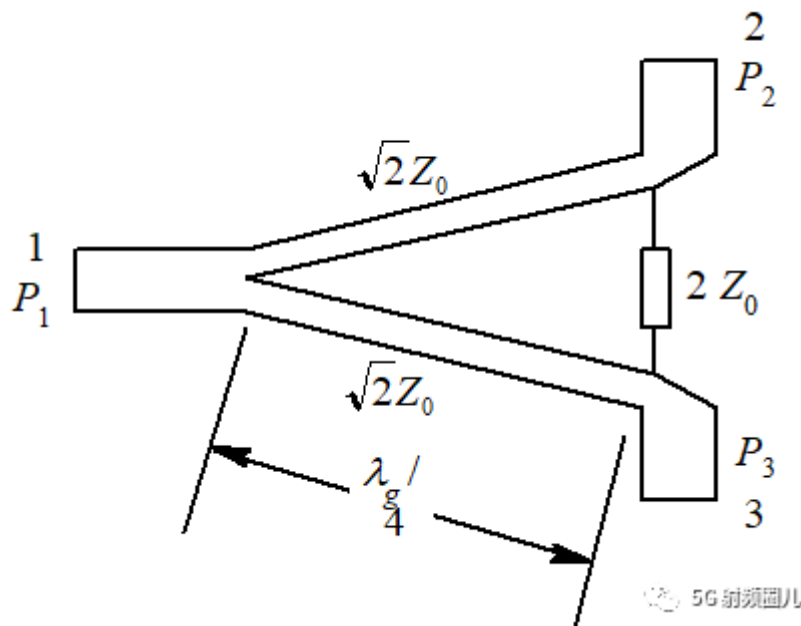


威尔金森功分器是一款比较常用的射频器件，是由射频工程师 E.J. Wilkinson 在 1960 年的文章中提出的。

威尔金森功分器常见的使用场景是将一路信号按照一定的比例分成两路信号，或者将两路信号组合成一路信号。要知道，一个三端口网络是不可能在每个端口都实现匹配的，为了实现匹配，Wilkinson 前辈在这里取了个巧——在端口 2 和端口 3 之间引入了一个电阻，这样就完美解决了三个端口都匹配的问题。

作为功分器来说，电阻没有任何影响，但是反过来，作为合路器使用的时候，电阻就要吃功率了。这到底什么原理？我们一起学习一下。

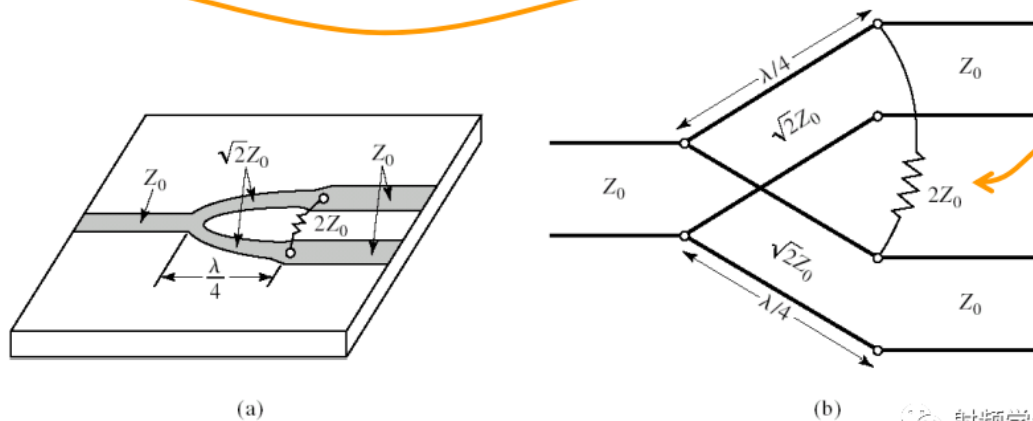


上图是一个传统的等分 Wilkinson 功分器，我们先来看一下 Wilkinson 是如何解决这个问题。

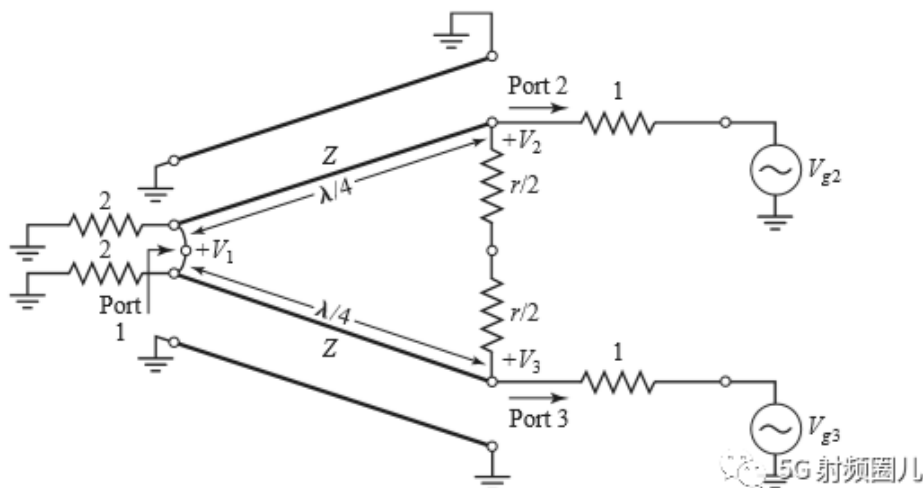
在《微波工程》一书中，作者用到了奇偶模分析来进行 Wilkinson 功分器的分析。奇偶模分析是微波设计中最常用的一种分析方法，用单一的端口输入分析起来比较复杂，但一个信号可以分解为奇模和偶模的内叠加，奇模模分析相当于在两段线之间加了一个地，偶模分析就是两条线并行，可以用一段线进行电路，场的分析。根据电路线性相加的原理，二者的作用效果一叠加，结果就出来了。

