

# 压控振荡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

本文从“准正弦”的方法导出了变容二极管调谐的耿氏二极管压控振荡器的电路方程。对非线性元件作了专门的处理,得到了一个通用的计算机程序,这个程序可以计算小信号和大信号的静态调制特性,也可以计算动态特性和各参量对过渡过程的影响。

## 一、引 言

电压控制振荡器(VCO)是微波系统中的重要部件之一。在许多应用中,特别是在电子对抗中,振荡器必须具有在很宽的频带内快速地从一频率转换到另一频率的能力。这通常只有用变容二极管调谐的VCO才能达到。为了满足电子对抗以及其它应用中对VCO的要求,近年来,对VCO,特别是它的动态特性作了深入的研究,<sup>[1-4]</sup>在文献[3]中特别详细地讨论了VCO的动态特性和过渡过程,给出了一组描述振荡幅度和振荡频率的瞬变过程的微分方程组。本文的目的就是把上述方法应用到变容二极管调谐的负阻效应二极管的振荡器中,通过对负阻器件特性作适应函数拟合的方法和对变容二极管的大信号处理,得到一个快速而较精确的设计程序。该程序可以计算一些以前没有算过的特性:如大信号下与小信号下的静态调制特性之间的差别;变容二极管和负阻效应二极管的偏压电源的内阻对过渡过程的影响等。

## 二、VCO 电路和工作方程组

我们这里所用的负阻效应二极管为耿氏二极管,所以下面的讨论都针对耿氏二极管。分析的方法对于其他的负阻效应二极管,如雪崩二极管应该同样适用。变容二极管调谐的耿氏二极管振荡器的结构和相应的电路如图1所示。为了尽可能的增加频宽,采用了混合集成结构。耿氏二极管直接用管芯,变容二极管和电容都是无引线的片。先把两个电容片用导电胶粘在基底和微带的导电带上;再把变容二极管的片直接粘在电容片上;最后用金丝压焊出整个电路。在图1(b)的电路中, $R_L = 50\Omega$ ,表示振荡器的负载与 $50\Omega$ 的传输线相匹配; $Z_D$ 是耿氏二极管的阻抗; $C_V$ 是变容二极管的电容; $C_1$ 和 $C_2$ 作为

\* 1982年5月14日收到。

阻抗变换器； $C_4$  是大电容，放置于  $1/4$  波长 ( $\lambda_g$ ) 处防止高频辐射； $L_i$  是引线电感，也作为谐振电感。这里， $Z_D$  和  $C_V$  是非线性元件，设计的主要问题就在于如何处理这两个非线性元件。

