

# 广义散射参数及其应用\*

顾墨琳

(南京电子技术研究所)

## 提 要

本文阐明微波网络中功率波、可交换功率、功率波反射系数和广义散射参数等的物理概念,并加以推广。通过若干应用实例说明上述工具对处理微波有源网络(特别是包含负阻电路)问题的有效性。

## 一、引 言

在微波领域里传输线系统的行波反射系数和相应的行波散射参数早已被广泛应用,但当采用这些工具来处理复杂的微波有源网络时会感到不足,特别是当网络包含负阻时更难胜任。文献[1、2]所定义的功率波反射系数和相应的广义散射参数(后者亦称通用化S参数)则对处理上述问题较为有效。本文拟在已发表文献的基础上进一步阐明有关物理概念,并作适当推广。

## 二、行波与功率波

### 1. 行波

图1是n端口线性网络。各端口经外接传输线后再分别接到信源或负载。设传输线特性阻抗为 $Z_{0i}(i=1, 2, \dots, n)$ ,各端口外接系统之间无耦合,则端口i的归一化入射波和出射波分别为

$$a_i(z) = \frac{V_i(z) + Z_{0i}I_i(z)}{2\sqrt{Z_{0i}}}, \quad (1a)$$

$$b_i(z) = \frac{V_i(z) - Z_{0i}I_i(z)}{2\sqrt{Z_{0i}}}, \quad (1b)$$

其中 $V_i(z)$ 与 $I_i(z)$ 是端口i传输线上z点处的电压和电流。经变换后可得

$$V_i(z) = \sqrt{Z_{0i}} [a_i(z) + b_i(z)], \quad (2a)$$

$$I_i(z) = \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} [a_i(z) - b_i(z)]. \quad (2b)$$

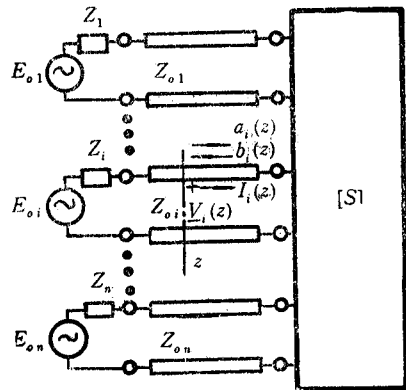


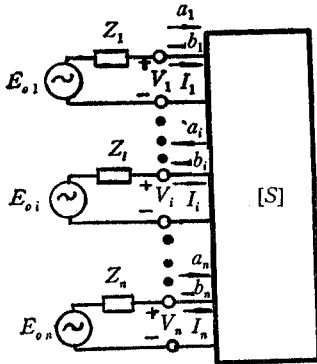
图1 与n端口网络相联系的行波

\* 1986年7月19日收到,1987年2月9日修改定稿。

一般  $Z_{0i}$  为实数。从式 (1a) 和 (1b) 知入射功率和出射功率分别为  $P_i^+ = |a_i(z)|^2$  和  $P_i^- = |b_i(z)|^2$ 。如  $Z_{0i}$  为复数(当传输线损耗不可忽略时)<sup>[3]</sup>, 则上述关系不成立。

2. 功率波

图 2 是各端口直接接以信源或负载的多端口网络。定义端口  $i$  的入射波和出射波分别为<sup>[1-2]</sup>



$$a_i = \frac{V_i + Z_i I_i}{2\sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}}, \tag{3a}$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{2\sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}}, \tag{3b}$$

其中  $V_i$  和  $I_i$  分别是网络端口  $i$  的电压和电流。  $Z_i$  是端口  $i$  的外视阻抗(一般为复数), 可包含负阻。经变换可得

$$V_i = \frac{p_i}{\sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}} (Z_i^* a_i + Z_i b_i), \tag{4a}$$

$$I_i = \frac{p_i}{\sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}} (a_i - b_i), \tag{4b}$$

