

微带传输线负载特性矢网测量实验报告

一、实验目的

- (1) 理解传输线的基本特性，掌握微带传输线的结构与工作特点；
- (2) 熟悉微波网络参量测量方法，掌握矢量网络分析仪的基本操作流程与使用技巧。

二、实验原理

考虑一段特性阻抗为 Z_0 的传输线，一端接信号源，另一端则接上负载。假设此传输线无耗，且传输系数 $\gamma = j\beta$ ，则传输线上电压及电流可用下列二式表示：

$$U(z) = U^+ e^{-\beta z} + U^- e^{\beta z}, \quad I(z) = I^+ e^{-\beta z} - I^- e^{\beta z}$$

(1) 负载端($z = 0$)处情况

电压及电流为 $U = U_L = U^+ + U^-$, $I = I_L = I^+ - I^-$

而 $Z_0 I^+ = U^+$, $Z_0 I^- = U^-$, 公式可改写成 $I_L = \frac{1}{Z_0} (U^+ - U^-)$

可得负载阻抗为 $Z_L = \frac{U_L}{I_L} = Z_0 \left(\frac{U^+ + U^-}{U^+ - U^-} \right)$, 定义归一化负载阻抗为 $Z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L}$

其中定义 Γ_L 为负载端的电压反射系数 $\Gamma_L = \frac{U^-}{U^+} = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} = |\Gamma_L| e^{j\phi_L}$

- ①当 $Z_L = Z_0$ 或为无限长传输线时, $\Gamma_L = 0$, 无反射波, 是行波状态或匹配状态。
- ②当 Z_L 为纯电抗元件或处于开路或者短路状态时, $|\Gamma_L| = 1$, 全反射, 为驻波状态。
- ③当 Z_L 为其他值时, $|\Gamma_L| \leq 1$, 为行波驻波状态。

线上任意点的反射系数为 $\Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\phi_L - j2\beta z}$

定义驻波比 VSWR 和回拨损耗 RL 为 $VSWR = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|}$, $RL = -20 \lg |\Gamma_L|$

(2) 输入端($z = -L$)处情况

反射系数 $\Gamma(z)$ 应改成 $\Gamma(L) = \frac{U^- e^{-j\beta L}}{U^+ e^{j\beta L}} = \frac{U^-}{U^+} e^{-j2\beta L} = \Gamma_L e^{-j2\beta L}$

输入阻抗为 $Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta L)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta L)}$

由上述可知：

- ①当 $L \rightarrow \infty$ 时, $Z_{in} \rightarrow Z_0$ 。
- ②当 $L = \lambda/2$ 时, $Z_{in} = Z_L$ 。
- ③当 $L = \lambda/4$ 时, $Z_{in} = Z_0^2 / Z_L$ 。

三、实验内容与实验结果分析

(1) 微带线传输线反射特性测量

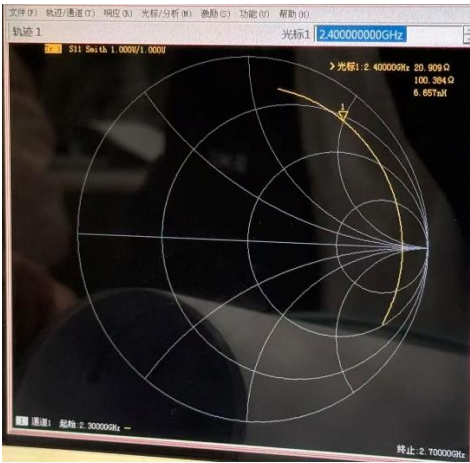
①传输线开路

利用公式计算传输线负载端开路情况下反射系数的理论值：

$$\Gamma(z) = \frac{Z(z) - Z_c}{Z(z) + Z_c}, \quad Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta L)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta L)}$$

将 $L = -\frac{\lambda}{2}$, $Z_L = \infty$, $Z_c = 50\Omega$ 代入上述公式求得反射系数 $\Gamma\left(-\frac{\lambda}{2}\right) = 1$

