

# GIS 外部に設置する UHF 部分放電センサの感度特性と耐ノイズ特性

## Sensitivity Characteristics and Noise-resistant Performance of UHF Partial Discharge Sensors Attached Outside a GIS Tank

溝尻智之<sup>†</sup>, 村瀬洋<sup>†</sup>, 丸山志郎<sup>††</sup>, 星野俊弘<sup>††</sup>  
Tomoyuki MIZOJIRI, Hiroshi MURASE,  
Shiro MARUYAMA and Toshihiro HOSHINO

**Abstract** This paper deals with the method of partial discharge (PD) detection with the sensor (antenna) put at the outside of the GIS tank. The flange of the spacer is paid attention as a leakage place of the UHF from the PD. Three kinds of antennas are proposed and made for trial purposes. And one commercial antenna is selected for this study. Comparative studies of the four antennas with the internal PD sensor (disc coupler) used worldwide so far are made from the viewpoint of the sensitivity characteristic and the noise-resistant performance. As a result, it is concluded that one kind of antenna has even higher sensitivity than that of the internal disc coupler, without remarkable inferiority about the noise-resistant performance.

### 1. はじめに

ガス絶縁開閉装置 (GIS) の絶縁診断法として, 部分放電により発生する電磁波の検出が注目されている[1]。この電磁波検出のためのセンサを GIS の内部に設置する方法が, 感度, 耐ノイズ特性ともに優れていることは間違いない。しかし, センサの設置はコストの増大を伴い, また各種機能の集約に伴う機器のコンパクト化に逆行しかねない。そこで, スペースフランジ部などの電波開口部より GIS 外部に漏洩する電磁波を検出する方法が検討されている[2][3]。この漏洩電磁波は強度が低いうえに, 外部に設置したセンサはノイズの影響を受けやすい。したがって, その検出法には克服すべき課題が多い。この課題克服のためには, 電磁波の漏洩メカニズム解明と高感度・耐ノイズ性能に優れたセンサ (アンテナ) の開発が重要となる。

本論文は, GIS 内の部分放電により発生する電磁波を, その外部に設置したセンサ (アンテナ) により検出する方法の検討である。電磁波の漏洩場所として, スペースフランジ部に着目する。このスペースフランジ部への設

置に適したアンテナとして, 直線偏波を観測する 3 種類のアンテナ, すなわち, 同軸導波管変換器アンテナ[4], 薄型平面スロットアンテナ[5][6], 薄型曲面スロットアンテナ[5][6], を提案し試作する。そして, これらのアンテナの感度特性や耐ノイズ特性を従来から世界的に用いられている内部電極センサ[7][8]と比較検討する。また, 円偏波を観測する市販のスパイラルアンテナとも比較検討する。さらに, 最も根本的な方法であるスペースを挟む GIS タンクフランジ間の電圧を測定する方法 (フランジ間電圧測定法) についても同様に検討する。

表 1. 供試アンテナの名称と特徴

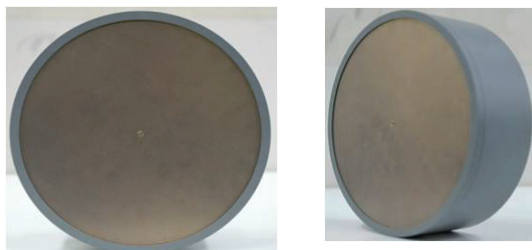
名称	特徴
スパイラルアンテナ	市販のアンテナ。開口面 (スパイラル面) の直径は 228mm。公称周波数帯域は 0.8GHz-2.0GHz。
同軸導波管変換器アンテナ	矩形導波管に TE <sub>10</sub> モードを励起するための最も基本的な変換器。導波管の寸法は, 54.6 mm x 109.2 mm, 長さ 90mm。給電点は開口面奥 45mm に設置。
薄型平面スロットアンテナ	共振空洞は 80 mm x 150 mm 厚さ 10 mm。スリット幅は 3 mm, 長さ 110 mm。スリット板は開口面奥 10mm に設置。
薄型曲面スロットアンテナ	共振空洞は 80 mm x 150 mm, 中心部の厚さ 10 mm。スリット幅は 3 mm, 平面に投影した長さ 150 mm。スリット板は開口面に設置。

<sup>†</sup> 愛知工業大学 工学部 電気学科 (豊田市)  
<sup>††</sup> (株) 東芝 浜川崎工場 (川崎市)

## 2. 供試アンテナ

表 1 に本研究に用いる 4 種類のアンテナの名称と特徴を記す。また、図 1 (a)-(d)にこれら 4 種類のアンテナの外観を示す。これら 4 種類のアンテナはすべて背後共振空洞を有している。スパイラルアンテナは市販のアンテナで、開口面が円盤状の平面である。他のアンテナは、本研究で試作したもので、245kV GIS のフランジ面に合わせて密着するように、開口面を曲面としている。

スパイラルアンテナは円偏波を観測する代表的なアンテナ、同軸導波管変換器アンテナは給電点が開口面から離れた場所(45mm)に設置されているアンテナの代表、薄型曲面スロットアンテナは給電点が開口面に設置されているアンテナの代表である。薄型平面スロットアンテナ



