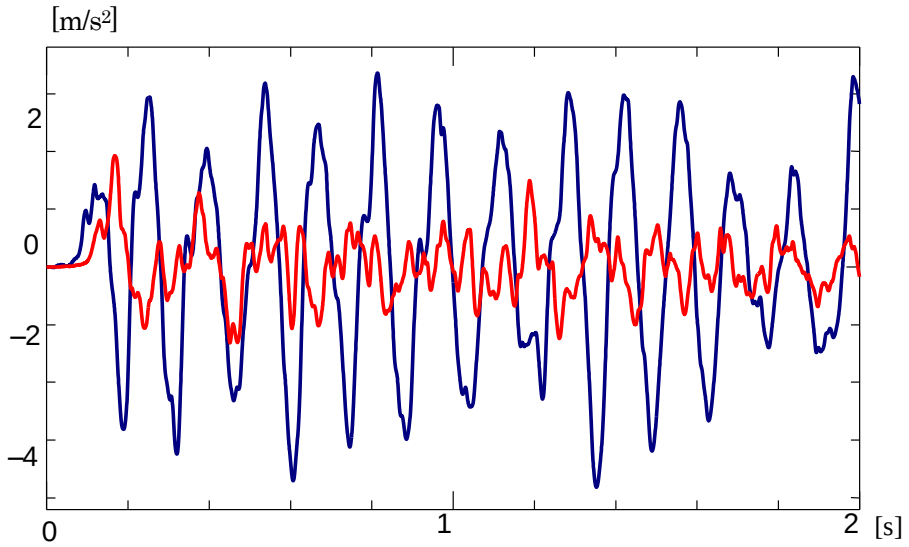

(a) 駆動部位置 $x_t(t)$



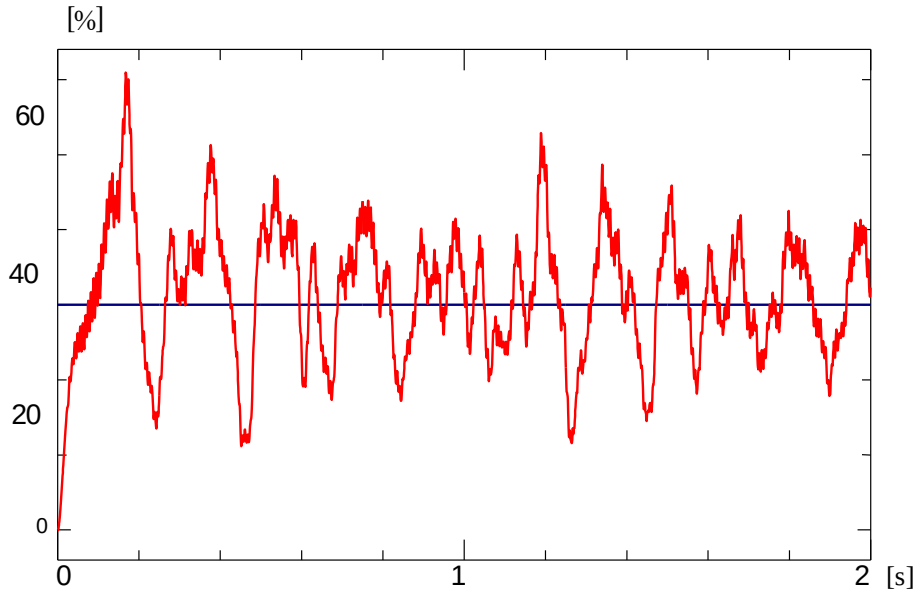

(b) 駆動部速度 $\dot{x}_t(t)$

制御システム

パッシブシステム




(c) 相対加速度 $\ddot{\tilde{x}}_s(t)$




(d) 入力 $u(t)$

制御システム

パッシブシステム

図 3.12 時間応答

## 3.7 結論

第３章では接触式走査型センサシステムの線形化運動方程式を基に，加速度計を用いたセンサ部の振動抑制制御手法を提案した．本手法は，センサ部位置を計測する計測器に比べ非常に安価な加速度計測器を用いて振動抑制ができるという特徴を持っている．

まず，接触式走査型センサシステムの線形化運動方程式を導出し，実験装置を用いた実験を通して，運動方程式のシステムパラメータ同定法を提案した．また，同定された線形化運動方程式の応答と実験装置の応答とを比較することにより，提案した同定法の有効性を示した．

つぎに，線形化運動方程式を基にした，センサ部の振動抑制制御法を提案し，数値シミュレーションを用いて，センサ部の振動抑制性能を向上することを示した．また，センサ部の振動を抑制したとき，駆動部の移動速度を設定した目標速度にほぼ一致することも示した．

最後に，実験装置を用いて制御実験を行った．この結果，実験装置においてもシミュレーション同様に，駆動部速度は指定した値に制御され，センサ部に発生する振動が抑制できることを確認できた．これにより，接触式走査型センサシステムにおいて，装置の重量を増加させることなく，安価な加速度計を用いて高速走査によるセンサ振動を抑制できることが示された．また，本実験装置の連結シャフトの長さは 404㎜ に設定されており，駆動部とセンサ部の間隔が長い場合においても本提案手法が有効であることが検証された．

# 第4章　EMATによる超音波入射方向可変システムの開発

## 4.1　従来のEMATとその問題点

### 4.1.1　EMATの原理

ここで開発するEMAT　(Electromagnetic Acoustic Transducer) システムを図4.1に示す．図4.1に示す様にEMATセンサは導電性の被検体に適用される．センサ内部の導体に交流電流を流すことで，被検体表面に渦電流が発生する．これに加えて，センサ内に配置された永久磁石により被検体に磁場が加わる．被検体表面には，この磁場と渦電流の作用でローレンツ力が発生する．発生したローレンツ力はセンサ内部に流す電流の周波数で振動する．このローレンツ力を振動源とする超音波を被検体に入射させる．受信はEMATセンサによる磁場内での超音波振動で発生する誘導電流を検出する．これにより，被検体の欠陥を検出することができる．この様にEMATセンサは従来型の圧電素子型センサと異なり接触媒質が不要であり，被検体と接触する必要がないという大きな特徴を持っている．しかしながら，センサ内部に流す電流の超音波振動への変換効率は低く，従来型の圧電素子型センサに比べて送受音圧が低くいう欠点を持っている．このため，高い感度を必要としない場合のみ利用されている．

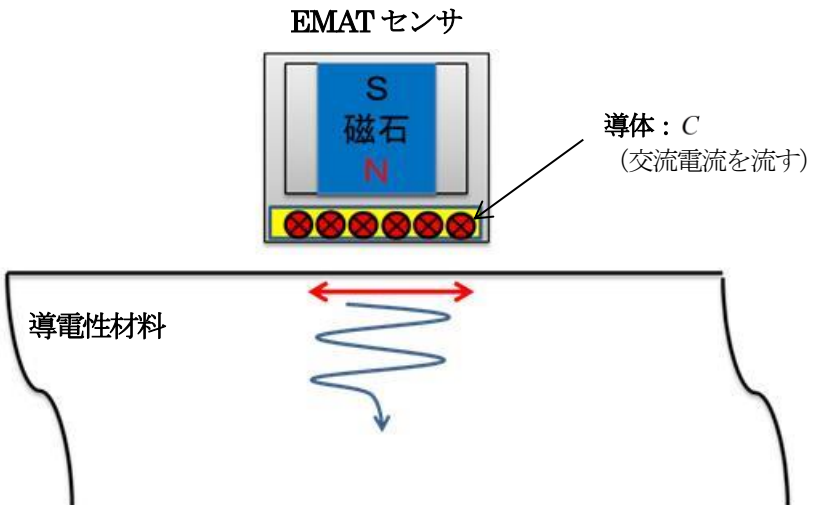



図4.1 EMATの概要

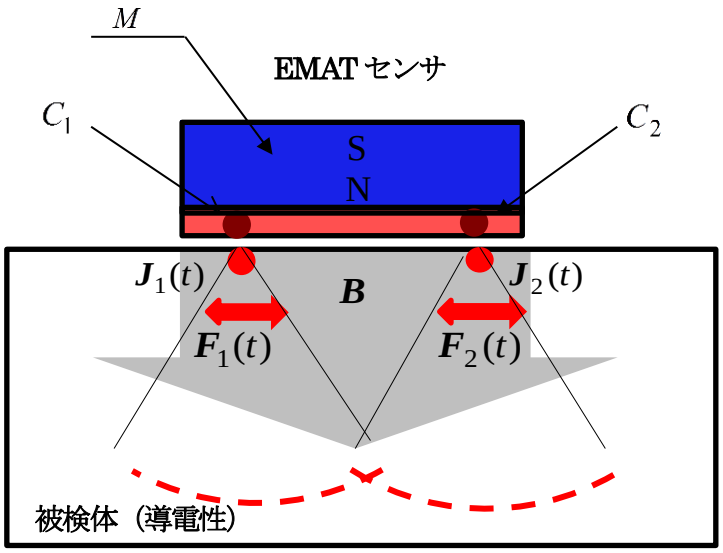



図 4.2 EMAT センサの原理図

表 4.1　記号の意味

| | |
|---|---|
| M | センサ内の磁石 |
| $\Phi$，$\boldsymbol{B}$，$\mu$ | 被検体の磁束，磁束密度，透磁率 |
| $C_n$，$p$ | センサ内導体（$n=1.2$），導体間隔 |
| $\boldsymbol{i}_n(t)$，$\boldsymbol{J}_n(t)$ | $C_n$ に流れる電流，$C_n$ により被検体に発生する渦電流 |
| $I$，$\omega$，$\phi$ | 電流の最大値，角速度，位相 |
| $f$，$v$ | 超音波の周波数，被検体の音速 |
| $\boldsymbol{F}(t)$ | $C_n$ によるローレンツ力 |
| $\boldsymbol{s}_n(t)$，$\boldsymbol{S}(t)$ | $C_n$ による超音波の素元波，合成波 |

図 4.2 に EMAT センサの原理を示し，図 4.2 の記号の意味を表 4.1 に示す.

図 4.2 に示す導体 $C_n$ に式(4.1)に示す正弦波励振電流 $\boldsymbol{i}_n(t)$（周波数 $f$，位相 $\phi_n$）を流す場合,

$$\boldsymbol{i}_n(t)=I\sin(\omega t+\phi_n) \qquad (4.1)$$

$$(\therefore \omega=2\pi f)$$

導体$C$から距離$r$離れた位置にある面積$A$の面に，式(4.2)に示す磁束$\boldsymbol{\Phi}(t)$が発生する．

$$\boldsymbol{\Phi}_n(t)=\left(\frac{\mu\cdot I\sin(\omega t+\phi_n)}{2\pi r}\right)\cdot A \tag{4.2}$$

また，この位置に発生する渦電流$\boldsymbol{J}_n(t)$は次式となる．

$$\boldsymbol{J}_n(t)=-\frac{d\boldsymbol{\Phi}_n(t)}{dt}\left(\frac{1}{R}\right) \tag{4.3}$$

式(4.3)の$R$は渦電流回路の抵抗を表している．渦電流$\boldsymbol{J}_n(t)$ (4.3)は式(4.2)を用いて次式で表現できる．

$$\boldsymbol{J}_n(t)=-\left(\frac{\mu\omega I\cos(\omega t+\phi_n)}{2\pi r}\right)\cdot A\cdot\left(\frac{1}{R}\right) \tag{4.4}$$

ここで，センサ内の磁石による磁束密度を$\boldsymbol{B}$とすれば，発生するローレンツ力$\boldsymbol{F}(t)$は次式となる．

$$\boldsymbol{F}_n(t)=\boldsymbol{J}_n(t)\times\boldsymbol{B} \tag{4.5}$$

式(4.4)と式(4.5)より明らかなように，被検体に発生するローレンツ力により発生する超音波振動の周波数と位相は，導体に流れる電流の周波数$f$，位相$\phi_n$に等しくなることがわかる．

### 4.1.2 EMATにおける超音波の入射方向

EMATにより発生させた超音波の入射過程の概略を図4.3に示す．EMATセンサ内の導体$C_1, C_2$に正弦波電流$i_1(t), i_2(t)$を流す．

$$\begin{cases} i_1(t)=I\sin(2\pi ft+\phi_1) \\ i_2(t)=I\sin(2\pi ft+\phi_2) \end{cases} \tag{4.6}$$

この電流式により発生する超音波を$\boldsymbol{s}_1(t), \boldsymbol{s}_2(t)$とする．正弦波電流(4.6)より発生する超音波$\boldsymbol{s}_1(t), \boldsymbol{s}_2(t)$の周波数は同じである．また，$\boldsymbol{s}_1(t), \boldsymbol{s}_2(t)$の発振源は$\boldsymbol{J}_{1,}(t), \boldsymbol{J}_2(t)$であり球面状に伝搬する．これら$\boldsymbol{s}_1(t), \boldsymbol{s}_2(t)$の超音波は伝搬の過程において干渉し，合成波として一方向に強く伝搬する．その合成波の伝搬方向はホイヘンスの原理に従い，それぞれの波の波面の先端を結ぶ包絡線の方向となる．

