

Transaction, 1(1970), 629.

- [3] S. Amelinekx, R. Gevers et al., Modern Diffraction and Imaging Techniques in Material Science. (1970), 1.
- [4] Howard F. McMurdie, Advances in X-Ray Analysis, 20(1977), 231, 247.
- [5] R. F. Bis and J. R. Dixon, J. Appl. Phys., 40 (1969), 1918.
- [6] R. K. Willardson et al., Semiconductors and Semimetals, 5(1970), 111.

- [7] J. Blair and R. Newnham, Metallurgy of Elemental and Compound Semiconductors, Interscience, New York, 12(1961), 393.
- [8] 许顺生, 金属X射线学, 上海科学技术出版社, (1962), 374.
- [9] J. L. Schmit and C. J. Speerscheider, Infrared Phys., 8(1968), 247
- [10] Sidney G. Parker, Journal of Electronic Materials, 5-5(1976), 505.

电磁波吸收体测量的新方法——矩形波导测试法

吴大伟

(上海有线电厂研究所)

一、导言

近年来, 吸收体已大量用于建造电磁无回波室^[1], 并在雷达、通信、航空、空间、微波、红外、激光、电子对抗以及非电离辐射防护等技术中得到广泛的实际应用。然而, 要研制优质吸收体或改进现有材料, 则必须积极开展其主要电参数——反射率电平的测试工作。同时, 实验测量又是检验材料性能优劣的唯一手段^[2]。

最近发展了一类将样品置于电磁波传输线中的新式测量方法。美国密执安大学希亚特(Hiatt)等人首先提出在矩形波导内测量吸收体反射率的设想^[3,4]。本文将详细讨论电磁波吸收体反射率电平的矩形波导测试法。与经典的自由空间测试法^[1,2]相比, 本方法是将被测样品置于一个由H面极化扩展波导过渡器所激励的

封闭式矩形波导段内, 于是原则上消除了外界电磁干扰和样品边缘绕射的影响, 并可节约被测样品的使用量。此外, 波导法占用测试场地较小, 且不必在无回波室中进行测量。由此可见, 波导测试法在某些方面要比自由空间法优越。

二、测量原理

众所周知, 直角坐标系中矩形波导内H₁₀型波电场分量可写为^[5]

$$E_y = jk \frac{\pi}{a} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j(\omega t + \gamma z)}, \quad (1)$$

其中 k 为自由空间波数, a 为波导宽度, ω 为角频率, t 为时间, γ 为传播常数, x, y, z 为直角坐标。

将式(1)中的正弦函数用欧拉公式化成指数形式, 并令 $\frac{\gamma}{k} = \sin\varphi$, 略去常数和

时间因子, 则式(1)可改写成

$$E_y = -e^{-jk(-z\cos\varphi + z\sin\varphi)} + e^{-jk(x\cos\varphi + z\sin\varphi)} = E_{y_1} + E_{y_2}.$$

由此可见, E_y 可分解为两个平面波(部分波) E_{y_1} 和 E_{y_2} 。

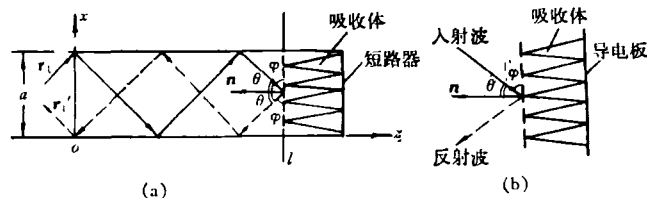


图1 矩形波导内一个部分波与自由空间中平面波的等效

- (a) 为部分波对吸收体的人射和反射;
- (b) 为平面波对吸收体的人射和反射

1) 本文所用 z 坐标轴方向与文献[5]中相反。

设在波导中的 $Z = l$ 处放置电磁波吸收体测试样品, 它产生的一个反射波如图 1 中虚线所示. 于是在波导中将形成四个平面波: 入射波 E_{y_1} 和 E_{y_2} , 反射波 E'_{y_1} 和 E'_{y_2} (图 1 中仅示出 E_{y_1} 和 E'_{y_1}). 入射波沿 $+Z$ 方向传播, 反射波沿 $-Z$ 方向传播, 两者恰好相反. 令样品的电压反射系数为 $\rho(\theta)$, 则反射波

$$\begin{aligned} E'_{y_1} &= -\rho(\theta)e^{-jk(-xcos\varphi-zsin\varphi)}; \\ E'_{y_2} &= \rho(\theta)e^{-jk(xcos\varphi-zsin\varphi)}. \end{aligned}$$

