

ガラーキンモーメント法によるプリントアンテナ数値解析の高精度化に関する検討

吉川 幸広^{†a)} 陳 強[†] 澤谷 邦男[†]

Study of Accuracy Improvement of Galerkin's Moment Method for Numerical Analysis of Printed Antennas

Yukihiro YOSHIKAWA^{†a)}, Qiang CHEN[†], and Kunio SAWAYA[†]

あらまし 誘電体基板の片面に設けられた共平面形プリントダイポールアンテナについて、板状ダイポールの面電流及び誘電体の分極電流を区分的正弦関数で展開し、ガラーキン法を採用したモーメント法解析の妥当性について検討している。モノポールアンテナからなる実験モデルを作製し、そのインピーダンス特性を測定してモーメント法計算の結果と比較している。アンテナ導体の厚さをゼロとした条件等による理想モデルで計算した結果と実測値との差違について考察し、インピーダンス特性に大きく寄与するパラメータの抽出を行った。適切なパラメータによる改良形モデルの計算結果は実験結果と良い一致を示し、モーメント法による計算の妥当性を示すことができた。

キーワード モーメント法, プリントアンテナ, ダイポール, モノポール, 計算モデル

1. ま え が き

誘電体を用いたアンテナとして、マイクロストリップアンテナ、プリントダイポールアンテナなどの平面アンテナ [1]、誘電体の共振特性を用いた誘電体共振器アンテナ [2] などが知られている。近年の無線通信システムの発展により、無線機器の小形化とともに、更なるアンテナの小形化が要求されている。したがって、平面アンテナあるいは誘電体共振器アンテナなどのアンテナにおいて、更に高誘電率の誘電体を使用する方向になると思われる。誘電体の誘電率が高くなると、アンテナ素子の形状、誘電体の大きさなどによるアンテナ特性への影響が大きくなる。したがって、誘電体の影響を高精度で取り入れられるアンテナの数値解析法の確立が重要となる。

誘電体を等価分極電流で置き換える体積積分方程式による解法は、等価表面電磁流モデルによる面積積分

方程式解法に比べると応用例が少ないが、多数報告されている。しかしながら、誘電体のごく近傍あるいは誘電体上に設置されたアンテナの解析についての報告は少なく [3]~[17]、特にアンテナの近傍界を表す入力インピーダンスについて詳細に実測値と比較検討した例は少ない。

分極電流を用いた体積積分方程式による、有限の大きさの誘電体に設けられたプリントアンテナの解析について限定すると、マイクロストリップアンテナの解析 [4], [8], [9]、共平面形プリントダイポールアンテナの解析 [16] などが報告されている。しかしながら、文献 [4], [8], [9] では高誘電率の誘電体基板についての報告はなく、文献 [16] では高誘電率の誘電体基板を扱っているが実測値との比較はされていない。

筆者らは、誘電体基板の片面に設けられた共平面形プリントダイポールアンテナの解析において、板状ダイポール素子の面電流及びブロックモデル化した誘電体の分極電流を区分的正弦関数で展開し、更に誘電体端部にモノポールセグメントを導入し、ガラーキン法を採用したモーメント法解析について報告した [17]。この手法を用いて入力インピーダンスを数値解析し、誘電体端部に設けたモノポールセグメントの効果の確

[†] 東北大学大学院工学研究科通信工学専攻, 仙台市
Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University, 6-6-05, Aramaki Aza Aoba, Aoba-ku, Sendai-shi, 980-8579 Japan

a) E-mail: yy-yottchi@r5.dion.ne.jp

認を行い、更に他のモーメント法 [16], [18] による結果と比較し、本手法の有効性を確認した。

本論文では、筆者らが開発したモーメント法 [17] の妥当性の検証のため、比較的高誘電率であるセラミック誘電体基板の片面に設けた共平面形プリントダイポールアンテナにおいて、実用上重要な半波長共振付近に着目し、そのインピーダンス特性の実験結果と比較検討した結果を報告する。実験は給電線路の影響を除去するため、モノポールアンテナを用いて行った。まず、その実験モデルの構成について述べる。次に、アンテナの入力インピーダンスの実験と数値解析との差違について、種々のパラメータを変化させて検討を行い、ダイポールアンテナの半波長共振特性に大きな影響を与えるパラメータの抽出を行った。最後に、実験モデルに即するようにパラメータを与えた場合の計算結果を報告する。

2. 解析モデル

2.1 数値解析モデル

検証モデルとしてのアンテナの基本構成を図 1 に示す。アンテナは直方体状誘電体基板の片面にプリントされた共平面形ダイポールアンテナであり、ダイポール素子の微小間隙に電圧 V_0 で給電されている場合を考える。誘電体の電気定数は、比誘電率を ϵ_r 、誘電正接を $\tan \delta$ とする。

