

阻抗匹配与史密斯圆图：基本原理

摘要：本文是关于使用史密斯圆图进行射频阻抗匹配计算的教程。本文还提供了一些示例以描绘如何计算反射系数、阻抗、导纳等参数。本文还提供了一个样例，使用图形方法计算工作在 900MHz 下的 MAX2472 的匹配网络。

经过实践证明，史密斯圆图仍然是用于判定传输线路阻抗的基本工具。

当处理射频应用的实际实现时，总会碰到一些噩梦般的任务。其中之一就是需要匹配各个互连模块之间的不同的阻抗。通常，这些包括天线到低噪声放大器（LNA），功率放大器输出（RFOUT）到天线，以及 LNA/VCO 输出到混频器输入。对于信号与能量从“源”到“负载”的正确传输来说，匹配任务是必需的。

在高频率的射频电路中，寄生元素（例如导线电感、层间电容、导体电阻等等）对匹配网络有着显著，但无法预料的影响。在几十兆赫兹频率以上的电路中，理论上的计算与仿真常常是不足够的。在射频实验室测量现场，伴随着调谐工作，必须仔细考虑才能决定合适的最终取值。必须使用计算值以便于建立结构类型与目标元件的取值。

有很多方法可用于计算阻抗匹配，包括：

- **计算机仿真：**原理复杂但是使用简单，仿真器一般用于区别设计功能，而不是进行阻抗匹配。设计者必须熟悉需要键入的多重数据输入，以及这些数据输入的正确格式。他们同样需要专门的知识，以便于在大量的结果数据中找到有用的数据。另外，除非计算机被用于进行电路仿真这样的工作，电路仿真软件就不会预安装在计算机上。
- **手动计算：**由于计算方程的长度（“上公里的”），以及要进行计算的数字的复杂性，这种方式被普遍认为是非常单调乏味的。
- **经验直觉：**只有当一个人在射频领域中工作过很多年以后，才能取得这样的能力。简而言之，这种方法只适用于非常资深的专家。
- **史密斯圆图：**本文所专注的内容。

本文的主要目标就是回顾史密斯圆图的构造与背景，并且总结如何使用史密斯圆图的实践方式。本文提出的主题包括了参数的实际说明，例如找到匹配网络元件的取值。当然，我们使用史密斯圆图不仅仅只能进行最大功率传输的匹配。史密斯圆图同样能够帮助设计者计算出最佳的噪声系数，确保质量因素的影响，以及评估稳定性分析等等。

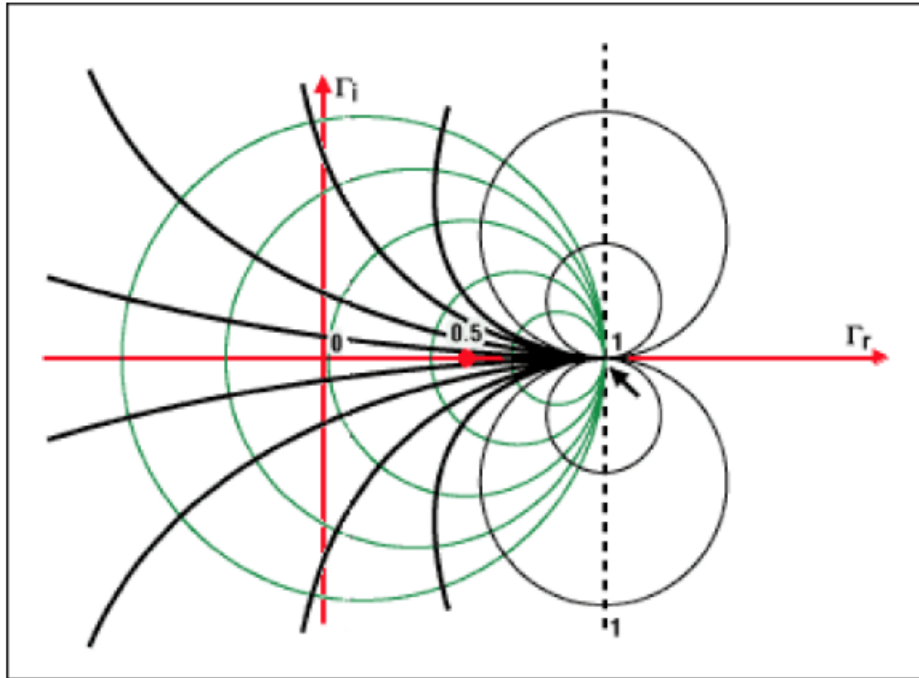


图 1 阻抗与史密斯圆图的基本原理

快速入门

在介绍史密斯圆图的效用之前，首先应当谨慎的进行一次短期的补习，了解在射频条件（100MHz以上）下的集成电路布线的波的传播现象。这对于一些应用来说可能是有效的，例如 RS-485 线路，功率放大器与天线之间的线路，低噪声放大器与降频变频器/混频器之间的线路，等等。

众所周知，为了最大化从信源到负载的功率传输，信源阻抗必须等于负载阻抗的复共轭，或者：

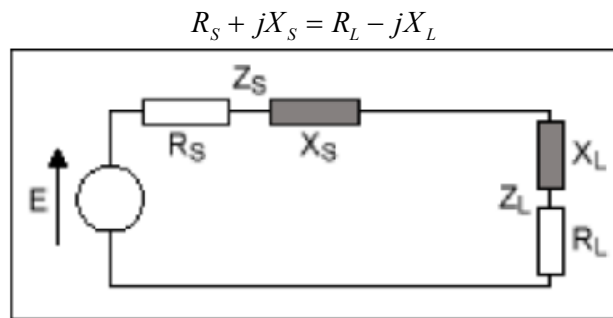


图 2 $R_S + jX_S = R_L - jX_L$ 的简图

若满足了这个条件，则从信源传输到负载的能量是最大化的。另外，为了获得有效的功率传输，这个条件是必需的，以避免能量从负载反射回信源。尤其对于高频环境来说，这种现象是真实存在的，例如视频线路、射频与微波网络等等。

史密斯圆图是什么

史密斯圆图是一种圆形的绘图，其上有很多交错的圆。当正确使用史密斯圆图时，我们甚至可以不通过任何计算，仅仅通过一些复合的结构，就可以匹配阻抗。唯一需要你去做的，就是读懂并遵循沿着这些圆上的值。

史密斯圆图是复数反射系数（同样被称为“伽马”，并用符号表示为 Γ ）的一个极坐标图。或者，它在数学上被定义为 1-端口散射参数 s 或 s_{11} 。

史密斯圆图是通过检查阻抗必须匹配之处的负载而逐渐发展得来的。你可以通过符号 Γ_L 来表示它的反射系数，这个符号可用于描述一个负载（例如导纳、增益、跨导等等），而不是直接考虑它的阻抗。当涉及到射频频率时，符号 Γ_L 就显得更加有用。

我们知道，反射系数是被定义为反射电压波与入射电压波之间的比率：

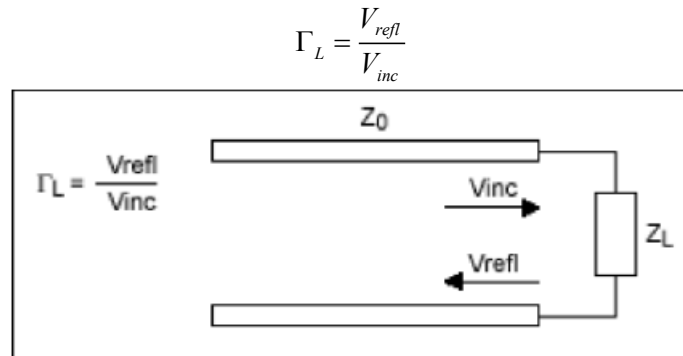


图 3 负载处的阻抗

从负载反射回来的反射信号总量取决于信源阻抗与负载阻抗之间不匹配的程度。它的表达式可定义如下

$$\Gamma_L = \frac{V_{refl}}{V_{inc}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \Gamma_r + j\Gamma_i \quad (\text{方程 2.1})$$