图 2 与  $n$  端口网络相联系的功率波

其中

$$p_i = \operatorname{Re} Z_i / |\operatorname{Re} Z_i|. \tag{5}$$

(3a) 和 (3b) 式之所以被称为功率波, 是由于通过它们可建立微波电路中功率之确定关系。又  $a_i = 0$  表示端口  $i$  无外接源, 而当  $a_i \neq 0, b_i = 0$  时, 则表示该处实现了共轭匹配。比较可知, (3a)、(3b) 式较之 (1a)、(1b) 式含义更广泛, 仅当  $Z_i$  为正实数且与传输线特性阻抗  $Z_{0i}$  相等时, 两种波的表示方式才相同。

三、可交换功率  $P_e$  的物理概念

设图 2 中  $n = 2$ , 可退化为图 3 信源与负载直接相连的电路(信源接于端口  $i$ )。设信源开路电压为  $E_0$  有

$$V_i = E_0 - Z_i I_i. \tag{6}$$

文献 [4] 定义可交换功率  $P_e$  为: 当通过改变负载  $Z_i$  或改变源引出端的电压或电流时, 从源输出功率或源吸收功率之最大值。  $P_e$  是  $E_0$  和  $Z_i$  的函数, 是源的一特征参量。

$$P_e = \frac{|E_0|^2}{2(Z_i + Z_i^*)} = \frac{|E_0|^2}{4R_i}, R_i \neq 0. \tag{7}$$

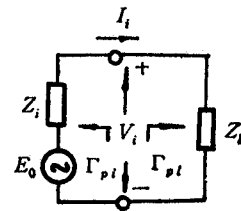


图 3 线性电压源等效电路  $Z_i = R_i + iX_i, Z_i = R_i + iX_i$

下面对  $P_e$  的物理概念作进一步阐明: 图 4 绘出当信源内阻  $Z_i = R_i$  和负载阻抗  $Z_i = R_i$  分别为正或负的任意组合时, 电路中功率的转换情况。图中  $P_i$  为负载功率。同时将有源电路中功率的转换关系列于表 1。表中 1、4 两情况下,  $P_e = \pm P_{av}$ , 是不难理解的。对于 2、3 两情况下,  $P_e \rightarrow \mp \infty$ , 可理解为电路中产生自激振荡。但是由于有源器件在大信号情况下的非线性特性等因素, 实际振荡时也不可能得到无限大的功率, 仅可

认为是一种理论上的极限情况。总之， $P_e$  较之常用的资用功率  $P_{av}$  含义更为广泛。

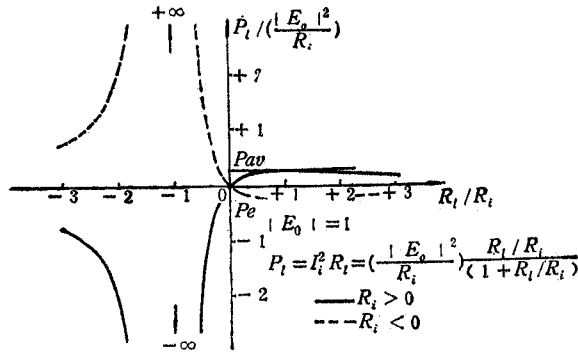


图4 说明  $P_e$  和  $P_{av}$  物理概念的曲线

表 1. 有源电路中功率的转换

	$R_i$	$R_l$	功率关系	最大功率转换条件	实例
1	$>0$	$>0$	信源释放,负载吸收	$P_e = P_{av}, Z_l = Z_i^*$	天线接至正阻器件
2	$>0$	$<0$	信源吸收,负载释放	$P_e \rightarrow -\infty, Z_l = -Z_i$	天线直接接至负阻器件*
3	$<0$	$>0$	信源释放,负载吸收	$P_e \rightarrow +\infty, Z_l = -Z_i$	负阻器件接到检测器
4	$<0$	$<0$	信源吸收,负载释放	$P_e = -P_{av}, Z_l = Z_i^*$	两负阻器件直接相联

\* 负阻器件包括负阻放大器(如参放、隧放、工作于非稳定区的晶体管放大器等)和振荡器(如晶振管振荡器、体效应管振荡器等)

功率的转换关系也可通过 (3a) 和 (3b) 式来阐明。易求得

$$\text{Re} \{V_i I_i^*\} = p_i (|a_i|^2 - |b_i|^2). \tag{8}$$

(8) 式的物理概念为:

(1)  $R_i > 0, p_i |a_i|^2 = |a_i|^2 = P_{av}$  表信源资用功率。  $p_i (|a_i|^2 - |b_i|^2) = (|a_i|^2 - |b_i|^2)$  表负载实际吸收(当  $R_l > 0$ ) 或释放(当  $R_l < 0$ , 因而  $|b_i| > |a_i|$ ) 的功率。

(2)  $R_i < 0, p_i |a_i|^2 = -|a_i|^2 = P_e$ , 表信源能吸收的最大功率。  $p_i (|a_i|^2 - |b_i|^2) = -(|a_i|^2 - |b_i|^2)$  表信源实际吸收(当  $R_l < 0$ ) 或释放(当  $R_l > 0$ , 因而  $|b_i| > |a_i|$ ) 的功率。

#### 四、行波反射系数和功率波反射系数

众所周知, 行波反射系数  $\Gamma$  描述在终接某一负载阻抗的特定传输线上出射波与人射波之比。图 1 中端口  $i$  传输线  $z$  点向网络视入的行波反射系数为 ( $E_{0k} = 0, k \neq i$ )

$$\Gamma_i = \frac{Z_L - Z_{0i}}{Z_L + Z_{0i}}, \tag{9}$$

其中  $Z_L$  为  $z$  点向网络视入的阻抗。

功率波反射系数  $\Gamma_p$  则定义为出射功率波与人射功率波之比。分别用  $\hat{\Gamma}_{Pi}$  和  $\Gamma_{Pi}$  表示图 2 端口  $i$  向网络视入和外视的反射系数, 则

$$\hat{\Gamma}_{Pi} = \frac{b_i}{a_i} \Big|_{a_k \neq i, k \neq i}$$

从 (3a)、(3b) 式, 参考图 3 和  $V_i = Z_{il} I_i$ , 可得

$$\hat{\Gamma}_{Pi} = \frac{Z_l - Z_i^*}{Z_l + Z_i}, \quad (10a)$$

$Z_l$  为除端口  $i$  外其余各端口和网络的等效阻抗, 同样可得

$$\Gamma_{Pi} = \frac{Z_i - Z_l^*}{Z_i + Z_l}. \quad (10b)$$

从 (10a) 和 (10b) 式知  $|\hat{\Gamma}_{Pi}| = |\Gamma_{Pi}|$ . 功率波反射系数的这一性质在反射型负阻放大器的电路分析和综合中常被用到. 显然行波反射系数无此种关系.

从 (7) 式导得信源传输到负载的功率为

$$P_l = \frac{|E_0|^2}{|Z_i + Z_l|^2} R_l = [1 - |\Gamma_{Pi}|^2] P_c = NP_c, \quad (11)$$

式中  $N$  称为失配因子. 由 (11) 式可知功率波反射系数是从可交换功率  $P_c$  传输的概念导出的.  $\Gamma_{Pi} = 0$  表示负载与信源共轭匹配, 负载吸收了全部信源资用功率. 而 (9) 式  $\Gamma_i = 0$  则表示负载吸收了信源向传输线的人射功率, 而非资用功率. 从式 (10a) 知, 当  $R_i$  与  $R_l$  同号时,  $|\Gamma_{Pi}| < 1$ , 而当  $R_i$  与  $R_l$  反号时  $|\Gamma_{Pi}| > 1$ , 从 (11) 式知, 此时  $P_l$  是  $P_c$  的  $|\Gamma_{Pi}|^2 - 1$  倍, 此乃负阻放大器的基本概念.

由于经过一个无耗网络可交换功率不变, 从 (11) 式知, 此时功率波反射系数的模值亦不变(对网络的可逆性无限制). 后者是研究负阻放大器时经常要用到的一条定理.

当  $Z_l$  加上  $Z_i$  的虚部并对  $R_l$  归一化后即可将  $\Gamma_{Pi}$  绘于 Smith 图上并得相应模值和相角.

