

線状と板状の導体で構成されたアンテナ系のモーメント法解析

越智 久晃[†] 山本 悦治[†] 陳 強^{††} 澤谷 邦男^{††}

Moment Method Analysis of Antennas Composed of Conducting Wires and Plates

Hisaaki OCHI[†], Etsuji YAMAMOTO[†], Qiang CHEN^{††}, and Kunio SAWAYA^{††}

あらまし 携帯電話用アンテナのように線状導体と板状導体の接合部を有するアンテナの特性をモーメント法を用いて解析する場合、接合部の電流を放射状のセグメントで展開する方法が用いられる。しかしながら、単に放射状セグメントを用いた方法では、放射状セグメントの放射電流部分の寸法を0.2波長以上にとる必要があり、板状導体の寸法が0.2波長以下のアンテナを精度良く解析することができなかった。本論文では、この問題を解決するために、放射状セグメントと板状セグメントの電流方向をつなぐジョイントパッチセグメントを導入する方法を提案している。例として、板状逆F形アンテナを取り上げ、入力インピーダンスの周波数特性の計算値を実験値と比較して、本解析法の妥当性を示している。

キーワード 線状導体, 板状導体, 接合部, モーメント法, 放射状セグメント, ジョイントパッチセグメント

1. ま え が き

近年、移動体通信、特に携帯電話および自動車電話に対する需要が急激に増加している。携帯電話機に搭載されるアンテナには、モノポールアンテナ、板状逆F形アンテナ、S形アンテナ等がある[1],[2]。逆F、およびS形アンテナは、モノポールアンテナにトップロードを装荷し、折返し給電することにより低姿勢化を図ったものである。これらのアンテナはきょう体にも電流を誘起し、きょう体の寸法や形状がアンテナ特性に大きな影響を与えるので、その特性を解析するためにはきょう体とアンテナを一つの系として取り扱う必要がある[3]。アンテナの数値解析法としては、時間領域解法であるFD-TD法[4],[5]と、周波数領域の解析法であるモーメント法[6]~[11]がよく用いられる。FD-TD法は解析対象形状、構成材料の取扱いが自由であるという利点を有しており、複雑なアンテナの解析ツールとして有効な手段となっているが、大容量の計算機メモリが必要である。一方、モーメント法はFD-TD法に比較して計算に必要なメモリが少なく精度

良い解析が可能であるという利点を有しており、具体的に解こうとしている問題に応じて両者は使い分けられている。

ところで、きょう体上に設けられたアンテナのように、線状と板状の導体で構成されたアンテナ系のモーメント法解析としては、面電流を線電流で近似したワイヤグリッド法[6]、面電流を面状電流要素に展開するモーメント法[7]~[10]等が提案されている。ワイヤグリッド法は、計算方法が容易である反面、メッシュの取り方やワイヤの太さを適切に選ばないと妥当な結果が得られないといった問題点が残されている。一方、面状電流要素を用いたモーメント法としては、線状導体部分を板状導体に近似してアンテナ全体を板状として扱う方法[7],[8]と、線状導体部分はそのまま線状として扱う方法[9],[10]に大別される。前者は線状導体と板状導体の接合部について特別な考慮をばらうことなくモデル化が可能であるという利点を有する。後者は線状導体を線状として取り扱うため、より実際のアンテナ形状に近いモデルを解析できるという利点を有しているが、線状導体と板状導体の接合部で電流の連続性を満足させる必要がある。電流の連続性を満足させるため、この接合部の電流を放射状電流セグメントで展開する方法[9],[10]がNewmanらによって提案されているが、放射状電流セグメントの寸法を0.2波長以上にする必要があり、板状導体の寸法が0.2波長

[†] 日立製作所中央研究所, 国分寺市
Central Research Laboratory, Hitachi Ltd., KoKubunji-shi, 185 Japan

^{††} 東北大学工学部通信工学科, 仙台市
Department of Electrical Communications, Faculty of Engineering, Tohoku University, Sendai-shi, 980 Japan

以下のアンテナの解析は困難である。

本論文では、線状導体と板状導体の接合部を有するアンテナのモーメント法解析において、放射状セグメントと板状セグメントの電流方向をつなぐ新たな電流セグメントを導入することにより、この問題点を解決する方法を提案する。また、従来の方では解析困難であるきょう体上の逆F形アンテナにこの方法を適用して、実験値と比較することにより、計算法の妥当性を示す。

