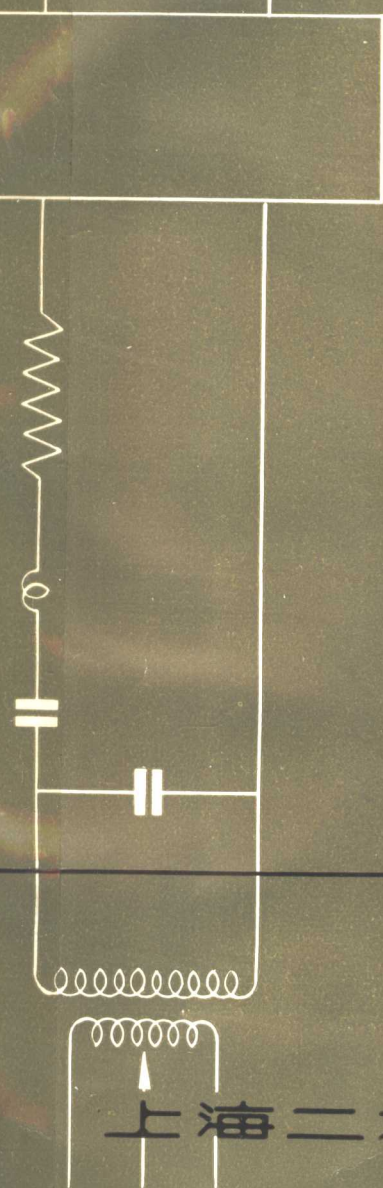


非筒併式 寬帶參量放大器

—譯文集—



上海二九二信箱一分箱



非简并式宽带参量放大器（译文集）

（内部资料·注意保存）

印 刷 者 上海纺织工业局印刷所

出版时间 一九七一年七月

工本费 1.40 元

毛主席语录

提高警惕，保卫祖国。

要准备打仗。

备战、备荒、为人民。

洋为中用。

我们是主张自力更生的。我们希望有外援，但是我们不能依赖它，我们依靠自己的努力，依靠全体军民的创造力。

我们不能走世界各国技术发展的老路，跟在别人后面一步一步地爬行。我们必须打破常规，尽量采用先进技术，在一个不太长的历史时期内，把我国建设成为一个社会主义的现代化的强国。

编 译 说 明

我们根据“抓革命，促生产”的需要，遵照伟大领袖毛主席关于“洋为中用”的教导，编译了这本参量放大器译文集，以适应参放设计工作的需要。

参量放大器技术在六十年代后期得到较好发展，因而参量放大器本身在低噪声微波放大器中占有较高地位。为得到较大的增益带宽乘积和较好的噪声系数，国外对多调谐空腔、非简并式单级或级联的单二极管放大器作了不少探索。这本参放译文集，选译报导了非简并式宽带参量放大器近几年国外方面所进行工作的一个侧面。

在内容选题上兼顾了基本理论计算和应用技术两个方面。但由于我们选题来源较窄，有些资料还是六十年代早期的，特别是近年来国外在集成化方面研制情况收集还不多，故存在一定局限性。在内容上，计算方面还有不少繁琐和玄虚现象；应用技术方面不少是示意的、实验性的。

我们希望参考的同志，要遵照伟大领袖毛主席“一切外国的东西，如同我们对于食物一样，必须经过自己的口腔咀嚼和胃肠运动，送进唾液胃液肠液，把它分解为精华和糟粕两部分，然后排泄其糟粕，吸收其精华，才能对我们的身体有益，决不能生吞活剥地毫无批判地吸收”的教导，同时进行“去粗取精、去伪存真、由此及彼、由表及里的思索，然后将自己方面的情况加上去，研究双方的对比和相互的关系，因而构成判断，定下决心，作出计划”，才能真正贯彻毛主席“独立自主，自力更生”的方针，为发展我国的电子工业作出贡献。

最后，希望大家在阅读过程中，对我们编译中尚存在的缺点和错误及时批评指正。

一九七一年七月

目 录

1. 变容二极管放大器	(1)
2. 宽频带参量放大器及上变频器最佳设计之研究	(15)
3. S, C 和 X 波段简单二极管参量放大器的设计	(36)
4. 宽频带腔式参量放大器的设计	(50)
5. 简化参放设计的六个公式	(61)
6. 单调谐空闲电路非简并式参量放大器最大带宽特性	(69)
7. 用单调空闲回路的单只变容二极管参量放大器的最佳带宽特性	(81)
8. 微波反射型放大器展宽的简单技术	(88)
9. 宽频带低噪声参量自谐振放大器	(99)
10. 4GHz 宽带致冷参量放大器的设计考虑	(108)
11. 500 MC 带宽的 C 波段非简并式参量放大器	(123)
12. 无外接空闲电路负载以及信号与空闲频率隔离的参量放大器	(125)
13. 空闲回路采用二极管自谐振的参量放大器	(130)
14. 高空闲二极管参量放大器	(135)
15. 二极管参量放大器	(138)
16. 二极管参量放大器	(142)
17. 具有 $\lambda/4$ 波长间隔的参量放大器	(147)
18. 空闲腔置有可调集总常数谐振回路的参量放大器	(150)
19. 双空闲参量放大器	(153)
20. 单空闲和双空闲参量放大器的比较	(158)
21. 参量放大器的有源电抗补偿	(163)
22. 电调谐空闲电路的参量放大器	(166)
23. 倍频程调谐参量放大器	(171)
24. 兼具平坦增益和线性相位响应 S 波段集成参量放大器	(178)
25. 1.8GHz 集成参量放大器设计中的一些考虑	(184)

