

インバータ駆動モータにおける
部分放電メカニズムと絶縁性能向上に関する研究

脇本 亨

インバータ駆動モータにおける 部分放電メカニズムと絶縁性能向上に関する研究

目 次

第 1 章 緒論	1
1. 1 自動車を取り巻く環境	1
1. 2 電気車両用モータの技術動向	2
1. 3 インバータの技術動向	6
1. 4 モータ内コイル間のサージ現象	11
1. 5 モータ内コイル間の部分放電現象	14
1. 6 モータの絶縁設計	17
1. 7 コイル線間における PDIV の変動要因	20
1. 7. 1 測定手法	20
1. 7. 2 測定環境	22
1. 8 本研究の目的と本論文の構成	27
第 1 章の参考文献	28
第 2 章 周波数応答解析によるモータサージ電圧の推定	31
2. 1 まえがき	31
2. 2 実機電圧波形の評価	32
2. 3 電圧反射モデルを用いたモータ入力部のサージ電圧の計算	32
2. 4 周波数応答関数を用いたサージ電圧の推定	36
2. 4. 1 サージ電圧の計算モデル	36
2. 4. 2 周波数応答関数の測定	37
2. 4. 3 モータ入力端波形の算出	37
2. 5 モータ入力部におけるサージ電圧の変動要因	44

2. 6	まとめ	47
第2章の参考文献		47

第3章 モータサージ電圧の抑制 49

3. 1	まえがき	49
3. 2	モータ入力部におけるサージ電圧の抑制手法	50
3. 3	モータ入力部のサージ電圧を抑制するインバータ出力波形	52
3. 4	プレスイッチングによるサージ電圧の低減	52
3. 4. 1	プレスイッチングによるサージ電圧低減の考え方	52
3. 4. 2	プレスイッチングの効果検証	54
3. 5	まとめ	60
第3章の参考文献		60

第4章 平角線間の部分放電特性 63

4. 1	まえがき	63
4. 2	平角線テストピースにおける PDIV の評価方法	64
4. 3	プレ放電後の PDIV 特性	68
4. 3. 1	プレ放電時間に対する PDIV 推移	68
4. 3. 2	高湿度環境下における PDIV の周波数特性	71
4. 3. 3	PD 発生位置の推移	73
4. 3. 4	PD 発生時の電圧位相	77
4. 4	まとめ	79
第4章の参考文献		79

第5章 プレ放電による PDIV 変動メカニズム 81

5. 1	まえがき	81
5. 2	プレ放電後の PDIV 変動要因	81
5. 3	PDIV 変動のメカニズム	85
5. 3. 1	PDIV 変動メカニズム(表面帯電)	85
5. 3. 2	PDIV 変動メカニズム(表面導電率)	88
5. 3. 3	水分が接触点以外に部分的に付着した際の 電界強度分布	91
5. 3. 4	水分が線間接触部を含めて付着した際の電界強度分布	94
5. 3. 5	PDIV 推移のメカニズム	97
5. 4	PDIV 推移が生じる際の表面電位分布の検証	99
5. 4. 1	表面電位分布の測定方法	99
5. 4. 2	プレ放電後の表面電位分布	101
5. 5	まとめ	106
	第5章の参考文献	106

第6章 モータステータにおける低ばらつきな PDIV 測定手法 109

6. 1	まえがき	109
6. 2	ステータコイル間の PDIV 特性	109
6. 2. 1	PDIV 評価に用いたモータステータ	109
6. 2. 2	コイル間 PDIV 測定系の構成	111
6. 2. 3	ステータコイルの共振特性	112
6. 2. 4	ステータコイル間において環境湿度を変えた時の プレ放電に対する PDIV の変動特性	115
6. 3	ステータコイル間における PDIV 変動のメカニズム	118
6. 3. 1	ステータにおいて PDIV 変動を引き起こす要因	118
6. 3. 2	平角線間における接触状態の影響	119

6. 3. 3	線間の接触状態がキャップ電界に与える影響	121
6. 4	ステータコイル間における PDIV のばらつき低減手法	125
6. 5	まとめ	127
第 6 章の参考文献		127
第 7 章 総括		129
7. 1	まえがき	129
7. 2	本研究で得られた成果	129
7. 2. 1	周波数応答解析によるモータサージ電圧の推定	129
7. 2. 2	モータサージ電圧の抑制	130
7. 2. 3	平角線間の部分放電特性	130
7. 2. 4	プレ放電による PDIV 変動メカニズム	131
7. 2. 5	モータステータにおける低ばらつきな PDIV 測定手法	132
7. 3	本研究の学術的および工学的意義	132
7. 4	今後の展望	133
謝辞		135
本論文に関して発表した論文		137

第1章 緒論

1.1 自動車を取り巻く環境

近年、世界的な人口増加や産業発展により、エネルギー消費の増加が続いている。2013年度に世界で消費されたエネルギー源は、エネルギー消費の多い順に、石油、天然ガス、石炭、原子力などであり、このうち、石油は全体の33%を占める主要エネルギー源となっている^[1,2]。しかし、石油や石炭などの化石燃料は、燃焼によって温室効果ガスであるCO₂が発生し、それが大気中に排出されることで、地球温暖化などの環境問題を引き起こすことが問題視されている。このため、1997年に採決され2005年から発効されている京都議定書に代表されるような、CO₂の排出削減に向けた世界的な取り組みが行われてきた^[3,4]。

しかしながら、石油を代表とする液体燃料の需要については、世界のオイル需要と供給量の実績と予測(図1.1)に示されるように、近年増加しており、今後も引き続き増加すると見られている^[5]。一方、石油の供給量は今後数年で頭打ちになることが見込まれるため、その不足分を補う代替エネルギーが必要になり、天然ガスやバイオ燃料のほか、電気や水素などのエネルギー源の普及が期待されている。中でも電気や水素はその生成過程も含め環境負荷が低く、CO₂排出の削減が期待される次世代エネルギーとして、特に注目されている。

この様な背景の下、自動車業界においても運輸部門の全CO₂排出に占める排出割合は約1/5を占めるなど、燃料消費の抑制に対して果たすべき責任は大きく、1997年より販売が開始されたプリウス(トヨタ自動車(株))に代表されるハイブリッド自動車(HEV)をはじめとして、電気自動車(EV)、プラグインハイブリッド自動車(PHV)、燃料電池自動車(FCV)へと開発展開が進められている(図1.2)^[5]。このうち、HEVは動力源として従来のエンジンに加えモーターが搭載されており、駆動エネルギーの回生やエンジン最適点での動作などの制御を行う

ことで、従来のエンジン搭載車両に対して燃料消費の抑制が可能である。また、PHV は、HEV をベースに、バッテリー容量を増やし充電器を搭載することで、20km 程度の短距離では EV として機能する車両として、2012 年に販売が開始されている。図 1.3 は、ガソリン車、ディーゼル車、HEV(ガソリン)の CO₂ 排出量を比較したグラフを示す^[5]。一般的に、自動車の燃料消費量は車両重量と相関があり、車両重量が大きいほど燃料消費量が増え CO₂ 排出が増大する。この図に示される様に、同一車両重量では、ガソリン車、ディーゼル車、HEV の順で燃料消費量が抑えられ CO₂ 排出量を低減できる。

HEV の 2012 年における世界の販売台数は、世界の四輪乗用車の総販売台数: 約 7,900 万台に対して 150 万台であり、1.9%のシェアを有する程度であるが、2030 年頃までの展望においては、内燃機関車では CO₂ 排出削減に対応できなくなる可能性が高く、PHV を含めた HEV が自動車の主要動力源の一角を担う存在にまで成長が見込まれている^[6]。このように、HEV, PHV, EV といった次世代の自動車は、今後市場導入が急速に進むことで、石油の消費量そのものを抑制できることから、CO₂ の排出削減に貢献する重要な手段といえる。

1.2 電気車両用モータの技術動向

図 1.4 は、HEV として最も普及しているトヨタ自動車(株)のシステム構成 (THS-II)を示す^[7]。このシステムでは、エンジンと 2 つの電動機(発電機、モータ)が搭載されており、バッテリーの充電状態と走行条件によって様々な駆動モードを切り替える制御を行っている。この様な HEV の電気システムにおいて、モータは車両減速時のエネルギー回生や、エンジン効率の低下する低回転・高負荷域をアシスト動作によりカバーすることで、車両の燃費向上に貢献している。また、小型・軽量で高出力な駆動システムは、車両の加速性能を向上でき、商品性を高めることができる。このような背景から、電気車両に搭載されるモー

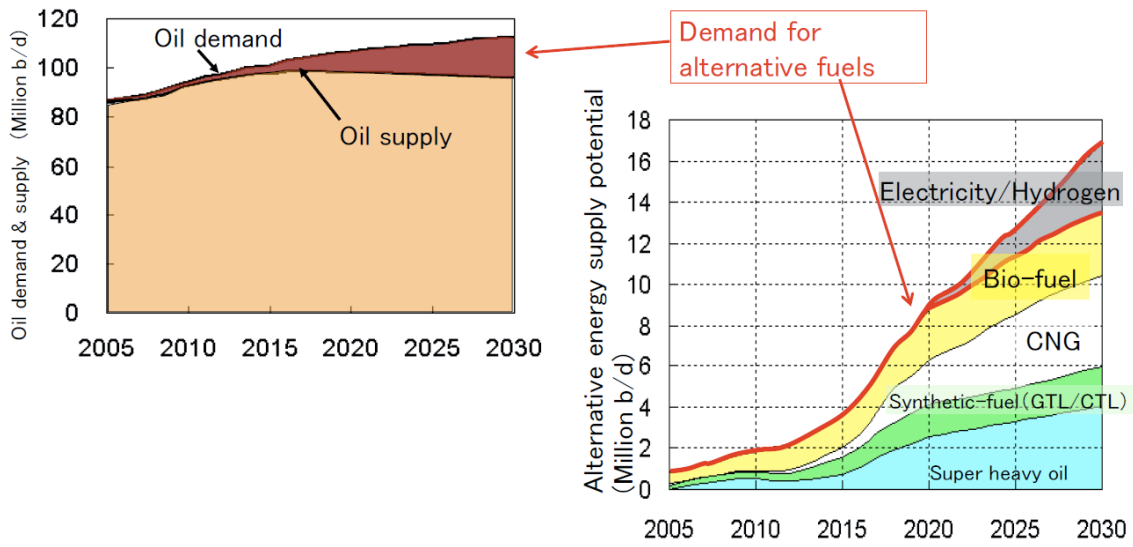


Fig. 1.1 Oil demand and supply in the world^[5]

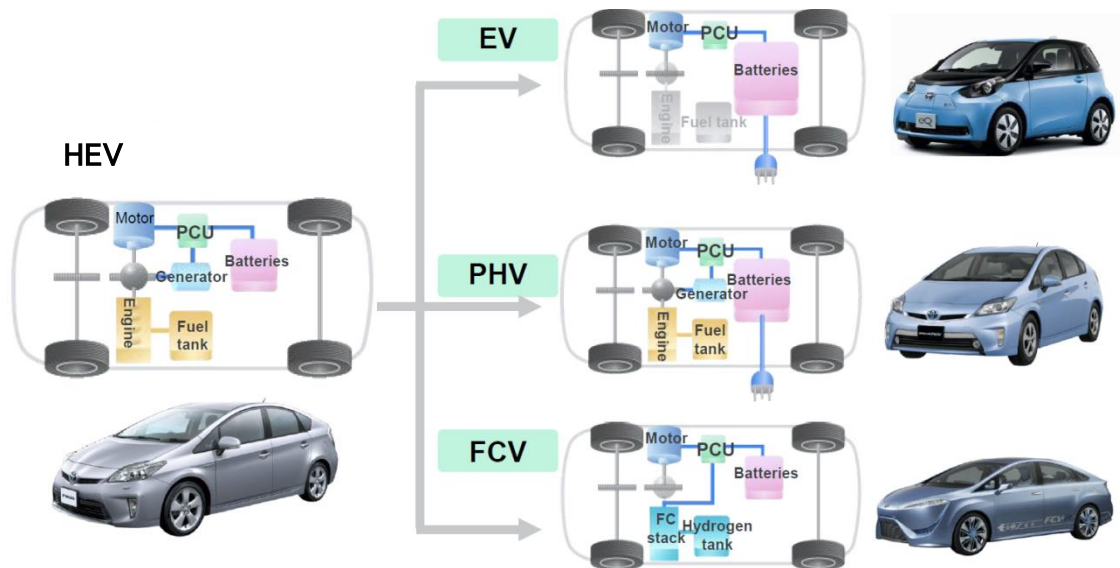


Fig. 1.2 Types of electric vehicle^[5]

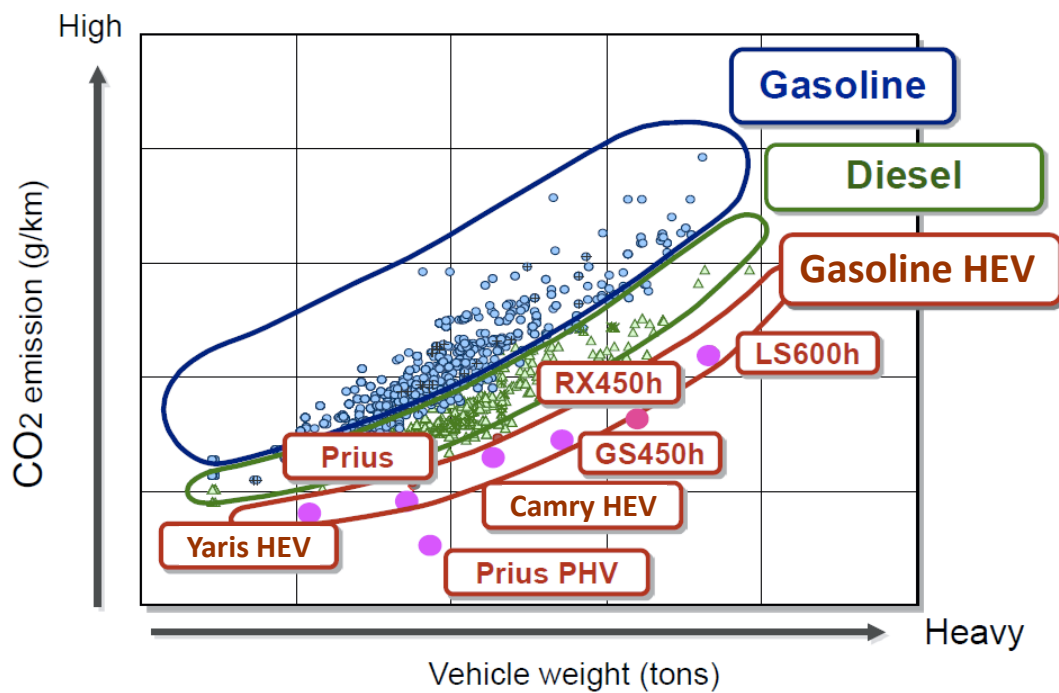


Fig. 1.3 Comparison of CO₂ emissions among a gasoline-engined car, a diesel-engined car and a hybrid electrical vehicle^[5]

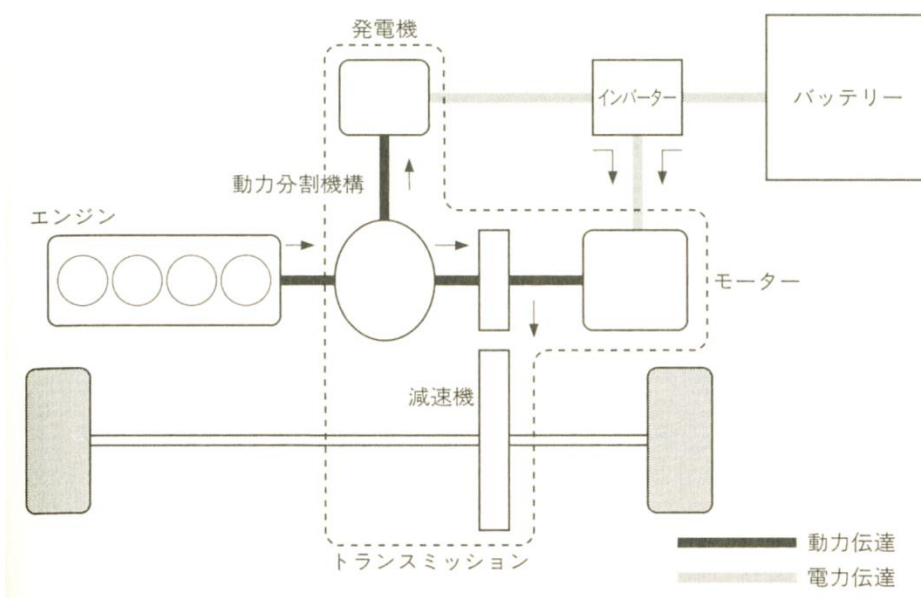


Fig. 1.4 Constructions of THS-II^[7]

タは、車両重量やシステム方式(EV, HEV)によって異なるものの、2009年に発売されたトヨタプリウスでは最大 60kW、2007年発売のレクサス LS600h では最大 165kW と、大きな出力の電動システムが用いられている。

モータの出力を増加するためには、モータサイズを大型化すると同時に、駆動電流・電圧を増加させる必要があるが、電流を増加するためにはパワー回路の銅線径を大きくする必要があり、この結果、インバータやケーブルのサイズが大きくなる。このため、電気車両用のシステムでは、従来から使われている鉛電池(12V)に対し、Ni-MH 電池や Li 電池を搭載することで、駆動電圧を 200V 程度に上昇し出力を増加させている。また、前述の THS-II などでは、昇圧回路を搭載することで、さらに電圧を上昇させ、最大 650V の高電圧でモータを駆動している。

一方、モータの出力増加においては、モータ駆動時の効率を向上することも重要な要素となる。モータの種類は、大きく分けて直流モータ、交流モータ、その他(ステッピングモータなど)に分類され、その使用目的によって様々な機構が存在する。電気車両の駆動用モータにおいては、出力・効率・制御性の観点から、交流モータが適しており、中でも誘導モータや、SR(Switched Reluctance)モータ、PM(Permanent Magnet)モータが候補に挙げられる。それぞれの特徴を次に述べる^[8-10]。

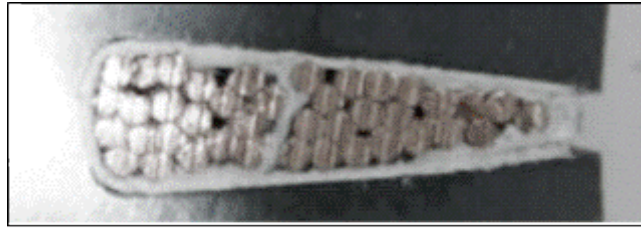
誘導モータ(IM)は、ロータに磁石を使わず制御も簡易であり、また低コストに製造できるため、産業で広く使われているが、駆動回転域が狭く、またロータに流れる誘導電流の損失分によってモータ効率が低下しサイズが大きくなってしまふ欠点がある。このため、設置スペースに余裕のある屋内外の定置用システムなどに多く用いられてきた。しかし、近年では技術開発が進み、高負荷時の最高効率で 95%を超えることなどから、一部車種での採用が進んできている^[11]。また、SR モータは磁石を用いない構造であるものの効率が比較的高く、

次世代のモータとして注目されているが、ロータの構造上、運転時の騒音が大きいなどの課題もあり、普及には至っていない。これに対し、PM モータは、ロータ内に磁石が埋め込まれているタイプ(IPM)とロータ表面に設置されているタイプ(SPM)があり、特に IPM は体積当たりの効率がよく、小型・高出力化が可能で、HEV や EV に広く用いられている。ただし、磁石にレアメタルであるネオジウムやジスプロシウムなど、高コスト材料を使うため、磁石量の低減などの低コスト化が課題となっている。

一方、ステータについては、コイルの巻き方によって集中巻き、分布巻きに分類されるが、このうち集中巻きは比較的低出力のモータで採用されているのに対し、分布巻きは磁気利用率が高く高効率であるため、小型・高出力が求められる駆動用のモータに向いており、多くの車種で使われている。例えば、トヨタプリウスの駆動用モータとして、97年に発売された初代モデルから採用されてきた。この分布巻きモータは、スロット内の銅線が占める割合(占積率)が上昇するほど出力を上昇でき、小型化が可能となる。このためには、コイルを従来の丸線から平角線にすることが有効で、近年では2011年に発売されたトヨタアクア用のモータやアイドルストップ車用の ISG(Integrated Starter Generator) に採用され(図 1.5)^[12]、モータの小型化と一層の低燃費を実現している。この様に、平角線モータは、今後の低燃費車両を実現する重要な技術といえる。

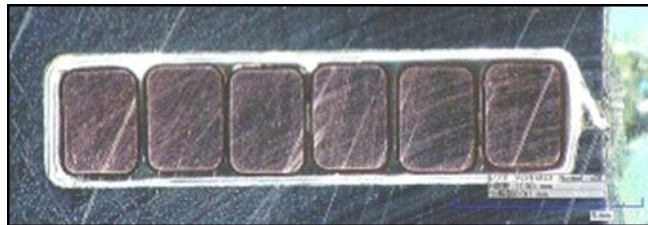
1.3 インバータの技術動向

電気車両用のモータは、車両の加減速やエンジンとの協調制御のための力行・回生動作を、低回転から高回転の広い運転域で高精度に制御することが求められる。このため、図 1.6 に示す様に、パワーデバイスをモータ各相に配置したインバータにより、高速でスイッチングを行うことでモータを駆動している。この時の制御には、制御性の良好な PWM(Pulse Width Modulation)方式が広



Space factor \approx 40% (Circular wire)

(a) Circular wire motor



Space factor \approx 60% (Rectangular wire)

(b) Rectangular wire motor

Fig. 1.5 Cross section of stator core in ISG^[12]

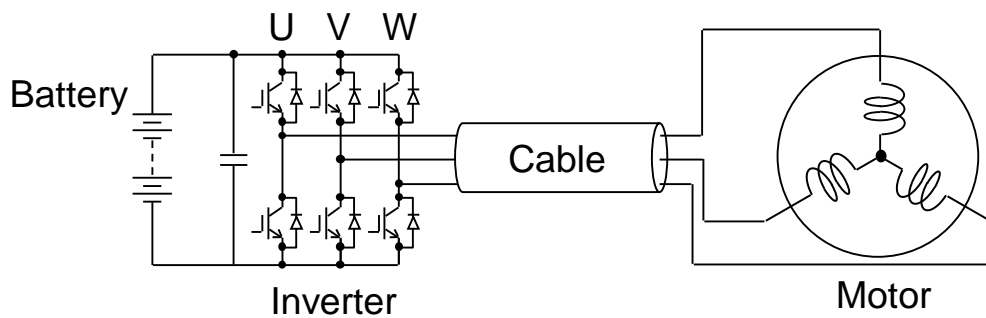


Fig. 1.6 Configuration of electrical circuit for driving in the vehicle

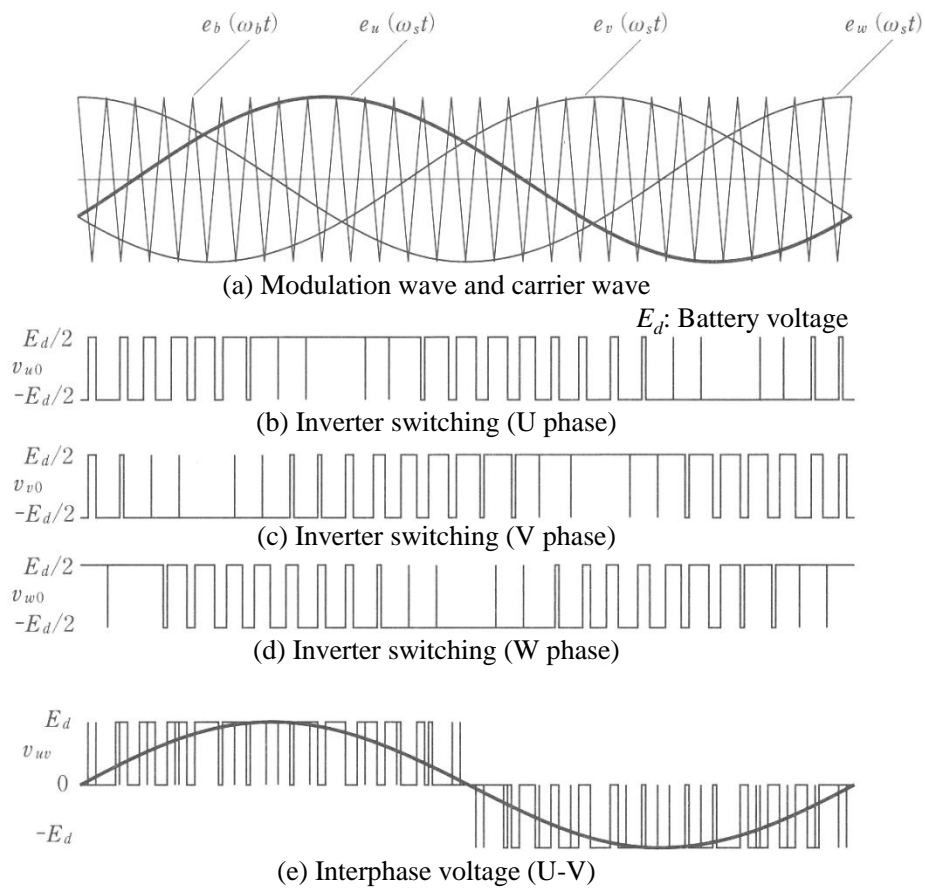


Fig. 1.7 Pulse generation of three phase sinusoidal PWM inverter^[13]

く用いられており、図 1.7 に示す様に、キャリア波と変調波の比較からキャリア波の周期に同期した高速スイッチング動作によってモータ駆動に必要な交流電流を作り出している^[13]。このキャリア波は、パワー素子 IGBT においては数 kHz で駆動されており、各パワー素子は 1 秒間に数千回のスイッチングを繰り返している。しかし、パワー素子内部では損失が生じ、この損失分のエネルギーは発熱として消費される。インバータの損失が多いほど、車両の燃費悪化に繋がる他、パワー素子を冷却するための冷却構造(放熱フィンや液体冷却システム)の構成が大きくなることで、コスト・サイズも増大する。このため、これらの損失を低減することが重要である。

図 1.8, 図 1.9 は、IGBT においてスイッチング速度が変化した際のスイッチング波形と損失内訳の測定例を示す^[14]。素子内で発生する損失は、リカバリダイオード損失(逆回復損失, 導通損)やスイッチング損失(ターンオン, ターンオフ損失), 導通損で占められている。このうち、スイッチング損失については、スイッチングの瞬間に出力端に発生する電圧・電流の積算分がエネルギー損失となることから、高速スイッチング型の素子にすることで、スイッチング損失の低減が可能である。これに対し、現在開発が進められている SiC や GaN といった新材料を用いた素子は、IGBT に比べて導通損を低減し、さらなる高速スイッチング化が可能となることから、更なる損失低減が期待される^[15-17]。しかしながら、スイッチング速度を上昇すると、次項で示すように、モータのコイル間に加わるサージ電圧が上昇するためコイル線間に部分放電が発生し、モータの絶縁性能を劣化させるといった問題が生じる。また、これらの素子はキャリア周波数の上昇も可能であり、従来よりも単位時間当たりのスイッチング回数も増加し、サージ電圧の上昇と併せて絶縁性能の劣化に影響する要因となる。

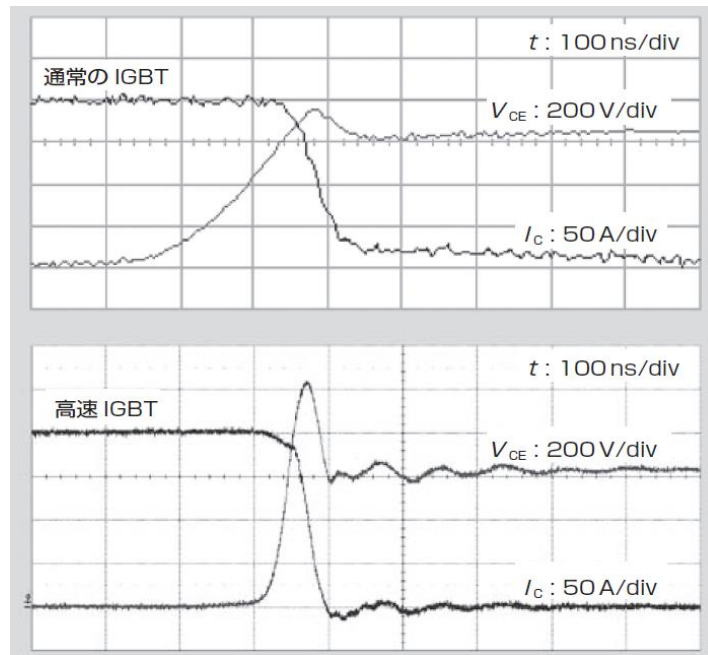


Fig. 1.8 Switching waveforms of voltage and current^[14]

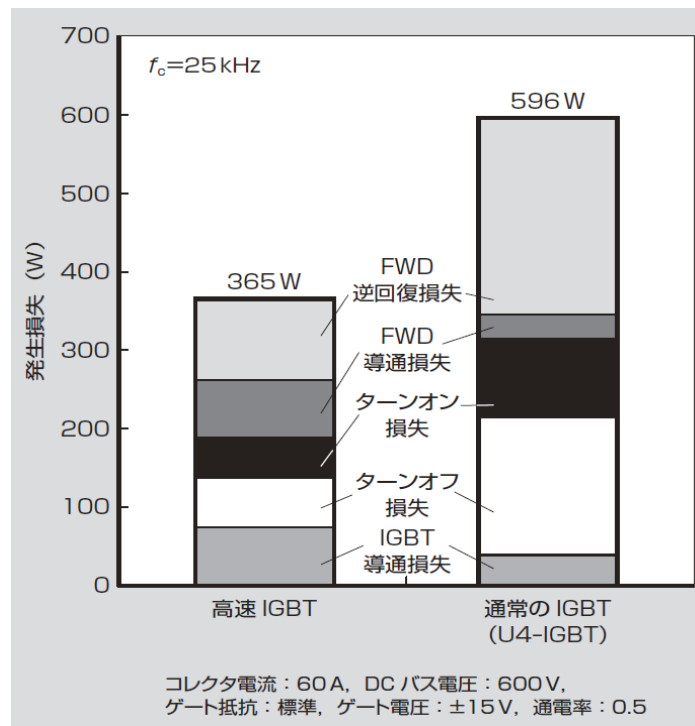


Fig. 1.9 Details of loss within power device^[14]

1.4 モータ内コイル間のサージ現象

パワー素子は、立ち上がり時間が 100ns 程度と、極めて高速でスイッチング動作を行う。このため、スイッチングの瞬間には、図 1.10 に示す様に、インバータの出力部にパワー素子とコンデンサ間の配線インダクタンスに起因して、バッテリー電圧を越えるサージ電圧が発生する。このインバータ出力部のサージ電圧は、ケーブルを伝播することでさらに上昇する^[18]。モータ入力部には急峻な立ち上がりのサージ電圧が加わり、このサージ電圧がモータに加わることで、モータ内の各コイルには不均一な電圧が加わる。これまでに、この様なモータ内の電圧分布に関する解析が多くなされており、その評価例を図 1.11 に示す^[19]。スイッチング時のコイル間に加わる最大電位差は、モータの種類によって異なる。モータコイルの絶縁性能は、コイル間に絶縁紙を挿入すると大きく改善できるが、絶縁紙はモータの構造によって挿入できる箇所が異なる。図 1.12 は、(a)丸線、(b)平角線を用いて作られた HEV 用モータにおいて、コイル間の接触状態とコイル間に加わる電圧の比較例を示す。一般的に丸線で作られたモータは、コイルエンドにおいて、コイルの相間に絶縁紙を挿入することが可能なため、相間のコイル同士が直接接することが無く、最も電圧が高くなる線間の箇所は同相内となる^[20]。このときの接触箇所は巻き方によって変わるものの、上述した様に、インバータスイッチングの瞬間にモータ入力端のコイルに電圧が集中して加わるため、同相内であっても最大電圧は瞬間的に大きく上昇する。一方、平角線のモータでは、巻線の構造上、コイルエンドに絶縁紙を挿入することが難しく、相間でコイル同士が接触し、サージ電圧が直接加わる。このため、平角線のモータはコイル間の電位差が高く、高電圧で接する領域も広くなる傾向にあるといえる。

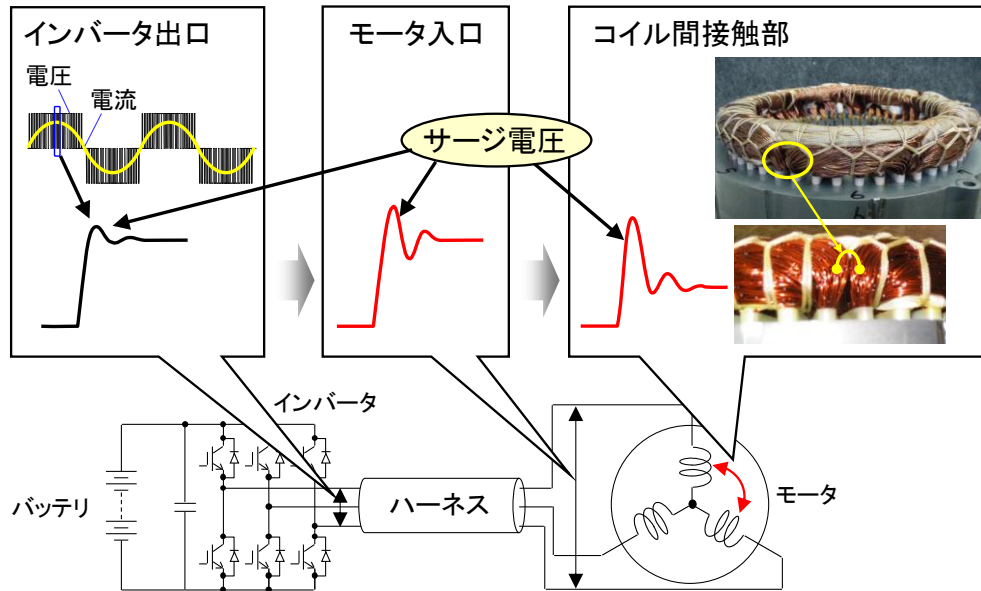
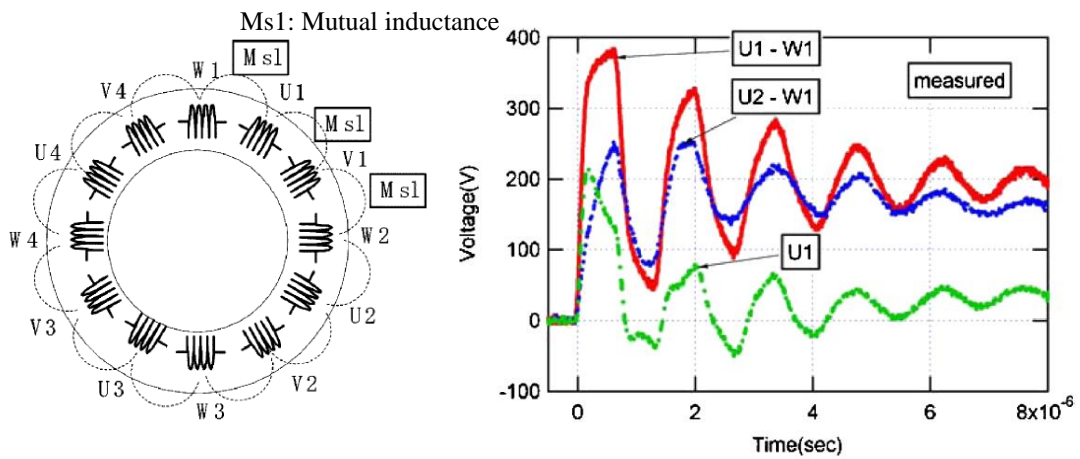
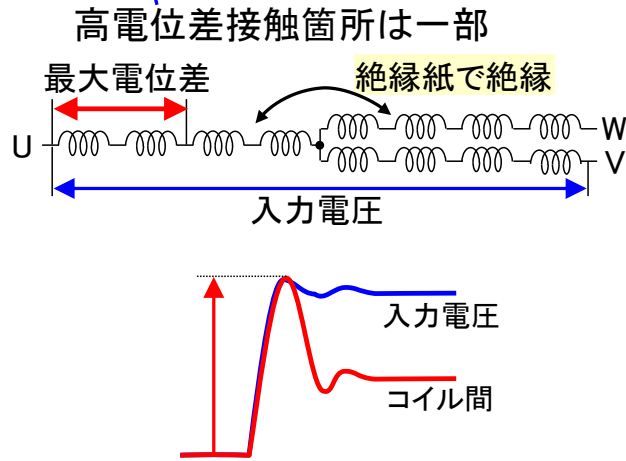
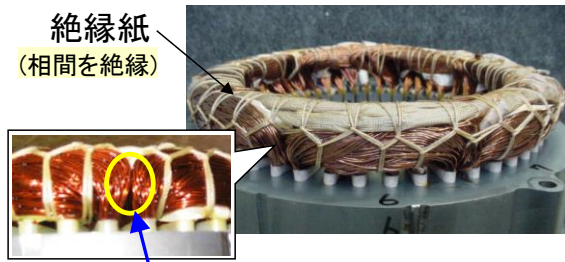


Fig. 1.10 Surge voltage in each part of motor driven system^[18]

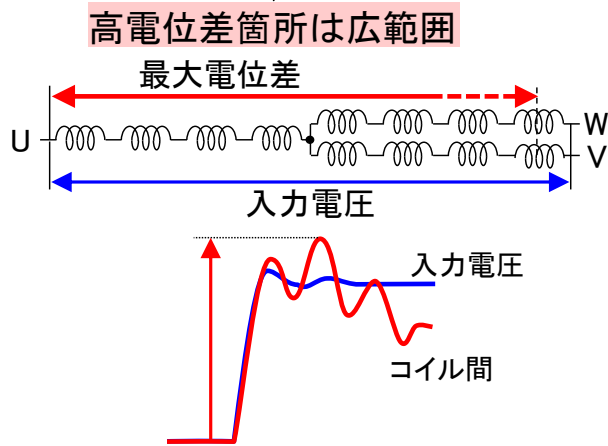
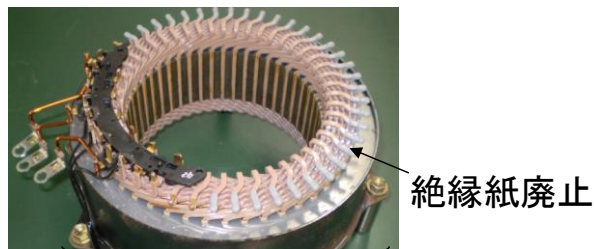


(a) Arrangement of motor windings (b) Motor terminal voltage

Fig. 1.11 Coil voltage distribution^[19]



(a) Circular wire motor



(b) Rectangular wire motor

Fig. 1.12 Wire winding structure and applied voltage^[20]

1.5 モータ内コイル間の部分放電現象

このように、モータにサージ電圧が加わることで、モータ内のコイル間には瞬間的に高い電圧が加わる一方、コイル間の電位差が一定の電圧を超えると、コイル間の空気ギャップ部において、部分放電(Partial Discharge)と呼ばれる微小な放電が発生する(図 1.13)。コイル間の部分放電が継続すると、巻き線のエナメル皮膜を侵食し、やがては絶縁破壊に至る。図 1.14 は、エナメル線において、コイル間に正弦波またはサージ電圧を一定時間印加した際のコイル断面の様子を示したもので、部分放電の発生によって皮膜の一部が侵食している様子が観察されている^[21]。

気体中の放電発生メカニズムとして、タウンゼント放電やストリーマ放電のモデルが提唱されており^[22]、コイル間で生じる部分放電もこれらの放電モデルに基づくものと考えられている。この部分放電が発生し始める電圧は、部分放電開始電圧(PDIV : Partial Discharge Inception Voltage)と呼ばれ、以下に示す手法から推定できることが報告されている。

平行平板モデルの様な平等電界下における空気中の放電は、パッシェン曲線に従うことが知られている。これに対し、コイル間の電界分布は特に平角線の場合、角部で電界の変歪が生じることで、不平等電界となることが考えられる。しかしながら、この電界の変歪は比較的小さいことから、PDIV は、ギャップ部の電界強度とパッシェン曲線とを比較することで求めた値と良好に一致することが実験的に報告されている。図 1.15 は、コイル間の部分放電開始電圧をパッシェン曲線から求める際の事例で、部分放電開始電圧は、コイル間の電気力線に沿ったエアギャップの皮膜間距離と電界強度の関係を同図にプロットし、パッシェン曲線と接する際の印加電圧から求められることが示されている(図 1.15 の事例では、線間電圧が 700V のときにパッシェン曲線と接することから、PDIV は 700V となる)^[23]。