2. 計算法

2.1 面状セグメント

Richmond のモーメント法では、アンテナを構成する線状導体を、図1に示すV形ダイポールセグメントに分割する。アンテナ上の電流の展開関数として、このセグメント上に次式に示す正弦状関数を仮定する [12].

$$f(\xi) = \begin{cases} \frac{\sin k(h_1 + \xi)}{\sin kh_1} \xi & (-h_1 \leq \xi \leq 0) \\ \frac{\sin k(h_2 - \xi)}{\sin kh_2} \xi & (0 < \xi \leq h_2) \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 ξ, ξ はそれぞれセグメント軸上の座標とその方向の単位ベクトル、 k は自由空間の波数であり、セグメントの長さ h_1, h_2 は 0.1 波長以下となるように分割すれば高い精度が得られる。

つぎに、Richmond のモーメント法を板状導体にも拡張するために、図2に示すように板状導体上の電流を2方向の面状電流要素で展開する [11]。2方向の面状電流のうち1方向の面状電流に対する展開関数として、図3に示す四辺形の板状モノポール A, B で構成される板状ダイポールセグメントを用いる。この四辺形板状モノポール A, B は図2のように適当な寸法で分割した四辺形のうち隣り合う二つの四辺形である。板状ダイポールセグメント上の任意電流路上の任意点

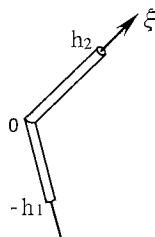


図1 V形ダイポールセグメント
Fig.1 V-shaped dipole segment.

a (図3では板状モノポール A 上に図示) における面電流分布を

$$f(\xi) = \begin{cases} \frac{\sin k(h_1 + \xi)}{w(\xi/h_1)\sin kh_1} \xi & (-h_1 \leq \xi \leq 0) \\ \frac{\sin k(h_2 - \xi)}{w(\xi/h_2)\sin kh_2} \xi & (0 < \xi \leq h_2) \end{cases} \quad (2)$$

のように仮定する。ここで、 ξ, ξ はそれぞれ電流方向の座標と単位ベクトルである。電流路の選び方としてはいくつか考えられるが、本論文では $l_1/L_1 = l_2/L_2 = l_3/L_3$ の関係を満たすように電流路を選んだ。この場合、四辺形板状モノポールの形状の選び方によって電流路が決定される。例えば、四辺形の形状として長方形を選ぶか台形を選ぶかによってセグメント上の電流路は異なることとなるが、後述する(4)式がガラーキン法を用いた変分表現となるため、電流分布が真値からわずかにずれても解析結果は高い精度が保証される。 $w(\xi/h_1), w(\xi/h_2)$ は点 a での板状モノポールの幅である。四辺形板状モノポールの電流方向の長さ h_1, h_2 は 0.1 波長以下となるように分割すれば高い精度が

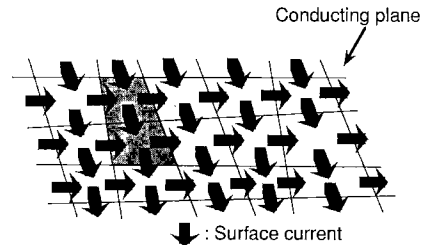


図2 板状導体上の面電流の展開
Fig.2 Expansion of surface current on a conducting plane.

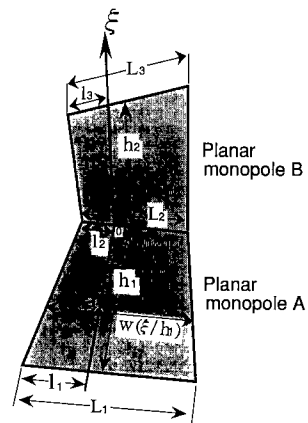


図3 板状ダイポールセグメント
Fig.3 Planar dipole segment.

得られる。板状導体を板状ダイポールセグメントに分割する際、四辺形板状モノポールの形状、寸法等の分割の仕方には多くの選択肢があるが、四辺形板状モノポールの寸法を0.1波長以下とすると上記分割条件を満足していれば、分割の仕方を変えたことによる解析結果の変動（計算誤差）は高々2%程度である。