变容二极管放大器

本文简单地推导和处理了参量放大器综合和设计常用的重要公式，然后作了典型的设计举例。

为了简化后面设计公式列出了符号一览表：

MAG = 最大可用增益

ω_1 = 输入或信号频率

ω_p = 泵频

$\omega_2 = f_p + f_1$ = 输出频率

ω_q = 二极管倒电容的变化值与其串联电阻之比的四分之一

R_s = 二极管串联电阻

R'_s = 最大可用增益时的源电阻

R'_L = 最大可用增益的负载电阻

C' = 公式(55)中的系数

C'' = 公式(58)中的系数

F' = 对应源电阻 R'_s 的噪音系数，即对应最大有效增益时的噪音系数

F'' = 最小噪音系数

R_g'' = 最小噪音系数 F'' 的源阻抗

m_o = 平均倒电容 S_o 与有用倒电容摆幅 $S_{max} - S_{min}$ 之比

m_1 = 在泵频 F 倒电容峰值与有用倒电容摆幅 $S_{max} - S_{min}$ 之比的二分之一

ω'_{3db} = 假设在 ω_1 和 ω_2 下当单独电感调谐有效增益为最大值时的部份带宽

ω''_{3db} = 除去上变频器最小噪音系数工作以外的 ω'_{3db}

第一节 变容二极管放大器和上变频器的一般公式

在以下讨论中，假定

①二极管被一个显示开路的正弦波泵源所激励

②串联电阻 R_s 是与电平和频率无关的常数

③泵功率电平应甚大于输入和输出信号电平

④阻抗对于所有不希望的混杂信号显示开路

在上述假定下，参量放大器或上变频器可由线性二端阻抗矩阵来表示，见下式：

$$Z_{11} = r_{11} + jx_{11} = R_s + jx_{11}$$

$$Z_{12} = jx_{12}$$

$$Z_{21} = jx_{21}$$

(1)

$$Z_{22} = r_{22} + jx_{22} = R_s + jx_{22}$$

$$\text{此处 } r_{11} = r_{22} = R_s$$

各类放大器的电抗值 X_{ij} 将在下节引出。必须注意转移阻抗不包含任意实数项。

在某些参量器件的矩阵方程推导中，输入和输出变量可写成共轭复数形式，在下面公式中这些暂不考虑，但在下一节将讨论这些器件，从而引出专门的公式（他们的推导是极简单的）。

参量放大器和上变频器的原理图表明在图(1)中。如果器件是绝对稳定的则给出最大有效增益 (MAG)

$$\text{MAG} = \frac{x_{21}}{x_{12}} = \frac{\sqrt{1 + x_{12}x_{21}/r_{11}r_{22}} - 1}{\sqrt{1 + x_{12}x_{21}/r_{11}r_{22}} + 1} \quad (2)$$

相对应的最佳源阻抗

$$Z'_s = r_{11} \sqrt{1 + x_{12}x_{21}/r_{11}r_{22}} - jx_{11} \quad (3)$$

如果负载阻抗

$$Z'_L = r_{22} \sqrt{1 + x_{12}x_{21}/r_{11}r_{22}} - jx_{22} \quad (4)$$

则这个增益能被实现。

放大器的变换增益

$$G_T = \frac{4R_g R_L |x_{21}|^2}{|(R_s + Z_g + jx_{11})(R_s + Z_L + jx_{11}) + x_{12}x_{21}|^2} \quad (5)$$

这公式同时应用稳定和准稳定器件。它可缩写成

$$G_T = \frac{4R_g R_L |x_{21}|^2}{|D|^2} \quad (6)$$

其中：

$$Z_1 = Z_g + jx_{11}$$

$$Z_2 = Z_L + jx_{22}$$

$$D = (R_s + Z_1)(R_s + Z_2) - x_{12}x_{21}$$

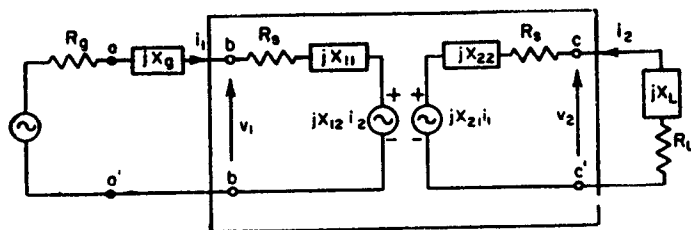


图1 参量放大器或上变频器的一般形式

在任一负输入电阻的四端网络同样可用作单口反射型放大器，这时的变换增益为从单口上反射至信号源的传输功率和信号源的有用功率之比。

考虑具有负实数部分输入阻抗的四端网络的情况，它通过特性阻抗 Z_o 段与信号源相连。输入电流是 i ，网络的输入电压是 V ，再考虑现在的表示式

$$|a|^2 = |(v + Z_o i) / 2\sqrt{Z_o}|^2 = (1/4Z_o) |(e - Z_{oi} + Z_{oi})|^2 = (e^2 / 4Z_o) \quad (7)$$

从上可见 $|a|^2$ 即是信号源的有用功率。

接着考虑表示式

$$|b|^2 = |(v - Z_{oi})/2\sqrt{Z_o}|^2 = (1/4Z_o)|(c - 2Z_{oi})|^2 = (c^2/4Z_o)|1 - 2Z_{oi}/c|^2 \quad (8)$$

从上式很明显, $|b|^2$ 代表仅由反射而传输到信号源的功率因此变换增益

$$G_T = |b|^2/|a|^2 = |1 - 2Z_{oi}/c|^2 = \left|1 - \frac{2Z_o}{Z_o + Z_{in}}\right|^2 = \left|\frac{Z_o - Z_{in}}{Z_o + Z_{in}}\right|^2 \quad (9)$$