下面，我们一起就着“奇偶模分析法”学习一下威尔金森功分器的基本原理。

首先，对 Wilkinson 功分器的电路图进行归一化。为什么要归一化？因为归一化之后具有普遍性。



### ▲等效传输线电路

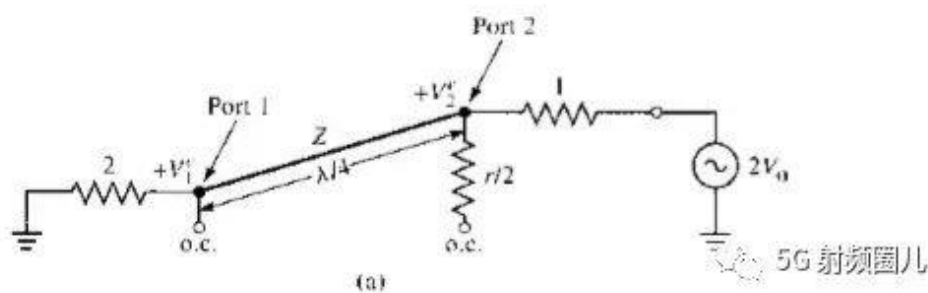


### ▲等效电路归一化和对称化

这个归一化很简单，即所有阻抗对输入端口传输线特征阻抗  $Z_0$  进行归一化。端口 1 处，归一化电阻值为 1，从中心线对称，源电阻可以表示为两个电阻值为 2 的电阻并联。四分之一波长传输线的归一化阻抗为  $Z$ ，对于上文提到的二等功分器，阻抗为根号（2），端口 2 和端口 3 之间的归一化电阻值为 2，可以表示为两个电阻值为 1 的电阻串联。

奇偶模分析法首先要定义出来电路激励的分离模式：偶模  $V_{g2}=V_{g3}=2V_0$ ；奇模， $V_{g2}=-V_{g3}=2V_0$ 。然后这两个模式叠加，有效的激励就是  $V_{g2}=4V_0$ ， $V_{g3}=0$ 。

首先看偶模激励  $V_{g2}=V_{g3}=2V_0$ ，因此  $V_{2e}=V_{3e}$ ，电阻  $r$  两端电压相等，没有电流流过电阻  $r$ ，所以端口 1 的两个传输线输入之间短路。因此，可以把上图归一化电路剖分开，如下图所示：



这个时候从端口 2 看进去的阻抗为：

$$Z_{in}^e = \frac{Z^2}{2},$$

很简单了，如果  $Z = \sqrt{2}$  的话，那么  $Z_{in} = 1$ ，那么端口 2 就是匹配的，且有  $V_2^e = V_0$ 。根据传输线方程可以求出  $V_1^e$ 。

$$V(x) = V^+(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x}).$$

$$V_2^e = V(-\lambda/4) = jV^+(1 - \Gamma) = V_0,$$

$$V_1^e = V(0) = V^+(1 + \Gamma) = jV_0 \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1}.$$

