

了解矢量网络分析的 基本原理



引言

设计师和制造商通过网络分析过程，对复杂系统内部的元器件和电路进行电气性能测量。当这些系统传送含有信息内容的信号时，我们最关心的是如何最高效地将信号从一个点传送到另一个点，并且确保失真最小。矢量网络分析通过测量元器件对扫频和扫功率测试信号的幅度和相位的影响，精确表征这些元器件的特性。

在本应用指南中，我们将回顾矢量网络分析的基本原理。讨论的内容包括可以测量的常用参数，例如散射参数 (S 参数) 的概念。另外还回顾了传输线和史密斯圆图等射频基础知识。

通信系统中的测量

任何通信系统都必须考虑到信号失真的影响。虽然我们通常认为失真是由非线性效应引起的（例如从有用的载波信号产生的互调产物），不过纯线性系统也会引入信号失真。信号在经过线性系统时，线性系统可能会改变信号频谱分量的幅度或相位关系，从而改变信号的时间波形。

我们现在来更仔细地研究一下线性特性与非线性特性的区别。

线性器件会改变输入信号的幅度和相位(图 1)。进入输入端的正弦波会再次出现在输出端，频率保持不变。在这个过程中不会产生新的信号。有源和无源非线性器件都可能使输入信号发生频移，或增添其他频率分量，例如谐波和杂散信号。大输入信号会驱动正常情况下呈线性工作的器件进入压缩或饱和区域，表现出非线性特性。

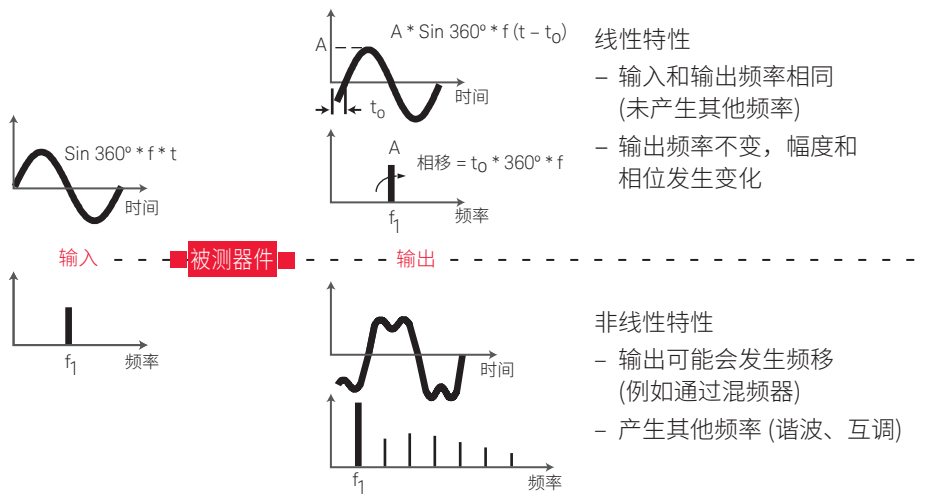


图 1. 线性与非线性特性对比

为了实现无失真的线性传输，被测器件 (DUT) 的幅度响应必须平坦，而相位响应在所需带宽上必须呈线性。例如，假设一个包含很大高频分量的方波信号通过一个带通滤波器，该滤波器会让选定频率通过且衰减小，而对通带之外的频率施加不同程度的衰减。

即使滤波器拥有线性相位性能，但方波的带外分量还是会发生衰减，从而使本例中的输出信号在本质上更接近正弦曲线 (图 2)。

如果同一个方波输入信号通过另一个滤波器，且该滤波器仅反转三次谐波的相位，而不改变谐波幅度，那么输出信号在本质上将更像是脉冲波形 (图 3)。尽管本例中的滤波器就是这种情况，不过取决于幅度和相位的非线性特性，输出波形通常总会出现一定的失真。

通信系统中的测量 (续)