可以注意到, 它同样是传输线上特性阻抗 Z_o 和输入阻抗 Z_{in} 的反射系数的幅值平方, 用 $|\Gamma|^2$ 作为增益已成基本事实, 甚至不顾放大器是否完全是集总元件。所以, 为了实现这个放大, 在信号源和输入端之间插入分为入射和反射波两部份的器件, 器件之一是环行器。

如果低耗网络被插入在源阻抗 Z_o 和输入的两端之间 (见图 2)。

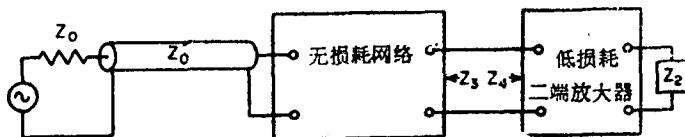


图2 低噪声放大器和传输线连接的一般方法

增益

$$|\Gamma|^2 = \left|\frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o}\right|^2 = \left|\frac{Z_3 - Z_4}{Z_3 + Z_4}\right|^2 \quad (10)$$

如果公式(10)应用到图(1)一般两端放大器 $a a'$ 上, 则

$$|\Gamma|^2 = \left|1 - \frac{2R_g(R_s + Z_2)}{D}\right|^2 \quad (11)$$

这是因为 $a a'$ 端的输入阻抗

$$Z_{aa'} = D/(R_s + Z_2) - R_g$$

如果增益很大 $|\Gamma|^2$ 可近似成

$$|\Gamma|^2 \approx 4R_g^2 |(R_s + Z_2)/D|^2 \quad (12)$$

二端器件的噪音系数可由负载 R_L 的噪声电流来推导, 噪声系数为由全部噪声源在负载 R_L 上的均方噪声电流除以仅由 R_g 产生在 R_L 上的均方噪声电流。

在图 3 中, 表明了两端器件的噪声源。

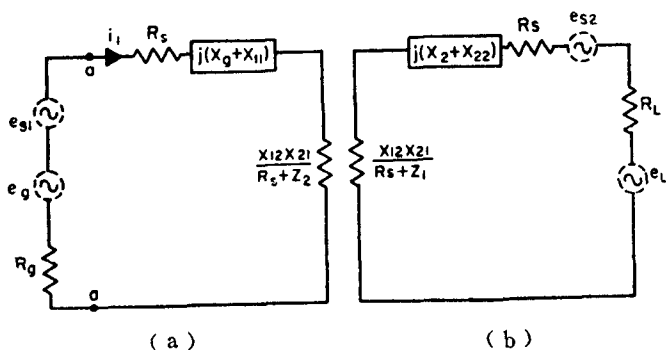


图3 表明了噪音源的参量放大器

电压源 $jx_{12}i_2$ 和 $jx_{21}i_1$ 由阻抗来代替, 它明显的由输入阻抗和输出阻抗的一般表示式 ($r_{12}=r_{21}=0$),

$$Z_{11} + x_{12}x_{21}/(Z_{22} + Z_L) \quad Z_{22} + x_{12}x_{21}/(Z_{11} + Z_g) \text{变化而来。}$$

在输出端由于 R_g 而产生的均方噪声电流

$$\overline{i_g^2} = G_T \overline{e_g^2} / 4R_L R_g \quad (13)$$

从 G_T 的计算式, 利用公式(6)

$$\overline{i_g^2} = |x_{21}|^2 \overline{e_g^2} / |D|^2 = 4KT_o \delta f (x_{21}^2 / |D|^2) R_g \quad (14)$$

同样, 在输入端由于 R_s 而产生的均方噪声电流

$$\overline{i_{s1}^2} = 4KT_o \delta f (x_{21}^2 / |D|^2) R_s \quad (15)$$

从图 3, 由于 R_s 在输出端产生的均方噪声电流

$$\begin{aligned} \overline{i_{s2}^2} &= \frac{4KT_o \delta f R_s}{|R_s + R_L + j(x_L + x_{22}) + [x_{12}x_{21}/(R_s + Z_1)]|^2} \\ &= \frac{4KT_o \delta f R_s |R_s + Z_1|^2}{|D|^2} \end{aligned} \quad (16)$$

同样, 由 R_L 引起的噪声

$$\overline{i_L^2} = (4KT_o \delta f R_L / |D|^2) |R_s + Z_1|^2 \quad (17)$$

由上面三式, 噪音系数的表示式

$$F = \frac{\overline{i_g^2} + \overline{i_{s1}^2} + \overline{i_{s2}^2} + \overline{i_L^2}}{\overline{i_g^2}} = 1 + \frac{R_s}{R_g} + \frac{R_s + R_L}{R_g} \cdot \frac{|R_s + Z_1|^2}{x_{21}^2} \quad (18)$$

这公式可同时应用到稳定和准稳定参放器件中

在稳定器件中, R_L 的噪声可归结到 F 一级

$$F = 1 + \frac{R_s}{R_g} \left[1 + \frac{|R_s + R_g + j(x_g + x_{11})|^2}{x_{21}^2} \right] \quad (19)$$

$$\text{如果 } x_g = -x_{11} \text{ 和 } R_g = R_g'' = R_s \sqrt{1 + x_{21}^2 / R_s^2} \quad (20)$$

