

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

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。本稿ではまず、我々が提案する実効的大開口径を持つ小型アンテナである球形誘電体共振器アンテナの原理と概略構造について述べる。球形誘電体共振器アンテナの設計には、球形誘電体共振器の固有モードの共振特性を知る必要がある。方形導波管を用いて試作した球形誘電体共振器の共振特性の測定を行った。方形導波管の内部に球形誘電体共振器を置いた際に観測された複数の共振点について、電磁界シミュレーターを用いてその時の電磁界分布と球形誘電体共振器の固有モードとの関係を調べた。測定により得られた共振点の共振周波数は、球形誘電体共振器の固有モードの共振周波数とそれぞれ良く一致した。さらに、TM₁₁ モードの共振特性について電磁界分布を等価回路で表し、測定値から等価回路定数を決定した。得られた等価回路定数から、回路シミュレーターを用いてTM₁₁ モードの共振点近傍における通過特性を計算した。特に共振周波数より高周波側において、測定値と傾向の一致が見られた。

キーワード 超指向性アンテナ, 球形誘電体共振器, 方形導波管, 外部 Q 値, 等価回路推定

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

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 this paper, the principle and the schematic structure of a spherical dielectric resonator antenna is explained. For the design of the spherical dielectric resonator antenna, it is necessary to know the resonant characteristics of the resonator. We have measured the resonant characteristics of a spherical dielectric resonator by using a rectangular waveguide. Obtained characteristics are in good agreement with the calculation by the electromagnetic field simulator. Moreover, we have analyzed TM₁₁-mode of the resonator by using a equivalent circuit. Propagation characteristics obtained by the circuit simulator has some agreement with experiment.

Key words Superdirective antenna, Spherical dielectric resonator, Rectangular waveguide, External Q, Equivalent-circuit estimation

1. はじめに

マイクロ波電力伝送は放射波を用いるため、長距離の電力伝送が可能である。マイクロ波受電電力は空間の電力密度とアンテナの有効開口面積によって決まる。生活空間におけるマイクロ波送電の場合、空間の電力密度は人体の電波防護指針によって制限されるため、アンテナの有効開口面積が十分大きい必要がある。開口面アンテナの場合、有効開口面積は物理的開口面積にほぼ等しいため、アンテナを小型化することは難しい。本

研究の目的は、高効率マイクロ波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。

アンテナの有効開口面積は指向性利得によって表される。高い指向性利得を持つ小型アンテナとして、アレイアンテナの素子間隔を短くすることによる超指向性アンテナが知られている [1]。しかし、アンテナ素子間の結合によって負の入力インピーダンスとなる素子が現れ、給電回路の設計が困難である。また、大きな電流がアンテナ素子に流れることでジュール損失が増加し、効率の大幅な低下が起こる。我々はこれらの課題を

解決するために、球形誘電体共振器アンテナの検討を進めている。本稿では、球形誘電体共振器アンテナの概要について説明した後、方形導波管を用いた球形誘電体共振器の共振特性の測定とその解析結果について述べる。

2. 球形誘電体共振器アンテナ

まず、球形誘電体共振器アンテナの原理である高次までの球面波合成による指向性について述べる。球面波はマクスウェル方程式の球座標系における一般解である。次数 l 、 m の TE 波と TM 波がある。外向き球面波の電磁界は第 1 種球ハッケル関数、ルジャンドル陪関数、指数関数を用いて解析的に表すことができる。 z 方向に進行する半空間平面波の第 1 種ハッケル関数を用いた展開には、 $m = 1$ の球面波のみを用いる [2]。例えば、次数 $l = 1$ から $l = \ell_{\max}$ までの TE 波と TM 波の合成球面波の電磁界は次式で与えられる。

$$\mathbf{E} = \sum_{\ell=1}^{\ell_{\max}} [a_{\ell}^{(\text{TM})} \mathbf{E}_{\ell m}^{(\text{TM})} + a_{\ell}^{(\text{TE})} \mathbf{E}_{\ell m}^{(\text{TE})}] \Big|_{m=1} \quad (1)$$

$$\mathbf{H} = \sum_{\ell=1}^{\ell_{\max}} [a_{\ell}^{(\text{TM})} \mathbf{H}_{\ell m}^{(\text{TM})} + a_{\ell}^{(\text{TE})} \mathbf{H}_{\ell m}^{(\text{TE})}] \Big|_{m=1} \quad (2)$$