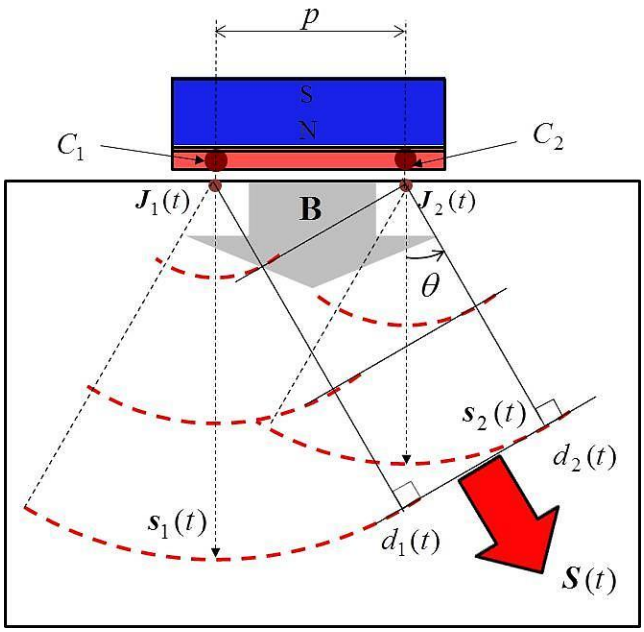



図 4.3 EMAによる超音波伝搬の概略図

すなわち，図 4.3 に示す $s_1(t), s_2(t)$ の同一位相の波面に対して引いた共通の接線の進行方向に伝搬していく．

ここで，超音波 $s_2(t)$ の波面は $s_1(t)$ に比べ位相差分 $\phi_1 - \phi_2$ だけ遅れて伝搬する．この位相差による時間差 $t_{1-2}$ は以下で表され，

$$t_{1-2} = \frac{(\phi_1 - \phi_2)}{2\pi f} \tag{4.7}$$

時間差(4.7)を用いれは伝搬距離の差 $d_{1-2}$ は次式で表される．

$$d_{1-2} = \frac{v \cdot (\phi_2 - \phi_1)}{2\pi f} \tag{4.8}$$

ここで，$v$ は音速である．このとき，合成波の伝搬方向角度 $\theta$ は導体間隔 $p$ を用いて以下で表される．

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{v \cdot (\phi_1 - \phi_2)}{2\pi f p}\right) \tag{4.9}$$

式（4.9）より，EMAT センサの入射角度 $\theta$ は被検体の音速 $v$，導体の間隔 $p$，導体に流す電流の周波数 $f$ と位相 $\phi_n$ により決まることが分かる．

### 4.1.3　従来型斜角用EMATセンサによる入射角度可変の問題

超音波検査において被検体表面に対し平行でない向き（形状）の欠陥を検出する場合，欠陥からの反射波が効率よくセンサに戻るようにするため，欠陥面にできるだけ垂直に近い方向から超音波を入射させる必要がある．しかしながら，圧電振動子型センサでは被検体に超音波を入射させる場合，被検体とセンサの境界面で屈折や反射が発生する．このため，圧電振動子型センサでは屈折率によっては超音波を被検体に入射させることのできない角度が存在する．一方，EMAT センサでは被検体表面から超音波が発生するため，被検体とセンサの境界面で屈折や反射が発生しない．このことから，圧電振動子では実現できない入射角度での検査が可能なことから，斜角用 EMAT センサが開発されてきた．

図 4.4 および図 4.5 に代表的な斜角用 EMAT センサの構造を示す．図 4.4 は斜角用 EMAT センサであり，導体は磁石の下側（被検体と接触する）面に配置されている．さらに，この導体は 1 本の導体を端部で折り返すジグザグ構造となっている．この構造により $n$ 番目の導体と $n+1$ 番目の導体を流れる電流は逆向きとなる．このとき，電流の位相の差は次式で与えられる．

$$\phi_n - \phi_{n+1} = \pi \tag{4.10}$$

超音波の被検体への入射角は，

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{v}{2fp}\right) \tag{4.11}$$

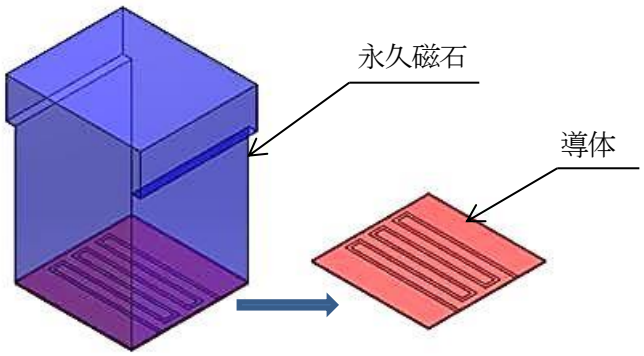



図 4.4 斜角用 EMAT センサの構造

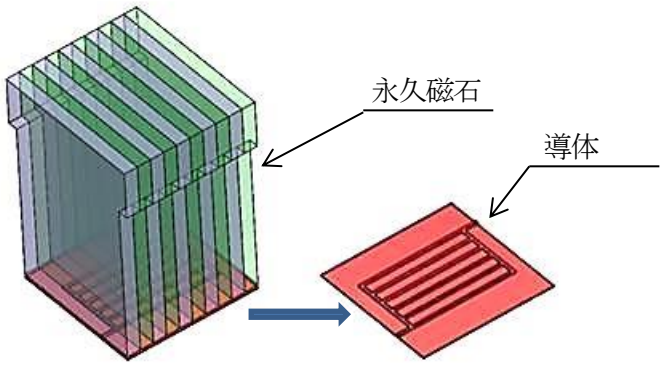



図 4.5 SH 用 EMAT センサの構造

となる．この関係より，入射角$\theta$は導体に流す電流の周波数と導体の配置間隔$p$により決まる．

図 4.5 は SH(Horizontally Polarized Shear Wave)用 EMAT センサであり，PPM(Periodic Permanent Magnet)構造の磁石が使用され，導体は磁石の下側（被検体と接触する）面に配置されている．PPM 構造の磁界の向きは導体に直行する方向であり，隣り合う要素磁石の向きは相反する．SH 用 EMAT センサでは磁石構造によりローレンツ力の向きを変えることで，ローレンツ力に$\pi$の位相をつけている．これにより，式(4.11)の$p$は磁石間隔となり，入射角$\theta$は導体に流す電流の周波数と磁石の間隔$p$により決まる．

上記いずれの斜角用EMATセンサも式(4.11)よって入射角を決定することができる．このことを利用し，従来型斜角用EMATセンサの導体に流す電流の周波数を変えることで，入射角度が変更される．しかし，EMATセンサの導体には大きな電流が必要であり，大電流の周波数を自由に変えることは容易でない．たとえ，周波数を変えられたとしても，超音波の周波数を変えることで反射，散乱，減衰などの特性が変化する．このため，入射角を変えた場合に測定精度が維持できなくなるなどの問題も発生する．このため，超音波の周波数を変えて伝入射角度を変える手法は，一般的な超音波検査では使用されない．

## 4.2　入射角を任意に変更可能なEMATの提案

圧電振動子型のセンサでは振動子を傾けることで，超音波の入射角度を設定している．また，圧電振動子はセンサ内で固定しなければ効率的に超音波を発生できない．このことから，圧電振動子型センサでは被検体中に入射する超音波の角度を容易に変更できない．一方，EMAT斜角センサでは超音波の入射角度は超音波の周波数に依存する．このため，被検体に伝搬させる超音波の入射角度を変更するには，周波数を変えなければならない．そこで，超音波の周波数に依存せず被検体への入射角度を自在に変更できる新たなEMATシステムを提案する．

提案する新たなEMATシステムに用いる導体構造を図4.6に示す．新たなシステムでは，これまで連結されていたセンサ内の導体を複数に分割し，それぞれの導体に流す正弦波電流の位相をコントロールする．これにより，超音波の被検体への入射角度を任意に変更できる．

提案した新たなEMATシステムではセンサの導体を $n$ 本とし，それぞれの導体に流す正弦波電流の位相を順次 $\phi$ だけ増加させる．導体に流れる電流は以下となる．

$$\begin{cases} \boldsymbol{i}_1(t) = I\sin(2\pi ft) \\ \boldsymbol{i}_2(t) = I\sin(2\pi ft + \cdot\phi) \\ \quad\vdots \\ \boldsymbol{i}_n(t) = I\sin(2\pi ft + (n-1)\cdot\phi) \end{cases} \tag{4.12}$$

このとき，超音波の被検体への入射角度は，

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{v(\phi_n - \phi_{n+1})}{2\pi fp}\right) \tag{4.13}$$

となる．ここで，個々の正弦波電流との位相差 $\phi$ による時間差を $\alpha$ とすれば，

$$\alpha = \frac{(\phi_n - \phi_{n+1})}{2\pi f}. \tag{4.14}$$

となる．式（4.13）を式(4.14)に代入すれば，次式の関係が得られる．

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{v\alpha}{p}\right) \tag{4.15}$$

ここで，$v$ は被検体内の音速，$p$ は導体間隔である．

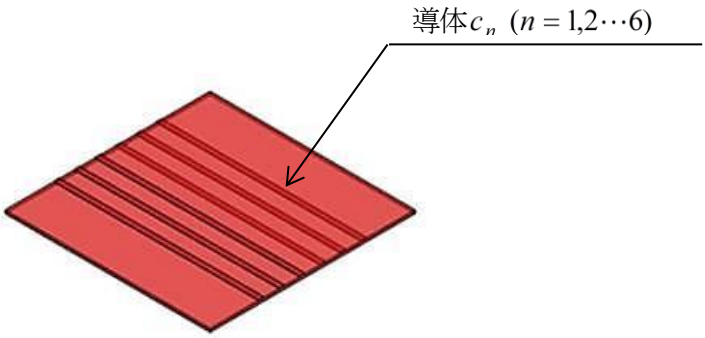



図 4.6 センサ内導体部構造

式(4.15)より，位相差による時間差$\alpha$ を用いて超音波の被検体への入射角度$\theta$ を任意に設定できることがわかる．

## 4.3 実験装置の製作

### 4.3.1 EMAT センサ

提案した EMAT 法による超音波の生成と入射角度の可変を確認するために，図 4.6 に示す導体構造を用いた EMAT センサ実験装置を試作する．試作する EMAT センサでは縦波に比べ検査精度の高い横波を発生させる．また，超音波の振動方向は圧電振動子では実現することが難しい被検体表面に水平な方向とする．これにより，ローレンツ力の向きも被検体表面に水平な向となる．ローレンツ力の向きを被検体表面と水平にするには，被検体表面に対して垂直な方向の磁束が必要となる．このため，EMAT センサの磁石が与える被検体内の磁場は，被検体表面対して垂直方向の磁束密度は重要となる．

通常，超音波検査で使用する周波数は数百 kHz から数 MHz であり，開発する EMAT システムにおいても同様の周波数帯域を使用する．このとき，被検体に誘導される渦電流は表皮効果により表層部に集中する．このことから，超音波の発生に寄与する磁場は被検体表層部だけとなる．

一方，実用面を考えた場合，被検体の材質によっては EMAT センサの磁場により，被検体内に磁束が残留し，その後の被検体の使用において悪影響を与える場合がある．PPM 型磁石はその構造から磁束が被検体表面に集中するという特徴をもつ．この特性により被検体内部の磁化領域を抑え，残留時磁束を低減し脱磁を容易にすると考えられる．そこで，本開発では PPM 型磁石と単体型磁石を使用した二つのセン

サを試作し，それぞれの性能について比較検討を行う． PPM 型磁石は要素磁石の幅により被検体内部の磁束の分布や磁束密度が変化する．そこで，磁場解析により最適な要素磁石幅の検討を行うと共に，単体型磁石の磁場特性とも比較を行う．

磁場解析により，

①被検体中の磁束分布

②被検体表面から深さ 0.1mm の位置における全磁束密度，垂直方向の磁束密度と吸引力

③リフトオフ（磁石―被検体間距離）による全磁束密度，垂直方向の磁束密度と吸引力

を調べた．表 4.2 に解析条件，図 4.7 に解析モデルを示す．解析は図 4.7 に示す磁石中央部の断面について 2 次元で実施し，被検体と磁石の奥行方向の寸法は無限とした．また，吸引力の解析では磁石の奥行方向の単位長さ当たりの力とした．

表 4.2　解析条件

| | | |
|---|---|---|
| 磁石 | 保磁力 | $H_C$=100， 000A/m |
| | 単体型 | 20(L)×20(H)×20(W)mm |
| | PPM 型<br>要素磁石幅 | 20(L)×20(H)×20*1(W) mm<br>(magnet width) = 1.0, 1.25, 1.50, 2.0, 3.0, 20.0mmm |
| 被検体 | 材質 | SS400，厚さ 50mm |
| | 比透磁率 | $\mu_r$=1000 |
| リフトオフ | 磁石 ― 被検体間 | (lift off) = 0.1， 0.2， 0.4， 0.6， 0.8， 1.0mm |

(*1：要素磁石幅 1.25，1.50，1.75 では両端の幅を調整している.)

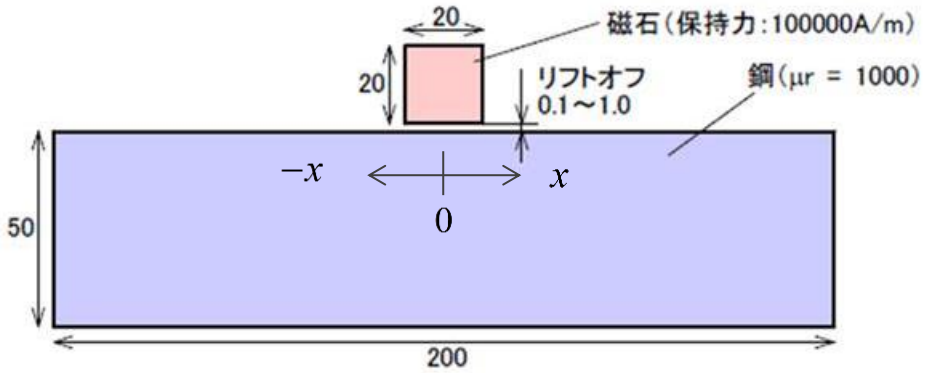
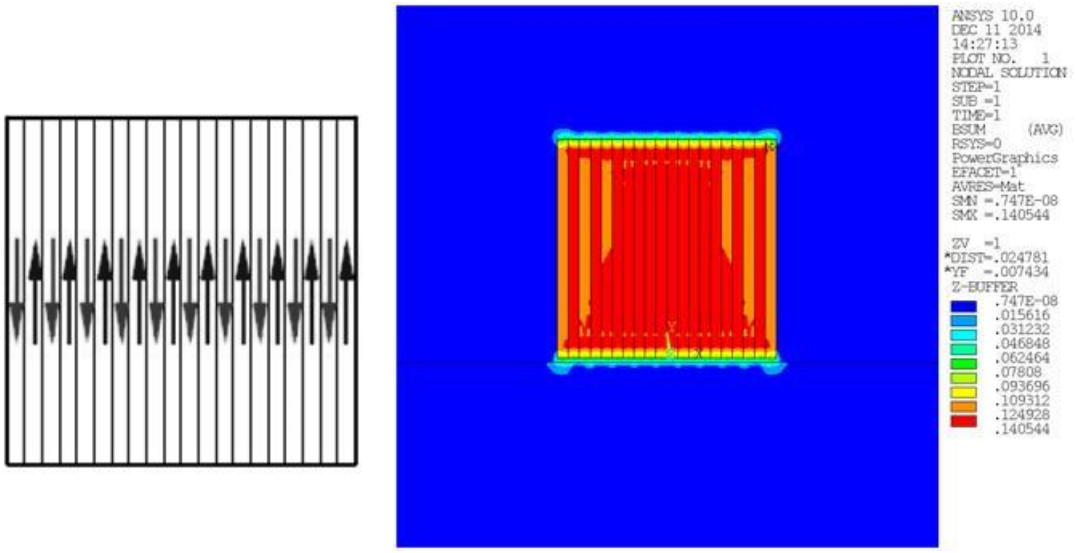


