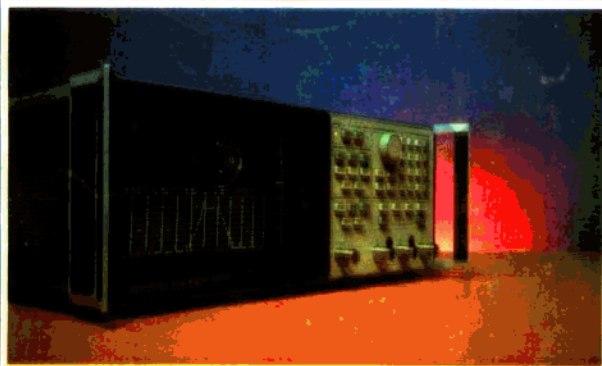


惠普应用指南

电子测量与仪器系列丛书

14

惠普最新的网络分析仪

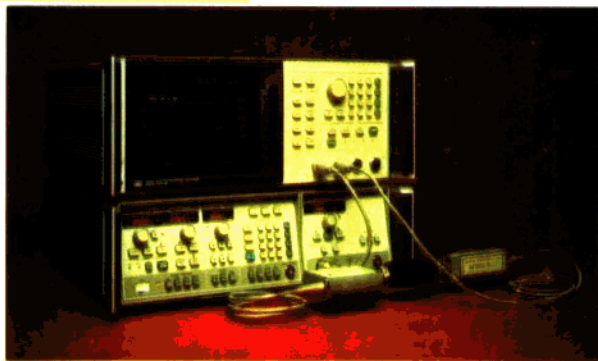


HP8753 A 网络分析仪

- 高分辨率显示
- 直接绘图和打印输出
- 内部有自测诊断
- HP-IB全部程控

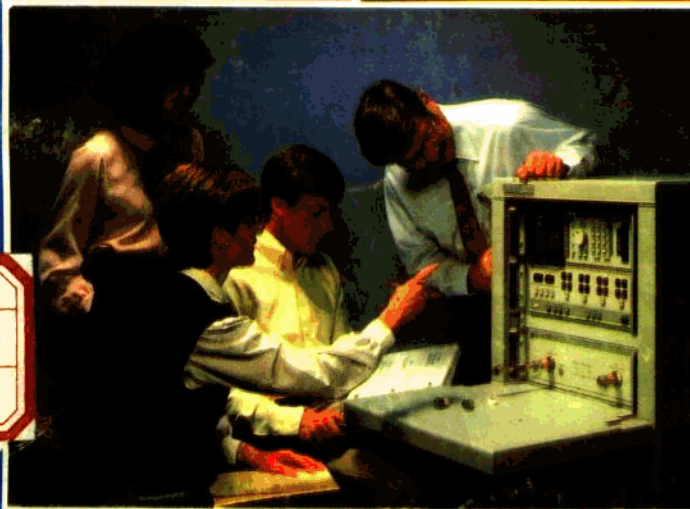
HP8757 A 标量网络分析仪

- 性能极佳、操作方便、价格低廉
- 用途广、功能强
- 配上计算机可实现全自动测量



HP8510 B 网络分析仪

- 用户不必使用计算机便可存储更多的数据
- 快速处理可使频域和时域测量更为『实时』
- 新的校准方法和标准提高测量精度和方便性



电子测量与仪器系列丛书

惠普应用指南

第14集 (内部资料)

目 录

S参数设计法 (HPAN 154)	(1)
-------------------	-------

第一章 微波基础复习I	(2)
第二章 微波基础复习II	(11)
第三章 S参数测量	(19)
第四章 高频放大器的设计	(26)

信号分析基础 (HPAN 243)	(38)
-------------------	--------

第一章 前言	(38)
第二章 时间域、频率域及模态域: 不同的透视方法	(38)
第三章 理解动态信号分析法	(52)
第四章 动态信号分析仪的使用	(70)
附录A: 傅里叶变换数学基础	(81)
附录B: 有关的 HP 应用指南	(83)

HP微波信号源性能综合比较 (HPAN 329)	(84)
--------------------------	--------

封面产品介绍	(95)
--------	--------

中国惠普公司简介	(97)
----------	--------

中国电子学会电子测量与仪器咨询开发中心编(北京4505信箱6分箱)

印刷: 北京市建华印刷厂

1987年8月

S 参数设计法

(HPAN154)

北京工业学院 讲师 王 璠 译
研究生 梁晓鹏
教授 汤世贤 校

绪 言

微波工程师和电路设计师们已经认识到他们需要高频固体电路的设计技术，因为他们要设计能在越来越高的频率下工作的固体电路。

微波晶体管以及HP的网络分析仪的问世，为这些工程师们的工作提供了方便。HP的网络分析仪能在微波频段内测得全部网络特性。

HP微波工厂的实验室工作人员已建立了一个高频电路设计讲座，用以帮助遍及世界各地的研究与发展实验室的同行们。这种讲座在美国及欧洲的一些地方已经出现。

总结举办这种新颖的讲座所获得的经验，我们把它制成了一部由四个部分组成的录象磁带，称为“S参数设计讲座”。尽管高频电路的设计技术在不断地发展变化，但它所依据的基本概念则是相对不变的。

“S参数设计讲座”的内容如下：

A. S参数设计技术 I (1D*800586)

1. “微波基础复习 I”

讲座的这部分复习下列内容：

- 传输线理论
- S参数
- 史密斯圆图
- RL—RC—RLC电路的频率响应

2. “微波基础复习 II”

这部分介绍下列基本概念：

- 由散射参数到传输参数或T参数
- 信号流图
- 电压增益与功率增益的关系
- 稳定性的考虑

B. S参数设计技术 II (1D*800600)

1. “S参数的测量”

这部分内容包括微波晶体管的特性以及用来测量这些特性的网络分析仪的特性。

2. “高频放大器的设计”

“讲座”这部分是关于等增益圆和等噪声系数圆的理论。现行的三种放大器电路的设计都应用了这种理论。

由于这份应用指南是完全按照那部录象磁带的顺序而写的，因而，多少有点非正规的形式。

这个“讲座”所包括的大部分材料，也就是这份应用指南中的大部分内容，在标准的电气工程教科书中及其它HP应用指南中已有更为详细的论述。

这份应用指南的价值就在于它把目前世界各地的研究与发展实验室中所应用的高频电路设计的基本原理归纳到了一起。

当你继续进行高频电路设计的研究时，我们相信应用指南154以及“S参数设计讲座”的录象将会对你有所帮助。

第一章 微波基础复习-I

概 述

HP的S参数设计讲座的第一部分介绍一些在分析和设计高频网络时所用到的基本概念。

这些基本概念在高频情况下是非常有用的,因为这时必须考虑的是分布参数的概念,而不是集总参数的概念。我们将讨论:

(1) 散射参数或称S参数, (2) 电压增益与功率增益的关系, (3) 用S参数表示的两端口网络的稳定准则, (4) 复习史密斯圆图。

网络特性

S参数基本上是一种表征n端口网络特性的工具。通过复习一些传统的网络分析方法,我们就会懂得为什么在高频情况下有必要采用另一种方法来表示网络特性。

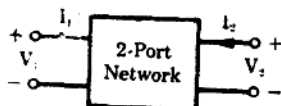


图 1

一个两端口器件(图1)可以用一些参数组来表示。我们大家较熟悉的有H、Y和Z参数(图2)。所有这些网络参数都与每个端口的总电压和总电流有关。这些电压和电流就是网络变量。

各种参数的区别只是自变量和因变量选择的不同。而这些参数却都是用来联系这些变量的常数。

为了了解通过测量来确定这类参数的方法,让我们先以H参数为例。让 V_2 等于零时,即用一短路器接在网络输出端口时,

H-Parameters

$$\begin{aligned} V_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{aligned}$$

Y-Parameters

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\ I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \end{aligned}$$

Z-Parameters

$$\begin{aligned} V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{aligned}$$

图 2

H_{11} 就可确定。即为 V_1 与 I_1 的比,也就是合成网络的输入阻抗。当输入端口开路时,通过测量 V_1 与 V_2 的比值即可确定 H_{12} (图3)。这里值得注意的是,在进行这些测量时,短路和开路都是必要条件。

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0}, \quad h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0}$$

图 3

当频率越来越高时,就会出现下列一些问题:

1. 设备不易测得网络端口的总电压和总电流。
2. 在一较宽的频带内难以实现开路和短路。

3. 像晶体管和隧道二极管这一类有源器件在短路和开路状态下常常是不稳定的。

为此,需要某种能够解决这些问题的表示方法。在这些频率下所用的合乎逻辑的变量应是传输波,而不是总电压和总电流。

传输线

现在我们来研究行波的特性。高频系统中的功率源所发出功率的一部分通过传输线传给负载(如图4)。

电压、电流和功率都可认为是沿着传输线向两个不同的方向传输的波。有一部分入射到负载上的波将被反射回来,成为向源传输的波,随后又从源再反射回来(如果 $Z_L \neq Z_0$),结果就在传输线上形成了驻波,

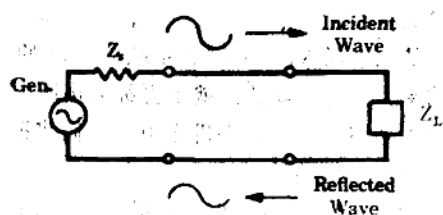


图 4

如果传输的横截面都是一致的、均匀的，就可把每单位长度的传输线等效为一个串联阻抗和一个并联导纳的形式(如图5)。

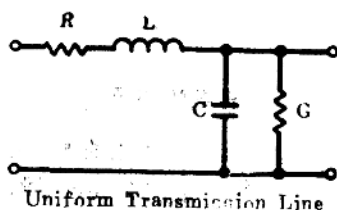


图 5

对于一节无耗传输线，可简单地等效为一个串联电感和一个并联电容。而无耗线的特性阻抗 \$Z_0\$ 就定义为 $Z_0 = \sqrt{L/C}$ 。

在微波频段上，大部分传输线的特性阻抗都是50欧姆。另外，75欧姆、90欧姆和300欧姆的传输线也常被采用。

我们只讨论50欧姆的无耗传输线，尽管这里所述的方法是一般的，可以应用于具有任何特性阻抗的传输线。

我们已经看到，传输线上的入射电压波和反射电压波在传输线上形成了驻波。

传输线长度方向上某一点的总电压值就是入射电压波与反射电压波在该点处的总和(图6a)。

$$\begin{aligned} \text{a) } V_t &= E_{inc} + E_{refl} \\ \text{b) } I_t &= \frac{E_{inc} - E_{refl}}{Z_0} \end{aligned}$$

图 6

传输线上的总电流则是入射电压波与反射电压波的差值再除以线上的特性阻抗

(图6b)。

另一个非常有用的参量是反射系数 \$\Gamma\$。它衡量负载与传输线的特性阻抗的匹配程度。反射系数是一个具有大小 \$\rho\$ 和幅角 \$\theta\$ 的复量(图7a)。负载与传输线的特性阻抗匹配的越好，反射电压波就越小，反射系数也越小。

$$\begin{aligned} \text{a) } \Gamma &= \rho \angle \theta = \frac{E_{refl}}{E_{inc}} \\ \text{b) } \Gamma &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{Y_0 - Y_L}{Y_0 + Y_L} \end{aligned}$$

图 7

如果我们用负载阻抗或负载导纳来表示反射系数，这一点就看的更清楚了。当选择负载阻抗 \$Z_L\$ 等于传输线的特性阻抗时，反射系数就等于零(图7b)。

为了便于计算，我们常把负载阻抗对传输线的特性阻抗归一。用反射系数表示归一化阻抗的形式如图8所示。

$$z_N = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

图 8

S参数

前边我们简单复习了传输线的特性，下面我们把一个两端口网络插入传输线中(图9)。这样在传输线上就有了附加的传输波，而各个波之间都是相互联系的。请看 \$E_{r1}\$，它是由 \$E_{i1}\$ 在网络的输出端口反射的那部分波与 \$E_{i2}\$ 通过网络的那部分波迭加的结果。其它每个波都与之相似，也是由两部分波合成的。

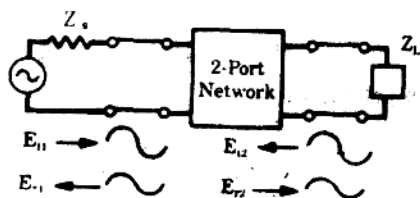


图 9

用某一种参数来表示这四个传输波的关系

系应是可能的。如果能推得两端口网络的这些参数,那么对n端口网络这种方法也是可行的。我们先从H参数开始(图10)。

H-Parameters

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$$

图 10

$$V_1 = E_{i1} + E_{r1} \quad V_2 = E_{i2} + E_{r2}$$

$$I_1 = \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0} \quad I_2 = \frac{E_{i2} - E_{r2}}{Z_0}$$

图 11

我们把传输线上的总电压和总电流的表达式(图11)代入这个参数组,然后重新排列这些方程,把入射电压波作为自变量,而反射电压波作为因变量(图12)。

$$E_{r1} = f_{11}(h)E_{i1} + f_{12}(h)E_{i2}$$

$$E_{r2} = f_{21}(h)E_{i1} + f_{22}(h)E_{i2}$$

图 12

f_{11} 、 f_{12} 和 f_{21} 、 f_{22} 就是一组新的网络参数,它反应了各电压波之间而不是总电压和总电流之间的关系。这时,该组参数的作用与H参数类似。我们也能从任何其它一种参数中得到这组参数。

由于这组新参数是联系由网络散射或反射的波与入射到网络上的波之间的关系的,因而,把它称为“散射参数”是比较恰当的。这些散射参数通常也称为S参数。

让我们再进一步进行讨论。如果把方程的两边同除以 $\sqrt{Z_0}$ (Z_0 是传输线的特性阻抗),方程所表示的关系并没有发生变化,但变量却有了变化(图13)。下面就是这些新变量的定义:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