因为阻抗是个复数，所以反射系数同样也会是个复数。

为了减少未知参数的个数，很有必要将在应用中常见且常用的参数固定为常数。在这里， Z_0 （特征阻抗）通常是个常数，并且它是一个真正的行业标准化的值，例如 50Ω 、 75Ω 、 100Ω 、 600Ω ，等等。然后，我们可以通过如下方程定义一个标准化的负载阻抗：

$$z = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{R + jX}{Z_0} = r + jx \quad (\text{方程 2.2})$$

通过这种简化，我们可以重写反射系数方程如下：

$$\Gamma_L = \Gamma_r + j\Gamma_i = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(Z_L - Z_0)/Z_0}{(Z_L + Z_0)/Z_0} = \frac{z-1}{z+1} = \frac{r+jx-1}{r+jx+1} \quad (\text{方程 2.3})$$

在此,我们可以看到负载阻抗与它的反射系数之间的直接关系。不幸的是,这种关系的复杂性实际上并没有用处,因此,我们可以使用史密斯圆图作为上述方程的图形表示形式。

为了构建史密斯圆图,就必须重写方程,以便于将标准的几何图形抽出(例如圆形或空白线)。

首先,将方程 2.3 反过来改写为:

$$z = r + jx = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} \quad (\text{方程 2.4})$$

然后

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2} \quad (\text{方程 2.5})$$

通过设定方程 2.5 的实部与虚部,我们得到了两个独立的新关系:

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2} \quad (\text{方程 2.6})$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2} \quad (\text{方程 2.7})$$

方程 2.6 经过方程 2.8 到 2.13 的计算,便可得到最终的方程 2.14。这个方程是复平面 (Γ_r , Γ_i) 中参数方程 $(x-a)^2 + (y-b)^2 = R^2$ 的一种形式,它表示一个圆心在坐标 $[r/(r+1), 0]$ 处,半径为 $1/(1+r)$ 的圆。

$$r + r\Gamma_r^2 - 2r\Gamma_r + r\Gamma_i^2 = 1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2 \quad (\text{方程 2.8})$$

$$\Gamma_r^2 + r\Gamma_r^2 - 2r\Gamma_r + r\Gamma_i^2 + \Gamma_i^2 = 1 - r \quad (\text{方程 2.9})$$

$$(1+r)\Gamma_r^2 - 2r\Gamma_r + (r+1)\Gamma_i^2 = 1 - r \quad (\text{方程 2.10})$$

$$\Gamma_r^2 - \frac{2r}{r+1}\Gamma_r + \Gamma_i^2 = \frac{1-r}{1+r} \quad (\text{方程 2.11})$$

$$\Gamma_r^2 - \frac{2r}{r+1}\Gamma_r + \frac{r^2}{(r+1)^2} + \Gamma_i^2 - \frac{r^2}{(r+1)^2} = \frac{1-r}{1+r} \quad (\text{方程 2.12})$$

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \frac{1-r}{1+r} + \frac{r^2}{(1+r)^2} = \frac{1}{(1+r)^2} \quad (\text{方程 2.13})$$

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad (\text{方程 2.14})$$

图 4a 为进一步的细节:

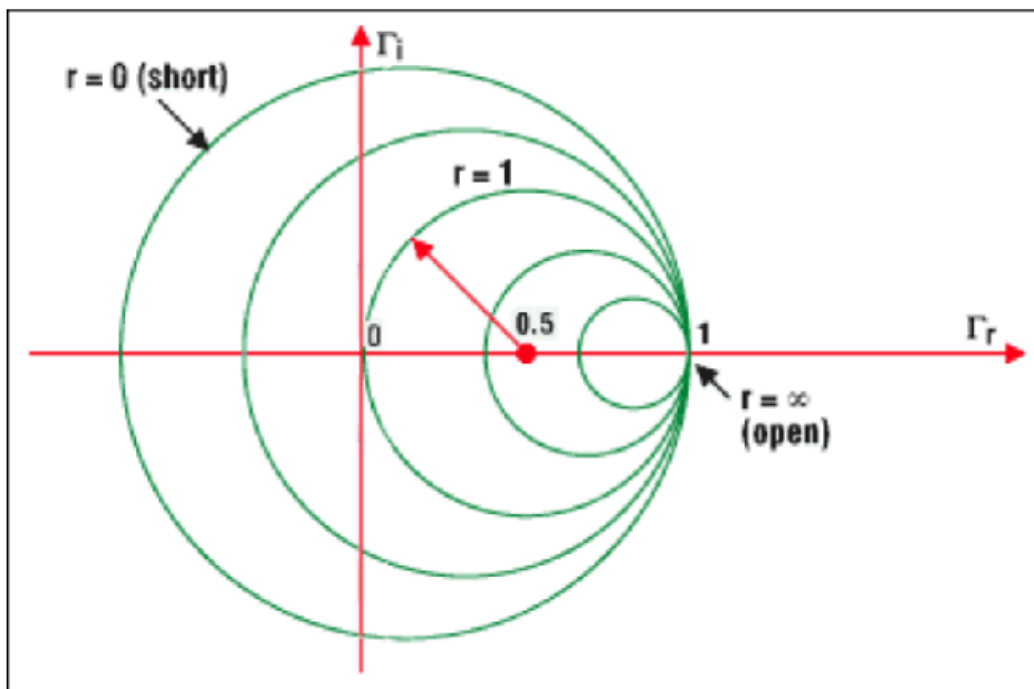


图 4a。位于圆上的所有点，它们的阻抗中的实部值都是相同的。例如，图中有一个 $r=1$ 的圆，它的圆心坐标为 $(0.5, 0)$ ，半径为 0.5 。它包含了点 $(0, 0)$ ，这个点就是反射零点（负载与特征阻抗相匹配）。一个短路的电路，作为一个负载，可以表示为一个圆心坐标在点 $(0, 0)$ ，半径为 1 的圆。对于一个开路电路负载来说，用于表示它的圆退化为一个单点（圆心为 $(1, 0)$ ，半径为 0 ）。这与最大反射系数（值为 1 ）相对应，这种情况下，整个入射波都会被完全反射回去。

当制订史密斯圆图时，应当注意一些预防措施。以下是最重要的几个预防措施：

- 所有的圆都具有相同、唯一的坐标轴交点 $(1, 0)$ ；
- 0Ω 的圆，也就是图中最大的那个圆，表示没有电阻（ $r=0$ ）；
- 表示无穷大电阻的圆会缩小为一个点，该点坐标为 $(1, 0)$ ；
- 图上不应当出现负电阻。若图上出现了一个（或多个）负电阻，我们将要面对振荡条件的可能性。
- 只要对照新的值简单地选取另一个圆，就可以选定另一个电阻值。

