

空調用ファンモータの  
ベアリング電食に関する研究

2014年9月

磯村 宜典

## 目次

第 1 章	緒論	・ ・ ・	1
1.1	背景	・ ・ ・	1
1.2	これまでの研究	・ ・ ・	2
1.2.1	ベアリング電食の発生メカニズム	・ ・ ・	2
1.2.2	ベアリング電食対策の空調ファン用ブラシレス DC モータへの適用についての検討	・ ・ ・	6
1.2.3	本論文で解決すべき課題	・ ・ ・	11
1.3	本研究の位置付けと概要	・ ・ ・	13
第 2 章	非接地・絶縁ロータ仕様モータでの軸電圧低減方法	・ ・ ・	17
2.1	緒言	・ ・ ・	17
2.2	電圧形 PWM インバータのコモンモード電圧	・ ・ ・	17
2.3	軸電圧の測定	・ ・ ・	24
2.4	非接地モータのコモンモード等価回路とモータ各部の静電容量の測定	・ ・ ・	28
2.5	非接地・絶縁ロータ仕様の効果	・ ・ ・	32
2.6	非接地ブリッジ型コモンモード等価回路	・ ・ ・	39
2.7	非接地ブリッジ型コモンモード等価回路からの考察	・ ・ ・	41
2.8	調整用コンデンサ追加による静電容量調整	・ ・ ・	43
2.9	調整用コンデンサの構造についての一考察	・ ・ ・	46
2.10	結言	・ ・ ・	49
第 3 章	非接地・非絶縁ロータ仕様モータでの軸電圧低減方法	・ ・ ・	50
3.1	緒言	・ ・ ・	50
3.2	コモンモード等価回路からの考察	・ ・ ・	50
3.3	調整用コンデンサ追加による静電容量調整	・ ・ ・	53
3.4	結言	・ ・ ・	57
第 4 章	接地・絶縁ロータ仕様モータでの軸電圧低減方法	・ ・ ・	58
4.1	緒言	・ ・ ・	58
4.2	接地・絶縁ロータ仕様モータのコモンモード等価回路	・ ・ ・	58

4.3	接地・絶縁ロータの設計指針	・ ・ ・ 60
4.4	大型の空調ファン用ブラシレス DC モータへの展開	・ ・ ・ 61
4.5	結言	・ ・ ・ 62
第 5 章	回路および制御の軸電圧への影響	・ ・ ・ 64
5.1	緒言	・ ・ ・ 64
5.2	エアコン本体のコモンモード等価回路	・ ・ ・ 64
5.2.1	エアコン室内機ユニットのコモンモード等価回路	・ ・ ・ 64
5.2.2	エアコン室外機ユニットのコモンモード等価回路	・ ・ ・ 64
5.2.3	測定結果とシミュレーション結果の比較	・ ・ ・ 66
5.3	進角の影響	・ ・ ・ 67
5.3.1	空調ファン用ブラシレス DC モータ駆動システムの構成	・ ・ ・ 67
5.3.2	相電圧, 相電流およびコモンモード電圧のシミュレーション波形	・ ・ 67
5.3.3	軸電圧のシミュレーション波形	・ ・ ・ 70
5.4	接地の影響	・ ・ ・ 72
5.5	結言	・ ・ ・ 76
第 6 章	ベアリング耐電食性向上についての考察	・ ・ ・ 78
6.1	緒言	・ ・ ・ 78
6.2	ベアリングの油膜パラメータについて	・ ・ ・ 79
6.2.1	油膜パラメータと耐電圧特性	・ ・ ・ 79
6.2.2	面粗度と耐電圧特性	・ ・ ・ 85
6.2.3	音響加速試験による面粗度改善の効果確認	・ ・ ・ 86
6.3	結言	・ ・ ・ 89
第 7 章	結論	・ ・ ・ 92
文献		・ ・ ・ 97
謝辞		・ ・ ・ 103

## 第1章 緒論

### 1.1 背景

世界的な環境保護活動や省エネルギーニーズの高まりとともに、これまで産業分野において普及してきたインバータによる高効率かつ可変速可能な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、家電および業務分野の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%向上させることにより、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>。2009 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）の消費電力は、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・室外に使用されている空調用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。これまでに民生分野の家庭用の空調機器については、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、空調用ファンモータのブラシレス化とインバータ化が加速し、その我が国での普及率は100%に達している。しかしながら、民生分野の業務用の空調用ファンモータは誘導機が一般的であり、ブラシレス化がこれから伸長していく分野である。

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 倍の年間7,000 万台に急拡大しているが、インバータ化率は20～30%にすぎない<sup>(3)</sup>。したがって、業務用の分野および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で、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、北米でのSEER規制、東南アジアでの省エネ規制、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機器分野のモータにおいて発生していたベアリング電食の問題が民生分野の

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200 V～240 V 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。本論文では、空調用ファンモータのうち、民生分野の空調機器に搭載される空調ファン用ブラシレスDCモータの電食対策に焦点を当て述べていく。以降空調用ファンモータとは空調ファン用ブラシレスDCモータを意味することとする。

## 1.2 これまでの研究

### 1.2.1 ベアリング電食の発生メカニズム

ベアリング電食とは、次のような現象である<sup>(4)～(15)</sup>。電圧形PWM (Pulse Width Modulation) インバータにより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静電容量によって、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。ベアリンググリースの油膜厚さは0.1  $\mu\text{m}$ ～1  $\mu\text{m}$  と非常に薄く、その絶縁破壊電圧は数 V～十数 V であるため、軸電圧の値がこのベアリンググリー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）と呼ばれるが、この電流が流れると、ベアリングの金属表面が損傷を受け、ベアリングの静粛性能が悪化し、さらにはベアリング寿命低下に至る。

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るとされており、産業用モータに使用される大型ベアリングの研究に関する報告では、ベアリングの電流密度と寿命の関係が示され、1 A/mm<sup>2</sup> 以上の電流によりベアリング電食が発生するとされていた<sup>(16)</sup>。しかし、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耐久試験において、数十 mA/mm<sup>2</sup> 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ことが明らかとなった<sup>(17) (18)</sup>。

このベアリング電食は、ベアリンググリー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を受けることによって生じる。ベアリング電流には、大容量モータにおいてモータ磁束により発生する循環電流（Classical bearing currents）とインバータ駆動により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、後者のうちの放電電流によるものである。

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（放電電流）は、次の三つに分類される<sup>(19)</sup>。

- ① 金属間接触による電流（Conductive bearing currents）：モータの回転数が100～300 r/min 以下の場合に、グリースの油膜が著しく薄くなり部分的に油膜切れが発生して、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、ベアリング内部に流れる電流である。
- 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、3 kV/μsec～10 kV/μsec 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より、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。

$$i_b = c_b \times \frac{dv}{dt} \quad \cdot \cdot \cdot (1.1)$$

- ③ ベアリンググリースの油膜の絶縁破壊による放電電流（EDM 電流）：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ー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。

この三つの電流の中で、①の金属間接触の場合の短絡電流はベアリングを除いたブラシレスDCモータ内部の静電容量に流れるパワー素子のスイッチング速度 $dv/dt$  による変位電流であり、②のベアリングに流れる電流とともに、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。③のベアリングの放電によるEDM 電流は、数十 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1.1 にインバータ駆動におけるベアリンググリースの油膜の絶縁破壊時における電流

の経路を、図1.2 にベアリングの放電メカニズムを示す。モータを電圧形PWMインバータにより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（スイッチング周波数）成分が含まれているため、巻線とステータの間、ステータとブラケットの間、ステータとロータの間等のモータ内部の静電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ー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1.2 ①参照）。この軸電圧によってベアリンググリースの油膜の絶縁破壊が生じ、ベアリング電流が流れる（図1.2 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静電容量を通して、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→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1.2 ③および図1.1参照）。

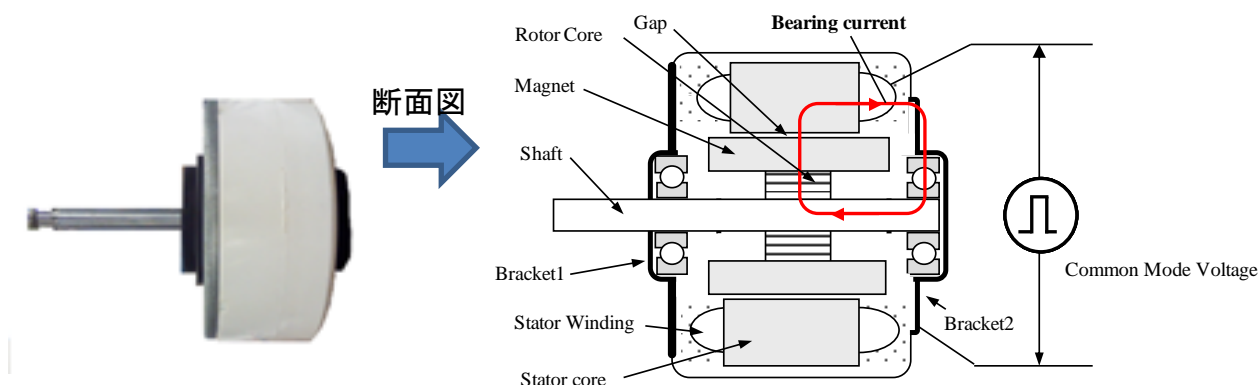


図 1.1 ベアリングの放電電流の経路

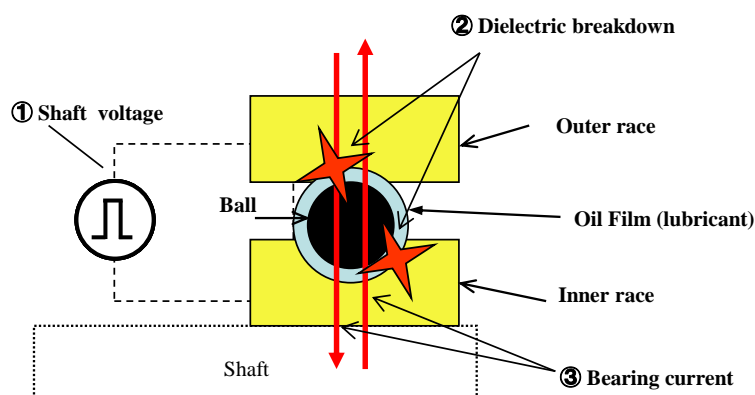


図 1.2 ベアリングの放電メカニズム

図1.3 に一般的なベアリンググリー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20 V（A点）から急激に0 V 以下（B点）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最大値は180 mA 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より図1.4 のようなベアリングの内外輪およびボールが転送する面に波状磨耗(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静粛性能が悪化し、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よりベアリンググリースが劣化しベアリング故障に至る<sup>(18) (20)</sup>。

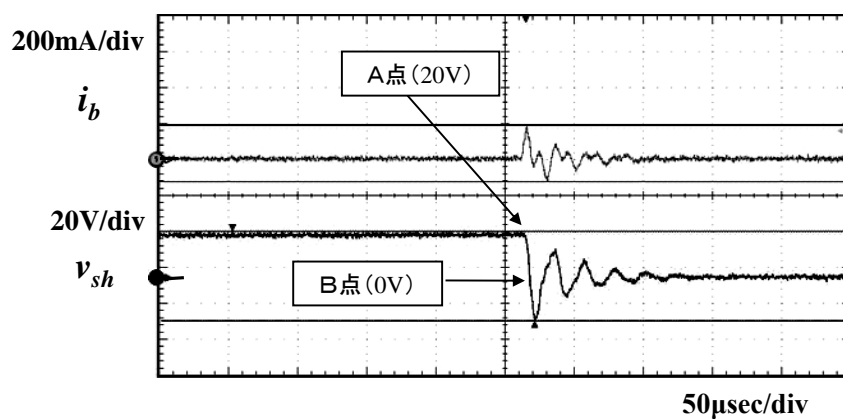


図 1.3 ベアリングの絶縁破壊時の軸電圧とベアリング電流

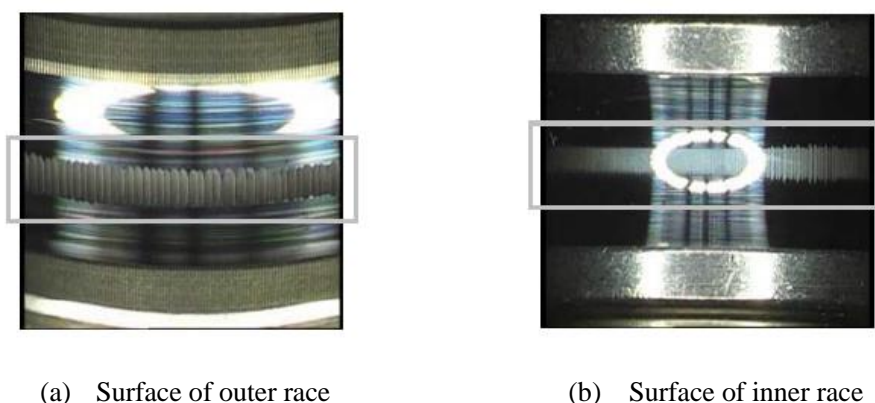


図 1.4 電食によるベアリングのダメージ写真



### 1.2.2 ベアリング電食対策の空調ファン用ブラシレス DC モータへの適用についての検討

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方法があり、これまでに次の五つの基本的な方法が提案されている。

- ①セラミックボールベアリング等の絶縁ベアリングによりベアリングを絶縁する方法
- ②接地ブラシ等の設置によりベアリングの外部に電流を流す方法
- ③ステータコアとロータの間、または巻線のコイルエンドとロータの間を静電シールドして軸電圧を抑制する方法
- ④EMI フィルタ等の設置により軸電圧の変動となるコモンモード電圧を抑制する方法
- ⑤絶縁ロータにより軸電圧を低減する方法

これらの抑制法の空調ファン用ブラシレス DC モータへの適用について整理する。

#### ① セラミックボール等の絶縁ベアリングによりベアリングを絶縁する方法

図 1.5 (a)にベアリングの外輪を樹脂リングにより絶縁した絶縁ベアリングを示す。これは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<sup>(21)</sup>。

図 1.5 (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ボールベアリングを示す。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るため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ボール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 1.6 に示す。ベアリングの内輪と外輪の間の絶縁は完全に確保されており、軸電圧  $v_{sh}$  は 17 V となって、鉄ボールではベアリンググリースの絶縁破壊を超える場合でも、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と言える。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用等の特殊な用途に限定される。

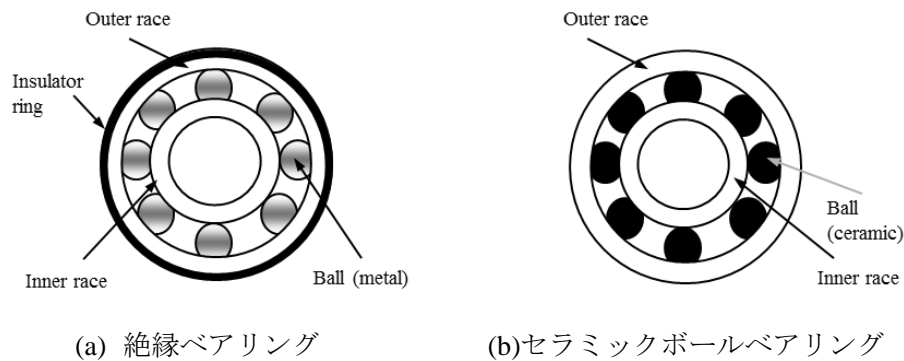


図 1.5 絶縁ベアリングとセラミックボールベアリングの構造図

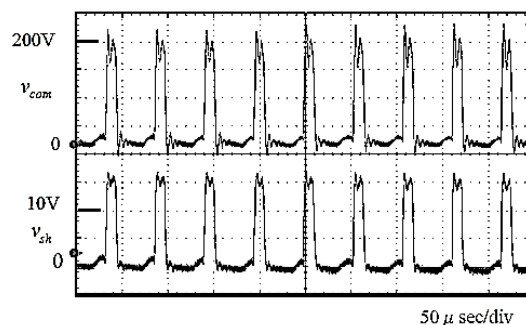


図 1.6 セラミックボールベアリングのコモンモード電圧と軸電圧

## ② 接地ブラシ等の設置によりベアリングの外部に電流を流す方法

図 1.7 にモータのシャフトを導電性のカーボンブラシによりグランド（ブラケット）に接続する方法を示す。このカーボンブラシによりシャフトとアースの間を接続し、ベアリング電流をベアリング外部に流す方法である<sup>(22)</sup>。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で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 1.8 に示すようにカーボンファイバーリングが提案され<sup>(23)</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。

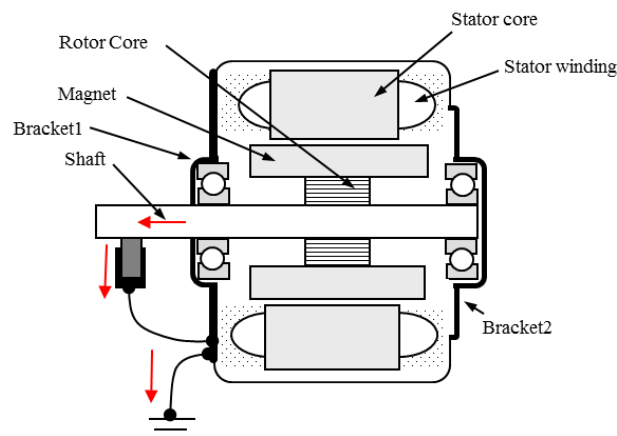


図 1.7 接地ブラシの構造図



図 1.8 カーボンファイバーリング

### ③ ステータコアとロータの間，または巻線のコイルエンドとロータの間を静電シールドして軸電圧を抑制する方法

図 1.9 にモータの静電シールドの構造図を示す。これまでに誘導モータにおいてステータコアとロータの間を静電シールドする方法<sup>(6)</sup>，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の間を静電シールドする方法が提案されている<sup>(24)</sup>。静電シールドによって，それぞれ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。ステータコアとロータの間，あるいは巻線のコイルエンドを静電シールドすることによって，コモンモード電圧のシャフト側への分圧が抑制され軸電圧が低減される。筆者らも図 1.10 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静電シールドを完全に行うことは困難であり，この方法では軸電圧を抑制することができなかった。

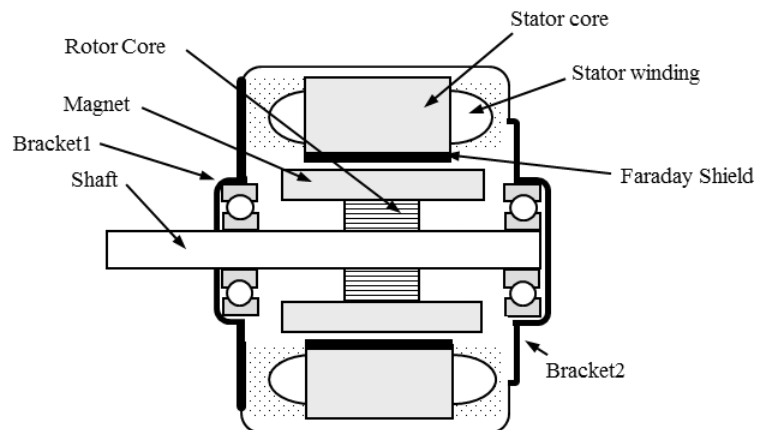


図 1.9 静電シールドの構造図



(a) ステータシールド

(b) コイルエンドシールド

図 1.10 静電シールドのモータ製作

#### ④ EMI フィルタ等の設置により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 1.11 にインバータとモータの間に EMI フィルタを設置した構成図を示す。EMI フィルタにより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ー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用ブラシレス DC モータへの適用は困難である<sup>(25)-(29)</sup>。

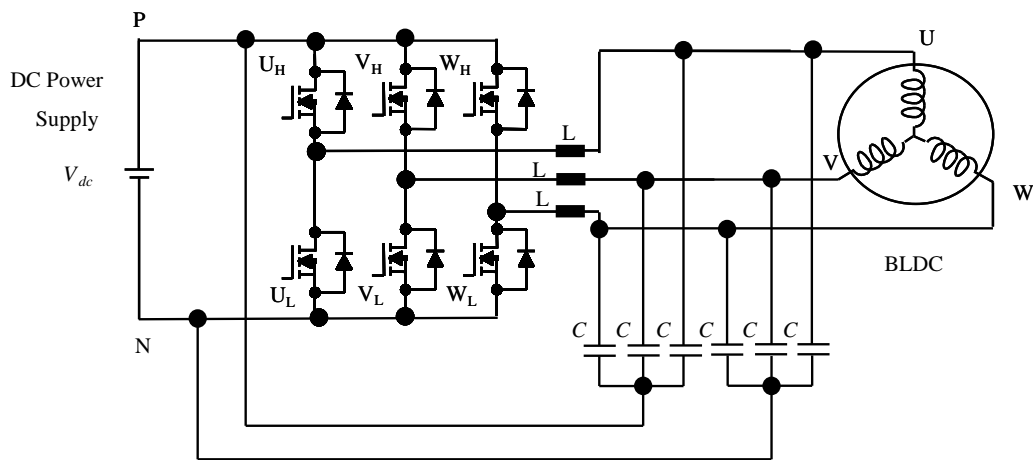


図 1.11 EMI フィルタの例

#### ⑤ 絶縁ロータにより軸電圧を低減する方法

以上のようにこれまでの提案（①～④）のいずれの方法にも課題があり，モータの外部に部品を必要としたり，高価な材料あるいは特殊なモータ構造を必要とする。空調ファン用ブラシレス DC モータは民生機器であるために市場からの低コスト化への要求が厳しく，また，空調機器に組み込まれるためにモータサイズが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空間的余裕がないため，これらの提案を空調ファン用ブラシレス DC モータに適用することは困難である。空調ファン用ブラシレス DC モータに適用可能な方法はコストを犠牲にした，絶縁ベアリング，あるいはセラミックボールベアリングしかなく，新たな検討が必要であった。

上記の課題を解決するために，筆者らが以前に考案した方法が絶縁ロータにより軸電圧を低減する方法である。絶縁ロータ仕様のモータの構造図を図 1.12 に示す<sup>(30)~(32)</sup>。ブラシレス DC モータにおいてパワー素子のスイッチングにより生じるコモンモード電圧がブラシレス DC モータ内部の静電容量によりベアリングの内輪側と外輪側に電圧が分圧され，その分圧された電圧差が軸電圧となっている。絶縁ロータは，ロータ内に絶縁層を設けることで絶縁層が静電容量を持つためベアリング内輪側と外輪側の静電容量の分布を調整することで電位差すなわち軸電圧を低減する方法である。この方法を用いて，図 1.13 に示す

ように、軸電圧を-4.5 V に低減できている。この方法によれば、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、絶縁ロータの金型以外は現行の量産モータと同一金型・工法のままでベアリング電食の原因となる軸電圧を低減することができる。

### 1.2.3 本論文で解決すべき課題

前節での検討結果を表 1.1 にまとめる。これまで提案されてきたほとんどの方法では、エアコン等の民生機器に搭載される空調ファン用ブラシレス DC モータへの適用がコスト的にも物理的にも非常に難しく、これらを解決できる唯一の方法が以前に筆者らが考案した絶縁ロータである。しかしながら、この絶縁ロータにおいても、金型を用いて樹脂成型により大量に安価な生産ができる反面、金型が一意に決まれば静電容量を微調整する手段がないためモータの電氣的な仕様を多品種量産することができず、エアコン機種毎に効率の良いモータを提案することが非常に難しい。また、非絶縁ロータ仕様のモータもエアコン業界では現在でも年間数千万台規模で量産され続けており、特に誘導モータのようにロータに二次巻線が存在し高温になるような構造のロータには樹脂による絶縁層構造は熱的、強度的にも適用が難しく、絶縁ロータ以外の電食対策の検討も必要不可欠の状況である。

このように、筆者らは絶縁ロータを考案したが、依然として以下のような課題がある。

- ① 軸電圧をゼロとするために静電容量を微調整するには金型修正、変更が必要であり、ブラシレス DC モータの多機種展開が非常に難しい。
- ② エアコン業界では年間数千万台の生産規模を持つ非絶縁ロータ仕様のモータを絶縁ロータ仕様に変更するにはコスト、時間等の問題があり全面展開は非常に難しい。
- ③ 接地されたブラシレス DC モータへの絶縁ロータを採用した場合の検証がなされていない。

ベアリング電食の問題を早期に撲滅するためには、これらの課題の解決が、非常に重要であり、これこそが本研究の解決すべき課題である。

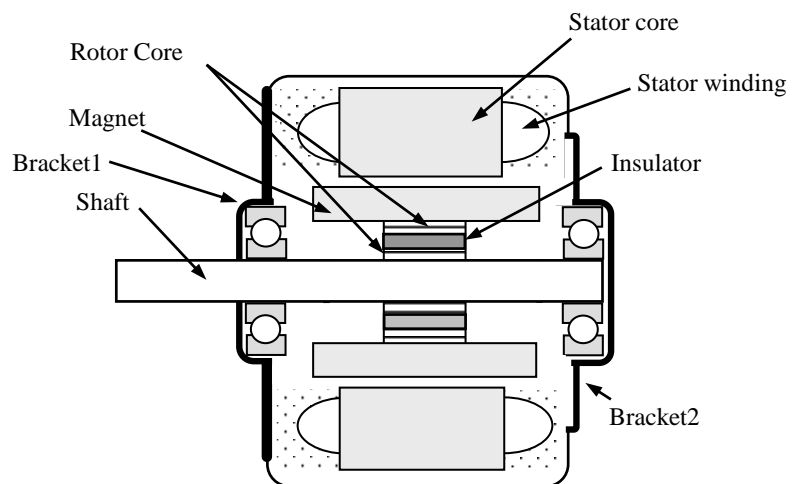


図 1.12 絶縁ロータの構造図

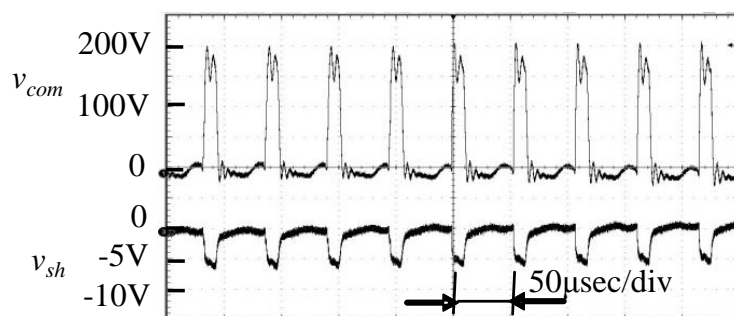


図 1.13 絶縁ロータのコモンモード電圧と軸電圧

表 1.1 ベアリング電食対策の空調ファン用ブラシレス DC モータへの適用についての検討

方法	モータ構造	設置	コスト	メンテナンス
絶縁ベアリング	○	○	×	○
セラミックボールベアリング	○	○	×	○
接地ブラシ	△	△	△	×
カーボンファイバールーティング	△	△	×	○
静電シールド	×	○	×	○
EMI フィルタ	○	×	△	○
絶縁ロータ	○	○	○	○

### 1.3 本研究の位置付けと概要

空調ファン用ブラシレスDC モータの仕様は、表1.2のように分類できる。民生分野の空調機器（エアコン）は家庭用と業務用に分類できるが、家庭用エアコンにおいては、一般的にステータが樹脂によりモールドされて接地されておらず、かつロータが非絶縁仕様であるモータが使用されている。また、業務用エアコンにおいては、ステータは家庭用エアコンに搭載されているモータと同様に樹脂によりモールドされているが、モータ自体が接地されており、かつ非絶縁ロータ仕様のモータが使用されている。接地方法について補足すると、家庭用エアコンでは図1.14のように、モータが絶縁物（樹脂）で固定されているために非接地状態で使用されている。業務用エアコンでは、出力が大きいためモータ自体に重量があり、エアコン本体の金属筐体（一般的に鉄製）に金属（一般的にアルミダイカスト構造）で取り付けられており、結果として接地状態となっている。以降、接地方法とロータ仕様の区別を、非接地・非絶縁ロータ仕様、非接地・絶縁ロータ仕様、接地・非絶縁ロータ仕様および接地・絶縁ロータ仕様と記述することとする。

筆者らは、これまで、前節に述べた課題や問題点およびモータの仕様を考慮して、ステータが樹脂によりモールドされた非接地で駆動される空調ファン用ブラシレスDC モータ（非接地・非絶縁ロータ仕様）において、静電容量を考慮したコモンモード等価回路を基に、軸電圧を計算するための等価回路を提案してきた<sup>(30)(31)(32)</sup>。

さらに、モータ内部の静電容量分布を測定し、提案した等価回路を用い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より絶縁したロータ構造「絶縁ロータ」（非接地・絶縁ロータ仕様）を提案した<sup>(30)</sup>。また、接地・非絶縁ロータ仕様の場合についても、絶縁ロータを適用すれば軸電圧抑制効果があることを示した<sup>(33)</sup>。

このように筆者らは、これまで、絶縁ロータを提案し、その効果を示してきた。しかし、前節で述べたように、①軸電圧をゼロとするために静電容量を微調整するには金型修正、変更が必要であり、ブラシレスDCモータの多機種展開が非常に難しい、②エアコン業界では年間数千万台の生産規模を持つ非絶縁ロータ仕様のモータを絶縁ロータ仕様に変更するにはコスト、時間等の問題があり全面展開は非常に難しい、③接地されたブラシレスDCモ

