

第5章

微波网络

5.1 为什么要学这一章?



视频

网络(network)这个词现在肯定是不炫酷了,甚至都有点儿烂大街了,但是在人类进入 21 世纪前后,这个词可太新潮了。那时的网络主要是指计算机互联网,一条条网线将全世界的电脑都给联通起来,构成了一张巨大的网,引领了当时科技界的时尚。当然,网络并不是为互联网专门创造的一个词,在人类诞生之后,网络作为一个重要的概念,已经遍布人类生活的各个角落。捕鱼时需要把绳子按照某种单元形状打结形成渔网;为了方便出行,邻近的城市之间用公路或者铁路相互连接起来,构成一个交通网;人脑中大量的神经元通过脑神经连接后,形成神经网络,这个网络的规模甚至大于互联网;人与人之间,因为各种奇奇怪怪的关系,也会形成关系网,虽然看不见也摸不着,但是时时刻刻都在影响着人们的生活,这点和微波还挺像,如图 5-1 所示。这些网络其实大家都不陌生,从数学上抽象地来看,网络就是由节点和连线构成的结构,把各个节点连接起来之后,相比于之前孤立分散的情况,更容易发生一些美妙的事情。微波系统中有没有用到网络的概念呢?答案必须是肯定的,毕竟明眼人都看得出来前面说这么多就是为这一章的内容进行铺垫。微波系统中会用到各种各样的微波元器件,这么多的元器件很多时候并不是一条直线依次排开的,经常会出现一个元器件有多个输入和多个输出端口的情况,这个就很像网络中的节点了,多个元器件平铺开来,相邻的输入和输出端口相互连接,就构成了网络状的微波系统。上面说过,网络主要由节点和连线两个要素组成,在此前的章节中,我们已经对于微波网络中的连线进行了学习,也就是传输线和波导,在此基础上,本章就要开始对微波网络中的节点下手了,也就是对于多端口微波元器件的建模分析。

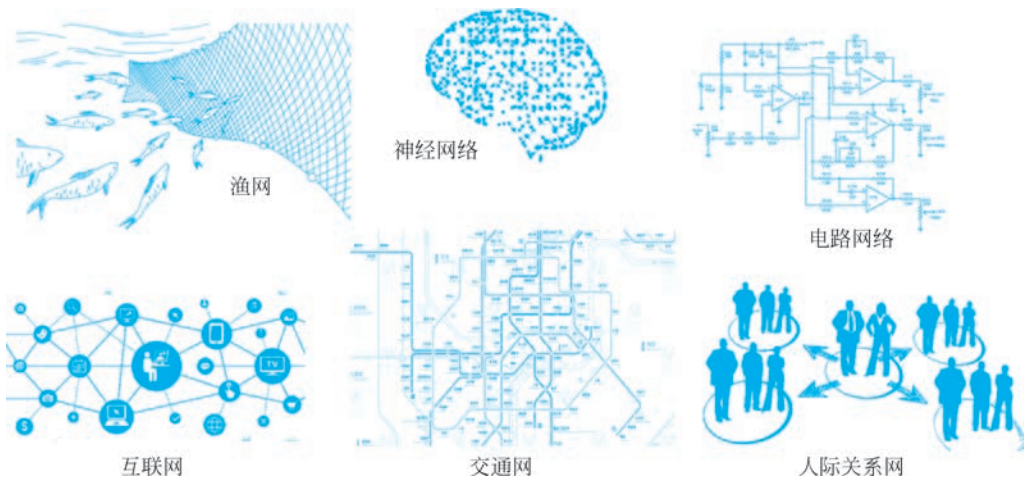


图 5-1 生活中的各种网

5.2 如何建模一个多端口微波元器件?

5.2.1 从传输线到各种微波元器件

我们之前在学习传输线和波导时,分析得算是相当透彻了,毕竟结构简单且规则,不论用“路”的方法还是“场”的方法,都可以做到全方位无死角地拿捏。然而,面对一般微波元器件时,如滤波器、功分器、环形器等,情况就出现很大变化了,因为种类繁多、结构复杂,随便拎出来一个微波元器件都不太可能分析得像传输线那般透彻。这个时候,就又要回归工程师的本性了,俩字儿,认了。但还是那句话,认怂可以,但也有底线,就算不对其进行全方位无死角的分析,也要对某一方面的特征有所了解,也就是说既然实力不允许我们洞若观火,那就只能先做到管中窥豹了,先了解我们感兴趣的某一方面也行,这是一种“黑盒子”的思维。就好像面对一个人,其实大多数情况下我们没必要关心他的心脏好不好,血压高不高,或者肝功能咋样,也许我们只是关心他的颜值和身材,这时就没必要非得把人家开膛破肚,各种化验,直接看看五官,量量身高体重就足够了。面对各种微波元器件时也是这样,对这个元器件的哪方面感兴趣,想办法了解这一方面就行了,至于内部是什么样的结构,只有设计者才会去关心。有了这样一个认知,我们接下来再面对微波元器件时,就可以做到轻装上阵了。

5.2.2 从低频电路的多端口网络说起

还是秉持“图难于其易,图大于其细”的理念,先从低频电路说起,前面说过网络的两个要素是节点和连线,而在低频电路中并不涉及传输线的问题,所以“电路基础”那门课中直接就管一个节点叫多端口网络^[9],这有点容易引起误解,严格来说,应该称为多端口网络节点。

电路元器件中最简单的就是单端口器件,单端口器件中最简单的莫过于一个电阻了。面对一个电阻,材料学院的同学会关心它是什么材料,设计学院的同学会关心它是什么颜色,机电学院的同学则关心它的尺寸或者重量,而我们电子信息学院的同学也许最关心的是它的电阻值,这个就是不同的人对于同一个事物的关注点不同。这个时候,就算把电阻用黑盒子(如图 5-2 中虚线框所示)装起来,也不妨碍我们在露出来的端口上加电压电流来测试其电阻值,因为我们只关心给这个黑盒子多少电流能得到多少电压,至于里面到底长什么样子,并不太感兴趣。也就是说,如果我们只是关心这个黑盒子的电阻,那么我们仅仅只用一个数字(6Ω)就可以描述出这个器件的特征。

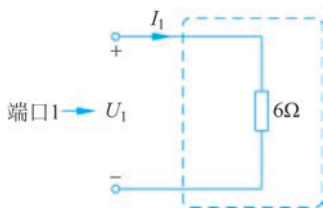


图 5-2 最简单的单端口网络

以图 5-3 所示的二端口网络为例,当电路结构逐渐复杂,有了电阻、电容以及电感等多种元器件,端口数目也逐渐增多时,作为电子信息学院的同学,我们还是会执着地关心在各个端口上加了一定的电流后将会在包括这个端口在内的所有端口上分别产生多少电压,也就是器件的阻抗如何,因为电压、电流和阻抗在某种程度上已经成了我们的信仰,进而成为了我们评价一个器件最喜欢用的指



视频

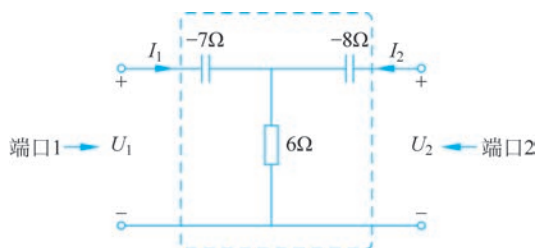


图 5-3 低频电路的二端口网络

标。由于端口变多,要想描述出这个器件的整体的阻抗,单靠一个阻抗值肯定是不够的,因为一个端口上的电流可能不只是因为自身端口上的电压造成的,也有可能是别的端口上加的电压和自己端口上加的电压共同造成的,这就有了自阻抗和互阻抗的概念,同一个端口的电压电流之比是自阻抗,不同端口的电

压和电流之比就是互阻抗。这样一来,要描述一个多端口器件的阻抗特性,所需要的阻抗数值就呈几何倍地增长了,不过倒也好算, N 个端口需要 N^2 个阻抗值就可以。也就是说,到了 N 端口时,我们就需要通过一个 N 阶矩阵来向别人描述一个器件的阻抗是多少了,这个就是阻抗矩阵的概念。因为经常用大写字母 Z 来表示阻抗,因此阻抗矩阵又叫 Z 矩阵,矩阵中各个元素称为阻抗参量。相应地很容易理解导纳矩阵的概念,导纳矩阵又叫 Y 矩阵,不难看出,导纳矩阵和阻抗矩阵是互逆的。