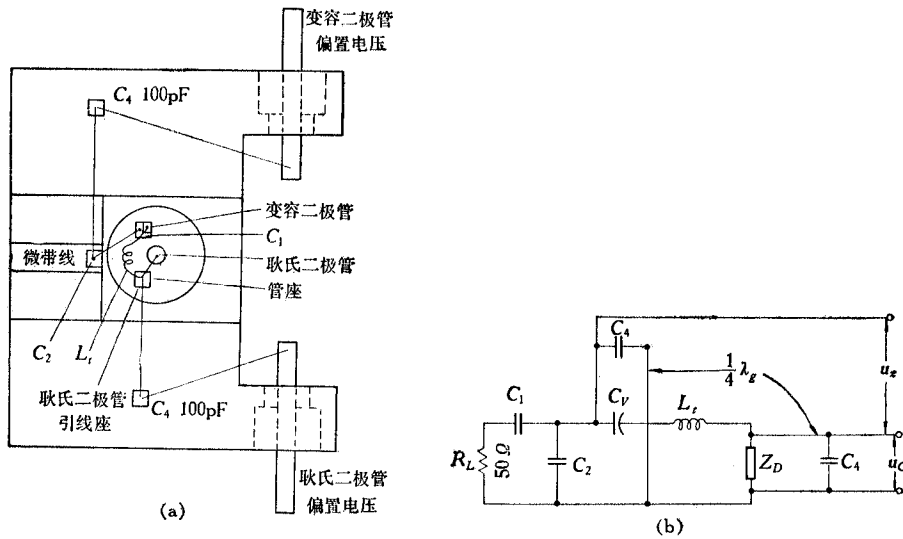


图 1 VCO 的结构 (a) 和等效电路 (b)  
Fig. 1 VCO (a) Structure and (b) Equivalent circuit

按文献[3]的方法，把电路分成高频和低频两种情况。对高频振荡来说，并联于  $1/4\lambda_g$  处的  $C_4$  相当于开路。我们把  $R_L$  与  $C_1, C_2$  合并成  $Z_L(\omega)$ ，它表示经过阻抗变换以后的负载。于是可得如图 2 所示的高频等效电路。图中  $Z_D = -R_D + jX_D$ ，是负阻器件的阻抗。考虑到大信号效应，它们不但是频率  $\omega$  的函数，而且是交流激励电流（因而也是交流电荷  $Q_{RF}$ ）的函数。对于它的特性，我们将在下节讨论。为了简化分析，这里的电容都用倒电容  $S$  来表示，即：

$$Z_D = -R_D + S_D/j\omega, \tag{1}$$

其中

$$S_D = -X_D\omega \tag{2}$$

从该电路我们可以得到两个方程式：

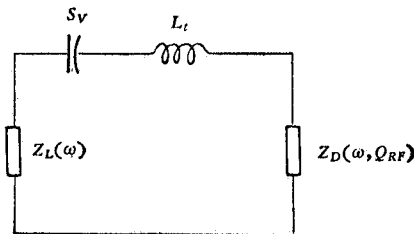


图 2 高频电路  
Fig. 2 High frequency circuit

$$\sigma_j = \frac{1}{Q_{RF}} \frac{dQ_{RF}}{dt} = \frac{R_D(\omega, Q_{RF}, V_b) - R_L(\omega)}{2L_t}, \quad (3)$$

和

$$\omega_j = \left[ \frac{S_V(Q_{RF}, Q_V) + S_L(\omega) + S_D(Q_{RF}, \omega, V_b)}{L_t} - \sigma_j^2 \right]. \quad (4)$$

(3)式、(4)式的推导是在过渡过程中的电流(或电压)特性是准正弦的假定下得到的<sup>[3,5-7]</sup>。这里  $Q_V$  和  $Q_{RF}$  分别表示变容二极管上的直流和交流电荷,  $V_b$  是耿氏二极管上所加的偏压,为了分析简化起见,在以后的分析中作为常数处理。

对于低频电路,图 1(b) 可以改为图 3。其中  $L_t$  和  $R_L$  已经略去;  $C_1, C_2$  和  $C_4$  并联,用  $C_3$  表示;  $u_t$  表示变容二极管的偏置电压;  $R_1, L_2$  和  $R_2, L_3$  分别表示两电源的电阻和引线电感。用克希荷夫定律可以得到如下的方程组:

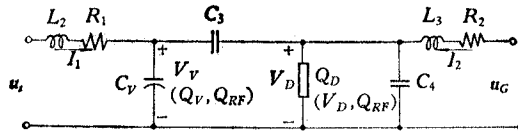


图 3 研究低频的过渡过程的电路

Fig. 3 The circuit for low frequency dynamics

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{u_t - R_1 I_1 - V_V(Q_V, Q_{RF})}{L_t}, \quad (5)$$

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{u_G - R_2 I_2 - V_D}{L_3}, \quad (6)$$

$$\frac{dV_D}{dt} = \frac{dV_V}{dt} - \frac{1}{C_3} \left[ I_1 - \frac{dQ_V}{dt} \right], \quad (7)$$

$$I_1 = \frac{dQ_V}{dt} + \frac{dQ_D}{dt} + C_4 \frac{dV_D}{dt} - I_2 \quad (8)$$

这里,变容二极管和耿氏二极管的特性直接用电压和电荷来表示,为了解这组方程必须进一步研究这两个非线性元件的特性和表示方法。

### 三、变容二极管特性的讨论

变容二极管的  $C-V$  特性是在 1MHz 下测得的,它可以用下面的近似函数表示:

$$C_V = C_0(1 + V/u_{ib})^{-0.5}, \quad (9)$$

所以有

$$V = u_{ib} \left\{ \left[ \frac{q_V}{k} \right]^2 - 1 \right\}, \quad (10)$$

$u_{ib}$  和  $C_0$  的值可以从函数拟合中得到。这里  $u_{ib} = 0.9V, C_0 = 0.87 \cdot 10^{-12}F, k = C_0 \cdot u_{ib} = 1.566 \cdot 10^{-12}$ 。

