



微波电路是由微波元件和射频传输线构成的封闭空间,空间中的电磁场分布需要严格满足麦克斯韦方程和边界条件,完整求解其计算量巨大,难以实现。微波电路可借助抽象化的微波网络模型来分析和计算,微波网络模型能够将复杂的电路抽象为端口物理量以及端口物理量之间的传递函数关系,把握各个端口以及端口之间的传递函数即可完全掌握微波电路的性能指标,而不需要计算电路内部的电磁场特性,大大降低了理论分析和工程设计的难度。

微波网络不仅能够描述简单的射频元器件,也可以描述射频功能模块和综合射频系统。微波电路功能模块是由射频元器件通过多种组合方式组合而成,具有一定独立功能的电路集合,多个功能模块通过传输线连接即可形成复杂的射频系统,能够完成通信或目标检测等任务。无论是简单的元器件、功能模块,还是复杂的射频系统,都可以采用多端口网络模型来描述。最简单的微波元器件诸如电阻、电容、电感以及天线等为单端口网络,采用 1×1 的矩阵参数描述即可。常用的有源微波元器件多为二端口网络,例如放大器、衰减器、滤波器等功能电路,二端口网络需要采用 2×2 的参数矩阵来完整地描述其性质。多于二端口的网络统称为多端口网络,主要包括混频器、环形器、多工器、功率分配器以及定向耦合器等器件,完整地描述其性能需要用到更高阶的矩阵。微波网络采用矩阵描述,而端口物理量则采用向量表示,端口物理量与网络参数定义是息息相关的。例如端口物理量若采用电压和电流,则网络参数为阻抗或导纳矩阵;若端口物理量为入射波或反射波,则网络参数为散射矩阵。不仅电流电压等物理量可用矩阵和向量描述,多端口元器件的噪声表现也可以采用网络参数描述,即将噪声参数搭载于端口物理量内,通过相应的网络矩阵参数相互联系。噪声与端口物理量搭载,需要将噪声转化为与该物理量相同的量纲,若物理量为电压,则需将噪声转化为噪声电压形式;若物理量为入射波或反射波,则需将噪声转化为噪声波形式。

常用的微波网络矩阵有阻抗矩阵、导纳矩阵、ABCD 参数、散射参数矩阵和传输参数矩阵等。基于微波网络的噪声理论将微波电路中的噪声源抽象提取出来,并与端口处的物理向量相叠加,而原微波网络的矩阵参数则维持不变。H. Rothe 和 W. Dahlke 在文献[1]中以常规电路参数为基础提出了多端口器件的 R_n - G_n 噪声模型和 E_n - I_n 噪声模型,其中 R_n - G_n 噪声模型主要应用于微波放大器的噪声研究,而 E_n - I_n 噪声模型则广泛应用于有源

器件。

单端口网络是最基本的网络结构,对其进行详细的噪声性能分析有助于二端口甚至多端口噪声理论分析的展开,5.1节将详细介绍单端口网络的噪声分析,重点为线性网络的噪声功率谱输出、等效噪声温度、端口信噪比等概念。二端口网络是最为常见的一种网络结构,覆盖微波电路中绝大部分器件。5.2节将详细介绍二端口微波网络的噪声性能,主要涵盖等效噪声温度、输入输出信噪比、噪声系数等概念。放大器作为二端口网络中最典型的微波器件,将在5.3节详细分析其噪声表现并推算其最优噪声系数的达成条件。5.4节将分析有源二端口网络的噪声等效电路,并在5.5节讨论低噪声射频放大器的设计。

5.1 单端口网络

线性网络是指完全由线性元器件、独立源或线性受控源组成的电路网络,例如由阻容感组成的电路网络、工作于线性区的放大器等。线性网络的一个重要特性是比例与叠加特性,比例特性是指输入信号幅度提升几倍,输出信号的幅度也提高几倍;而叠加特性指在输入为多个独立源之和的情况下,总的响应输出为独立源各自响应输出之和。线性网络的噪声响应可以采用线性叠加方式进行分析,逐一计算每个噪声源对输出端口的噪声贡献,计算过程中将其他噪声源静默处理,最终将每个噪声源对输出端口的噪声贡献相叠加得到最终的噪声输出,即

$$v_o = \sum_{i=1}^N G_i v_i \quad (5.1)$$

其中, v_i 为单个噪声源幅度,可以理解为噪声电压源或噪声电流源,为了简便,统一以噪声电压源表示。 G_i 为幅度传输函数,若输入输出均为电压,则 G_i 为电压增益,无量纲;若输入为电流而输出为电压,则 G_i 量纲为阻抗。如果各个噪声源互不相关,根据第1章随机过程基本理论,式(5.1)所示的幅度叠加可直接写为功率叠加,即

$$\overline{v_o^2} = \sum_{i=1}^N |G_i|^2 \overline{v_i^2} \quad (5.2)$$

其中, $\overline{v_o^2}$ 和 $\overline{v_i^2}$ 为噪声电压均方值,窄带情况下与噪声功率及噪声功率谱的幅度成正比,因

此式(5.2)中的电压均方值均可替换为噪声功率或噪声功率谱函数,即 $N_o = \sum_{i=1}^N |G_i|^2 N_i$

或 $N'_o = \sum_{i=1}^N |G_i|^2 N'_i$ 。

接下来,5.1.1节~5.1.5节由简入繁,分别介绍电阻网络、电抗网络、线性网络、不等温线性网络的噪声功率谱输出和等效噪声温度。

5.1.1 电阻网络

电阻的噪声等效电路有噪声电压和噪声电流两种形式,噪声电压源 v_s 与电阻串联,而

噪声电流源 i_s 与电阻并联,两者完全等价,等效电路如图 5.1 所示。噪声电压功率谱和噪声电流功率谱分别为

$$N'_v = 4kTR_s \quad (5.3)$$

$$N'_i = 4kT \frac{1}{R_s} \quad (5.4)$$

噪声电压源和噪声电流源具有线性关系,即 $v_s = R_s i_s$,功率谱间的关系为 $N'_v = R_s^2 N'_i$ 。功率谱密度函数与噪声电压或噪声电流的均方值之间的关系:对于窄带噪声来说, $\overline{v_o^2} = N'_v \Delta f$ 和 $\overline{i_o^2} = N'_i \Delta f$;一般情况下,例如对于宽带噪声来说,前式应写为积分形式,即 $\overline{v_o^2} = \int N'_v df$ 和 $\overline{i_o^2} = \int N'_i df$ 。另外功率谱密度

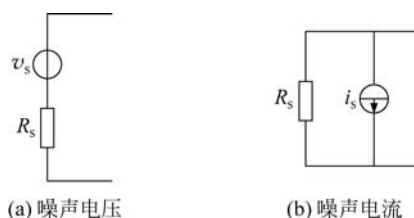


图 5.1 电阻的噪声源等效形式

N'_v 常写为 $S_v(f)$, 同样 N'_i 常写为 $S_i(f)$, 本书同时使用 N' 和 $S(f)$ 这两种写法。

电阻串联和并联的噪声源等效电路如图 5.2 所示,在串联结构中,由于输出端开路,单个电阻的噪声电压将直接出现在输出端,并且相互叠加,输出的电压源功率谱为

$$N'_o = 4kT(R_1 + R_2) \quad (5.5)$$

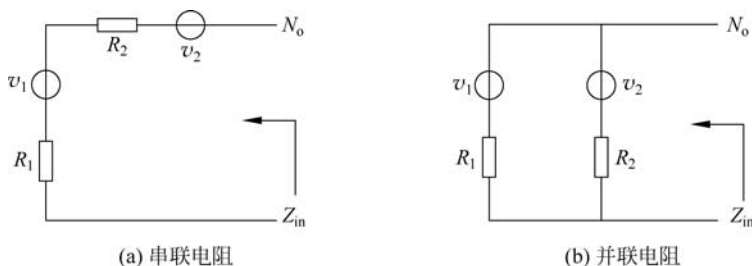


图 5.2 串联电阻和并联电阻的噪声源等效电路

对于多个电阻串联的情况来说,式(5.5)可拓展为

$$N'_o = 4kT \sum R_i = 4kTR_{in} \quad (5.6)$$

其中 $R_{in} = \sum R_i$ 。

电阻并联情况略有不同,电阻 R_1 产生的噪声电压将会在电阻环路内产生电流并消耗功率,按照线性叠加规律,电阻 R_1 产生的噪声电压对输出端的电压贡献为 $v_s \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, 同样电阻 R_2 产生的噪声电压对输出端的电压贡献为 $v_s \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, 因此总的噪声电压输出功率谱为

$$N'_o = 4kTR_1 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + 4kTR_2 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 = 4kTR_1 // R_2 \quad (5.7)$$

即电阻并联的噪声输出等于相同并联阻值的电阻噪声输出。电阻并联的噪声按噪声电流源等效形式分析将更加直观,并联的每个电阻贡献的噪声电流功率谱为 $4kT \frac{1}{R_i}$,总电流噪声功率谱为

$$\overline{i_o^2} = 4kT \sum \frac{1}{R_i} = 4kT G_{in} \quad (5.8)$$

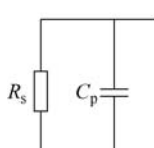
端口视在阻抗 $G_{in} = 1 / \sum \frac{1}{R_i}$,因此换算为电压噪声功率谱为

$$N'_o = \overline{v_o^2} = \overline{i_o^2} Z_{in}^2 = \frac{4kT}{\sum \frac{1}{R_i}} \quad (5.9)$$

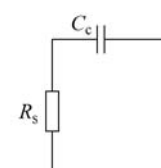
当只有两个电阻并联时,式(5.9)退化为式(5.7)。

5.1.2 电抗网络

电阻并联电容或串联电容的分析方法与纯电阻的并联或串联基本相同,由于电容和电感等纯电抗原件并不贡献噪声,电抗原件只参与电路的分压和分流,因此电抗网络只需分析电阻的噪声源贡献即可。如图 5.3(a)所示的电容旁路电路,电容参与分流,网络输出的电压即为电容的分压,因此根据式(5.2)得到网络的噪声输出功率谱为



(a) 电容旁路



(b) 电容串联

$$N'_o = 4kTR_s \left| \frac{\frac{1}{j\omega C_p}}{R + \frac{1}{j\omega C_p}} \right|^2 = 4kT \frac{R_s}{1 + (\omega R_s C_p)^2}$$

$$= 4kT \operatorname{Re}(Z_{in}) \quad (5.10)$$

图 5.3 电容旁路和电容串联

电阻和电容串联形式,电容既不贡献噪声,也不参与分流,因此噪声输出功率谱与电阻是一致的,即

$$N'_o = 4kTR_s = 4kT \operatorname{Re}(Z_{in}) \quad (5.11)$$

50Ω 电阻与 100pF 电容分别并联和串联的网络的噪声功率谱随频率的变化如图 5.4 所示,随着频率升高,旁路电容的分流效应愈加明显,输出的噪声谱呈现低通特性,而串联网络的输出噪声谱则不随频率变化。

纯电阻网络的噪声输出只与网络的输出电阻值成正比,对于由诸多电阻、电容和电感串联和并联组成的复杂电抗网络,虽然电抗原件不消耗功率,对输出端口的噪声贡献为零,但电抗原件的存在会使网络产生分压和分流效应,最终会影响网络的噪声输出。复杂的线性电抗网络可等效为电阻与电抗成分的级联,或者等效为电导与电纳成分的并联,如图 5.5 所示。图 5.5 与图 5.3 本质相同,当等效为噪声电压源时,噪声源功率谱与网络输入阻抗的实部成正比;当等效为噪声电流源时,噪声源功率谱与网络输入导纳的实部成正比,具体表达式为

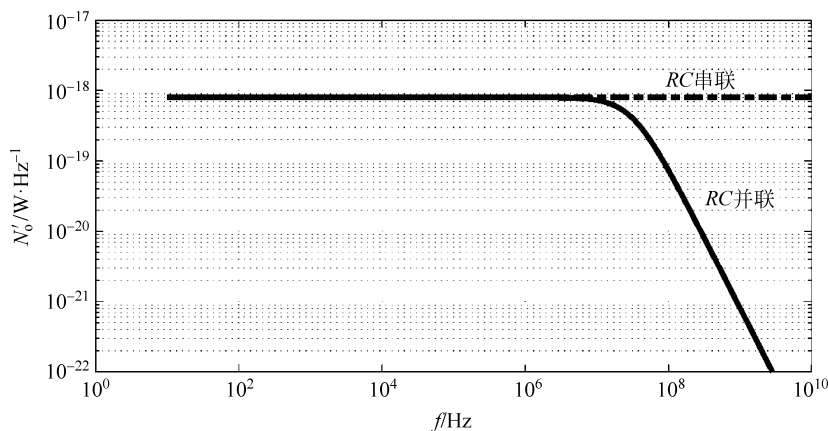


图 5.4 电阻电容网络噪声功率谱随频率的变化

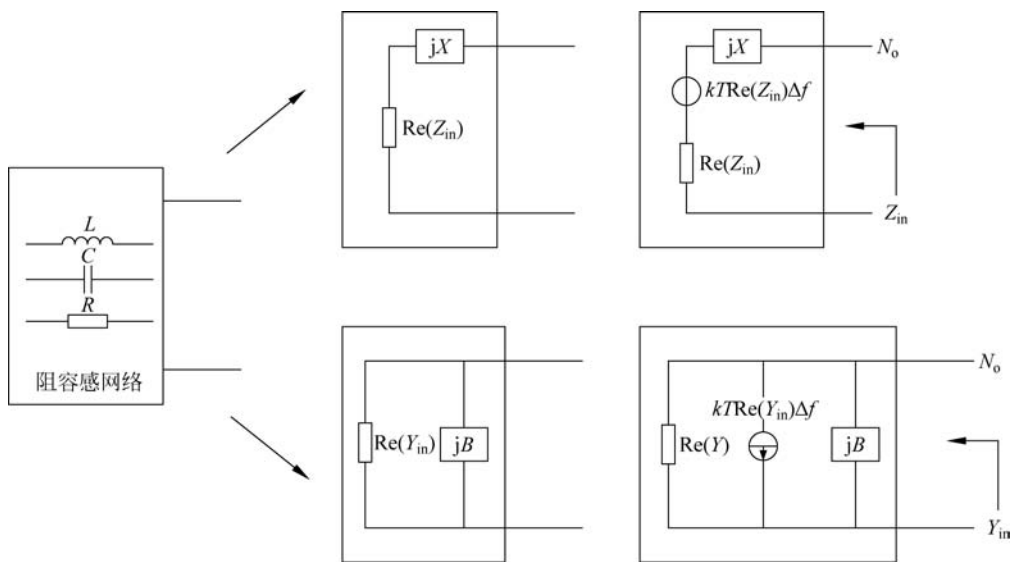


图 5.5 复杂网络的等效电路和等效噪声源

$$N'_{ov} = 4kT\text{Re}(Z_{in}) \quad (5.12)$$

$$N'_{oi} = 4kT\text{Re}(Y_{in}) \quad (5.13)$$

若已知端口处的噪声功率谱,根据当前网络的物理温度,也可根据式(5.12)和式(5.13)计算网络的阻抗实部和导纳实部。

5.1.3 线性网络

描述电路的特性往往采用两个对偶物理量,例如电压和电流,器件的阻抗或导纳即为电压和电流之间的比例系数。若该比例为常数,不随偏置电压或电流的变化而改变,则该器件

称为线性器件；若该比例系数随使用环境或偏置条件等变化，则该器件称为非线性器件。显然，满足简单比例关系的物理量同样满足叠加关系，表征元器件特性的代数关系是线性函数。

复杂电抗网络的输出噪声，除了使用 5.1.2 节所述的等效电路方式来计算以外，还可以使用线性电路的叠加性原理来计算。叠加计算方法如下：首先，确定网络中所有能够贡献噪声的器件，并将该器件的噪声源单独提取出来，与原有器件串联（噪声电压源情况）或并联（噪声电流源情况），原有器件剥离噪声源后被认定为无噪声器件；其次，逐一计算单个噪声源对总端口噪声输出的贡献，计算时需将其他噪声源作失效处理，即将其他噪声源幅值设置为 0；最后，总端口输出即为各个噪声源贡献噪声电压或噪声电流的矢量和，如果各个噪声源互不相关（对于阻容感组成的电抗网络来说，各个独立器件产生的噪声源不相关），最终总端口的噪声功率谱输出为各个噪声源的噪声谱线性叠加之和，即

$$S_{\text{out}} = \sum_i S_{\text{out}_i} \quad (5.14)$$

其中 $S_{\text{out}_i}(f)$ 为各个噪声源对总端口的噪声贡献。

如图 5.6(a) 所示的由三个电阻组成的网络，分析其噪声输出功率谱。首先将网络中每个噪声器件替换为独立的噪声电压源串接电阻的噪声模型，如图 5.6(b) 所示，然后逐一计算各个噪声源的贡献，如图 5.6(c)~(e) 所示。其中 R_1 对输出端口贡献的噪声电压为

$$v_{\text{out}_1} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} v_{N1} \quad (5.15)$$

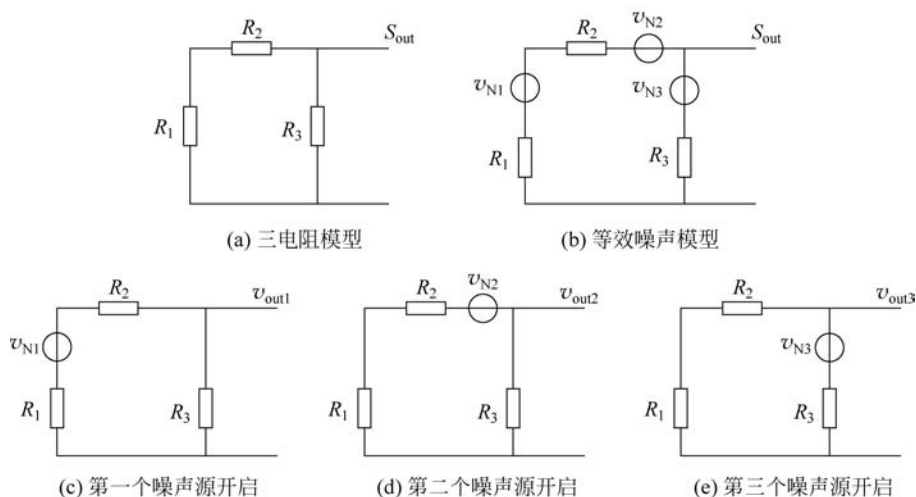


图 5.6 三电阻网络的噪声输出实例

同理， R_2 和 R_3 对输出端口贡献的噪声电压分别为

$$v_{\text{out}_2} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} v_{N2} \quad (5.16)$$

$$v_{\text{out}_3} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} v_{N3} \quad (5.17)$$

输出端口总的噪声电压为各电压叠加,由于各个噪声源互不相关,电压矢量叠加也等同于噪声源功率(窄带情况)或功率谱的叠加,即

$$\begin{aligned} S_{\text{out}} \Delta f &= \left(\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \right)^2 \overline{v_{N1}^2} + \left(\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \right)^2 \overline{v_{N2}^2} + \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} \right)^2 \overline{v_{N3}^2} \\ &= \left(\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \right)^2 4kTR_1 \Delta f + \left(\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \right)^2 4kTR_2 \Delta f + \\ &\quad \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} \right)^2 4kTR_3 \Delta f \end{aligned} \quad (5.18)$$

化简后即为

$$S_{\text{out}} \Delta f = 4kT \frac{(R_1 + R_2)R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = 4kT \text{Re}(Z_{\text{in}}) \quad (5.19)$$

显然 $\text{Re}(Z_{\text{in}}) = \frac{(R_1 + R_2)R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$ 为网络的输入视在阻抗的实部。如果网络中包含电抗成分,上述的分析流程依然成立,而且不要求网络各个元器件处于同样的物理温度下,从式(5.18)可看出,网络中各个元器件可具有不同的物理温度,但此时式(5.18)显然无法等效为简化式(5.19)。

对于部分相关的两个噪声源来说,需要将噪声源之一分解为与另一噪声源完全相关的部分和完全无关的部分再加以分析。例如 S_{out_i} 和 S_{out_j} 部分相关,将 S_{out_j} 分解为两部分 $S_{\text{out}_{jc}}$ 和 $S_{\text{out}_{ju}}$, 其中 $S_{\text{out}_{jc}}$ 与 S_{out_i} 完全相关,完全相关的两个噪声源对应的噪声电压呈现简单比例关系,即

$$v_{\text{out}_{jc}} = \alpha \cdot v_{\text{out}_i} \quad (5.20)$$

其中 α 一般为复数,若 $v_{\text{out}_{jc}}$ 和 v_{out_i} 为相同物理量,则 α 无量纲;若 $v_{\text{out}_{jc}}$ 和 v_{out_i} 为不同物理量(不仅仅为电压量),则 α 具有一定的量纲。噪声电压与噪声功率谱关系为 $S \Delta f = \overline{v^2}$, 当 $v_{\text{out}_{jc}}$ 和 v_{out_i} 量纲均为电压时,两者叠加应先按矢量叠加,再平方计算叠加后的功率谱,即

$$S_{\text{out}_{ijc}} = |1 + \alpha|^2 S_{\text{out}_i} \quad (5.21)$$

$S_{\text{out}_{ju}}$ 与 S_{out_i} 完全不相关,因此叠加的功率谱直接将功率谱函数相加即可,即 $S_{\text{out}} = S_{\text{out}_{ijc}} + S_{\text{out}_{ju}}$ 。

5.1.4 不等温的线性网络

使用 5.1.2 节等效电路方法计算网络的等效噪声输出要求网络具有均一的物理分布温度,如果网络中各个器件的物理温度不同,则不能采用该方法计算噪声。而采用叠加原理计算线性电路噪声的方法以噪声源为基本出发点,不要求网络元件具有相同的物理温度,甚至允许单个元件自身具有一定的温度梯度。如图 5.7(a)所示的电路,两个不同具有物理温度

的电阻串联,采用叠加法计算总的噪声输出功率谱为

$$S_{\text{out}} = 4kT_1R_1 + 4kT_2R_2 \quad (5.22)$$

网络等效的输入阻抗为 $R_1 + R_2$, 将输入阻抗从式(5.22)提出, 则有

$$S_{\text{out}} = 4k(R_1 + R_2) \left(\frac{T_1R_1}{R_1 + R_2} + \frac{T_2R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (5.23)$$

定义 $T_e = \frac{T_1R_1}{R_1 + R_2} + \frac{T_2R_2}{R_1 + R_2}$ 为网络的等效噪声温度, 定义比例系数 $\beta_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ 和 $\beta_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, 则式(5.23)可写为

$$S_{\text{out}} = 4k(R_1 + R_2)(\beta_1T_1 + \beta_2T_2) \quad (5.24)$$

不等温的串联电路总噪声输出仍可以写为 $S_{\text{out}} = 4kR_{\text{in}}T_e$ 。这样简单的形式, 比例系数的物理意义为线性网络内各个电阻物理温度对输出噪声温度贡献的占比。比例系数的另一种解释为 Pierce 功率消耗比例, 即在输出端口注入单位功率, 网络内部每个耗散器件消耗功率的比值, 消耗功率越大, 这个器件物理温度对输出的噪声温度贡献越大。对于电抗元器件, 由于其不消耗功率, 比例系数为 0, 其物理温度对总端口的噪声贡献也为 0。

N 个不等温度电阻串联的情形, 网络的等效温度和总噪声输出可改写为

$$T_e = \sum_{i=1}^N \beta_i T_i \quad (5.25)$$

$$S_{\text{out}} = 4kR_{\text{in}}T_e \quad (5.26)$$

其中, 比例系数 $\beta_i = R_i / \sum_{j=1}^N R_j$, 网络输入电阻 $R_{\text{in}} = \sum_{j=1}^N R_j$ 。

对于电阻并联情形, 如图 5.7(b) 所示, 按照线性叠加原理, 总的噪声输出功率谱为

$$S_{\text{out}} = 4kT_1R_1 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + 4kT_2R_2 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 \quad (5.27)$$

将并联网络等效输入阻抗 $\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}$ 从式(5.27)提出, 则有

$$S_{\text{out}} = 4k \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{T_1R_2}{R_1 + R_2} + \frac{T_2R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (5.28)$$

