

# 微带线有效介电常数测量方法

郑伯群 刘克成

尹家贤 宋学诚 刘 坚

**摘 要** 本文介绍了微带线有效介电常数  $\epsilon_e$  的测量方法, 指出了当切割量不等于  $\lambda_m/2$  的整数倍时的精确修正方法。详细讨论了一种新的微带线  $\epsilon_r$  的测量方法——网络扰动法。

## 一、引 言

设计微带天线或微带电路时, 都需要知道正确的微带介质的介电常数  $\epsilon_r$  或微带线的有效介电常数  $\epsilon_e$ 。由于微带介质的生产工艺、原料配方及原料性能等因素的影响, 微带基片  $\epsilon_r$  离散性较大。即使同一块材料, 中间部分和边缘部分的  $\epsilon_r$  也不尽一致, 而微带线的  $\epsilon_e$  还与带线的宽度  $w$ 、介质厚度  $h$ 、工作频率  $f$  有关。因此精确测量微带线的有效介电常数是设计微带天线和微带电路的重要环节。

由于微带线的色散特性, 对于不同的工作频率, 微带线的有效介电常数  $\epsilon_e$  也是不同的。参考文献[1]给出了  $\epsilon_e$  的色散公式

$$\epsilon_e(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e}{1 + F_1(f/f_p)^2} \quad (1)$$

式中

$$f_p = \frac{0.4 Z_m}{h}$$

$$F_1 \approx 0.6 + 0.009 Z_m$$

$$Z_m = \frac{377}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{w}{h} + 0.041 + 0.082 \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right) \right. \\ \left. + \frac{\epsilon_r + 1}{2\epsilon_r} \left[ 1.45 + \ln \left( \frac{w}{2h} + 0.94 \right) \right] \right]^{-1}$$

$$(w/h > 1)$$

$$\epsilon_e = \frac{1}{2} \left[ \epsilon_r + (\epsilon_r - 1) \left( 1 + \frac{10h}{w} \right) \right]^{-\frac{1}{2}}$$

( $f=0$ 时微带线的有效介电常数)

上述分析表明微带线的有效介电常数必需在指定的工作频率下测量。这一点对于设计微带天线尤为重要，因为微带电尺寸主要由  $\epsilon_e$  决定，而且容许的公差很小，1%的误差，就可能使天线性能变劣，所以切不可仅仅按照厂家标明的材料参数设计天线，而要自己进行实际工作状态的参数测量。

微带参数测量和通常的介质参数测量不同，它是包括敷铜板在内的基板为样件，而不是以介质材料为样件进行参数测量的。这样更能保证测量的可靠性。它的参数是由间接测量得到的。众所周知，微带线内的介质波长  $\lambda_m$  与自由空间波长  $\lambda$  之间有如下关系：

$$\lambda = \sqrt{\epsilon_e} \lambda_m \quad (2)$$

因此， $\epsilon_e$  的测量实际上就是微带线内介质波长  $\lambda_m$  测量。

常用的  $\lambda_m$  的测量方法有两种，即微带环谐振腔法和切割微带线法。通过我们的实践，发现了一种新的方法——网络扰动法。比前两种方法能得到更为满意的测量结果，并且在某些情况下用这种新方法更有利。

国外已采用微带测量线测量微带线的介质波长、负载驻波比及负载阻抗等参数。微带测量线比一般测量线的传动机构更为精密，而且还要有避免微带线辐射及微带线周围环境反射对微带线影响等抗干扰措施，结构比较复杂，在此不作详细介绍。