设置扫描频率为 2.3GHz-2.7GHz，下图展示传输线负载端开路情况下的史密斯圆图：



观察记录不同关键频率点的测量数据并记录在下表：

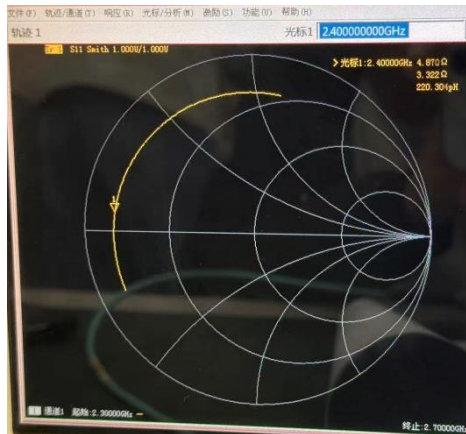
频率/GHz	阻抗测量值/ Ω	反射系数测量值	反射系数理论值
2.3	$10.098 + j60.296$	$0.8493e^{j78.4^\circ}$	1
2.4	$20.909 + j100.384$	$0.8504e^{j51.4^\circ}$	1
2.5	$72.507 + j204.822$	$0.8634e^{j24.6^\circ}$	1
2.6	$637.639 - j152.643$	$0.8620e^{-j2.05^\circ}$	1
2.7	$54.167 - j178.793$	$0.8643e^{-j28.9^\circ}$	1

分析以上实验数据可知，实验测得的反射系数幅值小于 1，这可能源于微带线本身的损耗，而相位存在较大的误差，这是由于微带线与电缆线之间的转接件尺寸存在设计误差，导致真实的 L 较短于半波长。

②传输线短路

将 $Z_L = 0$ 代入理论公式求得反射系数 $\Gamma\left(-\frac{\lambda}{2}\right) = -1$

设置扫描频率为 2.3GHz-2.7GHz，下图展示传输线负载端短路情况下的史密斯圆图：



观察记录不同关键频率点的测量数据并记录在下表：

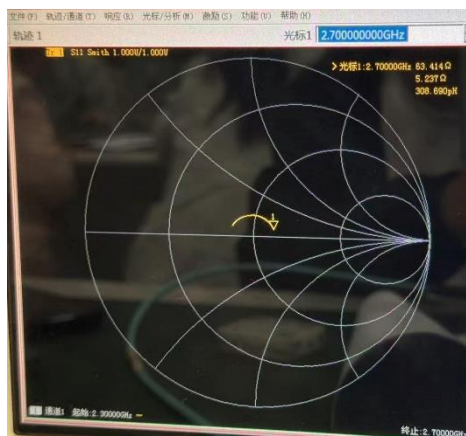
频率/GHz	阻抗测量值/ Ω	反射系数测量值	反射系数理论值
2.3	$4.554 - j10.683$	$0.8398e^{-j155.7^\circ}$	-1
2.4	$4.870 + j3.322$	$0.8232e^{j172.3^\circ}$	-1
2.5	$6.026 + j17.807$	$0.8070e^{j140.3^\circ}$	-1
2.6	$8.720 + j34.841$	$0.7911e^{j109.2^\circ}$	-1
2.7	$15.187 + j59.165$	$0.7798e^{j78.2^\circ}$	-1

分析以上实验数据可知，实验测得的反射系数幅值小于 1，这可能源于微带线本身的损耗，而相位在 2.4GHz 时理论与实际较为吻合，其余值存在较大的误差。

③负载端接入49.9 Ω 电阻

将 $Z_L = 49.9\Omega$ 代入理论公式求得反射系数 $\Gamma\left(-\frac{\lambda}{2}\right) = -0.001$