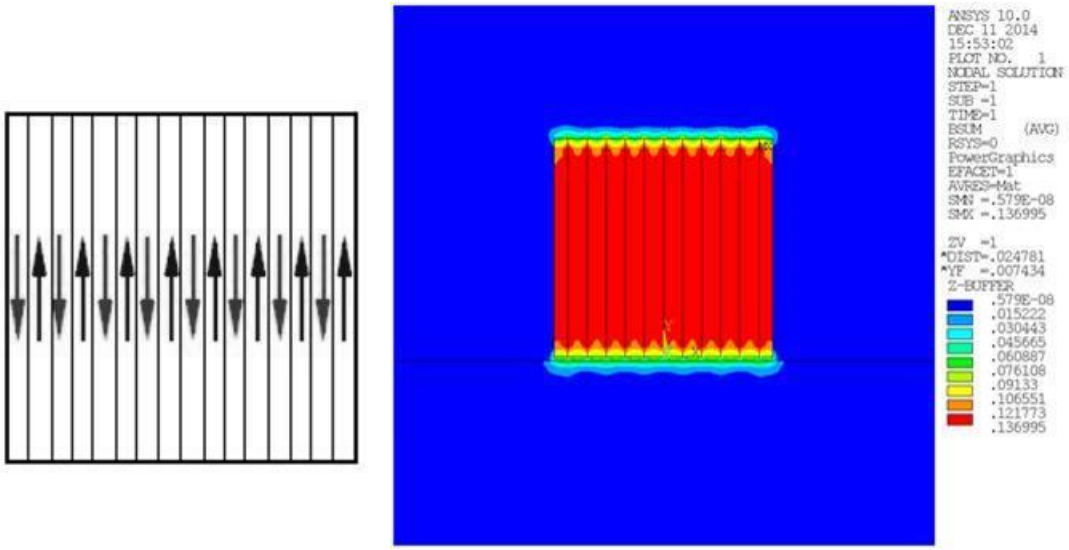

図 4.7 磁場解析モデル

被検体中の磁束分布の解析結果を図 4.8－4.12 に示す．図 4.8－4.11 は PPM 型磁石，図 4.12 は単体型磁石を示している．図 4.8-4.12 において左図は磁石内部の磁束の向きを示し，右図はリフトオフ 0.4mm の場合の磁石と被検体内部の磁束分布を示しており，赤色は最も磁束密度の高い部分であり，青色が最も磁束密度の低い部分を示している．図 4.8－4.11 は要素磁石幅 1.0mm，1.5mm，2.0mm，3.0mmm の PPM 型磁石の磁束分布を示し．図 4.12 は単体型磁石の磁束分布を示している．図 4.8－4.11 から PPM 型磁石では磁束が被検体表面に磁束が集中しており，要素磁石の幅が広がるにつれ分布は表面から深くなる傾向を示している．しかしながら，その分布範囲は図 4.12 の単体型磁石に比べてかなり小さいく，被検体表面に集中していることが分かる．



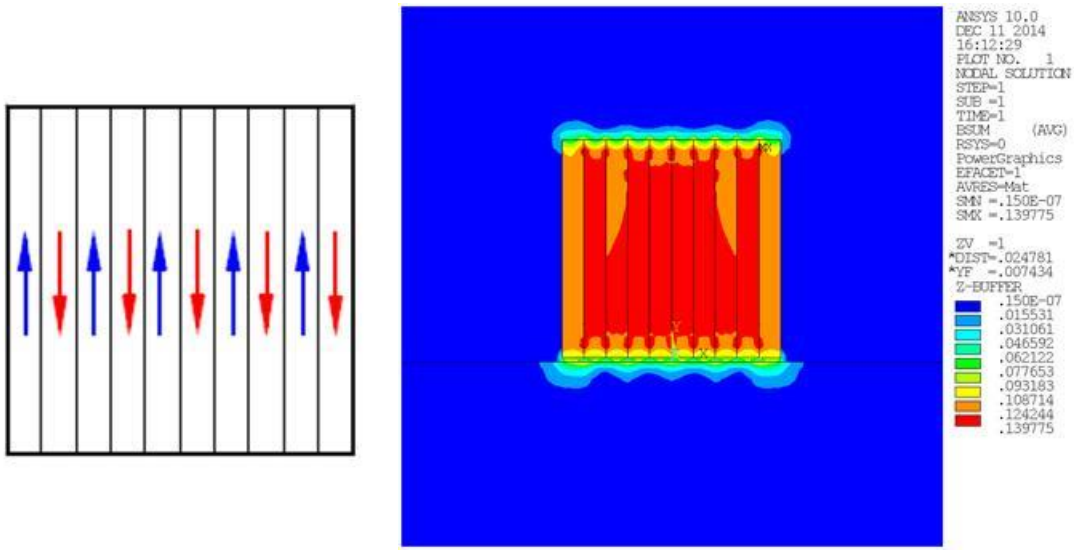

(magnet width=1.0mm, lift off=0.4mm

図 4.8 PPM 型磁石（要素磁石幅 1.0mm）磁界の向きと磁束分布)



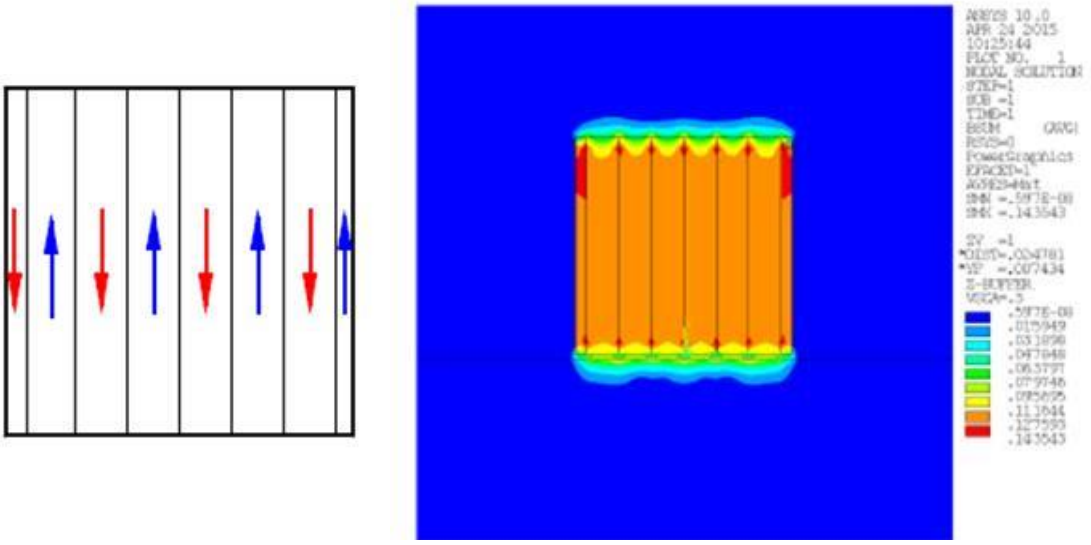

(magnet width=1.5mm, lift off=0.4mm)

図 4.9 PPM 型磁石（要素磁石幅 1.5mm）磁界の向きと磁束分布



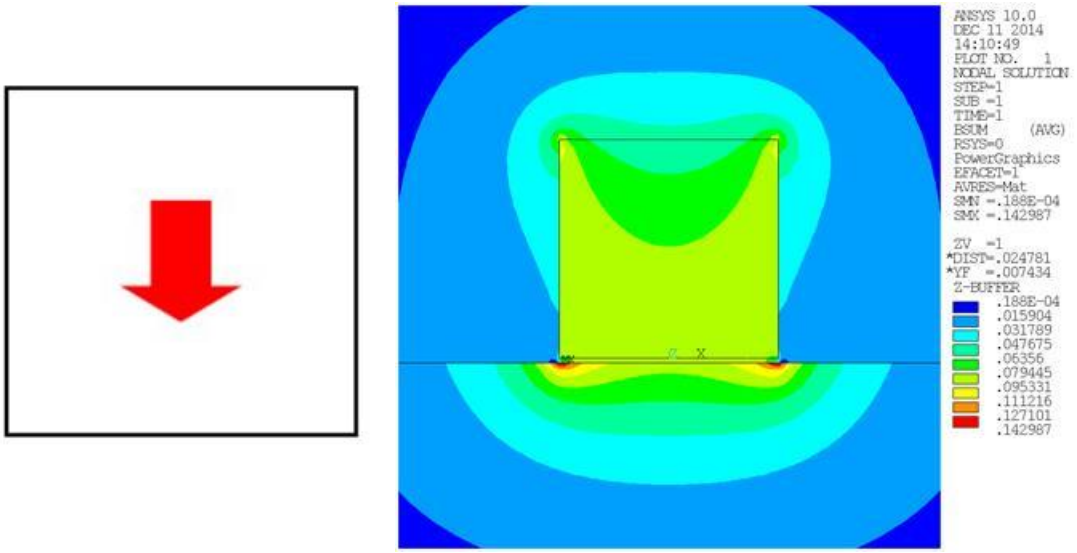

(magnet width=2.0mm, lift off=0.4mm)

図 4.10 PPM 型磁石（要素磁石幅 2.0mm）磁界の向きと磁束分布



(magnet width=3.0mm, lift off=0.4mm)

図 4.11 PPM 型磁石（要素磁石幅 3.0mm）磁界の向きと磁束分布



(magnet width=20.0mm, lift off=0.4mm)

図 4.12 単体型磁石（要素磁石幅 20.0mm）磁界の向きと磁束分布

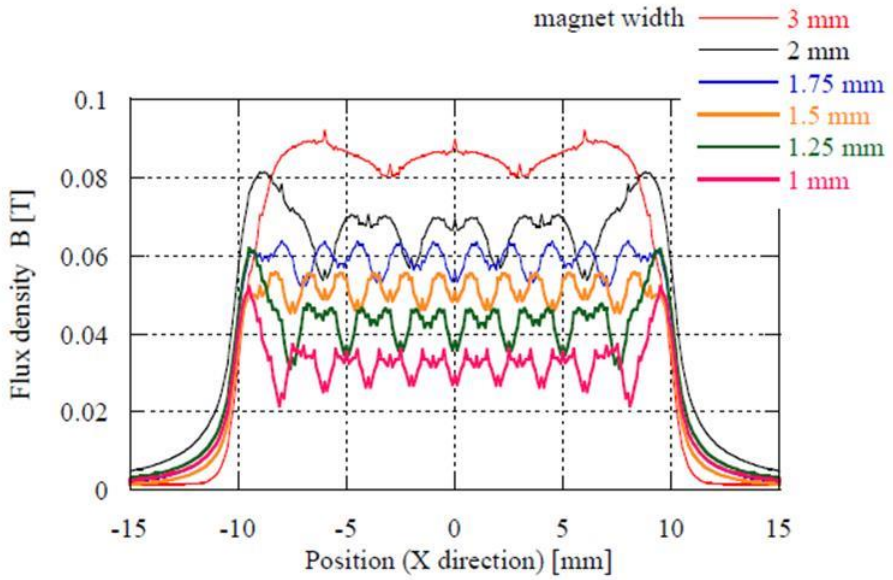
つぎに，リフトオフ 0.4mm の場合の被検体表面から深さ 0.1mm の位置における全磁束密度，垂直方向の磁束密度を解析した．解析結果を図 4.13 および図 4.14 に示す．図 4.13 は要素磁石幅を 1.0，1.25，1.5，1.75，2.0，3.0mmm とした PPM 型磁石の磁束密度を示し，図 4.14 は単体型の磁束密度を示す．図 4.13 と４.14 の (a)は全磁束密度 $\boldsymbol{B}$ を示し，(b)は垂直方向の磁束密度 $B_y$ を示している．また，図 4.13 と 4.14 の横軸は磁石中央からの水平距離（X）を示している．

図 4.13 に示す PPM 型磁石では要素磁石幅の増加に従い，全磁束密度 $\boldsymbol{B}$ および垂直方向の磁束密度 $B_y$ は増加を示し，垂直方向の磁束密度 $B_y$ は要素磁石の中央で最も高くなることが示された．一方，単体型では垂直方向の磁束密度 $B_y$ は水平距離（X）に関わらずほぼ一定であることも示された．

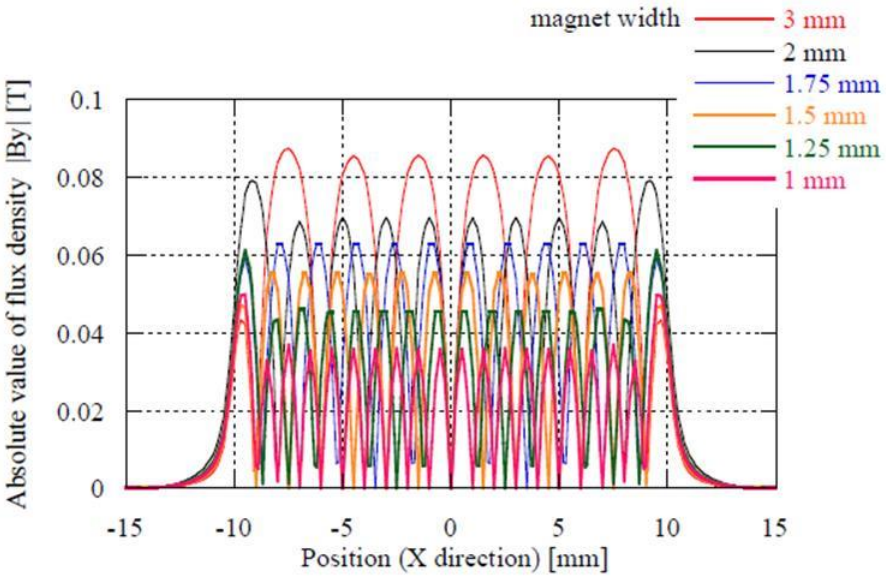
表 4.3 よりリフトオフ 0.4mm の場合の吸引力を示す．磁石幅 1.0mm－3.0mm は PPM 型磁石であり，磁石幅20mm は単体型磁石の結果である．PPM型磁石では磁束密度同様に要素磁石幅が増加するにつれて吸引力が増加する傾向を示している．しかしながら，リフトオフ 0.4mm では単体型に比べると吸引力は小さい．

