



## PWMインバータ駆動ブラシレスDCモータのベアリング電食に関する研究

メタデータ	言語: Japanese 出版者: 公開日: 2014-06-30 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 前谷, 達男 メールアドレス: 所属:
URL	<a href="https://doi.org/10.24729/00000082">https://doi.org/10.24729/00000082</a>

大阪府立大学博士論文

PWMインバータ駆動ブラシレスDCモータの  
ベアリング電食に関する研究

2013年1月

前 谷 達 男



## 目次

第1章 緒論	1
第2章 ベアリング電食のメカニズムと軸電圧の抑制方法	
2.1 緒言	5
2.2 ベアリング電食の発生メカニズム	6
2.2.1 ベアリング電流とベアリング電食	6
2.2.2 電圧型PWMインバータのコモンモード電圧	9
2.2.3 インバータの変調方式とコモンモード電圧	13
2.3 ベアリング電食対策の空調ファン用ブラシレスDCモータへの適用	15
2.4 軸電圧の測定	20
2.5 コモンモード等価回路	24
2.6 絶縁ロータによる軸電圧抑制	29
2.6.1 絶縁ロータの磁界解析	29
2.6.2 絶縁ロータの軸電圧の計算と測定	30
2.7 結言	35
第3章 ベアリングの絶縁破壊電圧と音響寿命	
3.1 緒言	36
3.2 ベアリング電食と音響特性について	37
3.2.1 ベアリング電食とモータの騒音測定	37
3.2.2 ベアリング電食とベアリングの内部観察	37
3.2.3 ベアリング電食とアンデロンメータによる振動測定	40
3.3 ベアリングの耐電圧	41
3.3.1 ベアリングの潤滑状態	41
3.3.2 ベアリンググリスの単体の絶縁破壊電圧の測定	43
3.3.3 ベアリングの絶縁破壊電圧の測定	43
3.4 ベアリング電食の音響加速試験	45
3.4.1 実験条件	45
3.4.2 実験結果と考察	47
3.5 結言	52

第4章 絶縁ロータの設計指針と特性	
4.1 緒言	53
4.2 絶縁ロータの軸電圧測定	54
4.3 非接地ブリッジ型等価回路	56
4.4 絶縁ロータの軸電圧計算	57
4.5 絶縁ロータの静電容量の推奨値の算出と実用設計	59
4.6 絶縁ロータの実機特性	63
4.6.1 絶縁ロータと鉄心ロータの効率比較	63
4.6.2 絶縁ロータと鉄心ロータの騒音比較	64
4.7 絶縁ロータの非接地モータと接地モータの軸電圧比較	65
4.7.1 接地モータのコモンモード等価回路	65
4.7.2 非接地モータと接地モータの軸電圧の測定	67
4.8 結言	71
第5章 軸電圧の回転速度による影響と実機確認	72
5.1 緒言	72
5.2 ベアリングの静電容量の回転速度による影響	73
5.3 軸電圧とベアリング絶縁破壊電圧の回転速度による影響	77
5.3.1 軸電圧の測定	77
5.3.2 ベアリング耐電圧の測定	78
5.3.3 軸電圧とベアリンググリスの絶縁破壊電圧の比較	79
5.4 空調機器（エアコン）搭載時の軸電圧測定	80
5.5 結言	82
第6章 結論	83
参考文献	86
謝辞	91

## 第1章 緒論

グローバル規模での環境・省エネルギー問題への意識の高まりとともに、これまで産業分野にて普及してきたインバータによる可変速モータドライブ技術が電気自動車やハイブリッド自動車、家電製品等へ幅広く応用されるようになってきている。

我が国の電力の50%以上はモータによって消費され、モータの効率を1%向上することにて、中型の原子力発電所（出力50万kW）一基相当の電力を削減でき、火力発電所のCO<sub>2</sub>排出量換算では398万トン相当の削減になると言われている。したがって、モータの高効率化は地球環境保護とエネルギー問題の観点から重要な課題となっている<sup>(1)(2)</sup>。09年度における家電製品の主力商品である空調機器（エアコン）の消費エネルギーは家庭用部門で26.9%、業務部門で27%と大きな割合を占めている。エアコンに搭載される圧縮機モータと室内・室外ファンモータにブラシレスDCモータを適用し、インバータ化することによって、エアコンの消費電力量を30%以上削減できる。これまでに地球温暖化防止を背景としたトップランナー方式の省エネ規制を経て、モータのブラシレス化とインバータ化が加速し、その普及率は100%に至っている。

一方、新興国を中心にエアコンの世界市場は日本市場の10倍の7,000万台に急拡大しているが、インバータ化率は数十%にすぎない<sup>(3)</sup>。したがって、グローバルにエアコンのインバータ化を進めていくことが、地球温暖化防止に大きく貢献することができる。グローバル市場におけるインバータエアコンはIPM（Intelligent Power Module）をはじめとするパワーエレクトロニクス技術の進化、モータ制御用マイコンの高性能・低価格化とセンサレス制御に代表されるモータ制御技術の進歩、および、欧州のラベル規制、中国の補助金施策等の行政の取り組みによって着実に増加している。その普及に伴って、従来、クリーンルーム等に使用される産業用モータにて発生していたベアリング電食の問題が空調ファン用ブラシレスDCモータにおいても報告されるようになってきた。特に、海外においては電源電圧が200V～240V系と高いために発生頻度が高く、今後グローバルにインバータエアコンの普及が加速されていく中でベアリング電食の対策が必要である。

ベアリング電食とは、次のような現象である。電圧形PWM（Pulse Width Modulation）インバータにてモータを駆動すると、パワー素子のスイッチングによって、コモンモード電圧の変化が生じる。このコモンモード電圧がモータ内部の浮遊容量によって、ベアリングの内輪側と外輪側に分圧され、ベアリングの内外輪間に軸電圧（または、ベアリング電圧）

と呼ばれる電位差を生じる。ベアリンググリスの油膜厚さは  $0.1\mu\text{m}\sim 1\mu\text{m}$  と非常に薄く、その絶縁破壊電圧は数 V $\sim$ 十数 V である。軸電圧の値がこのベアリンググリスの油膜の絶縁破壊電圧を超えるとベアリング電流（放電電流）が流れる。この放電電流は EDM 電流（Electrostatic discharge machining bearing currents）と呼ばれ、ベアリングの金属表面に損傷を与え、ベアリングの音響性能が悪化し、さらにはベアリング寿命低下に至るとい現象である<sup>(4)~(15)</sup>。

従来、ベアリング電食はベアリングに流れる電流密度で決まり、産業用モータに使用される大型ベアリングの研究においてベアリングの電流密度と寿命の関係が示され、1A 以上の電流にてベアリング電食が発生すると報告されていた<sup>(16)</sup>。近年、空調ファン用ブラシレス DC モータに使用される小型ベアリングでの直流電圧印加による電流密度の耐久試験において、数十 mA 程度の微小な電流密度においてもベアリング電食が発生するという研究結果が報告され、微小電流に対するさらなる対策が必要である<sup>(17)(18)</sup>。

このベアリング電食を抑制する方法として、ベアリング内部に電流を流さない方法、ベアリング電流の原因となる軸電圧を抑制するといった方法がある。ベアリング内部に電流を流さない方法としては、絶縁ベアリングまたはセラミックボールベアリングにてベアリングを絶縁する方法、接地ブラシ等の設置にてベアリングの外部に電流を流す方法が提案されている<sup>(19)(20)</sup>。軸電圧を抑制する方法として、EMI フィルタの設置等にて軸電圧の発生原因であるコモンモード電圧を抑制する方法<sup>(21)~(24)</sup>と、固定子（ステータ）と回転子（ロータ）の間あるいは巻線のコイルエンドとロータ間に静電シールドを設け、軸電圧そのものを抑制する方法がある<sup>(6)(25)</sup>。しかし、これらの提案は、モータの外部に部品が必要であったり、高価な材料を必要としたり、特殊なモータ構造となる。空調ファン用モータは民生機器であるために市場からのコスト要求が厳しく、また、空調機器に組み込まれるためにモータサイズは業界で標準化されており、かつ、モータの周辺に部品を追加するスペースに余裕がなく、これらの提案を空調ファンモータに実用化・普及化することは困難である。

以上に述べた課題や問題点を考慮し、本論文では、ステータが樹脂にてモールドされた非接地にて駆動される空調ファン用ブラシレス DC モータにおいて、浮遊容量を考慮したコモンモード等価回路をもとに、軸電圧を計算するための簡易等価回路を提案する。モータ内部の静電容量分布を測定し、提案した簡易等価回路にて軸電圧の計算を行い、軸電圧

抑制方法としてロータの鉄心コアを分割し内コアと外コアの間を樹脂にて絶縁したロータ構造「絶縁ロータ」を提案する。また、ベアリングへの印加電圧と音響寿命の関係を求めるために、ベアリングの音響に関する加速耐久試験を提案する。これによりベアリング電食の音響特性に影響を及ぼさない軸電圧の閾値を求める。この絶縁ロータを搭載した、非接地にて駆動される空調ファン用ブラシレス DC モータにて、絶縁ロータの静電容量を小さくしていくと軸電圧の極性がコモンモード電圧の極性と同一極性であったものが反転する現象が生じる。この現象のモデル化のためにブリッジ型等価回路の提案を行う。このブリッジ型等価回路によりベアリンググリスの絶縁破壊が生じないための絶縁ロータの設計指針を導き、実際に絶縁ロータを製作しモータの特性確認を行う。この絶縁ロータにて、外付け部品が不要で、モータ構造及びコストは従来モータと同一で、ベアリング電食対策モータが実現できる。さらに、ベアリンググリスの油膜厚さがベアリングのボールの回転数、すなわちモータの回転速度に依存するという知見から、モータの回転速度に対する軸電圧の影響を確認するために、モータの回転数の変化に対するベアリングの静電容量およびベアリンググリスの絶縁破壊電圧の測定方法を提案する。これにより、モータの実使用回転速度範囲においてベアリングの絶縁破壊が起きないことを確認し、絶縁ロータによるベアリング電食対策が有効であることを示す。

本論文の第2章以降の概要は次の通りである。

第2章では、ベアリング電食のメカニズムを明確にし、これまでの対策提案に関して空調ファン用ブラシレス DC モータへの適用検討を行う。さらに、空調ファン用ブラシレス DC モータのベアリング電食対策として浮遊容量を考慮したコモンモード等価回路を基に、軸電圧計算のための簡易等価回路を導き、モータ内部の静電容量分布を測定し軸電圧の計算と測定を行い、軸電圧抑制方法としてロータ鉄心の内側と外側を樹脂にて絶縁した「絶縁ロータ」にすることによって軸電圧が低減されることを明らかにする。さらに、磁界解析にて絶縁ロータと現行の鉄コアロータの磁気特性の比較を行い絶縁ロータはモータの磁気特性に影響及ぼさないことを示す。

第3章では、ベアリングへの印加電圧と音響寿命の関係を求めるためにベアリングの音響に関する加速耐久試験として、インバータのスイッチング周波数の数倍のパルス電圧をベアリングの内外輪間に印加し、パルス電圧の値を変化させた時のベアリングの振動の変化をアンデロンメータにて測定を行うことで、ベアリング電食の発生の有無を判定する。



その結果から実運転時間においてベアリングの音響特性に影響を及ぼさない軸電圧の閾値を求める。

第4章では、非接地にて駆動される空調ファン用ブラシレス DC モータにおいて、絶縁ロータの静電容量を小さくしていくと軸電圧の極性がコモンモード電圧の極性と同一極性であったものが反転する現象が生じた。この現象のモデル化のためにブリッジ型等価回路を提案する。この等価回路に基づき、ベアリンググリスの絶縁破壊電圧以下となる絶縁ロータの樹脂厚さを計算と実験から求め、グリスの絶縁破壊を生じさせないための絶縁ロータの設計指針を導き、実際に絶縁ロータを製作しモータ特性確認を行う。さらに接地駆動モータにおいても軸電圧の抑制が可能であることを確認する。

第5章では、ベアリンググリスの油膜厚さがベアリングのボールの回転数、すなわちモータの回転速度に依存するという知見から、モータの回転速度の変化に対する、ベアリングの静電容量および絶縁破壊電圧の測定と軸電圧の測定を行う。ベアリングの静電容量の変化によって軸電圧の値も変化するがベアリンググリスの絶縁破壊電圧の値も軸電圧の値と同じように変化するため、絶縁ロータ仕様のブラシレス DC モータが、実使用回転範囲においてベアリングの絶縁破壊が起きないことを確認する。最後に空調機器に絶縁ロータ仕様モータを搭載し軸電圧の測定を行い、ベアリンググリスの絶縁破壊が生じないことを確認し、絶縁ロータがベアリング電食対策に有効であることを示す。

第6章では、結論として以上の章の総括を行う。

## 第2章 ベアリング電食のメカニズムと軸電圧の抑制方法

### 2.1 緒言

ベアリング電食は、IGBT に代表されるように、インバータに使用されるパワー素子の高速スイッチング化が進むに従って、産業用分野のインダクションモータのインバータ駆動にて深刻な問題になり、1990年代後半より数多くの研究が行われている。ベアリング電食とは、ベアリングの内外輪間に軸電圧（または、ベアリング電圧）と呼ばれる電位差が生じ、軸電圧がベアリングの油膜の絶縁破壊電圧に達するとベアリング電流（放電電流）が流れる。この放電電流によって、ベアリングの金属表面に損傷を与え、ベアリングの音響性能が悪化し、さらにはベアリング寿命低下に至るという現象である<sup>(4)~(29)</sup>。

ベアリング電食の対策としてベアリング内部に電流を流さない方法、ベアリング電流の原因となる軸電圧を抑制するといった方法がある。ベアリングに電流を流さない方法は絶縁ベアリングおよびセラミックボールベアリング等にてベアリングを絶縁する方法、接地ブラシ等の設置にてベアリングの外部に電流を流す方法が提案されている。絶縁ベアリングまたはセラミックボールベアリングによる方法は、現行のベアリングの材料である鉄（軸受鋼）に対して非常に高価なセラミック材料を使用するため、ベアリングのコストが大幅にアップする。接地ブラシの設置による方法は、モータの外部に部品を必要とし、その部品代も必要となる。軸電圧を抑制する方法として、EMI フィルタの設置等にて軸電圧の発生原因であるコモンモード電圧を抑制する方法と、ステータとロータの間あるいは巻線のコイルエンドとロータ間に静電シールドを設け、軸電圧そのものを抑制する方法が提案されている。ステータとロータの間を静電シールドする方法、および巻線のコイルエンドとロータ間を静電シールドする方法はモータ内部の狭いスペースにシールド板の挿入が必要となるため、モータ構造が特殊となり、かつ、モータ形状を大きくする必要がある。EMI フィルタを設置する方法は、モータの外部に部品を必要とし、その部品代も必要となる。

本章では、空調ファン用ブラシレス DC モータにおいて、高価な部材や外付け部品を必要とせず、かつ、モータ構造も量産モータと同等とするベアリング電食対策の方法について検討する。まず、ベアリング電食のメカニズムについて述べ、従来の提案が実用面で課題があることを明らかにする。次に、浮遊容量を考慮したブラシレス DC モータのコモンモード等価回路をもとに軸電圧を計算するための簡易等価回路を導き、ステータ鉄心とマ

グネット間の静電容量分布、マグネットそのものの静電容量およびベアリング等のモータ内部の静電容量の測定値を行い、簡易等価回路による軸電圧の計算結果と実測値を比較し等価回路の妥当性を確認する。軸電圧抑制方法としてロータ鉄心の内側と外側を樹脂にて絶縁した「絶縁ロータ」にすることによって軸電圧が低減されることを明らかにする。さらに、磁界解析にて絶縁ロータと現行の鉄心ロータ（非絶縁）の磁気特性の比較を行い絶縁ロータはモータの磁気特性に影響を及ぼさないことを示す。

## 2.2 ベアリング電食の発生メカニズム

### 2.2.1 ベアリング電流とベアリング電食

ベアリング電食は、ベアリンググリスの絶縁破壊によって、ベアリング内部に電流が流れ、ベアリングの金属表面が損傷することによって生じる。ベアリング電流には、大容量のモータにて発生するモータの磁束による循環電流（Classical bearing currents）によるものとインバータ駆動によって発生する電流がある。空調ファン用ブラシレス DC モータにおけるベアリング電食は、インバータ駆動による放電電流によるものであり、本章の導入としてそのメカニズムについて述べる。

インバータのスイッチングによって流れるベアリング電流は、次の3つに分類される<sup>(37)</sup>。

- (1) 金属間接触による電流（Conductive bearing currents）：モータの回転数が 100～300r/min<sup>-1</sup> 以下において、グリスの油膜が著しく薄くなり部分的に油膜切れが発生し、運転中にベアリングのボールとレースに金属間接触が生じる。この金属間接触によって、ベアリング内部に電流が流れる。
- (2) パワー素子のスイッチング速度  $dv/dt$  によって流れる電流（Capacitive bearing currents）：パワー素子のスイッチング速度  $dv/dt$  は、IGBT・MOS-FET 等による高速スイッチング素子では、3kV/ $\mu$  sec～10kV/ $\mu$  sec と高速化されている。そのスイッチングによる電圧の変化にて、ベアリング内部に電流が流れる。ベアリングの静電容量を  $C_b$  とすると、ベアリング電流  $i_b$  は次式で与えられる。

$$i_b = C_b \cdot \frac{dv}{dt} \dots\dots\dots (2.1)$$

- (3) ベアリンググリスの油膜の絶縁破壊による放電電流（EDM 電流：Electrostatic discharge machining bearing currents）：パワー素子のスイッチングにより、モータ

の中性点電位（コモンモード電圧）が変動し軸電圧が発生する。この軸電圧がベアリンググリスの油膜の絶縁破壊電圧を超えると、ベアリング内部に放電電流（EDM 電流）が流れる。

この3つの電流の中で、金属間接触の場合の短絡電流およびパワー素子のスイッチング速度  $dv/dt$  による変位電流は、数 mA 程度でありベアリング電食を引き起こす可能性は低いとされている。ベアリングの放電による EDM 電流は、数百 mA～数 A 以上となることがあり、この大きな電流によってベアリング電食が発生する。

図 2.1 はインバータ駆動におけるベアリンググリスの油膜の絶縁破壊時における電流の流れを、図 2.2 にベアリングの放電メカニズムを示す。モータを電圧型 PWM (Pulse Width Modulation)インバータにて駆動するとコモンモード電圧が発生する。このコモンモード電圧には高周波成分（スイッチング周波数成分）が含まれているため、巻線とステータ間、ステータとブラケット間、ステータとロータ間等のモータ内部の浮遊容量分布によってベアリングの内外輪間に軸電圧（または、ベアリング電圧）と呼ばれる電位差が生じる。

一般的にベアリンググリスの絶縁破壊電圧は数 V～十数 V であるのに対し、軸電圧は数十 V 程度発生する（図 2.2 ①参照）。この軸電圧によってベアリンググリスの油膜の絶縁破壊が生じ、ベアリング電流が流れる（図 2.2 ②参照）。ベアリング電流は、高周波成分を含んでいるためモータ内部の浮遊容量を通して、ステータ巻線→ステータコア→ブラケット→ベアリング→シャフト→エアギャップのルートでモータ内部に循環電流として流れる（図 2.2 ③参照）。

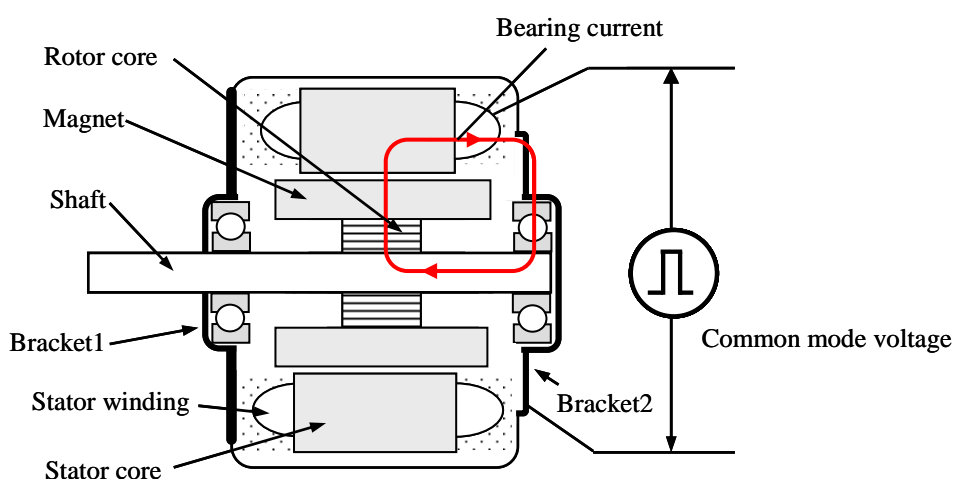


図 2.1 ベアリングの放電電流の流れ

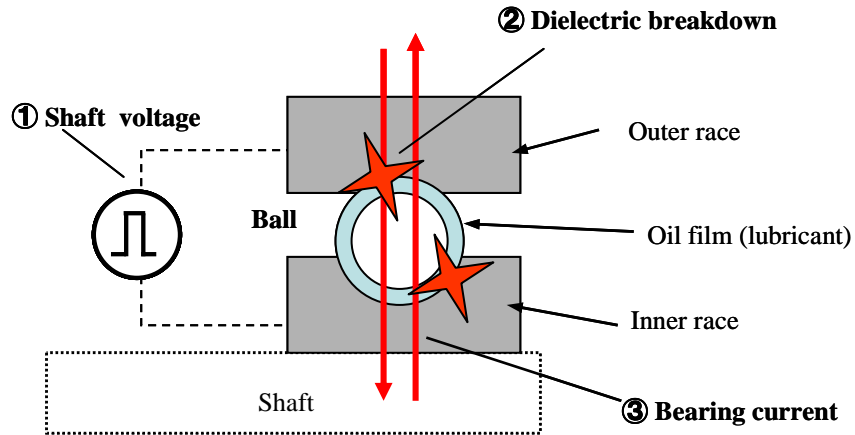


図 2.2 ベアリングの放電メカニズム

図 2.3 に一般的なベアリンググリスの油膜の絶縁破壊時の軸電圧  $v_{sh}$  とベアリング電流  $i_b$  の波形を示す。軸電圧波形は 15V にて急激に 0V 以下となり、この欠落の瞬間にベアリング電流が流れている。この場合のベアリング電流のピーク値は 180mA であり、この放電電流によって、ベアリングの金属表面に損傷を生じ、比較的短時間の運転にて図 2.4 のようなベアリングの内外輪の転送面に波状磨耗(または、電食痕)と呼ばれる洗濯板状の縞模様の荒れが生じる。この波状磨耗によりベアリングの音響性能が悪化し、モータの騒音が発生する。さらには放電時の熱エネルギーにてベアリンググリスが劣化しベアリング故障に至る<sup>(18)(41)</sup>。

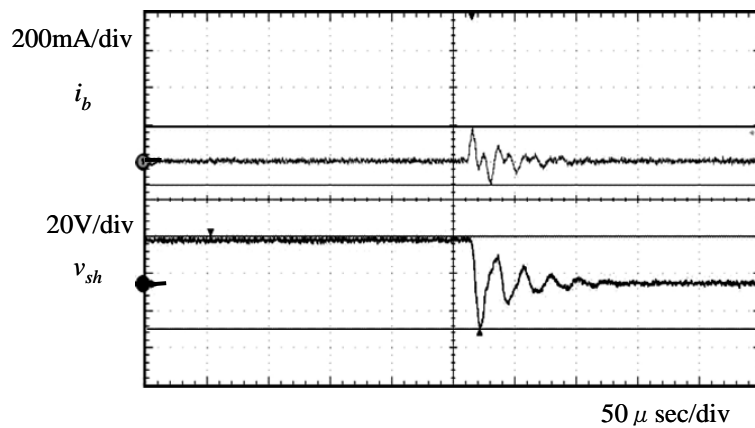


図 2.3 ベアリングの絶縁破壊時の軸電圧とベアリング電流

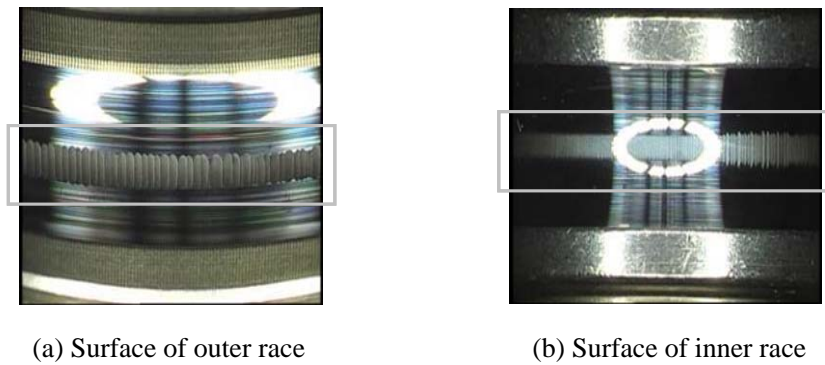


図 2.4 電食によるベアリングのダメージ写真

### 2.2.2 電圧型 PWM インバータのコモンモード電圧

電圧型 PWM インバータのスイッチングによって、コモンモード電圧が発生し、このコモンモード電圧がモータ内部の静電容量分布にて分圧され軸電圧が発生する。まず、このコモンモード電圧発生メカニズムについて説明する。

図 2.5 に代表的な電圧型 PWM インバータのパワー部のシステム構成を示す。6 個のパワー素子  $U_H$ ,  $V_H$ ,  $W_H$ ,  $U_L$ ,  $V_L$ ,  $W_L$  をスイッチングすることによって、モータ (BLDC) の 3 相巻線 U 相、V 相、W 相の端子間にパルス電圧を与える。図 2.6 に PWM 生成信号の信号波形を示す。三角波の搬送波と三相指令値を比較した PWM 生成信号とパワー素子の On、Off 信号とコモンモード電圧  $v_{com}$  を示す。パワー素子は、三角波の搬送波と三相指令値 ( $v_u^*$ ,  $v_v^*$ ,  $v_w^*$ ) の信号の大小関係により、On、Off し、直流リンク中間回路 (P-N 間)

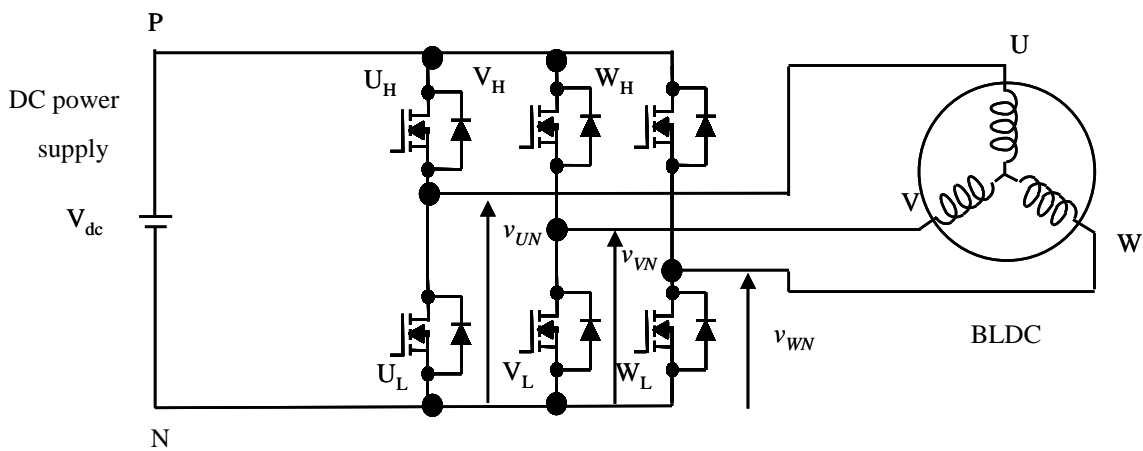


図 2.5 PWM インバータのシステム構成

の直流電圧  $V_{dc}$  のパルス幅を変化させる。このようにパルス幅を変化させることによって PWM 信号を生成し、等価的にモータに正弦波電圧を印加する。図 2.6 において三角波の搬送波 (Carrier) と三相指令値 ( $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ ) を比較し、パワー素子のスイッチング指令信号 ( $U_{PWM}^*$ 、 $V_{PWM}^*$ 、 $W_{PWM}^*$ ) を生成する。この PWM 生成信号が L の時、パワー素子の上アームを On し、下アームを Off する。

インバータの出力端子 U、V、W と直流リンク負極 (以下 N ラインと記す) 間の電圧をそれぞれ  $v_{UN}$ 、 $v_{VN}$ 、 $v_{WN}$  とするとコモンモード電圧  $v_{com}$  は次式で与えられる。

$$v_{com} = \frac{v_{UN} + v_{VN} + v_{WN}}{3} \dots\dots\dots (2.2)$$

図 2.7 にインバータの出力電圧のベクトル図を示す。インバータの U、V、W 相の上アームのパワー素子が On の場合を 1、Off の場合を 0 とし、ベクトル図にて表現したものである。

図 2.6①の状態は、 $V_0$  ベクトルと定義され、U 相、V 相、W 相の上アームが Off で、下アームは On となることを示す。インバータの出力端子の電圧は  $v_{UN} = v_{VN} = v_{WN} = -V_{dc}/2$  となり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は次式の値となる。

$$v_{com} = \frac{(-V_{dc}/2) + (-V_{dc}/2) + (-V_{dc}/2)}{3} = -\frac{V_{dc}}{2} \dots\dots\dots (2.3)$$

図 2.6⑤の状態は、 $V_5$  ベクトルと定義され、上アームの  $U_H$ 、 $V_H$  のパワー素子が Off、 $W_H$  のパワー素子が On、下アームの  $U_L$ 、 $V_L$  のパワー素子が On、 $W_L$  のパワー素子が Off となることを示す。インバータの出力端子の電圧は  $v_{UN} = -V_{dc}/2$ 、 $v_{VN} = -V_{dc}/2$ 、 $v_{WN} = V_{dc}/2$  となり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は次式の値となる。

$$v_{com} = \frac{(-V_{dc}/2) + (-V_{dc}/2) + (V_{dc}/2)}{3} = -\frac{V_{dc}}{6} \dots\dots\dots (2.4)$$

図 2.6④の状態は、 $V_4$  ベクトルと定義され、上アームの  $U_H$  のパワー素子が Off、 $V_H$ 、 $W_H$  のパワー素子が On、下アームの  $U_L$  のパワー素子が On、 $V_L$ 、 $W_L$  のパワー素子が Off となることを示す。インバータの出力端子の電圧は  $v_{UN} = -V_{dc}/2$ 、 $v_{VN} = V_{dc}/2$ 、 $v_{WN} =$

