

実効的大開口径を持つ小型アンテナのための 球形誘電体共振器の共振特性の測定と解析 - そのII

松室 堯之 石川 容平 篠原 真毅

京都大学 生存圏研究所 〒611-0011 京都府宇治市五ヶ庄

E-mail: {takayuki_matsumuro, ishikawa, shino}@rish.kyoto-u.ac.jp

あらまし 本研究の目的は高効率マイクロ波無線電力伝送のための、実効的大開口径を持つ小型アンテナの開発である。前回の報告では、方形導波管を用いた球形誘電体共振器の測定手法について述べたが、共振モードが導波管によって摂動を受けることが問題であった。そこで今回は、空洞球共振器を用いた測定手法について検討する。空洞球共振器を用いるため、球形誘電体共振器のモードを崩さずに測定することが出来る。本稿ではまず、固有値方程式を用いた空洞球共振器の設計について述べる。次に、試作した中心導体を持つ球形誘電体共振器の測定手法およびその結果について述べる。設計した周波数において、誘電体共振器の固有モードに由来する共振ピークを得た。その共振点における挿入損失および半値幅から、比誘電率と誘電損失を求めた。最後に、出力の位置を変化させて空洞球共振器内部の電磁界分布を測定した。誘電体共振器の固有放射パターンを等価的に得ることが出来た。

キーワード 球形誘電体共振器, 空洞球共振器, 固有値方程式, 誘電率測定, 放射パターン測定

Experiment and Analysis of a Resonant Characteristic of Spherical Dielectric Resonator for Small-Size Large-Aperture Antenna II

Takayuki MATSUMURO, Yohei ISHIKAWA, and Naoki SHINOHARA

Research Institute for Sustainable Humanosphere, Kyoto University Gokasho, Uji, Kyoto, 611-0011 Japan

E-mail: {takayuki_matsumuro, ishikawa, shino}@rish.kyoto-u.ac.jp

Abstract The objective of this research is to develop a small-size large-aperture antenna for microwave power transmission. In the previous paper, we considered the measurement of spherical dielectric resonator with a rectangular waveguide. However, the waveguide disturbs the resonant mode of the dielectric resonator. To solve this problem, we have developed a measurement instrument with spherical cavity resonator. We have designed the cavity with eigen-value equation. Finally, we have measured the dielectric constant and the dielectric loss from the insertion loss and the half-value width. We have also measured the radiation pattern of dielectric resonator by investigating the field of inside the cavity.

Key words Spherical dielectric resonator, Spherical cavity resonator, Eigen-value equation, Dielectric constant measurement, Radiation pattern measurement

1. 序 論

生活空間におけるマイクロ波電力伝送では、電波防護指針により電力密度は制限されるため、より大きな電力を得るためには受電アンテナの有効開口面積を大きくしなければならない。しかし、従来の開口面アンテナにおいては、大きな有効開口面積を得るためには物理的に大きなアンテナが必要になり、受電アンテナの小型化が困難であるという問題がある。この問題に対し、本研究は高次までの合成球面波が持つ指向性に着目した [1]。高次までの球面波を合成することによる指向性は、無限

小の波源が持つ指向性と同等であるため、小型高利得アンテナへの応用が期待される。本研究ではこれまでに、多層状の球形誘電体共振器を用いることにより、球面波を放射する放射素子为实现可能であることが明らかにした [1] [2]。

球形誘電体共振器アンテナの実用化に向けた研究開発においては、試作した球形誘電体共振器の比誘電率の測定が重要である。そこで本研究では昨年度、図 1 に示した方形導波管による測定手法について検討を行った [3]。しかし、この測定手法においては、以下の 2 つが問題となる。1. 球形誘電体共振器の被測定モードが方形導波管によって摂動を受ける。2. 導波管の基本