假定电路是谐振的,  $q_V$  只需考虑基波成份:

$$q_V = Q_V + Q_{RF} \sin \omega t. \quad (11)$$

代入(10)式得到电压的直流和交流成份为:

$$V_V = K \cdot \left[ Q_V^2 + \frac{1}{2} Q_{RF}^2 \right] - 0.9, \quad (12)$$

和

$$V_{RF} = 2KQ_VQ_{RF}, \quad (13)$$

其中

$$K = u_{ib}/k^2 = 0.367 \cdot 10^{24}. \quad (14)$$

从这里可以得到解工作方程组时很有用的量:

$$S_V = V_{RF}/Q_{RF} = 2KQ_V, \quad (15)$$

$$S_{V_1} = \partial V_V / \partial Q_{RF} = KQ_{RF}, \quad (16)$$

$$S_{V_0} = \partial V_V / \partial Q_V = 2KQ_V. \quad (17)$$

把(12)(13)式代入(5)–(8)式,消去  $V_D$ , 可得两个低频方程:

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{u_t - R_1I_1 - K \cdot \left[ Q_V^2 + \frac{1}{2} Q_{RF}^2 \right] + 0.9}{L_2} \quad (18)$$

和

$$\frac{dQ_V}{dt} = \frac{I_1(S_1 + S_2) - \left[ S_{V_1} + S_D \frac{\partial Q_D}{\partial Q_{RF}} \right] \frac{dQ_{RF}}{dt} + S_2I_2}{S_1 + S_2 + S_{V_0}}, \quad (19)$$

其中  $S_1 = 1/C_3$ ,  $S_2 = 1/(C_4 + C_5)$ ,  $C_5 = \frac{\partial Q_D}{\partial V_D} = C_D$ ,  $S_{V_1}$  和  $S_{V_0}$  如上面所定义. 假设  $\partial Q_D / \partial Q_{RF} = 0$ , (19)式可化为:

$$\frac{dQ_V}{dt} = \frac{I_1(S_1 + S_2) - KQ_{RF} \frac{dQ_{RF}}{dt} + S_2I_2}{S_1 + S_2 + 2KQ_V}. \quad (19a)$$

(3)、(4)、(18)和 (19a) 式组成了完整的工作方程组. (6) 式和 (7) 式是对  $I_2$  的辅助方程. 现在只要有耿氏二极管的阻抗  $R_D$  和  $S_D$  的表达式, 就可以解方程组了.

#### 四、耿氏器件特性的函数拟合

耿氏二极管的大信号下的阻抗特性由自动网络分析系统测得, 精确测试二极管的大信号特性是整个设计的基础. 测试方法可参考文献[8], 测试结果如图4所示. 这种对耿氏二极管的测试和函数拟合的方法对其他负阻效应二极管同样适用. 因为工作方程组中阻抗的实部和虚部是分别应用的, 所以我们分别对其实部和虚部找拟合函数. 为了求数值解方便和精确起见, 我们不单独找  $R_D$  和  $S_D$  的拟合函数, 而直接找  $R_D - R_L$  和  $S_D + S_L$  的拟合函数.  $R_L$  和  $S_L$  只是电阻和电容的组合. 从图4可以看出  $S_D$  随振幅变化远没有  $R_D$  随振幅变化剧烈. 更主要的是在(4)式中  $S_V$  远比  $S_D$  大, 所以  $S_D$  对振荡特性