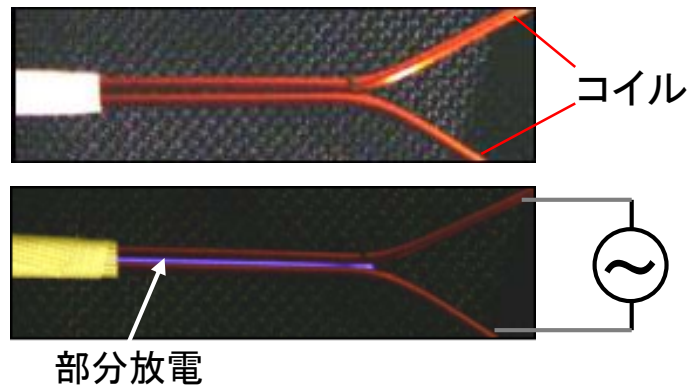


Fig.1.13 Partial discharges between coil wires^[20]

Test voltage	1.13kVp (0.8kVrms) sine wave	1.10kVp Inverter surge
Item		
Actual voltage waveform	<p>Rise time=29.5µs</p>	<p>Rise time=0.15µs</p>
Breakdown part nearby cross section of wire	<p>Labels: Gap, Enamel film, Conductor, Profile line before erosion, Erosion part</p>	<p>Labels: Gap, Enamel film, Conductor, Profile line before erosion, Erosion part</p>

Fig. 1.14 Film erosion under voltage endurance test^[21]

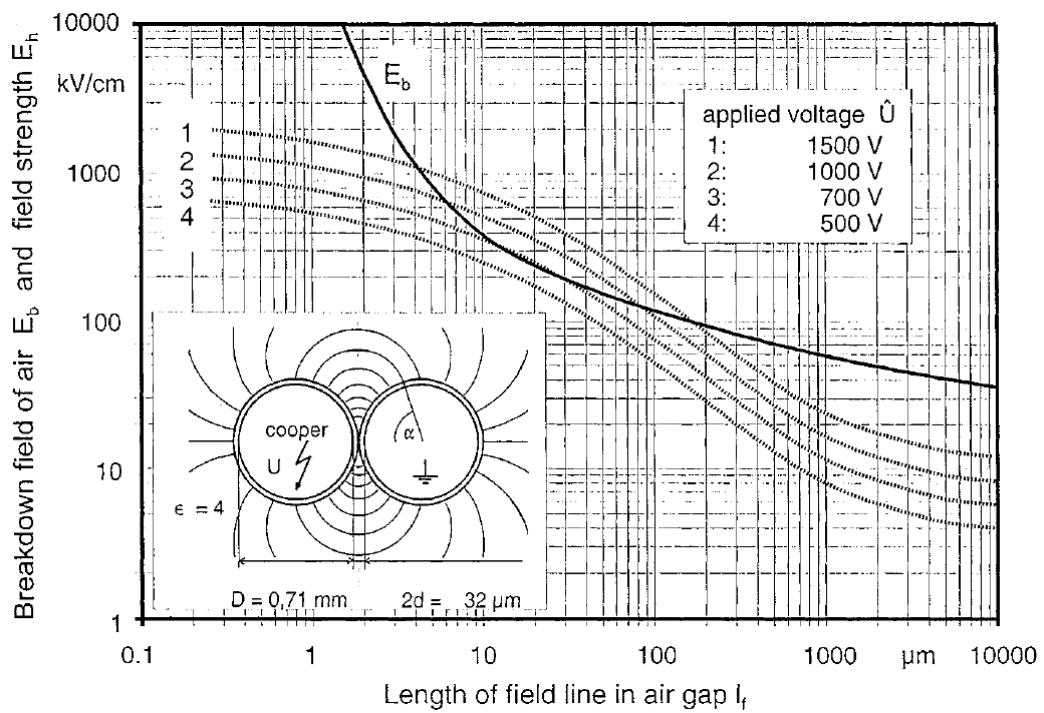


Fig. 1.15 Calculation of the PD inception voltage, and comparison of electrical stress and strength of the air along the field lines in a gap of a model turn insulation^[23]

1.6 モータの絶縁設計

電気車両は、使用される国や地域、ユーザーにより、走行環境や運転条件などが大きく変わり、機器の受ける劣化要因が変化するのに対し、何れの要因に対しても故障することなく走行性能を維持することが求められる。電気車両においては、走行用のモータが絶縁などの不具合によって故障すると、システムによっては全く走行が出来なくなることから、実際の使用環境において高い絶縁品質の確保が必要となる。

図 1.16 は、モータの絶縁保証の考え方を示す^[20]。先に述べたように、モータの絶縁確保には、モータ内で部分放電を発生させないことが重要であり、そのためには、モータ内コイル間の最大電位差を把握し、各種要因の下においても部分放電が発生しないようにコイルの膜厚を厚くすることで、コイル間のエアギャップ部における電界強度を抑制することが必要である。また、絶縁保証の観点から、製造過程で皮膜の破れや潰れが無いことを確認するための工場検査も併せて重要である。しかし、PDIV はパッシェン曲線からもわかる様に、気圧によって変動するのに加え、環境温度や湿度、サージ電圧などの電圧波形によっても変動することが知られている^[20]。また、工場検査においては、一般的に部分放電検査が用いられるが、その測定精度や現象の再現性(ばらつき)が問題となる。このため、モータコイルの皮膜厚は、各要因の PDIV 変動分を全て考慮した PDIV の積み増し分と PDIV 測定時のばらつき分を見極め、それらを合わせた PDIV の余裕分から決める必要がある。しかしこの場合は、その分だけ皮膜厚が増大し、前述した様にモータステータのスロット内における占積率の低下に繋がり、システムの性能を低下させてしまう。この様な理由から、絶縁品質のレベルを損なわずに出来る限り薄い皮膜厚にすることが重要であるが、そのためには、コイル間のサージ電圧を出来る限り低く抑えた上で、PDIV の余裕分を出来る限り減らす必要がある。

コイル間に発生するサージ電圧の発生要因としては、図 1.17 に示す様に、様々な要因がある。インバータ出口では配線の浮遊インダクタンスと電流の急峻な変化によって電圧のオーバーシュートが起き、ケーブルでは電圧の反射や共振によってサージ電圧が上昇し、モータ内ではスイッチングの瞬間における入力端コイルへの電流集中やコイル共振に起因してサージ電圧が生じる。このため、それぞれで発生するサージ電圧を把握し、適切な対応を講じる必要があるが、その際、サージ電圧を推定する手法があれば効率的な対策が可能になる。これに対し、インバータのスイッチングによって発生するサージ電圧がケーブルを介して増大する現象については、電圧の反射モデルや分布定数回路モデルが提唱されている^[24-27]。また、これに加えてモータ内で発生するサージ電圧についても把握する必要がある。しかし、これらのモデルは、ケーブルやモータ各部の定数が必要であることに加え、特定のサージの発生個所にしか適用できないため、実用上適用することが難しい。このため、これを解決する新たな手法が望まれる。

一方、図 1.16 における PDIV の余裕分を低減するためには、実際の車両環境における PDIV の変動要因を把握し、さらには工場において PDIV を検査する際の測定ばらつきを低減する必要がある。

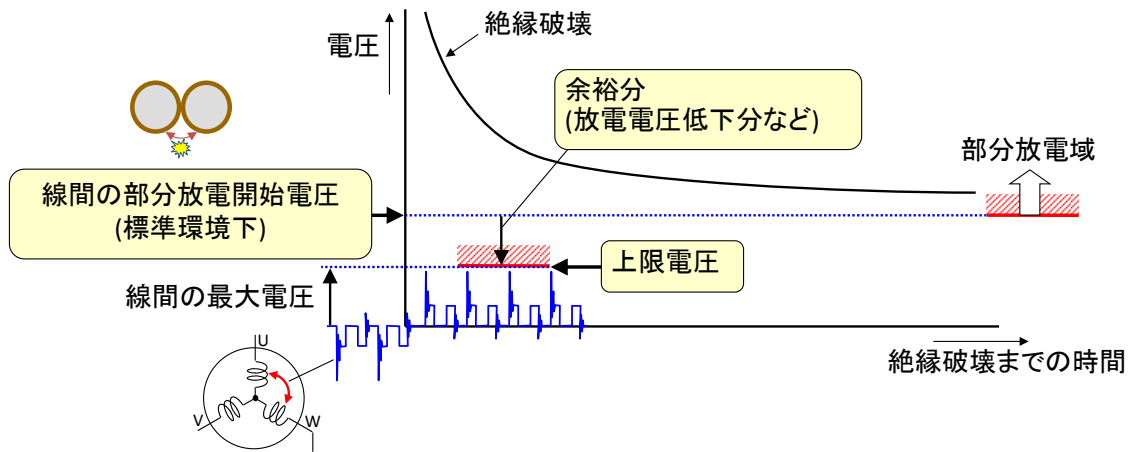


Fig. 1.16 Way of thinking on insurance for motor insulation^[20]

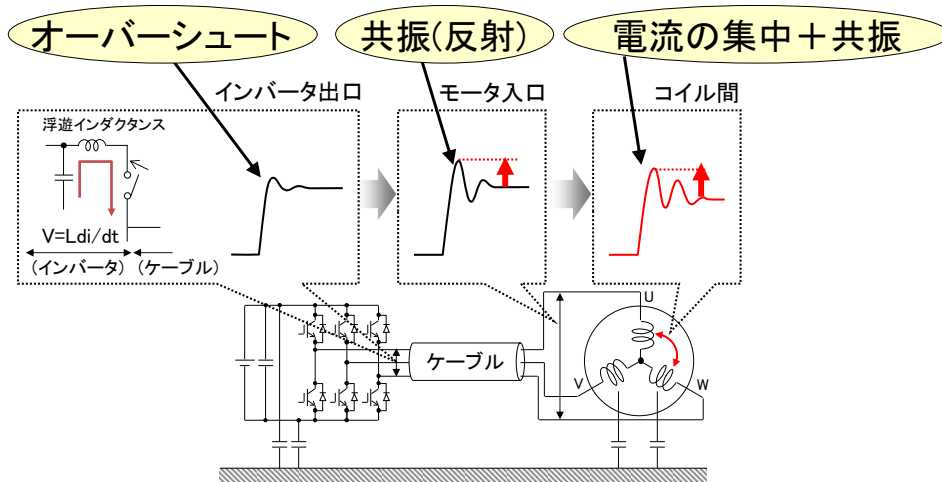


Fig. 1.17 Factors of generating surge voltage^[20]

1.7 コイル線間における PDIV の変動要因

前節で述べた PDIV の変動要因を図 1.18 に示す^[28]。PDIV 変動の要因は、主に測定手法(部分放電検出手法、電圧印加方法、判定手法)、測定環境(大気圧、温度、湿度)に大別され、以下それぞれの特徴を示す。

1.7.1 測定手法

部分放電は、数 pC 程度の微小な電荷が ns オーダーの短時間に散発的に移動する現象のため、これらを判別するためには、高周波・微小電流の検出技術が必要となる。部分放電の主な検出手法としては、図 1.19 に示す様な電流や電磁波の他、光、音を原理として判別する手法がある^[22,29,30]。モータの検査などにおいて部分放電を測定する際は、モータ内のあらゆる箇所が発生した場合でも漏れなく検出でき、さらに絶縁保証の観点で定量的に判別できる手法が望ましい。電磁波、音による手法は、センサーの設置箇所や部分放電の発生箇所によって検出感度が変わることが懸念され、また光はモータ内部の放電を外から判別できないという課題がある。これに対し電流検出手法は、モータ内全体の部分放電を検出でき、また校正を行うことで定量的に判別することができることから、検出感度や発生個所に関する懸念が少ない手法と言える。

電圧の印加方法および部分放電の判定手法については、正弦波または実際のインバータ駆動モータに近いサージ電圧波形を印加する手法がある。モータコイルの測定に際しては、図 1.20 に示すように、①同相内、②相間、③対地間の測定が想定される^[20,29,30]。このうち、③対地間の検査に関しては、正弦波、サージ波形のいずれも電圧を印加することが出来るが、①同相内、②相間については、結線が全て繋がった状態で低い周波数を印加すると、電流が増大してしまうため高電圧が加わらず、サージ電圧などの高い周波数を印加する必要がある。2014 年に発効された IEC 規格(IEC60034-18-41)では、サージ電圧を印加す

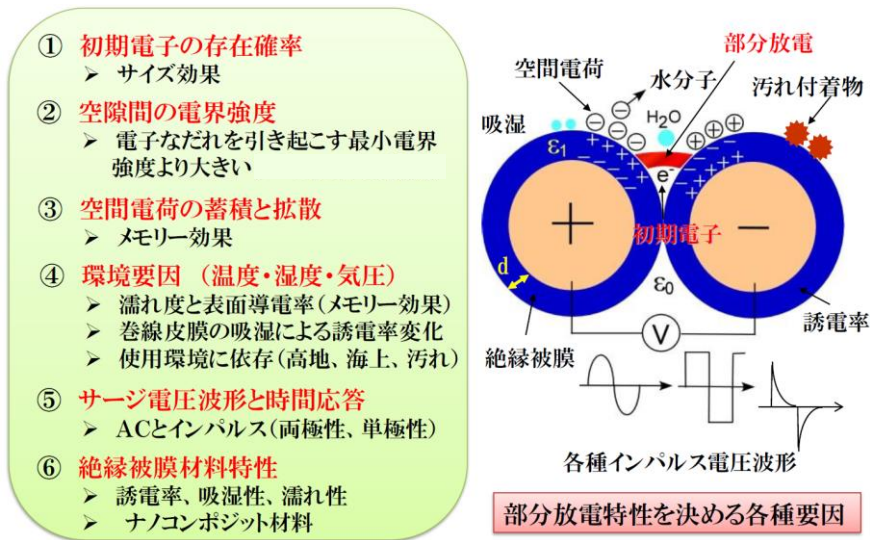
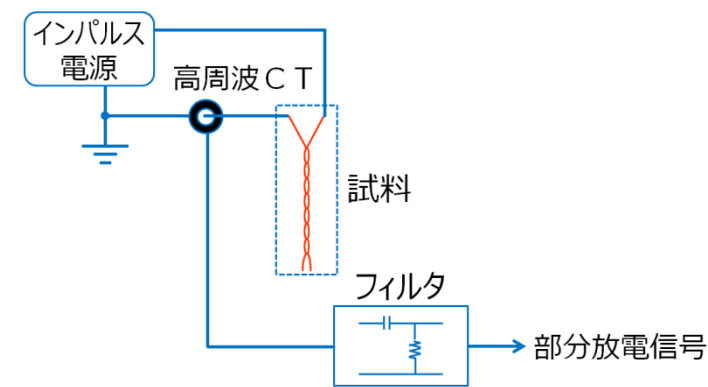
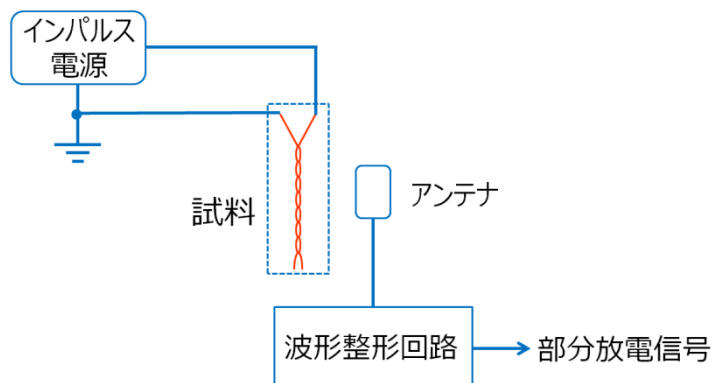


Fig. 1.18 Variable factor of PDIV^[28]



(a) Detection of current by CT



(b) Detection of electromagnetism by antenna

Fig. 1.19 Detecting method of partial discharge^[29]

る際の部分放電測定法について定義されており、図 1.21 に示す様に、部分放電開始電圧(RPDIV)を一定電圧のパルス電圧を繰り返し印加した際の放電の発生割合から評価する手法が示されている^[31,32]。

一方、モータ内の分担電圧は特に電圧の立ち上がり速度によって変わるため、仮に電圧波形が異なりモータ内電圧の分布が異なると正確な検査が出来ず、絶縁検査の信頼性が低下してしまう。このため、モータ単品ではなくシステムで絶縁性能を確保する電気車両用モータにおいては、電圧波形はシステム毎に実機同等に設定することが望まれる。しかし、サージ電圧の様に電圧の立ち上がりが急峻でサージ電圧のパルス幅が短い場合、PDIV が大きく変動するため絶縁寿命との関係も変わることから、これまでに初期電子の発生確率に基づいた PDIV の推定^[33]や絶縁破壊までのプロセス^[34,35]、PD 発生の位相や強度^[36,37]、PD の発生遅れ^[38,39]など、様々な研究がおこなわれてきた。

また、コイル間に部分放電が発生すると、放電電荷が皮膜表面に帯電し、この電荷によってギャップ電界が強調または緩和され、PDIV が変化する。これに対し、これまでに表面の帯電電位と PDIV の関係について調査した事例では、帯電によって生じる表面電位の分だけ空気ギャップの電位差が変わり、その変化分に相当する印加電圧分だけ PDIV は変化することが明らかにされている^[40-43]。

1.7.2 測定環境

コイル間の PDIV に影響する環境要因として、大気圧、温度、湿度が挙げられる。図 1.22 は気圧を変更した際の PDIV 測定例を示しており、PDIV は気圧の低下に従って低下する^[18]。自動車用の舗装路としては標高 4300m の高地に道路が存在し、この地点では PDIV が約 20%低下するといえる。この低下量は、1.5 節で示したパッシェン曲線から計算した結果と一致することが確認され

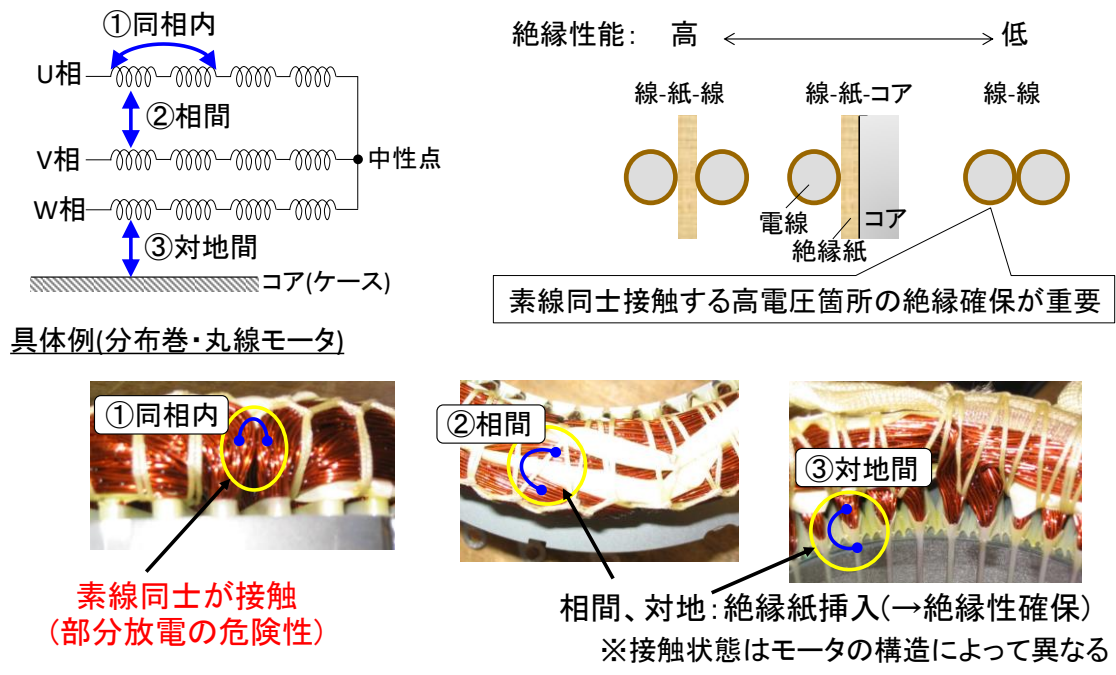


Fig. 1.20 Inspection point of motor insulation^[20]

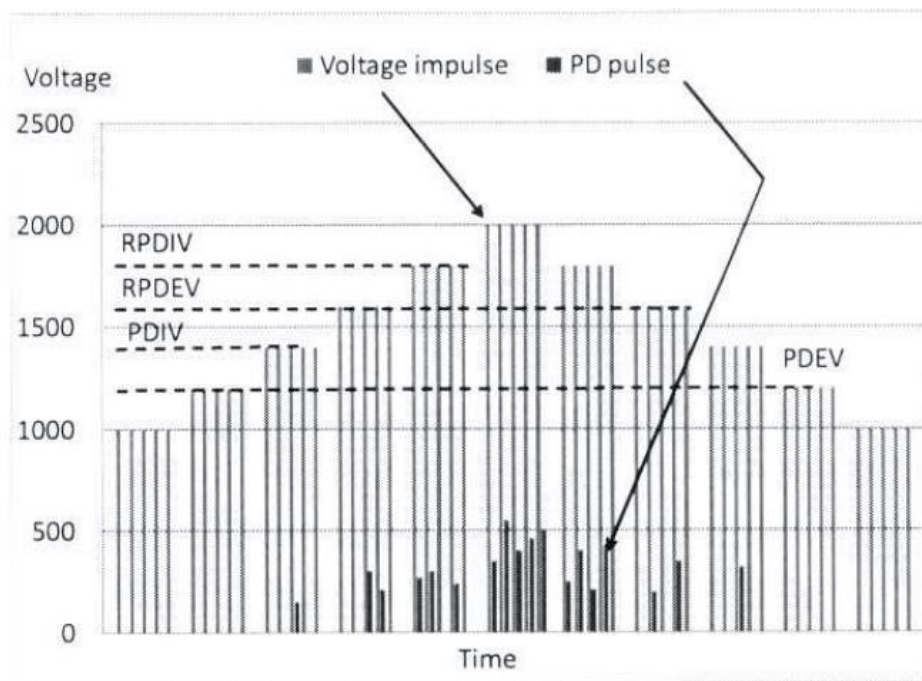


Fig. 1.21 Measurement method of RPDIV^[32]

ている。また、温度の影響についても、図 1.23 に示す様に温度が上昇するほど PDIV が低下する^[18]。気圧低下や温度上昇による PDIV の低下分は、気体密度の低下によるものと考えられる。

一方、湿度の影響については、エナメル線のテストピースや実際のモータステータを用いた解析などの様々な報告事例があり、湿度によって PDIV は大きく影響を受けることが知られている。特に、一般的に金属電極間の空間における放電現象は、絶対湿度に影響を受けることが知られているが、これに対し、エナメル線間の様な絶縁体間の放電特性は、相対湿度に影響を受けることが指摘されている^[44]。図 1.24 は、電気学会の繰り返しインパルスにおける部分放電計測調査専門委員会にて行われたラウンドロビン試験の結果で、NRPDIV(※RPDIV に対して温度・気圧補正を行った値)は相対湿度の上昇によって大きく低下することが示された事例である^[31]。この影響要因の一つとしては皮膜表面の導電率が指摘されているものの、評価の手法や条件などを含め、湿度の影響については明確になっていない点が多い。

以上の様に、評価の手法や条件によって PDIV の変動やばらつきが異なるものの、そのメカニズムについては十分解明されているとは言えず、特に高湿下の現象解明は重要な課題の一つと言える。

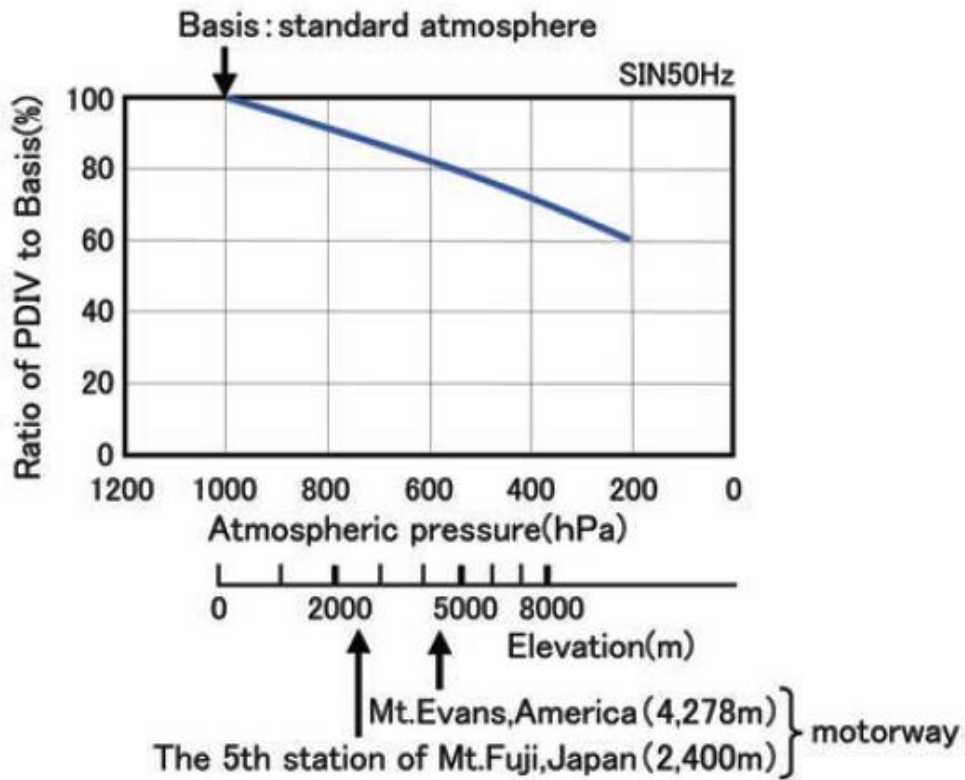


Fig. 1.22 PDIV as a function of atmospheric pressure^[18]

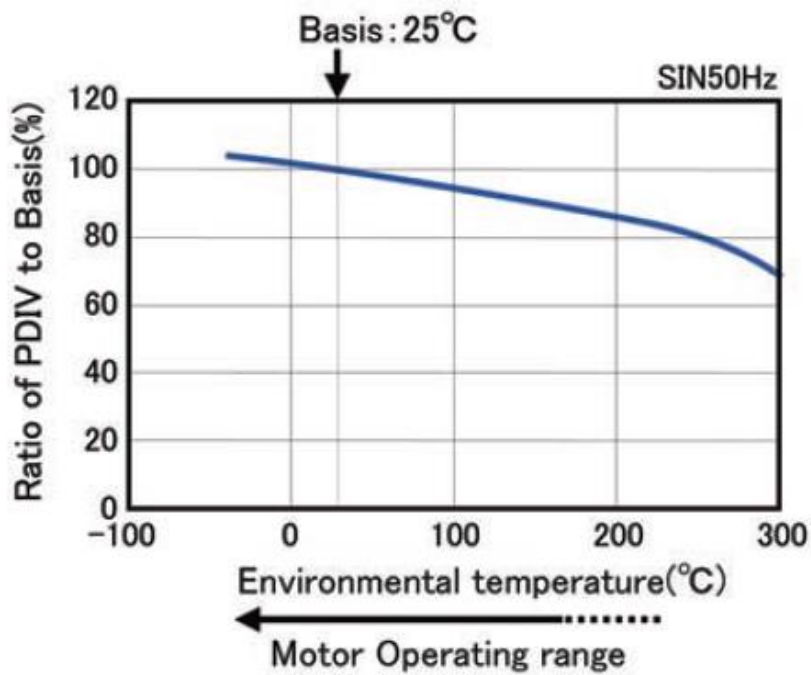


Fig. 1.23 PDIV as a function of atmospheric temperature^[18]

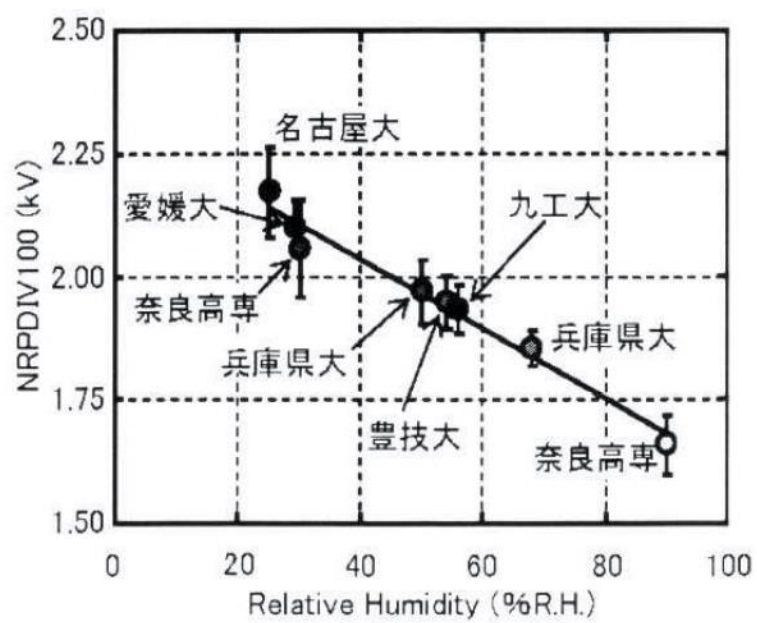


Fig. 1.24 NRPDIV as a function of relative humidity^[32]

1.8 本研究の目的と本論文の構成

以上のように、さらなる電気車両の燃費や電費向上が求められる中、モータシステムの小型高効率化が重要となっている。これに対し、絶縁設計の合理化・最適化はモータシステムの小型高効率化に不可欠な要素であり、中でも、モータコイル間の最大電圧を低減する技術、および PDIV のばらつきを低減する技術を確立し、これらを実際の設計に反映することは極めて有益である。

そこで、本研究では、モータ絶縁設計と工場検査の合理化・最適化を目的に、以下の2点を目標に研究を行った。

(1)モータサージ電圧の推定手法の確立とサージ電圧の抑制技術の提案

(2)PDIV の変動要因の明確化とばらつきを抑制する手法の提案

なお、本論文では、PDIV 測定毎の PDIV 変化をばらつきとし、PDIV の過渡的な変化を推移、両者(ばらつき, 推移)をまとめて PDIV の変動と表記する。

本論文は、7章で構成されており、概要は以下の通りである。

第1章 緒論

第2章 周波数応答解析によるモータサージ電圧の推定

第3章 モータサージ電圧の抑制

第4章 平角線間の部分放電特性

第5章 プレ放電による PDIV 変動メカニズム

第6章 モータステータにおける低ばらつきな PDIV 測定手法

第7章 総括

第2章では、モータ入力部の電圧波形について、周波数応答演算を適用することで、精度良く求める手法について検討を行う。

第3章では、第2章で確立したサージ電圧の推定手法を用い、インバータのスイッチング波形がモータ入力部のサージ電圧に与える影響を検討しサージ電圧を低減するスイッチングパターンを提案する。

第4章は、モータの絶縁設計や工場の出荷検査への反映を目的に、平角線のテストピースや平角線モータステータにおけるコイル間に正弦波電圧を印加した際の環境・測定条件と PDIV 特性の関係を調査し、PDIV が変動する要因を明らかにする。

第5章では、第4章にて抽出した PDIV の変動要因について、電界分布の解析などにより、PDIV の変動メカニズムを解明する。

第6章では、実際の平角線モータを用い、PDIV 挙動についてテストピースとの違いを明確にする。また、第5章で得られたメカニズムから、低ばらつきとなる PDIV の測定手法を提案し、実機にてその効果を実証する。

第7章では、本研究で明らかになった現象とメカニズム、これらの知見から得られた新たな手法をまとめるとともに、その意義について述べる。

第1章の参考文献

- [1] 小山：「BP 統計に見る 2013 年の世界のエネルギー情勢」, 日本エネルギー経済研究所, 2014.
- [2] BP Global: "BP Statistical Review of World Energy June 2014", 2014.
- [3] 原沢：「地球温暖化対策の概要」, 大気環境学会誌, Vol.41, No.4, PP.A27-A34, 2006.
- [4] 資源エネルギー庁：「平成 25 年度エネルギー白書」, 平成 25 年度エネルギーに関する年次報告書, 2014.
- [5] K. Saga: "The Challenges of Electric Mobility ~from PHV Demonstration~", EVTeC & APE Japan 2014, Plenary Session, 2014.
- [6] 丸紅経済研究所：「エコカー及び自動車先進技術の開発動向と需要予測」, 2013.
- [7] 碓：「ハイブリッドカーの時代—世界初量産車トヨタ「プリウス」開発物語」, 光人社, 1999.
- [8] 森本：「モータ技術の動向と展望」, パナソニック技報, Vol.55, No.3, pp.144-149, 2009.
- [9] A. T. de Almeida, F. J. T. E. Ferreira and G. Baoming: "Beyond Induction Motors—Technology Trends to Move Up Efficiency", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.50, No.3, pp.2103-2114, 2014.
- [10] E. N. Hildebrand and H. Roehrdanz: "Losses in Three-Phase Induction Machines Fed by Converter", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.16, No.3, pp.228-233, 2001.
- [11] 趙, 寺澤：「電気自動車市場の特徴と将来展望 -テスラ・モーターズ社を中心として-」, 産業経済研究所紀要, 2014.

- [12] 武井, 梅田, 米田: 「高電圧 ISG (Integrated Starter Generator) の開発」, 自動車技術会 2015 年春季大会, セッション番号 88, 2015.
- [13] 谷口: 「PWM 電力変換システム -パワーエレクトロニクスの基礎-」, 共立出版, 2007.
- [14] 堀江, 小川, 高久: 「高速 IGBT モジュール」, 富士時報, Vol.82, No.6, pp.375-379, 2009.
- [15] 江川: 「GaN/Si 半導体の研究・技術動向」, 第 13 回窒化物半導体応用研究会, 2012.
- [16] 長尾: 「次世代パワーデバイスの自動車への応用について」, 第 13 回窒化物半導体応用研究会, 2012.
- [17] K. Hamada, M. Nagao, M. Ajioka and F. Kawai: "SiC-Emerging Power Device Technology for Next-Generation Electrically Powered Environmentally Friendly Vehicles", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol.62, No.2, pp.278-285, 2015.
- [18] 脇本: 「EV, HEV モータの高電圧絶縁に関する研究 -車両環境を考慮した部分放電開始電圧への影響-」, デンソーテクニカルレビュー, Vol.16, 2011.
- [19] 辻, 和田, 武藤, 大塚, 八代, 長岡: 「インバータサージの伝搬と電動機内電圧の解析」, 電学論 D, Vol.126, No.6, p.771-777, 2006.
- [20] 脇本: 「EV、HEVモータの高電圧絶縁技術」, TECHNO-FRONTIER 2015 第 35 回モータ技術シンポジウム, セッション 絶縁材料, 2015.
- [21] H. Kikuchi and H. Hanawa: "Inverter Surge Resistant Enameled Wire with Nanocomposite Insulating Material", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.19, No.1, pp.99-106, 2012.
- [22] 大久保: 「高電界現象論 —基礎と応用—」, オーム社, 2011.
- [23] M. Kaufhold, H. Auinger, M. Berth, J. Speck and M. Eberhardt: "Electrical Stress and Failure Mechanism of the Winding Insulation in PWM-Inverter-fed Low-Voltage Induction Motors", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.47, No.2, pp.396-402, 2000.
- [24] A. Amarir and K. Al-Haddad: "A Modeling Technique to Analyze the Impact of Inverter Supply Voltage and Cable Length on Industrial Motor-Drives", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.23, No.2, pp.753-762, 2008.
- [25] S. A. Pignari and A. Orlandi: "Long-Cable Effects on Conducted Emissions Levels", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.45, No.1, pp.43-54, 2003.
- [26] G. Antonini and A. Orlandi: "Efficient Transient Analysis of Long Lossy Shielded Cables", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol.48, No.1, pp.42-56, 2006.
- [27] N. Mutoh and M. Kanesaki: "A Suitable Method for Ecovehicles to Control Surge Voltage Occurring at Motor Terminals Connected to PWM Inverters and to Control Induced EMI Noise", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.57, No.4, pp.2089-2098, 2008.
- [28] 永田: 「インバータ駆動モータの放電・絶縁の標準的測定評価法」, TECHNO-FRONTIER 2015 第 35 回モータ技術シンポジウム, セッション 絶縁材料, 2015.
- [29] 廣瀬: 「インバータ駆動モータ絶縁に関する国際標準の最新動向」, TECHNO-FRONTIER 2015 第 35 回モータ技術シンポジウム, セッション 絶縁材料, 2015.
- [30] H. Okubo, N. Hayakawa and G. C. Montanari: "Technical Development on Partial Discharge Measurement and Electrical Insulation Techniques for Low Voltage Motors Driven by Voltage Inverters", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.14, No.6, pp.1516-1530,

2007.

- [31] International Electrotechnical Commission, IEC 60034-18-41, 2014.
- [32] 電気学会技術報告第 1218 号 : 「繰り返しインパルスにおける部分放電計測とインバータサージ絶縁」, 2011.
- [33] N. Hayakawa, F. Shimizu and H.Okubo: "Estimation of Partial Discharge Inception Voltage of Magnet Wires under Inverter Surge Voltage by Volume-Time Theory", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.19, No.2, pp.550-557, 2012.
- [34] N. Hayakawa, H. Inano and H. Okubo: "Time Variation of Partial Discharge Activity Leading to Breakdown of Magnet Wire under Repetitive Surge Voltage Application", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.15, No.6, pp.550-557, 2008.
- [35] Y. Luo, G. Wu, J. Liu, P. Wang, J. Peng and K. Cao: "PD Characteristics and Microscopic Analysis of Polyimide Film Used as Turn Insulation in Inverter-fed Motor", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.21, No.5, pp.2237-2244, 2014.
- [36] F. Guastavino and A. Dardano: "Life Tests on Twisted Pairs in Presence of Partial Discharges: Influence of the Voltage Waveform", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.19, No.1, pp.45-52, 2012.
- [37] P. Wang, A. Cavallini, G. C. Montanari and G. Wu: "Effect of Rise Time on PD Pulse Features under Repetitive Square Wave Voltages", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.20, No.1, pp.245-254, 2013.
- [38] P. Wang, A. Cavallini and G. C. Montanari: "The Influence of Repetitive Square Wave Voltage Parameters on Enameled Wire Endurance", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.21, No.3, pp.1276-1283, 2014.
- [39] E. Lindell, T. Bengtsson, J. Blennow and S. M. Gubanski: "Influence of Rise Time on Partial Discharge Extinction Voltage at Semi-square Voltage Waveforms", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.17, No.1, pp.141-148, 2010.
- [40] D. Fabiani, G. C. Montanari, A Cavallini and G. Mazzanti: "Relation Between Space Charge Accumulation and Partial Discharge Activity in Enameled Wires Under PWM-like Voltage Waveforms", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.11, No.3, pp.393-405, 2004.
- [41] J. P. Bellomo, P. Castelan and T. Lebey: "The effect of Pulsed Voltages on Dielectric Material Properties", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.6, No.1, pp.20-26, 1999.
- [42] 岡本, 加藤, 横水, 鈴置: 「部分放電発生ゆらぎを表す積分方程式の検討」, 電気学会 論文誌 A, Vol.20, No.4, pp.490-498, 2000.
- [43] 川島, 井上, 横見, 村上, 石田, 長尾: 「絶縁体/空気ギャップ複合絶縁系における直流および交流部分放電開始電圧に及ぼす表面帯電の影響」, 電気学会 論文誌 A, Vol.135, No.4, pp-235-240, 2015.
- [44] M. Fenger and G.C. Stone: "Investigations into the Effect of Humidity on Stator Winding Partial Discharges", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.12, No.2, pp.341-346, 2005.