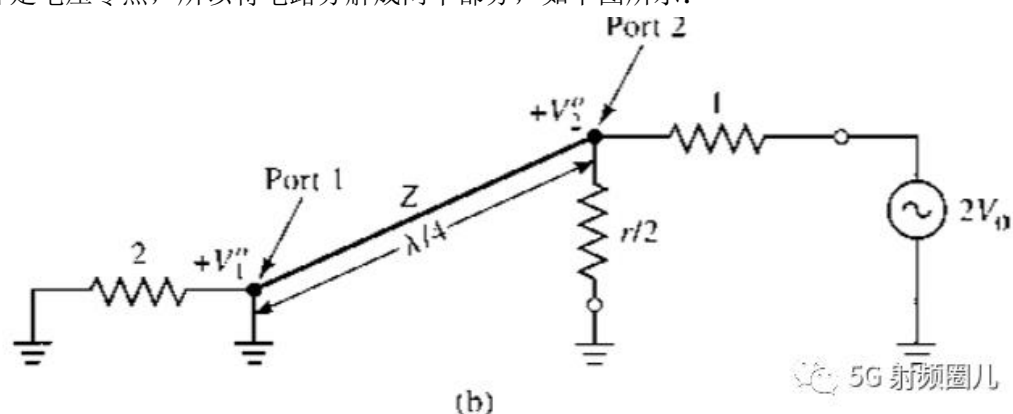
在端口 1 处，反射系数  $\Gamma$  是：

$$\Gamma = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}},$$

所以：

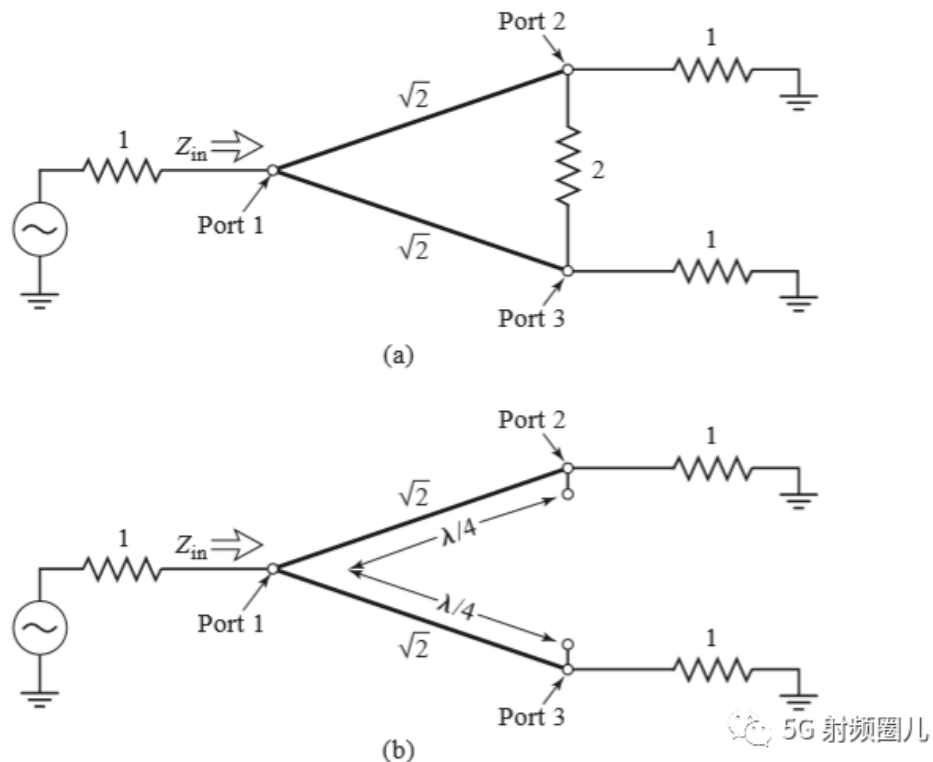
$$V_1^e = -jV_0\sqrt{2}.$$

接下来进行奇模分析。对于奇模激励， $V_2 = -V_3 = 2V_0$ ，因此  $V_2 = -V_3$ ；沿着归一化电路中线分开是电压零点，所以将电路分解成两个部分，如下图所示：



从端口 2 看过去的阻抗为  $r/2$ ，这是因为端口 1 处短路，经过四分之一波长变换器在端口 2 处等效为开路。对于等分功分器，如果  $r=2$ ， $r/2=1$ ，则端口 2 是匹配的。这时，有  $V_2 = V_0$ ， $V_1 = 0$ 。对于这种激励模式，全部功率都传输到电阻  $r$  上。而没有进入端口 1。对于等分功分器，上下两部分是对称的，因此，我们也能得到端口 3 也是匹配的。

那么，端口 1 是不是匹配的呢？当端口 2 和端口 3 都接匹配负载时，端口 1 处的输入阻抗是多少呢？等效电路如下图所示，因为  $V_2=V_3$ ，因此没有电流流过电阻  $r$ ，可以直接被忽略。留下 b 的电路，这个时候就简单了。



从端口 1 处看过去是两个接有阻抗为 1 的四分之一波长变换器并联的阻抗。

$$Z_{in} = \frac{1}{2}(\sqrt{2})^2 = 1.$$

因此，端口 1 也是匹配的。

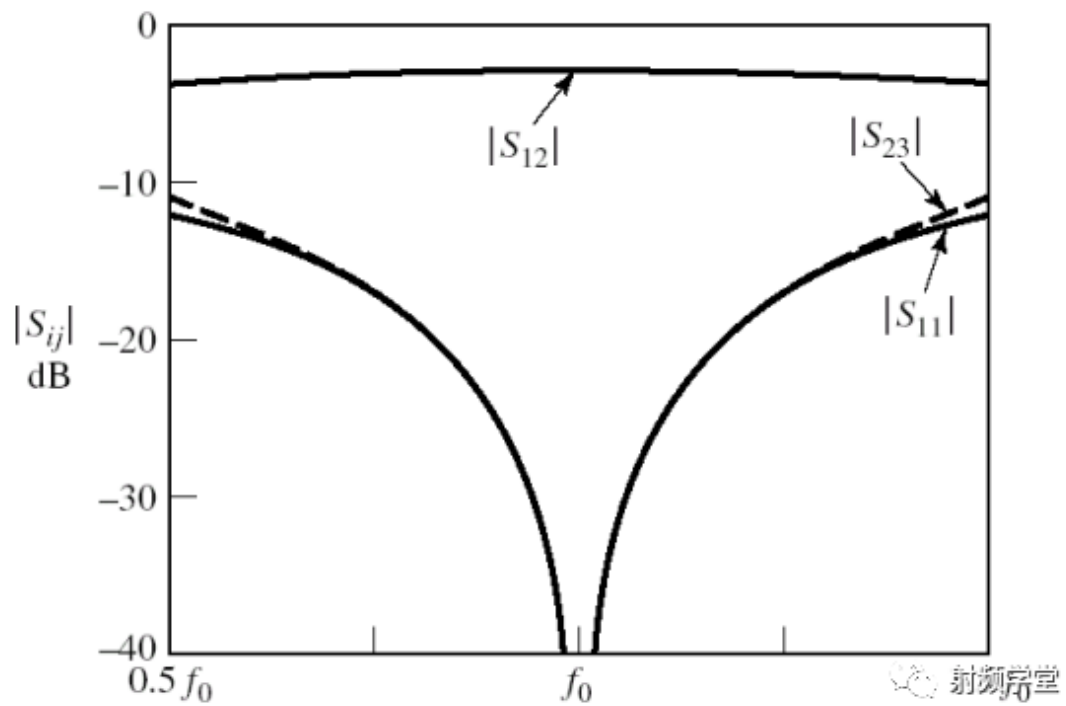
不管怎么样，请记住，当所有终端都匹配时，全部端口都是匹配的。更巧妙的是，当信号从端口 1 输入时，信号没有经过电阻  $r$ 。所以没有功率消耗在电阻  $r$  上。但是当信号从端口 2 和端口 3 输入时，会有部分功率消耗在电阻  $r$  上。因此，端口 2 和端口 3 又是隔离的。