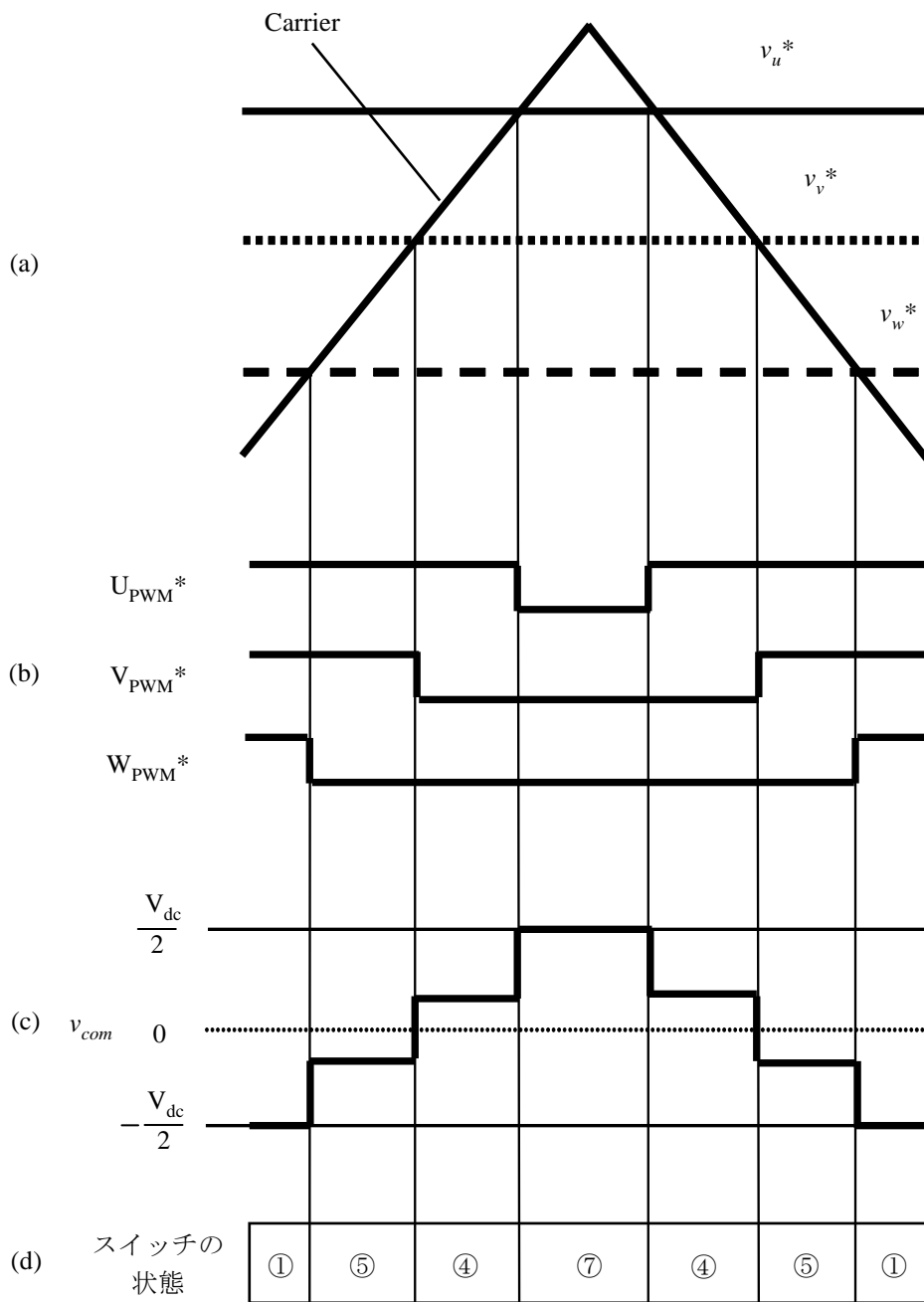


図 2.6 PWM 生成信号とコモンモード電圧



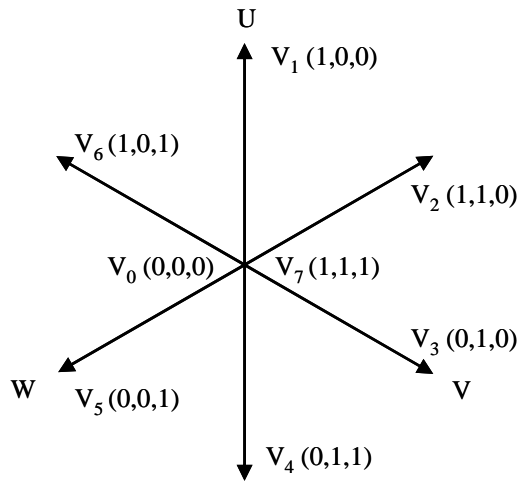


図 2.7 インバータの出力電圧のベクトル図

$V_{dc}/2$  となり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は次式の値となる。

$$v_{com} = \frac{(-V_{dc}/2) + (V_{dc}/2) + (V_{dc}/2)}{3} = \frac{V_{dc}}{6} \dots\dots\dots (2.5)$$

図 2.6⑦の状態は、 $V_7$ ベクトルと定義され、上アームの  $U_H$ 、 $V_H$ 、 $W_H$  のパワー素子が On、下アームの  $U_L$ 、 $V_L$ 、 $W_L$  のパワー素子が Off の場合で、 $v_{UN} = v_{VN} = v_{WN} = V_{dc}/2$  となり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は次式の値となる。

$$v_{com} = \frac{(V_{dc}/2) + (V_{dc}/2) + (V_{dc}/2)}{3} = \frac{V_{dc}}{2} \dots\dots\dots (2.6)$$

同様に  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  ベクトルにおけるコモンモード電圧  $v_{com}$  の計算を行い、各スイッチングベクトルとコモンモード電圧  $v_{com}$  の関係をまとめると表 2.1 のようになる。コモンモード電圧  $v_{com}$  はインバータのスイッチングベクトルに応じて、 $-V_{dc}/2$ 、 $-V_{dc}/6$ 、 $V_{dc}/6$ 、 $V_{dc}/2$  の 4 つの値となり図 2.6(c)に示すように階段状の波形となる。

表 2.1 スイッチングベクトルとコモンモード電圧

Switching vectors (U,V,W)	$v_{com}$
$V_0(0,0,0)$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
$V_1(1,0,0), V_3(0,1,0), V_5(0,0,1)$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
$V_2(1,1,0), V_4(0,1,1), V_6(1,0,1)$	$\frac{V_{dc}}{6}$
$V_7(1,1,1)$	$\frac{V_{dc}}{2}$

2.2.3 インバータの変調方式とコモンモード電圧

コモンモード電圧の値はインバータの変調方式によって異なるため、インバータの変調方式は軸電圧の抑制にとって重要な項目となる。この変調方式について、インバータの代表的な変調方式である、正弦波-三角波比較変調方式（3相変調方式）と線間電圧変調方式（2相変調方式）とコモンモード電圧について説明する。

3相変調方式は、図 2.8 に示すように一定周波数の三角波と正弦波信号を比較することで PWM 信号を生成する方式であり、正弦波変調信号は、次式で与えられる。

$$\begin{cases} v_u^* = V_{dc}/2 \cdot M \cdot \sin(\theta) \\ v_v^* = V_{dc}/2 \cdot M \cdot \sin(\theta - 2\pi/3) \\ v_w^* = V_{dc}/2 \cdot M \cdot \sin(\theta - 4\pi/3) \end{cases} \dots\dots\dots (2.7)$$

ただし、M：変調率（ $0 \leq M \leq 1$ ）、 $\theta$ ：回転角

3相変調方式におけるインバータの出力電圧ベクトルは、図 2.8 に示すように、インバータのスイッチングの組み合わせはすべてのベクトルが存在し、 $V_0$ ベクトルから  $V_7$ ベクトルが発生する。

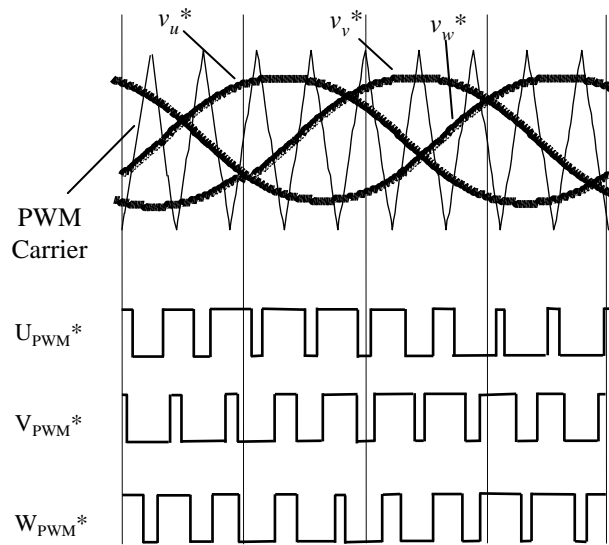


図 2.8 3相変調方式の PWM 波形

2相変調方式は、3相変調波の三つの変調波のうち、最低値となる一相の下アームのパワー素子を On に固定し、他の二つの変調波信号は、線間電圧が3相変調方式と同じ値になるように与える方式であり、変調波信号は、次式で与えられる。

$$\begin{cases} V_{PN} = -\min(v_u^*, v_v^*, v_w^*) - V_{dc}/2 \\ v_u^* = V_{dc}/2 \cdot M \cdot \sin(\theta) + V_{PN} \\ v_v^* = V_{dc}/2 \cdot M \cdot \sin(\theta - 2\pi/3) + V_{PN} \\ v_w^* = V_{dc}/2 \cdot M \cdot \sin(\theta - 4\pi/3) + V_{PN} \end{cases} \dots\dots\dots (2.8)$$

2相変調方式は、図 2.9 に示すように、一相はNラインに固定されるため、 $V_7$ ベクトルが発生しない。このため、コモンモード電圧の最大値は、3相変調方式では  $V_{dc}$  であったものが、2相変調方式は  $2V_{dc}/3$  と小さくなる。このため、図 2.10 に示すように軸電圧の最大値も3相変調方式に対して  $2/3$  となり、ベアリング電食の抑制に有効な変調方式と言える。

さらに、2相変調方式は、パワー素子のスイッチング回数が  $2/3$  に減少するため、スイッチングロスが低減され、かつ最大線間電圧（電圧利用率）も向上するメリットがある。

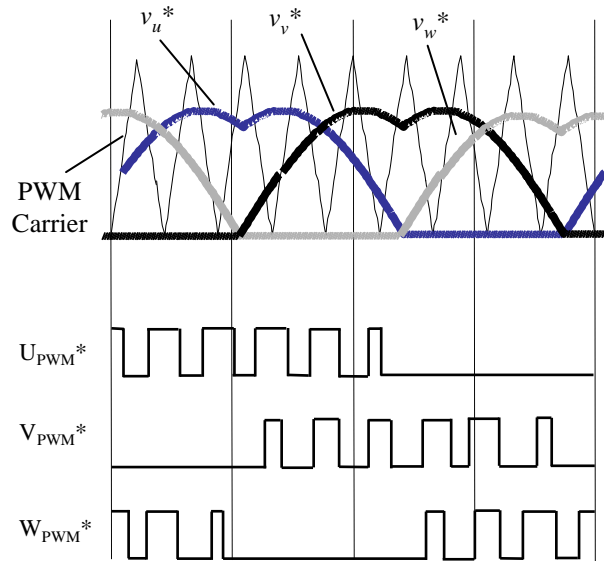


図 2.9 2相変調方式の PWM 波形

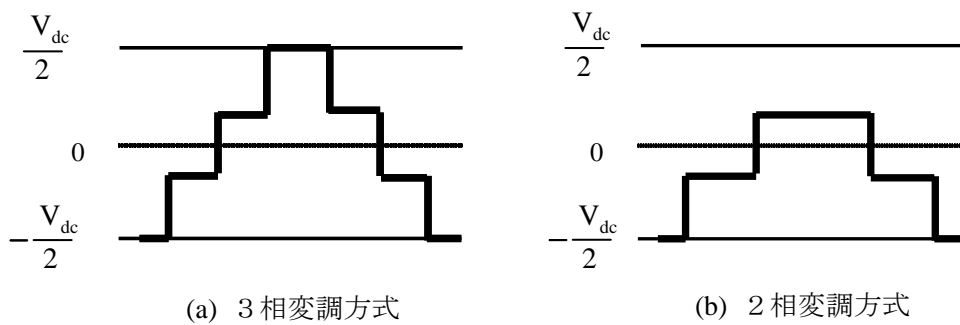


図 2.10 3相変調と2相変調のコモンモード電圧

### 2.3 ベアリング電食対策の空調ファン用ブラシレス DC モータへの適用

ベアリング電食を抑制する方法として、ベアリング内部に電流を流さない方法、ベアリング電流の原因となる軸電圧を抑制するといった方法があり、これまでに次の4つの基本的な方法が提案されている。

- ①セラミックベアリング等の絶縁ベアリングにて、ベアリングを絶縁する方法
- ②接地ブラシ等の設置にてベアリングの外部に電流を流す方法

③ステータとロータの間、または巻線のコイルエンドとロータを静電シールドし軸電圧を抑制する方法、

④EMI フィルタ等の接地にて軸電圧の変動となるコモンモード電圧を抑制する方法  
これらの提案に対する空調ファン用ブラシレス DC モータへの適用について検討する。

①絶縁ベアリングまたはセラミックボールベアリングにてベアリングを絶縁する方法

図 2.11 (a)にベアリングの外輪を樹脂リングにて絶縁した絶縁ベアリングを示す。ベアリングの外輪に樹脂リングをはめ込んだもので、大型のベアリングに採用されているが、ベアリングの外形が標準サイズより大きくなる、また、ベアリングの外周材料が樹脂となるためクリープが起きやすくなるといった欠点がある。

図 2.11(b)にボールの材料を鉄（軸受鋼）からセラミックに変更したセラミックベアリングを示す。セラミックの絶縁破壊電圧は数 kV 以上あり、軸電圧に対して十分に余裕があり絶縁破壊を生じてベアリング電流が流れることはない。実際に、空調ファン用ブラシレス DC モータにセラミックベアリングを組込んでコモンモード電圧と軸電圧の測定を行った結果を図 2.12 示す。ベアリングの内輪と外輪間の絶縁は完全に確保されており、軸電圧  $v_{sh}$  は 17V となり、鉄ボールではベアリンググリスの絶縁破壊を超えるが、セラミックボールでは絶縁破壊の発生がなく、ベアリング電食抑制に効果があることが言える。しかしながら、絶縁リングおよびセラミック材料は非常に高価で、かつ精度を必要とするために加工に費用がかかり、ベアリング単品コストがモータ本体の価格並みになるため、空調機器への適用はクリーンルーム等の特殊な用途に限定される。

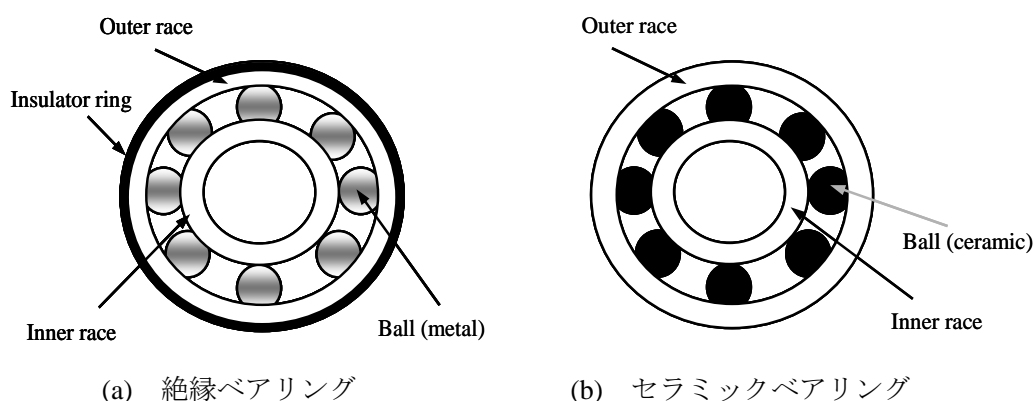


図 2.11 絶縁ベアリングとセラミックベアリングの構造図

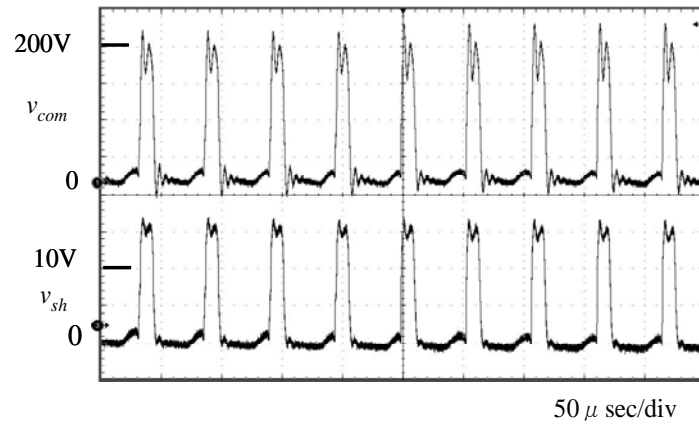


図 2.12 セラミックベアリングのコモンモード電圧と軸電圧

②接地ブラシ等の設置にてベアリングの外部に電流を流す方法

図 2.13 にモータのシャフトを導電性のカーボンブラシにてグランド（ブラケット）間に接続する方法を示す。このカーボンブラシにてシャフトとアース間を接続し、ベアリング電流をベアリング外部に流す方法である。この方法はベアリング内部に電流が流れないためベアリング電食の対策に効果があると言える。しかしながら、モータのシャフトは高速にて回転しているためにカーボンブラシが磨耗する問題がありブラシ交換等のメンテナンスを必要とするため、空調機器への適用は困難である。その問題の解決のために図 2.14 に示すようにカーボンファイバリングが提案され<sup>(28)</sup>、実用化されているが、非常に高価であり空調機器への適用は困難である。

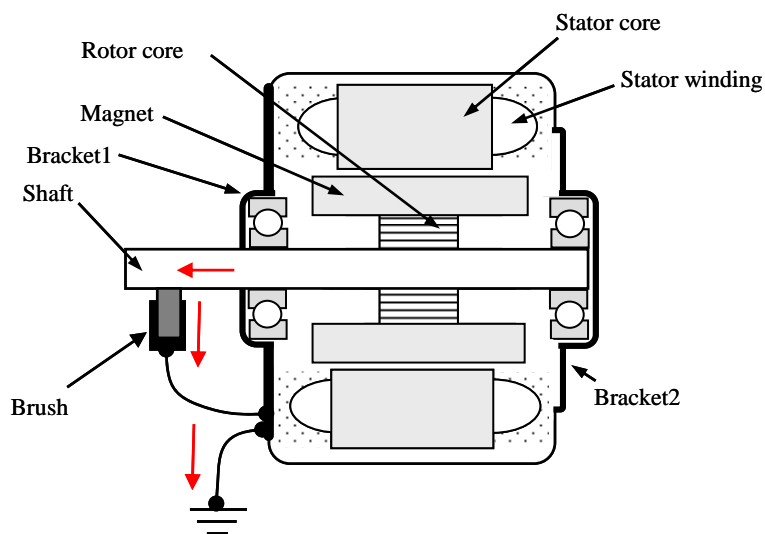


図 2.13 接地ブラシの構造図



図 2.14 カーボンファイバーリング

③ステータとロータの間、または巻線のコイルエンドとロータを静電シールドする方法

図 2.15 にモータの静電シールド構造図を示す。インダクションモータにおいてステータとロータ間をシールドする方法、ブラシレス DC モータにおいて巻線のコイルエンドとロータを静電シールドする方法が提案されている。シールドによって、その間の静電容量を小さくしコモンモード電圧の変動に対する軸電圧の変動の影響を小さくすることが可能である。ステータとロータの間を静電シールドすることによって、シャフト側へのコモンモード電圧からの分圧が抑制され、また、巻線のコイルエンドをシールドすることによって、シャフト側へのコモンモード電圧からの分圧が抑制され軸電圧が低減される。図 2.16 に示すように、実際にシールドモータの製作を行ったが、量産モータをベースにシールドを完全にすることは困難であり、軸電圧を抑制することができなかった。

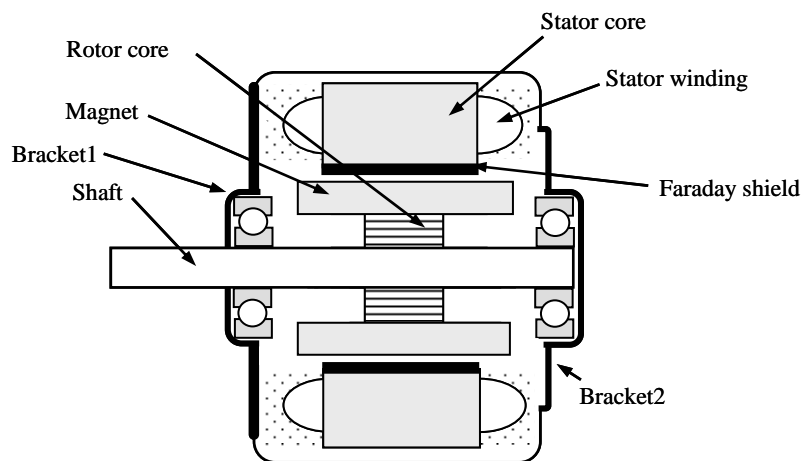
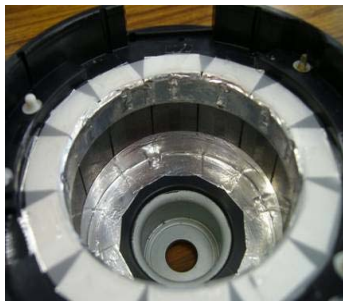


図 2.15 静電シールドの構造図



(a) ステータシールド



(b) コイルエンドシールド

図 2.16 静電シールドのモータの製作

④EMI フィルタ等の接地にて軸電圧の変動となるコモンモード電圧を抑制する方法

図 2.17 にインバータとモータ間に EMI フィルタを設置した構成図を示す。EMI フィルタにてコモンモード電圧の変動が抑制され、軸電圧が低減される。その結果、軸電圧をベアリンググリスの絶縁破壊電圧以下とすることが可能となり、ベアリング電流が低減される。しかしながら、モータの外部にフィルタを構成する部品が必要となるため、コストアップになるとともに、回路内蔵モータである空調ファンモータへの適用は困難である。

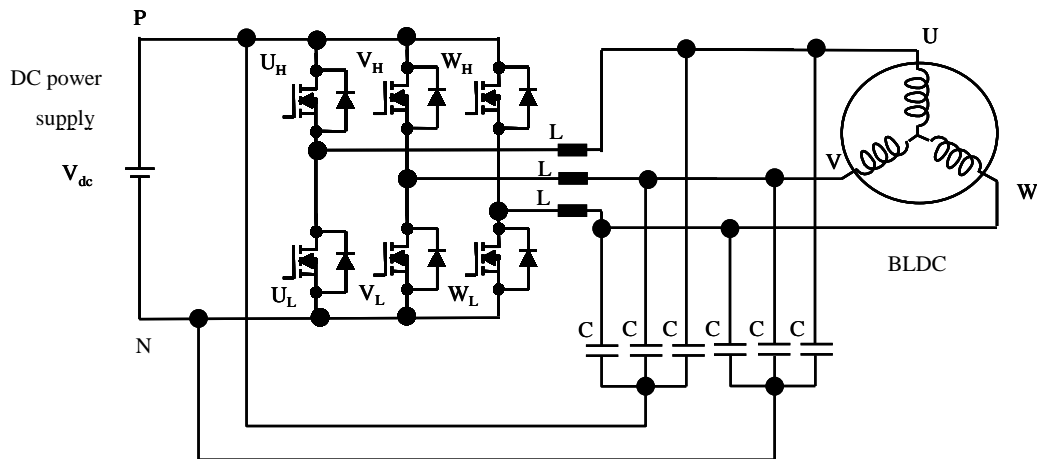


図 2.17 EMI フィルタの例

以上の検討結果を表 2.2 にまとめる。いずれの方法も課題があり、空調ファン用ブラシレス DC モータへの適用はコストを犠牲にした、絶縁ベアリング、セラミックベアリングしかなく、新たな検討が必要である。



表 2.2 ベアリング電食対策の空調ファンモータへの適用

	対策方法	検討結果			
		モータ構造の変更	設置性	コスト	メンテナンス
①	絶縁ベアリング	○	○	×	○
	セラミックベアリング	○	○	×	○
②	接地ブラシ	△	△	△	×
	カーボンファイバーリング	△	△	×	○
③	静電シールド	×	○	×	○
④	EMI フィルタ	○	×	△	○

#### 2.4 軸電圧の測定

ブラシレス DC モータ内部の浮遊容量は数 pF～数百 pF であるため、軸電圧はオシロスコープのプロープの静電容量の影響を受けると正確に測定できない。したがって、測定機器の静電容量の影響を極力避けて測定する必要がある、その測定方法について説明する(48)(49)。

図 2.18 に空調ファン用ブラシレス DC モータの外観を、表 2.3 にそのモータの仕様を示す。このモータは表面永久磁石同期モータ (SPMSM: Surface Permanent Magnet Synchronous Motor) で、ステータ鉄心およびステータ巻線は樹脂にてモールドされ、ロータ鉄心の表面にはフェライトプラスチックマグネットが鉄心と一体成形されている。ステータの上下にはベアリングを保持するため金属のブラケットが装着されている。また、モータを駆動するインバータ回路はモータ内部に内蔵されている。

一般産業用途のモータはモータフレームが接地された状態で駆動されるため、軸電圧はシャフトと接地間に発生する。空調ファン用ブラシレス DC モータはステータを樹脂モールドした構造のため、非接地状態にて駆動される。非接地状態ではブラケットの電位はフ

ローティングであるが、シャフトとブラケット間に電位差が発生し、この電位差がベアリングの内外輪間の軸電圧  $v_{sh}$  となる。

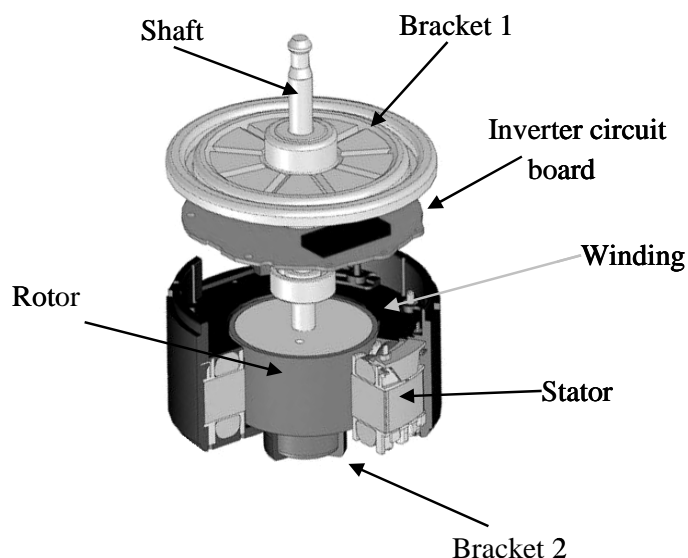


図 2.18 空調ファン用ブラシレス DC モータ

図 2.19 にコモンモード電圧  $v_{com}$  と軸電圧  $v_{sh}$  の測定回路の構成図を示す。オシロスコープは TEKTRONIX 製 DPO7104、差動プローブは TEKTRONIX 製 P5205 を使用した。一般にブラシレス DC モータ内部の浮遊容量は数 pF～数百 pF であり、軸電圧の測定にあたっては、計測機器およびその周辺の静電容量の影響を極力さける必要がある。対地間との浮遊容量の影響を避けるため、供試モータは絶縁物の固定台上に置いて、金属ブラケットに対するシャフト電圧を測定し軸電圧とした。オシロスコープのプローブの入力容量は測定対象であるベアリングに並列に入るので、プローブの入力容量の影響を受けると軸電圧は実際の値より低く観測される。そこで、入力容量が 3pF 以下の差動プローブを使用した。また、電源側のアースに対する直流リンク電圧中間部の電位変動の影響を避けるため、オシロスコープの電源は絶縁トランスにて分離した。軸電圧  $v_{sh}$  は、インバータのスイッチングパルスの変化する出力電圧の変化に対応して発生するコモンモード電圧  $v_{com}$  に起因するため軸電圧  $v_{sh}$  とコモンモード電圧  $v_{com}$  を同時に測定している。

表 2.3 空調ファン用ブラシレス DC モータの仕様

部品名	項目	仕様 [単位]
モータ	入力電圧	200-391 [V <sub>dc</sub> ]
	最大出力	60 [W]
	回転速度	1,000 [min <sup>-1</sup> ]
	回転トルク	0.3 [N・m]
	極数	8
	スロット数	12
	ロータ径	50.3 [mm]
	マグネット長	24 [mm]
	ステータ外径	87 [mm]
	ステータ内径	50.9 [mm]
	積厚	13 [mm]
インバータ	スイッチング周波数	20 [kHz]
	変調方式	2相変調方式
ベアリング (Type 608)	ベースグリス	リチウム系
	基油粘度	45 [m <sup>2</sup> /s](at 40°C)
	外径	22 [mm]
	内径	8 [mm]

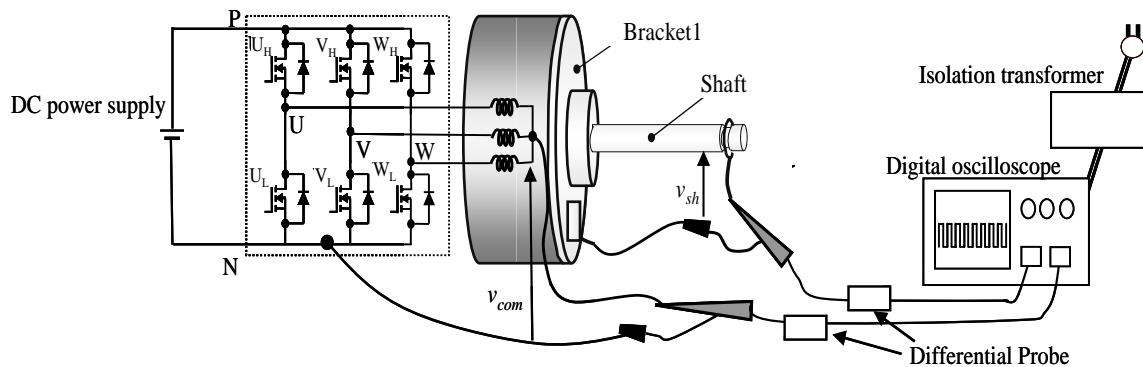
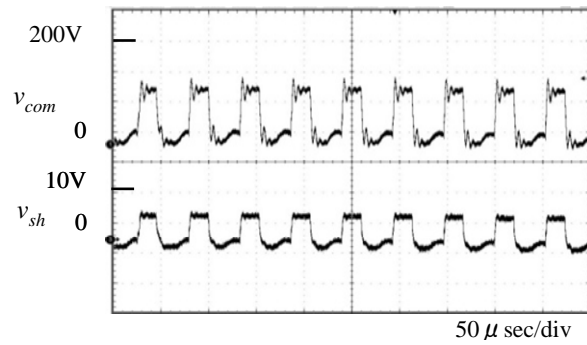
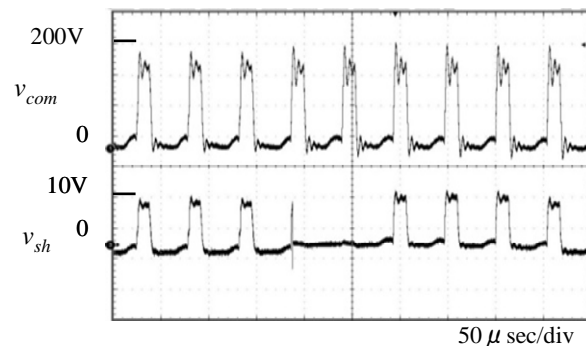