2.2 放射状セグメント

本論文で解析対象とするのは、図4に示す線状導体と板状導体の接合部を有するアンテナであり、線状導体と板状導体の接合部の電流を放射状電流で展開する方法を用いる。放射状電流セグメントを用いた同様な試みは、Newmanらにより行われている[9],[10]。但し、この方法では、後述する本論文の方法と異なり、図5に示す円板形の放射状電流要素を用いており、円板の半径 R を0.1~0.25波長にする必要があると述べられている。前節で述べた板状セグメントの分割においては、四辺形板状モノポールの寸法を0.1波長以下とすれば精度良く解析ができるため、アンテナ形状が複雑になってもセグメント寸法を小さくすることで対応できる。しかしながら、セグメントの寸法を0.1~0.25波長の間に設定しなければならない場合、アン

テナ形状によってはこの条件を満足させることが困難な場合が少なくない。具体的には、Newmanらの方法は、導体板の寸法が十分大きい場合については有効であるが、導体板の寸法が0.2波長以下の場合には適用できない。例えば、現行の携帯電話機に使用される周波数は0.8~2GHzの領域にあり、波長は15~38cm程度である。一方、きょう体の厚さは1~2cm程度であり0.2波長以下である。従って、このようなアンテナを解析するためには、導体板の寸法が0.2波長以下の場合についても解析できる計算法が必要となる。

Richmondのモーメント法を線状導体と板状導体の接合部を有するアンテナにも拡張するために、本論文では線状導体と板状導体の接合部を、線状導体の中心軸が、図4に示すように板状導体を分割した四辺形板状モノポールの頂点を通るように分割する。展開関数としては、図6に示す半径 r のモノポールCと放射状モノポールDで構成される放射状セグメントを用いる。放射状セグメント上の任意の電流路上の点 d (図6では放射状モノポールD上に図示) における面電流密度を

$$f(\xi) = \begin{cases} \frac{\sin k(h_1 + \xi)}{2\pi r \sin kh_1} \xi & (-h_1 \leq \xi \leq 0) \\ \frac{\sin k(h_2 - \xi)}{w(\xi/h_2) \sin kh_2} \xi & (0 < \xi \leq h_2) \end{cases} \quad (3)$$

と仮定する。ここで、 $\xi, \hat{\xi}$ はそれぞれ電流方向の座標と単位ベクトルである。電流方向の選び方としては、いくつか考えられるが、本論文ではモノポールC上ではモノポール中心軸と平行で、放射状モノポールD上では、 $l_r / (L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8) = l_r / 2\pi r$ の関係を満たすように電流方向に選んだ。ここで、 l_r は放射状モノポールDの周上にある任意の四辺形板状モノポールの頂点 b を始点としたときの、放射状モノポールDの周に沿った電流路までの長さ、 l_r はモノポールCの円周上の始点 c からモノポールCの円周に沿った電流路までの長さである。なお、 b, c およびモノポール中心軸と板状導体の交点は直線上に存在するように選ぶ必要がある。 $w(\xi/h_2)$ は放射状モノポールD上で ξ/h_2 が一定となる点を結んだ線の長さである。

このように分割された線状導体および板状導体の導体表面で成立する積分方程式は、ガラーキン法により、次の行列方程式に変形できる [13]。

$$\sum_{j=1}^N Z_{ij} I_j = V_i \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (4)$$

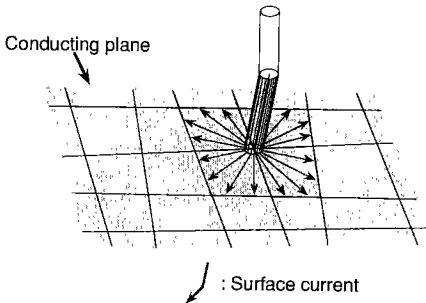


図4 棒状導体と板状導体の接合部
Fig. 4 The wire/surface junction.

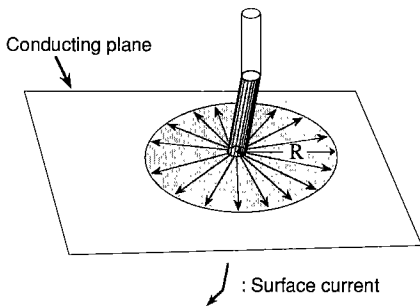


図5 Newmanの方法
Fig. 5 Method of Newman.

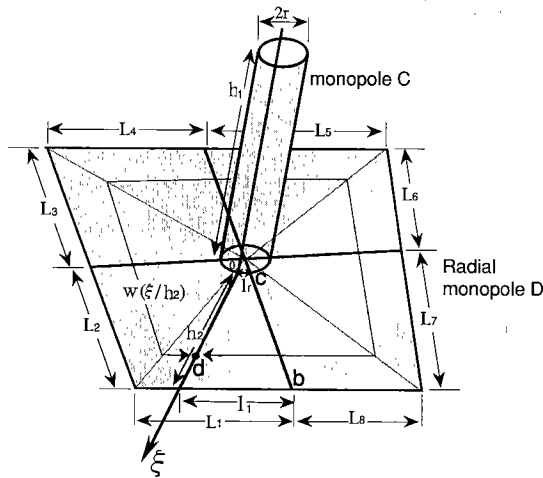


図 6 放射状セグメント
Fig. 6 Radial segment.

