

里德型变容二极管参量放大器的计算机辅助设计*

宋文森

(中国科学院电子学研究所)

提 要

本文用一个计算机程序研究了实际的高低掺杂变容二极管的工作情况, 确定该器件作为参放的优劣程度。还给出了工作频率范围、偏置电压、泵浦功率以及相应的负阻值等主要的电气参量, 从而为参放的结构设计提供了依据。

一、引 言

参量放大器在微波工程中特别在毫米波领域内仍然是一个有效的低噪声放大器。随着工作频率的增高, 泵浦功率越来越成为一个难于解决的问题, 因此如何设计最佳的参量放大器以减小对泵浦功率的需求已引起关注。文献[1]讨论了用里德型变容二极管作参量放大器, 以改善参放性能的问题。文中分析了理想状态的高低掺杂的变容二极管参量放大器, 指出了它比普通二极管的参量放大器有两个优点。(1)可以减小泵浦功率,(2)可以增大动态范围。并且给出了在所需的最小泵浦功率(或最低噪声)的条件下, 对于给定频率的器件的最佳设计, 如掺杂分布、层厚度、泵浦功率等等。但实际的里德型变容二极管和理想状态有很大的差别, 高低掺杂之间的界线不可能很分明, 因而其主要特性: 总串联电阻与电荷量的关系 $R_s(q)$ 曲线和倒电容与电荷量的关系 $S(q)$ 曲线和理想状态下的折线也有很大差别。本文的目的就是研究实际的高低掺杂的变容二极管的参量放大器。根据测量实际的变容二极管所得的电容对于电压的特性来设计参量放大器的电气性能: 如工作的频率范围, 最佳工作条件下的工作点位置(偏压大小和泵浦激励系数)以及在某一频率下对应于不同的泵浦功率的输入电阻。对于整个设计编写了一个完整的计算机程序, 可以用来直接从二极管的电压-电容特性和所需的工作频率计算出所有需要的电气参量。

在本文的所有分析中, 不讨论关于参放的一般特性和基本公式的推导, 这些方面读者可以参阅文献[1—3]。本文给出的计算机辅助设计虽然是针对里德型变容二极管参量放大器的, 但实际上也适用于一般的变容二极管放大器。

* 1983年8月25日收到, 1983年11月16日修改定稿。

二、参量放大器的电气设计

1. 变容二极管的特性计算 在开始设计放大器之前,必须首先计算变容二极管的特性: $S(q)$ 和 $R_s(q)$. 参量放大器的特性主要取决于变容二极管的这两个特性. 我们所能测量的变容二极管的特性是 $C-V$ 特性. 我们先编写了一个计算机程序,可以由 $C-V$ 特性和雪崩击穿电压来计算 $S(q)$ 和 $R(q)$ 特性.

倒电容 S 和电荷量 q 的关系可以从 $C-V$ 特性来计算:

$$q = \int_0^V C dV \tag{1}$$

而

$$S = 1/C. \tag{2}$$

这样,对应每一个 C 值可以计算出 s 和 q . $R_s(q)$ 可以表示为:

$$R_s(q) = R_p + R_q(q), \tag{3}$$

式中 $R_s(q)$ 为总的串联电阻; $R_q(q)$ 是高低层的电阻,是二极管电荷的函数;而 R_p 表示基底电阻和接触电阻,是常数,但测量 R_p 是很困难的,这里只能假定一些可供选择的值;而

