

国外半导体微波放大器

上海科学技术情报研究所

0026
5937

国外半导体微波放大器

国外半导体微波放大器翻译组 编

*

上海科学技术情报研究所出版

新华书店上海发行所发行

上海东方红印刷厂印刷

*

1970年12月出版

代号: 1634010 定价: 0.30元

(只限国内发行)

编 后

伟大的无产阶级文化大革命有力的促进了工农业生产的飞跃发展，我国电子工业也呈现一派崭新的跃进局面。在大好的革命形势鼓舞下，为了努力赶超世界先进水平，我们遵照伟大领袖毛主席“知彼知己”、“洋为中用”的教导，编译了国外近年来采用半导体器件产生微波放大和微波振荡的十七篇文章，供读者参考。

我们编译的这本《半导体微波放大器》，以论述各类半导体微波放大器的资料为主，并收集了半导体微波振荡源的有关文章。近年来，新型微波半导体器件不断研制成功，诸如变容管、雪崩管、耿氏管、坠道管、微波晶体三极管等相继问世。采用它制作各类微波固态器件，兼有重量轻、体积小、性能好等优点，因而这类器件在雷达、通讯和航空等现代国防事业中越来越引人注目。

在本书所选译的文章中，有八篇专门论述参量放大器的设计和制作。参量放大器作为高灵敏度接收机的前置放大级，与其它各类微波放大器相比，具有低噪声的显著优点。其中尤以冷致参量放大器，噪声系数可做得更低，但是冷致方法和设备相当复杂，仅宜于地面设备中采用。参量放大器经过六十年代的研制，现已在低噪声、高增益、宽频带方面有了较大的进展。目前，集成参量放大器也已获得了相当的发展，本书虽未选入，然也应予以充分的重视。

坠道三极管放大器虽然在噪声系数方面稍逊于参量放大器，但因其结构简单、重量轻，在空间电子工业中应用仍很广泛。近期，随着晶体三极管截止频率不断上升，已在 L、S 波段研制成微波晶体三极管放大器。它具有较宽的频带，较高的功率输出，唯当频率增高时，噪声系数也将有较大的增加。雪崩管的微波放大，它的特点是具有较高的功率增益。

在有关微波固有振荡源的译文中，介绍了雪崩管振荡源；耿氏管振荡源；以及采用高功率晶体管振荡源。诚然微波固态振荡源的种类远不至此，此处未及。

为了多快好省地发展我国的电子工业，毛主席关于“打破洋框框，走自己工业发展道路”的伟大教导，我们一定要认真地吸收，而绝不能生搬硬套。

由于我们活学活用毛主席著作，肯定存在着不少缺点，请同志们批评指

1970年6月4日

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。

目 录

1. 半导体微波放大器.....	1
2. S 、 C 和 X 波段简单二极管参量放大器的设计	8
3. 闭环液氮致冷参量放大器装置.....	16
4. 卫星地面站用 500 兆赫带宽氮冷参量放大器.....	25
5. 液氮致冷 4 千兆赫宽频带参量放大器.....	27
6. 用法诺法进行参量放大器的宽带匹配.....	29
7. 致冷液位控制.....	31
8. 通信卫星用 5.5~6.5 千兆赫隧道二极管放大器	34
9. 自泵耿氏效应参量放大器.....	38
10. 用钇铁石榴石磁调耿氏振荡器.....	40
11. 耿氏振荡器用的微带电路模件.....	42
12. 稳定的 100 毫瓦 Q 波段固态源	45
13. 固态微波振荡器用的 TEM 传输线谐振器的详细分析	48
14. 砷化镓雪崩二极管的微波放大.....	51
15. 雪崩渡越时间二极管在脉冲振荡时的频率热变.....	53
16. 电子宽带调谐晶体管微波振荡器.....	56
17. 超高频微带放大器的宽带匹配.....	58

半导体微波放大器*

〔西德〕 K. Garbrecht

摘要: 放大微波可用参量放大器、隧道二极管放大器和晶体管放大器。此外, 应用半导体里体效应和渡越时间效应的放大器也在研究。除了晶体管外, 上述所有有源器件都有一个负阻(反射式放大器)。反射式放大器带宽和噪声温度的关系, 通常可以求出。特点可由不同的物理原理中获得。参量放大器用作低噪声放大器比其他类型的放大器要好。晶体管放大器在较低的微波范围内适于作功率放大器; 实验已经证明, 频率再高时可用装有耿氏器件和雪崩渡越时间二极管的放大器。

1. 引言

半导体技术的进展, 于 1957 年已经能够制造出微波范围内用的各种半导体放大器。当时优质 $p-n$ 结二极管(变抗二极管)已经使用, 于是, 长期以来已为人所共知的参量效应成功地用来放大微波^[1]。1958 年, 江崎发现了高掺杂 $p-n$ 结二极管(隧道二极管)的负阻, 不久便制成了隧道二极管放大器^[2]。晶体管从主要用于低频放大器, 慢慢地进入微波范围。1~2 千兆赫的晶体管放大器, 1965 年已由贝尔电话实验室提出^[3]。目前, 放大的频率也已达 4 千兆赫以上。晶体管放大器的特殊作用在于, 它的输出功率(例如 2 千兆赫时为 1 瓦)比低噪声隧道二极管放大器和参量放大器大。按照物理定律, 晶体管可提供的输出功率理论上约随频率的平方递减。实际上, 频率较高时功率降落特别厉害。因此, 在较高的微波范围内必须使用其他类型的半导体器件来放大较大的功率。应用半导体里耿氏效应和雪崩渡越时间效应的放大器, 可以弥补这一缺陷。

上述所有的放大器(晶体管放大器例外), 都是使用一个有源器件的负阻来进行放大的。因此, 下面首先论述一下负阻放大器都适用的一些定律。

2. 反射式放大器

在微波范围内, 所有的负阻放大器几乎都是反射式。在这种放大器上, 负阻和一个环流器扩展成一个四端网络。

原理结构示于图 1。该放大器由有源谐振器和环流器组成, 有源谐振器代表了借助于外加电抗调谐到谐振的负电导 $-G_N$ 。有源谐振器的噪声用噪声输入 $\bar{v}^2$ 表示。

来自发生器的信号按箭头方向通过环流器, 在

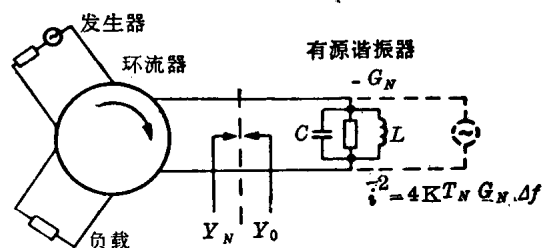


图1 反射式放大器的原理

反射系数为

$$\rho = \frac{Y_0 - Y_N}{Y_0 + Y_N} \quad (1)$$

的有源谐振器上反射回来, 然后再按箭头方向通过环流器到达负载 (Y_0 = 环流器的特性导纳, Y_N = 有源谐振器的导纳)。谐振器处于谐振频率时, 其反射系数为

$$\rho_0 = \frac{Y_0 + G_N}{Y_0 - G_N} > 1, \quad (2)$$

式中 $G_N = -R_e(Y_N)$ 。

反射式放大器的增益带宽 B , 约等于其放大后用 $Y_0 - G_N$ 负载的有源谐振器的带宽。谐振增益 ρ_0 和增益带宽 B 之积近于恒定, 约为

$$\rho_0 B \approx 2B_N = \frac{G_N}{\pi C}, \quad (3)$$

式中 $B_N = G_N / 2\pi C$ 为有源谐振器的带宽。尤其是增益较大时, 增益带宽就较小。

为了加大带宽, 可借助附加的谐振器把有源谐振器宽带地与环流器的特性导纳 Y_0 匹配(图 2), 从而达到具有车贝谢夫特性的增益特性^[4]。有源谐振

* 译自“7th International Conference on Microwave and Optical Generation and Amplification (MOGA)”, 1968 年, 543~577 页。

