

ガス絶縁機器の絶縁信頼性向上と小形化に関する研究

八島, 政史

<https://doi.org/10.11501/3108125>

出版情報 : 九州大学, 1995, 博士 (工学), 論文博士
バージョン :
権利関係 :

ガス絶縁機器の絶縁信頼性向上と
小形化に関する研究

1995

八島政史

①

ガス絶縁機器の絶縁信頼性向上と小形化に関する研究

1995

八島 政史

目次

第1章 序論	1
1.1 ガス絶縁機器の技術変遷	1
1.2 ガス絶縁機器の基礎的絶縁特性	2
1.3 ガス絶縁機器の絶縁信頼性向上と小形化に関する研究課題	9
1.4 本研究の内容	11
参考文献	13
第2章 ガス絶縁機器における高電圧計測技術	14
2.1 はじめに	14
2.2 急峻波サージ電圧の測定手法	15
2.2.1 まえがき	15
2.2.2 実験装置と手法	16
2.2.3 ステップ電圧に対する応答特性	19
2.2.4 低電圧側容量の周波数特性	22
2.2.5 周波数特性の改善	23
2.2.6 分圧比の周波数特性	25
2.2.7 実規模センサの試作	26
2.2.8 実用上の留意点	27
2.2.9 まとめ	28
2.3 スペーサ表面電荷の測定手法	28
2.3.1 まえがき	28
2.3.2 測定手法の種類	29
2.3.3 静電プローブ法の原理	30
2.3.4 静電プローブの応答特性	32
2.3.5 考察	35
2.3.6 多点測定法の提案	38
2.3.7 まとめ	41
2.4 結論	41
参考文献	41
付録2.1 プローブ定数の決定手法	46
付録2.2 数値電界計算法の概略	48
第3章 急峻波サージに対するガス絶縁機器の絶縁特性	50
3.1 はじめに	50
3.2 振動性急峻波インパルスに対するSF ₆ の絶縁特性	51
3.2.1 まえがき	51
3.2.2 実験装置および実験方法	53
3.2.3 フラッシュオーバー電圧特性	58
3.2.4 V-t特性	63
3.2.5 考察	65
3.2.6 まとめ	67

3.3 振動性急峻波インパルスに対するSF ₆ の放電進展機構	68
3.3.1 まえがき	68
3.3.2 実験装置	69
3.3.3 放電進展観測結果	71
3.3.4 雷インパルス放電進展の基礎特性	90
3.3.5 放電進展に及ぼす電圧振動の効果	94
3.3.6 雷インパルスと振動性インパルスに対する耐電圧の評価	96
3.3.7 まとめ	97
3.4 電荷蓄積があるスペーサ沿面の絶縁特性	98
3.4.1 まえがき	98
3.4.2 実験装置	99
3.4.3 実験結果	101
3.4.4 考察	105
3.4.5 まとめ	107
3.5 結論	107
参考文献	108
第4章 ベーパミスト誘電体の絶縁特性と絶縁耐力向上要因	112
4.1 はじめに	112
4.2 ベーパミスト誘電体の絶縁特性	114
4.2.1 まえがき	114
4.2.2 主成分ガスとミスト用液体の選定	114
4.2.3 実験装置と実験手法	116
4.2.4 温度補正法	118
4.2.5 フラッシュオーバ電圧の測定結果	119
4.2.6 フラッシュオーバ電圧の上昇割合	125
4.2.7 まとめ	127
4.3 ベーパミスト誘電体の絶縁耐力向上要因	128
4.3.1 まえがき	128
4.3.2 紫外線照射効果の検討	129
4.3.3 光電子放出電流の測定	135
4.3.4 初期電子供給時の絶縁特性	137
4.3.5 直流・雷インパルス重畳時絶縁特性	139
4.3.6 直流および交流電圧印加時の液膜の変歪	141
4.3.7 絶縁耐力向上要因の検討	143
4.3.8 ベーパミスト誘電体の実用分野	146
4.3.9 まとめ	148
4.4 結論	150
参考文献	150
第5章 ハイブリッドガス絶縁送電線路の基本検討	153
5.1 まえがき	153

5.2 ハイブリッドガス絶縁送電線路の基本構造と特長	154
5.3 絶縁設計と所要寸法の試算	156
5.3.1 内部電界分布の解析	156
5.3.2 所要寸法の試算	160
5.4 電流容量の評価	161
5.4.1 電流容量計算手法	161
5.4.2 電流容量評価結果	168
5.4.3 考察	172
5.5 結論	175
参考文献	175
付録5.1 絶縁物中熱伝導の計算式	177
第6章 総括	179
6.1 本論文の要約	179
6.2 今後の課題	181
謝辞	183

第1章 序論

1.1 ガス絶縁機器の技術変遷

ガス絶縁機器は SF_6 (六フッ化硫黄) ガスを主絶縁媒体に使用した各種電力機器の総称であるが、特に SF_6 の卓越した絶縁性能とアーク消弧性能を有効に活用して、空気や油絶縁などによる従来の開閉装置に一大技術革新をもたらしたガス絶縁開閉装置(GIS: gas-insulated switchgear)を指す場合が多い。GISはわが国では1969年に定格電圧72/84kVクラスで初めて開発・実用化されて以来、急速に適用・拡大が進み、1974年には公称電圧500kVの基幹系統での中樞変電所に適用されるに至った。さらに、現在に至るまで、定格電圧72~204kV GISの全三相一括化、同550kV GISの主母線三相一括化、550kVに至るまでの1点切りガス遮断器の実用化、遮断部の単圧化など、目覚ましい技術革新を達成している⁽¹⁾⁽²⁾。

ごく最近、わが国で計画中のUHV系統に使用される定格電圧1100kVのGISが実用化され、既に実フィールドでの実証試験に入っている。さらに、500kV直流系統あるいは交直変換所などに使用される直流用GISの開発も進められている。このように、GISは定格電圧、容量、設備台数などにおいて、諸外国を凌ぐ勢いで進展を続けており、今やわが国はGIS大国となりつつある。このように、国内でGISが急速な発展を遂げた背景として、大きくは以下の事由が挙げられる。

- (1) SF_6 の高い絶縁性能により、機器の密閉化、格段の縮小化が実現でき、国土が狭く、かつ電力需要が大都市に集中するわが国において、変電所用地面積の縮小という強いニーズに合致すること。
- (2) 密閉構造により、高い信頼性、安全性、保守の省力化が図れること。また、高電圧部分が露出していないため、空気絶縁機器で発生する可能性がある電気環境問題がほとんど出現しないこと。
- (3) 油絶縁と比較して防災上の問題が小さく、地下空間などへの設置が容易であること。
- (4) すっきりとした外観により、周囲との環境調和が図れること。

一方、ガス絶縁技術は275kV系統までの電力用変圧器⁽³⁾⁽⁴⁾や500kV変電所構内のガス絶縁母線(GIB: gas-insulated bus)にも適用が進んでおり、変圧器も含めた変電所のオールガス絶縁化が実現する見通しである。ガス絶縁送電線路あるいは管路気中送電線(GIL: gas-insulated transmission line)についてはGISよりも早期に提案されており、1963年から短距離モデルによる基礎実験が開始され、1970年には実用化の見通しを得るに至っている⁽⁵⁾。GISが実用化以降急速な発展を遂げたのに対し、GILの適用例は少なく、500kVクラスまで実用化されてはいるが、そのこう長は数100mに限られており、変電所構内連絡線の域を脱していないのが実情である⁽⁶⁾。この背景にはCVケーブルを中心とする電力ケーブルの急速な発展もあるが、GILの直径が数10cmと大きく、現状ではフレキシブル化が困難なため、現地で多数の管路を接続する必要から、技術的・コスト的に不利であるという問題が大きい。しかし、電力ケーブルの電流容量が2000A程度が限界であるのに対し、GILは架空送電線に匹敵する6000~10000Aという大きな電流容量を有するため、わが国では架空送電線の建設が困難な都市部での大容量送電線路に適用される機運があり、275kV-6300A級送電線路として世界最大規模となるこう長約3.3kmのGILを都市部の洞道内に設置する計画が発表されている⁽⁷⁾。

ガス絶縁方式は30年近くに及ぶGISを中心とする電力機器への適用や研究開発を通じて極めて多くの知見や実績を蓄積しており、ガス絶縁機器に関する現在の技術動向は図1.1のように整理される⁽⁸⁾。GISで培われた絶縁技術やSF₆中のアークの発生および消弧現象に関する知見は、パルスパワー機器など新技術分野における高電圧機器の絶縁技術および周辺技術にも活用が進みつつある。このような背景の中で、ガス絶縁機器の一層の信頼性向上、および小形化というニーズは極めて強く、これらに関する研究や技術開発に寄せられる期待は非常に大きい。

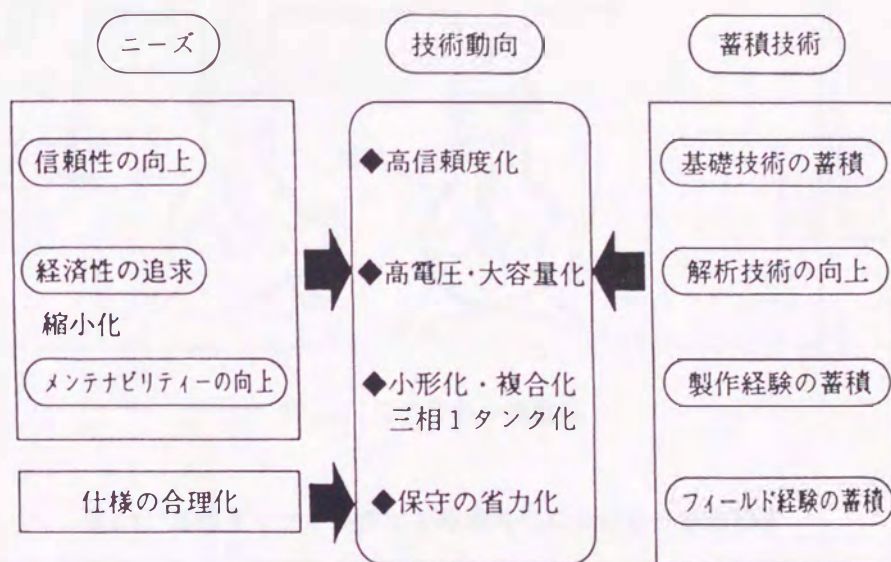


図1.1 ガス絶縁機器 (GIS) の技術動向⁽⁸⁾

1.2 ガス絶縁機器の基礎的絶縁特性

ガス絶縁機器の代表としてGISの一般構造を図1.2に示す。ガス絶縁機器の絶縁信頼性は主絶縁媒体であるSF₆、高電圧導体をガス中で支持する固体絶縁物 (スパーサ、絶縁ロッドなど) として使用されるエポキシ樹脂などの絶縁特性に依存するので、各種過電圧に対するこれらの絶縁特性を十分に解明しておくことが重要である。GISについては絶縁媒体の形態として、大きくはガス空間、スパーサ沿面、スパーサ内部の3種類に分けられ、それぞれ絶縁上の弱点となりやすい要因や過電圧の種類などに特徴がある。

表1.1に各種ギャップ条件と電圧波形の組合せに対して、絶縁特性や放電現象に現れる特徴をごく一般的にまとめる。ガス空間やスパーサ沿面においては金属異物 (パーティクル) が弱点因子になりやすく、電圧波形や極性によって絶縁特性に顕著な違いが生じる場合がある。また、スパーサ内部では空孔 (ボイド) や金属埋め込み部 (埋め込み電極) との間隙や剥離などが弱点因子となり、長期間の課電によって劣化が進行して絶縁破壊に至る場合がある。スパーサ沿面については電荷蓄積 (表面帯電) や異常な電界集中を招く可能性があるトリプルジャンクション (ガス、金属、スパーサの3者の境界面) の処理に注意が必要である。

以下に、SF₆およびスパーサの基礎的絶縁特性を整理し、ガス絶縁機器の絶縁信頼性向上と小形化に寄与する課題を抽出する。

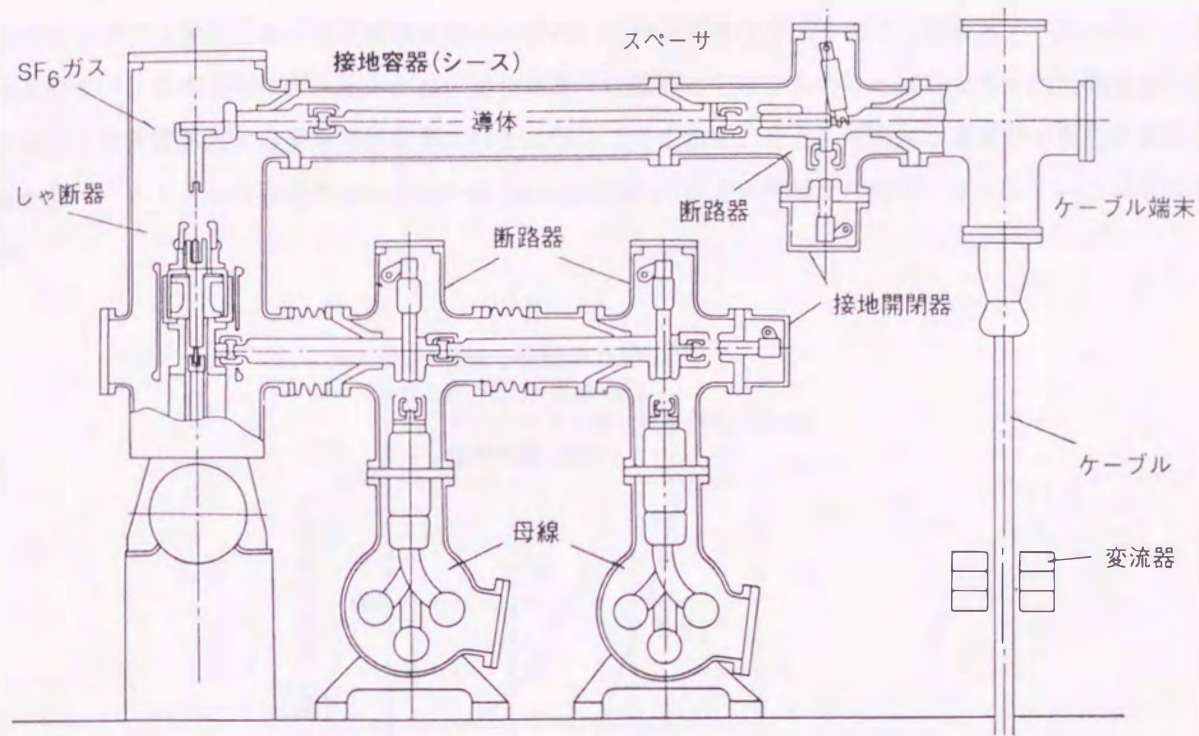


図1.2 GISの一般構造

表1.1 各種ギャップ条件での絶縁特性における一般的特徴

ギャップ条件		電圧波形の種類				
		断路器サージ	雷インパルス	開閉インパルス	交流	直流
ガス中	準平等電界 (清浄時)	統計時間遅れの影響が現れる	雷インパルスから直流の領域まで、比較的フラットなV-t特性となる			
	不平等電界 (パーティクル存在時など)	絶縁耐力の低下 極性効果、コロナ安定化作用が現れる			パーティクルの挙動が問題となる	
スペーサ表面	準平等電界 (清浄時)	ガス中よりもV-t特性が平坦となる	ガス中の特性とほぼ同様となる			スペーサ表面に電荷蓄積が生じやすい
	不平等電界 (パーティクル存在時など)	絶縁耐力の低下 極性効果、コロナ安定化作用が現れる パーティクルの付着位置が絶縁特性に影響する			部分放電によってスペーサ表面に電荷蓄積が生じやすい	
スペーサ内部		—————			各種欠陥の存在により絶縁劣化が進展しやすい	

(1) SF₆の基礎的絶縁特性

SF₆が絶縁破壊するためには放電開始の種となる初期電子、実効電離係数(電離係数-付着係数)が正となるに必要な電界、さらにコロナやストリーマがリーダ(導電性が高い放電チャンネル)に転換するための電子増倍などが必要である。図1.3にSF₆の実効電離係数⁽⁹⁾を空気と比較して示す。実効電離係数が正となる臨界電界は86.1[(kV/cm)/(kg/cm²)]であり、空気よりも約3.7倍高い。したがって、コロナやストリーマが生じる電界は空気よりも高いが、実効電離係数の電界に対する勾配は空気よりも大きいため、一度コ

ロナやストリーマが生じると電子増倍が著しいため、リーダ転換を生じやすく全路破壊(フラッシュオーバ)に至りやすい。この傾向はガス圧力が高い場合はさらに顕著となる。このことはGISの内部絶縁設計は臨界電界を最大電界とする静電界制御形で行われ得ることを示す。また、局所的な高電界が生じる条件、すなわちパーティクルの存在や導体表面の傷(金属表面粗さ)などが絶縁上の弱点となりやすいことを意味する。

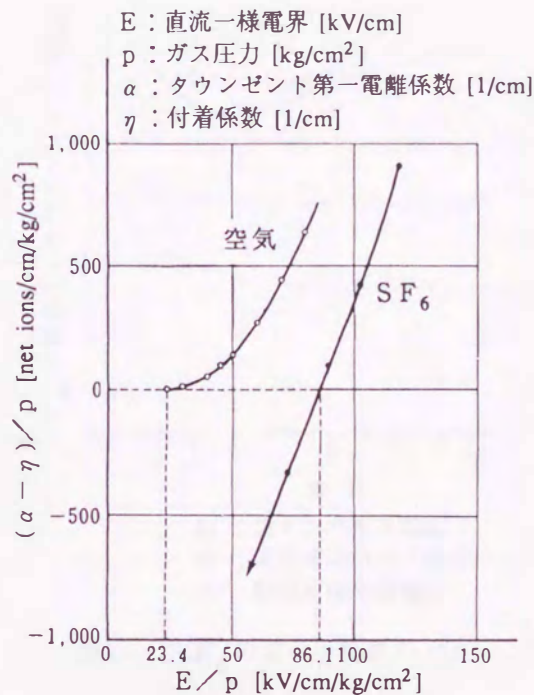


図1.3 (SF₆の実効電離係数/ガス圧力) - (電界/ガス圧力)の関係⁽⁹⁾

GISの絶縁設計および絶縁協調を検討する上で最も基本的なデータは過電圧に対するV-t特性である。SF₆のV-t特性は大きくは図1.4に示す3種類のパターンに分類される⁽¹⁰⁾。ここで、縦軸は次式の理論的破壊電圧V_{th}⁽¹⁰⁾で規格化している。

$$V_{th} = 89 \cdot p \cdot d \cdot u \cdot \left(1 + 0.175 / \sqrt{p \cdot R} \right) \text{ [kV]} \quad (1.1)$$

ここで、p [bar] : ガス圧力 (1bar=1.0197kg/cm²)、d [cm] : ギャップ長、u : 電界の利用率、

R [cm] : 最大電界側電極の曲率半径の調和平均

パターンIは準平等電界において、大気圧程度の低ガス圧にて小面積の電極および正極性の場合に起こりやすい。V-t特性は比較的平坦であり、長時間側でV_{th}にほぼ等しくなる。パターンIIは高ガス圧や実際の機器、特に負極性の場合に起こりやすく、長時間側でV_{th}よりも低下し、短時間側では急激に立ち上がる。パターンIIIは不平等電界の場合に起こりやすく、広い領域にわたってV_{th}よりも高く全体としてU形の特性となる。

図1.4は V_{th} による規格化のため、実際の各特性の相対的な関係は同図とは異なることに注意が必要である。また、実際の破壊電圧には放電の統計時間遅れやその他の要因により、少なからずばらつきが生じる。絶縁設計に使用する $V-t$ 特性は十分な数のデータによる下限包絡曲線に基づくべきであるが、厳密な下限包絡曲線を求めるのは有限個数のデータからは困難である。そこで、実験による $V-t$ 特性に正規分布を仮定した統計的ばらつき、たとえば 3σ (σ :標準偏差)などを考慮するのが一般的である。

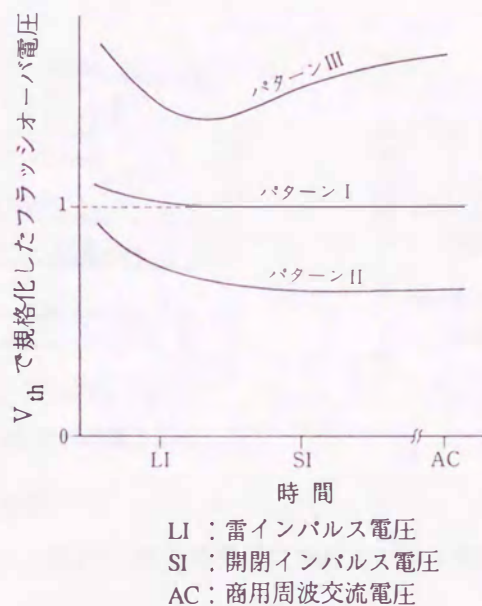


図1.4 SF₆の $V-t$ 特性のパターン⁽¹⁰⁾

SF₆の $V-t$ 特性の例として準平等電界(球-球ギャップ)に対する特性⁽¹¹⁾を図1.5に示す。大気圧程度のガス圧では $V-t$ 特性は比較的平坦であり、ほぼ V_{th} に等しい(パターンI)。高ガス圧になると長時間側の破壊電圧が V_{th} より低下し、短時間側では急激に上昇する(パターンII)。これは高ガス圧では電極表面の微小突起の影響により、破壊電圧が V_{th} よりも低下しやすくなるためと考えられている。棒-棒ギャップのように、図1.5よりもさらに不平等な電界に対しては、正極性の低ガス圧および負極性で V_{th} よりも高くなり、特に負極性ではU形の特性となる(パターンIII)。破壊電圧が V_{th} よりも高くなる現象はコロナ放電で生じた空間電荷による電界緩和が起こるためと考えられている。