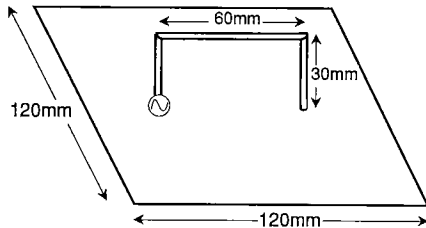


図 7 ループアンテナ
Fig. 7 Loop antenna.

ここで、 N はセグメントの総数、 V_i は i 番目のセグメントの給電点に印加される電圧（給電されないセグメントにおいては $V_i=0$ ）、 I_j は j 番目のセグメントに流れる未知の電流係数、 Z_{ij} は i 番目と j 番目のセグメント間の相互インピーダンスである。式(4)の行列方程式を数値的に解くことによりアンテナ上の電流分布を求めることができる [11]。

ところで、以上述べた方法は、四辺形のセグメントと形が一致するように放射状セグメントを設けたものであるが、Newman らの手法における問題と同様、放射状セグメントの寸法を 0.2 波長以下にする精度良く解析できないという問題が発生する [14]。このことを示すために、図 6 の放射状セグメントを用いて有限地板（導体板）に接続されたループアンテナの数値解析を行った。図 7 に示す有限地板上の直径 0.8 mm の線状導体で構成されたループアンテナの入力インピーダンスの周波数特性を計算した結果を図 8 (a) に示

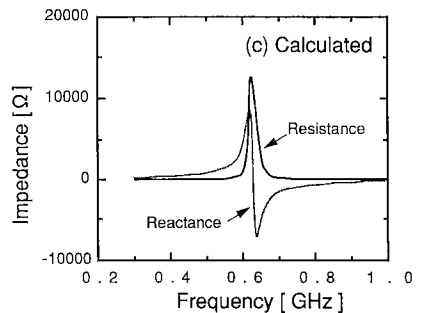
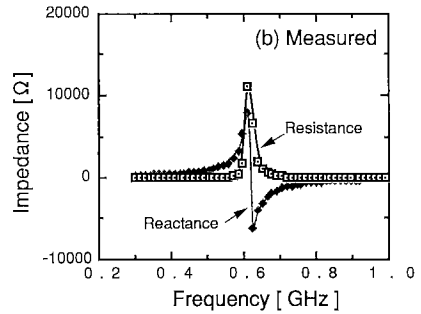
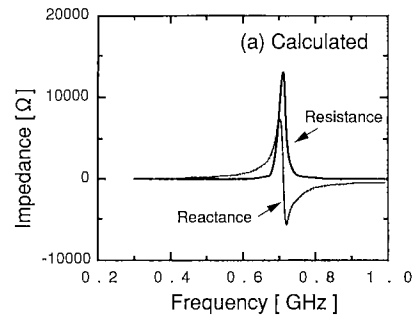


図 8 ループアンテナの入力インピーダンスのジョイントパッチがない場合の計算値(a)、実験値(b)、およびジョイントパッチがある場合の計算値(c)

Fig. 8 Calculated (a), (c) and measured (b) input impedance of the loop antenna; (a): without joint patch, (c): with joint patch.

す。また、比較のために実験値を(b)に示す。計算は 1 GHz までを対象としているので、すべてのセグメントの長さが 1 GHz における 0.1 波長 (30 mm) 以下となるように、アンテナを 7 個の V 形ダイポールセグメント、112 個の V 形板状ダイポールセグメント、および 2 個の放射状セグメントに分割した。放射状セグメントの放射状モノポールを構成する板状モノポールの 1 辺の長さは 4.86 mm とした。また、アンテナの導体損としては銅の導電率 (5.7×10^7 S/m) から求めた抵

抗を自己および相互インピーダンスに加えた。図8(a),(b)より計算値(a)と実験値(b)の共振周波数が一致していないことがわかる。

図9には、放射状モノポールを構成する四辺形板状モノポールの1辺の長さ s を変化させたときの共振周波数の計算値を従来法 (Conventional) として示す。但し、板状ダイポールセグメントの数は s に応じて変化させ、他の分割については上述の値を用いた。図中