(a) スパイラルアンテナ



(b) 同軸導波管変換器アンテナ



(c) 薄型平面スロットアンテナ

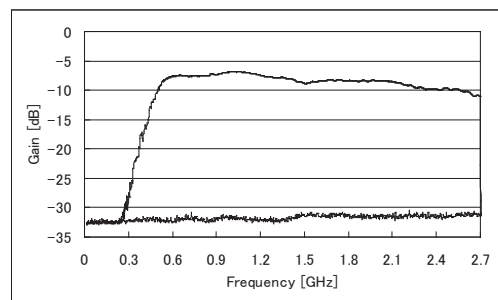


(d) 薄型曲面スロットアンテナ

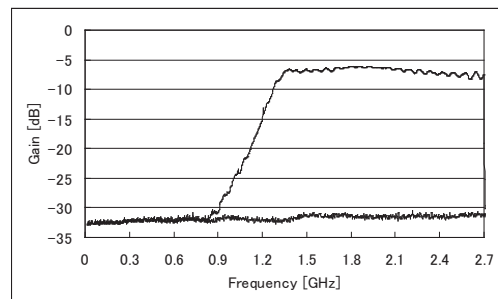
図 1. 供試アンテナの外観

は開口面の 10mm 奥に平面のスリットを有している。両スロットアンテナの背後共振空洞の寸法は、同一としている。

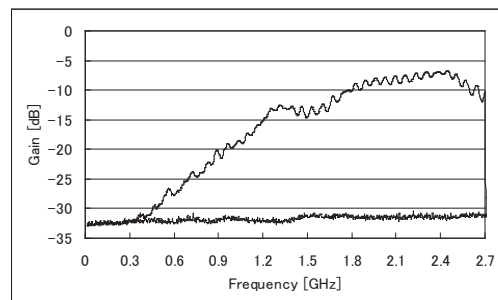
これらのアンテナの周波数応答を図 2(a)-(d)に示す。この調査方法は以下のとおり。すなわち、同一のアンテナ 2 個を 300mm 離し、一方を送信機、他方を受信機とする。送信機に一定のゲインの正弦波を入力し、その周波数を 0-2.7GHz の範囲でスキャンさせ、受信機の出力をスペアナで観測する。図 2 に示す調査結果は、アンテナ 1 個分



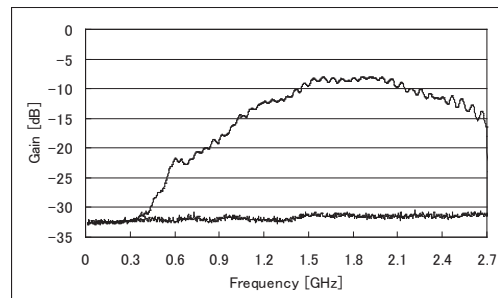
(a) スパイラルアンテナ



(b) 同軸導波管変換器アンテナ



(c) 薄型平面スロットアンテナ



(d) 薄型曲面スロットアンテナ

図 2. 供試アンテナの周波数応答

## GIS 外部に設置する UHF 部分放電センサの感度特性と耐ノイズ特性

の応答に補正したものである。

スパイラルアンテナは比較的低い周波数から広い帯域を有していることがわかる。同軸導波管変換器アンテナは、1.2GHz 近傍からゲインが急激に立ち上がり、高い値を有することがわかる。それに比べて、薄型平面スロットアンテナ、薄型曲面スロットアンテナのゲインの立ち上がりは緩やかである。

### 3. 実験

#### 3・1 感度特性試験

図3に本試験の概略構成を示す。絶縁物が外周面に露出したスペーサを中心部に有する245kV GIS母線の両端に円錐状の同軸線路を設置し同軸ケーブルに接続する。これにより、特性インピーダンスの顕著な不連続点を介さずに、同軸ケーブルとGIS母線を接続できる。一方の同軸ケーブル端部にはシグナルジェネレータを接続し、GIS内部にゲインが一定の正弦波を入射する。他方の同軸ケーブル端部には50Ωの整合抵抗を接続する。

この状態で、各種アンテナをスペーサフランジ部に設置する。シグナルジェネレータの出力正弦波の周波数を0-2.7GHzの範囲でスキャンさせ、アンテナ出力の周波数分布（出力スペクトル）をスペアナで観測する。この観測結果をGIS内部に設置した円板状の電極センサ（内部電