パーティクルが存在するような極端な不平等電界に対しては、絶縁破壊に至る過程で空間電荷の影響が現れるため、印加電圧波形の影響が大きい。また、極性効果も大きく現れ、正極性の方がリーダ進展速度が速いこと、コロナ放電による電界緩和作用が不安定であることなどから一般に破壊電圧が低い。図1.6にパーティクル存在時の $V-t$ 特性として、単一(非振動性)インパルスと振動性インパルスに対して測定した例を示す。単一インパルスに対しては、 $1\sim 5\mu s$ の時間領域でコロナ安定化作用が失われるため、破壊電圧が最低となり、 $1\mu s$ より短時間側ではリーダの進展速度が電圧の上昇速度に追従できないため、破壊電圧が上昇すると考えられている⁽¹²⁾。振動性インパルスに対しては、 $0.2\sim 1\mu s$ の時間領域で左上がりの特性

となり、その勾配は単一インパルスの場合よりも大きい。これは電圧振動により逆電界の形成が起こるためと考えられている⁽¹²⁾。

図1.5、図1.6のV-t特性は主としてインパルスのような過電圧に対して現れる特性であり、電圧を印加してからフラッシュオーバが完了するまでの各種放電時間遅れやコロナによる電界緩和作用がV-t特性に大きく影響する。一方、GISの常規電圧についてはより長時間領域のV-t特性が問題となり、このような時間領域では異物の混入や電極表面状態の変化など、何らかのギャップ条件の変化がV-t特性に影響

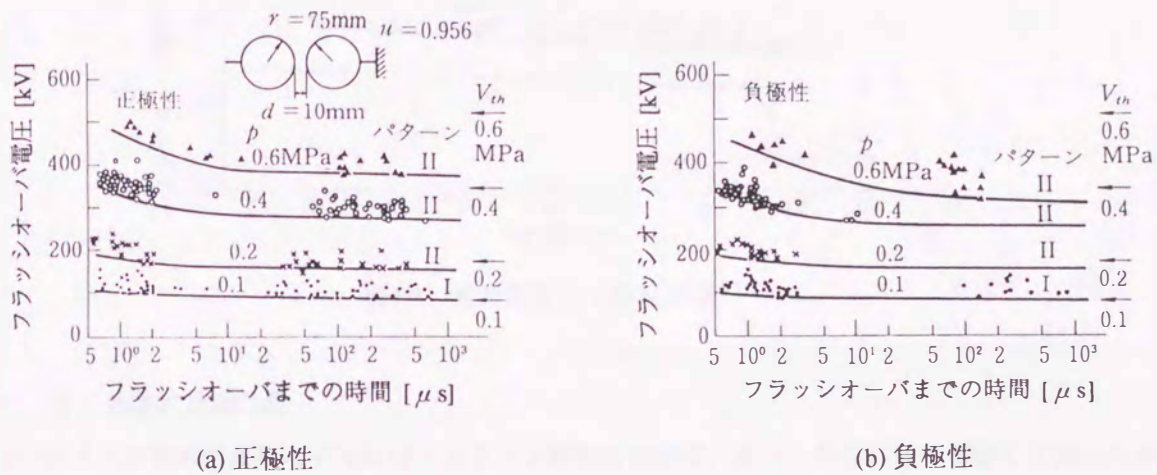


図1.5 準平等電界におけるV-t特性⁽¹¹⁾

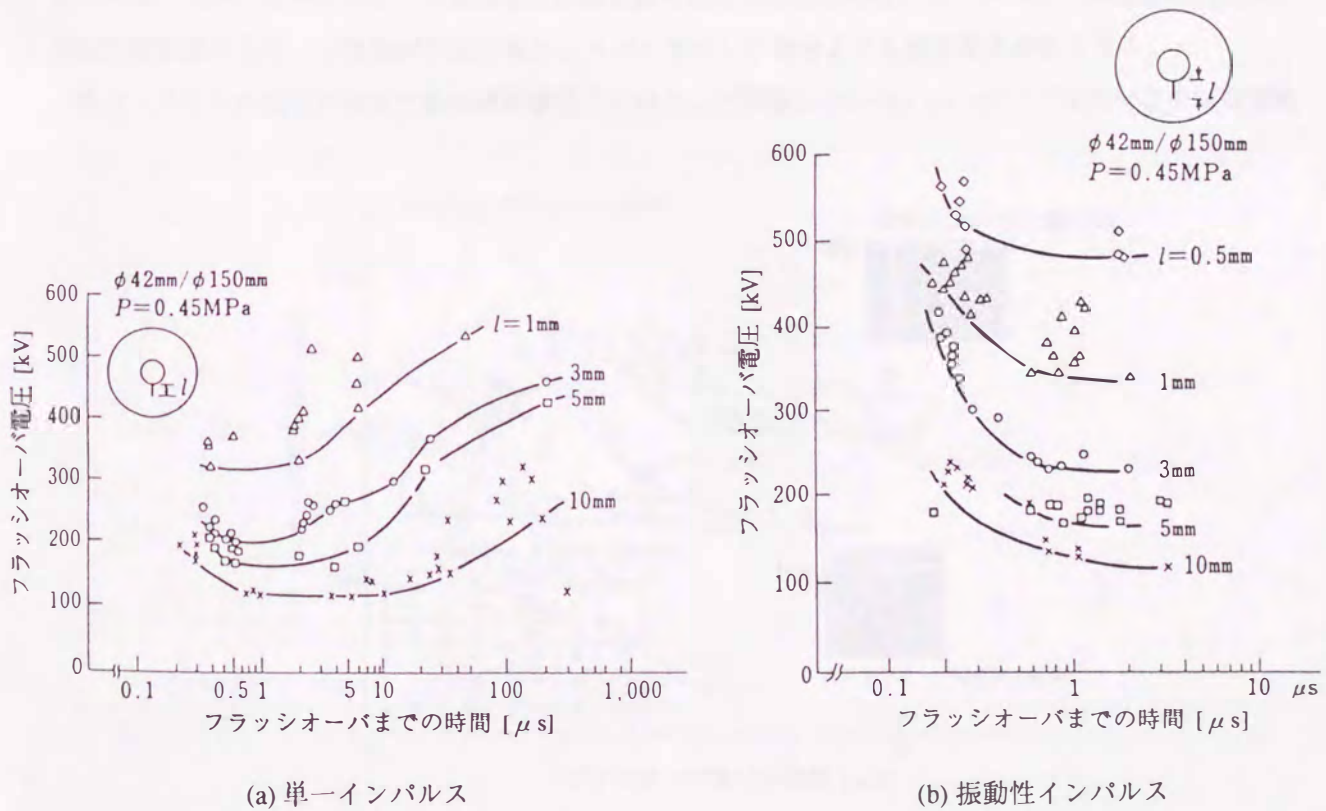


図1.6 パーティクル存在時のV-t特性⁽¹²⁾

響を与える。長時間V-t特性の一例⁽¹³⁾を図1.7に示す。逆n乗則($V \propto t^{-1/n}$)を仮定すると $n=74$ となり、時間経過に伴う破壊電圧の低下は極めて小さい。パーティクルが存在する場合は $n=40\sim 60$ 程度と破壊電圧の低下割合が大きくなる。

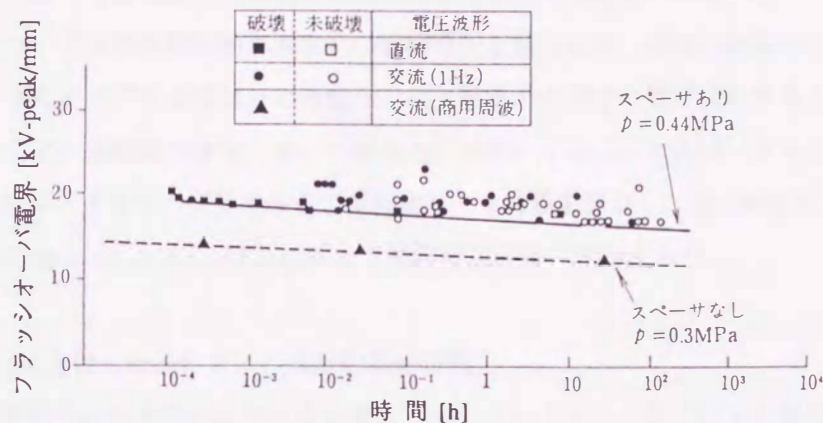


図1.7 長時間V-t特性の例⁽¹³⁾

(2) スペーサの基礎的絶縁特性

図1.8はGISの母線終端部モデルに対するV-t特性において、スペーサの有無の影響を比較したものである⁽¹⁴⁾。印加電圧波形は雷インパルス(図中LI)と振動性インパルス(350kHz、図中OLI)の正・負両極性である。スペーサが存在しても破壊電圧の最低値はほとんど変わらないが、スペーサ存在時は $1\mu s$ 以下の短時間領域でもV-t特性が平坦であり、スペーサなしの場合よりも破壊電圧が低くなる。

スペーサはその沿面が清浄であれば破壊電圧にほとんど影響しないが、パーティクルの付着や電荷蓄積

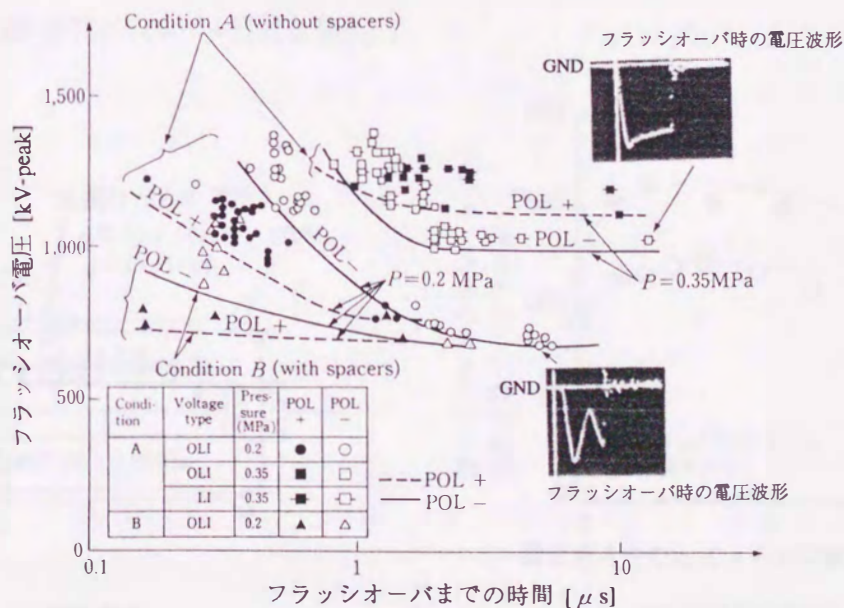


図1.8 スペーサ存在時のV-t特性(母線終端部モデル)⁽¹⁴⁾

(表面帯電)などによって電界分布が乱されると破壊電圧が低下する。また、 SF_6 の分解生成ガス(たとえば SF_4 、 SO_2 など)による表面汚損で絶縁性能の低下を起こす場合がある⁽¹⁾。スペーサ表面の帯電は、表面に付着したパーティクルあるいはスペーサ近傍のパーティクルで発生した部分放電電荷の蓄積によって生じるほか、清浄時でも直流電圧の印加によって生じることが知られている⁽¹⁵⁾。

スペーサ内部については固体絶縁物が本来高い破壊電圧を持つため、通常は絶縁上の問題にならない。しかし、スペーサ中のボイドや金属部との剥離などの欠陥箇所では部分放電が発生すると、ガスのような絶縁の自復性がないため、長期間の課電によって絶縁劣化が進行する。たとえば、ポリエチレンやエポキシなどの固体絶縁物にボイドなどの欠陥を与えて長時間V-t特性を測定し、逆n乗則を適用すると $n=3\sim 12$ であり、無欠陥の場合($n=10\sim 16$)と比較して絶縁劣化が速く進行する⁽¹⁾。

(3) 絶縁耐力の向上に着目した混合ガスの基礎的絶縁特性

SF_6 の絶縁破壊特性は最大電界依存性を有するため、パーティクルなどによる電界変歪に敏感であるが、他の適当なガスの混合によりコロナ安定化作用が増し、不平等電界に対する絶縁特性を改善できる可能性がある。こうした混合ガスに関する研究は SF_6 よりもさらに絶縁性能の優れたガス絶縁媒体の探索を目的として、1970年から1980年代にかけて精力的に進められた⁽¹⁶⁾。しかし、 SF_6 と窒素の混合ガスがガスの液化温度を低減する目的で、カナダなど寒冷地のGISに適用された例がある程度で、実用の電力機器への適用はほとんど進んでいない。

図1.9は SF_6 に数%の $\text{c-C}_4\text{F}_8$ を混合した場合の破壊電圧特性である⁽¹⁷⁾。同図(a)は複数のパーティクルを配した試験電極で、最も破壊電圧が低いものがフラッシュオーバーする。同図(b)に示すように、 $\text{c-C}_4\text{F}_8$ の混合により、雷インパルス、交流電圧とも SF_6 単体よりも破壊電圧が20~45%向上する。ガス絶縁機器ではガスの絶縁耐力が機器寸法の決定要因となるため、 SF_6 よりも絶縁耐力が優れたガスの探索は機器の絶縁信頼性向上および小形化につながる課題となる。

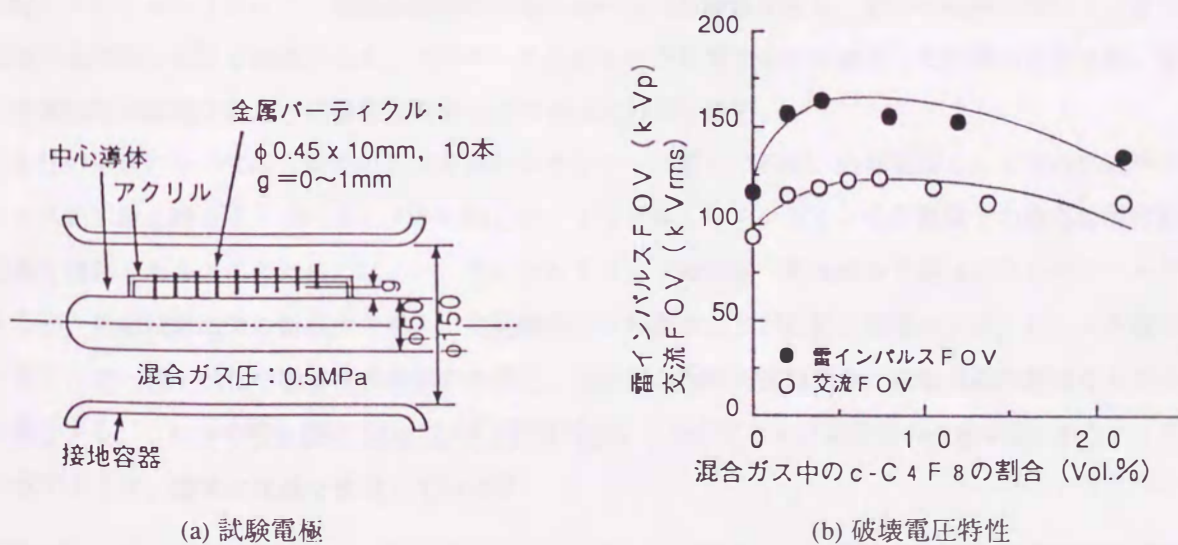


図1.9 SF_6 / $\text{c-C}_4\text{F}_8$ 混合ガスのパーティクル存在時の絶縁特性⁽¹⁷⁾

1.3 ガス絶縁機器の絶縁信頼性向上と小形化に関する研究課題

SF₆の絶縁特性が最大電界に強く依存するため、ガス絶縁機器の高い絶縁信頼性を維持しつつ、かつコンパクトに構成するための絶縁設計は、想定される最大過電圧に対する機器内部の最大電界を極力抑制することが基本となる。一方、ガス絶縁機器の絶縁性能を損なう要因としては、スペーサ内部を除けば、パーティクルの混入やスペーサ表面への電荷蓄積などによる局所的な電界変歪が最も過酷であり、実際に諸外国では電圧波高値の高い雷サージや断路器サージの侵入によって絶縁破壊事故を生じた例が多い⁽¹⁸⁾。

Boeck氏ら⁽¹⁹⁾はパーティクルが存在する極端な不平等電界では、従来の認識に反してV-t特性の短時間領域(1μs付近)でフラッシュオーバー電圧が低下する(左下りの特性になる)との見解をCIGREなどで報告している。これを契機に、電圧の立上りが極めて急峻な断路器サージがGISの絶縁上問題となるとして、CIGRE SC13, 15, 23, 33などの各機関でも討論されている。IEC TC28 (Insulation Co-ordination)でもGISの断路器サージをVFTO (Very Fast Transient Overvoltage)と命名し、GISの絶縁協調や絶縁試験において考慮すべき過電圧との観点から、波頭長などの定義を検討している。

わが国でも酸化亜鉛素子を用いた高性能避雷器の登場により、変電所内での雷サージの抑制が可能となった経緯から、雷サージに次いで波高値が高く、これまで絶縁特性がほとんど未解明の断路器サージについて関心が高まっている。特に、電気協同研究会が推進した絶縁レベルの低減によるGISの絶縁設計合理化案⁽²⁰⁾では、断路器サージに対する機器の絶縁特性を解明することが緊急の課題となっている。電気学会「ガス絶縁開閉装置の絶縁技術調査専門委員会」もこのような情勢を鑑みて、断路器サージ(急峻波サージ*)とGISの絶縁問題を広範囲に調査している⁽²¹⁾。これらによれば、パーティクルの存在と急峻波サージの組み合わせはガス絶縁機器の絶縁上、極めて過酷な条件となることが予想され、このような条件でのSF₆の絶縁特性の理解、それに基づく絶縁信頼性向上方策の検討、絶縁設計や絶縁試験手法への反映が今後の重要課題となる。

この他にもガス絶縁機器には、内部異常の検出が困難で、しかも事故・障害時の故障点標定および復旧に長時間と手間を要するという、密閉型機器の宿命ともいべき問題があり、機器の絶縁状態をオンラインで監視する技術も重要な課題である。このベースとなるのが各種センサを適用した高電圧計測技術、ならびに各種故障や絶縁劣化などの診断技術および予測保全技術である。

小形化の追求については、機器の外部要因の中ではサージ電圧の抑制、内部要因としては内部電界の高ストレス化に耐え得るようパーティクルの無力化、トリプルジャンクションなど絶縁上の弱点要因の排除が重要な課題となる。このためには、パーティクルトラップの設置や電界集中を避けるためのシールドを施すなど、絶縁設計面での新概念の導入、高絶縁性ガスの探索などが必要な課題となる。GISの機器構成の面からは三相一括化や機器構成要素の小形化、遮断器の操作方式の進歩、遮断点数の削減などが小形化に寄与する。これらの電気絶縁以外における技術面からの小形化および経済性の追求は図1.10のレイアウトに示すように、着実に実績を達成している⁽⁸⁾。

※「断路器サージ」はサージ電圧の発生源を冠した名称であるが、GISの絶縁性能や絶縁試験法に関しては、その特徴を表わす「急峻波サージ」の名称が一般に使用される。

以上より、ガス絶縁機器の絶縁信頼性向上および小形化のための課題を整理すると図1.11のようになる。同図に示すように、絶縁信頼性向上と小形化の両方に関与する課題が少なくない。これらの中で本研究の検討課題として着目した項目を二重枠で示す。これに基づき、ガス絶縁機器の絶縁信頼性の向上と小形化に寄与する重要な研究課題として、本研究では下記の4件を抽出した。

- (1) ガス絶縁機器における高電圧計測手法として、急峻波サージ電圧の測定手法ならびにスパーサ表面電荷の測定手法
- (2) パーティクルの存在を想定したガス絶縁機器の急峻波サージに対する絶縁特性ならびに放電進展機構
- (3) ベーパミスト誘電体の絶縁特性と絶縁耐力向上要因
- (4) ハイブリッドガス絶縁送電線路の基本検討

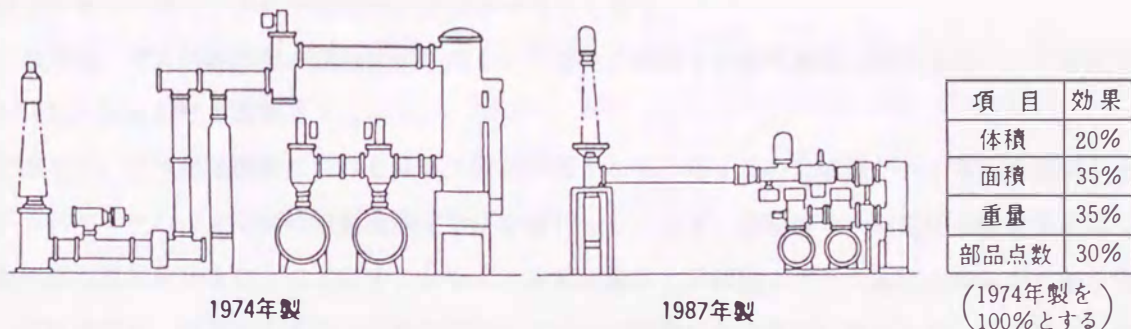


図1.10 GISの小形化の達成例⁽⁸⁾

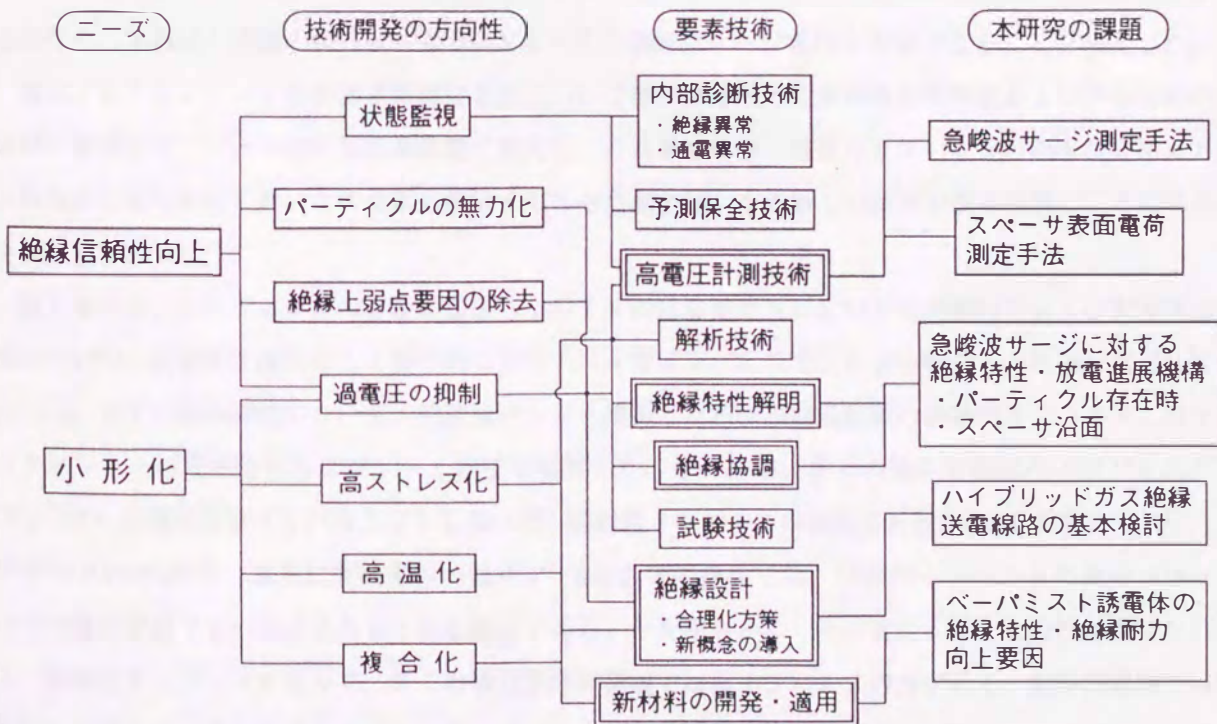


図1.11 ガス絶縁機器の絶縁信頼性向上および小形化のための課題

(1)は高電圧計測分野における従来の計測技術をそのまま適用することができず、新たな手法の開発を要するものである。(2)は既に述べたように、ガス絶縁機器の絶縁上現在極めて重要な課題となっているものである。(3)は高絶縁性ガスの探索を目的として、絶縁耐力の向上が期待できるペーパーパミスト誘電体(ガスにミスト状の液体を混合した新しい形態のガス絶縁媒体)について検討するものである。(4)はガス絶縁と固体絶縁を併用する新しい発想に基づき、高い信頼性が期待できるハイブリッドガス絶縁送電線路について検討するものである。

