

渦電流式センサ開発とその  
圧縮機への応用



松 村 憲 明

## 目 次

第1章	序論	1
1.1	背景	1
1.2	微小すきま計測センサ	5
1.2.1	センサへの要求仕様	5
1.2.2	市販渦電流式変位センサ	8
1.2.3	渦電流式センサの従来の研究	10
1.2.4	研究課題	11
1.3	本論文の内容	12
1.3.1	本研究の狙い	12
1.3.2	本論文の構成	12
第2章	渦電流式変位センサの温度ドリフトの低減法の開発	15
2.1	渦電流式変位センサのインピーダンス (L, C, R) 特性推定法	15
2.1.1	緒言	15
2.1.2	記号	18
2.1.3	渦電流式変位センサ等価モデル	19
2.1.4	コイル部インピーダンス解析法	20
2.1.5	表皮効果による抵抗	22
2.1.6	近接効果1による抵抗	23
2.1.7	近接効果2による抵抗	26
2.1.8	変位センサの浮遊容量	27
2.1.9	変位センサの特性算出式	28
2.1.10	実験結果及び考察	29
(1)	試作センサ	29
(2)	浮遊容量の推定	31
(3)	センサ単体周波数特性 (距離無限大)	34
(4)	コイル単体周波数特性 (距離 0mm)	38
(5)	変位センサ特性 (リード線含む)	42
(6)	変位センサ距離特性	45
2.1.11	結言	48
2.2	渦電流式変位センサの温度特性の解明	49
2.2.1	緒言	49
2.2.2	渦電流式変位センサの温度特性	49
(1)	電気的物性値が変化する要因	49
(2)	幾何学的寸法が変化する要因	50

2.2.3	センサ構成材料	51
	(1) ボビン	51
	(2) 接着剤	52
	(3) コイル導線	53
2.2.4	実験結果及び考察	54
	(1) 試験装置	54
	(2) 変位センサ温度特性	56
	(a) 400kHz, 1MH での温度特性	57
	(b) 温度による抵抗変化の要因について	61
	(c) 周波数による抵抗温度特性の違いにつて	63
2.2.5	結言	65
2.3	渦電流式変位センサの温度ドリフト低減法開発	66
2.3.1	緒言	66
2.3.2	検波回路を含めた温度ドリフトの推定	66
	(1) センサのインピーダンス	66
	(2)ブリッジ出力	67
	(3) 包絡線検波出力	69
	(4) 位相検波出力	69
	(5) 温度ドリフト特性	73
2.3.3	温度ドリフト低減法	75
	(1) 1コイル時の温度ドリフト特性	75
	(2) 2コイル時温度ドリフト特性	80
2.3.4	結言	82
第3章	微小すきま計測法の空調用圧縮機への応用	83
3.1	空調用ロータリ圧縮機運転時微小すきま計測	83
3.1.1	緒言	83
3.1.2	計測用センサ開発	83
	(1) 鉄の電氣的物性値 (透磁率, 導電率)	83
	(2) 変位センサ諸元	87
	(3) 温度ドリフト検討	90
	(4) 開発センサ及び信号処理回路	98
3.1.3	微小すきま計測	102
	(1) ロータリ圧縮機の各部微小すきま	102
	(2) センサ設置位置及び校正結果	104
	(3) 計測誤差	112

3.1.4	圧縮機運転時のすきま挙動	115
(1)	実験結果	109
(2)	測定精度	116
(3)	ブレードとブレード溝間のすきま	118
(4)	ロータとシリンダ間のすきま	120
3.1.5	結言	121
3.2	高効率スクロール圧縮機開発におけるすきま計測	122
3.2.1	緒言	122
3.2.2	スクロール圧縮機構造	123
3.2.3	チップシールの挙動	127
3.2.3.1	チップシールの挙動測定	127
(1)	計測法	127
(2)	チップシール挙動測定結果	129
3.2.3.2	旋回スクロールの挙動測定	130
(1)	計測法	130
(2)	データ処理法	131
(3)	旋回スクロール挙動測定結果	133
(4)	考察	136
3.2.4	結言	137
第4章	結論	138
付録1		141
付録2		143
謝辞		145
参考文献		146
	本研究に関する発表論文	149



## 第1章 序論

本章では、本研究を始めるに至った経緯及び本論文の内容についてまとめている。空調機が置かれている状況及び圧縮機の役割について述べている。空調用圧縮機の高効率化、信頼性向上に対する要求は強く、高効率化のためにはエネルギー損失の低減が重要であり、流体系・電気系損失の低減の必要性について述べている。現在までそれらの損失低減のため種々の打ち手による高効率化が推進されている。その中の1つとして漏れ損失低減、摺動部損失低減の観点より、圧縮室を形成している微小すきまの適切な設定が高効率化、信頼性向上に果たす役割が大きいことを述べ、そのために運転中の微小すきま把握及びそのためのセンサの開発が必要なことを示している。センサ開発における課題、本論文の狙い、構成について述べている。

### 1.1 背景

空調機に求められる基本性能は、快適性向上、省電力、高信頼性が挙げられる。最近ではオゾン層破壊問題、地球温暖化問題にみられるように環境に優しい機器としての要求が強い。ヨーロッパでは自然冷媒システムの開発へ注力する動きがみられるが、基本要性能と相反する事項も多く、更に高コストの要因も絡み開発が必ずしも順調に進んでいるわけではない<sup>(1)(2)</sup>。空調機の消費する電力は、家庭用部門で年々増加傾向<sup>(3)</sup>にあり、石油のような一次エネルギー源を持たないわが国においてはCO<sub>2</sub>排出問題も絡み、空調機の省エネルギー化は必須の課題である<sup>(1)(4)(5)(6)</sup>。

効率向上のため空調機主要部品である圧縮機・熱交換器等の機器の改良<sup>(7)(8)</sup>、制御面からの改良<sup>(9)</sup>、送風機の高効率化等ありとあらゆる面から性能向上の努力が継続して現在まで実施されている。

空調機は図1.1<sup>(10)</sup>に示すように大きく分けて圧縮機、蒸発器、凝縮器、膨張弁（絞り部）の4部分より構成される。圧縮機は空調機に於ける心臓部の役割を果たしており、蒸発器から低温、低圧のガスを吸い込みそれを高温、高圧のガス状態にして凝縮器に送り込む。凝縮器、蒸発器には熱交換を促進するための送風機が取り付けられている。空調機で電力を消費している機器として大きく分けて、圧縮機、送風機、膨張弁、コントローラが挙げられる。図1.2に市販されている業務用空調機のある運転条件での消費電

力の割合を示す<sup>(11)</sup> (コントローラ, 膨張弁における消費電力は僅かであるので無視した)。

運転条件により消費電力量は変化するが, 全体に対する圧縮機消費電力の割合は約9割を占めている。圧縮機は冷凍効果を生じさせる冷媒を搬送する仕事を行っており, 業務用空調機以外の家庭用空調機, 冷凍庫, 冷蔵庫においても同様に圧縮機の消費電力の占める割合は大きく, 圧縮機の効率向上は省エネルギーに対する寄与が大きいことが判る。

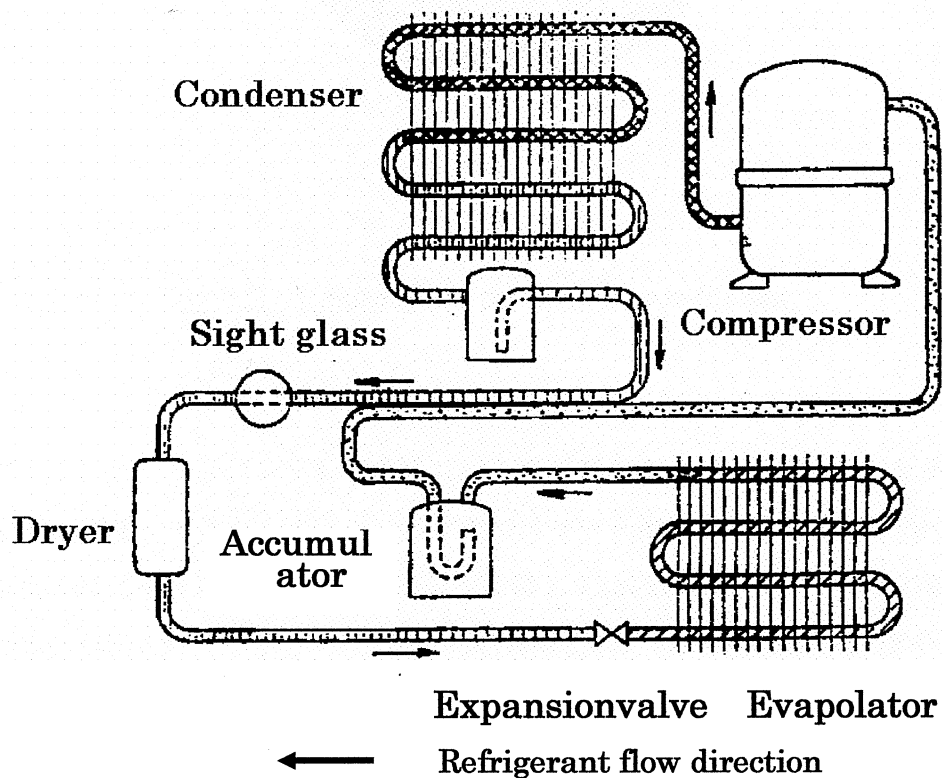


Fig. 1.1 Refrigeration cycle

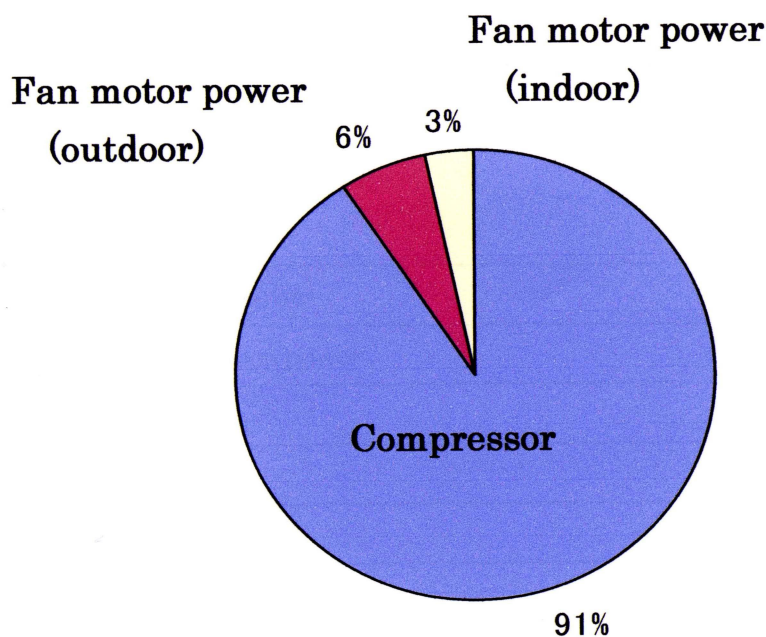


Fig. 1.2 Consumption power in air conditioner

表 1.1 にロータリコンプレッサにおける損失動力を分析した結果<sup>(1 2)</sup>を示す。消費動力中 43%が損失であり、表 1.1 に示す例ではモータ損失が一番大きく、指示損失\*1、機械損失の順に小さくなっている。モータに関しては内部磁石モータ、集中巻きモータ等高効率化が図られつつあり<sup>(1 3)</sup>、更なる高効率化のためには機械損失、指示損失（吸入・吐出圧損、漏れ損失）の低減が必要である。

単相の流れとして取り扱える吸入・吐出圧損は解析により推定可能である。設計手法はすでに確立されており、圧損低減は設計上の問題である。圧縮機高効率化のためには漏れ損失低減に注力する必要がある。漏れは油と冷媒の二相流れであり種々の研究が精力的に実施されている<sup>(1 4)</sup>、<sup>(1 5)</sup>が、運転中のすきま挙動を示した研究例はない。二相流の解析技術の研究とともに高効率化のためには運転中のすきまの把握が重要な課題である。

\*1：弁部での圧力損失、圧縮工程中の漏れ損失、過熱損失等を表す

Table 1.1 Power loss in the rotary compressor <sup>(1 2)</sup>

Item		Portion(%) 100%:Comp input	
Compressor input power		100	
Adiabatic compression power		57.2	
Loss power		42.8	
	Motor loss	20.5	
	Mechanical loss	6.0	
	Indicated loss	16.3	
	Leakage loss	Leakage loss	5.0
		Suction • discharge pressure loss	5.7
		Top clearance loss	1.6
		Heating loss	4.0
	Total efficiency		57.2

## 1. 2 微小すきま計測センサ

### 1. 2. 1 センサへの要求仕様

圧縮機の一例として図 1.3 に空調用ロータリ圧縮機を示す。吸入管から入るガスは吸入管を通り圧縮室内に入る。ロータとブレードはシリンダ室を2分割しており、シャフトの回転に応じてロータは旋回運動、ブレードは往復運動を行う。シリンダ内の2つの圧縮室容積を変化させて、吸入及び圧縮作用を同時に行っている。ブレードはシリンダ内の溝を往復運動しておりそこには微小すきま A が存在する。又ロータはシリンダおよび上部軸受と微小すきま B, 微小すきま C を形成して旋回運動しており圧縮機内にはこのような微小すきまが多く存在する。

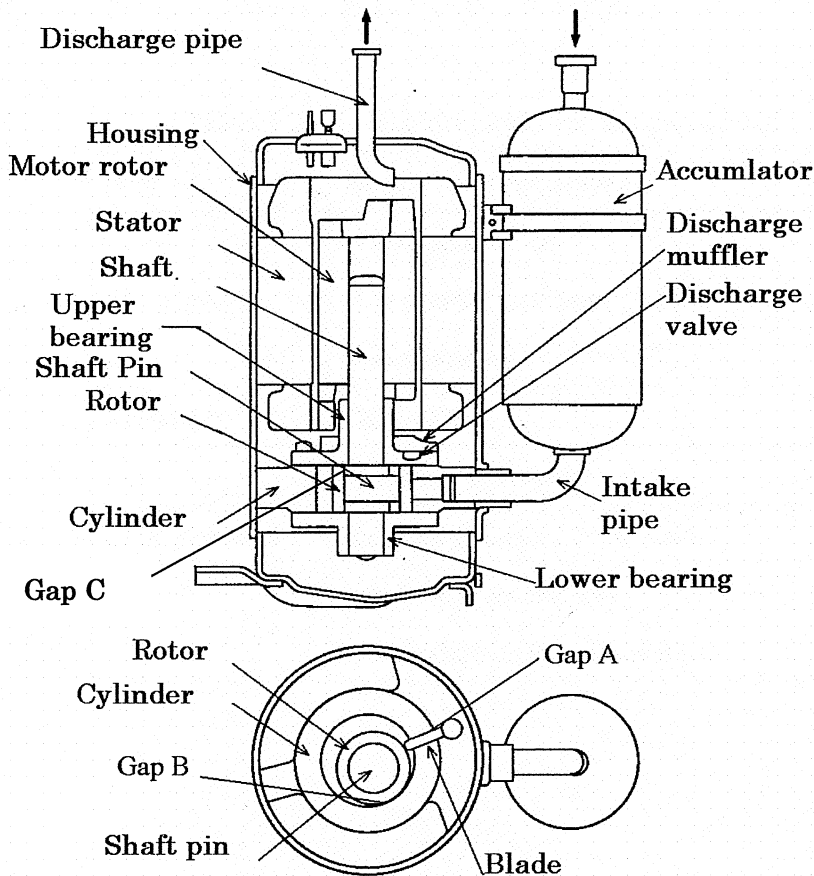


Fig. 1.3 The gaps in rotary compressor

圧縮機運転中の圧縮機内微小すきまを計測するためのセンサへの要求事項について述べる。前述したように測定を必要とする箇所は圧縮室内に存在することが多く、そのためセンサは冷媒・油霧囲気中に設置する必要がある。圧縮室内は、高温・高圧環境下であることが多く、センサ自身がそのような環境下で使用に十分耐える構造でなければならない。又測定した信号を圧力容器である圧縮機内より何らかの方法で圧縮機外へ圧力漏れ等の異常を発生させることなく伝送することが必要である。更にセンサを設置することにより本来の圧縮機の特性が変化してはならない。もしそれが測定対象の挙動に影響を与える可能性のあるときには細心の注意を払い設置方法を検討すべきである。

本来なら対象とする圧縮機毎に具体的なセンサに対する制限条件は異なるが、空調用圧縮機での測定を考えた時のセンサに要求される具体的な条件を表 1.2 にまとめた。

小型で、圧力 3MPa、温度 150°C の冷媒・油霧囲気下において高精度で距離を測定できるセンサ（計測法）が必要とされていることが判る。

Table 1.2 Requirements for the gap sensor

Item	Requirement specification
Atmosphere	<ul style="list-style-type: none"> <li>• refrigerant, oil</li> <li>• pressure : vacuum~3MPa</li> <li>• temperature : 0°C~150°C</li> </ul>
Response	DC~15kHz
Size	φ 3mm~φ 5×3mm
Characteristics	measuring range : 0~0.5mm precision : several μm temperature drift : several μm

微小すきま計測においては種々の原理の計測法<sup>(16)(17)(18)(19)</sup>があり、それらの適用の可能性を以下に述べる。

(1) 電磁誘導の原理による計測

磁界により発生する渦電流を利用した計測法。コイルの発生した磁束により近傍の金属に渦電流が発生。その渦電流による磁束は、金属との距離に関係する。測定は磁界を利用するためすきま内の油や冷媒の変化には無関係。適用の可能性大。微小変位計としては実績大。

(2) 静電容量の原理による計測

電界を利用した計測法。電極板を相手側金属と対向させ設置。電極板と相手側金属との間に静電容量が形成される。静電容量の値は距離に逆比例の関係にある。微小変位計としては実績大。ただし測定対象とのすきま内の油、冷媒の状態により隙間内の誘電率が変化するのでその影響を受けやすい。

(3) 光（赤外光，可視光，紫外光）を利用した計測

光を測定対象に向けて照射。その反射光は光路長とある関係にある。精密測定の実績大。油、冷媒の状態がたえず均一でないと光の減衰率，屈折率が変化しその影響を受けやすい。

(4) 超音波を利用した計測

超音波を測定対象に向けて放射。測定対象で反射して超音波がもどって来るまでの時間から距離を測定する。超音波の伝播速度，反射の状態が油，冷媒の状態で異なりその影響を受けやすい。

運転中の計測では測定するすきまにはガス冷媒，液冷媒，油が混合した状態で存在しその状態が時々刻々と変化する可能性が大きい。そのような状況下で基本的に計測可能な計測原理は電磁誘導（磁界）の原理に基づく計測法と考えられる。渦電流式センサが空調用圧縮機の微小すきま計測センサとしては最も適している。

## 1. 2. 2 市販渦電流式変位センサ

渦電流式変位センサは、比較的小型で高精度な変位計測が可能であり、市販品で適用可能なセンサについて調査した結果を表 1.3<sup>(20)</sup><sup>(21)</sup><sup>(22)</sup> にまとめた。

計測対象にもよるが運転中の微小すきまは摺動部が多く、接触が発生しない範囲で限りなく小さいことが理想であるが、部品の加工誤差、組み立て誤差、熱膨張、圧力変形を考慮してすきまを設定しておく必要がある。空調用圧縮機では数 $\mu\text{m}$ ～数 $100\mu\text{m}$ 程度のすきまが考えられ、微小すきまセンサの比較として表 1.3 には測定範囲 $0.5\text{mm}$ のセンサの特性を比較した。温度ドリフトに関しては各社表示方法が異なっていたのでカッコ内に $100^\circ\text{C}$ あたりのドリフト量を換算して併記した。

形状、使用温度、測定範囲、分解能、温度ドリフトを考えたときそれぞれの項目において表 1.2 に示す要求をすべて満足するセンサは市販品にはない。A社は温度ドリフトはかなり小さいがセンサの耐熱性が若干要求に対し不十分であり、B社は耐熱性は十分であるが温度ドリフトが大きい。又C社は耐熱性、温度ドリフトとも要求に対し不十分である。空調用圧縮機の微小隙間計測に適した市販渦電流式センサはなく、自ら開発する以外に適用可能な渦電流式センサを入手することができないことが判った。



Table 1.3 Comparison of commercial eddy current sensors

Manufacturer	A	B	C
Measuring range	0~0.5mm 0~1mm	0~0.5mm	0~0.5mm
Resolution	±0.01% of F.S. 500μm : 0.05μm 1000μm : 0.1μm	0.5μm	0.1μm
Frequency response	DC~20kHz	DC~20 kHz	DC~50kHz
Operating temperature range	Electronics:0~40°C Cable:0~60°C Sensor:-10~130°C	Electronics: -10~55°C Sensor: -20~180°C	Electronics : 0~55°C Cable: -55~105°C Sensor:-55~105°C
Size (sensor)	Range : 500μm Φ3×3mm Range:1000μm Φ 6.3×6mm	Φ3×3mm (20mm:including the screw)	Φ2×3mm (16.8mm:including the screw)
Thermal sensitivity shift	+0.015%F.S./°C ( 100°C:7.5μm ) at500μm ( 100°C:15μm ) at1000μm	-20~0°C±1.5μm/°C 0~180°C±0.9μm/°C (100°C:90μm)	0.1%FSO/°F 0.02%FSO/°F (compensate temperature range :50°C) (100°C:18μm)

## 1. 2. 3 渦電流式センサの従来の研究

渦電流式変位センサ（以下断りがない限り変位センサと呼ぶ）の特性に関しては、変位センサ特性の理論解析を Dodd ら<sup>(23)</sup>、尾上<sup>(24)</sup>が Maxwell の方程式をベースに実施している。Dodd らの理論では変位センサのインダクタンス解析結果は実用的な精度を有しているが抵抗に関してはコイル導線で生じている高周波の現象（表皮効果、近接効果）を考慮していない。そのため距離に対する抵抗の変化分推定には実用的な精度を有するが、抵抗の絶対値の推定精度は不十分である。山田ら<sup>(25)</sup>、脇若ら<sup>(26)</sup>は Dodd らの結果を基に変位センサの特性算出式を整理し、変位センサの出力特性を論じ渦電流式センサの適用先について述べているが、特性算出精度には言及していない。特にセンサの温度特性、Q 値検討時にはある程度の精度で抵抗値の推定が必要となる。水野ら<sup>(27)</sup>は抵抗を含めた変位センサの特性推定のため有限要素法を適用しその特性推定が可能なことを示しているが計算精度にまだ課題はある。有限要素法は、センサ形状が複雑で理論解析が困難な場合、材料の特性に不均一な分布がある場合でも計算可能であるが、解析メッシュデータの作成には時間がかかる等日常の開発で利用するには設計者の負担が大きく実用的な変位センサ設計手法が望まれる。

変位センサを現場で使用するときには、変位センサのインピーダンス変化を電圧として取り出す信号処理部に接続するためのケーブルが必要である。ケーブルも分布定数としてのインダクタンス成分、抵抗成分、容量成分を持っている。水野ら<sup>(28)</sup>は有限要素法によりケーブルを含んだコイル特性の解析を報告しているが、解析精度に課題がある。また変位センサ自身も浮遊容量（無視できる場合もあるが）を持っているが、変位センサ自身の浮遊容量をモデル化して解析した報告は見当たらない。計測系を構築する時それらの影響により変位センサの出力特性は左右される。精度の良い計測系を構築するためには、変位センサ自身の浮遊容量及び計測用ケーブルの特性を含めた変位センサの特性を考慮する必要がある。

渦電流式センサの信号処理法に関しては、山田ら<sup>(26)</sup>、非破壊検査分野<sup>(29)</sup>で種々発表されているが、渦電流式変位センサとして組み合わせた時の温度ドリフトの精度まで論じている報告例はない。

高温での使用環境や高精度の測定が必要な用途では温度ドリフトの小さなセンサが望まれ、そのため変位センサの研究・開発が実施されている。猪又<sup>(30)</sup>、池野<sup>(31)</sup>、三井<sup>(32)</sup>

は高温用渦電流式変位計について報告している。猪又は、火力発電プラントの熱交換器に使用する高温用渦電流式変位センサの開発例を報告している。池野は、製鉄所の連続鋳造設備において湯面のレベルを一定に制御するためのレベル計のセンサとして開発した渦電流式変位センサを報告している。三井は、アクティブとリファレンスの2つのコイルでブリッジ回路を形成し温度補償を実施し温度ドリフト低減を図っている。温度ドリフト低減に2コイル方式を利用している報告が多いが、具体的な設計方法が提示されておらず、温度ドリフトを実用上どこまで低減できる可能性があるのか、又2コイル方式が実用上最良の方式なのかどうか不明である。

温度ドリフト低減検討のためには温度変化時の変位センサのインダクタンス、抵抗、浮遊容量の特性を推定する必要があるが、解析的に検討した報告例はない。

#### 1. 2. 4 研究課題

空調用圧縮機の微小すきま計測のためには、温度ドリフトの小さいセンサが必要であり、最適な変位センサを設計するため下記課題が挙げられる。

- (1) 渦電流式変位センサのインピーダンス推定法構築  
特に抵抗成分の推定精度向上が必要
- (2) 渦電流式変位センサの温度変化時のインピーダンス特性の推定法構築
- (3) 信号処理部を含めた渦電流式変位センサの温度ドリフト推定法構築
- (4) 圧縮機微小すきま計測法のノウハウ構築

## 1. 3 本論文の内容

### 1. 3. 1 本研究の狙い

空調機が環境問題、省エネルギー問題に果たす役割は大きく、その中で空調機の心臓部である圧縮機に対する要求は大きい。

最近では空調用圧縮機として、レシプロ圧縮機に代わりロータリ圧縮機、スクロール圧縮機が主流になっている。これらの圧縮機の圧縮室は多くの微小すきまより形成されており、高効率化のためにはこれらの漏れ損失低減の寄与は大きい。漏れ部を流れる流体の状態及びそのすきまの大きさに漏れ損失は決定される。

本研究では、圧縮機の高効率化への寄与を狙いとし漏れ部のすきま把握のためのセンサの開発に取り組む。空調用圧縮機は一般機械に比べ機械そのものも小さく、また高温・高圧下で冷媒・油霧囲気中で計測する必要がある。運転中のすきま把握となると高度な計測技術が必要となり、最適な計測技術の開発に取り組む。

### 1. 3. 2 本論文の構成

第1章「序論」においては、本研究を始めるに至った経緯について述べる。

エネルギー・資源問題、地球環境問題より空調機に対して高効率、高信頼性等の要望が強く業界ではそれに答える形で空調機の開発を行っている。特に空調機の心臓部である圧縮機に対する要求は大きく高効率化が課題である。

高効率化のためには、現状の空調用圧縮機での損失を考えたとき漏れ損失低減が重要であり、それを実現するために圧縮機運転中のすきま挙動の把握が必要であることについて述べる。

現状の計測法の中で空調用圧縮機への適用の観点より渦電流式センサの可能性が高いことについて述べ、市販渦電流式変位センサの技術レベルについて整理した結果、市販センサで適用できるセンサはなく開発する必要があることを述べる。

渦電流式変位センサを空調用圧縮機で実用化するための必要仕様について整理し、空調用圧縮機への設置を考慮したとき耐熱性、温度ドリフトを満足できるセンサがないこ

とを述べる。

渦電流式センサの従来研究例の調査結果より、渦電流式変位センサの特性（インダクタンス、抵抗）の解析精度が不十分であり、かつ温度変化時の特性推定の解析的研究例がないことが判った。又信号処理法も含めた温度ドリフトについての解析的研究例がないことも述べ、本研究において取り組むべき課題について述べる。

第2章「渦電流式変位センサ温度ドリフト低減法の開発」においては、小型で温度ドリフトの小さいセンサを開発するにあたり必要な渦電流式変位センサの設計手法構築の第一ステップとして2.1節で「渦電流式変位センサのインピーダンス特性推定法」を提案する。

1960年代に Dodd らが実施したマックスウェルの方程式の解析結果をベースにインピーダンス特性の推定を展開する。特にセンサ抵抗成分の推定精度向上のため、コイル素線の表皮効果、近接効果を考慮する。更に変位センサの浮遊容量、変位センサと信号処理部の間のケーブルの特性も変位センサの特性の解析に含める。変位センサを製作し、解析値と実験値を比較検討する。変位センサの浮遊容量は製作した変位センサの特性値より分離する手法を提案する。

2.2節の「渦電流式変位センサの温度特性の解明」においては、2.1節で提案した渦電流式変位センサのインダクタンス成分、抵抗成分推定法をベースに、渦電流式変位センサのインダクタンス、抵抗の温度特性推定法を提案する。温度によりインダクタンス、抵抗の特性が影響を受ける要因として、コイル導線の物性値（導電率）、コイルを巻きつけるボビンの形状、ターゲット材の物性値（透磁率、導電率）を考慮し、製作した変位センサの実験値と解析値を比較検討する。温度による特性変化の各種要因の寄与度を定量的に述べる。又搬送波の周波数の違いにより温度による特性が変化し、その要因として近接効果による抵抗値の影響が大きいことを述べる。

2.3節の「渦電流式変位センサの温度ドリフト低減法開発」においては、2.2節で提案した手法を用い温度変化時の変位センサ特性値をベースに信号処理回路も含めた温度ドリフトについて解析を行う。信号処理部の復調回路に包絡線検波回路、位相検波回路を採用した時の温度ドリフト及びブリッジ回路を使用し、ダミーコイルを温度ドリフト補償コイルとして利用したときの温度ドリフトについて推定した結果について述べる。実用上上記手法を展開したときの温度ドリフト低減の可能性について述べる。

第3章「微小すきま計測法の圧縮機への応用」においては、空調用ロータリ圧縮機及

びスクロール圧縮機開発における渦電流式変位センサ適用例について述べる。

3.1 節「空调用ロータリ圧縮機運転中微小すきま計測」では、第2章で提案した設計手法を用いロータリ圧縮機微小すきま測定用の変位センサを設計する。測定対象である圧縮機部品の電氣的物性値、測定用変位センサの諸元を考慮し、信号処理回路を含めた温度ドリフトについて述べる。一つのボビンに測定用のアクティブコイル、温度補償用のダミーコイルを設置した変位センサを開発し、空调用ロータリ圧縮機の開発に適用したことについて述べる。開発した変位センサを用いロータリ圧縮機運転中のブレードとブレード溝のすきま、ロータとシリンダのすきまを測定し、その挙動を明らかにする。また部品の寸法、電磁気特性の不均一さによる誤差要因を実験により定量的に明確にし、高精度の測定のための手法について述べる。本測定結果をもとにすきまの適正化を図り、圧縮機の開発に寄与したことを述べる。

3.2 節「高効率空调用スクロール圧縮機開発におけるすきま計測」においては、スクロール圧縮機の評価のために実施した内部挙動計測について述べる。変位センサを利用し旋回スクロールの傾き、スクロールラップ上面にシール作用のために設置してあるチップシールの挙動を計測し、狙いどおりの挙動であることを述べる。

第4章はまとめについて述べる。

## 第2章 渦電流式変位センサ温度ドリフト低減法の開発

本章では、渦電流式変位センサの信号処理装置も含めた温度ドリフト低減法の開発について述べる。2.1節では温度ドリフト推定のためのベースとなる渦電流式変位センサのインピーダンス特性推定法について述べ、2.2節では2.1節の結果をベースに渦電流式変位センサの温度変化時のインピーダンス特性推定法について述べる。2.3節では、2.1節、2.2節の結果をベースに信号処理法も含め温度ドリフト低減法について述べる。

### 2.1 渦電流式変位センサのインピーダンス (L,C,R) 特性推定法<sup>(39)</sup>

#### 2.1.1 緒言

渦電流式変位センサは、図2.1に示すようにコイル巻線（導線）で構成される。コイル巻線に電流を流すことにより磁界  $H$  が発生し、その磁界により測定対象の金属板に渦電流が発生する。渦電流により磁界が発生しその磁界はコイル巻線に作用し、コイル巻線のインピーダンスを変化させる。渦電流によるコイル巻線のインピーダンスへの影響はコイル巻線と金属板との距離  $d$  により変化する。センサのインピーダンスは、リード線を介し信号処理部を経て出力される。

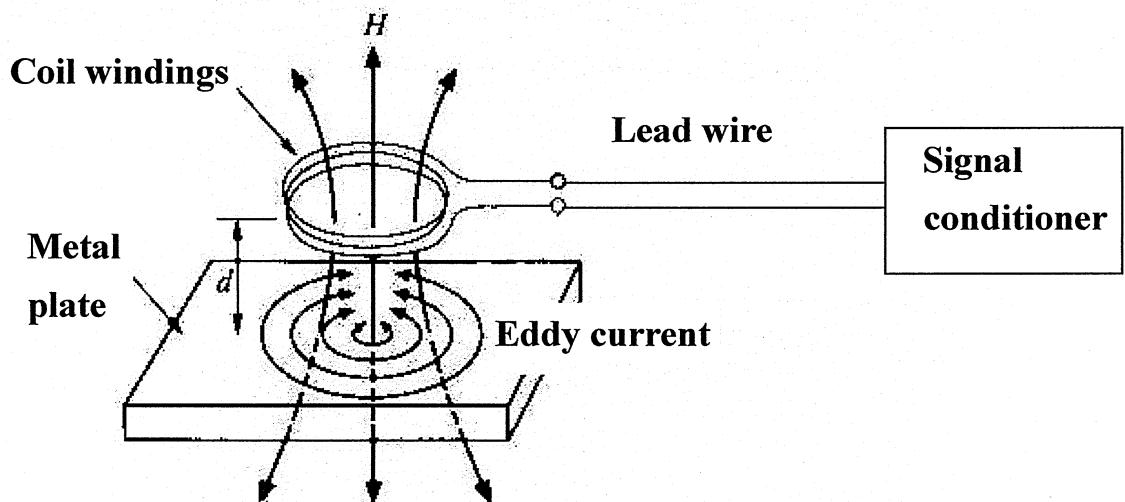


Fig.2.1 Eddy current sensor and measurement system

本章では実用的な渦電流式変位センサ設計法の構築を狙いとして、電磁理論解析の原典である Dodd らの電磁解析理論をベースに開発した変位センサのインダクタンス成分、抵抗成分の推定法について述べる。従来あまり取り扱われていないが、変位センサの浮遊容量及び接続ケーブルの特性を考慮した時の特性についても述べる。

抵抗成分解析には、導線の直流抵抗以外に

(1)変位センサコイル導線に生ずる表皮効果

(2)変位センサのそれぞれのコイル導線より発生する磁界によりそれぞれのコイル導線に作用する近接効果（近接効果1<sup>\*1</sup>と呼ぶ）

(3)変位センサターゲットである金属中に流れる渦電流により発生した磁界により変位センサのそれぞれのコイル導線に作用する近接効果（近接効果2<sup>\*2</sup>と呼ぶ）

を考慮する。

推定した特性と試作変位センサでの測定特性と比較検討する。なおターゲット金属は銅を対象とする。

\*1

近接効果は電流の流れる方向と直交する磁界により発生する現象であり、図 2.2 にコイル導線（ハッチングした導線）に流れる電流により発生する磁界  $H$  を示す。近接効果 1 はその磁界  $H$  が他の導線に作用し交流抵抗が増加する現象を指す。

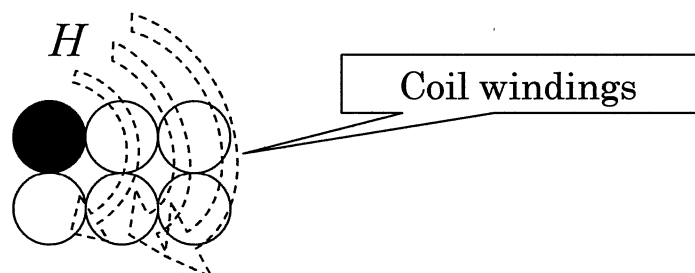


Fig.2.2 The proximity effect 1



\*2

図 2.3 にターゲット金属板に発生した渦電流により発生する磁界  $H$  を示す。近接効果 2 はこの磁界  $H$  がコイル導線に作用しコイル導線の交流抵抗が増加する現象を指す。

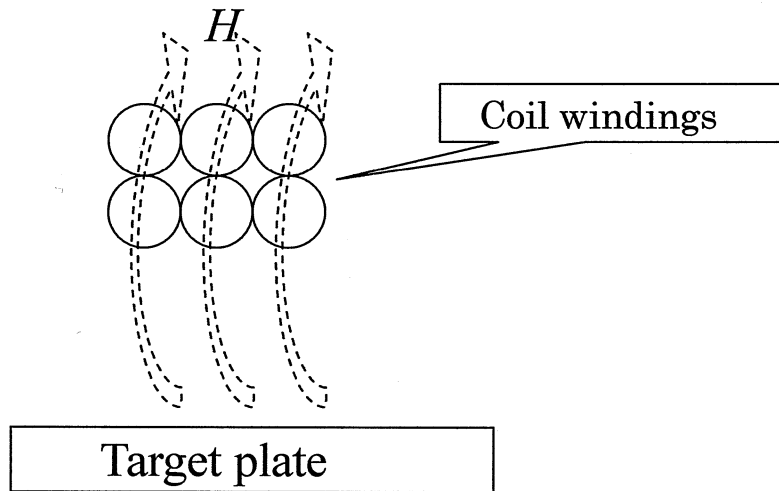


Fig.2.3 The proximity effect 2

## 2. 1. 2 記号

本節で用いる主な記号を示す。

$B$ : 磁束密度	[Wb/m <sup>2</sup> ]
$C$ : 静電容量	[F]
$d$ : 直径	[m]
$E$ : 電界	[V/m]
$H$ : 磁界	[A/m]
$I$ : 電流	[A]
$i$ : 電流密度	[A/m <sup>2</sup> ]
$L$ : インダクタンス	[H]
$l$ : 長さ	[m]
$n$ : 巻き数	[—]
$R$ : 抵抗	[ $\Omega$ ]
$r$ : 半径	[m]
$t$ : 幅	[m]
$Z$ : インピーダンス	[ $\Omega$ ]
$\omega$ : 角周波数	[rad/s]
$\mu$ : 透磁率	[(V · s)/(A · m)]
$\sigma$ : 導電率	[1/( $\Omega \cdot m$ )]
$\delta$ : 表皮深さ	[m]

$\nabla$  : 演算子 (ナブラ)

下添え字

a : センサ, ケーブルを含んだ値

c : ケーブルに関する値

dc : 直流に関する値

s : センサに関する値

その他の記号についてはその都度説明する。

2. 1. 3 渦電流式変位センサ等価モデル

等価モデルを図 2.4 に示す。センサ部，ケーブル部より構成され  $L_1$ - $L_2$  の端子部で信号処理部に接続される。 $S_1$ - $S_2$  より左側がセンサ部で端子  $S_1$ - $S_2$  と端子  $L_1$ - $L_2$  の間がケーブル部を表しそれぞれ集中定数として取り扱う。 $R_s$  はセンサ部の抵抗で直流抵抗と交流抵抗の合計である。 $L_s$  はセンサ部のインダクタンス， $C_s$  はセンサ部の浮遊容量を表す。 $L_c$ ， $R_c$ ， $C_c$  はそれぞれケーブルのインダクタンス，抵抗，浮遊容量を表す。

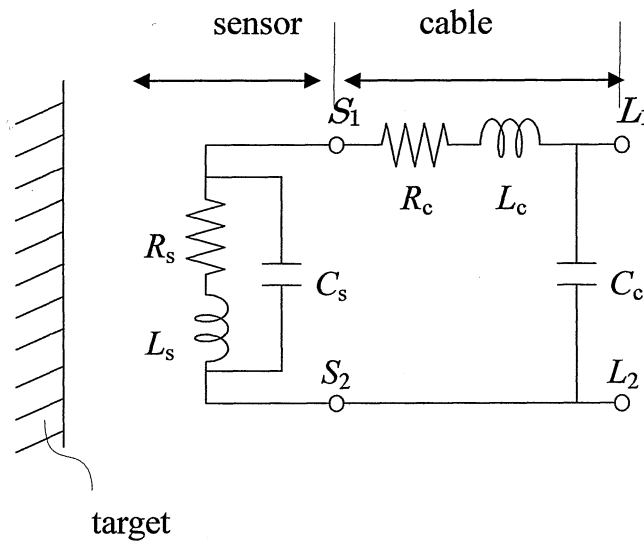


Fig. 2.4 Equivalent circuit of sensor

端子  $S_1$ - $S_2$  からみたセンサ部のインピーダンス  $Z_s$  は(2.1)式に示すようになる。

$$Z_s = \frac{R_s}{(1 - \omega^2 L_s C_s)^2 + (\omega R_s C_s)^2} + j\omega \frac{(L_s - \omega^2 L_s^2 C_s - R_s^2 C_s)}{(1 - \omega^2 L_s C_s)^2 + (\omega R_s C_s)^2}$$

..... (2.1)

ケーブルを接続した時のインピーダンス  $Z_a$  は(2.2)式に示すようになる。

$$Z_a = \frac{K_1}{(1 - \omega^2 K_2 C_c)^2 + (\omega K_1 C_c)^2} + j\omega \frac{K_2 - \omega^2 K_2^2 C_c - K_1^2 C_c}{(1 - \omega^2 K_2 C_c)^2 + (\omega K_1 C_c)^2} \quad \dots\dots\dots(2.2)$$

$$K_1 = \frac{R_s}{(1 - \omega^2 L_s C_s)^2 + (\omega R_s C_s)^2} + R_c$$

$$K_2 = \frac{(L_s - \omega^2 L_s^2 C_s - R_s^2 C_s)}{(1 - \omega^2 L_s C_s)^2 + (\omega R_s C_s)^2} + L_c$$

#### 2.1.4 コイル部インピーダンス解析法<sup>(2.3)</sup>

解析モデルを図 2.5 に示す。

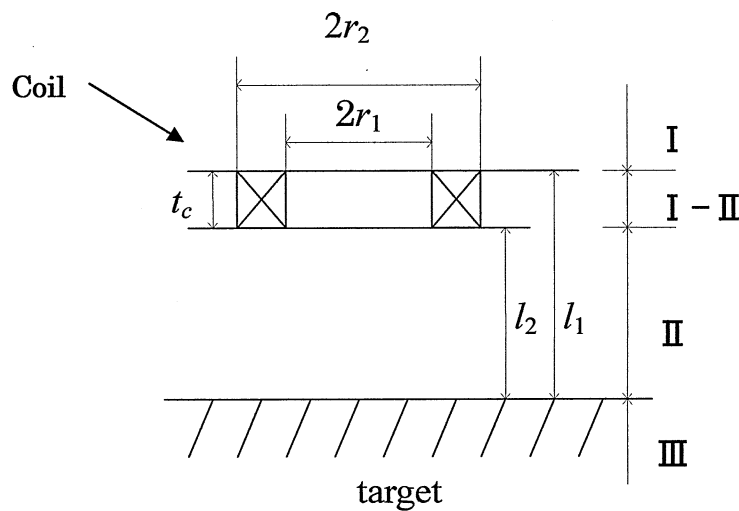


Fig. 2.5 Analysis model

解析領域を図 2.5 に示すように 4 領域に区分し夫々の領域で(2.3), (2.4)式の Maxwell の方程式の解を求める。

$$\nabla \times E + \frac{\partial B}{\partial t} = 0 \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

$$\nabla \times H = i \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

計算に当たっては以下の仮定を設ける。

- (1) コイル導線の形状は円筒としコイルの断面形状は図 2.5 のように矩形とする
- (2) 測定対象は銅単層とし、導電率、透磁率の測定対象内での分布は一定とする
- (3) コイル導線の比透磁率は 1 とする

