

論 文

UDC 531.717.1 : 669.14-122 : 537.5-962

マイクロ波共振器による厚み測定法*

曽我 弘**・南田 勝宏**・草鹿 履一郎***

New Microwave Thickness Gage

Hiromu SOGA, Katuhiro MINAMIDA, and Riichiro KUSAKA

Synopsis:

In the rolling processes, the thickness or shape measurement of products is one of the most important problems. Among non-contact measurements X-ray or γ -ray thickness gages are widely used today, but they are not satisfactory with respects to the accuracy, response time, and safety.

The present authors have proposed a new microwave thickness⁵⁾ measurement method using cylindrical open cavities. The principle of this method is based on the fact that the resonant frequency of the open cavity is proportional to the gap, x , between the given metal and the cavity edge. The characteristics of the open cavity are essentially important in designing the measuring device. In this paper, a theoretical analysis of the open cavity and the quality factor, Q , are discussed. These characteristics have been ascertained experimentally.

A prototype microwave thickness gage has been designed and built in the laboratory. In the laboratory experiment, the proposed new method provides better results regardless of the thickness of metal plate than the conventional instruments. The results obtained through the experiments at a hot finishing line confirmed the possibility of the practical use, but several problems associated with the practical application still remain unsolved.

(Received July 3, 1972)

1. 緒 言

1.1 概 要

圧延工程での形状や厚み測定は製品の品質管理上重要な計測課題の一つであり、各種の方法が開発実用化されている。非接触法では X 線、 γ 線厚み計が広く実用に供されているが、鋼板の厚みの増大と共に線源強度も増大し、安全性、応答性、精度の点で必ずしも十分とはいえない。

これらに対して最近では、マイクロ波や空気マイクロ波を応用した非接触厚み測定法の研究が行なわれているが、いまだ実用化の段階にはいたっていない。一般的にいつてマイクロ波厚み計には大別して3つの方法が考えられる。すなわち

- (i) 鋼板からのマイクロ波の反射の振幅を利用する方法¹⁾。
- (ii) 鋼板とアンテナの間の位相を測定する方法^{2,3)}。
- (iii) 鋼板との間に共振器を構成し、その共振周波数を測定する方法^{4)~7)}。

筆者らは第3の共振器を利用する方法について述べるが、これについては英国 BISRA の WILLIAMS がわれわれと全く独立によく似たアイデアを提案している⁴⁾。

本論文においては開端共振器の諸特性をまず理論的に解明し、これらを実験値と対比させて議論し、次に開端共振器を一对用いた厚み計の構成を述べ、この試作機での動作原理とこれを用いた実験室内および熱延精整ラインでの実験結果を報告する。

1.2 記 号

- A : ベクトルポテンシャル
- B : 磁束密度ベクトル
- B : 電磁方程式の規格化定数, 帯域幅
- C : 電気容量
- D : 電気変位ベクトル
- D : 板の厚み, 共振器直径, ダイオード
- E : 電界強度ベクトル

* 昭和 47 年 7 月 3 日受付

** 新日本製鉄(株)基礎研究所

*** 新日本製鉄(株)基礎研究所 理博

- G : $G[\text{Hz}] = 10^9[\text{Hz}]$, 利得
- H : 磁界強度ベクトル
- I : 電流, 放射線強度
- J : 電流密度ベクトル
- J : Bessel 関数, J' : 導関数
- L : 共振器間距離, 共振器の長さ, 距離
- M : 検波器の Figure of Merit
- N : パルス数
- P : ポインティングベクトル
- P : 電力
- Q : 共振器の Q 値
- R : 共振器の半径, 表面抵抗
- S : 面積, 被測定体部分
- T : 温度
- U : 円筒共振器の電磁界スカラー関数
- V : 体積, 電圧
- W : エネルギー
- X : 変位
- TE : Transverse Electric Wave
- MT : Transverse Magnetic Wave
- a : } 定数
- b : }
- c : 光速
- d : 距離
- e : 信号電圧, 指数関数の底
- f : 周波数, 関数
- h : 一般座標の測定係数
- j : 虚数 ($\sqrt{-1}$)
- k : 波数, ボルツマン定数
- m : 共振器の半径方向のモード指数
- n : 共振器の円周方向のモード指数, パルス数
- p : $= (R/L)$
- q : $= Q_0(\delta_0/\lambda_0)$
- s : 共振器の Z 方向のモード指数, 秒
- t : 時間
- $u[m, n] : = \chi[m, n]/R$
- v : 速度
- x : 変位, 変数
- z : 円筒座標系の Z 軸
- α : 減衰定数
- β : 位相定数
- γ : 伝播定数
- δ : 表皮の厚さ (Skin depth)
- ϵ : 誘電率 ($\epsilon_0 = 1/36\pi \times 10^{-9}[\text{F/m}]$)
- η : 共振器の変位感度

- θ : 位相角, 角度
- $\kappa : = \omega \sqrt{\epsilon\mu}$
- λ : 波長
- μ : 導磁率 ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}[\text{H/m}]$)
- $\xi : = R_s/R_0 = \delta_s/\delta_0$
- ρ : 電荷密度
- σ : 導電率
- ϕ : 円筒座標系の角度成分
- χ_{mn} : m 次のベッセル関数の n 番目の根
($J_m(\chi) = 0$ の n 番目の根)
- ω : 角速度 $\omega = 2\pi f$

2. 変位測定方法

2.1 原理

2.1.1 マイクロ波共振器

マイクロ波の共振器には各種の形状のものが考えられるが、筆者らの実験において使用されたものは円筒型の共振器である。円筒型共振器の特徴は、円周方向に対称でかつ端部での接触抵抗が電力損失に効いてこないモードの選択が可能なことである。本方法の原理は下記に示すが、一方の端面を有しない開端円筒共振器と被測定体である金属板との間で等価的に共振器を構成し、その共振周波数から共振器端面と金属板の間の変位 x を測定するものである。したがって、共振器の片端面と金属板の間は物理的には非接触の構造になっている。この部分でのマイクロ波電力の損失を最小にするには、電界が閉ループとなる TE_{013} モードを選択することが得策である。

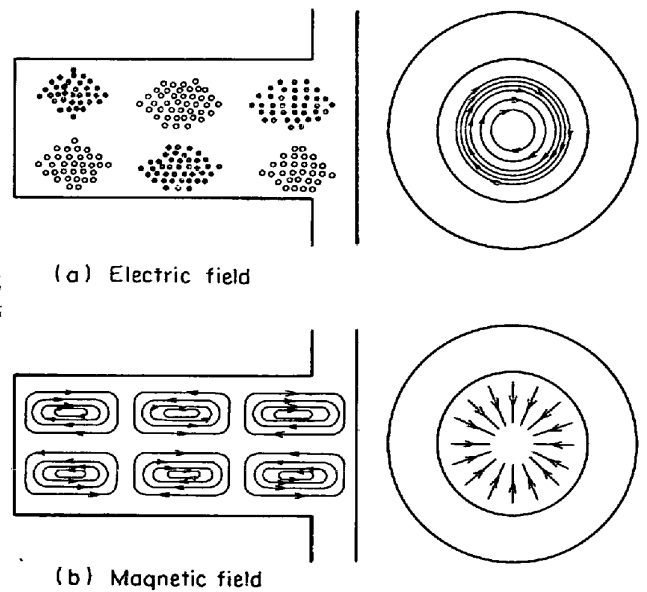


Fig. 1. Electromagnetic field pattern of a cylindrical open cavity (mode: TE_{013}).

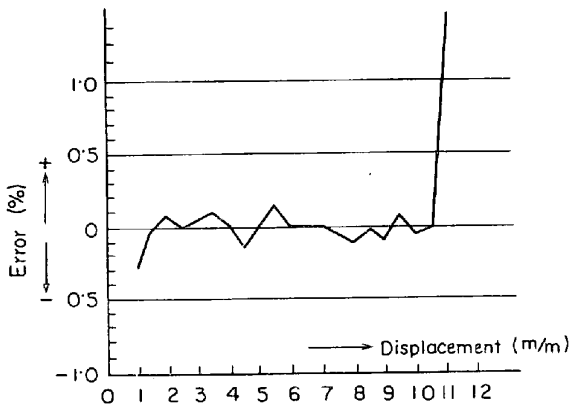


Fig. 2. Relative error vs displacement x .