1.4 本研究の内容

本研究はガス絶縁機器の絶縁信頼性向上と小形化という、現代の電気事業や高電圧研究分野において極めてニーズの高い課題に寄与することを目的に、筆者が行った研究成果をとりまとめたものである。論文の構成は6章から成り、その主要な内容は以下の通りである。

第1章では、ガス絶縁機器の絶縁信頼性向上と小形化に関連する研究課題の抽出を行い、本研究で取り上げた課題の位置付けと意義をまとめた。

第2章では、ガス絶縁機器における高電圧計測技術として、GISの急峻波サージ電圧の測定手法およびGISスペーサの表面電荷の定量的測定手法を検討した。まず、急峻波サージ電圧の測定手法については機器内部の電界分布をほとんど乱すことなく、高電圧導体と非接触でサージ電圧の測定が可能な容量分圧センサを試作し、低電圧のステップ波を印加してその応答特性を定量的に検討した。この結果、センサ形状および低電圧側容量の誘電体材料の適切な選定により、ステップ電圧の入力に対し、立上り時間がnsオーダーの応答特性の優れたセンサを実現できることを明らかにした。これを基に実規模の容量分圧センサを試作し、実機器と同様の条件にて数100kVオーダーの急峻波サージ電圧を実測できることを検証した。

次に、GISスペーサの表面電荷測定手法については、非接触で定量的な電荷密度およびその分布の測定が可能な静電プローブ法の特性を詳細に検討し、これまで十分に認識されていなかった本測定法における問題点を明らかにした。この問題を解決する「多点測定法」なる新しい測定手法を提案し、その有用性を実証した。

第3章では、パーティクルの存在を想定したGISの急峻波サージに対する絶縁特性および放電進展機構について、試験電圧波形として標準的に使用される雷インパルス電圧による特性との相違に着目して検討した。まず、絶縁特性について、急峻波サージを模擬した各種振動周波数の振動性インパルスに対するフラッシュオーバー電圧特性およびV-t特性を検討した。その結果、多くの条件で振動性インパルスのフラッシュオーバー電圧は雷インパルスよりも高いが、振動性インパルスの振動周波数が4MHz程度でガス圧力が実用の0.5MPa程度、さらに突起電極の直径が1mm以下の条件では、振動性インパルスの最低フラッシュオーバー電圧が雷インパルスよりも下回る場合があることを明らかにした。また、V-t特性は雷インパルスと振動性インパルスで異なり、多くの場合長時間領域では雷インパルスの方が低く、短時間領域では振動性インパルスの方が低くなることを明らかにした。

次に、同様の実験条件に対し、正極性を中心に放電進展機構を検討した。放電進展現象はコロナの発生

からフラッシュオーバーに至るまでの全体で見れば、雷インパルスと振動性インパルスとは極めて異なり、振動性インパルスの場合には電圧振動の各極小値付近で空間電荷を中和する逆放電が生じるか、もしくは放電進展が中断する様相が明らかとなった。一方、振動性インパルスの場合でも電圧振動の各ピークに対応する放電進展は、同じ実験条件に対する雷インパルスの場合とほとんど同じであり、放電進展現象からは振動性インパルスのフラッシュオーバー電圧が雷インパルスよりも低下する要因は見あたらないとの結論を得た。

さらに、実機器において絶縁上の弱点になりやすいスペーサ沿面の絶縁特性を検討した。ここではパーティクルを模擬した突起電極の先端で生じたコロナ放電電荷がスペーサ表面に蓄積した条件を想定した。蓄積した電荷の極性と逆極性の雷インパルス、あるいは振動性インパルスを印加した場合、フラッシュオーバー電圧は電荷がない場合と比べて低下することを明らかにし、その主要因が放電開始点となる突起電極先端付近の電界上昇に基づいていることを示した。

第4章では、ベーパーミスト誘電体の絶縁特性と絶縁耐力向上要因を検討した。まず、主成分ガスを N_2 または SF_6 とし、 C_2Cl_4 をミストとして混合したベーパーミスト誘電体について、0.025~0.4MPaのガス圧力領域にわたって絶縁特性を明らかにした。この結果、雷インパルス印加時は主成分ガス単体に比べてフラッシュオーバー電圧が大幅に上昇するが、直流および交流電圧印加時はミストを混合してもフラッシュオーバー電圧の上昇に寄与する効果が小さいことを明らかにした。

次に、雷インパルスフラッシュオーバー電圧が上昇する要因を検討した。雷インパルスあるいは交流電圧印加時に著しい放電時間遅れが観測されること、ならびにフラッシュオーバー電圧に及ぼす照射効果の検討などに基づき、ベーパーミスト誘電体中で初期電子の欠乏が生じ、それによって放電確率の低下が生じるとの可能性に着眼した。これに基づき、強制的に十分な初期電子を供給すると雷インパルスでもフラッシュオーバー電圧の上昇や著しく長い放電時間遅れがなくなることから、初期電子の欠乏が雷インパルスフラッシュオーバー電圧が上昇する直接の要因であることを示した。さらに、初期電子の欠乏はミストの混合により、初期電子源となる電子や負イオンが短時間のうちにその機能を失うこと、および電極からの光電子放出が抑制されることによってもたらされるを明らかにした。

第5章では、CVケーブルとGILの中間的な構造を有し、双方の長所を生かした信頼性の高い長距離送電線路を目指すハイブリッドガス絶縁送電線路(H-GIL)の基本構造を検討し、内部電界解析、雷インパルス耐電圧試験電圧値(LIWV)に基づく所要寸法の試算、電流容量の評価などを行った。

H-GILの内部電界解析に基づき、ガス絶縁と固体絶縁の併用によってガス中の電界分布の一様化が図れ、さらに中心導体を3本の導体に分割してY形のスペーサで支持することにより、絶縁上の弱点が少ない構造を構成できることを明らかにした。また、H-GILの電流容量はシース内径にはほぼ比例するが、シース内径が大きくなるにつれて飽和する傾向があること、ガス圧力や印加電圧、シース肉厚が電流容量に及ぼす影響は小さいが、導体許容温度を高めることで電流容量を上昇できることなどを明らかにした。500kV級H-GIL(LIWV=1425kV)の電流容量はシース内径を現行のGILと同程度の500mmと設定すると、導体許容温度90℃に対して6400~7500A、110℃に対して7600~9000Aと見込める。したがって、H-

G I Lの電力輸送密度は現行のG I Lとはほぼ同等と評価でき、信頼性の高い密閉型大容量送電線路として実用の可能性があるとの結論を得た。

第6章では、上記の一連の研究結果を要約し、今後の課題とともに総括としてまとめた。

参考文献

- (1) 電気協同研究会: "ガス絶縁機器の信頼性向上策", 電気協同研究, 第44巻, 第2号 (1988)
- (2) 電気協同研究会: "ガス絶縁開閉装置の標準化", 電気協同研究, 第39巻, 第6号 (1984)
- (3) 桃山, 吉田, 三浦, 玉置, 博多: "高電圧大容量ガス絶縁変圧器", 三菱電機技報, Vol.59, No.3, pp.32-36 (1985)
- (4) 電気新聞: "超高压ガス絶縁変圧器—東新宿変電所に設置—", 1995年5月12日掲載記事 (1995)
- (5) 電力中央研究所 送電機能研究委員会: "管路気中送電 (新送電方式の開発に関する研究報告—その1)", 電力中央研究所送電機能シリーズNo.12 (1970)
- (6) 小杉: "実用期を迎えた管路気中送電線", 電気学会雑誌, 101巻, 4号, pp.301-308 (1981)
- (7) 電気新聞: "世界最大級の管路気中送電線—新名火東海線に採用—", 1994年12月22日掲載記事 (1994)
- (8) 小林, 下川原, 大桑: "開閉装置の技術開発動向", 電気評論 1992年9月号, pp.974-979 (1992)
- (9) 電気学会: "G I S性能に配慮されている諸問題", 電気学会技術報告(II部) 第163号 (1983)
- (10) T. Nitta & Y. Shibuya: "Electrical breakdown of long gaps in sulfur hexafluoride", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-90, pp.1065-1069 (1971)
- (11) T. Nitta, Y. Shibuya & Y. Fujiwara: "Voltage-time characteristics of electrical breakdown in SF₆", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-94, pp.108-115 (1975)
- (12) 松本, 青柳, 村瀬, 柳父: "不平等電界におけるSF₆ガスの急しゅん波インパルス放電特性", 電気学会論文誌B, 110巻9号, pp.769-777 (1990)
- (13) 電気学会: "SF₆ガスのV-t特性", 電気学会技術報告(II部) 第206号 (1986)
- (14) A. Bargigia, G. Mazza, A. Pignini, L. Thione & B. Mazzoleni: "Study of the dielectric strength of SF₆ insulated metal-clad substations and application to their design and testing", CIGRE Paper, No.33-12 (1982)
- (15) 電気学会: "ガス絶縁開閉装置の直流絶縁", 電気学会技術報告(II部) 第397号 (1991)
- (16) 電気学会: "気体絶縁への混合ガスの応用", 電気学会技術報告(II部) 第248号 (1987)
- (17) 内海, 岩浅, 石川, 山極, 遠藤: "絶縁異常診断と異種ガス注入によるSF₆ガス絶縁耐力の向上", 電気学会開閉保護装置研究会資料, SPD-91-30 (1991)
- (18) N. Fujimoto & G.L. Ford: "Results of recent GIS fault survey", IERE Workshop on Gas-Insulated Substations, Toronto, Ontario, Canada (1990)
- (19) W. Boeck, W. Taschner, J. Gorablenkow, G.F. Luxa & L. Menton: "Insulating behavior of SF₆ with and without solid insulation in case of fast transients", CIGRE Paper, No.15-07 (1986)
- (20) 電気協同研究会: "絶縁設計の合理化", 電気協同研究, 第44巻, 第3号 (1988)
- (21) 電気学会: "急しゅん波サージとG I Sの絶縁問題", 電気学会技術報告(II部) 第324号 (1990)

第2章 ガス絶縁機器における高電圧計測技術

2.1 はじめに

ガス絶縁機器は高気圧SF₆を封入した密閉型機器であるため、高電圧計測技術に関して、気中の高電圧実験で用いられる手法を適用できない場合が多く、新たな手法開発が必要な場合が少なくない。その代表例が急峻波サージとスペーサ表面電荷の測定手法である。

G I Sに代表されるガス絶縁機器の基本構造は中心導体の直径が比較的大きい同軸円筒状であり、サージインピーダンスが小さい。そのため、雷サージの侵入や遮断アークの発生に伴って主回路を高速で伝搬する進行波は減衰が小さい。また、G I Sでは各種構成機器がコンパクトに配置され、サージインピーダンスの不連続点の間隔が小さいため、進行波は多数回の反射を繰り返し、それらが相互に重畳された複雑なサージ電圧がG I Sの各所に発生する。

G I Sで問題となる過電圧の中で最も急峻なサージ電圧は断路器サージと考えられており、電気協同研究会「絶縁設計合理化専門委員会」や電気学会「ガス絶縁開閉装置の絶縁技術調査専門委員会」による500kV系統のガス絶縁変電所に対するサージ解析の結果から、その最大波高値は2.9pu (3.08puとの試算もある)、電圧立上り時間は数ns～数10ns、電圧振動周波数は数MHz～数10MHzと評価されている⁽¹⁾⁽²⁾。近年、断路器サージはG I Sの絶縁レベルの低減によるコンパクト化推進のなかで、雷サージに次ぐ過電圧として注目されており、各種条件における絶縁特性が検討されている^{(3)~(25)}。そのなかで、断路器サージの測定手法も重要な課題となっている。

一方、G I SではSF₆がほとんど水分を含まないように、吸着剤を封入して厳格に水分管理がなされているため、スペーサの表面抵抗は10¹⁸Ω程度の極めて高い値となる⁽²⁶⁾。そのため、部分放電の発生や直流電圧の印加あるいは残留によってスペーサ表面に電荷が蓄積されると、その漏洩時定数は数10～数100時間のオーダーとなり、主回路を接地しても蓄積した電荷は長時間残留する。交流系統においてもG I Sに直結されたケーブルの絶縁試験時に、G I Sにも一部直流電圧が印加される場合が実際にある。また、開閉装置で切り離された母線に、最大で交流電圧の波高値に相当する直流電圧が残留することがあるので、スペーサへの電荷蓄積は実機器においても十分に現実的な問題である⁽²⁷⁾。

スペーサ表面に電荷が蓄積されると近傍の電界は歪み、特に表面電荷が形成する電界と主回路に発生するサージ電圧による電界が逆極性の関係となる場合は局所的な電界上昇を生じ、最悪の場合絶縁破壊事故に至る可能性がある。このため、部分放電の発生あるいは直流電圧の印加によるスペーサ表面電荷の形成機構や電荷分布の解明、さらにスペーサに表面電荷が存在する場合の絶縁特性の解明などが重要な課題となっている。そのなかで、表面電荷の定量的な測定手法の確立が必要である。

固体絶縁物の表面電荷を測定する手法としてはダストフィギア法が良く知られているが、定量的な電界分布の測定には表面電荷との容量結合を利用する静電プローブ法が有効である。静電プローブ法は非接触での測定が可能であり、ダストフィギア法と異なって絶縁物の表面を汚損することがないので、引き続き絶縁物を使用することができるというメリットもある。しかし、静電プローブの出力と測定される電荷密

度との関係はこれまで不明確な点が多く、測定結果から真電荷密度やその分布を決定する較正手法は確立されていなかった。

本章ではガス絶縁機器の急峻波サージ電圧を精度良く測定できるセンサの開発を目的として、容量分圧センサを試作して、その応答特性を定量的に検討した結果を述べる。また、スペーサの表面電荷を定量的に測定する手法を確立することを目的として静電プローブ法の特徴を詳細に検討し、本用途に適用する場合の問題点を明らかにするとともに、新しい測定手法の提案を行う。

2.2 急峻波サージ電圧の測定手法

2.2.1 まえがき

すでに述べたように、500kV系統のガス絶縁変電所で発生する断路器サージの波高値は2.9pu(約1300kV)程度、立上り時間は数ns～数10ns、振動成分の周波数は数MHz～数10MHzと考えられる⁽¹⁾⁽²⁾。したがって、これを測定するためにセンサおよび測定系に要求される条件として、ステップ波に対する立上り時間が1ns(周波数帯域の上限が350MHz以上)程度、現状のオシロスコープの仕様から、分圧比は $1/10^4 \sim 1/10^5$ 程度が目標となる。周波数帯域の下限としては、少なくとも雷サージ波形の波尾領域(数 $\mu s \sim$ 数10 μs)まで測定できることが求められる。

近年、GISの急峻波サージ測定用センサとして、GISに内蔵し、高電圧導体との容量結合を利用して直接サージ電圧を測定する容量分圧センサ^{(28)~(39)}、GIS外部への漏洩磁界あるいは二次回路への誘導電圧を測定する空間電磁界センサ⁽⁴⁰⁾⁽⁴¹⁾など、多くの種類が提案されている。従来より雷インパルスなどの測定に使用される独立形(外付け)の抵抗および抵抗容量分圧器は、抵抗体の対地漂遊容量や残留インダクタンスのため、立上り時間は一般に10ns程度が限界である。電解質溶液を分圧抵抗に用いた急峻波分圧器の中には立上り時間が5nsと報告されているものもある⁽⁴²⁾。しかし、急峻波サージはGISの主回路を高速で伝搬し、高い周波数成分を含むため、機器内部の各点で電圧波形は著しく異なる。したがって、測定点を限定する必要から測定器は必然的にGISに内蔵されることになる。

急峻波サージの測定センサとして現在主流となっているのは静電容量結合を利用した容量分圧センサ(容量性電界計あるいは静電プローブとも称される)で、センサヘッドとなる浮遊電極の形状や測定系の構成などに種々の提案がある。センサヘッドについてはスペーサ内部に埋め込む方式^{(28)~(31)}、円板状のセンサヘッド(センサプレート)をシース側で中心導体に対向させて設置する方式^{(32)~(36)(38)(39)}、センサヘッドを円環状にして中心導体を取り囲むように設置する方式⁽³⁷⁾などがある。これらのうち代表的なものについて、形状や使用材料、周波数帯域などを表2.1に整理する。

円板状のセンサプレートを中心導体に対向させて設置する方式は、ガス空間を高電圧側容量として利用するため、応答時間が極めて短いという特長を有する。また、GISのシース側にセンサを収納するスペースやあるいは開口部を設け、シース内面と同一面上に浮遊電極を配置すれば、内部の電界分布に与える影響が小さいうえ、センサ自体の絶縁を考慮する必要がない。このような配慮をした容量分圧センサはGISの急峻波サージ電圧の測定器として理想的である。しかし、これまでの報告例^{(32)~(39)}では、低電圧

側容量に使用される高分子フィルムなどの周波数特性が検討されておらず、適切な材料選定や測定系全体の周波数帯域など、なお検討すべき点がある。

表2.1 GIS用容量分圧センサの提案例

検討機関	測定原理	特徴	周波数帯域または立上り時間	備考	文献
東芝 (日本)	スペーサ内部の接地側シールド電極をセンサヘッドとして使用。	信号伝送線路に光ファイバを使用。	周波数帯域：20MHz	500kV GISでの実測例あり。	(28)(29) (30)(31)
同上	センサヘッドは150mmφの円板電極。低電圧側容量に25μmのポリエチレンフィルムを使用。	センサヘッドと同軸ケーブルの接続部に円錐状の同軸構造を適用。	周波数帯域：1GHz 立上り時間：0.35ns		(38)
三菱電機 (日本)	センサヘッドは88mmφの円板電極。低電圧側容量にポリエチレンフィルムを使用し、2段に分圧される。	2段分圧のため分圧比を大きくでき、分圧比の調整も容易。	立上り時間：1ns		(36)
Ontario Hydro (カナダ)	センサヘッドは250mmφの円板状銅箔。低電圧側容量に25μmのマイラを使用。	同軸ケーブルとセンサヘッドの接続点を偏心させ、定在波の節にあたる位置に合わせている。	周波数帯域：500MHz		(32)
CESI (イタリア)	センサヘッドは円板電極。低電圧側容量に誘電体フィルムを使用。	高周波領域と低周波領域でデータ処理方法を別に構成。	周波数帯域：350MHz		(33)
EDF (フランス)	センサヘッドは90mmφおよび200mmφの円板電極。低電圧側容量にセラミックコンデンサ、ポリエチレン、ポリプロピレンなどを使用。	センサ周囲にシールドスクリーンを設置し、ノイズ低減を図っている。	周波数帯域：300MHz 立上り時間：1.4ns		(34)
BBC (スイス)	センサヘッドは約20mmφの円板電極。低電圧側容量にフッ素樹脂とガラスの積層板を使用。	GISシースの開口フランジに組込めるように設計。	周波数帯域：425MHz 立上り時間：0.8ns 低域遮断周波数：1Hz	800kV GISでの実測例あり。	(35)
BPA (アメリカ)	センサヘッドは230mmφの円板状銅箔。低電圧側容量にフッ素樹脂、カプトンを使用。	伝送線路にFETプローブを適用。高入力インピーダンスのため周波数帯域の下限が低い。	周波数帯域：700MHz 立上り時間：1.6ns 低域遮断周波数：1Hz		(39)

2.2.2 実験装置と手法

GISの母線を模擬した同軸円筒モデルに後述する容量分圧センサを取り付け、急峻な立上りをもつステップ電圧を入力してセンサの応答特性を検討する。同軸円筒モデルは図2.1に示すように、中心導体(外径: 60mm、肉厚: 1.5mmの黄銅パイプ)と接地シース(内径: 150mm、肉厚: 5mmのアルミパイプ)から構成され、シースには容量分圧センサを取り付けるための開口部(直径: 50mm)が設けられている。中心導体はアクリル製の円板により、2カ所で支持される。同軸円筒モデルの内部は大気圧空気である。

同軸円筒モデルの片端には高周波同軸ケーブルを介してパルス発生器(三和電子SMP-1010A: 最大パル

ス波高値 500V) を接続した。このとき、接続ケーブルと同軸円筒モデルのサージインピーダンスを整合させるため、中心導体、シースとも一定の直径比を持つ円錐状の導入路を設けた。

この同軸円筒モデルに対して、過渡現象解析プログラム (EMTP: Electro-Magnetic Transients Program) のケーブル定数計算サブルーチン (Cable constant) により、サージインピーダンスと進行波の伝搬速度を計算し、それぞれ 54.9Ω 、 $2.996 \times 10^8 \text{m/s}$ の値を得た。したがって、パルス発生器から同軸円筒に至るまで、ほぼ 50Ω のサージインピーダンスで整合がとれている。