巧就巧在引入的这个电阻  $r$  中，这个电阻即实现了 3 个端口的同时匹配，也实现了理想中的端口 2 和端口 3 之间的隔离。这个三端口网络所对应的传输矩阵就是：

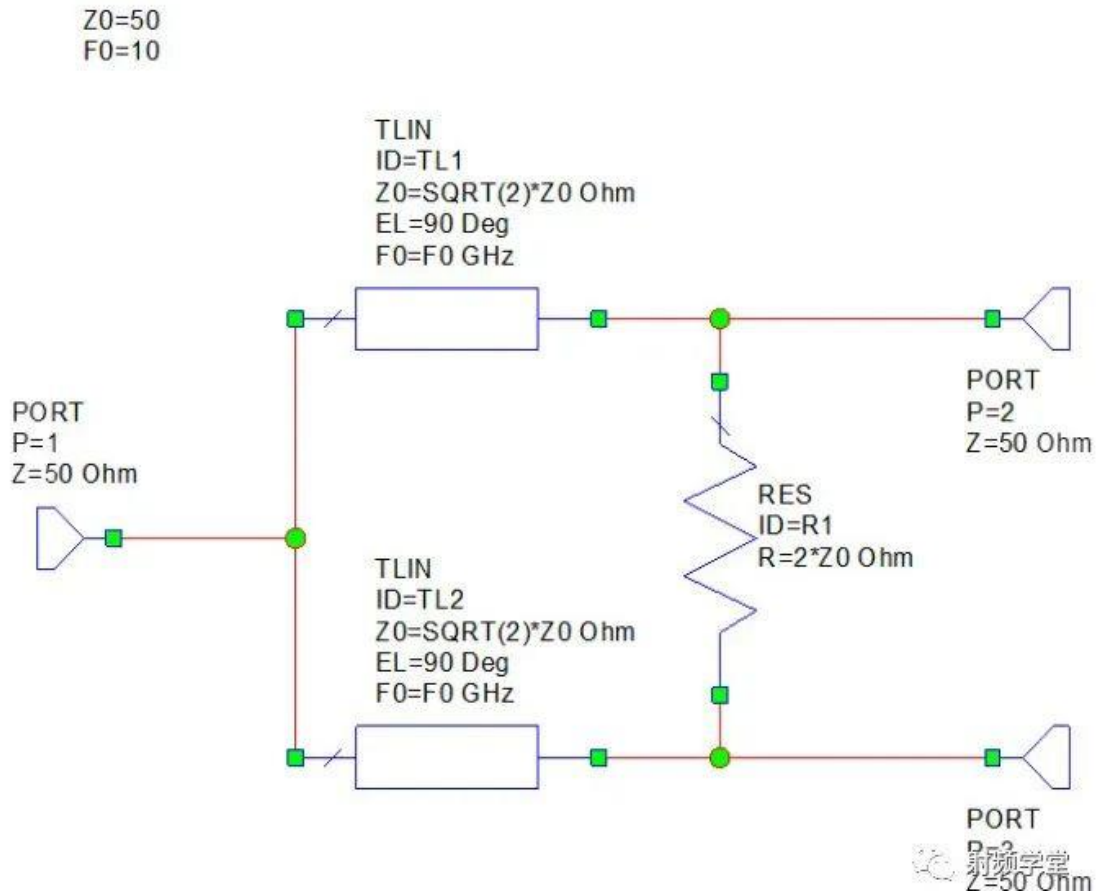
$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

矩阵中那个  $j$  就是四分之一波长线引入的相位差，凡是所涉及波长的，就是窄带的。下图的

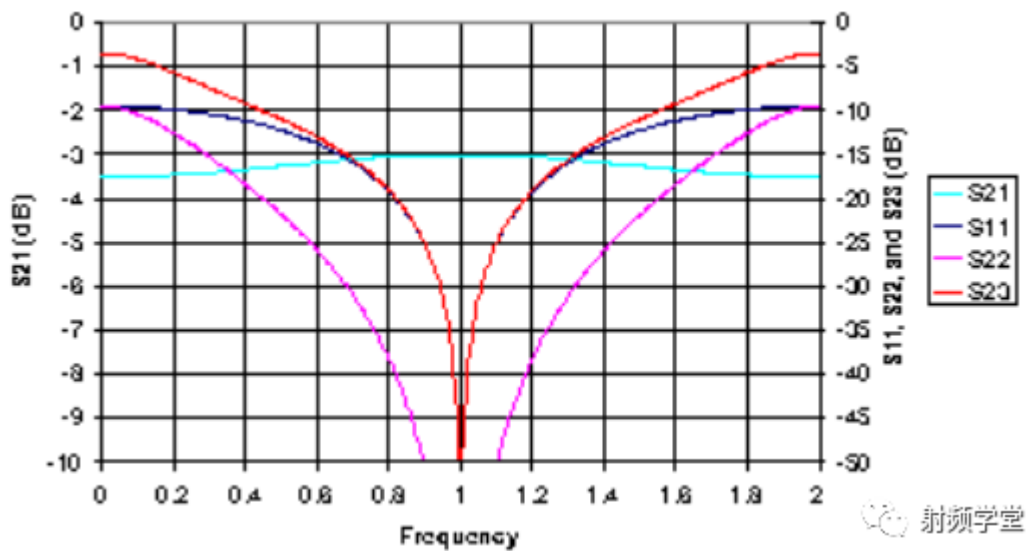
$f_0$  就是四分之一波长的波长对应的频率。所以对那个四分之一波长线，威尔金森功分器是成也萧何败也萧何，但是对于带宽，我们总有更好的方法去解决。



