

内 容 简 介

本书系全国高等院校工科电子类第二轮统编教材。全书分为七章，主要内容有：微波混频器，参量放大器，阶跃二极管倍频器，PIN管控制电路，微波半导体二极管振荡器和微波晶体管电路，以及速调管、行波管和磁控管等。书中着重介绍有源器件及其电路的工作原理、分析方法及电路分析。章后附有一些习题，供学习时参考。

本书除了作为专业教材外，也可供从事通信、雷达、广播、电视等的工程技术人员参考。

DUCO / 28

微波器件与电路

西北工业大学 武国机 编

责任编辑 王细李

国防工业出版社出版

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

787×1092 1/16 印张 8 1/4 187千字

1985年6月第一版 1985年6月第一次印刷 印数：0,001—5,400册

统一书号：15034·2909 定价：1.60元

前 言

本教材系由“电磁场与微波技术”教材编审委员会“微波技术”教材编审小组评选审定，并推荐出版。

该教材由西北工业大学武国机编写，华中工学院林士杰教授担任主审。编审者均依据微波技术教材编审小组审定的编写大纲进行编写和审阅的。

本教材供无线电技术等专业使用，参考教学时数为30学时。根据无线电技术专业特点，重点讲授各种微波电路，并介绍一定的微波半导体器件及微波电真空器件的知识。全书共七章，前六章是微波半导体电路，包括微波混频器、参量放大器、倍频器、PIN管、微波半导体二极管振荡器和微波晶体管电路。重点放在这些电路的工作原理和分析方法上，适当介绍一些具体电路实例和一般计算公式，约占22学时。第七章是微波电真空器件，较详细地介绍了常用速调管、行波管、磁控管的结构、基本工作原理、特性和应用，约占8学时。各章之后均附有适量的习题供学习时参考。在讲授本教材时，应已学过电子线路和微波技术。实验课另行单独开设，本教材未涉及这方面的内容。

本书稿还得到雷震东同志的审阅，并提出许多宝贵意见，这里表示诚挚的感谢。由于编者水平有限，书中难免还存在一些缺点和错误，殷切希望广大读者批评指正。

编 者

1984年6月

第一章 微波混频器

§ 1-1 引言

在雷达、通讯和其他系统中，为了提高接收机的灵敏度，目前广泛采用超外差式接收机。在其整机结构中必然要采用混频器。它的作用是将接收到的微波信号 f_s 与本振信号 f_L 同时加在非线性元件上，经过混频变换到频率为这两个信号频率之差的中频，然后对中频进行放大和解调。所以混频器是一切超外差式接收机必不可少的部件。混频器的组成如图1-1所示。实际上，当 f_s 与 f_L 同时加到非线性元件上，在输出端产生 $(f_s \pm f_L)$ 以及它们的谐波组合频率，只要在其输出端接上适当的滤波器就可取出所需要的频率 f_i 。由于接收混频器是工作于弱信号下，因而对它的主要要求是混频损耗要小，噪声要低。应该指出，混频器不仅用于超外差式接收机中，而且还常用于微波测量设备中。将微波信号变换为较低的频率，以便进行频率和相位等参量的测量，所以混频器也称频率变换器。

在图1-1中，包括非线性元件的网络称为“混频器”。微波混频器采用的非线性元件一般是半导体二极管。从管子主要特性来看，所用的二极管有两种类型：一种是非线性电阻性二极管；另一种是非线性电容性二极管。本章主要介绍由非线性电阻性二极管来完成混频过程的阻性混频器。

二极管阻性混频器的优点是：结构简单，便于集成化，工作稳定，并且性能良好。因此在中等灵敏度的微波接收机中，常用混频器和中放组件作为低噪声前端器件。在毫米波段，目前它是主要的低噪声前端器件。

本章首先介绍金属-半导体结二极管，然后讨论微波混频器的原理、特性和基本电路。

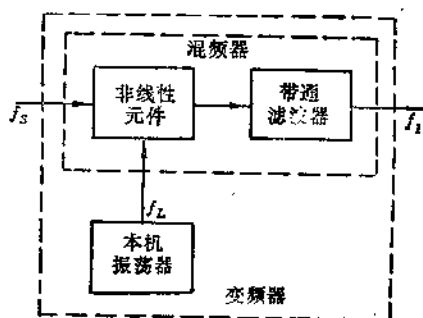


图1-1 混频器的原理方框图

§ 1-2 金属-半导体结二极管

1-2-1 金属-半导体结二极管的结构

微波阻性混频二极管有两种：一种是从早期以来就使用的点接触型二极管；另一种是近十几年才发展起来的面结合型二极管，又称“肖特基表面势垒二极管”。这两种管子的管心结构如图1-2所示。由图可见，这两种管心都是在重掺杂的N型半导体衬底(N⁺层)上生长一层薄的外延层(N层)。在点接触二极管中，是用一根金属丝压接在外延层表面而形成的二极管。在面结合管中，外延层的表面利用氧化工艺形成二氧化硅绝缘

膜，然后用光刻法在二氧化硅上开一个小孔，在整个片子上再蒸发钛和银的薄膜而形成金属-半导体结，在银层表面再蒸发一层金并刻蚀一定形状的电极。

虽然这两种管子的结构不同，但都属于金属-半导体结二极管，因此，其工作原理和基本特性是相同的，下面我们作一些简要介绍。



图1-2 金属-半导体结二极管的管芯结构
(a) 点接触型；(b) 面结合型。

1-2-2 金属-半导体结二极管的工作原理

金属或半导体内，绝大多数的电子都处于低于体外静止电子能量的能级中。要使这样的电子离开金属或半导体，变为体外静止电子，必须供给电子相应的能量，这个能量称为物体的功函数。它等于体外静止电子的能量与该物体费米能级之差。不同的物体其功函数不同，功函数越大，电子越不易脱离物体。

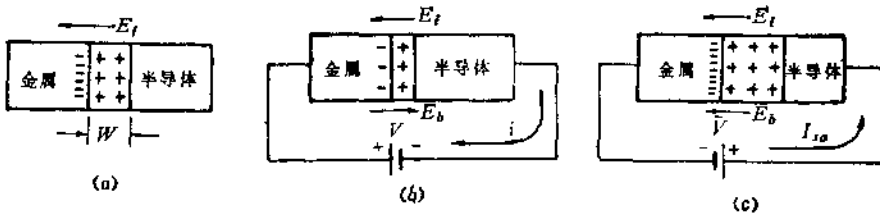


图1-3 金属-半导体结在外加电压作用下的情况
(a) 不加偏压；(b) 加正向偏压；(c) 加反向偏压。

由于N型半导体的功函数比金属的小，当两者接触后，电子就从半导体向金属扩散，因而在界面附近的半导体薄层中，由于缺少电子而带正电荷。在界面附近的金属薄层中，则因有多余的电子而带负电荷，正负空间电荷之间形成一个电场，其方向由半导体指向金属，其作用将使电子产生与扩散运动相反的，由金属到半导体的漂移运动。这个过程达到动态平衡之后，流过金属-半导体结的净电流等于零。同时建立一个相对稳定的空间电荷区（其宽度为 W ）和一个内建电场 E_i ，如图1-3(a)所示。由于内建电场的存在，便阻止电子从半导体内向界面运动，对电子形成一个势垒。这个势垒就是通常所说的肖特基表面势垒。