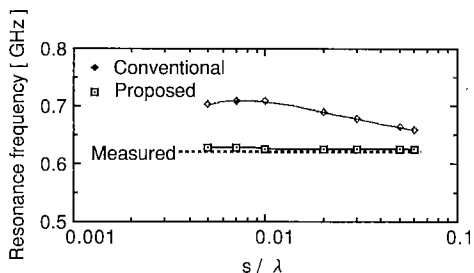


図9 放射状モノポールの寸法とループアンテナの共振周波数の関係
Fig. 9 Relation between dimension of radial monopole and resonance frequency of the loop antenna.

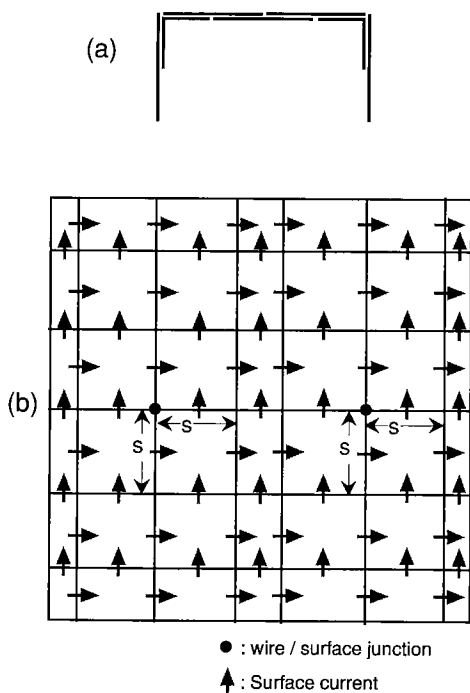


図10 分割セグメント；(a)線状導体部分，(b)板状導体部分
Fig. 10 Divided segments；(a)conducting wire part，(b)conducting plate part.

の破線は共振周波数の実験値である。線状導体部分のセグメント分割図と板状導体部分のセグメント分割図の一例を、それぞれ図10(a),(b)に示す。板状導体部分の分割においては、接合部に隣接する四つの板状モノポール（放射状モノポールを構成する四つの板状モノポール）の形状は1辺の長さ s の正方形とし、他の板状モノポールの形状は有限地板の寸法に合わせて長方形に分割する。図9において、単純に放射状セグメントを用いた方法では、四辺形板状モノポールの1辺の長さ s を0.1波長より短くしていくと、共振周波数の計算値は実験値から大きく離れていくことがわかる。アンテナの長さ、アンテナの太さ、地板の大きさ等の寸法をさまざまに変えて同様の計算を行った結果も、同じ傾向を示すことが確認された。また、 s を長くしていくにつれて（ ~ 0.1 波長）、アンテナの共振周波数の計算値が実験値に近づいていくことも確認した。このことは、単純に放射状セグメントを用いた方法では、Newman らの方法と同様に、放射状セグメントの寸法を0.2波長以上にする必要があることを意味している。

2.3 ジョイントパッチセグメントの導入

上述のような解析結果となる理由を明らかにするために、式(4)のインピーダンス行列の各要素の値を検討した結果、図11に示すような放射状セグメントと重なっている板状ダイポールセグメントと放射状セグメントの間の相互インピーダンスが過小評価されていることがわかった。この原因として、両者が重なって

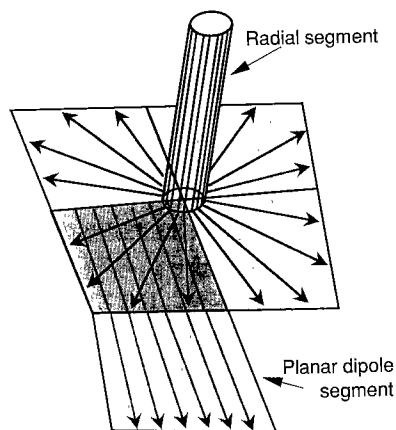


図11 放射状セグメントと板状ダイポールセグメントの重なり
Fig. 11 The overlap of a radial segment and a planar dipole segment.

