

微波功率晶体管管内匹配网络设计

徐 天 东

提 要 本设计的目的是建立一个用于宽带固态放大器的宽带微波功率晶体管。

本文包括：1) 设计思想；2) 内匹配电路衰减的计算；3) 输入、输出阻抗匹配网络的计算机辅助设计。

宽频带微波功率晶体管是国内外军用和民用的重要器件，目前价格较昂贵，一般在几百元至千元/只。国内 L 波段以上、30W左右、瞬时带宽20%以上的固体功率放大器的研制，关键在于有良好的宽带匹配性能的微波功率晶体管，本文就设计该种管的宽带内匹配网络进行研究。

一、微波晶体管管内匹配电路

普通微波晶体管当工作频率升高时，输入阻抗的感抗成份大于输入电阻成份，输入电路就不易作到宽带匹配，而输出容抗降低，使负载旁路。

为了提高微波晶体管的宽带特性，并便于使用时与外电路匹配，改进的办法在管内加匹配电路，其对性能的改善，外电路是不能达到的。

管内匹配电路的目的是：使输入阻抗的实部提高，在工作频段内接近一常数，使虚部减小，在工作频段内趋近于零，至少小于实部；使管子的输出容抗在工作频段内接近抵消。

图1是美国18W微波功率管的管内匹配电路^[1]。

图2表示目前管内加上匹配后的等效电路，其中 R_0 为晶体管芯片发射极基间电阻。 L_1 、 L_2 、 L_3 、 C_4 为加入的输入匹配网络元件； L_5 为封装引出线寄生电感，零点几毫微亨， C_{00} 为管子集电极基极间电容，容量随反偏电压变化； L 为输出匹配电感，抵消 C_{00} 的

组件等值电路

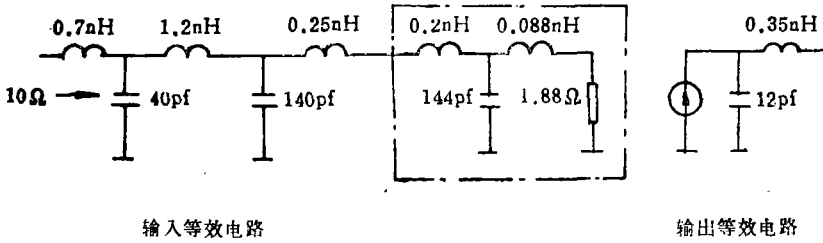


图1 美国 18W MICRo AMP 管800MHz~1000MHz内匹配电路

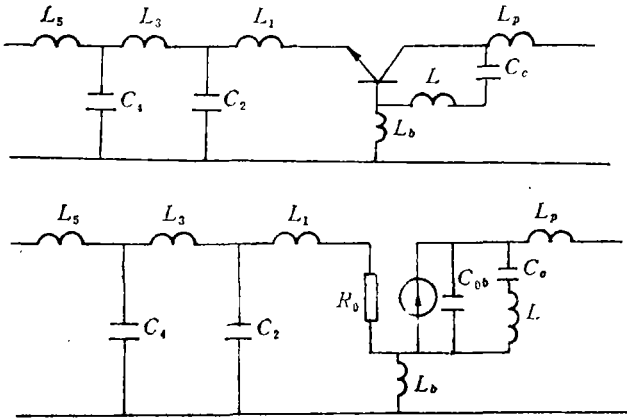


图2 微波功率晶体管管内匹配电路

作用； C_c 为隔直流电容，数百 pF； L_p 为输出引线封装寄生电感，零点几毫微亨； L_b 为基极电感，很小。

输入匹配电路设计。图2中，对于20~30W管子 R_0 约为0.5欧左右。用 R_0 表示晶体管芯片的输入参数是近似的，但在工作带宽不到倍频程的情况下，这种表示法是足够的。这样根据输入电阻 R_{in} 的要求，用切比雪夫变阻器综合法，就可以设计出输入网络 L_1, L_2, L_3, C_4 的数值。

只是 L_5 是不需要的，但客观上又是存在的，因此必须考虑到匹配网络的参数中去，它的影响及对网络参数的修正，可用计算机正交设计来完成。

输出匹配电路设计。用 L 抵消 C_{ob} 的影响， L 与 C_{ob} 的均值电容 \bar{C}_{ob} 构成并联谐振电路。均值电容 \bar{C}_{ob} 的计算参看附录。