図 2.5 に示すモデルでの変位センサのインピーダンス  $Z_s$  は(2.5)式で表わされる。

((2.5)式の導出については付録1を参照のこと)

$$Z_s = \frac{j\omega\pi\mu n^2}{t_c^2(r_2 - r_1)^2} \int_0^\infty \frac{1}{\alpha^6} I_1^2(r_2, r_1) \times$$

$$[2\alpha t_c + 2e^{-\alpha t_c} - 2 + (e^{-2\alpha l_2} + e^{-2\alpha l_1} - 2e^{-\alpha(l_2+l_1)}) \times$$

$$\left\{ \frac{(\alpha^2 - A^2 - B^2)}{(\alpha + A)^2 + B^2} - j \frac{2B\alpha}{(\alpha + A)^2 + B^2} \right\}] d\alpha$$

\dots\dots\dots (2.5)

$$A = \sqrt{\frac{\alpha^2 + \sqrt{\alpha^4 + (\omega\mu\sigma)^2}}{2}}$$

$$B = \sqrt{\frac{-\alpha^2 + \sqrt{\alpha^4 + (\omega\mu\sigma)^2}}{2}}$$

$l_1$  : コイルとターゲット間の距離 [m]

$l_2$  :  $l_1 + t_c$  [m]

$\alpha$  : 積分定数

$$I_1(r_2, r_1) = \int_{ar_2}^{ar_1} x J_1(x) dx$$

$J_1$  : 第一種ベッセル関数

(2.5)式の実数成分が抵抗成分を、虚数成分がインダクタンス成分を表す。

## 2. 1. 5 表皮効果による抵抗

表皮効果については Brown ら<sup>(3.3)</sup>により解析されており表皮効果を考慮した抵抗  $R_{sse}$  は(2.6)式で表される。

$$R_{sse} = R_{dc} \frac{\gamma}{2} \left( \frac{\text{ber}\gamma \text{bei}'\gamma - \text{bei}\gamma \text{ber}'\gamma}{(\text{ber}'\gamma)^2 + (\text{bei}'\gamma)^2} \right) \dots\dots\dots (2.6)$$

$$\gamma = \frac{d_{sc}}{\delta\sqrt{2}}$$

$d_{sc}$  : コイル導線の直径 [m]

$\delta$  : 表皮深さ  $(= \sqrt{2} / \sqrt{\omega\mu\sigma})$  [m]

## 2. 1. 6 近接効果1による抵抗

近接効果1は、変位センサのそれぞれのコイル導線より発生する磁界によりその周囲のコイル導線が受ける近接効果によりコイル導線の交流抵抗が増加する現象を扱う。

近接効果による交流抵抗の増加に関しては、Bartoli ら<sup>(34)</sup>、勝見ら<sup>(35)</sup>、Lammeraner<sup>(36)</sup>、Ferreria<sup>(37)</sup>により報告されている。Bartoli らは高周波インダクターの交流抵抗、勝見らは無電極ランプの誘導コイルの交流抵抗を計算し測定結果と良い一致をみている。コイル導線への交流磁界の印加状態を推定するのに Bartoli らは porosity factor の導入、勝見らは Neumann の法則を利用している。

ここではコイル導線にかかる磁界はビオ・サバルの法則を用い算出した。磁界の計算にあたっては、それぞれのコイル導線の中心位置にある無限小の径の導線に電流が流れ、コイル導線内の磁界の値は中心磁界の値とし導線中の磁界の分布は一定とする。

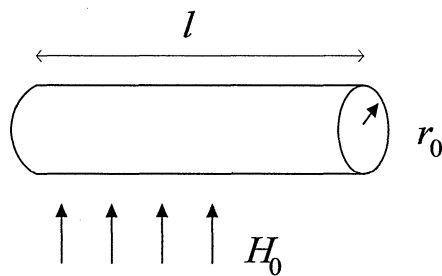


Fig. 2.6 Cylinder in transverse field

図 2.6 に示す円柱状の半径  $r_0$ 、外部磁界  $H_0$  の中に置かれた長さ  $l$  の導体に近接効果により発生する損失電力  $P_1$  は、文献<sup>(34)</sup>より(2.7)式で表される。

$$P_1 = -I \frac{2\pi\gamma}{\sigma} \beta H_0^2 \dots\dots\dots (2.7)$$

$$\gamma = kr_0$$

$$k = \sqrt{\mu\omega\sigma}$$

$$\beta = \frac{ber_2(kr_0)bei'(kr_0) + ber'(kr_0)bei_2(kr_0)}{(ber(kr_0))^2 + (bei(kr_0))^2}$$

$$ber_2(x) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j (x)^{4(j+1)}}{\{(2j+1)!\}^2 (2j+3)(2j+1)}$$

$$bei_2(x) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j (x)^{(4j+2)}}{\{(2j)!\}^2 (2j+2)(2j+1)}$$

$ber_2$  : 修正ベッセル関数の実数成分<sup>(3.8)</sup>

$bei_2$  : 修正ベッセル関数の虚数成分<sup>(3.8)</sup>

円柱導体を流れる電流  $I$  における近接効果 1 による等価抵抗  $R_{p1}$  は, (2.7) 式,  $P_1 = I^2 R_{p1}$  の関係より (2.8) 式で表される。

$$R_{p1} = -I \frac{2\pi\gamma}{\sigma} \beta \left(\frac{H_0}{I}\right)^2 \dots\dots\dots (2.8)$$

近接効果 1 による等価抵抗は (2.8) 式よりそれぞれのコイル導線に作用する磁界  $H_0$  と電流  $I$  との関係が判れば計算できる。磁界  $H_0$  をビオ・サバルの法則より算出する。1 ターンのコイル導線に電流を流した時に発生する磁界を考える。微小コイル要素を  $dl$  とした時, 任意の点に於ける磁束密度  $dB$  は (2.9) 式で表される。磁界は (2.9) 式を経路に沿って積分すれば求まる。

$$dB = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{dl \times dr}{r_{12}^2} \dots\dots\dots (2.9)$$

$I$  : コイルに流れる電流 [A]

$r_{12}$  : 微小コイル要素  $dl$  と任意の点との距離 [m]



(2.9)式,  $B = \mu_0 H$  の関係より

$$\frac{H}{I} = \frac{1}{4\pi} \int \frac{dl \times dr}{r_{12}^2} \dots\dots\dots (2.10)$$

となる。

ここで図 2.7 に示す行数  $m$ , 列数  $n$  の巻線を持つコイルを考える。それぞれのコイル導線にかかる磁界を  $H_{ij}$  とする。

近接効果 1 による  $i$  行,  $j$  列の位置にあるコイル導線の交流抵抗  $R_{ij}$  は(2.11)式で表される。

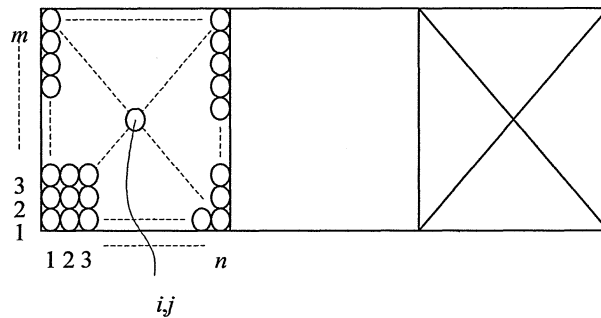


Fig. 2.7 The structure of winding coil in the eddy current displacement sensor

$$R_{ij} = -l_{ij} \frac{2\pi\gamma}{\sigma} \beta \left( \frac{H_{ij}}{I} \right)^2 \dots\dots\dots (2.11)$$

$l_{ij}$  :  $i$  行  $j$  列コイル導線の長さ [m]

以上より近接効果 1 によるセンサの交流抵抗  $R_{ps1}$  は(2.12)式で表される。

$$R_{ps1} = - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n l_{ij} \frac{2\pi\gamma}{\sigma} \beta \left( \frac{H_{ij}}{I} \right)^2 \dots\dots\dots (2.12)$$

2. 1. 7 近接効果2による抵抗

ターゲット金属中に流れる渦電流による磁界により変位センサのコイル導線に作用する近接効果について検討する。近接効果1で算出した手法と同様に近接効果2による抵抗も(2.12)式を利用する。(2.12)式中の磁界 $H_{ij}$ に渦電流による磁界を考慮すればよい。

ここでは、コイルにおける総鎖交磁束 $\Phi$ はコイルの自己インダクタンス $L$ と比例することに着目し、(2.5)式で算出するインダクタンス $L$ を利用して磁界 $H_{ij}$ を推定する。自己インダクタンス、鎖交磁束、磁束密度、電流の関係は以下のように表される。

$$\Phi = LI \quad \dots\dots\dots (2.13)$$

$$\Phi = SB \quad \dots\dots\dots (2.14)$$

$$B = \mu H \quad \dots\dots\dots (2.15)$$

ここで  $S$ : 鎖交磁束が貫く面積 ( $m^2$ )

(2.13)式, (2.14)式, (2.15)式より $H$ は(2.16)式のようになる。

$$H = \frac{B}{\mu} = \frac{\Phi}{\mu S} = \frac{LI}{\mu S} \quad \dots\dots\dots (2.16)$$

( $ij$ )の位置の1本のコイル導線に作用する磁界を $H_{ij}(x)$ とする。ここで $x$ はコイルとターゲット金属との距離を表す。(2.16)式より

$$H_{ij}(x) = \frac{I}{\mu S} L(x) \quad \dots\dots\dots (2.17)$$

ターゲット金属がない状態を距離無限大( $\infty$ )と考え、(2.17)式より

$$H_{ij}(x) = \frac{L(x)}{L(\infty)} H_{ij}(\infty) \quad \dots\dots\dots (2.18)$$

の関係が得られる。

近接効果2による抵抗 $R_{ps2}(x)$ は次式により表される。

$$R_{ps2}(x) = - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n l_{ij} \frac{2\pi\gamma}{\sigma} \beta \left( \frac{H_{ij}(x)}{I} \right)^2 \quad \dots\dots\dots (2.19)$$

(2.18)式, (2.19)式より

$$R_{ps2}(x) = - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n l_{ij} \frac{2\pi\gamma}{\sigma} \beta \left( \frac{H_{ij}(\infty)}{I} \right)^2 \left( \frac{L(x)}{L(\infty)} \right)^2 \dots\dots\dots (2.20)$$

$L(x)$ : (2.5)式で算出したターゲット金属との距離  $x$  の時のインダクタンス [H]

$L(\infty)$ : (2.5)式で算出したターゲット金属との距離 $\infty$ の時のインダクタンス [H]

(2.20)式で  $L(x)=L(\infty)$ とすれば(2.12)と同じになり近接効果1, 近接効果2による抵抗は(2.20)式で表される。

### 2. 1. 8 変位センサの浮遊容量

変位センサの浮遊容量は, 解析による推定は困難であり試作した変位センサの実測した諸特性からの推定値を用いる。(2.1)式右辺の第1項は変位センサの抵抗成分, 第2項はインダクタンス成分を表している。実測した変位センサの抵抗, インダクタンスのそれぞれの値は(2.1)式の右辺の第1項, 第2項に等しいとして浮遊容量の値を求める。(2.21)式, (2.22)式中の  $L_s$ ,  $R_s$ は(2.23)式, (2.24)式で算出する値を用いる。周波数の低い領域では浮遊容量のインダクタンス成分, 抵抗成分に対する寄与度は小さく算出誤差が大きくなる可能性があるので周波数が高い時の値を用いる。

$$R_{me} = \frac{R_s}{(1-\omega^2 L_s C_s)^2 + (\omega R_s C_s)^2} \dots\dots\dots (2.21)$$

$$L_{me} = \frac{(L_s - \omega^2 L_s^2 C_s - R_s^2 C_s)}{(1-\omega^2 L_s C_s)^2 + (\omega R_s C_s)^2} \dots\dots\dots (2.22)$$

$R_{me}$ : センサ測定抵抗値 [Ω]

$L_{me}$ : センサ測定インダクタンス値 [H]

2. 1. 9 変位センサの特性算出式

変位センサのインダクタンス  $L_s$ , 抵抗  $R_s$  は 2. 1. 3~2. 1. 7 の結果をまとめて (2. 23) 式, (2. 24) 式で算出する。センサとターゲット金属間の距離は  $x$  で表す。

$$L_s(x) = \frac{\pi\mu n^2}{t_c^2(r_2 - r_1)^2} \int_0^\infty \frac{1}{\alpha^6} I_1^2(r_2, r_1) \times [2\alpha t_c + 2e^{-\alpha t_c} - 2 + \{e^{-2\alpha x} + e^{-2\alpha(x+t_c)} - 2e^{-\alpha(2x+t_c)}\} \times \left\{ \frac{(\alpha^2 - A^2 - B^2)}{(\alpha + A)^2 + B^2} \right\}] d\alpha \dots\dots\dots (2. 23)$$

$$R_s = R_1 + R_2 + R_3 \dots\dots\dots (2. 24)$$

$$R_1 = \frac{\omega\pi\mu n^2}{t_c^2(r_2 - r_1)^2} \int_0^\infty \frac{1}{\alpha^6} I_1^2(r_2, r_1) \times [2\alpha t_c + 2e^{-\alpha t_c} - 2 + \{e^{-2\alpha x} + e^{-2\alpha(x+t_c)} - 2e^{-\alpha(2x+t_c)}\} \times \left\{ \frac{2B\alpha}{(\alpha + A)^2 + B^2} \right\}] d\alpha$$

$$R_2 = R_{dc} \frac{\gamma}{2} \left( \frac{\text{ber}\gamma \text{bei}'\gamma - \text{bei}\gamma \text{ber}'\gamma}{(\text{ber}'\gamma)^2 + (\text{bei}'\gamma)^2} \right)$$

$$R_3 = - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n l_{ij} \frac{2\pi\gamma}{\sigma} \beta \left( \frac{H_{ij}(\infty)}{I} \right)^2 \left( \frac{L(x)}{L(\infty)} \right)^2$$

## 2. 1. 10 実験結果及び考察

### (1) 試作センサ及び測定装置

試作した変位センサは図 2.8 に示す形状のボビンのに 140 ターン(20 段×7 列) の導線を巻線機により巻きつけた。図 2.9 に試作した変位センサを示す。表 2.1 に変位センサの諸元を示す。なお材料等試作センサの詳細は、2.2.3 「センサ構成材料」で説明する。

Table 2.1 Specifications of sensor

Coil wire	Outer diameter : 0.14mm Coating thickness : 20 $\mu$ m
Bobbin	Material : ceramic
Lead wire	Coaxial cable : 1.5m

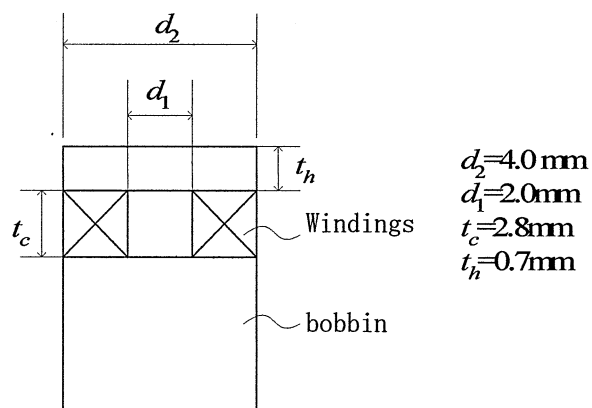


Fig. 2.8 The structure of the sensor

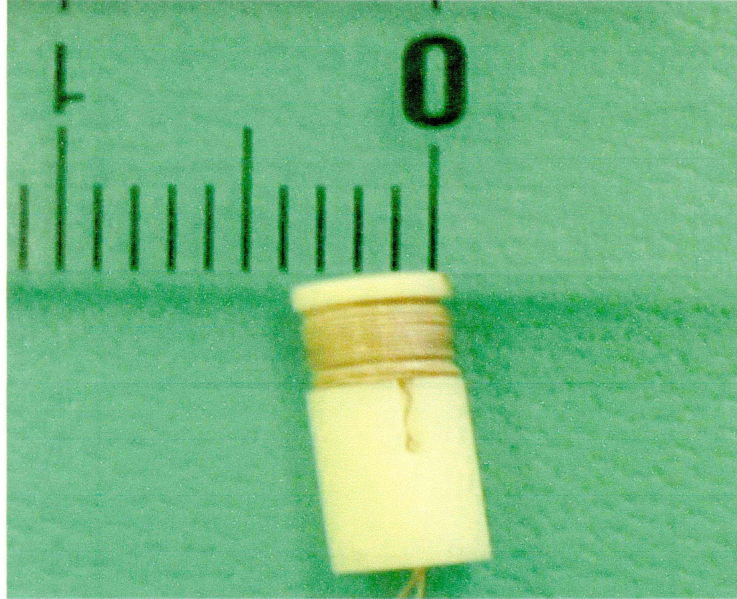


Fig. 2.9 Prototype sensor

測定器は YHP LCR メータ 4 2 7 5 A を使用した。センサへの印加電圧は 1 V とし、ターゲット金属は銅板(厚み 10mm)を用いた。実験は、センサのコイル導線をそのまま LCR メータに接続した状態とセンサにリード線を接続しリード線を LCR メータに接続した状態の 2 ケースで実施した。

## (2) 浮遊容量の推定

実測した変位センサ抵抗, インダクタンスの値 (リード線の接続はない状態) を使い 2.1.8 で説明した方法で浮遊容量の値を求める。1MHz, 2MHz, 4MHz, 10MHz の時の測定値を使用し, (2.21)式, (2.22)式より浮遊容量を推定した。図 2.10 に抵抗, インダクタンスよりそれぞれ推定した浮遊容量の値を示す。

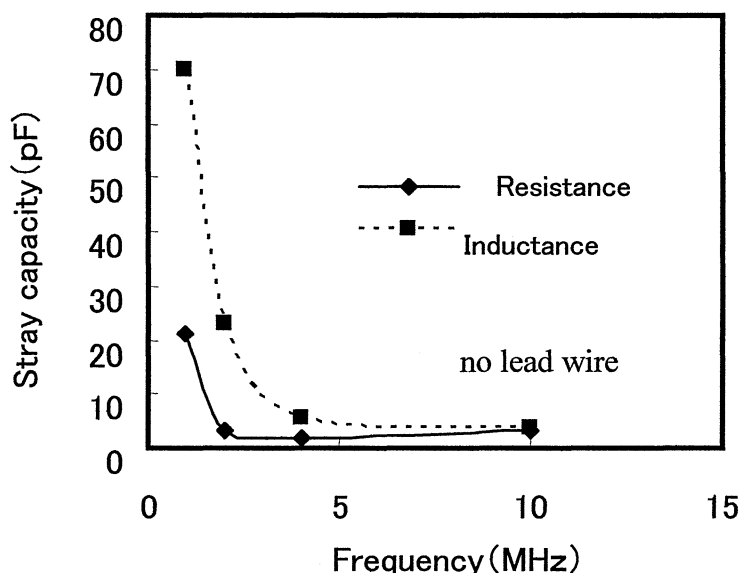


Fig. 2.10 Stray capacity

周波数が低いほど抵抗, インダクタンスより推定した値はそれぞれ異なった値を示し又その値自身も大きい。 $\omega$  が小さい時には, (2.1)式より分かるように実数成分, 虚数成分の分母は1になるが, もし(2.23)式, (2.24)式より推定される  $R_s$ ,  $L_s$  の精度が悪い時, 無理やり  $C_s$  の値を大きくして精度の悪い分を計算上は補償することになる。そのため低周波数側ではかなり  $C_s$  の値は大きめに推定されていると考えられる。本来  $R_s$ ,  $L_s$  の推定誤差が0であれば, 測定したデータの周波数に関係なく, 浮遊容量の値は同じ値になるはずであるが,  $R_s$ ,  $L_s$  の推定誤差がある程度考えられるときは周波数が大きいほうが  $C_s$  算出上の誤差は小さくなると考えられる。周波数 10MHz では抵抗, インダ

クタンスよりの推定した  $C_s$  の値はほぼ同一の値を示していることも考え合わせ、10MHz で推定した浮遊容量を採用することにした。

リード線を接続しない状態で周波数 10MHz での値を用いた時の浮遊容量の推定結果を表 2.2 に示す。推定はセンサとターゲット金属との距離が 0mm, 無限大の時について実施した。若干のばらつきはあるが、浮遊容量は 3.3~3.6 pF の値に推定された。サンプル 2 センサの方がサンプル 1 センサに比べ若干大きめに推定されているが、センサ製作上のばらつきの問題と考えられる。センサとターゲット金属の距離が 0mm, 無限大の時両者には浮遊容量の推定値に有意差はみられなかった。すなわちターゲット金属の浮遊容量への影響は試作したセンサではほとんどないか、又は小さいと考えられる。

Table2.2 The results of estimation of stray capacity

Sensor	Sample1		Sample2
Distance from sensor to target	0mm	$\infty$ (no target)	$\infty$ (no target)
Capacitance calculated from measured inductance	3.4 (pF)	3.5 (pF)	3.6 (pF)
Capacitance calculated from measured resistance	3.5 (pF)	3.3 (pF)	3.6 (pF)

以後の変位センサ諸特性の検討はサンプル 1 のセンサで実施するため、浮遊容量の値は表 2.2 中サンプル 1 センサのデータの平均値 3.4pF とした。

浮遊容量推定値の妥当性チェックのため周波数 4MHz において 3.4pF の浮遊容量を用いた時のインダクタンス、抵抗の計算値と実験値を比較した。結果を表 2.3 に示す。カッコ内の値は実験値に対する割合を示す。浮遊容量を考慮した計算値の欄で上段のカッコ内の値は浮遊容量 3.4pF での値を示し、下段のカッコ内には浮遊容量 3.6pF での値を示す。



周波数 4MHz においては 3.4pF の浮遊容量を考慮することにより計算値はより実験値に近づいている。浮遊容量を 3.4pF と推定したことにそれほど大きな誤りはないと考えられる。ただ±6%程度の誤差は発生しており、 $R_s$ ,  $L_s$  の推定精度が一要因と考えられる。サンプル1センサとサンプル2センサでは、推定値に 0.2pF の幅があるのでその影響を算出した。浮遊容量 3.6pF の時の算出値より分かるように 3.4pF の時に比較し 1%大きい程度であり、浮遊容量推定のばらつきの影響はそれほど大きくないと考えられる。

Table.2.3 Effect of stray capacity (f=4MHz)

Distance from sensor to target	Inductance( $\mu$ H)		Resistance( $\Omega$ )	
	0mm	$\infty$	0mm	$\infty$
Calculated value (no stray capacity)	29.5 (89%)	32.2 (89%)	48.2 (88%)	54.9 (92%)
Calculated value (including stray capacity)	31.5 (95%) (95%)	34.6 (95%) (96%)	54.9 (100%) (101%)	63.4 (106%) (107%)
Measured value	33.3	36.3	54.9	59.8

(3) センサ単体周波数特性(ターゲット金属無し)

ターゲット金属がない場合、即ち変位センサ単体での周波数特性について実験値と比較検討した。センサ単体の特性を検討するため、変位センサのコイル導線を LCR メータに直接接続した。図 2.11 に周波数とセンサ抵抗との関係を示す。図 2.11 中で示す cal1~cal3 についてその定義を述べる。

cal1 :  $[R_1 + R_2]$  (2.24)式により算出

Dodd 理論による計算結果に直流抵抗及び表皮効果による交流抵抗計算結果を加えた値。

cal2 :  $[R_1 + R_2 + R_3]$  (2.24)式により算出

cal1 に近接効果 1 による交流抵抗を加えた値。

cal3 : (2.1)式で算出した抵抗成分

$R_s$ ,  $L_s$  は(2.23)式, (2.24)式より算出し,  $C_s$  は(2.21)式, (2.22)式より推定した。

cal1 は、周波数が上昇しても大きな抵抗値の増加は見られず、表皮効果による抵抗増加がないように見える。これは今回試作したセンサのコイル導線径が 0.1mm と小さく表皮深さとほとんど同等レベル(4MHz での表皮深さ : 0.034mm)のため見かけ上抵抗値の増加がないためである。実験値は図 2.11 に示すように 2MHz 以上の周波数では抵抗の値はかなり増加している。

cal2 は、計算値は周波数の上昇と共に増加しており 4MHz で実験値のほうが計算値より若干大きく、10MHz では実験値と計算値の差がかなり大きいことが分かる。

cal3 での推定値は測定結果と良く一致している。表 2.4 に各周波数での 3.4pF の浮遊容量を考慮したときの計算値と実験値との関係を示す。

1MHz 以上の周波数領域では実験値と計算値の誤差が改善されていることが分かる。表 2.4 には 100kHz での値は載せていないが 100kHz における実験値に対する誤差は約 1%であり、本手法により 100kHz~10MHz の周波数領域で-5%~+6%の誤差で抵抗成分が推定できたと考えられる。今回試作した変位センサの抵抗成分は 4MHz までは近接効果、表皮効果を考慮すればよいが、それ以上の周波数では浮遊容量を考慮する必要があることが分かる。

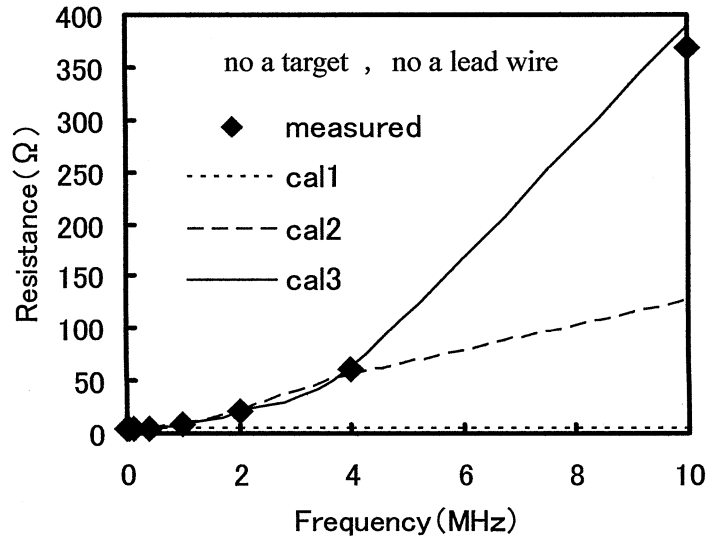


Fig.2.11 Relationship between resistance and frequency

Table.2.4 The comparison between measured and calculated resistance values( no a target, no a lead wire)

Frequency	0.4MHz	1MHz	2MHz	4MHz	10MHz
Calculated values (no stray capacity)	4.15 (97.4%) (Ω)	8.18 (94.7%) (Ω)	20.9 (96.8%) (Ω)	54.9 (91.8%) (Ω)	125.7 (34.2%) (Ω)
Calculated values (including stray capacity)	4.16 (97.7%) (Ω)	8.25 (95.5%) (Ω)	21.6 (100%) (Ω)	63.4 (106%) (Ω)	389.3 (106%) (Ω)
Measured values	4.26 (Ω)	8.64 (Ω)	21.6 (Ω)	59.8 (Ω)	367.7 (Ω)

図 2.12 にインダクタンスの周波数に対する計算値と実験値の比較を示す。

図 2.12 中の L-cal1, L-cal2 の定義を説明する。

L-cal1: (2.23)式により算出したインダクタンス

L-cal2: (2.1)式により算出したインダクタンス

(2.23)式, (2.24)式より  $L_s$ ,  $R_s$  を算出し,  $C_s$  は(2.21)式, (2.22)式より推定した。

図 2.12 より判るように L-cal1 は周波数が大きくなっても一定の値である。実験値は周波数が高くなるにつれてインダクタンスは大きくなっており, 高周波数領域では計算値は実験値とかなり異なっている。

表 2.5 に各周波数での 3.4pF の浮遊容量を考慮したときの計算値と実験値との関係を示す。2MHz 以下の周波数領域では計算値は実験値より約 9% 小さめに推定されている。

4MHz 以上になると抵抗成分と同様に浮遊容量の考慮することによりインダクタンスは実験値とよく一致していることが判る。

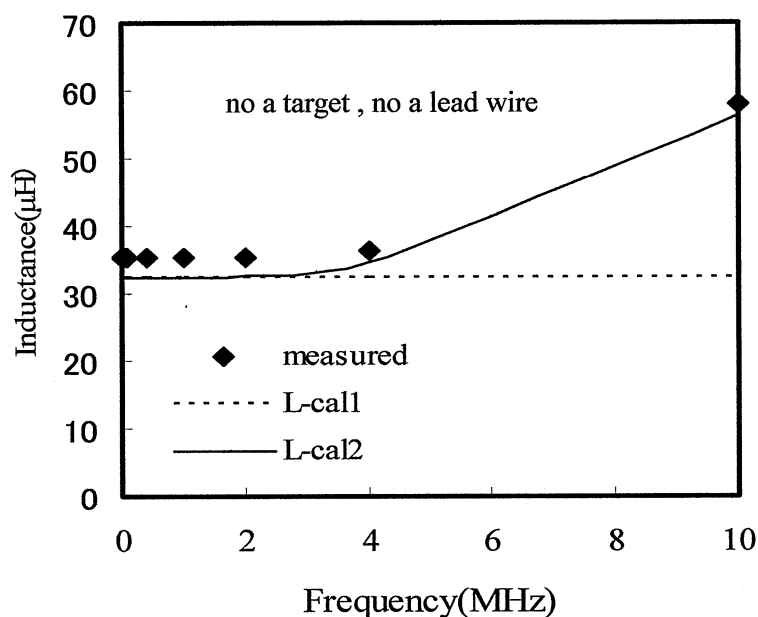


Fig.2.12 Relationship between inductance and frequency

Table2.5 The comparison between measured and calculated inductance values ( no target)

Frequency	0.4MHz	1MHz	2MHz	4MHz	10MHz
Calculated values (no stray capacity)	32.2 (91.0%) ( $\mu\text{H}$ )	32.2 (91.2%) ( $\mu\text{H}$ )	32.2 (91.2%) ( $\mu\text{H}$ )	32.2 (88.7%) ( $\mu\text{H}$ )	32.2 (55.5%) ( $\mu\text{H}$ )
Calculated values (including stray capacity)	32.2 (91.0%) ( $\mu\text{H}$ )	32.3 (91.5%) ( $\mu\text{H}$ )	32.8 (92.9%) ( $\mu\text{H}$ )	34.6 (95.3%) ( $\mu\text{H}$ )	56.5 (97.4%) ( $\mu\text{H}$ )
Measured values	35.4 ( $\mu\text{H}$ )	35.3 ( $\mu\text{H}$ )	35.3 ( $\mu\text{H}$ )	36.3 ( $\mu\text{H}$ )	58.0 ( $\mu\text{H}$ )

(4) センサ単体周波数特性 (距離 0mm)

変位センサとターゲット金属との距離を 0mm に設定した時の特性について実験値と計算値を比較した。図 2.5 に示すセンサ構造より判るように実際の距離は 0.7mm となる。センサにリード線を接続せず試作したセンサを直接 LCR メータに接続した。

図 2.13, 図 2.14 に変位センサの周波数に対する抵抗, インダクタンスを示す。図 2.13, 図 2.14 中の cal1, cal2, cal3, L-cal1, L-cal2 の定義は, 「(3) センサ単体周波数特性(ターゲット金属なし)」での定義と同じである。図 2.11, 図 2.12 と同様に, 4MHz 以上になると浮遊容量の影響が大きくなっていることが分かる。表 2.6 に抵抗成分の実験値との比較結果を示す。浮遊容量を考慮することにより計算結果と実験値の誤差が小さくなっている。表 2.6 には表 2.4 と同様に 100kHz の値は載せていないが, 100kHz における実験値に対する誤差は約 1% であり, 本手法により 100kHz~10MHz の周波数領域で -6%~0% の誤差でターゲット金属がある時の変位センサの抵抗成分が推定できたと考えられる。

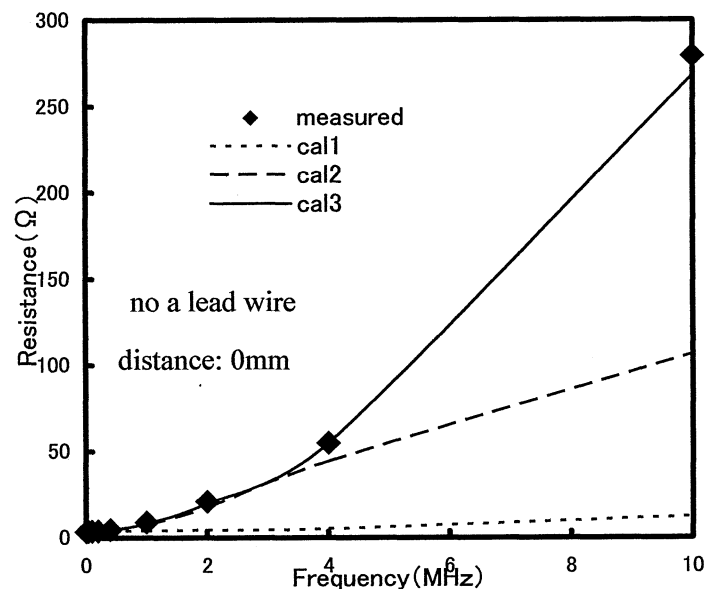


Fig. 2.13 Relationship between sensor resistance and frequency

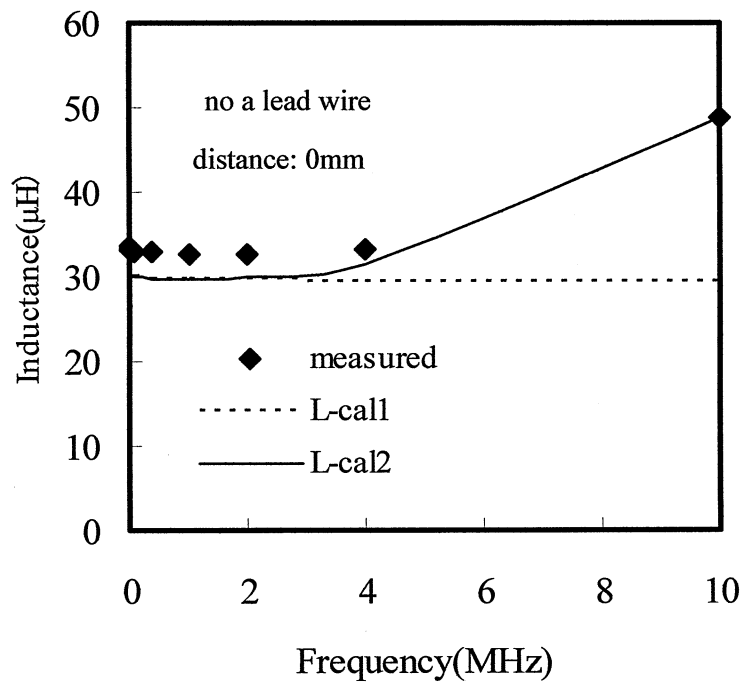


Fig. 2.14 Relationship between sensor inductance and frequency

Table 2.6 The comparison between measured and calculated resistance values ( Distance 0mm)

Frequency	0.4MHz	1MHz	2MHz	4MHz	10MHz
Calculated values with no stray capacity	4.47 (97.2%) ( $\Omega$ )	8.20 (93.0%) ( $\Omega$ )	19.4 (92.8%) ( $\Omega$ )	48.2 (87.8%) ( $\Omega$ )	106.3 (38.1%) ( $\Omega$ )
Calculated values with stray capacity	4.48 (97.4%) ( $\Omega$ )	8.27 (93.8%) ( $\Omega$ )	20.0 (95.7%) ( $\Omega$ )	54.9 (100%) ( $\Omega$ )	268.1 (96.0%) ( $\Omega$ )
Measured values	4.60 ( $\Omega$ )	8.82 ( $\Omega$ )	20.9 ( $\Omega$ )	54.9 ( $\Omega$ )	279.2 ( $\Omega$ )

Table2.7 The comparison between measured and calculated inductance values (Distance 0mm)

Frequency	0.4MHz	1MHz	2MHz	4MHz	10MHz
Calculated values (no stray capacity)	29.7 (90.5%) ( $\mu\text{H}$ )	29.7 (90.8%) ( $\mu\text{H}$ )	29.6 (90.5%) ( $\mu\text{H}$ )	29.5 (88.6%) ( $\mu\text{H}$ )	29.5 (55.5%) ( $\mu\text{H}$ )
Calculated values (including stray capacity)	29.7 (90.5%) ( $\mu\text{H}$ )	29.7 (91.8%) ( $\mu\text{H}$ )	30.1 (92.0%) ( $\mu\text{H}$ )	31.5 (94.6%) ( $\mu\text{H}$ )	48.7 (100%) ( $\mu\text{H}$ )
Measured values	32.8 ( $\mu\text{H}$ )	32.7 ( $\mu\text{H}$ )	32.7 ( $\mu\text{H}$ )	33.3 ( $\mu\text{H}$ )	48.8 ( $\mu\text{H}$ )



図2.14に示すインダクタンスはターゲットの影響により図2.12の値と比較すると若干小さくなっている。これは変位センサをターゲット金属に近づけると渦電流が発生し、その渦電流により磁束が発生し変位センサを貫く磁束が小さくなるためである。

インダクタンスの実験値と計算値の比較では表2.7より判るようにターゲット金属がある状態でインダクタンス値は0.4MHz～10MHzの周波数領域で9%の誤差で推定できた。

(5) 変位センサ特性 (リード線含む)

実際の計測現場では変位センサにリード線を接続して利用する 경우가ほとんどであり、リード線を含めた特性について把握する必要がある。特に共振状態を把握して変位センサの搬送波周波数を決定する必要がある。図 2.15, 図 2.16 にリード線を接続したターゲット金属のない状態での周波数に対する変位センサの抵抗値, インダクタンス値を示す。図中の calculated で示す曲線は, (2.23)式, (2.24)式より  $L_s, R_s$  を求め(2.2)式を用いて抵抗成分, インダクタンス成分を算出した値である。センサの浮遊容量は  $3.4\text{pF}$  とし, ケーブルには長さ  $1.5\text{m}$  の同軸ケーブルを使用した。集中定数系と考えリード線の各定数は表 2.8 に示す実験値を用いた。表 2.8 においてインダクタンス, 抵抗の値はケーブルの一端を短絡状態とし, 容量はケーブルの一端を開放状態として LCR メータにて測定した。

抵抗, インダクタンスとも実験値と計算値はほぼ良い一致を示している。

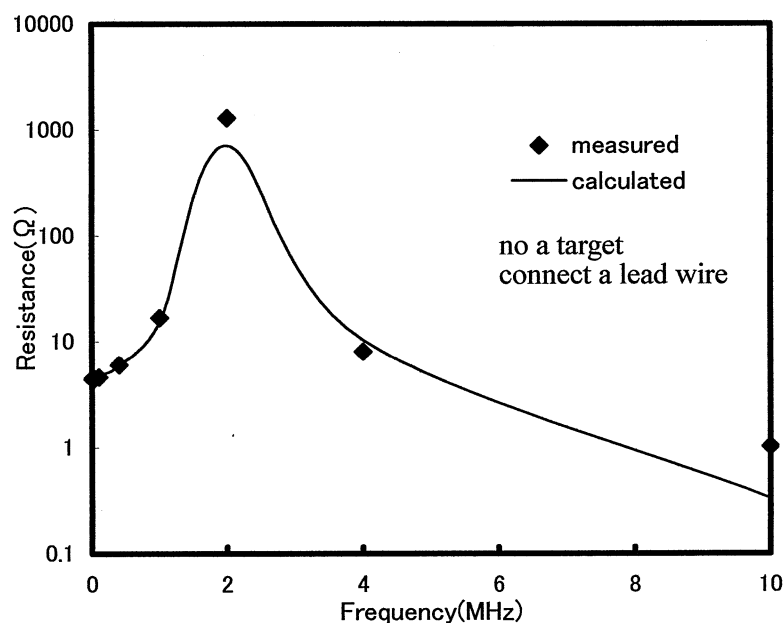


Fig.2.15 The relationship between sensor resistance and frequency in case of connecting the lead wire

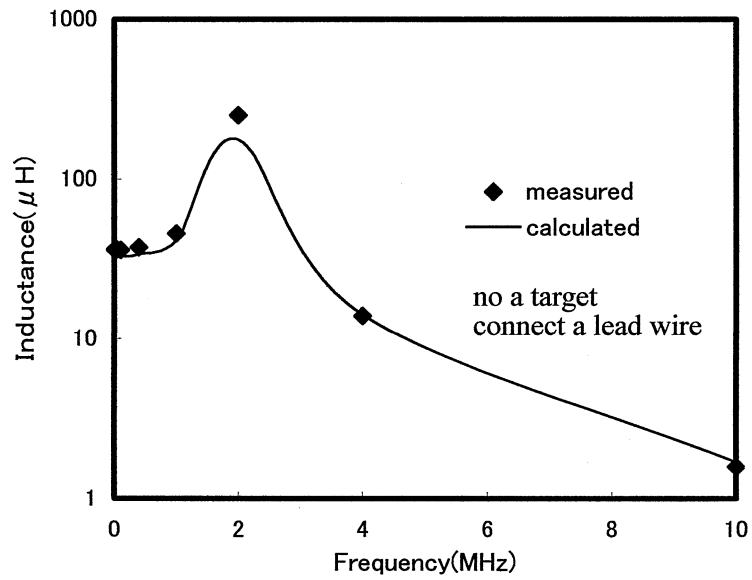


Fig2.16 The relationship between sensor inductance and frequency in case of connecting the lead wire

Table 2.8 The impedance characteristics of the lead wire

Frequency	Inductance( $\mu$ H)	Capacitance( p F)	Resistance( $\Omega$ )
1 0 k Hz	0. 9 3 9	1 5 6. 8	1. 0 6 6
2 0 k Hz	0. 8 9 0	1 5 6. 7	1. 0 7 8
4 0 k Hz	0. 8 2 1	1 5 6. 7	1. 0 9 3
1 0 0 k Hz	0. 6 9 7	1 5 6. 7	1. 1 4 6
2 0 0 k Hz	0. 6 5 2	1 5 6. 7	1. 2 0 8
4 0 0 k Hz	0. 6 0 9	1 5 6. 8	1. 3 7 7
1 MH z	0. 5 1 9	1 5 6. 9	1. 9 2 3
2 MH z	0. 4 5 0	1 5 7. 2	2. 4 9 5
4 MH z	0. 4 1 2	1 5 8. 5	3. 1 5 4
1 0 MH z	0. 4 2 0	1 6 5. 6	4. 8 0 0

変位センサを現場で用いる時、計測が長期間に亘る場合がある。計測中にケーブルの設置状態が変わることもあり、その時ケーブルの曲げ半径が変化するとケーブルの特性も変化する可能性がある。共振周波数の付近に変位センサの搬送波を選定していると計測中にケーブルの設置状態が変化した時に浮遊容量が変化し、出力信号に影響を及ぼすことがある。計測精度低下の1要因となるため変位センサの搬送波はなるべく浮遊容量の影響の少ない周波数を選定するのがよく、可能なら不必要にケーブルの長さを長くしないことが必要である。図 2.15～図 2.16 と図 2.11～2.12 とを比較するとケーブル接続前は抵抗、インダクタンスのピーク値は 10MHz 以上であるがケーブル接続後は 2MHz 付近に低下しているのが判る。表 2.9 に 400kHz, 1MHz におけるリード線有り、無しの状態でのセンサの特性値を示す。400kHz より 1MHz の時の方が距離に対するインダクタンスの感度 ( $\Delta x$ ) が、共振周波数が増えているため大きくなっているのが判る。リード線の浮遊容量が 1pF 変化したと仮定した時の測定誤差を考える。距離 0mm と $\infty$ とのインダクタンスの変化量を  $\Delta L(x)$ , 浮遊容量が 1pF 変化した時の距離 $\infty$ のインダクタンス変化量を  $\Delta L(c)$ とし、 $\Delta L(c)/\Delta L(x)$ を算出する。周波数 400kHz, 1MHz でそれぞれ 0.3%, 1.7%となり搬送波に 1MHz を選定すると約 6 倍のセンサ信号のドリフトが発生することになり、測定精度に及ぼす影響が大きいことが分かる。次節での距離特性の検討は、以上を考慮して搬送波周波数を 400kHz に設定して距離特性を測定した。