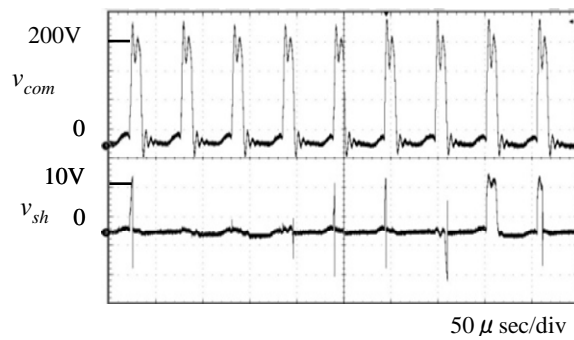
図 2.19 軸電圧とコモンモード電圧測定回路



(a)  $V_{dc} = 200V$



(b)  $V_{dc} = 280V$



(c)  $V_{dc} = 391V$

図 2.20 コモンモード電圧と軸電圧波形 (鉄心ロータ)

図 2.20 に現行の鉄心ロータのコモンモード電圧  $v_{com}$  と軸電圧  $v_{sh}$  の測定結果を示す。モータの回転数を  $1,000\text{min}^{-1}$ 、無負荷において、インバータの直流リンク電圧  $V_{dc}$  を徐々に上げた時の、ベアリンググリスの絶縁破壊状況の観測を行った。

図 2.20(a)は  $V_{dc}=200\text{V}$  の時の波形であり、コモンモード電圧波形と軸電圧波形がほぼ同じ形状となり、軸電圧はコモンモード電圧がミラーされていることが分かる。コモンモード電圧  $v_{com}$  は  $140\text{V}$ 、軸電圧は  $7\text{V}$  で、ベアリンググリスの絶縁破壊は生じていない。図 2.20(b)は  $V_{dc}=280\text{V}$  の波形であり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は  $190\text{V}$ 、軸電圧  $v_{sh}$  は  $10\text{V}$  で、軸電圧波形の一部に波形の欠落が発生した。これは軸電圧  $v_{sh}$  がベアリングのグリスの絶縁破壊耐量を超えたために生じたもので、このときベアリング電流が流れ始めたものと考えられる。図 2.20(c)は  $V_{dc}=391\text{V}$  の時の波形であり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は  $230\text{V}$ 、軸電圧  $v_{sh}$  は波形が連続的に欠落し、正確な軸電圧  $v_{sh}$  の測定ができなかった。これは完全にグリスの絶縁破壊が生じたことによるもので、ベアリング電流がインバータのスイッチングの周期ごとに流れ、ベアリングのボールとレースの金属表面に放電によるダメージを与えるため、比較的短時間でベアリング電食となる。

## 2.5 コモンモード等価回路

軸電圧はコモンモード電圧が、モータの静電容量の分布によって分圧されることによって生じる。この軸電圧を計算にて求めるために簡易コモンモード等価回路をモデル化し、モータの静電容量の測定を行った。

図 2.21 はブラシレス DC モータの浮遊容量を考慮した等価回路を示したものである。一般に小型の空調用ファンモータは非接地にて使用されるため、インバータ電源のアース間とブラケット間との浮遊容量についても考慮する必要があるが、本論文ではモータ部分についての等価回路モデルとして示した。さらに、ロータの全体の静電容量を下げ軸電圧低減に効果のある絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を永久磁石の静電容量  $C_{mg}$  に直列に接続し、2つのブラケットは短絡した状態を示している。

図 2.21 に示す三相モータのコモンモード等価回路を用いて軸電圧の計算を行うためには、モータの静電容量の測定およびその計算が複雑となってくる<sup>(25)(32)</sup>。そこで軸電圧の大きさを計算で求めることを目的に、3つの相の浮遊容量を一括して合成容量としてまとめ図 2.22 に示すように簡易等価回路のモデリングを試みた。

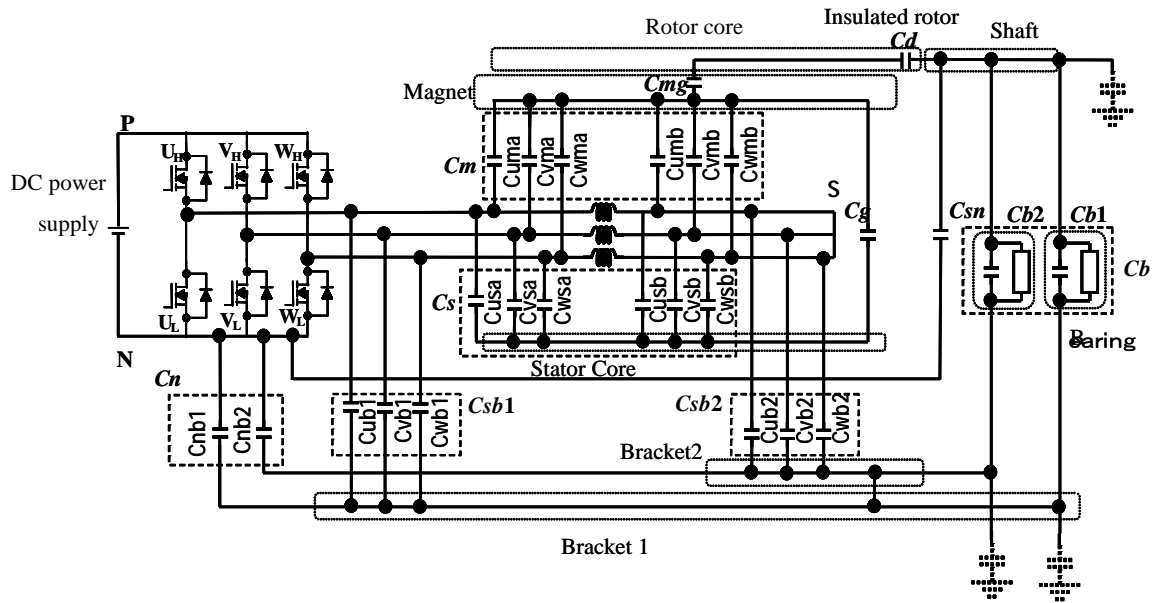


図 2.21 ブラシレス DC モータのコモンモード等価回路

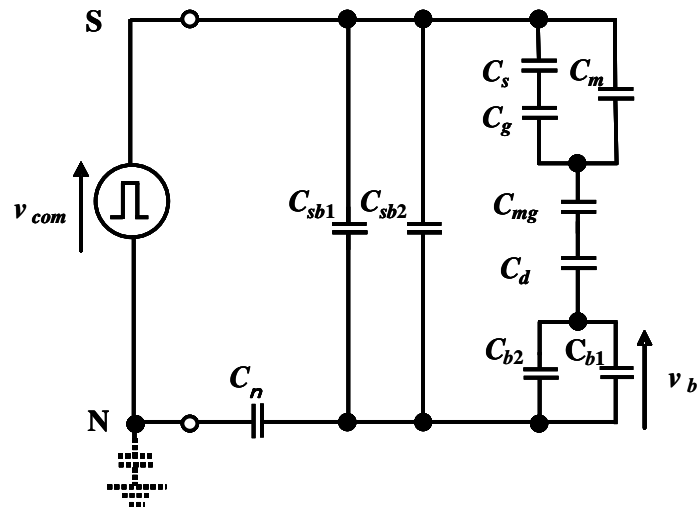


図 2.22 ブラシレス DC モータの簡易等価回路

図 2.21 と図 2.22 の静電容量の関係は次のとおりである。

- ・ 巻線とステータ鉄心間の合成容量 ( $C_{usa} \sim C_{wsb}$ ) :  $C_s$
- ・ ステータ鉄心とマグネット間の静電容量 :  $C_g$
- ・ マグネットの静電容量 :  $C_{mg}$

- ・巻線とマグネット間の合成容量( $C_{uma} \sim C_{wmb}$ ) :  $C_m$
- ・ベアリングの静電容量 :  $C_{b1}, C_{b2}$
- ・絶縁ロータの静電容量 :  $C_d$
- ・Nラインとブラケット間の合成容量 ( $C_{nb1}, C_{nb2}$ ) :  $C_n$
- ・Nラインとシャフト間の静電容量 :  $C_{sn}$
- ・巻線とブラケットの合成容量 1 ( $C_{ub1} \sim C_{wb1}$ ) :  $C_{sb1}$
- ・巻線とブラケットの合成容量 2 ( $C_{ub2} \sim C_{wb2}$ ) :  $C_{sb2}$

図 2.22 において三相巻線一括端子(コモン)とブラケット間の静電容量  $C_{sb1}$ 、 $C_{sb2}$  は、モータの軸電圧の分圧に関係しないため無視することができる。

図 2.22 ブラシレス DC モータの簡易等価回路をベースにモータの静電容量の測定を行った。静電容量の測定はLCRメータ(株)エヌエフ回路設計ブロック製 ZM2353 にて行い、測定周波数は 20kHz (インバータのキャリア周波数) とした<sup>(47)</sup>。モータを、ステータ巻線完成品、ロータ完成品、ステータ鉄心単品、ブラケット等に分解し、測定箇所に応じてそれらの要素を単独または組み合わせて静電容量の測定を行い、その結果を表 2.4 にまとめた。

各静電容量の測定は次のように行い、実際のモータと同じ位置関係を確保するために各要素を非誘電体(木枠等)にて固定した。

- ・巻線とステータ鉄心間の合成容量  $C_s$  : ステータ巻線完成品にて、ステータ巻線の中性点と固定子鉄心間の静電容量を測定 (図 2.23 参照)

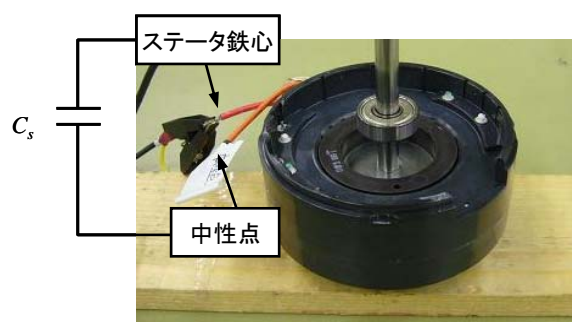


図 2.23 巻線 (中性点) とステータ鉄心間の合成容量  $C_s$  の測定

- ・巻線とブラケット間の合成容量  $C_{sb}$  : ステータモールド完成品にブラケットを被せ、固定子巻線の中性点とブラケット間の静電容量を測定

- ・ステータ鉄心とマグネット間の静電容量  $C_g$  : 巻線をしていないステータにロータの外形がマグネットの外形と同じになる金属のダミーロータ完成品を挿入し、シャフト（ロータ鉄心）とステータ鉄心表面間の静電容量を測定（図 2.24 参照）

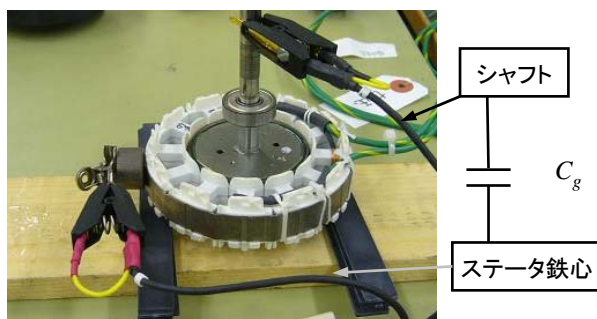


図 2.24 ステータ鉄心とマグネット間の静電容量  $C_g$  の測定

- ・マグネットの静電容量  $C_{mg}$  : ロータ完成品にて、ロータ表面に銅箔を貼り付けて銅箔とシャフト間の静電容量を測定（図 2.25 参照）

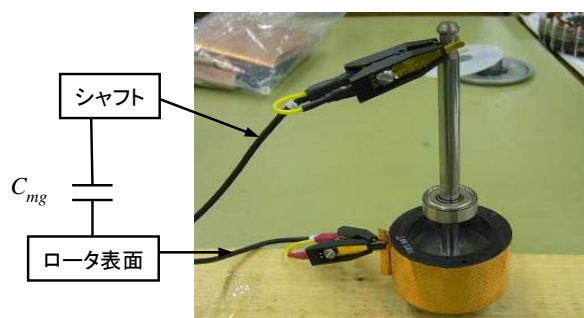


図 2.25 マグネットの静電容量  $C_{mg}$  の測定

- ・絶縁ロータの静電容量  $C_d$  : 絶縁ロータ完成品にて、シャフト（ロータ鉄心の内側）とロータ鉄心の外側の静電容量を測定（図 2.26 参照）

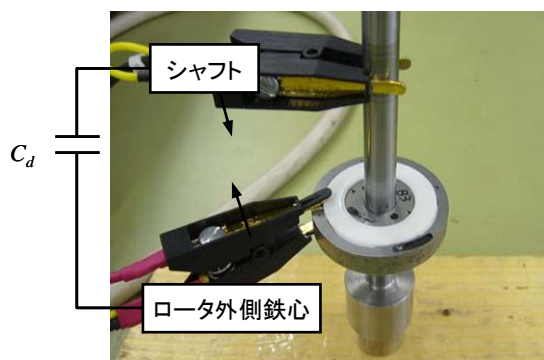


図 2.26 絶縁ロータの静電容量  $C_d$  の測定



- 巻線とマグネット間の合成容量  $C_m$  : ステータ巻線の中性点とステータ鉄心を短絡したステータ完成品に、鉄心ロータを挿入し、中性点とシャフト間の合成容量  $C_{sr}$  ( $C_m$ ,  $C_g$ ,  $C_{mg}$ ) を測定し、先に測定を行った  $C_g$ ,  $C_{mg}$  の値から  $C_m$  を計算 (図 2.27 参照)

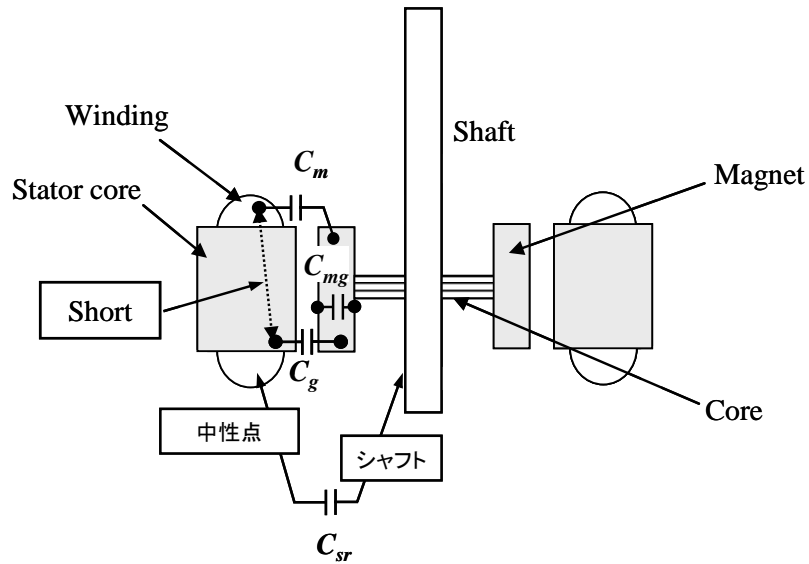


図 2.27 巻線とマグネット間の合成容量  $C_m$  の測定

図 2.27 より中性点とシャフト間の合成容量  $C_{sr}$  は、次式となる。

$$C_{sr} = \frac{(C_m + C_g) \times C_{mg}}{(C_m + C_g) + C_{mg}} \dots\dots\dots (2.9)$$

式(2.9)に  $C_{sr}$ ,  $C_m$ ,  $C_g$  を代入し  $C_m$  を計算にて求める。

- ベアリングの合成容量  $C_b$  : ベアリングの呼び番号 608、潤滑油はウレア系にて、ベアリング単品を外部駆動装置によって  $1,000\text{min}^{-1}$  で回転させながら静電容量を測定  
この測定方法については、第 4 章で後述する。

表 2.4 静電容量の測定結果

記号	項目	測定値
$C_s$	巻線とステータ鉄心間の合成容量	400pF
$C_g$	ステータ鉄心とマグネット間の静電容量	70pF
$C_{mg}$	マグネットの静電容量	69pF
$C_m$	巻線とマグネット間の合成容量	8pF
$C_b$	ベアリングの静電容量 ( $C_{b1}+C_{b2}$ )	100pF
$C_d$	絶縁ロータの静電容量	可変
$C_{sb}$	巻線とブラケットの合成容量	19pF
$C_n$	Nラインとブラケット間の合成容量	20pF

## 2.6 絶縁ロータによる軸電圧抑制

### 2.6.1 絶縁ロータの磁界解析

図 2.22 の簡易等価回路より、軸電圧  $v_{sh}$  を下げるためには、 $C_s$ 、 $C_m$ 、 $C_g$  の直並列回路の合成容量を下げるか、ロータの直列回路  $C_{mg}$ 、 $C_d$  の合成容量を下げるのが有効であることが分かる。 $C_s$ 、 $C_m$ 、 $C_g$  の合成容量を低減するには、従来から提案されている、静電シールド方式があるが、先に述べたようにモータ構造の変更が必要であり、それによって、磁気回路に影響を及ぼすためモータ性能が悪化する。そこで、新たに軸電圧  $v_{sh}$  を低減する方法としてロータの静電容量を下げるために、ロータの鉄心の間に小さな静電容量の絶縁物を挿入した絶縁ロータを提案する。

そこで、絶縁ロータの絶縁物をどの箇所に挿入すればいいか検討を行う。ロータ鉄心はバックヨークとして、磁束密度を上げる役割をしているため、現行の鉄心ロータと絶縁ロータについて磁束密度を磁界解析にて調べた。図 2.28 の磁界解析結果より、ロータ外側鉄心の厚さを、5mm 以上確保することによって、バックヨーク部分の磁束密度は図 2.28(a) の鉄心ロータと図 2.28(b) の絶縁ロータは同等になった。また、ステータ部分の磁束密度も同等となり、ロータ鉄心間の絶縁物はエアギャップの磁束密度に影響しないことが明らか

かになった。そこで、ロータ鉄心を内コアと外コアに分割し、その間に樹脂を挟みこむロータ構造とした。

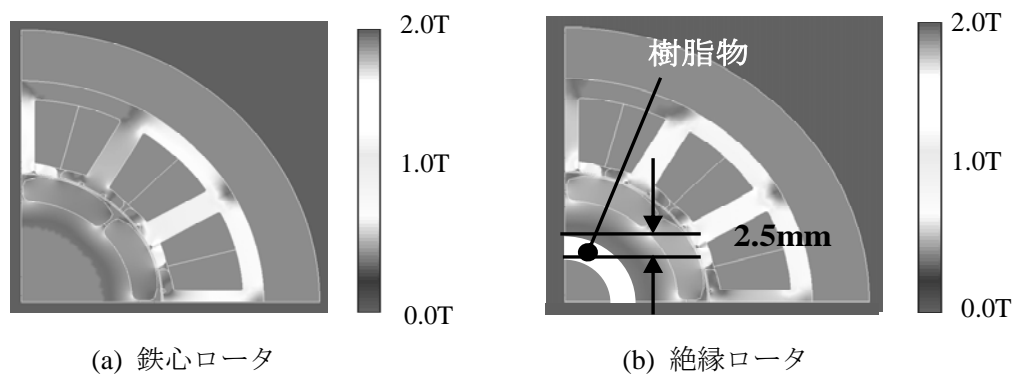


図 2.28 磁界解析結果

### 2.6.2 絶縁ロータの軸電圧の計算と測定

この絶縁ロータが軸電圧抑制に効果があることを確かめるために、図 2.22 のブラシレス DC モータの簡易等価回路にて、表 2.4 のモータの静電容量を用いて、シミュレーションソフト PSIM にて軸電圧の計算を行った。

直流リンク中間回路 (P-N 間) の電圧  $V_{dc}$  は 391V (=グローバル商用電源の最大定格電圧 240Vac の最大許容値 15%アップの実効値)、変調方式は 2 相変調とし、図 2.29 に示すように最大値 260.6V (=391V×2/3) のコモンモード電圧  $v_{com}$  を与え、軸電圧  $v_{sh}$  の計算を行った結果を図 2.30 に示す。

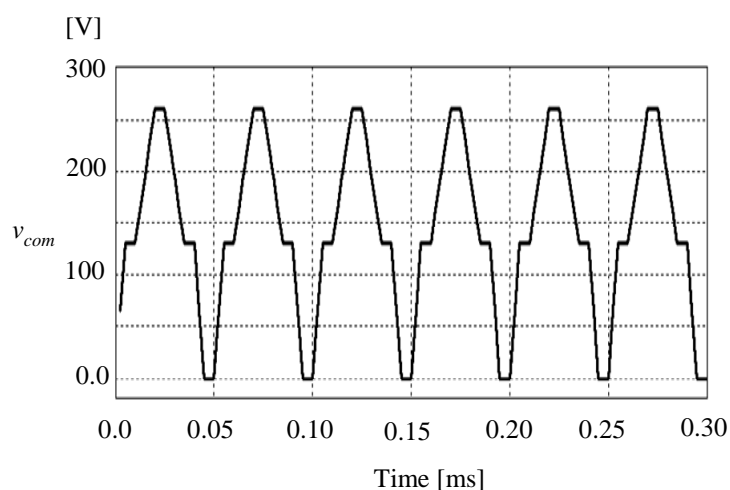
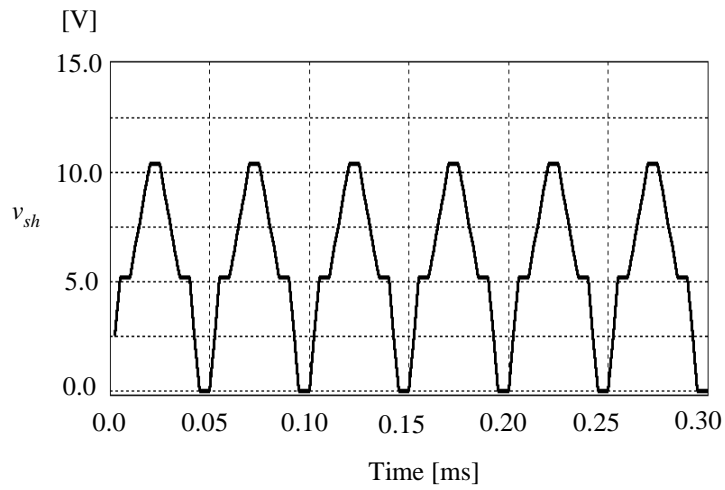
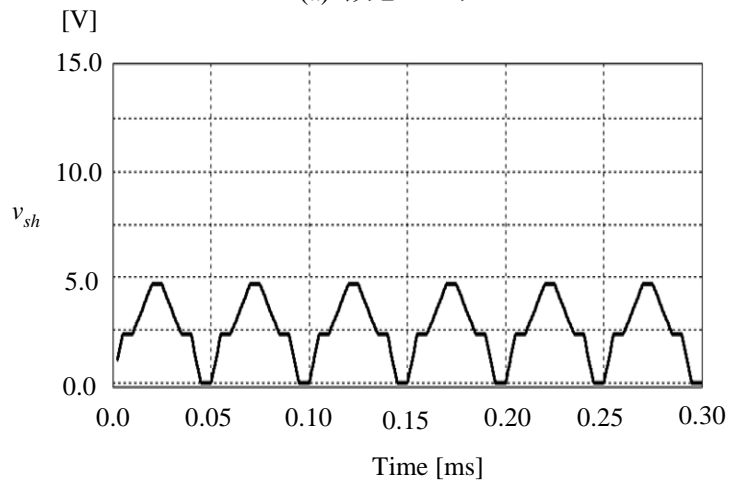


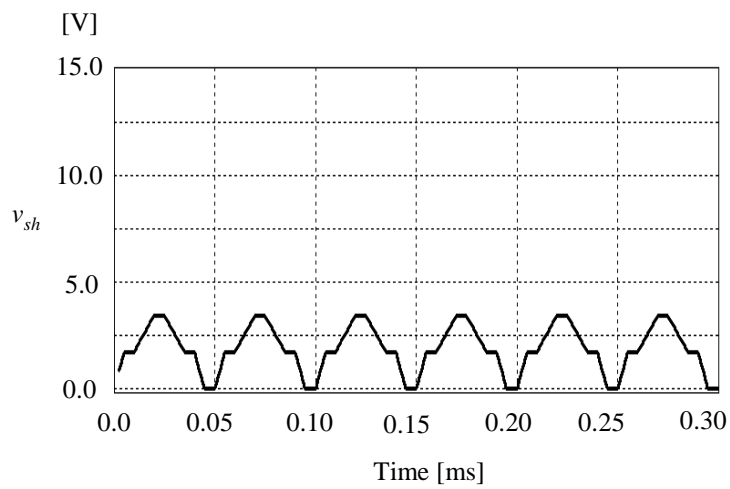
図 2.29 コモンモード電圧波形



(a) 鉄心ロータ



(b) 絶縁ロータ ( $C_d = 4.5\text{pF}$ )



(c) 絶縁ロータ ( $C_d = 2\text{pF}$ )

図 2.30 PSIM による軸電圧の計算波形

図 2.30(a)は現行の鉄心ロータの軸電圧  $v_{sh}$  の計算波形でロータの絶縁物の静電容量はないため、 $C_d$  は短絡（ほぼ無限大）とした。この時の軸電圧のピーク値は 10.5V となった。図 2.30(b)は絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を 4pF とした時の軸電圧  $v_{sh}$  の計算波形で、軸電圧のピーク値は 4.9V となった。図 2.30(c)は絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を 2pF とした時の軸電圧  $v_{sh}$  の計算波形で、軸電圧のピーク値は 3.5V となった。

図 2.31 にこのシミュレーションによる軸電圧のピーク値  $V_{sh}$  の計算結果を示す。絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を小さくすることによって、軸電圧も小さくなる。これは図 2.22 の簡易等価回路より絶縁ロータとベアリングは直列に接続されているため、ベアリングの静電容量に対して絶縁ロータ静電容量による電圧分担比率が増加するためである。

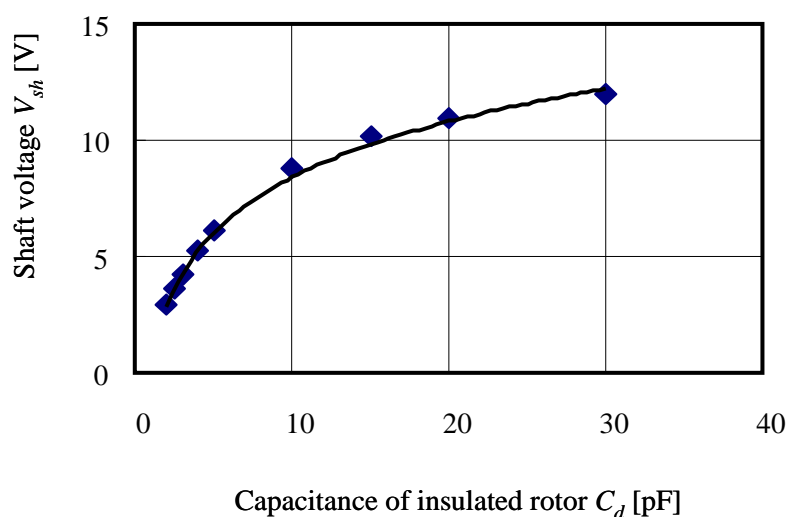


図 2.31 PSIM による軸電圧のピーク値計算結果

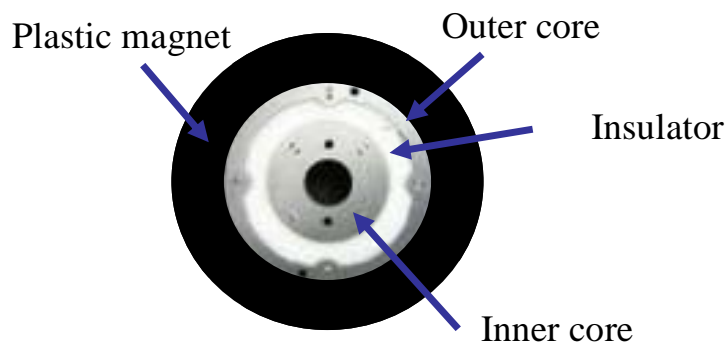
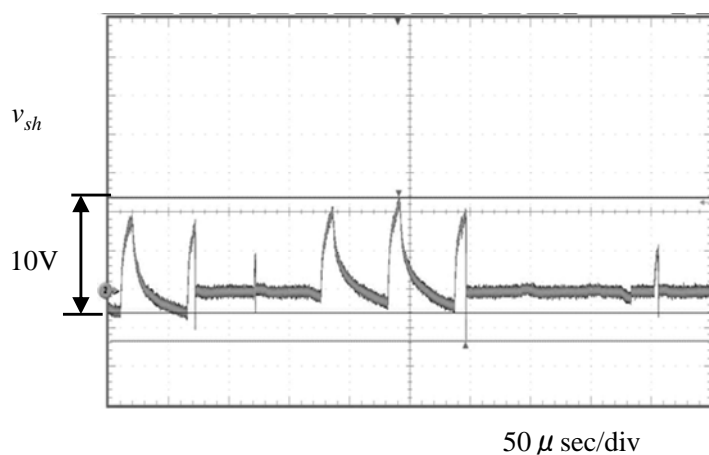


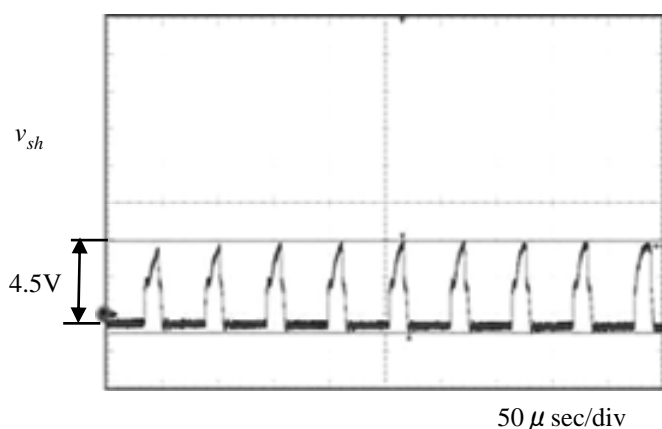
図 2.32 絶縁ロータ

図 2.32 に実験用絶縁ロータを示す。プラスチックマグネットの内側にロータ鉄心を挿入し、このロータ鉄心の外側と内側は樹脂により絶縁されている。絶縁ロータの樹脂厚みは 2.5mm とし、実際に絶縁ロータを製作し、軸電圧の測定を行った。