## 五、行波散射矩阵和广义散射矩阵

一线性  $n$  端口网络, 入射波  $[a]$  与出射波  $[b]$  (分别为列矩阵) 间有如下线性关系

$$[b] = [S][a], \quad (12)$$

其中  $[S]$  为散射矩阵, (12) 式对行波和功率波均适用.

### 1. 广义 $S$ 参数的物理概念

(12) 式用于功率波时其中

$$S_{ji} = \frac{b_j}{a_j} \Big|_{a_k=0, k \neq j}, \quad S_{ij} = \frac{b_i}{a_i} \Big|_{a_k=0, k \neq i}. \quad (13)$$

可知  $S_{ji}$  和  $S_{ij}$  分别为除端口  $j$  外网络其余各端口均无外接源时端口  $i$  的功率波反射系数 ( $S_{ji} = \Gamma_{Pj}$ ) 和自端口  $j$  向端口  $i$  的功率波传输系数.

### 2. 广义散射矩阵的若干性质

(1) 可逆情况 此时行波散射矩阵对称, 而广义散射矩阵则有

$$[S]' = [p][S][p], \quad (14)$$

其中  $[p]$  为对角方阵, 其第  $i$  个对角分量为  $p_i$ , 含义见 (5) 式. 恒有

$$|S_{ji}| = |S_{ij}|, \quad (15)$$

(2) 无耗情况 此时行波散射矩阵满足一元性, 而对于功率波则有

$$\sum_i p_i (|a_i|^2 - |b_i|^2) = 0, \quad (16)$$

故对广义散射矩阵可求得

$$[S]^\dagger [p][S] = [p], \quad (17)$$

其中 ( $\dagger$ ) 表示共轭转置. 对于二端口网络, 经对 (17) 式展开可得

$$|S_{11}| = |S_{22}|, \quad |S_{12}| = |S_{21}|, \quad (18)$$

$$|S_{12}| = \sqrt{|p_1 p_2 (1 - |S_{11}|^2)|} = \sqrt{|1 - |S_{11}|^2|}. \quad (19)$$

令  $S_{ij} = |S_{ij}| e^{i\theta_{ij}}$ ,  $p_i = e^{i\theta_i}$ , 还可证得

$$\theta_{11} + \theta_{22} = \theta_{12} + \theta_{21} + \theta_1 + \theta_2 \pm \pi \quad (20)$$

和

$$S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = e^{j(\theta_{11} + \theta_{22})}. \quad (21)$$

对照可知, 行波  $S$  矩阵是广义  $S$  矩阵的特例.

## 六、广义散射参数的应用

### 1. 适用于包含负阻电路的一条定理及其证明

当一无耗二端口网络终接负载阻抗或导纳包含负实部时, 在网络输入端口视入反射系数  $\Gamma_{in(-)}$ , 等于当该负载阻抗或导纳之负实部换为绝对值相同之正实部时, 在网络输入端口视入反射系数  $\Gamma_{in(+)}$  的共轭倒数, 即

$$\Gamma_{in(-)} = 1/\Gamma_{in(+)}^*. \quad (22)$$

本定理对网络的可逆性无限制, 且无论信源内阻为正或负值时均满足, 故适用于功率波\*. 现证明如下:

图 5 中  $Z_{1-} = -R_l + jX_l$ ,  $Z_{1+} = R_l + jX_l$ . 先使图中端口 11' 和 22' 直接相连, 从 (10a) 式得

$$\begin{aligned} \Gamma_{1-} &= \frac{(-R_l + jX_l) - (R_l + jX_l)^*}{(-R_l + jX_l) + (R_l + jX_l)} = 1 / \left[ \frac{(R_l + jX_l) - (R_l + jX_l)^*}{(R_l + jX_l) + (R_l + jX_l)} \right]^* \\ &= 1/\Gamma_{1+}^*. \end{aligned} \quad (23)$$

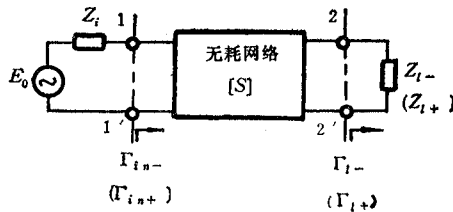


图 5 包含负阻的电路

\* 对于  $\Gamma_{in}$  为行波反射系数的情况已有文献 [5] 应用本定理, 但未作证明.