Table 2.9 The sensor characteristics

	Distance (mm)	400KHz		1MHz		Characteristics of the lead wire	
		Lead wire		Lead wire		400KHz	1MHz
		No connect	Connect	No connect	Connect		
L ( $\mu$ H)	0	32.81	34.44	32.69	41.46	0.61	0.52
	$\infty$	35.35	37.22	35.31	45.75		
	$\Delta x^*$	2.54	2.78	2.62	4.29		
R ( $\Omega$ )	0	4.6	6.15	8.82	16.20	1.38	1.92
	$\infty$	4.26	5.85	8.64	16.03		
	$\Delta x^*$	-0.34	-0.3	-0.18	-0.17		

\*  $\Delta x = \infty - 0$

(6) 変位センサ距離特性

ターゲット金属との距離を変化させた時の搬送波 400kHz 時の変位センサの抵抗, インダクタンスを図 2.17, 図 2.18 に示す。実験は, リード線 1.5m を接続して実施した。

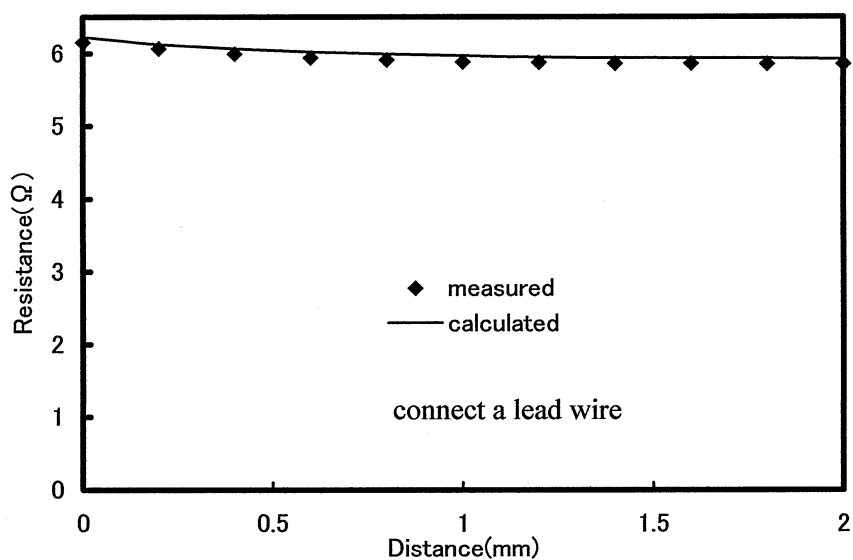


Fig.2.17 Resistance versus distance (400kHz)

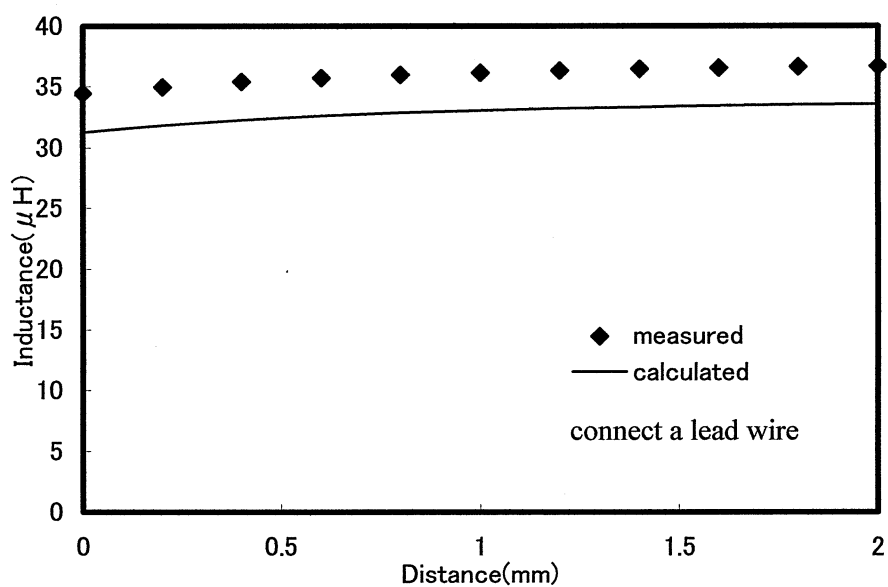


Fig.2.18 Inductance versus distance (400kHz)

図中の calculated の定義は、(5)変位センサ特性（リード線含む）での定義と同じである。距離 0mm の時の抵抗値の計算誤差は約 2%，インダクタンス値の計算誤差は約 9% である。抵抗値，インダクタンス値の距離に対する傾向はほぼ実験値と一致している。

図 2.19 に提案した手法(calculated)，Dodd 理論によるターゲット金属との距離による抵抗変化の計算値と実験値の比較を示す。距離 2mm の値を 0Ω と設定した。提案手法の方が変化度合いは実験値と良い一致を示している。変位センサ抵抗値の推定に，表皮効果・近接効果による交流抵抗，浮遊容量を考慮したことによる効果分かる。

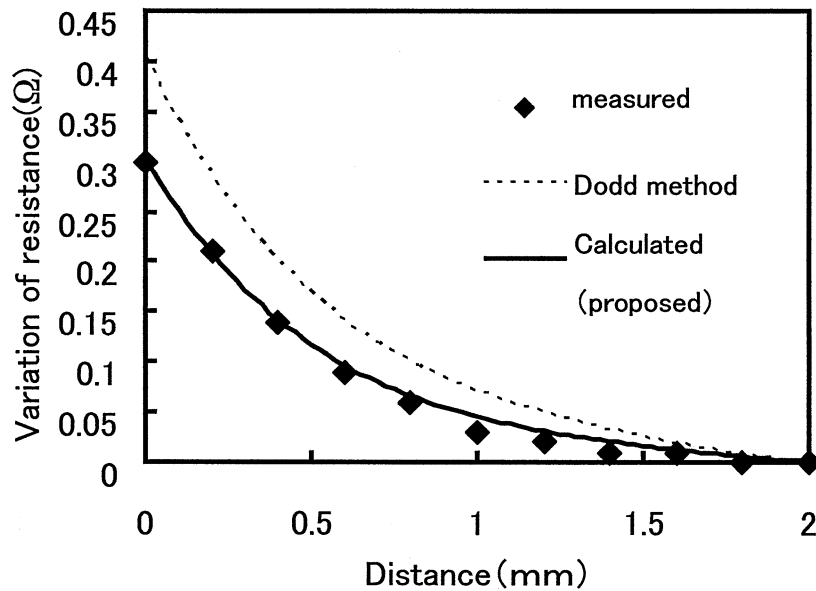


Fig.2.19 Comparison between variation of resistance calculated by proposed method and by Dodd method(400kHz)

図 2.20 にターゲット金属との距離によるインダクタンス変化の実験値との比較を示す。距離 0mm の値を  $0\mu\text{H}$  と設定した。Dodd 理論の方が若干測定値との一致度はよいが、提案手法も比較的よく一致している。

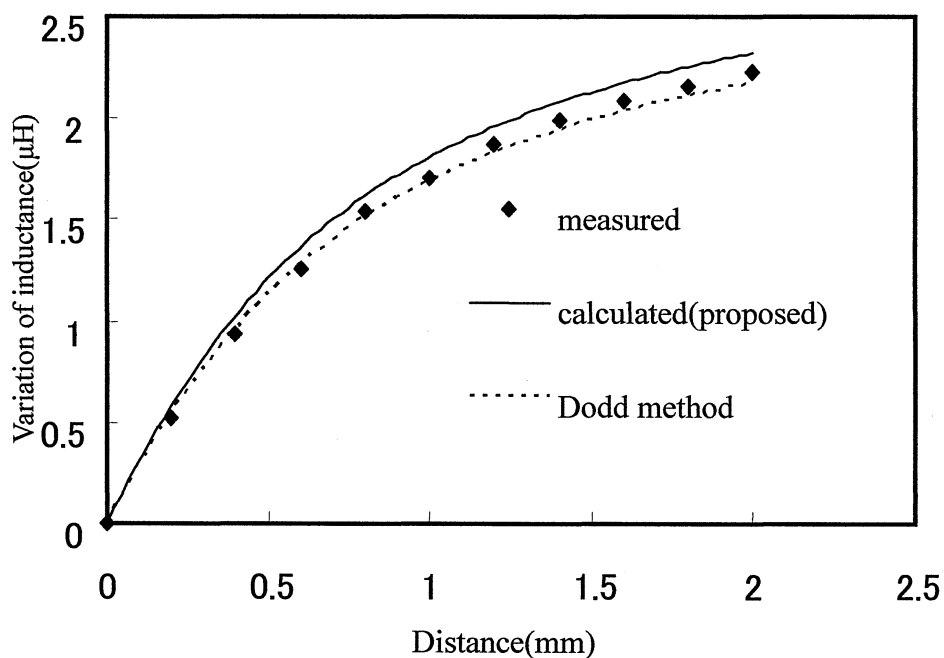


Fig.2.20 Comparison between variation of inductance calculated by proposed method and by Dodd method(400kHz)

## 2. 1. 1 1 結 言

渦電流式変位センサの特性を表す抵抗成分、インダクタンス成分について解析を実施し、試作した変位センサによる実験結果と比較する事により以下のことが得られた。

- (1)変位センサの抵抗成分は直流抵抗，コイル導線に流れる高周波電流による表皮効果，コイル導線が発生する磁界による近傍コイル導線への近接効果，変位センサによりターゲット金属に発生した渦電流により生じた磁界によるコイル導線への近接効果，およびセンサの浮遊容量により決定される。
- (2)表皮効果，近接効果の高周波の現象を考慮した抵抗推定方法を提案した。
- (3)変位センサの浮遊容量は実験値より推定する方法を提案しその妥当性を示した。
- (4)浮遊容量を含んだ変位センサの抵抗成分推定法を提案し，最大±6%の誤差で変位センサの抵抗成分が推定可能なことを示した。
- (5)インダクタンス成分は、周波数 1MHz までは Dodd 理論による手法により 9%の誤差で推定可能である。しかしそれ以上の周波数では変位センサの浮遊容量を考慮する必要があり，それを考慮することにより 5%の誤差で推定可能なことを示した。
- (6)周波数 400kHz における距離に対する特性変化において，抵抗成分推定は表皮効果，近接効果，変位センサの浮遊容量を考慮することにより推定精度向上できることを示した。
- (7)変位センサを実際現場で使用するときには測定のためにケーブルを接続して使用することが多い。ケーブルの特性を考慮し変位センサの各成分を計算し，ケーブルの影響により測定系の共振特性が大きく変わることを示した。



## 2. 2 渦電流式変位センサ温度特性の解明<sup>(40)</sup>

### 2. 2. 1 緒言

温度ドリフトの小さい渦電流式変位センサを開発するにあたり温度ドリフトを推定する必要がある。そのためには温度変化時での渦電流式変位センサのインピーダンスすなわち抵抗成分，インダクタンス成分，浮遊容量を推定する必要がある。渦電流式変位センサの特性解析<sup>(23)(27)(28)</sup>は多く報告されているが，温度による特性への影響までは言及していない。本節では，2.1で述べた渦電流式変位センサの特性（抵抗成分，インダクタンス成分，浮遊容量）推定法をベースに温度変化時の各特性推定法について述べ，推定値と実験値と比較検討する。又耐熱性を有するセンサについても述べる。

### 2. 2. 2 渦電流式変位センサの温度特性解析

渦電流式変位センサ単体のインダクタンス，抵抗及び浮遊容量はそれぞれ(2.23)式，(2.24)式及び(2.21)式，(2.22)式より算出する。算出したインダクタンス，抵抗，浮遊容量を用いリード線を接続した時のインダクタンス成分，抵抗成分は(2.2)式より算出する。インダクタンス，抵抗算出時において温度により算出のための各定数が変化する。変化する要因として，導線の体積抵抗率のように電気的な物性値が変化する要因，構造自身が熱膨張により変化して変位センサの幾何学的寸法が変化する要因が考えられ，具体的な算出方法について述べる。

#### (1) 電気的物性値が変化する要因

温度により電気特性が変化する材料の電気的物性値としては，透磁率，誘電率，体積抵抗率がある。検討する変位センサの導線は軟銅線，ターゲット金属は銅を使用しており，それらは非磁性であるので透磁率は無視できる。ここでは誘電率と体積抵抗率の温度による変化を考慮する。温度 $t_x$ の時の導線及びターゲット金属板の体積抵抗率，変位センサ構成材料の誘電率を次式で表わす。

$$\rho_{cx} = \rho_{c0} (1 + \alpha_c(t_x - t_0)) \quad \dots\dots\dots (2.25)$$

$$\rho_{tx} = \rho_{t0} (1 + \alpha_t(t_x - t_0)) \quad \dots\dots\dots (2.26)$$

$$\varepsilon_{sx} = \varepsilon_{s0} (1 + \alpha_s(t_x - t_0)) \quad \dots\dots\dots (2.27)$$

$\rho_{cx}, \rho_{tx}$  : 導線, ターゲット金属の体積抵抗率[ $\Omega \cdot m$ ]

$\alpha_c, \alpha_t$  : 導線, ターゲット金属の体積抵抗率温度係数[ $1/^\circ C$ ]

$\varepsilon_{sx}$  : センサ構成材料の比誘電率

$\alpha_s$  : センサ構成材料比誘電率の温度係数 [1/°C]

$\rho_{c0}, \rho_{t0}, \varepsilon_{s0}$  は基準温度  $t_0$  における導線, ターゲット金属の体積抵抗率及び容量性の特性を持つセンサ構成材料の比誘電率を表す。

## (2) 幾何学的寸法が変化する要因

温度が変化すると変位センサ構成材料は熱膨張により変化する。変位センサは、ボビン, 導線, 接着剤より構成されている。温度による寸法変化として  $r_2, r_1, t_c$  の寸法が変化すると考える。温度  $t_x$  でのそれぞれの寸法  $r_{1x}, r_{2x}, t_{cx}$  を次式で表す。 $r_{10}, r_{20}, t_{c0}$  は温度  $t_0$  における変位センサ巻き線コイル  $r_2, r_1, t_c$  の寸法を表す。 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  は材料の線膨張率を表す。

$$r_{1x} = r_{10} (1 + \alpha_1(t_x - t_0)) \quad \dots\dots\dots (2.28)$$

$$r_{2xx} = r_{20} (1 + \alpha_2(t_x - t_0)) \quad \dots\dots\dots (2.29)$$

$$t_{cx} = t_{c0} (1 + \alpha_3(t_x - t_0)) \quad \dots\dots\dots (2.30)$$

### 2. 2. 3 センサ構成材料

センサは高温で使用するためその材料は所定の温度まで耐熱性を有する必要がある。センサの構造は図 2.8 に示すようにボビンの溝内にコイル導線を巻き付ける構造とする。2.2.2 の「渦電流式センサの温度特性の解明」で述べたようにセンサの求められる特性を考慮したとき、①材料の耐熱性、②材料の線膨張率、③材料の比誘電率、が材料選定のポイントとして挙げられる。

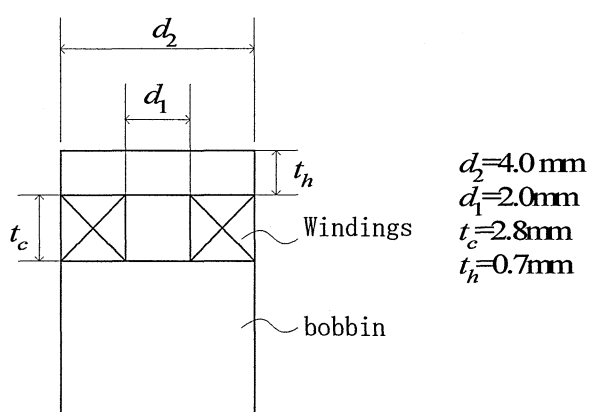


Fig. 2.8 The structure of the sensor

センサは、図 2.8 より判るようにボビン、コイル導線及びそれら固着させるための接着剤より構成されており、それぞれの材料は、耐熱性、耐冷媒性有する必要がある。なお材料選定にあたっては、特性劣化が発生しない程度で短時間（数 100 時間）の信頼性が得ることができる材料とする。

#### (1) ボビン

ボビンの材料としては、磁性材、絶縁材の 2 種類が考えられる。測定可能距離を伸ばすためには磁性材も候補の 1 つと考えられるが、今回ターゲットにしているセンサは微小すきまを対象としており、又温度により磁性材の特性変化が大きいことが考えられるので、ボビンの材料として絶縁材を用いる。代表的な絶縁材の特性を表 2.10 に示す。表中には参考として鋼の値も示す。

一般的に樹脂材料の融点は  $100^{\circ}\text{C}$  以下が多く、その中でもフッ素樹脂は比較的高温ま

で使用できるが、セラミック、ガラスに比較して線膨張率は大きい。ガラスは耐熱性もあり、比誘電率も低いを図 2.8 のような形状を考えたとき加工性に問題があり、ボビン材料としては加工性を考慮しセラミックにした。セラミックも種々の種類があるが、今回は入手性等考慮してアルミナとする。

Table 2.10 Material of bobbin

Material	glass	Ceramic (Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> )	Fluorine plastic (ETFE)	Steel
Heat Resistance(°C)	≥1000 (Melting point)	≥1000 (Melting point)	~180	≥1000 (Melting point)
Coefficient of thermal expansion (10 <sup>-6</sup> /K)	0.54	6.3~7.3	59	10.7~13.7
Relative dielectric constant	3.6	8 ~11	2.6	—

## (2) 接着剤

ボビンにセラミクス系の材料を用いたので線膨張率を同じにするため主成分がアルミナである 1000°C以上の耐熱性を持つ無機系の接着剤とする。

(3) コイル導線

巻線に使用するコイル導線の材料としては絶縁皮膜付き銅線を使用する。コイル導線選定に当たっては、①耐冷媒性，②線径：Φ10～200 μm 程度(センサのコイル諸元を考慮)，③耐熱性 150℃以上，を考慮する。

表 2.11 に市販されているマグネットワイヤを示す。

Table 2.11 Magnet wire

Magnet wire	Polyester-Enameled Copper-Wire	Polyamide-imide Enameled-Copper-Wire	MK Wire
Heat Resistance(°C)	155	200	300
Features	General purpose Excellent Resistance to solvent Size 0.06 -0.65(mm)	Excellent resistance to heat, abrasion and refrigerant Size 0.06 -0.5(mm)	Super heat resistance Inorganic Polymer Enameled Wire Size0.14-1.0(mm)

耐熱温度は絶縁皮膜の材料により決まり，有機系の材料では耐熱性は 200℃程度までであり，それ以上の耐熱性を得るためには無機系の材料の絶縁皮膜にする必要がある。空調機用圧縮機での使用を考えたときには耐熱性は 150℃あればよいが，低温用等種々の圧縮機への適用も視野に入れここでの試作センサは，無機ポリマーを皮膜の MK ワイヤをコイル導線として用いることにする。

## 2. 2. 4 実験結果及び考察

### (1) 試験装置

2.1 節で試作した図 2.8 に示すセンサを使用する。温度特性測定時にはコイル巻き線が温度により膨張し変形が大きくなりセンサの特性が変化する可能性があるため、セラミック系の接着剤で固定した。又試験の便宜上図 2.21 に示すようにリード線を接続し、ねじ部を持つセンサホルダーに接着剤にて固定した。接着剤には主成分がアルミナ系の接着剤アロンセラミック D (東和合成) を用い、インピーダンス測定時の印加電圧は 1 V とし、ターゲット金属は銅板(厚み 10mm)を用いた。

センサを炉の中に入れ昇温を実施した。ケーブル長 1.5m の内 0.5m が炉内に置かれた状態で設置している。センサの炉内への設置状況を図 2.22 に示す。センサは図 2.23 に示すブロックに取り付けブロックをターゲット金属 (銅板) の上に置いた。センサの周辺は図 2.23 に示すようにブロック金属の影響を受けないようにセンサの周囲の金属を取り除いている。図 2.24 にブロック内のセンサ取り付け状態を示す。センサとターゲット金属との間には既知の厚みの紙をスペーサとして挟み込みセンサとターゲット金属との距離を変更した。図 2.22 はスペーサ用の紙をセンサ設置用ブロックとターゲット金属の間に挟んだ状態である。

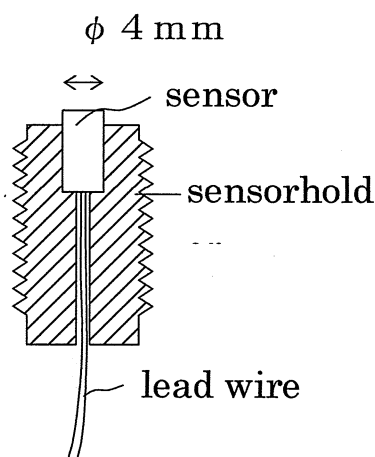


Fig. 2.21 Sensorholder

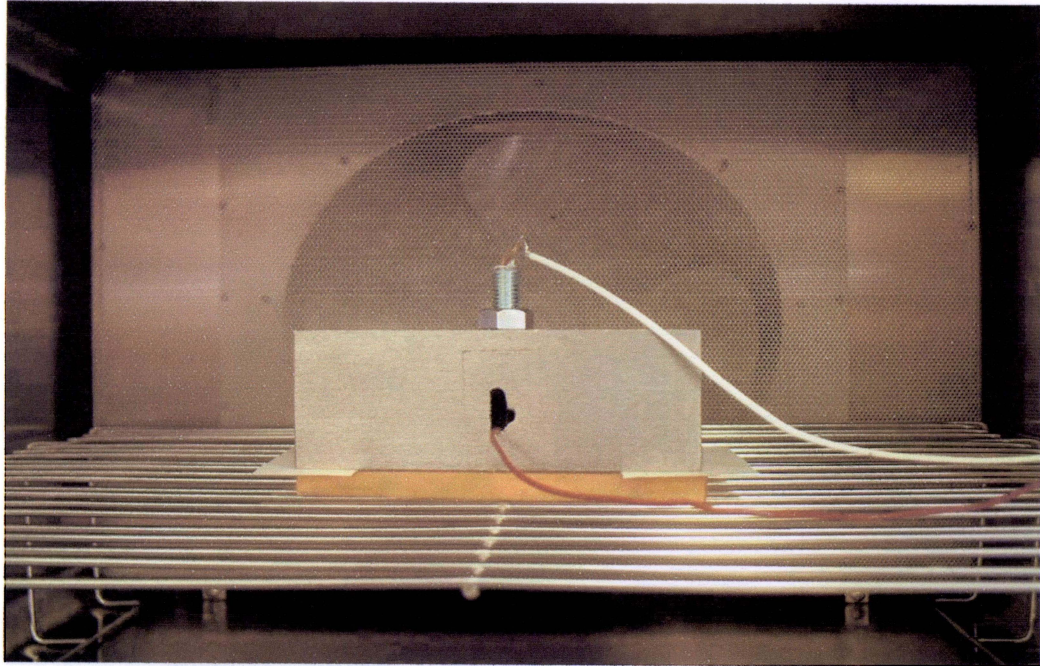


Fig.2.22 Installation of the sensor in the oven

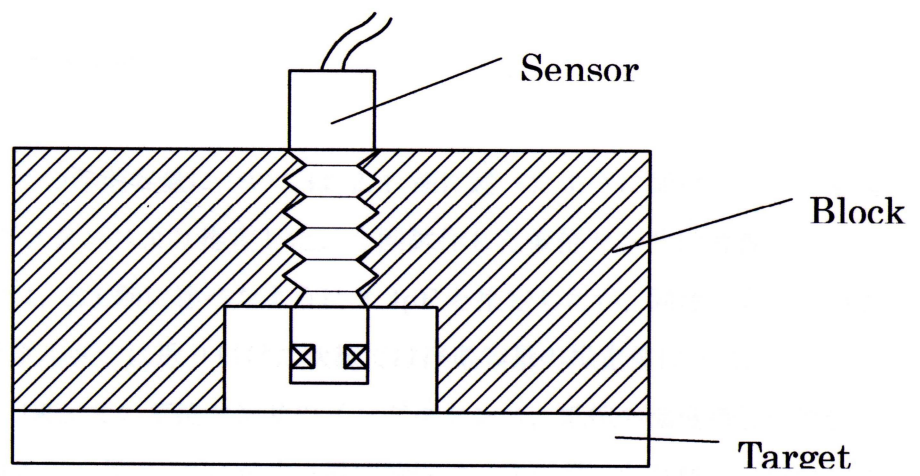


Fig.2.23 Installation of the sensor in the block



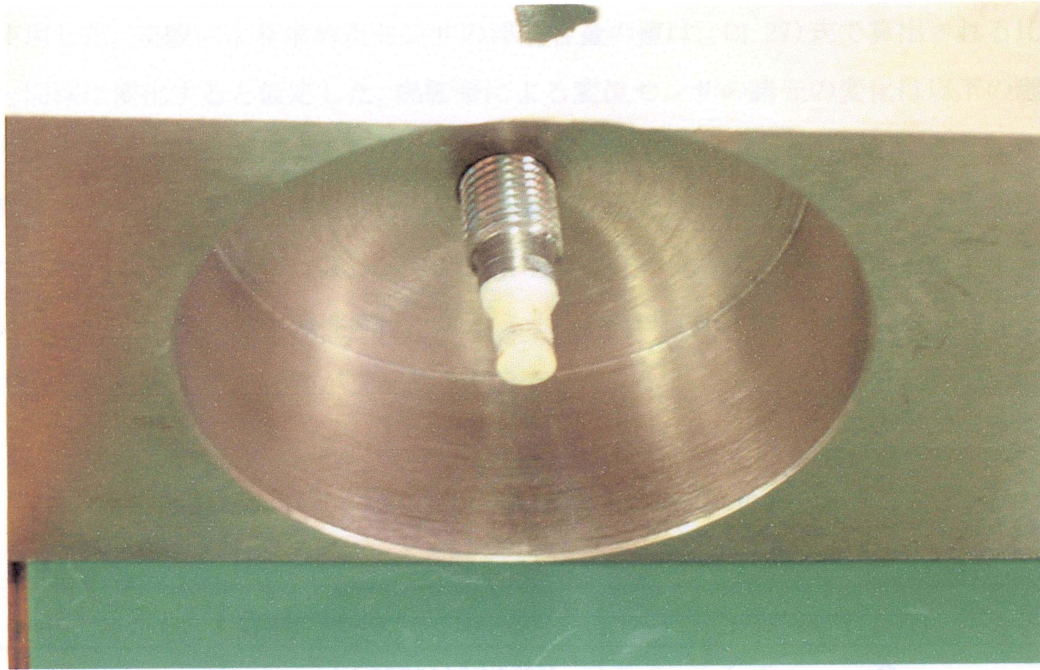


Fig.2.24 Installation of the sensor in the block

(2) 変位センサ温度特性

試作した変位センサの浮遊容量については 2.1 節に述べたように変位センサの常温における抵抗,インダクタンスより推定した。今回試作した変位センサは導線をボビンに巻きつけた状態では, 2.1 節に述べたように 3.4pF と推定したが, 同様な方法で接着剤を塗布してセンサホルダーに取り付けた状態では浮遊容量の推定値は 8.2pF となった。周波数 400kHz, 1MHz での変位センサのインダクタンス, 抵抗の温度特性の実験値と計算値の比較を図 2.25~図 2.30 に示す。温度特性は, ターゲット金属と変位センサとの距離 0mm での値であり, センサ温度は, 25°C, 50°C, 75°C, 100°C, 125°C, 150°C とした。図中の **calculated** の値は, (2.23) 式, (2.24) 式で  $L_s$ ,  $R_s$  を求め (2.2) 式より算出した。それぞれの温度における電気的な物性値, 幾何学的な寸法は (2.25) 式~



(2.30) 式で算出した値を用い、恒温槽に設置する際リード線 0.5m が恒温槽内にあるためリード線の温度特性を実験により求めその値を使用した。(2.25) 式～ (2.30) 式の計算時に用いた温度係数を表 2.12 に示す。試作した変位センサのボビン材料はアルミナ、導線を固定する接着剤にはアルミナ系を使用したのでアルミナの誘電率の温度係数を使用した。実験により求めたセンサの浮遊容量の値は、(2.27) 式で算出される比誘電率と同様に変化すると仮定した。熱膨張による変位センサの諸元の変化は以下の理由により、ボビンの熱膨張による変形により変位センサの  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $t_c$  が変化するとした。

変位センサ構成材料は、導線の成分である銅と、ボビン、接着剤の主成分であるアルミナである。銅の線膨張率は  $16.5 \times 10^{-5}$  1/K とアルミナの線膨張率  $7.3 \times 10^{-5}$  1/K より大きい。しかし剛性を示す弾性率は、アルミナ  $34 \times 10^{10}$  Pa に対し銅は  $13 \times 10^{10}$  Pa と約 1/3 であり、アルミナの膨張が支配的と考えた。

Table 2.12 Values of temperature coefficient

Item	Temperature coefficient	References
$\rho_{cx}$ , $\rho_{tx}$	$\alpha_c$ , $\alpha_t$ , $4.408 \times 10^{-3}$ 1/°C]	Estimated from $\rho$ $\Omega \cdot m$ on 0°C, 100°C, 300°C in References <sup>(4 1)</sup>
$\epsilon_{sx}$	$\alpha_s$ , $2.0 \times 10^{-4}$ 1/°C	Estimated from References <sup>(4 2)</sup>
$r_{1x}$ $r_{2x}$ $t_{cx}$	$\alpha_1$ , $\alpha_2$ , $\alpha_3$ $7.3 \times 10^{-6}$ 1/K	References <sup>(4 3)</sup>

(a) 400kHz, 1MHz での温度特性

図 2.25, 図 2.26 に 400kHz, 1MHz でのインダクタンスの計算値と測定値の比較を示す。計算値は測定値と比較して約 9% 小さく算出されている。又温度変化に対しほとんどインダクタンスの変化はなく、計算値は測定値とほぼ同様な変化傾向を示している。

図 2.27, 図 2.28 に示す抵抗の温度特性の測定値と計算値の比較では、計算値は測定値に対して約 ±3% の誤差で算出されており、測定値と同様な温度に対する変化傾向を示している。

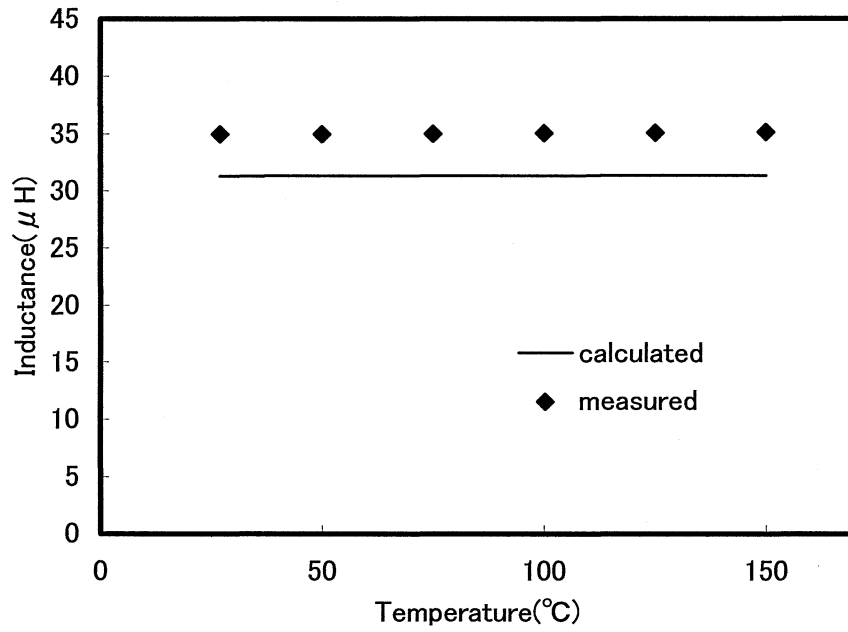


Fig. 2.25 Comparison of measured and calculated temperature characteristic of the inductance(400kHz)

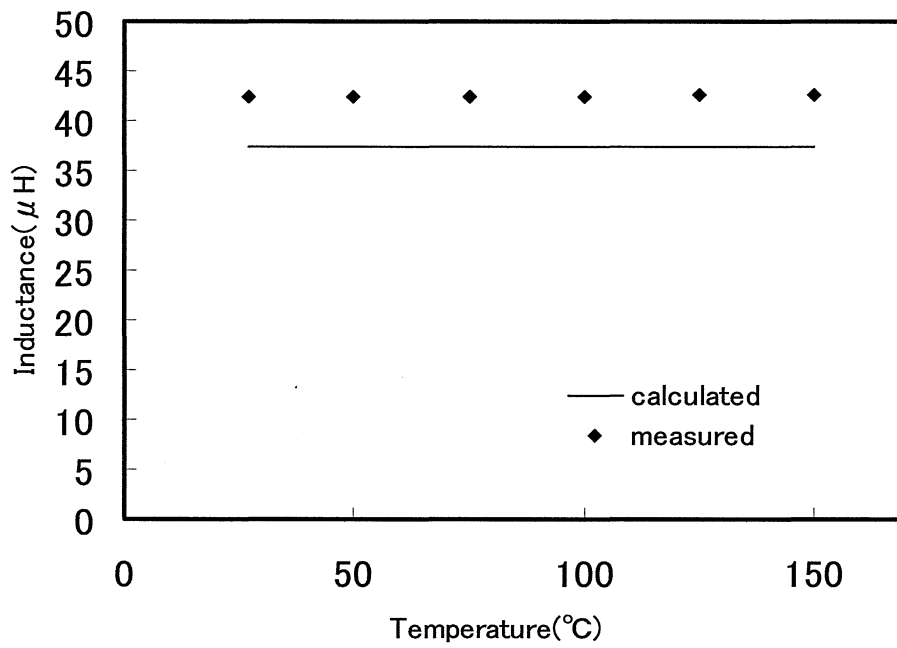


Fig. 2.26 Comparison of measured and calculated temperature characteristic of the inductance(1MHz)

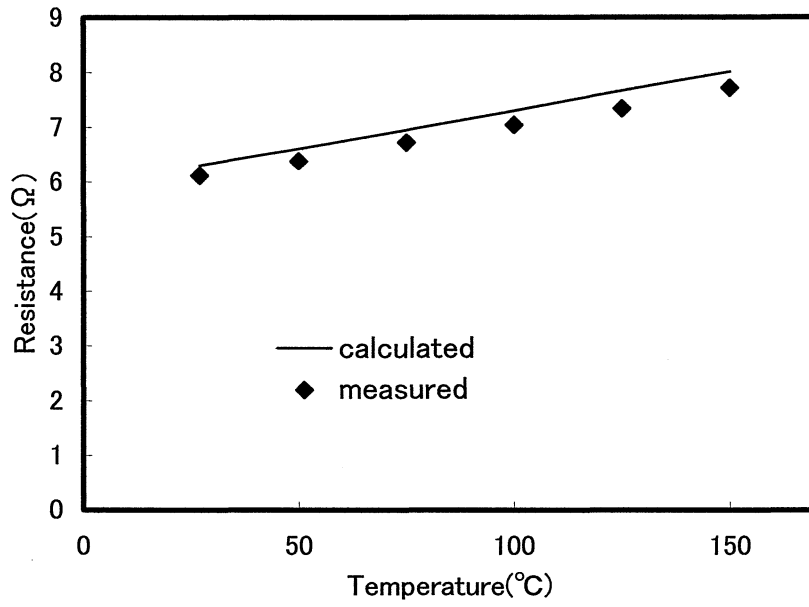


Fig.2.27 Comparison of measured and calculated temperature characteristic of the resistance(400kHz)

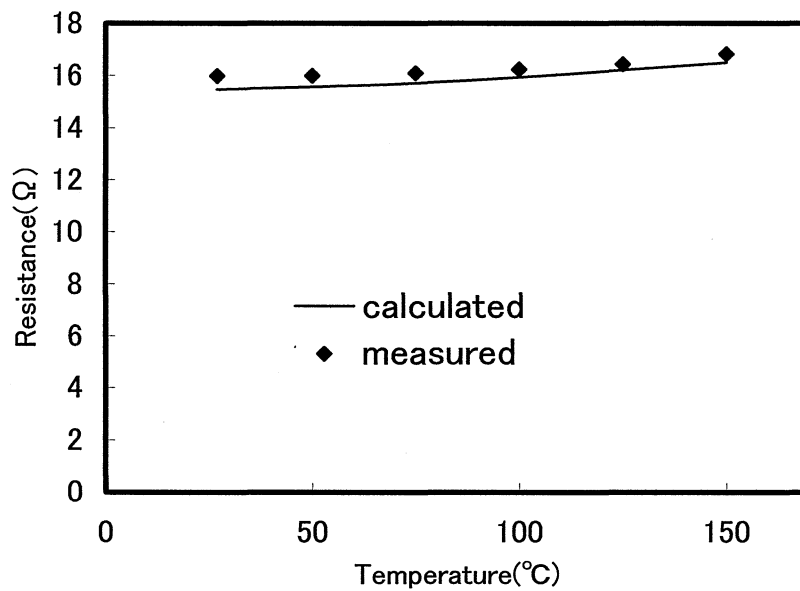


Fig.2.28 Comparison of measured and calculated temperature characteristic of the resistance(400kHz)

図 2.29, 図 2.30 に 400kHz, 1MHz での温度による抵抗の変化幅の状態を示す。それぞれの図では 25°Cでの値を 0Ωとした。400kHzの方が1MHzに比べ抵抗の変化幅は大きい。400kHz, 1MHzともほぼ計算と測定値は同様な傾向を示している。400kHzの方が計算値と測定値の変化状態の一致度は高い。

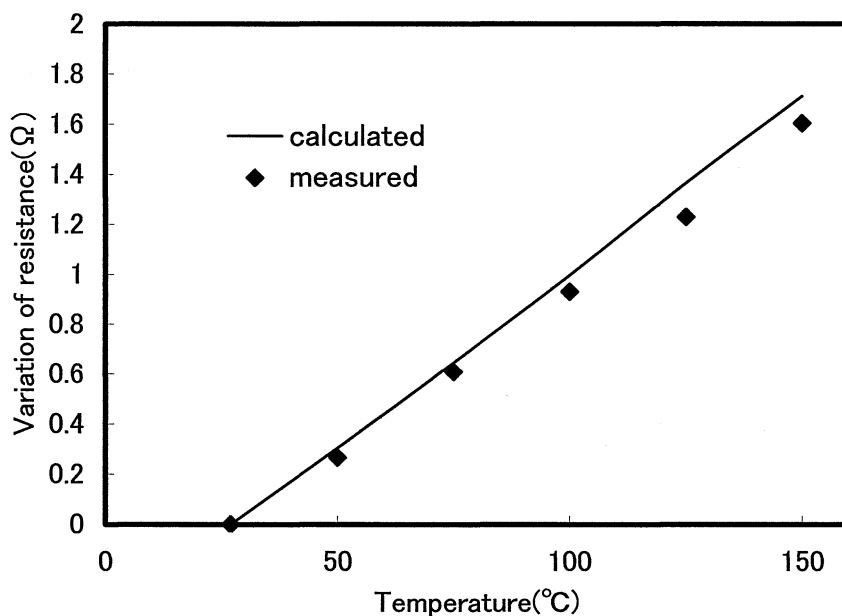


Fig. 2.29 Comparison of measured and calculated temperature characteristic of the variation of resistance(400kHz)

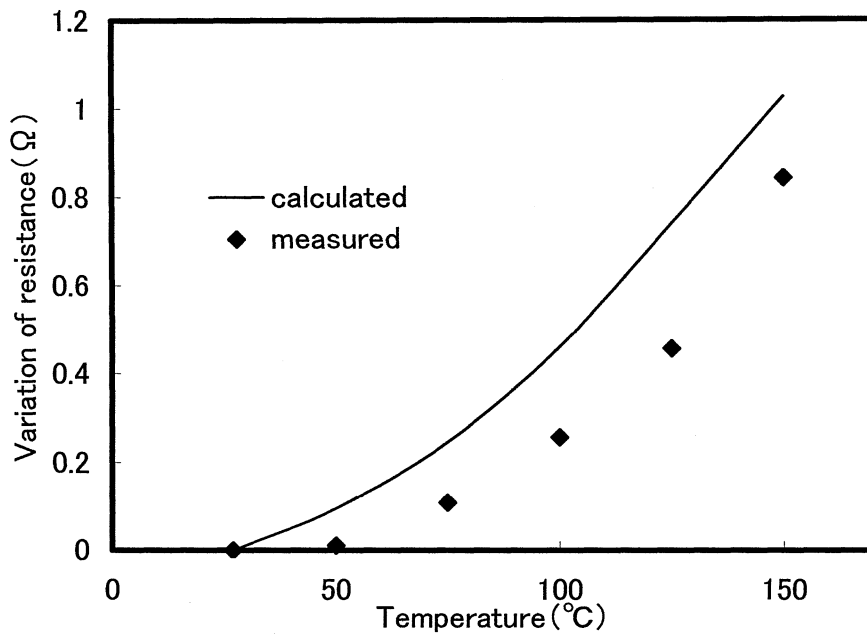


Fig. 2.30 Comparison of measured and calculated temperature characteristic of the variation of inductance(400kHz)

(b) 温度による抵抗変化の要因について

400kHz, 1MHz での 25°Cと 150°Cの抵抗変化の要因を計算結果を基に分析した結果を図 2.31, 図 2.32 に示す。

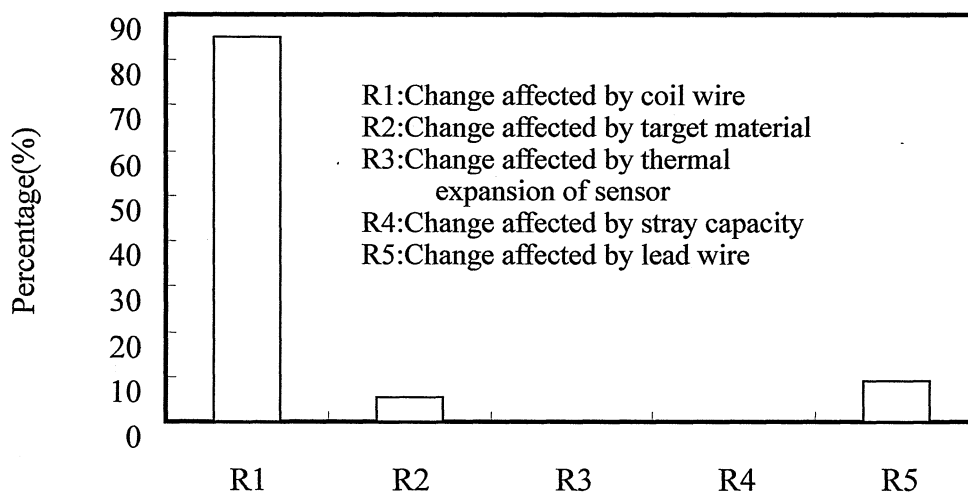


Fig. 2.31 Factors of resistance change(400kHz)