定义比例系数 $\beta_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ 和 $\beta_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, 得到等效噪声温度 $T_e = \beta_1T_1 + \beta_2T_2$ 和网络的噪声功率谱输出 $S_{\text{out}} = 4kR_{\text{in}}T_e$ 。对于 N 个不同物理温度的电阻并联的情形, 比例系数的计算宜采用电导来计算, 即 $\beta_i = G_i / \sum_{j=1}^N G_j$, 等效噪声温度和噪声功率谱输出的表达式与式(5.25)和式(5.26)相同。

对于同时含有并联和级联的复杂电阻网络来说, 若采用如式(5.18)的电路分析方法计算比例系数, 其过程会相当烦琐。此时宜采用 Pierce 功率分配法计算, 即端口处注入单位

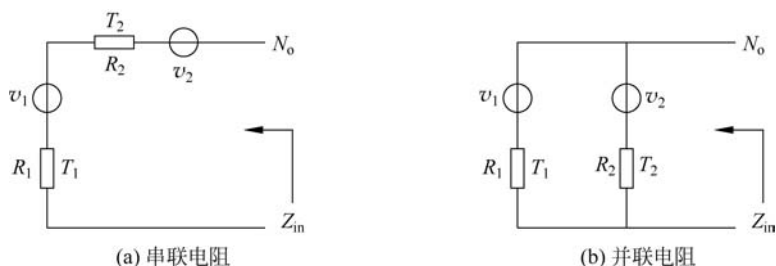


图 5.7 不等温的电阻网络

功率,计算网络内各个耗散器件占用功率的值,即得到该器件的比例系数。如图 5.6 所示的三电阻网络,当端口注入单位功率时, R_3 消耗功率为

$$\beta_3 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (5.29)$$

R_1 和 R_2 消耗功率之和为剩余的 $\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$,继续按比例计算 R_1 和 R_2 消耗功率为

$$\beta_1 = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.30)$$

$$\beta_2 = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.31)$$

因此若三个电阻的物理温度分别为 T_1 、 T_2 和 T_3 ,则输出端口的等效噪声温度为

$$T_e = \sum_{i=1}^N \beta_i T_i = \beta_1 T_1 + \beta_2 T_2 + \beta_3 T_3 \quad (5.32)$$

利用 Pierce 定律分析如图 5.8 所示的两个例子。在图 5.8(a)的端口注入单位量值的功率,第一个衰减器首先消耗 50%的功率(其物理温度不影响功率的消耗比例),第二个衰减器再消耗剩余功率的一半,即 25%,匹配电阻消耗最终的 25%功率,根据各个模块的功率消耗比例系数得到网络等效噪声温度为 $T_e = (0.5 \times 290 + 0.25 \times 100 + 0.25 \times 50) \text{K} = 182.5 \text{K}$ 。图 5.8(b)所示天线对准物理温度为 200K 的吸波材料,吸波材料反射率为 0.1,已知天线的损耗为 1dB,物理温度为 290K,环境温度为 320K,根据 Pierce 定律,天线端口注入单位量值的功率,天线自身由于损耗将消耗 20.6%的功率,其余 79.4%的功率将被天线辐射至吸波材料,由于吸波材料具有一定的反射率,

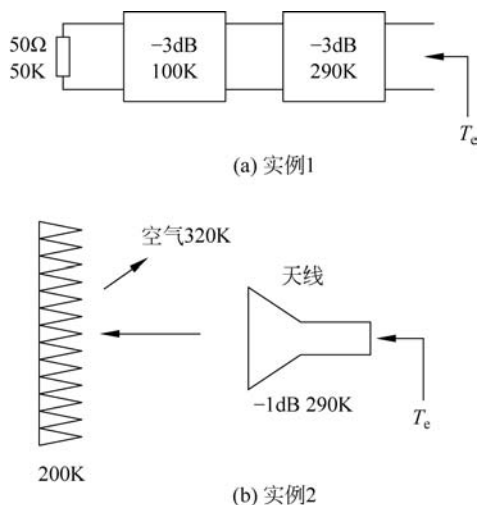


图 5.8 Pierce 定律的应用实例

吸波材料消耗的功率比例为 $79.4\% \times (1 - 0.1^2) = 78.6\%$, 剩余 0.8% 的功率被反射而弥散于环境空间, 被 320K 的空气所吸收, 根据各部消耗功率的比例, 得到天线端口等效的噪声温度为 $T_e = (0.206 \times 290 + 0.786 \times 200 + 0.008 \times 320)\text{K} = 219.5\text{K}$ 。

接下来分析如图 5.9(a) 所示的具有不等温分布的电阻棒, 电阻棒总长度为 L_x , 电阻棒在坐标 x 处的局部电阻率为 $\rho(x)$, 物理温度为 $T(x)$, 则厚度为 Δx 的小单元的电阻为 $\rho(x)\Delta x$, 其噪声功率对总端口的噪声电压功率谱贡献为

$$\Delta N'_{\text{vo}} = 4kT(x)\rho(x)\Delta x \quad (5.33)$$

式(5.33)对 x 积分得到电阻棒的总噪声功率谱输出和等效噪声温度为

$$N'_{\text{vo}} = \int_0^{L_x} 4kT(x)\rho(x)dx \quad (5.34)$$

$$T_e = \frac{N'_{\text{vo}}}{4k\text{Re}(Z_{\text{in}})} = \frac{\int_0^{L_x} T(x)\rho(x)dx}{\int_0^{L_x} \rho(x)dx} \quad (5.35)$$

另一个例子是如图 5.9(b) 所示的具有不等温分布的电阻薄片, 电阻上下两面采用良导体与输出端口连接, 电阻条总长度为 L_y , 位于 y 处的电导率为 $\sigma(y)$, 物理温度为 $T(y)$, 则厚度为 Δy 的小单元对总端口的噪声电流功率谱贡献为

$$N'_{\text{io}} = 4kT(y)\sigma(y)\Delta y \quad (5.36)$$

因此总噪声功率谱输出和等效噪声温度分别表示为

$$\Delta N'_{\text{io}} = \int_0^{L_y} 4kT(y)\sigma(y)dy \quad (5.37)$$

$$T_e = \frac{N'_{\text{io}}}{4k\text{Re}(Y_{\text{in}})} = \frac{\int_0^{L_y} T(y)\sigma(y)dy}{\int_0^{L_y} \sigma(y)dy} \quad (5.38)$$

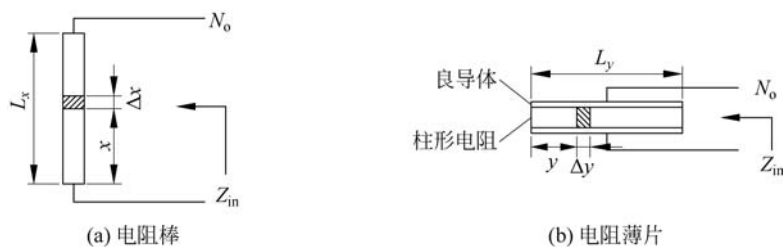


图 5.9 两种典型的不等温分布式电阻

一端口网络采用阻抗和导纳参数即可描述, 二端口网络参数则更加丰富, 不仅可用常规的阻抗和导纳参数描述, 还可使用散射参数、ABCD 参数、传输参数来描述。对于射频电路而言散射参数等描述方法更加方便有效, 射频电路的噪声表现也可借用二端口网络参数来表示。

5.2 二端口网络

5.2.1 节将介绍各种形式的微波网络的基本理论,并在 5.2.2 节利用二端口网络参数来描述网络的噪声输出性能,5.2.3 节和 5.2.4 节则将网络中的噪声抽象为独立的噪声源,并将其叠加于原网络。

5.2.1 微波网络

射频和微波电路在早期都是由低频模拟电路衍生而来,因此沿用模拟电路的习惯仍采用电压电流及阻抗等概念来描述电路参数。但在微波等高频频段,电路中的物理量常不以电压和电流等形式体现,而是表现为场和波,不能采用传统的电压表和电流表测量,因此电压、电流和阻抗等概念不再适合用于微波电路性能的描述,必须采用一种新的电路描述体系,即微波网络。微波网络建立了微波电路与传统模拟电路的桥梁,使得某些模拟电路的概念和分析方法能够应用于微波电路的分析和计算。

微波网络理论是分析和研究微波电路的方法,它与电磁场理论同为微波电路领域的主要理论基础,对于学习和理解微波电磁场电路十分重要。微波网络认为任何微波系统,无论功能简单还是复杂,都可以采用微波网络描述。集总元器件往往采用简单的微波网络描述,由于微波网络具有多种组合和叠加性能,能够使用许多简单的电子元器件组合形成复杂的微波网络,这对设计、分析和计算微波电路十分有益。

多端口的电路网络常用矩阵和向量来描述,其中最常见网络参数有阻抗矩阵、导纳矩阵和 ABCD 矩阵,分别对应着 Z 参数、 Y 参数和 ABCD 参数。二端口阻抗网络如图 5.10 所示,端口向量分别定义为电压向量 $\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$ 和电流向量 $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$,阻抗矩阵定义为 $\mathbf{Z} =$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}, \text{网络关系为}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

其中, $Z_{ij} = V_i / I_j |_{I_k=0, k \neq j}$ 为阻抗参数,式(5.39)写成矩阵方式为

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I} \quad (5.40)$$

对于多端口阻抗矩阵,式(5.40)也是通用的。

二端口网络导纳网络如图 5.11 所示,网络参数可以写成导纳矩阵

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

式(5.41)可简化写为 $\mathbf{I} = \mathbf{Y}\mathbf{V}$, 其中 $Y_{ij} = I_i / V_j |_{V_k=0, k \neq j}$ 为导纳参数。阻抗矩阵和导纳矩阵具有以下关系 $\mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1}$, 且 $\mathbf{Y}$ 矩阵和 $\mathbf{Z}$ 矩阵有下列性质: ①对于互易系统, $\mathbf{Y}$ 和 $\mathbf{Z}$ 矩阵为

对称矩阵；②对于无损系统， $\mathbf{Y}$ 和 $\mathbf{Z}$ 矩阵为纯虚数矩阵；③二端口网络串联，总的 $\mathbf{Z}$ 参数等于各子系统 $\mathbf{Z}$ 参数相加；④二端口网络并联，总的 $\mathbf{Y}$ 参数等于各子系统 $\mathbf{Y}$ 参数相加。

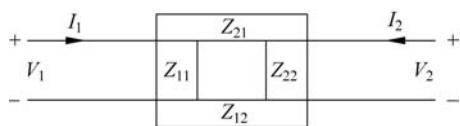


图 5.10 二端口阻抗网络

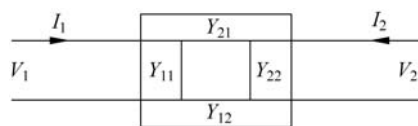


图 5.11 二端口导纳网络

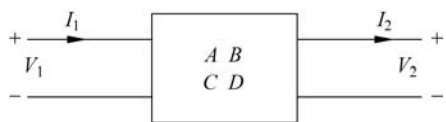


图 5.12 二端口 ABCD 网络

除了阻抗矩阵和导纳矩阵之外，ABCD 参数的应用也是非常广泛的，ABCD 矩阵框图如图 5.12 所示，ABCD 矩阵定义如下

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

对于级联系统(如图 5.13 所示)，总网络的 ABCD 矩阵表达式如下

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

因此级联后的 ABCD 矩阵为

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

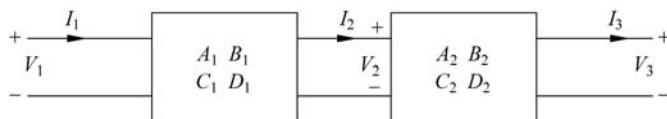


图 5.13 利用 ABCD 矩阵描述级联系统

由于交流信号的短路和开路测试在微波宽带范围内很难实现，导致 $\mathbf{Z}$ 参数、 $\mathbf{Y}$ 参数以及 ABCD 参数的测量难度较大，因此传统的网络参数仅适用于对微波电路的理论描述，不适合应用于微波测试。在微波波段宜采用入射波和反射波等概念来描述二端口网络，入射波和反射波便于采用矢量电压表或网络分析仪等仪器进行测量。基于波参数的微波网络模型将各个端口的入射波作为输入向量，将各端口的反射波作为输出向量，输入向量和输出向量采用散射矩阵联系，这种微波网络也称为散射参数($\mathbf{S}$ 参数)。以二端口网络为例(如图 5.14 所示)，定义 $\mathbf{a}$ 为入射波向量， $\mathbf{b}$ 为反射波向量，波参数和散射矩阵关系定义如下

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

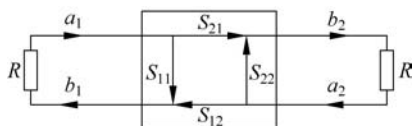


图 5.14 二端口网络示意图

散射参数不方便直接级联运算,因此受 ABCD 网络的启发,适当调整入射波和反射波向量单元的顺序,将前级的反射波作为后级的入射波,进而将前级的入射波作为后级的反射波,建立如图 5.15 所示的级联网络,得到如下的矩阵关系

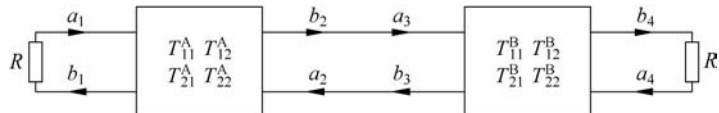
$$\begin{cases} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}^A & T_{12}^A \\ T_{21}^A & T_{22}^A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_3 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}^B & T_{12}^B \\ T_{21}^B & T_{22}^B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_4 \\ a_4 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5.46)$$


图 5.15 级联网络的传输矩阵表示

其中 T 参数为微波网络的传输矩阵。级联后的传输矩阵为各个子传输矩阵的乘积,即

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}^A & T_{12}^A \\ T_{21}^A & T_{22}^A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{11}^B & T_{12}^B \\ T_{21}^B & T_{22}^B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_4 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (5.47)$$

导纳矩阵、阻抗矩阵、ABCD 矩阵、散射矩阵以及传输矩阵可以相互换算,详见相关文献^[8],本书将换算公式列于表 5.1。

表 5.1 微波网络参数换算表

Z 矩阵和 Y 矩阵	$Z_{11} = Y_{22} / \Delta Y$ $Z_{12} = -Y_{12} / \Delta Y$ $Z_{21} = -Y_{21} / \Delta Y$ $Z_{22} = Y_{11} / \Delta Y$ 其中 $\Delta Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$	$Y_{11} = Z_{22} / \Delta Z$ $Y_{12} = -Z_{12} / \Delta Z$ $Y_{21} = -Z_{21} / \Delta Z$ $Y_{22} = Z_{11} / \Delta Z$ 其中 $\Delta Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$
Z 矩阵和 ABCD 参数	$Z_{11} = A / C$ $Z_{12} = \Delta A / C$ $Z = 1 / C$ $Z_{22} = D / C$ 其中 $\Delta A = AD - BC$	$A = Z_{11} / Z_{21}$ $B = \Delta Z / Z_{21}$ $C = 1 / Z_{21}$ $D = Z_{22} / Z_{21}$ 其中 $\Delta Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$
Y 矩阵和 ABCD 参数	$Y_{11} = D / B$ $Y_{12} = -\Delta A / B$ $Y_{21} = -1 / B$ $Y_{22} = A / B$ 其中 $\Delta A = AD - BC$	$A = -Y_{22} / Y_{21}$ $B = -1 / Y_{21}$ $C = -\Delta Y / Y_{21}$ $D = -Y_{11} / Y_{21}$ 其中 $\Delta Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$

续表

ABCD 参数 和 S 矩阵	$A = \frac{(Z_{01}^* + S_{11} Z_{01})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21} Z_{01}}{2S_{21} \sqrt{P_{01} P_{02}}}$ $B = \frac{(Z_{01}^* + S_{11} Z_{01})(Z_{02}^* + S_{22} Z_{02}) - S_{12} S_{21} Z_{01} Z_{02}}{2S_{21} \sqrt{P_{01} P_{02}}}$ $C = \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}{2S_{21} \sqrt{P_{01} P_{02}}}$ $D = \frac{(1 - S_{11})(Z_{02}^* + S_{22} Z_{02}) + S_{12} S_{21} Z_{02}}{2S_{21} \sqrt{P_{01} P_{02}}}$ 其中 Z_{0i} 为端口特征阻抗, R_{0i} 为特征阻抗的实部	$S_{11} = \frac{AZ_{02} + B - CZ_{01}^* Z_{02} - DZ_{01}^*}{AZ_{02} + B + CZ_{01}^* Z_{02} + DZ_{01}^*}$ $S_{12} = \frac{2(AD - BC) \sqrt{P_{01} P_{02}}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}^* Z_{02} + DZ_{01}^*}$ $S_{21} = \frac{2 \sqrt{P_{01} P_{02}}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}^* Z_{02} + DZ_{01}^*}$ $S_{22} = \frac{-AZ_{02}^* + B - CZ_{01} Z_{02}^* + DZ_{01}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}^* Z_{02} + DZ_{01}^*}$ 其中 Z_{0i} 为端口特征阻抗, R_{0i} 为特征阻抗的实部
S 矩阵和 T 矩阵	$S_{11} = T_{21} / T_{11}$ $S_{12} = \Delta T / T_{11}$ $S_{21} = 1 / T_{11}$ $S_{22} = T_{12} / T_{11}$ 其中 $\Delta T = T_{11} T_{22} - T_{12} T_{21}$	$T_{11} = 1 / S_{21}$ $T_{12} = -S_{22} / S_{21}$ $T_{21} = S_{11} / S_{21}$ $T_{22} = -\Delta S / T_{11}$ 其中 $\Delta S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$

5.2.2 端口噪声功率

由 5.1 节单端口噪声网络及其噪声输出功率谱函数可知,单端口网络可等效为噪声电压源(以电压源功率谱函数 $S_v(f)$ 表示)或噪声电流源(以电压源功率谱函数 $S_i(f)$ 表示)两种对偶的噪声等效电路形式, $S_v(f)$ 和 $S_i(f)$ 的关系如下

$$\begin{aligned}
 S_v(f) &= 4kT \operatorname{Re}(Z_{\text{in}}) = 2kT(Z_{\text{in}} + Z_{\text{in}}^*) = 2kT \left(\frac{1}{Y_{\text{in}}} + \frac{1}{Y_{\text{in}}^*} \right) \\
 &= 2kT \left(\frac{Y_{\text{in}} + Y_{\text{in}}^*}{Y_{\text{in}} Y_{\text{in}}^*} \right) = \frac{4kT \operatorname{Re}(Y_{\text{in}})}{|Y_{\text{in}}(f)|^2} = S_i(f) \frac{1}{|Y_{\text{in}}(f)|^2}
 \end{aligned} \quad (5.48)$$

即

$$\frac{S_v(f)}{S_i(f)} = \frac{1}{|Y_{\text{in}}(f)|^2} = |Z_{\text{in}}(f)|^2 \quad (5.49)$$

当单端口网络端口接负载 Z_L 时,负载消耗的功率为

$$P_L = \frac{S_v(f)}{|Z_{\text{in}} + Z_L|^2} \operatorname{Re}(Z_L) \Delta f = \frac{S_v(f)}{(R_{\text{in}} + R_L)^2 + (X_{\text{in}} + X_L)^2} R_L \Delta f \quad (5.50)$$

其中 R_L 和 X_L 分别为负载 Z_L 的实部和虚部,式(5.50)对 R_L 和 X_L 分别求偏导数,并令其等于 0 可以得到 P_L 取极大值的条件为

$$\begin{cases} R_L = R_{in} \\ X_L = -X_{in} \end{cases} \quad (5.51)$$

即在负载与源阻抗共轭匹配的条件下,负载获得最大功率,称该功率数值为单端口网络的资用功率(资用功率是网络的固有输出能力,与负载情况无关),具体表达式为

$$P_{av} = \frac{S_v(f)}{|Z_{in} + Z_L|^2} \operatorname{Re}(Z_L) = \frac{S_v(f)}{4R_{in}} = kT\Delta f \quad (5.52)$$

窄带情况下噪声电压均方值 $\overline{v^2}$ 与噪声电压功率谱 $S_v(f)$ 的关系为

$$\overline{v^2} = S_v(f)\Delta f \quad (5.53)$$

其中 Δf 为频率带宽。在计算频带相当宽,且功率谱函数随频率并不平坦的条件下,式(5.53)应写为积分式

$$\overline{v^2} = \int_{f_1}^{f_2} S_v(f) df \quad (5.54)$$

同理,在窄带和宽带情况下,噪声电流的均方值 $\overline{i^2}$ 与噪声电流功率谱 $S_i(f)$ 的关系为

$$\begin{cases} \overline{i^2} = S_i(f)\Delta f \\ \overline{i^2} = \int_{f_1}^{f_2} S_i(f) df \end{cases} \quad (5.55)$$

5.2.3 噪声等效网络和噪声相关矩阵

二端口网络是最常用的微波网络形式,其噪声性能分析同单端口网络类似,将网络内部的噪声源抽象并剥离后放置于端口,而将器件本征部分看作无噪声的理想器件。二端口网络具有多种表述形式,每一种表述形式均对应着一种噪声源叠加形式,例如导纳形式的网络将双路电流噪声源并联于端口、阻抗形式的网络将双路电压噪声源串联于端口、ABCD 网络则在输入端同时串接和并联电压噪声源和电流噪声源。二端口噪声模型避免了对器件内部复杂噪声产生机理的分析,简化了器件噪声性能的计算和评估。

导纳形式的噪声源网络如图 5.16 所示,网络参数与噪声电流源的关系如下

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 + I_{n1} \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 + I_{n2} \end{cases} \quad (5.56)$$

阻抗形式的噪声源网络如图 5.17 所示,网络参数与噪声电压源的关系如下

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + V_{n1} \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + V_{n2} \end{cases} \quad (5.57)$$

式(5.56)和式(5.57)写成矩阵和向量形式为

$$\mathbf{I} = \mathbf{YV} + \mathbf{I}_n \quad (5.58)$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{ZI} + \mathbf{V}_n \quad (5.59)$$

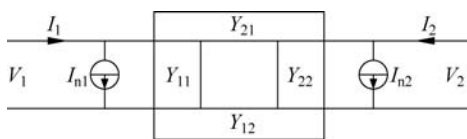


图 5.16 双端噪声电流源网络

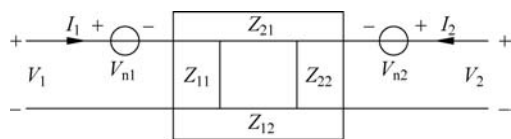


图 5.17 双端噪声电压源网络

根据式(5.56),有 $I - I_n = YV$, 得到 $V = Y^{-1}(I - I_n) = Z(I - I_n)$, 再结合式(5.57)得到 $V - V_n = ZI$, $V_n = -ZI_n$, 同理也有 $I_n = -YV_n$ 。

ABCD 网络对应的噪声源等效形式如图 5.18 所示, 将二端口网络的内部噪声全部抽象提取并列于网络的输入端, 网络参数与噪声源的关系如下:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

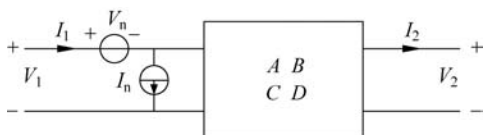


图 5.18 二端口传输矩阵噪声网络

电压噪声源和电流噪声源均为随机过程, 没有明确的表达式, 矢量幅值不确定, 而只有其均方值(功率谱)为确定值, 因此所有的随机量均要量化为功率谱才能进行定量分析。这导致随机过程运算过程中的符号也不甚重要, 例如对于表达式 $I_s = X \pm I_n$, 若 X 为确定量, I_n 为随机量, 或者 X 和 I_n 为互不相关的随机量, 那么式中符号无论取正还是取负, 均不影响电路的功率谱响应。无论是噪声电压源还是电流源, 取互相关便可得到该噪声源的功率谱和互功率谱。双端口网络的电压噪声源相关矩阵定义为

$$C_V = \begin{bmatrix} V_{n1}^* \\ V_{n2}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{n1} & V_{n2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_{n1}|^2 & V_{n1}^* V_{n2} \\ \overline{V_{n1} V_{n2}^*} & |V_{n2}|^2 \end{bmatrix} \quad (5.61)$$

其中, $|V_{n1}|^2$ 、 $|V_{n2}|^2$ 表示电压源的功率谱, $V_{n1}^* V_{n2}$ 、 $\overline{V_{n1} V_{n2}^*}$ 表示电压源间的互功率谱。同理定义电流噪声源的相关矩阵为

$$C_I = \begin{bmatrix} I_{n1}^* \\ I_{n2}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{n1} & I_{n2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |I_{n1}|^2 & I_{n1}^* I_{n2} \\ \overline{I_{n1} I_{n2}^*} & |I_{n2}|^2 \end{bmatrix} \quad (5.62)$$