第2章 周波数応答解析によるモータサージ電圧の推定

2.1 まえがき

インバータには、バッテリーの直流電圧を高効率でモータ駆動のための交流電圧に変換することが求められる。インバータの高効率設計で重要な点としては、低損失なパワー素子の採用と、スイッチング波形の最適化が挙げられる。一方、モータにおいては、絶縁を確保するためモータ内のコイル間最大電圧に応じ、部分放電を起こさないコイル皮膜厚を確保する必要がある。このため、インバータ出力端の電圧波形からモータ内の電圧波形を予測し設計に反映することは大変有用であり、そのためには、第1章で述べたようにケーブル部の反射モデルなどに加え、モータ内の電圧分布をモデル化する手法が必要になる。モータ内の電圧分布をモデル化する手法としては、モータ内を分布定数回路で表す手法^[1-8]や、ケーブル・モータのインピーダンスを磁界解析や周波数特性解析を用いてモデル解析する手法^[9-13]が検討されているものの、このような手法は簡易に適用することは困難であると言える。これに対し、周波数応答解析を用いてサージ電圧波形を直接計算し最大電圧を推定できれば、複雑な回路計算を必要とせずに簡易に扱える可能性がある。

そこで本章では、電気車両用モータの最大電圧を簡易に推定する手法を構築することを目的に、インバータ出力波形からモータ入力端の箇所を例にとり、電圧反射モデル、周波数演算手法について検討を行った。以下、2.2節では実機モータに生じるサージ電圧の評価結果、2.3節ではサージ電圧の発生要因についての考察、2.4節ではサージ電圧の推定手法として、ケーブルを伝達する際の周波数応答特性を用いた周波数演算の検討と検証結果について述べ、2.5節、2.6節ではサージ電圧が変動する要因の考察とまとめを行う。

2.2 実機電圧波形の評価

解析対象としたモータシステムの諸元を表 2.1 に示す。モータとインバータには解析を行うための試作品を用いた。本モータシステムを試験ベンチにて運転し、図 2.1 に示すインバータ出力端とモータ入力端における電圧波形を同種の差動プローブを用いオシロスコープにより同時に測定した。

図 2.2 は、モータ駆動時(1000 rpm, 10 Arms)の電圧波形を示す。本システムでは、インバータ出力部のサージ電圧が 530 V であるのに対し、モータの入力端では 610 V になり 80 V 上昇した。また、サージ電圧の発生後、周波数約 5 MHz の電圧振動(リングング)が発生した。なお、仮にコイル間の絶縁破壊を引き起こす部分放電の発生を無くす絶縁設計を行う場合、部分放電開始電圧の計算から、サージ電圧が 80 V 上昇すると、皮膜厚 50 μm 、皮膜比誘電率 4.0 の場合でコイル皮膜厚を約 63 μm (26 % 増加)に厚くすることが必要になり、モータサイズ的大型化やコイルコスト上昇の観点で無視できない問題となる。

2.3 電圧反射モデルを用いたモータ入力部のサージ電圧の計算

ケーブルを伝播するサージ電圧 $e(x, t)$ は、ケーブル長が無限であると仮定できる場合に式(2.1)で表される^[5]。

$$\left. \begin{aligned}
 e(x, t) &= e^{-\alpha} f(t-x/v) \quad [\text{V}] \\
 \alpha &= \frac{R_0}{2Z_R} \sqrt{\frac{\sigma+t-x/v}{t-x/v}} \quad [1/\text{m}] \\
 v &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \times 10^{-6} \quad [\text{m}/\mu\text{s}] \\
 Z_R &= \sqrt{\frac{L}{C}} \quad [\Omega] \\
 R &= R_0 \sqrt{1+\sigma\omega} \quad [\Omega/\text{m}]
 \end{aligned} \right\} \dots (2.1)$$

ここで R : ケーブルの抵抗[Ω/m], L : インダクタンス[H/m], C : 静電容量[F/m],
 R_0 : ケーブル直流抵抗[Ω/m], σ : 表皮効果係数[$\mu s/rad$], α : 減衰係数[1/m], v :
 ケーブル中のサージ伝播速度[m/ μs], Z_R : サージインピーダンス[Ω], ω : 角周波
 数[rad/ μs], $f(t)$: 波動関数[V]である。式(2.1)より、電圧反射によってモータ入
 力端に発生するサージ電圧の周波数 f_s [MHz]は電圧波がケーブルを2往復して
 1周期分となるため、ケーブル長を d [m]とおくと、式(2.2)で表される。

$$f_s = \frac{v}{4d} \quad [\text{MHz}] \quad \dots (2.2)$$

評価に用いたケーブル(線径 8 mm)のインダクタンス L は 0.3 $\mu H/m$, 静電容量
 C は 40 pF/m であった。この値から、ケーブル長 d [m]を変更したときの反射サ
 ージ周波数 f_s [MHz]を式(2.1), (2.2)から求めると、図 2.3 のようになる。ま
 た、測定したモータ入力端のリングング周波数を同図にプロットする。ケーブ
 ル長 1 m のときの反射サージ周波数は 72 MHz であるのに対し、測定値は約 5
 MHz と低い領域にある。図 2.3 に示す反射サージ(周波数 f_s)が実際に発生す
 るのは、インバータ出力端電圧の立ち上がり時間がケーブル両端間を伝播する時
 間(= d/v)よりも早い場合であり、ケーブル長 1 m の場合で 3.5 ns 以下である必要
 がある。これに対し、本システムの立ち上がり時間は図 2.2 より約 100 ns と、
 反射サージが発生する条件よりも長い。1200 V 級 IGBT におけるスイッチング
 の立ち上がり時間は速い物で 50ns 程度であり^[14]、仮にこのようなデバイスを用
 いた場合でも、反射サージ周波数の最大値(立ち上がり波形がケーブルを2往復
 する周波数)は、 $1/(50 \text{ ns} \times 4) = 5 \text{ MHz}$ が限界となることから、反射サージが発生
 するためには、図 2.3 よりケーブル長は約 15 m 以上必要になると考えられる。

また、サージ電圧はケーブルを伝播し反射した波形が重畳することで発生す
 るため、モータ入力端の電圧はリングング周波数の 1/4 周期分だけ遅れて立ち
 上がることになる。これに対し、測定結果では、インバータ出力端電圧に対す

Table 2.1 Specifications of motor system

Voltage	500 V
MAX Power	150 kW
Motor type	IPM (Interior Permanent Magnet)
Motor winding type	Distributed winding
Motor phase, pole	3 phase, 8 pole
Cable length	1 m, 3 m

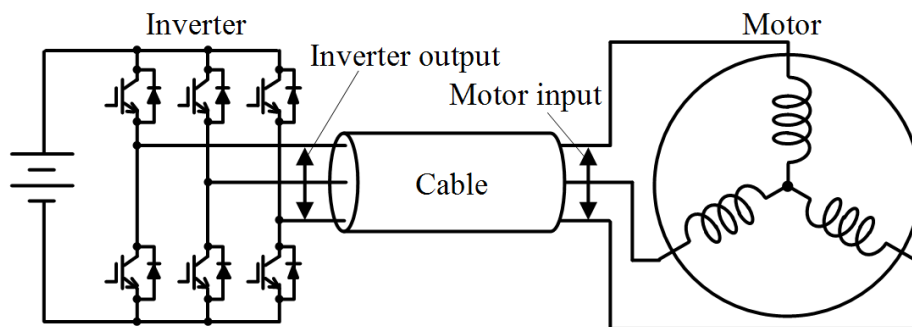


Fig. 2.1 Measurement configuration

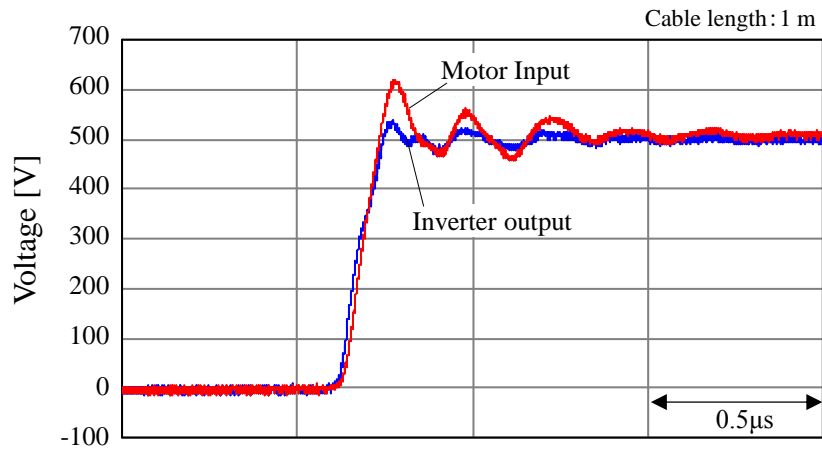


Fig. 2.2 Experimental waveforms at the inverter output terminals and the motor input terminals

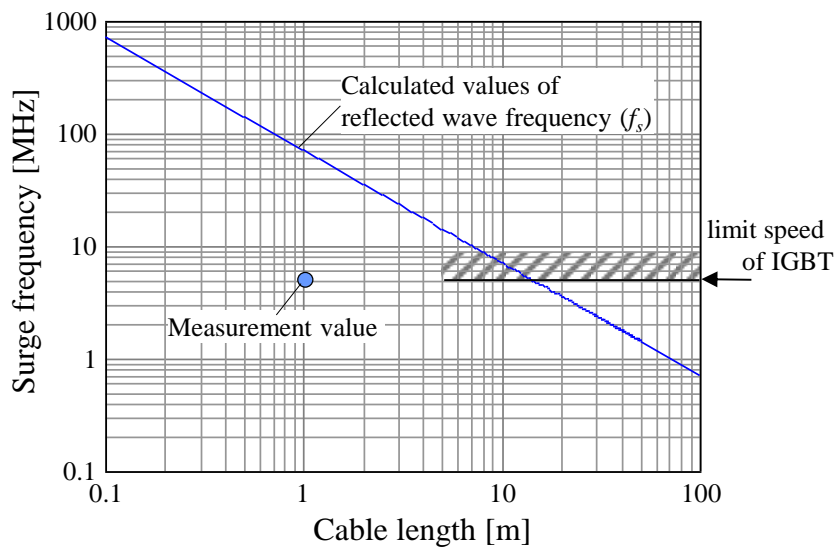


Fig. 2.3 Relationship between cable length and reflected wave frequency

るモータ入力端電圧の立ち上がりの遅れ時間(電圧の 10%位置における時間差)は図 2.2 から約 7 ns(プローブ検出誤差 : 5 ns 以下)と、リングングの 1/4 周期 50 ns に対して十分早い(遅れ時間 7 ns は伝播速度からの計算値 3.5 ns に近い)。

以上のことから、本測定システムにおいては、電圧反射がサージ電圧上昇に与える影響は小さく、ケーブルとモータのインピーダンスに起因した回路共振など、その他の要因によってサージ電圧が上昇したと考えられる。

2.4 周波数応答関数を用いたサージ電圧の推定

2.4.1 サージ電圧の計算モデル

電気回路において出力部の過渡応答を求める場合、一般にはラプラス変換が用いられるが、このためにはケーブルとモータの詳細な回路モデルが必要となる。これに対し、ケーブル入出力間の周波数応答関数を直接計測することで、周波数演算から出力部の電圧波形の計算が可能である^[11-13]。いま、図 2.4 に示すように、ケーブル入力部(インバータ出力端)における時間 t に対する電圧および周波数 f に対する周波数関数をそれぞれ $v_i(t)$, $F_i(f)$ 、同様にケーブル出力部(モータ入力端)における電圧および周波数関数をそれぞれ $v_m(t)$, $F_m(f)$ とおくと、ケーブルにおける周波数応答関数 $H_c(f)$ は次式によって表すことができる。

$$H_c(f) = \frac{F_m(f)}{F_i(f)} \quad \dots (2.3)$$

式(2.3)より、

$$F_m(f) = F_i(f) \times H_c(f) \quad \dots (2.4)$$

式(2.4)に示されるように、インバータ出力端の周波数関数 $F_i(f)$ と周波数応答関数 $H_c(f)$ を掛け合わせることでモータ入力端の周波数関数が求められる。インバータ出力端の電圧波形 $v_i(t)$ から周波数応答関数 $H_c(f)$ への変換には、測定データのようなデジタルデータを扱う場合は離散フーリエ変換によって計算で

き、またモータ入力端の周波数関数 $F_m(f)$ から電圧の時間波形 $v_m(t)$ への変換には、離散フーリエ逆変換式によって算出することができる。

2.4.2 周波数応答関数の測定

周波数応答関数 $H_c(f)$ を測定するための構成を図 2.5 に示す。シグナルジェネレータを用いケーブル入力端(インバータ出力端)に正弦波を入力し、周波数をスイープさせた際のケーブル出力端(モータ入力端)の電圧波形を測定し、入出力の振幅比(ゲイン)と位相差を求めた。モータ側の結線は、U 相がスイッチングした状態を再現するため V 相と W 相を繋ぎ、U 相-VW 相間で測定を行った。

周波数応答関数の測定結果を図 2.6 に示す。なお、ゲイン G は式(2.5)にて算出している。

$$G = 20 \log_{10} \left(\frac{v_m(t)}{v_i(t)} \right) \quad [\text{dB}] \quad \dots (2.5)$$

ゲイン特性は 0 dB 以上が増幅域を示しており、本システムではケーブル長 1 m のときで、約 2.5 MHz と 5 MHz の 2 つの周波数帯で最大 8 dB の増幅域が存在した。これは、5 MHz の正弦波を入力すると、モータ入力端では約 2.5 倍に振幅が増幅されることを示している。

2.4.3 モータ入力端波形の算出

測定したインバータ出力端の電圧波形を周波数領域に変換する手法として、高速フーリエ変換(FFT)を用いた。これは、離散フーリエ変換を用いた手法で、適用するためには入力する電圧波形が連続性を有し、標本数が偶数であることが必要である。このため、測定データ後半を電圧が立ち下がる形に加工し、さらに全体の標本数 N が 4096 点になるようにデータを間引いた。図 2.7 に変形後のインバータ出力端波形を示す。波形のサンプリング時間は 0.8 ns と、立ち上

がり時間約 100 ns に対して十分な分解能を有する。

図 2.7 に示すインバータ出力端波形から FFT 演算によって $F_i(f)$ を求め、図 2.6 の $H_c(f)$ を用いて $F_m(f)$ を計算した。その結果を逆変換してモータ入力端の時間波形 $v_m(t)$ を計算した結果を図 2.8 に示す。演算波形にリングングが発生しているが、これは、FFT 演算を行う際に繰り返し波形として扱われるため、入力波形の立下り部で発生するリングングが影響したものと考えられる。同様の計算を、さらに IGBT のゲート駆動回路定数を変更することでインバータ出力端の波形を変更した場合について行い、各測定値(1000 rpm/ 10 Arms)と比較した結果を図 2.9, 図 2.10 にそれぞれ示す。各条件とも、特に立ち上がりピーク付近の波形はよく一致しており、本手法によってサージ電圧の推定が可能と考えられる。なお、リングング後半の波形に誤差が認められるが、これは実駆動時と周波数応答関数の測定時(モータ停止時)でモータインピーダンス変化や測定プローブの内部インピーダンス等に起因して、周波数応答関数ゲインがピークとなる周波数に誤差が生じたためと考えられる。ゲインピーク周波数に誤差が生じた場合、波形の立ち上がりから時間が経過するほど実波形と演算波形との間で振動の位相差が開き波形が異なってくる。ただし、今回の評価対象としているサージ電圧の最大値は、図 2.9, 図 2.10 に示される様に、波形の立ち上がりから 1 番目のピークタイミングで発生することから、ゲインピーク周波数誤差の影響は小さいと考えられる。なお、本件について改良検討を行った結果、プローブの静電容量を低下することで波形の誤差が改善することを確認している。

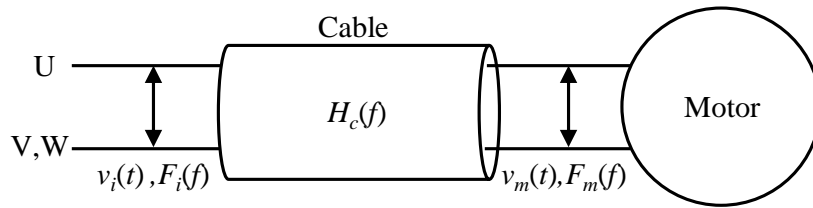


Fig. 2.4 Calculated model

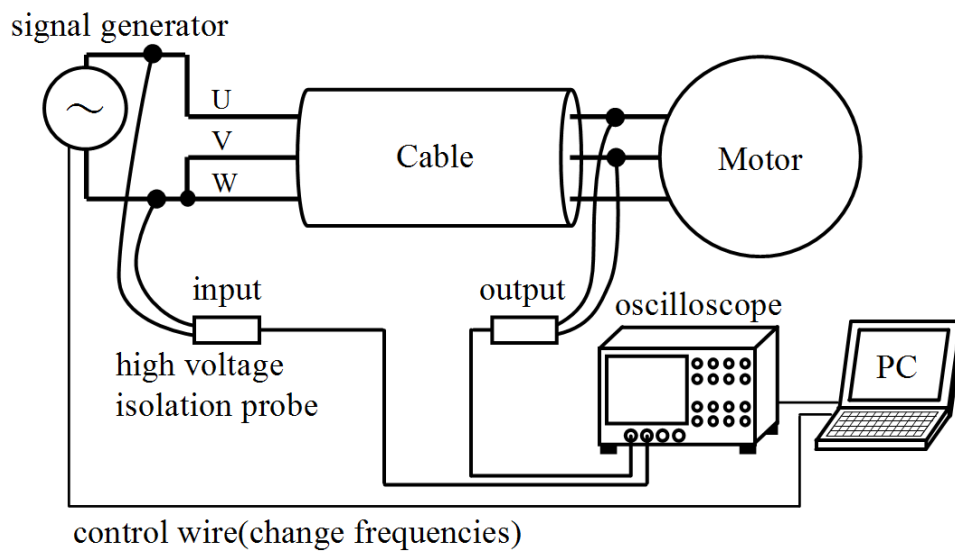
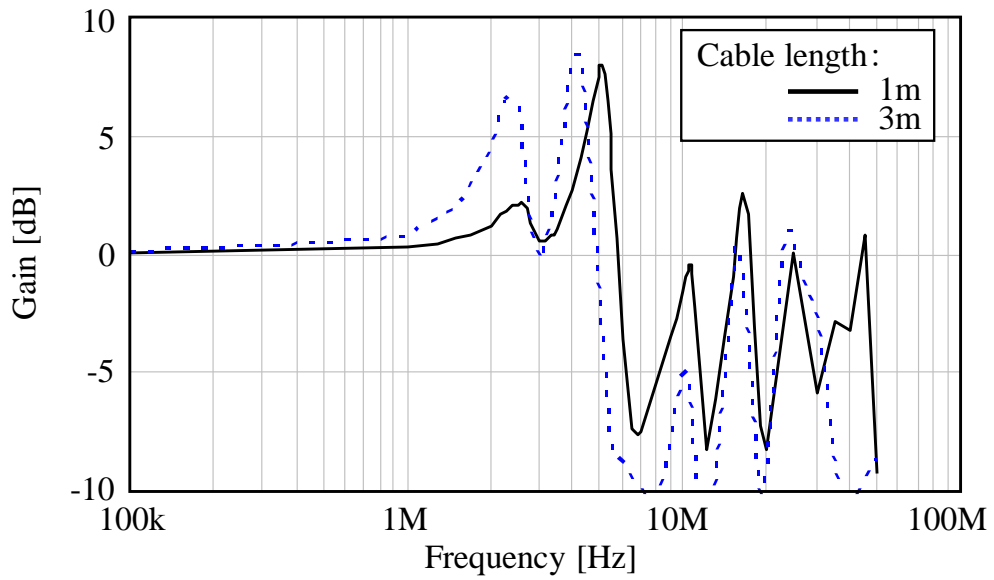
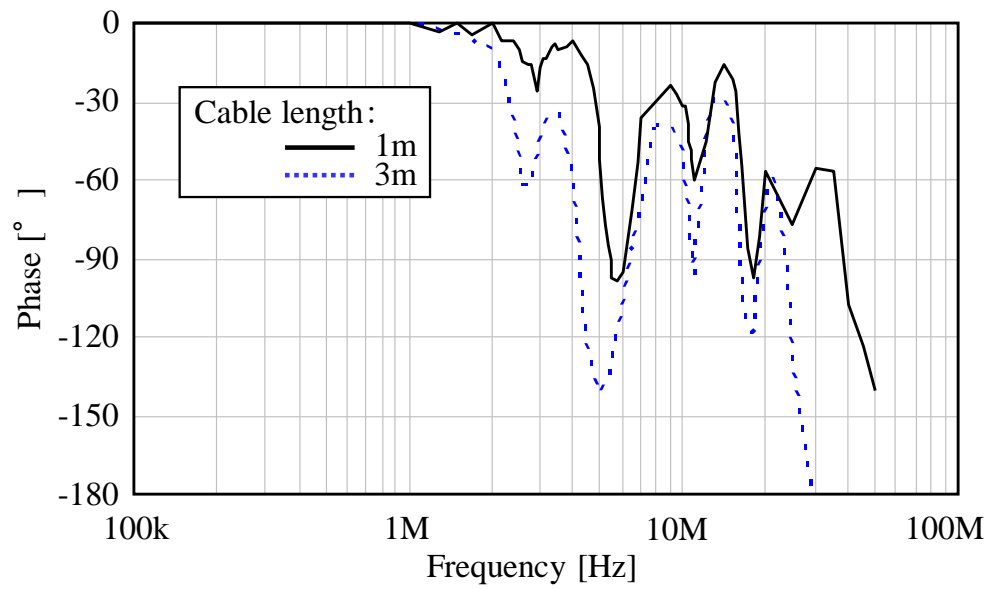


Fig. 2.5 Configuration for measuring transfer characteristics



(a)Gain



(b)Phase

Fig. 2.6 Result of a measurement of transfer characteristics

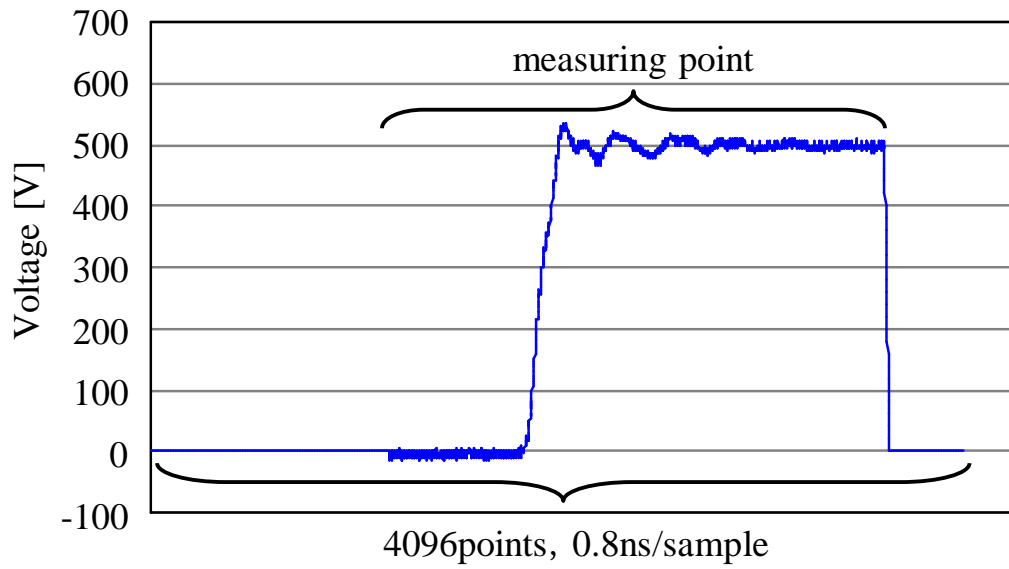


Fig. 2.7 Transformation of the input waveform

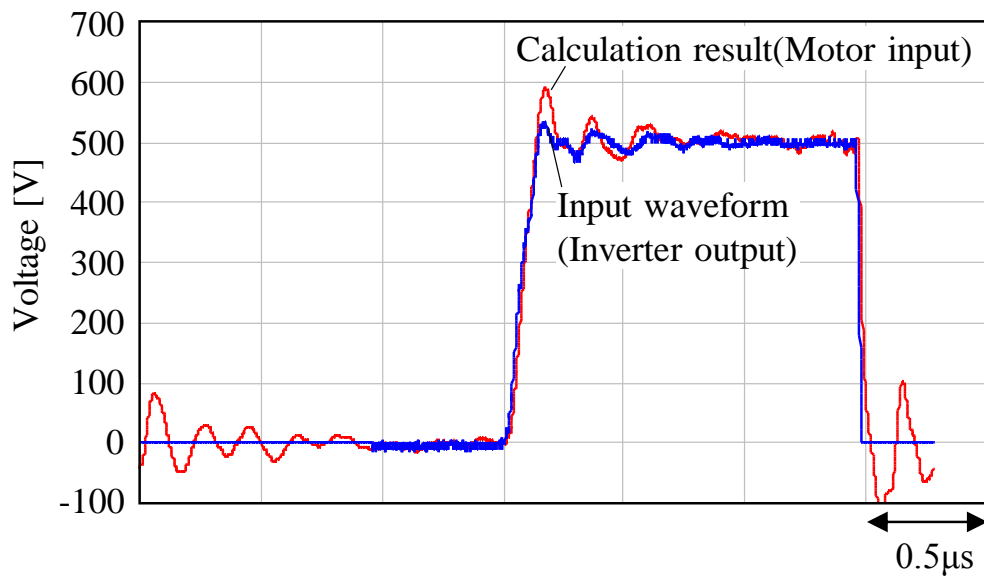


Fig. 2.8 Calculation result of the motor input waveform

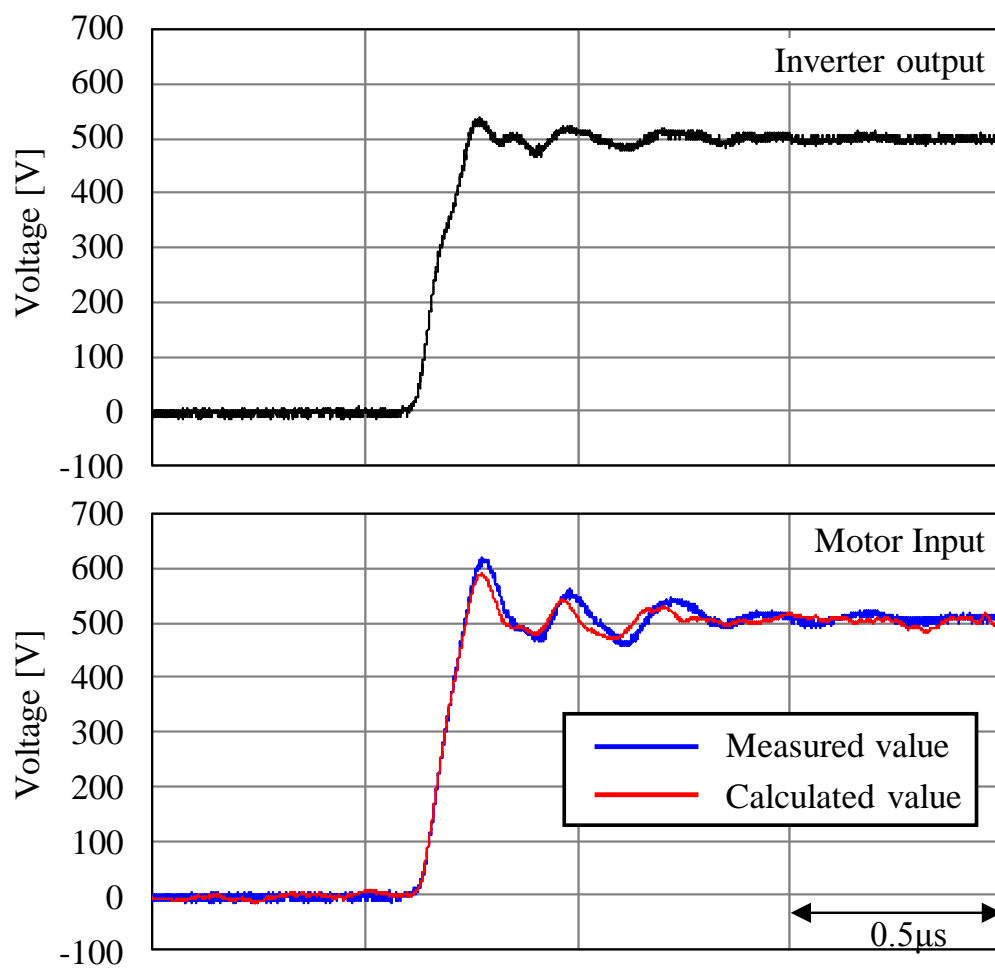


Fig. 2.9 Comparison of measured value and calculated value
(Cable length 1m, waveform A)

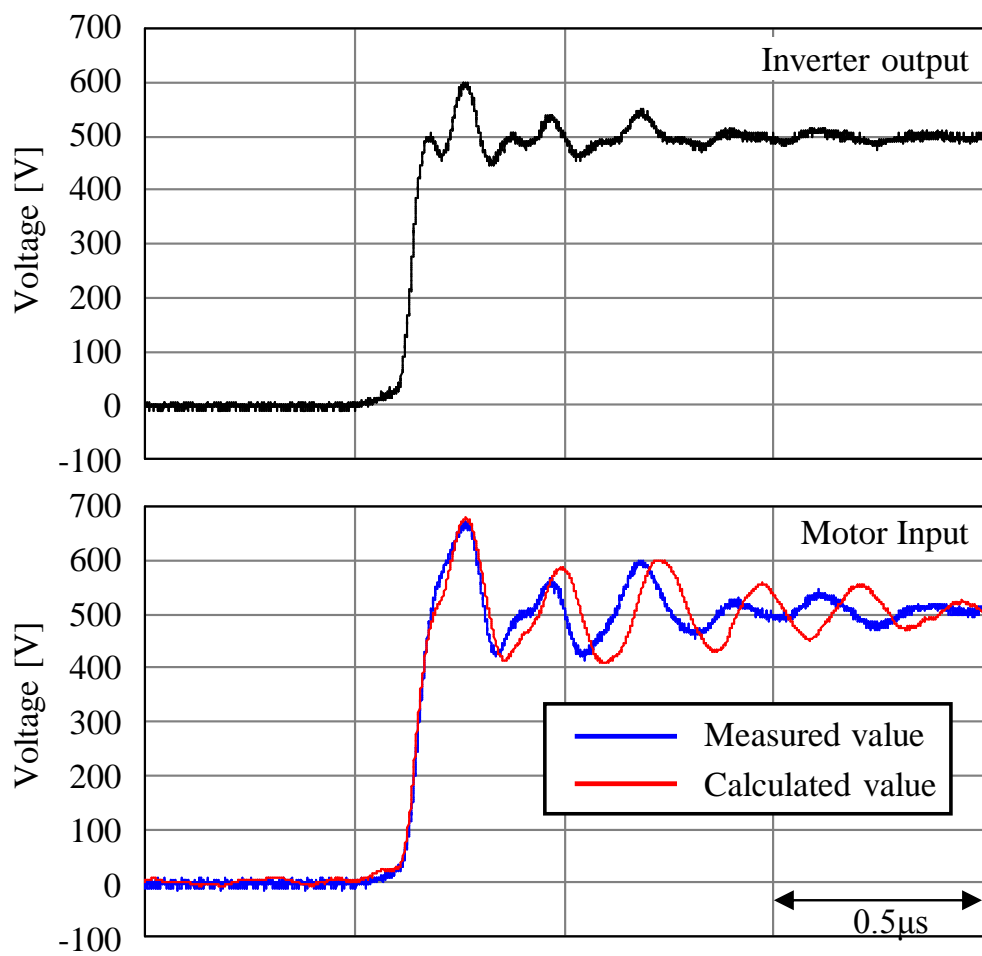


Fig. 2.10 Comparison of measured value and calculated value
(Cable length 1m, waveform B)

2.5 モータ入力部におけるサージ電圧の変動要因

図 2.2 に示すケーブル前後の電圧測定波形を FFT 変換したときの周波数成分と、ケーブルにおける周波数応答関数のゲインを図 2.11 に示す。モータ入力端電圧の周波数成分は、インバータ出力端波形の周波数成分のうち、周波数応答関数のゲインが増幅する周波数域(約 1.5 MHz~6 MHz)で増加している。このことから、モータ入力端には周波数応答関数のゲインが増幅域(0 dB 以上)となる一定の周波数でサージやリングングが発生し、サージ電圧の増幅量はゲインピーク値が大きいほど高くなるといえる。一方、インバータ出力端波形の周波数成分は、高周波になるほど減衰することから、サージ電圧の増幅量は、周波数応答関数のゲインピーク周波数が低いほど高くなるといえる。

この周波数応答関数の特性は、ケーブルとモータのインピーダンスによって決まると考えられるが、モータインピーダンスは主にコイルのインダクタンス(自己・相互インダクタンス)やコイル間やコア間の静電容量, 抵抗分(鉄損, 銅損)から成る分布定数回路モデルで表される。また、コイルインダクタンスについてはロータ角が変わると変化するため、周波数応答関数も変化することが考えられる。図 2.12 は、ロータ電気角を 60°間隔で変更した際の 1 kHz におけるインダクタンスの最大値に対する比率を示す。また、ロータ位置を変更し、周波数応答関数を測定した結果を図 2.13 に示す。周波数応答関数のピーク値はインダクタンスが最大ときに最も高く、その差は 1 dB 程度であった。ロータ角変更時のインダクタンス変化(図 2.12)に対して周波数応答関数のゲイン変動量(図 2.13)が小さいのは、共振経路がモータコイルの中を通らず入力端付近の浮遊容量を介すためと考えられる。なお、本論文ではサージ電圧の増幅が最も大きくなる、周波数応答関数のゲインピーク値が最大となる条件で評価を行った。

周波数応答関数に影響を与えるその他の要因として、電流の影響などが考えられる。今回の測定では 5 V の正弦波によって周波数応答関数の評価を行った

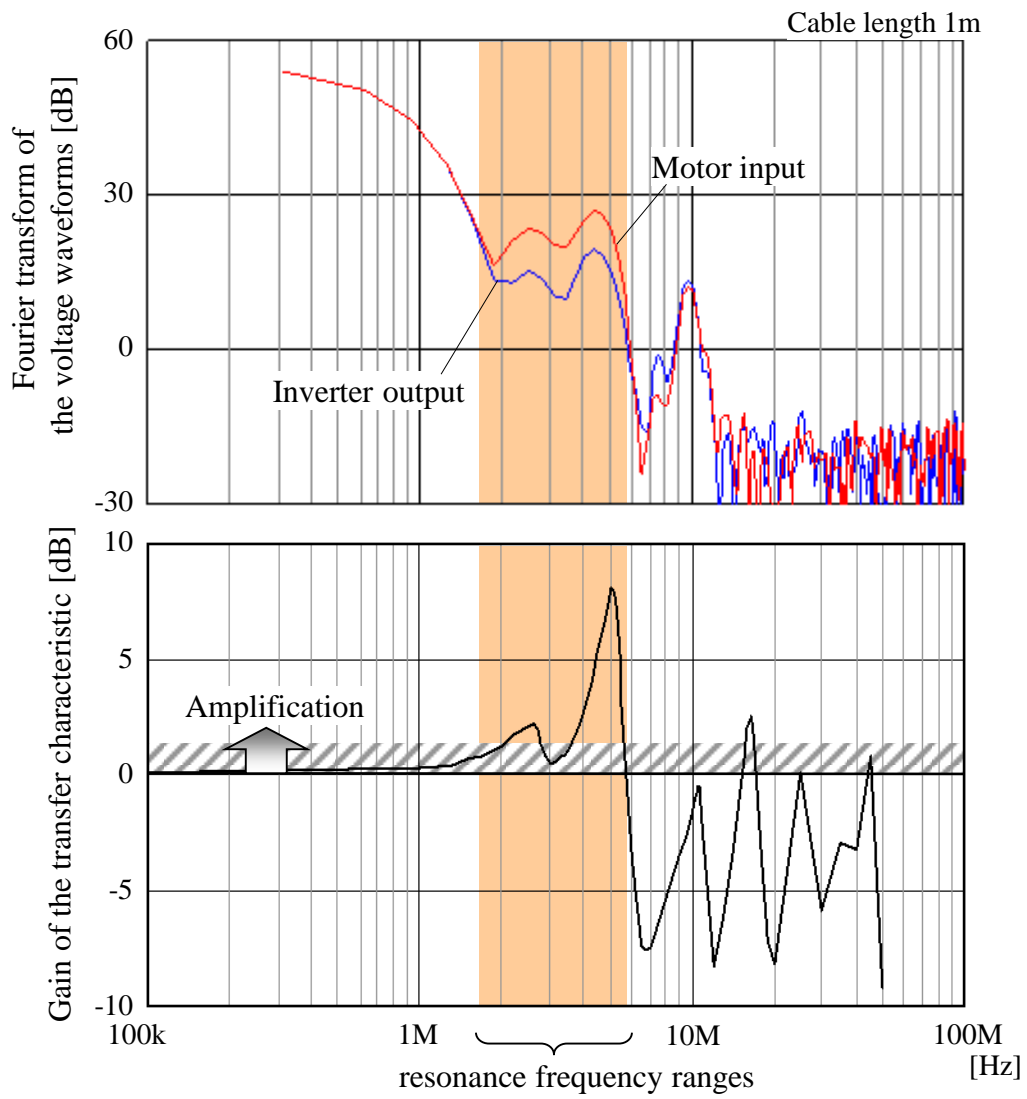


Fig. 2.11 Comparison of gain characteristics

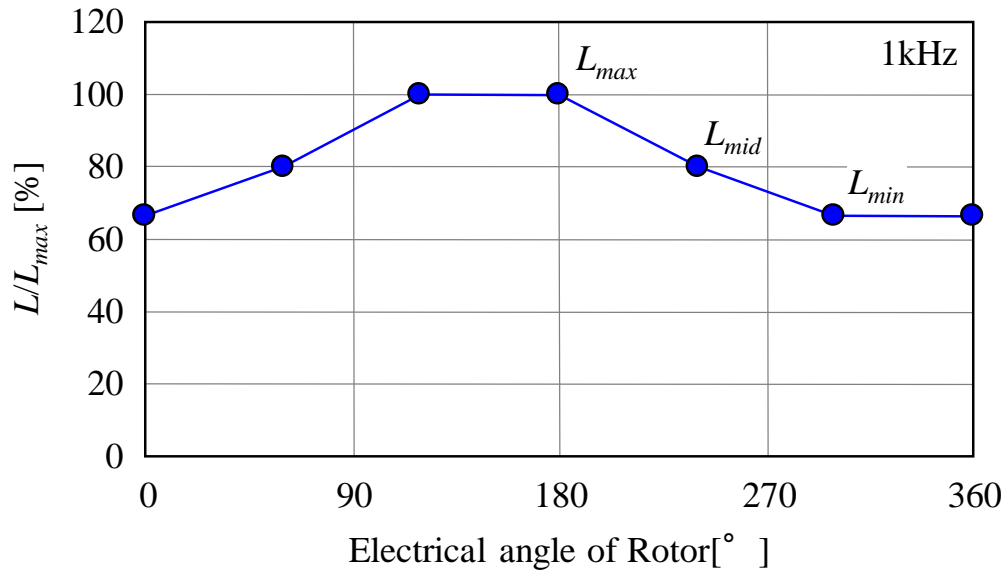


Fig. 2.12 Ratio of coil inductance to its maximum value on changing the rotor angle

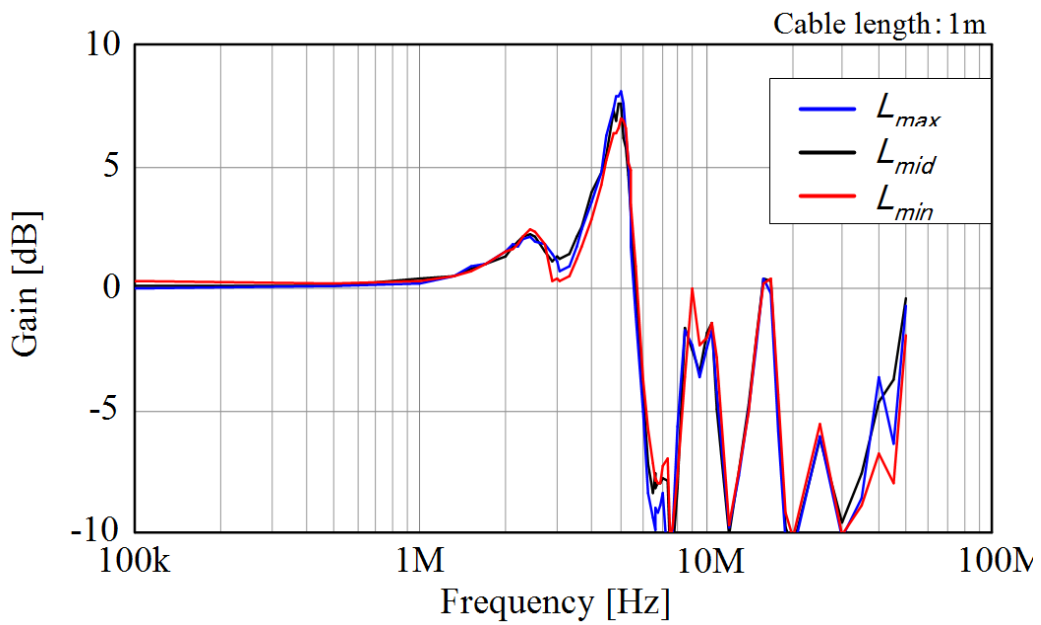


Fig. 2.13 Transfer characteristics for different rotor angles

ため電流は数アンペアであったのに対し、電気車両では条件によって 100 A 以上流れることがある。この場合は、コイル磁場などの特性が変わり、モータ内のインピーダンスが変化すると考えられる^[15]。このため、大電流に対する評価が必要な場合は、測定時の電流を増やすなどの検討が必要になると考えられる。

2.6 まとめ

本章では、電気車両の駆動用モータにおいて、インバータ出力端からモータ入力端の電圧波形を簡易に計算する手法について検討し、以下の知見を得た。

- (1) インバータ出力端における電圧波形の周波数成分とケーブルの電圧周波数応答関数との周波数演算から、モータ入力端における電圧波形の計算が可能である。
- (2) ケーブル周波数応答関数の増幅域を高周波側に移し、ゲインピークを下げることで、スイッチングの高速化やモータ入力端電圧の低減が可能になる。

本手法は、任意のインバータ出力波形からモータ入力端のサージ電圧を推定する際に有効である。

第 2 章の参考文献

- [1] C. Petrarca, A. Maffucci, V. Tucci and M. Vitelli: "Analysis of the Voltage Distribution in a Motor Stator Winding Subjected to Steep-Fronted Surge Voltages by Means of a Multiconductor Lossy Transmission Line Model", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.19, No.1, pp.7-17, 2004.
- [2] H. A. Toliyat, G. Suresh and A. bur: "Estimation of voltage distribution on the Inverter Fed Random Wound Induction Motor Windings Supplied through Feeder Cable", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.14, No.4, pp.976-981, 1999.
- [3] T. Kang, J. Hong, S. B. Lee, Y. Yoon, D. Hwang and D. Kang: "The Influence of the Rotor on Surge PD Testing of Low Voltage AC Motor Stator Windings", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.20, No.3, pp.762-769, 2013.
- [4] J. C. Mikulovic and M. S. Savic: "Calculation of Transients in Transformer Winding and

- Determination of Winding Parameters", *Electrical engineering*, Vol.89, iss.2, pp.65-72, 2007.
- [5] 森安, 奥山 : 「PWM インバータのサージ伝搬と電動機電圧」, *電学論 D*, Vol.119, No.4, pp.508-514, 1999.
- [6] 一杉, 森安 : 「端子コイルの巻き数低減誘導電動機の特性」, *電学論 D*, Vol.122, No.1, pp.22-28, 2002.
- [7] 一杉, 森安, 小原 : 「PWM インバータ駆動電動機の巻線内電圧分布」, *電学論 D*, Vol.122, No.7, pp.714-721, 2002.
- [8] P. Bidan, T. Lebey, G. Montseny, G. Neacsu and J. Saint-Michel: "Transient Voltage Distribution in Inverter Fed Motor Windings: Experimental Study and Modeling", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.16, No.1, pp.92-100, 2001.
- [9] D. Clerici, F. D. Torre and A. P. Morando: "A Form-Wound Induction Machine Model for the Study of Three-Phase Surge Propagation", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol.19, No.1, pp.7-17, 2004.
- [10] J. M. Martinez-Tarifa, H. Amaris-Duarte and J. Sanz-Feito: "Frequency-Domain Model for Calculation of Voltage Distribution Through Random Wound Coils and Its Interaction With Stray Capacitances", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol.23, No.3, pp.742-751, 2008.
- [11] L. Wang, C. N. Ho, F. Canals and J. Jatskevich: "High-Frequency Modeling of the Long-Cable-Fed Induction Motor Drive System Using TLM Approach for Predicting Overvoltage Transients", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.25, No.10, pp.2653-2664, 2010.
- [12] M. Melfi, A. M. J. Sung, S. Bell and G. L. Skibinski: "Effect of Surge Voltage Risetime on the Insulation of Low-Voltage Machines Fed by PWM Converters", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.34, No.4, pp.766-775, 1998.
- [13] 松浦, 野田, 長岡, 雨谷 : 「周波数依存効果を考慮した線路サージ簡略計算法」, *電学論 B*, Vol.116, No.6, pp.706-711, 1996.
- [14] S. Castagno, R. D. Curry and E. Loree: "Analysis and Comparison of a Fast Turn-On Series IGBT Stack and High-Voltage-Rated Commercial IGBTs", *IEEE Trans. on Plasma Science*, Vol.34, No.5, pp.1692-1696, 2006.
- [15] J. Im, W. Kim, K. Kim, C. Jin, J. Choi and J. Lee: "Inductance Calculation Method of Synchronous Reluctance Motor Including Iron Loss and Cross Magnetic Saturation", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol.45, No.6, pp.2803-2806, 2009.

