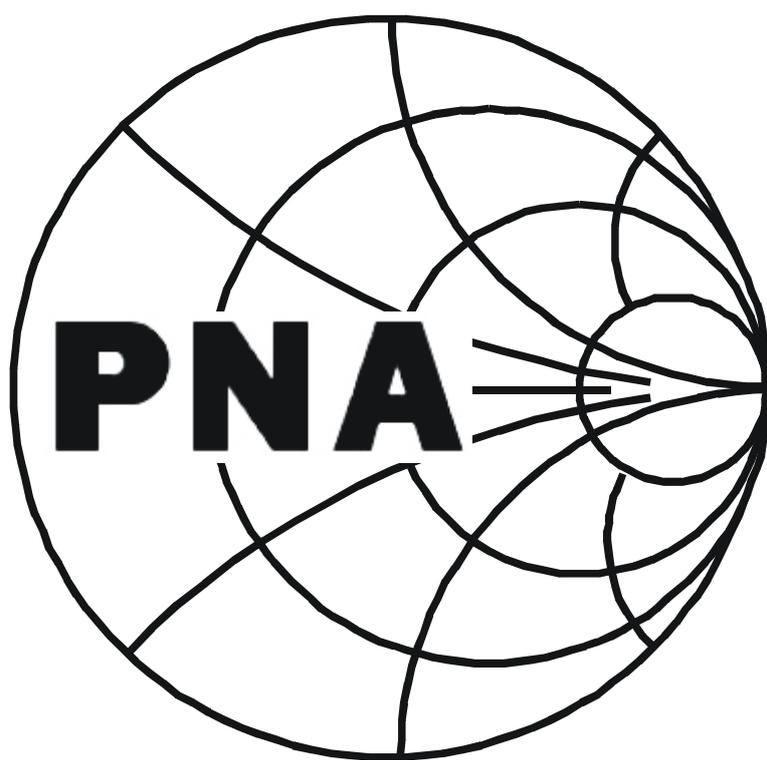


PNA 射频测量参考资料



南京普纳科技设备有限公司

目 录

CONTENTS

- 引言 (P1)
- 第 1 章 传输线的基本知识 (P2)
 - 1.1 传输线基本公式 (P2)
 - 1.2 史密斯圆图 (P5)
- 第 2 章 射频测量基本原理 (P9)
 - 2.1 单端口网络的测试 (P9)
 - 2.2 两端口网络的测试 (P11)
- 第 3 章 元器件的测试 (P15)
 - 3.1 电感的测试 (P15)
 - 3.2 电容的测试 (P16)
 - 3.3 陶瓷谐振腔的测试方法 (P17)
 - 3.4 精密负载与反射电桥 (P19)
 - 3.5 转接器的测试 (P20)
 - 3.6 同轴连接器的检测 (P20)
 - 3.7 其它 (P21)
- 第 4 章 同轴电缆的测试 (P22)
 - 4.1 50 Ω 同轴电缆的测试 (P22)
 - 4.2 微带线测试简介 (P28)
 - 4.3 75 Ω 系统的补充说明 (P28)
 - 4.4 其他非标准系统 (P29)
- 第 5 章 双线系统的测试 (P30)
 - 5.1 差分套件的几种配置 (P30)
 - 5.2 短波双线系统的测试 (P31)
 - 5.3 双绞线系统的测试 (P32)
- 第 6 章 波导系统的测试 (P34)
 - 6.1 测波导器件的插损与相移 (P34)
 - 6.2 用同轴反射电桥测波导器件 (或系统) 的反射特性 (P34)
 - 6.3 采用波导定向耦合器测试 (P37)
 - 6.4 采用魔 T 测试 (P37)
- 第 7 章 天线的反射特性测试与调配 (P38)
 - 7.1 驻波比测试 (P38)
 - 7.2 阻抗测量与匹配 (P39)
 - 7.3 中波发射天线的测试 (P40)
 - 7.4 用 LC 双元件在中波进行匹配的操作步骤 (P41)
- 第 8 章 天线方向图的测试 (P44)
 - 8.1 相位方向图的测试 (P44)
 - 8.2 测远场幅度方向图的考虑 (P44)
 - 8.3 天线阵面幅相分布的检查 (P46)
- 第 9 章 天线增益的测试 (P48)
 - 9.1 两天线法 (P48)
 - 9.2 三天线法 (P48)
 - 9.3 比较法 (P49)
- 附录: • 常用公式与表格 (P53)
 - 功率、dBm 及 50 Ω 线上电压对照表 (P54)
 - 频段划分与波长对照表 (P55)
 - 驻波比、回损及反射系数对照表 (P56)

引 言

在进入射频测试前，让我们回顾一下单相交流电的基本知识。

一、单相交流电的产生

在一组线圈中，放一能旋转的磁铁。当磁铁匀速旋转时，线圈内的磁通一会儿大一会儿小，一会儿正向一会儿反向，也就是说线圈内有呈周期性变化的磁通，从而线圈两端即感生出一个等幅的交流电压，这就是一个原理示意性交流发电机。若磁铁每秒旋转 50 周，则电压的变化必然也是 50 周。每秒的周期数称为频率 f ，其单位为赫芝Hz。kHz（千赫、 10^3 Hz），MHz（兆赫、 10^6 Hz），GHz（吉赫、 10^9 Hz）。

在示波器上可看出电压的波形呈周期性，每一个周期对应磁铁旋转一周。即转了 2π 弧，每秒旋转了 f 个 2π ，称 $2\pi f$ 为 ω （常称角频率，实质为角速率）。则单相交流电的表达式可写成：

$$V=V_m \sin(\omega t + \varphi_0) = V_m \sin(2\pi f t + \varphi_0)$$

式中 V_m (电压最大值) $=\sqrt{2} V_e$ (有效值或 $V_{r.m.s.}$)。t为时间（秒）， φ_0 为初相。

二、对相位的理解

1、由电压产生的角度来看

• 设想有两个相同的单相发电机用联轴器连在一起旋转，当两者转轴（磁铁的磁极）位置完全相同时，两者发出的电压是同相的。而当两者转轴错开 φ_0 角度时，用双线示波器来看，两个波形在时轴上将错开一个角度；这个角度就叫相位角或初相。相位领先为正，滞后为负。

• 假如在单相发电机上再加一组线圈，两组线圈互成 90° （也即两电压之间相位差 90° ），即可形成两相电机。假如用三组线圈互成 120° （即三电压之间，相位各差 120° ）即可形成三相电机。两相电机常用于控制系统，三相电机常用于工业系统。

2、同频信号（电压）之间的叠加

当两个电压同相时，两者会相加；而反相时，两者会抵消。也就是说两者之间为复数运算关系。若用方位平面来表示，也就是矢量关系。矢量的模值（幅值）为标量，矢量的角度为相位。

虽然人们关心的是幅值，但运算却必须采用矢量。

虽然一般希望信号相加，但作匹配时，却要将反射信号抵消。

三、射频

交流电的频率为 50Hz 时，称为工频。20Hz 到 20kHz 为音频，20kHz 以上为超声波，当频率高到 100 kHz 以上时，交流电的辐射效应显著增强；因此 100 kHz 以上的频率泛称射频。有时会以 3 GHz 为界，以上称为微波。常用频段划分见附录。

第 1 章 传输线的基本知识

传输射频信号的线缆泛称传输线，常用的有两种：双线与同轴线。频率更高则会用到微带线与波导，虽然结构不同，用途各异，但其基本传输特性都由传输线公式所表征。

不妨先让我们作一个实验，在一台 PNA3620 上测一段同轴线的输入阻抗。我们会发现在某个频率上同轴线末端开路时其输入阻抗却呈现短路，而末端短路时入端反而呈现开路。通过这个实验可以得到几个结论或想法：首先，这个现象按低频常规电路经验看是想不通的，因此一段线或一个网络必须在使用频率上用射频仪器进行测试才能反映其真实情况。其二，出现这种现象时同轴线的长度为测试频率下的 $\lambda / 4$ 或其奇数倍；因此传输线的特性通常是与长度的波长数有关，让我们习惯用波长数来描述传输线长度，而不是绝对长度，这样作就更通用更广泛一些。最后，这种现象必须通过传输线公式来计算（或阻抗圆图来查出），熟悉传输线公式或圆图是射频、天馈线工作者的基本功。

传输线公式是由著名的电报方程导出的，在这里不作推导而直接引用其公式。对于一般工程技术人员，只需会利用公式或圆图即可。

这里主要讲无耗传输线，有耗的用得较少，就不多提了。

射频器件（包括天线）的性能是与传输线（也称馈线）有关的，射频器件的匹配过程是在传输线上完成的，可以说射频器件是离不开传输线的。先熟悉传输线是合理的，而电路的东西是比较具体的。即使是天线，作者也尽量将其看成是个射频器件来处理，这种作法符合一般基层工作者的实际水平。

1.1 传输线基本公式

1. 电报方程

对于一段均匀传输线，在有关书上可查到，等效电路如图 1-1 所示。根据线的微分参数可列出经典的电报方程，解出的结果为：

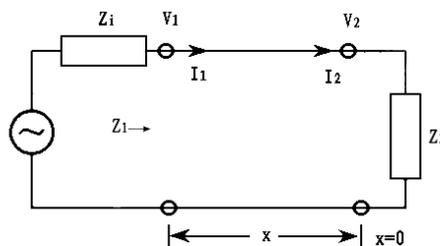


图 1.1 等效电路

$$V_1 = \frac{1}{2} (V_2 + I_2 Z_0) e^{\gamma x} + \frac{1}{2} (V_2 - I_2 Z_0) e^{-\gamma x} \quad (1-1)$$

$$I_1 = \frac{1}{2Z_0} (V_2 + I_2 Z_0) e^{\gamma x} - \frac{1}{2Z_0} (V_2 - I_2 Z_0) e^{-\gamma x} \quad (1-2)$$

- x 为距离或长度，由负载端起算，即负载端的 x 为 0
- $\gamma = \alpha + j\beta$ ， γ 为传播系数， α 为衰减系数， β 为相移系数。无耗时 $\gamma = j\beta$ 。一般情况下常用无耗线来进行分析，这样公式简单一些，也明确一些，或者说理想化一些。而这样作实际上是可行的，真要计算衰减时，再把衰减常数加上。

- Z_0 为传输线的特性阻抗。
- Z_i 为源的输出阻抗(或源内阻)，通常假定亦为 Z_0 ；若不是 Z_0 ，其数值仅影响线上电压的幅度大小，并不影响其分布曲线形状。
- 两式中前一项 x 越大值越大，相位也越领先，即为入射波。后一项 x 越大值越小，相位也越落后，即为反射波。

- 由于一般只对线上的分布感兴趣，因此式中将时间因子 $e^{j\omega t}$ 去掉了。

2. 无耗线上的电压电流分布

上面公式中 2 端为负载端，1 端为源端，而 x 可为任意值，泛指线上任意一点的电压与电流，因此下面将 V_1 、 I_1 的 1 字省掉。

$$V = \frac{1}{2} (V_2 + I_2 Z_0) e^{j\beta x} [1 + |\Gamma| e^{-j(2\beta x - \Phi)}] \quad (1-3)$$

$$I = \frac{1}{2} [(V_2 + I_2 Z_0) / Z_0] e^{j\beta x} [1 - |\Gamma| e^{-j(2\beta x - \Phi)}] \quad (1-4)$$

$$\text{式中 } \Gamma \text{ (反射系数)} = |\Gamma| \angle \Phi = \frac{V_2 - I_2 Z_0}{V_2 + I_2 Z_0} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} \quad (1-5)$$

$|\Gamma| \leq 1$ ，要想反射为零，只要 $Z_2 = Z_0$ 即成。

(10-3)，(10-4)式中首项不是 x 的函数，而 $e^{j\beta x}$ 为相位因子，不影响幅度。只是末项（方括号项）影响幅度分布。

现在让我们看看电压分布：

$$V_x = V(1 + |\Gamma| e^{-j(2\beta x + \Phi)})$$

显然 $2\beta x + \Phi = 0$ 或 $2N\pi$ 时，电压最大， $V_{\max} = V(1 + |\Gamma|)$

$2\beta x + \Phi = \pi$ 或 $(2N-1)\pi$ 时，电压最小， $V_{\min} = V(1 - |\Gamma|)$

$$\text{驻波比 } \rho = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1-6)$$

当 $|\Gamma| \ll 1$ 时 $\rho = 1 + 2|\Gamma|$ ，有时也会用到 $|\Gamma| = (\rho - 1) / 2$ 。

这是一个天馈线中最常见的一个技术指标，英文缩写为 S.W.R，也有用 V.S.W.R，即强调是电压之比。线上电压因反射的存在而出现有高有低的现象并不是我们希望的，我们希望 $|\Gamma| \rightarrow 0$ ，也就是 $\rho \rightarrow 1$ 。一般应用时 $\rho \leq 1.5$ 即可，有的场合要求 $\rho \leq 1.1$ 。

作为运算，用反射系数 Γ 更合适一些。也有人定义：

$$\text{返回损失 (回损)} = 20 \log |\Gamma| \text{ dB} \quad (1-7)$$

英文为 Return Loss，也有人译成回波损耗。由于 $|\Gamma| \leq 1$ ，因此为负值，但习惯上不管这个负号，有时会讲出驻波比多少 dB 之类的话，其实他是在讲回损。

不同行业有不同的习惯用语，驻波 ρ 、回损 R.L.、与反射系数 Γ 的常用数值见附录。

3. 对特性阻抗 Z_0 的理解

(1) 在解电报方程中令

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

式中 R 为传输线单位长度的电阻（导体本身电阻与长度的比值）。

L 为传输线单位长度的电感（导体本身电感与长度的比值）。

G 为传输线单位长度的电导（两导体间的电导与长度的比值）。

C 为传输线单位长度的电容（两导体间的电容与长度的比值）。

在频率较低时， Z_0 随频率而变化，频率高时（射频）

$$Z_0 \approx \sqrt{L/C} \quad (1-8)$$

Z_0 就与频率关系不大了。通常 Z_0 在射频低端是用测一段传输线的电感与电容后算出的，直接测 Z_0 是测不出来的。 Z_0 测试频率不宜低于 10MHz。

(2) Z_0 是一种结构尺寸决定的电参数

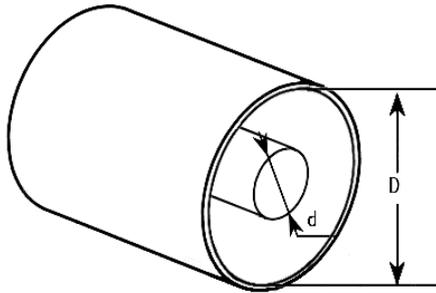


图 1-2 同轴线示意图

$$\text{如同轴线的 } Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \quad (1-9)$$

ϵ_r 为同轴线内充填介质的相对介电常数。
 D 为外导体内径， d 为内导体外径，如图 1-2 所示。

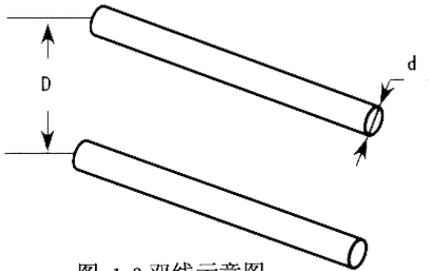


图 1.3 双线示意图

$$\begin{aligned} \text{双线的 } Z_0 &= 120 \ln \left[\frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} \right] \\ &\approx 120 \ln(2D/d) \end{aligned} \quad (10-10)$$

D 为两导线之间的中心距， d 为导线直径。如图 1-3 所示。

其他形状的传输线的 Z_0 可查其他书得到其计算公式或图表。

尺寸均匀的传输线本身不产生反射，只是在尺寸不连续处才会产生反射。

(3) Z_0 可看成是一根无限长均匀传输线的输入阻抗，无限长的传输线虽然是不存在的，但是可以借用一下这个概念。既然是无限长，显然是不会有反射的，这是一层意思。另一种看法是既然是无限长，再加上一段也是无限长，而且输入阻抗也不会变。因此一个负载的阻抗经过一段线后的输入阻抗仍为此阻抗本身而且与长度无关，则此阻抗即为该线的特性阻抗；但由于通常电缆并不均匀，不宜用长电缆的输入阻抗作为 Z_0 来验收。

(4) 在甚高频以上可用约 $\lambda/8$ 的线测其末端开路 and 短路时的输入容抗与感抗相乘开方即得 Z_0 ，用 $\lambda/8$ 是因为此时误差最小。

4. 无耗线的输入阻抗

无耗时，(10-1) (10-2) 两式可化成：

$$V = V_2 \cos \beta x + j I_2 Z_0 \sin \beta x \quad (1-11)$$

$$I = I_2 \cos \beta x + j (V_2 / Z_0) \sin \beta x \quad (1-12)$$

变量用 x 表示是可以变的，而通常我们只对某一长度 l 下的阻抗感兴趣，故改写成 l ，这只是个习惯而已。

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_2 \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_2 \sin \beta l} \quad (1-13)$$

- (1) 若 $Z_2=Z_0$ 时, $Z_{in}= Z_0$ (与长度无关)。
- (2) 若 $Z_2 \neq Z_0$, $l = \lambda / 4$ 时, $Z_{in} = Z_0^2 / Z_2$ 这点可用来作阻抗变换器或简称变阻器。
- (3) 若 $Z_2=0$, $Z_{ins}=jZ_0 \tan \beta l$, 显然当 l 为 $\lambda / 4$ 时, $\beta l = 90^\circ$, $Z_{ins} = \infty$, 这点可用来作支撑或并联补偿。
- (4) 若 $Z_2 = \infty$, $Z_{ino} = -jZ_0 \cot \beta l$, 显然, 当 l 为 $\lambda / 4$ 时, $Z_{ino} = 0$, 这点可用来作电耦合或串联补偿。

• 对于 $\lambda / 4$ 线, 末端短路时入端呈现开路; 而末端开路时入端却呈现短路, 这种结果凭想当然是想不出来的, 它是理论的计算结果, 而且是经得起仪器检验的结果。

- (5) 由(3)(4)可得 $Z_{ino} \times Z_{ins} = (-jZ_0 \cot \beta l) (jZ_0 \tan \beta l) = Z_0^2$, 这就是测 Z_0 的根据。
- (6) 对末端为任意阻抗, 除(10.13)外, 可由(10.3)(10.4)指数表达式得到,

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + |\Gamma| e^{-j(2\beta x - \phi)}}{1 - |\Gamma| e^{-j(2\beta x - \phi)}} \quad (1-14)$$

当 $2\beta x - \phi = 0$, 或 $2N\pi$ 时, 即线上电压最大点的输入阻抗 $Z_{in \max} = \rho Z_0$ 。 (1-15)

当 $2\beta x - \phi = \pi$, 或 $(2N-1)\pi$ 时, 线上电压最低点的输入阻抗 $Z_{in \min} = Z_0 / \rho$ 。 (1-16)

1.2 史密斯圆图

传输线公式虽然有用, 但手算起来是很麻烦的, 只能编程用计算机进行计算。为了便于形象化的理解阻抗情况与匹配的过程, 作些简单的计算时, 采用圆图就非常方便了。不会看圆图就如同到一个陌生的地方分不清方向不会看地图一样不方便。

对于某一传输线端接任一负载的情况下, 可用它的 Γ 值来表示, 不管你的负载为何值, 它必然落在 $|\Gamma|=1$ 的圆内。

1. 反射系数同心圆 (等 $|\Gamma|$ 圆或等 ρ 圆)

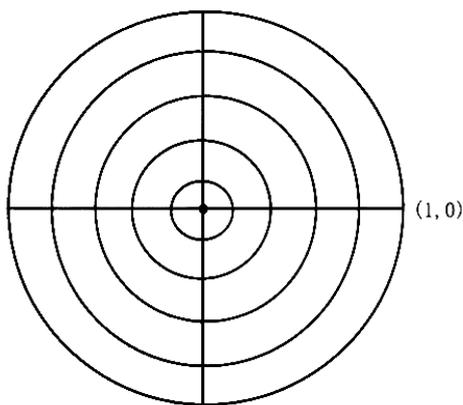


图 1.4 等反射圆

让我们在一张纸上画一个半径为 1 的圆, 则圆心代表反射为零的点, 过零点画一根水平线, 左右两交点分别代表 $\Gamma = -1$ (即 $\angle 180^\circ$)与 $\Gamma = 1$, 则任意一段传输线上的任一点, 都可以在圆内找到其对应的位置, 即 $|\Gamma| \angle \phi$ 。将直径等分即得如图 1-4 所示的等反射圆。

在一根传输线上移动时, 其 $|\Gamma|$ 值是不变的, 只是相位随距离而变, 正好在等 $|\Gamma|$ 圆上转。

看这个图时请注意, 相位为 $-2\beta l$, 即 l 越长, 相位越落后, 因此图上 l 的方向是顺时针方向。另外还有一个 2 倍, 即转角快了一倍; 如 $l = \lambda / 2$, 在圆上就转了 360° , 仍在原地。

此图一般是用等驻波比画的，不如等 $|\Gamma|$ 均匀等距好画。半径表示 $|\Gamma|$ （或 ρ ），越靠近圆心反射越小。假如将半径分成十等分，画上十个同心圆，则圆图将类似打靶用的靶，能打十环最好，其实8、9环也就不错了。

2. 等阻圆与等抗圆

圆图的制作上有这样一个要求，那就是要用归一化阻抗，即 $z=Z/Z_0$ ；对于 50Ω 的同轴线， 50Ω 的负载的归一化阻抗为1。用小写字母表示归一值。

$$\text{由 } \Gamma = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} = \frac{z - 1}{z + 1} = \frac{r + jx - 1}{r + jx + 1} \quad (1-17)$$