最大次数 ℓ_{\max} が増加すると z 方向の半空間の平面波に漸近する。ここで、 $\mathbf{E}_{\ell m}^{(\text{TM})}$ 及び $\mathbf{H}_{\ell m}^{(\text{TM})}$ は TM 波の電磁界を表し、 $\mathbf{E}_{\ell m}^{(\text{TE})}$ 及び $\mathbf{H}_{\ell m}^{(\text{TE})}$ は TE 波の電磁界を表す。 $a_{\ell}^{(\text{TM})}$ と $a_{\ell}^{(\text{TE})}$ は z 方向の平面波の展開係数である。

$$a_{\ell}^{(\text{TM})} = a_{\ell}^{(\text{TE})} = i^{\ell} \frac{\ell(\ell+1)}{2\ell+1} \quad (3)$$

図 1 に球面波の xz 平面 ($\varphi = 0$) における原点近傍の瞬時電力密度分布を示す。図 1a は次数 10 の TM モードの電力密度分布である。エネルギーが全方向に拡散し、中心に強い電磁界が生じていることがわかる。我々はこの強力な電磁界領域を共振電磁界領域と呼び、外側の比較的弱い領域を放射電磁界領域と呼ぶ。 $l = 10$ の球面波は外径約 3.5λ の大きさの共振電磁界領域を持つ。図 1b は式 (1)、式 (2) において $\ell_{\max} = 10$ の合成球面波の瞬時電力密度分布を示している。異なる次数の球面波の合成により z 方向に指向性を持った放射が起こる。指向性利得から求まる有効開口半径は最大次数の $l = 10$ の共振電磁界領域とはほぼ一致する。

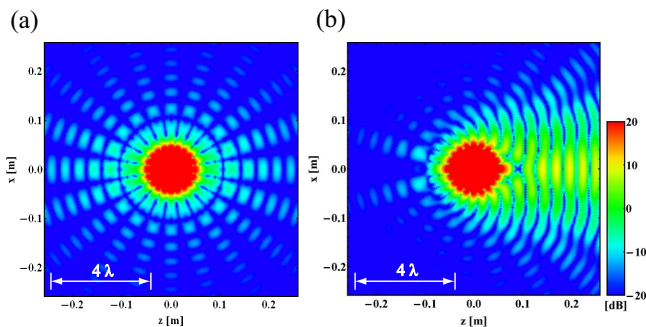


図 1 xz 平面における 5.8 GHz の球面波の電力密度分布。(a) $l = 10$ の TM 波 (b) $\ell_{\max} = 10$ の合成球面波

高次の球面波は無限小の多重極を波源とするため、原点近傍におけるエネルギー密度は非常に大きく、原点近傍の電磁界は複雑である。よって直接アンテナを構成することは困難である。そこで我々は、球形誘電体共振器アンテナを提案する。有限な大きさを持つ共振器によって、多重極の微小な回路構成を回避することが出来る。また、低損失な誘電体材料を用いることにより、電流集中によるジュール損失を回避することが出来る。さらに、複雑な電磁界は直交する共振器の固有モードに分解することが出来る。このように、球形誘電体共振器アンテナは工作可能な大きさを持ち、従来の超指向性アンテナの課題を克服する可能性を持つ。図 2 に提案する球形誘電体共振器アンテナの概略構造を示す。モードコネクタによって励振された直交する電磁界のエネルギーはホーンアンテナと円柱誘電体線路を通して多層構造を持つ球形誘電体共振器 [3] の共振モードにそれぞれ結合する。提案する球形誘電体共振器アンテナにより、複雑な合成球面波の電磁界をモードごとに分解して励振することが出来る。