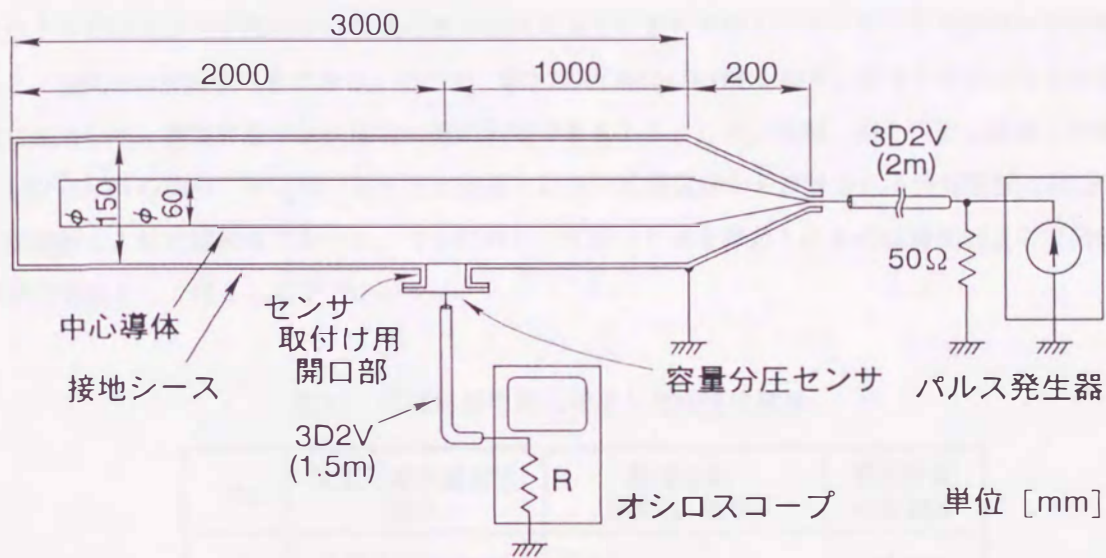


図2.1 同軸円筒モデル

図2.2に試作した容量分圧センサの構造を示す。センサヘッドとなる浮遊電極 (センサプレート) は直径 44mm のアルミ円板で、フランジ構造を持つアルミ接地ホルダにより、誘電体 (低電圧側容量) を介して支持される。センサプレートと BNCコネクタを接続する同軸構造部の直径比は約 2.3 で、そのサージインピーダンスがほぼ 50Ω になるようにした。低電圧側容量には表 2.2 に示す 7 種類の高分子材料 (PTFE: ポリテ

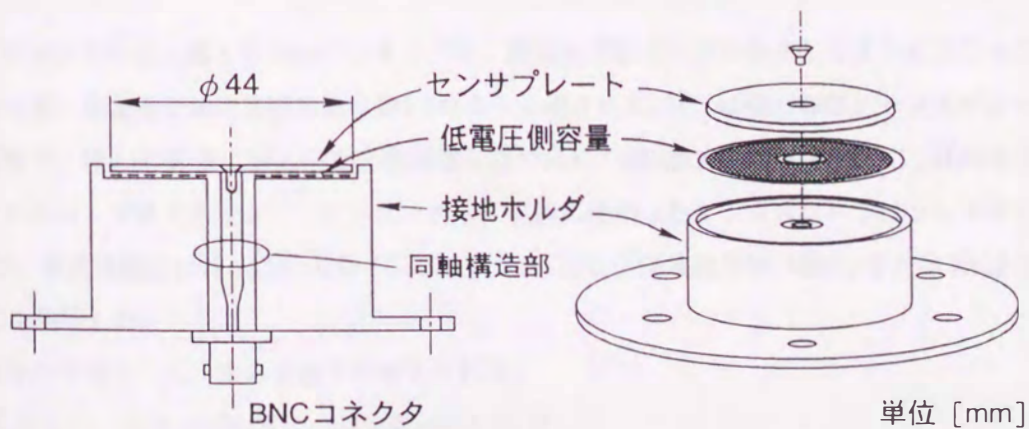


図2.2 試作した容量分圧センサの構造

トラフルオロエチレン、PI：ポリイミド、PET：ポリエチレンテレフタレート)やマイカを使用した。表中の数値はBNCコネクタ端で実測した静電容量である。

低電圧側容量の静電容量やその周波数特性は容量分圧センサの応答特性に大きく影響するが、これについて検討した例は少ない。これまでの提案例^{(32)~(39)}では厚さ20~50 μm の高分子フィルムが多用されているが、このような薄いフィルムは平面性が悪いため、センサプレートや接地ホルダとの密着性が問題となる。すなわち、静電容量の小さい空気層がフィルムと直列に入ると、低電圧側容量の値は材料固有の静電容量よりも小さい値になる。この点について、空気層の介在を容認して静電容量を安定させる提案⁽³⁸⁾もあるが、GISではセンサが真空から数気圧までのガス圧力にさらされること、さらに長期間の安定性を考慮すると、空気層は排除すべきである。そこで、表2.2の材料にはPTFEを除き、銅またはアルミを片面または両面に蒸着して、静電容量が材料固有の値に固定できるようにした。実際、銅を両面に蒸着した厚さ12 μm のPET (No.6)の場合、センサプレートの面積と材料の比誘電率から計算される静電容量は約3nFであるが、実測値もこれと同程度であった。これに対し、片面のみ銅を蒸着したものは静電容量の実測値が計算値の半分程度もしくはそれ以下であった。

表2.2 低電圧側容量に使用した誘電体材料

No.	低電圧側容量材料 (厚さ)	蒸着金属 (蒸着面, 膜厚)	静電容量 の実測値
1	P T F E (1.0mm)	なし	24.5pF
2	P I (50 μm)	銅 (片面, 35 μm)	0.47nF
3	P E T (25 μm)	銅 (片面, 1.0 μm)	0.84nF
4	P E T (5.5 μm)	銅 (片面, 1.2 μm)	1.73nF
5	マイカ (40 μm)	銀焼付け (両面, 5 μm)	2.85nF
6	P E T (12 μm)	銅 (両面, 1.2 μm)	3.39nF
7	P E T (5 μm)	アルミ (両面, 250 \AA)	6.80nF

P T F E : ポリテトラフルオロエチレン, P I : ポリイミド,
P E T : ポリエチレンテレフタレート

容量分圧センサの出力端となるBNCコネクタは、高周波同軸ケーブルを介してオシロスコープに接続する。このとき、測定系全体の等価回路は図2.3のように表される。C₁は中心導体とセンサプレート間の高電圧側容量で、図2.1の配置に対し三次元表面電荷法で求めた値は0.22pFであった。C₂は低電圧側容量、Rはオシロスコープの入力インピーダンスである。実験に使用したオシロスコープはソニーテクトロニクス7104で、垂直増幅器には7A29(入力インピーダンス: 50 Ω 、周波数帯域: 1GHz)または7A26(同1M Ω 、200MHz)を使用した。

応答波形の特徴として、次の2通りが考えられる。

(1) Rが小さいか、または印加電圧の周波数が低い場合:

図2.3の等価回路はC₁とRの直列回路となり、出力は印加電圧の微分波形となる。

(2) Rが大きいか、または印加電圧の周波数が高い場合：

図2.3の等価回路は C_1 と C_2 の直列回路となり、出力は印加電圧に比例する波形となる。

図2.3の等価回路の低域遮断周波数 f_c は次式となる。

$$f_c = \frac{1}{2\pi R (C_1 + C_2)} \quad (2.1)$$

上式で例えば $R = 50\Omega$ 、 $C_1 = 0.22\text{pF}$ 、 $C_2 = 1\text{nF}$ とすると、 f_c は約3MHzとなり、急峻波サージ電圧の立上り部分は測定できても、雷インパルス電圧の波尾など、電圧変化のゆるやかな部分は測定できない。

したがって、周波数帯域の下限を下げるにはRか C_2 を大きくするなどの工夫が必要である。

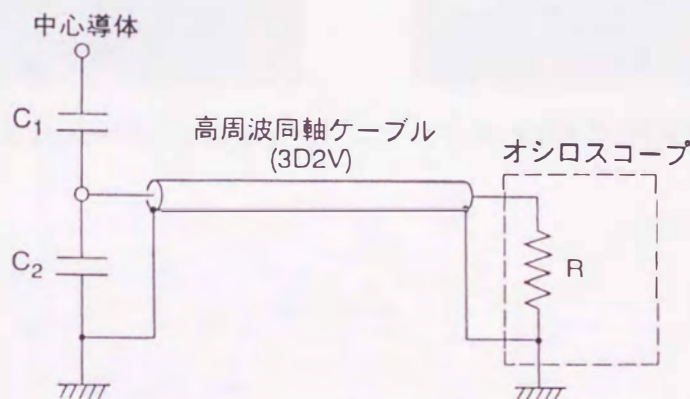


図2.3 測定系の等価回路

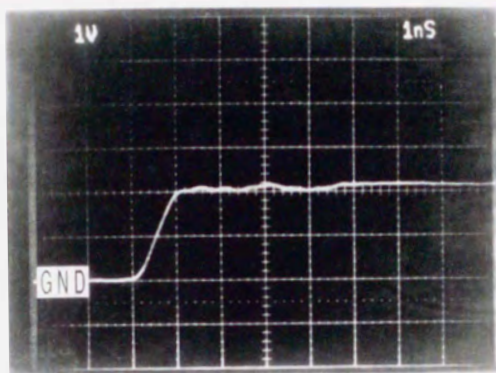
2.2.3 ステップ電圧に対する応答特性

同軸円筒モデルの中心導体に入力されるステップ電圧波形を把握するため、まず入力端に分岐を設けオシロスコープ(入力インピーダンス 50Ω)により直接測定した。結果を図2.4に示す。電圧立上り時間(全振幅の10%から90%まで立上がるのに要する時間)は 0.65ns で、急峻波サージの電圧立上りを模擬するのに十分急峻である(同図(a))。また、同軸円筒モデルの開放端で正反射された反射波が約 20ns 後に重畳されて、階段状の波形になることも明確に観測できた(同図(b))。階段状の電圧変化に伴うオーバーシュートはほとんど認められないので、パルス発生器から同軸円筒モデルに至る回路の整合は十分なものである。

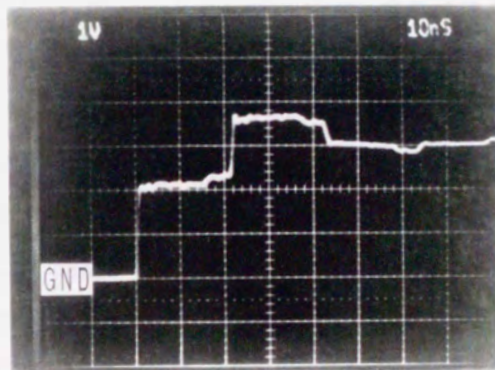
図2.4(c)は同一の条件に対して、EMTPで応答波形を解析した結果で、実測値と良く一致している。EMTPによる解析では同軸円筒モデルに対し、高精度 π 形回路による2相分布定数回路を適用した。同様の手法はステップ波を伝送する高周波同軸ケーブルにも適用した。この解析においてパルス発生器は電流源として扱い、ステップ電流の波高値を 20mA とした。すなわち、同軸円筒モデルを接続しない場合のパルス発生器の出力電圧は 1.0V となる。中心導体を支持するスペーサは考慮していない。

容量分圧センサが設置される場所は上記の同軸円筒モデルの入力端から約 1.2m 離れているので、センサへの入力波形となる中心導体上のセンサ対向面の電圧波形は図2.4とは異なる。これを他の方法で測定することは困難であるので、EMTPによる解析で図2.5の波形を得た。

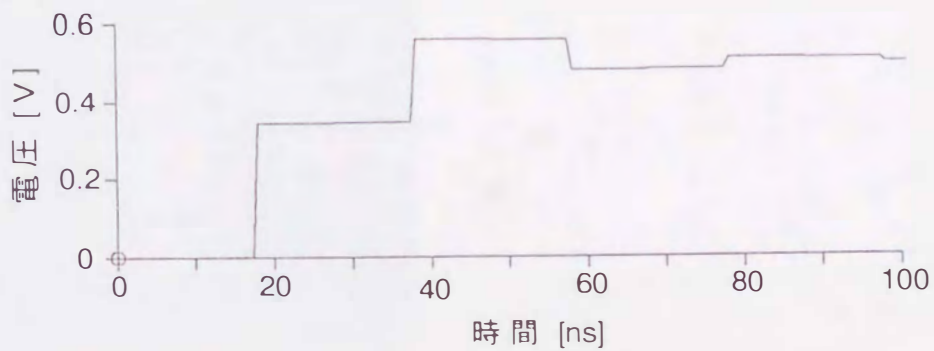
表2.2に示した7種類の低電圧側材料のうち、PTFE (No.1)、25 μ m厚PET (No.3)、マイカ (No.5) に対する応答波形の測定例およびEMTPによる解析結果を図2.6～図2.8に示す。同軸円筒モデルに入力したステッ



(a) 電圧立上り部分 (時間軸：1 ns/div)



(b) 波頭部分 (時間軸：10ns/div)



(c) EMTPによる解析波形

図2.4 同軸円筒モデル入力端でのステップ電圧波形

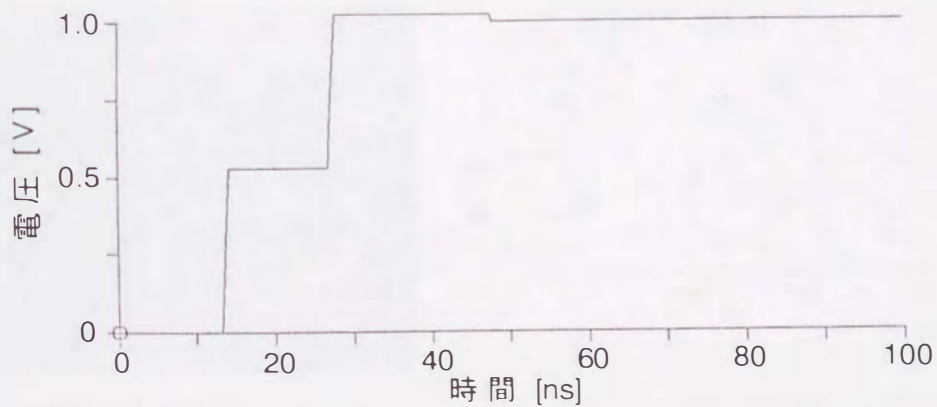
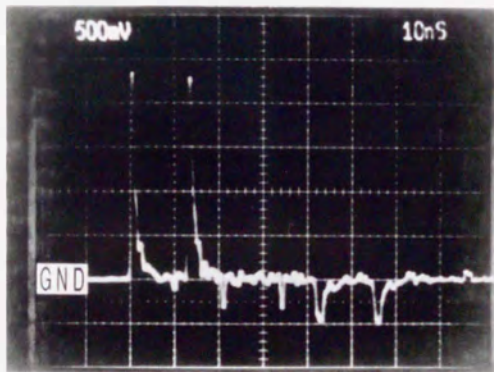


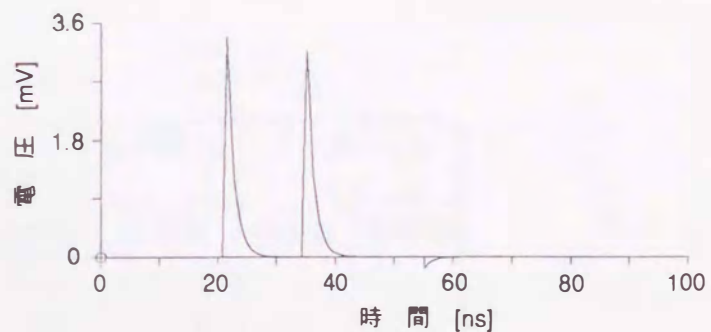
図2.5 容量分圧センサへの入力電圧波形

プ電圧の第1波の波高値は321V、パルス幅は1.0 μ s、オシロスコープの入力インピーダンスは50 Ω (周波数帯域: 1 GHz)である。また、EMTPによる解析結果は図2.5の波形を図2.3の等価回路に入力して得たものである。このとき、 $C_1 = 0.22\text{pF}$ 、 $R = 50\Omega$ とし、 C_2 は表2.2の値を使用した。

応答波形は各材料によって大きく異なり、低電圧側容量が小さい場合、もとの電圧波形の微分成分しか得られないが、低電圧側容量が大きくなるにつれてステップ電圧の平坦な部分が現れるようになる。応答波形の立ち上がり時間はいずれの材料とも0.65nsと変わりがなく、入力電圧の立ち上りをそのまま測定できた。表2.2の各材料に対し、分圧比の実測値とステップ電圧の平坦な部分が減衰する時定数(ピーク値の $1/e$ になる時間)を読み取り、表2.3に整理する。同表の減衰時定数は周波数帯域の下限を評価する数値である。また、EMTPによる解析結果についても同様の数値を併記した。この結果によれば、低電圧側容量の静電容量が大きくなるにつれて分圧比が大きくなり、減衰時定数は長くなる傾向が判る。しかし、表2.2のNo.1~No.4は減衰時定数が数10ns以下であり、実際の急峻波サージの電圧立ち上がり時間と同程度であるので、実用の可能性はほとんどない。また、No.7は静電容量の実測値が最大であるにもかかわらず、分圧比と減衰時

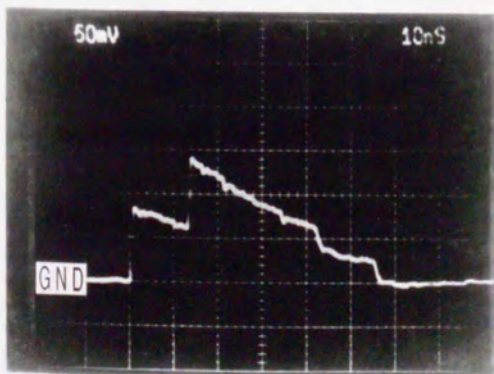


(a) 実測波形(時間軸: 10ns/div)

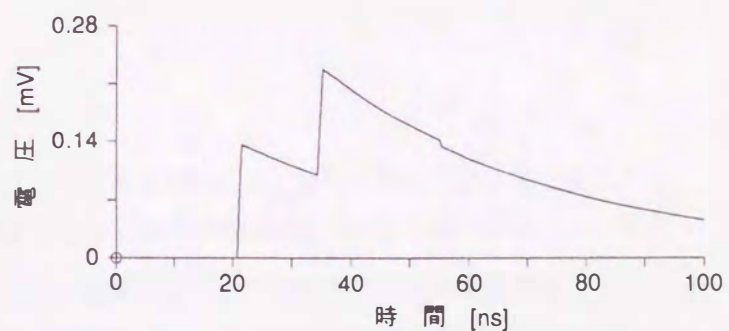


(b) EMTPによる解析波形

図2.6 容量分圧センサのステップ電圧に対する応答波形(低電圧側容量材料: PTFE)



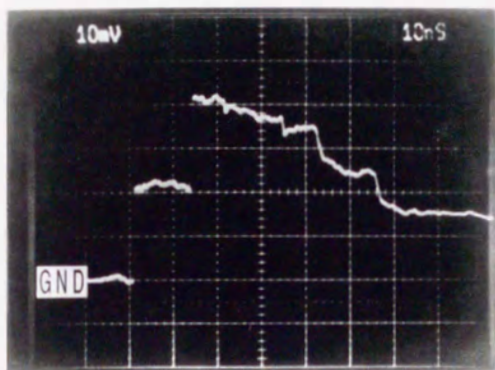
(a) 実測波形(時間軸: 10ns/div)



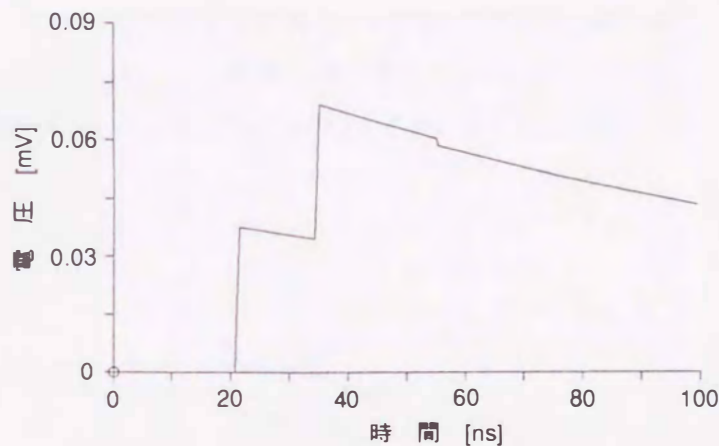
(b) EMTPによる解析波形

図2.7 容量分圧センサのステップ電圧に対する応答波形(低電圧側容量材料: 25 μ m厚PET)

定数の特性は静電容量が1 nFの材料と大差ない。このことは、材料の静電容量が高周波領域において、大幅に低下していることを示唆する。この点については次節で考察する。



(a) 実測波形 (時間軸: 10ns/div)



(b) EMTP による解析波形

図2.8 容量分圧センサのステップ電圧に対する応答波形 (低電圧側容量材料: マイカ)

表2.3 ステップ電圧印加時の分圧比と減衰時定数

No.	低電圧側容量材料 (厚さ)	ステップ電圧印加時の 分圧比		同 減衰時定数 [ns]	
		実測値	計算値	実測値	計算値
1	P T F E (1.0mm)	1/140	1/160	1.1	1.2
2	P I (50 μm)	1/2100	1/2170	20	20
3	P E T (25 μm)	1/3900	1/3870	31	37
4	P E T (5.5 μm)	1/7700	1/7810	49	78
5	マイカ (40 μm)	1/14600	1/13200	99	135
6	P E T (12 μm)	1/15500	1/15500	101	160
7	P E T (5 μm)	1/4900	1/31000	13	325

2.2.4 低電圧側容量の周波数特性

容量分圧センサの分圧比が広い周波数にわたって一定であるためには、低電圧側容量が一定であることが前提となる。そこで、表2.2の7種類の材料に対して、静電容量の周波数特性を広帯域インピーダンスアナライザ (YHP4192A, 5 Hz~13MHz) により実測した。容量分圧センサのBNCコネクタ端を測定点とし、数MHz付近の静電容量の測定が主目的なので、リード線のインダクタンスや容量分の補償 (校正) は3 MHzで行った。