则这个表示式为最小

$$F_{min} = 1 + \frac{2}{\sqrt{1 + x_{21}^2 / R_s^2} - 1} \quad (21)$$

工作在负阻的器件为噪声系数可由计算从全部噪音源反射的均方噪声电压除以仅由 R_g 产的均方噪声电压。

从 aa' 端反射的均方电压

$$|b|^2 = |\Gamma|^2 |a|^2 = (1/4R_g) |v_{aa'} - R_g i_{aa1}|^2 \quad (22)$$

此处 $V_{aa'}$ 是 aa' 端面上的电压

$v_{aa'}$ 是 aa' 端面上的电流

a 是入射电压。公式(22)中的入射和反射电压是规一化了的, 使得他们的均方值可代表

入射和反射比率。因此由于 R_g 所产生的均方反射电压

$$\overline{b_g^2} = KT_o \delta f |\Gamma|^2 \quad (23)$$

在输入端由 R_g 产生的

$$\overline{b_{s1}^2} = KT_o \delta f |\Gamma|^2 \left(\frac{R_s}{R_g} \right) \quad (24)$$

在输出端的噪声电压

$$v_{aa'} - R_g i_{aa'} = -2R_g i_{aa'}$$

以及由图 1

$$i_{aa'} = i_1 = -[jx_{12}i_2 / (R_s + Z_1)]$$

对应图(3)由 R_s 产生的输出电流是: $\frac{e_{s2}}{R_s + Z_2 + x_{12}x_{21}/(R_s + Z_1)}$ 及 $i_{aa'} = - (jx_{12}/D)$ 。

对应的均方反射电压

$$\overline{b_{s2}^2} = \frac{1}{4R_g} \cdot \frac{4KT_o \delta f R_s^2 X_{12}^2}{|D|^2} = 4KT_o \delta f R_s R_g (x_{12}^2 / |D|^2) \quad (25)$$

同样, 由 R_L 产生的均方反射电压

$$\overline{b_L^2} = 4KT_o \delta f R_L R_g (x_{12}^2 / |D|^2) \quad (26)$$

根据上述公式, 于是

$$F = \frac{\overline{b_g^2} + \overline{b_{s1}^2} + \overline{b_{s2}^2} + \overline{b_L^2}}{\overline{b_g^2}} = 1 + \frac{R_s}{R_g} + \frac{4(R_s + R_L) R_g x_{12}^2}{|D|^2 |\Gamma|^2} \quad (27)$$

这个公式对于全部增益和输入阻抗都是准确的。如果增益很大则把公式(12)代入公式(27)中得到 F 的近似式

$$F \approx 1 + \frac{R_s}{R_g} + \frac{(R_s + R_L) x_{12}^2}{R_g |R_s + Z_2|^2} \quad (28)$$

高增益情况要求

$$D = (R_s + Z_1)(R_s + Z_2) + x_{12}x_{21} \approx 0 \quad (29)$$

或者

$$-x_{12}/(R_s + Z_2) \approx (R_s + Z_1)/x_{21} \quad (30)$$

在上述情况中可见到反射型放大器和上变频型(见公式18)的噪声系数接近相等。如果注意到式(29), 则式(28) F 的表示式还可进一步简化

$$|R_s + Z_2|^2 \approx -x_{12}x_{21} \frac{R_s + R_L}{R_s + R_g} \quad (31)$$

此时

$$F = 1 + \frac{R_s}{R_g} - \frac{x_{12}}{x_{21}} \frac{R_s + R_g}{R_g} \quad (32)$$

从上式可知, 为了得到好的噪声系数, R_g 应做得尽可能的大, 但这将使增益急剧下降。 R_g 的值根据高增益条件 $D \approx 0$ 来确定, 如果 Z_1 和 Z_2 的电抗部分等于零, R_L 接近于零, 从公式(11)

$$R_g \approx -(R_s^2 + x_{12}x_{21})/R_s \quad (33)$$

它是高增益条件下最大可能的 R_g 值, 若式(33)代入到式(32)中

$$F = F_m = 1 + [(R_s^2 / (|x_{12}x_{21}| - R_s^2))](1 + x_{12}^2 / R_s^2) \quad (34)$$

第二节 变容二极管放大器的带宽和增益—带宽

变容二极管放大器最佳带宽的严密论述是非常困难的。此外讨论的仅限于输入和输出由集总电感单调谐的情况。在许多情况下, 带宽已是足够的了, 同时这讨论又可作为许多复杂调谐方法的实际器件的分析基础。

上变频二极管放大器(见式5)的转换增益如下:

$$G_T = \frac{4R_L R_g x_{21}^2}{|(R_s + R_g + jX_1)(R_s + R_L + jX_2) + x_{12}x_{21}|^2}$$

$$= \frac{4R_L R_g x_{21}^2}{|(R_s + R_g)(R_s + R_L) + x_{12}x_{21} - X_1X_2 + j[(R_s + R_g)X_1 + (R_s + R_L)X_2]|^2} \quad (35)$$

如果我们按照单集总电感调谐作窄带近似, 则二极管的输入和输出电容即 X_1 和 X_2 正比于部分带宽 W 。公式(35)分母中实数部分中的 X_1X_2 项因为正比于 W^2 而在整个实数部分中可予忽略(这个事实在变频器中的变化将在下一节讨论), 这个近似甚至在很大带宽时也是良好的,

$$G_T = \frac{4R_g R_L x_{21}^2}{|(R_s + R_g)(R_s + R_L) + x_{12}x_{21} + j[(R_s + R_g)X_2 + (R_s + R_L)X_1]|^2} \quad (36)$$

负阻放大器的增益(见公式12)如下:

$$|\Gamma|^2 = \frac{4R_g^2}{\left| (R_s + R_g + jX_1) + \frac{x_{12}x_{21}}{R_s + R_L + jX_2} \right|^2}$$

$$= \frac{4R_g^2}{\left| (R_s + R_g) + \frac{x_{12}x_{21}(R_s + R_L)}{(R_s + R_L)^2 + X_2^2} + j\left[X_1 - \frac{x_{12}x_{21}X_2}{(R_s + R_L)^2 + X_2^2}\right] \right|^2} \quad (37)$$