下面我们分别阐述环形腔法、微带线切割法及网络扰动法的测量原理和测量结果，并提出我们的看法。

## 二、微带环形腔法

环形腔法是测量微带线  $\epsilon_e$  的常用方法，尤其适合于对同一批材料的抽样测量，还可粗测微带线损耗。

图1为测量用的环形腔，由圆环形微带线和  $50\Omega$  耦合微带线组成。设计环形腔时，

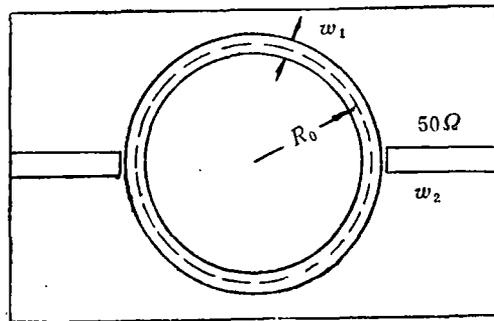


图1 环形腔

为了减少圆弧的影响, 必需使  $w/R_0 < 0.1$  [2]。  $w$  根据实际要求确定,  $R_0$  则根据工作频率  $f$  决定。  $R_0$  较大时可扩展低频端的测量范围 (一般可选环周长  $L = 2\pi R_0$  为对应于工作频率  $f$  时介质波长  $\lambda_m$  的 8~10 倍)。  $50\Omega$  微带线与环形腔的耦合缝要选择适当, 使指示器能获得足够的能量保证鉴别力, 又不致引入负载的显著影响, 降低测量精度。加工环形腔时要保证对中轴的对称性, 以避免反对称模的扰动。

当环形腔耦合端输入频率为  $f$  的微波信号, 改变信号源的频率, 则在  $f$  满足环形腔周长等于介质波长整数倍 ( $L = n\lambda_m$ ) 时, 环形腔谐振, 耦合输出最强。接上适当的指示器就可观察到随着信号频率的改变而出现的一系列谐振峰。对应于每个谐振频率都满足下式

$$\epsilon_e(f) = \left( \frac{nc}{Lf} \right)^2 \quad (3)$$

式中  $L$ 、 $c$ 、 $f$  都已知,  $n$  可由下式确定

$$n = \frac{f_1}{f_1 - f_2} \quad (4)$$

$f_1$  和  $f_2$  为一组谐振频率中相邻的两个谐振频率,  $f_1 > f_2$ 。实际测量了聚四氟乙烯玻璃纤维板微带线  $\epsilon_e$  色散特性, 与理论计算结果比较接近如图 2 所示。

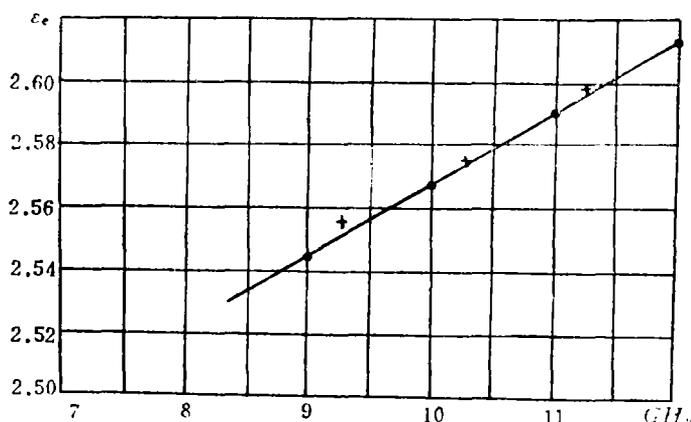


图 2 环形腔法测量聚四氟乙烯玻璃纤维板微带线的  $\epsilon_e$  色散特性与理论值比较

·理论计算值 + 测量值  $\epsilon_r = 2.92$   $w = 3.5\text{mm}$   $h = 1.45\text{mm}$

### 三、切割微带线法 [3]

切割微带线法就是利用测量线测量切割微带线前后测量线中波节点位置的变化来确定  $\lambda_m$  的方法, 测量装置如图 3 所示。测量的基本原理是当开路微带线末端割去  $\Delta L = n\frac{\lambda_m}{2}$  时, 其输入阻抗不变, 因此串接于信号源与微带线之间的测量线中波节点位置也保持不变。于是根据微带线切割量  $\Delta L$  即可确定  $\lambda_m$ 。但是完全准确地切割整数倍介质半波长是极其困难的。在实际测量时, 先割去一段开路微带线  $\Delta L$  (接近于  $\lambda_m/2$  的整数倍), 根据切割前后测量线中波节点的变化, 通过修正方法计算  $\lambda_m$ 。