$$R_q = \int_L^W \frac{dx}{e\mu N(x)A}, \tag{4}$$

式中 μ 是电子迁移率, W 是层的总厚度, L 是耗尽层的厚度, $N(x)$ 是杂质浓度分布, A

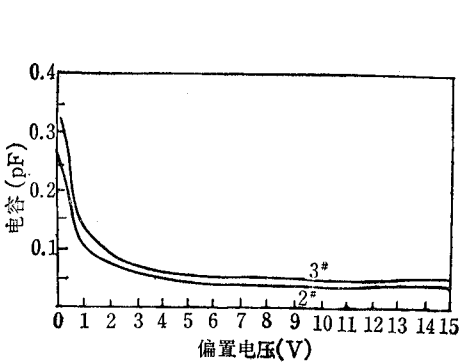


图1 电容与偏置电压关系的测量结果

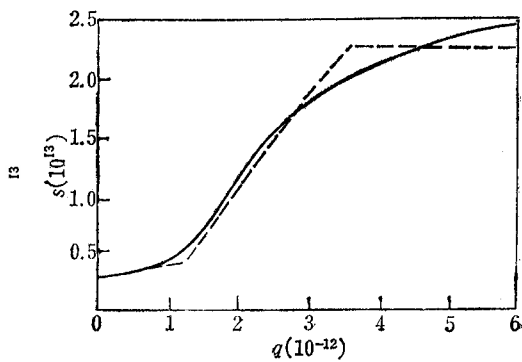


图2 倒电容 S 与电荷量 q 的关系

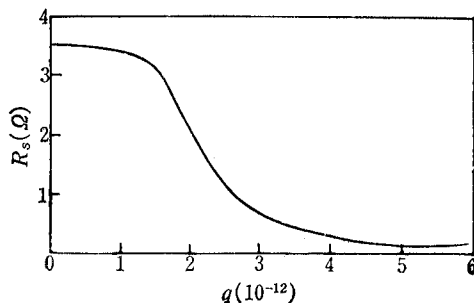


图3 按掺杂分布计算的电阻与电荷量的关系

是结面积。在文献[4]中讨论了如何从 $C-V$ 特性求浓度分布,同时给出了对应于一定的偏置电压下的电荷量 q 和耗尽层厚度 L 。有了这些就可以计算 R_q 和 q 的关系。图 1 是两个试验用的高低掺杂变容二极管的电压-电容特性,这是在 1MHz 下测得的。图 2 和图 3 是对应的 $S-q$ 和 R_s-q 特性。这些特性的计算程序和后面的程序可自动衔接起来。

2. 参放电气设计的一般考虑 对于一个给定特性的变容二极管,设计参量放大器的电气性能,首先要确定其能够应用的频率范围(信号频率、泵浦频率和空闲频率)。然后在一定的频率下,计算泵浦功率和噪声系数与负阻的关系。现在, R_s 与 q 和 S 与 q 的关系都不是线性的,所以所有这些关系都和变容二极管的工作点有关,工作点包括直流偏置电压和泵浦激励系数。我们假定变容二极管上的电流是正弦的,所以有:

$$q(t) = Q_0 + Q_p \cos \omega_p t, \quad Q_p < Q_0. \quad (5)$$

定义

$$\alpha = Q_0/Q_m \quad (6)$$

为直流偏置位置;和

$$\beta = 2Q_p/Q_m \quad (7)$$

为泵浦激励系数。这里 Q_0 为变容管对应于偏置电压的直流偏置电荷量; Q_p 为泵浦提供的交变电荷的幅度; Q_m 为穿透时二极管的电荷,从理论上说它应是电容 C 或倒电容 S 不再随电荷量而变化时的电荷量。在实际器件中倒电容的饱和是不明显的,所以 Q_m 的选择有一定的随意性。但这并不影响总的结果,即 Q_m 选择的值不同,虽使 α 和 β 各有不同数值,但并不影响最佳工作点的 Q_0 和 Q_p 值。根据上述定义,电荷量可以表示为:

$$q(t) = Q_m(\alpha + \beta/2 \cos \omega_p t). \quad (8)$$

在假定空闲电路为无损的情况下,参量放大器的基本方程为:

(1) 调制比

$$F(\beta) = \frac{S_1}{S_{\max}}, \quad (9)$$

式中 S_1 为倒电容的基波分量, S_{\max} 为倒电容的最大值。

(2) 泵浦功率

$$P_p = \langle R_s(t) i_p^2(t) \rangle, \quad (10)$$

式中 $\langle \rangle$ 表示对时间求平均, $i_p(t)$ 为泵浦电流;