设置扫描频率为 2.3GHz-2.7GHz，下图展示负载端接入49.9 Ω 电阻时的史密斯圆图：



观察记录不同关键频率点的测量数据并记录在下表：

频率/GHz	阻抗测量值/ Ω	反射系数测量值	反射系数理论值
--------	-----------------	---------	---------

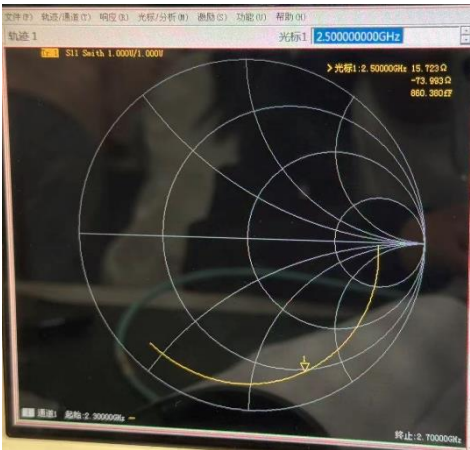
2.3	$41.816 + j9.859$	$0.1388e^{j123.6^\circ}$	-0.001
2.4	$45.866 + j12.869$	$0.1397e^{j100.2^\circ}$	-0.001
2.5	$34.767 + j15.575$	$0.2528e^{j124.0^\circ}$	-0.001
2.6	$40.648 + j21.037$	$0.2474e^{j100.9^\circ}$	-0.001
2.7	$63.414 + j5.237$	$0.1268e^{j18.7^\circ}$	-0.001

分析以上实验数据可知，实验测得的反射系数幅值接近 0，但是在频率为 2.5GHz 和 2.6GHz 的情况下偏差较大，可能是由于实验操作时没有很好地将电阻与微带线负载端接触导致。

④负载端接入1pF电容

将 $Z_L = \frac{1}{j\omega C}$ 代入理论公式求得各个频率下的反射系数理论值并填入下表。

设置扫描频率为 2.3GHz-2.7GHz，下图展示负载端接入1pF电容时的史密斯圆图：



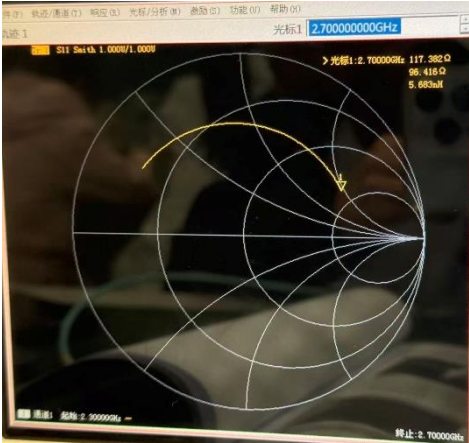
观察记录不同关键频率点的测量数据并记录在下表：

频率/GHz	阻抗测量值/ Ω	反射系数测量值	反射系数理论值
2.3	$326.440 - j30.070$	$0.7363e^{-j1.6^\circ}$	$e^{-j71.7^\circ}$
2.4	$62.851 - j138.768$	$0.7792e^{-j33.8^\circ}$	$e^{-j74.0^\circ}$
2.5	$15.723 - j73.993$	$0.8240e^{-j66.5^\circ}$	$e^{-j76.3^\circ}$
2.6	$7.240 - j42.005$	$0.8442e^{-j99.2^\circ}$	$e^{-j78.5^\circ}$
2.7	$4.333 - j21.758$	$0.8643e^{-j132.7^\circ}$	$e^{-j80.6^\circ}$

分析以上实验数据，当传输线负载端接入1pF电容时，反射系数幅值小于 1，这源于微带传输线的损耗，其中 2.3GHz 的实验组幅值偏差较大，可能是由于实验操作时未将负载与微带线紧密接触；反射系数相位与理论值偏差较大，但在 2.5GHz 时误差较小。

⑤负载端接入3.3nH电感

将 $Z_L = j\omega L$ 代入理论公式求得各个频率下的反射系数理论值并填入下表。
设置扫描频率为 2.3GHz-2.7GHz，下图展示负载端接入3.3nH电感时的史密斯圆图：