ここで、モーメント法 [17] について簡単に説明する。ダイポール素子は給電位置が節となるよう、 z 方向に分割を行う。その分割数を M_a とすると、区分的正弦展開関数を有するダイポールセグメントの個数 N_a は $M_a - 1$ となる。誘電体の分極電流は直方体のブロックとなるように x, y, z 方向に分割し、ダイポール素子と重複する領域はダイポール素子と同じ分割とする。その x, y, z 方向の分割数をそれぞれ、 M_x, M_y, M_z とすると、区分的正弦展開関数を有するダイポールセグメント及び端部のモノポールセグメントの個数 N_x, N_y, N_z は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} N_x &= (M_x + 1)M_yM_z \\ N_y &= (M_y + 1)M_xM_z \\ N_z &= (M_z + 1)M_xM_y \end{aligned} \quad (1)$$

全電界はダイポール素子からの散乱電界、分極電流からの散乱電界、及び給電電界の和で表され、ダイポール素子上の境界条件と分極電流内部の全電界の表現式を用い、更にガラーキン法を採用することにより、以

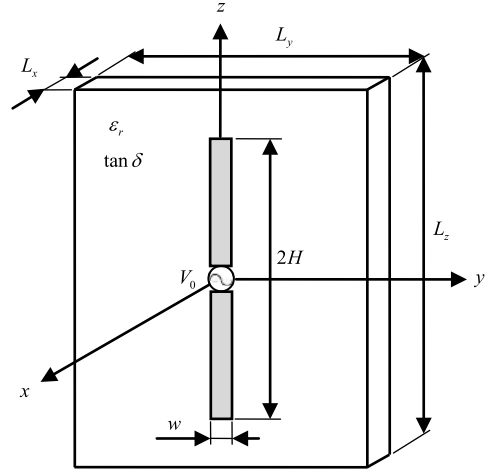


図 1 プリントダイポールアンテナ
Fig.1 Printed dipole antenna.

下の連立方程式が得られる。

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n &= V_m \\ \left(\begin{array}{l} m = 1, 2, \dots, N \\ N = N_a + N_x + N_y + N_z \\ Z_{mn} = Z_{nm} \end{array} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

式 (2) で、 Z_{mn} は m, n セグメント間の自己・相互インピーダンス、 I_n は n セグメントの電流係数、 V_m は m セグメントの電圧である。式 (2) を解くことにより、ダイポール素子及び誘電体内の電流分布が求められ、アンテナ特性が計算できる。特に、給電位置におけるダイポール素子の全電流を I_f とおくと、入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = V_0 / I_f \quad (3)$$

より求めることができる。

2.2 実験モデル

実験は図 2 に示すように、モノポールアンテナを用いて行った。接地導体板は正方形とし、その一辺の長さは、実用上重要な半波長共振付近の周波数でダイポールアンテナとしてみなすことができるよう、約 0.85GHz で 2 波長となる 700mm とした。反射特性測定のリファレンス面を接地導体面としたインピーダンス測定結果を $Z_{monopole}$ とおくと、ダイポールアンテナとしてのインピーダンスは

$$Z_{dipole} = 2Z_{monopole} \quad (4)$$

で与えられる.

アンテナへの給電は同軸コネクタの給電プローブをハンダ付けして行っている. また, 誘電体の固定は発泡材を用い, その影響が最小になるよう誘電体の端部に設置している. 同軸コネクタはヒロセ電機製レセプタクルで, 内外導体径が異なる 2 種類について実験を

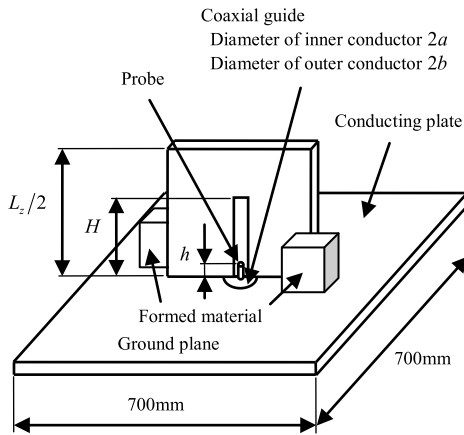


図 2 実験モデル
Fig. 2 Experimental model.

表 1 同軸コネクタの仕様
Table 1 Specification of coaxial connector.

	型式	2a(mm) ^(*)	2b(mm)	h(mm)
F-1	HRM-306S	1.27	4.12	2
F-2	HRM-300-118S	0.25	2.16	1.2

(*) F-1 は半カット状プローブになっており, F-2 はプローブ径の値を示している.

表 2 プリントアンテナの各パラメータ
Table 2 Parameters of printed antennas.