(3) 信号电路的输入电阻

$$R_{\text{in}} = R_0 - \frac{F^2(\beta) S_{\max}^2}{\omega_s \omega_i R_0}, \quad (11)$$

式中 R_0 为输出阻抗, ω_s 为信号角频率, ω_i 为空闲角频率。

(4) 归一化噪声测量

$$m = \frac{T_0}{T_p} M = \frac{1 + F^2(\beta) S_{\max} / (\omega_s^2 R_0^2)}{-1 + F^2(\beta) S_{\max} / (\omega_s \omega_i R_0^2)}. \quad (12)$$

此时 R_{in} 与最佳工作点位置 (α 和 β) 有关。可以在两种条件下确定 α 和 β : 即使 P_p

最小或使 m 最小。根据理想状态下的分析,两者差别不大,我们这里只讨论 P_p 最小的情况。在确定了最佳工作点 (α 和 β) 之后,求 R_{in} 与泵浦功率的关系。但是这里的最佳工作点 (α 和 β) 不是固定的,而是与 P_p 亦即与 R_{in} 有关。这也就是说,在给定频率下,要对每一个输入电阻 R_{in} 计算最佳的工作点 α 和 β , 然后再计算所需的泵浦功率。

3. 倒电容的基波分量 S_1 和调制比 $F(\beta)$ 倒电容的基波分量 S_1 和调制比 $F(\beta)$ 是决定参量放大器性能的重要参量,我们设计了一个子程序“S-F”来计算这两个参量。

$$S_1 = \frac{\omega_p}{2\pi} \int_0^T S(t) \cos \omega_p t dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} S[q(\varphi)] \cos \varphi d\varphi. \quad (13)$$

这里, ω_p 为泵浦角频率, $\varphi = \omega_p t$, 如(5)式所示。

$$q(\varphi) = Q_m \left(\alpha + \frac{\beta}{2} \cos \varphi \right). \quad (14)$$

如果在 $0-2\pi$ 的一个周期内取 K 个点,并用梯形积分公式,可得:

$$S_1 = \frac{1}{K} \sum_{l=1}^K S \left[Q[P] \times \left(\alpha + \frac{\beta}{2} \cos \left(\frac{2\pi}{K} \left(l - \frac{1}{2} \right) \right) \right) \right] \cos \left(\frac{2\pi}{K} \left(l - \frac{1}{2} \right) \right) \quad (15)$$

而

$$S_{\max} = S[P] - S[0]. \quad (16)$$

这里 P 为 $C-V$ 特性测量的最后一个样点,被看作是穿透点; $S[P]$ 为穿透点的倒电容; $Q[P]$ 为穿透点的电荷量,即 Q_m ; $S[0]$ 为零偏压下的倒电容。从第1节计算出来的 $S[q]$ 和(15)及(16)式,就可以写出计算 S_1 和 $F(\beta)$ 的程序。图4为以 α 作参变量的计算结果。

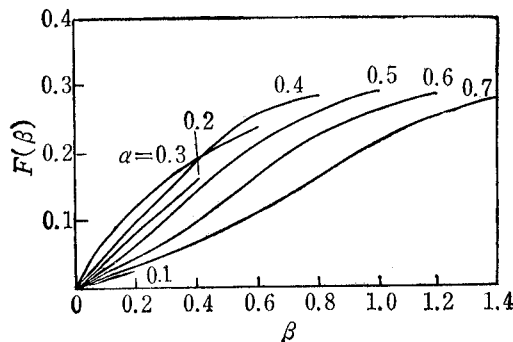


图4 $F(\beta)$ 与 β 的关系(以 α 为参量)