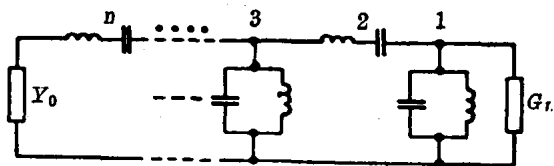


图2 多次谐振用的匹配网络

器 ($G_L = -G_N$) 和无源谐振器 ($G_L > 0$) 与同一负载匹配, 需要有一些等效网络。这时得到的就是图8所示的情况。在无源情况下, 发生器把功率馈给负载; 在有源情况下, 则负载给出功率。这两种情况的功率-频率关系, 其区别仅在于幅度和带宽。其关系式为

$$|\rho_{\text{有源}}| = \frac{1}{|\rho_{\text{无源}}|} \quad (4)$$

$$|B_{\text{有源}}| = \frac{B_{\text{无源}}}{\rho_{\text{有源}}^{1/n}}$$

(符号见图3, n = 谐振回路的数目)。功率增益 $|\rho|^2$ 的带宽 B_n 大于功率传输 $(1 - |\rho|^2)$ 的带宽 B_u 。

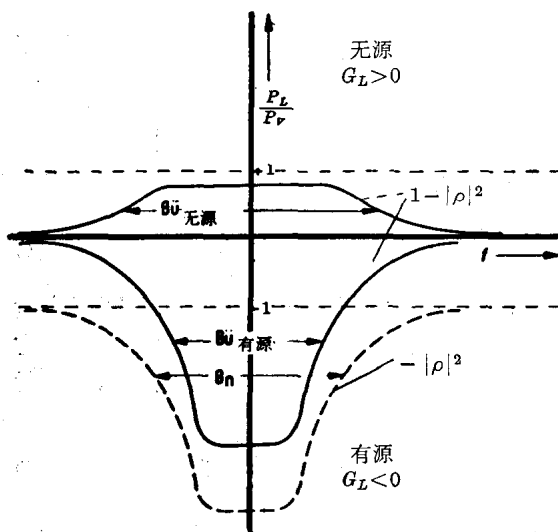


图3 与发生器有效功率 P_v 相关的负载功率 P_L 与频率的关系

图4画出了增益不同时多次最大平坦调谐的有源谐振器的带宽 B_n 与级数倒数 $1/n$ 的关系曲线(虚线)。该图是以有源谐振器的前述带宽 $B_1 = B_N$ 标定的。带宽(和边缘陡度)随级数的增多连续增大。为了便于比较, 图中也画出了无源谐振器的带宽 B_u (实线)。

反射式放大器的噪声与产生负载的机理有关。负载的噪声可用其噪声温度 T_N 表示。放大器的噪声温度 T_e 与功率增益有关, 即

$$T_e = T_N \left(1 - \frac{1}{|\rho|^2}\right) \quad (5)$$

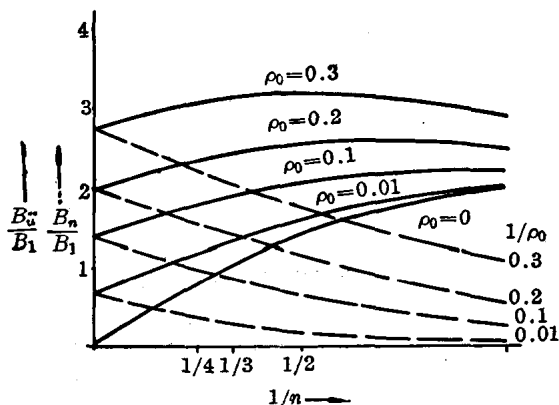


图4 最大平坦网络的带宽
---有源, ——无源

反射式放大器噪声温度与频率的关系示于图5, 图中同时示出了直射式放大器(晶体管放大器)噪声温度与频率的关系曲线, 以作比较。在中心频率以外, 反射式放大器的噪声温度却上升; 这时通常假设噪声输入与频率无关。在反射式放大器的情况下, 同级无限长链路的噪声温度, 即链路噪声温度 $T_\infty = T_e / (1 - 1/|\rho|^2)$, 按照方程(5)为

$$T_\infty = T_N \neq f(\omega, \rho), \quad (6)$$

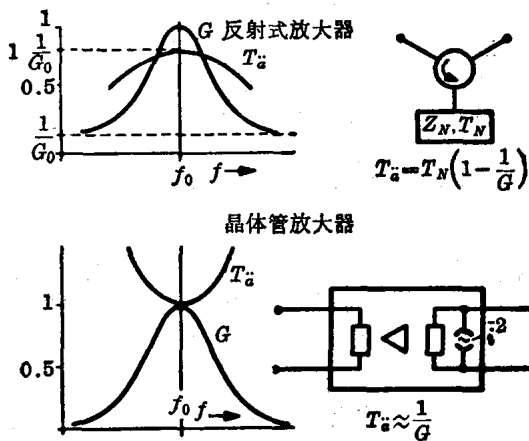


图5 噪声温度 $T_e = T_N$ 和功率增益 $G = |\rho|^2$

在晶体管放大器(噪声温度 $\approx 1/G$) 的情况下, 链路噪声温度为

$$T \approx \frac{1}{G-1} \quad (7)$$

方程(6)的结果非常有趣, 它告诉我们: 用这里讨论的理想反射式放大器构成无限多级链路时, 无论频率如何均可达到相同的噪声温度 T_N 。这就是说, 级数有限时, 总噪声温度一直保持恒定, 且等于 T_N , 甚至在中心频率以外有所下降, 倘若后置放大器的影响足够小的话。

多次调谐反射式放大器的噪声温度，目前对于卫星通信用宽频带参量放大器的工作具有重要的意义。由于匹配网络中的损耗，多次调谐负阻的噪声温度

$$T_n = \frac{T_1|G_1| + T_2|R_2| \frac{|Y'|^2 + T_3|G_3| |Y'Z''|^2}{+ T_4|G_4| |Y'Z''Y'''|^2 + \dots}}{|G_1 + R_2|Y'|^2 + G_3|Y'Z''|^2 + G_4|Y'Z''Y'''|^2 + \dots|} = T_\infty \quad (8)$$

有所增高，等于放大器的链路噪声温度 T_∞ (符号见图6)。网络的所有部分通常处于相同的温度 T_u 上，因此，所有的损耗电阻具有相同的噪声温度 T_u 。在此情况下，链路噪声温度为

$$T_\infty = \frac{T_N + T_u A}{1 - A} \approx T_N + A(T_N + T_u), \quad (9)$$

式中

$$A = \frac{1}{G_N} = (R_2|Y'|^2 + G_3|Y'Z''|^2 + R_4|Y'Z''Y'''|^2 + \dots)$$

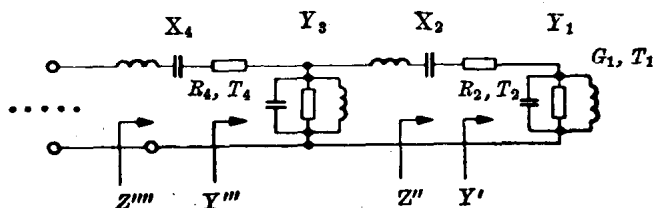


图6 噪声温度计算用图

与中心频率偏离时，多次调谐放大器的链路噪声温度有所增高。例如，二次($n=2$)调谐放大器用方程(9)求得的链路噪声温度为

$$T_\infty \approx T_N + R_2 G_N \left[1 + \left(\frac{2\Delta f}{B_1} \right)^2 \right] (T_N + T_u). \quad (10)$$