	ϵ_r	$\tan \delta$	$L_x \times L_y \times (L_z/2)$	w	H
A-1	9.6 (*1)	1.5×10^{-4} (*1)	2×50×50	2	30
A-2	9.6 (*1)	1.5×10^{-4} (*1)	2×50×50	1	30
A-3	21 (*2)	9.4×10^{-5} (*2)	2×50×50	2	30
A-4	21 (*2)	9.4×10^{-5} (*2)	2×50×50	1	30
A-5	34.6 (*3)	1.0×10^{-4} (*3)	2×50×50	2	30
A-6	34.6 (*3)	1.0×10^{-4} (*3)	2×50×50	1	30
A-7	10 (*4)	1×10^{-4} (*4)	2×200×100	3	50
A-8	10 (*4)	1×10^{-4} (*4)	2×200×100	1.3	50

*長さの単位は mm

(*1) measured at 9.5GHz (*2) measured at 6.5GHz
(*3) measured at 5GHz (*4) specified at 1MHz

行った. 同軸コネクタの主な仕様を表 1 に示す. また, アンテナは比誘電率, アンテナ導体幅などの異なる 8 種類を作製した. そのアンテナの各パラメータを表 2 に示す. アンテナ導体は導電接着剤付き銅箔テープであり, 導体厚さは 60 μ m である.

3. 入力インピーダンスの周波数特性の検証

3.1 理想モデルの計算結果との比較

ここでいう理想モデルは, ①比誘電率が一定の値であること, ② $\tan \delta = 0$ であること, ③ 導体は完全導体であること, ④ 導体の厚さはゼロであること, ⑤ 給電は間隙ゼロで幅 w の線波源であること, の要件を満たすものとする. 上記①~④はマイクロストリップアンテナ等の平面アンテナの入インピーダンス特性計算の際に通常行っている解析条件である.

計算は図 2 のモデルを理想モデル化して図 1 のダイポールアンテナとして行った. 各アンテナの分割数はアンテナタイプ A-1~A-6 では $M_a = 24$, $M_x = 2$, $M_y = 21$, $M_z = 40$, アンテナタイプ A-7 では $M_a = 28$, $M_x = 2$, $M_y = 43$, $M_z = 56$, アンテナタイプ A-8 では $M_a = 28$, $M_x = 2$, $M_y = 45$, $M_z = 56$ とし, それぞれ, x, z 方向は等分割, y 方向は不等分割としている.

理想モデルにおける計算結果と実験結果とを比較した例を図 3~図 5 に示す. 図より, 入力インピーダンスの周波数特性の計算値は実測値より低周波数側にずれており, その差は誘電体の誘電率が高いほど大きくなっていることがわかる. 入力インピーダンスの周波数特性のずれの要因として, 理想モデルの条件を満たさないことによる影響とともに, 実験モデルの製作精

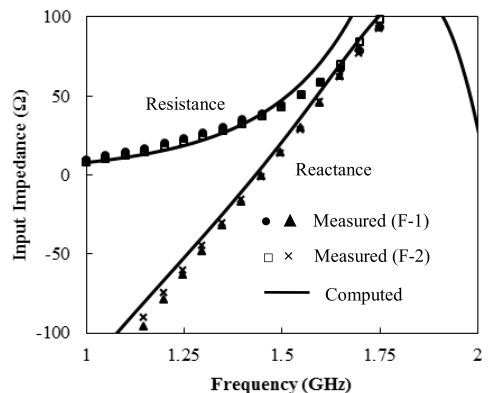


図 3 入力インピーダンス (アンテナ: A-1)
Fig. 3 Input impedance (Antenna: A-1).

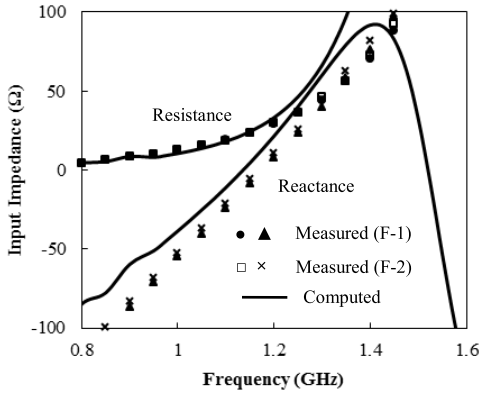


図4 入力インピーダンス (アンテナ：A-3)
Fig.4 Input impedance (Antenna: A-3).

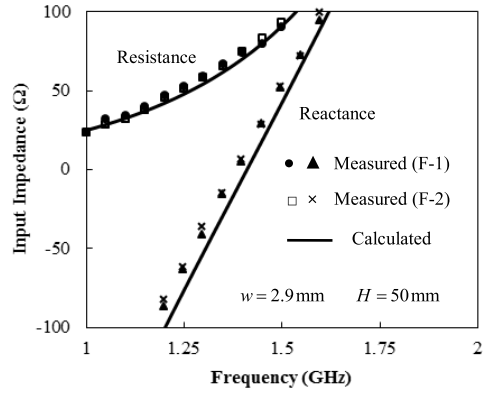


図6 誘電体基板なしのダイポール単体のインピーダンス
Fig.6 Input impedance of dipole without dielectric substrate.