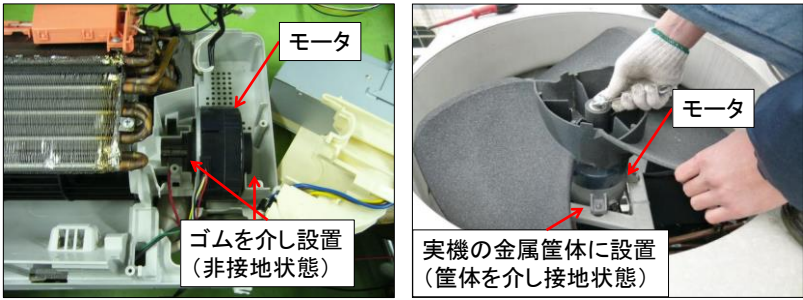


ータへの絶縁ロータを採用した場合の検証がなされていない、という課題があり、これらを解決することが、ベアリング電食の問題を全面的に解決するためには非常に重要である。

表 1.2 空調ファン用ブラシレス DC モータの仕様と本論文の位置付け

ロータ仕様 接地方法	非絶縁ロータ	絶縁ロータ
非接地 用途： 家庭用エアコン	<p>軸電圧低減</p> <p>既存量産品(未対策) → 絶縁ロータ<sup>(30)(31)(32)</sup></p> <p>↓</p> <p>軸電圧の低減手法の確立<sup>(35)</sup> (第3章)</p>	<p>↓</p> <p>軸電圧の新たな低減手法の確立<sup>(34)</sup> (第2章)</p> <p>制御回路が軸電圧へ与える影響の明確化<sup>(37)(38)</sup> (第5章)</p> <p>耐電食性を向上させるベアリング仕様の確立<sup>(39)(40)</sup> (第6章)</p>
接地 用途： 業務用エアコン	<p>軸電圧低減</p> <p>既存量産品(未対策) → 絶縁ロータ<sup>(33)</sup></p> <p>↓</p> <p>軸電圧を低減する設計指針の提案とその展開<sup>(36)</sup> (第4章)</p>	

: 新たな研究結果



(a) 家庭用エアコン (b) 業務用エアコン

図 1.14 エアコン（実機）におけるモータの固定方法

本論文は、上記の絶縁ロータを基軸として、前述の課題を解決すべく、軸電圧のゼロ化に向けた新たな低減方法についての研究結果をまとめたものである。新たな研究結果は、「非接地・絶縁ロータ仕様におけるさらなる軸電圧の低減方法の確立<sup>(34)</sup>（第2章）」、「非接地・非絶縁ロータ仕様（以前の未対策の機種）における軸電圧の低減方法の確立<sup>(37)</sup>（第3章）」、「接地・絶縁ロータ仕様における軸電圧低減設計指針の提案とその展開<sup>(38)</sup>（第4章）」、「非接地・絶縁ロータ仕様において制御回路が軸電圧へ与える影響の明確化<sup>(37)(38)</sup>（第5章）」、「非接地・絶縁ロータ仕様において耐電食性を向上させるベアリング仕様の確立<sup>(39)(40)</sup>（第6章）」であり、表 1.2 では、表中、長方形で囲った部分に該当している。

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、本研究について述べる前準備として、電圧形PWMインバータのコモンモード電圧、軸電圧の測定、非接地モータのコモンモード等価回路とモータ各部の静電容量の測定、そして、絶縁ロータ仕様の効果について説明する。さらに、本研究の要となる非接地ブリッジ型コモンモード等価回路について説明する。そのあとで、非接地・絶縁ロータ仕様のモータに対して、その非接地ブリッジ型コモンモード等価回路を検討し、金型の精度等が原因でゼロになっていなかった軸電圧を調整用のコンデンサの追加によりベアリングの内輪と外輪の電圧が等しくなるように調整してほぼゼロにする方法を提案する<sup>(34)</sup>。

第3章では、既存のモータ仕様である非接地・非絶縁ロータ仕様のモータにおける軸電圧を低減する方法について非接地ブリッジ型コモンモード等価回路を用いて検討を行い、調整用のコンデンサの追加によりベアリングの内輪と外輪の電圧が等しくなるように調整する方法を提案する<sup>(35)</sup>。

第4章では、接地・絶縁ロータ仕様のモータにおける軸電圧を低減する方法についてコモンモード等価回路から検討を行い、絶縁ロータの設計指針をまとめる。さらに大型の空調ファン用ブラシレスDCモータにこの設計指針を適用し、その効果を確認する<sup>(36)</sup>。

第5章では、回路および制御が軸電圧に与える影響について検討を行う。これまでの検討では、モータ単体のコモンモード等価回路を用いて検討を行ってきたが、本章では、モータをエアコンに実装した状態を想定して、周辺部品も含んだエアコン本体のコモンモード等価回路を提案し、その妥当性を確認する。次に、空調ファン用ブラシレスDCモータにお

いて、高効率なドライブを行う上で必要不可欠な進角制御の軸電圧への影響についてシミュレーションで確認を行う。さらに、軸電圧に対する接地の影響について、電源および接地の方式を国内、海外の電源事情に合わせて変化させた場合の影響をシミュレーションおよび測定により明らかにし、前章において提案した空調ファン用ブラシレスDCモータ単体での軸電圧低減方法が実機においても有効であることを明らかにする<sup>(37)(38)</sup>。

第6章では、ベアリング単体における耐電食性の向上に関する検討を行うために、ベアリングの耐電圧特性を調べた。さらにベアリング内部の表面粗さ（面粗度）を向上させた場合における耐電圧特性の確認を行う。また、面粗度を向上させた場合の音響加速試験を実施して、非接地・絶縁ロータ仕様のモータで生じる軸電圧であれば、実運転時間においても静粛性能に影響を及ぼさないことを明らかにする<sup>(39)(40)</sup>。

第7章では、結論として以上の章の総括を行う。最後に、表 1.2 に示した空調ファン用ブラシレス DC モータのすべての仕様に対して、それぞれの場合の軸電圧低減方法について整理し、今後の空調ファン用ブラシレス DC モータの電食対策の設計指針としてまとめるを行う。

## 第2章 非接地・絶縁ロータ仕様モータでの軸電圧の低減方法

### 2.1 緒言

本章の前半では、本研究について述べる前準備として、まず、電圧形 PWM インバータのコモンモード電圧、軸電圧の測定、非接地モータのコモンモード等価回路とモータ各部の静電容量の測定、そして非接地・絶縁ロータ仕様の効果について述べる。さらに本研究の要となる非接地ブリッジ型コモンモード等価回路について説明する。本研究では、この非接地ブリッジ型コモンモード等価回路を基に、既に提案されている絶縁ロータ仕様あるいはそれ以外の仕様のモータに対する軸電圧低減方法について検討を進めて行く。

本章の後半では、非接地・絶縁ロータ仕様のモータに対して、その非接地ブリッジ型コモンモード等価回路を検討し、調整用コンデンサを用いることで、金型の精度等が原因でゼロにできなかった軸電圧を低減する方法を提案するとともに、その効果についてシミュレーションおよび実験によって調べていく。また、調整用コンデンサをモータ内部の回路基板上に実装する方法についても述べる<sup>(34)</sup>。

### 2.2 電圧形 PWM インバータのコモンモード電圧

#### ① 電圧形 PWM インバータにおけるコモンモード電圧の発生

電圧形 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より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 2.1 に代表的な電圧形 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、ブラシレス DC モータ (BLDC) の三相巻線 U 相, V 相, W 相の端子間にパルス電圧を与える。図 2.2 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）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 2.2 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 H のとき、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 と中性点電位（0 V とする）間の電圧をそれぞれ  $v_{U0}$ ,  $v_{V0}$ ,  $v_{W0}$  とし、直流リンクの中性点電位を 0 V とするとコモンモード電圧  $v_{com}$  は次式で与えられる。

$$v_{com} = \frac{v_{U0} + v_{V0} + v_{W0}}{3} \quad \dots (2.1)$$

図 2.3 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、ベクトル図を用いて表現したものである。

図 2.2 の I 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  $v_{U0} = v_{V0} = v_{W0} = -V_{dc}/2$  となり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は次式の値となる。

$$v_{com} = \frac{\left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) + \left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) + \left(-\frac{V_{dc}}{2}\right)}{3} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (2.2)$$

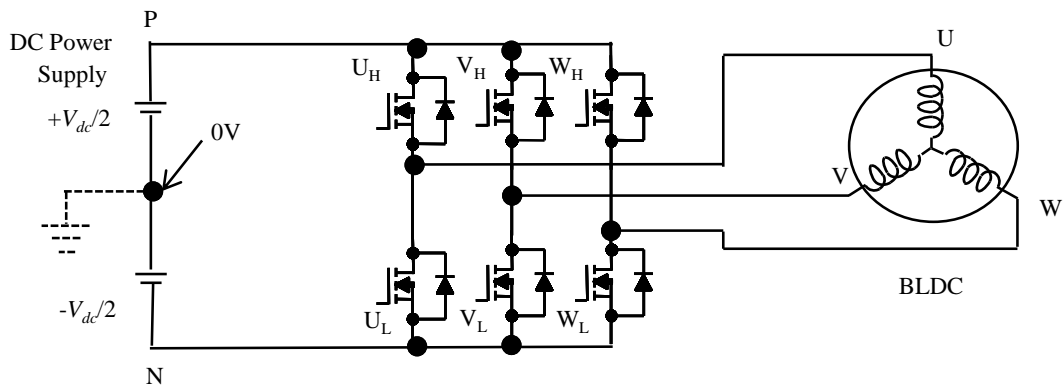


図 2.1 PWM インバータのシステム構成

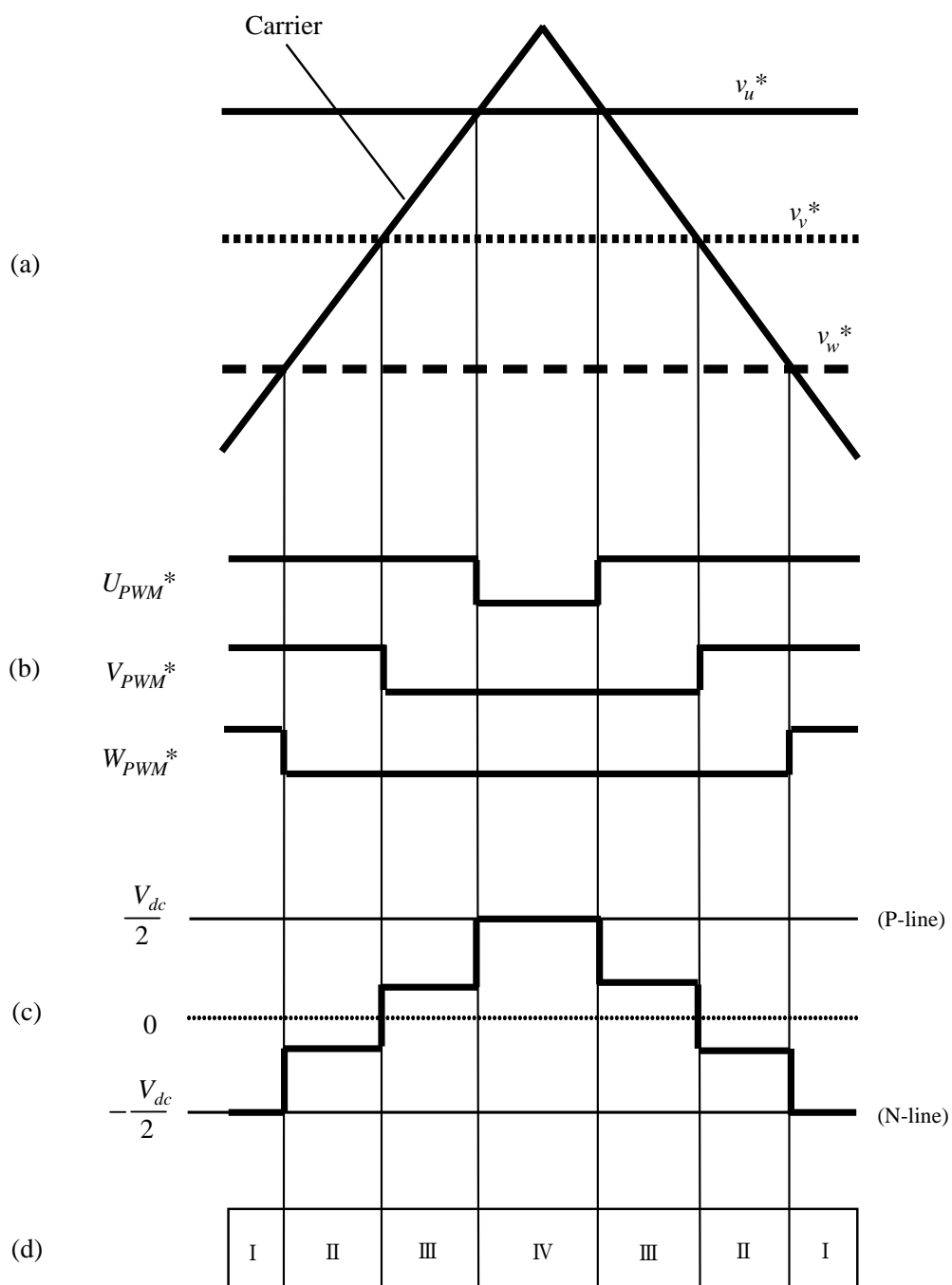


図 2.2 PWM 生成信号とコモンモード電圧

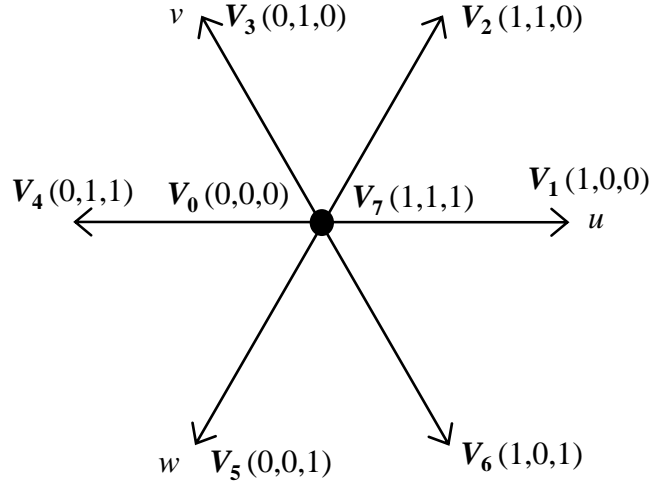


図 2.3 インバータの出力電圧のベクトル図

図 2.2 のⅡの状態は、 $\mathbf{V}_5$  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  $v_{U0} = -V_{dc}/2$ ,  $v_{V0} = -V_{dc}/2$ ,  $v_{W0} = V_{dc}/2$  となり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は次式の値となる。

$$v_{com} = \frac{\left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) + \left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) + \left(\frac{V_{dc}}{2}\right)}{3} = -\frac{V_{dc}}{6} \quad \dots (2.3)$$

図 2.2 のⅢの状態は、 $\mathbf{V}_4$  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  $v_{U0} = -V_{dc}/2$ ,  $v_{V0} = V_{dc}/2$ ,  $v_{W0} = V_{dc}/2$  となり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は次式の値となる。

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

図 2.2 のⅣの状態は、 $\mathbf{V}_7$  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、 $v_{U0} = v_{V0} = v_{W0} = V_{dc}/2$  となり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は次式の値となる。

$$v_{com} = \frac{\left(\frac{V_{dc}}{2}\right) + \left(\frac{V_{dc}}{2}\right) + \left(\frac{V_{dc}}{2}\right)}{3} = \frac{V_{dc}}{2} \quad \dots (2.5)$$

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， $-V_{dc}/2$ ,  $-V_{dc}/6$ ,  $V_{dc}/6$ ,  $V_{dc}/2$  の四つの値となり図 2.2(c)に示すように階段状の波形となる。

## ② 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），そしてそれぞれのコモンモード電圧について説明する。

3相変調方式は，図 2.4 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。

$$\left[ \begin{array}{l} v_u^* = \frac{V_{dc}}{2} M \sin \theta \\ v_v^* = \frac{V_{dc}}{2} M \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_w^* = \frac{V_{dc}}{2} M \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad \dots (2.6)$$

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

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



3相変調方式で、図 2.4 に示すように、インバータのスイッチングの組み合わせですべてのベクトルが存在し、 $\mathbf{V}_0$  ベクトルから  $\mathbf{V}_7$  ベクトルが発生する。

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1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。

$$\left\{ \begin{array}{l} v_u^* = \frac{V_{dc}}{2} M \sin(\theta) - \min(v_u^*, v_v^*, v_w^*) \\ v_v^* = \frac{V_{dc}}{2} M \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \min(v_u^*, v_v^*, v_w^*) \\ v_w^* = \frac{V_{dc}}{2} M \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - \min(v_u^*, v_v^*, v_w^*) \end{array} \right. \quad \cdots (2.7)$$

2相変調方式は、図 2.5 に示すように、1相はインバータの直流リンク負極（以下 N ラインと記す）に固定されるため、 $\mathbf{V}_7$  ベクトルが発生しない。このため、コモンモード電圧のピークツーピーク電圧は、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。結果として、図 2.6 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。

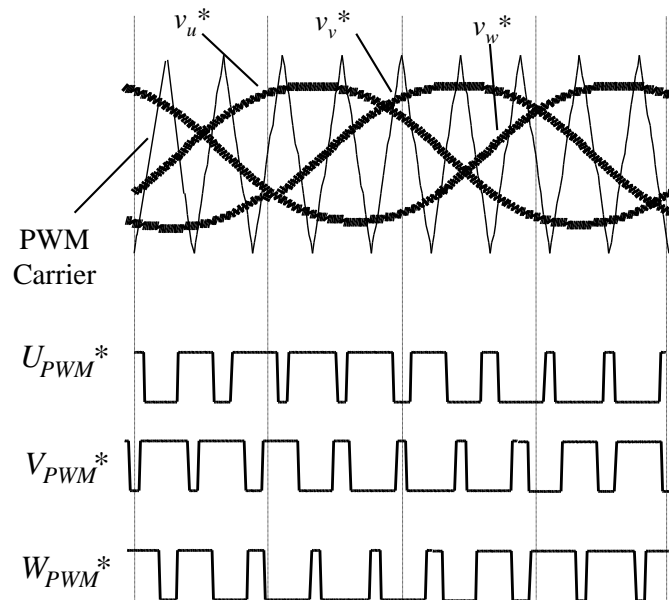


図 2.4 3相変調方式の PWM 波形

さらに、2相変調方式では、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）が向上するメリットがある。

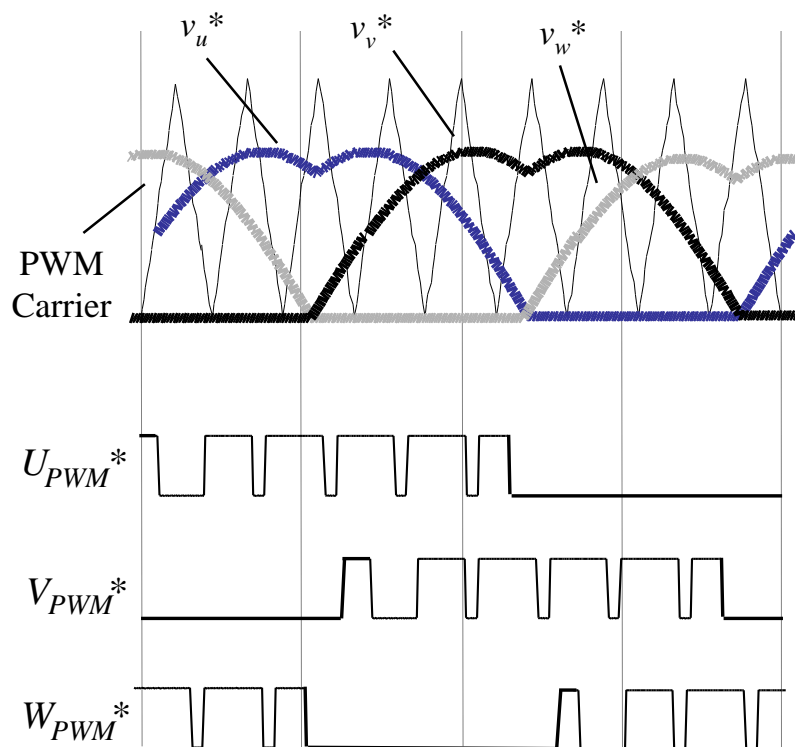


図 2.5 2相変調方式の PWM 波形

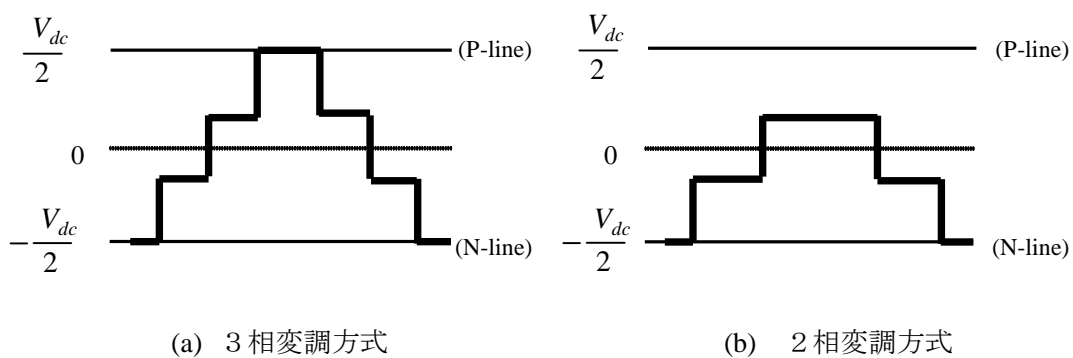


図 2.6 3相変調方式と2相変調方式のコモンモード電圧

### 2.3 軸電圧の測定

ここではブラシレス DC モータの軸電圧の測定について説明する。ブラシレス DC モータ内部の静電容量は数 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（10～20pF）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<sup>(41) (42)</sup>。

図 2.7 に空調ファン用ブラシレス DC モータの外観を、表 2.2 にその仕様を示す。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よりモールドされ、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。

業務エアコンに搭載されている空調ファン用ブラシレス DC 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。これに対して、家庭エアコンに搭載されてい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、非接地状態で駆動される。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。

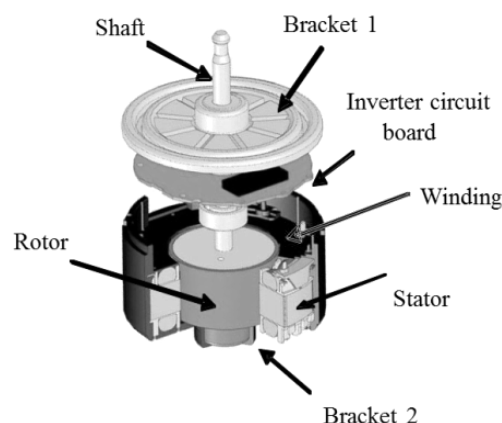


図 2.7 空調ファン用ブラシレス DC モータ

表 2.2 空調ファン用ブラシレス DC モータの仕様

Components	Item (Unit)	Value
Motor	Input voltage ( $V_{dc}$ )	200-391
	Maximum output power (W)	60
	Rated rotation speed (N/min)	1,000
	Rated torque (N-m)	0.3
	No. of pole	8
	No. of slot	12
	Rotor diameter (mm)	50.3
	Magnet length (mm)	24
	Stator outer diameter (mm)	87
	Stator inner diameter (mm)	50.9
	Stack length (mm)	13
Inverter	Switching frequency (kHz)	20
	modulation method	two-phase
Bearing (Type 608)	Base grease	Li-soap
	Kinematic viscosity [ $m^2/s$ ](at 40°C)	53
	Outer diameter	22
	Inner diameter	8

図 2.8 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。先に述べたように一般にブラシレス DC モータ内部の静電容量は数 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。対地との間の静電容量の影響を避けるため, 供試モータは絶縁層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 3 pF 以下の差動プローブを使用した。

また、電源側の接地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で分離した。なお、軸電圧  $v_{sh}$  は、インバータの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。

図 2.9 に非接地・非絶縁ロータ仕様のモ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。この結果より、モータ回転数 1,000 r/min，無負荷において、インバータの直流リンク電圧  $V_{dc}$  を徐々に上げたときの、ベアリンググリースの絶縁破壊状況がわかる。

図 2.9(a)は  $V_{dc}=200\text{ V}$  のときの波形で、コモンモード電圧波形と軸電圧波形がほぼ同じ形状であることから、軸電圧はコモンモード電圧が分圧されたものであることがわかる。このときのコモンモード電圧  $v_{com}$  は 140 V，軸電圧は 7V で、ベアリンググリースの絶縁破壊は生じていない。図 2.9(b)は  $V_{dc}=280\text{ V}$  のときの波形であり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は 190 V，軸電圧  $v_{sh}$  は 10 V で、軸電圧波形の一部に波形の欠落が発生している。これは軸電圧  $v_{sh}$  がベアリングのグリー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 2.9(c)は  $V_{dc}=391\text{ V}$  のときの波形であり、コモンモード電圧  $v_{com}$  は 230 V で、軸電圧  $v_{sh}$  は波形が連続的に欠落している。これは完全にグリースの絶縁破壊が生じたことによるもので、このような状態が続くと、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て、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、比較的短期間でベアリング電食が進む。

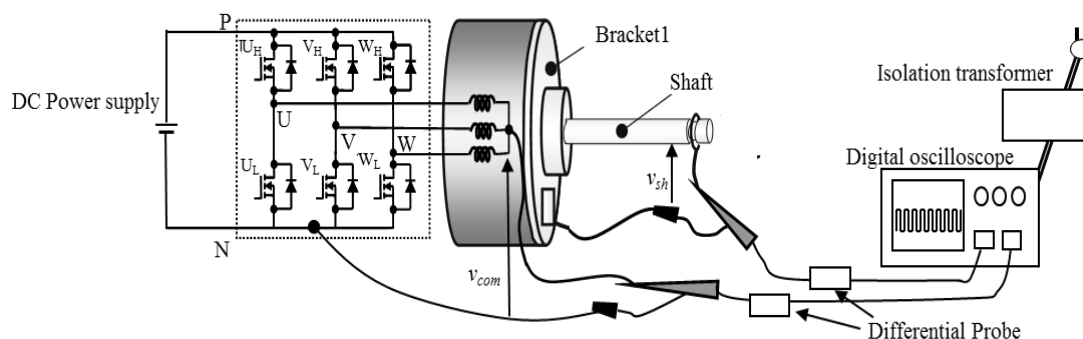


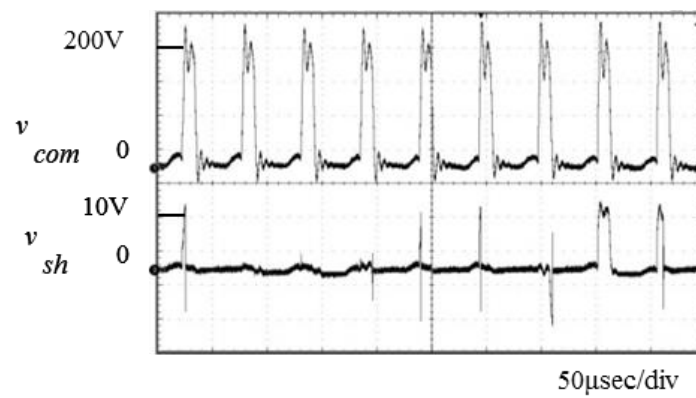
図 2.8 軸電圧とコモンモード電圧測定回路



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



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



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

図 2.9 コモンモード電圧と軸電圧波形（非絶縁ロータ）

## 2.4 非接地モータのコモンモード等価回路とモータ各部の静電容量の測定

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より求めるために簡易コモンモード等価回路とモータの静電容量の測定について説明する<sup>(30)</sup>。

図 2.10 はブラシレス DC モータの静電容量を考慮した等価回路である。一般に小型の空調ファン用ブラシレス DC モータは非接地状態で使用されるため、インバータ電源の接地とブラケットの間の静電容量についても考慮する必要があるが、この等価回路ではモータ部分のみについて考えている。また、一般のブラシレス DC モータの等価回路に加えて、ロータ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を用いた場合の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、二つのブラケットは短絡した状態となっている。

図 2.10 に示すブラシレス DC 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である<sup>(24) (43)</sup>。そこで軸電圧の大きさを計算で求めることを目的に、三つの相の静電容量を一括して合成容量としてまとめたものが図 2.11 の簡易等価回路である<sup>(30)</sup>。

図 2.10 と図 2.11 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の間の合成容量 ( $C_{usa} \sim C_{wsb}$ ) :  $C_s$
- ・ ステータ鉄心とマグネットの間の静電容量 :  $C_g$
- ・ マグネットの静電容量 :  $C_{mg}$
- ・ 巻線とマグネットの間の合成容量( $C_{uma} \sim C_{wmb}$ ) :  $C_m$
- ・ 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の間の合成容量 ( $C_{nb1}, C_{nb2}$ ) :  $C_n$
- ・ 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 ( $C_{ub2} \sim C_{wb2}$ ) :  $C_{sb2}$