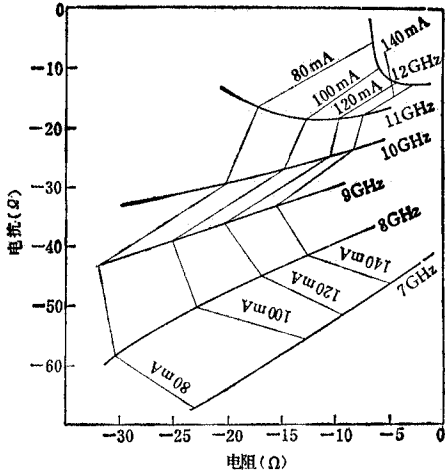


图 4 耿氏二极管的阻抗特性

Fig. 4 The impedance characteristics of Gunn Diode

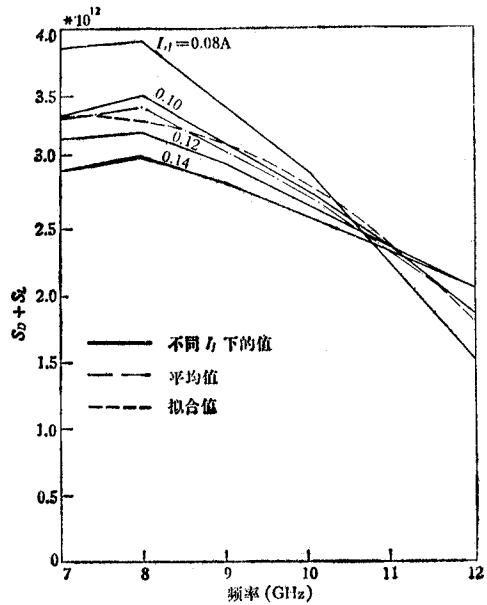


图 5  $S_D + S_L$  与频率的关系

Fig. 5  $S_D + S_L$  VS. Frequency

的影响并不大。为了简化起见，我们不考虑  $S_D$  随振幅的变化，而只是对不同振幅下的  $S_D + S_L$  值取平均值。这样  $S_D + S_L$  只是频率的一元函数，我们采用最常用的最小二乘法拟合，频率只取到二次方，即：

$$S_D + S_L = C_0 + C_1\omega + C_2\omega^2 \tag{20}$$

图 5 给出了对应于图 4 的  $S_D + S_L$ 、它的平均值以及由拟合函数给出的值。

对  $R_D - R_L$  的拟合是一个关键问题，它既要考虑对设计精度的影响，又要考虑求解方程的方便性。显然，从解方程的方便性考虑，它应该对  $\omega$  和  $Q_{RF}$  两个变量来拟合，而不宜采用文献[3]中所表示的  $\omega$  和  $I_{RF}$  的函数。对二元函数的拟合，最常用的是二元多项式，即：

$$R_D - R_L = \sum_{j=0}^M \sum_{i=0}^N a_{ij}\omega^i Q_{RF}^j \tag{21}$$

图 6 就是在  $N$  取 2， $M$  取 1 时，这种拟合的结果。这里，我们却采用如下的函数

$$R_D - R_L = (A_0 + A_1\omega + A_2\omega^2)[Q_{RF} - (B_0 + B_1\omega + B_2\omega^2)] \tag{22}$$

拟合。方法是先取交点的数据，交点  $R_D - R_L = 0$  时，这时有：

$$Q_{RFn} = \sum_{j=0}^2 B_j\omega_n^j, \quad n = 1, 2 \dots N; \tag{23}$$

$N$  表示交点数， $Q_{RFn}$  和  $\omega_n$  分别表示第  $n$  个交点的振幅和频率。显然  $N > j + 1$  时才有解。求出了  $B_n$  以后，(22)式改写成：

$$\frac{R_D(\omega_m, Q_{RFn}) - R_L(\omega_m)}{Q_{RFn} - \sum_{j=0}^2 B_j \omega_m^j} = \sum_{i=0}^2 A_i \omega_i, \quad \begin{matrix} m = 1, 2 \cdots M, \\ n = 1, 2 \cdots N; \end{matrix} \quad (24)$$

$M$ 是频率的取样数, $N$ 是振幅的取样数。 $R_D - R_L$ 的测试样点为  $M \times N$  个,由此可以求出系数  $A_i$ 。拟合的结果如图 7 所示。比较图 6 和图 7 的两个拟合函数可以看出,图 6 保证了对于所有点的均方差最小,而图 7 则首先保证在轴附近的点的拟合精度。因为与