可以化简得到等阻圆与等抗圆。

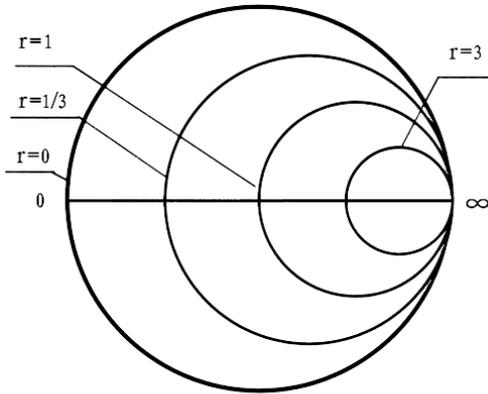


图 1.5 等阻圆

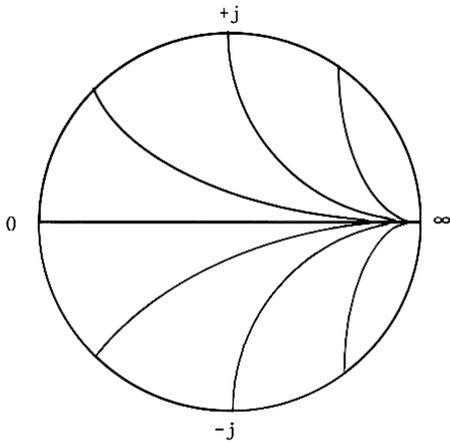


图 1.6 等抗圆

等阻圆为一偏心圆族，圆心在 $(\frac{r}{1+r}, 0)$ ，半径为 $\frac{1}{1+r}$ 。如图 1-5 所示

有时要用直角坐标表示

$\Gamma = I + jQ$ ， I 为同相分量（或 X 分量）， Q 为正交分量（或 Y 分量）。

$$r = \frac{1 - I^2 - Q^2}{(1 - I)^2 + Q^2} \quad (1-18)$$

等抗圆为圆心在 $(1, \frac{1}{x})$ ，半径为 $\frac{1}{x}$ 的圆族，上面为正，下面为负。如图 1-6 所示

也可用直角坐标表示

$$x = \frac{2Q}{(1 - I)^2 + Q^2} \quad (1-19)$$

3. 阻抗圆图

将三种圆画在一起就成了史密斯圆图(图 1-7)，也常称阻抗圆图，或简作圆图。通常它是用来表示传输线上的输入阻抗的，水平轴为实数轴，上半面偏电感，下半面偏电容，右面（严格讲来是在 $r=1$ 的圆内）阻值偏高，左面（在 $r=1$ 的圆外）阻值偏低，因此将负载频响特性画在圆图上，那情况将是一目了然的，该采取什么措施，也是一清二楚的。

阻抗圆图上适于作串联运算，若要作并联运算时，就要转成导纳；在圆图上这非常容易，某一点的反对称点即其导纳。

请记住当时的状态，作阻抗运算时图上即阻抗，当要找某点的导纳值时，可由该点的矢徑转 180° 即得；此时圆图所示值即全部成导纳。状态不能记错，否则出错。记住，只在一个圆图上转阻抗与导纳，千万不要再引入一个导纳圆图，那除了把你弄昏外，别无任何好处。另外还请记住一点，不管它是负载端还是源端，只要我们向里面看，它就是负载端，永远按离开负载方向为正转圆图，不要用源端作参考，否则又要把人弄昏。

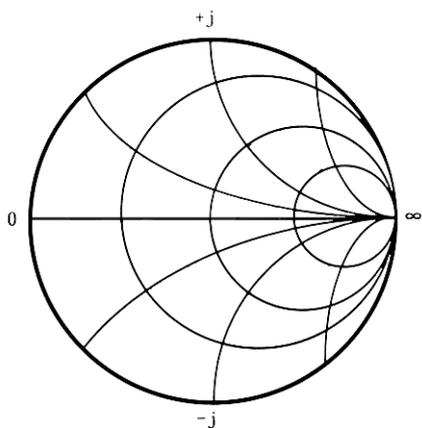


图 1.7 史密斯圆图

有人说圆图是微波技术上的一个重大发明，的确，史密斯将 $R+jX$ 会出现的四个 ∞ ($+jx, -jx, r, |Z|$) 缩为圆上的一个点；而且极坐标上相位是连续的，比用直角坐标好； Γ 为线性的同心圆坐标，形象的描述了传输线上的输入阻抗轨迹。在圆图上阻抗与导纳是兼容的。圆图作为输入阻抗特性的表征，用作简单的单节匹配计算是非常有用的，非常直观，把复杂的运算用简单的形象表现出来，概念清楚。

注：当在圆图上用归一化阻抗表示时(这是规定)，某点的输入阻抗在经过 $\lambda/4$ 后即成为该点的导纳。这是因为经 $\lambda/4$ 线后的 Z_2 变成 Z_1 ，而 $Z_1 Z_2 = Z_0^2$ ，在用归一化表达后 $z_1 z_2 = 1$ ，所以 $z_1 = 1/z_2 = y_2$ 。

注：当在圆图上用归一化阻抗表示时(这是规定)，某点的输入阻抗在经过 $\lambda/4$ 后即成为该点的导纳。这是因为经 $\lambda/4$ 线后的 Z_2 变成 Z_1 ，而 $Z_1 Z_2 = Z_0^2$ ，在用归一化表达后 $z_1 z_2 = 1$ ，所以 $z_1 = 1/z_2 = y_2$ 。

注：当在圆图上用归一化阻抗表示时(这是规定)，某点的输入阻抗在经过 $\lambda/4$ 后即成为该点的导纳。这是因为经 $\lambda/4$ 线后的 Z_2 变成 Z_1 ，而 $Z_1 Z_2 = Z_0^2$ ，在用归一化表达后 $z_1 z_2 = 1$ ，所以 $z_1 = 1/z_2 = y_2$ 。

4. 参考面概念

要建立一个概念，那就是传输线上每点的输入阻抗都是不同的。也就是说输入阻抗是位置坐标的函数，同时也是频率的函数；只有 $Z_2 = Z_0$ 这一点除外，而这一点通常是作不到的。因此谈输入阻抗时必须说明是哪一点的，或者说参考面设在何处。

如一条线上只有一个产生反射的点，或者说产生最大反射的点，则参考面应当取在该点，这样该采取什么措施就一目了然了。假如参考面差得太远，此时各测试点连成的轨迹呈盘香状。这时就得考虑移参（仪器上的移动参考面功能，简作移参）了。

输入阻抗（或导纳）在圆图上是变的，它的轨迹就是等 $|\Gamma|$ 或等驻波比圆；也就是说，无耗传输线反射系数的幅值是不变的，或者说驻波比是不变的，只是相位在变；因此通常用驻波比 ρ 来对天馈线提要求，是很自然的。因为这样做既简单又明了，比对输入阻抗提要求方便多了。但是若要进行阻抗匹配工作，就得用输入阻抗了，否则就太盲目了。

用圆图来表示反射的性质，或描绘整个匹配过程，那是最明确不过的了。而且用作匹配时，该采取什么措施也可说是一目了然的。另外圆图还可用来做简单计算。

5. 相位量 ϕ 简单介绍

相位是一个时间上的量，它是描述正弦信号的一个参量。式中 ω 为角频率（实质为角速率）， ϕ_0 为初相。

$$V = V_m \sin \phi = V_m \sin(\omega t + \phi_0) = V_m \sin(2\pi f t + \phi_0)$$

当线上为纯行波时，由于波行进需要时间，就会产生相位延迟(时) $t = x/c$ ，由 t 造成的相移 ϕ 为

$$\omega t = \omega x/c = \omega x/\lambda f = 2\pi f x/\lambda f = 2\pi x/\lambda = \beta x$$

这就得到了相移系数 β ，即一段线 x 所产生的相移为 βx ，将时间上的相移与空间上的相

移相加，可得 $\Phi = \omega t \pm \beta x + \Phi_0$ 。因此线上（一维）波的瞬时值表达式为

$$V = V_m \sin(\omega t \pm \beta x + \Phi_0)$$

±号决定于波行进的方向。Φ虽然与空间有关，但它仍然是个时间变量。讨论问题时，总是假定t不变（或t=0）来讨论x的影响，或者x不变来讨论t的影响。而在某一点上来看，即x不变，而ωt又相同，也就只与Φ₀有关了，这就使得两信号之间的处理变成了平面上的矢量运算，而能测相位的网络分析仪也就称为矢量网络分析仪了，

一般情况下，传输线上既有入射波，也有反射波，它们分别满足相移与距离的正比关系，而一段线缆的相移却并不一定满足相移与长度的正比关系，除非上面没有反射波。

第 2 章 射频测量基本原理

在射频测试中，人们把待测件看成是个射频网络。这里所指的网络是指一个盒子，不管大小如何，中间装的什么，我们并不一定知道，它只要是对外接有一个同轴连接器，我们就称其为单端口网络（习惯上又叫负载 Z_L ），它上面若装有两个同轴连接器则称为两端口网络。

2.1 单端口网络的测试

最简单的单端口网络为负载，口上为连接器，后面接一个无感电阻。复杂的可能是个天线的入口。单端口网络的对外参数只有一个反射系数 Γ ，其他参数如回损、驻波比与阻抗，皆可由其导出。

最常用的测反射系数的器件为反射电桥。

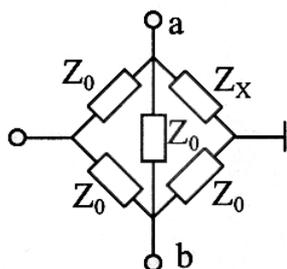
1. 反射电桥

反射电桥又称电桥反射计或定向电桥，它不过是测反射系数的传感头。它只能测反射并不能测入射。由于它的输出正比于反射系数，因此取名反射电桥是非常恰当的。有人称为驻波电桥，其实驻波电桥只适于那种在里面已装入检波二极管，因而只有幅度信息没有相位信息的电桥。

(1) 基本原理

原理图与惠司顿电桥完全相同，只不过结构尺寸改小适于高频连接，并且不再想法调平衡，而是直接取出误差电压而已。

如图所示，除非 $Z_x = Z_0$ 否则a、b两点间是有误差电压 V_{ab} 的。



$$V_{ab} = \frac{V}{8} \cdot \frac{Z_x - Z_0}{Z_x + Z_0} = \frac{E}{8} \Gamma \quad (2-1)$$

输出正比于反射系数。反射电桥的名称也由此而来。

图 8-4 反射电桥

(2) 电桥的基本性能参数

定向性 在电桥测试端口经开短路校正后呈一根水平线，在接上精密负载后，光点应下降，其 dB 值即定向性。定向性有 35dB 就不错了，对一般测量绰绰有余；要求高时，要用精密负载校零反射，校后有效定向性即与负载的回损值相当。采取三项校正后，电桥定向性即使低到 30dB 也无妨，但不宜再低（进口仪器有用到 16dB 的），我们一般以 40dB 为优秀标准、35dB 为合格标准、以 30dB 为故障标准。

测试端口反射 这是指由测试端口向电桥内部看去是否匹配的一个指标，这个指标作到 20dB（回损）左右就不错了。这个指标主要影响大反射的测量，而通常主要是测小反射，因此影响不算大，要求高时可加作三项校正校掉。

插入损耗 输入端与测试端间的插损在 6dB 左右，而输入端与输出端的插损理论值为 12dB，我们作的约 14dB。

(3) 结构示意图

图为反射电桥的机理示意图。其实只要知道误差电压是差模，而输出是单端，因此这里要的就是一个宽带高对称性的平衡器。为了能用于较低频，进口仪器双线对称式平衡器每臂绕成两个线圈，用 $\Phi 0.4$ 同轴线绕制。我们也曾用 $\Phi 0.5$ 的同轴线绕过，很难调节，后来改用 $\Phi 1.2$ 半硬线直线排列，套上6个4孔磁心就行了。

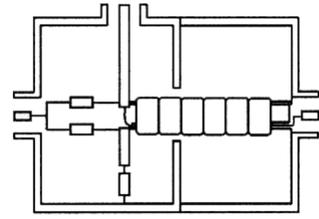


图 8.5 反射电桥示意

电桥使用频段非常宽，而且宽度主要受平衡器的带宽所限。

图上看来 a、b 间似乎少了一个匹配电阻，但由于平衡器为 1:1 的，因此接收机的输入端将反应到此处来，若接收机输入端呈现匹配，则 a、b 间就相当于接了一个匹配电阻。

双线对称式平衡器虽然平衡带宽是无限的，但阻抗带宽却是有限的，为了改善低频特性，国外仪器中是将双线的每根线用多个磁心绕成线圈，以加大电感减小双线对 a、b 两点的旁路作用。我们作的低频只能到 5MHz，再低得另想办法，实在不行就分段作，因为除仪器带宽特宽外，一般产品特宽的并不多。

(4) 注意事项 这种桥很易损坏，主要是插头超差所引起，这里面有个 L-16 与 N 型的问题，虽然已于 1990 年 2 月 1 日宣布国标连接器也采用 N 型。但实际上 L-16 仍在大量应用，这样造成若用 N 型作桥，则 L-16 插上将损坏电桥，而按 L-16 作桥则螺纹不对，而且缝太大，对高频不利。

2. 三项校正

由于组成仪器的各个功能块（包括反射电桥）并不理想，为了提高仪器准确度，就有个校正问题。在对单端口网络进行测试时，要作三项校正。

(1)、开路校正

开路校正的实质就是校 $\Gamma = 1$ 的这一点，频率不高（如 2GHz 以下）时，只要电桥测试口空着即可。频率高或对相位要求高时，最好接上开路器进行开路校正。

(2)、短路校正

短路校正的实质就是校 $\Gamma = -1$ 的这一点，只要在电桥测试口接上短路器进行短路校正即可。

(3)、校零

校零的实质就是校 $\Gamma = 0$ 的这一点，当电桥定向性不到 30dB 时，或测较小的反射时，需要进行校零。在电桥测试口接上精密负载，即可进行校零；精密负载的回损在使用频段内应优于 40dB。

3. 驻波测量中几个实际问题

(1) 仪器不是没有误差的

一个待测件在两台仪器上测出的数据是不会完全相同的，因为每台仪器都有一定的误差，那么差多少是合理的呢？这就要作误差估计了。对于一个定向性为 40dB 的电桥来说，表示入射到反射的漏过信号为 0.01，这也就是不确定度的大小；设待测件的反射为 Γ ，则读出的反射将为两者的矢量和，由于两者之间的相位可为任何值，其后果是：

$$\Gamma_{\max} = |\Gamma| + 0.01, \quad \Gamma_{\min} = |\Gamma| - 0.01, \quad \text{即 } \Gamma \text{ 值起伏 } \pm 0.01.$$

不确定度为 -40dB 的测试正常示值范围见封 3。

若定向性为 30dB，则 Γ 值起伏 ± 0.0316 。由此也可算出驻波比值的范围或回损值的范围；

这两种参数都要用计算器计算，不如反射系数为线性关系可以心算。

在三项校正中，这个定向性不足引入的误差，可由精密负载来校零（也有称校匹配的），其实质是以负载的反射为零。这在 1GHz 以下还是办得到的，而实际上负载也是有反射的。假如负载也是 40dB，那校不校也就无所谓了。假如负载劣于 40dB，那反而校坏了。作为工程应用，不宜提出过高要求。矛盾出在有时某一产品在这台仪器上合格而在另一台仪器上不合格，但有时又反过来。这时的实质是产品作得太临界。产品指标一定要留有余地，否则这种矛盾永远存在，靠换仪器来使产品过关只是权宜之计。总之对仪器的误差范围要有所了解，射频仪器的误差总是比低频仪器的误差大些的。

(2). 注意防止电缆出问题

实际测量中要防止电缆出问题。不是实在必要，不宜通过电缆来进行测试，否则电缆的不完善将影响测试精度。作为测试电缆必须经过检验，其回损优于 30dB 为宜。随便找一根电缆可能只有十几个 dB 那是不行的。

电缆不好能否进行三项校正来提高精度呢？原则上是可以的，但要有阴短路器与阴负载，用双阴加阳负载只适于 1000MHz 以下，而且老的 PNA362X 还要求电缆回损优于 24dB 才能校零，否则出错。

即使作为连接电缆，也常因接触不良与开短路现象造成仪器不能正常工作，通常以为是仪器故障，其实多半是电缆出了问题。

2.2 两端口网络的测试

两端口网络的品种很多，最常用的就是两端装有连接器的一段电缆，通常用的为连接电缆，测试用的为测试电缆。其他还有衰减器、放大器等。

两端口网络的外部特性，要用四个参数才能完全表示。一般只测两个参数已足，若超过两个，对于普及型仪器只好掉头进行测试。

对于无源器件，这两个参数即回损与插损。当两端口网络的出口端接上精密负载后，测其入端回损时。测试原理及方法与单端口网络完全相同，不再重复。下面主要介绍插损测试问题。对于放大器，主要的参数为增益，而仪器中测增益是利用衰减器将增益抵消后形成的插损折算后得到的。因此对仪器内部而言，仍然是在测插损。

1. 插损测试

在一传输线系统中，通常都会提出整个系统的插入损耗（简称插损或 IL）不得大于某一规定值的要求，若系统不止一个器件，则每一个器件（一般为两端口网络）也都有各自的插损指标，因此测插损是经常碰到的一个很实际的问题。

通常的作法是采用替代法，先将网络分析仪的输出端与输入端间，用两根电缆经过一个短的转接器（一般为双阴或双阳）连接起来校直通，然后将转接器去掉接入待测件即可测出插损。但是测试值有时偏大，有时偏小，甚至出现放大现象，这在测小插损时经常会碰到，尤其是测较长电缆时，会出现起伏较大且较多的现象。

(1) 失配对测试的影响

上面提到的替代法，是通过串入待测件后入口收到的信号变小后来算出插损的。假如整个系统（即源出口，两根电缆，转接器，入口）是理想匹配的，则测出的损耗是对的。但是理想匹配这个前提只在较低频率下存在，而一般情况下是不理想的，也就是说测试系统中有多

处反射存在。入口的信号(除了入射的经过插损的信号外, 还有反射信号)将随着各信号的叠加或相消而起伏。

在一般情况下, 插损为 $1-|\Gamma|^2$, 式中 Γ 应理解为 Γ_{Σ} , 由此算出的起伏范围见表 2-1。

表 2-1 系统回损与测试误差

系统回损 (dB)	10	15	20	25	30
测试误差 (\pm dB)	1.74	0.55	0.18	0.054	0.017

系统回损是指待测件向两端看去的回损。

表中 \pm 号暂不去管它, 因为测试误差是指衰减还是指信号说法相反, 我们只要知道影响的范围即可。不采取措施, 系统回损 25dB 是不容易的, 因此 ± 0.1 dB 这是一般测量中能达到的极限。

为了减少测试误差, 就要想法改善各器件的失配或者测出各端口的等效网络参数进行修正, 常称全端口校正(如 12 项校正或 TRL 校正), 这种功能在中档以上的矢量网络分析仪中是内附的, 由于是比较复杂的矢量运算, 在经济型与普及型的矢量网络分析仪中并未配置。

由于各个参数皆为复数, 显然标量网络分析仪是不具备校正能力的。

(2) 减少测试误差的常规作法

参见右图, 在待测件两端各接一个 10dB 衰减器可改善系统匹配(当然用两只隔离器或环流器效果更好, 但由于不易得到, 而且应用带宽有限, 因此通常多用衰减器)。测时将两衰减器用转接器(对于一头 J 一头 K 的场合, 不用转接器)连好, 一头用

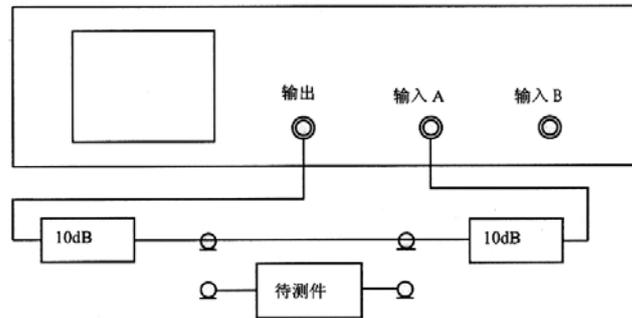


图 9-2 测插损连接示意图

电缆接到仪器输出端, 另一头用电缆接到仪器输入端校直通, 然后去掉转接器将衰减器直接与待测件相连。这相当于待测件两端各引入 20dB 回损, 可以认为系统回损在 20dB 以上, 采取此措施后, 一般可得到可信的数据。当然这还要求作为校直通的转接器的反射很小, 而且最好电长度很短或者与待测件等长。除此之外, 所有连接器必须连接良好, 所有连接电缆也必须是接触可靠的。

(3) 用测回损法测小插损

作法是将待测件一端接全反射(开路, 短路, 或可调短路线), 在另一端测其输入驻波 ρ , 其插损 I. L 为:

$$I. L. = 10 \text{ Log} \frac{\rho+1}{\rho-1} \text{ dB} \quad (2-2)$$

这种测法要求被测件是无反射的 ($S_{11} \rightarrow 0$), 若有反射则可端接一短路线, 拉动短路线测出最大驻波 ρ_M 与最小驻波 ρ_m , 则插损为

$$I. L. = 5 \text{ Log} \frac{\rho_M + 1}{\rho_M - 1} \cdot \frac{\rho_m + 1}{\rho_m - 1} \text{ dB} \quad (2-3)$$

输入端测驻波的仪器可以是任何能测驻波的仪器，此法的优点是插损永远为损耗型，绝对不会测成放大（因为 $\rho \geq 1$ ），而且只测入端；其缺点是不能测不可逆器件的插损。

此法的实质是测回损（R.L.），由（11-2）式可导出

$$I.L. = 10 \text{ Log} \frac{1}{|\Gamma|} = -10 \text{ Log} |\Gamma| = \frac{1}{2} \text{ R.L.} \quad (2-4)$$

即一个器件（或一根电缆），假定本身是无反射的，而在末端处于全反射时则其回损为其插损的两倍。因为入射经一次插损到末端，再经全反射后沿原路返回又经一次插损，所以反射信号是经过了两次插损后的信号，因此测出的回损值为插损值的两倍。虽然回损这个指标不太好理解，但通过这个例子，可见回损的定义是有实际含义的。

在天馈分配网络系统中，测插损是很困难的。有人是用测各个馈电点的功率后计算的，既费时又不易测准（当然若有测分布要求时也只好如此）。此时不如让各馈电点一律断开，然后在总输入端测回损后除 2，此法应该是个行得通的方法，有兴趣者不妨一试。

(4) 注意事项

测小插损是个需要认真对待的问题，只要仪器预热时间足够（随校随测可适当减少预热时间），连接电缆以及所有的连接器接触良好，再采用两个 10dB 衰减器对接后校直通，然后将待测件接入两衰减器之间的作法，一般是会得到可信的结果的。但要注意：

