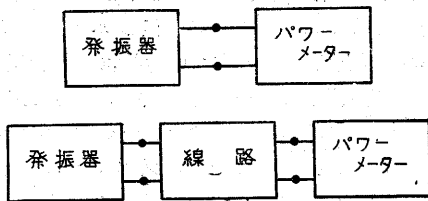


同軸線路損失測定について

齋藤 成 文 ・ 黒 川 兼 行

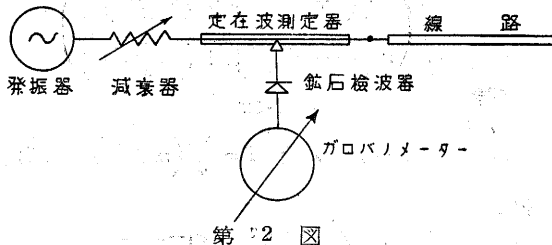
1. 緒 言

マイクロ波領域で用いられる同軸線路の損失を測定する最も直接的な方法はパワーメーターによるものである。第 1 図に示すように発振器の出力をパワーメーターで測定、次にこの発振器に線路を附加して線路の終端にどれだけ出力が得られるかを再びパワーメーターで測定、その差

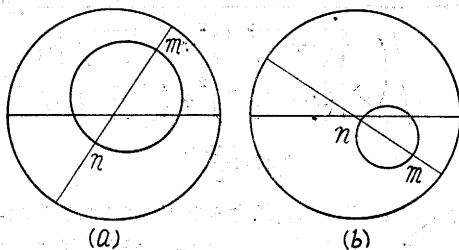


第 1 図

が線路中の損失とみなす方法である。しかしながら実際には各接続点において整合をとらぬ限り、反射による損失が出て正確な値を求める事ができなくなる。この整合を満足すべき条件で行うことがマイクロ波領域の同軸線路になると大変困難なので整合を要しない測定方法が望まれる。これに答えたものに次のようなやり方がある。



第 2 図



第 3 図

近年、マイクロ波が盛に通信に使用されるようになり、その伝送線路の 1 つとして同軸線路の需要も増大してきた。質のよい同軸線路を作るために種々改良試験をする場合、僅かの試料でしかも精度よく減衰常数を測定したいという要求が当然起つてくる。この論文はその要求に答えるためわれわれの研究室で行っている測定法を紹介したものである。

試料線路の先端を短絡して他端を第 2 図のように定在波測定器に結合、周軸数を僅かに変化しながら定在波を測定、この結果を Smith Chart にプロットすると第 3 図に示すような円が得られる。この円が Smith Chart の中心を含む場合を (a) over coupling といい、中心を含まぬ場合を (b) under coupling と呼ぶ。この円上で Smith Chart

の中心から最も遠い点を m 、最も近い点を n とすると、 m は周波数を変えた時の定在波比が極大になる点で n は極小になる点である。ここでそれぞれの定在波比を σ_m 、 σ_n とすれば線路の減衰常数を α 、長さを l として近似的に

over coupling の場合

$$\tanh \alpha l = \sqrt{\frac{1}{\sigma_m \sigma_n}} \quad (1)$$

under coupling の場合

$$\tanh \alpha l = \sqrt{\frac{\sigma_n}{\sigma_m}} \quad (2)$$

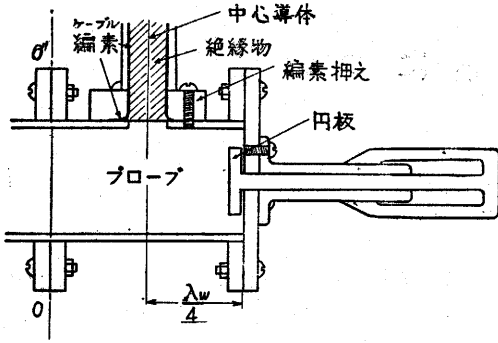
なる関係があるのでこれ等の式から α を求めることができる。この方法は非常に簡単でしかも精度が高いので長い試料 (4,000 MC では 10~15 m 位) が得られる場合には優れたやり方といえよう。しかし長さの短い試料 (4,000 MC で 1.5~2 m) しか得られない場合は αl が小さく従つて σ_m が大きくなり測定の精度が急激に悪くなつてしまう。そこでこういう場合にはここで述べようとしている共振法による測定法が登場してくるのである。