放大器的噪声温度

$$T_e = T_\infty (1 - 1/|\rho|^2)$$

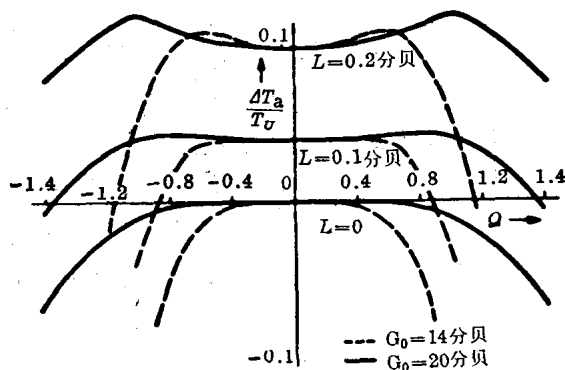


图7 噪声温度的增加情况

$$Q = 2\Delta f/B_1$$

$$G_0 = |\rho_0|^2$$

在失调时因匹配网络中的损耗开始有所增高，失调增大时又会因功率增益 $|\rho|^2$ 的影响而降低。二次($n=2$)调谐放大器的上述情况示于图7。参数为 $L[\text{分贝}] = 1 + R_2 G_N$ 。与无损耗网络($R_2 = G_3 = R_4 = \dots = 0$)匹配时，链路噪声温度

$$T_\infty = T_1 = T_N$$

没有变化。

3. 最大输出功率

放大器的最大输出功率受增益降落和失真的限制，通常比振荡器(目前正在大力研究)的最大输出功率低一个给定值。因此，这里只需指出，渡越时间有限的半导体器件，其最大输出功率有一个与外部电路和半导体材料有关的绝对上限。激活区上的最大电压 $U_m = E_m/L$ ，与给定的最大场强 E_m (击穿)以及由有关频率规定的激活区长度 L 有关。最大电流 I_m 取决于半导体中载流子的饱和速度 v_s 。对于最大功率 $P_m \approx U_m I_m$ ，由此可得关系式^[5,6]

$$P_m X_c f_\tau^2 = (E_m v_s / 2\pi)^2, \quad (11)$$

此关系式在一定限度内适用于晶体管、变抗二极管、雪崩渡越时间二极管、 $n_0 L < 10^{12}$ 厘米⁻²的耿氏器件以及其他渡越时间有限的半导体器件。方程(11)中， f_τ 为渡越时间截止频率(载流子渡越时间 $\approx$ 周期)，即功率还不会因渡越时间猛降时的频率； X_c 为 f_τ 时的电抗(激活区的容抗)，它与比值 U_m/I_m 成正比，而且由于实用的原因不得低于某一给定值； E_s 和 v_s 均为上述的半导体常数。实际上，只能程度不同地接近方程(11)给出的最大输出功率，因为另外一些效应(例如热效应)同样限制着功率。

对于电流与饱和速度或电压与激活区长度 L 无关的器件来说，方程(11)是不适用的。例如，隧道二极管和具有迁移率极低的耿氏器件就是这类器件。

4. 各种放大器的物理原理及其比较

下面论述某些半导体放大器的主要功能。给出的数据可以说明技术水平的概况。图8示出了负阻的概况。图10和图11分别示出了某些放大器的噪声温度和输出功率。

(1) 参量放大器

在参量放大器中，通过非线性电抗上的频率变换产生负阻。变频的功率关系用Manley-Rowe方程^[7]表示。通常用变容二极管作非线性电抗，它可用一个比被放大的信号频率 f_s 大的频率(即所谓的泵频 f_p)调制。如果在差频 $f_i = f_p - f_s$ 时允许功率

变换,则据文献[7]为:

$$\frac{P_s}{f_s} = \frac{P_i}{f_i} = -\frac{P_p}{f_p} \quad (12)$$

这一方程表明,信号频率 f_s 和差频 f_i 时的功率均来自泵源(f_p)。因此, f_s 和 f_i 时出现负阻。在任一有关频率时,调制电抗的平均值必须予以补偿。谐振回路(图8a)适用于此。增益带宽积

$$\rho_0 B \approx \frac{2}{\frac{1}{B_s} + \frac{1}{B_i}} \quad (\rho_0 \gg 1 \text{ 时}) \quad (13)$$

在大增益时为常数。噪声温度只与差频回路中所需负载电阻 R_i 的热噪声有关。根据方程(12)可得

$$T_N = \frac{f_s}{f_i} T_u, \quad (14)$$

式中 T_u 为负载电阻的物理温度*(图8a)。实际上,信号回路中出现一个损耗电阻 R_s ,它同样会产生热噪声,因此,噪声温度为

$$T \approx \left(\frac{R_s}{R_N} + \frac{f_s}{f_i} \right) T_u. \quad (15)$$

负阻 R_N 与 f_i 成反比,因此,存在着噪声最小的最佳

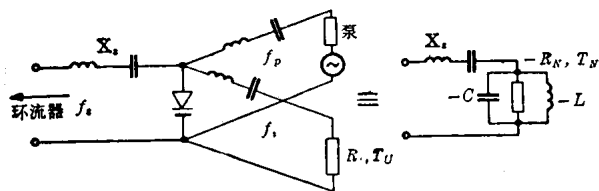


图8a 泵源变容二极管的有源谐振器

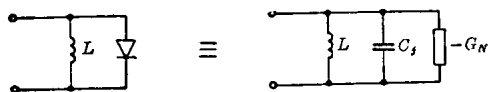


图8b 隧道二极管的有源谐振器

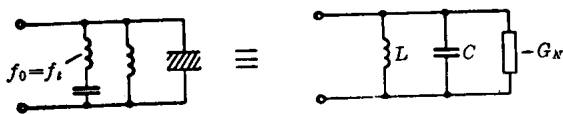


图8c 耿氏激光器($n_0 L > 10^{12}$ 厘米⁻²)的有源谐振器

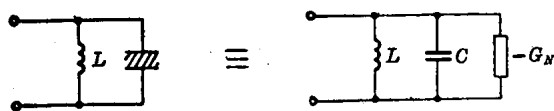


图8d 耿氏放大器($n_0 L < 10^{12}$ 厘米⁻²)的有源谐振器

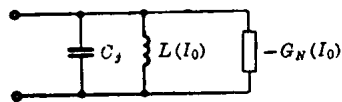


图8e 起始电流为 I_0 的雪崩渡越时间二极管的有源谐振器

差频。具体放大器的噪声温度通常小于 T_N 。若用液氮冷却到4°K,则可制成近乎无噪声的放大器。已达到的噪声温度情况见图10。

最大输出功率取决于最大可转换的泵功率。最大的泵功率决定着方程(11),因此,用方程(12)求得最大的信号功率为

$$P_{\max} = f_s \frac{(E_m v_s / 2)^2}{X_o f_p^3} \quad (16)$$

式中的 $f_p = f_r$ 是渡越时间正好还没有减少时的泵频。

目前,参量放大器的研制工作集中在大的带宽和高的信号频率上。此外,人们还在试验用半导体泵振荡器制作集成放大器。初期的工作着重于耿氏器件和雪崩渡越时间二极管中的参量放大,而这些器件本身可能就是泵源。

目前,正在对卫星通信地面站用的参量放大器进行大力研制。要求该放大器的带宽为500兆赫,信号频率在4千兆赫时的噪声温度为10°~20°K,用致冷参量放大器正好还可满足这些要求^[8]。

典型数据:

频率	$f = 4$ 千兆赫
增益带宽积(一次调谐)	$\rho_0 B = 500 \sim 1000$ 兆赫
达到的带宽(多次调谐)	$B = 500$ 兆赫
噪声温度(按冷却之差异)	$T = 10 \sim 200^\circ \text{K}$
最大输出功率	$P_{\max} = 10 \sim 100$ 微瓦

(2) 隧道二极管放大器

隧道二极管中的负阻基于电子通过势垒的量子力学隧道效应。这种效应出现在极高掺杂 p - n 结二极管中。无偏压时,隧道电流和齐纳电流自行补偿。正向电压升高时,齐纳电流迅速下降,而正向隧道电流开始上升,当电压增高时又重新下降(能带重迭减少)。这就出现一个下降的特性曲线(负阻)。正向电压再升高时,出现扩散电流,特性曲线又上升。

激活区的电容 C_j (阻挡层电容)与负阻并联,该电容必须用外接电感补偿(图8b)。电容 C_j 决定着可达到的增益带宽积(方程3)

$$\rho_0 B \approx 2B_N = \frac{G_N}{\pi C_j}. \quad (17)$$

噪声温度取决于基极电阻的热噪声,但主要取决于隧道二极管中流动电流的散粒噪声。负电导的噪声温度近似为

$$T_N \approx \frac{e I_0}{2 G_N}, \quad (18)$$

* 即环境温度——译注。

式中 I_0 为工作点上的电流。

隧道二极管放大器的最大输出功率比较小, 这是因为最大电压 U_m 不能超过与能带距离相当的电压 (根据材料, 在 0.67~1.4 伏之间)。最大电流 I_m 同样也受限制, 虽然隧道过程是如此之快, 以致还不会出现渡越时间效应。对于过大的负电导

$$G_N = \frac{I_m}{U_m}$$

电路技术上还不能掌握, 同时还会导致不稳定现象。由于二极管存在不可避免的基极电阻, 只有在电阻性截止频率

$$f_r = \frac{\sqrt{R_N/R_s - 1}}{2\pi R_N C_j} \approx \text{常量} \cdot \sqrt{R_N} \quad (19)$$

