

# 博士学位論文

氏名（本籍） 高橋 政行（山形県）  
学位の種類 博士（工学）  
学位記番号 博甲第139号  
学位授与年月日 平成28年3月31日  
学位授与の要件 学位規則第4条第1項  
学位論文題目 小型ファンモータの振動低減に関する研究

論文審査委員 主査 疋田 光孝  
副査 大石 久己  
副査 佐藤 光太郎  
副査 我妻 隆夫  
副査 野崎 博路  
副査 塩幡 宏規（茨城大学）

工学院大学大学院

# 目 次

第1章 緒 論 .....	1
1.1 本研究の背景 .....	1
1.1.1 ファンモータに対する低振動化の要求.....	1
1.1.2 電磁力励振振動の低減.....	5
1.1.3 軸受揺動振動の低減.....	9
1.1.4 外部機器による高周波励振振動の低減.....	12
1.1.5 流体力励振振動の低減.....	14
1.2 従来の研究および本研究の目的 .....	17
1.2.1 ファンモータの低振動化.....	17
1.2.2 電磁力励振振動の低減.....	17
1.2.3 軸受揺動振動の低減.....	19
1.2.4 外部機器による高周波励振振動の低減.....	21
1.2.5 流体力励振振動の低減.....	23
1.3 本研究の概要 .....	25
1.3.1 ファンモータの低振動化.....	25
1.3.2 電磁力励振振動の低減.....	25
1.3.3 軸受揺動振動の低減.....	26
1.3.4 外部機器による高周波励振振動の低減.....	27
1.3.5 流体力励振振動の低減.....	28
第2章 電磁力励振振動の低減 .....	29
2.1 はじめに .....	29
2.2 供試ファンモータ .....	30
2.2.1 供試ファンモータの電磁力と電磁力励振振動.....	30
2.2.2 供試ファンモータの仕様.....	32
2.2.3 供試モータの巻線仕様.....	35

2.2.4	巻線仕様と起磁力分布.....	38
2.2.5	起磁力分布とトルク.....	42
2.3	数値解析による電磁力の検証.....	43
2.4	数値解析による電磁力励振振動の検証.....	47
2.5	実験による起磁力分布の検証.....	50
2.5.1	起磁力分布.....	50
2.5.2	起磁力分布測定結果.....	50
2.6	実験による電磁力励振振動の検証.....	56
2.6.1	供試モータの固有振動数.....	56
2.6.2	電磁力励振振動による供試モータの応答形状.....	57
2.6.3	電磁力励振振動の実験検証.....	64
2.7	起磁力分布と電磁力励振振動の比較検証.....	68
2.8	まとめ.....	69
第3章	軸受揺動振動の低減.....	71
3.1	はじめに.....	71
3.2	供試モデル.....	72
3.2.1	供試モデルの仕様.....	72
3.2.2	寿命.....	73
3.3	実験によるフレッチング摩耗の検証.....	74
3.4	実稼働解析による軸受振動の検証.....	75
3.4.1	実験装置.....	75
3.4.2	軸受外輪の揺動振動.....	78
3.4.3	軸受外輪の並進振動.....	80
3.5	実験による軸受外輪振動の検証.....	83
3.5.1	軸受外輪の揺動振動.....	83
3.5.2	軸受外輪の並進振動.....	87
3.6	まとめ.....	88

第4章 外部機器による高周波励振振動の低減 .....	89
4.1 はじめに .....	89
4.2 実験によるファンモータの騒音評価 .....	91
4.2.1 供試ファンとインバータ .....	91
4.2.2 トラッキング分析結果 .....	94
4.2.3 騒音測定結果 .....	97
4.3 羽根からの放射音の検証 .....	99
4.3.1 実験による騒音源の検証 .....	99
4.3.2 数値解析による共振現象の検証 .....	101
4.3.3 数値解析による応答形状の検証 .....	102
4.3.4 実稼働解析による歪応答の検証 .....	106
4.4 まとめ .....	114
第5章 流体力励振振動の低減 .....	115
5.1 はじめに .....	115
5.2 実験装置および方法 .....	116
5.3 数値計算方法 .....	118
5.4 結果および考察 .....	119
5.4.1 性能曲線 .....	119
5.4.2 隙間流れの旋回成分と圧力分布の関係 .....	124
5.4.3 隙間流れの不安定性 .....	127
5.5 まとめ .....	130
第6章 結 論 .....	131
<参考文献> .....	134
謝辞 .....	140

# 第1章 緒論

## 1.1 本研究の背景

### 1.1.1 ファンモータに対する低振動化の要求

ファンモータはモータと羽根が一体構造をした機械装置で、機械エネルギーを流体エネルギーに変換する流体機械に属する送風機の種類であり、産業用に限らず民生用に至る多種多様な装置や機器の冷却に幅広く使われている。また、Fig.1-1 や Fig.1-2 の日本機械学会が制定する送風機の種類と構造に示すように、モータに組み合わせる羽根の形式により、軸流式、遠心式および貫流式などの種類（送風形式）があり、用途や対象物、Fig.1-3 に示す送風機ならびに圧縮機の実際の吸い込み風量と吐き出し圧力の使用範囲などを参考にして、必要な特性（吸い込み風量、吐き出し圧力）に応じて使い分けられている。

ファンモータを用途で分類すると、大きく「機器外設置型」と「機器組み込み型」に分けられる。機器外設置型は主に産業用に使用され、出力も数百 W～数十 kW クラスの大型が主流となる。それに対して、機器組み込み型は主にファンモータを装置や筐体の内部に搭載するので、装置内に収まるような小型のものが主流で、出力も数十 W クラスの小さいものになる。機器組み込み型として使われている小型ファンモータの動作点特性は、吸い込み風量  $2 \text{ m}^3/\text{min}$ 、静圧上昇  $200 \text{ Pa}$  よりも小さな特性のものが主流であり、Fig.1-3 で示す一般的な送風機の適用範囲外で、ほぼ原点付近の特異な特性を持つ。

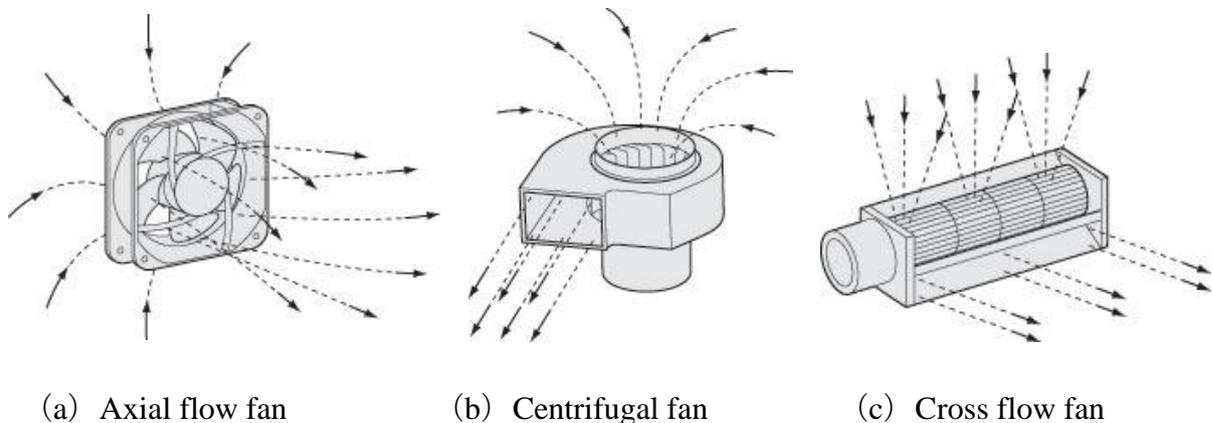


Fig.1-1 Classification of fan motor <sup>(1-1)</sup>

名称		送風機	
		ファン	ブロワ
種別	圧力	10kPa未満 (0.102kgf/cm <sup>2</sup> 未満)	10以上 100kPa未満 (0.102以上 1.02kgf/cm <sup>2</sup> 未満)
	軸流式	軸流	軸流
遠心式	多翼	多翼	
	ラジアル	ラジアル	ラジアル
	後向き	後向き	後向き
斜流式	斜流	斜流	斜流
横流式	横流	横流	

Fig.1-2 Classification of fan motor (1-2)

機器外設置型の大型ファンモータは、製造ラインなど、作業者の近くに設置されることが多い。そのため、振動や振動に起因して発生する放射音が問題となるとともに、出力が大きく消費されるエネルギーも大きいことから送風効率もまた問題となる。エコデザインの規制である ErP 指令 (2009/125/EC) では、ファンモータを対象に一定の送風効率を上回ること (No 640/2009) を義務付けている。このような問題を解決するため、機器外設置型の大型ファンモータを対象とした低騒音化、低振動化および効率改善の研究は古くから行われており、設計方法や設計に関する専門的な技術や知識が蓄積されている。

機器組み込み型の小型ファンモータでも、大型と同様に、低騒音化、低振動化および効率改善が課題とされてきた。しかし、小型ファンモータは出力が小さく、1 台当たりの騒音、振動および効率の改善効果は大型ファンモータに比較すると小さく、改善が後回しにされてきたのが実情である。たとえば、本論文の研究対象である入力 200W 以下のモータは ErP 指令の対象外である。そのうえ、小型ファンモータは製品単価が低いうえに製品サイクルも短く研究の投資効果も低い。そのため、この観点からも系統立てた検証は行われてこなかったのが実情である。また、特性が特異で、かつ大きさの制約もあるため、大型ファンの設計データや設計方法をそのまま適用することもできない。

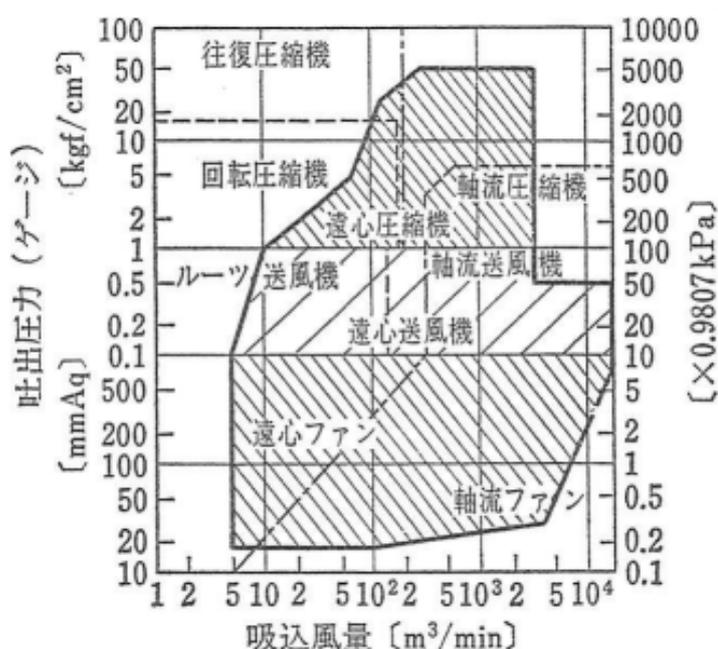


Fig.1-3 Range in application of fan motor <sup>(1-3)</sup>

このような状況の中で、昨今、ファンモータが搭載される装置や機器の高性能化、小型化、軽量化、高密度実装化および使用環境の変化に伴い、機器組み込み型の小型ファンモータに対して、Fig.1-4 に示すように、従来問題になってきた回転軸の不釣り合い振動、電磁力の基本周波数に対して整数倍の高次の周波数成分（以下、電磁力の高調波成分と略記）がケーシングなどの固有振動数と一致して発生する共振現象による振動（以下、共振現象による振動と略記）以外に、電磁力によって励振される振動（以下、電磁力励振振動と略記）、流体力によって励振される振動（流体力励振振動と略記）、軸受の内輪もしくは外輪が揺動運動する振動（以下、軸受揺動振動と略記）、接続したインバータの PWM 制御（Pulse width modulation control）信号が加振源となって発生するキャリア周波数（Carrier frequency）を基本周波数とする数 kHz 以上の高周波数の振動（以下、高周波励振振動と略記）などに対して低振動化の要求が生じている。そして、それらが要求する振動レベルは非常に厳しいものとなっている。

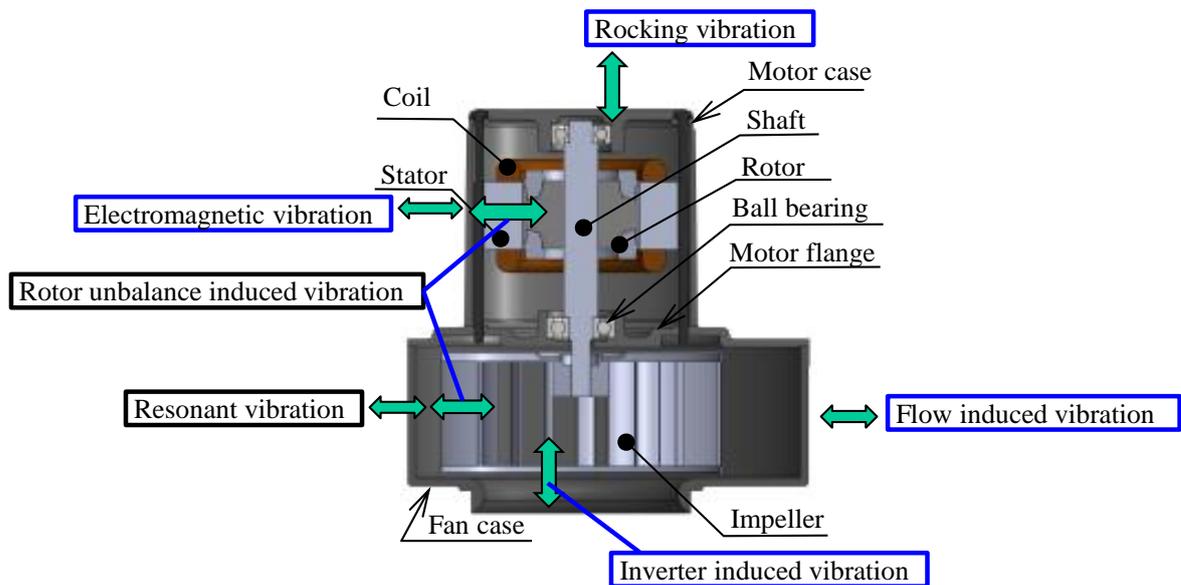


Fig.1-4 Vibration of fan motor

### 1.1.2 電磁力励振振動の低減

小型ファンモータの代表的な振動として、回転軸の不釣り合い振動、共振現象による振動および電磁力励振振動がある。そのうち、回転軸の不釣り合い振動および共振現象による振動は、設計技術、解析技術および製造技術の進歩により低減できるようになっている。

一方、誘導電動機を駆動源とする小型ファンモータは、一般的な装置の冷却以外に、医療機器や光学機器および測定分析機器などの精密機器にも使われるようになってきた。その結果、要求される許容振動レベルは従来よりも非常に厳しいものとなり、従来対策する必要のなかった電磁力励振振動に対しても低減が必要になっている。電磁力励振振動は、電源周波数の2倍を基本周波数とする振動とその高調波成分に分類される。本論文では、ファンモータが精密機器などの内部に搭載される「機器組み込み型」で使用された場合の、振動伝達による機器の誤動作を問題としている。そのため、共振現象を伴わない電磁力励振振動の基本周波数成分を対象とした。2.2.1項で後述するように、電磁力励振振動は電源周波数の2倍の周波数を基本周波数とする振動である。電源周波数が50Hzの場合、そのときの電磁力励振振動は100Hzとなり、同様に電源周波数が60Hの場合、電磁力励振振動は120Hzとなる。

電磁力励振振動の低減が実際に必要になっている装置の事例として、光学機器に搭載された場合と精密測定器に搭載された場合が挙げられる。

光学機器に搭載される場合、ファンモータが加振源となりレンズやプリズム等の光学機器が振動し、投影された画像が画像ブレを起こしてしまう。レンズやプリズムの振動は画像に増幅して投影されるので、機器の大型化により要求される許容振動レベルは従来よりも非常に厳しいものとなっている。光学機器の代表的なものとしてFig.1-5に示す大型デジタルプロジェクタ（以下、大型プロジェクタと略記）がある。これらは、大型の映画館や大きな会議室での画像投影に使用される。Fig.1-6に示すように、大型プロジェクタの光源には、キセノンランプ等、出力が数kWで発熱量の大きなランプが使われており、そのランプの局所冷却のために遠心形式のファンモータが使用されている。この装置で使用されている唯一の回転機械がファンモータであり、振動の加振源である。



Fig.1-5 Apparatus of projector <sup>(1-4)</sup>



Fig.1-6 Xenon Lamp cooled with cooling fan

Fig.1-7 にプロジェクタの出荷検査の一例として、検査に使用される投影画像を示す。格子模様の画像を投影し、その格子模様の画像ブレ（振動の振幅値）が基準値（許容レベル）内であるかを検査する。投影画像の大型化に伴いスクリーンサイズも 30m を超えるものも一般的になり、要求される振動レベルは非常に厳しいものとなっている。

これらを解決する手段として、ファンモータの固定部に防振構造を施して振動伝達を遮断する方法や、空冷方式の代わりに水冷方式を採用することが考えられる。しかし、前者の防振対策は、部品点数が増え構造が複雑化することから、装置の大型化やコストアップが懸念される。また、後者の水冷化は、面倒な冷却水の定期交換が必要であり、そもそも、精密機器に対して水を使用することは可能な限り避けたい方法である。これらの問題は、ファンモータの電磁力励振振動を一定以下にすることで解決でき、その実現が要求されている。

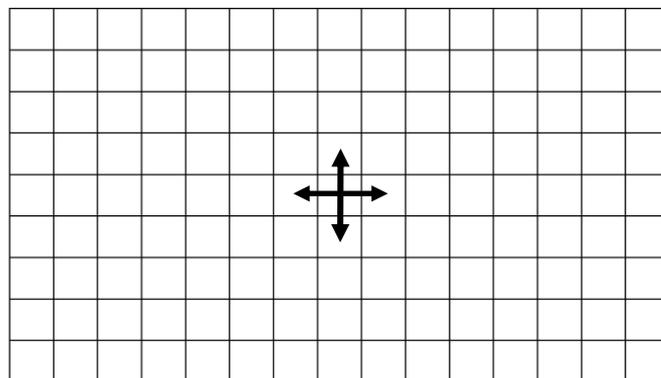


Fig.1-7 Projection image for inspection

もう一つの問題として、電磁力励振振動の基本周波数 100Hz または 120Hz が加振源となり、ファンモータが搭載された測定機器や内部部品の固有振動数と一致することで発生する共振現象による振動が挙げられる。Fig.1-8 に精密分析機器の一例を示す。このような機器は一般的に箱型構造をしており、一辺の大きさは 500 mm～1000 mm 程度で、外板および内部構造体の材料は 0.8mm～1.2mm の鋼板でできていることが多く、固有振動数が数十 Hz～数百 Hz の範囲になり易い。その結果、電磁力励振振動の基本周波数である 100Hz もしくは 120Hz と一致し、共振現象による振動が発生する可能性がある。

Fig.1-9 に精密測定分析機器の内部部品である排気ダクトの固有値解析結果を示す。1 次の固有モードは側面が振動するモード形状をしており、その周波数は 120Hz である。この装置が電源周波数 60Hz 地域で使用された場合、電磁力励振振動の基本周波数は 120Hz となるので、排気ダクトの固有振動数 120Hz と一致する。その結果、共振現象による大きな振動が発生し、分析に支障をきたしてしまう。Fig.1-10 に対策事例を示す。Fig.1-9 の排気ダクトの側面中間部に板を追加し、固有振動数を 120Hz から 300Hz に変化させ、共振現象による振動の発生を防いだ。当然、設計の初期段階において、機器の固有振動数と電磁力励振振動の基本周波数を一致させないことが基本であるが、加振源であるファンモータの電磁力励振振動そのものを小さくすることができれば、装置の共振現象による振動を避けるための部品が不要になり、装置や内部構成部品の設計自由度を上げることができる。

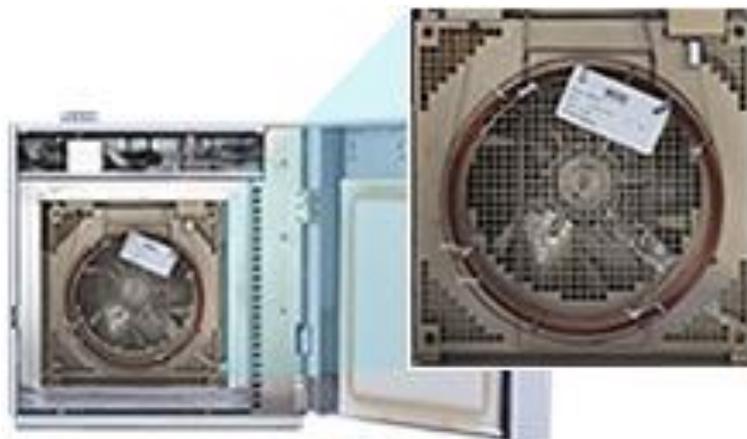


Fig.1-8 Apparatus of precision measuring machines and instruments

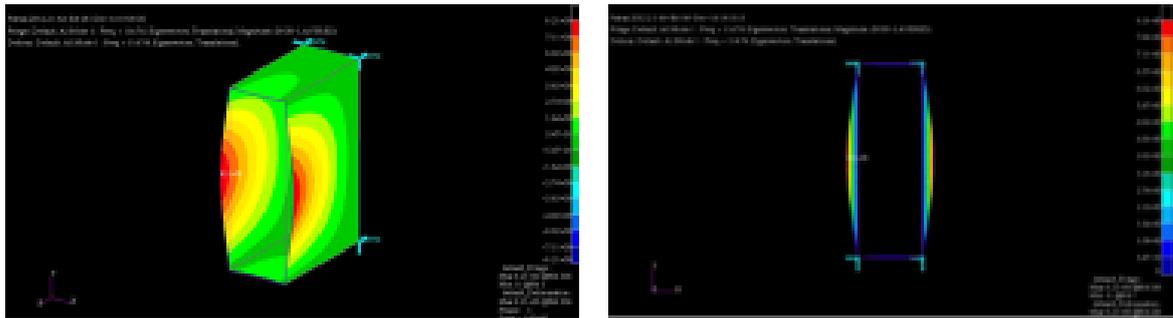


Fig.1-9 Eigenmode 120Hz of exhaust duct

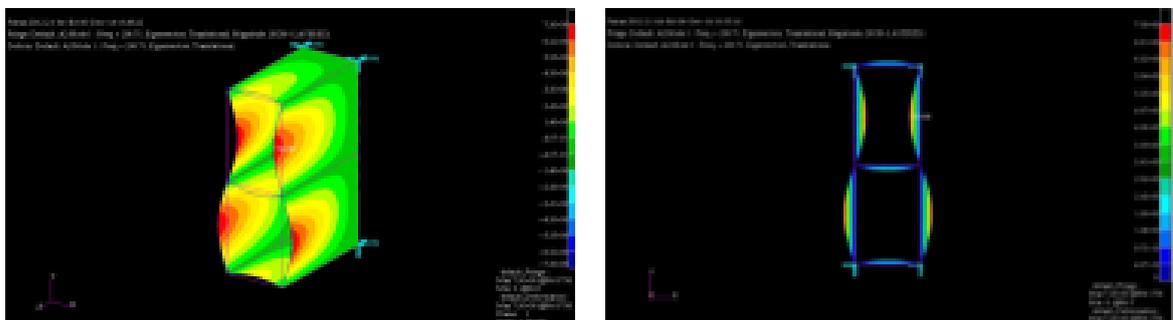


Fig.1-10 Eigenmode 300Hz of exhaust duct

電磁力励振振動の加振源は電磁力であり，その電磁力を小さく抑えるには，主にステータコアの形状変更や巻線仕様の変更による磁気設計の見直しが考えられる．前者のステータコアの形状変更は，設計面での大きな変更だけでなく，非常に高価なステータコアの抜き型を含めた製造設備や製造工程の変更が必要になる．それに対して後者の巻線仕様の変更は，製造設備の設定変更だけで対応可能であり，コスト面や環境面の負荷を小さく抑えることができる．そのため，巻線仕様と電磁力励振振動の関係を検証し，巻線仕様を変化させた場合の電磁力や電磁力励振振動の減少率を具体的に示すことができれば有効な設計データとなる．

### 1.1.3 軸受揺動振動の低減

軸流形式のファンモータは、適度な風量と静圧特性を持ち、かつ軸方向に薄型であることから、高密度化された小型の電子機器などの換気冷却に広く使用されている。その寿命は一般的に3年程で、定期交換部品に位置付けられているが、最近は一般的な装置だけでなく、定期メンテナンスが困難な場所に設置される装置の冷却に使われるようになり、メンテナンス費用削減のため、ファンモータに対して10年を超える耐用年数が要求されている。

定期メンテナンスが困難な場所に設置されるようになった装置の例として、携帯電話の通信基地局や風力および太陽光発電装置が挙げられる。

Fig.1-11 に携帯電話の通信基地局の一つである中継基地局（アンテナ）を示す。携帯電話の中継基地局には Fig.1-12 に示すような通信機器が設置されており、その冷却に多数のファンモータが使われている。電気通信事業者間の競争は激しく、その中でも通話可能エリアの広さは特に重要である。その結果、中継基地局は定期メンテナンスが困難な山岳地帯などにも設置されるようになってきている。



Fig.1-11 Mobile phone base transceiver station



Fig.1-12 Telecommunication equipment

Fig.1-13 に風力発電装置を, Fig.1-14 に太陽光発電装置を示す. 風力発電装置や太陽光発電装置には, Fig.1-15 や Fig.1-16 に示すような電圧や周波数を変化させる電力変換装置が使用されており, その冷却に多数のファンモータが使用されている. 風力発電装置は, 騒音や低周波音などの環境問題を避けるとともに, より風を得やすい環境を求めて, 海岸や高原などにとどまらず洋上にも設置されるようになった. 太陽光発電装置も同様に, 反射光などの環境問題を避けるとともに, より高い発電効率を求めて, 降雨の少ない砂漠に設置されるなど, どちらの場合も, 従来よりも定期メンテナンスが困難な場所に設置されるようになっている.



Fig.1-13 Wind power generator (Wind farm)



Fig.1-14 Solar power generator (Solar power farm)



Fig.1-15 Power conditioner



Fig.1-16 Inverter (1-5)

ファンモータの長寿命化のためには、故障率等を考慮した設計技術が必要である。その中でも軸受設計が重要であり、特にはめあい設計を誤ると軸受外輪とファンフレームのハウジング（以下、ハウジングと略記）間でクリープ、スリップ、フレッチングなどの現象<sup>(1-6)</sup>が起きる。クリープとスリップは軸受の固定側輪が回転する現象のため検証の初期段階で発見できるのに対し、フレッチングは軸受の微細振動により発生するため定量化が難しく、また、初期段階では問題が起きないので現象の把握を難しくしている。軸受がフレッチングを起こすと、ハウジングとの接触面で繰り返し荷重による相対すべりを起こし、ハウジングが摩耗するフレッチング摩耗が発生する。その結果、摩耗粉が軸受内部に入り込み軸受の故障を誘発し、さらにハウジングとの隙間が大きくなり異常振動を発生して急激に損傷が進行し寿命にいたる。軸受のはめあいに関しては各軸受メーカーが推奨値を開示しているが<sup>(1-7)</sup>、ファンモータを長寿命化するためには、はめあいをより最適化しフレッチング摩耗を防止する必要がある。

軸流形式の小型ファンモータは、製造会社が多いことから競争が厳しく、コスト低減の要求も厳しい。そのために生産台数が多く、組立の自動化が必須であることから、ファンモータの軸受構造は、円筒コイルばねや波型ばね座金による「定圧予圧」方式の「すきまばめ」を採用している。構造を「定位置予圧」方式に変更し「しまりばめ」にすることにより、これらの問題は解決されるが、組立工程の自動化での難易度が上がりコスト競争力を失ってしまう。

また、軸流形式の小型ファンモータは薄型が必須のため、一般的なモータと比較して軸受間の距離を極端に短くしなければならず、軸受外輪の揺動（傾き）量も大きくなる。

以上のことから、薄型で軸受間距離が短い上に、軸受部をすきまばめ構造にせざるおえない軸流形式のファンモータは、一般的なモータと比較して、軸受揺動振動が発生しやすい特異な構造をしているといえる。そのため、フレッチング摩耗を防ぐための設計指針を明確にする必要がある。

#### 1.1.4 外部機器による高周波励振振動の低減

Fig.1-17 に示すように普段使用しているパソコンでも、省エネや低騒音化を目的に CPU やグラフィックボードの熱負荷に応じてファンモータの回転速度の調整レベルを BIOS で設定できるようになっている。Fig.1-18 に示すようなデータサーバは小型化によりオフィス内に設置できるようになった。その結果、今まで以上に騒音が問題となり、Fig.1-19 と Fig.1-20 に示すようにファンモータをインバータで駆動させ、パソコンと同様に熱負荷に応じて最適な回転速度で運転することが一般的となっている。

このときインバータの PWM 制御信号が加振源となって発生するキャリア周波数を基本周波数とする数 kHz 以上の高周波数の振動（以下、高周波励振振動と略記）に起因する放射音の発生が問題となる。この放射音は、オーバーオール（Over all (OA)）（以下、OA と略記）を引き上げるほど大きくはないが、特定の周波数が際立って大きくなるため耳障りに感じ、周りにいる人たちを不快にしまう。

この騒音を発生するファンモータの部品は材質の剛性の違いから大きく次の 2 種類に分類される。一つは剛性の高いアルミダイカストや電磁鋼板製のファンフレームやモータ部品で、もう一つは比較的剛性の低い樹脂製の羽根などの部品である。

どちらの部品も、部品の固有振動数が PWM 制御のキャリア周波数と一致すると共振現象を起こし、大きな振動や放射音を発生する。ただし、一般的なインバータの場合、出力周波数を制御する PWM 制御信号のキャリア周波数は 2k~15kHz の範囲でほぼ 2k~3kHz 毎に設定が可能であり、加振周波数（キャリア周波数）をファンモータの各部品の固有振動数からずらして共振現象を避けることは十分に可能である。

後者の羽根は剛性が低い樹脂部品であるので、共振現象以外でも PWM 制御信号による強制加振によりキャリア周波数と一致する高周波励振振動が発生し、耳障りな放射音を引き起こす。そのため、共振現象による振動以外の強制加振による振動に対しても対策が必要である。

キャリア周波数の設定周波数は低いほうがスイッチング損失を小さく抑えることができるが、聞き取りやすい周波数帯域になることから耳障りな騒音となる。そのため、キャリア周波数は設置場所や設置環境を考慮した上で、効率および共振現象を含む騒音や振動を総合的に検討し選定される。



Fig.1-17 Fan motor speed control by BIOS

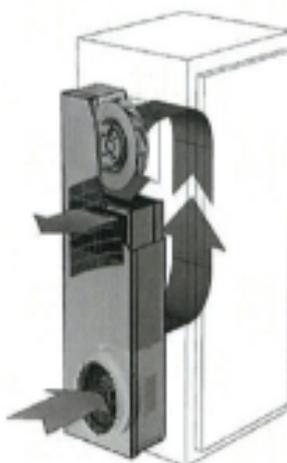


Fig.1-18 Data saver with fan motor



Fig.1-19 Fan motor <sup>(1-8)</sup>



Fig.1-20 Invertor <sup>(1-9)</sup>

### 1.1.5 流体力励振振動の低減

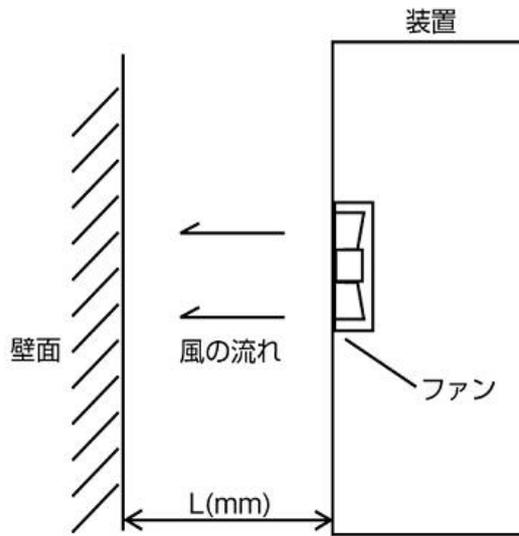
軸流形式のファンモータは構造が単純で省スペース化に適していることから、広い分野で様々な目的で使われている。そのため使用環境は千差万別であり、設計コストや空間的制限あるいは時間経過による環境変化（フィルタの目詰まりによる送風抵抗の増加など）のために、本来の軸流形式のファンモータの使用範囲から逸脱した条件下で使われることも少なくない。

特に昨今の小型化を目指した機械設計においては、構成部品が装置内部に高密度実装される傾向にあり、ファン入口あるいは出口近傍にファンにとっては障害物とみなされる部品などが配置される場合がよく見られる。Fig.1-21 に安定化電源を示す。この装置も小型化による部品の高密度実装化が進み、換気冷却用ファンモータの出口（吐き出し）側のすぐ近傍に部品が実装されている。

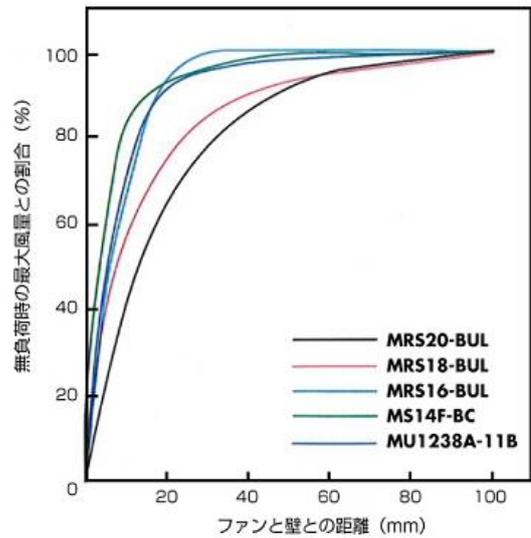
また、ファンモータが搭載される装置も部屋の中央に配置されることは稀で、通常は部屋の隅に設置されるため、換気冷却に使用されるファンモータの入り口あるいは出口と部屋の壁面が限りなく近くなる。Fig.1-22 にファンメーカーが開示しているファンと壁面の距離に対する風量特性の違いを示す技術データを示す。ファンモータの大きさ別にこのようなデータが開示されていることより、装置を部屋の壁面近くに設置したいという強い要望があることがうかがえる。



Fig.1-21 Fan motor installed on AC power source



【第1図】測定条件



【第2図】ファンから壁までの距離と最大風量の関係

Fig.1-22 P-Q characteristic depend on distance between fan motor and wall <sup>(1-10)</sup>

このような使い方をした場合、ファンモータ自身の振動以外に、不安定流れによる流体力励振振動が起きることが知られている。Fig.1-23 にファンモータを円板（φ320）に固定し、その吸い込み側に障害物（直径  $D_f = 135$  mm）を隙間  $G = 20$  mm で取り付け、振動を測定した例を示す。Fig.1-23 (a) はファンモータの吐き出し側、Fig.1-23 (b) は吸い込み側からの写真である。測定条件は2種類で、羽根直径（ $D_f$ ）と障害物隙間（ $G$ ）の比  $G/G_f = 0.15$ （ $=20/135$ ）に対して、障害物がない  $G/G_f = \infty$  を比較した。振動の測定箇所は、ファンモータのフレーム外周とファンモータを取り付けた円板である。Fig.1-24 に振動測定結果を示す。フレーム外周の振動は障害物の有無に関わらずほぼ一定であるのに対して、円板の振動は障害物がある場合に約10倍も大きくなっている。

詳細は第5章で後述するが、この現象は、円板間の不安定流れによって流体力励振振動が発生しているためである。この流体力励振振動は装置に大きな振動を誘発し、放射音などの大きな騒音を発生させる。また、場合によってはファンモータの軸受部に繰り返し応力を発生させ損傷させるなどの問題を起こすこともある。

そのうえ、不安定流れは送風抵抗を増加させ冷却効果を低下させることもある。特に、スクロールケーシングを有する遠心式のファンモータに比べ、動翼で差圧を生じ

させる軸流形式の場合、動翼前後の流れの乱れが風量－静圧性能に与える影響が大きいため、特性が顕著に低下してしまう。

以上のことより、流体力励振振動の発生原因を明らかにし、その発生を防止するとともに、ファンモータの性能に対する障害物の影響を明らかにし、冷却効果をできるだけ低下させない高密度実装方法が求められる。



a) Outlet side

b) Inlet side

Fig.1-23 Fan motor with obstacle

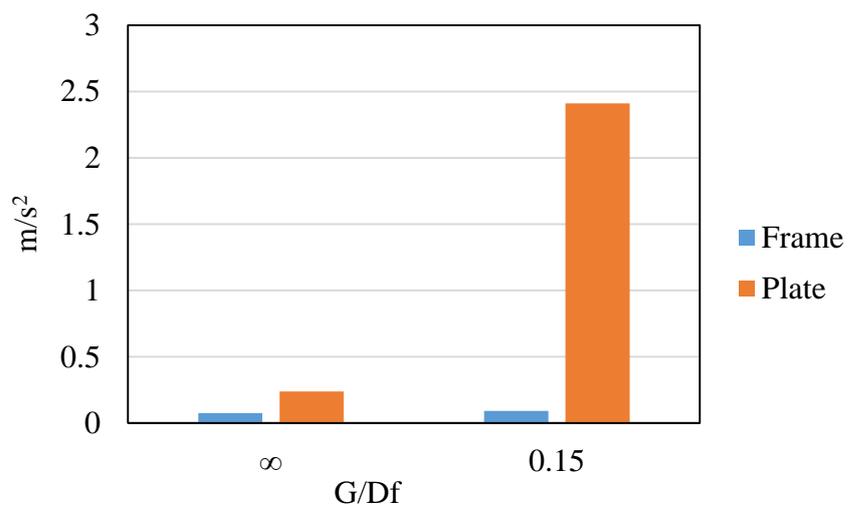


Fig.1-24 Vibration of frame and plate with or w/o obstacle

## 1.2 従来の研究および本研究の目的

### 1.2.1 ファンモータの低振動化

従来は、回転軸の不釣り合い振動、電磁力の高周波数成分によるケーシングなどの共振現象による振動が小型ファンモータにおいて解決すべき主要な振動問題であったが、新たな低振動化の課題として、1.1 節で前述した電磁力励振振動、軸受揺動振動、外部機器による高周波励振振動、流体力励振振動の低減が挙げられる。

本研究では、これらの振動を低減するために必要な評価技術や設計指針を具体的に示すことを目的とする。1.2 節では、電磁力励振振動、軸受揺動振動、外部機器による高周波励振振動、流体力励振振動の低減に関する従来の研究を示し、本研究の位置付けと目的を明確にする。

### 1.2.2 電磁力励振振動の低減

電磁力励振振動に関しては、過去に実験や数値計算を用いた多数の研究が行われている。研究の初期段階では電磁力励振振動の発生原因である電磁力や磁束の基本波とその高周波数成分を定量化し、それらの発生原因を明らかにする研究が行われている。次の段階では、モータの構造および部品形状と電磁力励振振動の関係を明らかにする研究などが行われている。最近では、モータのみならずモータの支持構造による電磁力励振振動の低減が研究されるなど、電磁力励振振動に関しては幅広い研究が行われている。

実験を主体にした研究では、出力 2.2kW の 4 極誘導電動機において、固定子側と回転子側の高調波磁束とその時間変化を探りコイル法で測定した結果から、磁気飽和を考慮した高調波磁束の時間成分と空間成分を検証し、鉄心の飽和による影響は空間と時間に分けて考えることができること、回転子側の起磁力による磁束には、固定子側の高調波磁束の成分が含まれること、起磁力とパーミアンスなどの影響を考慮したギャップの高調波磁束の周波数を一般式で表し、その計算式では考慮すべき高調波次数の範囲を限定できること<sup>(1-11)</sup>、出力 1kW と 1.4kW の誘導電動機の 2 極機と 14 極機について、相電流のアンバランスによって生じた起磁力のアンバランスにより、電源周波数の 2 倍の不安定振動が発生することを数値解析で明らかにするとともに、出力 750W の 14 極機を用いた実験検証により同様の現象が発生することを確認できたこ

と<sup>(1-12)</sup>、出力 2.2kW の三相 4 極誘導電動機について、電磁力の半径方向の空間分布波形（論文中、電磁力波と記載）とモータの半径方向振動の関係を検証し、誘導機の運転中の振動モードは、電磁力波のモードではなく構造系の固有モードに依存すること、また、構造系の振動モードは定在波であり回転しないこと<sup>(1-13)</sup>、最大出力 1.1kW の 2 極ユニバーサルモータについて、ロータの偏心（偏心量、偏心角）が電磁力の高次の周波数成分によって励起される振動と騒音に及ぼす影響を検討し、振動と騒音は偏心の有無によらず、回転子のスロット数で決まる回転周波数の高次の周波数成分に対応する（同じ）電磁加振力の高次の周波数成分と構造の固有振動数とが共振することによって発生していること、偏心によって振動と騒音は大きくなる傾向であるが特定の偏心角では振動と騒音が小さくなること<sup>(1-14)</sup>、4 極の单相誘導電動機についてモータの加振力特性を検討し、ふれ回り偏心にともなう半径方向の加振力が騒音に大きく寄与していること、モータフレーム支持部分の構造変更により電磁加振力の高次成分の周波数を固有振動数からずらすことで低騒音化できること<sup>(1-15)</sup>などを明らかにしている。

また、数値解析を主体とした研究では、出力 2.2kW の三相 4 極誘導電動機について、電磁振動や騒音の発生原因である電磁力を磁界解析により磁束の高調波成分から求めた結果と、構造解析により求めたモータ部品の固有振動数の結果から、電磁振動とその放射音を数値解析により定量的に予測できること<sup>(1-16)</sup>、4 極誘導電動機について、磁界解析により求めた二次元の電磁力を三次元の加振力に変換する手法と、その手法を用いて電磁力によって励起される振動放射音を予測できること、電磁力の高次の周波数成分の円環モードと構造の固有振動モードから共振の程度を表す「空間モード共振判定値」を提案し、両者を考慮した振動の程度を予測できること<sup>(1-17)</sup>、騒音に対して支配的な電磁力の高次の周波数成分が明らかな場合を対象に、加振力近傍の固有モードのみを用いて音場解析することで、精度を落とさずに電磁力励振振動放射音の計算を高速化する手法、その手法を用いた検証結果から、出力 720W の 14 極機に対して加振周波数近傍の固有モードから電磁力励振振動放射音を精度よく高速に計算できること<sup>(1-18)</sup>、回転範囲が広いインバータ駆動されるモータについて、著しい振動や放射音が発生する代表的な回転速度において、代表的な回転速度に対する電磁加振力を入力として振動に支配的な時間次数の振動解析を行い、計算値と実験による測

定値を比較することにより、測定値で相対的に大きな複数の振動ピークを計算値と測定値の差±4dB以下で精度よく求められること<sup>(1-19)</sup>、インバータ駆動される三相誘導機の2極機と4極機について、磁気吸引力を考慮した振動解析を行い、電源周波数と相電流の関係を導き、系の動特性が原因で不安定振動が発生すること<sup>(1-20)</sup>、などを明らかにしている。

これらの研究は、ほとんどが産業用に広く使われている出力0.75~2kWの三相誘導電動機（以下、産業用誘導機と略記）が対象となっている。産業用誘導機は機器外設置型として製造ラインなどで使われることが多く、そのため、電磁力の高調波成分による共振現象が原因で発生する放射音が問題となり、その低減が研究対象となっている。また、ステータコアの巻線スペースが十分あり、比較的複雑な巻線仕様でも無理なく製造することができるため、巻線仕様と電磁力励振振動の関係を検証し、巻線仕様を変化させた場合の電磁力や電磁力励振振動の減少率を具体的に示すことなどは研究対象となっていない。

本研究では小型ファンモータに広く用いられる三相2極誘導電動機を対象に、巻線仕様を系統的に変化させたいくかの供試モータについて数値解析と実験検証を行い、その結果から巻線仕様と電磁力励振振動の関係（巻線仕様による電磁力励振振動の低減率）を明らかにし、電磁力励振振動の許容レベルに合わせた最適な巻線仕様を選択できるようにすることを目的とする。すなわち、出力70Wの小型ファン用2極誘導機において、巻線仕様の一つである各相各極のコイル数の違いを定量化した起磁力分布係数を提案し、数値解析と実験検証の両面から、起磁力分布係数を用いて電磁力励振振動が予測可能なことを示す。

### 1.2.3 軸受揺動振動の低減

軸受の研究は幅広く、軸受諸元と振動の関係、軸受の固有振動数、軸受内輪の揺動振動と転送面のフレッチング摩耗などの軸受自身に起因して発生する振動だけでなく、取り付けや固定方法などの設計面に起因して発生する振動についても、機械要素設計技術や状態監視などの設備保全技術の見地から研究が行われている。

軸受製造各社では、転がり軸受や玉軸受の内外輪に発生する玉の公転振動、保持器の振動、玉の自転や玉の通過による振動などの計算式を公開し、軸受に対して事前の

設計検討が必要なこと<sup>(1-21)</sup>、軸受の転動体と内外輪との接点におけるフレッチング摩耗について、弾性接触状態で起こるフレッチング摩耗の発生機構を明らかにするとともに、潤滑剤にその防止効果があること<sup>(1-22)</sup>、油潤滑とグリス潤滑における軸受転動面のフレッチング摩耗について、油およびグリスの基油動粘度－離油度特性とフレッチング摩耗の関係を検証し、油潤滑の場合は基油動粘度が大きいほど耐フレッチング性が向上し、グリス潤滑の場合は基油動粘度が小さいほど耐フレッチング性が向上すること<sup>(1-23)</sup>、振動法を用いた設備保全における軸受の状態監視について、軸受とハウジングのはめあい隙間がある場合には回転 1 次を基本周波数とする振動とその高調波が発生し、それらの振動を監視することで軸受の保全ができること<sup>(1-24)</sup>、玉軸受における内輪溝中心の振れに対して線形ばねと仮定した数値解析を行い、複数の軸受構成要素の形状誤差および玉の等配崩れが軸受振動に影響を与えること<sup>(1-25)</sup>、軸受外輪の固有振動数について、材料の縦弾性係数、横弾性係数およびせん断係数などで表した理論式で検証し、半径方向曲げ固有振動数と軸方向曲げ固有振動数およびねじり固有振動数は Kirkhope の理論式、伸びの固有振動数は Love の理論式から求めることができること<sup>(1-26)</sup>などを明らかにしている。

これらのフレッチング摩耗に関する研究やデータは、軸受内部、特に転動面のフレッチング摩耗を対象にしており、ファンモータのように軸受幅や軸受間距離が極端に短い「定圧予圧方式」による「すきまばめ」の構造において、軸受外輪の揺動振動が原因で発生するハウジングのフレッチング摩耗に関する研究は行われていない。特に、フレッチング摩耗の発生原因を明らかにするために、実稼働状態での軸受揺動振動の振動モード形状を求めることや、フレッチング摩耗を防止するために、軸受外輪とハウジングの隙間寸法と軸受揺動振動の関係を定量化することは研究対象になっていない。