2. 共振法の原理

同軸線路の先端を短絡し、他端で中心導体をプローブ状に第 4 図に示すように導波管に結合させる。同軸線路を 1 つの共振器とみなし、この共振器の detune 時の定在波極小面 OO' からみた正規化インピーダンスは、

$$Z = \frac{1}{jx + \frac{1}{Q_{ext}}} + R \quad (3)$$

で表わすことができる。ここに ω_0 を共振角周波数、 f_0 を共振周波数として



第 4 図

$$x = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{2\delta f}{f_0} \quad (4)$$

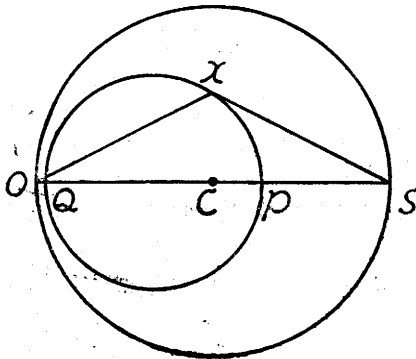
Q_0 は共振器の unloaded Q , Q_{ext} は external Q で R は他の姿態の影響による抵抗分である。しかるに線路の減衰常数 α と Q_0 の間には

$$\alpha = \frac{\pi}{\lambda_g Q_0} \text{ (Neper/m)} = 8.686 \frac{\pi}{\lambda_g Q_0} \text{ (db/m)} \quad (5)$$

なる関係があるから Q_0 と線路内の伝播波長 λ_g が測定により求められれば α が (5) 式を計算することによつて得られる。

3. Q_0 の測定

(3) 式のインピーダンスの周波数に対する軌跡は Smith Chart 上で第 5 図のような円で p が共振点 f_0



第 5 図

に相当し、 Q が detune 時に相当している。定在波測定器によつて定在波比並びに定在波極小の位置を各周波数につき実際に測定し、この軌跡をプロットして

$$x = \frac{1}{Q_0} \quad (6)$$

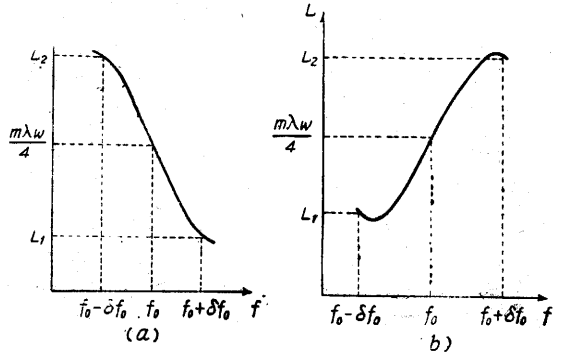
になるような周波数 $f_0 \pm \delta f_0$ を求めて

$$Q_0 = \frac{f_0}{2\delta f_0} \quad (7)$$

から Q_0 を求める方法が最も精度のよいやり方であるが測定に時間がかかるので、**その 1.** 定在波極小の位置の

移動、もしくは、**その 2.** 定在波比の変化のいずれか一方のみに着目してやる方法が考えられる。

(**その 1.**) 共振点付近で周波数を変化しながら $0-0'$ から計った定在波極小の位置を測定これをプロットしてみると over coupling か under coupling により第 6 図 (a) (b) のような曲線が得られる。



第 6 図

この図形の対称の中心になる点が共振周波数 f_0 を与え、その縦軸は $m\lambda_w/4$ である。但し m は整数で over coupling の場合奇数、under coupling の場合偶数になる。 λ_w は導波管内の波長である。 f_0 における定在波比を測定 over coupling の場合その値を、under coupling の場合その逆数を σ_1 とし、又 detune 時の定在波比も測定してその逆数を σ_0 とする。これ等の値を次式に代入して L を算出しその L に相当する周波数 $f_0 \pm \delta f_0$ を第 6 図の曲線上から求め (7) 式により Q_0 を算出する。

$$\text{over coupling の場合 } L = \frac{\lambda_w}{4} \left(m \mp \frac{\theta}{\pi} \right) \quad (8)$$

