

## 实验 11.3 材料微波介电常数和磁导率测量

### 引言

隐身技术是通过控制、降低目标的可探测信号特征,使其不易被微波、红外、可见光、声波等各种探测设备发现、跟踪、定位的综合技术。其中,微波隐身(或称雷达波隐身)的研究早在 20 世纪 30 年代就开始了。现在已发展成集形状隐身、材料隐身等一体的高度复杂的技术,并已应用到导弹、飞机、舰船、装甲车辆、重要军事设施等许多武器装备上。

雷达隐身技术中,最简单的一种是涂覆型隐身技术。它是将吸波材料直接以一定的厚度涂覆在外壳以降低对微波的反射,减小雷达探测截面,提高隐身能力。而材料的微波介电常数和磁导率与吸波性能有关,本实验用开路短路法对其进行测量。

### 实验目的

1. 了解和掌握微波开路和短路的含意和实现方法
2. 掌握测量材料微波介电常数和磁导率的原理和方法。
3. 了解微波测试系统元部件的作用。

### 实验原理

对于涂覆在金属平板(假定其为理想导体,下同)表面的单层吸波材料,空气与涂层界面处的输入阻抗为:

$$Z = Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \frac{\text{th}(\gamma d)}{1 - e^{-2\gamma d}} \quad (11.3-1)$$

其中  $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega$  是自由空间波阻抗,  $\gamma$  是电磁波在涂层中的传播常数,  $d$  是吸波涂层厚度,  $\mu_r, \epsilon_r$  分别为涂层的相对磁导率和相对介电常数。

当电磁波由空气向涂层垂直入射时,在界面上的反射系数为:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (11.3-2)$$

以分贝(dB)表示的功率反射率为:

$$R = 20 \lg |\Gamma| \quad (11.3-3)$$

对多层涂覆,电磁波垂直入射到第  $n$  层时,其输入阻抗为:

$$Z_n = \eta_n \frac{Z_{n-1} + \eta_n \text{th}(\gamma_n d_n)}{\eta_n + Z_{n-1} \text{th}(\gamma_n d_n)} \quad (11.3-4)$$

其中,  $\eta_n = \sqrt{(\mu_n' - j\mu_n'')/(\epsilon_n' - j\epsilon_n'')}$  是第  $n$  层的特性阻抗,  $\gamma_n = j \frac{\omega}{c} \sqrt{(\mu_n' - j\mu_n'')/(\epsilon_n' - j\epsilon_n'')}$  是第  $n$  层的传播常数,  $d_n$  为第  $n$  层的厚度,  $Z_{n-1}$  为第  $n-1$  层入射面的输入阻抗。

理想导体平板的输入阻抗为 0，最外层的输入阻抗可以通过迭代法得出，从而由公式 11.3-2 和公式 (11.3-3) 得到反射率。

由此可见，无论是单层涂覆还是多层涂覆，测出各层材料的复介电常数  $\epsilon_r$  和复磁导率  $\mu_r$ ，其与频率的关系是设计隐身涂层的关键。

网络分析仪近年已较多地用于测量材料微波段的  $\mu_r, \epsilon_r$ ，但其价格较高。我们在此介绍一种基于测量线的波导测量装置，用其测出开路、短路二点阻抗，推算出  $\mu_r$  和  $\epsilon_r$ 。图 11.3-1 是装置的示意图。