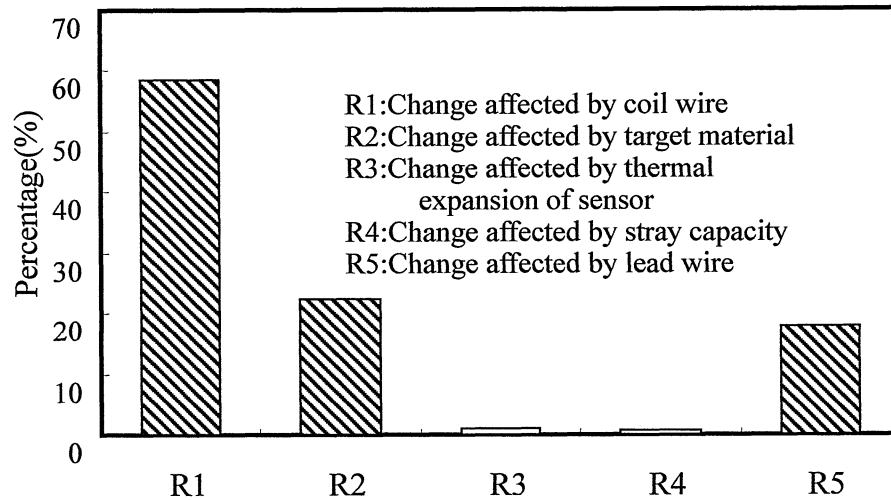


Fig. 2.32 Factors of resistance change(1MHz)

図中各記号の定義を示す。

- R1 : コイル導線の温度による抵抗変化,
- R2 : ターゲット金属の温度による抵抗変化,
- R3 : 熱膨張によるセンサ寸法変化による抵抗変化,
- R4 : 浮遊容量の温度による抵抗変化,
- R5 : リード線の温度による抵抗変化,

変化量全体を 100%とした時, 400kHz の場合約 84%がコイル導線抵抗の温度による変化, 約 6%がターゲット金属抵抗の温度による変化である。1MHz の場合約 58%がコイル導線抵抗の温度による変化, 約 22%がターゲット金属抵抗の温度による変化である。熱膨張による変位センサの寸法変化及び浮遊容量の変化による影響は, 400kHz の場合 0.06%, 0.1%, 1MHz の場合 1.0%, 0.6%と小さい。残りの約 10%, 約 18%はリード線の温度による影響である。400kHz, 1kHz における温度変化時のインダクタンス, 抵抗の推定値は変化幅も含めて良く一致していることより, 分析結果が示すように試作した変位センサでは熱膨張による影響は小さいと考えられる。温度変化時のインダクタンス, 抵抗はそれぞれ 9%, 3%の精度で推定できており 2.2.2 項「変位センサ温度特性」で示した計算の考え方及び 2.2.3.(2)の冒頭で述べた考え方の妥当性を示すことができたと考える。

(c) 周波数による抵抗温度特性の違いについて

温度変化に対する抵抗の変化幅は 400kHz 時 1.6Ω に対し 1MHz 時 0.84Ω と約 1/2 でありその要因について考察する。図 2.33, 図 2.34 に 400kHz, 1MHz において (2.24) 式で計算されるそれぞれの抵抗値を示す。

各記号の定義について説明する。

RS1 : (2.24) 式第一項で計算される値 (R1)

変位センサコイル導線で発生した磁界によりターゲット金属内に渦電流が発生しその現象を含んだ変位センサコイルインピーダンスの実数成分

RS2 : (2.24) 式第二項で計算される値 (R2)

直流抵抗に表皮効果による交流抵抗を加えた値

RS3 : (2.24) 式第三項で計算される値 (R3)

センサコイルと導線間に発生する近接効果(ターゲット金属に発生する渦電流による近接効果も含む)を考慮した抵抗

RS4 : RS2 と RS3 の平均値

本来なら RS2 と RS3 の合計値が全抵抗を表すが、見やすくするために平均値として表示

それぞれの抵抗の合計が (2.24) 式の  $R_s$  で、(2.2) 式によりリード線、浮遊容量を考慮した抵抗が算出できる。図 2.33, 図 2.34 より判るように RS2 は温度が上昇するにつれ大きくなっているが、近接効果を考慮した抵抗 RS3 は反対に小さくなっている。400kHz, 1MHz の場合を比較すると 1MHz のほうが RS3 の温度変化に対する変化幅が大きいため RS4 の温度変化に対する変化度合いが小さくなっていることが判る。400kHz と 1MHz で温度に対する変化幅が異なるのは近接効果の影響のためである。

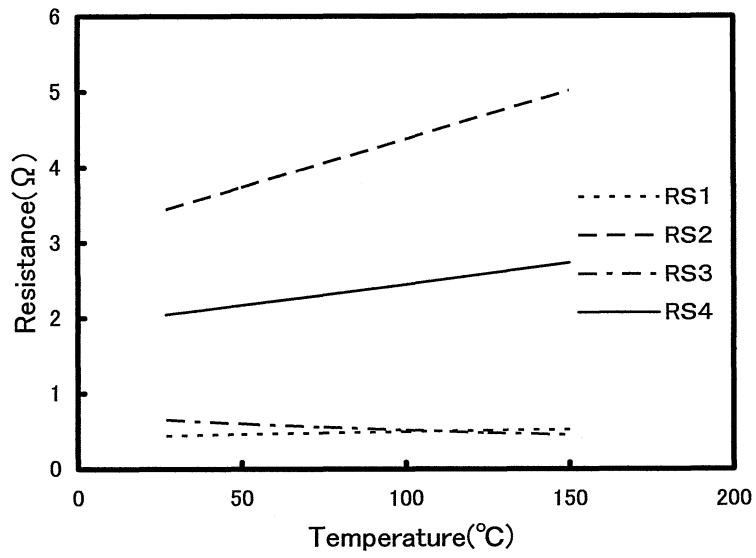


Fig.2.33 Factors affecting resistance (400kHz)

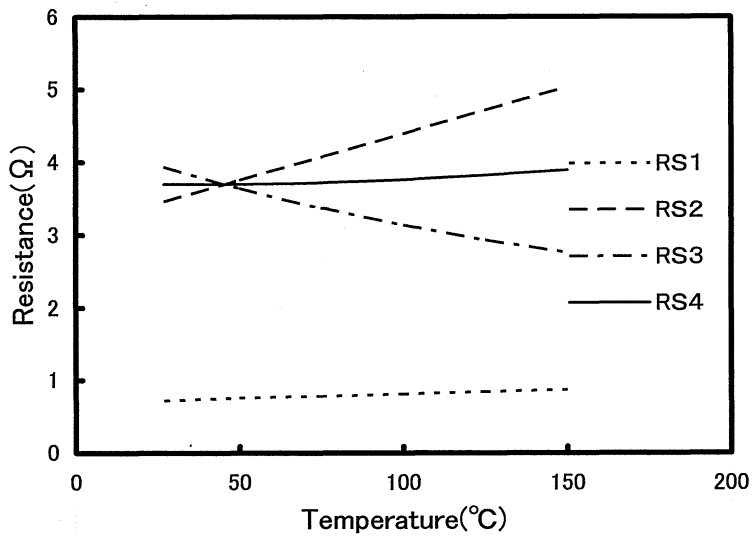


Fig.2.34 Factors affecting resistance (1MHz)



## 2. 2. 5 結 言

銅をターゲット金属とした時，渦電流式変位センサ特性（インダクタンス，抵抗）の温度変化時の特性について解明した。試作した変位センサの測定結果と比較し，以下のことが得られた。

- (1) 温度変化時の変位センサのインダクタンス，抵抗の推定法を提案し，測定周波数 400kHz，1MHz の時それぞれインダクタンスは 9%，抵抗は 3%の精度で推定可能である。
- (2) 温度変化時の変位センサのインピーダンス変化はほとんどが抵抗成分の変化により起こっている。温度によるコイル導線の抵抗率変化，ターゲット金属の抵抗率変化が主要因であり，今回製作したセンサの構造では，巻き線コイル及びボビンの熱膨張の影響はほとんどない。
- (3) 温度による抵抗変化は試作した変位センサでは 400kHz より 1MHz の方が小さく，その要因はコイル導線の抵抗が近接効果による影響を受けていることを明らかにした。

## 2. 3 渦電流変位センサの温度ドリフト低減法開発

### 2. 3. 1 緒言

温度ドリフトの小さい渦電流式変位センサを開発するにあたり変位センサのインピーダンスの温度特性推定法について2. 2節で述べた。変位センサを利用した種々のすきま計測時には変位センサのインピーダンス変化を信号処理する必要があり、適切な信号処理法の選択により温度ドリフトの低減が可能である。

渦電流式変位センサの温度ドリフト低減法開発を狙いとし、2. 2節までに述べた方法で変位センサのインピーダンスを求め、変位センサの温度ドリフトを種々の信号処理法を含め推定し、種々の信号処理法のメリット・デメリットについて比較検討する。使用するコイル数としては市販品に多い1コイル方式、温度ドリフト低減のために良く利用されるアクティブコイルにダミーコイルを追加した2コイル方式について検討する。インピーダンス検出はブリッジ回路を利用し、復調回路は包絡線検波方式、位相検波方式の2方式を検討する。測定対象の材料は銅を考える。

### 2. 3. 2 検波回路を含めた温度ドリフトの推定

本節では各種信号処理を含め温度ドリフトを解析的に検討する。信号処理部で用いられる検波方式として振幅信号を扱った包絡線検波方式<sup>(44)</sup>に加え、任意の位相で信号の検波が可能な位相検波方式<sup>(45)</sup>について温度ドリフトとの関係について述べる。

信号検出にはブリッジ回路を用いる。

#### (1) センサのインピーダンス

センサのインピーダンスを距離特性、温度特性を考慮して(2.31)式で表す。変位特性、温度特性は一次式で近似する。

$$Z_s = R_{s0} + \alpha x + \gamma t + j(X_{s0} + \beta x + \delta t) \dots\dots\dots(2.31)$$

$R_{s0}$  : 距離 0mm, 温度常温の時の抵抗成分[Ω]

$X_{s0}$  : 距離 0mm, 温度常温の時のリアクタンス成分[Ω]

$\alpha, \beta$  : 変位に対する感度[Ω/mm]

$\gamma, \delta$  : 温度に対する感度[Ω/°C]

(2) ブリッジ出力

図 2.35 に計測システムを示す。センサが接続されるブリッジ回路, 信号処理部より構成される。

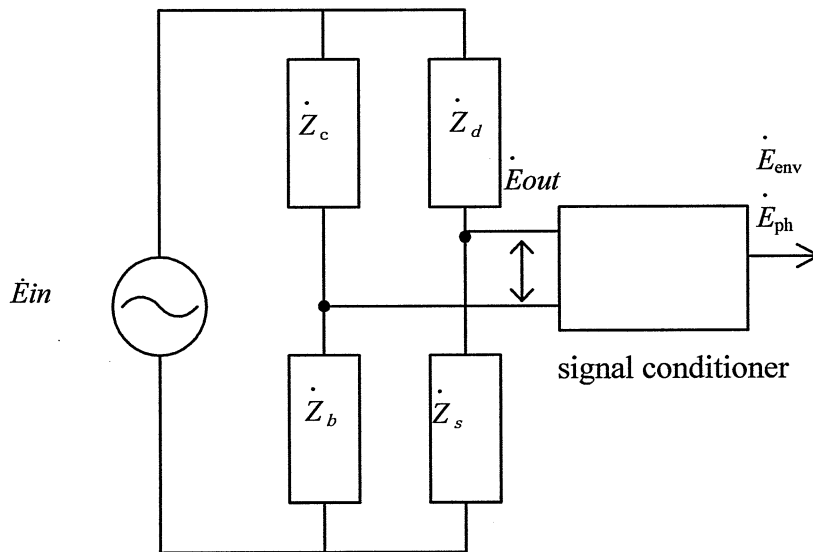


Fig. 2.35 Measurement system

ブリッジ回路の出力は(2.32)式で表される。

$$\dot{E}_{out} = \left\{ \frac{\dot{Z}_d}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_d} - \frac{\dot{Z}_c}{\dot{Z}_b + \dot{Z}_c} \right\} \dot{E}_{in} \dots\dots\dots(2.32)$$

$\dot{E}_{in}$  : ブリッジ搬送波印加電圧( $E_m \cos \omega t$ )[V]

$\dot{E}_{out}$  : ブリッジ出力電圧[V]

- $\dot{E}_{env}$  : 包絡線検波後の出力電圧[V]
- $\dot{E}_{ph}$  : 位相検波後の出力電圧[V]
- $\dot{Z}_s$  : 変位センサ (含むリード線) インピーダンス[Ω]
- $\dot{Z}_b, \dot{Z}_c, \dot{Z}_d$  : ブリッジ各辺のインピーダンス[Ω]

ここでは簡単のため  $Z_b = Z_c = Z_d = R_{s0} + jX_{s0}$  とおく。

$$\dot{E}_{out} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{1 + \frac{ax + \gamma t + j(\beta x + \delta t)}{2(R_{s0} + jX_{s0})}} \right\} Em \cos \omega t$$

ここで  $R_{s0} + jX_{s0} \gg ax + \gamma t + j(\beta x + \delta t)$  とすると

$$\begin{aligned} \dot{E}_{out} &= -\frac{1}{4} \left\{ \frac{ax + \gamma t + j(\beta x + \delta t)}{R_{s0} + jX_{s0}} \right\} Em \cos \omega t \\ &= (A_r + jA_i) Em \cos \omega t \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(2.33)$$

$A_r, A_i$  は  $-\frac{1}{4} \left\{ \frac{ax + \gamma t + j(\beta x + \delta t)}{R_{s0} + jX_{s0}} \right\}$  の実数成分, 虚数成分を表す。

$$A_r = -\left\{ \frac{(ax + \gamma t)R_{s0} + (\beta x + \delta t)X_{s0}}{4(R_{s0}^2 + X_{s0}^2)} \right\} \quad \dots\dots\dots(2.34)$$

$$A_i = \frac{(ax + \gamma t)X_{s0} - (\beta x + \delta t)R_{s0}}{4(R_{s0}^2 + X_{s0}^2)} \quad \dots\dots\dots(2.35)$$

$$A = \sqrt{A_r^2 + A_i^2}, \quad \tan \theta = \frac{A_i}{A_r} \quad \text{とおくと}$$

$$\dot{E}_{out} = Ae^{j\theta} Em \cos \omega t$$

となり

$$\dot{E}_{out} = AEm \cos(\omega t + \theta) \quad \dots\dots\dots(2.36)$$

となる。

(3) 包絡線検波出力

包絡線検波は(2.36)式の  $AEm$  を出力するもので次式で表される。

$$AEm = \frac{Em}{4} \frac{\sqrt{(\alpha x + \gamma t)^2 + (\beta x + \delta t)^2}}{\sqrt{R_{s0}^2 + X_{s0}^2}} \dots\dots\dots(2.37)$$

変位、温度に対する感度を求める。

$$\frac{\partial AEm}{\partial x} = \frac{Em}{4} \frac{\sqrt{x(\alpha^2 + \beta^2) + t(\alpha\gamma + \beta\delta)}}{\sqrt{R_{s0}^2 + X_{s0}^2}}$$

$$\frac{\partial AEm}{\partial t} = \frac{Em}{4} \frac{\sqrt{x(\alpha\gamma + \delta\beta) + t(\gamma^2 + \delta^2)}}{\sqrt{R_{s0}^2 + X_{s0}^2}}$$

それぞれの上記感度より温度に対する距離感度を求めると(2.38)式に示すようになる。

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(\alpha\gamma + \beta\delta) + t(\gamma^2 + \delta^2)}{x(\alpha^2 + \beta^2) + t(\alpha\gamma + \beta\delta)} \dots\dots\dots(2.38)$$

(4) 位相検波出力

位相検波器への入力信号を  $Vin(=Eout)$ 、参照信号を  $Vref$  とし次式で表す。

$$Vin = AEm \cos(\omega t + \theta)$$

$$Vref = Em \cos(\omega t + \varphi)$$

$\varphi$  は参照信号の位相角を表す。

位相検波器の出力  $Vph$  は、

$$Vph = Vin \times Vref$$

$$= AEm \cos(\omega t + \theta) Em \cos(\omega t + \varphi)$$

$$= \frac{1}{2} AEm^2 \{ \cos(2\omega t + \theta + \varphi) + \cos(\theta - \varphi) \} \dots\dots\dots(2.39)$$

となる。

位相検波出力はフィルタで高周波を除去するので(2.39)式は

$$\begin{aligned}
V_{ph} &= \frac{1}{2} A E m^2 \cos(\theta - \varphi) \\
&= \frac{1}{2} E m^2 (A_r \cos \varphi + A_i \sin \varphi)
\end{aligned}
\tag{2.40}$$

となる。(2.34)式, (2.35)式より

$$\begin{aligned}
V_{ph} &= \frac{E m^2}{8(R_{s0}^2 + X_{s0}^2)} \{(-(\alpha x + \gamma t)R_{s0} - (\beta x + \delta t)X_{s0}) \cos \varphi \\
&\quad + ((\alpha x + \gamma t)X_{s0} - (\beta x + \delta t)R_{s0}) \sin \varphi\}
\end{aligned}$$

変位, 温度に対する感度を求める。

$$\begin{aligned}
\frac{\partial V_{ph}}{\partial x} &= \frac{E m^2}{8(R_{s0}^2 + X_{s0}^2)} \{(\alpha X_{s0} - \beta R_{s0}) \sin \varphi - (\alpha R_{s0} + \beta X_{s0}) \cos \varphi\} \\
\frac{\partial V_{ph}}{\partial t} &= \frac{E m^2}{8(R_{s0}^2 + X_{s0}^2)} \{(\gamma X_{s0} - \delta R_{s0}) \sin \varphi - (\gamma R_{s0} + \delta X_{s0}) \cos \varphi\}
\end{aligned}$$

上式より温度に対する感度を求めると (2.41) 式に示すようになる。

$$\frac{\partial x}{\partial t} = \frac{(\gamma X_{s0} - \delta R_{s0}) \sin \varphi - (\gamma R_{s0} + \delta X_{s0}) \cos \varphi}{(\alpha X_{s0} - \beta R_{s0}) \sin \varphi - (\alpha R_{s0} + \beta X_{s0}) \cos \varphi}
\tag{2.41}$$

温度感度は (2.41) 式の分子が 0 の時, すなわち(2.42)式の条件を満たすとき 0 となる。

$$\tan \varphi = \frac{\gamma R_{s0} + \delta X_{s0}}{\gamma X_{s0} - \delta R_{s0}}
\tag{2.42}$$

以上より位相検波は(2.42)式を満足する  $\varphi$  では必ず温度ドリフトを 0 にできるが, 包絡線検波では(2.37)式で示すように必ずある大きさの温度ドリフトが発生する。

本検討はある一点の距離における結果であるので(距離が変化すると  $R_{s0}$ ,  $X_{s0}$  の値が異なる), 一つの位相角  $\varphi$  で任意の距離に対して温度ドリフトをたえず 0 にできないが, 位相検波を用いたほうが温度ドリフトは小さくできることが予想される。

解析的に位相検波を実施したときの出力について述べたが, (2.40)式の物理的意味についてもう少し説明を加える。

位相検波後の出力は、ブリッジ回路出力電圧の実数成分を  $A_r$ 、虚数成分を  $A_i$  としたとき (2.40) 式より (2.43) 式が得られる。 ( $E_m=1$  とする)

$$\begin{aligned}
 V_{ph} &= \frac{1}{2} A E m^2 \cos(\theta - \varphi) \\
 &= \frac{1}{2} E m^2 (A_r \cos \varphi + A_i \sin \varphi) \dots\dots\dots(2.43) \\
 &= \left( \frac{A_r}{2} \cos \varphi + \frac{A_i}{2} \sin \varphi \right)
 \end{aligned}$$

図 2.36(a) にブリッジ回路出力電圧のベクトル図を示す。

横軸は出力の実数成分、縦軸は虚数成分を表す。

図 2.36(b) に位相検波出力のベクトル図を示す。実数成分が位相検波後の出力を表しており、その大きさは (2.43) 式で表される。

図 2.36(c) に  $\theta - \varphi = 0$  即ち参照信号の位相  $\varphi$  が  $\theta$  に等しいときの位相検波出力を示す。出力は  $1/2A$ 、即ちブリッジ回路出力の絶対値の  $1/2$  となり、絶対値の半分になっているが包絡線検波出力と同等な出力となる。

図 2.36(d) に  $\theta - \varphi = \theta$  即ち参照信号の位相  $\varphi$  が 0 ときの位相検波出力を示す。出力は  $1/2A_r$ 、即ちベクトル  $A$  の実数成分を出力していることになる。

図 2.36(e) に  $\theta - \varphi = \theta - \pi/2$  即ち参照信号の位相  $\varphi$  が  $\pi/2$  のときの位相検波出力を示す。出力は  $1/2A_i$  即ちベクトル  $A$  の虚数成分を出力していることになる。

以上の説明から判るように位相検波は参照信号の位相角  $\varphi$  を変化させることにより任意の  $E_{out}$  の成分を出力させることができる。

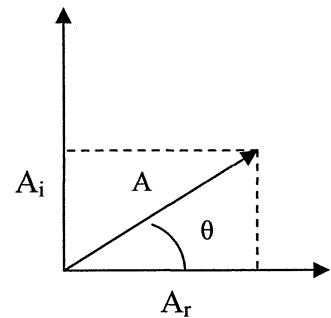


Fig. 2.36(a) Vector diagram of  $E_{out}$

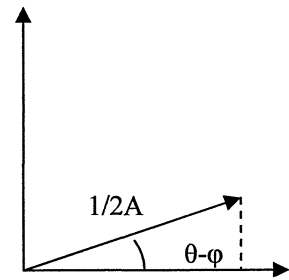


Fig. 2.36(b) Vector diagram of  $V_{ph}$

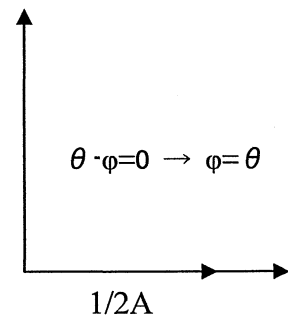


Fig. 2.36(c) Vector diagram of  $V_{ph}$  at  $\varphi = \theta$

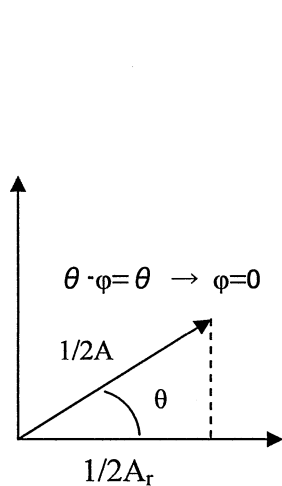


Fig. 2.36(d) Vector diagram of  $V_{ph}$  at  $\varphi=0$

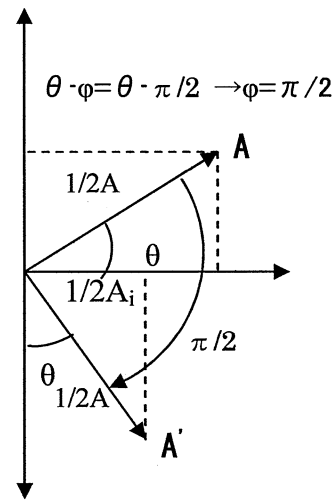


Fig. 2.36(e) Vector diagram of  $V_{ph}$  at  $\varphi=\pi/2$

変位センサの出力信号処理に位相検波を利用したときの温度ドリフトに対する効果について述べる。2.2節で説明したように温度変化時のセンサの特性変化は、特に測定対象が銅の場合主に抵抗成分が変化する。変位センサの温度が変化したときのブリッジ回路出力電圧のベクトル図を図 2.37 に示す。横軸が出力の実数成分、縦軸が虚数成分を表し、 $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  が温度変化時の出力電圧のベクトル図で実数成分のみを変化させた状態の図である。位相検波において位相角を  $\pi/2$  に設定したときは図 2.36(e) から判るように虚数成分のみを検出できるので、温度による特性変化が発生してもその変化に鈍感な計測系が構築できる。ただ温度ドリフトが発生する方向（図 2.37 では実数軸の方向）と距離の変化による特性の変化方向が直角のような時には本手法の効果が非常に大きいですが、そうでないときには効果は小さくなる。距離変化による出力特性、温度変化による出力特性をよくみて位相角を選定する必要がある。

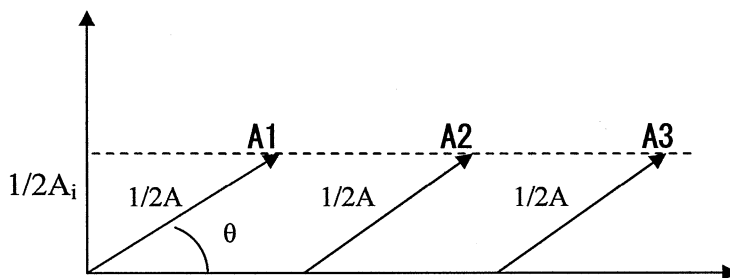


Fig.2.37 Vector diagram of  $V_{ph}$  at several sensor temp.



(5) 温度ドリフト特性

包絡線検波、位相検波を実施したときの温度ドリフト算出式を(2.38)式, (2.41)式に示した。ここでは実際のセンサの特性を利用し, 温度ドリフトを算出してみる。

2.2 節, 2.3 節で述べた計算方法でターゲットとの距離, センサ温度をパラメータとして変位センサの抵抗, リアクタンス ( $\omega L$ ) を計算した結果を図 2.38 に示す。測定対象は銅とする。周波数としては 400kHz~1MHz が考えられるが, 距離によるリアクタンス変化が大きく得られる 1MHz で実施した。横軸は抵抗, 縦軸はリアクタンスを表し, 図中の各温度における曲線で距離を示すマークを 4 箇所記入しており, リアクタンスが小さいマークより 0mm, 0.2mm, 0.4mm, 0.6mm を表している。

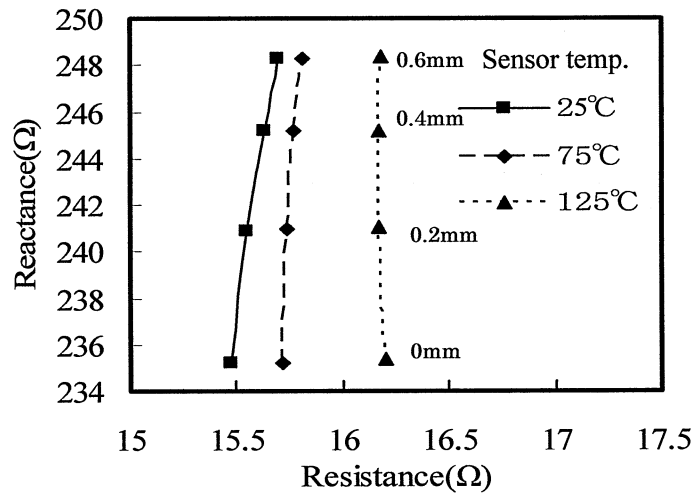


Fig.2.38 Relationship between reactance and resistance ( 1 MHz)

計算に使用した各定数を表 2.11 に示す。距離 0mm での値である。

Table 2.11 Constants

Distance	$R_{s0}$	$X_{s0}$	$\alpha$	$\beta$	$\gamma$	$\delta$
0mm	15.47 $\Omega$	235.1 $\Omega$	0.000405 $\Omega/\text{mm}$	0.0287 $\Omega/\text{mm}$	0.248 $\Omega/^\circ\text{C}$	0.0628 $\Omega/^\circ\text{C}$

(2.40)式で算出した位相検波時の温度ドリフトを図 2.39 に示す。横軸は位相角、縦軸は  $100^{\circ}\text{C}$  当たりの温度ドリフトを表す。又その時の距離に対する感度を図 2.40 に示す。横軸は参照信号の位相角、縦軸は距離  $100\ \mu\text{m}$  変化時の出力の変化を表す。位相角を変化させることにより温度ドリフトが変化しているのが判る。位相角  $15^{\circ}$  付近で温度ドリフトが  $0$  になっている。しかし位相角  $90^{\circ}$  付近では温度ドリフトはかなり大きくなっており位相角の選択が重要なことが判る。感度は図 2.40 から判るように温度ドリフトが小さい領域でもかなり大きな値が得られていることが判る。

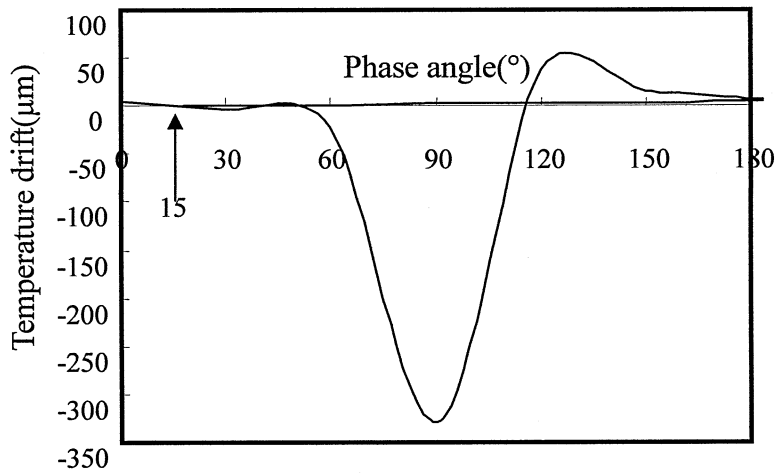


Fig. 2.39 Temperature drift versus phase angle

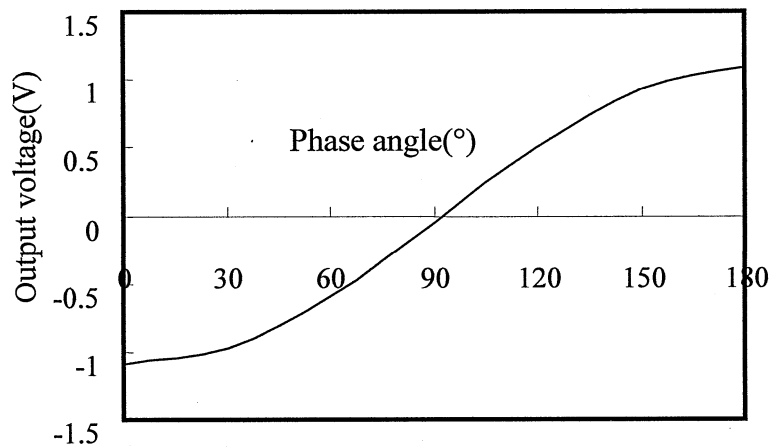


Fig. 2.40 Sensitivity of distance versus phase angle

包絡線検波時の温度ドリフトは(2.38)式より約  $19\mu\text{m}$  でありそれほど大きくないが位相検波において最適な位相角を選定することにより更に小さくできることが判る。しかし図 2.39 より判るように位相角の選定を誤ると包絡線検波より温度ドリフトは大きくなるので注意が必要である。

### 2. 3. 3 温度ドリフト低減法

前節の検討より理論的には包絡線検波より位相検波の方が温度ドリフトは小さく出来ることが判った。

計測システムを検討する時の問題として更に使用するコイル数があり、本節では1コイル方式と2コイル方式での温度ドリフトについて検討する。

なお位相検波実施時に温度ドリフト低減のために参照信号の最適な位相角を選定したが、位相検波実施時の参照信号の位相角は一定としブリッジ回路出力(図 2.35 の  $\dot{E}_{out}$ ) の位相角を変更(ブリッジ定数  $\dot{Z}_b, \dot{Z}_c, \dot{Z}_d$  を変更し実施)しても同じであるので本手法を用いる。

#### (1) 1コイル時の温度ドリフト

先の検討ではブリッジ回路の各辺にはセンサの抵抗成分、インダクタンス成分を持った素子を配置することとしたが、ここでは変位センサのインピーダンス検出は図 2.41 示すマックスウエルブリッジ<sup>(46)</sup>を用いる。2.3.2(5)ではある距離において包絡線検波より位相検波の方が温度ドリフトが小さく出来ることを示したが、実用性を考慮し種々の距離における温度ドリフトを包絡線検波方式、位相検波方式の2方式で検討して先の結論に間違いがないことを確認する。

図 2.35 のブリッジ回路において  $Z_c$  は  $R_{mc}, C_{mc}$  の並列インピーダンスとし、 $\dot{Z}_s = \dot{Z}_a, \dot{Z}_b = R_b, \dot{Z}_d = R_d$  とする。 $R_a, L_a$  は (2.2) 式の実数部、虚数部を表す。バランス条件を(2.44)式に示す。

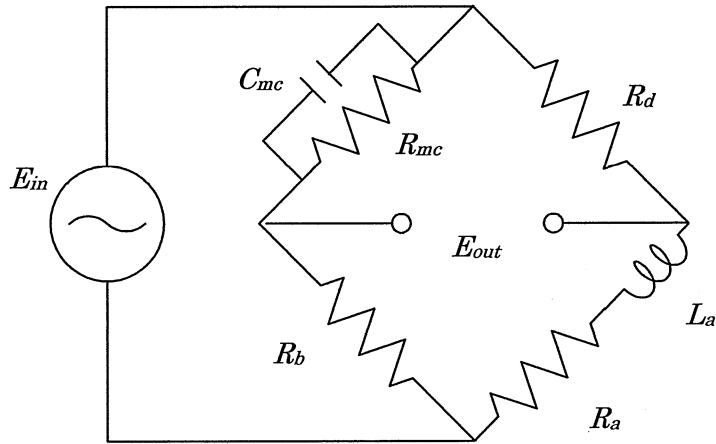


Fig. 2.41 Maxwell bridge circuit

$$C_{mc} = \frac{L_a}{R_b R_d}, \quad R_{mc} = \frac{R_d R_b}{R_a} \dots\dots\dots (2.44)$$

$R_b$ ,  $R_d$ を最初に決め、 $C_{mc}$ ,  $R_{mc}$ は、(2.44)式を満足するように決める。温度ドリフトは、(2.32)式によりブリッジ部の出力電圧実数部、虚数部を算出し、包絡線検波後の出力、位相検波後の出力を(2.40)式を用い算出する。搬送波の電圧  $E_m$  は1Vとする。センサの特性は図 2.38 に示すリアクタンスー抵抗特性を用いそれぞれの温度毎に距離特性を算出する。位相検波実施時の計算結果一例を図 2.42 に示す。

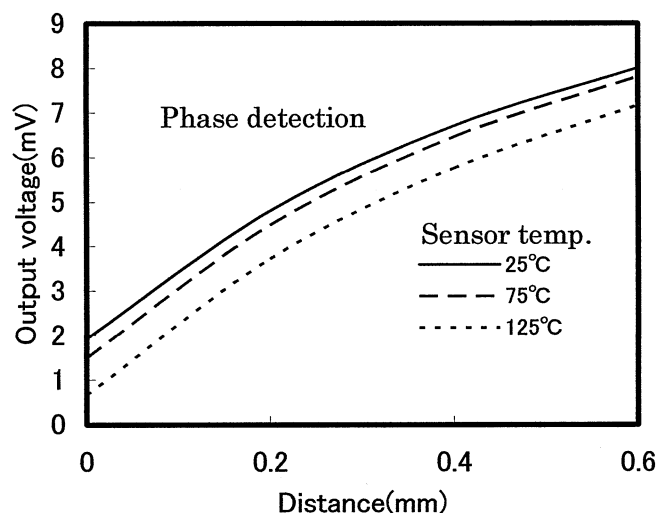


Fig.2.42 Relationship between output voltage and distance

図 2.42 のグラフは  $R_b=R_d=300\ \Omega$ ,  $R_{mc}=5810\ \Omega$ ,  $C_{mc}=410\text{pF}$ , 位相角  $90^\circ$  での計算結果で, 各温度間との関係が判りやすいように温度による特性の差が大きいデータ (温度ドリフトが大きい) を示した。今回の検討では摺動部等の狭い隙間を精度よく測定することを考え, 最大 0.6mm までの隙間 (距離) を測定すると仮定し, 0~0.6mm 間の距離での温度ドリフトを算出した。温度ドリフトは 25°Cでの距離特性を基準とし, 125°Cの時の出力電圧との差に相当する距離で表す。包絡線検波, 位相検波時の温度ドリフトの計算結果の一例を図 2.43 示す。計算に使用したブリッジの各定数を図中に示す。縦軸は, それぞれの距離における 100°Cあたりの温度ドリフトを表している。距離により温度ドリフトは変化しており, この定数の場合位相検波の方が温度ドリフトは小さくできることが判る。

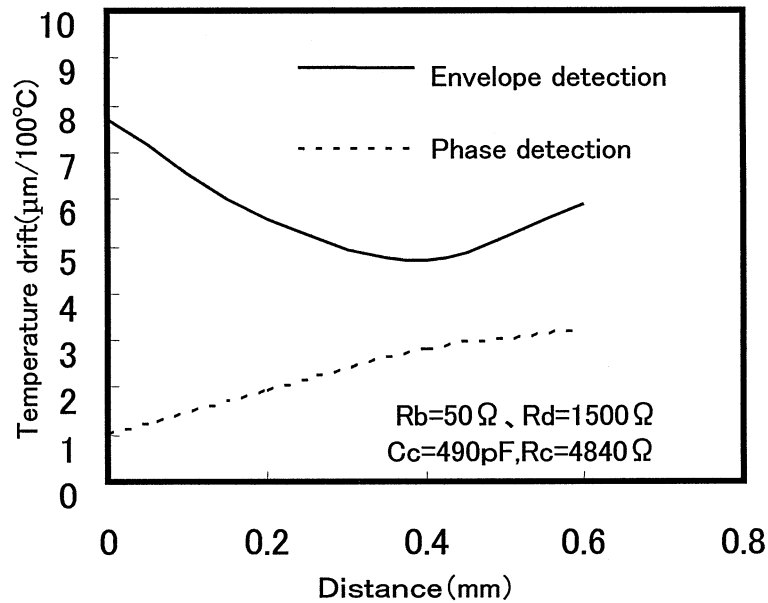


Fig. 2.43 Relationship between temperature drift and distance

ブリッジ回路中の  $R_b$ ,  $R_d$  をパラメータにした時の温度ドリフトを図 2.44, 図 2.45 に示す。図中の温度ドリフトは 0~0.6mm での最大の温度ドリフトの値をプロットした。図 2.44 は包絡線検波, 図 2.45 は位相検波実施時の温度ドリフトである。包絡線検波, 位相検波とも温度ドリフトがブリッジ回路の定数の選定によって変化することが判る。

ただ位相検波時は  $R_b$  を変化させてもほとんど影響はない。グラフを示していないが距離に対する感度も変化する。各定数決定にあたっては, 温度ドリフト, 感度を考慮して決定する必要がある。包絡線検波に関しては図 2.44 より判るように  $R_b$  が  $700\ \Omega$  の時  $6\ \mu\text{m}$  程度まで温度ドリフトは低減可能である。位相検波に関しては, 図 2.45 より判るように  $R_d$  が  $1500\ \Omega$  の時  $3\ \mu\text{m}$  程度の温度ドリフトまで低減可能である。包絡線検波より位相検波のほうが温度ドリフトは小さくできることが判る。なお  $R_d$  が  $300\ \Omega$  近傍で温度ドリフトが極端に大きくなっているのは位相角の設定が悪いためである。

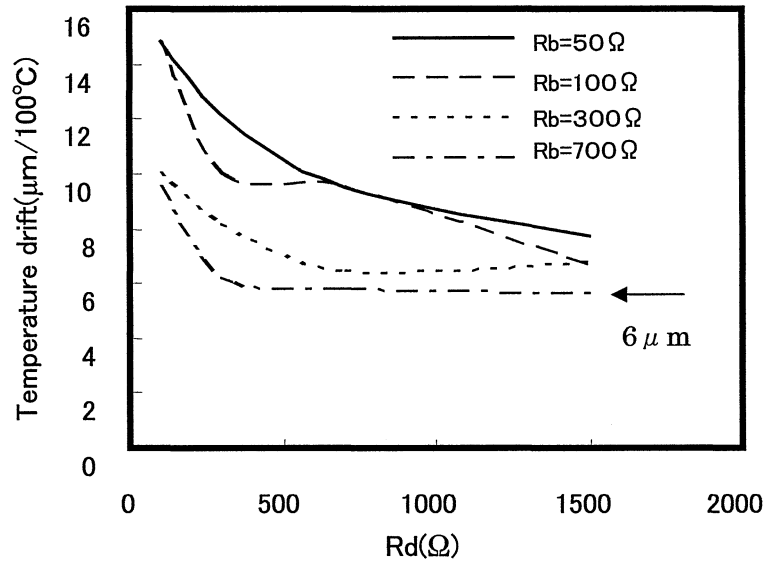


Fig2.44 Temperature drift by envelope detection

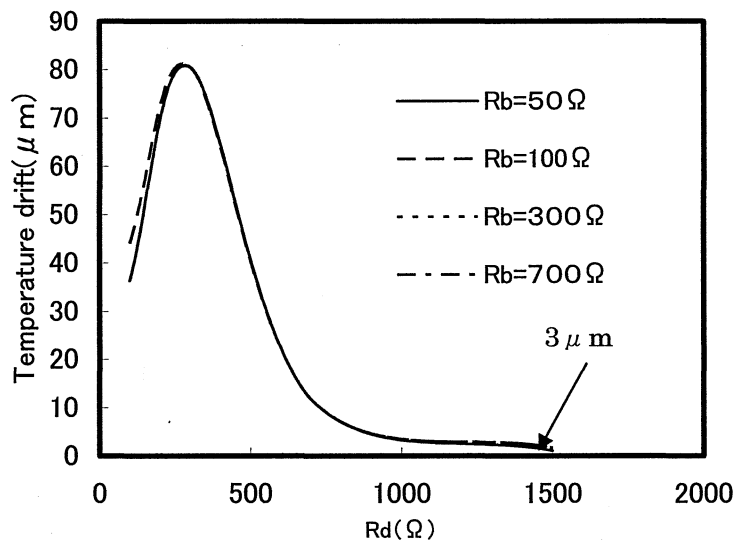


Fig. 2.45 Temperature drift (/100°C) by phase detection

(2) 2コイル時の温度ドリフト

ブリッジの一辺に温度補償用のダミーコイルを設置した場合について検討する。ブリッジはホイートストンブリッジを使用する。図 2.35 中の  $Z_s$  の箇所に測定用コイル、 $Z_b$  の箇所にダミーコイルを取り付け、 $Z_c$ 、 $Z_d$  部にはそれぞれ抵抗  $R_c$ 、 $R_d$  を設置する。ダミーコイルの先端にはターゲットと同じ材料を密着させ取り付ける。ダミーコイルは測定用コイルと同じ温度環境に設置する。温度ドリフト検討にあたり、ダミーコイルのインピーダンスは測定用コイルより 3% 小さいとし、測定用コイル、ダミーコイルの温度は  $125^{\circ}\text{C}$  とした。同一諸元のコイルではないが、ほぼ同程度の諸元のコイルを複数個試作したときの標準偏差は 3% 程度であり、複数個試作すれば特性が 3% 以内のコイルを入手可能と考えインピーダンスのばらつきを 3% とした。温度ドリフトの算出方法は 1 コイルの時と同じであり、温度幅  $100^{\circ}\text{C}$  での温度ドリフトを示す。 $R_c$ 、 $R_d$  の抵抗値を同一とした時の計算結果の一例を図 2.46 に示す。距離により温度ドリフトは変化し、この場合も位相検波の方が温度ドリフトは小さくできることが判る。ブリッジの抵抗をパラメータとし、包絡線検波、位相検波を実施したときの温度ドリフトの関係を図 2.47 に示す。図 2.46 に示すような温度ドリフトの計算結果の時には、包絡線検波時は温度ドリフトが一番大きい  $6.2\mu\text{m}$  の値、位相検波時も温度ドリフトが一番大きい  $-3\mu\text{m}$  の絶対値を図 2.47 ではプロットしている。