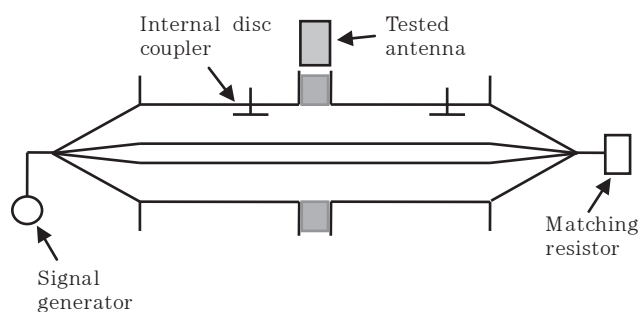


図 3. 感度特性試験の概略構成

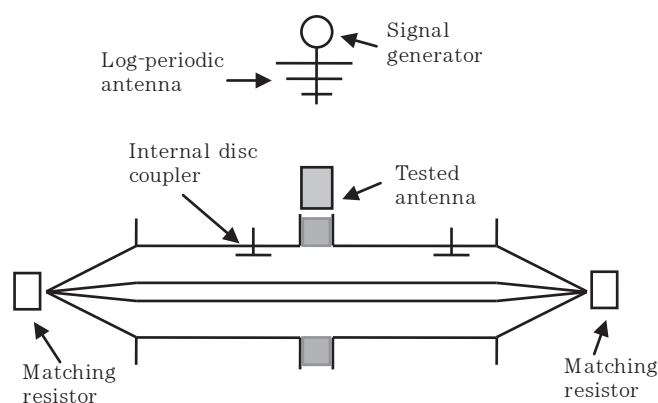


図 4. 耐ノイズ試験の概略構成

極センサ) の出力スペクトルと比較する。参考として、最も根本的な方法であるスペーサを挟むGISタンクのフランジ間の電圧を測定する方法（フランジ間電圧測定法）についても同様に調査する。

#### 3・2 耐ノイズ特性試験

図4に本試験の概略構成を示す。GIS母線を中心とする供試器の構成は前述の感度特性試験と同様である。スペーサフランジ部に設置した各種アンテナの背後1mからログペリアンテナを用いて外部ノイズに見立てた電磁波を放射する。ログペリアンテナの励起は、前述の感度特性試験に用いたシグナルジェネレータである。この状態で、各種アンテナの出力スペクトルをスペアナで観測する。本試験においても、内部電極センサとフランジ間電圧測定法について同様に観測し、各種アンテナの観測結果と比較検討する。

スパイラルアンテナとログペリアンテナの組み合わせにより調査したスペーサフランジ部に入射する電磁波のスペクトルを図5に示す。これは、図4の試験構成において、スパイラルアンテナの開口面をログペリアンテナ側に向けたときのスパイラルアンテナの出力スペクトルである。

外部ノイズ源と供試アンテナの相対的な位置関係について、各供試アンテナの最も大きな出力は、外部ノイズ源が供試アンテナの直近背後にある場合に観測している。したがって、本論分ではこの構成の実験のみを扱う。

### 4. 結果

#### 4・1 感度特性

図6(a)に、内部電極センサの出力スペクトルを示す。スペアナの帯域幅(resolution bandwidth)は3MHzとしている。この図を見ると、0.45GHzより高い周波数ではゲインが激

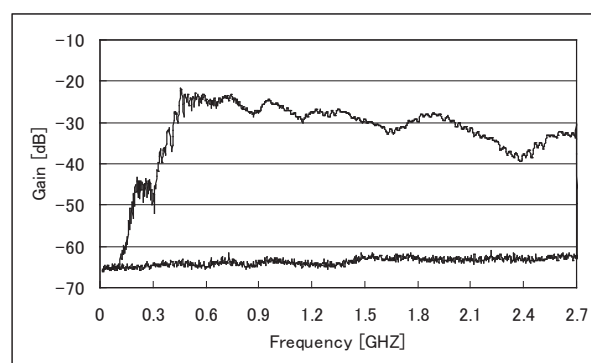
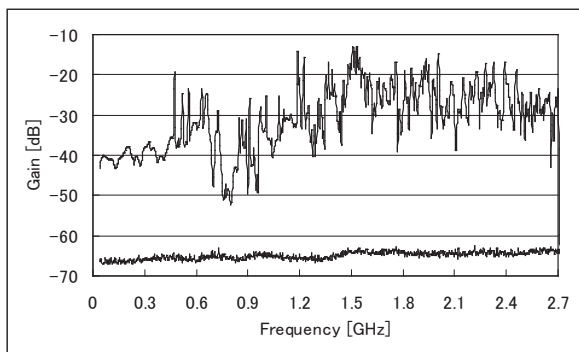


図 5. スパイラルアンテナにより観測したスペーサフランジ部に照射される模擬外部ノイズの周波数分布

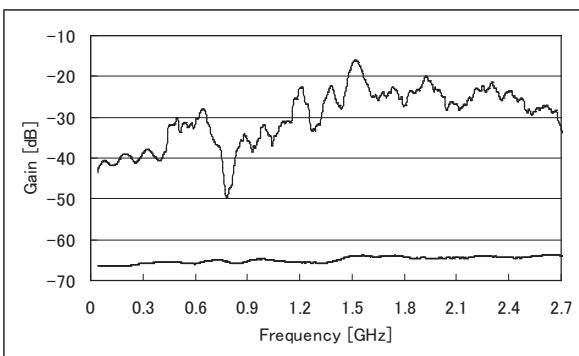
しく変動している様子がわかる。高次モードによる定在波の影響と考えられる。しかし、本研究で追求したいのは、各種アンテナの性能比較である。GIS母線内を伝播する電磁波の現象解明ではない。したがって、このように激しく変動する波形は好ましくはない。そこで、この波形を平均化処理し、平滑化してみた。63MHz の帯域幅に対応する21サンプリングの平均値をその帯域幅の中心周波数における新たな値としたスペクトルを図6(b)に示す。滑らかな曲線になった様子がよくわかる。今後この平均化処理したスペクトルを扱うこととする。

図7(a)-(d)に各種アンテナの出力スペクトルを示す。それぞれのアンテナで、3種類の結果を記載している。アンテナをスペーサフランジ面に密着させた場合(0mm)、その位置から10mm離れた場合、300mm離れた場合の3種類である。