第3章 モータサージ電圧の抑制

3.1 まえがき

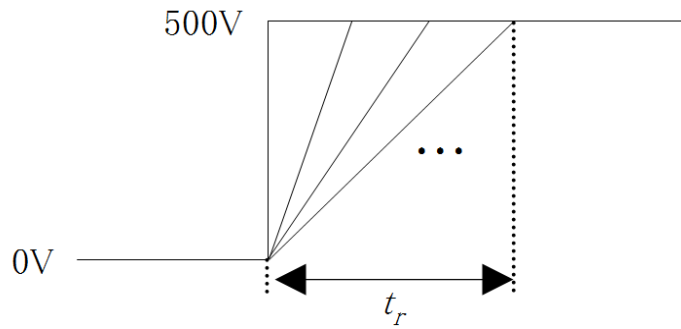
第2章では、インバータ出力部のスイッチング波形と2点間の周波数応答関数からモータ入力部の最大電圧を算出する手法を示すと同時に、モータ入力部の最大電圧は、ケーブルとモータインピーダンス特性で決まる周波数応答関数のゲインピーク値とその周波数に影響を受けることを示した。このため、モータ入力部の最大電圧を抑制するためには、ケーブル長やモータの仕様を変更することが有効と考えられるが、これらの要素はシステムの仕様から決定される場合が多く、これらの要素だけでサージ電圧を抑制するには限界がある。これに対し、ケーブル部にフィルタを設置する手法やスイッチング波形の最適化などはシステムの仕様が決まった後でも用いることができる。このうち、フィルタについては、ケーブル間にインピーダンス素子やアレスタなどを設置する方式^[1-4]やサージ電圧の反射を利用して抑制する手法^[5-7]等が従来から研究されているものの、設置のためのスペースやコスト増大といった課題がある。これに対し、インバータ出力波形の変更はコスト増大を招かないため、インバータの損失抑制と両立するように最適化が出来れば有効な手段となり得る。

インバータのスイッチング波形は、ゲート駆動回路を調整することで変更することができ^[8,9]、従来は実機を用いた評価によって主にスイッチング速度の最適化が図られてきたが^[10]、スイッチングの速度だけでなく、波形を最適化できれば、モータ入力部の最大電圧をさらに抑制できる可能性がある。そこで、本章ではインバータ出力電圧の立ち上がり時間に対するモータ入力電圧の特性を解析すると共に、スイッチング時の波形にも検討を加え、モータ入力部のサージ電圧を抑制する手法について解析を行う。

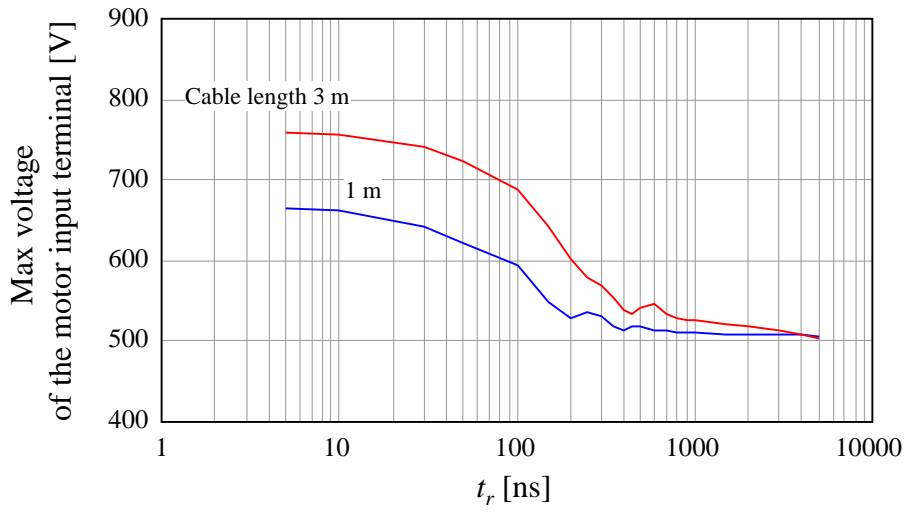
3.2 モータ入力部におけるサージ電圧の抑制手法

第2章で示したFFT演算を用いた電圧波形の推定手法は、周波数応答関数を測定することで、任意のインバータ出力端電圧波形に対してモータ入力端の電圧波形を算出することができる。図3.1は、ケーブル長が1m, 3mそれぞれの場合について、インバータ出力端電圧波形を(a)に示すように立ち上がり速度を直線形状で変更し、モータ入力端の最大電圧を計算した結果を示す。この図において、スイッチングの立ち上がり時間 t_r は、電圧の0%から100%に変化するまでの時間とする。モータ入力端の最大電圧は、インバータスイッチングの立ち上がり時間 t_r がある値よりも短くなると急激に上昇し、 t_r が十分短い領域では一定値に飽和する。これは、 t_r が短くなると、スイッチング波形の周波数成分が周波数応答関数のゲインが増幅する周波数域に重なることで最大電圧が急激に上昇し、また t_r が十分短い条件ではスイッチング波形のゲイン増幅域における周波数成分が飽和することで最大電圧が一定になるためと考えられる(図3.2)。ケーブル長3mにおいて、モータ入力端電圧が上昇する立ち上がり時間 t_r が1mよりも長く飽和値が高いのは、周波数応答関数ゲイン(図2.6)の増幅する周波数域が低くピーク値が高いためと考えられる。

以上の解析結果から、モータ入力端のサージ電圧を抑制するためには、周波数応答関数の増幅域を高周波側に移動するかゲインピーク値を低減することが有効であり、また、スイッチング波形については、スイッチングの立ち上がり時間 t_r をモータ入力端電圧の急増点に調整することで、モータ入力端の最大電圧抑制とインバータのスイッチング損失抑制の両立を図ることが可能である。



(a) Input waveform



(b) Calculation result

Fig. 3.1 Influence of the switching rise time

3.3 モータ入力部のサージ電圧を抑制するインバータ出力波形

その他の低減手法として、スイッチング波形を変形させる手法が考えられる。モータ入力端にサージ電圧を発生させないスイッチング波形は、周波数演算を逆方向に行うことで求めることができる。式(2.3)より $F_i(f)$ について変換すると次式となる。

$$F_i(f) = \frac{F_m(f)}{H_c(f)} \quad \dots (3.1)$$

いま、モータ入力端に図 3.3 の青線に示すような電圧が現れるとしたとき、式(3.1)および FFT 演算からインバータ出力端電圧について計算した結果を同図赤線に示す。つまり、インバータ出力端の電圧波形を図 3.3 赤線の形にすることで、モータ入力端にサージ電圧を全く発生させないことができる。これまで評価したように、モータ入力端には周波数応答関数ゲインが高い特定周波数のサージ電圧が発生する。図 3.3 に示す波形は、電圧の立ち上がりにおいて逆位相の振動を与えることでサージやリングングをキャンセルする形となっている。実際のインバータにおいてこのような波形を正確に作り出すことは困難であるが、次節に示すプレススイッチングによって特定周波数成分のキャンセルが可能と考えられる。

3.4 プレススイッチングによるサージ電圧の低減

3.4.1 プレススイッチングによるサージ電圧低減の考え方

図 3.4 は、スイッチングの前にパルス幅の短いプレススイッチングを行ったときの波形を模式的に示したもので、プレ・メインそれぞれのスイッチングによってモータ入力端には一定周期のリングングが発生し、モータ入力端の電圧は、2つの波形の合計で示される。このとき、互いのリングング位相が 180° ずれるようにパルス間隔 t_{delay} を調整することで、リングングの振幅がキャンセルされ、

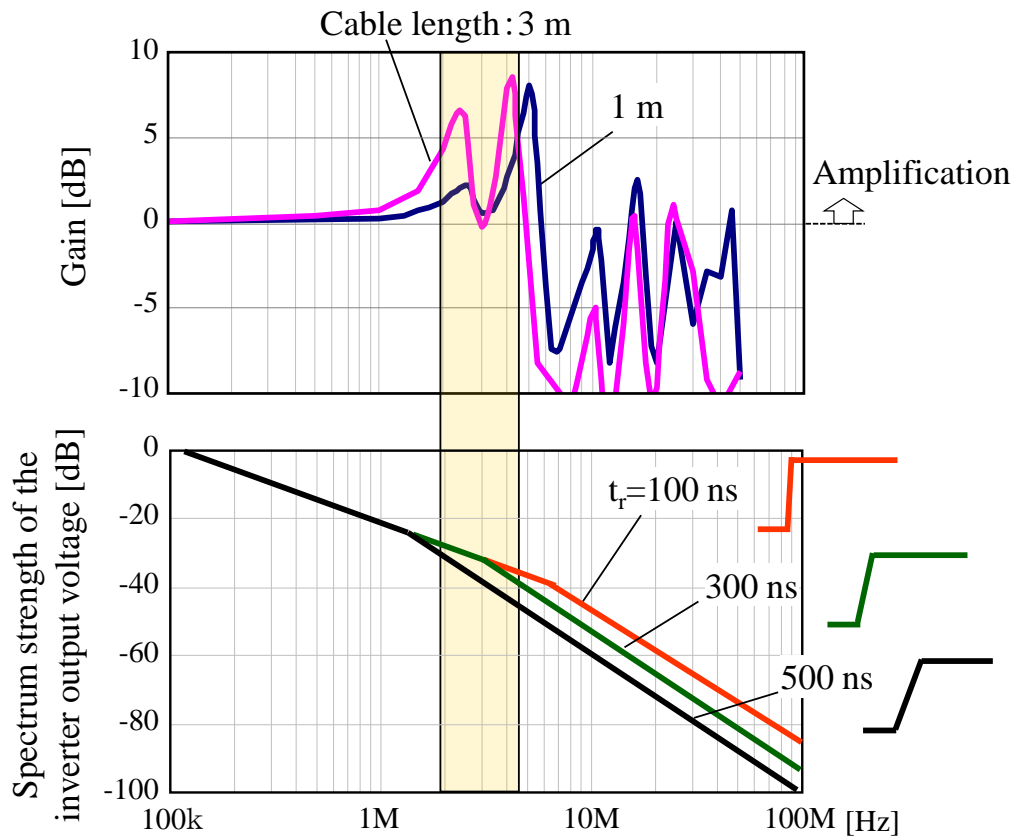


Fig. 3.2 Relationship between gain of transfer characteristics and spectrum strength of the inverter output voltage for rise time 100 ns, 300 ns and 500 ns

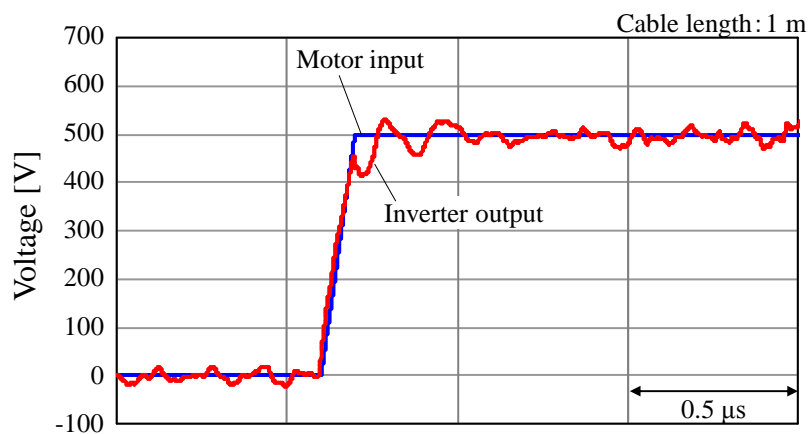


Fig. 3.3 Calculated waveform without surge

サージ電圧の上昇を抑制できると考えられる。ただし、実際の周波数応答関数には複数の周波数に増幅域があるため、条件によっては波形にひずみが発生し、振幅のキャンセル効果が異なると考えられる。

3.4.2 プレスイッチングの効果検証

図 3.5 は、測定した周波数応答関数(図 2.6)において、ケーブル長 1m, 3m、スイッチング条件 $t_r=20$ ns, $t_f=20$ ns, $t_d=40$ ns (t_r : 立ち上がり, t_f : 立ち下り時間, t_d : プレ on 時間)とし、プレとメインのスイッチング間隔 t_{delay} を変更したときのモータ入力端の最大電圧、およびプレスイッチングが無いシングルパルス時の最大電圧についてそれぞれ計算した結果を示す。モータ入力端の最大電圧は、プレスイッチングが無い場合に比べ、 t_{delay} が約 200ns の周期で約 100V の低下から約 150V の上昇を繰り返して変動した。図 3.6～図 3.8 は、このときのモータ入力端の最大電圧が低下および上昇する際の電圧波形を示す。プレスイッチングによってリングング波形が生じ、これがメインスイッチングと重なり複雑な振動波形が形成されるが、適切なプレ放電条件を行うことで、サージ電圧のピークが抑制されていることが分かる。

以上の様に、 t_{delay} が約 200ns の周期で増減するのは、増幅ゲインが約 5MHz で最も高く、主にこの周期(約 200ns)で発生するリングングが互いに位相を変えて重畳するためと考えられる。このようなプレスイッチングによる低減手法は、スイッチング速度を極限まで高速化した場合でも効果が得られ、今後の新素子(SiC, GaN 系など)が実用化された際にも適用できる可能性がある。また、サージ電圧の低減はコイル皮膜等で発生する誘電損の低減に対しても効果が期待できる。ただし、本手法を実用化するためには、プレとメインを連続してスイッチングを行うためのデッドタイムの大幅な短縮や電流ひずみの有無などといった懸念事項の検証と対策が必要であると考えられる。

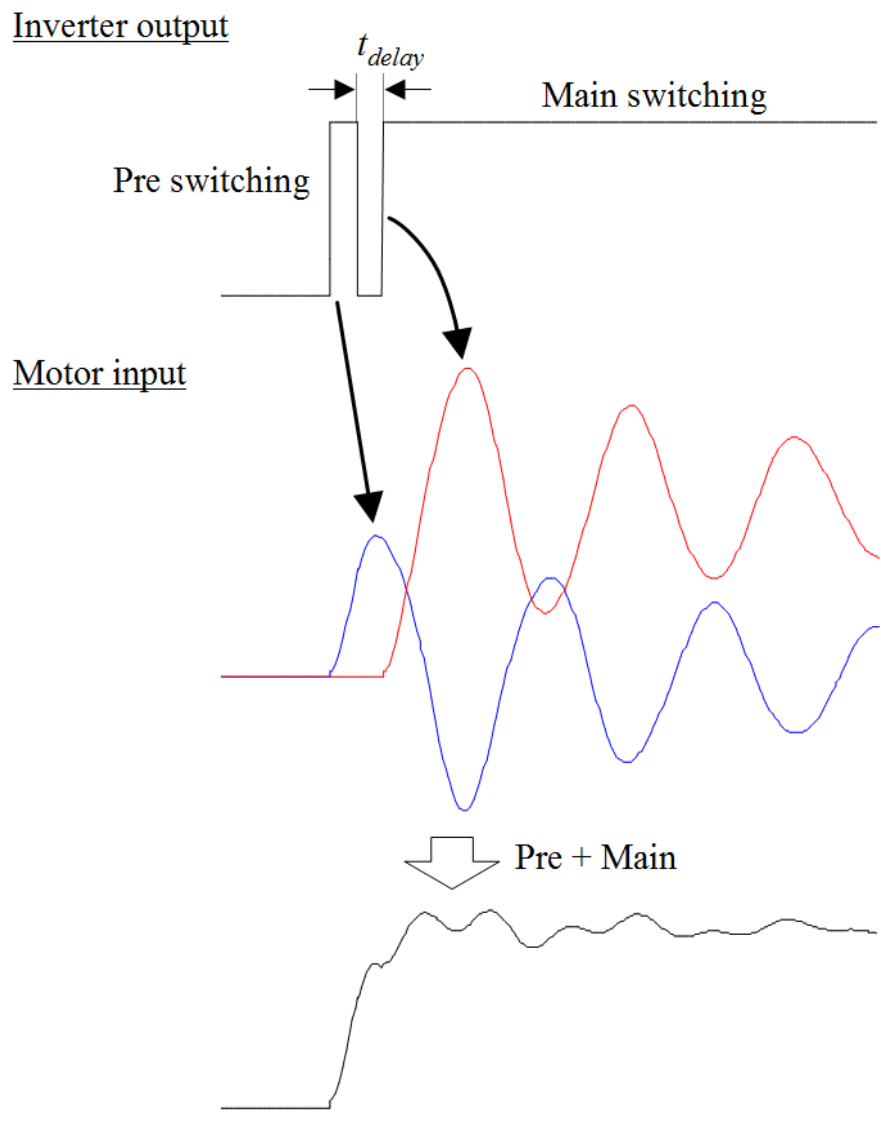
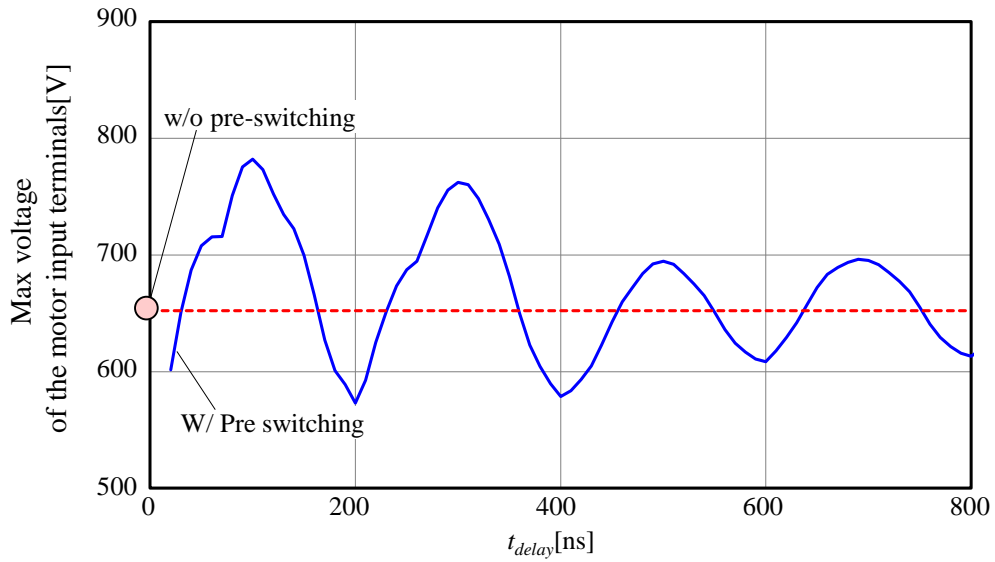
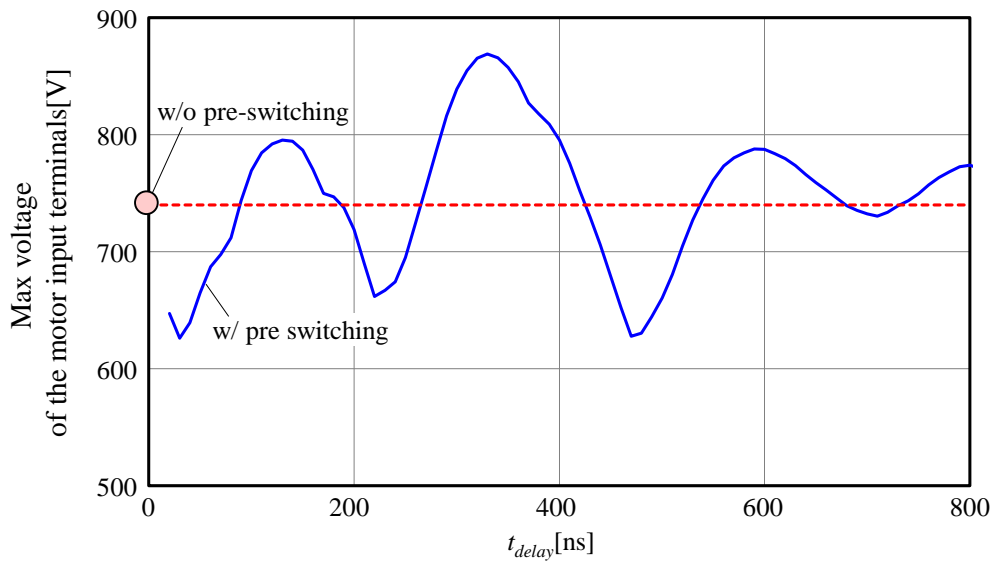


Fig. 3.4 Effect of pre-switching

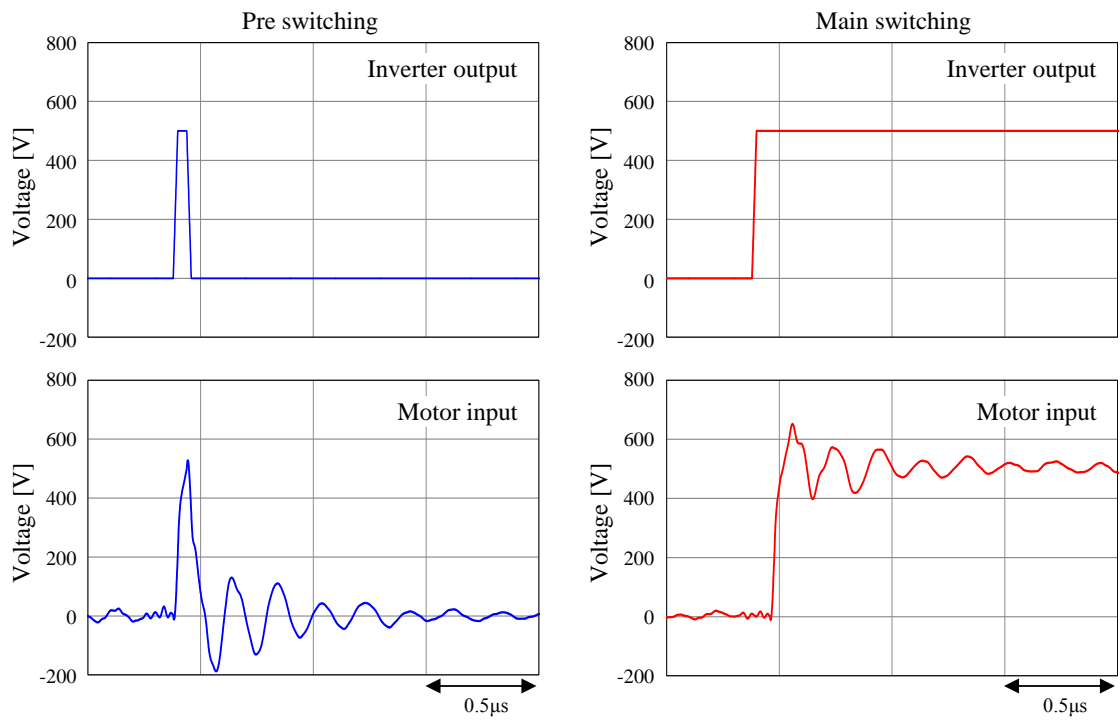


(a) Cable length 1m

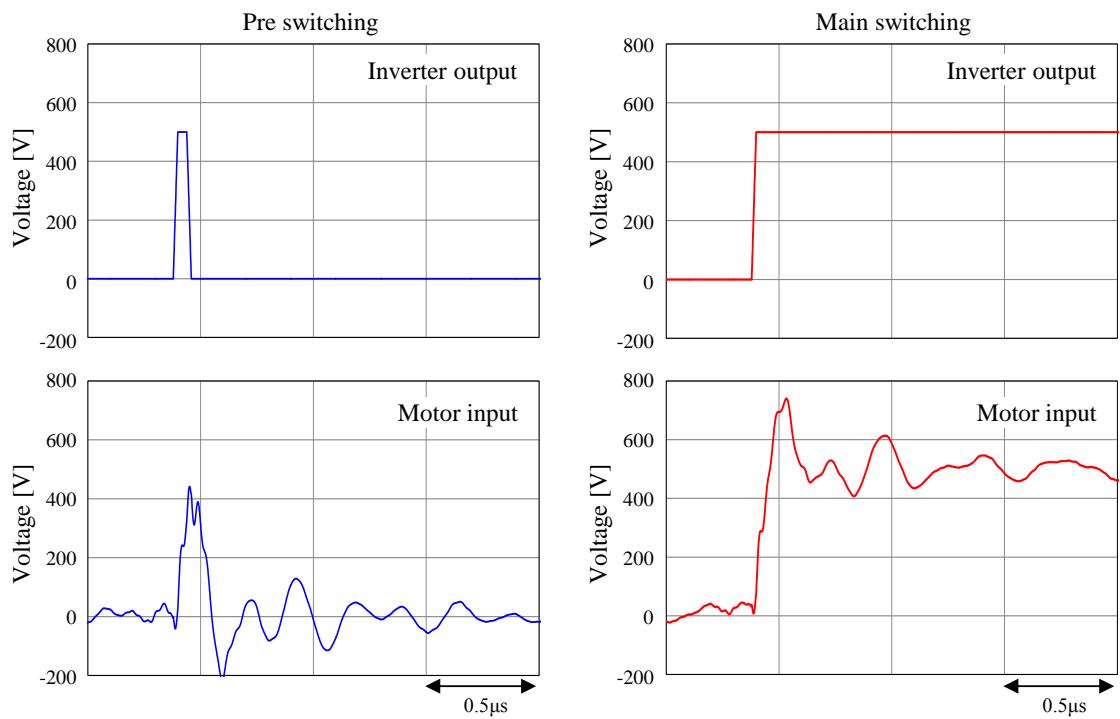


(b) Cable length 3m

Fig. 3.5 Relationships between t_{delay} and max voltage of the motor input terminals
(Calculated)



(a) Cable length 1m



(b) Cable length 3m

Fig. 3.6 Voltage waveforms of Pre and Main switching ($t_r = 20$ ns, $t_f = 20$ ns, $t_d = 40$ ns)

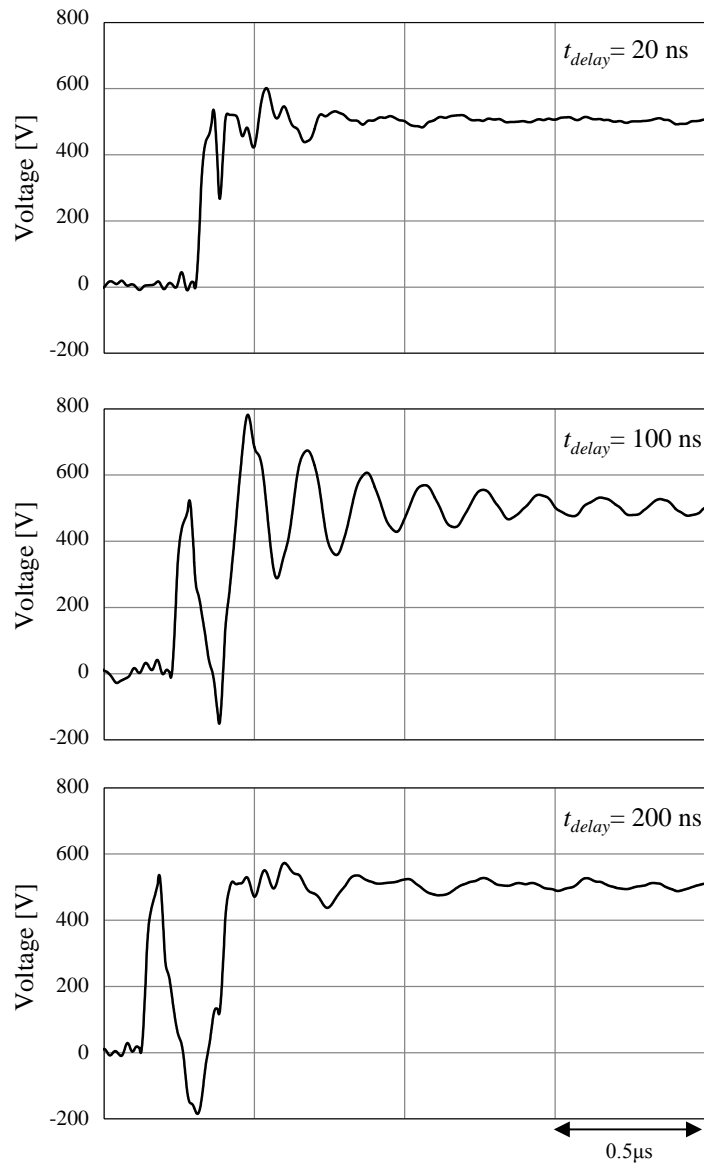


Fig. 3.7 Calculation results of motor input voltage waveform for each t_{delay}
(Cable length 1m, $t_r = 20 \text{ ns}$, $t_f = 20 \text{ ns}$, $t_d = 40 \text{ ns}$)

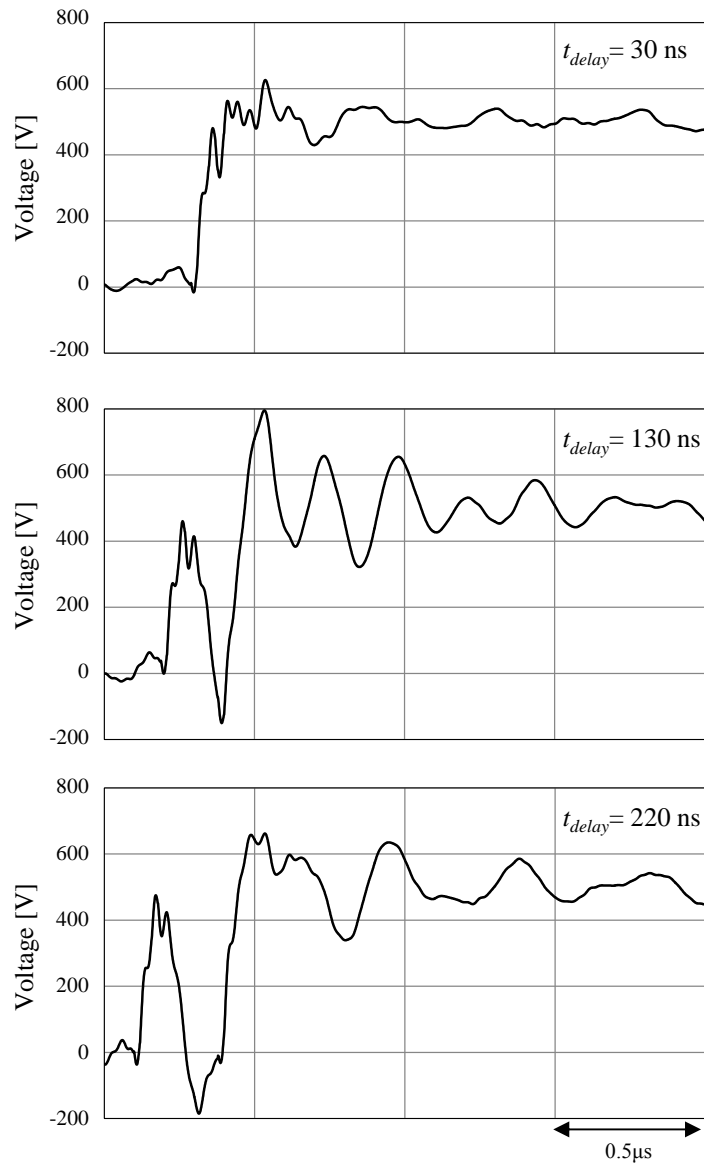


Fig. 3.8 Calculation results of motor input voltage waveform for each t_{delay}
(Cable length 3m, $t_r=20\text{ns}$, $t_f=20\text{ns}$)

3.5 まとめ

本章では、電気車両の駆動用モータにおいて、モータ入力端のサージ電圧を抑制する手法について検討を行い、以下の知見を得た。

- (1) インバータ出力端の立ち上がり時間を短くしていくと、モータ入力端の電圧は、スイッチング波形の周波数成分がケーブル周波数応答関数の増幅域にかかる条件で急激に上昇する。スイッチングの高速化とサージ電圧の抑制を両立するためには、インバータ出力端の立ち上がり時間をこの増幅点に調整することが効果的である。
- (2) プレスイッチングによりモータ入力端のリングングをキャンセルし、最大電圧を抑制できる。

今後の課題としては、周波数応答関数ゲインを低下するためのモータ構造の研究や、プレスイッチングを実現するためのデッドタイム短縮や制御方法の開発などが挙げられる。

第3章の参考文献

- [1] A. Aoki, K. Satoh and A. Nabae: "Damping Circuit to Suppress Motor Terminal Overvoltage and Ringing in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems with Long Motor Leads", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.35, No.5, pp.1014-1020, 1999.
- [2] 松村, 赤木:「ロングケーブルを使用したモータ駆動システムのモデリングとフィルタの設計法」, 電学論 D, Vol.129, No.8, pp.844-851, 2009.
- [3] T. Henriksen, B. Gustavsen, G. Balog and U. Baur: "Maximum Lightning Overvoltage Along a Cable Protected by Surge Arresters", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.20, No.2, pp.859-866, 2005.
- [4] 金:「モータ端子サージ電圧抑制用低損失スナバ」, 電学論 D, Vol.123, No.8, pp.918-925, 2003.
- [5] T. Shimizu, M. Saito, M. Nakamura and T. Miyazaki: "A Motor Surge Voltage Suppression Method With Surge Energy Regeneration", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.27, No.7, pp.3434-3443, 2012.
- [6] J. A. Martinez and F. Gonzalez-Molina: "Surge Protection of Underground Distribution Cables", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.15, No.2, pp.756-763, 2000.
- [7] S. Lee and K. Nam: "Overvoltage Suppression Filter Design Methods Based on Voltage

- Reflection Theory", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.19, No.2, pp.264-271, 2004.
- [8] Z. Xu, D. Jiang, M. Li, P. Ning, F. Wang and Z. Liang: "Development of Si IGBT Phase-Leg Modules for Operation at 200 °C in Hybrid Electric Vehicle Applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.28, No.12, pp.5557-5567, 2013.
- [9] Y. Onozawa, M. Otsuki, N. Iwamuro, S. Miyashita, T. Miyasaka, Y. Seki and T. Matsumoto: "1200-V Low-Loss IGBT Module With Low Noise Characteristics and High dI_c/dt Controllability", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.43, No.2, pp.513-519, 2007.
- [10] T. R. Mukundan: "Calculation of Voltage Surges on Motors Fed From PWM Drives-A Simplified Approach", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.19, No.1, pp.223-225, 2004.