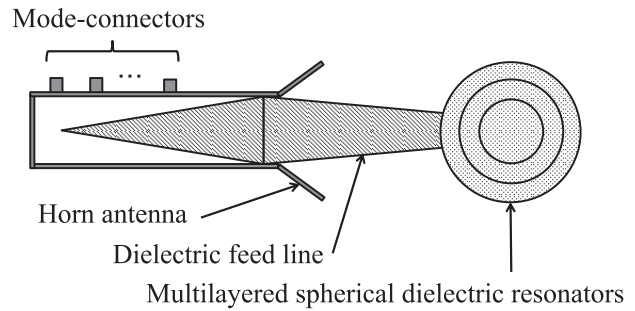


図 2 提案する球形誘電体共振器アンテナの概略構造

3. 方形導波管の伝搬モードを用いた球形誘電体共振器の共振特性の測定

提案する球形誘電体共振器アンテナの設計には、球形誘電体共振器のそれぞれの固有モードの共振特性を知ることが重要である。方形導波管の伝搬モードを用いて試作した球形誘電体共振器の共振特性の測定を行った。球形誘電体共振器は誘電率 38.68 のセラミック球であり、直径は 13 mm である。図 3 に方形導波管を用いた実験系と試作した球形誘電体共振器を示す。方形導波管は旧 JIS 規格の WRJ-6 を用いた。内径寸法は 40.00 mm × 20.00 mm、周波数帯域は 4.90 GHz から 7.05 GHz、導波管の TE₁₀ モードのカットオフ周波数は 3.75 GHz である。伝搬特性の測定には京都大学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 PNA E8364C を用いた。同軸導波管変換機には島田理化学工業株式会社の 5C253 を用いた。ネットワークアナライザの 2 つのポートは各参照面がそれぞれ SMA コネクタ部分となるように校正した。測定周波数は 3.0 GHz から 8.0 GHz とし、測定点は 0.025 GHz 毎の 200 点とした。

球形誘電体共振器による方形導波管の伝搬特性の変化を図4に示す。横軸に周波数を取り、縦軸に透過係数 S_{21} の大きさを示している。青色の実線は球形誘電体共振器を内部に配置した時の伝搬特性であり、緑色の波線は導波管のみの場合の伝搬特性である。導波管のみの場合は、カットオフ周波数である 3.75 GHz 以上の周波数においては S_{21} はほぼ 0 dB となっており、導波管内を反射なく伝搬していることがわかる。それに対し、球形誘電体共振器がある場合には、 S_{21} が低下する点が存在することがわかる。 S_{21} が低下する周波数は 3.65 GHz、5.05 GHz、6.60 GHz、7.425 GHz であった。これらの周波数において、球形誘電体共振器が共振していると考えられる。