筆者らは主として 7.0 および 9.4 [GHz] を用いて実験した. Fig. 1 に TE_{013} の円筒共振器の電磁界の分布を示す. この種のモードの特徴は上述のごとく, 電気力線が閉ループとなり開端部からの電力損失が少ないことである. この共振周波数を測定するには, 共振器は透過型 (Transmission type) または反射型 (Reaction type) のいずれでもよいが, 装置構成上の理由から本研究では透過型を用いた.

2.1.2 変位と共振周波数 f_0 の関係

円筒型 $TE_{(m,n)s}$ モードの共振周波数は (2.1) で示されることが知られている⁶⁾.

$$f_0 = \frac{C}{2R} \cdot \sqrt{\left(\frac{\chi_{[m,n]}}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{SR}{L}\right)^2} \dots\dots\dots (2.1)$$

ここに

- (i) m, n, S は円筒座標系を用いたときの r, θ, Z 方向の波数を示すモード指数.
- (ii) C は光速.
- (iii) R, L は円筒共振器の半径と長さ.
- (iv) $\chi_{[m,n]}$ は Bessel 関数 $J_m'(\chi) = 0$ の n 番目の根.

円筒共振器の長さ L の微小変化 ΔL に対する周波数変化 Δf は (2.1) 式を用いて近似的に (2.2) 式で示される.

$$\Delta f \approx \frac{df}{dL} \cdot \Delta L \dots\dots\dots (2.2)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} \Delta &= -\frac{1}{2K} \cdot \left(\frac{SR}{L}\right)^2 \cdot \left(\frac{C}{LR}\right) \\ K &= \left\{ \left(\frac{\chi_{[m,n]}}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{SR}{L}\right)^2 \right\}^{1/2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.3)$$

一方 TE_{01s} の開端共振器を用いた実験によれば, 円筒共振器の共振波長を λ_0 とすると $\lambda_0/3$ の範囲では上式の計算値以上に良い直線性が得られた. Fig. 2 は $f = 9.4$ [GHz] での実験結果を示したものである. 一連の実験結果を要約すると次のようになる.

- (i) $S=3, 4, 5$ に対しても $\lambda_0/3$ 程度まで良好な直線性が得られる.
- (ii) $f=7.0$ [GHz] の周波数帯域でも同様な結果が得られた.

この実験結果は (2.2) 式と若干異なるが理論的には十分解析されていない. 以下述べる厚み計はこの実験事実をもとにしたものである.

2.1.3 測定原理

Fig. 3 は測定法の原理の概念図を示したものである. (a)は共振器の断面図, (b)は共振周波数 f_0 と変位 x の関係, (c)は金属板の厚み測定法を示す. マイクロ波の共振周波数は, 共振の鋭さ, すなわち Q が大きいほど正確に測定できる. 一方測定装置のシステムの一部として考えた場合には Q の変動 (鋼板の表面条件による) が小さいことが望ましい.

3. マイクロ波共振器の理論的考察

共振法による厚み計では開端共振器の特性はきわめて重要であるが, 応用例も少なくほとんど解析も行なわれていない. ここでは設計上必要な諸特性について理論的な考察を行なう.

3.1 共振器の Q

Q_0 は共振器の無負荷時の共振の鋭さを表わす重要な因子で, 共振周波数の測定精度は Q_0 の値に大きく左右される. その意味で変位測定用共振器の設計や製作上第一に考慮すべき点である. Q_0 は (3.1) 式で定義される.

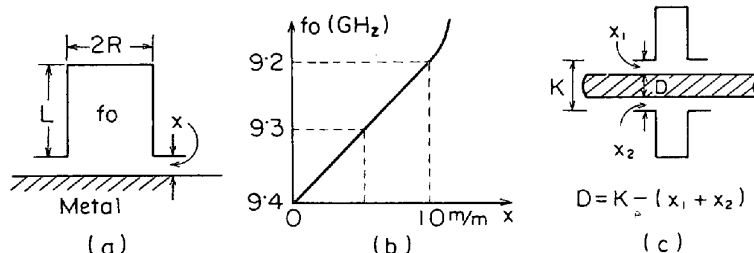


Fig. 3. Principle of the thickness gage.

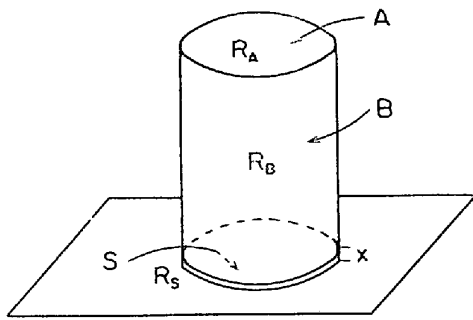


Fig. 4. Surface resistances of cavity walls.

$$Q_0 = \omega_0 \times \frac{\text{共振器内に貯えられる単位時間当たりの電力}}{\text{共振器表面で失なわれる単位時間当たりの電力}} \dots\dots\dots (3.1)$$

3.2 開端共振器の \$Q_0\$

3.2.1 計算上の仮定

[仮定 1]: 開端部の間隙 \$x\$ は小さくここから外部に電力は漏洩しないものとする (Fig. 3(a) 参照).

[仮定 2]: Fig. 4 の共振器の A, B は同一表面抵抗を持ち, 被測定体 \$S\$ の損失は表面電流によるものだけとする (Fig. 4 参照).

3.2.2 \$Q_0\$ の計算

開端共振器に関する \$Q_0\$ の計算は共振器の片端面を構成する被測定体金属の部分を除けば閉筒共振器と同様に計算可能であり, この開端部分は被測定体金属の表面条件によりその抵抗が変化するため, 開端部における損失は別に計算する必要がある.

計算は次の手順で行なうことができる.

- (i) 空洞内に貯えられるエネルギー \$W_S\$ を求める.
- (ii) 空洞表面での電流損失を \$W_L\$ 求める.
- (iii) 空洞表面と被測定体表面の抵抗比 \$\xi\$ を (3.2) 式によつて導入し \$W_L\$ を \$\xi\$ の関数として求める.

$$\xi = \frac{R(s)}{R_{(A, B)}} = \frac{\delta_s}{\delta_0} \dots\dots\dots (3.2)$$

- (iv) \$Q_0\$ は (3.1) 式の定義から (3.3) 式のごとくかける.

$$Q_0 = \omega_0 \times \frac{W_S}{W_L} \dots\dots\dots (3.3)$$

ここでさらに一般化した \$q\$ を (3.4) 式で定義する.

$$q = Q_0 \left(\frac{\delta_0}{\lambda_0} \right) \dots\dots\dots (3.4)$$

- (v) 以上で得られた結果を (3.4) 式に入れると最終的に (3.5) 式が得られる.

$$q = \frac{[(\chi_{mn}/\pi)^2 - (m/\pi)^2][S^2 p^2 + (\chi_{mn}/\pi)^2]^{3/2}}{2S^2(1+\xi)[(\chi_{mn}/\pi)^2 - (m/\pi)^2] \cdot p^3 + 2[(\chi_{mn}/\pi)^4 + (m^2 p/\pi)^2]} \dots\dots\dots (3.5)$$

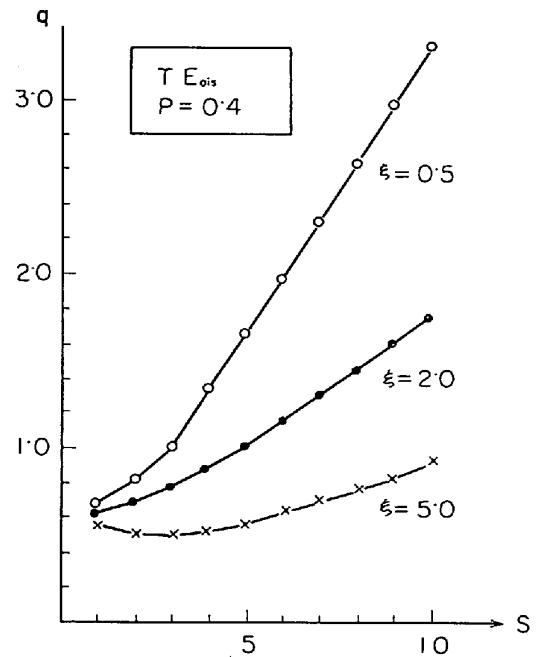


Fig. 5. Characteristic curves of \$q(s)\$.

ここに \$p=R/L\$ である. \$\xi=1\$ が閉じた円筒共振器の \$q\$ の値になる.