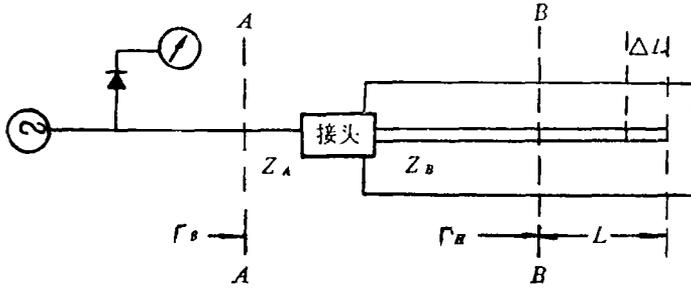


图3 切割微带线法原理图

根据微波网络原理，图3中端面A、B间可等效为一个二端口网络，利用散射矩阵  $[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$  分析，以端面B右侧距离L处的开口端为准，则端面B的反射系数为  $\Gamma_H = e^{j2k_m L}$ ，而端面A的反射系数为

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_H}{1 - S_{22} \Gamma_H} \quad (5)$$

对式(5)微分并由互易性  $S_{12} Z_B = S_{21} Z_A$  得

$$\frac{d\Gamma_{in}}{d\Gamma_H} = \frac{S_{12} S_{22}}{(1 - S_{22} \Gamma_H)^2} = \frac{Z_B}{Z_A} \cdot \frac{S_{12}^2}{(1 - S_{22} \Gamma_H)^2} \quad (6)$$

设  $S_{12} = |S_{12}| e^{j\psi_{12}}$   $S_{22} = |S_{22}| e^{j\psi_{22}}$  并只取式(6)的相角

$$\arg \frac{d\Gamma_{in}}{d\Gamma_H} = 2\psi_{12} - 2 \left( \arg^{-1} \frac{|S_{22}| \sin(2k_m L + \psi_{22})}{1 - |S_{22}| \cos(2k_m L + \psi_{22})} \right) \quad (7)$$

当  $|S_{22}| \ll 1$  时

$$\arg \frac{d\Gamma_{in}}{d\Gamma_H} \approx 2\psi_{12} + \frac{2|S_{22}| \sin(2k_m L + \psi_{22})}{1 - |S_{22}| \cos(2k_m L + \psi_{22})} \quad (8)$$

可见  $\Gamma_{in}$  和  $\Gamma_H$  的相位关系不是线性的，它随L作周期性的变化，变化周期为  $\lambda_m/2$ 。适当选择AA参考端面，可使  $\psi_{12} = 0$ 。根据式(8)可画出一系列曲线，图4画出了二种不同  $S_{22}$  的典型曲线（坐标轴以弧度表示）。

