

MRI 用スロット型アンテナの解析

正員 陳 強[†] 正員 澤谷 邦男[†]
 正員 安達 三郎[†] 正員 越智 久晃^{††}
 正員 山本 悦治^{††}

Analysis of Slotted Tube Resonator for MRI
 Qiang CHEN[†], Kunio SAWAYA[†], Saburo ADACHI[†], Hisaaki OCHI^{††}
 and Etsuji YAMAMOTO^{††}, Members

[†] 東北大学工学部電気工学科, 仙台市

Faculty of Engineering, Tohoku University, Sendai-shi, 980 Japan

^{††} (株)日立製作所中央研究所, 国分寺市

Central Research Laboratory, Hitachi, Ltd., Kokubunji-shi, 185 Japan

あらまし 磁気共鳴撮影 (MRI) 診断装置用スロット型アンテナを集中静電容量で補正した線状モデルで近似し, Richmond のモーメント法を用いて解析を行い, 入力インピーダンス特性, 電流分布, 電磁界分布を明らかにしている。また, 入力インピーダンスの測定値と比較することにより, 解析の妥当性を示している。

キーワード スロット型アンテナ, 磁気共鳴撮影, モーメント法, ワイヤグリッド, 入力インピーダンス

1. まえがき

磁気共鳴撮影 (Magnetic Resonance Imaging, MRI) 診断装置は無侵襲で任意方向の人体断面画像が得られること, X 線 CT や超音波診断装置に比べて人体軟部組織の識別能力が優れていることなどの特徴をもち, 新しい医療診断装置として注目されている。

MRI 用アンテナの役割は, 被検体に高周波磁界を照射すると共に, 被検体が発生する共鳴信号を受信することであり, 要求される性能としては均一でかつ強い磁界を発生することである。MRI 用アンテナには, 鞍型 (saddle coil), バードケージ型 (birdcage resonator), スロット型 (slotted tube resonator) などがある。これらのうち鞍型, バードケージ型は既に理論的に検討されている^{(1),(2)}。一方, スロット型アンテナは被検体に加わる電界が小さく, インピーダンス整合もとりやすいなどの利点があるためによく用いられるようになっているが⁽³⁾, その電流分布や均一磁界の発生原理などの不明点はまだ残っており, また, 形状の最適化を図るために, アンテナの解析が望まれている。

スロット型アンテナは板状の複雑な構造であるので, 理論的な解析が困難である。そこで, アンテナを線状モデルとして取り扱い, Richmond のモーメント法⁽⁴⁾を適用することにより, スロット型アンテナの解

析を行った。線状近似により, 計算が容易になるが, ガードリングとウィング (後述) の間の静電容量を適正に評価できないために, 妥当な結果が得られない。そこで, 等価的な集中静電容量を線状モデルに組み入れることによりこれを補正した。このようにして得られた入力インピーダンスの周波数特性を実験値と比較することにより, その妥当性について検討する。更にアンテナの電流分布と電磁界分布を明らかにする。なお, MRI 診断装置用アンテナの解析を行うためには, アンテナ内部に人体モデルを設ける必要があるが, 本論文ではその前段階として, アンテナ内部を真空として取り扱っている。

2. 解析モデルと解析法

MRI 用スロット型アンテナの構造を図 1 に示す。内側の上部と下部に二つのリング (ガードリング) がある。また, 外側には二つの板状リング (ウィング) とこれらを接続する二つの板状導体 (アーム) がある。図 1 には示していないが, ウィングとガードリングの間にはテフロン (比誘電率 $\epsilon_r=2.06$) のスペーサが入っている。アンテナが使用周波数で共振するように, ウィング上には四つの集中コンデンサ C_r が装荷されている。上部のガードリングとウィングの間に給電し, 給電点と並列に挿入されている C_m を調節することによってインピーダンス整合をとることができる。本解析で扱うスロット型アンテナでは, 使用周波数 21.1 MHz 付近で 50 Ω に整合させるように実験的に C_r および C_m の値が決定されており, それぞれ $C_r=183$ pF, $C_m=940$ pF としてある。なお, 以下に述べる方法で C_r の値を変化させて共振周波数を計算した結果, $C_r=100\sim 300$ pF に対して 25.5~17 MHz の範囲で変

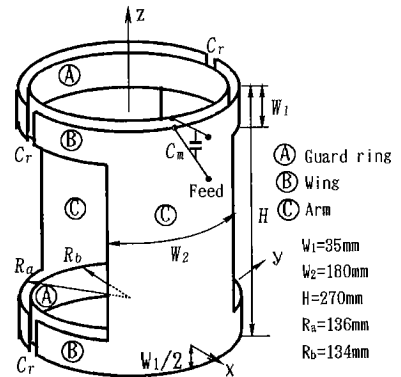


図 1 MRI 用スロット型アンテナの構造
 Fig. 1 Geometry of slotted tube resonator for MRI.