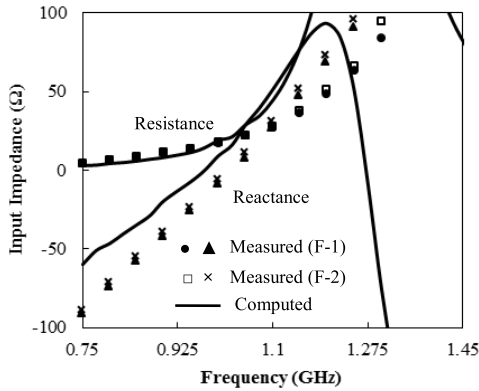


図5 入力インピーダンス (アンテナ：A-5)
Fig.5 Input impedance (Antenna: A-5).

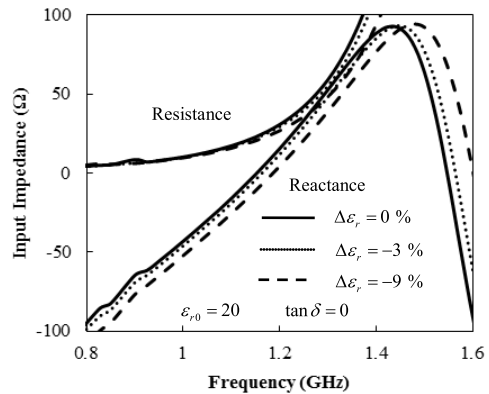


図7 比誘電率の変化によるインピーダンス特性
Fig.7 Input impedance for the change of permittivity.

度が考えられる。実験モデルの製作精度の一つとして、誘電体がしっかり固定されておらず隙間を生じていたことによる影響が考えられる。この隙間による影響は同軸コネクタ励振形誘電体共振器アンテナにおいても議論されており、わずかの隙間でインピーダンス特性が大きく変化することが報告されている [19], [20]。次節でそれぞれの要因についてシミュレーション検討を行う。

3.2 各種要因による影響の考察と検討

理想モデルとの違いに関しては、誘電体の比誘電率の誤差による影響、 $\tan \delta$ による影響、アンテナ導体厚さによる影響及び給電部の影響が考えられる。

始めに、給電部の影響について検討する。誘電体基板なしのダイポール単体の入力インピーダンス特性の計算値と実測値の比較例を図6に示す。計算値と実測値は良く一致しており、ダイポール単体では給電部

形状の違いによる影響はほとんどないと言える。更に図3～図5において、給電タイプF-1とF-2の実測結果がほぼ同じであるため、SMA形同軸コネクタの使用範囲までは、給電部の構造の違いがインピーダンスに影響を大きく及ぼしていないと考えられる。以上より、給電部の影響は今回考慮しなくても良いと考える。

以下、誘電体の複素比誘電率、アンテナ導体厚さ、及び誘電体と接地導体板との隙間による影響について定量的に検討する。誘電体寸法とアンテナ導体長さ $2H$ がアンテナタイプA-1～A-6と同一の構成を用いる。アンテナ導体幅は $w = 2\text{mm}$ とした。

まず、誘電体の複素比誘電率による影響の検討として、図7に比誘電率 ϵ_r の微小変化($\epsilon_r = \epsilon_{r0}(1 + \Delta\epsilon_r)$)に対する入力インピーダンス特性、図8に $\tan \delta$ の変化に対する入力インピーダンス特性の計算例を示す。

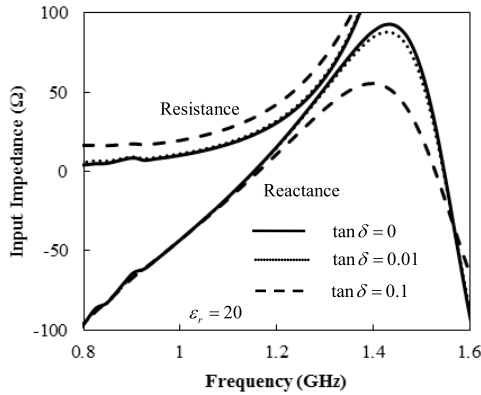


図 8 $\tan \delta$ の変化によるインピーダンス特性
Fig. 8 Input impedance for the change of $\tan \delta$.

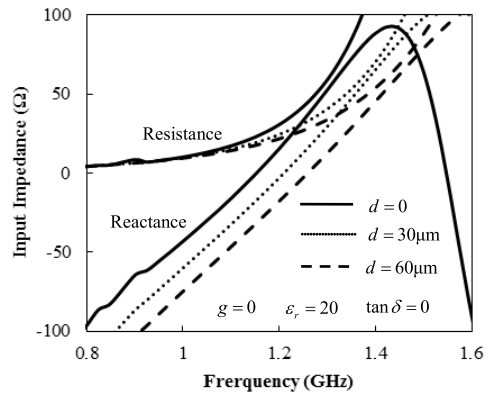


図 10 d を変えた場合のインピーダンス特性 ($\epsilon_r = 20$)
Fig. 10 Input impedance for different d ($\epsilon_r = 20$).