図7(a)のスパイラルアンテナを除いて、設置位置がスペーサフランジ面から離れるにしたがってゲインが減少する傾向は、低い周波数で顕著に現れている。また、アンテナの給電点が開口面から45mm離れた点にある図7(b)の同軸導波管変換器アンテナでは、1.2GHz以上で0mmと10mmの差は殆どない。この現象を説明するメカニズムとしてアンテナの静電的なカップリングが考えられる[9]。



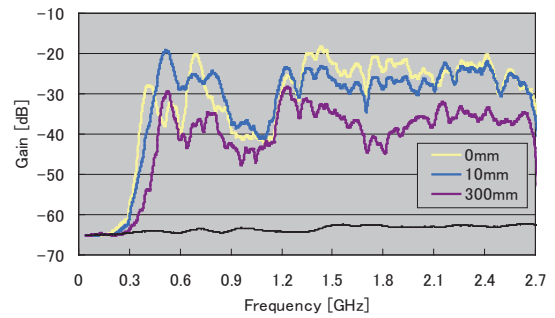
(a) スペーサの帯域幅を 3MHz として観測した周波数分布



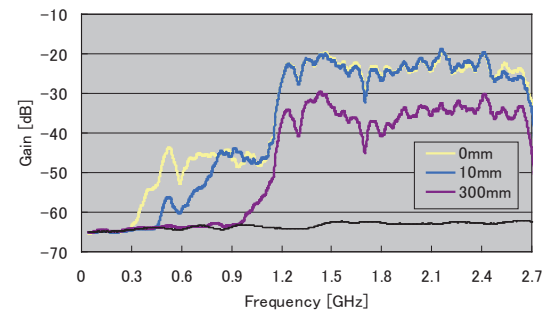
(b) 平均化処理によるスムーズ化を施した周波数分布

図 6. 内部電極センサの感度特性

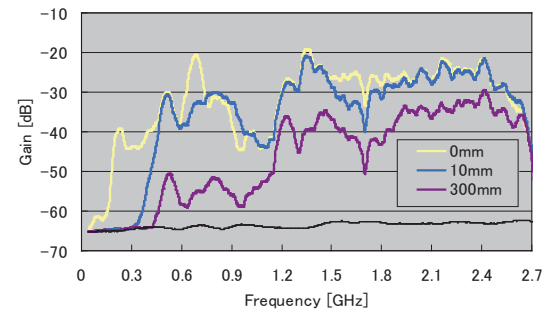
周波数応答ではゲインが劣る薄型曲面スロットアンテナが、スペーサフランジ部に密着させた場合には、特に低い周波数領域で大きなゲインを有しているのもこの静電的なカップリングによるものと考えられる。



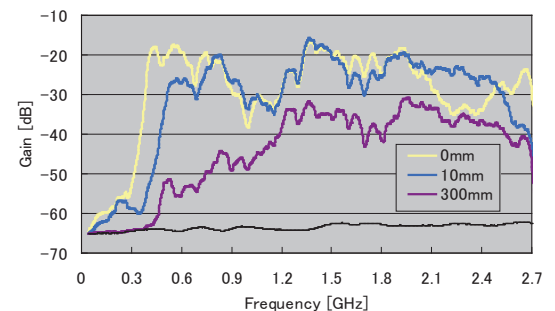
(a) スパイラルアンテナ



(b) 同軸導波管変換器アンテナ



(c) 薄型平面スロットアンテナ



(d) 薄型曲面スロットアンテナ

図 7. 各種供試アンテナをスペーサフランジ面に密着させた場合(0mm)、その位置から 10mm 離れた場合、300mm. 離れた場合の感度特性

## GIS 外部に設置する UHF 部分放電センサの感度特性と耐ノイズ特性

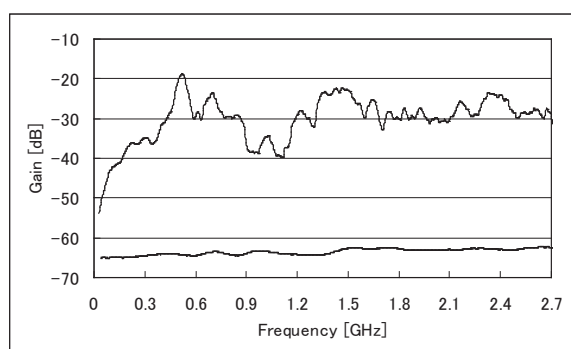


図 8. フランジ間電圧測定法の感度特性  
(スムーズ化を施した周波数分布)

内部電極センサは、0.3GHz以下の周波数領域でもある程度のゲインを有する。この領域ではゲインがほぼ一定で、静電的な容量分圧器として機能しているものと考えられる。

