

直流ブラシモータにおけるアーク放電を考慮した
サージおよび電磁ノイズのモデリングに関する研究

A Study on Surge and Conducted EMI Modeling
for a DC Brush Motor Considering Arc Discharges

片桐 高大
Kodai KATAGIRI

直流ブラシモータにおけるアーク放電を考慮した
サージおよび電磁ノイズのモデリングに関する研究

A Study on Surge and Conducted EMI Modeling
for a DC Brush Motor Considering Arc Discharges

2023 年 9 月
September 2023

片桐 高大
Kodai KATAGIRI

名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻
Department of Electrical Engineering,
Graduate School of Engineering,
Nagoya University

目次

第 1 章 序言

| | | |
|-----|------------|---|
| 1.1 | 研究背景 | 1 |
| 1.2 | 研究の目的と対象範囲 | 3 |
| 1.3 | 論文の全体構成 | 6 |

第 2 章 直流ブラシモータ

| | | |
|-----|----------------|----|
| 2.1 | 整流の動作原理 | 8 |
| 2.2 | 先行研究と本研究のアプローチ | 11 |
| 2.3 | 評価対象とするモータの構成 | 13 |
| 2.4 | まとめ | 15 |

第 3 章 サージ波形の分析と分類

| | | |
|-------|------------------------|----|
| 3.1 | サージ波形の測定条件と手法 | 17 |
| 3.2 | サージ波形の分類とアーク放電のメカニズム分析 | 18 |
| 3.2.1 | サージ波形の分類 | 18 |
| 3.2.1 | 開離時にアーク放電を伴わない場合 | 20 |
| 3.2.2 | 単発アークを伴う場合 | 22 |
| 3.2.3 | アークの再発弧を伴う場合 | 24 |
| 3.3 | まとめ | 28 |

第 4 章 等価回路のモデリング手法

| | | |
|-------|------------------------|----|
| 4.1 | インピーダンス特性の測定条件と手法 | 30 |
| 4.2 | リングバリスタを含む単スロットの等価回路 | 33 |
| 4.3 | フルスロットの等価回路 | 42 |
| 4.4 | 測定環境の等価回路 | 44 |
| 4.3.1 | LISN の等価回路 | 44 |
| 4.3.2 | ケーブルの等価回路 | 46 |
| 4.3.3 | モータ支持台と GND プレーン間の浮遊容量 | 47 |
| 4.5 | まとめ | 48 |

| | | |
|--------------|------------------------------------|-----|
| 第 5 章 | ブラシー整流子片間のモデリング手法とサージ解析 | |
| 5.1 | 回路解析モデルの概要 | 49 |
| 5.2 | アーク放電を伴わないブラシー整流子片間モデル | 50 |
| 5.3 | 単発アークを考慮したブラシー整流子片間モデル | 52 |
| 5.4 | 1 度のアーク再発弧を考慮したブラシー整流子片間モデル | 59 |
| 5.5 | 間欠アークを考慮したブラシー整流子片間モデル | 62 |
| 5.6 | まとめ | 65 |
| 第 6 章 | 直流ブラシモータの伝導ノイズ解析 | |
| 6.1 | 伝導ノイズの測定条件と手法 | 66 |
| 6.2 | 伝導ノイズの解析手法と解析結果 | 67 |
| 6.3 | ノイズ対策部品の効果推定 | 73 |
| 6.4 | まとめ | 74 |
| 第 7 章 | パワエレ機器の組み合わせシステムにおける伝導ノイズ解析 | |
| 7.1 | 降圧 DC-DC コンバータの試作と伝導ノイズ解析 | 76 |
| 7.1.1 | 回路構成と試作機の概要 | 76 |
| 7.1.2 | 回路解析モデル | 78 |
| 7.1.3 | スイッチング波形と伝導ノイズの解析 | 82 |
| 7.2 | 組み合わせシステムにおける伝導ノイズの実測結果 | 86 |
| 7.3 | 組み合わせシステムに生じる特有課題の考慮 | 88 |
| 7.3.1 | 電磁結合の影響 | 88 |
| 7.3.2 | 寄生インピーダンスの影響 | 94 |
| 7.4 | 組み合わせシステムにおける伝導ノイズの解析結果 | 97 |
| 7.5 | まとめ | 97 |
| 第 8 章 | 結言 | 99 |
| | 参考文献 | 105 |
| | 研究業績 | 111 |
| | 謝辞 | 113 |

第 1 章 序言

1.1 研究背景

近年の世界的な燃費規制強化を受けてハイブリッド自動車や電気自動車の普及が拡大しており⁽¹⁾、自動車に搭載される電気・電子機器が増加している。電気・電子機器は少なからず電磁ノイズを発生し、これが他の機器へ妨害を与える事例が増えている。図 1.1 に自動車に搭載された電気・電子機器から発生する電磁ノイズのイメージを示す。電磁ノイズがラジオのアンテナや受信機に妨害を与えると、ラジオ受信障害が発生し、車内空間の快適性が損なわれる。また、電磁ノイズが自動車の制御機器に妨害を与えると誤動作が発生し、重大な事故につながる恐れがある。

世界的なカーボンニュートラルに向けた動きの加速や、CASE¹, MaaS²の進展に伴い、自動車に限らずモビリティ産業を取り巻く環境は大きな変革期を迎えており、我が国でも産業競争力強化に向けた取り組みが進められている⁽²⁾。これらの技術発展により、モビリティは従来以上に多くの機器と通信・接続され、その電磁環境はより複雑となる。また、搭載機器の更なる小型・高機能化により、電磁ノイズ対策

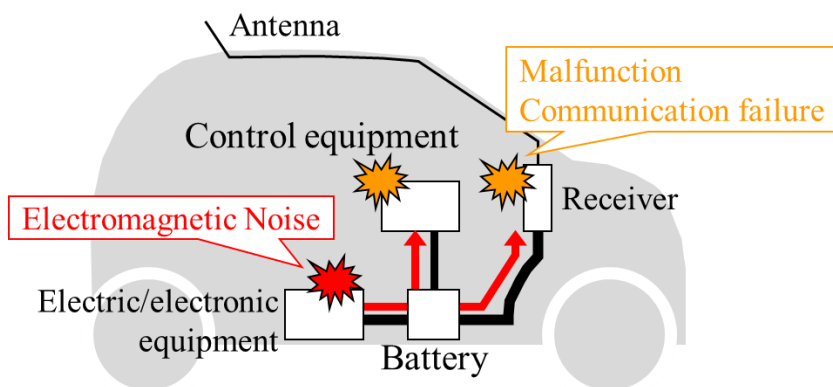


図 1.1 自動車に搭載された電気・電子機器から発生する電磁ノイズのイメージ

¹ Connected, Autonomous, Shared & Services, and Electric

² Mobility as a Service

設計はますます難しくなっている。そのため、電磁ノイズ低減によりモビリティの誤動作や通信障害を撲滅した、安心・安全で快適な CASE, MaaS の社会実装には、電磁ノイズ技術の発展が必要不可欠である。また、このような社会動向はモビリティに限らず、家電製品等の IoT³化や産業機器の Industry4.0 普及においても同様であり、未来社会の実現と電磁ノイズ技術は密接に関係している。

電磁ノイズ対策は設計上流段階におけるシミュレーションを活用したフロントローディングが重要である。図 1.2 に製造工程における対策コストと手法を示す。試作後をはじめとする設計下流での電磁ノイズ対策は設計制約が大きく、対策手法も限られ高コストとなる。また、電磁ノイズ発生メカニズムが不明であるためトライ&エラーの対策となり、工数の増加を招く恐れがある。これに対し、設計上流段階での対策はその自由度も高く、対策コストも低減できる。また、シミュレーションの活用により、電磁ノイズ発生メカニズムの分析や対策の最適設計が可能となり、対策工数を最小にできる。ここで、シミュレーションで電磁ノイズの特性を予測するためには、その挙動を再現するモデリング手法の確立が必要不可欠である。即ち、

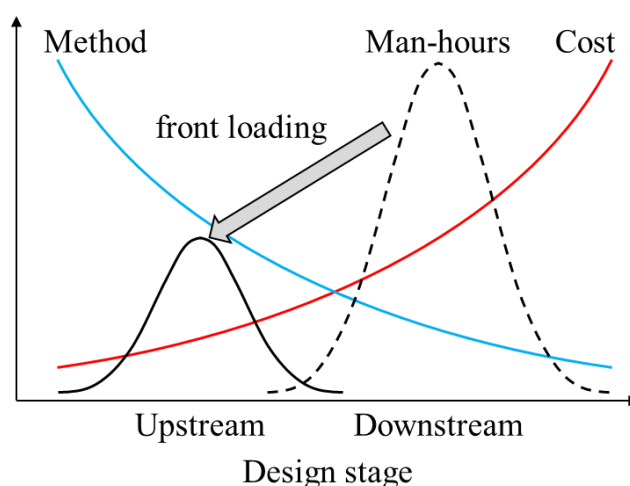


図 1.2 製造工程における対策コストと手法⁽³⁾

³ Internet of Things

電磁ノイズ対策のフロントローディング設計を実現するためには、シミュレーションを実現するためのモデリング技術が重要である。

1.2 研究の目的と対象範囲

自動車における代表的な電磁ノイズ発生源として、電動化を担うインバータや電源に用いられるコンバータ等のパワーエレクトロニクス機器、補機に用いられる直流ブラシモータが挙げられる。直流ブラシモータはパワーエレクトロニクス機器の負荷としても駆動されるため、機器単体のみならず、両者を組み合わせたシステムについても電磁ノイズのモデリング技術が必要である。半導体のスイッチングが主なノイズ源であるパワーエレクトロニクス機器単体の電磁ノイズ解析については多数の報告がなされており、その技術が確立されつつある^{(4)~(6)}。そのため本研究では、直流ブラシモータ単体と、パワーエレクトロニクス機器である DC-DC コンバータを組み合わせたシステムの電磁ノイズ解析とモデリング手法に着目する。本研究の対象範囲を図 1.3 に示す。

直流ブラシモータは、我が国の高度経済成長期である 1970~1980 年頃に、鉄鋼圧延機等の産業用設備における動力源として広く導入された⁽⁷⁾。近年、メンテナンスの省力化や制御性の向上といった観点から、大型の直流ブラシモータは少しずつ

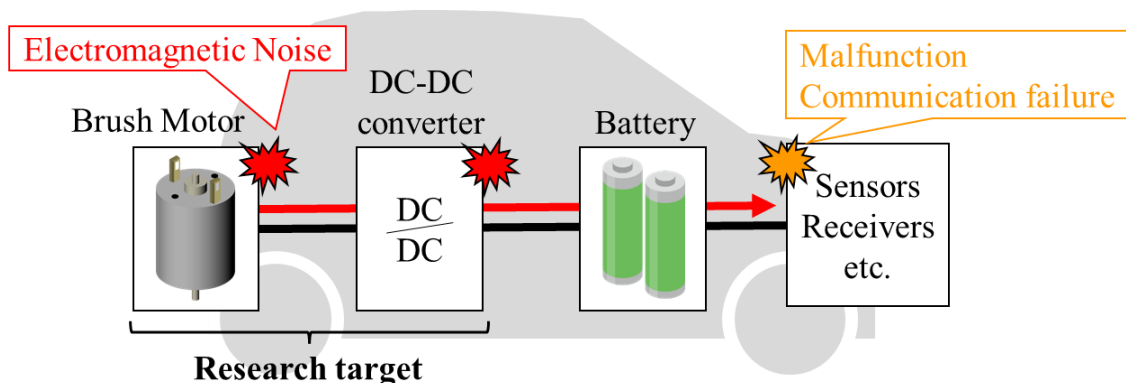


図 1.3 本研究の対象範囲と自動車における直流ブラシモータのシステム

ブラシレスモータへ置き換えられている。一方、直流ブラシモータは駆動用のインバータが不要であることや、比較的容易に制御が可能なことから、自動車用補機モータや小型の家電製品など低コストが求められる用途に現在も多く採用されている⁽⁸⁾⁽⁹⁾。一例として、自動車には 70~100 個/台以上の直流ブラシモータが使用されており⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾、極めて重要な動力源となっている。このように直流ブラシモータには低コストで制御が容易な利点がある一方、整流時にサージや電磁ノイズが発生する課題がある⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹²⁾。

図 1.4 に示す通り、整流時にはアーク放電を伴う場合があり、サージや電磁ノイズだけでなくブラシの摩耗にも影響することが知られており、その発生要因は多岐にわたる⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。そのため、サージおよび電磁ノイズのモデリングには、アーク放電の考慮が必要である。本研究では、先に述べた直流ブラシモータ単体と、パワーエレクトロニクス機器を組み合わせたシステムを対象に、サージと電磁ノイズを解析で再現するモデリング手法の確立を目指す。

EUT⁴から発生し、機器の外部に伝搬する電磁ノイズ (EMI⁵) を図 1.5 に示す。このうち、ケーブルなどを介して伝搬するものは伝導ノイズ、筐体やケーブルがア

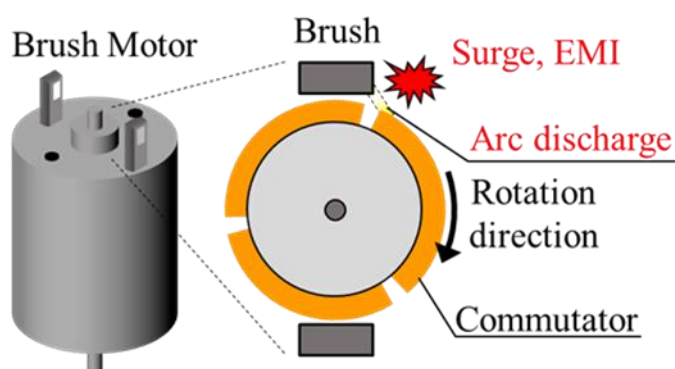


図 1.4 直流ブラシモータのサージと電磁ノイズ

⁴ Equipment Under Test

⁵ EMI : Electromagnetic Interference

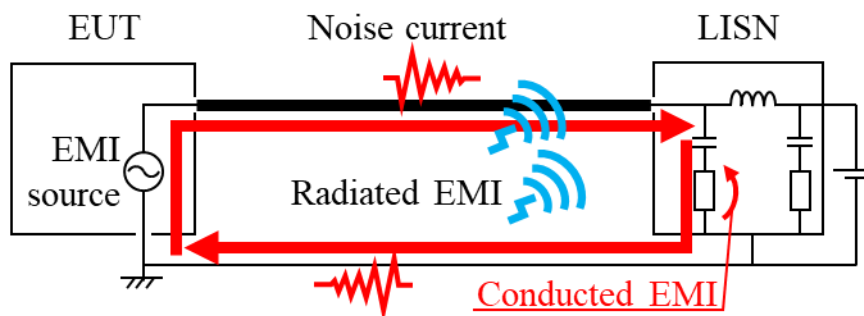


図 1.5 機器から発生する電磁ノイズ (EMI)

アンテナとなり放射するものは放射ノイズと呼ばれ、本研究では電源側に直接伝搬する伝導ノイズの解析を試みる。伝導ノイズは、電磁ノイズ測定に用いる LISN⁶の端子電圧として測定され、このような伝導ノイズは雑音端子電圧とも呼ばれる。なお、LISN の詳細については 4.4.1 節にて解説する。

図 1.6 に示すように、直流ブラシモータのモデリングには、電氣的・機械的な技術領域を横断した「電磁ノイズ」「アーク放電」「ブラシモータ」の分野を組み合わせた技術開発が必要である。本研究ではこれらの複合分野を有機的に結びつけて技術革新を図るとともに、その成果の普及を促進することで、我が国における学術および科学技術の発展に寄与し、電磁ノイズを低減した、安心・安全で快適な未来社会の実現に向けた社会実装を進める。

⁶ Line Impedance Stabilization Network

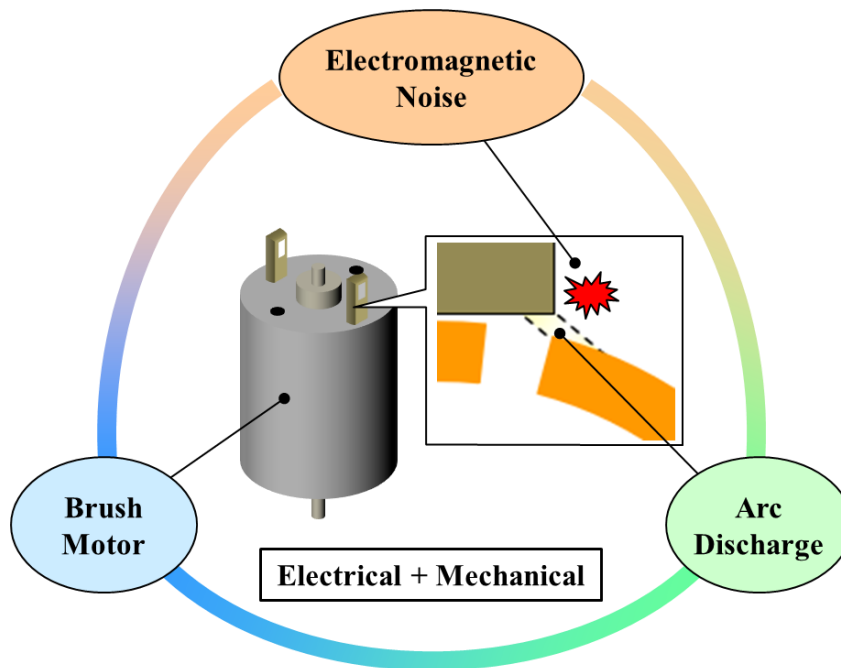


図 1.6 本研究に必要な要素技術

1.3 論文の全体構成

本論文の全体構成を図 1.7 に示す。

第 1 章では、研究の背景と目的、研究の対象範囲について述べ、研究方針を示す。

第 2 章では、直流ブラシモータのサージ・伝導ノイズ解析に関する先行研究とアプローチを述べ、本研究の位置づけを明確にするとともに、直流ブラシモータの基本的な動作原理と、本研究で評価対象とするモータの構成について述べる。

第 3 章では、直流ブラシモータの電流・電圧波形の評価手法と、サージ波形の詳細な分析結果を解説し、サージ波形が後述する単発アークとアーク再発弧の有無により、4 種類に分類できることを示す。

第 4 章では、直流ブラシモータの等価回路モデリング手法に関して単スロットとフルスロットの両視点から述べるとともに、内蔵されるノイズ対策部品や伝導ノイズの測定環境のモデリング手法についても解説する。

第 1 章 序言

第 5 章では、複数のアーク放電の挙動を考慮したブラシ-整流子片間のモデリング手法を述べるとともに、第 4 章の等価回路モデルと組み合わせたサージ波形の解析結果とその精度を議論する。

第 6 章では、伝導ノイズの評価・解析手法について述べるとともに、複数のアーク放電が伝導ノイズに及ぼす影響を考察する。また、伝導ノイズ解析精度を検証し、提案するモデリング手法の妥当性を議論する。

第 7 章では、直流ブラシモータとパワーエレクトロニクス機器 (DC-DC コンバータ) を組み合わせたシステムの伝導ノイズの評価結果と、組み合わせシステムに生じる特有の課題について述べる。併せて、これらの影響を考慮した組み合わせシステムの伝導ノイズの解析結果と精度検証について議論する。

第 8 章では、本研究の成果と開発したモデリング手法の展望について総括する。

| | |
|--|--|
| 第 1 章 序言 | |
| 第 2 章 直流ブラシモータ 1. 先行研究と本研究のアプローチ 2. 動作原理、評価対象とするモータの構成 | |
| 第 3 章 サージ波形の分析と分類 1. サージ波形の分類 2. アーク放電のメカニズム分析 | 第 4 章 等価回路のモデリング手法 1. 単スロットの等価回路 2. フルスロットの等価回路 |
| 第 5 章 ブラシ-整流子片間のモデリング手法とサージ解析 1. アーク放電を含まない場合 2. 単発アークを伴う場合 3. 1度のアーク再発弧を伴う場合 4. 間欠アークを伴う場合 | |
| 第 6 章 直流ブラシモータの伝導ノイズ解析 1. 単発アークと、間欠アークを含めた再発弧が伝導ノイズに及ぼす影響の考察 2. 解析を用いたノイズ対策部品の効果推定 | |
| 第 7 章 パワエレ機器との組み合わせシステムにおける伝導ノイズ解析 1. 評価対象とするDC-DCコンバータの伝導ノイズ解析 2. 組み合わせシステムに生じる特有の課題 3. 組み合わせシステムの伝導ノイズ解析 | |
| 第 8 章 結言 | |

図 1.7 論文の全体構成

第 2 章 直流ブラシモータ

第 2 章ではまず、直流ブラシモータの基本動作である整流のプロセスについて述べる。次に、直流ブラシモータのサージおよび伝導ノイズ解析に関する先行研究と研究アプローチを俯瞰し、本研究の位置づけを明確にする。また第 1 章にて述べた通り、サージ波形と伝導ノイズを解析するためのモデリング手法の確立を目指すにあたり、本研究におけるモデリングの位置づけを議論する。その後、本研究で評価対象とする直流ブラシモータの構成について解説する。

2.1 整流の動作原理

図 2.1 に直流ブラシモータの動作原理を簡易モデルで示す。固定側に界磁源としての永久磁石とブラシ、回転側に電機子巻線（コイル）と整流子を備える。永久磁石で界磁されたコイルが、整流子とブラシを介して通電されている。状態①では電流がコイルを $a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow d$ の順に流れ、コイル片 cd にはフレミングの左手の法則に従い、コイルを整流子側から見た際に時計周りに回転させるような力が発生する。状態②では引き続きコイルを時計周りに回転させるような力が発生する。状態③に示す位置までコイルが回転すると、コイル片 cd 側の整流子片とブラシが離間してコイルに電流は流れず力は発生しない。慣性によりコイル片 cd 側の整流子がブラシと接触するまで回転すると（状態④）、コイルには $d \rightarrow c \rightarrow b \rightarrow a$ の順に電流が流れる。コイルへ流れる電流の向きは反転するものの、引き続き時計周りに回転するように力が発生する。このように、ブラシモータはブラシと整流子によりコイルに流れる電流の向きを反転させながら一定方向に回転する。ブラシと整流子でコイルに流れる電流の向きを反転させる機能を整流（または転流）という。

図 2.1 にて説明した通り、直流ブラシモータは通電コイルを切り替えながら回転している。図 2.2 に 2 極 3 スロットの直流ブラシモータにおける 1 周期動作の模式

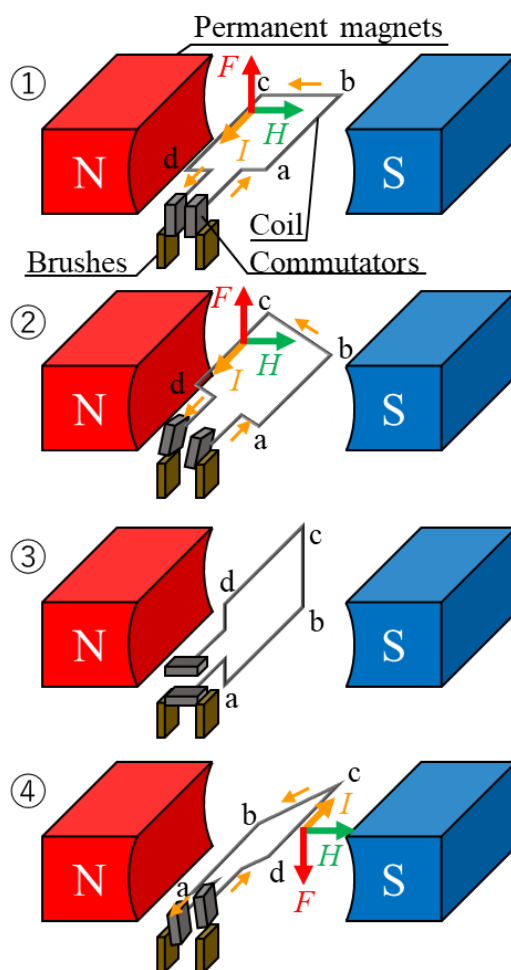


図 2.1 直流ブラシモータの動作原理

図を示す。ロータは時計回りに回転し、ブラシ 1 からブラシ 2 へ電流が流れている。ここで、セグメント 1 とコイル 1 に着目して、1 周期の動作を説明する。状態【A】ではセグメント (Seg) 1 とブラシ 1 が接触 (閉成) した状態である。ブラシ 1 はセグメント 1 とセグメント 3 に、ブラシ 2 はセグメント 2 に接触しているため、コイル 1 はブラシ 1 で短絡され電流は通電されていない。このとき電流はブラシ 1 から c 点 → コイル 3 → b 点の経路、および a 点 → コイル 2 → b 点の経路でブラシ 2 に流れる。状態【B】はセグメント 1 がブラシ 1 から開離した状態である。ブラシ 1 はセグメント 2 に、ブラシ 2 はセグメント 3 に接触しており、状態【A】

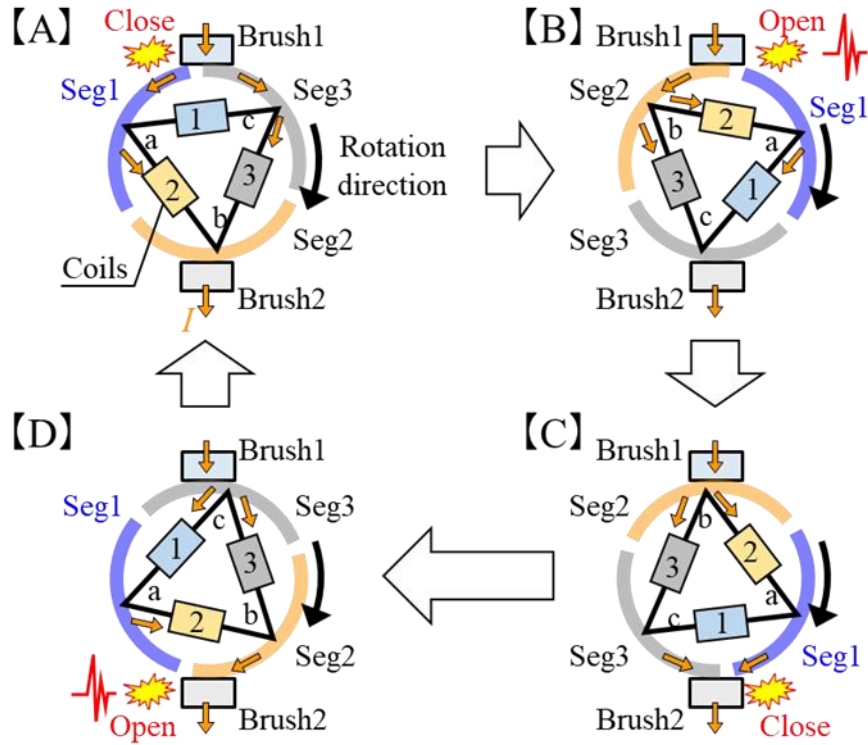


図 2.2 2 極 3 スロットの直流ブラシモータにおける 1 周期の動作

ではブラシで短絡されていたコイル 1 にも電流が流れる。このとき電流はブラシ 1 から b 点 → コイル 2 → a 点 → コイル 1 → c 点の経路、および b 点 → コイル 3 → c 点の経路でブラシ 2 に流れる。状態【C】はセグメント 1 とブラシ 2 が閉成した状態である。ブラシ 1 はセグメント 2 に、ブラシ 2 はセグメント 1 とセグメント 3 に接触しており、コイル 1 はブラシ 2 で再び短絡されることとなる。このとき電流はブラシ 1 から b 点 → コイル 2 → a 点の経路、および b 点 → コイル 3 → c 点の経路でブラシ 2 に流れる。図 2.2【D】はセグメント 1 がブラシ 2 から開離した状態であり、状態【A】→【B】の過程と同様に、ブラシで短絡されていたコイル 1 にも再び電流が流れる。このとき電流はブラシ 1 から c 点 → コイル 1 → a 点 → コイル 2 → b 点の経路、および c 点 → コイル 3 → b 点の経路でブラシ 2 に流れる。ここで、状態【B】と状態【D】を比較するとコイル 1 に流れる電流の向きが

反転しており、整流が行われていることがわかる。その後、セグメント 1 がブラシ 1 に接触すると、再び図 2.2 【A】の状態に戻る。整流によるサージ発生メカニズムについては第 3 章にて詳しく述べる。

2.2 先行研究と本研究のアプローチ

先に述べた通り、直流ブラシモータのサージと電磁ノイズのモデリングには、ブラシ-整流子片間に生じるアーク放電の考慮が必要である。直流ブラシモータや誘導性負荷で接点が開離した際の微小ギャップにおけるアーク放電には複数の形態があるため、サージ波形が発生毎に変動し⁽¹⁵⁾、周波数スペクトルのばらつきに影響することが実験的に示されているが⁽¹⁶⁾、その最大条件は不明確である。そのため、サージ波形を解析で定量的に再現する検討はほとんどなされていない。直流ブラシモータの伝導ノイズシミュレーションは回路解析を用いた手法が複数提案されている。具体的には表 2.1 に示すように、【1】ノイズ伝搬経路である直流ブラシモータのモデリングと、【2】ノイズ源のモデリングを組み合わせたものであり、代表的な手法として、(A) モータ等価回路に可変抵抗で模擬したブラシ-整流子片間モデルを組み合わせる手法⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾、(B) モータ等価回路に実測した電流・電圧から求めた等価電流源でモデル化したノイズ源を組み合わせる手法^{(19)~(23)}、(C) 実測に基づき内部インピーダンスと等価電流源をブラックボックス化する手法⁽²⁴⁾の 3 つが挙げられる。

手法 (A) (B) では、実測したインピーダンス特性や構造から直流ブラシモータの等価回路を構築することで、ノイズ伝搬経路をモデリングしている。直流ブラシモータの等価回路は高周波で考慮すべき寄生インピーダンスを含めたモデルが提案されており、回転角に応じてインピーダンス特性が変化することが報告されているが、その詳細なメカニズムや、単スロットとフルスロットの等価回路の互換性に

表 2.1 直流ブラシモータの伝導ノイズ解析における先行研究の手法

| 手法 【1】+【2】 | (A) モータ等価回路+ ブラシ-整流子片間モデル ⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾ | (B) モータ等価回路+ 等価電流源 ⁽¹⁹⁾⁻⁽²³⁾ | (C) 内部インピーダンス + 等価電流源 ⁽²⁴⁾ |
|----------------------|--|---|--|
| 【1】ノイズ伝搬 経路のモデリング | 実測したインピーダンス特性や構造から等価回路を 構築 ^{(17)-(19), (25)-(27)} ※ 回転角依存性、単スロットとフルスロットの互換性が不明確 | | 実測に基づく内部インピー ダンスでブラックボックス化 |
| 【2】ノイズ源の モデリング | アーク放電が未考慮、 またはモデリング手法が不明確 | 実測に基づく等価電流源でブラックボックス化 | |
| 伝導ノイズ解析 の特徴と課題 | 解析精度やモデリングの妥当性 が十分担保されていない | 解析精度は高いが、物理現象に基づいたサージおよび 伝導ノイズ発生メカニズムの解明が難しい | |

本研究で着目する手法

についてはほとんど言及されていない^{(17)-(19), (25)-(27)}。手法 (A) ではブラシ-整流子片間の挙動をノイズ源としてモデリングする手法が提案されているが、アーク放電が未考慮、またはモデリング手法が不明確であることや、解析精度が十分担保されていない課題がある。手法 (B) (C) では内部インピーダンスまたは等価電流源でノイズ伝搬経路やノイズ源をブラックボックス化してモデリングする手法が提案されている。これらは電磁ノイズを高精度に再現できる一方、物理現象に基づいたサージや電磁ノイズ発生メカニズムの解明が難しい課題がある。

物理現象に基づいた伝導ノイズの解析には、その発生源であるアーク放電の挙動や、サージの定量的な再現が必要である。そこで本研究では手法 (A) に着目し、先行研究に対する本研究の新規性として、以下 3 点に着目した。これによりサージを定量的に再現し、かつ物理現象に基づいた伝導ノイズの解析を試みる。

- 【1】ノイズ伝搬経路であるモータ等価回路では、従来考慮されていなかった回転角依存性と、単スロットとフルスロットの互換性を考慮したモデルを構築する。
- 【2】ノイズ源であるブラシ-整流子片間モデルでは、従来考慮されていなかった複数形態のアーク放電の挙動を考慮したモデリング手法を新たに開発する。

【3】 ノイズ伝搬経路とノイズ源のモデルを組み合わせ、電氣的・機械的な技術領域を横断した「電磁ノイズ」「アーク放電」「ブラシモータ」の分野を組み合わせた解析技術を構築する。

なお本研究では、モデリング対象とする直流ブラシモータとその駆動条件は一意とし、提案するモデリング手法の確立と、その妥当性の議論に着目する。モータの種類や駆動条件が変更される際はモデルの構成やパラメータ値の一部を変更する必要があるが、提案するモデリング手法そのものは条件が変更されても適用可能なものを目指す。条件変更時の解析精度の検証は本研究によりモデリング手法を確立した後の更なる研究テーマとする。

続いて、本研究における「モデリング」の位置づけを定義する。モデルのパラメータ値を決定するには、理論計算のみから求める手法、あるいは実測した特性を精度良く再現できるようにパラメータをフィッティングして求める手法が挙げられる。先に述べた通り、本研究では等価回路モデルとブラシー整流子片間モデルの 2 つのモデリング手法に着目するが、各モデルのパラメータ値の全てを理論計算から求めるのではなく、一部は実測に基づき得た値を用いる。これはパラメータ値の確実性を担保し、提案するモデリング手法の妥当性を検証するために必要なプロセスである。これにより、物理現象に基づきサージや伝導ノイズのメカニズムを分析し、それらを定量的に再現するモデリング手法を確立する。