观察记录不同关键频率点的测量数据并记录在下表：

频率/GHz	阻抗测量值/ Ω	反射系数测量值	反射系数理论值
2.3	$10.334 + j15.233$	$0.6828e^{j144.8^\circ}$	$e^{j92.7^\circ}$
2.4	$9.994 + j18.203$	$0.7011e^{j138.7^\circ}$	$e^{j90.3^\circ}$
2.5	$23.280 + j50.836$	$0.6439e^{j83.0^\circ}$	$e^{j87.9^\circ}$
2.6	$9.439 + j48.098$	$0.8229e^{j91.2^\circ}$	$e^{j85.7^\circ}$
2.7	$117.382 + j96.416$	$0.6090e^{j25.1^\circ}$	$e^{j83.6^\circ}$

分析以上实验数据可知，当传输线负载端接入3.3nH电感时，反射系数幅值小于 1，且偏差较大，这部分源于微带传输线的损耗，同时也可能与实验操作时负载与微带线接触不充分有关；反射系数相位与理论值偏差较大，但在 2.6GHz 时误差较小。

(2) 天线驻波比特性曲线测量

移除原有的射频电缆, 并对仪器端口重新进行单端口反射校准后, 将天线通过 SMA-N 转接头直接接在矢量网络分析仪的端口进行测量, 设置起始和终止频率为 1GHz 和 3GHz, 测量得到该天线的史密斯圆图如下:



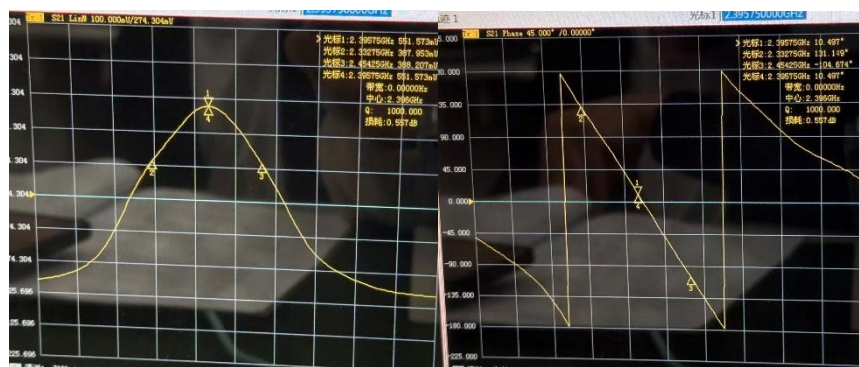
切换格式观察天线的对数幅度与驻波比特性, 如下图所示:



移动光标找到反射系数最小的位置, 可以观察到当频率为 2.94GHz 时, 天线的驻波比达到最小值 1.468, 这满足天线驻波比小于 1.5 的一般要求。

(3) 微带滤波器网络参数测量

重新进行传输特性测量校准, 校准后观察并记录微带滤波器的 S21 传输特性曲线, 该微带滤波器的幅值与相位曲线如下图所示:



根据微带滤波器的特性曲线，可以提取得到以下关键参数：

微带滤波器参数	参数值
中心频率	2.396GHz
3dB 带宽	121.5MHz
插入损耗	0.557dB
带内纹波	几乎没有
阻带衰减	45.50dB

由此可以看出该微带滤波器为带通滤波器，但是带宽较小，同时由相位图可以看到，在中心频率附近该滤波器的线性度较好，带内纹波几乎没有，滤波特性较好。

四、思考题解答

(1) 简述 S 参数的定义及物理意义，说明 S11、S21 的含义

S 参数是描述微波网络端口之间入射波与反射波关系的参数。对于线性二端口网络，定

义入射波为 a_1, a_2 ，反射波为 b_1, b_2 ，则 S 参数矩阵为： $\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$

$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} |_{a_2=0}$ ：端口 2 匹配时，端口 1 的反射系数。

物理意义：反映端口 1 匹配程度，模越小表示端口 1 反射越小，输入驻波比越好。

$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} |_{a_2=0}$ ：端口 2 匹配时，端口 1 到端口 2 的传输系数。

物理意义：反映网络的前向传输能力，模值越大表示传输损耗越小。

$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} |_{a_1=0}$ ：端口 1 匹配时，端口 2 到端口 1 的传输系数。