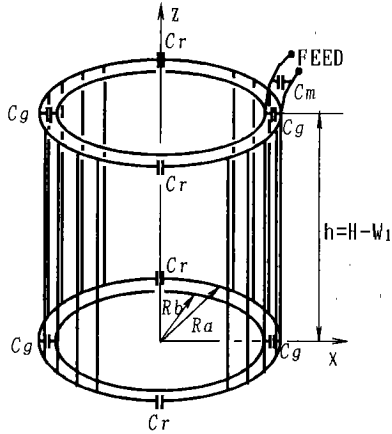


図2 スロット型アンテナの線状解析モデル
Fig. 2 Model for analysis using thin-wire approximation for the slotted tube resonator.

化することがわかった。

スロット型アンテナは板状構造で、かつ形状も複雑であるために、これをそのままの構造で数値解析するのは困難である。そこで、アンテナを線状モデルで近似し、Richmondのモーメント法を用いて理論解析を行うことにする。

まず、アンテナの解析モデルを図2のように線状構造に置き換える。ガードリングとウィングの幅 W_1 は両者の間隔 $R_a - R_b$ に比べて非常に大きく、かつテフロンスペーサが入っているために、両者間の静電容量が大きいので、これを単なる二つの線状リングでは近似できない。そこで、ガードリングとウィングの部分を外径 R_a 、内径 R_b 、長さ W_1 の同軸コンデンサと考えると、その静電容量 C_c は

$$C_c = \frac{2\pi\epsilon W_1}{\ln(R_a/R_b)} = 270.7 \text{ pF}$$

と求められる。一方、導線の半径 r に対する外径 R_a 、内径 R_b の二つの線状リング間の静電容量をRichmondのモーメント法を用いて計算すると、図3のようになる。導線の半径 r を 0.22 mm とすると、二つの線状リング間の静電容量 C_d は

$$C_d|_{r=0.22\text{mm}} = 10.7 \text{ pF}$$

となる。従って、補正静電容量として C_g は

$$C_g = (C_c - C_d)/2 = 130.0 \text{ pF}$$

により求められる。ここで、2で割っているのは、図2に示すように対称に二つの C_g を入れたからである。なお、コンデンサの数を更に増やすことにより、精度が向上するものと考えられるが、ガードリングと

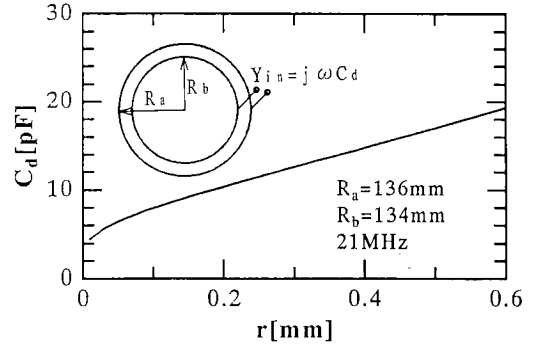


図3 同軸線状リング間の静電容量
Fig. 3 Capacitance between coaxial wire rings (r : radius of wire).

ウィングの直径は波長に比べて十分小さいので (0.02波長以下)、数多くのコンデンサは必要でないと考え、解析を単純にするために補正静電容量を2分割し、これらを2箇所に入れた。

ウィングとガードリングを十二角形のワイヤで近似し、またアーム部については、その幅が広いので複数のワイヤで近似することにした。アーム部を何本のワイヤで近似すればよいかを検討した結果、インピーダンスの値は8本でほぼ収束し、8本と10本の場合の共振周波数の変動は0.4%とわずかであることがわかった。そこで、図2に示すようにアーム部を8本のワイヤで近似することにした。また、アーム部の ϕ 方向の分割数は2分割で十分であるが、ここでは4分割とした。以上のようにして、線状モデルを176個のセグメントに分割した。給電モデルはデルタギャップ電圧給電である。また、アンテナの導体損(銅、導電率 $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$)としては図1のモデルにおいて、ガードリング、ウィング、アーム上の幅方向の電流分布を一樣と考えて求めた抵抗をインピーダンス行列に組み入れた。

一般に板状アンテナを線状で置き換えると、導線の太さによってインピーダンスなどが大きく変動するという問題が生ずる。しかしながら、上記のように集中静電容量を導入することにより、導線の太さに対する解析結果の変動は小さく抑えられる。例えば、導線半径 r を $0.1 \sim 0.9 \text{ mm}$ と変化させたときの共振周波数および Q の変動はそれぞれ $\pm 5\%$ および $\pm 0.8\%$ とわずかであった。