在上述近似下, X_1 和 X_2 又一次正比于带宽 W 。同样它将表明(当四端参数 $Z_{11}, Z_{22}, x_{12}, x_{21}$ 被导出) X_2^2 项(它正比于 W^2)与 $(R_s + R_L)^2$ 相比可予忽略, 于是增益成为:

$$|\Gamma|^2 = \frac{4R_g^2}{\left| (R_s + R_g) + \frac{x_{12}x_{21}(R_s + R_L)}{(R_s + R_L)^2} + j\left[X_1 - \frac{x_{12}x_{21}X_2}{(R_s + R_L)^2 + X_2^2}\right] \right|^2} \quad (38)$$

式(36)和式(37)可由下式替代

$$\text{功率增益} = \frac{\gamma^2}{|\alpha + j\beta\omega^2|} = \frac{\gamma^2}{\alpha^2} \frac{1}{|1 + (\beta/\alpha)\omega|^2} \quad (39)$$

其中 α 、 β 、 γ 假定与频率无关, 即 x_{12} 和 x_{21} 对频率的依赖是忽略掉的。

这里 $\frac{\gamma^2}{\alpha^2}$ 代表频带中心($\omega = 0$)的增益, 以及3db带宽

$$\omega_{3db} = \frac{\alpha}{\beta} \quad (40)$$

电压增益带宽是

$$\sqrt{\text{增益}} \cdot \omega_{3db} = \gamma / \beta \quad (41)$$

α 、 β 和 γ 的值可对照式(36)和式(38)决定。

第三节 四 端 参 量

变容二极管的线性四端方程可把小信号电压和电流按注入信号泰勒级数展开的表达式引出。其基本关系式:

$$V = IR_s + \int S I dt \quad (42)$$

以二极管的电压 V (这里二极管由电阻 R_s 和变电容或倒电容 S 串联来表示) 和流过二极管电流 I 代入, 得

$$v_{ss} = R_s i_{ss} + S \int i_{ss} dt \quad (43)$$

这里 v_{ss} , i_{ss} 分别是经过二极管的小信号电压和电流、倒电容 S 完全由高电平泵电流确定。

这里我们假定二极管被正弦泵电流所激励。

S 用下式表示:

$$S(t) = S_{max} \sum_{n=-\infty}^{\infty} m_n e^{jn\omega_p t} \quad (44)$$

在突变结的情况中 $m_0 = 0.5$ 、 $m_1 = m_{-1} = 0.25$ 和全部其它 m_i 是零, 对于缓变结 $m_0 = 0.637$ 、 $m_1 = m_{-1} = 0.212$ 和 $m_K = \frac{1}{\pi} (4K^2 - 1)$, 在前几节中没有讨论其它各种泵, 因为实现这些泵电路实际上是困难的。同样只讨论三频率器件, 在这种情形中小信号电流和电压可由下式表示:

$$i_{ss} = I_1 e^{j\omega_1 t} + I_1^* e^{-j\omega_1 t} + I_2 e^{j\omega_2 t} + I_2^* e^{-j\omega_2 t} \quad (45)$$

$$v_{ss} = V_1 e^{j\omega_1 t} + V_1^* e^{-j\omega_1 t} + V_2 e^{j\omega_2 t} + V_2^* e^{-j\omega_2 t} \quad (46)$$

通常在线性电路分析中, 因为需要给出在不同频率下电流和电压间的固有相位关系式, 因而想要忽略其共轭复数项是不可能的, 如把公式(44)、(45)和式(46)代入式(43), 得到下列四端方程:

$$\text{若 } \omega_p = \omega_2 - \omega_1 \begin{cases} V_1 = (R_s + S_0/j\omega_1)I_1 + (S_1/j\omega_2)I_2 \\ V_2 = (S_1/j\omega_1)I_1 + (R_s + S_0/j\omega_2)I_2 \end{cases} \quad (47a) \quad (47b)$$

$$\text{若 } \omega_p = \omega_1 + \omega_2 \begin{cases} V_1 = (R_s + S_0/j\omega_1)I_1 + (S_1/j\omega_2)I_2^* \\ V_2 = (S_1/j\omega_1)I_1^* + (R_s + S_0/j\omega_2)I_2 \end{cases} \quad (48a) \quad (48b)$$

其中 $S_0 = m_0 S_{max}$

$S_1 = m_1 S_{max}$

因为 $S_0 = (m_0/m_1)S_1$ 及 $\omega_0 = S_{max}/4R_s = S_1/4R_s m_1$

则上列方程可写成:

$$\begin{cases} V_1 = (R_s + 4m_o\omega_Q R_s/j\omega_1)I_1 + (4R_s m_1 \omega_Q/j\omega_2)I_2 \\ V_2 = (4R_s m_1 \omega_Q/\omega_1)I_1 + (R_s + 4m_o\omega_Q R_s/j\omega_2)I_2 \end{cases} \quad (49a)$$

$$(49b)$$

$$\text{和} \begin{cases} V_1 = (R_s + 4m_o\omega_Q R_s/j\omega_1)I_1 + (4R_s m_1 \omega_Q/j\omega_2)I_2^* \\ V_2 = (4R_s m_1 \omega_Q/\omega_1)I_1^* + (R_s + 4m_o\omega_Q R_s/j\omega_2)I_2 \end{cases} \quad (50a)$$

