

## MRI用高周波アンテナの電磁界解析

美咲 隆吉\*・坪井 始\*・小林 富士男\*・田中 始男\*

### Electromagnetic Field Analysis of RF Antenna for MRI

Takayoshi MISAKI, Hajime TSUBOI, Fujio KOBAYASHI  
and Motoo TANAKA

#### ABSTRACT

In the design of the radio frequency (RF) antenna for MRI, its size and structure are determined so that they provide desired distribution of electromagnetic field. The moment method using thin wire approximation was used for the computation of electromagnetic field due to the antenna and current distribution on the antenna. In order to verify the computation accuracy of the moment method, the comparison between computation results and experimental results were performed.

#### 1. まえがき

MRI (核磁気共鳴診断装置) は、無侵襲で任意方向の人体断面像が得られる、X線CTや超音波診断装置に比べて骨の影響がない、人体軟組織の識別能力が優れているなどの特徴を持ち、新しい医療診断装置として注目を浴びている。

MRI用高周波 (RF) アンテナは被検体に共鳴構造を生じさせるトランスミッター (発信コイル) 及び被検体から出てくる微小なNMR信号 (数 $\mu$ V程度) を感受するレシーバ (受信コイル) に分類される。レシーバとしてはボディコイルとヘッドコイルがある。いずれのアンテナも高品位画像を得るため、高Q、高ゲイン、高均一電磁場空間が要求される。超伝導システムのRFアンテナは主磁場方向 (z方向) に対し直角におかれ (xまたはy方向)、鞍型形状をしている。したがって、RFアンテナ開発においてはアンテナの性能をQや指向性というマクロな値で評価するのではなく、どんな電流分布をしているかという詳細な検討によりアンテナの寸法、構成を決める必要がある。

ここでは、複雑な形状のアンテナの電流分布解析に有効なモーメント法<sup>(1)(2)</sup>について定式化し、プログラムを開

発した。さらに、ここで開発したモーメント法のプログラムにより、アンテナの解析を行ったので報告する。ここで採用したモーメント法は有限要素法などでよく用いられるガラーキン法による重み付き残差法により、インピーダンスマトリクスと電圧マトリクスを求めて電流分布を解く手法である。また、開発したプログラムは基本関数及び重み関数として、二重積分が単積分となり高精度計算が実現できる正弦波関数を採用している<sup>(2)</sup>。

以下に、モーメント法の定式化とRFアンテナの計算結果について述べる。また、モーメント法の計算精度を確認するために、ダイポールアンテナの計算を行い、その入力アドミタンスの周波数特性を実験値と比較している。

#### 2. モーメント法

電磁界の時間依存項を $\exp(j\omega t)$  とすればマクスウェルの方程式は次のように表される。

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B} \quad (1-a)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = -j\omega \mu \epsilon \mathbf{E} + \mu \mathbf{J} \quad (1-b)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = -\rho / \epsilon \quad (1-c)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1-d)$$

ここで、 $\mathbf{E}$ ：電界、 $\mathbf{B}$ ：磁束密度、 $\mathbf{J}$ ：電流密度、 $\epsilon$ ：誘電率、 $\rho$ ：電荷密度、 $\mu$ ：透磁率、 $\omega$ ：角周波数

(1-d)式から、 $\mathbf{A}$ をベクトルポテンシャルとすれば、磁束密度 $\mathbf{B}$ は次式で表される。

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (2)$$

(2)式を(1-a)式に代入して、

$$\mathbf{E}^s = -\mathbf{J}\omega\mathbf{A} - \nabla\phi \quad (3)$$

とおける。ここで $\phi$ はスカラーポテンシャルである。

(1)、(2)、(3)式をローレンツ条件を導入して整理すると、次式が得られる。

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} \quad (4)$$

$$\nabla^2 \phi + k^2 \phi = -\rho / \epsilon \quad (5)$$

(4)式、(5)式の解はそれぞれ、次のようになる。

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \mu \iiint_V \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{\exp(-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|)}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} dV \quad (6)$$

$$\phi(\mathbf{r}) = \frac{1}{\epsilon} \iiint_V \rho(\mathbf{r}') \frac{\exp(-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|)}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} dV \quad (7)$$