回到绘图板

继续前进，我们使用方程 2.15 到 2.18 来将方程 2.7 进一步推导成另一个参数方程。这个过程将会产生方程 2.19。

$$x + x\Gamma_r^2 - 2x\Gamma_r + x\Gamma_i^2 = 2\Gamma_i \quad (\text{方程 2.15})$$

$$1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2 = \frac{2\Gamma_i}{x} \quad (\text{方程 2.16})$$

$$\Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + 1 + \Gamma_i^2 - \frac{2}{x}\Gamma_i = 0 \quad (\text{方程 2.17})$$

$$\Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + 1 + \Gamma_i^2 - \frac{2}{x}\Gamma_i + \frac{1}{x^2} - \frac{1}{x^2} = 0 \quad (\text{方程 2.18})$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - \frac{1}{x})^2 = \frac{1}{x^2} \quad (\text{方程 2.19})$$

再次地 2.19 是一个形如 $(x-a)^2 + (y-b)^2 = R^2$ 的参数方程, 它表示一个在复平面 (Γ_r, Γ_i) 上的圆, 该圆的圆心坐标为 $(1, 1/x)$, 半径为 $1/x$ 。

图 4b 为进一步的细节：

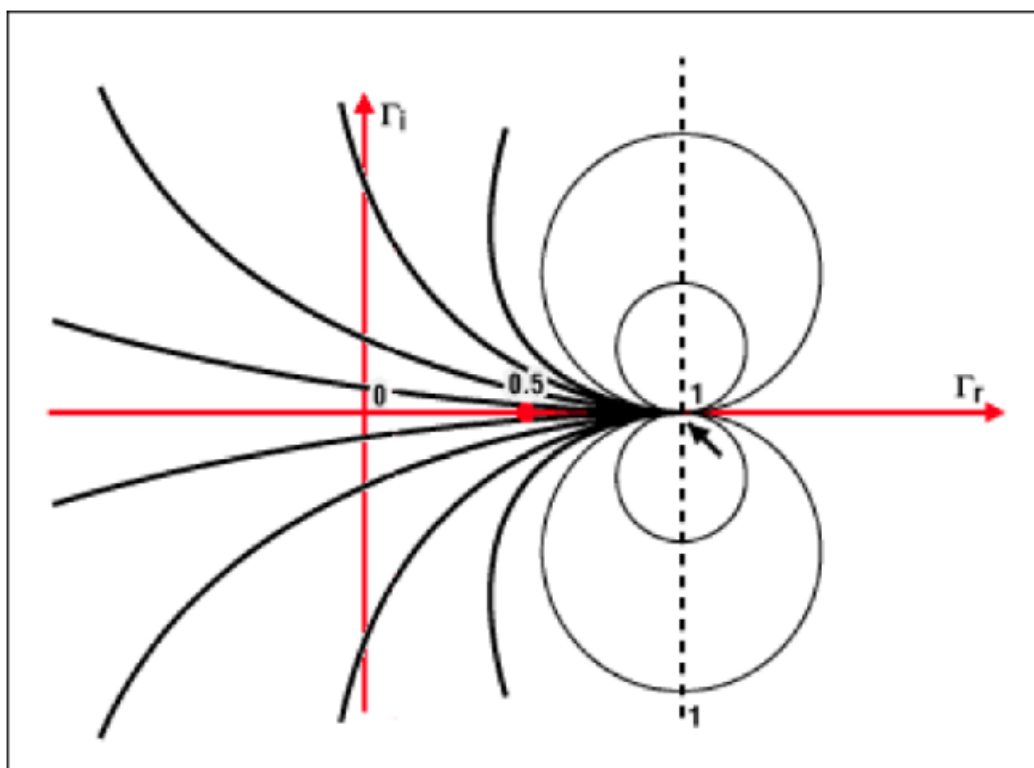


图 4b。所有位于圆上的点所对应的阻抗都有着相同的阻抗虚部值 x 。例如, 图中 $x=1$ 的圆, 它的圆心坐标为 $(1, 1)$, 半径为 1。所有的圆 (x 为常数) 都包含点 $(1, 0)$ 。与表示实部的圆不同, x 既可以是正数, 又可以是负数。这就可以解释为何复平面的下半平面会有重复的镜像圆。所有圆的圆心都在一条竖直的直线上, 这条直线与坐标横轴的交点为 $(1, 0)$ 。

画好图了么？

为了完成我们的史密斯圆图, 我们要附加两种系列的圆。然后, 我们就能够看出一个系列的所有圆与另一个系列的所有圆相交。我们知道阻抗的表示形式为 $r+jx$, 因此就能够判定相应的反射系数。唯一需要我们做的就是找出两个圆的交点, 这个交点就是对应阻抗的 r 与 x 。

它也可以往复

反向操作同样是可以的。已知反射系数, 然后找到两个相交的圆, 并读出交点上相应的 r 与 x 的值。这个反向操作的过程如下：

- 在史密斯圆图上判定表示阻抗的点；
- 为阻抗找出相应的反射系数 (Γ)；
- 通过已有的特征阻抗与 Γ ，找出阻抗；
- 将阻抗转换为导纳；
- 找出等价的阻抗；
- 为想要的反射系数找出元器件的取值（尤其是匹配网络中的元件，请查看图 7）。

推测

因为史密斯圆图解析技术基本上是一种图形方法，所以它的求解精度直接依赖于图的定义。这儿有一个用史密斯圆图表示射频应用的实例：

实例：考虑特征阻抗为 50Ω 的终端，以及下列的阻抗：

$$\begin{aligned} Z_1 &= 100 + j50\Omega & Z_2 &= 75 - j100\Omega & Z_3 &= j200\Omega & Z_4 &= 150\Omega \\ Z_5 &= \infty \text{ (开路电路)} & Z_6 &= 0 \text{ (短路电路)} & Z_7 &= 50\Omega & Z_8 &= 184 - j900\Omega \end{aligned}$$

然后，将它们正规化，并绘制史密斯圆图（查看图 5）。这些点在图上绘制如下：

$$\begin{aligned} Z_1 &= 2 + j & Z_2 &= 1.5 - j2 & Z_3 &= j4 & Z_4 &= 3 \\ Z_5 &= 8 & Z_6 &= 0 & Z_7 &= 1 & Z_8 &= 3.68 - j18 \end{aligned}$$