以下二极管接点上才会有一个负阻 R_N 。电阻性截止频率与 $\sqrt{R_N}$ 近似地成比例, 这是因为某一给定材料的 $R_N C_j$ 积是恒定的。因此, 在一定的条件之下, 最大输出功率 $P_m \approx U_m^2 G_N$ 与 $1/f^2$ 成比例。

隧道二极管放大器的典型数据:

频率	$f = 5$ 千兆赫
增益带宽积	$\rho_0 B = 3 \sim 6$ 千兆赫
带宽(多次调谐)	$B = 1 \sim 2$ 千兆赫
噪声温度	$T = 400 \sim 600^\circ \text{K}$
最大输出功率	$P_{\max} = 1 \sim 10$ 微瓦

(3) 耿氏器件放大器

在某些半导体(例如砷化镓)中, 高场强时由于导带之间电子的跃迁, 载流子的平均速度随着场强的增强而减低(耿氏效应)。由此产生的微分负电导能够形成各种各样的振荡型式, 它们一部分伴有负电导, 或者是由负电导造成的。

掺杂过度, 即掺杂和试样长度之积 $n_0 L > 10^{12}$ 厘米⁻² 时, 则出现迁移偶极畴的负电导。如果试样上的电压在畴渡越时期内提高了 ΔU , 则畴也将增加。这时畴上压降的增量则大于 ΔU 。因此畴外的场强变小, 电流减弱。器件对电压增加的反应是电流的减弱, 于是出现负电导。偶极形成滞后以及偶极猝减超前时也是这种情况。放大器工作时, 试样必须振荡, 以便始终有一个畴。这可以用调谐到渡越频率 $f_t = v/L$ 上的谐振器达到, 该谐振器在图 8c 的等效电路中用一个串联谐振回路表示。试样的电容与负电导并联。放大器的上截止频率取决于畴与变化着的外加电压匹配所需的时间。上截止频率近似地为渡越频率的 10 倍, 即 $f_{cr} \approx 10 f_t$ [9, 10]。至于可达到的带宽知道的还不多。噪声比较高, 这是因为除热噪声外还要加上核化过程、电容和偶极畴速度的

变化 [11]。在此也还要作精确的研究。频率 $f < 10 f_t$ 时, 负电导与试样长度 L 无关, 因此与频率无关。最大的交流电压同样与试样长度无关。因此, 最大输出功率也与频率无关。

达到的数据 [10]:

频率	$f = 6$ 千兆赫
带宽	$B = 100$ 兆赫
增益	$G = 9$ 分贝
噪声温度	$T = 30000^\circ \text{K} = 20$ 分贝
最大输出功率	$P_{\max} = 60$ 毫瓦

掺杂不足, 即 $n_0 L < 10^{12}$ 厘米⁻² 时, 试样中会形成稳态空间电荷。因为施加的是交流电压, 因此, 出现的空间电荷波会引起电流和电压之间的相移。于是在渡越频率 f_t 及其谐波附近产生一个负电导(负的空间电荷电导)。此电导受渡越时间的限制(试样长度与频率有关), 因此, 最大输出功率也受到限制。根据方程 (11), 该功率随频率的平方递降。人们试图通过某些器件的串联电路来达到更高的功率 [12]。噪声比较高, 这是因为除了热噪声外, 还有导带填充密度的变化 [13]。用反射式放大器已经成功地在毫米波范围内达到了放大。图 8d 所示为有源谐振器的等效电路。

达到的数据 [14, 15]:

频率	$f = 30$ 千兆赫, 50 千兆赫
带宽	$B \left. \begin{array}{l} 1 \sim 3 \text{ 分贝时几千兆赫} \\ 10 \sim 20 \text{ 分贝时几十兆赫} \end{array} \right\}$
增益	G
最大输出功率	$P = 100$ 微瓦
频率	$f = 1.27$ 千兆赫
增益	$G = 40$ 分贝
最大输出功率	$P_{\max} = 50$ 毫瓦

若试样的介质负载 [16] 或者 LSA* 工作 [17] 阻碍着偶极形成时, 在较低频率时(与振荡频率相比)同样会出现负电导。用介质负载试样制成的 1.5 千兆赫行波管放大器(直射式), 其正向增益为 12 分贝, 反向增益为 -25 分贝 [18]。

(4) 雪崩渡越时间放大器

雪崩渡越时间二极管的负电导可用来制造反射式放大器。负阻出现在击穿状态工作的 $p-n$ 结、 pin -结和 $npip$ -结二极管中。如果给偏压迭加一个交流电压, 则雪崩在升压的半个周期内增加, 在降压的半个周期内减少。从升压变到降压时, 雪崩恰巧为最大, 雪崩的载流子密度滞后电压 90° 。要想进一步滞后, 可在击穿区后接一个漂移空间。如果漂移

* LSA 为英文 Limited Space-Charge Accumulation 的缩写, 义为“限制空间电荷积累”——译注。

空间的长度 L 等于半个空间电荷波长 λ_R (渡越时间 τ = 半个周期 T)，则产生 180° 的相移，从而出现实数负阻^[19]。这个过程告诉我们，它与渡越时间管非常类似。与渡越时间管不同的是，雪崩渡越时间二极管在击穿区(阴极)已经滞后 90° ，在漂移空间内载流子速度达到饱和。在某些雪崩渡越时间二极管中，击穿发生在整个漂移空间中。

二极管的阻挡层电容 C_j 与雪崩的负载并联。这个电容在雪崩谐振频率

$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_j L(I_0)}}$$

时，可用雪崩的电感 $L(I_0)$ 予以补偿(漂移空间长度 $L < \lambda_R/2$)。有源谐振器的等效电路示于图 8e。增益带宽积

$$\rho_0 B \approx 2B_N = \begin{cases} \frac{G_N}{\pi} \omega^2 L(I_0) & (f < f_L \text{ 时}) \\ \frac{G_N}{\pi C_j} & (f \geq f_L \text{ 时}) \end{cases}$$

在雪崩谐振频率附近和以上为最大。负电导 G_N 和雪崩电感 L 与电流的关系，在极限范围内可用来调谐有源谐振器。由于雪崩击穿的统计规律之故，噪声温度比较高，以至于雪崩渡越时间放大器只能用作功率放大器^[20]。最大输出功率受渡越时间的限制，同时随频率的平方降低。

达到的数据^[20]：

频率	$f = 7.5$ 千兆赫
带宽	$B = 50$ 兆赫
增益	$G = 20$ 分贝
噪声温度	$T = 12 \cdot 10^6 \text{ K} = 46$ 分贝
最大输出功率	$P_{\max} = 2$ 毫瓦

(5) 晶体管放大器

晶体管微波放大器的发展，是从 1965 年贝尔电话实验室制造的一只 1~2 千兆赫放大器开始的^[3]。1966 年，在同一地方又制成了噪声系数为 6~8 分贝的 3.5~4.5 千兆赫放大器^[21]。1968 年，美国无线电公司介绍了一只 2 千兆赫时输出功率为 1 瓦的放大器^[22]。市场上已有出售的 1~2 千兆赫放大器，其数据示于图 9。这类放大器主要是由进一步使用集中元件的微波集成电路技术制成的。例如，美国无线电公司的 1 瓦功率放大器就是制造在一块 3×4 毫米大的蓝宝石板上^[22]。

截止频率 $f_T > 3$ 千兆赫的晶体管只能得到试样。不过，某些公司曾透露，已制成截止频率达 8 千兆赫的晶体管。微波技术的主要问题是：截止频率高时基极长度变短，从而基极电阻 r_b' 变大。决定性的进步可以通过平面技术使用特殊的扩散和更加精