第4章 平角線間の部分放電特性

4.1 まえがき

第2章および第3章では、モータの絶縁確保において重要となる、コイル間のサージ電圧を推定する手法およびサージ電圧を抑制するための指針について述べた。一方、第1章で述べたように、モータの絶縁確保に際しては、コイル間の最大電圧に加え、コイル間の部分放電開始電圧を精度良く知る必要がある。特に、近年のHEV用モータは、高性能化への要求から平角線の採用が進んでおり、平角線における部分放電開始電圧の特性を明らかにすることが重要である。車両に搭載するモータにおいては、気圧や温湿度などの環境条件、オイル付着、皮膜の劣化など、部分放電開始電圧(PDIV : Partial Discharge Inception Voltage)が低下する様々な要因が存在することから、これまでに各要因の解析が行われてきた。さらに、製造工程においては、製品品質を確保するため、出荷前のモータにおいてコイル間での皮膜の潰れや剥離の有無を厳密に検査することが重要になる。このためには、コイル間のPDIVを精度よく測定することが有効である。しかし、これまでにモータのコイル間に着目したPDIVの解析事例¹⁻⁴⁾は見られるものの、産業用の丸線を用いたモータが主流であり、自動車用などの小型・高電圧駆動用に作られた平角線モータに関する解析例は無い。

そこで、本章以降では、自動車に搭載される平角線モータにおいて、線間のPDIVに変動が生じる要因を明確化することで、低ばらつきとなるPDIV測定方法を提案することを目的に解析を行った。一般に、線間のPDIVをばらつきと共に評価する際は、繰り返し測定が行われるため、繰り返し測定によるばらつき量や値の過渡変化(推移)を把握する必要がある。また、これまでの報告に見られるように、測定時の湿度環境が変わるとPDIV特性も変化する¹⁵⁻⁷⁾。そこで、第4章では、PDIVの影響因子として、繰り返し測定を想定したプレ放電

と環境湿度に着目し、これらの要因が PDIV 特性に与える影響について平角線のテストピースを用いて解析を行う。

4.2 平角線テストピースにおける PDIV の評価方法

PDIV の評価に用いた平角線テストピースの仕様を表 4.1 に示し、PD の測定構成、試料の固定方法、断面写真を図 4.1～図 4.4 にそれぞれ示す。試料は図 4.3 に示す様に、一方の平角線を曲げて線間をプラスチック製のクリップで挟み接触させ、この試料に対し、線間に正弦波電圧を印加することで PDIV を測定した。印加電圧波形として、サージ電圧ではなく正弦波電圧を用いたのは、第 1 章で述べたように、本研究は絶縁設計や工場検査においてモータステータのコイル間における PDIV を評価することを目的としており、コイル間に均一な電圧を印加するためである。電源には高速高電圧アンプを用い、ファンクションジェネレータの設定を変えることで、印加電圧と周波数を変更させた。また、PD の検出方法としては、試料にて発生した PD 信号をカップリングコンデンサ 200pF を介して CR 回路に入力させ、CR 回路の出力電圧(波高値)から判定した。検出した PD 信号から電荷量への変換には、校正器を用いてあらかじめ測定した校正値を用いて換算した。なお、測定回路において CR 回路を 2 つ設置しているのは、検出波形の極性から PD とノイズ成分を区別するためである。評価に用いた平角線として、皮膜厚さ 40 μm 、外径 2.3 mm \times 1.5 mm (Sample A)、および皮膜厚さ 160 μm 、外径 2.8 mm \times 2.1 mm (Sample B)の 2 種類のエナメル線(AIW : ポリアミドイミド銅線)を用い、PD 測定時は幅の広い面を接触させた。各試料をそれぞれ恒温恒湿槽内に設置し、同時に PD の発生箇所を解析するため、ガラス窓の外から高感度カメラにて PD 発生位置の観察を行った。

PDIV の測定条件および測定手順を表 4.2、図 4.5 にそれぞれ示す。表面をアルコールで洗浄したテストピースをあらかじめ測定する環境下に 24h 以上放置

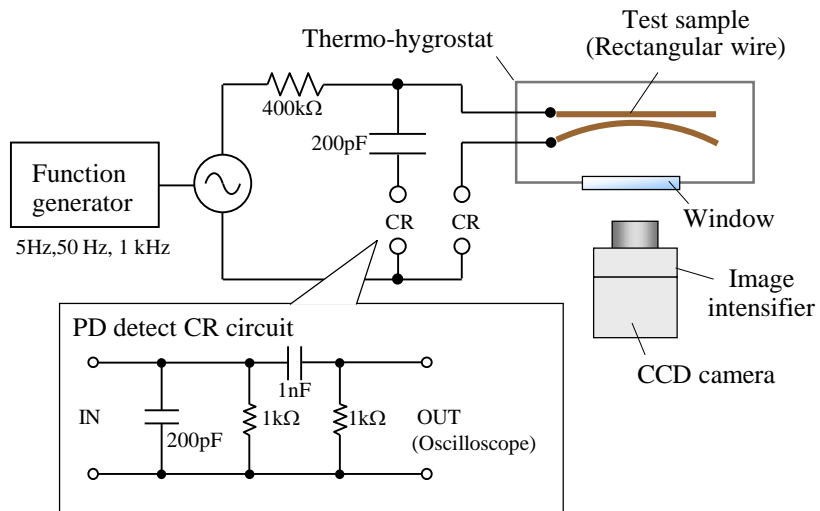


Fig. 4.1 Experimental setup

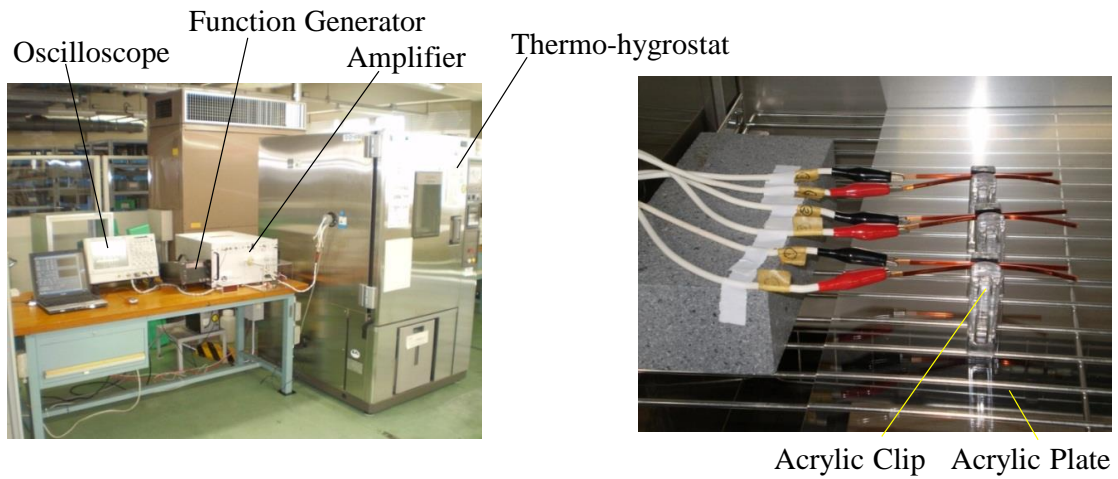


Fig. 4.2 State of measurement configuration

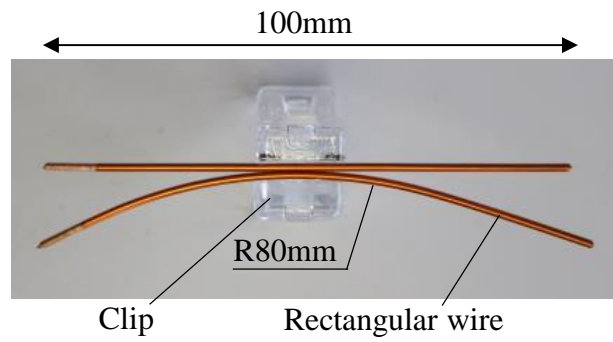


Fig. 4.3 Test sample

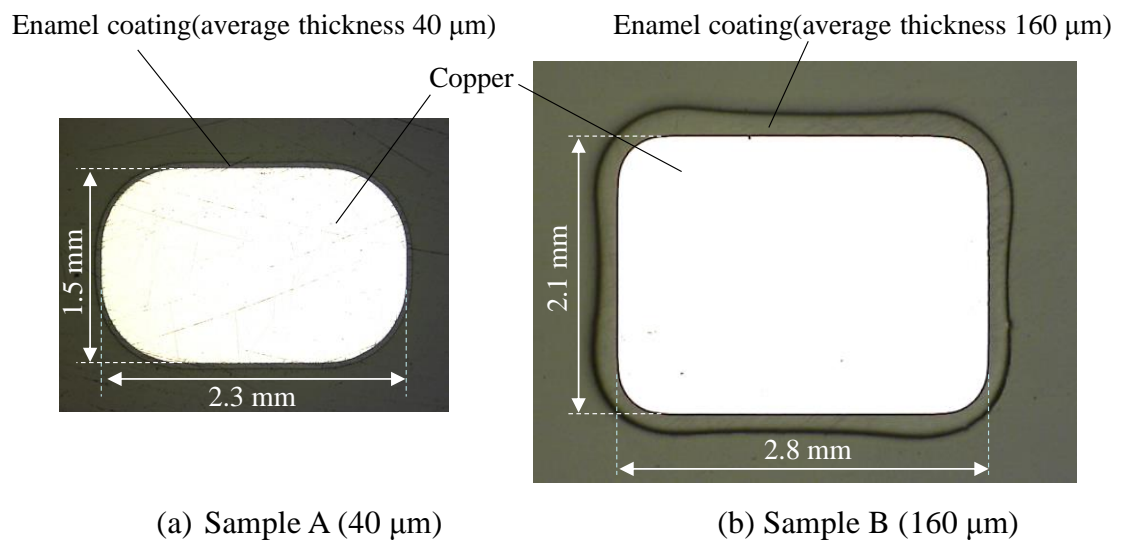


Fig. 4.4 Cross section of wire

Table 4.1 Specifications of rectangular wires

	Sample A	Sample B
Size	2.3 × 1.5 mm	2.8 × 2.1 mm
Coating thickness	40μm	160μm
Coating material	AIW	AIW
Permittivity of coating	4.0	4.0

Table 4.2 Conditions for PD measurement

Environmental conditions	25°C/ 20%RH, 90%RH
Pre-discharge conditions	1kHz, 1.2×PDIV@1kHz
PDIV measurement frequency	5 Hz, 50 Hz, 1 kHz
PD detection sensitivity	5pC
Voltage rise/ decrease speed	20V/s

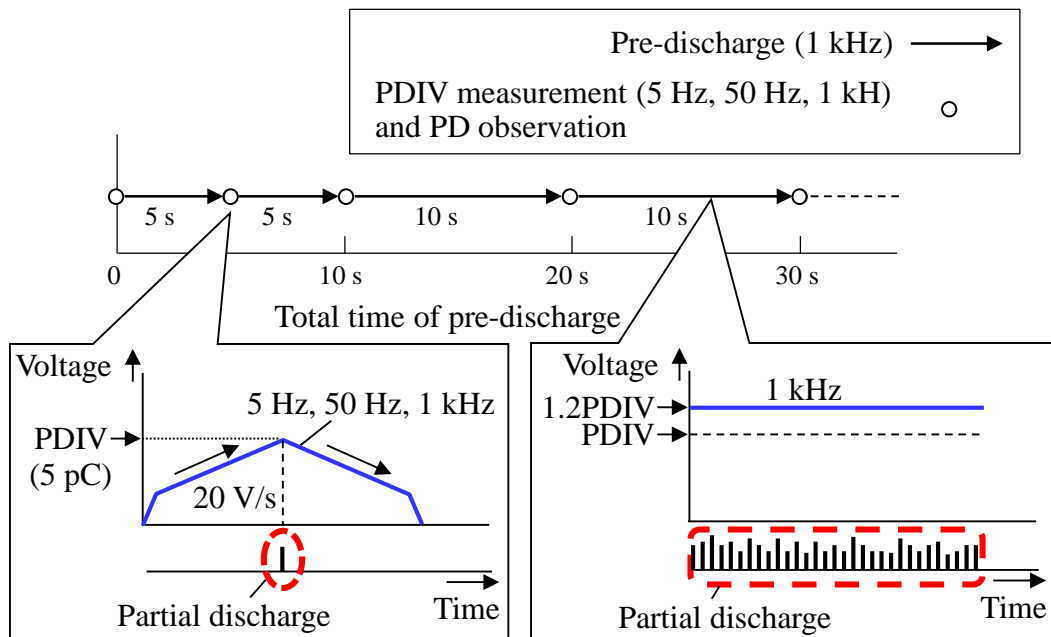


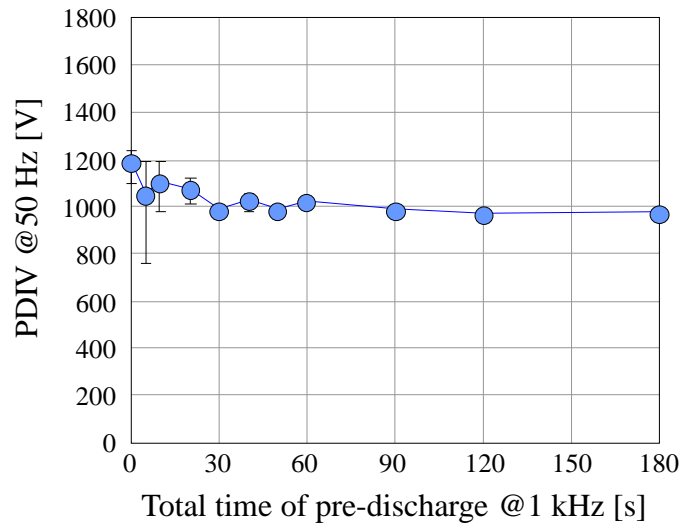
Fig. 4.5 PDIV measurement procedure

し、このテストピースに対し、初めに正弦波 50 Hz における PDIV を 5 回測定し、測定後すぐに印加電圧の設定を変更し、プレ放電として正弦波 1 kHz を一定時間印加することで PD を連続して発生させた。PDIV の測定には、印加電圧周期のピーク値を 20 V/s で上昇させ、5 pC 以上の放電が発生した後に、20 V/s で電圧を降下させた。PDIV は 5 pC が初めて発生した瞬間の印加電圧ピークとし、5 回測定の平均値、最小値、最大値で評価した。また、プレ放電には、プレ放電を初めて行う際に 1 kHz における PDIV を測定し、この時の PDIV の 1.2 倍の電圧を連続して印加することで、継続的に放電を発生させた。以上を繰り返すことで、プレ放電時間(プレ放電の積算時間)に対する PDIV 特性を評価した。なお、本評価では AC 電圧を印加しているため、表面の帯電は+,-が入れ替わる形で発生していると考えられる。このため、帯電は電圧の停止方法に影響されると考えられるが、本評価では、PD 発生後の印加電圧は徐々に低下(20 V/s)させていることから、電圧停止方法による帯電への影響は小さいと考えられる [8]。

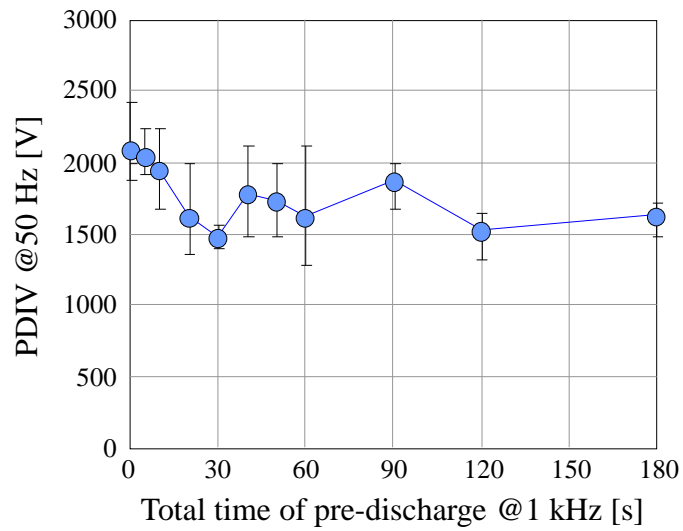
4.3 プレ放電後の PDIV 特性

4.3.1 プレ放電時間に対する PDIV 推移

20 %RH 環境下において、Sample A, B に対し、1 kHz のプレ放電時間に対する 50 Hz の PDIV をそれぞれ測定した結果を図 4.6 に示す。いずれのサンプルにおいても、PDIV は特にプレ放電初期に測定毎のばらつきやプレ放電時間に対する過渡変化(推移)が大きくなるのに対し、プレ放電時間が長くなるほど安定した。同様に、90 %RH での測定結果を図 4.7 に示す。プレ放電時間が 10 s ~ 20 s までの初期期間は、いずれも PDIV が低下するのに対し、プレ放電時間 30 s 以降では、PDIV が大きく上昇し、その後安定した。なお、Sample B では、プレ放電時間が 50 s を越えた時点でプレ放電が消滅したため、この時点で試験を

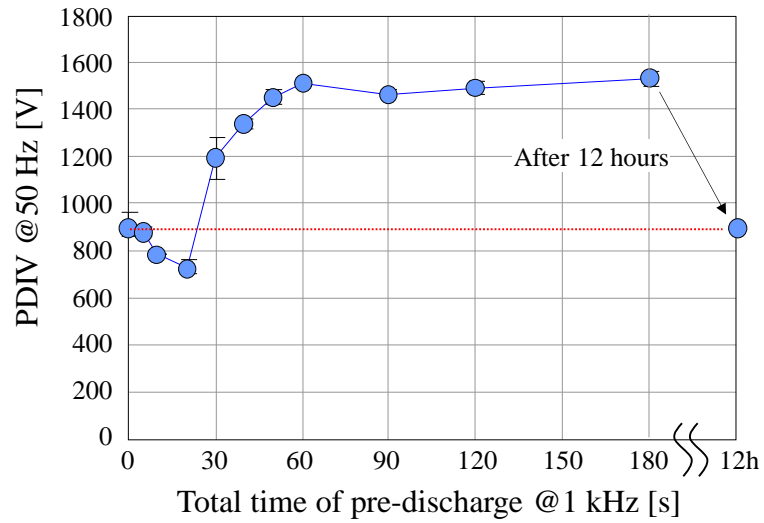


(a) Sample A

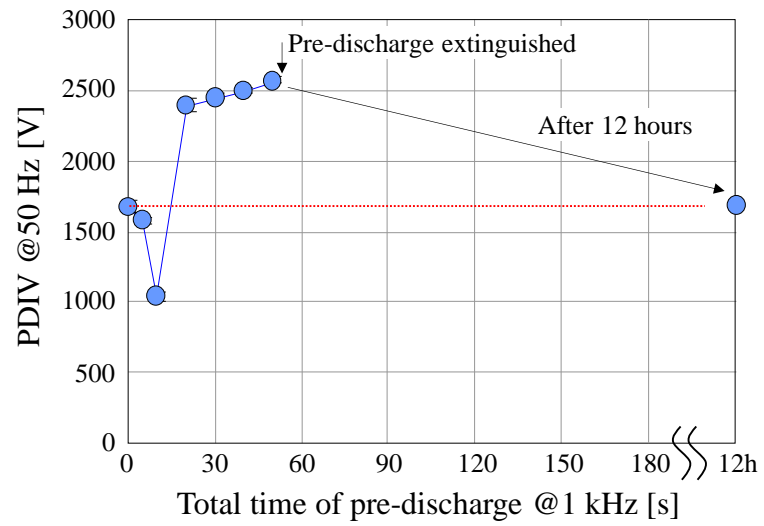


(b) Sample B

Fig. 4.6 PDIV (20%RH) as a function of pre-discharge time



(a) Sample A



(b) Sample B

Fig. 4.7 PDIV (90%RH) as a function of pre-discharge time

終了した。いずれも、PDIV 測定毎のばらつきは、乾燥下(20 %RH)の場合より小さい。また、この試験が終了してから 12 h そのまま同一環境に放置し、再度同様の試験を行った結果、同図に示す様に PDIV は初期の値に戻った。

以上の結果から、乾燥下では、PDIV の過渡的な推移は無いもののプレ放電初期に測定毎のばらつきが発生するのに対し、高湿下では測定毎の PDIV ばらつきは小さいが、プレ放電時間に従って PDIV 平均値が一時的に低下した後に急激に上昇する過渡的な推移特性を有することが明らかとなった。これらの現象は、形状の異なる 2 種類の平角線で同様の傾向を示すことから、電線固有の現象ではないと考えられる

4.3.2 高湿度環境下における PDIV の周波数特性

前項では、50 Hz AC 電圧においてプレ放電時間に対する PDIV の過渡特性について評価を行い、高湿環境下では、プレ放電時間に伴い PDIV は一時的に低下した後、上昇・安定することを明らかにした。この時の PDIV(50 Hz)の上昇量は、Sample A, B の平角線共に測定開始時(プレ放電 0s)に対して約 70%上昇している。一方、プレ放電の際の印加電圧は、初期 PDIV の 1.2 倍の電圧を 1 kHz で印加しているが、50 Hz における PDIV は、プレ放電 30 s 以降ではプレ放電電圧(1 kHz)を超えている。これは、印加電圧の周波数によって PDIV が異なることを示唆している。そこで本項では、これまでと同様にプレ放電を行い、PDIV を測定する際の周波数を変えて PDIV への影響を評価した。PDIV の評価条件として、高湿度下において、初期状態(プレ放電 0 s)および PDIV が一時的に低下した後上昇したプレ放電 10 s, 30 s にて行った。結果を図 4.8 に示す。

Sample A, B 共に、プレ放電時間 0 s の時は測定周波数を変更しても、PDIV の平均値、ばらつきは小さいのに対し、プレ放電時間 10 s 時は測定周波数が低いほど PDIV の平均値が低下した。これに対し、プレ放電時間 30 s では、測定

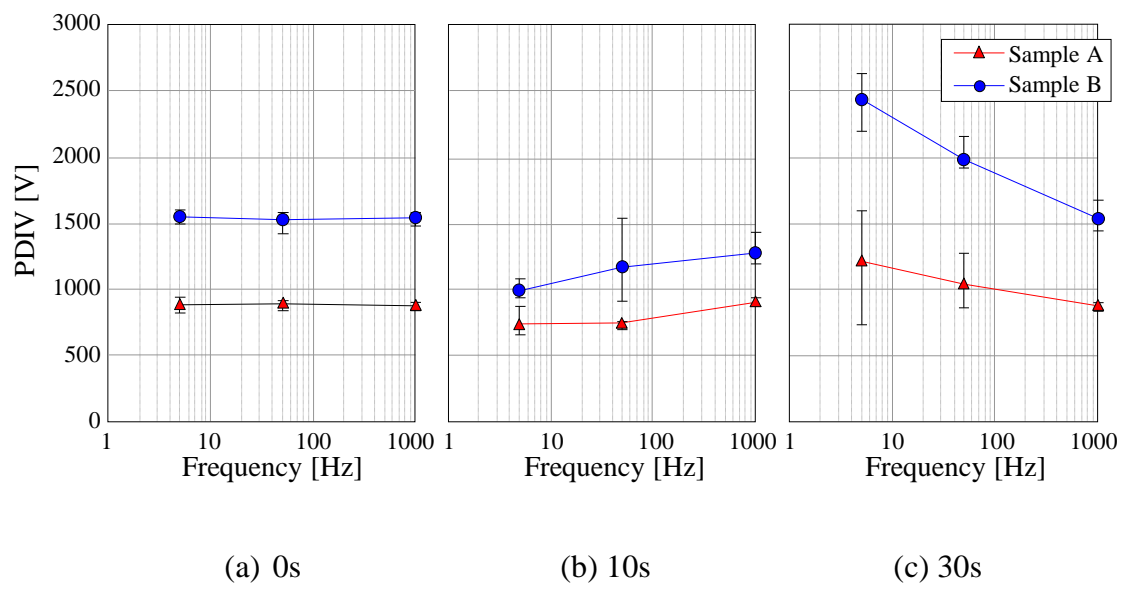


Fig. 4.8 Frequency dependence of PDIV for different insulation thickness and pre-discharge time (90 % RH)

周波数が低いほど PDIV 平均値は上昇した。測定毎のばらつきは、プレ放電時間が長いほど大きくなる傾向を示したが、測定ばらつきが大きくなるプレ放電時間 30 s においては、測定周波数が高いほどばらつきは低下する傾向を示した。

以上の結果から、高湿度環境下では、プレ放電によって PDIV は過渡的に変化(推移)するが、その変動量は測定周波数によって異なり、測定周波数が低いほど大きくなるといえる。

4.3.3 PD 発生位置の推移

次に、4.3.1 項に示したプレ放電時間に対する PDIV 推移において、PDIV を測定する際の PD 発生位置を調査するため、イメージインテンシファイアを用いて PD 発光像を撮影した。撮影には、Sample A の平角線(皮膜厚 40 μm)を用い、測定条件として、環境湿度 20 %RH, 90 %RH、シャッタースピード 0.45 s とし、この間に発生した PD を多重露光で撮影した。撮影は図 4.9 に示す様に、恒温恒湿槽の窓から外部の光を遮光し内部を直接撮影した。

撮影結果を図 4.10 に示す。また、同図に 4.3.1 項で測定した PDIV の過渡特性を併せて示す。20 %RH(図 4.10 (a))では、プレ放電時間によって PDIV は変化しなかったが、同様に PD 発生位置もコイル間の接触部近傍で発生し、プレ放電時間を変えても変化は見られなかった。これに対し、90 %RH(図 4.10(b))では、PDIV が低下するプレ放電時間 30 s までの期間では、PD は接触点近傍で発生するのに対し、PDIV が上昇する 30 s 以降では、接触点から外側(長ギャップ側)に広がった。

以上の結果から、プレ放電によって PDIV が過渡変化する際は、放電位置も併せて変化していることが明らかとなった。

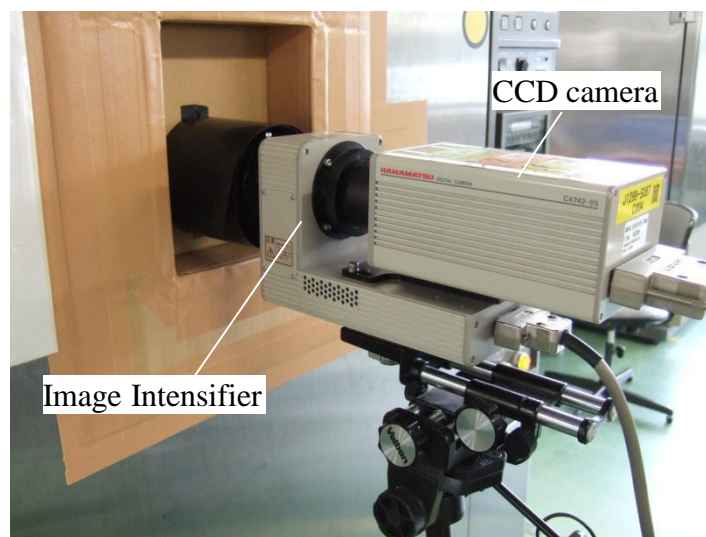
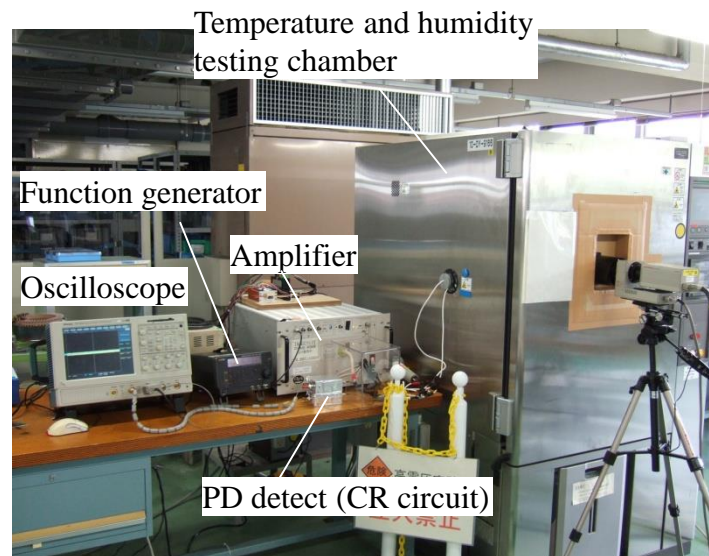
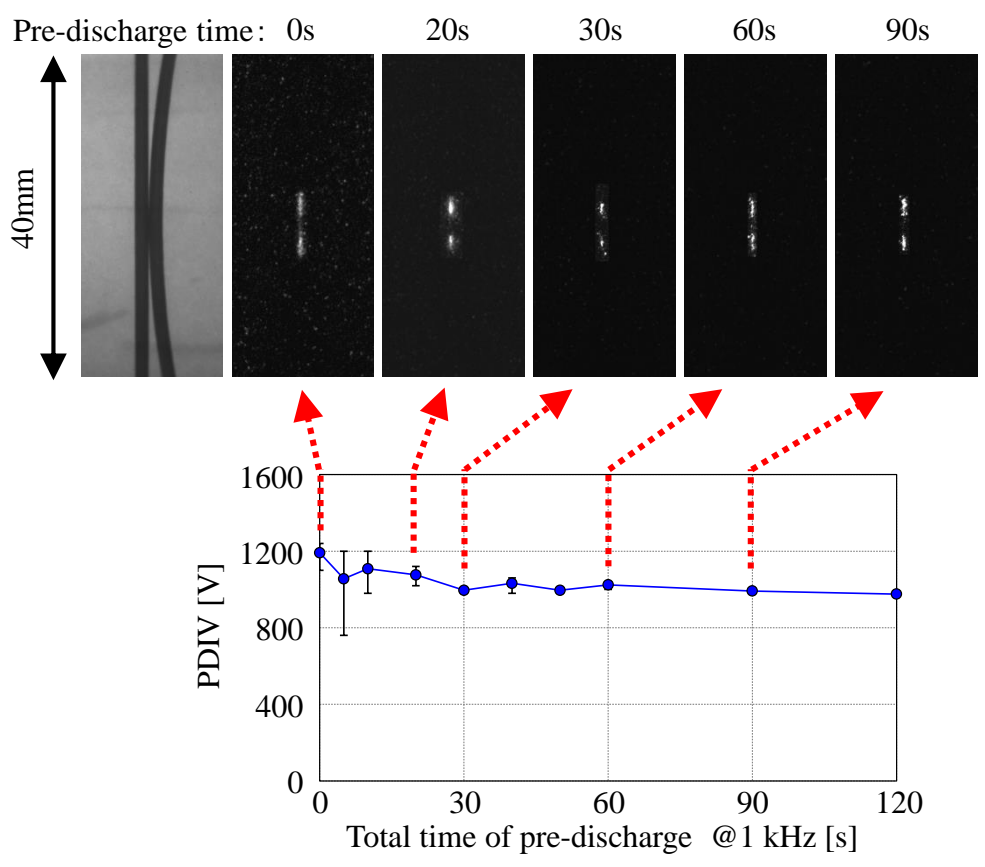
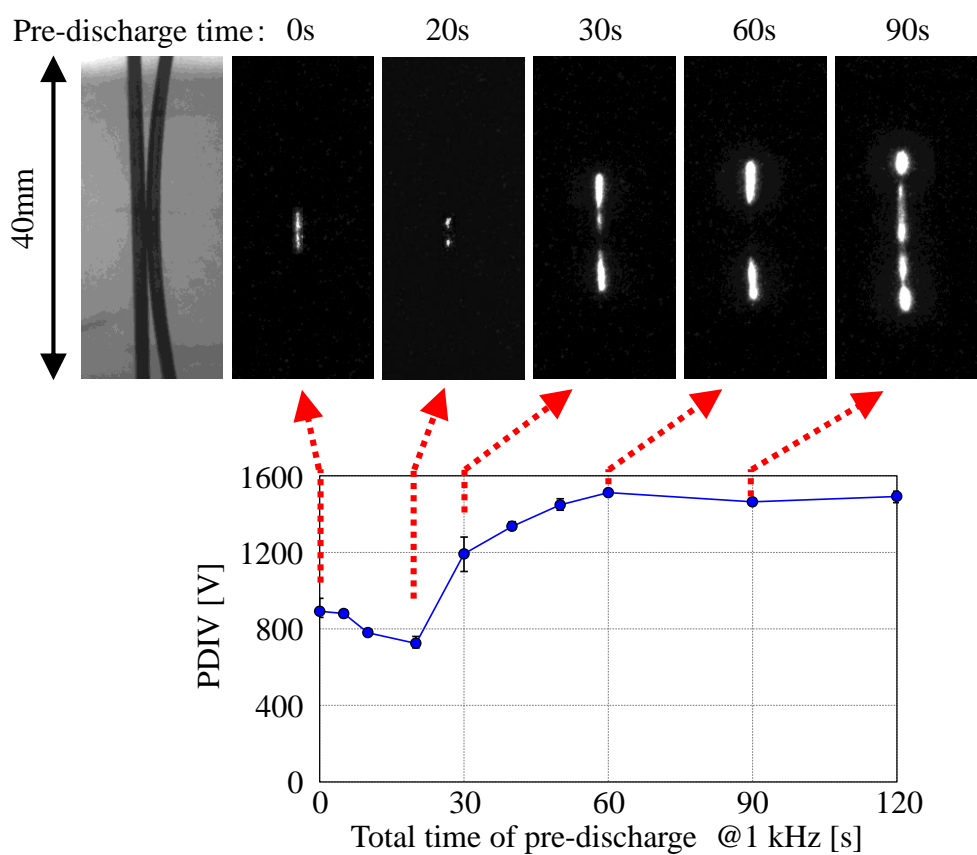


Fig. 4.9 State of measurement configuration



(a) 20 %RH

Fig. 4.10 PD luminescence images at PDIV @ 50 Hz



(b) 90 %RH

Fig. 4.10 PD luminescence images at PDIV @ 50 Hz

4.3.4 PD 発生時の電圧位相

4.3.1 項に示した Sample A のプレ放電時間に対する PDIV 推移において、プレ放電(1 kHz, 印加電圧: 初期 PDIV \times 1.2)中における PD 発生時の電圧位相の過渡変化を図 4.11 に示す。なお、PD のプロット点は、位相を 5°の分解能で PD 発生の有無について示している。

この結果、低湿度下では、0°～ 90°, 180°～ 270°の広い位相タイミングで PD が発生しており、この PD 発生位相は、プレ放電時間によって変化しなかった。一方、高湿度下では、PDIV の低下したプレ放電初期(0 s～ 20 s)では、PD の発生する位相は 0°～ 90°, 180°～ 270°の広範囲で発生したのに対し、プレ放電時間が経過すると PD の発生する位相は 50°付近に集中して発生した。さらに、プレ放電が消滅する直前では再び PD 発生位相が広がった。

以上の様に、プレ放電中の PD 発生位相においても、乾燥環境下では変化しないのに対し、高湿環境下では過渡的に変化する特性があることがわかった。

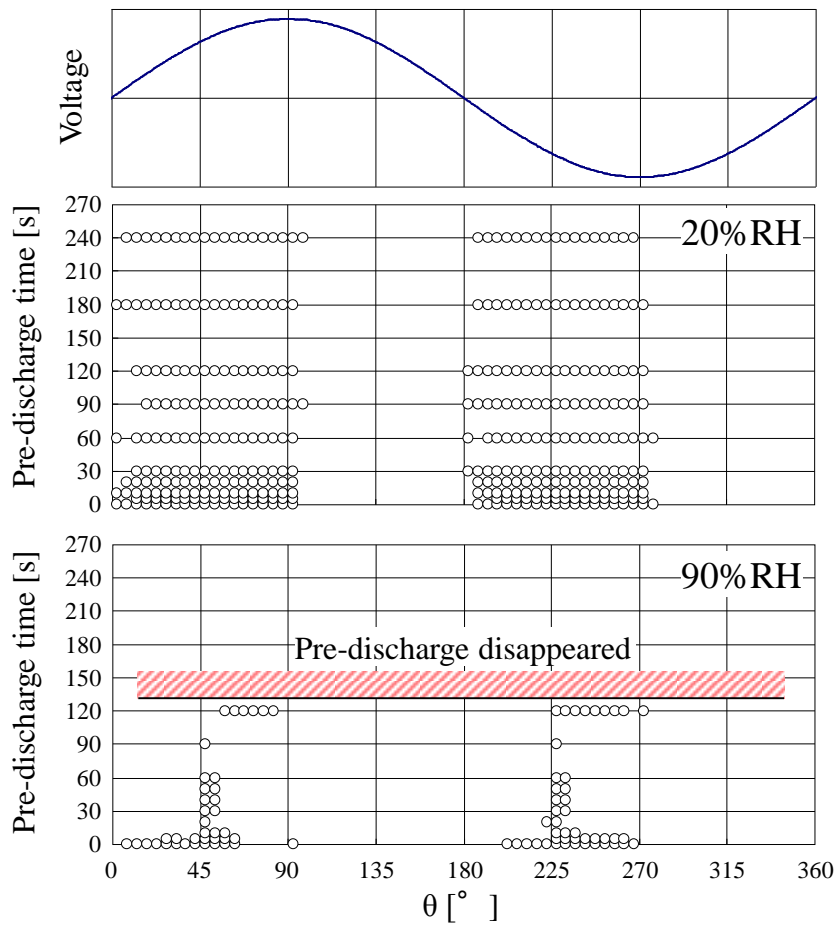


Fig. 4.11 Phase of PD occurrence (Sample A)

4.4 まとめ

本章では、平角線のテストピースにおいて、線間に発生したプレ放電が PDIV 測定毎のばらつきや過渡的な PDIV 変化(推移)に与える影響を明らかにするため、環境湿度、測定周波数を変えて調査を行った。その結果、以下の知見を得た。

- (1) プレ放電に対する PDIV の過渡特性は湿度環境によって大きく異なる。
- (2) 低湿度環境(20 %RH)において、プレ放電(1 kHz)を行った際の 50 Hz における PDIV は、平均値は大きく変わらないものの、プレ放電初期に測定毎のばらつきが発生するのに対し、プレ放電を行うことでそのばらつきは徐々に低下する。
- (3) 高湿度環境下(95 %RH)において、プレ放電(1 kHz)を行った際の 50 Hz における PDIV は、プレ放電初期に PDIV が一時的に低下しその後上昇する過渡特性を示す。
- (4) PDIV のばらつきは、PDIV の測定周波数が低いほど大きくなる。

これらの現象は、形状が異なる 2 種類の平角線で同じ特性を示すことに加え、PD の発生個所は PDIV の推移特性と同期して変化する。以上の評価から、今回明らかにした湿度環境とプレ放電による PDIV のばらつきや推移は、再現性のある現象であると共に、放電メカニズムの推移に起因することが示唆される。

第 4 章の参考文献

- [1] N. Hayakawa, M. Morikawa and H. Okubo: "Partial Discharge Inception and Propagation Characteristics of Magnet Wire for Inverter-fed Motor under Surge Voltage Application", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.14, No.1, pp.39-45, 2007.
- [2] D. Fabiani, A. Cavallini and G. C. Montanari: "A UHF Technique for Advanced PD Measurements on Inverter-Fed Motors", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.23, No.5, pp.2546-2556, 2008.
- [3] A. Cavallini, D. Fabiani and G. C. Montanari: "A Novel Method to Diagnose PWM-fed Induction Motors", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.15, No.5,

pp.1313-1321, 2008.

- [4] S. Savin, S. Ait-Amar and D. Roger: "Turn-to-Turn Capacitance Variations Correlated to PDIV for AC Motors Monitoring", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.20, No.1, pp.34-41, 2013.
- [5] K. Kimura, S. Ushirone, T. Koyanagi and M. Hikita: "PDIV Characteristics of Twisted-Pair of Magnet Wires with Repetitive Impulse Voltage", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.14, No.3, pp.744-750, 2007.
- [6] M. Fenger and G. C. Stone: "Investigations into the Effect of Humidity on Stator Winding Partial Discharges", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.12, No.2, pp.341-346, 2005.
- [7] J. Yang, T. Kang, B. Kim and S. B. Lee: "Experimental Evaluation of Using the Surge PD Test as a Predictive Maintenance Tool for Monitoring Turn Insulation Quality in Random Wound AC Motor Stator Windings", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.19, No.1, pp.53-60, 2012.
- [8] 菊池, 福田, 永田, 池上, 櫻井, 吉満: 「繰り返シインパルス電圧における部分放電開始電圧の湿度特性と前課電効果」, 電気学会 論文誌 A, Vol.135, No.3, pp-168-174, 2015.