図 8 にフランジ間電圧測定法によって得たスペクトルを示す。内部電極センサほどではないが、比較的低い周波数帯域にもゲインを有していることがわかる。

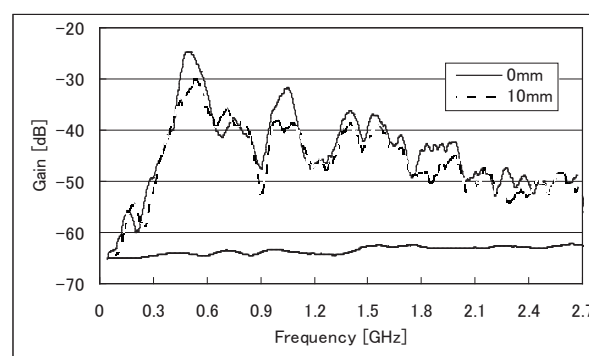
#### 4・2 耐ノイズ特性

ここでは、比較的低い周波数領域までゲインを有するスパイラルアンテナと薄型平面スロットアンテナの2種類の結果のみを紹介する。他の2種類のアンテナについては、薄型平面スロットアンテナと同様な結果となっている。

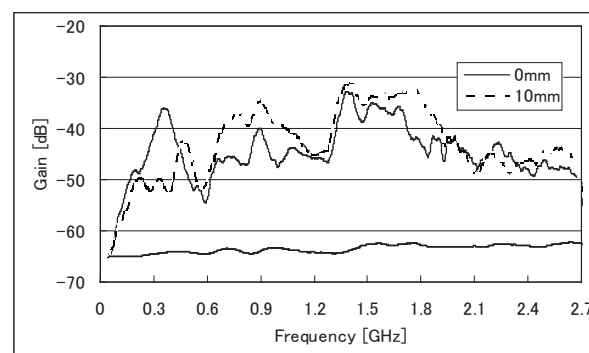
図9(a)にスパイラルアンテナ、および、図9(b)に薄型平面スロットアンテナ、それぞれの外部ノイズに対する出力スペクトルを示す。それぞれ、スペーサに密着させた場合(0mm)、その位置から10mm離れた場合の2種類を示している。

スパイラルアンテナは、すべての周波数領域でスペーサに密着させた場合(0mm)が大きなゲインを示している。一方、薄型平面スロットアンテナは、0.3GHz近傍の低い周波数領域では同様な傾向を示すが、これより高い周波数領域では、10mm離れた場合により大きなゲインが現れている。同様な傾向は他の2種類のアンテナにも見られる。背後共振空洞を有するアンテナが背後からの外部ノイズを観測してしまうメカニズムとして、次の2種類が考えられる。第一は、外部ノイズがスペーサフランジ部からGIS内部に侵入し、再度漏洩した電磁波をアンテナが観測するメカニズムである。第二は、GISタンクによって反射した外部ノイズがアンテナに侵入するメカニズムである。スパイラルアンテナは開口面が平面で、しかも大きな円形である。したがって、中心部分をフランジ面に密着させても周囲はフランジ面から離れている。これにより、密着させた場合でも第二のメカニズムにより外部ノイズ

を観測してしまう可能性が大である。一方、薄型平面スロットアンテナは開口面すべてをスペーサフランジ部に密着することができる。これが、外部ノイズに対する上記の出力スペクトルの相違の原因であると考えられる。すなわち、比較的低い周波数領域では、静電的なカップリングでゲインを得るスロットアンテナは、第一のメカニズムが優勢となり、0mmのときのゲインがより大きい。高い周波数領域では、静電的なカップリングの効果が薄れるため、第二のメカニズムが優勢となる。このように考えれば上述の現象を理解できる。



(a) スパイラルアンテナ



(b) 薄型平面スロットアンテナ

図 9. 供試アンテナをスペーサに密着させた場合(0 mm)、その位置から 10 mm 離れた場合の耐ノイズ特性

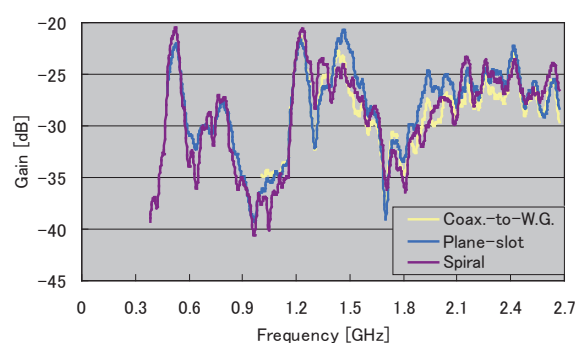
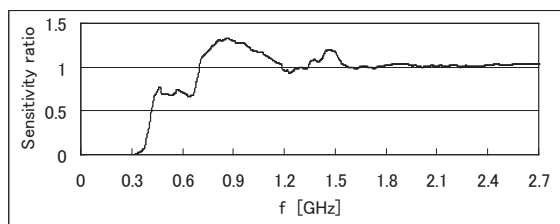
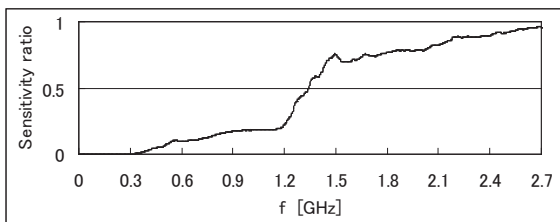


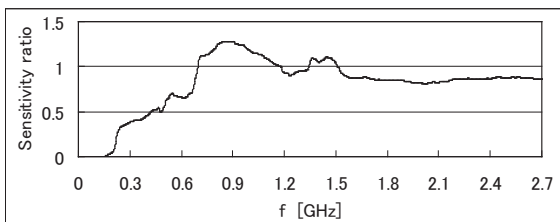
図 10. 3 種類の供試アンテナで調査した漏洩電磁波のスムーズ化を施した周波数分布