当二极管两端加上正向偏压时(如图1-3(b)所示)，由于正向偏压形成的外电场 E_e ，与内建电场 E_i 方向相反，因而使总电场减弱，空间电荷区变薄，表面势垒的高度降低，由半导体流向金属的电子流就增加。于是管内形成了由金属流向半导体的正向电流，此电流随偏压增大而按指数规律增加。

$$L_2 = \frac{P_s}{P_r} = \frac{(g_2 + g_2 + G_s)(g_0(g_0 + g_2 + G_s) - 2g_1^2)}{g_1^2 G_s}$$

同理，调整 G_s 可得最小变频损耗及其相应的最佳信号源电导和最佳输出电导，

$$\begin{cases} L_2 = 2 \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_2}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_2}} \\ \epsilon_2 = \frac{2\gamma_1^2}{1 + \gamma_2} \\ G_{s2} = g_0 \sqrt{(1 + \gamma_2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)} \\ G_{r2} = g_0 \sqrt{\frac{1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2}{1 + \gamma_2}} \end{cases} \quad (1-33)$$

3. 镜频开路混频器的传输特性

仿照上述方法可求得镜频开路混频器的最小变频损耗 L_3 、最佳源电导 G_{s3} 和输出电导 G_{r3} 。

$$\begin{cases} L_3 = \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_3}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_3}} \\ \epsilon_3 = \frac{\gamma_1^2(1 - \gamma_2)}{(1 - \gamma_1^2)(1 + \gamma_2)} \\ G_{s3} = g_0 \sqrt{1 - \gamma_2^2} \sqrt{\frac{(1 - \gamma_2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)}{1 - \gamma_1^2}} \\ G_{r3} = g_0 \sqrt{\frac{(1 - \gamma_1^2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)}{1 + \gamma_2}} \end{cases} \quad (1-34)$$

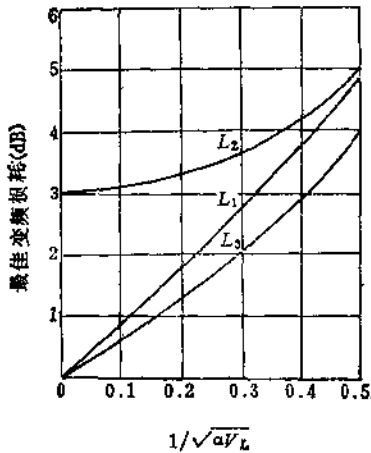


图1-12 变频损耗与本振电压和镜频终端的关系

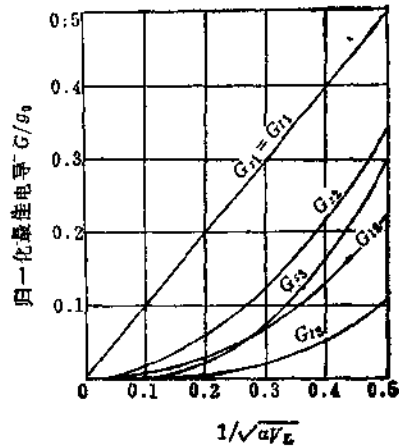


图1-13 归一化电导与本振电压和镜频终端的关系

为了看出三种镜频端接变频损耗、源电导和输出电导如何随本振电压幅值不同而变化，我们把上述结果画在图 1-12 和图 1-13 中。由图 1-12 可见， L_1 、 L_2 和 L_3 均随本振电压幅值的增加而减小。其中镜频开路变频损耗最小，其次是镜频短路，而镜频匹配为

式中, $L_m = \frac{S_{i_s}}{S_{o_s}}$ 为混频器的变频损耗, N_{i_s} 和 N_{o_s} 分别为混频器输入和输出噪声资用功率。 N_{o_s} 由两部分组成, 一部分是输入端源电阻产生的噪声, 一部分是二极管产生的噪声。混频器的噪声系数与混频器的电路(单通道或双通道)和信号在各通道分布情况有关。下面分别进行介绍。

一、镜频开路或镜频短路混频器的噪声系数

此时混频器是单通道有耗双端口网络, 即镜频开路或短路情况, 其噪声等效电路如图 1-15 所示。设二极管的噪声温度为 T_D , 信号源电阻的噪声温度为 T_s 。如果 $T_s = T_D$, 则输入和输出端的噪声资用功率分别为:

$$N_{i_s} = kT_s B = kT_D B$$

$$N_{o_s} = kT_D B$$

其中 N_{o_s} 又可表示为:

$$N_{o_s} = \frac{1}{L_m} kT_D B + \left(1 - \frac{1}{L_m}\right) kT_D B \quad (1-41)$$

式中第一项代表输入噪声经过混频器衰减后的输出功率, 第二项代表混频器内部产生的噪声输出功率。如果 $T_s = T_D$, 并且 $T_s = T_0$ (常温 290K) 时, 则第一项变成 $\frac{1}{L_m} kT_0 B$, 第二项不变, 因为内部噪声不随 T_s 而变。所以式 (1-41) 变为:

$$N_{o_s} = \frac{1}{L_m} kT_0 B + \left(1 - \frac{1}{L_m}\right) kT_D B \quad (1-42)$$

我们将 N_{o_s} 等效为温度为 T_m 的电阻所产生的热噪声, 即

$$N_{o_s} = kT_m B \quad (1-43)$$

并定义

$$t_m = \frac{T_m}{T_0} = \frac{N_{o_s}}{kT_0 B} \quad (1-44)$$

为混频器的噪声比, 则由式 (1-43) 和式 (1-44) 得镜频开路或镜频短路混频器的噪声比:

$$t_{m1} = \frac{1}{L_m} (t_d(L_m - 1) + 1) \quad (1-45)$$

因此, 镜频开路或镜频短路混频器噪声系数为

$$F_{m1} = L_m \frac{N_{o_s}}{kT_0 B} = L_m t_{m1} = t_d(L_m - 1) + 1 \quad (1-46)$$