- 不要为了省事，将两个衰减器都接到仪器口上（接一个是可以的），而用两根电缆连接到待测件上，这样作减少不了误差，得不到可信结果。

- 这里顺便提一句，插损一般用 dB 表示。虽然 dB 与电压比或功率比的换算公式不同，但 dB 值却是惟一的（不要说是功率 dB 还是电压 dB 的这种话）。

- 小于 0.3dB 的插损是很难测准的，尤其是在带有各种转换的情况下，那根本不是在测插损，而是在测转接器的重复性误差。请注意有的进口器件写的指标根本不是测试值，而是计算值，甚至计算也有错误。譬如某著名公司的功分器要求 $\rho \leq 1.25$ （或 1.3），而插损要求 $\leq 0.05\text{dB}$ ，而按 $1-\Gamma^2$ 的计算值分别已达 0.054dB 与 0.075dB，还未计及铜耗（约 0.02dB）。因此，这种所谓的指标是吓唬人的，或者说是骗人的。国内已有人作出带宽与驻波皆优于进口的产品，就由于插损无法测准而得不到确认。

(5) 关于插损测试误差的理解

① 插损的含义与内容

虽然很多计算都是把传输线作为无耗线处理的，而真正的传输线都是有耗的，经常需要测量一段线的插入损耗，简称插损。插损有两部分的内容，一部分是由 αl 决定的真正的传输线的损耗，若 α 为每米衰减的 dB 数，则乘上长度即得。如某线在某频率时的 α 为 0.1dB/M，则 200mm 的损耗即为 0.02dB， α 是电阻损耗与介质损耗的总和，我们也不必关心其计算公式，因为对于常用的电缆皆有表可查。

另一部分是无耗线的失配损失， $1-\Gamma^2$ （注：此节中 Γ 即 $|\Gamma|$ ，省写了 $||$ 符号），物理含义是明确的，在两端（源端与负载端）无反射的情况下，由无耗器件的 Γ 引起的反射能量为 Γ^2 ，所以原来为 1，现为 $1-\Gamma^2$ 。这种损失是可以弥补的，假如采取匹配措施的话可以消除，因为它只是反射了，并非消耗了，但信号总归是小了，因此习惯上仍称为损耗。

② 小插损测试中的问题

一般射频仪器的测试精度的标称值皆在 0.3dB 左右，因此小于 0.3dB 的插损属小插损，

小插损是很难测准的。假如你不在仪器的源端与输入端各接一衰减器（改善匹配用的衰减器）就测试一个谐振腔或一段短同轴线，你就会发现有时不但不衰减而在有的频点上会测成放大，而电缆在一段频段内会出现低频比高频损耗大的反常现象。假如频段宽些的话，整个曲线表现为围绕一条下降曲线而上下起伏，均匀下降的中心值才是真正的损耗，

③ 无耗线的失配损失

虽然 $1-\Gamma^2$ 本身只能小于 1，似乎不可能出现放大的情况；但由于归一时所处的情况不同，在最大时归一为负误差，而在最小点归一则出现正误差。

结 语

- 插损测试误差主要是失配损失（或反射）引起的。
- 在只有一个反射 Γ 的情况下，即被测件、源或负载只有一个不匹配时，则失配损失为 $1-\Gamma^2$ 。
- 被测件匹配而源与负载皆不太匹配（ $\Gamma \leq 0.1$ ），可以 Γ_{Σ} 表示两者反射的叠加，则失配损失为 $1-(\Gamma_{\Sigma})^2$ 。 (11-5)
- 当被测件、源或负载都有反射时，可以相信，失配损失仍为 $1-(\Gamma_{\Sigma})^2$ ，只不过此时 $\Gamma_{\Sigma} = \Gamma_G + \Gamma_X + \Gamma_L$ 而已。

2. 散射参量简介

在射频电路中，一个两端口网络的特性，可用 4 个散射参量完全表示出来。两个端口中，1 表示输入端口，2 表示输出端口。

S_{11} 为网络本身在端口 1 引入的反射，也就是当端口 2 接上精密负载时由端口 1 测出的反射系数 Γ 。若端接的负载不理想，尚需经过修正才能得到正确的 S_{11} 。通常只对其绝对值感兴趣，因此也有用回损或驻波比来表示的。

S_{21} 当端口 2 接上匹配负载时，对于无源网络， S_{21} 为端口 1 到端口 2 的传输系数 T ；通常也只对其绝对值感兴趣，对于无源网络，常用插损来表示；对于放大器，则为增益。

S_{12} 与 S_{21} 方向相反，对于可逆网络，两者相同；对于不可逆网络， S_{12} 为隔离度。

S_{22} 与 S_{11} 相通，是当端口 1 接上精密负载时由端口 2 向网络内看的反射系数。

简单的网络分析仪只能测 S_{11} 与 S_{21} ，要测 S_{12} 与 S_{22} 时，尚需将两端口网络掉过头来进行测试。

第 3 章 元器件的测试

3.1 电感的测试

1. 标称值的测试

标称值一般用 LCR 仪器进行测试，也可用 PNA 进行测试。

- (1) 用 PNA3628，按测回损连接；
- (2) 扫频方案设为 0.1590MHz 点频；
- (3) 在电桥测试口上校开路与短路；

(4) 在测试口插上待测件即可测出其 R 与 X 值，R 用于优值 Q 的计算，由 X 即可算出电感 L 值。 $X = j\omega L = j2\pi fL = jL (\mu H)$ ，因此 $|X| \Omega = |L| \mu H$ ，如 X 测试值为 $-j10 \Omega$ 即为 $10 \mu H$ 。

- (5) 按 0.1590MHz 设置，适于测 $1 \sim 999 \mu H$ ；

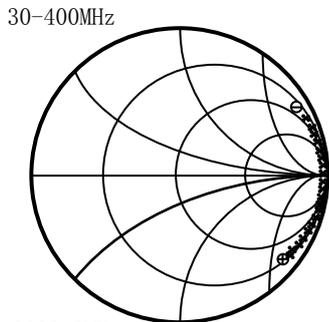
按 1.590MHz 设置，适于测 $0.1 \sim 99 \mu H$ ，即 $0.1|X| \Omega = |L| \mu H$ ，读数除以 10；

按 0.0160MHz 设置，适于测 $10 \sim 9999 \mu H$ ，即 $10|X| \Omega = |L| \mu H$ ，读数乘以 10；

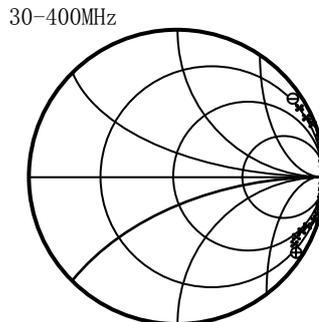
- (6) 也可用列表扫频方案，同时使用两或三个频率进行测试。

2. 射频下的电感测试

这是一个值得思考的例子，有位用户在其 150MHz，BP 机主台发射机中一直采用一种线圈（在 $1/4W$ 电阻上，用漆包线绕 40 圈），其目的估计是用作扼流圈。谁知，在 PNA 上一测却为容性。是仪器出了问题吗？为此，对其进行了超频带范围的测试，结果整理如下：

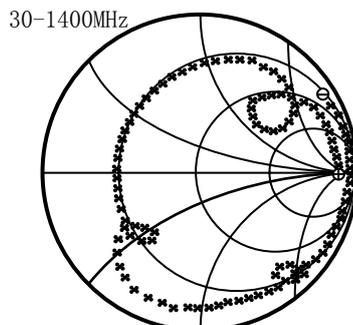


线圈 A 图 3.1

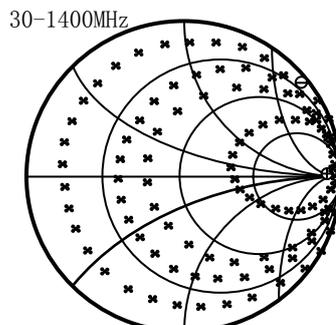


线圈 B 图 3.2

线圈 A 为原线圈，线圈 B 为空心线圈



线圈 A 图 3.3



线圈 B 图 3.4

线圈 A 的阻抗轨迹为一个大圆，局部有 3 个小圆。线圈 B（空心者）呈现 4 个偏心圆。

下面给一组参考数据，用 0.35 漆包线在 $\Phi 5$ 杆上平绕若干圈脱下来即成为一个线圈，对于这种线圈其第一谐振点 f_{01} 大致可用下表查出范围。

t 圈数	20	10	5	3	2	1
f_{01} MHz	210	370	590	890	1490	2030

上列数据可用下式拟合： $f_{01}=2000/t^{0.75}$ (3-1)

谐振时呈电阻性即 $\Phi=0$ ，用相位来定谐振点明确一些，比用 ∞ 好。第一个谐振点为并联谐振形式，低于第一个谐振点的频率呈电感性，高于第一个谐振点的频率呈容性。

这里并不试图解决线圈估值与设计问题，而是通过实例说明：不能简单地将高频结构用到甚高频，更不谈用到超高频。这儿主要想说明器件或零件用在什么频率，就应该在什么频率下进行测试。对射频工作者来说，手头没有矢网进行测试，不仅仅是个不方便，有时还会作出错误的选择。要习惯于直接用电抗值，而不拘泥于电感值。

3.2 电容的测试

1. 标称值的测试

- (1) 按测回损连接；
- (2) 扫频方案设为 63.662MHz 点频(非 3628 型仪器只好设为 63.65MHz)；
- (3) 在电桥测试口接上短路器后校开路，取下短路器后校短路。阻抗圆图变成导纳圆图；
- (4) 插入待测件即可测出其导纳值 ($G+jB$)，从而算出电容 C 值。注意：屏幕上仍显 $R+jX$ 。但要知道其实是 $G+jB$ 。经过计算(从略)， $|X| \Omega = |C| p$ ，如测试值 X 为 10Ω ，则 C 为 $10p$ 。同样 R 值也可用于优值 Q 的计算；
- (5) 按 63.662MHz 设置时，适于测试 $1 \sim 999p$ ；(由于频率较高，引线会使电容测大)
按 6.366MHz 设置时，适于测试 $10 \sim 9990p$ ，即读数乘以 10；
按 0.636MHz 设置时，适于测试 $100 \sim 99900p$ ，即读数乘以 100；
- (6) 也可用列表扫频方案，同时使用两或三个频率进行测试。

2. 电容的高频特性

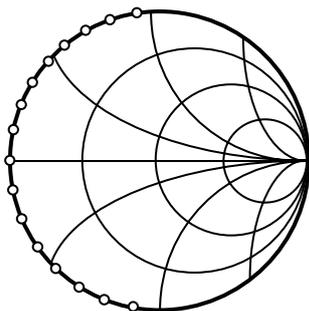
在电路中经常用到瓷片电容作旁路电容，测试中发现带引线的瓷片电容呈电容性也是有条件的。由于引线电感的参与，变成了一个串联谐振回路，随着频率的升高依次出现第一个串联谐振点与第一个并联谐振，也就是说一个电容的高频测试特性是在圆图上周期性的绕圈。

集中电容，比如最普通的瓷片电容，由于引线电感的原因，会出现串联谐振现象 ($\Phi = 180^\circ$)，超过谐振点后呈电感性。普通瓷片电容的谐振频率大致如下：

电容 pF	1000	100	10	5	1
f_0 MHz	35	130	330	500	1200

上表可用 $f_0=1200/\sqrt{C}$ (3-2)

来得到较好的近似，由表或公式即可找出 f_0 ，然后即可决定扫频方案进行测试演示，左为一个典型的示意图，频率低于第一个谐振点时呈容性，高于第一个谐振点时呈电感性。

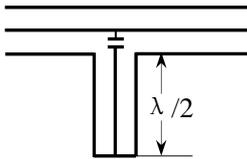


请注意：在甚高频以上时所有的元器件的低频参数都已失去意义，甚至用高级的 LCR 参数测试仪也不例外。因为这种仪器的测试一般只有几千赫兹，只有用矢网才能测出其在射频使用频率下所呈

现的阻抗值。根据经验用矢网甚至在 1000 兆赫附近用测电抗值的方法来作滤波器也是可行的。要习惯于直接用电抗值，而不拘泥于电容值。

3. 电容的等效串联电阻 (ESR)

高频时电容的等效串联电阻 (ESR) 变大，普通的贴片电容不宜用于微波频段。需要时，可以作一夹具进行测试，其思路是：利用待测件与一段同轴线组成 $\lambda/2$ 腔，并联在传输线上形成一个陷波器，由陷波深度即可算出 ESR。ESR 比 $\tan \delta$ 好测一些，由 ESR 可以很容易判断某个器件是否能用于较高频率。示意如图。



$$T = \frac{2R}{50 + 2R} \quad (3-3)$$

式中 T 即传输系数，也可用插损 IL，R 即 ESR。

下面给出几个数据供参考，也可用单对数画出，基本上是一条直线。

ESR(Ω)	4	2	1	0.4	0.2	0.1	0.05	0.0025	0.001
IL(dB)	17.2	22.6	28.3	35	42	48	54	60	68

腔体本身的陷波深度应当大于待测件，一般应在 60dB 以上。

3.3 陶瓷谐振腔的测试方法

陶瓷谐振腔由于耐高温，而且相对介质常数高（可在 80 以上），故体积小，而且温度稳定性也好（约 $3\text{ppm}/\text{C}^0$ ），常用于功率较高（瓦级）的小型移动通信设备（如手机、无绳电话等）。对于这种器件，一般要求测其谐振频率与 Q 值，对此作者摸索了一下，大致有以下几个方法：临界耦合法、反射系数法、陷波器法、弱耦合测频响法，下面分段简单介绍一下。

1. 临界耦合法

在一份美国 Trans tech 的应用笔记上有一短文报导了这种作法。

其思路为在一矢网上作一测试夹具，测试夹具本身为一插座，其内导体伸出一叉形簧片，插座在经过开路与短路校正后将陶瓷腔放在夹具上，陶瓷腔的引线（通常为一薄铜片）与插座的叉形形成一个耦合电容，前后移动腔体（改变耦合电容）使得腔形成临界耦合，则此时虚部为 0，实数为 50Ω 的点的频率，即谐振频率。而 $|R| = |X|$ 的两点间频带宽度去除谐振频率即得 Q。

这种测试方法在矢网上用圆图来看，是很清楚的。但在标网上也能测出，只要先调临界耦合使得某一频率上回损小于 -40dB 的话，则回损最低点的频率即谐振频率 f_0 。再找出两个 7dB 点的频率 f_1 和 f_2 ，则 $Q = f_0 / (f_2 - f_1)$ ，[当临界耦合时， $|R| = |X|$ 点的反射为 $\pm j / (2 \pm j)$ ，其反射绝对值为 0.447，回损值为 -7dB]。

此法比较直观，但操作有困难，作者尝试后认为并不实用，因为夹具难做，临界耦合不是那么简单就调好了的，速度太慢。

2. 直接测反射系数法

思路 在矢网经过开短路校正后，在电桥测试端口开路时，光点在 $\Gamma = 1$ ($\Phi = 0^\circ$) 处，接上陶瓷腔后，在显示屏上将出现如图（图 9.1）的情况，则 $\Phi = 0^\circ$ 的一点的频率，即谐振频率 f_0 ，记下此点的反射系数模值或回损即可算出 Q。

• 谐振频率的分辨率，决定于矢网的相位分辨率，对于相位分辨率为 0.1° 的情况下如 $\lambda/4$

腔，反射相位为 180° 即能分辨 1800 分之一，对于 900MHz，即 0.5MHz。

- 由于 $|\Gamma| \rightarrow 1$ ，因此对仪器稳定性要求很高，而为减少接触引入的损耗，因此要求接触良好，故夹具不好作。
- 虽然此法比较严格，但由于实际上的问题可能并不太实用。

3. 陷波器法

(1) 作法 如图 3-7 将陶瓷谐振腔串入测频响。

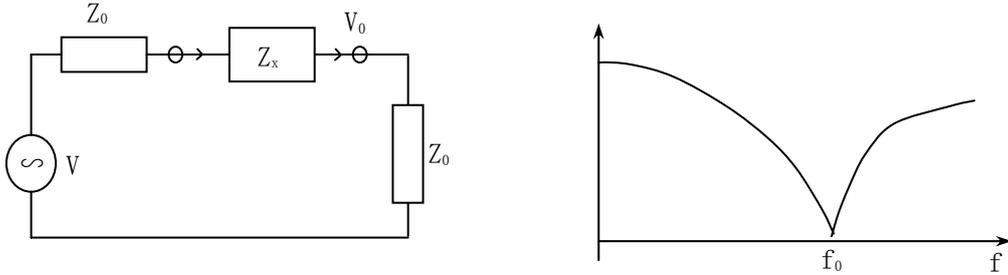


图 3-7

(2) 估算

$Z_x=0$ 时， $V_{0max}=V/2$ ，假定 $Z_0=50\ \Omega$ ， $Z_x \neq 0$ 时， $V_0=50V/(Z_x+100)$ ，则 $T=V/V_{0max}=100/(Z_x+100)$ ，因此可由测出的谐振点衰减值得到 T ，从而解出 Z_x ， $Z_x=(100/T)-100$ 而陶瓷腔的 $Z_{xmax}=\rho Z_{0r}$ ，陶瓷腔特性阻抗 Z_{0r} 一般在 $7\ \Omega$ 左右，则可算出腔内 ρ_r 为 Z_x/Z_{0r} ，由 ρ_r 可得有耗腔的等效 $|\Gamma|$ 代入公式可得 Q ，最低点的频率即谐振频率。

示例，如某 $\lambda/4$ 腔在谐振点测得的插损为 30dB，即 $T=0.0316$ ，则 $Z_{xmax}=100/T-100=3064\ \Omega$ ，除 7 得 $\rho=437.8$ ， $\Gamma=0.99544$ ， $Q=1.57/(1-|\Gamma|)=344$ ，

(3) 讨论

用陷波器法测试也非常实际，操作简单，动态要求不高，但对仪器谐杂波制能力要求很高，用一般扫频仪或标网是不行的，因为这些仪器无谐杂波制能力，测出的插损 (IL) 偏低，测不出腔的真实 Q 值。

夹具要推敲一下，否则影响结果与速度，对仪器输入输出匹配也有要求，重复性不好， Q 值数据起伏太大，不推荐采用。

4. 弱耦合下测频响法

(1) 思路 将腔体接入一段传输网络中，尽量降低耦合，以得到接近无载情况下的数据。

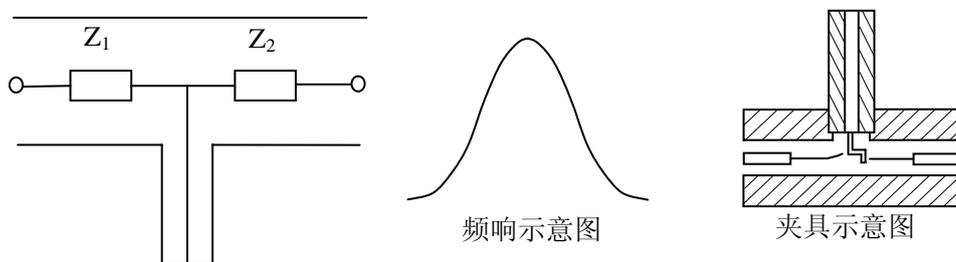


图 3.8

用扫频仪器测如图的装置的频响，则随着 Z_1, Z_2 的加大 (耦合减轻)。频响将越来越尖锐 (越接近无载 Q)，只要仪器动态范围足够大 (因为耦合轻时，插损很大)，夹具作得恰当，

测起来是很方便的。 F_0 =谐振频率， $BW=3$ 分贝带宽，

$$\text{则 } Q = \frac{f_0}{BW} \quad (3-4)$$

(2) 夹具的考虑

如图 12-8 中， Z_1 与 Z_2 如用小电容来实现，在推导中会出现 ω^2 项不好办，用电阻可能无此问题。实际用电阻作时，插损作不高（由于两端分布电容的耦合），只好作成方形封闭的T形接头，方形是为了便于定位，并且还要引入一个台阶以便腔体放入时不会掉下去。

(3) 实测效果

在未放入腔体时，两针间系一截止波导，插损约 60dB，放入陶瓷腔体后，陶瓷腔体的连接片改变了两针之间的耦合，使插损约 40dB 左右，对于 1900MHz 的 $\lambda/2$ 开路腔，测出 3dB 带宽约 3.4MHz，即 Q 约 560，与国外产品用 HP8720 实测数值相符。

(4) 实用价值

虽然这种作法的谐振频率与夹具有关，是不太严格的，但由于测试简单，被测件只要放入即可，不要求接触良好（因为原来插损就很大，接触不良不发生影响），因此是很实用的一种方法。

5. 讨论

- 临界耦合法 由于不易调到临界耦合，很难说有什么使用价值，而且机理尚未搞清；
- 直接测反射系数法 必须要矢量网，频率分辨力受相位分辨力限制，对装夹要求很严；
- 陷波器法 对动态要求不高，但对谐波抑制要求较高，因此普通扫频仪用不起来，适于测谐振频率，而 Q 值不太准。
- 弱耦合法测谐振曲线 此法虽不严格，但对夹具要求低，测 Q 准确。谐振频率与夹具有关，但重复性很好，适于工程中采用。

3.4 精密负载与反射电桥

1. 精密负载

经常会用到精密负载作为零反射，用来校正电桥的定向性，但精密负载是否足够精密呢？

(1) 与另一经过计量的负载相比较，作法是用已知好的负载校零反射后，再进行测量即可，此法最简单，而且是宽带的。

(2) 匹配反射计法，在反射电桥后连接一匹配器再接上滑：，调节匹配器使得滑动负载滑动时驻波不变，即认为在该频点上反射计是完全匹配的，此时再换接待测负载，即可得到负载的驻波，但只能得到一个频点上的数值，要得另一频点还得再匹配一次。

(3) $\lambda/4$ 标准线法 先测出直接接负载时的反射系数幅相 Γ_1 ，再测经 $\lambda/4$ 标准线后测出的幅相 Γ_2 ，在纸上用量角器画出两次的矢量图（图 12.9）。在 $O\Gamma_1$ 与 $O\Gamma_2$ 末端连线并找出中点 M 。连接 OM 。即可解出： $M\Gamma_1$ 即 Γ_L 为负载之反射， OM 即 Γ_B 为电桥之（定向性）误差。

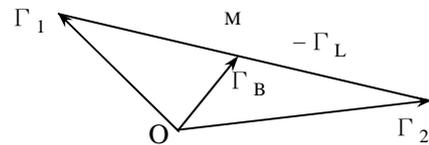


图 3.9

标准负载在低端能作到 46dB 而 3GHz 能保持 40dB 就不错了。

2. 反射电桥

电桥与负载之间有点象鸡生蛋，还是蛋生鸡的问题，没有好桥作不出好负载，反过来没有好负载也作不出好桥，两者是互相促进的，检测电桥与检测负载差不多。

(1) 在电桥校过开短路后，接上好的负载，测出剩余信号即代表电桥的定向性，生产时就是这样作的，也只有此法最方便。

(2) 拉动滑动负载，驻波应不变，在阻抗圆图上看应为一个圆；而此圆的圆心与仪器的圆图的圆心的偏离值，即剩余反射或定向性误差，而圆的半径即代表负载的反射，当然在此例中此值并不起作用。