測定結果を図2.9に示す。各材料ともおおむね1 kHz以下の低周波領域では静電容量がほぼ一定なので、

それぞれこの領域の値で規格化して表示した。同図より、マイカおよびPTFEの静電容量は周波数依存性が小さく、10MHzまでの領域で静電容量の変化は3%以下である。一方、低周波領域での静電容量が最大のアルミ両面蒸着の5 μ m厚PET (No.7)は100kHz以上の高周波領域で大幅な低下を示した。この要因として、他との著しい特性の違いから、極薄PETフィルムへのアルミ両面蒸着によるPETの物性的変化が示唆される。したがって、前節で示したようにステップ電圧に対しては長い時定数が得られない。PTFEは誘電体としての特性は優れているが、静電容量の絶対値が小さいので、総合的にはマイカが最も優れた材料といえる。

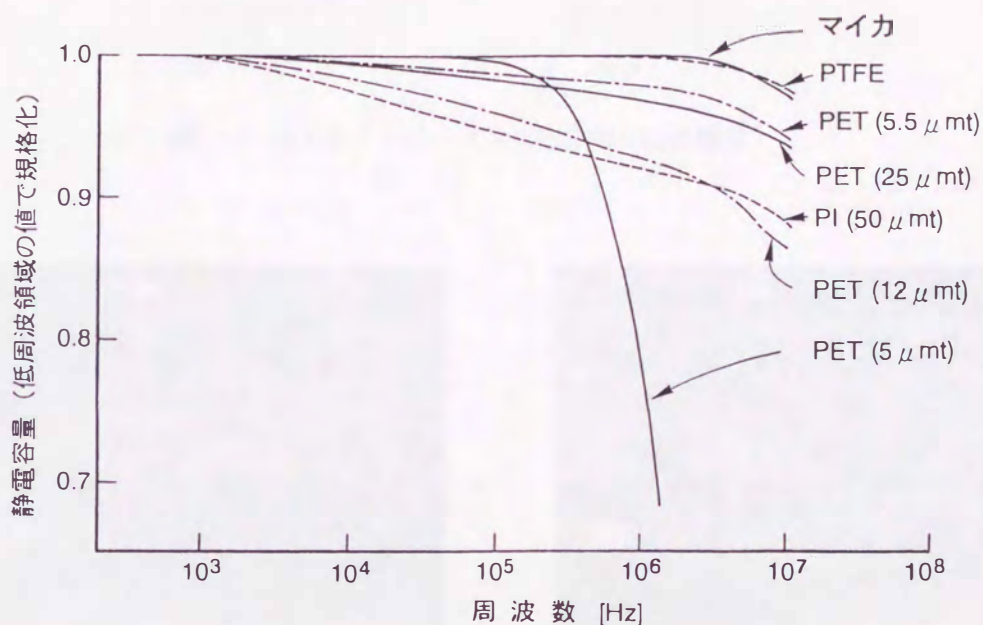


図2.9 低電圧側容量材料の周波数特性

2.2.5 周波数特性の改善

低電圧側容量にマイカのような静電容量が比較的大きい材料を使用しても、低域遮断周波数は1MHz程度であり、雷インパルスの波尾などは測定できないので不便である。そこで、オシロスコープの入力インピーダンスを1M Ω とした場合の応答特性を検討する。

入力インピーダンスが1M Ω のオシロスコープを容量分圧センサに接続する場合の整合回路はすでに提案例⁽³²⁾⁽³⁸⁾がある。ここではこれにならい、図2.10の測定系を構成した。図中のC₃はセンサの低電圧側容量と接続ケーブルの容量を補償するもので、実測値10.61nFのチップ形コンデンサを使用した。ステップ電圧の波高値やパルス幅等の条件は図2.8と同一である。

応答波形を図2.11に示す。電圧立上り時間は1.6nsとやや長くなるが、ステップ電圧の平坦な部分も測定できている。また、本測定系のステップ電圧に対する分圧比は1/30000であった。電圧立上り時間が長くなるのはオシロスコープの周波数帯域(200MHz)が低いため、これよりも立上りがゆるやかな電圧波形

は当然測定可能である。したがって、本測定系でも実用上は十分な応答特性を有しており、雷インパルスの波尾などを測定できるメリットは大きいと考えられる。

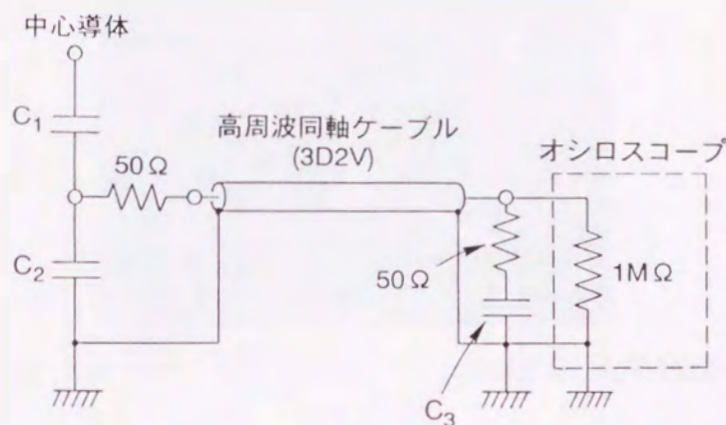
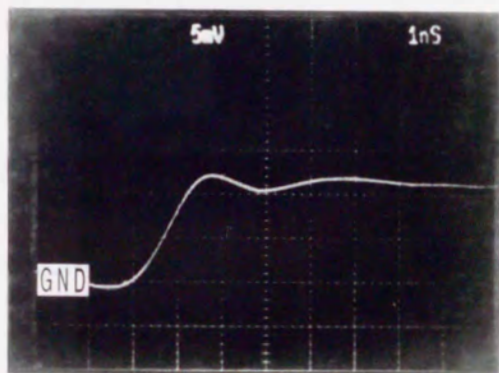
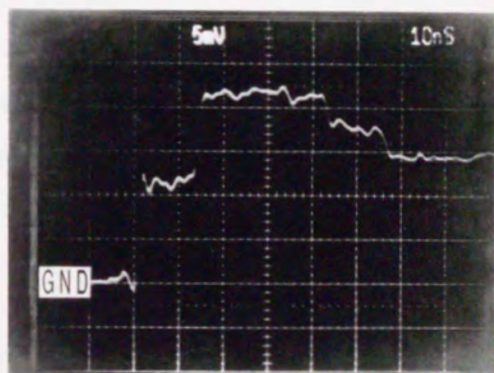


図2.10 高入力インピーダンス測定系の回路構成



(a) 電圧立上り部分 (時間軸：1 ns/div)



(b) 波頭部分 (時間軸：10ns/div)

図2.11 高入力インピーダンス測定系における応答波形 (低電圧側容量材料：マイカ)

(2.1)式で $R = 1\text{ M}\Omega$ とすると、低域遮断周波数 f_c は約56Hzとなる。すなわち、高入力インピーダンス測定系の周波数帯域の下限は商用周波数領域までカバーできると考えられる。実際、50Hzの交流電圧 (波高値：750V) に対して応答特性を測定した結果、図2.12に示すように良好な応答波形を得た。交流電圧に対する分圧比は $1/31900$ で、ステップ電圧に対する分圧比と比較して約6%の相違であった。したがって、実際の測定にあたっては、急峻波サージ電圧と交流電圧とで若干の分圧比の補正が必要であるが、両者の重量試験などを行うケースでは1台の測定系で対応できるメリットがある。

なお、低入力インピーダンス測定系における低域遮断周波数を低減させる手法として、センサ出力端と接続ケーブルの間に直列の高抵抗を挿入する方法、センサ出力をFETプローブで測定する方法などが考えられる。これらについても実験的に検討したが、前者は感度の低下、後者はノイズ除去が困難であるなどの問題があり、有効な方策とはならなかった。

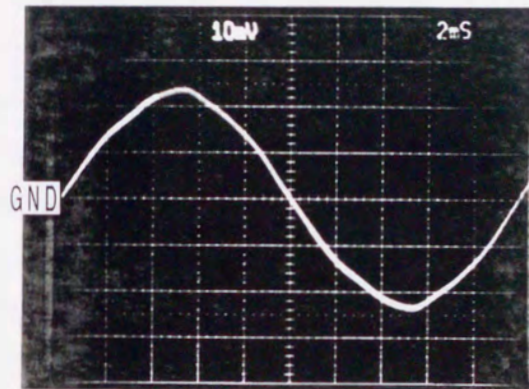


図2.12 交流電圧に対する応答波形 (高入力インピーダンス測定系、低電圧側容量材料：マイカ)

2.2.6 分圧比の周波数特性

容量分圧センサの分圧比の周波数特性を明確にするため、低入力インピーダンス測定系および高入力インピーダンス測定系に対してEMTPにより解析を行う。低電圧側容量材料としてマイカを想定し、またセンサへの入力電圧は正弦波として解析を行った。解析結果を図2.13に示す。実測結果と比較するため、ステップ電圧に対する分圧比を10MHz~100MHz付近の領域に一点鎖線で併記した。また、高入力インピーダンス測定系に対しては、交流電圧(50Hz)に対して実測した値も併記した。100MHz以上の高周波領域において破線で示した特性はオシロスコープの周波数特性を考慮したものである。この結果より、本センサおよび測定系の周波数帯域を3dB(70%)減衰点で定義すると、低入力インピーダンス測定系で1.1MHz~1GHz、

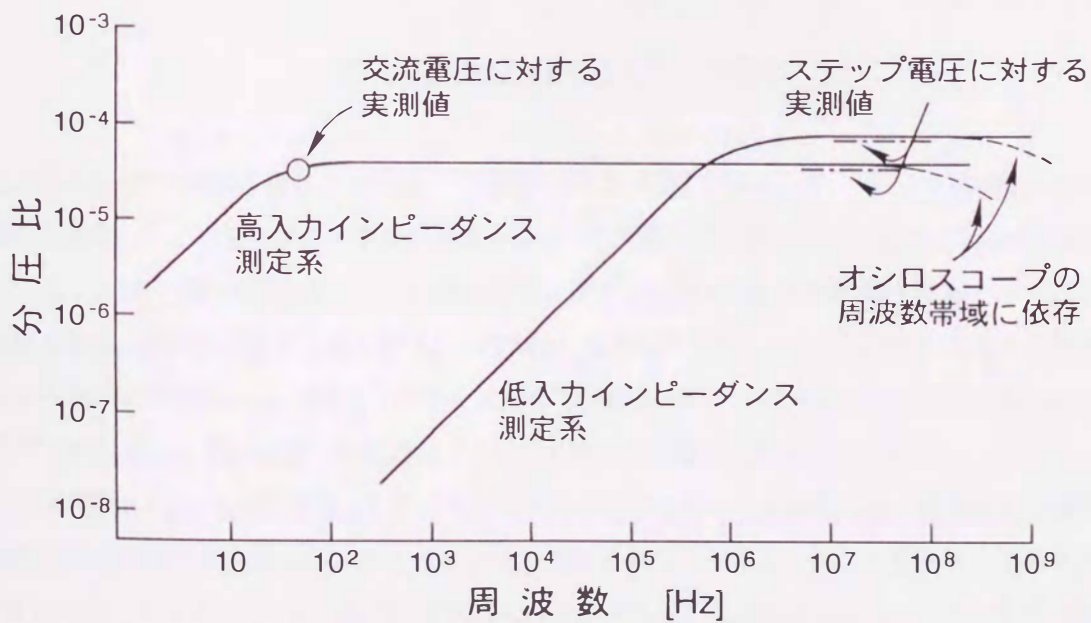


図2.13 容量分圧センサの分圧比—周波数特性

高入力インピーダンス測定系で30Hz~200MHzとなる。この帯域で分圧比はほぼ一定であるが、図2.9の結果から、1 MHz以上の高周波領域では3%程度の分圧比の変動を考慮する必要がある。

2.2.7 実規模センサの試作

これまでの検討をもとに、図2.14に示す実規模容量分圧センサを試作した。センサプレートの直径は90mmで、接続ケーブルまでの同軸構造部はサージインピーダンスが約50Ωとなる直径比(約2.3)を維持したまま、円錐状の構造とした。BNCコネクタは気密構造のもので、ガス圧力が数気圧のGISに設置することができる。低電圧側容量には両面に銀を焼付けたマイカ(直径: 92mm)を使用した。BNCコネクタ端で測定した静電容量は9.14nFであった。

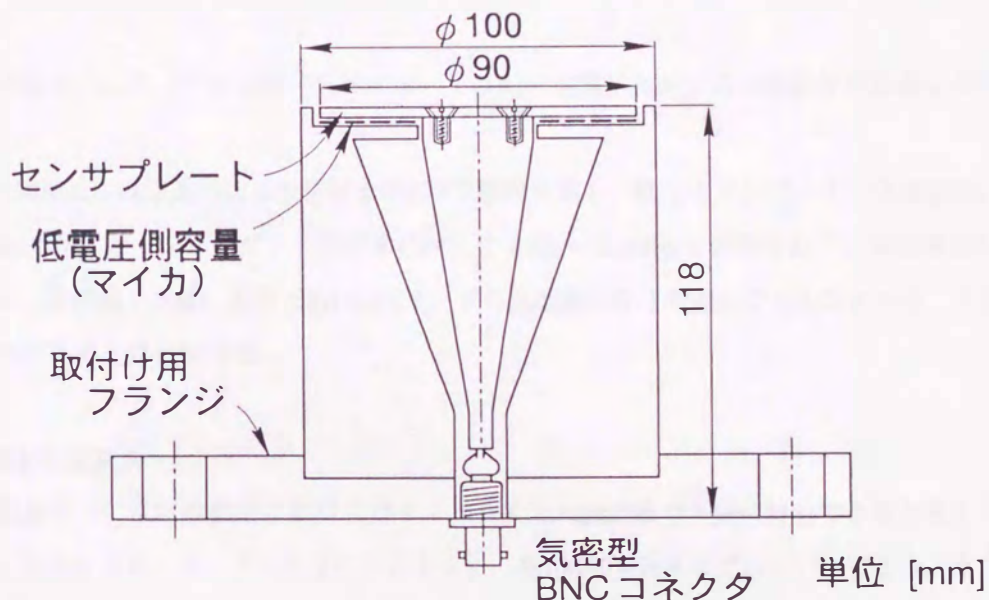
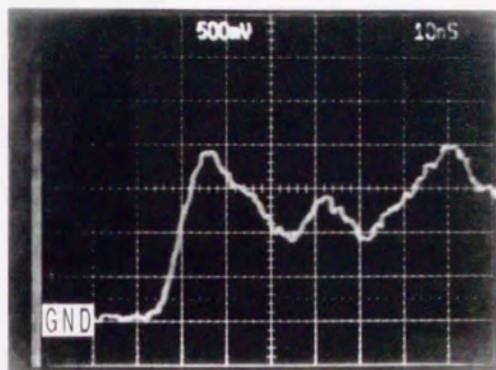


図2.14 実規模容量分圧センサの構造

本センサを275kV~500kV級GIS母線モデル(中心導体外径: 200mm、シース内径: 600mm)に設置して応答波形を実測した。高電圧側ガス空間の静電容量は三次元表面電荷法による計算で0.154pFを得た。測定系は高入力インピーダンス測定系とした。既知電圧の雷インパルスおよび交流電圧(50Hz)を印加して分圧比を実測すると、雷インパルスに対しては1/135000、交流電圧に対しては1/139600となり、両者の差は約3%と小さいものであった。また、EMTPを適用して分圧比を解析で求めると、これらの値に対し約4%の精度で一致した。したがって、本測定系についてもEMTPは有効な解析手法となる。

次に、高気圧SF₆ガス中に設置した球ギャップ間のフラッシュオーバを利用して、模擬的に急峻波サージを発生させて応答特性を実測した。GISにおける実使用条件と同じく、センサを設置した母線モデルにも0.5MPaのSF₆を封入した。実測結果を図2.15に示す。第1波の波高値は260kV、立上り時間は8.1nsで、約38MHzで振動する波形を測定することができた。低入力インピーダンス測定系を使用した場合も応答波



(電圧軸：67.5kV/div、時間軸：10ns/div)

図2.15 急峻波サージ模擬波形に対する応答波形

形はほぼ同一であり、このような短時間領域においては低周波電圧に対する遮断特性が問題にならないと考えられる。

図2.13の例と同様に本測定系の周波数帯域をEMTPで解析すると、低入力インピーダンス測定系に対して350kHz～1GHz、高入力インピーダンス測定系に対して9Hz～200MHzと評価された。本容量分圧センサおよび測定系は、実機器と同様の条件で数100kVオーダの急峻波高電圧を測定できたことから、十分な実用性を備えたものであると評価できる。

2.2.8 実用上の留意点

G I Sの急峻波サージ電圧の測定には高入力インピーダンス測定系で十分に対応できると考えられる。周波数帯域の上限はオシロスコプの性能に依存するが、数100MHz程度まではカバーできる。また、特に波形の立上り部分に着目した測定や、10MHz以上の高周波振動波形の測定が主体となる場合は、低入力インピーダンス測定系を適用して、周波数帯域1GHzまでをカバーした測定が可能である。

今回検討した容量分圧センサを実フィールドで使用する場合の留意点を以下に整理する。

- (1) センサ本体をG I Sの内部に設置するために、ハンドホール等の開口部が必要である。
- (2) センサ出力を伝送するケーブルが長尺となる場合は、ケーブル両端の整合や信号の減衰、ノイズ対策などに注意を払う必要がある。
- (3) 分圧比や周波数特性はEMTPでほぼ推定できるが、少なくとも1ケースは既知の電圧波形を用いて、最終配置にて校正を行う必要がある。

伝送ケーブルが長尺となる場合の整合回路については文献⁽³⁸⁾に提案例がある。また、信号の減衰とノイズの問題については、抜本的には光信号への変換を図ることが望ましい。このとき、センサヘッドと測定系が電氣的に分離されるので、低入力インピーダンスのオシロスコプを使用しても高入力インピーダンスで信号を受けることができ、低周波領域まで十分な感度を有する測定系を実現できる可能性がある。そのためは、十分な周波数帯域を有する光-電気信号変換器が必要となる。

2.2.9 まとめ

G I Sの断路器サージなどの急峻波サージを精度良く測定できるセンサの開発を目的として、容量分圧センサを試作して、その応答特性を定量的に検討した。主要な結果を以下に整理する。

- (1) 低電圧側容量材料として材質、厚さの異なる7種類の誘電体を検討し、いくつかの材料は静電容量が周波数によって変化するため不適當であることを示した。
- (2) 低電圧側容量として提案した銀を焼付けたマイカは静電容量が大きく、高周波領域でも静電容量の減衰が小さいので本用途に適切な材料である。
- (3) 測定系の入力インピーダンスにより、周波数帯域が大幅に変化するが、実測とEMTPによる解析を援用して、測定電圧の周波数と分圧比の関係を定量的に評価した。
- (4) 低入力インピーダンス測定系では周波数が1GHz程度までの急峻波サージ電圧を測定できるが、数100kHz以下の周波数成分は測定できない。一方、高入力インピーダンス測定系では周波数帯域の上限は200MHz程度であるが、商用周波数の領域までほぼ一定の分圧比を得ることができた。
- (5) 実規模の容量分圧センサを試作し、実機器と同様の条件にて数100kVオーダの急峻波サージ電圧を実測してその有用性を確認した。

2.3 スペーサ表面電荷の測定手法

2.3.1 まえがき

G I Sのスペーサに表面電荷が蓄積される要因として、大きくは部分放電の発生と直流電圧の印加が考えられる。部分放電は局所的に高電界が生じて発生するもので、その要因としてはパーティクルの存在、スペーサと導体の接触点の異常(剥離など)、スペーサ自身の異常(機械的・化学的損傷や絶縁劣化など)などが想定される。部分放電で生じた電子や正・負イオン、あるいはこれらによって帯電した微粒子などは電氣的流線に沿って移動し、その経路にスペーサ表面があれば付着する。2.1節で触れたように、G I S中のスペーサの表面抵抗は非常に大きいので、スペーサ表面の電荷が漏洩する時定数は非常に長く、与えられた条件下で飽和に至るまで、電荷の蓄積は長時間進行する。表面電荷の分布や密度は当然印加電圧の波形や極性によっても大きく異なる。

一方、パーティクルが存在しない条件で直流電圧を印加した場合の電荷蓄積機構については、これまで以下のような諸説が報告されている。

- (1) スペーサ内部(体積中)の導電⁽⁴³⁾
- (2) スペーサ表面での導電⁽²⁶⁾
- (3) ガス中の導電⁽⁴⁴⁾⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁶⁾
- (4) 電界放出で生じた電荷の移動⁽²⁶⁾⁽⁴⁴⁾
- (5) ダストパーティクルの移動⁽⁴⁷⁾

藤波氏ら⁽⁴⁸⁾の研究によれば、(1)と(2)については可能性が小さく、むしろスペーサや電極表面における微小突起からの局所電離、あるいはガスの自然電離などで発生した電荷がガス中を移動してスペーサ表面に蓄積するという機構が主要であるとの提案がなされている。

スペーサ表面に電荷が蓄積されると周囲の電界分布を乱し、この状態でサージが侵入すると、電荷とサージ電圧の極性によっては局所的に高電界を生じて絶縁破壊を招く可能性がある。したがって、スペーサ表面電荷が絶縁特性に及ぼす作用^{(26)(48)~(50)}、表面電荷が蓄積されにくいスペーサ形状⁽⁴⁸⁾⁽⁵⁰⁾などが重要な検討課題となる。その中で、スペーサ表面電荷の定量的測定手法の確立が最も基本的な課題となる。

2.3.2 測定手法の種類

一般に絶縁物表面の電荷量を測定する手法は、ダストフィギア法に代表される電荷の静電力を利用する方法と、プローブ法に代表される電荷と近接センサとの容量結合を利用する方法に大別される。これらの原理、利点、問題点を表2.4に整理する。