3. 解析結果

アンテナの入力インピーダンスの周波数特性の理論値と実験値を図4に示す。また、参考のために導体損

がないときの計算結果も図4に示している。導体損を考慮した計算結果は実験値とよく一致しており、本解析の妥当性が示されたと言える。また、導体損を考慮しない場合と比較すると、共振周波数はほぼ一致しているが、 Q の値は約2000から約820に減少した。

共振周波数(21.1 MHz)ならびにこれより低い周波数(15 MHz)におけるアンテナの電流分布の様子をそれぞれ図5と図6に示す。但し、これらの値は給電電圧を1Vとして計算した結果である。共振時は、上部のガードリングとウィング上の電流が同じ向きであるが、非共振時は逆向きとなっている。アンテナ全体の電流の振幅は共振時の方が2けたほど高い。また、アンテナ上の電流分布がほぼ一様であることが確認された。

共振時(21.1 MHz)にアンテナから発生する磁界と電界を図7と図8に示す。また、二つの図にある矢印の密度に対応する電磁界強度の値を表1に示す。但し、電界と磁界の強度を比較するために、電界の値は自由空間の固有インピーダンス $120\pi\Omega$ で割ってある。また、給電電圧は1Vであり、入力インピーダンスは $Z_{in} = 36.75 - j25.55\Omega$ となっているので、入力電力は22.3 mWとなる。磁界の $x-y$ 面の成分はアンテナの中心部では均一で、 z 方向に沿ってほとんど変化しない。図

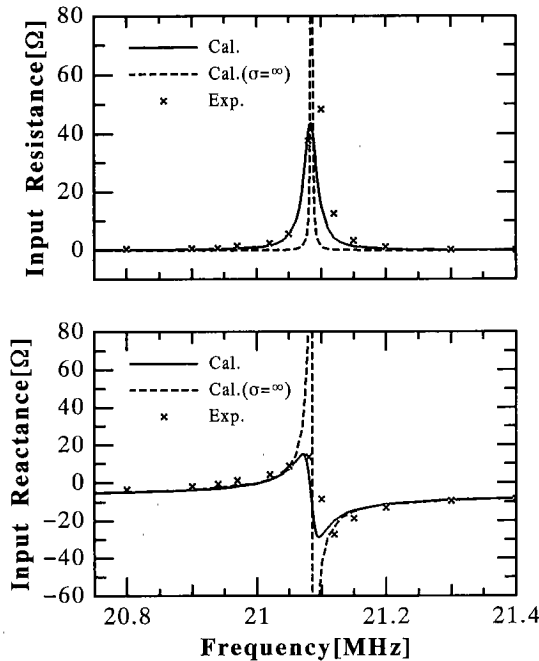


図4 入力インピーダンスの周波数特性
Fig. 4 Input impedance as a function of frequency.

5, 6からわかるように、ウィングとガードリングの電流の和はほぼ一様であり、アーム部の電流分布も考慮すると、一様電流分布を有する xz 面に平行な二つの方形ループアンテナが置かれたように見える。これにより一様磁界が発生しているものと考えられる。一方、電界は外側で強い分布となっており、中心付近ではその強度を $120\pi\Omega$ で割った値は磁界に比べてかなり小さいことがわかった。これはウィングとガードリングの間に給電されているために、近傍電界がこれらの間付近に集中しているためと考えられる。これは文献(3)の実験で得られた結果と一致している。

4. むすび

本論文ではMRI用スロット型アンテナを集中静電

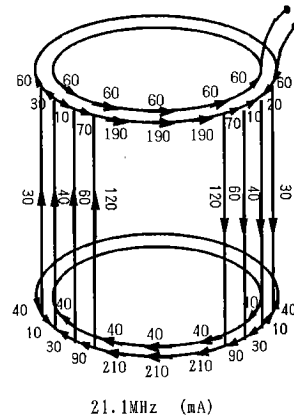


図5 アンテナ共振時の電流振幅
Fig. 5 Magnitude of current on antenna at resonant frequency.

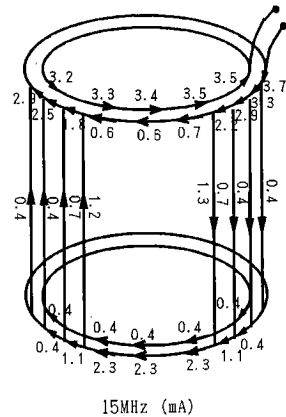


図6 アンテナ非共振時の電流振幅
Fig. 6 Magnitude of current on antenna at nonresonant frequency.