表 4.3 吸引力（lift off=0.4mm）

| 磁石幅［mm］ | 1.0 | 1.25 | 1.5 | 1.75 | 2.0 | 3.0 | 20.0 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 吸引力［N/m］ | 13.1 | 16.6 | 22.8 | 28.0 | 35.0 | 45.1 | 61.3 |

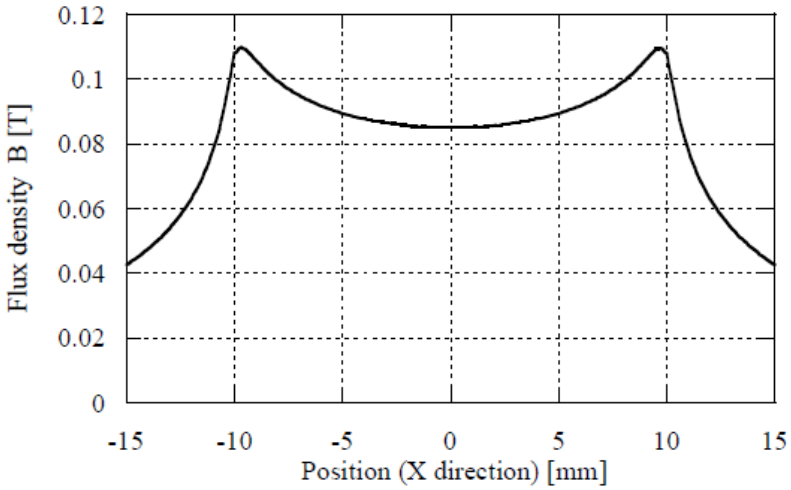



(a) 全磁束密度 $\boldsymbol{B}$

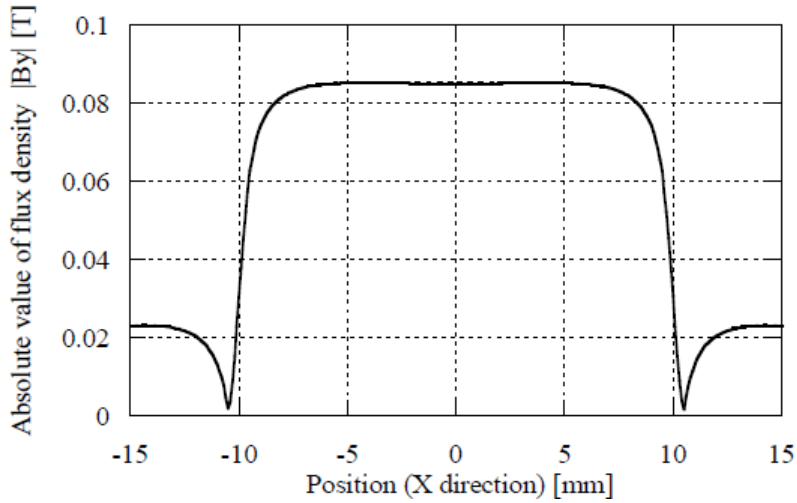



(b) 垂直方向磁束密度の絶対値 $|B_y|$

図 4.13 PPM 型磁石の磁束密度（リフトオフ 0.4mm）




(a) 磁束密度 $\boldsymbol{B}$




(b) 垂直方向磁束密度の絶対値 $|B_y|$

図 4.14 単体型磁石の磁束密度（リフトオフ 0.4㎜）

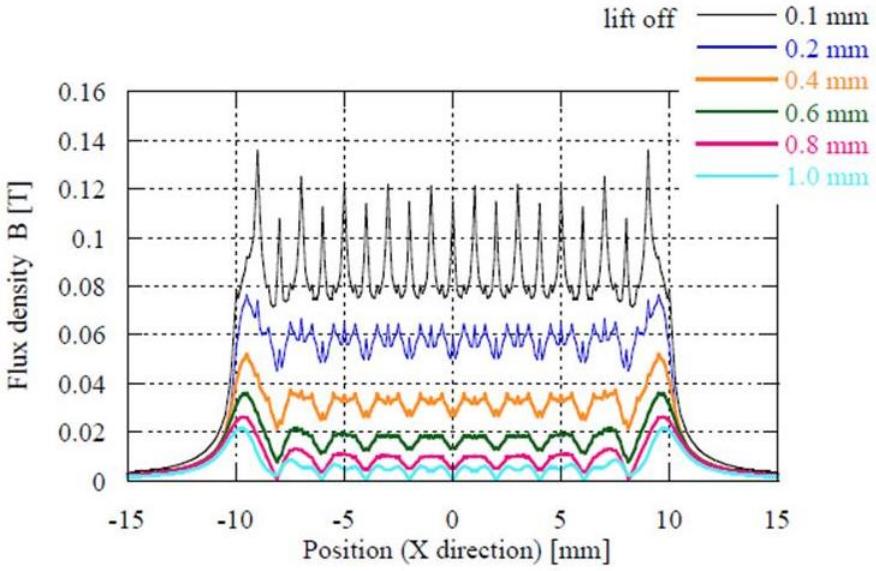
最後に，リフトオフの変化による全磁束密度$\boldsymbol{B}$，垂直方向の磁束密度$B_y$を解析した，解析結果を図4.15－4.18に示す．図4.15－4.18はリフトオフ0，0.2，0.4，0.6，0.8，1.0㎜における被検体表面から深さ0.1㎜の位置の磁束密度を示している．図4.15－4.18において(a)は全磁束密度$\boldsymbol{B}$を示し，(b)は被検体表面に対して垂直方向の磁束密度$B_y$を示している．また，図4.15－4.18の(a)，(b)の横軸は磁石中央からの水平距離（X）示している．図4.15-4.17はPPM磁石の結果であり，図4.15に要素磁石幅1.0㎜，図4.16に要素磁石幅2.0㎜，図4.17に要素磁石幅3.0㎜の結果を示す．また，図4.18に単体型磁石の結果を示す．

解析結果より，PPM型磁石はリフトオフが小さい場合，被検体表面の全磁束密度$\boldsymbol{B}$と垂直方向の磁束密度$B_y$磁束は高く，リフトオフの増加に伴い急激に低下することが示された．また，リフトオフ増加による磁束の低下は要素磁石幅が小さい場合，広い場合に比べて大きいことが分かった．一方，単体型磁石ではリフトオフが増加しても磁石中央部の全磁束密度$\boldsymbol{B}$と垂直方向の磁束密度$B_y$は低下が少ないことが示された．

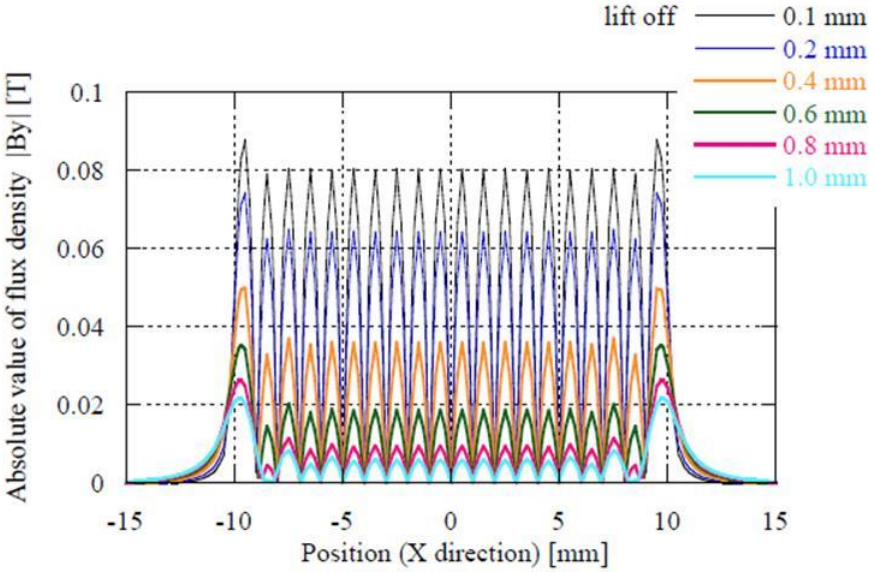
表4.4にリフトオフ0，0.2，0.4，0.6，0.8，1.0㎜の場合の吸引力を示す．吸引力についても磁束密度同様リフトオフの増加につれて，PPM型磁石は単体型磁石に比べ大きく低下することが示された．このことから，PPM磁石では要素磁石の幅を広くし，リフトオフを小さくすることができれば，被検体表面に大きな垂直方向の磁束密度$B_y$を与えることができる．一方，単体型磁石の場合はリフトオフを小さくできない場合やリフトオフが変化する場合に効果的であると考えられる．

表4.4 リフトオフ0，0.2，0.4，0.6，0.8，1.0㎜の吸引力

| Lift off [㎜] | | 0.1 | 0.2 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1.0 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 磁石幅 | 1.0㎜ | 74.8 | 40.5 | 13.1 | 4.18 | 1.53 | 0.76 |
| | 2.0㎜ | 89.8 | 63.5 | 35.0 | 19.8 | 11.5 | 6.91 |
| | 3.0㎜ | 95.1 | 72.0 | 45.1 | 29.0 | 19.1 | 12.7 |
| | 20.0㎜ | 71.0 | 67.9 | 63.1 | 59.1 | 55.6 | 52.5 |

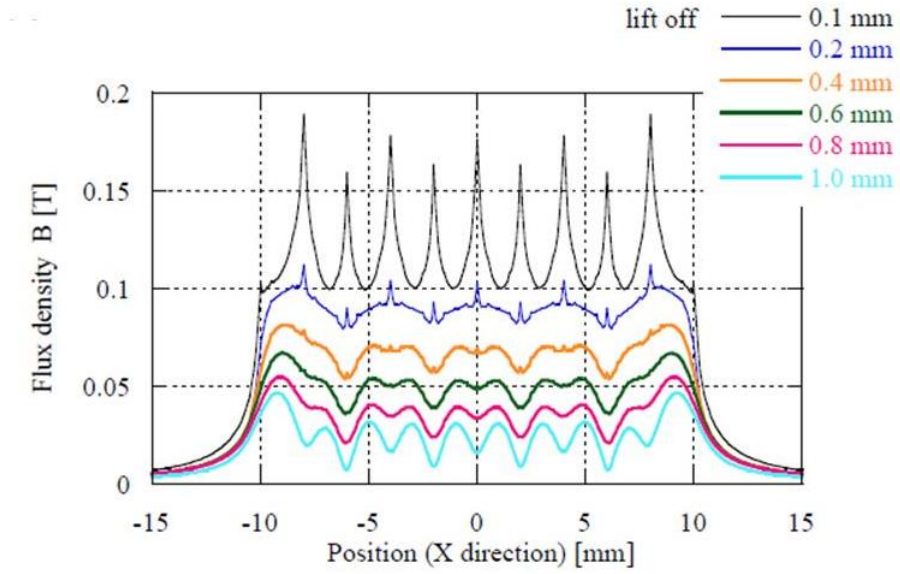



(a)磁束密度 $\boldsymbol{B}$

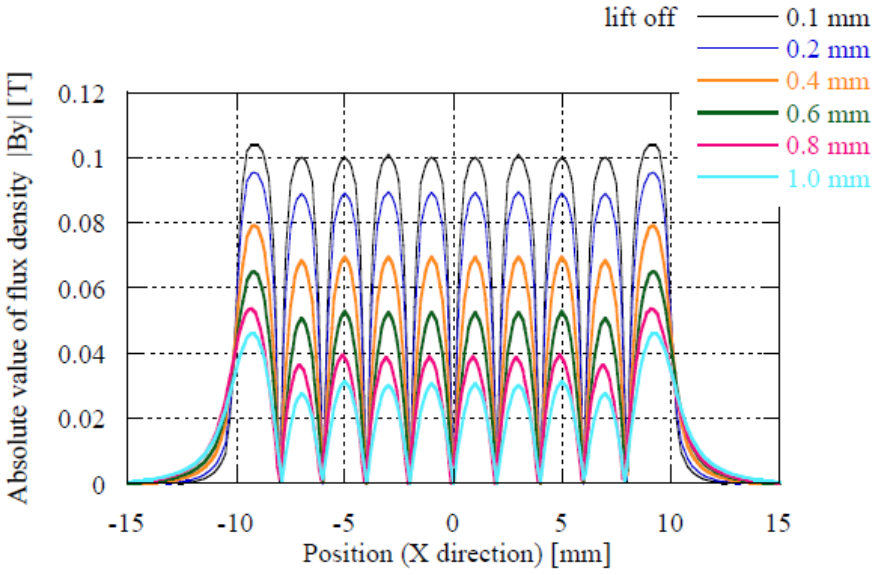



(b) 垂直方向磁束密度の絶対値 $|B_y|$

図 4.15 PPM 型磁石のリフトオフによる変化(要素磁石幅 1.0mm)