ダストフィギア法は沿面放電の進展機構の研究などに古くから用いられており、GISのスペーサに対しても同様に適用されている^{(26)(51)~(53)}。スペーサ全体の表面電荷分布の様子を一度に把握することができ、正・負極性のそれぞれの電荷に帯電しやすい2種類のダストを用いれば、電荷の極性も容易に判別することができる。また、プローブ法では正確な測定が困難な電荷が線状に分布するケース、正・負両極性電荷が複雑に入り組んで分布する場合でも、比較的解像度の高いダストフィギア像を得ることができるなどのメリットがある。一方、定量的な測定には不向きであること、測定のためスペーサを大気中に出す必要があり、これによって表面電荷が漏洩する場合があること、スペーサがダストで汚染されて引き続き使用できないことなどが欠点である。

プローブ法は浮遊電極としたセンサを表面電荷に近接させ、容量結合によってセンサに誘導される電荷を測定するもので、原理的には2.2節で述べた容量分圧センサと類似している。非接触での測定が可能で、プローブを走査することにより、極性も含めた電荷分布の測定が可能である。また、遠隔操作する機構を設ければGIS内部での測定も可能である。誘導電荷はセンサの対地容量に充電され、センサには微小な直流電位が生じる。これを増幅するためには一般に交流電圧への変換が必要で、このためセンサ面に回転翼や振動板を内蔵したフィールドミル(回転電界計や振動型電界計など)⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁷⁾⁽⁵⁴⁾、可動部のないセンサに振動容量型微小電位計を接続した静電プローブ^{(26)(46)(48)(50)(52)(53)(55)~(57)}などの方式がある。距離補償増幅型表面電位計⁽⁵⁸⁾はセンサ面の電位を絶縁物表面の電位と平衡させて、表面電位を直接測定するものであるが、絶縁物の表面電位自身がセンサ電位とともに変化するので、GISのスペーサに適用するには問題がある。

以上より、GISのスペーサ表面電荷を定量的に測定できるセンサはフィールドミルもしくは静電プローブであるが、両者を比較すると分解能を上げるにはセンサ面積を小さくする必要があり、センサ部の構造が簡単な静電プローブの方が有利といえる。

表2.4 絶縁物の表面電荷測定手法の概要

測定手法	測定原理	利点	問題点	適用例	
ダストフィギア法 (電荷図形法)	硫黄、光明丹などの粉末を散布して静電力で表面電荷に付着させる。正・負極性の判別のため、2種類の粉末を同時に使用する場合もある。付着力を強めるため、粉末を事前に帯電させることもある。	比較的簡単な方法で、被測定物全体の電荷分布、極性などが視覚的に把握できる。	電荷密度の定量化が困難である。GISあるいは実験タンクの内部での測定は難しい。被測定物が粉末により汚染される。	(26) (51)~(53)	
プローブ法	フィールドミル (回転電界計)	センサプレートに回転翼や振動板を内蔵し、表面電荷からの空間電界(電束)を直接測定する。	非接触での測定が可能で、GISあるいは実験タンク内部に設置することも可能。静電プローブ法に比べて測定値のドリフトが小さい。	測定電界を電荷密度に変換する校正が必要。センサ面の構造が複雑で、小形化が困難である。	(45)(47)(54)
	静電プローブ (容量プローブ)	可動部のないセンサプレートに振動容量型微小電位計を接続し、表面電荷から容量結合によりセンサに誘導される電荷(あるいは電位)を測定する。	非接触での測定が可能で、GISあるいは実験タンク内部に設置することも可能。センサの構造が簡単で小形化が可能。	測定電荷(電位)を電荷密度に変換する校正が必要。測定値のドリフトが比較的大きい。	(26)(46)(48) (50)(52)(53) (55)~(57)
	距離補償増幅型 表面電位計	表面電荷によりセンサプレート面の位置に生じる空間電位とセンサの電位を強制的に平衡させて、その空間電位を測定する。	非接触の測定が可能で、センサ面と被測定物のギャップ長が多少変化しても測定値がほとんど変化しない。	表面電位が一定に定まらない誘電体の表面電荷測定への適用には問題がある。	(58)

2.3.3 静電プローブ法の原理

図2.16に表面電荷を有する任意形状の絶縁物に対し、静電プローブで表面電荷を測定する場合の概念図と等価回路を示す。静電プローブは図中に示されるように浮遊電極であるセンサプレートと、それを取り囲むガード電極から構成される。ガード電極は接地電位とし、プローブ直下の領域以外の表面電荷からセンサプレートに流入する電束を遮蔽する。すなわち、プローブ直下の領域の表面電荷だけを測定する目的で取り付けられるものである。

等価回路は図2.16(b)のように表される。ここでは、絶縁物表面を面積 S_i ($i=1\sim n$) の小領域に分け、各小領域では電荷密度 σ_i を一定としている。センサプレートの対地容量 C_p は接続する振動容量型微小電位計の入力容量にほぼ等しく、一般に nF のオーダーであるので、センサプレートと小領域 S_i の間の空間の容量 C_{gi} 、ならびに小領域 S_i の対地容量 C_{di} よりも十分大きい (C_{gi} 、 C_{di} とともに一般に pF のオーダーである)。したがって、センサプレートの電位はほとんど零電位と見なせる。センサプレートに誘起される誘導電荷 q_p は次式のように、各小領域の表面電荷からの誘導分を重畳したものとなり、これがプローブの出力として測定される。

$$q_p = \sum_{i=1}^n \left\{ \left(\frac{C_{gi}}{C_{di} + C_{gi}} \right) \cdot (\sigma_i \cdot S_i) \right\} \quad (2.2)$$

ここで、注意すべき点は原理的には絶縁物の全表面電荷がプローブ出力に寄与し得るということである。この点については、1982年の "The 3rd International Symposium on Gaseous Dielectrics" で、静電プローブの出力は電荷密度に比例するという Connolly氏と、そうでないとする Pederson氏との論争⁽⁵⁹⁾があり、以後この問題が議論されるきっかけとなった。センサプレートにガード電極を取り付けるとガス中を經由する電束は遮蔽できるが、2.3.5節に後述するように、厚みの大きい絶縁物の場合は絶縁物中を經由した電束がセンサプレートに回り込むケースがある。したがって、ガード電極を付けていても、プローブ出力には周囲の領域の電荷の影響が少なからず存在する。

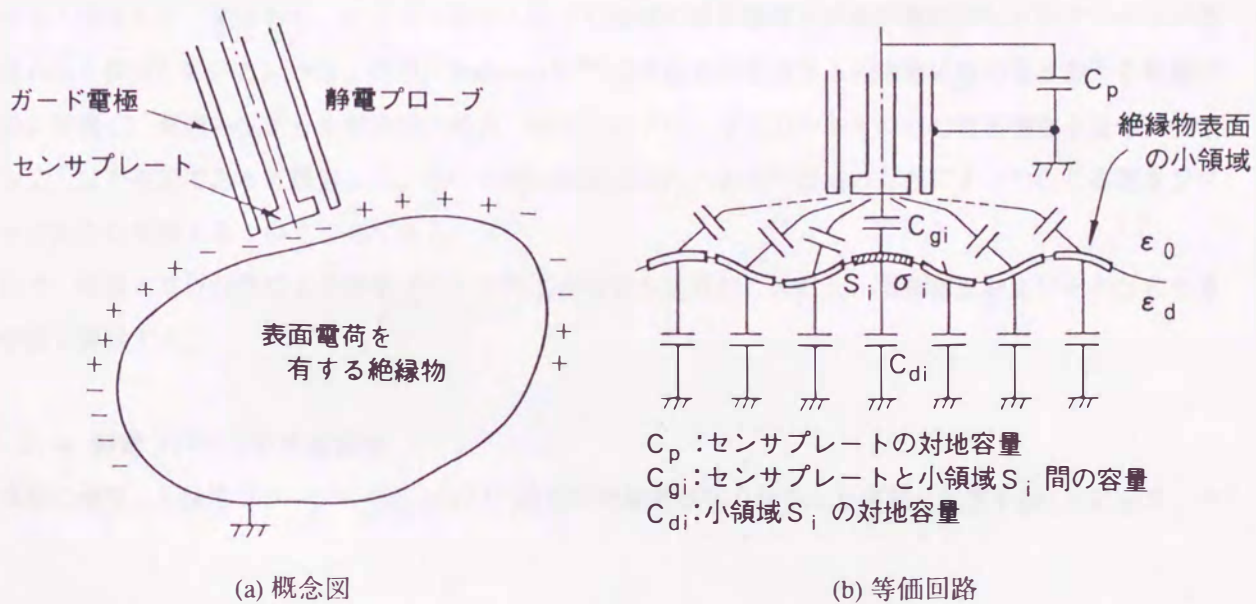


図2.16 静電プローブによる絶縁物の表面電荷測定概念

絶縁物が薄板あるいはフィルムで、接地電位の平板電極を背後に置いて、ガード電極付きの静電プローブを絶縁物に近接させて測定する場合に限り、プローブ直下の電荷だけを測定することができる。このとき、 C_{gi} 、 C_{di} はともに平等電界で近似することができ、(2.2)式は次式となる。

$$q_p = \frac{\sigma A}{\left(1 + \frac{\epsilon_d \cdot h}{t} \right)} \quad (2.3)$$

ここで、 σ : センサプレート直下の領域の電荷密度、 A : センサプレートの面積、
 ϵ_d : 絶縁物の比誘電率、 h : 絶縁物とセンサプレート間の距離、 t : 絶縁物の厚み

これより、電荷密度は次式で求められる。

$$\sigma = \left(\frac{q_p}{A} \right) \cdot \left(1 + \frac{\epsilon_d \cdot h}{t} \right) \quad (2.4)$$

プローブ出力が電荷量の絶対値 q_p で表示される場合は上式から直ちに電荷密度が求まるが、そうでない場合はプローブ出力の読み取り値 p と q_p の関係を較正する必要がある。この手法の詳細は章末の付録2.1に記述するが、 q_p と p の比をプローブ定数 $F = q_p / p$ として定義すると、上式は以下のように表わせる。

$$\sigma = p \cdot \left(\frac{F}{A} \right) \cdot \left(1 + \frac{\epsilon_d \cdot h}{t} \right) \quad (2.5)$$

1984年の "The 4th International Symposium on Gaseous Dielectrics" で、Connolly氏ら⁽⁵⁵⁾は (2.4) 式に基づき、GISのスペーサのように厚みが大きい絶縁物に対しては t を無限大として、 $\sigma = q_p / A$ のように表せると報告した。すなわち、センサプレート直下の領域の表面電荷と同量の電荷がセンサプレートに誘導されると仮定している。一方、同時に Pedersen氏⁽⁶⁰⁾ は表面電荷を有する絶縁物近傍の電界条件を電磁気学的に整理し、周囲の電荷分布が未知の場合、測定点のプローブ出力からその点の電荷密度を直ちに決定することは不可能であると報告した。その根拠は測定点以外の電荷や電極の存在によって生じる電界がプローブ出力に影響するというものである。

以下、実験と電界計算により静電プローブの応答特性を定量的に検討し、電荷密度およびその分布の算出手法を提案する。

2.3.4 静電プローブの応答特性

実験に使用した静電プローブの形状および円板形の絶縁物試料を使用した実験の配置を図2.17に示す。セ

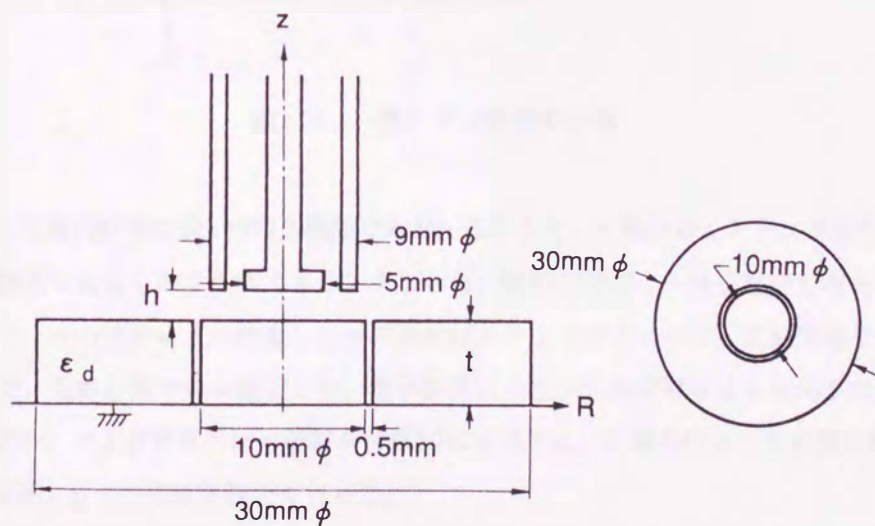


図2.17 静電プローブの形状と実験配置図

ンサプレートの直径は5mmで、ガード電極の内径、外径はそれぞれ7mm、9mmである。材質はともに黄銅である。静電プローブに誘導された電荷 q_p の測定にはエレクトロメータ(川口電機MMA II-17)を使用した。誘導電荷は振動型入力容量により交流変調され、増幅器を通して指示値 p として直読される。プローブ定数 $F (= q_p / p)$ は付録2.1の手法で校正し、 $F = 0.70$ を得た。エレクトロメータの入力インピーダンスは $10^{13}\Omega$ 程度と非常に大きいので、センサプレートとガード電極を絶縁するPTFE(ポリテトラフルオロエチレン)の表面が汚れたり、吸湿すると表面抵抗が減少し、電荷が漏洩する。そこで、PTFEの表面抵抗を高く維持するため、使用前に十分な洗浄をした後、恒温容器にて十分に乾燥させた。

円板形の絶縁物試料は直径30mmのPTFEで、厚さ(t)は3mmまたは10mmとした。この試料は図に示すように同心円状に分割できる。静電プローブと試料表面の距離(h)は1mmまたは3mmとした。試料の表面に一様な電荷を蓄積させるため、図2.18に示す一様イオン流の供給装置を使用した。表面電荷の極性はすべて負極性とした。表面電荷が蓄積された試料の総電荷量をファラデーケージで測定し、面積で除して表面電荷密度の真値を求めた。このとき、試料の裏面や側面に電荷が存在すると誤差を生じるので、事前に試料全面をエタノールで十分に洗浄し、ほとんど電荷を持たないことを確認のうえ、実験に使用した。

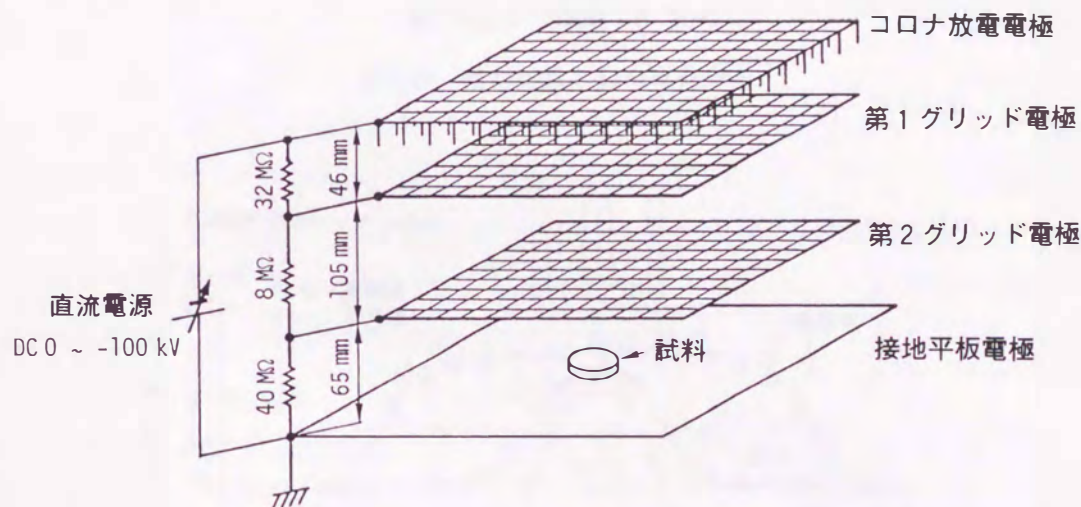


図2.18 一様イオン流供給装置

検討の対象とした電荷分布は図2.19の3種類である。このうち、一様分布とステップ分布は図2.17の試料により、実験に使用可能なものを作成できる。すなわち、試料の全面に一様な電荷分布を与えた後、外側部分のみをエタノールの洗浄により除電して元に戻せばステップ分布となる。反転分布を実験的に得るのは困難であるので、電界計算でのみ検討した。電界計算には三次元表面電荷法を使用した。三角形表面電荷による計算モデル、および計算手法の概要を付録2.2に記述する。計算条件として必要なPTFEの比誘電率は2.0とした。測定はすべて接地平板上で行った。

図2.20に静電プローブの応答特性の測定結果を示す。縦軸はプローブ出力(エレクトロメータの指示値) p である。図中のプロットは $h = 1\text{mm}$ を保ちながら水平にプローブを走査して測定した実測値である。実

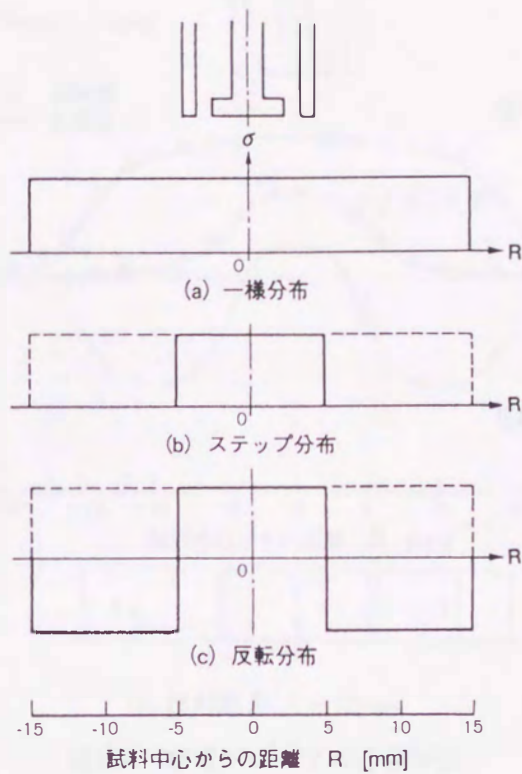
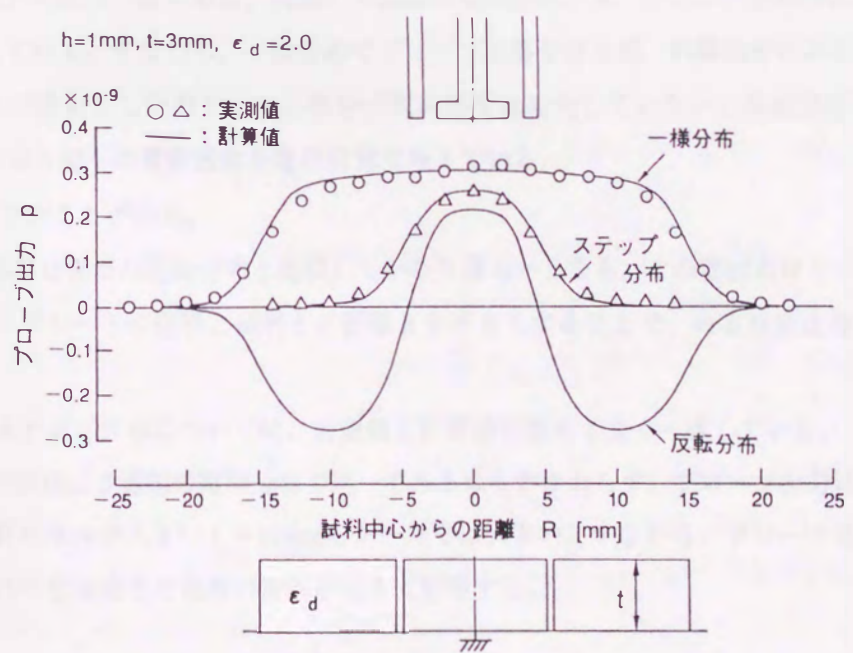
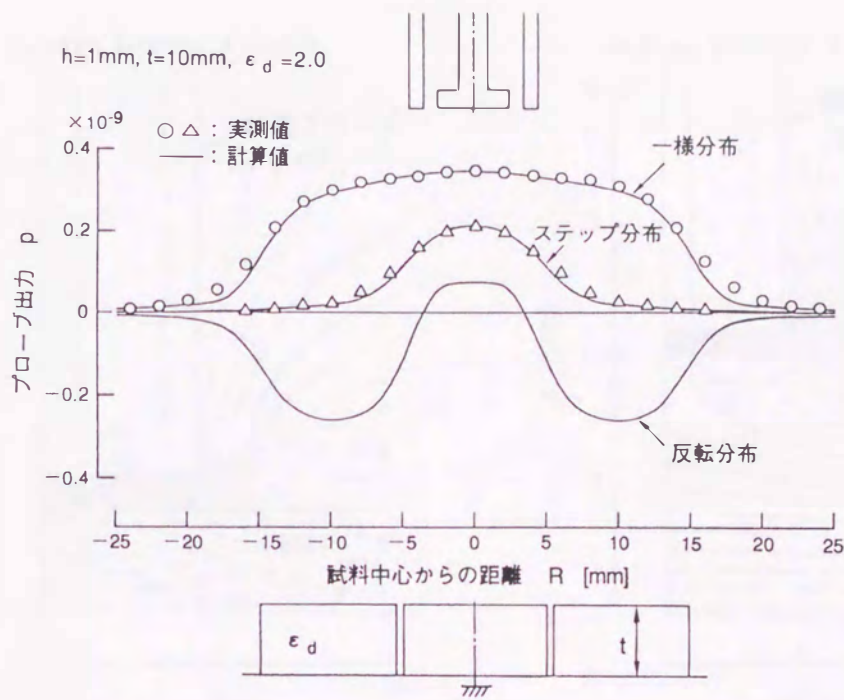


図2.19 検討対象とした電荷分布



(a) 試料厚み $t = 3\text{mm}$

図2.20 静電プローブの応答特性



(b) 試料厚み $t = 10\text{mm}$

図2.20 静電プローブの応答特性

線は電界計算により求めた計算値である。計算条件として与えた表面電荷密度は、ファラデーケージで測定した総電荷量から求めた値である。同図の3種類の電荷分布では、中心の円形部分の領域の電荷密度は何れも同一としている。すなわち、一様分布でプローブ応答を得た後、外側部分のみを外して除電し、元に戻してステップ分布としたので、中心部分の電荷密度は変化していない。反転分布についても一様分布、ステップ分布と同一の電荷密度を電界計算で与えている。

