

微波吸收材料电磁参数的 计算机辅助测量

沈秀英 郑 戟 顾隆道 李佩芝

(华东师范大学微波研究所 上海 200062) (中国科学院上海冶金研究所 上海 200050)

摘要 微波吸收材料的电磁参数在评价吸收剂性能时是一个重要指标。参数重建属于电磁逆散射问题,而传统的阻抗方法仅利用“正好足够”的测试数据来获取电磁参数,未能利用“冗余”数据对材料的电磁性能作综合评定。本文介绍结合网络参数的多点测量阻抗的优化方法,在测量线上实现了电磁参数的自动测量。文中给出了标准样品和吸收材料的实测结果。

关键词 微波吸收材料,复介电常数,复磁导率,计算机辅助微波测量

1 引 言

随着微波在电子对抗技术、航空等领域内的应用,微波吸收材料的研制和使用愈来愈广泛。吸收材料的电磁参数(复介电常数,复磁导率)在评价吸收剂的性能时是一个重要的指标,同时也是设计隐身涂层的基本参数。

测量材料电磁参数的传统方法是开路、短路法^[1];由于难以获得精确的开路线,有学者提出了准开路、短路法,并做了详尽的误差分析^[2,3],但这仍是利用“正好足够”的测试数据直接推得结果的方法。近年来,随着网络分析仪的普及,散射参数法^[4]得到了广泛重视;国内亦有学者提出了利用测量线测量散射参数并反演出电磁参数的方法^[5],但在仅能直接获取反射系数的测量线上实现这个方法并不理想。

我们认为参数重建属于逆散射问题。其关键问题在于目标信息量的不足与噪声干扰。本文提出一种结合网络参数、多点测量阻抗的优化方法,利用“冗余”数据对材料的电磁性能作综合评定。在测量线上实现了电磁参数的计算机辅助测量。

2 基本原理

微波吸收材料一般是复合材料,如果它的组分是各向同性的且均匀混合,那么它的电磁参数可以用等效复介电常数和等效复磁导率来表征。我们研究的是一段与微波传输线

1992-09-23收到,1993-09-28定稿

沈秀英 女,1936年生,副教授,现从事微波自动测量(CAT)、微波电路设计及CAD等方面的工作。
郑 戟 男,1969年生,硕士研究生。
顾隆道 男,1936年生,高级工程师,现主要从事微细铁粉,微波吸收材料等功能材料的研究。

截面形状相配合的均匀吸收材料。问题的提法是: 已知样品的厚度 d , 要求在工作频率 f 处测量全面的电磁参数:

$$\epsilon_r = \epsilon' + j\epsilon'', \quad \mu_r = \mu' + j\mu''.$$

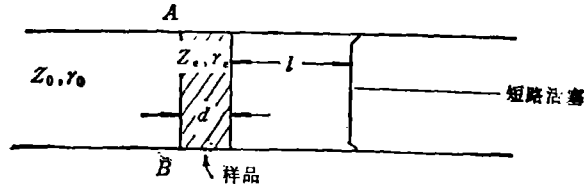


图1 测试材料电磁参数的模型

如图1所示,由传输线理论, AB 端面处的输入阻抗可表为

$$Z_{in} = Z_s \cdot \frac{\tanh \gamma_s l + Z_s \tanh \gamma_0 l}{Z_s + \tanh \gamma_0 l \cdot \tanh \gamma_s d}, \quad (1)$$

其中 Z_s 是样品段的归一化特性阻抗; $\gamma_s = j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r \mu_r - \left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^2}$ 是样品段的传播常数;

$\gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^2}$ 是空气波导的传播常数。当 $l = 0$, 亦即样品输出端为短路时,

$$Z_{in} = Z_s = Z_0 \cdot \tanh \gamma_s d. \quad (2)$$

当 $l = \frac{\lambda_0}{4}$, 亦即样品输出端为开路时,

$$Z_{in} = Z_0 = Z_s \coth \gamma_s d. \quad (3)$$

由(2),(3)两式可求得

$$Z_s = u + jv = \sqrt{Z_s \cdot Z_0}, \quad (4)$$

$$\tanh \gamma_s d = w + jt = \sqrt{Z_s / Z_0}. \quad (5)$$

令 $\gamma_s \cdot d = x + jy$, 解(5)式可得

$$x = \frac{1}{2} \log \frac{t^2 + (1+w)^2 - \sqrt{(1+t^2+w^2)^2 - 4w^2}}{-t^2 - (1-w)^2 + \sqrt{(1+t^2+w^2)^2 - 4w^2}}, \quad (6)$$

$$y(k) = \tan^{-1} \frac{t}{1 - w \tanh x} + (1 - \text{sgnt}) \cdot \frac{\pi}{2} + k\pi, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

其中 sgn 为符号函数, $\text{sgn}(x) = 1, x > 0$; $\text{sgn}(x) = -1, x < 0$.