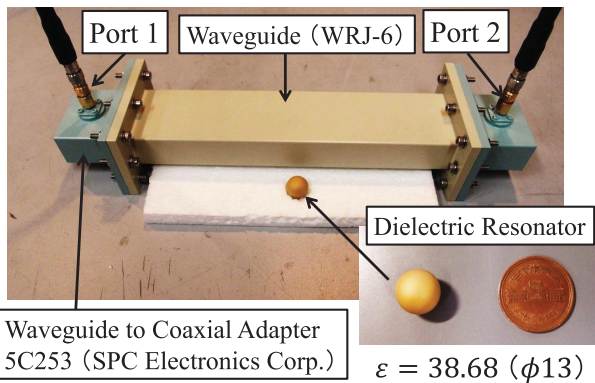


図3 方形導波管を用いた測定系と試作した球形誘電体共振器

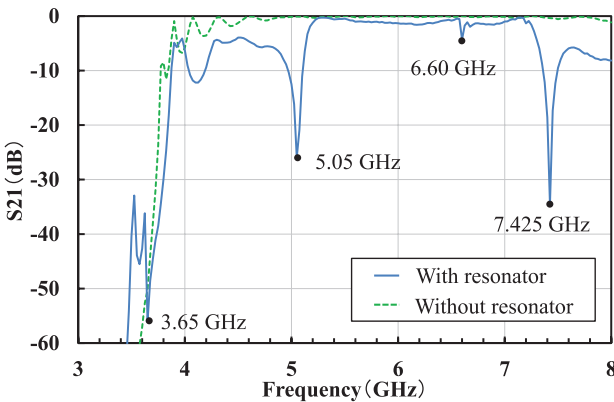


図4 球形誘電体共振器による伝搬特性の変化

4. 電磁界シミュレーターによる共振モード解析

各共振点における球形誘電体共振器の電磁界分布を調べるため、方形導波管を用いた実験系の電磁界シミュレーションを行った。シミュレーターは株式会社村田製作所の有限要素法を用いた電磁界シミュレーター Femtet®を用いた。図5にシミュレーションモデルを示す。入出力ポートは面で定義し、同軸導波管を理想的なものとした。導波管及び誘電体のサイズは実験と同様となるように定義した。ただし、導波管及び球形誘電体共振器は無損失とした。また、計算する周波数も実験と同様に 3 GHz から 8 GHz までの 200 点とした。メッシュは導波管内で 5 mm とし、球形誘電体共振器内では 0.5 mm とした。

図6にシミュレーションによって計算された伝搬特性を示す。赤の波線がシミュレーションによる計算値であり、青の実線が実験値である。4 GHz 以上の周波数において、両者が良く一致していることがわかる。シミュレーションの値が高周波側にずれているのは、球形誘電体共振器のメッシュが粗いためであると考えられる。また、3 GHz から 4 GHz の周波数においては値がずれているのは、導波管がカットオフ状態であるため、同軸導波管の有無が大きく影響したと考えられる。

シミュレーションにおいて各共振点の電磁界分布を調べた結果、図4における 3.65 GHz、5.05 GHz、6.60 GHz、7.425 GHz の共振点はそれぞれ TE₁₁(1) モード、TM₁₁ モード、TM₂₁ モード、TE₁₁(2) モードによるものであることがわかった。7.425 GHz における TE₁₁(2) モードは共振器の径方向に波が 2 つ入った高次の TE₁₁ モードである。ここで、球形誘電体共振器の TE₁₁(1) モード、TM₁₁ モード、TM₂₁ モードの共振周波数の固有値方程式から求まる理論値はそれぞれ 3.63 GHz、5.12 GHz、6.69 GHz である。方形導波管の伝搬特性を調べることで、それぞれのモードの共振周波数を 1% 程度の誤差で測定することが出来た。しかし、5.25 GHz に共振周波数を持つ TE₂₁ モードに対して導波管の TE₁₀ モードはほとんど結合しないことがわかった。球形誘電体共振器の各モードの共振特性をより正確に測定するためには、被測定モードの結合度を調整可能であり、モードの形を崩さない測定治具が必要である。