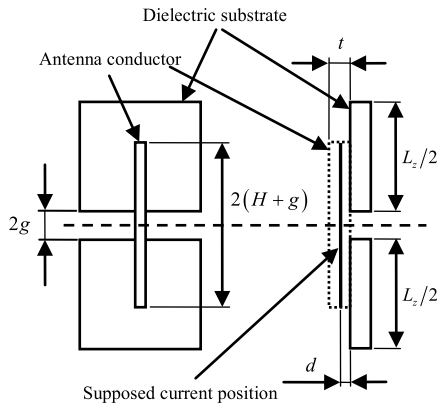


図 9 改良形計算モデル
Fig. 9 Improved simulation model.

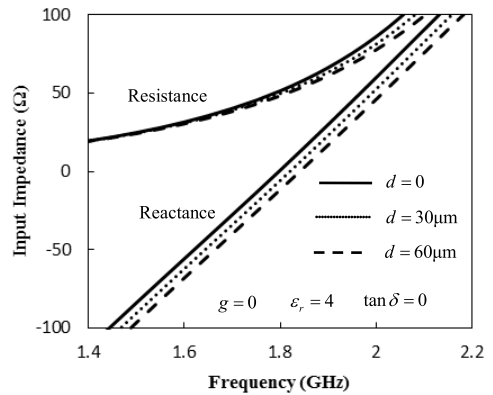


図 11 d を変えた場合のインピーダンス特性 ($\epsilon_r = 4$)
Fig. 11 Input impedance for different d ($\epsilon_r = 4$).

比誘電率による共振周波数の変化はほぼ $\sqrt{\epsilon_r}$ に反比例した値になっており、1 より十分高い比誘電率の場合の予想値と同じ結果となっている。なお、比誘電率については、今回表 2 の値をそのまま使用する。また、 $\tan \delta$ は共振周波数にはほとんど影響せず、抵抗成分の変化が 10^{-1} のオーダーで顕著になる。通常使用される誘電体では $\tan \delta \leq 10^{-2}$ なので、その影響は無視できる。

次に、アンテナ導体の厚さ及び誘電体と接地導体板との間隙の影響について検討する。厚さのある導体は厳密には直方導体として扱う必要があるが、ここでは簡略化のため、図 9 に示すように、厚さ t のアンテナ導体の仮想電流を誘電体表面から距離 d 離れた場所に置いた構成を考える。アンテナ導体と誘電体との距離が離れると、アンテナ-誘電体間の相互結合が小さくなり、共振周波数は高周波数側にずれ、ある距離で実

測値と一致することが期待される。更に、図 9 には誘電体と接地導体板との間隙 g の影響をシミュレーションする構成も示している。アンテナ導体の間隙部も誘電体上にある場合と同じ幅の完全導体としている。間隙部のアンテナ導体は 2 分割とし、他のセグメントへの分割は 3.1 と同等である。図 10、図 11 に厚さゼロのアンテナ導体と誘電体との距離 d を変えた場合の入力インピーダンス特性を示す。図 10 は比誘電率 $\epsilon_r = 20$ 、図 11 は比誘電率 $\epsilon_r = 4$ の場合である。距離 d の微小な変化により、周波数特性が高周波数側にシフトすることがわかる。これは、アンテナ導体と誘電体との相互結合が弱くなったことによるものである。また、比誘電率が高いほど距離 d による変化は大きくなっており、厚さゼロのアンテナ導体の位置設定が問題になる可能性がある。次に、図 12、図 13 に間隙 g を変えた場合のインピーダンス特性を示す。図 12 は

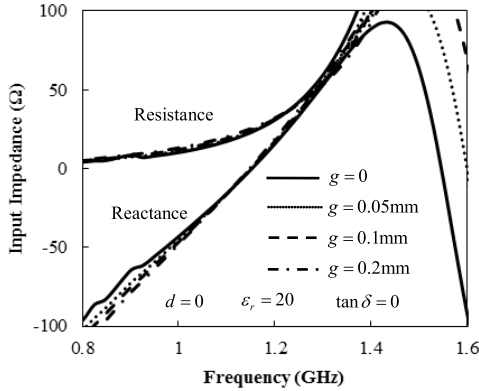


図 12 g を変えた場合のインピーダンス特性 ($\epsilon_r = 20$)
Fig.12 Input impedance for different g ($\epsilon_r = 20$).

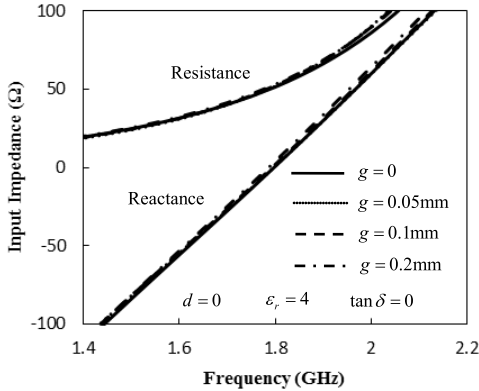


図 13 g を変えた場合のインピーダンス特性 ($\epsilon_r = 4$)
Fig.13 Input impedance for different g ($\epsilon_r = 4$).