图 13

注意,这些新变量的绝对值的平方具有功率的量纲。因而, $|a_1|^2$ 就可认为是端口1处的入射功率, $|b_1|^2$ 就是端口1处的反射功率。而这些新的波就不再称为电压波,而称为功率波。在整个讲座中,我们将把这些波简称为传输波。

如果我们稍加仔细地观察这组新的方程,就会发现S参数是以下面的形式表示这四种波的关系的(图14)。

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

图 14

S参数的测量

我们已经了解了H参数的测量方法。下面让我们看看S参数是怎样进行测量的。以 S_{11} 为例,我们限定网络输出端口的情况不变(图15),然后测量 b_1 与 a_1 的比值。假定在输出端口接一与传输线的特性阻抗相等的阻抗,这就等效于 $a_2 = 0$ 。因为此时当传输波入射到负载上时,将被全部吸收。而 S_{11} 就是网络的输入反射系数。在同样条件下,我们可以通过测量通过网络的波来测得 S_{21} ,即测得 b_2 与 a_1 的比值(图16)。它可能是一个放大器的增益,也可能是一无源网络的衰减。

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

图 15

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

图 16

通过给定输入端的情况,输出反射系数 S_{22} 以及反向传输系数 S_{12} 就可测得(图17)。我们使 $a_1 = 0$ 。

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

图 17

测量S参数时,终端的处理往往是个问题。由于传输线的特性阻抗决定了传输线的

特性, 因而网络端口也就一定得与之相匹配吗? 答案是不必!

下面请看这是为什么。我们再来观察传输线中的网络(图18)。如果负载阻抗等于传输线的特性阻抗, 那么所有传到负载上的波都将被负载所吸收, 而不被反射。这就使 $a_2 = 0$ 。而这个条件是完全不依赖于网络的输出阻抗的。

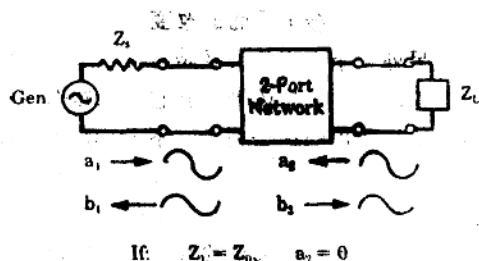


图 18

多端口网络

到目前为止, 我们已经讨论了双端口网络的特性。对于多端口网络, 其中的基本原理可以加以推广。例如, 要表示一个三端口网络, 需要九个参数(图19)。端口1的输出反射系数 S_{11} 的测量, 是通过在端口2和3上分别接一阻抗值等于传输线的特性阻抗

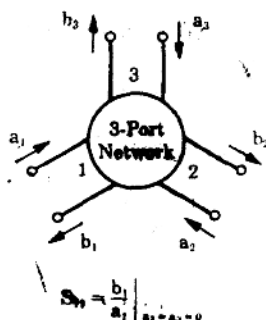


图 19

的负载(即 $a_2 = a_3 = 0$) 来进行的。只要在其它两个端口加上适当的负载, 就可以用类似的方法讨论和测量剩余的 S 参数。

对于双端口和三端口网络都适用的原理同样也适用于 n 端口网络(图20)。要表征这个较为复杂的网络所需要测量的次数与端口数的平方成正比, 但测量这些参数的原理和方法都是一样。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}$$

图 20

下面让我们很快地回顾一下这一节所讲的内容。我们从一种大家所熟悉的表示网络端口的总电压和总电流的关系的网络参数入手, 随后复习了一些传输线的概念。应用这些概念, 我们得到了一种新的表示双端口网络的端口入射波与反射波间的关系的参数。

S 参数的应用

为了对 S 参数的应用有比较透彻的了解, 让我们先看一看一些典型的网络是怎样用 S 参数来表示的。

互易网络是指由端口1到端口2或由端口2到端口1具有相同的传输特性的网络(图21)。这实际上就是说 S 参数矩阵与其本身的转置相等。对于双端口网络就是 $S_{12} = S_{21}$ 。

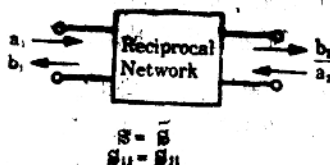


图 21

无耗网络是指不损失任何功率的网络。

传输给网络的功率一定等于反射回来的功率, 即 $\sum |a_n|^2 = \sum |b_n|^2$ (图 22)。在双端口网络时就是 $|a_1|^2 + |a_2|^2 = |b_1|^2 + |b_2|^2$ 。这实际上就是说S矩阵满足下面所定义的么正性。其中I代表单位矩阵, S^* 代表S的转置的复共轭。一般, 人们就把它称为“S的厄米共轭”。无耗网络典型的应用实例是在放大器间作匹配网络。

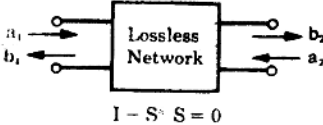


图 22

对于一个有耗网络, 网络反射回来的功率小于入射功率 (图 23)。区别就在于网络损耗了功率。这实际上就是说 $I - S^* S$ 是正定的, 即这个矩阵的本征值在左半平面上, 从而使网络的脉冲响应由衰减指数组

成。

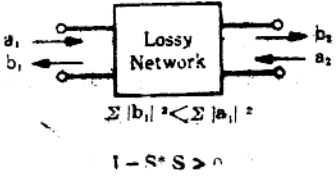


图 23

参考平面的改变

另外一个有用的关系是有关参考面改变的方程。在测量晶体管和它有源器件时, 我们常常要用到这个关系。不过这里应注意, 由于器件具有一定的尺寸, 把射频接口接到真正的器件端口上是不实际的。

如果把器件接入传输线中, 我们可在这样两个参考面 (图 24) 上测量网络的S参数。我们在器件端口1上附加一段传输线 ϕ_1 , 而在另一端口上附加另一段传输线 ϕ_2 。

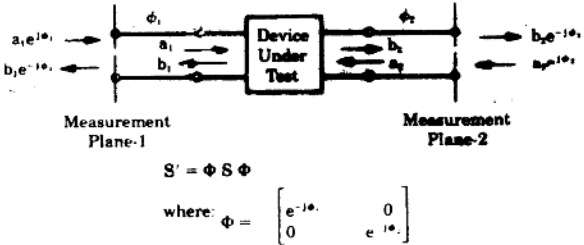


图 24

在这两个参考面上测得的S参数矩阵 S' 与器件本身的S参数矩阵S的关系式如图所示。我们只是把器件的S参数矩阵分别前乘和后乘对角线矩阵 Φ 。

为了看清这究竟是怎么回事, 让我们把 S_{11} 这一项乘开。 S_{11} 要乘两次 $e^{-j\phi_1}$, 因为 a_1 要通过传输线 ϕ_1 , 而由它所产生的反射波也要通过传输线 ϕ_1 (图 25)。传输系数 S'_{11} 也有这样的形式, 因为入射波 a_1 通过 ϕ_1 , 而传输波 b_1 通过 ϕ_1 。由直接测得的S参数矩