2.3 評価対象とするモータの構成

本研究では比較的シンプルな構成である集中巻 2 極 3 スロットの直流ブラシモータを評価対象とした。評価対象とする直流ブラシモータの基本性能と緒言を表 2.2 に、外観を図 2.3 に示す。また、図 2.3 における (a) ブラシー整流子部分の断面、(b) 磁性体コアにおける断面での構成を図 2.4 に示す。ステータは金属筐体と

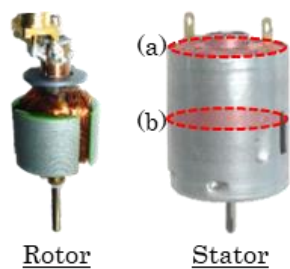
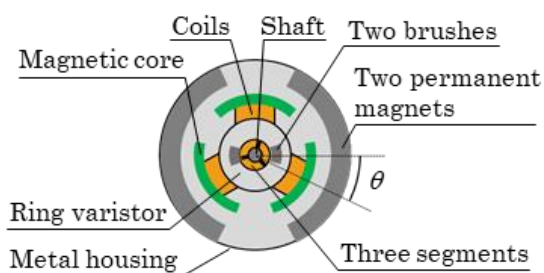
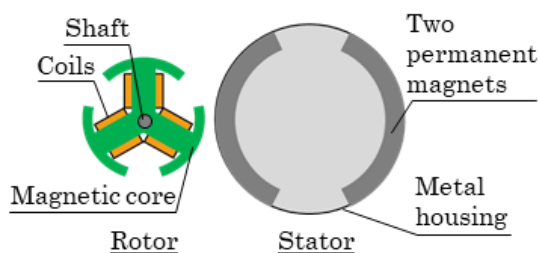


図 2.3 評価対象とする直流ブラシモータの外観



(a) ブラシ整流子部分の断面



(b) 磁性体コアにおける断面

図 2.4 評価対象とする直流ブラシモータの構成

界磁源である 2 つの永久磁石を備え、ロータは磁性体コアとデルタ結線で接続された 3 つのコイル (図 2.2 参照), 3 つのセグメントを持つ整流子, シャフトで構成される。セグメント間にはサージ及び電磁ノイズの対策部品としてリングバリスタを備える。

表 2.2 評価対象とする直流ブラシモータの基本性能と緒言

| | |
|-----------------|----------------------|
| Poles | 2 |
| Slots | 3 |
| Winding method | Concentrated winding |
| Slot connection | Delta connection |
| Brush | Carbon |
| Commutator | Copper alloy |
| Rated voltage | 12 V |
| No load speed | 6896 rpm |
| No load current | 0.109 A |
| Stall current | 1.348 A |
| Stall torque | 18.8 mNm |

2.4 まとめ

第 2 章ではまず、直流ブラシモータの基本動作である整流のプロセスについて述べた。次に、直流ブラシモータのサージおよび伝導ノイズ解析に関する先行研究と研究アプローチを俯瞰した。サージに関しては、整流時に生じるアーク放電には複数の形態があるため波形が発生毎に変動するため、その最大条件は不明確であり、これらを解析で定量的に再現する検討はほとんどなされていないことを示した。

伝導ノイズについては、ノイズ伝搬経路とノイズ源のモデリング手法の観点から 3 つの手法に大別できることを示した。そのなかで本研究は、物理現象に基づきサージや伝導ノイズを定量的に再現するために、「モータ等価回路モデルにブラシー整流子片間モデルを組み合わせる手法」に着目し、ノイズ伝搬経路であるモータ等価回路モデル、ノイズ源であるブラシー整流子片間モデルについて、本研究におけ

第 2 章 直流ブラシモータ

るアプローチを述べ、本研究の立ち位置とモデリングの位置づけを明確にした。また、本研究で評価対象とするモータの構成についても解説した。

第 3 章 サージ波形の分析と分類

第 2 章にて、直流ブラシモータにおけるサージ波高値の最大条件が不明確であることを述べた。そのため、サージ波高値を再現するモデリング手法を検討するためには、アーク放電の挙動に着目したメカニズム分析が必要である。第 3 章では、評価対象とする直流ブラシモータのサージ波形（セグメント対地間電圧・直流電流）をオシロスコープで実測し、それらを詳細に分析・分類することで、アーク放電の有無やその振る舞いに着目してメカニズムを解明することを目的とする。併せて、サージ波高値の最大条件についても議論する。

3.1 サージ波形の測定条件と手法

直流電流とセグメント対地間電圧の測定系を図 3.1 に示す。伝導ノイズ測定系との共通化を図るために、機器の配置は電磁ノイズ国際規格 CISPR25⁽²⁸⁾（電圧法）に

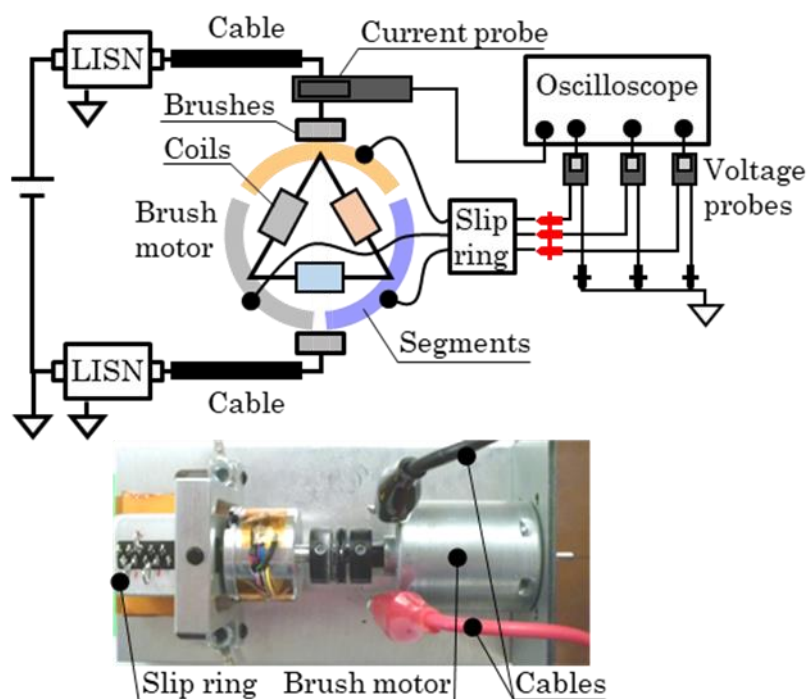


図 3.1 直流電流とセグメント対地間電圧の測定系

準拠し、直流安定化電源とブラシモータの間には、電磁ノイズ測定に用いる LISN とケーブルを挿入している。測定系に起因する不要な電磁ノイズの混入を避けるため、直流安定化電源はシリースレギュレータ方式を用い、測定は電波暗室で実施した。印加電圧は定格電圧の 12 V であり、負荷装置から発生する電磁ノイズの影響を除去するためにブラシモータは無負荷駆動とした。無負荷駆動時の回転数は 5418 rpm であり、測定時間幅はモータ回転 2 周期を含む 23 ms とした。ここで、回転数が表 2.1 に記載する 6896 rpm より低下しているのは、スリップリングを取り付けたことで微小な負荷がかかったことが原因と考える。本測定系において、プラス側の直流電流と 3 つのセグメントの対地間電圧をオシロスコープ (Keysight : DSOS254A) で測定し、時間ステップは 8 ns とした。なお、セグメント対地間電圧の測定には回転体にアクセスする必要があるため、スリップリングを用いた。サージはブラシと整流子が開離するタイミングで発生する。この開離は正極側と負極側で発生するため、2 周期では 3 つのセグメントで合計 12 のサージを観測した。

3.2 サージ波形の分類とアーク放電のメカニズム分析

3.2.1 サージ波形の分類

実測した直流電流とセグメント対地間電圧を図 3.2 に示す。セグメント電圧が 12 V で一定の箇所は当該セグメントが正極側ブラシと接触している状態であり、0 V で一定の箇所は当該セグメントが負極側ブラシと接触している状態である。サージ電圧は正方向に凸なものと負方向に凸なものがあり、前者は負極側で、後者は正極側での開離タイミングに相当する。サージ電圧の減衰後は、印可電圧の中間値 (図 2.2 参照) である 6 V から電圧が徐々に増加または減少し、電圧が 12 V または 0 V で再び一定となるタイミングで、もう一方のブラシと閉成する。直流電流では 3 つのセグメントにおける開離タイミングの重ね合わせでサージが発生していること

がわかる。電流や電圧のサージ波高値は一定ではなく毎回変動しており，後述する単発アークとアーク再発弧の有無により，表 3.1 に示す A~D の 4 種類に分類で

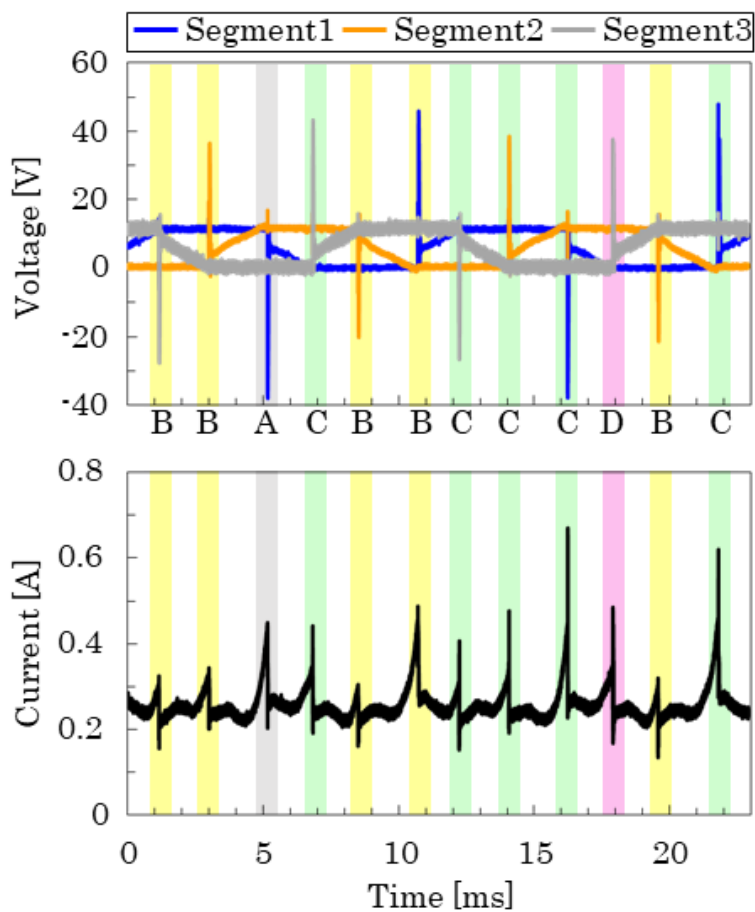


図 3.2 直流電流とセグメント対地間電圧の実測値

表 3.1 サージ波形の分類

| | Single arc | Re-arcing |
|---|------------|--------------------------------|
| A | × | × |
| B | ○ | × |
| C | ○ | ○ (Once or discontinuous) |
| D | ○ | ○ (Continuous : Showering arc) |

きる。図 3.2 でハイライト表示された 12 のサージ発生個所に記載されている A～D の記号は、表 3.1 と対応している。観測した 12 のサージ波形のうち、1 つが A に、5 つが B に、5 つが C に、1 つが D に該当する。なお、本論文で定義する「単発アーク」は、ブラシ-整流子片間の微小ギャップにおいて、極めて短時間ではあるが連続的に発生しているアークを指す。

3.2.2 開離時にアーク放電を伴わない場合

表 3.1 の A に分類される、開離時に単発アークやアーク再発弧を伴わない場合について考察する。図 3.3 でコイル 1 の整流過程を説明する。まず、電流が C 点 → コイル 1 → A 点の順に流れている状態 (a) から、(b) のようにブラシ 1 とセグメント 1 が閉成する場合を考える。このときコイル 1 の両端が短絡され、(c) で示すように、コイル 1・セグメント 3・ブラシ 1・セグメント 1 で閉回路が形成される。その結果、コイル 1 に蓄えられていたエネルギーが当該閉回路に放電される。コイル 1 が短絡された場合の等価回路を図 3.4 に示す。コイル 1 のインダクタンス L 、閉回路ループの合成抵抗 R 、時刻 t における閉回路を流れる電流 $I(t)$ を用いて、閉回路ループの電圧降下は以下の式で表される。

$$-L \frac{dI(t)}{dt} = RI(t) \tag{3.1}$$

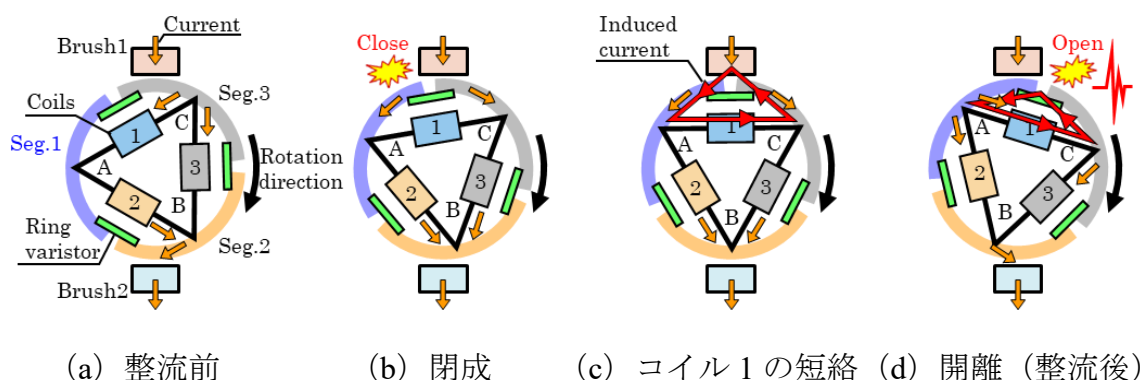


図 3.3 評価対象の直流ブラシモータにおけるコイル 1 の整流プロセス

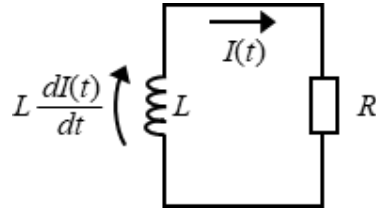


図 3.4 コイル 1 短絡時の等価回路

ブラシ 1 とセグメント 1 が閉成した時刻を $t = 0$ とし、そのときコイルを流れている電流を I_0 とすると、 $I(t)$ は以下で表される。

$$I(t) = I_0 e^{-(R/L)t} \quad (3.2)$$

従って、コイル 1 が短絡されている時間が長いほど $I(t)$ は減少する。その後、(d) において $I(t) = 0$ となる前に閉回路が開離すると、コイルに流れる電流が遮断されることで以下に示す逆起電圧 V_s がサージ電圧として重畳する。

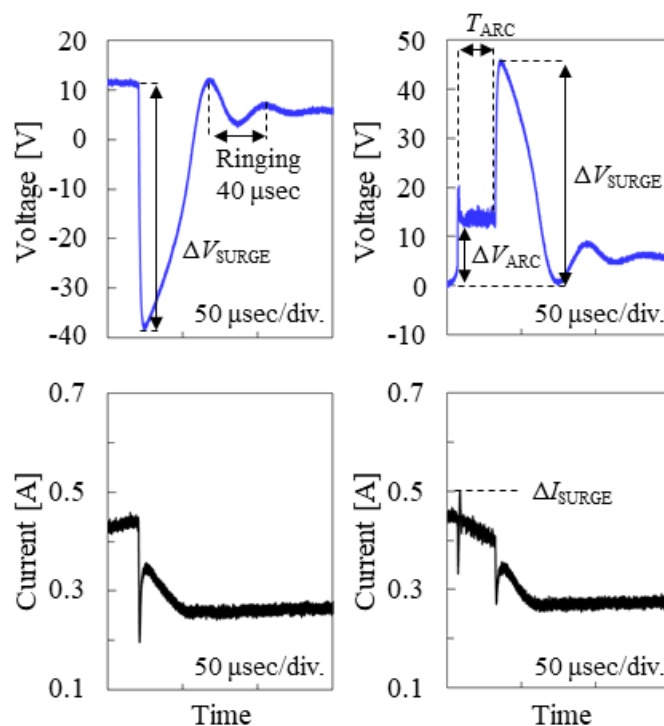
$$|V_s| = L \frac{dI_s}{dt} \quad (3.3)$$

また、このときコイルに残留するエネルギー E_s は以下で表される。

$$E_s = \frac{1}{2} L I_s^2 \quad (3.4)$$

I_s は閉回路が開離した時刻における $I(t)$ の値である。従って、コイル 1 が短絡されている時間が長いほど I_s は減少し、サージ電圧やコイルに残留するエネルギーも小さくなると考えられる。評価対象の直流ブラシモータにはセグメント間にリングバリスタが取り付けられており、閉回路が開離した際にコイルに残留するエネルギーの一部を、コイル 1・セグメント 3・リングバリスタ・セグメント 1 で構成される閉回路へバイパスすることで、サージを低減している。

図 3.5 (a) は開離時にアーク放電を伴わない場合におけるサージ波形の実測値であり、図 3.2 で「A」と記載されたものに該当する。開離時にアーク放電が発生しないためコイルの短絡時間が短くなり、コイルに残留するエネルギーが大きく、



(a) アーク放電なし (b) 単発アーク

図 3.5 アーク放電なし，または単発アークを伴うサージ波形の実測値

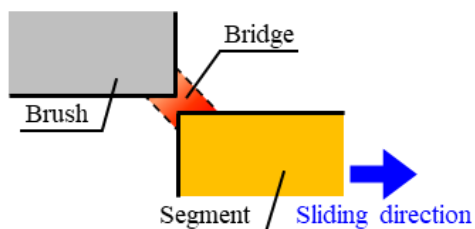
サージによる電圧変化 ΔV_{SURGE} は約 50 V と全波形で最大となる。サージ電圧の発生後にみられる約 40 μs (25 kHz) のリングングについては，第 4 章にて等価回路モデルを用いて発生メカニズムを考察する。

3.2.3 単発アークを伴う場合

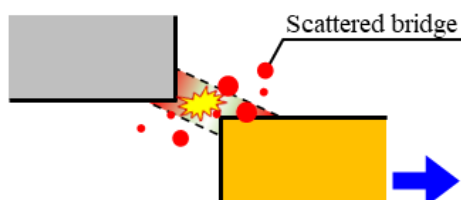
表 3.1 の B に分類される，開離時に単発アークを伴う場合について考察する。

図 3.5 (b) は単発アークを伴うサージ波形の代表例であり，図 3.2 において「B」と記載されたもので，サージ電圧が最大となる波形に該当する。取得した 12 波形のうち 5 つが本現象に該当する。アーク放電を伴わないサージ波形との違いは，一定の電圧 ΔV_{ARC} を維持する挙動が新たに生じることである。図 3.6 はブラシとセグメント間における単発アークの発生過程を示したものである。ブラシやセグメン

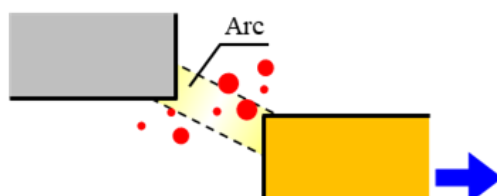
トは表面の微小な凹凸で接触しており⁽²⁹⁾⁽³⁰⁾, (a) で示すように微小面積に電流が集中することで接点が溶融してブリッジが形成され, 摺動により引き伸ばされる⁽³¹⁾。次に, (b) で示すように接点の一部が溶融・飛散 (ブリッジ破壊) することで機械



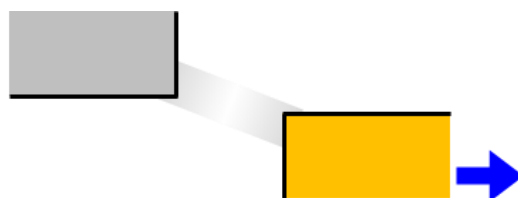
(a) ブリッジの伸長



(b) ブリッジ破壊



(c) アーク放電



(d) アークの消弧

図 3.6 単発アークの発生プロセス

的な開離が起こり、 ΔV_{ARC} の電圧変化が生じる。その後、(c) で示すようにアーク放電が発生することで接点間の電氣的な接続状態が維持される。やがて、(d) で示すようにアーク放電が消弧することで電氣的にも開離し、サージが発生する。なお、アーク放電を伴わない場合は、機械的な開離と電氣的な開離が同時に発生していることとなる。

3.2.4 アークの再発弧を伴う場合

開離時において、単発アークの消弧後に再発弧が起こる場合について考察する。アークの再発弧は、1 度または非連続的に数回発生する場合と、連続的に発生する場合があります、表 3.1 の C, D にそれぞれ分類される。アークの消弧と再発弧が繰り返される現象は間欠アークと呼ばれる。アークにおける再発弧の有無や連続性は整流される度に異なるため、サージ波高値が変動する大きな要因である。

図 3.7 はブラシー整流子片間における間欠アークの発生過程である。まず図 3.6 で説明したプロセスと同様に、摺動による接触面積の減少に伴い、(a) 微小面積に集中した電流によって接点が熔融してブリッジが形成され、摺動により引き伸ばされる。次に、(b) ブリッジ破壊によって機械的な開離が起こり、(c) 単発アークが発生することでブラシー整流子片間の電氣的な接続が維持される。その後、(d) アークが一度消弧することでブラシー整流子片間の電流が遮断され、サージが発生する。このとき、(e) 周囲に飛散したブリッジ片を介してアークが再発弧する場合がある。このように、間欠アークは再発弧による継続時間の短いアークが繰り返される一連の現象を示しており、アークの消弧と再発弧 (図 3.7 (d) ~ (e) の繰り返し) は連続的に発生する場合がある⁽¹⁵⁾⁽³²⁾。アーク再発弧の発生有無やその繰り返し状況が整流毎に変動しているのは、ブリッジ片の飛散状態や、先に述べたようなブラシー整流子片間の表面状態などが整流される度に変動していることが原因と考えられる。やがて、(f) アークが完全に消弧して最後のサージが発生する。

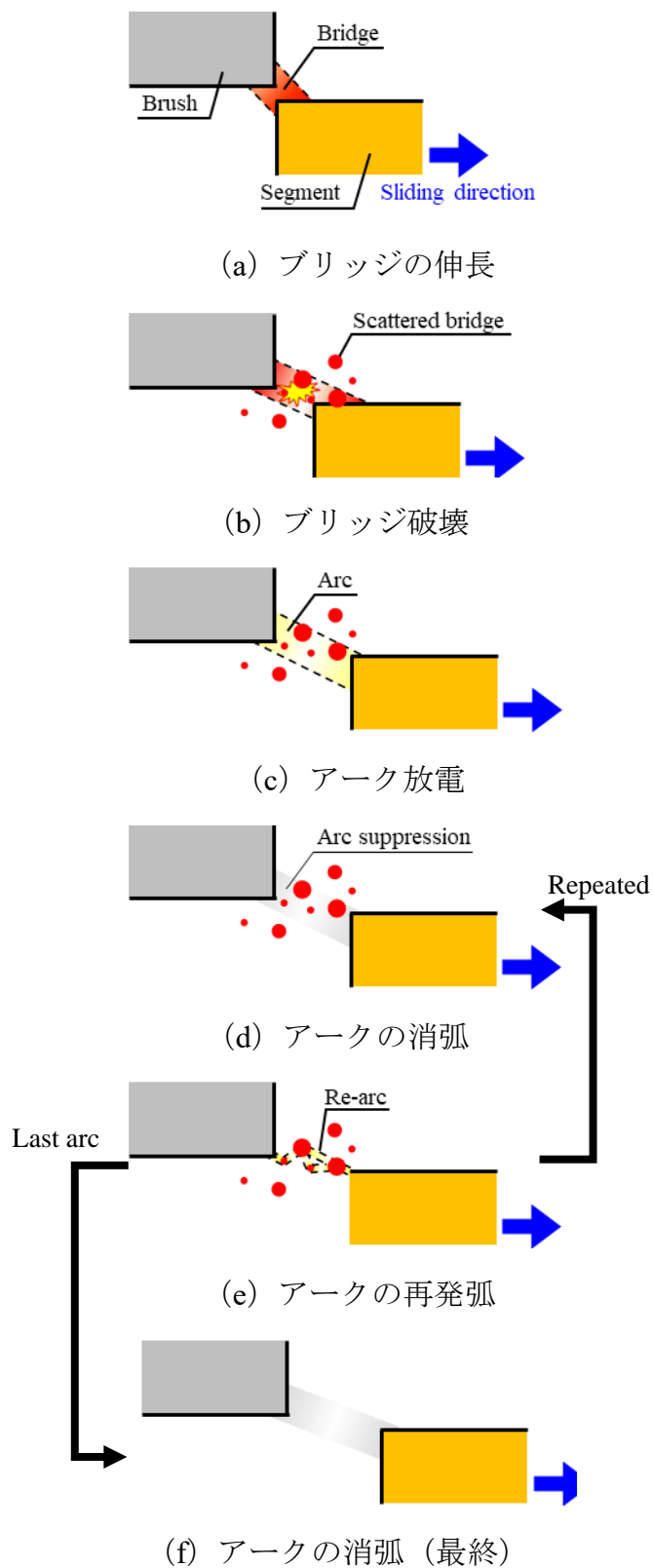
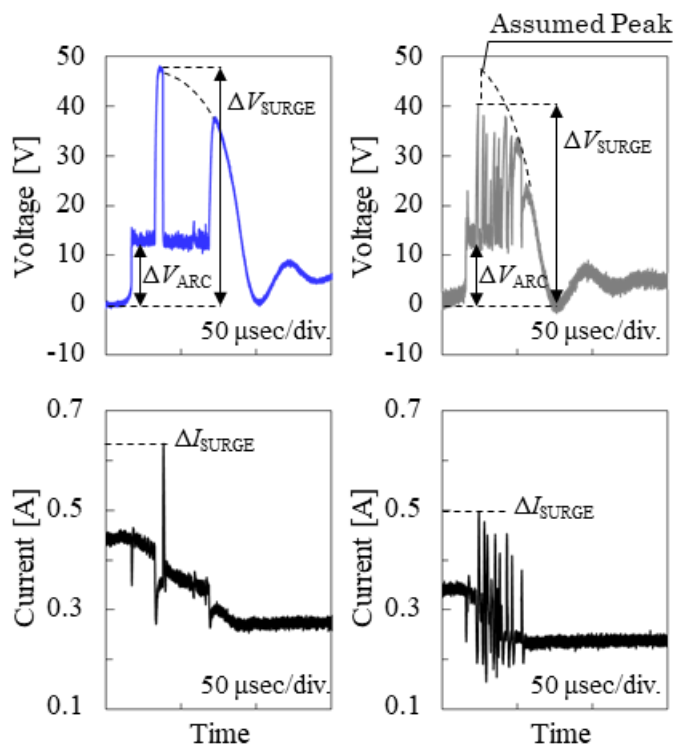


図 3.7 間欠アークの発生プロセス

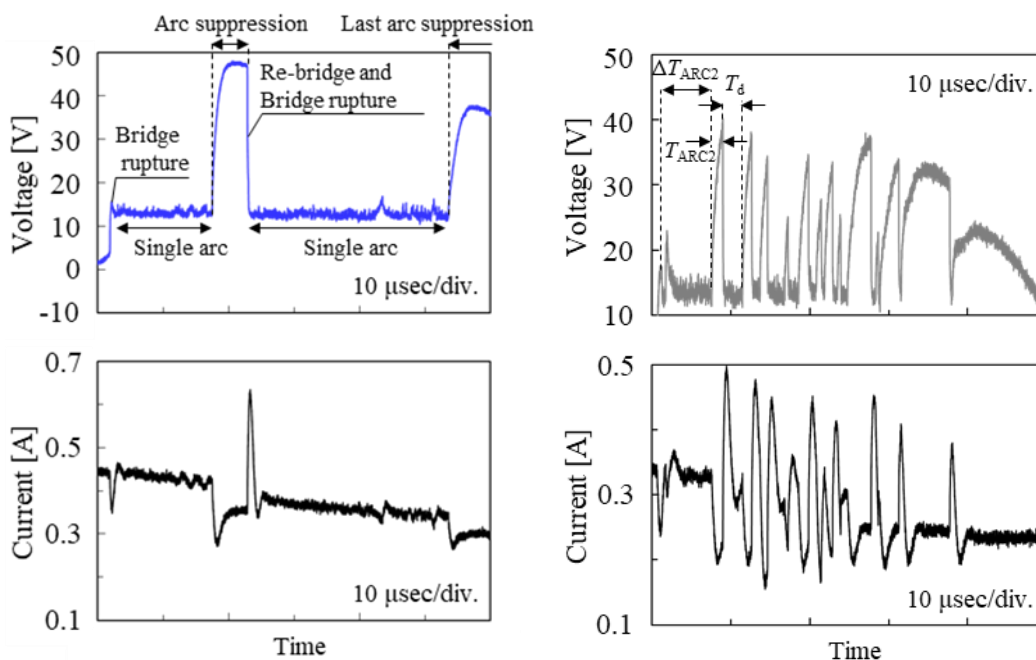
図 3.8 は開離時にアークの再発弧を伴うサージ波形の代表例である。取得した 12 波形のうち、5 つが 1 度または非連続的に数回発生する場合に、1 つが連続的に発生する場合に該当する。まず現象がシンプルなアークの再発弧が 1 度発生する場合 (図 3.8 (a), (c)) を考える。まずブリッジ破壊による接点の機械的な開離により単発アークが発生し、電圧変動 ΔV_{ARC} が生じる。その後、一度アークが消弧することでサージ電圧が発生するが、アークの再発弧によって再び単発アークに戻る振る舞いがみられる。アークの再発弧によってブラシー整流子片間に急激に電流が流れることで直流電流にオーバーシュート (サージ電流) が重畳する。その後、アークの完全な消弧により最後のサージ電圧が発生する。間欠アークが発生する場合 (図 3.8 (b), (d)) はアークの消弧と再発弧が繰り返され、200~500 kHz 程度の不定周期で多数のサージが重畳する。この周波数成分はアーク再発弧の繰り返し周期に相当する。また、アークの消弧と再発弧による電流・電圧の急激な変動は、サージ電圧のピーク値に達してから起こる場合 (例えば図 3.8 (a), (c)) と、ピーク値に達する前に起こる場合 (例えば図 3.8 (b), (d)) があり、前者の方がサージ電流 ΔI_{SURGE} 、サージ電圧 ΔV_{SURGE} はともに大きくなる。

以上より、サージ波高値の最大条件を特定した。その最大条件は電流と電圧で異なり、サージ電圧の最大条件は、開離時にアーク放電を伴わない場合である。サージ電流の最大条件は、開離してサージ電圧のピーク値に達した後にアークの再発弧が起こる場合である。

コイル通電時から単発アークまでの電圧変化を ΔV_{ARC} 、アーク消弧に伴うサージ電圧の最大値までの電圧変化を ΔV_{SURGE} とし、アーク放電の継続時間 ΔT_{ARC} との関係を図 3.9 に示す。なお、本データにはアーク放電を伴わない場合や、アークの再発弧を含む波形で ΔV_{ARC} 、 ΔV_{SURGE} 、 ΔT_{ARC} が明確に観測できたものも含めている。 ΔT_{ARC} にはバラつきが生じており、これは接点間ブリッジの状態や溶融までの速さ、



(a) 1 度発生 (b) 連続的に発生 (間欠アーク)



(c) 1 度発生する場合の拡大波形 (d) 間欠アークの拡大波形

図 3.8 アークの再発弧を伴うサージ波形の実測値

ブリッジがどれだけ伸長するかといったブラシー整流子片間の表面状態や、トルクリップルの影響が整流される度に変動していることや、振動等の機械的な要因が原因である。また、 ΔV_{ARC} は 13 ~ 16 V で概ね一定となっている⁽³⁰⁾⁽³³⁾⁻⁽³⁷⁾。 ΔV_{ARC} は電極間降下電圧とアーク柱降下電圧からなる。前者は直流ブラシモータのようにアーク径の面積に対して接点（電極）の面積が十分大きい場合は接点材料に依存することが知られており、その値は接点（電極）材料によって異なる⁽²⁹⁾。後者はアーク柱長さに依存するが、直流ブラシモータのように摺動で開離する機構の場合、開離した瞬間の接点間距離は微小であり、アーク柱降下電圧は無視できるほど小さい。従って、ブラシモータでは ΔV_{ARC} は接点材料の影響が支配的で、概ね一定値になると考えられる。一方、 ΔV_{SURGE} は ΔT_{ARC} が長いほど小さくなる傾向にある。これは、コイルが蓄えたエネルギーを消費する閉回路がアーク放電期間でも維持されることで、アーク継続時間が長くなるほど、開離時にコイルに残留するエネルギーが小さくなるためだと考えられる。

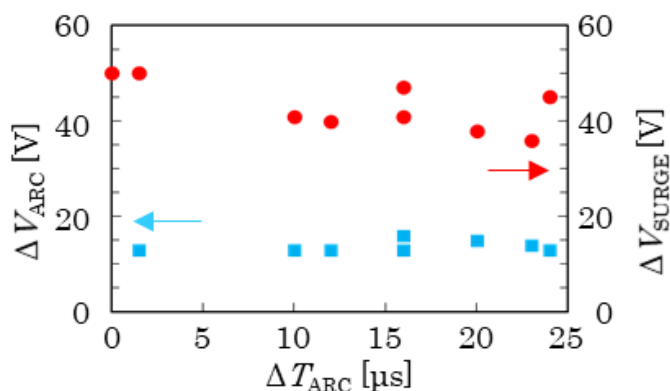


図 3.9 ΔV_{ARC} と ΔV_{SURGE} の ΔT_{ARC} に対する分布

3.3 まとめ

第 3 章ではまず、直流電流とセグメント対地間電圧に重畳するサージ波形の測

第 3 章 サージ波形の分析と分類

定条件と手法について述べた。次に、実測したサージ波形が単発アークとアーク再発弧の有無により、4 種類に分類できることを示した。さらに、それらの詳細なメカニズムを分析し、サージ波高値が最大となる条件を特定した。以下に要点をまとめる。