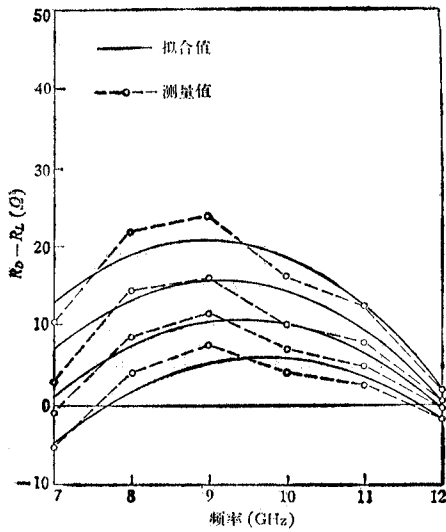


图 6 用二元多项式

$$R_D - R_L = \sum_{j=0}^1 \sum_{i=0}^2 a_{ij} \omega^i Q_{RF}^j$$

作拟合函数的结果

Fig. 6 Results of fitting function

$$R_D - R_L = \sum_{j=0}^1 \sum_{i=0}^2 a_{ij} \omega^i Q_{RF}^j$$

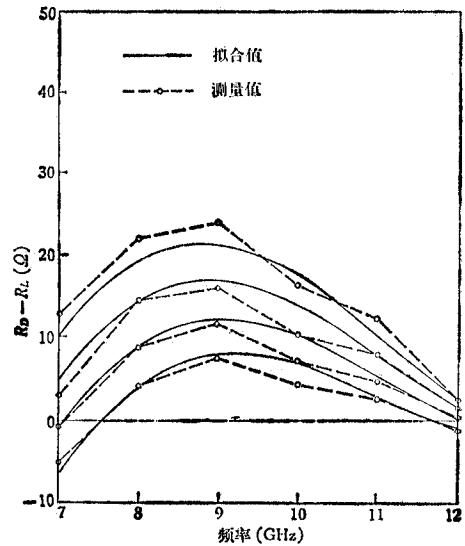


图 7 用  $R_D - R_L = (A_0 + A_1\omega + A_2\omega^2) [Q_{RF} - (B_0 + B_1\omega + B_2\omega^2)]$  作拟合函数的结果

Fig. 7 Results of fitting function  $R_D - R_L = (A_0 + A_1\omega + A_2\omega^2) [Q_{RF} - (B_0 + B_1\omega + B_2\omega^2)]$

轴的交点就是静态工作点,而动态过程也总是环绕静态工作点,而最后趋向静态工作点。所以轴附近的点的拟合精度对于电路设计有最重要的意义。这就是我们选择图 7 的这种拟合的原因之一。此外从下面解方程可以看到这种拟合方式也使工作方程组的解大大地简化了。

### 五、工作方程组的数值解

从拟合函数求出系数  $A, B$  和  $C$  以后,就可以求工作方程组的数值解了。

1. 静态特性的数值解 对于静态特性,所有对  $t$  的微分都等于 0,于是工作方程组简化为:

$$R_D(\omega, Q_{RF}) - R_L(\omega) = 0, \quad (25)$$

$$u_t - K \left[ Q_V^2 + \frac{1}{2} Q_{RF}^2 \right] + u_{ib} = 0, \quad (26)$$

$$\omega = \left( \frac{2KQ_V + S_L + S_D}{L_t} \right)^{1/2} \quad (27)$$

代入拟合函数(20)式和(22)式后得:

$$\omega = \left( \frac{2K \left[ \frac{u_t + u_{ib}}{K} - \frac{1}{2} Q_{RF}^2 \right]^{1/2} + C_0 + C_1\omega + C_2\omega^2}{L_t} \right)^{1/2}, \quad (28)$$

其中

$$Q_{RF} = b_0 + b_1\omega + b_2\omega^2. \quad (29)$$

把(29)式代入(28)式,得 $\omega$ 的一个四次方程.我们不直接求四次方程的解,而是先求小信号下的解,即令 $Q_{RF} = 0$ ,于是:

$$(C_2 - L_t)\omega^2 - C_1\omega + C_0 + 2K \left( \frac{u_t + u_{ib}}{K} \right)^{1/2} = 0. \quad (30)$$

(30)式很容易求解,其结果见图8.因为大信号解总在小信号解的附近,所以我们用小信号解作为初值通过迭代求大信号解,即求解:

$$(C_2 - L_t)\omega^2 + C_1\omega + C_0 + 2K \left( \frac{u_t + u_{ib}}{K} - \frac{1}{2} Q_{RF}^2(\omega_1) \right)^{1/2} = 0. \quad (31)$$