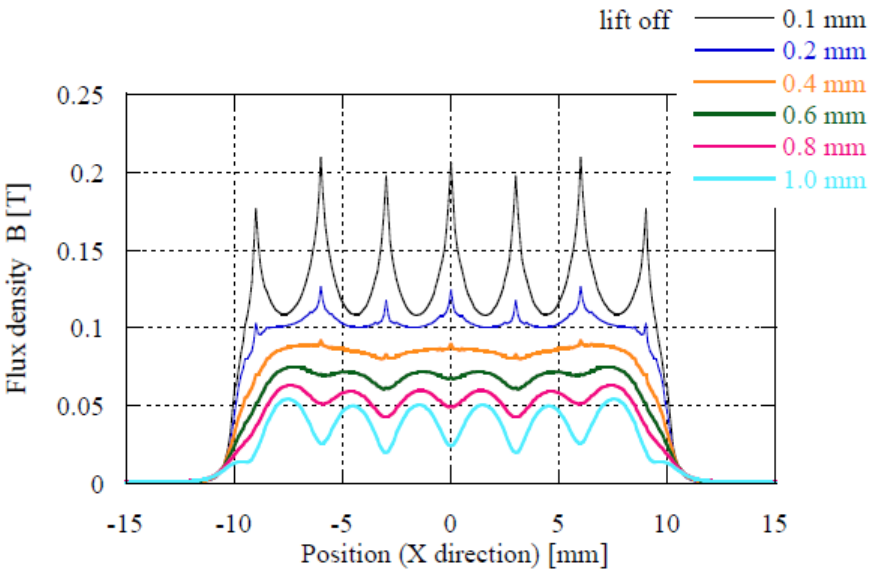



(a)磁束密度 $\boldsymbol{B}$

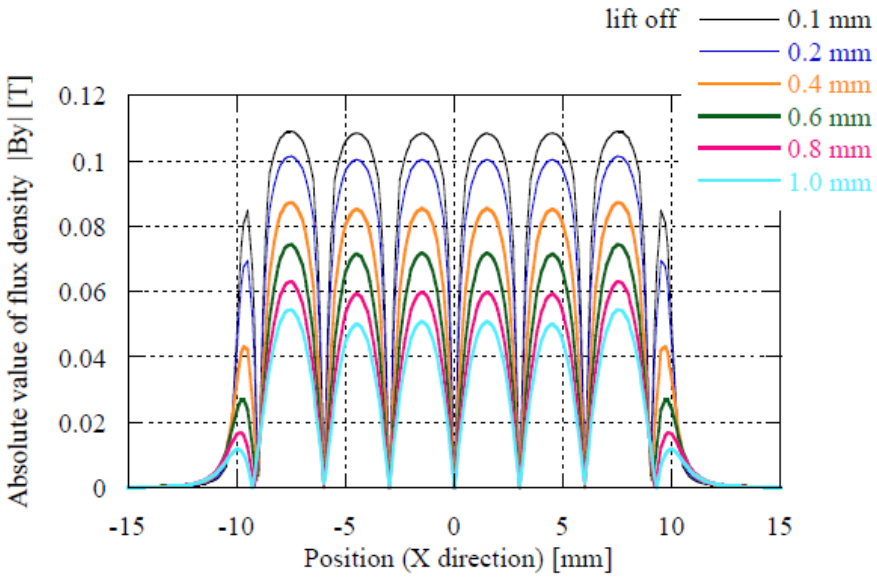



(b) 垂直方向磁束密度の絶対値 $|B_y|$

図 4.16 PPM 型磁石のリフトオフによる変化(要素磁石幅 2.0mm)

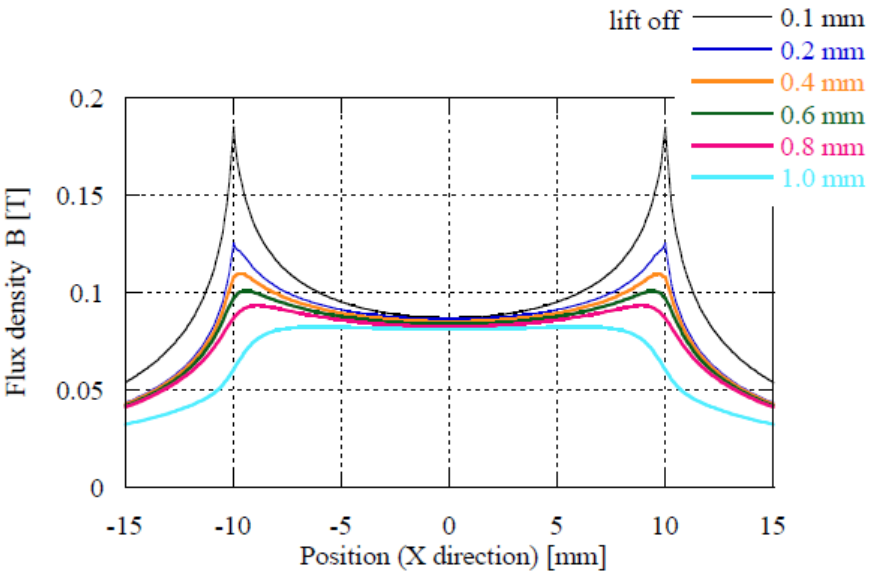



(a)磁束密度 $\boldsymbol{B}$

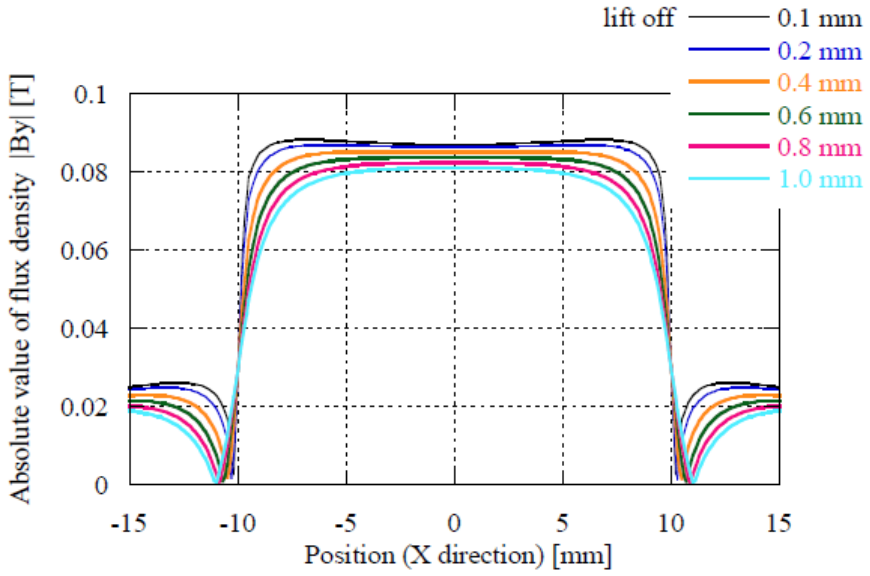



(b) 垂直方向磁束密度の絶対値 $|B_y|$

図 4.17 PPM 型磁石のリフトオフによる変化(要素磁石幅 3.0㎜)




(a) 磁束密度 $\boldsymbol{B}$




(b) 垂直方向磁束密度の絶対値 $|B_y|$

図 4. 18 単体型磁石のリフトオフによる変化

以上の解析結果より，PPM 型磁石は単体型磁石に比べ被検体内部に与える磁束が表面に集中することが確認できた．さらに， PPM 型磁石は要素磁石幅が広い方が被検体表面に高い磁束が与えられることも分かった．しかしながら，PPM 型磁石では垂直方向の磁束密度$B_y$の分布は要素磁石の中央部で最も高く，大きなローレンツ力を得るためには導体を垂直方向の磁束密度$B_y$が最も高くなる，要素磁石中央部に配置しなければならない．このため，高い磁束を得るために要素磁石幅を広くした場合センサ形状が大きくなる．さらに，要素磁石幅を広くした場合導体間隔が広がることで，超音波の振動源が分散し測定精度が低下するなどの影響が考えられる．したがって，要素磁石の幅をむやみに大きくすることはできないことから．PPM 型磁石の要素磁石幅を 2.0mm とした．

図 4.19 および図 4.20 に試作した EMAT センサの構造を示す．図 4.19 に PPM 型磁石を使用したセンサ(以下 PPM 型センサ)を示し，図 4.20 に単体型磁石を使用したセンサ（以下単体型センサ）を示す．図 4.19 の PPM 型センサは要素磁石幅が 2.0mm であり，磁界の方向が上向きと下向きを 5 枚ずつ交互に組み合わせている．

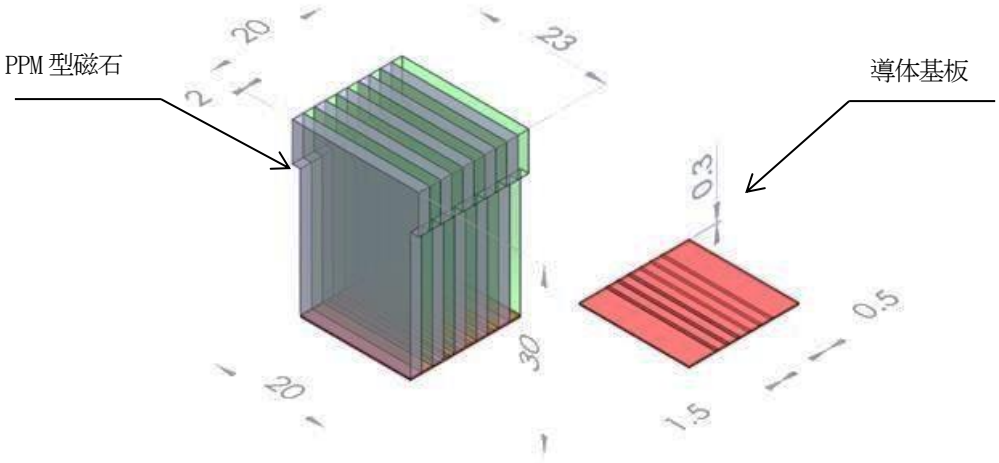



図 4.19 ＰＰM型センサの構造

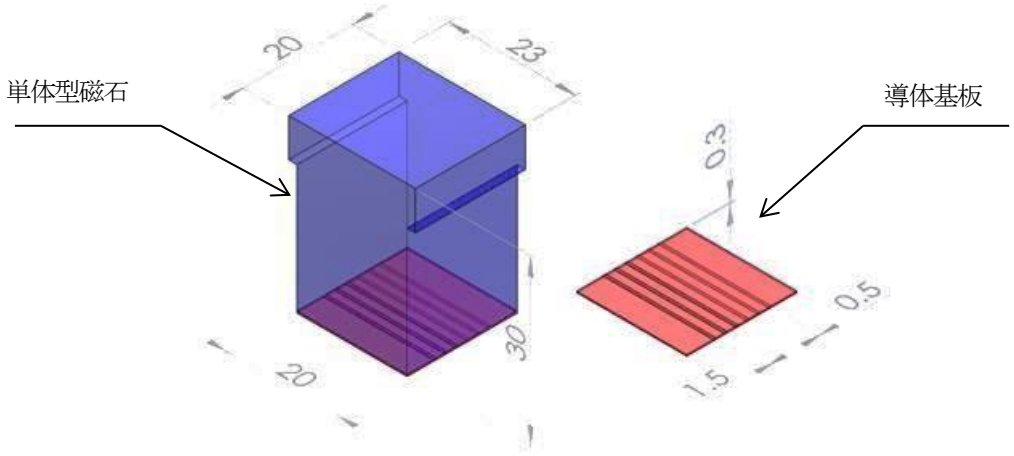



図 4.20 単体磁石型センサの構造

センサ内に配置する導体は PPM 型センサも単体型センサも同一とし，ポリイミドフィルムをベースに銅を印刷したフレキシブル導体基板を製作した．製作した導体基板の厚さは 0.3㎜，導体間隔は 2.0㎜，導体幅は 0.5㎜ である．図 4.19 に示す PPM 型センサでは導体基板の各導体の中心が要素磁石の中央に一致する様に配置している．

### 4.3.2 パルサー／レシーバ

図 4.21 に試作したパルサー／レシーバの回路ブロック図を示す．パルサー／レシーバはセンサ内の導体へ流す正弦波電流を出力する送信部と，受信信号を処理する受信部分から構成される．送信部は正弦

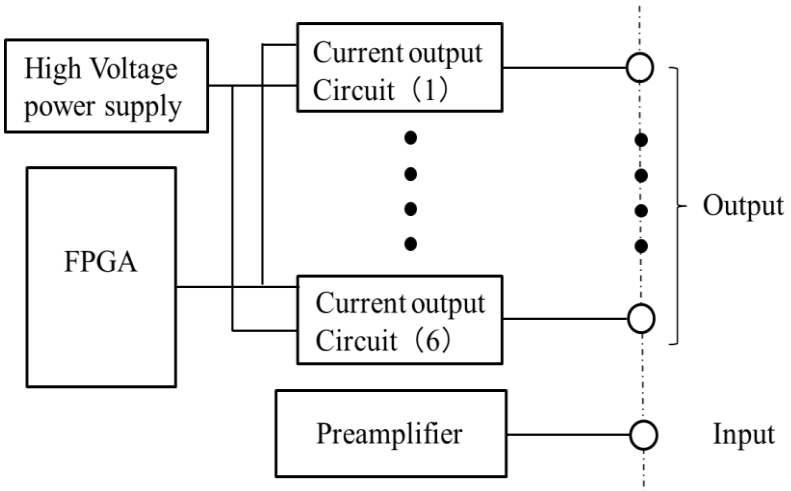
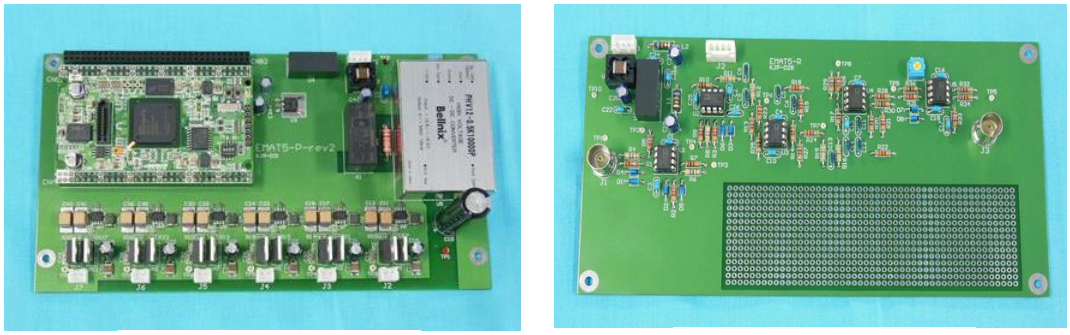