显然,阻抗矩阵可以用来联系 N 个端口上的电压和电流,写成数学表达式就是

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + \cdots + Z_{1N}I_N \\ U_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + \cdots + Z_{2N}I_N \\ &\vdots \\ U_N &= Z_{N1}I_1 + Z_{N2}I_2 + \cdots + Z_{NN}I_N \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

用矩阵形式表示则为

$$U = ZI \quad (5.2)$$

同理,可以写出矩阵形式的导纳矩阵

$$I = YU \quad (5.3)$$

当然,要想得到一个多端口网络的阻抗矩阵,电压和电流也不是随便加、随便测的,也要遵循一定的规矩。其实从式(5.1)就可以得到测量阻抗矩阵的任一参量 Z_{ij} 的方法,

$$Z_{ij} = \frac{U_i}{I_j} \bigg|_{I_k=0, k \neq j} \quad (5.4)$$

式(5.4)翻译成人类语言就是:以理想电流源 I_j 来激励端口 j ,测量端口 i 的开路电压 U_i ,此过程中,保持其他端口开路($I_k=0, k \neq j$), U_i 和 I_j 的比值即为 Z_{ij} 。导纳矩阵的测量也可用类似的方法,不过要改成理想电压源激励某一端口并保持其他端口短路了。

根据这种方法,无论是分析内部电路结构,还是直接暴力测量黑盒子伸出来的两个端口,都很容易得到图 5-3 所示的二端口网络阻抗矩阵,

$$Z = \begin{bmatrix} 6 - j7 & 6 \\ 6 & 6 - j8 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

这个是在“电路基础”课上就应该掌握的技能。

至此,本专业的同学再看到图 5-3 时,看到的已经不只是一个具体的电路或者二端口

器件了,而是能将其抽象化成一组数字了,如式(5.5)所示,而这组数字就包含了关于这个多端口网络在阻抗方面的所有信息。

有了一个多端口网络的阻抗矩阵之后,我们就可以预判在 N 端口上加一组电流后,会相应产生一组什么样的电压。这里有个概念一定要清楚,多端口网络的阻抗矩阵是由其内部的结构所决定的,与我们加不加电压电流没关系。这就好像一个杯子的容量,是由其内部空间形状尺寸所决定的,与我们加不加水没关系。我们往杯子里加水只是为了测出这个容量或者使用这个杯子,同理,往 N 端口网络上加电压或者电流也只是为了测量这个网络的参数或者使用这个网络一些功能。

5.2.3 低频到微波

其实微波网络的概念是从低频电路多端口网络的概念直接移植过来的,因此一个多端口微波元器件也可以看成黑盒子,用传输线或者波导从黑盒子中伸出来几个端口,大部分的情况下我们并不关心这个黑盒子中是什么构造,只是关心向输入端口输入信号,相应的输出端口能够输出什么信号,因此,理论上,我们也可以用阻抗矩阵的概念去描述一个多端口微波元器件的阻抗特性,从而将各个端口上的电压和电流信号联系起来^[10]。然而,很快微波工程师就发现阻抗矩阵有点不太好用,主要是存在两方面的问题:

(1) 电压和电流都是入射波和反射波的叠加,用传输线做成端口从黑盒子中伸出来之后,端口处参考面的总电压和总电流居然与传输线长度有关,沿线的电压电流一直在变化,自然阻抗也在变化。这个情况在低频电路中是没见过的,要是没学第2章,我们也会被吓一跳。

(2) 每个端口用的传输线,保不齐有特性阻抗 50Ω 的,也有特性阻抗 75Ω 的,这样一来,就算是只有入射,没有反射,入射电压和电流的比值在不同端口也不相同。

有了问题,就要解决问题,这也是我们作为微波工程师分内的事儿。

针对第一个问题,到了微波这个频段,既然端口上的电压和电流都是入射和反射的叠加,那么我们干脆就想办法把反射和入射联合起来搞事情。以图5-4为例,假设端口1、2为输入端口,其他端口为输出端口,输入时,我们当然是希望电压、电流波可以从端口1、2全部都顺顺利利地进去,输出时,电压、电流波可以从其他端口全部都痛痛快快地出来,如图5-4(a)所示。然而,学过第2章后我们就不会这么天真无邪了,现在的我们会明白:在端口1、2处向器件内部灌入射波,肯定有原地就反射出来的波;而在输出端口的位置,有向外的出射波,也肯定有在端口处又反射回器件内部的波。乱不乱?这时能比这信号流向更乱的也就是大家的脑子了。

我们再考虑第二个问题,各个端口的特性阻抗如果一样,会有一个很大的好处,那就是我们只管去和到处乱窜的电压波 U_N^+ 以及 U_N^- 硬刚就好,至于入射或者反射的电流波都可以通过同一个特性阻抗值利用式(2.9)直接求出来。基于这个原因,一般的设计者都会尽量做到各个端口特性阻抗的统一,然而,终归还是有不太一般的设计者,就是喜欢搞非主流,这时就需要我们想办法把入射电压和入射电流也都归一化一下,使其不再受



视频

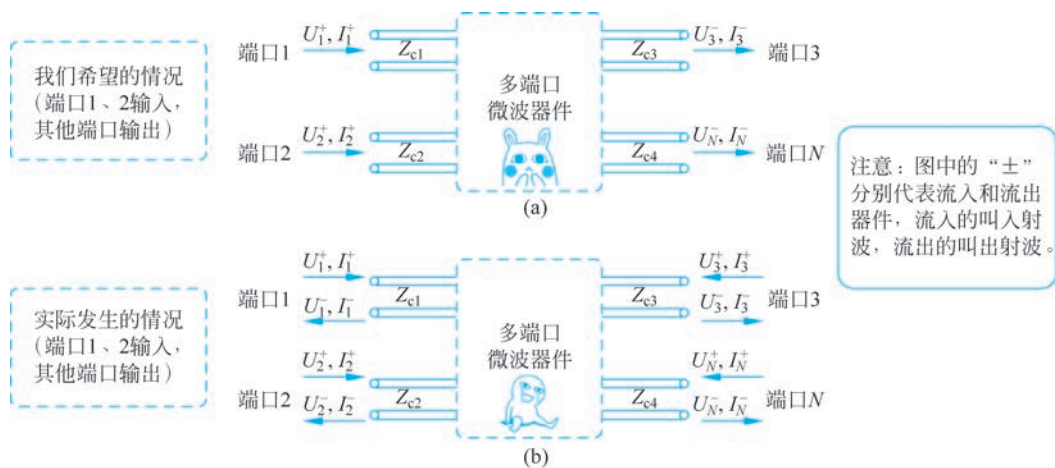


图 5-4 面对多端口微波器件我们希望的情况和实际发生的情况

不同特性阻抗的影响。类似的操作我们之前也做过，只不过那时是对输入阻抗或者负载阻抗的归一化。

听起来第二个问题比较好解决，那就先挑软柿子捏，等捏完之后发现那个硬柿子也变软了岂不是很开心。电压和电流的归一化还真不像阻抗的归一化那么简单，需要满足几个条件：

(1) 首先，入射电压电流归一化之后的比值应该是 1，也就是特性阻抗的归一化值，相应地，反射电压和电流的比值则是 -1；

(2) 电压和电流归一化之后，算出来的入射或者传输功率应该和归一化之前电压电流算出来的一样。

上面两个条件反映了微波工程师的良苦用心，既要消除特性阻抗的影响，又要继续真实反映传输功率的大小。

我们以大写的 U 和 I 来表示为归一化的电压和电流，以小写的 u 和 i 来表示归一化的电压和电流，结合上面两个条件，就可以得到电压和电流的归一化方法了。

$$u = \frac{U}{\sqrt{Z_c}} \quad (5.6)$$

$$i = I \sqrt{Z_c} \quad (5.7)$$

这种归一化方法是否符合上面两个条件，可以自行验证。

经过这个归一化的操作，情况突然有了比较大的转机，首先，再去看图 5-4 时，要操心的信号突然少了一半，我们只关心入射和出射的电压波就可以了，因为归一化之后的电流波就等于电压波本身(入射)或者其相反数(反射)；其次，各个端口归一化总电压和总电流可以用归一化的入射和出射电压波通过式(5.8)很容易表示出来；再次，各个端口处功率流入和流出甚至都可以直接用归一化之后的入射及出射电压波得到，如式(5.9)所示。

$$\left. \begin{aligned} u &= u^+ + u^- \\ i &= u^+ - u^- \end{aligned} \right\} \quad (5.8)$$

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} [U(z) I^*(z)] = \frac{1}{2} \operatorname{Re} [(u^+ u^{+*} - u^- u^{-*}) + (u^- u^{+*} - u^+ u^{-*})] \\ &= \frac{1}{2} (u^+ u^{+*} - u^- u^{-*}) = \frac{1}{2} (|u^+|^2 - |u^-|^2) \end{aligned} \quad (5.9)$$