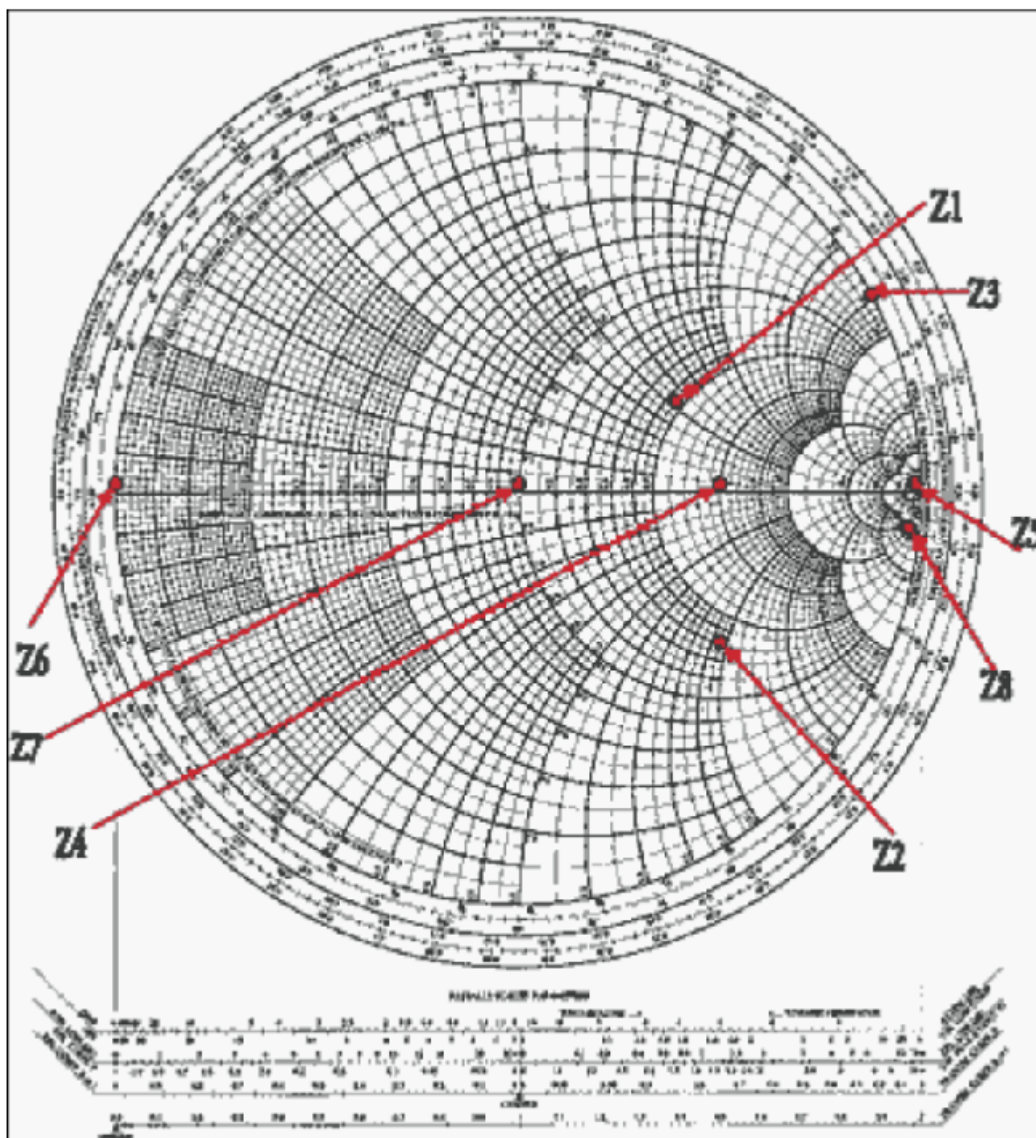


图 5 在史密斯圆图上绘制的点

现在，可以直接从图 5 的史密斯圆图上抽取出反射系数 Γ 。一旦绘制了阻抗点（也就是一个恒定电阻圆与一个恒定电抗圆的交点），就可以简单地从直角坐标的横轴和竖轴上读取点的投影值。这将能给出反射系数的 Γ_r 与 Γ_i ，它们分别是反射系数的实部与虚部（查看图 6）。

同样可以在图上把上面的 8 个实例都表示出来，然后从图 6 的史密斯圆图中抽出它们对应的 Γ 值。这些数值为：

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= 0.4 + 0.2j & \Gamma_2 &= 0.51 - 0.4j & \Gamma_3 &= 0.875 + 0.48j & \Gamma_4 &= 0.5 \\ \Gamma_5 &= 1 & \Gamma_6 &= -1 & \Gamma_7 &= 0 & \Gamma_8 &= 0.96 - 0.1j \end{aligned}$$

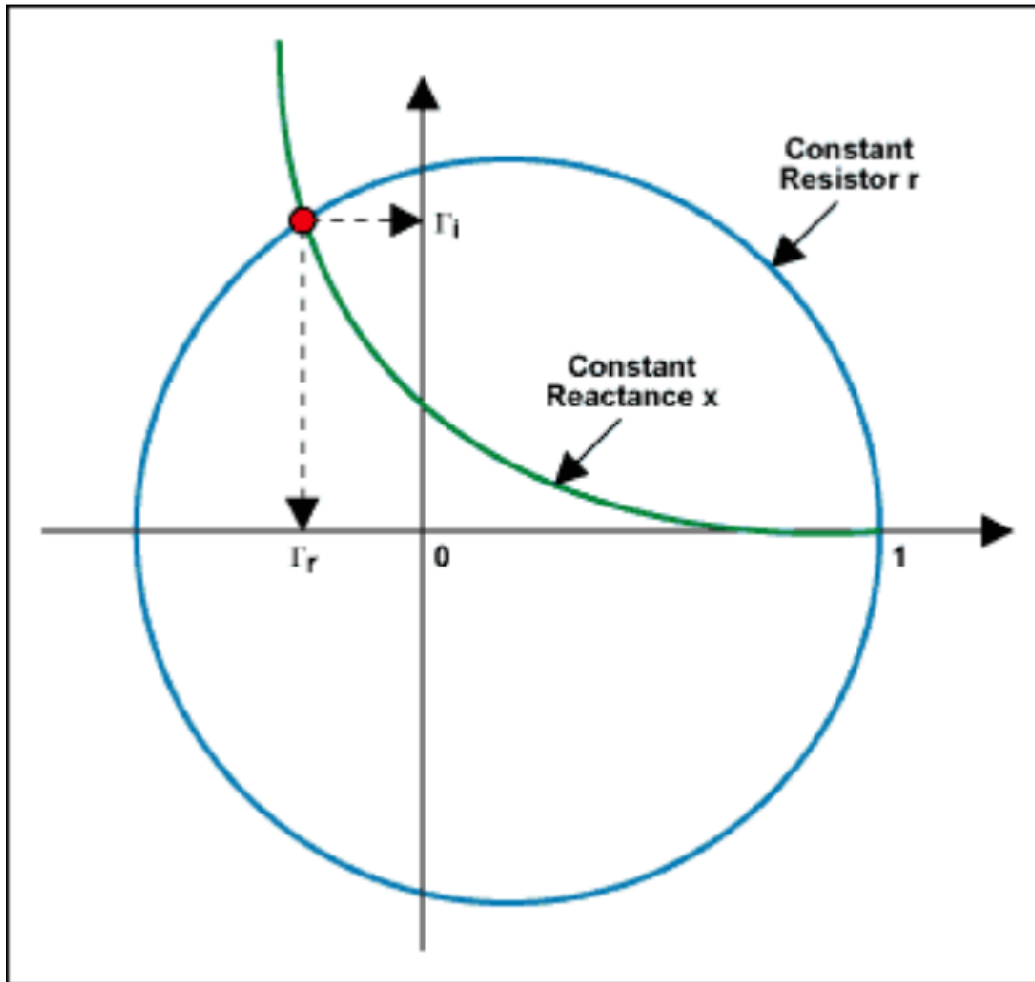


图 6 反射系数 Γ 的直接抽取，X 与 Y 轴分别代表实部与虚部。

如何使用导纳

史密斯圆图是为了考虑阻抗（电阻与电抗）而构建的。一旦构建了史密斯圆图，就可以使用它在串联电路或并联电路中分析这些参数。可以直接用串联的方法添加元件。可以添加新的元件，它们的效果可以简单地通过沿着圆移动到它们各自的取值来决定。但是，将元件并联求和就是另一个问题了。这就需要考虑额外的参数。通常，在导纳的领域中使用并联元件更为简单。

众所周知，根据定义， $Y=1/Z$ ，且 $Z=1/Y$ 。导纳可表示为 mhos 或 Ω^{-1} ，现在还可以表示为西门子或 S。当 Z 是复数时，Y 必须也是个复数。

因此， $Y=G+jB$ （方程 2.20），其中 G 被称为元件的“电导”，B 被称为元件的“电纳”。小心谨慎地进行练习是非常重要的。通过下面的逻辑假设，我们可以得出结论： $G=1/R$ ， $B=1/X$ 。然而，这种情况并非如此。如果使用了这个假设，结果可能就不正确了。