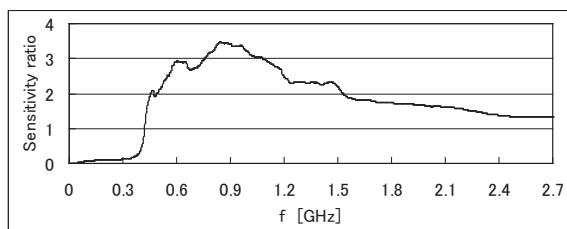
(a) スパイラルアンテナ



(b) 同軸導波管変換器アンテナ



(c) 薄型平面スロットアンテナ



(d) 薄型曲面スロットアンテナ

図 11. 周波数帯域を 0-f GHz に制限した場合の各種供試アンテナの内部電極センサに対する感度比

## 5. 考察

### 5-1 PD信号の漏洩特性

スパイラルアンテナ, 同軸導波管変換器アンテナ, 薄型平面スロットアンテナの3種類のアンテナから求めた漏洩電磁波のスペクトルを図 10 に示す。300mm 離してアンテナを設置した場合の出力スペクトル (図 7) を, そのアンテナの周波数応答 (図 2) で補正した曲線を 3 本重ねて示したものである。まったく特性の異なる3種類のアンテナによる結果がよく一致していることがわかる。

大きな感度を有するアンテナを設計しようとする場合, 図 10 に示す漏洩しやすい周波数帯域にアンテナの最大

ゲインを一致させる方法が考えられる。しかし, 本研究の結果から, アンテナの静電的なカップリングも考慮する必要があることがわかった。したがって, 図 10 に示す結果のみでは議論できないことになる。

### 5-2 内部電極センサに対する感度

UHF 法による PD 診断では, 観測機器の性能で, 観測周波数の上限が制限される場合がある[10]。また, ノイズの少ない周波数領域を狙って, 周波数帯域を積極的に制限する場合もある[11]。ここでは, 前者の場合を想定して, 周波数帯域を 0-f [GHz] ( $f < 2.7$ GHz) に制限した場合の各種アンテナの感度を比較する。すなわち, アンテナをスペーサフランジ部に密着した場合(0mm)の出力スペクトル (図 7) を 0-f [GHz] の範囲で単純に積分する。そして, この値を「感度」と定義する。この感度と, 内部電極センサの感度の比を求め, これを各種アンテナの「感度比」として比較する。結果を図 11(a)-(d)に示す。横軸に  $f$  の値を, 縦軸に感度比をとっている。

同軸導波管変換器アンテナ以外のアンテナでは, 0.9GHz 近傍で感度比が大きく増大している。内部電極センサのゲインが 0.8GHz 近傍で落ち込んでいるのが原因である。また, 同軸導波管変換器アンテナでは, 1.2-1.5GHz で感度比が大きく増大している。1.2GHz あたりから急激に周波数応答が増大するという, このアンテナの特性による。

これら 4 種類のアンテナの感度比を比較したうえで, 特に魅力的なアンテナを挙げると, 同軸導波管変換器アンテナと薄型曲面スロットアンテナとなる。

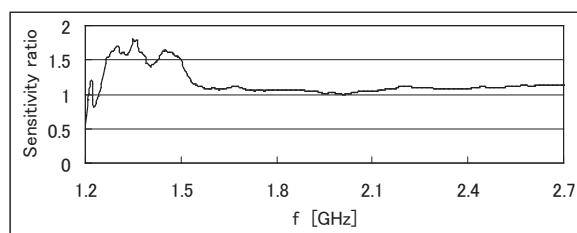


図 12. 周波数帯域を 1.2-f GHz に制限した場合の同軸導波管変換器アンテナの内部電極センサに対する感度比

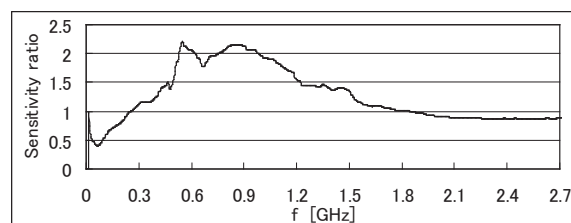
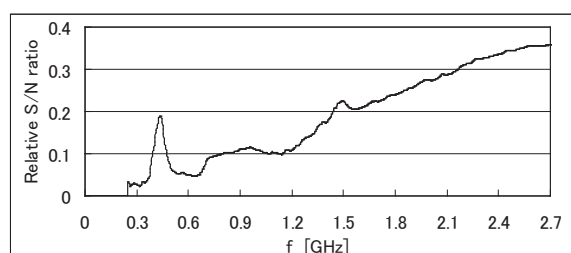
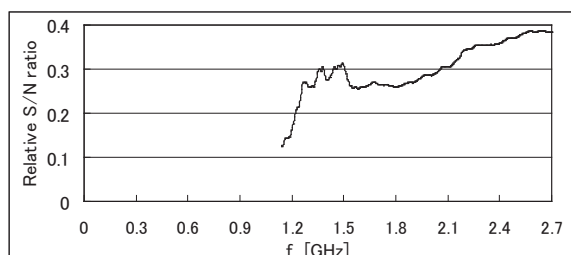