式中 $t_d = T_D/T_0$ 是混频管的噪声比。

二、镜频匹配混频器的噪声系数

这时, 混频器是双通道有耗三端口网络, 即镜频匹配情况, 其噪声等效电路如图 1-16 所示。设 $T_s = T_k = T_D$, T_k 代表镜频端口电导的噪声混度。则网络总输出噪声资用功率为:

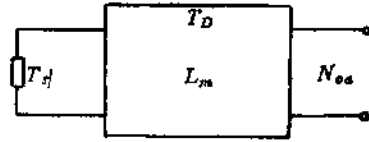


图1-15 镜频开路或短路的混频器的噪声等效电路

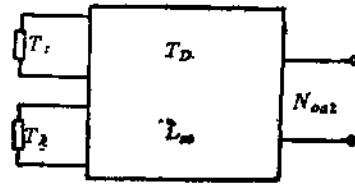


图1-16 镜频匹配混频器的噪声等效电路

$$N_{oa2} = kT_D B = \frac{2}{L_m} kT_D B + \left(1 - \frac{2}{L_m}\right) kT_D B$$

式中第一项代表信号端口和镜频端口的输入噪声经过混频器衰减后的输出功率，由于假定两端口的输入噪声相同，故比单通道的增加一倍。第二项代表混频器内部产生的噪声输出功率。当 $T_s = T_k = T_0$ 时，则

$$N_{oa2} = \frac{2}{L_m} kT_0 B + \left(1 - \frac{2}{L_m}\right) kT_D B \quad (1-47)$$

于是镜频匹配混频器的噪声比为：

$$t_{m2} = \frac{2}{L_m} \left[t_d \left(\frac{L_m}{2} - 1 \right) + 1 \right] \quad (1-48)$$

如果信号只存在于信号通道，例如雷达、通信、电子侦察等接收机中的混频器就是这样。这时 $N_{ia} = kT_0 B$ ，则噪声系数为：

$$F_{m2(\text{单})} = L_m \frac{N_{oa2}}{N_{ia}} = L_m t_{m2} = 2 \left[t_d \left(\frac{L_m}{2} - 1 \right) + 1 \right] \quad (1-49)$$

如果信号存在于两个通道，例如射电天文接收机和微波辐射计中的混频器，则此时 $N_{ia} = 2kT_0 B$ 。于是噪声系数为

$$F_{m2(\text{双})} = L_m \frac{N_{oa2}}{N_{ia}} = t_d \left(\frac{L_m}{2} - 1 \right) + 1 \quad (1-50)$$

比较式 (1-49) 和式 (1-50) 可以看出， $F_{m2(\text{单})} = 2F_{m2(\text{双})}$ 。这是由于双通道混频器在单通道使用时，空闲通道不输入信号，但照常提供噪声，因而使噪声系数变坏。为了降低噪声系数，应将镜频通道抑止。为此只要在混频器前加一个抑制镜频的滤波器即可。

三、整机噪声系数

在以混频器作前端器件的接收机中，设混频器的噪声系数为 F_m ，变频损耗为 L_m ，中放的噪声系数为 F_{IF} ，则整机噪声系数为：

$$F_o = F_m + L_m (F_{IF} - 1) \quad (1-51)$$

在使用以上各式计算噪声系数时，式中的 L_m 对应于各种镜频端接的相应值。

§ 1-4 微波混频器的基本电路

常见的微波混频器的基本电路有三种：采用一个二极管的单端混频器；采用两个二极管的平衡混频器；采用四个二极管的双平衡混频器。由于单端混频器较少应用，故本书不作介绍。

1-4-1 平衡混频器

平衡混频器与单端混频器相比，其优点是噪声系数小，要求本振功率小。它由耦合器、阻抗变换器、二极管及旁路短截线组成。因为用两个二极管平衡工作，耦合器应为本振和信号提供两个相等的输出。为此，多用环形线和分支线定向耦合器。另外，其中频输出既可以用单端口输出，也可以用双端口平衡输出。由于耦合器和中频输出形式不同，因而混频器的电路结构也就不一样，但它们的基本原理相同。下面以环形线耦合平衡混频器和分支线耦合平衡混频器为例，分析其工作原理和电路结构。

一、环形线耦合平衡混频器

图 1-17 示出了它的原理图, 图 (a) 为微带电路 (高频部分) 和集总参数电路 (中频部分) 的原理电路, 它是一个双端口中频输出电路; 图 (b) 为其等效电路, 图中略去了直流偏置电路。由图可见, 本振功率由环形线耦合器的端口 1 输入, 由端口 3 和 4 输出, 两个输出的本振电压大小相等, 相位相反, 即:

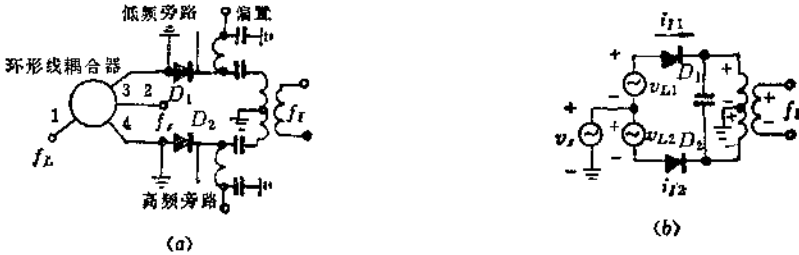


图1-17 环形线耦合平衡混频器的工作原理图

$$\begin{cases} v_{L1} = V_L \cos \omega_L t \\ v_{L2} = V_L \cos (\omega_L t + \pi) \end{cases} \quad (1-52)$$

信号由端口 2 输入, 由端口 3 和 4 输出, 但两个输出的信号电压大小相等, 相位相同, 即

$$v_{s1} = v_{s2} = V_s \cos \omega_s t \quad (1-53)$$

则流过两个混频管的小信号电流为,

$$\begin{cases} i_1 = v_{s1} g_1(t) = V_s \cos \omega_s t \left[g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n \omega_L t \right] \\ i_2 = v_{s2} g_2(t) = V_s \cos \omega_s t \left[g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n (\omega_L t + \pi) \right] \end{cases} \quad (1-54)$$

由式 (1-54) 可求得两个混频管的中频电流为,

$$\begin{cases} i_{f1} = g_1 V_s \cos (\omega_s - \omega_L) t = g_1 V_s \cos \omega_f t \\ i_{f2} = g_1 V_s \cos (\omega_s t - \omega_L t - \pi) = -g_1 V_s \cos \omega_f t \end{cases} \quad (1-55)$$