当使用导纳时，我们必须做的第一件事情就是正规化 $y=Y/Y_0$ 。这么做的结果为 $y=g+jb$ 。

因此，这样对反射系数会造成什么影响呢？通过完成下面的方程推导：

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{1/Y_L - 1/Y_0}{1/Y_L + 1/Y_0} = \frac{Y_0 - Y_L}{Y_0 + Y_L} = \frac{1 - y}{1 + y} \quad (\text{方程 2.21})$$

上述方程证明了 G 的表达式在符号上与 z 相反，也就是 $\Gamma(y) = -\Gamma(z)$ 。

如果我们已知 z ，我们可以将 Γ 求相反符号，然后找出离点 $(0, 0)$ 的距离与已知的那个点离 $(0, 0)$ 点的距离相等，但方向相反的点。通过围绕中心点旋转 180° ，也可以得到相同的结果（查看图 7）。

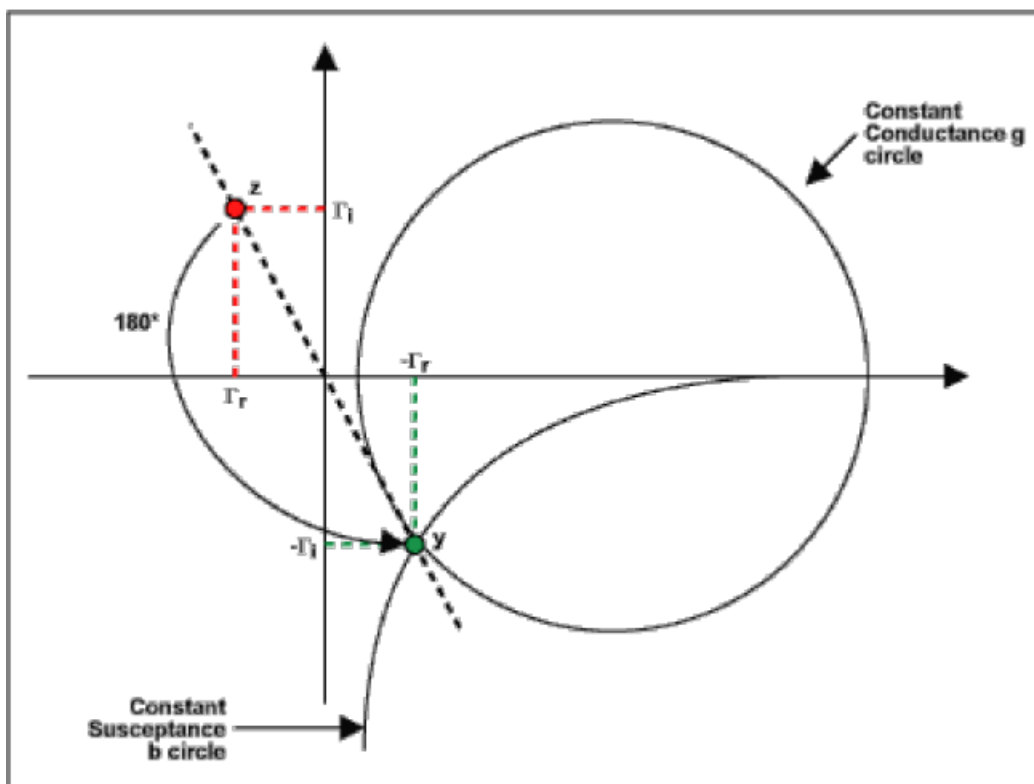


图 7 旋转 180° 后的结果

当然，虽然 Z 与 $1/Z$ 确实表示相同的元器件，但是新的点却表现为一个不同的阻抗（新的值在史密斯圆图上具有一个不同的点与一个不同的反射系数值，等等）。因为该绘图是一种阻抗绘图，所以这个会发生。但是，这个新的点实质上是导纳。因此，在史密斯圆图上读到的值应当读作西门子（S）。

虽然这种方法对于换算来说是足够了，但是当处理并联的元件时，对于确定电路解析来说却不起作用。

导纳史密斯圆图

在前面的讨论中，我们可以看到，通过将原来的 Γ 在复平面上旋转 180° ，就可以将阻抗史密斯圆图上的每个点转换为它的导纳对应物。因此，可以通过将整个阻抗史密斯圆图旋转 180° 来获得一个导纳史密斯圆图。这种方法极为方便，因为它消除了构建另一个史密斯圆图的必要性。所有圆（恒定电导圆与恒定电纳圆）的交点都自动地位于点 $(-1, 0)$ 。通过这种绘图，使得以并联的方式添加元件同样变得更加简单了。从数学上说，导纳史密斯圆图的结构由以下方程创建：

$$\Gamma_L = \Gamma_r + j\Gamma_i = \frac{1-y}{1+y} = \frac{1-g-jb}{1+g+jb} \quad (\text{方程 3.1})$$

然后，反转方程，用 Γ_L 来表示 y ：

$$y = g + jb = \frac{1-\Gamma_L}{1+\Gamma_L} = \frac{1-\Gamma_r-j\Gamma_i}{1+\Gamma_r+j\Gamma_i} \quad (\text{方程 3.2})$$

$$g + jb = \frac{(1-\Gamma_r-j\Gamma_i)(1+\Gamma_r-j\Gamma_i)}{(1+\Gamma_r+j\Gamma_i)(1+\Gamma_r-j\Gamma_i)} = \frac{1-\Gamma_r^2-\Gamma_i^2-j2\Gamma_i}{1+\Gamma_r^2+2\Gamma_r+\Gamma_i^2} \quad (\text{方程 3.3})$$

接下来，通过将方程 3.3 两边的实部与虚部分别设为相等，我们可以得到了两个新的、相互无关的关系式：

$$g = \frac{1-\Gamma_r^2-\Gamma_i^2}{1+\Gamma_r^2+2\Gamma_r+\Gamma_i^2} \quad (\text{方程 3.4})$$

$$b = \frac{-2\Gamma_i}{1+\Gamma_r^2+2\Gamma_r+\Gamma_i^2} \quad (\text{方程 3.5})$$

通过推导方程 3.4，我们得到以下方程：

$$g + g\Gamma_r^2 + 2g\Gamma_r + g\Gamma_i^2 = 1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2 \quad (\text{方程 3.6})$$

$$\Gamma_r^2 + g\Gamma_r^2 + 2g\Gamma_r + g\Gamma_i^2 + \Gamma_i^2 = 1 - g \quad (\text{方程 3.8})$$

$$(1+g)\Gamma_r^2 + 2g\Gamma_r + (g+1)\Gamma_i^2 = 1 - g \quad (\text{方程 3.9})$$

$$\Gamma_r^2 + \frac{2g}{g+1}\Gamma_r + \Gamma_i^2 = \frac{1-g}{1+g} \quad (\text{方程 3.10})$$

$$\left(\Gamma_r + \frac{g}{g+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \frac{1-g}{1+g} + \frac{g^2}{(1+g)^2} = \frac{1}{(1+g)^2} \quad (\text{方程 3.11})$$

$$\left(\Gamma_r + \frac{g}{g+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+g}\right)^2 \quad (\text{方程 3.12})$$

可以看出，最后得出的是一个在复平面 (Γ_r, Γ_i) 上的，形如 $(x-a)^2 + (y-b)^2 = R^2$ （方程 3.12）的参数方程，这个参数方程表示一个圆，其圆心坐标为 $(-\frac{g}{g+1}, 0)$ ，半径为 $\frac{1}{1+g}$ 。