図 13. 周波数帯域を 0-f GHz に制限した場合のフランジ間電圧測定法の内部電極センサに対する感度比

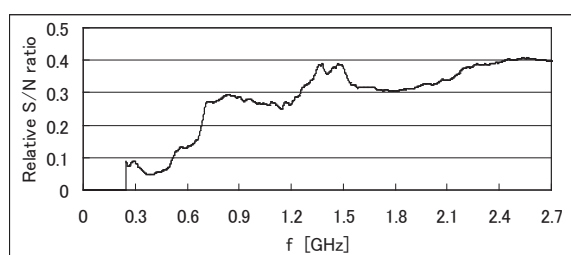
## GIS 外部に設置する UHF 部分放電センサの感度特性と耐ノイズ特性



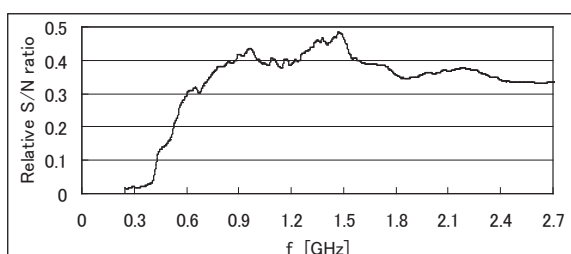
(a) スパイラルアンテナ



(b) 同軸導波管変換器アンテナ



(c) 薄型平面スロットアンテナ



(d) 薄型曲面スロットアンテナ

図 14. 周波数帯域を 0-f GHz に制限した場合の各種供試アンテナの内部電極センサに対する相対的な SN 比

後者の薄型曲面スロットアンテナが魅力的であることは容易に理解できる。他のアンテナに比較してより大きな感度を与える点にある。具体的には次の 2 点となる。

(1) 4 アンテナ中最も低い周波数(0.43GHz)で感度比が 1 を超える。(2) 0.4GHz 以下の周波数領域を除くすべての  $f$  の値で最大の感度を与える。この薄型曲面スロットアンテナは、図 2 に示したように、大きな周波数応答の値を与えるものではない。それにもかかわらずスペーサフランジ部に設置した場合、PD センサとして大きな感度をもたらす。この一見矛盾した現象は、GIS 内部の電磁波との静電的なカップリングを考慮することで説明で

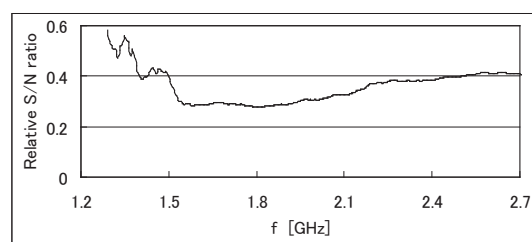


図 15. 周波数帯域を 1.2-f GHz に制限した場合の同軸導波管変換器アンテナの内部電極センサに対する相対的な SN 比

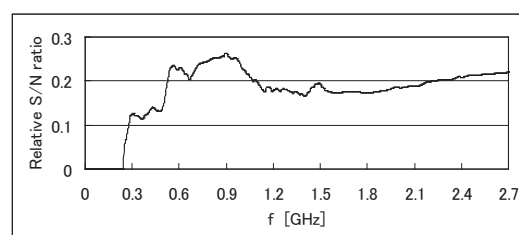


図 16. 周波数帯域を 0-f GHz に制限した場合のフランジ間電圧測定法の内部電極センサに対する相対的な SN 比

きる。スペーサフランジ部から漏洩できず、GIS 内にとどまる電磁波も、静電的なカップリングによって観測できる。給電点が開口面にあり、その開口面がスペーサフランジ端面に密着できる構造が、特にこのメカニズムによる感度向上に貢献しているものと考えられる。

一方、同軸導波管変換器アンテナが魅力的な理由は次の 2 点である。(1) 0-1.2GHz の帯域では感度が低い。

(2) 1.2GHz 近傍で感度が急激に上昇し、それ以上の周波数では内部電極センサ以上の感度を与える。これらの特性は、低い周波数領域のノイズが多い環境で使用するために適していることによる。この目的で同軸導波管変換器アンテナを使用するとき、考慮する周波数帯域は、たとえば、1.2-f [GHz]となる。したがって、この場合の感度比は、周波数帯域を 1.2GHz 以上に制限する必要がある。この場合の感度比を図 12 に示す。周波数帯域、1.2-f [GHz]の任意の  $f$  で感度比が 1 より大きくなっている。1.2-2.7GHz なる帯域での感度比は、4 アンテナ中最大である。

フランジ間電圧測定法の 0-f [GHz]帯域における感度比を図 13 に示す。薄型スロットアンテナと比較して、0.4GHz 以下の周波数領域でより大きな感度を与えるのが特徴である。0.4GHz 以上の周波数領域では薄型曲面スロットアンテナに劣る。また、本方法は次節で述べる SN 比の点でも問題がある。

