

# 利用四探针原理的微波极化干涉仪\*

刘岐山 庄义元 胡正义 张兆镛  
(成都电讯工程学院)

## 提 要

本文提出一种利用四探针原理的微波极化干涉仪。四探针系统由两个T形波导分支和一个串连在其间的可调移相器替代。该干涉仪,特别适用于测量瞬变等离子体的参量,并具有同时显示等离子体的传输,反射和带极坐标原点的极化特性的能力。在频率10GHz和35GHz下,用日光灯作瞬态放电实验的照片是清晰的。

## 1. 引言

微波诊断中、低电子密度的等离子体多使用桥路干涉仪<sup>[1]</sup>。本文提出另一种干涉仪,它是根据四探针原理,用两个T形波导分支和一个串接其间的可调移相器取代桥路系统构成的。该干涉仪还可在测试支路中接上PIN开关元件,从而能同时显示具有时标的传输、反射、极化特性和极坐标原点。该干涉仪的特点为简单、实用。测试频率为10GHz和35GHz时,得到了清晰的实验照片。

## 2. 干涉系统的原理

四探针技术<sup>[2]</sup>在网络分析仪中,一般用于测量带有模和幅角的全复数阻抗。它由放于波导宽边上或同轴线中的,相互距离 $1/8$ 导波波长的四个探针构成,图1给出了一个四探针双口阻抗测量系统。 $D_1, D_2, D_3$ 和 $D_4$ 为各探针终端检波器。对任一个探针,若其平面处于主线电压驻波波节位置,就无能量分入,终端检波器上电流指示为零;而探针平面处于主线电压波腹位置时,分入能量最多,终端检测器电流指示最大。因此,四个探针

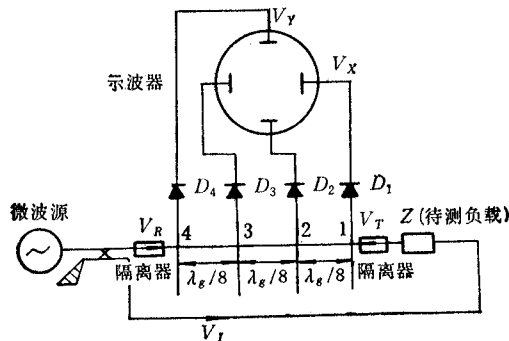


图1 由四探针或四H-T型接头组成的阻抗测量系统的示意图

\* 1985年12月5日收到,1986年9月16日修改定稿。

都可认为是并联于主线上的,原则上,可以由相同的四个间距  $\lambda_g/8$  ( $\lambda_g$  为导波波长)的  $H-T$  型波导分支代替,因为主线波导上的  $H-T$  型波导分支,也都是并联于主线上的.作了这种代换之后,一个双口阻抗测量系统与图 1 相同,只是在主线波导上的四个探针,由四个相同的  $H-T$  型波分支代替.  $D_1, D_2, D_3$  和  $D_4$  分别成了分支波导的终端晶体检波器.

对这种系统的干涉测量原理,可作如下分析.假如四个检测器都处于线性检波区,参考支路输入信号电压幅值为  $V_R$ , 测试支路输入信号电压幅值为  $V_I$ , 接有待测阻抗  $Z$ , 通过负载  $Z$  的传输信号幅值为  $V_T$ , 由于参考通道入口和负载  $Z$  的出口分别放置了一个隔离器,故主线区域里,近似可以不考虑由负载  $Z$  引起的反射信号.当满足条件  $V_R \gg V_I$  时,测试通道  $Z$  的电压传输系数为

$$T = |T|e^{i\theta'}, \quad (1)$$

式中  $\theta'$  为  $\dot{V}_I$  与  $\dot{V}_T$  间的相角,  $|T|$  为传输系数的模.