3.2.3 \$TE_{01s}\$ モードの \$q\$

(3.5) 式で \$m=0, n=1\$, として \$q\$ の値を求めると (3.6) 式となる.

$$q = \frac{[s^2 p^2 + (\chi_{01}/\pi)^2]^{3/2}}{2[s^2(1+\xi)p^3 + (\chi_{01}/\pi)^2]} \dots\dots\dots (3.6)$$

3.3 \$TE_{01s}\$ モードの \$q\$ の性質

3.3.1 \$q = q(s)\$ の性質

(3.6) 式から明らかごとく \$TE_{01s}\$ モードに対しては, \$q\$ は円筒方向の波の数を表わすモード指数 \$s\$ の関数となる. \$q\$ を \$s\$ のみの関数とみなすと (3.6) 式は (3.7) 式のようにかける.

$$q(s) = \frac{(a_2 s^2 + b_2)^{3/2}}{a_1 s^2 + b_1} \dots\dots\dots (3.7)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= 2(1+\xi) \cdot p^3 \\ a_2 &= p^2 \\ b_1 &= 2(\chi_{01}/\pi)^2 \\ b_2 &= (\chi_{01}/\pi)^2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.8)$$

\$p=R/L=0.4\$ の場合の \$q-s\$ 曲線を Fig. 5 に示す. (3.7) 式から \$s\$ が大きくなると \$q(s)\$ は \$s\$ に比例し, その係数は \$1/2p(1+\xi)\$ となる. \$q(s)\$ が大きく \$\xi\$ の変化 (被測定体の表面抵抗変化) に対して \$q(s)\$ が安定していることが測定回路の面からは望ましい. これが \$q\$ に対する一つの制限条件となる.

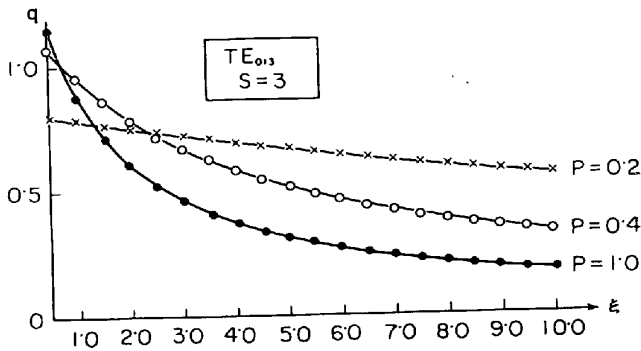


Fig. 6. Characteristic curves of $q(\xi)$.

3.3.2 $q=q(\xi)$

q を ξ の関数とみなすと (3.6) 式は (3.9) 式のようにかける。

$$q(\xi) = \frac{a_1}{a_2 \xi + a_3} \dots\dots\dots (3.9)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= [s^2 p^2 + (\chi_{01}/\pi)^2]^{3/2} \\ a_2 &= 2s^2 p^3 \\ a_3 &= 2[s^2 p^3 + (\chi_{01}/\pi)^2] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.10)$$

$s=3$ とし、 $q(\xi)$ をプロットした結果を Fig. 6 に示す。共振器の表面抵抗は一般に極力小さく設計製作されており、定義式 (3.2) から、通常は $\xi \geq 1$ である。Fig. 6 から $p=R/L$ が大きいほど、つまり円筒が太いほど被測定体の抵抗変化を受けやすいことが知れる。再び q の安定性を考慮すれば、 ξ は大幅に変化することを覚悟しなければならないので、 p にも制約が加わる。さらに熱膨張による誤差も考慮する必要がある ((3.21) 式参照)。

3.3.3 $q=q(p)$

つぎに q を $p=R/L$ の関数として考えてみると $q=q(p)$ には最大値があることがわかる。すなわち非常に細長い共振器と非常にうすい円筒型との中間に q が最大となる値がある。このことは (3.6) 式において $q=q(p)$ と考えて、

$$\frac{\partial q(p)}{\partial p} = 0 \dots\dots\dots (3.11)$$

なる式を解いて示される。実際にこれを計算すると、

$$p_{\max} = \frac{1}{1 + \xi} \dots\dots\dots (3.12)$$

(3.12) 式を得る。 $\xi=1$ のときが円筒共振器の TE_{013} モードの共振器の最大値 (0.5) と一致する。 p_{\max} は ξ の関数となり ξ の範囲を実測して選定されるべきである。

(3.12) 式を (3.6) 式に代入して q_{\max} を求めると (3.13) 式と

$$q_{\max} = \frac{[s^2 p^2 + 1.48]^{1/2}}{2} \dots\dots\dots (3.13)$$

なる。 $\xi=1$ (理想的な場合) の TE_{013} モードでの q_1 と

$\xi=3.5$ の場合との q_a との比をとると

$$r = \frac{q_a}{q_1} = 0.7 \dots\dots\dots (3.14)$$

となり、被測定体金属の抵抗が共振器のその 3~4 倍程度大きくても、 q の値は理想的な値の 0.7~0.8 程度であり大幅に q は悪くならない。このことから開端共振器の実用性は理論的に保証されたことになる。実際の変動はさらに小さくなる (4.1 参照)。

3.4 変位感度

開端共振器の Q_0 と同時に実用化の観点から重要な因子の一つに変位感度がある。これは共振器の長さ L の変化に対する共振周波数 f_0 の変化として (3.15) 式で定義される。

$$\eta = -\frac{\partial f_0}{\partial L} \dots\dots\dots (3.15)$$

開端共振器の厳密な電磁界方程式が得られないので、ここでは一次近似として (2.1) 式を用いてその特性を議論する。(2.1), (2.15) 式から (2.16) 式を得る。

$$\eta = -\frac{\lambda c s^2}{4L^3} \dots\dots\dots (3.16)$$

(3.16) 式の意味するところは、

- (i) 同一モード ($s =$ 一定), 同一共振波長 ($\lambda =$ 一定) なら感度は共振器の長さの 3 乗に逆比例して悪くなる。
- (ii) η は s^2 に比例するが、 s が倍になれば λ が半分になり L が一定なら、 η はほぼ s に比例する。
- (iii) η は R には大きく依存しない。(R と f_0 は (2.1) 式で関係づけられている。)
- (iv) (3.16) 式は近似値で、開端共振器の場合には、 $L=L_0+x$ として $x/\lambda \leq \lambda/3$ の範囲で $\eta =$ 一定となることはすでにのべた (2.1.2 参照)。

3.5 共存モードの除去

3.5.1 共存モード

共存モードとは同一の幾何学的形状の境界条件のもとで、解が 2 個以上共存することで、このときは“変位と共振周波数の一対一対応”が成立しないことで測定が不能になる。これを防止する 2 つの手段がある。すなわち

- (i) 不要モードの電磁界にのみ大きな損失を与えるような方法を考えること。
- (ii) 共振器を設計する段階でモードチャートをかき、共存モードのないように設計することである。

実際にはこの両者を同時に行なう。

3.5.2 モードチャート

(2.1) 式で円筒の径を D とすると (3.17) 式のごとく変形

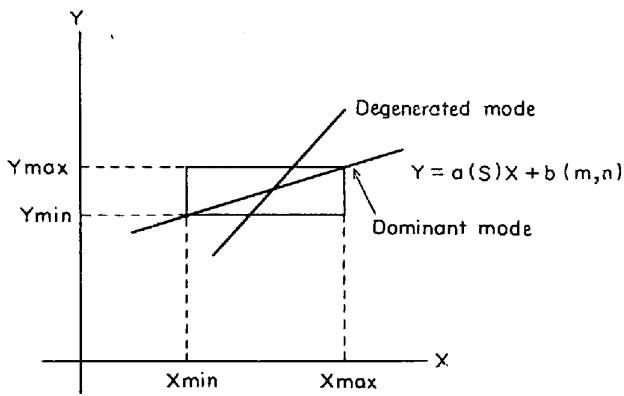


Fig. 7. Explanation of mode chart.

$$(fD)^2 = (sc)^2 q^2 + b(m, n) \dots\dots\dots (3.17)$$

できる。ここで(3.18)式のごとく変数変換すると(3.17)は(3.19)

$$\left. \begin{aligned} Y &= (fD)^2 = (2 \cdot fR)^2 \\ X &= p^2 \\ a(s) &= (sc)^2 \\ b(m, n) &= (c \cdot \chi_{(m, n)} / \pi)^2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.18)$$

式となる。

$$Y = a(s) \cdot X + b(m, n) \dots\dots\dots (3.19)$$

$p=R/L$ であるから $L=L_0+x$ として x の範囲が定まれば, $a(s)$, $b(m, n)$ は各モードに対しては定数となるから, (3.19)式を用いて, Fig. 7のごとき直線群をかきすることができる。実際には TE モード, TM モードのすべてについてグラフをかき, そして基本モードの X_{min} , X_{max} , Y_{min} , Y_{max} の4点でかこまれた中を通る直線群が共存モードとなる。Fig. 8は $L=160, 120, 100, 80$ [mm] についての例を示す。 $L=100$ [mm] の場合には TE_{115} , TE_{214} , TM_{015} , TE_{312} の共存モードがあることがわかる。幸いなことに開端共振器では TE_{015} 以