阵 S' , 我们可按图 26 所示的关系确定器件的S参数矩阵。

$$S'_{11} = S_{11} e^{-j2\phi_1}$$

$$S'_{21} = S_{21} e^{-j(\phi_1 + \phi_2)}$$

图 25

$$S = \Phi^{-1} S' \Phi^{-1}$$

图 26

利用S参数进行网络分析

现在让我们看一个简单的例子，用以说明怎样通过分析确定S参数。

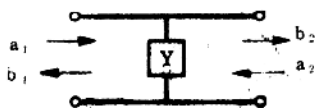


图 27

以一个并联导纳为例，我们看一看两个端口上的入射波与反射波（图27）。我们先把这个导纳归一化，然后在网络的输出端口接一与系统的归一化特性导纳值相等的导纳（图28a），这就使 $a_2 = 0$ 而网络的输入反射系数 S_{11} 就如图28b所示。

要计算 S_{21} ，我们只要回忆一下一个并联器件的输入端总电压 $a_1 + b_1$ 等于输出端的总电压 $a_2 + b_2$ 的情况即可（图28c）。由于网络是对称互易的，所以 $S_{21} = S_{11}$ ， $S_{12} = S_{21}$ 。这样我们就确定了一组并联电纳的四个S参数。

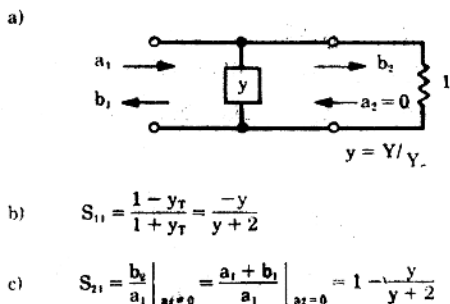


图 28

史密斯圆图

下面复习另一种在放大器的设计中得到广泛应用的基本工具。在三十年代，贝尔实验室中的一名工程师，名叫费利普·史密斯，他为了解在微波理论中多次重复出现的方程，提出了一种图解的方法。像有关反射系数的方程 $\Gamma = (z - 1)/(z + 1)$ ，由于方程中所有的量都是复数，利用史密斯的

图解技术便可代替解这个式子的乏味的计算。这种技术的名称自然就称为史密斯圆图。

这个圆图实际上是两个平面，即 z 平面（阻抗平面）和 Γ 平面（反射系数平面）间的一个变换。我们大家都熟悉阻抗平面，它是由一个实轴和一个虚轴所组成的直角坐标平面。任何一个阻抗都能在这个平面上表示出来。为了讨论方便，我们把阻抗平面对特性阻抗进行归一化（图29a）。

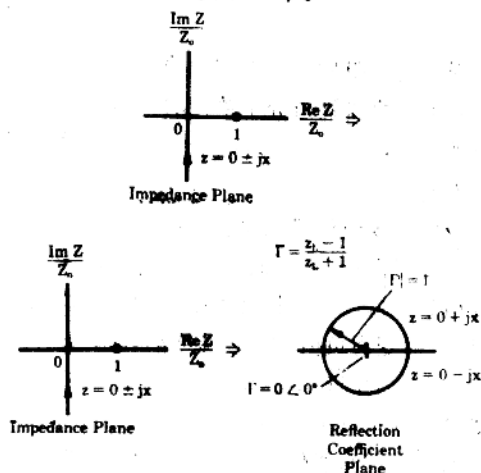


图 29

我们从该归一化的平面中取出一些点，看看它们变换到 Γ 平面上的情况。比如 $z = 1$ ，在50欧姆系统中，这就意味着 $z = 50$ 欧姆。对于这个阻抗值， $|\Gamma| = 0$ ，即变换到 Γ 平面的中心。

现在取 z 为纯虚数，即 $z = jx$ ，其中 x 可在负无穷到正无穷间变化。因为 $\Gamma = (jx - 1)/(jx + 1)$ ，所以 $|\Gamma| = 1$ 而其相角可在 0° 到 360° 间变化。这样就在 Γ 平面上描出一个圆（图29b）。对于正电抗，即 jx 取正号，变换到上半个圆；而负电抗，变换到下半个平面。所以，上半部分代表感性，下半部分代表容性。

下面，让我们看看其它的阻抗值。阻抗平面上通过 $z = 1$ 的点且电阻部分不变的直

线, 变换到 Γ 平面上为一圆。上半圆表示一个值为 $1 + jx$ 的阻抗, 呈感性; 下半圆是一个

个值为 $1 - jx$ 的阻抗, 呈容性 (图30)。

等电抗线 $r + j1$, 变换到 Γ 平面也是一

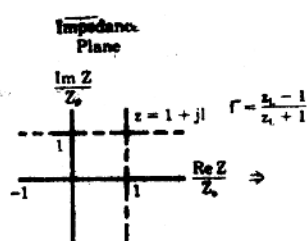
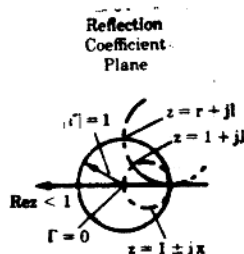


图 30



个圆。当在阻抗平面上直线趋近于虚轴时, Γ 平面上的圆就趋近于单位圆。当直线越过虚轴后, Γ 平面上的常电抗圆就出了单位圆的范围。

如果我们反过来注意 z 为实轴的情况, 可以发现当 $z = -1$ 时, $\Gamma = \infty$ 。当 z 为实数且小于1时, Γ 平面上的变换点就向单位圆移动; 当 z 变为负值时, Γ 继续沿着这个半径为无穷大的圆移动。单位圆以外的整个区域就代表具有负实部的阻抗。后边当用到晶体管和其它有源器件时, 要用到这种情况。因为这些器件常常呈现负阻。

在阻抗平面上, 电阻为常数的线与电抗为常数的线相交; 在 Γ 平面上, 它们也相交。阻抗平面上的点与 Γ 平面上的点之间具有一一对应的关系。

把其它的恒定电阻和恒定电抗源也描出来, 就可绘成一个史密斯圆图 (图31)。

史密斯圆图的应用

下面我们举几个应用史密斯圆图的例子, 以说明它的用途。

1. 阻抗和导纳的变换: 把一个归一化的阻抗 $1 + j1$ 变换成导纳是非常容易的。我们首先在史密斯圆图上描绘出表示 z 值的点 (图32)。从前边所讲的关系中, 我们知道当导纳的大小是阻抗的大小的倒数时, 它们的 Γ 值的大小相等, 相角相差 180° 。在史密斯圆图上, 只要把矢量 Γ 旋转 180° 即可。这