由样品段波导的归一化特性阻抗和传播常数可以反演得电磁参数, 这是因为样品段波导的非归一化特性阻抗为 $j\omega \mu_0 \mu_r / \gamma_s$, 而空气波导段的特性阻抗为 $j\omega \mu_0 / \gamma_0$, 故

$$\mu_r = -j \gamma_s Z_s \cdot \lambda_0 / (2\pi)$$

考虑到介质波导的条件方程 $\epsilon_r \mu_r k_0^2 + \gamma_s^2 = k_s^2$, 有

$$\epsilon_r = \left(\frac{\lambda_0}{2\pi}\right)^2 \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \gamma_s^2 \right] / \mu_r \quad (9)$$

可见,微波吸收材料的电磁参数可由它均匀填充波导段的归一化特性阻抗和传播常数(Z_c, γ_c)唯一决定。从上述分析可见,对应于样品输出短路和开路两个输入阻抗便可确定 Z_c 和 γ_c 。但是,实际上不可能获得精确的开路线,并且阻抗测量中存在着误差;仅用两个测量数据来重建电磁参数是勉强的,因为目标的电磁特性往往被“噪声”淹没。

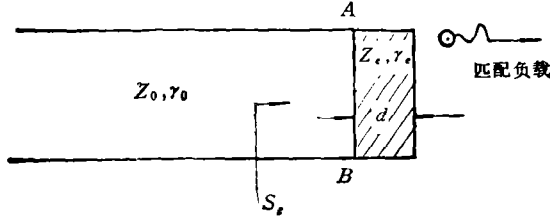


图2 增加一次样品输出端接匹配负载的测量
(图中的 S_B 应为 S_{11})

w, z 四个量。同时,考虑到在测量线上中小驻波是能够较精确地测得的,故再增加一次样品输出端接匹配负载的测量,如图2所示,在 AB 端面测得的反射系数 Γ 即为样品段等效成一个二端口网络时的 S_{11} 参数。根据微波网络理论,有耗网络的 S_{11} 参数可用样品段的归一化特性阻抗和传播常数来表征^[6]

$$S_{11} = \frac{(Z_c^2 - 1)\text{sh}\gamma_c d}{2Z_c \text{ch}\gamma_c d + (Z_c^2 + 1)\text{sh}\gamma_c d} \quad (10)$$

综上所述,选择用于优化的目标函数为

$$W_1 \cdot \sum_{i=1}^N |Z_{im} - Z_i|^2 + W_2 \cdot |\Gamma - S_{11}|^2 \quad (11)$$

其中 Z_{im} 为短路活塞移动时 AB 面上所测阻抗值, $i = 1 \sim N$; Z_i 由(1)式计算, $i = 1 \sim N$; S_{11} 由(10)式计算; W_1, W_2 为权函数。

优化过程完成以后,便可以用 u, v, w, z 的优化值反演出电磁参数。综合(6), (7), (8)和(9)式,可得

$$\epsilon' = \frac{[-x^2 + y^2 + (2\pi d/\lambda_c)^2]\mu' - 2xy\mu''}{(\mu'^2 + \mu''^2)(2\pi d/\lambda)^2} \quad (12)$$

$$\epsilon'' = \frac{[-y^2 + x^2 - (2\pi d/\lambda_c)^2]\mu'' - 2xy\mu'}{(\mu'^2 + \mu''^2)(2\pi d/\lambda)^2} \quad (13)$$

$$\mu' = \lambda_c(xv + uy)/(2\pi d), \quad (14)$$

$$\mu'' = \lambda_c(vy - xu)/(2\pi d). \quad (15)$$

3 优化算法和问题讨论

考虑到目标函数为平方和的形式,属于非线性最小二乘问题,可以采用适用于这类问题的 Levenberg-Marquardt (L-M) 算法^[7]。L-M 算法属于改进型的梯度算法,优化效率高;使用这个算法时,阻抗测量点数不能少于待优化变量的个数。实际上本问题的目标函数的形式较为复杂,性态较差;而利用 L-M 算法需求一阶偏导数矩阵 (Jacobi Matrix),