ここで、 $\mathbf{r}$ ：計算点の位置ベクトル、 $\mathbf{r}'$ ：積分点(ソース点)の位置ベクトル

また、(1-b)式、(1-c)式より、次の電荷の連続式が得られる。

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + j\omega\rho = 0 \quad (8)$$

Fig.1に示すように媒質1 ( $\epsilon_1, \mu_1$ ) と媒質2 ( $\epsilon_2, \mu_2$ ) とが滑らかな曲面 $S$ 上で接していて、各媒質内の電磁界をそれぞれ、 $(\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_1)$  ( $\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2$ ) とすると媒質1が完全導体のとき $S$ 上で次の関係が成立する。

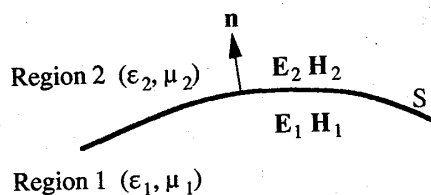


Fig.1 Boundary surface.

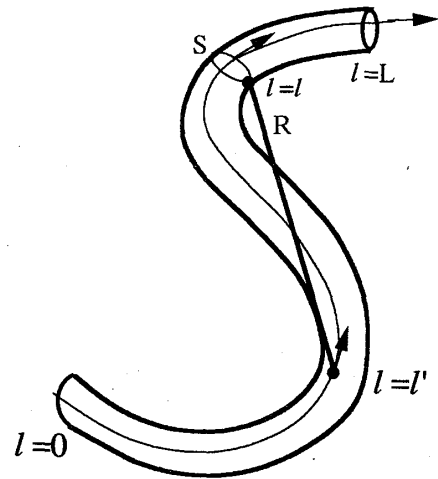


Fig.2 Thin wire.

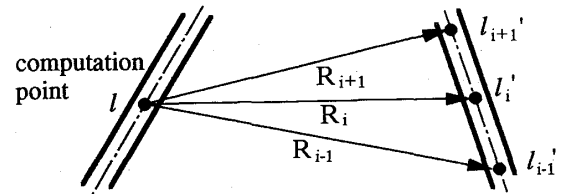


Fig.3 Two elements on the thin wires.

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E}_2 = \mathbf{n} \cdot \mathbf{H}_2 = 0 \quad (9-a)$$

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H}_2 = \mathbf{J}_s \quad (9-b)$$

$$\mathbf{n} \cdot \epsilon_2 \mathbf{E}_2 = \rho_s \quad (9-c)$$

ここで、 $\mathbf{n}$ ： $S$ の単位法線ベクトル、 $\rho_s$ ：表面電荷密度、 $\mathbf{J}_s$ ：表面電流密度

線状の導体において、導体の線径が長さおよび波長に比べて十分小さく、電流は導体の周上を一様に軸方向のみに流れると仮定する。したがって、Fig.2に示すように線状の導体の中心軸に沿ってその一端から測った曲線の長さで中心軸上の点を表すことにすれば、(3)、(6)、(7)、(8)式は次のように表すことができる。

$$-\mathbf{E} = -j\omega\mathbf{A} - \nabla\phi \quad (10)$$

$$\mathbf{A} = \mu \int_{\text{axis}} \mathbf{I}(l) \frac{\exp(-jkR)}{4\pi R} dl \quad (11)$$

$$\phi = \frac{1}{\epsilon} \int_{\text{axis}} \rho(l) \frac{\exp(-jkR)}{4\pi R} dl \quad (12)$$