这样一来,我们可就太喜欢归一化的电压波了,同时面对多端口的微波元器件,归一化的电压波可以分成两大类,第一类就是流入这个器件的,统称为入射波,用 u^+ 表示,第二类是从这个器件流出来的,统称为出射波,用 u^- 表示,再加上一个数字脚标表示从哪个端口流入和流出的就齐活了。这里要重点强调一个事情:在第2章中也会出现上标的正负号情况,“+”表示入射波,“-”表示反射波,这是相对于负载来说的;而在本章中,正负号是相对于多端口器件的,流入器件的叫入射波,用“+”表示,流出的叫出射波,用“-”表示。强调这件事情主要是因为后面真有可能出现多端口器件端某端口 k 接负载的情况,到时候有可能出现端口 k 的出射波 u_k^- 相对于接在该端口的负载反而是入射波的情况,因此一定要把“±”的问题搞清楚,不然太容易掉坑里了。



视频

5.2.4 散射矩阵的定义

聊完这些之后,图 5-4 的情况就可以简化一些了,如图 5-5 所示。



图 5-5 采用归一化电压波的多端口微波器件

相较于阻抗矩阵,虽然图 5-5 中多了一个出射的电压波,但是少了电流一项,因此总的来说每个端口还是有两个量,况且在微波频段,我们最关心的恰恰就是入射和反射,或者说入射和出射,而不是总电压、总电流。现在有了归一化的入射和出射电压波,可以完美包含功率流入、流出的信息,瞬间感觉之前的阻抗矩阵就不香了。接下来就可以考虑应该用一个什么样的矩阵把这些入射和出射的归一化电压波给联系起来了。

数学上是不难的,我们可以把出射的电压波(u_k^-)都放到一起,形成一个 $N \times 1$ 的矩阵,然后把入射的电压波(u_k^+)也都放到一起,形成另一个 $N \times 1$ 的矩阵,把二者联系起来的矩阵可以展现出一个多端口微波器件入射、出射电压波之间的关系。这个矩阵叫什么名字呢? 其实名字也相当直观,叫散射(Scattering)矩阵,大概描述的就是好多的归一化电压波像天女散花那样在各个端口上到处乱窜的那种感觉,如图 5-6 所示。

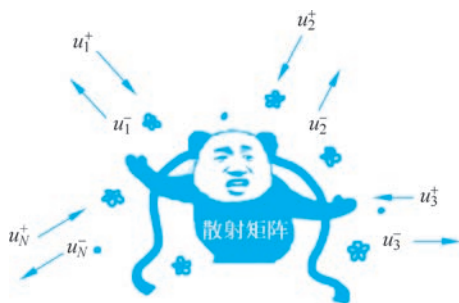


图 5-6 散射矩阵的内涵

数学表达式为

$$\mathbf{u}^{-} = \mathbf{S} \mathbf{u}^{+} \quad (5.10)$$

展开后为

$$\left. \begin{aligned} u_1^{-} &= S_{11} u_1^{+} + S_{12} u_2^{+} + \cdots + S_{1N} u_N^{+} \\ u_2^{-} &= S_{21} u_1^{+} + S_{22} u_2^{+} + \cdots + S_{2N} u_N^{+} \\ &\vdots \\ u_N^{-} &= S_{N1} u_1^{+} + S_{N2} u_2^{+} + \cdots + S_{NN} u_N^{+} \end{aligned} \right\} \quad (5.11)$$

或

$$\begin{bmatrix} u_1^{-} \\ u_2^{-} \\ \vdots \\ u_N^{-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^{+} \\ u_2^{+} \\ \vdots \\ u_N^{+} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$



视频

其中,矩阵 $\mathbf{S}$ 就是散射矩阵,又叫 $\mathbf{S}$ 矩阵,其包含的各个元素叫 S 参量。

这样一来,下次再面对一个多端口的微波元器件时,我们的第一反应就是要知道它的散射矩阵了,通过散射矩阵来揣摩该器件的各种脾气秉性更符合我们在微波频段的习惯。这也是为什么在微波圈,大家讨论各种元器件时,开口必称 $\mathbf{S}$ 矩阵或者 S 参量,比如这个器件的 S_{11} 是多少, S_{21} 是多少,等等。要是上去就说什么阻抗矩阵之类的胡话,肯定被人当成低阶非主流,切记这点,可保不露怯。

当然,需要强调的是, $\mathbf{S}$ 矩阵和阻抗矩阵之间肯定不是水火不容或者毫无联系的,二者反而是一一对应且可以相互转化的,毕竟根据式(5.6)~式(5.7),归一化的入射、出射电压波和归一化的总电压、总电流之间就是一一对应且相互转化的关系。其实再往深了说,散射矩阵和阻抗矩阵本身就是看待同一个事情时两个不同的角度,只不过因为微波频段出现了反射的现象,所以 $\mathbf{S}$ 矩阵用起来更加趁手。 $\mathbf{S}$ 矩阵和阻抗矩阵的相互转化只是一个数学推导的问题,这里直接通过表 5-1 给出二端口网络不同矩阵参量之间的关系。

表 5-1 二端口 Z 、 Y 和 S 矩阵不同参量之间的关系

网络参量	以 Z 参量表示	以 Y 参量表示	以 S 参量表示
Z_{11}	Z_{11}	$\frac{Y_{22}}{ Y }$	$Z_c \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$
Z_{12}	Z_{12}	$-\frac{Y_{21}}{ Y }$	$Z_c \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$
Z_{21}	Z_{21}	$-\frac{Y_{21}}{ Y }$	$Z_c \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$
Z_{22}	Z_{22}	$\frac{Y_{11}}{ Y }$	$Z_c \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$
Y_{11}	$\frac{Z_{22}}{ Z }$	Y_{11}	$Y_c \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$
Y_{12}	$-\frac{Z_{12}}{ Z }$	Y_{12}	$-Y_c \frac{S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$
Y_{21}	$-\frac{Z_{21}}{ Z }$	Y_{21}	$-Y_c \frac{2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$
Y_{22}	$\frac{Z_{11}}{ Z }$	Y_{22}	$Y_c \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$

坦白地说,在微波频段多端口网络的各种矩阵中,散射矩阵是人民群众最喜闻乐见的,没有之一,因为只要知道了一个器件的散射矩阵 S ,就可以清楚地获得各个端口上的流入、流出信号的幅度和相位关系,特别适合于微波频段这种信号到处乱窜(散射)的应用场景。那么该如何得到 S 矩阵呢?根据式(5.11),可知

$$S_{ij} = \frac{u_i^-}{u_j^+} \Big|_{u_1^+ = u_2^+ = \dots = u_k^+ = \dots = 0} \quad (i, j = 1, 2, \dots, N; k \neq j) \quad (5.13)$$

$$S_{ii} = \frac{u_i^-}{u_i^+} \Big|_{u_1^+ = u_2^+ = \dots = u_k^+ = \dots = 0} = \Gamma_i \quad (i, j = 1, 2, \dots, N; k \neq i) \quad (5.14)$$

其中,某一端口的入射波 $u_k^+ = 0$ 就是说这个端口需要接一个匹配负载。

因此,想要测得某一散射参量 S_{ij} ($i \neq j$),只要在第 j 个端口处接上信号源,其他端口全接上匹配负载,然后测量 i 端口的出射电压 u_i^- 与 j 端口的入射电压 u_j^+ 之比即可,此时 S_{ij} 就是端口 j 到端口 i 的电压传输系数。而对于散射参量 S_{ii} 来说,就是在 i 端口接上信号源,其端口全接上匹配负载,测量 i 端口上的出射电压 u_i^- 与入射电压 u_i^+ 之比,此时 S_{ii} 就是端口 i 处的反射系数 Γ 。

还是要再次强调一遍,散射矩阵和阻抗矩阵一样,都只是由器件本身的内部结构决定的,只与器件本身有关系,与端口上加不加匹配负载,或者加不加信号源没有关系。一个微波器件设计加工出来了,摆在那儿了,它的散射矩阵也就定下来了。

5.2.5 从散射矩阵看器件性质

5.2.4 节我们知道了散射矩阵的定义,也明白了它可以把流入、流出器件的归一化电压波给联系起来。既然是多端口微波元器件的重要参数,因此有经验的工程师只需要看

一下散射矩阵中的各个参量,就能大概明白这个器件有什么功能,有怎样的性质特点。接下来就教大家怎么才能装成很有经验的样子。

对于一个微波元器件,有几个基本的性质我们还是比较关心的,比如:这个器件是否互易?是否无耗?某两个端口是否对称?当然,我现在比较关心的是大家是否明白什么是互易,什么是无耗,或者什么是对称。