(3) 仍然采用 $\lambda/4$ 法，桥与负载皆可得到校正。

3.5 转接器的测试

由于实际产品的插头各种各样，而仪器的测试接头通常只有一种，这就有个转接问题，而且它要参与到测试值中去，因此必须对其进行检测，有几种作法。

1. 在转接头后接上相应的负载后，测其输入驻波，此法虽简单，问题是不易得到各种不同连接器的标准负载。但对于某一具体单位，对于某种常用的尺寸型号，作些专用负载也是必要的。

2. 将两个转接器对接起来后仍接仪器精密负载，进行测试，由于可能偶然会碰上两个反射会抵消的情况，因此测试频带应尽量宽，倘若宽带内并无起伏，才能证明转接器无问题。

3. 两个转接器对接接负载后的驻波若很小，而且在两个转接器间再串入一段对使用频率为 $\lambda/4$ 的短标准线后的驻波仍然很小，才能证明这种转接器在这个频段没有问题，因为第一次测试若反射抵消而经 $\lambda/4$ 就会变成叠加，因此两次结果皆好，才是真好。

4. 转接器的本身反射 (S_{11}) 能作到 40dB 是很好的，也是很难的，尤其是频率高时譬如 3GHz 能到 30dB 也就能用了。

对于尺寸较大的转换，可用时域法检测，找出关键反射点，以便改进。

3.6 同轴连接器的检测

同轴连接器俗称高频插头座，虽然对其也有驻波要求，但由于它门一般不能单独使用，因此不太好检测。

1. 装在电缆上检验，因为一般转接电缆（跳线）都是有驻波要求的，只要指标合格，也就没有必要去分清连接器的好坏了。要是指标不合格，也就要用到前面所述的时域故障定位方法。可以查清问题所在，但时域方法只能找出问题所在，而并非验收标准。

2. 作专用检测用工装

将两个相同的连接器想法通过严格的空气线连接起来后测驻波，譬如对一种微带插座可以用下法进行，要作两个零件，一个是将两插座连接起来的外方内圆的铜块，圆内径与内导体连接块外径要满足 Z_0 的要求，方块上攻丝，以便两边固定上插座。

由于内导体为 0.2 薄片，可通过一个零件接上一个小的青铜圆柱，铣两个互相垂直的缝，两边各留一段不断即可将内导体接上（图 3-10）。

测试夹具设计不是唯一地，你认为怎么方便就怎么设计，只要保持内外导体间的理论尺寸即可。

一般产品的驻波要求都很低，是用不着测试的，对于要求高的场合只能针对具体情况采

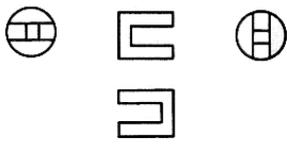


图 3-10 示意图

用上面两种作法，仔细试试尺寸，3GHz 附近的连接器不是随便作作就行的，一根电缆作到回损 30dB（驻波比 1.07）以下是不容易的，插头要好，电缆要好，装配焊接好，三者缺一不可。

3. 测试方法

两个插头(座)经测试工装连接后，即成一段短同轴线，即可进行测试。

(1) 可以在该短线后接上精密负载后测入口驻波，以判断其指标是否符合要求，最好作到 1.05 以下，在驻波比不满足要求时，即可采用圆图坐标看其阻抗轨迹，以便找出原因。

(2) 对短线可测其 Z_0 来进行判断，是内导体偏细还是偏粗。

(3) 对短线接上精密负载后进行时域检测，以便对其进行综合评价，反射当在 0.03 以下.通过时域还可找出最大反射点，以便在圆图显示时用移参移到最大反射点即可找出问题的性质。

3.7 其它

1. 隔离器与环流器

PNA36 系列只能测单向的参数，必须掉头才能测试隔离度。宽带测试时，常用 10dB 衰减器进行隔离，而测隔离器时，最好前后另加一个隔离器进行隔离而不用衰减器。

2. 功分器

功分器为 3 端口以上的器件，PNA 只能测其中两个端口的参数，测试时其它端口要接上匹配负载。

3. 滤波器

PNA 能测滤波器的频响与驻波比，适于开发与研制，还能测试滤波器的群时延。

4. 放大器

请注意放大器的最大输出问题，由于本机输入端口灵敏度较高，而内部又无程控衰减器，承受功率约 1mW，测增益时必需外接衰减器以抵消放大器的增益。

第4章 同轴电缆的测试

4.1 50Ω同轴电缆的测试

1. 测电缆回损

一般是采用全频段测试（如30~3200MHz），待测电缆末端接上阴负载，测其入端回损，应满足给定要求。技术要求若是按驻波比写的，就要用驻波比画面显示，有四档可选。若用回损表示时，就用对数画面显示，无须换档。

通常测试时是在一端接负载，而在另一端进行测试的。要求高时还应掉头（四参量仪器可自动掉头）测试，两头的测试值皆应满足给定要求。

电缆验收一般都是在频域中完成的，下面对一些典型的曲线，加以说明：

(1) 正常频响曲线 低端（200MHz以下）约在40分贝左右，中段（1~2GHz）约在30分贝左右，随着频率增高到3GHz，一般在20dB左右。假如全频段能在30dB以上此电缆可作测试电缆，一般情况下尤其是3GHz附近是很难作到30dB的，能作到26dB就不错了。

回损测试曲线呈现周期性起伏，一般只看峰点的数值，峰值包络单调上升。起伏周期满足 $\Delta F=150/L$ （式中L为电缆的电长度（米）， ΔF 单位为MHz），则此电缆属常规正常现象，主要反射来自两端连接器处的反射；对于1米的电缆，每隔150MHz一个起伏。注意：连接器处的反射，并不只是连接器本身的反射，还有电缆特性阻抗不对引起的反射。

(2) 回损测试曲线中某一频点回损明显高于左右频点呈一谐振峰状，而且最大的峰值并不在最高端，此时出现了电缆谐振现象。只要不在使用频率内可以不去管它，这是电缆制造中周期性的偏差引起的反射在某一频点下叠加的结果，我们只能先避开它。这种现象在1998年我们买的SYV-50-3电缆中多次碰到，回损会到4dB，粗的电缆倒不常见此情况。还有一种轻微的电缆谐振现象，曾见过一种RG400电缆，在3GHz时指标很好，而800MHz时，却只有24dB。用户只有自己保护自己，选择质量好的才买。

(3) 频响曲线很平，从低频到高频皆在30dB左右。这表明电缆分布反射不大，但特性阻抗不对。可以加测特性阻抗，也可以用下面的方法判断。

(4) 在圆图上看特性阻抗偏差 做此观测时点数宜多一些，如81点。在连接器接电缆处测出的点迹呈圆团状，若偏右则特性阻抗偏高，偏左则特性阻抗偏低。圆团上下偏属连接器毛病，与电缆无关。

(5) 在圆图上如何分清两个连接器的好坏 两个连接器中可能一个装配良好，一个装配不好，可以掉头测试看连接器处的测试点迹圆团的大小来判断。测试点迹圆团的大小取决于远端（接负载端）反射的大小，这就分清了那一个连接器未装好。

注：测回损中出现超差现象时，还可按下面提到时域故障定位功能来检查，以便采取相应措施。

2. 测电缆插损（也称测衰减）

(1) 替代法

在使用要求频段下，用插损档通过两个10dB衰减器用双阳校直通，校后用电缆代替双阳接入两衰减器之间即得插损曲线，此法为最常用的方法。

(2) 回损法测插损

在仪器经过开短路校正后，接上待测电缆，测末端开路时的回损，回损除2即得插损，

此法的优点在于不会出现插损为正的矛盾，特别适合于已架设好的长的粗馈管首尾相距较远的场合。

(3) 非正常情况

检测电缆时最好用全频段测试，插损由小到大应是一单调平滑曲线，并且插损在标准规定以内，小有起伏也不要紧，那是反射叠加引起的。但若有某一频点附近显著高于左右频点（插损增大）呈一下陷曲线状，说明此电缆有问题。多数是连接器外皮压接不良所造成，返工后重测。少数是电缆本身形成的，那么此电缆只能隔离待查，停止使用。

连接器外皮显著接触不良，可用下面提到的电缆屏蔽性能检查方法加以确诊。

3. 同时测插损与回损 可进行双参量测量。

双参量测量精度不如单参量高，若无必要，以采用单参量为宜。

4. 同轴电缆电长度的测量

(1) 引言

在射频范围内，经常采用同轴电缆对各个功能块、器件或振子单元进行连接（即馈电），除了要求插损小、匹配好之外，常常还对引入的相移提出要求。一般只要求相对相移，譬如同相天线阵或功率组合单位等。它们要求每根电缆一样长，而收发开关或阻抗变换场合则会提出长度为 $\lambda/4$ 的要求，而 U 形环平衡器又会提出长度为 $\lambda/2$ 的要求，这就出现了如何测电缆电长度的问题。

在不加支持片的同轴线段中，同轴线段的机械长度（或几何长度）与电长度是一致的，在有支持片或充填介质的情况下两者是不同的，机械长度与电长度之比为波速比（也有称缩波系数，或缩短系数），一般在 0.66 到 1 之间，电长度显得长些，而实际机械长度显得短些。实际上要求的是电长度，矢网正好能测电长度。

(2) 测反射相位定电缆电长度

当电缆末端开路时，在其输入端测其反射的相位是容易的，由于反射很强测试精度也较高。当然末端短路也是可行的，但不如开路时修剪长度来得方便，因此常在末端开路的情况下进行测试。

i、 $\lambda/4$ 电缆的获得

- 仪器设定在要求的使用频率下点频工作，在测回损状态下校开路与短路。
- 接上待测电缆（末端开路），若电缆正好为 $\lambda/4$ 时，相位读数应在 180° 附近。

若 $\Phi < 180^\circ$ 则说明电缆偏长，反之则偏短。

- 此法也适于测 $\lambda/4$ 奇数倍的电缆，致于是 $3\lambda/4$ 还是 $\lambda/4$ ，点频下是分不清的。

ii、 $\lambda/2$ 电缆的获得

- 同前（即在点频测回损状态下校开路与短路）。
- 接上待测电缆（末端开路），若正好为 $\lambda/2$ 则测试相位值应在 0° 附近，若 Φ 在 0° 以上（第一象限），则电缆偏短，若在 360° 以下（第四象限），则偏长。
- 此法也适于 $\lambda/2$ 整倍数的电缆，至于是 λ 还是 $\lambda/2$ ，在点频下是分不清的。

iii、与参考电缆比相对长度

- 同前（即在点频测回损状态下，校开路与短路）。
- 接上参考电缆（也称标准电缆），记下相位读数 Φ_0 。
- 接上待测电缆，若读数 $\Phi = \Phi_0$ 则说明两电缆等长，不等则相差为 $\Phi - \Phi_0$ ，注意仪器相位为领先值，读数越大越领先， Φ 大于 Φ_0 则偏短，反之则偏长。

iv、几点说明

• i、ii 两种，由于是在 $\lambda/4$ 与 $\lambda/2$ 特殊情况下进行的，与电缆特性阻抗无关，而第 iii 种测试精度与特性阻抗有关，只有相同特性阻抗的电缆比较才有意义，否则出错。

• 在测试中有时会搞不清是长了还是短了，可以在末端或始端加一小段电缆（如保护接头）试试，若更离开理论值说明电缆长了，若更靠近理论值则说明电缆短了。还有一种方法，是用三个频率，即 $f_0 \pm \Delta f$ ，扫频测试，若高频点接近理论值则电缆短了，若低频点接近理论值则电缆长了。

• 由于反射法电波在电缆上走了两次（一个来回），所以读数与误差皆要除以 2。

(3) 测传输相移定电缆长度

在行波状态下，电缆引入的相移即其电长度，这种作法一般更符合实际使用情况，但由于要求两端皆接上高频连接器，因此一般只适于验收，而不适于调整。下面介绍一下比较两根电缆的相对相移。

• 在测插损状态下，经过连接电缆与两个 10dB 衰减器对接后校直通。

• 在两个衰减器之间串入参考（标准）电缆，记下相位测试值 Φ_0 。

• 换接待测电缆，若测试值亦为 Φ_0 则两者等长，若测试值为 Φ ， $\Phi - \Phi_0$ 为正则短了，反之则长了。搞不清时，请参见上面几点说明中的第二点。

(4) 时域故障定位法测电缆电长度

同轴电缆末端开路（或短路）测出的故障位置即电缆电长度，此法可测电缆绝对电长度。

• 按测回损法连接，并选时域状态。

• 估计电缆电长度，将距离档选到电缆长度的 1.5 倍以上，以避免模糊距离。

• 按菜单键取出机内扫频方案后，进行开路与短路校正。

• 接上待测电缆，进行测试，画面出现一峰点。

• 将光标移到峰点附近后按菜单键，光标在《放大》下闪动，再按执行键画面将展开四倍后重画一次，并在方格下面显出 $d_{\max} = \times \times \times$ 等数值，此值即电缆电长度。

5. 同轴电缆的时域故障定位检查

(1) 同轴电缆的三段反射

同轴电缆可说是射频设备中少不了的一种连接件，短者几厘米，长者几百米，它并不是一种很起眼的东西，但对系统性能确是至关重要的一环。对同轴线可以提出多方面的要求，现在我们只看看对它的驻波比要求。

通常要求同轴电缆的驻波比 ≤ 1.1 ，即使在 V 频段这个要求也不低，在更高频段那就更难了。对于电视台发射天馈系统，其系统的驻波比就要求为 1.1，那分配给馈线的指标就更不好提了。

一根同轴线（电缆或馈管）从其输入端测出的驻波比是由三段反射的矢量叠加造成的。一段是远端反射，它包括了负载的反射以及电缆输出连接器处的反射。如果负载是无反射的精密负载，则远端反射即指输出连接器处的反射，另一段是输入连接器（包括转接器）处的反射叫近端反射。还有中间这一段由电缆本身制造公差引起的分布反射，使用者对这段反射是无能为力的，只是把问题搞清楚而已，以便于采取相应的措施。

如何分清这三段反射呢？

(2) 时域分布反射的获得

为分清一根电缆的三段反射，通常用时域反射计，它是一种能发射很窄脉冲（ns 级）后

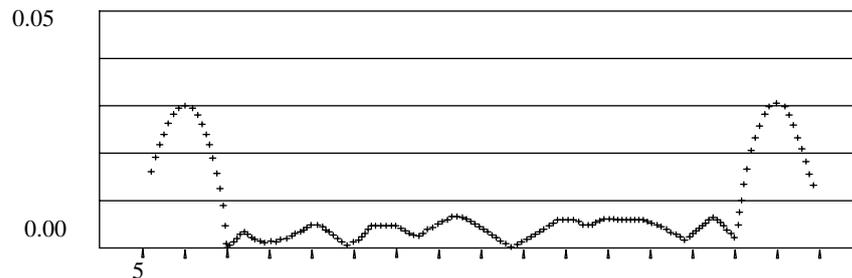
看其反射波形的仪器，虽然它很有权威性，但确有三点不足：第一点是有死区（或盲区）。对近端反射无能为力，因为在发射脉冲宽度内的反射一般是被发射脉冲淹没了。第二点是它对波导系统无能为力。第三点由于发的是窄脉冲，所占频段极宽，待测件的测试频段不能控制。如本来电缆只用于 400 兆赫附近，而它测的却是几十赫到千兆赫内全频段的性能，这并不适合于一般使用者的要求，它只是一种电缆生产厂的一种专用的贵重设备。看来这种仪器早晚是要被淘汰的，它的性能不如测频域反算时域的方法来得灵活，而且还多花钱（作为验收，频域仪器是必备的，假如它有时域功能就不用再买时域反射计了）。

现在可用网络分析仪上的时域故障定位功能软件来完成时域反射的测试。它的作法是在频域中测出多个有关频率的反射系数，然后经过运算来得到时域画面。纵坐标为反射系数幅值，横坐标为距离或时间。不单分清了三段反射而且看出了同轴电缆上的分布反射，从而可以检查电缆制造的工艺水平或质量水平。普及型矢量网络分析仪 PNA 上带有时域功能，它能根据电缆使用频段来设定扫频起止频率，以便得到符合实际需要的时域检查。PNA 的时域最高分辨力为 3cm，随着探测长度加长而降低。下面的例子是用 PNA 测的，曲线都是机内所附的微打印机打的。对一般使用者以及专业电缆生产厂都有参考意义。

(3) 一个实测的例子

• 电缆的三段反射示意

这是一张典型的测试数据，远近端连接器处的反射皆为 0.03（一般远近并不对称），而电缆的分布反射为 0.005。



一般 50-3 的电缆，市售 J5 连接器的反射约为 0.04 ~ 0.1，我们设计的 JL-N 约 0.01~0.03 有所改进。

- 相同品种的同轴电缆，粗的分布反射比细的分布反射小。
- 分清三段反射能帮你找出故障（或指标差）的原因，明确改进方向。

根据目前掌握的实际情况，插头的反射不宜大于 0.03，电缆的分布反射不宜大于 0.01，电视用时要求还要高一些。

- 故障定位功能是很有用的，按使用频段设定扫频频段也是有效的，宽带反射小而起伏多，窄带的反射大而起伏少不容易漏掉故障。

(4) 测试距离(m)、模糊距离(m)、分辨力(m)、参考精度(mm)间的关系参见表 4-1:

6. 特性阻抗的检测

(1) 问题的提出

这里举个例子，某厂加工了一批 SFF-50-1.5 的带 SMA 插头的电缆，做了五根样品长约 120mm，都是合格的。后来做了几十根长约 240mm 的却全部临界，在 430MHz 附近 ρ 为 1.15。用时域看反射在两端插头处约 0.07，为此加测了 Z_0 ，发现为 47Ω 。后来换了 Z_0 为 49.8 的电

缆， ρ 只有 1.04。原来做短的合格是因为刚好反射相消，而长的长度不合适造成反射叠加，在窄带虽可用凑长度解决问题，但最好还是采用好的电缆为宜。

表 4-1 测试距离、模糊距离、分辨力、参考精度表

测试距离(m)	模糊距离(m)	分辨力(m)	参考精度(mm)
1200	1500	25	±400
600	750	12.5	±200
300	375	6.25	±100
120	150	2.5	±40
60	75	1.25	±20
30	37.5	0.63	±10
12	15	0.25	±4
6	7.5	0.13	±2
3	3.75	0.06	±1

当时域检测发现两端连接器处反射较大时（譬如 >0.04 ），除了装配质量外，还有插头本身设计问题，一般市售连接器是不适于用到 3GHz 的。假如连接器是仔细设计，考虑了支持片的影响的，那么还有一个因素那就是电缆的特性阻抗可能不对，此时就应测测电缆特性阻抗。

(2) 作法 1

• 样本与扫频方案 对于已装好连接器的跳线，长度已定，只能由长度定扫频方案而对于电缆原材料，则可以按要求频率确定下料长度。此时待测电缆一头装连接器即可。

• 样本长度与扫频方案是相互有关的，可以点频测也可以扫频测，取值要取相位靠近 270° 时的电抗值，此时电长度为 $\lambda/8$ 、电抗值在 $\pm j50\Omega$ 附近，如 $40\sim 60\Omega$ 之间，否则不易得到可信数据。测试频率宜低些，以减少连接器，以及末端开短路的差异造成的误差。

以 SFF-50 的电缆为例，取样本长 500mm，其电长度即为 700mm（乘 1.4 波速比），扫频方案可选 46~56 MHz， $\Delta F=2\text{MHz}$ 即可。

• 仪器在测回损状态下，电桥输入端与输出端各串一只 10dB 衰减器。校过开短路后，接上待测电缆。记下待测电缆在末端开路与短路时的输入电抗值（不管电阻值），两者相乘后开方即得特性阻抗值。短样本的损耗很小，可按无耗传输线处理。若短样本的长度为 l ，末端开路时的输入阻抗 Z_{in} 为 Z_{ino} ，末端短路时的输入阻抗 Z_{in} 为 Z_{ins} ，

$$\text{则: } Z_{ins} = jZ_C \tan \beta l, \quad Z_{ino} = -jZ_C \cot \beta l \quad \text{所以 } Z_C = \sqrt{Z_{ino} Z_{ins}}$$

事实上， Z_{ino} 与 Z_{ins} 皆呈现纯电抗性，不必计入电阻值。考虑到测试与计算的准确度，测试频率宜在几十兆赫（此时连接器的影响较小，开短路也很方便。但也不宜低于十兆赫，因为此时特性阻抗已不再是常数了。），电长度宜为其 $\lambda/8$ （此时为 45° ，数值计算误差最小。实在不行，也不要短于 3° ，或长于 87° ）。

• 一般测试只选一点最靠近 270° 的点（即 $-j50\Omega$ 附近的值），及其在短路时的电抗值（在 $+j50$ 附近，是多少就是多少，不能选。）进行计算即可，要求高时，可在 $50\pm 10\Omega$ 范围内选 5 点进行平均，这 5 点之间起伏不应大于 0.5Ω ，否则电缆质量不好。

• 电缆两端测出的特性阻抗有可能是不相同的，说明该电缆一头特性阻抗高，一头低。要求高时，应对样本进行掉头测试，两端测出的特性阻抗不应相差 0.5Ω 。

注意：①虽然所有 $\lambda/8$ 奇数倍的频点皆能进行测试，但只测了前面 $\lambda/8$ ，后面 $\lambda/4$ 及其倍数都是不参与的；它只提供了 0 点与 ∞ 点，这两点只与长度有关，而与 Z_0 无关。

②测 75Ω 电缆时，请用 75Ω 电桥，测试数据请乘 1.5 倍。

此法的优点是反映了某一段电缆的真实特性阻抗，缺点是取样本困难；电缆出厂时是成捆或成盘的，最好不要截取样本而利用电缆一头一尾直接进行测试。

(3) 作法 2

作法 1 必须截取样本，有时是困难的，经常需要对成捆电缆进行测试。

- 仪器按测回损连接，按规定测试频点设置列表扫频方案，待测电缆一端装连接器。
- 仪器在测试口作完开路、短路校正后，接上待测电缆，测其末端开路时的输入阻抗 Z_{ino} ，与末端短路时的输入阻抗 Z_{ins} 。两者相乘后开方即得特性阻抗值（只管模值，不计相位）。此法是符合标准的作法。