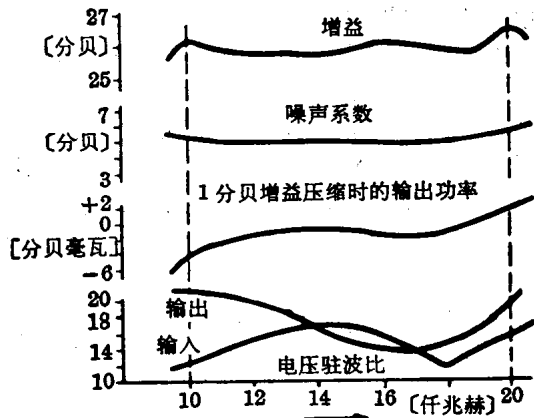


图 9 AM1000 型 1~2 千兆赫晶体管放大器的数据

细的光刻技术达到。晶体管的发射极面和基极面可制成交叉梳形，从而使基极电阻 r_b' 骤减。当然，光刻技术已经达到了光的波动性所限定的极限。硅晶体管比锗晶体管更重要。硅的较小迁移率可通过硅中的较高击穿场强和成熟的工艺予以平衡。目前，硅的频率上限为 10 千兆赫，锗的频率上限则为 15 千兆赫^[23]。

在微波范围内，现有晶体管的功率增益

$$G \approx \frac{f_T}{r_b' C_o f^2}$$

随频率 f 的平方递减。除了需要有高的截止频率 f_T (发射极电路中的电流增益 = 1) 外，微波晶体管还要求有尽量小的基极电阻-集电极电容-时间常数 $r_b' C_o$ 。

晶体管的噪声取决于晶体管中流动电流的散粒噪声以及基极范围内损耗电阻的热噪声。集电极电流的散粒噪声影响特别大。频率低于 1 千兆赫时，噪声温度只能达到 100~200°K。频率再高时，增益每倍频程降低 6 分贝，噪声温度相应地升高。图 10 所示的噪声温度说明了这种特性。

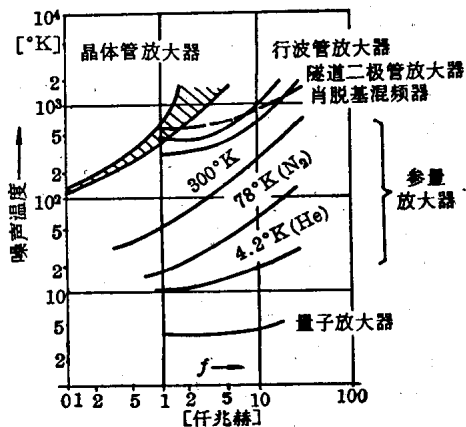


图 10 各种放大器的噪声温度

最大输出功率按照方程(11)随频率的平方减少,这是因为晶体管受渡越时间的限制。用市场上能买到的晶体管(MAN)构成的放大器,其输出功率的上述关系示于图11。用实验室试样(Dev)达到的功率随频率的减少更厉害。2千兆赫时达到的输出功率为1瓦。不过,某些公司宣称,2千兆赫时输出功率已达到5~8瓦。

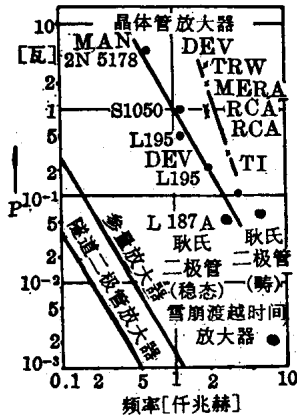


图11 各种放大器的输出功率

可达到的带宽比反射式放大器的大,这是因为晶体管放大器不会出现损耗补偿。用小信号放大器可使带宽高达一个倍频程。功率放大器的带宽通常比较小,这是因为功率晶体管的低阻抗匹配是困难的。

用各种晶体管放大器达到的最佳数据:

频率	$f_{\max} = 6$ 千兆赫
带宽	倍频程
增益	$G = 5$ 分贝(6千兆赫时)
噪声温度	$T = 1000^\circ\text{K}$ (5千兆赫时)
最大输出功率	$P = 1$ 瓦(2千兆赫时)

5. 结 束 语

半导体放大器的状况,通过对常用参量放大器和隧道二极管放大器的完整论述即可知道。晶体管放大器仅仅是缓慢地趋于较高频率的。这方面的工作集中在晶体管结构的制作及其在微波集成电路中的装接。应用半导体里体效应和渡越时间效应的新颖放大器原理,与振荡器方面的工作相比,进展是缓慢的。参量放大器用作低噪声放大器比其他类型的放大器要好(图10)。不过,它的成本较高,而且带宽有限。隧道二极管放大器在较高频率时的噪声温度总是比晶体管放大器低。晶体管放大器在较低的微波范围内用作功率放大器(图11)。频率再高时,晶体管的制作会碰到重大的困难。这里试图采用新颖的半导体效应。微波半导体放大器的研制工作取

得了初步的胜利后,面临的重大任务是满足日益增长的需要。

参 考 文 献

- [1] Heffner, H. and Kotzebue, K.: Experimental Characteristics of a Microwave Parametric Amplifier Using a Semiconductor Diode, Proc. IRE, 46 (1958), S. 1301.
- [2] Chang, K. K. N.: Low-Noise Tunnel-Diode Amplifier, Proc. IRE, 47 (59).
- [3] Engelbrecht, R. S. und Kurokawa, K.: A Wide-Band Low Noise L-Band Balanced Transistor Amplifier, Proc. IEEE, 53 (1965).
- [4] Garbrecht, K. und Niemeyer, M.: Mehrfachabstimmung von Reflexionsverstärkern, Erscheint demnächst in AEÜ.
- [5] Johnson, E. O.: Physical Limitations on Frequency and Power Parameters of Transistors, RCA Rev., 26 (1965), S. 163~177.
- [6] Advances in Microwaves. Herausgegeben von Leo Young in Academic Press, New York und London (1967).
- [7] Manley, J. M. und Rowe, H. E.: Some General Properties of Nonlinear Elements, Proc. IRE, 44 (1956), S. 904~913.
- [8] Siehe auch nachfolgende Beiträge über "Mikrowellen-Verstärker mit Halbleitern".
- [9] Thim, H. W.: Linear Negative Conductance Amplification with Gunn-Oscillators, Proc. IEEE, 55 (1967), S. 446~447.
- [10] Thim, H. W.: Linear Microwave Amplification with Gunn-Oscillators, IEEE Trans. ED-14 (1967), S. 517~522.
- [11] Draysey, D. W. u. a.: Noise Performance of Gunn Microwave Generators in X-Band and J-Band. Electron. Lett. 2 (1966), S. 125~126.
- [12] Thim, H. W.: Series-Connected Bulk GaAs Amplifiers and Oscillators, Proc. IEEE, 56 (1968) S. 1245.
- [13] Matsuno, K.: Noise of Gunn-Effect-Oscillator, Proc. IEEE, 56 (1968), S. 108~109.
- [14] Thim, H. W. und Lehner, H. H.: Linear Millimeter Wave Amplification with GaAs Wafers, Proc. IEEE, 55 (1967), S. 718~719.
- [15] Hayes, R. E.: Saturation Power in GaAs Amplifiers, IEEE Trans. Electron Devices, ED-15 (1968), S. 183~184.
- [16] High-Octane GaAs, Electronics, 40 (1967), S. 255.
- [17] Copeland, J. A.: LSA Oscillator-Diode Theory, J. Appl. Phys., 38 (1967), S. 3096~3101.
- [18] Koyama, J. u. a.: Solid-State Device, Res. Conf. (1968).
- [19] Read, W. T.: A Proposed High-Frequency Negative-Resistance Diode, Bell System Techn. J., 37 (1958), S. 401~446.