$$F(t) = \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t$$

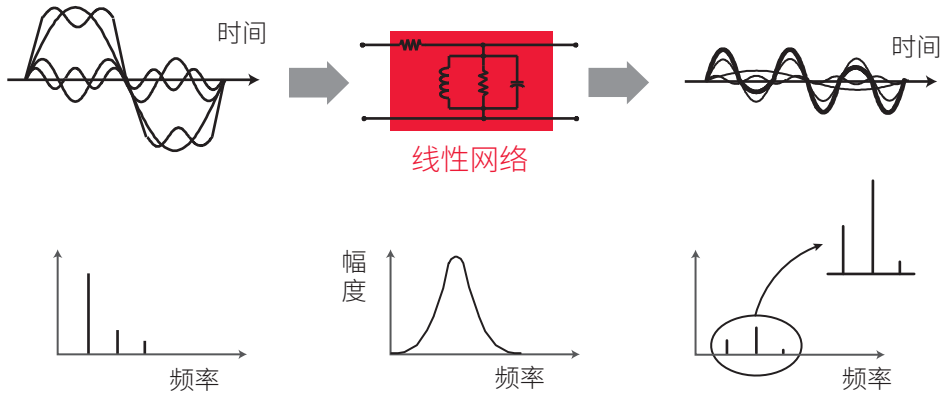


图 2. 不同频率下的幅度变化

$$F(t) = \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t$$

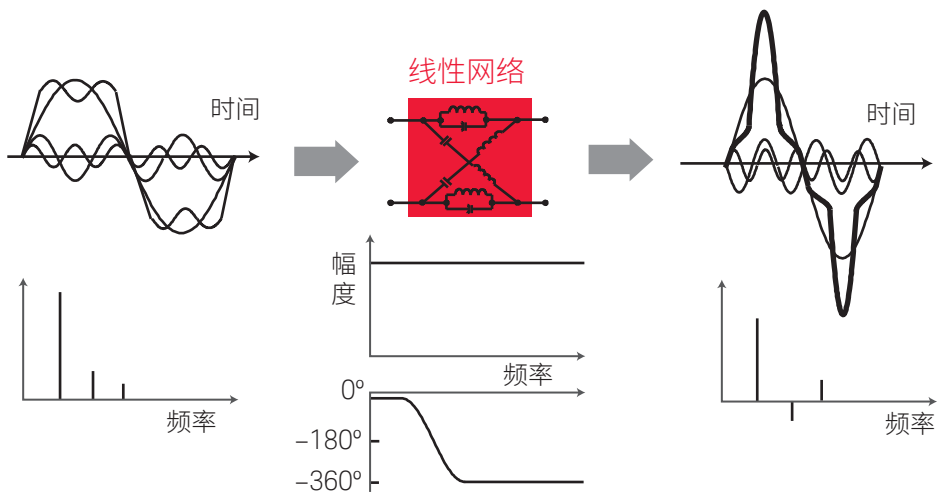


图 3. 不同频率下的相位变化

通信系统中的测量 (续)

非线性网络

饱和、交叉、互调和其他非线性效应
可能会造成信号失真。

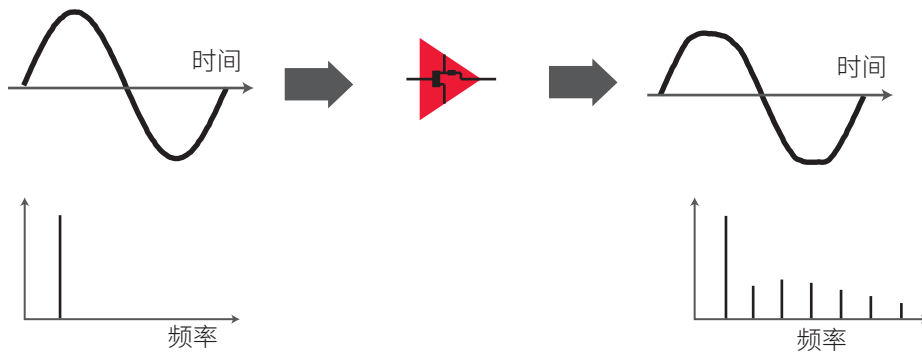


图 4. 非线性引起的失真

非线性器件也会带来失真 (图 4)。例如, 如果对放大器施加的激励过大, 那么放大器会达到饱和状态, 使输出信号发生削波。输出信号不再是单纯的正弦波, 在输入频率的倍频处会出现谐波。无源器件也可能在大功率电平下表现出非线性特性, 使用磁芯电感器的 L-C 滤波器就是一个典型的例子。磁性材料通常呈现高度非线性的滞后效应。

功率的有效传输是通信系统中的另一个基本问题。为了有效地传输、发射或接收射频功率, 传输线、天线和放大器等器件的阻抗必须与信号源匹配。当两个相连器件之间的输入和输出阻抗的实部和虚部不理想时, 就会发生阻抗失配。

矢量测量的重要性

测量信号分量的幅度和相位非常重要, 原因有几个。首先, 要想全面表征线性网络并确保无失真的传输, 必须要进行这两项测量。为了设计有效的匹配网络, 必须测量复阻抗。工程师在为计算机辅助工程 (CAE) 电路仿真程序开发模型时, 需要幅度和相位数据才能建立精确的模型。