不清楚上文的各种计算有没有头晕脑胀，工程上总有更好的理解方法，我们即可以利用仿真软件去仿真观察一下电磁场的流图，也可以得到各个端口的  $S$  参数。



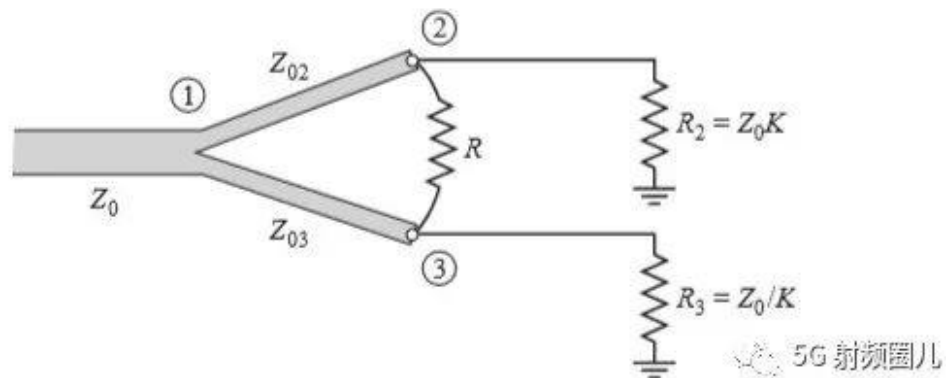
对应的 S 参数是, 在工作频率点, 每个端口都实现了完美的匹配, 端口 2 和端口 3 理想隔离, 并且功率 3dB 等分。



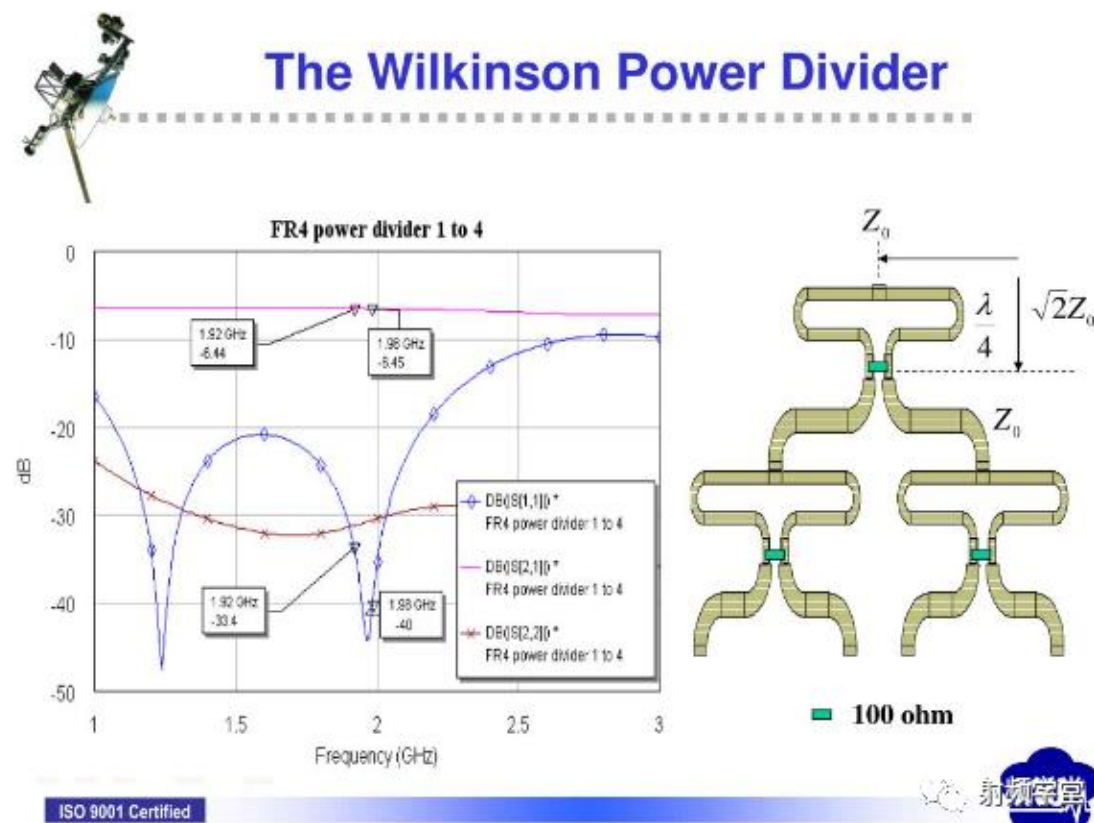
也可以信号流图的方式去感性的解释威尔金森的工作原理: 信号通过端口 1 等分到端口 2 和端口 3, 这个时候的隔离电阻上下两侧的信号电平相等, 因此不会有信号流过隔离电阻。两个输出端口终端将在输入端并行相加, 因此它们必须在输入端口分别转换为  $2 \times Z_0$  以组合为  $Z_0$ 。

这个过程通过四分之一波长变换器来实现；如果没有四分之一波变压器，端口 1 的两个输出的组合阻抗将为  $Z_0/2$ 。四分之一波长线的特性阻抗必须等于  $1.414 \times Z_0$ ，以便在端口 2 和 3 终止于  $Z_0$  时输入匹配。