ABCD 网络参数对应的噪声源相关矩阵为

$$C_A = \begin{bmatrix} V_n^* \\ I_n^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_n & I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_n|^2 & V_n^* I_n \\ \overline{V_n I_n^*} & |I_n|^2 \end{bmatrix} \quad (5.63)$$

不同网络的噪声源相关矩阵可以相互换算, 例如 C_V 和 C_I 换算关系如下:

$$\mathbf{C}_I = \begin{bmatrix} I_{n1}^* \\ I_{n2}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{n1} & I_{n2} \end{bmatrix} = -\mathbf{Y}^* \begin{bmatrix} V_{n1}^* \\ V_{n2}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{n1} & V_{n2} \end{bmatrix} \cdot (-\mathbf{Y}^T) = \mathbf{Y}^* \mathbf{C}_V \mathbf{Y}^T \quad (5.64)$$

其他各类型噪声相关矩阵间的换算关系简述如下

$$\begin{cases} \mathbf{C}_I = \begin{bmatrix} -Y_{11} & 1 \\ -Y_{21} & 0 \end{bmatrix}^* \mathbf{C}_A \begin{bmatrix} -Y_{11} & 1 \\ -Y_{21} & 0 \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{C}_V = \mathbf{Z}^* \mathbf{C}_I \mathbf{Z}^T \\ \mathbf{C}_V = \begin{bmatrix} 1 & -Z_{11} \\ 0 & -Z_{21} \end{bmatrix}^* \mathbf{C}_I \begin{bmatrix} 1 & -Z_{11} \\ 0 & -Z_{21} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{C}_A = \begin{bmatrix} 0 & A_{11} \\ 1 & A_{21} \end{bmatrix}^* \mathbf{C}_I \begin{bmatrix} 0 & A_{11} \\ 1 & A_{21} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{C}_A = \begin{bmatrix} 1 & -A_{11} \\ 0 & -A_{21} \end{bmatrix}^* \mathbf{C}_V \begin{bmatrix} 1 & -A_{11} \\ 0 & -A_{21} \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (5.65)$$

多个二端口网络能够进行串联、并联以及级联等多种组合实现更复杂的网络,串联网路宜采用阻抗矩阵描述(如图 5.19(a)所示),串联阻抗矩阵表示为

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2 \quad (5.66)$$

由于网络 $\mathbf{Z}_1$ 和 $\mathbf{Z}_2$ 各自的噪声来源不同,因此其噪声源不相关,因而串联的噪声相关矩阵为各个电压噪声相关矩阵之和,即

$$\mathbf{C}_V = \mathbf{C}_{V1} + \mathbf{C}_{V2} \quad (5.67)$$

对于并联网路来说,宜采用导纳矩阵描述(如图 5.19(b)所示),矩阵参数和噪声相关矩阵有以下结果

$$\begin{cases} \mathbf{Y} = \mathbf{Y}_1 + \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{C}_I = \mathbf{C}_{I1} + \mathbf{C}_{I2} \end{cases} \quad (5.68)$$

级联网路宜采用 ABCD 矩阵描述(如图 5.19(c)所示),矩阵参数的级联计算结果如下

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2 \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} + \mathbf{A}_1 \begin{bmatrix} V_{n2} \\ I_{n2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{n1} \\ I_{n1} \end{bmatrix} \quad (5.69)$$

级联后的 ABCD 矩阵为 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2$, 级联后等效的噪声源为

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \mathbf{A}_1 \begin{bmatrix} V_{n2} \\ I_{n2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{n1} \\ I_{n1} \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

进而得到噪声相关矩阵为

$$\mathbf{C}_A = \mathbf{C}_{A1} + \mathbf{A}_1^* \mathbf{C}_{A2} \mathbf{A}_1^T \quad (5.71)$$

其中, $\mathbf{C}_{A1}$ 和 $\mathbf{C}_{A2}$ 分别为级联网路 $\mathbf{A}_1$ 和 $\mathbf{A}_2$ 的噪声源相关矩阵。某些测试场景下, $\mathbf{A}_1$ 和 $\mathbf{C}_{A1}$ 为测试夹具的网络参数和噪声相关矩阵,可通过其他手段提前测出, $\mathbf{A}_2$ 为待测件,测试时级联的噪声矩阵 $\mathbf{C}_A$ 也可通过仪器直接测试得到,因而可以计算得到 $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1^{-1} \mathbf{A}$, 根据

式(5.71)也可以计算出待测件的噪声相关矩阵为 $\mathbf{C}_{A2} = (\mathbf{A}_1^*)^{-1}(\mathbf{C}_A - \mathbf{C}_{A1})(\mathbf{A}_1^T)^{-1}$ 。更多级的二端口网络级联也可通过上述方法逐级剥离,逐步计算出待测件的 ABCD 参数以及噪声相关矩阵。

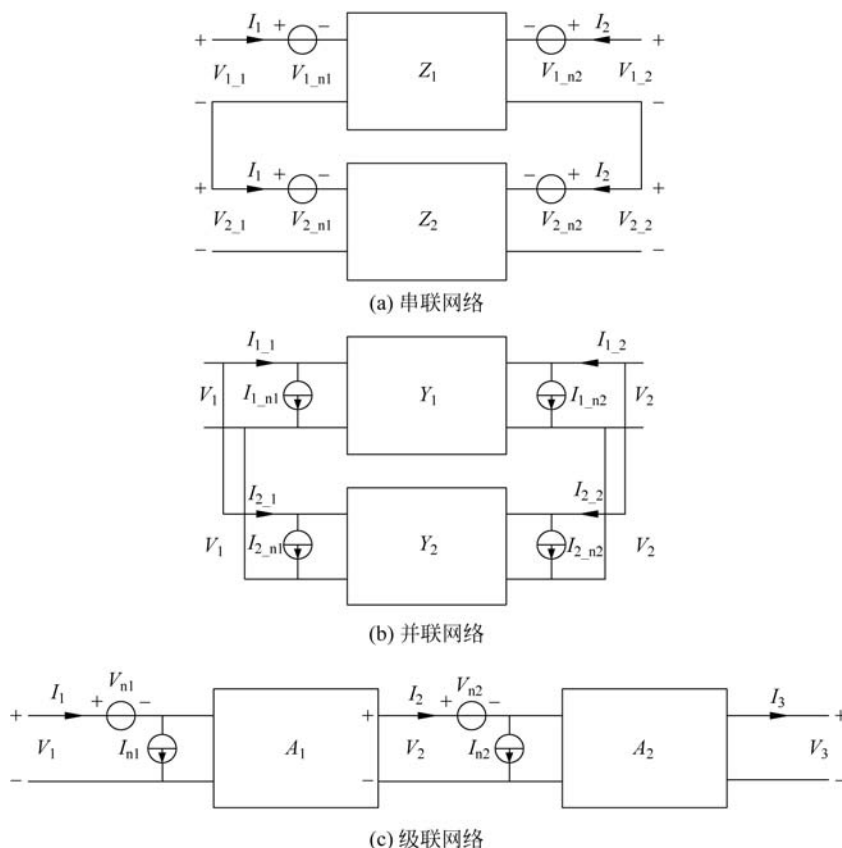


图 5.19 串联、并联和级联网络组合

5.2.4 噪声波理论

阻抗矩阵、导纳矩阵和 ABCD 矩阵均基于电压和电流来描述微波网络,相比于此,散射参数基于入射波和反射波,能够更直观的描述微波网络。为了建立散射参数的噪声网络模型,需要将网络中的噪声抽象为功率波的形式,将噪声功率波与原网络功率波相叠加得到噪声网络模型,如图 5.20 所示。散射参数的噪声网络引入了噪声功率波 c_1 和 c_2 ,按照信号流图有

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a} + \mathbf{c} \quad (5.72)$$

其中, $\mathbf{a} = [a_1, a_2]'$ 为入射波矢量, $\mathbf{b} = [b_1, b_2]'$ 为反射波矢量, $\mathbf{c} = [c_1, c_2]'$ 为噪声波矢量, $\mathbf{S}$ 为网络的散射矩阵。噪声波的相关矩阵定义为

$$\mathbf{C}_S = \begin{bmatrix} c_1^* \\ c_2^* \end{bmatrix} \cdot [c_1, c_2] = \begin{bmatrix} |c_1|^2 & c_1^* c_2 \\ c_1 c_2^* & |c_2|^2 \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

其中, $|c_1|^2$ 、 $|c_2|^2$ 表示噪声波的功率谱, $c_1 c_2^*$ 、 $c_1^* c_2$ 为噪声波的互功率谱。

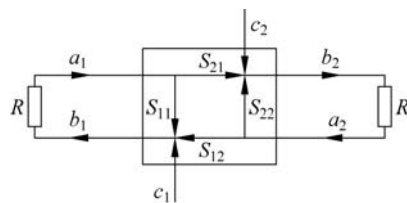


图 5.20 散射参数的噪声波模型

散射参数的二端口网络级联电路如图 5.21 所示, 根据噪声波的信号流图分析, 级联后网络的噪声波表示如下

$$\begin{cases} c_{n-1}^C = c_{n-1}^A + c_{n-2}^A \frac{S_{12}^A S_{11}^B}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} + c_{n-1}^B \frac{S_{12}^A}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} \\ c_{n-2}^C = c_{n-2}^B + c_{n-1}^B \frac{S_{21}^B S_{22}^A}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} + c_{n-2}^A \frac{S_{21}^B}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} \end{cases} \quad (5.74)$$

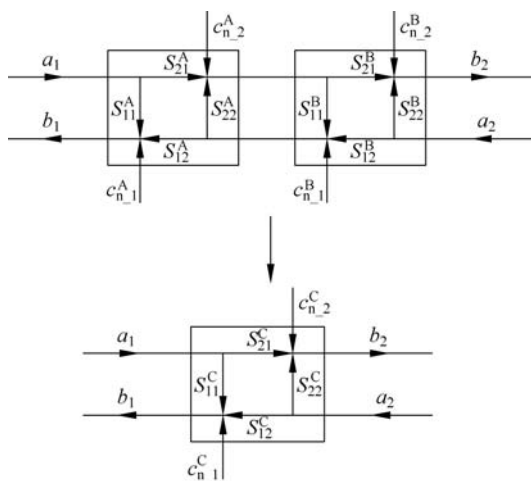


图 5.21 二端口网络的级联

噪声波还可以使用传输矩阵来描述, 如图 5.22 所示的二端口网络, 将两个噪声波分别加载于端口 1 的入射波和反射波, 采用传输矩阵描述的噪声波方程为

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{n1} \\ c_{n2} \end{bmatrix} \quad (5.75)$$

传输矩阵描述的噪声波相关矩阵定义如下

$$\mathbf{C}_T = \begin{bmatrix} c_{n1}^* \\ c_{n2}^* \end{bmatrix} \cdot [c_{n1}, c_{n2}] = \begin{bmatrix} |c_{n1}|^2 & c_{n1}^* c_{n2} \\ c_{n1} c_{n2}^* & |c_{n2}|^2 \end{bmatrix} \quad (5.76)$$

当采用传输矩阵描述网络级联时, 如图 5.23(a) 所示, 有以下结果

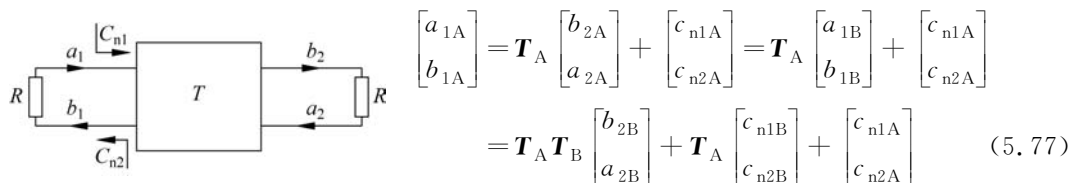


图 5.22 传输矩阵与噪声波的结合 最终得到级联网络传输矩阵、噪声波向量和噪声相关矩阵如下

$$\begin{cases} \mathbf{T}_C = \mathbf{T}_A \mathbf{T}_B \\ \begin{bmatrix} c_{n1C} \\ c_{n2C} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_A \begin{bmatrix} c_{n1B} \\ c_{n2B} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{n1A} \\ c_{n2A} \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_{TC} = \mathbf{C}_{TA} + \mathbf{T}_A^* \mathbf{C}_{TB} \mathbf{T}_A^T \end{cases} \quad (5.78)$$

对于芯片在片测试的情况下,一般系统校准于同轴端口,通过测试得到的网络参数为输入测试探针、待测件与输出测试探针的级联,如图 5.23(b)。为最终获得待测件的网络参数,需利用去嵌入程序将输入测试探针和输出测试探针的网络参数扣除,级联网络的传输矩阵参数如下所示

$$\mathbf{T}_C = \mathbf{T}_{P1} \mathbf{T}_{DUT} \mathbf{T}_{P2} \quad (5.79)$$

其中 $\mathbf{T}_C$ 为级联网络的传输参数,通过测试得到,一般输入输出探针的传输参数 $\mathbf{T}_{P1}$ 和 $\mathbf{T}_{P2}$ 为已知量,因此可计算待测件的传输参数为 $\mathbf{T}_{DUT} = \mathbf{T}_{P1}^{-1} \mathbf{T}_C \mathbf{T}_{P2}^{-1}$ 。相应 $\mathbf{T}_C$ 的噪声波相关矩阵为

$$\mathbf{C}_{TC} = \mathbf{C}_{TP1} + \mathbf{T}_{P1}^* \mathbf{C}_{TDUT} \mathbf{T}_{P1}^T + \mathbf{T}_{P1}^* \mathbf{T}_{DUT}^* \mathbf{C}_{TP2} (\mathbf{T}_{P1} \mathbf{T}_{DUT})^T \quad (5.80)$$

其中 $\mathbf{C}_{TC}$ 为级联的噪声波相关矩阵,可通过测试得到,一般输入输出探针的噪声波相关矩阵 $\mathbf{C}_{TP1}$ 和 $\mathbf{C}_{TP2}$ 为已知量,且 $\mathbf{T}_{DUT}$ 已计算出,则有

$$\mathbf{C}_{TDUT} = (\mathbf{T}_{P1}^*)^{-1} [\mathbf{C}_{TC} - \mathbf{C}_{TP1} - \mathbf{T}_{P1}^* \mathbf{T}_{DUT}^* \mathbf{C}_{TP2} (\mathbf{T}_{P1} \mathbf{T}_{DUT})^T] (\mathbf{T}_{P1}^T)^{-1} \quad (5.81)$$

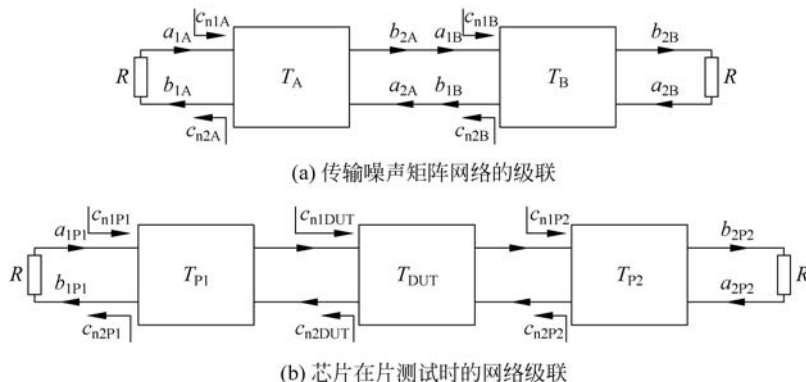


图 5.23 传输矩阵噪声模型的网络级联

5.2.5 噪声相关矩阵

前述几节关于微波网络和噪声矩阵的介绍不局限于二端口网络,多端口网络同样适用。对于多端口网络来说,定义 $\mathbf{N}$ 为端口噪声源的列向量,定义噪声相关矩阵为 $\mathbf{C} = \mathbf{N}^* \cdot \mathbf{N}^T$, 其中 T 代表转置。噪声相关矩阵是共轭对称的,即 $\mathbf{C} = \mathbf{C}^H$; 同时噪声相关矩阵的对角线元素为正实数,且矩阵的行列式大于或等于 0。具体地,对于二端口网络来说, C_{11} 、 C_{22} 均为正实数, $\Delta C = C_{11}C_{22} - C_{12}C_{21} \geq 0$ 。

以多端口无源线性网络为例,若采用导纳矩阵和噪声电流源描述网络的噪声模型,则噪声电流的相关矩阵具体定义如下

$$\mathbf{C}_Y = \begin{bmatrix} \overline{i_{n_1} i_{n_1}^*} & \overline{i_{n_1} i_{n_2}^*} & \cdots & \overline{i_{n_1} i_{n_N}^*} \\ \overline{i_{n_2} i_{n_1}^*} & \overline{i_{n_2} i_{n_2}^*} & \cdots & \overline{i_{n_2} i_{n_N}^*} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \overline{i_{n_N} i_{n_1}^*} & \overline{i_{n_N} i_{n_2}^*} & \cdots & \overline{i_{n_N} i_{n_N}^*} \end{bmatrix} \quad (5.82)$$

对角线上的每个元素为对应端口的噪声电流功率(窄带情况下等同于噪声功率谱),式(5.82)和式(5.62)定义的区别仅在于功率和功率谱,即相差带宽因子 Δf 。

如图 5.24 所示的双端口网络,网络内部的两个电阻为噪声源,将电阻等效为噪声电流源形式,首先计算端口 1(P1)和端口 2(P2)节点处的电流。节点 P1 的噪声电流为

$$i_{P1} = i_1 \quad (5.83)$$

节点 P2 的噪声电流为

$$i_{P2} = -i_1 + i_2 \quad (5.84)$$

进而根据式(5.82)得到噪声电流相关矩阵为

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} \overline{i_1^2} & -\overline{i_1^2} \\ -\overline{i_1^2} & \overline{i_1^2} + \overline{i_2^2} \end{bmatrix} \quad (5.85)$$

式(5.85)应用了 i_1 和 i_2 互不相关的特性,因为两者起源于不同的电阻。电阻 R_1 和电阻 R_2 的电流噪声均方值为 $\overline{i_1^2} = 4kT\Delta f/R_1$, $\overline{i_2^2} = 4kT\Delta f/R_2$, 所以进一步可得到 $\mathbf{C}_1 = 4kT\Delta f \begin{bmatrix} 1/R_1 & -1/R_1 \\ -1/R_1 & 1/R_1 + 1/R_2 \end{bmatrix}$ 。网络的节点噪声电流的物理意义如图 5.24(b)所示,节点噪声电流即为网络等效在端口处旁路噪声电流,电流的功率谱完全由噪声电流相关矩阵体现。

噪声相关矩阵的对角线元素代表噪声网络噪声源的功率,非对角线元素代表各噪声源的互功率,一方面由基本元器件组成的复杂网络可通过分析节点噪声电流或噪声电压来计算噪声相关矩阵;另一方面,也可根据已知的噪声相关矩阵综合出等效的多端口网络,该网络均由基本元器件来表征。一般情况下习惯采用具有相同噪声功率的等效电阻(或电导)来

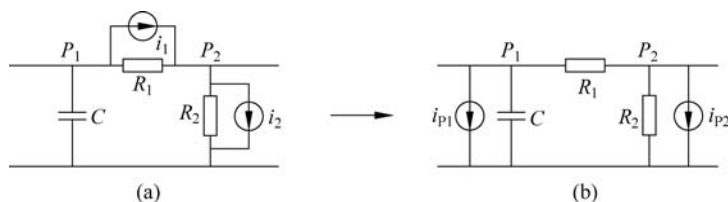


图 5.24 典型的二端口噪声网络

替代噪声相关矩阵中的元素,具体来说,噪声网络的综合过程是将噪声相关矩阵的功率谱元素等效的替换为电阻(或电导)以及电阻间的相关性的函数。

例如,二端口电压噪声相关矩阵的功率谱元素若替换为等效的噪声电阻,则噪声相关矩阵可写成下面的方程

$$\mathbf{C}_V = \begin{bmatrix} |V_{n1}|^2 & V_{n1}^* V_{n2} \\ \overline{V_{n1} V_{n2}^*} & |V_{n2}|^2 \end{bmatrix} = 4kT\Delta f \begin{bmatrix} R_1 & \rho_V^* \sqrt{R_1 R_2} \\ \rho_V \sqrt{R_1 R_2} & R_2 \end{bmatrix} \quad (5.86)$$

其中各参数定义为

$$\begin{cases} R_1 = \frac{|V_{n1}|^2}{4kT\Delta f} \\ R_2 = \frac{|V_{n2}|^2}{4kT\Delta f} \\ \rho_V = \frac{V_{n1}^* V_{n2}}{|V_{n1}| |V_{n2}|} \end{cases}$$

得到 R_1 、 R_2 和 ρ_V 表达式,即完成噪声网络的综合过程。同理可根据二端口噪声电流的相关矩阵综合出导纳网络为

$$\mathbf{C}_I = \begin{bmatrix} |I_{n1}|^2 & I_{n1}^* I_{n2} \\ \overline{I_{n1} I_{n2}^*} & |I_{n2}|^2 \end{bmatrix} = 4kT\Delta f \begin{bmatrix} G_1 & \rho_I^* \sqrt{G_1 G_2} \\ \rho_I \sqrt{G_1 G_2} & G_2 \end{bmatrix} \quad (5.87)$$

其中各参数定义为

$$\begin{cases} G_1 = \frac{|I_{n1}|^2}{4kT\Delta f} \\ G_2 = \frac{|I_{n2}|^2}{4kT\Delta f} \\ \rho_I = \frac{I_{n1}^* I_{n2}}{|I_{n1}| |I_{n2}|} \end{cases}$$

还可根据 ABCD 网络模型的噪声电压电流相关矩阵综合出电阻电导网络为

$$\mathbf{C}_A = 4kT\Delta f \begin{bmatrix} R_N & \rho_A^* \sqrt{R_N G_N} \\ \rho_A \sqrt{R_N G_N} & G_N \end{bmatrix} \quad (5.88)$$

其中各参数定义为

$$\begin{cases} R_N = \frac{|V_n|^2}{4kT\Delta f} \\ G_N = \frac{|I_n|^2}{4kT\Delta f} \\ \rho_A = \frac{V_n^* I_n}{|V_n| |I_n|} \end{cases}$$

散射噪声波相关矩阵的综合方程为

$$\mathbf{C}_S = kT\Delta f \begin{bmatrix} T_{c1} & \rho_S^* \sqrt{T_{c1} T_{c2}} \\ \rho_S \sqrt{T_{c1} T_{c2}} & T_{c2} \end{bmatrix} \quad (5.89)$$

其中各参数定义为

$$\begin{cases} T_{c1} = \frac{|c_1|^2}{kT\Delta f} \\ T_{c2} = \frac{|c_2|^2}{kT\Delta f} \\ \rho_S = \frac{c_1^* c_2}{|c_1| |c_2|} \end{cases}$$

传输噪声波相关矩阵的综合方程为

$$\mathbf{C}_T = kT\Delta f \begin{bmatrix} T_{cn1} & \rho_{cn}^* \sqrt{T_{cn1} T_{cn2}} \\ \rho_{cn} \sqrt{T_{cn1} T_{cn2}} & T_{cn2} \end{bmatrix} \quad (5.90)$$

其中各参数定义为

$$\begin{cases} T_{cn1} = \frac{|c_{n1}|^2}{kT\Delta f} \\ T_{cn2} = \frac{|c_{n2}|^2}{kT\Delta f} \\ \rho_{cn} = \frac{c_{n1}^* c_{n2}}{|c_{n1}| |c_{n2}|} \end{cases}$$

5.2.6 噪声相关矩阵的计算

5.2.3~5.2.5节介绍了噪声相关矩阵与微波网络的概念和相互计算关系,本节将具体介绍基于噪声电流源和电压源相关矩阵参数的计算方法。在图 5.16 中,可人为对两个端口进行短路和开路操作,得到在各个已知状态下的噪声功率谱输出。例如当端口 2 短路时,电流噪声源 I_{n2} 也被短路,对端口 1 的噪声贡献为 0,此时端口 1 噪声功率谱定义为

$$|I_{n1}|^2 = 4kT_1 \operatorname{Re}(Y_{11}) \quad (5.91)$$

其中 T_1 为网络在端口 1 的等效噪声温度。同理,当端口 1 短路,电流噪声源 I_{n1} 对端口 2 的噪声贡献为 0,此时端口 2 噪声功率谱定义为

$$\overline{|I_{n2}|^2} = 4kT_2 \operatorname{Re}(Y_{22}) \quad (5.92)$$

其中 T_2 为网络在端口 2 的等效噪声温度,网络在端口 2 的等效噪声温度一般不等于端口 1 的等效噪声温度。

当端口 2 开路时, $I_2=0$, 端口 1 的视在输入导纳为 $Y_{in}=Y_{11}-Y_{12}Y_{21}/Y_{22}$, 此时按照单端口网络的噪声计算公式得到端口 1 的噪声电流功率谱为

$$\overline{|I_{n1}|^2} \big|_{I_2=0} = 4kT \operatorname{Re}(Y_{in}) = 4kT \operatorname{Re}(Y_{11} - Y_{12}Y_{21}/Y_{22}) \quad (5.93)$$