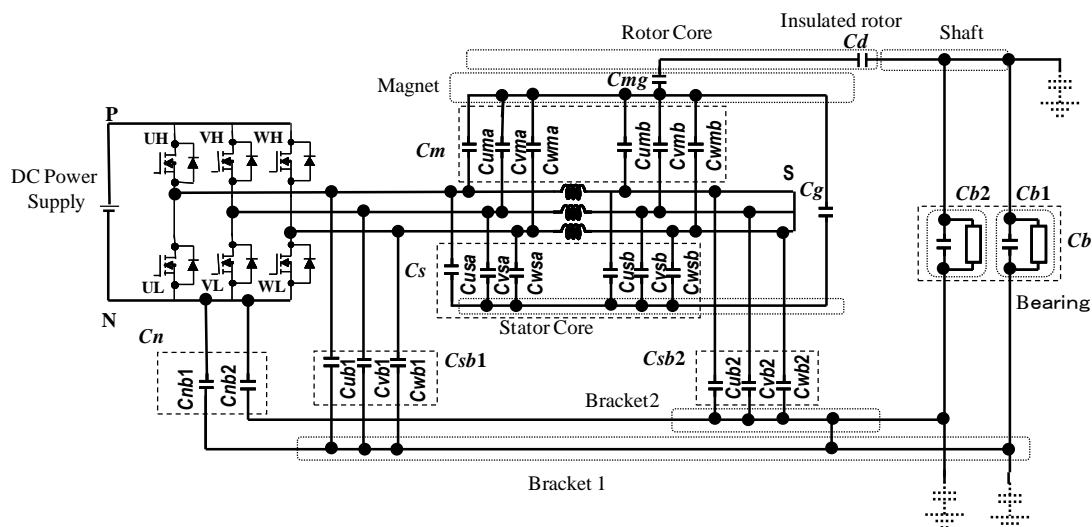


図 2.10 ブラシレス DC モータのコモンモード等価回路

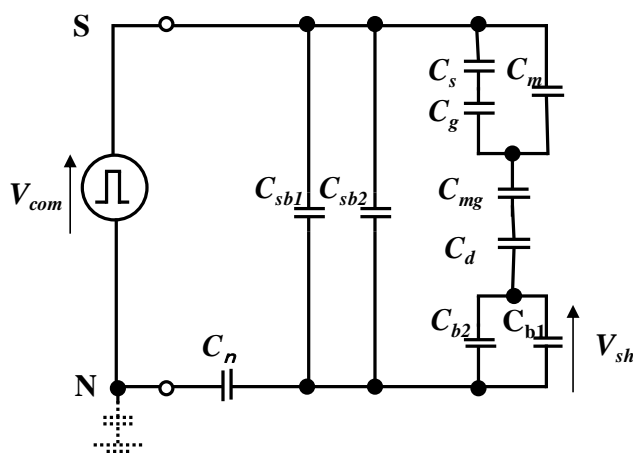


図 2.11 ブラシレス DC モータの簡易等価回路

図 2.11 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。また、N ラインとシャフトの間の静電容量  $C_{sn}$  はベアリングの静電容量と並列に配置されるが、ベアリングの静電容量に比べ小さいため無視することができる。

次に、図 2.11 のブラシレス 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について述べる<sup>(47)</sup>。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 を用いて、測定周波数 20 kHz (インバータのキャリア周波数) で行われたもので



ある。表 2.3 は、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った結果である。

各静電容量の測定は、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）により固定して、次のように行う。

- ・巻線とステータコアの間の合成容量  $C_s$ ：ステータ巻線完成品により、ステータ巻線の中性点とステータコアの間の静電容量を測定（図 2.12 参照）
- ・巻線とブラケットの間の合成容量  $C_{sb}$ ：ステータモールド完成品にブラケットを被せ、ステータ巻線の中性点とブラケットの間の静電容量を測定
- ・ステータコアとマグネットの間の静電容量  $C_g$ ：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（ロータコア）とステータコア表面の間の静電容量を測定（図 2.13 参照）
- ・マグネットの静電容量  $C_{mg}$ ：ロータ完成品において、ロータ表面に銅箔を貼り付けて銅箔とシャフトの間の静電容量を測定（図 2.14 参照）

表 2.3 静電容量の測定結果

Symbol	Parameter	Measured value
$C_s$	Stray capacitance; winding to stator core	400pF
$C_g$	Stray capacitance; stator core to magnet	70pF
$C_{mg}$	Magnet capacitance	69pF
$C_m$	Stray capacitance; winding to magnet	8pF
$C_b$	Bearing capacitance ( $C_{b1}+C_{b2}$ )	100pF
$C_d$	Insulated rotor capacitance	—
$C_{sb}$	Stray capacitance; winding to bracket	19pF
$C_n$	Stray capacitance; bracket to N-line	20pF

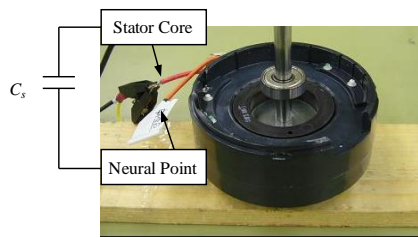


図 2.12 巻線（中性点）とステータコアの間の合成容量  $C_s$  の測定

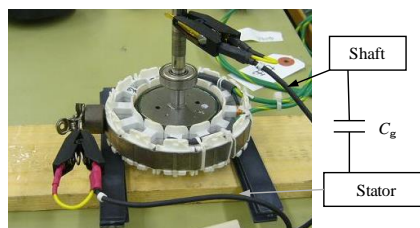


図 2.13 ステータコアとマグネットの間の静電容量  $C_g$  の測定

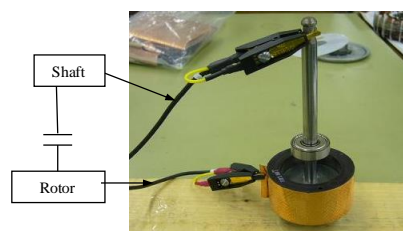


図 2.14 マグネットの静電容量  $C_{mg}$  の測定

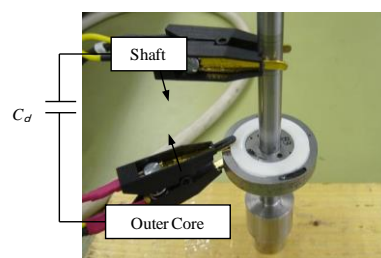


図 2.15 絶縁ロータの静電容量  $C_d$  の測定

- 絶縁ロータの静電容量  $C_d$  : 絶縁ロータ完成品において、シャフト（ロータコアの内側）とロータコアの外側の間の静電容量を測定（図 2.15 参照）
- 巻線とマグネットの間の合成容量  $C_m$  : ステータ巻線の中性点とステータコアを短絡した

ステータ完成品に、現行の鉄心ロータを挿入し、中性点とシャフトの間の合成容量  $C_{sr}$  ( $C_m$ ,  $C_g$ ,  $C_{mg}$ ) 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 2.16 参照)

図 2.16 より中性点とシャフトの間の合成容量  $C_{sr}$  は、次式となる。

$$C_{sr} = \frac{(C_m + C_g)C_{mg}}{(C_m + C_g) + C_{mg}} \quad \dots (2.8)$$

式(2.8)に  $C_{sr}$ ,  $C_m$ ,  $C_g$ , を代入し  $C_m$  を計算により求める。

- ・ベアリングの合成容量  $C_b$  : ベアリングの呼び番号 608, Li 石鹸系グリースにおいて, ベアリング単品を外部駆動装置によって 1,000 r/min で回転させながら静電容量を測定する。

## 2.5 非接地・絶縁ロータ仕様の効果

図 2.11 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。これに対して以前筆者らが提案した絶縁ロータ法では, 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層を挿入する<sup>(30)</sup>。

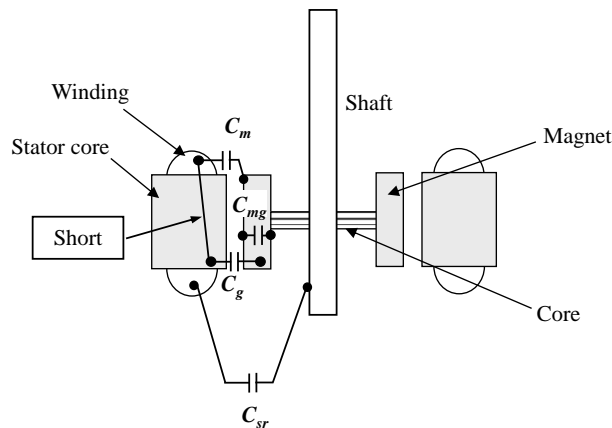


図 2.16 巻線とマグネットの間の合成容量  $C_{sr}$  の測定

この絶縁ロータの軸電圧抑制効果について、図 2.11 のブラシレス DC モータの簡易等価回路に表 2.2 のモータの静電容量を用いて計算した軸電圧波形を基に説明する。計算にはシミュレーションソフト PSIM を用いた。

図 2.18 は、直流リンク中間回路（P-N 間）の電圧  $V_{dc}$  を 391 V（＝グローバル商用電源の最大定格電圧 240 Vac の最大許容値 15 %アップの実効値）、変調方式を 2 相変調とし、図 2.17 に示すような最大値 260.6 V（＝391 V×2/3）のコモンモード電圧  $v_{com}$  を与えた場合の、軸電圧  $v_{sh}$  である

図 2.18(a)は非絶縁ロータ仕様の場合の軸電圧  $v_{sh}$  の計算波形でロータに絶縁層はないため、 $C_d$  は短絡（無限大）とした。このときの軸電圧の最大値は 10.5 V となっている。

図 2.18(b)は絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を 4.5 pF としたときの軸電圧  $v_{sh}$  の計算波形で、軸電圧の最大値は 4.9 V となっている。図 2.18(c)は絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を 2 pF としたときの軸電圧  $v_{sh}$  の計算波形で、軸電圧の最大値は 3.5 V となっている。

図 2.19 はこのシミュレーションによる軸電圧の最大値  $v_{sh}$  を整理したものである。絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を小さくすることによって、軸電圧も小さくなっている。これは図 2.11 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の減少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。

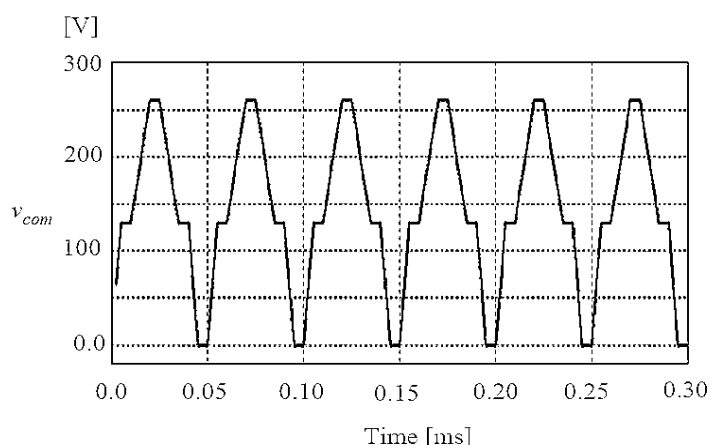
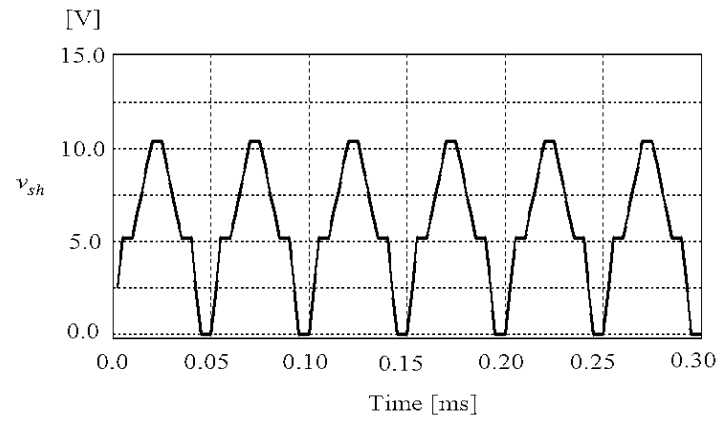
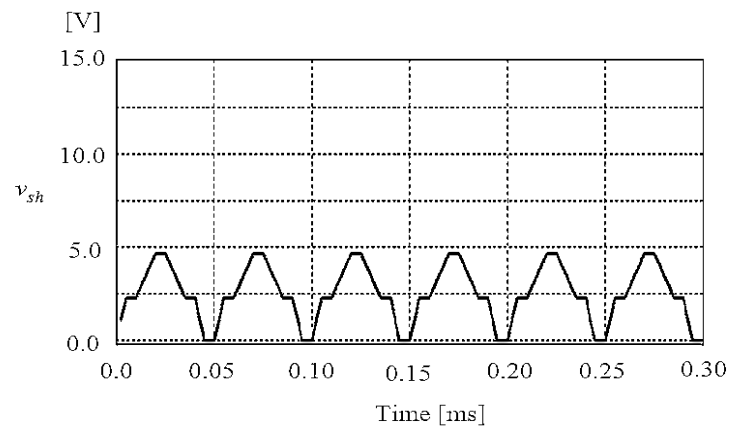


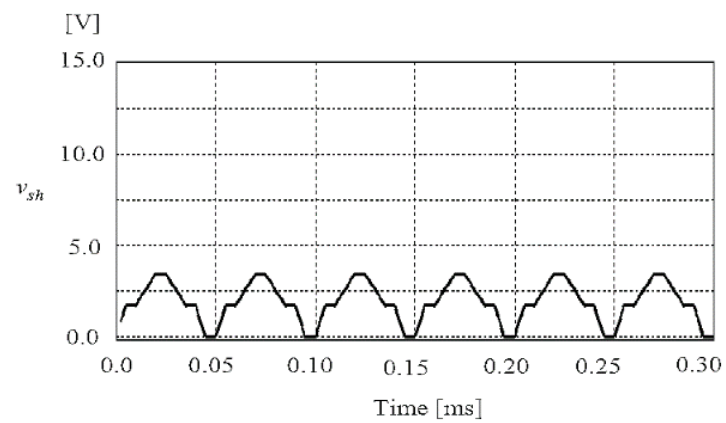
図 2.17 コモンモード電圧波形



(a) 非絶縁ロータ



(b) 絶縁ロータ ( $C_d = 4.5$  pF)



(c) 絶縁ロータ ( $C_d = 2$  pF)

図 2.18 PSIM による軸電圧の計算波形

図 2.20 に絶縁ロータを示す。プラスチックマグネットの内側にロータ鉄心が挿入されており、このロータ鉄心が外側と内側に分けられて、樹脂により絶縁されている。ここで、絶縁部の絶縁層の厚みを 2.5 mm の絶縁ロータに対して測定された軸電圧について説明する。

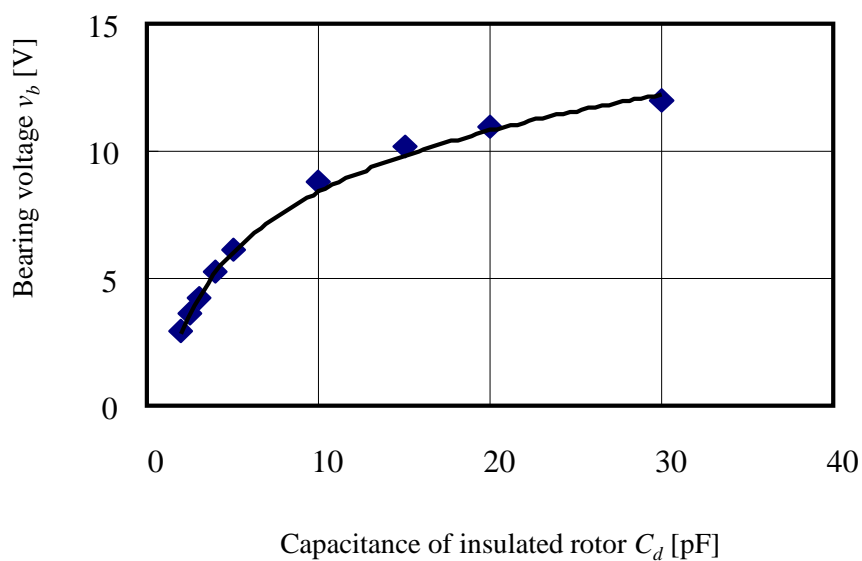


図 2.19 PSIM による軸電圧の最大値計算結果

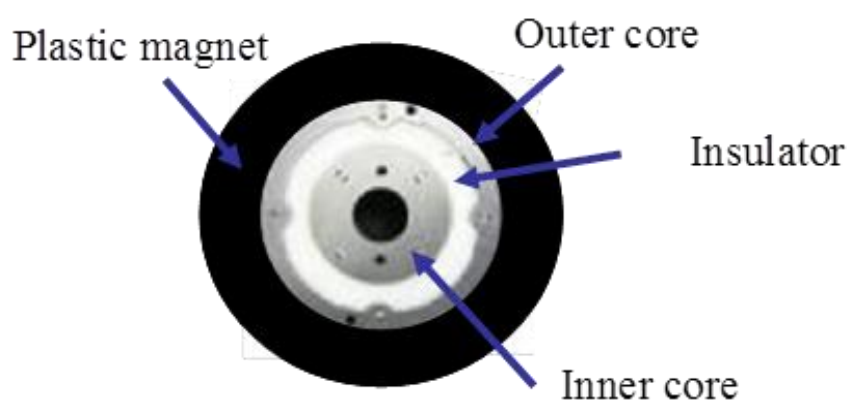
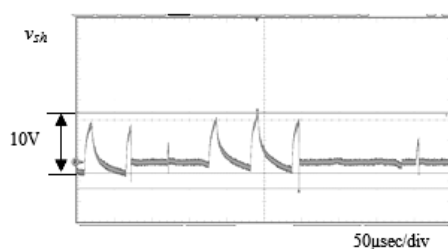


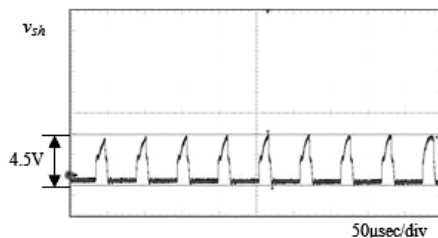
図 2.20 絶縁ロータ

図 2.21 に軸電圧の測定結果を示す。図 2.21(a)は非絶縁ロータ仕様の場合の軸電圧の測定波形で、最大値は 10 V となっており、ときおりベアリンググリースの絶縁破壊が生じていることがわかる。図 2.21(b)は絶縁ロータの厚さを 2.5 mm、静電容量  $C_d$  を 4.5 pF とした場合の軸電圧の測定波形で最大値は 4.5 V となり、ベアリンググリースの絶縁破壊は生じていない。このように、絶縁ロータは軸電圧の抑制に効果がある。また図 2.11 の簡易等価回路は十分に実際のモータを模擬できている。

図 2.22 はモータの回転数を変化させたときの絶縁ロータ仕様のモータの軸電圧の最大値と、ベアリンググリースの絶縁破壊電圧（鉄心ロータ仕様のモータでのベアリングの放電開始電圧）である。モータの回転数が高くなるにつれて、両者ともに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、ベアリングのグリースの油膜厚さが厚くなるためであり、電圧が上がるのは、ベアリングのグリース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 6 章で詳細に述べる。図 2.22 に示されているように、空調ファン用ブラシレス DC モータの実使用範囲 400 r/min～1,800 r/min の回転数において、絶縁ロータ仕様のモータの軸電圧はグリース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。



(a) 非絶縁ロータ仕様のモータの軸電圧測定波形



(b) 絶縁ロータ仕様のモータの軸電圧測定波形( $C_d=4.5$  pF)

図 2.21 軸電圧の測定結果

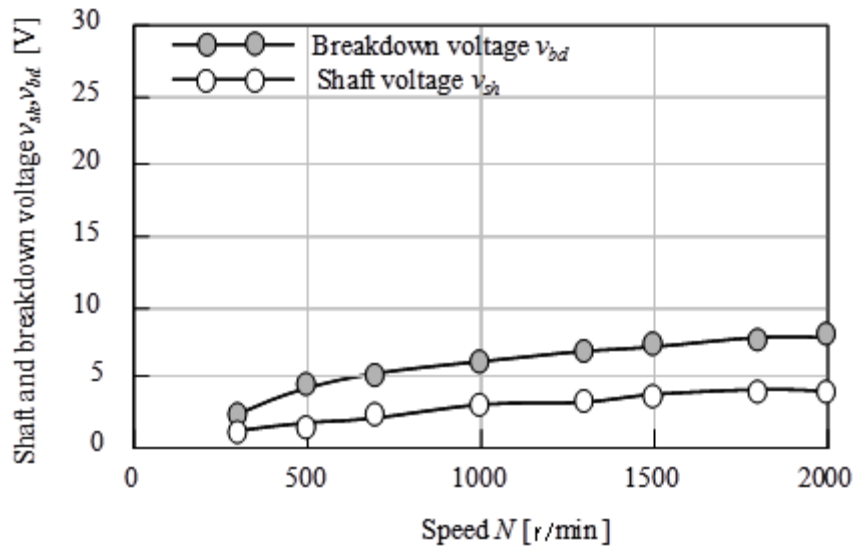


図 2.22 絶縁ロータ仕様のモータの軸電圧とベアリングの絶縁破壊電圧

図 2.23 は、絶縁ロータの絶縁層の厚さ  $n$  を変えることにより静電容量を変えていったときの軸電圧の測定結果(回転数 1,000 r/min, 無負荷, インバータの直流リンク電圧  $V_{dc}$  391 V)である。軸電圧  $v_{sh}$  が正の場合は軸電圧  $v_{sh}$  とコモンモード電圧  $v_{com}$  が同極性を、負の場合は逆極性を示している。

図 2.24 は図 2.23 の測定における代表波形で図 2.24 (a)は絶縁ロータの絶縁層の厚さが 0.2 mm の場合の軸電圧波形である。軸電圧が立ち上がりの途中で瞬時に 0 V となる波形が観測され完全にベアリングのグリースの絶縁破壊が生じている。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ていない。図 2.24 (b)は絶縁ロータの絶縁層の厚さが 0.4 mm の場合で、軸電圧  $v_{sh}$  は最大値が 10 V であり、部分的に 0 V となる波形が観測されベアリングのグリースの絶縁破壊が生じている。また、波形は示されていないが、図 2.23 より絶縁層の厚さが 1.5 mm までは軸電圧の極性は正である。図 2.24 (c)は絶縁ロータの絶縁層の厚さが 2.5 mm の場合で、軸電圧  $v_{sh}$  の極性は反転して -4 V となり、ベアリンググリースの絶縁破壊は生じていない。なお文献[30]によれば、この実験に使用された、ベアリンググリースの絶縁破壊電圧は、5.3 V であり、軸電圧の極性に関わらず、その値が 5 V 以下の場合にはグリースの絶縁破壊は起きていない。



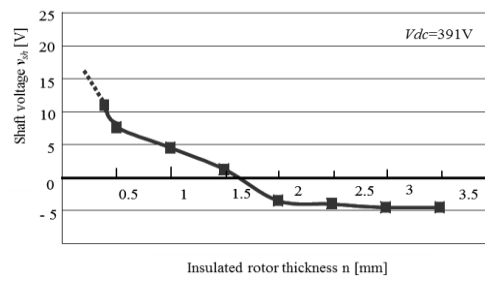
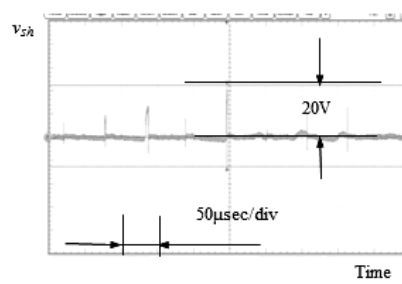
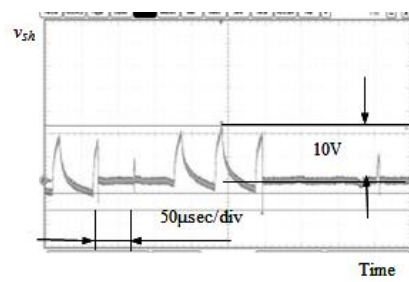


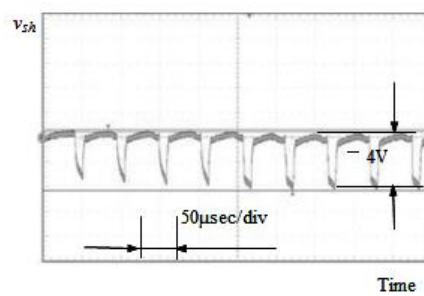
図 2.23 絶縁層の厚さと軸電圧の関係



(a) 絶縁ロータの絶縁層の厚さ  $n=0.2$  mm



(b) 絶縁ロータの絶縁層の厚さ  $n=0.4$  mm



(c) 絶縁ロータの絶縁層の厚さ  $n=2.5$  mm

図 2.24 絶縁ロータの絶縁層の厚さの変化と軸電圧波形

## 2.6 非接地ブリッジ型コモンモード等価回路

図 2.23 および図 2.24 に示すように、絶縁層の厚さ  $n$  が増加すると絶縁ロータの静電容量  $C_d$  が減少し、軸電圧  $v_{sh}$  はその値が小さくなるばかりではなく極性の反転も起こる。

この現象を等価回路で表すために文献[31][32][44]では図 2.26 の非接地ブリッジ型コモンモード等価回路が導入された。フレームが接地されたモータの等価回路<sup>(5)</sup>ではフレームが基準電位であったが、非接地のモータの等価回路の場合、フレームと接地の間の静電容量がモータの設置条件で異なるため直流リンク負極 (N ライン) が基準電位とされている。非接地モータにおいて N ラインを基準とした場合には、図 2.25 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の間の静電容量  $C_n$ 、シャフトと N ラインの間の静電容量  $C_{sn}$  が存在する。これら静電容量の測定法について以下に述べる。

- ・ N ラインとブラケットの間の静電容量  $C_n = 20 \text{ pF}$  : 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の間の静電容量を測定
- ・ N ラインとシャフトの間の静電容量  $C_{sn} = 7.7 \text{ pF}$  : 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に固定し、N ラインとシャフトの間の静電容量を測定

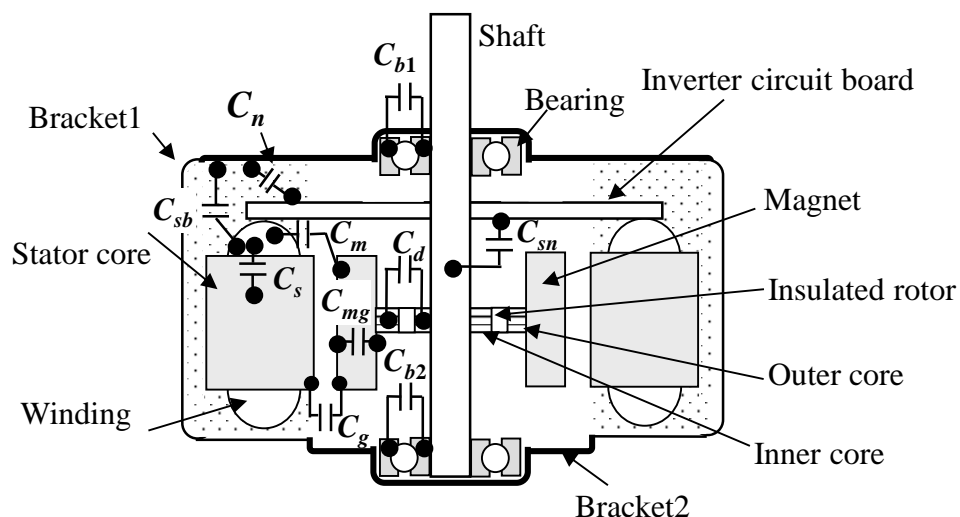


図 2.25 モータの静電容量結合図

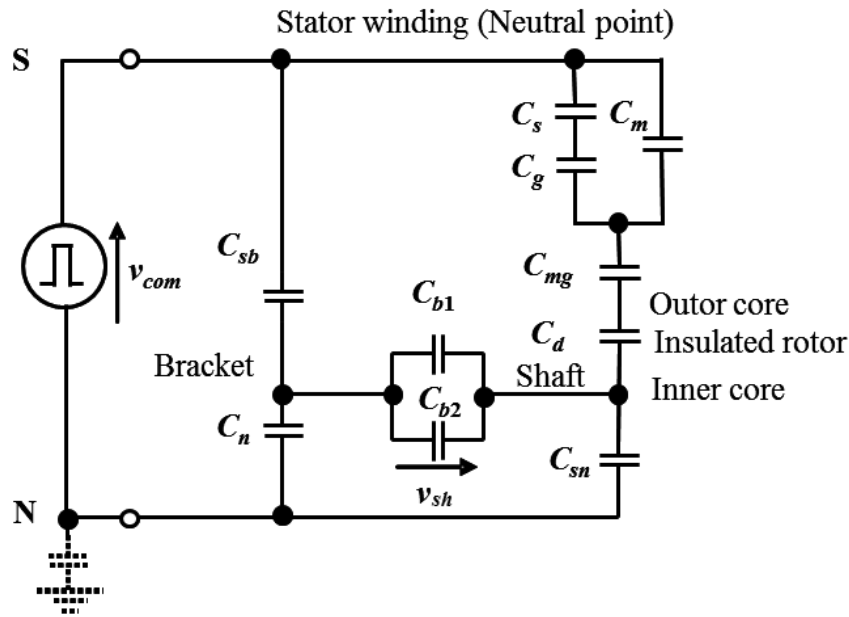
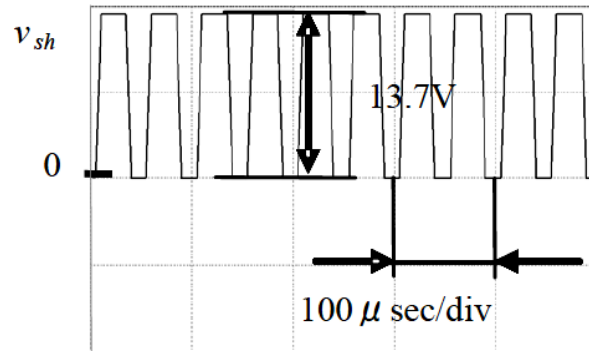