然后负载通过一个无耗网络与信源连接,利用(18)、(21)和(23)式可证得

$$\begin{aligned} \Gamma_{in(-)} &= S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{l-}}{1 - S_{22}\Gamma_{l-}} = \frac{(S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}) - S_{11}\Gamma_{l+}^*}{S_{22} - \Gamma_{l+}^*} \\ &= \frac{1 + \Gamma_{l+}^* |S_{11}| e^{-i(\theta_{22} \pm \pi)}}{[|S_{11}| + \Gamma_{l+}^* e^{-i(\theta_{22} \pm \pi)}] e^{-i\theta_{11}}} \\ &= 1 / \left[ S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{l+}}{1 - S_{22}\Gamma_{l+}} \right]^* = 1 / \Gamma_{in(+)}^* \end{aligned}$$

当对包含负阻器件的网络进行综合时,应用本定理可使问题简化.

**2. 用广义散射参数表示两端口网络的增益**

图2退化为图6(a)所示的两端口网络. 其中  $E_{02} = 0$ ,  $V_2 = -Z_2 I_2$ , 从(3a)式,  $a_2 = 0$ . 应用等效源方法(参见图6(b)),其中  $E_0$  与  $Z_0$  分别为等效源电势和阻抗),可求得

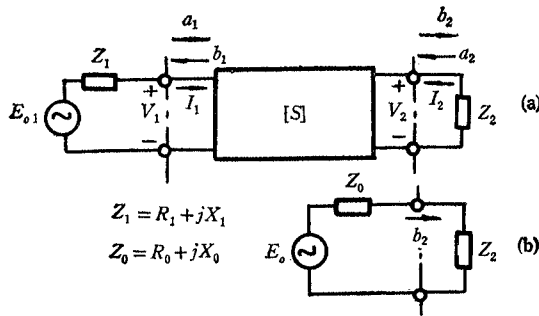


图6 推导功率增益用的 (a) 两端口网络 (b) 等效源电路

(1) 换能增益

$$\begin{aligned} G_T &= \frac{\text{负载吸收或释放的功率}}{\text{信源的可交换功率}} \\ &= p_0 \frac{(|b_2|^2 - |a_2|^2)}{p_1 |a_1|^2} = \frac{p_0}{p_1} \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = \frac{p_0}{p_1} |S_{21}|^2 \end{aligned} \tag{24}$$

(2) 工作增益

$$\begin{aligned} G_P &= \frac{\text{负载吸收或释放的功率}}{\text{信源释放或吸收的功率}} \\ &= \frac{p_0(|b_2|^2 - |a_2|^2)}{p_1(|a_1|^2 - |b_1|^2)} = \frac{p_0}{p_1} \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 \left(1 - \frac{|b_1|^2}{|a_1|^2}\right)} = \frac{p_0}{p_1} \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \end{aligned} \tag{25}$$

(3) 可交换功率增益

$$\begin{aligned} G_e &= \frac{\text{网络输出端可交换功率}}{\text{信源的可交换功率}} \\ &= \frac{p_0 \left( \frac{|b_2|^2}{1 - |S_{22}|^2} \right)}{p_1 |a_1|^2} = \frac{p_0}{p_1} \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \end{aligned} \tag{26}$$

其中  $p_0 = (\text{Re } Z_0) / |\text{Re } Z_0|$ ,  $p_1 = (\text{Re } Z_1) / |\text{Re } Z_1|$

可见上列诸式颇简洁, 物理概念清楚, 适用于等效源阻抗和负载阻抗分别包含正或负实部的普遍情况。

当 (24)–(26) 式用于晶体三极管放大器电路的设计时, 由于一般测得或由制造者给出的晶体管  $S$  参数往往是以传输线特性阻抗 (如  $50\Omega$ ) 来归一化的, 可通过“参考阻抗的变换”以获得实际信源和负载阻抗情况下器件的广义  $S$  参数, 然后进行计算。变换公式<sup>[2]</sup>如下:

设图 2 中连接网络各端口的电路阻抗从  $Z_i$  改变为  $Z'_i (i = 1, 2, \dots, n)$ , 相应广义散射矩阵从  $[S]$  变为  $[S']$ ,  $[S']$  与  $[S]$  有如下关系:

$$[S'] = [A]^{-1}([S] - [\Gamma]^\dagger)([1] - [\Gamma][S])^{-1}[A]^\dagger, \quad (27)$$

其中  $[\Gamma]$  系对角项为  $\Gamma_i$  的对角矩阵;  $[A]$  系对角项为  $\frac{(1 - \Gamma_i^*)}{|1 - \Gamma_i|} |1 - |\Gamma_i|^2|^{1/2}$  的对角矩阵。

$$\Gamma_i = (Z'_i - Z_i)/(Z'_i + Z_i^*). \quad (28)$$

### 3. 噪声系数定义的推广

经典的噪声系数定义是基于噪声资用功率之间的关系<sup>[6]</sup>, 当所涉及电路包含负阻时经典定义就不适用了。为了使噪声系数的定义及其应用具有更普遍的意义, 将通用噪声系数表示式中出现资用功率之处换以可交换功率。仍借用图 6, 但将其中源端电势、电阻等下标从 1 改为  $i$ , 则可交换功率增益可表示为

$$G_e = \frac{P_{e0}}{P_{ei}} = \frac{|E_0|^2/4(\text{Re } Z_0)}{|E_i|^2/4(\text{Re } Z_i)}. \quad (29)$$

可得推广的噪声系数公式为

$$F_e = 1 + \frac{N_{e0}}{G_e p_i k T_0 \Delta f}, \quad (30)$$

其中  $N_{e0}$  系当信源具有一指定(无噪声)阻抗  $Z_i$  时, 网络输出端口在频带  $\Delta f$  内的可交换噪声功率。  $p_i k T_0 \Delta f$  是当该源(有噪声)阻抗  $Z_i$  处于温度  $T_0$  时在网络输入端口的可交换噪声功率。

由于  $G_e$  与  $R_0/R_i$  同号,  $p_i$  与  $R_i$  同号, 而  $N_{e0}$  与  $R_0$  同号, 故无论  $R_i$  和  $R_0$  分别为正或负值,  $F_e$  恒大于 1。应指出文献 [4、7] 虽早已导出推广的噪声系数公式, 但未引入  $p_i$ , 以致得出当  $R_i < 0$  时  $F_e < 1$  这样与物理概念不符的结论。

至于有效噪声温度以及级联放大器的另一指标——噪声量度的定义也可按  $F_e$  的概念加以推广。推广的噪声量度  $M_e$  可表为

$$M_e = (F_e - 1) / \left(1 - \frac{1}{G_e}\right). \quad (31)$$

### 4. 多端口网络噪声公式的推广

文献 [8] 基于行波概念导出无源多端口网络的噪声公式。首先简介如下: 图 7 示一多端口网络(网络对无耗、可逆等无限制)。除输出端口 0 外其余各端口分别接以反射系数为  $\Gamma_i$  的负载。各负载的物理温度, 亦即其噪声温度分别为  $T_i$ , 可看作各负载包含了不相关的噪声源。其输出噪声功率可直接相加。网络端口 0 的总输出噪声温度为

$$T_{f,0} = \sum_{j \neq 0} \alpha_{0j} T_j + T_{N,0}, \quad (32)$$

式中  $T_{N,0}$  是多端口网络在各端口所接负载情况下 ( $T_j = 0$ ) 本身提供的噪声温度,  $\alpha_{0j}$

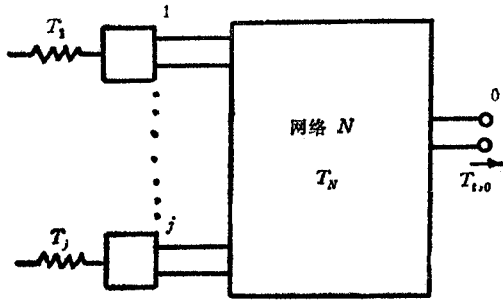


图7 带有独立噪声源的多端口网络

是网络当其余各端口  $T_k = 0 (k \neq j)$  时的资用损耗系数.  $\alpha_{0j}$  不仅取决于网络参数, 且与其余各端口的反射系数有关. 式 (32) 虽是原作者针对无源网络导出的, 但对于包含正阻有源电路的情况也可应用, 不过式中  $\alpha_{0j}$  就可为大于 1 之值, 而宜称之为资用功率增益. 对于网络包含负阻器件 (如端口  $j$  接以  $|T_j| > 1$  的负载) 的情况, (32) 式不能应用. 为