る部分において、二つのセグメント上の電流の方向がそろっていないことから、線状導体と板状導体の接合部における電流をこのままでは表現しきれないためであると考えた。

そこで、図 11 に示すように板状ダイポールセグメントが放射状セグメントと重なっている場合については、二つのセグメント上の電流の方向を合わせるために、図 12 に示す放射状と方形からなるもう一つの電流モード（ジョイントパッチセグメント）を設けることを試みた。すなわち、線状導体と板状導体の接合部では、放射状セグメントと板状ダイポールセグメントとジョイントパッチセグメントの、合計 3 種類のセグメントの重ね合せで電流を表現する。図 12 ではセグメント上の点 b と e がそれぞれ重なるように三つのセグメントを重ね合わせる。一つの放射状セグメントは八つの板

状ダイポールセグメントと重なっているので、一つの接合部には八つのジョイントパッチセグメントが必要である。電流の連続性については以下のように考える。板状導体上の電流は図 2 に示したように特定の 2 方向の電流要素で展開されている。一方、線状導体上の電流はモノポールの周方向に均一に仮定されており、それらの接合部で電流の連続性を満足させる必要がある。このため放射状セグメントが採用された [5],[6]。ところが、放射状セグメントと板状セグメントの重なっている部分において両者の電流方向がそろっていないことから、その部分での電流の連続性を満足させるには放射状セグメントを採用しただけでは不十分である。放射状セグメントに加えてジョイントパッチセグメントを採用することにより重なり部分の電流の連続性を満足することができる。

このようにして、図 7 に示すループアンテナの入力インピーダンスを計算した結果を図 8 (c) に示す。但し、全セグメント数は 2.2 で述べた数にジョイントパッチセグメント $8 \times 2 = 16$ 個を加えた数である。ジョイントパッチセグメントを導入することにより、実験値とよく一致した結果が得られた。

図 9 には、板状モノポールの 1 辺の長さ s に対する共振周波数の変化を提案法 (Proposed) として示す。長さ s を 0.005 波長程度まで極端に小さくした場合でも、共振周波数の計算値が実験値とほぼ一致していることがわかる。また、アンテナの長さ、アンテナの太さ、地板の大きさ等の寸法をさまざまに変えて計算した結果も、同様の精度を示すことが明らかとなっており、本手法の妥当性が確認された。

3. きょう体上の板状逆 F 形アンテナ

図 13 に示すきょう体上板状逆 F 形アンテナの入力インピーダンスの周波数特性の、ジョイントパッチセグメントを用いない場合の計算値、実験値、およびジョイントパッチセグメントを用いた場合の計算値を、それぞれ図 14 (a)~(c) に示す。なお、図 13 において feed wire と short pin の直径は 0.51 mm である。feed point は wire ときょう体の接合部である。計算は 2 GHz までを対象としているので、すべてのセグメントの長さが 2 GHz における 0.1 波長 (15 mm) 以下となるように、アンテナを 660 個の V 形板状ダイポールセグメント、4 個の放射状セグメント、および 32 個のジョイントパッチセグメントに分割した。feed, short pin とともに上下の板状導体にジョイントパッチセグメント

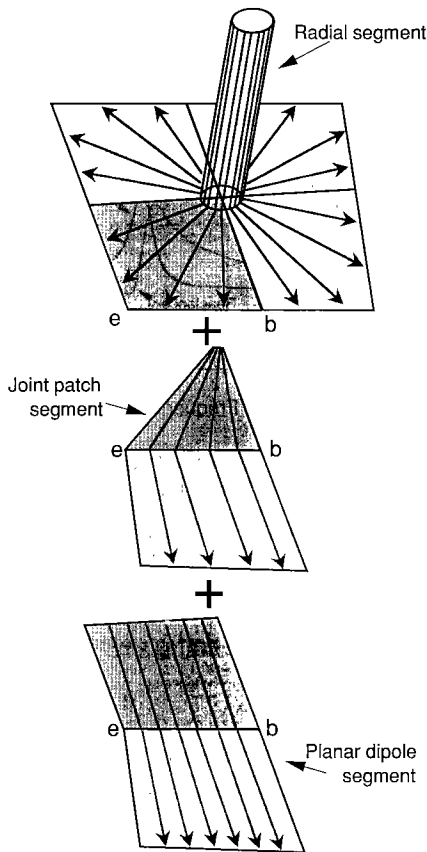


図 12 放射状セグメントと板状ダイポールセグメントとジョイントパッチセグメント

Fig. 12 Radial segment and planar dipole segment and joint patch segment.