開離時に単発アークやアーク再発弧を伴わない場合では、機械的な開離と電氣的な開離が同時に発生する。この場合、整流後においてコイルに残留するエネルギーが大きく、サージ電圧の波高値が最大となる。

開離時に単発アークを伴う場合、機械的な開離が起こってもアーク放電によって接点間の電氣的な接続状態が維持される。このときサージ電圧には、接点材料に依存する一定の電圧 ΔV_{ARC} を維持する挙動が新たに生じる。アーク放電の継続時間 ΔT_{ARC} には様々な要因でバラつきが生じており、 ΔV_{SURGE} は ΔT_{ARC} が長いほど小さくなる傾向にある。これは、コイルが蓄えたエネルギーを消費する閉回路がアーク放電期間でも維持されることで、アーク継続時間が長くなるほど、開離時にコイルに残留するエネルギーが小さくなるためだと考えられる。

アークの再発弧が発生する場合、電流にも顕著なサージが重畳する。アークの消弧と再発弧による電流・電圧の急激な変動が、サージ電圧のピーク値に達してから起こる場合、サージ電流の波高値が最大となる。アークの再発弧は連続的に発生する場合（間欠アーク）があり、アーク再発弧の有無や連続性は整流される度に異なり、サージ波高値が変動する大きな要因となる。また、間欠アークが発生する場合、200 ~ 500 kHz 程度の不定周期で多数のサージが重畳することが確認できた。

第 4 章 等価回路のモデリング手法

第 4 章では、実測した直流ブラシモータのインピーダンス特性を高精度に模擬する等価回路を構築し、ノイズ伝搬経路のモデリング手法を確立することを目的とする。従来考慮されていなかったインピーダンス特性の回転角依存性と、単スロットとフルスロットの互換性についても考察を行い、これらの要因やメカニズム分析を行う。

4.1 インピーダンス特性の測定条件と手法

先に述べた通り、ブラシモータの等価回路は高周波で考慮すべき寄生インピーダンスを含めたモデルが提案されており、回転角に応じてインピーダンス特性が変化することが報告されているが、その詳細なメカニズムや、単スロットとフルスロットの等価回路の互換性についてはほとんど言及されていない。なお、モータ等価回路の構成は巻線構造や磁性体コアの材料特性等に依存するため、全てのモータに対して一意に決まるものではなく、評価対象とするモータに合わせて様々な構成が提案されている^{(17)-(19), (25)-(27)}。従って、本研究ではインピーダンス特性を高精度に模擬する等価回路の構成・定数を導出するだけでなく、従来研究の課題であった回転角依存性を考慮し、単スロットの組み合わせでフルスロットのインピーダンス特性を表現できる等価回路のモデリング手法を試みる。また、電磁ノイズ対策部品として内蔵されているリングバリスタの等価回路のモデリング手法についても述べる。

直流ブラシモータ等価回路の構築手順を図 4.1 に示す。まず単スロットにおいて、コイル巻線一筐体間および巻線間インピーダンスを測定し、等価回路モデルを構築する。他の 2 スロットの影響を排除するため、インピーダンス測定は 1 スロットのみコイルを巻線した状態で行った。次に、スロット間の磁気結合等を考慮し、単スロットの組み合わせでフルスロットのインピーダンス特性を表現できる等価

回路を導出する。

図 2.4 (a) に示す回転角 θ を $0 \sim 360 \text{ deg.}$ の範囲で 30 deg. 刻みで変化させ、インピーダンス特性の回転角依存性を検証した。インピーダンス測定は VNA⁷ (Keysight : E5061B) の反射法を用いた。測定周波数は伝導ノイズの最大周波数と同程度の 100 MHz 以下であり、IF バンド幅は 100 Hz とした。インピーダンスの測定系を図 4.2 に示す。単スロットコイルの巻き始めと巻き終わりを短絡した箇所と金属筐体との間のインピーダンスを測定することで、巻線-筐体間インピーダンス $Z_{\text{GND}} (= Z_{\text{GND1}} // Z_{\text{GND2}})$ が得られる。同様に、コイルの巻き始め-巻き終わり間のインピーダンスを測定することで、巻線間インピーダンス Z_{LINE} と、セグメント間に設けられたリングバリスタのインピーダンス Z_{VARISTOR} が得られる。なお、厳密には巻線間インピーダンスの測定時に $Z_{\text{GND1}} + Z_{\text{GND2}}$ も合わせて測定されるが、これらは $Z_{\text{LINE}}, Z_{\text{VARISTOR}}$ に比べ十分小さい容量成分であるため、本検討では無視する。

図 4.3 にインピーダンスの測定系を示す。VNA に接続した同軸ケーブルの先端を校正面としており、SMA コネクタを介して直流ブラシモータの測定端子に接続する。巻線間インピーダンスを測定する場合は SMA コネクタと測定端子を直接接続することができるが、巻線-筐体間インピーダンスを測定する場合は物理的な距離があり、SMA コネクタの先端に更なる引出配線として治具を最短で接続している。その場合、巻線-筐体間インピーダンスの実測値には本来測定したいインピーダンスに治具の寄生インピーダンスが含まれたものとなる。そこで、治具は別途単体でインピーダンス測定を行い、その影響を除去するよう補正を行っている。ここで、補正前のインピーダンスを Z_{BEFORE} 、 ω を角周波数とすると、治具の端子間に生じる寄生容量 C_{JIG} 、配線の寄生インダクタンス L_{JIG} を用いて、補正後のインピーダ

⁷ Vector Network Analyzer

ンス Z_{AFTER} は以下の式で表される。

$$Z_{\text{AFTER}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{Z_{\text{BEFORE}}} - \frac{1}{j\omega C_{\text{JIG}}}\right)} - j\omega L_{\text{JIG}} \quad (4.1)$$

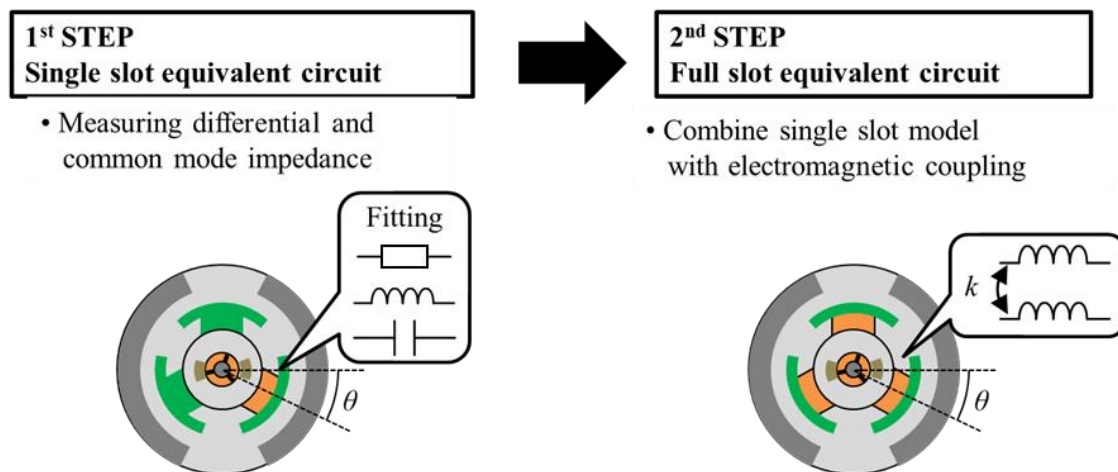
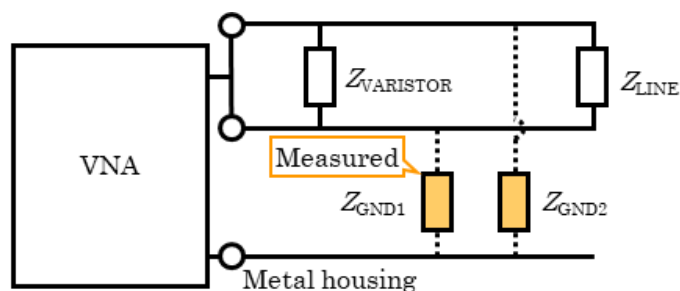
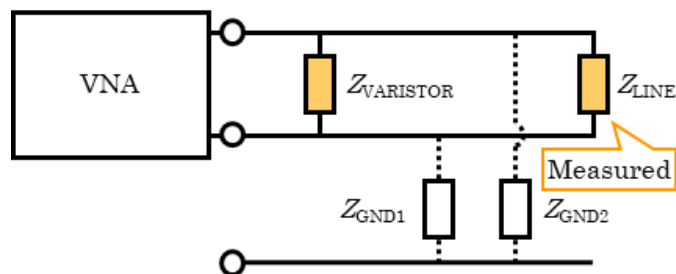


図 4.1 直流ブラシモータ等価回路の構築手順



(a) 巻線－筐体間インピーダンス



(b) 巻線間インピーダンス

図 4.2 直流ブラシモータのインピーダンス測定時における結線

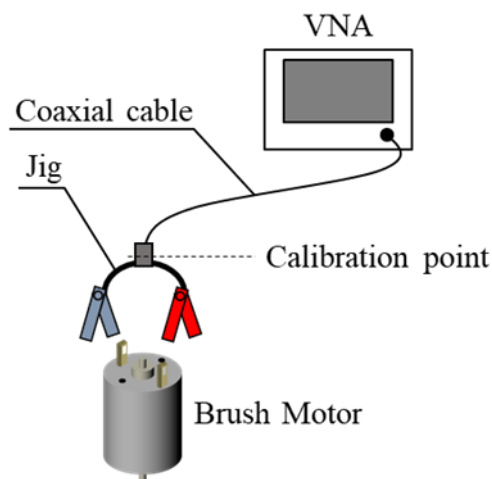


図 4.3 インピーダンスの測定系

4.2 リングバリスタを含む単スロットの等価回路

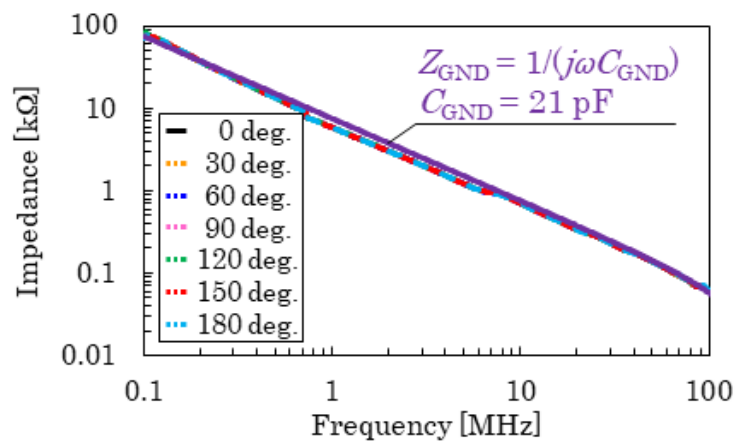
単スロットにおける巻線－筐体間インピーダンスと、巻線間インピーダンスの実測値を図 4.4 に示す。図 4.4 (a) の巻線－筐体間インピーダンスは回転角に依らず一定の特性を示し、21 pF の容量成分を持つことがわかる。この容量成分はコイル巻線と磁性体コアの間に生じる浮遊容量である (図 4.5)。巻線－筐体間インピーダンス Z_{GND} は、角速度 ω と浮遊容量 C_{GND} を用いて以下の式で表される。

$$Z_{\text{GND}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{GND}}} \quad (4.2)$$

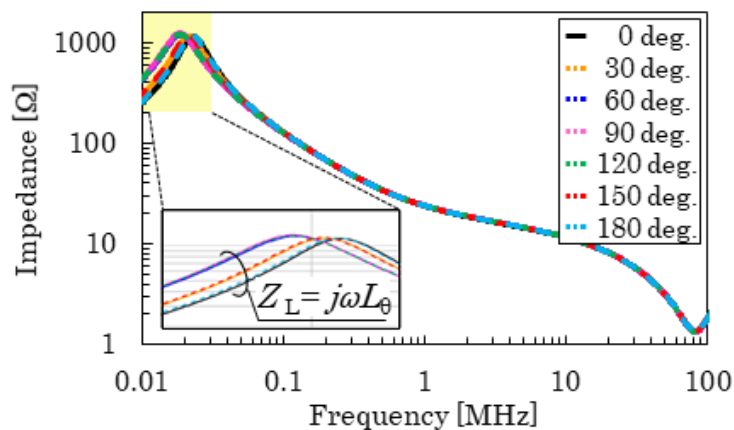
一方、図 4.4 (b) に示す巻線間インピーダンスは、概ね 0.03 MHz 以下の誘導性インピーダンス Z_{L} について回転角に応じた変化がみられる。 Z_{L} は角速度 ω とインダクタンス L_{θ} を用いて、

$$Z_{\text{L}} = j\omega L_{\theta} \quad (4.3)$$

で表される。 L_{θ} は図 4.6 に示すとおり規則的な回転角依存性を示し、このメカニズムを考察する。なお、各回転角における L_{θ} の値は表 4.1 に記載する。単スロットコイルのインダクタンス L_{θ} は、コイルに流れる電流 I と、コイルを貫く鎖交磁束 Φ を用いて以下の式で表される。



(a) 巻線－筐体間インピーダンス



(b) 巻線間インピーダンス

図 4.4 直流ブラシモータ単スロットにおけるインピーダンス特性の実測値

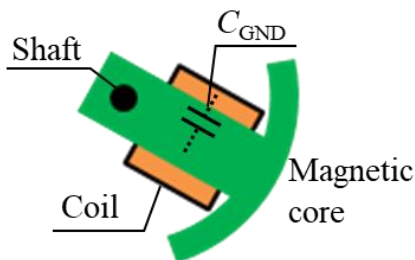


図 4.5 モータ巻線と磁性体コアの間に生じる浮遊容量

表 4.1 各回転角における L_θ の値

| θ [deg.] | L_θ [mH] |
|-----------------|-----------------|
| 0 (= 360) | 3.6 |
| 30 | 4.4 |
| 60 | 5.5 |
| 90 | 5.5 |
| 120 | 5.5 |
| 150 | 4.4 |
| 180 | 3.6 |
| 210 | 4.4 |
| 240 | 5.5 |
| 270 | 5.5 |
| 300 | 5.5 |
| 330 | 4.4 |

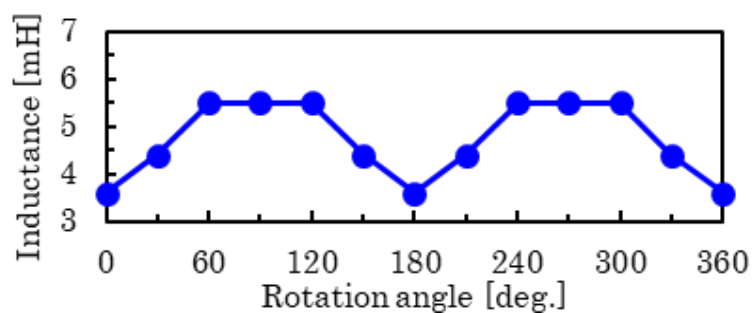


図 4.6 単スロットにおけるインダクタンス L_θ の回転角依存性 (実測値)

$$L_\theta = \frac{\Phi}{I} \tag{4.4}$$

ここで、コイルが巻かれたティース部とその他 2 箇所 of ティース部, ティース部と

ステータ間のエアギャップ，およびステータで磁気回路が構成される。磁気抵抗をそれぞれ R_{mt1} , R_{mt2} , R_{mt3} , $R_{mg1} + R_{mg2}$, R_{ms} ，起磁力を F_m とすると，単スロットにおける磁気回路は図 4.7 のように表される。ここで，磁性体コアの透磁率 μ は，磁束密度の変化 ΔB と磁界強度の変化 ΔH を用いて，

$$\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (4.5)$$

で表される。図 4.7 におけるティース部の磁気抵抗は，それぞれのティース部と永久磁石との対向面積によって変化する。透磁率と磁気抵抗は反比例の関係にあるため，対向面積が大きいと該当するティース部が高磁束密度となり，磁気飽和領域に近くなるため，透磁率が低下して磁気抵抗が増大する。永久磁石と磁性体コアの対向関係を図 4.8 に示す。永久磁石と磁性体コアの対向面積が最大となる $\theta = 0^\circ, 180^\circ$ や，対向面積が比較的大きい 30° や 150° の場合，永久磁石が発生する磁束で該当ティースの磁束密度が高くなり，コイル電流により発生する磁束が小さくなる。一方，対向面積が最小となる 90° や，対向面積が比較的小さい 60° や 120° の場合はティース部の磁束密度が小さく，磁気抵抗も低下してコイル電流により発生する磁束が増加する。このように同じ電流値を通電しても，永久磁石との位置関係によって鎖交磁束が変化し，コイルのインダクタンスも変化する事となる。

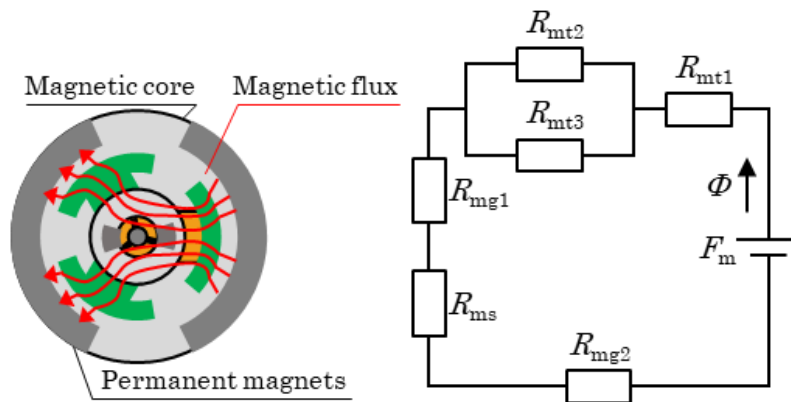


図 4.7 単スロットにおける磁気回路

図 4.9 に 2 次元磁界解析から L_θ を求めた結果を示す。本検討で使用したソフトウェアは JMAG-Designer の時間領域ソルバであり、解法は有限要素法 (FEM) である。評価対象の直流ブラシモータは磁石グレードの詳細が不明で、各部品寸法が概略であるため絶対値は一致しないものの、実測結果と同様の傾向を示している。従って、 L_θ の変化は磁性体コアにおける透磁率の変化に起因していると考えられることができる。

続いて、リングバリスタの等価回路モデルを構築する。リングバリスタは円筒型、チップ型のバリスタ素子を薄いリング状にしたものである⁽³⁸⁾。電子機器において、バリスタは一般的に雷サージ等に対する素子の保護に用いられるが、ブラシモータでは自身の発生するサージの抑制や、電磁ノイズ・ブラシ摩耗の対策に用いられる。リングバリスタの電流電圧特性とインピーダンス特性、等価回路を図 4.10 に示す。

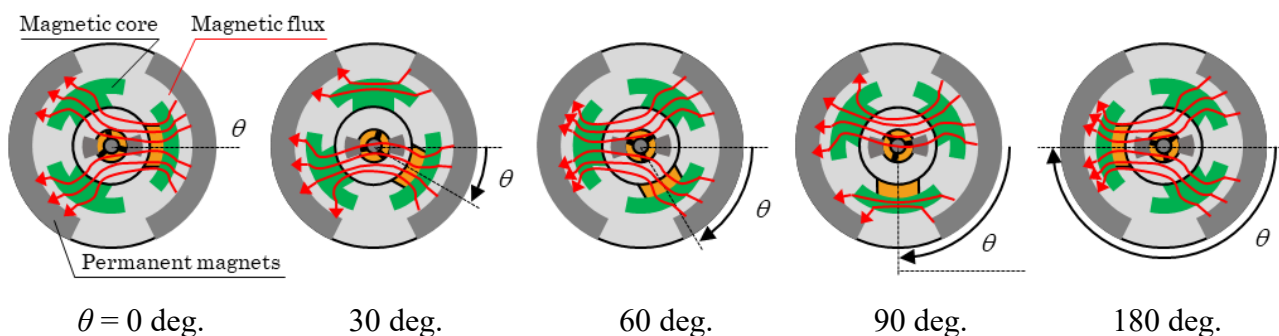


図 4.8 永久磁石と磁性体コアの対向関係

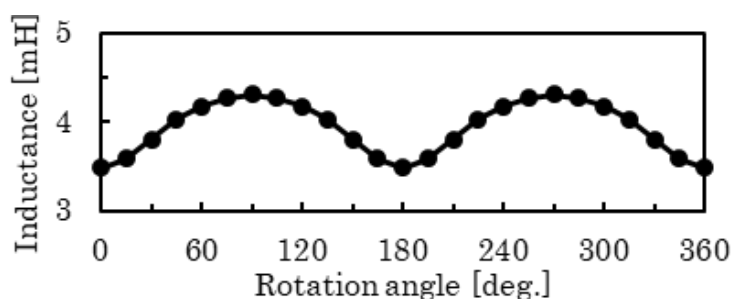
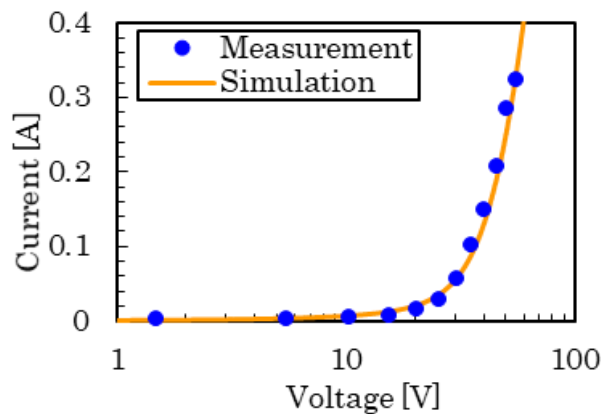
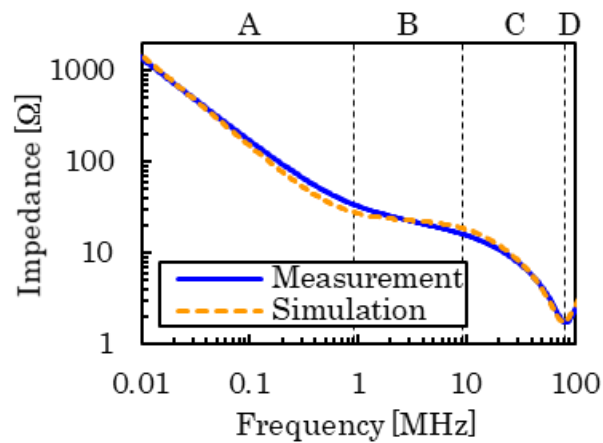


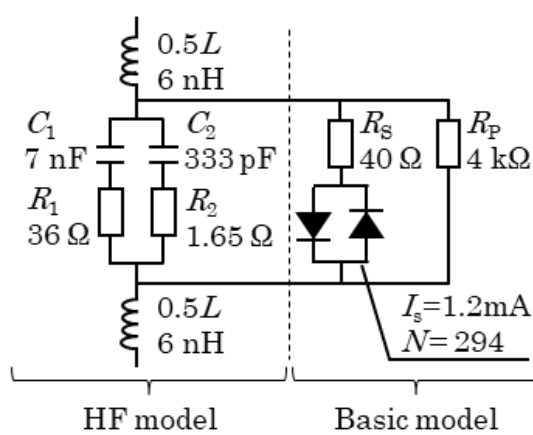
図 4.9 単スロットにおけるインダクタンス L_θ の回転角依存性 (解析値)



(a) 電流－電圧特性の実測値と解析値



(b) インピーダンス特性の実測値と解析値



(c) 単スロットあたりの等価回路

図 4.10 リングバリスタの電流－電圧特性，インピーダンス特性，等価回路

リングバリスタの等価回路は電流－電圧特性を模擬する Basic model と、高周波のインピーダンス特性を模擬する HF model からなる。バリスタの非線形素子特性はダイオードのモデルを応用して表現できることが知られており⁽³⁹⁾、逆方向の 2 つのダイオードを並列接続することで正負対称の特性とした。ここで、ダイオードの飽和電流 I_s 、発光係数 N 、および等価直列抵抗 R_s 、等価並列抵抗 R_p の値は、提案する等価回路に基づき、図 4.10 (a) に示す電流－電圧特性の実測値と回路解析で求めた値が一致するようフィッティングすることで求めた。ダイオードの電流電圧特性に基づき、 I_s と N の関係は次式で表される。

$$N = \frac{qV_{\text{varistor}}}{kT \ln\left(\frac{10 \text{ mA}}{I_s} + 1\right)} \quad (4.6)$$

V_{varistor} はバリスタに電流が 10 mA 流れる際の電圧 (バリスタ電圧)、 q は単位電荷、 k はボルツマン定数である。 T は温度で 300 K とした。図 4.10 (b) に示す通り、評価したリングバリスタのインピーダンスは概ね 80 MHz 以下で周波数の増加に応じて減少する振る舞いを示し、容量成分が支配的である。しかしながらその傾きは一定ではなく、領域 A～C で振る舞いが異なっている。そのため、単純な LCR 直列回路ではインピーダンス特性を模擬することはできない。そこで本研究では、図 4.10 (c) に示すような RC 直列回路を 2 並列化したものにインダクタ素子を直列接続した等価回路を用いた。領域 A のインピーダンス特性は等価回路の C_1+C_2 で、領域 B は R_1 で、領域 C は C_2 で、領域 D は L で表される。また、領域 C, D 境界部の共振周波数におけるインピーダンスは R_2 で表される。等価回路定数はインピーダンス特性の実測値と回路解析で求めた値が一致するようフィッティングすることで求めた。なお、実測したインピーダンス特性は 3 スロット間の特性の合成値であり、図 4.10 (c) の回路定数は単スロットの特性に換算したものである。ここで、ダイオードと並列に接続された容量成分 (C_1, C_2) は電極間の浮遊容量を、抵

抗成分 (R_1, R_2) は高周波における損失を、直列に接続された誘導成分 (L) は素子および配線の寄生インダクタンスをそれぞれ示す。なお、寄生インダクタンスは対称性の観点から等価回路の両端に分配している。

図 4.11 はモータとリングバリスタの特性を考慮した単スロット全体の等価回路である。モータの等価回路もリングバリスタと同様に、容量成分の特性を模擬するため、単純な LCR 並列回路ではなく、RC 直列回路を 2 並列化したものに L_0 と抵抗成分を並列接続した等価回路を用いた。また、等価回路定数はインピーダンス特性の実測値と回路解析で求めた値が一致するようにフィッティングすることで求めた。 L_0 と並列に接続された容量成分 (1.0 nF, 0.2 nF) はコイル巻線間の浮遊容量を、抵抗成分 (1.3 k Ω , 50 Ω , 9.0 Ω) は高周波における損失を、直列に接続された誘導成分 (9 nH) はコイル巻線引出部分の寄生インダクタンスを、抵抗成分は (11.8 Ω) は実測したコイルの直流抵抗値をそれぞれ示す。なお、巻線-筐体間インピーダンス特性から得られた容量成分 (21 pF) は、対称性の観点から等価回路の両端に分配している。提案する等価回路は 100 MHz 以下でインピーダンス特性の実測値と解析値がよく一致することが図 4.12 からわかる。なお、 $\theta = 0 \text{ deg.}$ 以外の回転角でも

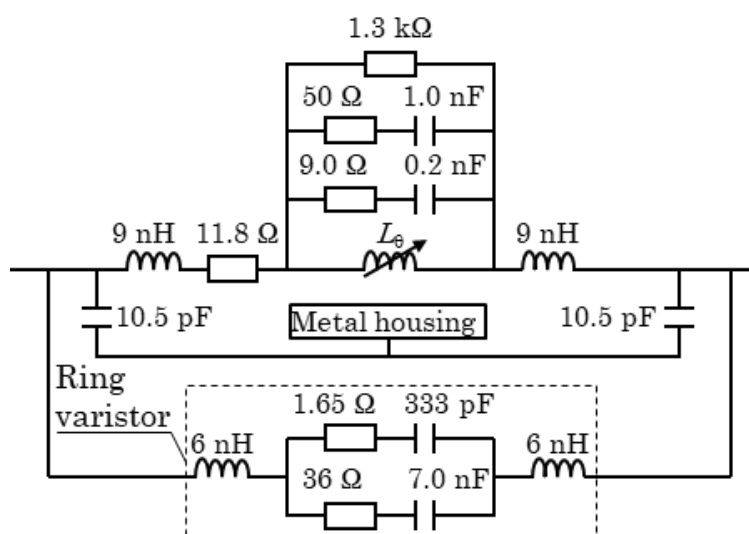
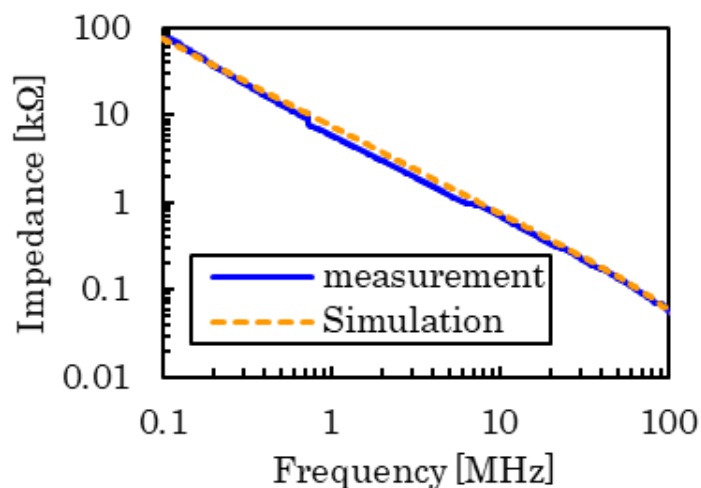


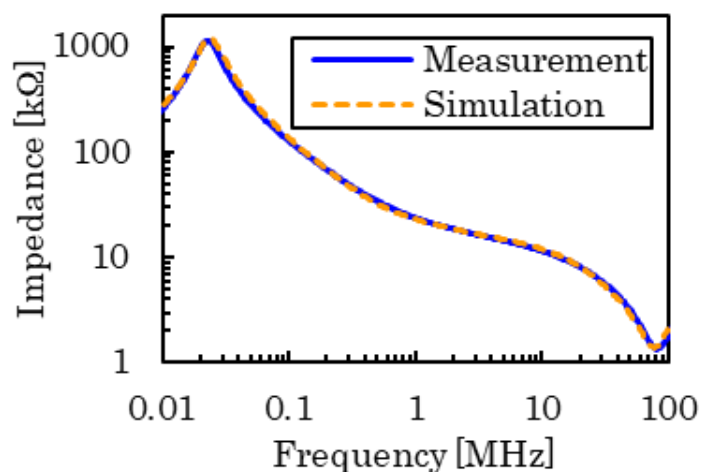
図 4.11 単スロット全体の等価回路

同様の解析精度が得られることを確認している。

ここで、図 3.5 (a) 等で観測されたサージ電圧の発生後にみられるリングングの発生メカニズムを考察する。図 3.3 (d) に示す通り、整流時の閉回路ループはコイルとその両端のセグメント、リングバリスタで形成され、共振周波数 F_R は以下の式で表される。



(a) 巻線-筐体間インピーダンス



(b) 巻線間インピーダンス

図 4.12 直流ブラシモータ単スロットにおけるインピーダンス特性の実測値と解析値 ($\theta = 0, 180 \text{ deg.}$)

$$F_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{\theta} + L_S) \times 1.5(C_1 + C_2)}} \quad (4.7)$$

L_S は閉回路ループの寄生インダクタンス (nH オーダ) であり, L_{θ} (mH オーダ) に対して無視できるほど小さい。また, 評価対象とするブラシモータの構造上, 閉回路ループの開離時は回転角が 0 deg. 近傍であることから,

$$F_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{\theta} + L_S) \times 1.5(C_1 + C_2)}} \approx 25.3 \text{ kHz} \quad (4.8)$$

よって, 閉回路ループのリングング周期 T_{Ring} は,

$$T_{\text{Ring}} = \frac{1}{F_R} \approx 39.5 \text{ } \mu\text{s} \quad (4.9)$$

となり, 実測値の 40 μs と一致する。以上より, サージ電圧の発生時に生じるリングングは, 整流時における閉回路ループの LC 共振であることを特定した。

4.3 フルスロットの等価回路

フルスロットの任意セグメント間における L_{θ} の回転角依存性を図 4.13 に示す。単スロットの合成インダクタンス解析値 (図 4.13 : default) では, 回転角に対する変化の傾向は一致するが, 定量的な一致には至らない。これは磁性体コアを介したスロット間の磁気結合によるインダクタンスの増加が未考慮なためである。ブラシモータは整流で電流方向が切り替わるため, 磁気結合係数は一定ではなく変数となるが, モデルの複雑化と解析負荷の増大につながるため, 本検討では磁気結合によ