第5章 プレ放電による PDIV 変動メカニズム

5.1 まえがき

第4章では、平角線テストピースにおいて PDIV の変動に与える要因について調査を行い、PDIV はプレ放電によって測定毎のばらつきや過渡的な変化(推移)が発生し、その特性は環境湿度によって大きく異なることを明らかにした。モータの絶縁設計において、コイル間の PDIV ばらつきや過渡変動が生じる場合は、全ての個体において絶縁破壊を未然に防ぐためにも、その分だけ皮膜を厚くする必要が出てくる。これに対して、PDIV の変動メカニズムを明確化し、低ばらつきな測定法を適用することは、必要最低限の皮膜厚を確保する上で重要である。

環境湿度やプレ放電に関連した PDIV 変動に関するこれまでの解析では、正弦波やインパルス電圧波形を用いた繰り返し測定などから、PDIV に影響する要因として、帯電や吸湿による電界変化、初期電子の影響が考察されている^[1-6]。第4章で明らかにした結果の様に、PDIV が一時的に低下した後に上昇する現象については、従来示されてきた現象だけでは説明が出来ない。一方、絶縁材料(PE)や測定系(密閉ボイド)など、今回評価を行ったエナメル線とは異なる評価条件であるものの、放電に起因して表面導電率が変化することで、放電特性が変化し得ることが指摘されている^[7-9]。そこで、第5章では、この導電率変化に着目し、環境湿度とプレ放電がエナメル線間の PDIV に与える影響を調査し、PDIV のばらつきや過渡変動の発生メカニズムを明らかにする。

5.2 プレ放電後の PDIV 変動要因

コイル間における PD の発生は、コイル間エアギャップ部における電界強度と初期電子の発生確率、電子なだれの形成時間が主に影響し、これらの要因に

よって PDIV が変化すると考えられる。第 4 章の試験で明らかにしたプレ放電による PDIV の変動要因としては、図 5.1 に示す様に、皮膜の吸湿状態の変化による皮膜の比誘電率の変化、プレ放電による皮膜侵食、帯電量の変化、表面導電率の変化が考えられる。このうち、皮膜の吸湿による影響については、今回はあらかじめ PDIV を測定する試料を試験時と同じ湿度環境下に 24 h 以上放置したため、皮膜の吸湿状態は安定しており、今回の PDIV 変動に対しての影響は小さいと考えられる。また、皮膜侵食量については、プレ放電後の皮膜厚をレーザー顕微鏡で測定したところ、図 5.2 に示す様に、皮膜厚 40 μm の試料 (Sample A) においてプレ放電 60 s 後(湿度 50 %RH 下)の侵食量は 0.7 μm であり、皮膜厚(40 μm)に対して小さく影響は無いものと考えられる。一方、帯電の影響については、帯電電位によってギャップ間の電界を変歪し、PDIV を変化させる可能性がある。また皮膜表面の導電率については、プレ放電によって皮膜表面が活性化され、皮膜表面に水分が付着することで上昇する可能性がある。エナメル表面にコロナ放電を行うと、図 5.3 に示す様に、皮膜表面の分子鎖が切断され、空気中の酸素分子と結合することで皮膜表面に水酸基やカルボン酸、アミンといった活性基が形成されることで表面が親水性に変わることが報告されており、今回の試験においても同様の現象が起きたことが考えられる^[10-13]。

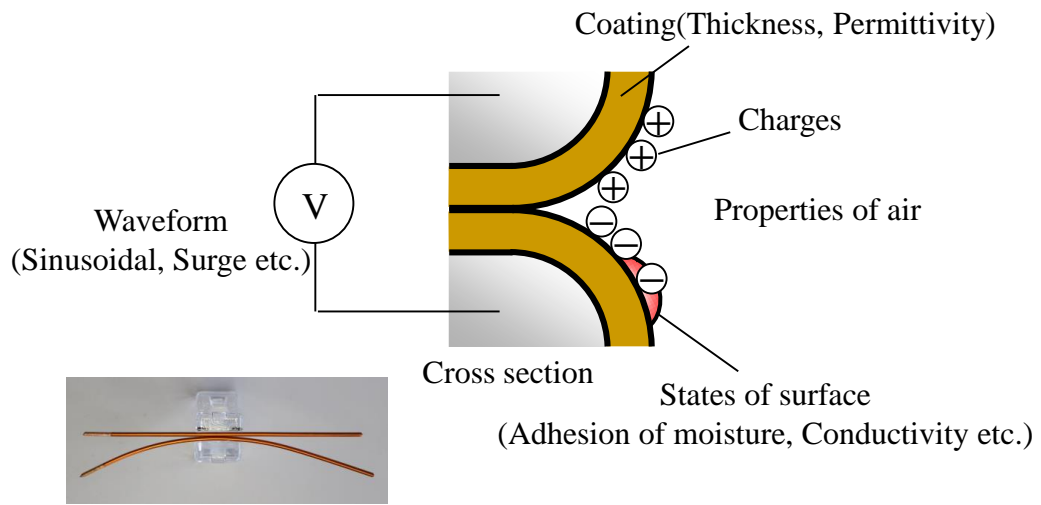


Fig. 5.1 Fluctuating factor in PDIV measurement

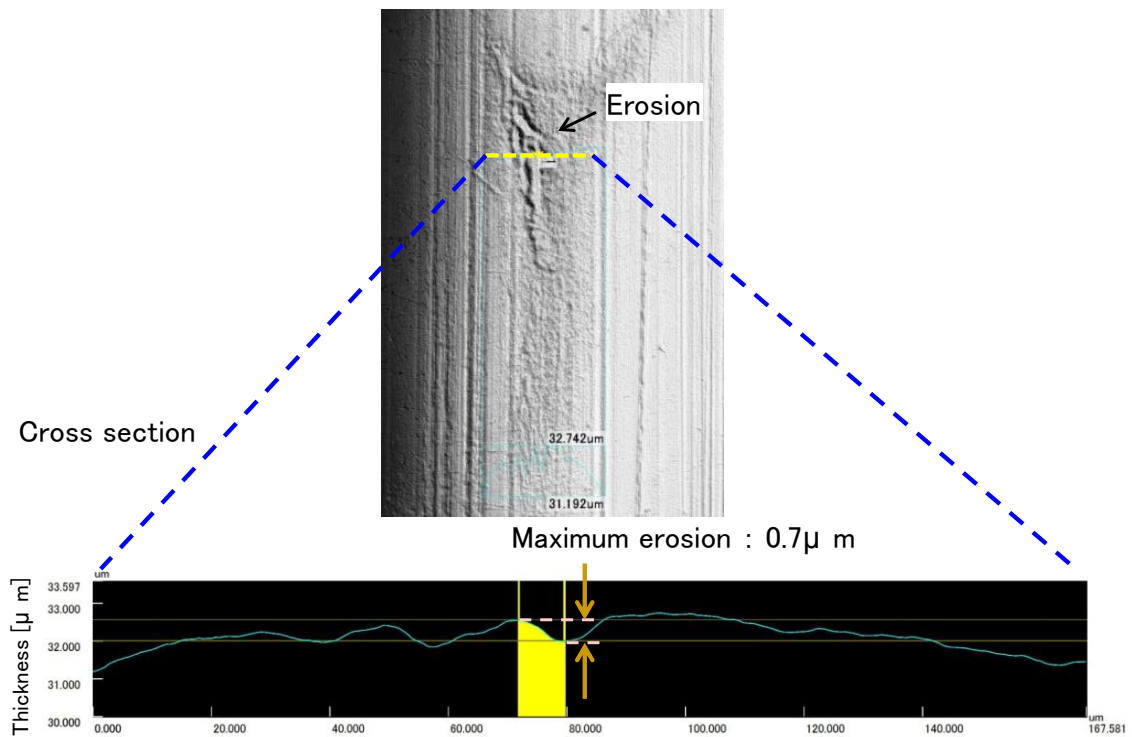
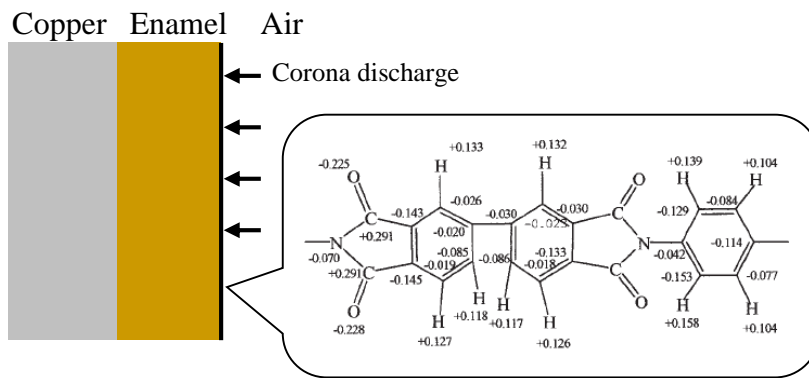
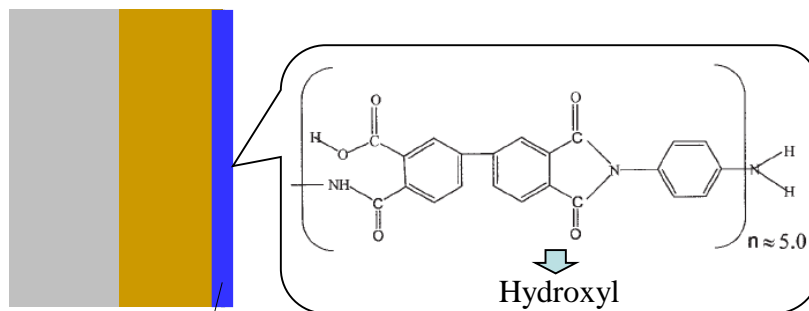


Fig. 5.2 Erosion of coatings by pre-discharge
(Sample A(40 μ m), Pre-discharge 60 s, Initial PDIV × 1.2 @ 1 kHz)

Before



After



Adhesion of moisture → High conductivity

Fig. 5.3 Mechanism of surface modification^[13]

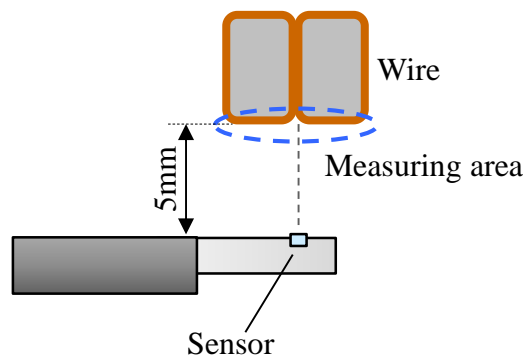
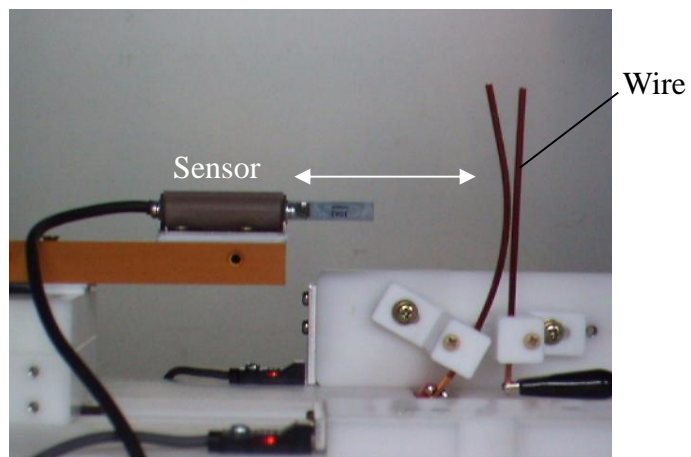
5.3 PDIV 変動のメカニズム

本節では PDIV 変動のメカニズムを明らかにするために、プレ放電による PDIV 測定前の帯電挙動の評価を行い、さらに帯電および皮膜表面導電率の変化によるギャップ間電界分布への影響について電界解析を行う。

5.3.1 PDIV 変動メカニズム(表面帯電)

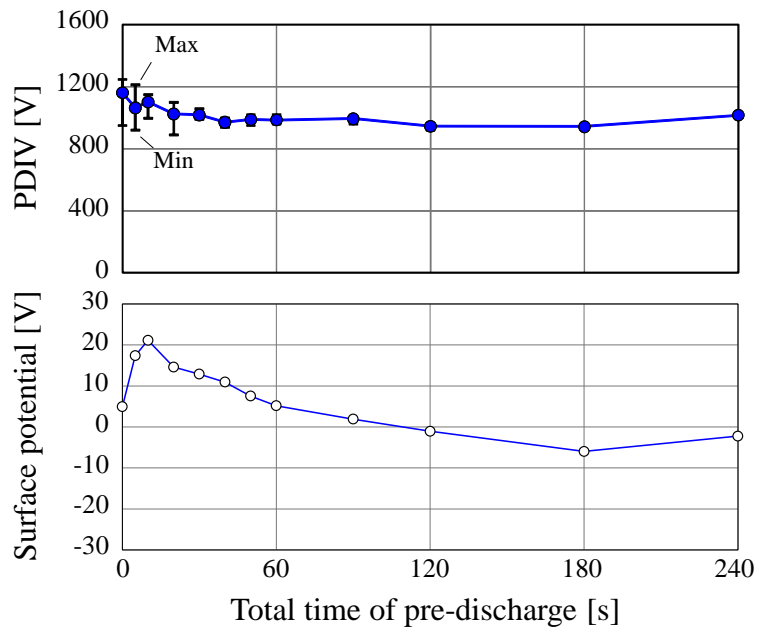
表面電位の測定構成を図 5.4 に示す。試料は、第 4 章で評価した平角線と同じ Sample A(皮膜厚 40 μm)を用い、一方の線を曲げて接触させたテストピースにて行った。第 4 章の試験と同様の手順で、プレ放電時間に対する PDIV 変動を測定すると同時に、PDIV を測定する直前の平角線接触部近傍の帯電電位を、5 mm 離れた位置から振動容量型のセンサを用いて測定した。このセンサの測定範囲は $\phi 25$ mm であり、この範囲における皮膜表面の平均電位を取得している。なお、センサは横方法にリモートで稼働する様になっており、PDIV 測定中は平角線から遠ざけておき、表面電位測定時のみ測定位置に移動させることで、PDIV 測定中のギャップ電界への影響を排除した。本装置を恒温恒湿槽内に設置することで、環境条件を保ったまま、一連の測定を行った。

図 5.5 に、25 $^{\circ}\text{C}$ /20 %RH および 90 %RH において、プレ放電時間に対する表面電位および PDIV を測定した結果をそれぞれ示す。なお、90 %RH 下において帯電を評価した際は、Sample A の平角線においてもプレ放電が途中で消滅した。測定の結果、(a) 20 %RH では、プレ放電初期に PDIV ばらつきが発生し、プレ放電時間に伴いばらつきは低下したのに対し、表面電位は、プレ放電初期にプラスに上昇し、PDIV ばらつきと同様にプレ放電時間に伴って低下することから、両者に相関が見られた。一方、90 %RH 下(b)では、PDIV はプレ放電によって一時的に低下した後には上昇する過渡的な変化(推移)を示したのに対し、表面電位は PDIV が一時的に低下するプレ放電初期で僅かに上昇し、PDIV が上昇に

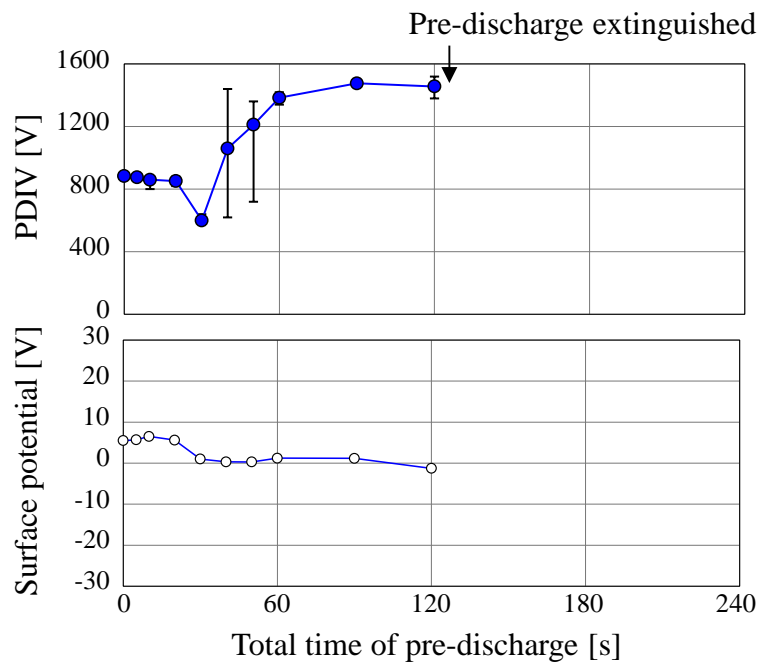


Measurement range ± 5 kV
Measurement area $\phi 25$ mm (Distance 5 mm)

Fig. 5.4 Experimental setup for surface charge measurement



(a) 20 %RH



(b) 90 %RH

Fig.5.5 Measurement results of PDIV and surface potential

転じた以降は 0V 付近で安定したことから、両者に相関は見られなかった。なお、表面電位は PDIV を 5 回繰り返し測定する前に毎回測定しているが、表面電位のばらつきは何れも 1 V 以下と小さく、表面電位の過渡変動はプレ放電に起因するものと考えられる。

以上の結果から、20 %RH 下の PDIV ばらつきは、表面帯電に起因する可能性が示唆される。ただし、今回の測定はあくまでも皮膜表面の平均電位を評価したものであり、PDIV 測定値の変動分は、ギャップ部の帯電による局所的な電位差の上昇や電界変歪による局所的な電界強度の上昇が影響したと考えられる。一方、90 %RH 下では、PDIV 特性と表面電位特性に相関が見られないことから、次項に示す表面導電率などの帯電以外の要因が考えられる。

5.3.2 PDIV 変動メカニズム(表面導電率)

5.2 節にて説明したように、高湿環境下では、プレ放電によって皮膜表面が活性化され、皮膜表面への水分付着によって表面導電率が上昇しギャップ電界が変化することで PDIV が変動することが考えられる。そこで本項では、皮膜表面に水分が付着した際の電界分布への影響について計算を行った。

計算モデルを図 5.6 に示す。接触点を中心に長さ 20 mm の範囲を 2 次元の断面モデルで表し、皮膜表面に水分が 2 μm の厚さで付着したと仮定した。本モデルにおいて、皮膜、水分、エアギャップ部の導電率 σ および比誘電率 ϵ_r は表 5.1 に示す値とし、電極間に 1000 V の交流電圧を印加した際のエアギャップ部の電界分布を計算した。

図 5.7 に電界分布の計算結果を示す。電界分布は皮膜表面の水分導電率 σ_w によって変わり、何れもギャップ間の電界強度は皮膜間の接点に近いほど上昇する。図 5.8 は、この電界分布の結果から、ギャップ間のある一点の電界強度をプロットした結果を示す。電界強度の評価箇所は、皮膜間の距離が 40 μm にお

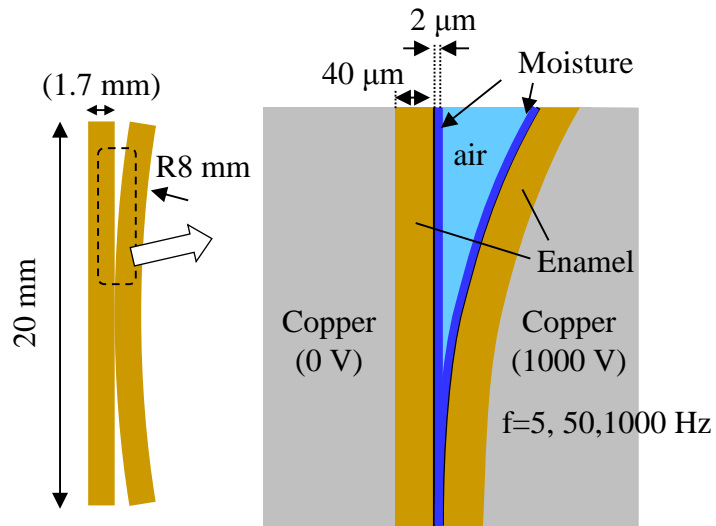


Fig.5.6 Calculation model for electric field distribution analysis

Table 5.1 Calculation conditions for electrical field distribution analysis

	ϵ_r	σ [S/m]
Copper	-	5.9×10^7
Enamel	4.0	0
Air	1.0	0
Moisture	80.0	$5.0 \times 10^{-6} \sim 5.0$

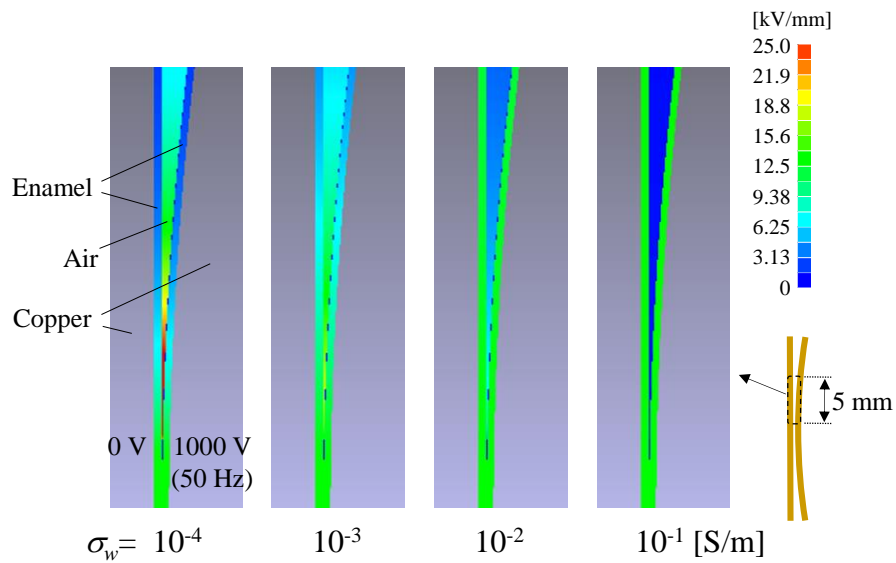


Fig. 5.7 Electric field distribution for different moisture conductivity (Frequency 50 Hz)

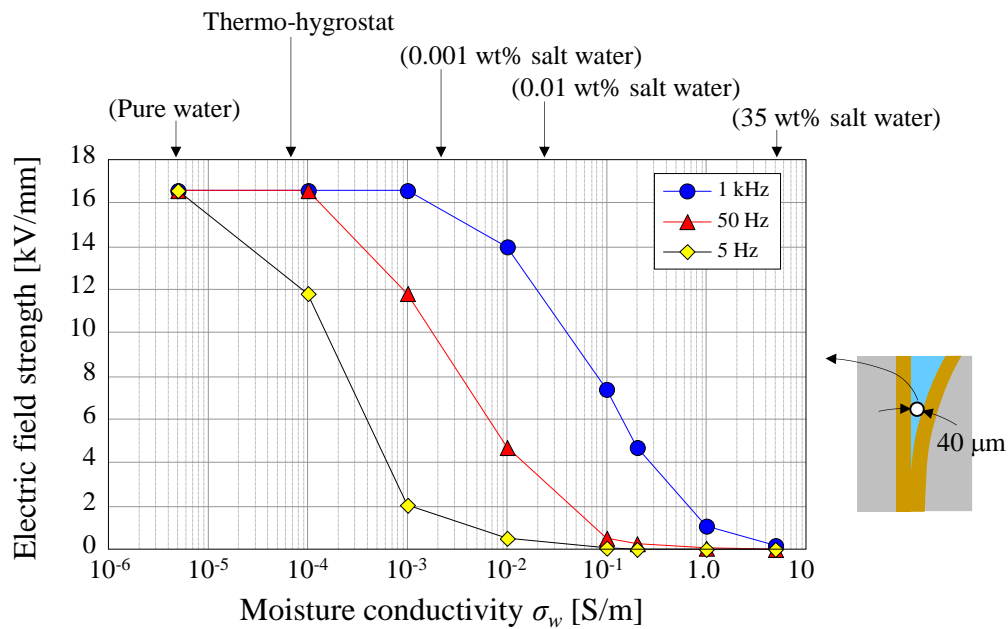


Fig. 5.8 Electric field strength in air gap as a function of moisture conductivity

けるエアギャップ中心部の値を示している。これは、評価に用いた平角線において、パッシェン則から計算した部分放電開始時の皮膜間距離に相当する。図 5.8 の計算結果より、皮膜表面に水分が付着すると、水分導電率が高く印加電圧の周波数が低いほどギャップ電界強度が低下する。今回、測定に用いた恒温高湿槽に供給している水の導電率 σ_w は 6.5×10^{-5} [S/m] であり、この値よりも高い領域で電界強度が低下している。実際に皮膜表面に付着し得る水分は、恒温高湿槽内や電線表面の不純物などで導電率が上昇すると考えられる。以上の考察から、実際にプレ放電に起因して皮膜表面に水分が付着した場合、水分の導電率によってギャップ電界強度の変動が起き得ると言える。

5.3.3 水分が接触点以外に部分的に付着した際の電界強度分布

本解析で用いた平角線において、線間の部分放電発生個所をパッシェン則から求めると、ギャップ間距離 $40 \mu\text{m}$ となり、線間の接触点から離れた位置で放電が発生し始める。このため、高湿下においてはプレ放電が発生した位置から水分が付着してギャップ間の電界分布が変化し、PDIV が変化したと予測される。そこで、本項では、プレ放電が発生した位置に部分的に水分が付着したと仮定し、ギャップ間 $40 \mu\text{m}$ 付近の皮膜表面に水分が付着した場合について計算を行った。図 5.9 に計算モデルを示す。水分の付着範囲は、プレ放電が発生し始めるギャップ長 $40 \mu\text{m}$ を含む位置になるように、 1.5 mm の範囲(厚さ $2 \mu\text{m}$) に設定し、水分の導電率 σ_w は図 5.8 の計算結果から、周波数特性を評価可能な 1.0×10^{-3} [S/m] を用いた。

電界分布の計算結果を図 5.10 に示す。ギャップ間の電界強度は、水分が付着している領域と付着していない領域で変化していることがわかる。この変化を定量的に評価するため、平角線間の接触点からの距離に対するエアギャップ中央部の電界強度をプロットした結果を図 5.11 に示す。水分が部分的に付着した

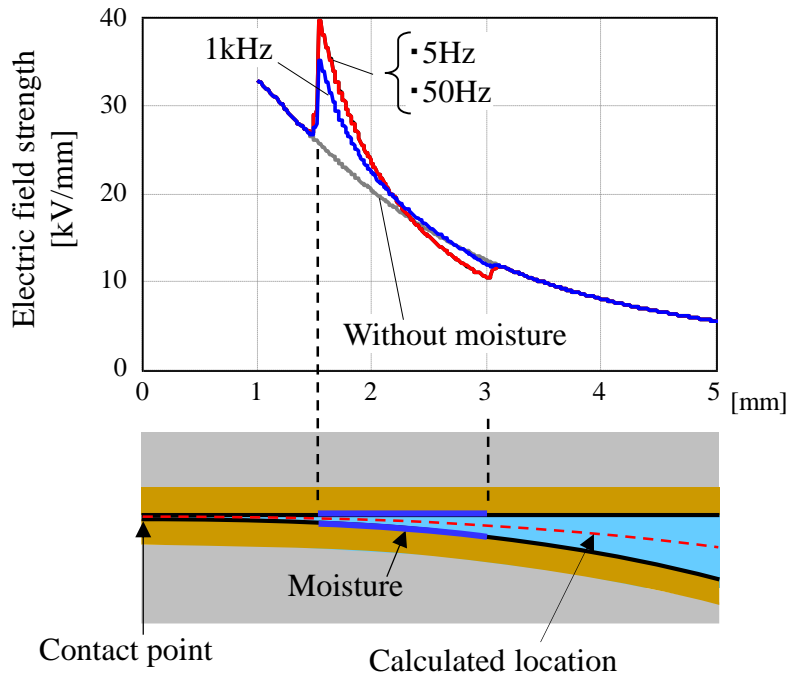


Fig. 5.11 Electric field strength when moisture layer is attached to coil coating containing contact point.

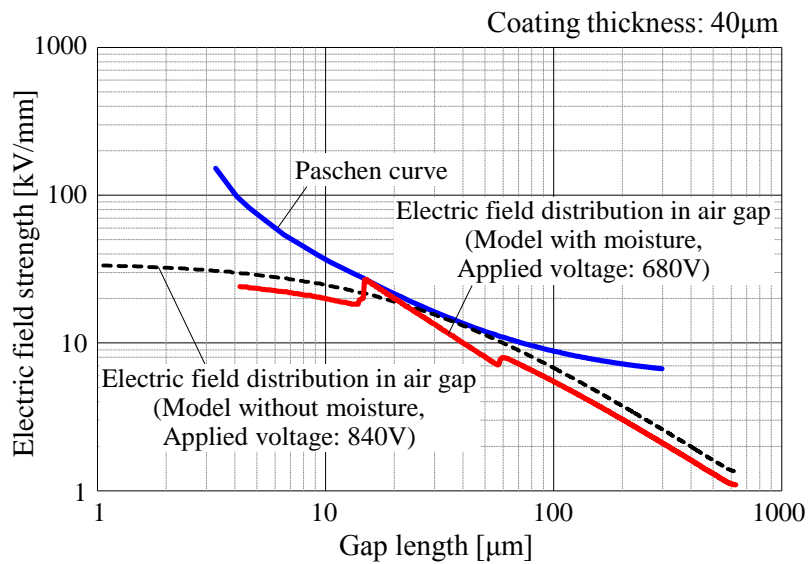


Fig. 5.12 Relationship between electric field distribution in air gap and Paschen curve (Moisture layer is attached to coil coating containing contact point).

場合、ギャップ間の電界強度は水分が付着しない場合に対し、接触点に近く周波数が低いほど上昇している。図 5.12 は、図 5.11 の 50 Hz における電界強度の計算結果をパッシェン曲線と比較した結果を示す。この図において、水分が付着しない時のパッシェン曲線と接するときの印加電圧(=PDIV)は、840 V であったのに対し、水分が部分的に付着した際の PDIV は 680 V に低下した。この時、パッシェン曲線との接触位置(=放電箇所)は、水分が付着している箇所のうち、接触点に近い箇所となった。この結果から、プレ放電が継続すると PDIV が低下していくと同時に、放電箇所が次第に接触点側へ移動していくものと考えられる。

これらの結果は、第 4 章で示したプレ放電初期(0~10 s)の現象である PDIV の低下(図 4.7)、PDIV の周波数特性(図 4.8(b)：低周波数ほど PDIV が低下)、放電位置の接触点側への推移(図 4.10(b))の結果と整合している。第 4 章にて確認された高湿下におけるプレ放電初期の PDIV 特性は、本項で示した皮膜表面における水分の部分付着に起因した導電率の部分的な上昇が原因と考えられる。

5.3.4 水分が線間接触部を含めて付着した際の電界強度分布

5.3.3 節のプレ放電をさらに続けると、接触点付近で対向する皮膜表面の水分が重なることで、電界分布が変化することが考えられる。そこで本項ではこの影響について検証を行った。

図 5.13 は、接触点まで水分が付着した際の計算モデルを示す。水分の付着範囲は、図 5.9 をベースに付着範囲を接点付近まで広げた 3 mm とし、その他の計算条件は前項と同一とした。電界分布およびエアギャップ間における電界強度の計算結果を図 5.14, 図 5.15 にそれぞれ示す。水分が接触点まで付着し皮膜表面導電率が上昇すると、導電率が上昇した部分のギャップ間電界強度は低下し、その低下量は周波数が低いほど大きくなった。また、前項と同様に、50 Hz

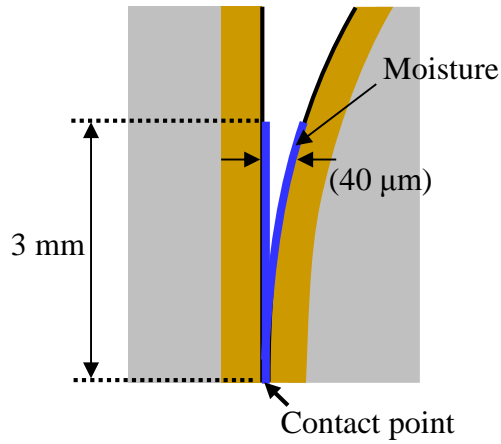


Fig. 5.13 Calculation model for electric field distribution (Moisture layer is attached to coil coating containing contact point).

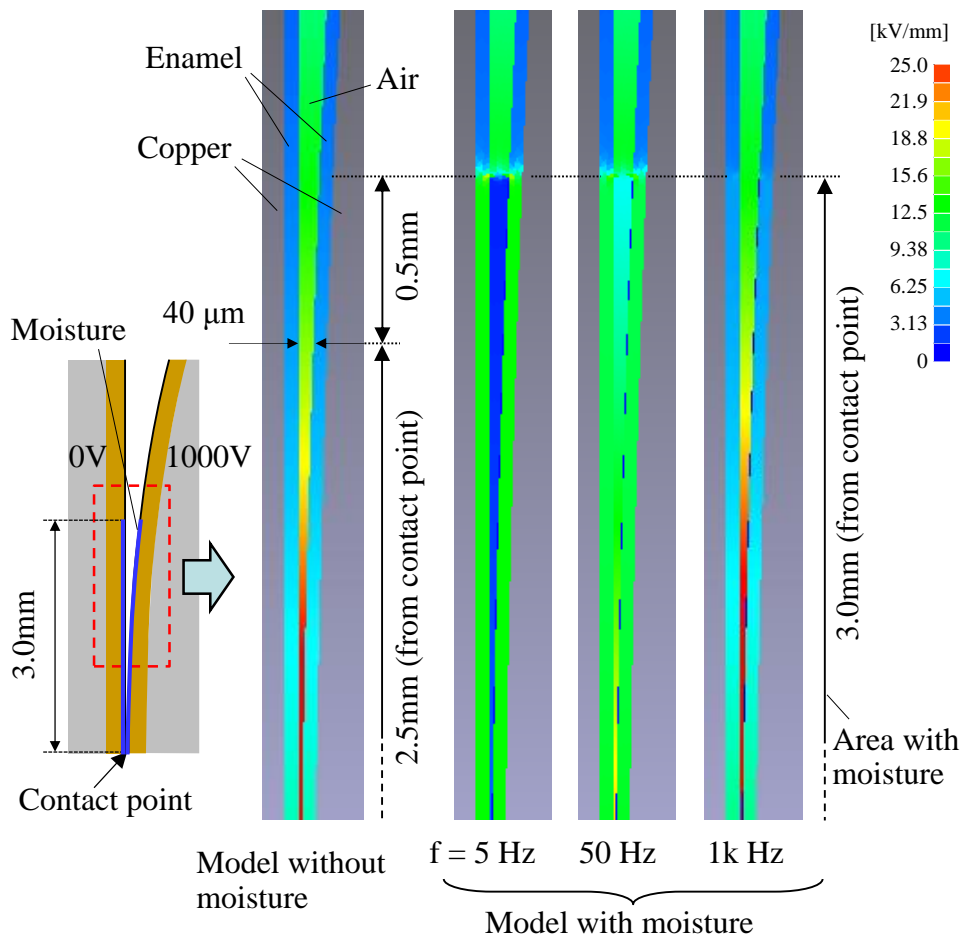


Fig. 5.14 Electric field distribution for different frequencies (Moisture layer is attached to coil coating containing contact point).

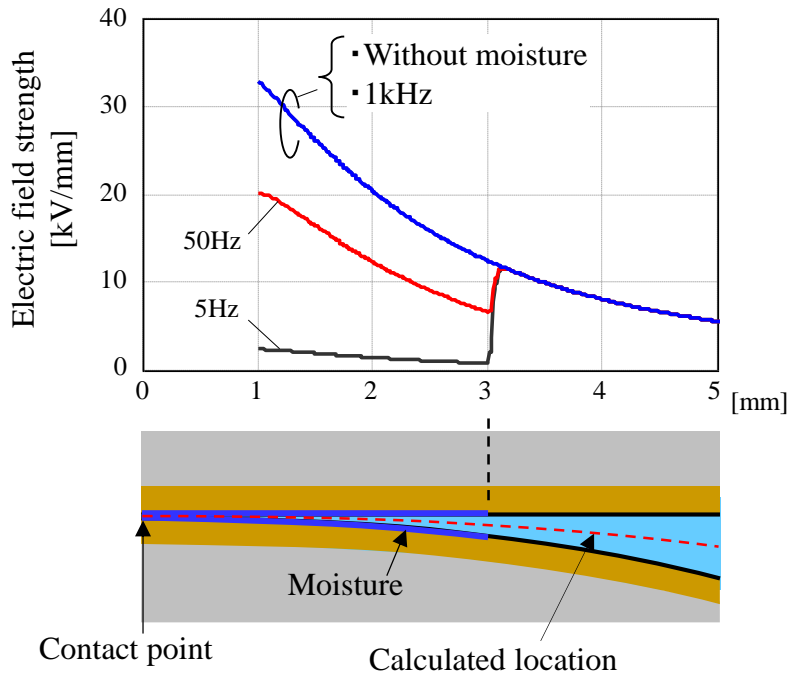


Fig. 5.15 Electric field strength when moisture layer is attached to coil coating containing contact point.

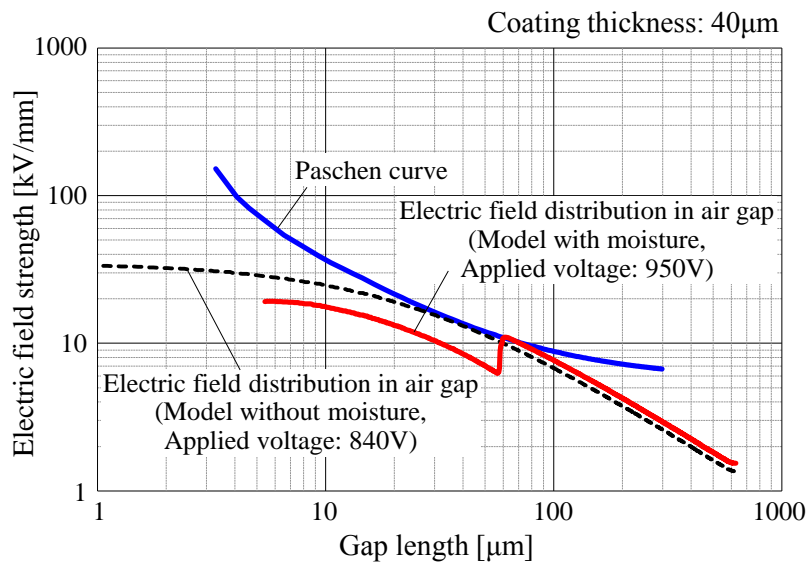


Fig. 5.16 Relationship between electric field distribution in air gap and Paschen curve (Moisture layer is attached to coil coating containing contact point).

の電界強度分布をパッシェン曲線と比較した結果を図 5.16 に示す。接触点まで水分が付着した場合の PDIV は 950 V であり、水分の付着が無い場合の 840V に対して上昇し、放電箇所は接触点から離れた位置に変化している。

これらの結果は、第 4 章で示したプレ放電が一定時間進んだ後(30 s～ 180 s)の現象である PDIV の上昇(図 4.7), PDIV の周波数特性(図 4.8(c): 低周波数ほど PDIV が上昇), 接触点から離れた放電位置への変化(図 4.10(b))の結果と整合する。このことから、第 4 章で明確化されたプレ放電が一定時間進んだ際に PDIV が急激に上昇する現象は、皮膜表面における水分が接触点まで到達したことが原因と考えられる。

5.3.5 PDIV 推移のメカニズム

以上の検証結果から、高湿下における PDIV の過渡変動は、プレ放電によって皮膜表面に水分が付着することで表面導電率が上昇し、ギャップ電界強度が変化するためと考えられる。図 5.17 に PDIV の過渡変動メカニズムを時系列にまとめた結果を示す。

まず、PDIV の測定開始時は、パッシェン則に従って皮膜間距離が一定間隔離れた位置で放電が発生し始める。放電が発生した箇所には表面に水分が付着し、ギャップ間の電界強度が変化する。プレ放電が 20 s までの期間では水分が部分的に付着し、平角線間が接触している方向の電界強度が高くなるため、PDIV が低下すると共に放電の発生箇所は次第に接触点側に移動する。これが継続すると、やがて対向する平角線表面の水分同士が平角線間の接触点で繋がると共に PDIV が一気に上昇すると考えられる。その後、プレ放電による水分付着がさらに接触点から外側に広がると同時に、PDIV がさらに上昇し、プレ

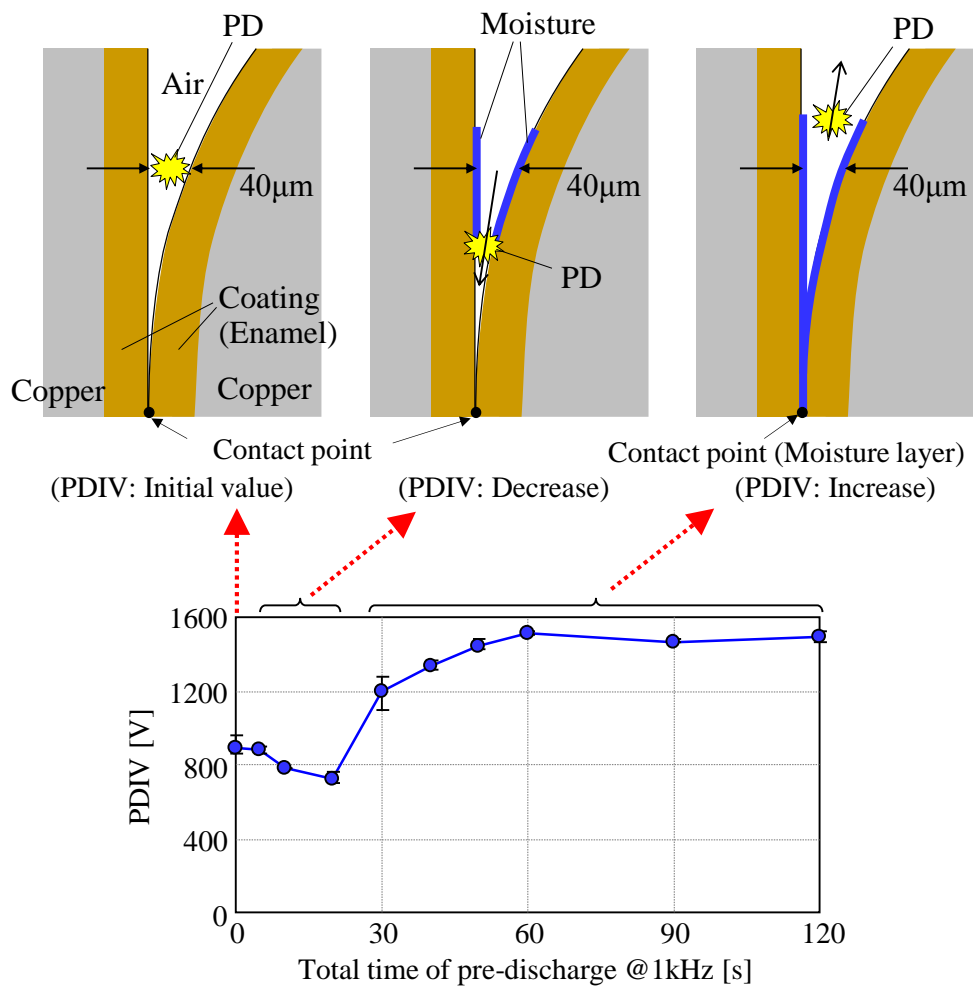


Fig. 5.17 Change of moisture adhesion area, PD location and PDIV value for pre-discharge time at high humidity.