図 2.33 に軸電圧の測定結果を示す。図 2.33(a)は鉄芯ロータの軸電圧の実測波形でピーク値は 10V となった。図 2.33(b)は絶縁ロータの厚さを 2.5mm、静電容量  $C_d$  を 4.5pF とした場合の軸電圧の実測波形でピーク値は 4.5V となり、ベアリンググリスの絶縁破壊は生じなかった。これらの結果より軸電圧の簡易等価回路による計算と実験値は良く一致し、簡易等価回路の妥当性が確認できた。



(a) 鉄芯ロータの軸電圧実測波形



(b) 絶縁ロータの軸電圧実測波形

図 2.33 軸電圧の測定結果

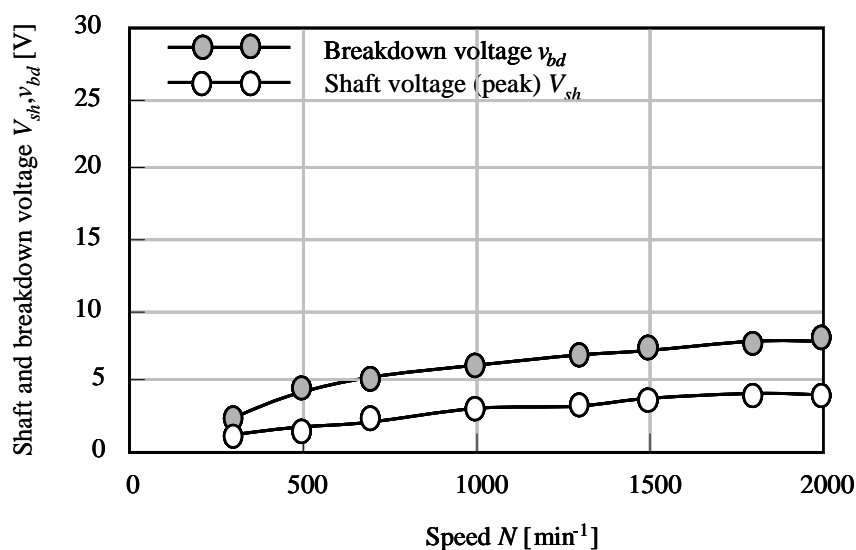


図 2.34 絶縁ロータの軸電圧とベアリングの絶縁破壊電圧 ( $V_{dc} = 391\text{V}$ )

図 2.34 にモータの回転数を変化させた時の絶縁ロータの軸電圧のピーク値と、ベアリング潤滑油の絶縁破壊電圧（鉄心ロータでのベアリングの放電開始電圧）を示す。モータの回転数が高くなるにつれて、両者ともに電圧が高くなる傾向にある。絶縁破壊電圧が高くなるのは、回転数の上昇によって、ベアリングの潤滑油の油膜厚さが厚くなるためであり、電圧が上がるのは、ベアリングの潤滑油の油膜厚さが厚くなることによって、静電容量が小さくなるためである。この関係については、第 4 章にて詳細に述べる。図 2.34 より、空調用ファンモータの実使用範囲  $400\text{min}^{-1} \sim 1800\text{min}^{-1}$  の回転数において、絶縁ロータの軸電圧は潤滑油の絶縁破壊電圧以下となり、軸電圧抑制に大きな効果があることが明らかとなった。

## 2.7 結言

空調ファン用ブラシレス DC モータにおいて、高価な部材や外付け部品を必要とせず、かつ、モータ構造も量産モータと同等とするベアリング電食対策の方法について検討を行った。従来から提案されている、ベアリング電食の対策は実用面において、課題があることを明確にした。浮遊容量を考慮したブラシレス DC モータのコモンモード等価回路をもとに軸電圧計算のための簡易等価回路を導き、モータ内部の静電容量の測定を行い、簡易等価回路による軸電圧の計算結果と実測値を比較し等価回路の妥当性を確認した。等価回路により、軸電圧抑制方法としてロータ鉄心の内側と外側を樹脂にて絶縁した「絶縁ロータ」にすることによって軸電圧が低減されることを明らかにした。この絶縁ロータは、モータの磁気特性に影響を与えることなく、空調用ファンモータの実使用範囲  $400\text{min}^{-1}$ ～ $1800\text{min}^{-1}$  の回転数において、絶縁ロータの軸電圧は潤滑油の絶縁破壊電圧以下となり、軸電圧抑制に大きな効果があることが明らかとなった。

本章の成果により、空調ファン用ブラシレス DC モータにおいて、高価な部材や外付け部品を必要とせず、かつ、モータの基本構造も量産モータと同等とするベアリング電食対策の方法として絶縁ロータが有効であることが明確になった。また、この絶縁ロータはモータの磁気特性に影響を及ぼさないため、モータのトルク性能・効率も同等で軸電圧の低減が可能であり、ロータ部分の構造変更だけでその他の構成部材は現行の量産モータと同一金型・工法で実用化が達成できる。



## 第3章 ベアリングの絶縁破壊電圧と音響寿命

### 3.1 緒言

ベアリング電食は、ベアリングに電流が流れることによって発生し、従来、ベアリングの電食と電流との関係は電流密度が大きい場合に発生するとされていたが、微小な電流密度においても発生することが報告されている。従来研究では、ベアリンググリスの絶縁破壊後に流れるベアリング電流（EDM 電流）の測定・抑制方法が多く提案されているが、EDM 電流は数百 mA～数 A の電流が流れるため、ベアリングの放電そのものを防止する必要がある。従って、ベアリング電食の抜本的対策として軸電圧をベアリンググリスの絶縁破壊電圧以下にし、ベアリンググリスの絶縁破壊を起こさないようにする必要がある。

そのために、ベアリンググリスの絶縁破壊電圧を明確にする必要があり、大型のベアリングにおいては、5V～30Vと報告されている<sup>(41)</sup>。しかしながら、絶縁破壊電圧はベアリングサイズやグリスの種類によって異なった値となるため、今回の研究モータに搭載される小型のベアリングに関しても明確にする必要がある。

さらに、空調ファン用ブラシレス DC モータは数万時間の寿命が要求されており、軸電圧がベアリンググリスの絶縁破壊電圧以下となる対策条件に加えて長期に渡る音響特性の検証が必要である。従来、小型ベアリングの電食の電圧耐久試験において 1.3～1.5V の直流電圧を印加すると異常となることが報告されている<sup>(43) (44)</sup>。しかしながら、ブラシレス DC モータを電圧型 PWM インバータにて駆動した場合、軸電圧はパルス状の電圧となるので、その結果を適用することはできない。

本章では、ベアリング電食と音響特性について説明し、次に、ベアリンググリスの絶縁破壊電圧を求める方法として、ベアリングを外部駆動装置によって回転させ、ベアリングの内輪と外輪の間に直流電圧を印加し、デジタルオシロスコープで絶縁破壊が起きたときの電圧を測定する。さらに、ベアリングの音響に関する加速耐久試験として、インバータのスイッチング周波数の数倍の周波数のパルス電圧をベアリングの内外輪間に印加し、ベアリングの振動の変化をアンデロンメータにて測定し、ベアリング電食発生の有無の判定を行い、実運転時間において電食を抑制するための軸電圧の値を求め、モータの設計指針とする。

## 3.2 ベアリング電食と音響特性について

### 3.2.1 ベアリング電食とモータの騒音測定

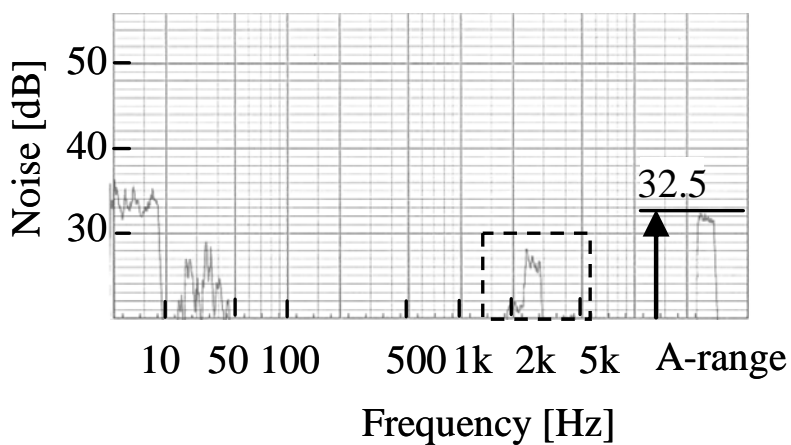
ベアリング電食が発生するとベアリングの音響特性が悪化する。空調ファン用ブラシレス DC モータにおいては、一般的にその騒音レベルが 40dB 以上となると、空調機器本体から耳障りとなる騒音が発生する。本章の導入として、ベアリング電食と音響特性について述べる。図 3.1 に空調ファン用ブラシレス DC モータのベアリング電食の進行度合いにおける、各周波数における騒音レベルと A 特性の 1/3 オクターブバンドレベルの騒音測定結果を示す。ベアリングは呼び番号 608、グリスはリチウムセッケン系にて 40°Cでの基油粘度が  $53.0 \times 10^{-6} \text{m}^2/\text{s}$  の基油を使用した。

図 3.1(a)は初期時の騒音特性で、周波数 1.5k~5kHz の帯域における騒音の最大値は 28dB、A 特性は 32.5dB であった。図 3.1(b)は軽微な電食発生時の騒音特性で、周波数 1.5k~5kHz の帯域における騒音の最大値は 36dB、A 特性は 37dB であった。図 3.1(c)は進行した電食時の騒音特性で、周波数 1.5k~5kHz の帯域における騒音の最大値は 42 dB、A 特性は 45dB であった。このように電食の進行に伴い周波数 1.5k~5kHz の帯域における騒音特性が悪化し、その影響により A 特性における騒音レベルが高くなる。

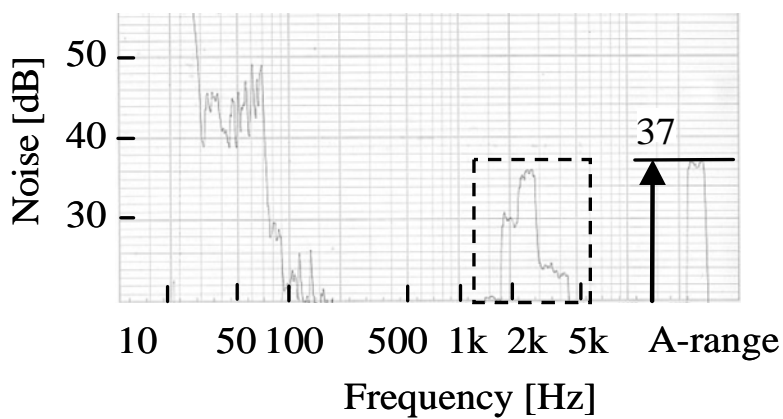
### 3.2.2 ベアリング電食とベアリングの内部観察

図 3.2 に図 3.1 の各進行度合いにおける、ベアリングの内輪とボールの表面を観察した写真を示す。図 3.2(a)は初期時の内部写真で、内輪表面、ボール表面ともに荒れが見られなかった。図 3.2(b)は軽微な電食発生時のベアリングの内部写真で、内輪表面に僅かな縦縞の荒れが生じ、ボール表面にも僅かな放電痕が見られた。図 3.2(c)は進行した時の内部写真で、内輪表面に縦縞の荒れが生じ、ボール表面にも梨肌状の荒れが見られた。

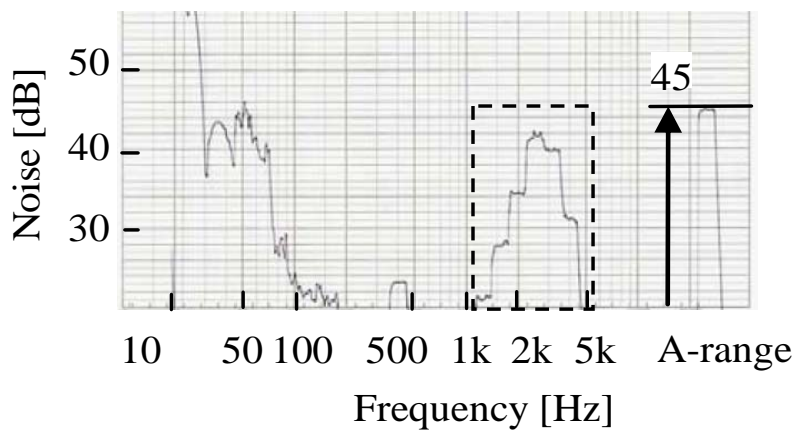
このように、ベアリング内部の内外輪とボールの金属表面の荒れが進行し、ベアリングの音響特性が悪化して行く。さらに進行が進むと、波状磨耗と呼ばれる、洗濯板状の縞模様が生じる。



(a) 初期の場合

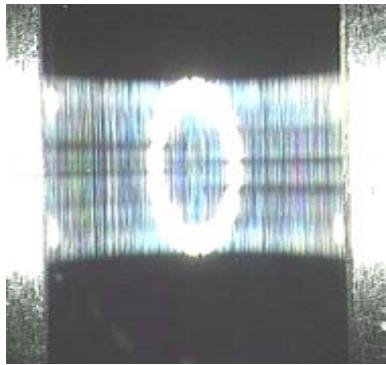


(b) 軽微な場合

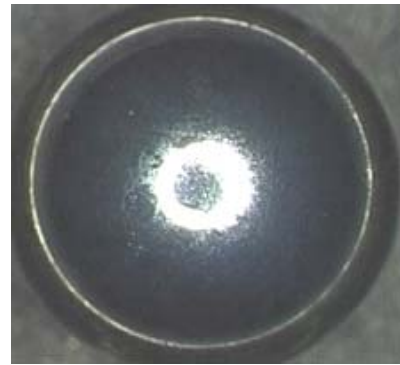


(c) 進行した場合

図 3.1 ベアリング電食の進行と騒音データ

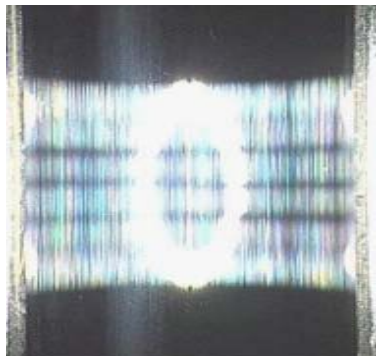


(a) Inner race



(b) Ball

(a) 初期の場合のベアリング写真

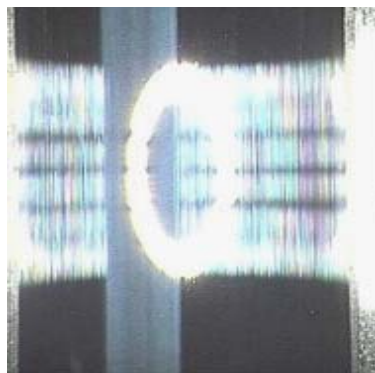


(a) Inner race

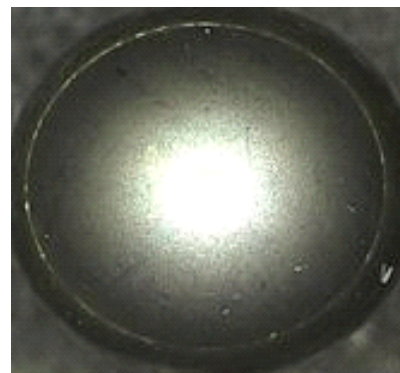


(b) Ball

(b) 軽微の場合のベアリング写真



(a) Inner race



(b) Ball

(c) 進行した場合のベアリング写真

図 3.2 ベアリング電食の進行とベアリングの内部写真

### 3.2.3 ベアリング電食とアンデロンメータによる振動測定

ベアリング電食を判定するには、ベアリングを分解して金属表面の荒れを観測するのが一般的であるが、耐久試験において試験途中にベアリングを分解することはできないため、振動ピックにてベアリングの振動を検出し、ベアリング電食の判定を行う方法が提案されている<sup>(56)</sup>。本研究ではこの振動検出の方法をアンデロンメータにて測定する方法を提案し、ベアリング電食の判定を行った。

アンデロン装置は図 3.3 に示すように、騒音を直接測定する代わりにベアリングを外部駆動装置にて  $1800\text{min}^{-1}$  にて回転させ、外輪部分に振動ピックを取り付け、ベアリングの周波数帯域別の振動を測定する装置である。Low band は  $50\sim 300\text{Hz}$  の振動、Medium band は  $300\sim 1,800\text{Hz}$  の振動、High band は  $1,800\sim 10,000\text{Hz}$  の振動の値となる。

表 3.1 にベアリング電食の進行度合いにおけるベアリングのアンデロンメータの測定結果を示す。電食が進行するにつれて Medium band と High band の値が高くなり Medium band の値は、初期時に 0.3 であったものが、軽微時に 1.5 となり、進行時には 2.5 まで上昇した。High band の値は初期時に 0.2 であったものが、軽微時に 1.5 となり、進行時には 7.0 まで上昇した。これらの結果から電食の進行はアンデロンメータの測定値（以下、アンデロン値と呼ぶ）に相関性があることが分かった。

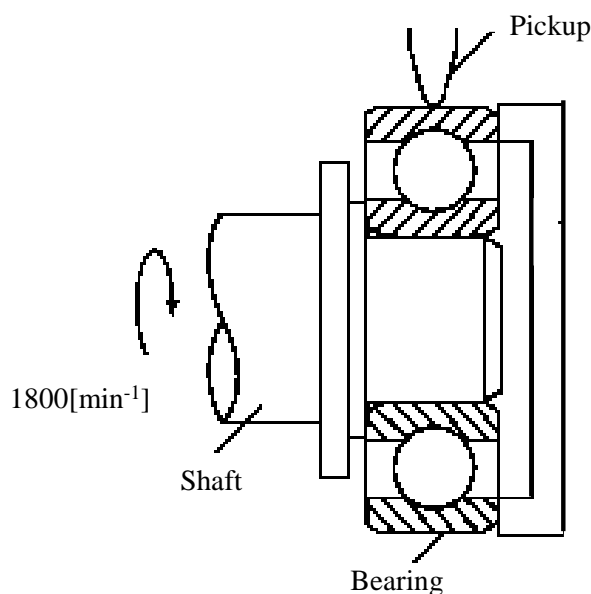


図 3.3 アンデロン装置

表 3.1 アンデロンメータの測定値

	(a)Initial	(b)Minor	(c)Advanced
Low band	1.0	2.0	2.0
Medium band	0.3	1.5	2.5
High band	0.2	1.5	7.0

### 3.3 ベアリングの耐電圧

#### 3.3.1 ベアリングの潤滑状態

ベアリングにおいて、機械内の滑り面（摺動面）は、固体どうしの直接接触を避けるため、液体潤滑剤が導入されている。この場合の摩擦力と滑り面間の相対速度の関係は図 3.2 のストライベック（Stribeck）曲線によって表される<sup>(53)(54)</sup>。

図 3.4 の曲線にて、I は境界潤滑領域と呼ばれ、ベアリンググリスの油膜が薄くなり、摺動面の凸部同士の接触が常時生じている状態である。II は混合潤滑領域と呼ばれ、ベアリンググリスの油膜が I の境界潤滑領域に比べて厚くなるものの摺動面の凸部同士の接触

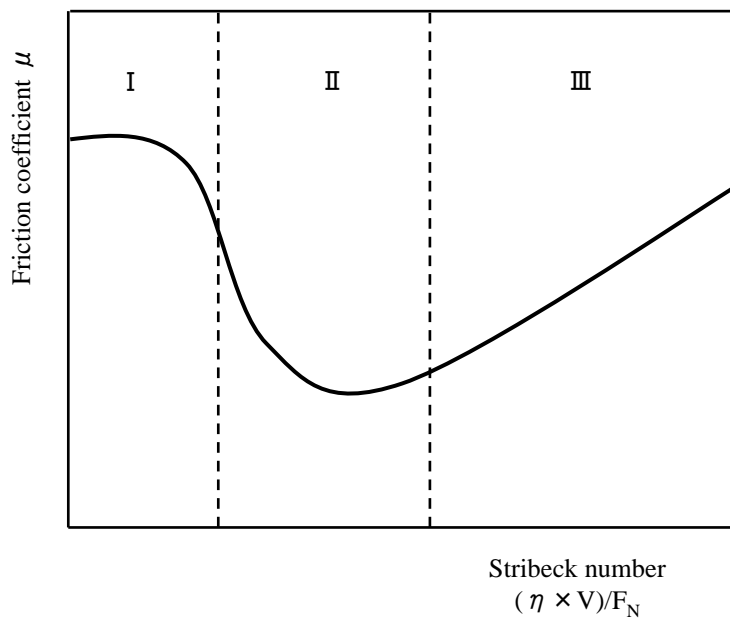


図 3.4 ストライベック曲線

が局部的に生じている潤滑状態である。Ⅲは流体潤滑領域と呼ばれ、ベアリンググリスの油膜が均一に形勢され摺動面が完全に離れている理想的な潤滑状態である。一般的にベアリングの回転数と潤滑領域の関係はⅠの境界潤滑領域は  $100\text{min}^{-1}$  以下、Ⅱの混合潤滑領域では  $100\sim 300\text{min}^{-1}$ 、Ⅲの流体潤滑領域は  $300\text{min}^{-1}$  以上である。これらの状態を電気的に見れば、Ⅰの境界潤滑領域とⅡの混合潤滑領域では、図 3.5 に示すようにベアリングの内輪とボール間、外輪とボール間が等価的に短絡され導通となる。Ⅲの流体潤滑領域では、図 3.6 に示すようにベアリングの内輪とボール間、外輪とボール間の隙間にグリスの油膜が形成され、等価的にコンデンサとなる。

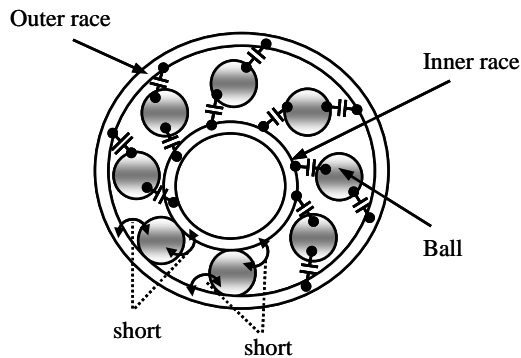


図 3.5 境界潤滑状態、混合潤滑状態の模式図

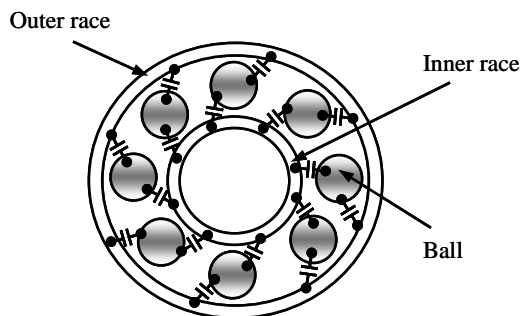


図 3.6 流体潤滑状態の模式図

### 3.3.2 ベアリンググリスの単体の絶縁破壊電圧の測定

先に述べたようにモータがある回転数以上で回転する場合、ベアリンググリスの潤滑状態は流体潤滑状態となり、等価的にコンデンサとなる。その絶縁破壊電圧は、グリス単体の持つ耐電圧と形成される油膜厚さによって決まる。そこで、まずベアリンググリス単体の絶縁破壊電圧の測定を行った。

図 3.7 に JIS C2101 のグリス単体の絶縁破壊試験法を示す<sup>(59)</sup>。絶縁材料の中に試験用グリスを充填し、電極間距離を 2.5mm にて、その両端に電圧を印加し、絶縁破壊電圧  $V_{25d}$  (kV) の測定を行う。今回の実験に使用したベアリングに使用したグリスはリチウムセッケン系にて 40℃での基油粘度が  $53.0 \times 10^{-6} \text{m}^2/\text{s}$  の絶縁破壊電圧  $V_{25d}$  は 21kV であった。

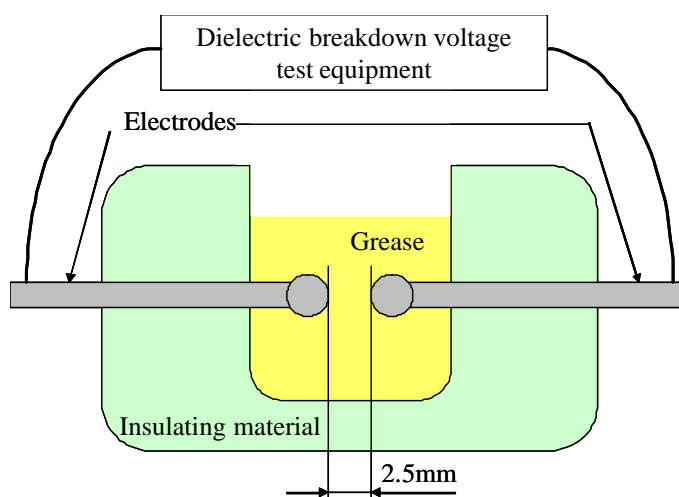


図 3.7 ベアリンググリスの耐電圧試験装置

### 3.3.3 ベアリングの絶縁破壊電圧の測定

次にベアリングの回転数と油膜厚さの関係式とベアリング単体の絶縁破壊電圧の関係より、ベアリングの絶縁破壊電圧の測定を行う。ベアリングは内輪と外輪とボールという構成であり、予圧がかかることによりそれらの接触面が生じ、その接触面にグリスの油膜が形成される。

予圧をかけた状態でベアリングを回転させたとき生じる最小油膜厚さ  $h_c$  (以下、油膜厚さ) は Dowson-Higgison の油膜計算式(3.1)から速度パラメータの 0.7 乗に比例することが知られている<sup>(57)(58)</sup>。



$$h_c = 2.65\alpha^{0.54} E'^{0.03} \eta_0^{0.7} u^{0.7} R^{0.43} \omega^{-0.13} \dots\dots\dots (3.1)$$

ここで、 $h_c$  : 最小油膜厚さ(mm)、 $\alpha$  : 粘度の圧力係数、 $E'$  : 等価弾性係数、 $\eta_0$  : 大気圧下のグリスの粘度(kgf·sec/mm<sup>2</sup>)、 $u$  : 平均速度(mm/sec)、 $\omega$  : 単位幅当りの荷重(kgf)である。

また、ベアリングの絶縁破壊電圧は、グリスの 2.5mm 間での絶縁破壊電圧  $V_{25d}$  とベアリングの油膜厚さ  $h_c$  から式(3.2)より求めることができる。

$$V_{bd} = \frac{V_{25d}}{2.5 \times 10^{-3}} \times h_c \times 10^{-9} \dots\dots\dots (3.2)$$

ここで、 $V_{bd}$  : ベアリングの絶縁破壊電圧(kV)、 $V_{25d}$  : 電極間 2.5mm での絶縁破壊電圧(kV)である。

図 3.8 のベアリングの絶縁破壊電圧の試験装置を用いて、今回の実験に使用するベアリングの絶縁破壊電圧の実測を行った。試験ベアリング以外に電圧が印加されないように試験ベアリングの周辺部材は絶縁材料を使用し、非試験ベアリングについてもセラミックボール軸受とし試験ベアリングと絶縁してある。試験ベアリングは金属シャフトに挿入し、金属シャフトは樹脂カップリングによって外部駆動モータと接続している。その外部駆動モータにてベアリングを所定の回転数にて回転させる。金属シャフトの先端には低抵抗のスリップリングを接触させ、スリップリングと外輪ハウジングの間には直流電源を接続し、電圧を印加する。軸の予圧はばねにて 29.4N を負荷している。

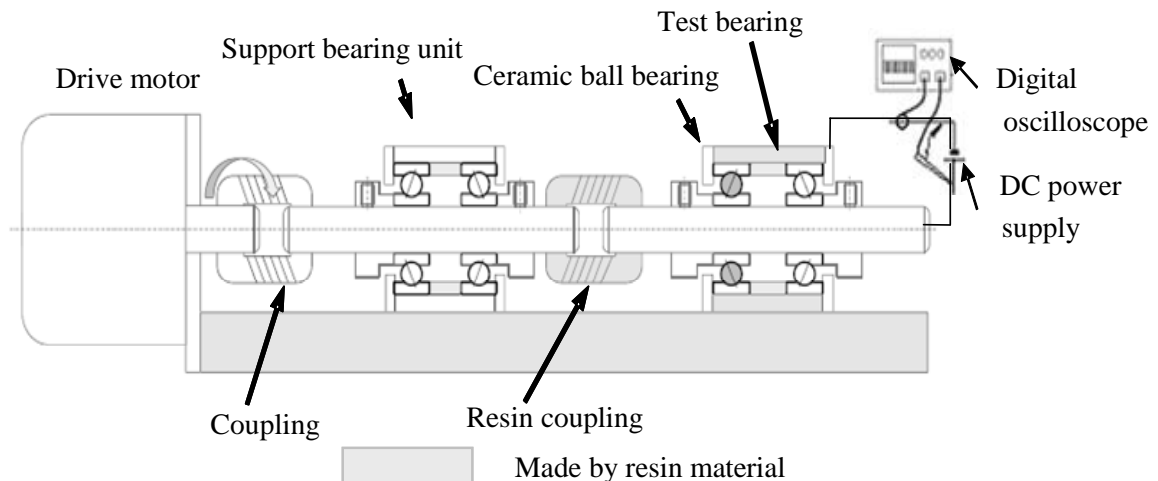


図 3.8 ベアリングの耐電圧試験装置

実験条件としては、ベアリングの回転速度を空調ファンモータの室内用にて多く使用されている  $1,000\text{min}^{-1}$  とした。この回転している状態のベアリングの内輪と外輪間に直流電源を接続し、直流電圧を  $0\text{V}$  から上昇させ、図 3.9 のように絶縁破壊を起こし、電流が流れ始める直流電圧値を絶縁破壊電圧とした。本実験に使用するベアリンググリスの絶縁破壊電圧は  $5.3\text{V}$  であった。