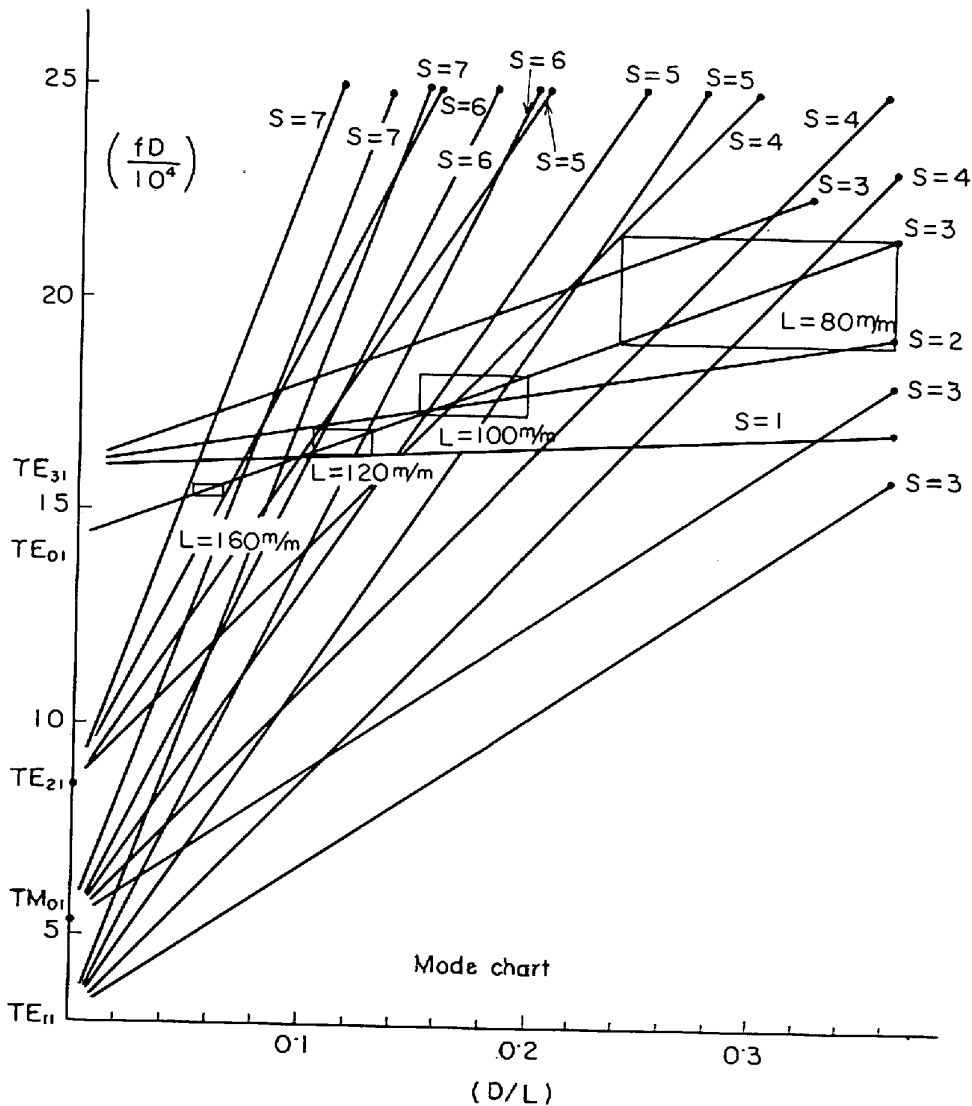


Fig. 8. An example of mode chart.

外のモードは開端部の損失が大きく共存モードはほとんど減衰してしまうことが実験的にも確認される。

3.6 共振器の周波数誤差

共振器の製作においては、非常に高い工作精度が要求されるが、とくに厚み計として利用する場合には2個の同一特性の共振器が必要となる。この精度について、高温条件下での膨張による誤差の検討にも利用できる一般式を導出する。再び(2.1)式から出発する。共振周波数の変位を Δf 、半径方向の微小変化を ΔR 、長さの微小変化を ΔL とすると、 Δf は(3.20)となる。

$$\Delta f = \left(\frac{\partial f}{\partial R}\right) \cdot \Delta R + \left(\frac{\partial f}{\partial L}\right) \cdot \Delta L \dots (3.20)$$

(2.1)式を用いて $(\partial f/\partial R)$ 、 $(\partial f/\partial L)$ を求め(3.20)式に代入すると(3.21)式のごとき Δf を求める一般式が得られる。

$$\Delta f = - \left[f - \frac{1}{f} \left(\frac{sc}{2L} \right)^2 \right] \cdot \frac{\Delta R}{R} - \frac{\lambda s^2 c}{4L^3} \cdot \Delta L \dots (3.21)$$

具体的な数値例として、 $f=9400 \text{ MHz}$ 、 $s=3$ 、 $c=3 \times 10^{11} [\text{mm/sec}]$ 、 $L=100 [\text{mm}]$ 、 $R=22.2 [\text{mm}]$ 、 $\lambda=c/f=31.91 [\text{mm}]$ とすると(3.22)式を得る。

$$\Delta f [\text{MHz}] = -426.4 \cdot \Delta R [\text{mm}] - 21.54 \cdot \Delta L [\text{mm}] \dots (3.22)$$

この式で注目すべきことは、共振器の半径方向の変化が、長さ方向の変化に比較して一桁以上大きく共振周波数の変化に寄与することであり、2個の対になった共振器を作る場合の半径方向の機械精度の重要性と半径方向の熱膨張の影響の大きさを示している。

3.7 開端部のフランジ効果

前記の理論的考察は開端共振器の開端部と被測定体金属板の間からマイクロ波電力が事実上漏洩しないという仮定で議論してきた。しかし実際にはこの部分から電力が漏洩する。この防止効果を Fig. 9 に示すごとく各種の大きさのフランジをつけて実験したが、端部からほぼ λ 程度までは防止効果が顕著である。実質的にここからマイクロ波電力が放出されるのは、ギャップ x が

$$x \geq \lambda/2 \dots (3.23)$$

なる関係をみたすときで、 $x_m = \lambda/2$ とすると開端部フランジと金属板とで平行板導波管を形成することになるためと考えられる。したがって測定範囲は(3.23)式で決まる x 以下であり、 x_m 以上では測定不能になる。実用的に直線関係が成り立つ範囲はさらにせまく $\lambda_0/3$ 以下であることは前にも述べた。

4. 開端共振器の実験的考察

4.1 変位と共振周波数の直線性および Q_T

Fig. 10 に測定回路のブロック図を示す。実験結果を

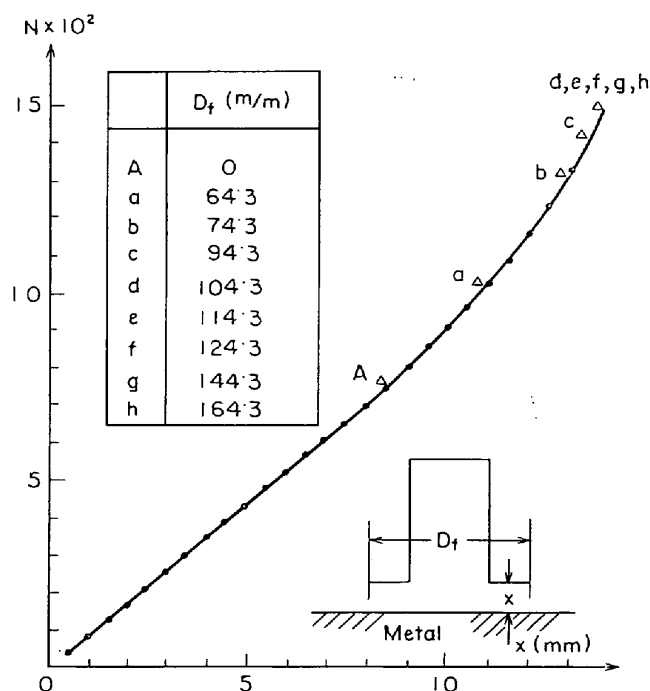


Fig. 9. Relation between the flange size D_f and measurable displacement x .