1. 互易性

互易性说白了就是互换,这里的“易”就是“以物易物”中的那个“易”。互易性表明端口不分输入、输出,比如一个二端口器件,用端口1输入、端口2输出可以,用端口2输入、端口1输出也行,端口1和2,不分正反面。这个性质反映在器件的 S 参量上,就会呈现以下特点:

$$\mathbf{S}^T = \mathbf{S} \quad (5.15)$$

即

$$S_{ij} = S_{ji} \quad (i, j = 1, 2, \dots, N; i \neq j) \quad (5.16)$$

其中, $\mathbf{S}^T$ 为 $\mathbf{S}$ 的转置矩阵。所以,下次看到一个器件的 $\mathbf{S}$ 矩阵的转置等于其本身,就可以判定,这个器件的任意两个端口都可以互为输入、输出端。如果看到 $\mathbf{S}$ 矩阵不满足这个条件,就需要警惕起来了,一定更要问清楚哪个是输入、哪个是输出,不然容易出问题。在实际中,大部分的微波元器件都是互易的,但有一些包含铁氧体材料的器件是非互易的。

2. 无耗性

无耗性比较容易理解,主要体现在能量上。比如从一个输入端口向另外一个输出端口传输微波信号,一般情况下都希望输进去的能量可以全部输出,不要损失在器件中,毕竟损失的能量除了让器件变得更热乎之外也没啥其他作用。而一个多端口微波器件是否无耗,可以通过分析其 S 参量来判断。如果一个微波器件是无耗的,那么反映在器件的 S 参量上,就会呈现以下特点:

$$\mathbf{S}^{*T} \mathbf{S} = \mathbf{I} \quad (5.17)$$

式中, $\mathbf{S}^{*T}$ 为 $\mathbf{S}$ 的共轭转置矩阵, $\mathbf{I}$ 为 N 阶单位阵,式(5.17)又叫无耗网络的么正性。该性质的证明用到能量守恒定律,过程如下,可看可跳过,毕竟这点信任度还是有的。

证明:对 N 端口网络,有

$$\sum_{i=1}^N \frac{1}{2} u_i i_i^* = 2j\omega [(W_m)_{av} - (W_e)_{av}] + P_l \quad (5.18)$$

将 $u_i = u_i^+ + u_i^-$, $i_i = u_i^+ - u_i^-$ 代入上式,并将实、虚部分开,得

$$\frac{1}{2} \text{Re} \left[\sum_{i=1}^N u_i i_i^* \right] = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (u_i^{+*} u_i^+ - u_i^{-*} u_i^-) = P_l \quad (5.19)$$

$$\frac{1}{2} \text{Im} \left[\sum_{i=1}^N u_i i_i^* \right] = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (u_i^{+*} u_i^- + u_i^{+} u_i^{-*}) = 2\omega [(W_m)_{av} - (W_e)_{av}] \quad (5.20)$$

由于网络无耗, $P_l = 0$, 故有

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (u_i^{+*} u_i^+ - u_i^{-*} u_i^-) = 0 \quad (5.21)$$

上式可表示为

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N u_i^{+*} u_i^+ = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N u_i^- u_i^{-*} \quad (5.22)$$

或

$$\sum_{i=1}^N P_i^+ = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N |u_i^+|^2 = \sum_{i=1}^N P_i^- = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N |u_i^-|^2 \quad (5.23)$$

由于网络无耗,因此进入 N 端口网络各端口参考面处的人射波功率之和应等于从网络各端口参考面输出的出射波功率之和。

根据矩阵乘法的运算规则,可分别用一个列矩阵和一个行矩阵的乘积来表示,即

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N |u_i^+|^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N u_i^+ u_i^{+*} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_1^{+*} & u_2^{+*} & \cdots & u_N^{+*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^+ \\ u_2^+ \\ \vdots \\ u_N^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} [\mathbf{u}^{+*}]^T \mathbf{u}^+ \quad (5.24)$$

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N |u_i^-|^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N u_i^- u_i^{-*} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_1^{-*} & u_2^{-*} & \cdots & u_N^{-*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^- \\ u_2^- \\ \vdots \\ u_N^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} [\mathbf{u}^{-*}]^T \mathbf{u}^- \quad (5.25)$$

又因

$$[\mathbf{u}^{-*}] = [\mathbf{S}^*] [\mathbf{u}^{+*}] \quad (5.26)$$

故根据矩阵乘法性质,有

$$[\mathbf{u}^{-*}]^T = [\mathbf{u}^{+*}]^T [\mathbf{S}^*]^T \quad (5.27)$$

令两式相等,可得

$$[\mathbf{u}^{+*}]^T [\mathbf{u}^+] = [\mathbf{u}^{+*}]^T [\mathbf{S}^*]^T [\mathbf{S}] [\mathbf{u}^+] \quad (5.28)$$

欲使上式成立,必有

$$[\mathbf{S}^*]^T [\mathbf{S}] = [\mathbf{I}] \quad (5.29)$$

若网络互易,有

$$[\mathbf{S}^*]^T = [\mathbf{S}^*] \quad (5.30)$$

故上式变为

$$[\mathbf{S}^*] [\mathbf{S}] = [\mathbf{I}] \quad (5.31)$$

3. 对称性

对称性一般是指两个端口相比较而言,假如从端口 i 看进去和端口 j 看进去,看到的结构是一模一样的,那么就可以断定,端口 i 和 j 是相互对称的,反映在 S 参量上,就是

$$S_{ii} = S_{jj} \quad (5.32)$$

一旦看到某两个端口的 S 参量相等,就说明这两端口是一致的,用哪个都可以。

学完本节,应该能够掌握“通过 S 矩阵判定多端口网络基本性质”这一技能了,也就是说,拿眼睛一瞥散射矩阵,就应该知道这个多端口器件是否互易、无耗以及对称了。



视频

5.2.6 工程实际中散射矩阵的测量

对于一个微波器件,无论是二端口还是多端口,甚至是一端口,对其进行评估的最重要的参数都是散射矩阵 S ,因此很有必要了解一下在工程实际中如何对一个微波器件进行 S 参量的测量^[11]。

测量 S 参量的设备学名是矢量网络分析仪(Vector Network Analyzer,VNA),简称矢网,想洋气点直接叫 VNA 也行。这个东西可以看作一个微波实验室用来撑门面的重要工具,一是因为重要,二是因为贵。可以这么说,一个实验室如果连台矢网都没有,那肯定不好意思说自己是做微波的,更别提跟同行打招呼了,同行压根不承认你是同行。这里倒不是嫌贫爱富,关键是这个东西太重要了,当然也从另一个方面反映出散射矩阵太重要了。

矢网的内部结构示意图如图 5-7 所示。

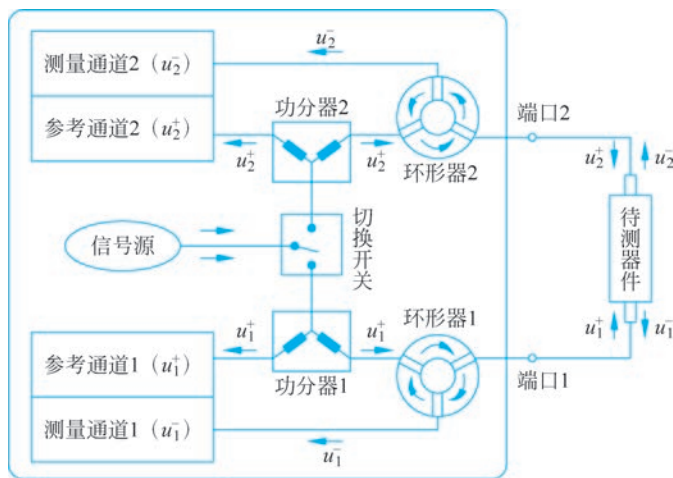


图 5-7 矢网的内部结构示意图

以二端口器件的测量为例,矢网测量 S 参量的整个流程为(该流程需配合图 5-7 一起服用):①矢网的两个端口通过同轴线缆连接到待测器件的两个端口上;②切换开关先连接到通道 1,此时信号源发出一个微波信号,通过功分器 1 分成两路信号,均为 u_1^+ ,一路进入参考通道 1 测得幅度相位作为参考信号 u_1^+ 备用,另一路通过环形器 1 从端口 1 出来之后进入待测器件的端口 1,此时一部分信号进入待测器件,另一部分则在待测器件的端口 1 处发生反射,成为出射波 u_1^- , u_1^- 在原路返回时经过环形器直接进入测量通道 1 并被测得幅度和相位;③切换开关连接到通道 2,将上述步骤重新走一遍,可以得到参考信号 u_2^+ 以及测量信号 u_2^- ;④至此,获得二端口网络 S 参量的 4 个重要角色已经就位,直接进行除法运算就完事儿了。

$$S_{11} = \frac{u_1^-}{u_1^+}, \quad S_{12} = \frac{u_1^-}{u_2^+}, \quad S_{21} = \frac{u_2^-}{u_1^+}, \quad S_{22} = \frac{u_2^-}{u_2^+} \quad (5.33)$$