但し

$$\theta = \cos^{-1} \frac{\left(\frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2} \right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2} \right)^2 - 1}{\sqrt{\left(\left\{ \left(1 + \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2} \right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2} \right)^2 \right\} \right) \times \left\{ \left(1 - \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2} \right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2} \right)^2 \right\}}} \quad (9)$$

$0 < \theta < \pi$

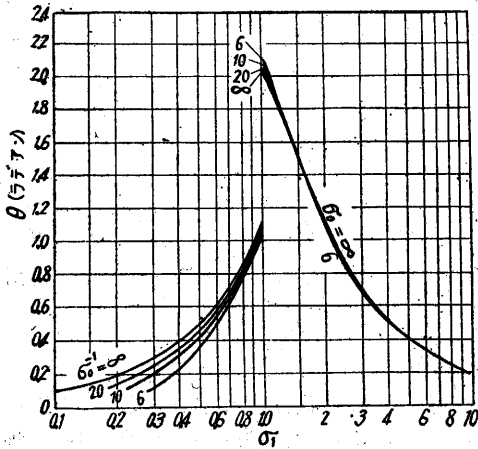
$$\text{under coupling の場合 } L = \frac{\lambda_w}{4} \left(m \pm \frac{\theta}{\pi} \right) \quad (8')$$

但し

$$\theta = \cos^{-1} \frac{1 - \left(\frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2} \right)^2 - \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2} \right)^2}{\sqrt{\left(\left\{ \left(1 + \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2} \right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2} \right)^2 \right\} \right) \times \left\{ \left(1 - \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2} \right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2} \right)^2 \right\}}} \quad (9')$$

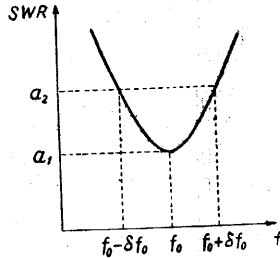
$0 < \theta < \frac{\pi}{2}$

θ の値を個々の場合に計算するのは面倒であるから第 7 図によつて求めるとよい。なお λ_w は各周波数によつて異なることに注意しなければならない。



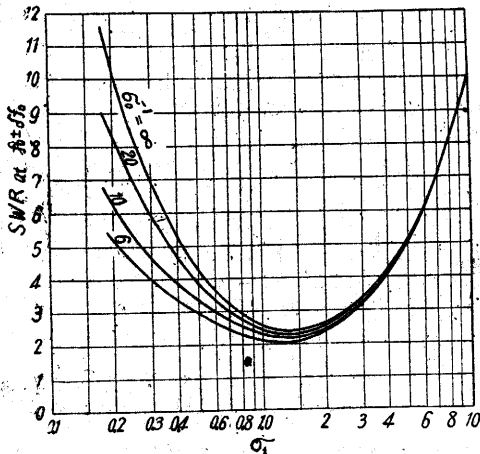
第7図

(その2.) 前と同様に共振点付近で周波数を変化して定在波比を測定これをプロットしてみると第8図のような曲線が得られる。この対称の中心が f_0 に相当する点である。 f_0 において僅かに周波数を変化して定在波極小の位置が移動する方向によつて over coupling か under coupling を判定、定在比が次式で示される周波数 $f_0 \pm \delta f_0$ を第8図の上で決定 (7) 式により Q_0 を算出する。



第8図

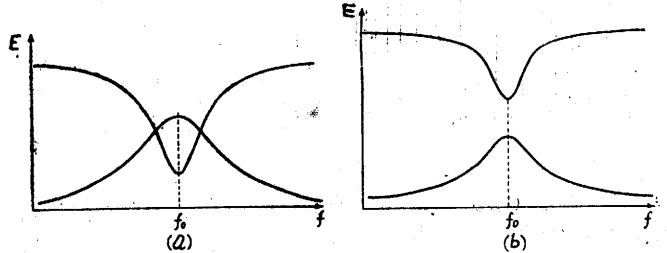
$$SWR_{f_0 \pm \delta f_0} = \frac{\left(\sqrt{\left(1 + \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2}\right)^2} + \sqrt{\left(1 - \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2}\right)^2} \right)}{\left(\sqrt{\left(1 + \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2}\right)^2} - \sqrt{\left(1 - \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2}\right)^2} \right)} \quad (10)$$