此外，通过推导方程 3.5，我们可以得到：

$$b + b\Gamma_r^2 + 2b\Gamma_r + b\Gamma_i^2 = -2\Gamma_i \quad (\text{方程 3.13})$$

$$1 + \Gamma_r^2 + 2\Gamma_r + \Gamma_i^2 = -\frac{2}{b}\Gamma_i \quad (\text{方程 3.14})$$

$$\Gamma_r^2 + 2\Gamma_r + 1 + \Gamma_i^2 + \frac{2}{b}\Gamma_i = 0 \quad (\text{方程 3.15})$$

$$\Gamma_r^2 + 2\Gamma_r + 1 + \Gamma_i^2 + \frac{2}{b}\Gamma_i + \frac{1}{b^2} - \frac{1}{b^2} = 0 \quad (\text{方程 3.16})$$

$$(\Gamma_r + 1)^2 + (\Gamma_i + \frac{1}{b})^2 = \frac{1}{b^2} \quad (\text{方程 3.17})$$

这又是一个形如 $(x-a)^2 + (y-b)^2 = R^2$ (方程 3.17) 的参数方程。

等效阻抗解析

当解决元件串并联混合电路的问题时,我们可以使用相同的史密斯圆图,将它绕任意点旋转便可以在该点处实现 z 到 y 或 y 到 z 的换算。

让我们考虑图 8 中的网络(使用 $Z_0=50\Omega$ 对元件进行正规化)。串联的电抗(x)对于电感器为正,对于电容器为负。电纳(b)对于电容器为正,对于电感器为负。

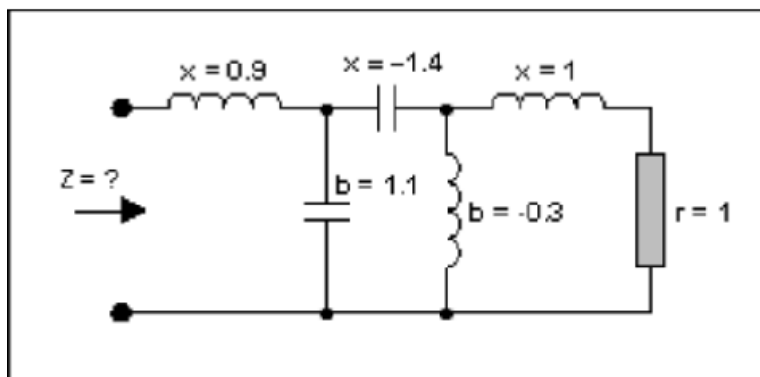


图 8 一个多元件电路

需要对上图中的电路进行简化(查看图 9)。从电路的最右端开始,有一个电阻器与一个电感器,它们的取值都为 1,我们绘制一个串联点,它是 r 取值为 1 的圆与 l 取值为 1 的圆的交点。这个交点就是点 A。因为下一个元件是一个分流元件(并联),我们需要切换到导纳史密斯圆图(通过将整个平面旋转 180°)。然而,想要做到这一点,我们需要将前面的点转换为导纳形式。转换后的点就是点 A'。然后,我们将平面旋转 180° 。现在,我们就处于导纳模式中了。可以沿着电导圆,按对应于 0.3 的距离,添加分流元件。这点必须在逆时针方向上完成(负值),然后就得到了点 B。然后,我们要处理另一个串联元件。我们再次切换回阻抗史密斯圆图。

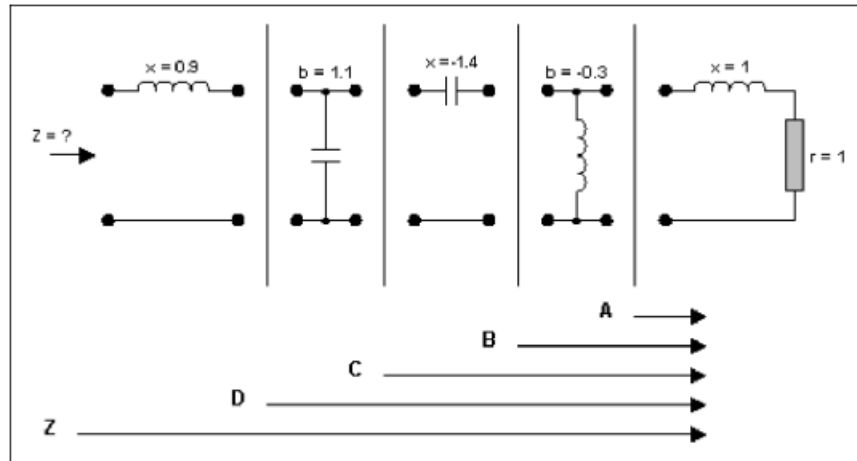


图 9 为了分析而分解图 8 中的电路网络

在做这一点之前，有必要再次将前面的点重新转换为阻抗形式（现在它是导纳形式的点）。在转换之后，我们就确定了点 B'。使用前面已建立的例程，再次将史密斯圆图旋转 180° ，以便于回到阻抗模式。可以沿着电阻圆，按对应于 1.4 的距离，添加串联元件，并且将得到的点标记为 C。这一点需要按顺时针方向完成（负值）。对于下一个元件，执行相同的操作即可（转换为导纳形式，并且旋转平面）。然后，沿着恒定电导圆按顺时针方向（因为是正值）移动指定的距离（1.1）。我们将得到的点标记为 D。最后，我们再次转换回阻抗模式，并且添加最后一个元件（串联电感器）。然后，我们就能确定需要的 z 值了，它位于电阻圆 0.2 与电抗圆 0.5 的交点处。因此， z 的值可以确定为 $0.2 + j0.5$ 。若系统的特征阻抗为 50Ω ，则 $Z = 10 + j25\Omega$ （查看图 10）。