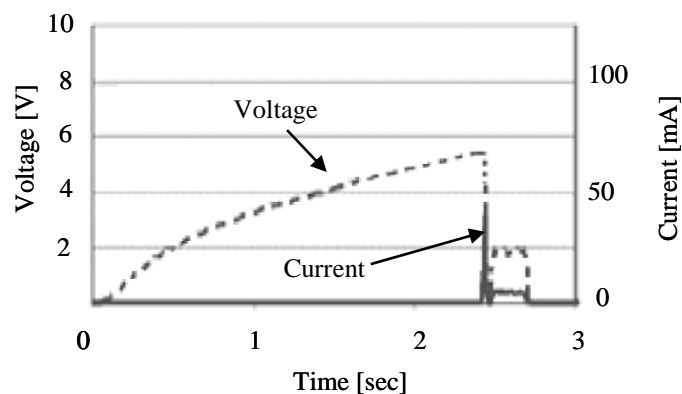


図 3.9 ベアリングの耐電圧測定

### 3.4 ベアリング電食の音響加速試験

#### 3.4.1 実験条件

図 3.10 にベアリングの電食加速試験装置を示す。図 3.8 のベアリングの耐電圧試験装置にて、スリップリングと外輪ハウジングの間に接続した直流電源をパルス発振器に変更したもので、このパルス発振器によってパルス状の電圧を印加する。

実験条件を表 3.2 に示す。ベアリングは呼び番号 608、グリスはリチウムセッケン系にて  $40^{\circ}\text{C}$  での基油粘度が  $53.0 \times 10^{-6} \text{m}^2/\text{s}$  の基油とし、内外輪の軌道面の金属表面粗さは空調用ベアリングとして騒音特性の改善を図った面粗度向上品とした。ベアリングの回転速度は、空調用ファンモータの室内用にて多く使用される  $1,000\text{min}^{-1}$  とした。

電圧型 PWM インバータ駆動におけるブラシレス DC モータの軸電圧  $v_{sh}$  は第 2 章に述べたように、インバータのスイッチングによるコモンモード電圧  $v_{com}$  の変化がモータの浮遊容量分布によって分圧されることによって、パルス状の電圧が発生する。その周波数はインバータのキャリア（スイッチング）周波数となる。

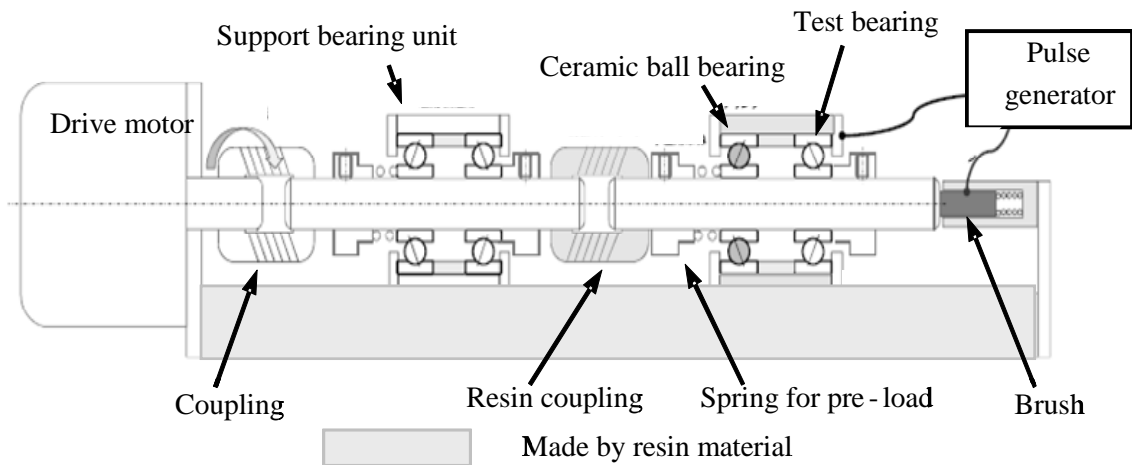


図 3.10 ベアリングの音響耐久試験装置

表 3.2 実験条件

Test bearing	608(φ8×φ22×7)
Lubricant	Grease(LY552)
Axial pre-load	29.4 [N]
Rolling surface	Precision polish
Rotating speed,	1,000 [min <sup>-1</sup> ]
Test voltage	2,3,4,5 [V]
Test frequency	1.2 [MHz]
Test time	500 [h]
Measured data	Anderon measurement

このパルス状の軸電圧によって、ベアリングのグリスの油膜が絶縁破壊し軸電流が流れ、ベアリングのボールと内外輪レース面の金属表面にダメージを与える。ダメージを与える頻度はインバータのスイッチング回数に比例するため、加速試験の条件としてはインバータのキャリア周波数の  $n$  倍の周波数パルスを印加することとした。したがって、パルス発振器の周波数をインバータのキャリア周波数 20kHz の 60 倍にあたる 1.2MHz の周波数とした。

今回使用したベアリングのグリスの耐電圧は回転速度  $1,000 \text{ min}^{-1}$  にて  $5.3\text{V}$  であるため、試験電圧は最初にベアリンググリス絶縁破壊の発生しない  $5\text{V}$  のパルスを印加し、 $168$  時間ごとに  $500$  時間まで音響特性の測定を行った。その後、 $2\text{V}$  まで  $1\text{V}$  ごとに電圧を下げ同様の実験を行った。試験途中に一瞬でもベアリングに電流が流れると、耐電圧が低下するため試験電圧の印加に際しては、駆動用モータを  $1,000\text{min}^{-1}$  にしてから電圧を印加し、 $0\text{V}$  から数秒かけて試験電圧まで上昇させた。

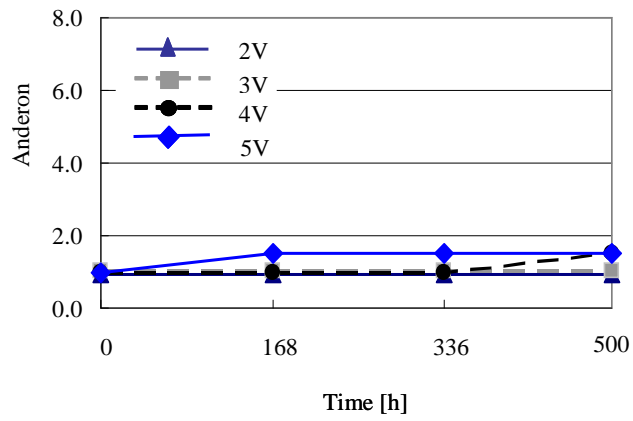
インバータのキャリア周波数の  $60$  倍の試験パルスを印加したことにより、 $500$  時間にて約  $3$  万時間相当の判定結果が得られるものとする。

電食発生の判定には  $3.2$  節の結果に基づいてアンデロン値を用いた。実際に市場にて課題となる騒音レベルは進行した電食時における騒音値であるが、加速試験であること、および試験個数が  $1$  個であることから、電食の兆候が見受けられた時点で電食が発生したと判断し、表  $3.1$  の軽微な電食時におけるアンデロン値をベアリング電食発生の閾値とした。アンデロンの測定は **Low band**、**Medium band** および **High band** の  $3$  つの帯域で行うが、電食発生時には **Medium band** と **High band** のアンデロン値が高くなるため、判定値は **Medium band** にて  $1.5$ 、**High band** にて  $1.5$  とし、 $2$  つの判定値のうち一つでも超えると電食と判断した。

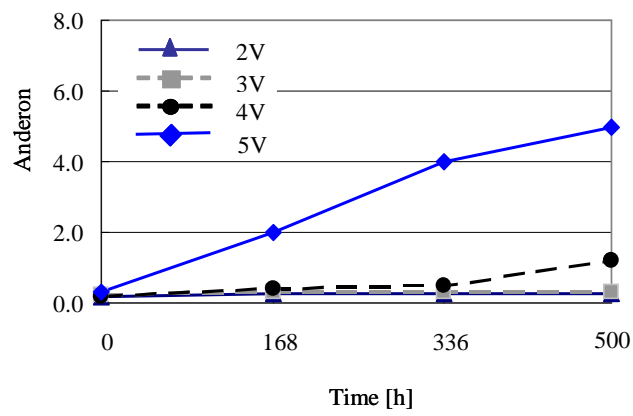
#### 3.4.2 実験結果と考察

図  $3.11$  にベアリング電食音響加速試験のアンデロン値の経時変化を示す。図  $3.11(a)$  の **Low band** のアンデロン値はパルス電圧  $5\text{V}$  にて若干の上昇が見られるが、その他の電圧値では初期からほとんど変化していないことがわかる。図  $3.11(b)$  の **Medium band** のアンデロン値はパルス電圧  $2\text{V}$  と  $3\text{V}$  では初期からほとんど変化していない。パルス電圧  $4\text{V}$  においては初期から  $336\text{h}$  まではほとんど変化はなかったが  $500\text{h}$  では  $1.3$  まで上昇した。パルス電圧  $5\text{V}$  においては  $168\text{h}$  にて  $2.0$  となり判定値を超え  $336\text{h}$  では  $4.0$  となり、その後  $500\text{h}$  では  $5.0$  まで上昇した。図  $3.11(c)$  の **High band** のアンデロン値はパルス電圧  $2\text{V}$  と  $3\text{V}$  では初期からほとんど変化していない。パルス電圧  $4\text{V}$  においては初期から  $336\text{h}$  まではほとんど変化はなかったが  $500\text{h}$  にて  $1.3$  まで上昇した。パルス電圧  $5\text{V}$  においては  $168\text{h}$  にて  $1.5$  となり判定値を超え  $336\text{h}$  では  $4.0$  となり、その後  $500\text{h}$  では  $7.0$  まで上昇した。

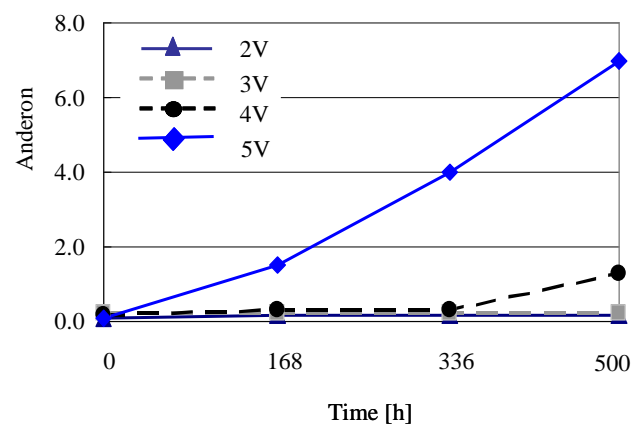
この結果より、 $500\text{h}$  経過後のアンデロン値は、パルス電圧が  $4\text{V}$  以下の場合には判定値を



(a) Low band



(b) Medium band



(c) High band

図 3.11 ベアリングの耐電圧測定

超えなかったが、5Vの場合に判定値を超えたため電食が発生しない軸電圧の閾値は4Vと判定する。ベアリンググリスの絶縁破壊の5Vより電食発生電圧が小さくなったのは、ベアリングが回転することによって走行面に荒れが生じ、絶縁破壊電圧が下がり絶縁破壊が生じ、ベアリングに電流が流れたためと考える。パルス電圧4Vにおいても500h後にMedium bandとHigh bandの値が上昇し始めたことから同様のことが考えられる。

ベアリング電食音響加速試験終了後にシールを外してベアリング内部の観察を行った。その結果を図3.12、図3.13、図3.14、図3.15に示す。図3.12はパルス電圧2V、図3.13はパルス電圧3V、図3.14はパルス電圧4V、図3.15はパルス電圧5Vを印加した場合を示す。(a)はベアリング全体、(b)は内輪の表面、(c)は外輪の表面、(d)はボール表面を観察した写真である。

図3.12～図3.15の(a)のベアリング全体の写真を観測すると、すべての電圧値において直流電圧印加時には見られたグリスの変色は観察されなかった。試験電圧が低い場合は、グリスの絶縁破壊が発生しなかった。試験電圧が高い場合は、グリスの絶縁破壊の時間はパルス印加においては直流電圧印加よりも短いため、グリスの絶縁破壊による放電エネルギーが直流電圧印加よりも小さく、放電時のベアリング内部の温度上昇が小さかったと考えられる。

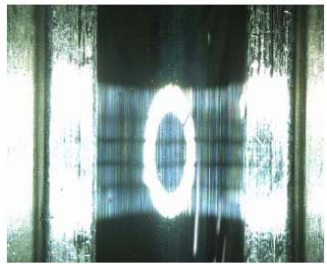
また、試験電圧2V、3Vにおいては(b)の内輪表面と(c)の外輪表面に走行跡が観察されなかったが、試験電圧4Vにおいては(b)の内輪と(c)の外輪ともに薄い走行痕が観測された。したがって、この走行痕は機械的摩擦によるものではなく放電によって発生したものと考えられる。試験電圧5Vにおいて内輪に電食による損傷の代表的な痕跡である縞模様のリッジマークが形成されていた。

このベアリング内部の観察結果からも、アンデロン値による判定と同様にパルス電圧が4V以下の場合は電食の発生がなく、5Vの場合に電食が発生すると判定する。また、観察結果とアンデロン値による電食判定の結果が一致することより、アンデロン値による判定方法が正しいと考える。

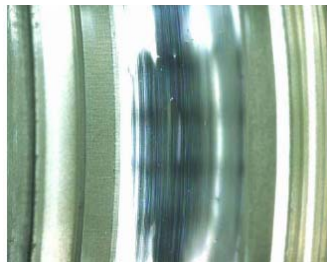
これらの結果より、長期（約3万時間相当）のベアリング電食の音響性能が確保されるパルス印加電圧の閾値は4Vであり、軸電圧の設計目標値を導くことができた。



(a) General view



(b) Inner race



(c) Outer race

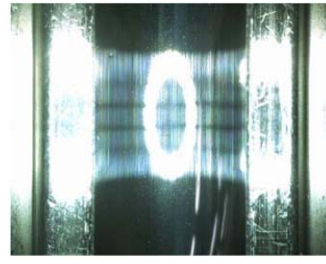


(d) Ball

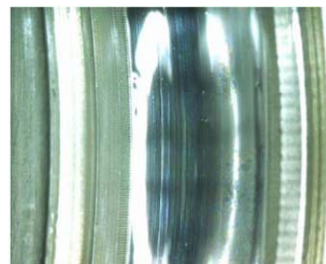
図 3.12 ベアリング分解写真  
(パルス電圧 = 2V)



(a) General view



(b) Inner race



(c) Outer race

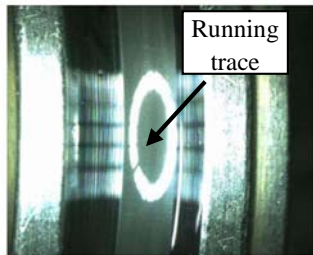


(d) Ball

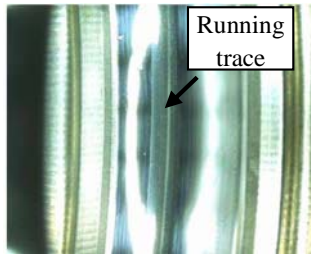
図 3.13 ベアリング分解写真  
(パルス電圧 = 3V)



(a) General view



(b) Inner race



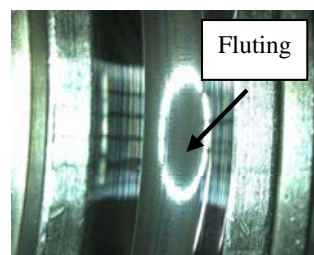
(c) Outer race



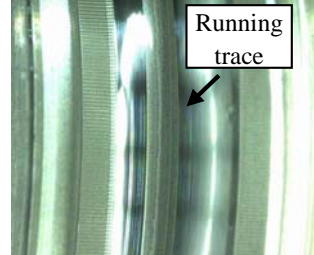
(d) Ball



(a) General view



(b) Inner race



(c) Outer race



(d) Ball

図 3.14 ベアリング分解写真  
(パルス電圧 = 4V)

図 3.15 ベアリング分解写真  
(パルス電圧 = 5V)



### 3.5 結言

空調ファン用ブラシレス DC モータに使用する小型ベアリンググリスの絶縁破壊電圧の測定と長期の音響特性に影響を与えない音響加速耐久試験を行い軸電圧の設計目標値の検討を行った。ベアリング単体にて絶縁破壊電圧を測定する試験装置を提案し、小型ベアリングのグリスの絶縁破壊電圧が 5.3V である結果を得た。また、空調ファン用ブラシレス DC モータは数万時間の寿命が要求されるため、音響特性の加速としてインバータのスイッチング周波数の数倍の周波数のパルス電圧をベアリングの内外輪に印加し、ベアリングの振動の変化をアンデロンメータにて測定し、ベアリング電食を判定する方法を提案した。この音響特性加速試験によって、長期（3 万時間相当：実使用運転時間）のベアリング電食の音響性能が確保されるパルス印加電圧の閾値は 4V である結果を得た。さらに試験後のベアリングの内部観察写真から、アンデロンメータにおけるベアリング電食の判定の妥当性が確認できた。

本章の成果により、空調ファン用 DC ブラシレスモータに使用される小型ベアリング(呼び番号 608)の実運転時間の 3 万時間相当の音響性能が確保されるパルス印加電圧の閾値は 4V であり、軸電圧の設計目標値が明確になった。

## 第4章 絶縁ロータの設計指針と特性

### 4.1 緒言

汎用モータをはじめとする鋼板モータはモータフレームが金属材料で構成されており、接地状態にて駆動される。このためこれまでの多くの研究にて、軸電圧の抑制方法を検討するにあたって提案されたコモンモード等価回路はモータフレームが接地された状態であり、軸電圧はシャフトと接地間に発生し軸電圧の波形の極性はコモンモード電圧の波形と同極性となる。

第2章にて、軸電圧抑制のためにロータ鉄心の外側と内側の間を樹脂にて絶縁したロータ構造を提案し、この絶縁ロータによって軸電圧がベアリンググリスの絶縁破壊電圧以下になることを確認した。空調用ファンモータはステータを樹脂モールドした構造のため、非接地状態にて駆動されており、絶縁ロータの静電容量が小さくなると、コモンモード電圧と軸電圧の極性が互いに反転する現象が確認された<sup>(49)~(51)</sup>。このコモンモード電圧と軸電圧の極性が反転する現象をモデル化するために新たに等価回路を提案し、軸電圧の低減検討を行う必要がある。

本章では、非接地にて駆動される空調ファン用ブラシレス DC モータにおいて、絶縁ロータの静電容量と軸電圧の関係を求めるために、絶縁ロータの絶縁物の厚みを変えてコモンモード電圧と軸電圧の測定を行い、コモンモード電圧と軸電圧の極性が反転することを実験的に示す。この絶縁ロータの静電容量の大きさによってコモンモード電圧と軸電圧の極性が反転する現象から、非接地ブリッジ型等価回路の提案を行う。このブリッジ型等価回路にて求めた軸電圧波形の大きさと極性についての計算値が実測値とよく一致することから、ブリッジ型等価回路の妥当性を明らかにする。さらに、軸電圧をベアリンググリスの絶縁破壊電圧以下にするための絶縁ロータの静電容量の設計指針を求め、この設計指針に基づきモータを設計・試作し、軸電圧の測定を行い、設計指針の妥当性を確認する。実際に実機において絶縁ロータと従来の鉄心ロータとの効率・騒音特性の比較を行い、ロータによってモータ性能に影響が出ないことを確認する。さらに、一般的に接地にて駆動される鋼板モータにおいても絶縁ロータが軸電圧低減に効果があることを示す。

## 4.2 絶縁ロータの軸電圧測定

絶縁ロータによって軸電圧が低減されることは、これまでの計算及び実験結果から明らかになった。そこで、実際に絶縁ロータの静電容量を変化させて、軸電圧の変化の測定を行った。図 4.1 に実験用絶縁ロータを示す。プラスチックマグネットの内側に回転子鉄心を挿入し、この回転子鉄心の外側と内側は樹脂により絶縁している。この絶縁物の厚さ  $n$  を変化させることによって、絶縁ロータの静電容量を変化させる。

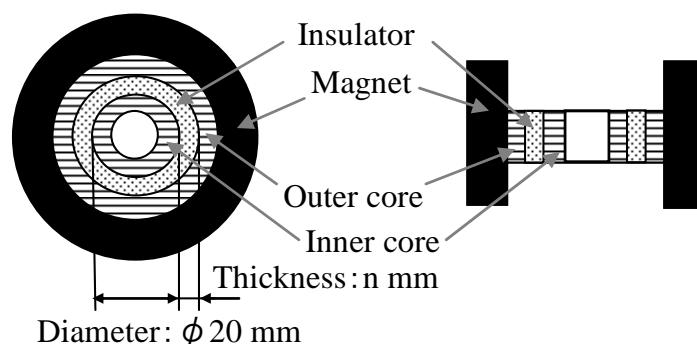


図 4.1 実験用絶縁ロータ

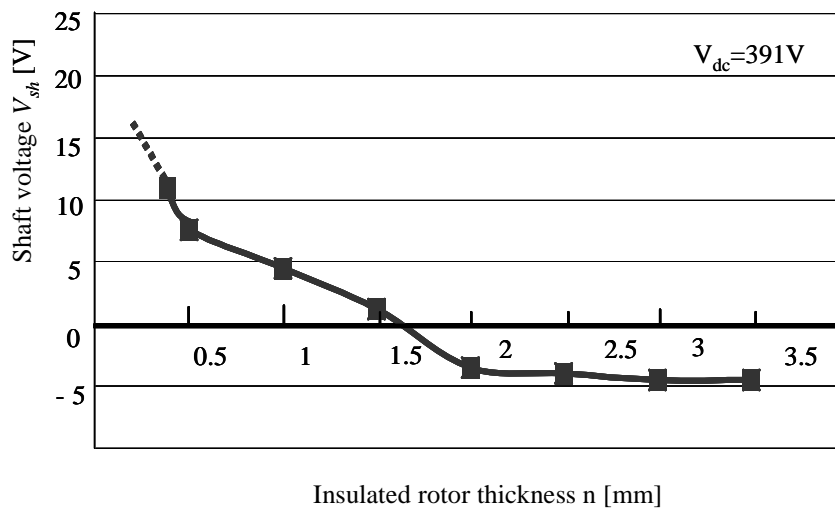
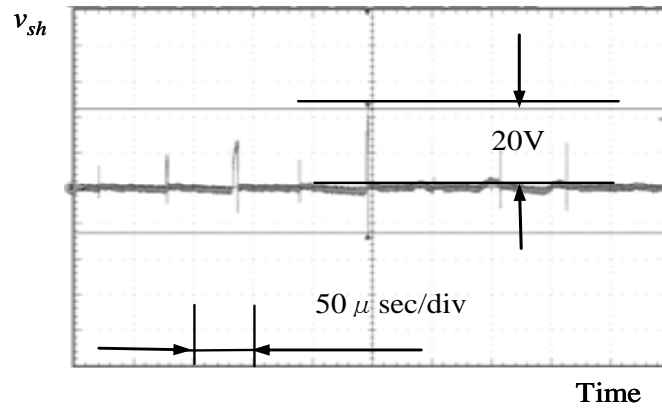
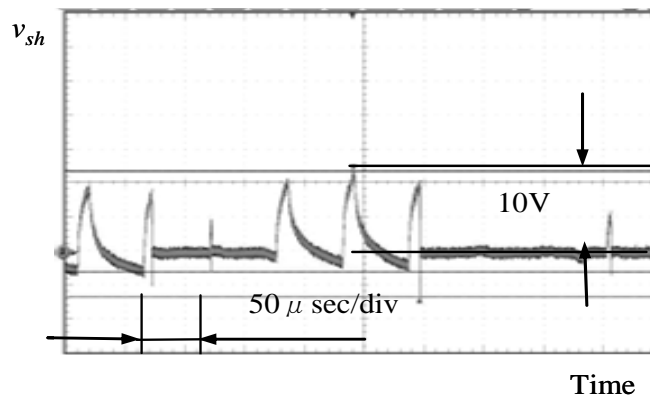


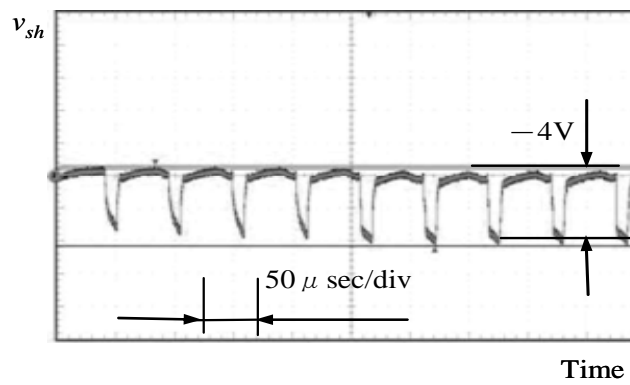
図 4.2 絶縁物の厚さと軸電圧の関係



(a) 絶縁ロータ厚さ  $n = 0.2\text{mm}$



(b) 絶縁ロータ厚さ  $n = 0.4\text{mm}$



(c) 絶縁ロータ厚さ  $n = 2.5\text{mm}$

図 4.3 絶縁ロータの厚さの変化と軸電圧波形

図 4.2 はこの絶縁ロータの樹脂厚さ  $n$  を変えることにより、静電容量を変えて、軸電圧の測定を行った結果を示す。モータの回転数を  $1,000\text{min}^{-1}$ 、無負荷において、インバータの直流リンク電圧  $V_{dc}$  を  $391\text{V}$  とした。軸電圧  $v_{sh}$  がプラスの場合は軸電圧  $v_{sh}$  とコモンモード電圧  $v_{com}$  が同極性、マイナスの場合は逆極性を示す。

図 4.3 は図 4.2 の測定における代表波形で図 4.3 (a)は絶縁ロータの厚さが  $0.2\text{mm}$  の場合の軸電圧波形であり、軸電圧が立ち上がりの途中で瞬時に  $0\text{V}$  となる波形が観測され完全にベアリングの潤滑油の絶縁破壊が生じた。その時の、軸電圧は幅の小さなパルス状の波形となり正確には測定できなかった。図 4.3 (b)は絶縁ロータの厚さ  $0.4\text{mm}$  の場合で、軸電圧  $v_{sh}$  は最大値が  $10\text{V}$  であり、部分的に  $0\text{V}$  となる波形が観測されベアリングの潤滑油の絶縁破壊が生じた。また、樹脂厚さ  $1.5\text{mm}$  までは軸電圧の極性はプラスであった。図 4.3 (c)は絶縁ロータの厚さ  $2.5\text{mm}$  の場合で、軸電圧  $v_{sh}$  の極性は反転し  $-4\text{V}$  となり、ベアリング潤滑油の絶縁破壊がない状態となった。また、実験に使用した、ベアリンググリスの絶縁破壊電圧は第 3 章の結果より、 $5.3\text{V}$  であり、軸電圧の極性に関わらず、その値が  $5\text{V}$  以下にて潤滑油の絶縁破壊は起きなかった。

#### 4.3 非接地ブリッジ型等価回路

図 4.2 および図 4.3 に示すように、樹脂厚さ  $n$  を増加すると絶縁ロータの静電容量  $C_d$  は減少し、軸電圧  $v_{sh}$  はその値が小さくなるばかりではなく極性も反転していることが分かる。

この現象を等価回路で表すために非接地モータにおける等価回路の検討を行った。モータフレームが接地された等価回路<sup>(5)</sup>ではモータフレームを基準電位としたが、非接地の場合、モータフレームと接地間の浮遊容量がモータの設置条件にて異なるため直流リンク負極 (Nライン) を基準電位とした。Nラインを基準とした場合に接地モータに対して、図 4.4 に示すモータ静電容量結合図よりNラインとブラケット間の静電容量  $C_n$ 、シャフトとNライン間の静電容量  $C_m$  が存在することに着目し、その静電容量の測定を行った。

- ・ Nラインとブラケット間の静電容量  $C_n = 20\text{pF}$  : インバータ基板にモータ完成品と同位置の距離になるようにブラケットを装着し、Nラインとブラケット間の静電容量を測定
- ・ Nラインとシャフト間の静電容量  $C_m = 7.7\text{pF}$  : インバータ基板にシャフト単品をモータ完成品と同位置の距離に固定し、Nラインとシャフト間の静電容量を測定

これらの結果より、図 4.5 に示す非接地ブリッジ型等価回路を考案した。

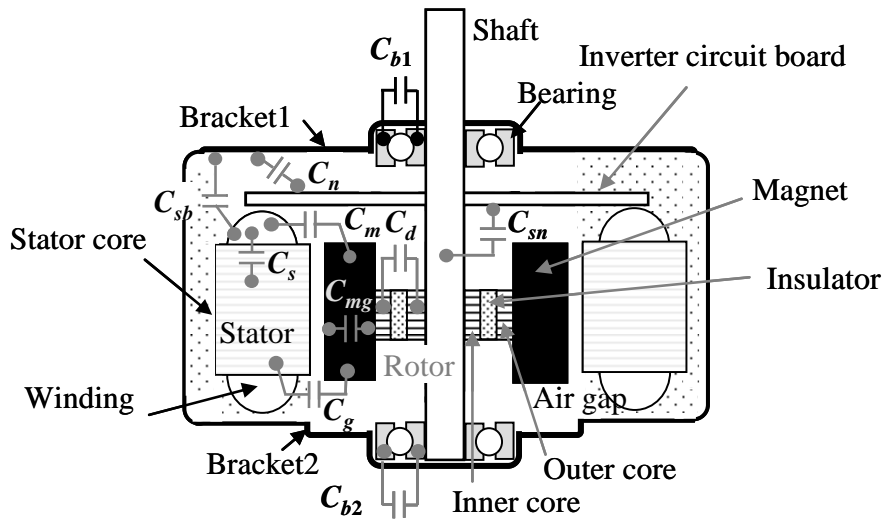


図 4.4 モータの静電容量結合図

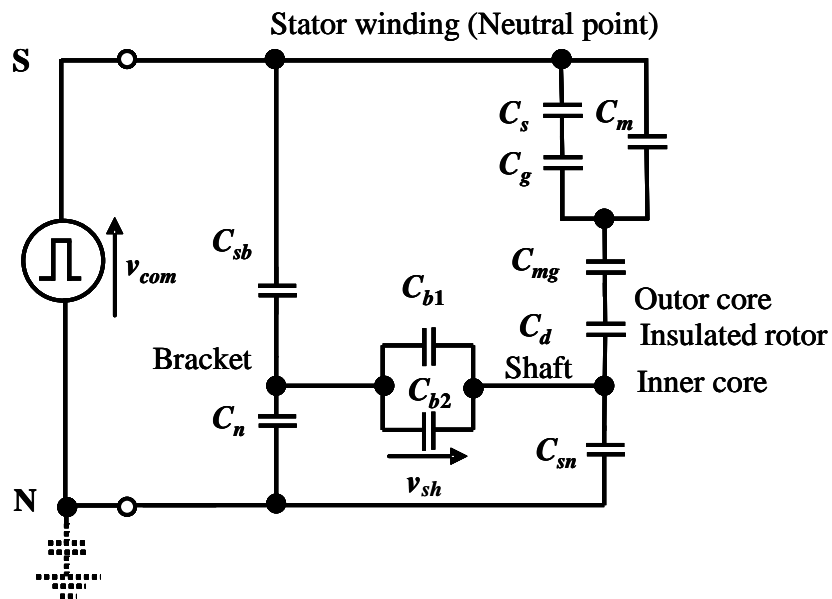


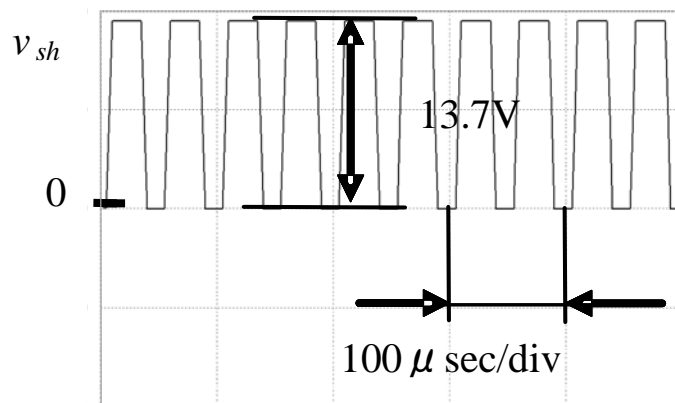
図 4.5 非接地ブリッジ型等価回路

#### 4.4 絶縁ロータの軸電圧計算

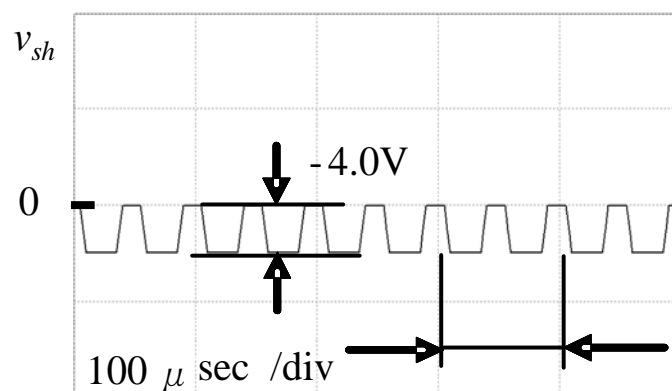
図 4.5 の非接地ブリッジ型等価回路は、シャフト側の静電容量分布によってコモンモード電圧がベアリングの内輪側（シャフト側）の電位として分圧され、一方、ブラケット側の静電容量の分布によってコモンモード電圧がベアリングの外輪（ブラケット側）の電位