由式 (1-55) 可知, 两个中频电流方向相反, 大小相等, 它们在中频变压器上感应的电压方向相同, 因而有中频输出。同时, 两个二极管的本振偶次谐波电流 (n 等于偶数) 符号相同, 因而这种接法的混频器本振偶次谐波的组合分量被抵消而无输出。

这种两个二极管接向相同, 利用中频变压器的输出, 称为双端口中频输出。如果把两个二极管的中频输出直接接在一起, 则变为单端口输出。此时, 两个二极管的极性接法必须相反, 才能保证流过两个二极管的中频电流方向相同, 因而在单端口中频输出上电流是直接相加。

图 1-18 是两个环形线耦合平衡混频器的电路方案, 图 (a) 是单端口中频输出, 图 (b) 是双端口中频输出。

本振源引入噪声的抵消, 是平衡混频器优点之一。显然, 如果本振噪声的频谱处在



图1-18 两种环形线耦合平衡混频器的电路方案

(a) 单端口中频输出; (b) 双端口中频输出。

1—本振输入; 2—信号输入; 3—环形线耦合器; 4—阻抗变换器; 5—相移段;
6—二极管; 7—高频旁路; 8—中频输出; 9—扼流圈; 10—直流和中频旁路。

信号频率附近时, 它们象信号一样, 将和本振频率产生混频作用, 从而产生中频噪声电流。图 1-19 示出了图 1-17 的平衡混频器的本振噪声混频时的等效电路。此电路因本振基波及其噪声是从环形线耦合器的一个端口输入的, 故它们在同一支路上电压方向相同, 因而二极管 D_1 中的中频噪声电流 i_{N1} 与 D_2 中的中频噪声电流 i_{N2} 大小相等, 方向相同。它们在中频变压器输出端感应的电压大小相等, 方向相反, 相互抵消, 因而消除了本振噪声在混频器的中频输出端的输出。

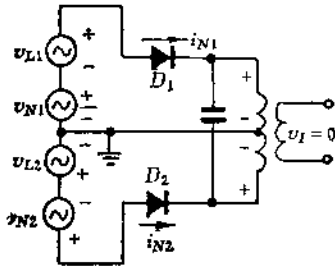


图1-19 图1-17本振噪声混频时的等效电路

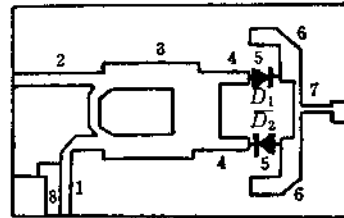


图1-20 分支线耦合平衡混频器

1—本振输入; 2—信号输入; 3—分支线耦合器; 4—相移段; 5—二极管; 6—高频旁路; 7—中频输出; 8—低频旁路。

二、分支线耦合平衡混频器

图 1-20 示出了分支线耦合平衡混频器的一种方案, 是单端口中频输出。同环形线耦合平衡混频器一样也可构成双端口中频输出。

与上述混频器相比较, 这里是以三分贝阻抗变换分支线定向耦合器代替了环形线定向耦合器。它既起定向耦合器作用, 又起阻抗变换作用。下面我们来讨论其工作原理及本振噪声的消除方法。

如图 1-20 所示, 本振功率从端口 1 输入, 由两个共轭端口 4 输出, 由微带元件的分析可知, 这两个输出电压大小相等, 相位差 $\frac{\pi}{2}$ 。信号电压从端口 2 输入, 也由两个共轭端口 4 输出, 这两个输出电压也是大小相等, 相位差 $\frac{\pi}{2}$ 。在这种情况下, 对于二极管 D_1 所在支路的信号电压和本振电压是:

小于 ϕ ，耗尽层变窄，结电容加大。因此，当外加偏压改变时，结电容随之改变。结电容 $C_j(v)$ 和外加电压 v 的关系可用下式表示：

$$C_j(v) = \frac{C(0)}{\left(1 - \frac{v}{\phi}\right)^n} \quad (2-1)$$

式中： $C(0)$ 为零偏压时的结电容； n 为一个系数，它的大小取决于半导体中掺杂浓度的分布状态，对于突变结， $n = \frac{1}{2}$ ；对于线性缓变结， $n = \frac{1}{3}$ 。

由式(2-1)可得出变容二极管的结电容特性，如图2-2所示。图中同时画出了变容二极管的伏安特性。在正向偏置下电流基本上按指数规律随电压增大而增大，在反向偏置下，反向电流近似饱和。当反向电压大到二极管反向击穿电压 V_B 时，反向电流突然急剧增加。为了避免出现电流以及随之而产生的散弹噪声，通常将变容管的工作电压 $v = V_0 + v_p(t)$ 限制在 V_B 和 ϕ 之间，即

$$V_B < V_0 + v_p(t) < \phi$$

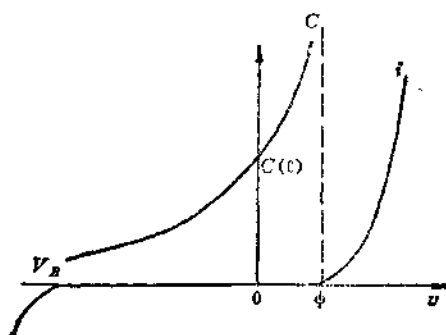


图2-2 变容二极管特性

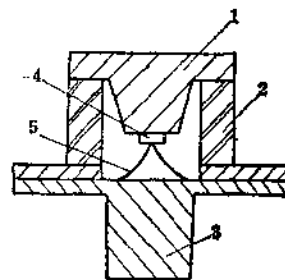
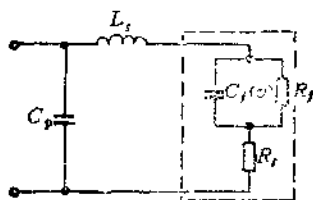


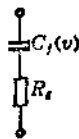
图2-3 变容管封装结构
1—上电极；2—管壳；3—下电极；4—管心；5—引线。

式中： V_0 是直流偏压； $v_p(t)$ 是泵浦电压。

实际应用的变容管多用管壳封装，其结构如图2-3所示。封装的变容二极管除PN结外，还有由于封装而产生的寄生参量。因此封装变容二极管的等效电路如图2-4所示。图中虚线方框内的元件为管芯等效电路，其余为封装寄生参量。 $C_j(v)$ 是结电容， R_j 是结电阻，它们均是外加电压的函数； L_s 是引线电感； C_p 是管壳封装电容； R_s 是串联电阻。由于变容管正常工作时没有电流，所以 R_j 很大，可将它忽略；在电路分析中，为了方便起见，常常将 L_s 和 C_p 看成是外电路的一部分，因而实际上常用图2-4(b)的简化等效电路来表示变容管。