这里 $\omega_1$ 是 $\omega$ 的初值,第一次 $\omega_1$ 用小信号解代入,以后相继用上一次的解代入,反复迭代直到收敛.在求数值解以前,先要说明方程有实数解的条件是:

$$\frac{u_t + u_{ib}}{K} \geq \frac{1}{2} Q_{RF}^2, \quad (32)$$

否则,(31)式最末一项是虚数,整个方程无实数解.这也可以从(13)式(式中的 $V_V$ 即为 $u_t$ )得到:

$$\frac{u_t + u_{ib}}{K} - \frac{1}{2} Q_{RF}^2 = Q_V^2 \geq 0 \quad (33)$$

这也就是说由于变容二极管的非线性效应,当偏压过低时,由二极管检波的电压就不能再忽略;当这个检波电压大于负的偏置电压时,结电容消失,VCO就不能正常工作.(31)式的数值解很容易通过迭代法得到,由于初值很接近于解,所以计算的收敛速度很快.大信号解同样表示在图8中.从图上可以看到大信号下的振荡频率比小信号下略低,曲线的终点表示低于这一偏压,变容二极管的工作状态被破坏,VCO就不能正常工作.大信号下和小信号下振荡频率的差别表示变容二极管的大信号下的电容大于小信号下的电容.图8同时给出了静态下振荡电流和振荡功率与偏置电压的关系.

2. 动态特性的数值解 动态特性就得解方程(3)、(4)、(18)和(19)式,并用辅助方程(6)式和(7)式求 $I_2$ .这里 $u_G$ 是常数.我们假定 $u_t$ 是理想的阶跃函数, $t = 0$ 以前, $u_t = u_1$ .这时的 $\omega$ 和 $Q_{RF}$ ,可以从静态解中求得. $t > 0$ 时 $u_t = u_2$ ,求解各量随时间的变化.这是一个相当复杂的方程组,我们用三重迭代来求它的数值解:(1)由(3)和(4)式组成的高频方程组,对 $Q_V$ 进行迭代来求解 $\omega$ 和 $Q_{RF}$ ;(2)由(15)和(16)式组成的低频方程组,对 $Q_{RF}$ 进行迭代来求 $Q_V$ ;(3)对电流 $I_1$ 和 $I_2$ 的迭代.计算表明这些迭代都

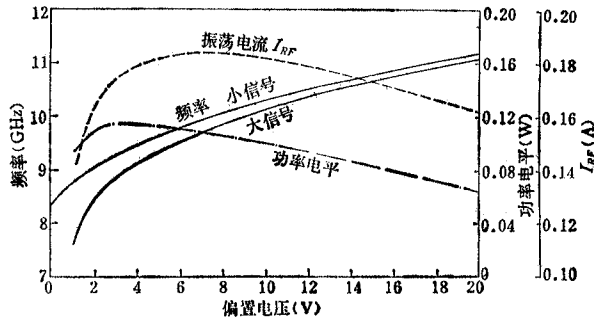
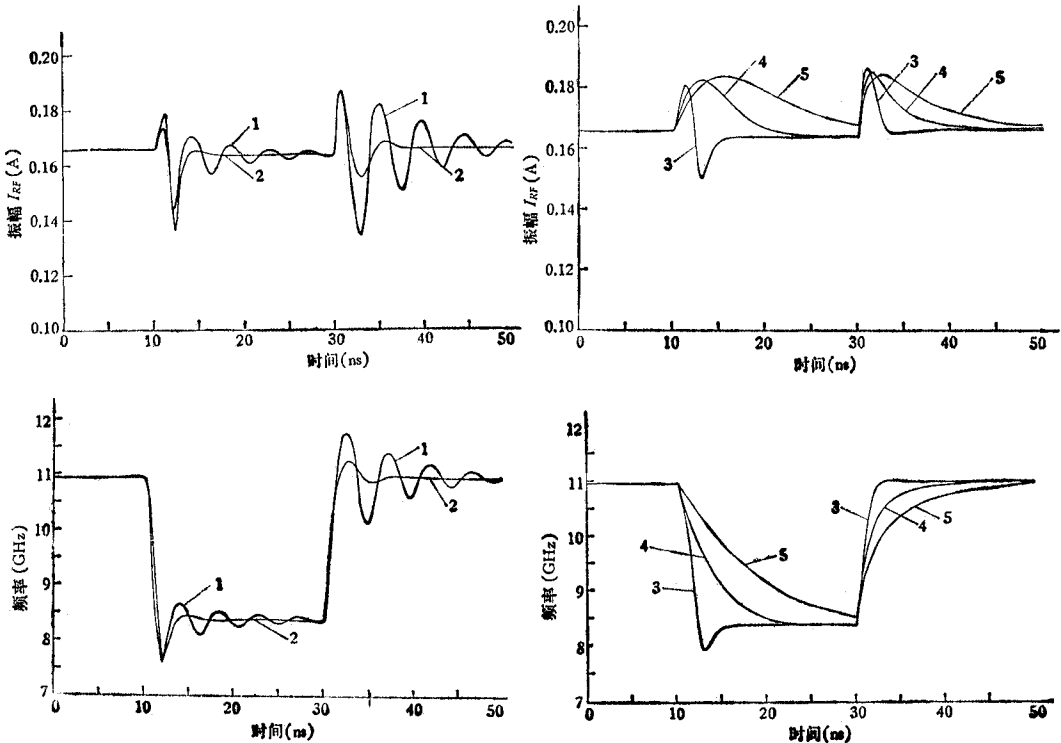