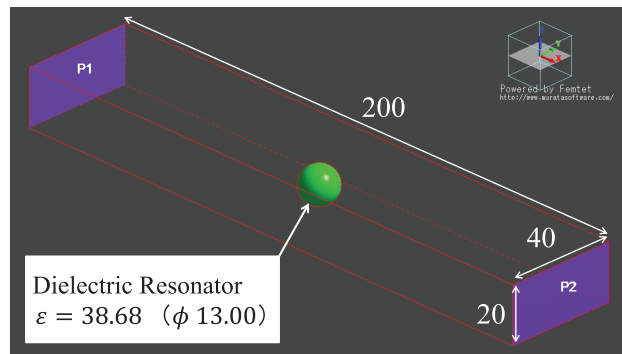


図5 実験系の電磁界シミュレーションモデル

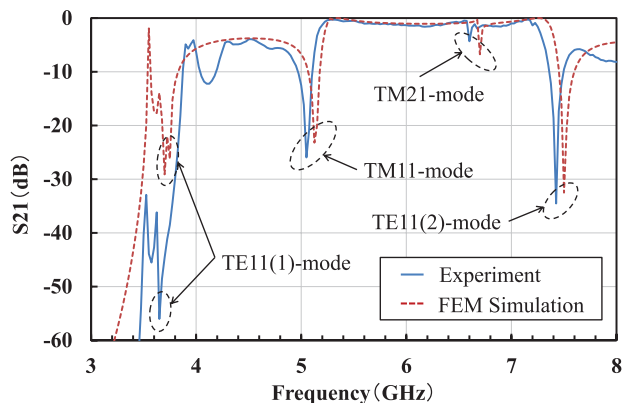


図6 伝搬特性のピークと球形誘電体共振器のモードの関係

5. 等価回路を用いた TM11 モードの解析

球形誘電体共振器の TM11 モードの共振特性について、等価回路を用いてさらに詳しく解析した。TM11 モードは図 4 における 5.05 GHz の点の共振モードである。共振点においてポート 1 から 1 W の電力を入力した時の、導波管断面における電界ベクトルの様子を図 7 に示す。共振器の左側のポート 1 から入力された電力は、共振器の右側のポート 2 へとほとんど伝搬していないことがわかる。また、このとき共振器は TM11 モードで共振していることがわかる。

図 8a に図 7 の電磁界の等価回路表現を示す。ここで、 Z_0 は導波管内の波動インピーダンス、 C_m は共振器と導波管の電界結合、 C_R および L_R は共振器に蓄えられた電気エネルギーおよび磁気エネルギーをそれぞれ表す。 C_R と L_R は直列に接続され、Band stop filter の回路となっている。管内波長が球形誘電体共振器に与える影響は Z_0 に含まれている。図 8a に示した等価回路から、さらに図 8b のように書き直すことにより、透過係数 S_{21} を計算することが出来る。ここで、 C は C_R および C_m から求まり、 L は L_R を表し、 r は誘電体及び導波管の導体壁による共振器の損失を表す。電源電圧を 2V とすること