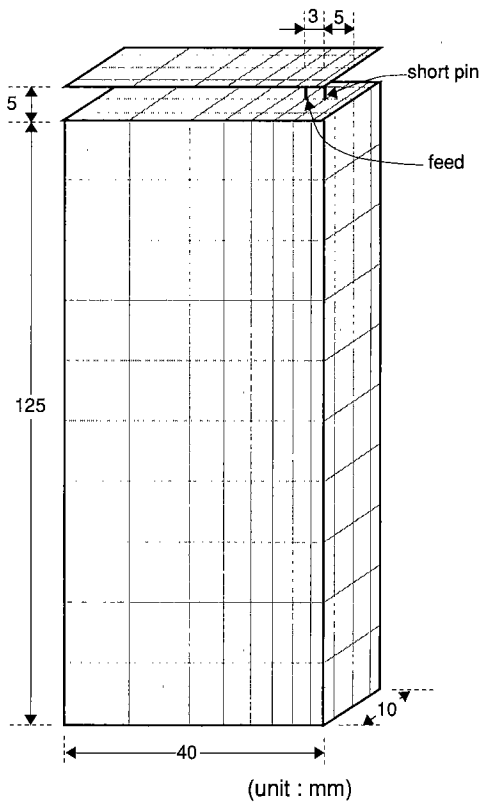


図13 逆F形アンテナ
Fig. 13 Inverted-F antenna.

を用いている。図13の板状導体上のドット線で描いた四辺形は、実際に計算に用いた四辺形板状モノポール形状を示している。アンテナの表面抵抗の値は2.2と同じである。feed wire および short pin の中心から板状導体の端まで5 mm しかないため、このアンテナについては放射状セグメントの放射電流部分の寸法を0.2波長以上とるように分割することは不可能である。

ジョイントパッチセグメントを用いない計算値(a)と実験値(b)の入力インピーダンスとは大きくかけ離れているのに対して、ジョイントパッチセグメントを用いた計算値(c)は実験値とよく一致していることがわかる。アンテナの共振周波数は実験値が1.65 GHz, 計算値(c)が1.62 GHzであり、2%以内の誤差で一致している。また、共振周波数における抵抗分は、実験値が約132Ω, 計算値(c)が125Ωであり、6%以内の誤差で一致している。以上より、本手法の精度の高さを確認することができた。また、本手法を用いることにより、携帯電話機内蔵アンテナのように複雑な形状の

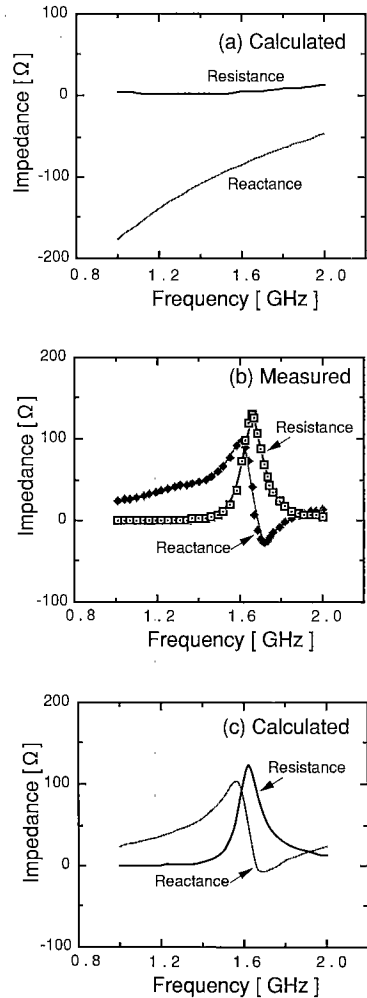


図14 逆F形アンテナの入力インピーダンスのジョイントパッチがない場合の計算値(a), 実験値(b), およびジョイントパッチがある場合の計算値(c)

Fig. 14 Calculated (a), (c) and measured (b) input impedance of the inverted-F antenna; (a): without joint patch, (c): with joint patch.

アンテナの数値的な設計が可能となった。

4. むすび

携帯電話用アンテナのように、線状導体と板状導体の接合部を有するアンテナのモーメント法解析において、放射状セグメントと板状セグメントの電流方向をつなぐジョイントパッチセグメントを新たに導入する方法を提案した。従来の手法では解析が困難であった、きょう体上の逆F形アンテナの入力インピーダンスの周波数特性を計算し、実験値と比較した結果、両者

はよく一致し、本解析法の妥当性を確認することができた。また、本手法を用いることにより、携帯電話機内蔵アンテナのように複雑な形状のアンテナの数値的な設計が可能となった。