(下接 44 页)

S、C和X波段简单二极管参量放大器的设计*

[英国] C. S. Aitchison 等

摘要: 本文论述了为S、C和X波段设计的简单二极管参量放大器。带宽和噪声测量表明, 其性能与理论预测基本上是一致的。本文还详细介绍了使放大器增益频率响应改进高达5.6倍的补偿电路。

1. 引言

因放大器可以利用的增益带宽特性继续下降, 所以多数参量放大器的设计包括了分布信号和空闲电路的利用问题。本文所述的技术表明, 可以利用集总技术来改进带宽, 用电抗补偿网络可以更进一步地增加增益频率响应。

(1) 参量放大器电路设计的一般原理

一个满意的二极管参量放大器的设计必须完全满足下列要求:

a) 二极管必须耦合到在信号频率上能提供适当的谐振电抗和适当的过耦合信号源电阻的电路。二极管也必须耦合到在适当的空闲频率上能提供共轭电抗的电抗(最好没有损失)上。负阻放大器的噪声系数 F 可用下式表示^[1]

$$F = 1 + \frac{R_d}{R_g} + A \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{(R_d + R_g)}{R_g} \quad (1)$$

式中, R_d 是二极管扩展电阻, R_g 是信号源电阻, A 是信号电路的负电阻与信号电路的整个正电阻之比, ω_1 是信号频率, ω_2 是空闲频率。 R_g 要选择得使泵源产生的二极管电流是微小的(典型数值为1微安), 以便使和这个电流有关的散粒噪声可以忽略不计。因为假定环流器的绝缘很好而且介入损失为零, 所以它对式(1)没有什么影响。

b) 信号、空闲和泵的能量必须限定在电路的适当范围内, 以便获得最大的工作带宽以及使放大器工作所需的泵功率为最小。

c) 信号电路和空闲电路应该集总起来(小于波长), 或者如果分布开来的话, 其电长度应小于 $\lambda/10$, 以便使电路的 Q 不会因电抗的分布特性而增加。和环流器协同工作的负阻放大器的增益带宽积($G_{av}^{1/2}B$)由下式来表示

$$G_{av}^{1/2}B = 2 \left(\frac{1}{B_s} + \frac{1}{B_i} \right)^{-1} \quad (2)$$

式中, B_s 是无泵信号电路的带宽, B_i 是无泵空闲电路的带宽。因此, 有必要使信号和空闲的带宽不应有不必要的限制。

d) 泵电路应该尽量简单, 以便使匹配到含有二极管结构的泵功率耗散在二极管里, 而不是耗散在支座结构里。

e) 设计应使杂散电容为最小, 因为除了特殊情况外, 它会使带宽缩小。

2. 变抗二极管的等效电路

变抗管的等效电路示于图1。它由扩展电阻 S_d 和串联的结电容 C_j 组成。内部杂散电容 C_1 跨接在结电容 C_j 上。引线电感和这些元件串联, 而封装杂散电容 C_2 与二极管并联。由此等效电路可知, 频率增加时, 电抗通过零点和极点。电压驻波比的测量和最小值的位置产生了图2所示的史密斯阻抗曲线图。该图是用50欧同轴线在VX 3368二极管原型上测量的^[2]。此图表明, 二极管的电抗在串联谐振

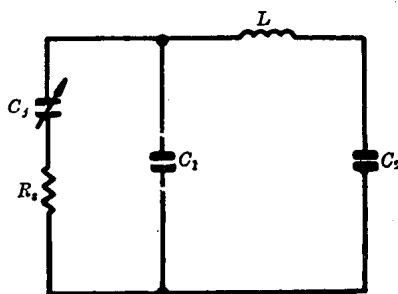


图1 变抗二极管的等效电路

C_j = 结电容
 R_d = 扩展电阻
 C_1 = 内部杂散电容
 C_2 = 外接杂散电容
 L = 引线电感

* 译自 "IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques", Vol. MTT-15, No. 1, 22~31 页。

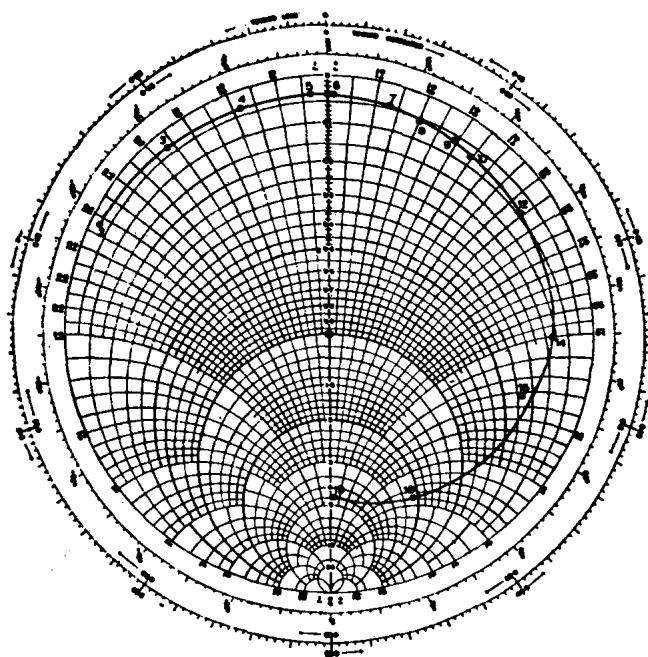


图2 50欧传输线上的阻抗。原型 VX3368。史密斯图
大比率 0.01~1.0 电压驻波比

频率以下呈电容性,在此频率以上直到并联谐振频率则呈电感性。此后阻抗是电容性的。对一些二极管作了评价,其典型结果和二极管的品质因数(γf_0)一起示于表1。测量是用同轴驻波技术在18千兆赫以下的频率上测得的。并联谐振出现在较高频段,测量采用文献[2]所述的技术。

表 1

二 极 管 型 号	串联谐振 [千兆赫]	并联谐振 [千兆赫]	γf_0 [千兆赫]
VX 3368(原型)	5~6	19	—
VX 3368	9~10	30	30
MS264	9~10	—	—
MS2006	9~10	24	24
ZC25B	6~7	17	18

3. 放大器的设计

放大器设计利用二极管并联谐振来维持空闲电流,而经过适当改变的串联谐振用来维持信号电流。

放大器的示意图如图3所示。可以看出,放大器由包含二极管的同轴线和波导部分组成。同轴电路由50欧输入线A和后接的 $\lambda/4$ 变换器 l_1 以及滤波器部分 l_2 、 l_3 和 l_4 组成。同轴线 l_2 、 l_3 和 l_4 在空闲频率上各为 $\lambda/4$,相应的阻抗 Z_2 、 Z_3 和 Z_4 要选择得使滤波器在信号频率上等效于所需阻抗线的 $\lambda/4$,从而形成双 $\lambda/4$ 变换器的第二部分。 Z_2 、 Z_3 和 Z_4 (等于 Z_2)的表示式用信号频率、空闲频率及等效阻

抗表示,见附录I。

二极管和跨接在波导上的双 $\lambda/4$ 变换器串联,波导在信号频率和空闲频率上截止,只传播泵频。和二极管串联的同轴线 l_5 的长度,等于空闲频率上的 $\lambda/4$,基本上是信号频率上的集总电感(因为它比波长短)。调节 l_5 的阻抗 Z_5 可使信号电路在所需的频率上谐振。

从而可以看出,用 $\lambda/4$ 部分, l_5 就能把二极管里产生的空闲能量限制在二极管的范围内。空闲电路的无泵带宽取决于由 $\lambda/4$ 部分 l_5 改变的二极管等效电路。附录II指出,只有在空闲频率上二极管的Q是随系数

$$1 + (32\pi^2 C_s^2 Z_0 L f^3)^{-1}$$

增大,式中 Z_0 是 $\lambda/4$ 短路传输线的阻抗, C_s 是二极管外部杂散电容, L 是二极管的引线路感, f 是空闲频率。这个系数中的第二项通常比第一项小得多。

因为谐振电感基本上是集总在信号频率上,所以信号电路的带宽完全由二极管决定。用二极管后适当位置的波导短路和二极管前的可变导纳系统,可使泵能匹配到装有二极管的波导里。滤波器部分无论在泵频上还是在空闲频率上都为低电抗,泵能量不在同轴系统中传送。