第9図

なおこの値を図にして第9図に示す。

さて、その1、その2に述べた方法は Q_0 の比較的低い場合 (700~800以下) にはよいが線路の損失が小さくなり、従つて Q_0 が大きくなつてくると次第に測定が困難になる。その場合次に述べるその3のによるやり方が最も適している。



第10図

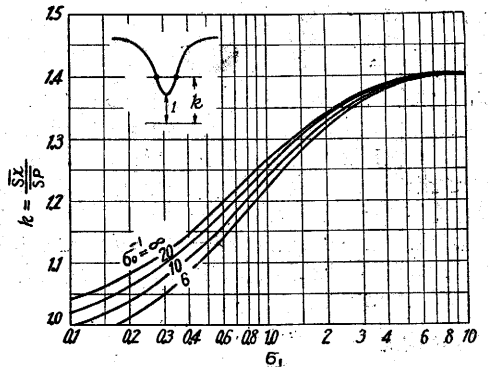
(その3.) 第5図のインピーダンス軌跡上の点 x が周波数 f に相当するものとすれば 0 点から x へ下した直線の長さ ox は f における $00'$ 面の電圧相対値を表わす。従つて $00'$ 面に探針を挿入、周波数に対する電圧の変化を測定すれば第10図点線のような結果が得られる。又 $00'$ から $\lambda/4$ だけ離れた面の電圧は直線 sx で表わされるからこの面では同図実線のような結果が得られる。実点線図形が (a) のように重さなる場合は over coupling で (b) のように重さならない場合は under coupling である。

さて (6) 式を満足する周波数 $f_0 \pm \delta f_0$ では

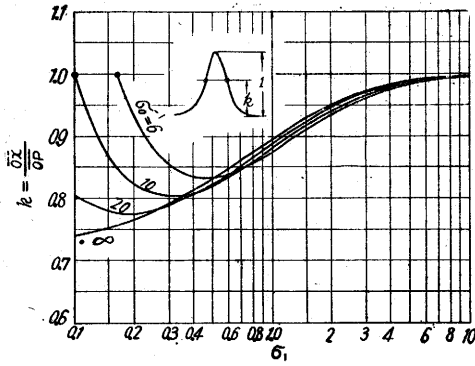
$$\frac{sx}{sp} = \frac{1 + \sigma_1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2}\right)^2}} \quad (11)$$

$$\frac{ox}{op} = \frac{1 + \sigma_1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2}\right)^2}} \times \frac{\sqrt{\left(\frac{\sigma_1 + \sigma_0}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_1 - \sigma_0}{2}\right)^2}}{\sigma_1} \quad (12)$$