成捆电缆长度多在百米以上，这就要用到有耗传输线公式了。此时：

$$Z_{ino} = Z_{CA} \operatorname{ch} \gamma l, \quad Z_{ins} = Z_{CA} \operatorname{th} \gamma l, \quad Z_{CA} = \sqrt{Z_{ino} Z_{ins}}, \quad \text{代入各自的分量得：}$$

$$Z_{CA} = [\sqrt{(R_{ino}^2 + X_{ino}^2)} \sqrt{(R_{ins}^2 + X_{ins}^2)}]^{1/2}$$

从前一个式子来看，与无耗线完全相同，但是展开后却多了电阻分量，而变成复数求模（只要绝对值，不计相位）。

由于这个 Z_C 是在长电缆的情况下测出的，除非电缆很均匀才是 Z_C ，否则只能是 Z_C 的平均值 Z_{CA} 。

(4) 作法 3

用终端接匹配负载时的输入阻抗 Z_{inm} 来代替 Z_C

不管有耗无耗，只要传输线是均匀的，当末端接上匹配负载时的输入阻抗 $Z_{inm} = Z_C$ 。问题是电缆并不均匀，因此测出的是频段内的极值；这就对电缆提出了更苛刻的要求。

(5) 讨论

- 作法 1 是作者 50 年来坚持的习惯作法，却并未受到重视；其实这是个最严格的测 Z_C 的方法，不受电缆谐振的影响。但取样本困难。
- 作法 2 是标准规定的方法，测出的是 Z_C 的平均值 Z_{CA} 。在规定的几个点频上进行测试，可能会漏掉电缆谐振频率。此法简单易行，容易通过验收测试。
- 作法 3 是某些用户坚持的作法，连续扫频不会漏掉电缆谐振频率，此法要求最高，不易通过验收测试。

注：质量不好的长电缆会出现谐振现象，在谐振点测出的 Z_{CA} 会很不合理。

7. 电缆屏蔽度检测

也称漏泄检测，也有称防卫度检测，作法同阵面幅相检测。

- 采用全频段扫频方案，测插损，用一根好的短电缆校直通；
- 在输出端接上待测电缆，其末端接上阴负载或双阴加阳负载；
- 将一个拾取环（见幅相检测），通过一段电缆接到输入端，当环远离待测电缆时读数应 $\geq 70\text{dB}$ ；

• 将环靠在电缆上滑动，若读数仍在 70dB 以上则电缆性能优秀，若读数在 60dB 左右属良好，若读数在 40-50dB 就不太好，但勉强能用，若读数在 20-30dB 则肯定有了故障，一般出现在连接器处，必须重装，压紧后再测，连接器处不宜低于 50dB；

• 连接器接地不良时，其时域波形表现为拖尾巴波形，而不是一个单纯的脉冲波形；

以上讲的是带插头的电缆（常称跳线）的检测方法，只是一种查毛病的方法，并不作为验收的依据。

4.2 微带线测试简介

1、微带线 Z_0 的测试 待测微带线的样本为一长度 $\geq 6\text{cm}$ 的一块微带线，按前述测 Z_0 方法，测此线在末端开路与短路时的输入电抗值(不管电阻值)，两者相乘后开方即得特性阻抗 Z_0 值。

2、微带接头的测试 在一块 50Ω 微带线的样本为一长度 $\geq 6\text{cm}$ 的微带线两端装上连接器，对此线进行时域故障检查，调节两端连接器与微带线的过渡尺寸，使得两端的时域反射 ≤ 0.03 （越小越好），样本适当长些以便时域能分清两端分别对待。时域测试与频域测试互相对照，有利于对被测线作出更合理的裁决，到频域后可按【菜单】键再选《时域》返回。

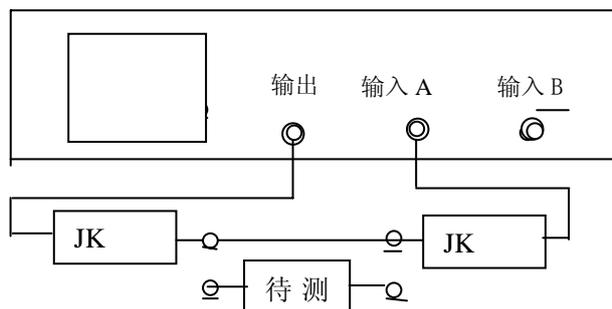
4.3 75Ω系统的补充说明

1. PNA 本身是 50Ω 系统测量仪器，在有 75Ω 配套件的情况下，可在 30-1000MHz 频段内对 75Ω 系统进行测量。

2. 测回损 主要是改用 75Ω 电桥，该电桥输入输出端口仍为 50Ω ，故仍然可用原配电缆接上，而电桥测试端口为 75Ω ，即能按原说明书所述方法对 75Ω 系统的反射特性进行测试，

- 测阻抗或相位或者所测驻波较大时，请用 75Ω 短路器加校短路。
- 对电桥定向性有怀疑时，可用 75Ω 负载试试，也可采用校零措施。
- 改用 75Ω 电桥测试 75Ω 系统时所有驻波、回损、相移值都是对的，但阻抗值请注意还要乘 1.5 才对。

3. 测插损 在仪器输出输入端各接一根 50Ω 电缆，在电缆另一端各接一只 50Ω 到 75Ω 转换并用 75Ω 双阴将它们对接起来校直通，然后取出双阴串入待测件即可测出其插损与相移。示意图如下：



4. 测增益 接法与测插损相似，但应加 30dB 衰减器后校直通，衰减器可以是 50Ω 的也可以是 75Ω 的，各自串入其相应位置，其作法与原说明书相同。

5. 时域故障定位 除改用 75Ω 电桥外其他与说明书全同，校短路请注意要用细芯子的 75Ω 短路器。

6. 注意：由于 75Ω 与 50Ω 两者内导体差别较大，使用时应小心不要插错，粗的插入细的

会损坏器件，细的插入粗的则接触不良甚至不通。

7. 75 Ω 配套件清单

序号	名称	数量	序号	名称	数量
1	75 Ω 电桥	1 只	5	75 Ω 双阴	1 只
2	75 Ω 负载	1 只	6	75 Ω 双阳	1 只
3	75 Ω 短路器	1 只	7	JK 75-50 转换	2 只
4	75 Ω 保护接头	1 只			

4.4 其他非标准系统

中波广播电台有用 150 Ω 以上单端天馈系统的，为此 PNA 也可选配测 150 Ω 以上的套件，所谓单端系统就是一线一地制，最好的单端馈线就是同轴线，但同轴线只有 50 Ω 与 75 Ω 两种，因此 150 Ω 以上的馈线，只好将内外导体做成笼形，不妨称为笼形同轴线。也有简单的，用四根线作地线（外导体），一根或两根线作火线（内导体）。此时特性阻抗就分别成为 300 Ω 或 230 Ω。

PNA 原为 50 Ω 系统，对于 150 Ω 以上的天馈系统，只要接上与系统特性阻抗相同反射电桥，就能测该系统的驻波和回损，所读驻波和回损的数据与显示曲线是对的（测试方法与 50 Ω 相同），但若测阻抗则显示数据要乘以相应的系数才对。

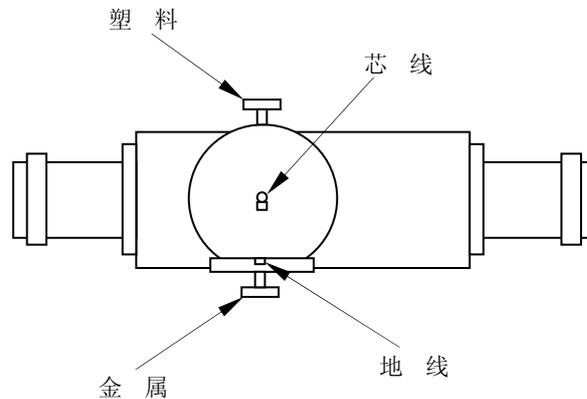
150 Ω 反射电桥测出的阻抗数值应乘以 3。

230 Ω 反射电桥测出的阻抗数值应乘以 4.6。

300 Ω 反射电桥测出的阻抗数值应乘以 6。

由于 150 Ω 以上的插头不太好做，而且被测件又太大，只好用夹子线进行连接。

150 Ω 以上的电桥的测试口示意图如下。



输入、输出仍为 50 Ω，只是测试口不同，是用螺钉压接的，注意芯线与地线要与被测件对应，不要接反了。

芯线与地线可用任何直径小于 1.5mm 的导线插入。

150 Ω 配套件清单：

1、150 Ω 电桥	1 只	3、短路器	1 只
2、150 Ω 负载	1 只	4、连接电缆	2 根

230 Ω 配套件清单与 300 Ω 配套件清单同上，只不过换成相应的电桥与负载而已。

第5章 双线系统的测试

双线原多用于短波天馈线，频段为 3~30MHz，特性阻抗一般用 300Ω。而现在的网络线缆常用 100Ω 的四对双绞线来进行传输 0.01~10MHz 的信号。两者的测试方法相同，只是所用测试套件不同。

用普通单端仪器来直接测双线系统是不对的，必须经过差分套件转成单端后，再行测试，即可与单端系统同样处理了。

实用中测试项目只有两类，即反射与传输，常称回损与插损。能测反射系数即可测后算出回损、驻波比、阻抗与特性阻抗。能测传输系数即可测后算出插损、串音、隔离度。

5.1 差分套件的几种配置

1. 差分套件的常规配置

- 差分电桥 1 只，用来测试双线系统的反射系数。
- 差分头 1~2 只，将单端转成差分并完成阻抗变换，用来测插损。
- 阳负载 1 只，用来校零。
- 阴负载 1~2 只，用来测回损与串音。
- 短路器 1 只，用来作短路校正。

2. 差分电桥

型号	频率范围	定向性	单端阻抗	差分端阻抗	阻抗倍数
CB-100L	0.01~10MHz	46dB	50Ω	100Ω	2
CB-100S	3~30MHz	40dB	50Ω	100Ω	2
CB-300S	3~30MHz	40dB	50Ω	300Ω	6

由于仪器为 50Ω 系统，因此阻抗读数要乘上阻抗倍数。

3. 差分头

型号	频率范围	CMRR	单端阻抗	差分端阻抗
CD-100L	0.01~10MHz	46dB	50Ω	100Ω
CD-100S	3~30MHz	40dB	50Ω	100Ω
CD-300S	3~30MHz	40dB	50Ω	300Ω

表中 CMRR 为共模抑制比。

4. 负载（差分负载）

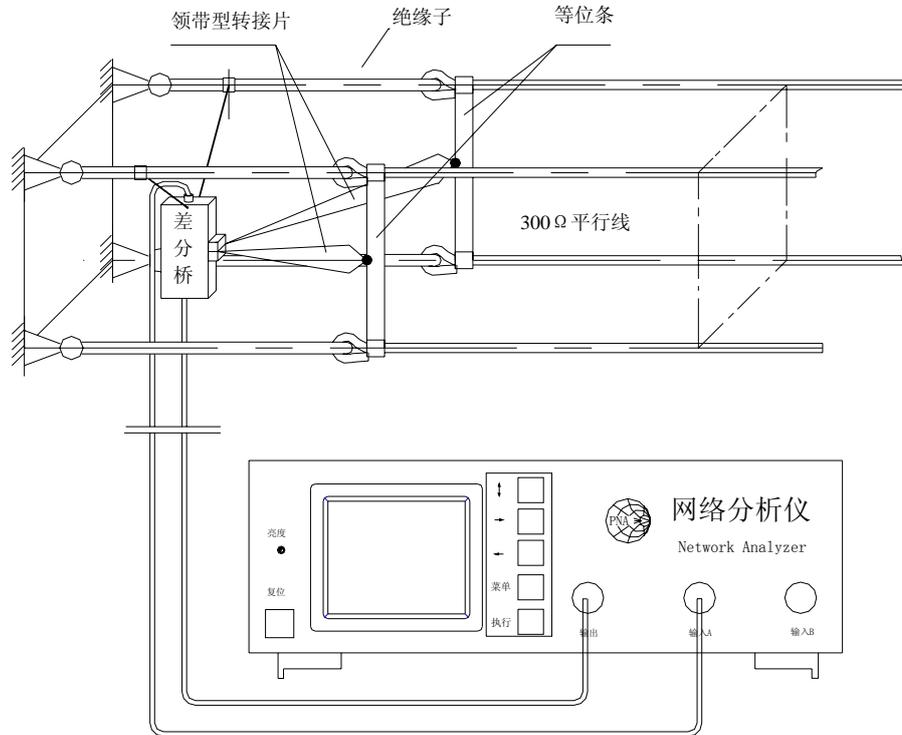
型号	频率范围	回损	阻抗	连接器
RJ-100L	0.01~10MHz	46dB	100Ω	阳
RJ-100S	3~30MHz	46dB	100Ω	阳
RJ-300S	3~30MHz	46dB	300Ω	阳
RK-100L	0.01~10MHz	40dB	100Ω	阴
RK-100S	3~30MHz	40dB	100Ω	阴
RK-300S	3~30MHz	40dB	300Ω	阴

经过差分套件转换后，双线系统即变成单端系统，测试方法这儿就不再重复了。

注：差分套件的特性阻抗与频段可按用户要求定做。

5.2 短波双线系统的测试

短波广播电台常用 $300\ \Omega$ 平行线作馈线，天线也大多是水平极化的对称线天线，原理上皆属于差分（也叫推挽）系统，而一般测试仪器皆属于单端一线一地系统，不能直接测差分系统，必须通过平衡器将单端转为差分才行，PNA3628 可选配 $300\ \Omega$ 差分套件来测短波天馈线系统，下面以 $300\times 200\times \phi 6$ 的四线为例，介绍测试方法：



1. 测试连接示意图：

- 将差分电桥用线（材料不拘）吊挂在平行线中间（或下面）；
- 测试时电桥通过领带型转接片接到四线的等位条中间（或下面）；
- 将仪器后背接地接线柱用导线连到地上。然后再插入仪器电源电缆。

注：实际馈线引入时，是用两根笼形双馈线接到墙上过墙的接线柱上的。测试时，可松开接线柱，将笼形双馈线接到领带形转接片上。转接片驻波很小，引入误差可以不计。

2. 测驻波比的步骤：

- (1) 由于测试点数不多，请将模式置于精测，以提高精度；
- (2) 按图连接，但电桥测试口开路（先不接任何东西）校开路；
- (3) 插上 $300\ \Omega$ 短路器校短路，校完短路亮点应在 $R=0$ 附近，拔下短路器，亮点应在 $R=\infty$ 附近闪动；
- (4) 将连到待测件的两个领带型转接片的插针插到测试端口上并拧紧之，此时即可在圆图上读出待测件输入端口的输入阻抗，由于仪器为 $50\ \Omega$ 系统，阻抗读数请一律乘以 6 才对；
- (5) 按菜单键选驻波项执行之得驻波比画面，必要时可用 \downarrow 键换档，由于电桥为 $300\ \Omega$ ，因此驻波比直接读数是对的，回损也是对的；
- (6) 视需要可打印出曲线或驻波、回损、阻抗数据。

3. 测馈线系统的插损:

- 由于馈线系统已架设好, 不适于采用替代法测插损, 只能用测回损法测插损;
- 测试方法同上, 只要将传输线远端开路或短路, 测其入端的回损除以 2 即得, 若开路与短路的值不尽相同, 则取其平均值。

4. 时域故障定位

- 在使用 300 Ω 差分电桥后, PNA 的时域故障定位功能仍然有效, 但只适于采用短波频段;
- 由于天线带宽不够宽, 所以时域测得反射最大点通常都在天线处;
- 若要只看馈线的性能, 请将馈线接天线处脱开, 接到一对转接片上末端接上 300 Ω 电阻, 再进行测试, 即可得到馈线的时域反射曲线。

5. 转接片的误差

- 将两对转接片对接 (即由小变大, 再由大变小) 后接 300 Ω 在 3~30MHz 频带内的驻波比小于 1.03;
- 对四线的转接驻波比小于 1.05, 精度与一般测量线相当。因此用配发的转接片测 300×250 四线系统的转接误差是可以忽略的。

6. 300 Ω 差分套件清单

- | | |
|-----------------------|----------------------------|
| 1、RB-100 型 300 Ω 差分电桥 | 1 只 |
| 2、300 Ω 标阻 | 1 只 |
| 3、短路器 | 1 只 |
| 4、300 Ω 转接片 | 2 只 (有适合 30、40、50 间距的三种可选) |

5.3 双绞线系统的测试

双线传输线为差分信号传输线, 而一般仪器皆为单端信号, 测试时需经转换, 请按下面说明进行:

有关单位对于 5 类线 (四对双绞线) 的技术要求见下表 (每对绕成双绞线的线又有多股与单股之分。相当线号为 24AWG—26AWG)。

EIA/TIA—568A 传输要求

频率 MHz	特性阻抗 Ω	回损 dB	近端串扰 dB	衰减量 dB/100M	
				多股	单股
1	100±15	23	62	2.4	2
10	100±15	23	47	7.8	6.5
16	100±15	23	44	9.9	8.2
20	100±15	23	42	11.1	9.3
25	100±15	22	41	12.5	10.4
31.25	100±15	21	39	14.1	11.7
62.5	100±15	18	35	20.4	17
100	100±15	16	32	26.4	22

注: 在执行 5 类线标准验收时, 有的用户要求按输入阻抗为 100±15 Ω 来验收, 其理由为既然有特性阻抗为 100±15 Ω 的要求, 而在线很长 (300m), 因此只测其输入阻抗来代替前两项要求。

对于理想的均匀线，这个要求还勉强说得过去，问题是线既不理想也不均匀，这个要求就超出了标准范围，否则就没有必要定第二栏的要求，对于 100MHz，标准规定回损为 16dB，假如按输入阻抗要求则为 23dB，超过标准 7dB；因此把特性阻抗验收标准改成按输入阻抗验收，是不符合标准的作法。另外有的仪器有|Z|坐标，这是一种电路参数而不是传输线参数，用 $|Z| \leq 100 \pm 15 \Omega$ 来要求传输线的输入阻抗，是会闹笑话的。比如 $Z_{in}=j100 \Omega$ ，是完全符合 $|Z| \leq 100 \pm 15 \Omega$ 要求的，而对于传输线而言却是全反射，根本不能用。

1. 测特性阻抗：

(1) 连接与原来说明书上测回损相同，只不过电桥改为差分电桥而已，两个单端接头是对称的，任一头接到仪器输出，另一头接到仪器输入。差分口为测试口。

(2) 设定扫频方案，选好对应端口，校开路。

(3) 接上短路器，校短路。校完后出现圆图，光点集中在 R=0 处。

(4) 拔下短路器，光点集中在 R=∞处，此时即可以进行测试。

(5) 插上待测成捆双线一端，测末端开路时的 Z_{ino} ，然后将末端短路测其 Z_{ins} ，

$$Z_{CA} = \sqrt{Z_{ino} Z_{ins}} \text{，代入各自的分量得：}$$

$$Z_{CA} = [\sqrt{(R_{ino}^2 + X_{ino}^2)} \sqrt{(R_{ins}^2 + X_{ins}^2)}]^{1/2}$$

注意：因为 PNA 为 50 Ω 仪表，接 100 Ω 差分桥后所测阻抗需乘 2。

2. 测回损：

(1) 前四点同上，校完开短路后，按菜单键将画面转成对数。

(2) 在待测线对末端接上标阻 RK=100，始端插入差分电桥测试口，即得回损数据。

(3) 若习惯用驻波比表示，也可采用驻波画面。

3. 测插损（衰减量）：

(1) 连接与原说明书相同，只不过将两个 10dB 衰减器换成两只单端/差分转换。

(2) 先将两转换通过直通针或双阳对接起来，校直通，画面是一直线，位于 0dB 处。

(3) 在两转换器之间插入待测双线，即得插损（也有人称衰减量）。

4. 测近端窜音（漏话）：

(1) 1、2 两点同测插损。

(2) 将待测两双线对末(远)端各自接上负载电阻（RK=100 Ω），始(近)端两组各自插入两转换器之间，所得数据即近端窜音。

5. 几条说明：

(1) 由于测试频点不符合等距扫描，请采用 7 号扫频方案，列表扫描。

(2) RJ=100 是用作校零的，校零前接入电桥。

(3) 双线插入时，可焊上插针或涂上焊锡，以便插入。

6. 100 Ω 测试附件清单：

1. 差分电桥 RB-100	1 只	4. 标阻 RK-100	2 只
2. 单端/差分转换 CD-100	2 只	5. 短路器	1 只
3. 标阻 RJ-100	1 只	6. 直通针	4 只

第 6 章 波导系统的测试

6.1 测波导器件的插损与相移

只要有二个同轴变波导，即可按原来同轴线测插损方法进行。

- 按菜单键，设定扫频方案并按执行键选定之。

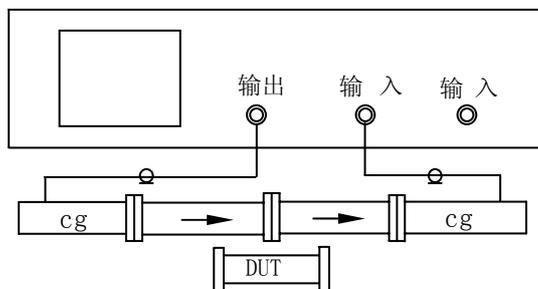


图 6.1

- 将两只同轴变波导 (cg) 经两只波导隔离器对接起来，入 (左) 端接到仪器输出端，出 (右) 端接到仪器输入 A (或 B) 端，校直通，在两隔离器之间串入待测件即可测试。

- 插损量程有四档，可按 [↓] 键来选择，最小一档为 0~2.5dB，最大可测 80dB。

测移相器相移与插损

时，可按 [菜单] 键，选《相损》档，画面将随 [↓] 键反复出现四种坐标：

- 相位量程为 $\pm 180^\circ$ (每格 72°)，插损量程为 +1~-4dB。
- 插损仍为 +1~-4dB，相位在光标所在频点的相位附近平移展开 (每格 5°)。
- 相位按 $\pm 180^\circ$ (每格 72°)，插损量程改为 +5~-20dB。
- 插损仍按 +5~-20dB，相位在光标点的附近平移展开 (每格 5°)。