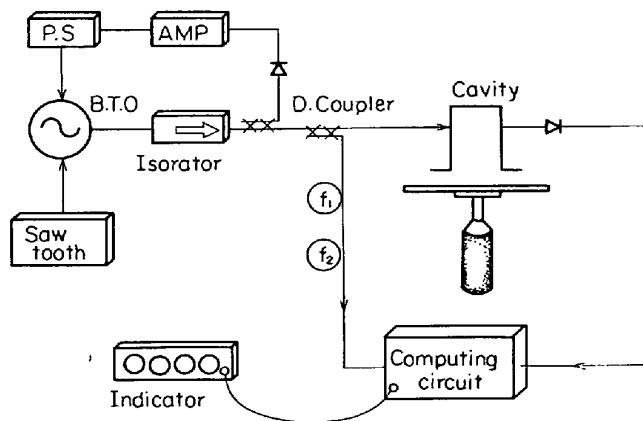


Fig. 10. Simplified block diagram of a measurement circuit of an open cavity characteristics.

Fig. 11 に示す。Photo. 1, 2 は測定装置の外観を示す。なお変位の基準には精度 $1/100 \text{ mm}$ 以下の大型精密マイクロメータを使用した。

実測できる Q は負荷時の Q_T の値で、実験に使用した共振器は二開口空洞でその等価回路を Fig. 12 に示す。 Q_0 と Q_T との関係は入力、出力回路の Q をそれぞれ Q_i 、 Q_R とすると、(4.1)式で与えられる。

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_i} + \frac{1}{Q_R} \dots (4.1)$$

$f=7000 \text{ MHz}$ における実験結果では実測された Q_T はしんちゆう板、鉛板とも $Q_T \approx 5000$ 程度であつた。

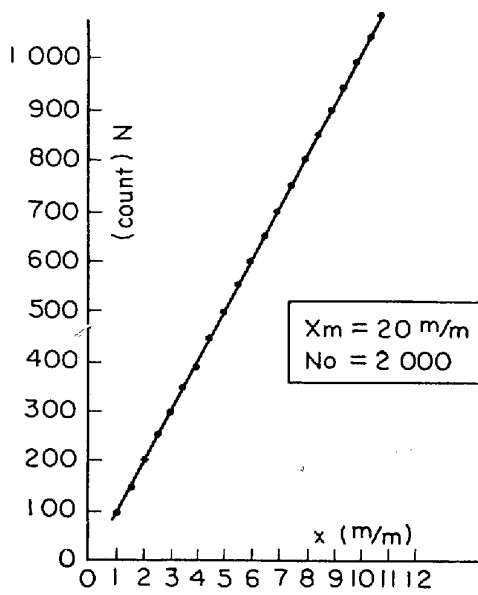


Fig. 11. The linear relation between displacement x and counts N .

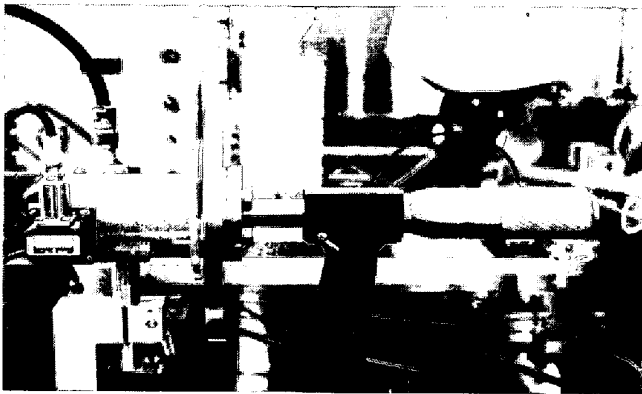


Photo. 1. A calibration micrometer.

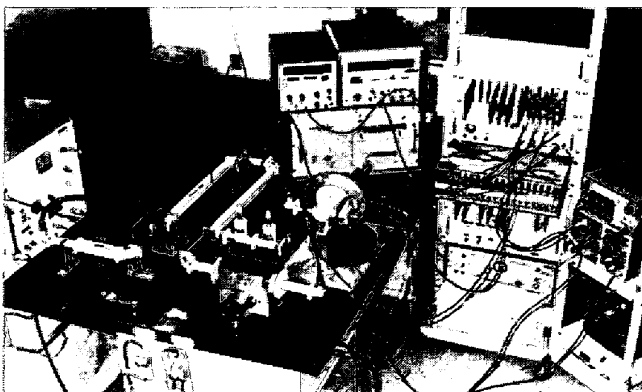


Photo. 2. A general view of the calibration device.

また 9.4 GHz での各種のサンプルに対する Q_T の実測値を Table 1 に示す. この結果からみる限り Q_T の値はあまりサンプル表面に依存しない.

このことは Q_T は (4.1) 式からわかるごとく Q_0 より小さく, たとえば外部回路の Q_i, Q_R が高く, $Q_0 =$

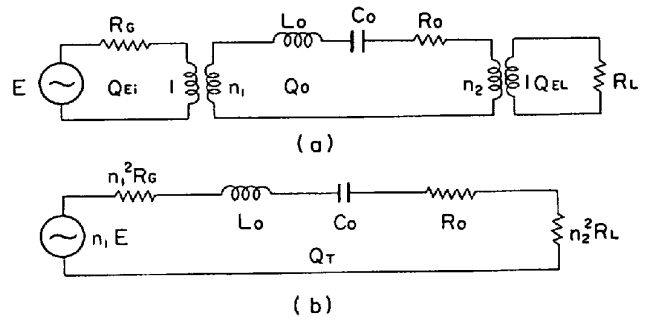


Fig. 12. Equivalent circuits of transmission cavity,

Table 1. Observed Q_T for the several kinds of samples.

Test sample	Q_T
Slab cleaned by H_2SO_4	$\sim 10^4$
Slab cleaned by brush	$\sim 5 \times 10^3$
Steel sheet	$\sim 10^4$
Stainless steel plate	$\sim 10^4$
Silver coated plate	$\sim 10^4$

Table 2. Theoretical and observed values of η .

Mode (TE_{0is})	η [MHz/mm]		f_0 [GHz]	L (mm)
	Theor.	Exp.		
$S=3$	29.1	25.0	7.0	99.87
$S=3$	34.0	32.5	7.2	93.39
$S=3$	21.3	20.44	9.4	100.0
$S=3$	5.10	5.12	8.7	166
$S=4$	8.74	8.55	9.0	166
$S=5$	13.08	13.33	9.4	166

$Q_i = Q_R$ だつたとしても, $Q_T = Q_0/3$ となる. さらに (4.1) 式から Q_0 の変化に対する Q_T の変動分 ΔQ_T は (4.2) 式で与えられる.

$$\Delta Q_T = \left(\frac{Q_T}{Q_0}\right)^2 \cdot \Delta Q_0 \dots\dots\dots (4.2)$$

$Q_0 = Q_i = Q_R$ の場合には, $\Delta Q_T = 0.1 \cdot \Delta Q_0$ となり, (3.14) 式の関係を検討すると実測される Q_T の値は Q_0 の影響 (サンプル表面抵抗変化) を受ける割合が小さいことを意味している. この結果と実測結果は一致している.

4.2 変位感度 η

Fig. 10 に示した測定回路による η の理論値と実測値の比較結果を Table 2 に示した. この結果から厚み計設計の目安にする程度の値は計算で推定できる. 正確な値は実測する必要がある. 計算値は閉じた円筒共振器の式を用いているので厳密には実測値とは一致しない. 実用的な観点からいえば, 回路的に補正するので最初から厳密に決める必要はない.