另一方面,根据式(5.56),当 $I_2=0$ 时,端口 1 的电流可以写为

$$I_1 = Y_{11}V_1 - Y_{12} \frac{I_{n2} + Y_{21}V_1}{Y_{22}} + I_{n1} \quad (5.94)$$

若式(5.94)只保留噪声成分,即

$$I_{n1} \big|_{I_2=0, V_1=0} = -I_{n2} \frac{Y_{12}}{Y_{22}} + I_{n1} \quad (5.95)$$

式(5.95)进行自相关运算得到功率谱为

$$\begin{aligned} \overline{\left(-I_{n2} \frac{Y_{12}}{Y_{22}} + I_{n1}\right)^* \left(-I_{n2} \frac{Y_{12}}{Y_{22}} + I_{n1}\right)} &= \overline{|I_{n1}|^2} + \overline{|I_{n2}|^2} \left|\frac{Y_{12}}{Y_{22}}\right|^2 - \left(\frac{Y_{12}}{Y_{22}}\right)^* \\ I_{n1} I_{n2}^* - \frac{Y_{12}}{Y_{22}} I_{n1}^* I_{n2} &= 4kT \operatorname{Re}(Y_{11}) + 4kT \operatorname{Re}(Y_{22}) \left|\frac{Y_{12}}{Y_{22}}\right|^2 - \left(\frac{Y_{12}}{Y_{22}}\right)^* I_{n1} I_{n2}^* - \frac{Y_{12}}{Y_{22}} I_{n1}^* I_{n2} \end{aligned} \quad (5.96)$$

端口 1 的自相关功率谱应与式(5.93)定义的相等,即得到

$$\left(\frac{Y_{12}}{Y_{22}}\right)^* I_{n1} I_{n2}^* + \frac{Y_{12}}{Y_{22}} I_{n1}^* I_{n2} = 4kT \left[\operatorname{Re}(Y_{22}) \left|\frac{Y_{12}}{Y_{22}}\right|^2 + \operatorname{Re}\left(\frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22}}\right) \right] \quad (5.97)$$

将端口 1 开路,重复进行上面的推导过程,分析端口 2 的噪声自相关功率谱可以得到式(5.97)的对偶表达式为

$$\left(\frac{Y_{21}}{Y_{11}}\right)^* I_{n2} I_{n1}^* + \frac{Y_{21}}{Y_{11}} I_{n2}^* I_{n1} = 4kT \left[\operatorname{Re}(Y_{11}) \left|\frac{Y_{21}}{Y_{11}}\right|^2 + \operatorname{Re}\left(\frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11}}\right) \right] \quad (5.98)$$

求解式(5.97)和式(5.98)即可得到如下结果

$$\begin{cases} I_{n1} I_{n2}^* = 2kT(Y_{12} + Y_{21}^*) \\ I_{n1}^* I_{n2} = 2kT(Y_{12}^* + Y_{21}) \end{cases} \quad (5.99)$$

更一般的,式(5.99)可以推广到多端口网络,多端口网络的任意两个端口 j 和 k 的电流互功率谱为

$$I_{nj} I_{nk}^* = 2kT(Y_{jk} + Y_{jk}^*) \quad (5.100)$$

相似地,对于噪声电压源等效电路也可做相同的推导,在图 5.17 中,当端口 2 开路,电压噪声源 2 对端口 1 的噪声贡献为 0,此时端口 1 噪声功率谱定义为

$$\overline{|V_{n1}|^2} = 4kT_1 \operatorname{Re}(Z_{11}) \quad (5.101)$$

其中 T_1 为网络在端口 1 的等效噪声温度。同理当端口 1 开路, 电压噪声源 1 对端口 2 的噪声贡献为 0, 此时端口 2 噪声功率谱定义为

$$\overline{|V_{n2}|^2} = 4kT_2 \operatorname{Re}(Z_{22}) \quad (5.102)$$

其中 T_2 为网络在端口 2 的等效噪声温度, 网络在端口 2 的等效噪声温度一般不等于端口 1 的等效噪声温度。

端口 2 短路时, $V_2 = 0$, 网络端口 1 的输入阻抗为 $Z_{in} = Z_{11} - Z_{12}Z_{21}/Z_{22}$, 此时端口 1 的噪声电流电压功率谱为

$$\overline{|V_{n1}|^2} |_{V_2=0} = 4kT \operatorname{Re}(V_{in}) = 4kT \operatorname{Re}(Z_{11} - Z_{12}Z_{21}/Z_{22}) \quad (5.103)$$

另一方面, 根据式(5.57), 当 $V_2 = 0$ 时, 端口 1 的电压可以写为

$$V_1 = Z_{11}I_1 - Z_{12} \frac{V_{n2} + Z_{21}I_1}{Z_{22}} + V_{n1} \quad (5.104)$$

若式(5.104)只保留噪声成分, 则有

$$V_{n1} |_{I_1=0, V_2=0} = -V_{n2} \frac{Z_{12}}{Z_{22}} + V_{n1} \quad (5.105)$$

式(5.105)的自相关功率谱为

$$\begin{aligned} \overline{\left(-V_{n2} \frac{Z_{12}}{Z_{22}} + V_{n1}\right)^* \left(-V_{n2} \frac{Z_{12}}{Z_{22}} + V_{n1}\right)} &= \overline{|V_{n1}|^2} + \overline{|V_{n2}|^2} \left| \frac{Z_{12}}{Z_{22}} \right|^2 - \left(\frac{Z_{12}}{Z_{22}} \right)^* V_{n1} V_{n2}^* - \frac{Z_{12}}{Z_{22}} V_{n1}^* V_{n2} \\ &= 4kT \operatorname{Re}(Z_{11}) + 4kT \operatorname{Re}(Z_{22}) \left| \frac{Z_{12}}{Z_{22}} \right|^2 - \\ &\quad \left(\frac{Z_{12}}{Z_{22}} \right)^* V_{n1} V_{n2}^* - \frac{Z_{12}}{Z_{22}} V_{n1}^* V_{n2} \end{aligned} \quad (5.106)$$

端口 1 的自相关功率谱应与式(5.103)定义的相等, 即

$$\left(\frac{Z_{12}}{Z_{22}} \right)^* V_{n1} V_{n2}^* + \frac{Z_{12}}{Z_{22}} V_{n1}^* V_{n2} = 4kT \left[\operatorname{Re}(Z_{22}) \left| \frac{Z_{12}}{Z_{22}} \right|^2 + \operatorname{Re} \left(\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}} \right) \right] \quad (5.107)$$

同样将端口 1 短路, 重复进行上面的推导过程, 分析端口 2 的噪声自相关功率谱可以得到式(5.107)的对偶表达式为

$$\left(\frac{Z_{21}}{Z_{11}} \right)^* V_{n2} V_{n1}^* + \frac{Z_{21}}{Z_{11}} V_{n2}^* V_{n1} = 4kT \left[\operatorname{Re}(Z_{11}) \left| \frac{Z_{21}}{Z_{11}} \right|^2 + \operatorname{Re} \left(\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{11}} \right) \right] \quad (5.108)$$

求解式(5.107)和式(5.108)即可得到如下结果

$$\begin{cases} V_{n1} V_{n2}^* = 2kT(Z_{12} + Z_{21}^*) \\ V_{n1}^* V_{n2} = 2kT(Z_{12}^* + Z_{21}) \end{cases} \quad (5.109)$$

更一般地, 对于 N 端口网络来说, 端口 j 和端口 k 的电流互功率谱为

$$V_{nj} V_{nk}^* = 2kT(Z_{jk} + Z_{kj}^*) \quad (5.110)$$

由阻容感组成的二端口网络一般满足互易性质,对于互易二端口网络来说,有 $Z_{12} = Z_{21}$ 或 $Y_{12} = Y_{21}$,此时式(5.99)和式(5.109)可简化为 $I_{n1} I_{n2}^* = I_{n2} I_{n1}^* = 4kT \operatorname{Re}(Y_{12}) = 4kT \operatorname{Re}(Y_{21})$, $V_{n1} V_{n2}^* = V_{n2} V_{n1}^* = 4kT \operatorname{Re}(Z_{12}) = 4kT \operatorname{Re}(Z_{21})$,噪声相关矩阵可简单写为 $\mathbf{C}_V = 4kT \operatorname{Re}(\mathbf{Z})$ 和 $\mathbf{C}_I = 4kT \operatorname{Re}(\mathbf{Y})$,有源网络一般不满足互易条件,因此不能套用这个简单公式。如图 5.24 所示的例子,导纳网络参数为 $\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} j\omega C + 1/R_1 & -1/R_1 \\ -1/R_1 & 1/R_1 + 1/R_2 \end{bmatrix}$,满足互易性,因此容易得到噪声相关矩阵为 $\mathbf{C}_I = 4kT \begin{bmatrix} 1/R_1 & -1/R_1 \\ -1/R_1 & 1/R_1 + 1/R_2 \end{bmatrix}$ 。

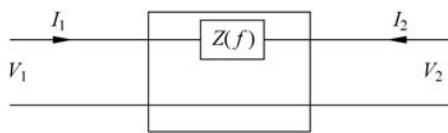
使用电阻、电感、电容等基本元器件并采用串接和并联等电路拓扑结构,不仅能够实现任意复杂的无源网络,还可以作为有源网络的等效元器件进行参数模拟和建模。如图 5.25(a)所示的基本串接网络,其导纳矩阵为

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{Z(f)} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.111)$$

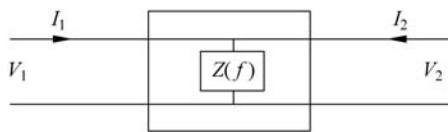
该网络满足互易条件,其噪声电流相关矩阵为

$$\mathbf{C}_I = 4kT \operatorname{Re}(\mathbf{Y}) = 4kT \operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z(f)}\right) \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.112)$$

当串接网络为电阻时, $\operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z(f)}\right) = \frac{1}{R}$; 当串接网络为电容时, $\operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z(f)}\right) = 0$,即电容串接网络不贡献噪声,噪声相关矩阵为全零矩阵,串联电感的情况相同;当串联的网络为电阻串电容时, $\operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z(f)}\right) = \operatorname{Re}\left(\frac{j\omega C}{1+j\omega RC}\right) = \frac{\omega^2 RC^2}{1+\omega^2 R^2 C^2}$ 。输出噪声功率谱与网络阻抗的实部成正比,电抗原件虽不贡献噪声,但电抗的存在会改变网络的阻抗,因此会改变网络的噪声输出功率谱密度函数。另外即便电抗的存在没有改变网络的噪声功率输出,但有可能改变信号的输出幅度,最终造成信噪比的变化,在通信电路中,往往关心链路的信噪比更甚于噪声本身。



(a) 串接电路结构



(b) 并联电路结构

图 5.25 串接和并联拓扑结构

基本的并联网络如图 5.25(b)所示,阻抗矩阵为

$$\mathbf{Z} = Z(f) \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.113)$$

满足互易性,因此其噪声电压相关矩阵为

$$\mathbf{C}_V = 4kT \operatorname{Re}(\mathbf{Z}) = 4kT \operatorname{Re}(Z(f)) \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.114)$$

当旁路网络为电阻时, $\operatorname{Re}(Z(f)) = R$; 当旁路网络为电容时, $\operatorname{Re}(Z(f)) = 0$,即电容旁路网络不贡

献噪声,旁路电感的情况相同;当旁路网络为电阻串电容时, $\text{Re}(Z(f))=R$,与单电阻的噪声相关矩阵一致。

5.2.7 噪声波相关矩阵参数计算

本节将介绍噪声波相关矩阵参数的计算方法。如图 5.20 所示,由于入射波分量 a_1 和 a_2 分别来自源阻抗和负载阻抗,因此两者不相关,即 $\overline{a_1 a_2^*} = 0$,同时噪声波矢量起源于二端口网络内部,因此与入射波也不相关,即 $\overline{a_i c_j^*} = 0$,其中 i 和 j 取 1 或 2。对于单端口的反射波分量取自相关运算有

$$\begin{cases} \overline{|b_1|^2} = |S_{11}|^2 \overline{|a_1|^2} + |S_{12}|^2 \overline{|a_2|^2} + \overline{|c_1|^2} \\ \overline{|b_2|^2} = |S_{21}|^2 \overline{|a_1|^2} + |S_{22}|^2 \overline{|a_2|^2} + \overline{|c_2|^2} \end{cases} \quad (5.115)$$

若二端口网络与两端负载阻抗均处于良好匹配和热平衡状态,则有 $\overline{|a|^2} = \overline{|b|^2} = [kT, kT]'$,代入上式得到

$$\begin{cases} \overline{|c_1|^2} = kT(1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2) \\ \overline{|c_2|^2} = kT(1 - |S_{21}|^2 - |S_{22}|^2) \end{cases} \quad (5.116)$$

式(5.115)得出了端口反射波 b_1 和 b_2 的自相关分量,为了进一步获得互相关分量,如图 5.26 所示,在二端口网络和负载阻抗之间插入电桥,当插入的为 180° 电桥时,反射波分量分别变化为

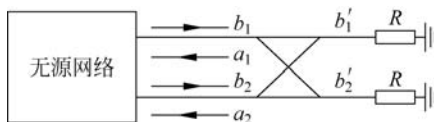


图 5.26 二端口无源网络与电桥连接

$$\begin{cases} b'_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 + b_2) \\ b'_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 - b_2) \end{cases} \quad (5.117)$$

则 b'_1 和 b'_2 的相关函数为

$$\begin{cases} \overline{|b'_1|^2} = \frac{1}{2}(\overline{|b_1|^2} + \overline{|b_2|^2} + 2\text{Re}(\overline{b_1 b_2^*})) = kT + \text{Re}(\overline{b_1 b_2^*}) \\ \overline{|b'_2|^2} = \frac{1}{2}(\overline{|b_1|^2} + \overline{|b_2|^2} - 2\text{Re}(\overline{b_1 b_2^*})) = kT - \text{Re}(\overline{b_1 b_2^*}) \\ \overline{b'_1 b'_2^*} = \frac{1}{2}(\overline{|b_1|^2} - \overline{|b_2|^2} + j2\text{Im}(\overline{b_1 b_2^*})) \end{cases} \quad (5.118)$$

如果 $\text{Re}(\overline{b_1 b_2^*}) \neq 0$,则意味着负载阻抗的输入和输出噪声功率不同,这将违反热平衡的假定,因此在热平衡条件下必须有 $\text{Re}(\overline{b_1 b_2^*}) = 0$ 。

如果二端口网络与负载之间插入的是 90° 电桥,则有

$$\begin{cases} b'_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 + jb_2) \\ b'_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_1 - jb_2) \end{cases} \quad (5.119)$$

此时 b'_1 和 b'_2 的相关函数为

$$\begin{cases} \overline{|b'_1|^2} = \frac{1}{2}(\overline{|b_1|^2} + \overline{|b_2|^2} + 2\text{Im}(\overline{b_1 b_2^*})) = kT + \text{Im}(\overline{b_1 b_2^*}) \\ \overline{|b'_2|^2} = \frac{1}{2}(\overline{|b_1|^2} + \overline{|b_2|^2} - 2\text{Im}(\overline{b_1 b_2^*})) = kT - \text{Im}(\overline{b_1 b_2^*}) \\ \overline{b'_1 b_2'^*} = \frac{1}{2}(\overline{|b_1|^2} - \overline{|b_2|^2} + j2\text{Re}(\overline{b_1 b_2^*})) \end{cases} \quad (5.120)$$

同理如果 $\text{Im}(\overline{b_1 b_2^*}) \neq 0$, 意味着负载阻抗的输入和输出噪声功率不同, 这也将违反热平衡的假定, 因此必须有 $\text{Im}(\overline{b_1 b_2^*}) = 0$ 。因此最终有

$$\overline{b_1 b_2^*} = 0 \quad (5.121)$$

且在 90° 和 180° 电桥情况下, 根据式(5.118)和式(5.120)也可得到

$$\overline{b'_1 b_2'^*} = 0 \quad (5.122)$$

对于二端口无源网络来说, 入射波 $\mathbf{a}$ 和反射波 $\mathbf{b}$ 各自的相关矩阵 $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{B}$ 均等于 $kT\mathbf{E}$, 其中 $\mathbf{E}$ 为单位矩阵, 该特性也可拓展为多端口网络。根据式(5.72), 反射波的相关矩阵写为

$$\begin{aligned} \mathbf{B} = \overline{|\mathbf{b}|^2} &= \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} [b_1^*, b_2^*] = \overline{(\mathbf{S}\mathbf{a} + \mathbf{c})(\mathbf{S}\mathbf{a} + \mathbf{c})^H} \\ &= \overline{\mathbf{S}\mathbf{a}\mathbf{a}^H} \mathbf{S}^H + \overline{\mathbf{c}\mathbf{a}^H} \mathbf{S}^H + \overline{\mathbf{S}\mathbf{a}\mathbf{c}^H} + \overline{|\mathbf{c}|^2} \\ &= \mathbf{S} \overline{|\mathbf{a}|^2} \mathbf{S}^H + \overline{|\mathbf{c}|^2} = kT\mathbf{S}\mathbf{S}^H + \overline{|\mathbf{c}|^2} \end{aligned} \quad (5.123)$$

因此得到噪声波矢量的相关矩阵为

$$\mathbf{C} = \overline{|\mathbf{c}|^2} = kT(\mathbf{E} - \mathbf{S}\mathbf{S}^H) \quad (5.124)$$

各个矩阵元素具体写为

$$\begin{cases} C_{11} = kT(1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2) \\ C_{12} = -kT(S_{11}S_{21}^* + S_{12}S_{22}^*) \\ C_{21} = -kT(S_{21}S_{11}^* + S_{22}S_{12}^*) \\ C_{22} = kT(1 - |S_{21}|^2 - |S_{22}|^2) \end{cases} \quad (5.125)$$

非匹配情形下的噪声波分析如图 5.27 所示。对于处于热平衡的二端口网络来说, 非良好匹配的源阻抗和负载阻抗输出的资用功率谱密度为

$$\begin{cases} \overline{a_S^2} = kT(1 - |\Gamma_S|^2) \\ \overline{a_L^2} = kT(1 - |\Gamma_L|^2) \end{cases} \quad (5.126)$$

其中, Γ_S 和 Γ_L 分别为源阻抗和负载阻抗的反射, 根据信号流图入射波和反射波具有如下关系

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + c_1 \\ a_1 = a_S + b_1\Gamma_S \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + c_2 \\ a_2 = a_L + b_2\Gamma_L \end{cases} \quad (5.127)$$

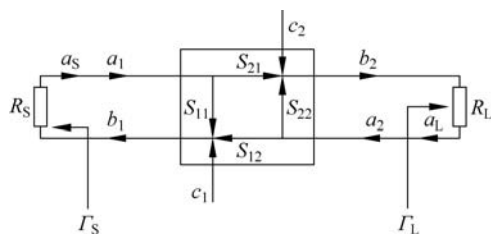


图 5.27 非匹配情况下的二端口网络噪声波模型

当两个端口完全匹配时, 噪声波的相关矩阵如式(5.125)所示。当端口 1 处于匹配状态, 端口 2 开路时($Z_L = \infty$), $\Gamma_L = 1, a_L = 0$, 式(5.127)变为

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + c_1 \\ a_1 = a_S = kT \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + c_2 \\ a_2 = a_L + b_2\Gamma_L = b_2 \end{cases} \quad (5.128)$$

简化后得到的 b_1 表达式为

$$b_1 = \left(S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}}{1 - S_{22}} \right) a_1 + c_1 + \frac{S_{12}}{1 - S_{22}} c_2 \quad (5.129)$$

由于 b_1 的功率谱密度为 kT , 所以式(5.129)求自相关可得

$$\overline{b_1^2} = kT = \overline{\left[\left(S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}}{1 - S_{22}} \right) a_1 + c_1 + \frac{S_{12}}{1 - S_{22}} c_2 \right] \left[\left(S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}}{1 - S_{22}} \right) a_1 + c_1 + \frac{S_{12}}{1 - S_{22}} c_2 \right]^*} \quad (5.130)$$

化简式(5.130), 并将噪声波部分单独提出可得

$$\begin{aligned} \frac{S_{12}}{1 - S_{22}} \overline{c_1^* c_2} + \left(\frac{S_{12}}{1 - S_{22}} \right)^* \overline{c_1 c_2^*} = kT \left[|S_{12}|^2 - \left| \frac{S_{12}}{1 - S_{22}} \right|^2 (1 - |S_{22}|^2) - \right. \\ \left. \frac{S_{11}^* S_{21} S_{12}}{1 - S_{22}} - \frac{S_{11} S_{12}^* S_{21}^*}{1 - S_{22}^*} \right] \end{aligned} \quad (5.131)$$

当端口 1 处于匹配状态,端口 2 短路时($Z_L=0$), $\Gamma_L=-1$, $a_L=0$,式(5.127)变为

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + c_1 \\ a_1 = a_s = kT \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + c_2 \\ a_2 = a_L + b_2\Gamma_L = -b_2 \end{cases} \quad (5.132)$$

简化后得到的 b_1 表达式为

$$b_1 = \left(S_{11} - \frac{S_{21}S_{12}}{1+S_{22}} \right) a_1 + c_1 - \frac{S_{12}}{1+S_{22}} c_2 \quad (5.133)$$

式(5.133)求自相关可得

$$\overline{b_1^2} = kT = \overline{\left[\left(S_{11} - \frac{S_{21}S_{12}}{1+S_{22}} \right) a_1 + c_1 - \frac{S_{12}}{1+S_{22}} c_2 \right] \left[\left(S_{11} - \frac{S_{21}S_{12}}{1+S_{22}} \right) a_1 + c_1 - \frac{S_{12}}{1+S_{22}} c_2 \right]^*} \quad (5.134)$$

化简式(5.134),提出噪声波部分可得

$$\begin{aligned} \frac{S_{12}}{1+S_{22}} \overline{c_1^* c_2} + \left(\frac{S_{12}}{1+S_{22}} \right)^* \overline{c_1 c_2^*} = kT \left[-|S_{12}|^2 + \left| \frac{S_{12}}{1+S_{22}} \right|^2 (1-|S_{22}|^2) - \right. \\ \left. \frac{S_{11}^* S_{21} S_{12}}{1+S_{22}} - \frac{S_{11} S_{12}^* S_{21}^*}{1+S_{22}^*} \right] \end{aligned} \quad (5.135)$$

联立式(5.131)和式(5.135)可以得到

$$\begin{cases} \overline{c_1^* c_2} = -kT(S_{11}^* S_{21} + S_{12}^* S_{22}) \\ \overline{c_1 c_2^*} = -kT(S_{22}^* S_{12} + S_{21}^* S_{11}) \end{cases} \quad (5.136)$$

对于式(5.136),可以分析如下几种特殊情况:

(1) 两个端口良好匹配,即 $S_{11}=S_{22}=0$,可得到 $C_{12}=C_{21}=0$,即良好匹配的二端口网络的输入端和输出端噪声波互不相关。衰减器是典型输入输出良好匹配的二端口网络,无论衰减器是 Π 形电阻结构还是 T 形电阻结构(如图 5.28(a)所示),抑或一段有损耗的传输线,即便两个端口的噪声波来自同一电阻网络,只要两个端口良好匹配,那么体现在端口处的噪声波互不相关。

(2) 端口 1 良好匹配,端口 2 到端口 1 良好隔离,即 $S_{11}=S_{12}=0$,那么无论端口 2 的匹配状态如何,此时也可得出 $C_{12}=C_{21}=0$,典型的例子为隔离器和环形器,如图 5.28(b)所示。