此外, 时域表征需要幅度和相位信息, 以便执行傅立叶逆变换。矢量误差校正通过消除测量系统固有误差的影响, 可以提高测量精度, 但它也需要幅度和相位数据来建立有效的误差模型。为了达到高精度, 甚至是在标量测量 (例如回波损耗) 中, 相位测量功能也非常重要 (请参阅是德科技应用指南《在网络分析仪测量中应用误差校正》, 5965-7709 CHCN)。

入射与反射功率的基础知识

矢量网络分析的基本形式包括测量沿传输线传播的入射波、反射波和传输波。我们在此使用光波长作为类比，当光照射到透镜上时（入射能量），一部分光会从透镜表面反射回去，但大部分光会继续穿过透镜（传输能量）（图 5）。如果透镜的表面是镜面的，则大部分光线会反射回去，只有极少或没有任何光线穿过透镜。

虽然射频和微波信号的波长不同，但原理是相同的。矢量网络分析仪可以精确地测量入射、反射和传输的能量，例如发射到传输线上的能量、由于阻抗失配而沿着传输线反射回信号源的能量，以及成功传输到最终设备（例如天线）的能量。

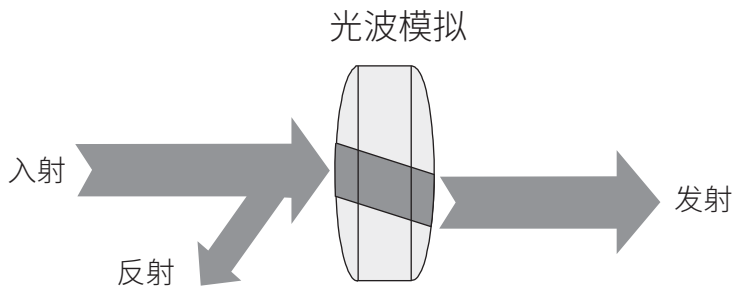


图 5. 光波与高频器件表征的类比

史密斯圆图

表征器件时，发生的反射数量由入射信号“看到”的阻抗决定。阻抗可以用实部和虚部来表示 ($R + jX$ 或 $G + jB$)，因此我们可以在一个称为阻抗复平面的矩形网格上绘制出阻抗。不过，开路（一种常见的射频阻抗）出现在实轴的无穷远处，因此无法显示出来。

此时我们可以使用极坐标图，因为它能够覆盖整个阻抗面。它不是直接绘制复值反射系数的阻抗图，而是以矢量形式显示。矢量的幅度是其距离显示中心的距离，矢量与从中心点到最右边的直线之间的角度即为相位。极坐标图的缺点是不能直接从显示图中读取阻抗值。

由于复阻抗与反射系数之间有一一对应的关系，故阻抗复平面的正实半部分可以映射到极坐标显示图，结果便形成了史密斯圆图。所有电抗值和从 0 到无限大的所有正电阻值均落在史密斯圆图内（图 6）。

在史密斯圆图上，恒定电阻的轨迹表现为圆，而恒定电抗的轨迹表现为圆弧。史密斯圆图上的阻抗始终归一化为所关注的元器件或系统的特征阻抗，对于射频和微波系统来说通常是 $50\ \Omega$ ，对广播和有线电视系统则为 $75\ \Omega$ 。理想的终端位于史密斯圆图的中心。