于是, 合成波的电场为

$$\begin{aligned} E_y &= E_{y_1} + E_{y_2} + E'_{y_1} + E'_{y_2} \\ &= jk \frac{\pi}{a} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j(\omega t + \gamma Z)} \\ &\quad + \rho(\theta) jk \frac{\pi}{a} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j(\omega t - \gamma Z)}. \end{aligned} \quad (2)$$

由此可见, 在 H 面极化矩形波导内测得的 H_{10} 型波的反射系数, 就是自由空间中平面电磁波投射样品时的反射系数. 习惯上, 入射角 θ 定义为电磁波入射方向与样品所在平面法线 \mathbf{n} (即波导轴线) 之间的夹角. 由几何关系可知

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \varphi, \text{ 则 } \theta = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{2a}\right). \quad (3)$$

由式 (3) 可见, 波导法只能用于测量平面波倾斜入射样品时的反射系数, 而不能模拟垂直入射的情形. 然而, 当 a 远大于波长 λ 时, θ 则甚小. 可测得接近于垂直入射样品时的反射系数. 为了抑制高次模, 测试波导宽度限制在 $\frac{\lambda}{2} < a < \lambda$ 范围之内, 相应入射角限制在 $30^\circ - 90^\circ$. 对于加工精密的缓变过渡测试波导, 由于不会激发高次模, 故入射角范围并不受此限制.

同理, 除了主模以外, 矩形波导中任何 H_{mn} 和 E_{mn} 模也都可以用类似前面的方法分解成两对倾斜传播的均匀平面波的组合, 并亦可用于测试工作中.

三、实验系统和测试结果

测试线路如图 2 所示. 通常, 在厘米波段

可利用标准波导测量线来进行测量, 而在分米波和米波段, 则需要自制开槽扩展波导段来进行测量. 如果采用脊波导系统, 还可以把测试频率方便地扩展到 100 兆赫左右的频段上.

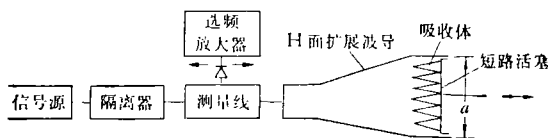


图 2 H 面极化矩形波导测试法方框图

为了保证测量准确度, 要求从标准波导到测试矩形波导的扩展波导过渡器自身的剩余反射系数与插入损耗尽可能小, 而且不激发高次模.

扩展矩形波导过渡器自身的剩余电压反射系数为^[6]

$$\rho_g = j \left[\frac{\pi \tan \theta_H}{2 (a\beta)^3} - \frac{\tan \theta_T}{2b\beta} \right], \quad (4)$$

其中 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$ 为波导中的波数; θ_H , θ_E 分别为过渡器 H 面和 E 面的扩展半张角.

对于实际上常见的情形, 有波导宽窄边之比 $a:b = 2:1$. 此时, $\tan \theta_E = 0.5 \tan \theta_H$, 于是式 (4) 可化简为

$$\rho_g = j \frac{\tan \theta_H}{2\pi} \left[\frac{1}{(\sqrt{(2a/\lambda)^2 - 1})^3} - \frac{1}{\sqrt{(2a/\lambda)^2 - 1}} \right]. \quad (5)$$

按上式计算出的波导过渡器的反射系数曲线绘于图 3.

