

A DESIGN METHOD FOR AN RF ACCELERATING CAVITY USING 3-DIMENSIONAL SIMULATION OF ELECTRO-MAGNETIC FIELD BASED ON MOMENT METHOD

Yoshifumi Houjyou, Hiroshi Akiyama and Shinji Shirakawa

Hitachi Research Laboratory, Hitachi, Ltd.

1-1, Omika-cho 7-chome, Hitachi-shi, Ibaraki-ken, 319-12, Japan

Abstract

We developed a numerical design method of an RF accelerating cavity. We evaluate the RF characteristics of a cavity from frequency dependence of the reflection coefficients which are calculated by using a 3D electro-magnetic field simulator based on moment method. The present method reduces operations of generating numerical meshes in comparison with the tuning-curve method. In the case of an S-band single cavity, we got the accuracy smaller than 2% and 0.2% for external Q-value and resonant frequency, respectively, between measurement and numerical evaluation.

モーメント法による3次元電磁場シミュレーションを用いた高周波加速空洞設計手法

1. はじめに

加速管のカプラ等の高周波加速空洞の設計では測定体系を計算機上で模擬することによる高周波特性解析を行う。加速空洞の高周波特性の測定法には次の2つがある。1つは導波管側に可動短絡面を設けた体系で、短絡面の位置と共振周波数との相関曲線から高周波特性を決定する同調曲線法であり、もう1つは導波管側から見た共振空洞の反射係数の周波数依存性から高周波特性を決定する反射係数法である。いずれの方法を用いるかは電磁場の数値解析コードの特徴に依存しており、差分法コードを用いた同調曲線法による解析、有限要素法コードを用いた反射係数法による解析が一般的である。

本報告では当社で開発した境界要素にモーメント法を適用する3次元電磁場解析コードAERIAL¹⁾を用いた反射係数法による高周波特性の数値解析手法について報告する。反射係数法に基づく高周波特性解析では、体系は固定で周波数を変化させればよく、同調曲線法のように導波管長の異なる何種類かの体系のメッシュ作成が不要である。更に、ネットワークアナライザによる高周波特性測定の手法をそのまま利用することができる。また、AERIALでは境界要素の電流分布を用いるため、空間内の体積要素を用いる有限要素法に比べてメッシュ作成が容易で、開放境界でも特別な処理を必要としないという利点もある。

反射係数を求めるために必要な無反射終端をAERIALで実現するには、無反射境界面近傍の電磁

場の微分量が必要になる。物体表面の電流分布を求めるモーメント法コードに空間内の電磁場の微分量を計算するステップを付加すると数値計算の効率が下がると言う難点があった。本手法では導波管内に6要素程度の整合アンテナに相当する線要素を挿入するだけで、計算効率を殆ど下げずに数値計算上の無反射終端を実現する。

2. 電磁場解析コードAERIAL

数値解析には当社で開発した3次元電磁場解析コードAERIALを用いた。AERIALは導体の面要素及び線要素から構成される体系において、ある周波数についてモーメント法で求めた各要素間の相互インピーダンス及び自己インピーダンスからなるインピーダンス行列と要素電位の境界条件から各面要素に流れる表面電流を求める3次元電磁場伝播解析用の汎用コードである。導体表面での電力損失は自己インピーダンスに良導体近似²⁾による表面インピーダンスを付加することにより取り入れている。このコードでは隣り合う要素の間に任意のインピーダンス及び任意の振幅・位相の交流電圧源を直列に挿入することができる。

3. 数値解析手法

本手法では反射係数法の測定体系を模擬するため、図1のように導波管中に設置したアンテナ(6要素程度の線要素)に直列に挿入したインピーダンス Z_i を調整し、整合終端を実現する。このアンテナに振幅・位相を設定した電圧源 V_s を直列に接続した体系で、電圧源を流れる電流 I_s をAERIALの計

算で求める。設定した周波数での電圧源から見た解析体系全体の複素インピーダンス Z_s は

$$Z_s = V_s / I_s \dots\dots\dots (1)$$

から求めることができ、この複素インピーダンスから次に述べる変換により空胴共振器の反射係数を求めることができる。共振周波数近傍で反射係数計算を繰り返して得られる反射係数の周波数依存性から空胴共振器の外部Q値や共振周波数等の高周波特性を決定することができる。