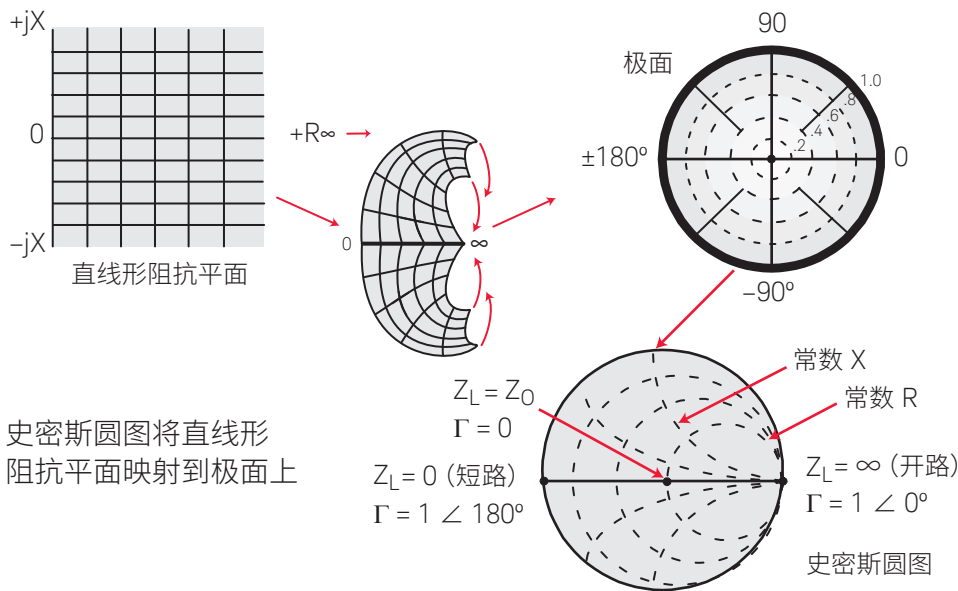


图 6. 史密斯圆图回顾

功率传输的条件

假设源电阻为 R_S ，负载电阻为 R_L ，为了将最大功率传送到负载，两个器件之间的连接必须满足理想的匹配条件。无论激励是直流电压源还是射频正弦波源，只要 $R_L = R_S$ ，就能实现这一条件（图 7）。

如果源阻抗不是纯电阻，那么，只有当负载阻抗等于源阻抗的复数共轭时，才能实现最大功率传送。通过对阻抗虚部取反号，可以满足这一条件。例如，若 $R_S = 0.6 + j 0.3$ ，则复数共轭为 $R_S^* = 0.6 - j 0.3$ 。

使用高频传输线的主要原因之一是需要高效率地传送功率。如果频率很低（波长非常长），那么简单的导线便足够传导功率。导线的电阻相当小，对低频信号的影响也很小。无论在导线上何处进行测量，得到的电压和电流值均相同。

在较高频率上，波长与高频电路中导体的长度相当或者更小，而可以认为功率是以行波方式传输的。当传输线以其特性阻抗端接时，传送至负载的功率最大。若端接负载与特性阻抗不相等，则未被负载吸收的那部分信号将被反射回信号源。

若传输线的端接负载等于其特性阻抗，则所传输的功率均被负载所吸收，不会产生任何反射信号（图 8）。观察射频信号包络随传输线距离的变化，结果未发现任何驻波，这是因为没有反射，能量只朝一个方向流动。

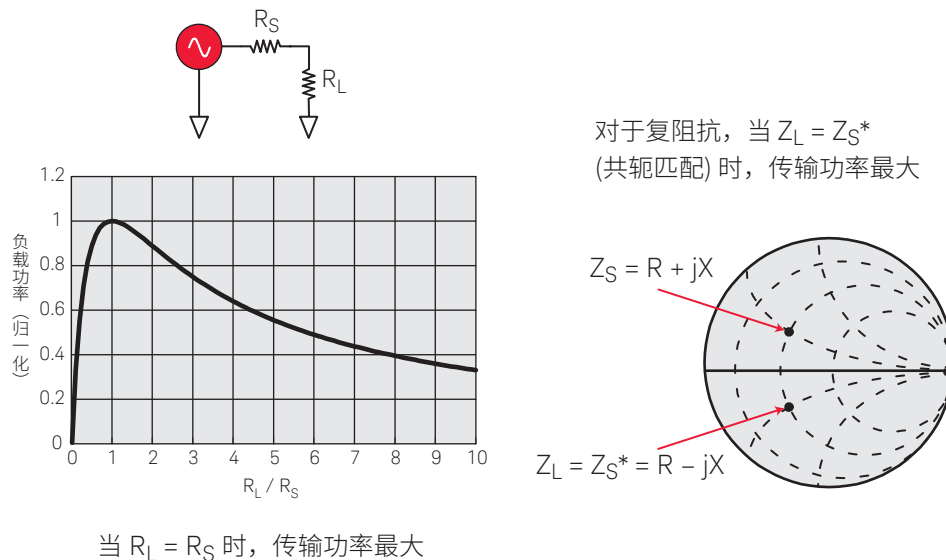


图 7. 功率传送

功率传送条件 (续)