为了使噪声公式适用于更普遍的情况, 应用功率波的概念来推导. 结合图 2 和图 7. 网络端接阻抗可含负实部. 考虑到内部有噪声源, (12) 式宜改写为

$$[b] = [S][a] + [b_s], \quad (33)$$

其中  $[b_s]$  系列矩阵, 元素  $b_{s,k}$  系网络内部在端口  $k$  上产生的噪声.

设网络的物理温度  $T_c \neq 0$ , 参考文献 [4、9] 可导得:

$$\overline{[b_s][b_s]^\dagger} = kT_c \Delta f ([p] - [S][p][S]^\dagger) \quad (34)$$

其中  $\overline{|b_{s,k}|^2}$  表示通带内具有相同统计特性的噪声总和平均值. 而

$$\overline{|b_{s,0}|^2} = kT_c \Delta f \left( p_0 - \sum_{i=0}^n p_i |S_{0i}|^2 \right), \quad (35)$$

可得

$$\frac{\overline{|b_{s,0}|^2}}{(1 - |S_{00}|^2)} = kT_c \Delta f \left( p_0 - \sum_{i \neq 0} p_i \frac{|S_{0i}|^2}{(1 - |S_{00}|^2)} \right). \quad (36)$$

(36) 式左边表示网络内部噪声折换到相应端口的可交换功率. 从 (29) 式, 如网络输出端接负载电阻为正值, 即  $p_0 = 1$ , 而

$$p_i \frac{|S_{0i}|^2}{(1 - |S_{00}|^2)} = G_{e_{0i}}, \quad (37)$$

网络产生于输出端口 0 的噪声温度为

$$T_{N0} = \frac{\overline{|b_{s,0}|^2}}{(1 - |S_{00}|^2)} \frac{1}{k\Delta f} = T_c \left( 1 - \sum_{i \neq 0} G_{e_{0i}} \right). \quad (38)$$

网络在端口 0 的总输出噪声温度为

$$T_{f,0} = \sum_{j \neq 0} G_{e_{0j}} T_j + T_{N0} \quad (32a)$$

比较可知, 只要将 (32) 式中资用损耗系数  $\alpha_{0j}$  换为可交换功率增益  $G_{e_{0j}}$ , 噪声公式就适用于包含负阻的普遍情况.

按照 IRE 对有效噪声温度的定义<sup>[10]</sup>, 在除端口 0 外其余诸端口的源或负载反射系



数均为确定的前提下, 将端口 0 总输出噪声功率折算至某一指定端口  $k$ , 则其有效噪声温度为

$$T_{e,k} = \frac{T_{e20}}{G_{e0k}} - T_{k0} \quad (39)$$

现在举一个 (32a) 式的应用实例. 图 8 是一非理想四端口环行器耦合的负阻器件. 端口 1 和 2 分别为输入和输出端口. 各端口外接源或负载的反射系数和物理温度分别为: 天线—— $\Gamma_a, T_a$ , 接收机—— $\Gamma_r, T_0$ , 负阻放大器—— $\Gamma_A, T_0$ , 负荷器—— $\Gamma_l, T_l$ . 一般  $|\Gamma_A| > 1$ , 环行器物理温度为  $T_c$ . 负阻放大器输入端有效噪声温度为  $T_{e1}$ .  $T_0 = 290\text{K}$ .