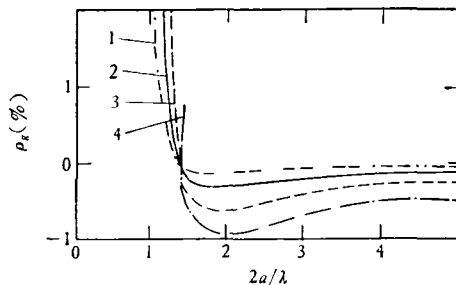


图 3 扩展波导过渡器的反射系数曲线

1. $\tan \theta = 0.02, \theta = 1.15^\circ$; 2. $\tan \theta = 0.05, \theta = 2.85^\circ$;
3. $\tan \theta = 0.10, \theta = 5.7^\circ$; 4. $\tan \theta = 0.15, \theta = 11.4^\circ$

由图 3 可见, 过渡器的反射系数在低频时呈电感性, 在超过某一临界频率时则变成电容性. 在临界频率 (对应于 $\frac{2a}{\lambda} = 1.42$) 时, 反射系数为零. 在低于临界频率时, 对应于 $\frac{2a}{\lambda} \approx 2.2$, 反射系数出现最大值. 过渡器的最低可工作频率对应于 $\frac{2a}{\lambda} = 1.3$. 当工作频率再低时, 反射系数将急剧增加. 由此可见, 波导过渡器的扩展半张角不能选取太大, 一般以小于 10° 为好.

当被测样品为尖劈形吸收体时, 如果尖劈顶点的间距 d 对自由空间测试波长 λ 之比满足如下不等式^[7]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{\lambda} &< \frac{1}{1 + \sin \theta}; \\ \frac{a}{d} &\geq 2, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

则绕射对反射系数测量结果的影响可以忽略.

测量优质极低反射率电平的电磁波吸收体时, 波导测量线的剩余驻波系数往往会造成不可忽视的测量误差. 这时, 可考虑使用精密反射计代替测量线来测量反射系数.

由于被测吸收体样品的反射系数一般很

小, 利用波导法直接用测量线测量小电压驻波系数时, 存在两个困难: 其一是不容易准确地测出测量线中微小的场强变化; 其二为扩展波导段的剩余反射与样品的反射往往为同一数量级, 将会严重地影响测量结果的准确度, 甚至使测量结果发生混淆. 为了解决这些问题, 可将吸收体样品置于测试波导内的短路活塞上, 移动活塞仍按直接法进行测量, 通过数据处理, 便可以分离样品的反射和扩展波导过渡器的剩余反射^[2].

为了验证本文上述测量方法的正确性, 曾设计制作了一只 H 面扩展矩形波导过渡器, 该过渡器由标准的 BJ-48 型波导 (截面尺寸 47.55×22.15 毫米²) 激励, 并以 10° 的展宽角匹配地过渡到 150×25 毫米² 截面的矩形测试波导. 由于加工精密, 此扩展波导段在工作频带内实测的剩余电压驻波系数小于 1.02. 测量工作在 4.5—7.0 兆赫频带上进行. 所对应的电磁波入射角可由式 (3) 算出为 $12.7-8.2^\circ$. 采用此扩展波导装置和经典的“弓形法”^[1,2], 在相同的频段和入射角上分别测量了同一批国产 WXP-5 型尖劈微波吸收体的反射率电平. 两种测量方法所得结果分别列于表 1 中.

表 1 波导法与弓形法测量结果的比较

测试频率(千兆赫)		4.5	4.75	5.0	5.25	5.5	6.0	6.5	7.0
电磁波入射角(度)		12.7	12.2	11.5	11.0	10.5	9.6	8.8	8.2
反射率 (分贝)	波 导 法	-34.15	-36.60	-36.60	-32.25	-34.15	-30.00	-30.72	-34.15
	弓 形 法	-37.0	-40.0	-37.0	-35.2	-38.2	-31.0	-30.0	-31.5

由于被测尖劈吸收体劈顶间距 d 为 25 毫米, 测试波导段的宽边尺寸 a 为 150 毫米, 入射角 θ 为 8.2° , 最短测试波长 λ 为 42.8 毫米, 将上述值代入 (6) 式, 满足式 (6) 所给定的条件, 于是绕射对反射系数的贡献是很小的, 可略而不计.

由表 1 可见, 两种测试方法所得结果在工程精度内基本上是吻合的. 因设备条件所限, 未能在微波的低频段上进行实验, 这是留待今

后的工作.