以下で本手法の要点である複素インピーダンスの反射係数への変換、および整合アンテナの作成方法について簡単に説明する。

図1に示した体系の等価回路は図2の様に書けるので、複素インピーダンス Z_s から被測定側の反射係数 Γ への変換は

$$\Gamma = \frac{Z_s + p}{q Z_s + r} \dots\dots\dots (2)$$

$$p = -(Z_a + Z_1) \dots\dots\dots (3)$$

$$q = \frac{Z_1}{Z_a} (\Gamma_g + 1) + \Gamma_g \dots\dots\dots (4)$$

$$r = -\Gamma_g (Z_a + Z_1) \dots\dots\dots (5)$$

と表わせる。式(2)～(5)中の Z_a 、 Z_1 、 Γ_g はアンテナに挿入したインピーダンス、導波管形状、アンテナ形状、及び、導波管とアンテナとの相対的な位置関係及び励振周波数によって決まる。従って、使用する導波管の規格とアンテナ形状及び挿入位置が決まっていれば、ある周波数に対して測定対象とは無関係に式(2)中の変換パラメータ p 、 q 、 r が1組決まる。即ち、導波管の規格に応じた整合アンテナを用意しておくことができる。

整合アンテナの作成には図3に示すような両端を短絡した導波管中に両短絡面に対して同じ位置にアンテナを一本ずつ挿入した体系を用いた。電圧源を設定したアンテナ1でアンテナ2の反射係数を求めることにより、アンテナ2に直列に挿入するインピーダンス Z_{i2} をアンテナ2の反射係数が十分小さくなるように調節した。得られたアンテナの反射係数の周波数依存性を図4に示す。

尚、式(2)中の変換パラメータ p 、 q 、 r は、反射係数の分かっている3種類の被測定物について複素インピーダンスを数値解析によって求めると式(2)を用いて求めることができる。ここでは、反射係数の分かっている被測定物として導波管の短絡端の位置を変えた体系を用いた。

4. 計算精度

測定および解析を行った体系は図5に示すSバンドの定在波型空胴である。このような体系の反射係数 Γ は、特定の共振モードa近傍の周波数で次のように表わされる²⁾。

$$\Gamma = \frac{Z_{in}/Z_0 - 1}{Z_{in}/Z_0 + 1} e^{-j4\pi z/\lambda_a} \dots\dots\dots (6)$$

$$\frac{Z_{in}}{Z_0} = \frac{1/Q_{ext}}{j(f/f_a - f_a/f) + 1/Q_0} + \frac{R_1}{Z_0} \dots (7)$$

Z_{in} は空胴の入力インピーダンス、 Z_0 は導波管の特性インピーダンスである。 R_1 は主に導波管端面及び結合窓部分で生じる電力損に対応する抵抗成分である。 f_a 、 Q_{ext} 、 Q_0 は、各々、モードaの共振周波数、外部Q値、無負荷Q値である。 z は離調時短絡面から観測点までの導波路長である。また、 λ_g と λ_0 は、励振周波数 f での管内波長と自由空間波長である。

解析に用いた要素分割を図6に示す。アンテナは線要素で6分割である。反射係数法による数値解析で得たデータ点、及び、式(6)、(7)の f_a 、 Q_0 、 Q_{ext} 、 R_1/Z_0 をパラメータとしてデータ点をフィットして得た反射係数の絶対値 $|\Gamma|$ の周波数依存性を図7に示す。結合窓幅 w が14mm、15mmについて高周波特性の測定結果を表1に、数値解析点をフィットして求めた高周波特性を表2に示す。 Q_{ext} の実測値に対する差は5%より小さい。共振周波数は窓幅14mmで-0.21%程度ずれている。この周波数のずれは、数値解析に用いた空胴直径が測定対象と若干異なること、および面要素への分割により空胴断面が所定の半径の円に内接する多角形になり実質的な体積が小さく見えていることが原因だと考えられる。要素分割した体系の実質的な直径として断面積が多角形と等しい円の直径 $2R_{eff}$ を求め、共振周波数を直径の逆数でスケールした共振周波数 $f_{a,crr}$ も表2に示した。 $f_{a,eff}$ の実測との差は、 $w=14\text{mm}$ では-0.133%、 $w=15\text{mm}$ では-0.126%程度である。

参考文献

- 1) 白川 真司; "Facet 要素により分極電流の保存を考慮した電磁波伝播解析", 第15回 計算電気・電子工学シンポジウム予稿集, 1995, p93-98
- 2) 藤澤 和男; 電子通信学会大学講座15「マイクロ波回路」; コロナ社

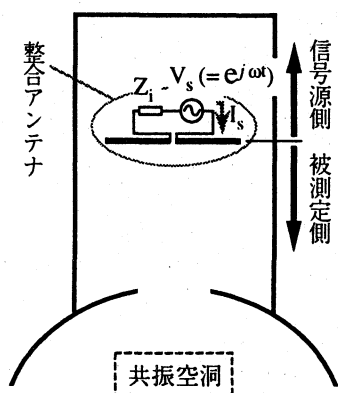
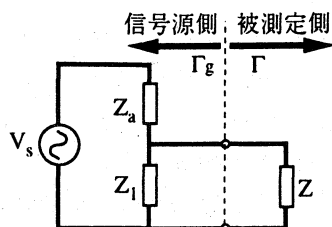
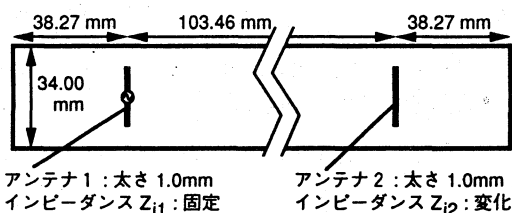