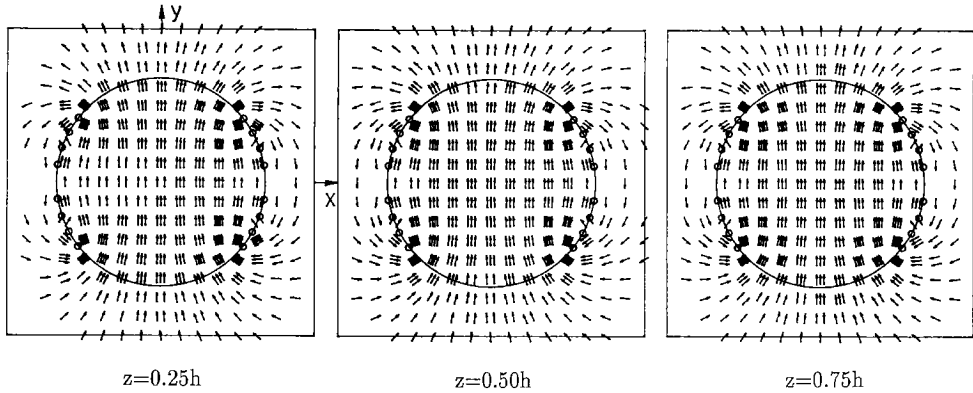


図7 磁界強度分布

Fig. 7 Distributions of magnitude of magnetic field.

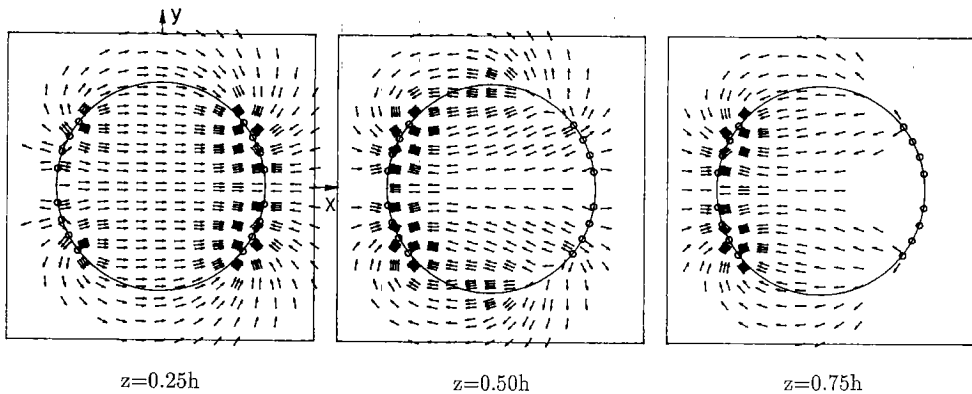


図8 電界強度分布

Fig. 8 Distributions of magnitude of electric field.

表1 図8と図9の矢印密度に対応する電磁界強度

矢印記号	図7	図8
	磁界 [A/m]	電界 [V/m]/120 π
↑	0.3 ~ 0.6	0.013 ~ 0.025
↑↑	0.6 ~ 0.9	0.025 ~ 0.038
↑↑↑	0.9 ~ 1.2	0.038 ~ 0.050
↑↑↑↑	1.2 ~ 1.5	0.050 ~ 0.073
↑↑↑↑↑	1.5 ~ ∞	0.073 ~ ∞

容量で補正した線状モデルで近似し、Richmond のモーメント法を用いて解析を行い、入力インピーダンス特性、電流分布、電磁界分布などを明らかにした。また、得られた入力インピーダンスの周波数特性を実験値と比較した結果、両者はよく一致しており、解析の妥当性が示された。電磁界分布の計算から、スロット

型アンテナは均一磁界を発生すると共に電界がかなり抑えられていることが理論的に確認された。今後の課題としては、人体モデルを内部に置いたときの特性を解析する必要がある。

文 献

- (1) Fujita M., Higuchi M., Tanaka H. and Misaki T.: "Design of the RF Antenna for MRI", IEEE Trans. Magnetics, 26, 2, pp. 901-904 (March 1990).
- (2) 越智久晃, 山本悦治, 澤谷邦男, 安達三郎: "生体を挿入した MRI プローブの電磁界解析", '91 信学秋大, B-5.
- (3) Alderman D. W. and Grant D. M.: "An Efficient Decoupler Coil Design Which Reduces Heating in Conductive Samples in Superconducting Spectrometers", J. Magn. Reson., 36, 3, pp. 447-451 (Dec. 1979).
- (4) Richmond J. H. and Geary N. H.: "Mutual Impedance of Nonplanar-Skew Sinusoidal Dipoles", IEEE Trans. Antennas and Propagat., 23, 3, pp. 412-414 (May 1975).

(平成3年12月16日受付, 4年4月13日再受付)