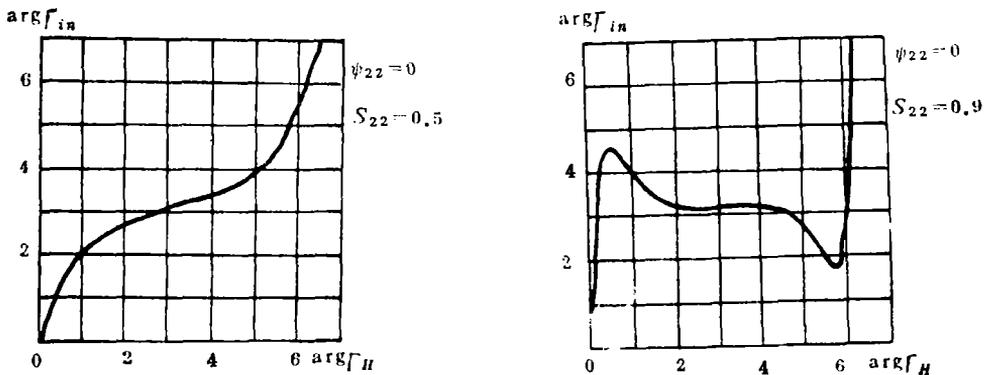


图4  $\Gamma_{in}$ 与 $\Gamma_H$ 的相角关系



抗跳变段, 这个跳变段可以看成是一个两端口网络。设端口  $T_2$  到负载的距离为  $x$ , 在  $T_2$  处的导纳为  $Y_2$ , 在  $T_1$  处的导纳为  $Y_1$ , 则当跳变段向左移动  $\lambda_m/2$  时 ( $\lambda_m$  为均匀传输线内波长), 根据均匀传输线理论  $T_1$  和  $T_2$  处的输入导纳均不变, 因而均匀传输线的输入端的  $Y_{in}$  相同。但跳变段移动非整数倍  $\lambda_m/2$  时,  $Y_{in}$  就不同了。网络扰动法就是利用这个原理测量微带介质波长的。

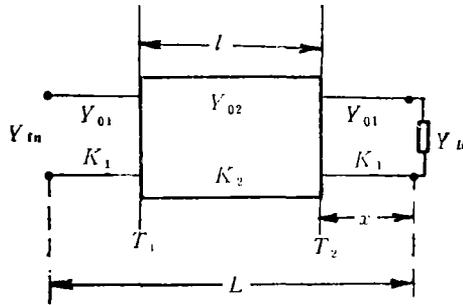


图 5 网络扰动法原理图

为了明确起见, 假设均匀传输线末端是匹配的, 即令  $Y_L = Y_{01}$  时当  $T_2$  距离末端为  $x$  处, 跳变传输线在该处的法化导纳为

$$y_2 = Y_{01}/Y_{02} = C \quad (8)$$

由传输线公式, 在  $T_1$  处归于原均匀传输线的输入导纳为

$$\begin{aligned} y_1 &= \frac{Y_{02}}{Y_{01}} \left( \frac{y_2 + j \operatorname{tg} k_2 l}{1 + j y_2 \operatorname{tg} k_2 l} \right) \\ &= \frac{1}{C} \left( \frac{c + j \operatorname{tg} k_2 l}{1 + j c \operatorname{tg} k_2 l} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

式中  $k_2$  为跳变段相位常数。考虑一种特殊情况:  $k_2 l = \frac{\pi}{2}$ , 即跳变段是一个  $\lambda_{m2}/4$  变换

段, 则  $y_1 = \frac{1}{c^2}$ , 因此均匀传输线法化输入导纳为

$$y_{in} = \frac{\frac{1}{c^2} + j \operatorname{tg} k_1 (L - l - x)}{1 + j \frac{1}{c^2} \operatorname{tg} k_1 (L - l - x)} \quad (10)$$

由此可见, 当  $x$  变化时, 输入导纳以  $\lambda_m/2$  为周期变化,  $\frac{1}{c^2}$  相当于末端的负载。因此当均匀传输线输入端接上测量探头, 就可根据指示值的周期性变化测出微带线的介质波长。

以上说明的是特殊情况。实际上扰动段并非必需做成  $\lambda_{m2}/4$ , 但要避免  $\lambda_{m2}/2$  的整数倍。均匀传输线末端也无必要匹配, 一般都能取得良好的效果。

图 6 为网络扰动法测量微带线介质波长的装置示意图。测量探头用测量线晶体检波器作指示。微带线装在由旧测量线改装的支架上, 介质块移动由支架传动机构带动, 从游标尺上读取介质块的相对位置。介质块在移动过程中必需紧贴微带线并相对于微带线平行移动。