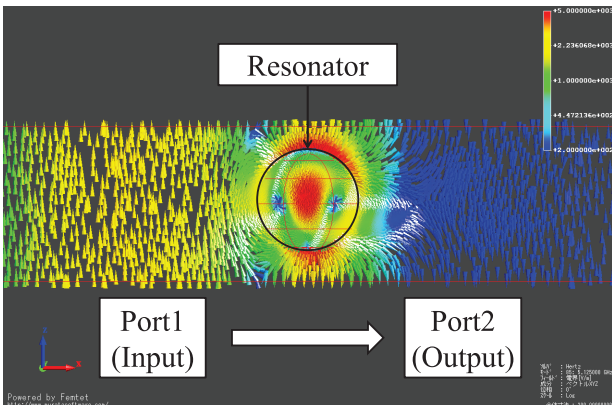


図 7 TM11 モード共振時の導波管内部の電界ベクトル分布

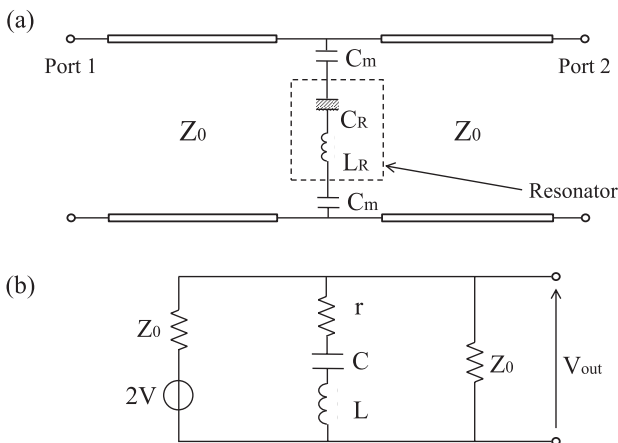


図 8 (a) TM11 モード共振時の電磁界を表す等価回路 (b) 透過係数 S_{21} を計算するための等価回路

により、2 次側のインピーダンスにかかる電圧 V_{out} は

$$V_{out} = \frac{2Z}{Z_0 + Z} V \quad (4)$$

となる。図 8b が図 8a における透過係数 S_{21} を計算するための等価回路表現となっていることが分かる。ただし、

$$Z = \left[\frac{1}{Z_0} + \left(r + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (5)$$

である。

共振周波数は既知であるため、外部 Q 値を求めることにより、等価回路定数の C および L の値を決定することが出来る。TM11 モードの共振点における S_{11} の位相傾斜の測定値より外部 Q 値を求める。共振点においては、図 8b の 2 次側のインピーダンスは十分大きく解放とみなすことが出来るため、1 ポートの直列共振回路とみなすことが出来る。よって、インピーダンスの振幅特性および r が十分小さいとき、 S_{11} の位相角を θ とすると、外部 Q 値は

$$Q_{ex} = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{d\theta}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \right| \quad (6)$$

のように共振点 ω_0 における S_{11} の位相傾斜から求まる [4]。図 9 に 4.5 GHz から 5.5 GHz までの位相角の測定値を示す。TM11 モードが共振する 5.05 GHz における位相傾斜より、 Q_{ex} は 33.7 と求まる。

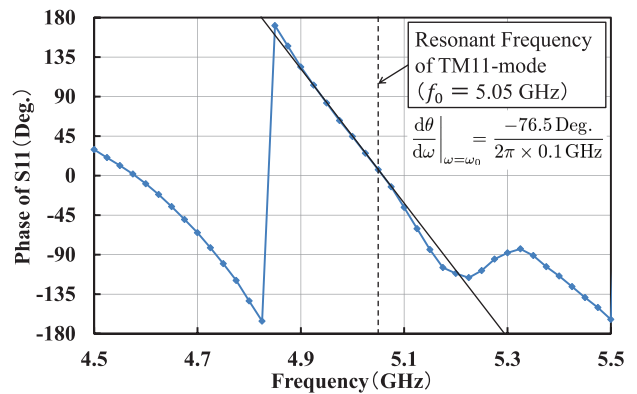


図 9 TM11 モード共振時における S_{11} の位相傾斜

共振周波数と外部 Q 値から等価回路定数の C および L を求める。図 8b によると外部 Q 値は $Q_{ex} = 1/\omega_0 C Z_0$ であるから、

$$C = \frac{1}{\omega_0 Q_{ex} Z_0} \quad (7)$$

によって求めることが出来る。ここで、 Z_0 は 5.05 GHz における TE10 モードの波動インピーダンスであるから、

$$Z_0 = 120\pi \left(\sqrt{1 - \left(\frac{3750}{5050} \right)^2} \right)^{-1} \Omega = 563 \Omega \quad (8)$$

と求まる [5]。よって、式 (7) より $C = 1.67$ fF と求まる。また、 $L = 1/\omega_0^2 C$ であるから、 $L = 592$ nH と求まる。

求めた等価回路パラメーターと図 8b の等価回路を用いて、透過係数 S_{21} を計算した。計算には Linear Technology 社の LTSpice を用いた。図 10 に解析に用いたパラメーターと回路図を示す。また、計算結果を図 11 に示す。共振周波数より高い周波数の曲線の曲率とほぼ一致していることがわかる。低周波側で S_{21} の実験値が低下しているのは TE11 モードの影響が表れているためと考えられる。共振器の損失 r はピーク値が実験値に合うように決定した。その結果 r は 11.4Ω とであった。このとき、等価回路から求まる無負荷 Q 値は 1685 となる。球形誘電体共振器に用いた誘電体材料の Q 値のデータは 5.05 GHz で 6392 であるから、導波管の導体による損失が支配的であることがわかる。球形誘電体共振器の無負荷 Q 値を測定するためには、なるべく導体に電流を流さない測定治具が必要である。