放電も消滅する。

このギャップ電界強度の変動は、測定する周波数が小さいほど大きく PDIV も大きく変化する。今回の計算では、水分が付着する厚さを 2 μm 一定としたが、実際は水分の厚さが異なりまた厚さ自体も過渡的に変化していくことも考えられ、その結果、皮膜表面の導電率分布に影響を与え、PDIV 特性が変化すると考えられる。しかし、この様な場合でも、PDIV の過渡特性としては、プレ放電時間に対する PDIV の変化時間が変わるのみで、今回解析した PDIV の特徴的な過渡変化は同様の特性を示すものと考えられる。

5.4 PDIV 推移が生じる際の表面電位分布の検証

5.4.1 表面電位分布の測定方法

今回評価を行った高湿度環境下のプレ放電に対する PDIV の推移は、皮膜表面の導電率変化に起因しているものと推定した。この皮膜表面の導電率が上昇すると、放電による帯電が拡散するなど、皮膜表面の帯電分布が過渡的に変化することが考えられる。これに対し、平角線の表面電位を μm オーダーの分解能で評価できれば、メカニズム解明の一助になると考えられる。そこで、近年実用化されてきた μm オーダーの表面電位計を用い、プレ放電後の表面電位について評価を行った。

表面電位の測定には、10 μm の分解能を有する静電気力顕微鏡を用いた。装置外観を図 5.18 に示す。この装置は、検出部の針先を測定面近傍に近づけ、被測定面の表面電位と同じ電圧をフィードバック制御により印加することで、測定部との放電などによる状態変化を防止しつつ高い分解能での表面電位を測定する。測定には、一連の PDIV 評価と同様に、中央で接触させたエナメル平角線に対し、初期状態およびプレ放電(AC 1 kHz, 印加電圧: 1.2×初期 PDIV@ 1 kHz, 印加時間: 30 s, 100 s)を経た後の PDIV(AC 50 Hz, 検出感度 5 pC)を測定し、

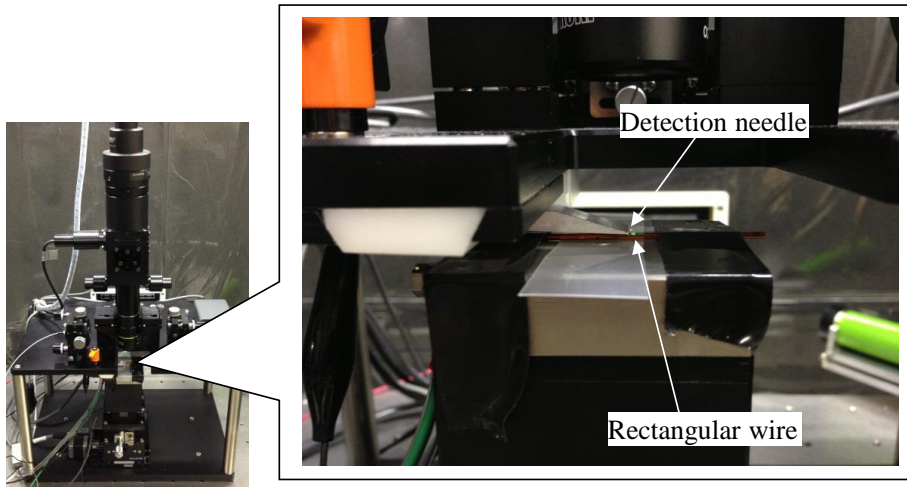


Fig. 5.18 Measurement system of surface potential distribution

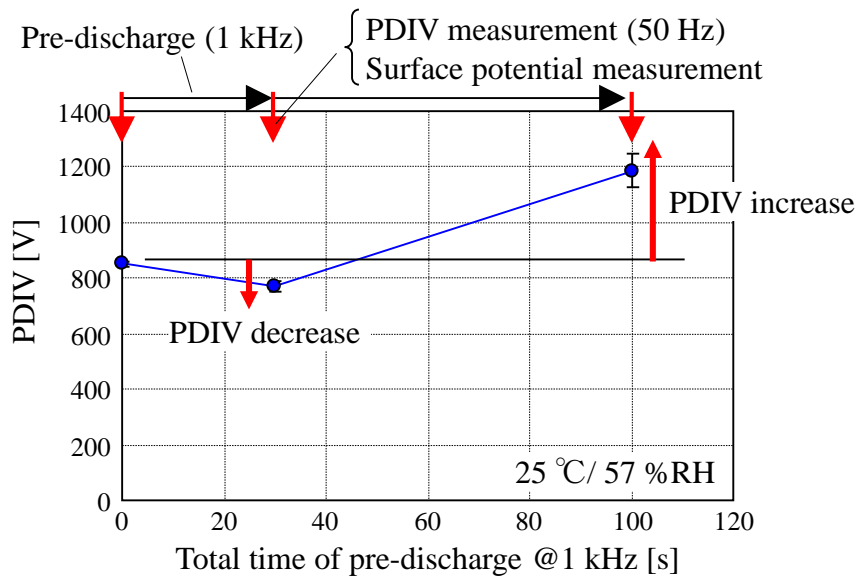


Fig. 5.19 PDIV transition of measurement sample

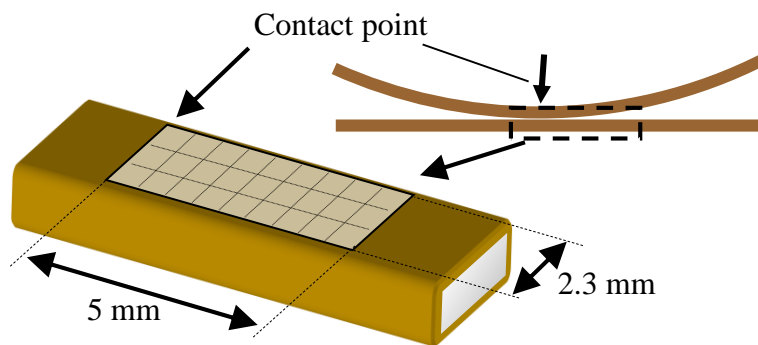


Fig. 5.20 Measurement area of surface potential

PDIV の測定後、線間を固定しているクリップを外し、表面電位分布を測定した。なお、本評価は測定装置の都合上、測定環境をコントロールできないため、25 °C/ 57 %RH のやや湿度が高い環境下で評価を行った。この条件下では、図 5.19 に示す様に、プレ放電時間を 30 s, 100 s とすることで、これまでに 90 %RH 下で明らかにしてきた PDIV が一時的に低下した後に上昇する推移特性を再現した。図 5.20 は表面電位の測定範囲を示す。表面電位は、接触点から一方向の 5 mm までの領域を、最小 40 μ m の分解能で測定した。

5.4.2 プレ放電後の表面電位分布

図 5.21～図 5.23 に表面電位分布の測定結果を示す。また、これらの測定結果から、平角線中央部の電位について比較した結果を図 5.24 に示す。初期状態(プレ放電 0 s)では、図 5.21 に示す様に、PDIV 測定後の表面電位は、接触点から約 1 mm 離れた領域で約 70 V に上昇した。これに対し、PDIV が一時的に低下したプレ放電 30 s (図 5.22)では、接触点付近の表面電位が最も高く、約 120 V に上昇した。一方、PDIV が上昇に転じたプレ放電 100 s 後の電位(図 5.23)は、一様に低いレベルであった。これらの電位変動は、プレ放電や PDIV の測定によって発生した放電電荷が皮膜表面に残留して発生したものと考えられる。図 5.24 に示す様に、まずプレ放電 0 s では、PDIV 測定時の部分放電は接触点から少し離れた位置で放電が発生するため、この位置で放電に起因した帯電によって電位が上昇すると考えられる。そしてプレ放電 30 s では、接触点近傍に放電が移動するため、この領域の電位が上昇すると考えられる。これに対し、プレ放電 100 s では、表面電位の上昇は見られなくなったが、これは接触点近傍の表面導電率が上昇することで、帯電電荷が拡散したことに加え、放電位置も接触点から離れたことで、接触点近傍の帯電が減少したためと考えられる。

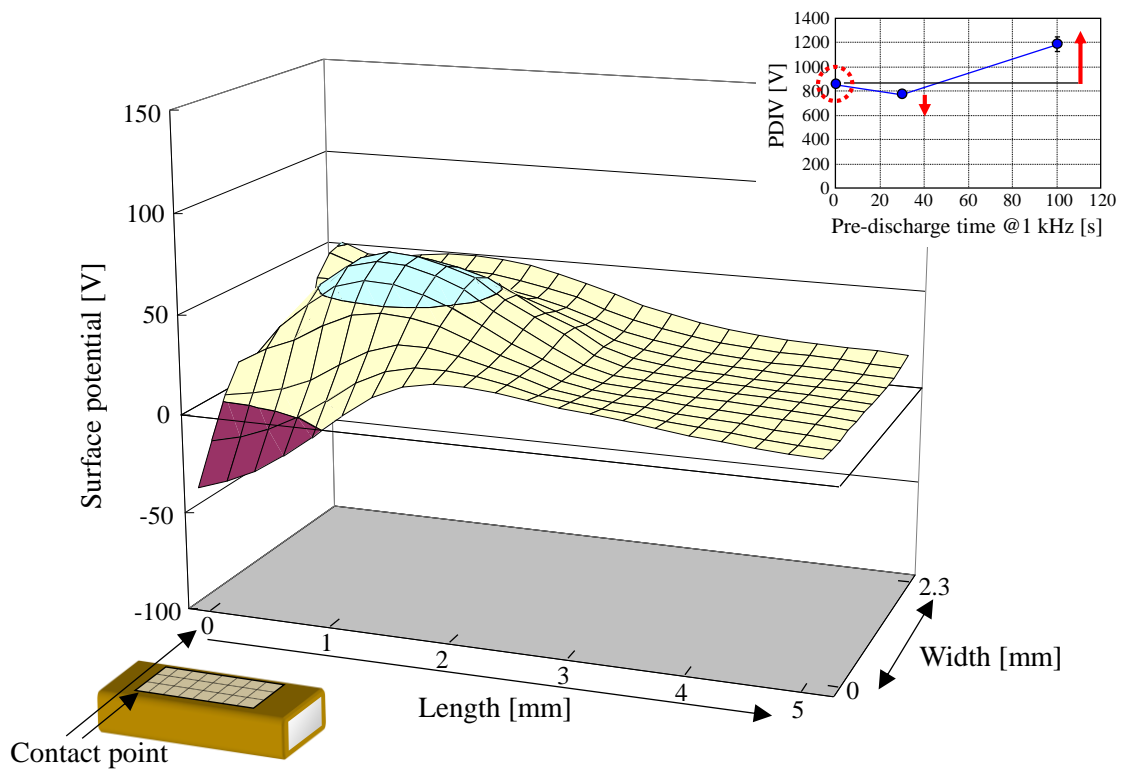


Fig. 5.21 Surface potential distribution (Pre-discharge time 0 s)

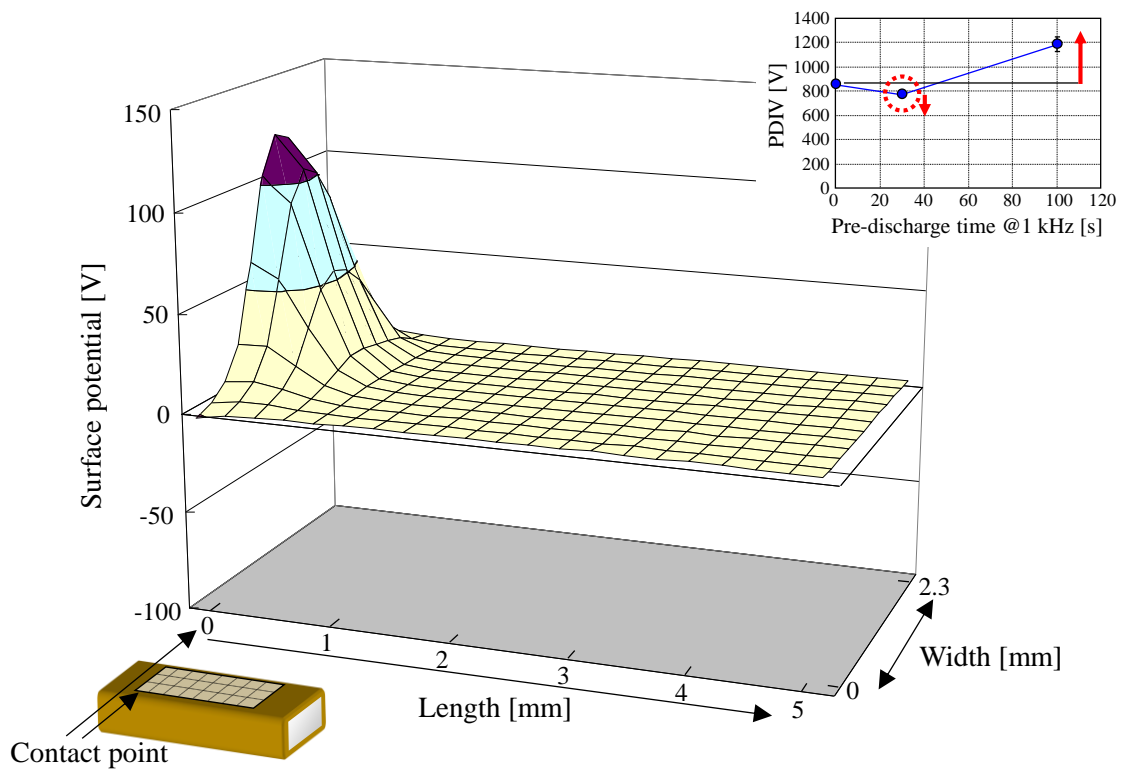


Fig. 5.22 Surface potential distribution (Pre-discharge time 30 s)

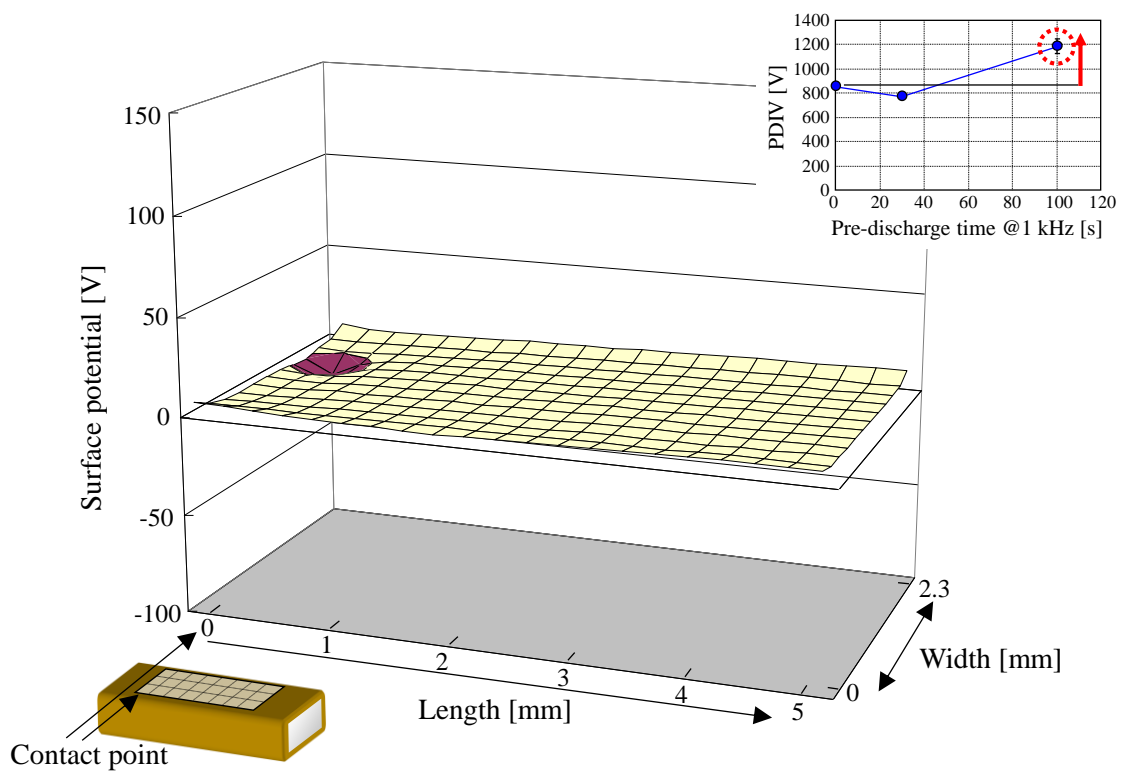


Fig. 5.23 Surface potential distribution (Pre-discharge time 100 s)

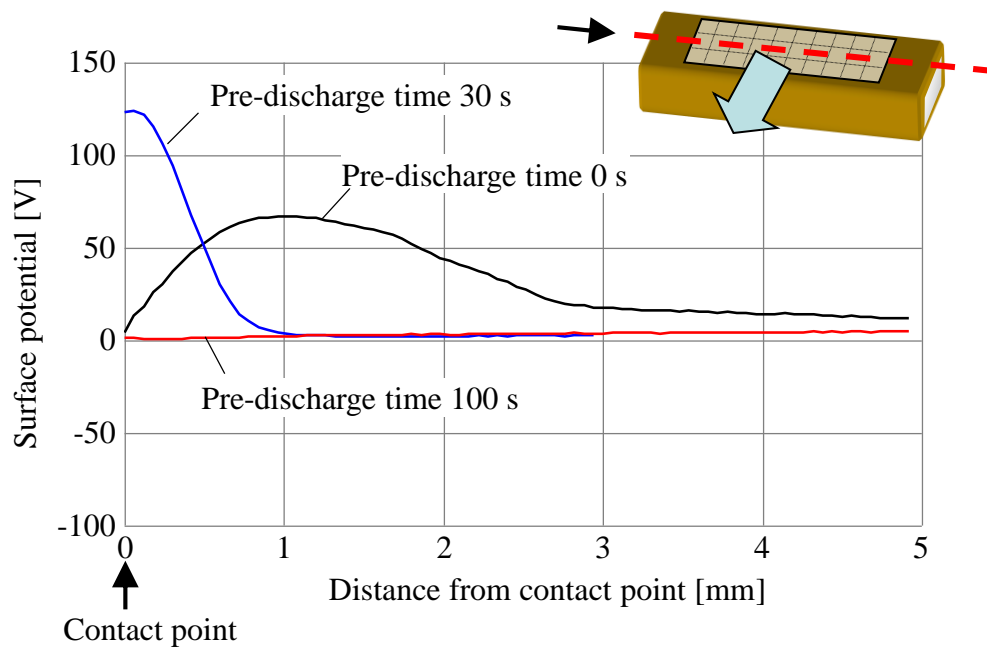


Fig. 5.24 Comparison of surface potential after PDIV measurement for pre-discharge time 0 s, 30 s, 100 s

以上の結果は、高湿下における PDIV の過渡変動のメカニズムとして考察したプレ放電に起因した皮膜表面の導電率の過渡変化と整合性があり、メカニズムの確からしさを証明するものであると考えられる。

5.5 まとめ

本章では、乾燥下、高湿下において PDIV がプレ放電によってばらつきや過渡変化が発生するメカニズムを明らかにすることを目的に、解析を行い、以下を明らかにした。

- (1) 低湿度環境下では、プレ放電初期に皮膜表面の帯電分布・量が異なることで、皮膜表面における局所的な電位差や電界強度の変動が起こり、PDIV にばらつきが発生する。
- (2) 高湿度環境下では、プレ放電後における皮膜表面への部分的な水分付着によって表面導電率が局所的に上昇し、ギャップ電界が変化することで PDIV が変動する。水分が対向する平角線の接触点を含まずに部分的に付着した場合は、ギャップ電界を強めるため PDIV が低下し、水分が接触点を含んで付着する場合は逆にギャップ電界を弱めるため PDIV が上昇する。
- (3) 高湿度環境下における PDIV の推移は、水分の付着部分が過渡的に変化し、ギャップ電界が過渡的に変化することで生じる。
- (4) 高湿度環境下におけるプレ放電後のギャップ電界強度の変化量は、測定周波数が高いほど小さくなるため、PDIV の変動量も小さくなる。

第 5 章の参考文献

- [1] K. Wu, C. Pan, Y. Meng and Y. Cheng: "Dynamic Behavior of Surface Charge Distribution during Partial Discharge Sequences", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.20, No.2, pp.612-619, 2013.
- [2] 福田, 菊池, 福本, 永田, 池上, 櫻井, 吉満: 「エナメル線における繰り返しインパル

- ス部分放電開始電圧と表面電位計測」, 平成 25 年電気学会全国大会, p.71, 2013.
- [3] M. Levesque, E. David, C. Hudon and M. Belec: "Contribution of Humidity to the Evolution of Slot Partial Discharges", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.19, No.1, pp.61-75, 2012.
- [4] Y. Kikuchi, T. Murata, Y. Uozumi, N. Fukumoto, M. Nagata, Y. Wakimoto and T. Yoshimitsu: "Effects of Ambient Humidity and Temperature on Partial Discharge Characteristics of Conventional and Nanocomposite Enameled Magnet Wires", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.15, No.6, pp.1617-1625, 2008.
- [5] Y. Kikuchi, T. Murata, N. Fukumoto, M. Nagata, Y. Wakimoto and T. Yoshimitsu: "Investigation of Partial Discharge with Twisted Enameled Wires in Atmospheric Humid Air by Optical Emission Spectroscopy", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.17, No.3, pp.839-845, 2010.
- [6] A. Cavallini, F. Ciani, G. Mazzanti and G. C. Montanari: "First Electron Availability and Partial Discharge Generation in Insulation Cavities - Effect of Light Irradiation", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.12, No.2, pp.387-394, 2005.
- [7] C. Li, J. Song, L. Lin, Z. Lei, W. Su and X. Bi: "Effects of Vapor with Different Chemical Properties on Corona Partial Discharges of Stator Windings", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.21, No.3, pp.964-972, 2014.
- [8] K. Wu, T. Okamoto and Y. Suzuoki: "Effects of Discharge Area and Surface Conductivity on Partial Discharge Behavior in Voids under Square Voltages" IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.14, No.2, pp.461-470, 2007.
- [9] K. Wu, T. Ijichi, T. Kato, Y. Suzuoki and F. Komori: "Contribution of Surface Conductivity to the Current Forms of Partial Discharges in Voids", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.12, No.6, pp.1116-1124, 2005.
- [10] 小川: 「高分子の表面改質・解析の新展開」, シーエムシー出版, 2007.
- [11] N. Inagaki, S. Tasaka, K. Narushima and K. Teranishi: "Surface Modification of Poly(tetrafluoroethylene) with Pulsed Hydrogen Plasma", Journal of Applied Polymer Science, Vol. 83, pp.340-348, 2002.
- [12] M. Tahara, N. K. Cuong and Y. Nakashima: "Improvement in Adhesion of Polyethylene by Glow-discharge Plasma", Surface and Coatings Technology, 173 -174, pp.826-830, 2003.
- [13] T. Ogawa, S. Baba and Y. Fujii: "Improvement of Bond Strength of BPDA-PDA-Type Polyimide Film by Corona Discharge Treatment", Journal of Applied Polymer Science, Vol. 100, pp.3403-3408, 2006.

第6章 モータステータにおける低ばらつきな PDIV 測定手法

6.1 まえがき

第4章、第5章では、平角線を用いたテストピースによる評価と解析から、PDIV の測定毎のばらつきや過渡変化(推移)に与える測定条件とメカニズムの考察を行い、特に測定時の環境湿度やプレ放電がコイル間のギャップ電界に影響を与え、PDIV 特性が変化することを示した。実際のモータステータにおいてコイル間の PDIV を評価する際は、コイル間で多くの接触箇所があり、それぞれが個別に湿度やプレ放電の影響により異なる PDIV 特性を持つことで、全体で測定する際の PDIV が影響を受けると考えられる。そこで、第6章では前章までの結果を踏まえ、環境湿度およびプレ放電が、モータステータにおけるコイル間の PDIV 特性に与える影響を評価し、PDIV ばらつきや推移を抑制する手法を提案することを目標に検討を行う。

6.2 ステータコイル間の PDIV 特性

6.2.1 PDIV 評価に用いたモータステータ

本研究で用いたステータおよび諸元を図 6.1, 表 6.1 にそれぞれ示す。このステータは、エンジン搭載車両において 12V 系回路の発電に用いられるオルタネータである。出力は 2.5 kW であり、本研究で想定している HEV 用モータ(50 kW ~150 kW)に対して低く、サイズも小さいものの、巻線構造は同様のパターンで構成されることから、PDIV 特性の解析に支障は無いものと判断した。コイルは第4章、第5章で評価した Sample A と同じ平角線(2.3 mm× 1.5 mm, 皮膜厚 40 μm, AIW)が使われており、1 相が 2 並列で構成されるダブルスター結線となっている。通常、巻き線にはワニス処理がされるが、コイル間にワニスが付

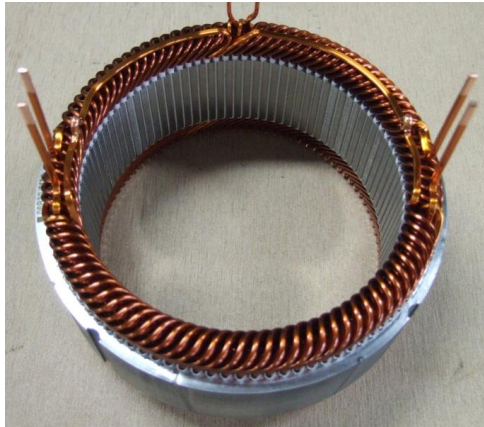


Fig. 6.1 Rectangular wire motor stator without varnish treatment

Table 6.1 Specifications of motor stator

Max output	2.5 kW
Wire connection	Double star
Coil wire	Rectangular wire 2.3 mm × 1.5 mm
Wire coating	40 μm (AIW)
Varnish	Untreated

着すると放電の空間が埋まり PDIV 特性が変化することから、本研究ではワニス処理がされていない個体を用いた。なお、このワニス処理の問題については、実際のモータにおいて全ての空気ギャップを埋めるように完全に含浸することは困難であり、ワニスが付着していない部分で皮膜厚が不足する場合、部分放電の発生により不具合を起こす可能性がある。このような点からも今回解析を行う空気ギャップを想定した PDIV の特性評価は重要と考える。

通常、モータステータのコイル間に高電圧を印加する際は、相間にインパルス電圧を印加する必要がある。これは、モータコイルのインダクタンスはモータの駆動条件に適した値に設計され、商用周波数である 50 Hz 程度の低い周波数ではインピーダンスが低く大電流が流れてしまうためである。そしてこのようなインパルス電圧を用いた評価法は、これまでにモータの評価やオンライン診断などにおいて検討されてきた^[1-3]。しかし、インパルス電源を用いてモータステータのコイル間に高電圧を印加した場合、電圧が加わった瞬間の相間電圧には分布を持つため、相間のコイル箇所によって加わる電圧が異なる。モータの絶縁設計や工場での品質検査においては、皮膜厚を評価することが重要であり、相間には均等に電圧を印加することが望まれる。このような観点から、モータの中性点を切断し相間に正弦波電圧を印加する手法は、相間に均等に電圧を加えることができ、有用な手段である。そこで本章では、モータコイルの中性点を切断した状態で PDIV 特性を評価する。

6.2.2 コイル間 PDIV 測定系の構成

図 6.2 は本評価で用いるモータの結線状態を示しており、図に示す様に 2 つの中性点を切断することで、コイル間の PDIV を測定した。測定箇所は、2 つの結線(U,V,W または X,Y,Z)の中から同じ結線の任意の箇所(U-V 間, V-W 間, W-U 間, X-Y 間, Y-Z 間, Z-X 間)を抽出して測定した。これらの測定箇所の組

み合わせは、全て結線構造が幾何学的に同じ形になっており、PDIV の評価においては全て同等に扱うことができると判断した。

コイル間の PDIV を測定する構成を図 6.3 に示す。この図に示す様に、測定回路は第 4 章、第 5 章にて使用した測定回路と同等のものを使用し、対地間の PD を排除し相間の PDIV 特性を評価するため、ステータコアをグランドから浮かした状態で相間の PDIV 評価を行った。なお、第 4 章、第 5 章におけるテストピースでの PDIV 測定は、放電電流を直接測定しているのに対し、モータステータにおける PDIV 測定は、相電流から判定している。このような手法は、従来のインパルス測定での適用実績があり、本手法によってモータ内部の PD を検出できるものと判断した^[4-7]。測定条件を表 6.2 に示す。測定条件についても、第 4 章、第 5 章と同様に、環境温度 25 °C、相対湿度 20 %RH, 50 %RH, 90 %RH の条件下において、同様の手順を用いてプレ放電に対する PDIV のばらつきと推移を計測した。なお、評価に用いたステータは、皮膜の吸湿状態を安定させるため、測定前にあらかじめ測定する環境下に 24h 以上放置したものをを用いた。

6.2.3 ステータコイルの共振特性

本評価では中性点を切断したモータステータにおいて、相間に正弦波電圧を印加することで、相間に均等な電圧を印加することを狙うが、印加電圧の周波数を上昇しすぎると、モータ内で共振が発生し、コイル間の電圧が均等に加わらなくなる可能性がある。そこで、図 6.4 に示す様に、モータの入力部と切断した中性点間の伝達特性を第 2 章で評価した測定と同じ要領で評価を行った。その結果を図 6.5 に示す。この結果から、このモータにおける共振周波数(ゲインが最大となる周波数)は 2.3 MHz であり、印加電圧の周波数が約 100 kHz 以下であれば共振の影響を受けず、コイル間に電圧を均等に加えることができる。

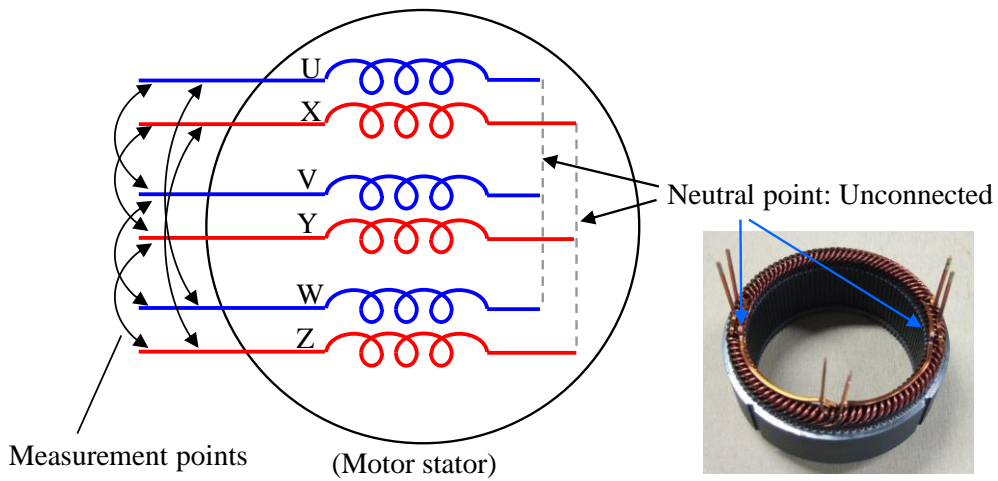


Fig. 6.2 Measurement point

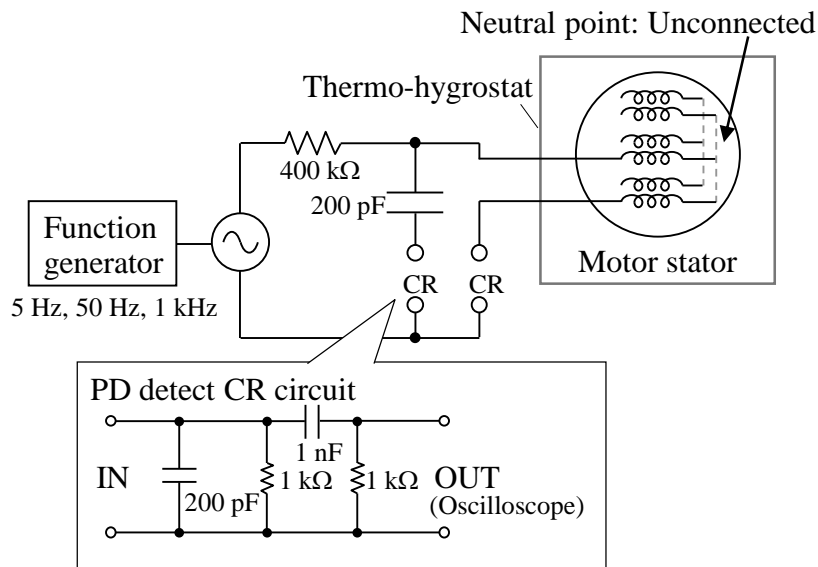


Fig. 6.3 Experimental setup for PDIV measurement in motor stator

Table 6.2 Conditions for PD measurement

Environmental conditions	25 °C / 20 %, 50 %, 90 %RH
Pre-discharge conditions	1 kHz, 1.2×PDIV@ 1 kHz
PDIV measurement frequency	50 Hz, 1 kHz
PD detection sensitivity	5 pC
Voltage rise/ decrease speed	20 V/s

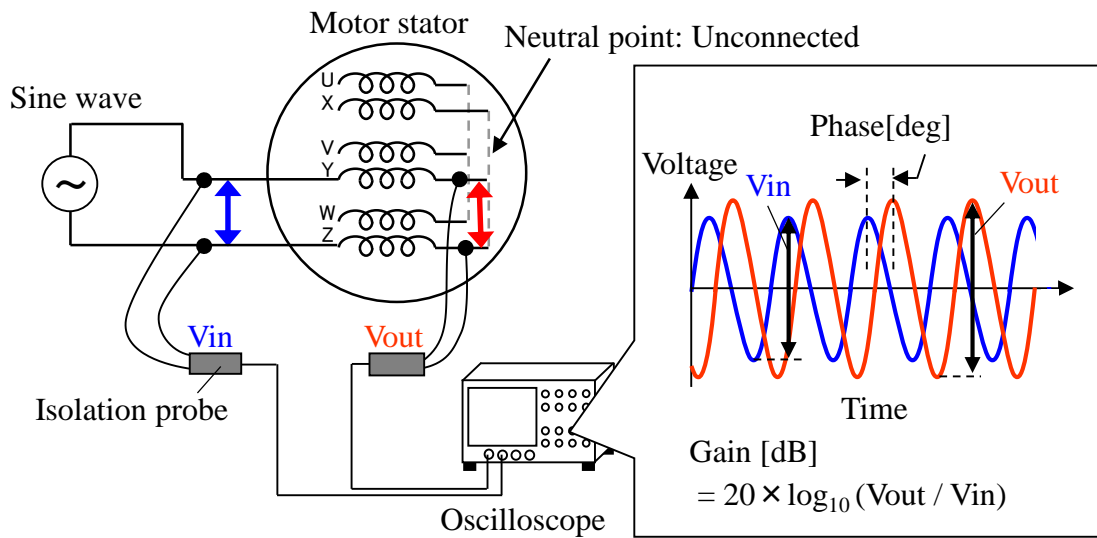


Fig. 6.4 Configuration for measuring transfer characteristics

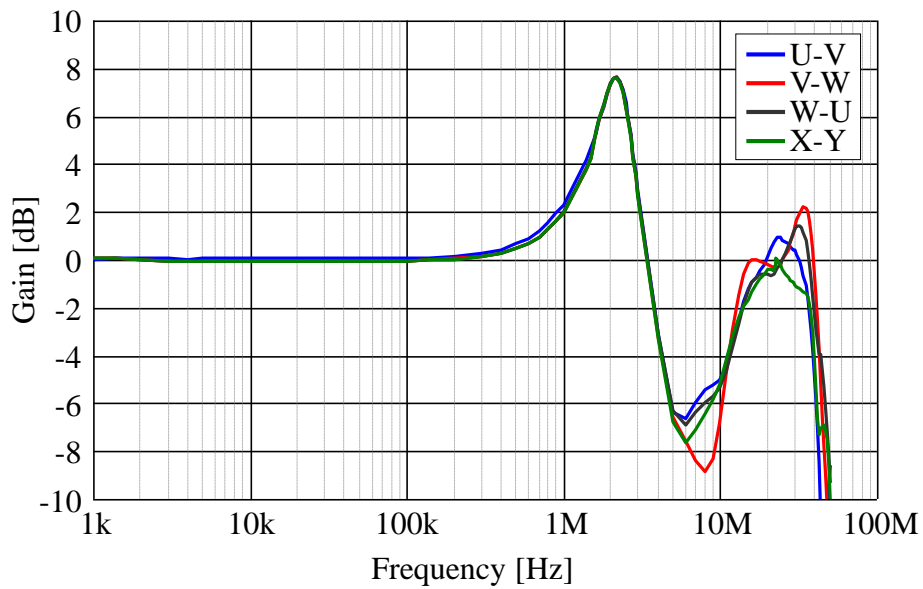


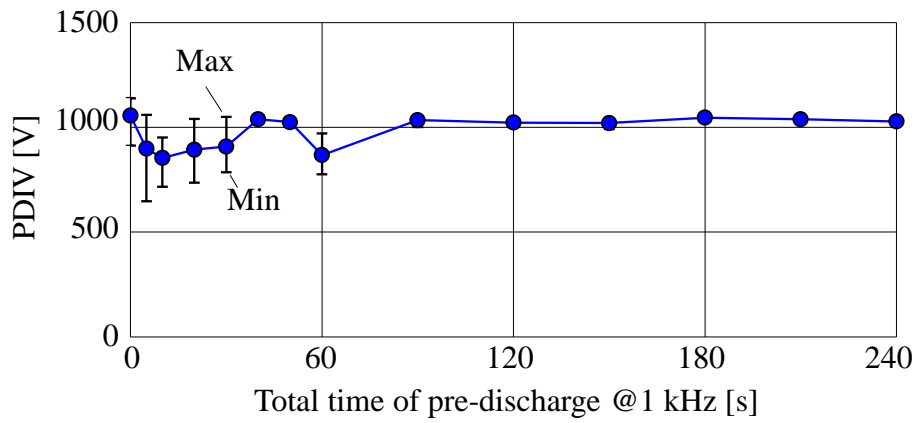
Fig. 6.5 Gain characteristics in each measurement point

6.2.4 ステータコイル間において環境湿度を変えた時のプレ放電に対する PDIV の変動特性

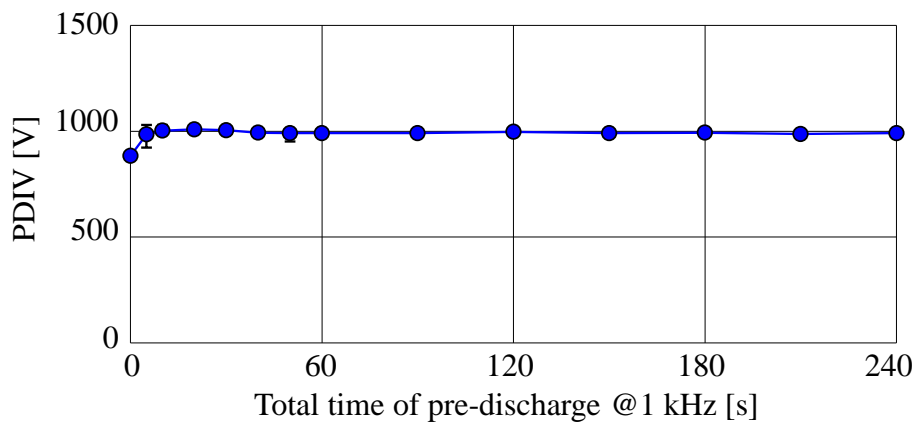
図 6.6 は、モータステータにおいて、環境温度 25 °C，環境湿度 20 %RH, 50 %RH, 90 %RH でコイル間にプレ放電(AC 1 kHz, 印加電圧 : 1.2×初期 PDIV@ 1 kHz)を行った際の 50 Hz における PDIV 変動を測定した結果をそれぞれ示す。図中のエラーバーは 5 回測定した際の最大・最小値を示している。なお、90 %RH の条件では、測定する個体によってプレ放電が途中で消滅する場合と消滅しない場合が存在したため、3 個体分の測定結果を示している。

図 6.6 の測定結果において、20 %RH の環境下では、プレ放電初期に PDIV 平均値が推移すると共にばらつきが生じたのに対し、プレ放電が進むに従って平均値が安定すると共にばらつきも低下した。これに対し、50 %RH 環境下では、プレ放電初期から PDIV のばらつきは小さく、プレ放電に対して平均値は安定していた。一方、90 %RH の環境下では、PDIV のばらつきは小さいが、NO.1,2 のサンプルではプレ放電に伴って PDIV が上昇し、プレ放電が途中で消滅した。また、NO.3 のサンプルでは、プレ放電を 240 s 間行ってもプレ放電が消滅することは無かった。

これらのモータステータの結果を第 4 章で評価したテストピースの測定結果と比較すると、まず 20 %RH では、図 4.6 の測定結果に示される様に、テストピースにおいてもプレ放電初期に PDIV のばらつきが発生するが、プレ放電が進むに従ってばらつきが減少することから、両者同様の傾向を示していると言える。これに対し、90 %RH においては、図 4.7 で示した様に、テストピースでは PDIV のばらつきは小さくプレ放電時間に対して一時的に低下した後に急激に上昇する特徴を持った推移特性を示しており、図 6.6(c)で示したモータステータにおける測定結果と特徴が異なっている。

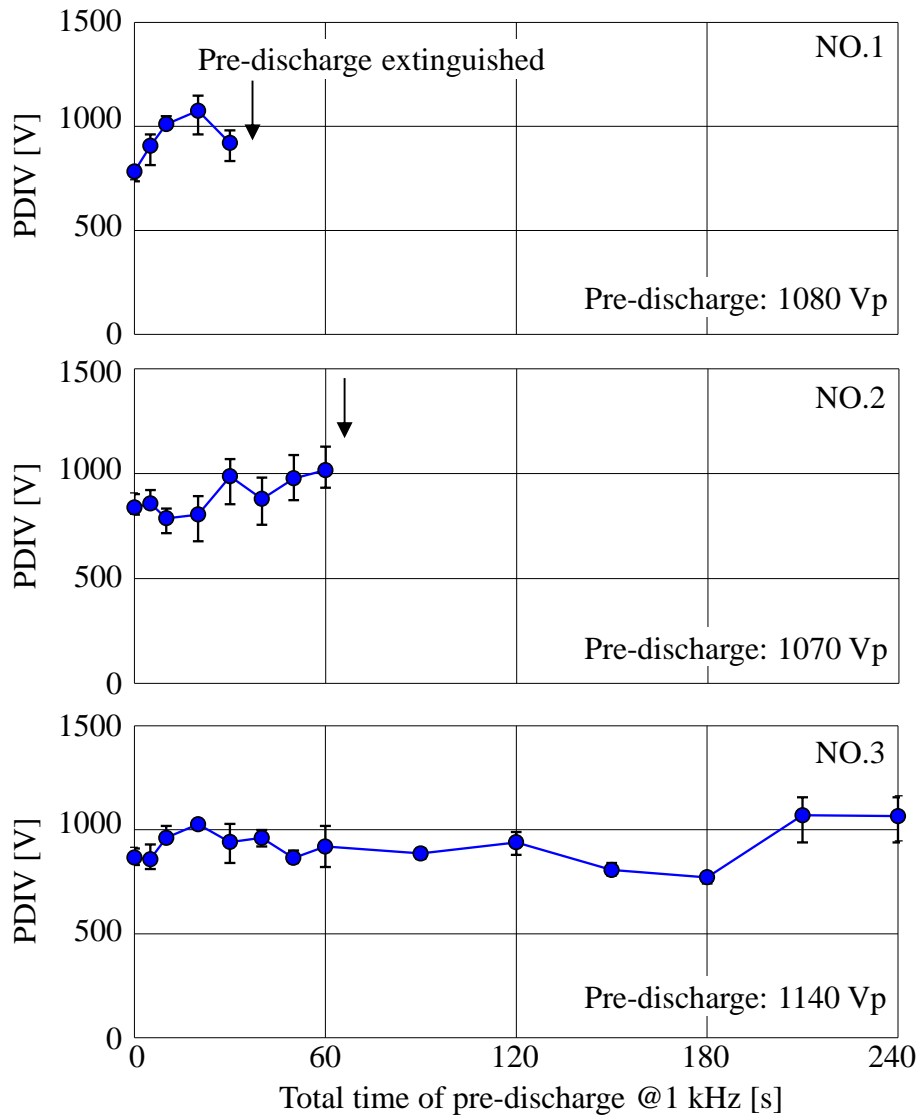


(a) 20% RH (Pre-discharge: 1270 Vp)