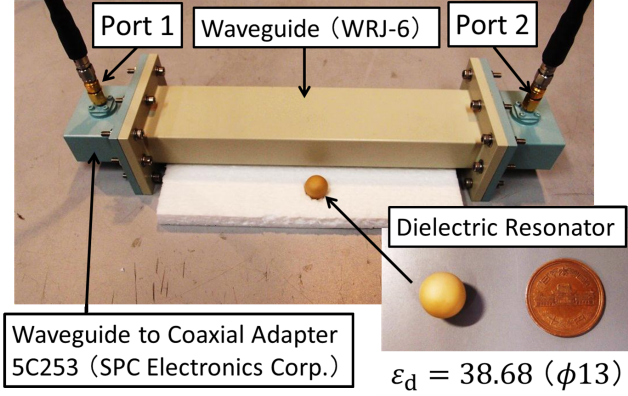


図1 前回検討を行った方形導波管を用いた測定系[3]: 被測定モードが方形導波管の境界条件によって崩れるという問題があった。

伝播モードを用いて測定したため、結合が強すぎる。そこで本研究では、新たに空洞球共振器を用いた誘電体共振器の測定装置の設計開発を行った。本稿では、開発した測定装置による比誘電率測定および換算放射パターン測定について述べる。

2. 空洞球共振器を用いた測定治具の設計

空洞球共振器を用いた球形誘電体共振器の評価治具の概略構造を図2に示す。測定対象の球形誘電体共振器と同心状に空洞球共振器が配置され、空洞球共振器の壁面に測定用入出力プローブが接続されている。入出力プローブの反射係数及び透過係数の周波数特性から共振器特性を測定し、誘電率と誘電損失を評価する。この治具を用いることにより、アンテナとして用いる球面波のモードを崩さずに測定可能である。球対称性が保たれているため、誘電率と誘電損失の算出に解析解を用いることが出来る。さらに、空間中における測定と異なり放射損失がないため、球形誘電体共振器の誘電損失を精密に測定すること

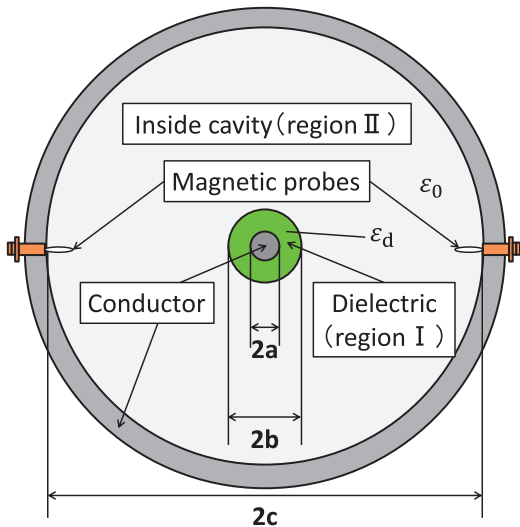


図2 空洞球共振器を用いた評価治具の概略構造: 空洞球共振器を用いることで、球対称性を維持したまま誘電体共振器の共振特性を測定することが出来る。

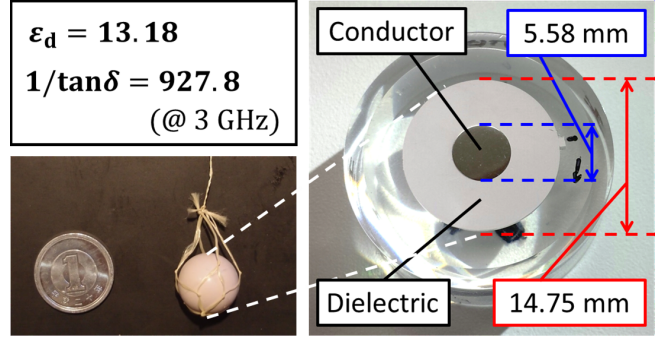


図3 試作した中心導体を持つ球形誘電体共振器: 中心導体によって、TE₁₁モードとTM₁₁モードの共振周波数を縮退させている。

が可能である。今回測定した球形誘電体共振器を図3に示す。球形誘電体共振器の設計値は、導体の直径 $2a = 5.58$ mm、誘電体の直径 $2b = 14.75$ mm である。材料段階の誘電体の比誘電率が、3 GHz において $\epsilon_d = 13.18$, $(\tan \delta)^{-1} = 927.8$ である。球形誘電体共振器を空間に置いた場合の TE₁₁ モード及び TM₁₁ モードの共振周波数がともに 5.98 GHz となり、縮退するように設計した。この球形誘電体共振器の実効誘電率と誘電損失を、評価治具を用いて実験的に評価する。