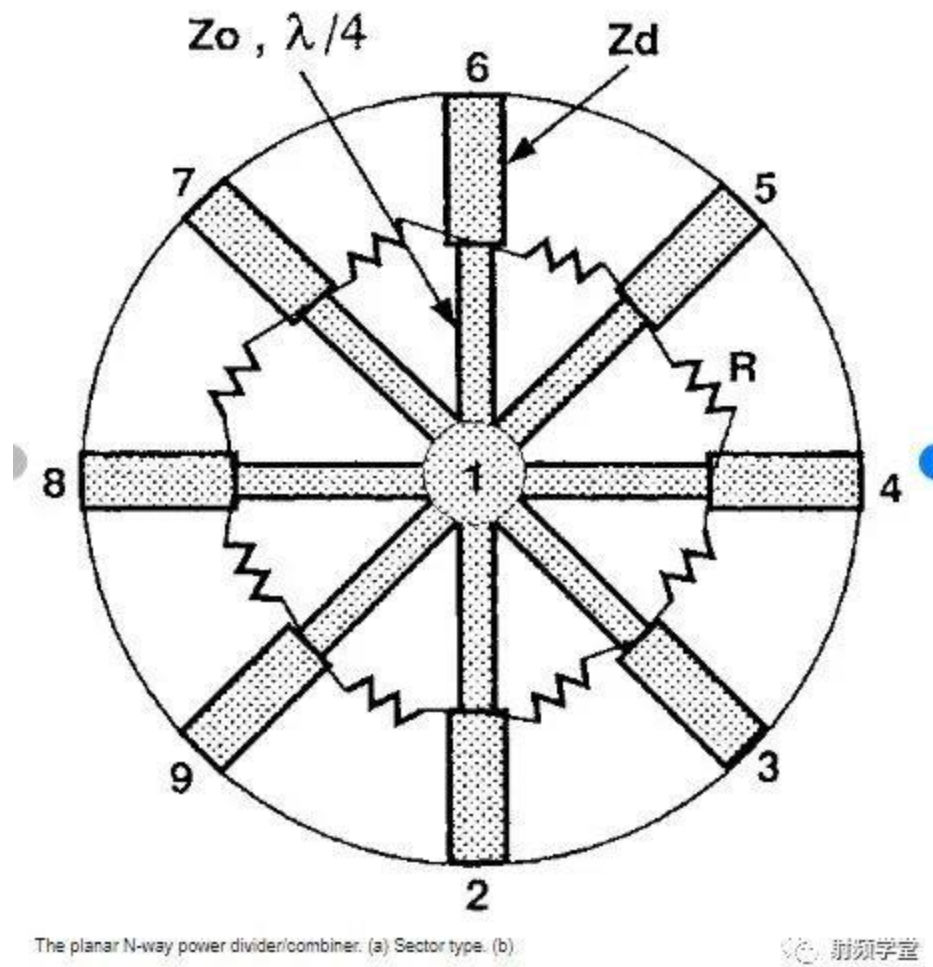
除了最常见的等分功分器，威尔金森功分器也可以设计成任意分配的功分器，设计公式如下：