(3) 双端口网络双向良好隔离,即 $S_{12}=S_{21}=0$,也可推出 $C_{12}=C_{21}=0$,典型的例子为威尔金森功分器的两个功分端口、 90° 或 180° 电桥的两个隔离端口,如图 5.28(c)和 5.28(d)所示。威尔金森功分器两个功分端的噪声波来自总端口负载和隔离电阻这个共用网络,似乎端口处的噪声波存在相关性,但理论表明只要两个功分端良好隔离,无论端口匹配如何,端口处的噪声波互不相关。上述理论建立在无源且温度均衡的状态上,对于有源电路不适

用,例如反向隔离度很高的放大器,近似认为 $S_{12}=0$,在输入匹配的情况下不能得出 c_1 和 c_2 互不相关的结论。

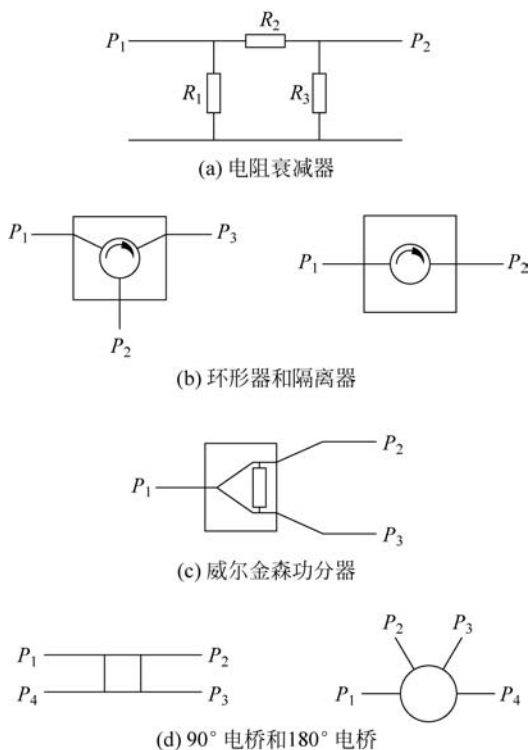


图 5.28 网络噪声模型实例

至此介绍了单端口和二端口网络的噪声等效电路和端口噪声电平表达式,接下来的内容将覆盖:①线性器件的网络噪声分析(5.3节),主要讲述晶体管和场效应管的二端口小信号等效网络以及噪声网络;②有源二端口网络的噪声等效电路(5.4节);③低噪声射频放大器的设计理论和架构(5.5节)。

5.3 线性器件的网络噪声分析

由无源元器件构成的微波多端口网络具有简单的网络参数和噪声参数表达,例如负载和天线等单端口器件、滤波器和衰减器等双端口器件、环形器等三端口器件、电桥等四端口器件,采用5.2节所述的多种网络矩阵均可完整描述其网络参数和噪声参数。无源网络为线性器件,网络参数与偏置条件无关,且一般满足对称性和互易性,因而其矩阵参数具有对称性和无方向性。晶体管和场效应管等半导体器件属于有源器件,其微波网络一般不满足互易和对称等特征,并且其网络参数与器件的偏置条件相关,不同的偏置条件下,网络参数也不同。微波晶体管是微波放大器的核心器件,具有明显的功率非线性特征,但在射频接收

机等小信号应用领域,可将晶体管等视为线性器件,5.3.1节将分析其噪声等效电路。变频器虽利用半导体的非线性来实现频率变换和搬移,但当其工作功率远低于功率压缩点时,仍可将其视为线性器件,其链路的噪声传递和分析与传统的线性电路的分析方法一致。变频器是典型的单输入多通道网络,多个不相干频段均可通过变频器的非线性效应落于同一中频频带,即中频频带包含多路信号的噪声贡献,其噪声等效电路分析将在5.3.2节进行。多输入系统具有多路独立的信号输入端,阵列信号处理、相控阵天线等均属此列,其噪声等效电路将在5.3.3节介绍。

5.3.1 晶体管的噪声等效电路分析

1. 晶体管

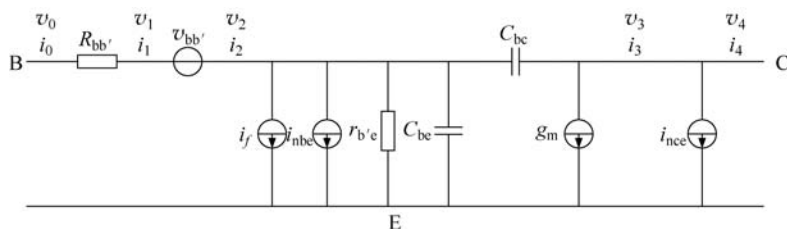
晶体管是最常用的半导体器件之一,在视频放大器、运算放大器以及射频放大器领域中应用广泛。晶体管是三端口器件,最为典型的共射极晶体管电路可视为二端口网络,其小信号噪声等效模型如图5.29(a)所示,噪声源主要包含晶体管本征部分的噪声、外围各电极引线电阻的热噪声,其中本征部分噪声源包含基极的闪烁噪声和散粒噪声、集电极的散粒噪声等贡献。本征部分的ABCD传输参数如下

$$\begin{cases} A = \frac{1}{1 - \frac{g_m}{j\omega C_{bc}}} \\ B = \frac{1}{g_m - j\omega C_{bc}} \\ C = \frac{g_{b'e} + g_m + j\omega C_{bc}}{1 - \frac{g_m}{j\omega C_{bc}}} \\ D = \frac{g_{b'e} + j\omega C_{be} + j\omega C_{bc}}{g_m - j\omega C_{bc}} \end{cases} \quad (5.137)$$

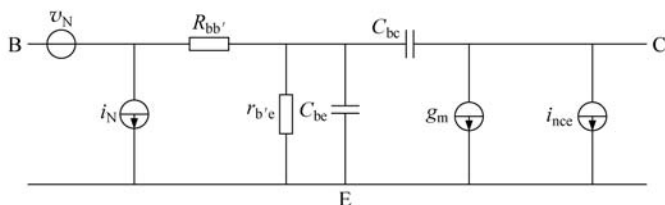
其中, g_m 为跨导, $g_{b'e}$ 和 C_{be} 分别为基极发射极动态电阻和电容, C_{bc} 为基极集电极寄生电容。晶体管主要噪声源有基极电阻 $R_{bb'}$ 的热噪声 $v_{bb'}$ 、基极发射极电流的散粒噪声 i_{nbe} 和闪烁噪声 i_f 、集电极发射极电流的散粒噪声 i_{nce} 。

根据传输矩阵的级联性质,对各级电压电流组进行逐级展开得到以下结果

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_0 \\ i_0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 + v_{bb'} \\ i_2 - i_{nbe} - i_f \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{bb'} \\ -i_{nbe} - i_f \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{bb'} \\ -i_{nbe} - i_f \end{bmatrix} \end{aligned}$$



(a) 晶体管噪声等效模型



(b) 晶体管噪声简化模型

图 5.29 典型晶体管等效电路

$$\begin{aligned}
 &= \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_4 \\ i_4 - i_{nce} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{bb'} \\ -i_{nbe} - i_f \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_4 \\ i_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_{nce} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{bb'} \\ -i_{nbe} - i_f \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (5.138)$$

将剩余项提到前端有

$$\begin{bmatrix} v_0 + (B + DR_{bb'})i_{nce} - v_{bb'} + R_{bb'}(i_{nbe} + i_f) \\ i_0 + Di_{nce} + i_{nbe} + i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R_{bb'} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_4 \\ i_4 \end{bmatrix} \quad (5.139)$$

式(5.139)相当于在二端口网络的输入端串接 $v_N = (B + DR_{bb'})i_{nce} - v_{bb'} + R_{bb'}(i_{nbe} + i_f)$ 的噪声电压源,以及并联 $i_N = Di_{nce} + i_{nbe} + i_f$ 的噪声电流源,因此晶体管的噪声等效电路可简化为如图 5.29(b)所示的标准传输参数噪声网络。

等效的噪声电压源内部各个噪声组成成分的来源不同,因此各成分互不相关,噪声电压源功率谱为各成分的功率谱叠加,同理噪声电流源功率谱也为各成分的功率谱叠加,即

$$\begin{cases} \overline{v_N^2} = \overline{v_{bb'}^2} + R_{bb'}^2 (\overline{i_{nbe}^2} + \overline{i_f^2}) + |B + DR_{bb'}|^2 \overline{i_{nce}^2} \\ \overline{i_N^2} = \overline{i_{nbe}^2} + \overline{i_f^2} + |D|^2 \overline{i_{nce}^2} \end{cases} \quad (5.140)$$

等效的噪声电压源和噪声电流源存在相同的噪声成分,因此两者具有一定相关性,其互功率谱为

$$\overline{v_N i_N^*} = (B + DR_{bb'})D^* \overline{i_{nce}^2} + R_{bb'}(\overline{i_{nbe}^2} + \overline{i_f^2}) \quad (5.141)$$

闪烁噪声仅在低频频率具有明显的噪声幅度,当频率足够高,闪烁噪声可以忽略。在射

频频段,频率足够高但低于晶体管的截止频率时,晶体管参数有 $g_m \gg 1$, $g_m \gg \omega C_{be}$,另外若晶体管采用交指型多指基极结构,基极电阻 $R_{bb'}$ 很小,那么根据式(5.141),噪声电压源和噪声电流源的互功率谱近似等于0,即近似认为等效噪声电压源和噪声电流源互不相关。

2. 场效应管

根据3.6节的描述,场效应管的噪声等效电路模型如图5.30所示,其中 C_{pg} 、 C_{pd} 、 C_{pgd} 为焊盘寄生电容, L_g 和 R_g 等为各极的寄生电阻和电感。分析该等效电路网络,封装电容与其他电路部分为并联结构,如图5.31(a)所示,而各端口的寄生电阻和电感与场效应管的本征部分为串联结构,如图5.31(b)所示。网络并联,其导纳矩阵相加,网络串联,其阻抗矩阵相加,因此若 $\mathbf{Y}_{int}$ 为本征部分的导纳矩阵,那么计入端口寄生成分得到的阻抗矩阵参数为 $\mathbf{R}_{pkg} + \mathbf{Y}_{int}^{-1}$,再计入焊盘寄生电容成分,得到场效应管总的导纳矩阵为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Y}_{pad} + [\mathbf{R}_{pkg} + \mathbf{Y}_{int}^{-1}]^{-1} \quad (5.142)$$

其中, $\mathbf{Y}_{pad}$ 为焊盘寄生电容的导纳矩阵, $\mathbf{R}_{pkg}$ 为器件的寄生电感和电阻构成的阻抗矩阵。

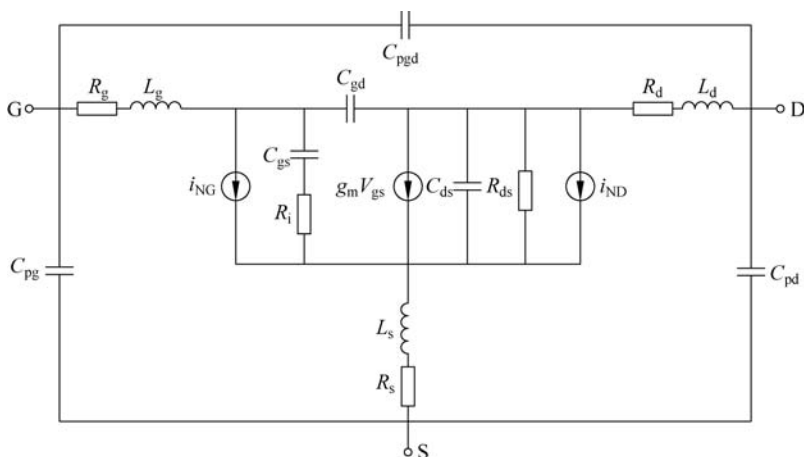


图 5.30 场效应管的等效噪声模型

焊盘寄生成分、端口寄生成分以及本征部分的导纳或阻抗矩阵的各参数表示如下

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{Y}_{pad} = \begin{bmatrix} j\omega(C_{pg} + C_{pgd}) & -j\omega C_{pgd} \\ -j\omega C_{pgd} & j\omega(C_{pd} + C_{pgd}) \end{bmatrix} \\ \mathbf{R}_{pkg} = \begin{bmatrix} R_g + R_s + j\omega(L_g + L_s) & R_s + j\omega L_s \\ R_s + j\omega L_s & R_d + R_s + j\omega(L_g + L_s) \end{bmatrix} \\ \mathbf{Y}_{int} = \begin{bmatrix} \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} + j\omega C_{gd} & -j\omega C_{gd} \\ \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - j\omega C_{gd} & \frac{1}{R_{ds}} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (5.143)$$

其中, i_{n1} 、 i_{n2} 、 v_{n1} 、 v_{n2} 等 4 个参数分别为共源场效应管本征部分的噪声电流电压参数。将式(5.144)稍加整理, 写为

$$\begin{bmatrix} v_{n1} \\ v_{n2} \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_{\text{int}}^{-1} \left(\begin{bmatrix} i_{n1} \\ i_{n2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_g + i_{\text{NG}} \\ i_{\text{ND}} \end{bmatrix} - \mathbf{Y}_{\text{int}} \begin{bmatrix} v_f \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (5.145)$$

计入寄生电阻网络得到第二层噪声表达式为

$$\begin{bmatrix} v_{n3} \\ v_{n4} \end{bmatrix} = (\mathbf{R}_{\text{pkg}} + \mathbf{Y}_{\text{int}}^{-1}) \left(\begin{bmatrix} i_{n1} \\ i_{n2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_g + i_{\text{NG}} \\ i_{\text{ND}} \end{bmatrix} - \mathbf{Y}_{\text{int}} \begin{bmatrix} v_f \\ 0 \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} v_{\text{pkg1}} \\ v_{\text{pkg2}} \end{bmatrix} \quad (5.146)$$

其中, v_{n3} 和 v_{n4} 分别为栅极和漏极端口的噪声电压, 已经包含端口寄生电阻的噪声贡献, 由于寄生电阻网络与本征部分串联, 因此电流向量仍为 $[i_{n1}, i_{n2}]^T$, 另外 v_{pkg1} 和 v_{pkg2} 为寄生电阻网络带来的热噪声。

将式(5.146)调整顺序, 得到

$$\begin{bmatrix} i_{n1} \\ i_{n2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_g + i_{\text{NG}} \\ i_{\text{ND}} \end{bmatrix} - \mathbf{Y}_{\text{int}} \begin{bmatrix} v_f \\ 0 \end{bmatrix} + (\mathbf{R}_{\text{pkg}} + \mathbf{Y}_{\text{int}}^{-1})^{-1} \begin{bmatrix} v_{\text{pkg1}} \\ v_{\text{pkg2}} \end{bmatrix} = (\mathbf{R}_{\text{pkg}} + \mathbf{Y}_{\text{int}}^{-1})^{-1} \begin{bmatrix} v_{n3} \\ v_{n4} \end{bmatrix} \quad (5.147)$$

引入焊盘寄生电容的导纳矩阵, 得到

$$\begin{bmatrix} i_{n1} \\ i_{n2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_g + i_{\text{NG}} \\ i_{\text{ND}} \end{bmatrix} - \mathbf{Y}_{\text{int}} \begin{bmatrix} v_f \\ 0 \end{bmatrix} + (\mathbf{R}_{\text{pkg}} + \mathbf{Y}_{\text{int}}^{-1})^{-1} \begin{bmatrix} v_{\text{pkg1}} \\ v_{\text{pkg2}} \end{bmatrix} = [\mathbf{Y}_{\text{pad}} + (\mathbf{R}_{\text{pkg}} + \mathbf{Y}_{\text{int}}^{-1})^{-1}] \begin{bmatrix} v_{n3} \\ v_{n4} \end{bmatrix} \quad (5.148)$$

焊盘寄生电容不会引入噪声功率, 因此式(5.148)没有出现新的噪声成分。将式(5.148)输入端和输出端的双端并联噪声电流源提取出来(见图 5.16), 分别定义为

$$\begin{bmatrix} I_{n1} \\ I_{n2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_g + i_{\text{NG}} \\ i_{\text{ND}} \end{bmatrix} + \mathbf{Y}_{\text{int}} \begin{bmatrix} v_f \\ 0 \end{bmatrix} - (\mathbf{R}_{\text{pkg}} + \mathbf{Y}_{\text{int}}^{-1})^{-1} \begin{bmatrix} v_{\text{pkg1}} \\ v_{\text{pkg2}} \end{bmatrix} \quad (5.149)$$

式(5.149)即为场效应管的双端噪声电流源模型, 得到了器件的等效噪声电流成分, 即可进一步的换算为各种噪声源结构, 进而还可计算场效应管的噪声系数。

文献[26]提出了场效应管的 PRC 经验噪声模型, 该模型将共源极场效应管的输入级、输出级噪声以及相关功率谱表示为 P 、 R 、 C 等三个参数, 即

$$\begin{cases} \overline{i_{\text{ND}}^2} = 4kT\Delta f g_m P \\ \overline{i_{\text{NG}}^2} = 4kT\Delta f \frac{(2\pi f C_{\text{gs}})^2}{g_m} R \\ i_{\text{ND}}^* i_{\text{NG}} = jC \sqrt{\overline{i_{\text{ND}}^2} \overline{i_{\text{NG}}^2}} \end{cases} \quad (5.150)$$

P 为漏极噪声因子, R 为栅极感应因子, PRC 模型忽略栅极漏电流带来散粒噪声, 栅极噪声主要以栅极感应噪声为主, 其功率谱密度随频率的平方增长, C 为噪声的相关系数。 P 、 R 、 C 均为无量纲参数, 与半导体器件的工艺和偏置条件相关, 采用 PRC 表示的场效应管共源极电路的最优噪声系数表示为^[27]

$$F_{\min} = 1 + \frac{2f_T}{R_n f} \sqrt{\frac{R_s}{g_m} + \frac{1}{g_m^2} \frac{PQ(1-R^2)}{P+Q-2R\sqrt{PQ}}} \quad (5.151)$$

其中, R_g 为栅源寄生电阻, f_T 为场效应管的特征频率, $R_n = \frac{\omega_c^2}{g_m \omega^2 \sqrt{P+Q-2R\sqrt{PQ}}}$ 。

5.3.2 单输入多通道系统的噪声分析

超外差接收机是高灵敏度射频接收机的基本架构,其外差变频结构将接收到的射频信号经过至少一次频谱搬移生成中频信号或基带信号,再由后端数字电路进行处理。超外差接收机相比于直接放大检波接收机具有接收动态范围大、灵敏度高、邻道选择性高的优点,其缺点是电路复杂,并且存在镜像频率、组合频率、中频干扰等问题,需要通过仔细规划频谱、合理使用滤波器等措施来解决。

对于一次下变频接收机来说,信号和其镜频频率经过变频都会落在中频频率上,工程上将这两个响应分别定义为信号响应和镜频响应。对于高本振系统来说, $f_{LO} > f_{RF}$, $f_{LO} - f_{IF}$ 为有用信号, $f_{LO} + f_{IF}$ 为镜频信号;而对于低本振系统来说, $f_{LO} < f_{RF}$, $f_{LO} + f_{IF}$ 为有用信号, $f_{LO} - f_{IF}$ 为镜频信号。虽然从物理接口上看有用信号和镜频信号均由同一个通道输入,但是在系统响应上看,信号和镜频信号具有各自独立的输入端口,也就是说射频信号到中频输出与镜频信号到中频输出是两个独立的响应。除了镜频频率以外,变频器的谐波响应以及半中频响应也可能产生中频频率成分。例如对于低本振系统, $f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}$, 那么频率为 $2f_{LO} \pm f_{IF}$ 的射频频率有可能与本振的二次谐波混频进而生成 f_{IF} 频率。对于半中频频率,即频率为 $f_{LO} \pm f_{IF}/2$ 的射频信号来说,器件的非线性会将半中频频率 $f_{IF}/2$ 倍频进而生成 f_{IF} 频率。根据电路理论,每一个可能产生中频频率的信号来源都应视为一个独立端口,每个端口都有各自的响应,需要采用增益、有效带宽以及噪声系数等参数对各路信号进行分析。由于信号和噪声从同一个端口输入,为了分析方便,将信号按频率分为多个通道,称为单输入多通道系统,也称为多响应系统。超外差接收机就是典型的多响应系统,其频谱示意图和多通道链路分析如图 5.32 所示。

多响应系统等效为多个输入端口、一个输出端口的网络,每个输入端口都会对输出的噪声功率产生贡献。如图 5.32 所示的超外差接收机具有信号通道、镜频通道、二次谐波响应以及半中频等六个信号通道,该变频电路能够将频带上六个带宽为 Δf 的通带噪声下变频至中频,因此输入的噪声为六个频段的噪声之和,即 $\sum_{i=1}^N k T_{Ai} \Delta f$, 其中 Δf 为中频滤波器的带宽,频谱搬移示意图如图 5.33(a) 所示。多通道变频系统只有一路响应为有用信号,因此输入端的信噪比表示为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{in}} = \frac{|s_1|^2}{\sum_{i=1}^N k T_{Ai} \Delta f} \quad (5.152)$$

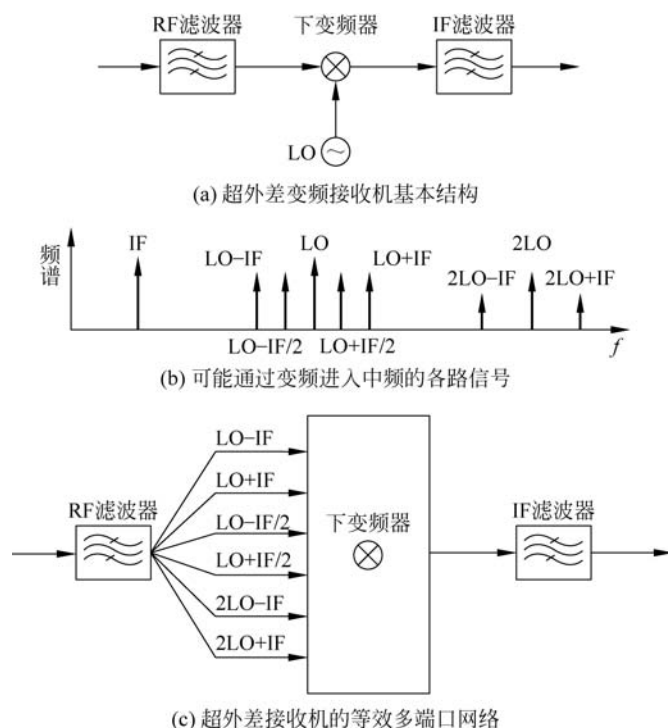


图 5.32 超外差接收机结构和相关频谱示意图

其中, T_{Ai} 为第 i 通道的等效输入噪声温度, s_1 为有用信号。当信号输入端接物理温度为 T_0 的匹配负载时, 每个通道贡献的噪声功率值均为 $kT_0\Delta f$, 因此输入端的总噪声功率为 $NkT_0\Delta f$ 。信号经多通道变频系统各通道链路增益放大后, 输出信噪比表示为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{out}} = \frac{G_1 |s_1|^2}{\sum_{i=1}^N kG_i (T_{Ai} + T_{ei}) \Delta f} \quad (5.153)$$

其中, G_i 为各通道增益, T_{ei} 为各通道等效噪声温度。当各通道的增益和噪声温度都相等时, 系统的噪声系数为 $F = \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{in}} / \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{out}} = \frac{T_A + T_e}{T_A}$ 。

如果多响应系统采用以下措施, 将能够抑制有用信号以外的通道噪声贡献。

(1) 确保变频器工作在线性区, 此时半中频谐波变频通道的增益将远远小于有用信号通道的增益, 由于增益极低, 这些通道对输出端的噪声功率贡献极小;

(2) 在变频器前端(即射频输入端)插入窄带带通滤波器, 有效消除有用信号频带以外通道的输入噪声功率, 如图 5.33(b)所示, 使得有用信号以外通路的输入噪声温度 T_{Ai} 近似为 0K, 这样极大的抑制了其他通道的噪声功率贡献;