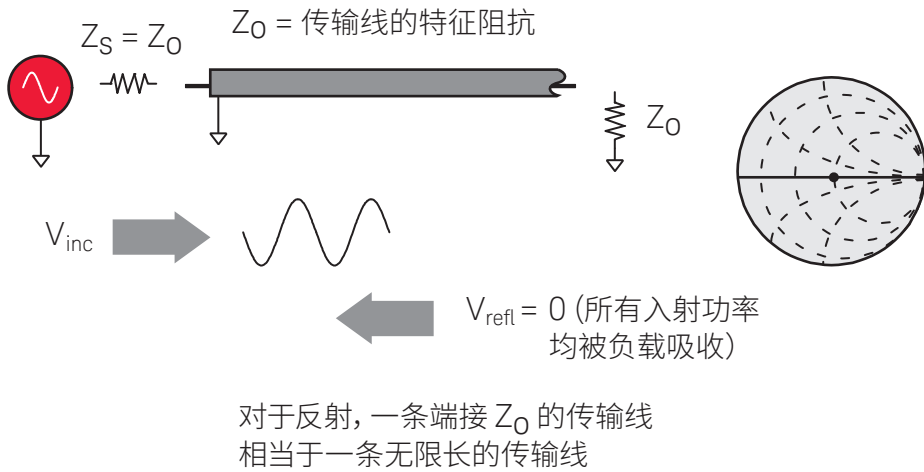


图 8. 用 Z_0 端接的传输线

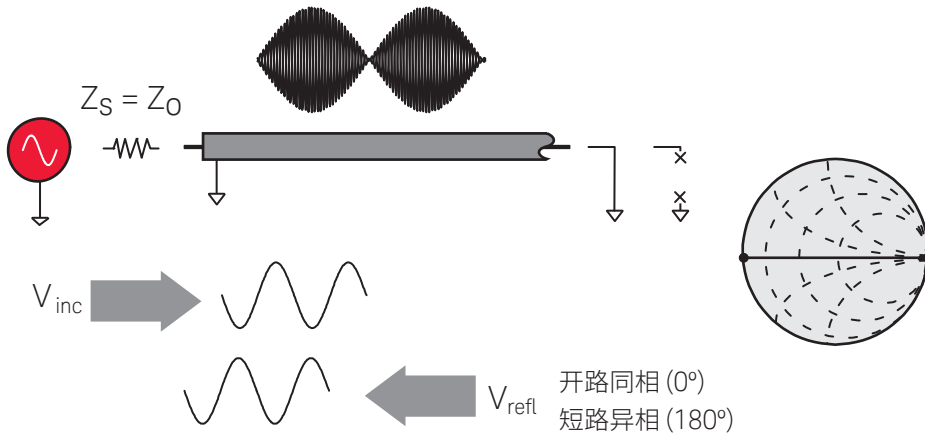
当传输线用短路端接时 (短路不能维持电压, 因而耗散功率为零), 反射波会沿传输线返回到信号源 (图 9)。在负载平面处, 反射电压波的幅度必然等于入射电压波幅度, 而相位则相差 180° 。反射波与入射波幅度相等, 但方向相反。

若传输线以开路端接 (开路没有电流), 则在负载面上, 反射电流波的相位将与入射电流波相差 180° , 而反射电压波与入射电压波同相。这样可以保证在开路处的电流为 0。反射电流波和入射电流波的幅度相等, 传播方向相反。无论是短路还是开路, 传输线上都会产生驻波。电压谷值将为 0, 而电压峰值将为入射电压电平的 2 倍。

若在传输线终端接一个 25Ω 电阻器, 使传输线介于全吸收和全反射之间的状态, 则一部分入射功率被吸收, 另一部分入射功率被反射。在负载面处, 反射电压波的幅度将是入射波幅度的 $1/3$, 且两种波的相位相差 180° 。驻波的谷值不再为 0, 而峰值则小于短路和开路时的峰值。峰值和谷值之比将为 2:1。

以往确定射频阻抗的方法是使用射频探头/检波器、一段开槽传输线和一个 VSWR (电压驻波比) 测试仪来测量 VSWR。当探头沿传输线移动时, 测试仪会记下峰值和谷值的相对位置和数值。根据这些测量结果, 便可推导出阻抗。您可以在不同频率下重复执行此测量步骤。现代矢量网络分析仪能在频率扫描期间直接测量入射波和反射波, 然后以多种格式 (包括 VSWR) 显示阻抗结果。

功率传送条件 (续)



对于反射，一条端接短路或开路的传输线
将所有功率全部反射回信号源

图 9. 短路、开路端接的传输线

矢量网络分析的术语

在掌握了电磁波的基本知识之后，我们还必须了解测量常用的术语。在矢量网络分析仪的术语中，一般用参考通道 (R) 表示入射波的测量结果。A 通道负责测量反射波，B 通道负责测量传输波 (图 10)。在知道了这些波的幅度和相位信息之后，便能定量描述被测器件 (DUT) 的反射特性和传输特性。反射特性和传输特性可以用矢量 (幅度和相位)、标量 (只有幅度) 或纯相位表示。例如，回波损耗是反射的标量测量结果，而阻抗则是反射的矢量测量结果。我们也可以使用比值测量法进行反射和传输测量，这样可以避免受到绝对功率以及源功率随频率变化产生的影响。反射量的比值通常用 A/R 表示，而传输量的比值为 B/R ，它们与仪器中的测量通道有关。