として分圧されることを表し、このベアリングの内輪側と外輪側の電位差が軸電圧となる。

図 4.6 に図 4.5 の非接地ブリッジ型等価回路にて、表 2.4 のモータの各部の静電容量の値と新たに測定した、Nラインとブラケット間の静電容量  $C_n$  を用いて軸電圧の計算を行った結果を示す。図 4.6(a) は鉄心ロータの場合で絶縁ロータの静電容量  $C_d$  はほぼ  $\infty$  となるため、ブラケット側の電位よりもシャフト側の電位が高くなり、コモンモード電圧と軸電圧の極性が一致し、軸電圧  $v_{sh}$  の大きさは 13.7V となった。図 4.6(b) は絶縁ロータの場合で絶縁ロータでは  $C_d$  よりシャフト側の分圧電位が低くなり、コモンモード電圧と軸電圧の極性は反した。



(a) 鉄心ロータ



(b) 絶縁ロータ

図 4.6 非接地ブリッジ型等価回路による軸電圧の計算

図 4.7 に示すように非接地ブリッジ型等価回路において、軸電圧を抑制するには、シャフト側の分圧電位とブラケット側の分圧電位を合わせることが必要であり、絶縁ロータの静電容量  $C_d$  にてシャフト側の電位を調整することで達成できる。

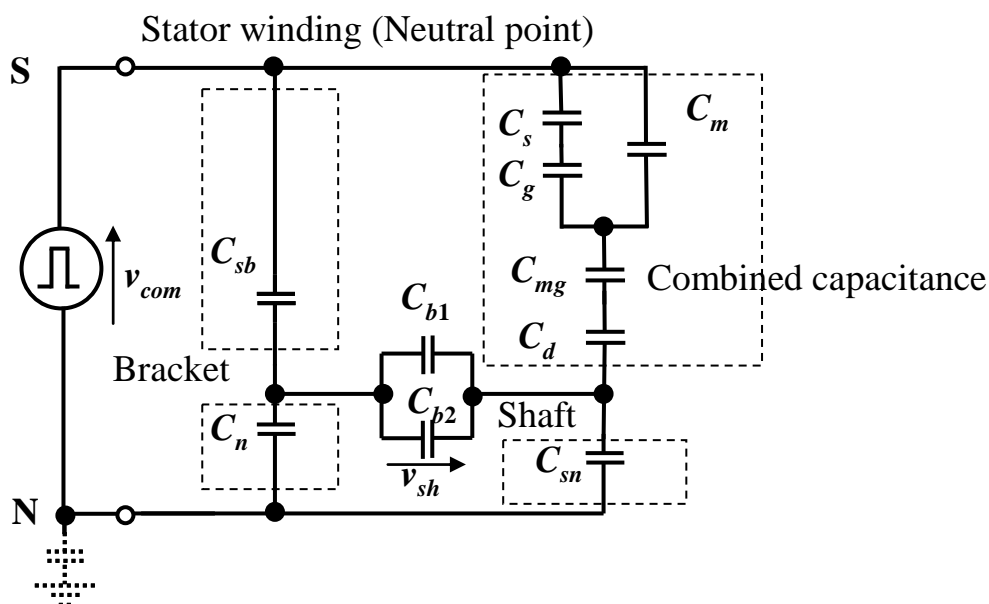


図 4.7 非接地ブリッジ型等価回路の軸電圧抑制

#### 4.5 絶縁ロータの静電容量の推奨値の算出と実用設計

図 4.8 に、図 4.1 の実験用絶縁ロータの樹脂厚さ  $n$  において測定したロータの静電容量  $C_d$  と軸電圧  $V_{sh}$  の実測値の関係、および図 4.5 のブリッジ型等価回路からシミュレーションソフト PSIM にて求めた絶縁ロータの静電容量  $C_d$  と軸電圧  $V_{sh}$  の関係を示す。軸電圧  $V_{sh}$  はロータの静電容量が小さくなるに従って低減され、絶縁ロータの静電容量  $C_d$  が 18pF 以下にてベアリング潤滑油の耐電圧である 5V 以下となった。さらに、絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を小さくすると、軸電圧の極性はマイナスとなり 2.5pF にて -5V となった。また、実測値と計算値の軸電圧  $V_{sh}$  はロータの静電容量  $C_d$  が大きくなると実測値のほうが大きくなる傾向にあるが、実用上必要とする軸電圧  $V_{sh}$  が 5V 以下において大きさと極性はよく一致し提案等価回路の妥当性が確認できた。ベアリングの耐電圧は、内輪と外輪の電位差であり、その極性には関係なく、軸電圧  $V_{sh}$  の絶対値がベアリングの潤滑油の耐電圧以下であれば、潤滑油の縁破壊は生じない。従って、絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を軸電圧  $V_{sh}$  の絶



対値が 5V 以下となる、2.5pF~18pF とすることで、ベアリング潤滑油の絶縁破壊が起きないモータが実現できる。

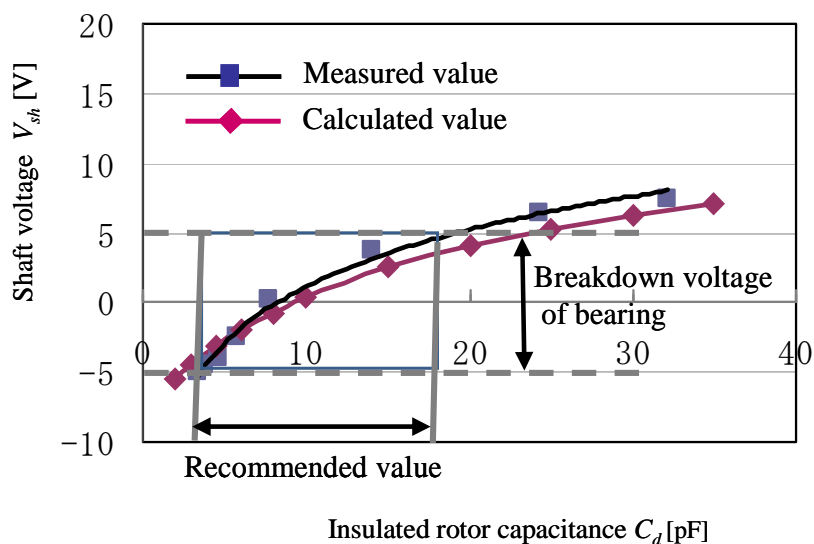


図 4.8 絶縁ロータの静電容量と軸電圧の関係（非接地）

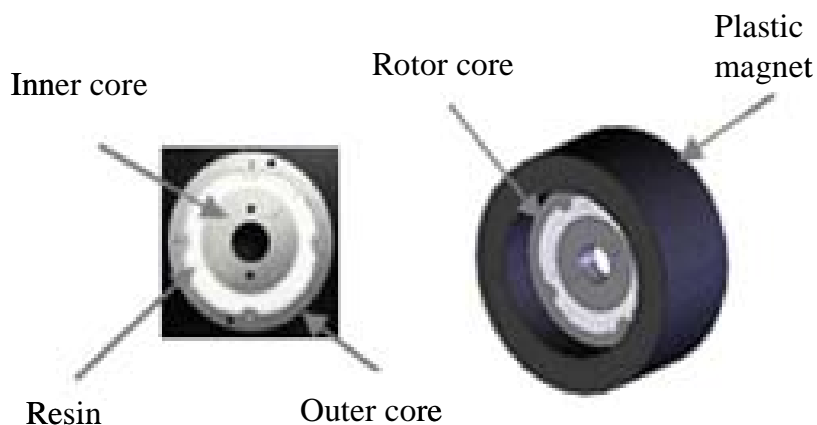
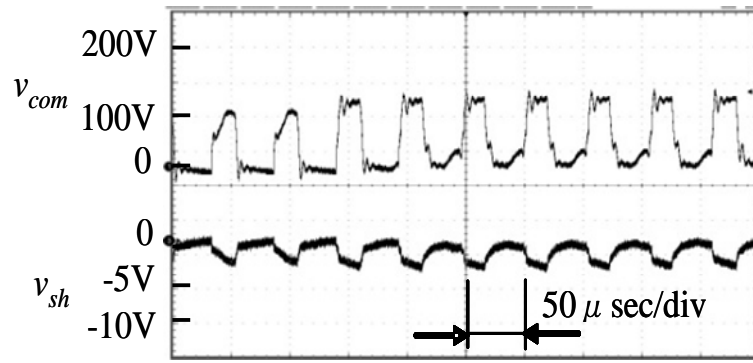
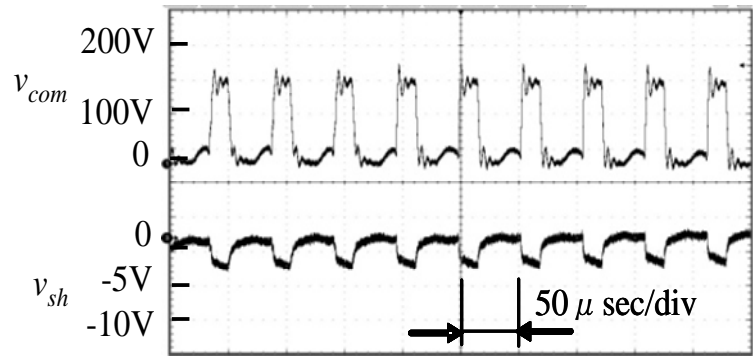


図 4.9 絶縁ロータの構造

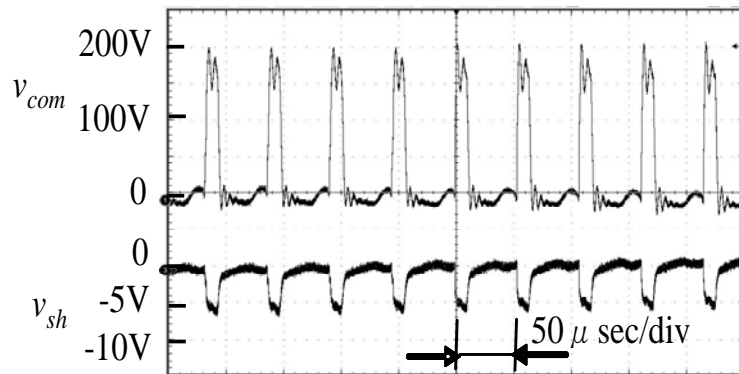
図 4.9 に実際に設計した絶縁ロータの構造を示す。プラスチックマグネットの内側に回転子鉄心を挿入し、この回転子鉄心の外側と内側は樹脂により絶縁されている。回転子鉄心を分割して樹脂を挟み込むことによる回転子の強度低下を避けるため、外側鉄心側に突起を設けた構造にしてある。絶縁ロータの樹脂厚さは突起部分の最薄部で 2.5mm、静電容量は 4.5pF とした。



(a)  $V_{dc} = 200\text{V}$

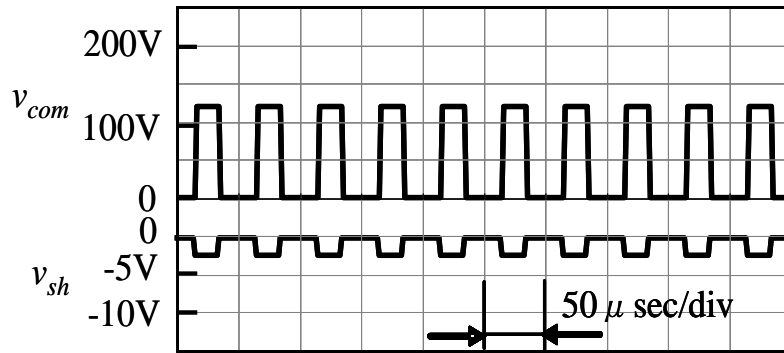


(b)  $V_{dc} = 280\text{V}$

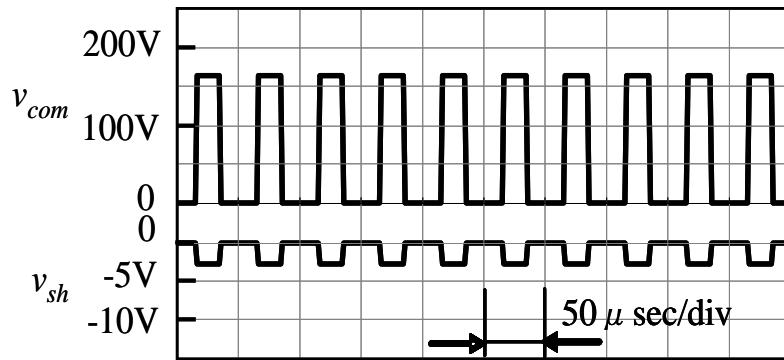


(c)  $V_{dc} = 391\text{V}$

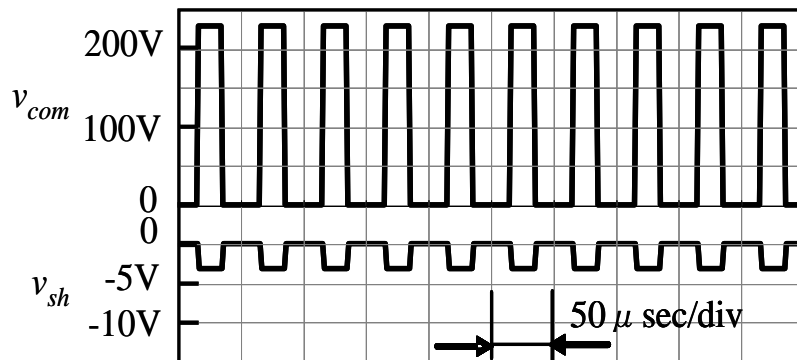
図 4.10 絶縁ロータの共通モード電圧と軸電圧の実測波形



(a)  $V_{dc} = 200V$



(b)  $V_{dc} = 280V$



(c)  $V_{dc} = 391V$

図 4.11 絶縁ロータのコモンモード電圧と軸電圧の計算波形

図 4.10 にこの絶縁ロータでのコモンモード電圧と軸電圧の測定結果を示す。モータ駆動条件はモータの回転数を  $1,000\text{min}^{-1}$ 、無負荷において、インバータの直流リンク電圧  $V_{dc}$  を変化させて、電圧波形の観測を行った。図 4.10 (a)は  $V_{dc}=200\text{V}$  にて、軸電圧  $V_{sh} -1.5\text{V}$ 、図 4.10(b)は  $V_{dc}=280\text{V}$  にて、軸電圧  $V_{sh} -2.5\text{V}$ 、図 4.10(c)は  $V_{dc}=391\text{V}$  にて、軸電圧  $V_{sh} -4.0\text{V}$  となった。いずれの電圧においても、ベアリングの潤滑油の絶縁破壊は発生しなかった。

図 4.11 にシミュレーションソフト PSIM にてコモンモード電圧と軸電圧の計算を行った結果を示す。図 4.11 (a)は  $V_{dc}=200\text{V}$  にて、軸電圧  $V_{sh} -1.6\text{V}$ 、図 4.11(b)は  $V_{dc}=280\text{V}$  にて、軸電圧  $V_{sh} -2.3\text{V}$ 、図 4.11(c)は  $V_{dc}=391\text{V}$  にて、軸電圧  $V_{sh} -3.2\text{V}$  となった。図 4.10 の実測値と図 4.11 の計算値ともにコモンモード電圧と軸電圧の極性が反転しており、その値も良く一致した。

#### 4.6 絶縁ロータの実機特性

##### 4.6.1 絶縁ロータと鉄心ロータの効率比較

図 4.12 に絶縁ロータと鉄心ロータとのモータ効率を比較するために、空調機器（エアコン）の室内ファン負荷にてモータ回転数を変化させた時の、入力電力と効率の比較結果を示す。横軸は実使用速度範囲（一般的な空調機器に使用されている  $400\sim 1800\text{min}^{-1}$ ）とし、それぞれの回転数に対して、モータの入力  $P_{in}$  とモータの効率  $\eta$  の測定を行った。鉄心ロータも絶縁ロータも同一回転数  $N$ （同一出力）に対してはほぼ同じ入力となる。また、効率も同等であり、絶縁ロータはモータの効率に影響を及ぼさないことが確認できた。

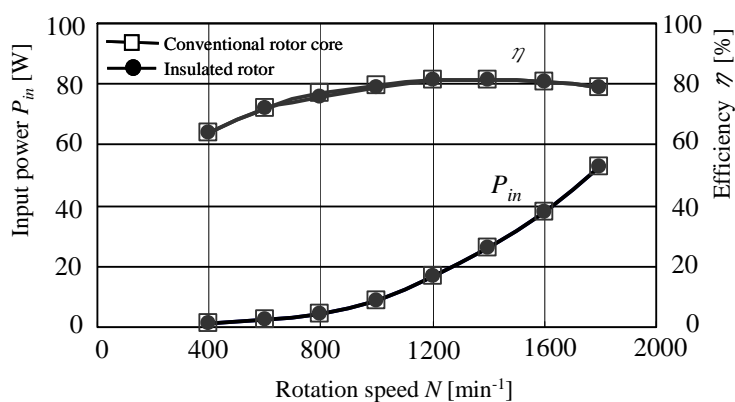
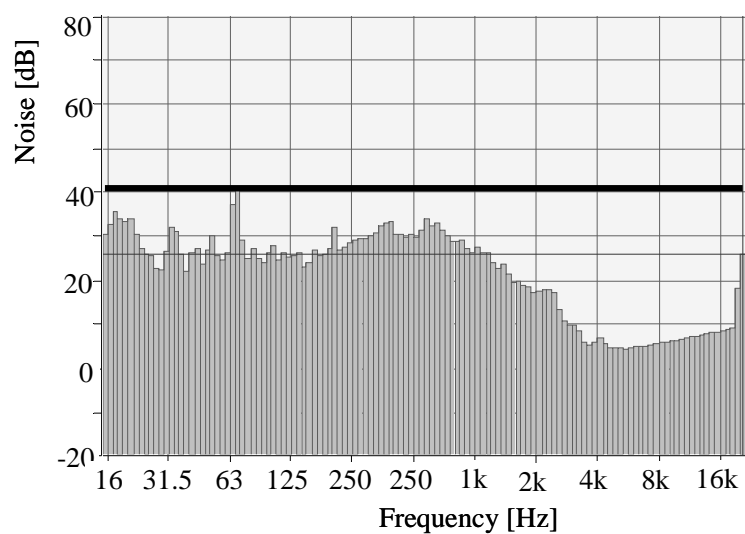


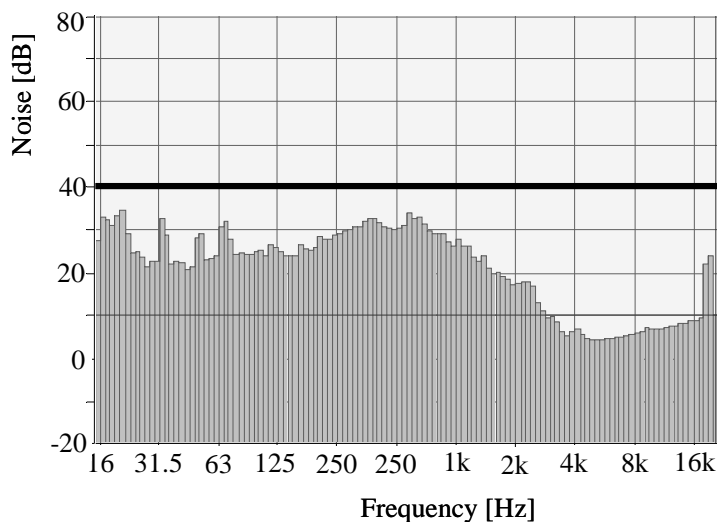
図 4.12 絶縁ロータと鉄心ロータの入力と効率の比較

#### 4.6.2 絶縁ロータと鉄心ロータの騒音比較

図 4.13 に絶縁ロータと鉄心ロータを実際の空調機器（エアコン）の室内ファンに組み込んで測定した騒音特性を示す。モータの回転数は  $1,000\text{min}^{-1}$ 、インバータの直流リンク電圧  $V_{dc}$  は  $280\text{V}$  にて測定を行った。図 4.13(a)は鉄心ロータの騒音特性で  $63\text{Hz}$  に騒音のピークが発生しているが、実用上問題ない  $40\text{dB}$  以下となった。図 4.13(b)は絶縁ロータの騒音特性で、鉄心ロータと同様に実用上問題ないとされる  $40\text{dB}$  以下となった。この結果より、絶縁ロータはモータの騒音特性にも影響を及ぼさないことが確認できた。



(a) 鉄心ロータ



(b) 絶縁ロータ

図 4.13 絶縁ロータと鉄心ロータの実機騒音比較

#### 4.7 絶縁ロータの非接地モータと接地モータの軸電圧比較

空調ファン用ブラシレス DC モータは、ステータをモールドしているため、非接地にて駆動されるが、一般に使用されるモータは鋼板モータでモータフレームとステータコアは接地にて駆動される。非接地モータと接地モータにて軸電圧の比較を行い、絶縁ロータが接地モータに対しても軸電圧低減に効果があるかどうか確認を行う<sup>(51)</sup>。

##### 4.7.1 接地モータのコモンモード等価回路

図 4.14 に従来から提案されている、接地駆動のブラシレス DC モータのコモンモード等価回路を示す。図 4.5 の非接地ブリッジ型等価回路と記号が異なるため両者の関係を整理すると

図 4.14 の記号

図 4.5 の記号

- ・  $C_{wr}$  (Winding-to-rotor capacitance) =  $C_m$  (巻線とマグネットの合成容量)
- ・  $C_{rf}$  (Rotor-to-frame capacitance) =  $C_g$  (ステータ鉄心とマグネットの静電容量)
- ・  $C_{b,DE}$  (Bearing capacitance, drive-end side) =  $C_{b1}$  (ベアリングの静電容量)
- ・  $C_{b,NDE}$  (Bearing capacitance, non-drive-end side) =  $C_{b2}$  (ベアリングの静電容量)

となる。

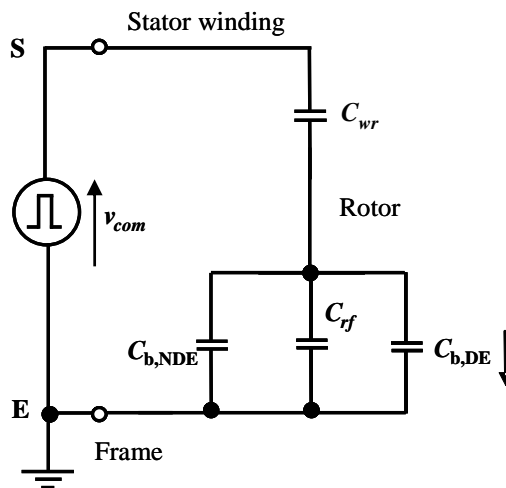


図 4.14 接地コモンモード等価回路

図 4.14 の接地コモンモード等価回路は、絶縁ロータが考慮されたものではないため、図 4.5 の非接地ブリッジ型等価回路をベースに、接地された鋼板モータのコモンモード等価回路を導く。ステータコアはブラケットに圧入されるため、ステータとブラケット間をショ

ートする。また、ブラケットはアースに接地されるため、共通モード電圧  $v_{com}$  の基準電位は非接地では、N電位としたがアースE電位を基準とする。これらの内容から導いた等価回路を図 4.15 に示す。

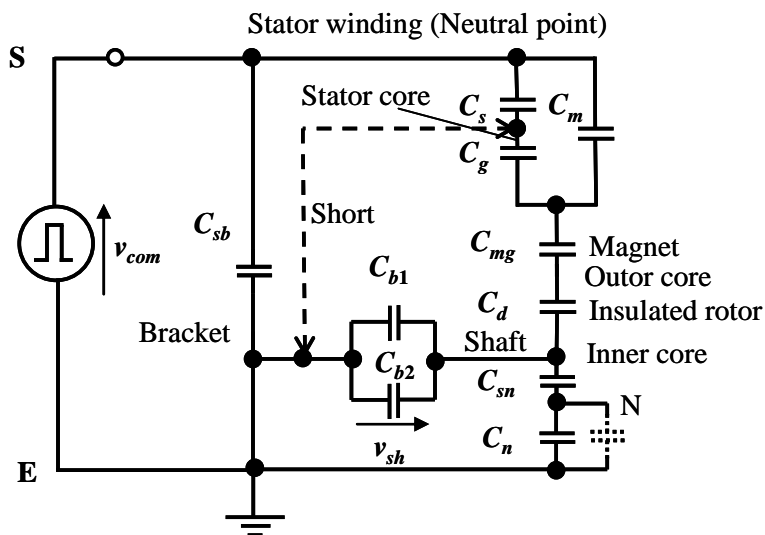


図 4.15 絶縁ロータの接地共通モード等価回路 I

図 4.16 は図 4.15 の等価回路をさらにアースを基準にとって変形した等価回路であり、 $C_{sb}$  は中性点電位 S とアース E 間に並列に接続されるため無視できる。また、 $C_n/C_{sn}$  は  $(C_{sb1}+C_{sb2})$  に対して 1 桁小さい値となるため、 $C_n$  と  $C_{sn}$  は無視できる。これらの内容から導いた等価回路が図 4.16 である。

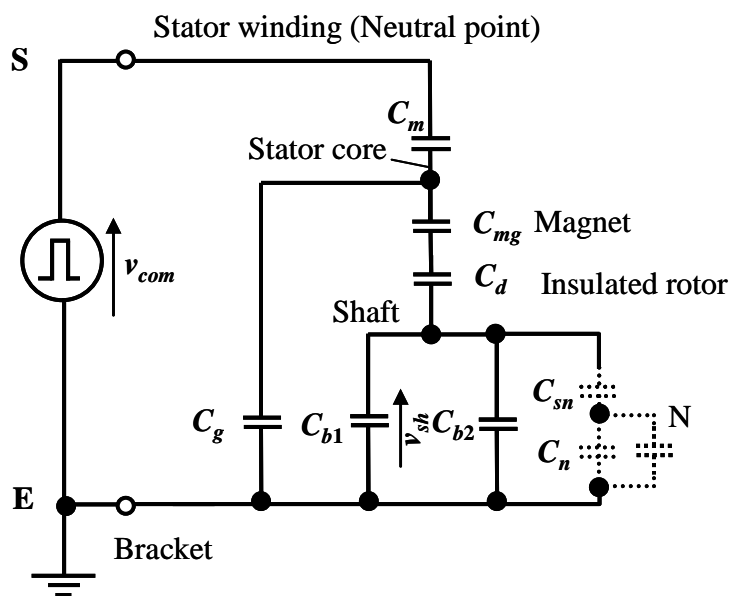


図 4.16 絶縁ロータの接地共通モード等価回路 II

図4.16の非接地ブリッジ等価回路から新たに導いた絶縁ロータの接地コモンモード等価回路Ⅱと図4.14の従来から提案されている接地コモンモード等価回路を比較すると、絶縁ロータの静電容量  $C_d$  とマグネットの静電容量  $C_{mg}$  がベアリングの静電容量 ( $C_{sb1}+C_{sb2}$ ) に直列に接続されている。したがって、絶縁ロータがベアリングに直列に接続されていることより、直列接続の静電容量の分圧式から絶縁ロータの静電容量を小さくすればする程、軸電圧の低減が可能であることが言える。

図4.17に図4.16の絶縁ロータの接地コモンモード等価回路からシミュレーションソフトPSIMにて求めた絶縁ロータの静電容量  $C_d$  と軸電圧  $V_{sh}$  の関係を示す。軸電圧  $V_{sh}$  はロータの静電容量が小さくなるに従って低減され、絶縁ロータの静電容量  $C_d$  が 30pF 以下にてベアリング潤滑油の耐電圧である 5V 以下となった。非接地モータでは絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を小さくすると、軸電圧の極性はマイナスとなったが、接地モータではコモンモード電圧と軸電圧は反転しなかった。