(3) 采用镜像抑制变频器结构, 使得镜频通道的增益远小于主通道增益, 进一步抑制镜

像通道的噪声贡献。

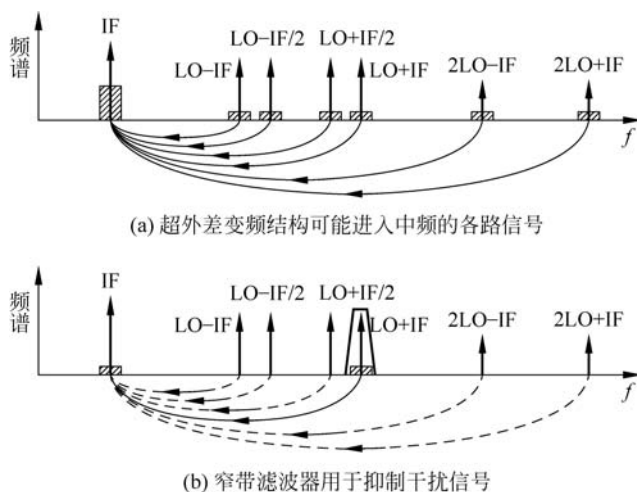


图 5.33 一次变频接收机的多路频谱搬移图示

采取以上措施可消除半中频、谐波变频通道以及镜频通道带来的额外噪声,最终输入端的噪声功率仅有 $f_{LO} + f_{IF}$ 频段的热噪声,多响应系统的输入信噪比和输出信噪比分别表示为

$$\begin{cases} \left(\frac{S}{N}\right)_{in} = \frac{|s_1|^2}{kT_{A1}\Delta f} \\ \left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{|s_1|^2}{k(T_{A1} + T_{e1})\Delta f} \end{cases} \quad (5.154)$$

可见输入和输出信噪比均有极大的改善,这对于信号的接收、估计和检波有重要意义,意味着系统具有更高的灵敏度和动态范围。但根据噪声系数定义,系统噪声系数仍为 $F = \frac{T_{A1} + T_{e1}}{T_{A1}}$, 无论是否采取前置滤波等措施,噪声系数没有变化,可见在多响应系统中使用噪声系数不能够衡量系统的优劣,这也是噪声系数的不足之处。

5.3.3 多输入射频系统的噪声分析

相对于单输入多响应系统,多输入系统具有多个有用信号输入端口,如图 5.34(a)所示。端口输入的信号总功率为各路信号功率之和,输入的总噪声功率也为各路噪声功率之和,因此输入信噪比表示为

$$\frac{S_{in}}{N_{in}} = \frac{\sum_{i=1}^N |s_i|^2}{\sum_{i=1}^N k\Delta f T_{Ai}} \quad (5.155)$$

多路输入的信号经过射频系统处理,输出信噪比为

$$\frac{S_{\text{out}}}{N_{\text{out}}} = \frac{\sum_{i=1}^N G_i |s_i|^2}{\sum_{i=1}^N k G_i (T_{\text{Ai}} + T_{\text{ei}}) \Delta f} \quad (5.156)$$

各路增益和噪声参数相同的情况下,噪声系数为 $F = \frac{T_{\text{A1}} + T_{\text{e1}}}{T_{\text{A1}}}$ 。

多端口系统输出端一般采用合路器进行功率合成,或采用数字方式进行相干叠加,如图 5.34(b)和 5.34(c)所示。例如对两端口系统合路来说,当采用威尔金森合路器进行等功率等相位合成时,输出信号的总功率为 $S_{\text{out}} = 2 G |s_1|^2$,而两路噪声输出由于互不相关,一半功率消耗于隔离电阻,剩余一半功率在总端口处叠加,最终总的输出噪声功率为 $N_{\text{out}} = k G (T_{\text{A}} + T_{\text{e}}) \Delta f$,因此输出端口的信噪比变为 $\frac{2 |s_1|^2}{k (T_{\text{A}} + T_{\text{e}}) \Delta f}$,较未合成之前提高 2 倍,同理, N 端口系统相干合成后输出信噪比提升 N 倍。数字方式相干合成方法采用 AD 转换将模拟电压转换为数字信号,再对数字信号进行叠加, N 路有用信号的电压叠加后幅度变为单路的 N 倍,而噪声叠加后幅度仅变为单路的 $\sqrt{N}$ 倍,换算为信噪比,数字相干叠加信噪比也提升至原值的 N 倍。

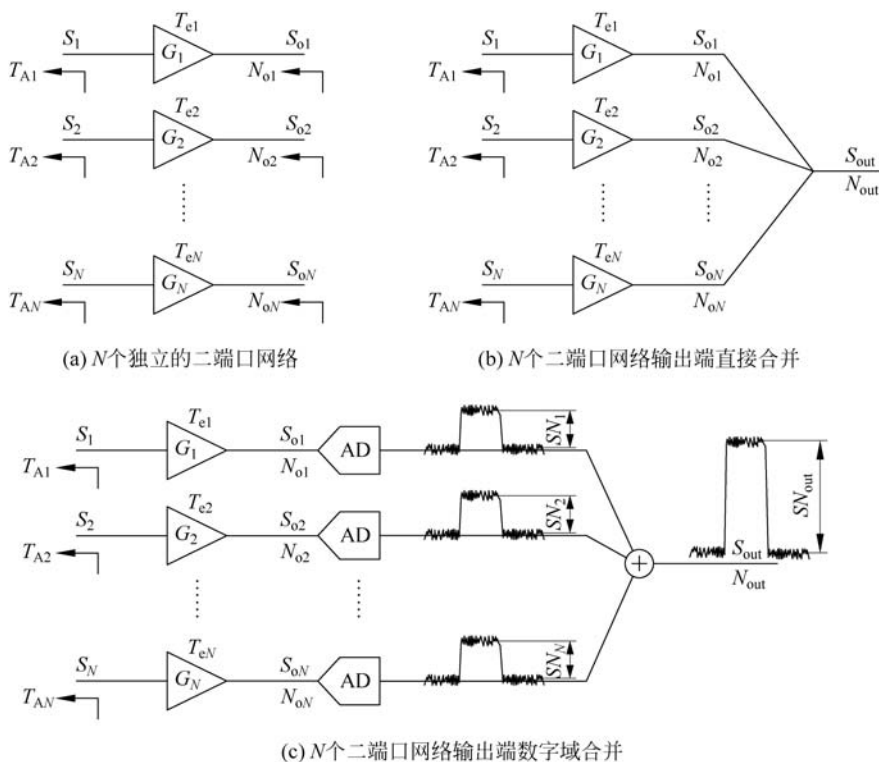


图 5.34 多输入系统噪声分析示意图

5.4 有源二端口器件的网络噪声分析

本节从二端口网络的 ABCD 参数开始,将网络噪声抽象为噪声电压源或噪声电流源,并将其串联或并联于端口,以该模型分析二端口网络的噪声性能,见 5.4.1 节。5.4.2 节将介绍有源二端口网络的 V_N - I_N 模型, V_N - I_N 模型为标准的噪声模型,以此可推导二端口网络的最佳噪声匹配条件以及可达到的最低噪声。

5.4.1 噪声模型的等效推导

射频放大器等元器件和电路模块均属于二端口网络,采用网络矩阵参数来描述电路的线性响应。为方便电路噪声性能的分析与计算,将网络内部噪声源抽象提取出来,作为集总噪声电压源和噪声电流源放置于网络外部,而将原网络视为理想的无噪声网络。提取出的噪声电压源和噪声电流源可放置于二端口网络的输入或输出端口,根据噪声源性质并联或串联于端口处,各种电路拓扑可以互相转换。

如图 5.35(a)所示,噪声电压源串联于网络输出端,则有 $v_3 = v_2 + v_N$, $i_3 = i_2$,参考点 1 与 2 之间的传输网络表示为

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (5.157)$$

替换为参量 v_3 和 i_3 有

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 - v_N \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (5.158)$$

将 v_N 项提前到网络输入端有

$$\begin{bmatrix} v_1 + Av_N \\ i_1 + Cv_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (5.159)$$

相当于在输入端增加串联电压源 Av_N 和并联电流源 Cv_N ,等效噪声网络如图 5.35(b)所示。

若定义 $v_0 = v_1 + Av_N$, $i_0 = i_1 + Cv_N$,则有 $\begin{bmatrix} v_0 \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 \\ i_3 \end{bmatrix}$ 。

同理如图 5.35(c)所示,噪声电流源并联于网络输出端,有 $v_3 = v_2$, $i_3 = i_2 - i_N$,将式(5.157)中的 v_2 和 i_2 替换为 v_3 和 i_3 的表达式,则有

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 \\ i_3 + i_N \end{bmatrix} \quad (5.160)$$

将 i_N 项提前到网络输入端有

$$\begin{bmatrix} v_1 - Bi_N \\ i_1 - Di_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (5.161)$$

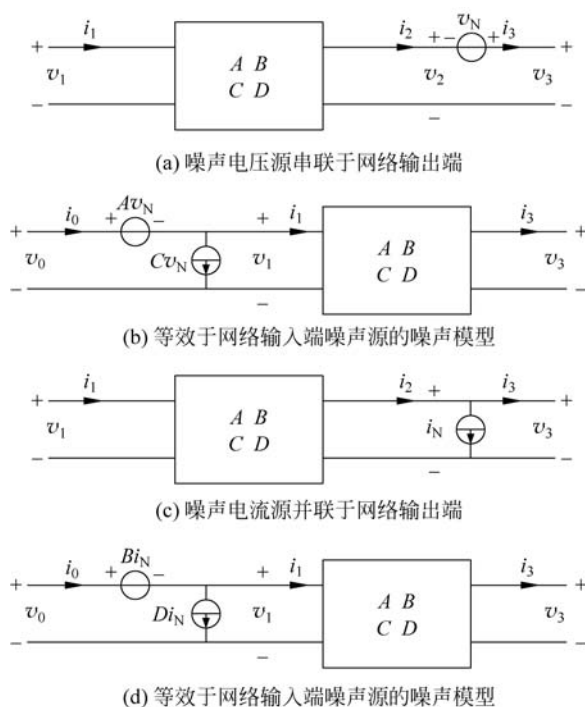


图 5.35 输出端单噪声源的等效

相当于在输入端增加串联电压源 Bi_N 和并联电流源 Di_N 。因此噪声等效电路如图 5.35(d) 所示。若定义 $v_0 = v_1 - Bi_N, i_0 = i_1 - Di_N$, 则同样有 $\begin{bmatrix} v_0 \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 \\ i_3 \end{bmatrix}$ 。

更一般地, 若输出端同时存在噪声电压源和噪声电流源, 如图 5.36(a) 所示, 有 $v_3 = v_2 + v_N, i_3 = i_2 - i_N$, 将式(5.157)中的 v_2 和 i_2 替换为 v_3 和 i_3 有

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 - v_N \\ i_3 + i_N \end{bmatrix} \quad (5.162)$$

将噪声项提前到网络输入端有

$$\begin{bmatrix} v_1 + Av_N - Bi_N \\ i_1 + Cv_N - Di_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (5.163)$$

相当于在输入端增加串联电压源 $Av_N - Bi_N$ 和并联电流源 $Cv_N - Di_N$ 。因此噪声等效电路如图 5.36(b) 所示。若定义 $v_0 = v_1 + Av_N - Bi_N, i_0 = i_1 + Cv_N - Di_N$, 则同样有

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3 \\ i_3 \end{bmatrix}。$$

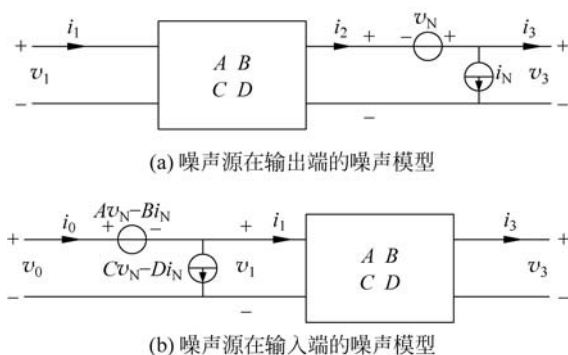


图 5.36 输出端双噪声源的等效

5.4.2 有源二端口网络的噪声等效电路

对于双端口网络来说,三种常用的噪声等效电路如图 5.37 所示,第一种等效电路将抽象出的噪声电压源和噪声电流源放置于二端口网络的输入端,该等效电路适合分析有源放大器器件等二端口电路;第二种等效电路将两个噪声电压源分别串接于网络的输入和输出端口;第三种等效电路将两个噪声电流源分别并联于网络的输入和输出端口。三种噪声等效电路相互等价,也可相互转换,5.4.1 节已经介绍了等效电路模型间转换的基本方法。

第一种噪声等效电路是由 H. Rothe 和 W. Dahlke 提出的有源二端口网络的 $v_N - i_N$ 噪声模型^[1],如图 5.37(a)所示,将半导体器件的噪声抽象为噪声电压源和噪声电流源,电压源串接于输入端,电流源并接于输入端。 $v_N - i_N$ 噪声模型可直接在输入端计算电路的噪声系数而无须考虑有源器件传输函数以及增益等因素,下面将就两个噪声源在不相关和部分相关情况对噪声性能进行分析。

1. 噪声电压源和电流源互不相关的情况

有源器件的 $v_N - i_N$ 噪声模型中的等效噪声电压源和电流源可以相互转换,例如当器件源阻抗为 R_s 时,将噪声电流源转化为噪声电压源,即 $v_{iN} = R_s i_N$,功率谱关系为 $\overline{v_{iN}^2(f)} = \overline{i_N^2} R_s^2$ 。 $v_N - i_N$ 噪声模型的噪声电压源和噪声电流源互不相关, v_N 和 v_{iN} 也互不相关,两者功率谱可以直接相加,即 $\overline{v_N^2(f)} + \overline{v_{iN}^2}$,那么输入端总的等效噪声功率为

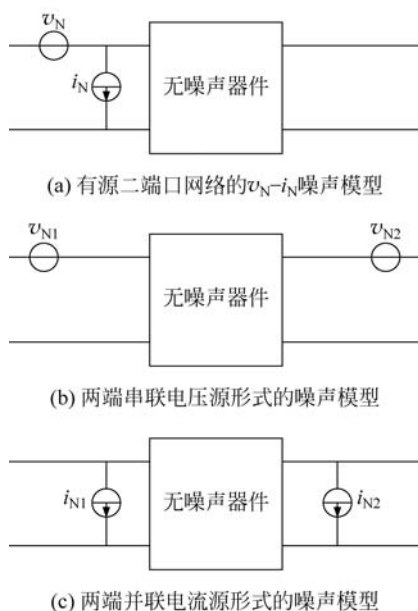


图 5.37 有源二端口的噪声等效电路

$$\begin{aligned}\overline{v_{\text{in}}^2(f)} &= \overline{v_s^2(f)} + \overline{v_N^2(f)} + \overline{i_N^2 R_s^2} \\ &= 4kT_0 R_s \Delta f + S_v(f) \Delta f + S_i(f) R_s^2 \Delta f\end{aligned}\quad (5.164)$$

其中, $S_v(f)$ 为等效噪声电压源的噪声功率谱, $S_i(f)$ 为等效噪声电流源的噪声功率谱。有源器件的等效噪声温度和噪声系数表示为

$$T_e = \frac{S_v(f) + S_i(f) R_s^2}{4kR_s} \quad (5.165)$$

$$F = 1 + \frac{S_v(f) + S_i(f) R_s^2}{4kT_0 R_s} \quad (5.166)$$

由式(5.165)和式(5.166)可见, 器件的等效噪声温度和噪声系数是源阻抗的函数。对 R_s 求导数并令其等于 0 可得噪声系数取得极值的条件, 即

$$R_{s_min} = \sqrt{\frac{S_v(f)}{S_i(f)}} \quad (5.167)$$

此时最优的噪声系数为

$$F_{\min} = 1 + \frac{\sqrt{S_v(f) S_i(f)}}{2kT_0 \Delta f} \quad (5.168)$$

当 R_s 偏离 R_{s_min} 时, 噪声系数可写为

$$F = 1 + \frac{F_{\min} - 1}{2} \left(\frac{R_s}{R_{s_min}} + \frac{R_{s_min}}{R_s} \right) \quad (5.169)$$

如果源阻抗包含电抗成分, 则式(5.166)需要改写为

$$F = 1 + \frac{S_v(f) + S_i(f)(R_s^2 + X_s^2)}{4kT_0 R_s} \quad (5.170)$$

源电抗的存在会恶化二端口器件的噪声系数, 但若在器件输入端的匹配电路中插入共轭电抗成分, 使其与源电抗抵消, 则可消除由于源阻抗的电抗成分带来的噪声系数恶化。

由式(5.164)可知, 输入端噪声功率各成分中源阻抗噪声功率与源电阻 R_s 成正比, 噪声电压源贡献的噪声功率与源电阻无关, 噪声电流贡献的噪声功率与源电阻的平方呈正比。当源阻抗接近式(5.167)的最优值时, 噪声电压源和电流源贡献的噪声功率相比最小, 此时系统具有最低的噪声系数; 当源电阻偏离最优值时, 噪声电压源和电流源最输出的噪声贡献增加, 恶化了系统的噪声系数。具体情况分析如下: 当源电阻较低时, 源阻抗和电流噪声源贡献的噪声功率相比于噪声电压源均较小, 此时噪声电压源占噪声功率的主要部分; 另一方面, 当源电阻很大时, 源阻抗和电流噪声源贡献的噪声功率超过电压噪声源的贡献, 又由于电流噪声源的贡献斜率高于源电阻贡献, 此时输出噪声由噪声电流源占据主要地位。

低频运算放大器是典型的高阻抗放大器, 输入端阻抗很大, 其噪声源的特征是噪声电压幅度较大、噪声电流幅度较小, 最优的源阻抗数值较大。射频放大器的输入阻抗一般为

50Ω ,良好设计的射频放大器器件具有噪声电压幅度较小、噪声电流幅度较大的特征,最优的源阻抗数值较低,在几十欧姆量级。图 5.38 和图 5.39 分别为低频运算放大器和射频放大器的输入端总噪声和各噪声成分随源阻抗的变化曲线。

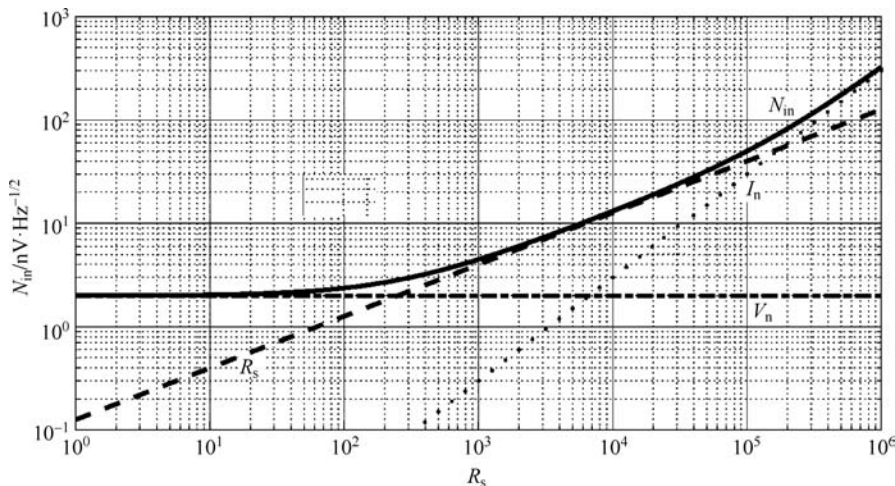


图 5.38 低频运算放大器输入端总噪声和各噪声成分随源阻抗的变化曲线

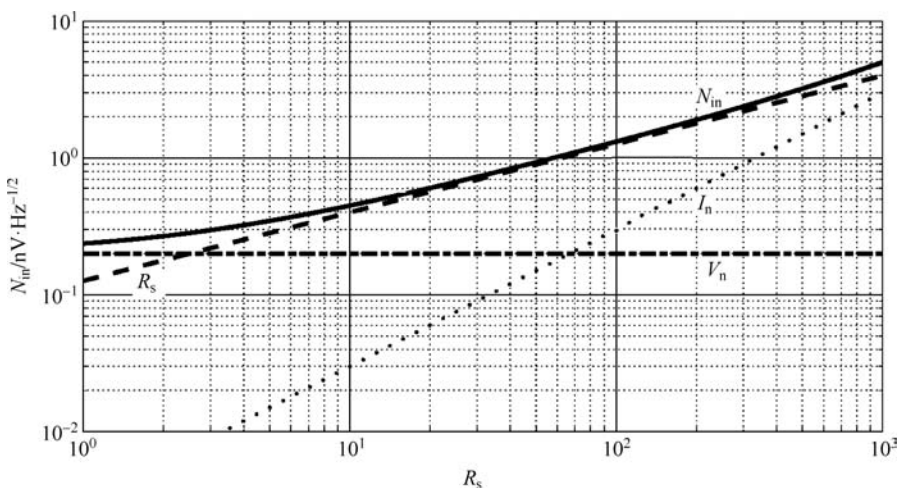


图 5.39 射频放大器输入端总噪声和各噪声成分随源阻抗的变化曲线

2. 噪声电压源和电流源部分相关的情况

射频放大器的电压电流噪声源具有一定的相关性,总噪声叠加公式(5.164)不再成立。为了计算输入总噪声功率,首先将噪声电流源分为两部分: i_{NC} 和 i_{NU} 。其中, i_{NC} 为与噪声电压源完全相关部分, i_{NU} 为与噪声电压源不相关部分,如图 5.40(b)所示,即

$$i_N = i_{NC} + i_{NU} \quad (5.171)$$

由于 v_N 与 i_{NC} 完全相关, 两者成比例关系, 具体表示为

$$i_{NC} = Y_C v_N \quad (5.172)$$

其中 Y_C 为比例系数, 量纲为导纳, 如图 5.40(c) 所示。进一步地将噪声电压源转化为电流形式, 即 $i_{vs} = Y_S v_N$, 由于噪声分量 i_{vs} 与 i_{NC} 完全相关, 因此两者的叠加为矢量相加 $(Y_S + Y_C)v_N$, 如图 5.40(d) 所示, 再计算两者的功率谱之和为 $|Y_S + Y_C|^2 \overline{v_N^2}$, 而非 $(|Y_S|^2 + |Y_C|^2) \overline{v_N^2}$ 。再与 i_{NU} 功率谱分量叠加, 得到总的噪声输入功率为

$$\overline{v_{in}^2(f)} = \overline{i_{SN}^2} + |Y_S + Y_C|^2 \overline{v_N^2} + \overline{i_{NU}^2} \quad (5.173)$$

其中 $\overline{i_{SN}^2}$ 为源阻抗噪声功率, 后两项为二端口器件的等效输入噪声功率。

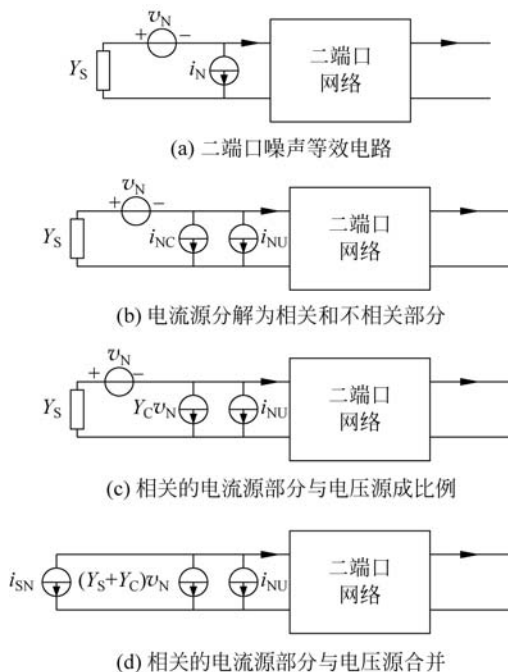


图 5.40 噪声电压源和电流源部分相关时电路化简

根据定义, 噪声系数表示为

$$F = 1 + \frac{|Y_S + Y_C|^2 \overline{v_N^2} + \overline{i_{NU}^2}}{\overline{i_{SN}^2}} \quad (5.174)$$

为了分析式 (5.174) 实现最小值的条件, 引入 3 个参数 R_n 、 G_u 、 G_S , 有以下关系 $\overline{v_N^2} = 4kT_0 R_n \Delta f$, $\overline{i_{NU}^2} = 4kT_0 G_u \Delta f$, $\overline{i_{SN}^2} = 4kT \operatorname{Re}(Y_S) \Delta f = 4kT G_S \Delta f$, 代入式 (5.174) 简化可得

$$F = 1 + \frac{|Y_S + Y_C|^2 R_n + G_U}{G_S} = 1 + \frac{[(G_S + G_C)^2 + (B_S + B_C)^2] R_n + G_U}{G_S} \quad (5.175)$$

其中, G_S, B_S 分别为 Y_S 的实部和虚部, G_C, B_C 分别为 Y_C 的实部和虚部。式(5.175)对 G_S 和 B_S 求偏微分并令其等于 0 得到式(5.175)取得极值的条件为

$$\begin{cases} G_{\text{opt}} = \sqrt{G_C^2 + \frac{G_U}{R_n}} \\ B_{\text{opt}} = -B_C \end{cases} \quad (5.176)$$