如放大器稳定，并联谐振频率设在工作频带的低端，在频带内回路稍呈容性，因此可求得 L 为

$$L = \frac{1}{\omega^2 \bar{C}_{ob}}$$

这样集电极等值负载电阻仍可用下式求出

$$R_L = \frac{(V_o - V_{sat})^2}{2P_0}$$

集电极输出电路的等值 Q 一般在 $1 \sim 2$ 左右。

根据 $Q = 2\pi \frac{W_E + W_M}{W_T}$ 的定义 (其中 W_E, W_M 为电磁场储能, W_T 为每周期在电阻上消耗的能量) 得

$$Q = R_L \omega_a \bar{C}_{ob}$$

输出电路半功率带宽

$$\frac{\Delta F}{f} \approx \frac{1}{Q} = \frac{1}{R_L \omega_a \bar{C}_{ob}}$$

管内匹配使 L_p 分离到回路以外, 它的影响减弱了, 当 L_p 很小 (目前一般可做到 $0.2\text{nH} \sim 0.6\text{nH}$) 时, 负载电阻 R_H 可近似取值为 R_L

$$R_H \approx R_L$$

L_o 很小一般略去, 或计算输入电路时折合到 L_1 中, 计算输出电路时折合到 L_p 中去。

二、匹配电路通带内衰减计算

用归一化 $[a]$ 矩阵计算通带内衰减, 加理想变压器使二端阻抗相等, $R_o = R_0/n^2$, 然后以 R_0 进行归一化。如图 3 链形网络的总矩阵为:

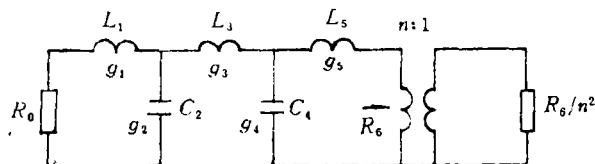


图 3 计算输入匹配电路通带内衰减

$$[a] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{j\omega L_1}{R_0} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_2 R_0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{j\omega L_3}{R_0} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{j\omega L_5}{R_0} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ n \\ 0 \\ \frac{1}{n} \end{bmatrix}$$

对元件的阻抗、导纳和频率归一化

$$g_1 = \frac{\omega_m L_1}{R_0}, g_3 = \frac{\omega_m L_3}{R_0}, g_5 = \frac{\omega_m L_5}{R_0} \text{ 归一化电抗}$$

$$g_2 = \omega_m C_2 R_0, g_4 = \omega_m C_4 R_0 \text{ 归一化导纳}$$

$$K = \omega / \omega_m, \omega_m \text{ 为中心频率}$$

这样与切比雪夫变阻网络综合一致起来, 根据所要求的变阻比 $r = R_0/R_o$ 和相对带宽 W 即可求出 g_1, g_2, g_3, g_4 。图 4 至图 7 画出了当 $r=20$ 时, 主要元件值与带内