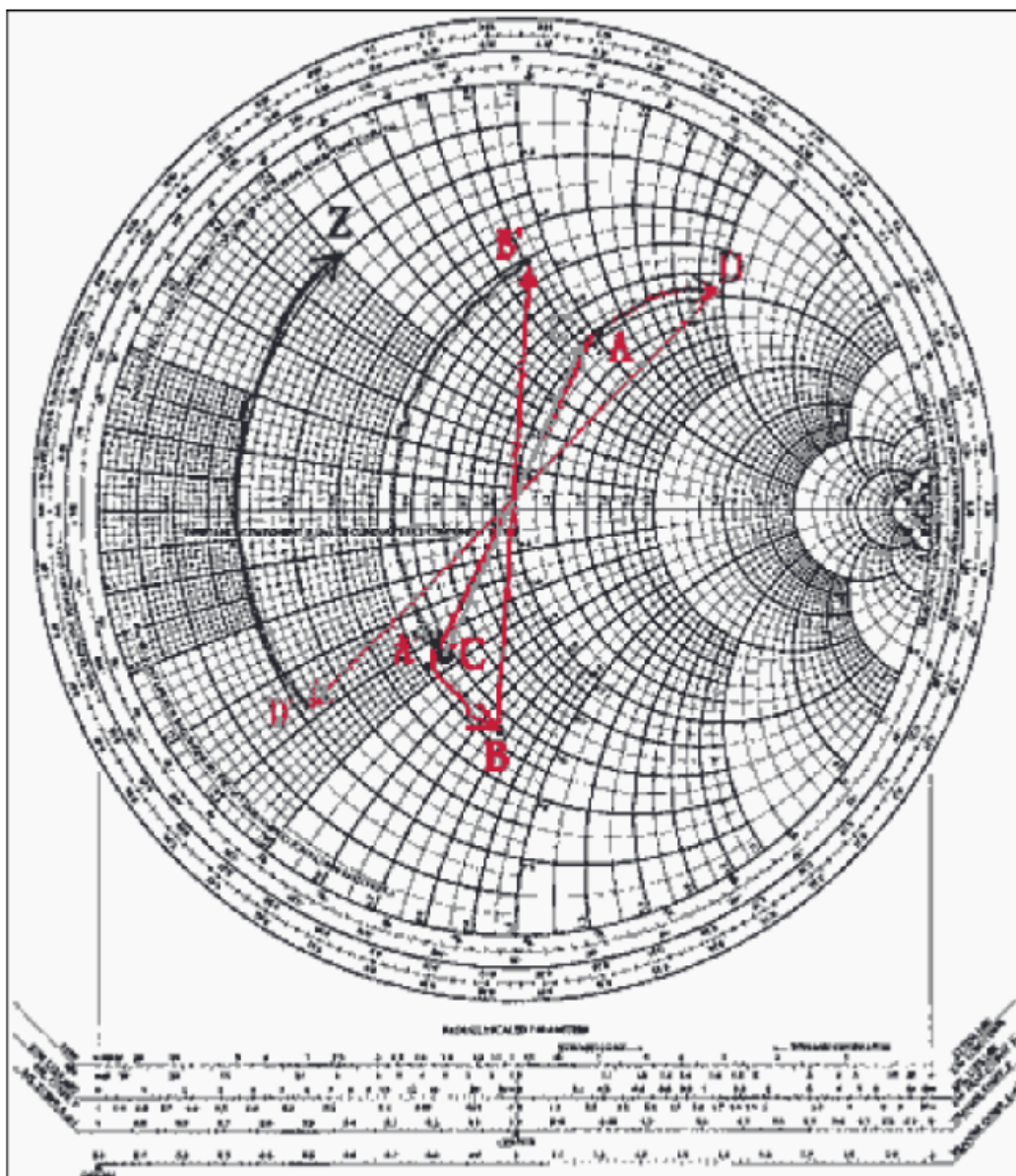


图 10 在史密斯圆图上绘制的网络元件

按步骤匹配阻抗

史密斯圆图的另一个功能就是能够判定阻抗匹配。这个过程是找出给定网络的等效阻抗的反向操作。在此，电路的两个访问端口（通常，一个是源，另一个是负载）处的阻抗是固定的，如图 11 中所示。阻抗匹配的目标就是设计一个网络，然后将其插入两个访问端口之间，使得整个电路具有正确的匹配阻抗。

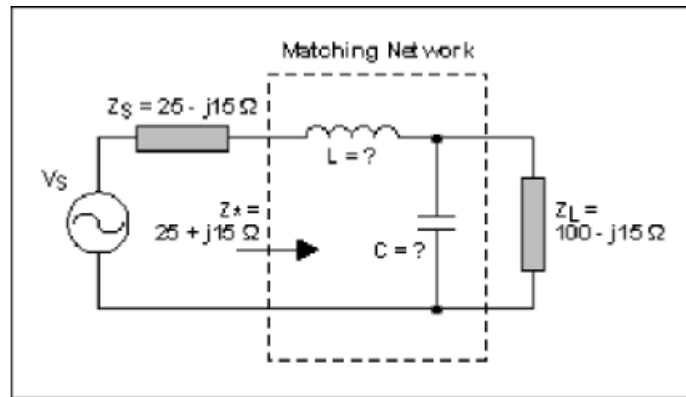


图 11 含有已知阻抗与未知元器件的典型电路

乍一看，阻抗匹配看起来好像不比找出等效阻抗难多少。但是，问题在于存在着近乎于无限的匹配网络元器件组合可以达到类似的结果。而且同样需要考虑其他的输入条件（例如，滤波器类型结构、质量因子、元器件有限的选择性）。

选择实现这一点的途径，需要在史密斯圆图上添加串联与分流元件，直到满足了需要的阻抗为止。从图形上看，它看起来就是找出在史密斯圆图上连接各个点的方法。再次地，阐述这个途径的最好的方法就是处理一个实例需求。

本实例的目标就是在 60MHz 的工作频率下匹配电源阻抗 (Z_s) 与负载 (Z_L) (查看图 11)。网络的结构被固定为一个低通 L 型的结构(另一种方法是将问题看作如何迫使负载表现为一个值为 Z_s 的阻抗，一个 Z_s 的复共轭)。下面就会说明如何找到问题的解。

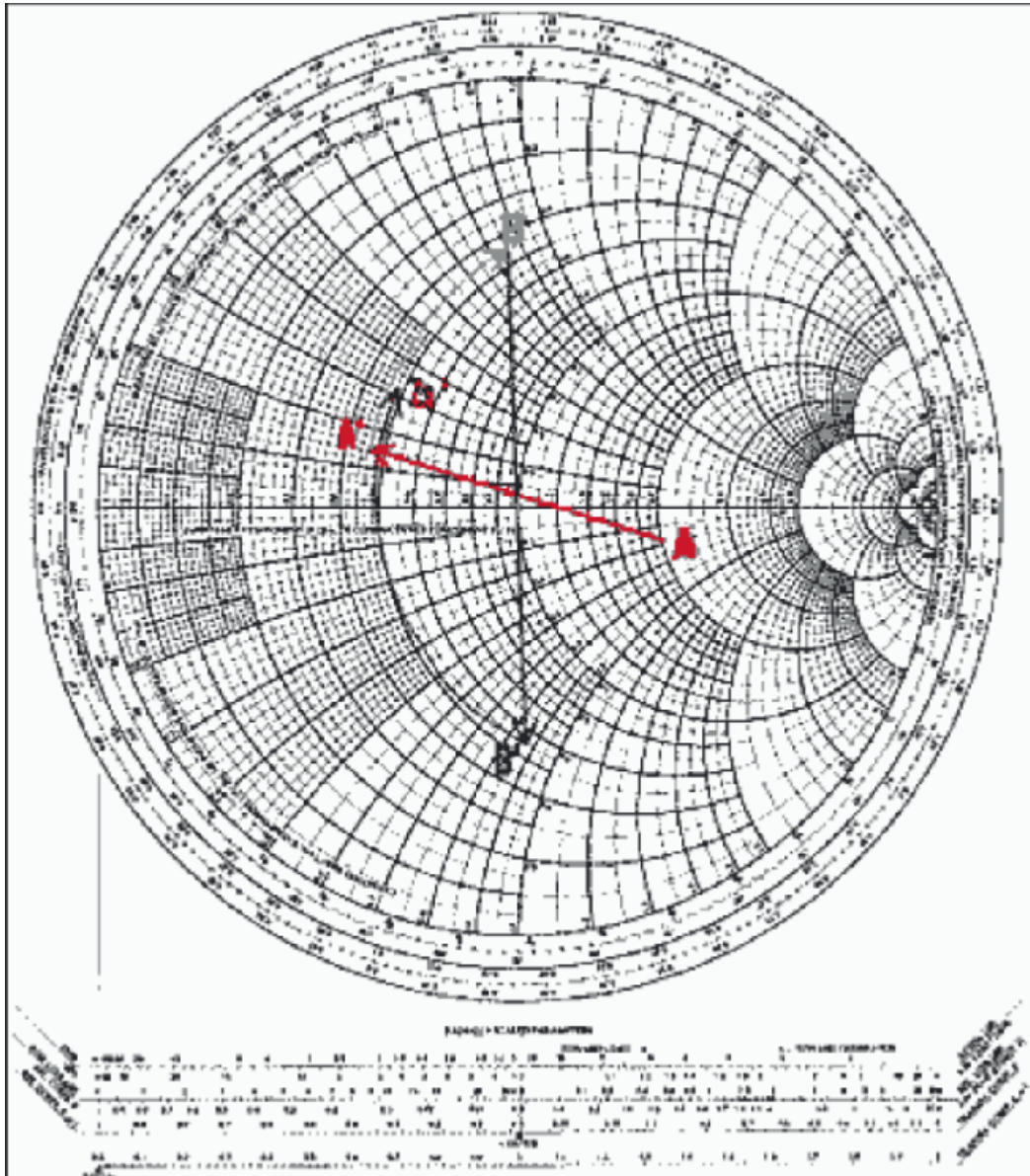


图 12 在史密斯圆图上为图 11 中的网络绘制的点

要做的第一件事情就是正规化不同的阻抗值。如果没有给定标准值,那么就选择一个与负载/电源阻抗值在相同范围内的值。假定 Z_0 为 50Ω 。因此 $Z_S=0.5-j0.3$ $Z_S^*=0.5+j0.3$ $Z_L=2-j0.5$ 。