当源阻抗 $Y_S = G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}}$ 时, 电路处于噪声最佳匹配, 此时最优的噪声系数为

$$F_{\min} = 1 + 2R_n(G_{\text{opt}} + G_C) \quad (5.177)$$

考虑到 $G_C = \sqrt{G_{\text{opt}}^2 - \frac{G_U}{R_n}}$ 以及 $B_C = -B_{\text{opt}}$, 当 Y_S 偏离 $Y_{\text{opt}} = G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}}$ 时, 式(5.174)可写为

$$\begin{aligned} F &= 1 + R_n \frac{(G_S + G_C)^2 + (B_S + B_C)^2 + \frac{G_U}{R_n}}{G_S} \\ &= 1 + R_n \frac{G_S^2 + 2G_S G_C + G_C^2 + \frac{G_U}{R_n} + (B_S - B_{\text{opt}})^2}{G_S} \\ &= 1 + R_n \frac{G_S^2 + 2G_S G_C + G_{\text{opt}}^2 + (B_S - B_{\text{opt}})^2}{G_S} \\ &= 1 + R_n \left[\frac{G_S^2 - 2G_S G_{\text{opt}} + G_{\text{opt}}^2 + (B_S - B_{\text{opt}})^2}{G_S} + \frac{2G_S G_{\text{opt}} + 2G_S G_C}{G_S} \right] \\ &= 1 + 2R_n(G_{\text{opt}} + G_C) + R_n \frac{(G_S - G_{\text{opt}})^2 + (B_S - B_{\text{opt}})^2}{G_S} \\ &= F_{\min} + R_n \frac{|Y_S - Y_{\text{opt}}|^2}{G_S} \end{aligned} \quad (5.178)$$

由此可见二端口器件的噪声系数由 $F_{\min}, R_n, G_{\text{opt}}, B_{\text{opt}}$ 等 4 个参数即可完整描述。同理, 也可设定一组对偶参数 $F_{\min}, G_n, R_{\text{opt}}, X_{\text{opt}}$ 等描述噪声系数, 各参数定义如下

$$\begin{cases} G_S = R_S(G_S^2 + B_S^2) \\ G_n = R_n(G_{\text{opt}}^2 + B_{\text{opt}}^2) \\ R_{\text{opt}} = G_{\text{opt}} / |Y_{\text{opt}}|^2 \\ X_{\text{opt}} = -B_{\text{opt}} / |Y_{\text{opt}}|^2 \end{cases} \quad (5.179)$$

将式(5.178)中各参数替换为 $G_n, R_{\text{opt}}, X_{\text{opt}}$, 得到噪声系数的对偶表达式为

$$\begin{aligned}
F &= F_{\min} + R_n \frac{|Y_S - Y_{\text{opt}}|^2}{G_S} = F_{\min} + R_n \frac{\left| \frac{1}{Z_S} - \frac{1}{Z_{\text{opt}}} \right|^2}{G_S} \\
&= F_{\min} + R_n \frac{|Z_S - Z_{\text{opt}}|^2}{G_S |Z_S|^2 |Z_{\text{opt}}|^2} \\
&= F_{\min} + G_n \frac{|Z_S - Z_{\text{opt}}|^2}{R_S}
\end{aligned} \tag{5.180}$$

还可将噪声系数写为端口匹配状态的函数,分别定义源反射系数 Γ_S 和最优源反射系数 $\Gamma_{S_{\text{opt}}}$ 为

$$\begin{cases} \Gamma_S = \frac{Y_0 - Y_S}{Y_0 + Y_S} = \frac{-Z_0 + Z_S}{Z_0 + Z_S} \\ \Gamma_{\text{opt}} = \frac{Y_0 - Y_{\text{opt}}}{Y_0 + Y_{\text{opt}}} = \frac{-Z_0 + Z_{\text{opt}}}{Z_0 + Z_{\text{opt}}} \end{cases} \tag{5.181}$$

其中, Z_0 和 Y_0 分别为系统的特征阻抗和特征导纳。将式(5.181)的等效表达式 $Y_S = Y_0(1 - \Gamma_S)/(1 + \Gamma_S)$ 以及 $Y_{\text{opt}} = Y_0(1 - \Gamma_{\text{opt}})/(1 + \Gamma_{\text{opt}})$ 代入式(5.178),最终得到以反射系数为参数的噪声系数表达式为

$$\begin{aligned}
F &= F_{\min} + R_n \frac{|Y_S - Y_{\text{opt}}|^2}{G_S} = F_{\min} + \frac{R_n Y_0^2}{G_S} \left| \frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} - \frac{1 - \Gamma_{\text{opt}}}{1 + \Gamma_{\text{opt}}} \right|^2 \\
&= F_{\min} + \frac{4R_n}{G_S} Y_0^2 \left| \frac{\Gamma_S - \Gamma_{\text{opt}}}{(1 + \Gamma_S)(1 + \Gamma_{\text{opt}})} \right|^2 \\
&= F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 |1 + \Gamma_S|^2 Z_0 G_S} \\
&= F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 \frac{4Y_0 G_S}{|Y_0 + Y_S|^2}} \\
&= F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 \left(1 - \frac{|Y_0 - Y_S|^2}{|Y_0 + Y_S|^2} \right)} \\
&= F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}
\end{aligned} \tag{5.182}$$

3. 双端噪声电压源模型的噪声系数分析

双端噪声电压源模型如图 5.41 所示,二端口宜采用阻抗网络描述,且将原网络视为无噪声电路。源阻抗为 Z_S ,负载阻抗为 Z_L 。根据噪声模型的阻抗矩阵定义有

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Z} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{NS} + v_{N1} \\ v_{N2} \end{bmatrix} \quad (5.183)$$



图 5.41 双端噪声电压源模型

其中, v_{NS} 为源阻抗热噪声, v_{N1} 和 v_{N2} 分别为等效在输入端输出端的噪声电压源。根据图 5.41 所示电流方向, 输入和输出端电流电压与源阻抗和负载阻抗关系为 $v_1 = -Z_S i_1$, $v_2 = -Z_L i_2$, 写出矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Z_S & 0 \\ 0 & -Z_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (5.184)$$

结合式(5.183)和式(5.184), 端口电流可以写为

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = -\mathbf{Z}_{SL}^{-1} \begin{bmatrix} v_{NS} + v_{N1} \\ v_{N2} \end{bmatrix} \quad (5.185)$$

其中, $\mathbf{Z}_{SL} = \mathbf{Z} + \begin{bmatrix} Z_S & 0 \\ 0 & Z_L \end{bmatrix}$, 矩阵求逆, 得到二端口的噪声电流表达式为

$$i_2 = \frac{Z_{21}}{\det(\mathbf{Z}_{SL})} (v_{NS} + v_{N1}) - \frac{Z_{11} + Z_S}{\det(\mathbf{Z}_{SL})} v_{N2} \quad (5.186)$$

考虑到 v_{NS} 与 v_{N1} 、 v_{N2} 来源不同, 因此不相关, 但由于 v_{N1} 和 v_{N2} 来源于同一网络, 因此两者具有一定相关性。计算式(5.186)的功率谱^[27], 得到

$$\begin{aligned} \overline{i_2^2} &= \overline{\left| \frac{Z_{21}}{\det(\mathbf{Z}_{SL})} (v_{NS} + v_{N1}) - \frac{Z_{11} + Z_S}{\det(\mathbf{Z}_{SL})} v_{N2} \right|^2} \\ &= \left| \frac{Z_{21}}{\det(\mathbf{Z}_{SL})} \right|^2 \overline{v_{NS}^2} + \left| \frac{1}{\det(\mathbf{Z}_{SL})} \right|^2 \overline{|Z_{21} v_{N1} - (Z_{11} + Z_S) v_{N2}|^2} \\ &= \frac{1}{|\det(\mathbf{Z}_{SL})|^2} \{ |Z_{21}|^2 4kT \operatorname{Re}(Z_S) \Delta f + |Z_{21}|^2 \overline{v_{N1}^2} + |Z_{11} + Z_S|^2 \overline{v_{N2}^2} - \\ &\quad 2\operatorname{Re}[Z_{21}^* (Z_{11} + Z_S) \overline{v_{N1}^* v_{N2}}] \} \end{aligned} \quad (5.187)$$

其中, $\overline{v_{N1}^2}$ 和 $\overline{v_{N2}^2}$ 为输入端和输出端噪声电流源的功率谱, $\overline{v_{N1}^* v_{N2}}$ 为噪声电流源的互功率谱。若二端口网络为零噪声网络, 则式(5.187)简化为

$$\overline{i_{20}^2} = \frac{1}{|\det(\mathbf{Z}_{SL})|^2} \cdot |Z_{21}|^2 4kT \operatorname{Re}(Z_S) \Delta f \quad (5.188)$$

式(5.188)即为来自源阻抗的噪声输出,因此该二端口网络噪声系数表示为

$$F = \frac{\overline{i_2^2}}{\overline{i_{20}^2}} = 1 + \frac{|Z_{21}|^2 \overline{v_{N1}^2} + |Z_{11} + Z_S|^2 \overline{v_{N2}^2} - 2\text{Re}[Z_{21}^*(Z_{11} + Z_S)\overline{v_{N1}^* v_{N2}}]}{|Z_{21}|^2 4kT\text{Re}(Z_S)\Delta f} \quad (5.189)$$

4. 双端噪声电流源模型的噪声系数分析

双端噪声电流源模型如图 5.42 所示,二端口宜采用导纳网络描述,且视为无噪声电路。源阻抗为 Y_S ,负载阻抗为 Y_L 。根据噪声模型的导纳矩阵定义有

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Y} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{NS} + i_{N1} \\ i_{N2} \end{bmatrix} \quad (5.190)$$

其中 i_{NS} 为源阻抗热噪声。根据图 5.42 所示电流方向,输入端和输出端的电流电压参数与源阻抗和负载阻抗关系为 $i_1 = -Y_S v_1$, $i_2 = -Y_L v_2$,写出矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Y_S & 0 \\ 0 & -Y_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (5.191)$$

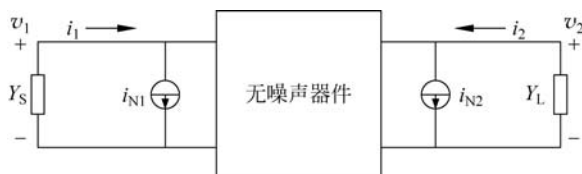


图 5.42 双端噪声电流源模型

结合式(5.190)和式(5.191),端口电压可以写为

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = -\mathbf{Y}_{SL}^{-1} \begin{bmatrix} i_{NS} + i_{N1} \\ i_{N2} \end{bmatrix} \quad (5.192)$$

其中 $\mathbf{Y}_{SL} = \mathbf{Y} + \begin{bmatrix} Y_S & 0 \\ 0 & Y_L \end{bmatrix}$,矩阵求逆,得到二端口的噪声电压表达式为

$$v_2 = \frac{Y_{21}}{\det(\mathbf{Y}_{SL})}(i_{NS} + i_{N1}) - \frac{Y_{11} + Y_S}{\det(\mathbf{Y}_{SL})}i_{N2} \quad (5.193)$$

源负载噪声源 i_{NS} 与有噪器件的噪声 i_{N1} 、 i_{N2} 来源不同,因此不相关。噪声器件的内部噪声源 i_{N1} 和 i_{N2} 来源于同一网络,因此具有一定相关性。计算式(5.193)的功率谱^[27],得到

$$\begin{aligned} \overline{v_2^2} &= \left| \frac{Y_{21}}{\det(\mathbf{Y}_{SL})}(i_{NS} + i_{N1}) - \frac{Y_{11} + Y_S}{\det(\mathbf{Y}_{SL})}i_{N2} \right|^2 \\ &= \left| \frac{Y_{21}}{\det(\mathbf{Y}_{SL})} \right|^2 \overline{i_{NS}^2} + \left| \frac{1}{\det(\mathbf{Y}_{SL})} \right|^2 |Y_{21}i_{N1} - (Y_{11} + Y_S)i_{N2}|^2 \\ &= \frac{1}{|\det(\mathbf{Y}_{SL})|^2} \{ |Y_{21}|^2 4kT\text{Re}(Y_S)\Delta f + |Y_{21}|^2 \overline{i_{N1}^2} + |Y_{11} + Y_S|^2 \overline{i_{N2}^2} - \end{aligned}$$

$$2\text{Re}[Y_{21}^*(Y_{11} + Y_S)\overline{i_{N1}^* i_{N2}}] \quad (5.194)$$

其中, $\overline{i_{N1}^2}$ 和 $\overline{i_{N2}^2}$ 分别为器件的抽象电流源的功率谱, $\overline{i_{N1}^* i_{N2}}$ 为两个噪声电流源的互功率谱。若二端口网络为零噪声网络, 则式(5.194)简化为

$$\overline{v_{20}^2} = \frac{1}{|\det(\mathbf{Y}_{SL})|^2} |Y_{21}|^2 4kT\text{Re}(Y_S)\Delta f \quad (5.195)$$

式(5.195)即为源阻抗噪声经过二端口噪声器件后的噪声电压输出, 该二端口噪声器件的噪声系数表示为

$$F = \frac{\overline{v_2^2}}{\overline{v_{20}^2}} = 1 + \frac{|Y_{21}|^2 \overline{i_{N1}^2} + |Y_{11} + Y_S|^2 \overline{i_{N2}^2} - 2\text{Re}[Y_{21}^*(Y_{11} + Y_S)\overline{i_{N1}^* i_{N2}}]}{|Y_{21}|^2 4kT\text{Re}(Y_S)\Delta f} \quad (5.196)$$

5.4节分析二端口网络的标准噪声模型和最佳噪声匹配条件, 以此为基础便可以实现射频低噪声放大器的设计。5.5节将从信号流图、增益等角度分析射频低噪声放大器的性能, 并介绍常用的放大器电路拓扑结构、反馈电路以及宽带放大器的设计方法。

5.5 低噪声放大器

在通信接收机和雷达探测接收应用中, 为了从噪声背景中提取微弱的有用信号, 需要采取措施压制外来噪声和内部电路噪声。采用低噪声系数放大器便是降低系统工作噪声温度的有效措施之一。低噪声放大器具有较高的增益和较低的噪声功率, 不仅用于射频前端, 也用于中频电路, 高增益特性有助于微弱接收信号的放大, 同时还可压制后级电路的噪声功率, 而低噪声特征有助于降低接收机自身噪声的贡献, 这两个特征有助于将接收机电路的噪声贡献降至最小, 具体体现为接收机的输出信噪比恶化最小。

双极性晶体管、场效应晶体管以及高迁移率场效应管均可用于设计低噪声放大器。双极晶体管在中低频段具有较好的噪声系数、较低的输入阻抗, 易与前后级电路实现匹配。若提高其工作频率, 需要降低发射结电容和其他寄生电容, 这要求降低基区掺杂浓度、提高发射区掺杂浓度, 但发射区重掺杂会导致禁带宽度变窄, 反而降低注入效率, 还会增加发射结电容, 同时基区的低掺杂浓度会使基极电阻增大, 导致晶体管的特征频率降低, 这些限制使得双极性晶体管无法实现高频、高增益性能。异质结晶体管发射区采用宽带隙的半导体材料, 提高基区掺杂浓度不会影响发射效率, 从而能够在维持较高增益的前提下极大地提高晶体管的特征频率, 使得晶体管能够工作在毫米波波段。场效应晶体管包括金属半导体场效应晶体管、高电子迁移率晶体管、闩同晶高电子迁移率晶体管、金属氧化物半导体场效应晶体管等类型, 属于电压控制型半导体器件, 具有输入电阻高、噪声小、功耗低、动态范围大、易于集成等特点, 目前是应用于微波和毫米波低噪声放大器的主流器件。

5.5.1 射频放大器信号流图分析

根据二端口 S 参数定义, 并引入输入、输出端口入射波和反射波的射频放大器的信号流图(如图 5.43(a)所示), 可得到如下关系: $\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$, $\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$ 。

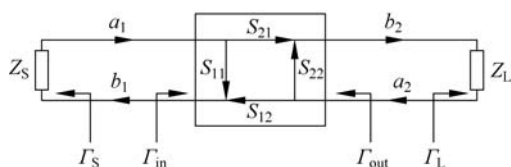
端口 1 的标量电压与源电压跟入射量和反射量的关系为

$$v_1 = \frac{Z_{\text{in}}}{Z_S + Z_{\text{in}}} v_S = a_1 + b_1 = a_1 (1 + \Gamma_{\text{in}}) \quad (5.197)$$

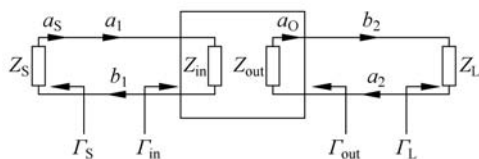
其中, v_S 为源的幅度有效值, a_1 和 b_1 分别为端口 1 的入射波和反射波, 将 $Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{\text{in}}}{1 - \Gamma_{\text{in}}}$

和 $Z_S = Z_0 \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S}$ 代入式(5.197), 可得

$$a_1 = \frac{v_S}{2} \frac{1 - \Gamma_S}{1 - \Gamma_S \Gamma_{\text{in}}} \quad (5.198)$$



(a) 基于S参数的射频放大器



(b) 电路的进一步等效

图 5.43 射频放大器及其等效电路

另外假定源入射波定义为 a_s , 如信号流图 5.43(b) 所示, 可得 $a_1 = a_s + b_1 \Gamma_S$, $b_1 = a_1 \Gamma_{\text{in}}$, 联立两式可解出 $a_1 = a_s \frac{1}{1 - \Gamma_{\text{in}} \Gamma_S}$, 可以看出源入射波 $a_s = \frac{v_S}{2} (1 - \Gamma_S)$ 。由源传输给网络的功率表示为

$$P_{\text{in}} = |a_1|^2 - |b_1|^2 = |a_1|^2 (1 - |\Gamma_{\text{in}}|^2) = \frac{v_S^2}{4} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{\text{in}}|^2} (1 - |\Gamma_{\text{in}}|^2) \quad (5.199)$$

根据输出端的信号流图, 有 $b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} \Gamma_L b_2$, 因此计算端口 2 的输出波 b_2 为

$$b_2 = \frac{S_{21}}{1 - S_{22} \Gamma_L} a_1 \quad (5.200)$$

因而负载消耗的功率表示为

$$\begin{aligned} P_L &= |b_2|^2 - |a_2|^2 = |a_1|^2 \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \\ &= \frac{v_S^2}{4} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{\text{in}}|^2} \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \end{aligned} \quad (5.201)$$

根据信号流图 5.43(b), 假设二端口网络输出端的输出波定义为 a_o , 则有 $b_2 = a_o +$

$a_2 \Gamma_{\text{out}}, a_2 = b_2 \Gamma_L$, 得到

$$b_2 = a_o \frac{1}{1 - \Gamma_L \Gamma_{\text{out}}} \quad (5.202)$$

负载消耗功率还可以写为

$$P_L = |b_2|^2 - |a_2|^2 = |a_o|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_{\text{out}}|^2} \quad (5.203)$$

式(5.201)和式(5.203)可得

$$|a_o|^2 = |a_1|^2 \frac{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_L \Gamma_{\text{out}}|^2}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2} = |a_s|^2 \frac{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_L \Gamma_{\text{out}}|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{\text{in}}|^2 |1 - \Gamma_L S_{22}|^2} \quad (5.204)$$

当放大器具有良好的反向隔离、即 S_{12} 近似为 0 时, $\Gamma_{\text{out}} = S_{22}$, 式(5.204)简化为 $|a_o|^2 = |a_1|^2 |S_{21}|^2$ 。若源良好匹配, $\Gamma_S = 0$, 则有 $a_1 = a_s$, $|a_o|^2 = |a_1|^2 |S_{21}|^2 = |a_s|^2 |S_{21}|^2$ 。

5.5.2 放大器增益

功率增益定义为

$$G = \frac{P_L}{P_{\text{in}}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{\text{in}}|^2) |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (5.205)$$

当输入端共轭匹配时, $\Gamma_S = \Gamma_{\text{in}}^*$, 则网络的输入功率表达式简化为资用功率

$$P_{\text{ina}} = \frac{v_s^2}{4} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S|^2} \quad (5.206)$$

P_{ina} 表示源传输给网络的最大功率。另外, 当输出端共轭匹配时, $\Gamma_L = \Gamma_{\text{out}}^*$, 将 $\Gamma_{\text{in}} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{\text{out}}^*}{1 - S_{22} \Gamma_{\text{out}}^*}$ 代入式(5.203), 同时考虑 $\Gamma_{\text{out}} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S}$, 可得

$$P_{\text{La}} = \frac{v_s^2}{4} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |\Gamma_{\text{out}}|^2)} \quad (5.207)$$

进而定义二端口网络的资用增益定义为

$$G_a = \frac{P_{\text{La}}}{P_{\text{ina}}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{\text{out}}|^2)} \quad (5.208)$$

另外定义功率传输增益为负载功率与输入端资用功率之比, 即

$$G_T = \frac{P_L}{P_{\text{ina}}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{\text{in}}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (5.209)$$

当输入输出端与特征阻抗匹配时, $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$, $G = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |\Gamma_{\text{in}}|^2}$, $G_a = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |\Gamma_{\text{out}}|^2}$,

$G_T = |S_{21}|^2$ 。

5.5.3 晶体管低噪声放大电路设计

高频晶体管放大电路主要采用共射极或共基极电路形式。共射极电路的输入端对地的

等效小信号阻抗受偏置条件影响,其基极电流具体表示为

$$I_B = I_0 (e^{\frac{qV_B}{kT}} - 1) \quad (5.210)$$

基极射极动态电阻表示为

$$r_e = \frac{1}{\frac{dI_B}{dV_B}} = \frac{1}{\frac{q}{kT} I_0 e^{\frac{qV_B}{kT}}} = \frac{1}{g_e} \quad (5.211)$$

共射极电路的输入阻抗表示为

$$R_{in} = \frac{v_B}{i_B} = \frac{(\beta + 1)i_B r_e}{i_B} = (\beta + 1)r_e \quad (5.212)$$

共射极放大电路跨导和增益分别表示为

$$g_m = \frac{i_{out}}{v_{in}} = \frac{\beta i_B}{(\beta + 1)i_B r_e} = \frac{\beta}{\beta + 1} g_e \approx g_e \quad (5.213)$$

$$G_i = -\frac{i_{out}}{i_B} = -\beta \quad (5.214)$$

$$G_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m R_L = -\frac{\beta}{\beta + 1} \frac{R_L}{r_e} \quad (5.215)$$

基极输入阻抗的典型值为 $1\text{k}\Omega$, 为了实现与 50Ω 的特征阻抗的宽带匹配, 可引入负反馈以降低放大器增益为代价来降低输入电阻。引入负反馈的放大器电路如图 5.44(a) 所示, 在集电极和基极之间跨接反馈电阻, 则基极的输入电阻变为

$$R_{in} = (R_f + R_L) / (1 + g_m R_L) \quad (5.216)$$

通过调节反馈电阻以及晶体管的偏置条件, 实现放大器输入端的阻抗匹配。共射极放大电路由于基极和集电极(输入和输出)之间的寄生电容影响, 由密勒等效, 等效输入端的电容与输入电阻形成低通滤波器, 在高频时电路增益下降, 因此共射极放大电路带宽较窄。为减轻密勒电容的影响, 在晶体管输入端添加电感和电容匹配网络, 与密勒电容形成 Π 形匹配电路, 改善放大器的宽带匹配性能, 如图 5.44(a) 所示。另外还可在射极插入电感, 利用晶体管的倍增效应提高输入端的感抗, 以抵消晶体管输入端的容抗, 实现阻抗匹配的作用。

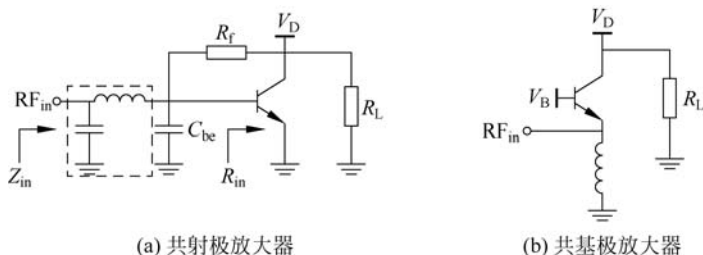


图 5.44 晶体管的共射极放大电路和共基极放大电路

共基极放大电路如图 5.44(b) 所示, 具有电流跟随的特点, 相对于共源极(共射极)放大电路, 共基极放大电路属于跨阻性放大, 具有较低输入的阻抗, 输入阻抗表示为

$$R_{in} = \frac{v_E}{i_E} = \frac{(\beta+1)i_B r_e}{(\beta+1)i_B} = r_e \quad (5.217)$$