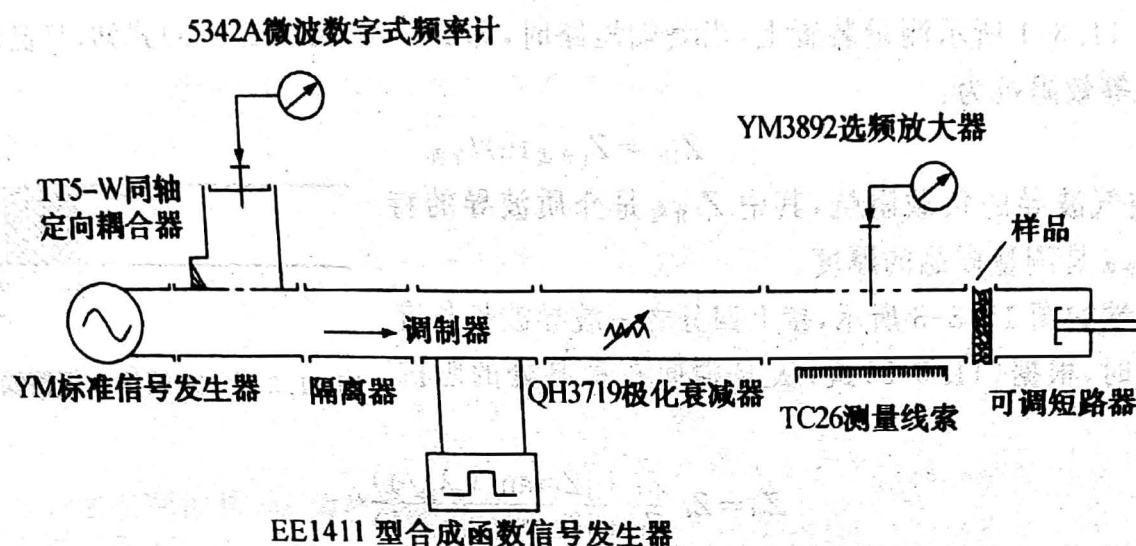


图 11.3-1 一种基于测量线的波导测量装置

在微波测量中，是通过驻波的测量来得到阻抗。对图 11.3-1 所示的测量装置，可以用如图 11.3-2 所示的传输线模型进行分析。

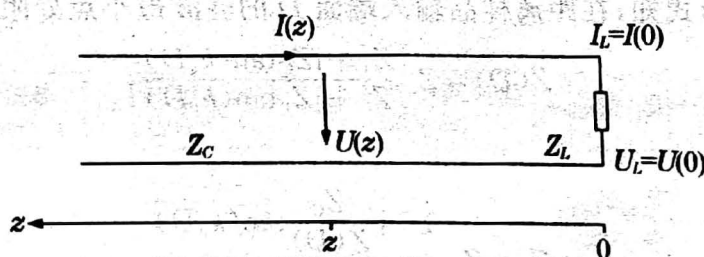


图 11.3-2 传输线模型

以  $e^{\gamma z}$  表示入射波， $e^{-\gamma z}$  表示反射波， $\gamma = \alpha + j\beta$  为传播常数，入射波电压振幅与电流振幅之比为  $+Z_C$ ，反射波此比值为  $-Z_C$ ，坐标为  $z$  点的电压复振幅与电流复振幅之比称为该点输入阻抗，简称该点阻抗  $Z(z)$ ，即：

$$Z(z) = \frac{U(z)}{I(z)} = Z_C \frac{e^{\gamma z} + \Gamma_L e^{-\gamma z}}{e^{\gamma z} - \Gamma_L e^{-\gamma z}} = Z_C \frac{Z_L + Z_C \operatorname{th} \gamma z}{Z_C + Z_L \operatorname{th} \gamma z} \quad (11.3-5)$$

其中， $\Gamma_L$  是负载上的电压反射系数，可以推得：

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} = |\Gamma_L| e^{j\theta} \quad (11.3-6)$$

坐标为  $z$  点的电压反射系数为：

$$\Gamma(z) = \frac{U_r(z)}{U_i(z)} = \frac{U_{rL} e^{-\gamma z}}{U_{iL} e^{+\gamma z}} = \Gamma_L e^{-2\gamma z} = |\Gamma_L| e^{-2\gamma z} e^{-j(\phi_L - 2\beta z)} = |\Gamma_L| e^{j\phi(z)} \quad (11.3-7)$$

其中  $|\Gamma(z)| = |\Gamma_L| e^{-2\alpha z}$ ， $\phi(z) - \phi_L = -2\beta z$ ，于是从 (11.3-5) 式又推得：

$$Z(z) = Z_c \frac{1 + \Gamma_L(z)}{1 - \Gamma_L(z)} \quad (11.3-8)$$

当线上有两点  $z_1$  和  $z_2$ ,  $z_1 - z_2 = l$ , 两点阻抗分别为  $Z_1, Z_2$ , 则:

$$Z_2 = Z_c \frac{Z_1 + Z_c \operatorname{th} \gamma l}{Z_c + Z_c \operatorname{th} \gamma l} \quad (11.3-9)$$