接下来,将两个点放置到圆图上。将 Z_L 对应的点标记为 A, Z_S^* 对应的点标记为 D。

然后,确定第一个与负载连接的元件(并联的电容器),并且将其转换为导纳。这样我们便得到了点 A'。

确定圆弧的部分,连接了电容 C 之后,下一个点将会在这个圆弧上出现。因为我们并不知道电容器 C 的取值,所以我们不知道该在哪儿停止。然而,我们是知道方向的。一个并联

的电容器意味着在导纳史密斯原图上按顺时针方向移动，直到找到需要的值为止。这将会得到点 B (导纳形式的)。因为下一个元件是一个串联的元件，所以必须将点 B 转换到阻抗平面上。这样便能得到点 B'。点 B' 必须与点 D 位于同一个电阻圆上。在图形上，从 A' 到 D 只有一个解，但是还需要通过一种“测试与尝试”的方法来验证中间点 B (以及 B')。在找到点 B 与 B' 之后，我们可以测量圆弧 A' 到 B 与圆弧 B 到 D 的长度。第一段圆弧的长度就是电容器 C 的正规化的电纳值。第二段圆弧的长度就是电感器 L 的正规化的电抗值。

圆弧 A' 到 B 的测量长度为 $b = 0.78$ ，因此 $B = 0.78 \times Y_0 = 0.0156S$ 。因为 $\omega C = B$ ，则 $C = B / \omega = B / (2\pi f) = 0.0156 / [2\pi(60 \times 10^6)] = 41.4 pF$ 。

圆弧 B 到 D 的测量长度为 $x = 1.2$ ，因此 $X = 1.2 \times Z_0 = 60\Omega$ 。因为 $\omega L = X$ ，则 $L = X / \omega = X / (2\pi f) = 60 / [2\pi(60 \times 10^6)] = 159 nH$ 。

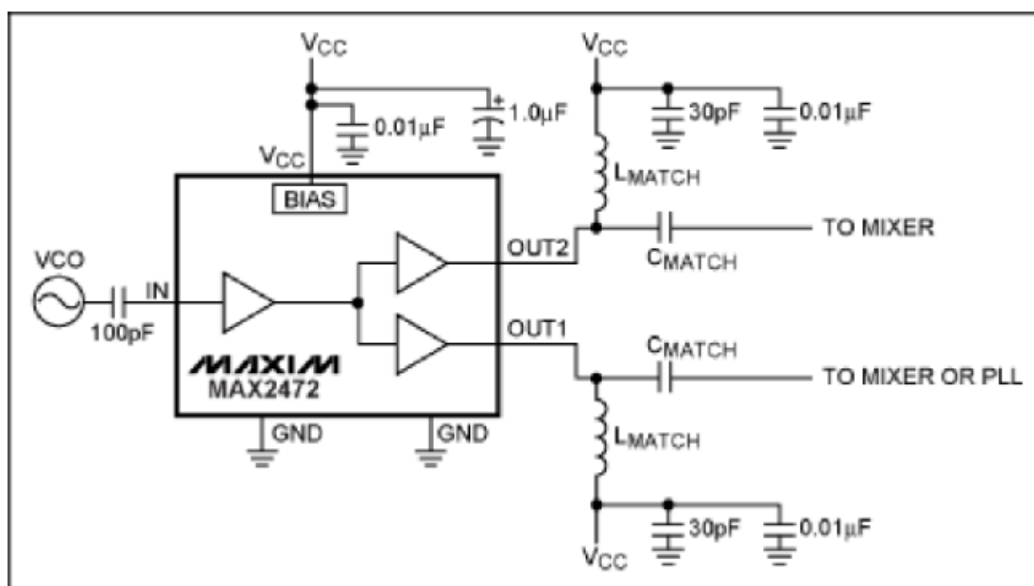


图 13 MAX2472 典型工作电路

第二个实例是在 900MHz 的工作频率下匹配 MAX2472 与 50Ω 的负载阻抗 (Z_L) (查看图 14)。这个网络将会使用 MAX2472 数据手册中所示的相同的配置。上图显示了这个匹配网络，它具有一个并联的电感器与一个串联的电容器。下面就会说明如何找到问题的解。

电容器 C_{MATCH} 可以产生阻抗 $z=1+j0$ 。通过将圆 $r=1$ 绕原点旋转 180° 我们绘制了与圆 $r=1$ 对应的所有可能的导纳值。这个反射的圆与过点 A' 的恒定电导圆的交点就是我们需要的点 B (导纳形式)。将点 B 反射到阻抗平面上便得到了点 B'。

找到点 B 与 B' 之后,我们就可以测量圆弧 A' 到 B 与圆弧 B' 到 D 的长度。第一个圆弧的测量长度就是 L_{MATCH} 的正规化电纳值。第二个圆弧的测量长度就是 C_{MATCH} 的正规化电抗值。圆弧 A' 到 B 测得的长度为 $b = -0.575$, 因此 $B = -0.575 \times Y_0 = 0.0115S$ 。因为 $1/\omega L = B$, 则 $L_{MATCH} = 1/B\omega = 1/(B2\pi f) = 1/(0.01156 \times 2 \times \pi \times 900 \times 10^6) = 15.38nH$, 四舍五入取 $15nH$ 。圆弧 B' 到 D 测得的长度为 $x = -2.81$, 因此 $X = -2.81 \times Z_0 = -140.5\Omega$ 。因为 $-1/\omega C = X$, 则 $C_{MATCH} = -1/X\omega = -1/(X2\pi f) = -1/(-140.5 \times 2 \times \pi \times 900 \times 10^6) = 1.259pF$, 四舍五入取 $1pF$ 。虽然这些计算结果并没有把元器件的寄生电感和寄生电容考虑进去,它们产生的值非常接近于数据手册上指定的值 $L_{MATCH}=12nH$ 与 $C_{MATCH}=1pF$ 。

结论

鉴于今日大量的软件,以及可以随时使用的高速高性能计算机,人们可能会质疑为何还需要这样的基础方法来确定电路的基本原理。

实际上,一个工程师之所以能成为一个真正的工程师,并不仅仅是因为学术知识,而且还有利用形形色色的资源来解决问题的能力。你可以很轻松地向程序中插入一些代码和数字,然后让程序帮你计算出问题的解。若问题的解很复杂,并且是多方面的,那么使用计算机来完成这些苦差事就显得尤其方便。然而,理解基础的理论原理,掌握这些知识的来龙去脉,对于利用计算机平台来完成工作是非常重要的,这些能够使得工程师或者设计者成为一个更加全面、更加自信的专家,并且使得计算结果更加可靠。