図2.20より以下のことが判る。

- (1) プローブの応答は実際の電荷分布と比較してかなり滑らかとなる。この要因のひとつはプローブの分解能で、センサプレート径と試料との距離 h を小さくすることで、ある程度改善できると考えられる。
- (2) 一様分布とステップ分布については、実測値と計算値が極めて良く一致している。
- (3) 中心点の電荷密度は3種類の電荷分布で同一であるにもかかわらず、プローブ出力はかなり異なる。この相違は試料の厚みが大きい $t = 10\text{mm}$ のケースでは大きい。すなわち、プローブ出力にはプローブ直下の領域以外の電荷分布や電荷の極性が大きく影響する。

2.3.5 考察

図2.20の結果から、薄板状の試料に対して背後に接地平板を置いて表面電荷を測定する場合でも、プローブ直下の領域に平等電界を近似することができないことは明らかである。図2.21に等電位面を電界計算で解析した結果を示す。電荷分布は一様分布(電荷密度 $\sigma = 15\mu\text{C}/\text{m}^2$)とした。試料の厚み $t = 3\text{mm}$ の場合

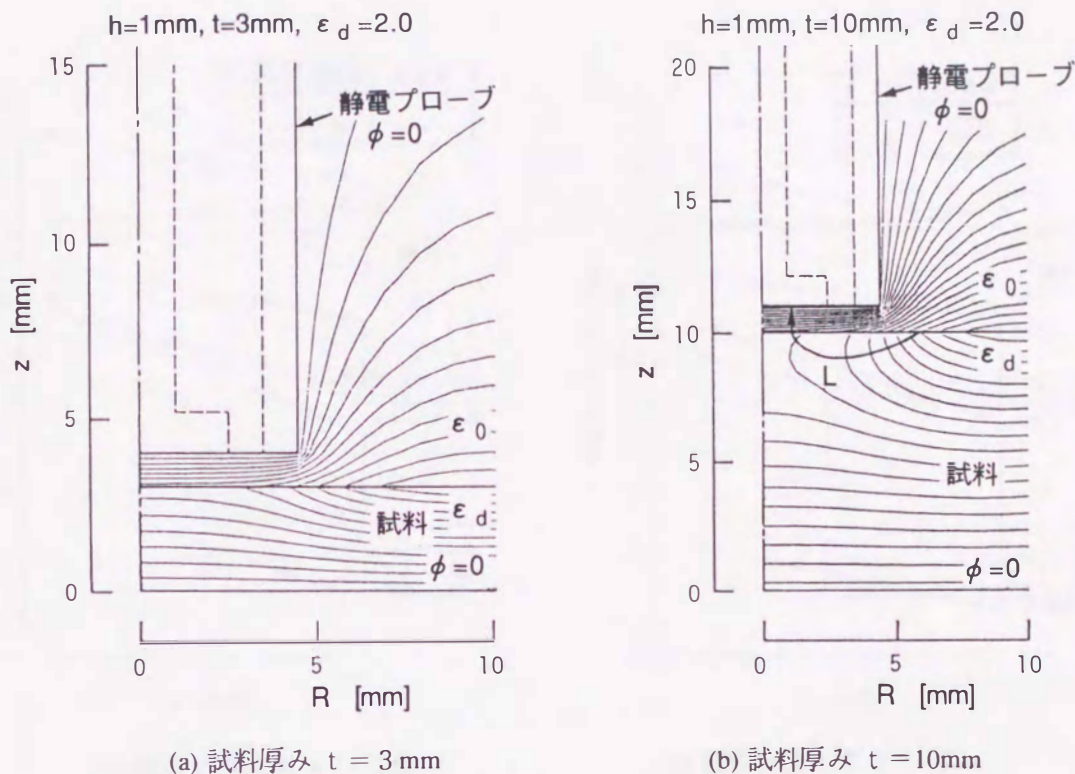


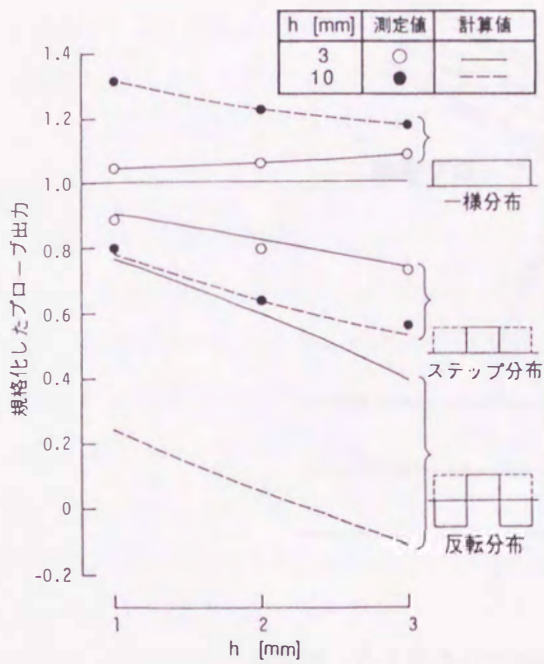
図2.21 等電位面の解析結果

は、センサプレート直下の空間および試料内部ともほぼ平等電界と見なせるが、 $t = 10\text{mm}$ の場合、試料内部の電界は著しく乱れている。特に、 $t = 10\text{mm}$ の試料ではプローブ直下の領域の外部から試料内部を經由してセンサプレートに至る電気力線(L)が存在する。このことは、プローブ直下以外の領域の電荷を同時に測定していることを意味しており、ガード電極を取り付ければプローブ直下の領域の電荷のみを測定できるという考えは誤りである。

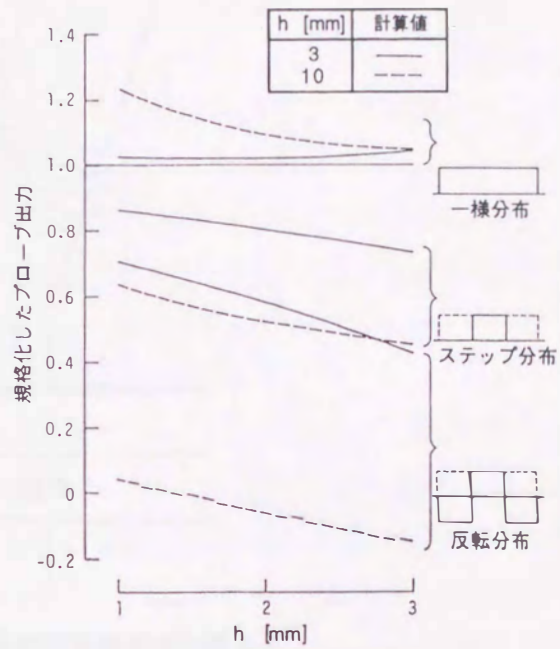
したがって、プローブの出力は直下の領域の電荷量に直接対応するわけではなく、周囲の領域の電荷密度やその分布、極性などがプローブ出力に複雑に影響する。このとき、試料の厚み(t)やプローブと試料間の距離(h)などの測定条件、ならびに試料の誘電率(ϵ_d)などがプローブの応答特性に影響すると考えられる。これらの点を定量的に評価するため、試料の中心にプローブがある場合のプローブ出力を電界計算により評価した。図2.22に結果を整理する。同図で縦軸のプローブ出力は、同一の電荷分布に対して平等電界近似を適用した場合のプローブ出力で規格化して表示した。(a)図は試料としてPTFE($\epsilon_d = 2.0$)を想定し、実測結果もプロットで併記した。(b)図は試料としてGISスペーサの標準材料であるアルミナ充填のエポキシ樹脂($\epsilon_d = 5.4$)を想定したものである。

図2.22より以下のことが判る。

- (1) 平等電界近似を適用した場合のプローブ出力と比較して、実際のプローブ出力は周囲の電荷の影響を受けて、一様分布では大きめの値に、ステップ分布と反転分布では小さめの値になる。
- (2) 平等電界近似が5%以内の誤差で適用できる条件は、PTFEに対しては $h = 1\text{mm}$ で $t = 3\text{mm}$ 以下の一



(a) 試料比誘電率 $\epsilon_d = 2.0$



(b) 試料比誘電率 $\epsilon_d = 5.4$

図2.22 各種電荷分布に対するプローブ出力の変化

様分布、エポキシ樹脂に対しては $h = 2 \text{ mm}$ 以下で $t = 3 \text{ mm}$ 以下の一様分布である。

(3) ステップ分布や反転分布では、実際のプローブ出力は平等電界近似で想定されるプローブ出力とは大幅に異なり、極端な場合、正極性の電荷に対して、プローブ出力が負極性となることもあり得る ($t = 10 \text{ mm}$ 、 $h = 3 \text{ mm}$ で反転分布の場合)。

以上の結果より、GIS スペースのように厚みの大きい試料に対して、(2.5)式の t を無限大とする Connolly 氏ら⁽⁵⁵⁾の提案は妥当でない。GIS に使用される円板形スペースの表面電荷を測定する場合、例えば図2.23のような電気力線が形成されて、静電プローブが測定点以外の電荷を含めて測定することが予想される。すなわち、測定点の電荷密度を知るためには、スペース全面の電荷分布を知る必要がある。

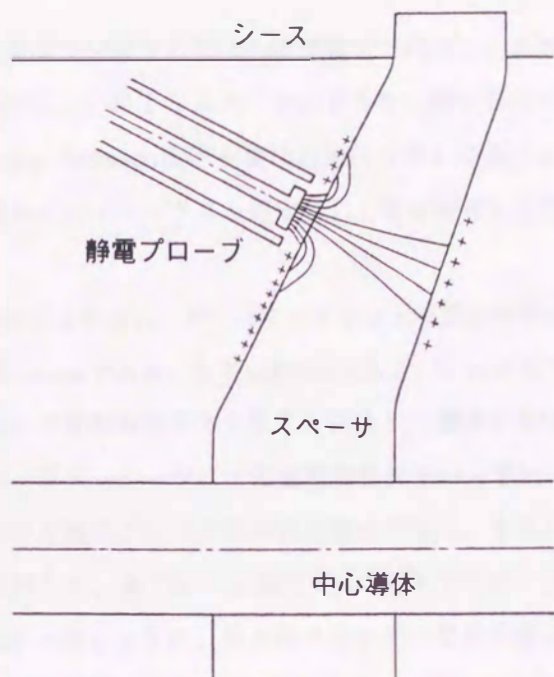


図2.23 GISスペーサに対する表面電荷測定概念図

2.3.6 多点測定法の提案

GISスペーサに対して静電プローブにより表面電荷の測定を行う場合、静電プローブの出力にはスペーサ全面の電荷が寄与する。そこで、以下の測定法を提案する。スペーサ表面を n 個の小領域に分割し、各小領域では電荷密度は一定とする。いま、小領域 j の電荷密度を σ_j ($j=1\sim n$) とし、静電プローブが小領域 i に対向しているときの出力を p_i ($i=1\sim n$) とすると、重ね合せの理から次式が成立する。

$$\begin{pmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & \cdots & P_{1n} \\ P_{21} & P_{22} & \cdots & P_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{n1} & P_{n2} & \cdots & P_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \vdots \\ \sigma_n \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

上式で P_{ij} は小領域 j に単位電荷密度を与えたとき、小領域 i に対向して静電プローブがあるときのプローブ出力を与える係数で、スペーサの形状や静電プローブなどの幾何学的配置によって決定される値である。これを数値電界計算で求めることが可能であるので、 P_{ij} をすべて求めてマトリクスを作成しておけば、(2.6)式の逆変換により、各小領域の電荷密度 σ_j が求められる。ただし、プローブ出力も全小領域に対応する n 点の測定値が必要である。この原理から判るように、プローブの出力は各小領域に必ずしも対応させる必要はなく、任意の場所での n 点の測定値があれば良い。しかし、プローブが電荷から離れると出力が小さくなるので、精度の点から各小領域に対応させるのが妥当といえる。

上記の原理は二次元場については既に、Specht氏⁽⁶¹⁾が提案している。すなわち、板状絶縁物の表面電荷

を測定するにあたり、表面電荷を分散する線状の仮想電荷で代用し、多数点の測定結果よりそれぞれの電荷量を決定するという手法である。GISスペーサのような三次元形状の絶縁物に対しては、大寺氏ら⁽⁶²⁾が基本的な原理を示している。Pederson氏⁽⁶³⁾も後に理論的な解析に基づき、上記手法の妥当性を指摘している。多点の測定値から(2.6)式のマトリクスを逆変換して電荷密度を決定する本手法を多点測定法として提案する。

多点測定法を実験的に検証するために、図2.24に示すブロック形分割試料を使用した。各ブロックは1辺が5mmの正方形で、厚みは10mmである。材質はPTFEである。これを5行5列、すなわち25個を図のように並べ、各ブロックに異なった電荷密度を与えることにより、各種表面電荷分布を得ることができる。各ブロックの真電荷密度はファラデーケージによる総電荷量測定から求められる。

図2.25の例では、第4列の5個のブロックのみ表面電荷が零で、それ以外のブロックはほぼ一様な負極性表面電荷がある。これに対して、各"行"(x軸方向)に沿ってプローブを走査した場合の測定結果をプロット(○)で示す。同図から判るように、第4列では実際の電荷密度はほぼ零であるが、プローブ出力は周囲のブロックの表面電荷の影響により、零にはならない。各ブロックに対応する25点の測定値から、(2.26)式の逆変換により、各ブロックの電荷密度を求めた結果が図中の階段状の実線である。これについては、第4列の電荷密度はほぼ零になっている。さらに、各ブロックの真電荷密度をファラデーケージによる総電荷量測定から求めた結果が図中の破線で、多点測定法によって求めた電荷密度と良く一致している。このように、多点測定法の妥当性を実験的に検証したのは本研究が初めてである。

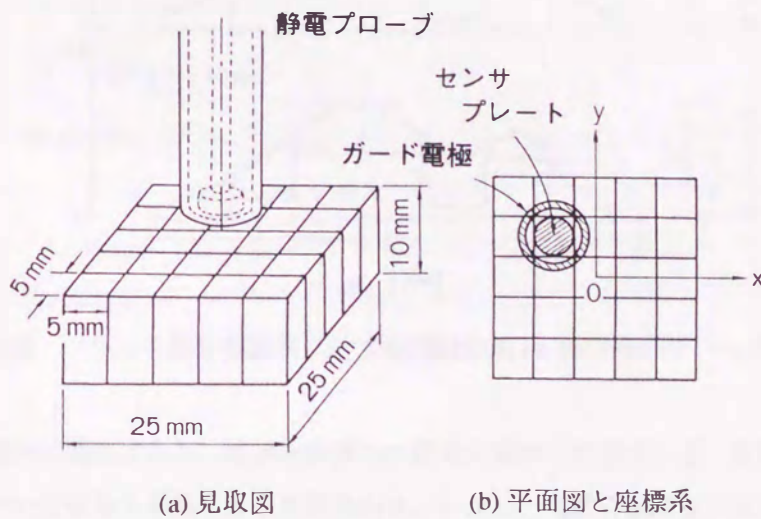


図2.24 ブロック形分割試料

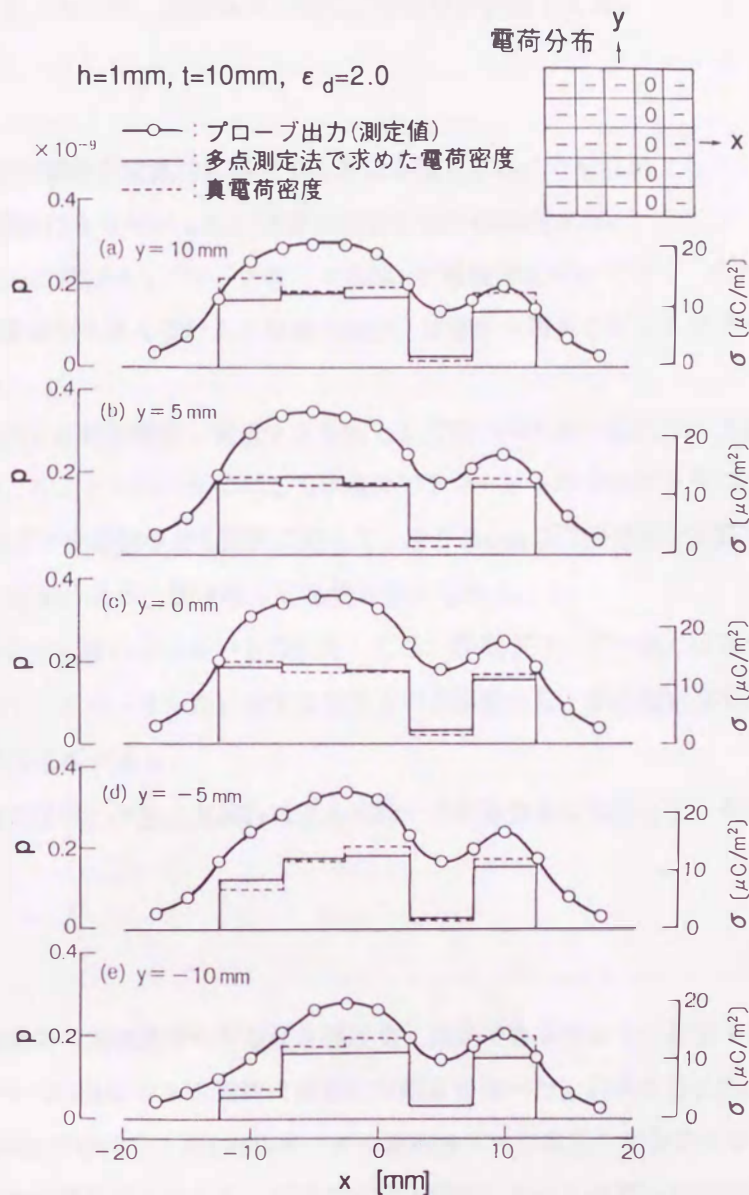


図2.25 ブロック形分割試料に対する測定結果 (x 軸方向のプローブ出力)

多点測定法は原理的に明確であり、絶縁物表面の小領域を細かく分割すれば、原理的にはセンサプレートの面積よりも細かい分解能を得ることも可能である。しかし、実用にあたっては以下の点に関する留意が必要である。

- (1) 分解能を高くするために、小領域の分割数を増やすと (2.6) 式のマトリクスは分割数の 2 乗に比例して大きくなり、測定と計算の手間が著しく増加する。
- (2) 測定と (2.6) 式の逆変換に時間を要し、瞬時の測定は困難である。
- (3) 電荷分布が局所的に急激に変化する場合 (線状に分布する場合など) や、正・負極性の電荷が複雑に入り組んで分布する場合、スペーサの内部に電荷が存在する場合は誤差が大きくなる可能性がある。

- (4) 1点の測定誤差が全体の電荷分布に影響を与えるので、全測定値の精度が十分に高い必要がある。
- (5) 数値電界計算を援用するため、絶縁物の正確な比誘電率が必要である。

2.3.7 まとめ

G I Sスペーサの表面電荷を定量的に測定する手法を確立することを目的として、静電プローブの応答特性を実験ならびに解析により検討した。主要な結果を以下に整理する。

- (1) 静電プローブの出力は測定点(プローブ直下の領域)の電荷密度だけでなく、それ以外の領域の電荷分布や電荷の極性の影響を大きく受ける。極端な場合、正極性の電荷に対してプローブ出力が負極性となることもあり得る。
- (2) 従来、プローブ出力を真電荷密度に較正する手法として用いられていたプローブ直下の領域に平等電界を仮定する手法は、G I Sスペーサに対しては適用できない。この手法が5%以内の誤差で適用できる条件は、PTFEやエポキシ樹脂などの試料に対して、厚さ3mm以下の薄板状試料を接地平板上で測定する場合で、しかも電荷分布が一様分布と見なせる場合である。
- (3) G I Sスペーサのように厚みの大きいものに対しては、静電プローブの出力はスペーサ全面の電荷が寄与する。したがって、スペーサ全面に対する多数点の測定値から、多点測定法を適用して電荷密度およびその分布を求める必要がある。
- (4) 多点測定法を25個のブロック形分割試料による不均一な電荷分布に適用して、その妥当性を実験的に検証した。

2.4 結論

2.2節ではガス絶縁機器の急峻波サージ電圧を精度良く測定できるセンサの開発を目的として、容量分圧センサを試作して、その応答特性を定量的に検討した結果を述べた。これを基に実規模の容量分圧センサを試作し、実機器と同様の条件にて数100kVオーダの急峻波サージ電圧を測定できることを検証した。本容量分圧センサはガス絶縁機器のみならず、密閉型高電圧機器における過電圧の測定や過渡現象の観測などに適用できる可能性を有する。今後、パルスパワー機器などにおける電圧センサとしての適用が期待される。

2.3節ではG I Sスペーサの表面電荷を定量的に測定する手法を確立することを目的として、静電プローブ法の特性を詳細に検討し、本用途における問題点を明らかにした。これに基づき、多点測定法の提案を行い、その妥当性を実験的に検証した。多点測定法は直流電圧下でのスペーサへの電荷蓄積現象を解明する研究⁽⁴⁸⁾⁽⁵⁰⁾で実際に適用されており、電荷蓄積機構の解明に大いに貢献している。

参考文献

- (1) 電気協同研究会: "絶縁設計の合理化", 電気協同研究, 第44巻, 第3号 (1988)
- (2) 電気学会: "急しゅん波サージとG I Sの絶縁問題", 電気学会技術報告(II部), 第324号 (1990)