$$(50b)$$

公式(49)应用在正阻上变频器(如果 $\omega_2 > \omega_1$)以及负阻下变频器(若 $\omega_2 < \omega_1$)。

公式(50)应用在负阻放大器和负阻上变频器(若 $\omega_2 > \omega_1$)以及负阻下变频器(若 $\omega_2 < \omega_1$)。

回顾 Z_1 和 Z_2 的表达式

$$Z_1 = R_g + jX_g + jx_{11} = R_1 + jX_1$$

$$Z_2 = R_L + jX_L + jx_{22} = R_2 + jX_2$$

若简单串联电感 L_1 和 L_2 调谐到 x_{11} 和 x_{22} 中去,相应地 X_1 可表示成:

$$\begin{aligned} X_1 &= (4m_o\omega_Q R_s/j\omega_1) + j\omega_1 L_1 \\ &= -j(4m_o\omega_Q R_s/\omega_{10})(\omega_{10}/\omega_1 - \omega_1/\omega_{10}) \\ &\approx -j(4m_o\omega_Q R_s/\omega_{10})\omega \end{aligned} \quad (51)$$

其中 ω 是带宽的百分比值 $\Delta\omega_1/\omega_{10}$, ω_1 是中心频率。

同样对负阻变频器或放大器

$$\begin{aligned} X_2 &= -j(4m_o\omega_Q R_s/\omega_{20})(\Delta\omega_2/\omega_{20}) \\ &= j(4m_o\omega_Q \omega_{10}/\omega_{20}^2)\omega \end{aligned} \quad (52)$$

对正阻上变频器

$$X_2 = -j(4m_o\omega_Q \omega_{10} R_s/\omega_{20}^2)\omega \quad (53)$$

根据公式(49)一(53)和第一节的结论,各类放大器的有关公式如下:

正阻上变频器:

在这种情形中 $\omega_p = \omega_2 - \omega_1$ 其四端方程为

$$V_1 = (R_s + 4m_o\omega_Q R_s/j\omega_1)I_1 + (4m_1 \omega_Q R_s/j\omega_2)I_2 \quad (54a)$$

$$V_2 = (4m_1 \omega_Q R_s/j\omega_1)I_1 + (R_s + 4m_o\omega_Q R_s/j\omega_2)I_2 \quad (54b)$$

从公式(11)到(41)于是

$$\text{MAG} = \frac{f_2 \sqrt{1 + 16m_1^2 f_Q^2 / f_1 f_2 - 1}}{f_1 \sqrt{1 + 16m_1^2 f_Q^2 / f_1 f_2 + 1}} = \frac{f_2}{f_1} \left(\frac{C' - 1}{C' + 1} \right) \quad (55)$$

$$R_g' = R_L' = R_s C' \quad (56)$$

$$F' = 1 + \frac{1}{C'} \left(1 + \frac{f_1}{f_2} \frac{C' + 1}{C' - 1} \right) \quad (57)$$

$$R_g'' = R_s \sqrt{1 + 16m_1^2 f_Q^2 / f_1^2} = R_s C'' \quad (58)$$

$$F'' = F_{min} = 1 + 2 / (C'' - 1) \quad (59)$$

$$\omega'_{3db} \approx \frac{C'}{2m_o(f_o/f_1 + f_o f_1/f_2^2)} \quad (60)$$

$$\omega''_{3db} \approx \frac{C''(1 + f_1/f_2) + 1 - f_1/f_2}{4m_o(f_o/f_1 + f_o f_1/f_2^2)} \quad (61)$$

一撇公式是对应上变频器最大可用增益工作，二撇公式对应最小噪声工作。

负阻放大器：

在这种情形中四端方程是：

$$V_1 = (R_s + 4m_o\omega_o R_s/j\omega_1)I_1 - (4m_1\omega_o/j\omega_2)R_s I_2^* \quad (62a)$$

$$V_2 = -(4m_1\omega_o/j\omega_1)R_s I_1^* + (R_s + 4m_o\omega_o R_s/j\omega_1)I_2 \quad (62b)$$

$$\text{增益为} \quad |\Gamma|^2 = |1 - 2R_g(R_s + Z_2^*)/D|^2 \quad (63)$$

$$\text{其中} \quad D = (R_s + Z_1)(R_s + Z_2^*) - 16m_1^2 f_o^2 R_s^2 / f_1 f_2 \quad (64)$$

在高增益情况下

$$|\Gamma|_2 \approx \frac{4R_g^2}{\left| R_s + Z_1 - \frac{16m_1^2 f_o^2 R_s^2}{f_1 f_2 (R_s + Z_2^*)} \right|^2} \quad (65)$$

根据这些关系和一般讨论的公式，就可写出

$$F_m = 1 + \frac{1}{16m_1^2 \omega_o^2 / \omega_1 \omega_2 - 1} (1 + 16m_1^2 f_o^2 / f_2^2) \quad (66)$$

$$F_{min} = 1 + 2/(C'' - 1) \quad (67)$$

$$\omega_{opt} = \omega_1 (C'' - 1) \quad (68)$$

$$R_{in} = R_s - RP \left[\frac{16m_1^2 \omega_o^2 R_s^2}{\omega_1 \omega_2 (R_s + Z_2^*)} \right] \quad (69)$$

其中RP是取实部符号

$$\Gamma_o = \frac{2R_g}{R_s + R_g - [16m_1^2 \omega_o^2 R_s^2 / \omega_1 \omega_2 (R_s + R_L)]} \quad (70)$$

$$\Gamma_o \omega_{3db} = \frac{\Gamma_o [16m_1^2 (\omega_o^2 / \omega_1 \omega_2) - 1]}{2m_o (\Gamma_o - 2) (\omega_o / \omega_1 + 16m_1^2 \omega_o^3 / \omega_2^2)} \quad (71)$$