使得算法中存在着高阶伪奇异性, 稳定性较差。因此, 根据情况可采用稳定性较高的无约束优化的直接方法——单纯形法, 但要注意该算法局部收敛的缺陷。

关于这个多点测量阻抗的优化方法, 有以下两点值得讨论: 首先, 关于阻抗测量的点数 N 。研究表明, 若仅用短路活塞作为负载, 收敛将是很慢的, 一般来说需有几十次测量; 由于我们采用了样品后接匹配负载的测试, 较精确地测定网络的 S_{11} , 大大加快了其收敛速度, 仅需十来次测量, 优化结果即可满足相当的精度。其次, 匹配负载的不完善性。根据微波网络理论, 只有匹配负载的反射系数 $\Gamma_L = 0$ 时, 测得的样品端反射系数才为 S_{11} ; 否则就存在着误差。由于我们的测量对象是微波吸收材料, 为一段有耗传输线, 波经过样品时衰减较大。研究表明, 只要匹配负载的驻波比小于 1.05, 则对大、中损耗样品的测试结果影响甚微。而对于小损耗样品特别象聚四氟乙烯这样的极小损耗样品, 必须考虑匹配负载的反射。此时(10)式应改成:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21}^2 \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L},$$

其中 S_{21} 同样可用样品段的归一化特性阻抗和传播常数来表征:

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{2Z_0 \operatorname{ch} \gamma_0 d + (1 + Z_0^2) \operatorname{sh} \gamma_0 d}$$

对于对称网络 $S_{22} = S_{11}$, 那么, 目标函数(11)式应为

$$W_1 \cdot \sum_{i=1}^N |Z_{i,m} - Z_i|^2 + W_2 \cdot |\Gamma - \Gamma_{in}|^2.$$