### 5・3 内部電極センサに対する SN 比

本節では、PD 観測の周波数帯域を 0-f [GHz]に制限した場合の各種アンテナの SN 比を考察する。S の値は前

節で述べた「感度」とする。一方,  $N$  の値も同様に, 耐ノイズ特性試験の結果 (図 9) を  $0-f$  [GHz] の範囲で単純に積分した値とする。このようにして求めた各アンテナの SN 比を内部電極センサの SN 比で除して, 相対的な SN 比を求めた。結果を図 14(a)-(d) に示す。また, 同軸導波管変換器アンテナについては, 周波数帯域を  $1.2-f$  [GHz] に制限した相対的な SN 比も与えた。結果を図 15 に示す。

どの結果においても, データ曲線の立ち上がり部分は積分区間が狭く, 誤差が大きい。また, ノイズレベル (BGN) を越える点が 4 種類の出力スペクトルで異なる。したがって, ここでは, 積分を開始する下限周波数を 4 種類すべての出力スペクトルが BGN を越えた点としている。

データ曲線の立ち上がりの部分を除くと, 本研究で試作した 3 種類のアンテナは同じような SN 比を与えている。すなわち, 内部電極センサの SN 比の 0.3-0.4 倍となっている。スパイラルアンテナは, これより小さな SN 比となっている。開口面がスペーサフランジ面に密着できず, 隙間が存在することが大きなノイズの原因と考えられる。

最後に, フランジ間電圧測定法についても同様な SN 比を求めた。結果を図 16 に示す。相対的な SN 比は 0.15-0.21 となる。上述の 3 種類のアンテナの  $1/2$  となっている。この結果から, 背後共振空洞がノイズ除去の点で有効であることがわかる。

## 6. まとめ

スペーサフランジ部から漏洩する PD 電磁波を, GIS タンク外部に設置するアンテナで検出する方法の感度特性と耐ノイズ特性について考察した。すなわち, 4 種類の異なる特徴を有するアンテナを用い, それらの感度特性および耐ノイズ特性を, 内部電極センサのそれらと比較した。その結果, 次の結論を得た。

(1) 直線偏波を検出するアンテナは, 漏洩電磁波との電磁的なカップリングのみならず, 漏洩しない電磁波との静電的なカップリングも期待できる。静電的なカップリングはより低い周波数領域で顕著となる。

(2) スペーサフランジ端面に接してアンテナの給電

点を置くことで, 大きな静電的なカップリングを期待できる。

(3) アンテナの形状を工夫することで, 0.4GHz 以上のすべての周波数帯域で内部電極センサより大きな感度特性を得た。

(4) 背後共振空洞を有するアンテナの開口面をスペーサフランジ部に隙間なく密着させることで, 外部ノイズの影響を低減できる。

(5) 今回開発したアンテナの SN 比は内部電極センサの SN 比の 0.3-0.4 倍であった。

## 参考文献

- [1] CIGRE TF15 / 33.03.05, "PD Detection System for GIS: Sensitivity Verification for the UHF Method and the Acoustic Method", ELECTRA, No.183, pp.75-87, 1999.
- [2] T.Hoshino, K.Kato, N.Hayakawa and H.Okubo, "Frequency Characteristics of Electromagnetic Wave Radiated From GIS Apertures", IEEE Trans. Power Delivery, vol.16, no.4 pp.552-557, Oct. 2001.
- [3] M.Hikita, S.Ohtsuka, T.Teshima, S.Okabe and S.Kaneko, "Electromagnetic (EM) Wave Characteristics in GIS and Measuring the EM Wave Leakage at the Spacer Aperture for Partial Discharge Diagnosis", IEEE Trans. Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.14, No.2, pp.453-460, April 2007.
- [4] G.L.Ragan, Microwave Transmission Circuits, McGraw-Hill, 1948.
- [5] C.A.Lendberg, "A Shallow-Cavity UHF Crossed-Slot Antenna", IEEE Trans. Antennas & Propagation, vol.AP-17, no.5, pp.558-563, Sept. 1969.
- [6] C.R.Cockrell, "The Input Admittance of the Rectangular Cavity-Backed Slot Antenna", IEEE Trans. Antennas & Propagation, vol.AP-24, no.3, pp.288-294, May 1976.
- [7] M.D.Judd and O.Farish, "A Pulsed GTEM System for UHF Sensor Calibration", IEEE Trans. Instrum. & Meas., vol.47, no.4 pp.875-880, Aug.1998.
- [8] Li xin, Li chengrong, Wang wei and Chen ji, "Filled-Dielectric UHF Coupler for Partial Discharge Detection in GIS", Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering, Beijing, August 25-29, 2005, Paper No. G-124.
- [9] Berry J., Pate B. and Knight A., "Variations in Mutual Coupling Correction Factors for Resonant Dipoles Used in Site Attenuation Measurements", Proc. IEEE Symp. On EMC, pp.444-450, Washington DC, 1990.
- [10] T.Hoshino, H.Koyama, S.Maruyama and M.Hanai, "Comparison of Sensitivity between UHF Method and IEC 60270 for On-site Calibration in Various GIS", IEEE Trans. Power Delivery, vol.21, no.4 pp. 1948-1953, Oct. 2006.
- [11] H.Imagawa, K.Emoto, H.Murase, H.Koyama, R.Tsuge, S.Maruyama and T.Sakakibara, "PD Signal Propagation Characteristics in GIS and Its Location System by Frequency Components Comparison", IEEE Trans. Power Delivery, vol.16, no.4 pp.564-570, Oct. 2001..

(受理 平成 23 年 3 月 19 日)