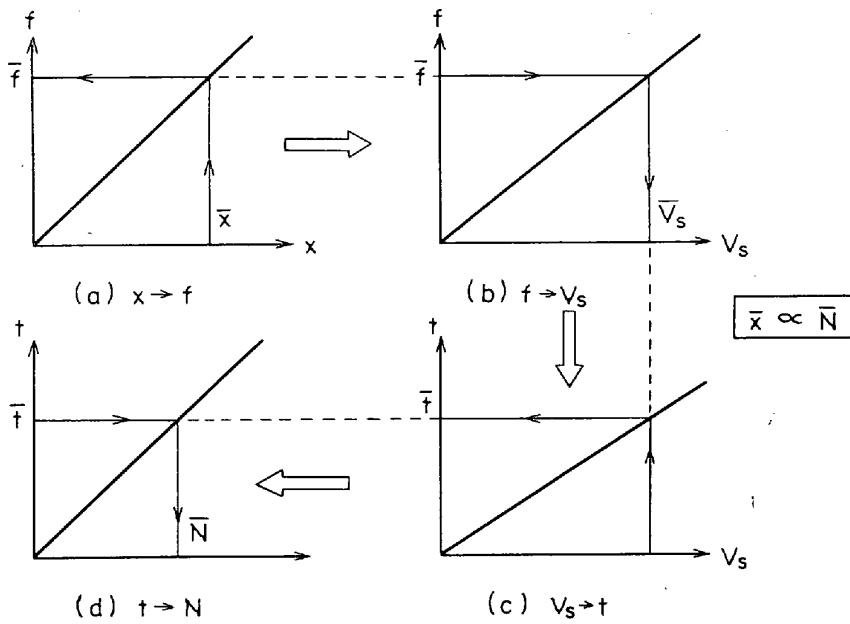
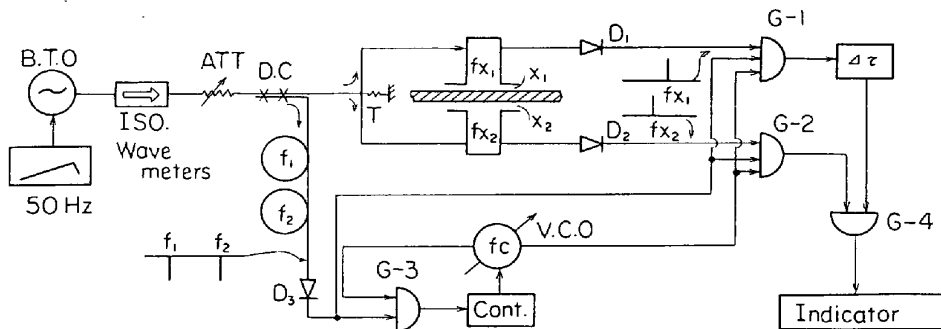


Fig. 13. Conversion from displacement(x) to pulse counts(n).



B.T.O.: Backward tube oscillator, ISO.: Isolator, D.C.: Directional coupler
 T: Magic-T, D₁, D₂: Detectors, V.C.O.: Voltage controlled oscillator,
 Cont.: V.C.O. control circuit, G: Gate circuit, Δτ: Delay circuit

Fig. 14. Simplified block diagram of thickness gage.

5. 厚み測定回路

2~4 章で開端共振器の理論的、実験的検討を行なったが、これらを用いて鋼板の厚み測定を行なう方法について述べる。ごく原理的なことはすでに発表してあるので⁶⁾⁷⁾ここでは測定の技術的問題と、実測例について述べる。

5.1 原理

Fig. 3 の (c) に示したごとく、厚み D は (5.1) 式で得られる。

$$D = K - (x_1 + x_2), \quad (K: \text{一定}) \quad (5.1)$$

そこで x_1, x_2 を測定するのに次の 4 ステップで行なう。

- (i) 開端共振器によつて変位 \Rightarrow 周波数の変換を行なう。
- (ii) 発振器の特性によつて、周波数 \Rightarrow 電圧変換を行

なう。

- (iii) 鋸歯状波を利用して、電圧 \Rightarrow 時間変換を行なう。
- (iv) クロックパルスを用いて、時間 \Rightarrow パルス変換を行なう。

この関係を Fig. 13 に示す。

5.2 測定方式

具体的な測定回路についてはすでに発表しているので⁶⁾ここでは詳細は略す。

概略のブロック図を Fig. 14 に示す。同図について簡単に動作説明をする。いまマイクロ波の周波数を f_0 から f_m まで変化させたとする。 f_0, f_m は変位が $x=0, x=X_{\max}$ のときの共振周波数である。被測定体と共振器との変位 x が、(5.2) 式を満たしているとき、Fig. 14 の

$$0 \leq x_i \leq X_{\max} \quad (i=1, 2) \quad (5.2)$$

f_{x_1}, f_{x_2} に相当する周波数のところで D_1, D_2 にパルスが発生する。周波数が時間とともに直線的に変化するならば、この時間比から f_{x_1} が求まる。一方時間 t をクロックパルスで計数し、その値を n とすると、(5.3) の関係が成立する。

$$\frac{x_i}{X_{\max}} = \frac{f_x - f_0}{f_m - f_0} = \frac{t_x - t_0}{t_m - t_0} = \frac{n_x}{n_0} \dots\dots\dots (5.3)$$

一方 $x=0, x=X_{\max}$ に相当する f_0, f_m に同調した 2 個の共振器から D_3 を経て 2 個の共振パルスを取り出す。この時間差に相当するパルス n_0 と X_{\max} の比を (5.4) 式のごとく $10^{-\alpha}$ 乗になるようにクロック周波数 f_c を制御する。(5.3), (5.4) 式から (5.5) 式が

$$X_{\max}/n_0 = 10^{-\alpha} [\text{mm/pulse}] \quad \alpha : \text{整数} \dots (5.4)$$

得られる。これと

$$x_i = n_x \cdot 10^\alpha, \quad \alpha : \text{整数} \dots\dots\dots (5.5)$$

(5.1) 式から厚みを測定することができる。K に相当するパルス数を N_K とすれば (5.6) 式が求める式となる。

$$D [\text{mm}] = (N_K - (n_1 + n_2)) \cdot 10^\alpha [\text{mm}] \quad \dots (5.6)$$

6. 実験結果

6.1 実験室実験

6.1.1 実験装置概要

本実験ではマイクロ波発振器には、出力 10mW の B.T.O (Backward Tube Oscillator) を使用し、印加電圧と発振周波数との関係は完全な直線性が得られないので、ダイオードによつて 3 本の折線で $\pm 0.1\%$ 以下になるよう補正した。使用した周波数は $x=0$ のとき 9400 MHz, 共振器は TE_{013} モード, $\eta = 20.44 [\text{MHz/mm}]$, $Q_T \approx 10000$ 程度で、検出器 D_1, D_2 は Hewlet packard Model 424A, その他の演算, 制御, 表示回路はデジタル回路で構成し、出力はデジタルの絶対表示と、アナログの絶対値および標準値からの偏差の両方が得られるようになっており、デジタルの最小読取単位は 1/

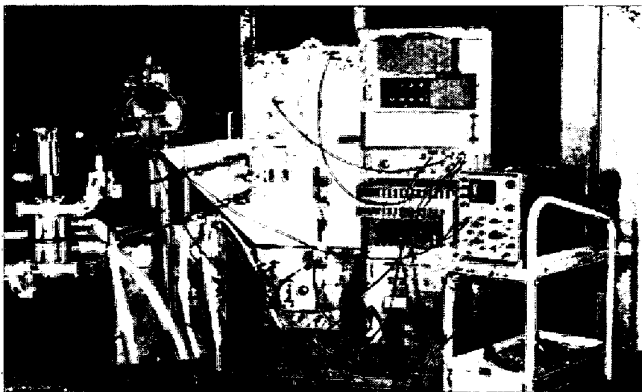


Photo. 3. A general view of the prototype microwave thickness gage.

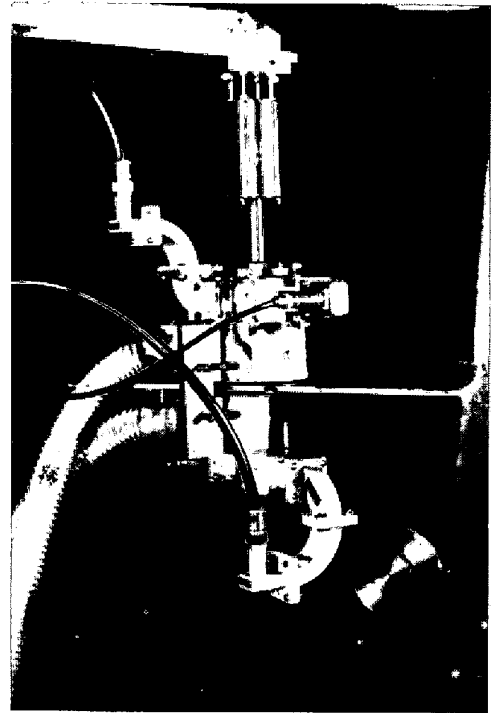


Photo. 4. A close view of floating cavities by air-boating method.

Table 3. Characteristics of the prototype microwave thickness gage.