假定每个  $H-T$  分支里的吸收与损耗都很小,反射也微弱,并联在主线上的每个分支仅对主线产生微小扰动,近似地认为每个分支口上的  $V_R$  或  $V_T$  都相等,因而

$$|T| = |T_1| = |T_2| = |T_3| = |T_4| \approx \frac{V_T}{V_I}, \quad (2)$$

式中  $T_1, T_2, T_3, T_4$  对应于每个分支口上的传输系数.这样,主线上仅有相位的变化.

分支 1 口上的电压复数幅值为

$$\dot{V}_{H1} = \dot{V}_{R1} + \dot{V}_{T1}, \quad (3)$$

即

$$V_{H1}^2 = V_{R1}^2 + V_T^2 + 2V_{R1}V_T \cos\theta \approx V_R^2 + V_T^2 + 2V_RV_T \cos\theta, \quad (4)$$

式中  $\theta$  为 1 口上传输电压  $\dot{V}_T$  与参考电压  $\dot{V}_R$  间的相角.显然,  $Z = 0$  时,  $|T| = 1$ ,  $\theta'$  为零.此时,  $\theta = \theta_0$ ,  $\theta_0$  表示  $\dot{V}_T$  与  $\dot{V}_R$  间的固定相角,自然,  $\theta_0$  也表示  $Z = 0$  时入射电压  $\dot{V}_I$  与参考电压  $\dot{V}_R$  间的相角.当  $Z \neq 0$  时,  $\dot{V}_T$  与  $\dot{V}_R$  间的相角,还要考虑  $Z$  引起的相角  $\theta'$ , 故

$$\theta = \theta_0 + \theta'. \quad (5)$$

利用  $V_R \gg V_I$  条件, (4) 式可近似成

$$V_{H1} \approx V_R + V_T \cos\theta. \quad (6)$$

同理, 2 口上电压为

$$V_{H2} \approx V_R + V_T \cos\theta_2, \quad (7)$$

式中  $\theta_2$  为  $\dot{V}_{T2}$  与  $\dot{V}_{R2}$  间的相角.因  $\dot{V}_{R2}$  超前于  $\dot{V}_{R1}$ ,  $\dot{V}_{T2}$  落后于  $\dot{V}_{T1}$  的相角都是  $\pi/4$ , 故

$$\theta_2 = \theta - \frac{\pi}{2},$$

则(7)式变为

$$V_{H2} \approx V_R + V_T \sin\theta. \quad (8)$$

同理

$$V_{H3} \approx V_R - V_T \cos\theta, \quad (9)$$

$$V_{H4} \approx V_R - V_T \sin\theta. \quad (10)$$

线性检波时, 1 分支的检波电压幅值为

$$V_{d1} = kV_{H1}, \quad (11)$$

式中  $k$  为检波器的线性检波系数。由(2)式和(7)–(11)式有

$$\left. \begin{aligned} V_{d1} &= kV_R + kV_I|T| \cos\theta, \\ V_{d2} &= kV_R + kV_I|T| \sin\theta, \\ V_{d3} &= kV_R - kV_I|T| \cos\theta, \\ V_{d4} &= kV_R - kV_I|T| \sin\theta. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

将 1, 3 口和 2, 4 口的检波电压分别差分输入示波器(如 SBR-1 型)的  $A, B$  通道, 则示波器的  $X, Y$  轴电压为

$$\left. \begin{aligned} V_X &= V_{d1} - V_{d3} = 2kV_I|T| \cos\theta, \\ V_Y &= V_{d2} - V_{d4} = 2kV_I|T| \sin\theta. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

若令

$$2kV_I|T| = |\mathcal{F}| \quad (14)$$

则

$$\left. \begin{aligned} V_X &= |\mathcal{F}| \cos\theta, \\ V_Y &= |\mathcal{F}| \sin\theta, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} \theta &= \arctg(V_Y/V_X), \\ |\mathcal{F}| &= \sqrt{V_X^2 + V_Y^2}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