也有很多一分多的威尔金森功分器的设计，可以通过威尔金森功分器的串联一节一节分配下去。

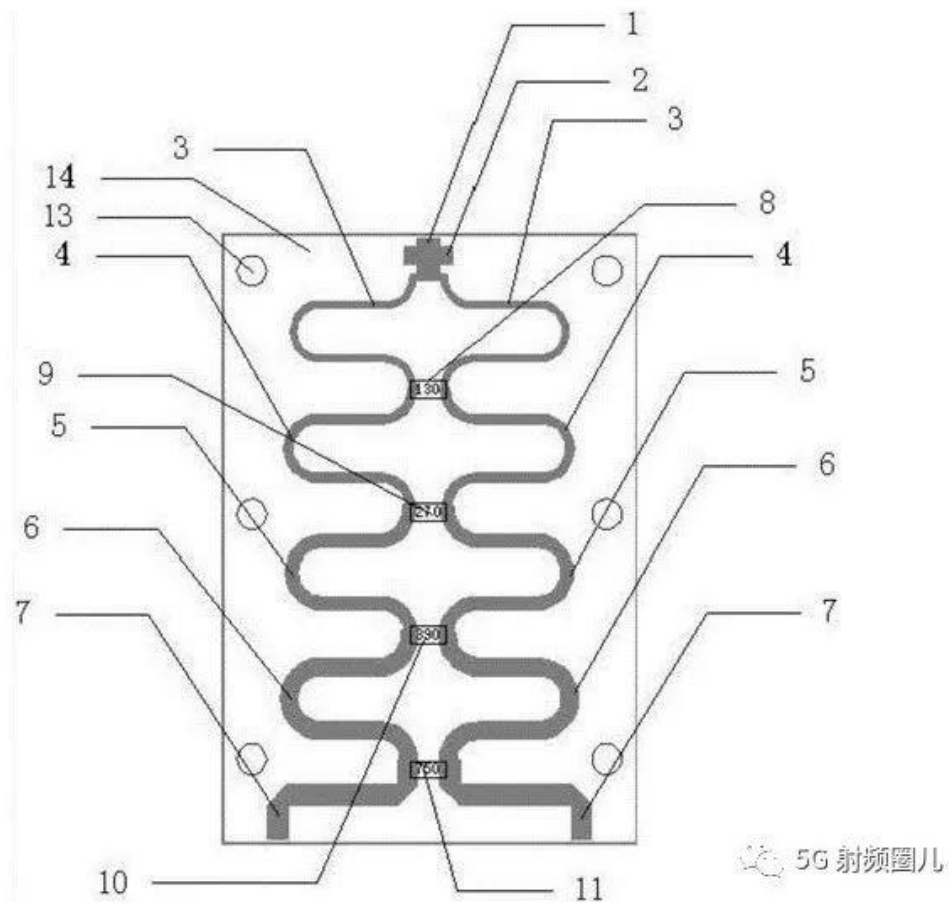


也可以直接在端口 1 分出  $N$  路来：

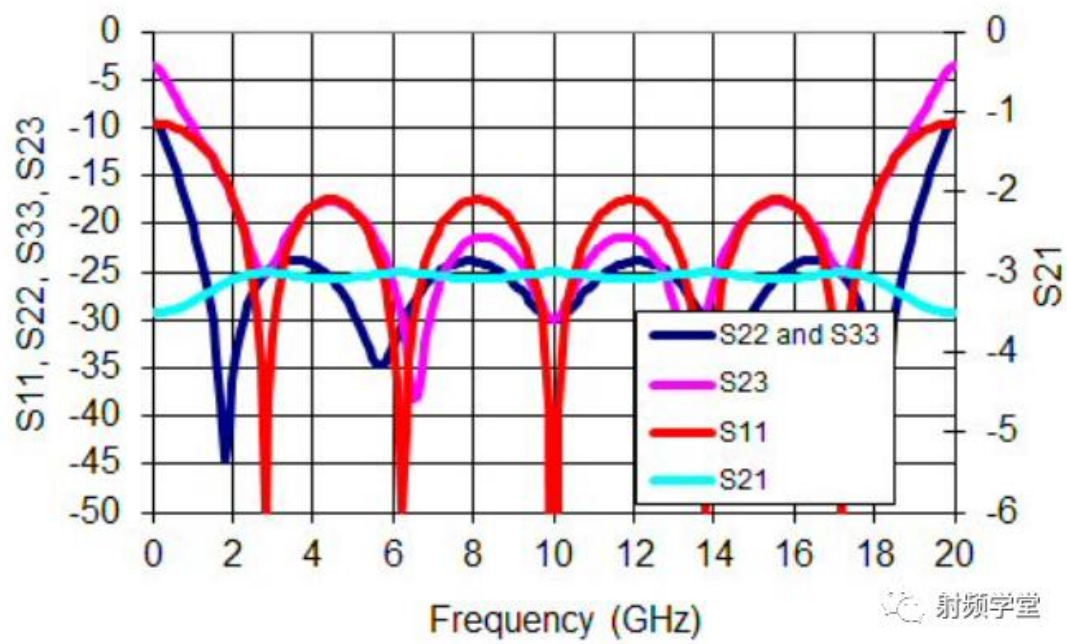


对于宽带威尔金森功分器的设计，可以利用多节阻抗匹配来进行设计，实现类似下图的宽带特性：

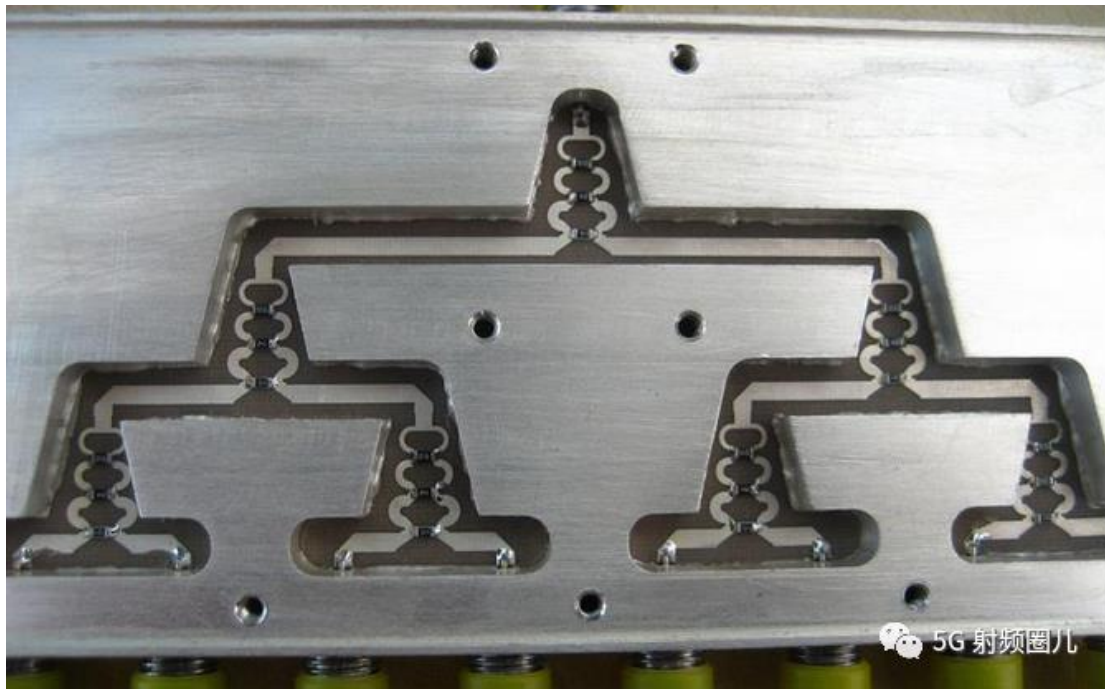




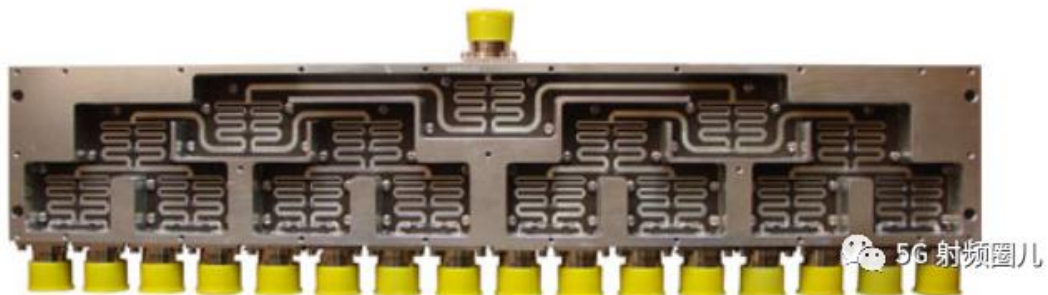