其中 ω_1 = 信号频率

ω_2 = 空闲频率

F_m = 给定频率 ω_1 和 ω_2 在高增益情形下最小噪声系数

F_{min} = 给定频率 ω_1 ($\omega_2 = \omega_{opt}$) 在高增益情形下最小噪声系数

ω_{opt} = 最佳空闲频率

R_{in} = 在信号频率下从放大器看进去的阻抗的实数部分

Γ_o = 中心频率下信号电压增益

ω_{3db} = 假定集总电感调谐时的3db带宽

C'' = 公式(58)中的系数

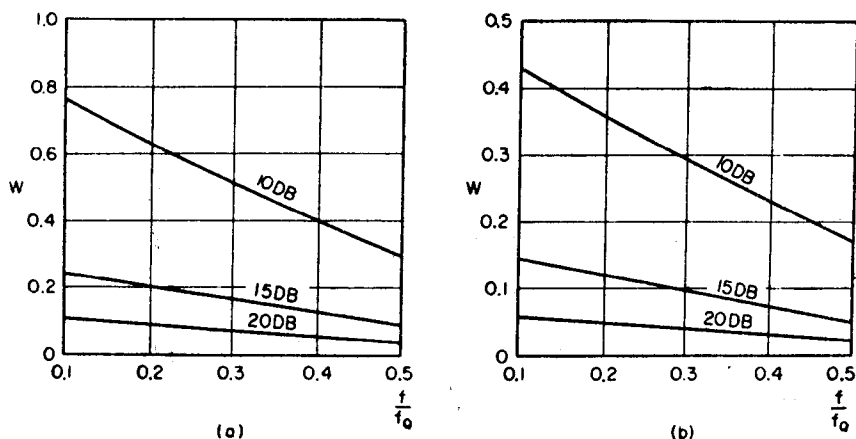
m_o = 平均倒电容 S_o 与有效倒电容摆幅 $S_{max} - S_{min}$ 之比

m_1 = 泵频作用下倒电容正弦峰值的一半与有效倒电容摆幅 ($S_{max} - S_{min}$) 之比

在增益带宽推导中, 假定空闲负载 $R_L = 0$

当 R_L 为有限值时电压增益带宽将增加, 而噪音也增加了。

若以 f_{2opt} 代入到公式(71)的 f_2 中去可获得最小噪声系数情形下的电压增益带宽。在图(32)表明了(分式)带宽(对应增益10、15和20)它是中心频率与 f_0 之比的函数。



a. 突变结

b. 缓变结

图4 正弦泵电流激励的集总电感调谐的参放部分带宽

第四节 典型放大器的设计

这里不是参量放大器的唯一的电路, 然而对所有线路的设计问题是公共的, 因此不去讨论各类不同的设计而简单地集中讨论一个特定的设计问题。

设计一只450MHz带有环行器的非简并式负阻放大器, 同时假定采用缓变结二极管。在这段频率范围内噪声系数接近1db。首先, 选择二极管, 没有专门的理论设计公式选择平均倒电容 S_0 , 从实际工作出发, 信号阻抗的考虑限制了 S_0 。例如, 同轴线系统通常是50Ω, 对阻抗作很大的转换所要求的转换段是需要损耗的或在实际上是不采纳的。

从公式(65)对突变结给以最大增益的源阻抗 R_g''' 是:

$$R_g''' = (16m_1^2 f_0^2 / f_1 f_2) R_s$$

如果放大器工作在最佳空闲频率

$$f_{2opt} = f_1 \sqrt{1 + 16m_1^2 f_0^2 / f_1^2} - f_1 \approx f_1 (4m_1 f_0 / f_1) \approx 4m_1 f_0$$

因此

$$R_g''' \approx (4m_1 f_0 / f_1) R_s = m_1 S_{max} / \omega_1$$

但是 $S_0 = m_0 S_{max}$ 因而 $R_g''' \approx m_1 S_0 / m_0 \omega_1$

因此

$$R_g''' \approx \frac{1}{2} (S_0 / \omega_1) \approx \frac{1}{4} (S_{max} / \omega_1) \quad (72a)$$

对缓变结, 假定正弦电流泵激励

$$R_g''' \approx \frac{1}{8} (S_0 / \omega_1) \approx 0.212 (S_{max} / \omega_1) \quad (72b)$$

如果 S_{max} (或 S_0) 选择使得由(72)式给出的 R_g''' , 在下列范围内

$$Z_0/4 < R_g'' < 4Z_0$$

其中 Z_0 是传输线特性阻抗, 于是由于阻抗而引起的困难将不至于很大。

倘若空闲频率小于最佳空闲频率, R_g'' 应增加 f_{20pt}/f_2 倍。

现在, 缓变结二极管 $S_{max} = 4.45 \times 10^{11} \text{ darafS}$, $R_s = 5.15 \Omega$, 引线电感 $L_P = 4.5 \times 10^{-9}$ 亨。对于全正弦电流泵激励平均倒电容 $S_0 = 2.84 \times 10^{10} \text{ darafS}$ 。于是二极管串联谐振频率是 1.26 GHz 。

这个二极管的最佳空闲频率是 2.5 GHz 。但是如果空闲频率接近于串联自谐振频率, 放大器复杂程度小了, 带宽通常则大了, 因此, 我们选择空闲频率为 1.45 GHz 。利用公式(62)~式(71)其性能和阻抗将是:

$$F_m = 1.26 \text{ db}$$

$$R_{in} = -62.1 \text{ 欧姆}$$

$$\omega_{sdb} = 0.127 \text{ (对应 } 16 \text{ db 增益)}$$

$$R_g = 85.5 \text{ 欧姆 (对应 } 16 \text{ db 增益)}$$

其中 R_{in} 是输入阻抗的实数部分, ω_{sdb} 是信号和空闲电路各自集总电感调谐的相对带宽。放大器信号和空闲部分的集总等效电路表明在图5中。

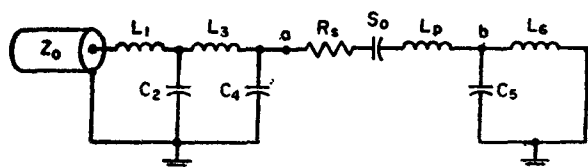


图5 超高频参量放大器的集总等效电路
(泵电路未表明)