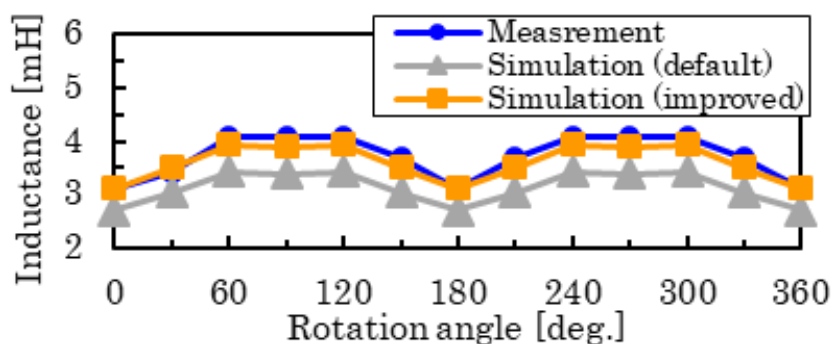
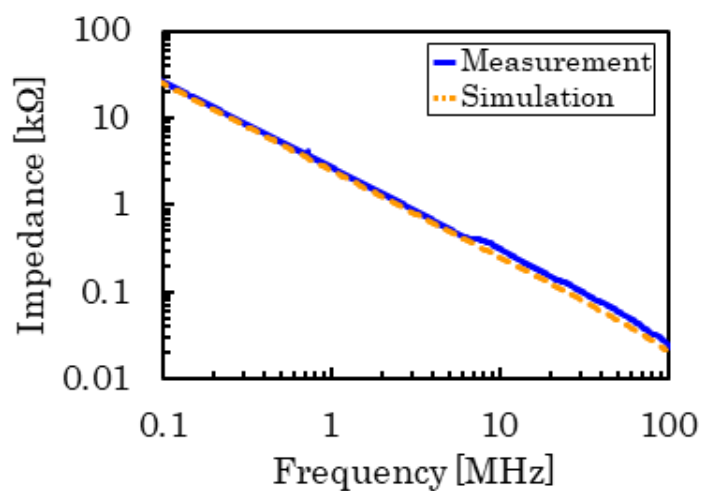


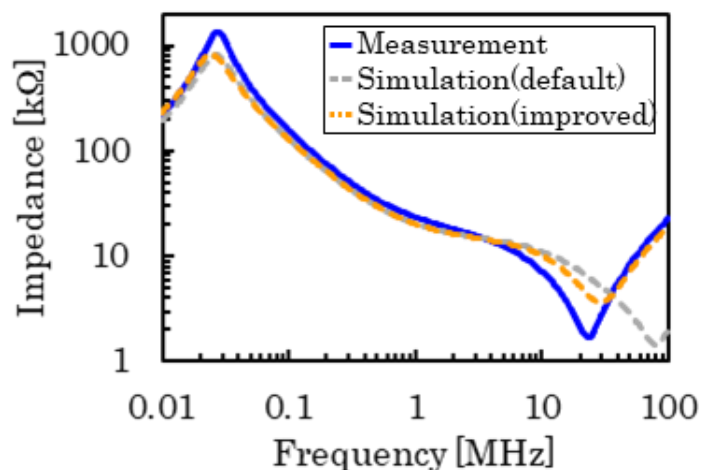
図 4.13 フルスロットにおけるインダクタンス L_{θ} の回転角依存性 (実測値)

るインダクタンスの増加を一定とし、 L_{θ} が実測値と解析値が一致するように設定した（図 4.13 : improved）。残るわずかな差異は、磁性体コアと永久磁石の位置関係が回転角で変化するため、磁気結合係数にも回転角依存性が生じていることが原因だと考えられるが、その影響は小さいため等価回路モデルには反映しない。

フルスロットにおけるインピーダンス特性の実測値と解析値を図 4.14 に示す。



(a) 巻線－筐体間インピーダンス



(b) 巻線間インピーダンス

図 4.14 直流ブラシモータ フルスロットにおけるインピーダンス特性の実測値と解析値 ($\theta = 0, 180 \text{ deg.}$)

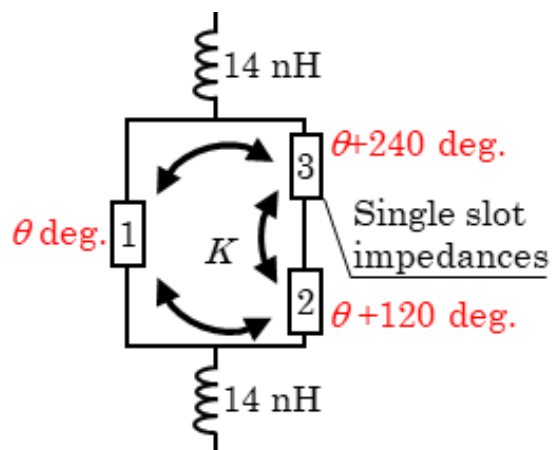


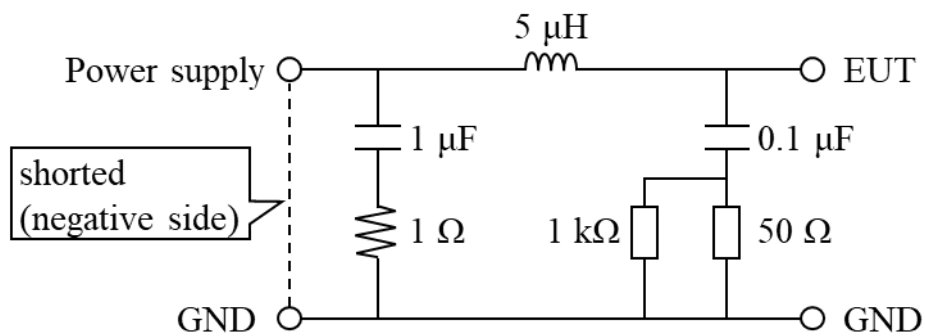
図 4.15 直流ブラシモータ フルスロットにおける
巻線間インピーダンスの等価回路

巻線－筐体間インピーダンスは単スロットの合成値で実測値と解析値が一致する。一方、巻線間インピーダンスでは、実測値と単スロットの合成インピーダンス解析値（図 4.14 : default）を比較すると、概ね 0.03 MHz 以下と 20 MHz 以上の誘導性インピーダンスに差異が生じる。前者はスロット間の磁気結合を、後者はスロット間の接続配線等の寄生インダクタンス（合計 28 nH）を考慮することで実測値と解析値がよく一致した（図 4.14 : improved）。フルスロットにおける巻線間インピーダンスの等価回路を図 4.15 に示す。以上より、単スロットの組み合わせでフルスロットのインピーダンス特性を表現できるブラシモータの等価回路が構築できた。

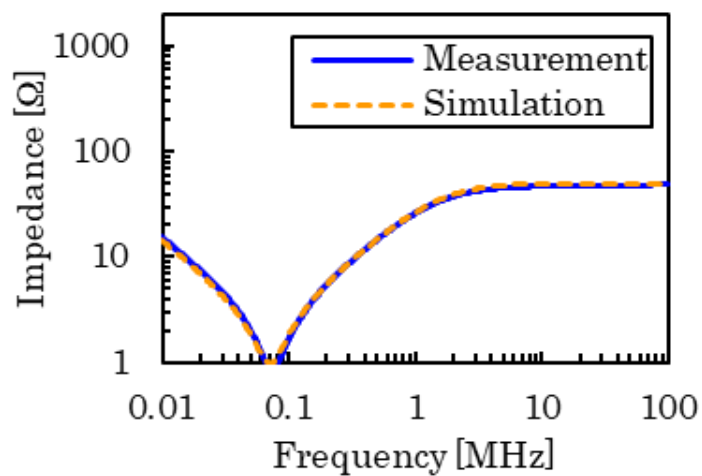
4.4 測定環境の等価回路

4.4.1 LISN の等価回路

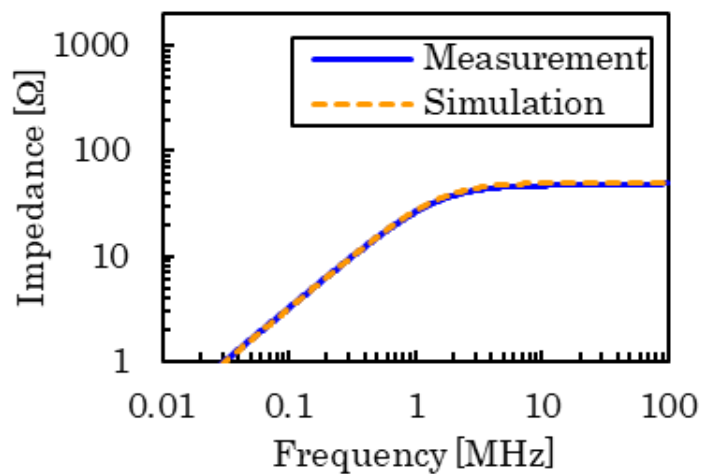
第 1 章にて述べた通り、LISN は電磁ノイズ評価で直流安定化電源と EUT の間に挿入される。LISN には電源側から混入するノイズを抑制し、EUT からみた電源側のインピーダンスを一定にする役割があり、50 Ω の端子電圧を測定することで伝導ノイズ（雑音端子電圧）が得られる。本開発では 60 V 以下の機器で使用され



(a) 等価回路



(b) インピーダンス特性 (プラス側)



(c) インピーダンス特性 (マイナス側)

図 4.16 車載用低圧 LISN におけるインピーダンス特性の実測値と解析値

る車載用の低圧 LISN (SCHWARZBECK : NNBM 8124-200) を用いた。車載用低圧 LISN の等価回路とインピーダンス特性を図 4.16 に示す。等価回路はメーカ公称値を用いた。LISN はプラス側とマイナス側にそれぞれ挿入され、低圧用車載機器はマイナス側を電源側で GND と短絡するよう CISPR25 で規定されている。プラス側、マイナス側ともにインピーダンス特性の実測値と解析値はよく一致した。

4.4.2 ケーブルの等価回路

図 4.17 に示す通り、LISN と直流ブラシモータ間に挿入されるケーブルは単芯ケーブルを 2 本束ねた構成で、CISPR25 (電圧法) に準拠して長さ 20cm、GND プレーンから高さ 5 cm の位置で配線している。単芯ケーブル×2 本の等価回路を図 4.18 に示す⁽⁴⁰⁾。分割数 n の分布定数モデルになっており、 L_1+L_2 は芯線の自己インダクタンス、 L_2 は芯線の相互インダクタンス、 C_1 は芯線間の浮遊容量、 C_2 は芯線と GND 間の浮遊容量である。対象のケーブルは測定周波数においてインピーダンス特性の

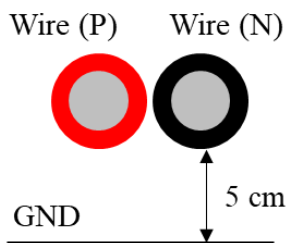


図 4.17 単芯ケーブル×2 本の模式図

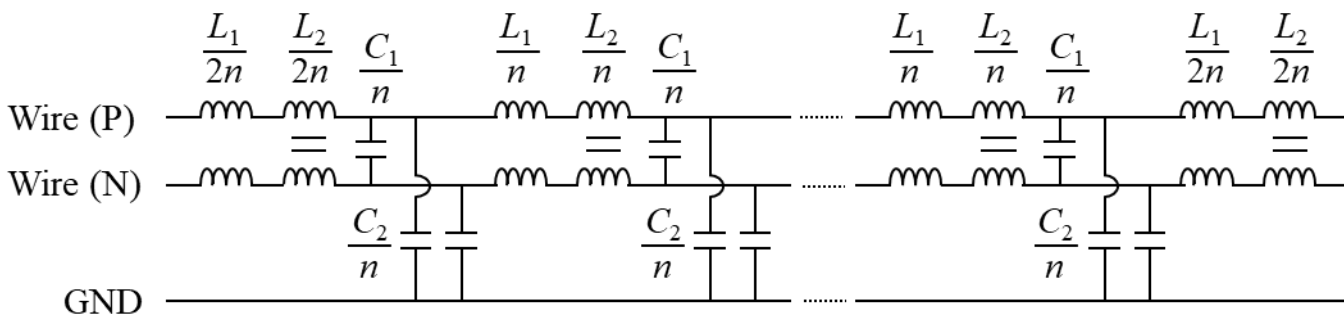


図 4.18 単芯ケーブル×2 本の等価回路

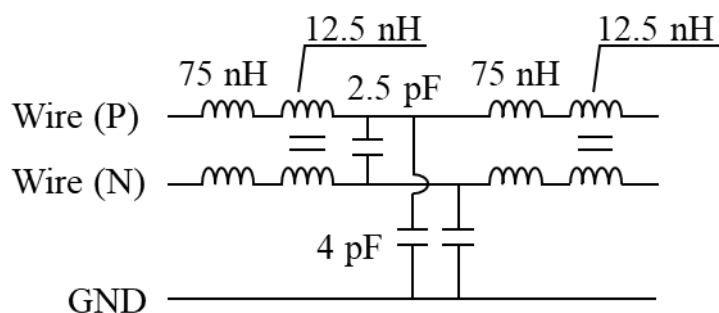


図 4.19 LISN～ブラシモータ間ケーブルの等価回路

自己共振が生じていないため、表皮効果や近接効果によるケーブルの高周波損失は考慮していない。ここで伝導ノイズの最大周波数は 108 MHz であり、その波長 2.78 m は 0.2 m のケーブルに対し十分大きいことから、本検討においては $n = 1$ の集中定数と考えて問題ないと判断した。実測したインピーダンス特性から導出したケーブル全体の等価回路を図 4.19 に示す。

4.4.3 モータ支持台と GND プレーン間の浮遊容量

直流ブラシモータの金属筐体はスリッピングとともに取り付けられた支持台と電氣的に導通しており、CISPR25 規定に基づき、発泡スチロールを介して GND プレーンから 5cm の高さに配置している。そのため、支持台と GND プレーン間に浮遊容量 C_{PLANE} が生じる (図 4.20)。浮遊容量は以下の平行平板コンデンサの式から導出した。

$$C_{\text{PLANE}} = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{S}{d} \quad (4.10)$$

ここで、 ϵ_0, ϵ_r は真空、空気の誘電率、 S, d は支持台と GND の対向面積と対向距離である。

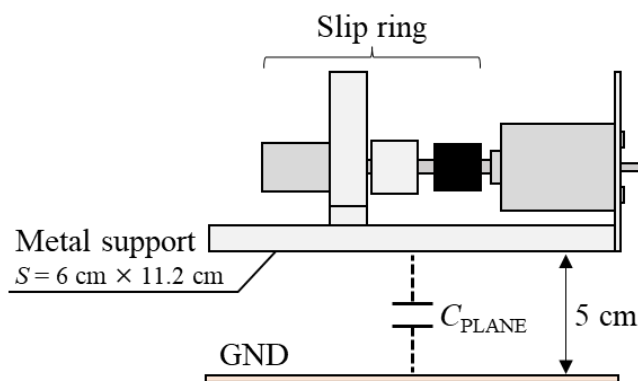


図 4.20 モータ支持台と GND プレーン間の浮遊容量

4.5 まとめ

第 4 章ではまず、インピーダンス特性の測定条件と手法について述べた。次に、直流ブラシモータの等価回路モデリング手法に関して単スロットとフルスロットの両視点から述べるとともに、内蔵されるノイズ対策部品や伝導ノイズの測定環境のモデリング手法についても解説した。以下に要点をまとめる。

検討対象とする直流ブラシモータの巻線－筐体間インピーダンス特性は回転角に依らず一定の容量成分で表せる。この容量成分はコイル巻線と磁性体コアの間に生じる浮遊容量である。一方、巻線間インピーダンスは概ね 0.03 MHz 以下のインダクタンス L_0 が規則的な回転角依存性を示す。これは、コイルと永久磁石との位置関係に対応した、磁性体コアにおける透磁率の変化に起因している。これらを組み合わせ、モータとリングバリスタの特性を考慮し、インピーダンス特性を精度良く再現できる単スロットの等価回路を構築した。また、サージ電圧の発生時に生じるリングングは、整流時における閉回路ループの LC 共振であることを特定した。

回転角依存性に加え、スロット間の磁気結合とスロット間の接続配線等の寄生インダクタンスを考慮することで、単スロットの組み合わせでフルスロットのインピーダンス特性を表現できるブラシモータの等価回路を構築し、等価回路モデリング手法を確立した。

第 5 章 ブラシ整流子片間のモデリング手法とサージ解析

第 5 章では、ブラシ整流子片間におけるアーク放電の挙動を模擬する回路モデルを構築することで、ノイズ源のモデリング手法を確立することを目的とする。ブラシ整流子片間モデルと、第 4 章で構築した等価回路モデルを組み合わせた回路解析モデルにより、第 3 章で分析・分類した 4 種類のサージにおける波高値の定量的な再現を試みる。

5.1 回路解析モデルの概要

図 5.1 は回路解析モデルの全体像であり、ブラシモータ等価回路、誘起電圧モデル、ブラシ整流子片間モデルで構成される。回路解析には LTspice (Analog Devices) を用いた。ブラシ整流子片間モデルは正極側及び負極側ブラシと各セグメントとの間に挿入される。図 5.1 で機械接点モデルはスイッチの回路記号で表記され、その詳細は本章にて解説する。モータ誘起電圧モデルは単スロット等価回路と直列に挿入される。モータ誘起電圧 E_a はコイル回転角 θ 、角速度 ω 、最大磁束 Φ_0 、コイル

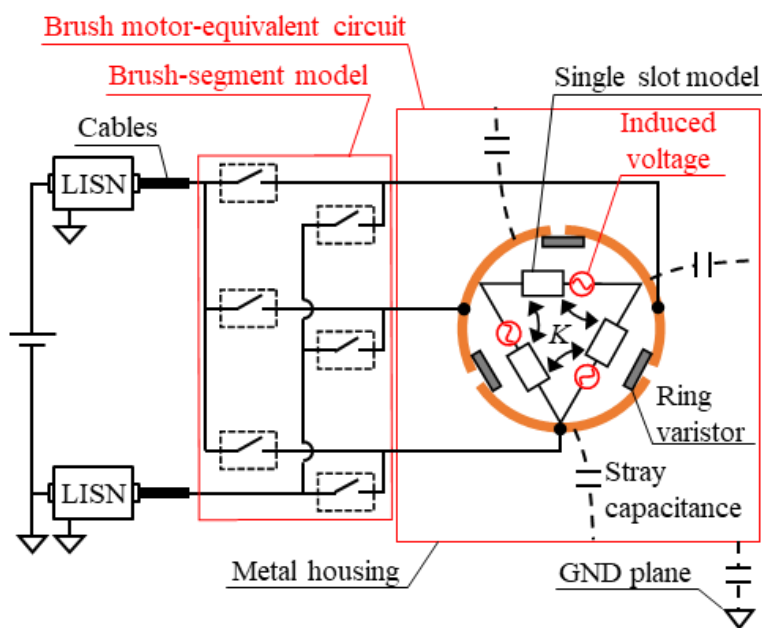


図 5.1 Overview of the spike surge simulation model.

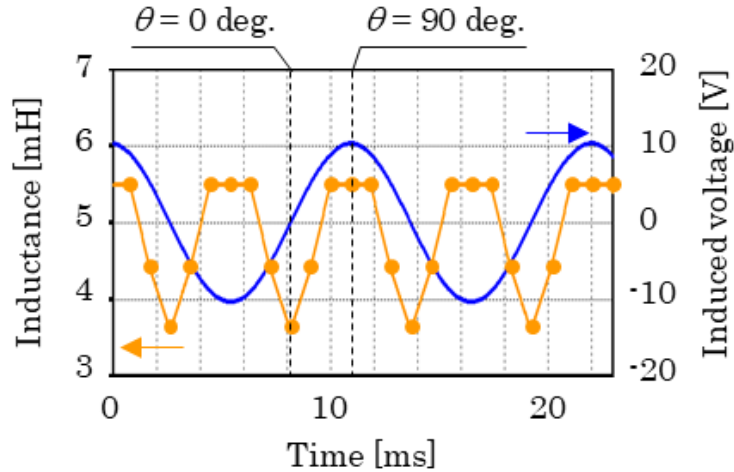


図 5.2 L_{θ} and induced voltage waveforms of coil 1.

巻数 N_{coil} を用いて、次のように表される。

$$E_a = N_{\text{coil}} \omega \Phi_0 \sin \theta \quad (5.1)$$

本検討では直流電流が実測値と同等になるよう E_a の振幅を設定したが、モータの磁界解析でも導出可能である。ここで、 L_{θ} と誘起電圧、ブラシ整流子片間モデルにおける接点开離タイミングの位相関係は、式 (5.1) および物理構造に基づき決定される。一例として、コイル 1 における L_{θ} と誘起電圧波形を図 5.2 に示す。式 (4.10) と図 4.6 に基づき、両者の位相関係が適切に設定されていることがわかる。構築した回路解析モデルで過渡シミュレーションを行い、サージを含む直流電流とセグメント対地間電圧を求めた。

5.2 アーク放電を伴わないブラシ整流子片間モデル

開離時にアーク放電を伴わないブラシ整流子片間の開閉は、図 5.3 に示すような可変抵抗 1 でモデル化した。各セグメントにおける正極側と負極側の可変抵抗の位相差は 180 deg. である。図 5.4 は可変抵抗 1 における抵抗値の時間変化を表したものであり、開放と短絡を周期的に繰り返すことで、ブラシ整流子片間の機械的な開閉を模擬している。ここで、抵抗値の繰り返し周期 T_{cycle} はモータの回転数か

ら、短絡時間 T_{on} と接触抵抗 R_{short} は実測から求めた。セグメント間の位相差はモータ構造から決まり、開放抵抗 R_{open} は十分大きな値として $1\text{ M}\Omega$ 、開閉時間 T_i は T_{ON} に対して十分短い値に設定した。なお、本検討では T_{on} を実測値から求めたが、シャフトの半径 r 、モータのスロット数 n 、整流子のスリット幅 x_S 、ブラシとセグメントの接触幅 x_B を用いて以下の式からも導出可能である。

$$T_{on} = \left(\frac{2\pi r}{n} - x_S + x_B \right) / \left(\frac{2\pi r}{T_{cycle}} \right) \quad (5.2)$$

R_{short} はブラシと整流子片の全面接触時における値を定数として用いた。本検討では R_{short} を実測値から求めたが、全面接触時の値は平均接触電圧降下 V_{br} と全面接触電流 I_{full} を用いて次のように計算される⁽⁴¹⁾。

$$R_{short} = \frac{V_{br}}{I_{full}} \quad (5.3)$$

図 5.5 は開離時にアーク放電を伴わない場合におけるサージ波形の実測値と解析値の比較である。サージ波高値 ΔV_{SURGE} , ΔI_{SURGE} が概ね 90% の精度で一致しており、提案する回路解析モデルの妥当性が確認できる。また、電圧波形に生じるリングング周期は $38\ \mu\text{s}$ であり、実測値の $40\ \mu\text{s}$ と概ね一致した。リングング周期は振幅のピーク値から算出している。以上より、開離時にアーク放電を伴わない場合においてサージを解析で定量的に再現できる見込みを得た。なお、回転速度や印加電圧等の駆動条件が変わる際は誘起電圧や L_0 の値が変化するため、一部のパラメータ値を変更する必要があるが、提案するモデリング手法は駆動条件が変わっても適用可能である。駆動条件変更時の解析精度の検証は今後の課題としたい。

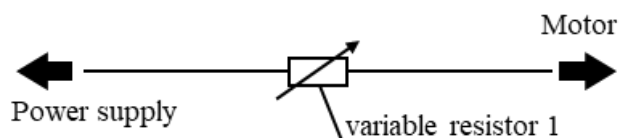


図 5.3 アーク放電を伴わないブラシ整流子片間モデル

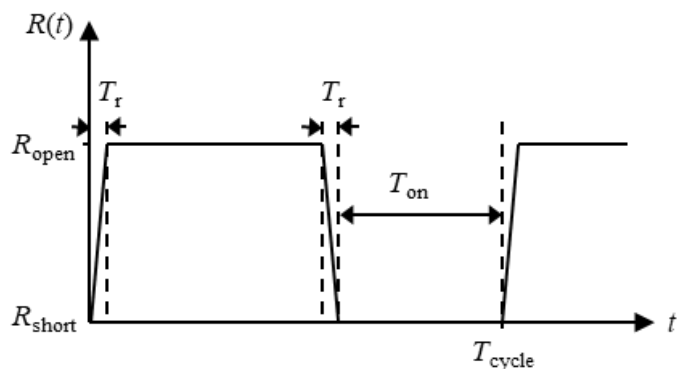


図 5.4 可変抵抗 1 における抵抗値の時間領域特性

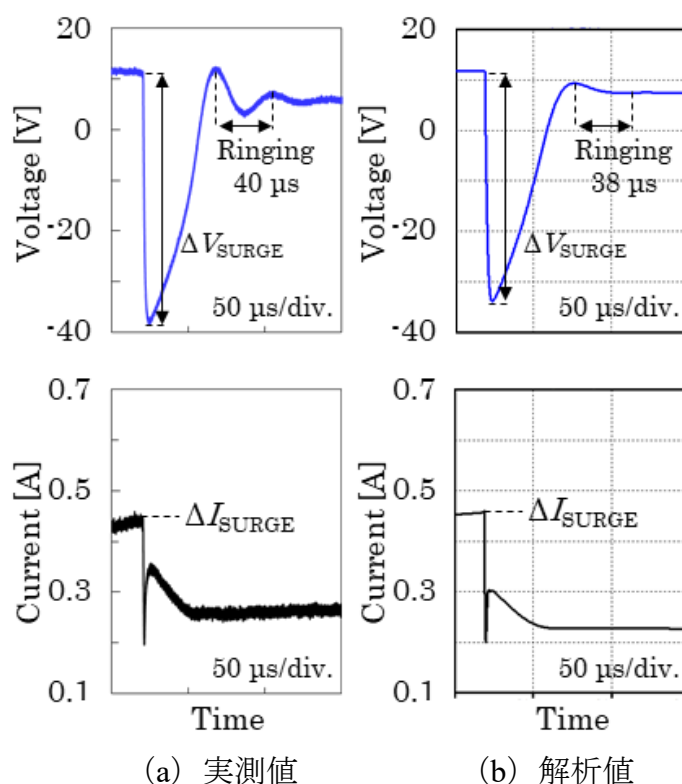


図 5.5 アーク放電を伴わないサージ波形の実測値と解析値

5.3 単発アークを考慮したブラシ整流子片間モデル

3.2.3 節にて述べた通り，単発アークを伴うサージ波形では電圧波形において一定の電圧 ΔV_{ARC} を維持する挙動が生じる。単発アーク発生時のブラシ整流子片間の挙動を模擬するには，図 5.6 に示すように，アーク電圧 ΔV_{ARC} だけでなく，アーク

ク柱の内部抵抗 R_{ARC} 、ブラシ整流子片間の浮遊容量 C_{OP} 、他にもアーク放電の継続時間 T_{ARC} 等を考慮する必要がある。図 5.7 はこれらの影響を考慮した、単発アークを伴うブラシ整流子片間モデルである。5.2 節で述べた機械的な開閉を模擬する可変抵抗 1 に加え、単発アークの挙動を模擬する可変抵抗 2、アーク電圧 ΔV_{ARC} を表す直流電圧源、アーク放電期間における電流の逆流を防止するための理想ダイオードからなる単発アークモデルと、ブラシ整流子片間の浮遊容量 C_{OP} を並列接続している。ここで、正極側と負極側のモデルで、直流電圧源と理想ダイオードの極性が逆方向になることに注意を要する。なお 3.2.3 節にて解説した通り、本検討における ΔV_{ARC} の実測値は 13 ~ 16 V で概ね一定となっており、ここでは発生頻度

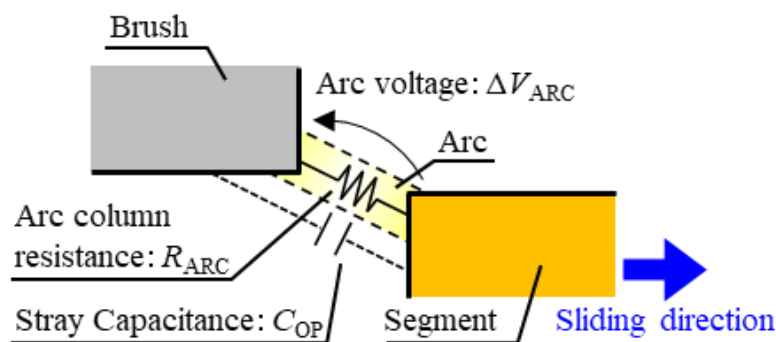


図 5.6 ブラシ整流子片間の単発アーク

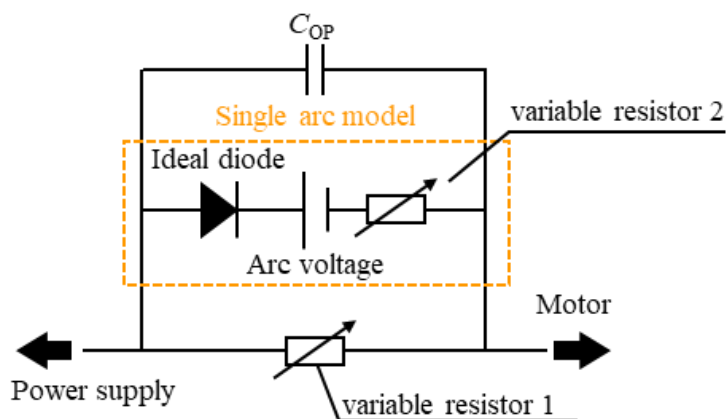


図 5.7 単発アークを伴う場合のブラシ整流子片間モデル（正極側）

が最も高い 13 V とした。

図 5.8 に示すように可変抵抗 1, 2 の抵抗値は矩形波状の周期的時間変化を伴い、可変抵抗 1 の設定パラメータはアーク放電を伴わない場合と同様である。図 5.8 の時間領域 (a) では可変抵抗 1 が短絡、可変抵抗 2 が開放となる。従って、図 5.7 における電流経路は可変抵抗 1 となり、ブラシ整流子片間が短絡された状態を模擬している。その後、可変抵抗 1 が開放されるタイミングで可変抵抗 2 が短絡されることで、図 5.8 の時間領域 (b) では、Fig. 7 の電流経路が単発アークモデルに切り替わる。これにより、ブラシ整流子片間が短絡された状態から単発アークへ移行する挙動を模擬している。この際、直流電圧源により、アーク継続時間 T_{ARC} の区間でアーク電圧 ΔV_{ARC} が維持される。その後、図 5.8 の時間領域 (c) で可変抵抗 2 も開放となることで、図 5.7 の電流経路がブラシ整流子片間の浮遊容量 C_{OP} に切り替わる。これにより単発アークから開離へ移行する挙動を模擬している。ここで、可変抵抗 2 の周期 T_{cycle} やセグメント間の位相差、開閉時間 T_r 、開放抵抗 R_{open} は可変抵抗 1 と同じ値を、アーク継続時間 T_{ARC} は実測値を、アーク柱内部抵抗 R_{ARC} は以下に示す式 (5.7) から求めた値を用いた。3.2.3 節にて述べた通り、接点間ブリッジの状態や熔融までの速さ、ブリッジがどれだけ伸長するか、トルクリプルの影響が整流される度に開離ごとに変動することや、振動等の機械的な要因によって、 T_{ARC} は一定ではなくバラつきがあるため、ここではサージ電圧の波高値が最大となる波形 (図 3.5 (b)) の値を用いた。

続いて R_{ARC} の導出方法について述べる。開離時におけるアーク柱降下電圧 V_{col} は、アーク空間の平均電界 E_{col} [V/mm] とアーク柱の長さ l_{ARC} [mm] を用いて以下の式で近似することができる。

$$V_{col} \approx E_{col} \times l_{ARC} \quad (5.4)$$

ここから V_{col} の特性を実験的に求めた式⁽⁴²⁾において、本検討では大気圧からの圧

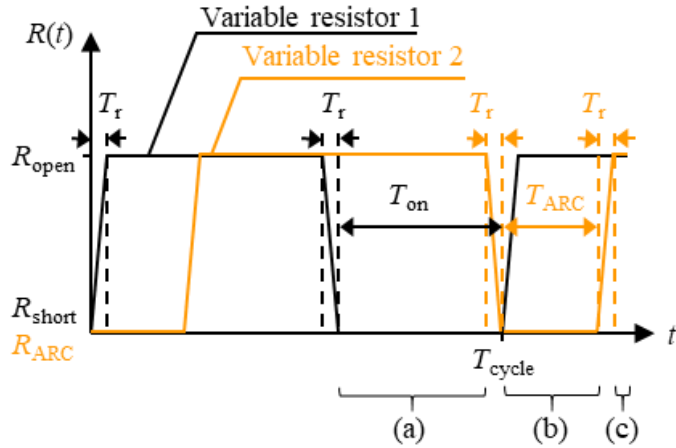


図 5.8 単発アークを伴う場合の可変抵抗 1, 2 における抵抗値の時間領域特性

力上昇を考慮しないため、

$$V_{col} \approx 1.5 l_{ARC} \quad (5.5)$$

で表される。ここで l_{ARC} は、 T_{cycle} , T_{ARC} , 整流子の回転方向に対する長さ r を用いて以下の式で近似した。

$$l_{ARC} \approx \frac{2\pi r T_{ARC}}{T_{cycle}} \quad (5.6)$$

よって開離時の R_{ARC} は、同タイミングにおける直流電流値 I_{DC} を用いて以下のよう求められる。

$$R_{ARC} = \frac{V_{col}}{I_{DC}} = \frac{3\pi r T_{ARC}}{T_{cycle} I_{DC}} \quad (5.7)$$

なお、厳密には l_{ARC} や I_{DC} は時間変化するため、 R_{ARC} も変数となるが、本検討では開離時の値を定数として組み込んだ。

本検討では T_{ARC} を実測値から求めたが、整流コイルのインダクタンス L_C , アーク電流の初期値 I_a , および ΔV_{ARC} を用いて以下の式で与えられる⁽⁴³⁾。

$$T_{ARC} = \frac{L_C I_a}{\Delta V_{ARC}} \quad (5.8)$$

しかしながら、先に述べた通り T_{ARC} は一定ではなくバラつきを持つため、式 (5.8)