図 4.21 パルサー／レシーバ回路ブロック図

波電流の周波数 $f$ と，位相差による時間 $\alpha$ の制御を行う FPGA(Field Programmable Gate Array)回路，大電流を供給する高電圧回路，電流増幅を行う電流出力回路からなる．受信部はセンサの受信信号を増幅しフィルター処理を行い，オシロスコープに出力するプリアンプ回路からなる．また，製作したパルサー／レシーバは正弦波電流の周波数 $f$ を1MHz と 2MHz に切り替える機能を持たせた．表 4.5 にパルサー／レシーバの主要性能を示す．図 4.22 に試作したパルサー／レシーバ基板の写真を示す．

表 4.5 パルサーレシーバ主要性能

| | | |
|---|---|---|
| 送信部 | 高電圧電源 | 250V |
| | 出力周波数 | 1 MHz，2MHz |
| | 位相可変範囲（時間） | 0～700 ns |
| | 位相可変ピッチ | 10ns |
| | 最大出力電流 | 30A |
| 受信部 | 増幅率 | 40Db |
| | HPH | 0.6MHz |
| | LPH | 3.3MHz |



（a） 送信基板　　（b） 受信基板

図 4.22 試作パルサー／レシーバ

## 4.4　提案手法の検証実験

### 4.4.1　検証実験の方法

4.2 節で提案した手法において，超音波の被検体への入射角度を任意に変更できることを確認するために，試作した 2 種類の EMAT センサとパルサー／レシーバを用いて入射角度の測定試験を実施した．

測定配置を図 4.23 に，また，試験機材を表 4.6 に示す．図 4.23 に示す様に半円盤状の試験体を使用し，試作した EMAT センサにより送信した超音波を別のセンサで受信する透過法を用いて実験を行った．試作した EMAT センサは試験体の平面側中央部に 0.05㎜ のフィルムを介して試験体に固定し，受信側センサは円周面側に配置した．入射角度$\theta_M$ は透過法を用いた測定において受信センサを走査させ，最大強度を示す位置とした．このとき，受信信号の強度はオシロスコープにより測定した．本試験では，EMAT センサの超音波発生と入射角を変更することが目的であり，受信側センサは性能が既知である市販の圧電振動子型センサを接触媒質を用いて使用した．図 4.24 に測定状況写真を示す．

検証試験は式(4.15)の位相による時間差$\alpha$ をパルサー／レシーバにより 0～600ns まで 50ns 毎に設定し，実際の超音波入射角度$\theta_M$ と受信強度の計測を実施した．また，$\alpha$ を 0～600ns として式(4.15)から伝搬角度の計算値を算出し計測値と比較した．さらに，入射角度$\theta$ が 0deg($\alpha$ = 0ns)と，70deg($\alpha$ = 580ns)の場合の強度分布を測定し，入射角度による超音波ビームの強度分布を確認した．

さらに，これらの試験は正弦波電流の周波数 $f$ を 1 MHz と 2MHz の 2 種類で実施した

表 4.6 試験機材

| 機材 | 型式 | メーカ |
|---|---|---|
| 受信センサ | 2Z10×10SN<br>(SH 横波垂直タイプ) | ジャパンプローブ(株) |
| 試験体 | r:190　t:40<br>Material ： SS400 | 新日本非破壊検査(株) |
| オシロスコープ | TD3164B | Tektronix |
| 接触媒質 | ソニコート | (株)太陽日酸ガス&ウェルディング |

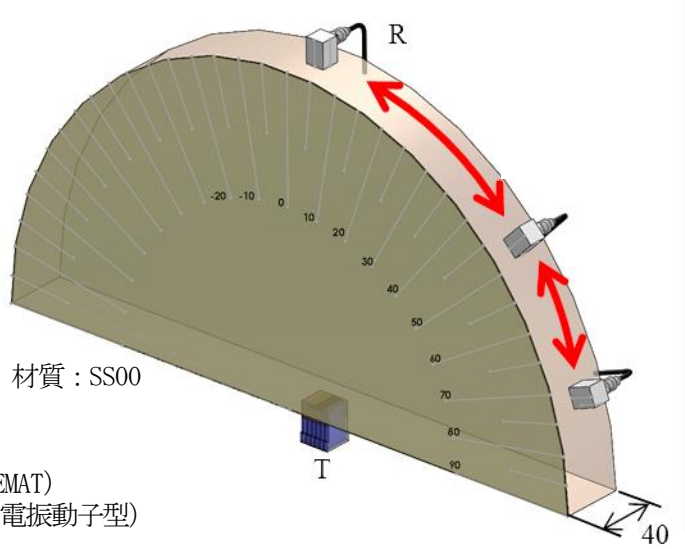
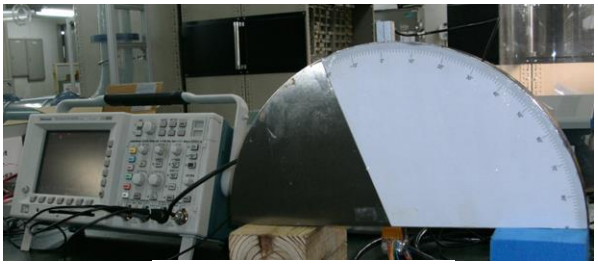
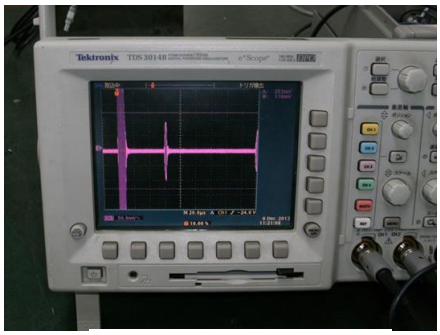


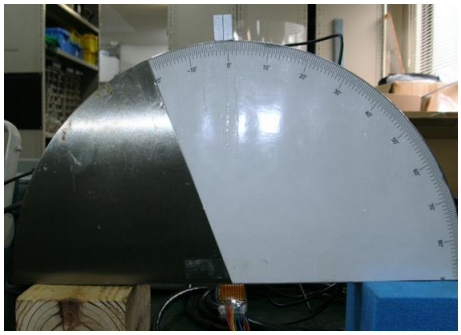

図 4.23 測定配置



（a） 試験状況




（b） 受信波形



（c） 測定状況

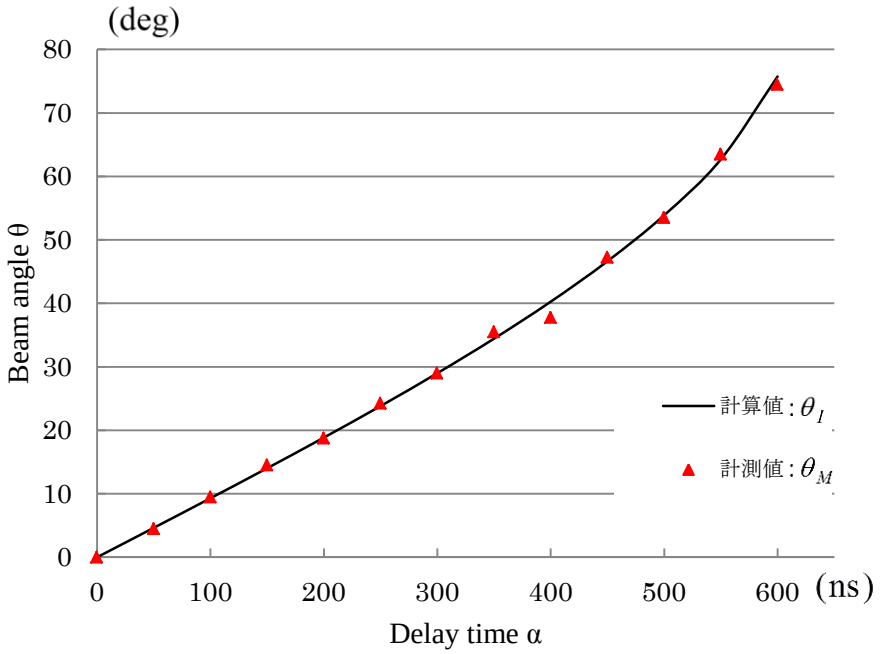
図 4.24 試験状況写真

### 4.4.2 実験結果

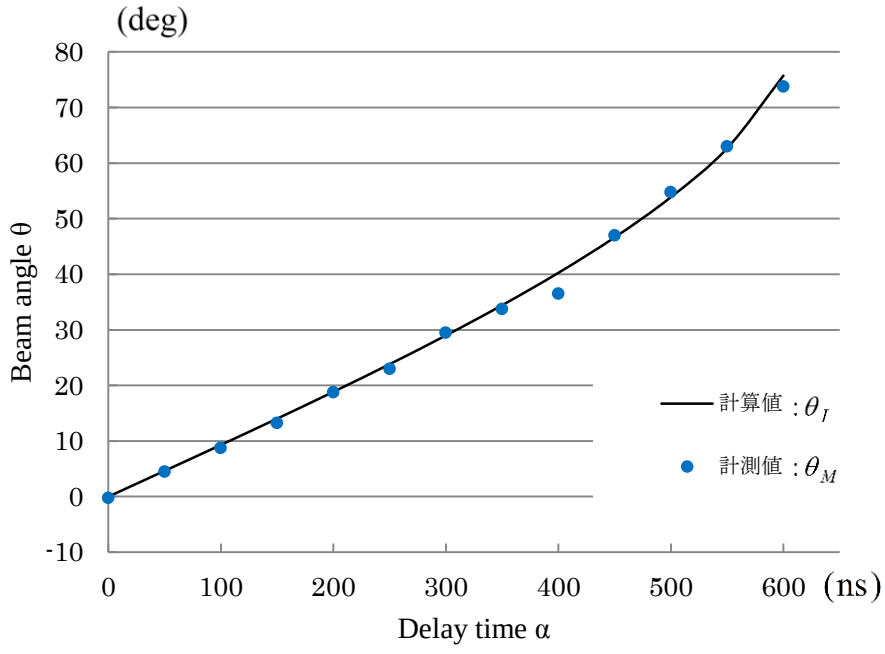
実験結果を図 4.25－4.32 に示す．図 4.25 および図 4.26 は位相による時間差$\alpha$ と入射角度$\theta$ の関係を測定した結果である．図 4.25 に PPM 型センサ，図 4.26 に単体型センサの測定結果を示す．図 4.25, 4.26 の(a)は周波数 $f$ = 1MHz の測定結果，(b)は周波数 $f$ = 2MHz の測定結果であり，図において横軸は位相による遅延時間$\alpha$，縦軸は入射角度$\theta$ を示している．また実線は式(4.15)により算出した入射角度の計算値$\theta_I$ である．図 4.25，4.26 より，2 種類の試作したセンサは位相による時間差 $\alpha$ を変更することで，入射角度の実測値$\theta_M$ が変化することが確認できた．また，入射角度の実測値$\theta_M$ は式(4.15)より算出した計算値$\theta_I$ とほぼ一致していることも確認した．さらに，導体に流す電流の周波数，すなわち，超音波の周波数が 2MHz の場合も 1MHz の場合もほぼ同じであった．以上の結果から，提案した式(4.15)による入射角$\theta$ の変更は周波数に無関係に実現できることが示された．

図 4.27 は周波数 $f$ = 2MHz の場合の PPM 型と単体型センサの受信強度の変化（絶対値）を示している．図 27 の横軸は位相による遅延時間$\alpha$，縦軸は一次増幅後の受信信号の電圧値を示している．図 4.28 は入射角度$\theta$ による受信強度の変化（相対値）を示している．図 4.28 の横軸は超音波の入射角度の計測値$\theta_M$ を示し，縦軸は受信信号の相対的な変化量を示している．図 4.27 と 4.28 より単体型も PPM 型も受信強度に大きな差が無く，入射角度$\theta$ による受信強度の変化も同様の傾向を示していることが確認できる．また，入射角度$\theta_M$ が 40deg 以降で受信感度が大きく低下しているのは受信用超音波センサの受信角度の指向性による影響と考えられる．

図 4.29－4.32 は設定した$\alpha$ より式(4.15)から算出した入射角度の計算値$\theta_I$ 付近の受信強度分布の測定結果である．図 4.29，4.30 は遅延時間 $\alpha = 0$ ns （$\theta_I = 0$ deg ）の強度分布であり，図 4.29 は周波数 $f$ = 1MH，図 4.30 は周波数 $f$ = 2MH の結果である．図 4.31，4.32 は遅延時間 $\alpha = 580$ ns （$\theta_I = 69.54$ deg ）の結果であり，図 4.31 は周波数 $f$ = 1MH，図 4.32 は周波数 $f$ = 2MH の結果である．図 4.29－4.32 の横軸は入射角度の計算値$\theta_I$ を示し，縦軸は受信信号の相対的な強度である．いずれの角度においても受信強度が設定角度付近で頂点を示す山形になっており，入射角度が制御できている結果であると考えられる．またこれらの傾向は一般的な超音波検査で使用される圧電振動子型センサのビームと同様の傾向を示している．