$$\rho(l) = \frac{-1}{j\omega} \frac{d\mathbf{I}(l)}{dl} \quad (13)$$

モーメント法はRayleigh-Ritz変分法に基づいて、適当な重み関数を基本式にかけ、全領域で積分して電流分布を求める方法である<sup>(3)(4)</sup>。ここでは、基本関数および重み関数として次の正弦波関数を用いる<sup>(3)</sup>。

$$T_m(l) \begin{cases} \frac{\sin k(l-l_{m-1})}{\sin k(l_m-l_{m-1})} & (l_{m-1} \leq l < l_m) \\ \frac{\sin k(l_{m+1}-l)}{\sin k(l_{m+1}-l_m)} & (l_m \leq l < l_{m+1}) \\ 0 & (l_m \leq l < l_{m+1}) \end{cases} \quad (14)$$

(10)から(13)式より、次の式が得られる。

$$-E(l) = \frac{j}{\omega\mu} \left[ \frac{dI(l')}{dl'} \frac{\exp(-jkR)}{4\pi R} \right] l' \quad (15)$$

モーメント法によりFig.3に示す例を計算し、マトリクスを作ると、次のようになる。

$$[Z_{ij}]\{I_i\} = \{V_i\} \quad (16)$$

ここで、

$$Z_{ij} = \frac{-j}{\omega\epsilon} \left\{ k \frac{\cos k(l'_i - l'_{i-1})}{\sin k(l'_i - l'_{i-1})} \frac{\exp(-jkR_i)}{4\pi R_i} \right. \\ \left. - \frac{k}{\sin k(l'_i - l'_{i-1})} \frac{\exp(-jkR_{i-1})}{4\pi R_{i-1}} \right. \\ \left. + k \frac{\cos k(l'_{i+1} - l'_i)}{\sin k(l'_{i+1} - l'_i)} \frac{\exp(-jkR_i)}{4\pi R_i} \right. \\ \left. - \frac{k}{\sin k(l'_{i+1} - l'_i)} \frac{\exp(-jkR_{i+1})}{4\pi R_{i+1}} \right\} \cdot \int T_j(l) dl$$

$$V_j = E^i(l) \int_{\text{axis}} T_j(l) dl \\ \int_{\text{axis}} T_j(l) dl \\ = \frac{-1}{k \sin k(l_j - l_{j-1})} \times \{ \cos k(l_j - l_{j-1}) - 1 \} \\ + \frac{-1}{k \sin k(l_{j+1} - l_j)} \times \{ \cos k(l_{j+1} - l_j) - 1 \}$$

(16)式を解くことにより導体上の電流分布を求めることができる。

導体上のつ以上の点に電圧を印加すれば、導体はアンテナとして動作するため、要素nに電圧 $V_n$ が印加されているとすれば、電圧マトリクスは、

$$\{V^s\} = [0 \dots V_n \dots 0]^T \quad (17)$$

で表される。ただし、要素n以外の電圧は全て0で、

$V_n$ は給電点の電圧に等しいものとする。(16)式におけるアンテナ上の電流分布は、

$$\{I\} = [Z]^{-1}\{V^s\} = [Y]\{V^s\} \\ = V_n [Y_{1n} Y_{2n} \dots Y_{Nn}]^T \quad (18)$$

で表すことができる。 $[Y]$ はアドミタンスマトリクスで、 $[Y]$ の第n列は要素nに単位電圧を印加したときの電流分布を表す。また、その対角要素 $Y_{nn}$ は要素nに給電したときの入力アドミタンスである。