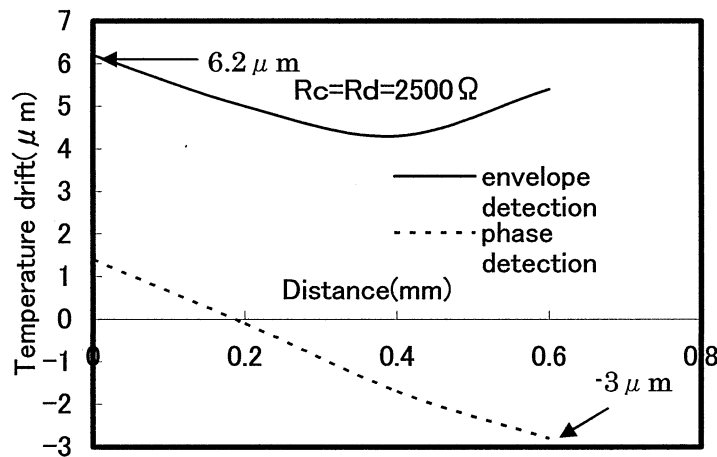


Fig. 2.46 Temperature drift(/ $100^{\circ}\text{C}$ )



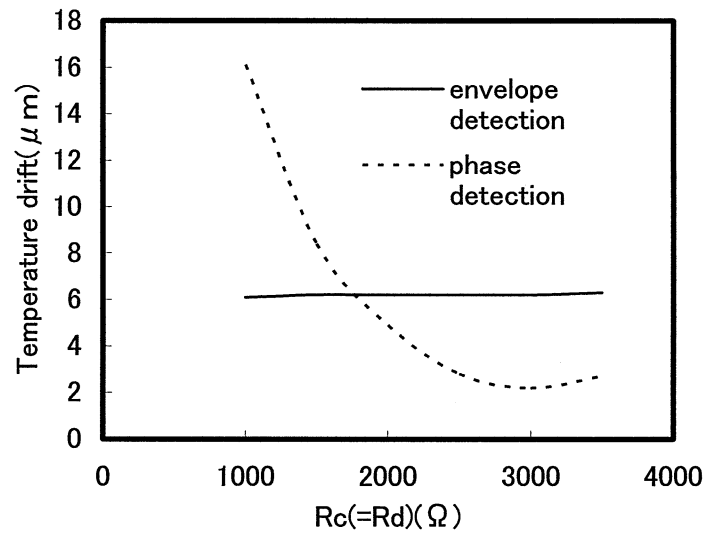


Fig. 2.47 Relationship between temperature drift(/100°C) and  $R_c(=R_d)$

包絡線検波での温度ドリフトは約  $6\mu\text{m}$  でほぼ一定であるが、位相検波の場合はブリッジ抵抗の選定により  $2\mu\text{m}$  まで小さくできる。1 コイル方式と 2 コイル方式の比較では若干 2 コイル方式の方が温度ドリフトを低減できる。

## 2. 3. 4 結 言

渦電流式変位センサのインダクタンス、抵抗の温度による変化を、銅をターゲット金属にした場合について推定した。変位センサのインピーダンス変化検出にブリッジ回路を用い、復調回路に包絡線検波、位相検波を実施した時の変位センサの温度ドリフトを推定し、以下のことが得られた。

- (1) 包絡線検波、位相検波時の温度ドリフトを解析し、最適な位相角では位相検波の方が包絡線検波より温度ドリフトを小さく出来ることを示した。ただ位相角の選定が不適切であると包絡線検波より温度ドリフトは大きくなり注意を要する。
- (2) 変位センサインピーダンス変化の検出法として 2 コイル方式で、位相検波方式を用いたとき今回検討した諸元のセンサでは 100°C の変化に対し 2  $\mu$ m 程度の温度ドリフトに低減可能である。
- (3) 変位センサの温度ドリフトは、2 コイル方式、位相検波方式の組み合わせが比較検討した中では一番小さくできる。
- (5) ターゲット金属が銅の場合、1 コイル方式と 2 コイル方式における温度ドリフト低減は位相検波方式を使う限りではそれほど大きな差はない。

## 第3章 微小すきま計測法の空調用圧縮機への応用

### 3. 1 空調用ロータリ圧縮機運転時微小すきま計測

#### 3. 1. 1 緒言

近年ヒートポンプ用圧縮機においては、高効率・低騒音・高信頼性が要求されている。ヒートポンプ用圧縮機の一つであるロータリ圧縮機は、ミクロンサイズの多くの微小すきまを有しており、これらすきまが性能・騒音・信頼性に及ぼす影響は大きい。

これらのミクロンサイズの微小すきまは、圧縮機組立時に発生する変形、圧縮機運転中に作用する圧力及び温度による変形により変動し、部品単体寸法から推定した微小すきまの値とは異なってくる。その程度が大きいときには性能低下、しゅう動部焼付きに至る可能性<sup>(47)(48)(49)</sup>があり、これらを考慮したすきまの設定が必要となる。微小すきまを適切に設定するためには運転時のすきまを把握し設計に反映する必要がある。

本章では、ロータリ圧縮機運転中のミクロンサイズの微小すきまを計測するために開発した小型で耐熱性があり、かつ温度ドリフトの少ない渦電流式変位センサについて述べるとともに、このセンサを用いて把握したロータリ圧縮機運転中における微小すきま挙動について述べる<sup>(50)(51)(52)(60)</sup>。

#### 3. 1. 2 計測用センサ開発

##### (1) 鉄の物性値 (透磁率、導電率)

変位センサを設計するにあたり2章で述べた手法を用い変位センサの温度ドリフト検討を実施する。前章までの検討はターゲット金属の物性値が比較的入手容易な銅を用いたが、測定対象のロータリ圧縮機各部品は鉄系(鋳鉄及び工具鋼)であり、その物性値(透磁率、導電率)は不明である。温度ドリフトを検討するに前にここではその部品の物性値を推定する。

文献に公表されている鉄の導電率、透磁率をまとめた結果を表3.1に示す。鉄としては比透磁率:150~250, 導電率: $1.0\sim 1.2\times 10^7$  1/ $\Omega\text{m}$ の値が報告されており、今回使

用する圧縮機鉄系の部品は特殊であり炭素鋼がベースである。部品の透磁率，導電率の値は上記範囲の中にあると考えられるが，数値を特定することができない。

Table3.1 Properties of iron

Permeability	Conductivity	References
Relative permeability : 150* <sup>1</sup> (impurities 0.2%) Relative permeability : 250* <sup>2</sup>	1.0×10 <sup>7</sup> * <sup>3</sup> 1/Ωm at20°C	* 1reference <sup>(5 4)</sup> pp.916 * 2reference <sup>(5 4)</sup> pp.917 * 3reference <sup>(5 4)</sup> pp.1079
Relative permeability : 200		reference <sup>(5 5)</sup> pp.61

ここでは変位センサの特性が材料の比透磁率，導電率の影響を受けることに着目する。第 2 章で製作したセンサで既知の距離において圧縮機用部品をターゲット金属として測定した結果よりその部品の比透磁率，導電率を逆解析により推定する。インダクタンス，抵抗の値をベースに逆解析してもよいが，2.1.10 節で述べた解析と実験値との比較では距離に対するインダクタンス，抵抗の変化幅（例えば距離 0mm と距離 2mm でのインダクタンス，抵抗の変化分）の推定精度の方がインダクタンス，抵抗の推定精度よりも良いことより，変化幅の値で逆解析して比透磁率，導電率を推定する。距離を変化させたときの測定結果を表 3.2 に示す。(2.23)式，(2.24)式を用いて算出した距離 0mm, 2mm の時のインダクタンス，抵抗をそれぞれ  $L_0$  ,  $L_2$  ,  $R_0$  ,  $R_2$  とすると次式が成り立つ。

$$L_0 - L_2 = -0.52 \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

$$R_0 - R_2 = 9.35 \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

未知数は， $\mu$  ,  $\sigma$  の 2 つであるので(3.1)式，(3.2)式より方程式を解けばよいが関数が複雑であるので方程式を解くことができない。ここでは図式解法で求める。

Table3.2 Results

	L ( $\mu\text{H}$ )	R ( $\Omega$ )
Distance=0mm(D1)	44.88	26.99
Distance=2mm(D2)	45.40	17.64
Variation(D1-D2)	-0.52	9.35
Measured conditions	f = 1 MHz、 lead wire length 2 m、 target material : steel、 (atmosphere)	

比透磁率, 導電率をパラメータとした時のインダクタンス変化(距離 0mm と 2mm), 抵抗変化 (距離 0mm と 2mm) の算出結果をグラフ化したものを図 3.1, 図 3.2 に示す。横軸は導電率, 縦軸はそれぞれインダクタンスの変化幅, 抵抗の変化幅を示す。図中の  $\mu_r$  は, 比透磁率を表す。

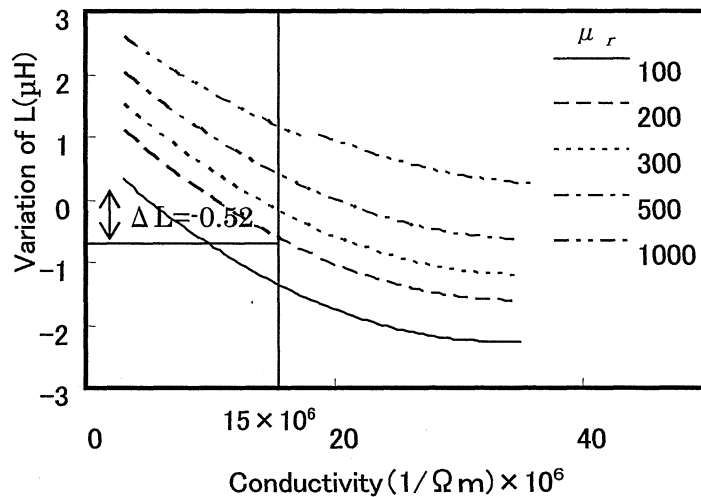


Fig. 3.1 Variation of L versus conductivity

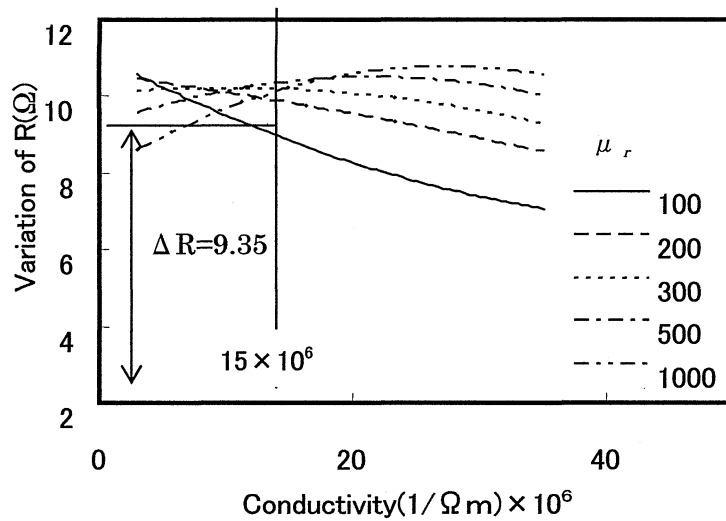


Fig. 3.2 Variation of R versus conductivity

比透磁率 200, 導電率  $1.5 \times 10^7 1/\Omega\text{m}$  と仮定した時, 図 3.1 ではインダクタンスの変化幅はほぼ計算と測定値は一致している。図 3.2 の抵抗の変化幅における計算と測定値の差は約 10% 程度あるが, 温度ドリフト検討時の比透磁率、導電率はそれぞれ 200,  $15 \times 10^6 1/\Omega\text{m}$  とする。

(2) 変位センサ諸元

空調用ロータリ圧縮機の微小すきま（ブレード部，ロータ部）を把握するための渦電流式変位センサについて検討する。センサはシリンダ内に設置する必要がある。シリンダは，外径 100mm，内径 40mm，高さ 25mm 程度の中空円筒の形状で，その中にブレード溝，冷媒通路等の加工がなされている。これらを考慮するとセンサの大きさは  $\phi 5\text{mm} \times 5\text{mm}$  以下にする必要がある。又鉄系の材料の中に設置するためセンサ特性が影響を受ける。その影響を受けないようにするためセンサコイル外径は，センサ形状より小さくし  $\phi 3\text{mm}$  とする。後述するが温度ドリフト補正用のダミーコイルを  $\phi 5\text{mm} \times 5\text{mm}$  程度の大きさの中に納める必要があり巻き数も 2 章で使用したセンサの巻き数 140 ターンより少なく 40 ターンを考える。コイル設計にあたっては，図 3.3 に示すようにコイルの厚み( $T_c$ )と外径( $D_o$ )，巻き数を決めればよい。設置のための条件を考慮し表 3.3 に示す 2 種類のコイル形状の距離特性，温度特性を計算した。センサ R A は扁平形状，センサ R B は細長形状を狙い，外径，巻き数は同一とし，その他の諸元を決定した。

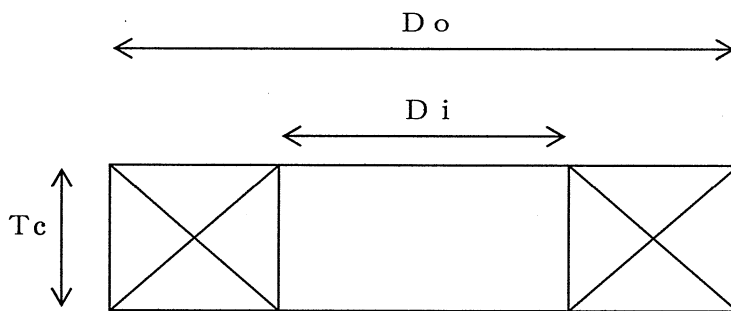


Fig. 3.3 The structure of the coil

Table 3.3 Dimension of sensors

Sensor	SensorRA	SensorRB
Outer diameter ( $D_o$ )	2.5mm	2.5mm
Inner diameter( $D_i$ )	1.54mm	2.26mm
Height ( $T_c$ )	0.3mm	1.2mm
Numbers of coil turn	40turn (5×8)	40turn (10×2)

センサ RA, センサ RB において距離, 温度を変化させた時の, インダクタンス, 抵抗の変化の計算結果を図 3.4, 図 3.5 に示す。周波数 1MHz での値であり, 横軸は抵抗値, 縦軸はリアクタンス値を表す。ターゲット金属は鉄とし 2 章で製作したセンサと同様にコイルとセンサ頂部の間はある距離を設け, その距離は  $400\mu\text{m}$  とし図中のグラフでは  $0\mu\text{m}$  と表示している。 $40\mu\text{m}$  の表示は実際の距離は  $440\mu\text{m}$  での計算結果である。

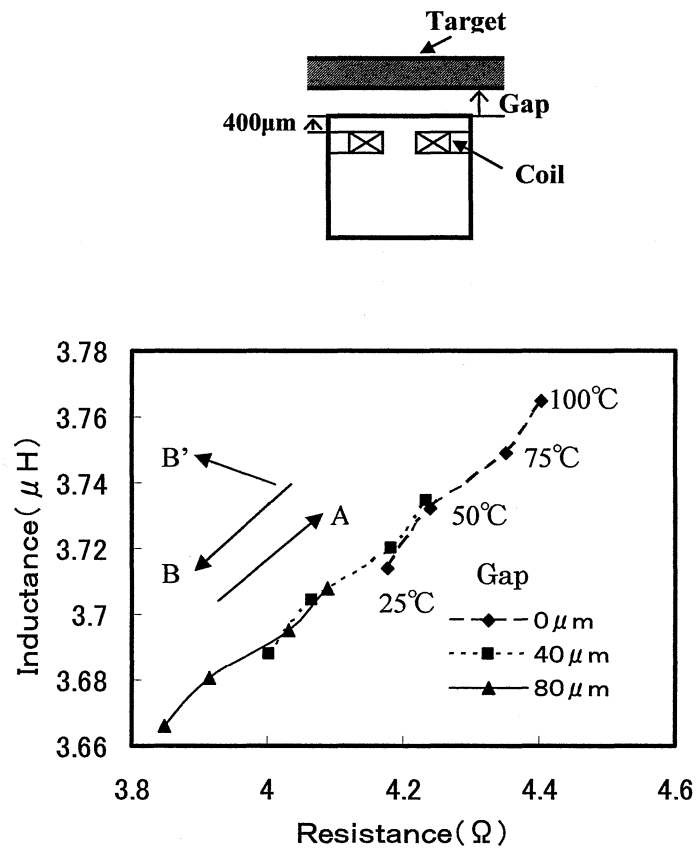


Fig. 3.4 R-L characteristic of Sensor RA (calculated)

測定箇所の想定される微小すきまは数  $10\mu\text{m}$  程度と考えられるので, 距離  $40\mu\text{m}$ ,  $80\mu\text{m}$  で計算した。図中それぞれの距離において 4 箇所のマーキングが示されておりインダクタンス, 抵抗が小さい点よりセンサの温度が  $25^\circ\text{C}$ ,  $50^\circ\text{C}$ ,  $75^\circ\text{C}$ ,  $100^\circ\text{C}$  での値の計算結果を表している。図中では, 距離  $0\text{mm}$  のデータには, マークの横に温度を表示している。



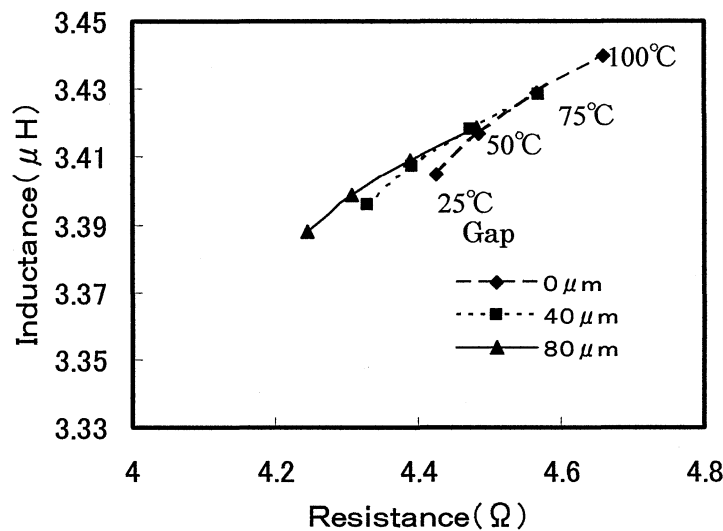


Fig. 3.5 R-L characteristic of Sensor RB (calculated)

表 3.4 にセンサ RA, センサ RB の温度ドリフト, 距離に対する感度を示す。インダクタンス成分を検出すると仮定し算出した。温度ドリフトの値は距離  $0\ \mu\text{m}$ ,  $40\ \mu\text{m}$  において温度が  $25^\circ\text{C}$  より  $75^\circ\text{C}$  に変化したときの値, 距離感度は  $100\ \mu\text{m}$  あたりのインダクタンスの変化量を示す。

Table 3.4 Temperature drift , Sensitivity (calculated)

		Sensor RA	Sensor RB
Drift (/50°C)	At distance= $0\ \mu\text{m}$	5 4 $\mu\text{m}$	1 1 0 $\mu\text{m}$
	At distance= $40\ \mu\text{m}$	4 9 $\mu\text{m}$	1 0 1 $\mu\text{m}$
Sensitivity(/100 $\mu\text{m}$ )		0. 0 6 5 $\mu\text{H}$	0. 0 2 2 $\mu\text{H}$

センサ RA の方がセンサ RB に比較して, 温度ドリフトは約 1/2 であり, 距離に対する感度は約 3 倍大きいことが判る。扁平な形状の方がセンサの特性は良く, 今後はコイル RA の諸元で信号処理回路を含め温度ドリフトを検討する。コイル RA の方が導線の長さが短いことが温度ドリフトが小さい要因の一つと考えられる。又距離  $0\ \mu\text{m}$  より  $40\ \mu\text{m}$  での温度ドリフトの方が小さい。それはターゲット金属に流れる渦電流の大きさは距離が離れるほど小さくなり, 温度ドリフトの要因の一つであるターゲット金属抵抗の温度変化の影響が小さくなることによると考えられる。

### (3) 温度ドリフト検討

図 3.4 に示す温度・距離変化時の抵抗・インダクタンスの変化は同一の方向に起こっている。温度が変化したときの特性が変化する方向（図 3.4 中の→A）と距離が変化したときの特性が変化する方向（図 3.4 中の→B）の位相が  $180^\circ$  と逆位相であるので、位相検波により温度ドリフトを小さくすることは困難である（→B が→B' のように位相が異なっていれば位相検波の効果が得られる）。温度ドリフト低減は、ブリッジ回路に温度補償用のダミーコイルを設置することで検討を進める。ここでは温度ドリフト低減にブリッジ回路、ダミーコイルを利用し温度ドリフトがどこまで低減できるかを検討する。

温度ドリフト推定にあたり計測時に遭遇する誤差と考えられる要因として次項が挙げられる。

- (a) アクティブコイルとダミーコイルのインピーダンスのばらつき
- (b) アクティブコイルとダミーコイルの温度差
- (c) ダミーコイルターゲット材の温度と測定対象との温度差

上記の誤差要因に対する検討は以下の考え方で進める。(a)、(c)に関しては、考えられるばらつき、温度差での温度ドリフトを推定しその影響を評価する。(b)に関してはアクティブコイルとダミーコイルは同一のボビンに設置する構造とし、互いのコイル間の距離は最短とし、同一の温度環境になるようにしてコイル間の温度差を小さくする。

センサのばらつきに関しては以下の理由によりアクティブコイルとダミーコイルのインピーダンスが 5%ばらつくと仮定し、温度ドリフトを推定する。今回検討しているコイルより若干大きいコイルを 10 個製作したときのインピーダンスのばらつきは約 3%であった。今回製作するコイルは巻き数が少なく、コイル幅も小さい。そのため完全な形で整列巻きができない可能性があり、インピーダンスのばらつきは約 5%になると仮定した。ダミーコイルに取り付けたターゲット材の温度とアクティブコイルのターゲット材すなわち測定対象の温度は異なると考えたほうが良い。ここではダミーコイルのターゲット材のほうが測定対象に対して  $10^\circ\text{C}$  温度が高いと仮定し温度ドリフトを推定する。（ $10^\circ\text{C}$  高いと仮定した妥当性については 3.1.4(2)を参照されたい。）

アクティブコイル、ダミーコイルは、図 3.6 に示すブリッジ回路に接続する。 $L_s$ 、 $R_s$  はアクティブコイルの等価インダクタンス、等価抵抗を、 $L_d$ 、 $R_d$  はダミーコイルの等価インダクタンス、等価抵抗を表している。 $C_s$ 、 $C_d$  は、位相調整用のコンデンサを表している。第 2 章と同様にリード線を 2m 接続すると仮定し算出した。

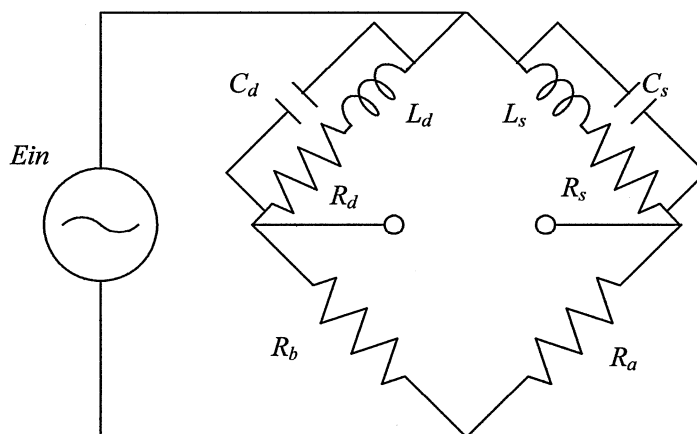


Fig. 3.6 Bridge circuit

図 3.7、図 3.8 にブリッジの回路定数を変化させた時のブリッジの出力電圧を示す。横軸は出力電圧の実数部、縦軸は出力電圧の虚数部を示す。

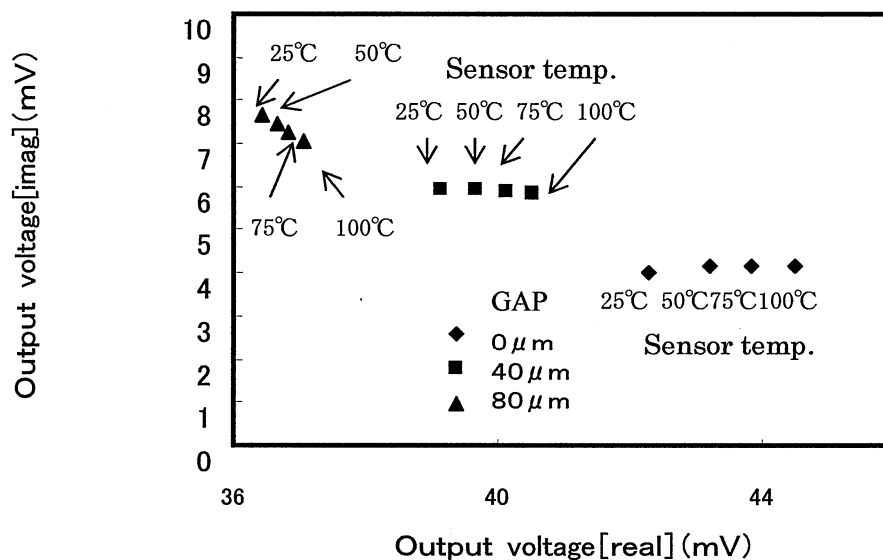


Fig. 3.7 Output voltage ( $R_a=30\Omega$ ,  $R_b=30\Omega$ ,  $C_s=0\text{pF}$ ,  $C_d=0\text{pF}$ )

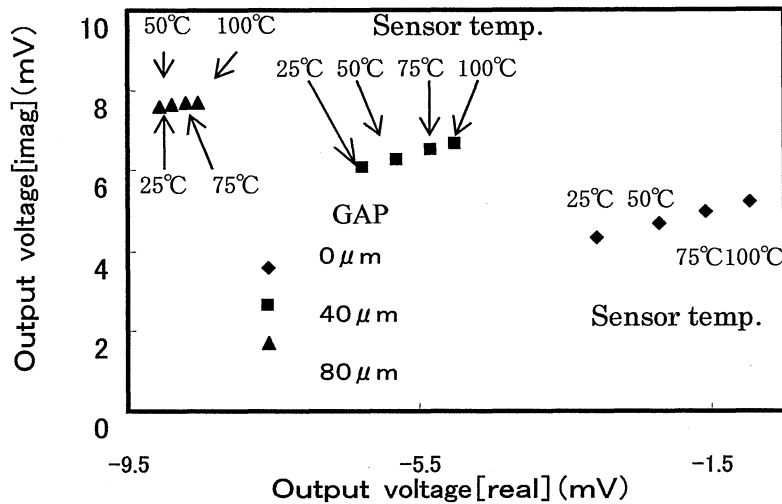


Fig. 3.8 Output voltage ( $R_a=32\Omega$ ,  $R_b=30\Omega$ ,  $C_s=0pF$ ,  $C_d=300pF$ )

図 3.7, 図 3.8 に示すようにブリッジの回路定数を変更することにより温度が変化するとき出力電圧の位相が変化していることが判る。

各距離におけるマークは、コイル温度が 25°C, 50°C, 75°C, 100°C での値であり、それぞれの距離において実数部の出力電圧が小さい方から順に温度は高くなっている (図中にもコイル温度を示す)。

図 3.9~図 3.14 は、図 3.7, 図 3.8 のブリッジ出力電圧を位相検波実施後の出力電圧から算出した温度ドリフトを示す。前章までの温度ドリフトは 100°C あたりの値で表示していたが、ここでは 25°C でのデータを基準とし各距離において温度が変化するときの温度ドリフトの値を示している。図 3.9~図 3.11 のデータが図 3.7 の出力をベースにし、図 3.12~図 3.14 のデータが図 3.8 のデータをベースに位相検波したときの出力から算出した温度ドリフトを示す。図 3.7 と図 3.8 算出時のブリッジの定数及び位相検波実施時の位相角を表 3.5 に示す。

ブリッジ回路の出力電圧、位相検波後の出力電圧、位相角の関係は、2.3.2 節に詳細を説明しているが、下記に簡単に説明しておく。

ブリッジ回路からの出力電圧を  $E_b$  としたとき出力電圧は (2.33) 式で表される。

$$E_b = (A_r + jA_i)Em \cos \omega t \quad \dots\dots\dots(2.33)$$

ここで  $A_r$ ,  $A_i$ : ブリッジ回路出力電圧の実数部、虚数部 ((図 3.7, 図 3.8 の横軸と縦軸

に相当),  $Em\cos\omega t$  : 搬送波を表す。

位相検波後の出力電圧  $V_{ph}$  は(2.40)式で表され  $\varphi$  は位相検波器の位相角を表す。

$$V_{ph} = \frac{1}{2} Em^2 (A_r \cos \varphi + A_i \sin \varphi) \dots\dots\dots(2.40)$$

表 3.5 中の Phase angle は, (2.40)式中の  $\varphi$  を表している。

ブリッジ出力電圧の位相角を  $\beta_b$  としたときその位相角は次式で表わされる。

$$\tan\beta_b = \frac{A_i}{A_r}$$

Table 3. 5 Conditions at calculating temperature drift

Figure No	Phase angle (rad)	R <sub>a</sub> (Ω)	R <sub>b</sub> (Ω)	C <sub>s</sub> (pF)	C <sub>d</sub> (pF)
3.7	—	30	30	0	0
3.8	—	32	30	0	300
3.9	$\beta_b$	30	30	0	0
3.10	0	30	30	0	0
3.11	$\pi/2$	30	30	0	0
3.12	$\beta_b$	32	30	0	300
3.13	0	32	30	0	300
3.14	$\pi/2$	32	30	0	300

図 3.9～図 3.14 の横軸はコイルの温度を示し, その温度での温度ドリフトを縦軸に示す。ブリッジ定数及び位相検波回路の位相角を変化させることにより温度ドリフトを調整できることが判る。

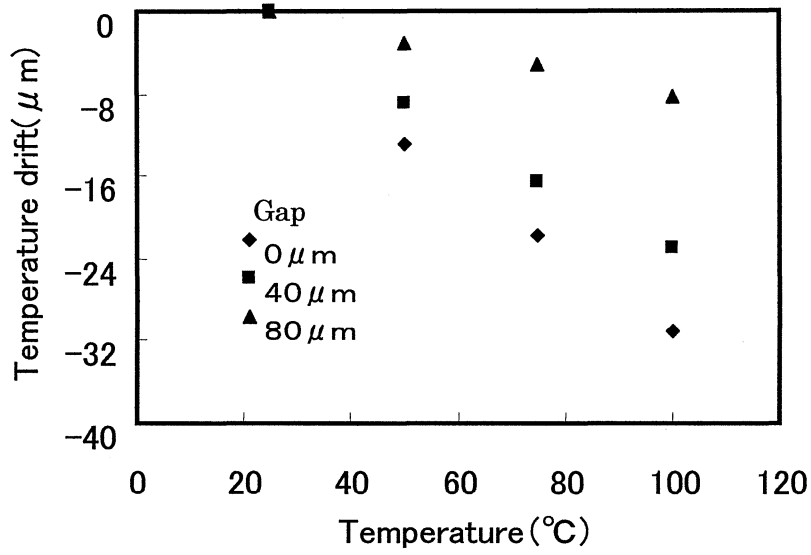


Fig. 3.9 Temperature drift

(Passe angle= $\beta_b$ ,  $R_a=30\Omega$ ,  $R_b=30\Omega$ ,  $C_s=0\text{pF}$ ,  $C_d=0\text{pF}$ )

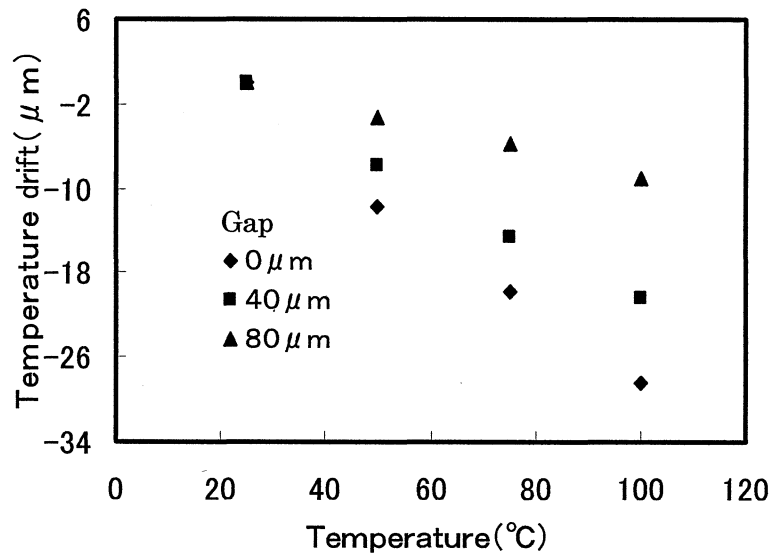


Fig. 3.10 Temperature drift

(Passe angle=0,  $R_a=30\Omega$ ,  $R_b=30\Omega$ ,  $C_s=0\text{pF}$ ,  $C_d=0\text{pF}$ )

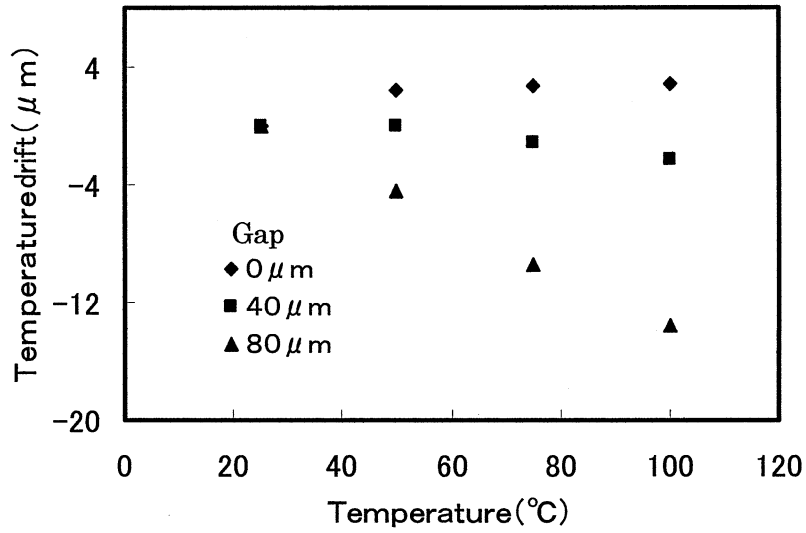


Fig. 3.11 Temperature drift

(Pass angle= $\pi/2$ ,  $R_a=30\Omega$ ,  $R_b=30\Omega$ ,  $C_s=0\text{pF}$ ,  $C_d=0\text{pF}$ )

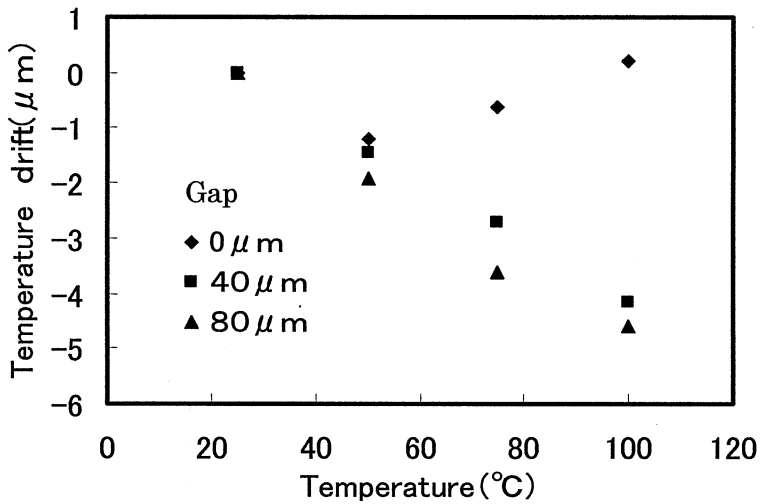


Fig. 3.12 Temperature drift

(Pass angle= $\beta_b$ ,  $R_a=32\Omega$ ,  $R_b=30\Omega$ ,  $C_s=0\text{pF}$ ,  $C_d=300\text{pF}$ )

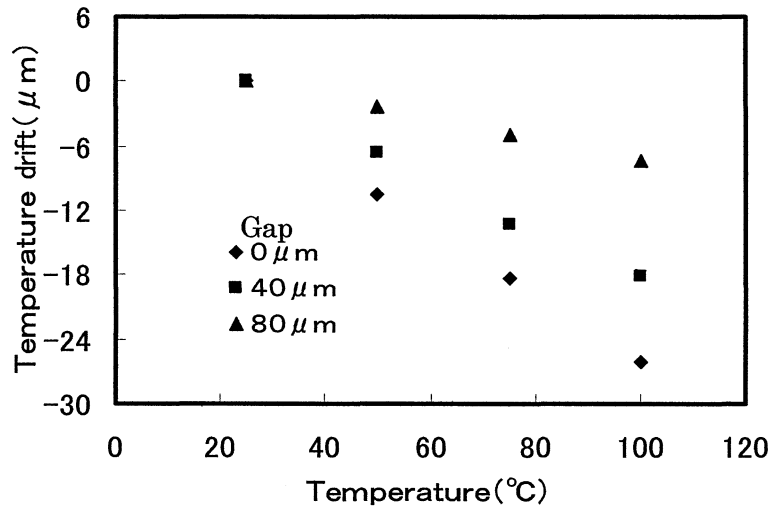


Fig. 3.13 Temperature drift

(Passé angle=0,  $R_a=32\Omega$ ,  $R_b=30\Omega$ ,  $C_s=0\text{pF}$ ,  $C_d=300\text{pF}$ )

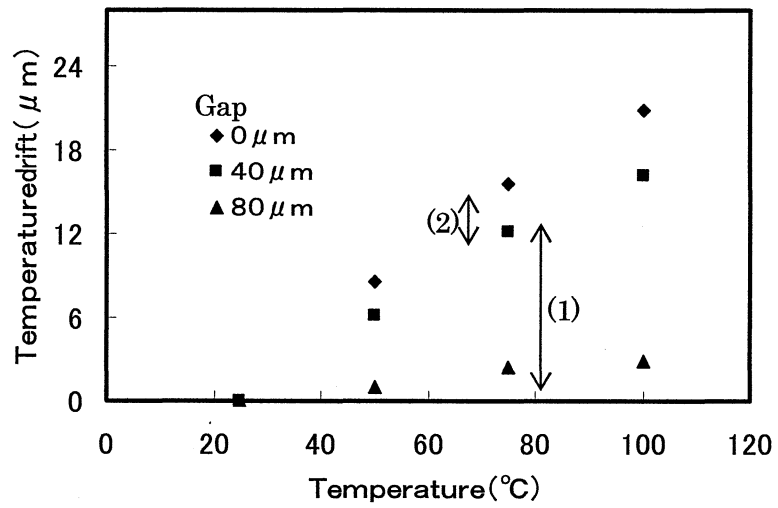


Fig. 3.14 Temperature drift

(Passé angle= $\pi/2$ ,  $R_a=32\Omega$ ,  $R_b=30\Omega$ ,  $C_s=0\text{pF}$ ,  $C_d=300\text{pF}$ )



表 3.6 に、距離  $40\ \mu\text{m}$ 、温度  $75^\circ\text{C}$  における温度ドリフトを示す。表 3.6 の温度ドリフトで左側の欄[(1) Fig. 3.14]の値は  $75^\circ\text{C}$ 、 $40\ \mu\text{m}$  (図 3.14 の (1) に相当) での温度ドリフトで、右側の欄[(2) Fig. 3.14]の値は、温度  $75^\circ\text{C}$  で距離  $0\ \mu\text{m}$ 、 $40\ \mu\text{m}$  の温度ドリフトの差 (図 3.14 の (2) に相当) を表している。

Table 3.6 Temperature drift

Figure No	Temperature drift ( $\mu\text{m}$ )	
	(1) Fig. 3.14	(2) Fig. 3.14
3.9	-16.5	4.0
3.10	-14.7	4.0
3.11	-1.2	-3.9
3.12	-2.6	-2.2
3.13	-13.3	5.1
3.14	12.1	3.1

表 3.6 から検討したセンサは、 $0\sim 40\ \mu\text{m}$  の距離測定でブリッジ定数の調整及び位相検波の参照信号の位相調整により、図 3.11 のように温度ドリフトを  $-1.2\ \mu\text{m}$  に低減できることが判る。又図 3.11 以外のデータでは距離  $0\ \mu\text{m}$  における温度検定データで測定データの補正を実施すれば温度ドリフトの低減ができることが判る。

以上の検討結果より表 3.3 のセンサ RA の諸元をベースに設計し、ブリッジ定数・位相検波回路の位相の適正化、距離  $0\ \mu\text{m}$  における温度検定データで測定データの補正を図れば  $1\sim 2\ \mu\text{m}$  程度の温度ドリフトで測定できる可能性があることが判った。

(4) 開発センサ及び信号処理回路

図 3.15 に測定用に開発したセンサの構造を示す。センサは、コイル線、コイル線を固定するためのボビン、コイル線をボビンに固定するための接着剤により構成されている。センサの使用温度の上限は種々の圧縮機で使用することを考慮し 200°Cとし、熱変形を小さく抑えるためボビン、接着剤の材料としてアルミナ系セラミクスを選定した。コイル線には 200°C以上の耐熱性を有する  $\phi 60 \mu\text{m}$  のアミドイミド被覆導線を採用し、図 3.15 に示すようにボビンの溝部に巻いた。

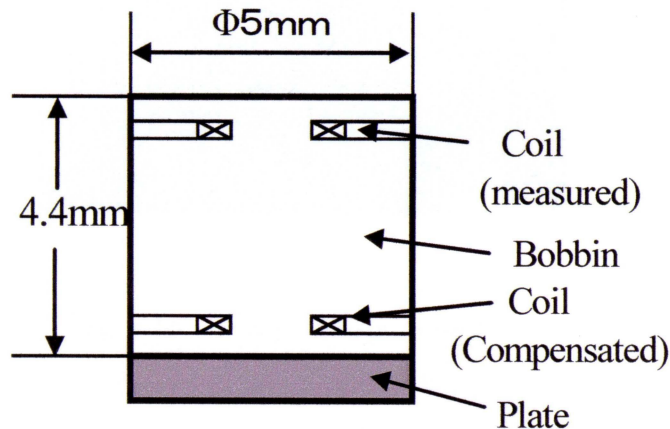


Fig. 3.15 The structure of the prototype sensor

温度補償用コイルと測定用コイルを同一ボビン内に対称位置に内蔵する構成とした。これにより、センサの周囲温度が変化しても同じ温度変化が両コイルに発生することになり温度補償コイルにより精度よく補償できるようになる。また、実際の測定に当っては温度補償用コイルの下端に測定対象部材と同一材を取付け、その部材の温度による電磁気特性（導電率、透磁率）変化を補償するようにした。ボビンの外径は  $\phi 5\text{mm}$  とし、コイルの外径は  $\phi 2.5\text{mm}$  とした。これによりセンサを供試機に設置したとき、センサ周囲の金属によるセンサ特性への影響が小さくなるように考慮した。