如果  $Z$  只引起传输系数的相位变化, 没有损耗, 当  $\theta'$  改变量大于  $2\pi$  时, 示波器上将显示一个圆, 如图 2。如果  $Z$  是一个瞬变等离子体, 对信号既有传输、反射损耗, 又有相位变化, 则当相位线性变化和传输电压指数衰减时, 瞬变特性是一个不断衰变的圆, 如图 3

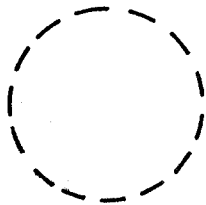


图 2  $Z$  只有相位变化的瞬变特性, 此时相位变化大于  $2\pi$



图 3 电压指数衰减和相位线性变化时,  $Z$  的瞬变特性

所示。由(16)式和极化图形上的每个点可决定  $\theta$  和  $|\mathcal{F}|$ 。由(5)和(14)式可决定  $Z$  引起的相角  $\theta'$  和传输系数  $|T|$ 。

显然, 原则上使用两个  $H-T$  分支时, 由图 1 测得  $|\mathcal{F}|$  和  $\theta$  的结果不变, 只是比用四个分支作差分输入时, 在示波器上得到的信号减弱了一半, 此时检波电压中的直流分量可由示波器调整零点抵消。为了进一步改进四探针系统的窄频带弱点, 我们采取在两个  $H-T$  分支间串接入一个  $0-2\pi$  可调的移相器来替代桥路, 这样的系统就可应用于任意频率、两口间距离为任意的情形。此时两口间  $\lambda_g/8$  奇数倍的条件, 可由调节移相器来满足。

以上分析, 对小信号平方律检波同样适用, (16) 式的形式不变, 只是 (14) 式变为  $|\mathcal{F}| = 4KV_R V_I |T|$ ,  $K$  为平方律检波系数,  $|\mathcal{F}|$  仍正比于负载传输系数  $|T|$ , 不再作

证明。

### 3. 瞬变等离子体的测量和实验结果

我们提出的双  $H-T$  型分支移相器的干涉仪如图 4 所示。

微波信号分为测试和参考两个信号支路，测试支路由方波调制的 PIN 开关控制通断，为波形画出时标；由  $T$  和  $R$  检波器显示出等离子体的传输和反射特性；由  $X$  和  $Y$  检波器显示出极化图形。从(15)式可知，当  $V_T$  完全被 PIN 开关切断时， $V_X = V_Y = 0$ ，显示出座标原点，因此，这里 PIN 开关既可为图形画时标，又可显示座标原点。

传输方向上的平均电子密度为<sup>[3]</sup>

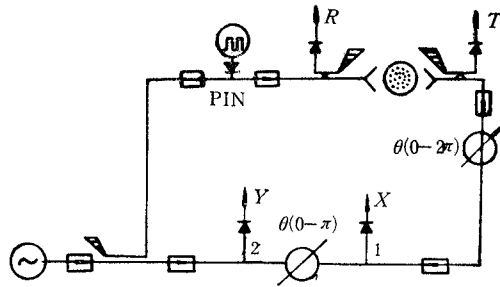


图 4 双  $H-T$  分支-移相器式干涉仪

$$\bar{n}(\text{cm}^{-3}) = 118.4 \frac{f(\text{Hz}) \cdot \Delta\theta(\text{rad})}{L(\text{cm})}; \tag{17}$$

通过等离子体的传输系数为

$$T(\text{dB}) = - 8.686 \int_0^L \alpha dx = \frac{4.3e^2}{m\epsilon_0 c \omega} \int_0^L \nu(x)n(x)dx, \tag{18}$$

上两式中  $\Delta\theta$  为信号通过等离子体的相位变化， $f$  为信号频率， $L$  为等离子体传输路径上的厚度， $\alpha$  为等离子体衰减常数， $\nu(x)$  为自由电子有效碰撞频率。