### 3. 計算結果

ここで開発したモーメント法のプログラムを用いてRF

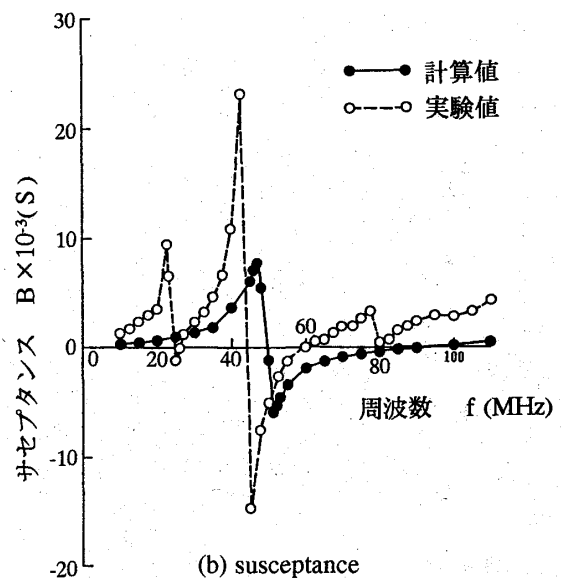
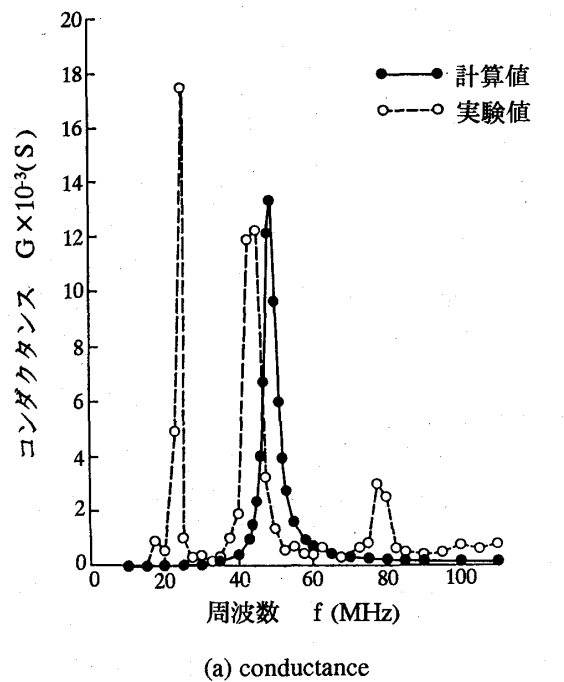


Fig.4 Input admittance of the dipole antenna (3m).