6.2 用同轴反射电桥测波导器件 (或系统) 的反射特性

1、常规扫频测试

- 按同轴线测回损法，在电桥测试端口作完开路校正与短路校正。

- 将反射电桥 (RB) 接到同轴变波导上，接上待测器件，即可进行测试，此时测试值中将包含同轴变波导的反射在内，假如要求不高，这样做是可行的。

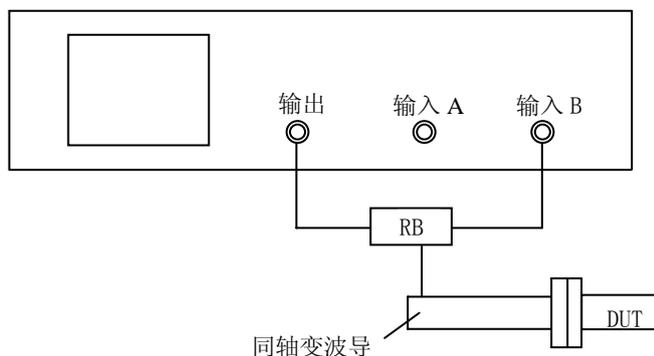


图 6.2

2、点频计量测试法

(1) $\lambda/4$ 法

在上面提到的测试方法中，由于同轴变波导的失配不知道，必然带来误差，这种误差在点频上可用 $\lambda/4$ 法分离。对于波导系统则用 $\lambda_g/4$ 。

以点频 2450MHz 为例，对于 BJ-26， $\lambda_g=173.36$ ，准备一段长度为 $\lambda_g/4=43.34\pm 0.1$ 的短波导即可。做法如下：

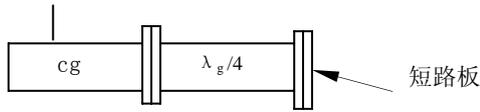


图 6.3

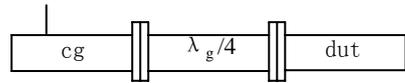


图 6.4

- 按测回损连接，电桥测试口通过双阳接到同轴变波导的同轴端口上，在其波导口接上 $\lambda_g/4$ 短波导，再在 $\lambda_g/4$ 短波导末端接上短路板。在仪器设置为点频、测回损的情况下，按执行键，进行【校：开路】项目。见图 6.3

- 取下 $\lambda_g/4$ 短波导，直接在同轴变波导口上接上短路板，按执行键，进行短路校正。（老的 PNA 要按菜单键选短路项，才能进行短路校正）

- 取下短路板，在同轴变波导口上接上待测负载（同图 6.2），记下测试数据 $|\Gamma_0|$ 与 Φ_0 ， $|\Gamma_0|$ 可由回损 RL 算出或由打印机选【反射】项打出。

- 在同轴变波导口与待测件间，串入 $\lambda_g/4$ 短波导，记下（或打出）测试数据 $|\Gamma_1|$ 与 Φ_1 。见图 6.4。

- 图解法 用直尺与量角器，在纸上即可由 Γ_0 与 Γ_1 ，解出 Γ_{cg} （同轴变波导的反射）， Γ_{dut} （待测件的反射）。以纸中心为原点，由同一原点、按同一比例在纸上画出 Γ_0 与 Γ_1 的矢量图，连接 Γ_0 与 Γ_1 的端点 a 与 b，找 ab 连线的中点 m，则 $om = \Gamma_{cg}$ ， $ma = \Gamma_{dut}$ 。



图 6.5 矢量图

通过这种测试，准确度大大提高，搞清了问题所在，可用低档设备作出高档产品。其实这种测试的另一目的在于，找出一个好的负载与一个好的同轴变波导以便进行扫频测试。

(2) 单线法（单波导法）

此法实际上是 $\lambda/4$ 法的一种变通或推广，假如手头有的短波导不是 $\lambda_g/4$ ，或者想校更多的频点的话，不妨试试此法。

- 按测回损进行连接，在同轴反射电桥上作开路与短路校正。这是因为短波导不是 $\lambda_g/4$ 而且还要扫频测试，只能在同轴反射电桥上作开路与短路校正。

- 反射电桥接到同轴变波导，并在波导口接上待测件（同图 6.2），记下 Γ_0 测试值（或打印出【反射】数据）。

- 在同轴变波导口与待测件之间，接入一短波导（电长度 Φ 约 90° ，或 30° 到 150° 之间，不宜靠近 180° ），记下 Γ_1 测试值（或打印出【反射】数据），接法类似图 6.4。

- 同上，画出 Γ_0 与 Γ_1 的矢量图，连接 Γ_0 与 Γ_1 的端点 a 与 b，找 ab 连线的中点，过中点作 ab 中垂线，在中垂线上找出一点 m，使得 $\angle amb = 2\Phi$ （ Φ 可由实际波导长度算出， $2\Phi < 180^\circ$ 时，

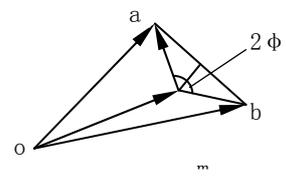


图 6.6

m点在矢量三角形内， $2\Phi > 180^\circ$ 时，m点在矢量三角形外）。则 $om = \Gamma_{cg}$ ， $ma = \Gamma_{dut}$ ，误差已得到分离。

此法虽然能扫频测试，但修正还得一点一点的进行。参见图 6.6。

(3) 双线法（双波导法）

假如有两段长度约 $\lambda_g/6$ 的短波导，即可采用此法。

- 同（2）中第一点，按测回损进行连接，在同轴反射电桥上作开路与短路校正。这是因为短波导不是 $\lambda_g/4$ 而且还要扫频测试，只能在同轴反射电桥上作开路与短路校正。

- 反射电桥接到同轴变波导，并在波导口接上待测件，记下 Γ_0 测试值（或打印出〔反射〕数据）。接法见图 15.2。

- 在同轴变波导口与待测件之间，接入一短波导（电长度 Φ 约 60° ，或 30° 到 90° 之间），记下 Γ_1 测试值（或打印出〔反射〕数据）。接法类似图 6.4。

- 在同轴变波导口与待测件之间，再接入一短波导（电长度 Φ 约 60° ，或 30° 到 90° 之间），参见图 15.7。记下 Γ_2 测试值（或打印出〔反射〕数据）。

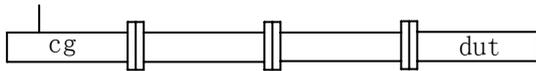


图 6.7

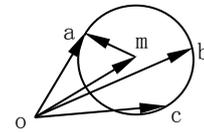


图 6.8

- 用直尺与量角器，在纸上画出 Γ_0 、 Γ_1 与 Γ_2 ，过三矢量端点 a, b, c 可以作一圆，找出其圆心 m，则 $om = \Gamma_{cg}$ ， $ma = \Gamma_{dut}$ 。参见图 6.8。

(4) 调配反射计法（滑动负载法）

滑动负载在波导中是很容易实现的，有了它，虽可以测三次定一圆（见上双线法）解出 Γ_{cg} ，但通常多采用调配反射计法。这是一种典型的点频计量方法。

- 按测回损进行连接，在同轴反射电桥上作开路与短路校正，再将反射电桥接到同轴变波导上；

- 在同轴变波导口接上一只四螺钉匹配器，后面再接上一只滑动负载。见图 6.9；

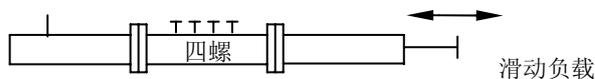


图 6.9

- 反复调节四螺钉匹配器，使得拉动滑动负载时反射系数的幅值不变（即回损不变或驻波比不变，并不要求为零），此时即可认为反射计已完成调配（误差 $\rightarrow 0$ ）；

- 用调配后的反射计测试出的 Γ 值，即可认为是真值。

3、提高扫频测试准确度的校零法

介绍计量方法的目的，除可以进行精密测试外，还有一个目的就是要通过测试找到一只好的波导负载（驻波比 ≤ 1.02 ）作标准负载，与一只好的同轴变波导（驻波比 ≤ 1.1 ）。

- 假如有了一只标准负载，而且接到上述同轴变波导后所测驻波比不大，则可以按菜单键选〔校零〕项并执行之，从而使得测试设备的精度与校零用的负载相当（即测试系统的剩余驻波比 ≤ 1.02 ）。但若没有好的负载，则不能校零，否则反而出错。

- 最好用 $\lambda_g/4$ 短路波导作开路标准，扫频进行开路校正。虽然扫频作开路校正只

有一点严格有效，但常规窄带应用是可行的。

6.3 采用波导定向耦合器测试

1. 常规扫频测试

• 将仪器输出端经同轴变波导接到定向耦合器的主路输入端，付路反射输出接到仪器输入（A 或 B），在主路输出口串一段 $\lambda g/4$ 波导，再用短路板封上后校开路。拆下 $\lambda g/4$ 波导，用短路板封死后校短路。

• 拆下短路板接上待测件即可进行驻波比测试。

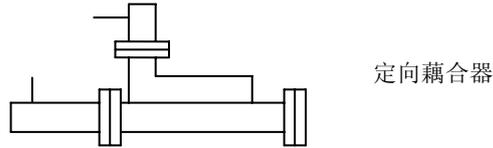


图 6.10

2. 点频计量测试法

采用波导定向耦合器测试后，也能采用点频计量测试法，作法同上（见 15.2 之 2 中各项）。

3. 提高扫频测试准确度的校零法

采用波导定向耦合器测试后，也能采用提高扫频测试准确度的校零法，作法同上（见 6.2 之 3）。最好用 $\lambda g/4$ 短路波导作开路标准，扫频进行开路校正；虽然扫频作开路校正只有一点严格有效，但常规窄带应用是可行的。

6.4 采用魔 T 测试

1. 常规扫频测试

• 将仪器输出通过同轴变波导接到魔 T 的和支路，将差支路通过同轴变波导接到仪器输入（A 或 B），将标准波导负载接到魔 T 的一路，另一路串 $\lambda g/4$ 波导后用短路板封上后校开路。拆下 $\lambda g/4$ 波导，用短路板封死后校短路。

• 拆下短路板接上待测件即可进行驻波比测试。

2. 点频计量测试法

采用魔 T 测试后，也能采用点频计量测试法，作法同上（见 6.2 之 2 中各项）。

3. 提高扫频测试准确度的校零法

采用魔 T 测试后，也能采用提高扫频测试准确度的校零法，作法同上（见 15.2 之 3）。最好用 $\lambda g/4$ 短路波导作开路标准，扫频进行开路校正；虽然扫频作开路校正只有一点严格有效，但常规窄带应用是可行的。

第 7 章 天线的反射特性测试与调配

7.1 驻波比测试

测驻波比的连接与方法与测元件是一样的，只是要注意几个实际问题。

1. **天线是有辐射的** 天线应置于空旷场所（有条件的话，最好在暗室或暗箱内测试），仪器应置于无强辐射处。当手摸电缆或仪器时，读数会变即属不正常。注意电缆外导体必须与连接器外壳接触良好，必要时还要考虑仪器是否要加屏蔽。

2. 注意防止电缆出问题

• 实际测量中要防止电缆出问题，不是实在必要，不宜通过电缆来进行测试，否则电缆的不完善将影响测试精度，作为测试电缆必须经过检验，其回损优于 30dB 为宜，随便找一根电缆可能只有十几个 dB 那是不行的。

• 即使作为连接电缆，也常因接触不良与开短路现象造成仪器不能正常工作，通常以为是仪器故障，其实多半是电缆出了问题。

3. 通过电缆测单极子天线阻抗的问题

当单极子天线未加正确尺寸的扼流套或者根本未加扼流套而且接地板（可能叫回流板更明确一些）不够大时，若通过一段电缆来进行测试，测出的输入阻抗和驻波比会与这段测试电缆的长度有关。这种差异是单极子用电缆外皮作电流回流路时，电缆输出口外皮对地具有的空间阻抗要串进去而带来的，它不是简单的传输线问题，用三项校正是校不掉的。

当用电桥内置的仪器通过一段电缆去测单极子而与电桥外置时天线直接插在电桥口上时，两者的结果通常是不一致的（除非电缆的长度为二分之波长的整数倍），这时第一个怀疑的是仪器不准。判断仪器准不准很好办，只要用一个匹配负载与一个失配负载互测对比一下即可。假如测负载是一致的，就不要怀疑仪器了。这个问题是天线扼流不完善或地不够大而导致电缆外皮参与辐射而引进的串联的对地的空间阻抗造成的。

实验是用电桥外置的仪器作的，可明显看出电缆长度（或高度）的影响，在电缆长度（或高度）为 $\lambda/4$ 时，影响最大， $\lambda/2$ 时基本复原。对这种影响绝不可置之不理。

解决办法：

- (1) 单极子应加正确尺寸的扼流套。
- (2) 测试时加大接地板以符合单极子的边界条件，但不符合实际情况。
- (3) 用外置电桥，直接接在电桥口上比较合理。
- (4) 对内置电桥仪器，应选相应电缆长度（ $\lambda/2$ 的倍数），以期符合真实情况，随意用某一长度的电缆是不合理的。盲目相信进口仪器是不明智的，是不实事求是的。

4. 带有长馈线的天馈系统

在机房内测馈线端口驻波即天馈系统驻波，此时一般馈线较长，少则几米多则上百米，这其中有三种反射，一是天线入口的反射，常称远端反射；另一种是馈线到仪器的转接头的反射，称近端反射；还有就是最不好控制的馈线本身的反射。

为了便于观测，现在多用驻波电桥来测试，它是一种差模器件，对共模 50Hz 有强的抑制，但是却带来了三种反射一起看的后果，造成反射的频响曲线起伏很大，当然最高点若也合格那是没有矛盾的。但经常有多点超出，此时用扫频仪在 0.01 扫速档是看不出来的（由于检波滤波电路起了平滑作用，若用 1 秒扫速就看见了），所以人们宁愿用扫频仪或标网而不愿用

PNA。

一般说来天线输入口的反射都是合格的，但由于另两项的参与就出了问题，对于近端转接一般在米波问题不大，更高频段时就得注意，尽量要减少近端反射以减少它带来的超差。

关于主馈管的反射问题，好的主馈管会帮你忙，因为它本身反射小，所以不怎么增加反射，而又引入了损耗，每 1dB 插损可增加 2dB 回损。但差的馈管就会造成某些频点叠加而超限，这只有靠取平滑值（即只看曲线的中心线，但有的用户是不会同意的，只好仍用扫频仪）。馈线差的那怕接上最好的负载（1.01）也会出现某个频率突跳的谐振现象，说明此馈管不宜在此频段使用，只好在其他频段试试。

其实用时域来观测这些反射，那是分得很清的，一般远端反射并不大。而馈管的分布反射并不很小，但这种检查由于没有条文规定，不能作为验收的依据，只是一种检查故障的方法。主馈线入口驻波不合格多半是天线指标不富余而后与馈线在某些频点反射叠加造成的，因为长达百米的多个分布反射在某一频点叠加起来的概率确实是存在的，大型馈管本身作到 1.1 就不错了，迫不得已馈管也得进口。

7.2 阻抗测量与匹配

仅仅为了验收，测驻波比已是，但若为了试制定型，为了得到更好的阻抗匹配，就得要作阻抗测量，以便看看有无改进余地。阻抗测量采用矢网进行，那是很方便的，仪器自动点出阻抗在圆图上的轨迹，这儿提一下阻抗匹配。

对于某种器件或某种阻抗变换器，若有现成的软件进行设计匹配的话，请尽量利用这些软件，这儿只是谈谈一般的简单的匹配原则与措施。阻抗匹配应在矢网上进行，其它仪器不知道改进方向，事倍功半甚至选错了对象。

1. 选择好参考面

设计一个器件，应当在力所能及的范围内尽量设计正确，仅仅只留下一个不好交待的地方，让调试去解决。因此我们只去对付一个反射点，假如一个器件或一个天线只有一个主要反射点的话，仪器的参考面就应当设在这里或尽量靠近，当然一般测试时都选择了器件的交界接插件上，譬如一个带电缆的振子，此时参考面不能选在插头上，而要在选在电缆的末端焊接振子处。

假如在圆图上看见阻抗轨迹呈盘香状，那就要看看参考面是否选对了。

2. 调节器件能调的部位

调节器件能调的部位使各频点的阻抗点迹能尽量集中在圆图上成一小团（先不急于匹配，先要将点子调集中），这样匹配后带宽能宽些，能调到又集中又匹配当然最好。

3. 调匹配

假如点子集中，并且实数靠近 50Ω ，虚数呈感性，那末串入适当容抗即可匹配。由于串电容不如并电容方便，因此可用一块小铜皮并上去再滑滑看（参见下面 4 中第 5 点）；

假如实数对但虚数偏容性，这时就要减窄或改细一些的引线试试看；

假如在实轴上，但阻值不对，这时就要用到单节或两节 $\lambda/4$ 变阻器。四节短阶 $\lambda/16$ 的网络进行匹配效果也很好，但须有机助软件，手算困难。

4. 几点体会

设计器件时应留有调节的结构与余地，譬如 $\lambda/4$ 的支撑就可以调调，对于振子其粗细，长度皆应可换可调，假如振子带有反射板的话，与反射板的距离是个很重要的能将点子集中

的参数。

在圆图上某些散开的点可以通过 $\lambda/4$ 线的补偿特性进行收拢, 有时甚至用到 5 倍 $\lambda/4$, 当然这得碰得巧, 要对症下药, 不能千篇一律对待。

匹配时最怕的是在圆图上为一弧形而高端在前, 低端在后, 越是远将越散开。此时可选中点在实轴上, 为了宽带匹配不得不引入更不匹配的方法; 如原来阻抗已低, 却采用更低的特性阻抗, 这在圆图上是看得很清楚的, 不同特性阻抗线的采用, 在阻抗圆图实轴上是个平移过程, 平移过了原点后, 自然高低端的前后关系反了过来。这样再经过一段线就可以收拢了, 应该说这是很妙的一招, 在全波四振子阵上就有人是这样用的。

一般来讲, 阻抗特性主要决定于天线或器件的本身, 但与阻抗匹配也是相辅相成的, 两者要配合得好才能取得好的结果。

假如用并联元件来匹配时, 最好先接短路器作开路校正, 然后开路作短路校正, 此时相位差了 180° , 因此再用阻抗圆图来看时, 就成了导纳园图, 此时用圆图只宜用来看相位与看曲线集中情况及趋势等, 而闪点参数所显相位数值需改正负号 (即差 $\pm 180^\circ$), R 与是不太好用的 (一定要用的话, 可将 $R+jX$ 用 50Ω 除后, 即得到归一后的相对导纳 $g+jb$)。

7.3 中波发射天线的测试

1. 引言

在进行中波发射天线测试时, 只有在邻台全部关机的情况下, 才能将仪器连接到天线上。否则外界信号会由天线收进来, 倒灌到仪器中以至烧毁仪器。因此, 只好每周安排一个下午为测试维修时间, 各发射机一律关机, 此时仪器接到天线上就能正常工作了。显然, 这样作效率是不高的。尤其是调配一个新天线, 半天是远远不够的。因此很需要一种能在邻台不停机的情况下, 仍能进行测试的仪器或方法。另外, 即使是停了机, 也还有干扰问题需要处理。

下面介绍如何在有干扰的情况下, 用 PNA3628 普及型矢量网络分析仪进行测试的方法。

2. 判断干扰的性质

- 看是否有火花

当地线去碰待测天线的引出端时, 若有火花出现, 则必然属强干扰, 此时不能贸然接上仪器, 否则仪器有烧毁的可能。

- 量干扰电压

用频响优于 1.6MHz 的交流电压表(不能用普通三用表, 不妨自己自制一个), 测待测天线入口的电压在 2V 以上时, 即属强干扰。也可用示波器进行测试, 由于示波器显示值为峰—峰值, 此时在 6V 以上时, 即属强干扰。

3、弱干扰下的测试

当判断为弱干扰时, 即可将电桥接到待测天线上, 按正常使用方法进行测试。若测试数据不稳定时, 可采取以下措施; 各个措施之间并不矛盾, 需要时可同时加上。

- 降低灵敏度

可在仪器输入端与电桥输出端间, 串 10dB 或 20dB 衰减器来降低灵敏度, 以减小干扰对仪器的影响。

- 采用精测

仪器为全相参接收机, 对异频有 40dB 的抑制能力; 对同频干扰在常规模式下, 约有 6dB 的抑制能力; 在精测模式下约有 30dB 的抑制能力。

- 采用平滑

由于我们只对中频 F_0 的阻抗感兴趣，有人只测 F_0 点频，这就可能受到干扰。此时若改用中频左右各加几点的扫频方案测试，若只有中频受到干扰，即可利用 F_0 两边之值取其平均值，得到中频的阻抗值。

- 采用中波反射电桥

在三项措施皆不起作用时，可采用 **RB-PA** 中波反射电桥。它在电桥输入端前加了放大器以增强信号，在仪器输入端加串 20dB 衰减器降低灵敏度，以保持仪器原有动态范围。从而提高了测试系统的信杂比。即使采用 **RB-PA** 中波反射电桥后，仍然可以采用精测、采用平滑，甚至加衰减器以便减小干扰，从而使得读数更加准确。

中波反射电桥使用方法与反射电桥完全相同，只不过要加 220V 交流电源（对于 P 型机可选锂离子电池）而已。

注意：要先连接好同轴电缆，再插入电源电缆。用完后再先拔下电源电缆，再拔下同轴电缆。

4、结语

采用上述方法后，一般可在白天远台发射的情况下进行测试了。但对异频干扰功率在 20V 以上，或者同频干扰超过 2V，这种情况下，仍然只好等干扰停机后，才能测试。当然也不排除特殊情况，特殊处理。在邻台发射的情况下，还能测中波天线，但要邻台发射作降功率处理（比如降到 3 千瓦）。用户若有什么要求请直接同我们联系。

7.4用LC双元件在中波进行匹配的操作步骤

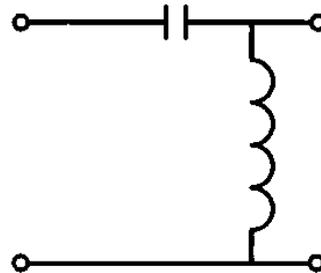
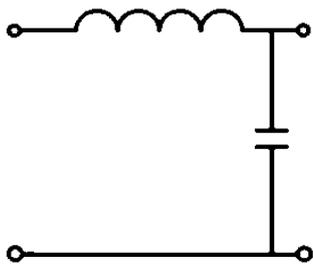
若已测出的天线塔的输入阻抗为 $R \pm jX$ ，可在 6 种 LC 组合中选择一种使其匹配。