図 3.16 に試作したセンサを示す。上側の溝部はコイル線を巻いた状態、下側の溝部はコイル線に接着剤を塗布した状態である。

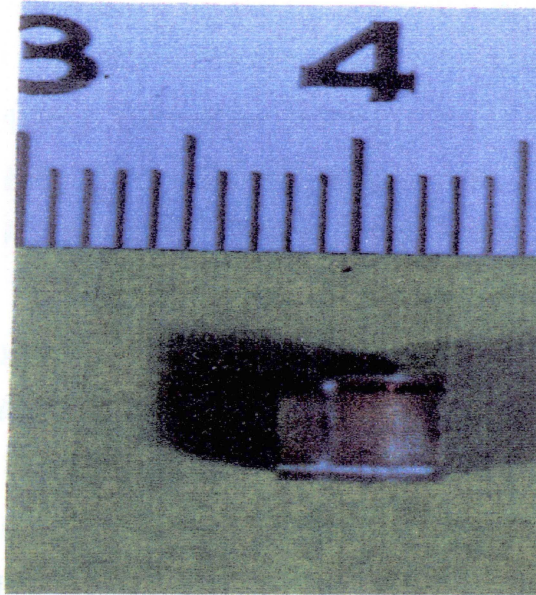


Fig. 3.16 The prototype sensor

表 3.7 に試作したセンサのインダクタンス，抵抗の測定値を示す。

Table 3.7 L and R of prototype sensors

f=1MHz

Sensor		Sensor1	Sensor2	Sensor3	Sensor4
L ( $\mu$ H)	A	4. 7 0 4	7. 5 5 5	7. 5 6 0	4. 1 4 6
	D	4. 4 9 6	7. 6 7 7	7. 3 3 4	4. 2 1 2
R ( $\Omega$ )	A	7. 1 9 0	1 0. 4 0 5	9. 4 8 2	6. 4 0 1
	D	6. 8 4 8	9. 9 2 9	9. 0 8 5	6. 2 0 6

A : coil D : dummy coil

表 3.7 で A (アクティブコイル) はターゲットとの距離  $0\mu\text{m}$  での測定値, D はダミー用のターゲットを取り付けた状態の測定値である。センサ 1, センサ 4, は 3.1.2. (2) で検討した諸元のセンサであるが, センサ 2, センサ 3 は若干異なる諸元で試作した (L 値の大きさを若干大きくするため  $D_i$  のみを  $1.54 \rightarrow 2.0$  に変更した。その他の諸元は同一である)。温度ドリフトにはアクティブコイルとダミーコイル間の特性 (L, R) のばらつきが影響する。今回試作したそれぞれのセンサにおけるアクティブコイルとダミーコイルの特性のばらつきは, アクティブコイル基準とした時, L:  $-4 \sim 2\%$ , R:  $-5 \sim 3\%$ , とそれほど大きなばらつきは発生しておらず, 想定していたばらつき  $\pm 5\%$  以内には収まっている。

図 3.17(a) に信号処理回路を示す。ブリッジ回路, 発振回路, 位相 (同期) 検波回路, フィルタ部, 増幅回路により構成されている。ブリッジ回路には測定用コイル, 温度補償用コイルを接続する。搬送波は変位により変調され, 位相検波回路, フィルタ部により復調され, 変位に比例する電圧として出力される。搬送波の周波数は  $1\text{MHz}$  とした。

図 3.17(b) に使用した回路図を示す。 $R_x$  にダミーセンサを接続する。センサーコイルが測定用センサを示している。位相検波用 IC としてモトローラの MC1496 を使用した。

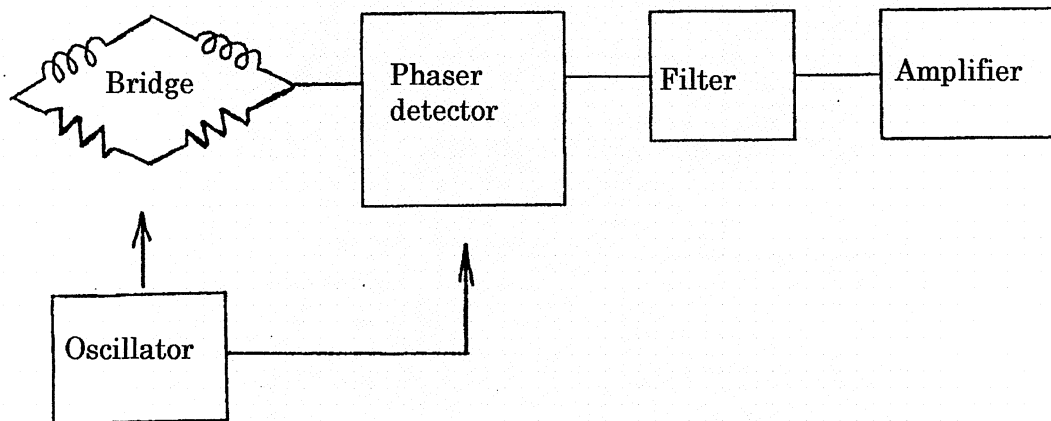


Fig. 3.17(a) Measurement circuit diagram

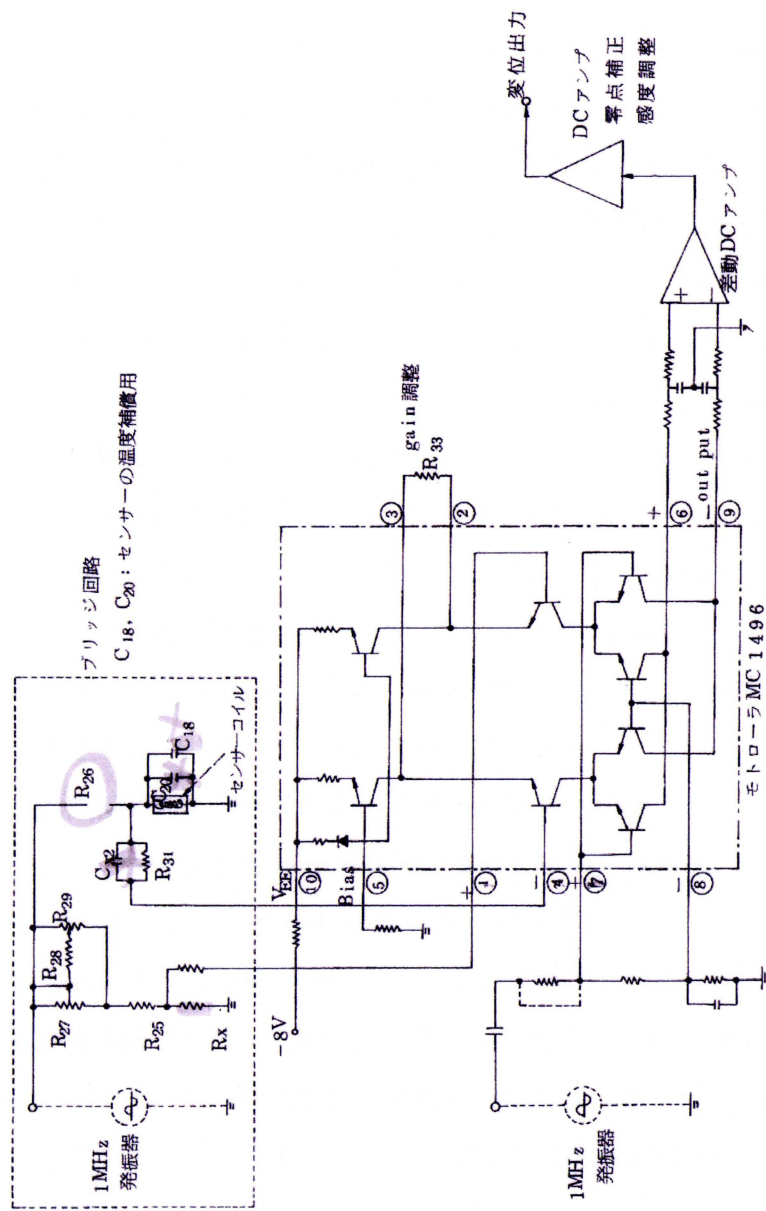


Fig. 3.17(b) Measurement circuit

### 3. 1. 3 微小すきま計測

#### (1) ロータリ圧縮機の各部微小すきま

図 3.18 に空調用ロータリ圧縮機を示す。吸入管から入るガスは、吸入管を通り圧縮室内に入る。ロータとブレードはシリンダ室を 2 分割しており、シャフトの回転に応じてロータは旋回運動、ブレードは往復運動をする。図 3.18 では、ロータは矢印の示す方向すなわち時計回りに回転する。シリンダ内の 2 つの圧縮室容積を変化させて、吸入及び圧縮作用を同時に行っている。圧縮されたガスは、吐出弁、吐出マフラを経て、ハウジングとモータステータの間等を通り圧縮機ハウジング内を上昇し吐出管から冷凍サイクル内に送られる。圧縮室はシリンダ、ロータ、上部軸受、下部軸受、ブレードの各部品に囲まれた空間により構成され、その中には多くのミクロンサイズの微小すきまが形成される。ロータが旋回運動するため、圧縮室と吸入側とを分けているブレードはその動きに追従する必要がある。ブレードは、主にブレードにかかる圧力差でロータに押しつけられ、シリンダ溝（以後ブレード溝と呼ぶ）の中を運動している。ブレードとブレード溝間のすきまをすきま A とする。運転中の圧力、熱による変形等を十分考慮しすきまを設定する必要がある。すきまが適切に設定されていないと、ブレードがブレード溝と接触し、機械損失の増大すなわち消費動力増大を引き起こす。

ロータはシリンダとすきまを保ちながら旋回運動を行い圧縮する。シリンダとロータ間のすきまをすきま B とする。すきま B が大きく設定されると、すきま B を通り圧縮室内のガスが吸入側に流れ性能低下を引き起こす。反対に小さく設定されると、組み立て時の変形、圧縮機運転中の圧力・熱により発生する変形によりすきまが更に小さくなったとき、ロータとシリンダの接触が始まり動力の増加及び焼き付きが発生する。ロータリ圧縮機ではすきま A、すきま B の設定は設計上重要な問題である。

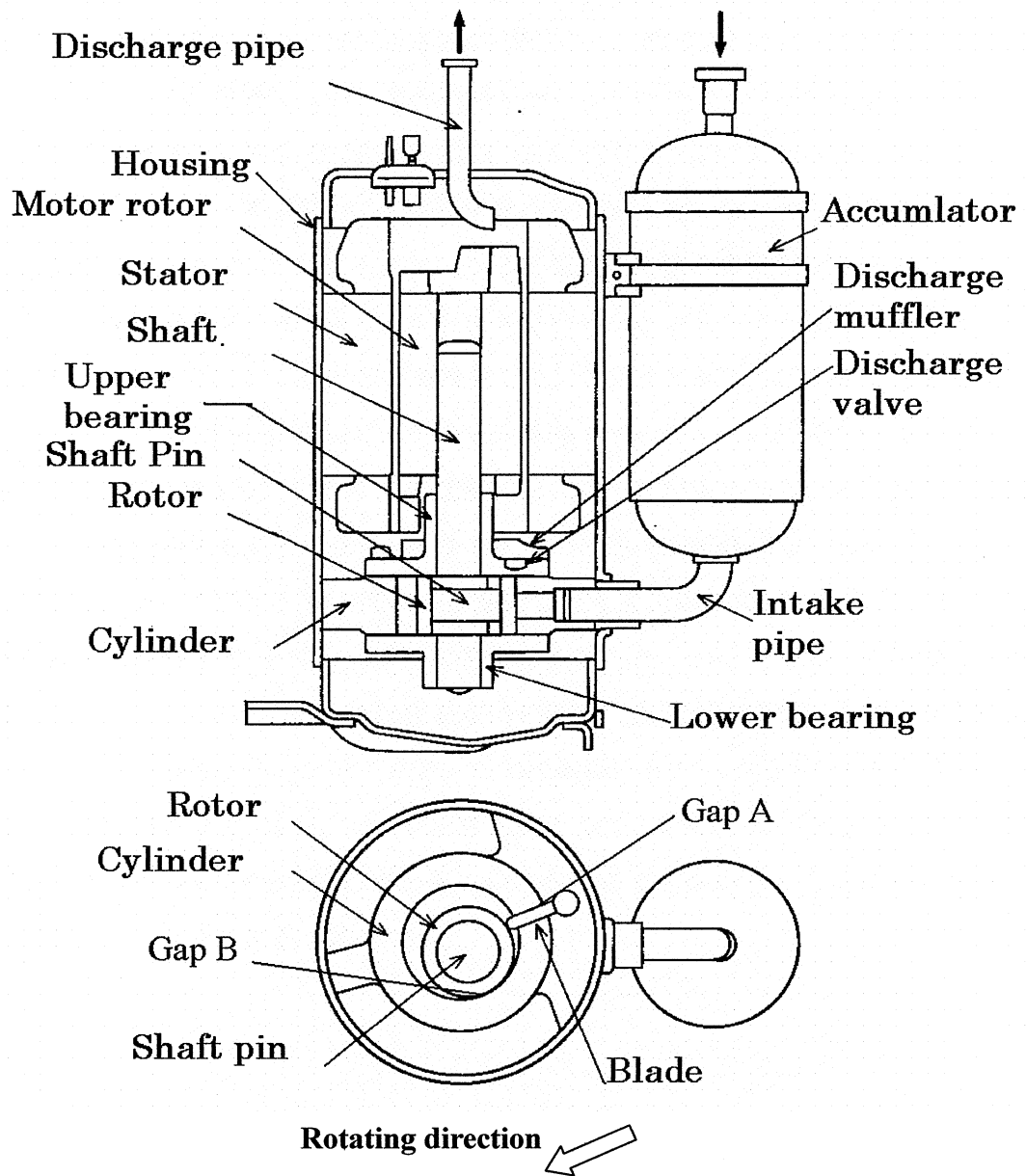


Fig3.18 Rotary compressor structure

## (2) センサ設置位置及びセンサ校正結果

圧縮機運転中のすきま A, すきま B の挙動を把握するため試作したセンサを押しつけ量約 17cc, 単相 100V のロータリ圧縮機に取付けた。図 3.19 にセンサの取付け位置を示す。測定すきまと設置したセンサの関係を表 3.8 に示す。すきま A はブレードとブレード溝とで形成されるすきまであり, 図 3.19 に示すようにブレード溝の壁にセンサを 2 箇所設置しブレード溝の両サイドからすきまを測定した。センサ 1 及びセンサ 2 がすきま A 測定用センサで, センサ 1 とセンサ 2 で測定した値の合計がブレードとブレード溝で形成されるすきまに相当する。すきま B はロータとシリンダの間に形成されるすきまであり, シリンダにセンサを 2 箇所設置した。センサ 3 及び 4 がすきま B 測定用であり, シリンダにセンサを設置しているので圧縮機 1 サイクルにおけるすべてのすきまを測定できず, センサ 3 及びセンサ 4 の設置位置にロータが来たときのある回転角度におけるすきまを測定することになる。各微小すきまの他に回転角基準としてブレードの動きを測定し, ロータがブレード溝に一番接近したときを回転角  $0^\circ$  とした。センサ 3, 4 はそれぞれ回転角で  $245^\circ$ ,  $330^\circ$  の位置に設置した。 $245^\circ$ ,  $330^\circ$  の位置に設置した理由は,  $200^\circ$  以上の回転角では圧縮室内の圧力は高く圧力変形によりすきまが大きくなっている可能性があるためである。なお圧縮機は  $245^\circ$  の位置のすきまが一番小さくなるように組み立てている。(これを偏芯組み立てと呼び, ロータとシリンダを組み立てるときロータの中心をある回転角におけるすきま B が小さくなるように故意にずらし(偏芯させ)組み立てる方法をいう)



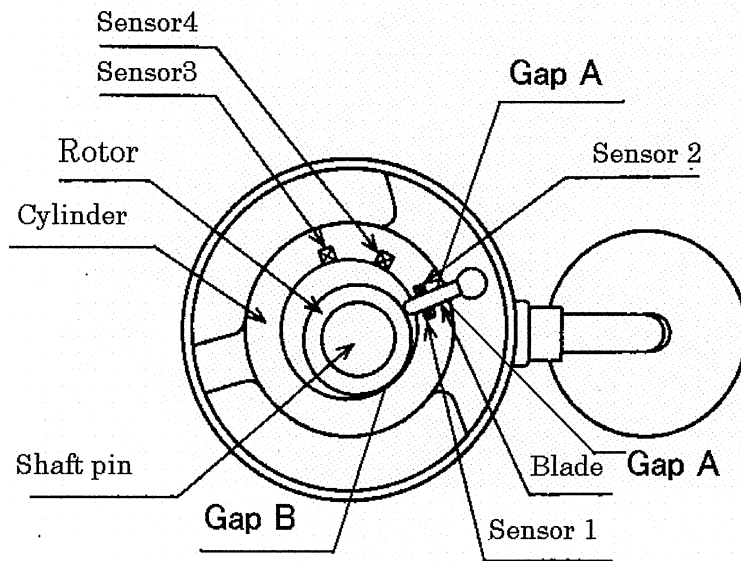


Fig3.19 Location of sensors

Table 3.8 Gaps

G a p		Circumstances	
Gap A	Gap between blade and cylinder groove	Sensor 1	Low pressure side in cylinder
		Sensor 2	High pressure side in cylinder
Gap B	Gap between rotor and cylinder	Sensor 3	Rotating angle 245°
		Sensor 4	Rotating angle 330°

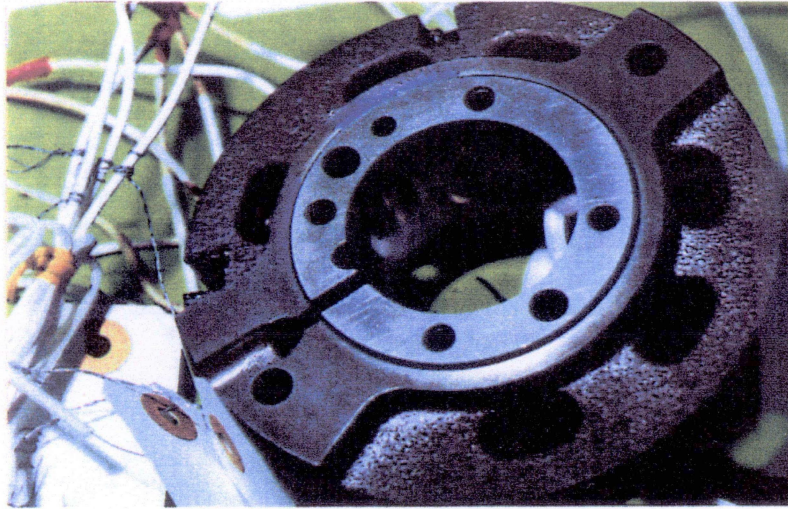


Fig.3.20 Installing sensors in cylinder

図 3. 20 にセンサを設置した状態のシリンダを示す。白いケーブルがセンサからのリード線である。シリンダの外径は約 100mm 程度である。なお微小すきま測定用のブリッジ回路，位相検波回路等により成る信号処理部は恒温環境とし，信号処理部の雰囲気温度変化により発生する温度ドリフトをなくした。センサの供試機への取付けはセラミック系の接着剤を使用した。センサはしゅう動面と同一面上になるように取付け，又センサ近傍に熱電対を取付け測定時のセンサ温度を測定した。センサを供試機に取付けた状態で運転時に使用する部品を用いて校正を実施した。

すきま A の校正は，図 3. 21 (a) に示すようにセンサが設置してあるブレード溝とブレードの間に所定の厚みのフィルムを挿入しセンサとブレード間のすきまを変化させた。作業性を考慮して校正には通常のブレードの約半分の厚みのブレードを製作し用いた。なお測定時に使用するブレードと同様な電磁気特性（比透磁率，導電率）を有することを確認した。すきま B の場合も同様に図 3. 21 (b) に示すようにセンサとロータとの間に所定の厚みのフィルムを挿入しセンサとロータ間のすきまを変化させた。センサの温度ドリフト特性測定の際はセンサを供試機に取付けた状態で恒温槽に入れ雰囲気温度を上昇させ実施した。

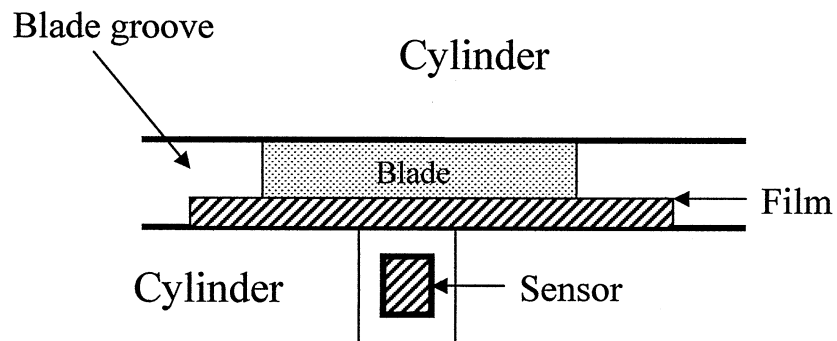


Fig. 3.21(a) Calibration of sensor (GapA)

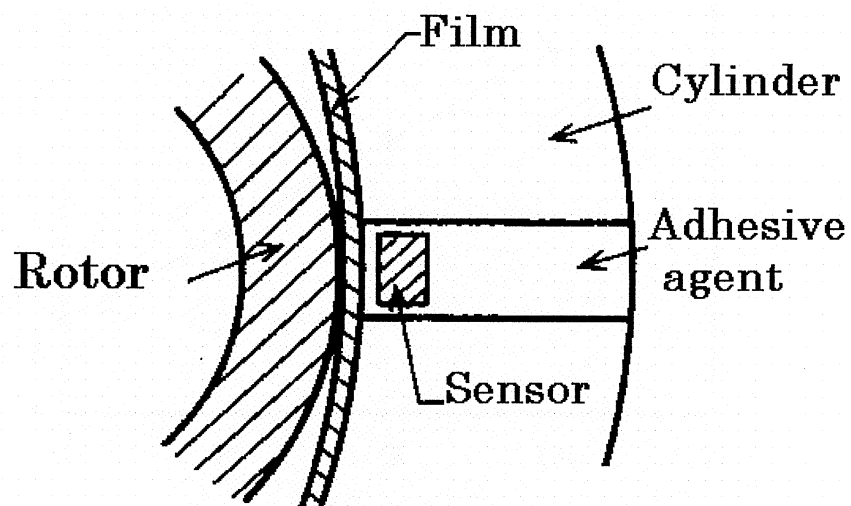


Fig. 3.21(b) Calibration of the sensor(Gap B)

センサ1～センサ4における距離特性, 温度ドリフト特性を図3.22～図3.29に示す。距離特性ではギャップ変化1 $\mu\text{m}$ 当たり2～5mVの感度があり, ギャップ40～60 $\mu\text{m}$ までは直線性があるデータが得られた。距離特性においてセンサ3のみ出力の極性が他のセンサと比べ逆になっているがこれは位相検波により位相角の設定が180°進みすぎたことにより発生することで本質的な問題ではない。又温度ドリフトは, センサ1では測定時の温度と考えられる80°C付近では距離0 $\mu\text{m}$ のとき5 $\mu\text{m}$ , ギャップ50 $\mu\text{m}$ のとき最大2 $\mu\text{m}$ であり, 温度ドリフトの小さいセンサが得られた。他のセンサも同様な特性であった。図3.22～図3.29内の温度特性は供試体にセンサを取付けた状態で測定したデータであり, 温度ドリフト特性はセンサ取付時に使用した接着剤等の熱膨張の影響も含まれた値である。なお, 運転中の測定データはセンサ部近傍の測定温度により, 図3.23, 図3.25, 図3.27, 図3.29の校正結果を基に補正を実施する。

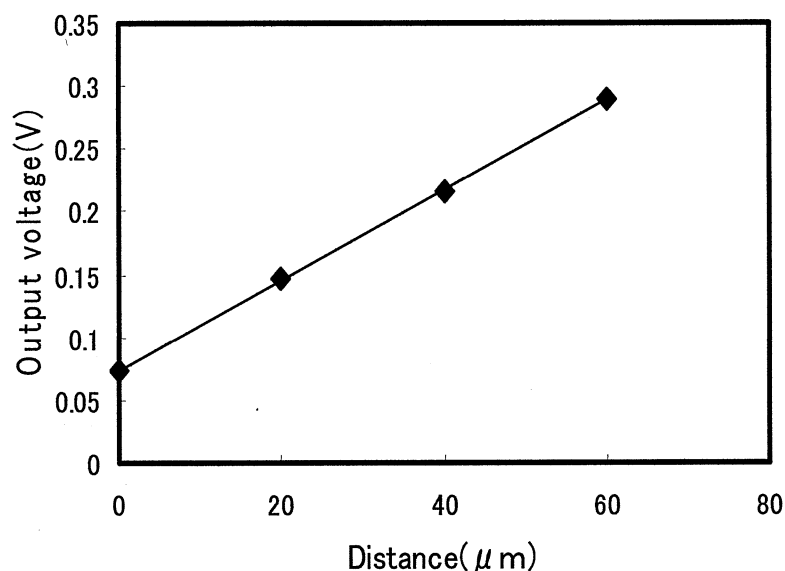


Fig. 3.22 Sensor1 output voltage

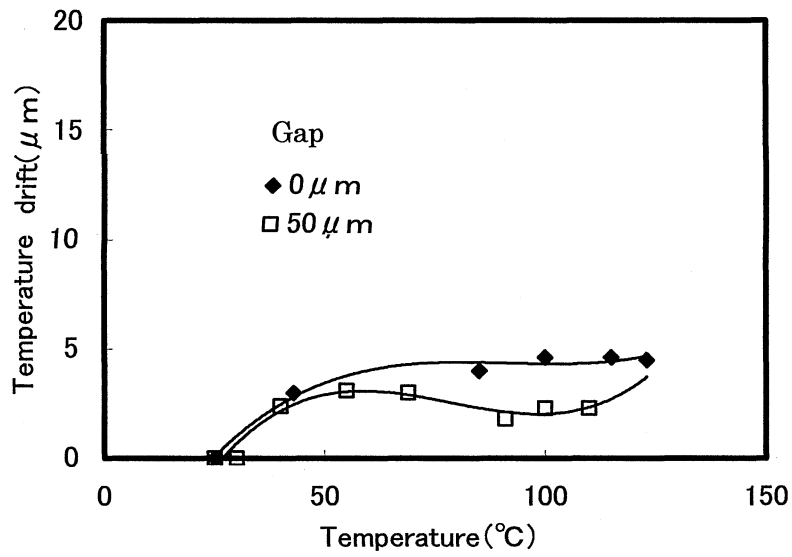


Fig. 3.23 Sensor1 temperature drift

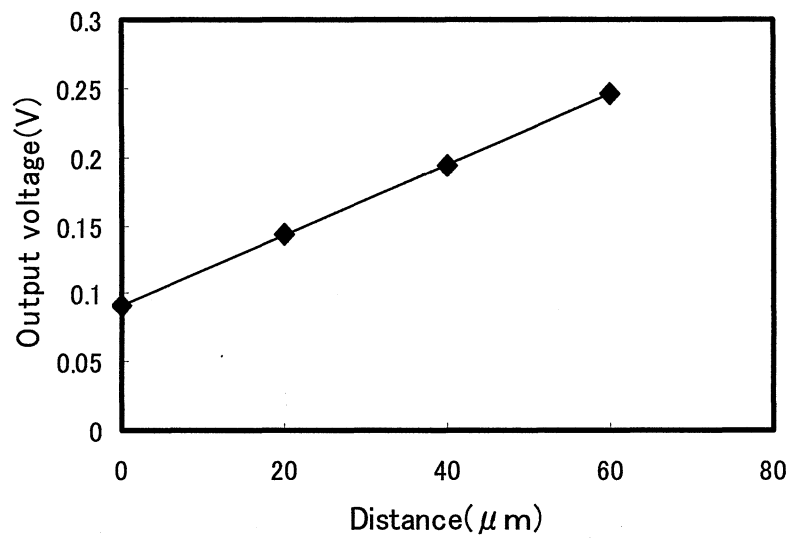


Fig. 3.24 Sensor2 output voltage

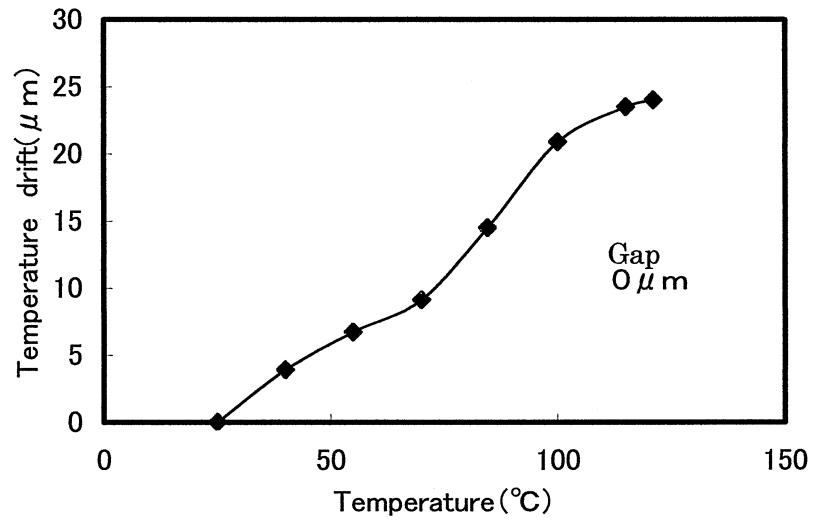


Fig. 3.25 Sensor 2 temperature drift

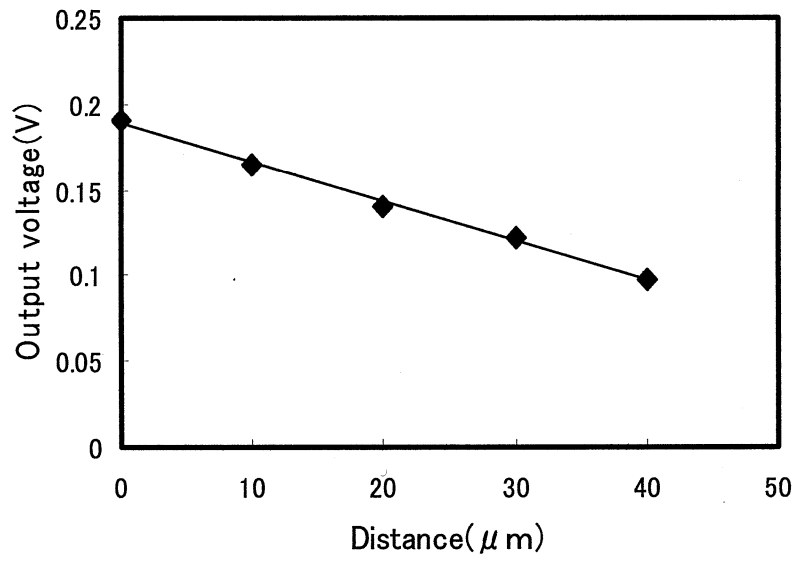


Fig. 3.26 Sensor3 output voltage

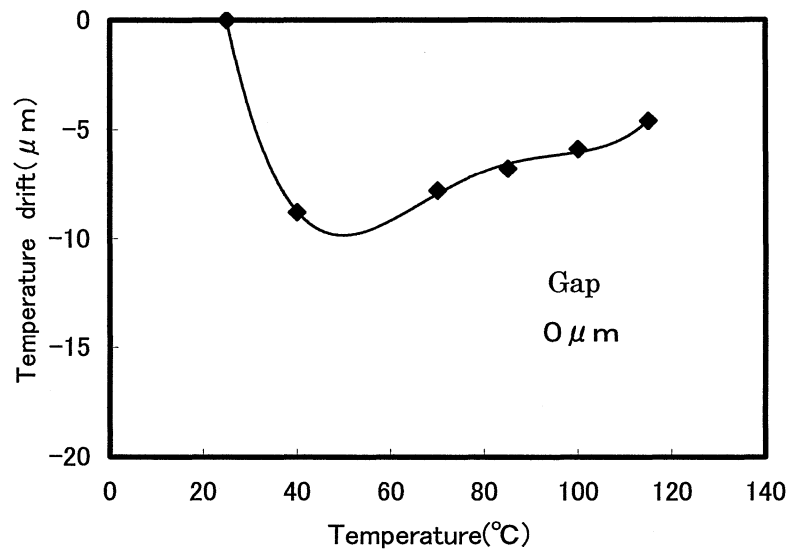


Fig.3.27 Sensor3 temperature drift

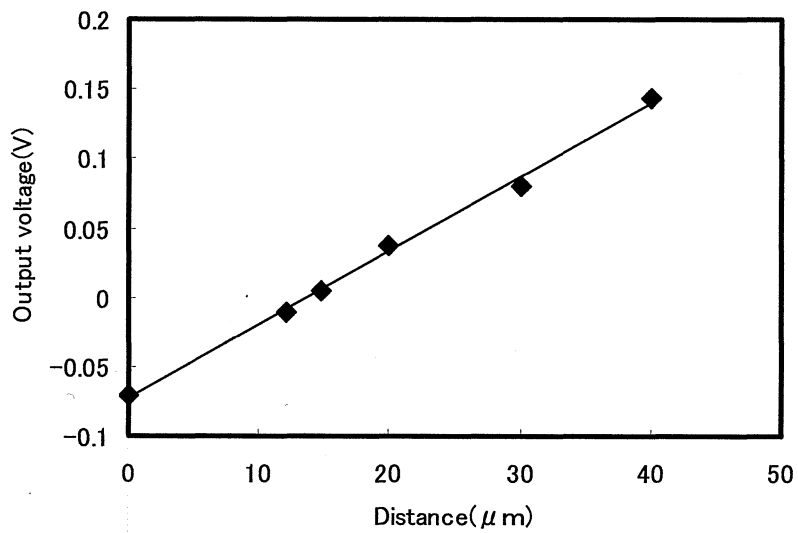


Fig. 3.28 Sensor4 output voltage

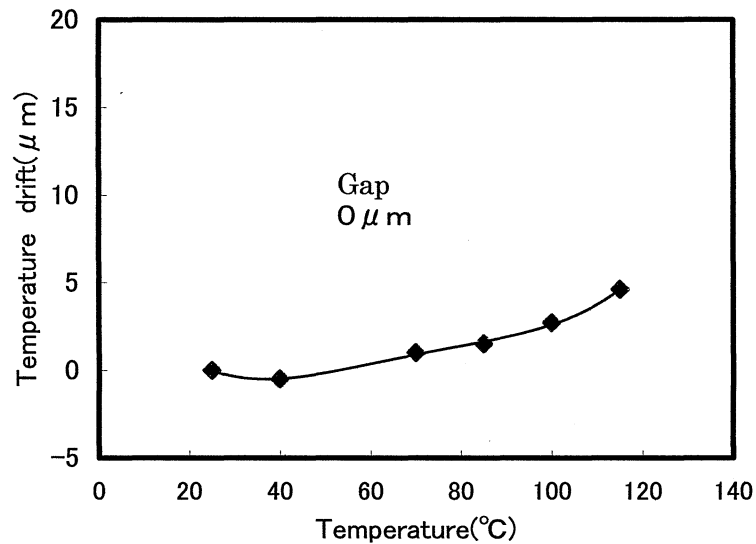


Fig. 3.29 Sensor4 temperature drift

### (3) 計測誤差

運転時におけるすきま測定時にはセンサの温度ドリフト特性の検定結果を元に補正を実施するが、更に誤差(ドリフト)要因としてランアウト現象、部品(ブレード)の形状による誤差がある。ここではそれらの計測誤差について検討する。

渦電流センサは、測定対象に生じる渦電流を利用するため測定対象の電磁気特性(透磁率、導電率)の不均一さがドリフトの原因となる。ランアウト現象と呼ばれる。すきまA及びすきまB測定時にセンサの測定対象面となるブレード、ロータは圧縮機運転中運動している。そのためセンサにとって測定対象面は運転中同一の場所ではなく、前述した材料表面の電磁気特性の不均一があれば誤差の原因となる。又ブレードの厚みは均一である保証はなく、ブレードの厚みに不均一があると更に誤差の原因となる。

図 3.30、図 3.31 にブレード、ロータの測定位置の違いによるセンサの出力変化を示す。図 3.30 は圧縮機を手回しで回転させた時の各回転角におけるセンサ1、センサ2の出力の合計値を示す。横軸はその回転角を示し、縦軸は回転角0°を基準としドリフト0μmと定義したときのセンサ1、センサ2のそれぞれの出力の合計値の変化を示す。理想的な状態では一定値となるが、電磁気特性の不均一さ、形状の不均一さにより変動



が発生する。回転角  $180^\circ$  付近で最大  $2.3\mu\text{m}$  程度のドリフトが発生している。すきま A 計測時は運転中のブレードの動きを測定しているため回転角とセンサのブレードの測定箇所とは関係付けが可能であるので運転中におけるデータを図 3.30 のデータで補正する。

図 3.30 のデータではセンサ 1 とセンサ 2 のそれぞれでどの程度のドリフトが発生しているのかは不明である。しかし別途センサ 1、センサ 2 それぞれとブレードを接触状態としブレードをランダムに移動させドリフトを測定したところ、センサ 2 ではドリフトはほとんどなかったのに対しセンサ 1 では最大  $2\mu\text{m}$  程度のドリフトが発生していた。

センサ 1 側のブレード面でのドリフトは大きくセンサ 2 側のブレード面でのドリフトがほとんどなかったことより、センサ 1 の測定データは図 3.30 のデータで補正を実施する。なおブレード溝の形状データ、ブレードの形状データは得られていないが、本測定ではブレードの形状による影響は小さいと考えられ、図 3.30 のドリフトはランアウト現象によると考えられる。

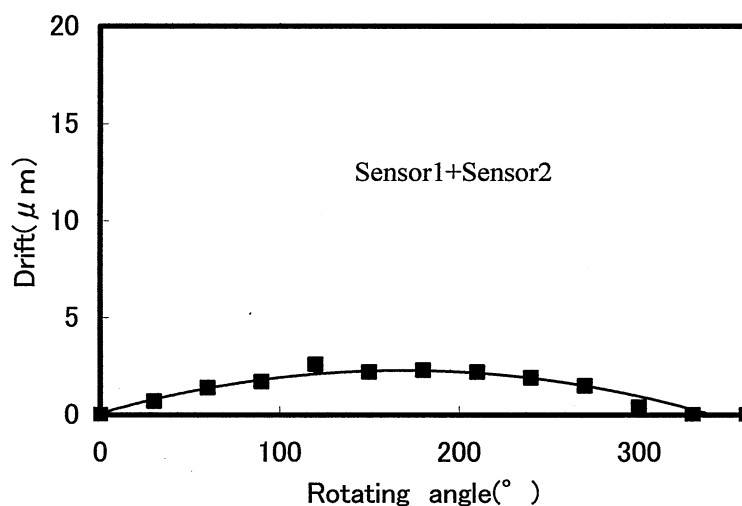


Fig. 3.30 Drift by the location of measuring the blade

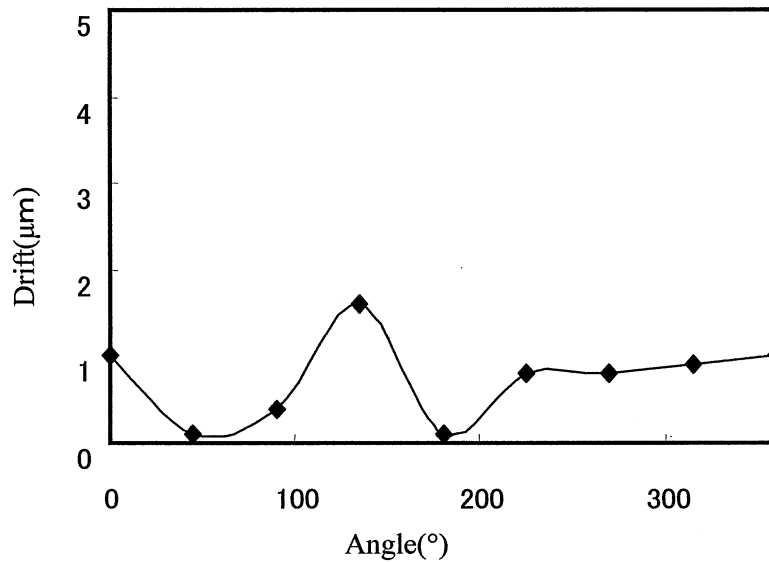


Fig. 3.31 Drift by the location of measuring the rotor

図 3.31 はセンサ 3 のデータで、センサ 3 の位置においてロータを 1 回転自転させた時に発生したドリフト値である。横軸は回転の角度を表しこの場合回転の角度  $0^\circ$  は任意の位置とした。縦軸はそのときの出力の変化を距離に換算したドリフトを表している。最大  $1.7\mu\text{m}$  のドリフトが発生している。運転中におけるロータ位置の特定はできないので、センサ 3、センサ 4 の測定データは最大  $1.7\mu\text{m}$  の誤差が発生する可能性がある。(センサ 4 も同じロータを測定することになるのでドリフトは、センサ 3 と同じと考える。)

### 3. 1. 4 圧縮機運転時のすきま挙動

#### (1) 実験結果

図 3.32 に吐出圧力  $2.0\text{MPa}$ 、吸圧力  $0.5\text{MPa}$ 、周波数  $60\text{Hz}$  における運転中のすきま A、すきま B の挙動を示す。

A1 はセンサ 1 で測定したデータ、A2 はセンサ 2 で測定したデータ、A1+A2 は A1 のデータと A2 のデータを合計した値であり、ブレードとブレードの溝間のすきまを示すことになる。B1、B2 はそれぞれセンサ 3、センサ 4 で測定したデータで、センサの測定可能範囲が数  $100\mu\text{m}$  程度であることを考えると、センサの設置位置に相当する回転角で

の値のみがロータとシリンダのすきまを示すことになる。図 3.32 に示す測定値は、設計値（単体部品からの推定値の中央値で、偏芯組み立ての影響は考慮されていない値）との比で表している。A1, A2 の最大値は約  $15\mu\text{m}$ 、又 B1, B2 の微小すきまの値はそれぞれ約  $10\mu\text{m}$  である。表 3.9 に同条件での運転中（計測時）の各部温度を示す。なお図 3.32 の測定精度に関しては(2)で述べる。

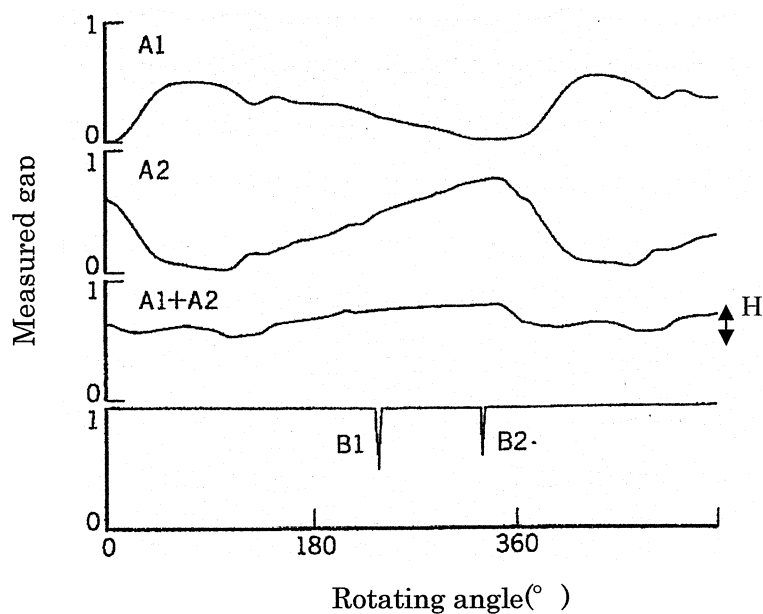


Fig. 3.32 Behavior of the gap in operation

Table 3.9 Temperature at sensors

Sensor1	Sensor2	Sensor3	Sensor4	Ts/Td
83°C	75°C	89°C	83°C	35/90°C

Ts : Suction gas temp. Td : Discharge gas temp.