(i)	Open cavity.....Cylindrical twin cavities
(ii)	Resonant frequency..... $f_0 : 9.4 \sim 9.2 [\text{GHz}]$
(iii)	Resonant mode..... TE_{013}
(iv)	Overall accuracy..... $\pm 1/100 [\text{mm}]$ (Static)
(v)	Response time 20 [ms]
(vi)	Measured area [40 mm]
(vii)	Measurable thickness range... $D_0 \pm 4.5 [\text{mm}]$

100 mm である。また B.T.O の掃引周波数は電源周期として 50 Hz の鋸歯状波を用いた。Photo. 3 は実験装置の外観を示したものである。

共振器の部分は被測定体金属板の上下変動によつて、両者が衝突することのないように共振器の構造を特別な形にし、周囲から高圧の空気を被測定体表面に吹きつけてエアボートで浮かす方法を採用した。これによつて低周波の変動に対して約 $\pm 15 \sim 20 \text{ mm}$ 程度の板の上下変動に追従することができる。Photo. 4 は実験用鋼板にエアボートで共振器を浮かした状態を示したものである。

マイクロ波厚み計の特性を Table 3 に要約して示す。

6.1.2 モデル実験結果

本実験においては直径 1m の円板 (鋼板) に人工的な厚みむらを作り、これを測定した結果をアナログ出力に変換して取り出して記録計にかかせた。Fig. 15 はその

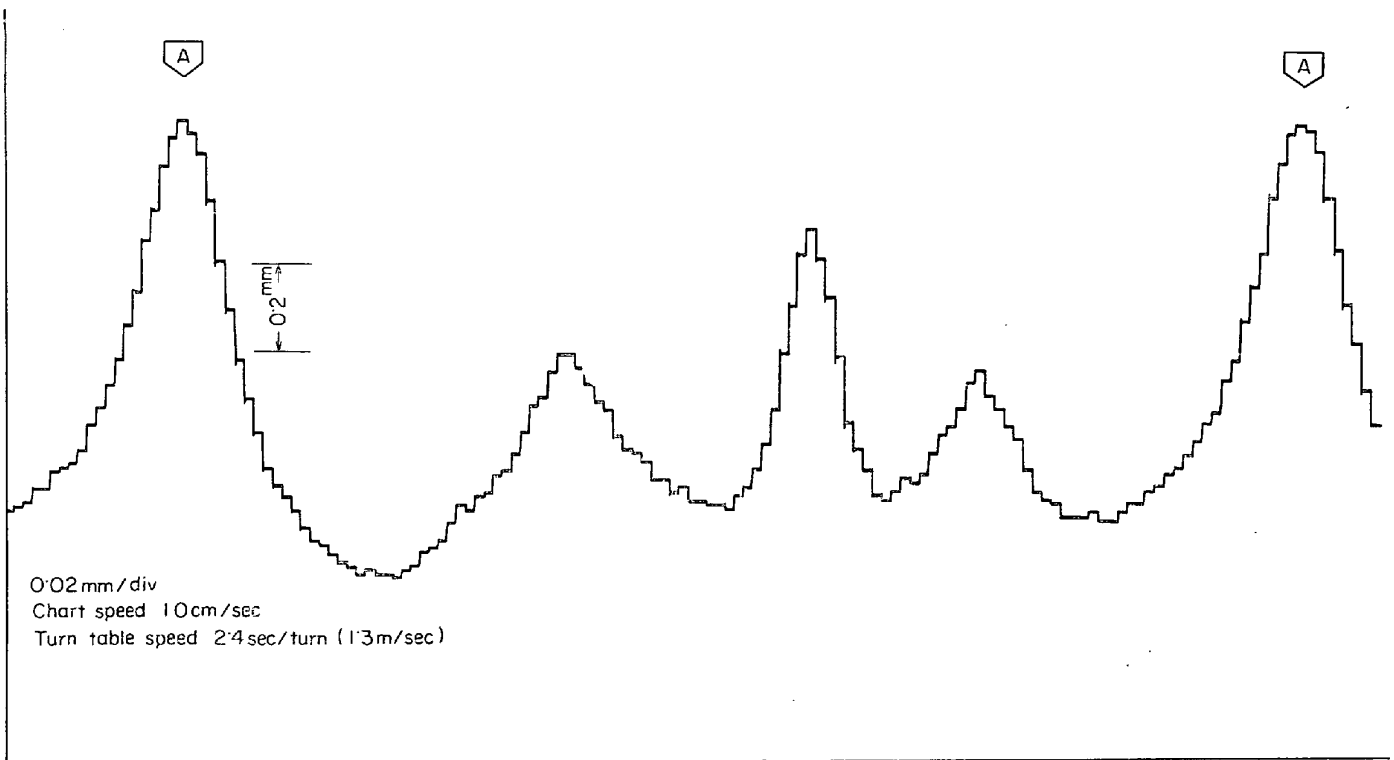


Fig. 15. The thickness record of a turn table sheet metal.

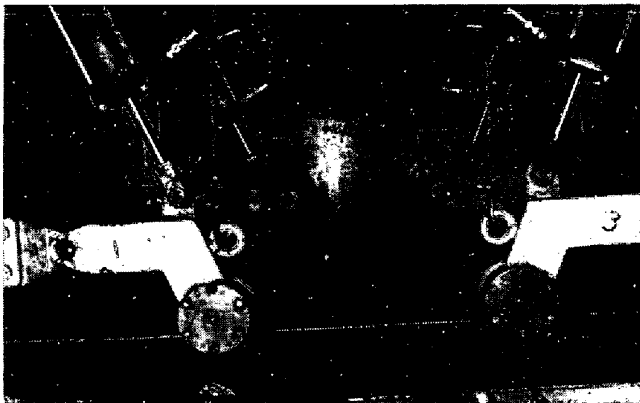


Photo. 5. A operational view of the pinch rolls against flapping of a plate.

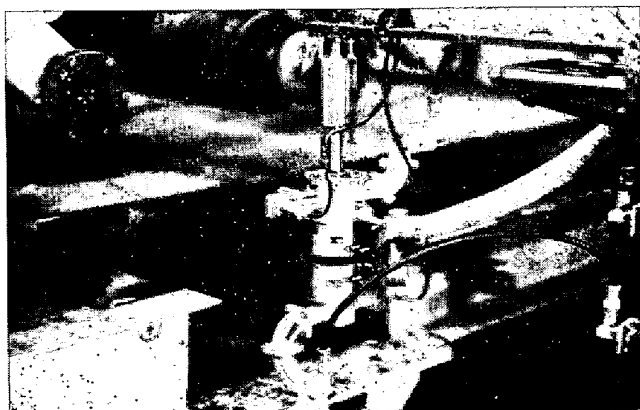


Photo. 6. A general view of the instrument cavities before experiment.

Table 4. Experimental results for the several different line speeds at rolling works.

Test coil No	Line speed [ft/min]	Head portion of coil [mm]		Tail portion of coil	
		Micro-meter	Micro-wave	Micro-meter	Micro-wave
2	100	2.90	2.90	2.81	2.81
			2.91		2.82
3	300	2.93	2.91	2.92	2.91
			2.92		2.94
5	370	2.93	2.93	2.93	2.93
			3.07		3.11
8	370	3.08	3.09	3.11	2.19
			2.19		2.18
10	180	2.17	2.19	2.18	2.18
			2.42		2.39
14	360	2.43	2.43	2.40	2.41
			2.43		2.41

1例で图中 A 点は同一点を示している。マイクロ波厚み計はあらかじめブロックゲージで校正した。鋼板を円周方向にマイクロメータで測定した結果と Fig. 15 はよく一致する。ただ厚みむらの変動の激しい所で値が一致しないが、これはマイクロメータが円周の端部しか測定できないのに対して、マイクロ波厚み計が端部から約 10 cm 内側を測定しているためである。

回転装置の関係で高速回転はできなかつたが、低速度の実験結果は全く Fig. 15 と同じであつた。速度の影響については被測定体の厚みむら周期との関係があり、局所的な厚み変動の大きな板が高速で通過する場合には問題になるが、通常のコイルのような厚み変動の少ないと