4 实测结果和分析

由 PC-486 为主机构成 X 波段(波导型)计算机辅助测试系统的框图见图 3。

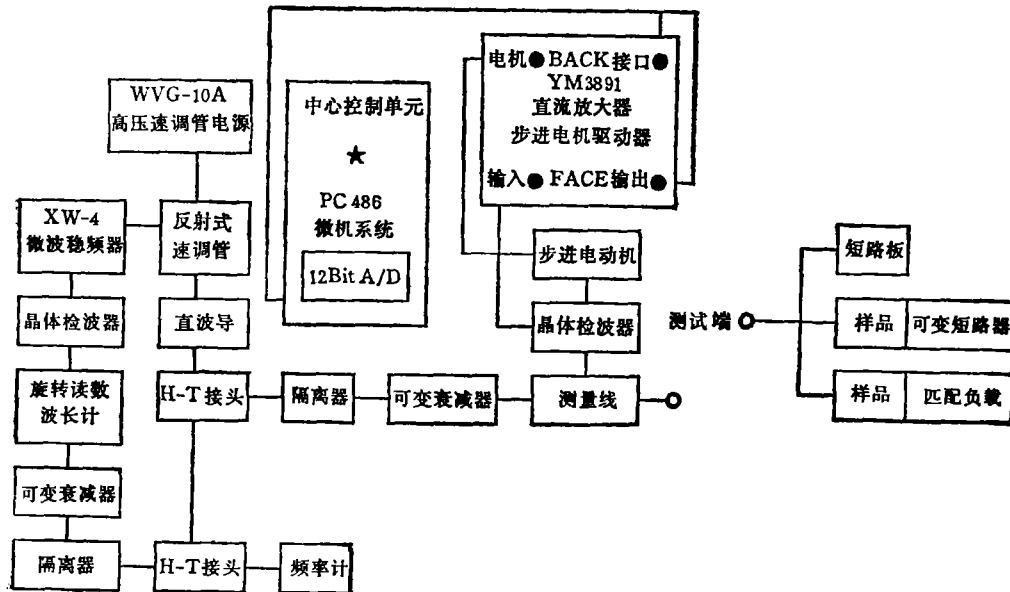


图 3 测试系统框图

对聚四氟乙烯的测试结果如下： $f = 9.495\text{GHz}$ ， $d = 0.97\text{cm}$ 。

利用多点优化技术并扣除匹配负载的不完善性，所得结果为

$$\epsilon_r = 2.045 - j0.005, \mu_r = 1.002 - j0.001.$$

而直接利用开路、短路法所得结果为

$$\epsilon_r = 2.161 - j0.132, \mu_r = 0.969 - j0.035.$$

若采用多点优化技术但不扣除匹配负载的不完善性，结果为

$$\epsilon_r = 2.106 - j0.057, \mu_r = 0.990 - j0.015.$$

聚四氟乙烯为纯电介质，其电磁参数为

$$\epsilon_r = 2.05 - j0.000, \mu_r = 1.000 - j0.000.$$

比较以上结果，显而易见本文所介绍的优化方法的优越性。

同时，我们对其他一些微波吸收材料进行了测试，结果见表 1 ($f = 9.000\text{GHz}$)。航天部 203 所、207 所均采用 HP8510 自动网络分析仪系统，测试材料等效网络的 S 参数，从而计算 ϵ_r, μ_r 。从表 1 可见，即使采用同种设备、相同方法的测试结果仍有一定的离散性，特别是介电常数和磁导率的虚部的相对偏差较明显；这是因为即使是损耗较大的微波吸收材料，其电磁参数的虚部与实部相比仍差一个数量级，在测试中是一个很敏感的参数。从比对结果来看，利用本文方法所得结果的实部与 203 所、207 所的结果一致性很好，虚部则基本上一致。

表 1

样品名称	试测单位	介电常数	磁导率
V	本文方法	$15.61 - j1.03$	$1.43 - j0.78$
	航天部 203 所	$16.17 - j1.21$	$1.48 - j0.88$
	航天部 207 所	$15.57 - j1.33$	$1.48 - j0.89$
铁氧体 29#	本文方法	$8.77 - j0.68$	$1.55 - j0.25$
	航天部 203 所	$8.80 - j0.77$	$1.54 - j0.45$
	航天部 207 所	$9.04 - j0.92$	$1.57 - j0.39$
复合铁粉 5#	本文方法	$9.61 - j0.42$	$1.20 - j0.21$
	航天部 203 所	$9.43 - j0.24$	$1.16 - j0.21$
	航天部 207 所	$9.34 - j0.40$	$1.19 - j0.25$
超细粉	本文方法	$6.25 - j0.87$	$1.70 - j0.10$

5 结 论

本文提出的结合网络参数、多点测量阻抗的优化方法利用“冗余”数据对微波吸收材料的电磁参数作综合评定。将被测样品作为一个二端口网络，精确测定其 S_{11} 值，并将它作为目标函数的一个子目标，大大提高了参数重建的“信噪比”。因此这个方法比开路、短路法或准开路、短路法优越。

参 考 文 献

- [1] 周清一. 微波测量技术. 北京: 国防工业出版社, 1964, 第八章.
- [2] 王相元, 等. 电子测量与仪器学报, 1989, 4(1): 43—49.
- [3] 王相元, 等. 电子测量与仪器学报, 1989, 4(1): 50—60.
- [4] "Measuring Dielectric Constant with the HP 8510 Network Analyzer. The measurement of both permittivity and permeability of solid materials", HP Product Note 8510—3.
- [5] 梁昌洪, 等. 电子学报, 1990, 18(3): 1—6.
- [6] 梁昌洪. 计算微波. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1985, 第二章.
- [7] 邓乃扬. 无约束最优化计算方法. 北京: 科学出版社, 1982.
- [8] Roussy G. The Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, 1990, 25(2): 67—73.

COMPUTER AIDED MEASUREMENT OF THE ELECTRO- MAGNETIC PARAMETERS FOR THE MICROWAVE ABSORBING MATERIALS

Shen Xiuying Zheng Ji

(East China Normal University, Shanghai 200062)

Gu Longdao Li Peizhi

(Shanghai Institute of Metallurgy, Academia Sinica, Shanghai 200050)

Abstract A novel method involving multiple impedance measurements and optimization algorithm for the reconstruction of electromagnetic parameters is presented. Computer-aided analysis is used in all processes. Experimental results including teflon and some kinds of microwave absorbing materials are given.

Key words Microwave absorbing materials, Complex permittivity, Complex permeability, Computer aided microwave measurement