本研究では、すきまばめの定圧予圧方式の軸流形式のファンモータに対して、3 軸 LDV を使用した実稼働振動形状解析 (Operating Deflection Shapes (ODS) Analysis) (以下、実稼働解析と略記) による軸受の揺動振動とフレッチング摩耗の実験的検証を行い、はめあい寸法とフレッチング摩耗の関係を明らかにし、ファンモータにおけるフレッチング摩耗を防止するためのはめあい設計の指針を示すことを目的とする。

#### 1.2.4 外部機器による高周波励振振動の低減

インバータ駆動モータは回転速度が一定のモータとは異なり、回転速度により振動や騒音のスペクトルやレベルが変化し、特定の回転速度において共振現象によって相対的に著しく大きな振動や騒音が発生する。そのため、インバータとモータ（ファンモータ含む）を組み合わせた場合の騒音と振動に関する研究は、共振現象により発生する振動とその放射音の低減が対象となっている。

従来の研究では、使用回転速度範囲が広いインバータ駆動されたモータについて、著しい振動や放射音が発生する代表的な回転速度において、電磁加振力を入力として振動に支配的な時間次数の振動解析を行い、計算値と実験による測定値を比較することにより、測定値で相対的に大きな複数の振動ピークを計算値と測定値の差 $\pm 4\text{dB}$ 以下で精度よく求められること<sup>(1-19)</sup>、インバータ駆動される三相誘導機の2極機と4極機について、磁気吸引力を考慮した振動解析を行い電源周波数と相電流の関係を導き、系の動特性が原因で不安定振動が発生すること<sup>(1-20)</sup>、インバータモータの電磁力高調波と構造部品の共振現象による振動が原因で発生する放射音の低減には、歪エネルギーを指標とし、歪エネルギーを小さくするような構造変更が効果的なこと<sup>(1-27)</sup>、などが明らかにされている。これらの研究は、電磁力の高調波成分による加振によって発生する共振現象が対象で、PWM制御のキャリア周波数の基本周波数による加振により発生する強制振動やその放射音を対象としていない。

PWM制御信号によるキャリア周波数を基本周波数とする高周波励振振動を抑えるには、加振力自体を小さく抑えることとファンモータの部品の応答を小さく抑えることが考えられる。加振側に相当するのがインバータであるが、市販品のインバータの加振力を小さく抑えるように改造することは現実的には不可能である。そこで、ファンモータ部品の応答を小さく抑えることが必要になる。具体的な対策としては、共振現象を避けるためにファンモータ部品の固有振動数をインバータの加振周波数からずらすこと、強制加振により発生する振動を小さくするために部品の剛性を上げること、形状変更により応答形状を変えることなどが挙げられるが、どの方法でも実稼働状態での振動モードや振動形状がわかれば対策がしやすくなる。

この時、静止系のファンフレームやモータ部品であれば実稼働状態での振動形状解析からモード形状や振動形状を算出することが問題なく可能であるが、高速で回転している羽根に対する実稼働解析は以下の点から難しい。

- (1) 回転系で測定した信号を、静止系の測定器に伝達することが必要である。
- (2) 静止系のファンフレームやモータ部品に対して実稼働解析する場合は加速度ピックアップを使用するのが一般的であるが、加速度ピックアップは軽量なものでもケーブルを含めると 1g 程度の重さがあり、高速で回転するファンモータでは回転軸の不釣り合い振動を発生させてしまう。
- (3) さらに、加速度ピックアップがはずれ破損した場合のコストを考慮すると実用的ではない。
- (4) (2), (3) 項を解決する方法として、軽量で安価な歪ゲージを使い、その歪応答から振動モードを予測する方法もあるが、歪ゲージの出力信号は小さいためノイズの影響を受けやすい。
- (5) インバータ駆動のファンモータにおいて PWM 制御信号の励振による強制振動を測定する場合、振動周波数はキャリア周波数となるため kHz 帯域となる。そのうえ、共振現象による振動と比べ振動レベルが小さい。そのため、歪ゲージによる歪応答の測定は難しい。

筆者は遠心ファンの羽根車に対し、振動モード形状を算出することを目的として歪応答を利用した実稼働解析を行った<sup>(1-28) (1-29)</sup>。その際の解析対象は共振現象によって発生した振動であり、本研究の対象である PWM 制御信号による励振によって発生する強制振動に比較して振動レベルが大きく、かつ対象とする周波数も数百 Hz 帯域であり、本研究の対象であるキャリア周波数 2k~15kHz に対して低い。本研究では、過去に行った測定方法や測定機器を基にスリップリングや動歪アンプを見直すことで耐ノイズ性能や微小な信号の伝達特性を改善し、遠心ファンの羽根車で発生する PWM 制御信号の励振によって発生する高い周波数領域の小さい振動レベルの強制振動に対して歪応答による実稼働解析が可能か検証する。

また、共振現象による振動以外の強制振動の場合、その振動モード（応答形状）は各固有モードの重ね合わせで表される。キャリア周波数の振動モードについて各固有

モードの寄与率を求め、影響の大きなモード形状を明らかにできれば、構造変更を行う部分を絞ることができ効果的である。

以上のことから、本研究では、インバータ駆動したファンモータにおいて PWM 制御信号によるキャリア周波数での強制振動の高周波数領域に対して、歪ゲージを使った歪応答による羽根の実稼働解析が行えることを検証するとともに、併せて、キャリア周波数での振動モードに対する各固有モードの寄与率を求め、モード形状の影響を明らかにすることを目的とする。

### 1.2.5 流体力励振振動の低減

ファンモータの流路に障害物がある場合、障害物が流体力励振振動を発生させ風量－静圧特性に影響を及ぼすので、それらの発生原因や影響を明らかにし、流体力励振振動の発生を防ぎ、冷却効果を低下させない高密度実装方法が求められている。

そのために、軸流形式のファンモータについて、諸特性と障害物との関係に着目した研究が行われている<sup>(1-30)～(1-35)</sup>。軸流形式のファンモータ上流に障害物が置かれた場合について、ファン風量は隙間開口比に支配されること<sup>(1-30)</sup>、障害物位置に依存する入口乱れ強さに着目した実験的研究から障害物の存在によりファン静圧が低下し、騒音レベルが増大すること<sup>(1-32)</sup>、翼面上の圧力分布および翼端渦構造に関する数値解析から、負圧面での低圧域が拡大すること<sup>(1-33)</sup>、入口障害物の大きさと風量－静圧特性との関係<sup>(1-34)</sup>などが明らかにされ、さらにファンから平板までの距離をパラメータとし、性能並びに騒音特性に及ぼす阻塞効果についての確認が行われている<sup>(1-35)</sup>。一方、軸流形式のファンモータ下流に障害物が存在する場合には、流れ場や騒音特性に及ぼすファンと障害物との隙間距離の影響などを調べた結果が示されている<sup>(1-30) (1-32)</sup>。

しかしながら、軸流ファンの性能・流動特性と障害物の条件（位置、大きさなど）との関係についての系統的な研究はあまりなされておらず、特にファンの性能低下、流体力励振振動や騒音発生に関わる不安定流れについては発生条件ならびに発生メカニズムともに不明な点が多く残されている。また、障害物の存在で不安定流れが発生する場合には、性能低下や騒音発生だけでなく、周方向にバランスを崩した形で回転軸に繰り返し荷重がかかることから、事故、故障および破損を引き起こす可能性も

ある．これらを防ぐためには用途別に使用条件を考慮した軸流形式のファンモータの開発設計が不可欠であり，そのためには障害物を伴う軸流形式のファンモータの基本流動特性に関する知見の積み重ねが必要である．

本研究では，実験検証と数値解析で，軸流形式のファンモータ入口付近に障害物がある場合の流れ場と性能特性を求め，障害物の大きさおよび障害物とファンモータとの距離が流体力励振振動および特性低下に与える影響を明らかにすることを目的とする．

### 1.3 本研究の概要

#### 1.3.1 ファンモータの低振動化

従来から小型ファンモータの問題であった回転軸の不釣り合い振動，電磁力の高調波成分によるケーシングなどの共振現象による振動以外の新たな低振動化の要求に対し，本研究では，電磁力励振振動の低減，軸受の揺動振動の低減，外部機器による高周波数励振振動の低減および流体力励振振動の低減についての検討を行い，その結果を第2章から第5章に示す．以下にそれぞれについて概要を述べる．

#### 1.3.2 電磁力励振振動の低減

第2章では，出力70Wの小型ファン用2極誘導機について，巻線仕様の一つである各相各極のコイル数の変更により電磁力および電磁力励振振動の低減が可能であることを数値解析と実験により検証した．

まず，エアギャップに生じる起磁力の空間分布（以下，起磁力分布と略記）とその時間変化が巻線仕様により異なることに着目し，巻線仕様をパラメータとして求めた起磁力分布の解析結果について，起磁力分布と正弦波形の差を自乗和平方根で表した「起磁力分布係数」を定義して定量化し，理論値での巻線仕様と起磁力の関係を明らかにした．

次に数値解析により，巻線仕様と電磁力および電磁力励振振動の関係を求めた．すなわち2次元非線形有限要素法の磁界解析によりステータティース（以下，ティースと略記）端面に生じる電磁力を計算し，その値を用いて3次元有限要素法の構造解析によりモータ側面に生じる半径方向の電磁力励振振動を求めた．

これらの結果を考察し，電磁力励振振動と起磁力分布係数に相関があることを示し，小型ファン用2極誘導機について巻線仕様を基に数値解析により求めた起磁力分布係数から電磁力励振振動を相対的に予測可能なことを示した<sup>(1-36) (1-37)</sup>．

また，数値解析で求めた結果に対して実験的に検証した<sup>(1-38)</sup>．巻線仕様の一つである各相各極のコイル数を系統的に変化させた小型ファン用2極誘導機を作成し，探りコイル法<sup>(1-11)</sup>で測定した磁束の空間分布（以下，磁束分布と略記）から，実機の起磁力分布と起磁力分布係数がほぼ理論通りであることを確認した．さらに，小型ファン用2極誘導機の巻線仕様の一つである各相各極のコイル数を系統的に変えた電磁力

励振振動を測定し、起磁力分布係数と電磁力励振振動の関係を明らかにした。これらの結果から、小型ファン用 2 極誘導機の巻線仕様と電磁力励振振動の関係が明らかになり、巻線仕様を変更した場合の電磁力励振振動を起磁力分布係数から予測できることを示した<sup>(1-38) (1-39)</sup>。

さらに、実験により求めたファンモータの振動の周波数応答関数から、電磁力励振振動についてはファンモータの固有振動数と一致することで起こる共振現象が原因ではないこと、数値解析により求めた電磁力励振振動の応答に対する各固有振動モードの寄与率から、電磁力励振振動のモードはモータケース側面が半径方向に振動する固有モードが支配的であることを併せて示した<sup>(1-39)</sup>。

### 1.3.3 軸受揺動振動の低減

第 3 章では、軸受の揺動振動により発生するフレッチング摩耗を防止するため、軸受の揺動振動の低減対策について検討した結果を述べる。

まず、耐久性を検証するために実施した高温連続試験において、軸受外輪とハウジングのはめあい部で発生したフレッチング摩耗について、その摩耗面の断面形状の検証結果を示す。

次に、3 軸のレーザドップラ振動計 (Laser Doppler Vibrometer (LDV)) (以下、LDV と略記) を用いて軸受外輪の微細振動を測定し、その結果から 3 次元の実稼働解析を行い、回転中の振動モードを求めた。その結果、ファンモータの軸受外輪振動は、軸の振れ回りに起因する軸受外輪の「揺動振動」と軸受全体が軸方向に同位相で振動する「並進振動」の二つが発生していることがわかり、これらの結果から、フレッチング摩耗の原因が軸の振れ回りによる軸受外輪の「揺動振動」に起因することを示した<sup>(1-40)</sup>。

さらに、揺動振動と軸受とハウジングのはめあい隙間の関係を調べた。軸受寸法が異なる 2 種類の軸受について、はめあい寸法を系統的に変えた場合の揺動振動を測定し、はめあい寸法と揺動振動に相関があることを示すとともに、連続高温試験の結果を考慮し、フレッチング摩耗を防止することができるはめあい寸法の決定指針を示した。併せて、軸受とハウジング間にグリスを塗布することによる効果を定量的に示した。

また、軸受外輪の並進振動ではその発生原因が羽根の圧力変動で発生していること、および、その振動値は小さく、フレッチング摩耗を起こすほどの値ではないことを示した。

#### 1.3.4 外部機器による高周波励振振動の低減

第4章では、外部機器による高周波励振振動の低減のため、インバータで駆動されるファンモータの羽根の振動について、次の検証結果を示す。

- (1) 高周波数の領域であるインバータのキャリア周波数成分の振動が発生している羽根について、実稼働（回転）状態においても、歪ゲージによる歪応答の測定が高周波数の領域まで精度よくできたこと。
- (2) 歪応答に対する実稼働解析で求めた歪モード形状と、数値解析により求めた歪モード形状の結果から、実稼働状態の羽根の振動モード形状が推測できたこと。
- (3) 数値解析により、周波数応答関数とキャリア周波数成分の振動モード形状に対する各固有モードの寄与率を求め、各固有モードがキャリア周波数成分の振動に及ぼす影響を明らかにしたこと。

キャリア周波数 2kHz および 15kHz のインバータを用いてファンモータを駆動し、騒音測定（周波数分析）とトラッキング分析を行った。キャリア周波数 2kHz の場合、羽根から 2kHz の耳障りな放射音が発生し、対策が必要なことを示す。次に、実験と数値解析による周波数応答関数の結果から、2kHz に固有振動数はなく、放射音は共振現象による振動が原因でないことを示す。次いで、歪応答を利用した実稼働解析の結果から、2kHz の応答形状が羽根のカップ天面が軸方向に往復運動する振動モードであることを明らかにし、歪応答を利用した実稼働解析が 2kHz の高周波数領域まで適用可能であることを示す。さらに、数値解析による周波数応答解析を用いて、2kHz の応答形状に対する各固有モードの寄与率を求め、2kHz の応答形状に対する各固有モードの影響を明らかにした<sup>(1-41)</sup>。

### 1.3.5 流体力励振振動の低減

第5章では、流体力励振振動の低減のため、上流に円板型障害物（以下、障害物と略記）が存在する場合の軸流形式のファンモータ（以下、ファンと略記）の性能特性を明らかにするとともに、羽根およびプレナムタンク壁面と障害物間（以下、ファン－障害物間と略記）で発生する不安定流れの解明を試みた結果を示す。

主として性能曲線に及ぼすファン－障害物間の隙間距離、障害物直径の影響について検討した。実測した障害物表面圧力分布と、圧力勾配が遠心力とつり合うと仮定した式にファン－障害物間中央断面の周方向速度を代入して得られた圧力値と比較し、遠心力の効果について評価した。さらに、ファン－障害物間に生じる不安定流れに着目した変動圧力計測実験を行い、得られた実験結果の一部については数値計算結果と比較検討した<sup>(1-42)</sup>。

## 第 2 章 電磁力励振振動の低減

### 2.1 はじめに

誘導電動機を駆動源とする小型ファンモータは、一般的な装置の冷却以外に、医療器、光学機器および測定分析機器などの精密機器に搭載されるようになり、要求される振動レベルは非常に厳しいものとなっている。その結果、従来から問題になってきた回転軸の不釣合い振動や共振現象による振動以外に、電磁力励振振動に対しても低減が必要になっている。

そのため、出力 70W の小型ファン用 2 極誘導機について、巻線仕様の一つである各相各極のコイル数の変更により電磁力および電磁力励振振動の低減が可能であることを数値解析と実験により検証した。

エアギャップに生じる起磁力の空間分布（以下、起磁力分布と略記）とその時間変化が巻線仕様により異なることに着目し、巻線仕様をパラメータとして求めた起磁力分布の解析結果について、起磁力分布と正弦波形の差を自乗和平方根で表した「起磁力分布係数」を定義して定量化し、理論値での巻線仕様と起磁力の関係を明らかにした。

次に数値解析により、巻線仕様と電磁力および電磁力励振振動の関係を求めた。すなわち 2 次元非線形有限要素法の磁界解析によりステータティース（以下、ティースと略記）端面に生じる電磁力を計算し、その値を用いて 3 次元有限要素法の構造解析によりモータ側面に生じる半径方向の電磁力励振振動を求めた。

これらの結果を考察し、電磁力励振振動と起磁力分布係数に相関があることを示し、小型ファン用 2 極誘導機について巻線仕様を基に数値解析により求めた起磁力分布係数から電磁力励振振動を相対的に予測可能なことを示した。

また、数値解析で求めた結果に対して実験的に検証した。巻線仕様の一つである各相各極のコイル数を系統的に変化させた小型ファン用 2 極誘導機を作成し、探りコイル法で測定した磁束の空間分布（以下、磁束分布と略記）から、実機の起磁力分布と起磁力分布係数がほぼ理論通りであることを確認した。さらに、巻線仕様の一つである各相各極のコイル数を系統的に変えた小型ファン用 2 極誘導機の電磁力励振振動を測定し、起磁力分布係数と電磁力励振振動の関係を明らかにした。

これらの結果から、小型ファン用 2 極誘導機の巻線仕様と電磁力励振振動の関係が明らかになり、巻線仕様を変更した場合の電磁力励振振動を起磁力分布係数から予測できることを示した。

さらに、実験により求めたファンモータの振動の周波数応答関数から、電磁力励振振動についてはファンモータの固有振動数に共振しないこと、数値解析により求めた電磁力励振振動の応答に対する各固有振動モードの寄与率から、電磁力励振振動のモードはモータケース側面が半径方向に振動する固有モードが支配的であることを併せて示した。

## 2.2 供試ファンモータ

### 2.2.1 供試ファンモータの電磁力と電磁力励振振動

電磁力励振振動はティースに働く電磁力の変動によって発生する。磁気エネルギーの変化  $dW$  は、変位の変化  $dx$  に対して、磁界の強さ  $H_g$  とギャップ磁束密度  $B_g$  の積によって次式のように表される。ここで、 $S$  はギャップ断面積である。

$$dW = \frac{B_g H_g}{2} S dx \quad (2-1)$$

次に、磁界の強さ  $H_g = B_g / \mu_0$  を考慮して式 (2-1) を変形すると、本研究で対象とする電磁力励振振動の原因となる電磁力の半径方向成分  $F_r$  は次式のようになる<sup>(2-1)</sup>。ここで、 $\mu_0$  は真空透磁率である。

$$F_r = \frac{dW}{dx} = \frac{B_g^2 S}{2\mu_0} \quad (2-2)$$

さらに、ギャップ磁束密度  $B_g = \phi_g / S$ 、ギャップ磁束  $\phi_g = NI / R_m$ 、磁気抵抗  $R_m = l_g / \mu_0 S$  を考慮して式 (2-2) を変形すると

$$F_r = \frac{\mu_0 S \cdot N^2 I^2}{2l_g^2} = \frac{\mu_0 S \cdot F_m^2}{2l_g^2} \quad (2-3)$$

を得る．ここで， $N$ は巻線の巻数（以下，巻数と略記）， $I$ はモータ電流， $l_g$ はギャップ長， $F_m$ は起磁力である．電流 $I$ は正弦波的に変化する時間関数であり，起磁力分布を正弦波で仮定すると，三相の合成起磁力 $F_m$ は次式のようなになる<sup>(2-2)</sup>．

$$F_m(\theta_m, t) = \frac{3}{2} NI_m \sin(2\pi ft - \theta_m) \quad (2-4)$$

ここで， $I_m$ は電流値 $I$ の最大値， $f$ は電源周波数， $t$ は時刻， $\theta_m$ はステータの機械角である．

次に電磁力 $F$ の時間変化を考える．電流 $I$ は正弦波的に変化する時間関数であるので電流値 $I$ とその2乗は

$$I = I_m \sin(2\pi ft) \quad (2-5)$$

$$I^2 = I_m^2 \sin^2(2\pi ft) = I_m^2 \frac{1 - \cos 2(2\pi ft)}{2} \quad (2-6)$$

となる．式(2-4)，式(2-6)を式(2-3)に代入すると電磁力の半径方向成分 $F_r$ は

$$\begin{aligned} F_r(\theta_m, t) &= \frac{9\mu_0 S \cdot N^2 I_m^2 \sin^2(2\pi ft - \theta_m)}{8l_g^2} \\ &= \frac{9\mu_0 S \cdot N^2 I_m^2 \{1 - \cos 2(2\pi ft - \theta_m)\}}{16l_g^2} \end{aligned} \quad (2-7)$$

となる．ただし，動的な問題では直流分を無視できることから，変動分は次式のようなになる．

$$F_r(\theta_m, t) = \frac{9\mu_0 S \cdot N^2 I_m^2 \cos 2(2\pi ft - \theta_m)}{16l_g^2} \quad (2-8)$$

式(2-8)より，電磁力 $F_r$ は変動成分に比例することになる．式を変形すると次式のようなになる．

$$F_r \propto \cos 2(2\pi ft) \quad (2-9)$$

よって，電磁力 $F_r$ は電源周波数 $f$ の2倍で変化する．そのため，電磁力を加振源とし，電磁力と比例関係にある電磁振動も同様に電源周波数の2倍の成分を持つ．また，電磁力は巻数 $N$ の2乗に比例することから，電磁力励振振動も巻線仕様で変化する．

## 2.2.2 供試ファンモータの仕様

Fig.2-1 にファンモータの外形図, Fig.2-2 にファンモータの内部構造を示す. ファンモータは遠心式で, Fig.2-1 に示すように大きくモータ, スクロールケーシング (ファンケース), 羽根車から構成される.

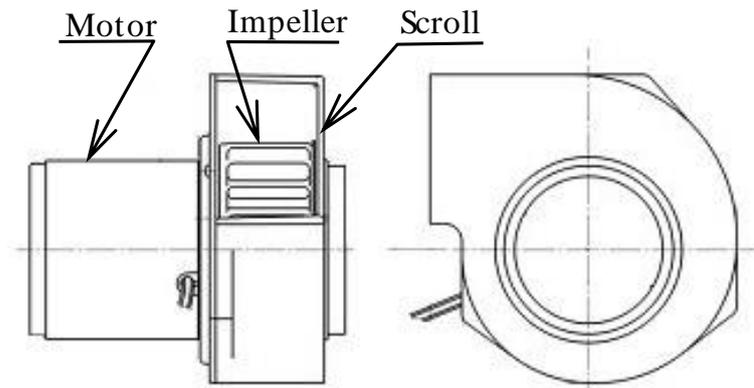


Fig.2-1 Apparatus of fan motor

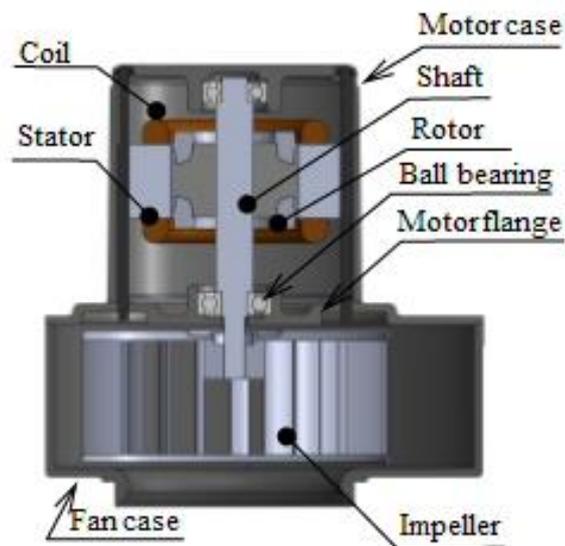


Fig.2-2 Structure of three-phase induction motor and cooling fan

供試ファンモータのモータは出力 70 W の 2 極誘導機である。Fig.2-3 に一般的な誘導機の外観，Fig.2-4 にその内部構造<sup>(2-3)</sup>，Fig.2-5 に部品構成を示す。Fig.2-5 に示すように，ステータが固定されたモータケースとフランジブラケットに対して，ロータが軸受を介して固定されている。また，Fig.2-4 に示すように，ロータのスロットは 1 ピッチ分のスキューが施されている，

Table 2-1 に供試ファンモータの仕様を示す。ステータコアのスロット数が 24，ロータのスロット数が 18 である。



Fig.2-3 Appearance of induction motor<sup>(2-3)</sup>

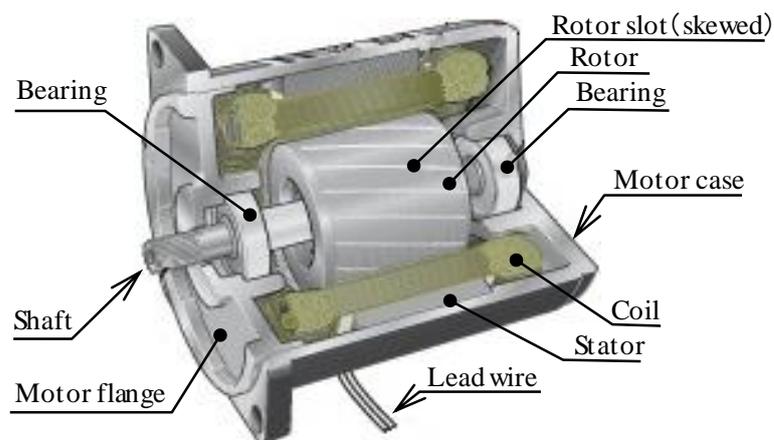


Fig.2-4 Structure of three-phase induction motor<sup>(2-3)</sup>

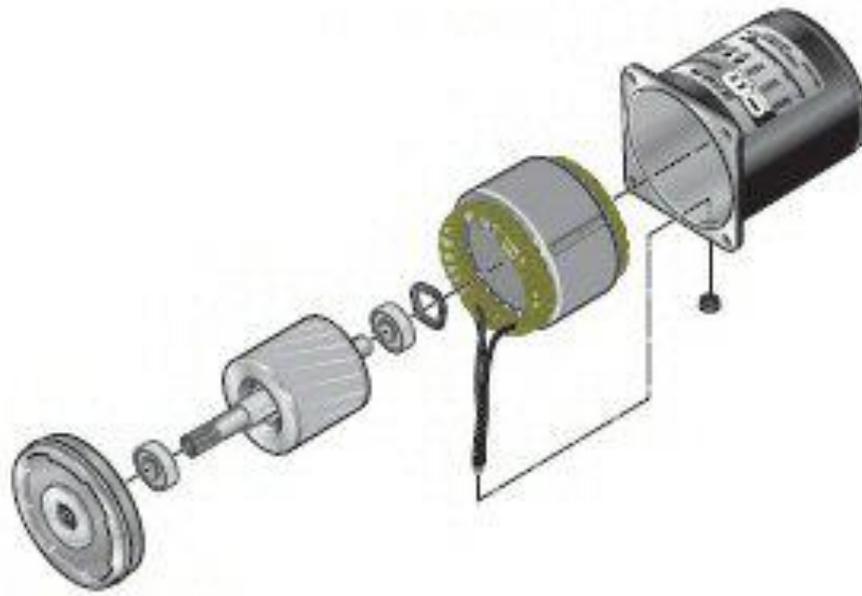


Fig.2-5 Structure of three-phase induction motor <sup>(2-3)</sup>

Table 2-1 Specification of tested motor

Parameter	Value
Rated output	70 W
Number of pole	2
Rated frequency	50 Hz
Diameter of stator	100 mm
Length of stator	30 mm
Number of stator slot	24
Diameter of rotor	50 mm
Length of rotor	30 mm
Number of rotor slot	18
Air gap	Less than 0.2 mm

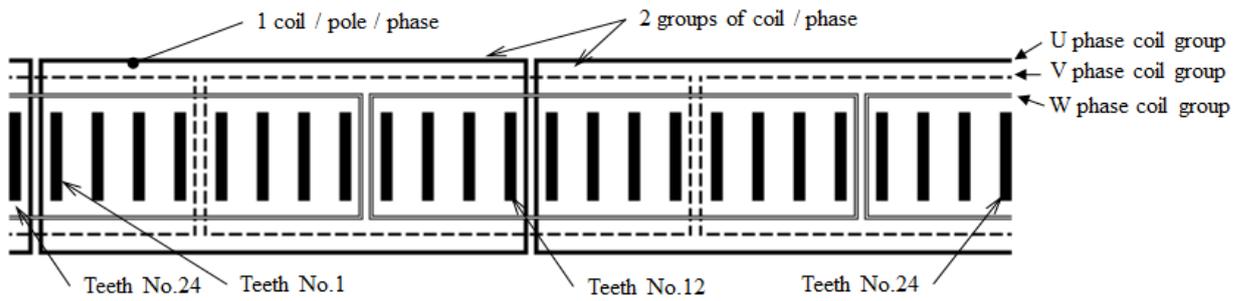
### 2.2.3 供試モータの巻線仕様

本研究では、設計値である各相各極のコイル数を変えることで、エアギャップに生じる起磁力分布と電気角に対する起磁力分布の変化が異なるサンプルを作り、電磁力励振振動の違いを検証した。

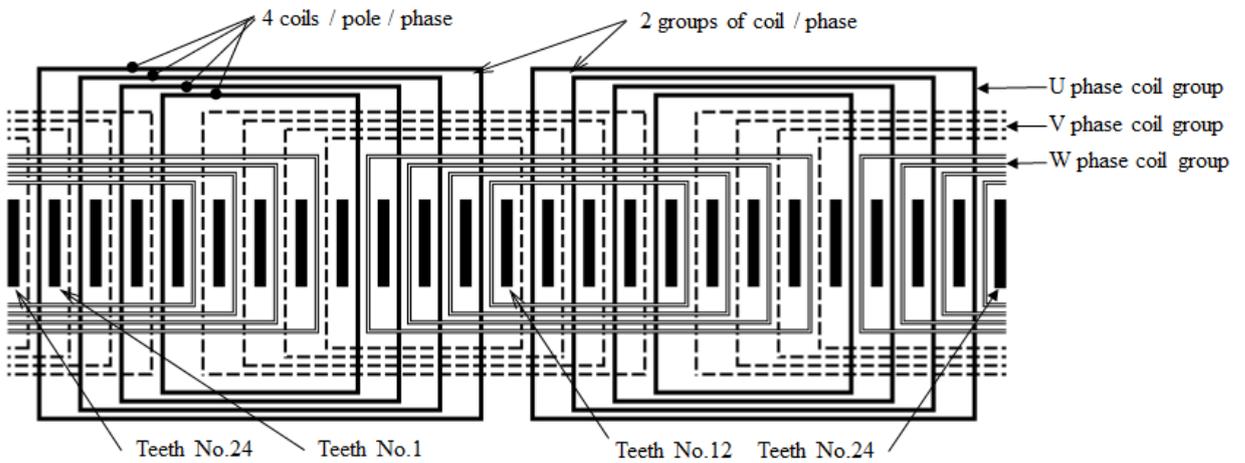
Fig.2-6 に巻線仕様の一つであるコイル構成を示す。これらは円筒形のステータコアを平面に展開したもので、ティースとスロットに対するコイルの巻き方を示している。ただし、簡略化のため各コイルの接続などは省略している。コイルは三相誘導機であれば U 相、V 相、W 相の三つに分かれ、誘導機が 2 極であればそれぞれ二つで構成される。各相各極のコイル数は設計値として設定できる。Fig.2-6 (a) に各相各極のコイル数が一つ（以降、各相各極 1 コイルと略記）の場合、Fig.2-6 (b) に四つの場合の構成を示す。各相各極のコイルを構成するマグネットワイヤの線径や巻数はモータ出力やスロット面積等でほぼ決まってくる。Fig.2-7 に実際に製作した供試モータの巻線部を示す。Fig.2-7 (a) は各相各極 1 コイルの巻線部で、U 相を構成する 2 極のうちの 1 極分を構成するコイル数が一つで、図中 A から A' に巻かれていることを示す。また、V 相、W 相のコイルの位置はそれぞれ  $60^\circ$  ずれている。Fig.2-7 (b) は各相各極 4 コイルで、U 相を構成する 2 極のうちの 1 極分を構成するコイル数が四つで、それぞれ A から A'、B から B'、C から C'、D から D' に巻かれていることを示す。

製造上の制約を考慮し 1 スロット当たり最大 2 コイルとすると、供試モータのスロット数は 24 であるので、その 2 倍の 48 ( $= 24 \times 2$ ) コイルがスロットに挿入される。1 コイルが 2 スロットに挿入されるので、コイル数は最大 24 ( $= 48 / 2$ ) となる。三相誘導電動機なので、各相のコイル数は最大 8 ( $= 24 / 3$ )、極数が 2 極なので各相各極のコイル数は最大 4 ( $= 8 / 2$ ) となる。そのため、本研究では Table 2-2 に示す各相各極 1 コイル～4 コイル全ての場合を検証した。

また、コイルを構成する巻線の線径や巻数はモータ出力やスロット面積等で決まってくるので、ここでは言及しない。



(a) Sample No.1 (1 coil / pole / phase)

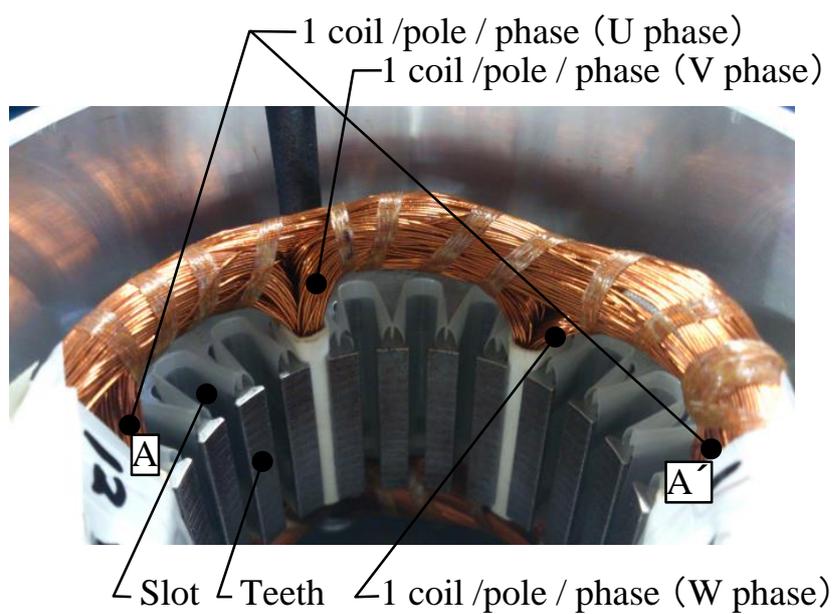


(b) Sample No.4 (4 coils / pole / phase)

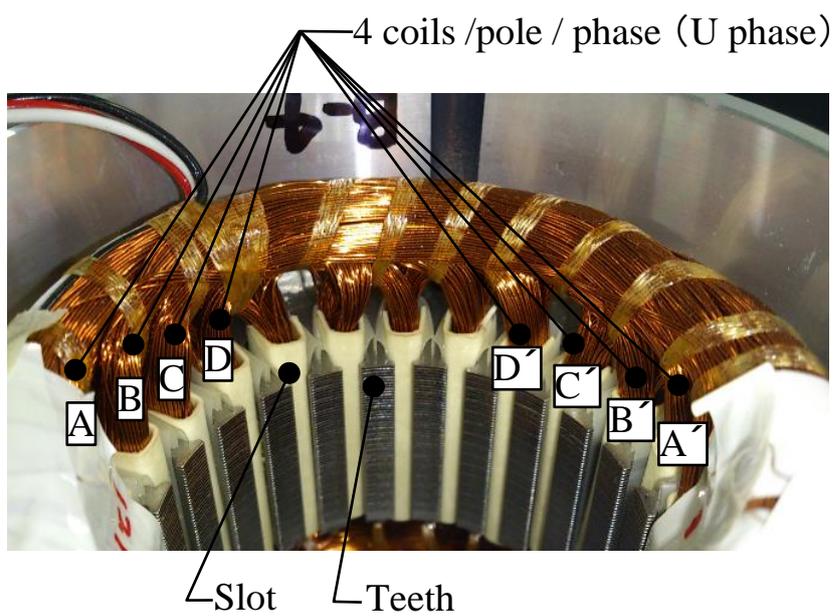
Fig.2-6 Wire diagram

Table 2-2 Specification of wire diagram

Sample	Specification
No.1	Distributed winding, 1 coil/pole/phase (Double winding)
No.2	Distributed winding, 2 coils/pole/phase (Single layer winding)
No.3	Distributed winding, 3 coils/pole/phase (Single layer winding)
No.4	Distributed winding, 4 coils/pole/phase (Single layer winding)



(a) Sample No.1 (1 coil / pole / phase)



(b) Sample No.4 (4 coils / pole / phase)

Fig.2-7 Experimental samples

#### 2.2.4 巻線仕様と起磁力分布

起磁力は巻数と位相が異なる三相の電流値の積である。巻線仕様により各ティースのコイル数と巻数が違い、電流値も時間的に変化するので、起磁力分布と電気角に対する変化に違いが生じ、三相 2 極では電気角  $60^\circ$  の周期で変化する。式 (2-4) では起磁力分布を正弦波形としたが、実際のモータではティース数が有限であるので起磁力分布は正弦波形ではない。式 (2-10) にティース  $n$  における起磁力  $F_{mn}$  を示す。

$$F_{mn} = I_{U\theta}N_{Un} + I_{V\theta}N_{Vn} + I_{W\theta}N_{Wn} \quad (2-10)$$

ここで、 $n$  はティースの空間次数で供試モータのティースは 24 であるので  $n = 1 \sim 24$  である。 $I_{U\theta}$ 、 $I_{V\theta}$  および  $I_{W\theta}$  は電気角  $\theta$  における  $U$ 、 $V$ 、 $W$  各相の電流値である。 $N_{Un}$ 、 $N_{Vn}$  および  $N_{Wn}$  はティース  $n$  における  $U$ 、 $V$ 、 $W$  各相の巻数である。起磁力分布は式 (2-4) で求めた各ティースの起磁力をティース 24 箇所空間分布として示したものである。

Fig.2-8～Fig.2-11 にティースに発生する起磁力分布の理論値を電気角ごとに示す<sup>(2-4)</sup>。横軸は各ティース 24 箇所を示し、左端がティース No.1、右端が No.24 である。本研究では巻線仕様による空間分布の違いに着目しているため、縦軸は電気角に対して変化する起磁力の最大値を基準として正規化した「起磁力比」とした。また、形状を比較するために正弦波形を重ねて示す。各相各極 1～4 コイルの全てのサンプルにおいて、起磁力分布を正弦波に近づけるように、巻数を最適に調整した。Fig.2-8～Fig.2-11 は、各相各極 1～4 コイルの場合の起磁力分布の変化を電気角の位相  $0^\circ$ 、 $15^\circ$ 、 $30^\circ$  の順で示している。この後の  $45^\circ$ 、 $60^\circ$  は電気角に対する起磁力分布が反転した形状である。Fig.2-12 と Fig.2-13 に電気角  $0 \sim 360^\circ$  における起磁力の変化をティース毎に示す。横軸は電気角で、縦軸は Fig.2-8 と同じ起磁力比である。Fig.2-12 が各相各極 1 コイル、Fig.2-13 が 4 コイルである。各相各極 1 コイル (Fig.2-12) では、ティース No.1～4、No.5～8、No.9～12 それぞれの電気角に対する起磁力の変化は同相になり重なっている。

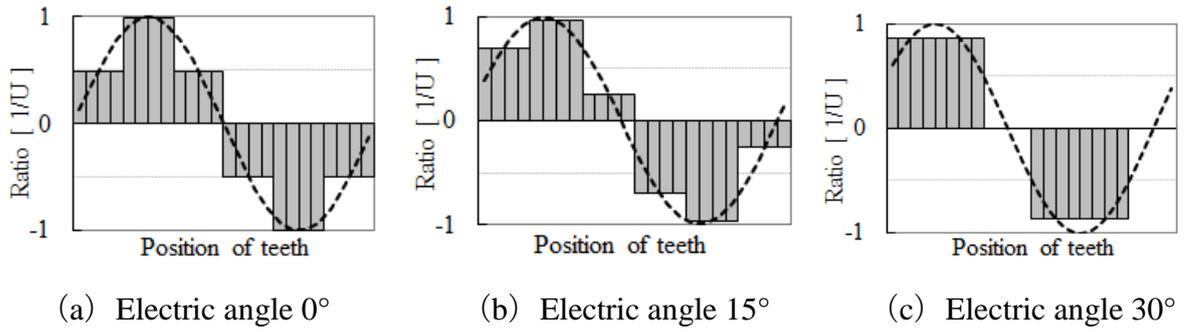


Fig.2-8 Space distribution of magnetomotive force on stator teeth of Sample No.1 (1 coil / pole / phase)

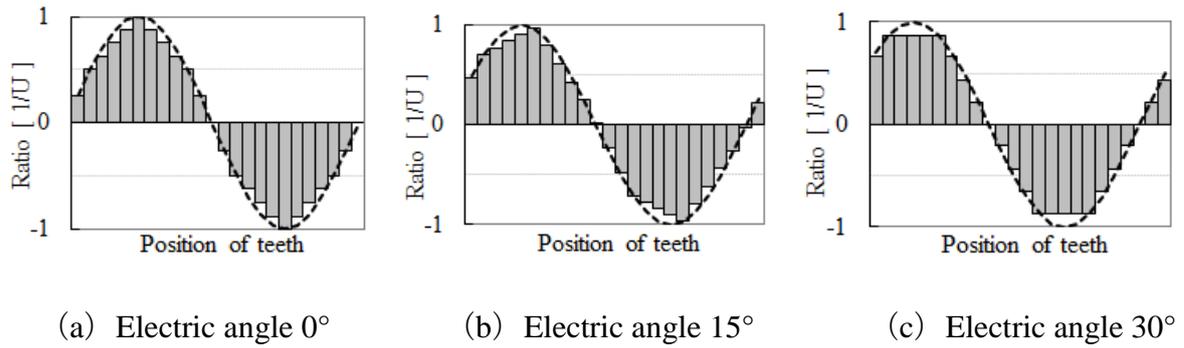


Fig.2-9 Space distribution of magnetomotive force on stator teeth of Sample No.2 (2 coils / pole / phase)

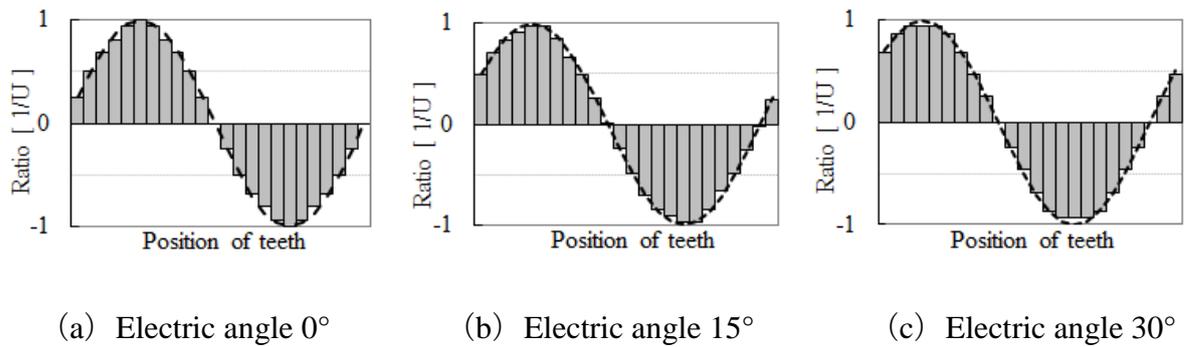


Fig.2-10 Space distribution of magnetomotive force on stator teeth of Sample No.3 (3 coils / pole / phase)

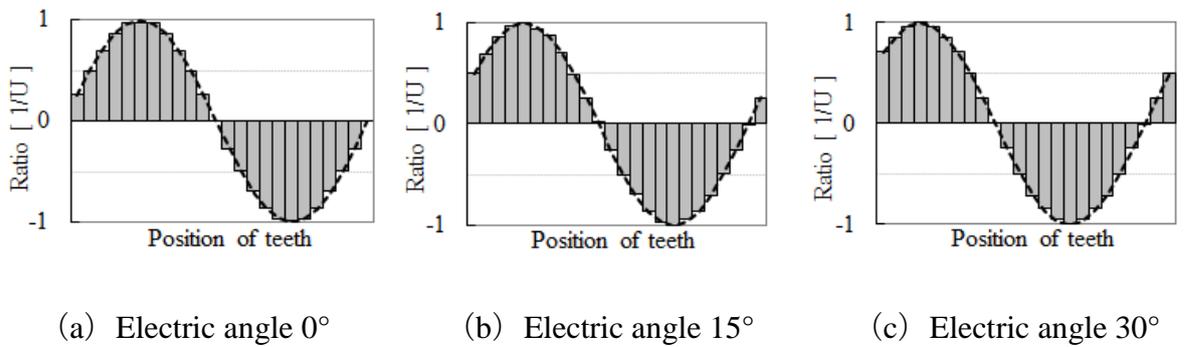


Fig.2-11 Space distribution of magnetomotive force on stator teeth of Sample No.4 (4 coils / pole / phase)

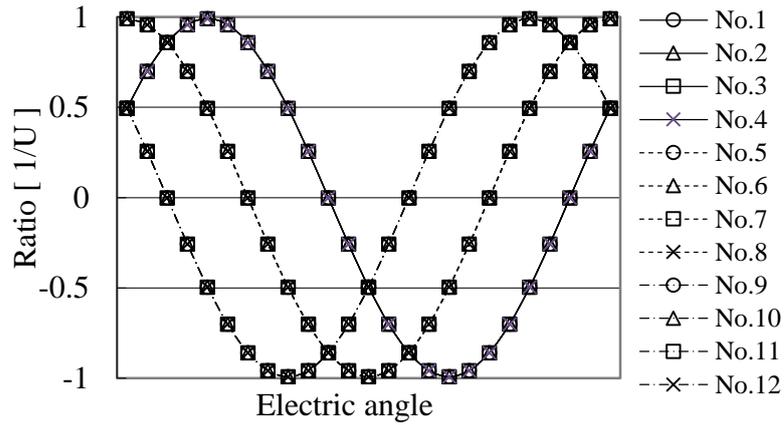


Fig.2-12 Time variation of magnetomotive force (1 coil / phase / pole)

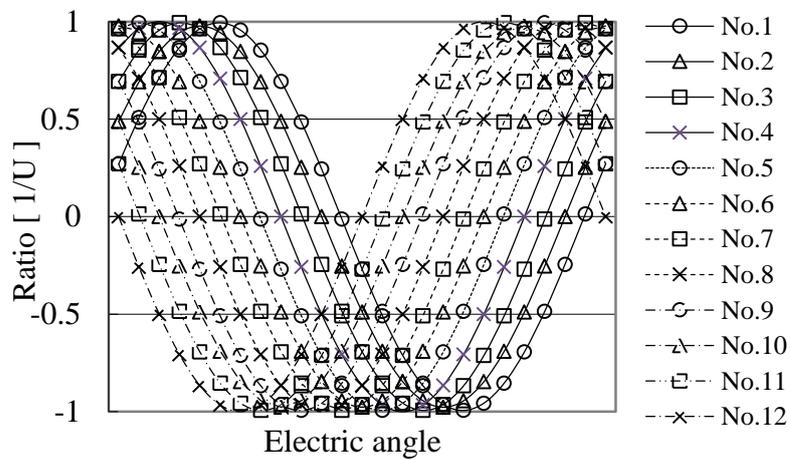


Fig.2-13 Time variation of magnetomotive force (4 coils / phase / pole)

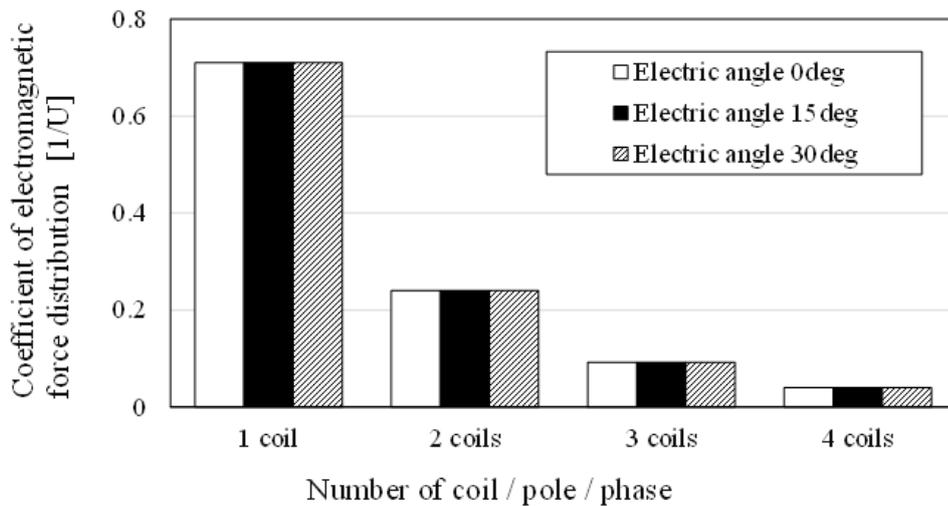


Fig.2-14 Coefficient of magnetomotive force distribution at electric angle 0deg, 15deg and 30deg.

