

近代物理实验报告

11.3：微波测量

林杨 211840092 物理学院

2024 年 4 月 14 日

1 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。

2 实验目的

1. 了解和掌握微波开路和短路的含义和实现方法。
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。

3 实验仪器

微波源、信号发生器、选频放大器、极化式精密衰减器、频率计、同轴定向器、同轴导波转换器、调制器等。

4 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：

$$Z = Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \tanh(\gamma d) \quad (1)$$

其中 $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega$ 是自由空间波阻抗， γ 是电磁波在涂层中的传播常数， d 是吸波涂层厚度， μ_r ， ϵ_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：

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

以分贝 (dB) 表示的功率反射率为：

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

对多层涂覆，电磁波垂直入射到第 n 层时，其输入阻抗为：

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

其中， $\eta_n = \sqrt{\frac{\mu'_n - j\mu''_n}{\epsilon'_n - j\epsilon''_n}}$ 是第 n 层的特性阻抗， $\gamma_n = i\frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\mu'_n - j\mu''_n}{\epsilon'_n - j\epsilon''_n}}$ 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 (2) 和公式 (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 ϵ_r 和复磁导率 μ_r ，及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 μ_r ， ϵ_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 μ_r 和 ϵ_r 。图 (1) 是该装置的示意图。

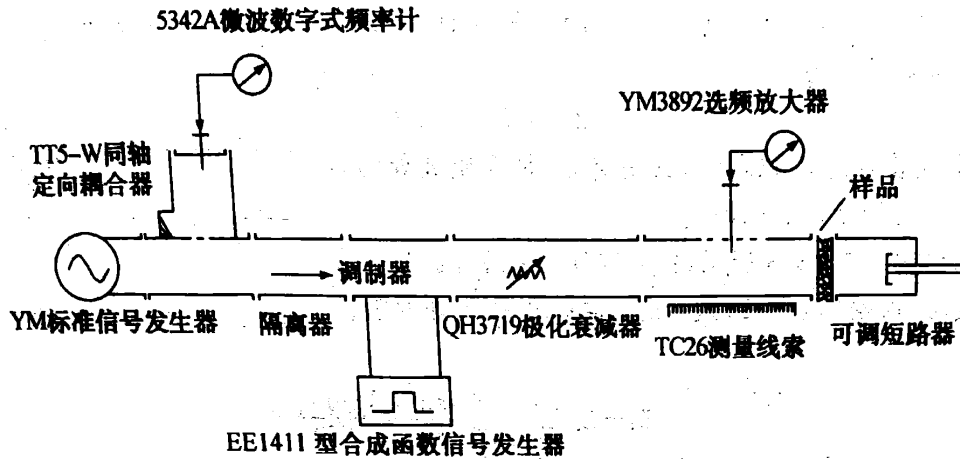


图 1: 一种基于测量线的波导测量装置

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

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探幅之比为 $+Z_C$ ，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：

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

其中， Γ_L 是负载上的电压反射系数，可以推得，

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

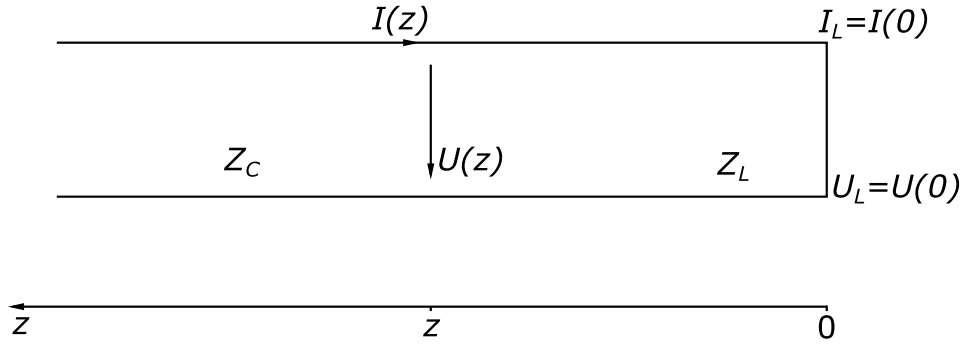


图 2: 传输线模型

坐标为 z 点的电压反射系数为:

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

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

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

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:

$$Z_2 = Z_C \frac{Z_1 + Z_C \text{th}(\gamma l)}{Z_C + Z_C \text{th}(\gamma l)} \quad (9)$$

定义驻波最大点与最小点电压之比为电压驻波比:

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

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

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

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。

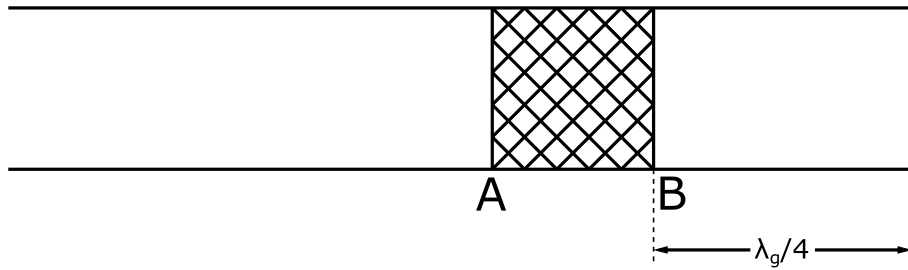


图 3: 终端接入短路线示意图

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

$$Z_B = Z_C \frac{Z_L + jZ_C \tan(k_g \lambda_g/4)}{Z_C + jZ_L \tan(k_g \lambda_g/4)}$$