比誘電率 $\epsilon_r = 20$, 図 13 は比誘電率 $\epsilon_r = 4$ の場合である。図より、間隙 g による影響は半波長共振付近は小さく、より高周波数領域で影響が大きいがわかる。

以上の結果から、今回の実験において半波長共振付近の入力インピーダンスに大きく寄与するパラメータは、アンテナ導体厚さ t (厚さゼロの仮想的なアンテナ導体と誘電体との距離) ということが明らかになった。

3.3 改良モデルによる計算結果との比較

誘電体と接地導体板との間隙 g を隙間ゲージにより実際に測定を行い、再度インピーダンス特性を測定した。改良形計算モデルは、厚さゼロの仮想的なアンテナ導体と誘電体との距離 d を実際の導体厚さ t の半分の $t/2 = 0.03\text{mm}$ とし、間隙 g は給電タイプ F-1 と F-2 の実測値の平均値を使用している。 $d = t/2$ とした理由は、線状アンテナの解析において用いる、電

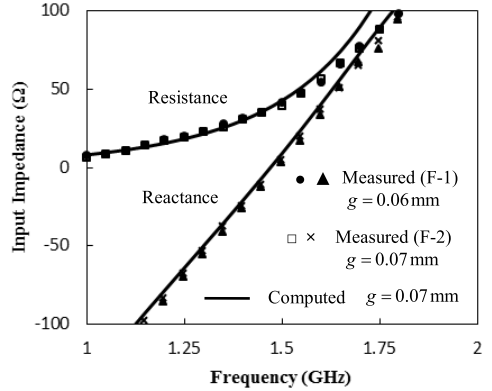


図 14 入力インピーダンス (アンテナ: A-1)
Fig.14 Input impedance (Antenna: A-1).

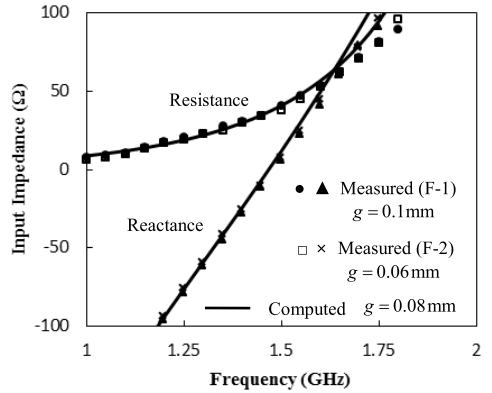


図 15 入力インピーダンス (アンテナ: A-2)
Fig.15 Input impedance (Antenna: A-2).

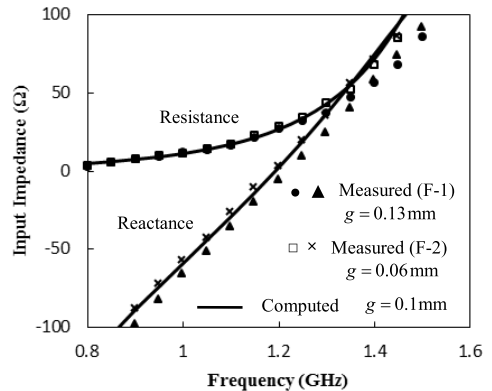


図 16 入力インピーダンス (アンテナ: A-3)
Fig.16 Input impedance (Antenna: A-3).

流は円筒導体の中心軸上を流れるとした、細線近似と類似の考えに基づいている。図 14～図 21 に実験結果と改良形モデルによる計算結果を示す。アンテナタイ

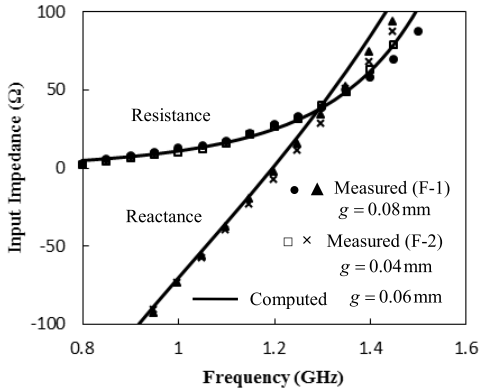


図 17 入力インピーダンス (アンテナ: A-4)
Fig. 17 Input impedance (Antenna: A-4).

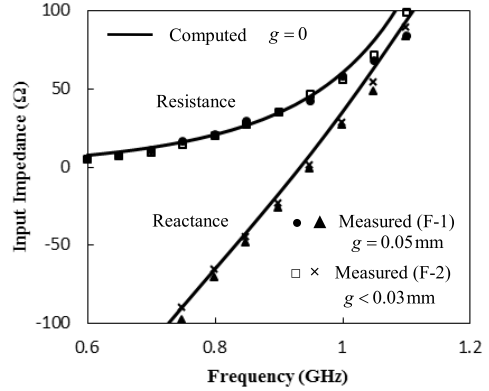


図 20 入力インピーダンス (アンテナ: A-7)
Fig. 20 Input impedance (Antenna: A-7).