式 (2-11) に示す起磁力分布と正弦波形との差の自乗和平方根を「起磁力分布係数 (Coefficient of magnetomotive force distribution)」 $K$  と定義して、巻線仕様の起磁力分布の違いを定量的に示す指標とする。起磁力分布は、ティース 24 個のうち半分の 12 個の和である。

$$K = \sqrt{\sum_n (\sin(n\theta) - F_n)^2} \quad (2-11)$$

ここで、 $\theta$  は各ティース間の電気角[rad] ( $\theta = \pi/12$  [rad])、 $F_n$  は式 (2-10) の起磁力  $F_{mm}$  を起磁力比で表したものである。起磁力分布係数はティース 24 個のうち半分の 12 個の和であるので、 $n=1\sim 12$  である。この係数は、起磁力分布係数が小さくなるほど正弦波形に近づくことを意味する。Fig.2-14 に電気角に対する「起磁力分布係数」の変化をコイルの数ごとに示す。

各相各極のコイル数の違いによる起磁力分布を比較してみる。1 コイルでは、Fig.2-12 に示すように隣接する四つのティースの起磁力が同相になるので、Fig.2-8 に示すように 4 本のティースごとに一定となって階段状に変化する起磁力分布形状となる。そのため、正弦波形との差が大きくなり、Fig.2-14 に示すように起磁力分布係数も大きくなる。また、位相により空間分布の波形も大きく変化しており、Fig.2-8 (b) に示すように電気角  $15^\circ$  の波形では対称性も崩れている。ただし、位相により空間分布の波形は大きく変化するが、Fig.2-14 に示すように起磁力分布係数は同じであり、正弦波形との差 (自乗和平方根) は常に変わらない。各相各極のコイル数が増えると起磁力分布は正弦波形に近づき、電気角の位相による空間分布の波形の変化も少なくなり、起磁力分布係数は小さくなる。Fig.2-13 に示すように 4 コイルでは隣接するティースの起磁力に位相差があるので、Fig.2-11 に示すように起磁力の変化は滑らかになり、位相を変えても常に正弦波に近い分布を保つことができる。そのため、Fig.2-14 のように起磁力分布係数も非常に小さな値となる。各相各極のコイル数が増えると、起磁力分布の変化を滑らかにして波形にフラットな部分や急激な変化がなく、起磁力分布を正弦波形状により近づけることができる。

### 2.2.5 起磁力分布とトルク

磁束分布と電流変化が理想的な正弦波形である場合、発生するトルクは両者の積に比例するため、1相分のトルク  $T_1$  は次式のようになる。

$$T_1 = k \sin^2 \theta \quad (2-12)$$

ここで、 $k$  は比例定数である。式 (2-12) から U 相、V 相、W 相の三相分のトルク  $T$  について計算すると、次式のようになり、三相分のトルク  $T$  は一定の値となる。

$$T = T_u + T_v + T_w \quad (2-13)$$

$$T = k \sin^2 \theta + k \sin^2 \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) + k \sin^2 \left( \theta - \frac{4}{3} \pi \right) = \frac{3}{2} k \quad (2-14)$$

次に、磁束分布と正弦波形の差が大きくなった場合を考える。磁束分布と正弦波形との差が大きくなるということは、磁束分布に高調波数成分が重畳されることであり、式 (2-14) に対して三角関数成分が残ってしまうことである。磁束分布に高調波の 5 次成分が含まれた場合の 5 次成分のトルク変動を式 (2-15) に示す。

$$\begin{aligned} T_{5th} &= k \sin \theta \sin 5\theta + k \sin \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) \sin 5 \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) + k \sin \left( \theta - \frac{4}{3} \pi \right) \sin 5 \left( \theta - \frac{4}{3} \pi \right) \\ &= -\frac{3}{2} k \cos 6\theta \end{aligned} \quad (2-15)$$

磁束分布と電流変化が理想的な正弦波形である場合は、式 (2-14) に示したようにトルクに変動成分がなく一定になるが、磁束分布と正弦波形との差が大きくなり磁束分布に高調波数成分が重畳された場合、たとえば、式 (2-15) に示すように高調波 5 次成分が重畳された場合、 $(-\cos 6\theta)$  の変動成分が発生してしまう。この成分はマイナスであることから逆相分であり、制動力として作用してしまう。つまり、起磁力分布と正弦波形の差が大きくなり高調波数成分が重畳された場合、モータの出力を同一にするためには、制動力が作用する分だけ入力を大きくする必要があり、その分基本波成分が大きくなってしまう。その結果、電磁力や電磁力励振振動が大きくなることが予測される。

本論文では、磁束分布と比例関係にある起磁力分布を用い、起磁力分布と正弦波の差を起磁力分布係数で定量化し、電磁力励振振動との関係を検証する。

### 2.3 数値解析による電磁力の検証

2次元非線形有限要素法の過渡応答解析<sup>(2-5)</sup>により、電源周波数 50Hz、回転速度 2800r/min における電磁力を求めた。電源周波数が 50Hz の場合、式 (2-9) で示したように電磁力励振振動の基本周波数は 100Hz となる。Fig.2-15 に解析モデルを示す。解析モデルは軸対称 1/2 モデルで、ステータ部とロータ部から構成される。ステータ部はステータコアとコイルから成り、ステータコアのロットにはコイル二つ分をモデル化した。ステータコアは電磁鋼板、巻線は銅である。ロータ部はロータコア、ロータバー、シャフトから成り、ロータコアは電磁鋼板、ロータバーはアルミ、シャフトは鉄である。Fig.2-16 にメッシュモデルとティース部の拡大図を示す。メッシュはエアギャップを半径方向に 4 分割、ティース端面を周方向に 20 分割（節点数 21）し、モデル全体の要素数は約 33000 である。誘導機は構造上「ロータの溝高調波」（以下、

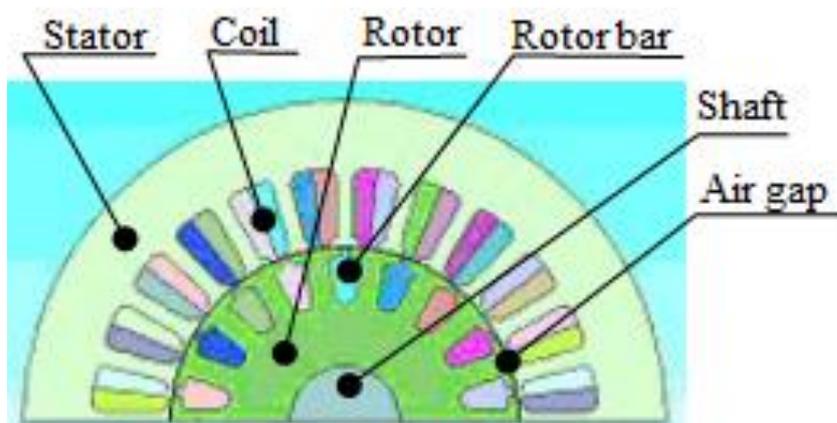


Fig.2-15 FEM model

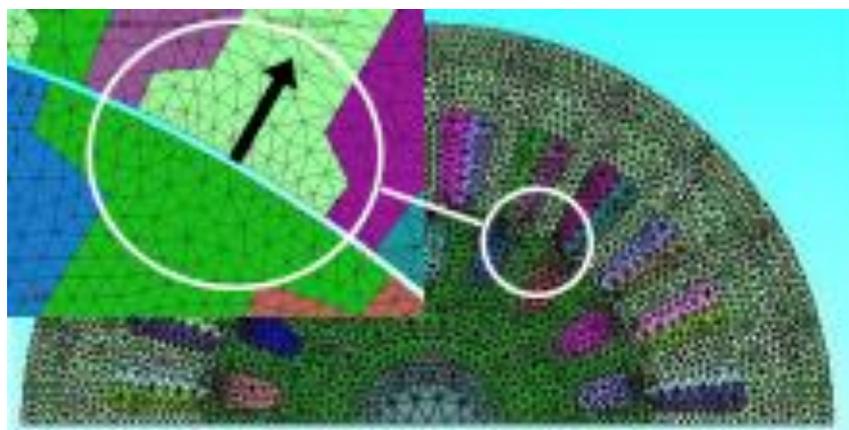
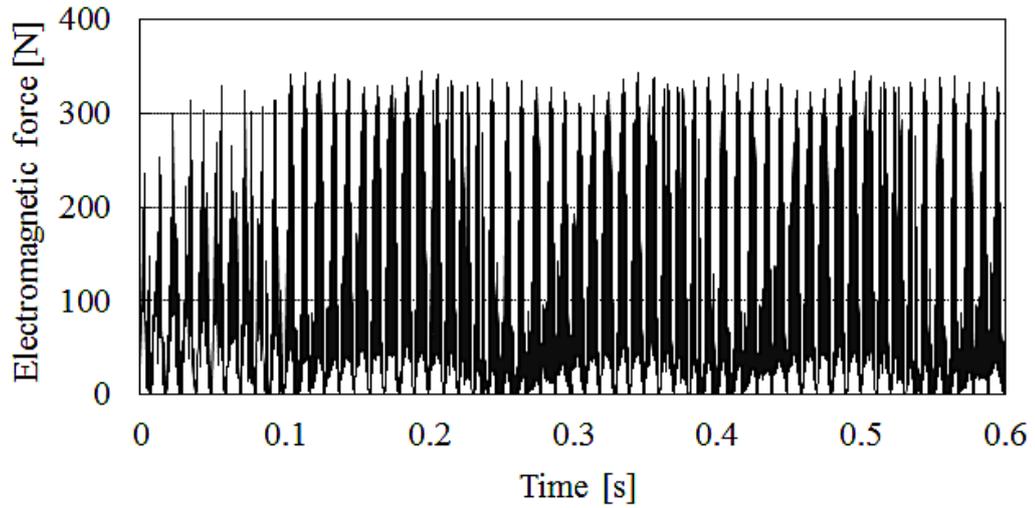


Fig.2-16 Mesh model and vector of electromagnetic force

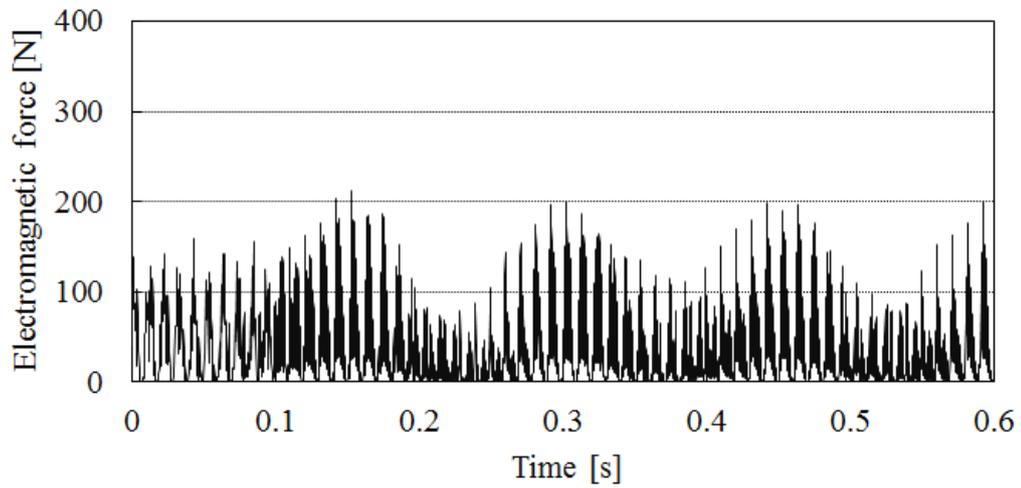
溝高調波と略記)が発生するので、この高い周波数領域まで解析できるようティース端面の分割を細かくしている。溝高調波の周波数は、回転 1 次の周波数 46.7Hz とロータのスロット数 18 の積で、840Hz である。ティース端面の節点ごとに電磁力を計算し、その結果をフーリエ変換することで基本周波数である 100Hz の成分を抽出し、ティースの節点 21 箇所の値を合計して 1 ティース分の電磁力とした。ここで問題とする電磁力の方向は Fig.2-16 に矢印で示すファンモータで問題となる電磁力励振振動と同じ半径方向成分である。

各相各極 1 コイル、2 コイル、3 コイルおよび 4 コイルについて解析した。Fig.2-17 にティース接点 1 箇所の電磁力の時間波形の例を示す。Fig.2-17 (a) が各相各極 1 コイル、Fig.2-17 (b) が 2 コイルである。どちらも 100Hz の電磁力の波形に 840Hz の溝高調波が重畳された波形となっている。Fig.2-18 にこのティース接点 1 箇所の電磁力の時間波形をフーリエ変換した結果を示す。フーリエ変換は、時間波形が定常状態になった 0.3s 以降に対して行った。このスペクトルには電磁力 (100Hz) と溝高調波 (840Hz) 成分が高く現れている。Table 2-3 に各相各極 1 コイル、2 コイル、3 コイルおよび 4 コイルの場合の周波数 100Hz の 1 ティース分の電磁力を示す。コイル数の増加に伴い電磁力 (100Hz) は減少する。この理由は、巻線を分布巻きして各コイルの配置と巻数を最適設計することで、起磁力の空間分布を正弦波形に近づけ、磁束分布の時間変化を小さくすることができるからである。当然、各相各極のコイル数が増えるほど、より正弦波形に近づけることができる。

また、Fig.2-18 より各相各極 1 コイルの場合は溝高調波 (840Hz) による電磁力が大きいが、2 コイルに増やすと減少する結果を得ており、各相各極のコイル数を増やし起磁力分布係数を小さくすることで溝高調波を低減できることを確認した。なお、解析モデルを 2 次元としロータ溝のスキューをモデル化していないので溝高調波が大きくなる解析結果となっているが、Fig.2-4 に示すように実機ではロータの溝をスキューさせることで、ロータとステータのティースを一度に対向しないように周方向にずらし、半径方向の電磁力が平均化されて小さくなる機構的対策も講じている。



(a) Sample No.1 (1 coil / pole / phase)



(b) Sample No.2 (2 coils / pole / phase)

Fig.2-17 Time wave of electromagnetic force of the node on teeth.

Table 2-3 Total electromagnetic force (100Hz) on teeth

Sample	Electromagnetic force [N]
No.1 (1coil / pole / phase)	685
No.2 (2coils / pole / phase)	369
No.3 (3coils / pole / phase)	197
No.4 (4coils / pole / phase)	163

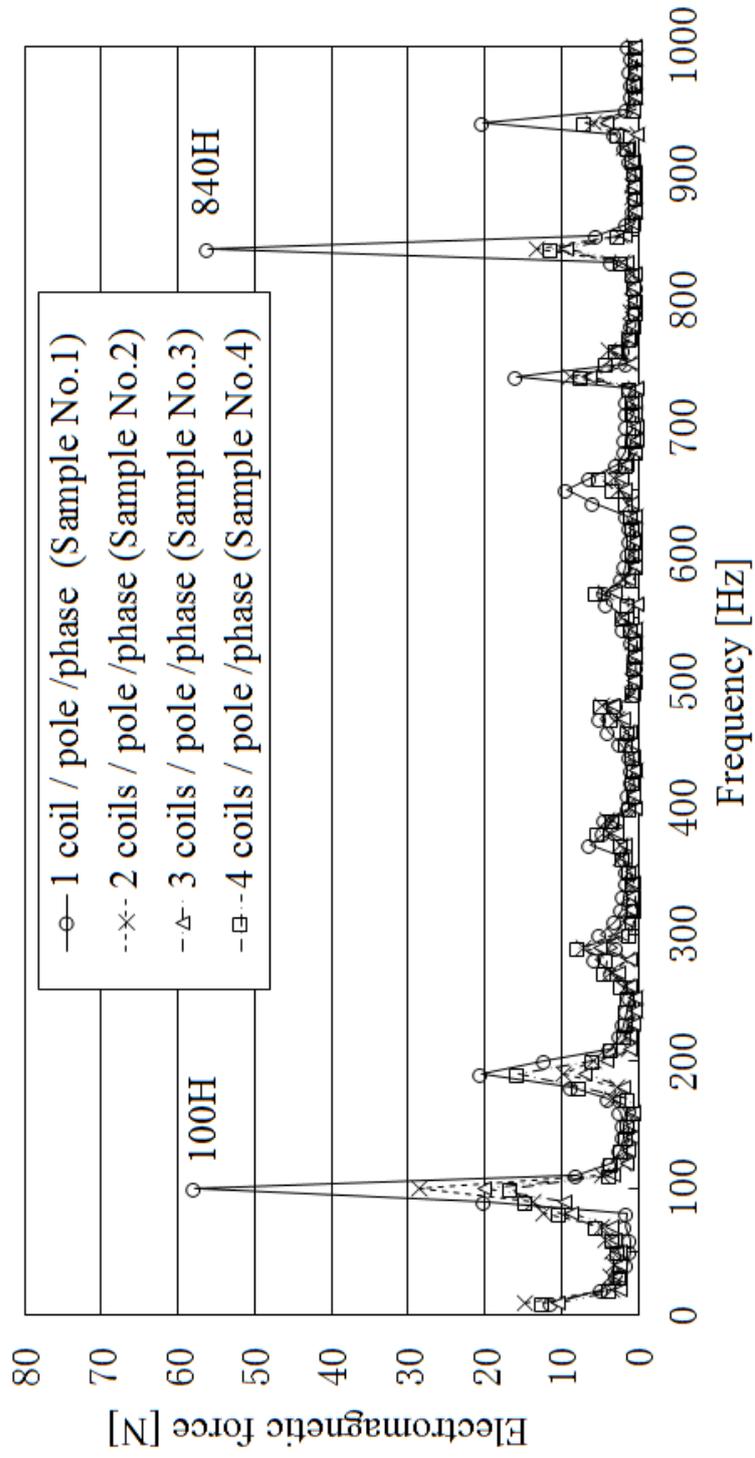


Fig.2-18 Spectrum of electromagnetic force of the node on teeth.

## 2.4 数値解析による電磁力励振振動の検証

電磁力励振振動の数値計算には ANSYS を用い、3次元有限要素法の時刻歴応答解析<sup>(2-6)</sup>により電磁力励振振動を求めた。本研究では、巻線仕様による電磁力励振振動の違いを相対的に比較することを目的としたため、解析対象は電磁力励振振動に影響を与える主要部品（モータケース、モータフランジ、ステータ）に絞るとともに、フランジ部の形状を単純化し締結部を省略した。Fig.2-19 に実際のファンモータの部品構成を、Fig.2-20 に解析用に変更した部品構成、Fig.2-21 に解析モデル、Fig.2-22 にメッシュモデルを示す。解析モデルはティース1個分の軸対象1/24モデルとした。Fig.2-21 に加振面と加振方向を矢印で示す。加振面はティース端面、加振方向は半径方向とし、全ての節点に均等な荷重が掛かるように設定した。荷重は電磁力解析で求めた値（Table 2-3）を最大値とし100Hzの調和荷重（正弦波の荷重）として与え、モータケース外周部の半径方向振動を加速度で求めた。その結果をTable 2-4に示す。

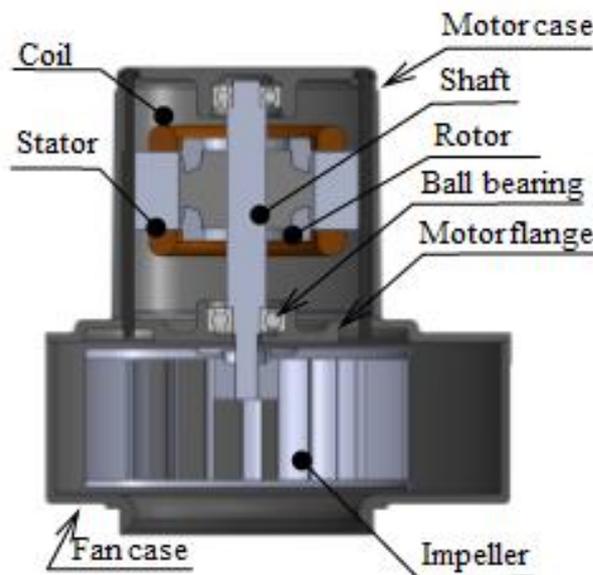


Fig.2-19 Actual Model

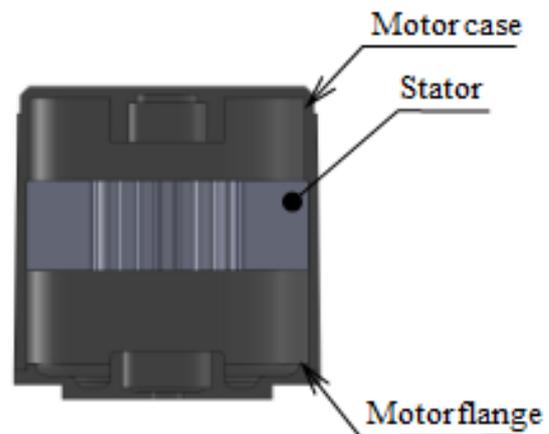


Fig.2-20 Analysis Model

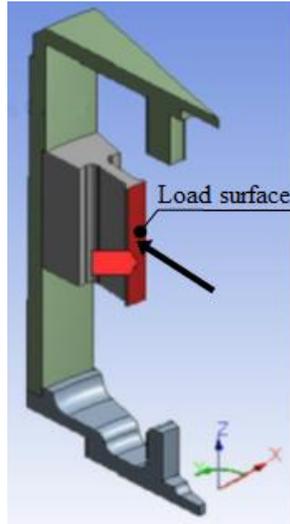


Fig.2-21 1/24 FEM Model

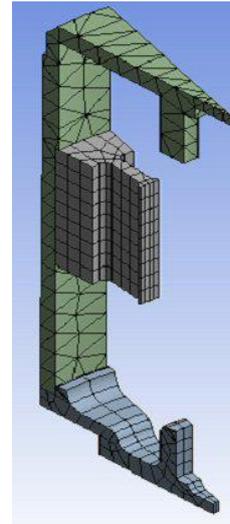


Fig.2-22 Mesh Model

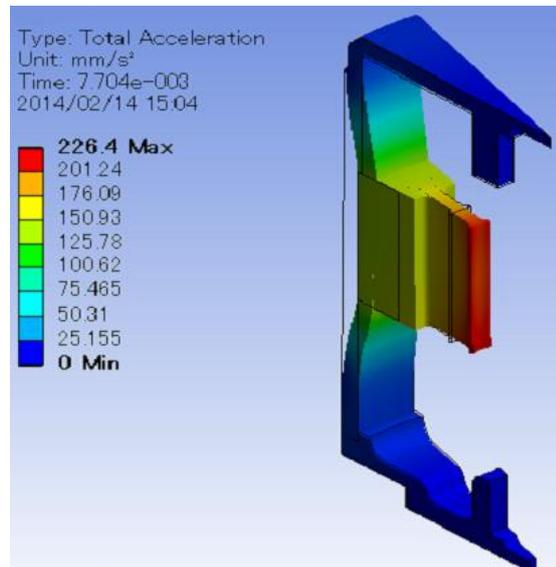


Fig.2-23 Vibration response due to electromagnetic force (Sample No.4 4coils / pole / phase)

Table 2-4 Simulation result of electromagnetic vibration

Sample	Vibration [m/s <sup>2</sup> (rms) ]
No.1 (1coil / pole / phase)	0.67
No.2 (2coils / pole / phase)	0.35
No.3 (3coils / pole / phase)	0.18
No.4 (4coils / pole / phase)	0.16

Fig.2-23 に各相各極 4 コイルの場合の電磁力励振振動の振動モードと振動加速度の最大値 (Peak 値) を等高線図で示す. この時の振動の周波数は 100Hz で振動加速度の最大値は  $226.4 \text{ mm/s}^2$  である. Fig.2-21 に示す解析モデルの 1 次の固有振動数は 4.16kHz で共振現象の影響はなく, Fig.2-23 に示すようにモータケースとステータコアが周波数 100Hz で半径方向に振動するモードになっている. Table 2-4 に各相各極 1 コイル, 2 コイル, 3 コイルおよび 4 コイルの振動加速度の計算結果を実効値で示す. 各相各極のコイル数を多くし, 起磁力分布係数を小さくすることで, 電磁力励振振動は小さくなる. Fig.2-24 に起磁力分布係数 (Fig.2-14) と電磁力励振振動 (Table 2-4) を比較した結果を示す. どちらも各相各極 1 コイルの値を基準値として比で示している. 各相各極のコイル数の増加に伴い電磁力励振振動が低減できることが確認できる. この結果から, 巻線仕様を最適にすることで電磁力励振振動を低減でき, 各相各極のコイル数を変えた場合の電磁力励振振動の低減効果を, 起磁力分布係数から推測可能であるといえる.

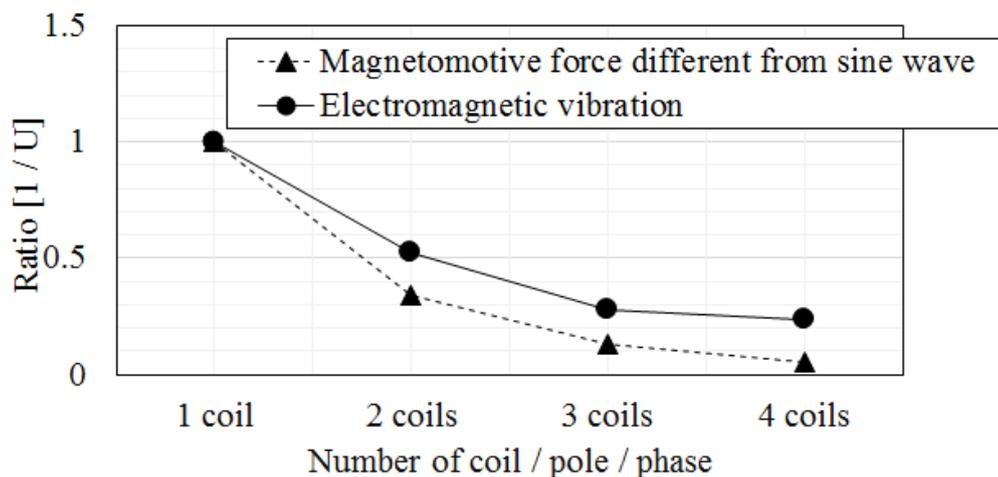


Fig.2-24 Comparison between electromotive force different from sine wave and electromagnetic vibration.

## 2.5 実験による起磁力分布の検証

### 2.5.1 起磁力分布

実機における起磁力分布を検証した。起磁力は直接測定することは難しいため、起磁力によって発生する磁束を探りコイル法<sup>(2-7)</sup>で測定した。起磁力 $F_m$ と磁束 $\phi$ の関係は一般的に次式で表される。

$$\phi = F_m \cdot P \quad (2-16)$$

ここで $P$ はパーミアンスである。式(2-16)より、起磁力 $F_m$ と磁束 $\phi$ は比例関係にあるため、磁束分布により起磁力分布の評価が可能となる。

探りコイル法は、磁束がコイルを通過する際に発生する誘起電圧（以下、磁束電圧と略記）を測定する方法である。Table 2-2で示したサンプルのうち、起磁力分布が時間的に顕著に変化する各相各極1コイルと2コイルに対し検証を行った。それぞれ電気角 $0^\circ$ と $30^\circ$ の磁束電圧を測定し、その結果から磁束電圧の空間分布（以下、磁束分布と略記）にまとめ、理論値の起磁力分布と比較した。

### 2.5.2 起磁力分布測定結果

Fig.2-25に探りコイルを示す。探りコイルは直径0.03mmのマグネットワイヤを用い、大きさは縦25mm、横5mmで、巻数は10である。Fig.2-26に探りコイルを貼り付けたサンプルを、Fig.2-27に貼り付け部の拡大図を示す。ティース24箇所のうち、半分の12箇所に探りコイルを絶縁テープで固定した。Fig.2-28に実験装置の構成を、Fig.2-29に実験装置の計測の様子を示す。ファンモータは横向きとしファンケースを固定した。探りコイルの磁束電圧はオシロスコープで測定しパソコンに取り込んだ。オシロスコープのチャンネル数の制限から、1回の測定でティース二つ分を測定し、同時に測定したモータの電圧波形を基準信号として各データの位相を合わせ磁束分布にまとめた。電源周波数が50Hz、モータの出力が一定になるように入力電圧を調整し、羽根車の回転速度2800r/minを測定条件とした。



Fig.2-25 Search coil

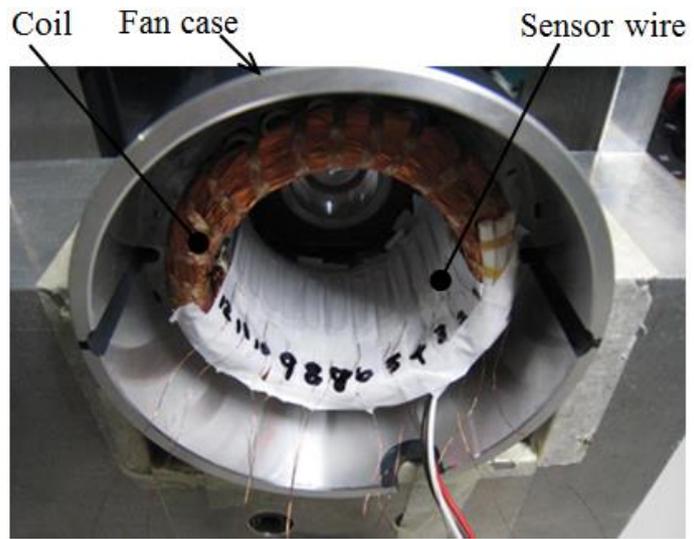


Fig.2-26 Search coil installed on stator teeth



Fig.2-27 Enlarged view of search coil installed on stator teeth

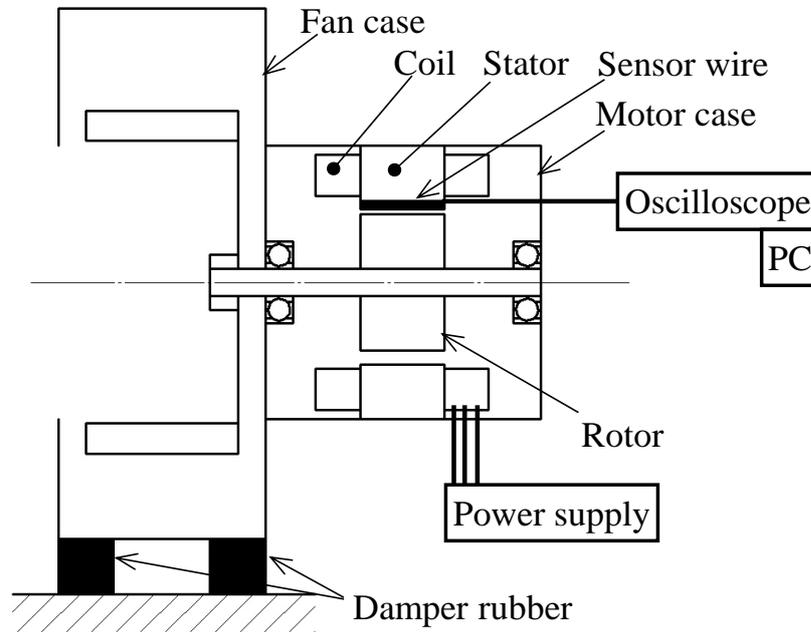


Fig.2-28 Experimental setup of fan motor to measure magnetic flux

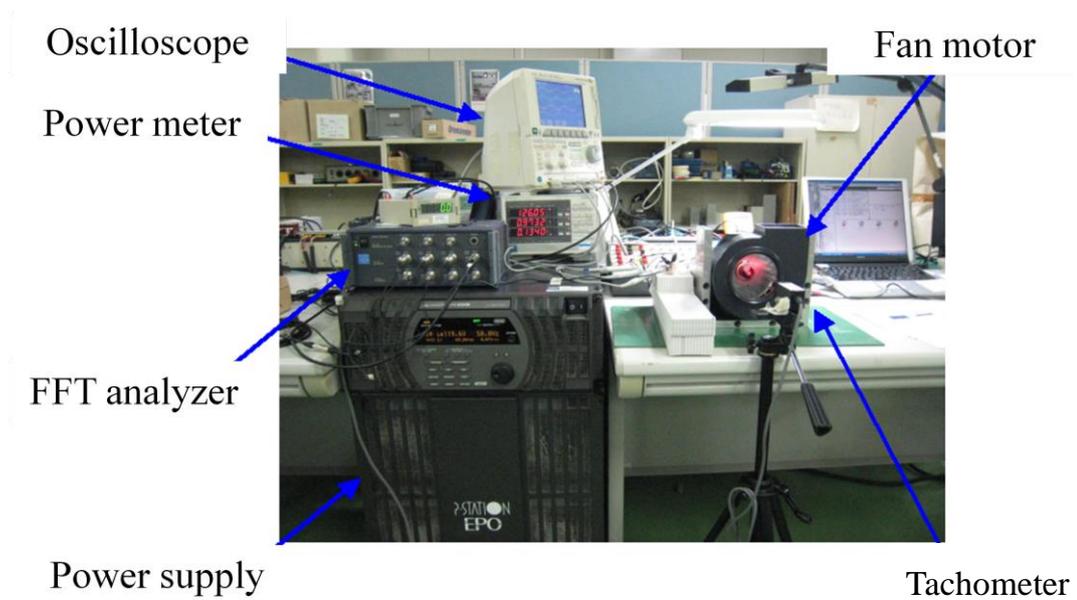


Fig.2-29 Appearance of experimental setup

磁束が探りコイルを通過する際に発生する誘起電圧  $E_1$  は、次式で表される<sup>(2-8)</sup>。

$$E_1 = 2\pi f B_t S_t N_{sw} \quad (2-17)$$

ここで、 $f$  は電源周波数 (50 Hz)、 $B_t$  はティースの磁束密度 (設計値 1 T 程度)、 $S_t$  はティース端面の面積 ( $78 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ )、 $N_{sw}$  はセンサワイヤの巻数 (10 ターン) で、0.25 V 程度の誘起電圧 (最大値) が発生する。

Fig.2-30 に測定結果 (オシロスコープの画面) の一例を示す。画面一段目は基準信号であるモータの入力電圧波形、二段目と三段目は同時に測定した 2 箇所 of ティースの磁束電圧の波形で、横軸は時間 (0~0.1s) である。Fig.2-30 の磁束電圧波形には 840Hz の振動が重畳している。ファンモータの回転速度が 2800r/min であることから、1 回転を 1 周期として発生する振動を回転 1 次成分とすると、その周波数は 46.7Hz となる。この周波数 46.7Hz にロータのスロット数 18 を掛けたものが 840Hz であることから、振動はロータ溝高調波である。そのため、Fig.2-31 に示すようにローパスフィルタ (Low Pass Filter (LPF)) で取り除いた<sup>(2-9)</sup>。電源電圧の電気角に対応する誘起電圧の求め方の例として、Fig.2-30 にモータ入力電圧の電気角が  $0^\circ$  と  $90^\circ$  における誘起電圧の測定点を示す。

Fig.2-32 に各相各極 1 コイル、Fig.2-33 に 2 コイルの磁束分布の実測値を電気角  $0^\circ$ 、 $30^\circ$  の位相順で示す。横軸は各ティース 24 箇所、縦軸は正規化した磁束電圧比で、起磁力分布の理論値を重ね書きした。Fig.2-32 (a) と (b) に示した各相各極 1 コイルの起磁力分布の理論値は矩形波形で構成され、電気角が進むにつれてレベルと構成が変化する。Fig.2-33 (a) と (b) に示した各相各極 2 コイルの起磁力分布の理論値は電気角  $0^\circ$  で三角波形、電気角  $30^\circ$  でピークがフラットな波形に変化する。Fig.2-32 と Fig.2-33 に示すように、実測値である磁束分布でも同様の波形と時間変化であることが確認できる。正弦波形に対する磁束分布の差を自乗和平方根で表したものを起磁力分布係数と同様に「磁束分布係数」と定義し、Fig.2-34 に電気角  $0^\circ$  と  $30^\circ$  における各相各極 1 コイルと 2 コイルの磁束分布係数の実測値を起磁力分布係数の理論値とともに示す。起磁力分布係数の理論値と磁束分布係数の実測値の差は 0.06 ポイント以下と非常に小さい。起磁力分布の理論値と実機における磁束分布の実測値は一致することが確認できたといえる。

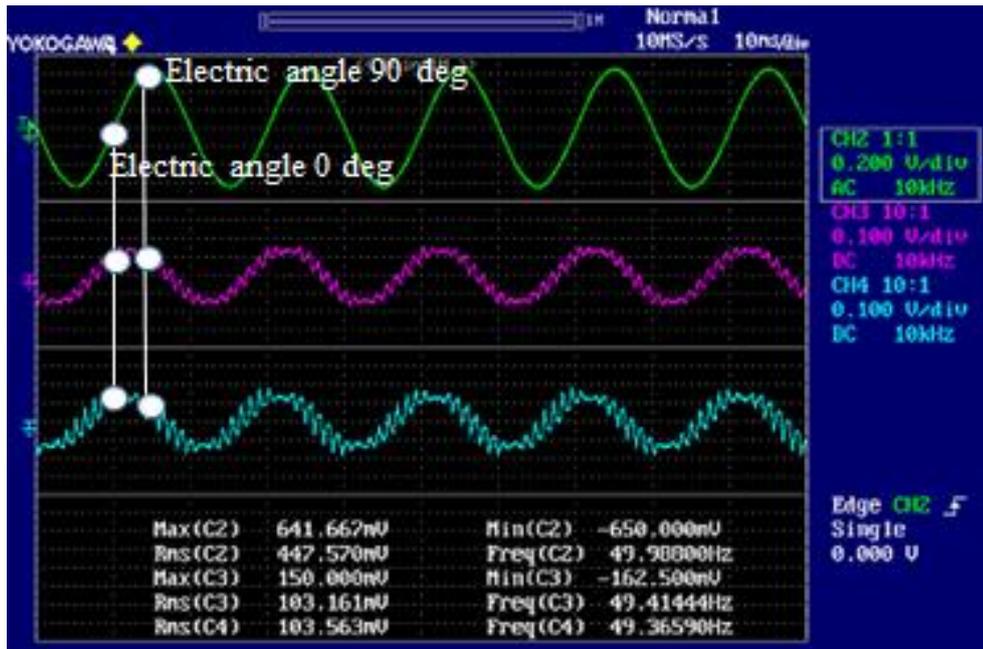


Fig.2-30 Time wave of input voltage and magnetic flux

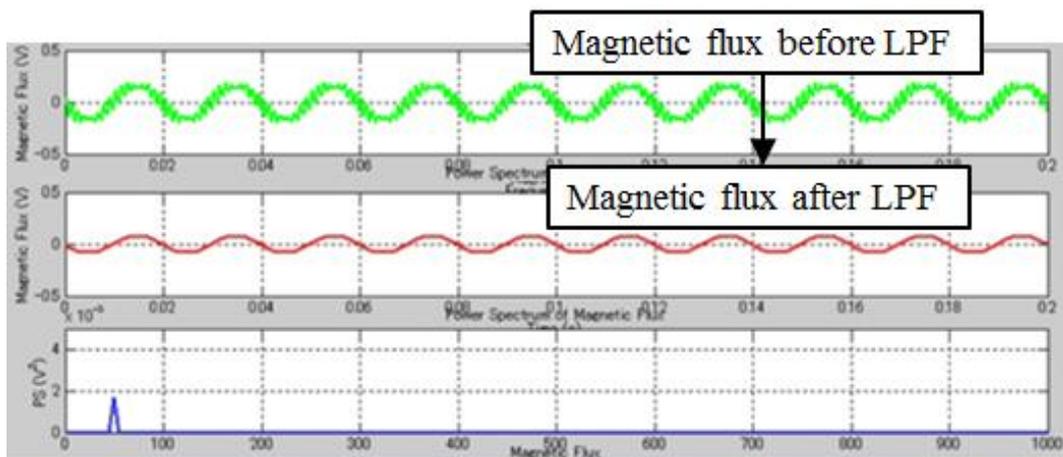
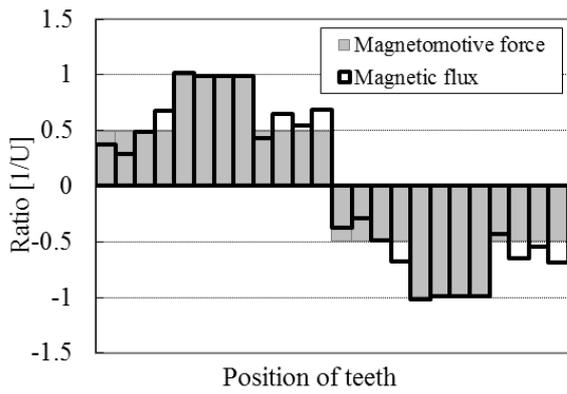
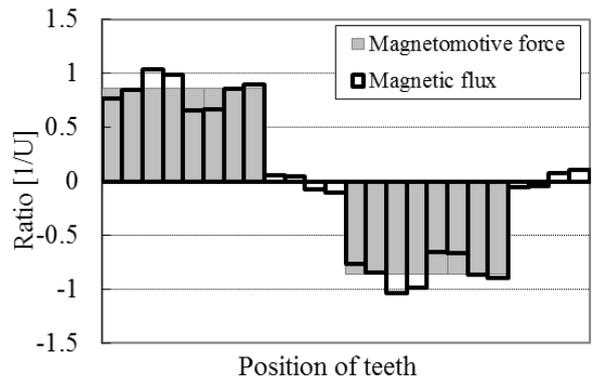


Fig.2-31 Time wave of magnetic flux with low path filter

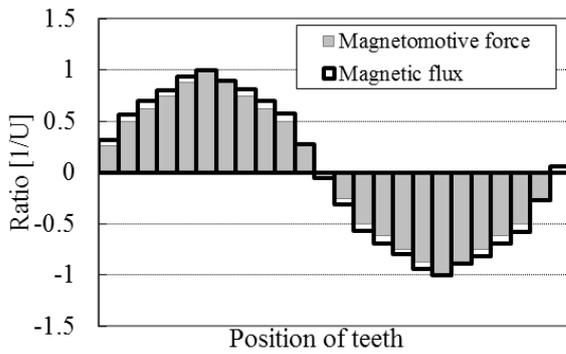


(a) Electric angle  $0^\circ$

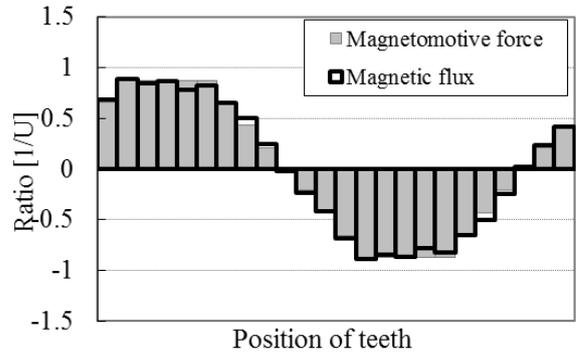


(b) Electric angle  $30^\circ$

Fig.2-32 Space distribution of magnetic flux and magnetomotive force  
(Sample No.1 (1 coil / pole / phase))



(a) Electric angle  $0^\circ$



(b) Electric angle  $30^\circ$

Fig.2-33 Space distribution of magnetic flux and magnetomotive force  
(Sample No.2 (2 coils / pole / phase))