定义驻波最大点与最小点电压之比为电压驻波比:

$$\rho = \frac{e^{z_{\max}}}{e^{z_{\min}}} = \frac{1 + |\Gamma(z_{\max})|}{1 - |\Gamma(z_{\min})|} \quad (11.3-10)$$

在图 11.3-1 所示测量装置上, 当终端短路时, 即  $Z_L = 0$ , 由 (11.3-5) 式知, 样品输入端面向终端的等效阻抗为:

$$Z_{1\text{短}} = Z_{C\text{介质}} \operatorname{th} \gamma l_{\text{介质}} \quad (11.3-11)$$

$Z_1$  也是空气波导的负载阻抗, 其中  $Z_{C\text{介质}}$  是介质波导的特性阻抗,  $l_{\text{介质}}$  是测量样品的厚度。

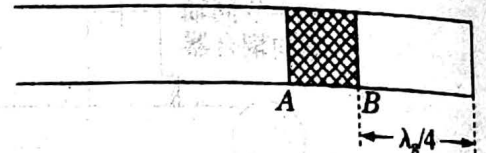


图 11.3-3 终端接入短路线示意图

当终端如图 11.3-3 所示, 接上四分之一波导波长长度的短路线时, 根据 (11.3-5) 式, 从 B 端向右看 B 处的阻抗为:

$$Z_B = Z_c \frac{Z_L + j Z_c \tan(k_g \lambda_g / 4)}{Z_c + j Z_L \tan(k_g \lambda_g / 4)}$$

此时  $Z_L = 0$ ,  $k_g = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ , 因此  $Z_B = Z_c \tan \frac{\pi}{2} \rightarrow \infty$ , B 端等效开路。于是, 由 (11.3-5) 式知, 样品输入端面向终端的等效阻抗为:

$$Z_{1\text{开}} = Z_{C\text{介质}} \operatorname{cth} \gamma l_{\text{介质}} \quad (11.3-12)$$

同时, 由 (11.3-5) 式知, 在距离样品输入端面 D 的驻波最小点处阻抗是:

$$Z(D) = Z_c \frac{Z_1 + j Z_c \tan(k_g D)}{Z_c + j Z_1 \tan(k_g D)}$$

由此得:

$$Z_1 = Z_c \frac{1 - j \frac{Z_c}{Z(D)} \tan(k_g D)}{\frac{Z_c}{Z(D)} - j \tan(k_g D)}$$

由 (11.3-8) 式得:

$$\frac{Z_c}{Z(D)} = \frac{1 - \Gamma(D)}{1 + \Gamma(D)} = \frac{1 - |\Gamma| e^{j\theta}}{1 + |\Gamma| e^{j\theta}}$$

在驻波最小点  $e^{j\theta} = e^{j(2n+1)\pi} = -1$ , 所以

$$\frac{Z_c}{Z(D)} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \rho$$

由此得:

$$\frac{Z_1}{Z_c} = \frac{1 - j \rho \tan(k_g D)}{\rho - j \tan(k_g D)}$$

(11.3-13)

可见测出驻波比  $\rho$  即可得  $\frac{Z_1}{Z_c}$ 。

对于柱状波导中的 TE 波,  $Z_c = j \frac{\omega \mu}{\gamma}$ , 因此介质波导的  $Z_{C\text{介质}} = j \frac{\omega \mu_0 \mu_r}{\gamma}$ , 空气波导的  $Z_c \approx$



$\frac{\omega\mu_0}{k_r}$ , 因此,

$$\mu_r = -j \frac{\lambda_g}{2\pi} \gamma \frac{Z_{C\text{介质}}}{Z_C} \quad (11.3-14)$$

由(11.3-11)式和(11.3-12)式得:

$$\frac{Z_{C\text{介质}}}{Z_C} = \sqrt{\frac{Z_{1\text{短}}}{Z_C} \cdot \frac{Z_{1\text{开}}}{Z_C}} \quad (11.3-15)$$

$$\gamma = \frac{1}{l_{\text{介质}}} \operatorname{arcth} \sqrt{\frac{Z_{1\text{短}}/Z_C}{Z_{1\text{开}}/Z_C}} \quad (11.3-16)$$

