

マイクロ波領域での空洞共振器の減衰について

森 弘

島根大学文理学部物理教室
(1976・9・6 受理)

On the Attenuation of Cavity Resonator in the Microwave Region

Hiroshi MORI

概 要

前の論文⁵⁾では空洞共振器の管壁損失を、共振器への入力、出力結合回路での電力反射率、電力透過率を直接測定して求めた。

ここでは電力反射率を $VSWR$ の測定から求めないで、電力透過率の測定と空洞共振器の前方での電力定在波の最大値と空洞共振器の後方での電圧波振幅との比を求めて、関係式から $VSWR$ を算出して電力反射率を求め、結合回路が及ぼす空洞共振器の減衰を求める方法を採用した。なお 3cm 波での TE_{012} モードと TE_{013} モードの各々の減衰に対応する Q 値の測定から空洞共振器の構造上から起因する減衰を消去して、空洞共振器管壁損失を求めた。

1. 緒 言

マイクロ波一定周波数でのマイクロ波定数の測定精度を高める場合、空洞共振器の管壁損失を精度よく求めることは極めて大切である。この場合空洞共振器への入力回路、出力回路に起因する減衰を考慮に入れるばかりでなく空洞共振器の構造上から起因する減衰をも考慮する必要がある。そこで、一定周波数で共振している空洞の TE_{012} モードと TE_{013} モードいずれも構造上から起因する損失はその相違を無視できるものとして、それぞれに対応する Q 値を式の中に導入し消去する方法を採用して、空洞共振器管壁損失をより高い信頼度で求めた。

2. 算 出 式

空洞共振器の回路理論²⁾³⁾によれば、共振器への入力側に結合した導波管による損失に対応する Q を Q_1 、出力側に結合した導波管による損失に対応する Q を Q_2 、空洞共振器管壁損失に対応する Q を Q_0 、空洞共振器の構造上から起因する損失に対応する Q を Q_* とするとき

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_x} + \frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} \quad (1)$$

共振の場合の電力反射率を R , 電力透過率を T とするとき

$$R = (1 - 2Q_L/Q_1)^2 \quad T = 4Q_L^2/Q_1 \cdot Q_2 \quad VSWR = (1 + \sqrt{R})/(1 - \sqrt{R}) \quad (2)$$

一方

$$T = 4|B/A|^2 r^2 / (1+r)^2 \quad (3) \text{ の関係式がある。}$$

ここに A, B, r はそれぞれ空胴共振器の前方での電圧定在波の最大値, 空胴共振器の後方で電圧波振幅, 空胴共振器前方での $VSWR$ である。

TE_{012} モードでの Q_0 を次ぎの如く表わすことができる。

$$1/Q_0 = (\delta/a) (\frac{1}{2} \lambda_g s k^2 + 2a\beta_1^2) / [\frac{1}{2} \lambda_g \cdot s (\beta_1^2 + k^2)] \quad (4)$$

$$\text{ここに} \quad \delta = \sqrt{\frac{2\mu}{\omega\sigma}} \quad \kappa = \frac{2\pi}{\lambda_c} \quad \beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}$$

δ が空胴共振器の求める管壁損失定数である。

$$TE_{012} \text{ モードでは} \quad \frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_x} + \frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} \quad (5)$$

$$TE_{013} \text{ モードでは} \quad \frac{1}{Q'_L} = \frac{1}{Q'_0} + \frac{1}{Q'_x} + \frac{1}{Q'_1} + \frac{1}{Q'_2} \quad (6)$$

$$1/Q_0 = (\frac{1}{2} \lambda_g \cdot 2k^2 + 2a\beta_1^2) \delta / a / [\frac{1}{2} \lambda_g \cdot 2(\beta_1^2 + k^2)] \quad (7)$$

$$1/Q'_0 = (\frac{1}{2} \lambda_g \cdot 3k^2 + 2a\beta_1^2) \delta / a / [\frac{1}{2} \lambda_g \cdot 3(\beta_1^2 + k^2)] \quad (8)$$

- a : 円筒空胴共振器の半径
- σ : 共振器内壁金属の電気伝導率
- μ : 共振器内壁金属の透磁率
- μ_0 : 真空透磁率
- ω : 角周波数
- λ : 自由空間波長
- λ_g : 管内波長
- λ_c : 遮断波長

3. 測定結果

測定に用いた空胴共振器は管壁黄銅の上に銀メッキしたもので直径 48.4mm の円筒空胴, 入力回路に 22.8mm × 10.0mm の矩形導波管を, また出力回路にも同じ寸法の矩形導波管で結合した。空胴共振器との結合窓は約直径 5mm の円孔である。なお出力導波管には単向管

を接続した。電力透過率 T の測定には出力回路側に空洞共振器と単向管との間に定在波比測定器を挿入し、その出力でのマイクロアンメータの示針の振れが、空洞共振器を除去して、入力回路導波管と直接接続したときのアンメータの振れと等しくなるように減衰器の目盛を調節した。その目盛の値から電力透過率 T を算出した。なを共振の時の $VSWR$ は空洞共振器の前方に定在波比測定器を挿入し、その定在波出力でのマイクロアンメータの最大値と空洞共振器の後方の定在波比測定器の出力のマイクロアンメータの値から空洞共振器の出力側の電圧波振幅を求めて、(3)式から $VSWR$ を算出した。

$VSWR$ が決まると(2)式から Q_1, Q_2 が決まる。同様にして Q_1', Q_2' も求まる。(5), (6), (7), (8)等の式から Q_x, Q_x', δ も決まる。共振周波数 9402MHz で下記の結果を得た。

モード	T (db)	$\frac{Q_L}{Q_1}$	$\frac{Q_L}{Q_2}$	$\frac{Q_0}{Q_1}$	$\frac{Q_0}{Q_2}$	$\frac{Q_L}{Q_0}$	$\frac{Q_L}{Q_x}$	$\frac{Q_1}{Q_x}$	$\frac{Q_2}{Q_x}$	r	Q_L	δ
TE_{012}	13.5	0.111	0.101	0.214	0.194	0.520	0.267	2.39	2.64	8.05	13423	0.971
TE_{013}	16.7	0.130	0.041	0.240	0.076	0.540	0.230	1.77	5.60	6.72	17361	$\times 10^{-6}m^{-1}$

4. 結 語

空洞共振器の結合の位置を適当にすれば、求める周波数に対して Q_1, Q_2, Q_x を Q_0 に比して大きくすることが出来るし、共振器の結合窓の位置が決まっているとき、ある周波数帯に対して Q_1, Q_2, Q_x 等を大きくすることが可能である。ここで示した方法の利点は測定の煩わしさは避けられないが、測定可能な共振周波数に対して、任意の周波数での空洞共振器の管壁損失を高い信頼度で測定可能にしたことである。ただ TE_{012} モードと TE_{013} モードとの共振器構造上の損失の違いが無視出来ると云う点に問題が残る。

文 献

- 1) 斉藤・星合：電通研究所成果報告第70号 1951.
- 2) 霜田：マイクロウェーブ p. 112.
- 3) 藤澤：マイクロ波回路 p. 56.
- 4) 電気通信学会編：立体回路.
- 5) 森：島根大学文理学部紀要 理学科編 昭50-12.