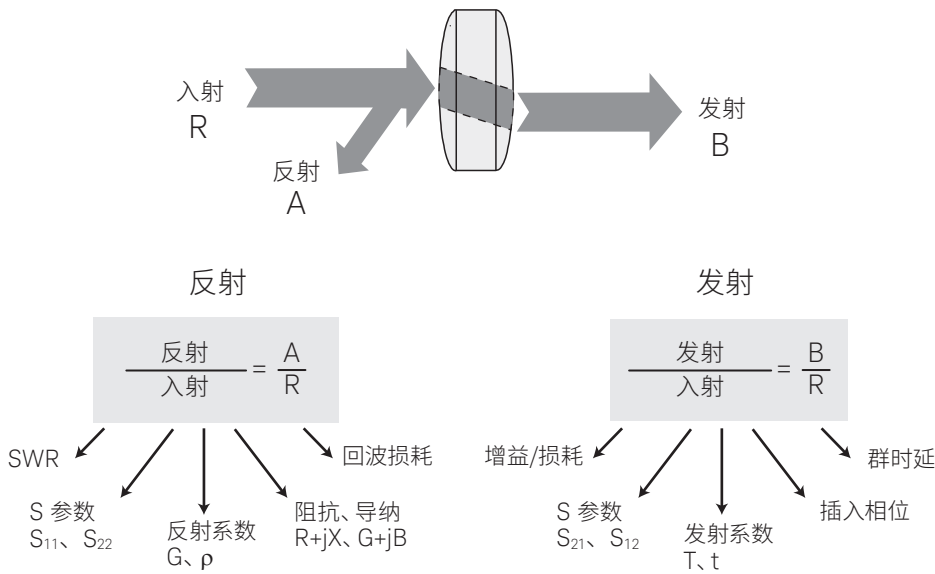


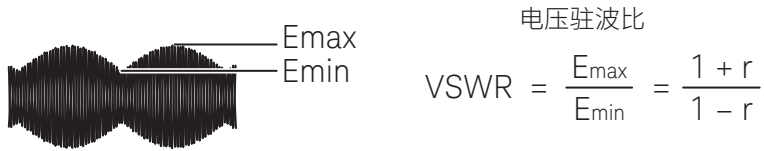
图 10. 高频器件表征的常用术语

表示反射量比值的最常用术语是复反射系数 Γ 或 gamma (图 11)。 Γ 的幅值称为 ρ 或 rho。反射系数是反射信号电压电平与入射信号电压电平之比。例如，端接特性阻抗 Z_0 的传输线将把全部能量传送至负载，所以 $V_{\text{refl}} = 0$, $\rho = 0$ 。当负载阻抗 Z_L 不等于特性阻抗时，能量会发生反射， $\rho > 0$ 。当负载阻抗等于短路或开路时，全部能量都被反射， $\rho = 1$ 。因此， ρ 的取值范围为 0 至 1。

矢量网络分析的术语 (续)

$$\text{反射系数 } \Gamma = \frac{V_{\text{reflected}}}{V_{\text{incident}}} = \rho \angle \Phi = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$\text{回波损耗} = -20 \log(\rho), \rho = |\Gamma|$$



无反射 ($Z_L = Z_0$)		全反射 ($Z_L = \text{开路、短路}$)
0	ρ	1
∞ dB	RL	0 dB
1	VSWR	∞

图 11. 反射参数

回波损耗是以对数形式 (dB) 表示反射系数的一种方法。回波损耗是反射信号低于入射信号的 dB 数。回波损耗总是为正数，介于无限大 (使用特性阻抗负载端接) 和 0 dB (开路或短路端接) 之间。另一个表示反射的常用术语是电压驻波比 (VSWR)，它定义为射频包络的最大值与最小值之比。它等于 $(1 + \rho)/(1 - \rho)$ 。VSWR 的数值范围为 1 (无反射) 到无限大 (全反射)。

传输系数的定义为总发射电压除以入射电压 (图 12)。若发射电压的绝对值大于入射电压的绝对值，则意味着被测器件或系统有增益。若发射电压的绝对值小于入射电压的绝对值，则意味着被测器件或系统有衰减或插入损耗。传输系数的相位部分称为插入相位。

矢量网络分析的术语 (续)



$$\text{发射系数} = T = \frac{V_{\text{Transmitted}}}{V_{\text{Incident}}} = \tau \angle \phi$$

$$\text{插入损耗 (dB)} = -20 \text{ Log} \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = -20 \log \tau$$

$$\text{增益 (dB)} = 20 \text{ Log} \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = 20 \log \tau$$