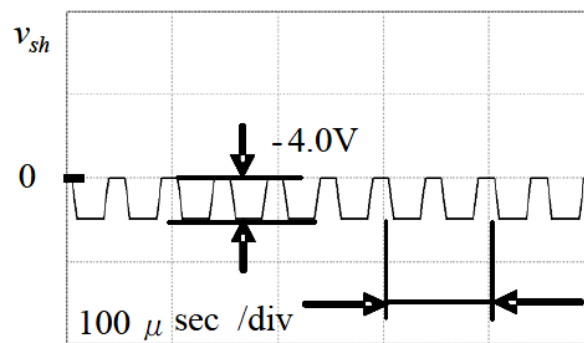
図 2.26 非接地ブリッジ型等価回路

図 2.26 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（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ている。このベアリングの内輪と外輪の電位差  $v_{sh}$  が軸電圧となる。

図 2.27 に図 2.26 の非接地ブリッジ型コモンモード等価回路において、表 2.3 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の間の静電容量  $C_n$  を用いて計算された軸電圧の波形を示す。図 2.27(a)は非絶縁ロータ仕様のモータの場合で、絶縁ロータの静電容量  $C_d$  が無限大の場合に相当するため、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て、軸電圧  $v_{sh}$  の最大値は 13.7 V となっている。図 2.27(b)は絶縁ロータ仕様のモータの場合で、絶縁ロータでは  $C_d$  の値が小さくなるため、シャフト側の分圧電位がブラケット側の電位よりも低くなり、コモンモード電圧と軸電圧の極性が反転していることがわかる。



(a) 非絶縁ロータ仕様



(b) 絶縁ロータ仕様

図 2.27 非接地ブリッジ型コモンモード等価回路による軸電圧の計算

図 2.26 の非接地ブリッジ型コモンモード等価回路からわかるように、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、これは、絶縁ロータの静電容量  $C_d$  を用いてシャフト側の電位を調整することで達成できる。

本論文では以降、この非接地ブリッジ型コモンモード等価回路に基づいて、様々な仕様の空調ファン用ブラシレス DC モータの軸電圧低減について検討していく。

## 2.7 非接地ブリッジ型コモンモード等価回路からの考察

絶縁ロータは樹脂形成を行う金型により低コストで生産が可能ではあるが、金型が決まると、絶縁層の厚さ、形状等が一意に決まってしまうため、静電容量  $C_d$  を調整する場合には金型の修正等が必要となり、容易に対応することができない。例えば図 2.27 のように  $-4.0$  V の軸電圧をほぼ  $0$  V にするためには、絶縁層を調整する必要があるが金型を微調整するこ

とは非常に難しい。本節では、図 2.26 の非接地・絶縁ロータ仕様モータの非接地ブリッジ型コモンモード等価回路を用い、新たな軸電圧の低減方法を検討する。ここで着目するポイントはベアリングの内輪に誘起される電圧  $V_{sn}$  ( $C_{sn}$  の両端電圧) と外輪に誘起される電圧  $V_{bn}$  ( $C_{bn}$  の両端電圧) を近づけることが軸電圧  $v_{sh}$  をゼロに近づけることであり、内輪に誘起される電圧  $V_{sn}$  は、絶縁ロータにより一意に決まるため、外輪に誘起される電圧  $V_{bn}$  を調整することが重要となる。外輪に誘起される電圧  $V_{bn}$  を調整するためには、外輪が接続されているブラケットと中性点電位と N ラインの電位の間の静電容量を調整するとよい<sup>(34)</sup>。

ここで図 2.24 の軸電圧  $v_{sh}$  の波形を見ると、外輪から内輪の軸電圧を観測しており、この図の場合の符号はマイナスとなっている。これは、外輪に誘起されている電圧  $V_{bn}$  が内輪に誘起されている電圧  $V_{sn}$  に対して高いことを示している。

外輪に誘起されている電圧  $V_{bn}$  を低くするためには、ブラケットから中性点電位の間の静電容量  $C_{sb}$  を小さくする、もしくはブラケットから N ラインの間の静電容量  $C_n$  を大きくすることで可能であるが、静電容量  $C_{sb}$  を小さくするためには直列に静電容量を追加する必要があるが不可能である。もう一方のブラケットから N ラインの間の静電容量  $C_n$  を大きくするためには、並列に静電容量  $C_{adj}$  を追加することで可能である。図 2.28 は静電容量  $C_n$  に並列に静電容量  $C_{adj}$  を追加したモータの静電容量結合図であり、図 2.29 はその等価回路である。この構成により、ブラケットから N ラインまでの静電容量は、 $C_n + C_{adj}$  で実現することが可能である<sup>(34) (45)</sup>。

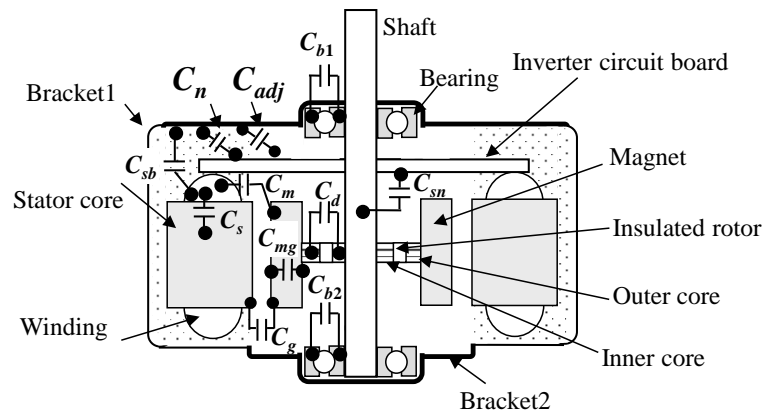


図 2.28 モータの静電容量結合図  
(調整用コンデンサ  $C_{adj}$  追加)

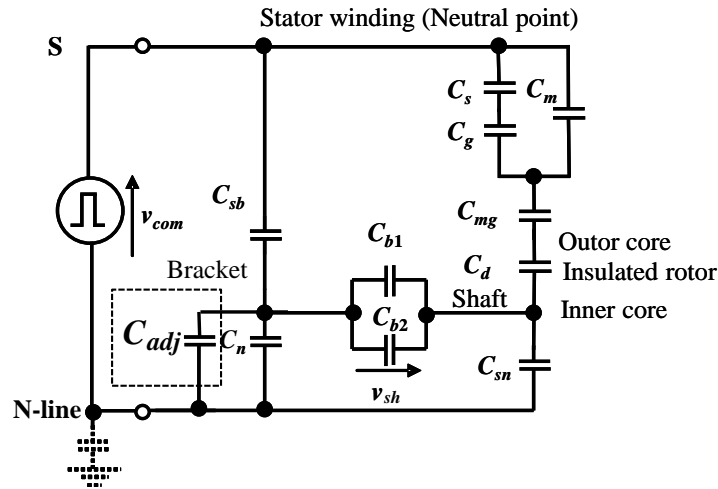


図 2.29 非接地ブリッジ型共通モード等価回路  
(調整用コンデンサ  $C_{adj}$  追加)

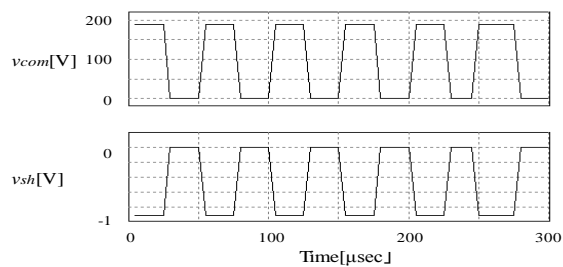
## 2.8 調整用コンデンサ追加による静電容量調整

前述した静電容量  $C_{adj}$  を追加する方法について、市販のコンデンサを追加することを前提に、軸電圧のシミュレーションおよび測定を行い、検討する。

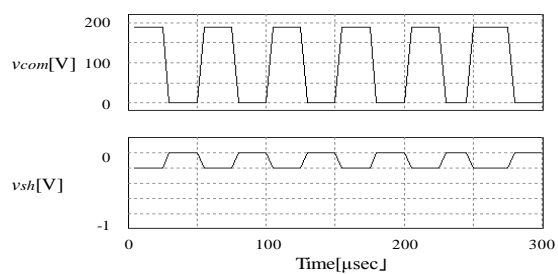
調整用のコンデンサは  $C_{adj}=9\text{ pF}$ ,  $15\text{ pF}$ ,  $22\text{ pF}$ ,  $33\text{ pF}$  を選定し、シミュレーションと測定を進める。

図 2.30 (a), (b), (c) および (d) は、それぞれ、 $C_{adj}=9\text{ pF}$ ,  $15\text{ pF}$ ,  $22\text{ pF}$ , および  $33\text{ pF}$  のときのシミュレーション結果であり、それぞれにおける軸電圧  $v_{sh}$  の最大値は  $-0.9\text{ V}$ ,  $-0.2\text{ V}$ ,  $+0.5\text{ V}$ ,  $+1.3\text{ V}$  となった。これに対して、図 2.31 (a), (b), (c) および (d) は、それぞれ、 $C_{adj}=9\text{ pF}$ ,  $15\text{ pF}$ ,  $22\text{ pF}$ , および  $33\text{ pF}$  のときの測定結果であり、それぞれにおける軸電圧  $v_{sh}$  の最大値は  $-1.0\text{ V}$ ,  $-0.4\text{ V}$ ,  $0\text{ V}$ ,  $+1.0\text{ V}$  であった。

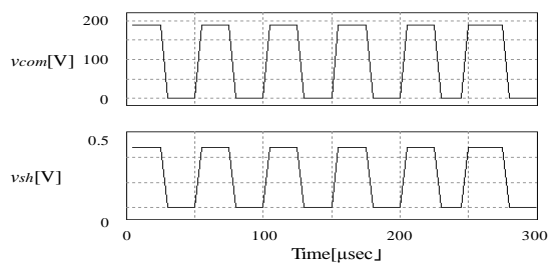
このシミュレーション結果と測定結果をまとめたものが図 2.32 である。シミュレーション結果と測定結果はほぼ一致しており、シミュレーションおよび測定ともに  $15\text{ pF}$  から  $25\text{ pF}$  のコンデンサ  $C_{adj}$  を追加することで、軸電圧  $v_{sh}$  の最大値  $-2.5\text{ V}$  をほぼ  $0\text{ V}$  に抑制可能である。これは、非接地・絶縁ロータ仕様モータにおいて、絶縁ロータの静電容量の過不足からなした軸電圧の低減不足を解決できる方法である。



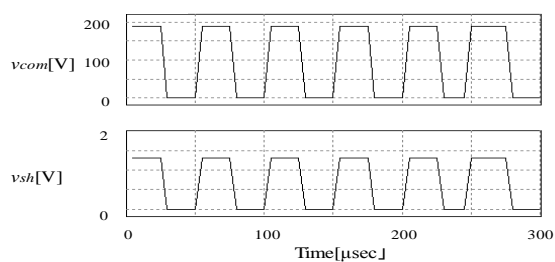
(a)  $C_{adj} = 9 \text{ pF}$



(b)  $C_{adj} = 15 \text{ pF}$

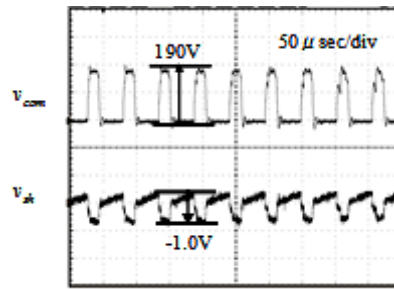


(c)  $C_{adj} = 22 \text{ pF}$

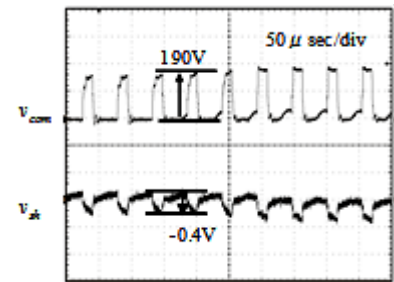


(d)  $C_{adj} = 33 \text{ pF}$

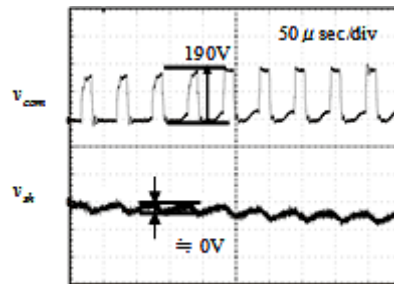
図 2.30 調整用コンデンサ  $C_{adj}$  を追加した場合の軸電圧のシミュレーション波形



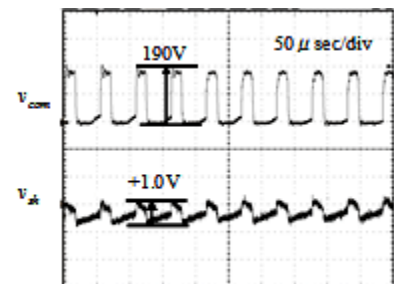
(a)  $C_{adj} = 9 \text{ pF}$



(b)  $C_{adj} = 15 \text{ pF}$



(c)  $C_{adj} = 22 \text{ pF}$



(d)  $C_{adj} = 33 \text{ pF}$

図 2.31 調整用コンデンサ  $C_{adj}$  を追加した場合の軸電圧の測定波形



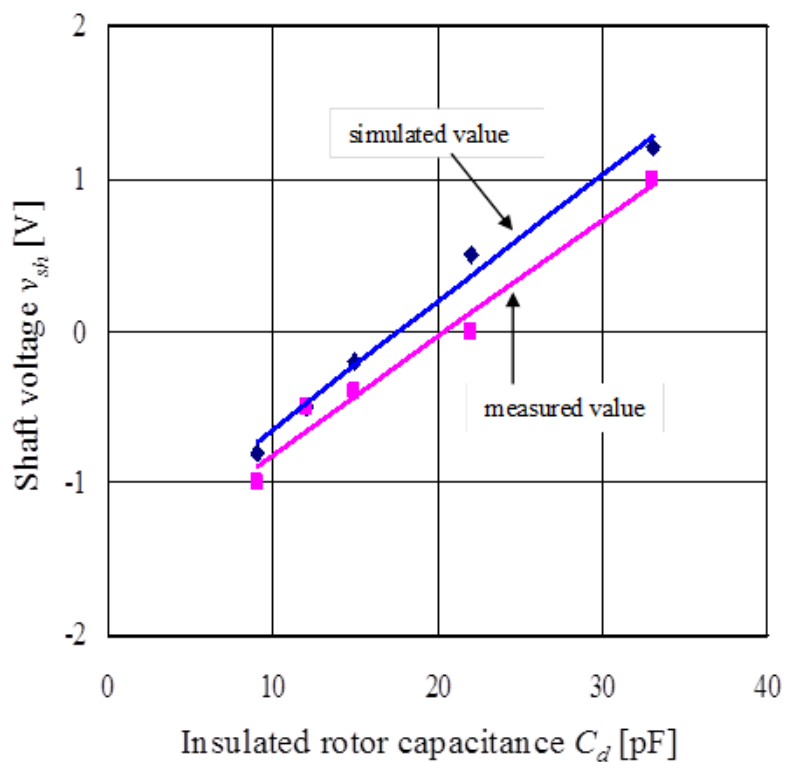


図 2.32 軸電圧のシミュレーションと測定の比較

## 2.9 調整用コンデンサの構造についての一考察

調整用コンデンサ  $C_{adj}$  として使用するコンデンサにコモンモード電圧  $v_{com}$  が分圧された電圧が印加されるための高耐圧のコンデンサが必要である。

この節では、市販の高耐圧のコンデンサではなく、モータおよび回路の構成部品により静電容量を確保する手段について検討する。

コンデンサの構造は、誘電体（絶縁体）を介した 2 枚の電気伝導体の平板により構成される。このときの静電容量  $C$  は、式(2.9)で表される。

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} \quad \dots (2.9)$$

ここで、定数は、

$\epsilon_0$  : 真空の誘電率 ( $8.85418781762 \times 10^{-12}$  F/m)

$\epsilon_r$  : プリント基板の比誘電率 (4.7)

$S$  : 電気伝導体の面積 ( $\text{m}^2$ )

$d$  : 電気伝導体間の距離 (m)

である。今、電気伝導体間の距離  $d$  を 1.2 mm 厚のプリント基板 (FR-4) として考えると、

面積 :  $S = 25 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$ , 厚み :  $d = 1.2 \text{ mm}$  の場合は、式(2.9)より、 $C = 21.7 \text{ pF}$  となる。

電気伝導体の一方を N ラインとし、もう一方をブラケットと電氣的に接続することで 20 pF 程度のブラケットと N ライン間の調整用コンデンサ  $C_{adj}$  を具現化することは容易に可能であり、かつ本方法はプリント基板の基材が絶縁層であるため高電圧でも問題なく実施可能である。

図 2.33 は、上述のコンデンサをプリント基板上に簡易的に導電テープで作成した例である。このように N ラインとブラケットを接続できるプリント基板上の箔 (プレーン) を基板設計段階で準備しておくことで容易に実現が可能である。また、図 2.34 のように銅箔をいくつかのブロックに分け、ジャンパー等で接続できる構成とすることで静電容量の調整も容易となる。図 2.35 は、実際のプリント基板上に静電容量調整用に銅箔を三つのブロックとして構成した実施例である。この 1 つのブロックあたり 5pF 程度の静電容量が確保でき、本実施例では三つのブロックをジャンパーで接続することで 15pF の静電容量を確保できることが確認できた。この調整用コンデンサ  $C_{adj}$  をプリント基板を用いて構成することにより、軸電圧を 0 V に近づけるために、静電容量を容易に調整できる方法を考案できた。

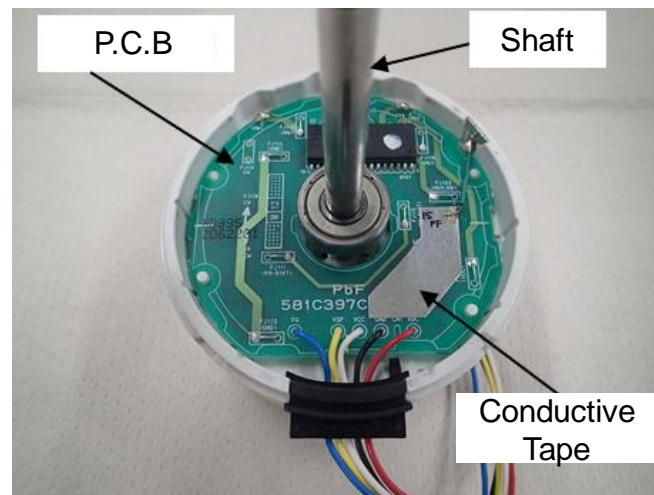


図 2.33 調整用コンデンサ  $C_{adj}$  の構成例

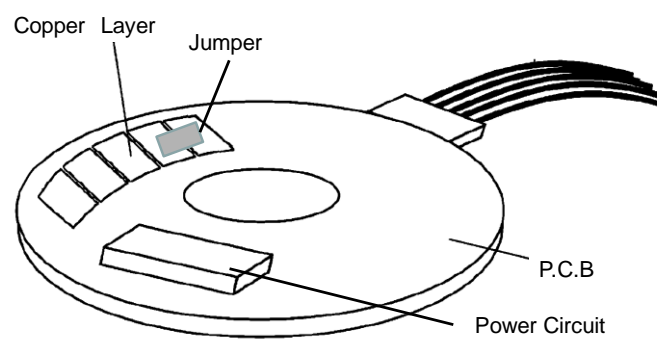


図 2.34 調整用コンデンサ  $C_{adj}$  の静電容量の調整方法



図 2.35 調整用コンデンサ  $C_{adj}$  の静電容量の調整方法の実施例

## 2.10 結言

本章では、これまで筆者らが提案してきた非接地ブリッジ型コモンモード等価回路を基に、非接地・絶縁ロータ仕様モータにおいて軸電圧の低減が不十分な場合に、調整用コンデンサを追加してさらに軸電圧を低減する方法について検討した内容をまとめた。

まずは、本章の前半で本研究について述べる前準備として、まず、電圧形 PWM インバータのコモンモード電圧、軸電圧の測定、非接地モータのコモンモード等価回路とモータ各部の静電容量の測定、そして非接地・絶縁ロータ仕様の効果について述べた。さらに本研究の要となる非接地ブリッジ型コモンモード等価回路について説明した。

本章の後半では、非接地・絶縁ロータ仕様のモータに対して、その非接地ブリッジ型コモンモード等価回路を検討し、調整用コンデンサをブラケットと N ライン間に追加することで、金型の精度等が原因でゼロにできなかった軸電圧を低減する方法を提案するとともに、その効果についてシミュレーションによって明らかにした。さらに、ブラケットと N ライン間に 22 pF の調整用コンデンサを追加する実験によって、量産仕様の金型品で 4 V あった軸電圧の最大値をほぼゼロに低減し、提案法の妥当性を示した。また、調整用コンデンサをモータ内部の回路基板上に実装する方法として、プリント基板の基材を絶縁層とし、基板上の銅箔を導電体平板として構成可能であり、実験により微調整の可能性も確認できた。

以上のように、本章によれば非接地・絶縁ロータ仕様モータにおいて調整用コンデンサを追加するという軸電圧低減方法により、軸電圧のゼロ化を実現できるとともに、静電容量を微調整したい場合には、金型変更なしに基板上で実現可能である。

### 第3章 非接地・非絶縁ロータ仕様モータでの軸電圧低減方法

#### 3.1 緒言

第2章では、ベアリング電食の原因となるコモンモード電圧について説明し、軸電圧の測定法や非接地モータのコモンモード等価回路、それを構成する静電容量の測定法について述べた。また、非接地・絶縁ロータの軸電圧低減の方法とその効果を説明した。さらに、非接地・絶縁ロータ仕様のモータにおいて金型の誤差等により絶縁ロータの静電容量に過不足が生じた場合の対策法について明らかにした。本章ではエアコン業界で年間数千万台規模で生産されている既存量産機種（絶縁ロータ提案以前に生産されている）である非接地・非絶縁ロータ仕様モータについて、非接地・絶縁ロータ仕様モータへの調整用コンデンサの追加と同様の方法での軸電圧低減の可能性を検討する。具体的には、非接地・絶縁ロータ仕様の非接地ブリッジ型コモンモード等価回路から絶縁ロータの静電容量を除去した等価回路を用いて静電容量（調整用コンデンサ）の追加箇所の検討を行う。また、追加できた場合に静電容量の容量調整で軸電圧の低減が可能か否かについても検討を行う<sup>(37)</sup>。

#### 3.2 コモンモード等価回路からの考察

図3.1は、非接地・非絶縁ロータ仕様モータの非接地ブリッジ型コモンモード等価回路である。また、表2.2の非接地・非絶縁ロータ仕様のモータにおける1,000 r/minのときの、軸電圧 $v_{sh}$ の最大値は図2.9からわかるように、軸電圧 $v_{sh}$ は+10 Vとなっている。ここで着目するポイントは調整用コンデンサを追加する箇所である。調整用コンデンサの追加が可能な箇所は①ブラケットとステータコアの間、②Nラインとブラケットの間、③Nラインとステータコアの間の3箇所である。それぞれモータの静電容量結合図で表すと図3.2、図3.3、図3.4となり、非接地ブリッジ型コモンモード等価回路で表すと図3.5、図3.6、図3.7となる。

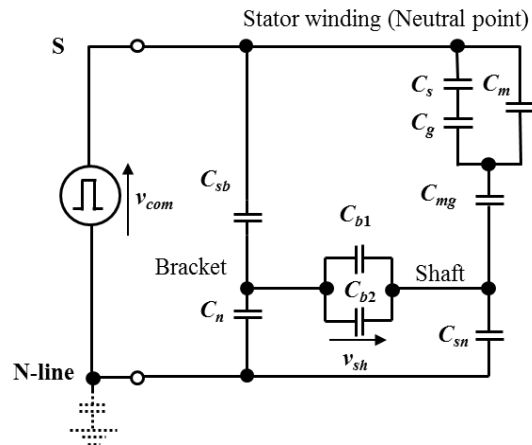


図 3.1 非接地・非絶縁ロータ仕様モータのコモンモード等価回路

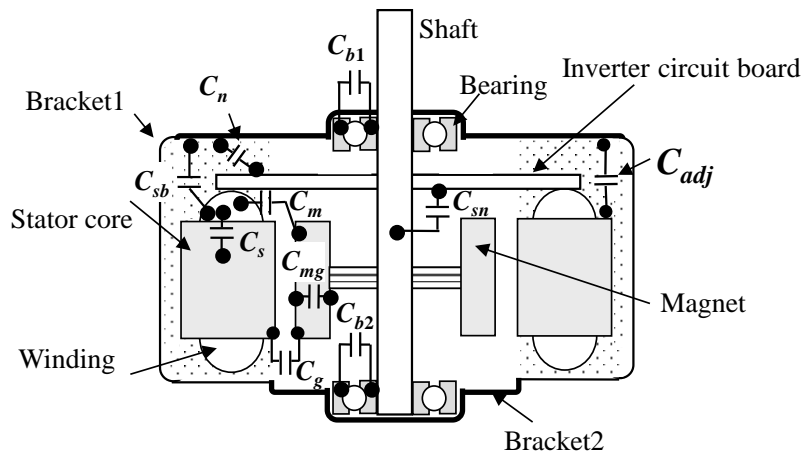


図 3.2 ブラケットとステータコアの間に調整用コンデンサ  $C_{adj}$  を追加した静電容量結合図

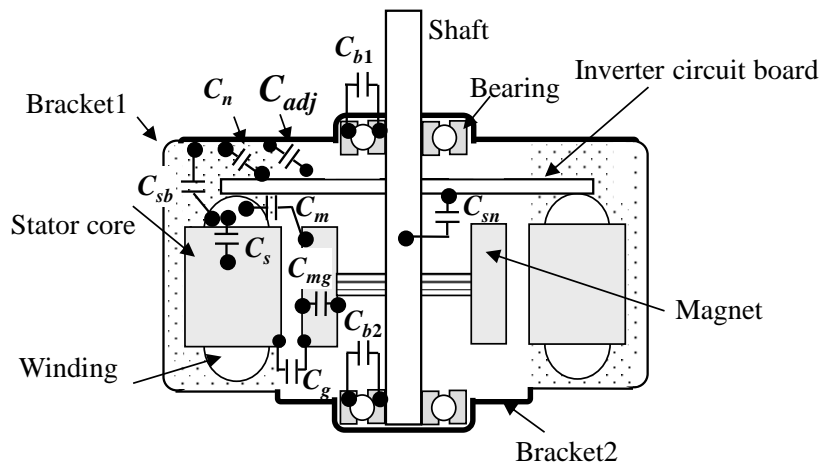


図 3.3 Nラインとブラケットの間に調整用コンデンサ  $C_{adj}$  を追加した静電容量結合図

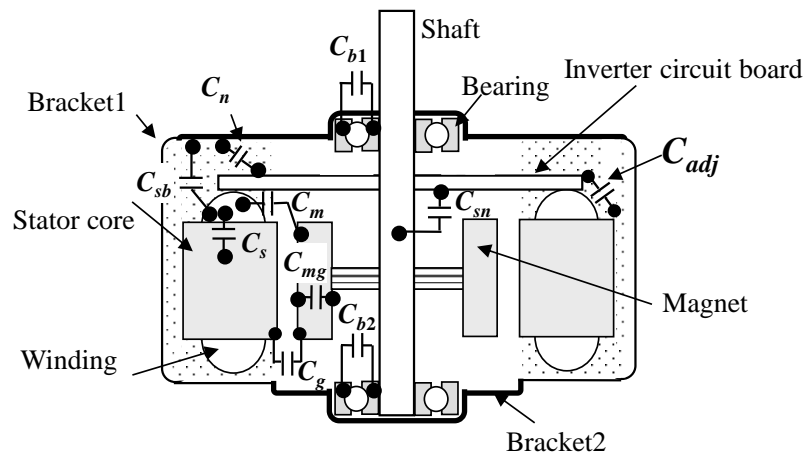


図 3.4 N ラインとステータコアの間に調整用コンデンサ  $C_{adj}$  を追加した静電容量結合図

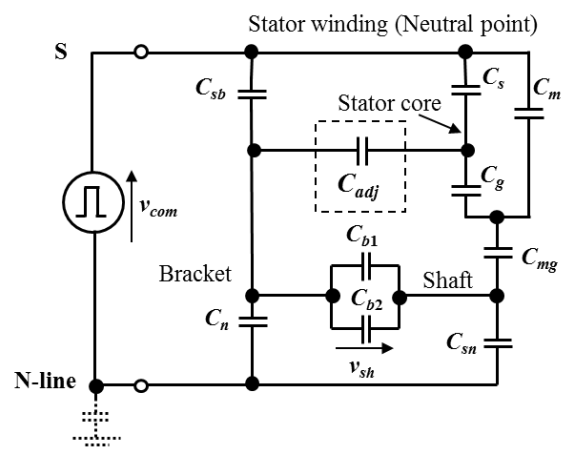


図 3.5 ブラケットとステータコアの間にコンデンサを追加した等価回路

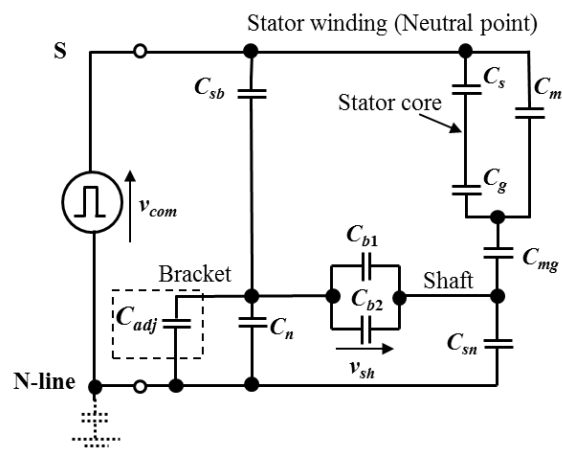


図 3.6 N ラインとブラケットの間にコンデンサを追加した等価回路

### 3.3 調整用コンデンサ追加による静電容量調整

#### ① ブラケットースタータコア間に調整用コンデンサ $C_{adj}$ を追加した場合

ブラケットとステータコアの間に接続する調整用コンデンサ  $C_{adj}$  の静電容量を 22 pF から 100 pF まで変化させた場合のシミュレーションを実施した。図 3.8 は、そのシミュレーション結果をまとめたものである。