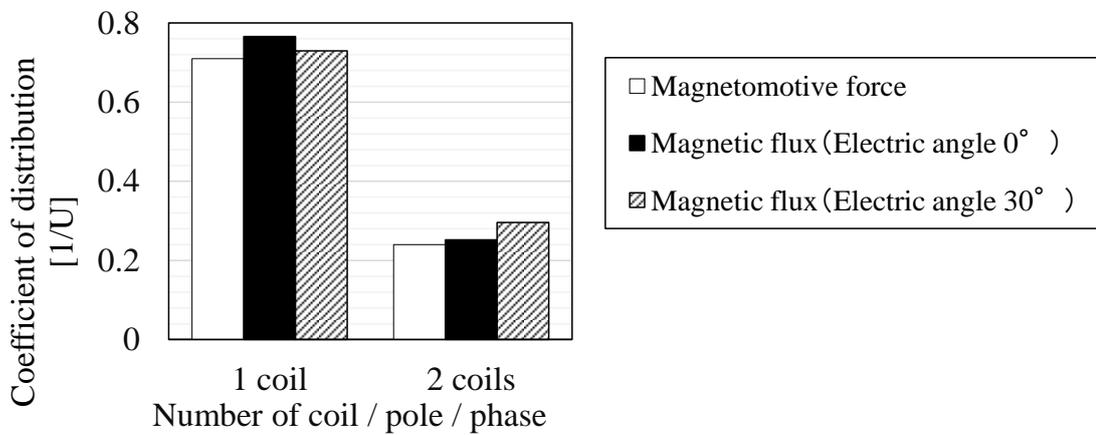


Fig.2-34 Coefficient of distribution by magnetomotive force and magnetic flux

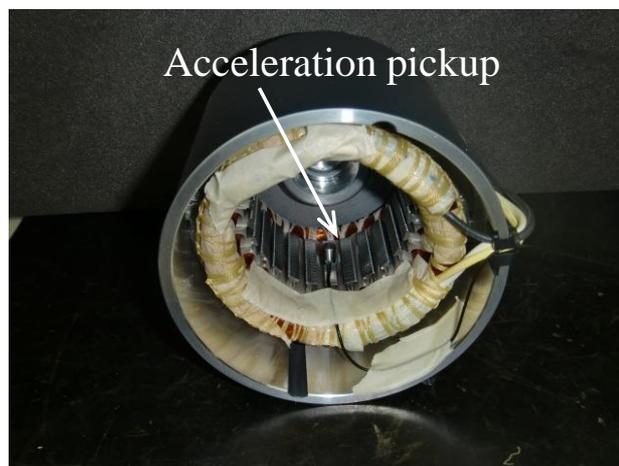
## 2.6 実験による電磁力励振振動の検証

### 2.6.1 供試モータの固有振動数

電源周波数が 50Hz の場合，式 (2-9) で示したように電磁力励振振動の基本周波数は 100Hz となる．ファンモータの周波数応答関数を測定し，電磁力励振振動 100Hz に対する共振現象の影響を調べた．Fig.2-35 に実験装置を示す．Fig.2-35 (a) が加振点，(b) が応答点である．ファンモータは糸で吊るし，ティース端面に加速度ピックアップを取り付け応答点とし，インパルスハンマ（以下，ハンマと略記）でモータケース側面を半径方向に加振した．測定周波数範囲はハンマで加振できる 8kHz までとした．Fig.2-36 にその周波数応答関数の測定結果を示す．ファンモータの固有振動数のピークは約 4.4kHz で，電磁力励振振動の周波数 100Hz に対して大きく離れており，共振現象の影響がないことが確認できる．



(a) Excitation point



(b) Response point

Fig.2-35 Experimental setup

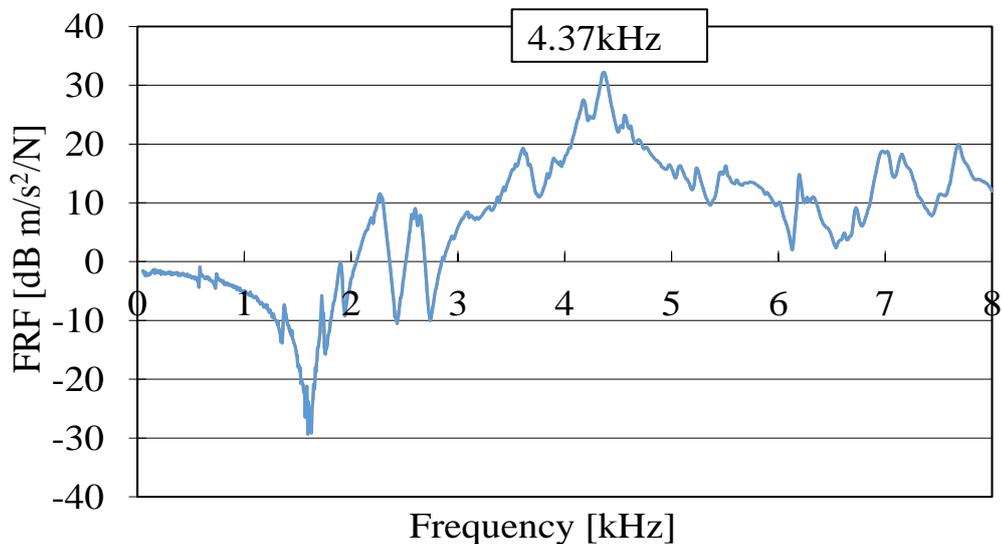


Fig.2-36 Frequency response function of fan motor

### 2.6.2 電磁力励振振動による供試モータの応答形状

数値解析により周波数応答関数と電磁力励振振動 100Hz の応答形状に対する各固有モードの寄与率を求め、電磁力励振振動の応答形状と応答形状に対する各固有モードの影響を検証した。数値計算には MSC / NASTRAN を用い、3次元非線形有限要素法の過渡応答解析（モーダル法）により周波数応答関数と電磁力励振振動 100Hz の応答形状に対する各固有モードの寄与率を求めた<sup>(2-10)</sup>。固有モードの寄与率は、ある点の応答に対してそれぞれの固有モードがどの程度の割合で寄与しているかを示すものである。

Fig.2-37 に解析モデルとその部品構成および拘束条件、Fig.2-38 にメッシュモデルを示す。解析対象は電磁振動に影響を与える主要部品（モータケース、モータフランジ、ステータ）に絞るとともに、フランジ部の形状を単純化し締結部を省略した。ただし、モータケースとフランジのハウジングには、剛性の高いロータ部（ロータ、シャフト、軸受）が圧入され、モータケースとフランジをつないでいる。そのため、ロータ部を省略した代わりとして、モータケースとフランジのハウジング部をそれぞれ拘束した。解析モデルのモータケースとモータフランジはアルミダイカスト、ステータコアは電磁鋼板とした。供試モータは2極誘導機であるので、半径方向に 180° 対

向した方向でティース端面に加振力が作用する．そのため，Fig.2-37 に矢印で示すように加振面は二つのティース端面とし，それぞれの端面全ての接点に均等な荷重が掛かるように設定した．また，周波数範囲は 8 kHz までとし，10Hz 毎の周波数応答関数を求めた．

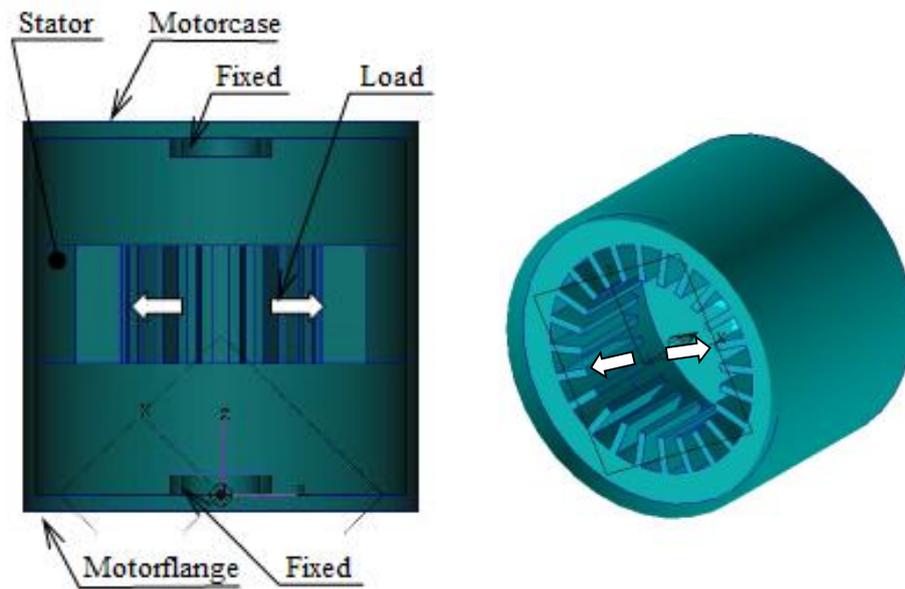


Fig.2-37 FEM Model

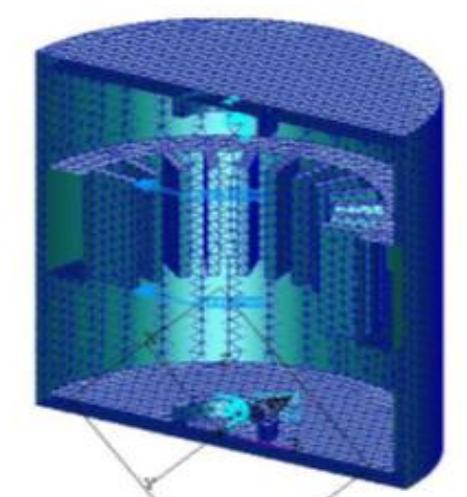


Fig.2-38 Mesh Model

Fig.2-39 に周波数応答解析で求めた周波数応答関数の計算結果を、Fig.2-40 に電磁力励振振動の基本周波数と同じ 100Hz の応答形状の計算結果を、Fig.2-41 に固有値解析で求めたモード形状を示す。

固有値解析は 10kHz までの範囲で 10 個の固有モードを計算し、Fig.2-41 には対称モードを除く 6 個の固有モードを示している。Fig.2-41 (a) に示す 993Hz はモータケース天面とフランジ面が軸方向に同位相に運動する振動モード、Fig.2-41 (b) に示す 2.3kHz はモータケース天面とフランジ面が面内振動（径方向）する振動モード、Fig.2-41 (c) に示す 3.55kHz はモータケース外径が円筒座標系において径方向に逆位相で運動する振動モード、Fig.2-41 (d) に示す 4.38kHz はモータケース外径が 4 節円環の振動モードで円筒座標系において径方向に同位相で運動する振動モード、Fig.2-41 (e) に示す 4.98kHz はモータケース天面とフランジ面のそれぞれの面の対向する外径部が軸方向に逆位相で運動する振動モードで、Fig.2-41 (f) に示す 9.93kHz は 4.38kHz の 4 節円環の振動モードと同様な 6 節円環の振動モードである。

Fig.2-40 および Fig.2-41 に示すように、100Hz の応答形状 (Fig.2-40) と Fig.2-39 のピーク周波数である 4.38kHz のモード形状 (Fig. 2-41 (d)) は、どちらも「モータ外径が円筒座標系において径方向に同相で運動する形状」で一致している。これらのモード形状は、モータ外径部の形状とそれらの拘束条件が支配的であるので、FEM モデ

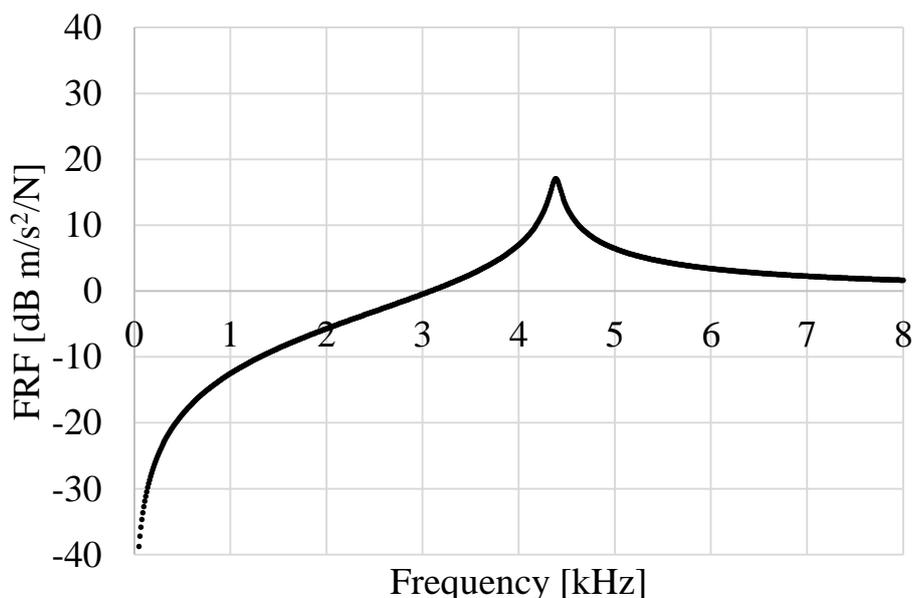


Fig.2-39 Frequency response function of fan motor

ルでは、Fig.2-37 に示すように内部部品やファン部品を省略しているが、剛性の高いロータ部の代わりにフランジのハウジング部を拘束した。実験では Fig.2-35 (a) に示すようにフランジ部は拘束していないが、モード形状の対称性から、これらのモード形状では拘束部のモデル化の違いを受けにくいと考えられる。その結果、計算で求めた周波数応答関数 (Fig.2-39) と実験で求めた周波数応答関数 (Fig.2-36) のピーク周波数 (4.4kHz) はほぼ一致している。同様に、実験では 1 点加振 (Fig.2-35 (a)) で、数値解析では 2 点加振 (Fig.2-37) である違いがあるので、1 点加振の場合は Fig.2-41 (c) で示す「モータ外径が円筒座標系において逆相に運動するモード形状 (3.55kHz)」が励振されるという違いはあるが、電磁力励振振動で問題となる 4.38kHz のモード形状 (モータ外径が円筒座標系において同相で運動する形状) はどちらの加振方法でも存在し、周波数に違いがない。また、実験に用いた供試モータのロータ部の拘束に対して、FEM モデルでは Fig.2-37 に示すように内部部品やファン部品を省略してフランジのハウジング部を拘束したが、前述のように同じ周波数を示していることより、モデル化は妥当であったと考えられる。

Fig.2-40 に示す 100Hz の応答形状と、Fig.2-41 (d) に示す 4.38kHz のモード形状は、どちらも「モータ外径が円筒座標系において径方向に同相で運動する形状」で一致している。このモード形状が電磁振動に最も影響を与えていると考えられる。そのため、電磁振動の基本周波数 100Hz の応答形状に対する各固有モードの寄与率を考える。

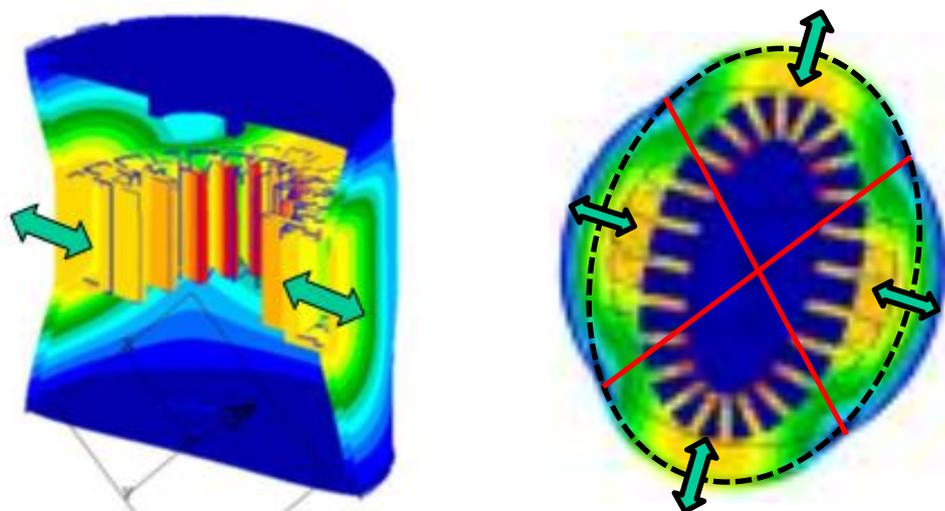
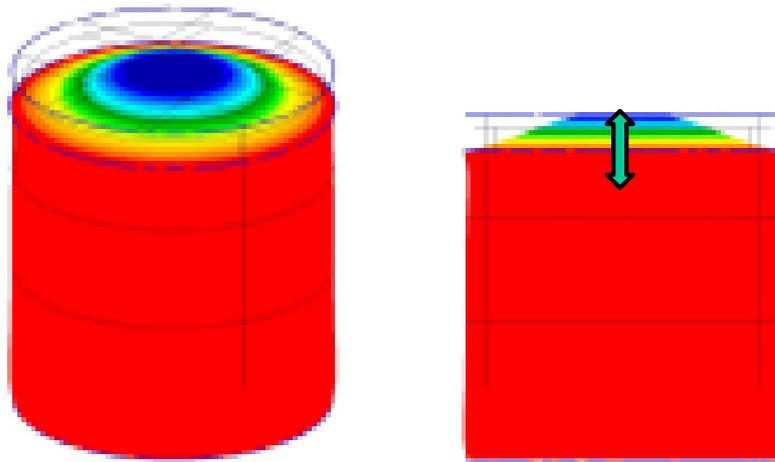
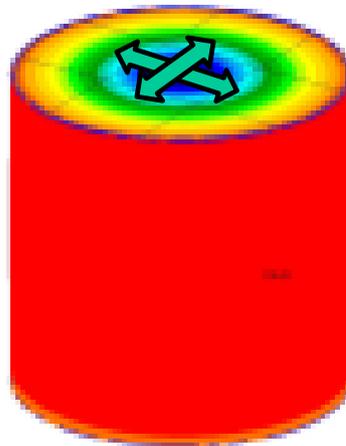


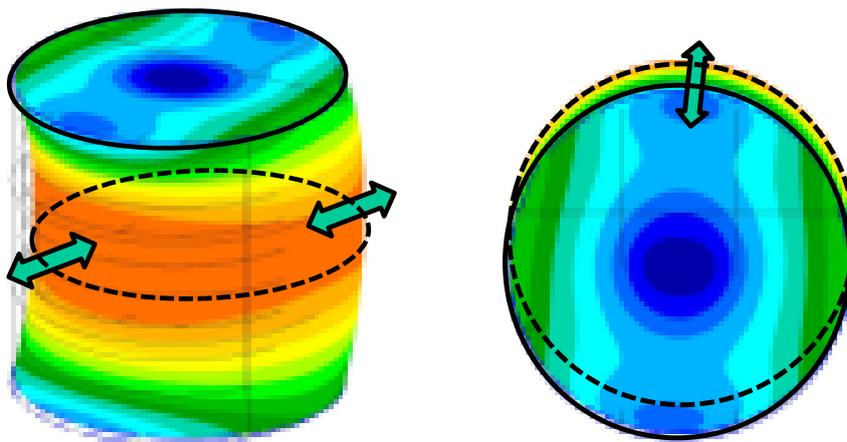
Fig.2-40 Vibration response at 100Hz



a) at 993 Hz

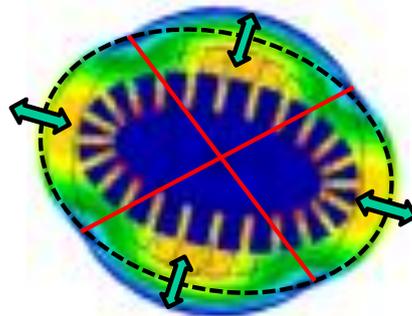
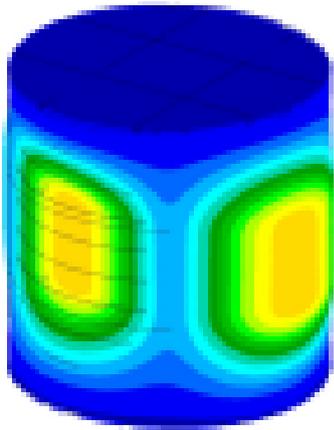


b) at 2.30 kHz

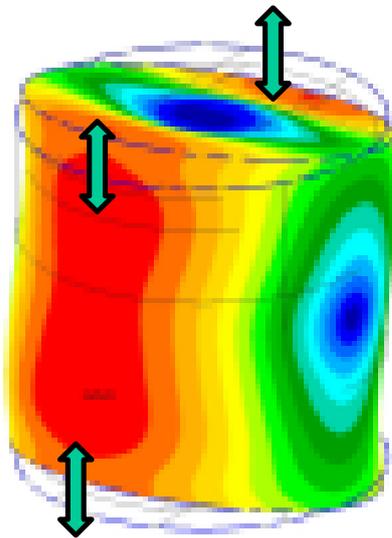


c) at 3.55 kHz

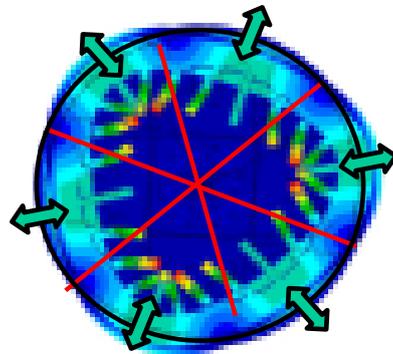
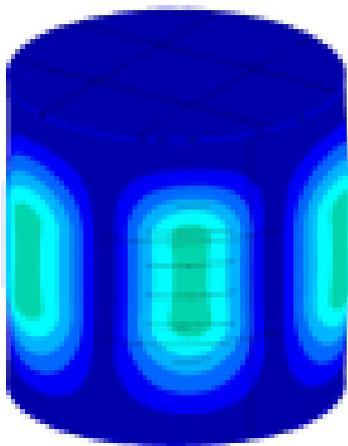
Fig.2-41 (1/2) Eigenvalue of fan motor



d) at 4.38 Hz



e) at 4.98 Hz



f) at 9.93 kHz

Fig.2-41 (2/2) Eigenvalue of fan motor

Table 2-5 に電磁力励振振動の基本周波数 100Hz の応答形状に対する各固有モードの寄与率を示す。993Hz の寄与率が 21%，4.38kHz の寄与率が 69%であり，この二つのモードが支配的である。Fig.2-46 (a) に示すように 993Hz のモード形状は軸方向に運動するもので，半径方向に加振した場合，本来発生しないはずである。これは，構造上の制約からステータがモータケース中心に配置されていないためと考えられる。Fig.2-40 に示す電磁力励振振動の基本周波数 100Hz の応答形状と Fig.2-46 (d) に示す 4.38kHz のモード形状は，モータケース側面が円筒座標系でみた場合に半径方向に同相に振動するモードになっている。ただし，応答形状に対して寄与率が高い固有モードの周波数 4.38kHz は電磁力励振振動の基本振動数 100Hz に対して大きく離れていることから，電磁力励振振動の基本周波数 100Hz の応答振幅は電磁力が静的に作用した場合の応答形状に近似できると考えられる。

Table 2-5 Modal fraction of fan motor

No.	Natural frequency [kHz]	Phase [deg]	Modal fraction
1	0.993	-0.21	0.21
2	4.38	0.06	0.69
3	4.98	0.07	0.04

### 2.6.3 電磁力励振振動の実験検証

Fig.2-42 に実験装置の構成を、Fig.2-43 に実験装置の計測の様子を示す。ファンモータを糸で吊るして固定し、モータの出力が一定になるように入力電圧を調整して羽根車の回転速度を 2800r/min に設定し、そのときの振動を測定した。測定箇所は電磁力の影響を一番受けるモータケース側面とし、加速度ピックアップで測定した振動波形を FFT アナライザで周波数分析し、データをパソコンに取り込んだ。加速度ピックア

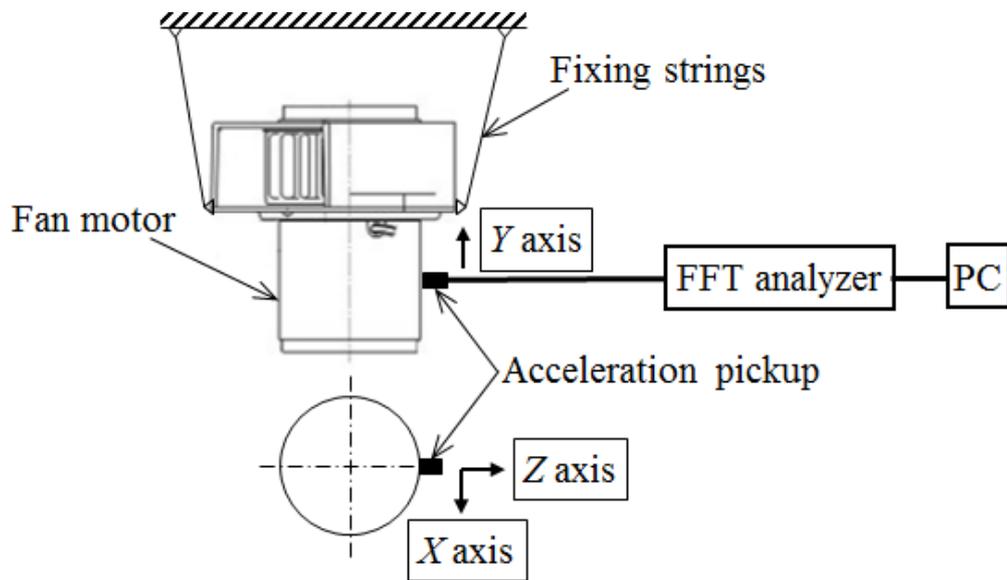


Fig.2-42 Experimental setup of fan motor to measure vibration

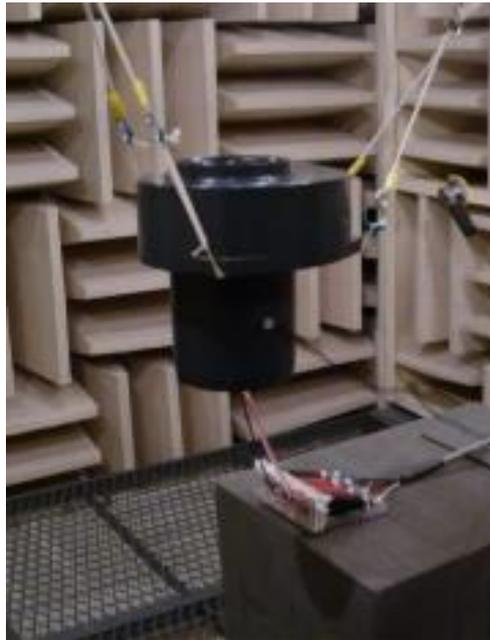


Fig.2-43 Appearance of experimental setup

Table 2-6 Measurement direction of vibration

Axis of pickup	Direction of measurement
X axis	Tangential direction of motor
Y axis	Axial direction of motor
Z axis	Radial direction of motor

ップは3軸を用いた。Fig.2-42 と Table 2-6 に振動の測定方向を示す。加速度ピックアップの X 軸をモータの接線方向、Y 軸をモータの軸方向、Z 軸をモータの径方向とした。この形状の遠心式のファンモータは、モータ外径をブラケットで固定することが一般的であるため、この部分の振動が問題となる。そのため、振動の測定点はモータ外径とした。

Fig.2-44 にモータの接線方向 (X 方向)、Fig.2-45 にモータの軸方向 (Y 方向)、Fig.2-46 にモータの径方向 (Z 方向) の振動測定結果を、Fig.2-47 に測定方向別の電磁力励振振動 (100Hz) を各相各極のコイル数別に示す。振動の大きさを加速度の実効値で表し単位は  $m/s^2$  である。図中のマーカーは電磁力励振振動の 100Hz とロータの溝高調波による振動の 840Hz を示す。○印は各相各極 1 コイル、×印は 2 コイル、△印は 3 コイル、□印は 4 コイルである。電磁力励振振動 (100Hz) は径方向で発生しており、各相各極 1 コイルで顕著に大きく、コイル数が増えるほど小さな値となっている。

ファンモータに対して要求されるロータによる回転軸の不釣合い (以下、ロータの不釣合いと略記) の等級とは 6.3 級 (JIS B 0905) で、本研究の検証対象の出力 100W 程度のモータの径方向振動 (ロータの不釣合い振動) はロータの不釣合い上限で  $1 m/s^2$  程度であり、本論文では一般的な機器に使用される場合の基準と考える。精密機器では用途に応じてさらに厳しい振動上限値が必要になる。各相各極 1 コイルの振動値は  $1 m/s^2$  を超えているので、精密機器に使用される場合には用途に応じた低振動化が必要になる。

Fig.2-44 と Fig.2-45 に示すようにロータの溝高調波による振動 (840Hz) は軸方向と接線方向で発生している。この振動は各相各極 1 コイルだけで大きな振動が発生しており、2 コイル以上になると小さな値となる。ただし、各相各極 1 コイルにおいても振動値としては  $0.3 m/s^2$  に満たない値であり、周波数も 840Hz と高いことから、溝高調波による振動は問題とはならないレベルである。

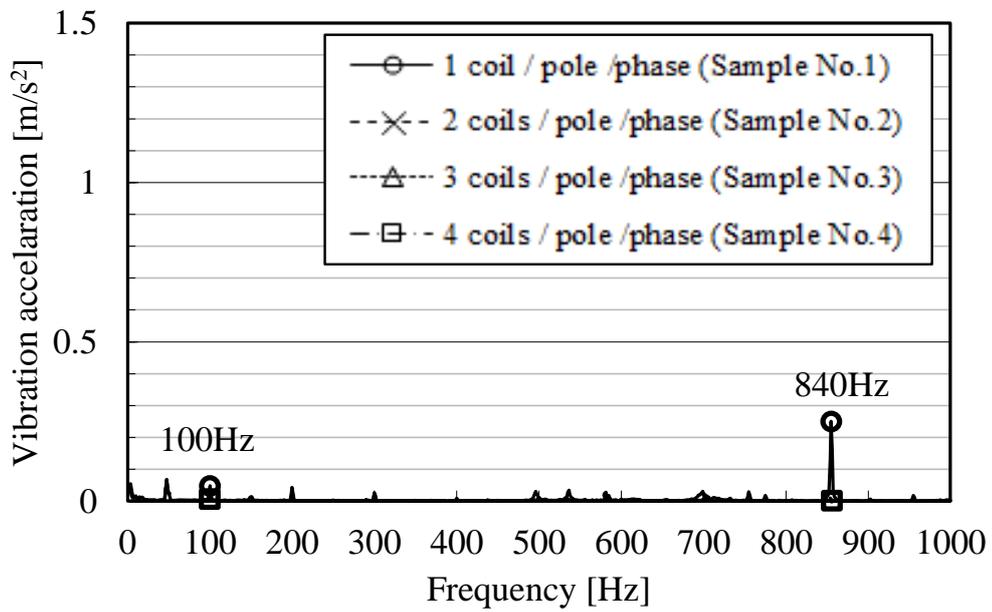


Fig.2-44 Vibration of fan motor (tangential direction)

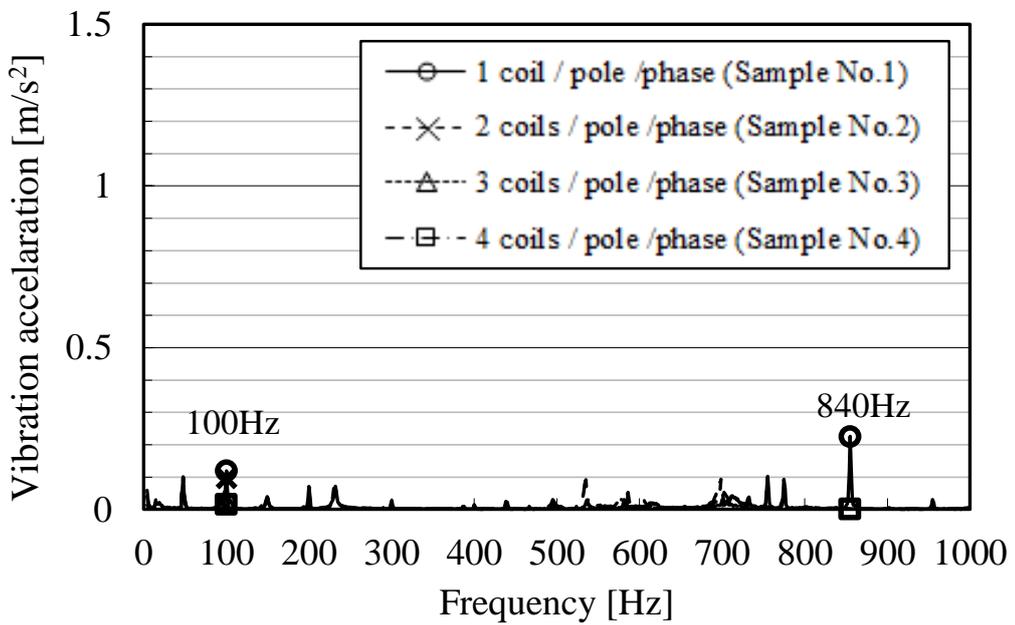


Fig.2-45 Vibration of fan motor (axial direction)

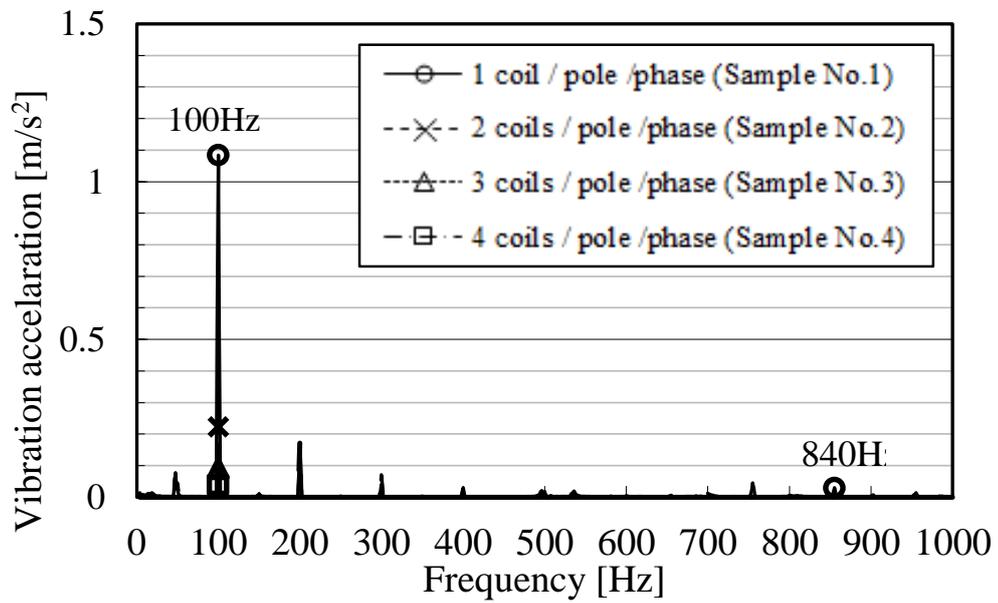


Fig.2-46 Vibration of fan motor (radial direction)

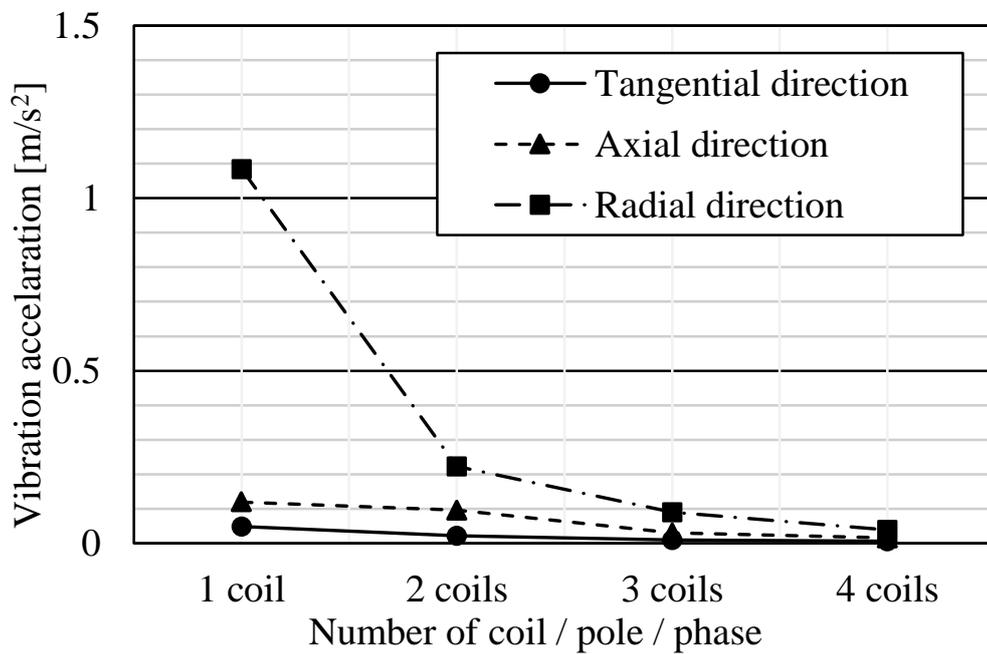


Fig.2-47 Vibration of fan motor (depend on number of coils)

## 2.7 起磁力分布と電磁力励振振動の比較検証

Fig.2-48 に、各相各極 1 コイル, 2 コイル, 3 コイルおよび 4 コイルにおける起磁力分布係数 (理論値) と電磁力励振振動 (実測値) を比較した結果を示す. 起磁力分布係数 (理論値), 電磁力励振振動 (実測値) とともに, 各相各極 1 コイルを基準に正規化している. 巻線仕様である各相各極のコイル数に対して, 起磁力分布係数と電磁力励振振動は定性的に合うことが確認できる. 2.5 節において巻線仕様を変えた場合の電磁力励振振動を起磁力分布係数から相対的に推測できることを数値解析で示したが, 実験検証においても推測可能であることを示すことができた.

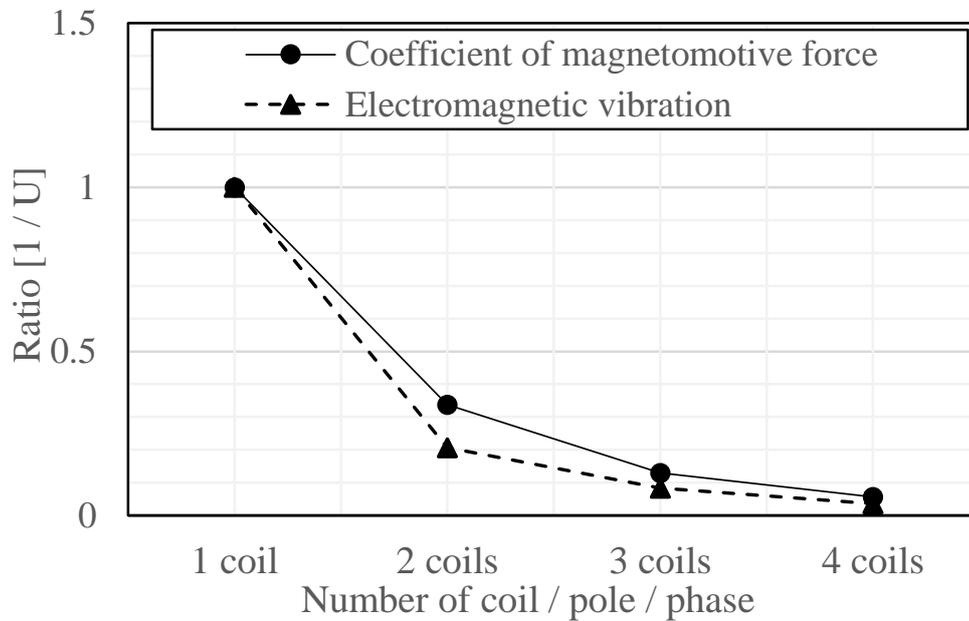


Fig.2-48 Comparison between coefficient of magnetomotive force and electromagnetic vibration

## 2.8 まとめ

ファンモータに使用されるファン用小型2極誘導機において、エアギャップに生じる起磁力分布とその時間変化に対する電磁力および電磁力励振振動の関係を検証するため、巻線仕様である各相各極のコイル数を系統的に変化させたサンプルに対して数値解析と実験検証を行い、以下の知見を得た。

- 1) 数値解析の磁界解析と構造解析により電磁力と電磁力励振振動を求め、各相各極のコイル数の違いにより電磁力と電磁力励振振動が変化することがわかった。
- 2) 数値解析により、各相各極のコイル数を多くするほど、起磁力分布を正弦波形に近づけることができ、電磁力励振振動（半径方向）を小さく抑えることができる。同様に、巻線仕様を工夫することで溝高調波に起因する電磁力を小さく抑えることができる。
- 3) 起磁力分布の違いを定量化する指標として、正弦波形との差を自乗和平方根で表した「起磁力分布係数」を定義して起磁力の影響を評価した結果、各相各極のコイル数が少ないと起磁力の空間分布波形の時間変化は大きく起磁力分布係数も大きくなることがわかった。
- 4) 起磁力分布係数と数値解析により求めた電磁力励振振動に相関のあることが確認できた。
- 5) 探りコイル法による磁束電圧とその時間変化の測定結果から得た磁束分布係数により、巻線仕様による磁束分布を定量化し、その違いを明確にすることができた。
- 6) 実測値である磁束分布係数と理論値である起磁力分布係数の相関関係から、実機における起磁力分布は理論値とほぼ一致することが確認できた。
- 7) 電磁力励振振動はモータ側面の径方向で発生しており、各相各極のコイル数が多いほど起磁力分布は正弦波に近くなるとともに時間変化も小さくなり、電磁力励振振動を小さく抑えることができる。
- 8) 理論値である起磁力分布係数と実験により求めた電磁力励振振動に相関があることを確認できた。
- 9) 数値解析と実験により、巻線仕様である各相各極のコイル数を変えた場合の電磁力励振振動を、起磁力分布係数から相対的に予測することが可能である。

- 10) 各相各極 1 コイルでは精密機器に悪影響を及ぼす  $0.3\text{m/s}^2$  を超える振動が発生していることを確認したが、コイル数を増やすことで  $0.3\text{m/s}^2$  以下に小さく抑えることができる。
- 11) ロータの溝高調波による振動が、軸方向および接線方向で発生していることが確認できた。ただし、振動レベルは電磁力励振振動に比較して小さく、精密機器に悪影響を及ぼすレベルではない。また、各相各極のコイル数を二つ以上にすることで、溝高調波による振動を小さく抑えることができる。
- 12) 電磁力励振振動は、固有モードから大きく離れていることから、共振現象による振動ではないと考えることができる。また、電磁力によって加振された応答形状はモータ側面の半径方向に運動する形状である。

## 第3章 軸受揺動振動の低減

### 3.1 はじめに

軸流形式のファンモータは、適度な風量と静圧特性を持ち、かつ軸方向に薄型であることから、高密度化された小型の電子機器などの換気冷却に広く使用されている。その寿命は一般的に3年程で、定期交換部品に位置付けられているが、最近は一般的な装置だけでなく、携帯の基地局や風力発電装置および太陽光発電装置など定期メンテナンスが困難な場所に設置される装置の冷却に使われるようになり、メンテナンス費用削減のため、ファンモータに対して10年を超える耐用年数が要求されている。

軸流式のファンモータは玉軸受を採用し、軸受メーカーが推奨する精密なはめあいで製造されるために3年程度で寿命が問題になることはないが、10年では軸受外輪（以下、外輪と略記）とフレームのハウジング（以下、ハウジングと略記）のはめあい部がフレッチング摩耗を起こしてしまふことがあり、その発生を防止するための対策が必要である。

第3章では、軸受の揺動振動により発生する、フレッチング摩耗を防止するため、軸受の揺動振動の低減対策について検討した結果を述べる。

3軸のレーザドップラ振動計（Laser Doppler Vibrometer (LDV)）（以下、LDVと略記）を用いて、外輪の微細振動を測定し、3次元の実稼働振動形状解析（Operating Deflection Shapes (ODS) Analysis）（以下、実稼働解析と略記）を行い、振動モード形状を求めた。その結果、ファンモータの軸受外輪振動は、軸の振れ回りに起因する外輪の「揺動振動」と軸受全体が軸方向に同位相で振動する「並進振動」の二つが発生していることがわかり、これらの結果から、フレッチング摩耗の原因が軸の振れ回りによる外輪の「揺動振動」に起因することを示した。

さらに、軸受とハウジングのはめあい隙間と揺動振動の関係を調べた。寸法が異なる2種類の軸受について、はめあい寸法を系統的に変えた場合の揺動振動を測定し、はめあい寸法と揺動振動に相関があることを示すとともに、連続高温試験の結果を考慮し、フレッチング摩耗を防止することができるはめあい寸法の決定指針を示した。併せて、軸受とハウジング間にグリスを塗布することによる効果を定量的に示した。

## 3.2 供試モデル

### 3.2.1 供試モデルの仕様

Fig.3-1 と Fig.3-2 に一般的な軸流形式のファンモータの外観とその内部構造を示す。供試モデルのファンモータは大きさが 120 mm 角の軸流形式で、ファンフレームとモータ部品であるステータとロータから構成される。ステータはハウジングに取り付けられ、ロータには羽根と軸が固定されており、二つの軸受で保持されている。Fig.3-3 に軸受の外観を、Fig.3-4 に軸受の構造と構成部品<sup>(3-1)</sup>を示す。軸受はミニアチュア深溝玉軸受で、保持器は樹脂製、シールは軽接触タイプの樹脂製である。

軸受は、ハウジングに外輪側が、ロータに固定されたシャフトに内輪側がそれぞれ「すきまばめ」され、ばねによる定圧方式で軸方向に予圧を与えている。軸受を圧入固定する定位置予圧方式にすれば、フレッチング摩耗を防ぐことができるが、このサイズのファンモータでは自動組み立てによるコストダウンを優先するため定圧予圧方式を採用している。

ステータに電流を流すと回転磁界が生じ、永久磁石が固定されているロータと羽根が回転し、風が流れる仕組みになっている。このとき、軸受には予圧が掛かっているため、内輪は軸と一緒に回転し、外輪はハウジングに固定され回転しない。ただし、外輪とハウジングはすきまばめのため、内輪の動きが軸受の転動体を介して外輪に伝わり振動が生じる。



Fig.3-1 Appearance of fan motor

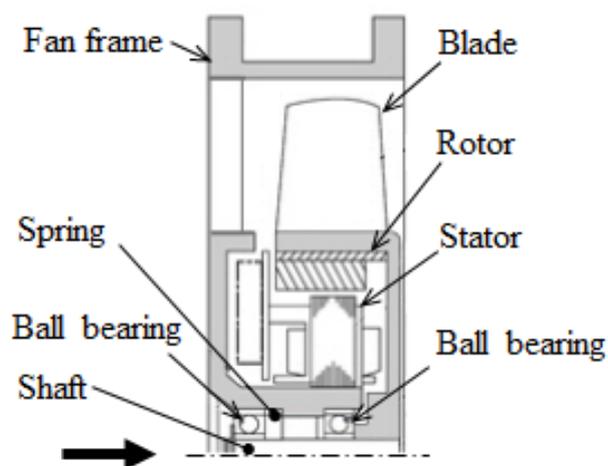


Fig.3-2 Structure of fan motor



Fig.3-3 Appearance of ball bearing

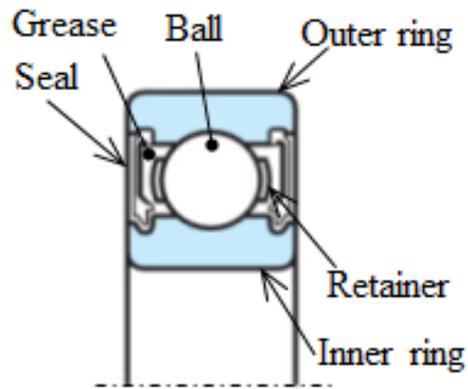


Fig.3-4 Structure of ball bearing

### 3.2.2 寿命

Fig.3-5 に一般的にバスタブカーブとよばれる故障率曲線<sup>(3-2)</sup>を示す. この曲線の横軸は経過時間, 縦軸は故障率で, 時間経過に伴う故障率の変化による製品の寿命を表している. 製品の寿命は, 主に製品の製造上の欠陥によって発生し, 時間の経過とともに故障率が減少していく「初期故障期間」, 主に突発的事象による故障で, 時間の経過に関連のない「偶発故障期間」, 主に磨耗や疲労など特定の不良モードによる故障で, 時間の経過とともに増加していく「摩耗故障期間」からなる. ここで, 耐用年数 10 年間というのは, 摩耗故障に至るまでの時間が 10 万時間以上であるということである.