图 12. 传输参数

通常，直接考察插入相位并不能提供有用信息。这是因为，由于被测器件的电长度，使插入相位相对于频率具有很大的（负）斜率。此斜率与被测器件的电长度成正比。由于与线性相位的这一偏差是唯一能引起通信系统失真的原因，故要求去掉相位响应的线性部分，以便对余下的非线性部分进行分析。为此，可以使用矢量网络分析仪的电气时延特性自动抵消被测器件的平均电长度。结果可以得到相位失真或偏离线性相位的高分辨率显示（图 13）。

使用电时延消除相位响应的线性部分

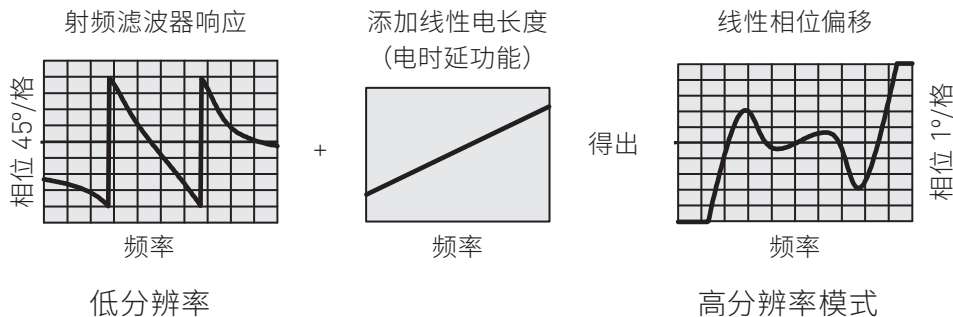


图 13. 线性相位偏移

测量群时延

衡量相位失真的另一个有用指标是群时延 (图 14)。这个参数测量的是信号通过被测器件的传输时间随频率的变化。通过对被测器件的相位响应随时间的变化取微分, 可以计算出群时延。它将相位响应的线性部分简化为一个恒定值, 再将相对线性相位的偏离变换为相对恒定群时延的偏离 (这将引起通信系统中的相位失真)。平均时延代表信号通过被测器件的平均传输时间。

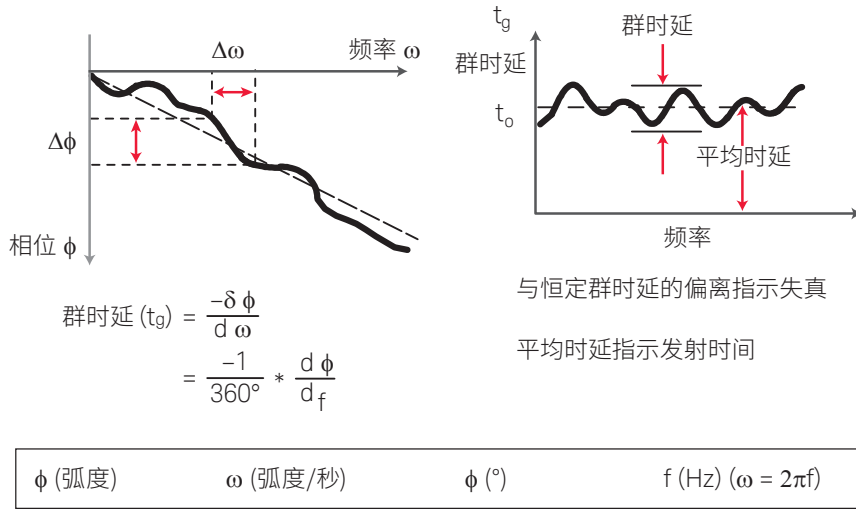
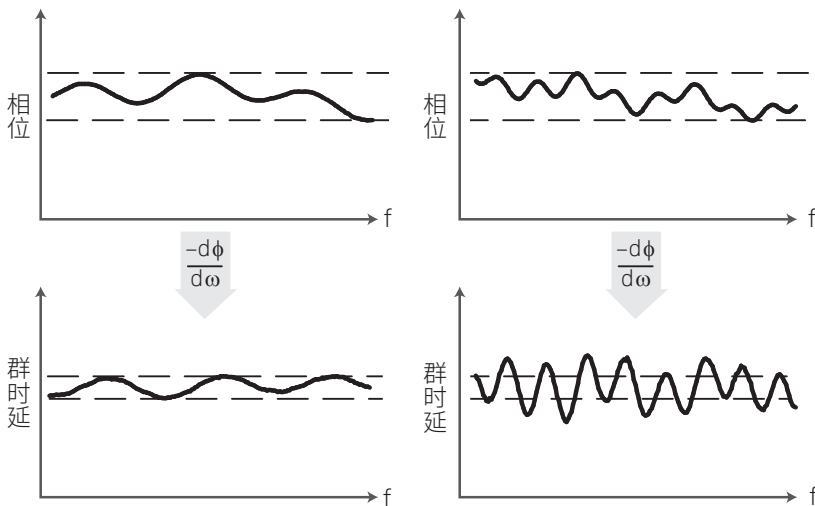


图 14. 什么是群时延?