图 8 静态调谐特性、振荡电流和功率电平与偏置电压的关系  
 Fig. 8 Static tuning performance and  $I_{RF}$  and power level VS.  $V_{bias}$

很容易收敛。只有在高频迴路本身求解时,有时会出现不收敛。即求解 (3) 式时,我们把它离散化为:

$$Q_{RF_{n+1}} = \frac{R_D(\omega, Q_{RF_n}) - R_L(\omega)}{2L_i} Q_{RF_n} \Delta t + Q_{RF_0} \quad (34)$$

这里,  $Q_{RF_n}$  是上一时刻的值,  $Q_{RF_n}$  是第  $n$  次迭代值。如果直接把  $Q_{RF_{n+1}}$  作为下一次迭代时的值,则常出现不收敛。所以我们用了一个松弛因子  $G$ , 去避免这种不收敛性,  $G$  通



(a) 1— $R_1 = 1\Omega$ , 2— $R_1 = 10\Omega$  (b) 3— $R_1 = 20\Omega$ , 4— $R_1 = 50\Omega$ , 5— $R_1 = 100\Omega$

图 9 当  $L_2 = 10nH$  时,不同  $R_1$  的过渡过程

Fig. 9 Transient Response for different  $R_1$ , when  $L_2 = 10nH$



常取 0.1—0.2。

整个程序用 H-P 语言编写, 在 H-P 型微型计算机上运算。连描图在内, 计算一组参量的动态过程 (50ns, 每步 0.1ns), 所花时间一般不到 20 分钟。计算的结果将在下节讨论。

## 六、过渡过程的研究

这里只计算了  $u_i$  是理想阶跃函数的情况。主要研究两个偏置电源的内阻和引线电感对过渡过程的影响。其他元件除  $C_4$  外都由高频静态特性的要求所决定。 $C_4$  从过渡过程的要求来说当然是越小越好。但是实际上由于隔离高频信号的要求, 它是不可能很小的, 我们选用 100pf。对不同的电源内阻和引线电感下的计算结果示于图 9 和图 10。

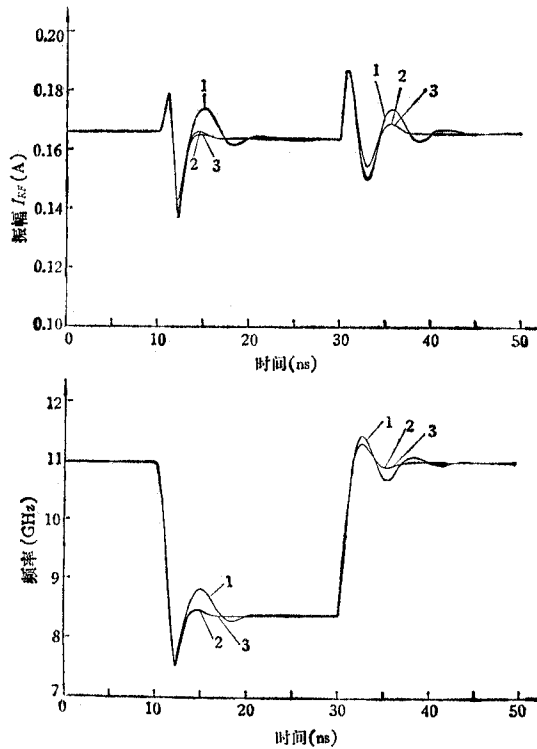


图 10 当  $R_1 = 10\Omega$ ,  $L_2 = L_3 = 10\text{nH}$  时, 不同  $R_2$  的过渡过程

1— $R_2 = 10\Omega$ , 2— $R_2 = 100\Omega$ , 3— $R_2 = 1000\Omega$

Fig. 10 Transient Response for different  $R_2$ , when  $R_1 = 10\Omega$ ,  $L_2 = L_3 = 10\text{nH}$