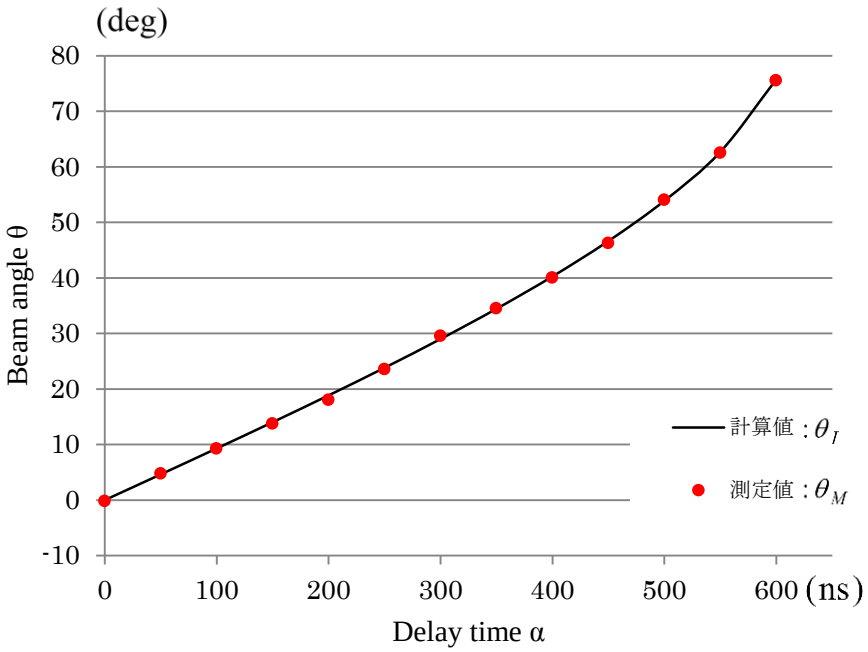



（a）（1MHz）

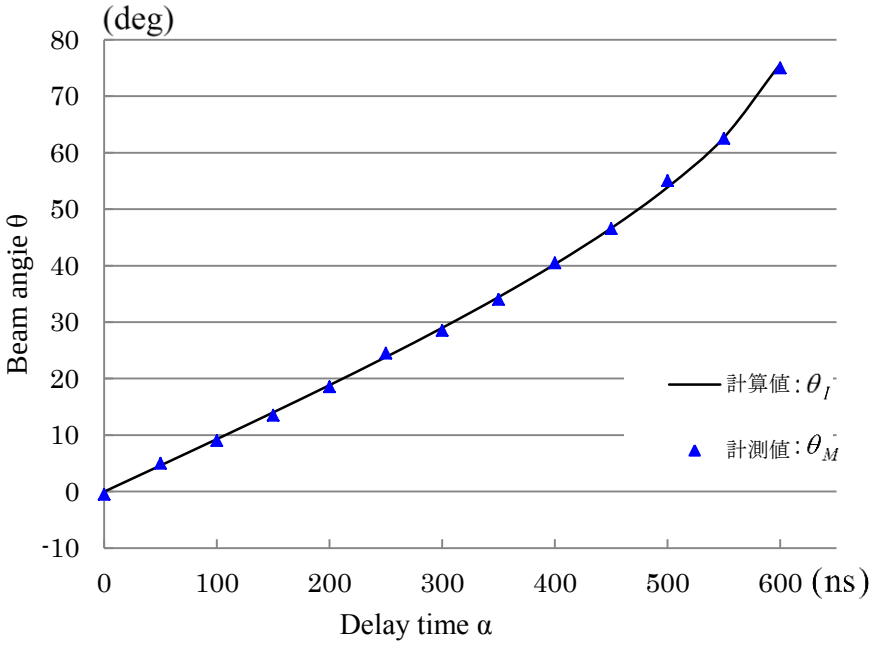



（b）（2MHz）

図 4.25 PPM 型センサの入射角度可変




（a）（1MHz）




（b）（2MHz）

図 4.26 単体型センサの入射角度可変

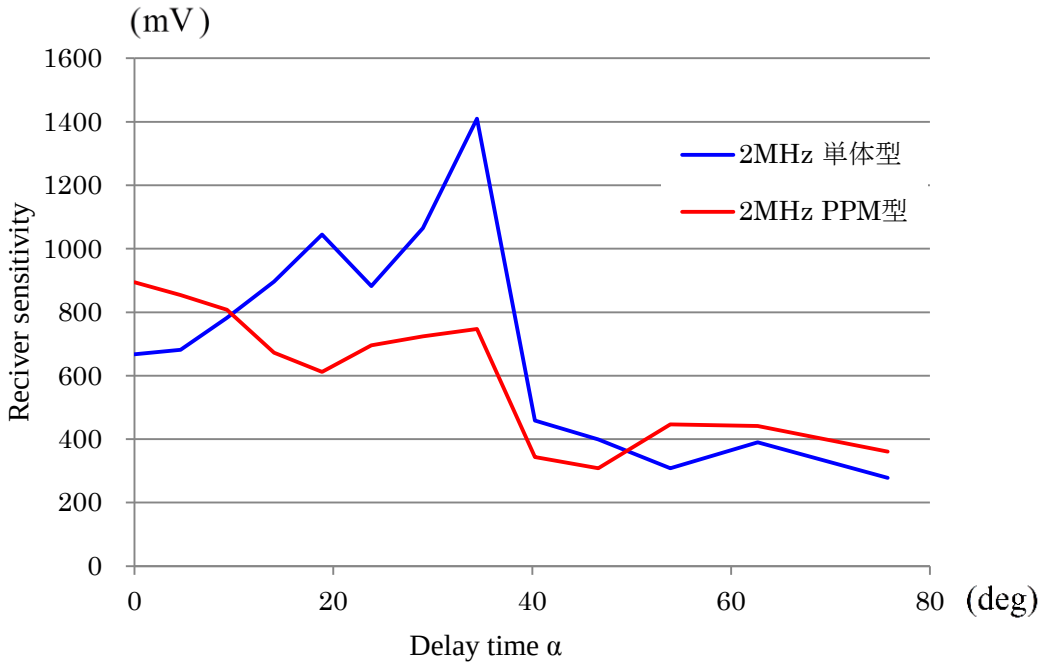



図 4.27 受信強度（2MHz 絶対値）

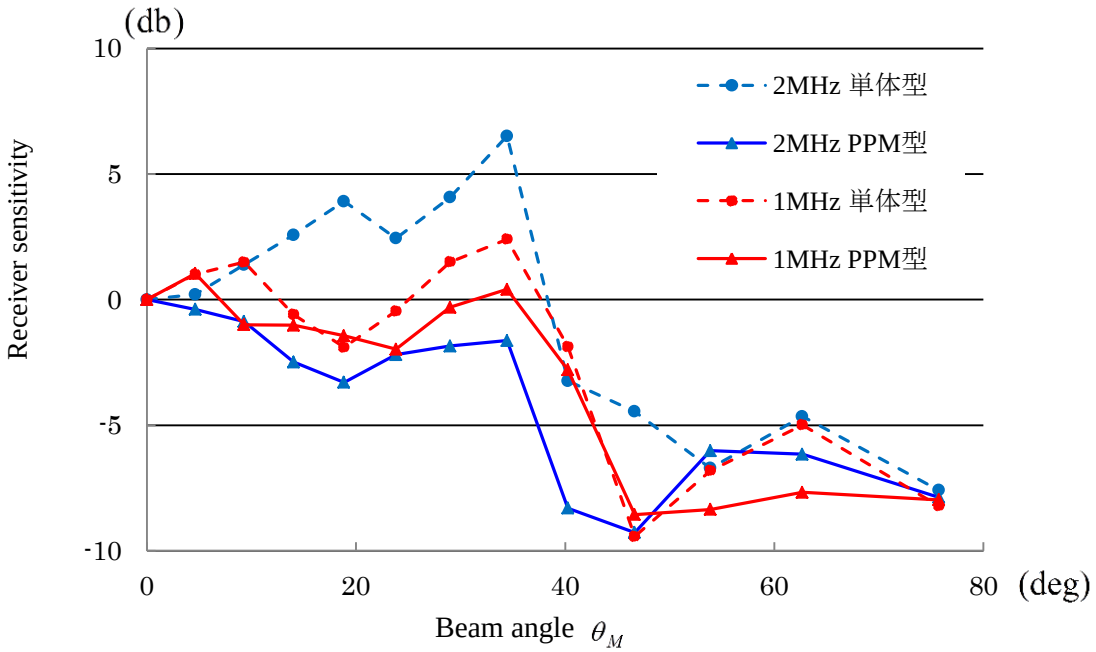



図 4.28 受信強度（相対値）

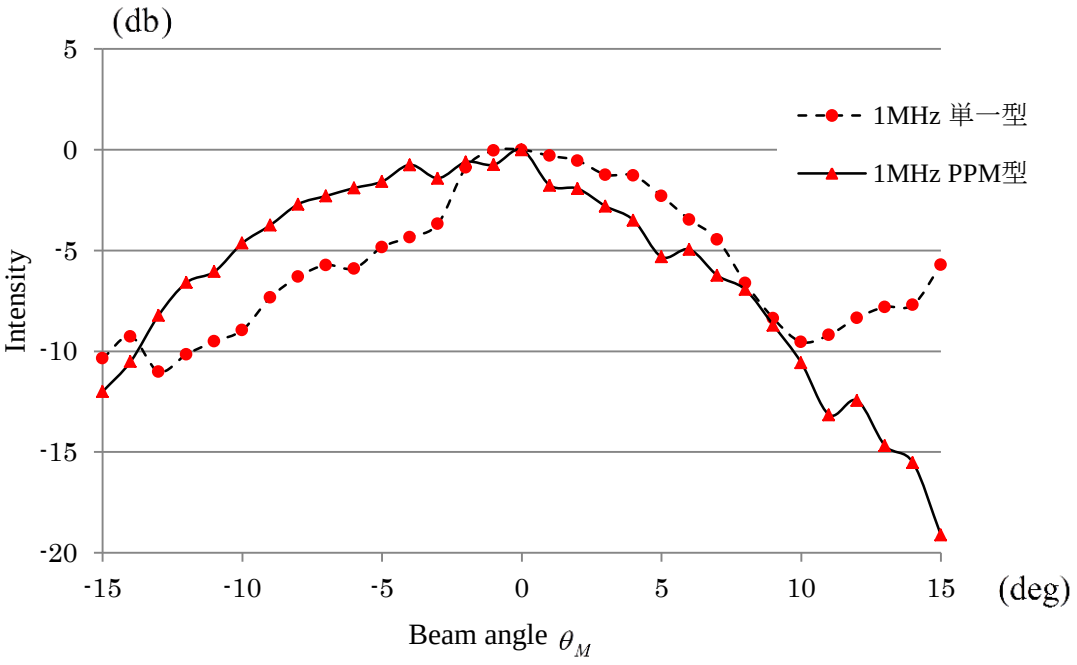



図 4. 29 受信強度（相対値）

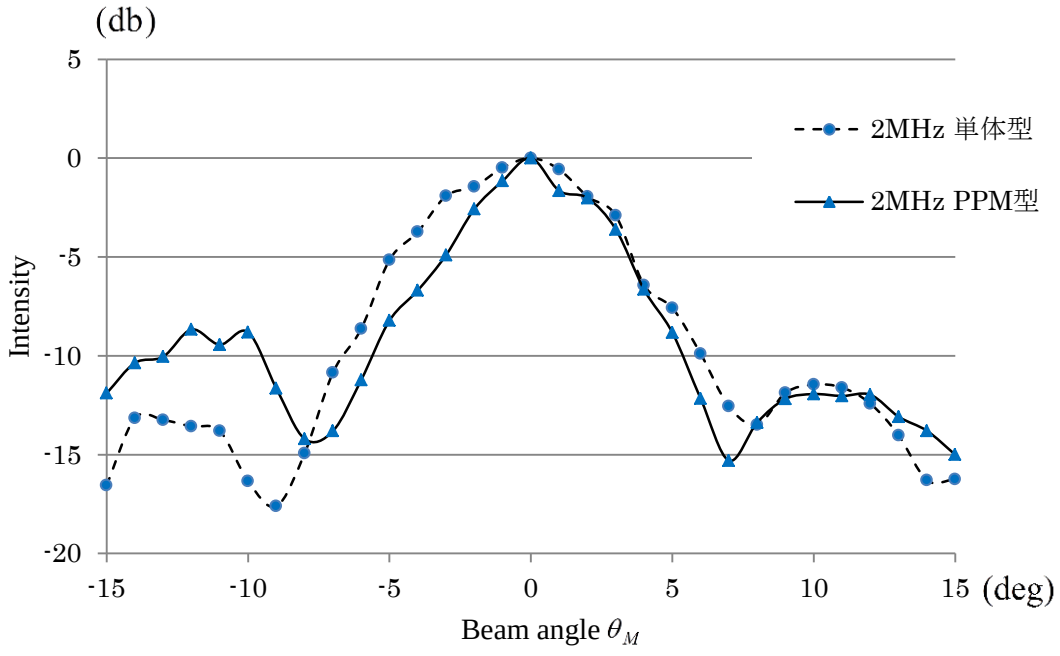



図 4. 30 受信強度（相対値）

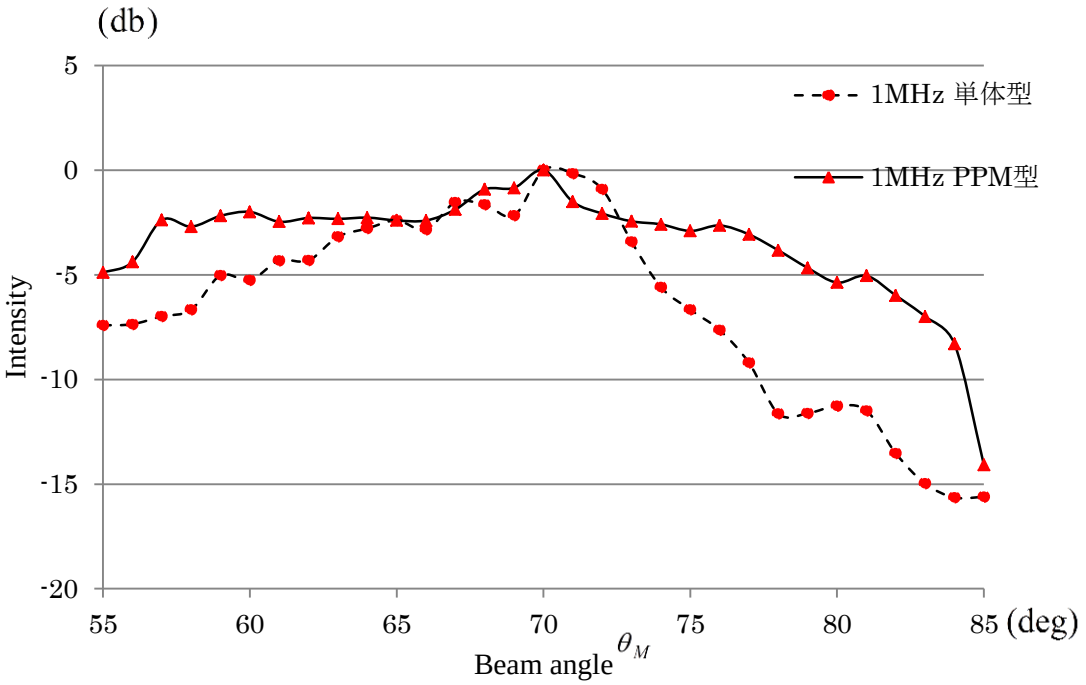



図 4.31 受信強度（相対値）

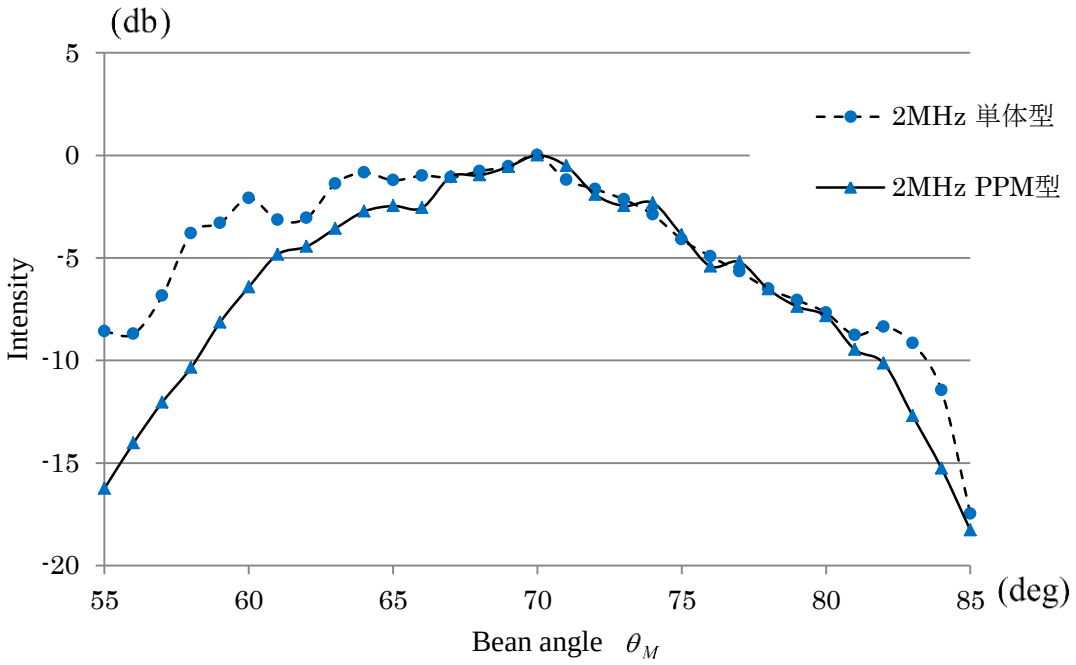



図 4.32 受信強度（相対値）

## 4.5 結論

超音波の入射方向を周波数に依存することなく変更することを目的に，新たなEMATシステムを提案した．提案したEMATシステムはセンサ内部の導体を分割し，この導体に流す正弦波電流の位相を制御することで入射角度を設定するものである．これにより，提案したEMATシステムの入射角度は周波数に依存することなく連続的に可変できる特徴を有する．

開発では提案EMATシステムによる超音波の入射角度の変更を確認するために，EMATセンサとパルサー／レシーバを試作した．試作したEMATセンサとパルサー／レシーバを用いて，超音波の発生と入射角度可変について実験を実施した結果，入射角度$\theta_M$と，位相による遅延時間 $\alpha$ の関係は理論式から求めた $\theta_I$ とほぼ一致することが示された．これにより，提案EMATシステムは，周波数を変えることなく超音波の入射角度$\theta$が変更できることが検証された．

また，EMATセンサの試作では実用性を考慮し，磁場が被検体表面に集中するPPM型磁石を使用したPPM型センサを試作し，実用面で有用であることも示した．

## ５．結論

本論文では，ロボットや自動検査システムにおいて，超音波センサの測定精度や，センサシステムの効率など性能を低下させる問題について,三つの解決方法を示し実験により有効性を検証した.

第２章では，配管検査ロボットの厚さ測定における測定精度の向上を目的に，回転式検査アームの回転軸の位置制御法を開発した．実験機を用いた検証実験により開発した制御法の有用性を示すことができた．第３章では，高速で超音波センサを移動させて測定する場合に測定面の錆びや凹凸など表面粗さにより発生する振動を抑制する制御方法として，安価な加速度センサを利用した振動の抑制方法を開発した．開発した振動抑制コントローラの性能を数値シミュレーションと実験機により検証して有効性を確認した．第４章では，超音波センサの入射角度が容易に変更できないことによる測定精度の問題と作業性を改善する方法として，周波数に依存することなく入射角度の変更を可能とする新たなEMATセンサシステムの開発を行った．実験により開発したEMATセンサシステムは周波数に依存することなく入射角度の変更が可能であることを示した.

本論文で述べた制御法およびセンサシステムの開発は実用性についても考慮しており，容易に実用化できると考えられる．したがって，これらの技術をロボットや自動検査システムに搭載することで，超音波検査の測定精度や作業効率など性能向上が可能であり，検査のコストの低減に大きな効果が期待できる.

## 謝辞

本研究は，九州工業大学大学院工学研究院　大屋勝敬教授のもと，大屋研究室にて行われたものです．研究を遂行するにあたり，数多くの方にご指導とご協力をいただきました．ここに謹んで感謝申し上げます．

本研究の遂行にあたっては，大屋勝敬教授から，テーマの設定から研究のあり方，考え方など終始懇切なご指導とご鞭撻を賜りました．このような形で本研究をまとめることができたのは，ひとえに大屋先生の熱心で辛抱強い指導の賜物です．ここに心から深く感謝いたします．

また，御多忙の中，九州工業大学　金亨燮教授，相良真一准教授，和田親宗准教授には，在学中ならびに本論文の仕上げにあたり，親切なご指導を賜りました．ここに謹んで諸先生方に感謝の意を表します．

さらに，日頃より御協力を頂いた機械知能工学科制御工学教室教職員の皆様ならびに，大屋研究室の皆様，新日本非破壊検査株式会社の皆様に深く感謝致します．

最後に，私の研究生活を支えてくれた数多くの先輩，友人，知人，そして私の家族に心より感謝いたします．

平成27 年 7 月

和田　秀樹

# 参考文献


[1] ㈳日本非破壊検査協会, 各種成品及び溶接構造物の超音波検査, 2004.

[2] 和田 秀樹, ”非破壊検査におけるロボット化の取り組み”, 第 8 回保守検査シンポジウム講演論文集, pp.17-20, 2010.

[3]㈳日本非破壊検査協会, 超音波探傷試験Ⅲ, 2001.

[4] 高圧ガス保安協会, 高圧ガスの配管に関する基準, 2004-3.

[5] ㈳日本エルピーガスプラント協会, LPガスプラント検査基準, 2005.

[6] ㈳日本機械学会, 発電用原子力設備規格 沸騰水型原子力発電所配管減肉管理に関する技術規格, 2006-4.

[7] ㈳日本機械学会, 発電用原子力設備規格 加圧水型原子力発電所配管減肉管理に関する技術規格, 2006-11.

[8] ㈳日本機械学会, 発電用火力設備規格 火力設備配管減肉管理技術規格, 2009-4.

[9] T. Okada and T. Kanade, “A three-wheeled self-adjusting vehicle in a pipe, FERRET-1,” Int. J. Robot. Res., vol. 6, no. 4, pp. 60–75, 1987.

[10] H. T. Roman and B. A. Pellegrino, “Pipe crawling inspection robots: An overview,” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 8, no. 3, pp. 576–583, Sep.1993.

[11] Y. Kawaguchi, I. Yoshida, H. Kurumatani, T. Kikuta, and Y. Yamada, “Internal pipe inspection robot,” Proc. of IEEE Int. Conf. Robotics, Automation, pp. 857–862, 1995.

[12] K. Suzumori, K. Hori, and T. Miyagawa, “A direct-drive pneumatic stepping motor for robots: Designs for pipe-inspection microrobots and for human-care robots,” Proc. of IEEE. Int. Conf. Robotics, Automation, vol. 4, pp. 3047–3052, 1998.

[13] J. Okamoto, Jr., J. C. Adamowski, M. S. G. Tsuzuki, F. Buiochi, and C.S. Camerini, “Autonomous system for oil pipelines inspection,” Mechatronics, vol. 9, pp. 731–743, 1999.

[14] S. Hirose, H. Ohno, T. Mitsui, and K. Suyama, “Design of in-pipe inspection vehicles for φ25, φ50, φ150 pipes” Proc. of IEEE Int. Conf. Robotics, Automation, pp. 2309–2314, 1999.

[15] K. Suzumori, T. Miyagawa, M. Kimura, and Y. Hasegawa, “Micro inspection robot for 1-in pipes,” IEEE/ASME Trans. Mechatronics, vol. 4, pp. 286–292, Sep. 1999.