我们用网络扰动法分别测量了三种聚四氟乙烯玻璃纤维板微带线的介质波长。

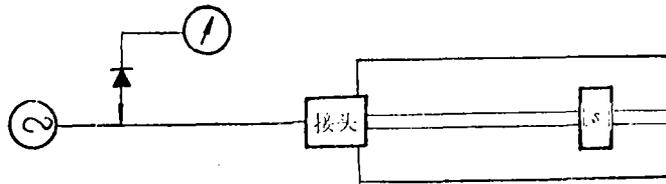


图6 网络扰动法测量装置示意图

表2列出了 $w=3.9\text{mm}$   $h=1.45\text{mm}$ 微带线在 $f=10\text{GHz}$ 时测得的介质波长。

表2  $w=3.9\text{mm}$ 带线介质波长测量数据表

$\lambda_m(\text{mm})$						$\bar{\lambda}_m(\text{mm})$	$\epsilon_e$
19.8	20.0	19.6	19.6	20.1	19.8	19.84	2.28
19.6	20.0	20.2	19.6	19.9			

上列数据表说明了网络扰动法测量微带线的介质波长精度是比较高的，尽管个别点上测得的介质波长有起伏，这是由于介质块与微带线紧贴程度不一样引起的。取平均后，这一误差就降到了最低限度。

## 五、结 论

我们用三种方法测量了不同宽度的聚四氟玻璃纤维板微带线的 $\epsilon_e$ ，由于环形腔的基板与微带线基板不是同一块基板，无法比较。切割微带线法与网络扰动法都是在同一块微带线上测量的，表3比较了两种测量方法的测量结果，测量结果十分接近，说明两种测量方法都是可行的。

三种测量方法各有优点，根据实际测量的要求，可灵活选择测量方法。

环形腔的主要优点是：可以多次重复测量，减少测量误差；能测量微带线 $\epsilon_e$ 的色散特性；测量环形腔的Q值后能测微带线的损耗。但环形腔有许多无法克服的缺点：负载对谐振频率有影响；腔的制作精度和轴对称性对测量结果影响明显；环形腔的辐射较大，特别是当微带线较宽时，它就成为一个微带环形天线；并且它不能测量指定工作频率下的 $\epsilon_e$ 。（因为设计环形腔时还不知道 $\epsilon_e$ 的正确值，因而选定的周长会偏离实际的介质波长）。所以环形腔法只适合于批量产品的抽样测试。

切割微带线法的主要优点：采用我们的修正方法能获得正确的测量结果；能测量任意指定工作频率的 $\epsilon_e$ ；微带线辐射比环形腔要小，对测量结果的影响也小。但切割微带线法无法测量 $\epsilon_e$ 的色散特性；也不能重复多次测量；修正步骤繁琐，并要保证切割的精度，特别是微带线上覆有盖板时更为麻烦、费时。切割微带线法特别适合于三板微带传输线 $\lambda_m$ 的测量。

网络扰动法具备了环形腔法和切割微带线法的主要优点，克服了环形腔法和切割微

带线法的主要缺点，特别对覆有盖板的微带线的测量更显出其优越性。因此，网络扰动法是测量微带线介质波长的比较简便又精确的方法。但不能用来测量微带线三板线的介质波长。

表 3 测量结果比较

	$\epsilon_e$ $\lambda_0 = 28.40(\text{mm})$		
	$W = 2(\text{mm})$ $h = 1.45(\text{mm})$ 无复盖	$W = 2(\text{mm})$ $h = 1.45(\text{mm})$ 有复盖	$W = 3.6(\text{mm})$ $h = 1.5(\text{mm})$
切割法	2.475	2.620	2.730
扰动法	2.414	2.616	2.784

## 参 考 文 献

- [1] J.R.Jams P.S.Hall C.Wood Microstrip Antenna Theory and Design pp.24.  
 [2] 顾其铨编，微波集成电路设计，人民邮电出版社。  
 [3] 清华大学编，微带电路，人民邮电出版社。

## The Methods for Measuring Effective Permittivity of Microstrip

Zheng Boqun Liu Kecheng Yin Jiaxian

Song xuecheng Liu Jian

### Abstract

This paper states the methods for measuring effective permittivity of microstrip, gives a progressive formula of the cutting microstrip method, and discusses a new one the disturbing network method.