在  $\nu^2 \ll \omega_p^2 \ll \omega^2$  的条件下 ( $\omega_p$  为等离子体振荡的角频率)，测得的等离子体相移  $\Delta\theta$  只取决于平均电子密度  $\bar{n}$ ，而传输系数  $T$ ，则既取决于  $n(x)$ ，又取决于有效碰撞频率  $\nu(x)$ 。

使用图 5 的日光灯放电系统，测得了 10GHz 下传输(上)、反射(下)(见图 6)和极化特性(见图 7)，此时 PIN 开关的调制频率为 1kHz。图 8 给出了频率为 35GHz，调制频率为 100kHz 的极化特性。由于国内尚无实用的 PIN 开关 (35HGz)，调制是加在示波器栅极上的。

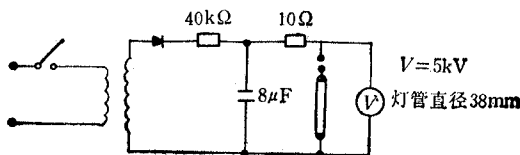


图 5 日光灯管直流放电系统

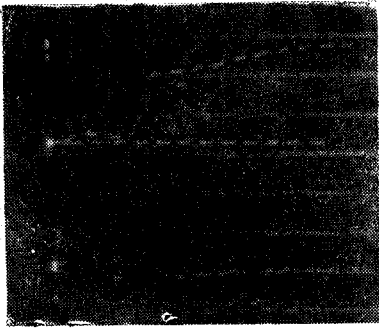


图6 传输(上)和反射(下)特性  
 $f = 10\text{GHz}$



图7 极化瞬变特性  
 $f = 10\text{GHz}$



图8 极化瞬变特性  
 $f = 35\text{GHz}$

图6表明,等离子体的存在时间约15ms,传输特性出现明显截止。这说明等离子体的最大电子密度大于频率为10GHz的截止电子密度 $1 \times 10^{12}\text{cm}^{-3}$ 。由(17)式和图7算出的 $\bar{n}$ 接近于上述值;而由(17)式和图8算出的日光灯在5kV下放电时等离子体的电子密度最大值约为 $1 \times 10^{13}\text{cm}^{-3}$ 。需要指出的是,由于日光灯管较细,使用(17)式计算电子密度与该式的平板模型条件相去较远,因而结果有较大误差。本干涉仪用于测量直径远大于信号波长的等离子体更为适宜,这一点与桥路干涉仪是相同的。测量同一对象,本干涉仪可与桥路干涉仪得到相同结果。

#### 4. 结束语

本文提出的双T形分支-移相器系统,把四探针技术推广到可在任意频率下应用,克服了它的窄频带特性。所构成的极化干涉仪是对通用的桥路干涉仪的简化改进,使之更为实用。

#### 参 考 文 献

- [1] M. A. Heald and C. B. Wardo, "Plasma Diagnostics with Microwaves", John Wiley & Sons Inc., New York, London, Sydney, pp. 192—241.
- [2] 汤世贤, "微波测量", 国防工业出版社, 1981年, 第277—279页。
- [3] 张兆镗、刘岐山、胡义正、庄义元, 成都电讯工程学院学报, 1984年, 第34期, 第42—50页。

### A MICROWAVE POLAR INTERFEROMETER USING FOUR-PROBE PRINCIPLE

Liu Qishan, Zhuang Yiyuan, Hu Zhengyi, Zhang Zhaotang  
(Chengdu Institute of Radio Engineering)

A microwave polar interferometer using four-probe principle is presented, in which four-probe system is replaced by two T junction waveguides in series with a tunable phase shifter between them. The interferometer is specially suitable for measuring the parameters of plasma transient process, and has the capability of displaying transmission, reflection, and polar characteristic with the origin of its coordinates at the same time.

The experimental photographs of a transient plasma in the daylight lamp are clear at frequencies of 10 GHz and 35 GHz.