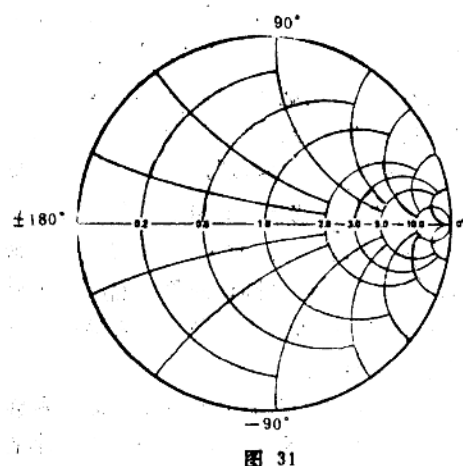


图 31

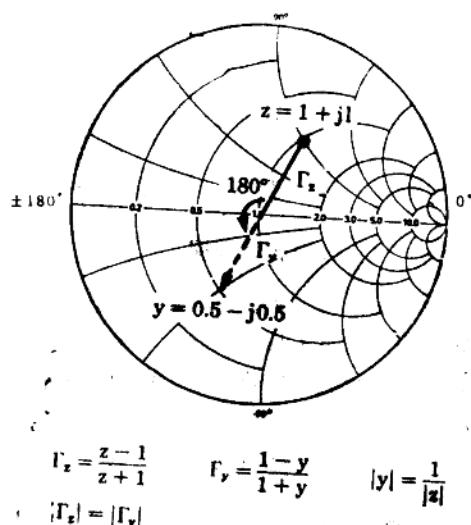


图 32

样所得的点就代表相应的导纳值。

关于阻抗和导纳的变换，我们可以从另一个角度来研究。我们不是把矢量 Γ 旋转 180° ，而是把史密斯圆图旋转 180° （图33）。我们把转动后的圆图称为导纳圆图，而原来的圆图就称为阻抗圆图。这样，我们就可直接把任意的阻抗变换成导纳，反之亦然。

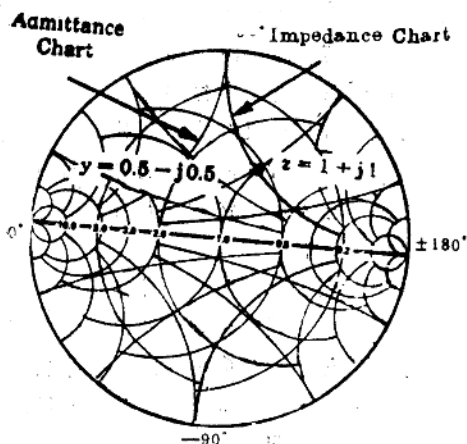


图 33

2. 具有负实部的阻抗： 现在我们来看到一个具有负实部阻抗的情况。下图是一个常用的由单位圆所确定的史密斯圆图。假若有一个感性阻抗，其实部为负值，那它就变换到 Γ 平面上圆图的外边（图34）。要想把这个点变到圆图内，有一种方法，就是把 Γ 的倒数的点描出来，而不描出其本身。但这样作就很不方便了，因为相角不能保证，而使一个感性阻抗变成容性的了。

如果我们描出 Γ 的复共轭的倒数，相角就可以保证了。这个点就与原来的 Γ 在同一个方向上。特别是在HP晶体管手册中，这种类型的阻抗就是采用此法标出的。

另外，还有经过压缩的史密斯圆图也可使用，这种圆图包括了单位圆部分以及大部分负阻区域。它的半径对应于大小为3.16的反射系数（图35）。

在本讲座的其余部分，我们将会看到怎

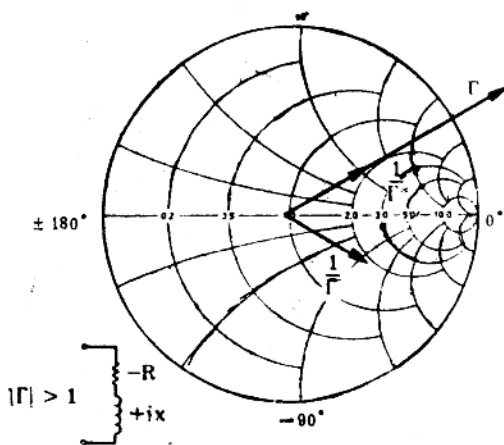


图 34

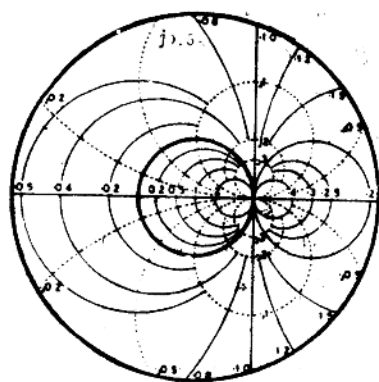


图 35

样通过滑动 HP 网络模拟器的极坐标显示器上的史密斯圆图罩而很容易地把测量的反射系数值变换成阻抗值。

3. 网络的频率响应： 最后一点有关给定网络的频响问题需要在此复习。让我们看一个阻抗为 $z = 0.4 + jx$ 的网络（图36）。当我们增加输入信号的频率时，表示网络阻抗的点就沿着恒定电阻圆向右转动，这个恒定电阻之值即为0.4。一般，这种随着频率的增长而向顺时针方向转动的现象，是无源网络在史密斯圆图上阻抗的典型轨迹。这实际上就是福斯特的电抗理论。

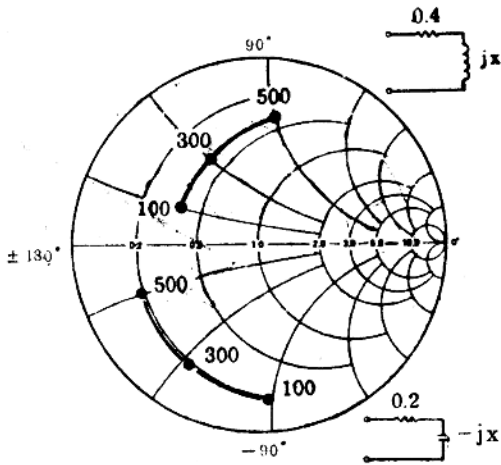


图 36

我们再看一种电路，其阻抗的实部为 0.2，虚部为容性。同样，随着频率的增加，其阻抗点也是向顺时针方向旋转的。

另一种常见的电路就是振荡回路。我们同样可以用史密斯圆图来描述其频率特性（图 37）。在零频率下，电路的电感就是一短路线。我们就从 $z = 0$ 的点开始描绘其频响曲线。随着频率的增加，感性电抗占据优势，曲线在向顺时针方向转动的方向上移动。当频率增加到使电路谐振时，阻抗就只