常规射频晶体管的特性阻抗 r_e 根据偏置条件不同,在 $10 \sim 100 \Omega$ 波动,因而易于与前级电路形成匹配。虽然共基极放大电路的输入端也存在密勒电容效应,但由于输入电阻低,低通效应不明显,因而高频特性较共射极电路要好。 RC 低通电路的 3dB 截止频率表示为

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.218)$$

共基极放大电路的输入电阻比共射极低 β 倍,因而其 3dB 截止频率比共射极电路高 β 倍。

共基极放大电路增益表示为

$$G_i = \frac{i_{out}}{i_E} = \frac{\beta i_B}{(\beta+1)i_B} = \alpha \approx 1 \quad (5.219)$$

$$G_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\beta i_B R_L}{(\beta+1)i_B r_e} = \alpha \frac{R_L}{r_e} \approx \frac{R_L}{r_e} \quad (5.220)$$

共基极放大电路没有电流放大能力,但具有电压放大能力,由于 r_e 较小,因此 R_L 较大时也可以产生较大的功率增益。

晶体管共基极电路具有较低的噪声系数,而共射极电路具有较高的增益,因此共基极与共射极级联电路将同时具有低噪声和高增益特性。共射极放大电路和共基极放大电路相结合便得到如图 5.45 所示的共射共基电路。输入端采用电感和电容匹配网络与晶体管自身输入电容和密勒等效电容形成 Π 形匹配网络,输出端插入电感和电容 Π 形电路实现匹配,用于将电路的输入输出电阻匹配至 50Ω 。为提高电路的带宽,输出与输入端引入电流负反馈,实现较宽频段的良好匹配。

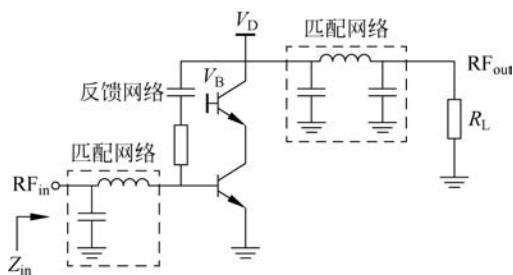


图 5.45 晶体管的共射共基电路

5.5.4 场效应管放大器电路

与晶体管类似,场效应管也可以搭建不同形式的放大器结构。共源极放大器电路及其等效电路如图 5.46 所示。

共源放大器的输入阻抗表示为

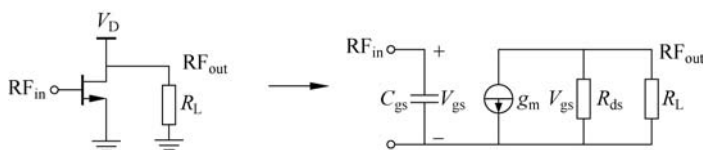


图 5.46 共源放大器

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{gs}} \quad (5.221)$$

共源结构输入阻抗不含实部,因此匹配难度大,为了方便阻抗匹配,在源极插入反馈电感,引入源极反馈,其等效电路如图 5.47 所示,分析输入阻抗为

$$Z_{in} = j\omega L_g + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m}{C_{gs}} L_s \quad (5.222)$$

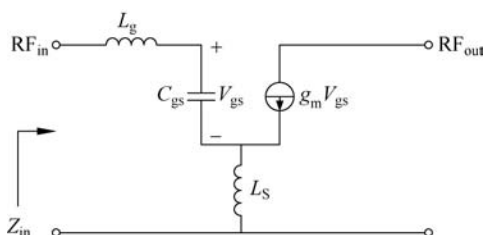


图 5.47 源极电感反馈电路

调节源极电感可使得电路的输入阻抗实部 $\frac{g_m}{C_{gs}} L_s$ 接近 50Ω ,再调节栅极的串联电感使得输入阻抗的虚部为零(即抵消掉电容的负电抗成分),即可实现放大电路的输入匹配。

共源放大器的电压增益为

$$G_v = g_m \left(\frac{R_{ds} R_L}{R_{ds} + R_L} \right) \quad (5.223)$$

共栅放大器及其等效电路如图 5.48 所示。共栅放大器的输入阻抗表示为

$$Y_{in} = g_m + j\omega C_{gs} + \frac{1 - g_m R_L}{R_{ds} + R_L} \quad (5.224)$$

电压增益为

$$G_v = \frac{g_m R_{ds} R_L + R_L}{R_{ds} + R_L} \quad (5.225)$$

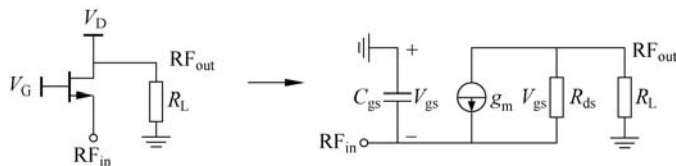


图 5.48 共栅放大器电路

与共源放大器相比较,共栅结构不受栅漏电容的影响,具有较宽的带宽和较高的反向隔离度。场效应管也可以组成共源共栅放大电路,如图 5.49 所示。根据共源共栅放大器的等效电路,分析得到电路中关键节点的电压和电流为

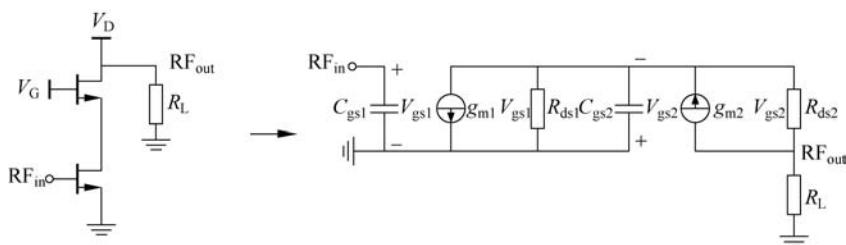


图 5.49 共源共栅放大器电路

$$\begin{cases} i_o = \frac{v_o}{R_L} \\ -i_o = g_{m2}v_{gs2} + \frac{v_o + v_{gs2}}{R_{ds2}} \\ -g_{m1}v_{gs1} + \frac{v_{gs2}}{R_{ds1}} + v_{gs2}j\omega C_{gs2} = i_o \end{cases} \quad (5.226)$$

进而求解出电路增益为

$$\frac{v_o}{v_{gs1}} = \frac{-g_{m1}}{G_L + (G_{ds1} + j\omega C_{gs2}) \frac{G_L + G_{ds2}}{g_{m2} + G_{ds2}}} \quad (5.227)$$

其中, $G_L = 1/R_L$, $G_{ds1} = 1/R_{ds1}$, $G_{ds2} = 1/R_{ds2}$ 。一般情况下, 上式分母的第二项远小于第一项, 因此式(5.227)可简化为

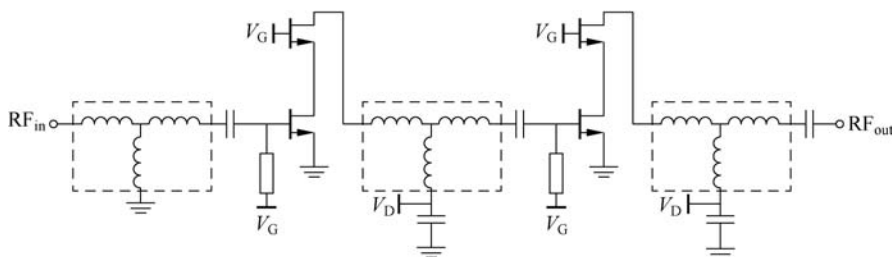
$$\frac{v_o}{v_{gs1}} = -g_{m1}R_L \quad (5.228)$$

业界低噪声放大器的设计采用上述多种放大器的组合, 使用多级级联的方式将多个放大器集成于单个芯片内(如图 5.50 所示), 最终实现紧凑、高性能的放大器。集成放大器在半绝缘半导体衬底上用一系列的半导体工艺方法一体制造出来, 具有较高的增益、高可靠性、低成本以及易用性, 目前已占据微波电路的主流。



(a) 多级放大器级联结构

图 5.50 多级放大电路级联结构以及实例



(b) 多级放大器级联的实例

图 5.50 (续)

5.5.5 典型放大器电路的噪声分析

1. 电流反馈电路

电流反馈电路如图 5.51 所示,其中 R_f 为反馈电阻, v_f 为反馈电阻引入的噪声分量,除了源阻抗噪声源以外,放大器的自身噪声采用串联电压源和并联电流源表示。为分析电路各个噪声源对输出噪声的贡献,首先分析源阻抗噪声对输出噪声的贡献,而将其他噪声电压源短路,将噪声电流源开路,得到输出的噪声电压为

$$v_{o1} = -\frac{R_f}{R_s} v_s \quad (5.229)$$

其他三个噪声源对输出电压的贡献分别为

$$v_{o2} = \frac{R_f}{R_s} v_N \quad (5.230)$$

$$v_{o3} = i_N R_f \quad (5.231)$$

$$v_{o4} = v_f \quad (5.232)$$

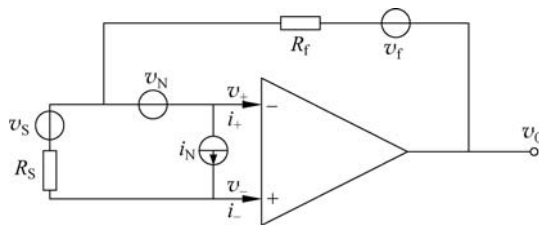


图 5.51 电流反馈电路

对于噪声功率谱的计算来说,功率的叠加为均方值的相加,因此无须考虑噪声电压源的极性 or 噪声电流源的方向,式(5.229)~式(5.232)的符号可忽略不计。各噪声源互不相关的情况下,总的噪声功率输出为

$$\overline{v_o^2} = \left(\frac{R_f}{R_s}\right)^2 \overline{v_s^2} + \left(\frac{R_f}{R_s}\right)^2 \overline{v_N^2} + \overline{i_N^2} R_f^2 + \overline{v_f^2} \quad (5.233)$$

电路功率增益为 $G = \left(\frac{R_f}{R_s}\right)^2$, 因此等效的输入噪声功率为

$$\begin{aligned}\overline{v_{\text{in}}^2} &= \overline{v_s^2} + \overline{v_N^2} + \overline{i_N^2} R_s^2 + \overline{v_f^2} \left(\frac{R_s}{R_f}\right)^2 \\ &= 4kTR_s \Delta f + \overline{v_N^2} + \overline{i_N^2} R_s^2 + 4kT \Delta f \frac{R_s^2}{R_f} \quad (5.234)\end{aligned}$$

令 $R_s = 0$ 可得反馈电路的等效电压噪声源为

$$\overline{v_{\text{Nf}}^2} = \overline{v_N^2} \quad (5.235)$$

令 $R_s = \infty$ 可得电路反馈电路的等效电流噪声源为

$$\overline{i_{\text{Nf}}^2} = \lim_{R_s \rightarrow \infty} \frac{4kTR_s \Delta f + \overline{v_N^2} + \overline{i_N^2} R_s^2 + 4kT \Delta f \frac{R_s^2}{R_f}}{R_s^2} = \overline{i_N^2} + \frac{4kT \Delta f}{R_f} \quad (5.236)$$

2. 电压反馈电路

电压反馈电路如图 5.52 所示, 其中 v_{f1} 和 v_{f2} 分别为分压反馈电阻 R_{f1} 和 R_{f2} 引入的噪声分量。分别计算各个噪声源对最终噪声输出的贡献, 灵活运用运算放大器虚短路和虚断路特性, 得到各个噪声源贡献的噪声输出电压为

$$v_{o1} = \frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_{f1}} v_s \quad (5.237)$$

$$v_{o2} = \frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_{f1}} v_N \quad (5.238)$$

$$v_{o3} = -i_N R_{f2} \left(1 + \frac{R_s}{R_{f1}} + \frac{R_s}{R_{f2}}\right) \quad (5.239)$$

$$v_{o4} = -\frac{R_{f2}}{R_{f1}} v_{f1} \quad (5.240)$$

$$v_{o5} = v_{f2} \quad (5.241)$$

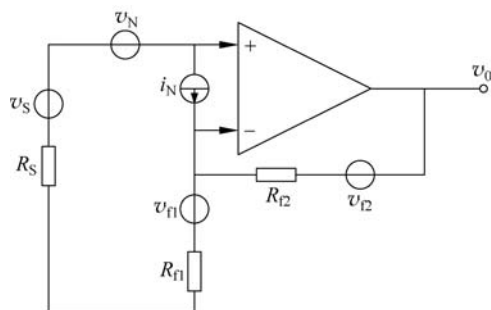


图 5.52 电压反馈电路

电压反馈电路的功率增益为 $G = \left(\frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_{f1}} \right)^2$, 总的等效输入噪声功率为

$$\begin{aligned} \overline{v_{in}^2} = & \frac{\overline{v_{o1}^2} + \overline{v_{o2}^2} + \overline{v_{o3}^2} + \overline{v_{o4}^2} + \overline{v_{o5}^2}}{\left(\frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_{f1}} \right)^2} = \overline{v_s^2} + \overline{v_N^2} + \overline{i_N^2} \left(\frac{R_{f1}R_{f2} + R_{f1}R_s + R_sR_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} \right)^2 + \\ & \frac{R_{f2}^2 \overline{v_{o4}^2}}{(R_{f1} + R_{f2})^2} + \frac{R_{f1}^2 \overline{v_{o5}^2}}{(R_{f1} + R_{f2})^2} \end{aligned} \quad (5.242)$$

令 $R_s = 0$ 可得电路反馈电路的等效电压噪声源为

$$\overline{v_{Nf}^2} = \overline{v_N^2} + \overline{i_N^2} \left(\frac{R_{f1}R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} \right)^2 + \frac{R_{f2}^2 \overline{v_{o4}^2}}{(R_{f1} + R_{f2})^2} + \frac{R_{f1}^2 \overline{v_{o5}^2}}{(R_{f1} + R_{f2})^2} \quad (5.243)$$

令 $R_s = \infty$ 可得电路反馈电路的等效电流噪声源为

$$\overline{i_{Nf}^2} = \lim_{R_s \rightarrow \infty} \frac{\overline{v_{in}^2}}{R_s^2} = \overline{i_N^2} \quad (5.244)$$

5.5.6 宽带放大器设计

共源极放大电路在源极插入电感能够抵消栅极容抗, 有利于输入和输出电路的匹配。放大器具有良好的增益和噪声特性, 但由于采用了频率谐振结构, 频带较窄, 而共栅极电路以及负反馈电路工作带宽较共源极电路宽。为进一步拓宽放大器的工作带宽, 发展了多种宽带技术, 包括平衡式放大器结构、分布式宽带结构、电感峰值技术以及滤波器式宽带匹配结构等放大器电路形式。

1. 平衡放大器

平衡放大器由两个 3dB 电桥和两个性能相同的放大器构成, 输入端 3dB 电桥起功率分配作用, 将输入信号功率平分, 两路信号具有一定的相位关系, 经各自放大器放大之后由输出端的 3dB 电桥合并, 等相位的功率将在输出端口叠加, 反相位的功率将在隔离端口输出。两只放大器的反射信号将在输入电桥的隔离端输出, 因而平衡放大器输入端的匹配情况完全取决于电桥, 与放大器芯片的匹配无关。除此之外平衡放大器还具有平坦的增益特性、良好的相位特性和互调特性, 动态范围也比单端式放大器大 3dB。

2. 分布式宽带放大器

分布式宽带放大器也称为行波式拓扑放大器, 利用电感、微带线和单元放大器构建人工传输线, 在相当宽的带宽内实现平坦的低通响应。分布式放大器结构如图 5.53 所示, 人工传输线分为输入传输线和输出传输线两条, 输入传输线利用电感序列和各放大器单元的栅源寄生电容搭建, 输出传输线利用电感序列和漏源寄生电容搭建。信号在输入传输线和输出传输线同相传输, 经过各级放大器的放大, 最终在输出端同相相加, 理论上分布式放大器的最大带宽可延伸至晶体管的截止频率。

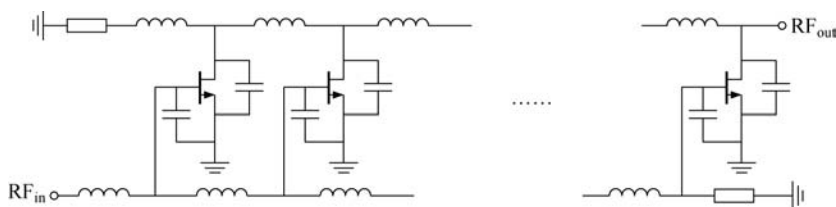


图 5.53 分布式放大器结构

人工传输线的特征阻抗表示为 $Z_0 = \sqrt{L/C}$, 截止频率为 $f_c = 1/\pi\sqrt{LC}$, 根据单元放大器的栅源电容和漏源电容, 便可计算 50Ω 传输线对应的串联电感, 进而也可计算该电路的截止频率。晶体管的可用频率越高, 栅源电容和漏源电容越小, 相应的串联电感越小, 截止频率越高, 进而分布式放大器的适用频率越高。增加放大器单元级数有助于提高链路增益, 但级数过高, 级间损耗和链路噪声也会恶化。分布式放大器由于大量使用电感, 芯片面积较大, 电路功耗增加, 效率较低, 同时两端的吸收负载会恶化噪声系数^[55]。

3. 多频点叠加的宽带设计方法

多频点叠加是宽带放大器的一种实现方式, 将级联的多级放大电路的增益峰值布置在不同频点, 通过叠加来补偿宽频带增益, 从而实现较宽的带宽以及适中的增益。

4. 中和技术

对共源极放大电路来说, 晶体管的栅漏电容建立了输入和输出极信号的直接通路, 导致放大器增益和隔离性能恶化, 还会降低晶体管的截止频率; 根据密勒效应, 栅漏电容还会增加输入级的容抗成分, 造成电路噪声性能和宽带匹配恶化。为了缓解或消除栅漏电容的不良影响, 可在晶体管栅极和漏极建立等幅反相电路, 使晶体管部分信号与栅漏电容直通信号抵消, 从而消除了由于栅漏电容带来的高频增益下降等不良影响, 实现放大器带宽的拓展, 这种技术称为电路的中和技术。

中和电路分为电容中和以及变压器中和两种, 其中电容中和应用于差分电路中, 采用一对中和电容 C_N 将差分电路的输入和输出交叉连接, 实现流经中和电容与栅漏电容的信号等幅反相, 按电路形式分为共源极中和电路和共栅极中和电路, 如图 5.54(a) 和图 5.54(b) 所示^[56]。电容中和属于正反馈, 电路潜在不稳定, 同时中和电容的引入增加了输入电容, 影响阻抗的宽带匹配。变压器中和方式采用变压器在晶体管漏极和源极之间建立负反馈, 可有效抵消栅漏电容, 放大器的带宽限制将由变压器决定, 如图 5.54(c) 所示^[57]。

5. 有源负反馈

有源负反馈通过在放大器的输出和输入之间插入另一个有源放大器实现, 如图 5.55 所示的为插入共漏放大电路实现有源负反馈, 共漏放大器为源极跟随电路, 电路的输入阻抗为

$$Z_{in} = \frac{1}{g_{m2}(1 + g_{m1}R_L)} \quad (5.245)$$

其中, g_{m1} 和 g_{m2} 分别为主放大器晶体管和反馈放大器晶体管的跨导。该电路可通过调节反馈晶体管的偏置来控制电路的输入阻抗, 调节主晶体管的偏置来改善电路的增益和噪声^[58]。

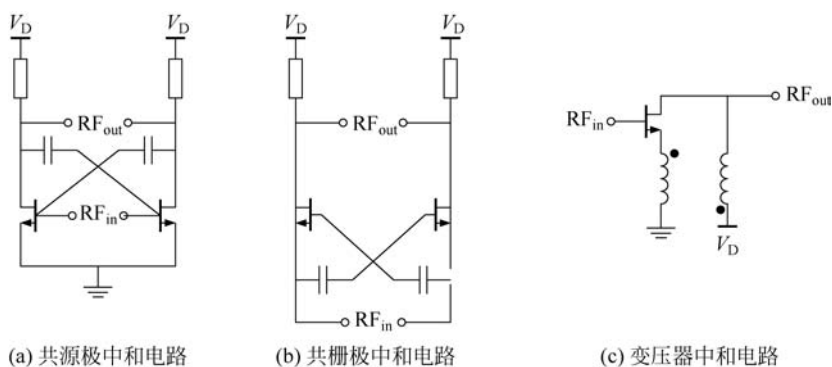


图 5.54 三种中和技术

6. 电感峰值技术

晶体管的输出端寄生电容和负载电容是限制放大器带宽的主要因素,放大器的传输函数估算为

$$A_v = \frac{-g_m R}{1 + sR(C_{ds} + C_L)} \quad (5.246)$$

在漏极馈电引入电感可以补偿输出电容的电抗,如图 5.56(a)所示,传输函数变为

$$A_v = \frac{-g_m (R + sL)}{1 + s(R + sL)(C_{ds} + C_L)} \quad (5.247)$$

补偿电感引入新的零点,拓展了放大器的 3dB 带宽。

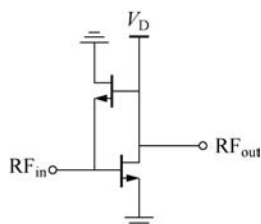


图 5.55 有源负反馈

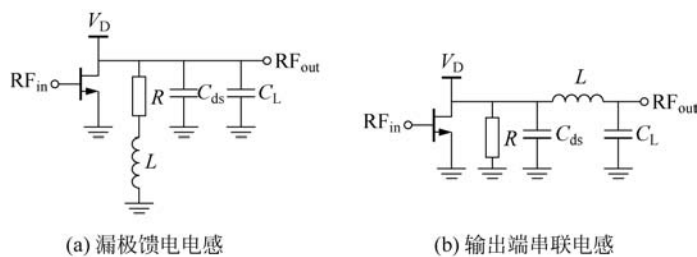


图 5.56 电感峰值技术

另一种电感插入方式如图 5.56(b)所示,电路的传输函数变为

$$A_v = -g_m R \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_0} + \frac{1 - k_c}{m} \frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{k_c(1 - k_c)}{m} \frac{s^3}{\omega_0^3}} \quad (5.248)$$

其中, C_T 为晶体管自身的输出电容, C_L 为下一级电路的输入电容, $\omega_0 = 1/R(C_{ds} + C_L)$, $k_c = C_{ds}/(C_{ds} + C_L)$, $m = R^2(C_{ds} + C_L)/L$ 。串联电感的引入形成一个新的极点,带宽拓展。

7. 达林顿对技术

达林顿管为一系列晶体管按共集电极级联(如图 5.57 所示),可以看作分布式放大器的一种特殊形式,其集电极的电流增益远高于单个晶体管,具有较高的功率增益。达林顿管的各个晶体管的相位偏移较大,因此射频功率的分布式合成效果欠佳,宽带放大器效果和增益平坦度不理想,文献[59,60]提出了在电路中插入反馈网络来改善达林顿管宽带工作性能的设计方案。

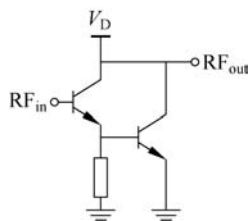


图 5.57 达林顿管放大器示意图

5.6 本章小结

本章主要介绍了单端口和多端口微波网络,微波网络不仅能够描述电子元器件的射频性能,也可以描述复杂射频功能模块的射频性能;不仅能够描述网络的电压和电流等常规参数,也能够描述射频功率波和噪声波等复杂参数。本章利用微波网络理论,将电路抽象化为多维矩阵和端口向量,掌握各个端口的端口向量以及端口向量之间的传递函数即能够掌握微波电路的性能指标。本章将噪声电压源、噪声电流源以及噪声波等噪声参数引入微波网络,使得射频噪声模型能够借用成熟的微波网络理论,大大降低了射频噪声的理论分析和工程设计的难度。本章最后利用基本的二端口网络对射频放大器的设计理论进行了论述,并简要介绍了多种特殊功能的射频放大器。