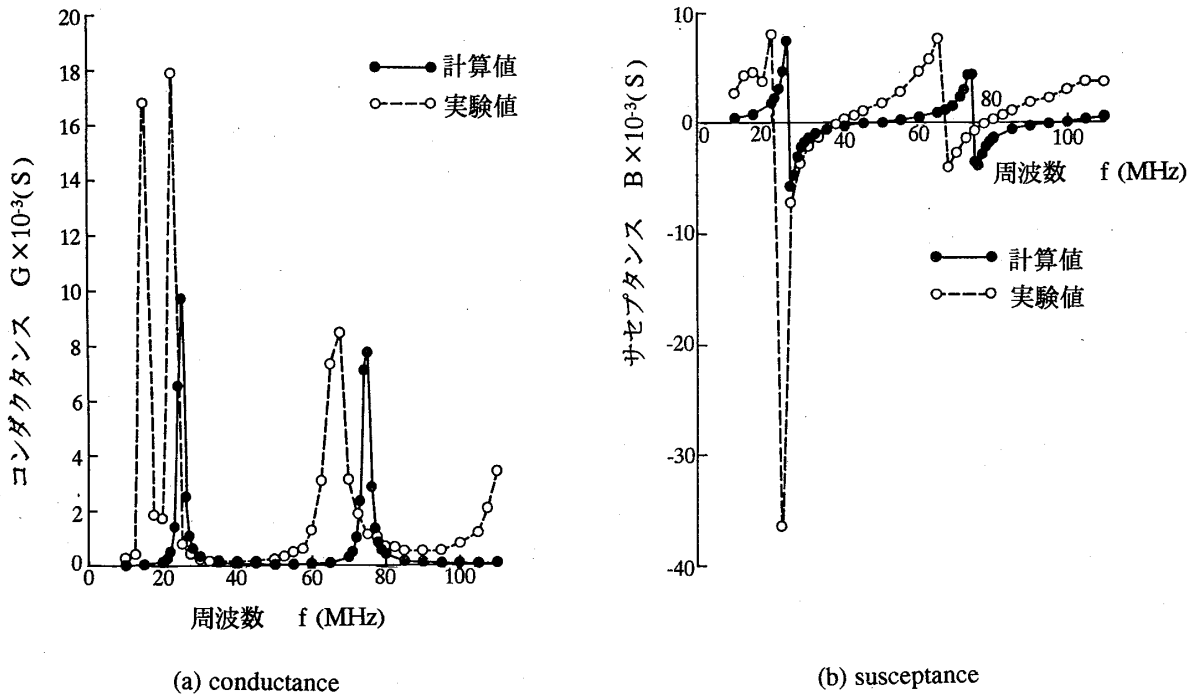


Fig.5 Input admittance of the dipole antenna (6m).

アンテナの電磁界解析を行った。まず、本手法の計算精度を確認するために、ダイポールアンテナの解析を行い、その入力アドミタンスの周波数特性を実験値と比較した。

### 3.1 ダイポールアンテナ

アンテナの長さが、3 mと 6 mのダイポールアンテナを計算モデルとして選び、開発したプログラムを用いて入

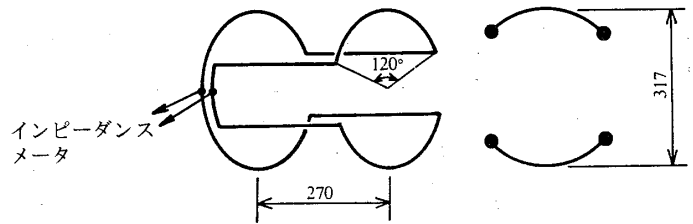


Fig.6 RF antenna.