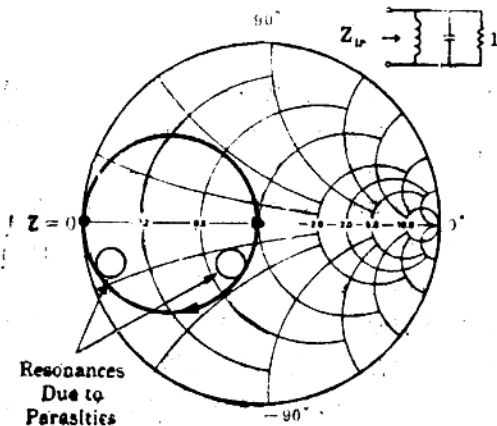


图 37

剩下了实数部分，成为一纯电阻。如果该电

阻值较大，谐振点在史密斯圆图上的位置就较靠右边。随着频率的继续增加，频响曲线向顺时针方向转动到史密斯圆图的电容区；直到频率增至无穷大，阻抗就又变成了零。

从理论上讲，一个振荡回路的频响曲线就是一个圆。但实际上，由于一般没有在全频率上都是纯电容或纯电感的器件，故在图中会看到另外的小圆环，它们就表示附加的频率特性。这可能是由于存在电容器的寄生电感或电感器的寄生电容的缘故。这些圆的直径含有电路的Q值的信息。对于一个理想的振荡回路，其特性曲线就是史密斯圆图上的边界圆。它表示电路具有无穷大的Q值。

HP 应用指南 117-1 介绍了其它一些应用史密斯圆图测量空腔谐振器Q值和YIG平面的可行技术。其中有一种理论应用了这样一个事实：对于一个振荡回路，在半功率点处其电阻部分等于电抗部分。在史密斯圆图上，把所有这样的点连接起来，就画出两条弧线（图 38）。这两条弧线的圆心就在 $\pm j1$ 处，半径为 $\sqrt{2}$

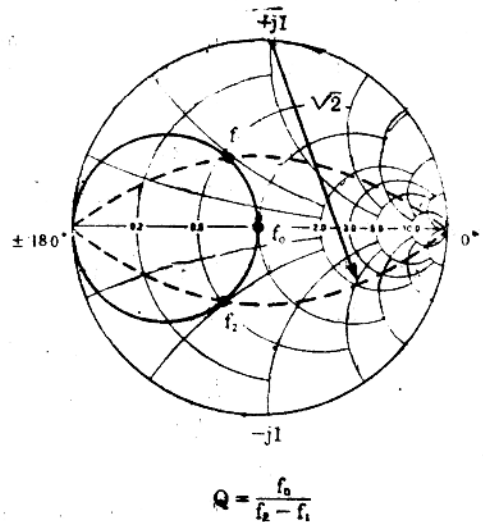


图 38

现在我们增加频率，记下特性曲线与上边那条弧线相交处的频率值，再继续增加频

率，记下谐振频率的值和特性曲线与下边那条弧线相交处的频率值。电路Q值的计算公式就是谐振频率除以上半功率点与下半功率点处所对应的频率的差值。 $Q=f_0/\Delta f$ 。

小 结

让我们很快复习一下有关史密斯圆图所讲的内容。史密斯圆图是阻抗平面到反射系数平面（即 Γ 平面）的一个变换。我们发现，具有正实部的阻抗变换到史密斯圆图上单位圆的内部，而具有负实部的阻抗则变换到单位圆的外部。具有正实部且为感性电抗的阻抗变换到史密斯圆图的上半部分，为容性的变换到下半部分。

在这篇S参数设计法讲座的下一部分，我们将继续讨论用S参数以及流图技术进行网络分析的问题。

第二章 微波基础复习—I

HP 微波复习的第二部分将补充一些在高频放大器设计中用到的概念。

散射传输参数

现在让我们讨论一组用于网络级联时的网络参数。我们记得，通过把反射波作为非独立的变量而入射波作为独立变量，我们建立了S参数（图39a）。现在，我们想重新排列这些方程，使入射端的波 a_1 和 b_1 作为非独立的变量，而输出端的波 a_2 和 b_2 作为独立变

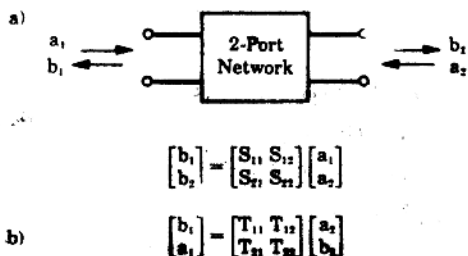


图 39

量。我们就称这组新的参数为散射传输参数或T参数（图39b）。

T参数可以用适当的S参数表达式来表示。其中每项的分母都是 S_{11} （图40）。

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{S_{11}S_{22}-S_{12}S_{21}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{T_{11}T_{22}-T_{12}T_{21}}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & -\frac{T_{11}}{T_{22}} \end{bmatrix}$$

图 40

同样，我们也可把S参数作为T参数的一个函数。

我们不仅可以按上面这种特殊方式来定义T参数，而且也可把输出端口的波作为非独立变量而输入端口的波作为独立变量来定义T参数。不过，这另一种定义在设计单向有源器件时会出现一些问题（图41）。

$$[T_A] = \begin{bmatrix} \frac{S_{12}S_{21}-S_{11}S_{22}}{S_{12}} & \frac{S_{12}}{S_{12}} \\ -\frac{S_{11}}{S_{12}} & \frac{1}{S_{12}} \end{bmatrix}$$

图 41

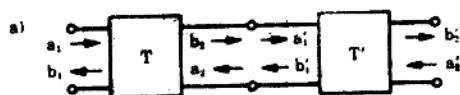
应用第二种定义的传输参数时，所有各项的分母都是 S_{12} 而不是前边看到的 S_{11} 。

放大器工作时，我们常常假定它是单向器件，即 $S_{12}=0$ 。这将使这第二种T参数趋于无穷大。

在实际中，两种T参数的定义都会遇到。一般，我们比较喜欢用把输出端的波作为非独立变量，而输入端的波作为独立变量所定义的T参数。

当我们要表示级联网络的特性时，就要用到这组新型的传输参数。例如，一个放大器的两部分，或一个接有匹配网络的放大器（图42a）。根据测量所得的S参数数据，我们可以计算出这两个网络各自的T参数。由于第一个网络的输出波等于第二个网络的输

入波, 因而, 我们可以简单地把这两个T参数矩阵相乘而得到一组整个网络的方程(图42b)。



$$b) \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \text{ and } \begin{bmatrix} b_2' \\ a_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T'_{11} & T'_{12} \\ T'_{21} & T'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2' \\ b_2' \end{bmatrix}$$

$$\text{but } \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_2' \\ a_2' \end{bmatrix}$$

$$\text{Therefore } \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T'_{11} & T'_{12} \\ T'_{21} & T'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2' \\ b_2' \end{bmatrix}$$

42

一般, 由于矩阵相乘的顺序是不能改变的, 所以T参数矩阵必须按一定的顺序相乘。当把网络级联起来时, 我们必须按与网络级联次序相同的顺序把所有矩阵相乘起来。如果应用前述T参数的第二种定义时, 矩阵应按相反的次序来相乘。