为了增加直观印象,将矢网的实物照片也一并献上,特别精选国货之光,来自青岛思仪公司,如图 5-8 所示。

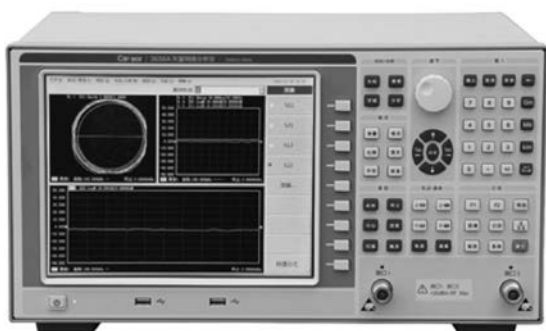


图 5-8 矢量网络分析仪实物(来自思仪公司)

说到这里,有几个问题还是需要再说明一下,就采用自问自答的方式吧,

(1) 矢网一共就两个端口,如果待测器件有更多端口怎么办?

答:不管有多少个端口,都可以测,只不过端口多了麻烦点,比如:一个三端口器件,需要先把器件的端口 1、2 连上矢网,端口 3 接匹配负载,测端口 1、2 的 4 个 S 参量;接着把器件的端口 1、3 连上矢网,端口 2 接匹配负载,测端口 1、3 的 4 个 S 参量;接着把器件的端口 2、3 连上矢网,端口 1 接匹配负载,测端口 2、3 的 4 个 S 参量。至此一共 12 个 S 参量到手,不过其中 S_{11} 、 S_{22} 以及 S_{33} 我们都测了两遍,因此实际只得到 9 个 S 参量,对应三端口网络散射矩阵的三阶方阵。这里的匹配负载在某宝上就可以买得到,根据工作频段不同价格不同,本质上是一个负载电阻,与端口传输线的特性阻抗相同,可以让某个端口流入器件的入射波变成零。

(2) 功分器和环形器是干啥的?

答:功分器顾名思义就是搞功率分配的,一路信号分成多路,可以等分,也可以按照比例分,图 5-7 中的功分器就是把信号源出来的信号一分为二,一路进参考通道作为备份,一路进测试通道后续用来跟参考信号作比较。图 5-7 中环形器就是一个三口的微波大转盘,不过通过通行规则更严格,一般来说从第一个口进去,必须从第二个口出来,从第二个口进去,必须从第三个口出来,以此类推,可以实现不同方向信号间的隔离。环形器内部采用铁氧体结构,是一种典型的非互易器件。

(3) 整个测量过程时长如何?

答:得益于强大的电路控制及信号处理技术,整个测量过程快如闪电,电光石火之间,几百上千个频点下的某 S 参量都能测出来,形成一条曲线。这里需要提醒一下,以后大家在矢网看到的那些 S 参量,比如 S_{21} ,每个频点下都有一个对应的值,然后形成一条随频率变化的曲线,也就是说,一个微波器件的 S 参量是随着频率的变化而变化的,而绝大部分微波器件都要工作在一个频段上,因此我们选取的工作频段区间上的 S 参量是一条曲线,且满足某个标准,这与之前学过的带宽的概念一致。

(4) 为什么实际工程中 S 参量都喜欢转换成分贝? 直接用实际的数值不好吗?

答:喜欢使用分贝,并不是微波工程师特有的习惯,对于一些参数值变化范围很大的指标,大家都喜欢用分贝。就拿 S 参量来说,实际中的 S 参量变化范围可能从零点零零

几到几百万,这种情况其实挺让人讨厌的,无论是记录还是传达,都比较麻烦。这里举个更容易理解的例子,曾经有部很火的电视剧,叫《三生三世十里桃花》,剧中一众神仙颜值着实可以,可就是这参差不齐的年纪对于神界掌管档案的工作人员很不友好,小的几百岁,大的几十万岁,这要再加上虫族的什么朝菌、螻蛄之类的,可能只有零点零零几岁,好家伙,直接横跨七八个数量级。哪天神界真要搞一个年龄摸底表,大概会是表 5-2 这样的,要么就行不能整齐,要么就列不能整齐,不仅给制表工作者带来很大的不便,“父神”看了也迷糊。

表 5-2 神界人物年龄表(岁)

姓名	朝菌	螻蛄	白辰	素锦	凤九	夜华	白浅	折颜
年龄/岁	0.00 1	0.01	300	500	4000 0	9000 0	1400 00	3600 00

对于这种变化范围很大的量,假如用上分贝,那情况就会好很多了,我们可以将每个人的年龄都取对数乘以 10,此时可以得到新的表格如表 5-3 所示。

表 5-3 神界人物年龄表(dB)

姓名	朝菌	螻蛄	白辰	素锦	凤九	夜华	白浅	折颜
年龄/dB	-30	-20	25	27	46	50	51	56

这么一对比,是不是瞬间清爽多了,横跨八个数量级的年龄全部转换成两位数了,所以说,分贝在遇到变化范围很大的参数时还是很实用的,这下大概就能明白为什么 S 参量都喜欢用分贝了吧。此外,分贝还有一个好处,可以把原来的乘除算法转换为加减算法,比如 A 是 B 的 2 倍,转换为分贝数之后,就可以直接说 A 比 B 多 3dB。当然,如果一件事儿全都是好处也不科学,分贝的缺点在于肯定不能像实际数值那样精确,存在一定程度的近似,这对于精确度要求不高的场合是适用的。

还有一点需要指出, S 参量本质上是电压的比值,因此以 10 为底取对数之后,乘以 20 可以得到分贝;而对于功率来说,则是以 10 为底取对数之后乘以 10 得到分贝,因为电压和功率之间有一个平方关系。

顺便再提一下声音的分贝,这个应该是大家最熟悉的,与 S 参量一样,声音强度也是一个比值,是某一音量和人类能够刚刚听到的 1kHz 的音量相比得到的值,这个比值的变化范围也很大,可以横跨好几个数量级,因此一般也用分贝(dB)表示,人类可以承受的最大音量大概是 80dB,这个声音的声压大概是人类能够刚刚听到的 1kHz 声音声压的一万倍。

(5) 感觉内部结构还挺简单的,为什么会很贵?

答:年轻真好。首先,我们用矢网要测量的不是一个频点下的 S 参量,而是一定频率范围内的 S 参量。主流的矢网,其测试范围可以从几百兆赫兹(MHz)一直到几十吉赫兹(GHz),这就要求两个通道中的各种器件都要能够工作在这么宽的频带范围,以信号源为例,单个不够,需要好多个信号源分段覆盖不同的频段,其他器件亦是如此,这样就又需要不同的开关进行快速切换,进而需要一个复杂的自动控制和信号处理系统,如此一来不但科技含量急剧上升,造价也几何倍增长。因此,此前国产矢网缺位的情况下,国外的进口品牌漫天要价,我们却不能就地还钱。

(6) 目前这种仪器国产的和进口的差距大吗?