図1 解析体系



V_s : 信号源電圧
 Z_i : アンテナの挿入インピーダンス
 Z_a : アンテナと導波管との間の静電容量と Z_i を含むインピーダンス
 Z_l : 信号源側導波管のインピーダンス
 Γ_g : 信号源の反射係数
 Z : 被測定物のインピーダンス
 Γ : 被測定物の反射係数

図2 解析体系の等価回路



アンテナ1: 太さ 1.0mm
 インピーダンス Z_{i1} : 固定
 アンテナ2: 太さ 1.0mm
 インピーダンス Z_{i2} : 変化

図3 整合アンテナ作成用体系

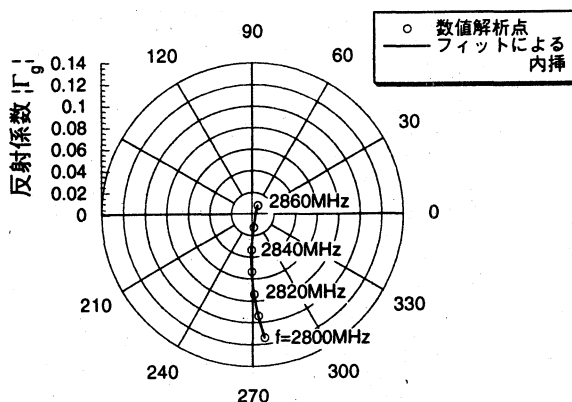


図4 整合アンテナの反射係数

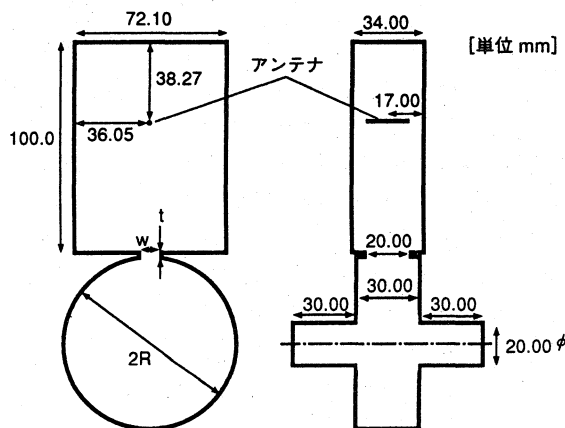


図5 定在波型加速空洞

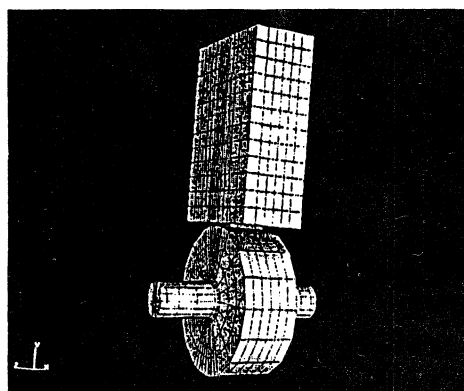


図6 要素分割例

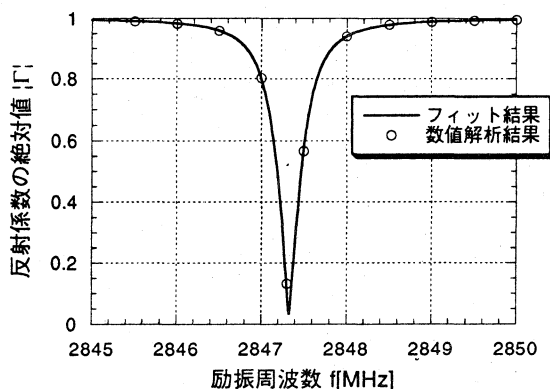


図7 解析結果の例
($w=14$ mm)

表1 定在波型空洞測定結果

形状		測定結果				
結合窓		セル径	共振周波数	無負荷Q値	結合定数	外部Q値
幅	厚さ	2R[mm]	f_a [MHz]	Q_0	β	Q_{ext}
14.00	1.88	81.46	2853.4	14087	1.19	11838
15.00	1.86	81.68	2844.9	13200	1.63	8098

表2 数値解析結果

形状		解析結果				
結合窓		セル径		外部Q値	共振周波数	直径補正
幅	厚さ	外接円径	実効径	Q_{ext}	f_a [MHz]	共振周波数
w[mm]	t[mm]	2R[mm]	2R _{eff} [mm]			$f_{a,corr}$ [MHz]
14.00	1.88	82.41	81.54	11980	2847.3	2849.6
15.00	1.86	82.42	81.55	8064	2845.6	2841.3