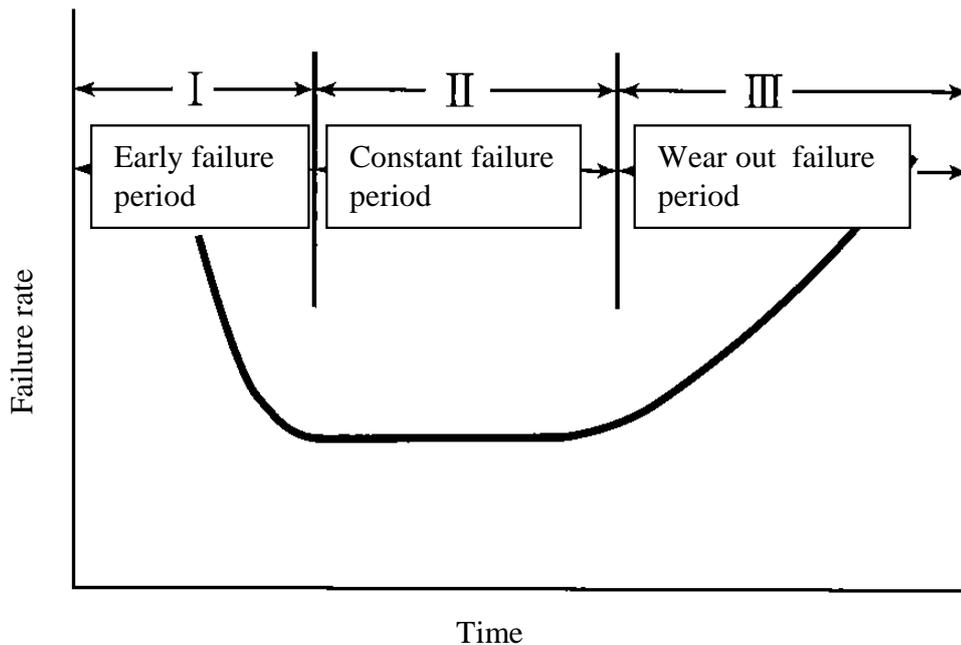


Fig3-5 Bathtub curve

### 3.3 実験によるフレッチング摩耗の検証

高温環境でのファンモータの加速劣化試験を実施した. Fig.3-6 に試験前の軸受部の外観と部品構成を, Fig.3-7 に試験後 (6 万時間相当) を示す. どちらも Fig.3-2 のファンモータ構造図において矢印で示した矢視図で, このファンモータの外輪とハウジングのはめあいすきまは軸受メーカーの推奨値の最大値である  $19\mu\text{m}$  である.

Fig.3-7 より外輪の外周周辺に摩耗粉が発生していることが確認できる. Fig.3-8 にハウジング摩耗部の軸方向断面図を示す. 左図に○で囲んだハウジングの摩耗部 (軸受との接触面) の断面形状を形状測定器で測定し, 右図にそのプロファイルを示す. ハウジングの摩耗部は外輪の軸方向長さと同じであるので, 外輪がハウジングに対する相対的な動きによって摩耗が発生していると推測できる.

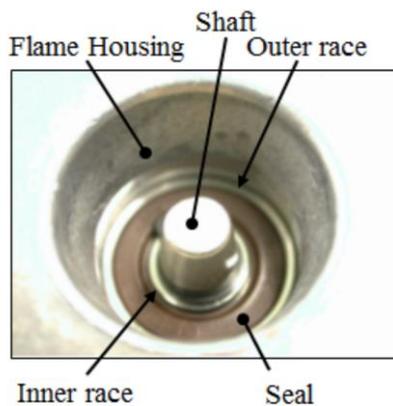


Fig3-6 Structure of ball bearing section of fan motor



Fig3-7 Abrasion powder caused by fretting corrosion

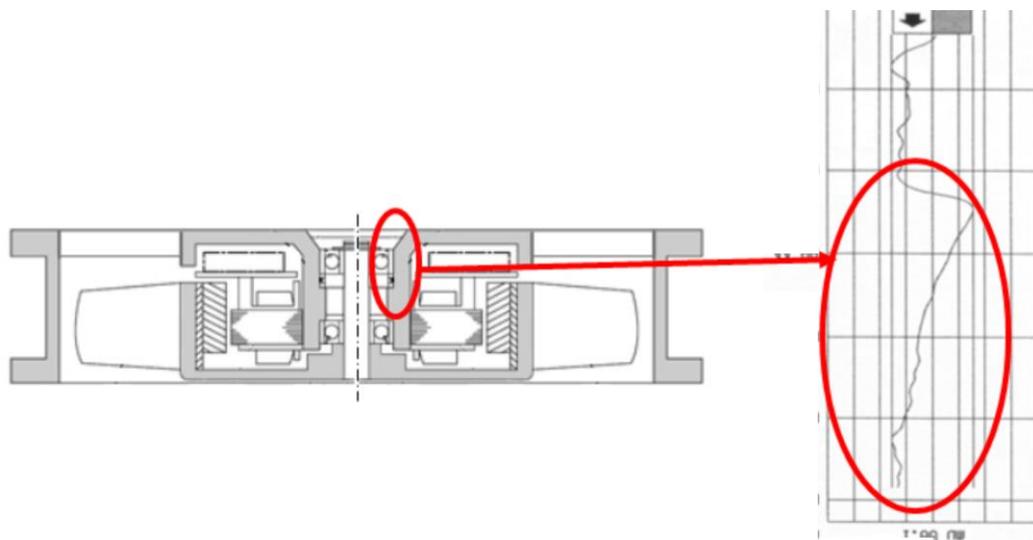


Fig3-8 Across section of flame housing

### 3.4 実稼働解析による軸受振動の検証

#### 3.4.1 実験装置

3-3 節で示したハウジングの摩耗の発生原因を調査するために、回転時における軸受の振動モードを実稼働解析で求めた。回転速度は 3300r/min である。Fig.3-9 に実験装置の構成を、Fig.3-10 に実験装置の計測の様子を示す。ファンモータを除振台の上に固定し、外輪とフレームの振動を 3 軸 LDV で測定し、その結果を FFT アナライザで処理してパソコンに取り込み実稼働解析した。3 軸 LDV は小野測器製 LV-1720<sup>(3-3)</sup>、FFT アナライザは小野測器製 DS2000、実稼働解析ソフトはシステムプラス製 ME`scope<sup>(3-4)</sup> を使用した。Fig.3-9 に示すように、ファンモータの軸方向を Z 軸、径方向を X 軸および Y 軸とした。Fig.3-11 にファンモータ部の拡大図を、Fig.3-12 に軸受部の拡大図を示す。Fig.3-12 に示す黒点が測定箇所である。外輪を 8 点、外輪の動きと比較するための静止系参照点として外輪の外側にあたるフレーム部を 8 点、合計 16 点を測定した。一度に 16 箇所全ての測定はできないため、Fig.3-11 に示すようにフレーム端点の回転一次振動を加速度ピックアップで測定し、それを基準信号とすることで各測定の位相を合わせた<sup>(3-5)</sup>。

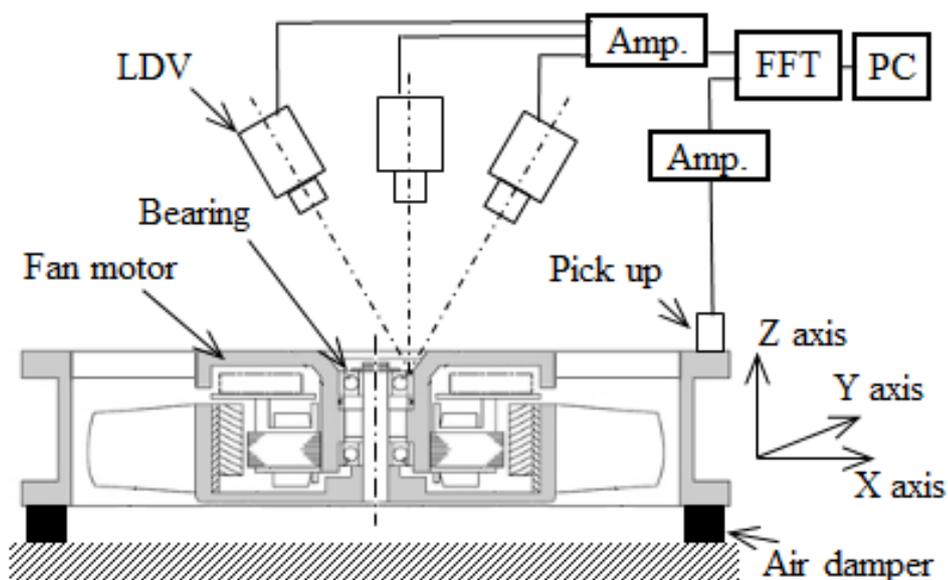


Fig.3-9 Experimental set up

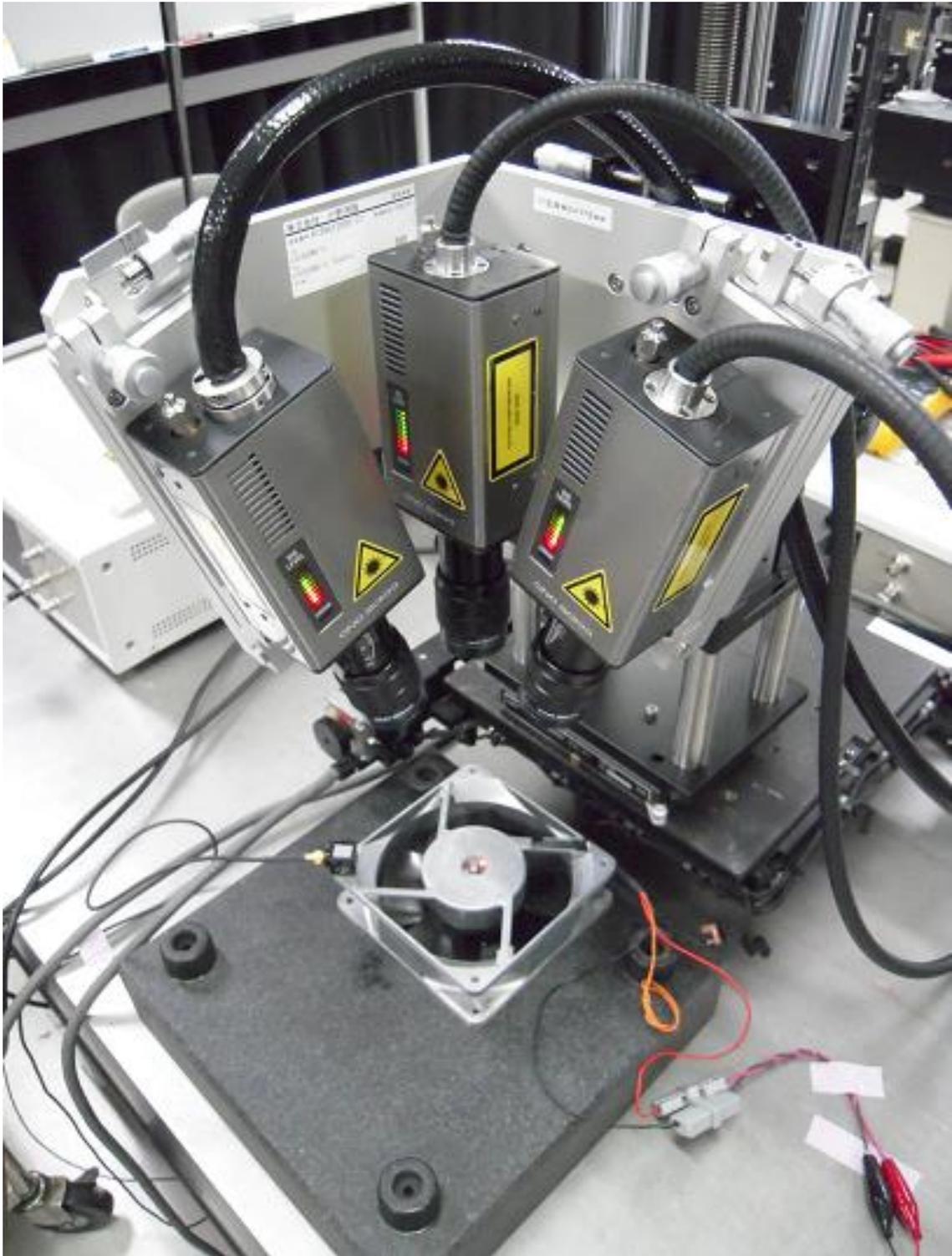


Fig.3-10 Appearance of set up

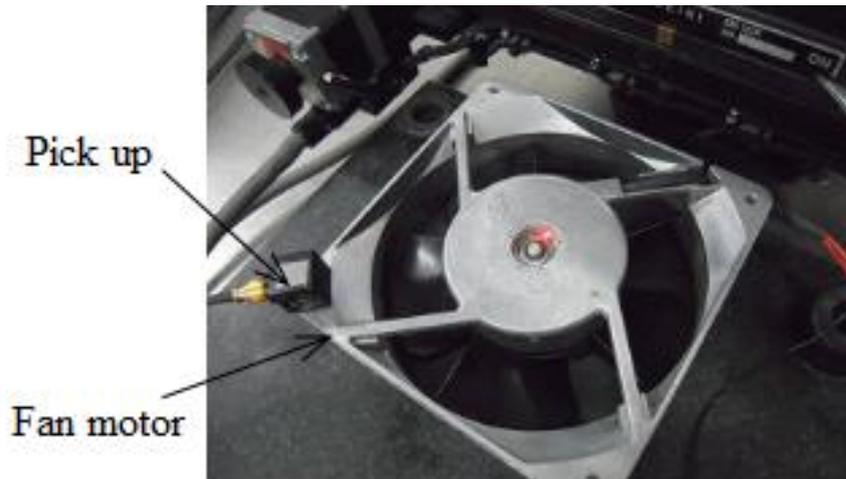


Fig.3-11 Experimental sample of fan motor

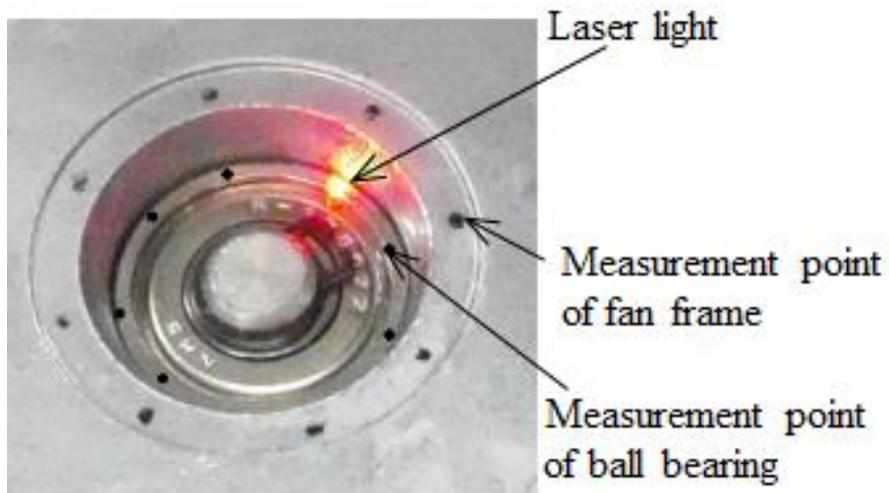


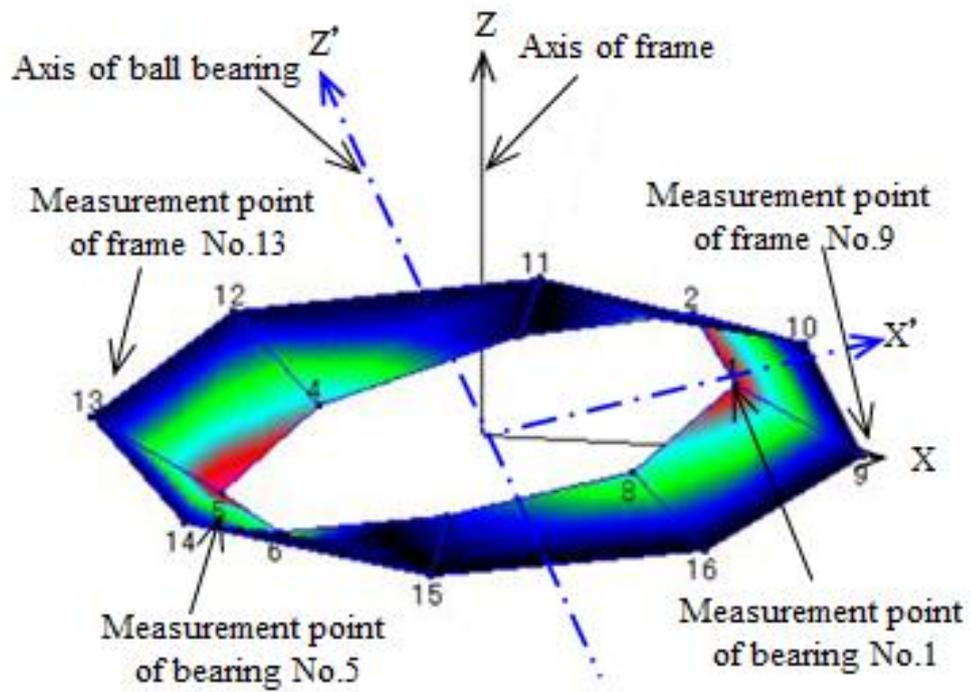
Fig.3-12 Measurement points

### 3.4.2 軸受外輪の揺動振動

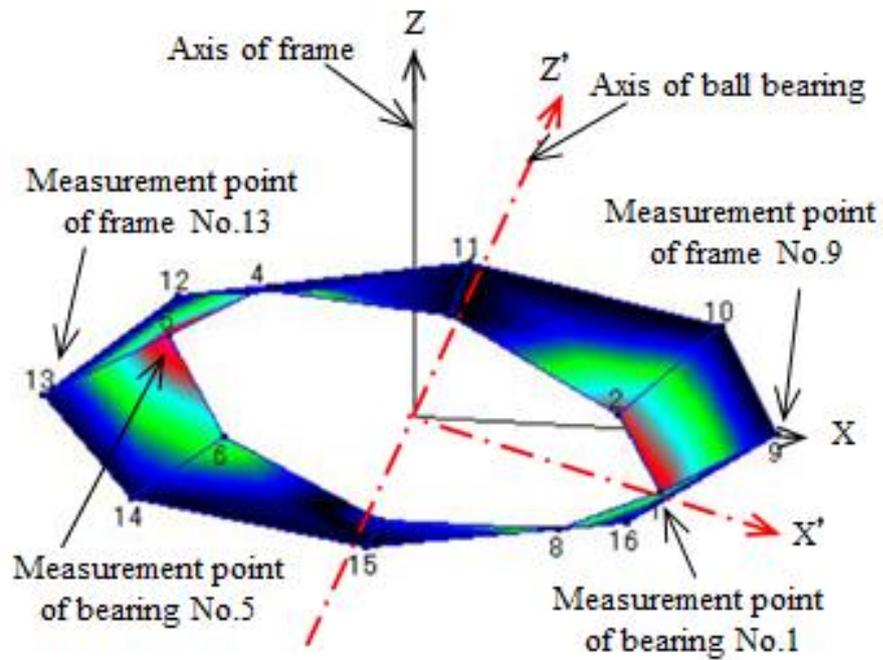
実稼働解析の結果、55 Hz と約 278 Hz の二つの振動モードが確認できた。

Fig.3-13 に 55 Hz の 3 次元振動モードを示す。測定点 No.1~8 が外輪，測定点 No.9~18 がフレーム上の測定点である。55 Hz は回転一次振動であり 1 周期（ロータ 1 回転分）は 18ms である。Fig.3-13 (a) に  $t=0\text{ms}$ ，(b) に  $t=9\text{ms}$ （位相  $180^\circ$ ，ロータ 1/2 回転分）の振動モードを示す。Fig.3-14 は Fig.3-13 を 2 次元（X-Z 平面）で示したものである。

外輪の測定点 No.5 は  $t=0\text{ms}$  のときに Z 軸最下点， $t=9\text{ms}$  のときに Z 軸最上点となり， $t=18\text{ms}$  で Z 軸最下点に戻り，外輪の各測定点は 1/8 波長（ $45^\circ$ ）の位相差で，Z 軸方向に振動している。ただし，外輪自体は回転方向には動いてはおらず，振動が隣接する測定点に波動として伝搬されているだけである。また，その原因は回転している内輪の振れ回りによる揺動運動が外輪に伝わり，その影響で外輪も揺動振動するためと考えられる。つまり，外輪とハウジングの間のフレッチング摩耗は，回転している内輪の揺動運動が外輪に伝わり，外輪が揺動振動することで発生していると考えられる。この測定例での振動の振幅は数十  $\mu\text{m}$  であり，フレッチング摩耗の原因となり得るレベルである。



(a)  $t = 0$  ms



(b)  $t = 9$  ms

Fig.3-13 3D mode shape at 55Hz

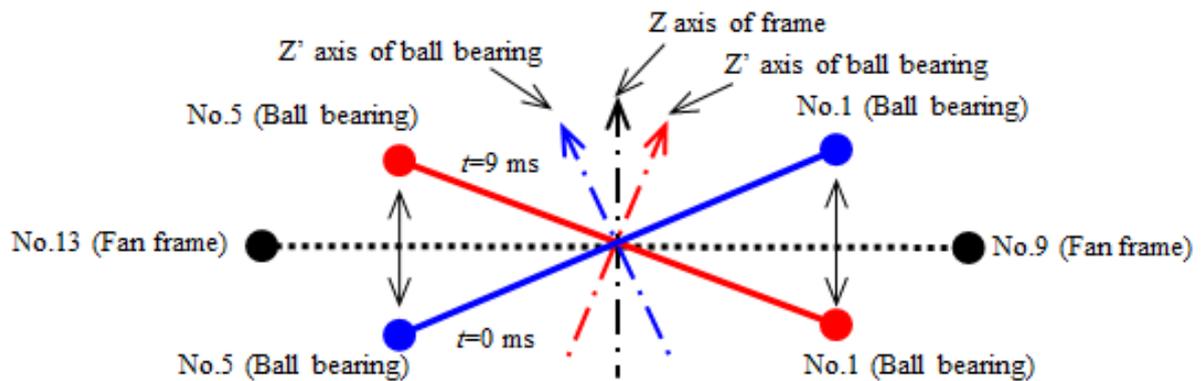
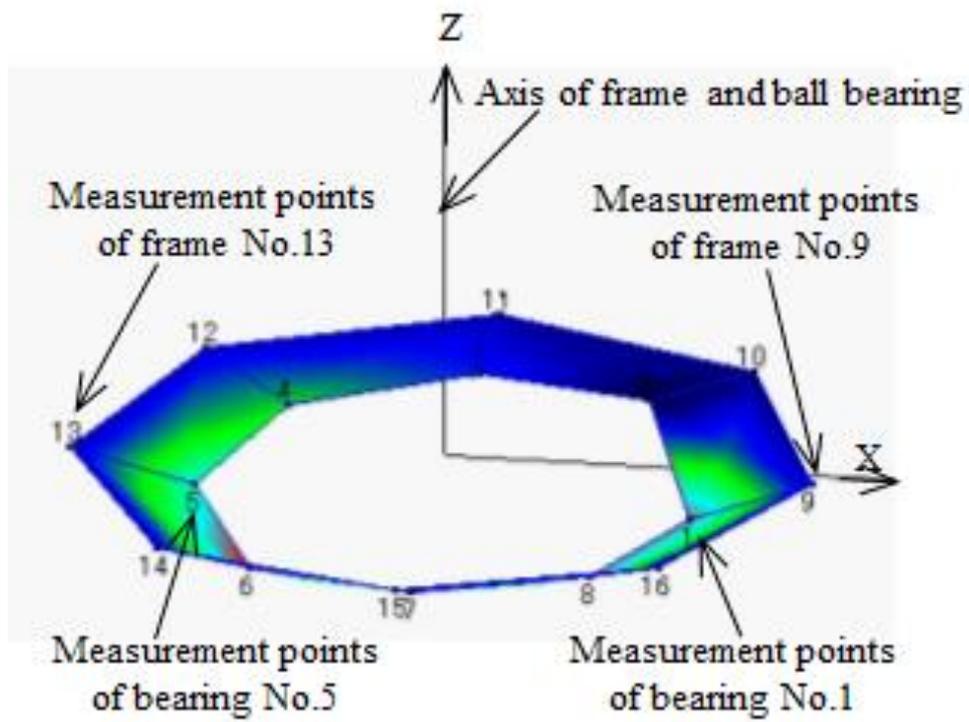


Fig.3-14 2D mode shape at 55H

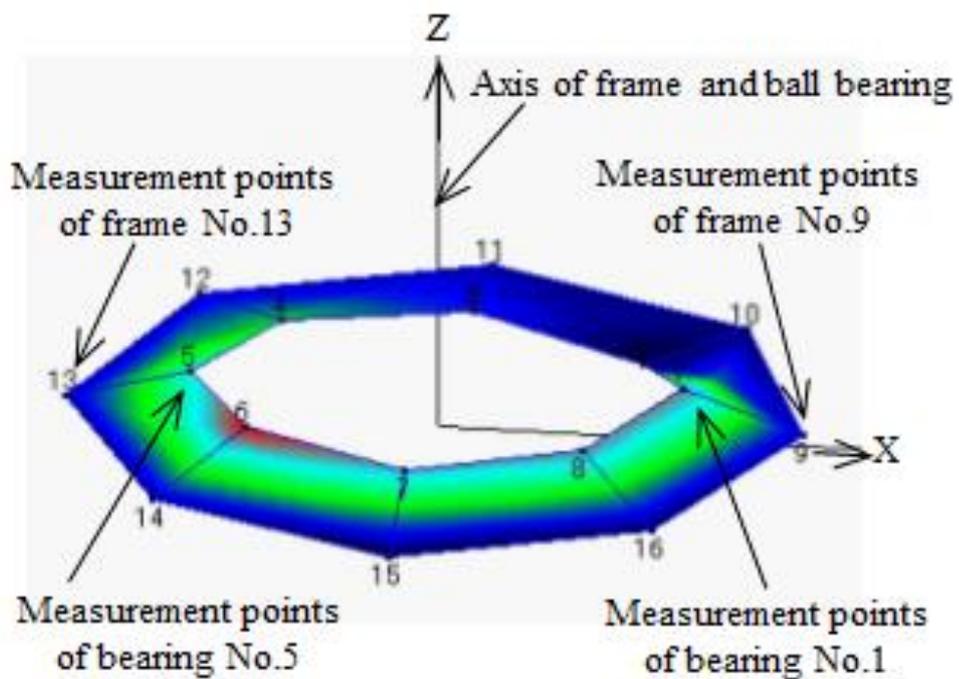
### 3.4.3 軸受外輪の並進振動

Fig.3-15 に 278Hz の 3 次元振動モードを示す．1 周期は 3.6ms である． Fig.3-15 (a) に  $t=0\text{ms}$ ，(b) に 1/2 周期進んだ  $t=1.8\text{ms}$  のときの振動モードを示している．内輪側測定点 No.1～No.8 の振幅が若干違っているため等高線図の色が異なっているが，同位相での運動である． Fig.3-16 は， Fig.3-15 を 2 次元 (X-Z 平面) で示したものである．

外輪の測定点 No.1 と No.5 は  $t=0\text{ms}$  のときに Z 軸最下点，1/2 周期進んだ  $t=1.8\text{ms}$  のときに Z 軸最上点となり，  $t=3.6\text{ms}$  で Z 軸最下点に戻る．外輪の各測定点は全て同位相で，外輪全体が Z 軸方向に並進振動しているモードである．この測定例での振幅は数  $\mu\text{m}$  程度であり振動の方向が軸方向であることからフレッチング摩耗は発生しないと考えられる．



(a)  $t=0$  ms



(b)  $t=1.8$  ms

Fig.3-15 3D mode shape at 278Hz

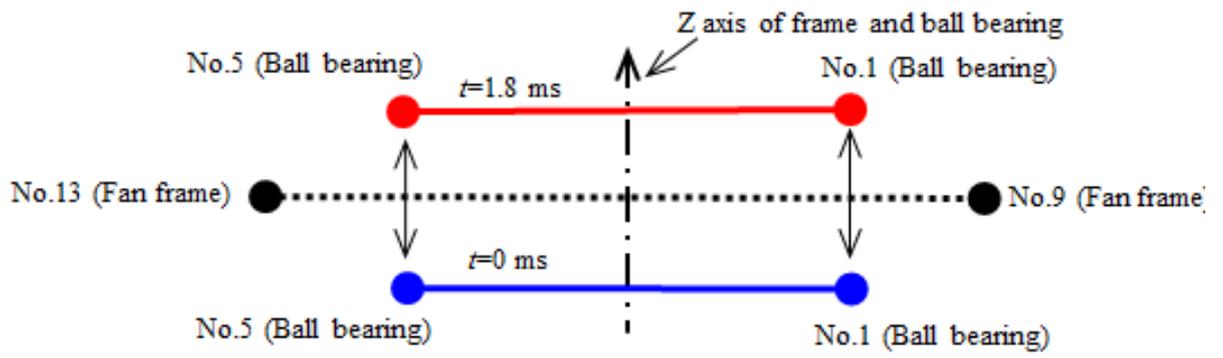


Fig.3-16 2D mode shape at 278Hz

### 3.5 実験による軸受外輪振動の検証

#### 3.5.1 軸受外輪の揺動振動

実稼働解析の結果から、55Hz の軸受外輪振動は内輪の振れ回りに起因する揺動振動であることがわかった。そのため、軸受の大きさ、外輪外径とハウジング内径の隙間（以下、はめあい隙間と略記）、ロータの不釣合い量の 3 種類の因子に対して軸受外輪振動との関係を検証した。

Table 3-1, Table 3-2 および Table 3-3 にそれぞれ軸受の大きさ（寸法）、はめあい隙間、不釣合い量の各水準を示す。軸受は外径と幅が異なる 2 種類、はめあい隙間は軸受 No.1 に対して 3 水準、軸受 No.2 に対して 2 水準、ロータの不釣合いは 3 水準を検証した。また、はめあい隙間にグリスを塗布した場合の効果も検証した。はめあい隙間、不釣合い量および揺動振動の振幅値については最大値を 1 として正規化して表している。はめあい隙間と揺動振動のオーダーは数十  $\mu\text{m}$ 、不釣合い量は数百 mg である。実験では、Fig.3-9 と Fig.3-10 に示した実稼働解析と同じ測定系を使い、LDV で 55Hz の Z 軸方向振動を測定した。

Table 3-1 Specification of ball bearing

Sample	Outer diameter	Height
No.1	13 mm	4 mm
No.2	16 mm	5 mm

Table 3-2 The level of fitting clearance (gap) between ball bearing and housing

Level	Ball bearing No.1	Ball bearing No.2
1	1.0	0.74
2	0.61	0.52
3	0.37	

Table 3-3 The level of rotor unbalance

Level	Unbalance
1	1.0
2	0.79
3	0.53

Fig.3-17 に軸受サイズ 2 種類に対して，はめあい隙間を変えた場合の実験結果を示す．不釣合い量は全て  $1[1/U]$  である．はめあい隙間と軸受外輪振動は比例関係にあり，はめあい隙間を小さくすると軸受外輪振動も小さくなる．また，サイズの大きい軸受 No.2 の場合の軸受外輪振動は，軸受 No.1 に対して同一隙間で 30%程小さい値となった．Fig.3-18 に軸受 No.1 について，不釣合い量を変えた場合の実験結果を示す．全てのはめあい隙間に対して，不釣合い量と軸受外輪振動は比例関係にあり，不釣合い量を小さくすると軸受外輪振動も小さくなる．

Fig.3-19 と Fig.3-20 に外輪にグリスを塗布した場合の実験結果を示す．Fig.3-19 は軸受サイズ 2 種類に対して，はめあい隙間を変えた場合の実験結果で，不釣合い量は全て  $1[1/U]$  である．Fig.3-20 は，軸受 No.1 に対して不釣合い量を変えた場合の実験結果を示す．全ての条件において，グリスを塗布することで振動を  $1/3 \sim 1/10$  低減することができることがわかった．この低減率は軸受が大きい程，はめあい隙間が小さい程著しい．

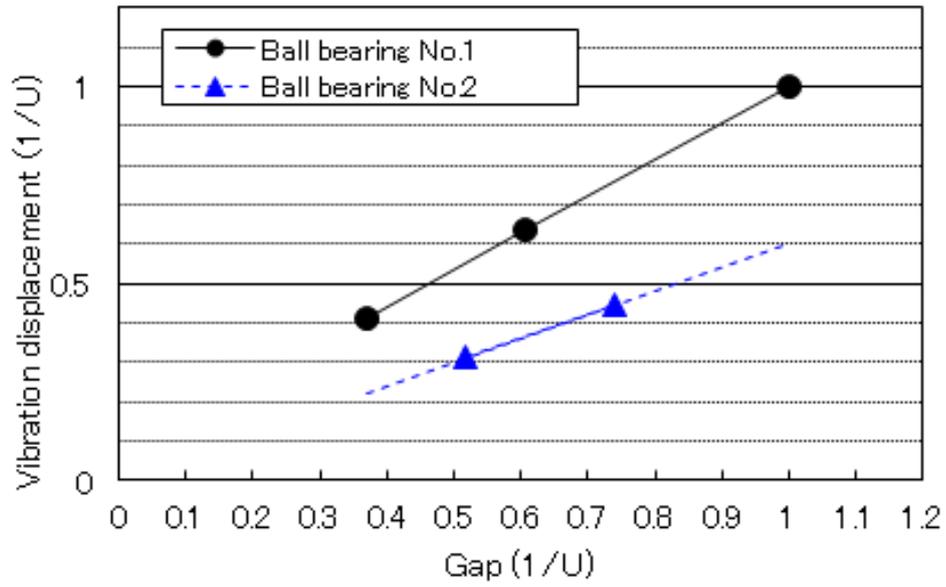


Fig.3-17 Vibration related to gap

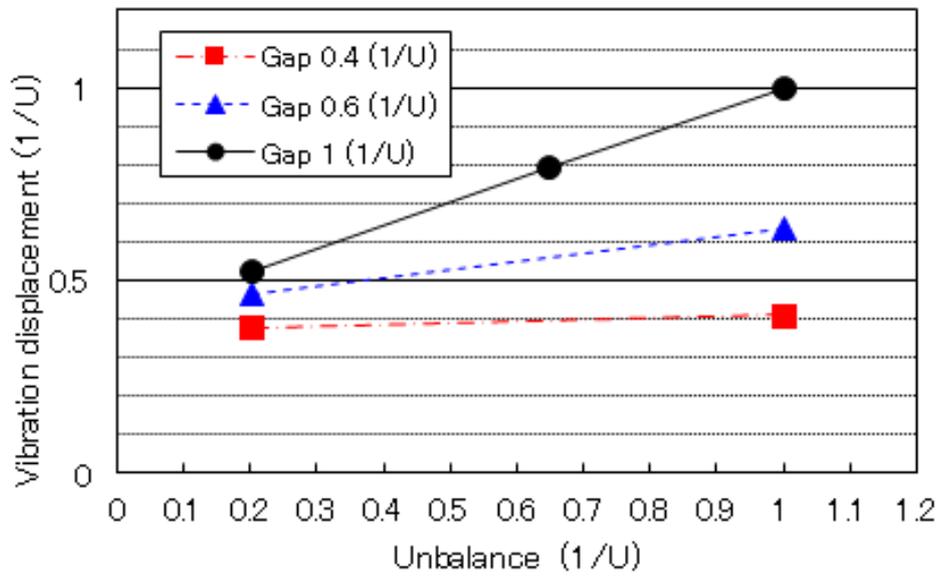


Fig.3-18 Vibration related to unbalance

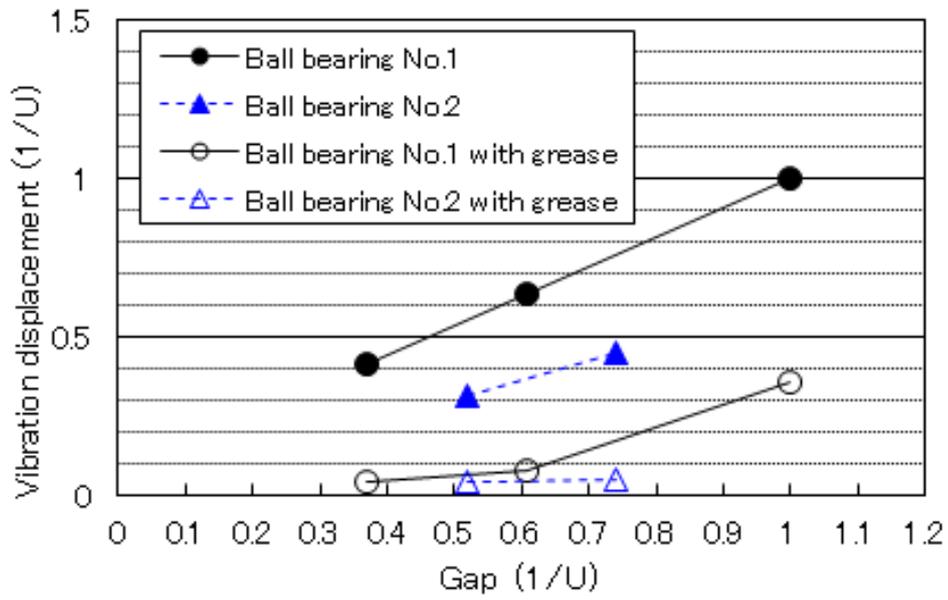


Fig.3-19 Vibration related to gap coated with grease

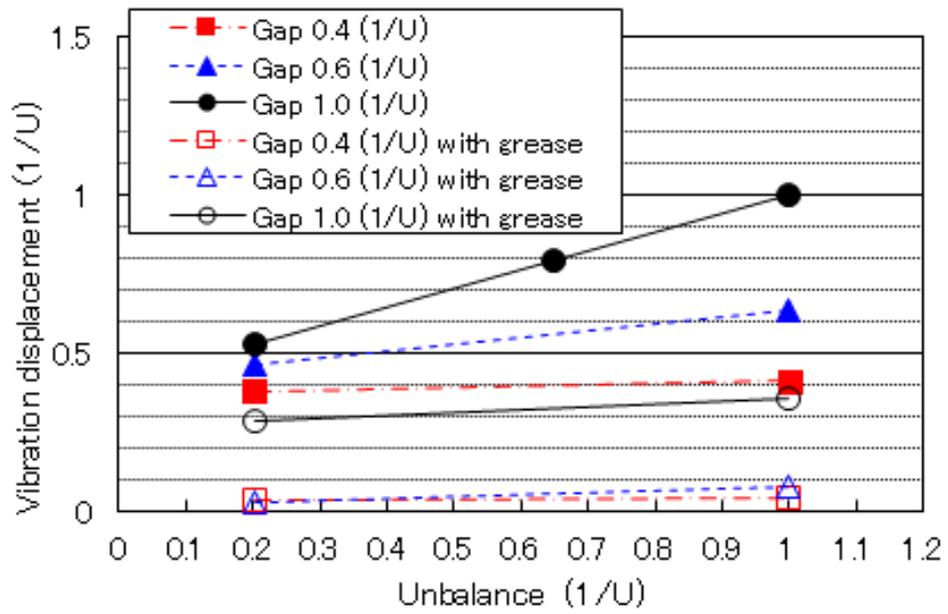


Fig.3-20 Vibration related to unbalance coated with grease

### 3.5.2 軸受外輪の並進振動

実稼働解析の結果から、278Hzの軸受外輪振動は軸方向に並進する振動であることがわかった。また、この周波数は回転5次の周波数である。このファンモータの羽根枚数は5枚であるため、羽根の推力による圧力変動が加振源となり、軸方向振動が発生したと考えられる。

そのため、羽根（ロータ）の不釣合い量6.3級（JIS B 0905）を満足するように調整したサンプルを作成し、Fig.3-11で示した加速度ピックアップによる測定系を用いて、軸方向振動と径方向振動を測定した。このときの不釣合い量はロータ外径位置で約200mgである。次にサンプルの一つについて羽根を取り除き、不釣合い量は羽根を取り除く前と同じになるように再調整し、軸方向振動と径方向振動を測定した。

Fig.3-21に測定結果を示す。横軸は軸方向振動、縦軸は径方向振動で、どちらも最大値を1として正規化している。サンプルA～Hの8サンプルは羽根が付いたサンプル（以下、羽根有りと略記）で、その中のサンプルB（□印）の羽根を取り除いたもの（以下、羽根無しと略記）を■印（B w/o blade）で示した。羽根有りのサンプルの振動は、軸方向も径方向もほぼ同じぐらいの値になっている。それに対して、羽根無

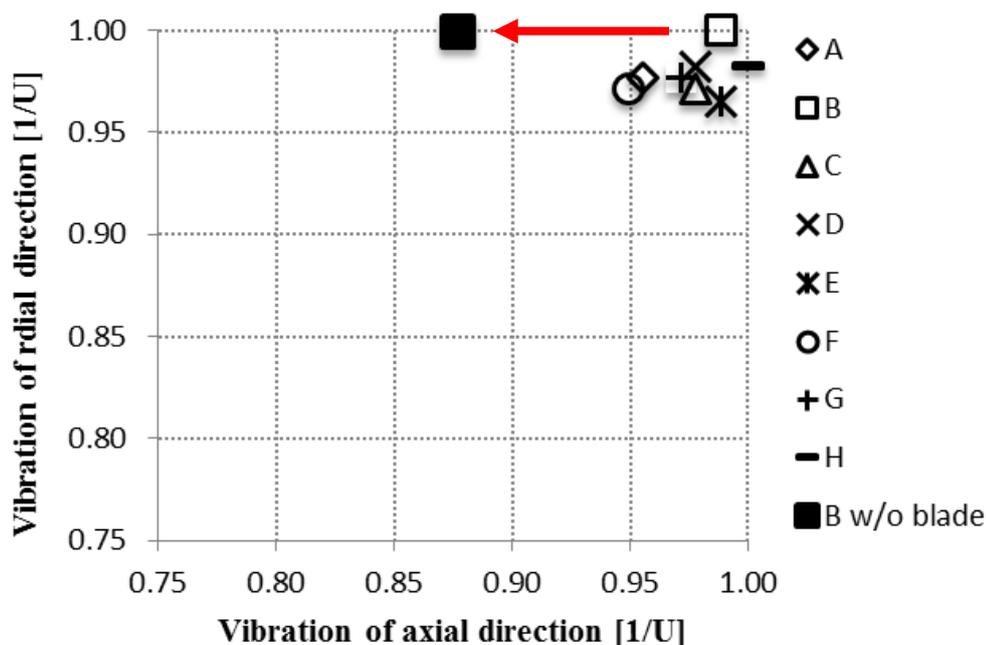


Fig.3-21 Vibration related to blade

しのサンプルは、羽根有りの不釣合い量と同じであるので、径方向振動は羽根がある場合とほぼ同じレベルであるが、軸方向振動は小さくなっている。

以上のことから、羽根の推力による圧力変動が起因となって外輪の並進振動が発生したと考えられる。

### 3.6 まとめ

非接触式の LDV と実稼働解析を使い軸受振動とその振動モードを定量化した結果、以下の知見を得た。

- 1) ファンモータの軸受外輪振動は、軸の振れ回りによる「揺動振動」と軸受全体が軸方向に同位相で振動する「並進振動」の二つが発生している。
- 2) 揺動振動の振幅値は、軸受外輪とハウジングとのはめあい隙間および不釣合い量に比例して大きくなり、軸受の大きさに反比例して小さくなる。この振動の振幅値はフレッチング摩耗の原因となり得るレベルであった。
- 3) 並進振動は、はめあい隙間が大きくても振幅は数  $\mu\text{m}$  であり、フレッチング摩耗の原因とはならない。この原因は羽根の推力と考えられる。
- 4) 軸受外輪にグリスを塗布することにより、揺動振動を抑えることができる。
- 5) 揺動振動を抑えることで、ファンモータの耐用年数を増やすことが可能となる。

## 第4章 外部機器による高周波励振振動の低減

### 4.1 はじめに

省エネや低騒音化を目的に、ファンモータをインバータで駆動させ、熱負荷に応じて最適な回転速度で運転することが一般的となっている。このときインバータのPWM制御（Pulse width modulation control）信号が加振源となって発生するキャリア周波数（Carrier frequency）を基本周波数とする数kHz以上の高周波数の振動（以下、高周波励振振動と略記）に起因する放射音の発生が問題となる。この放射音は、オーバーオール（Overall (OA)）（以下、OAと略記）を引き上げるほど大きくはないが、特定の周波数が際立って大きくなるために耳障りに感じ、周りにいる人たちを不快にしまう。

PWM制御信号によるキャリア周波数を基本周波数とする高周波励振振動を抑えるには、加振に対するファンモータの各部品の応答を小さくすることが必要になる。具体的な対策としては、共振現象を避けるためにファンモータの各部品の固有振動数をインバータの加振周波数からずらすこと、強制加振により発生する振動を小さくするために部品の剛性を上げることや形状変更により応答形状を変えることなどが挙げられるが、どちらの方法でも実稼働状態での各部品の振動モード形状がわかれば対策がしやすくなる。

この時、静止系の部品であるファンフレームやモータの各部品であれば、ファンモータを稼働させた状態での実稼働解析から問題なく振動モード形状を算出することが可能であるが、高速で回転している羽根などの測定や検証は次の理由から難しい。

- 1) 振動測定には加速度ピックアップが一般的に使われるが、加速度ピックアップは重すぎて回転軸の不釣り合い振動が発生してしまう。そのために、出力信号の小さな歪ゲージによる歪応答などを利用しなければならない。
- 2) 回転している羽根の歪信号を、スリップリング等を介して静止系の測定機器に伝達する必要があるが、スリップリングはその構造からノイズが発生しやすい。
- 3) この時、共振現象による振動であれば比較的大きな信号を得られるのでスリップリング等によるノイズの影響を受けにくいですが、強制振動の場合は信号が小さいのでノイズの影響を受けてしまう。

第4章では、インバータ駆動ファンモータの羽根において、インバータのPWM制御信号が加振源となって発生するキャリア周波数を基本周波数とする高周波域の加振により発生する羽根の強制振動に対して、接点が接触摺動方式のスリップリングの代わりに回転接触方式のロータリコネクタを使うことで、歪応答による実稼働解析が可能であることを検証した結果を示す。