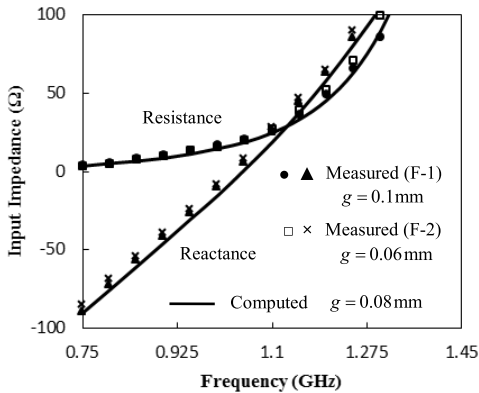


図 18 入力インピーダンス (アンテナ: A-5)
Fig. 18 Input impedance (Antenna: A-5).

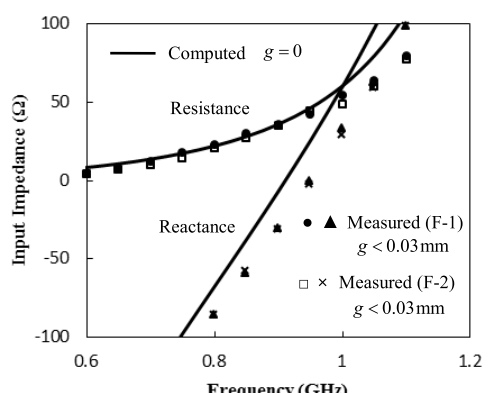


図 21 入力インピーダンス (アンテナ: A-8)
Fig. 21 Input impedance (Antenna: A-8).

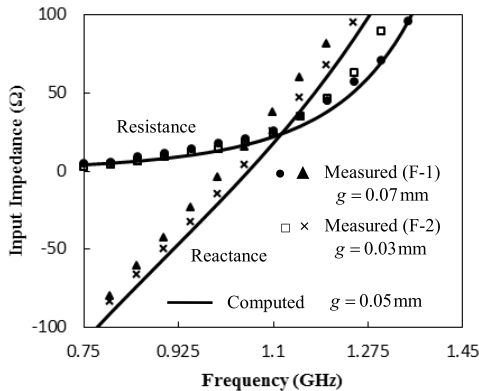


図 19 入力インピーダンス (アンテナ: A-6)
Fig. 19 Input impedance (Antenna: A-6).

プ A-1~A-6 はアンテナ設置と測定を 2~3 回行ったときの平均値, アンテナタイプ A-7~A-8 は 1 回の結果である。間隙 g はほぼ 0.1mm 以下と小さい値であ

り, 測定ばらつきも 0.1mm 以下であった。これらの図より, 図 21 を除き実測値と計算値は数 Ω 程度の小さい誤差で良い一致をしていることがわかる。図 21 においてリアクタンス成分の誤差が多少大きく共振周波数が高めにずれているが, 間隙 g を測定していない初期の実測値は計算値と一致しているという結果があり, 今回の誤差はアンテナ導体を構成する導電接着剤付き銅箔テープに隙間を生じたことなどによる影響と考える。

4. む す び

本論文では, ガラーキンモーメント法によるプリントアンテナの数値解析の高精度化を図るために, セラミック誘電体基板の片面に設けた共平面形プリントダイポールアンテナの入力インピーダンスの周波数特性について実験結果と比較検討を行い, 実験と数値計算

結果のずれの原因を考察した。まず、アンテナ導体の厚さをゼロとした条件等による理想モデルについて計算し実測値と比較した。次に、インピーダンス特性の計算値と実測値の差違について、種々のパラメータを変化させてシミュレーション検討を行い、ダイポールアンテナの半波長共振特性に大きな影響を与えるパラメータの抽出を行った。アンテナ導体の厚さを考慮した改良形計算モデルによる計算結果は実験結果と比較的良好一致を示し、モーメント法による計算の妥当性を示すことができた。