四、结 论

本文所述波导测试法由于能够大量节省吸收体样品, 并可消除外界电磁干扰和样品边缘绕射效应对测量准确度的影响, 且不需要提供大型试验场地和复杂、昂贵的实验设备. 因此, 波导测试法比较适合于一般微波实验室的条

件。由上述分析可知，波导测试法具有一定的实用意义。

本文的工作曾得到中国科学院物理研究所潘习哲、俞伯良、陈伟力等同志的帮助，并与林昌禄、叶云裳等同志进行过有益的讨论，北京市宣武区红波塑料厂协作研制测试样品，谨此致谢。

参 考 文 献

[1] 中国科学院物理研究所微波吸收材料组，物理，1-2

(1972)，117。

[2] 吴大伟，国外电子技术，4 (1980)，51。

[3] W. H. Emerson, *IEEE Trans. on A.P.* 21-4(1973), 484.

[4] S. Galagan, *MicroWaves*, 9-4 (1970), 47.

[5] Б. А. Введенский и др., *Радиоволноводы*, ГОСТ-ЕХИЗДАТ, (1946).

[6] I. Deutsch, *Zeit. fur angew. Physik*, 20-6 (1966), 511.

[7] Б. Ф. Алинин, *Зарубежная Радиоэлектроника*, 2 (1977), 88.

行波型高速模拟数字转换器

吕俊锡

(中国科学院物理研究所)

高速模拟数字转换器 A/D 在视频图像信号的采集和处理系统、活动目标的雷达自动跟踪系统、数码通讯、数码电视、科学实验和工程技术中的快速瞬变过程信息的采集以及电子仪器等现代化科学和现代国防中都有广泛的应用。我们曾用行波型方案，全部采用国产 TTL 元件研制成功采样速率达 13.3 MHz，精度七位，满刻度 0—2048 mV 的高速 A/D 样机。这里简单介绍这种 A/D 的原理及它的测试方法，并给出测试结果。

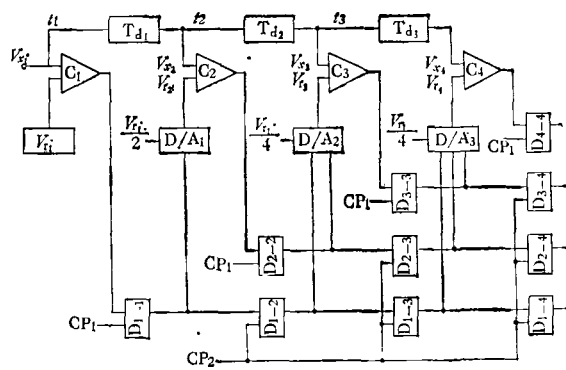


图1 行波型 A/D 逻辑图

一、工作原理^[1,2]

以四位满刻度 0—2000 mV 为例。图 1 是一种结构简单，不需要采保电路和编码器的 A/D。图中 $T_{d1}—T_{d3}$ 是高精度视频延迟线， $C_1—C_4$ 是比较器， $D_{1-1}—D_{3-3}$ 是 D 触发器， $D/A_1—D/A_3$ 是不同节数的电流开关型数模转换器。工作过程如下：

输入信号 V_{x1} 在 t_1 时刻送入比较器 C_1 与固定参考电压 $V_{r1} = 1000\text{mV}$ 比较。结果暂时存入寄存器 D_{1-1} 用来做为 D/A_1 的控制信号电平。当 D/A_1 根据 D_{1-1} 的数据而建立的参考电压 V_{r1} 稳定后，便与经过 75ns 延迟到 t_2 时刻的信号 V_{x2} 进行第二次比较。当然，从第

一次比较 t_1 到 V_{r2} 建立之间的时间要小于 75 ns。然后把第二次比较结果存入寄存器 D_{2-2} 同时 D_{1-1} 所存数据也移入 D_{1-2} ，并重新接收 C_1 新的比较结果的数据。在 t_3 时刻 D/A_1 和 D/A_2 产生参考电平 V_{r2} 和 V_{r3} ，并且与经过延迟到达 C_2 和 C_3 的信号 V_{x2} 及 V_{x3} 进行比较。这样，当输入信号以 75 ns 的速度一级一级传送时，各比较器也相应以 75 ns 进行一次又一次新的比较工作，并把结果分别存入相应的寄存器。到第四拍结束时， t_1 时刻的输入信号 V_{x1} 的幅度就由最后一排寄存器用二进制数码形式并行输出。从第四拍以后的每一拍就有一组代表 $n-3$ 拍前的输入信号 V_{xn} 的幅度用二进制数码形式输出。下面举出两个例