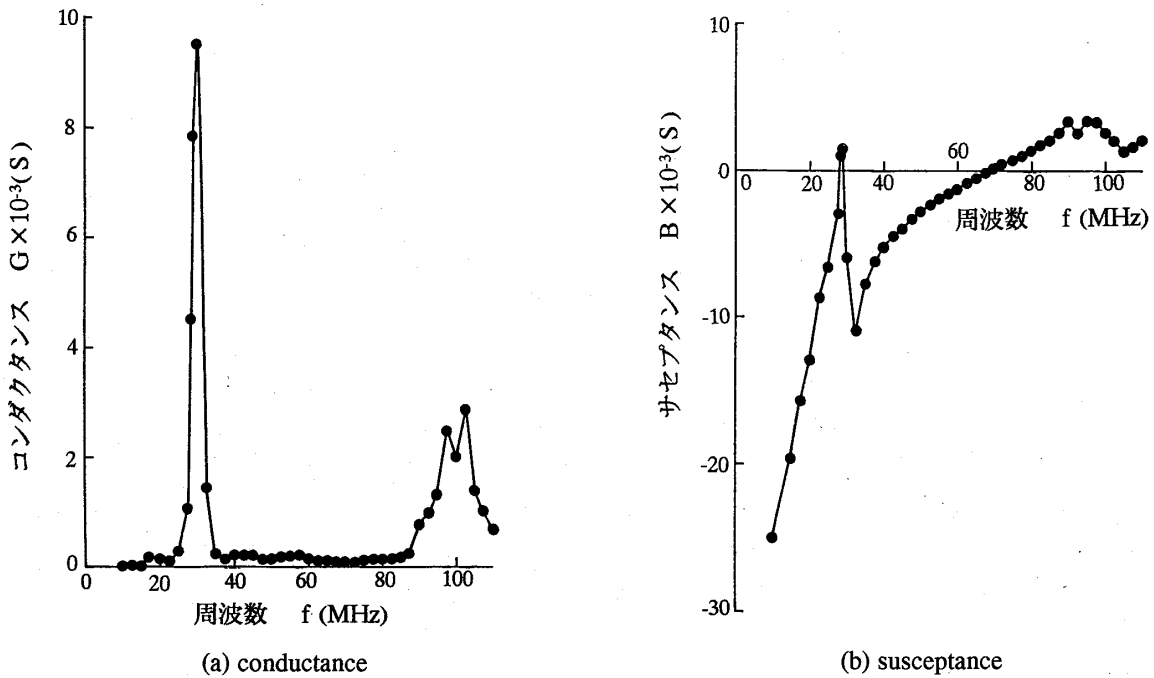


Fig.7 Experimental results of the input admittance of the RF antenna.

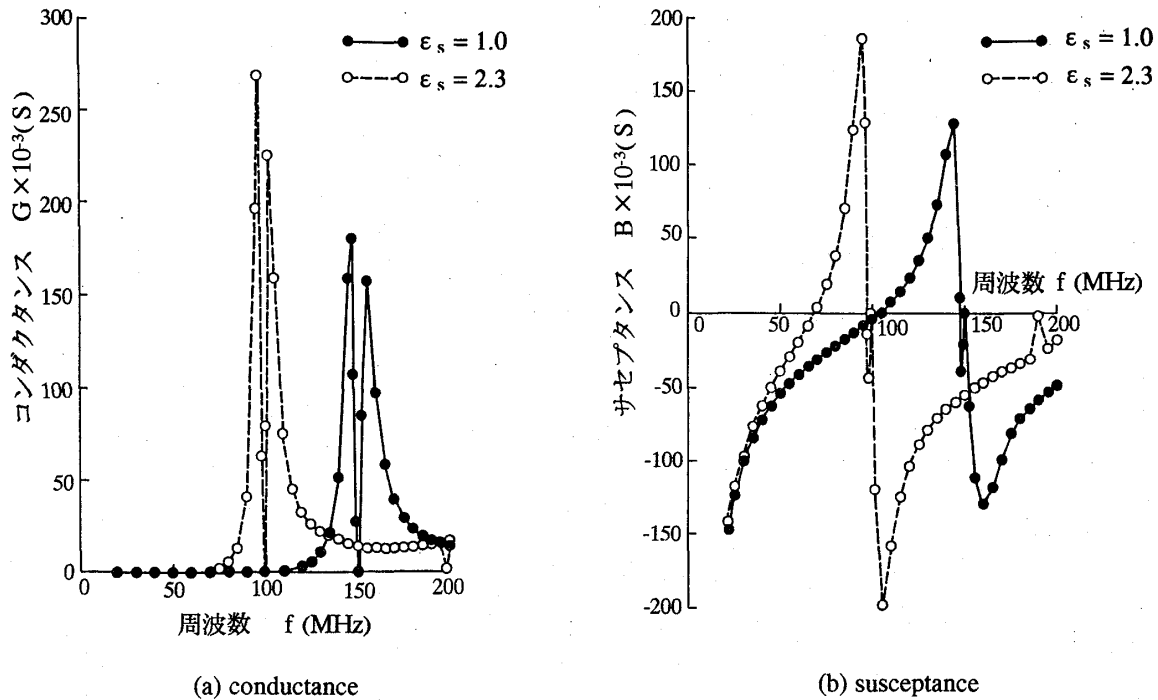


Fig.8 Calculated results of the input admittance of the RF antenna.