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 (5) 式知, 样品输入端面向终端的等效阻抗为:

$$Z_1 = Z_{C\text{介质}} \text{cth}(\gamma l_{\text{介质}}) \quad (12)$$

同时, 由 (5) 式知, 在距离样品输入端面 D 的驻波最小点处阻抗是:

$$Z(D) = Z_C \frac{Z_1 + jZ_C \tan(k_g D)}{Z_C + jZ_1 \tan(k_g D)}$$

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 (8) 式得:

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

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

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

由此得:

$$\frac{Z_1}{Z_C} = \frac{1 - j\rho \tan(k_g D)}{\rho - j \tan(k_g D)} \quad (13)$$

可见测出驻波比 ρ 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 $Z_C \approx \frac{\omega\mu_0}{k_g}$, 因此,

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

由 (11) 式和 (12) 式得:

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

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

分别测出终端短路和等效开路两种状态的驻波比 ρ , 综合 (13), (14), (15), (16) 式即可得到 μ_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,

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

其中 λ_0 为自由空间波长, λ_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 μ_r 和 ϵ_r , 且不需解超越方程。

5 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 0.5dB）。
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 ε_r 和 μ_r 。
7. 改变微波频率 f ，测量 ε_r ， μ_r 与频率 f 的关系。

6 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。

7 实验数据

首先，样品的厚度为： $d = 1.1\text{mm}$ ，波导的截止波长为 $\lambda_c = 31.2\text{mm}$ 。根据公式

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$$

可以计算理论波长 λ_{gT} 。

实验数据如表 (1) 所示：

代入上文的式 (13) ~ (17) 计算可得材料在不同频率下的相对磁导率和相对介电常数，如表 (2) 所示：

8 思考题

8.1 本实验测得材料的 ε ， μ 其主要误差来源是什么？

1. 微波的波长在厘米级，而本实验用来测量长度的仪器分别是游标卡尺和螺旋测微器。因此，测量长度时的误差可以认为较小。计算出的 λ_g 的相对误差同样映证了这一点。

| | | | | |
|----------------------------|----------|--------|--------|--------|
| f / GHz | | 13 | 15 | 17 |
| λ_{gT} / mm | | 34.29 | 26.06 | 21.32 |
| λ_{gE} / mm | | 33.80 | 25.60 | 21.00 |
| λ_g 误差 | | -1.42% | -1.76% | -1.50% |
| 短路 | Max / mV | 1.2 | 2.8 | 0.56 |
| | Min / mV | 0.1 | 0.74 | 0.014 |
| | ρ | 12.12 | 3.78 | 40 |
| | D / mm | 79.8 | 72.9 | 90.8 |
| 开路 | Max / mV | 1.2 | 31 | 0.52 |
| | Min / mV | 0.12 | 5.8 | 0.016 |
| | ρ | 10.00 | 5.34 | 32.5 |
| | D / mm | 79.8 | 72.9 | 80.3 |

表 1: 实验数据

| | | |
|------------------|-------------------|---------------------|
| f / GHz | μ_r | ε_r |
| 13 | $4.484 - 0.8904i$ | $-1.354 - 0.2347i$ |
| 15 | $3.439 - 1.952i$ | $-1.088 - 0.4727i$ |
| 17 | $4.75 - 0.3532i$ | $-0.771 - 0.04962i$ |

表 2: 相对磁导率 μ_r 和相对介电常数 ε_r

2. 本实验的主要误差来源于寻找的驻波极大值和极小值的位置。由于探针是手动移动的，对操作的要求较高。且驻波在极大极小值处的变化缓慢，加大了寻找难度。

8.2 微波吸收材料要提高吸波性能，对 ε ， μ 有何要求？

考虑理想条件下，对特定波长隐身的隐身材料涂层。材料的反射系数等于 0，电磁波完全被材料所吸收。即

$$R = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = 0 \quad (18)$$

其中， Z 是电磁波在隐身材料中的阻抗， Z_0 是电磁波在空气中的阻抗。由式 1 知，上式等价于

$$\sqrt{\frac{\mu_\gamma}{\varepsilon_\gamma}} \text{th}(\gamma d) = 1 \quad (19)$$

这就是 ε ， μ 需要满足的关系。

9 附录

```

1  ## Steven Linden
2  import numpy as np
3  import cmath
4
5  lambda_0 = 17.6 * (10**-3)
6  lambda_g = 21 * (10**-3)
7  rou_1 = 40
8  rou_2 = 32.5
9  d_1 = 90.8 * (10**-3)

```

```

10 d_2 = 80.3* (10**-3)
11
12 lambda_c = 31.2 * (10**-3)
13 l = 1.1 * (10**-3)
14 k_g = 2*np.pi/lambda_g
15 bi_duan = ((1 - 1j*rou_1*cmath.tan(k_g*d_1))/(rou_1 - 1j*cmath.tan(k_g*d_1)))
16 bi_kai = ((1 - 1j*rou_2*cmath.tan(k_g*d_2))/(rou_2 - 1j*cmath.tan(k_g*d_2)))
17 bi_jie = cmath.sqrt(bi_duan*bi_kai)
18 gamma = (cmath.atan(cmath.sqrt(bi_kai/bi_duan)))/l
19 miu = - 1j*(lambda_g/(2*np.pi))*gamma*bi_jie
20 print(f'miu = {miu:.4g}')
21 epsilon = (lambda_0/(2*np.pi))**2 * (((2*np.pi/lambda_c)**2 - gamma**2)/miu)
22 print(f'epsilon = {epsilon:.4g}')

```

Listing 1: 数据处理代码

参考文献

- [1] 黄润生. 近代物理实验. 南京大学出版社, 2 edition, 2008.