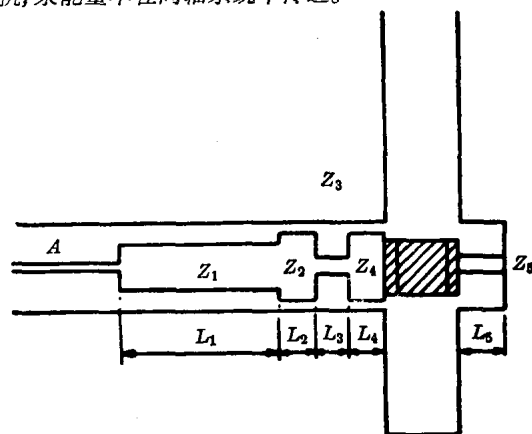


图3 放大器示意图

l_1 和 l_2 、 l_3 和 l_4 构成信号频率上的双 $\lambda/4$ 变换器,而 l_2 、 l_3 和 l_4 是空闲频率上的 $\lambda/4$ 部分。阴影部分是二极管。 l_5 使信号电路谐振,且在空闲频率上是 $\lambda/4$

4. 放大器的工作

(1) 二极管的规格

放大器的理论噪声系数可从(1)式算出。变抗二极管的品质因数由 γf_0 积给出,其中的 γ 是

$$(C_{\max} - C_{\min}) / 2(C_{\max} + C_{\min}),$$

f_c 是截止频率。 $C_{\max}$ 和 $C_{\min}$ 在附录 III 有解释。

信号频率为 f_1 、空闲频率为 f_2 的放大器，其所需二极管的 γf_c 积可由下式表示(附录 III)：

$$\gamma f_c = \sqrt{f_1 f_2 \left(1 + \frac{R_g}{R_d}\right)}. \quad (3)$$

R_g/R_d 比的选择要能在规定的信号频率和空闲频率上给出要求的噪声系数，这两种频率是由二极管的并联谐振所规定的。

(2) 调定过程

调整 Z_0 可使信号电路谐振，而中心频率上的过耦合比 R_g/R_d 由放大器在信号频率上的电压驻波比测量来确定，测量时要采取措施以防测量功率干扰二极管的阻抗。在中心频率上，电压驻波比为最小，而此最小值就是计算噪声系数时所用的过耦合比。

如前所述，空闲频率起初由二极管的阻抗测量确定，最后由在信号和预测空闲频率的总和上放大器的泵功能决定。恒定增益(通常是 20 分贝)时泵频和二极电流与信号频率的曲线表明，二极管电流的最小值决定了工作情况下的中心频率和实际空闲频率。

无泵信号电路的带宽通过电压驻波比的测量来确定，或者更方便地通过用信号发生器、衰减器和电子管电压表来监视检波二极管的电压绘成信号电路响应的方法来确定。测量泵频与信号频率曲线的斜率，可以确定空闲电路的无泵带宽，因为空闲带宽与信号带宽之比可用下式表示：

$$B_1 = B_s \left(\frac{\Delta\omega_3}{\Delta\omega_1} - 1 \right) \quad (4)$$

(见附录 IV)。

无泵空闲带宽和信号带宽的测量值可与式(2)算出的和观察到的带宽相比。

5. 放大器的性能

(1) MS2006 型二极管 S 波段放大器

这类放大器采用 MS2006 型二极管，工作在 S 波段上。在此情况下，由于给二极管附加了一个聚四氟乙烯套管，固有空闲谐振下降到 16 千兆赫。图 4 示出了由信号发生器、衰减器和电子管电压表确定的无泵电路响应，而且还示出了 470 兆赫的带宽。图 5 是 R_g/R_d 比为 12.5 的信号电路的电压驻波比曲线。图 6 所示为增益为 20 分贝泵频、二极管电流和带宽与信号频率呈函数变化的情况。曲线表明，在调谐范围中心上电流处于 2 微安的令人满意的低值

上。在室温和液氮温度时用开关环流器和同轴负载进行的噪声系数测量表明，仅放大器的噪声温度是 99°K。图 7 所示的总噪声系数与本机振荡器频率的曲线表明，后接噪声系数为 10 分贝的接收机时噪声系数的最小值为 1.8 分贝。总噪声系数随增益的变化示于图 8。

用式(1)算出的放大器理论噪声温度为 84°K。用图 6 的斜率和式(4)算出的无泵空闲带宽为 845 兆赫，20 分贝增益的工作带宽为 58 兆赫。观测到的典型带宽为 65 兆赫。

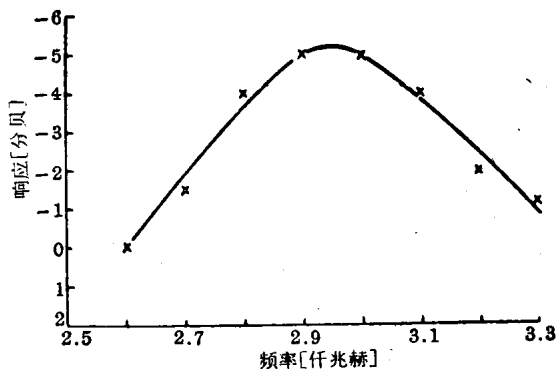


图 4 信号电路的响应

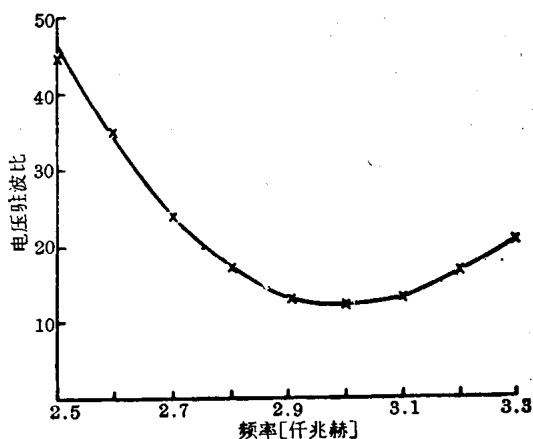


图 5 信号电路的电压驻波比

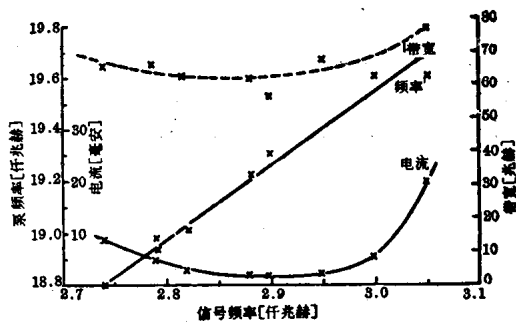


图 6 增益为 20 分贝时泵频、二极管电流和带宽与信号频率的函数关系

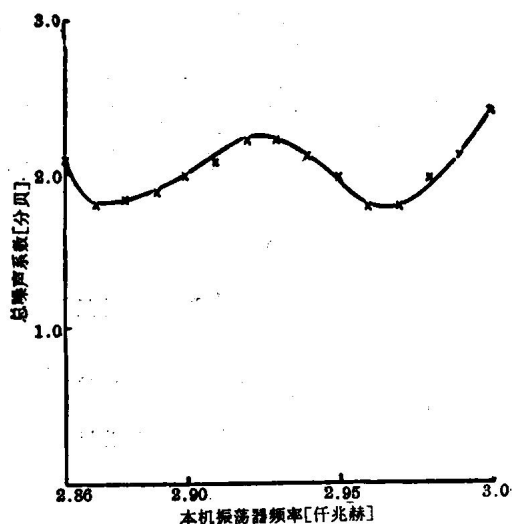


图7 总噪声系数随本机振荡器频率的变化

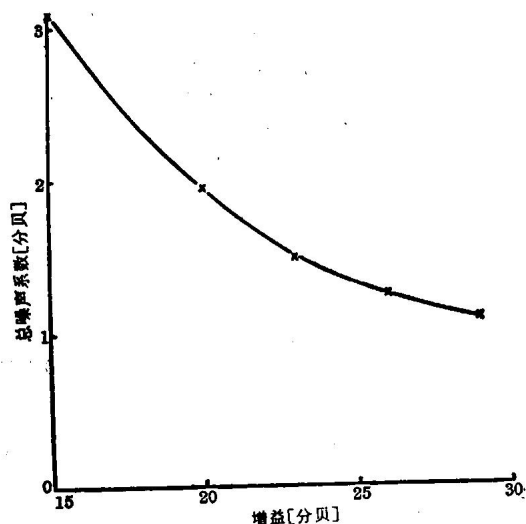


图8 总噪声系数随增益的变化



图9 S、C和X波段放大器

(2) S、C和X波段放大器

S、C和X波段的类似放大器示于图9。其设计、结构和测试与5.1节所述完全相同，结果和预测性能汇总表2中。

在X波段放大器的情况下，二极管的串联谐振频率本身就在X波段上，而 Z_5 (图3) 必须降低，以便使信号电路能在X波段谐振。另外，二极管支座

表 2

二 极 管	工 作 频 率 [千兆赫]	电 流 [微安]	R_g/R_d	空 闲 频 率 [千兆赫]	20分贝增 益上的3 分贝带宽 [千兆赫]		噪声温度 [°K]	
					预计	测定	预计	测定
VX 3368	3.0	1	6.0	30	42	40	76	95
VX 3368	5.6	1	3.8	32	100	100	142	139
VX 3368	8.2	4	2.8	21.5	100	40	226	270
选 择								