[16] T. Tsubouchi, S. Takaki, Y. Kawaguchi, and S. Yuta, “A straight pipe observation from the inside by laser spot array and a TV camera,” Proc. of IEEE/RSJ Int. Conf. Intelligent Robots, Systems, vol. 1, pp.82–87, 2000.

[17] K. Suzumori, S. Wakimoto, and M. Takata, “A miniature inspection robot negotiating pipes of widely varying diameter,” Proc. of IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation, pp. 2735-2740, 2003.

[18] Se-gon Roh and Hyouk Ryeol Choi, “Differential-Drive In-Pipe Robot for Moving Inside Urban Gas Pipelines,” IEEE Transactions on robotics, vol. 21, no.1, February, pp1-17, 2005.

[19] Nur Afiqah Binti Haji Yahya, Negin Ashrafi, and Ali Hussein Humod, ”Development and Adaptability of In-Pipe Inspection Robots”, IOSR Journal of Mechanical and Civil Engineering, Volume 11, Issue 4 Ver. VII (Jul- Aug. 2014), pp 01-08

[20] k. Okumura, Y. Wtanabe, M. Oya, et al., Development of Inspection Robot Mechanism for Piping (in Japanese), Proc. of Annual Conference of the Robotics Society of Japan, September 13-15, Chiba, Japan, (in CD-ROM), 2007.

[21] Hideyuki Chikuri, Morihiro Fukushima, Noriyuki Nagahama, Yuko Nishiaki, and Tadashi Ishigaki, “Industrial Applied Techniques of Ultrasonic Time of Flight Diffraction (TOFD) for Various Field Targets”, KOBE STEEL ENGINEERING REPORTS, vol. 57, no. 3, pp38-42, 2007.

[22] Shigeki Watanabe, Hideaki Tanaka, Shuichiro Fukuzawa, and Kazuya Fujii ”Development of an Inspection Machine Boiler Tubes of Power Station”, proc. of JSNDI Fall Conference 2007 October18-19, Hokkaido Japan, pp217-218, 2007.

[23] Hiroyuki Haga, Yuji Matsuo, Minehiro Nakagawa, Tateyuki Tomitaka, Yuji Nisimura, Koichi Tamura and Masanori Hanaguchi, “Development of Ultrasonic Continuous Thickness Measurement Equipment for Piping”, Journal JSNDI, No4, pp189-193, 2010.

[24] Hiroyuki Fukutomi, Shan Lin and Takashi Ogata, ”Ultrasonic Testing to Type IV Damage in Welded Joints of Boiler Piping Part1 Compact Automatic Inspection System”, proc. of JSNDI Fall Conference 2010, Okinawa, Japan, pp159-160, 2010.

[25] ㈳日本溶接協会, 溶接構造物の試験・検査, 2008.

[26] R.B.Thompson,“A Model for the Electromagnetic Generation and Detection of Rayleigh and Lamb Waves”, IEEE Trans. On Sonics and Ultrasonics, SU-20, pp.340-346, 1973.

[27] B.W.Maxfield, A.Kuramoto, et al., “Evaluating EMAT Designs for Selected Applications”, Materials Evaluation, vol.45, pp.1166-1184, 1987.

[28] 菱重工株式会社. 森本 一夫. 電磁超音波トランスデューサ. 公開1988-139250. 1988-05-11.

[29] 株式会社東芝. 佐藤 道雄 . 電磁超音波トランスジューサ. 特開 1988-302360. 1989-12-09.

[30] R.B.Thompson, “Physical Principles of Measurements with EMAT Transducers”, Physical Acoustics, vol. XIX, Edited by R.N. Thurston and A.D. Pierce, New York, Academic, pp.157-181, 1990.

[31] K.Hogberg, “Ultrasonic Testing Using the EMAT Technique-Electro Magnetic Acoustic Transducer”, Materials and Design, vol.14, no.4, pp.251-252, 1993.

[32] H.J.Saltzburger, G.Hubschen, et al., “Electromagnetic Ultrasonic(EMUS) Probes: State of the Art and Developments for Application in Nuclear Power Plants”, Proc. of the 12th International Conference on NDE in the Nuclear and Pressure Vessel Industries, pp.137−142, 1993.

[33] Yang XU, Masahi Tagawa, Hiroaku Uesa and Takuya Yamashita, “Structure design on SH wave electromagnetic acoustic transducer (EMAT)”, JNC Technical Review JNC-TN4400 2002-002, 2002.

[34] Yang XU and Takuya Yamashita “Development on MONJU Reactor Vessel ISI Facilities”, JNC technical review No23 2004.6, pp.13-22, 2004.

[35] 九州電力株式会社, 新日本非破壊検査株式会社. 超音波探傷装置およびローレンツ力を用いた超音波探傷方法. 特許第 4926628 号. 2012−5−9.

[36] Yukihisa Imagawa, Hideki Wada, Yasuhiko Wakibe, Hideaki Kitagawa, Juniti Kusumoto and Akihiro kanaya, "Ultrasonic guided wave testing system for piping", Proc. of the 2009 ASME Pressure Vessels and Piping Conference, July 26-30, Prague Czech Republic, pvp2009-77542 (in CD-ROM), 2009.

[37] 新日本非破壊検査株式会社, 九州電力株式会社. 公開 2011-220972. 2011-11-04.