図 3.8 によれば、静電容量 75 pF のときが軸電圧  $v_{sh}$  が一番小さくなる。そのシミュレーション波形を図 3.9 に示す。軸電圧  $v_{sh}$  の最大値、-0.1 V となる。

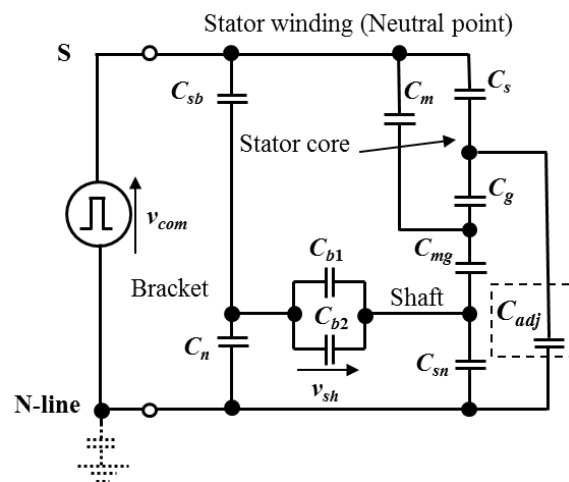


図 3.7 N ラインとステータコアの間に調整用コンデンサ  $C_{adj}$  を追加した等価回路

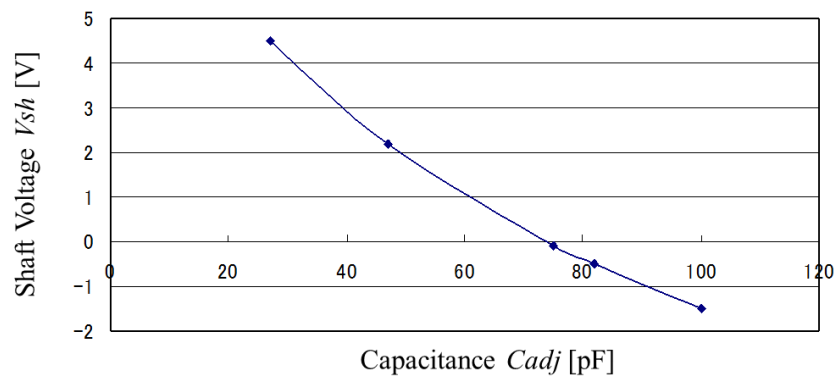


図 3.8 ブラケットとステータコアの間に調整用コンデンサを追加した場合の軸電圧シミュレーション



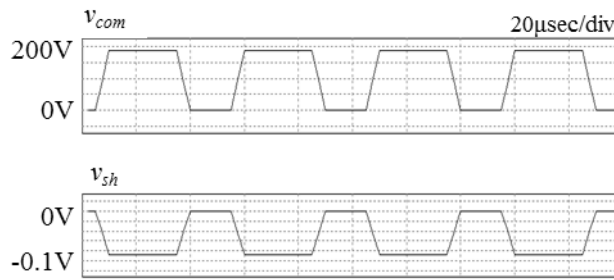


図 3.9 軸電圧シミュレーション結果 ( $C_{adj} = 75 \text{ pF}$ )

## ② N ライン—ブラケット間に調整用コンデンサ $C_{adj}$ を追加した場合

N ラインとブラケットの間に追加する調整用コンデンサ  $C_{adj}$  の静電容量を  $10 \text{ pF}$  から  $100 \text{ pF}$  まで変化させた場合のシミュレーションを実施した。図 3.10 は、そのシミュレーション結果をまとめたものである。

図 3.10 によれば、静電容量  $10 \text{ pF}$  のときが軸電圧  $v_{sh}$  の最大値が一番小さくなる。そのシミュレーション波形を図 3.11 に示す。軸電圧  $v_{sh}$  の最大値は、 $+15 \text{ V}$  となる。また、N ラインとブラケットの間にコンデンサを挿入した場合には、もとの軸電圧が正方向であれば、コンデンサ追加前の軸電圧以下の値にはならないことがこのシミュレーション結果から明らかとなった。

## ③ N ライン—ステータコア間に調整用コンデンサ $C_{adj}$ を追加した場合

N ラインとステータコアの間に追加する調整用コンデンサ  $C_{adj}$  の容量を  $100 \text{ pF}$  から  $1,000 \text{ pF}$  まで変化させた場合のシミュレーションを実施した。図 3.12 は、そのシミュレーション結果をまとめたものである。

図 3.12 によれば、静電容量  $330 \text{ pF}$  のときが軸電圧  $v_{sh}$  の最大値が一番小さくなる。そのシミュレーション波形を図 3.13 に示す。軸電圧  $v_{sh}$  の最大値は、 $+0.1 \text{ V}$  となる。

①～③の結果より、ブラケットとステータコアの間、または N ラインとステータコアの間にコンデンサを挿入することで、非接地・非絶縁ロータ仕様モータにおいても軸電圧の低減が可能ながわかった。

ここで、コンデンサを N ラインに接続すると N ライン上のノイズが増加する懸念があるため N ラインとステータコアの間については候補からはずし、ブラケットとステータコアの間に調整用のコンデンサ 75 pF を挿入した場合の軸電圧  $v_{sh}$  の測定を実施した。その結果が図 3.14 であり、その軸電圧  $v_{sh}$  の最大値は -0.2 V とシミュレーション結果とほぼ一致した。すなわち、+10 V からほぼ 0 V に低減する効果を確認できた。

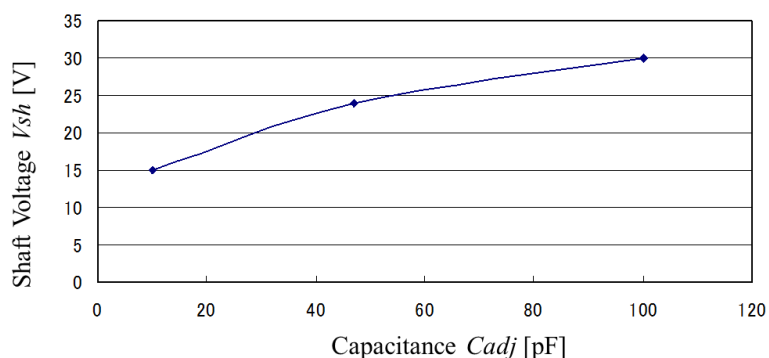


図 3.10 N ラインとブラケットの間に調整用コンデンサ  $C_{adj}$  を追加した場合の軸電圧シミュレーション

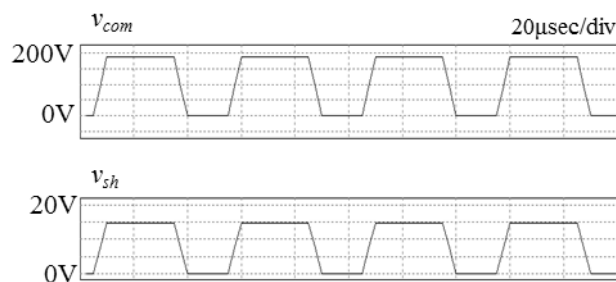


図 3.11 軸電圧シミュレーション結果 ( $C_{adj} = 10$  pF)

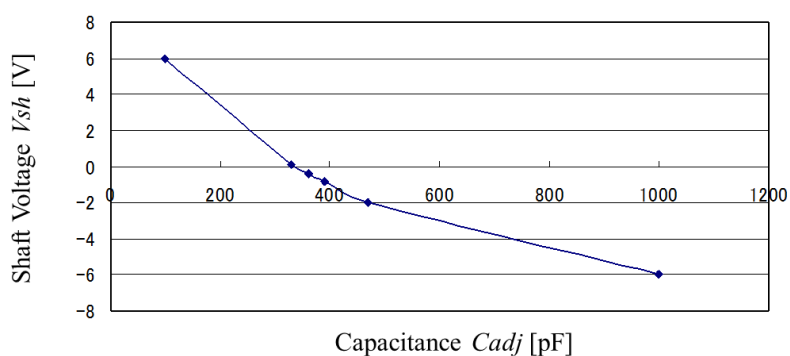


図 3.12 N ラインとステータの間に調整用コンデンサ  $C_{adj}$  追加をした場合の軸電圧シミュレーション

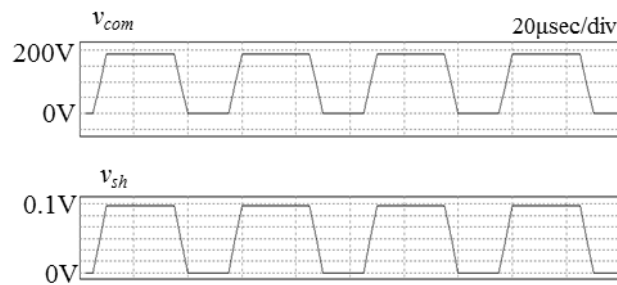


図 3.13 軸電圧シミュレーション結果 ( $C_{adj} = 330\text{pF}$ )

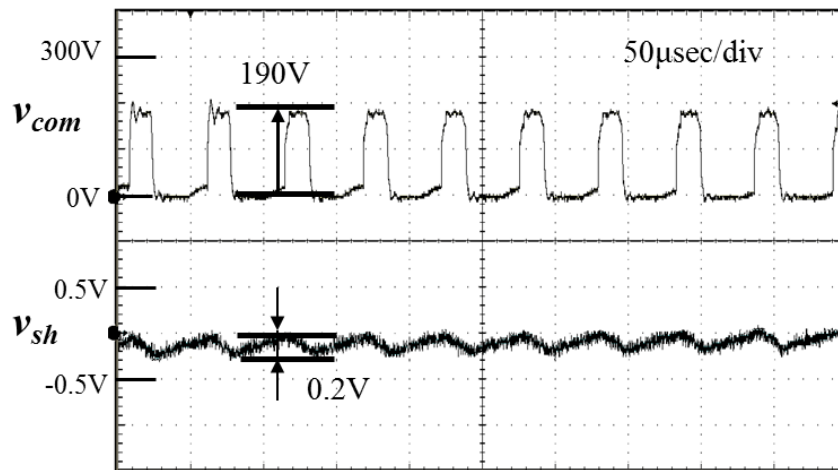


図 3.14 ブラケットとステータコアの間に調整用コンデンサ  $C_{adj}=75\text{ pF}$  を追加した場合の軸電圧測定結果

### 3.4 結言

本章では、非接地・非絶縁ロータ仕様のモータ（既存量産品）において調整用コンデンサを追加するという軸電圧低減方法を検討した。さらに、非接地ブリッジ型コモンモード等価回路を用いたシミュレーション結果を基に、ブラケットとステータコアの間、もしくは N ラインとステータコアの間に調整用コンデンサを追加するという軸電圧低減の一方法を提案した。さらに、ブラケットとステータコアの間に  $75\text{ pF}$  の調整用コンデンサを追加す

る実験によって、未対策仕様で+10 V あった軸電圧の最大値を-0.2 V、絶対値でほぼ 1/50 に低減し、提案法の妥当性を示した。

この調整用コンデンサについては、第 2 章で述べたプリント基板を使用したコンデンサ機能の実現方法による具現化も可能である。この方法を用いれば、従来から使用されている非絶縁ロータ仕様のモータにおいてもモールド等の金型の大掛かりな変更を伴わない回路上での対策により軸電圧の低減を実現できる。

以上のように、本章によれば現在業界において数千万台規模で量産されている非接地・非絶縁ロータ仕様モータにおいて調整用コンデンサを追加するという軸電圧低減方法により、軸電圧の 0 化を実現できるとともに、静電容量を微調整したい場合には、金型変更なしに基板上で実現可能である。さらに、ロータが高温となり絶縁ロータの搭載が不可能な非絶縁ロータ仕様の誘導モータについても本方法では、モールド等の金型の大掛かりな変更を伴わない回路上での対策により軸電圧の低減できる方法として展開が可能と考える。

## 第4章 接地・絶縁ロータ仕様モータでの軸電圧低減方法

### 4.1 緒言

家庭用エアコンに搭載されている空調ファン用ブラシレス DC モータは、ステータを樹脂でモールドしているため、非接地で駆動されるが、一般に業務用のエアコンおよび産業機器に搭載されるブラシレス DC モータは鋼板モータであり、モータフレームとステータコアを接地して駆動される。本章では、接地されている鋼板モータの軸電圧の低減方法確立を目的として、まず、家庭用エアコンに搭載されている絶縁ロータ仕様の空調ファン用ブラシレス DC モータで非接地のモータと接地されているモータの軸電圧の比較を行い、接地されているモータに対しても絶縁ロータが、軸電圧低減の効果を持つことを明らかにする<sup>(33) (36)</sup>。また、接地されるモータの絶縁ロータについて設計指針をまとめ、その設計指針を業務用エアコンに搭載される 750 W 出力のモータに展開する。さらに、モータ単体の場合と実機搭載した場合のそれぞれについて耐電食性の効果を示す。

### 4.2 接地・絶縁ロータ仕様モータのコモンモード等価回路

図 4.1 に従来から提案されている、接地駆動のブラシレス DC モータの接地コモンモード等価回路を示す<sup>(14)</sup>。図 2.26 の非接地ブリッジ型コモンモード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 4.1 の記号

- ・  $C_{wr}$  (Winding-to-rotor capacitance)
- ・  $C_{rf}$  (Rotor-to-frame capacitance)
- ・  $C_{b,DE}$  (Bearing capacitance, drive-end side)
- ・  $C_{b,NDE}$  (Baring capacitance, non-drive-end side)

図 2.26 の記号

- $C_m$  (巻線-マグネット間の静電容量)
- $C_g$  (ステータコア-マグネット間の静電容量)
- $C_{b1}$  (負荷側ベアリングの静電容量)
- $C_{b2}$  (反負荷側ベアリングの静電容量)

となる。

図 4.1 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 2.26 の非接地ブリッジ型コモンモード等価回路をベースに、接地された鋼板モータの接地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電氣的に接続されるため、ステータコアとブラケットの間をショートする。また、コモンモード電圧  $v_{com}$  の基

準電位は非接地方式では、N 電位としたが、今回の接地方式では、ブラケットが接地されるため、接地 E 電位とする。これらの内容から導いた接地コモンモード等価回路 I を図 4.2 に示す。

図 4.3 は図 4.2 の接地コモンモード等価回路 I をさらに接地電位を基準にとって変形した接地コモンモード等価回路 II であり、この場合、 $C_{sb}$  は中性点電位 S と接地 E 間に並列に接続されるため無視されている。また、 $C_{sn}$  と  $C_n$  の直列部分の合成容量( $C_{b1}+C_{b2}$ )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接地コモンモード等価回路 II が図 4.3 である。

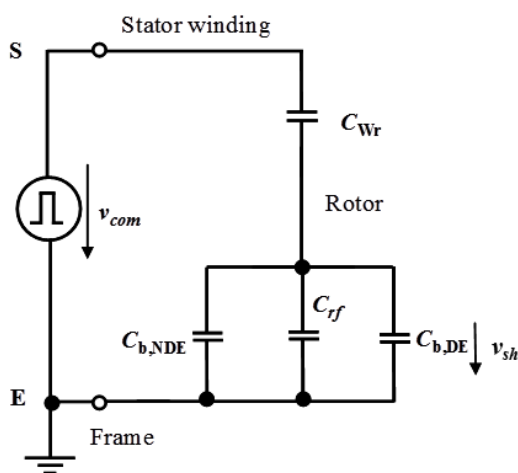


図 4.1 接地コモンモード等価回路

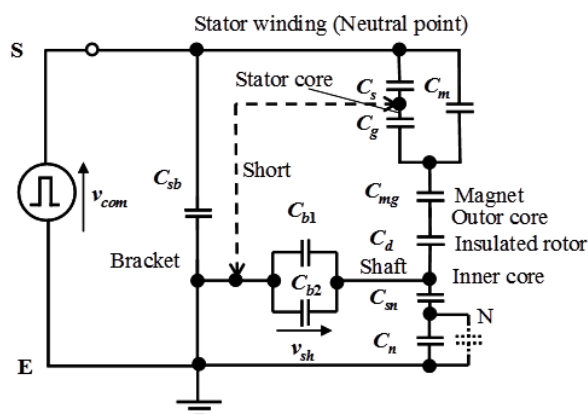


図 4.2 絶縁ロータ仕様モータの接地コモンモード等価回路 I

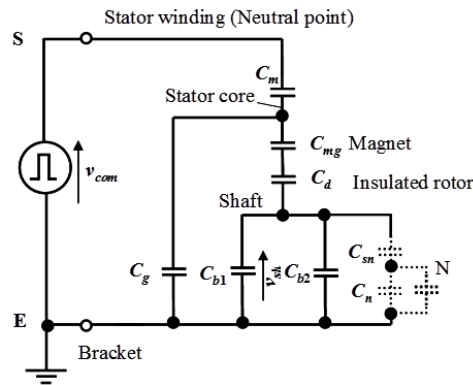


図 4.3 絶縁ロータ仕様モータの接地コモンモード等価回路Ⅱ

非接地ブリッジ型コモンモード等価回路から新たに導いた図 4.3 の絶縁ロータ仕様モータの接地コモンモード等価回路Ⅱと従来から用いられている図 4.1 の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 ( $C_{b1}+C_{b2}$ ) に直列に接続されている。このように、絶縁ロータがベアリングに直列に接続されているため、直列接続の静電容量の分圧式より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と言える。

#### 4.3 接地・絶縁ロータ仕様モータの設計指針

図 4.3 の絶縁ロータの接地コモンモード等価回路Ⅱに表 2.2 のグリース仕様の 1,000 r/min のときの静電容量の値を適用してシミュレーションソフト PSIM で求めた軸電圧  $v_{sh}$  と絶縁ロータの静電容量  $C_d$  との関係を図 4.4 に示す。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 30 pF 以下の範囲においてベアリンググリースの耐電圧である 5V より低い値となった。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、今回の接地モータではコモンモード電圧と軸電圧の関係は反転しないので、接地・絶縁ロータ仕様モータにおいては、静電容量  $C_d$  を小さくすればするほど軸電圧をゼロに近づけることが可能であることが明らかになった<sup>(33)(36)</sup>。すなわち、接地・絶縁ロータ仕様のモータの絶縁ロータを設計する際には、各種トルクに打ち勝つ強度を保ちつつ絶縁層の厚さをできるだけ厚くすることが重要である。

#### 4.4 大型の空調ファン用ブラシレス DC モータへの展開

図 4.5 は、上述の設計指針を大型（750 W）モータへ展開した例である。この 750 W のモータの軸電圧の測定結果が、図 4.6、図 4.7 である。図 4.6 は、三相 AC380 V 電源に接続されたときのモータ単体での測定結果で、図 4.7 は、三相 AC460 V 電源に接続されたときのエアコン室外機での測定結果である。それぞれ放電現象も確認されず、絶縁ロータの効果の有効であることを確認できた。

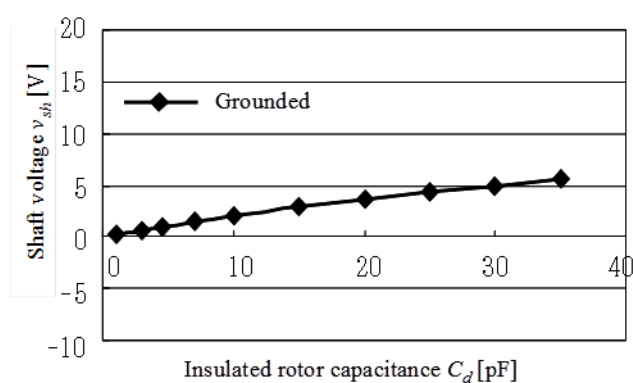


図 4.4 絶縁ロータの静電容量と軸電圧の関係（接地・絶縁ロータ仕様）

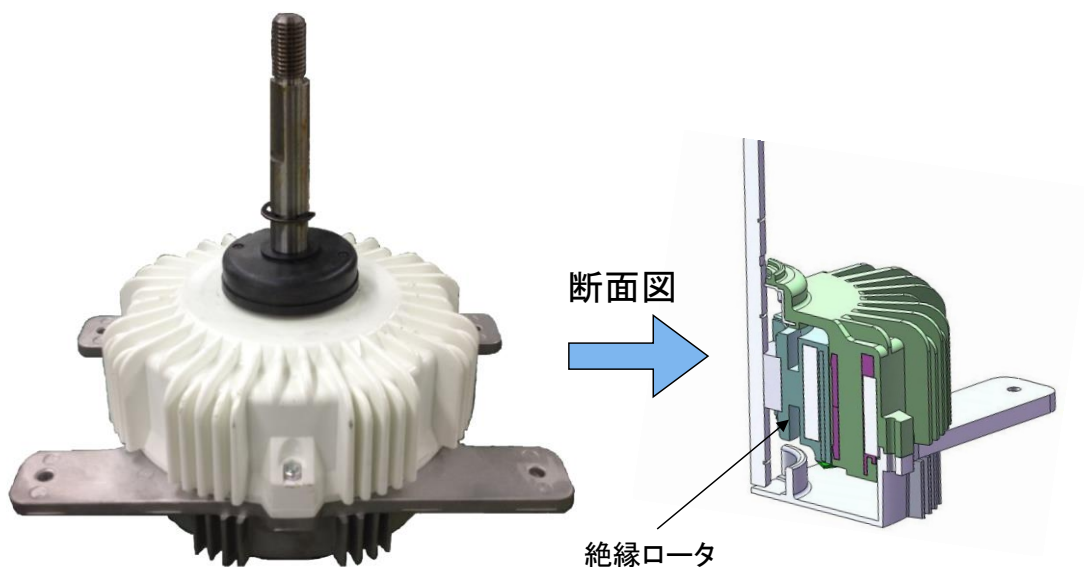


図 4.5 750 W 空調ファン用ブラシレス DC モータへの適用例



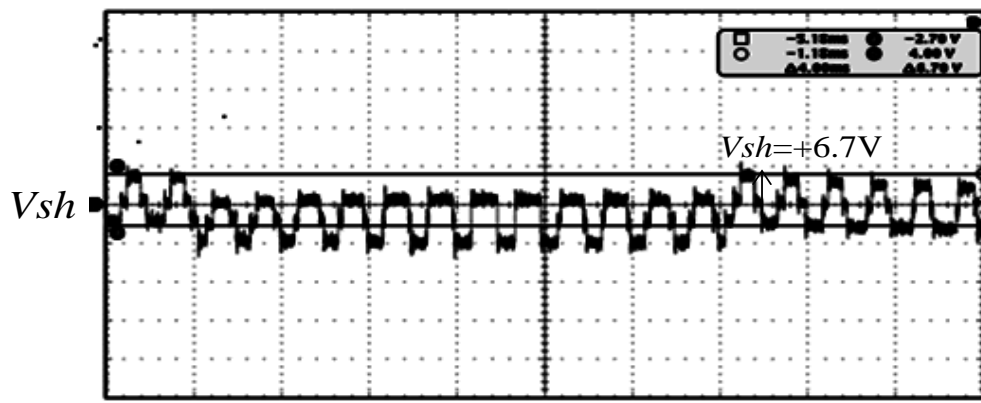


図 4.6 三相 AC380 V 接続時のモータ単体の軸電圧波形

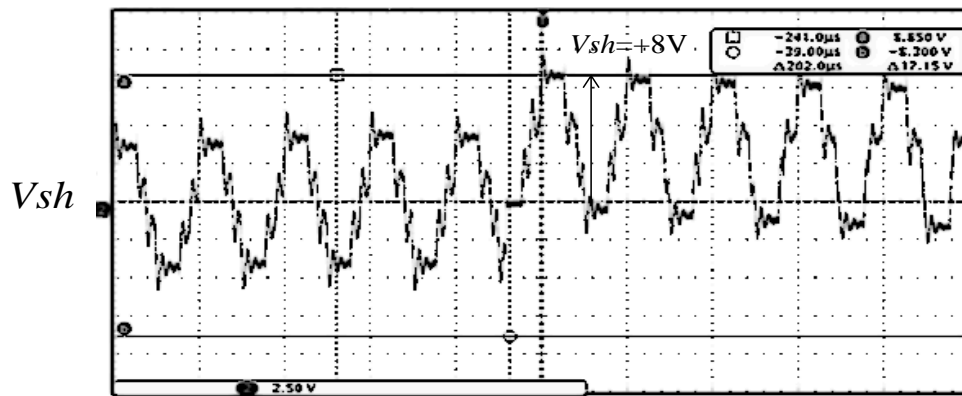


図 4.7 三相 AC460 V 接続時，エアコン室外機搭載時の軸電圧波形

#### 4.5 結言

本章では，ステータがモールドされ，接地されている空調ファン用ブラシレス DC モータ（接地・絶縁ロータ仕様）において，接地されたモータに対しても絶縁ロータが軸電圧低減の効果を発揮するかどうかを検討し， $C_d$  が小さければ小さいほど，軸電圧を低減可能であることをコモンモード等価回路に基づいて明らかにした。また，この結果より，接地・絶縁ロータ仕様モータの絶縁ロータを設計する際には，モータの各種トルクに打ち勝つ強度を保ちつつ絶縁層の厚さをできるだけ厚くする（ $C_d$  は小さくする）ことが軸電圧低減のポイントであることを明らかにした。

さらに、以上の考え方を 750 W 出力のモータに適用して試作を行い、実機実験において試作したモータが、海外で用いられる三相 AC460 V 電源環境下においても、電食に繋がる放電現象を起こさないことを確認した。この実験より、絶縁ロータは大型のモータに適用した場合にも、軸電圧低減による電食の発生リスク低減効果が有効であることを確認した。

この方法を用いれば、モールド等の金型の大掛かりな変更を伴わない回路上での対策により軸電圧の低減を実現できる。

## 第5章 回路および制御からの軸電圧への影響

### 5.1 緒言

これまでは、モータ単体における軸電圧の低減について検討を進めてきた。本章では、モータをエアコン本体に実装した場合のコモンモード等価回路の検討を行う<sup>(39)</sup>。また、ブラシレス DC モータでは高効率、低騒音、低振動の観点から電流位相を進角する制御方式があるが、その進角が軸電圧に与える影響についてシミュレーションにより確認する<sup>(40)</sup>。最後に、接地方式を変更した場合のコモンモード電圧の違いと、その軸電圧への影響について検討を行う。

### 5.2 エアコン本体のコモンモード等価回路

#### 5.2.1 エアコン室内機のコモンモード等価回路

図 5.1 にエアコン室内機のコモンモード等価回路を示す。図の導線部分は室内機内部の金属部品を示しており、①～⑦まではファンモータの金属部品、⑧～⑩までは室内機内部のファンモータ以外の金属部品である。⑩アルミテープは、導線を固定するために使われているアルミ製のテープで、室内機のみが存在している。これらの金属部品を必要に応じて単独または組み合わせて静電容量を測定し、コモンモード等価回路を作成した。

#### 5.2.2 エアコン室外機のコモンモード等価回路

図 5.2 にエアコン室外機のコモンモード等価回路を示す。室外機のファンモータ (①～⑦) は、室内機のファンモータに比べてインバータ回路が内蔵されていない、ブラケットの形状が異なるといった構造上の違いがあるが、金属部品数は同じである。⑧～⑩までは室外機内部のファンモータ以外の金属部品を示す。⑩ヒートシンクは、室外機のみが存在している。これらについて、室内機と同様にコモンモード等価回路を作成した。