今後の課題としては、携帯電話用アンテナ近傍の人体の影響を考慮した特性解析が残されている。

文 献

- [1] 春木宏志, 小林 敦, “携帯無線機用逆 F アンテナ,” 昭 57 信学全大, 613, p. 3-66, March 1982.
- [2] 須田勝巳, 澤谷邦男, 猪狩和久, 安達三郎, “携帯電話機内蔵 S 形アンテナ,” 信学論(B), vol. J-71-B, no. 11, pp. 1365-1367, Nov. 1988.
- [3] R. Yamaguchi, K. Sawaya, Y. Fujino, and S. Adachi, “Effect of Dimension of Conducting Box on Radiation Pattern of a Monopole Antenna for Portable Telephone,” IEICE Trans. Commun., vol. E-76-B, no. 12, pp. 1526-1531, Dec. 1993.
- [4] L. Chen, T. Uno, K. Sawaya, and S. Adachi, “FDTD Analysis of Built-in Antennas for Portable Telephone,” 電学電磁界理論研資, EMT-93-98, pp. 11-20, 1993.
- [5] M. A. Jensen and Y. Rahmat-Samii, “The Electromagnetic Interaction Between Biological Tissue and Antennas on a Transceiver Handset,” IEEE AP-S, Symp., p367-370, 1994.
- [6] 平沢一紘, 藤本京平, “直方導体に取付けられた線状アンテナの特性,” 信学論(B), vol. J-65-B, no. 9, pp. 1133-1139, Sept. 1982.
- [7] S. Bhattacharya, S. A. Long, and D. R. Wilton, “The Input Impedance of a Monopole Antenna Mounted on a Cubical Box,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-35, no. 7, pp. 756-762, July 1987.
- [8] 廣瀬雅信, 三宅正泰, “携帯端末アンテナにおける人体頭部の影響,” 信学技報 A・P94-12, pp. 21-27, May. 1994.
- [9] E. H. Newman, “Electromagnetic Modeling of Composite Wire and Surface Geometries,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-26, no. 6, pp. 784-789, Nov. 1978.
- [10] D. M. Pozar and E. H. Newman, “Analysis of a Monopole Mounted near or at the Edge of a Half-Plane,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-29, no. 3, pp. 488-495, May 1981.
- [11] 越智久晃, 山本悦治, 澤谷邦男, 安達三郎, “RF シールドを有する MRI アンテナの特性解析,” 信学論(B-II), vol. J-76-B-II, no. 2, pp. 79-85, Feb. 1993.
- [12] J. H. Richmond and N. H. Greary, “Mutual Impedance of Non-planar-Skew Sinusoidal Dipoles,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-23, no. 3, pp. 412-414, May 1975.
- [13] R. Mittra ed., “Computer Techniques for Electromagnetics,” Pergamon Press, NY, 1973.
- [14] 越智久晃, 山本悦治, 陳 強, 澤谷邦男, “線状と板状の導体で構成されたアンテナ系のモーメント法解析,” 信学技報 A・P95-73, pp. 61-66, Oct. 1995.

(平成 7 年 12 月 28 日受付, 8 年 4 月 10 日再受付)



越智 久晃 (正員)

昭 62 阪大・基礎工・制御卒, 平元同大大学院基礎工学研究科物理系専攻制御工学分野修士課程了。同年(株)日立製作所中央研究所入社。以来, 磁気共鳴イメージング(MRI), MRI 用アンテナの研究に従事。工博。平 5 本会学術奨励賞受賞。



山本 悦治 (正員)

昭 53 北大大学院博士課程了。同年(株)日立製作所入社。以来, 超音波診断装置, MRI 装置に関する研究に従事。現在, 同社中央研究所メディカルシステム部部长。工博。日本 ME 学会, 日本磁気共鳴医学会, 医用画像工学研究会各会員。



陳 強 (正員)

平 6 東北大学院工学研究科博士課程了。磁気共鳴イメージング用アンテナ, 移動通信用アンテナ, 電磁波の散乱・回折等の研究に従事。現在, 東北大・工・通信工学科助手。工博。平 4 本会学術奨励賞受賞。



澤谷 邦男 (正員)

昭 46 東北大・工・通信卒。昭 51 同大大学院博士課程了。プラズマ中のアンテナ, 電磁波の散乱・回折, アレーアンテナ, プラズマ加熱用アンテナ, 超伝導アンテナ, 移動通信用アンテナ等の研究に従事。現在, 東北大学工学部通信工学科教授。工博。昭 56 本会学術奨励賞, 昭 63 同論文賞受賞。IEEE, テレビジョン学会各会員。