最初に、キャリア周波数を2kHzおよび15kHzに設定したインバータで駆動したファンモータについて、騒音測定とトラッキング分析を行い、キャリア周波数2kHzの場合には羽根から2kHzの耳障りな放射音が発生し対策が必要なことを示す。併せて、実験と数値解析による羽根の周波数応答関数の結果から、羽根には2kHzの固有振動数はなく、放射音は共振現象による振動が原因ではなく強制振動によるものであることを示す。

次いで、数値解析により2kHzの応答形状が「羽根のカップ天面が軸方向に往復運動する振動モード」であることを求める。この結果を基に、歪応答を利用した実稼働解析を行い、実際に回転している羽根の応答形状が数値解析通りであることを確認し、インバータ駆動したファンモータの羽根において、インバータのPWM制御信号が加振源となって発生するキャリア周波数を基本周波数とする高周波数の羽根の強制振動について、ロータリコネクタを使用した歪応答による実稼働解析が適用可能であることを示す。

併せて、数値解析による周波数応答解析を用いて、2kHzの応答形状に対する各固有モードの寄与率を求め、2kHzの応答形状に対する各固有モードの影響を明らかにし、応答形状や周波数を変更する際に有効な設計データとなることを示す。

## 4.2 実験によるファンモータの騒音評価

### 4.2.1 供試ファンとインバータ

Fig.4-1 と Fig.4-2 にファンモータとインバータの外観を、Table 4-1 と Table 4-2 にファンモータとインバータの仕様を示す。ファンモータは、軸流形式で大きさが 200mm 角で厚みが 90mm、モータ部は AC 入力三相誘導電動機で出力が約 70W である。また、インバータの定格出力は 200W である。



Fig.4-1 Appearance of fan motor



Fig.4-2 Appearance of inverter

Table 4-1 Specification of tested fan motor

Parameter	Value
Fan size	200 × 90 mm
Number of pole	2
Rated frequency	50 Hz
Rated voltage	200 V
Rated output	70 W
Phase	3
Air volume (Max.)	13 m <sup>3</sup> /min
Static pressure (Max.)	220 pa
Rated speed	2850 r/min

Table 4-2 Specification of inverter

Parameter	Value
Max. applicable motor capacity	200 W
Rated frequency	50 Hz
Rated voltage	200 V
Phase	3

インバータは周波数変換器であり，入力電力の周波数を設定した周波数に変換し出力する．Fig.4-3 に一般的な PWM 制御による入出力波形の変化を示す．インバータはコンバータ部とインバータ部から構成される．電圧もしくは電流の入力波形はインバータのコンバータ部によって直流波形に変換され，次に，インバータ部の PWM 制御によって，設定した周波数を持った擬似的な正弦波形に変換された波形となって出力される<sup>(4-1)</sup>．Fig.4-4 にインバータの PWM 制御による出力波形を示す．キャリア周波数をベースとして，スイッチングの出力（ON-OFF）比率を制御し，正弦波に相当する波形を出力する．正弦波形の立ち上がりや立下りにあたる波高値の小さいところは ON 時間を短く，波高値の大きいところは ON 時間を長くする．

この出力波形はエネルギー分布としては正弦波形状になるが，実際には矩形波の高速スイッチングであるため，設定した出力周波数を基本周波数とする基本波形に，キャリア周波数を基本周波数とする高調波が重畳される．その結果としてキャリア周波数を基本周波数とする振動と騒音（放射音）を発生する．このときキャリア周波数が数十 kHz と高ければ聞こえにくくなるが，スイッチングの損失が大きくなり，逆に，キャリア周波数が数 kHz と低ければスイッチングの損失は小さくなるが，耳障りに感じる周波数帯域の音になる．

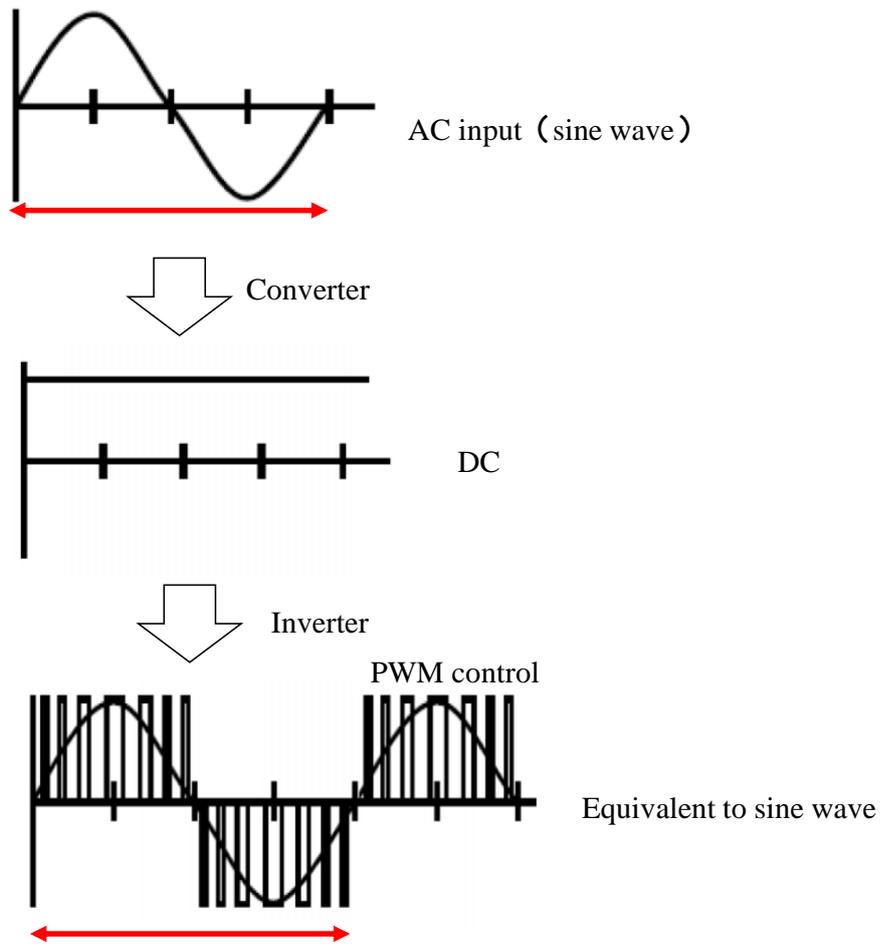


Fig. 4-3 Waveform of PWM control

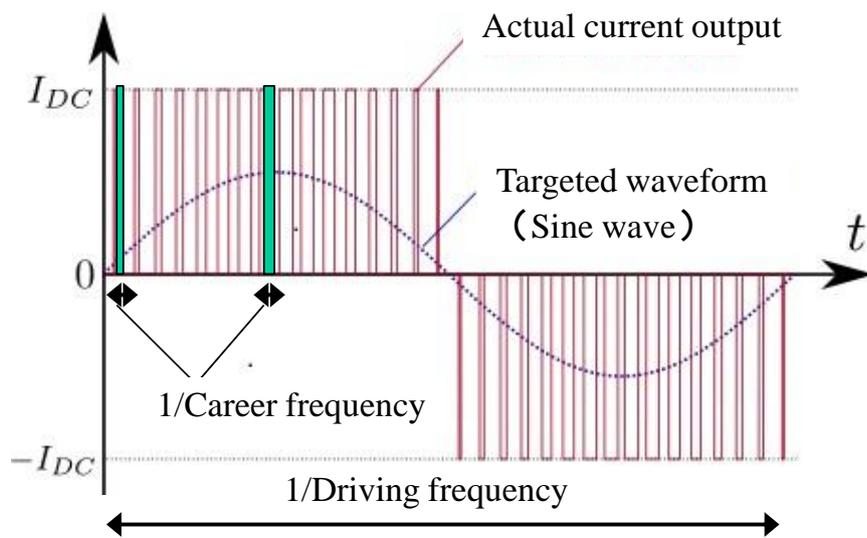


Fig. 4-4 Current waveform based on carrier frequency

#### 4.2.2 トラッキング分析結果

Fig.4-5 に騒音測定構成を、Fig.4-6 に実験装置の計測の様子を示す。ファンモータは糸で吊るして固定し、騒音はファンモータの吸い込み口から 1m の位置にマイクロフォンを設置し FFT アナライザで処理してスペクトルを求めた。

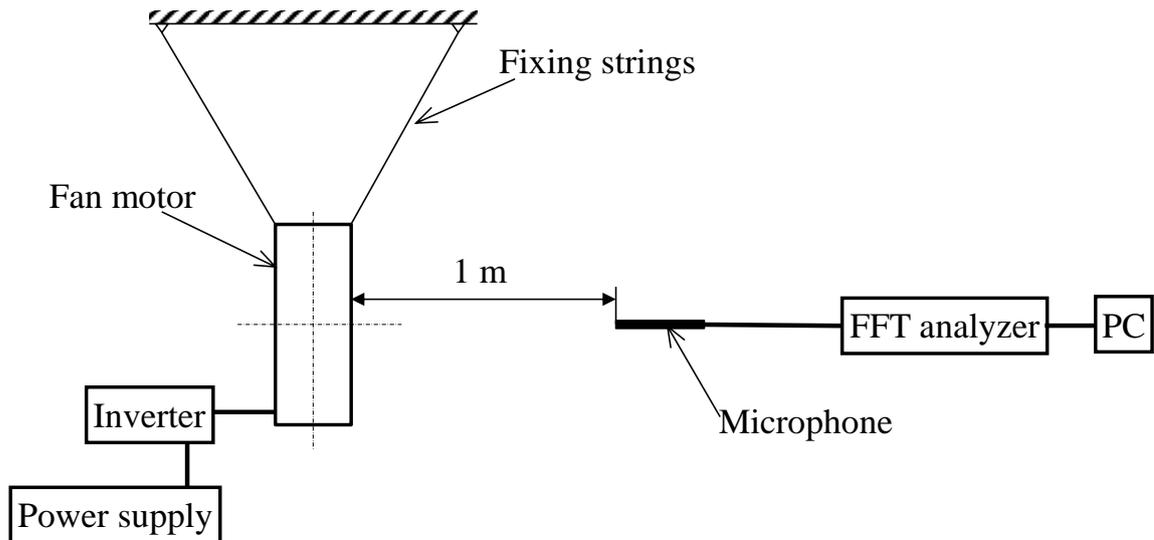


Fig. 4-5 Experimental setup

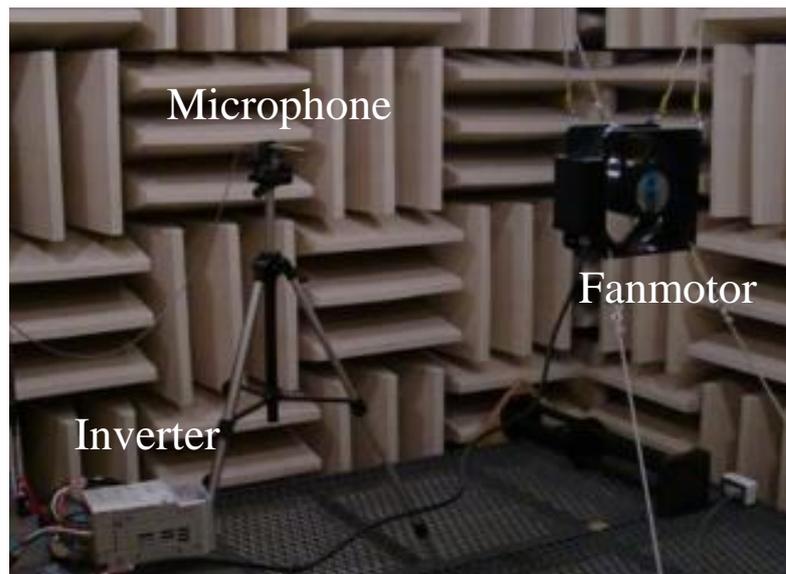


Fig. 4-6 Appearance of setup

Fig.4-7 にファンモータの騒音をトラッキング分析<sup>(4-2)</sup>した結果を示す。3D 表示の等高線図がトラッキング分析の結果で、図の横軸は周波数 0~20kHz、縦軸は騒音レベル 0~70 dB (A) を表示し、右部は回転速度 200~3200 r/min を示す。図の左部の折れ線グラフは周波数 50Hz の騒音レベルのスペクトル、上部の折れ線グラフは回転速度 2510r/min の周波数スペクトルである。このインバータは回転速度に応じてキャリア周波数を変える制御を行っており、回転速度が約 1600 r/min 以上でキャリア周波数は 15kHz となっている。

Fig.4-7 の測定結果について 1600r/min 以上の回転速度域に対して検証する。翼通過音と PWM 制御信号に起因するキャリア周波数 15kHz を基本周波数とする騒音が発生していることが確認できる。

翼通過音は羽根の翼端が通過する際の圧力変動によって発生し、その周波数は回転速度×羽根枚数（5 枚）であるので、回転速度に依存して変動する。たとえば、回転速度が 1800r/min のときの翼通過音の周波数は  $1800/60 \times 5$  枚=150Hz、3000r/min のときは 250Hz となり、回転速度の上昇に応じて周波数も高くなる。また、翼通過音は回転する羽根の圧力変動に起因するため回転速度が高い方が圧力変動も大きくなり、その結果、騒音レベルも大きくなる。Fig.4-7 に示すように、翼通過音は回転速度の上昇に応じて周波数もレベルも大きくなっていく。

PWM 制御信号に起因する 15kHz の騒音は、回転速度によらずキャリア周波数が一定であることから、騒音の周波数も一定となる。また、回転速度の上昇によって羽根の負荷が増加することから、それに伴ってインバータの出力も大きくなり、翼通過音と同様に騒音のレベルも大きくなる。しかし、PWM 制御信号による加振力は非常に大きく、回転速度が一番低い 1600r/min から 3200r/min までの全ての回転速度域において翼通過音よりも大きくなっている。ここに示すように、PWM 制御信号に起因する騒音は、回転速度によらず周波数が一定で、全ての回転速度域で大きな騒音が発生していることが確認できる。

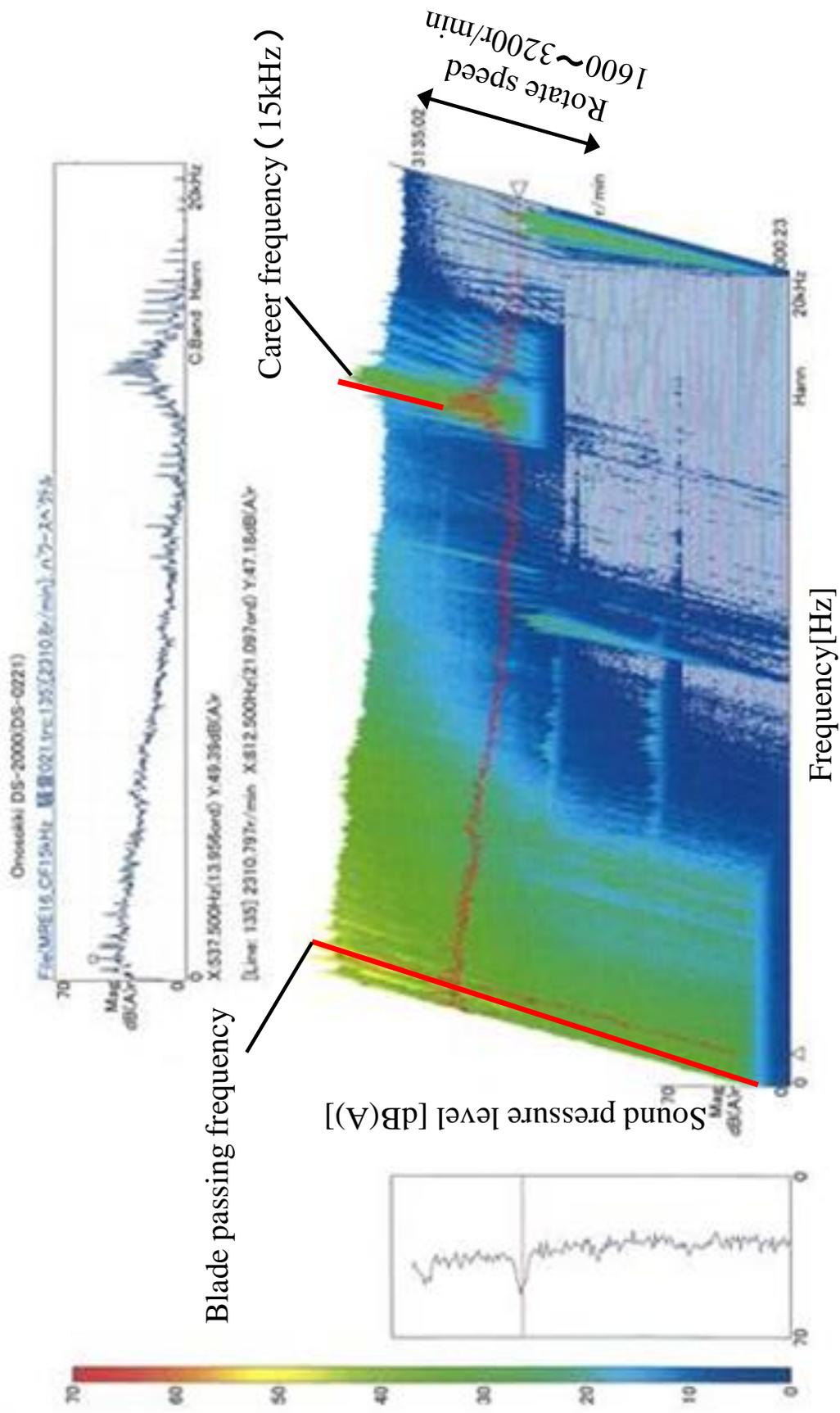


Fig. 4-7 Tracking analysis of fan motor

### 4.2.3 騒音測定結果

4.2.2 項のトラッキング分析と同じ実験系と実験条件でファンモータの騒音レベルを測定した。測定点はファンモータの吸い込み口から 1m の地点とし、マイクロフォンで測定し、FFT アナライザで処理して周波数範囲 20kHz までで 1/3 オクターブバンドにまとめた。

Table 4-3 に示すように、実験条件 No.1 はファンモータ単独で、No.2 と No.3 はインバータを組み合わせた場合とし、インバータのキャリア周波数はそれぞれ 2kHz、15kHz とした。また、羽根の回転速度は 2800r/min とし、実験条件 No.1 は入力電圧を、実験条件 No.2 と No.3 はインバータの運転周波数 (Driving frequency) を調整してモータの負荷が同じになるようにした。

Fig.4-8 に騒音レベルの測定結果を示す。横軸は 1/3 オクターブバンドの中心周波数 (以下、中心周波数と略記) と OA で、縦軸は騒音レベル (聴感補正 A 特性) である。実験条件 No.2, No.3 は No.1 に対して、それぞれのキャリア周波数である 2kHz と 15kHz が含まれる中心周波数 2kHz と 16kHz の帯域で騒音レベルが大きくなっている。特に実験条件 No.2 ではキャリア周波数 2kHz だけでなく、その 2 倍の高調波である 4kHz の騒音レベルも 3dB 以上大きくなっている。これらは OA を引き上げるほど大きくはないが、この中心周波数 2kHz や 4kHz 帯域は人間が聞き取りやすいことから、官能的にも耳障りに感じる。実験条件 No.3 は中心周波数 16kHz 帯域の騒音レベルが大きいが、実験条件 No.1, No.2 との差は 1dB 以下であり、また、他の周波数帯域よりも騒音レベル自体が低く、かつ、人間の可聴領域の限界である 20kHz に近いので、官能的にも耳障りに感じることはない。

以上のことから、キャリア周波数 2kHz の PWM 制御信号に起因して発生する騒音レベルに対して低減を図ることが有効である。また、キャリア周波数 2kHz は 15kHz に対して PWM 制御のスイッチング損失が小さいことから、キャリア周波数 2kHz の騒音を低減できることは省エネの点からも有効である。

Table 4-3 Experimental condition of setup and carrier frequency of inverter

No.	Setup	Carrier frequency
1	w/o inverter	—
.2	with inverter	2 kHz
3	with inverter	15 kHz

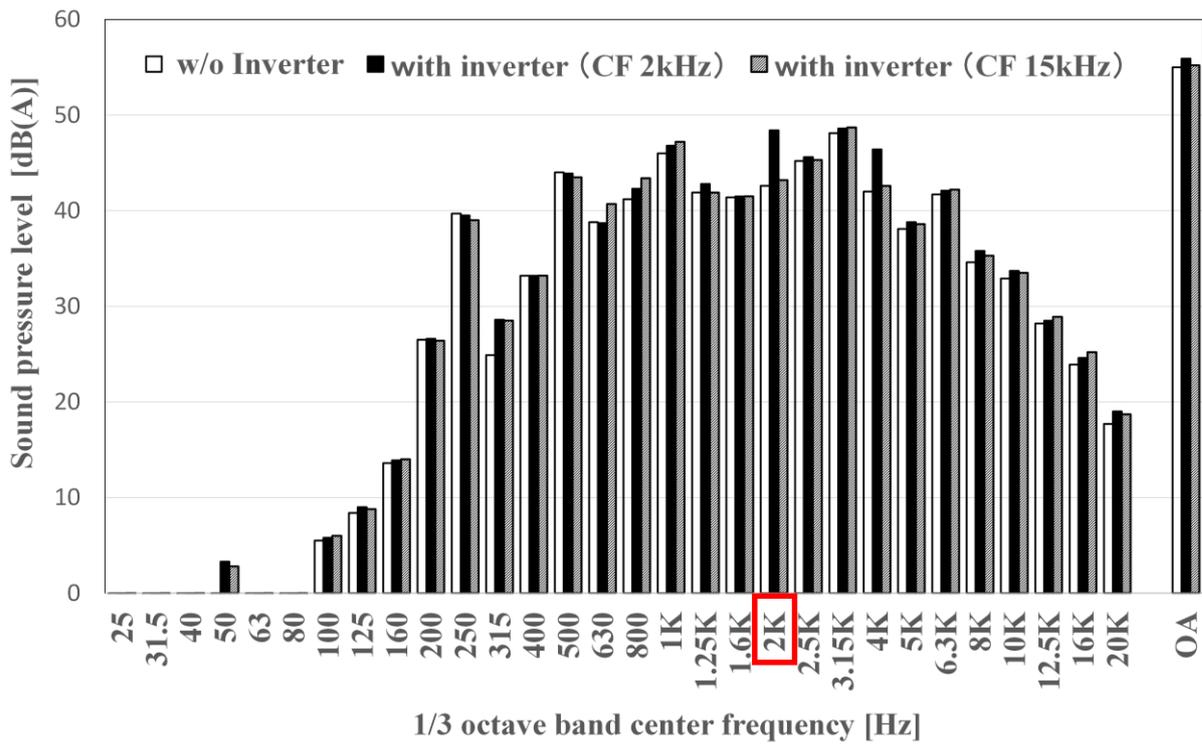


Fig.4-8 Sound pressure level of fan motor

### 4.3 羽根からの放射音の検証

#### 4.3.1 実験による騒音源の検証

このファンモータの場合、キャリア周波数 2kHz の PWM 制御信号による騒音レベルは、PWM 制御信号によって励振された羽根からの放射音である。羽根の材質を変更し、キャリア周波数 2kHz の PWM 制御信号による騒音が、羽根からの放射音であることを検証した結果を以下に示す。

このファンモータの羽根の材質は、Table 4-4 に示すようにガラス繊維強化ポリカーボネート (Glass-fiber reinforced Polycarbonate) (以下、Polyca と略記) である。Polyca は結晶性樹脂のために寸法精度はよいが、硬質樹脂に分類されるため、振動が固体伝搬しやすく、大きな音を放射してしまう性質を持つ。

羽根の材質を制振グレードのポリブチレンテレフタレート (Polybutylene terephthalate (PBT)) (以下、制振 PBT と略記) に変更し、騒音レベルに違いが生じるか検証した。制振 PBT はブチルゴムを含有し、減衰が大きいだけでなく、振動が固体伝搬しにくい材料である。

Table 4-4 Material specification of impeller

Parameter	Value
Material	Polycarbonate + GF30%
Young's module	$6 \times 10^3$ [MPa]
Density	$1.4 \times 10^3$ [kg/m <sup>3</sup> ]
Poisson's ratio	0.3
Modal dumping ratio	0.03

Fig.4-9 と Table 4-5 に中心周波数 2kHz の騒音レベルの測定結果を示す。材料を Polyca から制振 PBT に変更することで、中心周波数 2kHz の騒音レベルが約 4dB 下がった。

以上のことから、キャリア周波数 2kHz の PWM 制御信号に起因する騒音レベルは、羽根からの放射音が大きく関与していることがわかる。

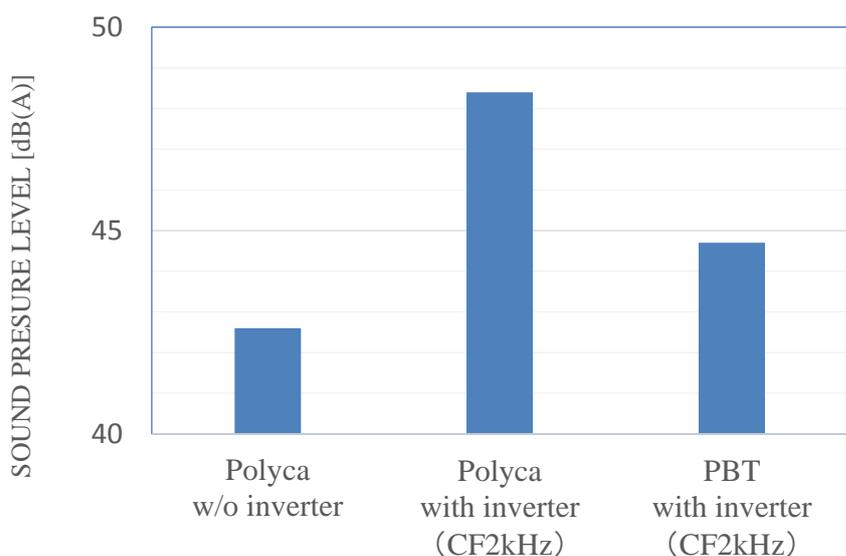


Fig.4-9 Sound pressure level of fan motor at CF2kHz

Table 4-5 Phase difference of impeller

No	Setup	Carrier frequency of inverter [Hz]	SPL at 2kHz [dB(A)]
1	Polyca w/o inverter		42.3
2	Polyca with inverter	2 k	48.3
3	PBT with Inverter	2 k	44.5

### 4.3.2 数値解析による共振現象の検証

次に、数値解析により、キャリア周波数 2kHz の PWM 制御信号による放射音が共振現象に起因するものか検証した。数値計算には MSC/NASTRAN<sup>(4-3)</sup> を用い、3次元有限要素法の固有値解析により固有モードを求めた。Fig.4-10 に解析モデル、Fig.4-11 にメッシュモデルを示す。

解析結果を Table 4-6 に示す。解析は、周波数範囲を 3kHz とし、30 個の固有モードを計算したが、Table 4-6 には、羽根だけが動く局所モードと対称モードを除く変形の大いモードだけを示す。2kHz 付近に固有モードはないことが確認できる。

以上のことから、キャリア周波数 2kHz の PWM 制御信号による放射音は共振現象に起因するものではないことがわかった。

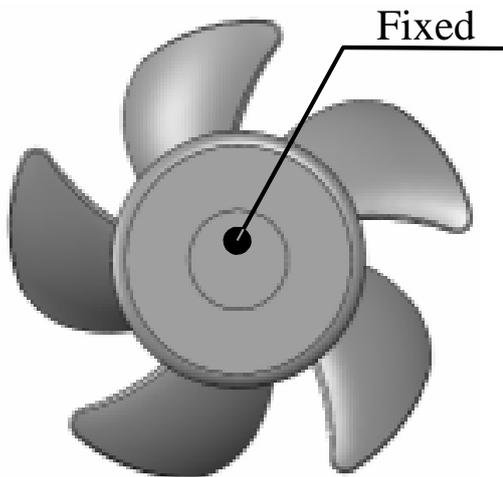


Fig.4-10 FEM model

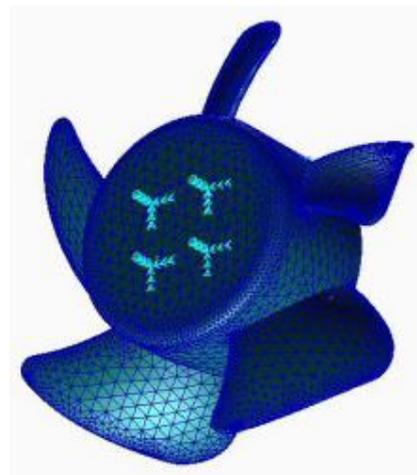


Fig.4-11 Mesh model

Table 4-6 Eigenvalue of impeller

Mode	Frequency [Hz]	Mode	Frequency [Hz]
1	190	16	1611
3	413	18	1654
6	793	23	2270
9	878	27	2430
11	1184	29	2530
12	1307	30	2648

### 4.3.3 数値解析による応答形状の検証

4.3.2 項によりキャリア周波数 2kHz の PWM 制御信号による騒音レベルの発生原因は共振現象による振動ではないことがわかった。次に、羽根の周波数応答関数と加振周波数 2kHz の応答形状に対する各固有モードの寄与率を求め、キャリア周波数 2kHz 時の羽根の応答形状と、応答形状に対する各固有モードの影響を検証した。数値計算には MSC/NASTRAN を用い、3次元有限要素法の周波数応答解析（モーダル法）により周波数応答関数と寄与率を求めた。固有モードの寄与率は、ある点の応答に対してそれぞれの固有モードがどの程度の割合で寄与しているかを示すものである<sup>(4-3)</sup>。

解析モデル、メッシュモデルおよび羽根の材質は 4.3.1 項と 4.3.2 項に示した Fig.4-10, Fig.4-11 および Table 4-4 と同じである。Fig.4-12 に示すように羽根カップ天面の中心部を拘束し、その背面を加振した場合の点 A の周波数応答関数を、周波数範囲 3kHz まで 10Hz 毎に求めた。

Fig.4-13 に周波数応答関数の解析結果を示す。縦軸の単位は「変位/加振力」で、ある値を基準にして「dB」で表示している。固有値解析の結果と同じく 2kHz に固有モードはなく、413Hz に大きな共振現象があり、次に 793Hz, 1.65kHz に小さな共振現象がある。Fig.4-14 に 2kHz における応答形状を示す。羽根のカップ天面が軸方向に単純に往復運動する応答形状である。

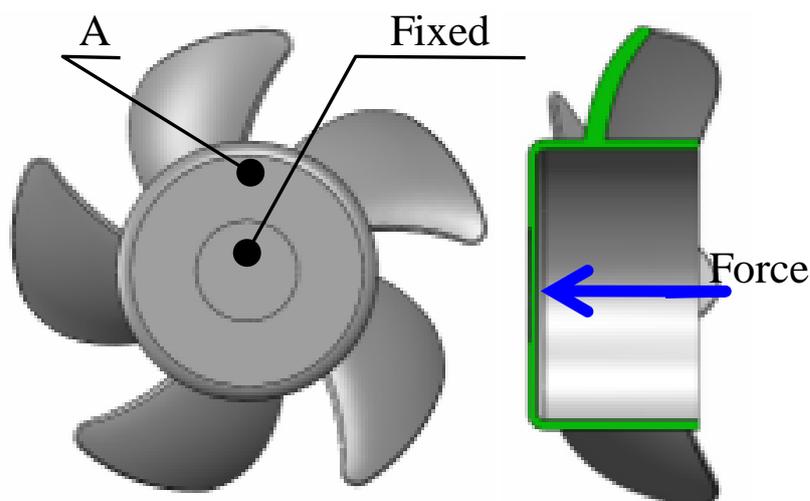


Fig.4-12 FEM model

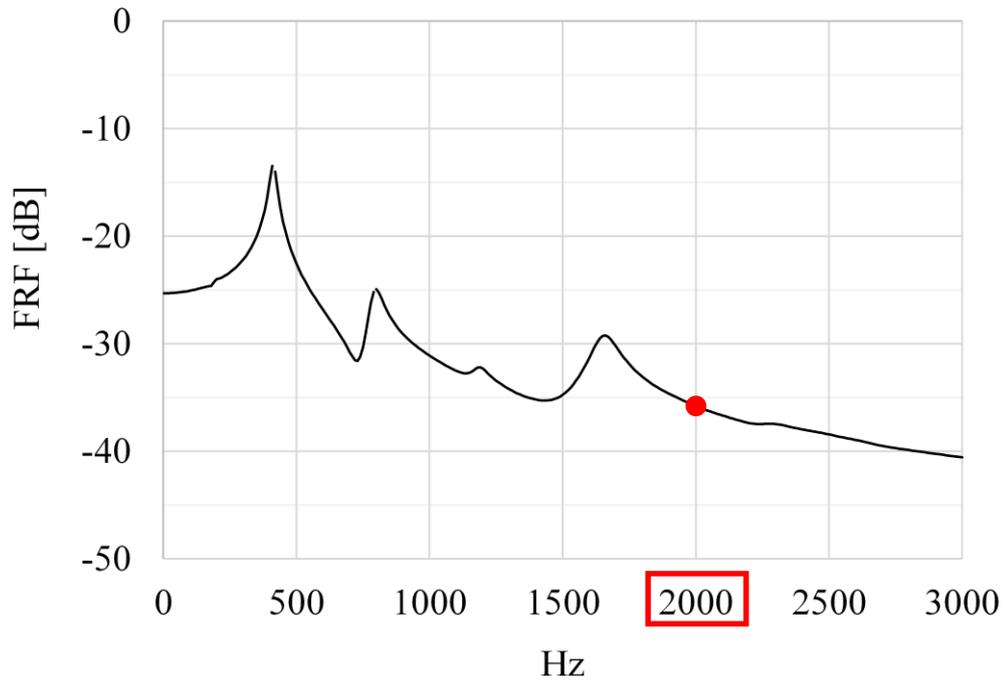


Fig.4-13 Frequency response analysis

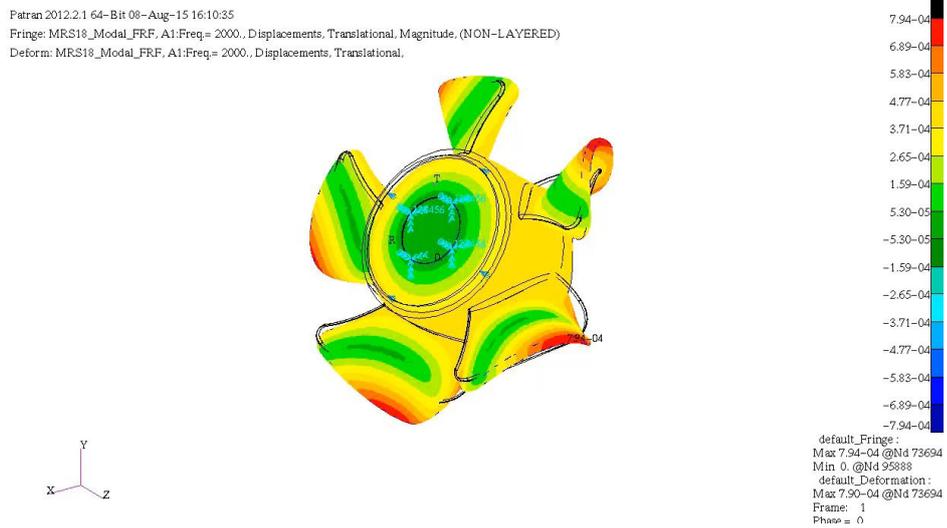


Fig.4-14 Vibration response at 2 kHz

Table 4-7 に 2kHz の応答形状に対する各固有モードの寄与率を、Fig.4-15 に、Fig.4-13 の羽根の周波数応答関数に対して、寄与率の高い固有モードを分離して重ね書きしたグラフを示す。413Hz が 53%、793Hz が 12%、1.18kHz が 3%、1.65kHz が 36% であり、413Hz と 1.65kHz の二つのモードが 89% を占め支配的である。

Table 4-7 Modal fraction of impeller

No.	Natural frequency [Hz]	Phase [deg]	Modal fraction
3	413	-2.34	0.53
6	793	-1.47	0.12
11	1.18k	0.05	0.03
18	1.65k	5.83	0.36

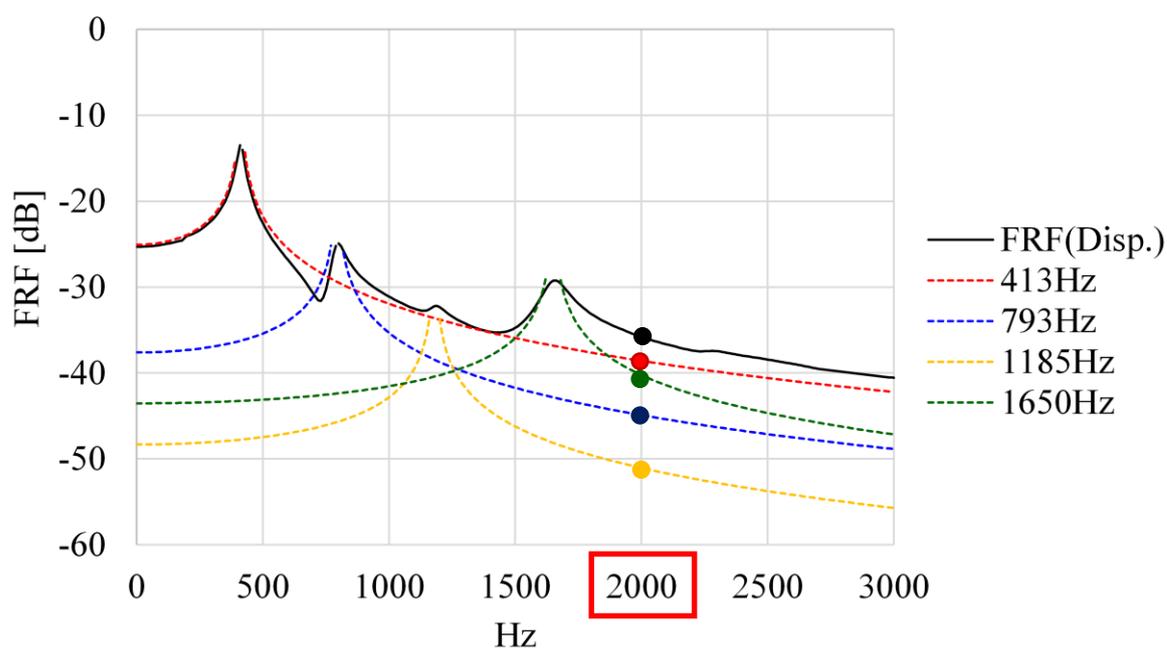


Fig.4-15 Frequency response analysis

Fig.4-16 (a) に 2kHz の応答形状, (b) に 413Hz のモード形状, (c) に 1.65kHz のモード形状を示す. Fig.4-15 中に矢印で示すように, 全ての応答形状, モード形状は羽根のカップ天面が軸方向 (矢印方向) に単純に往復運動する形状になっている.

したがって, 形状変更による低振動化を図る場合は, この運動を抑制するような変更を加えればよい.

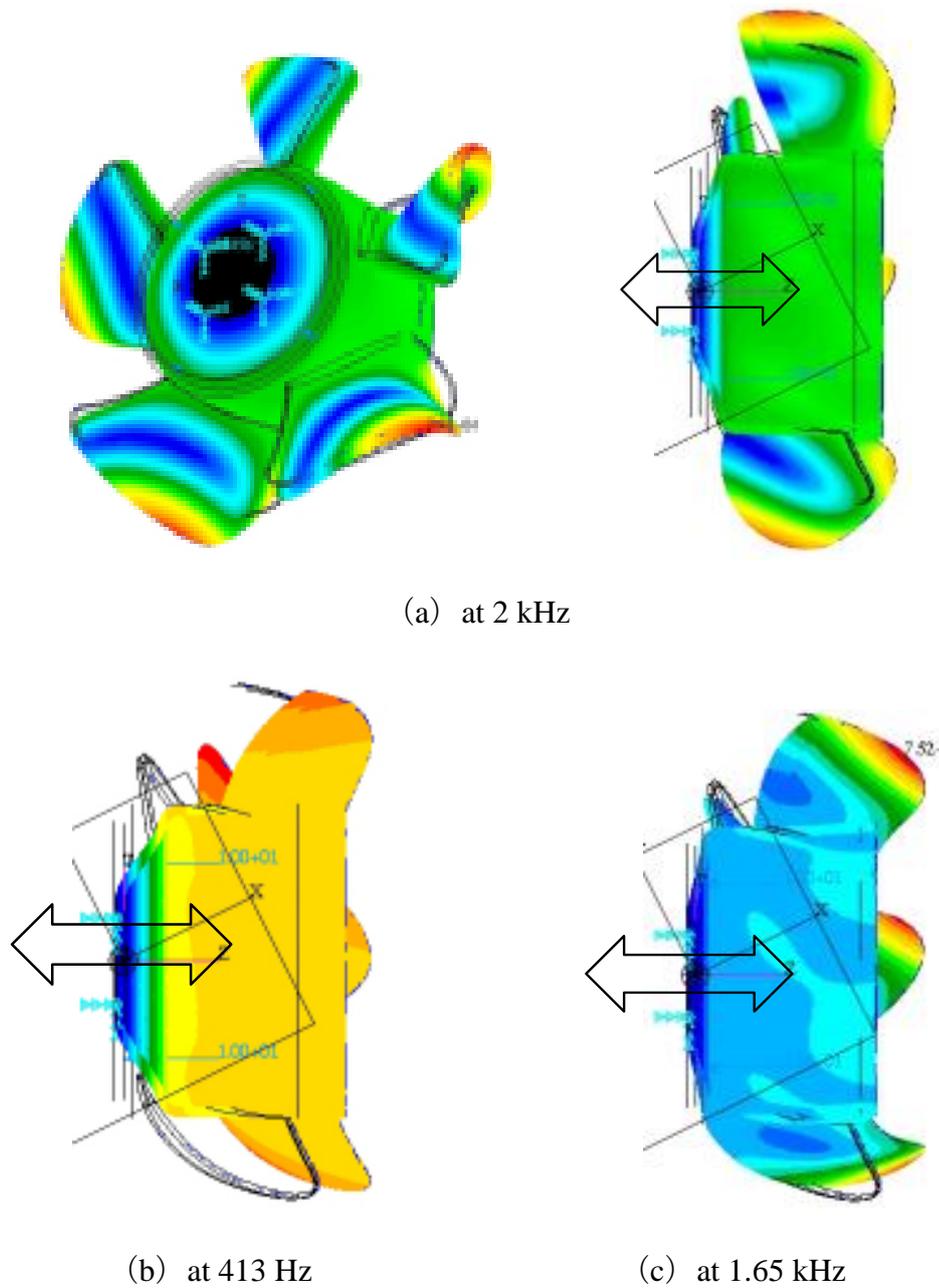


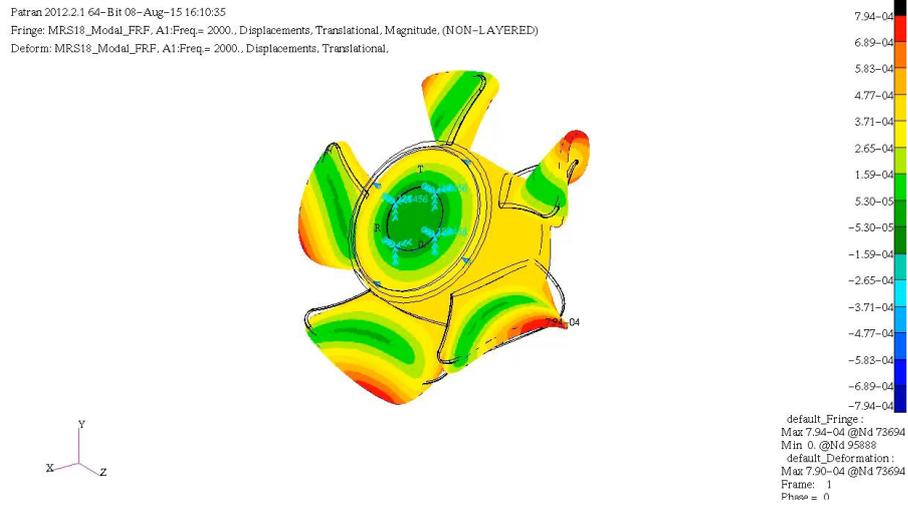
Fig.4-16 Vibration response

#### 4.3.4 実稼働解析による歪応答の検証

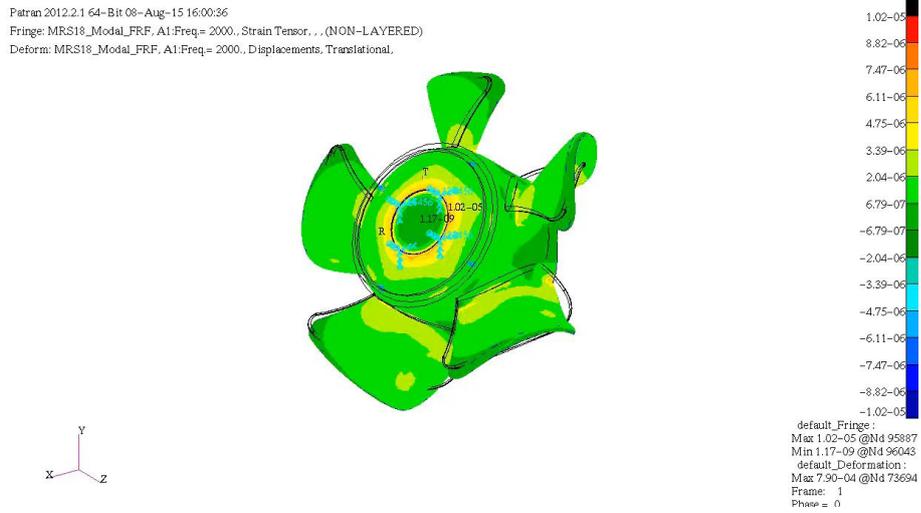
4.3.3 項で、数値解析により 2kHz における羽根の応答形状は羽根のカップ天面が軸方向（矢印方向）に単純に往復運動することがわかった。そのため、実機の実稼働（回転）状態における応答形状を実験で確認した。

実稼働状態の羽根の応答形状を測定するための測定器として加速度ピックアップが考えられる。羽根の実稼働状態において、加速度と変位の変化は同位相であるため、直接比較することができ評価しやすい。しかし、加速度ピックアップの質量による不釣合いの影響やコストを考慮すると、加速度ピックアップを使用することは妥当な選択ではない。そのため、加速度ピックアップの代替として歪ゲージを使い歪応答を測定した<sup>(4-4)</sup>。

Fig.4-17 (a) と (b) に数値解析により求めた加振周波数 2kHz、同位相における応答形状での変位分布と歪分布を等高線で示す。Fig.4-17 (a) に示すように、カップ天面における変位の最大値はカップ外周であるが、Fig.4-17 (b) に示すように歪の最大値は、変位が最小となる中心近くの固定部外周になる。それぞれの最大値と最小値は逆になるが、分布の時間変化は同位相である。よって、歪分布を測定することで、変位分布の評価が可能である。変形が径方向であることと歪ゲージの形状を考慮し、貼り付け位置はカップ固定部外側とし、半径方向の歪が測定できる向きに配置した。Fig.4-18 に示す数値計算により求めた歪分布図に、歪ゲージの貼り付け位置を A, B, C で示す。Fig.4-19 に実際に歪ゲージを貼り付けたサンプルを示す。Fig.4-18 において A, B, C 各点が同色であることから、歪量と位相はほぼ同じである。そのため、この 3 点における 2kHz の歪を測定し、数値計算結果を比較した。



(a) Displacement response



(b) Strain response

Fig.4-17 Frequency response function of impeller

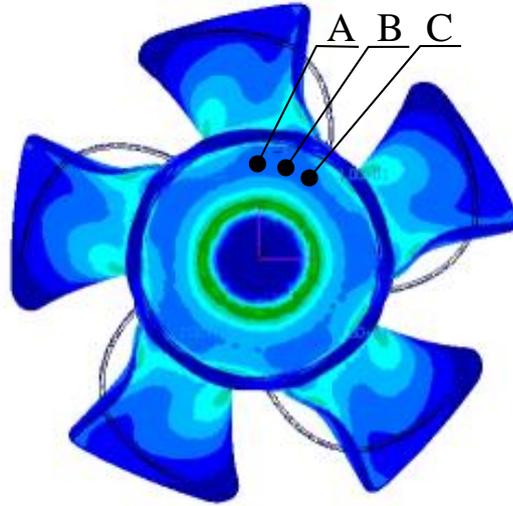


Fig.4-18 Strain distribution



Fig.4-19 Strain gauge on impeller

Fig.4-20 に実験装置の構成を, Fig.4-21 に実験装置の計測の様子を示す. ファンモータはアルミ製のベースに固定した. 羽根に貼り付けた歪ゲージの信号を, ヒサワ技研製 4ch ロータリコネクタ<sup>(4-5)</sup> を介して動歪アンプ (東京測器研究所製 DA38A) に取り込み, FFT アナライザ (小野測器製 DS3000) で 2kHz の歪の振幅と位相を算出した<sup>(4-6)</sup>.