球形誘電体共振器を含んだ空洞球共振器である評価治具の共振周波数は、図2に示した領域 (I) と領域 (II) の境界条件から得られる方程式の固有値として求まる。TM_{ℓm} モードもほぼ同様であるため、ここでは TE_{ℓm} モードの固有値方程式について述べる。空洞球共振器内部に次数 ℓ, m で表される TE_{ℓm} モードの電磁界が存在するとき、領域 (I) と領域 (II) におけるベクトルポテンシャル $A_{\ell m}^{(I)}, A_{\ell m}^{(II)}$ は位置 (r, θ, ϕ) の関数として次式のように表すことが出来る [4]。

$$A_{\ell m}^{(I)} = c_1 F_{\ell}^{(I)}(k_d r) P_{\ell}^m(\cos \theta) \cos m \phi \quad (1)$$

$$A_{\ell m}^{(II)} = c_2 F_{\ell}^{(II)}(k_0 r) P_{\ell}^m(\cos \theta) \cos m \phi \quad (2)$$

ただし、 c_1, c_2 は任意定数、 P_{ℓ}^m はルジャンドル陪関数である。ここで、図2に示したように $r = a$ 及び $r = c$ において $E_{\theta} = E_{\phi} = 0$ の境界条件を満足必要があるため、 $F_{\ell}^{(I)}(k_d r)$ と $F_{\ell}^{(II)}(k_0 r)$ は、

$$F_{\ell}^{(I)}(k_d r) = \hat{N}_{\ell}(k_d a) \hat{J}_{\ell}(k_d r) - \hat{J}_{\ell}(k_d a) \hat{N}_{\ell}(k_d r) \quad (3)$$

$$F_{\ell}^{(II)}(k_0 r) = \hat{N}_{\ell}(k_0 c) \hat{J}_{\ell}(k_0 r) - \hat{J}_{\ell}(k_0 c) \hat{N}_{\ell}(k_0 r) \quad (4)$$

と書ける。このとき、 $J_{\ell}(x)$ は球ベッセル関数、 $N_{\ell}(x)$ は球ノイマン関数である。ハットは $\hat{J}_{\ell}(x) = x J_{\ell}(x)$ のように、関数に引数に乗じたものを意味する。 $k_0 = 2\pi f \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ は真空中の波数であり、 $k_d = 2\pi f \sqrt{\epsilon_d \epsilon_0 \mu_0}$ は誘電体中の波数を表す。 ϵ_0, μ_0 は真空中の誘電率及び透磁率である。また、 f は共振周波数を表す。共振周波数においては c_1, c_2 に依らず、誘電体表面の $r = b$ で $E_{\theta}, E_{\phi}, H_{\theta}, H_{\phi}$ の連続条件を満たす。この境界条件から、次式に示す固有値方程式が得られる。

$$\sqrt{\epsilon_d} F_{\ell}^{(I)'}(k_d b) F_{\ell}^{(II)}(k_0 b) - F_{\ell}^{(II)'}(k_0 b) F_{\ell}^{(I)}(k_d b) = 0 \quad (5)$$

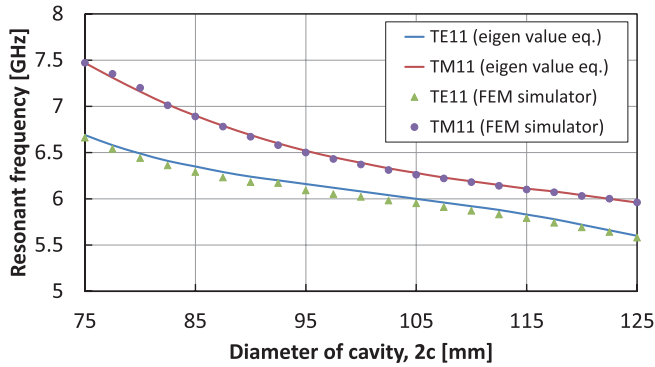


図4 空洞球共振器の直径と共振周波数の関係：縮退設計を行った 5.98 GHz において 2 つの共振周波数が最も接近している。今回試作した空洞球共振器の直径は $2c = 105\text{mm}$ とした。

ここで、プライムは引数による微分を意味している。式 (5) から $TE_{\ell m}$ モードの未知数 f が求まる。上記手順によって求まる固有値方程式を用いて、評価治具の TE11 モードと TM11 モードの共振周波数を求めた。さらに、同様の固有値計算を FEM 電磁界シミュレーターを用いて行った。空洞球共振器の直径を変化させた場合の共振周波数の変化を図 4 に示す。固有値方程式による計算結果と電磁界シミュレーターによる結果は良く一致しており、正しく固有値方程式を求めることが出来ることがわかる。また、2 つのモードは縮退設計を行った 5.98 GHz 付近において最も接近している。この計算結果をもとに、今回試作した空洞球共振器の直径は $2c = 105\text{mm}$ とした。