1. $R=50 \Omega$ 只需视 X 的正负串入相应的电容或电感即可

2. $R > 50 \Omega$ 在圆图上阻抗点迹在 $R=50 \Omega$ 的圆圈内，匹配方法是先并后串。

2-1 并电容使点迹落到 $R=50 \Omega$ 圆的

2-2 并电感使点迹落到 $R=50 \Omega$ 圆的



下半圆上，再串电感使其匹配

上半圆上，再串电容使其匹配

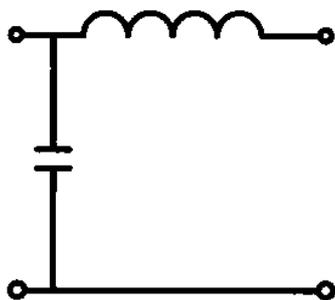
2-3 具体做法 由于先并后串，适于将圆图看作阻抗圆图

- 测试端口（或测试电缆末端）开路时，做开路校正。短路时做短路校正。
- 接上待配负载，调节并联元件使得测试的中频点迹落在 $R=50 \Omega$ 的恒阻圆上。
- 调节串联元件，使得测试的中频点迹到圆图中心即 $R=50 \Omega$ 的点附近。
- 反复调节两元件，使得中频的驻波比最小并且全频带内比较匀称。

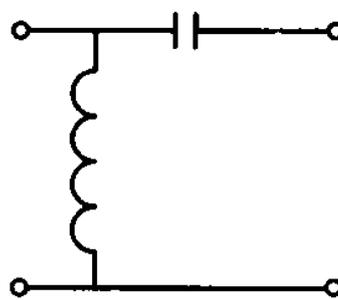
3. $R < 50 \Omega$ 匹配方法是先串后并。做法是先复位，重测一次。在测试端口（或测试电缆末端）短路时，校开路；开路时校短路。此时圆图已成导纳圆图，在此图上调配。

3-1 点迹在 $R=50\ \Omega$ 圆内（注意：显示值为 $R \geq 50\ \Omega$ ，实为 $G \geq 0.02$ 姆欧，下同）

3-1-1 串电感使点迹落到 $R=50\ \Omega$ 下半圆上，再并电容使其匹配

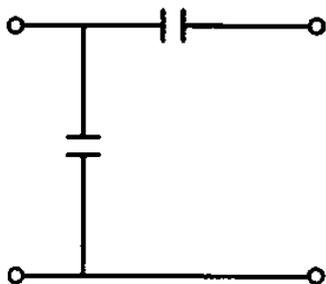


3-1-2 串电容使点迹落到 $R=50\ \Omega$ 上半圆上，再并电感使其匹配

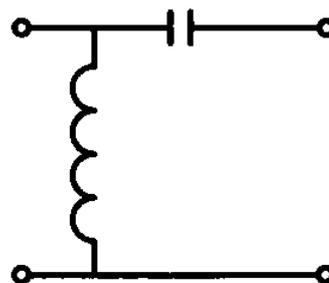


3-2 点迹在 $R=50\ \Omega$ 圆外， X 为负。

3-2-1 串电容使点迹落到 $R=50\ \Omega$ 圆下半圆，再并电容使其匹配

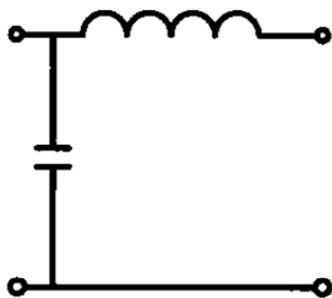


3-2-2 串电容使点迹落到 $R=50\ \Omega$ 上半圆上，再并电感使其匹配（与 3-1-2 同）

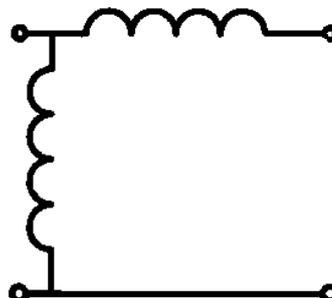


3-3 点迹在 $R=50\ \Omega$ 圆外， X 为正

3-3-1 串电感使点迹落到 $R=50\ \Omega$ 圆下半圆上，再并电容使其匹配（与 3-1-1 同）



3-3-2 串电感使点迹落到 $R=50\ \Omega$ 上半圆上，再并电感使其匹配



3-3-3 具体做法 由于先串后并，适于将圆图视作导纳圆图

- 测试端口（或测试电缆末端）短路时，做开路校正。开路时做短路校正；此时显示的圆图已是导纳圆图了。
- 接上待配负载，调节串联元件使得测试的中频点迹落在 $R=50\ \Omega$ 的恒阻圆上（注意，

实为 $G=0.02$ 的等导圆)。

- 调节并联元件，使得测试的中频点迹到圆图中心即 $R=50\ \Omega$ 的点附近。
- 反复调节两元件，使得中频的驻波比最小并且全频带内比较匀称。

第 8 章 天线方向图的测试

方向图测试本身并不难，难在它须要一套设施。首先是空旷的场地或暗室，其次是转台与安装设备，当然还要有一套收发装置能自动记录测试数据。

这里要提醒的是在测照射器的幅度方向图之前，先要测出其相位方向图以定出相位中心后，才能测幅度方向图。

8.1 相位方向图的测试

由于这个问题未受到充分重视，故这里先讲它，作为抛物反射面天线的照射器，可以是振子，也可以是喇叭，甚至是波纹喇叭，抛物面反射器对照射器不但有幅度分布要求，对相位分布也有要求，一般要求同相。或者说测幅度方向图时转台的旋转中心要落在照射器的相位中心上，除要求转台上有平移微调用的拖板，以便来回调整位置，找到合适的相位中心，当然指示设备要用有相位信息的矢网之类的幅相接收机，最简单的就是 PNA36 系列。

相位中心不是一次就找得出来的，它是一个试凑过程，甚至有的照射器 E 面与 H 面相位中心不重合，假如你能在天线反射面或付面中能修正这些相位误差的话，你的天线设计就高了一层。

8.2 测远场幅度方向图的考虑

1. 测试距离 R

一个待测天线最大口径尺寸为 D 则 $R \geq 2D^2/\lambda$ ，对于一般通信天线大致上约为 30m。这是允许口面相位差 $\pi/8$ 推出的，适于一般常规要求。

2. 架高问题

一般习惯收发天线适当架高一些，以避免阻挡与人的影响。有人想避开地的影响，拼命架高并无必要，因为在低频段，低增益下脱离地面达到自由空间的效果是办不到的，甚至测增益有时要故意架低才能测准。但测波瓣并不太在乎高度，但也不宜放在盲区，有时得适当选择一个高度才行。当然有条件的话尽量在暗室中测试。

3. 系统信号强度（接收功率）估算

$$P_r = \frac{P \cdot G_t \cdot G_r \cdot A}{4\pi R^2 \cdot L} = \frac{P G G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 R^2 L} \quad (8-1)$$

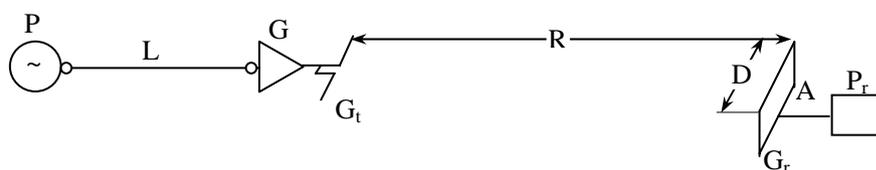


图 8.1

用 dB 表示。

$$P_{rdBm} = P_{dBm} + G_{dB} + G_{tdB} + G_{rdB} + \lambda_{dB} - R_{dB} - L_{dB} \quad (8-2)$$

P 为发射功率，L 为电缆损耗，G 为放大器增益（注意 $P_{max} \approx 17dBm$ ）， G_t 为发射天线增益， G_r 为待测天线增益，R 为空间衰减， λ 为波长， λ_{dB} 为由波长引入的因子。

(1) 空间因子 $20\log(4\pi R)$

R 米	10	20	30	40	50	60
损耗 dB	42	48	52	54	56	58

(2) 波长因子 $20\log \lambda$

f MHz	30	150	450	900	1800	2400	3000
λ 米	10	2	0.6	0.3	0.16	0.125	0.1
衰减 dB	20	6	-4	-10	-16	-18	-20

(3) L_{dB} 可用PNA测试或查手册

以 3000MHz 为例	SYV-50-5	每米 1dB	SYV-50-9	每米 0.6dB
	SYKY-50-9	约每米 0.28dB	SYKY-50-15	约每米 0.17dB

(4) 接收设备的灵敏度 (噪声电平)

二极管检波低放	-50dBm (d. c)
(即标网扫频仪等)	-60dBm (a. c)
PNA 常规	-80dBm
PNA 精测	-90dBm
混频中放接收机	-95dBm
测试接收机 SA1711	-110dBm (1KHz 带宽)
频谱仪 HP8567	-115dBm (1KHz 带宽)
HP8566	-134dBm (10Hz 带宽)

频谱仪灵敏度高是由带宽换来的,假如信号源不稳仍然是收不好的,对于 3000 MHz, 1KHz 的带宽为 3.3×10^{-7} 这不是一般信号源作得到的,一般信号源只有 10^{-5} 甚至 10^{-4} 。

频谱仪是用来测频谱与互调的,仅作天线一般是没有必要购置的。

(5) 接收功率 P_r 必须高于噪声电平 40dB以上,估算强度时要留有 40dB以上的余量。

4. 具体实施方案

以MMS全向天线为例, $G_r=13dB$, $\lambda=0.1$ 米, $\lambda_{dB}=-20dB$, 半波振子 G_t 为 2dB (用等比结构天线更高一些), 30 米的 R_{dB} 为-52dB (空间因子)。

(1) 大功率检波低放方案

$$P_r = P_{dBm} + 2 + 13 - 20 - 52 = P_{dBm} - 57dB$$

与交流调制的二极管灵敏度相当,但是还要加 40dB 动态,所以发射功率要 40dBm 即 10W,这种作法的优点是抗干扰能力强,因为发射功率大,但这样作会干扰其它设备,大功率信号源也不太好找。

(2) PNA 自发自收

这种作法增加了电缆损耗,要用放大器,30 米 SYV—50—5 损耗 30dB,则动态只有 30dB,用 SYKY—50—9 动态可达 50dB,一般情况下加放大器后,发射电缆用粗些的空心电缆是够用的了,已有 PNA 的情况下,不必再投资。

(3) PNA 加放大器发,混频中放接收机收

动态可达到 55dB,混频中放接收机与本振可以自制,也可以在购置天线方向图测试仪时成套购置。

(4) 频综发,测试接收机(或频谱仪)收,动态可到 66dB,虽有好处,而投资大增。

5. 不稳定的问题

(1) 接收的信号噪音比 (S/N) 不高是主要原因, 至少要 40dB, 越高越好。

(2) 天线与转台不牢固, 受风的影响或人的影响。

(3) 注意漏信问题。

- 放大器必须放在发射天线处, 远离 PNA。

- 输入输出两电缆尽量拉开一些, 不能靠近, 最好用一段具有双层镀银屏蔽层的电缆或其它屏蔽性能好的电缆作 PNA 的引入与引出。

- 电缆连接器与电缆外皮必须接触良好。

(4) 检查仪器是否稳定

将整个环路连在一起, 但发射天线到接收天线之间, 用长电缆加衰减器来代替空间衰减与相移 (前例中衰减量为 $20+52-2-13=57\text{dB}$)。信号若很稳定, 而且拔掉电缆后信号能下降 40dB, 即说明仪器正常 (假如有步进衰减器, 搬动衰减器信号能依次下降达 40dB, 那就更明确了)。

(5) 有外部干扰时, 可在仪器输入端串入窄带带通滤波器, 以抑制带外干扰。

6. 改进方向

(1) 测方向图最好有正规的转台与固定装置。

(2) 有自动记录仪器。PNA 可选自动记录中等增益天线波瓣功能。

(3) 有暗室或暗箱作近场诊断或测试 (用 PNA 即可, 但有一个定位问题)。暗室大到能作远场测试当然更好。

8.3 天线阵面幅相分布的检查

1. 引言

对于一个阵列天线, 不管是线阵还是面阵, 对其阵面场的幅相相对分布是有其相应的要求的。天线作好后一般是测其远场性能, 这就要有大的设施, 大的场地, 费钱又费时。其实只要在近场测出其口面的幅相分布, 即可算出其远场特性。近场测试也有其具体问题, 需要微波暗室以及一套好的拾取天线与定位系统, 但是仅仅为了证明天线是否正常, 只作近场诊断 (或称作检查) 那就简化多了, 用不了那么多的设备, 只要作个拾取天线, 即可用矢网测出各振子间的幅相关系。

2. 拾取天线

任何形状的线天线、环皆可作拾取天线, 但我们经验以对称振子与平衡环两种为好。为了简化定位问题, 我们可以将拾取天线挂在要测的振子上, 要作绝缘的挂钩, 以尽可能保持每次放置的位置相同。

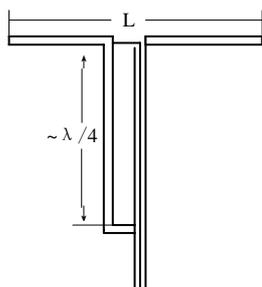


图 8.2

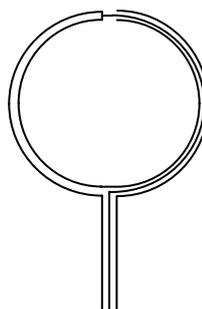


图 8.3

(1) **对称振子** (图 8.2), 其长度 L 没有什么要求, 一般短于被测件即可, 只要拾取信号够强, 短些也无妨, 但两臂长度要对称。往下送的双线对称式平衡器可以用金属管焊成, 也可用电缆本身作成, 长度在 $\lambda / 4$ 左右即可, 要求并不严格。采用正挂与反挂振子在同一被测振子上, 要求两者幅度基本相等, 相位则反相 (即相差 180°)。

(2) **平衡环** (图 8.3), 环可以是圆的, 也可以是矩形的。尺寸 $\ll \lambda$, 外观对称而将同轴线心线焊到对面即可, 环本身是对称的, 因而形成了一个穿入式的平衡器。

这是一个磁耦合环, 适宜于测线上电流分布, 当然也适宜于测振子间幅相分布, 但定位比对称振子困难一些。判断此环的好坏, 也是正反挂在被测振子上时要求幅度基本相等, 相位亦反相。此环还适于做漏泄检查。

3. 具体做法

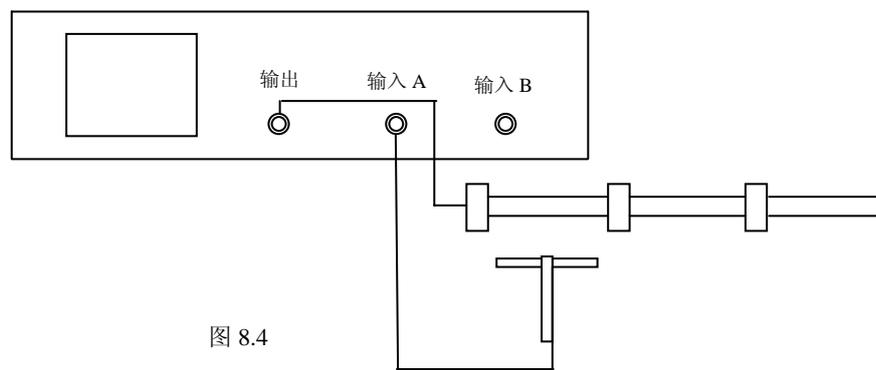


图 8.4

图 17.4 画的是个 3 元倒相式天线, 实际上不管多少元都是一样的。

- 将天线输入头接到矢网输出端口上;
- 将拾取天线挂在最强的一个振子上, 以此作为参考振子;
- 设置测试频率 (1 点或多点), 校直通;
- 按菜单键, 选相损画面, 此时幅值应在 0dB 左右, 相位应在 0° 左右;
- 将拾取振子挂到其他振子上, 记下幅值与相位, 即可得到各个振子的相对幅相分布;

作此试验时, 应采用精测, 地方要适当空旷一些, 人距天线适当远些, 若怀疑仪器不稳则可再挂回参考振子处重校后再测, 甚至测一点回一次参考振子处, 也可能另外的振子更强也不怕, 因为相损的范围为 +1dB、-4dB, 这适合于测等幅分布的情况, 若起伏更大可按换档键换档, 可测 +5dB 到 -20dB 范围, 一般是够用了。

4. 结语

在 V 频段以上 S 频段以下, 全向缝阵用得较多, 我们经验证明, 在调匹配过程中必须监视各缝的相位基本相同, 否则即使匹配调好了, 而增益降低了也是不好用的。测试表明, 相位分布对的增益就高, 否则就低, 这是显然的, 因为只有同相时加起来才是最大。有了矢网, 就要利用矢网能测相位这个重要功能, 使得我们能开发与生产出性能优良的天线产品。→

注: 标网只能测幅值分布, 不能测相位分布。

第9章 天线增益的测试

9.1 两天线法

1. 用途

当有两个相同的小型天线要测增益时，可用此法。尤其是圆极化天线，因为不容易找到标准增益天线作比较，不得不采用此法。此法适于测试小的辐射中心明确的天线，如常见的手机天线、笔记本天线、瓷片 GPS 天线或单组贴片天线等等，不一而足。

2. 原理

此法的理论根据是，两点源在自由空间的插损 IL 是可以算出的，因此换成两个天线后，插损减小的 dB 值即两天线增益 dB 值的和。若两天线相同，除 2 即得单个天线的增益 dB 值。如其中有一个已知，也可算出另一个。

3. 条件

首先想法接近自由空间环境，在暗室中用吸波材料或在普通房间内采用小的测试距离以接近自由空间环境。因此 $G \leq 10$ ，频率高时好办些。其次是被测天线应有明确的辐射中心，以便量距离。如贴片天线的辐射中心就在口上，而八木天线的辐射中心就说不清，距离不好确定，严格来讲不适于此法。

4. 算法

对于天线口面每边 D 都 $\leq \lambda$ 的天线，测试距离 $R = 2D^2/\lambda = 2\lambda$ 。以 GPS 瓷片天线为例， $\lambda = 0.19$ 米， $R = 0.38$ m，由 (17-1) 式知：

$$\begin{aligned} \text{两天线之间的衰减 } P_r/P_t &= G_1 A_2 / 4\pi R^2 && \text{代入 } A_2 = G_2 \lambda^2 / 4\pi \\ &= G_1 G_2 (\lambda / 4\pi R)^2 && \text{代入 } R = 2 \\ &= 0.00158 G_1 G_2 \end{aligned}$$

以下用 dB 值表示，插损 $IL = G_1 \text{dB} + G_2 \text{dB} - 28 \text{dB}$ ，即 $G_1 \text{dB} + G_2 \text{dB} = 28 \text{dB} - IL$

注意：两点源在自由空间的插损是 $(\lambda / 4\pi R)^2$ ，而不是扩散因子 $1/(4\pi R^2)$ 。

5. 测法

- 在两个相同的天线的背面直接装上插座，架好并保持口面间距为 2λ ；
- 两连接电缆校直通后，分别接到两个天线插座测其间插损 IL；如 $IL = 18 \text{dB}$ ，则 $G = 5 \text{dB}$ ；

注意：此法以点源为准，测出的增益倍数为 G_0 ，dB 数为 dBi ；

此法可与比较法结合起来作，即可先测两个半波振子的 G_0 ，以作比较。

9.2 三天线法

当有三个天线时，可用此法。条件同两天线法。

原理：用两天线法，可测得两个天线增益 dB 值之和；若有三个天线，其增益分别为 G_1 ， G_2 ， G_3 ，两两组合测三次得：

$$G_1 \text{dB} + G_2 \text{dB} = X \text{dB}$$

$$G_2 \text{dB} + G_3 \text{dB} = Y \text{dB}$$

$$G_3 \text{dB} + G_1 \text{dB} = Z \text{dB}$$

三式相加除 2 得 $G_1 \text{dB} + G_2 \text{dB} + G_3 \text{dB} = (X+Y+Z) \text{dB} / 2 = W \text{dB}$ 则：

$$G_1 \text{dB} = W \text{dB} - Y \text{dB}, \quad G_2 \text{dB} = W \text{dB} - Z \text{dB}, \quad G_3 \text{dB} = W \text{dB} - X \text{dB}$$

三天线法显然比两天线法繁得多，不是极其考究的情况，不必采用。

9.3 比较法

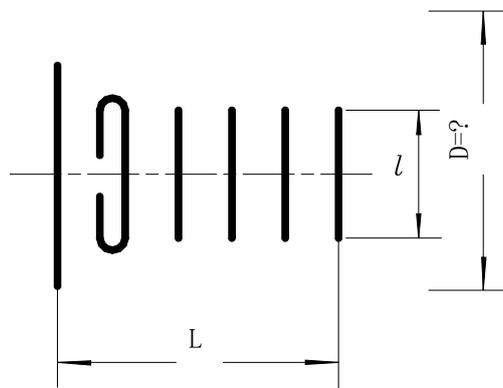
1. 引言

虽然测量天线增益的方法已列入标准化资料，似乎不存在什么问题。但看到目前有些单位的场地、设备条件以及测试方法的采用上，仍然想谈一下我们在 1965 年测一米波雷达天线增益时碰到的一些问题，以及我们的做法。值得提醒的是，这里与一般微波天线增益测试在某些做法上很不一致的。譬如微波天线强调的是垂直口径上的起伏（包括收发双方），而在米波段，距离上的起伏（或称空间驻波）却更为重要。微波天线希望尽量架高以脱离地面，而米波段有时却故意架低来解决地面对增益测试的影响。

2. 基本布置

书上谈到的测增益方法不止一种，但在米波段，用半波振子作参考天线（也可称标准增益天线），用比较法测增益可能是比较简单实用的方法。其布置示意图见图 9-3，信号天线在两天线的等效中心连线的中垂线上；能远则适当远一些为好。

在通讯、广播电视行业中，增益G的定义本来就是相对半波振子而言的。这种定义的物理意义显而易见，测试也方便。而在雷达行业中却习惯用点源作参考（写作 G_0 ），可惜点源只是理论上的东西，实际测试中，还得用半波振子为参考。测试得到 $G_{\lambda/2}$ ，然后再乘 1.64 即得 G_0 。若用dB值表示， $G_{\lambda/2}$ 则成dBd， G_0 则成dBi，一个天线增益的dBi值= dBd数值+2dB（注： $10\log 1.64=2.15\text{dB}$ ，略作 2dB）。



3. 测试距离选择

对此我们不作深究，只是按常规设置，测试距离 $R \geq 2D^2/\lambda$ 。式中D为天线最大口径， λ 为波长。此式并未计入信号天线口径，一般情况也不必考虑其影响。