## (2) 測定精度

図 3.32 の測定精度について述べる。それぞれのセンサは距離  $0\mu\text{m}$  での温度ドリフトデータにより補正を実施するが、計算上は測定距離が変化した時には温度ドリフトが

若干異なるため測定誤差となる。

精度を検討するにあたりターゲット温度とダミーコイルのターゲット材温度との関係が重要になるのでターゲットの温度について表4の実測温度より考察する。測定対象であるブレード及びロータの温度は、シリンダの温度、シリンダ内のガス温度で決まると考えられる。ブレードの温度をブレード溝部の温度 (Sensor1, Sensor2 の温度で代表させる), 吸入ガス温度, 吐出ガス温度の算術平均値とすると約 71°Cとなる。又ロータの温度も同様にシリンダの温度 (Sensor1, Sensor2, Sensor3, Sensor4 部の温度で代表させる), 吸入ガス温度, 吐出ガス温度の算術平均値とすると約 76°Cとなる。ブレード, ロータの温度はこのように単純には推定できないが, ダミーコイルのターゲット材の温度と測定対象とは 10°C以内の温度差と考えられる。その他の運転条件でのセンサ部の温度は, 56°C~90°Cであり上記の考え方でその運転条件でのロータ, ブレードの温度を推定したときほとんどの条件で 10°C以内の温度差であった。

図 3.33 に測定対象であるターゲット材とダミーコイルのターゲット材との温度が異なったときの温度ドリフトの変化の計算結果を示す。ダミーターゲット材の温度は 75°C 一定とし, 横軸は測定対象であるターゲット材の温度, 縦軸はドリフトを示す。10°Cで  $-1.8\mu\text{m}$  の感度がある。

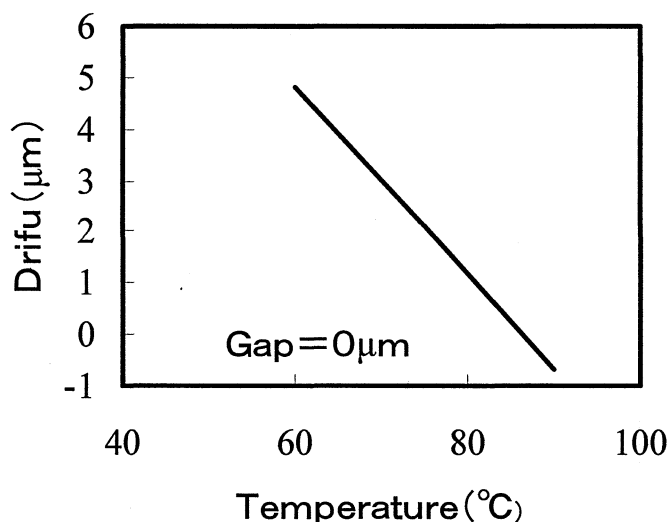


Fig. 3.33 Drift by the difference of target temperature

センサ 1 において図 3.23 の検定データより温度ドリフト差の一番大きい 90°C の条件

で距離  $50\mu\text{m}$  と距離  $0\mu\text{m}$  との温度ドリフト差の絶対値は  $2.3\mu\text{m}$  である。 $50\mu\text{m}$  以下の距離における温度ドリフト差はリニアと考えてもそれほど大きな違いはないと考えられ、図 3.34 に示すようにする。又他のセンサの温度ドリフトはセンサ 1 とほぼ同様であったので図 3.34 のデータをもとにそれぞれの精度検討を実施する。

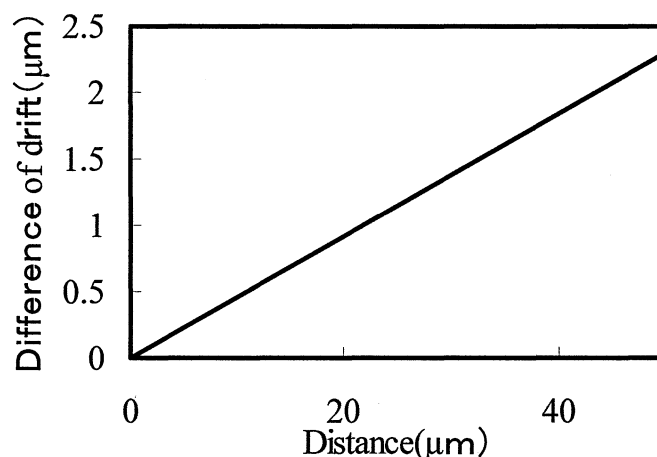


Fig. 3.34 Difference of drift by temperature

A1 の測定値は  $15\mu\text{m}$  以下であるので温度ドリフトによる誤差は図 3.34 より  $0.7\mu\text{m}$  と考えられる。ランアウトによる A1 の考えられる最大誤差は  $2.3\mu\text{m}$  (図 3.30 より) であるが補正を実施するので  $0\mu\text{m}$  と考えることができる。更に対象のターゲット材温度とダミーコイルのターゲット材温度の差による誤差として  $1.8\mu\text{m}$  を考える。以上より A1 の測定精度は  $1.9\mu\text{m}$  となる。A2 の測定値も A1 と同様に  $15\mu\text{m}$  以下であり、温度ドリフトによる測定誤差は図 3.34 より  $0.7\mu\text{m}$  と考えられる。A2 はランアウトによる影響はなく、ターゲットの温度差による誤差  $1.8\mu\text{m}$  を考慮すると測定精度は動揺に  $1.9\mu\text{m}$  となる。A1, A2 の温度ドリフトによる誤差はそれぞれ  $1.9\mu\text{m}$  であるので、(A1+A2) の温度ドリフトによる誤差はその二乗和の平方根  $2.7\mu\text{m}$  と考えられる。

B1, B2 の測定値はそれぞれ  $10\mu\text{m}$  以内であるので、温度ドリフトによる誤差は図 3.34 より  $0.5\mu\text{m}$  となり、ランアウトによる誤差は図 3.31 に示すように最大で  $1.7\mu\text{m}$  発生している。更に対象のターゲット材温度とダミーコイルのターゲット材温度の差による誤差として  $1.8\mu\text{m}$  を考慮する。運転中ロータの挙動 (回転状態) は計測していないのでロータの位置による補正は実施できないため、B1, B2 の測定精度は二乗和の平方根と考えそれぞれ  $2.5\mu\text{m}$  となる。

(3) ブレードとブレード溝間のすきまは、

ブレードとブレード溝間のすきまは図 3.19 に示すすきま A であり、図 3.32 に示すように運転中のすきま (A1+A2) は変動する挙動を示す。すきまは単体部品から推定した値の約 2/3 程度である。すきまの値が最大を示す回転角は  $200^{\circ} \sim 340^{\circ}$  で、 $340^{\circ} \sim 10^{\circ}$  までの間にすきまは小さくなるが  $10^{\circ}$  以降徐々に大きくなっている。

ブレード溝内の圧力は、構造上圧縮室内圧力の影響を受ける。図 3.35 にロータリ圧縮機の同一条件における圧縮室内圧力波形の測定値を示す。回転角  $200^{\circ}$  付近で圧縮工程を終了し、 $200^{\circ}$  から  $340^{\circ}$  程度までが吐出工程で  $360^{\circ}$  近くになると、急激に圧縮室内圧力は吸入圧力付近まで低下する。すきま A の変動状態も圧縮室内圧力の変化状況とよく対応しており、すきまが変動する一つの要因として圧力による変形があることは明らかである。運転時における吐出圧力と吸入圧力の差圧とすきま A の変動幅 (図 3.32 中 H) を整理した結果を図 3.36 に示す。すきま A は  $4 \sim 6 \mu\text{m}$  一回転中に変動しており、運転時における圧力差が大きくなるほど変動幅は大きくなる。運転時差圧 1.0MPa 増加すると運転中のすきま A は試験した圧縮機では約  $3 \mu\text{m}$  増加している。

すきま A1 とすきま A2 を考えたとき、すきま A2 の方がすきま A1 より変動幅が大きく、これはシリンダの吐出側の方の変形が大きいことを示していると考えられる。

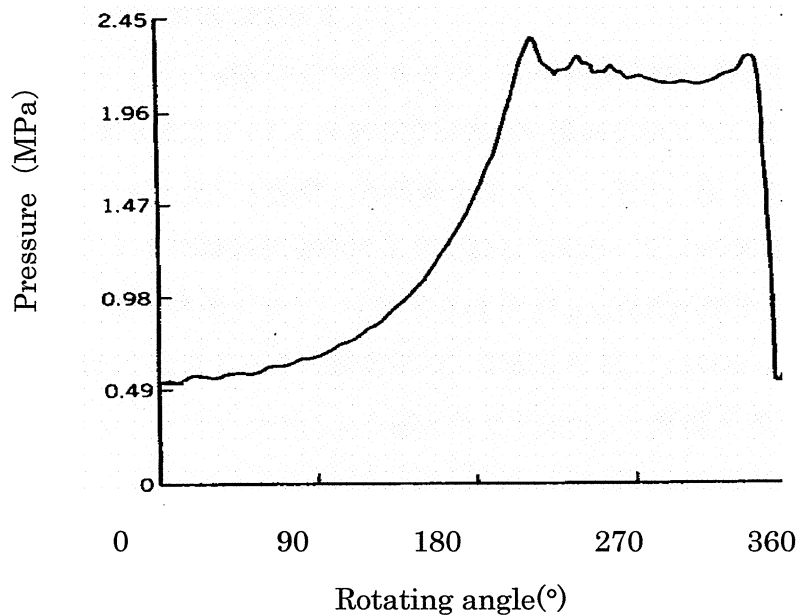


Fig. 3.35 Cylinder pressure

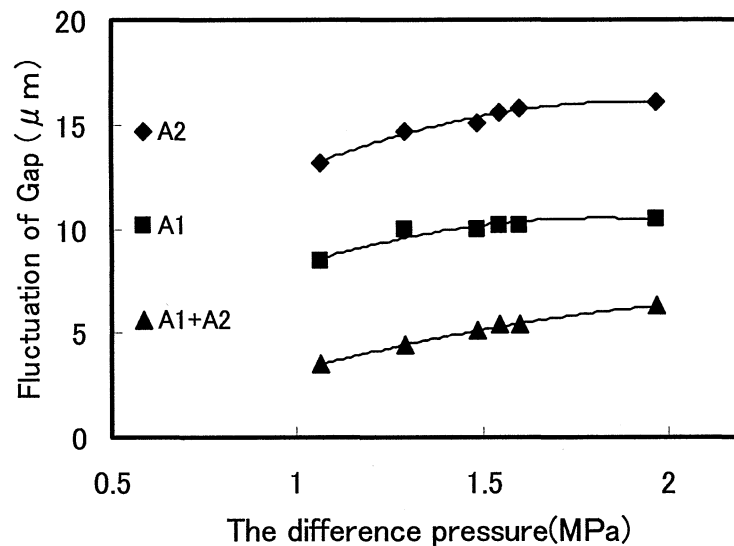


Fig. 3.36 Fluctuation of the gap to the differential pressure

以上より運転時の筒内圧力によりシリンダは変形し、ブレード溝部を考えたとき吐出側溝の壁部の変形が大きいことが判る。ブレード溝部の変形を抑えるためにはシリンダ剛性の向上が必要であり、特にシリンダ吐出側の剛性向上が効果的と考えられる。

#### (4) ロータとシリンダ間のすきま

図 3.32 に示すように運転中のすきま B は、圧縮機組立時に設定したすきまの約 1/2 であり、B1 すきまより B2 すきまの方が大きい傾向を示している。

運転時の差圧ですきま B を整理した結果を図 3.37 に示す。図 3.37 から判るようすきま B もすきま A 同様運転条件により変動しており、圧力の影響を受けている事が判る。差圧が 1.0MPa 増加すると、すきま B は 5~6 μm 程度増加する。高差圧時にはすきま B からの漏れが大きくなり性能劣化の 1 要因となる。なお (A1+A2) よりもデータのばらつきは大きく、ランアウトによる補正ができなかった影響と考えられる。

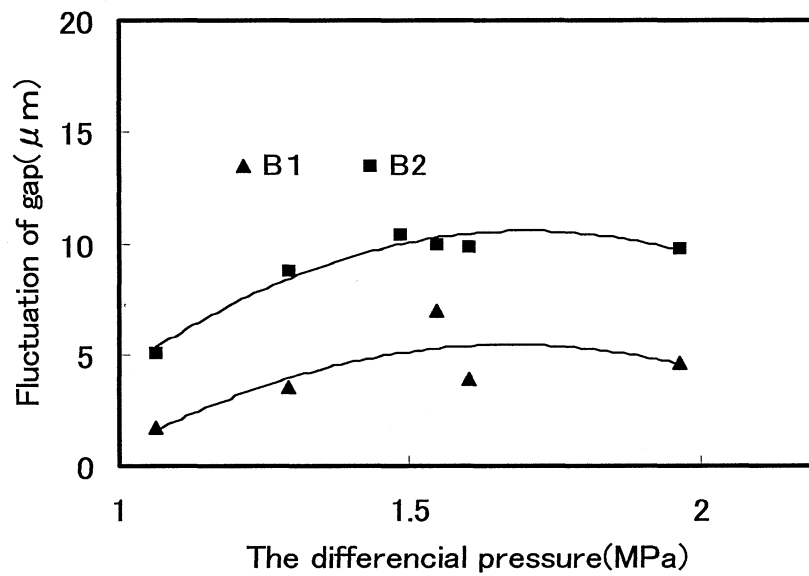


Fig. 3.37 Fluctuation of the gap to the differential pressure

供試機組立て後、圧縮機を手回しで回転させすきま B1, すきま B2 を測定した。運転中と同様にすきま B2 の方がすきま B1 の 2 倍近い値を示した。ロータリ圧縮機では偏芯組立てを実施している。すきま B1 測定用センサの設置位置は偏芯組み立ての方向とほぼ同じであることより、運転中すきま B2 がすきま B1 より 2 倍程度大きいのは偏芯組立てによるものである。(偏芯組み立てとは、ロータとシリンダを組み立てるときロータの中心をある回転角におけるすきま B が小さくなるように故意にずらし(偏芯させ)組み立てる方法をいう)



### 3. 1. 6 結 言

運転中のロータリ圧縮機内の微小すきまの挙動把握のため、小型で耐熱性があり、温度ドリフトの小さい渦電流式変位センサを開発した。

開発した変位センサを使用し、ロータリ圧縮機運転中における微小すきまの挙動を測定し以下のことが得られた。

- (1) ロータリ圧縮機運転中のブレードとブレード溝間のすきまを  $2.7\mu\text{m}$  の精度で測定した。又ロータとシリンダ間のすきまを  $2.5\mu\text{m}$  の精度で測定した。
- (2) 運転中のブレードとブレード溝間の微小すきまは単体部品からの推定値より小さく、約  $2/3$  である。1回転中に  $4\sim 6\mu\text{m}$  程度変動しており、吐出圧力と吸入圧力の差圧による依存性が大きく、運転時の差圧が  $1\text{MPa}$  増加するとすきま A は約  $3\mu\text{m}$  増加する。
- (3) ロータとシリンダ間の微小すきまは、単体部品からの推定値より小さく約  $1/2$  である。ブレードとブレード溝間のすきまと同様に運転時の差圧による依存性が大きく、差圧が  $1\text{MPa}$  増加すると  $5\sim 6\mu\text{m}$  すきま B は増加する。
- (4) 性能向上、信頼性向上には圧縮機部材の剛性向上又は変形を考慮したすきまの設定が重要である。

## 3. 2 高効率スクロール圧縮機開発におけるすきま計測

### 3. 2. 1 緒言

空調用圧縮機は、快適性向上、省エネルギー化、省スペース化等に関する強い要求から、従来の往復動式から回転式に移行してきており、ルームエアコン等の小出力域ではロータリ圧縮機<sup>(47)</sup>が、パッケージエアコン等の中出力域ではスクロール圧縮機が採用されている。空調用圧縮機への要求事項として、(1)高効率、(2)高信頼性、(3)低振動・騒音、(4)小型軽量、(5)容量制御、が挙げられる。特に最近の快適性向上への強い関心から、容量制御機構を付加することや回転数制御により能力を可変とすることが圧縮機の必要条件となってきた。このため空調用圧縮機は、広い速度範囲・圧力範囲にわたって高効率で高信頼性を有することが必要となっている。

スクロール圧縮機はその圧縮原理から、(1)圧縮室間のガス漏れが少ない、(2)しゅう動部分の速度が低い、(3)トルク変動が小さい、等の優れた特徴を有する。

スクロール圧縮機では、加工上、組み立て上、構造上、ロータリ圧縮機に比較して各部のすきまが大きくなることが考えられる。そのため高効率化のためにすきまを自動的に調整する（小さくする）メカニズム（チップシール、スイングリンク）を積極的に採用している。

空調用圧縮機では $\mu\text{m}$ オーダーのすきまが性能に影響するため、それらのすきま及び変形・変位量を把握し、筒内圧力との関連を明らかにする必要がある。しかし、圧縮機が小さくセンサ取付けが難しい、冷媒・油の雰囲気下でかつ温度圧力条件がシビアであること等により、圧縮機の内部挙動を詳細に計測するには高い技術力を必要とする。

本節では、スクロール圧縮機総合評価のために実施した圧縮機内すきま計測について述べる。

### 3. 2. 2 スクロール圧縮機構造

高効率空調用スクロール圧縮機の構造を図 3. 38 に示す<sup>(56)</sup>。ハウジング内の下部にモータが設置され、圧縮室は上部に設置されている。モータの回転運動は、オルダムリンク、ドライブブッシュにより旋回運動に変換され旋回スクロールを旋回運動させる。旋回スクロールは、固定スクロールと圧縮室を形成している。

吸入管よりガスは吸い込まれモータの周りを回り上昇する。固定スクロールのサイドに設けられた吸入孔より圧縮室内に入る。圧縮室内に入ったガスは旋回スクロールが旋回運動することにより圧縮され、圧縮されたガスは吐出ポート、チェックバルブを経て吐出キャビティに入り吐出管より冷凍サイクルに出て行く。

圧縮室は軸方向のシールを良好に行うために図 3. 39 に示す形状のシール部材を（チップシール<sup>(58)</sup>と呼ぶ）、図 3. 40<sup>(59)</sup> に示すようにスクロールラップ頂部の数 mm 程度の溝中に設置する。ラップの頂部は相手側のスクロールの端版と僅かなすきまを介し相対的に運動している。チップシールは、チップシールの背圧により相手側スクロール端版に押し付けられ接触することによりシールしている。運転中は旋回スクロールの端版は、圧縮室内の圧力分布等で発生する力により傾いて運転されているのでチップすきまはたえず変化しており、それにチップシールは追従して動いているかどうか一つのポイントである。

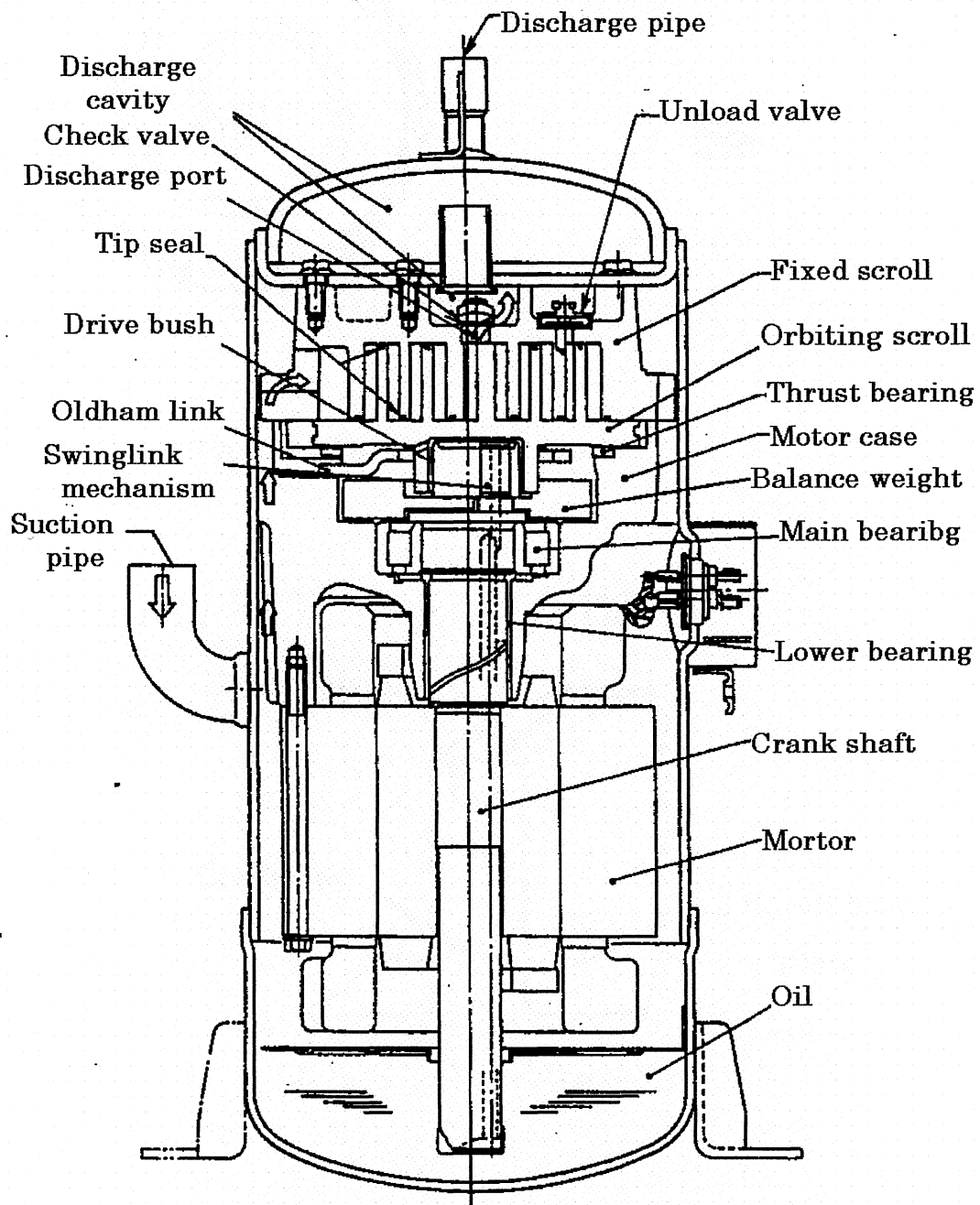


Fig. 3.38 Scroll compressor construction

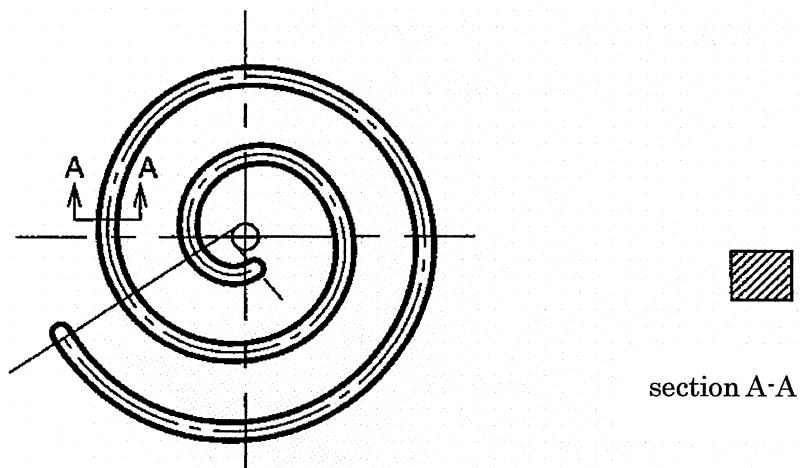


Fig. 3.39 The shape of the tip seal <sup>(5 6)</sup>

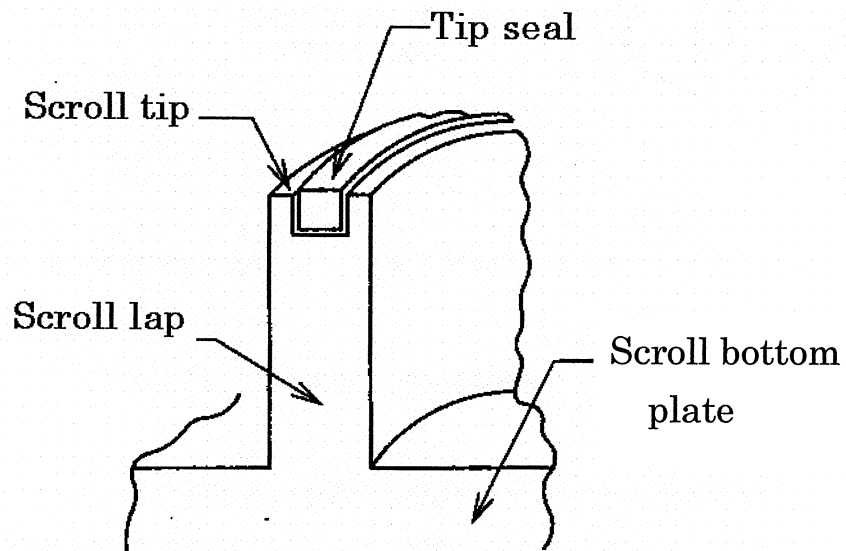
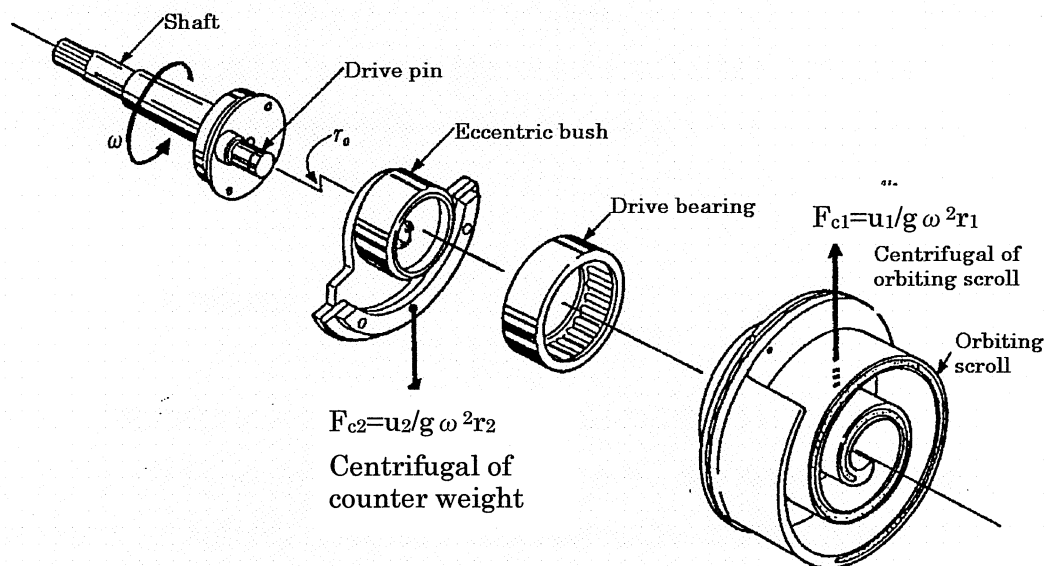


Fig. 3.40 Installing the tip seal

またラジアル方向のシールのためスクロールラップが適切な押付力でかみあうようにスイングリンク機構（従動クランク機構）を有している。その原理図を図 3.41<sup>(56)</sup>に示す。



$u_1$  : Weight of the the orbiting scroll ,  $u_2$  : Weight of the eccentric bush

Fig. 3.41 Swinglink mechanism

旋回スクロール・バランスウエイトの遠心力，旋回スクロールの旋回駆動力，ガス圧縮力のそれぞれの力関係により偏芯ブッシュが駆動ピンを中心にスイングできるため，旋回駆動半径がわずか変化する。そのためスクロールのラップ（壁）がたえず相手側のラップと接触して，そのすきまをたえずシールして漏れを最小限に抑える働きをする。

### 3. 2. 3 チップシールの挙動

チップシールは圧縮機の軸方向に生じるチップすきまのシールを良好に行うために設けるもので、固定スクロール旋回スクロールの両渦巻きのチップ部頂部に溝を設け、この構内にシール材を介装する。チップシールはシール構内に生じる圧力と複数の圧縮室の筒内圧力との圧力差により、相手側スクロールの端板に押付けられるように構成する。また旋回スクロールはガス圧力による転倒モーメントにより傾きながら運動する。このため、チップシールの軸方向運動を調べるとともに、旋回スクロールの傾斜運動を併せて計測した。

#### 3.2.3.1 チップシールの挙動測定

##### (1) 計測法

チップシールの挙動測定のために変位センサを図 3.42 に示すようにチップシール溝部に設置した。チップシールの材料はテフロン樹脂であり、渦電流式センサでは感知できないためチップシールのセンサ測定面の一部に厚み 0.2mm の銅箔を接着剤で取り付け、その銅箔の挙動を測定した。

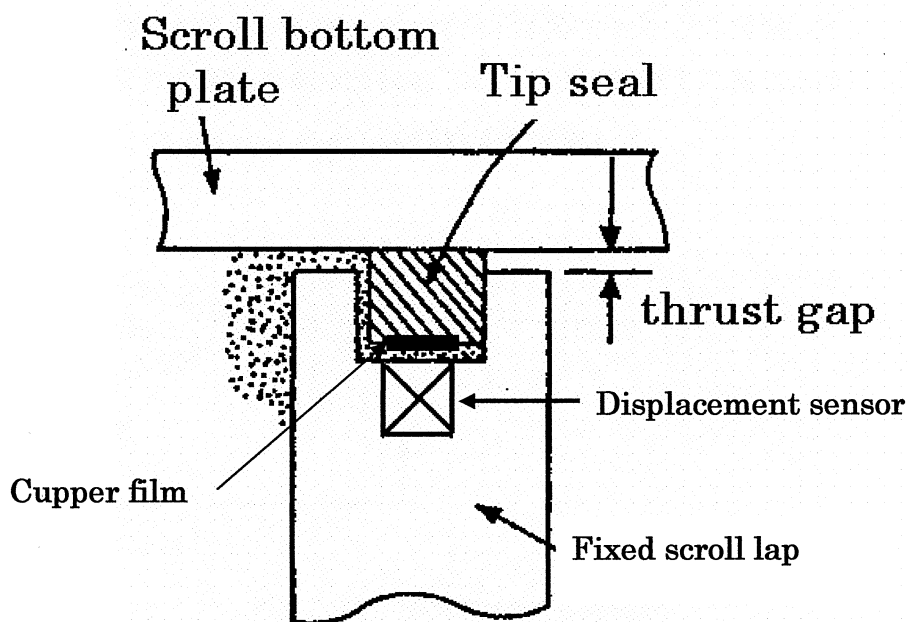


Fig. 3.42 Installing displacement sensor

変位センサの設置位置を図 3.43 に示す。固定スクロールの座標を基準とした時 X 軸と固定スクロールの交点に  $G_I$ ,  $G_{II}$ ,  $G_{III}$ ,  $G_{IV}$  の 4 個のセンサを設置した。

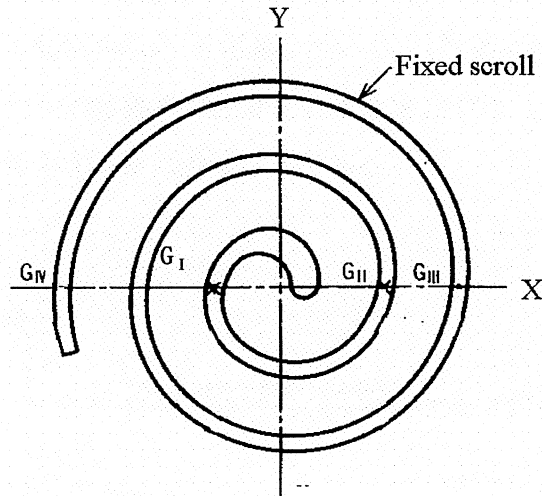


Fig. 3.43 Location of sensors

図 3.44 に計測システムを示す。ロータリ圧縮機での計測と同様にブリッジ回路、位相検波回路、フィルタ部より構成される。ロータリ圧縮機での測定とは異なりターゲット金属は銅であるので 1 コイルとし位相検波を実施した。

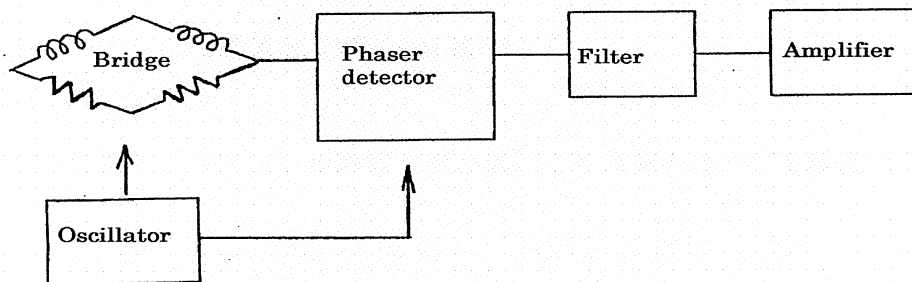


Fig. 3.44 Measurement system



## (2) チップシール挙動測定結果

チップシールの軸方向挙動計測結果を図 3.45 に示す。横軸は旋回スクロールの旋回角を表し、図 3.43 に示す固定スクロール上の座標で旋回スクロール中心が旋回円の X 軸の位置に来たとき旋回角  $90^\circ$  と定義している。(詳細は付録 2 に説明する)

縦軸はチップシールの移動量で設計上のすきまとの比 (測定すきま/設計すきま) で表している。設計上のすきまは約  $20\ \mu\text{m}$  である。

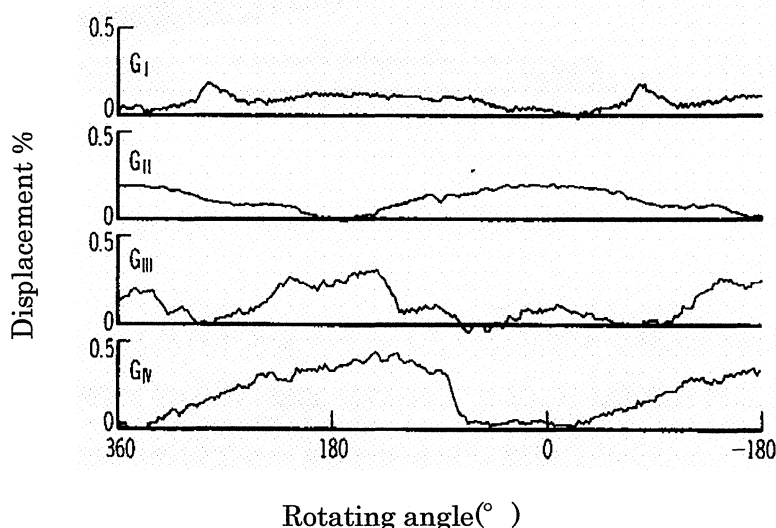


Fig. 3.45 Motion of tipseal

チップシールの軸方向変位は旋回角とともに変化しており以下のことが判った。

(a) チップシールの移動量は、4ヶすべてのセンサ位置で設定すきまより小さい。

(b) チップシールの変動量(max 値—min 値)は、

$$G_{IV} > G_{III} > G_{II} > G_I$$

の関係にあり、スクロール内側 (中心側) より外側のほうが変動量は大きい。

### 3.2.3.2 旋回スクロールの挙動測定

#### (1) 計測法

図 3.45 のチップシールの挙動は図 3.46 に示すように旋回スクロールが傾斜して旋回運動しているためその影響を受けている。傾斜の程度を把握するため旋回スクロールを支えているスラスト軸受に変位センサを設置し旋回スクロールの挙動を測定した。

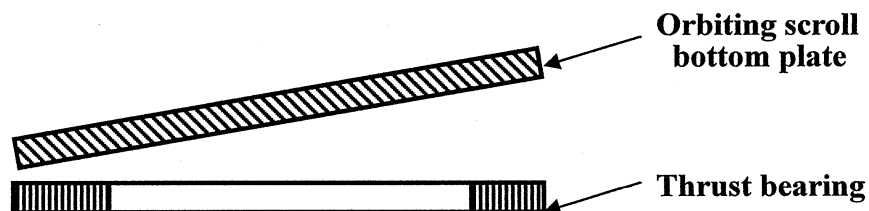


Fig. 3.46 Behavior of orbiting scroll

旋回スクロールのスラスト荷重をささえているスラスト軸受に変位センサを4ヶ設置し、センサと旋回スクロール端版（材料はアルミ）との距離を測定した。スラスト軸受は円形のリング状の形状でモータケースの中に設置されている。

図 3.47 (a), (b) にセンサ設置位置及びセンサを埋め込んだ状態のスラスト軸受を示す。センサの設置位置は図 3.47 (a) に示すように固定スクロールの座標で X 軸, Y 軸上にそれぞれ G1, G2, G3, G4 の4ヶのセンサを設置した。図 3.47 (b) に示すスラスト軸受の各セクションの中の小さな黒い円の箇所にはセンサは埋め込まれている。スラスト軸受内に埋め込んだ後、接着剤でコーティングし平面仕上げを行った。

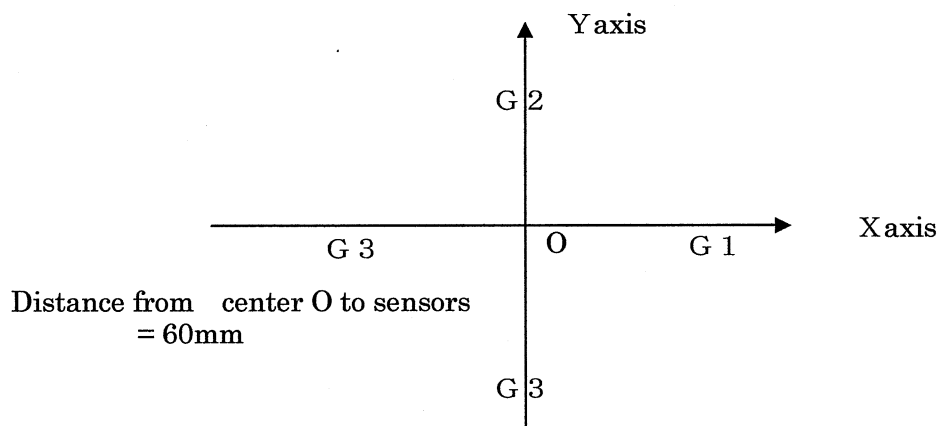


Fig. 3.47 (a) Installing displacement sensor

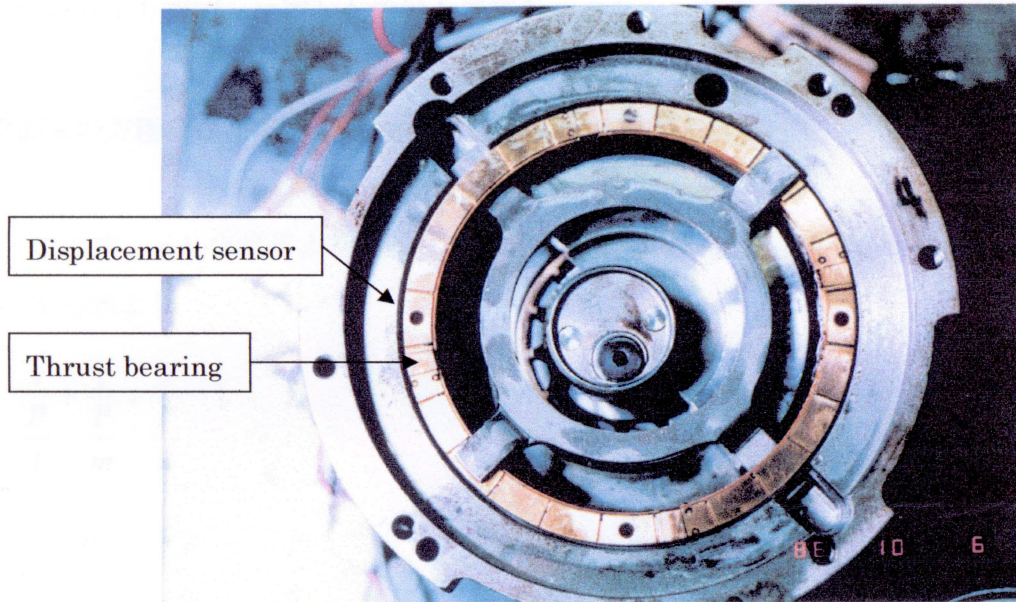


Fig. 3.47 Installing displacement sensors

チップシールの測定と同様に 1 コイル方式、位相検波方式で図 4.44 の計測システムを用い計測した。

(2) データ処理法

旋回スルロール端板の挙動は一枚の板の挙動と同じであり，図 3.48 に示す平面  $\pi$  を考える。

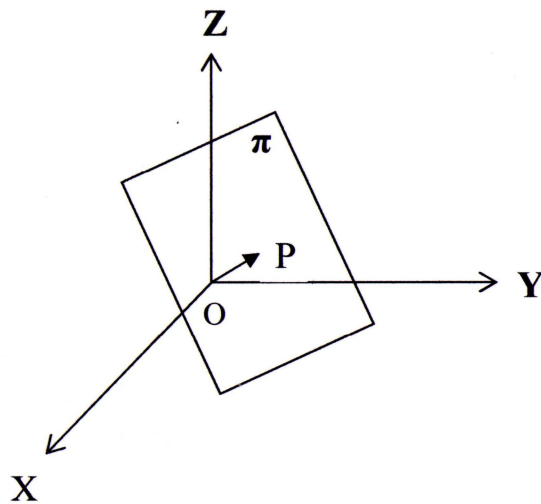


Fig. 3.48 Plane

原点 0 より平面  $\pi$  に下した垂線と平面との交点を P とする。

平面  $\pi$  の方程式は次式で表される。

$$lx+my+nz=P \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

ここで  $l, m, n$  は原点より平面  $\pi$  に垂直な直線の方法余弦を表す。

(3.3)式より

$$\frac{x}{l} + \frac{y}{m} + \frac{z}{n} = 1$$

$$a = \frac{P}{l}, \quad b = \frac{P}{m}, \quad c = \frac{P}{n} \quad \text{とすると}$$

$$\frac{x}{a} + \frac{y}{b} + \frac{z}{c} = 1 \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

測定点  $(x_1, y_1), (x_2, y_2), (x_3, y_3)$  における測定値をそれぞれ  $z_1, z_2, z_3$  とすると

(3.4)式における  $a, b, c$  は次式を満足する。

$$bcx_1 + acy_1 + abz_1 = abc$$

$$bcx_2 + acy_2 + abz_2 = abc$$

$$bcx_3 + acy_3 + abz_3 = abc$$

$a, b, c$  は次式で算出される。

$$a = \frac{-bcx_1}{cy_1 + bz_1 - bc}$$

$$b = \frac{ck_2}{c(x_2 - x_1) + k_3}$$

$$c = \frac{k_2k_3 - k_1k_4}{k_1(x_3 - x_2) - (x_2 - x_1)}$$

ここで

$$\begin{aligned}k_1 &= x_2 y_1 - y_2 x_1 \\k_2 &= x_3 y_2 - y_3 x_2 \\k_3 &= x_1 z_2 - x_2 z_1 \\k_4 &= x_2 z_3 - x_3 z_2\end{aligned}$$

$l^2 + m^2 + n^2 = 1$  の関係より

$$\left(\frac{P}{a}\right)^2 + \left(\frac{P}{b}\right)^2 + \left(\frac{P}{c}\right)^2 = 1, \quad P^2 = \frac{1}{\left(\frac{1}{a^2}\right) + \left(\frac{1}{b^2}\right) + \left(\frac{1}{c^2}\right)}$$

以上よりそれぞれの方向余弦は次式で表される。

$$l=P/a, \quad m=P/b, \quad n=P/c$$

点 P の座標は  $(lP, mP, nP)$  となる。

旋回スクロールと Z 軸との傾き  $\theta_z$  は、

$$\theta_z = \cos(n)^{-1} \dots\dots\dots (3.5)$$

となる。

点 P のある方向  $\theta_x$  は、

$$\theta_x = \tan(l/m) \dots\dots\dots (3.6)$$

となる。

旋回スクロールの傾きは(3.5)式、旋回スクロールの回転角は(3.6)式で算出できる。

### (3) 旋回スクロール挙動測定結果

それぞれの変位センサ測定結果を図 3.49 に示す。横軸は旋回スクロールの回転角を表し、縦軸は 4 箇所の測定センサでの値を示す。1 回転の間にすきまはばらばらな位相で変動しており旋回スクロールが傾いて運動をしていることが考えられる。10  $\mu$ m 程度変動しており、変動幅はチップすきま設定値の数分の 1 程度である。