は変動係数 k を用いて以下で表される⁽⁴⁴⁾⁽⁴⁵⁾。

$$T_{\text{ARC}} = \frac{kLcI_a}{\Delta V_{\text{ARC}}} \quad (5.9)$$

さらに、 ΔV_{ARC} について考察を行う。図 5.9 に示すように、単発アークにおける電圧変動は電極間降下電圧（陽極降下電圧+陰極降下電圧）とアーク柱降下電圧からなる。3.2.3 節にて述べた通り、ブラシモータでは電極間降下電圧が接点材料に依存し、ここでは ΔV_{ARC} として考慮している。アーク柱降下電圧 V_{col} は R_{ARC} での電圧降下として考慮されている。ここで、本検討では $r=2.85 \text{ mm}$ 、電流・電圧の実測時における T_{cycle} は 11.074 ms である。一例として、図 3.5 (b) のサージ電圧波形では $T_{\text{ARC}} \doteq 24 \mu\text{s}$ であるため、 $V_{\text{col}} \doteq 58 \text{ mV}$ となる。よって、電極間降下電圧に対してアーク柱降下電圧は無視できるほど小さく、単発アークの電圧降下については R_{ARC} のばらつきの影響もほとんどないと考えられる。以上より、直流ブラシモータにおける単発アークの電圧変動は ΔV_{ARC} の影響が支配的で、概ね一定値になるといえる。

図 5.6 に示す浮遊容量 C_{OP} は値が小さいことに加え、ブラシ整流子片間の距離に応じて値が変化するため、実測による正確な値の導出は困難と判断し、3次元電磁界解析から求めた。使用したソフトウェアは CST Microwave Studio の周波数領域

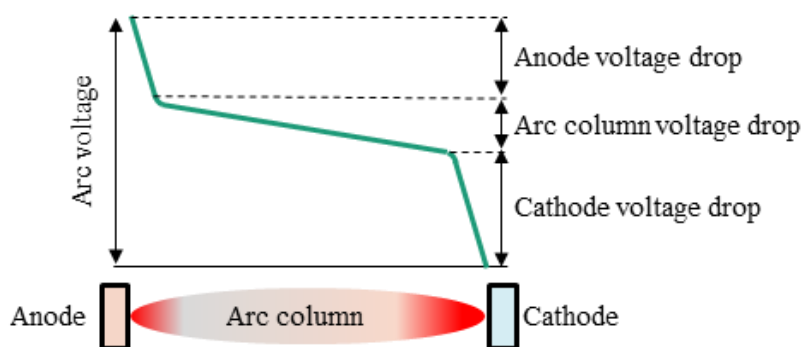


図 5.9 アークによる電圧降下

ソルバであり，解法は有限要素法（FEM）である。図 5.10 はブラシ整流子片間の FEM モデルである。ブラシ・整流子・シャフトの支柱の構造は実機から採寸した。図 5.11 はブラシ整流子片間距離に対する C_{OP} の解析値であり，ブラシ整流子片間距離が大きいほどその値が小さくなることわかる。実測したサージ波形のブラシ整流子片間距離に応じた C_{OP} の値は 4 ~ 37 pF であるが，この範囲で値を変更してもサージ波高値への影響はほとんどない。そのため解析負荷抑制の観点からも，本検討では C_{OP} を 10 pF の定数として扱う。

図 5.12 は単発アークを伴うサージ波形の実測値と解析値の比較である。解析値

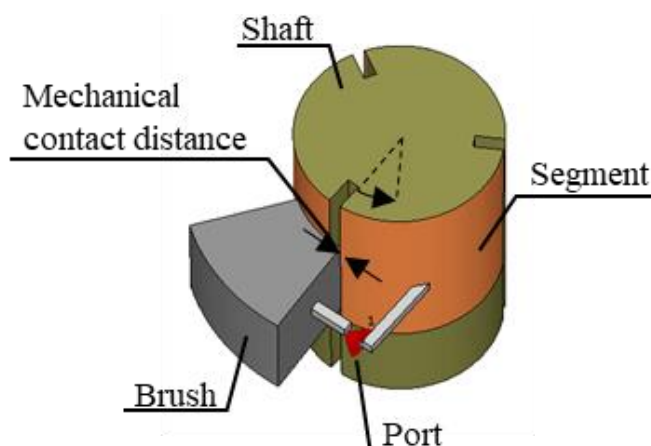


図 5.10 ブラシ整流子片間の FEM モデル

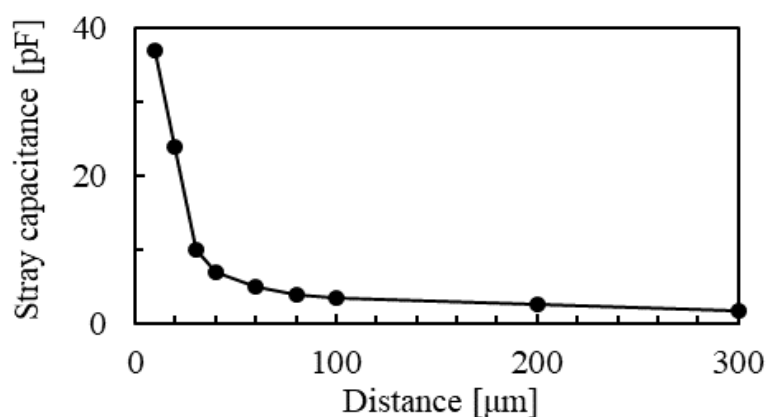


図 5.11 ブラシ整流子片間距離に対する C_{OP} の解析値

でも単発アークで一定の電圧 ΔV_{ARC} が維持された後、電氣的な開離により大きなサージ電圧が生じており、開離時にアーク放電を伴わない場合にはみられない振る舞いが再現できている。なお、実測値では単発アークの発生に伴う電圧変動 ΔV_{ARC} が発生する直前に、セグメント対地間電圧が徐々に上昇する傾向がみられるが、解析値では急激に電圧が変動している。これは、実機ではブラシ-整流子片間の接触抵抗 R_{short} がブラシと整流子の接触面積に応じて変動するのに対し⁽⁴¹⁾、解析モデルでは R_{short} を定数としていることが原因と考えられる。一方で、サージ波高値 ΔV_{SURGE} 、 ΔI_{SURGE} は 90% 以上の精度で実測値と一致していることから、これらを再現する目的においては、 R_{short} を定数として問題ないと判断した。以上より、単発アークを伴う場合においてもサージ波高値を解析で定量的に再現できる見込みを得た。

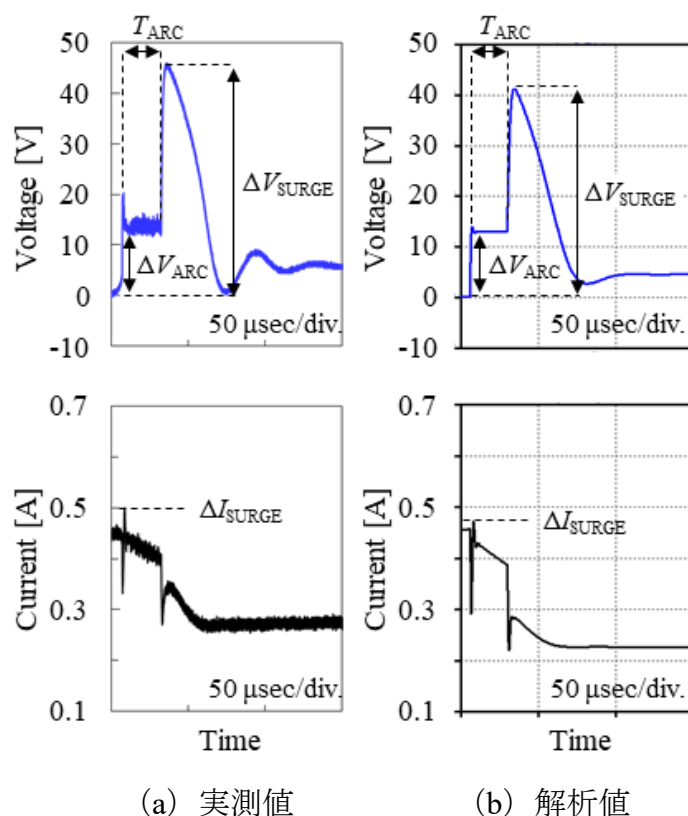


図 5.12 単発アークを伴うサージ波形の実測値と解析値

5.4 1 度のアーク再発弧を考慮したブラシ整流子片間モデル

3.2.4 節にて述べた通り，アーク再発弧を伴うサージ波形では，ブリッジ破壊と再形成によって継続時間の短いアークが繰り返される。図 5.13 はこれらの影響を考慮した，アークの再発弧を伴うブラシ整流子片間モデルであり，図 5.7 において，単発アークモデルと直列に可変抵抗 3 を挿入した構成になっている。ここで，可変抵抗 1 は接点の機械的な開閉を，可変抵抗 2,3 はそれぞれ単発アーク，アーク再発弧による電気的な開閉を模擬しており，その発生タイミングを決定している。また，単発アークのみを伴うモデルと同様に，正極側と負極側で直流電圧源と理想ダイオードの極性は逆方向となる。

図 5.14 は，1 度のアーク再発弧を伴う場合の可変抵抗 1, 2, 3 における抵抗値の時間変化である。いずれも開放と短絡を周期的に繰り返すことで，接点の開閉を模擬しており，可変抵抗 1 の設定パラメータは開離時にアーク放電を伴わない場合と同様である。可変抵抗 2 の周期 T_{cycle} やセグメント間の位相差，開閉時間 T_r ，開放抵抗 R_{open} は可変抵抗 1 と同じ値を，アーク継続時間 T_{ARC} は実測値を，アーク柱内

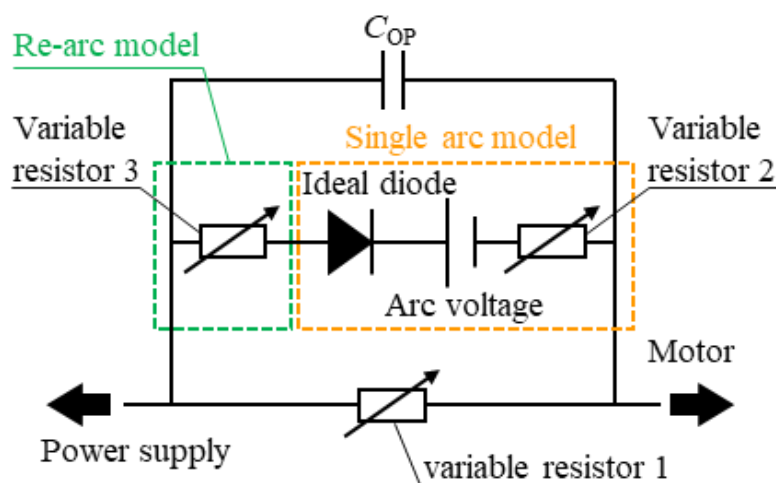


図 5.13 アークの再発弧を伴う場合のブラシ整流子片間モデル（正極側）

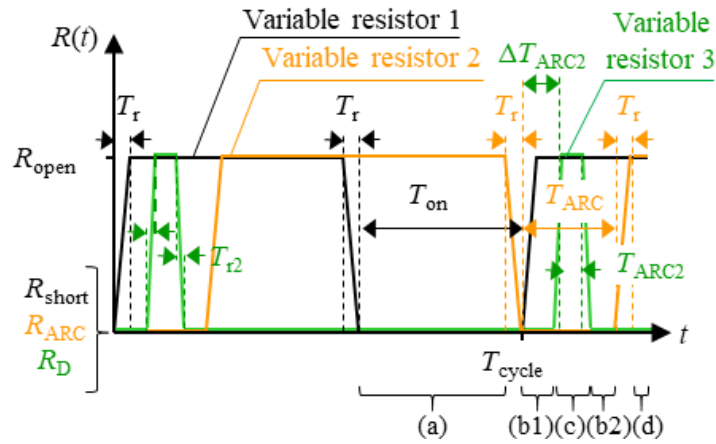


図 5.14 1 度のアーク再発弧を伴う場合の可変抵抗 1, 2, 3 における
抵抗値の時間領域特性

部抵抗 R_{ARC} は式 (4) から求めた値を用いた。 T_{ARC} と R_{ARC} の導出は、解析対象に選定したサージ波高値が最大となる波形 (図 3.8 (a)) を参照している。

可変抵抗 3 の周期 T_{cycle} やセグメント間の位相差、開放抵抗 R_{open} は可変抵抗 1, 2 と同じ値を、1 回目のアーク継続時間 ΔT_{ARC2} と、アークが一度消弧して再発弧するまでの時間 T_{ARC2} は実測値を用いた。開閉時間 T_{r2} は T_{ARC2} に対し十分短い値に設定した。短絡時の抵抗 R_D はアーク柱内部抵抗 R_{ARC} に相当するが、既に可変抵抗 2 で考慮している。可変抵抗 2, 3 は直列接続されているため、 $R_D = R_{ARC}$ とすると、アーク柱内部抵抗が二重カウントされてしまう。そのため、 R_D は無視できるほど小さな値として $1 \mu\Omega$ とした。

図 5.14 の時間領域 (a) では可変抵抗 1, 3 が短絡、可変抵抗 2 が開放となる。従って、図 5.13 における電流経路は可変抵抗 1 となり、ブラシ整流子片間が短絡された状態を模擬している。その後、可変抵抗 1 が開放となるタイミングで可変抵抗 2 が短絡となることで、図 5.14 の時間領域 (b1) では、図 5.13 の電流経路がアークモデルに切り替わる。これにより、ブラシ整流子片間が短絡された状態から単発アークへ移行する挙動を模擬している。ここから ΔT_{ARC2} だけ時間が経過した

後に、図 5.14 の時間領域 (c) では可変抵抗 3 が開放され、 T_{ARC2} の時間経過後に再び短絡されることで、アークが一度消弧して再発弧する挙動を模擬している。その後、図 5.14 の時間領域 (b2) では再び単発アークが所定の時間維持される。やがて、図 5.14 の時間領域 (d) で可変抵抗 2 が開放となることで、図 5.13 の電流経路が C_{OP} に切り替わる。これにより単発アークから開離へ移行する挙動を模擬している。なお、この挙動は図 5.14 の時間領域 (c) で可変抵抗 3 が開放となる際も同様である。また、 R_{ARC} は単発アークの継続時間に依存し、開離時の値は (b1) と (b2) で若干異なるが、本検討では 1 回目の単発アーク継続時間 ΔT_{ARC2} から求めた値を定数として用いた。

図 5.15 は 1 度のアーク再発弧を伴うサージ波形の実測結果と解析結果の比較で

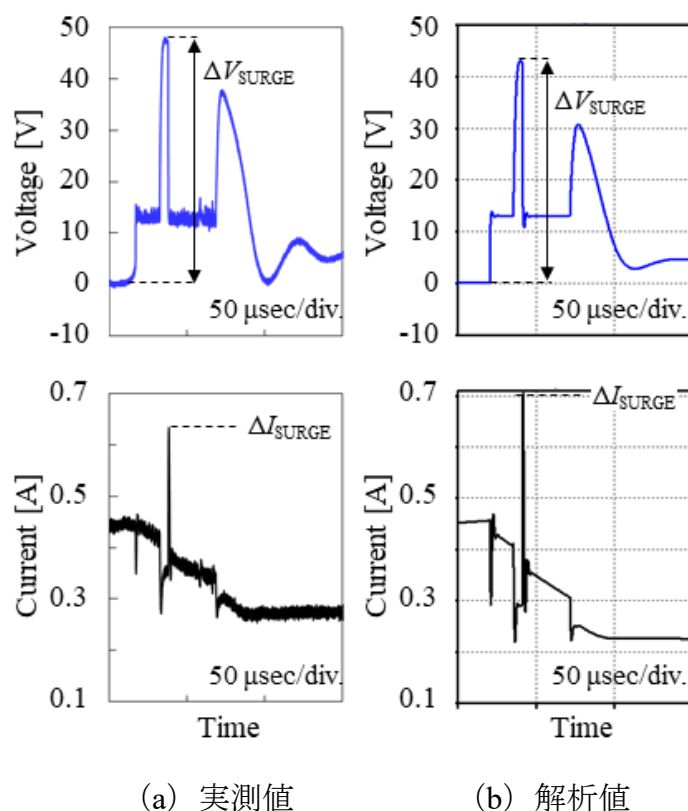


図 5.15 1 度のアーク再発弧を伴うサージ波形の実測値と解析値

ある。アーク再発弧の発生タイミングで直流電流にも大きなサージが生じ、波形の概形が再現できている。サージ波高値 ΔV_{SURGE} , ΔI_{SURGE} は概ね 85 %以上の精度で一致した。

5.5 間欠アークを考慮したブラシ整流子片間モデル

図 5.16 は間欠アークが発生する場合の可変抵抗 1, 2, 3 における抵抗値の時間変化である。1 度のアーク再発弧を伴う場合のモデル (図 5.14) との違いは、 T_{ARC} の区間において、可変抵抗 3 の矩形波パルスが T_d の間隔で複数回発生することである。これによりアークの消弧と再発弧が繰り返される間欠アークの挙動を模擬している。しかしながら、実機では間欠アークのパルス幅や発生周期は一定ではない。そこで本検討では、可変抵抗 3 の設定パラメータを実測波形の 1 回目のサージに合わせて設定し (図 3.8 (d) 参照), T_d を一定にした場合と、変動させた場合で解析

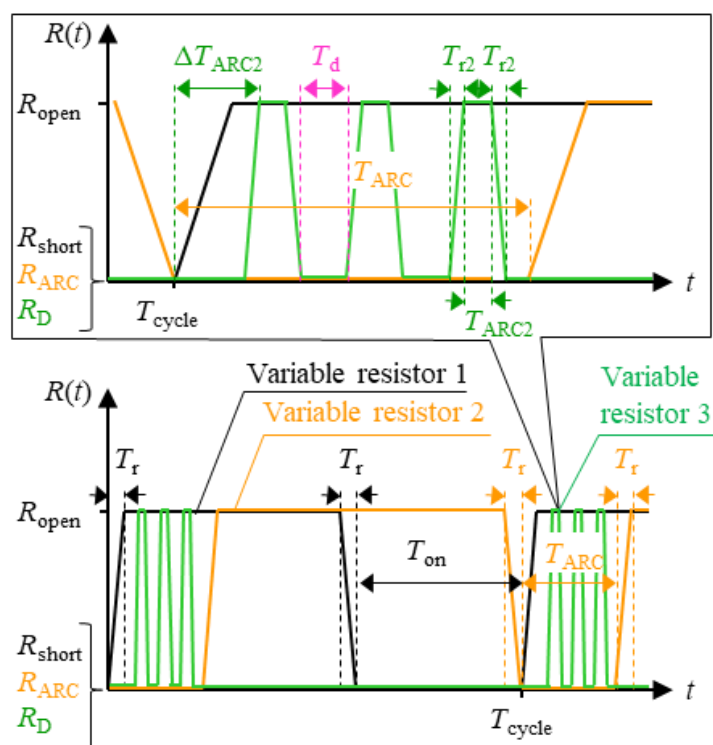


図 5.16 間欠アークを伴う場合の可変抵抗 1, 2, 3 における抵抗値の時間領域特性

を実行した。

図 5.17 は間欠アークを伴うサージ波形の解析値である。サージ波高値は図 3.8 (b) に示す実測値に対して ΔV_{SURGE} で 90 %, ΔI_{SURGE} で 70 %の精度で一致した。 ΔI_{SURGE} の差異が他の場合より大きいのは、複数のサージ波形全てを詳細に合わせ込んでいないためである。しかしながら、間欠アークにおけるパルス幅と発生周期のランダムさを定量的に考慮することは困難である。提案するモデルは1度のアーク再発弧を伴う場合におけるサージ波高値と、伝導ノイズ（第 6 章参照）を高精度に再現できていることから、間欠アークの挙動を適切に模擬できていると考える。

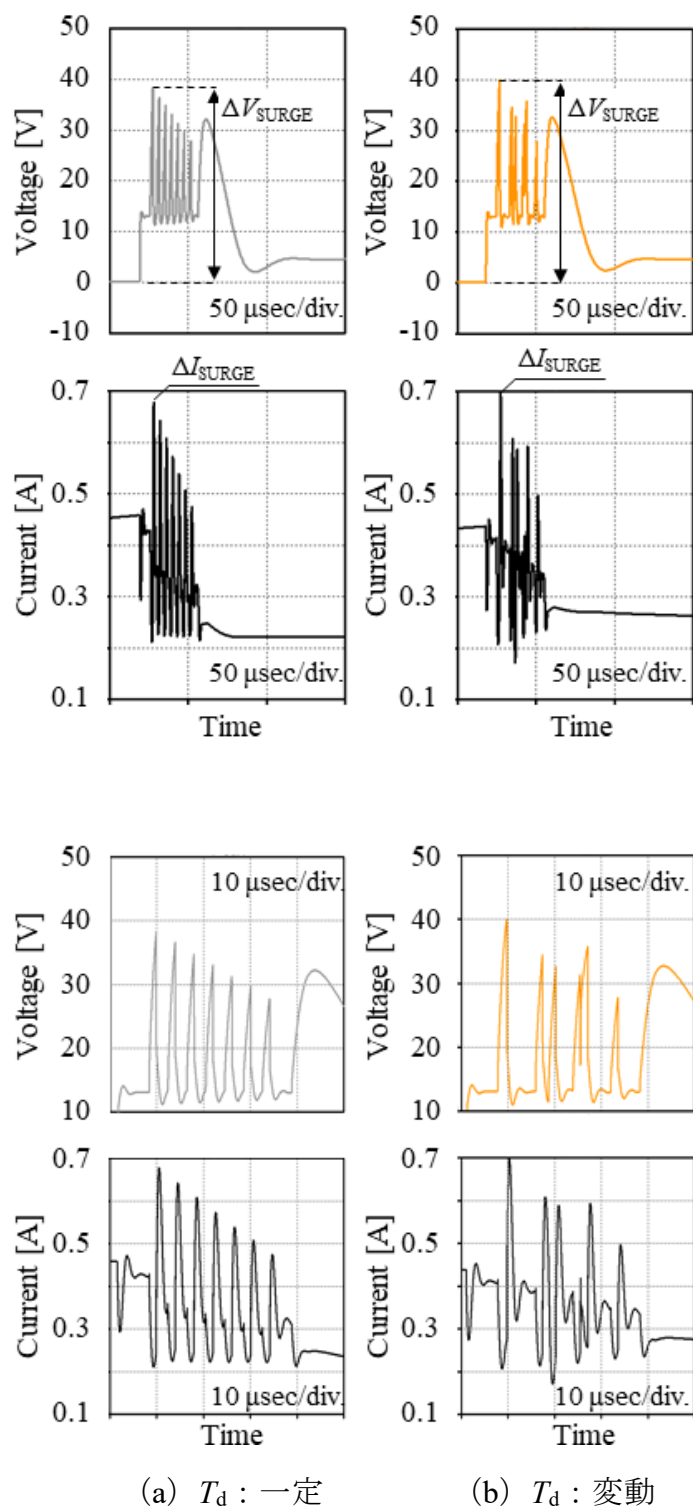


図 5.17 間欠アークを伴うサージ波形の実測値と解析値

5.6 まとめ

第 5 章では、サージ波形を再現する回路解析モデルの概要について述べるとともに、開離時にアーク放電を伴わない場合、単発アーク、アーク再発弧の挙動を考慮したブラシ整流子片間モデリング手法について解説するとともに、サージ波高値の解析精度を検証した。以下に要点をまとめる。

回路解析モデルは、ブラシモータ等価回路、誘起電圧モデル、ブラシ整流子片間モデルで構成される。回転角依存性を持つブラシモータのインダクタンス L_θ と誘起電圧、ブラシ整流子片間の開離タイミングの位相関係は、理論式と物理構造に基づき決定される。

開離時にアーク放電を伴わないブラシ整流子片間モデルは、開放と短絡を周期的に繰り返す可変抵抗でモデル化した。その結果、波高値やリング周期など、サージ波形の挙動を再現でき、提案する回路解析モデルの妥当性を確認した。

開離時に単発アークやアーク再発弧を伴う場合、サージ波形には、アーク電圧やアーク柱の内部抵抗、ブラシ整流子片間の浮遊容量、アーク放電の継続時間や繰り返し等の影響が含まれる。アーク放電を伴わないモデルを更に発展させ、単発アークとアーク再発弧を考慮したブラシ整流子片間モデルを構築した。これによりアーク放電を伴わない場合のみならず、単発アークやアーク再発弧を伴う場合においても、サージ波高値の定量的な再現を可能とするブラシ整流子片間のモデリング手法を確立した。

第 6 章 直流ブラシモータの伝導ノイズ解析

第 6 章では、直流ブラシモータの伝導ノイズ測定・解析手法について述べるとともに、複数のアーク放電が伝導ノイズに及ぼす影響を考察することで、その解析精度と妥当性を議論することを目的とする。

6.1 伝導ノイズの測定条件と手法

図 6.1 は直流ブラシモータの伝導ノイズ測定系である。第 3 章で述べた通り、機器の配置は CISPR25 に則り、直流ブラシモータの駆動条件は電流・電圧測定と同様とした。計測器は EMI テスト・レシーバ (Rohde & Schwarz : ESR7) を用い、検波方式はピーク値とした。CISPR25 で規定される測定周波数は 0.15 ~ 108 MHz であるが、第 6 章で議論する直流ブラシモータ単体動作時の伝導ノイズでは周波数範囲を拡大し、0.01 ~ 108 MHz とした。4.4.1 にて述べた通り、伝導ノイズ (電圧法) は LISN の 50 Ω 端子電圧を周波数スペクトルとして測定したものである。評価対象はプラス側の 50 Ω 端子電圧とし、LISN と EMI テスト・レシーバの間には

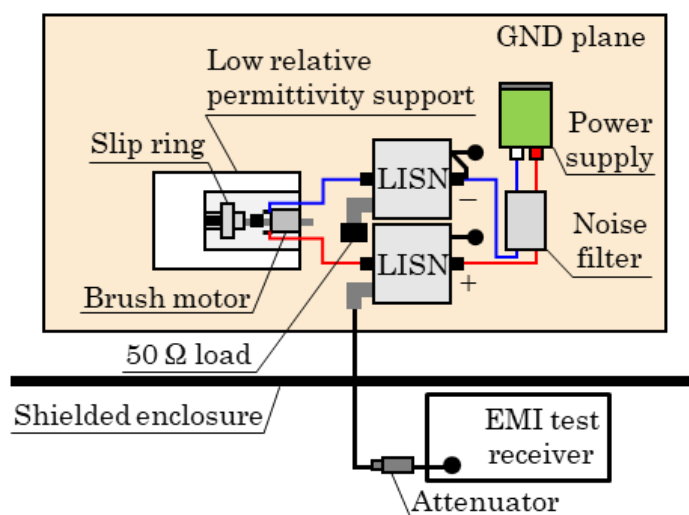


図 6.1 直流ブラシモータの伝導ノイズ測定系

表 6.1 測定周波数と RBW の関係

| Frequency range [MHz] | RBW [kHz] |
|-----------------------|-----------|
| 0.01 ~ 0.15 | 0.2 |
| 0.15 ~ 30 | 9 |
| 30 ~ 108 | 120 |

計測器保護用のアッテネータを挿入した。また、周波数解析に用いる RBW⁸の値は CISPR 規定に則り設定しており、測定周波数と RBW の関係を表 6.1 に示す。

6.2 伝導ノイズの解析手法と解析結果

第 5 章で構築した回路解析モデルを用いて、伝導ノイズのシミュレーションを実施した。シミュレーションでは、実測箇所に対応する LISN 50 Ω 端子電圧の時間領域信号を回路解析で求め、EMI テスト・レシーバの内部処理を模擬した周波数解析⁽⁴⁶⁾を行うことで伝導ノイズの周波数特性を求めた。

図 6.2 は表 3.1 の A ~ D いずれかのサージ波形が繰り返される場合の伝導ノイズ解析結果と、複数形態のサージを含む実測結果の比較である。なお、解析値における A, B, C, D のサージ波形はそれぞれ、第 5 章で求めた図 5.5 (b), 図 5.12 (b), 図 5.15 (b), 図 5.17 (a) と同様である。ここで、0.15 MHz と 30 MHz でノイズレベルに不連続点が生じているのは、CISPR 規定に則り、RBW の値を切り替えているためである (表 6.1 参照)。ブラシ整流子片間モデルが A : アーク放電を伴わない場合、B : 単発アークのみを伴う場合、C : 1 度のアーク再発弧を伴う場合、D : 間欠アークを伴う場合の順でノイズレベルが大きくなり、ノイズ最大となる D で実測と解析の差異が最少となっている。このメカニズムについて、実測したサー

⁸ Resolution Band Width

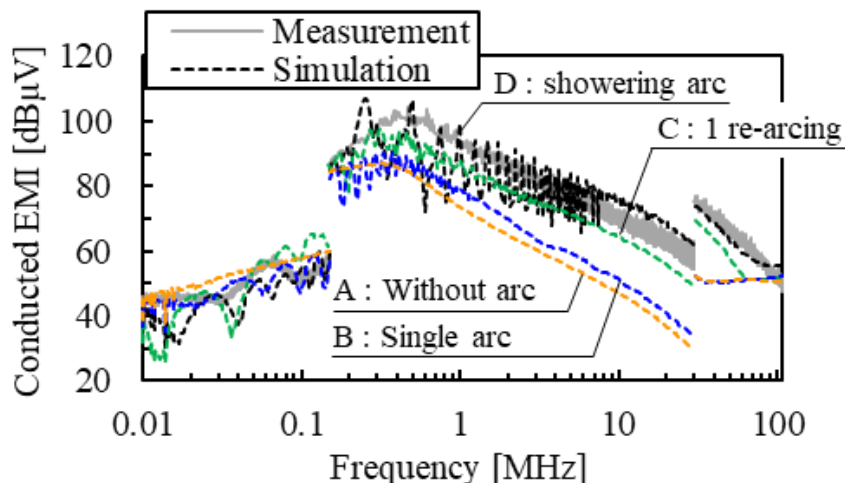


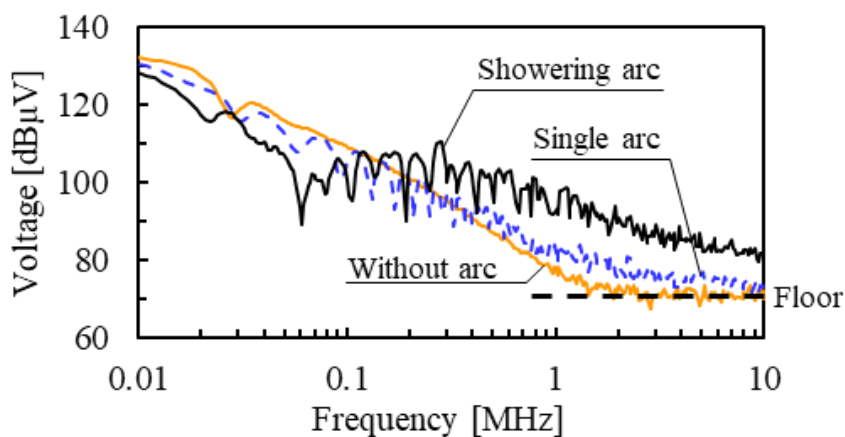
図 6.2 伝導ノイズの実測値とブラシ整流子片間モデルを変更した解析値

ジ波形の FFT 周波数解析を用いて考察する。

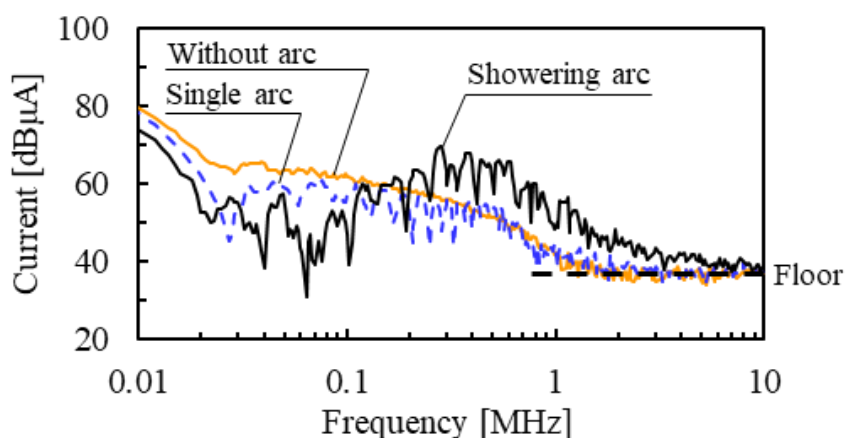
図 6.3 は、第 3 章で述べた直流電流とセグメント対地間電圧のサージ波形実測値における周波数スペクトルである。図 3.2 に示すサージ波形のなかで、周波数スペクトル強度が最大となるものを比較対象とし、アーク放電を伴わない場合と単発アークを伴う場合は図 3.5, アーク再発弧を伴う場合は間欠アークである図 3.8 (b) に示す波形がそれぞれ該当する。FFT 周波数解析に用いた窓関数 $w(t)$ は Hann 窓であり、以下の式で表される。

$$w(t) = \frac{k_w}{2} (1 - \cos(2\pi \frac{t}{T_w})) \quad (6.1)$$

T_w は窓関数の時間幅で 1 ms とした。 k_w は窓関数で決まる補正係数であり、Hann 窓では $k_w=2$ となる。なお、FFT 周波数解析を行う際には、時間領域において窓関数の中心とサージにおけるピーク値の位置を合わせている。直流電流とセグメント対地間電圧ともに、アーク放電を伴わない場合や単発アークのみを伴う場合よりも、間欠アークを含むサージの方が、概ね 0.2 MHz 以上において周波数スペクトルが増加している。この傾向は図 6.2 に示す伝導ノイズの解析結果と同様である。数 MHz 以上はノイズフロアに埋もれているが、図 6.2 と同様に、この差異は周波数