答: 矢网目前在国产化方面已经取得了很大的进展, 在中低端领域已经基本可满足需求, 但是测量频段达到上百甚至几百吉赫兹的矢网还跟国外的技术有着较大的差距。这是咱们国家在科研仪器领域的一个缩影, 在其他领域也有很多被“卡脖子”的技术, 还需要同学们一起使劲儿。



视频

5.2.7 工程实际中几个来自散射参量的参数

在实际的微波工程应用中, 有一些用来描述器件性能的常用参数本质上就来自散射参量, 只不过换了一个听起来更专业的名字而已, 这里面给大家介绍一下, 顺便也沾染点微波江湖的习气^[12]。

1. 电压传输系数

微波器件的电压传输系数定义为网络输出端口参考面接匹配负载时, 网络输出端口处的归一化出射波与输入端参考面处的归一化入射波之比, 反映了从一个端口向另一个端口传输电压波时的效率。以二端口网络为例, 即

$$T = \frac{u_2^-}{u_1^+} \bigg|_{u_2^+ = 0} = S_{21} \quad (5.34)$$

对二端口互易网络,

$$T = S_{21} = S_{12} \quad (5.35)$$

对于多端口网络, 需要特别指明是哪两个端口之间的电压传输系数^[13]。

2. 插入衰减

插入衰减定义为网络插入前、后负载吸收功率 P_{l0} 和 P_l 之比的分贝数, 反映了因为器件的插入所造成的功率损耗大小, 即

$$L_i = 10 \lg \frac{P_{l0}}{P_l} \text{ (dB)} \quad (5.36)$$

为了导出二端口网络的插入衰减与网络参量之间的关系, 考虑如图 5-9 的二端口微波系统, 当网络未插入时, 参考面 T_1 和 T_2 重合, 有

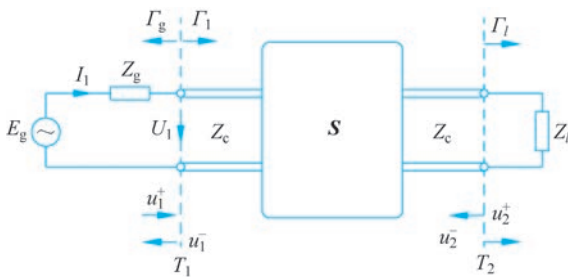


图 5-9 二端口微波网络示意图

$$P_{l0} = \frac{1}{2} (|u_1^+|^2 - |u_1^-|^2) = \frac{1}{2} |u_1^+|^2 (1 - |\Gamma_l|^2) \quad (5.37)$$

而参考面 T_1 处电压和电流的关系为

$$U_1 = E_g - I_1 Z_g \quad (5.38)$$

将上式进行归一化,可得

$$\sqrt{Z_c} u_1 = E_g - \frac{i_1}{\sqrt{Z_c}} Z_g \quad (5.39)$$

即

$$\sqrt{Z_c} (u_1^+ + u_1^-) = E_g - \frac{1}{\sqrt{Z_c}} (u_1^+ - u_1^-) Z_g \quad (5.40)$$

令

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_c}{Z_g + Z_c} \quad \text{或} \quad \frac{Z_g}{Z_c} = \frac{1 + \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \quad (5.41)$$

再将上式代入式(5.40),并注意到

$$u_1^- / u_1^+ = u_2^+ / u_2^- = \Gamma_l \quad (5.42)$$

于是

$$u_1^+ = \frac{E_g}{2\sqrt{Z_c}} \frac{1 - \Gamma_g}{1 + \Gamma_g \Gamma_l} = \frac{u_g^-}{1 - \Gamma_g \Gamma_l} \quad (5.43)$$

其中,

$$u_g^- = u_1^+ |_{\Gamma_l=0} = u_g (1 - \Gamma_g) / 2 \quad (5.44)$$

这样,式(5.43)代入式(5.37)可得

$$P_{l0} = \frac{|u_g^-|^2}{2|1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2} (1 - |\Gamma_l|^2) \quad (5.45)$$

插入网络后,有

$$P_l = \frac{1}{2} (|u_2^-|^2 - |u_2^+|^2) = \frac{1}{2} |u_2^-|^2 (1 - |\Gamma_l|^2) \quad (5.46)$$

式(5.45)代入式(5.46)可得

$$P_l = \frac{1}{2} \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_l|^2) |u_g^-|^2}{|(1 - S_{11}\Gamma_g)(1 - S_{22}\Gamma_l) - S_{12}S_{21}\Gamma_l\Gamma_g|^2} \quad (5.47)$$

最后,式(5.45)和式(5.47)代入式(5.36)即得插入衰减为

$$L_i = 20 \lg \frac{|(1 - S_{11}\Gamma_g)(1 - S_{22}\Gamma_l) - S_{12}S_{21}\Gamma_l\Gamma_g|}{|S_{21}| |1 - \Gamma_g \Gamma_l|} \quad (5.48)$$

特别地,当信号源处和负载处都阻抗匹配时,即

$$\Gamma_g = \Gamma_l = 0 \quad (5.49)$$

有

$$L_i |_{\Gamma_g=\Gamma_l=0} = 20 \lg \frac{1}{|S_{21}|} \quad (5.50)$$

可以看出,此时的插入衰减就是电压传输系数模值倒数的分贝数。

3. 相移

任何二端口器件接入微波系统都可能引起相移,若二端口网络接入波源和负载之间,如图 5-10(a)所示。



视频

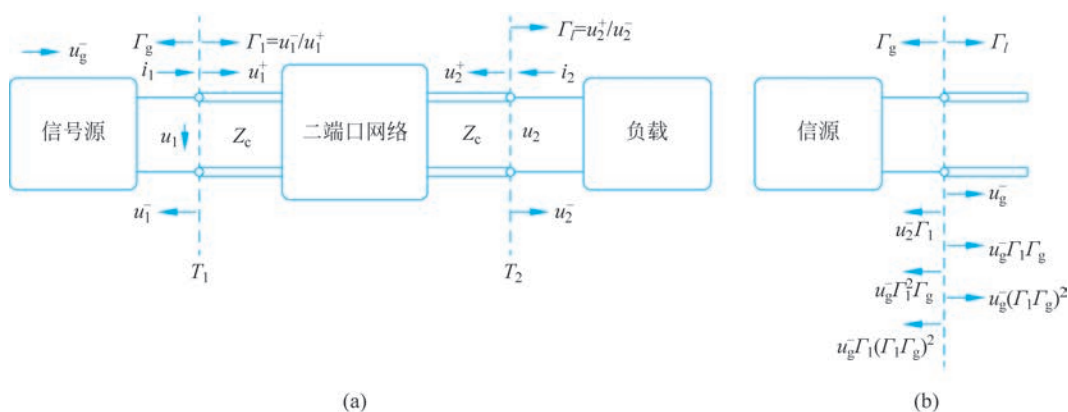


图 5-10 二端口网络接入微波系统示意图

则波源的归一化出射波和网络输出端参考面处的归一化出射波之间的相位差,定义为二端口网络的相移,即

$$\theta = \arg\left(\frac{u_2^-}{u_g^-}\right) \quad (5.51)$$

由于信号源与二端口网络输入端连接处有反射波,如图 5-10(b)所示,因此在参考面 T_1 处的归一化入射波 u_1^+ 为

$$u_1^+ = u_g^- + u_g^- \Gamma_1 \Gamma_g + u_g^- (\Gamma_1 \Gamma_g)^2 + \cdots = \frac{u_g^-}{1 - \Gamma_1 \Gamma_g} \quad (5.52)$$

根据网络的散射方程及终端条件,有

$$u_1^- = S_{11} u_1^+ + S_{12} \Gamma_l u_2^- \quad (5.53)$$

$$u_2^- = S_{21} u_1^+ + S_{22} \Gamma_l u_2^- = \frac{S_{21}}{1 - S_{22} \Gamma_l} u_1^+ \quad (5.54)$$

于是可得

$$\Gamma_1 = \frac{u_1^-}{u_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_l}{1 - S_{22} \Gamma_l} \quad (5.55)$$

代入式(5.52)可得

$$u_1^+ = \frac{u_g^-}{1 - S_{11} \Gamma_g - \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_l \Gamma_g}{1 - S_{22} \Gamma_l}} \quad (5.56)$$

式(5.56)代入式(5.54)可得

$$u_2^- = \frac{S_{21} u_g^-}{(1 - S_{22} \Gamma_l)(1 - S_{11} \Gamma_g) - S_{12} S_{21} \Gamma_l \Gamma_g} \quad (5.57)$$

所以,二端口网络的相移为

$$\theta = \arg\left[\frac{S_{21}}{(1 - S_{22} \Gamma_l)(1 - S_{11} \Gamma_g) - S_{12} S_{21} \Gamma_l \Gamma_g}\right] \quad (5.58)$$

显然,相移 θ 是一个与 Γ_l 、 Γ_g 和 S 矩阵均有关的特性参量。

特别地,当信号源与负载处都阻抗匹配时,相移可简化为

$$\theta = \arg S_{21} = \arg T = \varphi_{21} \quad (5.59)$$

式中, φ_{21} 为 S_{21} 的幅角。显然,此时的 θ 就是电压传输系数的幅角^[14]。

5.3 一些典型微波元器件

前面介绍了散射矩阵的内涵、性质以及测量方式等,微波器件则都被抽象成有若干端口的黑盒子,本节会介绍一些实际中经常用到的微波器件,大概了解一下它们的功能和原理,算是理论照进现实的一个转变。鉴于现实中微波器件种类繁多,这里还是本着一贯的风格,按照一端口、二端口、三端口的分类,简单介绍几种典型的微波器件,算是稍微入个门,以后就算遇到课本中没见过的微波元器件,也能做到纵使内心慌得很、表面依然笑嘻嘻的状态^[15]。