(b) 50% RH (Pre-discharge: 1200 Vp)

Fig. 6.6 PDIV as a function of pre-discharge time (Motor stator)



(c) 90 %RH

Fig. 6.6 PDIV as a function of pre-discharge time (Motor stator)

6.3 ステータコイル間における PDIV 変動のメカニズム

6.3.1 ステータにおいて PDIV 変動を引き起こす要因

第5章におけるテストピースを用いた部分放電特性の解析の結果では、乾燥環境下におけるプレ放電に対する PDIV の過渡変化(推移)は、表面帯電の状態変化と相関があり、これがコイル間における空気ギャップ部の電界強度に影響を与えたと考察した。前節のステータにおける評価では、乾燥下の PDIV 特性はテストピースの傾向と同等であることから、ステータにおける PDIV の測定毎のばらつき原因は表面帯電に基づくものと考えられる。

一方、高湿環境下におけるテストピースの評価では、プレ放電後の水分付着によって表面導電率が上昇し、ギャップ電界強度が変化することを示した。同様に測定したステータの PDIV 特性はテストピースとは異なる特性を示しており、ステータ独自の PDIV 変動要因が存在すると考えられる。

表 6.3 はテストピース、ステータにおいて、コイル間の PDIV を測定する際の影響要因を示す。両者の相違点として、接触点数、接触状態、表面状態、ワニス含浸の有無が挙げられる。このうち、接触点数については接触点数が多いほど放電箇所が多くなり、PDIV はその中で最も低い電圧で発生する箇所の放電によって決まると推定される。このため、高湿環境下においては、テストピースに見られたようなプレ放電に対する個々の PDIV 特性を重ね合わせた際のミニマム値となると考えられる。図 6.6(c)の NO.1, NO.2 の測定結果では、プレ放電に伴い PDIV が徐々に上昇し、やがてプレ放電が消滅した。これは、テストピースにおけるプレ放電に対する個々の PDIV 推移特性に見られたように、PDIV はあるプレ放電時間を超えると上昇する特性がそれぞれ重なり合った結果、現れた特性と考えることができる。しかしながら、ステータにおける測定のうち、図 6.6(c), NO.3 の結果では、PDIV がプレ放電に対して上昇せず、またプレ放電が消滅する現象も見られなかった。このことから、ステータにお

る PDIV の推移特性は接触点数の影響だけでは決まらなると考えられる。





一方、接触状態の影響については、今回平角線のモータを評価対象としており、図 6.7 に示す様に特にモータステータのコイルエンドにおいて平角線同士が接触する際のパターンが異なると考えられる。接触状態が変化した場合、部分放電の箇所が変化するため、高湿度環境下においてはプレ放電によって表面導電率が変化する箇所が変わり、ギャップ間の電界強度分布が変化することが考えられ、その結果 PDIV の推移特性も変化することが考えられる。また、その他の要因としては、表面のオイル付着や汚れが考えられるが、製造工程においてオイル塗布は行っておらず、また今回用いたステータは新品のものを用いたため、これらが高湿下においてプレ放電による PDIV の過渡変化に与える影響は少ないと考えられる。

以上を踏まえ、次節では接触状態が高湿下のプレ放電に対するコイル間の PDIV 変動に与える影響を評価した。

6.3.2 平角線間における接触状態の影響

接触状態を変えた際の PDIV 特性の評価にはテストピースを用い、図 6.7 に示す様に、(a)角同士の接触、(b)平面部同士の接触、(c)接触しない場合(線間の最短距離 100 μm)の 3 パターンを比較した。なお、(a)の角同士の接触は線をクロスさせて角同士が 90° の角度で当たる様に、プラスチック製の専用治具で固定した。(b)の平面部同士の接触パターンは図 4.3 で示したパターンと同等であり、(c)の接触しないパターンは、図 4.3 と同じパターンで線間距離が一定値になる様に専用治具で固定した。線間距離は隙間ゲージを用いて最短部の距離が 100 μm となる様に調整した。PDIV の測定方法は、第 4 章、第 5 章で行った方法と同様の測定回路および手順を用い、環境湿度 90 %RH にてプレ放電に対する PDIV 変動を測定した。なお、実際の測定は(a),(c)のパターンのみ追加で行い、

Table 6.3 Effecting factors for PDIV in test sample and motor stator

	Test sample	Motor stator
		
Number of contacts	1	Approx. 60
Contact pattern		
Surface state	New article	Oil, Contaminations
Varnish	Untreated	Untreated

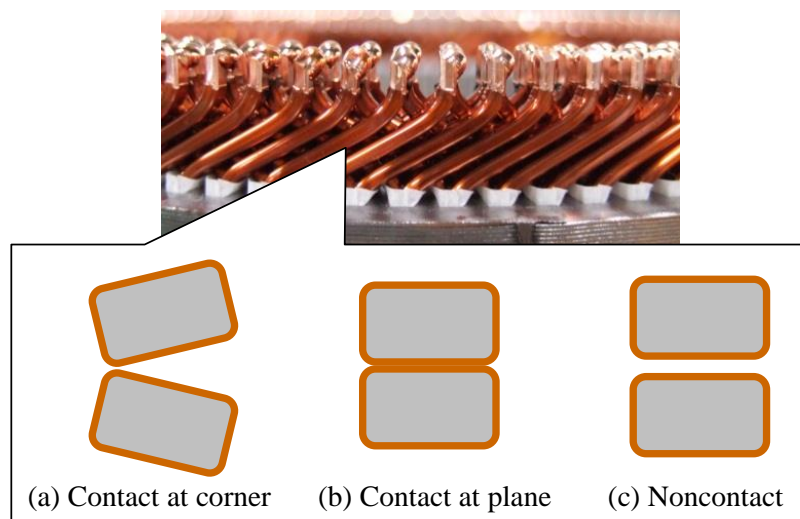


Fig. 6.7 Contact patterns between rectangular wires in motor stator

(b)のパターンは第4章で測定したデータをそのまま用いて比較した。

図 6.8 に比較結果を示す。(a), (b)の平角線同士が接触する場合、プレ放電に伴って PDIV は上昇するが、上昇し始めるタイミングが接触パターンで異なり、角同士接触する(a)の方が早く上昇し始めた。一方、(c)の平角線同士が接触しない場合、プレ放電によって PDIV が上昇する特性は見られなかった。これらの結果は、前節で述べた様にプレ放電によって表面導電率の変化する箇所が変化し、ギャップ電界が変化したためと考えられる。互いに接触している(a), (b)のパターンでは、プレ放電によってやがては PDIV が上昇しており、第5章で示したメカニズムと同様に、ギャップ間の電界緩和が起きていると考えられる。なお、PDIV の上昇するタイミングが異なるのは、接触部の形状が異なるため、プレ放電によって表面導電率の上昇する範囲や過渡的な広がりには違いが生じたものと考えられる。これらの PDIV 変化の特徴は、互いの平角線表面における水分同士が接触することでギャップ電界が緩和されることにあり、互いの線同士が接触しない(c)のパターンでは、ギャップ部の電界分布が異なると考えられる。そこで、PDIV 変化に違いが見られた接触状態(b), (c)に着目し、ギャップ部の電界解析を行った。

6.3.3 線間の接触状態がキャップ電界に与える影響

図 6.9 に電界分布の計算モデルを示す。互いの平角線が接触する場合および接触しない場合について、前章までと同様に皮膜表面に水分(厚さ 2 μm)が付着したと仮定し電界分布を計算した。水分の付着範囲は、接触点(最短ギャップ)を中心に 6 mm の範囲とした。これは、水分の付着が無く線間が接触する際の PD 開始点(ギャップ長 40 μm , 接触点から 2.5 mm の地点)を含む距離の中から決定した。なお、線同士が接触しないモデルの水分付着範囲についても、比較のため同様の 6 mm とした。

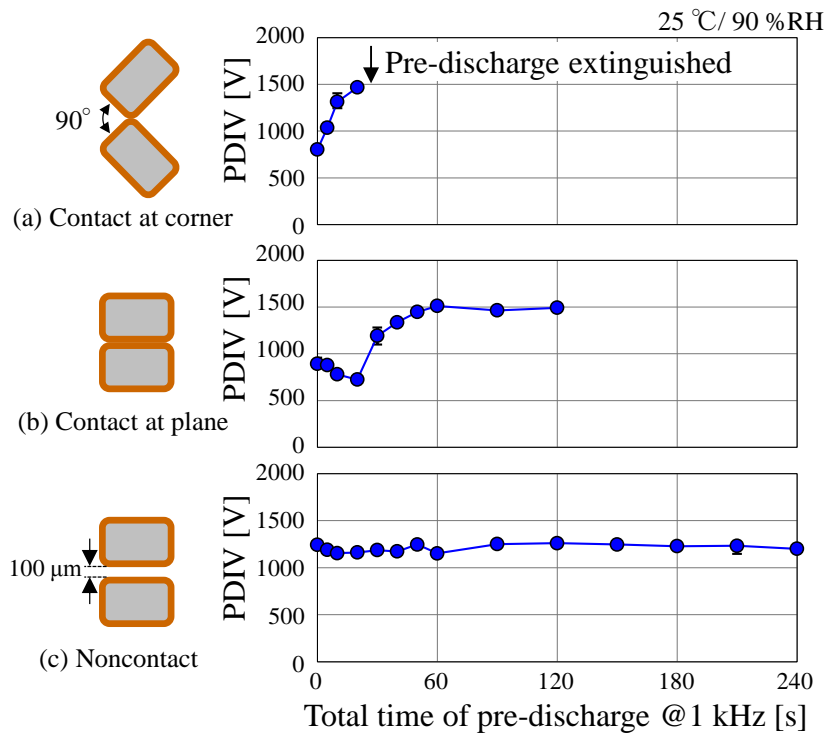


Fig. 6.8 PDIV as a function of pre-discharge time (Test pieces)

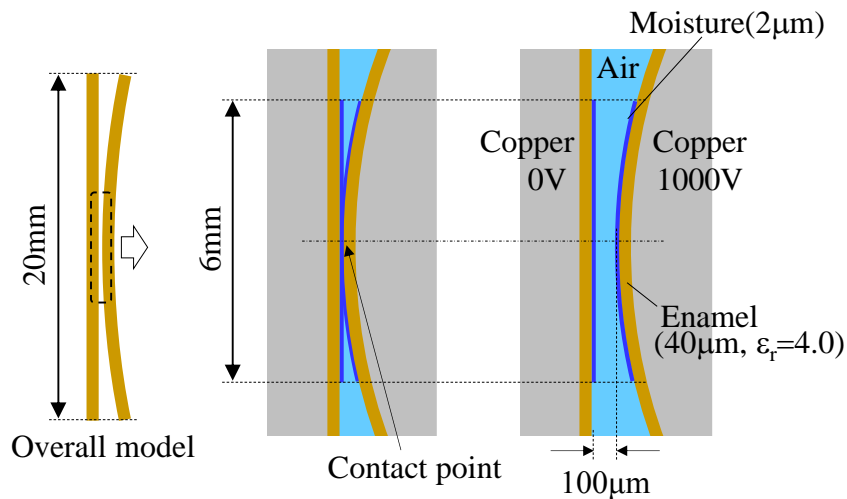


Fig. 6.9 Calculation model for electric field analysis

図 6.10 は、本モデルにおいて、平角線間に 50 Hz の正弦波電圧を印加した際の電界分布、および PD 開始点における電界強度の比較結果をそれぞれ示す。線同士が接触する場合の PD 開始点は、パッシェン則よりギャップ長 40 μm であるのに対し、線同士が接触しない場合の PD 開始点は、ギャップ長 100 μm となる。図 6.10 の結果より、線同士が接触する際の PD 開始点における電界強度は、水分が付着することで 40 %程度低下するのに対し、線同士が離れている場合の PD 開始点における電界強度は、5 %程度の低下と小さい。なお、線同士が 100 μm 離れている場合の PD 開始点の電界強度が接触する場合よりも低いのは、ギャップ長(100 μm)が線同士接触した際の PD 開始距離である 40 μm を超えているためである。

以上の結果から、高湿環境下においてステータコイル間のプレ放電に対する PDIV 変動のメカニズムを図 6.11 の模式図を用いて考察する。図 6.11(a)は、接触状態が角同士または平面で接触する際の 50 Hz, 1 kHz における PDIV 推移、およびプレ放電時の印加電圧(初期 PDIV \times 1.2@1 kHz)のレベルを示している。また、図 6.11(b)では、左の条件に加え、線同士が 100 μm 程度離れた箇所が存在する場合の PDIV 推移を追加したグラフを示す。ステータにおいてコイル間の PDIV を測定する際は、複数箇所を同時に測定するため、図 6.11 において、複数の PDIV 推移特性のミニマム値を繋ぐ線(図中し破線)が実際の PDIV 測定値になると考えられる。ステータにおいてコイル間の接触点が 1 つ以上存在し、100 μm 程度の非接触点が全く存在しない場合は、図 6.11(a)に示す様に、50 Hz の PDIV はプレ放電によってやがて上昇し、さらに遅れて 1 kHz の PDIV も上昇するため、プレ放電の印加電圧を超えた時点でプレ放電が消滅すると考えられる。

これに対し、図 6.11(b)に示す様に、ステータコイル内に 100 μm 程度の非接触点箇所が 1 つでも存在する場合は、この箇所でのプレ放電に対する PDIV 推移の幅が小さいため、他の接触点における PDIV が上昇した後においてもこの

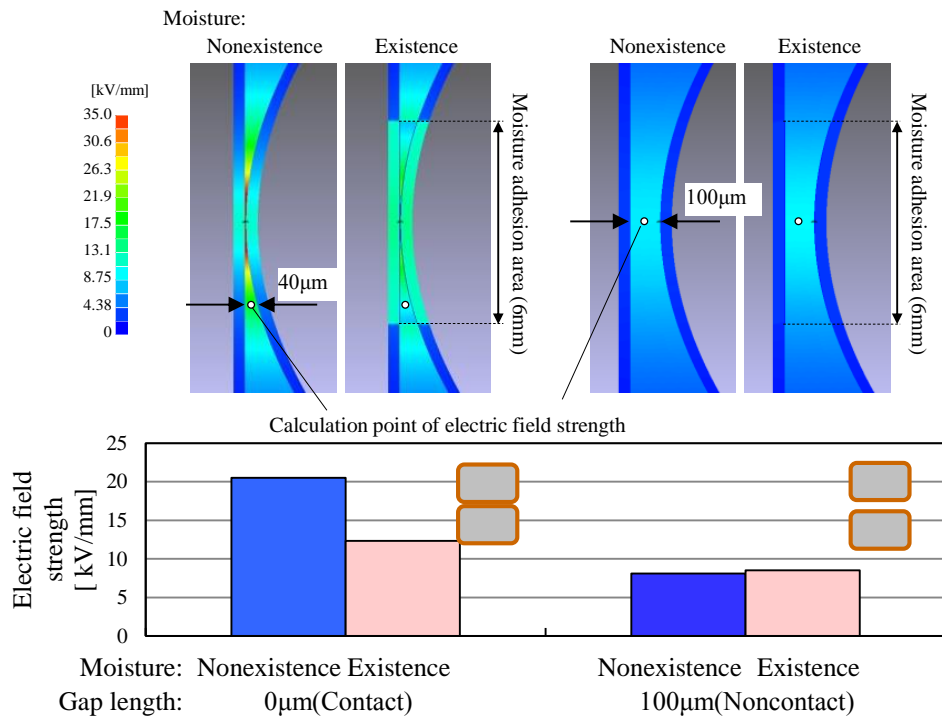


Fig. 6.10 Electric field strength at PD inception point

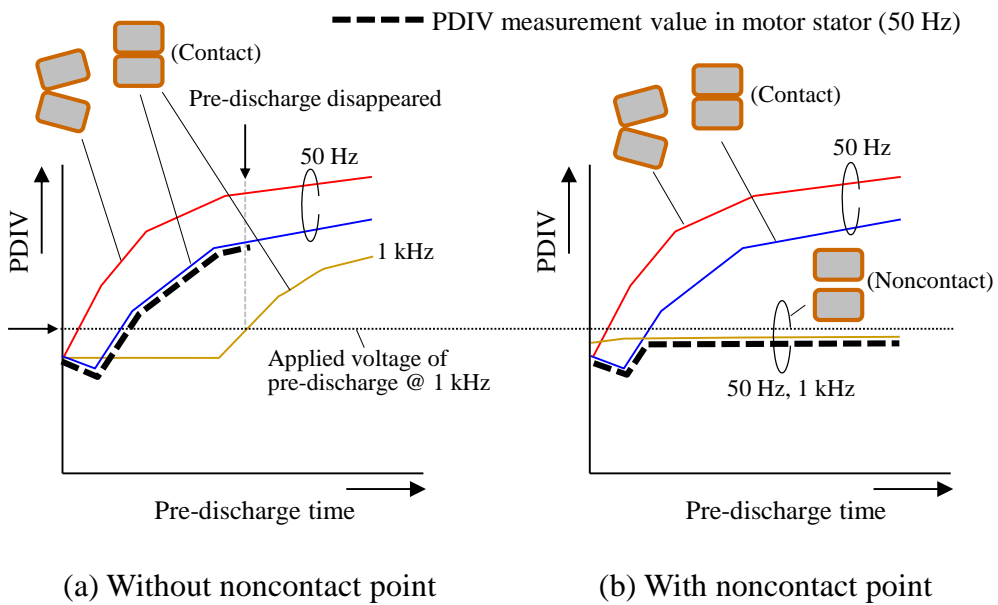


Fig. 6.11 Schematic illustration of fluctuation and transition of PDIV in motor stator.

点で PD が発生し続けるため、PDIV は過渡的に上昇しない。図 6.6(c)のステータにおける測定結果のうち、NO.3 のサンプルで見られた現象は、モータステータ内のコイル間に 100 μm 程度の非接触点が 1 つ以上存在していたと考えられる。なお、この非接触点の PDIV は、線間距離が離れるほど上昇し、離れすぎるとモータステータでの測定値に影響を及ぼさなくなるため、今回検証した 100 μm 程度のわずかな距離を残した場合のみ影響が現れる(プレ放電に対しての変動が少なくなる)と考えられる。

6.4 ステータコイル間における PDIV のばらつき低減手法

以上、本章においてこれまでに評価した結果から、ステータコイルの PDIV を低ばらつきで測定するための手法を検討する。平角線モータのコイル間 PDIV を低ばらつきで測定するためには、測定環境によって考え方が異なり、その手順を図 6.12 に示す。測定環境を管理できる場合は、湿度を 50 %RH 付近にすることで安定した PDIV 測定が行える。これは、乾燥下の表面帯電や高湿下の皮膜表面導電率変化の影響を受けにくいためと考えられる。また、測定環境を管理できない場合、乾燥環境下ではプレ放電が有効である。一方、高湿度環境下ではプレ放電を行うと皮膜表面導電率の上昇に伴う PDIV の推移が生じるが、測定周波数を上昇することで PDIV の推移を抑制できると考えられる。

上記の PDIV 測定法を検証するために、モータステータを用い、湿度 20 %RH, 50 %RH, 90 %RH およびプレ放電時間 0 s, 30 s において測定周波数を変更した際の PDIV を評価した。結果を図 6.13 に示す。50 %RH では、プレ放電 0 s から PDIV (50 Hz)のばらつきが低下したのに対し、20 %RH 下は、プレ放電を 30 s 行うことで PDIV (50 Hz)のばらつきは低下した。一方、90 %RH 下は PDIV の測定周波数を 1 kHz に上げることで、プレ放電 (0 s, 30 s)による過渡変動を抑制できることを検証した。

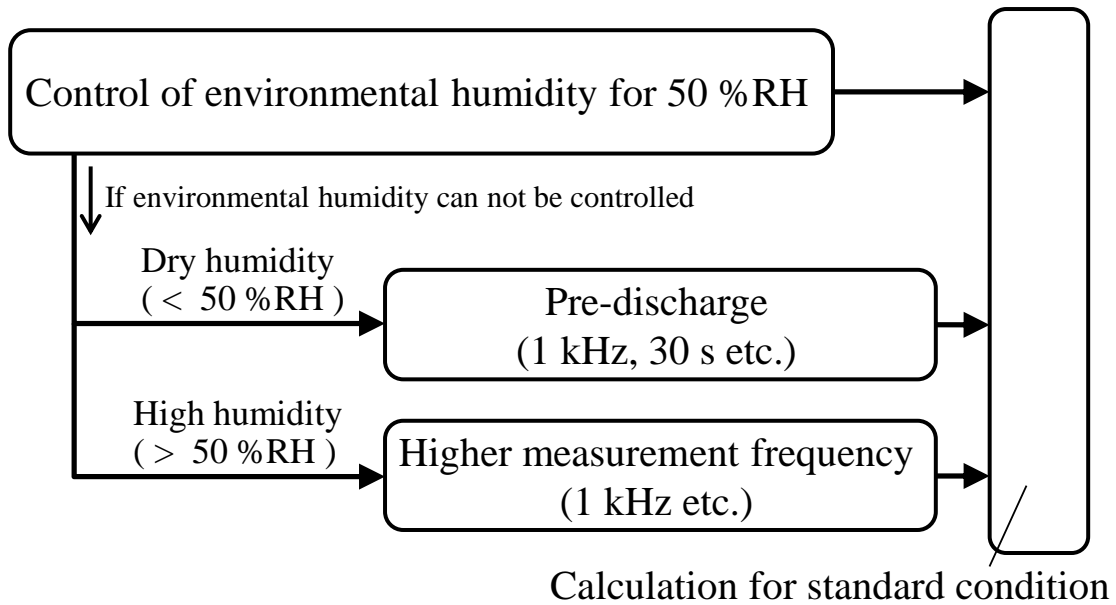


Fig. 6.12 Measurement method for PDIV with low fluctuation in motor stator

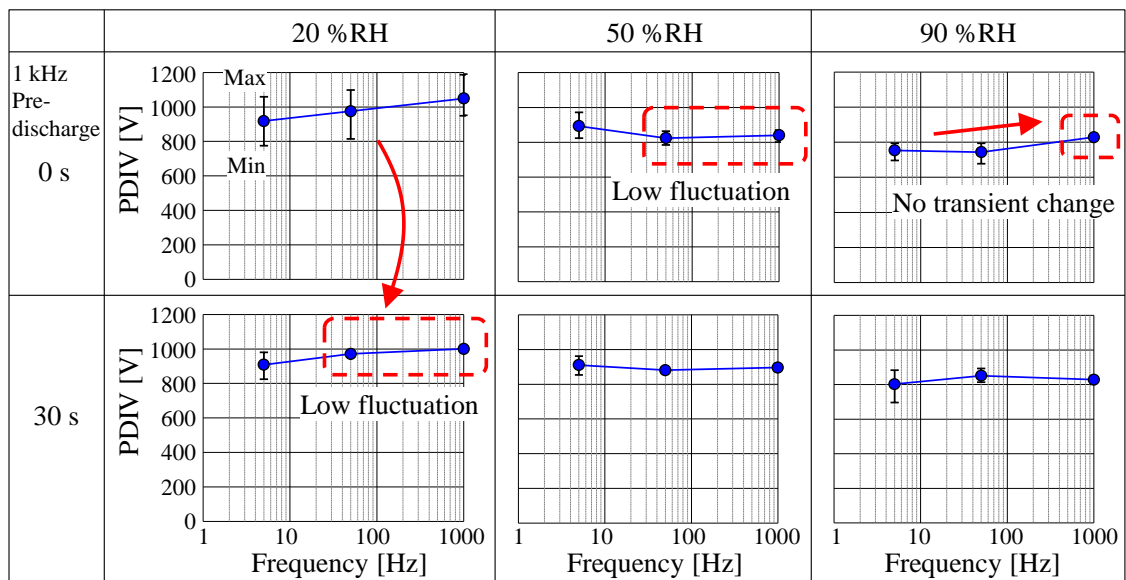


Fig. 6.13 Frequency dependence of PDIV for different pre-discharge time and relative humidity (Motor stator)

6.5 まとめ

第6章では実際の平角線モータを用い、プレ放電がステータコイル間の PDIV に与える影響について調査し、第5章にて明らかにしたテストピースによる解析から、以下に示す PDIV 変動のメカニズムおよび低ばらつきな PDIV の測定手法を提案した。

- (1) 乾燥下におけるモータステータのコイル間 PDIV は、テストピース同様に帯電の影響によりプレ放電初期にばらつきが発生するのに対し、高湿下では、個体によってプレ放電による PDIV のばらつき・推移が異なる。
- (2) モータステータにおける高湿下の PDIV 変動は、平角線間の接触パターンに影響を受け、モータ内に線間距離 100 μm 程度の非接触箇所が1つでも存在する場合、プレ放電によるこの箇所の電界強度変化が小さく PD が発生し続けるため、PDIV は過渡的に上昇しない。
- (3) モータステータにおいて PDIV を安定的に測定する手法として、湿度管理 (50 %RH), プレ放電(20 %RH, 30 s 程度), 測定周波数の上昇(90 %RH, 1 kHz 程度)が有効であることを検証した。

第6章の参考文献

- [1] F. W. Fetherston, B. F. Finlay and J. J. Russell: "Observations of Partial Discharges During Surge Comparison Testing of Random Wound Electric Motors", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.14, No.3, pp.538-544, 1999.
- [2] G. J. Paoletti and A. Golubev: "Partial Discharge Theory and Technologies Related to Medium-Voltage Electrical Equipment", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.37, No. 1, pp.90-103, 2001.
- [3] G. C. Stone: "Condition Monitoring and Diagnostics of Motor and Stator Windings – A Review", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.20, No.6, pp.2073-2080, 2013.
- [4] T. Billard, T. Lebey and F. Fresnet: "Partial Discharge in Electric Motor Fed by a PWM Inverter: Off-line and On-line Detection", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.21, No.3, pp.1235-1242, 2014.
- [5] D. Bogh, J. Coffee, G. Stone and J. Custodio: "Partial-Discharge-Inception Testing on

- Low-Voltage Motors", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.42, No.1, pp.148-154, 2006.
- [6] J. Yang, T. Kang, B. Kim, S. B. Lee, Y. Yoon, D. Kang, J. Cho and H. Kim: "Experimental Evaluation of Using the Surge PD Test as a Predictive Maintenance Tool for Monitoring Turn Insulation Quality in Random Wound AC Motor Stator Windings", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.19, No.1, pp.53-60, 2012.
- [7] F. T. Emery: "Partial Discharge, Dissipation Factor, and Corona Aspects for High Voltage Electric Generator Stator Bars and Windings", IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.12, No.2, pp.347-361, 2005.

第7章 総括

7.1 まえがき

近年、CO₂の排出削減や低燃費による経済性から、ハイブリッド自動車(HEV)や電気自動車(EV)などの電気車両が注目されている。これら電気車両の性能向上に向け、駆動電圧の上昇や新たなパワー素子 (SiC 等)、新たなモータ巻き線構造(平角線等)の採用によるインバータ・モータの小型・高効率化が進められている。しかし、これらの新技術を適用する際、モータ内コイル線間のサージ電圧上昇によって発生する部分放電が問題となることから、これを抑制するモータの絶縁技術が重要となる。モータの絶縁を確保するためには、モータに発生するサージ電圧を抑制し、モータの皮膜厚を適切に確保することが必要になるが、このためには、モータの絶縁設計においてサージ電圧を推定し抑制するための手法や、絶縁設計・工場での品質検査において皮膜厚を評価するための線間の部分放電開始電圧(PDIV)の正確な評価手法が求められる。

以上の観点から、本研究では電気車両用モータの絶縁設計や工場検査の合理化・最適化を目的に、サージ電圧の推定手法構築を通じた抑制手法の提案、および平角線モータにおけるコイル間の PDIV 変動メカニズム解明を通じた低ばらつきなモータステータの PDIV 測定手法の提案を目標に解析・検証を行った。

以下に、本研究の内容を総括する。

7.2 本研究で得られた成果

7.2.1 周波数応答解析によるモータサージ電圧の推定

第2章では、電気車両の駆動用モータにおいて、インバータ出力端からモータ入力端の電圧波形を簡易に計算する手法について検討し、以下の知見を得た。

(1) インバータ出力端における電圧波形の周波数成分とケーブルの電圧周波数

応答関数との周波数演算から、モータ入力端における電圧波形の計算が可能である。

- (2) ケーブル周波数応答関数の増幅域を高周波側に移し、ゲインピークを下げることで、スイッチングの高速化やモータ入力端電圧の低減が可能になる。本手法は、任意のインバータ出力波形からモータ入力端のサージ電圧を推定する際に有効であることを示した。

7.2.2 モータサージ電圧の抑制

第 3 章では、電気車両の駆動用モータにおいて、モータ入力端のサージ電圧を抑制する手法について検討を行い、以下の知見を得た。

- (1) インバータ出力端の立ち上がり時間を短くしていくと、モータ入力端の電圧は、スイッチング波形の周波数成分がケーブル周波数応答関数の増幅域にかかる条件で急激に上昇する。スイッチングの高速化とサージ電圧の抑制を両立するためには、インバータ出力端の立ち上がり時間をこの増幅域に調整することが効果的と考えられる。
- (2) プレスイッチングによりモータ入力端のリングングをキャンセルし、最大電圧を抑制できる。

7.2.3 平角線間の部分放電特性

第 4 章では、平角線のテストピースにおいて、線間に発生したプレ放電が PDIV 測定毎のばらつきや過渡的な PDIV 変化(推移)に与える影響を明らかにするため、環境湿度、測定周波数を変えて調査を行った。その結果、以下の知見を得た。

- (1) プレ放電に対する PDIV の過渡特性は湿度環境によって大きく異なる。
- (2) 低湿度環境(20 %RH)において、プレ放電(1 kHz)を行った際の 50 Hz におけ

る PDIV は、平均値は大きく変わらないものの、プレ放電初期に測定毎のばらつきが発生するのに対し、プレ放電を行うことでそのばらつきは徐々に低下する。

- (3) 高湿度環境下(95 %RH)において、プレ放電(1 kHz)を行った際の 50 Hz における PDIV は、プレ放電初期に PDIV が一時的に低下しその後に上昇する過渡特性を示す。
- (4) PDIV のばらつきは、PDIV の測定周波数が低いほど大きくなる。

これらの現象は、皮膜厚等が異なる 2 種類の平角線で同じ特性を示すことに加え、PDIV が推移する際の PD 発生個所や電圧位相は、PDIV の推移特性と同期して変化する。以上の評価から、今回明らかにした湿度環境とプレ放電による PDIV のばらつきや推移は、再現性のある現象であると共に、放電メカニズムの推移に起因することを示した。

7.2.4 プレ放電による PDIV 変動メカニズム

第 5 章では、乾燥下、高湿下において PDIV がプレ放電によってばらつきや過渡変化が発生するメカニズムを明らかにすることを目的に解析を行い、以下を明らかにした。

- (1) 低湿度環境下では、プレ放電初期に皮膜表面への帯電によって局所的な電位差や電界強度の上昇が起こり、PDIV にばらつきが発生する。
- (2) 高湿度環境下では、プレ放電後における皮膜表面への部分的な水分付着によって表面導電率が局所的に上昇し、ギャップ電界が変化することで PDIV が変動する。水分が対向する平角線の接触点を含まずに部分的に付着した場合は、ギャップ電界を強めるため PDIV が低下し、水分が接触点を含んで付着する場合は逆にギャップ電界を弱めるため PDIV が上昇する。
- (3) 高湿度環境下における PDIV の推移は、水分の付着部分が過渡的に変化し、

ギャップ電界が過渡的に変化することで生じる。

- (4) 高湿度環境下におけるプレ放電後のギャップ電界強度の変化量は、測定周波数が高いほど小さくなるため、PDIVの変動量も小さくなる。

7.2.5 モータステータにおける低ばらつきな PDIV 測定手法

第 6 章では、実際の平角線モータを用い、プレ放電がステータコイル間の PDIV に与える影響について調査し、第 5 章にて明らかにしたテストピースによる解析から、以下に示す PDIV 変動のメカニズムおよび低ばらつきな PDIV の測定手法を提案した。

- (1) 乾燥下におけるモータステータのコイル間 PDIV は、テストピース同様に帯電の影響によりプレ放電初期にばらつきが発生するのに対し、高湿下では、個体によってプレ放電による PDIV のばらつき・推移が異なる。
- (2) モータステータにおける高湿下の PDIV 変動は、平角線間の接触パターンに影響を受け、モータ内に線間距離 100 μm 程度の非接触箇所が 1 つでも存在する場合、プレ放電によるこの箇所の電界強度変化が小さく PD が発生し続けるため、PDIV は過渡的に上昇しない。
- (3) モータステータにおいて PDIV を安定的に測定する手法として湿度管理 (50 %RH), プレ放電(20 %RH, 30 s 程度), 測定周波数の上昇(90 %RH, 1 kHz 程度)が有効であることを検証した。

7.3 本研究の学術的および工学的意義

本研究では、インバータ駆動モータにおいて、モータコイル間に発生するサージ電圧の簡易な推定手法を構築し、コイル間のサージ電圧を低減する手法を示した。また、平角線モータを対象に、正弦波電圧におけるコイル間の PDIV 変動メカニズムを解明することで低ばらつきとなる測定法を示した。サージ電

圧の推定手法については、従来から電圧の反射モデルが提唱されてきたものの、電気車両のようなケーブル長の短いシステムでは実用上の適用が難しかったのに対し、本手法は FFT 演算を適用した計算を行うことで、実際のモータの駆動電圧波形とよく一致する簡易な手法を示した。また、この手法を用いることで、インバータの任意の出力波形に対して、モータの入力部だけでなく複雑に変化するモータ内の電圧挙動を解析することができる。

一方、コイル間の PDIV 特性においては、環境湿度と繰り返し測定を想定したプレ放電に対する PDIV の過渡変動に与える影響を調査し、乾燥環境下ではプレ放電による帯電によってその特性が変化するのに対し、高湿下ではプレ放電に起因した皮膜表面の局所的導電率の変化によって PDIV が過渡的に推移することを見出した。そして、ステータにおける測定では、平角線間の接触パターンでこの PDIV 推移が異なるため、測定する個体によって PDIV 変動が変わることを示し、一連の解析からステータにおける低ばらつきな PDIV の測定方法を提案した。

本研究で得られた成果は、インバータ駆動モータシステムにおけるモータコイル間のサージ電圧の推定・抑制手法の開発、およびモータステータにおけるコイル間の PDIV メカニズムの解明と低ばらつきな PDIV 測定手法の提案である。これらの成果は、今回対象とした電気車両の分野に留まらず、産業用モータや電力分野など、サージ現象や部分放電現象の解析に関わる幅広い分野に貢献する工学的意義を有するものと考えられる。

7.4 今後の展望

進化し続ける電気車両システムに対し、今後も電気駆動システムの性能向上が続けられる。そのためには、絶縁品質に対してもこれまでの製品単体からバッテリー・インバータ・モータの電気システム全体を見据えた合理的・最適な絶

縁設計がますます重要になる。その中で、本研究で得られたインバータ出力部からモータ入力部の電圧波形を推定し抑制する技術は、今回評価対象としたモータ入力部のサージ電圧だけでなく、モータ内部の複雑な電圧挙動の解析など、あらゆる箇所への適用が可能となる。従来、コイル内の分担電圧は、実際に測定するかモータ内の詳細なモデルを構築することで解析が進められてきたが、本研究によって構築した電圧の推定手法はこの様な複雑な電圧現象を理解し対策を進める上で有用であり、今後のシステム開発において貢献するものと考えられる。

また、本研究で示した皮膜表面導電率に着目した部分放電現象の考え方や解析手法は、今回提案したモータの絶縁設計や工場検査における低ばらつきな PDIV 測定手法として応用できるだけでなく、皮膜を含めた新たな絶縁材料の開発や新たな絶縁設計思想の開発にヒントを与える貴重な知見であると考えられる。

この様に、今後も本研究で得られた知見をベースに、さらにモータシステム全体の最適な絶縁設計や他分野への応用に向け、測定・解析・設計手法を発展させていくことが重要である。

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の執筆にあたり、終始懇切丁寧なご指導を頂いた名古屋大学大学院工学研究科教授 早川 直樹先生に深く感謝すると共に、厚く御礼申し上げます。

本論文の作成にあたり、有益なる御助言とご鞭撻を賜った名古屋大学大学院工学研究科教授 松村 年郎先生に心より感謝いたします。

本論文の作成にあたり、有益なる御教示と御助言を賜った豊橋技術科学大学電気・電子情報工学系教授 長尾 雅行先生に厚く感謝いたします。

本研究の推進および論文の作成にあたり、平素適切なご助言を賜りご指導を頂いた名古屋大学大学院工学研究科准教授 小島 寛樹先生に心より感謝いたします。

本研究を進めるにあたり、懇切丁寧なご指導と御鞭撻を頂いた名古屋大学名誉教授（現 愛知工業大学工学部電気学科教授） 大久保 仁先生に感謝の意を表すると共に厚く御礼申し上げます。

本研究の推進や国際会議の発表にあたり、ご指導と御鞭撻を頂いた名古屋大学エコトピア研究所教授(現 福岡大学教授) 花井 正広先生に感謝の意を表すると共に厚く御礼申し上げます。

本研究において試料提供と研究への配慮を頂いたトヨタ自動車株式会社, 株式会社デンソーの各関係者に厚く御礼申し上げます。

本研究の推進にあたり実験環境の提供や、大学研究の機会と理解を頂いた株式会社日本自動車部品総合研究所 役員一同, 山田 潤部長, 松田 三起夫担当部長に厚く感謝いたします。

本研究の推進にあたり研究への協力と理解を頂いた株式会社日本自動車部品総合研究所 高橋 芳光氏, 木村 統公氏をはじめ、31 研究室のメンバーに深

く感謝いたします。

本研究開始当初から、共に有意義な議論と切磋琢磨した 名古屋大学大学院工学研究科 電子情報システム専攻 中野 裕介君，孔 飛君はじめ、早川研究室のメンバー諸君に感謝の意を表します。

最後に、本研究を進めるにあたり、内面から支えてくれた妻，子供達に改めて感謝致します。

本研究に関して発表した論文

章	論文題目	掲載雑誌	共著者
2,3	周波数応答解析によるモータサー ジ電圧の推定と抑制	電気学会論文誌 A, Vol. 132, No. 8, pp.630-637, 2012	脇本 亨, 高橋 芳光, 木村 統公, 鳴海 礼斗史, 早川 直樹
	Estimation of Motor Input Surge Voltage for Inverter-fed Motors	EVTeC & APE Japan 2014, 20144074, 2014	T. Wakimoto, Y. Takahashi, N. Kimura, Y. Nakano, N. Hayakawa
4,5	Measurement and Evaluation of Partial Discharge Inception Voltage for Enameled Rectangular Wires under AC Voltage	IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation (Submitted)	T. Wakimoto, H. Kojima, N. Hayakawa
	Partial Discharge Inception Characteristics of Rectangular Wires for Inverter-fed Motors	International Symposium on EcoTopia Science (ISETS'13), 14-4-12(1006), 2013	T. Wakimoto, H. Kojima, M. Hanai, N. Hayakawa
	Transition of Partial Discharge Inception Voltage under High Humidity for Enameled Rectangular Wires	2013 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP), 8B-7, 2013	T. Wakimoto, H. Kojima, M. Hanai, N. Hayakawa
6	平角線モータにおける部分放電開 始電圧のばらつき低減方法	電気学会論文誌 A (掲載決定)	脇本 亨, 小島 寛樹, 早川 直樹
	Reduction of Measurement Fluctuation of Partial Discharge Inception Voltage for Inverter-fed Rectangular Wire Motors	19th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH), OE5 345, 2015	T. Wakimoto, H. Kojima, N. Hayakawa
	Fluctuation and change of Partial Discharge Inception Voltage under High Humidity for Rectangular Wire Motors	2015 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP), 2-6 143, 2015	T. Wakimoto, H. Kojima, N. Hayakawa