Fig.4-22 にロータリコネクタの外観を Fig.4-23 に内部構造を示す. このロータリコネクタは回転系と静止系への信号伝達に遊星運動方式の回転子を使用している. 回転接触方式であるため, スリップリングと呼ばれる摺動接触式のものに比較して耐ノイズ性がよく, 測定精度の高い水銀などの液体金属接点方式と比較しても十分な測定精度があることを確認している. また, ロータリコネクタのチャンネル数の制限から, 1 回の測定で 2 箇所を測定し, 1 箇所を基準信号とすることで, 各データの位相を比較した.

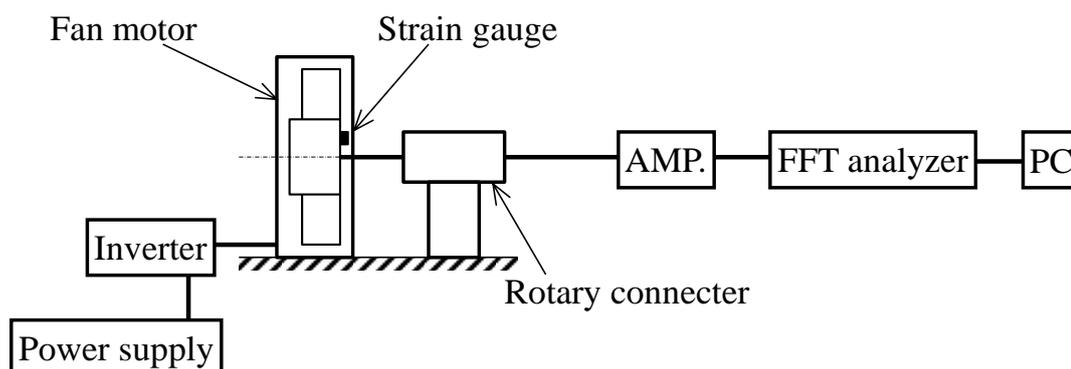


Fig.4-20 Experimental setup

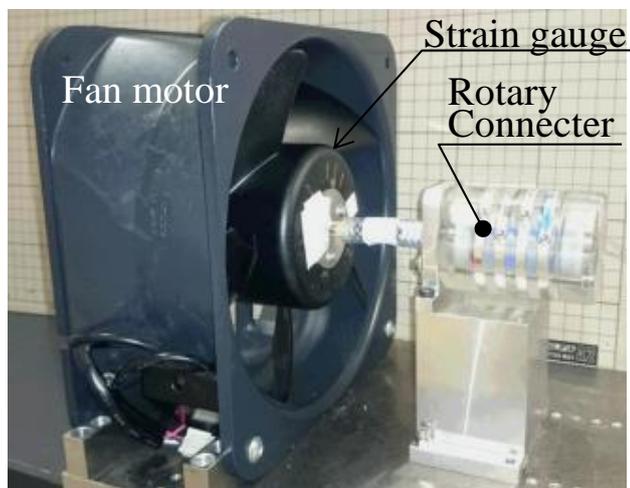


Fig.4-21 Appearance of setup

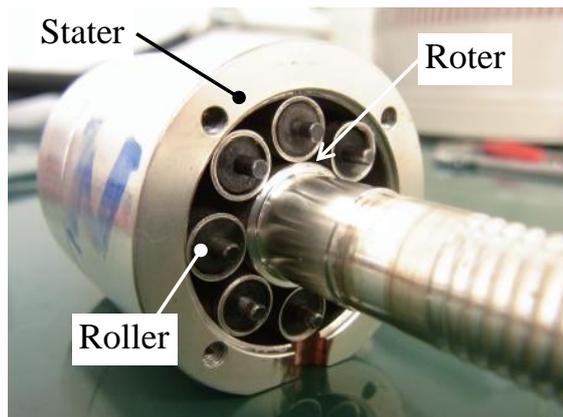


Fig.4-22 Appearance of rotary connector

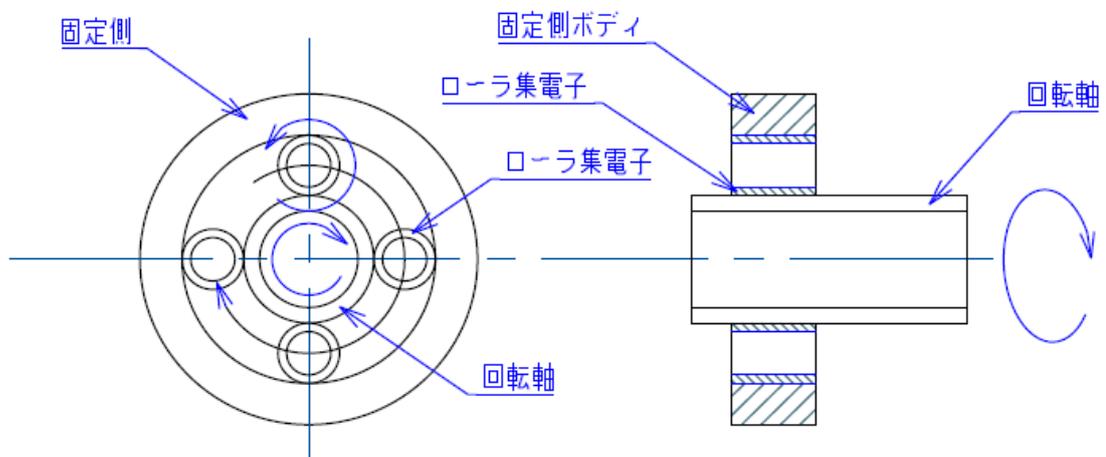
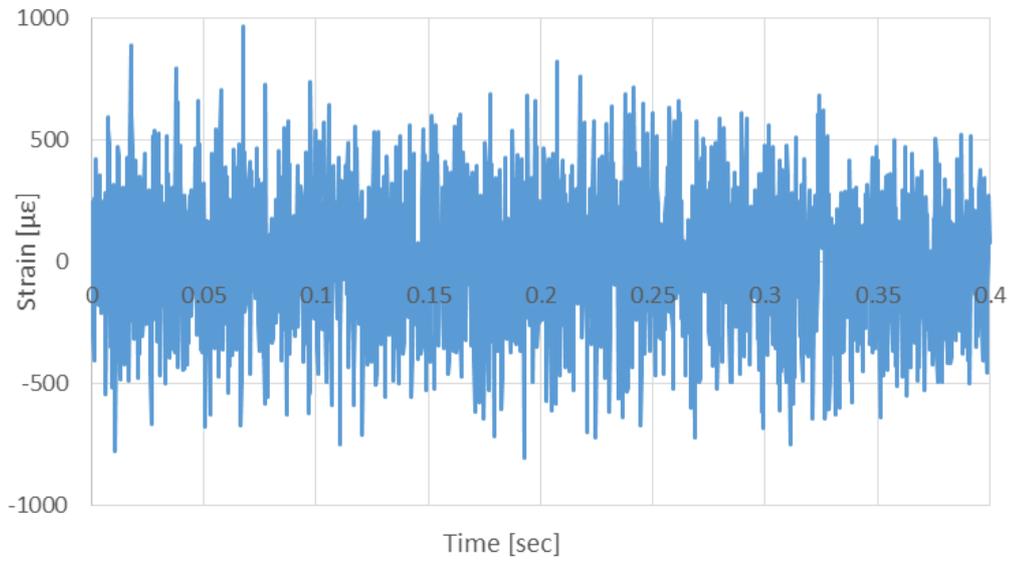


Fig.4-23 Structure of rotary connector (4-5)

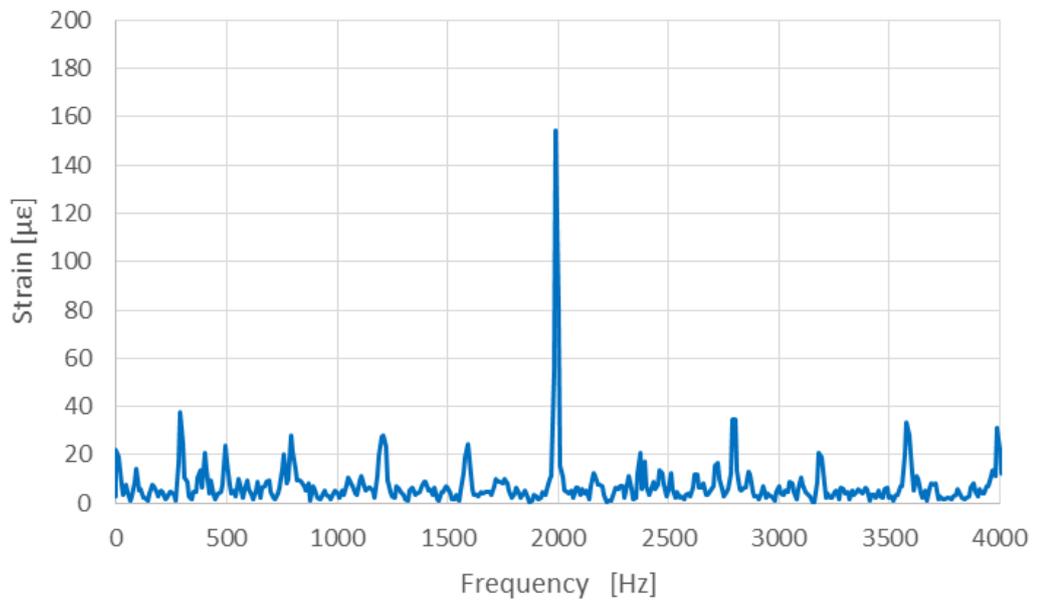
Fig.4-24, Fig.4-25 に周波数 2kHz における A 点, B 点の歪の測定結果を示す. (a) が時間波形, (b) が周波数分析結果である. 測定点 A, B ともに 2kHz 以外は  $40\mu\text{Strain}$  以下であるのに対し, 2kHz では  $150\mu\text{Strain}$  を超える程の大きな歪が発生している. このことより PWM 信号を加振源とするキャリア周波数 2kHz を基本周波数とする大きな振動が発生していると推測される.

次に, 測定点 A, B, C における 2kHz の歪が同相であるか確認する. Fig.4-26 と Table 4-8 に測定点 A-B と測定点 A-C の伝達関数の測定結果を示す. 測定点 A-B 間の位相差は  $5.6^\circ$ , A-C 間の位相差は  $-5.3^\circ$  であり, ほぼ同相であることが確認できる.

以上の結果より, 測定点 A, B, C の歪応答は歪量も同じで同相であることから, 実稼働状態の歪応答と数値計算による歪応答は一致する結果を得た. その結果から, 実稼働状態の応答形状も数値計算の応答形状と一致すると考えられる.

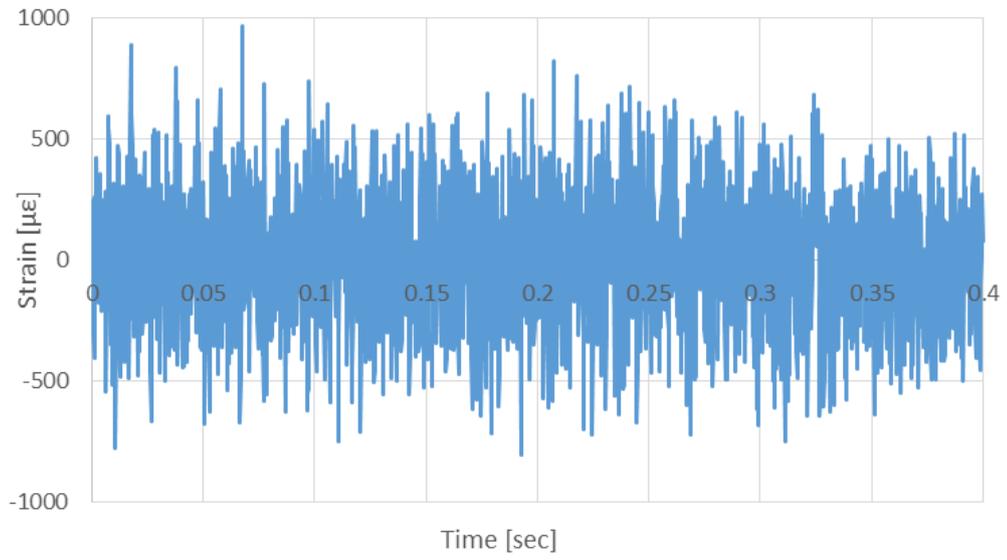


(a) Time wave

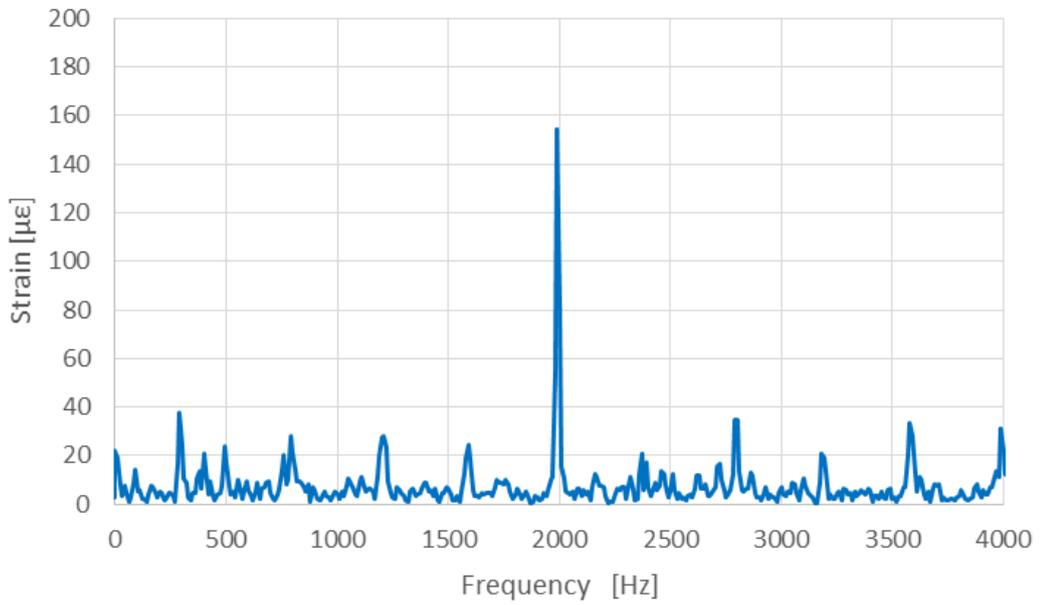


(b) FFT

Fig.4-24 Strain of impeller at point A

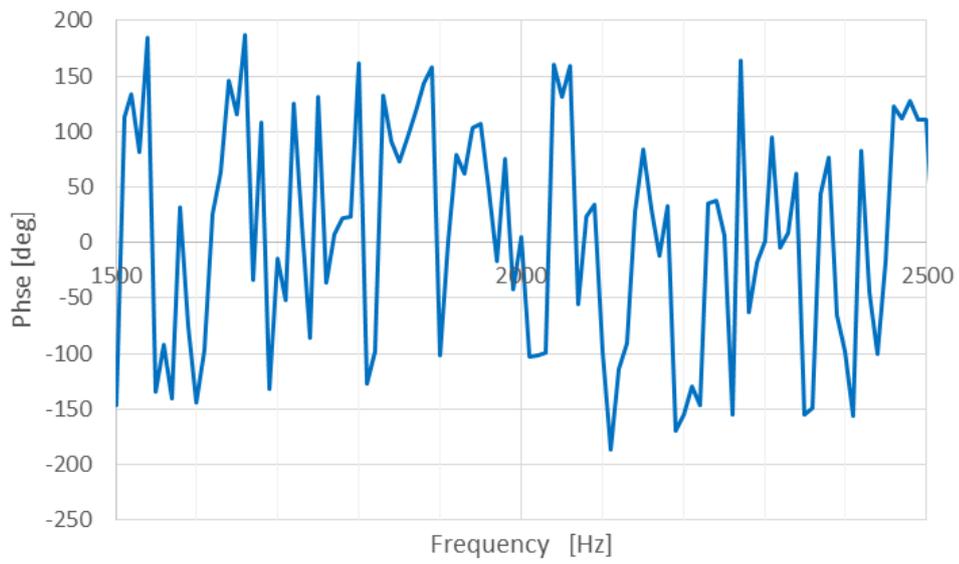


(a) Time wave

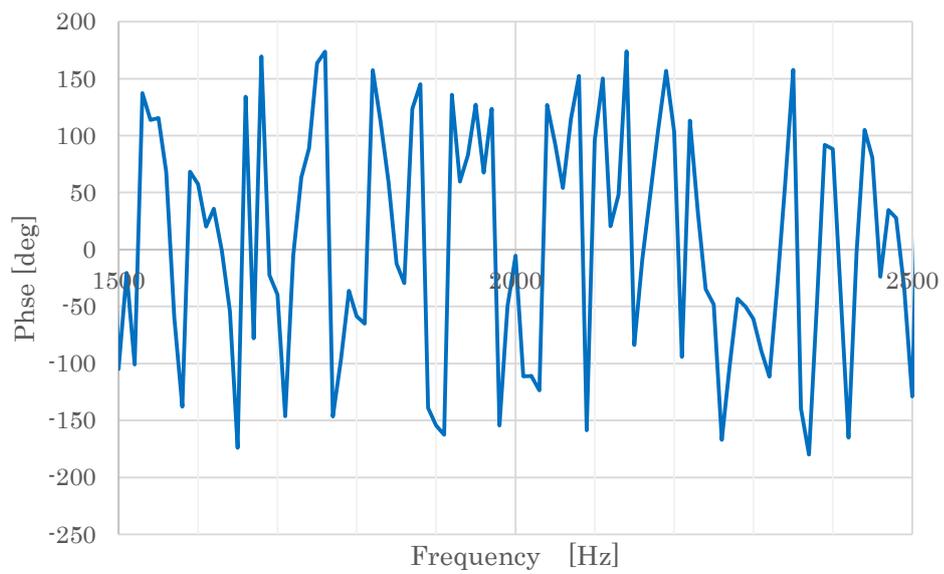


(b) FFT

Fig.4-25 Strain of impeller at point B



(a) Point A - B



(b) Point A - C

Fig.4-26 Transfer function

Table 4-8 Phase difference of impeller

No	Measurement Point	Frequency [Hz]	Phase difference [deg]
1	A - B	2 k	5.6
2	A - C	2 k	-5.3

#### 4.4 まとめ

インバータ駆動したファンモータの実稼働状態の羽根に対して、歪応答を利用した実稼働解析と数値解析を行い、羽根の振動モードを定量化することを試みた結果、以下の知見を得た。

- 1) 歪ゲージによる歪応答とロータリコネクタを用いた実稼働解析により、キャリア周波数 2kHz までの羽根の動歪を測定することができた。
- 2) 数値解析による周波数応答関数から求めた 2kHz の応答形状を基に、歪ゲージとロータリコネクタを用いた実稼働解析による 2 点間の位相を測定することにより、実稼働時にける 2kHz の応答形状を推測することができた。
- 3) ファンモータにインバータを組み合わせた場合、PWM 制御信号によるキャリア周波数 2kHz の強制加振により、羽根のカップ天面が同位相で軸方向に振動し、その結果大きな放射音を発生する。
- 4) キャリア周波数 2kHz での羽根の応答形状と応答形状に対する各固有モードの寄与率を求めることができた。寄与率の大きな固有モードは全てキャリア周波数 2kHz での羽根の応答形状と同じで、羽根のカップ天面が同位相で軸方向に振動するモードであった。

## 第5章 流体力励振振動の低減

### 5.1 はじめに

軸流形式のファンモータは構造が単純で省スペース化に適していることから、広い分野で様々な目的で使われている。そのため使用環境は千差万別であり、本来の軸流形式のファンモータの使用範囲から逸脱した条件下で使われることも少なくない。特に昨今の小型化を目指した機械設計においては、構成部品が装置内部に高密度実装される傾向にあり、ファン入口あるいは出口付近にファンにとっては障害物とみなされる部品などが配置される場合がよく見られる。

このような使い方をした場合、ファンモータ自身の振動以外に不安定流れによる流体力励振振動が起きることが知られている。流体力励振振動は装置に大きな振動を誘発し、その結果、放射音などの大きな騒音を発生することもある。また、ファンモータの軸受部に繰り返し応力が発生し損傷するなどの問題を起こすこともある。そのため、流体力励振振動の発生原因を明らかにし、発生を防止することが求められている。そのうえ、不安定流れは送風抵抗を増加させ冷却効果を低下させる問題も発生する。

以上のことから、流体力励振振動を防止し、ファンモータの性能に対する障害物の影響を明らかにし、冷却効果をできるだけ低下させない高密度実装方法が求められる。

第5章では軸流ファンの流体力励振振動および流動特性に及ぼす障害物の影響を研究した結果を示す<sup>(5-1)</sup>。流体力励振振動の低減のため、上流に円板型障害物（以下、障害物と略記）が存在する場合の軸流ファン（以下、ファンと略記）の性能特性を明らかにするとともに、羽根およびプレナムタンク壁面と障害物間（以下、ファンー障害物間と略記）で発生する不安定流れの解明を試みた結果を示す。主として性能曲線に及ぼすファンー障害物間の隙間距離と障害物直径の影響について検討する。実測した障害物表面圧力分布と、圧力勾配が遠心力とつり合うと仮定した式にファンー障害物間中央断面の周方向速度を代入して得られた圧力値と比較し、遠心力の効果について評価する。さらに、ファンー障害物間に生じる不安定流れに着目した変動圧力計測実験を行い、得られた実験結果の一部については数値計算結果と比較検討する。

## 5.2 実験装置および方法

Fig.5-1 に本研究に使用した実験装置の構成を示す．本研究では主にファン，プレナムタンク，流量調整用バルブ，ブースタファンが同軸上に配置された装置を用いて得られた実験結果を示すが，これらの配置並びにプレナムタンクのサイズ，ファンの羽根形状を変更した場合でも，本研究で着目する不安定流れおよび逆流現象が発生することを確認している．ここでは翼端直径  $D_f=130\text{mm}$ ，羽根枚数  $Z=5$  枚，ケーシング直径  $D_c=132\text{mm}$ ，ハブ直径  $D_h=75\text{mm}$ ，回転速度  $n=2000\sim 2600\text{r/min}$  の市販の軸流ファンをプレナムタンク（ $800\times 800\times 1000\text{mm}$ ）に埋め込み，アクリル製障害物（直径  $D_d=136\text{mm}$ ， $320\text{mm}$ ，厚さ  $10\text{mm}$ ）をファンの吸込口側に配した．流量計測についてはベルマウス直後のパイプ（内径  $60\text{mm}$ ）内速度分布をピトー管（外径  $4\text{mm}$ ）で計測し，ほぼ一様であることを確認した上で，中心流速にパイプ断面積  $A_p$  を掛けることで流量  $Q$  を求めた．本方法と流速分布を積分することにより求めた流量との計測誤差は最大流量時で  $1\%$ ，動作点付近で  $3\%$ ，最大流量の  $1/4$  付近で  $7\%$  以内である．

流量はバルブ開度とブースタファンの回転速度により調整した．ところで，逆流が発生する場合の流量計測では計測位置をブースタファン側のベルマウス直後に変更し，この点の流速計測から流量を求めた．なお，本実験で用いたブースタファン（軸流ファン）は逆回転可能である．ファンの回転速度は，レーザー変位計での回転速度計測または圧力変換器でのブレードパッシング周波数により逐次求めた．また，ファン入口出口圧力差  $\Delta p_s [\text{Pa}]$  はプレナムタンク内圧と大気圧との差圧を微差圧計（岡野製作所 DMP302）で計測することにより求めた．入口障害物には  $28$  個の測定孔が設けられており，吸込口隙間での圧力変動については圧力変換機（豊田工機 PD104KW）と FFT Analyzer（小野測器 CF-5210）を，時間平均圧力計測には微差圧計を用いて計測した．さらにファン－障害物間の周方向流速分布は熱線流速計により求めた．I 型熱線プローブおよび支持管の直径はそれぞれ  $3\text{mm}$ ， $4\text{mm}$  であり，熱線はファン回転軸と平行に設定し障害物外側から半径方向に内向きに挿入した．I 型熱線プローブを用いたため  $u_\theta$  と  $u_r$  の分離はできないものの，ファン－障害物間に旋回流が生じるような実験条件では流速の絶対値  $|\mathbf{u}|$  に占める  $u_\theta$  の割合は  $98\%$  以上であることから，ここでは流速の絶対値  $|\mathbf{u}|$  を  $u_\theta$  とみなした．また，流れ場に及ぼす熱線プローブならびに支持管の影響を調べるため，障害物上の熱線プローブ用計測孔からプロー

ブ先端のみをファン障害物間に挿入し、 $\theta$ と $z$ 方向の流速絶対値 $|\mathbf{u}|$ を計測し、熱線の挿入方法（含速度成分の違い）による差異は最大で10%程度であった。

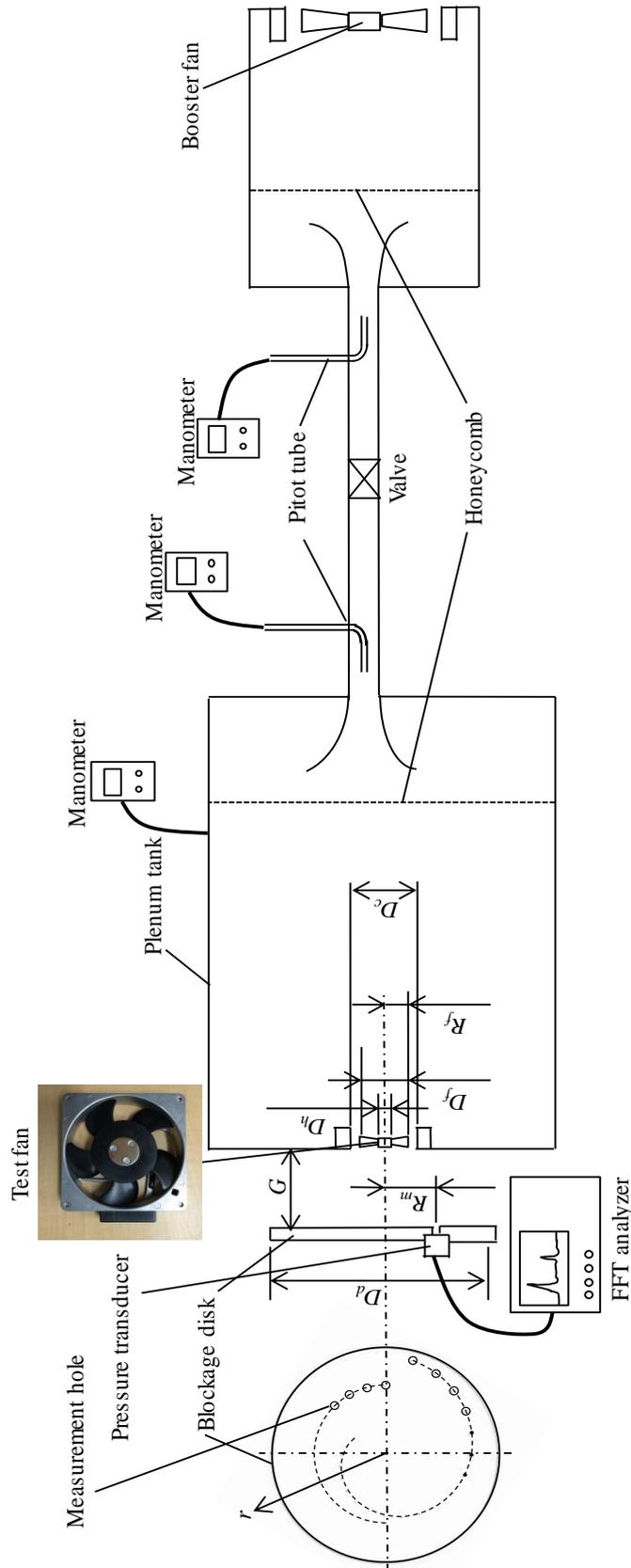


Fig.5-1 Experimental apparatus

### 5.3 数値計算方法

本研究では主に実験的研究により得られた結果について議論するが、ここで着目する逆流や不安定現象が実験システム固有の特性に起因する現象ではないことを確認することを目的として、一部の条件で数値計算を実行した。数値計算には非構造格子系熱流体解析システム **SCRYU/Tetra** ((株) ソフトウェアクレイドル)<sup>(5-2)</sup> を用いた。Fig.5-2 に解析モデルおよび境界条件を示す。本研究では非定常非圧縮粘性流れを仮定し、乱流モデルには  $k-\varepsilon$  モデルを採用した。解析領域はファン-障害物間およびプレナムタンクで構成される領域とした。全体のメッシュ数は約 5,000,000 要素、羽根と上流・下流には不連続接合を適用した。境界条件は障害物が置かれたファン-障害物間入口部（逆流時には出口部）で圧力規定（大気圧一定）<sup>(5-3)</sup> <sup>(5-4)</sup>、プレナムタンク底面の出口部で質量流量規定とし、その他の固体表面は滑り無し条件とした。なお、ファンの回転速度は  $n=2500\text{r/min}$  で、ファン 1 回転を約 1000 分割した  $2.4 \times 10^{-5}$  秒を主な時間刻みとした。ところで、数値計算では、実験で用いたファンの羽根形状実測値を 3D-CAD で再現して、計算メッシュを作成した。またこの時、ケーシング形状を単純化し、実機に存在するスポークなども無視した。

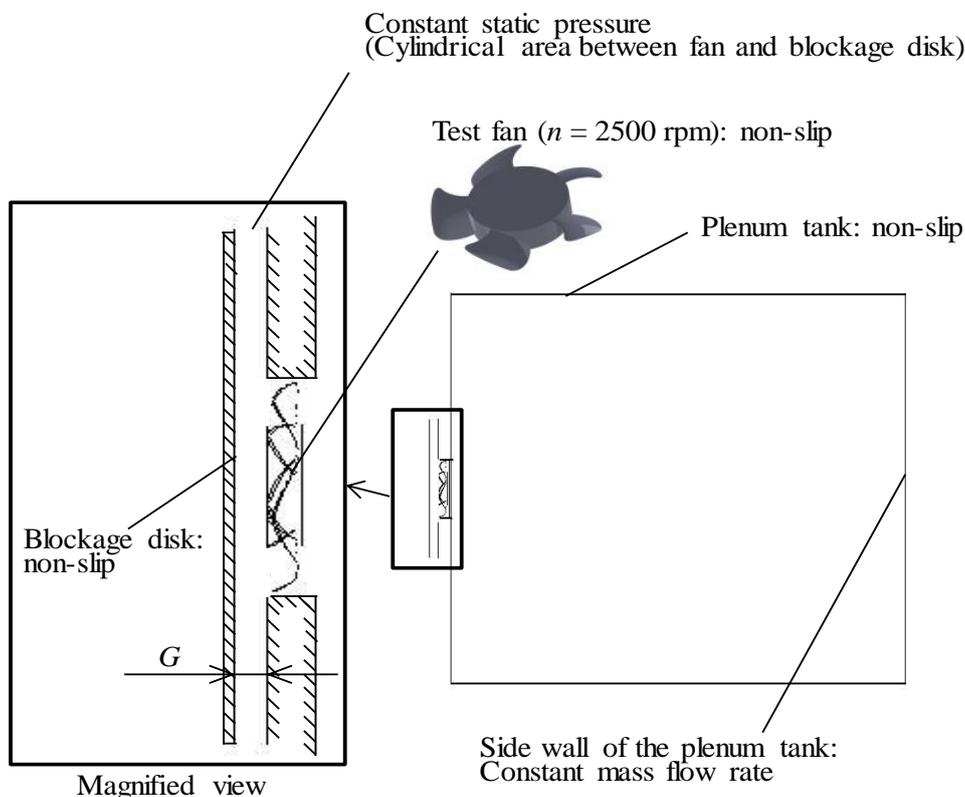


Fig. 5-2 Numerical calculation domain and boundary conditions.

## 5.4 結果および考察

### 5.4.1 性能曲線

Fig.5-3 に  $D_d/D_f=1.05$  に対するファンの無次元性能曲線を示す。パラメータはファン-障害物間の相対距離  $G/D_f$  であり、×印、○印、◇印、□印、△印はそれぞれ  $G/D_f = \infty, 0.46, 0.38, 0.15, 0.04$  ( $G/D_d = \infty, 0.44, 0.37, 0.15, 0.04$ ) の実験結果である。ここで  $G$  はファンと障害物の隙間距離である。なお、流量係数  $\Phi$ 、圧力係数  $\Psi$ 、効率  $\eta$  はそれぞれ次式で求めた。

$$\phi = \frac{Q}{U_{\theta r} \pi (D_f^2 - D_h^2) / 4} \quad (5-1)$$

$$\psi = \frac{\Delta p_s}{\rho U_{\theta r}^2 / 2} \quad (5-2)$$

$$\eta = \frac{|\Delta p_s| |Q|}{\omega_f T} \quad (5-3)$$

ここで  $U_{\theta r}$  は翼端周速度、 $D_h$  はハブ直径、 $\omega_f$  はファン回転角速度、 $T$  はモータのトルクである。実験中に羽根が取り付いたファンモータの状態ではトルクを測定することは困難なため、あらかじめモータの回転速度とトルクとの関係を測定しておき、実験中のファンの回転速度からトルクを求めた。 $G/D_f = \infty$  (×印：入口障害物が存在しない場合) は基準となる性能曲線であり、本研究で用いたファンは軸流ファンの典型的な特性を有していることがわかる。また  $\Phi=0.15 \sim 0.2$  付近に右上がり特性が認められることから、この領域で旋回失速が発生しているものと考えられる。なお、モータの  $n$ - $T$  特性曲線に基づく最大効率は  $\eta=59\%$  程度 ( $\Phi=0.2$  付近) であった。次にファン近傍に障害物が存在する場合についてみると、 $G/D_f=0.46$  (○印) の性能曲線は、 $G/D_f=\infty$  の曲線とほとんど重なっていることから、この条件でファン性能に及ぼす障害物の影響は認められない。一方、 $G/D_f=0.38$  (◇印) の場合、高流量域では  $G/D_f=\infty, 0.46$  の性能と大きな差異は見られないものの、 $\Phi=0.05$  付近で圧力係数  $\Psi$  の値が  $G/D_f=\infty, 0.46$  の値よりもわずかに小さくなっている。本条件の性能曲線は前述の 2 条件と顕著ではないが異なっている。すなわち、 $D_d/D_f=1.05$  では性能曲線上に入口障害物の影響が現れる臨界点が  $G/D_f=0.38 \sim 0.46$  付近であると推察できる。さらにファンと障害物との相対距離が小さい  $G/D_f=0.15$  (□印) の場合、全領域で上記 3 条件の場合より同一  $\Phi$

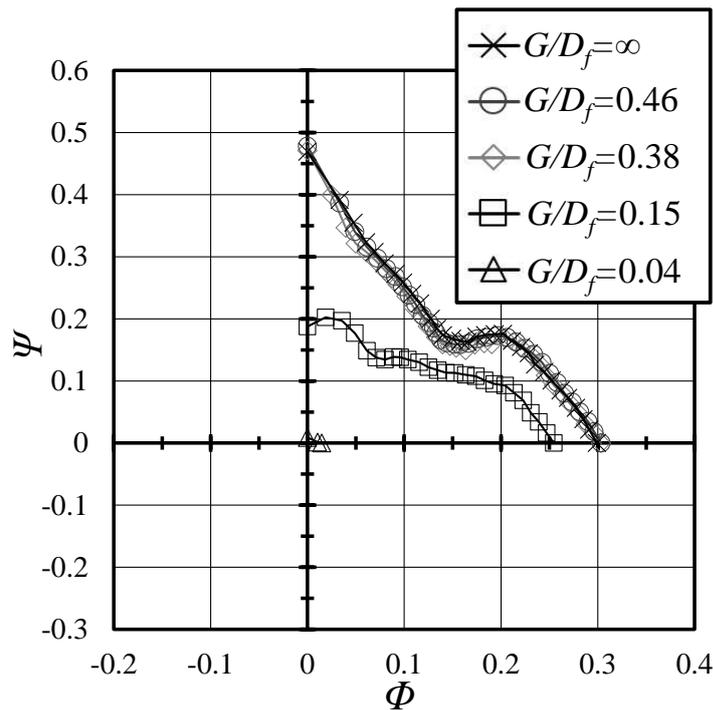


Fig. 5-3 Performance curves of the axial flow fan  
 ( $D_d/D_f = 1.05$ ,  $D_c/D_d = 0.97$ ,  $D_d = 136$  mm)

での圧力係数  $\psi$  が低下するだけでなく最大流量係数の値も低下していることがわかる．ところで， $G/D_f = \infty$ , 0.46, 0.38 では  $\Phi = 0.15 \sim 0.2$  に巡回失速に起因すると思われる右上がり特性が現れるのに対して， $G/D_f = 0.15$  ではこの領域に右上がり特性は無く， $\Phi = 0$  付近あるいは  $\Phi = 0.08$  付近の狭い領域で明確ではないものの右上がり特性が確認できる．すなわち， $G/D_f = \infty$ , 0.46, 0.38 と  $G/D_f = 0.15$  には性能曲線に定性的な違いが認められる．ファンと障害物との相対距離が一層小さい  $G/D_f = 0.04$  ( $\triangle$ 印) では最大圧力係数，最大流量係数ともに極めて小さな値を示しており，本条件（障害物の直径がほぼファン直径に等しく，ファンと障害物との隙間距離が小さい場合）ではファンはほとんど仕事をしないことがうかがえる．

Fig.5-4 は  $D_d/D_f = 2.46$  の実験条件下で得られたファンの無次元性能曲線である． $\times$ 印， $\circ$ 印， $\diamond$ 印， $\square$ 印， $\triangle$ 印はそれぞれ  $G/D_f = \infty$ , 0.62, 0.50, 0.15, 0.04 ( $G/D_d = \infty$ , 0.25, 0.20, 0.06, 0.02) の結果である．なお参考のため，同 Fig.5-4 に  $G/D_f = 1.15$  の場合の数値計算結果を示す．実験では  $G/D_f = \infty$  ( $\times$ 印) と  $G/D_f = 0.62$  ( $\circ$ 印) の性能曲線に顕著な差異は認められないことから， $G/D_f = 1.15$  は実質的に  $G/D_f = \infty$  に相当しており，本条件での数値計算結果は  $G/D_f = \infty$  の実験結果と概ね一致している． $G/D_f = 0.50$  ( $\diamond$

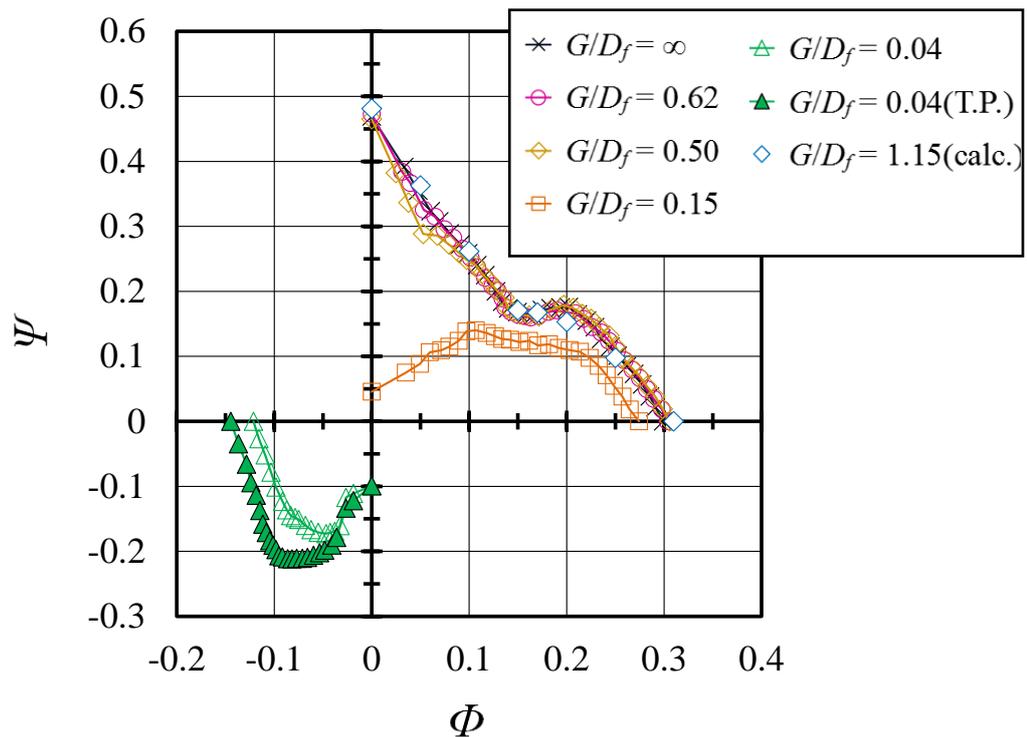
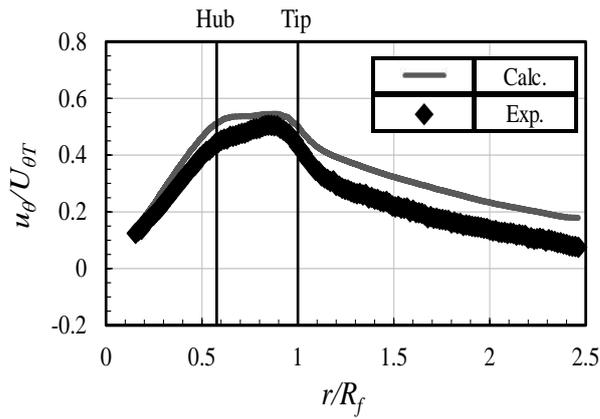


Fig. 5-4 Performance curves of the axial flow fan  
 ( $D_d/D_f = 2.46$ ,  $D_c/D_d = 0.41$ ,  $D_d = 320$  mm)

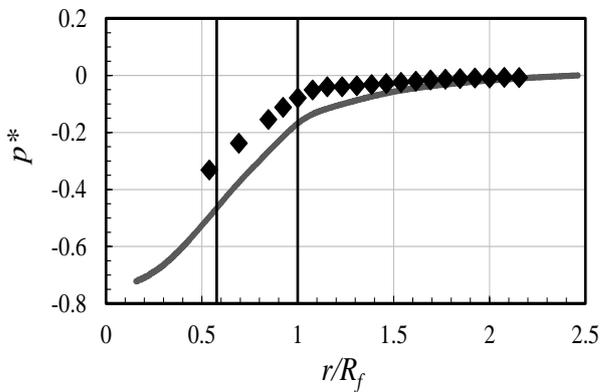
印) では  $\Phi=0.05$  付近で圧力低下が見られ、性能曲線への障害物の影響がわずかに現れている。なお、本実験結果は障害物が小さい場合の Fig.5-3 における  $G/D_f=0.38$  の曲線と概ね一致している。Fig.5-3 では概ね  $G/D_f < 0.46$  で性能曲線に入口障害物の影響が現れるのに対して、障害物直径が大きい本図 (Fig.5-4) では、およそ  $G/D_f < 0.62$  の範囲で性能曲線上に入口障害物の影響が認められる。ファンと障害物との相対距離  $G/D_f$  がさらに小さい  $G/D_f=0.15$  (□印) の場合、 $\Phi$  の全領域で前述の 3 条件 ( $G/D_f = \infty, 0.62, 0.50$ ) の場合と比較して圧力係数  $\Psi$  が低下し、最大流量係数の値も小さくなっている。ところで、 $G/D_f = \infty, 0.62, 0.50$  では  $0.15 \leq \Phi \leq 0.2$  に旋回失速に起因すると思われる右上がり特性が現れるのに対して、 $G/D_f=0.15$  ではこの領域に右上がり特性は無いものの  $0 \leq \Phi \leq 0.1$  の広い範囲で右上がりの特性を示すことがわかる。特にゼロ流量時の圧力係数は  $G/D_f = \infty$  で  $\Psi \approx 0.47$  であったのに対して  $G/D_f=0.15$  では  $\Psi \approx 0.05$  にまで下がり、1/9 程度になっている。障害物との相対距離がさらに小さい  $G/D_f=0.04$  (△印) ではゼロ流量時に  $\Psi = -0.1$  となり、ゼロ流量以外では流れの方向が逆転する逆流現象が観察される。本実験装置において逆流発生時には、流体はブースタファン側

からプレナムタンクへ吸い込まれ、軸流ファンを経て、ファン－障害物隙間を通り大気へ開放される。また、 $G/D_f=0.04$ において、流れの向きは異なるものの $G/D_f=0.15$ の場合と同様、 $-0.06 \leq \Phi \leq 0$ で流量（絶対値）の増加とともに差圧が大きくなる右上がり特性が見られる。ここでの最大圧力係数0.27（絶対値）は約0.18に達しており、本条件における最大効率点 $\Phi=-0.06$ での $\Psi$ の値は、 $G/D_f=\infty$ （順流）の最大効率点 $\Phi=0.2$ の $\Psi$ と大きな違いはない。ただし、最大効率は $G/D_f=\infty$ で $\eta_{max}=0.59$ であるの対して、 $G/D_f=0.04$ では $\eta_{max}=0.12$ と1/6程度に留まることを付記する。また、逆流発生時には流れが障害物外縁から大気に解放されることから障害物外縁での運動エネルギーを求めて全圧評価した結果を中実プロット点（▲印）で示す。