- (3) W. Boeck, W. Taschner, J. Gorablenkow, G.F. Luxa & L. Menten: "Insulating behavior of SF₆ with and without solid insulation in case of fast transients", CIGRE Paper, No.15-07 (1986)
- (4) J.P. Reynders, R. Modry & J. Meppelink: "Volt-time curves of disconnecter-generated fast transients inside GIS", Gaseous Dielectrics V, L.G. Christophorou, ed., Pergamon Press, New York, pp.491-496 (1987)
- (5) G. Luxa, E. Kynast, W. Boeck, H. Hiesinger, A. Pignini, A. Bargigia, S. Schlicht, N. Wiegart & L. Ullrich: "Recent research activity on the dielectric performance of SF₆ with special reference to very fast transients", CIGRE Paper, No.15-06 (1988)
- (6) H. Hiesinger & R. Witzman: "Very fast transient breakdown at a needle shaped protrusion", Proc. of the 9th Int. Conf. on Gas Discharges and their Applications, Venezia, pp.323-326 (1988)
- (7) S. Matsumoto, H. Aoyagi, H. Okubo & Y. Kawaguchi: "Breakdown phenomena of SF₆ gas under fast oscillating impulse voltages", *ibid*, pp.327-330 (1988)
- (8) G. Riquel, Z.Y. Ren & L. Lefrancois: "Comparison between V.F.T. and lightning impulse breakdown voltages for GIS insulation in presence of defects on live-conductors, 6th Int. Symp. on High Voltage Engineering, 23.09, New Orleans, LA, USA (1989)
- (9) A. Gibert, J. Dupuy & G. Riquel: "Dielectric behavior of SF₆ point-plane gap subjected to fast rising impulse voltage", *ibid*, 25.04 (1989)
- (10) K. Möller & A. Stepken: "Leader formation in SF₆ for oscillating impulse voltages", *ibid*, 32.02 (1989)
- (11) O. Farish, I.D. Chalmers, A. Gibert & J. Dupuy: "The streamer-leader transition in SF₆ and SF₆-freon mixtures", *ibid*, 32.03 (1989)
- (12) S. Matsumoto, H. Okubo, H. Aoyagi & S. Yanabu: "Non-uniform flashover mechanism in SF₆ gas under fast-oscillating and non-oscillating impulse voltages", *ibid*, 32.16 (1989)
- (13) H. Hiesinger: "Statistical time-Lag in case of very fast transient breakdown", *ibid*, 32.23 (1989)
- (14) W. Pfeiffer, V. Zimmer & P. Zipfl: "Insulating characteristics of SF₆ and SF₆/N₂-mixtures for very fast transient voltages (VFT)", *ibid*, 49.06 (1989)
- (15) 松本, 青柳, 村瀬, 柳父: "不平等電界における SF₆ ガスの急しゅん波インパルス放電特性", 電気学会論文誌B, 110巻, 9号, pp.769-777 (1990)
- (16) H. Hiesinger: "The calculation of leader propagation in point/plane gaps under very fast transient stress", Gaseous Dielectrics VI, L.G. Christophorou & I. Sauers, ed., Plenum Press, New York, pp.129-134 (1990)
- (17) W. Pfeiffer, V. Zimmer & P. Zipfl: "Time lags and optical investigations of pre-discharge in SF₆/N₂-mixtures at very fast transient voltages", *ibid*, pp.231-236 (1990)
- (18) T. Ishii, M. Hanamura, S. Matsumoto, H. Aoyagi, H. Murase, M. Hanai & I. Ohshima: "Non-uniform field flash-over characteristics in SF₆ gas under negative steep-front and oscillating impulse voltages", *ibid*, pp.239-244 (1990)
- (19) H. Fujinami & E. Kuffel: "Breakdown characteristics of non-uniform gaps in SF₆ under fast oscillating impulse

- voltages", *ibid*, pp.247-252 (1990)
- (20) Th. Dunz, L. Niemeyer & G. Riquel: "The effect of leader propagation of the V-t-curves under LI and VFT in GIS", *ibid*, pp.255-260 (1990)
- (21) S. Yanabu, H. Murase, H. Aoyagi, H. Okubo & Y. Kawaguchi: "Estimation of fast transient overvoltage in gas-insulated substation", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.PWRD-5, No.4, pp.1875-1881 (1990)
- (22) 八島, 藤波, 宅間: "振動性急峻波インパルスに対するGISの絶縁特性(その1)", 電力中央研究所報告 T90052 (1991)
- (23) 八島, 藤波, 宅間: "振動性急峻波インパルスに対するGISの絶縁特性(その2)", 電力中央研究所報告 T91024 (1992)
- (24) D. Buchner: "Breakdown behavior of SF₆ insulation under composite VFT voltage stree", Proc. of the 10th Int. Conf. on Gas Discharges and their Applications, Swansea, pp.422-425 (1992)
- (25) M. Yashima, H. Fujinami & T. Takuma: "Breakdown characteristics of SF₆ in non-uniform fields under steep-fronted oscillating impulse voltages", *ibid*, pp.426-429 (1992)
- (26) K. Nakanishi, A. Yoshioka, Y. Arahata & Y. Shibuya: "Surface charging on epoxy spacer at dc stress in compressed SF₆ gas", IEEE Trans. on Power Apparatus & Systems, Vol.PAS-102, No.12, pp.3919-3926 (1983)
- (27) 電気学会: "ガス絶縁開閉装置の直流絶縁", 電気学会技術報告(II部), 第397号 (1991)
- (28) H. Murase, I. Ohshima, H. Aoyagi & I. Miwa: "Measurement of transient voltages induced by disconnect switch operation", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-104, No.1, pp.157-163 (1985)
- (29) S. Ogawa, E. Haginomori, S. Nishiwaki, T. Yoshida & K. Terasaka: "Estimation of restriking transient overvoltage on disconnecting switch for GIS", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.PWRD-1, No.2, pp.95-101 (1986)
- (30) Y. Kawaguchi, H. Murase, S. Nishiwaki & H. Okubo: "Measurement of transient voltages in GIS", CIGRE SC33 TYO-COL 06.02 (1987)
- (31) K. Nojima, S. Nishiwaki, H. Okubo & S. Yanabu: "Measurement of surge current and voltage waveforms using optical-transmission techniques", IEE Proceedings, Vol.134, Pt C, No.6 (1987)
- (32) S.A. Boggs & N. Fujimoto: "Techniques and instrumentation for measurement of transients in gas-insulated switchgear", IEEE Trans. on Electrical Insulation, Vol.EI-19, No.2, pp.87-92 (1984)
- (33) A. Cattaneo, F. Cremonesi & G. Rizzi: "Measurement of overvoltages during disconnecting of capacitive currents", 5th Int. Symp. on High Voltage Engineering, 12.02 (1987)
- (34) M. Cojan: "Measurement of fast transient overvoltages in GIS", CIGRE SC33 TYO-COL 06.04 (1987)
- (35) J. Meppelink & P. Hofer: "Design and calibration of a high voltage divider for measurement of very fast transients in gas insulated switchgear", 5th Int. Symp. on High Voltage Engineering, 71.08 (1987)
- (36) 仲西, 広兼, 加藤, 井波: "GIS母線モデルの急峻波V-t特性", 電気学会放電研究会資料, ED-89-43 (1989)
- (37) D. König & G. Irmgrund: "Transiente Ausgleichsvorgänge beim Schalten von Trennschaltern in SF₆-isolierten

- Anlagen", PTB-Bericht-E-28 Dez. S. 65-71 (1986)
- (38) 村瀬, 大久保, 青柳, 柳父: "GIS用1GHz急しゅん波サージセンサの開発", 電気学会論文誌, Vol.109-B, No.1, pp.32-38 (1989)
- (39) D.A. Bradley: "A voltage sensor for measurement of GIS fast transients", 6th Int. Symp. on High Voltage Engineering, 49.01 (1989)
- (40) K. Feser & W. Pfaff: "A potential free spherical sensor for the measurement of transient electric fields", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-103, No.10, pp.2904-2911 (1987)
- (41) A. Kuchler, Th. Dunz, A. Hinderer & A. Schwab: "Transient field-distribution measurement with electrically long sensors", 5th Int. Symp. on High Voltage Engineering, 32.08 (1987)
- (42) M. Aro, K. Punkka & J. Huhdanmäki: "Fast divider for steep front impulse voltage tests", 5th Int. Symp. on High Voltage Engineering, 73.01 (1987)
- (43) C.W. Mangelsdorf & C.M. Cooke: "Bulk charging of epoxy insulation under DC stress", IEEE Int. Symp. on Electrical Insulation pp.146-149 (1980)
- (44) C.M. Cooke: "Charging of insulator surfaces by ionization and transport in gases", IEEE Trans. on Electrical Insulation, Vol.EI-17, No.2, pp.172-178 (1982)
- (45) A. Knecht: "Development of surface charges on epoxy resin spacers stressed with direct applied voltages", Gaseous Dielectrics III, L.G. Christophorou, ed., Pergamon Press, New York, pp.356-364 (1982)
- (46) T.J.M. Gaertner, Th. Stoop, J. Tom, H.F.A. Verhaart & A.J.L. Verhage: "Decay of surface charges on insulators in SF₆", IEEE Int. Symp. on Electrical Insulation, pp.208-213 (1984)
- (47) R.E. Wootton: "Electric charge accumulation on HVDC insulators in compressed-SF₆-insulated transmission lines", *ibid*, pp.214-217 (1984)
- (48) 藤波, 宅間, 八島, 河本: "ガス絶縁スパーサの帯電機構と絶縁特性", 電気学会論文誌, Vol.108-B, No.7, pp.297-304 (1988)
- (49) S. Menju & K. Takahashi: "DC dielectric strength of a SF₆ gas insulated system", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-97, No.1, pp.217-224 (1978)
- (50) H. Fujinami, T. Takuma, M. Yashima & T. Kawamoto: "Mechanism and effect of DC charge accumulation on SF₆ gas insulated spacers", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.PWRD-4, No.3, pp.1765-1771 (1989)
- (51) 山極, 岩浅, 石川: "ガス絶縁スパーサの沿面放電に及ぼす電圧波形の影響", 電気学会開閉保護研究会資料, SPD-87-31 (1987)
- (52) K. Nakanishi, A. Yoshioka, Y. Shibuya & T. Nitta: "Charge accumulation on spacer surface at DC stress in compressed SF₆ gas", Gaseous Dielectrics III, L.G. Christophorou, ed., Pergamon Press, New York, pp.365-372 (1982)
- (53) H. Ootera & K. Nakanishi: "Analytical method for evaluating surface charge distribution on a dielectric from capacitive probe measurement", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.PWRD-3, No.1, pp.165-171 (1988)

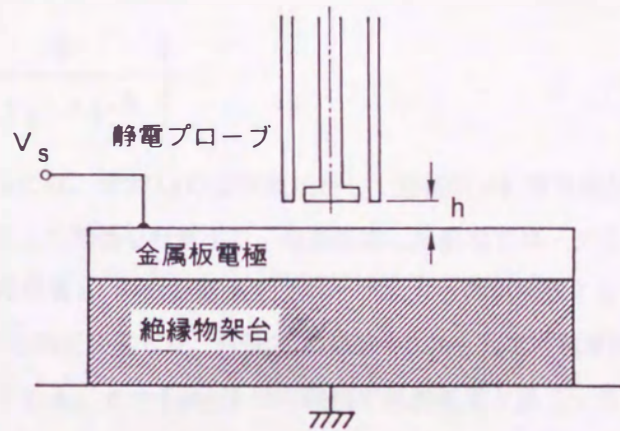
- (54) S. Sato, W.S. Zaengl & A. Knecht: "A numerical analysis of accumulated surface charge on DC epoxy resin resin spacer", IEEE Trans. on Electrical Insulation, Vol.EI-22, No.3, pp.333-340 (1987)
- (55) P. Connolly & O. Farish: "Surface charge measurement in air and SF₆", Gaseous Dielectrics IV, L.G. Christophorou, ed., Pergamon Press, New York, pp.405-412 (1984)
- (56) 八島, 藤波, 宅間: "静電プローブによる誘電体表面電荷量の測定法", 電力中央研究所報告 185001 (1985)
- (57) M. Yashima, H. Fujinami & T. Takuma: "Measurement of accumulated charge on dielectric surfaces with an electrostatic probe", Gaseous Dielectrics V, L.G. Christophorou, ed., Pergamon Press, New York, pp.242-247 (1987)
- (58) S. Takahashi, H. Okubo, H. Aoyagi, H. Murase, Y. Kawaguchi & S. Yanabu: "Dielectric characteristics of GIS for combined voltage", IEEE PES Summer Meeting 88 SM625-6 (1988)
- (59) L.G. Christophorou: "Discussion on charging and flashover of insulators in compressed gases", Gaseous Dielectrics III, L.G. Christophorou, ed., Pergamon Press, New York, pp.566-567 (1982)
- (60) A. Pedersen: "On the electric field near the charged surface of an insulator with special reference to surface charge probe measurement", Gaseous Dielectrics IV, L.G. Christophorou, ed., Pergamon Press, New York, pp.414-420 (1984)
- (61) Specht: "Oberflächenladungen bei rotationssymmetrischen Isolierstoffkörpern", ETZ-A, Bd.97, pp.474-476 (1976)
- (62) 大寺, 仲西, 岡本, 荒畑: "直流GISスペーサ上の蓄積電荷密度の測定・解析", 昭和60年電気学会全国大会, No.90 (1985)
- (63) A.Pedersen: "On the electrostatics of probe measurements of surface charge densities", Gaseous Dielectrics V, L.G. Christophorou, ed., Pergamon Press, New York, pp.235-240 (1987)

付録 2.1 プローブ定数の決定手法

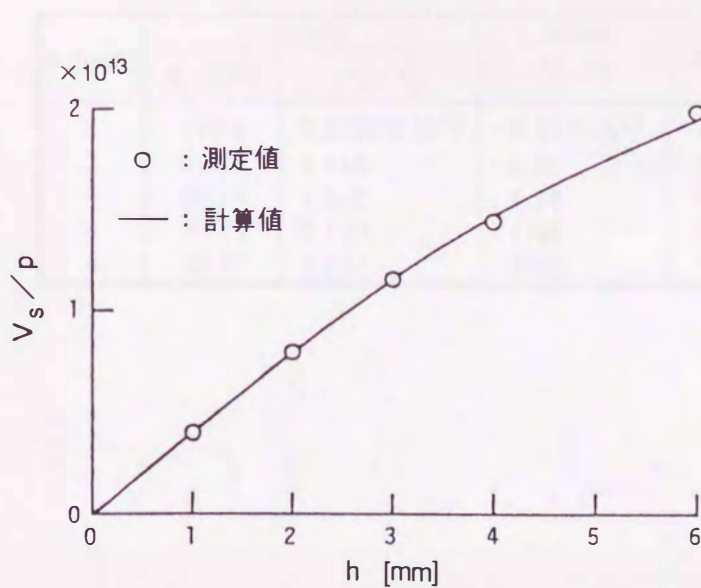
静電プローブの出力はセンサプレートに誘導される電荷量に比例するが、一般にこの電荷量はnCオーダの微小なものである。したがって、微小電荷量の測定が可能な測定器を接続しても、正確な絶対値を得ることは困難である。そこで、指示値 p と実際の誘導電荷量 q_p の関係を較正しておく必要がある。以下にその手法を述べる。

付図2.1に示すように、既知電位 V_s を与えた金属板に対し、静電プローブの出力(指示値 p)を測定する。プローブと金属板との距離を h とする。付図2.2に $V_s = 1\text{kV}$ として、 h を変化させた場合の (V_s / p) の測定結果をプロット(○)で示す。

付図2.2より、 h が 3 mm 以内であれば、 (V_s / p) が h に比例すると見なせる。このことは、センサ



付図2.1 プローブ定数を決定するための実験手法



付図2.2 (金属板電位/プローブ出力) と (金属板-プローブ間の距離) の関係

プレートと金属板との空間は平等電界と考えることができ、次式が成立することを意味する。

$$q_p = \epsilon_0 \cdot \epsilon_a \left(\frac{A \cdot V_s}{h} \right) \quad (\text{付2.1})$$

これより、プローブ定数Fは次式となる。

$$F = \frac{q_p}{p} = \left(\epsilon_0 \cdot \epsilon_a \frac{A}{h} \right) \cdot \left(\frac{V_s}{p} \right) \quad (\text{付2.2})$$

ここで、A：センサプレートの面積、 ϵ_0 ：真空の誘電率、 ϵ_a ：空気の比誘電率である。また、センサプレートの対地容量は 10^{-9} Fのオーダーで、金属板との間の空間の容量(10^{-13} Fのオーダー)よりも十分に大きいので、センサプレートの電位を零電位と仮定している。

(付2.2)式を次式のように変形すると、付図2.2の直線部分の傾きが($F/(\epsilon_0 \cdot \epsilon_a \cdot A)$)を与えるので、これよりプローブ定数Fを決定することができる。

$$\left(\frac{V_s}{p} \right) = \left(\frac{F}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_a \cdot A} \right) \cdot h \quad (\text{付2.3})$$

Fをさらに正確に求めるには、付図2.1の測定系に対して数値電界計算を適用し、センサプレートに誘導される電荷量と金属板電位との関係を計算する。今回使用した静電プローブに対し、 $V_s = 1\text{kV}$ としてセンサプレートに誘導される電荷量 q_p の計算結果をプローブ出力pの実測値とともに付表2.1に整理する。これより、プローブ定数 $F = 0.70$ と決定した。付図2.2には $F = 0.70$ として、電界計算により求めたプローブ出力の特性を実線で併記している。h = 6 mmまでの範囲で実測結果と良く一致している。

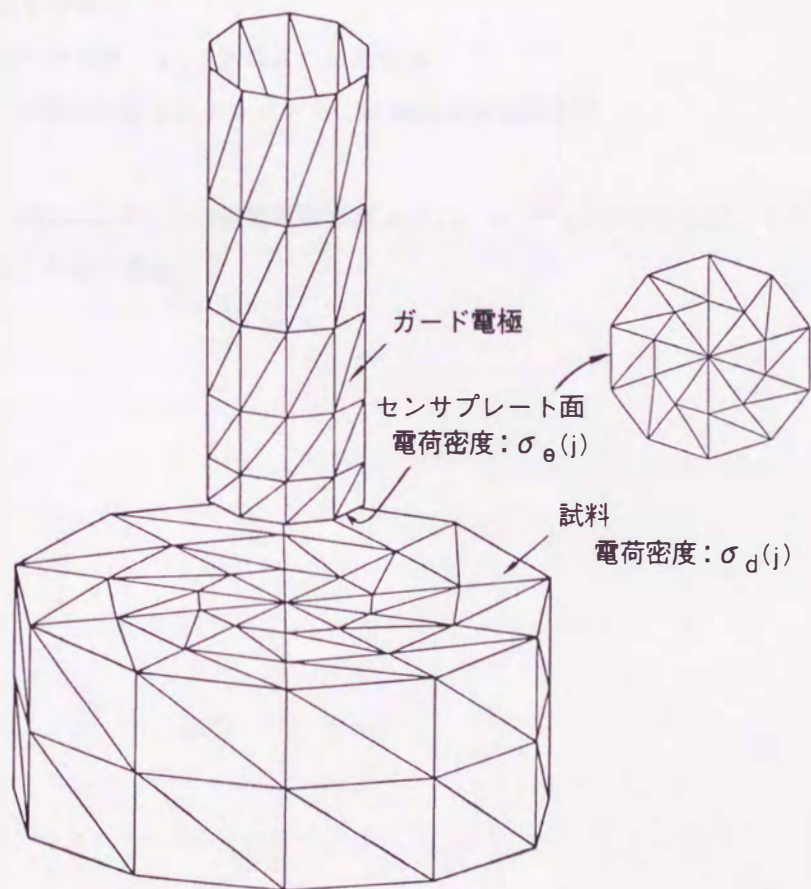
付表2.1 電界計算と実測値との比較から求めたプローブ定数

h [mm]	計算値		実測値 V_s/p	q_p/p
	q_p [pC]	V_s/q_p		
1	173.9	0.5750×10^{13}	0.40×10^{13}	0.70
2	87.72	1.140	0.80	0.70
3	60.25	1.660	1.14	0.69
4	47.39	2.110	1.45	0.69
6	35.57	2.811	2.00	0.71

付録2.2 数値電界計算法の概略

図2.17に示す実験配置に対して、静電プローブの出力を計算する数値電界計算手法の概要を述べる。プローブは金属、絶縁物試料は誘電体であるので、複合誘電体場の電界計算手法が必要である。プローブの中心が試料の中心と一致する場合は回転対象配置となるが、プローブを走査する場合は三次元配置となる。そこで、数値電界計算手法として三角形エレメントを用いる表面電荷法を適用する。付図2.3に三角形エレメントで構成したプローブと試料(厚み10mm)を示す。プローブ全体を10角柱の金属電極で模擬し、その電位を零とした。プローブ底面の中央にある10個のエレメントがセンサプレート構成する。試料も同様に10角柱で模擬した。試料の分割部分にエレメントの境界がくるようにして、それぞれに任意の電荷密度(真電荷)を与えられるようにした。

各三角形エレメントに与える仮想電荷密度はエレメントごとに一定とし、輪郭点は各三角形の重心に配置した。プローブ(電極)を構成するエレメントの仮想電荷密度を $\sigma_e(j)$ ($j=1\sim k$)、試料表面(誘電体)を構成するエレメントの仮想電荷密度を $\sigma_d(j)$ ($j=k+1\sim n$)とする。ただし、 $\sigma_d(j)$ は計算条件として与える真電荷密度 $\sigma_0(j)$ を含む。



付図2.3 三角形エレメントによる構成図(三次元表面電荷法)

(接地平板は三角形表面電荷に対する電位係数および電界係数の中で考慮)

電極表面上の輪郭点 i ($i=1\sim k$) における境界条件は次式となる。

$$\sum_{j=1}^k P(i, j) \cdot \sigma_e(j) + \sum_{j=k+1}^n P(i, j) \cdot \sigma_d(j) = V(i) \quad (\text{付2.4})$$

ここで、 $P(i, j)$: 三角形表面電荷 j の輪郭点 i に対する電位係数 (接地平板を考慮)、
 $V(i)$: 電極の電位

一方、誘電体界面上の輪郭点 i ($i=k+1\sim n$) における境界条件は、電束密度の連続条件から、次式となる。

$$\frac{\epsilon_d - 1}{\epsilon_d} \left\{ \sum_{j=1}^k F_n(i, j) \cdot \sigma_e(j) + \sum_{j=k+1}^n F_n(i, j) \cdot \sigma_d(j) \right\} = \frac{1}{\epsilon_0} \left\{ \sigma_d(i) - \frac{\sigma_0(i)}{\epsilon_d} \right\} \quad (\text{付2.5})$$

ここで、 $F_n(i, j)$: 三角形表面電荷 j の輪郭点 i に対する誘電体界面での法線方向電界係数 (接地平板を考慮)、

ϵ_0 : 真空の誘電率、 ϵ_d : 誘電体の比誘電率、

$\sigma_0(i)$: 誘電体界面上のエLEMENT i における真電荷密度

(付2.4)、(付2.5)式から各ELEMENTの仮想電荷密度 $\sigma_e(j)$ 、 $\sigma_d(i)$ を決定すれば、これを基に任意の点の電位、電界を求めることができる。