図 5 に、空洞球共振器の直径 $2c = 105\text{mm}$ の場合における、今回の測定に用いた TE11 モードのエネルギー密度分布を示す。水平方向にはエネルギーが等方的に分布し、垂直方向には 8 の字型に分布していることがわかる。また、原点の球形誘電体共振器と空洞球共振器との間に節がひとつ存在することがわかる。このことは、空洞球共振器内部の電磁界分布を測定することにより、球形誘電体共振器の固有放射パターンを等価的に測定できることを意味している。図 6 に、設計開発した空洞球

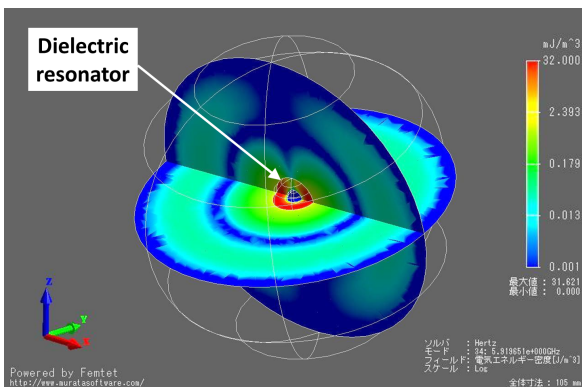


図 5 測定に用いる TE11 モードのエネルギー密度分布：空洞球共振器内部の分布を測定することにより、球形誘電体共振器の固有放射パターンを等価的に得ることが出来る。

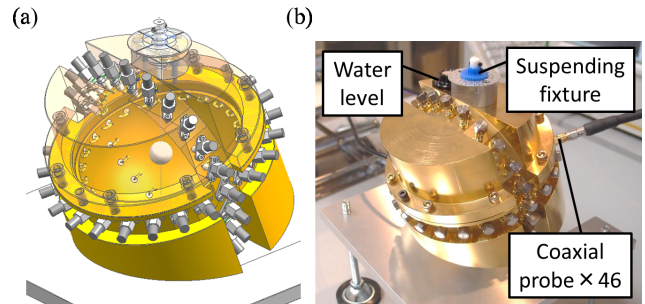


図 6 試作した誘電体共振器の共振特性測定治具 (a) CAD モデル (b) 写真：空洞球共振器内部の電磁界分布を測定するため、水平面と垂直面に計 46 個の測定用磁界プローブを配置した。

共振器を用いた測定治具を示す。空洞球共振器内部の電磁界分布を測定するため、水平面及び垂直面に計 46 個の測定用磁界プローブを配置した。測定する球形誘電体共振器は釣り治具を用いて上部から糸で吊り下げることにより固定した。

3. 球形誘電体共振器の誘電率測定

前章で述べた空洞球共振器を用いて球形誘電体共振器の共振特性の測定を行った。図 7 に誘電率測定実験系の概要を示す。伝搬特性の測定には京大生研生存圏研究所の全国共同利用設備マイクロ波エネルギー伝送実験装置 (METLAB) の Agilent 社のネットワークアナライザー PNA E8364C を用いた。ネットワークアナライザーのポート 1 は電力分配器によって 2 分配し、同じ長さを持つセミリジッドケーブルを通して測定装置のコネクタに接続した。ポート 2 はポート 1 と同じ水平面内のコネクタに接続した。入力を 2 分配して 2 箇所から同相同振幅で励振することにより、空洞球共振器の不要なモードの励振を抑制することが出来る。入力の 2 箇所のコネクタが成す角および出力を接続するコネクタの場所も、不要なモードへの結合がなるべく小さくなるように選択した。ポートの各参照面はそれぞれの SMA コネクタ部分となるように校正した。測定周波数は 5.0 GHz から 7.0 GHz とし、測定点は 0.002 GHz 毎の