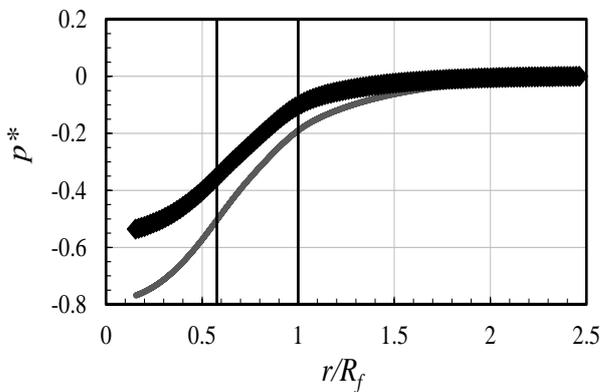
軸流ファンでは低流量時にハブ側から吸い込み、翼端側で吐き出される（逆流する）ことが知られているが、回転する羽根車を通過し、吐き出された流体は、当然ながら周方向速度を有する流れとなる。ファン近傍に障害物が存在する場合も吸い込み流量・吐き出し流量は異なるものの同様の現象が生じている。障害物直径が小さい場合（Fig.5-3）には旋回を伴う吐き出し流れが大気解放されるのに対して、障害物直径が大きい場合（Fig.5-4）にはファン－障害物間に大規模な旋回流れを形成する。ファンと障害物の相対距離が小さい時は生成される旋回流れがファン入口近傍の圧力低下を引き起こすため、障害物直径が大きい条件では羽根が一定の圧力差を生成したとしても、大気とプレナムタンクとの実質的な差圧 $\Delta p_s$ は障害物直径が小さい場合と比較して小さくなる（ $G/D_f=0.04$ の場合には $\Delta p_s \leq 0$ ）。また順流（ $D_d/D_f=2.44$ ,  $G/D_f=0.15$ ）の場合、流量が大きくなるにしたがって、翼端側で吐き出される流量が減少するためファン－障害物間の旋回強さも弱まり、性能曲線において右上がり特性を示すものと考えられる。



(a) Time averaged non-dimensional circumferential velocity distribution at the mid-section between fan and blockage disk

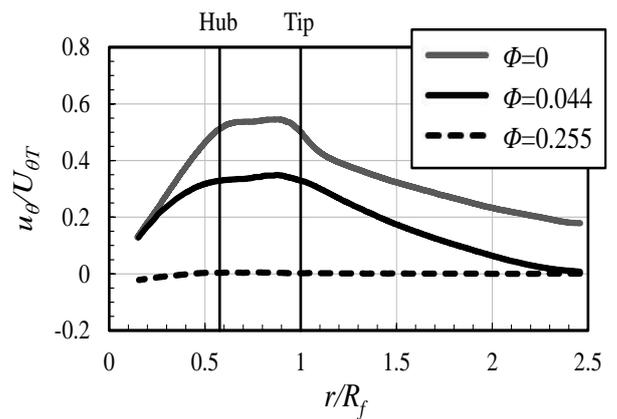


(b) Time averaged non-dimensional pressure distribution on the blockage disk

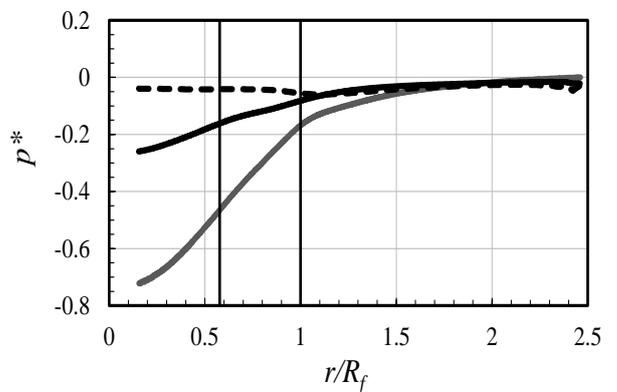


(c) Estimated pressure from the centrifugal force

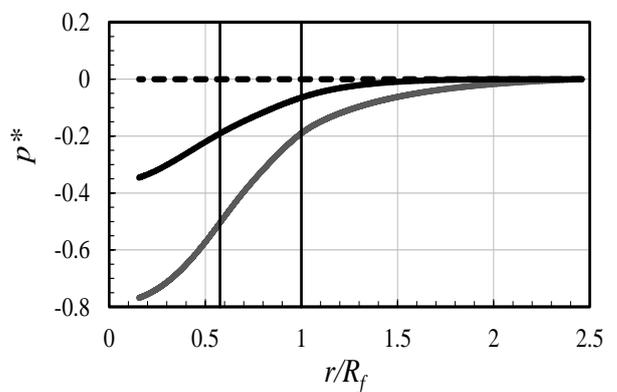
Fig.5-5 Circumferential velocity distribution between fan and disk and pressure distribution on the surface of disk and estimated pressure from centrifugal force.  
 $(D_d/D_f = 2.46, D_c/D_d = 0.41, G/D_f = 0.15, \Phi = 0)$



(a) Time averaged non-dimensional circumferential velocity distribution at the mid-section between fan and blockage disk



(b) Time averaged non-dimensional pressure distribution on the blockage disk



(c) Estimated pressure from the centrifugal force

Fig. 5-6 Circumferential velocity distribution between fan and disk and pressure distribution on the surface of disk and estimated pressure from centrifugal force obtained by numerical calculation.  
 $(D_d/D_f = 2.46, D_c/D_d = 0.41, G/D_f = 0.15)$

#### 5.4.2 隙間流れの旋回成分と圧力分布の関係

Fig.5-5 に  $D_d/D_f=2.46$ ,  $D_c/D_d=0.41$ ,  $G/D_f=0.15$ ,  $\Phi=0$  の条件下で得られたファン－障害物間の無次元周方向速度分布および無次元圧力分布を示す. Fig.5-5 (a) はファン－障害物間の中央断面での無次元半径  $r/R_f$  と無次元時間平均周方向速度  $u_\theta/U_{\theta r}$  の関係, Fig.5-5 (b) は障害物表面での  $r/R_f$  と無次元時間平均圧力  $p^*(=p/(0.5\rho U_{\theta r}^2))$  の関係, Fig.5-5 (c) はファン－障害物間において軸方向速度を無視して, 圧力勾配が遠心力とつり合うと仮定した式 (5-4) に Fig.5-5 (a) の周方向速度の結果を代入することにより求めた圧力分布である.

$$\frac{dp}{dr} = \frac{\rho u_\theta^2}{r} \quad (5-4)$$

プロット点は実験結果, ライン (および破線) は数値計算結果を表す. なお, Fig.5-5 にハブおよび翼端の位置を細線で示す. Fig.5-5 (a) 周方向速度分布から実験, 数値計算ともに回転中心からハブまでは概ね強制渦, 翼端付近から障害物外縁までは自由渦と類似の速度分布になっていることがわかる. すなわち, 本条件ではファン－障害物間において羽根車の回転による明確な旋回流れの形成が確認できる. また,  $r/R_f=1$  付近では半径方向の流路形状が大きく変化することから, 本条件では周方向速度分布にも大きな変化が見られる.

Fig.5-5 (b) と (c) から実験結果と数値計算結果および障害物表面圧力分布と遠心力を評価して算出した圧力分布は定性的に一致していることがうかがえる. ただし, 定量的には Fig.5-5 (a) の速度分布において実験結果と数値計算結果に差異があることから, Fig.5-5 (c) の障害物表面圧力分布でも実験と数値計算では定量的には差異が見られる. 一方, 実験, 計算のそれぞれで Fig. 5-5 (b) の障害物表面の圧力分布と Fig.5-5 (c) の遠心力から求めた圧力分布が概ね一致していることから, Fig.5-5 で見られる圧力分布はファンの回転に伴い周囲の流体が旋回することにより生成される遠心力に起因すると言える. なお, 隙間流れにおける半径方向速度は周方向速度に比べて小さいこと, 周方向速度分布は厳密には軸方向位置に依存するが, 第一次近似としてファン－障害物間中央断面での周方向速度を軸方向の空間平均速度と見なせる程度であることを確認している. 本条件では障害物外縁からファン入口の間で圧力低下 (チ

ップ側で  $p^* = -0.1 \sim -0.2$  程度、ハブ側で  $p^* = -0.3 \sim -0.5$  程度)が生じている。一方、羽根の仕事について目を向けると入口障害物存在という流れ場の制限と予旋回などにより、羽根への流入・流出角が変わり、本来の差圧生成ができなくなると思われる。これら二つの理由から、前図 (Fig.5-4) の性能曲線においてゼロ流量 ( $\Phi=0$ ) での  $G/D_f = 0.15$  (□印) の  $\Psi$  は  $G/D_f = \infty$  (×印) の  $\Psi$  と比較して 0.4 程度低下したものと推察される。さらに、ファンと障害物の相対距離  $G/D_f$  がより一層小さい場合には遠心力による圧力低下が羽根で作られる圧力上昇に勝るためプレナムタンク内圧は負圧となり、Fig.5-4 の  $G/D_f = 0.04$  (△印) のように逆流が発生すると考えられる。

Fig.5-6 に Fig.5-5 と同様の幾何学的条件 ( $D_d/D_f = 2.46$ ,  $D_c/D_d = 0.41$ ,  $G/D_f = 0.15$ ) 下で数値計算により得られたファンー障害物間の無次元周方向速度分布および無次元圧力分布について流量係数  $\Phi$  をパラメータとして示す。Fig. 5-6 (a) は  $r/R_f$  と  $u_\theta/U_{\theta T}$  の関係、Fig.5-6 (b) は  $r/R_f$  と障害物表面での  $p^*$  との関係、Fig.5-6 (c) は式 (5-4) に Fig.5-6 (a) の周方向速度の結果を代入することにより求めた圧力分布である。 $\Phi = 0.255$  はほぼ最大流量、 $\Phi = 0.044$  は最大流量の概ね 1/6 の値である。Fig. 5-6 (a) から  $\Phi$  が増加するにしたがって、ファンー円板間での旋回流れが抑制されることが明らかである。それに伴い Fig.5-6 (b) と (c) の圧力分布においても、 $\Phi$  の増加とともにファン入口での圧力低下が抑えられることがわかる。特に  $\Phi = 0$  から  $\Phi = 0.044$  へのわずかな流量増加が比較的大きな圧力上昇を生む結果となり、性能曲線の右上りにも関連していると考えられる。ただし、前述の通り羽根車近くに障害物が存在する場合は入口速度分布が変化し、ファン性能は入口流れ角にも依存することから、ファンー円板間での圧力低下が右上り特性や逆流の発生原因の一つであるとしても、他の要因についても検討が必要である。

Fig.5-7, Fig.5-8 に低流量条件下で  $D_d/D_f = 2.46$  の障害物表面上参照点 ( $R_m/R_f = 1.68$ ) で計測された圧力変動特性を示す。Fig.5-7, Fig.5-8 にそれぞれ  $G/D_f = 0.15$  (順流:  $\Phi = 0.039$ ),  $G/D_f = 0.04$  (逆流:  $\Phi = -0.022$ ) の実験結果を示す。(a) は変動圧力のスペクトル分布である。(b) は 2 計測点のなす角  $\theta$  に対するじょう乱 (卓越周波数成分) の位相  $\theta_l$  で、位相計測用圧力変換器の波が基準の圧力変換器に対して、遅れを生じた場合に位相差  $\theta_l$  を負の値で表記する。(c) は圧力の時間波形である。順流である Fig.5-7 (a) の変動圧力スペクトル分布では  $ff_n \approx 0.27$ , 逆流が生じる Fig.5-8 (a) では  $ff_n \approx 0.17$

付近に卓越周波数成分が認められ、いずれの条件でも周期的な圧力変動が現れる様子が見て取れる。ここで、 $f_n$ はファンの回転周波数である。Fig.5-7 (b) では位相変化の勾配が 2 を示し、Fig.5-8 (b) では勾配が 1 を示していることから、それぞれセル数  $m=2$ ,  $m=1$  のじょう乱が周方向・前向き（ファンと同じ回転方向）に伝播していることが確認できる。卓越周波数と位相差から、Fig.5-7 ではじょう乱の旋回角速度比  $\omega_l/\omega_f \approx 0.13$ , Fig.5-8 では  $\omega_l/\omega_f \approx 0.17$  と算出できる。Fig.5-7 (c) および Fig.5-8 (c) の圧力波形において、横軸はじょう乱の旋回周期  $T_l$ に基づく無次元時間  $t/T_l$ であり、縦軸は圧力の変動成分  $p'$ を羽根周速に基づいた動圧で除した無次元圧力  $p^*$ である。順

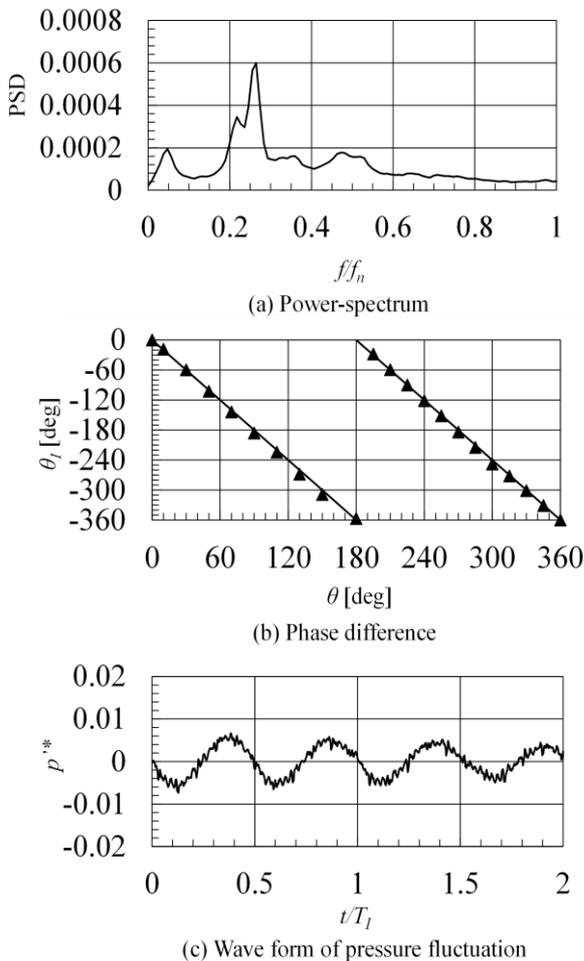


Fig. 5-7 Measured pressure fluctuation on the surface of blockage disk ( $m=2$ ) ( $R_m/R_f=1.69$ ,  $D_d/D_f=2.46$ ,  $D_c/D_d=0.41$ ,  $G/D_f=0.15$ ,  $\Phi=0.039$ ,  $f/f_n=0.265$ ,  $\omega_l/\omega_f \approx 0.13$ )

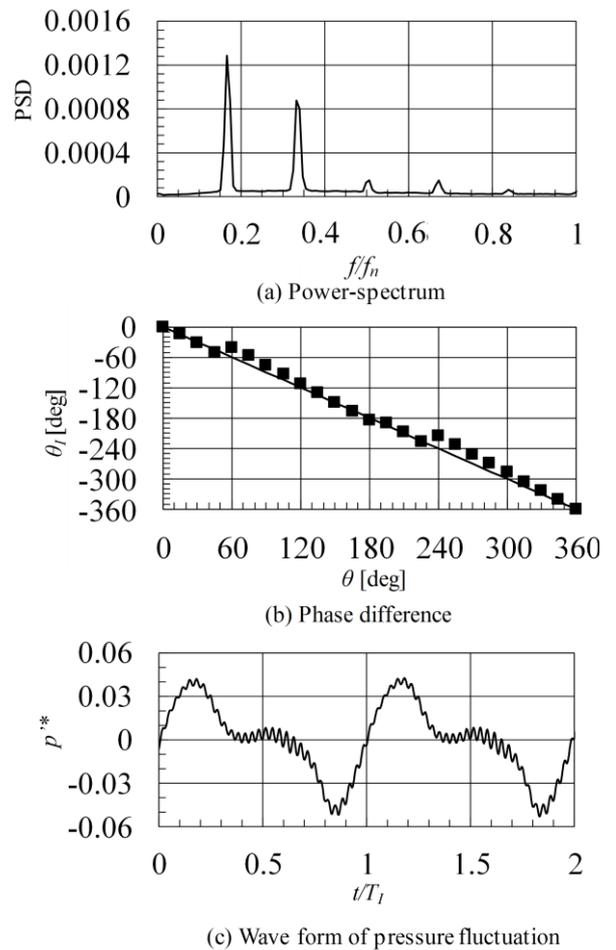


Fig. 5-8 Measured pressure fluctuation on the surface of blockage disk ( $m=1$ ) ( $R_m/R_f=1.69$ ,  $D_d/D_f=2.46$ ,  $D_c/D_d=0.41$ ,  $G/D_f=0.04$ ,  $\Phi=-0.022$ ,  $f/f_n=0.166$ ,  $\omega_l/\omega_f \approx 0.17$ )

流 Fig.5-7 (c) では圧力変動は概ね正弦波状となっているが、逆流 Fig.5-8 (c) では  $m=1$  に  $m=2$  が混在した歪んだ波形となっている。いずれにしても両条件において周期的な非定常流れが発生していることは明白である。ファン－障害物間の無次元圧力変動振幅については、Fig.5-7 (c) に示す  $G/D_f=0.15$  の振幅が Fig.5-8 (c) に示す  $G/D_f=0.04$  を下回っている。

なお、同様の実験を異なる障害物直径、ファン－障害物間の隙間距離、流量条件下で行ったところ、性能曲線が右上がり特性を示す領域中に Fig.5-7 および Fig.5-8 と同様の圧力変動を伴う不安定流れの発生が確認されている。

#### 5.4.3 隙間流れの不安定性

Fig.5-9 に数値計算で得られたファン－障害物間の圧力分布と速度ベクトルを示す。Fig.5-9 (a) は障害物表面の圧力分布であり、Fig.5-9 (b) はファン－障害物間の軸方向中央の断面で計算された速度ベクトル、Fig.5-9 (c) は軸を含む子午面での速度ベクトルで、Fig.5-9 (b) の実線で示す位置での断面について見たものである。この時の計算条件は  $D_d/D_f=2.46$ ,  $G/D_f=0.04$ ,  $\Phi=-0.022$  (逆流) である。Fig.5-9 (c) - (i), (ii), (iii), (iv), (v) はそれぞれ無次元時間  $t/T_f=0, 0.25, 0.5, 0.75, 1$  のフローパターンであり、Fig.5-9 では羽根車は時計方向に回転している。なお、参考のため本計算で得られた圧力係数は  $\Psi=-0.07$  であり、プレナムタンク内圧が大気圧より小さい値となっていることを付記する。Fig.5-9 (a) では羽根枚数が  $Z=5$  であることから 5 枚の花びら状の低圧部が確認できるとともに、高圧部 (白色) が一つ存在し、この高圧部は周方向 (時計方向) に移動していることがわかる。すなわち、数値計算においてもセル構造 (セル数  $m=1$ ) を有する不安定流れが発生し、じょう乱が周方向に伝播する様子が観察でき、実験結果とも対応している。また、Fig.5-9 (b) のベクトル図からは周方向に  $m=1$  の速度分布を有し、時計方向に旋回しながら、逆流 (主に外向き流れ) を形成している様子がうかがえる。Fig.5-9 (c) の子午面速度ベクトル図について見ると、障害物表面で滑り無し条件を課していることからファン－障害物間では  $u_r$  に分布があるものの、 $u_z$  はファン近傍を除きほぼ無視できる程度であることがわかる。また、じょう乱が周方向に伝播することから、 $r/R_f > 1$  ではファン－障害物間において、同位相で吸い込み・吐き出しを繰り返す様子が観察できる。

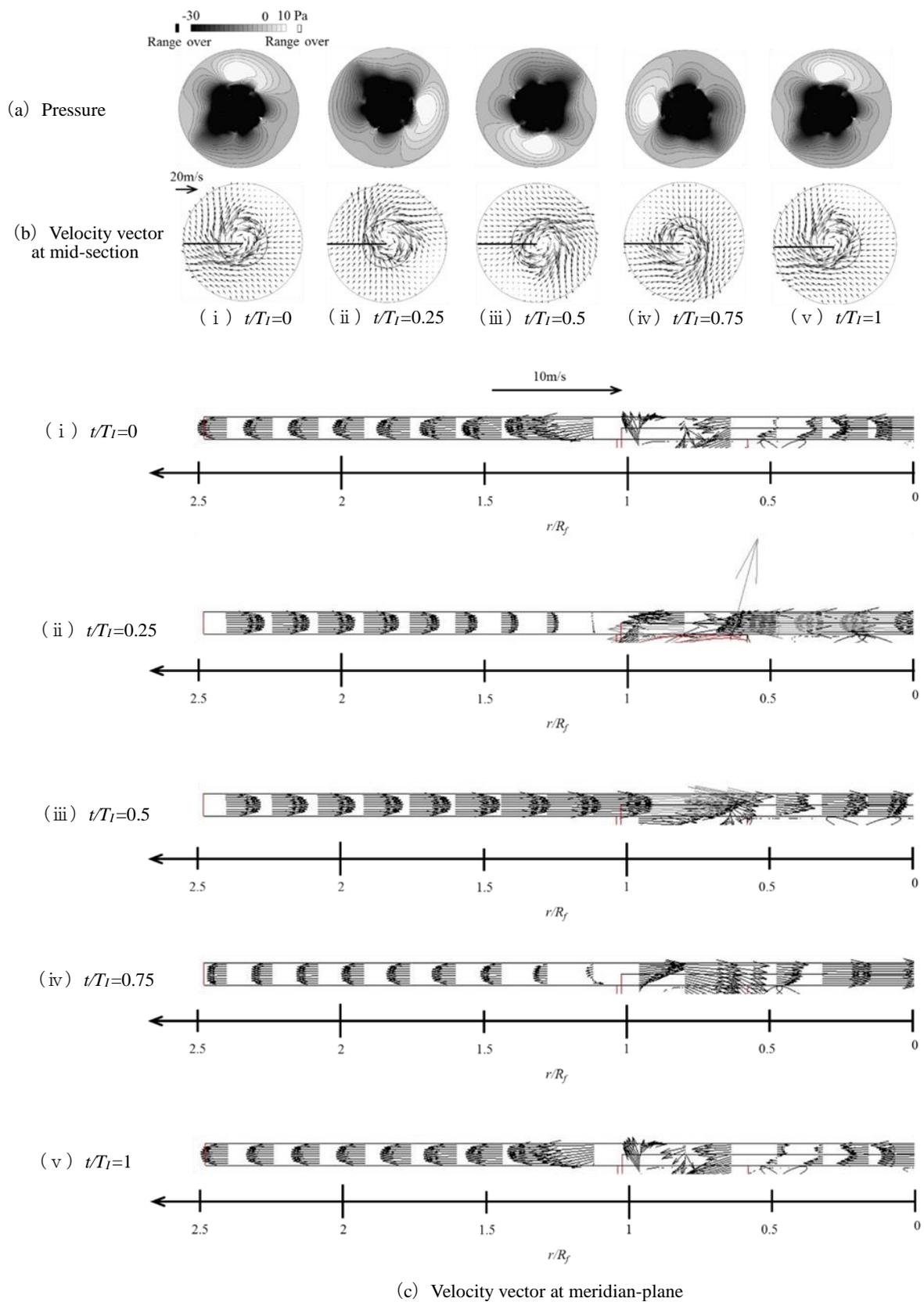


Fig. 5-9 Numerical results of pressure distribution on the surface of blockage disk and velocity vectors at mid-section between fan and disk and velocity vectors at meridian-plane ( $m=1$ ) ( $D_d/D_f=2.46$ ,  $D_c/D_d=0.41$ ,  $G/D_f=0.04$ ,  $\Phi=-0.022$ ,  $\omega_l/\omega_f \approx 0.18$ )

実験，数値計算の両方でファン入口の極めて近くに障害物が存在する場合，プレナムタンクと大気圧との差圧  $\Delta p_s$  が負となり，周方向に伝播する不安定流れを形成する角速度比は  $\omega_l/\omega_f \approx 0.18$  であり，実験値 ( $G/D_f=0.04$ ,  $\Phi=-0.012$  の時の旋回角速度比  $\omega_l/\omega_f \approx 0.17$ ) とほぼ等しく，ベーンレスディフューザの旋回失速に見られる旋回速度比と同程度である．セルの様子並びに旋回速度比などから逆流時には，羽根がファン－障害物間に周方向流れを生成することでベーンレスディフューザの旋回失速と類似の不安定現象が発生したと推察される．なお，順流条件での数値計算でも同様の不安定流れが観察されており，本研究で示す流動現象が実験装置固有の特性に起因する現象でないことを確認している．

## 5.5 まとめ

本研究では軸流ファン入口付近に障害物が存在する場合の性能特性並びに流れ場、非定常特性の解明を試みた。以下に主な結論を示す。

- 1) 性能特性はファンと障害物との相対距離  $G/D_f$  に依存し、性能曲線に対する入口障害物の影響は相対障害物直径  $D_d/D_f$  が大きくなるほど、 $G/D_f$  が大きい値で現れる。
- 2) 本研究の条件範囲で性能曲線上に入口障害物の影響が明確に現れる場合には、 $G/D_f$  が小さくなるほどゼロ流量時の圧力係数並びにゼロ流量時の流量は低下する。
- 3)  $D_d/D_f=2.46$  の  $G/D_f=0.15$  では低流量域で性能曲線が右上がりになることから、障害物が相対的に大きく、ファンとの相対距離が小さい場合には低流量域で性能曲線に右上がり特性が現れる。
- 4)  $D_d/D_f=2.46$ ,  $G/D_f=0.04$  ではゼロ流量でプレナムタンク内が負圧となり、ゼロ流量以外では逆流が生じる。障害物が相対的に大きく、ファンとの相対距離が極めて小さい場合には逆流が生じる場合もある。
- 5) ファン入口付近に障害物が存在する場合の性能低下並びに逆流発生の一原因としてファン－障害物間で羽根によって生成される旋回流の遠心力の作用が考えられる。
- 6) 障害物がファンに対して大きく、ファンと障害物との相対距離が小さい場合には、順流・逆流にかかわらず低流量領域でじょう乱が周方向に伝播する不安定流れが発生する。
- 7)  $D_d/D_f=2.46$ ,  $G/D_f=0.04$  での数値計算においても、ファン－障害物間にセル構造を伴うベーンレスディフューザの旋回失速と類似の不安定流れが確認された。

## 第6章 結 論

昨今の小型ファンモータの特性に対する市場からの新たな改善要求に対し、その問題を解決すべく研究を行った。その結果、ファンモータの設計に以下のメリットを提供可能にした。

### 1) 電磁力励振振動の低減

- (1) 電磁力励振振動の低減には磁気設計の見直しが必要であるが、その中でも、巻線仕様（各相各極のコイル数）による見直しが、コスト、環境負荷の面で有利である。この巻線仕様（各相各極のコイル数）の違いを、起磁力分布と正弦波形との差で定義した「起磁力分布係数」によって定量化し、各相各極のコイル数を増やすことにより起磁力分布係数を小さくできることを明らかにした。
- (2) 次に、数値解析と実験の両面から、起磁力分布係数と電磁力励振振動の関係（低減率）を検証し、起磁力分布係数と電磁力励振振動には相関関係があり、各相各極のコイル数を増やすことにより電磁力励振振動を小さく抑えることができることを明らかにした。
- (3) 以上の研究結果から、必要な電磁力励振振動の許容レベルに合わせて最適な巻線仕様を選択できるようになる。これは、製造コストや環境負荷の面で有効である。

### 2) 軸受揺動振動の低減

- (1) 非接触式 3 次元 LDV を用いた実稼働解析を使い軸受振動とその振動モードを定量化した結果、軸受外輪とハウジングのフレッチング摩耗の原因は、軸の振れ回りによる軸受外輪の揺動振動であることを明らかにした。
- (2) 揺動振動の大きさは、軸受外輪とフレームハウジングのはめあい隙間に比例する。必要な耐用年数に応じて、適切なはめあい寸法を選択することにより、フレッチング摩耗の発生を防ぎ、ファンの耐用年数を延ばすことができることを示した。

(3) 以上の研究結果から、ジャーナル寸法が極端に短いファンモータでも、フレームハウジングと軸受外輪を「しまりばめ」することなく「すきまばめ」の構造のまま、耐用年数の長いファンモータを商品化することが可能となる。これは、組立の自動化を含めた製造面でのメリットが大きく、コストや環境負荷の面で有効である。

### 3) 外部接続機器による高周波励振振動の低減

(1) 歪ゲージによる歪応答とロータリコネクタを利用した実稼働解析および数値解析による周波数応答解析から、2kHz の高い周波数で励振されたファンモータの羽根の振動について、その応答形状を定量化できることを示した。その結果、2kHz の振動は共振現象によるものではなく、キャリア周波数 2kHz を基本周波数とする PWM 制御信号に励振された強制振動であること、その応答形状は「羽根のカップ天面が同位相で軸方向に振動している形状」であり、放射音の原因となっていることを明らかにした。

(2) 数値解析による周波数応答解析から、キャリア周波数 2kHz でのファンモータの羽根の応答形状に対する各固有モードの寄与率を求め、その影響を明らかにした。その結果、寄与率の大きな固有モード形状は 2kHz の応答形状と同じ「羽根のカップ天面が同位相で軸方向に振動している形状」であることを示した。

(3) 実稼働状態のファンモータの羽根の応答形状と、応答形状に対する固有モードの寄与率を明らかにすることで、振動を抑制する対象箇所を明確にすることができる。これは、ファンモータを低振動化するうえで有効である。

### 4) 流体力励振振動の低減

(1) 軸流形式のファンモータ入口付近に障害物が存在する場合の性能特性は、ファンと障害物との相対距離および相対障害物直径によって決まることを明らかにし、ファンと障害物との相対距離および相対障害物直径と性能特性の関係を系統的に具体的な数値で示した。これらの研究結果を活用することで、実際の実装設計において、性能低下をできるだけ回避することが可能となる。

- (2) ファンと障害物との相対距離や相対障害物直径により，低流量側での著しい静圧の低下や不安定流れの発生による逆流現象が起きることがあり，その原因として，ファンと障害物間で羽根によって生成される旋回流の遠心力の作用が考えられることを明らかにした．つまり，ファンと障害物の相対距離を一定以下すること，および相対障害物直径を一定以上してしまうことは，低流量側でのさらなる冷却効果の低下や異常振動や異常騒音の発生につながるため，実際の実装設計においては避けなければならない．
- (3) 現状の実装設計では，高密度実装における低流量側で著しい風量－静圧特性の低下や逆流現象までは考慮されていない．この研究結果から，高密度実装における新たな設計指針（注意喚起）を示すことができた．

## ＜参考文献＞

### 第1章

- (1-1) オリエンタルモーターHP, ファンモーター・サーマルマネジメント製品の種類と主な使用例 (2015), オリエンタルモーター.
- (1-2) (社) 日本産業機械工業会 送風機技術者連盟編, 送風機ハンドブック (1990), P.13, 日本工業出版.
- (1-3) 原田幸夫, 流体機械 (2001), p.115, 朝倉書店.
- (1-4) BARCO 社 HP (2015).
- (1-5) 安川電機 HP (2015).
- (1-6) 丹羽健, 転がり軸受のクリープメカニズム, NTN TECHNICAL REVIEW, No.81 (2013), pp.100-103.
- (1-7) JTEKT, 転がり軸受総合カタログ (2001), JTEKT, pp.A86-A98.
- (1-8) オリエンタルモーターHP, 製品ラインナップ (2015).
- (1-9) 安川電機 HP, 製品ラインナップ (2015).
- (1-10) オリエンタルモーター, 技術資料 (1997).
- (1-11) 石橋文徳, 小林和夫, 小型かご型誘導電動機の高調波磁束の実験的考察, 電気学会論文 D 編, Vol.110, No.8 (1990), pp.891-898.
- (1-12) 神寄英俊, 芝山重三郎, 渡辺俊三, 一文字正幸, 並木正夫, 誘導電動機の電気的不安定振動, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.60, No.578 (1994), pp.6-12.
- (1-13) 石橋文徳, 野田伸一, 森貞明, 小型誘導電動機の電磁振動について, 電気学会論文誌 D 編, Vol.118, No.3 (1992), pp.307-313.
- (1-14) 塩幡宏規, 草間亮太, 大津新喜, 静的偏心のあるユニバーサルモータの電磁振動・騒音の実験的研究, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.78, No.790 (2012), pp.93-101.
- (1-15) 吉桑義雄, 岡田順二, 小河良平, ファンの支持構造に着目したファンの騒音低減, 日本機械学会論文集 B 編, 79 巻 801 号 (2013-5), pp.32-35.
- (1-16) 石橋文徳, 野田伸一, 誘導電動機の電磁場 - 振動・騒音連系解析, 日本 AEM 学会誌, Vol.7, No.1 (1999), pp.307-313.

- (1-17) 塩幡宏規, 根本佳奈子, 名川泰正, 坂本茂, 小林孝司, 伊藤元哉, 小原木春雄, 電磁力励起による電動機の振動放射音解析法, 日本電気学会論文誌 D 編, 118 卷 11 号 (1998), pp.1301-1307.
- (1-18) 根本加奈子, 塩幡宏紀, 梶原憲三, 電動機から発生する電磁振動放射音の高速解法, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2001 講演論文集 (東京大学), No.01-5 (2001).
- (1-19) 根元加奈子, 齋藤泰行, 鈴木康介, インバータの電磁振動解析法, 日本機械学会論文集 B 編, Vol.78, No.789 (2012), pp.46-50.
- (1-20) 岩壺卓三, 塩幡宏規, 河村庄造, 林義之, 磁気吸引に起因する誘導電動機の振動解析法, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.69, No.680 (2003), pp.103-108.
- (1-21) JTEKT, 転がり軸受総合カタログ (2001), JTEKT, pp.A86-A98.
- (1-22) 佐藤準一, 転がり軸受のフレッチング摩耗と対策, ターボ機械, Vol.26, No.11 (1998), pp.649-655.
- (1-23) 丸山泰右, 齋藤剛, 油およびグリース潤滑化におけるフレッチング摩耗防止メカニズムの違い, NSK Technical Journal, No.686 (2013), pp.12-19.
- (1-24) 迫孝司, 軸受における異常兆候の早期検知と診断に関する研究, 早稲田大学審査学位論文 (博士) (2012), p.28
- (1-25) 坂口智也, 赤松良信, 玉軸受のシミュレーション, NTN THECNICAL REVIEW, No.69 (2001), pp.69-75.
- (1-26) 太田浩之, 五十嵐昭男, 玉軸受の外輪単体の固有振動数, 日本機械学会論文集 C, Vol.56, No.532 (1990), pp.194-199
- (1-27) 根本佳奈子, 李東偉, 塩幡宏規, 小泉修, 渋川末太郎, 小田佳二, インバータモータの電磁振動放射音低減, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2002 講演論文集 (金沢大学), No.302 (2002).
- (1-28) 桑原広樹, 田邊雄一, 岩原光男, 長松昭男, 高橋政行, 歪応答を利用する実験モード解析の研究, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2006 講演論文集 (名古屋大学) (2006).

- (1-29) 桑原広樹, 伊藤貴彦, 岩原光男, 近藤敦美, 長松昭男, 高橋政行, 歪ゲージ応答による実験・実稼働解析, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2007 講演論文集 (近畿大学).
- (1-30) 中村元, 福江高志, 小泉雄大, 石塚勝, 小型空冷ファンに風量に及ぼす障害物の影響, 日本機械学会論文集 B 編, Vol.76, No.768 (2010), pp.1184-1190.
- (1-31) 谷口英夫, 船崎健一, 高橋友恵, 千葉皓太, 狭隘場における小型軸流ファンの非定常流れ及び騒音特性, ターボ機械, 40-2 (2012), pp.114-122.
- (1-32) 川口清司, 奥井健一, 桑海正宏, 小型軸流ファンの性能に及ぼす流入乱れの影響, ターボ機械, 35-8 (2007), pp.480-488.
- (1-33) 渡邊文庸, 笹島知佳, 川口清司, 渡辺大輔, 吸い込み側に障害物を有する小型ファンの騒音特性, 日本機械学会, 流体工学部門講演会講演論文集 (米沢, 山形大学) (2010), pp.287-288.
- (1-34) 義基貴史, 福江高志, 石塚勝, 中川慎二, 空冷ファンの P-Q 特性の障害物の形状と位置による影響, 日本機械学会北信越支部, 第 45 期総会・講演会, 講演論文集 (2008), pp.241-242.
- (1-35) Sheam-Chyun Lin, Chien-An Chou, Blockage effect of axial-flow fans applied on heat sink assembly, Applied Thermal Engineering Vol.24, Issue.16 (2004), pp.2375-2389.
- (1-36) 高橋政行, 山中禎靖, 大石久己, 疋田光孝, ファンモータ用小型三相誘導電動機の電磁振動に関する検証, 日本機械学会東北支部秋季研究報告会講演論文集 (岩手, 岩手大学) (2013.9.20), No.2013-2, pp.109-110.
- (1-37) 高橋政行, 山中禎靖, 大石久己, 疋田光孝, ファンモータ用小型三相誘導電動機の電磁振動に関する数値解析による検証, 日本機械学会論文集, Vol.81, No.831 (2015), DOI : 10. 1299 / transjsme. 15-00155.
- (1-38) 高橋政行, 山中禎靖, 大石久己, 疋田光孝, ファンモータ用小型三相誘導電動機の電磁振動に関する検証, 自動制御連合同講演会 (新潟大学) 講演論文集 (新潟, 新潟大学) (2013.11.16), No.12-23, pp.1087-1089.

- (1-39) 高橋政行, 山中禎靖, 大石久己, 疋田光孝, ファンモータ用小型三相誘導電動機の電磁振動に関する実験的検証, 日本機械学会論文集, Vol.82, No.837 (2016), DOI:10. 1299 / transjsme. 15-00507.
- (1-40) 高橋政行, 大石久己, 柳本憲作, 疋田光孝, ファンモータの軸受揺動振動によるフレッティング摩耗に関する実験的検証, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2014 講演論文集(東京, 上智大学), No.12, 講演 No.649. (2014).
- (1-41) 高橋政行, 望月祐哉, 荻原拓也, 大石久己, 柳本憲作, 疋田光孝, 歪応答を利用した実稼働モード解析によるファンモータの騒音低減, 日本機械学会, Dynamics and Design Conference 2015 講演論文集 (青森, 弘前大学), No.14-17, 講演 No.544 (2015.8.27).
- (1-42) 高橋政行, 中村慎策, 佐藤光太郎, 横田和彦, 軸流ファンの流動特性に及ぼす障害物の影響, 日本ターボ機械協会, 学会誌「ターボ機械」, Vol.43, No.6 (2015), pp.336-347.

## 第2章

- (2-1) 山田一, 宮澤永次郎, 別所一夫, 基礎磁気工学 (2000), pp.164-166, 学献社.
- (2-2) 一文字正幸, 上田隆司, 藤田真史, 郡司雄一郎, 村田大輔, 片山仁, 鉄心振動による強制振動を考慮したタービン発電固定子コイルエンドの電磁振動解析, 日本機械学会 第22回電磁力関連のダイナミクス シンポジウム講演論文集 (北九州), No.20A4-1 (2010), pp.280-283.
- (2-3) オリエンタルモーターHP (2015), オリエンタルモーター株式会社.
- (2-4) 坪島茂彦, 誘導電動機 (2001), pp.63-71, 東京電機大学出版局.
- (2-5) JMAG Application Catalog No.20 (2012), 株式会社 JSOL.
- (2-6) Ansys 動解析トレーニングブック (2010), Ansys Japan.
- (2-7) 石橋文徳, 小林和夫, 小型かご型誘導電動機の高調波磁束の実験的考察, 電気学会論文 D 編, Vol.110, No.8 (1990), pp.891-898.

- (2-8) 高橋政行, 山中禎靖, 大石久己, 疋田光孝, ファンモータ用小型三相誘導電動機の電磁振動に関する数値解析による検証, 日本機械学会論文集, Vol.81, No.831 (2015), DOI : 10. 1299 /transjsme. 15-00155.
- (2-9) 高井信勝, 信号処理・画像処理のための MATLAB 入門 (2004), 工学社, pp.141-143.
- (2-10) MSC ソフトウェア株式会社, MSC Nastran 動解析トレーニング NAS102 コースノート (2012), pp.E1-E16.

### 第 3 章

- (3-1) JTEKT 転がり軸受総合カタログ (2001), pp.A86-A98, JTEKT.
- (3-2) 植草源三, 機器・部品の寿命と超加速試験方法 (1991), p.33, 日刊工業出版社.
- (3-3) 小野測器技術レポート, レーザドップラ振動計によるワイヤボンダ超音波振動測定について (2013), 小野測器株式会社.
- (3-4) ME'scope VES reference manual (2008), p.121, 株式会社システムプラス.
- (3-5) 高橋政行, 大石久己, 柳本憲作, 疋田光孝, ファンモータの軸受揺動振動によるフレットング摩耗に関する実験的検証, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2014 講演論文集(東京, 上智大学), No.12, 講演 No.649 (2014).

### 第 4 章

- (4-1) 安川電機, インバータドライブ技術 (2000), pp.100-105, 日刊工業出版社.
- (4-2) 小野測器技術レポート, 次数比分析とトラッキング分析 (2013), 小野測器株式会社.
- (4-3) MSC ソフトウェア株式会社, MSC Nastran 動解析トレーニング NAS102 コースノート (2012) , pp.E1-E16.
- (4-4) 岩原光男, 桑原広樹, 伊藤貴彦, 近藤敦美, 長町昭男, 高橋政行, 歪ゲージ応答による実験・実稼働モード解析, Dynamic and design conference 20007 (広島大学) (2007).

- (4-5) 沢田博史, ロータリコネクタ構造説明資料, 株式会社ヒサワ技研 (2015).
- (4-6) 高橋政行, 柳本憲作, 大石久己, 疋田光孝, ファンモータの軸受揺動振動によるフレッティング磨耗に関する実験的検証, Dynamics and Design Conference 2014 講演論文集 (上智大学), No.15-7, 講演 No.649 (2014.8.29).

## 第5章

- (5-1) 高橋政行, 中村慎策, 佐藤光太郎, 横田和彦, 軸流ファンの流動特性に及ぼす障害物の影響, 日本ターボ機械協会, 学会誌「ターボ機械」, Vol.43, No.6 (2015), pp.336-347.
- (5-2) Screw Tetra Application Note, ソフトウェアクレイドル.
- (5-3) 佐野岳志, 吉田義樹, 中村祐樹, 松島達人, ベーンドディフューザに発生する交互翼失速と旋回失速, ターボ機械, Vol.30, No.3 (2002), pp.169-180.
- (5-4) 阿部守, 佐野岳志, 松島達人, 吉田義樹, 辻本良信, ベーンレスディフューザに発生する旋回失速の数値解析, 日本機械学会, 講演論文集 (関西支部第77期定時総会講演会), No.24-1 (2002), pp.41-42.

## 謝辞

本研究は、本学 電子素子・物理工学研究室 疋田光孝 教授のご指導のもと行われました。指導教員である疋田光孝先生には、研究だけに留まらない多大なるご助言をいただき、様々な面で大変お世話になりました。特に、社会人学生を快く受け入れていただき「学ぶ機会」を与えてくださったことに深く感謝するとともに、心からお礼申し上げます。

本学 機械力学研究室 大石久己 教授には、第 2 章～第 4 章の電磁力励振振動の低減、軸受の揺動振動の低減、外部機器による高周波励振振動の低減に関する研究をご教示していただきました。研究に対する多大なご助言をいただけただけでなく、社会人学生の私に都合に合わせて週末や夜間にご指導いただけたことは本当に感謝するばかりです。また、大変お忙しい中、博士論文の副査を担当していただきました。心からお礼申し上げます。

本学 流体機械研究室 佐藤光太郎 教授には、第 4 章の流体力励振振動の低減に関する研究をご教示していただきました。研究に対する多大なご助言をいただけただけでなく、研究の進め方に関しましても貴重なアドバイスをいただくことができました。また、大変お忙しい中、博士論文の副査を担当していただきました。心からお礼申し上げます。

本学 機械振動研究室 我妻隆夫 教授には、修士課程、博士後期課程の長期間にわたり、本研究をご指導していただき、有益なご助言、ご鞭撻を賜りました。また、大変お忙しい中、博士論文の副査を担当していただきました。心からお礼申し上げます。

本学 自動車運動制御研究室 野崎博路 教授には、大変お忙しい中、博士論文の副査を担当していただきました。特に、本論文の執筆に関しまして、本当に細かな部分に至るところまで推敲していただき、貴重なご意見とご鞭撻を賜りました。ここに深くお礼申し上げます。

茨城大学 工学部 塩幡宏規 教授には、博士論文の副査を担当していただきました。大変お忙しい中、短期間にもかかわらず、本論文をご精読いただき、本論文執筆および公聴会での審査に関しまして、親切なご指導、ご鞭撻を賜りました。ここに心から感謝申し上げます。

本学 機械要素設計研究室 小林光男 教授には、第 4 章の外部機器による高周波励振振動の低減に関する動歪測定について、多大なご助言とご支援をいただきました。ここに深く感謝申し上げます。

流体力励振振動の低減の共同研究者である本学 流体機械研究室 修士課程 中村慎策様に感謝申し上げます。中村様の研究に対する積極的な態度にはいつも触発されました。本当にありがとうございました。

電磁力励振振動の低減の研究に関しまして、多大なるご支援をいただいたオリエンタルモーター株式会社 山中禎靖様に深く感謝申し上げます。

本論文の執筆に関しまして、長年にわたり多大なるご協力をいただいた鶴岡高等専門学校 丹省一 名誉教授, 柳本憲作 教授, 渡部誠二 教授に心から感謝申し上げます。

流体励振振動の低減の研究に関しまして、多大なるご支援, ご教示をいただきました 東京都市大学 工学部 流体工学研究室 西部光一 講師はじめ流体工学研究室の皆様にご深く感謝申し上げます。

研究を進めるにあたり多大なご協力をいただいた本学 機械力学研究室の皆様および本学 流体機械研究室の皆様にご感謝申し上げます。

本研究を遂行するにあたり、3 次元 LDV の評価でご協力いただきました小野測器解析技術部の皆様, 構造解析に関しましてご協力いただきました MSC Software テクニカルサポート部の皆様にご感謝申し上げます。

最後に、多くの方々の協力を得て研究結果をまとめることができましたことを深く感謝申し上げます。

2016 年 3 月

工学院大学 工学研究科 高橋政行