文 献

- [1] K. Hirasawa and M. Haneishi, eds., *Analysis, Design, and Low-Profile Antennas*, Artech House, Boston, 1992.
- [2] A. Petosa and A. Ittipiboon, "Dielectric resonator antennas: a historical review and the current state of the art," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.52, no.5, pp.91–116, Oct. 2010.
- [3] K. Karimullah, K. Chen, and D.P. Nyquist, "Electromagnetic coupling between a thin-wire antenna and a neighboring biological body: theory and experiment," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.MTT-28, no.11, pp.1218–1225, Nov. 1980.
- [4] T.K. Sarker and E. Arvas, "An integral equation approach to the analysis of finite microstrip antennas: Volume/surface formulation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.38, no.3, pp.305–312, March 1990.
- [5] T.K. Sarker, S.M. Rao, and A.R. Djordjevic, "Electromagnetic scattering and radiation from finite microstrip structures," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.38, no.11, pp.1568–1575 Nov. 1990.
- [6] 小泉大輔, 陳 強, 澤谷邦男, "ブロックモデル法とガラーキン法を用いた誘電体近傍アンテナの数値解析," *信学技報*, A-P2000-79, Sept. 2000.
- [7] 柳坪孝志, 陳 強, 澤谷邦男, "プリントアンテナのガラーキン・モーメント法解析," *信学技報*, A-P2002-73, July 2002.
- [8] C.C. Lu and C. Yu, "Computation of input impedance of printed antennas with finite size and arbitrarily shaped dielectric substrate and ground plane," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.52, no.2, pp.615–619, Feb. 2004.
- [9] S.N. Makarov, S.D. Kulkarni, A.G. Marut, and L.C. Kempel, "Method of moments solution for a printed patch/slot antenna on a thin finite dielectric substrate using the volume integral equation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.54, no.4, pp.1174–1184, April 2006.
- [10] J.P. Creticos and D.H. Schaubert, "Electromagnetic scattering by mixed conductor-dielectric bodies of arbitrary shape," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.54, no.8, pp.2402–2407, Aug. 2006.
- [11] N. Yuan, T.S. Yeo, X.C. Nie, Y.B. Gan, and L.W. Li, "Analysis of probe-fed conformal microstrip antennas on finite grounded substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.54, no.2, pp.554–563, Feb. 2006.
- [12] M. He, Q. Chen, Q.W. Yuan, K. Sawaya, and X.W. Xu, "A simple strip model in the volume-surface integral equation for analysis of arbitrary probe-fed conformal microstrip antennas," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.8, pp.530–533, 2009.
- [13] K. Zhang, M. He, X.W. Xu, and H.J. Sun, "An efficient solution of the volume-surface integral equation for electromagnetic scattering and radiation of the composite dielectric-conductor objects with reduced number of unknowns," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.61, no.2, pp.798–808, Feb. 2013.
- [14] B.M. Nataro and B.D. Popovic, "General entire-domain Galerkin method for analysis of wire antennas in the presence of dielectric bodies," *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol.145, no.1, pp.13–18, Feb. 1998.
- [15] A. Saeedfar and K. Sawaya, "Improved solution of tensor-volume integral equation using mixed-domain MoM with polynomial expansion," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E90-B, no.3, pp.607–620, March 2007.
- [16] A. Saeedfar, H. Sato, and K. Sawaya, "Impedance analysis of printed antenna on three-dimensional high-permittivity dielectric substrate using mixed-domain MoM," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E92-B, no.6, pp.2352–2355, June 2009.
- [17] 吉川幸広, 澤谷邦男, 陳 強, "共平面形プリントダイポールアンテナのガラーキンモーメント法解析," *信学論 (B)*, vol.J96-B, no.9, pp.1001–1009, Sept. 2013.
- [18] EMSS, "FEKO," 2012, available at <http://www.feko.info>
- [19] G.P. Junker, A.A. Kishk, A.W. Glisson, and D. Kaifez, "Effect of fabrication imperfections for ground-plane-backed dielectric-resonator antennas," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.37, no.1, pp.40–47, Feb. 1995.
- [20] R.M. Baghaee, M.H. Neshati, and J.R. Mohassel, "Rigorous analysis of rectangular dielectric resonator antenna with a finite ground plane," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.56, no.9, pp.2801–2809, Sept. 2008.

(平成 26 年 6 月 3 日受付, 9 月 2 日再受付)



吉川 幸広 (正員)

昭 54 東北大・工・通信卒. 昭 56 同大大学院修士課程了. 同年三菱電機(株)入社. 以来, レーダ, 移動通信, 衛星通信等のアンテナ, マイクロ波受動回路素子の開発に従事. 平成 18 年退職. 現在, 東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻博士課程在籍. IEEE 会員.



陳 強 (正員)

昭 63 西安電子科技大卒. 平 6 東北大大学院博士課程了. 現在, 同大学院工学研究科通信工学専攻教授. 移動通信用アンテナ, アレーアンテナ, 電磁界の数値解析の研究に従事. 平 5 本会学術奨励賞受賞. 平 8 及び平 18 本会通信ソサイエティ活動功労賞.

平 21 同論文賞及び喜安善市賞受賞.



澤谷 邦男 (正員:フェロー)

昭 46 東北大・工・通信卒. 昭 51 同大大学院博士課程了. 現在同大名誉教授. 未来科学技術共同研究センター研究支援者. プラズマ中のアンテナ, プラズマ加熱用アンテナ, 超伝導アンテナ, 電磁波の散乱・回折理論, 移動通信用アンテナ, アレーアンテナの研究に従事. 工博. IEEE フェロー, 映像情報メディア学会会員.

昭 56 本会学術奨励賞, 昭 63 同論文賞, 平 18 及び平 26 同通ソ論文賞, 平 21 同論文賞及び喜安善市賞受賞.