Operating condution Hp=2MPa, Lp=0.5MPa, Nc=60 1/s

(Hp: Discharge pressure, LP: Suction pressure, Nc: Revolution speed)

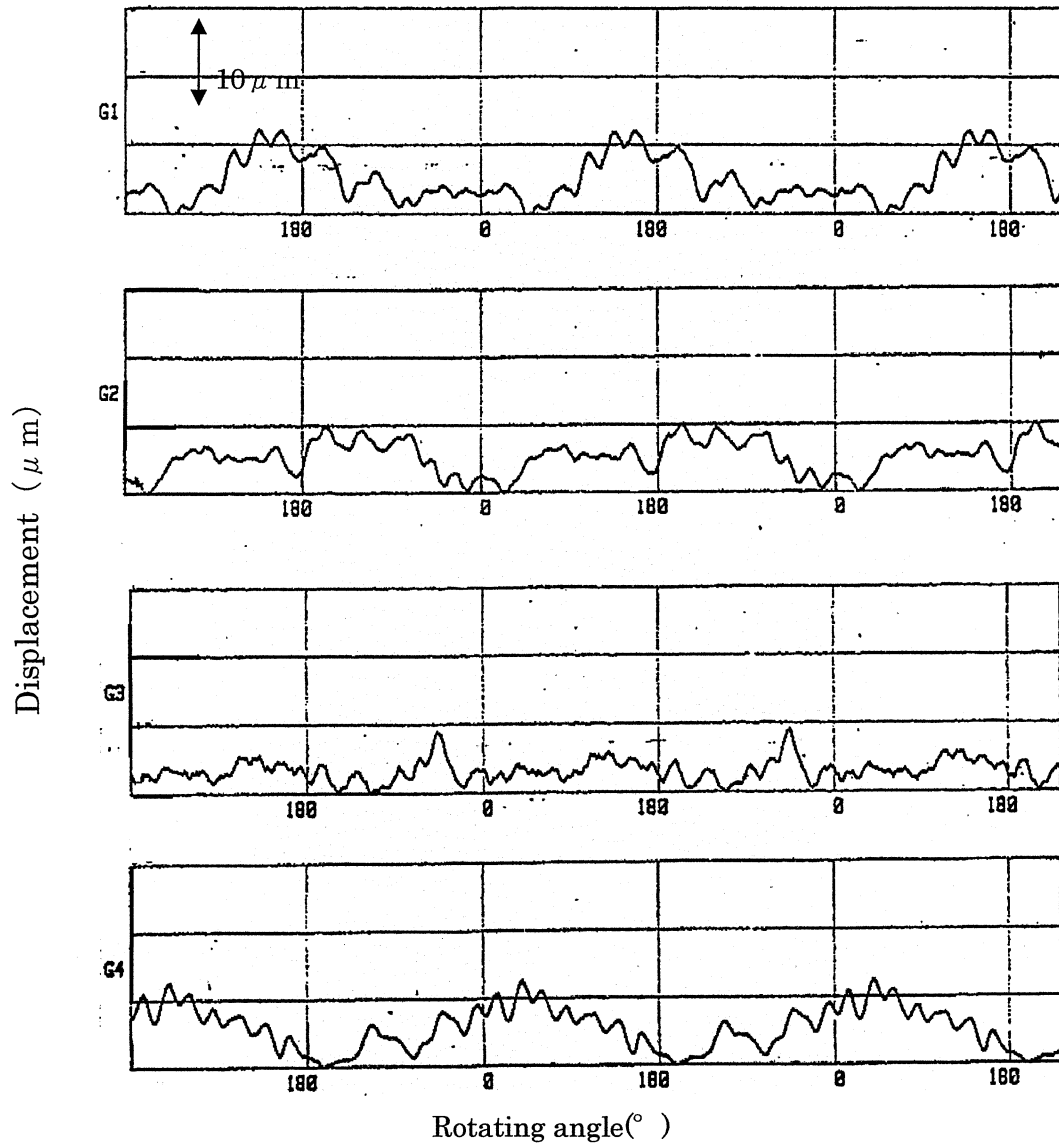


Fig1. 3.49 Displacement of orbiting scroll

図 3. 49 のデータを基に巡回スクロールの傾きを算出した結果を図 3. 50 に示す。巡回スクロールの挙動を左側の絵で説明する。X, Y軸が固定スクロールの座標軸でその原点は巡回円上を巡回する。図では角度 $\theta$ が巡回角を示している。巡回スクロールは傾斜しながら巡回しており、傾斜方向を図に示すように角度 $\gamma$ で表している。傾斜の角

度は図では $\alpha\%$ で示し、設計上の寸法より決まる幾何学的な傾きを1としその比で表している。(設計上の傾きに対し50%の傾きのときは、 $\alpha=0.5$ と表示する)

図 3.50 の横軸は回転角を表し、下側の図の縦軸は傾斜角比  $\alpha\%$ 、上側の図は傾斜方向角度  $\gamma^\circ$  を表している。測定結果より以下のことが判る。

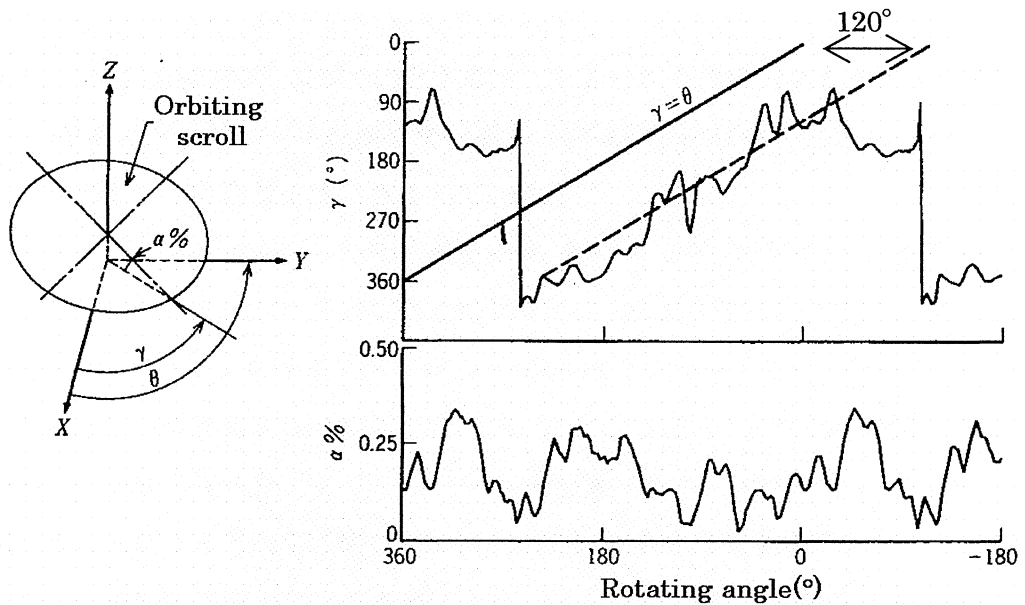


Fig. 3.50 Motion of orbiting scroll

- (a) 傾き角比 $\alpha$ は一回転中変動しており、その大きさは設計上の値の0.05~0.3である。設計上の傾きより小さな傾きになっている。
- (b) 傾き方向 $\gamma$ は、旋回角とともに変化している。図中の点線で示すように旋回角 $\theta$ に対し約 $120^\circ$ 後方にある。傾きが旋回角と同じ時は図中の実線に示すラインに測定値が現れる。
- (c) ここでは詳細は割愛するが、別途実施しているシミュレーション<sup>(57)</sup>では約 $100\sim 110^\circ$ と得られており、両者はほぼ一致している。

#### (4)考察

前述の旋回スクロールの傾き方向 $\gamma$ は旋回角 $\theta$ に対し $120^\circ$ 遅れている。  
旋回スクロールがセンサ $G_{IV}$ ,  $G_I$ 方向(旋回角で $270^\circ$ に相当)に傾くのは旋回角が $150^\circ$ ( $270-120$ )の時である。又センサ $G_{IV}$ ,  $G_I$ と $180^\circ$ 離れた位置にあるセンサ $G_{II}$ ,  $G_{III}$ の方向(旋回角で $90^\circ$ に相当)に旋回スクロールが傾くのは旋回角 $330^\circ$ ( $90-120+360$ )のときである。

図 3.51 に旋回角が $150^\circ$ ,  $330^\circ$ のときのチップシールの変位分布をモデル的に示す。図 3.51 の横軸はチップシール計測位置を示す。即ち図 3.51 に示す固定スクロールのY軸上に4ケのセンサの設置位置に相当している。

縦軸は4ケのセンサで測定した変位量を示す。旋回角 $150^\circ$ のラインは、旋回角 $150^\circ$ 時のそれぞれのセンサにおける変位測定結果を図 3.45 より読みそれをプロットした。又旋回角 $330^\circ$ のラインも同様に図 3.45 から読み取りプロットした。外方の $G_{III}$ ,  $G_{IV}$ センサより算出した傾き角 $\alpha\%$ は前述の図 3.50 に示した旋回スクロールの傾き角と一致しているが、渦巻き中央部でのチップシール変位量( $G_I$ ,  $G_{II}$ はセンサの測定結果)はこの傾き角 $\alpha\%$ によって決まる変位量に対しはるかに大きな変動を示している。別途行った測定では運転中は圧力による変形により、スクロールは1回転中に数 $\mu\text{m}$ ~10 $\mu\text{m}$ オーダの変動が生じていることが分かっており、特にスクロール中央部( $G_I$ ,  $G_{II}$ センサの設置部分より内側)の変形が大きい。すなわち、スクロール部材は1回転中に圧力による微小な変形変動を呈し、チップシールは圧力変化によるチップすきま変化に追従し、良好なシールを行っていることが確認されたと考えられる。



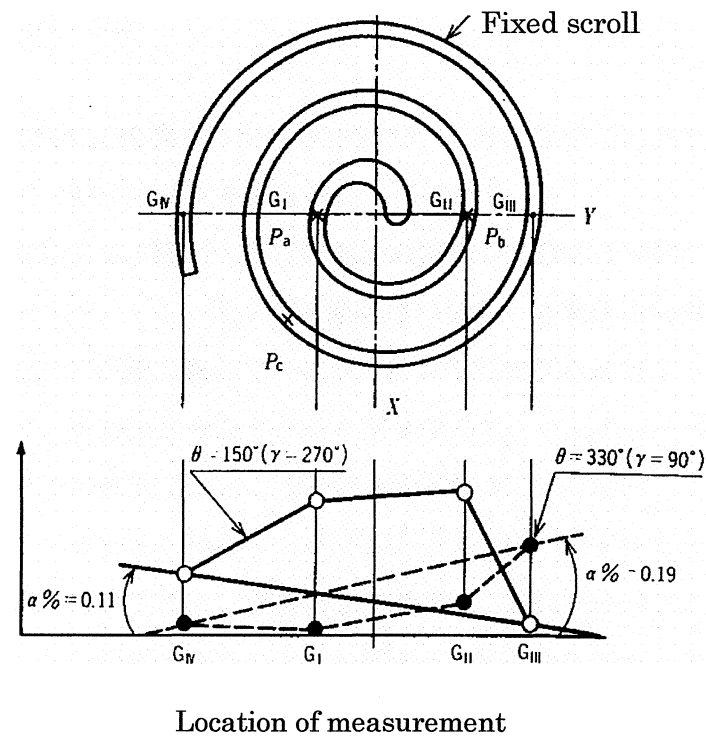


Fig. 3.51 Displacement tip seal

### 3. 2. 4 結 言

高効率、高信頼性のインバータ駆動による空調用スクロール圧縮機開発の過程において圧縮機の総合性能を評価するため詳細な圧縮機の内部挙動計測として、各部シール部の挙動測定を実施した。特にシールの役目をはたしている部分の測定には、すきま計測技術を適用し、チップシールの挙動、旋回スクロールの傾き挙動測定を実施し、次項が得られた。

- (1)高効率の圧縮機を得るためのシール部としてチップシール、旋回スクロールの挙動を変位センサにて測定し、その挙動より圧縮室を良好にシールしていることを確認した。
- (2)旋回スクロールの傾斜は、旋回角の後方  $120^\circ$  で発生しており、別途開発したスクロール圧縮機のシミュレーションの正しさが実験的に確かめることができた。

## 第4章 結 論

本論文は、空調用圧縮機の微小すきま計測のために開発した渦電流式センサ及びその圧縮機への応用に関する研究をまとめたものである。

まず全体を総括する。微小すきま計測法の開発が空調用圧縮機の研究・開発にとって重要なことを明らかにした。種々の計測原理の中より空調用圧縮機への適用を考えたとき、渦電流式センサが最も適しているが、世の中に仕様を満足できる渦電流式センサが無いことが判り、渦電流式変位センサを開発することにした。技術課題は、形状の小形化、温度ドリフトの低減であることを明らかにした。

開発のためには設計法を構築する必要があり、センサのインピーダンス特性推定精度を向上させた渦電流式変位センサ設計法を提案し、それをベースに温度変化時の特性推定法も提案した。渦電流式変位センサを製作し、温度変化時も含め実測値と計算値は良い一致を示した。

更に空調用ロータリ圧縮機の運転時の微小すきまを計測するための最適な渦電流式変位センサを設計し、計測時の温度ドリフトが数 $\mu\text{m}$ 程度に抑えられる可能性を示した。センサを製作し、空調機用ロータリ圧縮機運転中のすきまの挙動を把握し、変形を考慮した設計が効率向上、信頼性向上には不可欠であることを明らかにした。

スクロール圧縮機の開発において設計通りに圧縮機が製作されているか確認するための評価として圧縮機内部計測を実施し、チップシールが予想通りの挙動を示していることを述べ、種々の計測法が圧縮機の研究・開発へ寄与している状況を明らかにした。以下、第3章までの各章で得られた結論を詳細に述べる。

第1章「序論」では、本研究を始めるに至った背景について述べる。エネルギー・資源問題、地球環境問題より空調機に対して高効率、高信頼性等の要望が強く業界ではそれに答える形で空調機の開発を行っている。特に空調機の心臓部である圧縮機に対する要求は大きく、要求を満足させるためには研究・開発時に微小すきま計測法が重要であることを述べた。

その中で圧縮機内微小すきまの把握が効率向上、信頼性向上に寄与できる可能性が大きいことを明らかにした。空調用圧縮機内の微小すきま計測ための課題について整理し、光学式、電磁式、超音波式の種々の原理の計測法について検討した結果、空調用圧縮機への適用の観点より渦電流式センサが本質的に優れていることを明らかにした。高温（200℃程

度)、高圧(数 MPa 程度)で冷媒、油中環境下で計測可能なことが渦電流式センサの優れている特徴である。市販センサでは空調用圧縮機で使用可能な仕様のセンサはなく、自ら開発する必要があることが分かった。渦電流式センサの開発課題は、センサの小型化、温度ドリフト低減であることを明らかにした。

第2章「渦電流式変位センサの温度ドリフト低減法の開発」において、2.1節「渦電流式変位センサのインピーダンス特性推定法開発」では小型で温度ドリフトの小さいセンサを開発するにあたり必要な渦電流式変位センサの設計手法構築の第一ステップとして実用的な渦電流式変位センサのインピーダンス特性推定法を提案した。

センサ設計にあたり、距離変化時の渦電流式変位センサの特性すなわちセンサのインピーダンス(インダクタンス、抵抗)を精度良く推定する必要がある。従来の研究では、インダクタンスは実用的な精度で推定可能であるのに対し抵抗の推定精度が低いことが分かった。センサのインピーダンス推定精度、特に抵抗の推定精度向上のために、Dodd 理論をベースに高周波による現象(コイル導線の表皮効果、近接効果)を抵抗推定に考慮した。更に変位センサの浮遊容量、変位センサと信号処理部間のケーブル特性も変位センサの特性の解析に含めた。変位センサを製作し、解析値と実験値を比較検討した結果従来手法より精度良く特性の推定ができることを示した。変位センサの浮遊容量は製作した変位センサの特性値より分離する手法を提案した。

2.2節「渦電流式変位センサの温度特性の解明」においては、渦電流式変位センサのインダクタンス、抵抗の温度特性推定法を提案した。従来研究では、渦電流式センサ温度変化時の特性を解析的に推定した報告はなく、2.1節で提案したセンサのインピーダンス推定結果をベースに、温度変化による要因として、コイル導線の抵抗変化、ボビン等構造体の寸法変化、ターゲット金属の物性値(導電率、透磁率)の変化をセンサのインピーダンス推定時に考慮した。製作した変位センサの実験値と解析値を比較検討した結果実験値と解析値は良く一致した。

2.3節「渦電流式変位センサの温度ドリフト低減法開発」においては、センサ温度変化時のインピーダンスを基に信号処理回路も含めた温度ドリフトについて推定した。信号処理部の復調回路に包絡線検波回路、同期検波回路を採用した時の温度ドリフト及びブリッジ回路を使用し、ダミーセンサを温度ドリフト補償センサとして設置したときの温度ドリフトについて推定した。銅をターゲット金属としたとき、100℃の温度変化で数 $\mu\text{m}$ の温度ドリフトに抑えることができる見通しを得た。

第3章「微小すきま計測法の空調用圧縮機への応用」において、3.1節「空調用ロータリ圧縮機運転時の微小すきま計測」では、第2章で提案した設計手法を用い空調用ロータリ圧縮機微小すきま計測用の変位センサを設計した。一つのボビンに測定用のアクティブコイル、温度補償用のダミーコイルを設置した耐熱性200℃で、形状φ5×5mmの形状の渦電流式変位センサを開発した。開発した変位センサを用い圧縮機運転中のブレードとブレード溝のすきま、ロータとシリンダのすきまを測定し、その挙動を明らかにした。また部品の寸法、電磁気特性の不均一さによる誤差を校正作業により定量的に明確にし、高精度の測定のための手法を明らかにした。

3.2節「高効率スクロール圧縮機開発におけるすきま計測」においては、スクロール圧縮機開発において実施した内部挙動計測について述べた。

変位センサを利用し旋回スクロールの傾き、スクロールラップ上面にシール作用のために設置してあるチップシールの挙動狙いどおりの挙動であることを明らかにした。

第4章はまとめである。

付録 1

(2.5)式の導出

$$Z_s = \frac{j\omega\pi\mu n^2}{t_c^2(r_2 - r_1)^2} \int_0^\infty \frac{1}{\alpha^6} I_1^2(r_2, r_1) \times$$

$$[2\alpha t_c + 2e^{-\alpha t_c} - 2 + (e^{-2\alpha l_2} + e^{-2\alpha l_1} - 2e^{-\alpha(l_2+l_1)}) \times \dots \dots \dots (2.5)$$

$$\left\{ \frac{(\alpha^2 - A^2 - B^2)}{(\alpha + A)^2 + B^2} - j \frac{2B\alpha}{(\alpha + A)^2 + B^2} \right\} d\alpha$$

$$A = \sqrt{\frac{\alpha^2 + \sqrt{\alpha^4 + (\omega\mu\sigma)^2}}{2}}$$

$$B = \sqrt{\frac{-\alpha^2 + \sqrt{\alpha^4 + (\omega\mu\sigma)^2}}{2}}$$

文献(23)の(87)式にターゲット金属が図1に示すように2層の場合のコイルのインピーダンスが導かれている。(1)式に示す。 $\alpha_1, \mu_1, \alpha_2, \mu_2$ はそれぞれ2層のターゲット金属の導電率, 透磁率を表す。

$$Z = \frac{j\omega\pi\mu n^2}{(l_2 - l_1)^2(r_2 - r_1)^2} \int_0^\infty \frac{1}{\alpha^5} I^2(r_2, r_1) \times (2(l_2 - l_1) + \alpha^{-1} \{2 \exp(-\alpha(l_2 - l_1)) - 2$$

$$+ \{\exp(-2\alpha l_2) + \exp(-2\alpha l_1) - 2 \exp[-\alpha(l_2 + l_1)]\} \times \dots \dots (1)$$

$$\left[ \frac{(\alpha + \alpha_1)(\alpha_1 - \alpha_2) + (\alpha - \alpha_1)(\alpha_2 + \alpha_1) \exp(2\alpha_1 c)}{(\alpha - \alpha_1)(\alpha_1 - \alpha_2) + (\alpha + \alpha_1)(\alpha_2 + \alpha_1) \exp(2\alpha_1 c)} \right] d\alpha$$

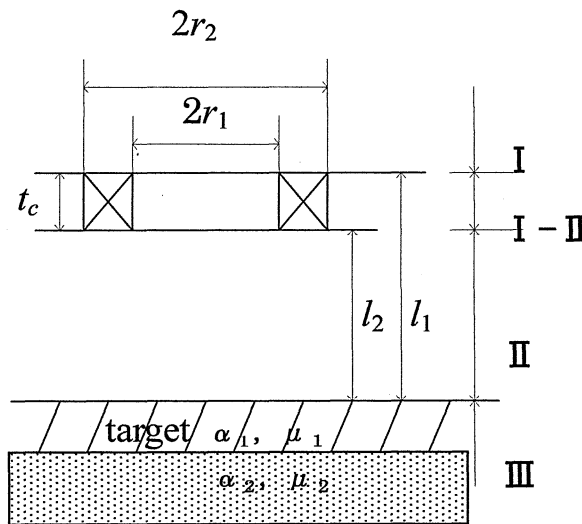


Fig. 1 Analysis model

対象としているターゲットは一層であるので  $\alpha_1 = \alpha_2$  の関係を(1)式に代入するとインピーダンスは(2)式で表される。

$$\begin{aligned}
 Z &= \frac{j\omega\pi\mu^2}{(l_2 - l_1)^2 (r_2 - r_1)^2} \int_0^\infty \frac{1}{\alpha^5} I^2(r_2, r_1) \times (2(l_2 - l_1) + \alpha^{-1} \{2 \exp(-\alpha(l_2 - l_1)) - 2 \\
 &\quad + \{\exp(-2\alpha l_2) + \exp(-2\alpha l_1) - 2 \exp[-\alpha(l_2 + l_1)]\}) \times \\
 &\quad \left[ \frac{(\alpha - \alpha_1) \times 2\alpha_2 \exp(2\alpha_1 c)}{(\alpha + \alpha_1) \times 2\alpha_2 \exp(2\alpha_1 c)} \right] \} ) d\alpha \\
 &= \frac{j\omega\pi\mu^2}{(l_2 - l_1)^2 (r_2 - r_1)^2} \int_0^\infty \frac{1}{\alpha^5} I^2(r_2, r_1) \times (2(l_2 - l_1) + \alpha^{-1} \{2 \exp(-\alpha(l_2 - l_1)) - 2 \\
 &\quad + \{\exp(-2\alpha l_2) + \exp(-2\alpha l_1) - 2 \exp[-\alpha(l_2 + l_1)]\}) \times \\
 &\quad \left[ \frac{(\alpha - \alpha_1)}{(\alpha + \alpha_1)} \right] \} ) d\alpha \dots\dots\dots (2)
 \end{aligned}$$

文献(23)の(10)式より

$$\alpha_1 = (\alpha + j\omega\mu_1\sigma_1)^{\frac{1}{2}}$$

であり, ここで

$$(\alpha + j\omega\mu_1\sigma_1)^{\frac{1}{2}} = A + jB \dots\dots\dots (3)$$

とおき A, B を求める。

(3)式を2乗すると,  $\alpha + j\omega\mu_1\sigma_1 = (A^2 - B^2) + j(2AB)$  となる。

$$\alpha = A^2 + B^2$$

$$\omega\mu_1\sigma_1 = 2AB$$

の関係より A, B は次に示すようになる ( $\sigma_1 = \sigma, \mu_1 = \mu$  とする)。

$$A = \sqrt{\frac{\alpha^2 + \sqrt{\alpha^4 + (\omega\mu\sigma)^2}}{2}}, \quad B = \sqrt{\frac{-\alpha^2 + \sqrt{\alpha^4 + (\omega\mu\sigma)^2}}{2}}$$

(3)式の関係より

$$\begin{aligned}
 \frac{(\alpha - \alpha_1)}{(\alpha + \alpha_1)} &= \frac{\alpha - A - jB}{\alpha + A + jB} \\
 &= \frac{(\alpha^2 - A^2 - B^2)}{(\alpha + A)^2 + B^2} - j \frac{2B\alpha}{(\alpha + A)^2 + B^2} \dots\dots (4)
 \end{aligned}$$

となる。(4)式,  $t_c = l_2 - l_1$  の関係を(1)式に代入すれば(2.5)式が得られる。

## 付録 2

スクロール圧縮機の旋回角について説明する。図 2(a)に固定スクロールを示す。固定スクロールの曲線はインボリュート曲線で創成されており、図 2(b)に示す基礎円から図 2(a)に示すインボリュート曲線が作られる。

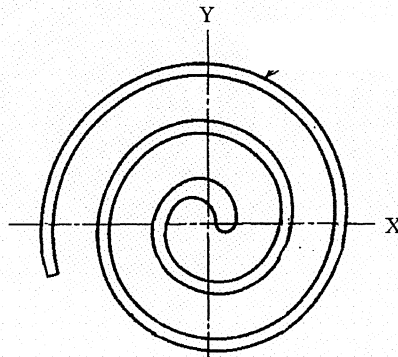


Fig. 2(a) Fixed scroll

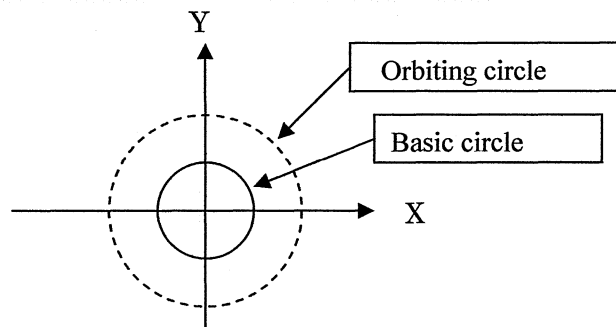


Fig.2(b) Basic of involute curve

基礎円の他に原点を中心にして旋回円があり、この円周上を旋回スクロールの中心が移動し圧縮する。旋回角はスクロール中心がX軸に来たときを  $90^\circ$  と定義し時計回りに旋回スクロールは旋回運動する。旋回角が進んだとき（-Y軸上に来たとき）旋回角は  $30^\circ$  と定義する。反対に+Y軸上に来たとき旋回角は  $180^\circ$  の定義となる。

旋回スクロールの曲線は、固定スクロール曲線の伸開開始角を  $180^\circ$  ずらせた曲線で創成される。参考に図 3 にある旋回角における固定スクロールと旋回スクロールのかみ合いの状況を示す。図中の  $\theta^*$  が旋回角の記号で、 $360^\circ$ 、 $270^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $90^\circ$  の旋回角における状態である。旋回角が進むにつれ（角度のあたいは小さくなる）圧縮室の容積

は小さくなっている。旋回角  $270^\circ$  の図には座標軸を明記しているが、縦軸が X 軸を示した図である。

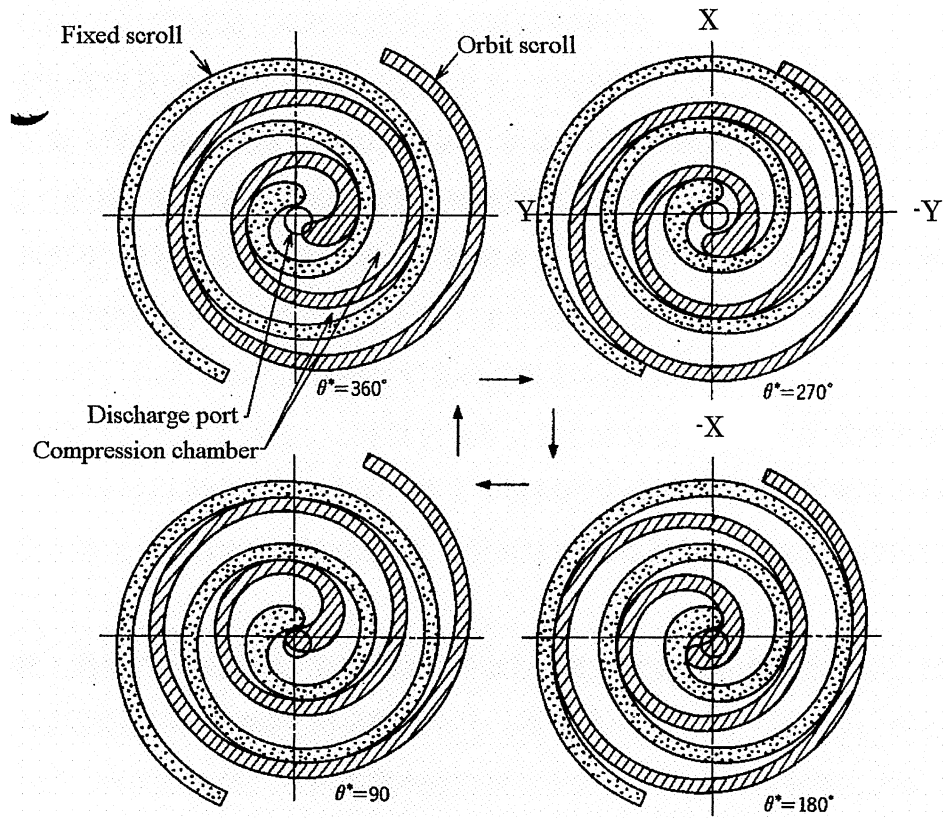


Fig. 3 Scroll location of several rotating angles



## 謝 辞

本研究は、主に三菱重工業株式会社名古屋研究所でおこなわれました。

本研究の遂行及び本論文を纏めるにあたり、終始適切なるご指導とご鞭撻を賜りました愛知工業大学工学部機械学科知能機械工学専攻堀康郎教授に深く感謝の意を表します。同じく愛知工業大学工学部機械学科知能機械工学専攻中原崇文教授にも本論文を纏めるにあたり、終始適切なるご指導とご鞭撻を賜りましたことに対して深く感謝の意を表します。中原教授には、学位論文としてまとめることを勧めていただきました。もしその勧めがなければ本論文は存在せず重ねて謝意を表します。

また、本論文の査読と有益なご意見を賜りました愛知工業大学工学部電気学科電子工学専攻の日々野倫夫教授、愛知工業大学工学部機械学科知能機械工学専攻の渡辺修教授、愛知工業大学工学部機械学科知能機械工学専攻の加藤厚生教授に厚くお礼申し上げます。

三菱重工業株式会社においては、研究の遂行する上で数々の貴重な助言、協力をいただいた名古屋研究所での前上司平野隆久氏（現三菱エンジニアリング）、名古屋研究所松田進主任、阿部清主任、冷熱事業本部町田博史主席に厚くお礼を申し上げます。

論文を纏める上で、数々の有力な助言、協力をいただきました前上司青木美昭博士、先進技術開発センター溝口正信博士（現大同工業大学教授）、冷熱事業本部小林寛之技術部長に厚くお礼を申し上げます。

最後に、論文執筆中に他界した両親、常に気を配り支え続けてくれた我が妻理依子と娘香に本論文を捧げ、感謝の証と致します。

#### 参考文献

- [1] 斉藤考基, 空調設備に求められるもの, 冷凍, Vol. 75, No. 879(2001), pp. 22.
- [2] 勝田正文, 環境保全のあり方・考え方, 冷凍, Vol. 75, No. 879(2001), pp. 57.
- [3] 日本エネルギー経済研究所計量分析部編, EDMC/エネルギー・経済統計要覧, (2000), pp. 65-83. 財団法人省エネルギーセンター
- [4] 大西忠, ヒートポンプの高効率化を支える要素技術, 省エネルギー, Vol. 55, No. 8(2003), pp. 30-36.
- [5] 鈴木一弘, 水野尚夫, 渡辺吉典, 近藤文雄, 蟹江徹雄, 空調機における省エネルギー・高効率化技術, 三菱重工技報, Vol. 32, No. 2(2000), pp. 62.
- [6] 井上常俊, 業務用空調機の省エネルギー性向上, 東芝レビュー, Vol. 52, No. 2(1997), pp. 71-74.
- [7] 長友繁美, 日本における容積式圧縮機の変遷, 冷凍, Vol. 75, No. 878(2000), pp. 3.
- [8] 笠井一成, 空調機用熱交換器の変遷, 冷凍, Vol. 75, No. 878(2000), pp. 14.
- [9] 高橋隆勇, I T時代の空調自動制御, 冷凍, Vol. 76, No. 879(2001), pp. 30-34.
- [10] 川西睦義, 密閉型冷凍機, (1981), pp. 1. 財団法人日本冷凍協会
- [11] 三菱重工ビル空調システムカタログ HYPER Multy LX, (2004), pp. 14-15.
- [12] 小滝たかし, 最近の小型冷凍圧縮機, 機械の研究, Vol. 38, No. 1(1986), pp. 19-26.
- [13] 大西正, ヒートポンプの高効率化を支える要素技術, 省エネルギー, Vol. 55, No. 8(2003), pp. 30-36.
- [14] 東條健司, スクロール圧縮機の高性能化最新動向, ターボ機械, Vol. 31, No. 3(2003), pp. 150-158.
- [15] 伊藤隆英, 藤谷誠, 酒井康彦, 壁面油膜厚さを考慮した二層流モデルによるスクロール圧縮機の漏れ特性, 日本機械学会論文集, Vol. 8, No. 671(2002), pp. 158-165.
- [16] 佐野清人, 機械技術者のためのセンサ技術入門, (2000), pp. 8, 日刊工業新聞
- [17] 鈴木英雄, 山川博, 非接触変位センサとその使い方(上), 自動化技術, Vol. 25, No. 12(1993), pp. 102-194.
- [18] 南茂夫, 木村一郎, 荒木勉, はじめての計測工学, (2001), pp. 47, 講談社サイエンティフィック
- [19] 前田良昭, 木村一郎, 押田至啓, 計測工学, (2002), pp. 134, コロナ社
- [20] 新川電機変位センサカタログ, (2004), pp. 2.
- [21] 電子応用変位センサカタログ, (2005), pp. 10.
- [22] カマン変位センサ KD2300 カタログ, (2004), pp. 3.
- [23] C.V.Dodd, W.E.Deeds, Analytical solutions to eddy-current-probe-coil Problems, Journal of Applied Physics, Vol. 39, No. 6(1968), pp. 2829-2838.

- [24] 尾上守夫, 導体に近接したソレノイドコイルの解析, 電気学会雑誌, Vol.188-10, No.961 (1968), pp. 162-170.
- [25] 山田, 植田, うず電流形変位トランスジューサ,  
電気測定研究会資料, EM-71-19, (1971), pp. 1-10.
- [26] 脇若, 山田, 渦電流効果の変位計測への応用,  
磁気応用・磁性材料合同研究会資料, AM-74-23, (1974), pp. 1-10.
- [27] 水野勉, 川崎真也, 橋場誉, 渡辺誠一, 榎木茂美, 山田一, 銅を対象とする渦電流形変位センサに用いるコイルのインピーダンス解析,  
電気学会マグネティクス研究会 MAG-03-15, (2003), pp. 7-12.
- [28] 水野勉, 橋場誉, 川崎真也, 渡辺誠一, 榎木茂美, 山田一, 銅を測定対象とする渦電流形変位センサの出力電圧特性解析  
電気学会マグネティクス研究会 MAG-03-16, (2003), pp. 13-18.
- [29] 日本非破壊検査協会編, 非破壊検査便覧, (1990), pp. 648-668, 日刊工業新聞社
- [30] 猪又仁, 非接触高温用変位計とその応用, 計測と制御,  
Vol. 20, No. 4 (1981), pp. 441-447.
- [31] 池野博, 電気映像法による渦流エッジの数値解析, 計測技術,  
Vol. 15, NO. 1 (1987), pp. 87-91.
- [32] 三井彰, 高温用・低温用変位, センサ技術, Vol. 11, NO.13 (1985), pp. 75-77.
- [33] GEORGE H.BROWN, CYLIL N.HOLYER, Theory and Application of RADIO-FREQUENCY HEATING, (1947), pp.17-21,  
D. VAN NOSTRAND COMPANY, Inc
- [34] M.Bartoli, N.Noferi, and A.Rratti, MODELING WINDING LOSSES IN HIGH-FREQUENCY POWER INDUCTOR, Journal of Circuits, Systems, and Computers, Vol.5, No.4 (1995), pp.607-626.
- [35] H.Katumi, K.Harada, Y.Ishihara, T.Todaka, F.Okamoto, A study of winding losses in an inductor coil and radiated emissions of electrodeless lamps, T.IEE JAPAN, Vol.122-A, No.8 (2002), pp.783-789.
- [36] JIŘÍ LAMMERANER and MILOŠ, EDDY CURRENTS, (1964), pp.91-97,  
ILIFFE BOOKS LTD, LONDON
- [37] J.A.Ferreira, Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Component, IEEE Trans Power Electronics, Vol.9, No.1 (1994), pp.127-131.
- [38] C.RAY WYLE, LOUIS C.BARERETT, ADVANCED ENGINEERING MATHEMATICS, (1982), pp.583, McGRAW-HILL INTERNATIONAL BOOK COMPANY
- [39] 松村憲明, 町田博, 中原崇文, 渦電流式変位センサの抵抗成分推定法,  
電気学会論文誌 A, Vol. 125, No. 4 (2005), pp. 301-308.
- [40] 松村憲明, 溝口正信, 町田博, 中原崇文, 渦電流式変位センサの温度ドリフト低減法, 電気学会論文誌 A, Vol. 126, No. 3 (2006), pp. 169-177.
- [41] 国立天文台編, 理科年表, (2003), pp. 399., pp. 406.
- [42] G Link, R Heidinger, Dielectric property measurement of ZrO<sub>2</sub>-strengthened Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>,

- J Appl Phys ,Vol.81,No7(1997),pp.3257.
- [43] IEE Japan ,ELECTRICAL ENGINEERING HANDBOOK,(1995),pp.189.
- [44] 渡辺和也,トタングスタ回路(Ⅱ), (1970), pp. 94, オーム社
- [45] 前田良昭,木村一郎,押田至啓,計測工学, (2002), pp. 69, コロナ社
- [46] F. E. Terman, エレクトロニクスの測定 (上) , pp. 81, 近代科学社
- [47] 飯田精一,平川進次,太田優,竹下興二,小澤豊,吉田善一,野村輝雄,  
三菱重工技, Vol. 20, No. 3(1983), pp. 253.
- [48] 小林寛之,太田優,ロータリ圧縮機ブレードの挙動解析,三菱重工技報, Vol. 26,  
No3(1989), pp. 195-199.
- [49] 小林寛之,ロータリ圧縮機におけるロータとブレードのトライボロジ,  
トライボロジスト, Vol. 38, No7(1993), pp. 599-604.
- [50] 松村憲明,阿部清,大矢典正,町田博,空調用ロータリ圧縮機運転時微小すきま  
挙動の実験的研究,三菱重工技報, Vol. 28, No. 6(1991), pp. 610-613.
- [51] Noriaki Matsumura, Abe Kiyoshi, Machida Hiroshi ,An Experimental Study on The  
Behavior of Micron Size Gap By Cylinder Pressure and Temperature Under The Rotary  
Compressor Operation , 1990 INTERNATIONAL COMPRESSOR ENGINEERING  
CONFERENCE AT PURDUE ,(1990),pp.845-852.
- [52] 松村憲明,阿部清,町田博,小型・低温度ドリフト渦電流式変位センサ,  
第10回「センサの基礎と応用シンポジウム」講演概要集, (2001), pp. 215-218.
- [53] 村上陽太郎,亀井清,山根嘉己,長村光造,金属材料学, (1990), pp. 3, 朝倉書店
- [54] 近角聡信,太田恵造,安達健五,津屋昇,石川義一編集,磁性体ハンドブック,  
(1995), pp. 914-918,朝倉書店
- [55] 里洋,斉藤英夫,白川勇記,磁性材料, (2000), pp. 4, 日本金属学会
- [56] Takahisa Hirano, Noriaki Matsumura, Kimiharu Takeda,  
Development of High Efficiency Scroll Compressors For Air Conditioners . Proc. of the  
1988 International Compressor Conference at Purdue, Vol.1,(1988),pp.65-74.
- [57] 平野隆久,萩本清,松村憲明,堀正博,武田公温,高効率空調用スクロール圧縮機  
の開発,三菱重工技報, Vol. 26, No. 1(1989), pp. 66-71.
- [58] 平賀正治,榊正勝,清水茂美,真部淳,塚越康弘,寺内清,最近の圧縮機の  
現状と動向「車両空調用スクロール」,冷凍, Vol. 62, No720(1987), pp. 60-69.
- [59] 小畑博美,二上正弘,武田健一,エアコン用コンプレッサシール  
三菱電線工業時報, No. 91(1996), pp.29-42.
- [60] 松村憲明,小林寛之,町田博史,平野隆久,中原崇文,堀康郎  
空調用ロータリ圧縮機微小すきま計測,日本冷凍空調学会論文集,  
Vol. 24, No. 2(2007), pp. 127-138.

本研究に関する発表論文

論文題目	公表の方法及び時期	著者
1. 空調用ロータリ圧縮機 運転時微小すきま計測	日本冷凍空調学会論文集 VOL. 24, No. 2 (2007) pp. 127~138.	松村憲明 小林寛之 町田博史 平野隆久 中原崇文 堀康郎
2. 渦電流式変位センサの 温度ドリフト低減法	電気学会論文誌 A (基礎・材料・共通部門誌) Vol. 126 No. 3 (2006) pp. 169-177.	松村憲明 溝口正信 町田博史 中原崇文
3. 渦電流式変位センサの 抵抗成分推定法	電気学会論文誌 A (基礎・材料・共通部門誌) Vol. 125 No. 4 (2005) pp. 301-308.	松村憲明 町田博史 中原崇文
4. 空調用ロータリ圧縮機 運転時微小すきま挙動の 実験的研究	三菱重工技報 Vol. 28 No. 6 (1991) pp. 610-613.	松村憲明 阿部清 大矢典正 町田博史

本研究に関する発表論文

論文題目	公表の方法及び時期	著 者
5. Compact, Small Thermal Zero Shift Eddy Current Gap Sensor	TECHNICAL DIGEST OF THE 10TH SENSOR SYMPOSIUM, (1991) pp. 215-218.	Noriaki MATSUMURA Kiyoshi ABE Hiroshi MACHIDA
6. AN EXPERIMENTAL STUDY ON THE DYNAMIC BEHAVIOR OF MICRON-SIZE GAP BY CYLINDER PRESSURE AND TEMPERATURE UNDER THE ROTARY COMPRESSOR OPERATION	Proceedings of 1990 INTERNATIONAL COMPRESSOR ENGINEERING CONFERENCE AT PURDUE Vol. 2 (1990) pp. 845-852.	NORIAKI MATSUMURA KIYOSHI ABE HIROSHI MACHIDA
7. 高効率空調用スクロール圧縮機の開発	三菱重工技報 Vol. 26 No. 1 (1989) pp. 66-71.	平野隆久 萩本清 松村憲明 堀正博 武田公温
8. DEVELOPMENT OF HIGH EFFICIENCY SCROLL COMPRESSORS FOR AIR CONDITIONERS	Proceedings of 1988 INTERNATIONAL COMPRESSOR ENGINEERING CONFERENCE AT PURDUE Vol. 1 (1988) pp. 65-74.	TAKAHISA HIRANO NORIAKI MATSUMURA KIMIHARU TAKEDA