(a)



(b)

图2-4 变容管等效电路

这组公式就叫做门雷-罗威关系式。它适用于非线性电容，也适用于非线性电感，唯一条件是非线性电抗无耗、单值，而非线性特性曲线形状无关。

2-3-2 门雷-罗威关系式的应用

利用门雷-罗威关系式可求出各频率分量的功率分配关系。实际上最常用的组合频率只有 f_p 和 f_s 的和频或差频。这时图 2-6 只有三个支路，即泵浦支路、信号支路、和频或差频支路。

一、和频上变频器

此时电路中只存在 f_p 、 f_s 和 $f_+ = f_p + f_s$ 三个频率。从 $f_{m,n} = mf_p + nf_s$ 中不难看出，它们分别对应于： $m = 1$ 、 $n = 0$ ； $m = 0$ 、 $n = 1$ 和 $m = 1$ 、 $n = 1$ 三种组合情况。于是门雷-罗威关系式可简化为：

$$\begin{cases} \frac{P_{1,0}}{f_p} + \frac{P_{1,1}}{f_p + f_s} = \frac{P_p}{f_p} + \frac{P_+}{f_+} = 0 & (2-10 a) \\ \frac{P_{0,1}}{f_s} + \frac{P_{1,1}}{f_p + f_s} = \frac{P_s}{f_s} + \frac{P_+}{f_+} = 0 & (2-10 b) \end{cases}$$

式中： P_p 为泵浦功率； P_s 为信号功率； $f_+ = f_p + f_s$ 为和频频率； $P_+ = P_{1,1}$ 为和频功率。由于和频支路是无源支路，故它只能从非线性电容哪里吸取功率，因此 P_+ 必定是负值，即 $P_+ < 0$ 。由式 (2-10) 可见，此时必有 $P_p > 0$ 、 $P_s > 0$ ，即泵源和信号源都向非线性电容注入功率，所以电路是绝对稳定的。若 f_s 是输入信号频率，而 f_+ 是输出信号频率，则图 2-7 的电路就是典型的和频上变频器电路。由式 (2-10 b) 可得和频上变频器的功率增益：

$$G_+ = -\frac{P_+}{P_s} = \frac{f_+}{f_s} = 1 + \frac{f_p}{f_s} \quad (2-11)$$

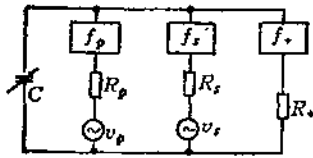


图2-7 和频上变频器电路

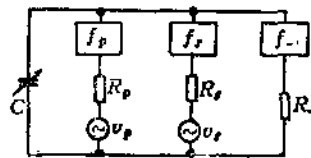


图2-8 差频变频器

可见，当忽略非线性电容中的损耗时，和频上变频器的功率增益 G_+ 总是大于 1，而且正比于 f_p/f_s ，即泵频越高， G_+ 就越大。由于电路绝对稳定和功率增益总大于 1，因此和频上变频器得到广泛应用。

二、差频变频器

当 $m = 1$ 、 $n = -1$ 时，存在的频率有 f_p 、 f_s 和 $f_- = f_p - f_s$ ，其电路关系如图 2-8。门雷-罗威关系式可简化为

$$\begin{cases} \frac{P_{1,0}}{f_p} + \frac{P_{1,-1}}{f_p - f_s} = \frac{P_p}{f_p} + \frac{P_-}{f_-} = 0 & (2-12 a) \\ \frac{P_{0,-1}}{f_s} - \frac{P_{1,-1}}{f_p - f_s} = \frac{P_s}{f_s} - \frac{P_-}{f_-} = 0 & (2-12 b) \end{cases}$$

式中, $f_s = f_p - f_c$ 表示差频频率, $P_s = P_{1,1} = P_{-1,1}$ 表示差频功率。由于差频支路是无源的, 它总是从非线性电容处吸取功率, 故 $P_s < 0$ 。由式 (2-12) 可得 $P_p > 0$, $P_c < 0$, 即泵源向非线性电容注入功率, 而信号源则从非线性电容处得到功率。如果输入信号频率为 f_c , 输出信号频率为 f_s , 则图 2-8 的电路即为差频变频器的原理电路。由于差频信号与输入信号都从泵源得到功率, 因此只要泵功率足够大, 差频变频器总是具有功率增益的。只要泵功率不断加大, P_p 和 P_c 就不断加大。当泵功率大到一定程度时, 就可能产生振荡。所以, 差频变频系统是潜在不稳定因素的。

三、负阻反射型参量放大器

在分析图 2-8 的差频系统时已知, 在 $f_p > f_c$ 的情况下, 不但在差频频率 f_s 上得到功率, 而且在信号频率 f_c 上也得到功率。也就是说, 图 2-8 的整个网络对信号支路呈现一个负阻, 即可由信号频率 f_c 作为直接输出频率, 从而构成负阻反射型参量放大器。它是目前应用最广泛的参量放大器的典型型式。由于它的输入端与输出端是同一端口, 所以需要环行器将输入信号和输出信号分开, 以便构成一个二端口放大器。

从式 (2-12) 可见, 若 $P_s = 0$, 即图 2-8 中差频支路不存在, 则 $P_p = 0$, $P_c = 0$ 。这说明, 此时信号源和泵源都不向非线性电容注入功率, 也不从非线性电容吸取功率, 从而不存在泵源与信号源之间的功率转换。只有当差频支路 f_s 存在时, 即 $P_s \neq 0$ 时, 才存在 $P_p \neq 0$, $P_c \neq 0$, 从而才存在泵浦功率和信号功率之间的转换。也就是说, 泵浦功率是通过与差频功率的变频作用转换成信号功率, 从而使信号得到放大的。因此, 在负阻反射型参量放大器中, 差频回路是必不可少的。由于差频回路不直接输出功率, 所以, 习惯上将此差频频率称为“空闲频率”(用 f_i 表示之), 而将差频回路称为“空闲回路”。

四、简并型参量放大器

如果在构成负阻反射型参量放大器时, 选择泵频 $f_p = 2f_c$, 则空闲频率 $f_i = f_c$, 这时空闲回路与信号回路合而为一。通常将这种特殊类型的参量放大器称为简并型参量放大器。相应地, 将 $f_i \neq f_c$ 的参量放大器称为非简并型参量放大器。但在实际工作中, 简并型放大器实现起来很困难, 所以一般采用准简并型参量放大器, 即 $f_i \approx f_c$ 。它在结构上是简并型的, 但在工作原理上是非简并型的。