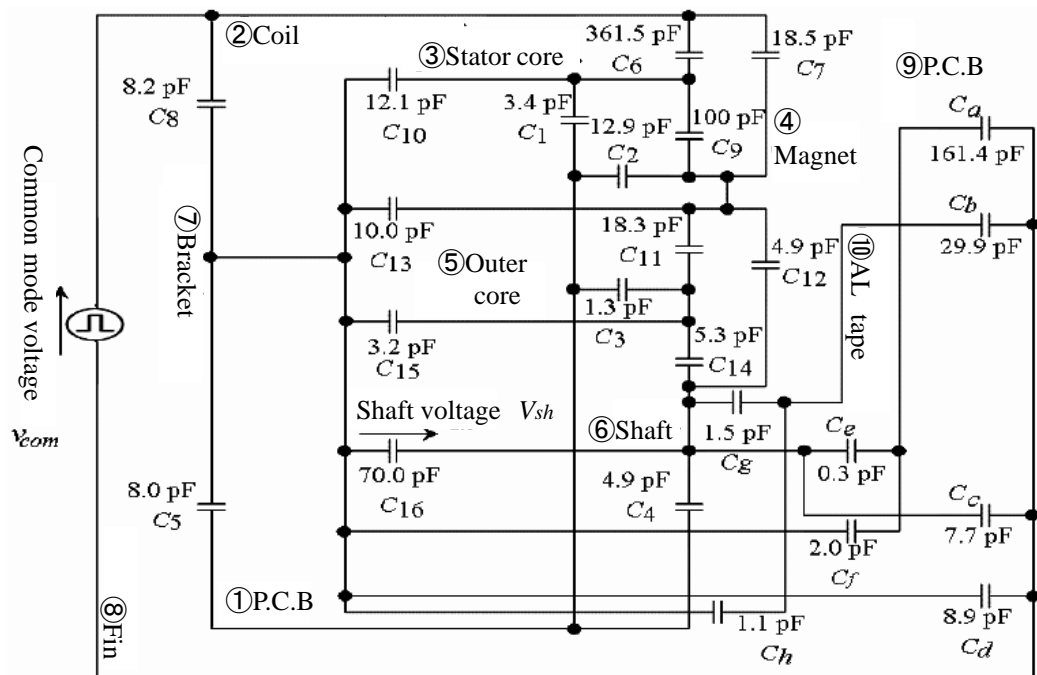


図 5.1 エアコン室内機のコモンモード等価回路

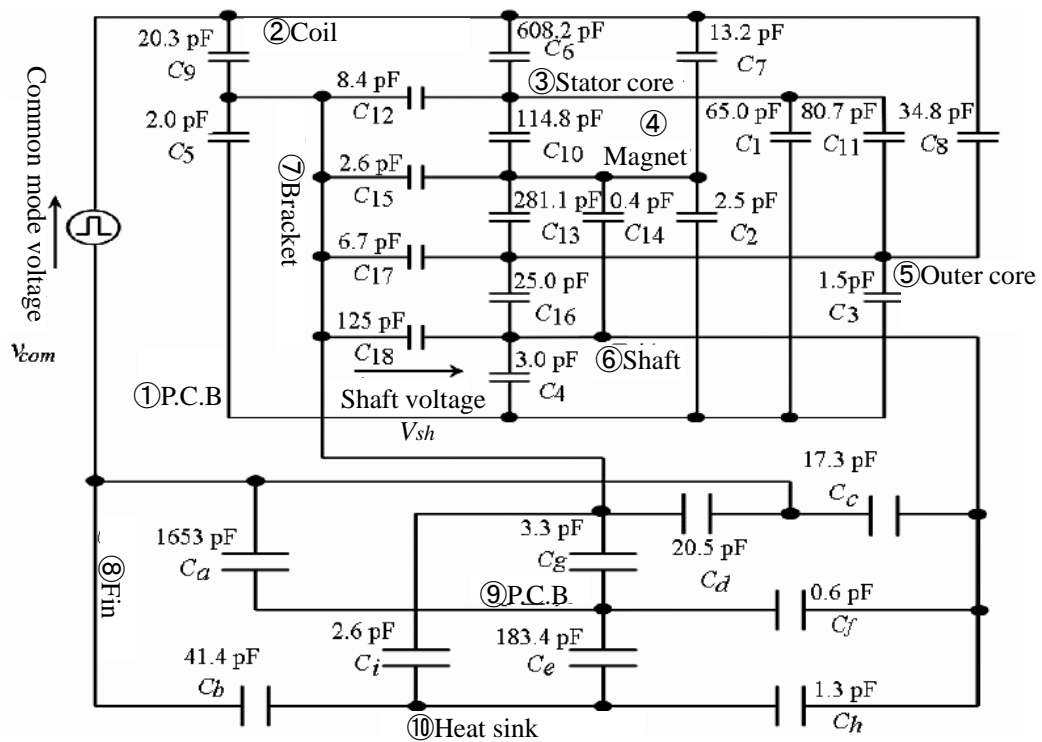


図 5.2 エアコン室外機のコモンモード等価回路

### 5.2.3 測定結果とシミュレーション結果の比較

実機にファンモータを実装したときのコイルの中性点（②コイル三相一括）と接地（⑧フィン）の間のコモンモード電圧  $v_{com}$ ，⑦ブラケットと⑥軸の間の軸電圧  $v_{sh}$  を測定した。また測定した  $v_{com}$  のデータをシミュレーションによりコモンモード等価回路に印加し，そのときの  $v_{sh}$  を計算した。図 5.3，図 5.4 に室内，室外両ユニットでの  $v_{sh}$  の測定波形と，等価回路を用いて計算したシミュレーション波形を示す。図 5.3，図 5.4 より，室内，室外両ユニットとも軸電圧  $v_{sh}$  の測定波形とシミュレーション波形がよく一致している。

以上，家庭用エアコン室内，室外両ユニットのコモンモード等価回路を提案した。さらに両ユニットの測定波形とコモンモード等価回路を用いて計算した軸電圧のシミュレーション波形の変動幅が一致することから家庭用エアコンのコモンモード等価回路の妥当性を示した<sup>(39)</sup>。

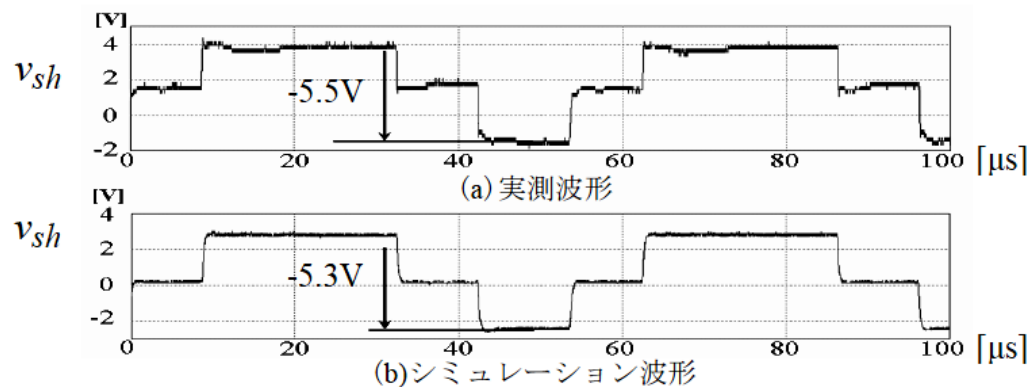


図 5.3 エアコン室内機の軸電圧波形

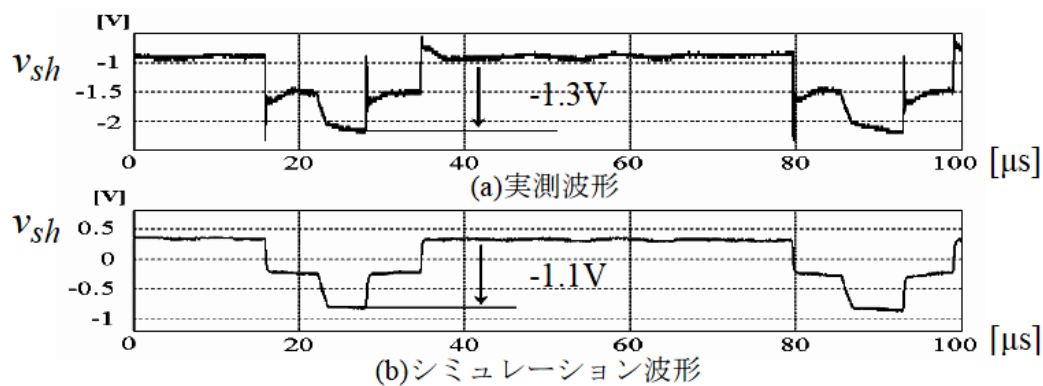


図 5.4 エアコン室外機の軸電圧波形

### 5.3 進角による軸電圧への影響

#### 5.3.1 空調ファン用ブラシレス DC モータ駆動システムの構成

空調ファン用ブラシレス DC モータ駆動では、直流リンク電圧を十分に利用できインバータスイッチング損失を低減できる 2 相変調方式<sup>(46)</sup>が多く用いられている。筆者らはこれまで、ブラシレス DC モータのコモンモード等価回路を用いて、軸電圧低減の検討を進めてきた<sup>(30)-(38)</sup>。

本節では、2 相変調方式でブラシレス DC モータを駆動した場合のシミュレーションを行い、変調方式が軸電圧波形に与える影響について検討する。

図 5.5 に、2 相変調 PWM インバータを用いたブラシレス DC モータ駆動システムの構成を示す。図中  $n^*$  は設定回転数、 $\omega t$  は電気角を表したロータの回転角である。2 相変調方式は、出力したい三相電圧のうち最低電圧の 1 相を  $2\pi/3$  期間上アーム OFF、下アーム ON に固定する。固定していない 2 相では、固定した相を基準とする線間電圧を信号波として PWM 信号を発生する。今回はエンコーダの出力を用いて信号波を作成し、この波形と 20 kHz の三角波を比較して PWM 信号を決定している。

#### 5.3.2 相電圧、相電流およびコモンモード電圧のシミュレーション波形

シミュレーションツール PSIM を用いてシミュレーションを行った。まず、相電圧と誘起電圧の位相角（進角  $\delta$ ）が  $0^\circ$  の場合についてシミュレーションで検討した。続いて、単位電流あたりのトルクが最大になるよう、相電圧の位相を誘起電圧の位相に対して進ませる進角制御を行った場合について検討した。シミュレーション条件は、直流リンク電圧  $V_{dc}=280$  V、電動機回転数  $n^*=1,000$  r/min、定格トルク一定負荷であり、ブラシレス DC モータの仕様は表 5.1 に示す通りである。

表 5.1 ブラシレス DC モータの仕様

Specification			
Rated power	40W	Resistance	33.6 $\Omega$
Pole No.	8		
Rated speed	1550r/min	Inductance	207mH
Rated current	0.3A		

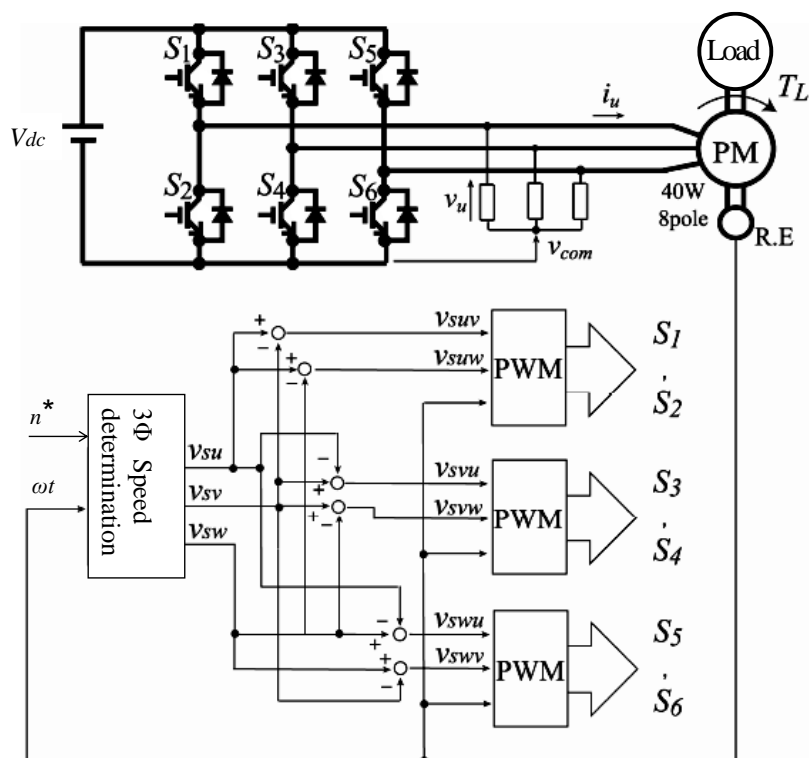


図 5.5 2相変調 PWM インバータを用いたブラシレス DC モータ駆動システムの構成

相電圧と誘起電圧の位相角  $\delta$  が  $0^\circ$ （進角制御なし）の場合のシミュレーション結果を図 5.6 に示す。次に、進角制御を行った結果、 $\delta$  が  $25.3^\circ$  のときに単位電流あたりのトルクが最大、つまり相電流最小となった。このときのシミュレーション結果を図 5.7 に示す。図 5.6、図 5.7 において、 $v_u$  は相電圧、 $i_u$  は相電流、 $v_{uf}$ 、 $i_{uf}$  は  $5 \text{ kHz}$  のローパスフィルタを通した場合の相電圧、相電流を示す。さらに、相電圧  $V_u$ 、誘起電圧  $E_u$ 、ステータ巻線抵抗  $R$ 、ステータ巻線インダクタンス  $L$ 、相電流  $I_u$  としたときの、それぞれのフェーザ図を図 5.8、図 5.9 に示す。これらの図から、進角制御により  $i_u$  が低減されていることがわかる。また、図 5.6 と図 5.8 の比較、図 5.7 と図 5.9 の比較で、相電圧を基準とした相電流の位相角  $\theta$  がほぼ一致することから 2相変調 PWM インバータ駆動ブラシレス DC モータが正しく動作をしていることがわかる。図 5.6 と図 5.7 から進角はコモンモード電圧の振幅に影響を与えないことがわかる。

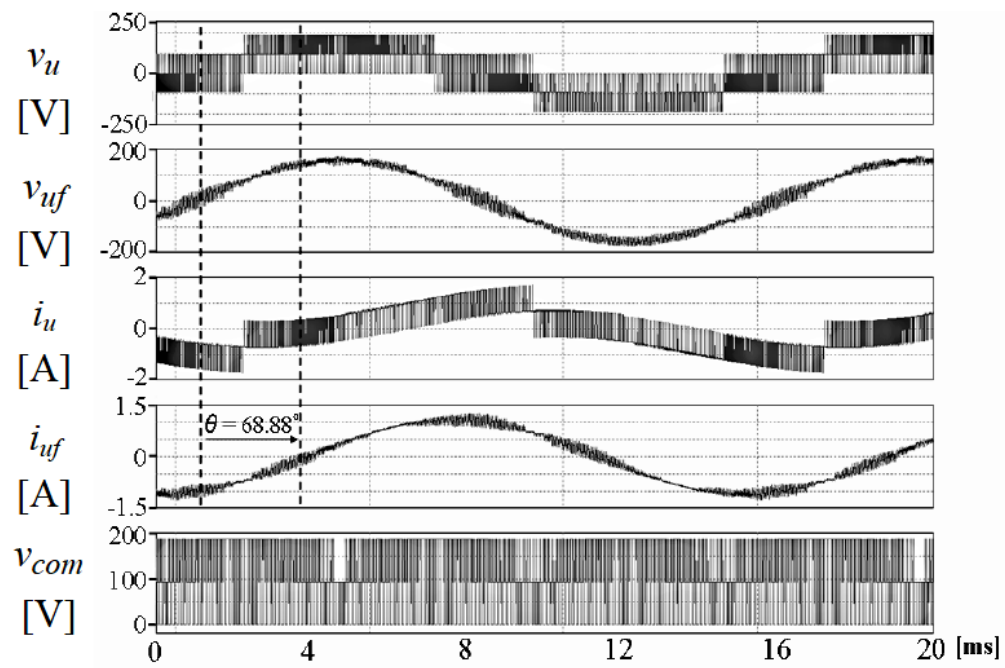


図 5.6 進角制御なし時の各部波形 ( $\delta=0^\circ$ )

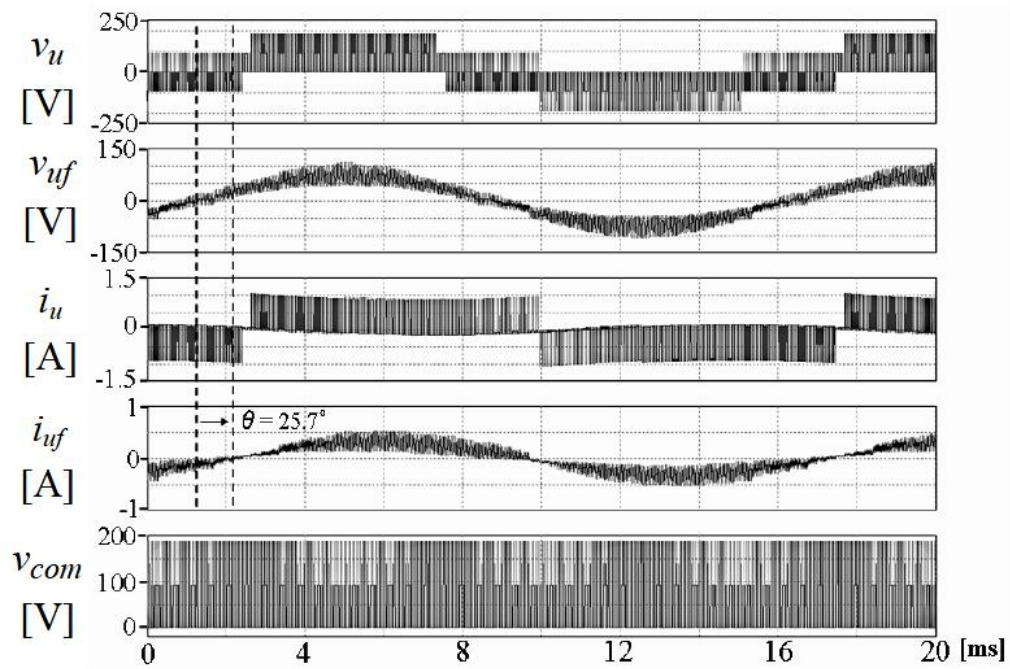


図 5.7 進角制御時の各部波形 ( $\delta=25.3^\circ$ )



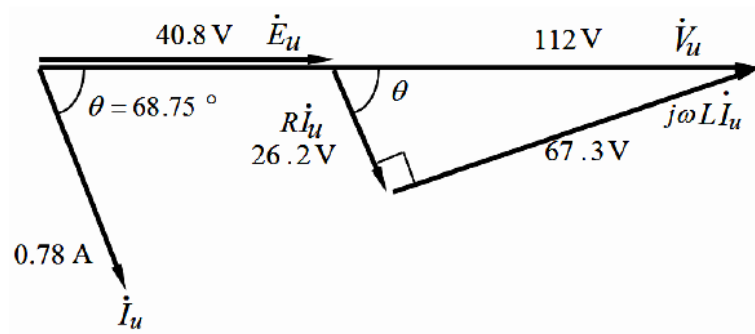


図 5.8 フェーザ図 ( $\delta=0^\circ$ )

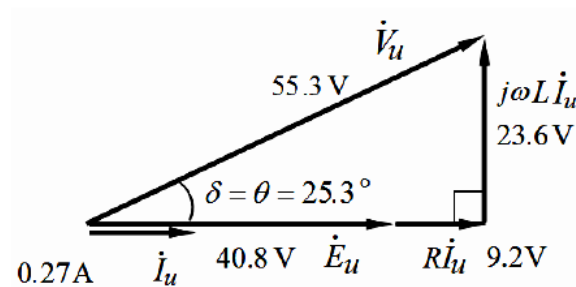


図 5.9 フェーザ図 ( $\delta=25.3^\circ$ )

### 5.3.3 軸電圧のシミュレーション波形

次にブラシレス DC モータのコモンモード等価回路を用いて、コモンモード電圧  $v_{com}$  と軸電圧  $v_{sh}$  についても検討した。図 5.10 にブラシレス DC モータのコモンモード等価回路を示す<sup>(62)</sup>。ここで①～⑦まではファンモータの金属部品を示す。この等価回路にシミュレーションで得られた  $v_{com}$  (図 5.6,  $\delta=0^\circ$ 時) (図 5.7,  $\delta=25.3^\circ$ 時) をそれぞれ印加し、そのときの⑥軸 - ⑦ブラケット間の電圧 (軸電圧)  $v_{sh}$  を計算した。図 5.11, 図 5.12 にその結果を示す。図 5.11, 図 5.12 において  $v_{com}$  と  $v_{sh}$  の極性はどちらも逆極性で  $v_{sh}$  はピークツーピーク電圧で 4.73 V となった。

以上、各部波形およびフェーザ図よりシミュレーション結果の妥当性を確認し、進角制御によって相電流が低減されることを示した。また、2 相変調時のコモンモード電圧と軸電圧の関係を示し、軸電圧の大きさは進角制御に影響されないことを示した<sup>(40)</sup>。

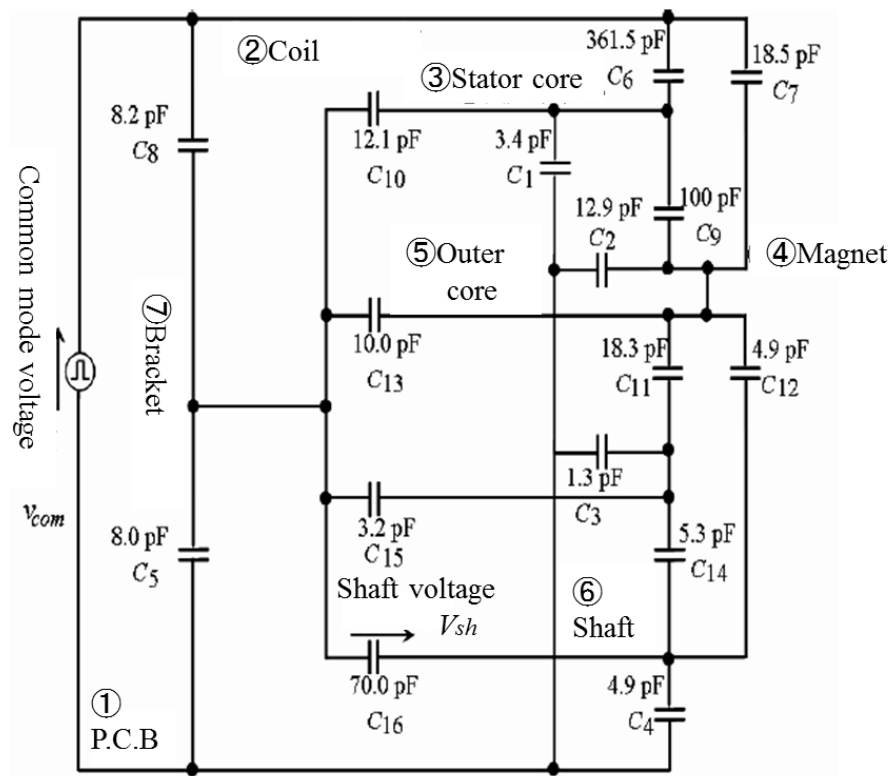


図 5.10 ブラシレス DC モータのコモンモード等価回路

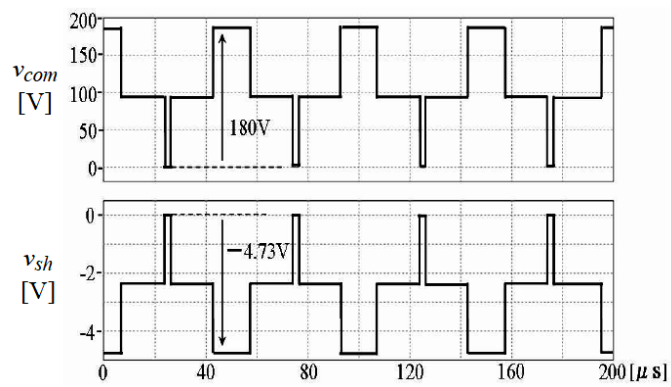


図 5.11 コモンモード電圧と軸電圧のシミュレーション波形 (進角  $\delta=0^\circ$ )

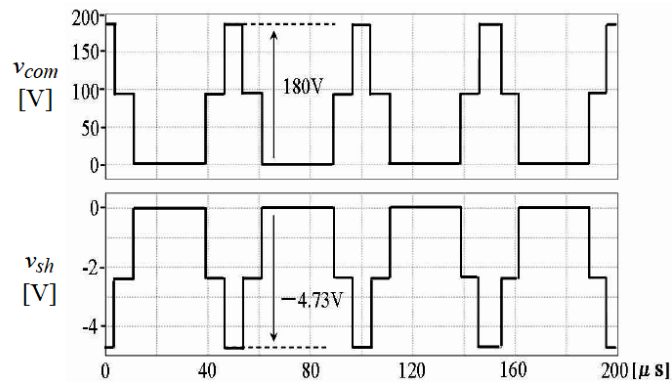


図 5.12 コモンモード電圧と軸電圧のシミュレーション波形（進角  $\delta=25.3^\circ$ ）

#### 5.4 接地の影響

本節では，日本国内および海外における電源事情の整理を行い，「接地状態がコモンモード電圧へ与える影響」と「接地状態が異なる場合におけるモータ単体での軸電圧低減方法の効果」の検証を行う。

図 5.13 は，日本，中国における電源と接地の状況を簡易的に表したものである<sup>(47)</sup>。ここで，日本の商用電源では，三相 AC220 V の 3 相の内の 1 相が接地電位と同電位であり，接地電位と中性点電位が異なった電位にある。一方，日本の家庭用单相 AC210 V のアースの電位は中性点電位と同電位となっている。また，中国の单相 AC230 V は一端は接地された状態である。中国の電源構成は，ヨーロッパやインドといった市場における電源事情とほぼ同一である。以降，海外向けは，中国の電源構成をもとに検証を進める。

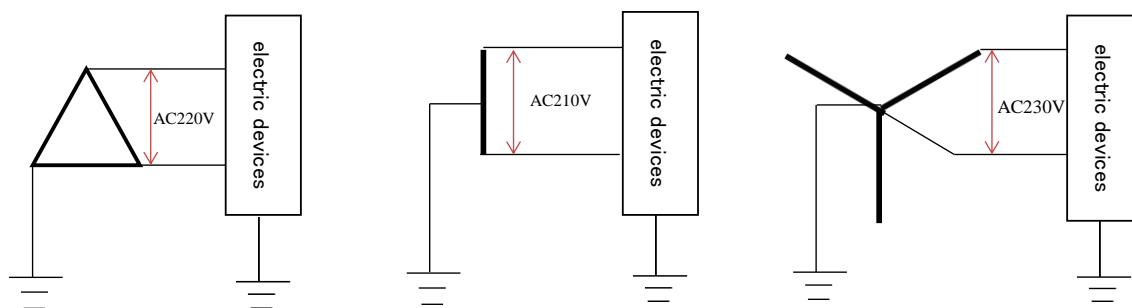
2 相変調方式の場合のコモンモード電圧のシミュレーション波形は，それぞれの接地方式で図 5.14 のような波形となる。日本の家庭用单相 AC210 V のコモンモード電圧では，電源周波数の電圧は 0 V から 210 V の商用電源成分に 200V の 2 相変調方式による中性点電位成分が重畳した波形となっている。日本の商用三相 AC220 V のコモンモード電圧では，電源周波数の電圧は，約-200 V～約+200 V 商用電源成分に，ほぼ 150V の 2 相変調方式による中性点電位成分が重畳した波形となっている。

また，中国の单相 AC230V は，100V の商用電源成分に，ほぼ 200V の 2 相変調方式による中性点電位成分が重畳した波形となっている。このように接地方式の違いによりコモン

モード電圧も違いがでており、軸電圧の低減する対策を施すにも接地方式の違いを加味する必要があると考える。

これらのコモンモード波形を用いて、非接地・絶縁ロータ仕様モータの軸電圧  $v_{sh}$  をシミュレーションで求めると、図 5.15 のようになる。また、日本の商用三相 AC220 V の場合の測定結果を図 5.16 に示す。図 5.15 (b) と図 5.16 の比較より、シミュレーション結果と測定結果はほぼ一致しており、本シミュレーションの妥当性が確認できた。これらの図から、軸電圧  $v_{sh}$  のパルス状の波高値は、接地の影響を受けないことが明らかになった。また、実際の軸電圧  $v_{sh}$  は、接地と電源の影響を受けて AC 成分が重畳される、すなわち、ベアリング電食を起こさないためには、この AC 成分も含めた軸電圧  $v_{sh}$  がベアリンググリースの絶縁耐圧を下回る必要があることが明確になった。

ここで、日本の商用三相 AC220 V の場合にモータ単体の軸電圧  $v_{sh}$  が 0 V となるように絶縁ロータの静電容量調整を行った状態でのシミュレーションを行ってみると、図 5.17 のように、軸電圧も 0 V となった。すなわち、モータ単体で軸電圧を 0 V となるように静電容量を調整することで接地の影響もなく、軸電圧をほぼ 0 V へと低減することが可能であると言える。