(a) セグメント対地間電圧

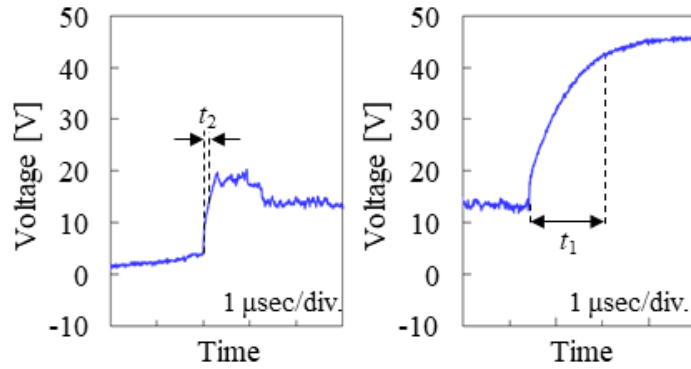


(b) 直流電流

図 6.3 実測したサージ波形の周波数スペクトル

が高くなるとより顕著になってくるものと推定される。このことから、間欠アークによる電流・電圧の急激な変化が、数百 kHz 以上における伝導ノイズの主要な発生要因であることが示唆される。

次に、図 6.2 に示す伝導ノイズ解析結果において、ブラシ整流子片間モデルがアーク放電を伴わない場合より単発アークを伴う場合の方がレベル大となる原因を考察する。図 6.4 は、図 3.5 (b) の単発アークを伴うサージ電圧波形を拡大したものである。開離時の遷移時間 t_1 が $1.6 \mu\text{s}$ 程度であるのに対し、単発アーク発生時



(a) 単発アークへの遷移 (b) 開離

図 6.4 単発アークを伴うサージ電圧波形の実測値 (拡大)

の遷移時間 t_2 は $0.11 \mu\text{s}$ 程度である。本検討では遷移時間を振幅が 10% から 90% に達する時間とした。なお、アーク放電を伴わない場合 (図 3.5 (a)) についても t_1 が概ね同じ値になることを確認している。 t_2 に対して t_1 が大きくなるのは、開離時にコイルとリングバリスタで形成される閉回路ループの LC 共振に起因するリングングの影響と考えられる⁽¹⁰⁾。アーク放電を伴わない場合は単一の遷移時間を持つため、周波数スペクトルの変曲点 F_{t1} は次式で表される⁽⁴⁷⁾。

$$F_{t1} = \frac{1}{\pi t_1} \approx 0.2 \text{ MHz} \quad (6.2)$$

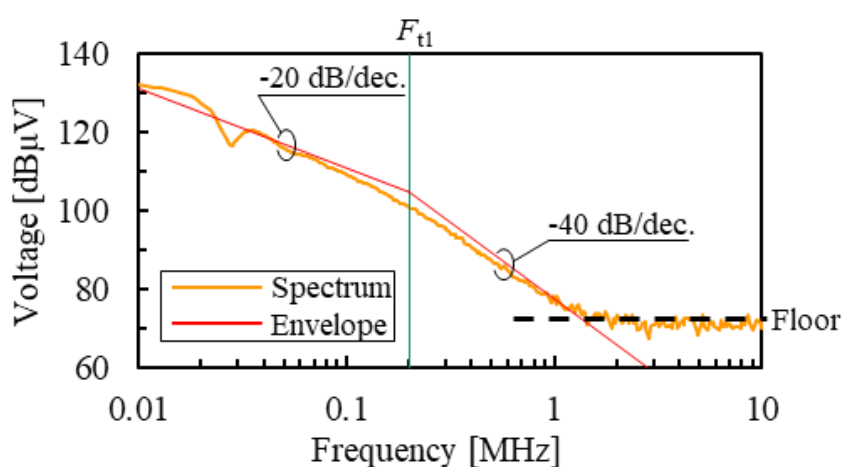
スペクトル強度は F_{t1} より低い周波数では -20 dB/dec. で、 F_{t1} より高い周波数では -40 dB/dec. で減少する。これに対し、単発アークを伴う場合は 2 つの遷移時間を持つため、周波数スペクトルは 2 つの変曲点 F_{t1}, F_{t2} を持ち、次式で表される⁽⁴⁸⁾。

$$F_{t1} = \frac{1}{\pi \max(t_1, t_2)} \approx 0.2 \text{ MHz} \quad (6.3)$$

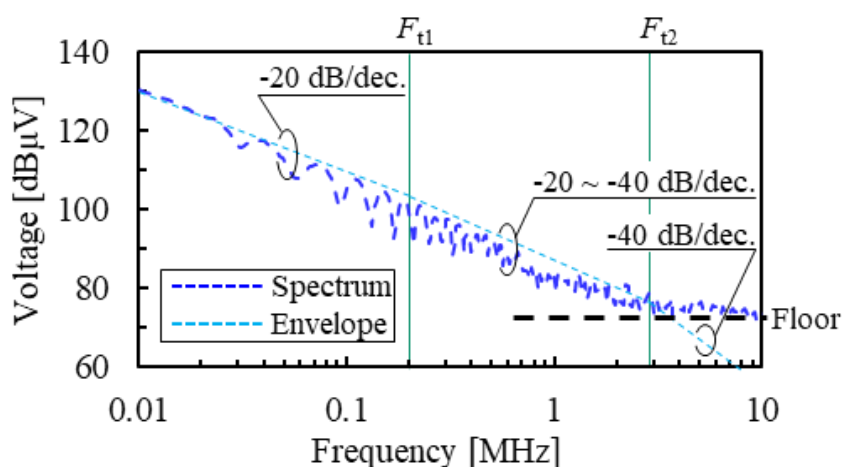
$$F_{t2} = \frac{1}{\pi \min(t_1, t_2)} \approx 2.9 \text{ MHz} \quad (6.4)$$

このとき、スペクトル強度は F_{t1} より低い周波数では -20 dB/dec. で、 F_{t1} と F_{t2} の間における周波数では $-20 \sim -40 \text{ dB/dec.}$ で、 F_{t2} より高い周波数では -40 dB/dec. でそれぞれ減少する。従って、アーク放電を伴わない場合に対して単発アークを伴う場合

の方がノイズ増加しているのは、開離時の遷移時間に対して単発アーク発生時の遷移時間が短いことに起因すると考えられる。実測したサージ電圧波形の周波数スペクトルと包絡線を図 6.5 に示す。なお、単発アークを伴う場合の周波数スペクトルは t_1, t_2 に起因する位相の異なるスペクトルの重ね合わせであり、これにより周期的な落ち込みが生じる。そのため、特に 100 kHz 以下において一部の周波数でスペクトル強度が減少しているように見えるが、包絡線で比較すると、同周波数にお



(a) アーク放電なし



(b) 単発アーク

図 6.5 実測したサージ電圧波形の周波数スペクトルと包絡線

るアーク放電を伴わない場合と単発アークを伴う場合のスペクトル強度はほぼ同等であり、図 6.2 に示す伝導ノイズでも同様の振る舞いがみられる。

間欠アークを伴う場合のブラシ整流子片間モデルは、間欠アークの発生間隔 T_d が一定の場合と変動させた場合があり、図 6.2 は一定周期の結果（図 5.17 (a) と対応）である。 T_d を変動させた場合における伝導ノイズの解析結果を図 6.6 に示す。このときシミュレーションでは図 5.17 (b) に示すサージ波形が繰り返される。 T_d が一定の場合にみられる約 250 kHz の高調波は、実測では観測されない。これは間欠アークの繰り返し周期がランダムで、周波数スペクトルが分散されるためである。一方、繰り返し周期を変動させた解析結果はスペクトルが平滑化され、実測値と同じ傾向が得られる。間欠アークが発生する場合、その繰り返しは数 μs 程度の不定周期となる事例が複数報告されており⁽¹⁰⁾⁽³²⁾⁽⁴⁹⁾、本検討でも同様の結果を得ている（実測値：図 3.8 (b) (d)、解析値：図 5.17 (b)）。繰り返し周期の変動を定量的に求めることは困難だが、伝導ノイズを解析する目的においては、数 μs 程度の繰り返し周期を持つよう T_d を設定し、そのスペクトルが平滑化されていれば、ラ

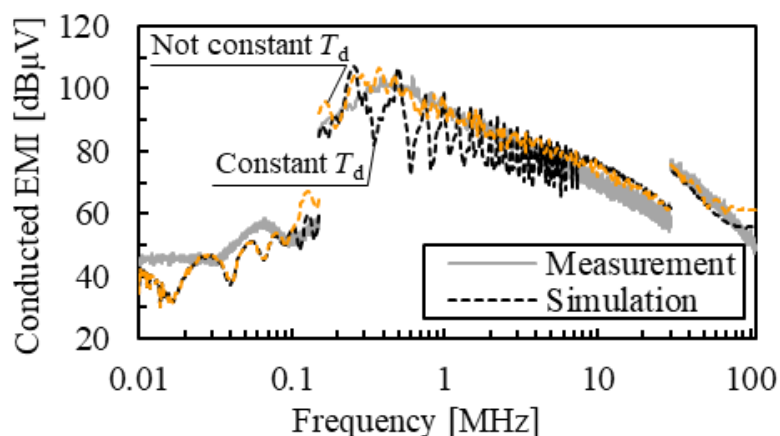


図 6.6 伝導ノイズの実測値と間欠アークを伴う場合の
ブラシ整流子片間モデルの解析値

ランダムさを十分考慮した解析と考えられる。間欠アーク繰返し周期の更なる妥当性検証は今後の課題としたい。なお、 T_d が一定の場合でも伝導ノイズの包絡線は T_d を変動させた場合と概ね等価であるため、アークの繰返し周期を厳密に導出しなくとも、ピーク値を推定できると考えられる。

6.3 ノイズ対策部品の効果推定

提案する解析モデルを活用してノイズ対策部品を追加した場合のノイズ低減効果を推定できるかを検証するために、ノイズ対策部品としてブラシモータのプラス側とマイナス側の入力端子間にコンデンサ C_x ($0.1 \mu\text{F}$, $10 \mu\text{F}$) を追加した場合を検証する。 C_x のインピーダンスの周波数特性と等価回路を 図 6.7 に示す。コンデンサは自己共振周波数より低い周波数ではキャパシタとして振る舞うが、寄生インダクタンスを持つため高い周波数ではインダクタとして振る舞い、等価回路は LCR 直列回路で表現できる。提案する等価回路において、インピーダンス特性の実測値と解析値はよく一致した。

図 6.8 は C_x を挿入した場合の伝導ノイズ解析結果である。図 6.6 と本結果から、ノイズフィルタの有無に関わらず $0.01 \sim 108 \text{ MHz}$ で 9 dB 以内の精度で実測値と解

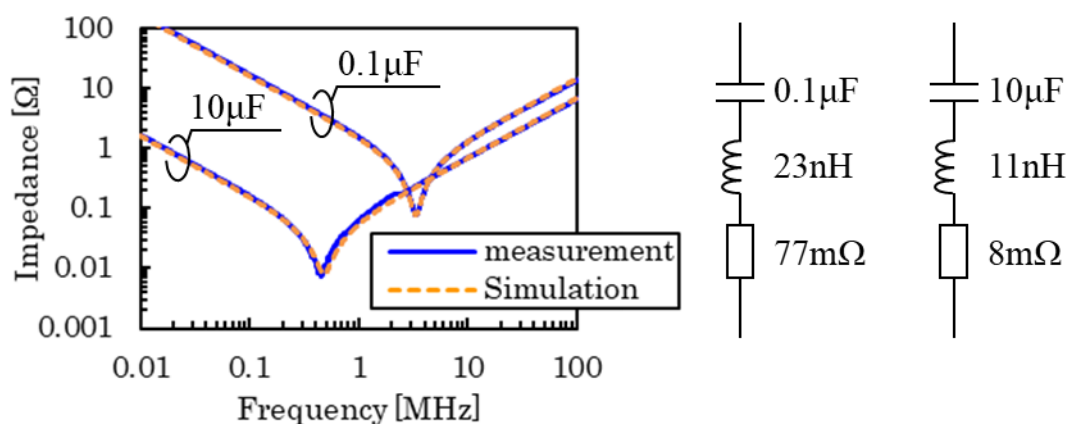
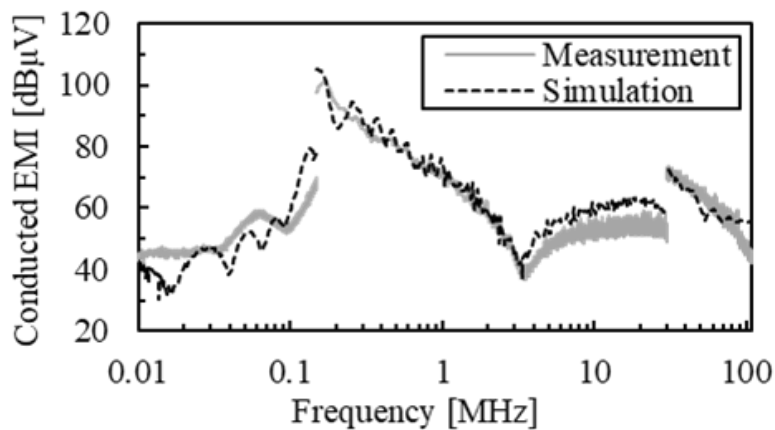
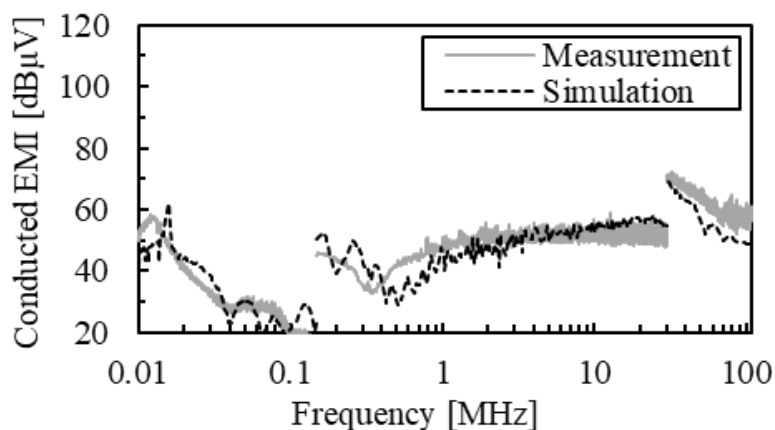


図 6.7 線間コンデンサにおけるインピーダンス特性と等価回路



(a) $C_x = 0.1 \mu\text{F}$



(b) $C_x = 10 \mu\text{F}$

図 6.8 C_x を追加した場合における伝導ノイズの実測値と解析値

析値が一致しており、提案するモデリング手法の妥当性が確認できる。以上より、サージだけでなく伝導ノイズについても解析での定量的な再現を可能とする直流ブラシモータのモデリング手法を確立できた。

6.4 まとめ

第 6 章では、伝導ノイズの評価・解析手法について述べるとともに、複数のアーク放電が伝導ノイズに及ぼす影響を考察した。また、伝導ノイズ解析精度を検証し、提案するモデリング手法の妥当性を議論した。以下に要点をまとめる。

第 5 章で構築した回路解析モデルを用いて、伝導ノイズのシミュレーションを実施した。シミュレーションでは、実測箇所に対応する LISN 50 Ω 端子電圧の時間領域信号を回路解析で求め、EMI テスト・レシーバの内部処理を模擬した周波数解析を行うことで伝導ノイズの周波数特性を求めた。

第 5 章で解説した 4 種類のブラシ整流子片間モデルそれぞれで解析を行い、複数のアーク放電の挙動が伝導ノイズに及ぼす影響を考察した。その結果、間欠アークが発生する場合は伝導ノイズの最大条件であることを解明した。この傾向は、実測したサージ波形の周波数スペクトルでも同様である。また、間欠アークの繰り返し周期がランダムであることを考慮することで、周波数スペクトルが平滑化され、実測値の特性をより詳細に再現できることを明らかにした。

提案するモデリング手法により、直流ブラシモータ単体動作時の伝導ノイズを 9 dB 以内の精度で再現できることを示した。これにより、単発アークやアークの再発弧が伝導ノイズに及ぼす影響を推定することが可能である。従って、本手法は伝導ノイズの再現だけでなく、メカニズム分析や物理現象の理解にも役立てることができる。これは従来のモデリング手法に対する大きな新規性と考える。以上より、サージだけでなく伝導ノイズについても解析での定量的な再現を可能とする直流ブラシモータのモデリング手法を確立できた。

第 7 章 パワエレ機器の組み合わせシステムにおける伝導ノイズ解析

第 1 章に述べた通り，例えば車載用の補機モータとその制御機器からなるシステムのように，直流ブラシモータはパワーエレクトロニクス機器の負荷としても駆動される。そのため，直流ブラシモータ単体のみならず，両者を組み合わせたシステムにおける伝導ノイズの再現が必要である。第 7 章では，第 6 章までで実測・解析を行った直流ブラシモータと組み合わせるパワーエレクトロニクス機器として試作した降圧 DC-DC コンバータの概要と伝導ノイズの実測結果について述べる。さらに，直流ブラシモータと降圧 DC-DC コンバータを組み合わせたシステムについて，電磁ノイズが伝搬する特有の課題を特定し，それらの影響を考慮することで当該システムにおける伝導ノイズの定量的な再現を試みる。

7.1 降圧 DC-DC コンバータの試作と伝導ノイズ解析

7.1.1 回路構成と試作機の概要

図 7.1 は組み合わせ評価に用いる非絶縁型の降圧 DC-DC コンバータの回路構成である。主回路は MOSFET，2 並列化したダイオード，コンデンサ C_1, C_2, C_3 ，インダクタ L_1 で構成される。MOSFET にゲート信号を与える絶縁ゲートドライバ IC への電源供給 (V_{CC} 電源) は絶縁電源 IC⁹を，信号入力はファンクションジェネレータ (FG) を用いた。MOSFET のキャリア周波数は 100 kHz，デューティ比は 0.8 とし，入力電圧 15 V を 12 V に降圧して出力する。最大出力電流は，組み合わせシステム

⁹ 絶縁電源 IC はスイッチング電源 (駆動周波数 50 kHz) で自身もノイズ源となる。評価対象である降圧 DC-DC コンバータ主回路から発生する伝導ノイズ解析精度を検証するという観点からは，例えばゲートドライバ IC～MOSFET 間を光絶縁し， V_{CC} 電源は乾電池等の非ノイズ源とするといった対策により，評価対象外の制御回路から発生する電磁ノイズを極力抑制することが望ましい。なお，制御回路から発生するノイズが，評価対象である主回路のノイズレベル以下であることを別途確認済みである (7.1.3 節)。

で接続する直流ブラシモータの直流電流（評価条件の無負荷駆動時で数百 mA）を鑑み、2 A とした。試作した降圧 DC-DC コンバータの緒言を表 7.1 に示す。なお、降圧 DC-DC コンバータ単体動作時の負荷 R_{OUT} は 30Ω の抵抗とした。試作した降圧 DC-DC コンバータの写真を図 7.2 に示す。試作機は基板加工機で作成した 2 層基板に部品を実装して構成した。

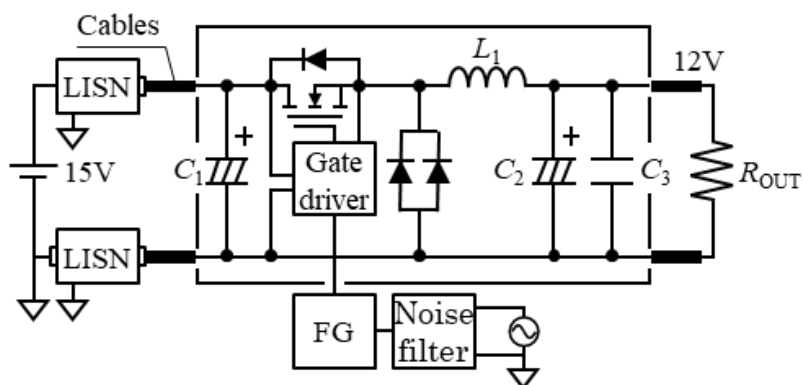


図 7.1 試作した降圧 DC-DC コンバータの回路構成

表 7.1 試作した降圧 DC-DC コンバータの緒言

| | |
|------------|---------|
| 入力電圧（定格） | 15 V |
| 出力電圧（定格） | 12 V |
| 最大出力電流（定格） | 2 A |
| キャリア周波数 | 100 kHz |
| デューティ比 | 0.8 |

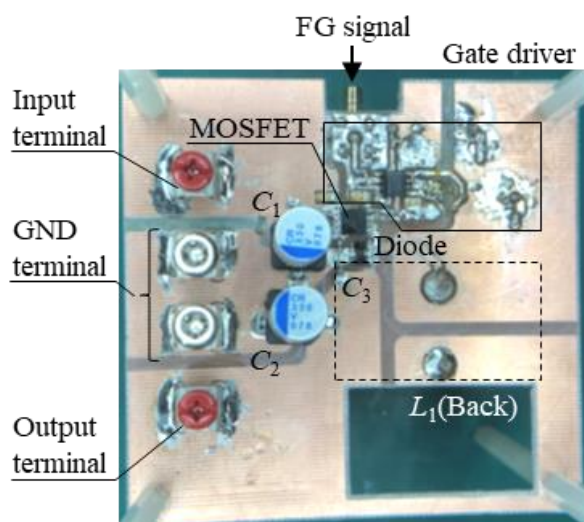


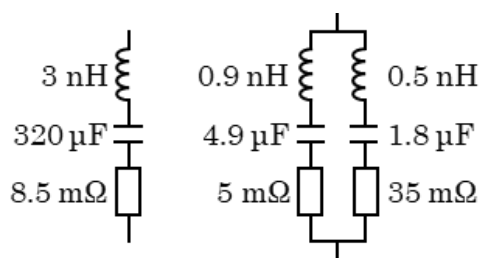
図 7.2 試作した降圧 DC-DC コンバータの外観

7.1.2 回路解析モデル

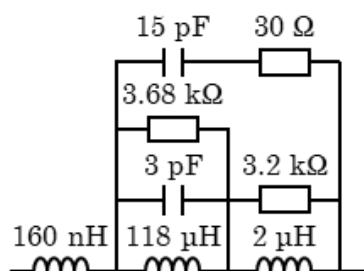
降圧 DC-DC コンバータの回路解析モデルで、半導体素子である MOSFET とダイオードはメーカーが提供する SPICE¹⁰モデルを、受動部品である C_1 , C_2 , C_3 , L_1 は実測したインピーダンス特性を模擬した等価回路を用いる。MOSFET とダイオードのメーカーと型番を表 7.2 に示す。インピーダンス測定は 2 ポート VNA (Keysight : E5061B) の反射法を用いた。測定条件は 4.1 節に記載したものと同様である。また、回路基板パターンの寄生インピーダンスや、ケーブルや負荷抵抗についても、等価回路化してインピーダンス特性を考慮している。LC 素子の等価回路を図 7.3 に示す。コンデンサの等価回路は LCR 直列回路で表現できる。ここで静電容量と直列に接続された誘導成分は素子の寄生インダクタンスを、抵抗成分は共振周波数の損失を示す。インダクタの等価回路は LCR 並列回路をベースにした複雑な構成となる。これは磁性体コアの複素透磁率が周波数依存性を持つこと⁽⁵⁰⁾ や、巻線間の浮

¹⁰ Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

遊容量が分布定数的に振る舞うことに起因すると考える。コイルのインダクタンスと並列に接続された抵抗成分と容量成分は磁性体コアの損失や巻線間の浮遊容量を示す。提案する等価回路は 100 MHz 以下でインピーダンス特性の実測値と解析値がよく一致することが図 7.4 からわかる。



(a) C_1, C_2 (b) C_3



(c) L_1

図 7.3 C_1, C_2, C_3, L_1 の等価回路

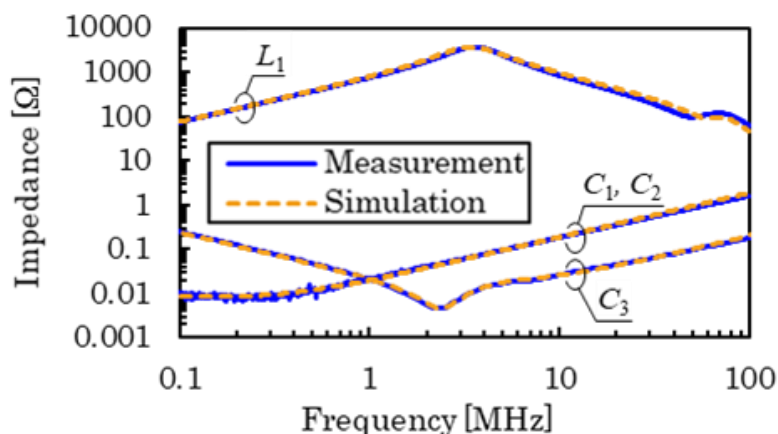


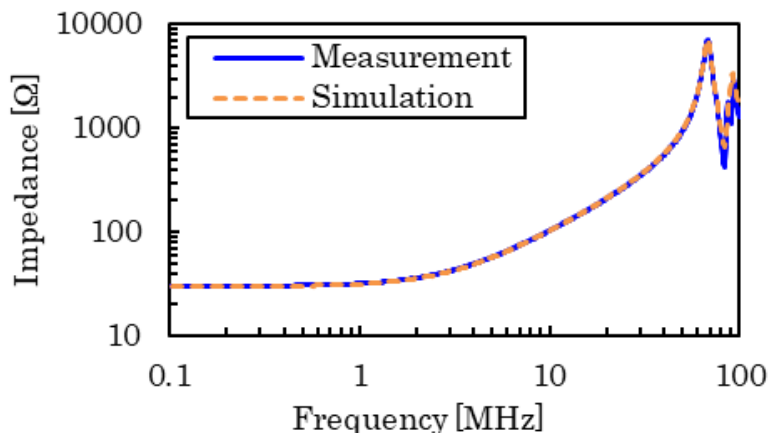
図 7.4 C_1, C_2, C_3, L_1 におけるインピーダンス特性の実測値と解析値

表 7.2 降圧 DC-DC コンバータに搭載した MOSFET とダイオード

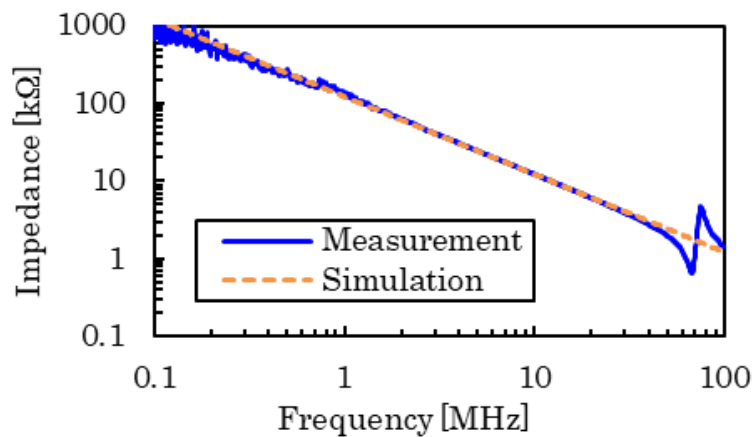
| Device | Manufacturer | Product number |
|--------|--------------------------------------|----------------|
| MOSFET | Toshiba Electronic Devices & Storage | TPH3R70APL |
| Diode | ROHM | RBS1MM40A |

負荷抵抗 R_{OUT} ($30\ \Omega$) の等価回路について説明する。使用した素子はシャーシ取付タイプの抵抗器である。図 7.5 は負荷抵抗のインピーダンス特性と等価回路である。抵抗器の端子間のインピーダンス特性は $30\ \Omega$ の抵抗に LCR 並列回路を 2 つ直列接続した回路で表現できる。LCR 並列回路の特性は抵抗器の内部巻線構造に起因するものと推定する。また、対地間インピーダンス特性は抵抗器の端子同士を短絡した箇所と GND プレーン間のインピーダンスを測定することで得られ、 $1.3\ \text{pF}$ の容量成分で表すことができる。対称性の観点から、この容量成分は端子間インピーダンスの両端に分配して配置した。提案する等価回路において、インピーダンス特性の実測値と解析値はよく一致した。

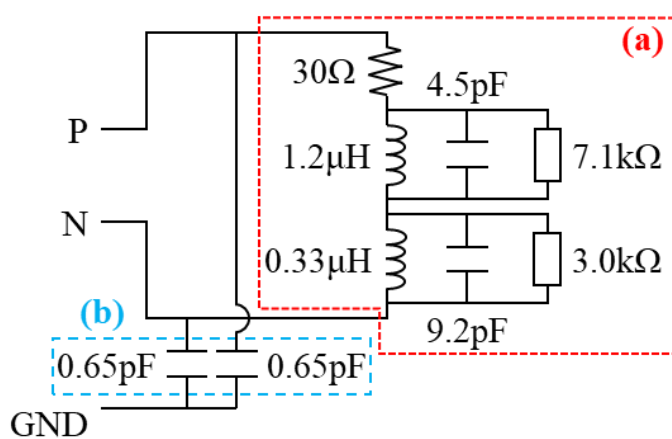
ケーブルの等価回路について説明する。LISN・降圧 DC-DC コンバータ・負荷抵抗を接続するケーブルは、4.4.2 節にて述べたものと同様である。LISN-降圧 DC-DC コンバータ間ケーブルは $25\ \text{cm}$ 、降圧 DC-DC コンバータ-負荷抵抗間ケーブルは $10\ \text{cm}$ であるため、図 4.19 に示す $20\ \text{cm}$ のケーブルの各回路定数を各ケーブルの長さ相当に増減させた値を用いた。



(a) 端子間インピーダンス特性



(b) 対地間インピーダンス特性



(c) 等価回路

図 7.5 負荷抵抗 (30 Ω) のインピーダンス特性と等価回路

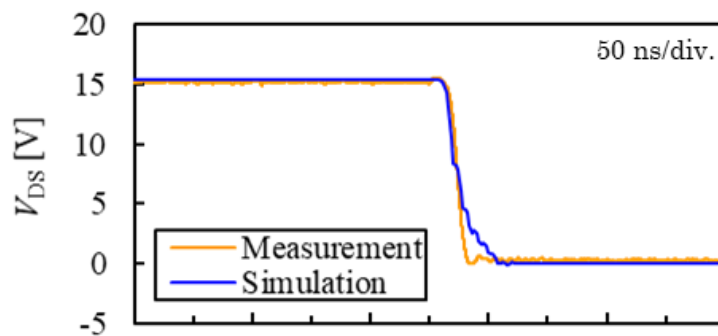
7.1.3 スイッチング波形と伝導ノイズの解析

図 7.6 は MOSFET スイッチング時における電圧波形の実測値と解析値である。ターンオン・ターンオフともにリングング周期と dV/dt が実測と解析で概ね一致していることがわかる。このとき、解析におけるゲート抵抗は実際の $10\ \Omega$ ではなく、 dV/dt が実測と一致するよう値を調整した。実際のゲート抵抗値を用いた際に dV/dt に差異が生じるのは、解析でゲート駆動回路を矩形波電圧源に簡易化しており、実機のゲートドライバ IC や V_{CC} 電源の特性が未考慮であることや、MOSFET spice モデルの精度誤差などが原因と考える。しかしながら、本検討は直流ブラシモータに焦点を当てた伝導ノイズ解析が目的であり、MOSFET spice モデルや評価対象外である制御回路の詳細な妥当性検討は本研究の目的外であるため、実測との合わせこみで値を決定した。なお、スイッチング時の dV/dt は複数の傾きを持つスロープが観測されているが、本検討では高周波ノイズへの影響が最も大きい dV/dt の最大箇所合わせこみを行った。

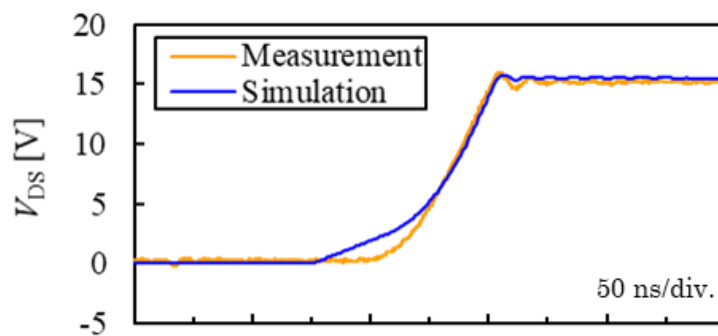
図 7.7 は降圧 DC-DC コンバータ単体動作時の伝導ノイズである。伝導ノイズ測定条件は直流ブラシモータの評価時と同様に CISPR25 準拠とした。0.1 ~ 108 MHz で実測と解析が 5 dB 以内で一致しており、解析モデルの妥当性が確認できる。なお、250 kHz 以上で観測される 50 kHz の奇数倍高調波は、絶縁電源 IC 駆動周波数の高調波であるが、主回路ノイズより十分小さく、解析モデルの対象外とする。

直流ブラシモータから発生するノイズ（例えば図 6.6）では RBW の切り替えによりスペクトル強度が明確に増加する。これに対し図 7.7 に示す降圧 DC-DC コンバータから発生するノイズでは、RBW の切り替えに伴うスペクトル強度の変化がほとんどみられず、この原因を考察する。EMI テスト・レシーバにおいて、図 7.8