对八木天线测试有个具体问题要提一下（见右图），对于这样一个八木天线的D算多大的问题，不能像其他天线一样，量量机械尺寸即可。此处用单元长度 l 是不对的，对于长八木而言用总长L代替D来估算R，是既省事又保险的方法。另一方法就是要估算一下有效口径 A_e ，经反算得到D。也不妨用 $G_0=10L/\lambda$ 来估算 G_0 ，再反算D。比如某八木天线的总长L为一个 λ ，则 G_0 为 10。套用 $G_0=4\pi A_e/\lambda^2$ ，则 $A_e \approx \lambda^2$ （因为 4π 是作不到的，作到 10 就不错了），而 $A_e \approx D^2$ ，即 $D=\lambda$ 。

4 被测天线的架高问题

从直觉出发总希望把天线尽量架高一些来摆脱地面的。事实上，米波段天线垂直方向图

都比较宽，想摆脱地面是办不到的。因此只要适当架高即可，所谓适当就是从便于操作与架设出发，只要不低到地面影响天线上的电流分布或阻抗就行了。架高不宜小于一个波长，不要以为越高越准，正相反，假如天线不下俯的话，架高越高，垂直方向所引起的损失越大。另一方面，越高晃动越大，而且垂直花瓣更多不易测准。

5. 有地面反射时

垂直方向图在增益测试中的影响，虽然由于立体波束变窄所得到的好处就叫增益，但是由于垂直波束变窄，在测试距离不是很远、而且米波段地面反射严重的情况下，会带来测试值偏低的情况。这个问题让我们从信号天线的架高考虑上谈起。有三种作法：

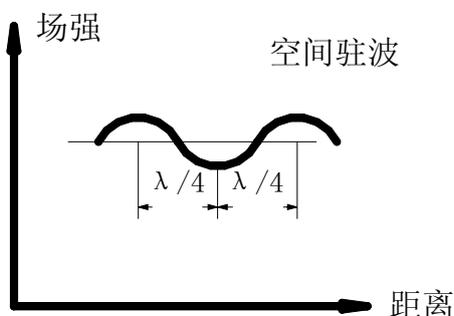
- A、升降信号天线直到找到垂直波束最大点为止，设在此时测出的增益为 G_1 。
- B、信号天线与被测天线等高，设此时测出的增益为 G_2 。
- C、只要信号足够强，信号天线尽量降低，设此时测出的增益为 G_3 。

信号天线处于最大点位置最易为人接受，信号天线与被测天线等高也是习惯作法，只有第三法将信号天线架低，被测天线俯的作法似乎不合情理，但理论（推导从略）与实践皆证明第三法是惟一正确的。当然若被测天线垂直方向图很宽，这个差值并不很大。

在采用第三法时， $\phi \rightarrow 180^\circ$ ，因此直接波与反射波是相消的，因此只能在信号足够强的情况下才能架低，信号太弱时只好架高一些。

9.4 空间驻波问题

当我们在 1965 年测某米波八木天线阵时，发现测试数据老不重复，昨天与今天测的不同，上午与下午测的不同，有时相差一倍。最后终于发现是半波振子前后倾斜造成的，虽然其支



杆底部放在同一个地方，但振子每次在距离 R 方向是有差异的，因此我们有意在 R 方向移动一下，发现在半波长的距离内即有一个起伏，最大值与最小值之间相距四分之一波长，正如在测量线上的驻波相似，故称之为空间驻波，这个起伏远比 $1/R$ 与 $1/(R+r)$ 的差异大得多，通常在 1dB 左右，有的频率甚至达 3dB。碰到这个问题的第一个想法，就是把半波振子与大天线距离 d 拉开一些，并且在不同位置测一下空间驻波，发现只要不是靠得太近，适当远一些即可，继续移远起伏并不继续减小。纯靠移远不能解决问题，只好想法修正。

设直接波为 1，反射波为 Γ （何处来的尚不清楚，但肯定是近处来的，而并不是图中由远处地面反射来的；因为这种形式的干涉所造成的起伏是在高度方向而不是距离方向，而且起伏很慢。这一点与微波天线极不相同）。则半波振子在移动中收到的最大值为 $1+\Gamma$ ，而最小值为 $1-\Gamma$ 。因此若以最大值为准则增益偏低，而以最小值为准则增益偏高。

$$G_{\text{小}} = \frac{G}{(1+\Gamma)^2}; \quad G_{\text{大}} = \frac{G}{(1-\Gamma)^2}$$

$$1+\Gamma = \sqrt{G/G_{\text{小}}}; \quad 1-\Gamma = \sqrt{G/G_{\text{大}}}$$

$$G = \frac{4G_{\text{大}}G_{\text{小}}}{G_{\text{大}} + G_{\text{小}} + 2\sqrt{G_{\text{大}}G_{\text{小}}}}$$

公式稍微繁了一些，一般应用时可采用 $G = \sqrt{G_{\text{大}}G_{\text{小}}}$ 近似

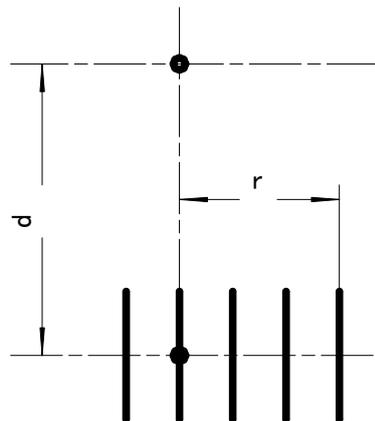
在采用此式修正后，测试数据就很重复了。在后来的各批抽测中，在不同的地点测试皆能保持数据的合理一致性（常常看到国内外文章上一些天线的增益测试数据偏高，通常并不见得是他的天线有多好，可能未进行修正，公布的是测试中的最大值）。

9.5 其他几个具体问题

1. **极化问题** 由于参考天线是半波振子，因此只宜在水平极化下应用，否则半波振子的馈电电缆外皮上将会有感应电流，从而破坏了半波振子的参考意义，因此即使是垂直极化天线，也最好转过来按水平极化测试。若一定要在垂直极化下测试，则参考天线必须换带扼流套的振子，频率高时最好用标准增益喇叭。

2. **被测天线是用作发射还是用作接收问题** 用作接收会方便一些，因为这样作可以与波瓣记录仪放在一个地点，但这样作有一个前提，就是被测天线应该是基本匹配的（譬如说驻波比 ≤ 1.5 ）。否则应采用发射法以便对两个天线的发射功率进行监测，并代入增益公式进行修正。

3. **参考天线与端射天线的相对位置问题** 在用比较法测天线增益时，假如天线不大并且移



开很方便的话，则两个天线可先后放在同一地点上。假如天线不能移开，则有个 d 与 r 的问题（右图）。只要测试距离够远，由 r 引起的幅度差异是不大的，也是可以估算的。 R 方向带来的起伏主要是空间驻波。

严格地讲，应找出八木天线的相位中心，但一般可将半波振子放在激励元附近，然后前后移动（或摆动）测出空间驻波即可。

至于 d 的决定，宜适当大一些。可在不同的 d 上测空间驻波，起伏在一分贝内即可，只要大部分频率点好就行，有时个别频率上起伏达三分贝，再拉远也不行时则只好作罢。一般说来天线 90° 方向场强很弱只要适当拉开些即可。

4. 步骤（以接收法为例）

- 将半波振子调到测试频率的相应长度上（略短于 $\lambda/2$ ），使其驻波比 ≤ 1.2 。
- 检查被测天线驻波，若大于 1.5（要求低时不妨到 2），则应调好或采用发射法修正入射功率。
- 信号天线开始发射，大致看看半波振子收到的信号强度，只要检测设备有足够大的读数，而且读数稳定的话，尽量将信号天线架低。
- 将半波振子前后移动（或摆动） $\lambda/2$ ，记下最大值 $P_{\text{大}}$ 与最小值 $P_{\text{小}}$ 。
- 将检测设备接到被测天线，使天线方位对准信号天线，然后下俯找到最大值（假如天线能俯仰的话），记下信号强度 P_{r}

$$\text{被测天线增益 } G_{\text{dBd}} = P_{\text{r}}\text{dB} - (P_{\text{大}}\text{dB} + P_{\text{小}}\text{dB}) / 2$$

注：这里假定读数全用分贝表示，若用倍数表示则应用 $G_{\text{r}} = 1.64\sqrt{G_{\text{大}}G_{\text{小}}}$ 。

9.6 结束语

天线参数测试中，测增益是个需要认真对待的问题，否则难以得到可信的结果。关于空间驻波修正的测试方法自 1965 年提出以来，我单位一直沿用。也曾介绍给来单位参观的同志，并写入产品技术总结。考虑到有人不熟悉此法，特写出供参考。

附录：常用公式与表格

1. 常用公式

(1) 交流电压有效值 V_e =电压最大值 $V_m/\sqrt{2}$

交流电压峰峰值 $V_{pp}=2V_m=2\sqrt{2}V_e$

功率 $P=V_e^2/R$ (负载电阻)= $V_{pp}^2/8R$

$\text{dBm}=10\log(P/\text{mW})$

(2) 波长 λ 与频率 f 的乘积等于光速, 即 $\lambda f=3\times 10^8\text{m/s}$, 或 $\lambda=300(\text{m})/f(\text{MHz})$ 。后面有频段划分与波长对照表。

(3) 同轴线特性阻抗 $Z_C=\frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}}\ln\frac{D}{d}$, 式中 D 为外导体内径, d 为内导体外径, ϵ_e 为

有效介电常数。 Z_C 泛指一般特性阻抗, 而 $Z_C=50\Omega$ 时, 通常称为 Z_0 。

(4) 反射系数 $\Gamma=\frac{Z_L-Z_0}{Z_L+Z_0}=|\Gamma|\angle\varphi$, 这是最基本的公式, 矢量网络分析仪能测量

反射系数的幅值 $|\Gamma|$ 与相位角 $\angle\varphi$, 然后经过计算得到其他参数。

(5) 驻波比 $\rho=\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$ 是一个最常见的指标, 它表征了线上最大电压与最小电压

的比值。这是以往测量线时代留下来的一个名词, 大家已经习惯了。

(6) 回损 $RL=20\log|\Gamma|$

注: 三个参数 Γ 、 ρ 与 RL 都是用来表征系统匹配情况的, 常用的对照关系见后面的表。

2. 功率、dBm 与 50 Ω 线上电压对照表 (见 页)

3. 频段划分与波长对照表 (见 页)

4. 常用 ρ 、 RL 与 $|\Gamma|$ 对照表 (见 页)

5. 反射不确定度-40dB 时测试正常示值范围 (见封三)

功率、dBm 与 50 Ω 线上电压对照表

功率	dBm	电压（有效值）	电压（峰峰值）
1000000W=1MW	90	7.07 KV	20 KV
100000W=100KW	80	2.236 KV	6.325 KV
10000W=10KW	70	0.707 KV	2 KV
1000W=1KW	60	223.6 V	632.5 V
100W	50	70.7 V	200 V
10W	40	22.36 V	63.25 V
1W	30	7.07 V	20 V
100mW=10 ⁻¹ W	20	2.236 V	6.325 V
10mW=10 ⁻² W	10	0.707 V	2 V
1mW=10 ⁻³ W	0	223.6 mV	632.46 mV
100 μ W=10 ⁻⁴ W	-10	70.7 mV	200 mV
10 μ W=10 ⁻⁵ W	-20	22.36 mV	63.25 mV
1 μ W=10 ⁻⁶ W	-30	7.07 mV	20 mV
100nW=10 ⁻⁷ W	-40	2.236 mV	6.325 mV
10nW=10 ⁻⁸ W	-50	0.707 mV	2 mV
1nW=10 ⁻⁹ W	-60	223.6 μ V	632.46 μ V
100pW=10 ⁻¹⁰ W	-70	70.7 μ V	200 μ V
10pW=10 ⁻¹¹ W	-80	22.36 μ V	63.25 μ V
1pW=10 ⁻¹² W	-90	7.07 μ V	20 μ V
100fW=10 ⁻¹³ W	-100	2.236 μ V	6.325 μ V
10fW=10 ⁻¹⁴ W	-110	0.707 μ V	2 μ V
1fW=10 ⁻¹⁵ W	-120	223.6 nV	632.46 nV
100aW=10 ⁻¹⁶ W	-130	70.7 nV	200 nV
10aW=10 ⁻¹⁷ W	-140	22.36 nV	63.25 nV
1aW=10 ⁻¹⁸ W	-150	7.07 nV	20 nV

频段划分与波长对照表

频率 f	100 KHz	200 KHz	300 KHz	400 KHz	500 KHz	长波
波长 λ	3000 m	1500 m	1000 m	750 m	600 m	
频率 f	0.5 MHz	1 MHz	1.5 MHz	2 MHz	3 MHz	中波
波长 λ	600 m	300 m	200 m	150 m	100 m	
频率 f	3 MHz	6 MHz	12 MHz	25 MHz	30 MHz	高频 短波
波长 λ	100 m	50 m	25 m	12 m	10 m	
频率 f	30 MHz	60 MHz	120 MHz	250 MHz	300 MHz	甚高频 米波
波长 λ	10 m	5 m	2.5 m	1.2 m	1 m	
频率 f	300 MHz	450 MHz	600 MHz	750 MHz	1000 MHz	超高频 分米波
波长 λ	100 cm	75 cm	50 cm	40 cm	30 cm	
频率 f	1000 MHz	1250 MHz	1500 MHz	1600 MHz	2000 MHz	S 波段 10 公分波段
波长 λ	30 cm	24 cm	20 cm	18.75 cm	15 cm	
频率 f	2000 MHz	2400 MHz	2500 MHz	3000 MHz	4000 MHz	L 波段
波长 λ	15 cm	12.5 cm	12 cm	10 cm	7.5 cm	
频率 f	4 GHz	5 GHz	6 GHz	7.5 GHz	8 GHz	C 波段 5 公分波段
波长 λ	7.5 cm	6 cm	5 cm	4 cm	3.75 cm	
频率 f	8 GHz	9 GHz	10 GHz	11 GHz	12 GHz	X 波段 3 公分波段
波长 λ	3.75 cm	3.33 cm	3 cm	2.73 cm	2.5 cm	
频率 f	12 GHz	13 GHz	15 GHz	16 GHz	18 GHz	K _U 波段 两公分波段
波长 λ	2.5 cm	2.3 cm	2 cm	1.875 cm	1.66 cm	
频率 f	18 GHz	20 GHz	23 GHz	25 GHz	27 GHz	K 波段 大 1 公分波段
波长 λ	1.66 cm	1.5 cm	1.3 cm	1.2 cm	1.11 cm	
频率 f	27 GHz	30 GHz	33 GHz	37 GHz	40 GHz	K _a 波段 小 1 公分波段
波长 λ	1.11 cm	1 cm	0.9 cm	0.8 cm	0.75 cm	
频率 f	40 GHz	60 GHz	100 GHz	200 GHz	300 GHz	毫米波段
波长 λ	7.5 mm	5 mm	3 mm	1.25 mm	1 mm	

驻波比、回损与反射系数对照表

驻波比	回 损	反射系数
1.0	∞	0.0000
1.01	46.06	0.005
1.02	40.08	0.0099
1.03	36.60	0.0148
1.04	34.15	0.0196
1.05	32.25	0.0244
1.06	30.71	0.0291
1.07	29.41	0.0338
1.08	28.30	0.0385
1.09	27.31	0.0430
1.10	26.44	0.0476
1.11	25.65	0.0521
1.12	24.94	0.0566
1.13	24.49	0.0610
1.14	23.68	0.0654
1.15	23.13	0.0698
1.16	22.60	0.0740
1.17	22.12	0.0783
1.18	21.66	0.0826
1.19	21.23	0.0868
1.20	20.82	0.0909
1.30	17.69	0.1304
1.40	15.56	0.1667
1.50	13.98	0.2000
1.60	12.73	0.2308
1.70	11.72	0.2593
1.80	10.88	0.2657
1.90	10.16	0.3103
2.00	9.54	0.3333
3.00	6.02	0.5000
4.00	4.37	0.6000
5.00	3.52	0.6666
10.00	1.74	0.8182
∞	0.00	1.0000

回损、驻波比与反射系数对照表

回 损	驻波比	反射系数
60	1.002	0.0010
50	1.006	0.0032
45	1.011	0.0056
40	1.020	0.0100
38	1.025	0.0126
36	1.032	0.0158
34	1.041	0.0199
32	1.052	0.0251
30	1.065	0.0316
28	1.083	0.0398
26	1.106	0.0501
24	1.135	0.0631
22	1.173	0.0794
20	1.222	0.1000
19	1.253	0.1122
18	1.288	0.1259
17	1.329	0.1413
16	1.377	0.1585
15	1.433	0.1778
14	1.5	0.1995
13	1.577	0.2239
12	1.671	0.2512
11	1.785	0.2818
10	1.925	0.3162
9	2.1	0.3548
8	2.323	0.3981
7	2.615	0.4467
6	3.01	0.5012
5	3.57	0.5623
4	4.419	0.631
3	4.628	0.7079
2	8.724	0.7943
1	17.391	0.8913
0	∞	1.0000

反射不确定度-40dB 时测试正常示值范围

驻波比 标称值	回 损 标称值	驻波比 示值范围	回 损 示值范围 dB	反射系数 示值范围
1.00	∞	1.000~1.020	40.00~96.00	0.0000~0.0100
1.01	46.06	1.000~1.030	36.49~96.00	0.0000~0.0149
1.02	40.08	1.000~1.040	34.02~96.00	0.0000~0.0199
1.03	36.60	1.010~1.050	32.11~46.41	0.0047~0.0247
1.04	34.15	1.019~1.061	30.57~40.34	0.0096~0.0296
1.05	32.25	1.029~1.071	29.27~36.83	0.0143~0.0343
1.06	30.71	1.038~1.081	28.15~34.36	0.0191~0.0391
1.07	29.41	1.048~1.091	27.16~32.46	0.0238~0.0438
1.08	28.30	1.058~1.101	26.29~30.91	0.0284~0.0484
1.09	27.31	1.068~1.112	25.50~29.61	0.0330~0.0530
1.10	26.44	1.078~1.122	24.78~28.49	0.0376~0.0576
1.11	25.65	1.087~1.132	24.13~27.50	0.0421~0.0621
1.12	24.94	1.097~1.142	23.53~26.63	0.0466~0.0666
1.13	24.49	1.107~1.152	22.97~25.84	0.0510~0.0710
1.14	23.68	1.117~1.163	22.45~25.12	0.0554~0.0754
1.15	23.13	1.127~1.173	21.96~24.47	0.0597~0.0797
1.16	22.60	1.136~1.183	21.50~23.86	0.0640~0.0840
1.18	21.66	1.156~1.204	20.67~22.78	0.0725~0.0925
1.20	20.82	1.176~1.224	19.92~21.84	0.0809~0.1009
1.22	20.08	1.195~1.244	19.24~21.00	0.0890~0.1090
1.25	19.08	1.224~1.275	18.33~19.90	0.1011~0.1211
1.30	17.69	1.273~1.326	17.05~18.38	0.1204~0.1404
1.35	16.54	1.322~1.377	15.97~17.14	0.1389~0.1589
1.40	15.56	1.371~1.429	15.05~16.10	0.1566~0.1766
1.45	14.72	1.420~1.480	14.25~15.20	0.1736~0.1936
1.50	13.98	1.469~1.531	13.55~14.42	0.1900~0.2100
1.60	12.73	1.566~1.634	12.36~13.12	0.2207~0.2407
1.70	11.72	1.664~1.736	11.39~12.06	0.2492~0.2692
1.80	10.88	1.761~1.839	10.58~11.19	0.2757~0.2957
1.90	10.16	1.858~1.942	9.88~10.44	0.3003~0.3203
2.00	9.54	1.955~2.045	9.28~ 9.80	0.3233~0.3433

注：1. 本表为通用表格，适合于定向耦合器，反射电桥，驻波电桥，魔T等定向性为40dB的测试器件估计测试示值之用，在此范围内皆属正常。

2. 反射系数只在打印《反射》时出现，屏幕上无此读数。

3. 回损最大值为96，是因为PNA36系列最大只能到96，实际上回损大于50dB已经没有实际意义了。

矢量网络分析仪系列

序号	型 号	频率范围 (MHz)	功能配置	备 注
1	PNA3620	30~1600	单测试通道	黑白屏台式
2	PNA3621	30~3200	单测试通道	黑白屏台式
3	PNA3622	30~1600	双测试通道	黑白屏台式
4	PNA3623	30~3200	双测试通道	黑白屏台式
5	PNA3624	5~1000	单测试通道	黑白屏台式
6	PNA3625	5~1000	双测试通道	黑白屏台式
7	PNA3626	100~3600	单测试通道	黑白屏台式
8	PNA3627	100~3600	双测试通道	黑白屏台式
9	PNA3628D	0.001~120	单测试通道	黑白屏台式
10	PNA3628S	0.001~120	双测试通道	黑白屏台式
11	PNA3629D	30~6000	单测试通道	彩色屏台式
12	PNA3629S	30~6000	双测试通道	彩色屏台式
13	PNA3630D	5~2500	单测试通道	黑白屏台式
14	PNA3630S	5~2500	双测试通道	黑白屏台式
15	PNA3620P	30~1600	单测试通道	彩屏便携式
16	PNA3621P	30~3200	单测试通道	彩屏便携式
17	PNA3622P	30~1600	双测试通道	彩屏便携式
18	PNA3623P	30~3200	双测试通道	彩屏便携式
19	PNA3628DP	0.001~120	单测试通道	彩屏便携式
20	PNA3628SP	0.001~120	双测试通道	彩屏便携式

标量网络分析仪系列

序号	型 号	频率范围 (MHz)	功能配置	备 注
1	PNA3610	30~1600	单测试通道	黑白屏台式
2	PNA3611	30~1600	双测试通道	黑白屏台式
3	PNA3612	30~3200	单测试通道	黑白屏台式
4	PNA3613	30~3200	双测试通道	黑白屏台式
5	PNA3614	5~1000	单测试通道	黑白屏台式
6	PNA3615	5~1000	双测试通道	黑白屏台式
7	PNA3616	100~3600	单测试通道	黑白屏台式
8	PNA3617	100~3600	双测试通道	黑白屏台式
9	PNA3618D	0.001~120	单测试通道	黑白屏台式
10	PNA3618S	0.001~120	双测试通道	黑白屏台式

南京普纳科技设备有限公司

地址: 南京江东北路 301 号滨江广场 14 层 电话: 025-86200340、86200343、83418986

市场部: 025-86225090、86200301 传真: 025-86200323 网址: www.pna.com.cn