从 (32a) 和 (38) 式得

$$\begin{aligned} T_{N2} &= T_c [1 - (G_{e21} + G_{e23} + G_{e24})], \\ T_{e2} &= G_{e21}(T_a - T_c) - G_{e23}(T_c + T_c) \\ &\quad + G_{e24}(T_l - T_c) + T_c. \end{aligned} \quad (40)$$

从 (26) 式得

$$G_{e21} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2}, \quad G_{e23} = -\frac{|S_{23}|^2}{1 - |S_{22}|^2}, \quad G_{e24} = \frac{|S_{24}|^4}{1 - |S_{24}|^2}. \quad (41)$$

结合 (39)–(41) 式最后导出端口 1 的有效噪声温度

$$\begin{aligned} T_{e1} &= \frac{T_{e22}}{G_{e21}} - T_a \\ &= \frac{|S_{23}|^2}{|S_{21}|^2} (T_c + T_c) + \frac{|S_{24}|^2}{|S_{21}|^2} (T_l - T_c) + \left( \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{21}|^2} - 1 \right) T_c. \end{aligned} \quad (42)$$

注意到 (41) 式中  $G_{e21}$  就是反射型放大器的可交换功率增益. 在诸式中出现的均系广义  $S$  参数, 可通过换底公式 (27)、(28) 变换为行波  $S$  参数, 从而了解环行器非理想特性和端接源或负载失配对  $T_{e1}$  的影响.

这个实例如不采用本节所述方法是很难完善解出的. 也就是说解题者不得不作出较多的近似假定, 如文献 [9] 给出的 (C-65) 式仅是 (42) 式中设环行器为理想的且  $T_l = T_c$ ,  $\Gamma_r = 0$  时退化得的结果, 而 (42) 式适用于普遍情况.

除上面的实例外, 功率波和广义散射参数在微波有源电路和多端口网络等方面的应用还有着广阔的领域, 值得继续探讨.

## 七、结 束 语

本文阐明微波网络中的功率波、可交换功率、功率波反射系数和广义散射参数等的物理概念, 并作了适当引伸和推广. 通过一些应用实例说明应用上述工具研究微波有源网络可使问题简化, 概念明晰, 适用于电路包含负阻的普遍情况. 本文并导出推广的噪声系数公式和推广的多端口网络噪声公式, 使之可以解答包含负阻的复杂网络的噪声问题.

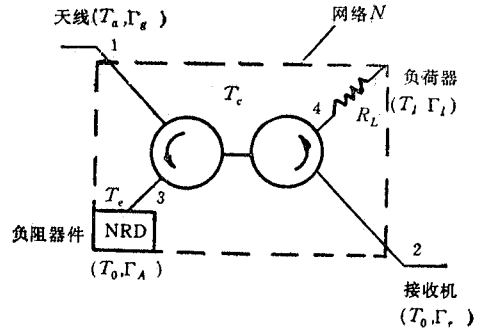


图 8 四端口环行器耦合的负阻放大器

## 参 考 文 献

- [ 1 ] P. Penfield, *IEEE Trans. on CT*, **CT-7**(1960), 166.
- [ 2 ] K. Kurokawa, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-13**(1965), 194.
- [ 3 ] 梁昌洪, 西北电讯工程学院学报, 1984年, 第4期, 第42页.
- [ 4 ] H. A. Haus et al., *Circuit Theory of Linear Noisy Networks*, New York, Wiley, 1959.
- [ 5 ] R. Aron, *Proc. IRE*, **49**(1961), 355.
- [ 6 ] H. A. Haus, *ibid.*, **48**(1960), 69.
- [ 7 ] A. Van Der Zeil, *Noise Sources, Characterizations, Measurements*, Prentice-Hall Inc., 1970.
- [ 8 ] D. F. Wait, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-16**(1968), 687.
- [ 9 ] P. Penfield et al., *Varactor Applications*, Appendix C, M. I. T. Press, 1962.
- [ 10 ] H. A. Haus, *Proc. IEEE*, **51**(1963), 436.

## GENERALIZED SCATTERING PARAMETERS AND THEIR APPLICATIONS

Gu Molin

(*Nanjing Research Institute of Electronic Technology*)

The concepts of power waves, exchangeable power, power wave reflection coefficients and generalized scattering parameters are explained, and some extensions are made. Several examples for applications are cited. They illustrate that these tools are very useful in dealing with micro-wave active circuits, especially those including negative resistances.