分别测出终端短路和等效开路两种状态的驻波比  $\rho$ , 综合(11.3-13), (11.3-14), (11.3-15), (11.3-16)式即可得到  $\mu_r$  值。

在介质波导中,

$$k_c^2 = \omega^2 \mu \epsilon + \gamma^2 = k_0^2 \mu_r \epsilon_r + \gamma^2$$

因此,

$$\epsilon_r = \frac{k_c^2 - \gamma^2}{k_0^2 \mu_r} = \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2 \frac{\left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2 - \gamma^2}{\mu_r} \quad (11.3-17)$$

其中  $\lambda_0$  为自由空间波长,  $\lambda_c$  为波导截止波长。

从以上分析显见这种开路、短路两点法测量比较简便, 可同时得到  $\mu_r$  和  $\epsilon_r$ , 且不需解超越方程。

## 实验仪器

测试系统如图 11.3-4 所示, 用微波源的等幅波, 外调制用 1 KHz 的方波, 以提高稳定性和测量精度。

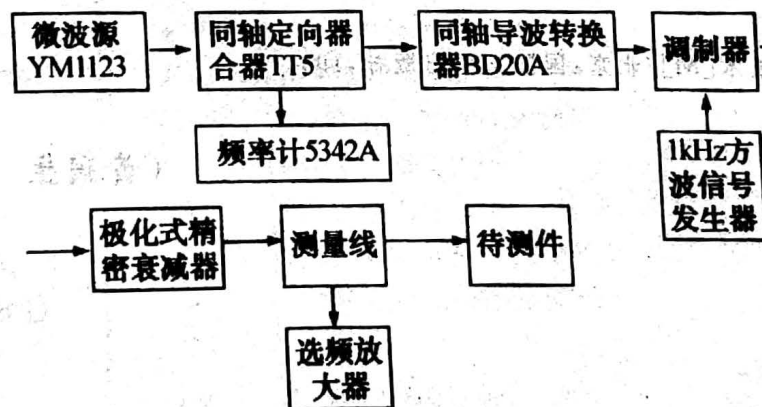


图 11.3-4 实验系统示意框图

## 实验内容

1. 调节微波测试系统, 选择好工作频率, 测试系统处于稳定可靠的工作状态(极化衰减器置于 0.5 dB)。
2. 测量待测材料厚度和波导板的厚度(用螺旋测微器, 多点平均法)。
3. 参考点位置的测量, 测量线终端短路, 用等指示法测得终端短路时最小点的位置作为参考点  $d$ 。测量波导波长, 与频率计测的频率计算出的波导波长比较误差。
4. 短路测量材料参数。将材料片和短路板接入测量线的输出端, 用等指示法测得最小点

的位置和最小点的耦合电压放大值,用精密衰减器,用替代法测得电压最大值和最小值之间的替代分贝数。

5. 开路测量材料参数。将可调短路活塞置于 $\frac{\lambda_g}{4}$ 的位置使活塞波导口呈开路状态,与材料片一并接入测量线的输出端,与上相同测量开路状态下驻波最小点的位置 最小点位置上耦合电压的放大值及与最大值的替代量。

6. 用测得的数据输入程序计算出 $\epsilon_r$ 和 $\mu_r$ 。

7. 改变微波频率 $f$ ,测量 $\epsilon_r, \mu_r$ 与频率 $f$ 的关系。

### 注意事项

1. 先开微波源,在5~10分钟以后等幅微波频率信号才趋向稳定。
2. 调节测量线的耦合输出和放大器的选频放大,在替代过程中放大倍数不变,每改变一个微波频率,测量线必须重新调谐耦合输出。

3. 在开路测量中可调短路活塞的 $\frac{\lambda_g}{4}$ 位置要保持不变。

### 思考题

1. 本实验测得材料的 $\epsilon, \mu$ 其主要误差来源是什么?
2. 微波吸收材料要提高吸波性能,对 $\epsilon, \mu$ 有何要求?