となるから第10図で f_0 の電圧に対しそれぞれ電圧が (11) (12) で表わされる大きさになる点の周波数 $f_0 \pm \delta f_0$



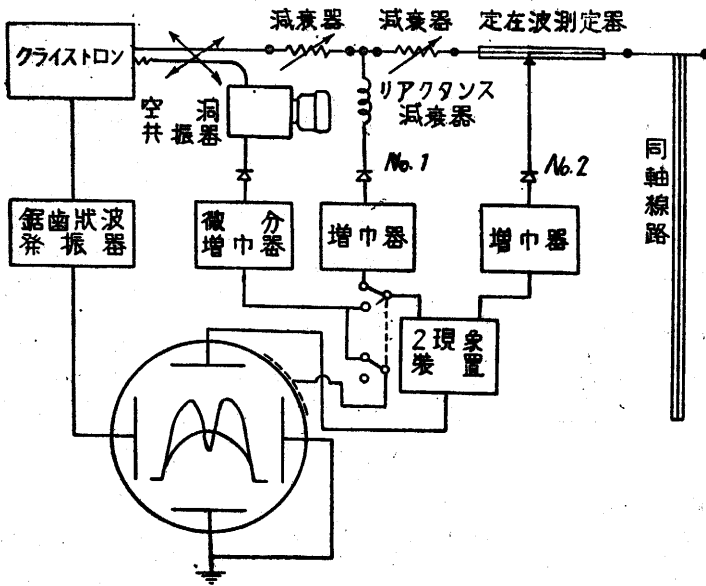
第11図



第 12 図

を測定すれば (7) 式から Q_0 が求められる。(11) (12) 式のグラフは第11図第12図に示した。

具体的装置の系統図は第13図に示す通りで、ブラウン



第 13 図

管上にはクライストロンの出力曲線と定在波測定器の出力を描かせ、周波数目盛は輝度変調によつてゐる。鉱石 No. 1, No. 2 は使用範囲で特性の一致したものを選び、リアクタンス減衰器の出入によりクライストロン出力曲線を伸縮して必要な電圧相対値を渡衰器の目盛でよむ。なおクライストロン出力特性のために第10図は第13図に示すような形でブラウン管上に表われる。

Q_0 の非常に高い場合はクライストロンの変調に梯形波を用い、ブラウン管上にクライストロン出力曲線の代りに周波数較正用空洞出力の微分波形を描かせ δf_0 の測定精度を上げる。この時必要な電圧相対値はブラウン管上の高さで読む(その 1, その 2 に述べたやり方も上述した) 装置を用いると普通のメーターを用いて測定するのとは比較にならぬ位速やかに、しかも精度よく行えることに言及しておく。

4. λ_g の測定

隣接した 2 つの共振波長を求め、それぞれに対する自

由空間波長を λ_0, λ_0' 同軸線路伝播波長を λ_g, λ_g' 結合プローブの先端から短絡板に至る同軸線路の長さを l とすれば近似的に

$$l = \frac{n + \frac{1}{2}}{2} \lambda_g = \frac{n + \frac{1}{2}}{2} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_s}}$$

$$= \frac{n - \frac{1}{2}}{2} \lambda_g' = \frac{n - \frac{1}{2}}{2} \frac{\lambda_0'}{\sqrt{\epsilon_s}} \quad (13)$$

なる関係があるので整数 n , 誘電率 ϵ_s , 及び λ_g が算出できる。

5. 測定結果

数多く測定した中の代表的な二、三の例を挙げる。

4,000 MC において RG85/U 中心導体 2.95 mm ϕ , 編素径 19.50 mm ϕ のポリエチレン同軸ケーブルを種々のやり方で測定した結果 $\epsilon = 2.25, \alpha = 0.39 \pm 0.01$ db/m で一致した。この場合の Q_0 は 1,400 でその 3 による測定が一番容易である。同じケーブルでスクラップのポリエチレンを使用したものは $\epsilon = 2.25, \alpha = 0.76$ db/m で約 2 倍の損失を示した。この場合の Q_0 は 720 で低いかからその 1, その 2 のやり方も全く同じように容易に測定できた。銅同軸パイプ、内外径が 10 mm ϕ , 25 mm ϕ のものを酸洗いの後その 3 の方法で測定した所 $\alpha = 0.061$ db/m となつた。この時の Q_0 は 6,050 でその 1, その 2 の測定法は用いられなかつた。この同軸パイプの減衰常数 α の理論値は $\alpha = 0.058$ db/m である。種々の表面処理と relative attenuation との関係は従来から測定していたが理論値の 5~10% 変しは大体予想していた所である。

6. 結 言

以上われわれの研究室で行つてゐる同軸ケーブル、同軸パイプ等の減衰常数を測定する方法を述べ、本文を参考にして下さる方々の便宜を慮つてわれわれの使用しているグラフのいくつかを示した。ここに述べた共振法は緒言に述べた (1) (2) 式による方法と全く同じ現象をただ共振という点に目を付けて、detune 時の定在波比が非常に大きくなつてその測定精度が上らなくなつても、その値を直接には利用していないので α の誤差が大きくなることを利用したものなのである。当然のことではあるが共振法による測定と (1) (2) 式による測定とが一致した測定結果を与える筈であることも証明できる。

終りにのぞみ終始御指導を頂いてゐる本学星合教授、試料を提供され実験に御協力下さつた藤倉電線 吉村、中村の両氏、古河電線の畑、吉崎の両氏に深い感謝の意を表する。(1953. 9. 24)

文 献

星合, 齋藤 4,000MC における誘電体特性の測定に関する研究 電気通信研究所基礎研究部 成果報告 第70号
 齋藤, 黒川 糧波における同軸線路損失の一測定法 電気通信学会雑誌 昭和28年7月