(a) に示すように、RBW は IF フィルタの -6 dB 帯域幅 F_{RBW} として定義される。IF フィルタの特性 $w(f)$ はガウス窓を用いると以下の式で表される。



(a) ターンオン



(b) ターンオフ

図 7.6 MOSFET スイッチング時における電圧波形の実測値と解析値

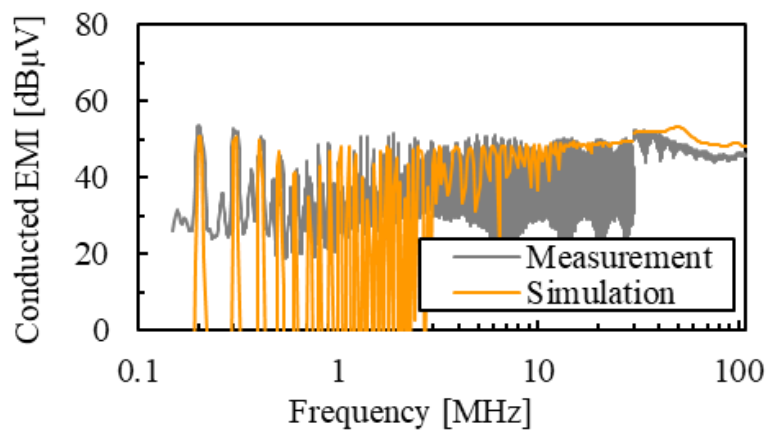


図 7.7 降圧 DC-DC コンバータ単体動作時の伝導ノイズの実測値と解析値

$$w(f) = \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_f^2}\right) \quad (7.1)$$

式 (7.1) を逆フーリエ変換することで、図 7.8 (b) に示すような時間領域におけ

る窓関数 $w(t)$ が得られる。

$$w(t) = \frac{T_W}{\sqrt{2\pi\sigma_t^2}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_t^2}\right) \quad (7.2)$$

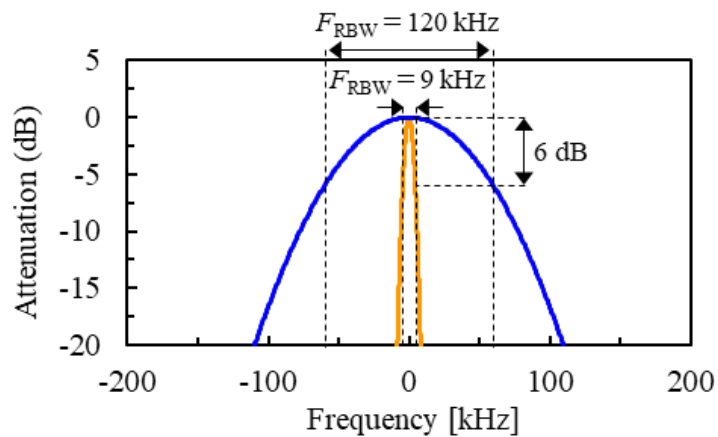
T_W は窓関数幅であり、 σ_f と σ_t の関係は以下の式で表される。

$$\sigma_t = \frac{1}{2\pi\sigma_f} \quad (7.3)$$

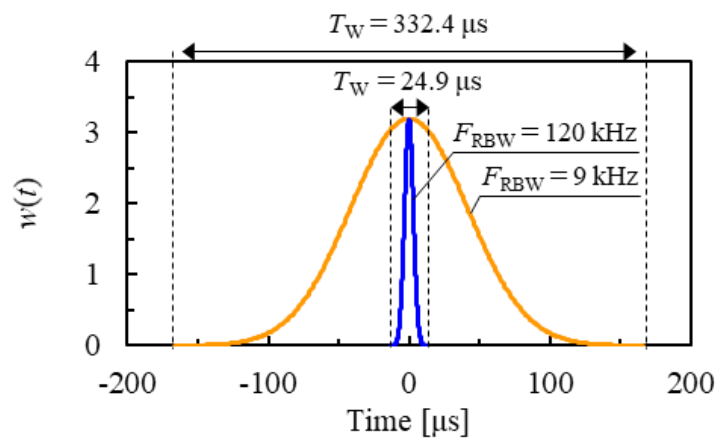
ここで式 (7.4) ⁽⁵⁾ を満たすように σ_t が決まり、 $\sigma_t = 0.374/f_{RBW}$ となる。

$$20 \log_{10} \left| \frac{1}{T_W} \int_{-T_W/2}^{T_W/2} w(t) \exp\{-j(2\pi F_{RBW}/2)t\} dt \right| = -6 \text{ [dB]} \quad (7.4)$$

理想的なガウス窓において T_W は F_{RBW} に依存せず任意の値をとることができるが、 T_W が小さいほど周波数スペクトルのサイドローブが大きくなる。そのため T_W は少なくとも σ_t の数倍程度の値にしておく必要があり、本研究におけるノイズ解析では $T_W = 8\sigma_t$ としている。このとき、 $F_{RBW} = 9 \text{ kHz}$, 120 kHz における T_W はそれぞれ $332.4 \mu\text{s}$, $24.9 \mu\text{s}$ となる。ここで、周波数スペクトル強度は窓関数内に含まれるノイズ信号の占有率が大きいほど増加する⁽⁵¹⁾。(1) 降圧 DC-DC コンバータのノイズ源である MOSFET のスイッチング電圧と、(2) ブラシモータのノイズ源である間欠アークを伴うセグメントの対地間電圧の代表例を図 7.9 に示す。(1) はキャリア周波数に相当する 100 kHz で連続的な電圧変動が観測され、 f_{RBW} が 9 kHz , 120 kHz どちらの場合でも窓関数の全枠内をノイズ信号が占有するため、 f_{RBW} が切り替えられてもノイズレベルはほとんど変化しない。これに対し (2) ではブラシー整流子片の開離周期が窓関数幅に対して十分大きいため、 f_{RBW} を切り替えると窓関数内のノイズ信号の占有率が大きく変化する。これにより、ブラシモータでは f_{RBW} が大きくなるとノイズレベルが増加すると考える。なお、図 7.9 では 1 セグメントの対地間電圧を示しているが、隣接する他セグメントの電圧波形が窓関数幅内に含まれないことを確認している。



(a) Frequency-domain



(b) Time-domain

図 7.8 IF フィルタの減衰特性 (ガウス窓)

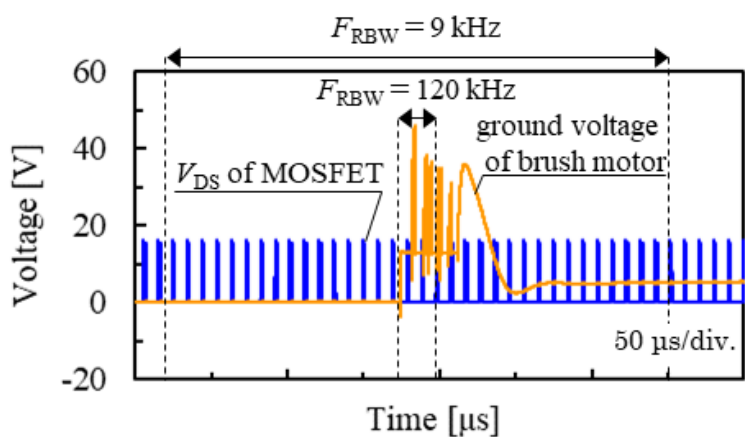


図 7.9 降圧 DC-DC コンバータと直流ブラシモータのノイズ電圧波形

7.2 組み合わせシステムにおける伝導ノイズの実測結果

図 7.10 に示すように，降圧 DC-DC コンバータ出力部に直流ブラシモータを直列接続した組み合わせシステムの伝導ノイズを評価する。直流ブラシモータは降圧 DC-DC コンバータの出力負荷として直列接続し，定格電圧である 12 V で駆動する。駆動条件は単体動作時と同様に無負荷駆動とした。また，アーク放電に起因して機器から直接放射するノイズの影響を除去するために，直流ブラシモータはシールドボックスに格納した。組み合わせシステムの伝導ノイズ測定系を図 7.11 に示す。図 7.12 は組み合わせシステムにおける伝導ノイズの実測値と解析値である。

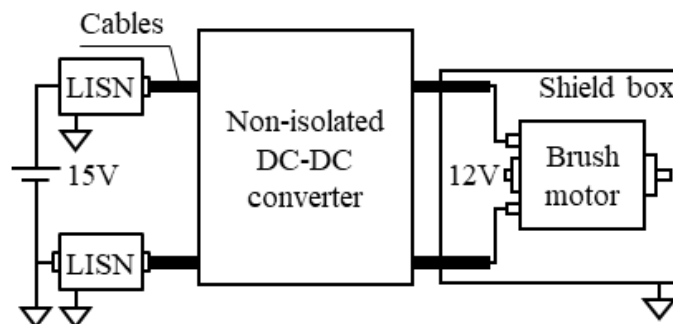


図 7.10 降圧 DC-DC コンバータと直流ブラシモータの組み合わせシステム

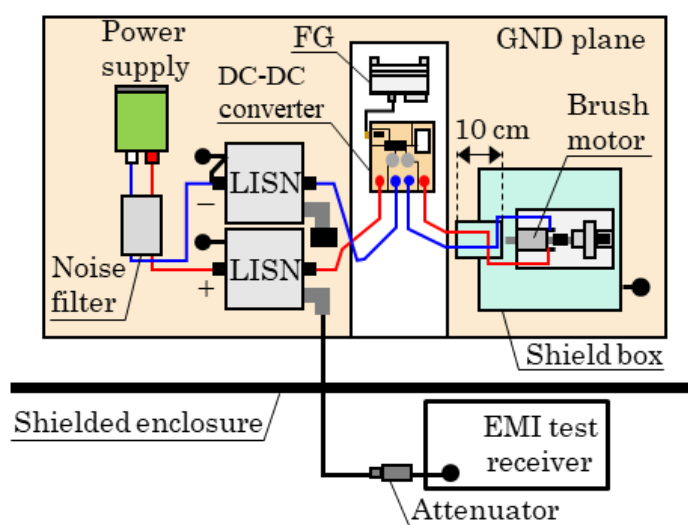
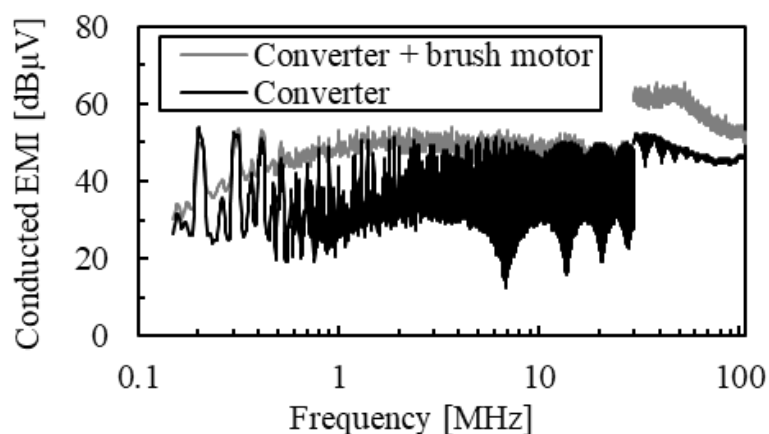
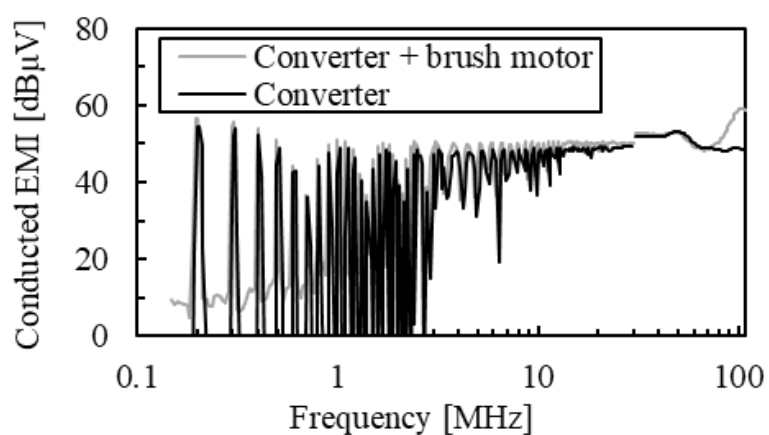


図 7.11 組み合わせシステムの伝導ノイズ測定系

実測結果では降圧 DC-DC コンバータ単体動作時より組み合わせ時の方がノイズ増加しているが、解析結果ではその挙動が再現できていない。また、実測結果では RBW が切り替わる 30 MHz でノイズレベルに不連続点が生じていることから、7.1.3 節での議論を踏まえると、少なくとも 30 MHz 以上では直流ブラシモータ起因のノイズが主要因と考えられる。従って、組み合わせ時に直流ブラシモータのノイズが機器外部へ伝搬しやすくなる要因があると推定される。本研究では電磁結合と、寄生インピーダンスの影響に着目する。



(a) 実測値



(b) 解析値（電磁結合や寄生インピーダンスの考慮なし）

図 7.12 組み合わせシステムにおける伝導ノイズの実測値と解析値

7.3 組み合わせシステムに生じる特有課題の考慮

7.3.1 電磁結合の影響

回路内の磁界結合・電界結合（併せて電磁結合と呼ぶ）は無数に存在しており、全てを等価回路に反映することは現実的でない。ノイズフィルタでは入出力間の電磁結合が支配的であり、これらの結合を考慮すれば回路解析でも実測と概ね一致する結果が得られることが報告されている⁽⁵²⁾。これにより、回路解析でも現実的な規模で電磁結合を十分に考慮した検証が可能である。この知見を応用し、直流ブラシモータと降圧 DC-DC コンバータの組み合わせシステムにおける主要な電磁結合を考察した。降圧 DC-DC コンバータの LC 素子は、直流ブラシモータにとってノイズフィルタとして機能する。従って図 7.13 に示すように、「直流ブラシモータ～ケーブル～ C_2, C_3 」で形成される閉回路ループ 1 と、「LISN～ケーブル～ C_1 」で形成される閉回路ループ 2 との間に生じる磁界結合、および降圧 DC-DC コンバータの入出力端子間の電界結合の影響が大きいと推定した。これらの電磁結合を実測・解析から評価し、伝導ノイズへの影響を考察する。

電磁結合を評価するために、2 ポート VNA (Keysight : E5061B) を用いて挿入損失 S_{21} を実測した。挿入損失は、ソース側の信号源から信号を与えた際に負荷イン

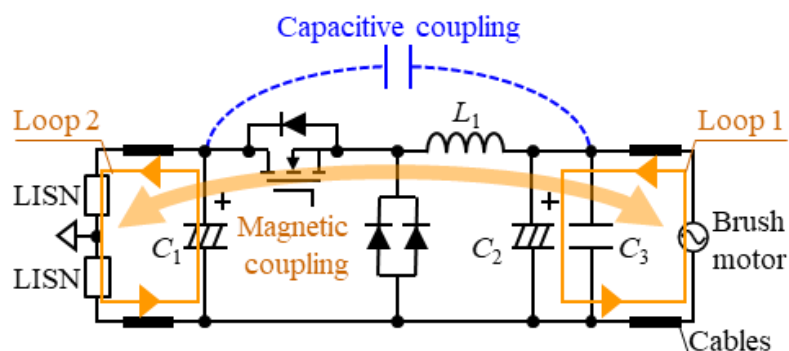


図 7.13 降圧 DC-DC コンバータ入出力間の主要な電磁結合

ピーダンス Z_L の両端に印加される電圧の比で以下のように表される (図 7.14)。

$$S_{21} [\text{dB}] = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{\text{fil}}}{V_{\text{ref}}} \right) \quad (7.5)$$

V_{ref} は評価対象である DUT¹¹ がない状態, V_{fil} は評価対象を挿入した状態における Z_L の電圧である。信号源の出カインピーダンス Z_S と, 負荷インピーダンス Z_L は通常 50Ω で定義され, 本検討も準ずる。

まず磁界結合を評価する。図 7.15 は先に述べた閉回路ループ 1 と, 閉回路ループ 2 との間に生じる磁界結合を評価する S_{21} の測定系である。評価対象外の電磁結合の影響を排除するために, C_1, C_2, C_3 以外の降圧 DC-DC コンバータ構成部品は非実装とした。伝導ノイズ測定と同様のレイアウトで機器を配置し, VNA のソース側ポートを直流ブラシモータと接続するケーブル端子に, 負荷ポートを LISN と接続するケーブル端子とした。また, ケーブルを含まない場合の評価は, ソース側ポートを降圧 DC-DC コンバータ出力端子に, 負荷ポートを降圧 DC-DC コンバータ入力端子とした。

図 7.16 に示す等価回路モデルを用いて S_{21} の実測結果と解析結果が一致するように, 磁界結合に相当するループ 1-2 間の相互インダクタンス M を求めた。ルー

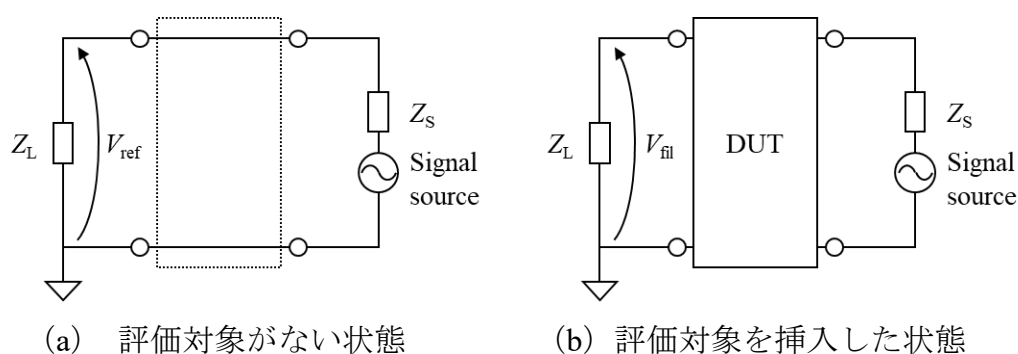


図 7.14 挿入損失 S_{21} の測定

¹¹ Device Under Test

プ 1, 2 に与えたインダクタンス L_M の結合係数は 0.999 であり, $M \approx L_M$ とみなせられる。 Z_{C1}, Z_{C2}, Z_{C3} はコンデンサ C_1, C_2, C_3 のインピーダンス (図 7.3 (a) (b)) であり, 実測した基板や測定治具の寄生インピーダンスも併せて考慮している。 Z_{cable1}, Z_{cable2} はケーブルのインピーダンスである。図 7.17 は S_{21} の実測結果と解析結果で

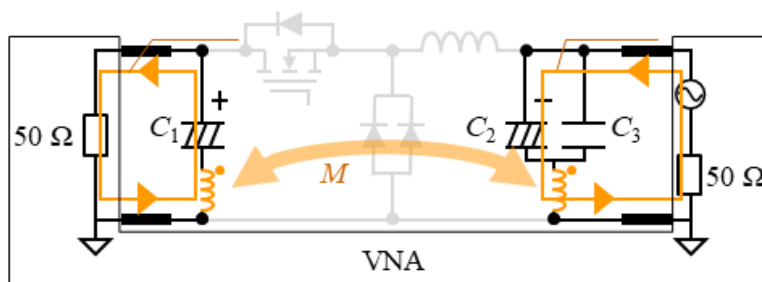


図 7.15 主要な磁界結合を評価する S_{21} の測定系

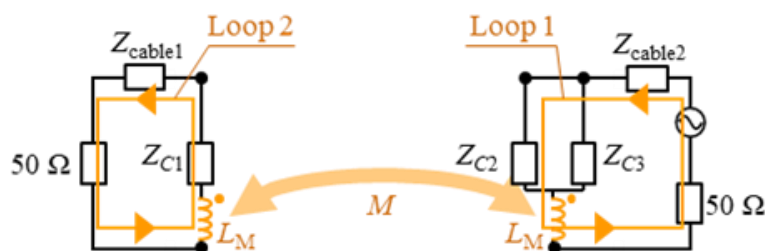


図 7.16 主要な磁界結合を含めた等価回路

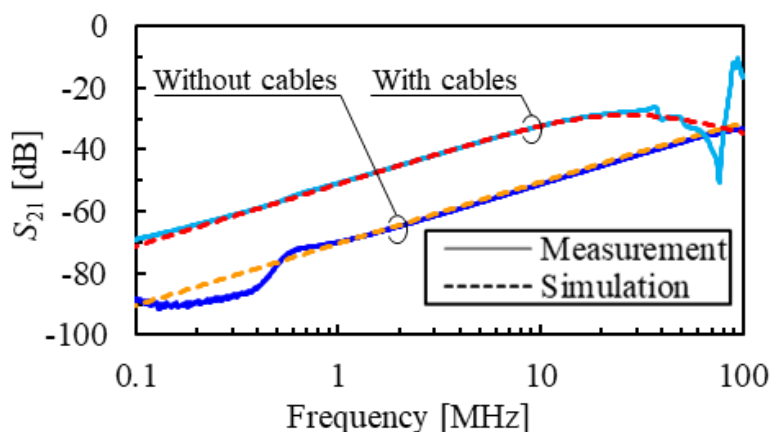
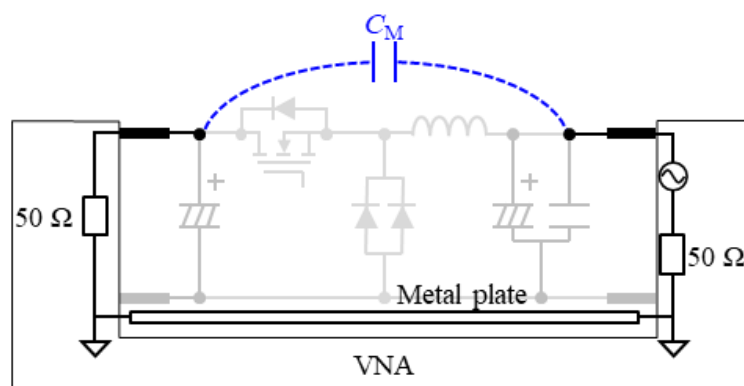


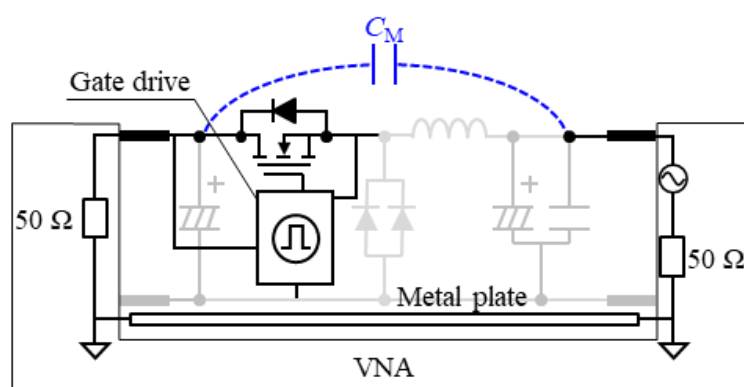
図 7.17 主要な磁界結合を評価する S_{21} の実測値と解析値

あり，ケーブルの有無でそれぞれ $M = 11 \text{ nH}$, 1.2 nH を得た。従って，磁界結合は入出力ケーブル間の鎖交磁束が主要因と判断できる。ケーブルありの実測値で観測される 100 MHz 近傍の共振はケーブルの自己共振の影響と推定され， S_{21} の解析結果ではケーブル等価回路をインダクタンスのみとしているため再現していないが， L_M を求める目的においては問題ない。なお今回，主要な電磁結合を特定するために S_{21} は実測値から求めたが，電磁界解析でも算出可能である⁽⁵³⁾。磁界結合に影響の大きいケーブルレイアウトの感度に対する解析精度の検証は今後の課題とする。

次に電界結合を評価する。図 7.18 は降圧 DC-DC コンバータの入出力端子間に



(a) 基板単体



(b) MOSFET とゲート駆動回路のみ実装

図 7.18 主要な電界結合を評価する S_{21} の測定系

における電界結合の測定系である。基板単体，または MOSFET とゲート駆動回路のみを実装した状態で評価を行い，その他部品は非実装とした。基板直下に基準電位となる金属板を配置している。伝導ノイズ測定と同様のレイアウトで機器を配置し，VNA のソース側ポートを直流ブラシモータと接続するケーブル端子と金属板に，負荷ポートを LISN と接続するケーブル端子と金属板とした。また，ケーブルを含まない場合の評価は，ソース側ポートを降圧 DC-DC コンバータ出力端子のプラス側と金属板に，負荷ポートを降圧 DC-DC コンバータ入力端子のプラス側と金属板とした。図 7.19 に示す等価回路モデルを用いて S_{21} の実測結果と解析結果が一致するように，電界結合に相当する浮遊容量 C_M を求めた。磁界結合の検討時と同様に， Z_{cable1} , Z_{cable2} はケーブルのインピーダンスである。図 7.20 は S_{21} の実測結果と解析結果であり，基板のみで $C_M = 4 \text{ pF}$ ，MOSFET とゲート駆動回路実装時は 60 pF ，さらにケーブルを考慮すると 63 pF という結果を得た。従って，電界結合は MOSFET とゲート駆動回路を介した浮遊容量が主要因と判断できる。この値は spice モデルで考慮されている MOSFET 端子間浮遊容量を含めた値であり，電界結合として新たに考慮すべき浮遊容量は 63 pF よりも小さいと考えられる。

磁界結合 $L_M = 11 \text{ nH}$ と電界結合 $C_M = 63 \text{ pF}$ を考慮した伝導ノイズ解析結果を図 7.21 に示す。ここで，電界結合 C_M と直列に損失成分として 2Ω を挿入した。磁界結合の考慮で 30 MHz 以下の特性は実測値とよく一致した。一方，電界結合の考慮で概ね 60 MHz 以上のノイズが増加するものの，実測値とは一致しない。そこで，

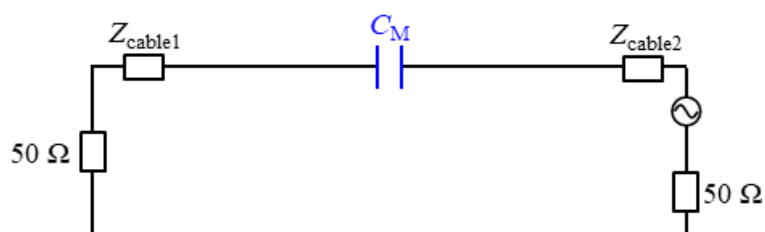
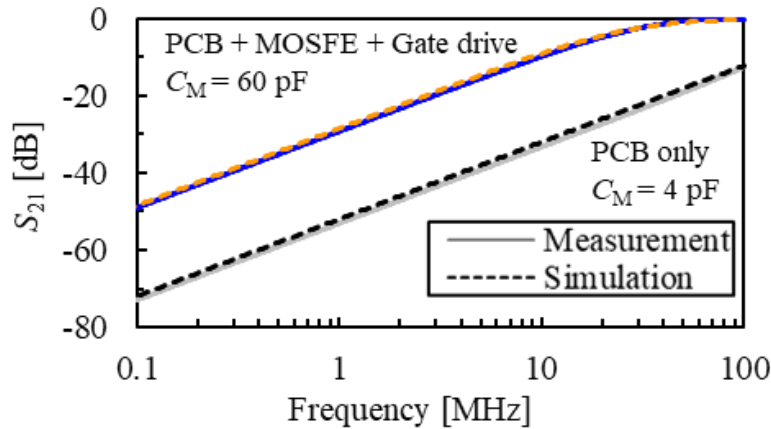
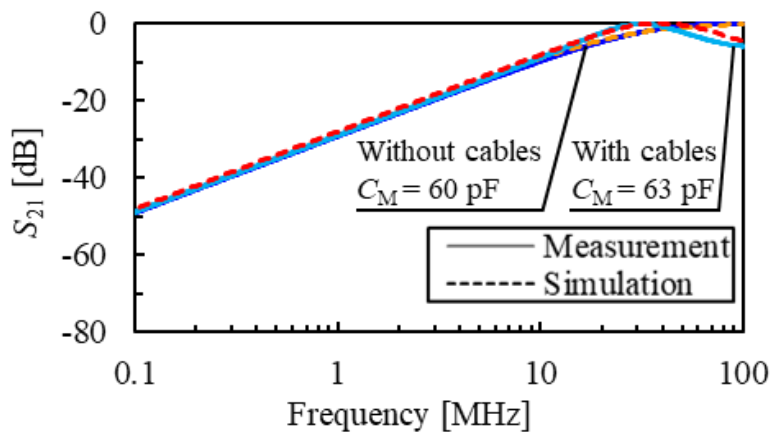


図 7.19 主要な電界結合を含めた等価回路

図 7.22 に示すように C_M を実測値の 63 pF から 150 pF に増加させると，電界結合の考慮で生じる共振ピークが 90 MHz から 62 MHz にシフトし，実測値の特性と近くなる結果を得た。だが先に述べた通り，実機では C_M は 63 pF より小さくなると考えられ， $C_M = 150$ pF となるメカニズムの説明がつかない。また， C_M が 63 pF より小さくなると，共振ピークは高周波側にシフトするため，実機では電界結合が 108 MHz 以下の伝導ノイズへ及ぼす影響はほとんどないと推定する。以上より，電界結合は数十 MHz のノイズ増加要因ではないと判断した。



(a) 基板単体（ケーブルなし）



(b) ケーブル有無の比較（基板には MOSFET とゲート駆動回路を実装）

図 7.20 主要な電界結合を評価する S_{21} の実測値と解析値

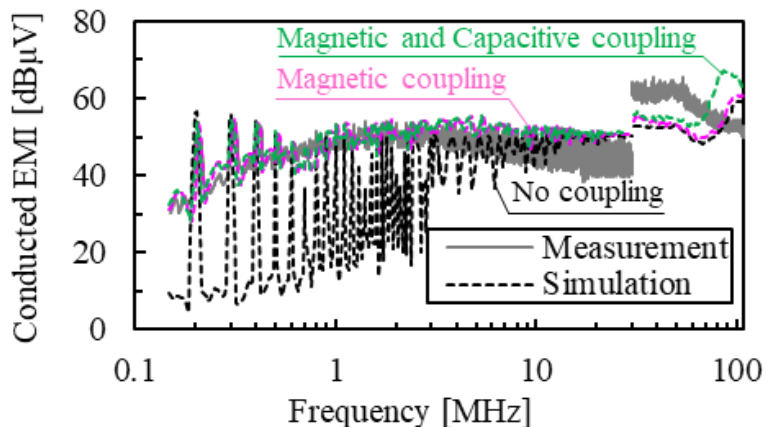


図 7.21 電磁結合を考慮した組み合わせシステムの伝導ノイズ解析結果

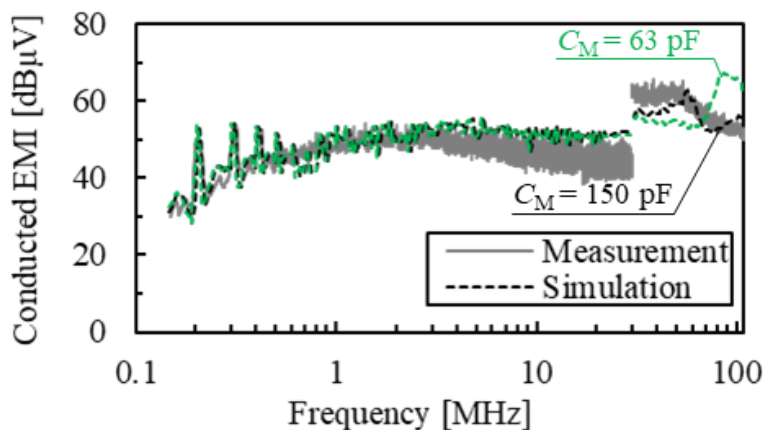


図 7.22 電界結合定数を変更した組み合わせシステムの伝導ノイズ解析結果

7.3.2 寄生インピーダンスの影響

図 7.23 に示すように直流ブラシモータとケーブルの一部はシールドボックスに格納されており、特にケーブルはシールドボックスと近接して引き回されている。そのため組み合わせ時に生じる寄生インピーダンスとして、ケーブルとシールドボックス間には図 7.24 に示す浮遊容量 C_S が生じる。なお、本検討では C_S とケーブルのインピーダンスは正極と負極で平衡とする。図 7.25 (a) に示すように、直流ブラシモータから発生するノイズはディファレンシャルモード電流 I_{D1} として伝搬し、 C_2, C_3 によりバイパスされ、図 7.25 (b) に示すようなノイズ電圧 V_D が印可さ