当应用计算机辅助设计时, 这种矩阵的连乘将是非常简单的。所以, 使用传输参数是非常有利的。

信号流图

如果我们依靠人工进行设计的话, 还可应用另一种方法——信号流图的方法——它是遵循传输波和反射波通过网络的途径而建立起来的。这种方法对于微波网络分析来说是一种较为新型的方法。

A. 规则

要建立一个网络的信号流图, 应该遵循一定的规则。

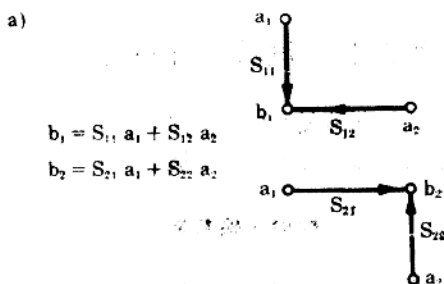
1. 变量 a_1 、 a_2 、 b_1 和 b_2 各代表一个结点。
2. 每个S参数代表一条路。
3. 每条路从独立的结点流出, 而流入非独立的结点。
4. 在我们的S参数方程中, 反射波 b_1 和

b_2 是非独立的变量, 入射波 a_1 和 a_2 则是独立变量。

5. 每个结点的值等于所有流进这个结点的值的总和。

下面我们把这些规则应用于二端口网络的两个S参数方程中(图43a)。第一个方程有三个结点— b_1 、 a_1 和 a_2 。 b_1 是非独立的结点, 它通过支路 S_{11} 与结点 a_1 相联系, 通过 S_{12} 与结点 a_2 相联系。第二个方程与之类似。现在我们把这两个图形合起来, 就形成一个表示一二端口网络的完整流图(图43b)。

这样各传输波间的关系就很容易看清了。我们把 a_1 输入网络, 其中一部分通过网络成为 b_2 的一部分, 另一部分被反射回来成为 b_1 的一部分。同时, a_2 流入端口2, 一部分通过网络成为 b_1 的一部分, 另一部分被端口2反射成为 b_2 的一部分。只要按照箭头的指



$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

b) Complete Flow Graph for 2-Port

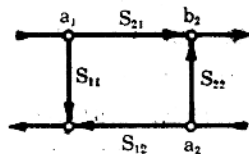


图 43

向, 就可知道网络中的情况。

当把网络级联起来或加入反馈通路时, 这种方法的用途就更大了。

B. 流图的应用

下面, 让我们看几个典型的网络。在放大器的设计中, 我们将会遇到这些网络。具有一个电压源和一个内阻的发生器将会向外

输出功率。有关发生器的流图，我们介绍一个新的量 b_s （图44）。它是按发生器的内阻定义的。这个表达式的单位显得有些特殊，但我们必须记住我们已把传输波对 $\sqrt{Z_0}$ 归一了。因而， b_s 的绝对值的平方具有功率的量纲。

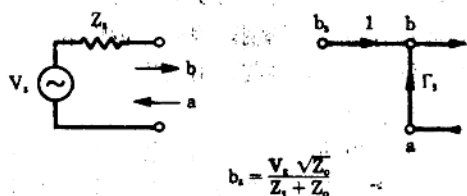


图 44

一个负载的流图，就是其反射系数 Γ_L （图45）。

当把负载接到发生器上时，我们会发现

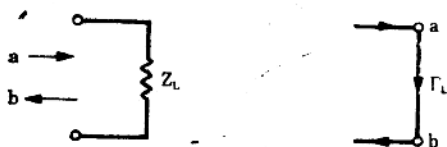


图 45

一个从发生器发射出来的波入射到负载上，而一个由负载引起的反射波返回到发生器中（图46）。

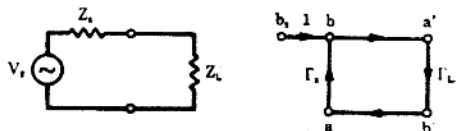


图 46

为了检查流图的有效性，让我们把一个二端口网络插入到一个源与一个负载之间。结合我们已经看到的例子，就可以画出表示这个系统的流图（图47）。

现在我们可以利用所谓的麦松规则——有时称为不接触环法则——来求解流图中任一结点的值。不过在应用该规则之前，必须先定

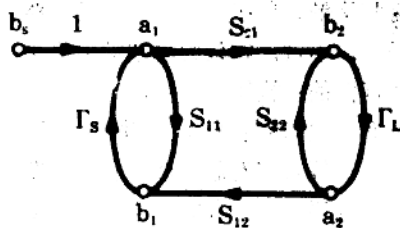


图 47

义几个附加的量。

一个一阶环，定义为由一个结点出发沿着箭头所指的方向又流回该结点的行程中所遇到的所有支路的乘积。为了表示清楚这一点，我们从结点 a_1 出发。它的一个一阶环是 $s_{11}\Gamma_s$ ，另一个一阶环是 $s_{11}\Gamma_L s_{12}\Gamma_s$ 。如果从结点 a_2 出发，就会发现第三个一阶环—— $s_{22}\Gamma_L$ 。任何能够遇到的其它环，都是这三个一阶环之一。

一个二阶环 定义为任何两个不接触的一阶环的乘积。在我们前边所看到的一阶环中，只有 $s_{11}\Gamma_s$ 和 $s_{22}\Gamma_L$ 不以任何形式接触。这两个环的乘积就构成了该网络的二阶环。一些较为复杂的网络，例如包括反馈通路的网络，也许会有几个二阶环。

一个三阶环 就是任意三个不接触的一阶环的乘积。在上面这个例子中不存在任何三阶环。不过，较为复杂的网络就会出现三阶甚至更高阶的环。

现在假设我们对 b_1 的值较感兴趣。在上边这个例子中， b_1 是唯一的独立变量，因为网络的其它变量的值都是由它的值所确定的。因而， b_1 是 b_s 的一个函数。为了求得 b_1 ，我们先找出所有 b_s 到 b_1 的途径。沿着箭头所指方向，我们发现两条路径——（1）是 s_{11} ，（2）是 $s_{21}\Gamma_L s_{12}$ 。

然后，我们求出有关这两条途径的不接触环。这里，路径 s_{11} 与一阶环 $s_{22}\Gamma_L$ 没有共同的结点或支路。所以，我们就把 $s_{22}\Gamma_L$ 称为有关路径 s_{11} 的一个不接触环。