Wilkinson response

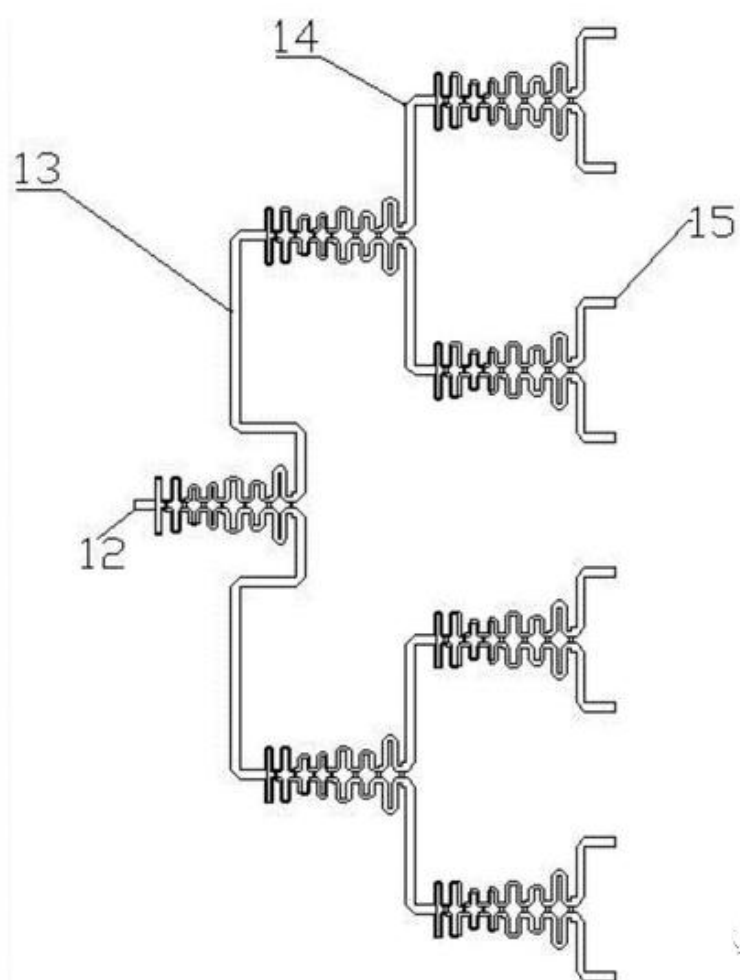


两种方式也可以结合在一起使用，实现宽带的多端口分配方案。下图是一款 8G-18G 的宽带功分器，通过功分器的级联，实现了宽带的一分八功能。

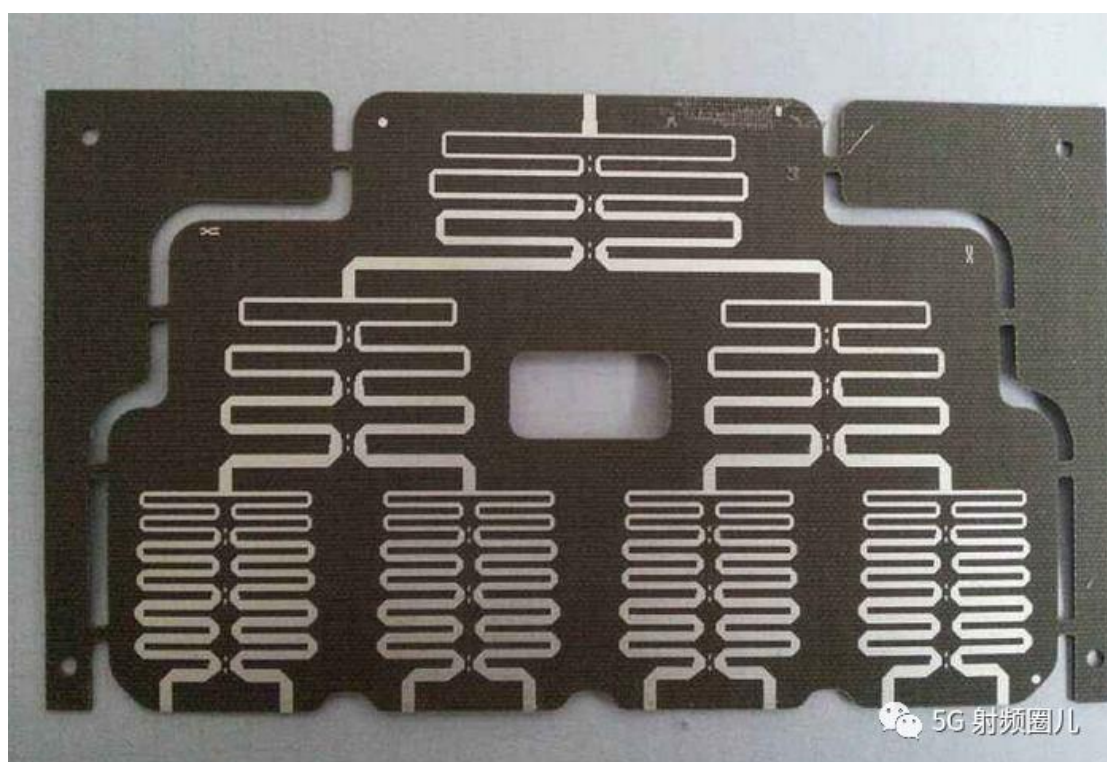


这个毫无以为，也是一款宽带的一分 16 功分器。





5G 射频圈儿



5G 射频圈儿

**参考文献:**

微波工程, David M Pozar