依据器件的不同, 与线性相位的偏离和群时延都有可能需要测量, 因为两者都很重要。规定器件中的最大峰峰值相位波动可能不足以全面反映器件的特性, 因为相位波动的斜率取决于每单位频率发生的波动次数。群时延则考虑了这种情况, 因为它是经微分的相位响应。利用群时延往往更便于说明相位失真的迹象 (图 15)。



同一个峰峰值相位纹波可以导致不同的群时延

网络表征

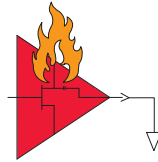
为了全面表征一个未知的线性二端口器件，我们必须在不同的条件下进行测量并计算一组参数，即使源和负载条件与测量时的条件不相同，这些参数也能用来全面描述所测试器件（或网络）的电气特性。低频器件或网络的表征通常是建立在测量 H、Y 和 Z 参数的基础上，为此，必须测量器件的输入或输出端口上或网络节点上的总电压和总电流，而且，测量必须在开路状态和短路状态下进行。

由于高频总电流或总电压很难测量，故通常用测量 S 参数来代替（图 16）。这些 S 参数与我们熟悉的一些测量（如增益、损耗和反射系数）均有联系。它们的测量比较简单，并且无需将多余的负载连接到被测器件上。测得的多个器件的 S 参数可以进一步做矩阵运算，预测整个系统的性能。S 参数无论在线性或非线性 CAE 电路仿真工具中都非常容易使用，而且根据需要还可从 S 参数导出 H、Y 和 Z 参数。

一个给定器件的 S 参数数量等于端口数的平方。例如，二端口器件有 4 个 S 参数。S 参数的编号习惯是，S 之后的第一个数字是能量出射的端口，而第二个数字则是能量进入的端口。因此， S_{21} 表示在对端口 1 施加射频激励之后，从端口 2 输出的功率。当数字相同时（例如 S_{11} ），便表示为反射测量。

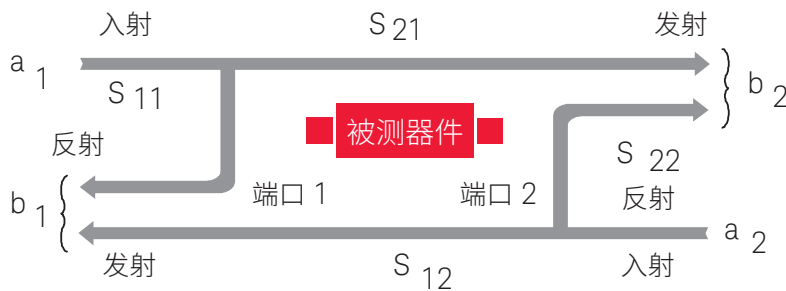
H、Y 和 Z 参数

- 在高频器件端口，我们很难测量总电压和总电流
- 有源器件可能会由于短路或开路而产生振荡或自损坏



S 参数

- 与熟悉的测量（增益、损耗、反射系数等）相关
- 相对容易测量
- 可以级联多个器件的 S 参数以预测系统性能
- 便于分析
 - CAD 程序
 - 流程图分析
- 如果需要，可以从 S 参数计算出 H、Y 或 Z 参数



$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$$
$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

图 16. H、Y 和 Z 参数的局限性（为什么使用 S 参数）

相关文献

网络分析仪体系结构的探讨, 应用指南,
5965-7708CHCN

对网络分析仪测量应用误差校正, 应用指南,
5965-7709CHCN

网络分析仪测量: 滤波器和放大器示例, 应用指南,
5965-7710CHCN



绿测科技有限公司

广州总部: 广州市番禺区陈边村金欧大道83号江潮创意园A栋208室
深圳分公司: 深圳市龙华区龙华街道 油松社区东环一路1号耀丰通工业园1-2栋2栋607
南宁分公司: 广西自由贸易试验区南宁片区五象大道401号五象航洋城1号楼3519号
广州分公司: 广州市南沙区凤凰大道89号中国铁建·凤凰广场B栋1201房
电话: 020-2204 2442
传真: 020-8067 2851
邮箱: Sales@greentest.com.cn
官网: www.greentest.com.cn



微信视频号



绿测科技订阅号



绿测工场服务号