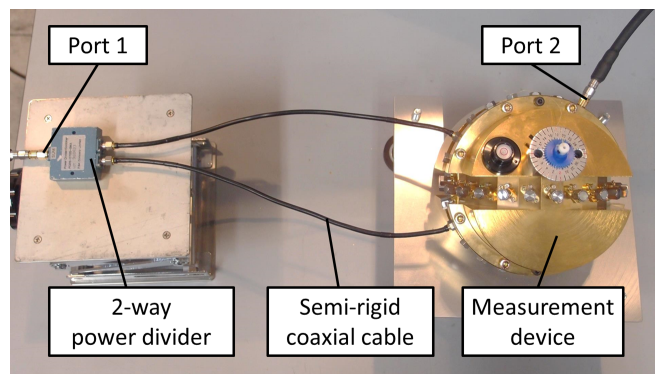


図 7 誘電率測定実験系：分配器を用いて 2 箇所から入力することにより、空洞球共振器の不要なモードの励振を抑制した。

1001点とした。2分配した入力セミリジッドケーブル先端の6.0 GHzにおける振幅と位相を測定したところ、片側は(-4.48 dB, 134°)であり、もう片側は(-4.39 dB, 138°)であった。この測定結果から、今回の測定で用いた分配器の挿入損失は1.480 dBと求まる。図8に、測定した透過係数 S_{21} の周波数特性の測定結果を示す。球形誘電体共振器を配置した場合にのみ、点線に示した6.0 GHz付近にTE11モードに由来する共振点が得られた。図9に、共振点近傍の透過係数 S_{21} の周波数特性の測定結果を示す。ただし、この共振点の特性を詳細に測定するため、再度0.5 MHz毎に測定点を増やして再校正した。この S_{21} の周波数特性から、TE11モードの共振周波数 f_0 は6.030 GHzと求まる。さらに、共振点における挿入損失 IL_0 は、分配器の挿入損失1.480 dBを差し引いて25.60 dBと求まる。また、周波数の3 dB幅 Δf は0.006 GHzと求まる。

次に、これらの測定値からこのTE11モードの負荷Q値 Q_L 、無負荷Q値 Q_0 、外部Q値 Q_{ex} を求める。この共振点近傍における共振器の特性は図10aのような等価回路によって表すことができる[5]。 Z_0 は同軸ケーブルの特性インピーダンス、 L は共振器に蓄えられる磁界エネルギー、 C は共振器に蓄えられる電気エネルギー、 r_0 は共振器内部の損失をそれぞれ表す。また、3つの変成器は共振器に結合した磁界プローブを表す。各プローブの結合係数がすべて等しいとき、図10aは図10bの等価回路に書き換えることができる。図10bにおける R_{ex} は共振

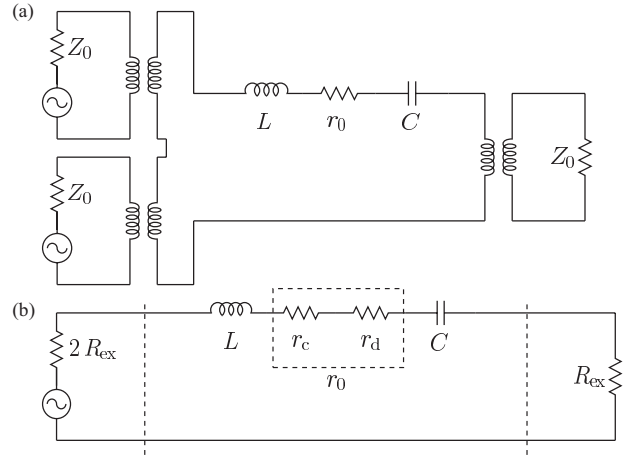


図10 誘電体共振器のTE11モード共振点近傍における等価回路：(a) 2入力1出力の等価回路。各変成器はプローブを表す。結合係数が全て等しいとき、(b)のように書き換えることができる。

器から各ポートに流れるエネルギーを表す。この共振系の外部Q値 Q_{ex} は、 $\omega_0 L/R_{ex}$ によって与えられる。入力側は2箇所を励振したため $2R_{ex}$ となる。無負荷Q値 Q_0 は、 $\omega_0 L/R_0$ によって与えられる。このとき、この共振器の負荷Q値 Q_L は、 Q_{ex} 及び Q_0 を用いて、以下の式で表すことができる。

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{3}{Q_{ex}} + \frac{1}{Q_0} \quad (6)$$