应设计得随着外部杂散电容的不断增加和并联谐振频率的降低而使电感减小。即使用所需的低值 Z_5 ，空闲电路的 Q 也只能增加15%。

6. 用滤波器技术改进频率增益响应

(1) 理论

理论研究表明，参量放大器频率增益响应的改善用信号和空闲电路用的带通滤波器比用简单的谐振电路要好^[5~7]。从文献[5]得知，给 Q 值适当的信号谐振和空闲谐振附加一个频率补偿电路(以降低信号电路和空闲电路的电抗变化率)，就可改善频率增益响应，这是由于增益带宽积变成 $G^{1/4}B=k_2$ ，以代替 $G^{1/2}B=k_1$ 。这里的 k_1 、 k_2 的数值相似。若再将一个谐振电路加到信号和空闲响应谐振上，则增益频率响应会进一步增加，因为关系式变成了 $G^{1/6}B=k_3$ ，其中 k_3 的数值又与 k_1 和 k_2 相似。

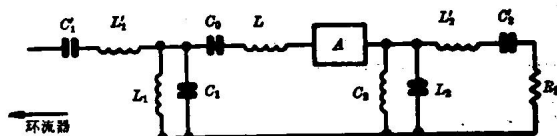


图10 装有信号和空闲频率补偿电路的参量放大器电路

图10就是文献[5]的作者为分析而设想的电路。 C_0 是二极管的电容， L 是它的组合电感。网络 A 由无损耗电抗组成，该电抗的大小要设计得使 C_0 、 L 和 A 的组合在信号频率 ω_1 和空闲频率 ω_2 上均能谐振。空闲负载是 R_2 ，信号电路连接到环流器上。首先附加的信号电路 C_1 、 L_1 在信号频率上谐振，而 C_1 为

$$C_1 = \frac{1}{\omega_1^2 C_0 R_1 R_2}$$

式中的 R_1 是环流器的阻抗。首先附加的空闲电路 C_2 、 L_2 在空闲频率上谐振，而 C_2 为

$$C_2 = \frac{1}{\omega_1^2 C_0 R_1 R_2}。$$

C_1 和 C_2 的表达式能用类似的方法导出。

实际上, 只有在信号电路上对放大器补偿是比较方便的。附录 V 表明, 在此情况下, 首先附加的电路所要求的电容值 C_1 为

$$C_1 = \frac{1}{\pi R_1 G^{1/2} B}。 \quad (5)$$

式中的 R_1 是环流器的阻抗, $G^{1/2} B$ 是补偿器电路附加前看到的增益带宽积。

(2) 补偿网络的实施

用集总元件构成所需要的谐振电路常常是不方便的, 因此, 应用了由开路线和短路线组成的分布电路。分布电路的电纳变化率要设计得与集总电路相同。附录 IV 指出, 如果 l_1 是离短路线的距离, l_2 是离开路线的距离, 那末, 分布并联谐振电路所需的特性导纳 Y_0 为

$$Y_0 = \frac{4C_1\omega_1}{\pi(2n+1)\operatorname{cosec}^2\beta l_1}。$$

式中, C_1 由 (5) 式给定, $l_1 + l_2 = (1n+1)\lambda/4$ 。通常 n 等于零, Y_0 要选择得使 l_1 和 l_2 大致皆为波长的 $1/8$, 而且使短路线和开路线均可调准。

从物理意义上来看, 把这种电路放置在距二极管半波长的地方, 比放在二极管上更适当, 因此, 跨接在 50 欧传输线和 $\lambda/4$ 变换器第一节之间。第二个补偿电路放在距第一补偿电路 $\lambda/4$ 的地方, 并由第二个并联电路组成, 因为在第一补偿电路的平面里它会转换成串联电路。

借助扫描信号源和示波器调节补偿电路, 可获得所需的增益频率响应。

(3) 结果

图 11 示出一个有和没有附加补偿电路的 S 波段放大器。图 12 示出了示波器上看到的频率增益响应。可以看出, 无补偿的 3 分贝带宽在 20 分贝增

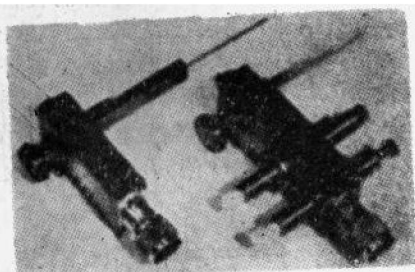


图 11 第二个放大器的信号电路加了两个附加补偿电路

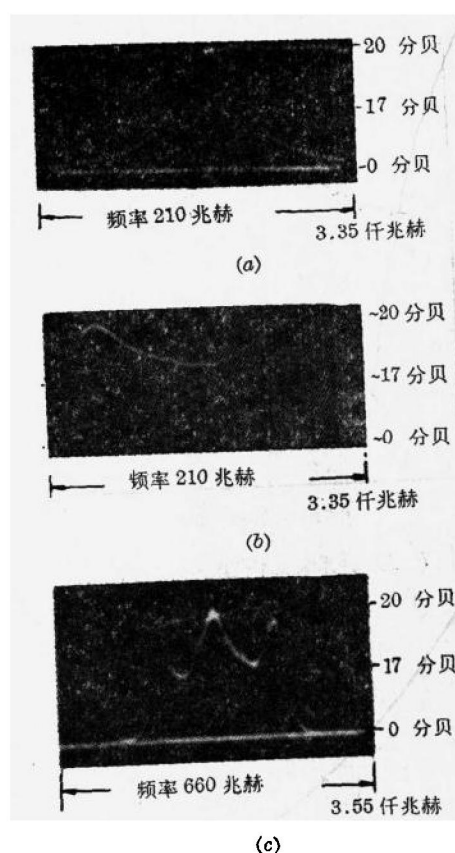


图 12 有和没有补偿电路的增益频率响应

- (a) 单电路, 3 分贝带宽为 54 兆赫
- (b) 单电路加一个补偿电路, 3 分贝带宽为 200 兆赫
- (c) 单电路加二个补偿电路, 3 分贝带宽为 280 兆赫

益时为 54 兆赫, 加一个附加电路就变成 200 兆赫, 加两个附加电路就变成 280 兆赫。这样带宽就增加了 3.7 和 5.6 倍。

改变本机振荡器的频率, 可在放大器通带特性的各种频率上确定系统的噪声系数。通过噪声系数的这种测量曾对放大器的噪声性能进行了研究。图

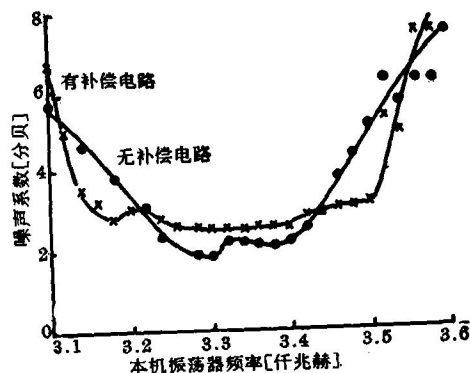


图 13 有和没有两个补偿电路的放大器的噪声系数