5.3.1 一端口器件

匹配负载是一种几乎能无反射地全部吸收传输功率的一端口元件,说白了就是只要入射波碰上它,基本上是有去无回,之前讲散射矩阵参量的测量方法时提到过它。作为一种典型的一端口器件,匹配负载的散射参量就一个,即 S_{11} 。图 5-11(a)展示了一种常见的同轴型匹配负载结构示意图,在某宝几块钱就能买到它。这种同轴型匹配负载的工作频带非常宽,一般的可以从直流(DC)一直工作到 18GHz,好点的甚至可达到 40GHz。在工作频带内,驻波比(ρ)可以做到 1.2 以下,此时对应的 $|S_{11}| = 0.09 = -21\text{dB}$,好点的匹配负载,驻波比甚至可以做到 1.1 或者 1.05 以内,当然性能越好,价格就越高。这里的驻波比和散射参量 S_{11} 的模值成正比,即

$$|S_{11}| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (5.60)$$

图 5-11(b)和(c)则分别为波导型和微带型的匹配负载结构示意图。

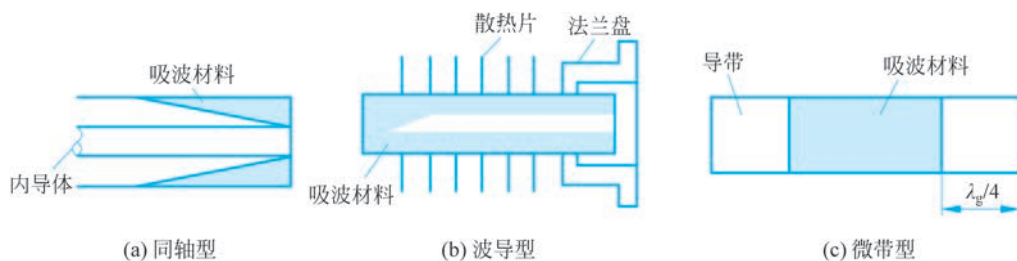


图 5-11 各种类型的匹配负载

匹配负载的工作原理并不难理解,无论是同轴型的、微带型的还是波导型的,都是在传输线或者波导内部填充吸波材料,吸波材料通常由介质片(如陶瓷、玻璃、胶木等)表面涂上金属碎末或炭木制成,其形状有圆锥、尖劈、梯形以及薄膜等。由于吸收的微波通常都转换成了热量,对于大功率的匹配负载还有散热的需求,有用散热片的,也有用水的,其中水也可以做吸波材料。

终端可以接匹配负载,也可以接短路或者开路元件,这三种都是典型的终端元件,前面提到的矢网,一般都会附带性能非常好的一套终端元器件,用于矢网校准或者微波器件测量。高端一点的甚至直接把短路、开路以及匹配负载做成一个可控电子器件,在不同状态下随意切换。

5.3.2 二端口器件

衰减器和移相器是常用的二端口微波器件,分别用于控制微波信号的幅度和相位,在微波电路中应用非常广泛,比如第6章要讲到的相控阵天线,每个阵列单元的激励或接收信号的幅相控制就需要用到衰减器和移相器。

1. 衰减器

衰减器(Attenuator)用来控制微波信号的幅度,可以把微波功率衰减到所需的电平,主要可分为吸收式、截止式以及旋转极化式三种类型。按照散射矩阵的观点来看,衰减器是一个二端口的互易网络,理想情况下其散射矩阵为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\alpha l} \\ e^{-\alpha l} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.61)$$

吸收式衰减器通过在波导结构中放置尖劈形吸波片对波进行吸收,达到衰减的效果,而信号衰减的程度可以通过横向移动吸收片的位置来控制。吸收式衰减器是微波系统中应用最多也最简单的一种衰减器,如图5-12(a)所示。

截止式衰减器则利用工作于截止状态的波导,通过调节截止波导段的长度来调节衰减程度,如图5-12(b)所示,截止波导通常采用圆波导,两边用同轴结构引出两个端口,因为波并没有被吸收,而是被反射了,因此这种类型的衰减器匹配较为困难,一般都是与吸收式衰减器配合使用;旋转极化式衰减器由一段中间放置吸波片的圆波导所构成,在使用过程中,通过旋转吸波片来调节其与电磁波极化方向的夹角,从而达到控制衰减程度的目的,该夹角越小,衰减量越大,如图5-12(c)中的第②段所示。

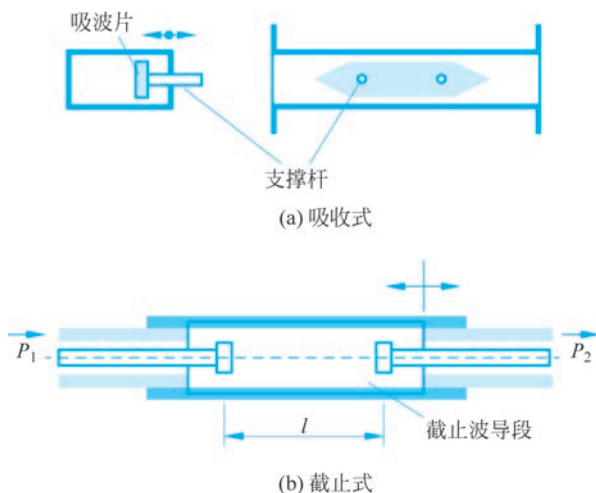


图 5-12 不同类型的衰减器

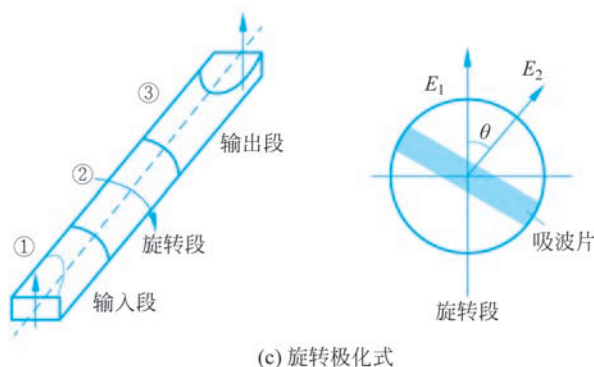


图 5-12 (续)

2. 移相器

移相器(Phase Shifter)用来控制微波信号的相位,在微波系统中的应用范围也相当广泛,比如大名鼎鼎的相控阵天线,每个单元都必须配备一个移相器。理想移相器的散射矩阵为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\varphi} \\ e^{-j\varphi} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.62)$$

根据传输线理论,导行波通过一段长度为 l 的传输系统后,相位变化为

$$\varphi = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda_g} l \quad (5.63)$$

可见,要想移相,要么改变相移常数 β ,要么改变传输线长度 l ,相比之下,改变前者的可行性还是要高一些,最简单直接的做法就是在波导中插入介电常数为 ϵ_r 的无耗介质片,通过介质片的横向位移来改变相移。介质片在波导边上时相移量最小,在波导中央时相移量最大,如图 5-13 所示,其结构与上面所提到的衰减器很像,只不过高损耗的吸波片变成了无损耗的介质片。



图 5-13 横向移动的介质片移相器

需要指出的是,上面介绍的衰减器和移相器都是采用较为传统的做法,结构简单,性能稳定,缺点是体积较大,不利于大规模集成,且衰减量或者相移量的变化需要机械控制,调节速度慢。得益于电子半导体技术的发展,利用二极管以及微带线等器件,如今的衰减器和移相器已经实现了模块化和数字化,体积很小,且可以通过写入电压控制信号快速精确地控制衰减量或相移量。有兴趣的同学可以去西安恒达微波等公司官网上看一看,可谓琳琅满目,做工精良,在这些领域国产器件的水平还是很不错的。

除了衰减器和移相器之外,典型的二端口器件还有不同类型传输线的转接器、调配器以及滤波器等,这里不详细展开介绍,有兴趣的同学可以去知网等网站搜关键词,一搜

一大堆,看都看不完。



视频

5.3.3 三端口器件

在微波系统中,三端口器件一般用作功率分配或者合成,有点像水管中的三通,一般是具有三个端口的波导、同轴线或者微带线构成的接头。以矩形波导中的三端口器件为例,一段波导本来是二端口器件,但是如果在这中间位置再接上一段波导,就会构成一个“T”字形三端口器件,称为波导 T 形接头。当然,新接上的这段波导(分支波导)可以选择接在宽边上,也可以选择接在窄边上,由此会产生两种不同的结构,接在宽边上的称为 E-T 接头,接在短边上的称为 H-T 接头,结构分别如图 5-14(a)和(b)所示。