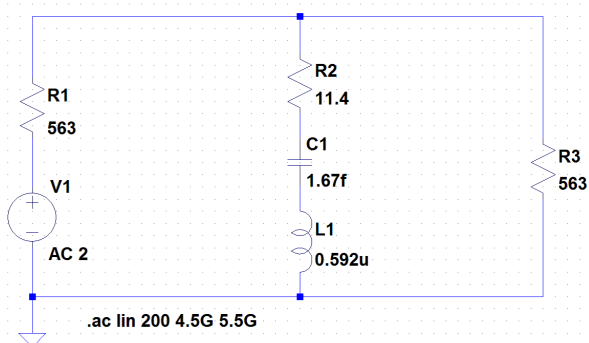


図 10 等価回路解析に用いた spice パラメーター

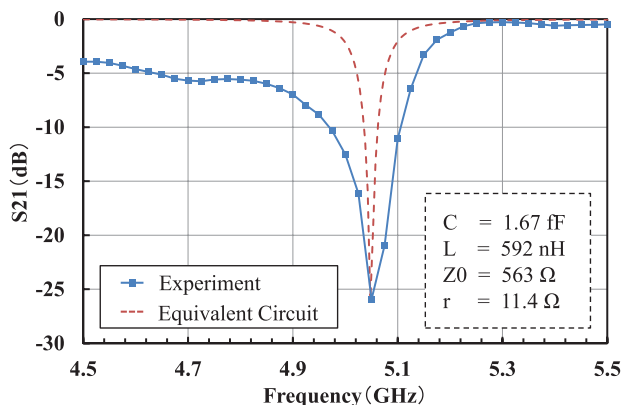


図 11 等価回路パラメーターを用いた S_{21} の解析結果

6. ま と め

方形導波管を用いて球形誘電体共振器の共振特性の測定を行った。球形誘電体共振器を導波管の内部に置いた場合には、導波管のみの場合には見られなかった複数の共振点が測定された。電磁界シミュレーターを用いてこれらの共振点における球形誘電体共振器の共振モードを明らかにした。共振点の共振周波数は、球形誘電体共振器のそれぞれの固有モードの共振周波数と良く一致した。等価回路を用いて TM11 モードの共振特性

について詳細な解析を行った。TM11 モードの共振点における電磁界分布を等価回路で表し、測定値から等価回路定数を決定した。回路シミュレーターを用いて TM11 モードの共振点における通過特性を再現した。特に共振周波数より高周波側において、測定値と傾向の一致が見られた。

方形導波管を用いることにより、伝搬特性の変化から球形誘電体共振器の特性を知ることが出来た。しかしながら、提案する球形誘電体共振器アンテナの設計には、各モードごとの共振特性をよりアンテナの実際に近い形で測定する必要がある。

文 献

- [1] 一般社団法人電子情報通信学会, アンテナ工学ハンドブック, オーム社, pp.210–216, 1980.
- [2] 松室堯之, 石川容平, 篠原真毅, “多重極輻射のエネルギー保存と運動量保存および角運動量に関する考察,” 電子情報通信学会総合大会講演論文集, 一般社団法人電子情報通信学会, March 2012.
- [3] T. Matsumuro, Y. Ishikawa, and N. Shinohara, “Small-size large-aperture antenna using multilayered spherical dielectric resonators,” Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation, 2013.
- [4] 大平 孝, “共振回路の Q ファクタ,” MWE 2011 アブストラクトブック, pp.90–95, 2011.
- [5] 小西良弘, 実用マイクロ波技術講座 理論と実際 第 1 巻, ケイラボラトリー, pp.62–65, 2006.