一方、 Q_L は、共振周波数 f_0 および3 dB幅 Δf を用いて、以下の式で表される。

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (7)$$

よって、測定値から Q_L は1005と求まる。また、 Q_0 は Q_L および IL_0 を用いて、以下の式で表される。

$$Q_0 = Q_L \frac{1}{1 - 10^{-\frac{IL_0}{20}}} \quad (8)$$

よって、測定値から Q_0 は1060と求まる。さらに式(6)より、 Q_{ex} は 5.810×10^4 と求まる。無負荷Q値と比較して十分大きな外部Q値が得られていることが確かめられた。

さらに、共振周波数 f_0 及び無負荷Q値 Q_0 を用いて、誘電体共振器の比誘電率 ϵ_d と誘電損失 $\tan \delta$ を求める。無負荷Q値 Q_0 は、誘電損失による Q_d および導体損失による Q_c に分けることができる。このとき、図10bに示した等価回路より、以下の式が成り立つ。

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (9)$$

すなわち、正確に誘電損失を求めるためには、無負荷Q値 Q_0 から導体損失による Q_c の値を差し引いて、 Q_d を求める必要がある。そこで、導体損失による Q_c を求めるために、測定装置から誘電体共振器を取り外して、空洞球共振器の表面抵抗 R_s の測定を行った。空洞球共振器のTE11モード(4.41 GHz)の Q_0 を測定した結果、9006と求まった。電磁界シミュレーター

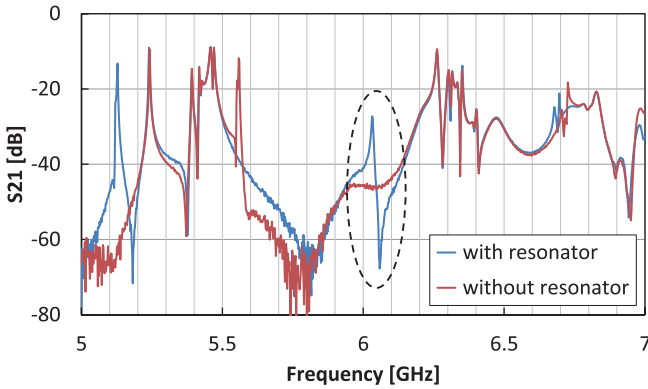


図8 透過係数 S_{21} の広域周波数特性：設計した6.0 GHz付近において、誘電体共振器のTE11モードに由来する共振点が得られた。

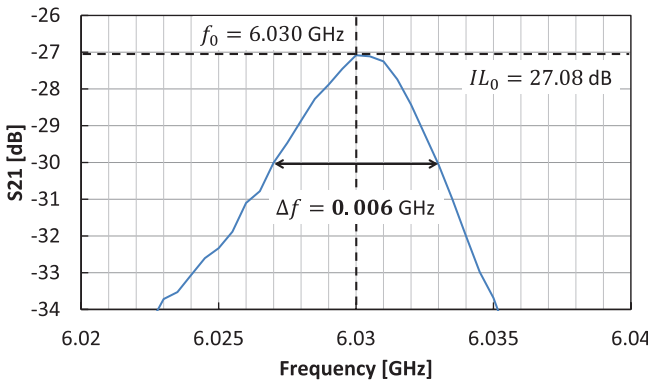


図9 誘電体共振器のTE11モード共振点近傍における S_{21}

を用いて 4.41 GHz における R_s を求めると、 $9.19 \times 10^{-2} \Omega$ となった。一方、表面抵抗 R_s は、次式で与えられる周波数依存性を持つ [6]。

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (10)$$

ただし、 μ_0 は真空の透磁率、 σ は導電率である。式 (10) より、誘電体共振器の TE11 モード共振時 (6.03 GHz) における R_s は、 $1.12 \times 10^{-1} \Omega$ と求まる。この表面抵抗 R_s を用いて電磁界シミュレーターによって測定時の Q_c を求めたところ、 4.33×10^4 となった。よって、式 (9) より Q_d は、1086 と求まる。最後に、設計で用いた固有値方程式を用いて、この Q_d と共振周波数 f_0 となるような誘電率を求めると、比誘電率 ϵ_d は 12.6 と求まり、誘電損失 $(\tan \delta)^{-1}$ は 749 と求まる。

4. 球形誘電体共振器の換算放射パターン測定

空洞球共振器内部の電磁界を調べることで、球形誘電体共振器の固有放射パターンを等価的に測定することが出来る。そこで、空洞球共振器内部の電磁界分布を調べるため、ネットワークアナライザのポート 2 を取り付けるコネクタの位置を変化させて、共振点における S_{21} のピーク値を測定した。水平面における測定結果を図 11a に、垂直面における測定結果を図 11b に示す。ただし、ピークの S_{21} を基準電力として規格化している。励振は、水平面における 150° と 210° の 2 点から行っている。同図に、TE11 モードの放射パターンの理論値を示している。両者はおおむね一致していることが分かる。