$F(\beta)$ 常常用来表示二极管作为参量放大器的优劣程度,如文献[1]指示的,对于普通变容二极管, $F(\beta) = 0.25$; 而对于理想的里德型变容二极管, $F(\beta)$ 最大可达 0.318; 对于我们所用的二极管 $F(\beta)$ 最大为 0.283。从 $S-q$ 曲线(图2)也可以看出,所用二极管的 S 开头一段较平坦,这是高掺杂层的作用,所以用它作参放,性能虽不如理想的里德型二极管,但还是比普通变容二极管好些。注意,在计算 $F(\beta)$ 时,对 β 的限制为 $\beta < 2\alpha$, 即保证任何瞬时的电荷量都大于零,这是参放工作的必要条件,否则会出现正向的电流,给参放带来很大的噪声。

4. 泵浦功率的计算 我们用了子程序“P”(α, β) 来计算泵浦功率与 α 和 β 的关

系,从(7)式可得:

$$P_p = \frac{\omega_p}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega_p} R_s[q(t)] i_p^2(t) dt, \quad (17)$$

这里

$$i_p = \frac{dq(t)}{dt} = \frac{\beta Q_m \omega_p}{2} \sin \omega_p t. \quad (18)$$

把 i_p 代入并离散化,得 P_p 的计算公式:

$$\begin{aligned} P_p &= \frac{\beta^2 Q_m^2 \omega_p^2}{4} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} R_s[q_p(\varphi)] \sin^2 \varphi d\varphi \\ &= \frac{\beta^2 Q_m^2 [P] \omega_p^2}{4} \sum_{l=1}^K R_s \left[Q[l] \left(\alpha + \frac{\beta}{2} \cos \left(\frac{2\pi}{K} \left(l - \frac{1}{2} \right) \right) \right) \right] \\ &\quad \times \sin^2 \left(\frac{2\pi}{K} \left(l - \frac{1}{2} \right) \right) \end{aligned} \quad (19)$$

P_p 与 R_{in} 的关系的计算结果示于图 5。在图上同时给出了相应的 α 和 β 。这里要特别

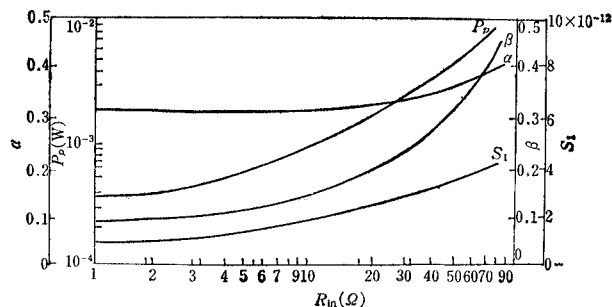


图 5 当 $\omega_p = 5 \times 10^{11}$, $\omega_s/\omega_i = 0.5$, $R_p = 5 \Omega$ 时 α, β, S_1, P_p 与 R_{in} 的关系

说明的是, R_s 后面方括号内的一大串式子表示的是 R_s 的宗量 q_p 。 R_s 与 q_p 的关系已在前面的计算中得到,并作数据表贮存起来,这里只要查表就行了。

5. 总的程序设计 图 6 是总的设计程序的流程图。这个程序有三个入口: (1) 输入 $C-V$ 特性和雪崩击穿电压, 计算变容二极管的掺杂分布。(2) 输入外串联电阻 R_p , 计算二极管的 $S(q)$ 和 $R_s(q)$ 。入口(1)和(2)都只是一个简单的子程序, 主要的设计过程由入口(3)完成。在入口(3)的这段主程序中包含三个循环, 主要目的是对于不同的 R_{in} , 在 P_p 最小的优化条件下, 计算给定频率下的 α 和 β , 然后计算泵浦功率。第一个循环是在给定的 α 值下, 选择 β 值使得由信号电路的 R_{in} 确定的 S_1 (由(11)式给定, 记以 S_1') 和变容二极管的 S_1 相等, 对于 β 的选择采用二分法, 初值定为 2α 。第二个循环是为了使 P_p 达到极小, 对 α 进行优选, 这里用优选法选择 α 。最后一个循环是针对 R_{in} 的, R_{in} 从 1Ω 计算到 100Ω 。 10Ω 以前, 每步增加 1Ω ; $10-100 \Omega$ 之间, 每步增加 10Ω 。