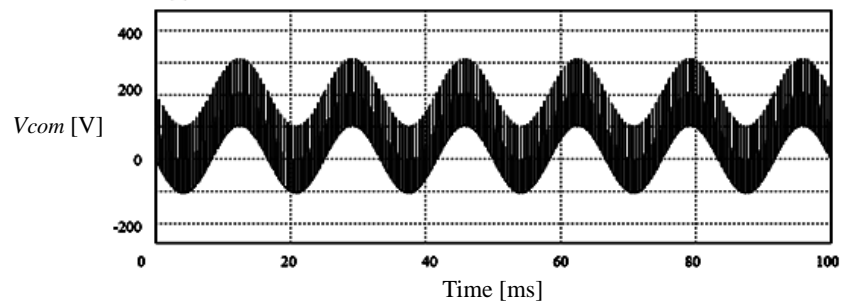


(a) 日本 三相 AC220V

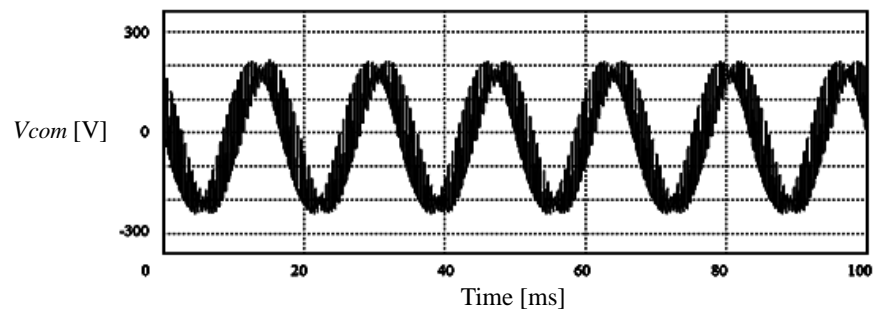
(b) 日本 単相 AC210V

(c) 中国 単相 AC230V

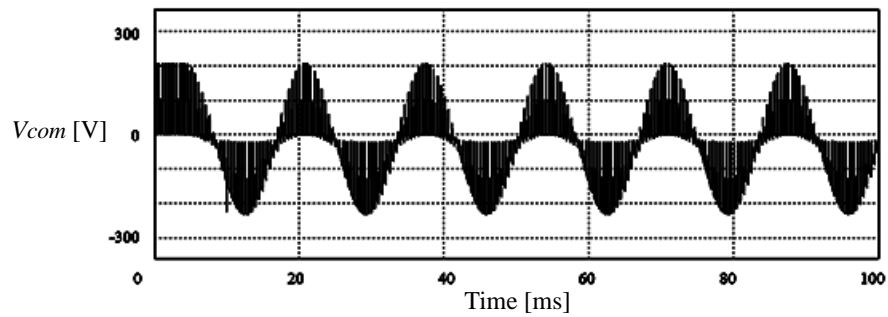
図 5.13 電源配線と接地方式



(a) 日本 三相 AC220 V

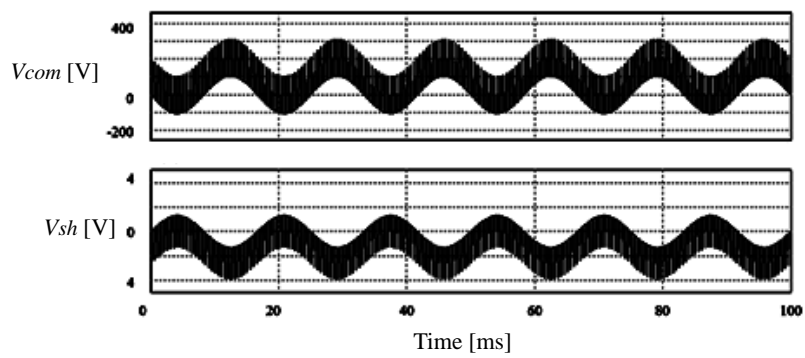


(b) 日本 単相 AC210 V

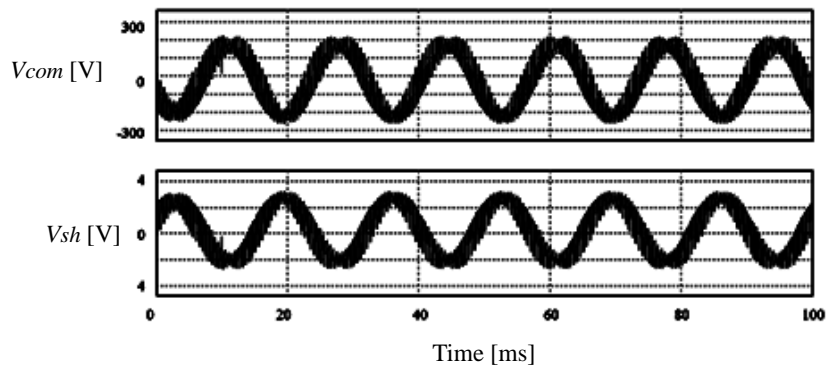


(c) 中国 単相 AC230 V

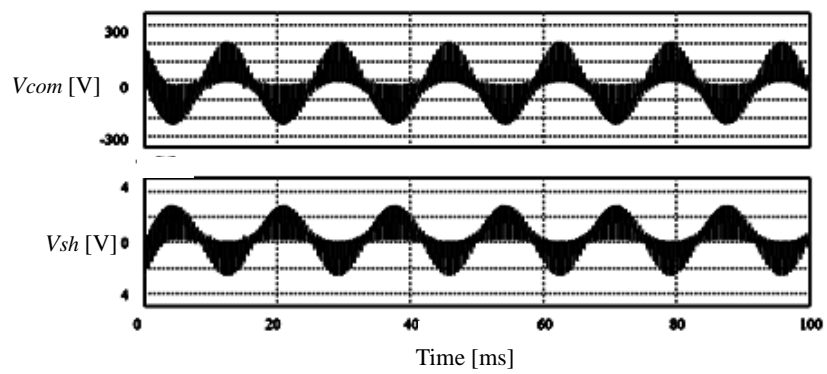
図 5.14 電源配線と接地方式の違いによるコモンモード電圧のシミュレーション波形



(a) 日本 三相 AC220 V



(b) 日本 単相 AC210 V



(c) 中国 単相 AC230 V

図 5.15 電源配線と接地方式の違いによる軸電圧のシミュレーション波形

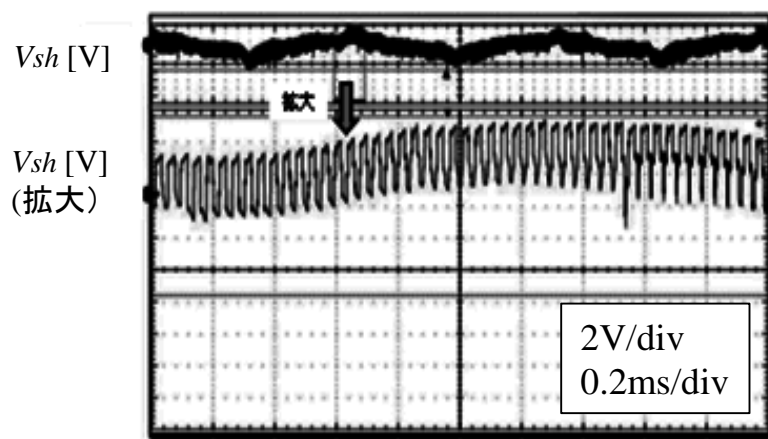


図 5.16 日本 三相 AC220 V の軸電圧波形

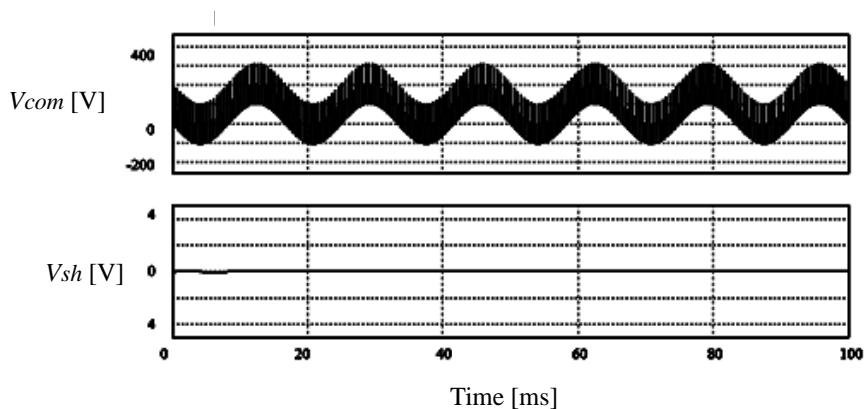


図 5.17 モータ単体での軸電圧 0 V 時の三相 AC220 V の軸電圧シミュレーション結果

## 5.5 結言

本章では，エアコン本体も含めたコモンモード等価回路の検討を行い，家庭用エアコン室内，室外両ユニットのコモンモード等価回路を提案した。さらに両ユニットの軸電圧の測定結果とコモンモード等価回路を用いた軸電圧のシミュレーション結果の変動幅が一致することから家庭用エアコンのコモンモード等価回路の妥当性を示した。このエアコン本体も含めたコモンモード等価回路により，モータの仕様を変更した場合やエアコン本体の制御方式，筐体設計を変更した場合においても，コモンモード等価回路のそれぞれの静電容量の測定・入力を行い，軸電圧のシミュレーションを実施することにより軸電圧の大きさを得ることが可能となる。

また、ブラシレス DC モータの進角が軸電圧へ与える影響を調べるため、2 相変調 PWM インバータ駆動ブラシレス DC モータのシミュレーションを行い、各部波形およびフェーズ図よりシミュレーション結果の妥当性を確認するとともに、進角制御によって相電流が低減されることを示した。さらに、2 相変調時のコモンモード電圧と軸電圧の関係を示し、軸電圧の大きさが進角制御に影響されないことを明らかにした。

最後に、電源の接地状態が軸電圧に与える影響についても検討を行い、電源配線と接地方式が異なれば、コモンモード電圧が異なることをシミュレーションにより明らかにした。さらに、日本の三相 AC220 V において、軸電圧のシミュレーション結果と測定結果がほぼ一致していることを確認し、接地の影響でコモンモード電圧が異なる場合でもモータ単体として軸電圧を 0 V とすれば、エアコン本体にモータを組み込んだ場合の軸電圧を 0V とできることをシミュレーションにより明らかにした。



## 第6章 ベアリング耐電食性向上についての考察

### 6.1 緒言

本章では、ベアリング電食が発生している部位であるベアリングに着目し、絶縁耐圧破壊が発生しにくいベアリング構造を検討し、耐電食性を向上できるベアリングの仕様を明らかにする。

ベアリング電食は、第1章において説明したように、インバータのスイッチングによってベアリングの外輪と内輪の間に軸電圧と呼ばれる電位差が生じ、この軸電圧によってベアリングのグリースが絶縁破壊し、ベアリングに電流が流れることにより発生する<sup>(13)</sup>。

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、近年、微小な電流密度においても発生することが報告された<sup>(48)</sup>。その場合においても、ベアリングのグリースの絶縁破壊を起こさないように軸電圧を低減することで、ベアリングに流れる電流を抑制できるため、筆者らは、空調ファン用ブラシレス DC モータにおいて絶縁ロータ（非接地・絶縁ロータ仕様）を提案した。そして、このロータを用いることで、軸電圧をベアリングのグリースの絶縁破壊電圧以下の値に抑制できることを確認した<sup>(42)</sup>。

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ており、電食に関しても長期に渡る静粛性能の検証が必要である。この検証方法としてベアリングに直接電圧を印加する電食耐久試験法が提案されており、この試験法による検証結果として放電現象が発生している前提での油膜パラメータ ( $\Lambda$ ) の影響については  $\Lambda$  が大きいほど異常となることが報告されている<sup>(49)</sup>。しかし、絶縁ロータを搭載したブラシレス DC モータにおいてはベアリングに電流が流れる放電現象そのものが発生しないため、その結果を適用することはできない。そこで、本章ではベアリングにパルス状の電圧が印加される条件において、特に内輪の表面粗さとグリースの基油の基油動粘度に着目し、絶縁ロータ仕様のブラシレス DC モータにおける油膜パラメータの影響を明らかにすることを目的として、ベアリングの外輪と内輪の間にインバータのスイッチング周波数の 60 倍の周波数を持つパルス電圧を印加する電食加速試験により、耐電食性（音響寿命）の効果の確認を行う<sup>(50)</sup>。

## 6.2 ベアリングの油膜パラメータについて

### 6.2.1 ベアリングの耐電圧特性

今回検討を行ったベアリングの詳細仕様を表 6.1 に示す。ベアリングの型番は空調ファン用ブラシレス DC モータの用途に広く使用されている呼び番号 608 (外径  $\phi 22$  mm, 内径  $\phi 8$  mm) とした。油膜パラメータを変化させる方法としては, 内外輪軌道面の表面粗さおよびグリースの基油動粘度を変化させることとした。

具体的な条件として, 内外輪の表面粗さ (二乗平均) を 14 nm と 8 nm の 2 種類, グリースは 40 °C の基油動粘度を 53 mm<sup>2</sup>/s と 26 mm<sup>2</sup>/s の 2 種類の計 4 種類の組み合わせを評価対象とした。油膜パラメータは, 基油動粘度に比例し, 表面粗さ (二乗平均) に反比例する関係にあり, 使用したグリースでは, 表 6.1 に記載の値となる。

これらの 4 種類のベアリングについて, 基油動粘度の違うグリースの絶縁破壊電圧とベアリングの絶縁破壊電圧を整理し, 次に基油動粘度と表面粗さの組み合わせの絶縁破壊電圧に基づき電食加速試験の電圧を決定し, 最適なベアリング仕様を検討することとする<sup>(66)</sup>。

#### ① ベアリンググリース単体の耐電圧

図 6.1 はグリース単体の絶縁破壊試験装置である。JIS C2101 に沿って電極間距離が 2.5 mm での絶縁破壊電圧  $v_{25d}$  (kV) を測定した結果, 基油動粘度 53 mm<sup>2</sup>/s (以下, 本章では Grease A と記載する) の絶縁破壊電圧  $v_{25d}$  は 21 kV, 基油動粘度 26 mm<sup>2</sup>/s (以下, 本章では Grease B と記載する) の  $v_{25d}$  は 18 kV であった。

#### ② ベアリンググリースの油膜

ベアリングは図 6.2 のように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接触面が生じ, その接触面にグリースの油膜が形成される。

表 6.1 ベアリングの詳細仕様

Type	Surface roughness, nm	Kinematic viscosity at 40°C, mm <sup>2</sup> /s	Oil film parameter
No.1	14	26	9
No.2	14	53	16
No.3	8	26	14
No.4	8	53	26

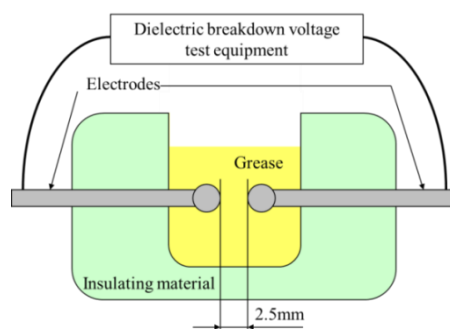


図 6.1 グリースの絶縁破壊電圧試験装置

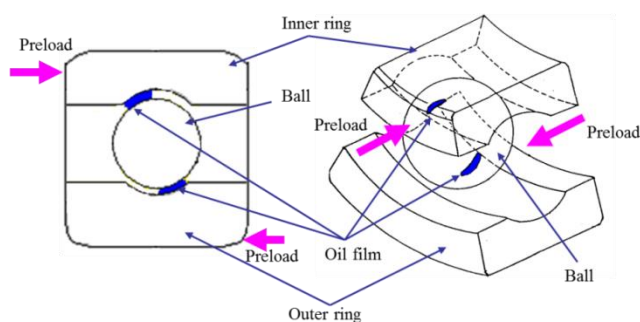


図 6.2 ベアリングと油膜形成

予圧をかけた状態でベアリングを回転させたときに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(6.1)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>(51)</sup>。

$$h_c = 2.65 \cdot \alpha^{0.54} \cdot E'^{0.03} \cdot \eta_0^{0.7} \cdot u^{0.7} \cdot R^{0.43} \cdot \omega^{-0.13} \quad \dots (6.1)$$

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,  $\eta_0$ : 大気圧下のグリースの粘度(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。

図 6.3 は, 光干渉法を用いてガラス平板と玉との最小油膜厚さを測定した結果であり, 測定においても回転数の上昇により油膜厚さは速度のほぼ 0.7 乗に比例して厚くなる傾向にある。Dowson-Higgison の油膜計算式および光干渉法によって求まる油膜厚さは, 実際のベアリングの油膜厚さと変化の傾向は一致するが, 測定ではガラス平板が用いられているのに対し, 実際のベアリングでは曲率形状をもった内外輪であるため, 図 6.3 の油膜厚さは誤差を含んでいることに注意する必要がある。この補正については後節で考察を行う。

### ③ ベアリングの絶縁破壊電圧の計算

ベアリングの絶縁破壊電圧は，グリースの 2.5 mm 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(6.2)より理論的に求めることができる<sup>(52)</sup>。

$$v_{bd} = \frac{v_{25d}}{2.5 \times 10^{-3}} \times h_c \times 10^{-9} \quad \dots (6.2)$$

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

図 6.4 は，ベアリングの回転数毎に図 6.3 の油膜厚さ  $h_c$  の値を用いて，式(6.2)からベアリングの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  を計算した結果を示している。ただし，前述の通り図 6.3 の油膜厚さには誤差が含まれるため，次節で測定結果を用いた補正方法の考察を行う。

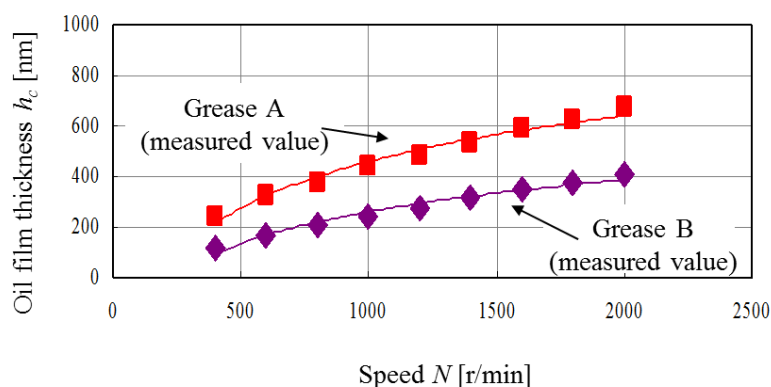


図 6.3 ベアリングの回転数と油膜厚さの関係（測定）

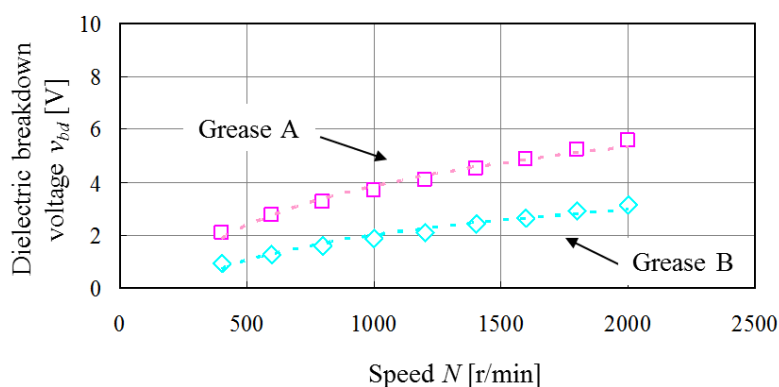
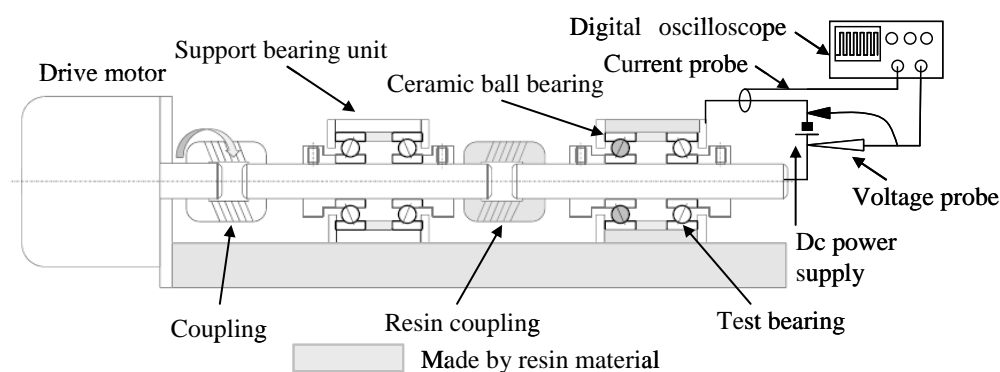


図 6.4 ベアリングの回転数と絶縁破壊電圧の関係（計算）

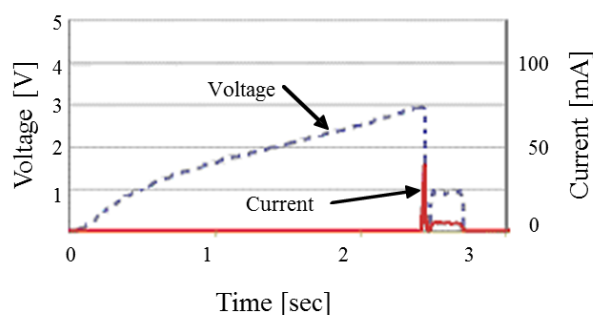
#### ④ ベアリングの絶縁破壊電圧の測定

図 6.5 はベアリングの絶縁破壊電圧の測定方法を示しており、図 6.5 (b) は絶縁破壊前後のベアリングの電圧および電流の波形を示している。ベアリングを外部駆動により回転させ、ベアリングの内輪と外輪の間に直流電圧を印加して、絶縁破壊が起きたとき、つまり電流が流れた瞬間の電圧（最小値）をデジタルオシロスコープで測定する。詳細な条件、方法については 6.2.2 節において説明を行う。

図 6.6 の実線は、Grease A および Grease B に対し、上記の方法によって回転数毎に測定したベアリングの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  を示している。図 6.4 で示した計算値を補正するため、図 6.3 の 1,000 r/min 時のベアリングの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  の値を図 6.4 の 1,000 r/min 時の値に一致させるように比例計算を行った。具体的には、Grease A では 5.4 V、Grease B では 2.8 V



(a) ベアリング絶縁破壊電圧測定装置



(b) ベアリングの絶縁破壊時の電圧と電流の関係

図 6.5 ベアリングの絶縁破壊電圧の測定方法

を通るようにそれぞれ定数を乗じた。その結果を図 6.6 に破線で示している。図 6.6 において、補正後の計算値と測定値はほぼ一致しており（最大誤差 0.5 %）、この補正方法は妥当であると考ええる。

以上のように、ベアリングの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  に関してその測定値と計算値の傾向は一致するので、 $v_{bd}$  の指標として、グリースの種類に固有のベアリンググリース単体の絶縁破壊電圧  $v_{25d}$  と回転数による油膜厚さ  $h_c$  から式 (6.2) より求めた値を用いてよいと考える。

このようにして求めたベアリング自体の絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  に対し、この値以下にモータの軸電圧  $v_{sh}$  を抑えることにより、絶縁破壊を抑制し電食を防止することが可能になる。

次に、このベアリングの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$  と絶縁ロータを用いた空調ファン用ブラシレス DC モータの軸電圧  $v_{sh}$  について、シミュレーションと測定で求めた結果を考察する。Grease A, Grease B それぞれに関して、回転数毎の軸電圧およびベアリングの絶縁破壊電圧を図 6.7 に示す。

なお、絶縁破壊電圧は直流を印加して測定した正值であるのに対し、軸電圧はシミュレーションで得られた最小値（マイナスの値）であるので、図 6.7 では両者を比較するため、軸電圧の値を絶対値表記で示している。この図の計算値および測定結果から、絶縁ロータを用いたモータでは、実使用回転領域（400～1,800 r/min）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  $v_{sh}$  が常に低くなっていることが確認できる。さらに、1,000 r/min

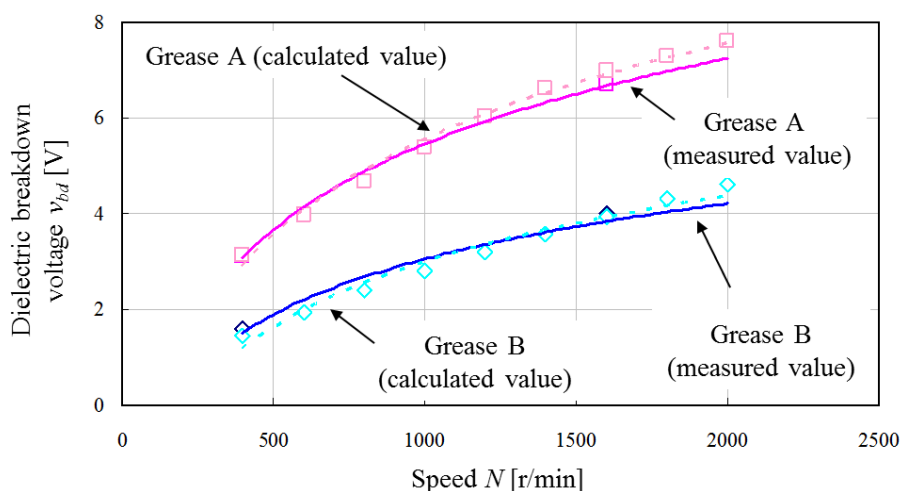
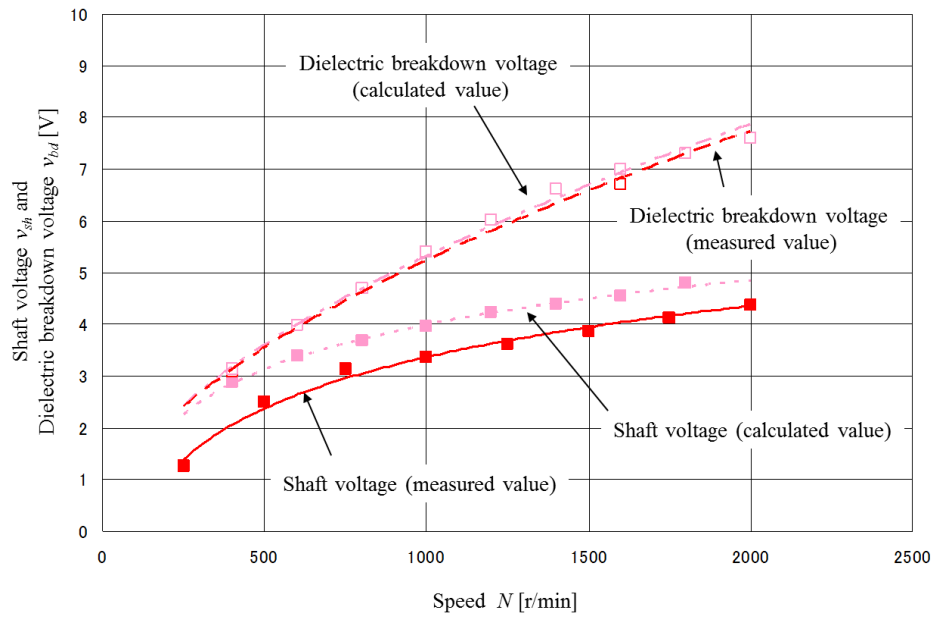
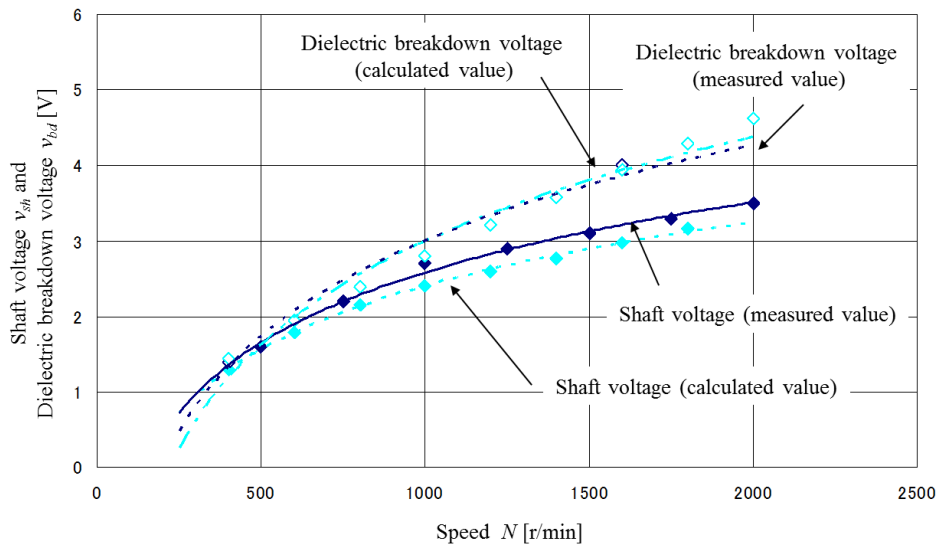


図 6.6 ベアリングの回転数と絶縁破壊電圧の関係

時の軸電圧の絶縁破壊電圧に対する余裕度（本論文においては、余裕度＝（ベアリングの絶縁破壊電圧  $v_{bd}$ ）／（モータの軸電圧  $v_{sh}$  の大きさ）とし、測定結果を用いる）は、Grease A が 1.6 に対し Grease B は 1.2 となり、Grease A の方が 3 割以上の余裕があり、絶縁ロータを搭載したモータにより適したグリースであると考えられる<sup>(36)</sup>。



(a) Grease A



(b) Grease B

図 6.7 軸電圧とベアリングの絶縁破壊電圧の関係

## 6.2.2 面粗度と耐電圧特性

### ① 絶縁破壊電圧の測定装置

図 6.5 (a) に示したベアリングの絶縁破壊電圧を測定する測定装置では，試験ベアリング以外に電圧が印加されないように被試験ベアリングの周辺部材は樹脂製の絶縁材料を使用しており，ベアリングについても被試験ベアリング以外はセラミックボールベアリングを使用して被試験ベアリングと絶縁してある。被試験ベアリングは金属シャフトに取り付けられ，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されている。その外部駆動モータを用いてベアリングを所定の回転数で回転させる。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直流電源を接続して，電圧を印加する。軸の予圧はばねにより 29.4 N を付加している。

### ② 実験条件

実験条件としては，ベアリングの回転数を空調ファン用ブラシレス DC モータの室内用において多く使用されている 1,000 r/min 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の間に直流電源を接続し，直流電圧を 0 V から上昇させて図 6.5 (b) 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。

### ③ 実験結果

この方法で先述の 4 種類のベアリングの絶縁破壊電圧を測定した結果を表 6.2 に示す。その結果が示すようにベアリングの絶縁破壊電圧は，表面粗さが小さい方 (No.1 よりも No.3, No.2 よりも No.4) が高く，また，グリースの基油の基油動粘度が高い方 (No.1 よりも No.2, No.3 よりも No.4) が高い傾向にある。これは表面粗さが小さい方が油膜厚さが厚くなることと，ベアリングの絶縁破壊電圧がグリースの絶縁破壊電圧と油膜厚さとの積と一致する関係にあるためと考える<sup>(40) (53)</sup>。