§ 2-4 非简并参量放大器的基本分析

2-4-1 非简并参量放大器的等效电路

图 2-9 是考虑到变容二极管的损耗后, 非简并参量放大器的等效电路。图中变容管用时变电容 $C(t)$ 和串联电阻 R_c 表示, 其结电容按泵频率 f_p 变化。整个等效电路包括两个支路: 其一是信号回路, 包括信号源 e_s 、内阻 R_s 、调谐电感 L_1 (其中包含变容管引线电感 L_c)、信频滤波器 f_s 和时变电容 $C(t)$ 及 R_c ; 其二是空闲回路, 它包括电压 e_i (其频率为 f_i)、空闲回路损耗电阻 R_i 、调谐电感 L_i

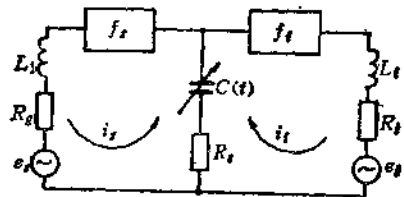


图2-9 非简并参量放大器等效电路

(其中也包含 L_s)、闲频滤波器 f_i 、还有 $C(t)$ 及 R_s 。

设信频电流 i_s 和闲频电流 i_i 分别为:

$$\begin{cases} i_s = I_{s0} \cos(\omega_s t + \theta_s) = \frac{1}{2} (i_s e^{j\omega_s t} + i_s^* e^{-j\omega_s t}) \\ i_i = I_{i0} \cos(\omega_i t + \theta_i) = \frac{1}{2} (i_i e^{j\omega_i t} + i_i^* e^{-j\omega_i t}) \end{cases} \quad (2-13)$$

式中: θ_s 和 θ_i 分别是 i_s 和 i_i 的初始相角, 变成指数形式时它们包括在振幅 i_s 和 i_i 中; i_s^* 和 i_i^* 分别是 i_s 和 i_i 的共轭复数。当 i_s 和 i_i 流过时变电容支路时, 在其上产生的电压为:

$$v(t) = \frac{1}{C(t)} \int (i_s + i_i) dt + R_s (i_s + i_i) \quad (2-14)$$

$$\text{其中 } \frac{1}{C(t)} = \frac{1}{C_0} (1 + 2\gamma \cos \omega_p t) = \frac{1}{C_0} (1 + \gamma e^{j\omega_p t} + \gamma e^{-j\omega_p t}) \quad (2-15)$$

把式 (2-13) 和式 (2-15) 代入式 (2-14), 得

$$\begin{aligned} v(t) = & \frac{1}{2C_0} (1 + \gamma e^{j\omega_p t} + \gamma e^{-j\omega_p t}) \int (i_s e^{j\omega_s t} + i_s^* e^{-j\omega_s t} + i_i e^{j\omega_i t} + i_i^* e^{-j\omega_i t}) dt \\ & + \frac{1}{2} R_s (i_s e^{j\omega_s t} + i_s^* e^{-j\omega_s t} + i_i e^{j\omega_i t} + i_i^* e^{-j\omega_i t}) \end{aligned} \quad (2-16)$$

根据物理概念容易理解, 在非线性的电容上同时加上 ω_s 、 ω_i 和 ω_p 三个不同频率之后, 由于混频作用, 必然会产生 $(n\omega_s \pm m\omega_i \pm l\omega_p)$ 的若干组合频率。但是由于滤波器的存在, 所以信号回路只允许 ω_s 的电流通过, 而空闲回路只允许 ω_i 的电流通过, 所以实际上变容管支路不存在其它频率分量。因此把式 (2-16) 积分展开后, 只取出具有 ω_s 和 ω_i 频率的各项电压幅值, 于是得到:

$$\begin{cases} \dot{V}_s = \frac{i_s}{j\omega_s C_0} - \frac{\gamma i_i^*}{j\omega_i C_0} + R_s i_s \\ \dot{V}_i = \frac{i_i}{j\omega_i C_0} - \frac{\gamma i_s^*}{j\omega_s C_0} + R_s i_i \end{cases} \quad (2-17)$$

式中, \dot{V}_s 和 \dot{V}_i 是变容管支路两端频率为 ω_s 和 ω_i 的信频和闲频电压的复数振幅。

根据图 2-9, 可列出电路方程

$$\begin{cases} \dot{E}_s = i_s (R_g + j\omega_s L_1) + \dot{V}_s = i_s \left(R_g + R_s + j\omega_s L_1 + \frac{1}{j\omega_s C_0} \right) - \frac{\gamma i_i^*}{j\omega_i C_0} \end{cases} \quad (2-18 a)$$

$$\begin{cases} \dot{E}_i = i_i (R_l + j\omega_i L_1) + \dot{V}_i = i_i \left(R_l + R_s + j\omega_i L_1 + \frac{1}{j\omega_i C_0} \right) - \frac{\gamma i_s^*}{j\omega_s C_0} \end{cases} \quad (2-18 b)$$

令 Z_s 和 Z_i 分别代表信号回路和空闲回路总阻抗, 即

$$Z_s = R_g + R_s + j \left(\omega_s L_1 - \frac{1}{\omega_s C_0} \right) = R_g + R_s + jX_s \quad (2-19 a)$$

$$Z_i = R_l + R_s + j \left(\omega_i L_1 - \frac{1}{\omega_i C_0} \right) = R_l + R_s + jX_i \quad (2-19 b)$$

于是式 (2-18) 可写成:

$$Z_i = R_i + R_s$$

这时引入信号回路的阻抗是负电阻:

$$R_{sio} = -\frac{\gamma^2}{\omega_s \omega_i C_0^2 (R_i + R_s)} = -\frac{\omega_s}{\omega_i} (\gamma Q_s)^2 \frac{R_s^2}{R_i + R_s} \quad (2-24)$$

式中 $Q_s = 1/(\omega_s C_0 R_s)$ 是变容管在信号频率上对平均电容 C_0 而言的品质因数。当泵功率加大时, 电容调制系数 γ 就加大, 负阻 R_{sio} 也增大, 这时参放增益上升。

2-4-2 非简并负阻参量放大器的功率增益

负阻反射型参量放大器是一个单端口网络, 常常用环行器将输入信号与放大后的输出信号分离, 如图 2-11 所示。环行器左而是信号输入端, E_s 是待放大信号的电压, 输入信号经过环行器进入信号回路, 经放大以后反射回来, 由环行器第三端输出。

放大器的功率增益定义为输出功率与输入功率之比。若从图 2-11 的 $A-A$ 为参考面向信源看去, 输入阻抗为 R_g , 从 $A-A$ 面向信号回路看去, 输入阻抗为 Z_{st} 。因为放大器的输出功率即为反射功率, 故功率增益 G 可以用输入端的反射系数 $|\Gamma|^2$ 表示, 即