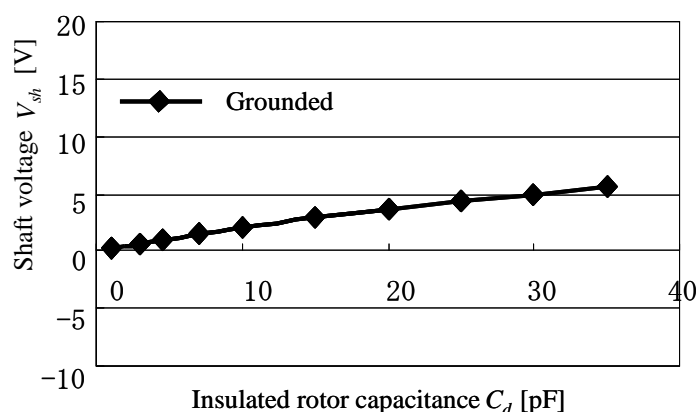


図 4.17 絶縁ロータの静電容量と軸電圧の関係（非接地）

#### 4.7.2 非接地モータと接地モータの軸電圧の測定

一般に非接地モータは樹脂モールドモータ、接地モータは鋼板モータのためにモータ構造が異なるため、それぞれのモータの軸電圧を測定して比較しても、絶縁ロータの効果を比較できない。したがって、非接地モータと接地モータの軸電圧を比較するために、同一静電容量の分布のモータにて実験を行う必要がある。このために、図4.18に示すように樹脂モールドモータである空調ファン用ブラシレス DC モータを改造し、2個のスイッチを設けた。



接地モータ仕様は、鋼板モータと同等にするためにブラケットとステータコアを接続する SW1 を On させ、ブラケットとアースを接続するために SW2 を On させて軸電圧の測定を行う。非接地モータは、樹脂モールドモータと同等にするために、SW1 を Off し、ブラケットとアースを非接続とするために SW2 を Off させて軸電圧の測定を行う。

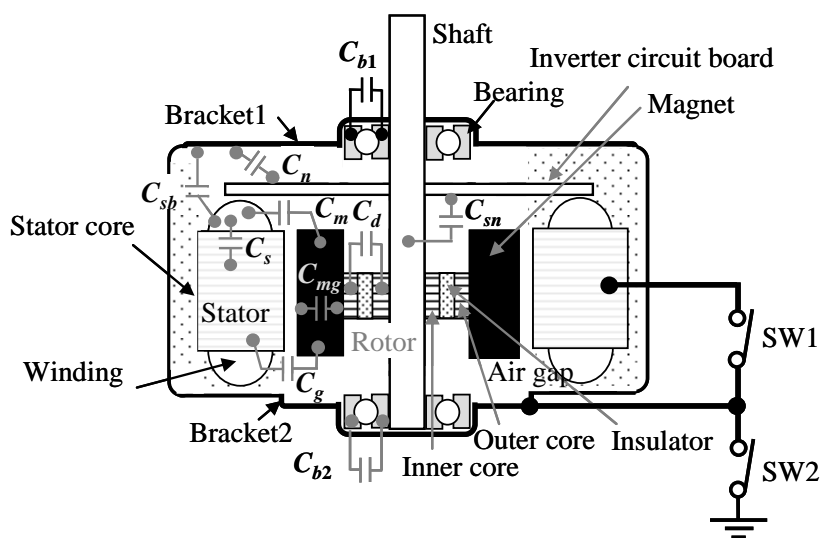
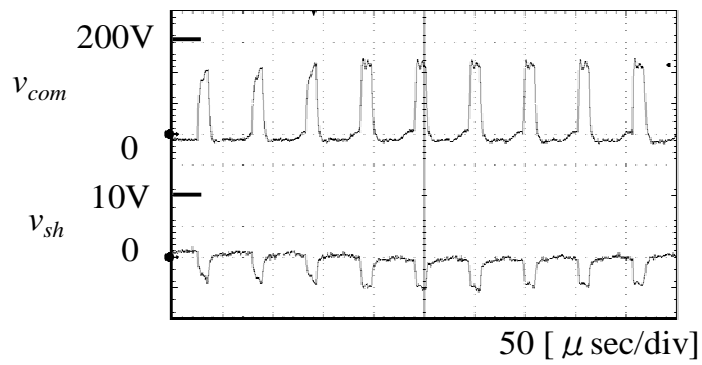


図 4.18 非接地と接地モータの軸電圧比較実験用モータ

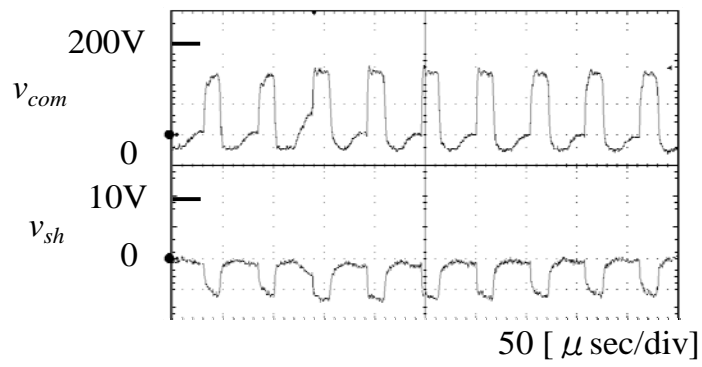
図 4.19 に図 4.18 の実験用モータにて、非接地駆動における共通モード電圧  $v_{com}$  と軸電圧  $v_{sh}$  の測定結果を示す。絶縁ロータの静電容量の値は  $4.5\text{pF}$ 、直流リンク電圧は  $391\text{V}$ 、無負荷駆動にて、モータの回転速度  $N$  を変化させた。

図 4.19(a)は回転速度  $N$  が  $1,000\text{min}^{-1}$  の場合で、軸電圧  $V_{sh}$  は  $-4.0\text{V}$ 、図 4.19(b)は回転速度  $N$  が  $1,500\text{min}^{-1}$  の場合で、軸電圧  $V_{sh}$  は  $-4.3\text{V}$ 、図 4.19(c)は回転速度  $N$  が  $2,000\text{min}^{-1}$  の場合で、軸電圧  $V_{sh}$  は  $-4.8\text{V}$  となった。いずれの回転数においても、ベアリングの潤滑油の絶縁破壊は発生しなかった。また、軸電圧の極性は共通モード電圧と逆極性であった。

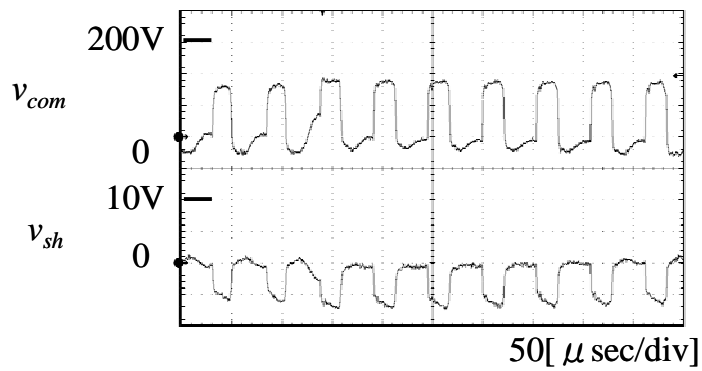
図 4.20 は接地駆動における共通モード電圧  $v_{com}$  と軸電圧  $v_{sh}$  の測定結果を示す。図 4.20(a)は回転速度  $N$  が  $1,000\text{min}^{-1}$  の場合で、軸電圧  $V_{sh}$  は  $1.0\text{V}$ 、図 4.20(b)は回転速度  $N$  が  $1,500\text{min}^{-1}$  の場合で、軸電圧  $V_{sh}$  は  $1.2\text{V}$ 、図 4.20(c)は回転速度  $N$  が  $2,000\text{min}^{-1}$  の場合で、軸電圧  $V_{sh}$  は  $1.4\text{V}$  となった。いずれの回転数においても、ベアリングの潤滑油の絶縁破壊は発生しなかった。また、軸電圧の極性は共通モード電圧と同極性であった。



(a)  $N = 1,000\text{min}^{-1}$

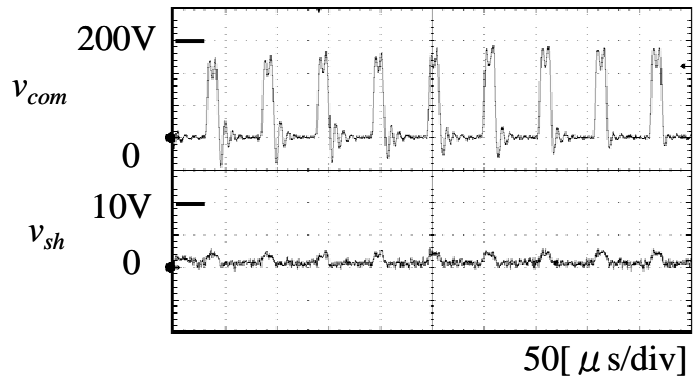


(b)  $N = 1,500\text{min}^{-1}$

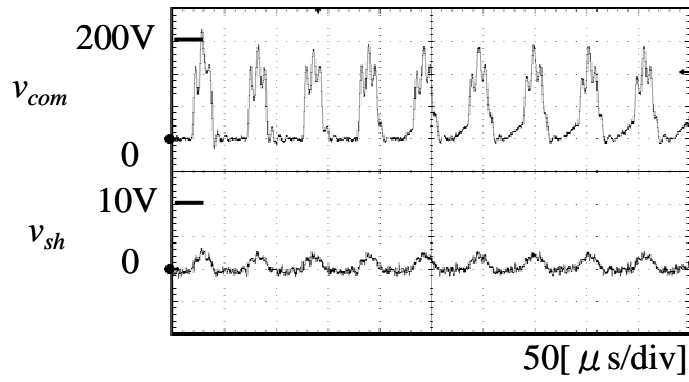


(c)  $N = 2,000\text{min}^{-1}$

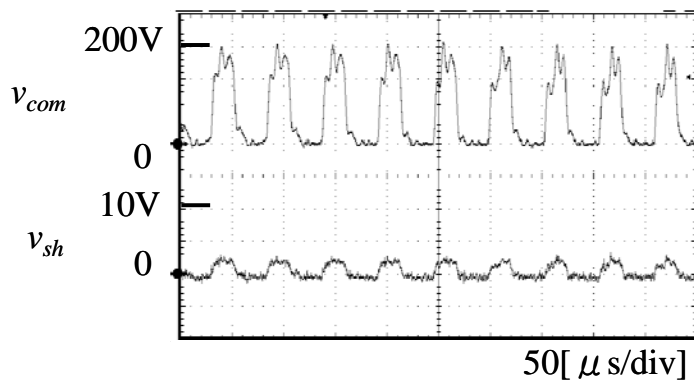
図 4.19 非接地モータの回転速度に対する軸電圧測定



(a)  $N = 1,000\text{min}^{-1}$



(b)  $N = 1,500\text{min}^{-1}$



(c)  $N = 2,000\text{min}^{-1}$

図 4.20 接地モータの回転速度に対する軸電圧測定

絶縁ロータは非接地モータと同様に接地モータについても同様に軸電圧抑制効果があり、ベアリングの潤滑油の絶縁破壊電圧以下となることが確認できた。また、軸電圧の極性は、非接地駆動では、コモンモード電圧に対し反転したが接地駆動では同極性のままであった。

#### 4.8 結言

非接地にて駆動される空調ファン用ブラシレス DC モータにおいて、絶縁ロータの静電容量が小さくなると、コモンモード電圧と軸電圧の極性が互いに反転する現象が確認された。このコモンモード電圧と軸電圧の極性が反転する現象をモデル化するために新たに非接地ブリッジ型等価回路を提案し、軸電圧低減の検討を行った。非接地ブリッジ型等価回路より、軸電圧低減のためには、シャフト側の分圧電位とブラケット側の分圧電位を合わせる必要があることが分かり、絶縁ロータにてシャフト側の電位を調整することで達成できることを確認できた。

軸電圧をベアリングの潤滑油の絶縁破壊電圧以下にするための絶縁ロータの静電容量の設計指針を求め、本モータの場合の絶縁ロータの設計指針として、絶縁ロータの静電容量を  $2.5\text{pF}\sim 18\text{pF}$  とすることで、ベアリング潤滑油の絶縁破壊が起きないモータが実現できることを実験と計算にて明確にすることができた。

この設計指針に基づきモータを設計・試作し、軸電圧の測定を行い、軸電圧が設計指針通り低減可能であること、及び、実際の空調機器に組み込んで絶縁ロータと従来の鉄心ロータとの効率・騒音特性の比較を行い、絶縁ロータはモータ性能に影響を及ぼさないことが確認できた。

さらに、絶縁ロータによる非接地モータと接地モータの軸電圧の測定を行い、両者とも軸電圧抑制が可能であること、軸電圧の極性は、非接地モータにおいてはコモンモード電圧と逆極性となるが、接地モータにおいては同極性となることを確認できた。

本章の成果により、絶縁ロータによって軸電圧低減をベアリングの絶縁破壊電圧以下とし、現行の鉄心ロータと効率・騒音特性が同等である空調ファン用ブラシレス DC モータの実用化設計が可能であることが明確になった。また、接地駆動モータにおいても非接地モータと同様に絶縁ロータにて軸電圧抑制が可能であることが明らかになった。

## 第5章 軸電圧の回転速度による影響と実機確認

### 5.1 緒言

絶縁ロータが軸電圧抑制に効果があることを等価回路による軸電圧の計算と実際にモータを設計・製作して軸電圧を測定し確認してきた。軸電圧はモータの静電容量の分布によって発生するが、モータの構成部品の中で軸電圧への影響が大きな部品にベアリングが挙げられ、ベアリングの静電容量はグリスやモータの回転速度によって大きく変化することがこれまでの実験にて確認された。これまでの研究においても、回転速度によってベアリング電流が変化する報告はあるが、ベアリングの静電容量の変化と軸電圧が回転速度に影響することを明確化されたものはないように思われる。

また、ベアリングの静電容量の測定は、ベアリングが回転していない状態ではベアリングのボールと内外輪が金属間接触しているため測定が不可能であるため、軸電圧の計算においてベアリングの実測値を用いたものは少ない。ベアリングの静電容量の測定はベアリングを回転させてグリスの油膜形成を安定化させて測定する必要があるため測定装置が必要となり、その実測事例は少ないように思われる。

これまでの軸電圧の低減に関する研究において、インバータ駆動にてモータを可変速駆動する制御システムであるにもかかわらず、一定の回転速度における報告であり、実用化の検討にあたっては回転速度の変化に対する軸電圧及びベアリングの絶縁破壊に関して明確にする必要がある。

本章では、ベアリングの静電容量を単体にて実測する方法の提案を行い、ベアリングの静電容量とモータの回転速度との関係を明らかにする。また、非接地ブリッジ型等価回路により、ベアリングの静電容量の変化に対する軸電圧の変化を計算によって求め、実測値との比較を行う。さらに、ベアリンググリスの絶縁破壊電圧とモータの回転速度との関係を明らかにし、軸電圧とベアリンググリスの絶縁破壊電圧の値を比較し、絶縁ロータ仕様の空調ファン用ブラシレス DC モータが実使用回転速度範囲（一般的な空調機器に使用されている  $400\sim 1800\text{min}^{-1}$ ）においてベアリンググリスの絶縁破壊が生じないことを示す。最後に、空調機器（エアコン）実機にて、本モータを搭載し、ベアリンググリスの絶縁破壊が生じないこと確認し、絶縁ロータがベアリング電食対策に有効であることを示す。

## 5.2 ベアリングの静電容量の回転速度による影響

図 5.1 にベアリングの静電容量のモデルを示す。ベアリングは図 5.2 に示すように内輪と外輪とボールで構成され、予圧がかかることにより接触面が生じ、その接触面にグリスの油膜が形成される。グリスは誘電率を有しており、この接触面のグリスの油膜によって、ボールと内輪間に静電容量  $C_{b1}$ 、ボールと外輪間に静電容量  $C_{b2}$  が形成され、静電容量の式より  $C_{b1}$  と  $C_{b2}$  は次式となる<sup>(47)</sup>。

$$C_{b1} = C_{b2} = \epsilon_0 \epsilon_s \frac{S}{h_c} \dots\dots\dots (5.1)$$

ここで、 $C_{b1}$ 、 $C_{b2}$ ：ベアリングの静電容量(F)、 $\epsilon_0$ ：真空の誘電率、 $\epsilon_s$ ：グリスの比誘電率、 $S$ ：接触面積 ( $m^2$ )、 $h_c$ ：油膜厚さ(m)である。

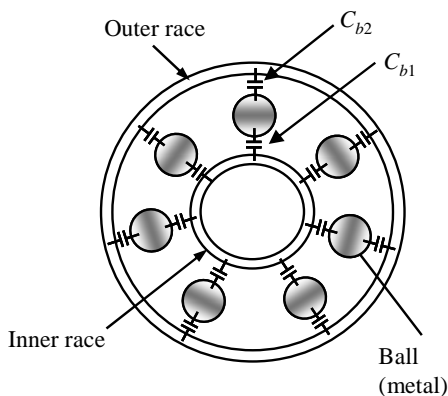


図 5.1 ベアリングの静電容量モデル

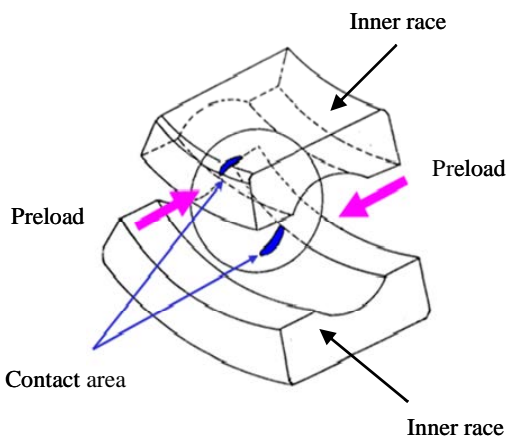


図 5.2 ベアリング構造と潤滑モデル

ボールと内輪の接触面とボールと外輪接触面の面積  $S$  は Hertzian contact area に接触面積  $r$  が与えられ次式となる<sup>(54)</sup>。

$$S = \pi \times r^2 \quad \dots\dots\dots (5.2)$$

$$r = \left[ \frac{3}{4} R \left( \frac{1 - \nu^2}{E} \right) P \right]^{1/3} \quad \dots\dots\dots (5.3)$$

ここで、 $r$ : 接触面積半径(m)、 $R$ : 転動体の半径(m)、 $\nu$ : ポアソン比、 $E$ : ヤング率(N/mm<sup>2</sup>)、 $P$ : 荷重(N)である。図 5.3 にベアリングの接触面積のモデル図を示す。式(5.3)から、ベアリングの接触面積はモータの回転速度に関係がないことが言える。

$C_{b1}$  と  $C_{b2}$  はボールを介して直列に接続されるため、ベアリングのボール 1 個分の静電容量  $C_{b0}$  は次式となる。

$$C_{b0} = \frac{C_{b1} \times C_{b2}}{C_{b1} + C_{b2}} \quad \dots\dots\dots (5.4)$$

ベアリング全体の静電容量  $C_b$  は呼び番号 608 のベアリングはボール 7 個が並列接続となるので、1 個分の静電容量  $C_{b0}$  より、次式となる。

$$C_b = 7 \times C_{b0} \quad \dots\dots\dots (5.5)$$

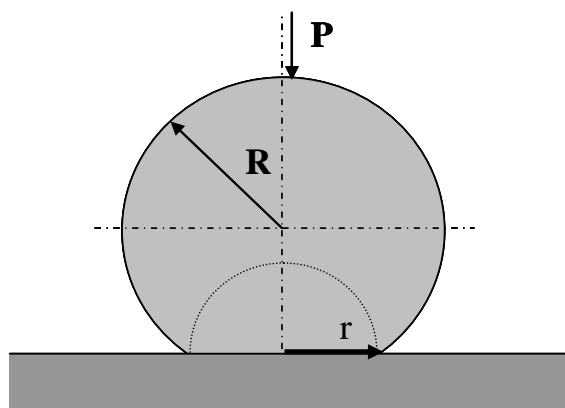


図 5.3 ベアリングの接触面積モデル

図 5.4 は式(3.1)の *Dowson-Higgison* の油膜計算式の油膜形成をモデル化したものである。このモデルによって、

- ①ベアリングの構造設計によって決まる定数：曲面の半径  $r$ 、等価弾性係数  $E'$
- ②グリスによって決まる定数：大気圧下のグリス粘度  $\eta_0$ 、粘度の圧力係数  $\alpha$
- ③使用条件によって決まる定数：平均速度  $u$ 、単位幅当たりの荷重  $\omega$

に分類される。

モータの回転速度によって、ベアリングのボールの回転速度が変化するため、流体の平均速度  $u$  が変化する。この平均速度  $u$  の変化によって、グリスの油膜厚さ  $h_c$  が変化し、ベアリングの静電容量  $C_b$  が変化する。したがって、モータの回転速度が高くなると、グリスの油膜厚さが厚くなり、ベアリングの静電容量が小さくなる。

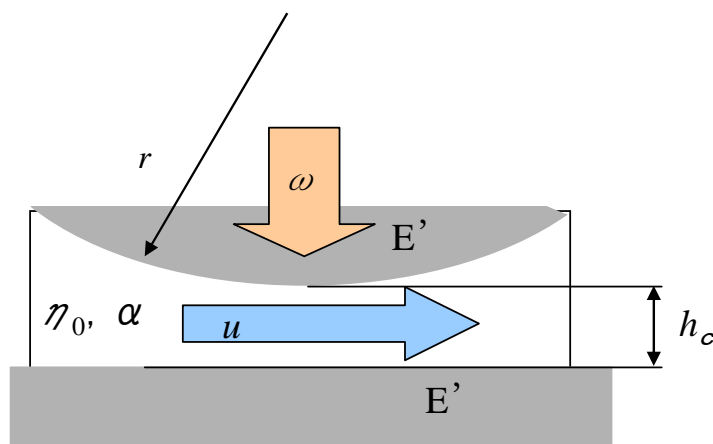


図 5.4 ベアリングの油膜形成モデル

実際のベアリングの静電容量の測定を図 5.5 のベアリングの静電容量測定装置にて行った。ベアリングを外部駆動モータによって回転させ、シャフトとベアリング外輪間の静電容量を LCR メータ (株) エヌエフ回路ブロック製 ZM2371 にて測定する。測定装置の静電容量の影響を極力さけるため、構造物は絶縁材にて構成し、外部駆動モータは樹脂カップリングを介して接続し、非試験ベアリングはセラミックベアリングを使用した。試験ベアリングは空調ファンモータの用途に広く使用されている、呼び番号 608 (外径  $\phi$  22mm, 内径  $\phi$  8mm) とした<sup>(30)(53)</sup>。



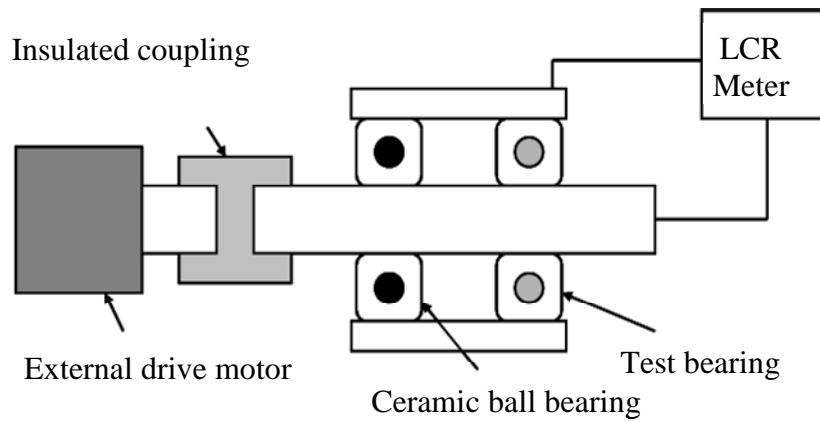


図 5.5 ベアリングの静電容量測定装置

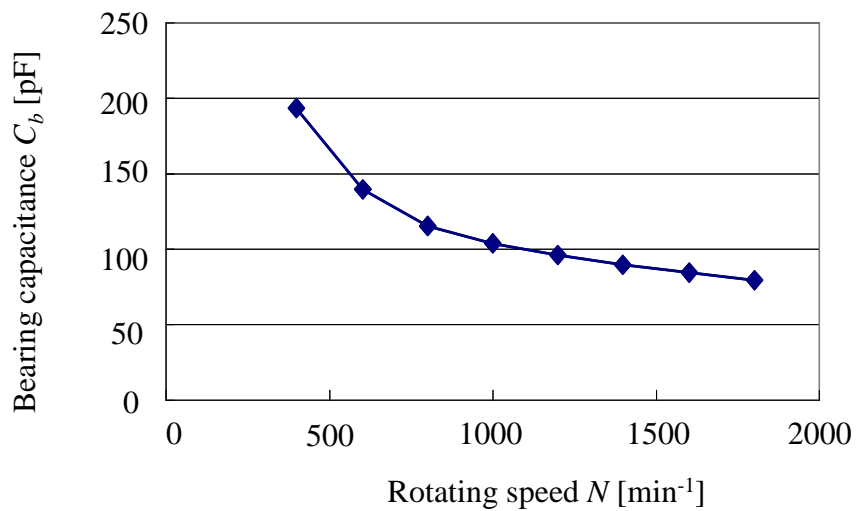


図 5.6 回転速度とベアリングの静電容量の関係

図 5.6 に回転速度とベアリングの静電容量  $C_b$  の関係を示す。回転速度  $N$  が  $400\text{min}^{-1}$  の場合ベアリングの静電容量  $C_b$  は  $193\text{pF}$ 、回転数  $N$  が  $1,800\text{min}^{-1}$  の場合ベアリングの静電容量  $C_b$  は  $79\text{pF}$  となった。回転速度の上昇に伴い静電容量が小さくなり回転速度が  $400\text{min}^{-1} \sim 1,800\text{min}^{-1}$  の間で 2.4 倍に変化した。

### 5.3 軸電圧とベアリング絶縁破壊電圧の回転速度による影響

前節より、ベアリングの静電容量は回転速度が高くなることによって、小さくなる結果となった。ベアリングの静電容量が小さくなると、図 4.5 の非接地ブリッジ型等価回路によりベアリングの両側に分圧される電位差が大きくなるためモータの軸電圧が高くなる。この現象は、第 4 章 4.7.2 節にて、モータの回転速度を変化させて、軸電圧の測定を行った図 4.19 の非接地モータの回転速度に対する軸電圧測定データのデータからも、モータの回転速度が高くなると、軸電圧が高くなるといった結果が得られている。

この現象は、モータの回転速度の変化にて軸電圧が変化するためにベアリングのグリスの絶縁破壊電圧を越えてしまうことが考えられる。したがって、実使用速度範囲（一般的な空調機器に使用されている  $400\sim 1800\text{min}^{-1}$ ）において軸電圧とベアリンググリスの絶縁破壊電圧の大小比較を行い、ベアリンググリスの絶縁破壊の有無の確認を行う。

#### 5.3.1 軸電圧の測定

第 4 章にて製作した絶縁ロータ仕様のモータにて回転速度を  $400\sim 1800\text{min}^{-1}$  の範囲で変化させて軸電圧の測定を行った結果を図 5.7 に実線で示す。また、図 4.5 の非接地ブリッジ型等価回路に基づいて、軸電圧の計算を行った結果を点線で示す。モータの回転速度の上昇に伴い、実測結果も計算結果も軸電圧  $V_{sh}$  の大きさ（絶対値）は増加する傾向にある。また、実測結果と計算結果はよく一致した。

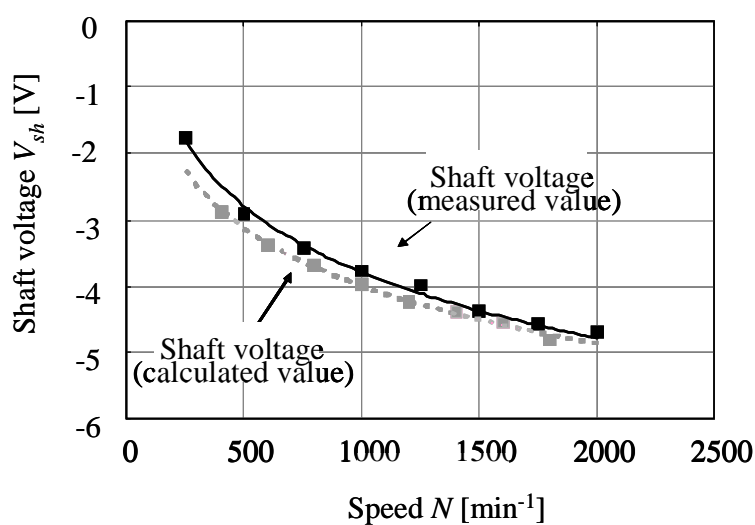


図 5.7 回転速度と軸電圧の関係

### 5.3.2 ベアリング耐電圧の測定

図 5.8 にベアリンググリスの絶縁破壊電圧測定装置を示す。図 5.5 の静電容量測定装置にオシロスコープと直流電源を接続したもので、外部駆動モータにて、ベアリングの回転速度を  $400\sim 1800\text{min}^{-1}$  の範囲で変化させて、直流電源にてベアリングの内外輪間に電圧を印加し、オシロスコープにてベアリンググリスが絶縁破壊した時の電圧を観測する。

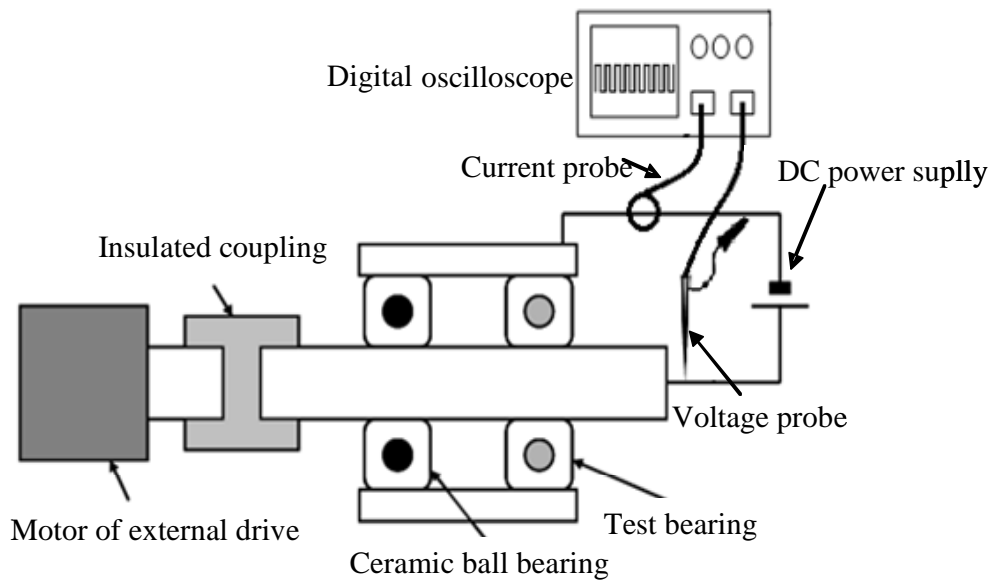


図 5.8 ベアリンググリスの絶縁破壊電圧測定装置

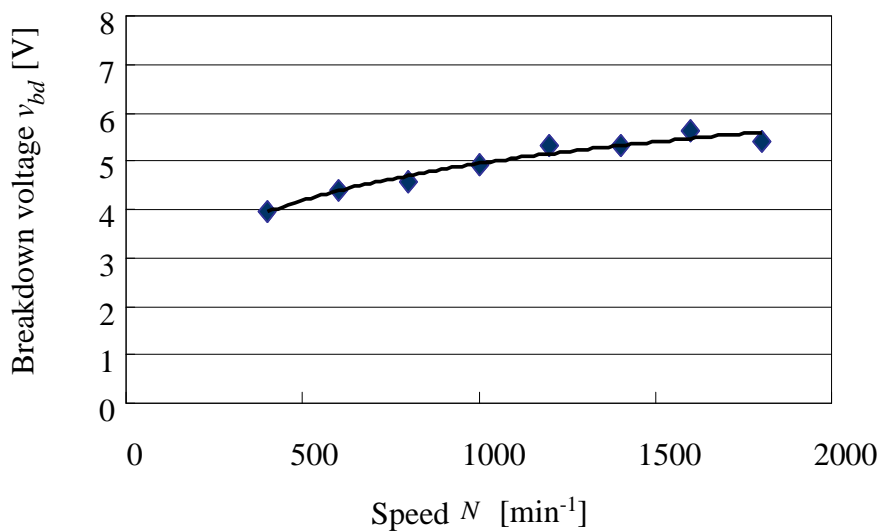


図 5.9 回転速度とベアリンググリスの絶縁破壊電圧の関係

図 5.9 に回転速度毎に測定したベアリンググリスの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  を示す。回転速度が上昇するにつれて、ベアリンググリスの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  も高くなり、回転速度  $N$  が  $400\text{min}^{-1}$  の場合ベアリンググリスの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  は  $3.9\text{V}$ 、回転速度  $N$  が  $1,800\text{min}^{-1}$  の場合ベアリンググリスの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  は  $5.4\text{V}$  となった。