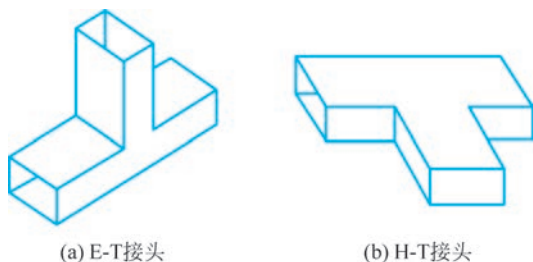


图 5-14 波导 T 形接头

首先从 E-T 接头说起,E-T 接头的分支波导宽面与矩形波导中主模 TE 模的电力线所在平面平行,如图 5-14(a)所示。假设波导中传输的是 TE_{10} 模,且当导波从某一端口输入时,其余两端口均接匹配负载,则 E-T 接头具有以下特性:当导波从端口③输入时,则端口①和②有等幅反相输出,其电力线分布如

图 5-15(a)所示。当导波从端口①输入时,②和③两端口均有输出。当导波从端口②输入时,①和③两端口均有输出,其电力线分布分别如图 5-15(b)和(c)所示。而当导波从①和②两端口等幅反相输入时,在端口③处电场叠加增强,端口③有最大输出;当导波从①和②两端口等幅同相输入时,在端口③处电场相消,端口③无输出,其电力线分布分别如图 5-15(d)和(e)所示。

若从波导宽边中心附近纵向电流的方向看,E-T 接头的端口③的分支波导与主波导是串联的关系。因此,可用如图 5-15(f)所示的串联分支传输线来等效。此等效电路并未考虑接头处不连续性的影响。实际上,在三个臂的接头处不仅有 TE 模存在,而且有高次模式出现,这些高次模式的场的作用相当于在接头处引入了电抗性元件。

有了 E-T 接头的铺垫,再来说 H-T 接头就很好办了,H-T 接头是指分支波导在主波导的窄边上,分支波导宽面与主波导中 TE 模的磁力线所在平面平行,如图 5-14(b)所示。假定各端口波导中只传输 TE_{10} 模,且导波从某一端口输入时,其余两个端口均接匹配负载,则 H-T 接头具有以下特性:当导波从端口③输入时,端口①和②有等幅同相输出;当导波从端口①和②等幅同相输入时,端口③处电场叠加,有最大输出;当导波从端口①和②等幅反相输入时,端口③处电场相消,无输出。其电场分布如图 5-16 所示,图中黑点代表电场线,其方向出纸面。

由于分支波导相当于并联在主波导上,故其简化等效电路如图 5-16(c)所示。

接下来简单介绍一个应用实例,一来可以更加了解一下这种接头,二来可以体会一下工程师的奇妙构思。这个实例是关于 H-T 接头实现雷达收发开关装置的。雷达的大体工作流程大家都清楚了,就是发射机把信号送到天线里,然后天线接收到回波信号

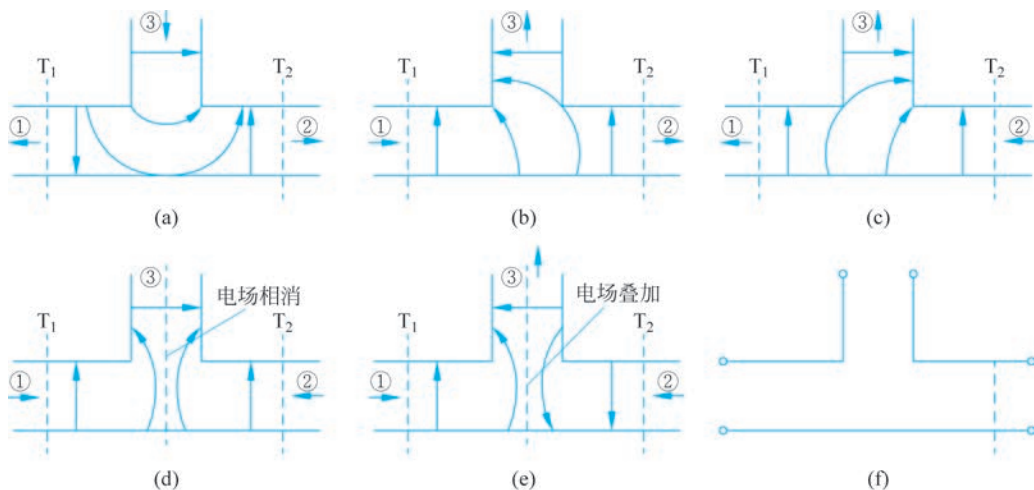


图 5-15 E-T 接头的电场线分布图及其简化等效电路

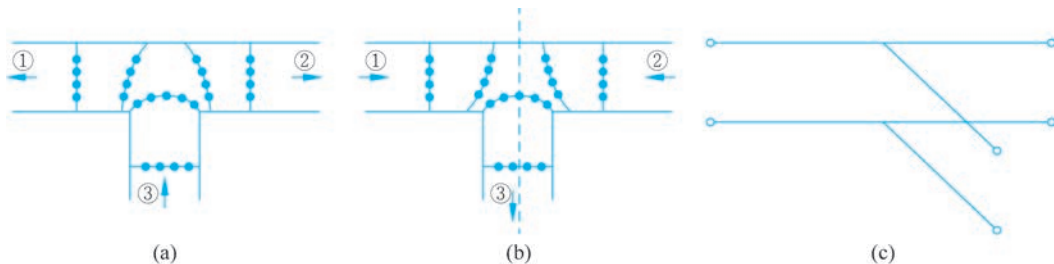


图 5-16 H-T 接头的电场线分布图及其简化等效电路

再送入到接收机里,很多情况下发射和接收共用同一副天线,因此工作时发射机和接收机要交替和天线连通,要完成这种交替,肯定不能派个接线员蹲那儿,一会儿把天线连到发射机上,一会儿把天线连到接收机,毕竟电磁波从发射到返回可能也就几毫秒的时间,因此就需要用到收发开关了,以实现天线与发射机和接收机之间连接的快速切换,其工作原理如图 5-17 所示,发射机连在 H-T 接头的端口①上,接收机连在端口②上,天线连在端口③上,其中 T_1 和 T_2 是气体放电管,平时是开路状态,遇到大功率电磁波时会击穿而变成短路状态, T_1 串联在端口①,距离端口③半个波导波长, T_2 则并联在端口②,距离端口③四分之一波导波长。发射时,强大的发射信号功率会将 T_1 和 T_2 变成短路状态,此时,端口①导通,端口②则因并联了 T_2 而短路。端口①的输入功率记为 P_{1in} ,遇到被短路的端口②,相位突变 180° 后掉头变成端口②的输入功率 P_{2in} ,不难得出, P_{1in} 和 P_{2in} 到达 AA' 时正好是等幅同相的,这样端口③有最大的输出,强功率信号被天线发射了出去。接收时,信号功率很弱, T_1 和 T_2 变成了开路状态,此时端口①相当于被开路了,端口②则相当于被导通了,从天线下来的信号不会经过端口①进入发射机,而是会经过端口②进一步到达接收机中。这样一个雷达收发开关就实现了。上述过程其实不难理解,只要搞清楚 T_1 和 T_2 的短路、开路状态与端口①和②的短路开路的对应关系就可以了。

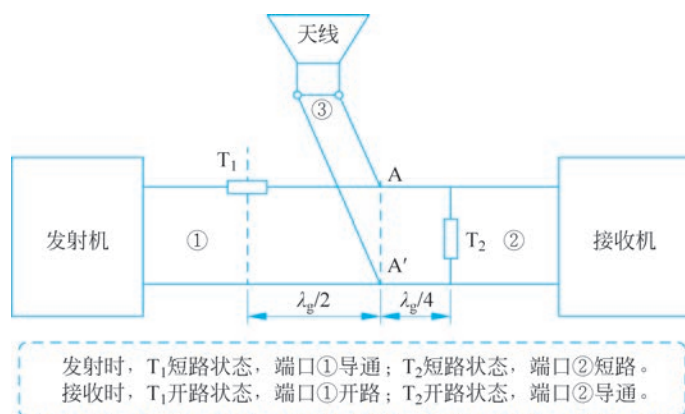


图 5-17 H-T 接头实现的雷达收发开关示意图

工程实际中,主波导上可能长边或者短边同时都接上分支波导,形成四端口器件波导双 T,在双 T 的各端口内部放置销钉或者膜片等匹配元件,就会形成魔 T,有兴趣的读者可以去知网等网站搜,也是一搜一大把。其他比较常见的三端口器件还有环形器、耦合器等,有了本章学到的知识护体,以后真正需要使用时再临时抱佛脚也完全来得及。