另一条路径 $s_{21}\Gamma_L s_{12}$ 与所有网络的一

阶环都相接触。所以，不存在有关该路径的不接触环。不过，在较为复杂的网络中，就会有较高阶的不接触环存在。

下面，我们就看看不接触环法则（图48）。这个等式初看起来似乎相当复杂，但是我们一旦逐项进行观察，就不感到可怕了。这个法则确定了两个变量的比值，一个非独立的变量对一个独立变量的比值（在这个例子中，我们感兴趣的是 b_1 与 b_2 的比）。

$$T = \frac{P_1[1 - \Sigma L(1)^{(1)} + \Sigma L(2)^{(1)} - \dots] + P_2[1 - \Sigma L(1)^{(2)} + \Sigma L(2)^{(2)} - \dots]}{1 - \Sigma L(1) + \Sigma L(2) - \Sigma L(3) + \dots}$$

$$T = \frac{b_1}{b_2}$$

图 48

P_1, P_2 , 等等，是连接两个变量的路径。

$\Sigma L(1)^{(1)}$ 是所有不与两个变量间的第一条路径相接触的一阶环的和。

$\Sigma L(2)^{(1)}$ 是所有不与该路径相接触的二阶环的和。后边各项与此类推。

$\Sigma L(1)^{(2)}$ 是所有不与第二条路径相接触的一阶环的和。

表达式的分母是流图几何结构的一个函数，表为1减去所有一阶环的和，再加上所有二阶环的和，再减去所有三阶环的和，等等。

下面，我们把不接触环法则应用到我们的网络中（图49）。 b_1 （非独立变量）与 b_2 （独立变量）的比就等于第一条路径 s_{11} 乘以1减去有关该路径的不接触一阶环 $\Gamma_L s_{22}$ 。

$$\frac{b_1}{b_2} = \frac{s_{11}(1 - \Gamma_L s_{22}) + s_{21}\Gamma_L s_{12}(1)}{1 - (s_{11}\Gamma_L + s_{22}\Gamma_L + s_{21}\Gamma_L s_{12}\Gamma_L) + s_{11}\Gamma_L s_{22}\Gamma_L}$$

图 49

第二条路径 $s_{21}\Gamma_L s_{12}$ 只是简单地乘以1，因为不存在有关该路径的不接触环。

分母是1减去所有一阶环的和再加上一个二阶环。

这就是该例所要求的结果。通过画复杂

网络的流图所获得的一点经验，你会发现这种技术将会对你的网络分析有所帮助。事实上，运用流图技术，我们立刻就能推导出有关功率及其增益的表达式。而这些表达式在电路设计中，我们都是较感兴趣的。

首先，我们需要知道传输给一个负载的功率。我们记得，入射波与反射波的绝对值的平方都具有功率的量纲。因此，传输给负载的功率就是入射功率与反射功率的差， $P_{avl} = |a|^2 - |b|^2$ 。

源的有用功率是传输给共轭匹配负载的功率。这实际上是说负载的反射系数是源的反射系数的共轭值—— $\Gamma_L^* = \Gamma_s$ 。

请看描述这些特点的流图（图50），可见，源的有用功率是：

$$P_{av, s} = |b|^2 - |a|^2$$

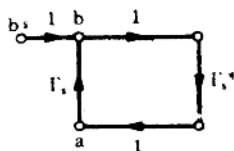


图 50

应用前述的流图技术，可以求得：

$$b = \frac{b_s}{1 - \Gamma_s \Gamma_L^*} \text{ 和 } a = \frac{b_s \Gamma_s^*}{1 - \Gamma_s \Gamma_L^*}$$

从而，源的有用功率就简化为（图51）：

$$P_{av, s} = \frac{|b_s|^2}{1 - |\Gamma_s|^2}$$

图 51

我们也能够建立在应用流图技术进行放大器设计时非常有用的电压增益和功率增益的表达式。对于一个双端口网络来说，其电压增益就等于输出端口的总电压除以输入端口的总电压，

$$A_v = \frac{a_2 + b_2}{a_1 + b_1}$$

如果用 b_s 同时除上式的分子和分母，我们就可把各非独立变量与独立变量联系起来（图52a）。这四个表达式或四个比值，都可用

不接触环法则来确定。

$$A_v = \frac{\frac{a_2 + b_2}{b_1 + b_2}}{\frac{a_1 + b_1}{b_1 + b_2}} = \frac{S_{21}\Gamma_L + S_{22}}{1(1 - S_{11}\Gamma_L) + S_{12}(1 - S_{22}\Gamma_L) + S_{21}\Gamma_L S_{12}}$$

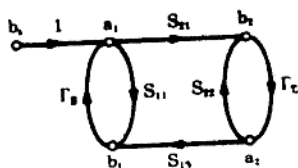


图 52

考虑到不接触环法则的表达式的分母是网络结构的一个函数，我们就可简化这种推导。由于上式中各比值的分母都是一样的，最终可以消去，所以，只要考虑各项的分子就行了。

让我们通过具体描述这几个表达式，来加深对该法的理解（图 52b）。 a_2 由支路 $s_{21}\Gamma_L$ 与 b_1 相联系。由于所有一阶环都与之相接触，故只要乘以 1 就行了。 b_2 由支路 s_{22} 与 b_1 相联系，所有的一阶环也与之相接触。 a_1 直接与 b_1 相联，存在一个不接触环 $s_{12}\Gamma_L$ 。前边我们已求出了 b_1 与 b_2 的比的表达式，因此，可容易地写出其分子。现在，双端口网络的电压增益就推导出来了。

最后，我们希望导出系统功率增益的表达式。在这份讲座的最后部分有关放大器设计的例子中，这个式子将是非常重要的。系统功率增益定义为负载吸收的功率除以源的有用功率。

$$G_t = \frac{P_{del}}{P_{avs}}$$

我们已推导出了这两个功率的表达式，故有

$$G_t = \frac{|b_2|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|b_1|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}$$

接着需要推出 b_2 与 b_1 的比（图 53a）。联系 b_1 与 b_2 的唯一路径是 s_{21} 。关于这条路径不存在不接触环。分母与前边的例子一样，即：

1 减去所有一阶环，再加上二阶环。把该比值的绝对值的平方代入上式，即可求得一个双端口网络的系统功率增益（图 53b）。

$$a) \quad \frac{b_2}{b_1} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma_L - S_{22}\Gamma_L - S_{12}S_{21}\Gamma_L}$$

$$b) \quad G_T = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_L)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L|^2}$$

图 53

无需解释就可看出，该式不是一个简单的表达式，因为其各项一般均为复数量。不过，借助于计算机或计算程序的帮助，将会大大减轻电路设计者的任务。

在以后放大器的设计中，我们将会发现只要假设放大器为单向器件，即 $S_{12} = 0$ ，就可简化该公式。然而在一般情况下，该种假设是难以实现的，因而，我们将不得不按此公式计算。

也许你想做的事情之一是选择最适当的系统功率增益或使其最大。由于在一定频率下，网络的 S 参数是由所选择的器件及其偏置状况所决定的常数，所以，我们只有把注意力集中在源与负载的反射系数上，才能达到目的。

稳定性的研究

为了使系统增益达到最大，我们必须共轭匹配输入、输出端口。但我们首先应从稳定性的角度对网络进行一番研究——在此种匹配条件下，放大器是否会与它所匹配的阻抗发生振荡呢？

当我们提到稳定性的问题时，需要介绍两个惯用的名词：条件稳定和绝对稳定。

在一定频率下，网络中如果 z_{in} 和 z_{out} 的实部大于零，是由于某些源内阻和负载阻抗具有正实部，那么该网络就是条件稳定的。

在一定频率下，网络中如果 z_{in} 和 z_{out} 的实部大于零，是由于所有源内阻和负载阻