1— $R_2 = 10\Omega$ , 2— $R_2 = 100\Omega$ , 3— $R_2 = 1000\Omega$

在讨论计算结果之前, 我们先定性分析一下过渡过程的特性。为了简化起见, 先忽略耿氏二极管偏置电源的影响, 忽略  $C_V$  和  $C_D$ ;  $C_3$  和  $C_4$  都为 100pf。所以图 3 中除  $R_1$ 、 $L_2$  以外的部分可以用串联的  $C_e$  来表示,  $C_e = 50\text{pf}$ 。其本征频率为:

$$S_{V_{1,2}} = -\frac{R_1}{2L_2} \pm \left[ \left( \frac{R_1}{2L_2} \right)^2 - \frac{1}{LC_e} \right]^{1/2}. \quad (35)$$

所以  $R_1$  的临界值为:

$$\left(\frac{R_1}{2L_2}\right)^2 = 1/(L_2C_c) \text{ 或 } R_1 = 2\sqrt{\frac{L_2}{C_c}}. \quad (36)$$

图 9 是  $L_2 = 10\text{nH}$  时,  $R_1$  对过渡过程的影响. 这时临界值约为  $30\Omega$ . 从图上可以看出,  $R_1 < 30\Omega$  时有振荡, 阻值越小振荡的阻尼越小, 过渡时间也就越长;  $R_1 > 30\Omega$  时没有振荡, 但电阻越大衰减得越慢, 过渡时间也长. 在临界值附近过渡时间最短. 当  $L_2 = 10\text{nH}$ ,  $R_1 = 30\Omega$  左右时, 过渡时间约为  $3\text{--}5\text{ns}$ . 当然  $L_2$  越小, 过渡时间越短, 但要  $L_2 < 10\text{nH}$  实际上是不易做到的.

图 10 是研究耿氏二极管偏置电路对过渡过程的影响的. 从结果看出,  $R_2 > 100\Omega$  时影响已经不大. 但是这种分析中未考虑耿氏二极管偏压  $V_b$  的影响. 实际上  $R_2$  大时, 在过渡过程中  $V_b$  的变化也很大, 这对器件特性的影响是很大的. 由于考虑  $V_b$  变化后, 器件特性成了三元的函数, 这将使分析大大的复杂化. 从这里可以看出, 耿氏二极管的偏置电源对过渡过程的影响是一个值得注意的问题. 在通过高频隔离电容加偏压的条件下, 内阻太小会引起振荡, 而内阻太大则又影响偏置电压, 看来只能选择一个折衷的值.

显然, 这一程序不单可以用来分析电压跃变的情况, 也可以用于其他各种情况: 如用来选择最优的偏压脉冲分布来代替阶跃电压, 以减少过渡时间; 又如用来分析作为线性调频的振荡器的调频线性度, 以及直流偏压的波形和调频线性度的关系等等.

### 参 考 文 献

- [1] VCO Technology, Final Report, Feb. 1979, EPL, University of Michigan.
- [2] D. F. Peterson, *IEEE Trans. on MTT*, MTT-28(1980), 110.
- [3] D. F. Peterson, Dynamic Behavior and Transient Response of Varactortuned Oscillators, 1979 Report, EPL, University of Michigan.
- [4] D. F. Peterson, Tuning Speed Limitation in Wide Band Varactor Tuned Oscillation, in 1978 IEEE G-MTT Int. Microwave Symp-Dig papers, Ottawa, Canada.
- [5] A. Gelb et al., Multiple Input Describing Function and Nonlinear System Design, McGraw-Hill Book Co. Inc., New York, 1968.
- [6] A. Blaquire, Nonlinear System Analysis, Academic Press. Inc., New York, 1968.
- [7] L. Gustafsson et al., *IEEE Trans. on MTT*, MTT-20(1972), 402.
- [8] 宋文森, 微波电路的计算机辅助设计, 中国科学院电子学研究所1982年科学技术报告会.

## COMPUTER AIDED DESIGN FOR VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR

Song Wenmiao

(Institute of Electronics, Academic Sinica)

A set of equations for varactor tuning Gunn Diode Oscillator is derived by quasi-sinusoidal method. By special treatment of the nonlinear element, a program is obtained. With this program the small signal and large signal statistic tuning performance, dynamic behavior and transient response can be calculated.