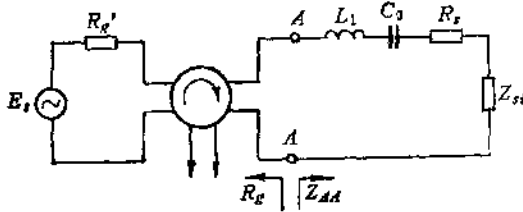


图2-11 有环行器的参量放大器

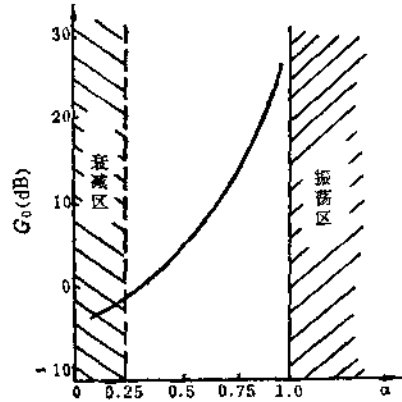


图2-12 G_0 随 α 变化的曲线

$$G = |\Gamma|^2 = \left| \frac{R_g - Z_{st}}{R_g + Z_{st}} \right|^2 = \left| \frac{R_g - R_s - jX_s - Z_{st}}{R_g + R_s + jX_s + Z_{st}} \right|^2 \quad (2-25)$$

当信号回路和空闲回路都调到谐振时, 电抗部分为零。用 G_0 表示电路谐振时的增益, 有

$$G_0 = \left| \frac{R_g - R_s + |R_{sio}|}{R_g + R_s - |R_{sio}|} \right|^2 = \left| \frac{\frac{R_g - R_s}{R_g + R_s} + \alpha}{1 - \alpha} \right|^2 = \left| \frac{\frac{R_g/R_s - 1}{R_g/R_s + 1} + \alpha}{1 - \alpha} \right|^2 \quad (2-26 a)$$

$$\text{式中, } \alpha = \frac{|R_{sio}|}{R_g + R_s} = \frac{\gamma^2}{\omega_s \omega_i C_0^2 (R_g + R_s) (R_i + R_s)} = \frac{\omega_s}{\omega_i} (\gamma Q_s)^2 \frac{R_s^2}{(R_g + R_s) (R_i + R_s)} \quad (2-26 b)$$

α 叫负阻系数, 它是信号回路中负阻与正阻之比, 由式 (2-26) 可见, G_0 是 R_g/R_s 和 α 的函数。当 R_g/R_s 一定时, G_0 随 α 的增大而增大, 其关系曲线如图 2-12 所示。因为 α 与泵功率成正比, 故调整泵功率, 即可调整参放增益。

由式 (2-26) 可知, 当 $\alpha \rightarrow 1$ 时, $G_0 \rightarrow \infty$, 这时放大器产生振荡, 不能稳定工作;

当 $R_s < |R_{sio}| < R_g + R_s$ 时, $\alpha < 1$, G_0 为有限值并且大于 1, 这时放大器能稳定工作 (放大); 当 $|R_{sio}| = R_s$ 时, $G_0 = 1$, 放大器开始得不到增益; α 再小时, 放大器不但不能放大, 反面对信号有衰减作用。

增加泵功率可以使 R_{sio} 和 α 增大, 但是泵功率的增加受到变容管击穿电压和不能出现正向电流的限制。因此 R_{sio} 存在一个极限值, 此时需要的增益一般通过选择 R_g 来达到。由式 (2-26) 可得:

$$R_g = \frac{\sqrt{G_0} + 1}{\sqrt{G_0} - 1} (R_{sio} - R_s) = \frac{\sqrt{G_0} + 1}{\sqrt{G_0} - 1} (\gamma^2 Q_s Q_i - 1) R_s \quad (2-27)$$

式中, $Q_i = \frac{1}{\omega_i C_0 R_s}$ 是变容管在 ω_i 上对平均电容 C_0 而言的品质因数。

2-4-3 非简并负阻参量放大器的通频带

放大器的通频带, 是指放大器失谐时, 其功率增益下降到最大功率增益的一半时所对应的频率范围。放大器的带宽主要依赖于信号和空闲回路的调谐方式, 调谐方式不同, 其频带特性就不同。我们这里只分析信号和空闲回路都是单调谐的情况。

假定信号回路和空闲回路的谐振频率分别为 f_{s0} 和 f_{i0} 、失谐后的频率为 f_s 和 f_i 。由于 $f_i = f_p - f_s$, 所以 $f_{i0} = f_p - f_{s0}$ 。若信号回路相对失谐为

$$\delta_s = \frac{f_s}{f_{s0}} - \frac{f_{s0}}{f_s} \approx \frac{2(f_s - f_{s0})}{f_{s0}} = \frac{B}{f_{s0}} = \delta$$

式中 B 是回路带宽。则相应的空闲回路的相对失谐为

$$\delta_i = \frac{f_i}{f_{i0}} - \frac{f_{i0}}{f_i} \approx \frac{2(f_i - f_{i0})}{f_{i0}} = -\delta \frac{f_{s0}}{f_{i0}}$$

将信号回路与空闲回路的电抗用相对失谐 δ 来表示:

$$jX_s = j\left(\omega_s L_s - \frac{1}{\omega_s C_0}\right) = j\omega_{s0} L_s \delta \quad (2-28)$$

$$jX_i = j\left(\omega_i L_i - \frac{1}{\omega_i C_0}\right) = -j\omega_{i0} L_i \delta \frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}} \quad (2-29)$$

将式 (2-29) 代入式 (2-23) 中可得

$$Z_{ii} = -\frac{\gamma^2}{\omega_s \omega_i C_0^2} \cdot \frac{1}{R_i + R_s} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega_{i0} L_i}{R_i + R_s} \delta \frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}}} = -\frac{|R_{sio}|}{1 + jQ_{iL} \delta \frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}}} \quad (2-30)$$

式中 $Q_{iL} = \omega_{i0} L_i / (R_i + R_s)$ 是空闲回路的有载品质因数。由图 2-11 可知

$$Z_{AA} = R_s + jX_s + Z_{ii}$$

把式 (2-28) 和式 (2-30) 代入上式得

$$Z_{AA} = R_s + j\omega_{s0} L_s \delta - \frac{|R_{sio}|}{1 + jQ_{iL} \delta \frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}}} \quad (2-31)$$