### 5.3.3 軸電圧とベアリンググリスの絶縁破壊電圧の比較

ベアリンググリスの絶縁破壊は、内外輪に印加される電圧の極性に関係なく、印加電圧が、その絶縁破壊電圧を超えると生じる。軸電圧  $v_{sh}$  とベアリンググリスの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  を比較するために、図 5.10 に図 5.7 に示した軸電圧の実測値を絶対値に変換し再表示した。また、図 5.9 に示したベアリンググリスの絶縁破壊電圧値も同時に表示した。図 5.10 から明らかなように、絶縁ロータを用いた空調ファン用ブラシレス DC モータは、モータの回転速度  $N$  が上昇すると、軸電圧  $v_{sh}$  は高くなるが、ベアリンググリスの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  も高くなるため、実使用回転速度範囲においてベアリングの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  よりモータの軸電圧  $V_{sh}$  が低いことが確認できる。

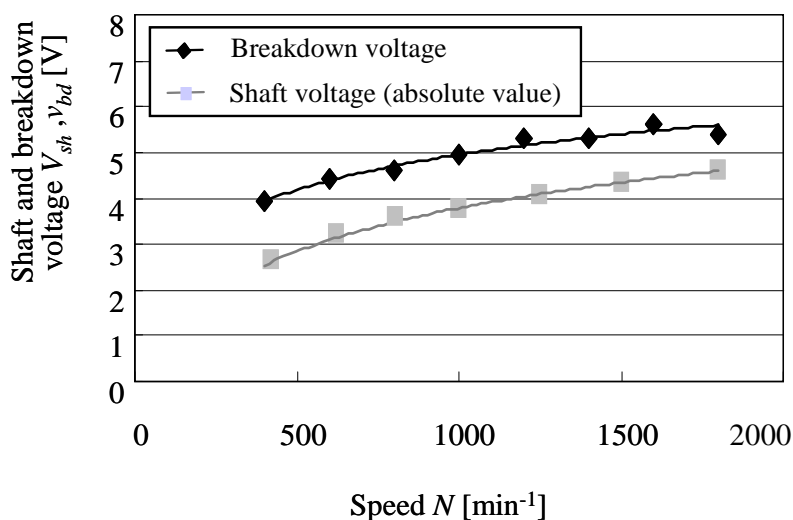


図 5.10 回転速度による軸電圧とベアリンググリスの絶縁破壊電圧の関係

#### 5.4 空調機器（エアコン）搭載時の軸電圧測定

モータ単体実験において、実使用回転速度範囲においてベアリングの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  よりモータの軸電圧  $v_{sh}$  が低くなることを確認し、非接地にて駆動される空調ファン用ブラシレス DC モータは絶縁ロータにてベアリング電食対策に有効であることを明確化した。

モータを非接地にて駆動すると、モータ周辺の機器の浮遊容量の影響を受け、軸電圧が変動する可能性がある。エアコンの場合、アースに接続された、本体の筐体や熱交換器の金属部分がモータのブラケットの近くにあり、モータと本体間に浮遊容量が生じる。そこで図 5.11 に示すように実際のエアコンの室内ファン（クロスフローファン）にモータを組み込んで、軸電圧の測定を行った。エアコン本体の電源電圧は商用電源の 200V の交流電圧を印加し、モータにはダイオードと電解コンデンサにて平滑された 280V の直流電圧が印加される。室内ファンの回転数は  $1,000\text{min}^{-1}$  とした。

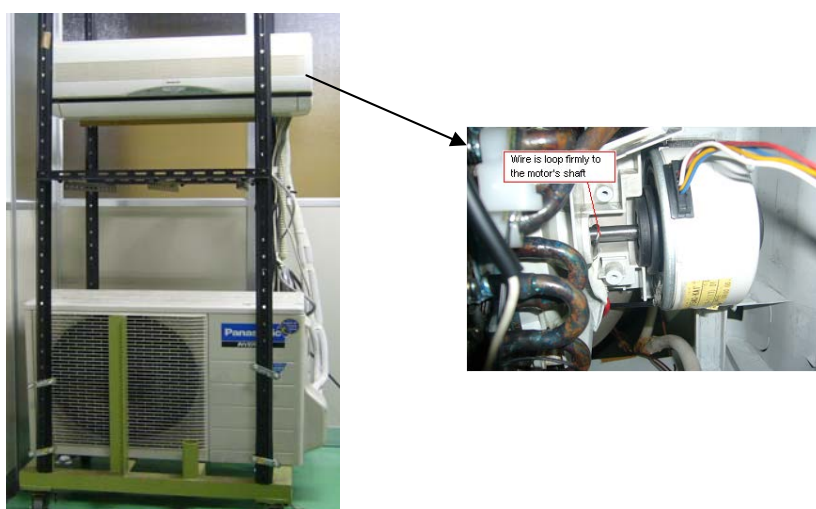
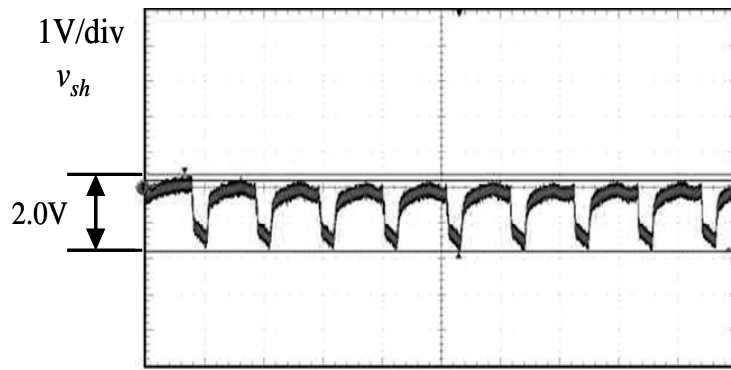
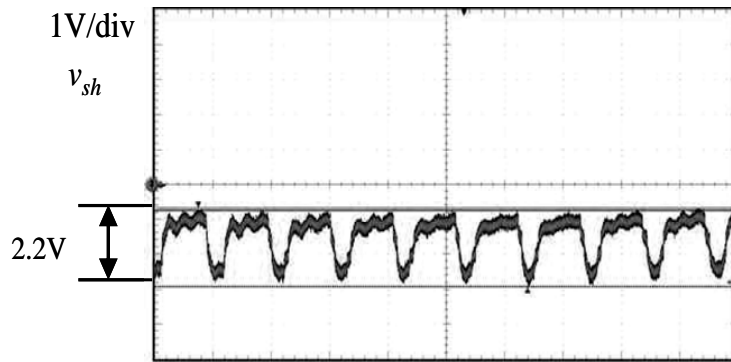


図 5.11 エアコン本体にける軸電圧の測定

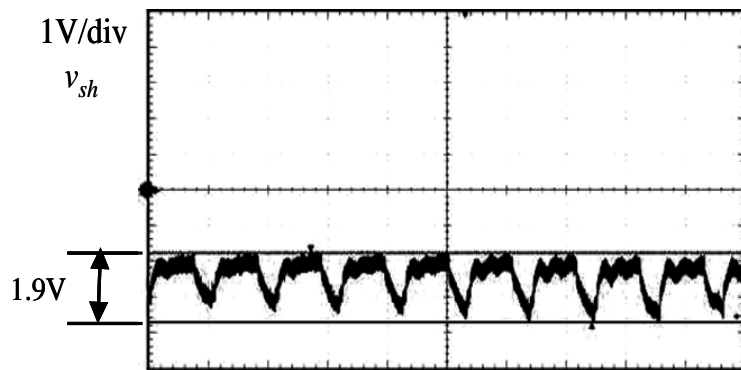
図 5.12 にその結果を示す。図 5.12(a)は実機での軸電圧の比較のためにモータ単体の軸電圧波形を示したものである。電源電圧は直流の 280V を印加した。この時の軸電圧  $V_{sh}$  は 2.0V となった。図 5.12(b)は、冷房運転時の軸電圧波形で、軸電圧  $V_{sh}$  は 2.2V となった。図 5.12(c)は暖房運転時の軸電圧波形で、軸電圧  $V_{sh}$  は 1.9V となった。いずれの運転においてもベアリングのグリスの絶縁破壊は観測されなかった。モータ単体、エアコン搭載時の冷房運転時、暖房運転時のほぼ同等の軸電圧の値となった。この結果より、絶縁ロータによるベアリング電食の対策が有効であることを、実機運転においても確認できた。



(a) モーター単体  $50 \mu \text{ sec/div}$



(b) 冷房運転時  $50 \mu \text{ sec/div}$



(c) 暖房運転時  $50 \mu \text{ sec/div}$

図 5.12 エアコン本体搭載時の軸電圧波形

## 5.5 結言

絶縁ロータ仕様の空調ファン用ブラシレス DC モータが実使用回転速度範囲（一般的な空調機器に使用されている  $400\sim 1800\text{min}^{-1}$ ）における、軸電圧とベアリンググリスの絶縁破壊電圧の検討を行った。また、空調機器（エアコン）実機搭載時の軸電圧とベアリンググリスの絶縁破壊の測定を行った。

ベアリングの静電容量はモータの回転速度が上昇するにつれて小さくなることを、ベアリングの潤滑に関する *Dowson-Higgison* の油膜計算式に基づき実験にて確認した。非接地ブリッジ型等価回路により、ベアリングの静電容量が小さくなると軸電圧が高くなることを計算にて明確にし、実験にて確認した。また、ベアリンググリスの絶縁破壊電圧もモータの回転速度が上昇するにつれて高くなることが確認できた。

本章の成果により、軸電圧の低減によって実使用回転速度範囲の  $400\sim 1800\text{min}^{-1}$  においてベアリンググリスの絶縁破壊が生じないこと、空調機器（エアコン）実機搭載時にも、ベアリンググリスの絶縁破壊が生じないことより、絶縁ロータがベアリング電食対策に有効であることを明確にした。

## 第6章 結論

本論文では、ステータがモールドされた非接地駆動空調ファン用ブラシレス DC モータにおいて、軸電圧抑制方法としてロータの鉄芯コアを分割し内コアと外コアの間を樹脂にて絶縁したロータ構造「絶縁ロータ」を提案し、絶縁ロータはベアリング電食対策に有効であることの検討を行った。内容を以下にまとめる。

第2章では、高価な部材や外付け部品を必要とせず、かつ、モータ構造も量産モータと同等とするベアリング電食対策の方法について検討を行い、従来から提案されているベアリング電食の対策は実用面において課題があることを明確にした。浮遊容量を考慮したブラシレス DC モータのコモンモード等価回路をもとに軸電圧計算のための簡易等価回路を導き、モータ内部の静電容量の測定を行い、簡易等価回路による軸電圧の計算結果と実測値を比較し等価回路の妥当性を確認した。この等価回路により、軸電圧抑制方法としてロータ鉄心の内側と外側を樹脂にて絶縁した、絶縁ロータにすることによって軸電圧が低減されることを明らかにした。これにより、空調ファン用ブラシレス DC モータにおいて、高価な部材や外付け部品を必要とせず、かつ、モータの基本構造も量産モータと同等とするベアリング電食対策の方法として絶縁ロータが有効であることが明確になった。また、この絶縁ロータはモータの磁気特性に影響を及ぼさないため、モータのトルク性能・効率も同等で軸電圧の低減が可能であり、ロータ部分の構造変更だけでその他の構成部材は現行の量産モータと同一金型・工法で実用化が達成できる。

第3章では、空調ファン用ブラシレス DC モータに使用する小型ベアリンググリスの絶縁破壊電圧の測定と長期の音響特性に影響を与えない加速耐久試験による軸電圧の設計目標値の検討を行った。ベアリング単体にて絶縁破壊電圧を測定する試験装置を提案し、小型ベアリングのグリスの絶縁破壊電圧が 5.3V である結果を得た。また、空調ファン用ブラシレス DC モータは数万時間の寿命が要求されるため、音響特性の加速としてインバータのスイッチング周波数の数倍の周波数のパルス電圧をベアリングの内外輪に印加し、ベアリングの振動の変化をアンデロンメータにて測定し、ベアリング電食を判定する方法を提案した。この音響特性加速試験によって、長期（3 万時間相当：実使用運転時間）のベアリング電食の音響性能が確保されるパルス印加電圧の閾値は 4V である結果を得た。

さらに試験後のベアリングの内部観察写真から、アンデロンメータにおけるベアリング電食の判定の妥当性が確認できた。これにより、空調ファン用ブラシレス DC モータに使



用される小型ベアリングの実運転時間の3万時間相当の音響性能が確保されるパルス印加電圧の閾値は4Vであり、軸電圧の設計目標値が明確になった。

第4章では、非接地にて駆動される空調ファン用ブラシレスDCモータにおいて、絶縁ロータの静電容量が小さくなると、コモンモード電圧と軸電圧の極性が互いに反転する現象をモデル化するために新たに非接地ブリッジ型等価回路を提案し、軸電圧低減の検討を行った。非接地ブリッジ型回路より、軸電圧低減のために、シャフト側の分圧電位とブラケット側の分圧電位を合わせることで、絶縁ロータにてシャフト側の電位を調整することにて達成できることを確認できた。軸電圧をベアリングの潤滑油の絶縁破壊電圧以下にするための絶縁ロータの静電容量の設計指針を求め、本モータの場合の絶縁ロータの設計指針として、絶縁ロータの静電容量を2.5pF~18pFとすることで、ベアリング潤滑油の絶縁破壊が起きないモータが実現できることを実験と計算にて明確にすることができた。この設計指針に基づきモータを設計・試作し、軸電圧の測定を行い、軸電圧が設計指針通りに低減可能であること、及び、実際の空調機器に組み込んで絶縁ロータと従来の鉄心ロータとの効率・騒音特性の比較を行い、絶縁ロータはモータ性能に影響を及ぼさないことが確認できた。

さらに、絶縁ロータによる非接地モータと接地モータの軸電圧の測定を行い、軸電圧抑制が可能であること、軸電圧の極性は、非接地モータにおいてはコモンモード電圧と逆極性となるが、接地モータにおいては同極性となることを確認できた。これにより、絶縁ロータによって軸電圧をベアリングの絶縁破壊電圧以下とし、現行の鉄心ロータと効率・騒音特性が同等である空調ファン用ブラシレスDCモータの実用化設計が可能であることが明確になった。また、接地駆動モータにおいても非接地モータと同様に絶縁ロータにて軸電圧抑制が可能であることが明らかになった。

第5章では、実使用回転速度範囲（一般的な空調機器に使用されている400~1800min<sup>-1</sup>）において、絶縁ロータ仕様の空調ファン用ブラシレスDCモータの軸電圧とベアリンググリスの絶縁破壊電圧の検討を行った。また、最終確認として、空調機器（エアコン）実機搭載時の軸電圧とベアリンググリスの絶縁破壊の測定を行った。ベアリングの静電容量はモータの回転速度が上昇するにつれて小さくなることを、ベアリングの潤滑に関するDowson-Higgisonの油膜計算式に基づき実験にて確認した。非接地ブリッジ型等価回路により、ベアリングの静電容量が小さくなると軸電圧が高くなることを計算にて明確にし、

実験にて確認した。ベアリンググリスの絶縁破壊電圧はモータの回転速度が上昇するにつれて高くなることを確認した。

これらにより、軸電圧の低減によって実使用回転速度範囲の  $400\sim 1800\text{min}^{-1}$  においてベアリンググリスの絶縁破壊が生じないこと、空調機器（エアコン）実機搭載時にも、ベアリンググリスの絶縁破壊が生じないことより、絶縁ロータがベアリング電食対策に有効であることが明確になった。

本論文は、軸電圧抑制方法としてロータ鉄心の内側と外側を樹脂にて絶縁した「絶縁ロータ」にすることによって非接地ブリッジ型等価回路により軸電圧が低減されることを明らかにし、絶縁ロータの設計指針導き、実用化を可能とした。

これまでに報告されているベアリング電食抑制方法の中で実用化された、もしくは実用化の可能性のある提案は、

- ①セラミックベアリング等にてベアリングを絶縁する
- ②接地ブラシまたはカーボンファイバリングにてシャフトをアースに接続する
- ③誘導電動機にてステータとロータの間に静電シールドを挿入する
- ④パッシブ EMI フィルタにてコモンモード電圧を抑制する

であり、本論文の提案手法は第 5 番目のベアリング電食対策として期待できる。

また、この絶縁ロータは、高価な部材や外付け部品を必要とせず、かつ、モータの基本構造も量産モータと同等であり、ロータ部分の構造変更だけ量産化が達成でき、これまでの提案に対して実用面からも非常に有効である。ブラシレス DC モータのベアリング電食対策として空調機器用途のみならず幅広く適用されることを期待して、以上を本論文の総括とする。

## 参考文献

- [1] 武田洋次・松井信行・森本茂雄・本田幸夫：「埋込磁石同期モータの設計と制御」，オーム社 (2001)
- [2] 本田幸夫：「松下の省エネモータ開発物語」，オーム社 (2007)
- [3] 大山和伸：「グローバル展開に向けたパワエレ家電の省資源，レス化技術への期待～総論～」，平成 24 年電気学会産業応用部門大会,IV, pp. 25-26 (2012)
- [4] S. Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald, “Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives,” IEEE Industry Applications Conference, pp. 388-393 (1995)
- [5] S. Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald, “Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 6, pp. 1365-1370 (1996)
- [6] D. F. Busse, M. E. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski, “An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: a Solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 6, pp. 1563-1570 (1997)
- [7] J. Erdman, R. Kerkman, and D. Schlegel, “Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, No. 2, pp. 250-259 (1996)
- [8] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski, ”The effect of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 2, pp. 567-576 (1997)
- [9] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski, “System electrical parameters and their influence effect on bearing currents,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 2 , pp. 567-576 (1997)
- [10] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski, “Characteristics of shaft voltage and bearing currents,” IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 3, No. 6, pp. 21-32 (1998)
- [11] S. Bell, T. J. Cookson, S. A. Cope, R. A. Epperly, A. Fischer, D. W. Schlegel, and G. L. Slibinski, “Experience with variable-frequency drives and motor bearing reliability,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 5, pp. 1438-1446 (1998)
- [12] P. Link, “Minimizing electric bearing currents in ASD systems,” IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 5, No. 4, pp. 55-66 (1999)

- [13] 電気学会技術報告第 861 号：「産業用 AC ドライブにおける新応用分野と新技術」, 第 6 章「漏れ電流・軸電流対策」, pp. 31-36 (2001)
- [14] 奥山吉彦・藤井秀樹：「インバータ駆動誘導電動機の軸電圧」, 富士時報, Vol. 72, No. 2, pp. 144-149 (1999)
- [15] 中村雅憲・今柳田明夫：「誘導電動機の軸受電食」, 東洋電機技報, 第 105 号, pp. 23-32 (2000)
- [16] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, and D. Schlegel, “Bearing currents and their relationship to PWM drives,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 2, pp. 243-252 (1997)
- [17] S. Noguchi, A. Korenaga, and T. Kanada, “Occurrence condition of electric current density in electrical pitting (In case of ball bearing 608 for application of direct current),” Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing, Vol. 4, No. 6, pp. 1084-1094 (2010)
- [18] 野口昭治・赤松洋孝：「小型玉軸受の電食に関する研究」, 2006 年度精密工学会春季大会学術講演会講演論文集, pp. 957-958 (2006)
- [19] 電気学会技術報告 287 号：「インバータ駆動誘導電動機の技術的諸問題」, pp. 19-26 (1988)
- [20] D. Macdonald, and W. Gray, “PWM drive related bearing failures,” IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 5, No. 4, pp. 41-47 (1999)
- [21] S. Ogasawara, H. Ayano, and H. Akagi, “An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 5, pp. 835-841 (1998)
- [22] S. Ogasawara and H. Akagi, “Suppression of common-mode voltage in a PWM rectifier/inverter system,” Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference Record of the 2001 IEEE, Vol. 3, pp. 2015-2021 (2001)
- [23] 田村俊輔・赤木泰文：「モータ中性点を利用したパッシブ EMI フィルターベアリング電流の抑制効果」, 電学論 D, 126 巻 2 号, pp. 95-102 (2006)
- [24] M.C. Di piazza, A. Ragusa, and G. Vitale, “Power-loss evaluation in CM active EMI filters for bearing current suppression,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 58, No. 11, pp. 5142-5153 (2011)
- [25] 飯盛憲一・篠原勝次・山本吉朗・森上淳史：「PWM インバータ駆動ブラシレス DC モータの軸電圧抑制について」, 電学論, 127 巻 4 号, pp. 406-411 (2007)
- [26] A. V. Jouanne and H. Zhang, “A dual-bridge inverter approach to eliminating common-mode voltage and bearing and leakage currents,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, pp. 43-48 (1999)

- [27] D. Macdonald and W. Gray, "PWM drive related bearing failures," *IEEE Industry Magazine*, Vol. 12, No. 2, pp. 243-5253 (1997)
- [28] A. Muetze and H.W. Oh, "Application of static charge dissipation to mitigate electric discharge bearing currents," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 44, No. 1, pp. 135-143 (2008)
- [29] F.J.T. Ferreira, M.V. Cistelecan, A.T. de Almeida, "Evaluation of slot-embedded partial electrostatic shield for high-frequency bearing current mitigation in inverter-fed induction motors," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 27, No. 2, pp. 382-390, (2012)
- [30] T. Maetani, S. Morimoto, K. Yamamoto, Y. Isomura and A. Watanabe, "Influence of motor rotating speed on shaft voltage of brushless DC motor with insulated rotor driven by PWM Inverters," *SPEEDAM 2012*, 1-6 (CD-ROM) (2010)
- [31] T. Maetani, S. Morimoto, K. Iimori, Y. Isomura, and A. Watanabe, "Approaches to suppressing shaft voltage in brushless DC motor driven by PWM inverter," *International Electrical Machines and Systems 2011*, 1-6 (CD-ROM) (2011)
- [32] 飯盛憲一・篠原勝次・愛年光徳：「PWM インバータ駆動誘導電動機のコモンモード電流およびベアリング電流の計算のためのコモンモード等価回路」, *電学論 D*, 125 巻 5 号, pp. 438-448 (2005)
- [33] A. Muetze and A. Binder, "Calculation of motor capacitances for prediction of the across the bearings in machines of inverter-based Drive Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, No. 3, pp. 665-672 (2007)
- [34] A. Muetze and A. Binder, "Calculation of circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 54, No.2, pp. 932-938 (2007)
- [35] U.T. Shami, and H. Akagi, "Identification and discussion of the origin of a shaft end-to-end voltage in an inverter-driven motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 6, pp. 1615-1625 (2010)
- [36] R. Naik, T. A. Nondahl, M. J. Melfi and R. Schiferl, "Circuit model for shaft voltage prediction in induction motors fed by PWM-based AC drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 5, pp. 1294-1299 (2003)
- [37] A. Muetze and A. Binder, "Techniques for measurement of parameters related to inverter-induced bearing currents," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, No. 5, pp. 1274-1283 (2007)
- [38] A. Muetze, J. Tamminen and J. Ahola, "Influence of motor operating parameters on discharge bearing current activity," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 47, No. 4, pp. 1767-1777 (2011)

- [39] Z. Zhengming, Z. Yulin, G. Hongwei, Y. Liqiang and L. Ting, "Hybrid selective harmonic elimination PWM for common-mode voltage reduction in three-level neutral-point-clamped inverters for variable speed induction drives," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 3, pp. 1152-1158 (2012)
- [40] 前谷達男・磯村宜典・小宮山宏・森本茂雄：「ブラシレス D モータの軸電圧とベアリング電食の音響寿命について」, 電学論 D, 132 巻 3 号, pp. 456-457 (2011)
- [41] 前谷達男・磯村宜典・中野圭策・小宮山宏・森本茂雄：「PWM インバータ駆動による小型玉軸受の電食に関する研究（第 1 報）—パルス電圧による電食の音響特性—」, トライボロジスト, 57 巻, 10 号, pp. 751-720 (2012)
- [42] H. E. Boyanton, and G. Hodges, "Bearing fluting," IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 8, No. 5, pp. 53-57 (2002)
- [43] R. Naik, T. A. Nondahl, M. J. Melfi, R. F. Schiferl, and J.-S. Wang, "Circuit model for shaft voltage prediction in induction motors fed by PWM – based AC drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.39, No.5, pp. 1294-1299 (2003)
- [44] 野口昭治・赤松孝・是永淳：「小形玉軸受の電食に関する研究（第 1 報）—直流電圧印加時の玉軸受 608 の電流発生限界電流密度—」, トライボロジスト, 52 巻 8 号, pp. 622-648 (2007)
- [45] 野口昭治・柿沼慎之右・和知恭平・是永淳：「小形玉軸受の電食に関する研究（第 3 報）—電食が発生する直流電圧の測定—」, トライボロジスト, 55 巻 6 号 pp. 413-419 (2010)
- [46] R. F. Schiferl, and M. J. Melfi, "Bearing current remediation options," IEEE Industry Applications Magazine, Vol.10, No.4, pp. 40-50 (2004)
- [47] 飯盛憲一・篠原勝次・愛年光徳：「PWM インバータ駆動誘導電動機のコモンモード電流およびベアリング電流の計算のためのコモンモード等価回路」, 電学論 D, 125 巻 5 号, pp. 438-448 (2005)
- [48] 田上耕太郎・小笠原悟司・船渡寛人・金澤秀俊・植杉通可・茂泉健一：「インバータ駆動非接地モータの軸電圧とベアリング電流の解析」, 電学論 D, 127 巻 3 号, pp. 286-292 (2007)
- [49] 前谷達男・飯盛憲一・磯村宜典・渡辺彰彦・岩崎泰史：「空調用ファンモータの軸電圧抑制について」, 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, III, pp.133-135 (2010)
- [50] 前谷達男・磯村宜典・渡辺彰彦・飯盛憲一・森本茂雄：「インバータ駆動ブラシレス DC モータの非接地コモンモード等価回路」, 電学論 D, 131 巻 11 号, pp. 1360-1361 (2011)
- [51] 前谷達男・磯村宜典・渡辺彰彦・飯盛憲一・森本茂雄：「インバータ駆動ブラシレス DC モータの非接地コモンモード等価回路に基づく軸電圧抑制」, 電学論 D, 132 巻 6 号,

pp. 666-672 (2012)

- [52] T. Maetani, S. Morimoto, K. Yamamoto, Y. Isomura and A. Watanabe, "Shaft voltage comparison between grounded and ungrounded brushless DC motor insulated rotor driven by PWM inverter," International Electrical Machines and Systems 2012, 1-6 (CD-ROM) (2012)
- [53] 磯村宜典・飯盛憲一・前谷達男・森本茂雄：「空調用ファンモータの軸電圧抑制について」,平成 23 年電気学会産業応用部門大会,III,pp. 237-240 (2011)
- [54] 日本トライボロジー学会編：「トライボロジーハンドブック」, 養賢堂 (2000)
- [55] 綿林英一編著：「転がり軸受の選び方・使い方」, 日本規格協会 (1990)
- [56] 野口昭治・福田瑛理子・金田徹：「小形玉軸受の電食に関する研究（第 5 報）—振動加速度の上昇に及ぼす油膜パラメータの影響—」, トライボロジスト, 56 巻 11 号, pp. 703-710 (2011)
- [57] D. Dowson and G. R. Higginson, "Elastohydrodynamic lubrication," Pergamum Press, New York (1966)
- [58] "Boundary lubrication," ASME, United Engineering Center, New York (1969)
- [59] 工藤勝利：「固体-液体複合誘電体の直流絶縁破壊特性」, 明治大学科学技術研究所紀要 Vol. 24, No. 11, pp. 1-9 (1985)

## 謝辞

本論文は、空調ファン用ブラシレス DC モータにおけるベアリング電食に関する研究成果をまとめたものである。稿を終えるにあたり、終始種々のご指導とご鞭撻を賜った大阪府立大学大学院工学研究科 森本茂雄教授に厚く感謝の意を表します。

また、本論文をまとめるにあたり、有益なご助言とご指導を賜りました大阪府立大学大学院工学研究科 石亀篤司教授ならびに小西啓治教授に深甚なる謝意を表します。

本研究を遂行するにあたり、種々の面で熱心にご指導いただいた元鹿児島大学大学院工学研究科 飯盛憲一准教授、鹿児島大学大学院工学研究科 山本吉朗准教授に心より感謝の意を表します。実験・解析に絶大なるご協力を頂いた、ミネベア（株）小宮山宏氏、パナソニック（株）磯村宜典氏、中野圭策氏に深く感謝いたします。

また、本テーマの研究推進にあたり、2008年に電食プロジェクトの責任者として任命いただいた、パナソニック（株）高田和幸理事、村上浩所長、本研究論文をとりまとめるにあたりご理解とご配慮を頂いた、モータビジネスユニット大塚昭徳 前 BU 長、山内政直 BU 長、電食プロジェクト実行メンバである、渡辺彰彦氏、水上裕文氏、岩崎泰史氏、長谷川武彦氏、角治彦氏に心からお礼を申し上げます。

最後に、学位取得活動に対して理解を示しご協力いただいた、職場の先輩、同僚、後輩の皆様に心から感謝致します。