物理意义：反映网络的反向传输特性。

$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} |_{a_1=0}$ ：端口 1 匹配时，端口 2 的反射系数。

物理意义：反映端口 2 匹配程度，模越小表示端口 2 反射越小，后级负载匹配越好。

(2) 若不进行校准，直接接入射频电缆和电路模块测量，会对结果产生什么影响？

影响：测量结果包含系统误差，导致反射系数、传输系数等参数偏离真实值。

原因：矢量网络分析仪测量的是入射波与反射波的比值，但射频电缆、转接头等会引入额外的幅度和相位变化。校准过程通过测量标准件建立误差模型，从而在后续测量中通过修正消除系统误差。若不校准，这些误差将叠加到被测件上使结果失真。

(3) 设计实验方案，测量 N-SMA 转接头对测试曲线的影响

实验方案：

1. **仪器准备：**矢量网络分析仪开机预热，设置频率范围，选择 S11 反射测量格式（史密斯圆图或对数幅度）。
2. **端口校准：**直接将校准件（开路器、短路器、匹配负载）依次拧至仪器端口，执行单端口反射校准，消除仪器端口自身的系统误差。
3. **测量端口反射：**校准完成后，保持仪器端口开路，记录 S11 曲线作为基准。若接匹配负载，则显示为中心匹配点。
4. **接入转接头：**将 N-SMA 转接头的 N 端直接拧至仪器端口，转接头的 SMA 端保持开路或接 50Ω 匹配负载，测量此时的 S11 曲线。
5. **对比分析：**比较接入转接头前后的 S11 曲线差异。若转接头存在失配，史密斯圆图上的开路点会出现偏移或匹配点偏离中心；通过比较反射系数的模值和相位变化，可定量计算转接头的反射系数、等效阻抗及插入损耗等参数。

(4) 根据实验给出的微带线设计参数，计算 50Ω 半波长微带线的宽度和长度

已知工作频率 $f = 2.5 \text{ GHz}$ ，特性阻抗 $Z_c = 50 \Omega$ ，相对介电常数 $\varepsilon_r = 4.6$ ，介质厚度 $h = 0.765 \text{ mm}$ ，损耗正切 $\tan \delta = 0.015$ 。

由损耗正切 $\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon}$ ，可得： $\sigma = \tan \delta \cdot \omega \varepsilon_r \varepsilon_0 \approx 1.53 \times 10^{-3} \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$

根据计算公式： $A = \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \approx 1.56$

代入数值： $\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \approx 1.85$,

因此微带线宽度： $W = 1.85 \times h \approx 1.409 \text{ mm}$

等效介电常数： $\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} \approx 3.46$

微带线工作于 2.5 GHz 时的等效波长： $\lambda = \frac{v}{f} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{er}} f} = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{3.46} \times 2.5 \times 10^9} \approx 6.45 \text{ cm}$

所以半波长长度： $L = \frac{\lambda}{2} = \frac{6.45}{2} \text{ cm} = 32.25 \text{ mm}$

五、实验收获与体会

通过本次实验，我加深了对传输线理论、反射系数、驻波比、史密斯圆图等概念的理解，掌握了矢量网络分析仪的基本操作与校准方法。实际测量中，我观察到不同负载下反射系数的变化规律，认识到微带线损耗、转接头误差、接触不良等因素对测量结果的影响。同时，学会了通过史密斯圆图分析阻抗匹配状态，并能够测量天线的驻波比和滤波器的 S 参数。实验锻炼了我的动手能力和分析问题的能力，为后续学习打下了基础。

六、实验建议与意见

(1) 本次实验我基本按步骤完成了一遍操作，但对 S 参数、插入损耗、阻带衰减等概念的理解还不够深入，建议在实验前增加相关理论的集中讲解或案例分析，帮助理解这些参数的实际意义。

(2) 用镊子将贴片元器件压接在微带线末端的方式操作不便，接触难以稳定，导致数据波动较大。建议制作专用的测试夹具或将元件焊接在微带线末端，以提高测量的可重复性和准确性。