将式 (2-31) 代入式 (2-25) 并考虑到失谐不大时, $\left(Q_{iL} \delta \frac{\omega_{s0}}{\omega_{i0}}\right) \ll 1$, 则得

$$G = \left| \frac{R_g - Z_{AA}}{R_g + Z_{AA}} \right|^2 = \frac{\left(\frac{R_g - R_r}{R_g + R_r} + \alpha \right)^2}{(1 - \alpha)^2 + \left(Q_{rL} \delta + Q_{iL} \delta \alpha \frac{\omega_{fo}}{\omega_{io}} \right)^2} \quad (2-32)$$

式中 $Q_{rL} = \omega_{fo} L_1 / (R_g + R_r)$ 是信号回路的有载品质因数。当 δ 很小时，则式 (2-32) 中分子的第二项相对于第一项可以忽略，并令 $G = \frac{1}{2} G_0$ ，然后求解即可得到相对带宽为：

$$\delta_B = \frac{B}{f_{fo}} = \frac{1 - \alpha}{Q_{rL} + Q_{iL} \alpha \frac{f_{fo}}{f_{io}}} \quad (2-33)$$

由此可见，参放相对带宽与负阻系数密切相关。 α 值越大，增益就越高，而带宽也就越窄。这是负阻放大器的共同特点。一般情况下参放通频带都不宽，在 G_0 为 15dB 时，相对带宽只有 (1~3)% 左右。

如果把式 (2-26 a) 和式 (2-33) 相乘，可求得参放的增益-带宽积为：

$$\sqrt{G_0} B / f_{fo} = \frac{\frac{R_g - R_r}{R_g + R_r} + \alpha}{Q_{rL} + Q_{iL} \alpha \frac{f_{fo}}{f_{io}}} \quad (2-34)$$

在高增益下， $\alpha \rightarrow 1$ 时，

$$\sqrt{G_0} B / f_{fo} = \frac{2R_g}{(R_g + R_r) \left(Q_{rL} + Q_{iL} \frac{f_{fo}}{f_{io}} \right)} \quad (2-35)$$

由此可见，在高增益情况下，只要参放电路一旦确定，那么增益-带宽积就是常数。

为了获得较大的增益-带宽积，由式 (2-35) 可知，途径有以下几个：

(1) R_r 要小，即采用高 Q 值变容二极管；

(2) $\frac{\omega_r}{\omega_i}$ 要小，即采用高泵频或高空闲频率；

(3) Q_{rL} 要低，因为 $Q_{rL} = \omega_{fo} L_1 / (R_g + R_r)$ ，所以要求信源阻抗 R_g 高，而 R_r 较高时，相应必须有较大的 γ 值使 α 增大，才能保证足够增益，归根结底，要用非线性系数大的变容管；

(4) Q_{iL} 要低，即对空闲回路要加载。

2-4-4 非简并负阻参量放大器的噪声系数

参量放大器在正常工作状态下，变容管没有电流，故无散弹噪声。这时只有 R_g 、 R_r 和 R_i 产生的热噪声。现在分别计算如下：

(1) 信源内阻 R_g 产生在信频上的热噪声电压均方值为

$$\overline{e_{ng}^2} = 4kT_g R_g B \quad (2-36)$$

式中： k 是玻尔兹曼常数；

B 是参放带宽，单位为赫；

T_0 是信源工作温度，以K计。

(2) 变容管损耗电阻 R_s 产生在信频上的热噪声电压均方值为

$$\overline{e_{n_s}^2} = 4kT_D R_s B \quad (2-37)$$

式中： T_D 是变容管的工作温度，以K计。

(3) R_s 在空闲回路产生的闲频热噪声电压均方值为

$$\overline{e_{i_1}^2} = 4kT_D R_s B \quad (2-38 a)$$

(4) 空闲回路电阻 R_i 产生的闲频热噪声电压均方值为

$$\overline{e_{i_2}^2} = 4kT_i R_i B \quad (2-38 b)$$

式中： T_i 是空闲回路的工作温度，以K计。

由于空闲回路中各噪声源是相互独立的，因此利用式(2-22 c)可将空闲回路引入到信号回路的噪声电压均方值表示为：

$$\overline{e_{n_{si}}^2} = \frac{\gamma^2}{(\omega_i C_0 Z_i^*)^2} (\overline{e_{i_1}^2} + \overline{e_{i_2}^2})$$

把式(2-38)代入上式，在回路调谐的情况下，当变容管与空闲回路处于相同温度 T_D 时，则上式变为

$$\overline{e_{n_{si}}^2} = 4kT_D B \alpha \frac{\omega_s}{\omega_i} (R_s + R_i) \quad (2-39)$$

图2-13表示简化后参放噪声等效电路。根据噪声系数定义，可得放大器噪声系数为

$$F = \frac{\overline{e_{n_s}^2} + \overline{e_{n_{si}}^2} + \overline{e_{n_{st}}^2}}{\overline{e_{n_s}^2}} \quad (2-40)$$

把式(2-36)、(2-37)、(2-39)代入式(2-40)，得到

$$F = 1 + \frac{T_D}{T_0} \left[\frac{R_s}{R_g} + \alpha \frac{\omega_s}{\omega_i} \left(1 + \frac{R_s}{R_g} \right) \right] \quad (2-41)$$

如果变容管工作于室温状态，即 $T_D = T_0$ ，则

$$F = \left(1 + \alpha \frac{\omega_s}{\omega_i} \right) \left(1 + \frac{R_s}{R_g} \right) \quad (2-42)$$

由式(2-41)可知，要降低噪声系数有以下途径：

- (1) 降低 R_s/R_g 比值，即选用高Q值变容管或增大信源电阻 R_g ；
- (2) 降低 ω_s/ω_i 比值，即高泵频运用；
- (3) 适当降低负阻系数 α ，即低增益运用；
- (4) 降低变容管温度 T_D ，这就是致冷参放。

为了降低噪声系数，在常温参放时，一般考虑前三项措施。但是这些因素往往又是彼此相关的、互相影响的，例如，增大信源内阻 R_g ，可使噪声系数 F 略减小，但也会导致负阻系数 α 下降，影响到增益 G_0 下降。此外，泵频也不能过高，否则将会使噪声变坏。为了说明这些综合的因素，我们把式(2-42)变换一下形式，由式(2-26 b)可得：

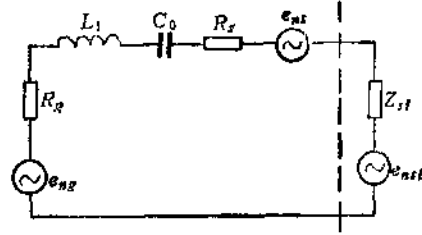


图2-13 参放的噪声等效电路