图 5 为 $\omega_p = 5 \times 10^{11}$, $\omega_s/\omega_i = 0.5$, 即泵浦频率 $f_p = 79.5 \text{GHz}$, 信号频率 $f_s = 26.5 \text{GHz}$, 空闲频率 $f_i = 53 \text{GHz}$ 时计算的结果。图中所示曲线是平滑化以后的结果。在平滑化以前, P_p , β 和 S_1 三条曲线比较平滑, 而 $\alpha-R_{in}$ 曲线有较大的起伏。这主要是由于原始数据, 即 $C-V$ 特性数据是实际测得的, 有一定的测量误差, 而这些误差对 α

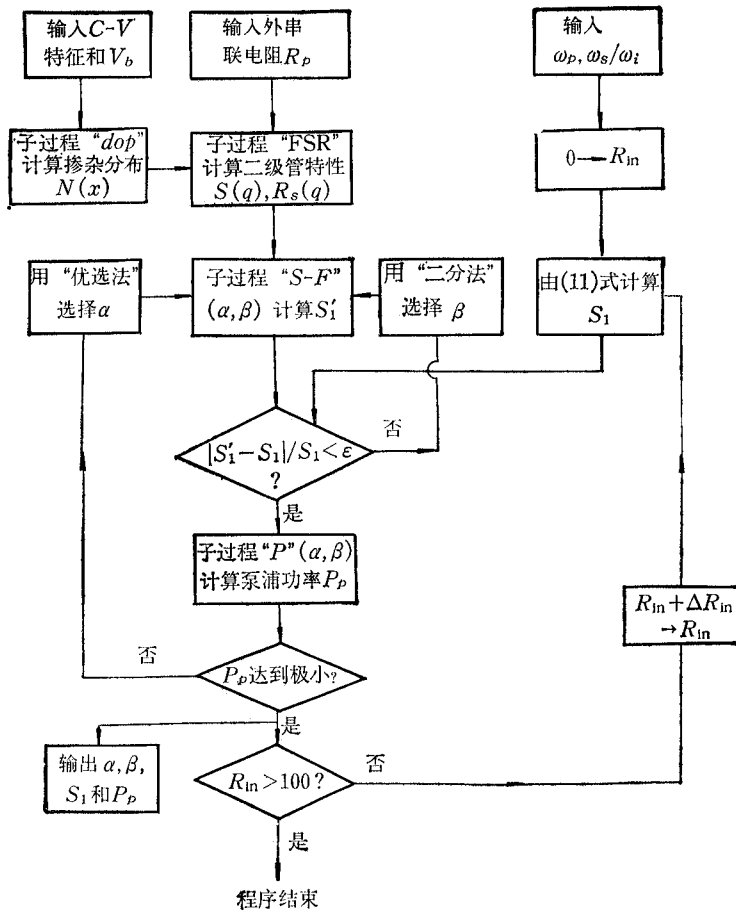


图 6 计算机程序流程图

的优选值有很大的影响。从图 5 可以看出直流偏压位置 α 随泵浦激励系数 β 增大而稍有变化。 β 小时, α 总都比 0.3 略大一些; 而 β 增大到 0.4 后, α 慢慢地增大到 0.4。这就是说, 直流偏压的最佳位置和泵浦的激励大小有关。激励小时, 最佳的直流偏压较小; 激励大时, 最佳的直流偏压也相应稍大。这也可以从 $F(\beta)$ 与 β 的关系曲线来解释。 α 的值应是使 $F(\beta)$ - β 曲线的 $F(\beta)$ 值最大。如图 4 所示, 当 $\beta < 0.4$ 时, 以 α 为参数的各条曲线中, 以 α 为 0.3 这条在最上面; 而 $\beta > 0.4$ 后, 则 α 为 0.4 的曲线升高到 α 为 0.3 的曲线的上面。 $\alpha = 0.3$ 和 $\alpha = 0.4$ 的两条 $F(\beta)$ - β 曲线相交于 $\beta = 0.4$ 附近; $\beta < 0.4$ 时, 对应于 $\alpha = 0.3$ 的 $F(\beta)$ 大于 $\alpha = 0.4$ 的 $F(\beta)$; 而 $\beta > 0.4$ 时, 则相反。 α 最佳值的大小决定了偏压, 如 α 为 0.3—0.4 时, $Q_0 = 0.18$ —0.24, 从图 2 可以查出, 对应的 $S = (1.0$ — $1.5) \times 10^{13}$, 则 $C = 0.1$ — 0.066 pF; 再从图 1 可以查出, 对应的偏置电压 $V_b = 1$ — 1.4 V。必须说明的是, 我们计算的是实际的器件, 既不同于理想的里德型, 也不同于理想的单层变容二极管。从它的性能来看, (如 $F(\beta)$ 值), 它优于普通的变容二极管。但是有些参量又不象理想的器件那样有明确的定义, 如 S_{\max} 实际上不出现, 即 S 一直达不到饱和, 有一段很长的缓慢变化的部分, 我们只能按实际情况截取某一值 (这里以测试的最后

一个样点)作为 S_{\max} 。由于实际的 $S-q$ 曲线是连续的曲线,而不是象理想里德型器件的那样是三段折线(图 2),所以 Q_m 的定义也和理想状态的有所不同。所以这里的 β 值也显得比较小,但这并不影响工作偏压、泵浦功率、工作频率、负阻大小等的实际值的计算。