カアドミタンスの計算を行った。3 mと6 mの場合について、コンダクタンスとサセプタンスの周波数特性をそれぞれFig.4とFig.5に示す。この場合のセグメント要素への分割数は、いずれの場合も191である。実験値は、線径が2.6mmの銅線を用いてダイポールアンテナを作成し、アンテナ中央から給電した場合の入力アドミタンスを測定したものである。この場合、理論的な半波長ダイポールアンテナの共振周波数は、3 mのアンテナは50MHzで、6 mのアンテナは100MHzである。アンテナが太くなると共振点が低い周波数側に移動する<sup>(3)</sup>ので、計算値は精度良く求まっていると考えられる。また、実験値は、計算値よりさらに低い周波数側に共振点が移動しているが、これはアンテナを支持するために取り付けた木枠などの影響と思われる。また、理論的に考えられる共振点以外の共振(3 mのアンテナにおける25MHzおよび80MHz付近、6 mのアンテナにおける15MHzおよび110MHz付近)は、実験室内の他の機器や建造物の影響と考えられる。

以上の結果より、本解析手法による計算結果の妥当性を確認することができた。

### 3.2 RFアンテナ

Fig.6に示すRFアンテナ<sup>(4)</sup>を計算モデルとして選んだ。入力アドミタンスの周波数特性を、Fig.7とFig.8に示す。Fig.7は実験値、Fig.8は計算値である。計算に用いたセグメント要素への分割数は、183である。

実験値における30MHz付近の共振は、ダイポールアン

テナの場合と同様に外部の影響によるものと考えられる。従って、実際の共振は100MHz付近で生じていると考えられる。

共振点の計算値は、150MHzであり、実験値から大きく離れている。これは、アンテナ形状を維持するためにポリプロピレンの円筒にRFアンテナを固定しているため、その誘電率の影響を受けたものと考えられる。そこで、空間が比誘電率2.3の誘電体で満たされているとして計算した結果をFig.8に破線で示す。この場合は、共振周波数はほぼ一致するが、コンダクタンスとサセプタンスの絶対値は、実験値と比較して非常に大きくなっている。

以上の結果より、アンテナ近傍の誘電体は、アンテナの入力アドミタンスの特性に大きく影響することがわかった。従って、RFコイル内部に、抵抗体であり、かつ誘電体である人体が挿入された場合には、アンテナ特性が大きく影響されることが考えられる。このような場合の解析は、既存のセグメント要素を用いたモーメント法では行えないため、新しい解析手法の開発が必要となる<sup>(5)</sup>。

### 4. むすび

以上、モーメント法によるアンテナの電磁界解析について述べた。

アンテナ上の電流分布が求められればこれを使用して放射の諸特性を完全に計算することができるだけでなく、形状や構成の効果を詳細に検討できるとため、電流分布を正しく求めることはアンテナ設計において最も重要な課題であり、本稿で述べたモーメント法は周波数による

制約を受けず、かつ簡易に計算できるため、アンテナ評価に多大な貢献を期待できると思われる。

ここでは、アンテナを細線と仮定して、線電流近似でアンテナ解析を行う方法について述べたが、MRIでは薄板やファラディシールドのような円筒導体も考慮する必要がある。また、人体も抵抗体であり、かつ誘電体であるため、人体挿入時のアンテナの評価も今後の課題である。

#### 【参考文献】

- (1) Roger. F. Harrington : "Matrix Method for Field Problem," Proceeding of The IEEE, Vol. 5, No.2, 136 (1967-2)
- (2) 電子通信学会編：アンテナ工学ハンドブック (昭和55) コロナ社
- (3) Robert. E. Collin : Antennas and Radiowave Propagation (1983) McGraw-Hill
- (4) H.Tsuboi, H.Tanaka, T.Misaki and M.Fujita: "Electromagnetic Field Analysis of RF Antenna for MRI," IEEE Trans. on Magnetics, Vol.24, No.6, 2591 (1988-11).
- (5) H. Tsuboi, H. Tanaka and M. Fujita: Electro-magnetic Field Analysis of the Wire Antenna in the Presence of a Dielectric with Three-Dimensional Shape, IEEE Trans. on Magnetics, Vol.25, No.5, 3602 (1989-9).