表 6.2 ベアリング単体の絶縁破壊電圧の測定結果

Type	Dielectric breakdown voltage, V
No.1	1.0
No.2	2.3
No.3	1.9
No.4	5.3



### 6.2.3 音響加速試験による面粗度改善の効果確認

#### ① 電食加速試験

本節では、グリース基油動粘度やベアリング内外輪の表面粗さが耐電食性（音響寿命）にどのような影響を与えるか調べるための加速試験について述べる。絶縁ロータを搭載したブラシレス DC モータの軸電圧が 2.5 V であり（図 6.7 (b) より）、内輪の表面粗さの小さいものが 1.9 V 以上の絶縁破壊電圧を有するため、今回の実験では実際の状態に近い 3.0 V の電圧を印加することとした。また、回転数は絶縁破壊電圧の測定と同様 1,000 r/min とした。実験装置を図 6.8 に示す。図 6.5 (a) の絶縁破壊電圧測定装置との相違はベアリングの内輪と外輪にブラシレス DC モータの軸電圧と同様なパルス電圧を 1.2 MHz の周波数で印加し、PWM 周波数の 20 kHz に比べて加速度係数を 60 倍とした点である<sup>(50)</sup>。

#### ② 電食発生の判定方法

電食発生の判定には、ベアリングのアンデロン値を用いる（初期、168 h、336 h、500 h で測定する）。アンデロンメータは騒音を直接測定する代わりに周波数帯域別の振動を測定する装置である。Low band は 50～300 Hz の振動、Medium band は 300～1,800 Hz の振動、High band は 1,800～10,000 Hz の振動が検出される。電食が発生すると、特に Medium band と High band の値が高くなるため、電食発生 of 判定値は Medium band では 1.5、High band では 1.5 とし、二つの判定値のうち一つでも超えると電食発生と判断した<sup>(50)</sup>。

#### ③ 実験結果

図 6.9 にアンデロン値の経時変化を示す。図 6.9 (a) の Low band のアンデロン値は 4 種類

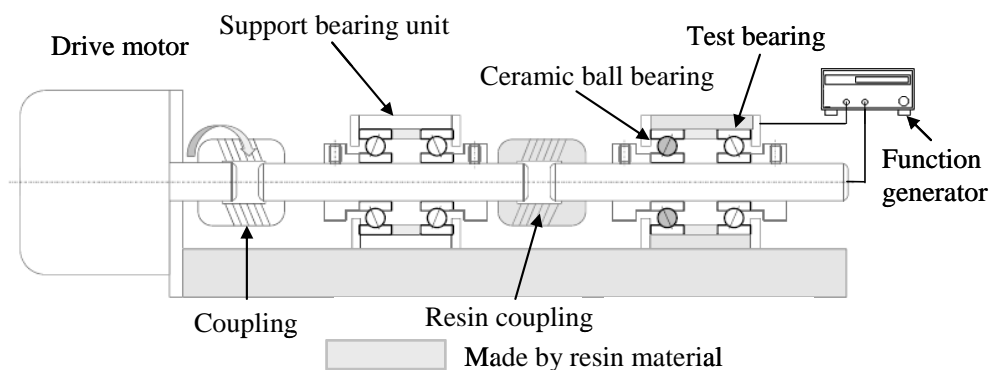
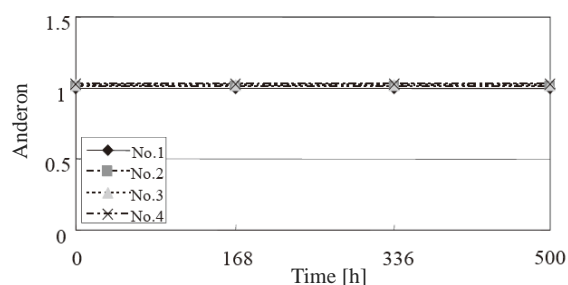


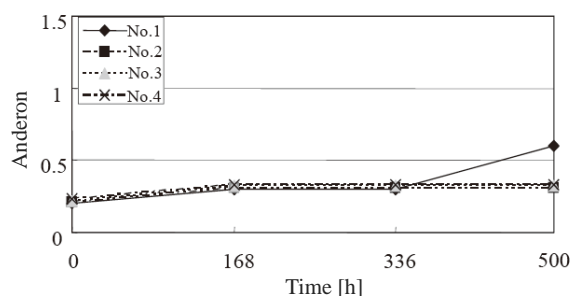
図 6.8 電食加速試験装置

共、初期値から変化していないことがわかる。図 6.9 (b) の Medium band のアンデロン値は No.2 から No.4 では初期からほとんど変化しておらず、No.1 のみが初期から 336 h までは他のベアリングと同じく変化はなかったが 336 h から 500 h の期間で 0.3 から 0.6 まで上昇した。図 6.9 (c) の High band のアンデロン値は Medium band と同様に No.2 から No.4 は初期から変化しておらず、No.1 のみが初期から 336 h までは変化はなかったが 336 h から 500 h にて 0.2 から 0.3 に上昇した。

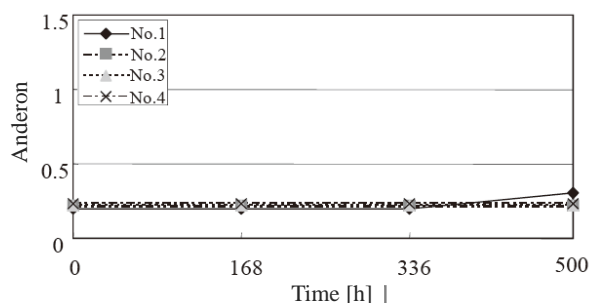
これらの結果より、500 h 経過後のアンデロン値は、全種類において判定値を超えなかったが、No.1 のみ 500 h 経過後のアンデロン値の上昇を確認することができた。



(a) Low band



(b) Medium band



(c) High band

図 6.9 電食加速試験のアンデロン値の推移

No.1 のベアリングが 500 h においてアンデロン値の上昇を起こしたのは、ベアリングの絶縁破壊電圧が低くパルス毎に絶縁破壊が発生してベアリング内部の各部品に面荒れが発生したためと考える。No.2 および No.3 においては絶縁破壊電圧より印加電圧の方が高い状況であったが、油膜の状態が一定ではなくパルス毎に絶縁破壊が起こらなかったため No.1 と比べ絶縁破壊の頻度が低かったものとする。また、No.4 に関しては絶縁破壊電圧が印加電圧よりも高いため絶縁破壊は発生せずアンデロン値の上昇もなかったと考える。

試験終了後にシールを外したベアリング全体、内輪、外輪、転動体表面を観察した写真を図 6.10～図 6.13 に示す。図 6.10 は No.1 のベアリング、図 6.11 は No.2 のベアリング、図 6.12 は No.3 のベアリング、図 6.13 は No.4 のベアリングを示している。

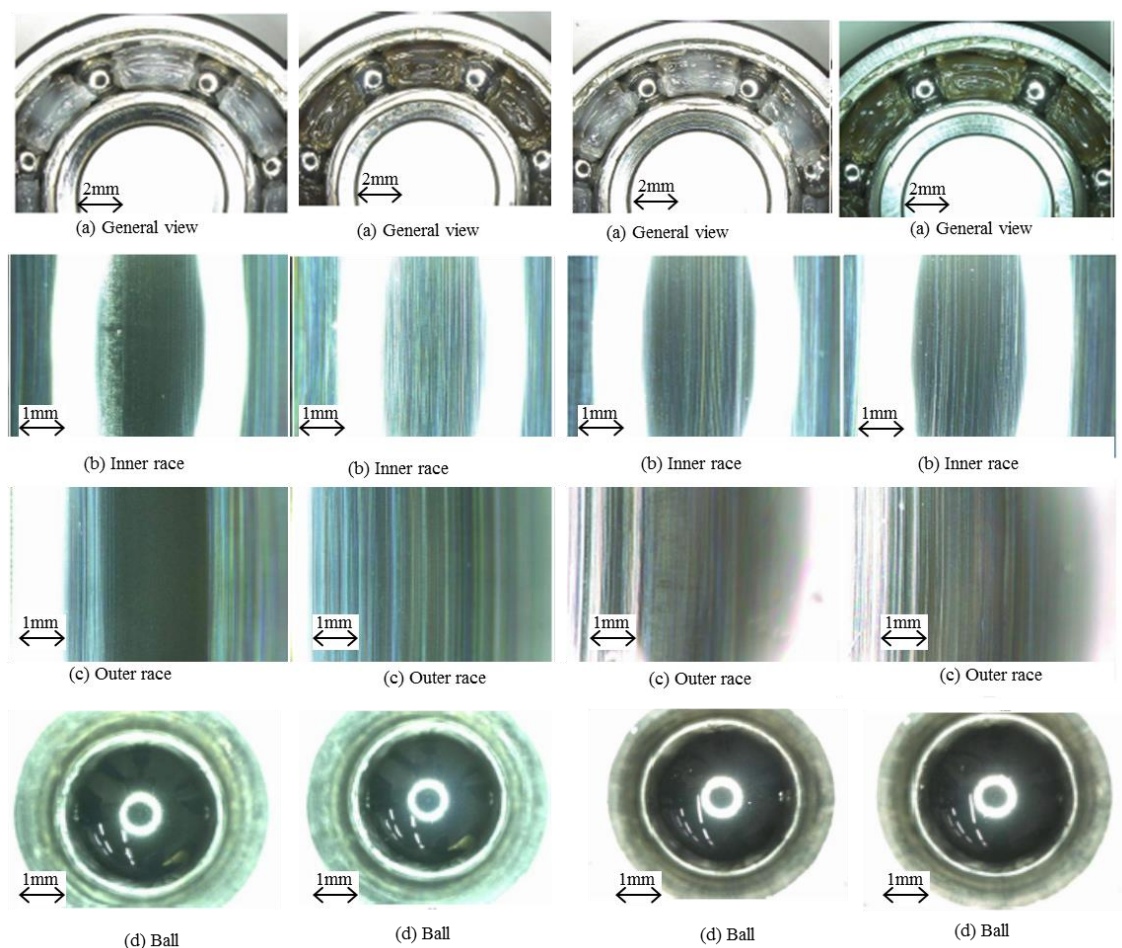


図 6.10 No.1 の  
内部観測写真

図 6.11 No.2 の  
内部観測写真

図 6.12 No.3 の  
内部観測写真

図 6.13 No.4 の  
内部観測写真

すべてのベアリングにおいて電食発生時のグリースの変色は観察されなかった。グリースの基油の基油動粘度  $26 \text{ mm}^2/\text{s}$  の No.1 と No.3 の内部観察では双方とも内輪および外輪に損傷が見られたが、基油動粘度  $53 \text{ mm}^2/\text{s}$  の No.2 と No.4 の内部観察では特に損傷は見られなかった。また、内外輪の表面粗さが  $14 \text{ nm}$  の No.1 と表面粗さが  $8 \text{ nm}$  の No.3 を比較すると、No.1 の方が損傷が大きいことが内部観察より明らかとなった。すなわちベアリング No.1 のアンデロン値の上昇はベアリング内部の損傷が大きいためである。

No.1 でこの損傷が大きいのは印加電圧に比べてベアリングの絶縁破壊電圧の値が非常に低く、印加パルス毎に絶縁破壊が発生したためと考える。

また、No.2 と No.3 で損傷が小さかったのは No.1 に比べてベアリングの絶縁破壊電圧が高く、今回の印加電圧下においては印加パルス毎に発生する絶縁破壊の頻度が No.1 に比べ低かったためと考える。

No.4 においてベアリング内部の損傷がなかったのは絶縁破壊電圧が印加電圧よりも高く、絶縁破壊が発生しなかったためと考える。

### 6.3 結言

本章では、小型ベアリング 608 のグリースの基油の基油動粘度および内外輪の表面粗さを変えてベアリング単体における絶縁破壊電圧を理論および測定により明確にした。また、軸電圧の低減を目的とした非接地・絶縁ロータ仕様の空調ファン用ブラシレス DC モータに対して、測定した軸電圧、計算した軸電圧の結果をベアリング単体の絶縁破壊電圧の結果と組み合わせることで、絶縁ロータにより抑制された軸電圧が実使用回転領域の全域においてベアリングの絶縁破壊電圧以下に設定できており、絶縁ロータが電食の抑制に有効であることを明らかにした<sup>(40) (53)</sup>。さらにベアリング単体に対して、ブラシレス DC モータの実使用状態に近いパルス電圧が印加される条件において、インバータのスイッチング周波数の 60 倍の周波数のパルス電圧を印加し加速耐久試験を実施した<sup>(50)</sup>。

本章の結果を要約すると次の通りである。

- (1) 内外輪の表面粗さおよびグリースの基油動粘度をそれぞれ2種類ずつ変えた計4種類のベアリングに対して絶縁破壊電圧を計算および測定し、ベアリングの内外輪間の絶縁破壊電圧は、グリースの基油動粘度が高いほど高くなる傾向にあり、さらに内外輪の表面粗さが小さいほど高くなる傾向にあることを明らかにした。また、絶縁破壊が起きているブラシレス DC モータにおいてはグリース粘度の高いものがより電食発生リスクが高いという報告があるが、今回、空調分野で使用されている2種類のグリースを検討することで、絶縁破壊を起こす前であれば基油動粘度の高いグリースを用いたベアリングの方が絶縁破壊電圧が高くなる、すなわち、絶縁破壊が起きていない絶縁ロータ仕様のブラシレス DC モータではより基油動粘度の高いグリースを用いた方が高い電食抑制効果を得られることを明らかにした。
- (2) モータの軸電圧と回転数との関係は、回転数毎のベアリングの静電容量から等価回路を用いたシミュレーションを行うことにより求めることができる。シミュレーション結果と測定値とはよく一致することから、非接地ブリッジ型等価回路の妥当性も確認できた。
- (3) 回転数が高くなるに伴い油膜厚さが厚くなり、ベアリング単体の絶縁破壊電圧が高くなる傾向を計算および測定により示した。ただし、計算で用いた油膜厚さは実際のベアリングのものと異なるので計算した絶縁破壊電圧は誤差を含んでいる。この誤差を補正する方法として、1,000 r/min 時の絶縁破壊電圧が一致するよう計算値に定数を乗ずることを考案した。その結果、補正後の計算値と測定値の誤差は0.5 %程度となった。このことから、ベアリングの絶縁破壊電圧の目安値をベアリンググリース単体の絶縁破壊電圧と油膜厚さから計算しても問題ないことを明らかにした。
- (4) モータの回転数が高くなると、ベアリンググリースの油膜厚さが厚くなり、モータの軸電圧が上がるが、同時にベアリングの絶縁破壊電圧も上がる。このとき、絶縁ロータ仕様のモータでは軸電圧が抑えられるため、回転数に関係なく軸電圧が絶縁破壊電圧を下回り、電食の発生を抑制できることを明らかにした。

- (5) 加速耐久試験において、実使用状態に近いパルス電圧印加では 500 h 経過後においても全条件で電食発生の閾値まで悪化傾向に至らなかったが、グリースの基油動粘度が低く、かつ内外輪の表面粗さが大きい条件ではアンデロン値の上昇が確認できた。
- (6) ブラシレス DC モータの軸電圧を 2.5 V 程度に抑えることができ、絶縁破壊が起きていない場合においては、油膜パラメータ  $\Lambda$  (表 6.1 参照) が大きいほどベアリングの絶縁破壊が抑制される傾向にあることを明らかにした。

## 第7章 結論

本論文は、ステータがモールドされた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筆者らが既に提案し、ベアリング電食対策に非常に有効な「絶縁ロータ」（ロータの鉄心を内側と外側の二つに分割しその間を樹脂により絶縁したロータ構造）と「非接地ブリッジ型コモンモード等価回路」を基軸として、空調ファン用ブラシレス DC モータの各仕様に対し、これまでの研究成果と軸電圧のゼロ化に向けた新たな低減方法についての研究結果をまとめたものである。

第2章では、本研究について述べる前準備として、まず、電圧形 PWM インバータのコモンモード電圧、軸電圧の測定、非接地モータのコモンモード等価回路とモータ各部の静電容量の測定、そして非接地・絶縁ロータ仕様の効果について述べた。さらに本研究の要となる非接地ブリッジ型コモンモード等価回路について説明した。

次に、非接地・絶縁ロータ仕様のモータに対して、その非接地ブリッジ型コモンモード等価回路を検討し、ブラケットと N ラインの間に調整用コンデンサを用いることで、金型の精度等が原因でゼロにできなかった軸電圧を低減する方法を提案して、シミュレーションおよび実験によってこの方法の効果を示した。この方法は、静電容量を微調整したい場合には、金型変更なしに基板上で実現可能である<sup>(34)</sup>。この方法に関連して、調整用コンデンサをモータ内部のプリント基板上に、基板を絶縁層とし基板上の銅箔を導電体平板として構成できることや、複数に切り分けた銅箔とジャンパー線で静電容量を容易に微調整する方法についても述べた。

第3章では、非接地・非絶縁ロータ仕様のモータに対して、その非接地ブリッジ型コモンモード等価回路を検討し、ブラケットとステータコアの間、もしくは N ラインとステータコアの間に調整用コンデンサを追加することで、軸電圧を低減する方法を提案した。さらに、ブラケットとステータコアの間に調整用コンデンサを追加する実験を行い、軸電圧低減の効果を確認した<sup>(35)</sup>。この方法の調整用コンデンサについてもプリント基板を利用したコンデンサの構成が可能である。この方法を用いることにより、従来、使用されていた

非絶縁ロータ仕様のモータにおいてもモールド等の金型の大掛かりな変更を伴うことなく、単に回路上での対策により軸電圧の低減が可能となった。

第4章では、接地・絶縁ロータ仕様のモータに対して、そのコモンモード等価回路を検討し、コモンモード等価回路より絶縁ロータ部分の静電容量が小さければ小さいほど軸電圧をより低減できることを明らかにした<sup>(36)</sup>。また、この考え方を基に 750 W 出力のモータを試作し、海外で用いられる三相 AC460 V の高い電圧の電源環境下においても、電食に繋がる放電現象を起こさないことを確認した。この実験により、大型のモータに対しても絶縁ロータの有効性が示された。なお、絶縁ロータ部分の静電容量を小さくするためには、樹脂で構成される絶縁部分をできるだけ厚くとる必要があり、これはロータの強度とトレードオフがあるため、高出力のモータではこのことを考慮した設計が必要である。

第5章では、エアコン本体も含めたコモンモード等価回路の検討を行い、家庭用エアコン室内、室外両ユニットのコモンモード等価回路を提案した。さらに両ユニットの軸電圧の測定結果とコモンモード等価回路を用いた軸電圧のシミュレーション結果の変動幅が一致することから、提案した家庭用エアコンのコモンモード等価回路の妥当性を示した<sup>(37)</sup>。

次に、ブラシレス DC モータで高効率化、低騒音化、低振動化のために用いられる進角制御が軸電圧に与える影響を調べるために、2相変調 PWM インバータ駆動ブラシレス DC モータのシミュレーションを行った。各部波形およびフェーザ図よりシミュレーション結果の妥当性を示し、進角制御によって相電流が低減されることを示した。さらに、2相変調時のコモンモード電圧と軸電圧の関係を示し、軸電圧の大きさが進角制御に影響されないことを示した<sup>(38)</sup>。

また、電源の接地方式が軸電圧に与える影響についてシミュレーションにより検討を行い、同じ AC200 V 系 であっても電源配線と接地方式が異なれば、それに応じた電源周波数 AC 成分がコモンモード電圧に重畳されてコモンモード電圧波形が異なること、それぞれのコモンモード電圧を用いて計算された軸電圧の波形も電源配線と接地方式に応じた電源周波数の AC 成分を含んで異なることを明らかにした。これより、ベアリング電食を起こさな



いためには、電源配線と接地方式に応じた電源周波数 AC 成分まで含めた軸電圧をベアリンググリースの絶縁耐圧以下に抑える必要があることがわかった。しかし、このような場合でも、モータ単体の軸電圧を 0 V とすれば、実際の軸電圧を 0 V とできることもシミュレーションにより明らかにした。すなわち、電源配線や接地方式が異なれば、コモンモード電圧や軸電圧は異なるが、モータ単体における軸電圧を 0 V とすれば実際の軸電圧は問題なく 0 V にすることが可能である。

第 6 章では、ベアリング単体における耐電食性の向上に関して検討を行うために、ベアリングの耐電圧特性を調べた。小型ベアリングのグリースの基油動粘度および内外輪の表面粗さを変えた場合のベアリング単体における絶縁破壊電圧を理論および実測により明確にし、ベアリングの内外輪間の絶縁破壊電圧は、グリースの基油動粘度が高いほど、内外輪の表面粗さが小さいほど高くなる傾向があることを明らかにした。

次に、回転数ごとのベアリングの静電容量を非接地ブリッジ型等価回路に用いてシミュレーションを行うことで、回転数ごとの軸電圧を計算し、実測値との一致から非接地ブリッジ型等価回路の妥当性を確認した。回転数が高くなるに伴い油膜厚さが厚くなり、ベアリング単体の絶縁破壊電圧が高くなる傾向についても計算および実測により明らかにした。また、ベアリングの絶縁破壊電圧は、概ねベアリンググリース単体の絶縁破壊電圧と油膜厚さから計算できることも明らかにした。

続いて、非接地・絶縁ロータ仕様の空調ファン用ブラシレス DC モータに対して、測定した軸電圧、計算した軸電圧の結果をベアリング単体の絶縁破壊電圧の結果と組み合わせることで、絶縁ロータによって抑制された軸電圧がモータの実使用回転領域の全域においてベアリングの絶縁破壊電圧以下に低減できていること、絶縁ロータが電食の抑制に有効に働いていることを明らかにした<sup>(40)</sup>。

さらに、ベアリング単体に対して、ブラシレス DC モータの実使用状態に近いパルス電圧が印加される条件において、インバータのスイッチング周波数の 60 倍の周波数のパルス電圧を印加する加速耐久試験を実施し、グリースの基油動粘度が低くかつ内外輪の表面粗さが大きい条件ではアンデロン値の上昇が起こる（電食が発生する）ことを明らかにした<sup>(39)</sup>。

最後に、今後の空調ファン用ブラシレス DC モータにおける軸電圧低減の指針とすべく、本研究の成果として得られた種々の仕様の空調ファン用ブラシレス DC モータに対する軸電圧低減方法について、モータの仕様ごとに整理する。

① 非接地・非絶縁ロータ仕様のモータ（従来からの小型モータ（家庭用エアコン等に搭載）の量産仕様）

- ・ロータを絶縁ロータ化し、絶縁ロータの静電容量を調整してベアリングの内輪，外輪に分圧される電圧が等しくなるようにすることで軸電圧を 0 V に近づける（第 2 章）。
- ・非絶縁ロータ仕様のままでの新たな軸電圧の低減方法として、ブラケットとステータコアの間もしくは N ラインとステータコアの間に調整用コンデンサを追加することでも軸電圧の低減が可能である（第 3 章）。

② 非接地・絶縁ロータ仕様のモータ（軸電圧低減対策がとられたモータで現在の小形モータの量産仕様）

- ・絶縁ロータ化による軸電圧低減が不十分な場合は、ブラケットと N ラインの間に調整用コンデンサを追加することでさらに軸電圧を低減する（第 2 章）。

③ 接地・非絶縁ロータ仕様のモータ（従来からの大型モータ（業務用エアコン等に搭載）の量産仕様）






- ・ロータを絶縁ロータ化し、ロータの強度上の条件を満足させながら絶縁層の静電容量を最小化することで軸電圧を 0 V に近づける（第 4 章）。

④ 接地・絶縁ロータ仕様のモータ（軸電圧の低減対策がとられたモータ）

- ・絶縁ロータ化による軸電圧低減が不十分な場合は、ロータの強度上の条件を満足させながら絶縁層の静電容量を最小化することで軸電圧を 0 V に近づける（第 4 章）。

以上，各種仕様モータに対する軸電圧低減方法について，表 7.1 にまとめる。

表 7.1 各種仕様モータに対する軸電圧低減方法のまとめ

ロータ仕様 接地方法	非絶縁ロータ	絶縁ロータ
非接地 用途： 家庭用エアコン	既存量産品（未対策）  ・ブラケットースターコア間， Nラインースターコア間への 調整用コンデンサ追加により 軸電圧を低減 （第3章）	軸電圧低減  ・絶縁ロータ <sup>(30)(31)(32)</sup>  ・ブラケットーNライン間への調整用 コンデンサ追加により， さらに軸電圧を低減 （第2章） ・実機のコモンモード等価回路を確立 ・進角が軸電圧へ与える影響は皆無 ・軸電圧ゼロ化でアースの影響も 受けない電食対策 （第5章） ・グリースの動粘度UPと ベアリング内部の面粗度改善により 耐電食性を向上 （第6章）
接地 用途： 業務用エアコン	既存量産品（未対策）  軸電圧低減	・絶縁ロータ <sup>(33)</sup>  ・絶縁層の静電容量最小化（絶縁層の 厚み大）により軸電圧の低減効果大 （第4章）

※すべての場合において，ベアリングは基油動粘度が高く，内外輪表面粗さが小さいものが望ましい（第6章）。

## 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：「小型ベアリング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] 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)
- [20] 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ベアリング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)
- [21] 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)

- [22] D. Macdonald, and W. Gray, "PWM drive related bearing failures," IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 5, No. 4, pp. 41-47 (1999)
- [23] 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)
- [24] 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)
- [25] 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)
- [26] 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)
- [27] 堂元貴史・赤木泰文：「電圧形PWMインバータの駆動交流電動機の軸電圧・漏れ電流の一抑制法ーモータ中性点を利用したパッシブEMI フィルター」，電学論D，123 巻9 号，pp. 1057-1064 (2003)
- [28] 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ー」，電学論D，126 巻2 号，pp. 95-102 (2006)
- [29] 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)
- [30] 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)

- [31] 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)
- [32] 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)
- [33] 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)
- [34] Yoshinori Isomura, Kichiro Yamamoto, Shigeo Morimoto, Tatsuo Maetani, Akihiko Watanabe, Keisaku Nakano:”Study of the Further Reduction of Shaft Voltage of Brushless DC Motor with Insulated Rotor Driven by PWM Inverter”, the IEEE Transactions on Industry Applications, (2014 年 3 月 11 日掲載決定通知受領)
- [35] Yoshinori Isomura, Kichiro Yamamoto, Shigeo Morimoto, Tatsuo Maetani, Akihiko Watanabe, Keisaku Nakano: ”Approaches to Suppressing Shaft Voltage in Non-Insulated Rotor Brushless DC Motor Driven by PWM Inverter”, International Conference on Electrical Machines and Systems , PMDC-0843, pp. 1242-1247 (2013)
- [36] Tatsuo Maetani, Shigeo Morimoto, Kichiro Yamamoto, Yoshinori Isomura, Akihiko Watanabe: ”Shaft Voltage Comparison between Grounded and Ungrounded Brushless DC Motors with Insulated Rotor Driven by PWM Inverter”, the IEEE Industry Applications magazine, (2013 年 8 月 21 日掲載決定通知受領)
- [37] 豊留慎也・山本吉朗・上別府由佳・磯村宜典・中野圭策：「家庭用エアコンのコモンモード等価回路」, 平成 25 年 電気学会産業応用部門大会, Y-105 (2013)
- [38] 豊留慎也・山本吉朗・磯村宜典・中野圭策：「2 アーム変調 PWM インバータ駆動永久磁石同期電動機のシミュレーション」, 平成 25 年 電気関係学会九州支部連合大会, 04-2P-09 (2013)

- [39] 礪村宜典, 前谷達男, 渡辺彰彦, 中野圭策, 小宮山宏, 森本茂雄, 山本吉朗:「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2報) -玉軸受内外輪の表面粗さの影響-」 トライボロジスト, 第58巻, 第1号, pp.46-51. (2013)
- [40] 礪村宜典・前谷達男・渡辺彰彦・小宮山宏・森本茂雄・山本吉朗:「PWMインバータ駆動 ブラシレスDCモータの軸電圧とベアリンググリースとの関係について」, 電学論D, 133 巻10 号, pp. 954-960 (2013)
- [41] 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)
- [42] 前谷達男・飯盛憲一・礪村宜典・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)
- [43] 飯盛憲一・篠原勝次・愛甲光徳:「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)
- [44] 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)
- [45] Y. Isomura, K. Yamamoto, S. Morimoto, T. Maetani, A. Watanabe and K. Nakano, "Study of the Further reduction of Shaft Voltage of Brushless DC Motor with Insulated Rotor Driven by PWM Inverter," The IEEE 10<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems(PEDS) 2013, pp1184-1189 (2013)



- [46] 半導体電力変換方式調査専門委員会編：「半導体電力変換回路」，電気学会，6.3 節  
PWM インバータ， p.125 (1987)
- [47] 松田純一・田上直樹・澤田知行・齊藤宏：「中国の電源事情に対する課題と対策」，パナ  
ソニック 電工技報， vol. 59, No.3, pp.82-87
- [48] 野口昭治・赤松孝・是永淳：「小形ベアリングの電食に関する研究（第1報）-直流  
電圧印加時のベアリング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)
- [49] 野口昭治・福田瑛理子・金田徹：「小形ベアリング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)
- [50] 前谷達男・磯村宜典・小宮山宏・森本茂雄：「ブラシレスDC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 (2013)
- [51] D. Dowson and G. R. Higginson, "Elastohydrodynamic lubrication," Pergamum Press, New  
York (1966)
- [52] 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)
- [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)

## 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鹿児島大学大学院理工学研究科 山本吉朗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鹿児島大学大学院理工学研究科 川畑秋馬教授ならびに田中哲郎准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理工学研究科 飯盛憲一准教授、大阪府立大学大学院理工学研究科 森本茂雄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、鹿児島大学 豊留慎也氏、上別府由佳氏、ミネベア（株）小宮山宏氏、パナソニック（株）黒住誠治氏、中野圭策氏、渡辺彰彦氏、長谷川武彦氏に深く感謝いたします。

また、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、パナソニック（株）モータ事業部 山内政直事業部長、モータ開発センター 村上浩センター長、元パナソニック（株）前谷達男氏、職場の先輩、同僚、後輩の皆様に心からお礼を申し上げます。

最後に私事になりますが、妻 麻奈、長男 佳直、長女 朋佳に深く感謝します。