在计算中发现,计算的收敛性与积分的取样点数 K 有很大关系,取 $K = 50$ 时,对于 β 的循环常出现不收敛的情况;而 $K = 100$ 后,就收敛了。整个程序包括描出所有的图形,在 H-P 台式计算机上约需半小时,如用大型计算机需时会短得多。

三、小 结

本工作开始是专门研究理想的里德型变容二极管放大器的,但所得的设计程序对所有实际变容二极管参量放大器都是有用的。虽然本设计程序考虑的是空闲电路无损的理想状况,未考虑频带问题,对实际的参量放大器作了很大的简化,但作为参量放大器电气参量的初步设计,如确定变容二极管的工作频率范围、所需的泵浦功率以及偏置电压大小等还是很有用处的。

本设计程序是用 H-P 语言编写的,用 H-P 型微型计算机进行运算的。而 H-P 计算机本身是自动网络分析系统的一个部件。这样就可以把本设计程序与参量的自动测量以及下一步的电路设计和电路检测(如低通滤波器的计算机设计和测量)联结起来,使成为更完备的设计程序的一个组成部分。

参 考 文 献

- [1] D. F. Peterson and G. I. Haddad, *IEEE Trans, on MTT*, MTT-28 (1980), 945.
- [2] P. Penfield and R. P. Rafuse, *Varactor Application*, The MIT Press, Cambridge, MA, 1962.
- [3] L. A. Blackwell and K. L. Kotzebue, *Semiconductor-diode Parametric Amplifiers*, Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs, NJ, 1961.
- [4] 宋文淼,半导体杂志,1983年,第5期,第17页。

COMPUTER-AIDED DESIGN OF PARAMETRIC AMPLIFIERS WITH READ-TYPE VARACTORS

Song Wenmiao

(*Institute of Electronics, Academia Sinica*)

In this paper, a computer program is made for studying actual parametric amplifiers with Hi-lo doping varactors. The main parameters of the parametric amplifier, e.g. working frequency, bias voltage, pumping power and negative resistance are obtained with this program, then a basis for the design of parametric amplifiers is provided.