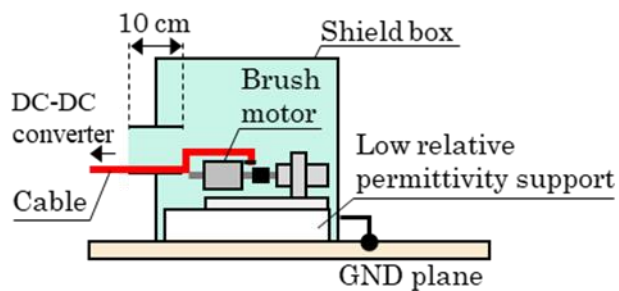


図 7.23 シールドボックス内の機器の配置

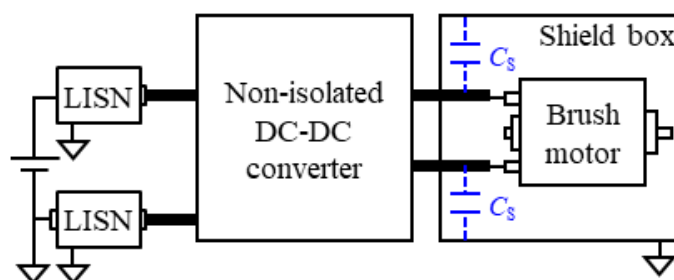
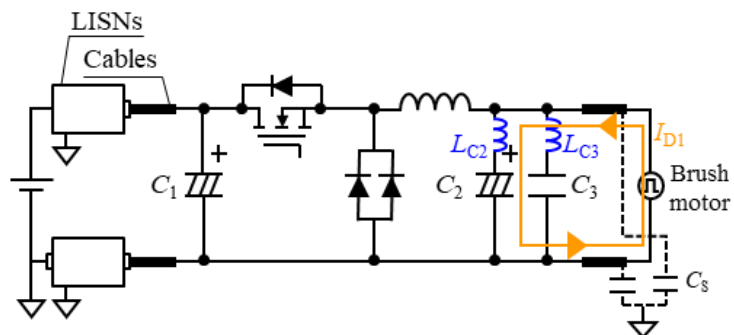
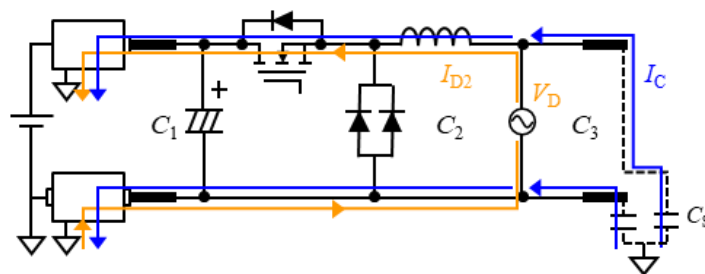


図 7.24 ケーブルとシールドボックス間の浮遊容量 C_s



(a) ディファレンシャルモード電流 I_{D1}



(b) ディファレンシャルモード電流 I_{D2} とコモンモード電流 I_C

図 7.25 浮遊容量 C_s を介したノイズ電流の伝搬経路

れる。

$$V_D = L_{C23} \frac{dI_D}{dt} \quad (7.6)$$

L_{C23} は C_2 , C_3 と直列に生じる寄生インダクタンス L_{C2} , L_{C3} の合成インダクタンスである。その結果, V_D に起因するディファレンシャルモード電流 I_{D2} が流れる。降圧 DC-DC コンバータは正極側にのみリアクトルや MOSFET が搭載されており, 正極側と負極側で伝搬経路のインピーダンスが異なる。このようなインピーダンスの非平衡により, ディファレンシャルモードノイズがコモンモードノイズに変換されることが知られている⁽⁵⁴⁾。そのため, 浮遊容量 C_s はモード変換によって重畳するコモンモード電流 I_C の伝搬経路になっていると推定される。

簡略化のため, シールドボックスと近接配置されたケーブルを図 7.26 に示す平行線路としてモデル化すると, ケーブル 1 本あたりの対地容量 C_s は次式で求められる。

$$C_s = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\log\left(\frac{h}{a} + \sqrt{\left(\frac{h}{a}\right)^2 - 1}\right)} l_{\text{cable}} \approx 25 \text{ pF} \quad (7.7)$$

ここで a はケーブル導体の半径, h はケーブル全体の半径, ϵ_0 は真空の誘電率, ϵ_r はケーブル被覆の比誘電率, l_{cable} はシールドボックスと対向するケーブル長 (10 cm : 図 7.11 参照) である。

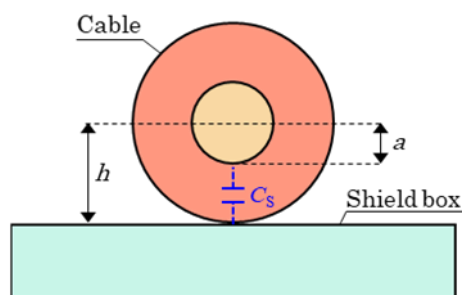


図 7.26 ケーブルの簡易断面モデル

7.4 組み合わせシステムにおける伝導ノイズの解析結果

図 7.27 は磁界結合 $L_M = 11 \text{ nH}$ と浮遊容量 $C_s = 50 \text{ pF}$ （プラス側，マイナス側のケーブルそれぞれに 25 pF ）を考慮した組み合わせ時の伝導ノイズ解析結果である。磁界結合の考慮で 30 MHz 以下の，浮遊容量の考慮で 30 MHz 以上の特性が再現でき， 6 dB 以内の精度で実測値と解析値が一致することがわかる。以上より，直流ブラシモータ単体のみならず，パワエレ機器との組み合わせシステムにおいても，伝導ノイズを定量的に再現できる見込みを得た。

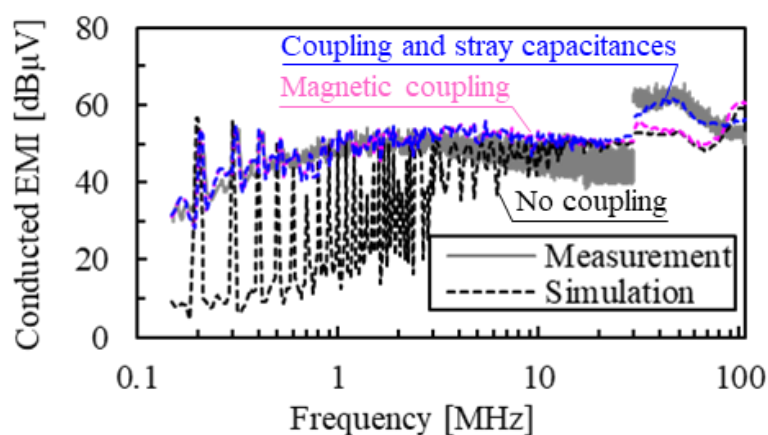


図 7.27 組み合わせシステムにおける伝導ノイズの実測値と解析値
(磁界結合と寄生インピーダンスを考慮)

7.5 まとめ

第 1 章に述べた通り，例えば車載用の補機モータとその制御機器からなるシステムのように，直流ブラシモータはパワーエレクトロニクス機器の負荷としても駆動される。そのため，ブラシモータ単体のみならず，両者を組み合わせたシステムにおける伝導ノイズの再現が必要である。第 7 章ではまず，直流ブラシモータと組み合わせるパワーエレクトロニクス機器として試作した，降圧 DC-DC コンバー

タの概要と伝導ノイズの実測結果について述べた。次に、直流ブラシモータと降圧 DC-DC コンバータを組み合わせたシステムについて、電磁ノイズが伝搬する特有の課題を抽出し、それらの影響を考慮することで当該システムにおける伝導ノイズの定量的な再現を試みた。以下に要点をまとめる。

試作した降圧 DC-DC コンバータについて、構成部品のインピーダンス特性と半導体素子のスイッチング特性を再現する回路解析モデルを構築し、0.1 ~ 108 MHz で 6 dB 以内の精度で伝導ノイズの実測値と解析値が一致することを確認した。また、直流ブラシモータから発生するノイズでは RBW の切り替えによりスペクトル強度が明確に増加し、降圧 DC-DC コンバータから発生するノイズでは、RBW の切り替えに伴うスペクトル強度の変化がほとんどみられない原因が、周波数解析に用いられる窓関数幅とノイズ信号の発生周期の関係性から説明できることを示した。

直流ブラシモータと降圧 DC-DC コンバータを組み合わせたシステムについて、電磁ノイズが伝搬する特有の課題として以下 2 つの影響が支配的であることを解明した。

- (1) 降圧 DC-DC コンバータの入出力の閉回路ループ間に生じる磁界結合
- (2) ケーブルとシールドボックス間の浮遊容量と、ノイズ伝搬経路のインピーダンス不平衡に起因するモード変換

これらの影響を考慮することで、直流ブラシモータ単体のみならず、降圧 DC-DC コンバータと組み合わせたシステムにおいても、伝導ノイズを定量的に解析できる見込みを得た。

第 8 章 結言

本論文では、自動車をはじめとする様々な機器・システムで使用される、直流ブラシモータとパワーエレクトロニクス機器を組み合わせたシステムについて、シミュレーションを活用した電磁ノイズ対策のフロントローディング設計を実現するためのモデリング技術開発について論じた。本研究における要点と成果について各章ごとにまとめて総括する。

第 1 章では、研究の背景、研究の目的と対象範囲について述べ、研究方針と論文の全体構成を示した。

研究の背景では、CASE, MaaS をはじめとするモビリティ未来社会の安心・安全で快適な実現には、電磁ノイズ技術が密接に関係していることを取り上げ、シミュレーションを活用した電磁ノイズ対策のフロントローディング設計の実現には、そのモデリング技術開発が重要であることを述べている。

研究の目的では、自動車における代表的な電磁ノイズ発生源として、パワーエレクトロニクス機器と直流ブラシモータが挙げられることを示した。パワーエレクトロニクス機器単体の電磁ノイズ解析技術が確立されつつあることから、本研究の対象範囲として (1) 直流ブラシモータ、(2) 直流ブラシモータとパワーエレクトロニクス機器である DC-DC コンバータを組み合わせたシステムに焦点を当てることを示している。

研究方針では、直流ブラシモータのモデリングには、電氣的・機械的な技術領域を横断した「電磁ノイズ」「アーク放電」「ブラシモータ」の分野を組み合わせた技術開発が必要であることを述べている。

第 2 章ではまず、直流ブラシモータの基本的な動作原理である整流のプロセスについて述べた。次に、直流ブラシモータのサージおよび伝導ノイズ解析に関する先行研究とそのアプローチを俯瞰した。

サージに関しては、波形が発生毎に変動するため、その最大条件は不明確であり、これらを解析で定量的に再現する検討はほとんどなされていないことを示した。

伝導ノイズについては、ノイズ伝搬経路とノイズ源のモデリング手法の観点から 3 つの手法に大別できることを示した。そのなかで本研究は、物理現象に基づきサージおよび伝導ノイズを定量的に再現するために、「モータ等価回路モデルにブラシー整流子片間モデルを組み合わせる手法」に着目し、ノイズ伝搬経路であるモータ等価回路モデル、ノイズ源であるブラシー整流子片間モデルについて、本研究におけるアプローチを述べ、本研究の立ち位置とモデリングの位置づけを明確にした。また、本研究で評価対象とするモータの構成についても解説した。

第 3 章ではサージ波形の分析と分類を行った。3.1 節ではサージ波形の測定条件と手法について、3.2 節ではサージ波形の分類とアーク放電のメカニズム分析結果について示した。

3.1 節では、直流電流とセグメント対地間電圧に重畳するサージ波形の測定条件と手法について述べている。

3.2.1 節では、実測したサージ波形が単発アークとアーク再発弧の有無により、4 種類に分類できることを示した。さらに、それらの詳細なメカニズムを分析し、サージ波高値が最大となる条件を特定した。

3.2.2 節では、開離時に単発アークやアーク再発弧が生じない場合は、機械的な開離と電氣的な開離が同時に発生することを示した。この場合、整流後においてコイルに残留するエネルギーが大きく、サージ電圧の波高値が最大となることを解説している。

3.2.3 節では、開離時に単発アークを伴う場合、機械的な開離が起こってもアーク放電によって接点間の電氣的な接続状態が維持されることを示した。このときサージ電圧には、接点材料に依存する一定の電圧を維持する挙動が新たに生じる。ア

ーク放電の継続時間には様々な要因でバラつきが生じており、サージ電圧の波高値はアーク継続時間が長いほど小さくなる傾向にあることを示し、そのメカニズムを分析した。

3.2.4 節では、アークの再発弧が発生する場合、電流にも顕著なサージが重畳することを示した。アークの再発弧は連続的に発生する場合（間欠アーク）があり、間欠アークが発生する場合は 200 ~ 500 kHz 程度の不定周期で多数のサージが観測されることを述べている。

第 4 章では、ノイズ伝搬経路である等価回路のモデリング手法を示した。4.1 節ではインピーダンス特性の測定条件と手法について述べた。4.2 節ではリングバリスタを含む直流ブラシモータの単スロットの、4.3 節ではフルスロットの、4.4 節では直流ブラシモータ以外の測定環境の等価回路のモデリング手法について、それぞれ解説した。

4.1 節では、直流ブラシモータの等価回路モデリング手法に関して単スロットとフルスロットの両視点から述べるとともに、VNA を用いたインピーダンス特性の測定条件と手法について述べている。

4.2 節では、検討対象とする直流ブラシモータの巻線-筐体間インピーダンス特性は回転角に依らず一定の容量成分で表せ、この容量成分はコイル巻線と磁性体コアの間に生じる浮遊容量であることを述べた。一方、巻線間インピーダンスは概ね 0.03 MHz 以下のインダクタンス L_0 が規則的な回転角依存性を示すことを明らかにした。これは、コイルと永久磁石との位置関係に対応した、磁性体コアにおける透磁率の変化に起因していることを解明した。これらを組み合わせ、モータとリングバリスタの特性を考慮し、インピーダンス特性を精度良く再現できる単スロットの等価回路を構築した。

4.3 節では、回転角依存性に加え、スロット間の磁気結合とスロット間の接続配

線等の寄生インダクタンスを考慮することで、単スロットの組み合わせでフルスロットのインピーダンス特性を表現できるブラシモータの等価回路を構築し、伝搬経路である等価回路のモデリング手法を確立したことを述べている。

第 5 章では、ノイズ源であるブラシ整流子片間のモデリング手法を示した。5.1 節では回路解析モデルの概要について述べている。5.2 節・5.3 節・5.4 節・5.5 節ではアーク放電を伴わない場合、単発アーク、間欠アークを含めたアーク再発弧をそれぞれ考慮したブラシ整流子片間のモデリング手法を解説するとともに、サージ波高値の解析精度を検証した。

5.1 節では、回路解析モデルの構成要素と概要について述べている。

5.2 節では、開離時にアーク放電を伴わない場合におけるブラシ整流子片間の挙動を、開放と短絡を周期的に繰り返す可変抵抗でモデル化していることを述べている。その結果、波高値やリング周期など、サージ波形の挙動を再現でき、提案する回路解析モデルの妥当性が確認できたことを解説している。

5.3 節・5.4 節・5.5 節では、開離時に単発アークやアーク再発弧を伴う場合、サージ波形には、アーク電圧やアーク柱の内部抵抗、ブラシ整流子片間の浮遊容量、アーク放電の継続時間や繰り返し等の影響が含まれることを解説している。アーク放電を伴わないモデルを発展させ、単発アークとアーク再発弧を考慮したブラシ整流子片間モデルを構築することで、アーク放電を伴う場合においても、サージ波高値の定量的な再現を可能とするブラシ整流子片間のモデリング手法が確立できたことを述べている。

第 6 章では、直流ブラシモータの伝導ノイズ解析手法を示した。6.1 節では伝導ノイズの測定条件と手法、6.2 節ではその解析手法と解析結果について、6.3 節では開発した解析技術を用いたノイズ対策部品の効果推定について述べている。

6.1 節では、CISPR25 に準拠した伝導ノイズの測定条件と手法について述べてい

る。

6.2 節では、第 5 章で解説した 4 種類のブラシー整流子片間モデルそれぞれで伝導ノイズ解析を行い、複数のアーク放電の挙動が伝導ノイズに及ぼす影響を考察した。その結果、間欠アークが発生する場合が伝導ノイズの最大条件であることを解明した。また、間欠アークの繰り返し周期がランダムであることを考慮することで、実測値の特性をより詳細に再現できることを明らかにした。提案するモデリング手法により、直流ブラシモータ単体動作時の伝導ノイズを 9 dB 以内の精度で再現できるだけでなく、単発アークやアークの再発弧が伝導ノイズに及ぼす影響を推定することが可能であることを解説している。従って、本手法は伝導ノイズの再現だけでなく、メカニズム分析や物理現象の理解にも役立てることができる。これは従来のモデリング手法に対する大きな新規性と考える。本技術開発より、サージだけでなく伝導ノイズについても解析での定量的な再現を可能とする直流ブラシモータのモデリング手法を確立できたことを述べている。

第 7 章は、パワエレ機器の組み合わせシステムにおける伝導ノイズ解析手法を示した。7.1 節では直流ブラシモータと組み合わせる降圧 DC-DC コンバータの試作機とその伝導ノイズ解析について、7.2 節では組み合わせシステムにおける伝導ノイズの実測結果について述べ、7.3 節では組み合わせシステムに生じる特有課題として、電磁結合と寄生インピーダンスの影響を考察し、7.4 節ではそれらの影響を考慮した組み合わせシステムにおける伝導ノイズの解析結果について解説している。

7.1 節では、試作した降圧 DC-DC コンバータについて、構成部品のインピーダンス特性と半導体素子のスイッチング特性を再現する回路解析モデルを構築し、0.1 ~ 108 MHz で 6 dB 以内の精度で伝導ノイズを再現できるモデリング手法について述べている。

7.2 節では、組み合わせシステムでは直流ブラシモータのノイズが機器外部へ伝搬しやすくなる特有の要因があることを見出した。

7.3 節ではその要因として、以下 2 つの影響が支配的であることを解明した。

- (1) 降圧 DC-DC コンバータの入出力の閉回路ループ間に生じる磁界結合
- (2) ケーブルとシールドボックス間の浮遊容量と、ノイズ伝搬経路のインピーダンス不平衡に起因するモード変換

7.4 節では、これらの影響を考慮することで、直流ブラシモータ単体のみならず、降圧 DC-DC コンバータと組み合わせたシステムにおいても、伝導ノイズを定量的に解析できることを述べている。

今後、本研究で得られた技術や見識を活かして、直流ブラシモータやパワーエレクトロニクス機器を組み合わせたシステムにおける電磁ノイズ対策のフロントローディング設計を推進していく。

本研究によりシステムレベルにおける電磁ノイズ対策のフロントローディング設計や、MBD¹²、MBSE¹³の開発が推進されることを期待する。本研究における成果の普及を促進し、我が国における学術および科学技術の発展に寄与し、安心・安全で快適な未来社会の実現に向けた社会実装を積極的に推進していく。

¹² Model Based Development

¹³ Model Based Systems Engineering

参考文献

- (1) 経済産業省：「令和 2 年度エネルギー需給構造高度化対策に関する調査等事業（次世代自動車普及動向の調査）報告書」
- (2) 経済産業省：「令和 2 年度 CASE・MaaS を契機とした変革に向けた産業競争力強化に関する調査 調査報告書」
- (3) H. W. Ott：「実践ノイズ遮減技法」, JATEC 出版 (1990)
- (4) P. Hillenbrand, M. Beltle, S. Tenbohlen, and Jan Hansen: “Transient co-simulation of electromagnetic emissions caused by a SiC traction inverter”, Proc. of the 2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, pp. 1–6 (2017)
- (5) K. Takahashi, T. Ibuchi, and T. Funaki: “Noise-source model for frequency-domain EMI simulation of a single-phased power circuit”, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 63, No. 3, pp. 772–782 (2021)
- (6) 片桐高大・高橋慶多・早乙女秀之・武藤貴哉：「簡易等価回路モデルを用いた車載用インバータの低ノイズ設計」, 信学技報, Vol.118, No.162, pp.43–48 (2018)
- (7) 電気学会 産業応用部門 回転技術委員会：「直流機における技術伝承支援のサステナブル技術」, 電気学会技術報告, Vol. 1330 (2015)
- (8) F. Pavlovčič: “Commutator motors as EMI sources”, Proc. of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2010, pp.1789–1793 (2010)
- (9) H. Tanaka, N. Morita, K. Sawa, and T. Ueno: “Carbon Brush and Flat Commutator Wear of DC Motor Driving Automotive Fuel Pump in Various Fuels”, Proc. of the 56th IEEE Holm Conference on Electrical Contacts, pp. 1–7 (2010)
- (10) 本保亮一・若林宏之・村上洋一・上田信司・清瀬頭三・加藤尚樹：コンデンサ

参考文献

- による整流アーク低減効果に及ぼす整流子回転速度と 材料の影響」, 信学論 (C), Vol.J90-C, No.7 pp.547-556 (2007)
- (11) 上松武蔵・大内虎之助・齋藤天志・澤孝一郎・上野貴博:「整流子モータのアークによるブラシ摩耗と アーク消弧素子の効果」, 信学技報, Vol.121, No.405, pp.7-12 (2022)
- (12) C. R. Suriano, J. R. Suriano, G. Thiele and T. W. Holmes: “Prediction of radiated emissions from DC motors”, Proc. of the 1988 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, Vol. 2, pp. 790-795 (1988)
- (13) 本保亮一・若林宏之・村上洋一・上田信司・清瀬頭三・加藤尚樹:「整流火花に与えるブラシ接触状態の影響」, 信学論(C), Vol.J90-C, No.7, pp.557-566 (2007)
- (14) 福塚隆司・横水康伸・浅井洋光・野須敬弘:「 Eta ノール中 DC モータにおける整流過程のアーク発生現象: ブラシ・整流子の接触状態に基づく考察」, 電学論 B, Vol.139, No.5, pp.293-301 (2019)
- (15) 沢孝一郎・上木忠勇・宮地邦夫:「間欠アークの発生条件について」, 電学論 A, Vol.94, No.8, pp.325-332 (1974)
- (16) 上本篤志・五百旗頭健吾・豊田啓孝:「ブラシモータを有する可動装置の EMI 評価に向けたノイズ電流および不要電磁放射のモデル化の初期検討」, 信学技報, Vol.119, No.133, pp.19-24 (2019)
- (17) I. Oganezova, R. Kado, B. Khvitia, Z. Kuchadze, A. Gheonjian, R. Jobava: “EMC model of low voltage DC motor”, Proc. of the 2014 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, pp.81-85 (2014)
- (18) J. Benecke: “Impedance and Emission Optimization of Low-Voltage DC Motors for EMC Compliance”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.58, No.9, pp.3833-3839 (2011)
- (19) R. Kahoul, Y. Azzouz, P. Marchal, and B. Mazari: “New behavioral modeling for DC

参考文献

- motor armatures applied to automotive EMC characterization”, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 52, No. 4, pp. 888–901 (2010)
- (20) R. Kahoul, Y. Azzouz, and B. Ravelo : “Modelling of DC Motors Conducted Low Frequency EMI/EMC Disturbance for Automotive Applications. ”, Eur. J. Sci. Res. 2011, Vol. 63, No. 3, pp. 368–386 (2011)
- (21) R. Kahoul, Y. Azzouz, B. Ravelo, and B. Mazar : “New behavioral modeling of EMI for DC Motors applied to EMC characterization”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 60, No. 12, pp. 5482–5496 (2013)
- (22) 菅翔平・上本篤志・許振鴻・五百旗頭健吾・豊田啓孝 : 「ブラシモータの温度依存性を考慮したノイズ源等価回路モデルのパラメータ同定と伝導妨害波予測」, 2021 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会講演論文集, B-4-9 (2021)
- (23) 鈴木俊・栗原和美・真瀬寛・高橋久美雄 : 「ユニバーサルモータにおける整流アークと電磁雑音」, 電学論 D, Vol.118, No.6, pp.773–779 (1998)
- (24) P. Hillenbrand, C. Keller, P. Kralicek : “Generation of Terminal Equivalent Circuits Applied to a DC Brush Motor”, Proc. of the 2019 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, pp.48–53 (2019)
- (25) I. Oganezova, R. Kado, B. Khvitia, A. Gheonjian, R. Jobava : “Simulation of Conductive and Radiated Emissions from a Wiper Motor According to CISPR 25 Standard”, Proc. of the 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, pp.963–968 (2015)
- (26) R. Kahoul, P. Marchal, Y. Azzouz, and B. Mazari : “HF model of DC motor impedance EMC problems in automotive applications”, Proc. of the 2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, pp.782–786 (2008)
- (27) F. Diouf, F. Leferink, F. Duval, M. Bensetti : “Wideband Impedance Measurements and

参考文献

- Modeling of DC Motors for EMI Predictions”, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 57, No. 2, pp. 180–187 (2015)
- (28) Vehicles, Boats, and Internal Combustion Engines - Radio Disturbance Characteristics - Limits and Methods of Measurement for the Protection of on-Board Receivers, 4th ed., CISPR 25 (2016)
- (29) R. Holm: “Electric contacts: theory and application”, 4th ed., Springer-Verlag (1967)
- (30) K. Padmanabhan, and A.Srinivasan: “Some Important Aspects in the Phenomenon of Commutator Sparking”, IEEE Trans. PAS, Vol.84, No.5, 1965, pp.396–404
- (31) 柳田憲史・岩田健・加藤達朗・土屋摂・藤垣哲朗・飯塚元信：「摺動通電時におけるブラシ摩耗解析モデル化の基礎検討」, 電学論 D, Vol.132, No.12, pp.1097–1103 (2012)
- (32) K. Sawa: “Arc discharge and contact reliability in switching and commutating contacts”, Proc. of the 51st IEEE Holm Conf. Elect. Contacts, pp.10–21 (2005)
- (33) 鈴木俊・栗原和美・真瀬寛：「直巻整流子電動機の整流アーク電流」, 電学論 D, Vol.118, No.10, pp.1222–1223 (1998)
- (34) M. Willig, C. Cossar, and I. Corral: “A Circuit Model for the Analysis of Single Phase Universal Motors using Constant Arc Voltage Drop”, Proc. of the Environment and Electrical Engineering (EEEIC), pp. 455–460 (2013)
- (35) G.C.R. Sincero, J. Cros, and P. Viarouge: “Arc Models for Simulation of Brush Motor Commutations”, IEEE Trans. Magn., Vol.44, No.6, pp.1518–1521 (2008)
- (36) C.R.Suriano, J.R.Suriano, G.Thiele, and T.W.Holmes: “Prediction of radiated emissions from DC motors”, Proc. of the 1998 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), pp. 790–795 (1998)
- (37) K. Oshima, Y. Yokomizu, and T. Fukutsuka: “Fundamental Investigation on DC Arc

参考文献

- Formation and Extinction in Separation Process of Brush and Commutator Segment”, Proc. of the 2017 4th International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology (ICEPE-ST), pp. 582–585 (2017)
- (38) TDK プロダクトセンター : 「リングバリスタによるモータノイズ・ソリューションガイド」
https://product.tdk.com/ja/techlibrary/solutionguide/ring-varistor_motor-noise.html
- (39) J.G. Zola: “Simple model of metal oxide varistor for Pspice Simulation”, IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst., Vol.23, No.10, pp.1491–1494 (2004)
- (40) Y. Weens, N. Idir, R. Bausiere, and J.J. franchaud: “Modelling and Simulation of Unshielded and Shielded Energy cables in Frequency and Time Domains”, IEEE Trans. Magn., Vol. 42, No. 7, pp. 1876–1882 (2006)
- (41) R.H. Wang, and R.T. Walter : “Modeling of Universal Motor Performance and Brush Commutation Using Finite Element Computed Inductance and Resistance Matrices”, IEEE Trans. Energy Convers., Vol. 15, No. 3, pp. 257–263 (2000)
- (42) 渡邊真也・小倉健太郎・蓑田強平・佐藤伸治 : 「密閉容器内における大電流気中アークの電圧特性」, 電学論 B, Vol.132, No.8, pp.740–746 (2012)
- (43) 稲垣純平 : 「波高分析器による整流アーク放電の研究」, 炭素, Vol. 1962, No. 31, pp. 13–20 (1962)
- (44) 大久保勝弘・青木収 : 「整流火花の客観的評価法」, 炭素, Vol. 1989, No. 138, pp. 141–145 (1989)
- (45) 電気学会 直流機専門委員会・高透磁率磁気材料専門委員会 : 「整流火花の分類法, 可聴周波における薄ケイ素鋼の磁気試験法(第 1 報)」, 電気学会技術報告, No. I-061 (1964)
- (46) ROHDE&SCHWARZ ホワイトペーパー : 「EMI テスト・レシーバにおけるタイ

参考文献

- ムドメイン・スキャンと周波数スキャンの違い」
- (47) C. R. Paul: “Introduction to electromagnetic compatibility”, 2nd ed., Wiley-Interscience (2006)
- (48) D. Han, S. Li, Y. Wu, W. Choi, and B. Sarlioglu : “Comparative analysis on conducted CM EMI emission of motor drives: WBG versus Si devices”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 64, No. 10, pp. 8353–363 (2017)
- (49) E. K. Howell : “How Switches Produce Electrical Noise”, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. EMC-21, No. 3, pp. 162–170 (1979)
- (50) 野村勝也・菊地直人・渡辺良利・井上俊太郎・服部佳晋 : 「複素透磁率を考慮したコモンモードチョークコイルの SPICE モデル」, 信学技報, Vol.115, No.131 pp.49-48 (2015)
- (51) 中条 義隆・福岡 豊・岡田 英史・南谷 晴之 : 「顕微鏡型 LDV における低 S/N 比, 単一バースト信号の信号処理法」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 26, No. 10, pp. 1110–1125 (1990)
- (52) T. Masuzawa, E. Hoene, S. Hoffmann, and K. Lang : “Modeling Method of Stray Magnetic Couplings in an EMC Filter for a SiC Solar Inverter”, Proc. of the IPEC 2014, pp.2366-2371 (2014)
- (53) K. Takahashi, Y. Murata, Y. Tsubaki, T. Fujiwara, H. Maniwa, and N. Uehara : “Mechanism of near-field coupling between noise source and EMI filter in power electronic converter and its required shielding”, IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 61, No. 5, pp. 1663–1672 (2019)
- (54) S. Wang, P. Kong, and F. C. Lee : “Common mode noise reduction for boost converters using general balance technique”, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 22, No. 4, pp. 1410–1416 (2007)

研究業績

本論文は以下の内容をまとめたものである。

学術論文（査読あり）

- (1) **片桐高大**・小川徹・山本真義・今岡淳・佐々木守・野田和寛：「直流ブラシモータに発生するスパイクサージの分析と等価回路を用いた解析モデルの提案」, 電学論 D, Vol.142, No.3, pp.167–176 (2022)
- (2) **片桐高大**・小川徹・山本真義・今岡淳・佐々木守・野田和寛：「直流ブラシモータ機械接点の定常アークを考慮したスパイクサージと伝導ノイズの解析」, 電学論 D, Vol.142, No.7, pp.490–497 (2022)
- (3) **Kodai Katagiri**, Toru Ogawa, Masayoshi Yamamoto, Jun Imaoka, and Mamoru Sasaki :“Conducted EMI Simulation for a DC-DC Converter - Brush Motor System Considering Showering Arc at Mechanical Contacts”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.12 No.5 pp.933-944 (2023)

国際会議論文（査読あり）

- (1) **Kodai Katagiri**, Toru Ogawa, Masayoshi Yamamoto, and Jun Imaoka :“The Impedance Analysis of DC Brush Motor Considering Rotation Angle Dependence”, in Proc. The 2019 International Conference on Materials and Systems for Sustainability (ICMaSS), November 1-3, Nagoya (Japan), A-8-I-1(1038) (2019)

国内学会発表（査読なし）

- (1) **片桐高大**・小川徹・山本真義・今岡淳・佐々木守・野田和寛：「直流ブラシモータにおけるスパイクサージの分析と解析モデルの提案」, 電気学会研究会 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, 2021(1-14), pp.79–84 (2021)

※ 電気学会優秀論文発表賞 A 受賞（2022）

- (2) **片桐高大**・小川徹・山本真義・今岡淳・佐々木守：「直流ブラシモータ機械接点に生じる定常アーク放電を考慮したスパイクサージと伝導ノイズの解析」, 2021年電気学会産業応用部門大会, 1-12, I-63-66 (2021)

参考論文

- (1) **Kodai Katagiri**, Toru Ogawa, Masayoshi Yamamoto, Jun Imaoka, and Mamoru Sasaki :“Spike surge and conducted EMI simulation of DC brush motor considering steady arc at mechanical contacts”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.12 No.1 pp.86-93 (2023)

※ 学術論文（査読あり）(2) が電気学会英文論文誌 D へも英訳掲載される優秀論文として選出

謝辞

本研究は、名古屋大学未来材料・システム研究所 附属未来エレクトロニクス集積研究センター 教授 山本真義 博士のご指導のもとに遂行されたものであり、本研究に取り組む機会とともに、終始あたたかいご指導を戴きました。ここに深謝の意を表します。九州大学大学院システム情報科学研究院 電気システム工学部門 教授 庄山正仁 博士，名古屋大学大学院工学研究科 電気工学専攻 教授 横水康伸 博士，並びに名古屋大学未来材料・システム研究所 附属未来エレクトロニクス集積研究センター 准教授 今岡淳 博士には，副査としてご助言を戴くとともに，本論文の細部にわたりご指導を戴きました。ここに感謝の意を表します。

三菱電機株式会社 中川博之 氏，山口信一 氏，釣本崇夫 氏，山本和男 氏には，本研究の遂行にご理解とご支援を戴きました。ここに感謝の意を表します。三菱電機株式会社 先端技術総合研究所 殿岡俊 氏には，常日頃から丁寧にご指導とご支援を戴くとともに，研究開発に取り組む姿勢を教えて戴きました。ここに感謝の意を表します。三菱電機株式会社 先端技術総合研究所 小川徹 氏，三好将仁 氏には，本研究を遂行するにあたり，日常の議論を通じて多くのご助言とご示唆を戴きました。ここに感謝の意を表します。三菱電機株式会社の関係各位には，本研究を遂行するにあたり，有益なご助言とご示唆を戴きました。ここに感謝の意を表します。名古屋大学パワーエレクトロニクス研究室の方々には，多くのご支援やご助言を戴きました。ここに感謝の意を表します。

最後に，研究活動に理解を示し，家庭を支えるとともに明るく励まし続けてくれた妻，息子，娘に感謝致します。

直流ブラシモータにおけるアーク放電を考慮した
サージおよび電磁ノイズのモデリングに関する研究

片桐 高大