測定値と理論値の差異の原因としては、以下の四つが考えられる。一つ目は、空洞球共振器の不要なモードによる誤差である。この誤差は、さらに入力励振箇所を増やすことにより低減できる。二つ目は、二箇所からの入力の振幅誤差や位相誤差による誤差である。この誤差は、分配器からの出力を減衰器や位相器を用いて調整することにより低減される。三つ目は、磁界プローブの製作誤差によるものである。この誤差は、各プローブ

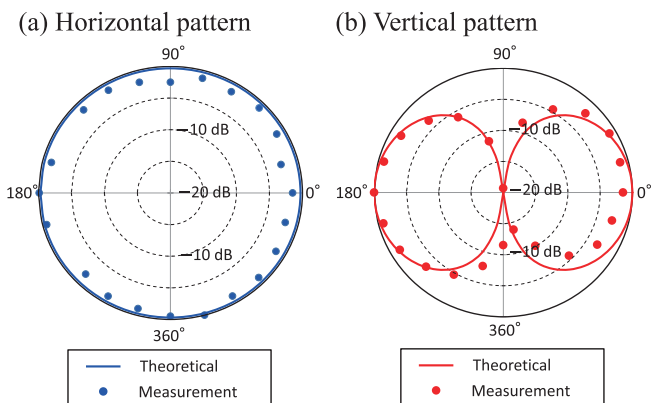


図 11 誘電体共振器の換算放射パターン: 出力プローブの位置を変化させて透過係数を測定することによって、誘電体共振器の TE11 モードの放射電磁界分布を等価的に得ることが出来た。

に均一に電磁界が存在するモードを測定することにより較正することが出来る。四つ目は、球形誘電体共振器の誘電率分布の不均一性によるものである。すなわち、第一から第三の誤差を十分に低減することにより、試作した球形誘電体共振器の不均一性が測定にかかることが期待される。

5. 結 論

本稿では、空洞球共振器を用いた球形誘電体共振器の共振特性測定治具の設計および測定手法について述べた。まず、中心導体を持つ球形誘電体共振器を試作した。次に、試作した球形誘電体共振器の共振特性測定治具として、空洞球共振器を開発した。空洞球共振器の内径設計には、固有値方程式を用いた。また、製作した測定治具を用いた誘電率測定手法について述べた。試作した球形誘電体共振器の比誘電率及び誘電損失の逆数はそれぞれ 12.6、749 と求まった。最後に、出力の位置を変化させて空洞球共振器内の電磁界分布を測定した。空洞球共振器内部の電磁界分布を測定することにより、誘電体共振器の固有放射パターンを等価的に得ることが出来る。

謝 辞

本研究の一部は、公益財団法人村田学術振興財団の研究助成によって実施しました。また、球形誘電体共振器及び空洞球共振器の試作にご協力いただいた (株) 村田製作所の倉掛暁氏、甲斐下仁平氏、福島光宏氏、野々垣裕氏、久保亮一氏、並びに田村博氏に感謝致します。

文 献

- [1] T. Matsumuro, Y. Ishikawa, and N. Shinohara, "Small-size large-aperure antenna using multilayered spherical dielectric resonators," Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation, April 2013.
- [2] T. Matsumuro, Y. Ishikawa, and N. Shinohara, "Spherical dielectric resonator as an accurate source of spherical wave," Thai-Japan Microwave, Dec. 2013.
- [3] 松室堯之, 石川容平, 篠原真毅, "実効の大開口径を持つ小型アンテナのための球形誘電体共振器の共振特性の測定と解析," 第 16 回無線電力伝送時限専門委員会研究会, March 2013.
- [4] 本郷廣平, "電磁界の基礎と計算法," 第 8 章, pp.207-209, 信山社サイテック, 1993.
- [5] 小林禱夫, 鈴木康夫, 古神義則, "マイクロ波誘電体フィルタ," 第 8.4 章, pp.207-219, 社団法人電子情報通信学会, March 2007.
- [6] 中島将光, "マイクロ波工学," 第 1 章, pp.34-36, 森北出版株式会社, 1975.