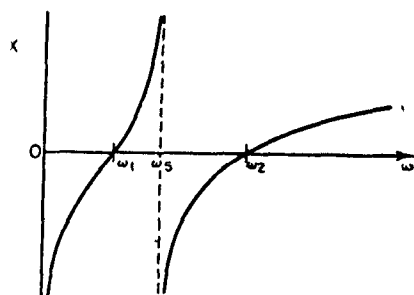


图6 信号空闲调谐电路的电抗图

要求在信号和空闲中心频率时电抗同时调谐到零, 电路到 R_s 的左面提供了信号阻抗的变换段, 从 a 点右端看入的电抗~频率曲线, 表明在图6。

极点频率 ω_5 由回路 $C_5 L_6$ 决定, 图中表明 $\omega_{res} = \sqrt{S_0/L_P}$ 应位于 ω_1 和 ω_2 之间。信号—空闲调谐回路容易从下式得到分析:

$$\omega_5 = \omega_1 \omega_2 / \omega_{res} \quad (73a)$$

$$\omega'^2 = 1/L_P C_5 = \omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_{res}^2 - \omega_5^2 \quad (73b)$$

$$L_6 = 1/\omega_5^2 C_5 \quad (73c)$$

分析四节阻抗匹配电路 (L_1 、 C_2 、 L_3 、 C_4) 可建立在 a 点向 C_4 看入的阻抗 Z_g 表示式, 用 $ABCD$ 矩阵表示

$$Z_g = \frac{AZ_0 + B}{CZ_0 + D}$$

其中对低耗网络是实数 A 、 D ; 虚数是 B 、 C 。

如果令 $C = 0$ 于是

$$Z_g = (A/D)Z_0 + B/D \quad A/D \text{ 代表阻抗变换比。}$$

如果上述应用到 π 网络 C_4 、 L_3 、 C_2 ，则它的 $ABCD$ 矩阵表示成：

$$A/D = C_2^2 / C_4^2 \quad (74)$$

$$L_3 C_4 = (1 + \sqrt{D/A}) / \omega_{10}^2 \quad (75)$$

其中 ω_{10} 是设计的中心频率（在 $C = 0$ 时的频率）。

倘若 L_1 是串联叠加全部 $ABCD$ 矩阵

$$\begin{bmatrix} A & B \\ 0 & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\omega L_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B + j\omega L_1 A \\ 0 & D \end{bmatrix}$$

如果

$$L_1 = \sqrt{A/D} L_3 \quad (76)$$

则在 ω_{10} 时， Z_0 的电抗项能够为零。

利用公式 (74) — (76) 可获得阻抗匹配所需的额定值，注意 L_1 、 C_2 、 L_3 、 C_4 中的一个应按其它考虑，例如带宽来选择。然而，如果 C_4 选择得足够大，使空闲调谐与变换段无关，则空闲调谐反取决于 $S_0 L_P C_5$ 和 L_5 。若上述公式应用到本例中，图 33 的元件值（假定 $C_5 = 25\text{pf}$ ）：

$$\begin{array}{lll} L_1 = 11.51\text{nh} & L_3 = 8.82\text{nh} & L_5 = 8.4\text{nh} \\ C_2 = 32.7\text{pf} & C_4 = 25\text{pf} & C_6 = 11.2\text{pf} \end{array}$$

如果串联电感用高阻抗线的一段短长度来代替和并联电容用低阻抗线的短长度来代替，按下面公式

$$\begin{aligned} l_i &= v_i L_i / Z_{0i} \quad (\text{对串联电感}) \\ &= v_i C_i / Y_{0i} \quad (\text{对并联电容}) \end{aligned}$$

其中 l_i 、 v_i 和 Z_{0i} ($= 1/Y_{0i}$) 相应是长度、相速和线的第 i 段的特性阻抗，则电路的传输线等效便可近似实现。

放大器的分布线等效表明在图 7 中，低和高阻抗线相应是 5Ω 和 100Ω 。低阻抗线包含了解电常数为 2 的介质。对于图 (7) 匹配环节的性能计算和测量是完全类同的，它们的比较表明在图 (8)。

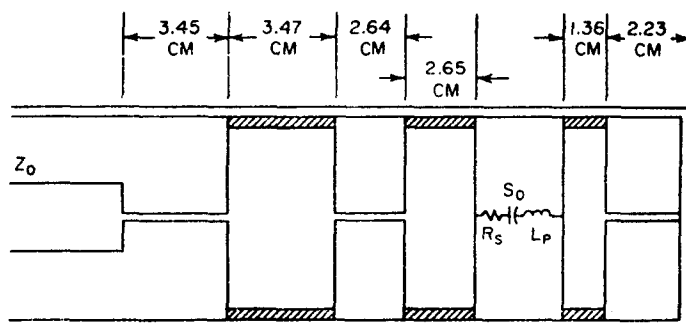


图 7 UHF 参放（泵电路未画出）分布线的等效

反射功率（被表示相对于输入功率）的测量依靠调换二极管和用了 82Ω 电阻的单空闲回路，其差额部分是由环行器的损耗引起的，这个损耗是已被测量出的。用 Kurokawa 方法实验了信号—空闲谐回路。