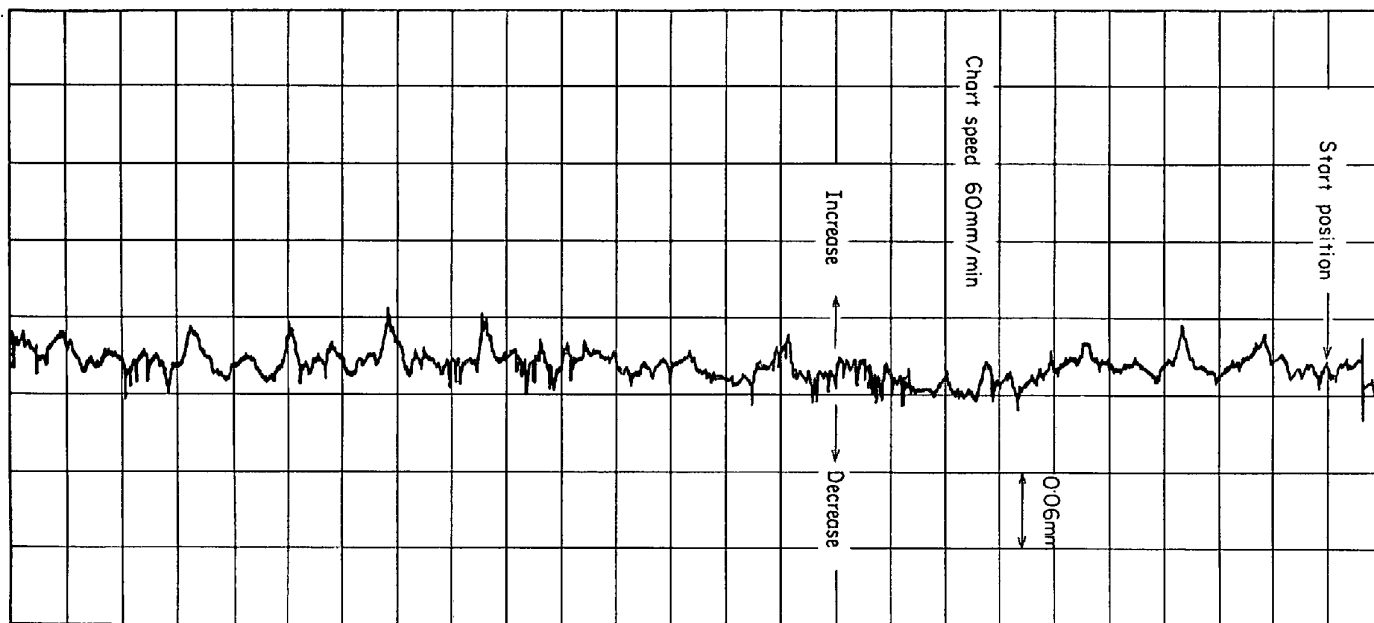


Fig. 16(a). The thickness record of a test coil by the microwave thickness gage. (measured at 10cm from the edge)

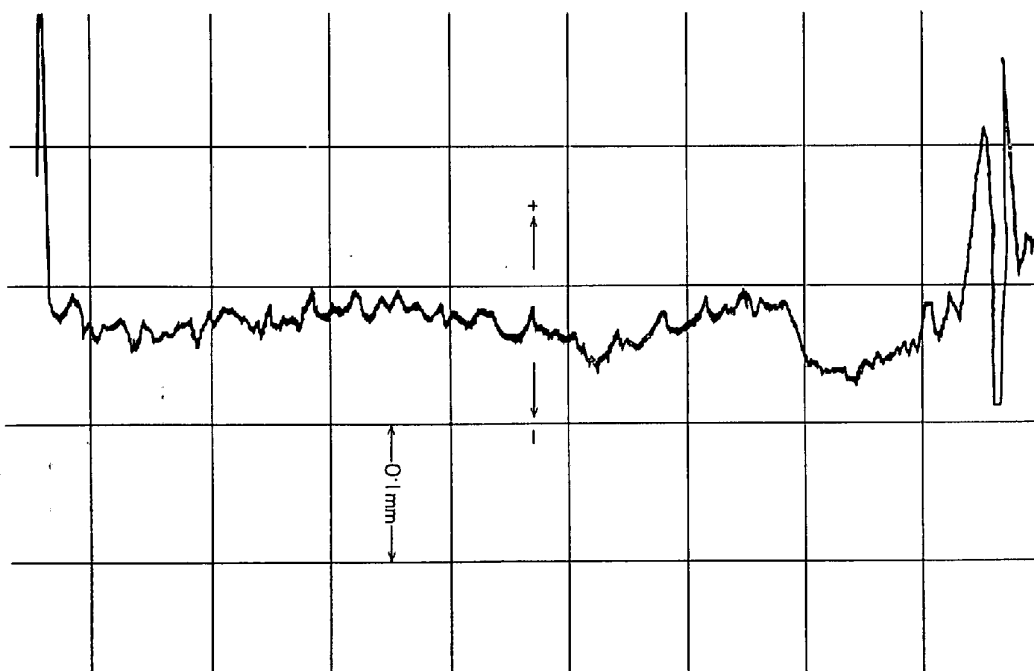


Fig. 16(b). The thickness record of a test coil by X-ray gage. (measured at the center line of a coil)

きには板の上下動のみが問題となる。

6.1.3 現場実験結果

本方法の実用化の可能性を実験的に確認する目的で、HFL (Hot Finishing Line)* において実験を行なった。実験項目として測定したのは次の4点である。

(i) 鋼板の実測値との対応が実際にとれるか。(静特性)

(ii) コイルの流れている状態での X 線厚み計との対応。

(iii) 鋼板上のスケール、油、ダストなどの影響。

(iv) その他の問題(鋼板振動、回路の安定性など)。まず鋼板の大きな振動を防止するため、エアシリンダーによるピンチローラーを製作取付けた。Photo. 5 に示

* 熱延コイルの精整ライン

す。この状態で共振器を鋼板の上に空気で浮かせ、一定間隔でラインを停止しマイクロメータの実測値と対応させた。結果の数例を Table 4 に示した。これらはすべての値について非常によく実測値と一致した。誤差はほとんどの場所で $\pm 2/100$ mm 以下であった。

つぎにコイル全長に沿つての測定結果を Fig. 16 に示す。(a)がマイクロ波厚み計、(b)が X 線厚み計の測定値であるが、(a)はコイルの端部、(b)は中心部を測定した値であり、コイルのクラウンの分だけの誤差が考えられ、また(a)のチャートは定速、(b)は鋼板速度に周期しているの、チャート上で1対1の絶対値の対比はつけにくい、傾向としては一致する。

スケールや鋼板上の油、水などの影響はほとんど問題にならなかつた。これは Fig. 1 の電磁界パターンからも分るごとく鋼板表面上で電界が0になるため、誘電体損失が実用上無視できるからであろう。ただ走行中鋼板のスケールがかなり下側の共振器にたまつていたことから実際に使用する場合には、誘電体損失の少ないマイカのようなものでふたをした構造にすべきであろう。

その他系の応答性の点でマイクロ波周波数変調用の鋸歯状波の周期を現在の 20m sec を 2m sec 程度にすれば、かなりの鋼板速度のものまで測定できるようになる。これは現在の技術で十分解決できると考えられる。

以上の基礎的な実験結果から今後必要とあらば、実用化に必要な諸問題は、技術的に十分解決しうるものとの確信を得た。

8. 結 言

非接触方式の開端共振器を用いた新しい原理のマイクロ波厚み測定法について、その共振器の理論的解析と実験的な解析結果について検討した。さらに厚み測定につ

いては新しい測定方式を提案し、その動作原理と試作装置について述べ、実験室、現場での実測結果について報告した。結果は合理的設計で、適当な条件下で測定すれば測定誤差 $\pm 2/100$ mm 程度の測定が可能である。

今後この置素を実用化するに際しては、最近開発されつつある半導体発振器や、マイクロ波回路素子などの技術を利用することによつて経済性、性能の両面から一層実用的な信頼性ある厚み計が得られるものと考えられる。

最後に本研究に当たり共振器の設計製作についていろいろと示唆をいただいた島田理化工業(株)の村田計技氏に感謝の意を表わします。

文 献

- 1) J. B. BEYER, et al.: "Microwave Thickness Detector" Rev. Sci. Inst. vol. 31, No 3, p.313 ~316
- 2) C. F. AUGUSTINE: "Measure it, but don't touch it" Electronics, August 23, 1965, p. 65~69
- 3) AGC: "Putting thickness measurement to works" The Magazine of Metal Producing, May 1967, p. 65
- 4) R. V. WILLIAM: "Application of Microwave Techniques in The Iron and Steel Industry" ISA Proc. 1967 National Conf. Inst. for Iron and Steel
- 5) 曾我, 南田, 草鹿: "マイクロ波開端共振器による変位測定", 第7回 SICE 学術講演会(1968)
- 6) "マイクロ波共振法による変位測定" 第45回 鉄鋼計測部会資料, 1970, Feb
- 7) 曾我, 南田, 草鹿: "マイクロ波開端共振器による板厚測定法" 日本鉄鋼協会 第80回講演大会(1970)
- 8) 小口文一著「マイクロ波およびミリ波回路」丸善