衰减 L_{Ar} 的起始关系曲线。

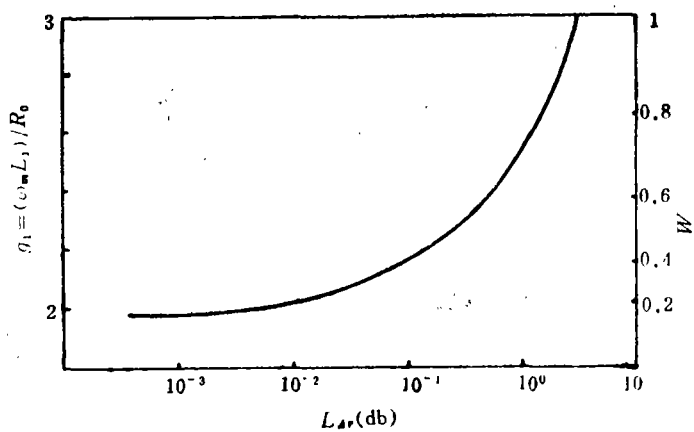


图4 元件 $g_1(L_1)$ 与衰减 L_{Ar} (db)、带宽 W 的关系

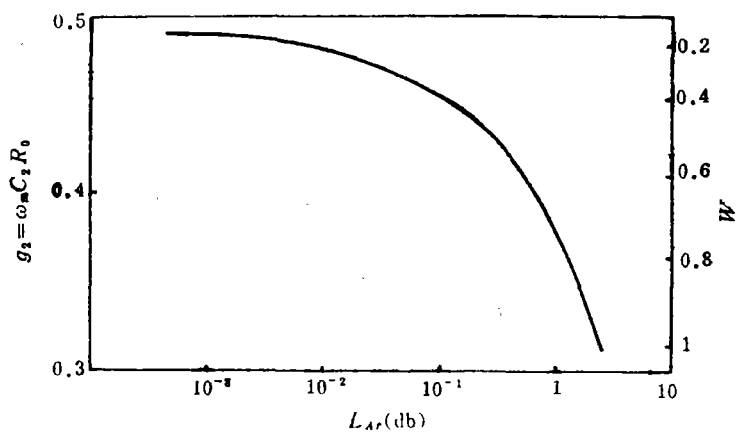


图5 元件 $g_2(C_2)$ 与衰减 L_{Ar} (db)、带宽 W 的关系

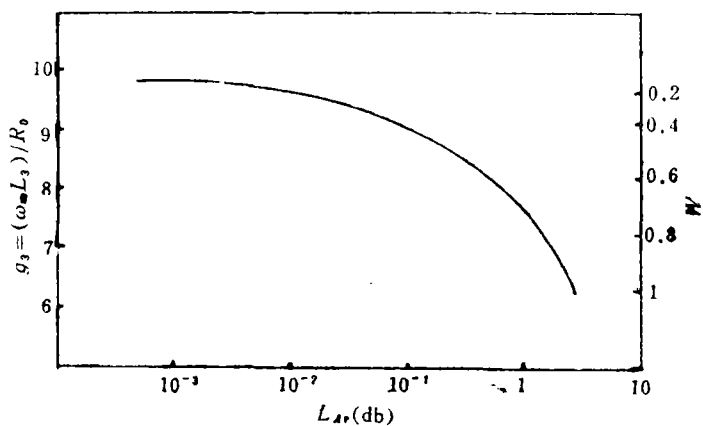
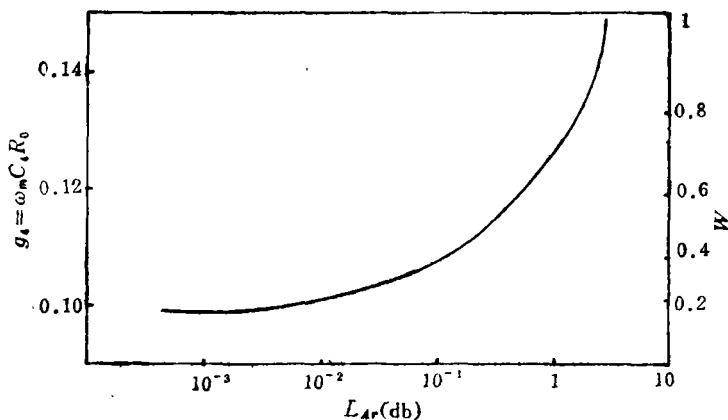


图6 元件 $g_3(L_3)$ 与衰减 L_{Ar} (db)、带宽 W 的关系

图7 元件 $g_4(C_4)$ 与衰减 L_{Ar} (db)、带宽 W 的关系

则

$$\begin{aligned}
 [a] &= \begin{bmatrix} 1 & jkg_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jkg_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jkg_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 &\cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jkg_4 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jkg_5 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1/n \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 1-k^2g_1g_2 & jkg_1 \\ jkg_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1-k^2g_3g_4 & jkg_3 \\ jkg_4 & 1 \end{bmatrix} \\
 &\cdot \begin{bmatrix} 1 & jkg_5 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1/n \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} A & jB \\ jC & D \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$A = [(1-k^2g_1g_2)(1-k^2g_3g_4) - k^2g_1g_4]n$$

$$B = [(1-k^2g_1g_2)kg_3 + kg_1 + kg_5[(1-k^2g_1g_2)(1-k^2g_3g_4) - k^2g_1g_4]] \frac{1}{n}$$

$$C = [(kg_2(1-k^2g_3g_4) + kg_4]n$$

$$D = \{1 - k^2g_3g_2 - kg_5[kg_2(1-k^2g_3g_4) + kg_4]\} \frac{1}{n}$$

通带内衰减，以 db 表示：

$$\begin{aligned}
 L_{Ar} &= 10 \lg \left| \frac{A + jB + jC + D}{2} \right|^2 = 10 \lg \left| \frac{A + D + j(B+C)}{2} \right|^2 \\
 &= 10 \lg \frac{(A+D)^2 + (C+B)^2}{4}
 \end{aligned}$$

即可用计算机计算 L_{Ar} 值，输入变量为 g_1, g_2, g_3, g_4, g_5 和 $n = \sqrt{r}$ 。

若令 $K=0.5$ TO 1.5 STEP 0.05 , 计算机可以打印出一个倍频程的衰减 L_{Ar} 的变化规律。调整和改变任一个 g 的值, 对网络衰减特性的影响可以在计算机中模拟出来, 这种方法适合于任意中心频率 ω_m , 任意管芯电阻 R 。

Q 通常内匹配网络的电感用键合金丝做成。电容有 MOS 电容、MOM 电容及陶瓷电容。不同类型的电容在不同频段对衰减的影响是不一样的。电容衬底材料的高频损耗对通带内的衰减有重大影响。

三、管内匹配网络计算机设计

实际中管壳引线电感客观存在, 不可忽略, 尤其对输入电路更为敏感, 为了更确切地将它用一个 T 型网络代替, 如图 8 中 L_2 、 L_3 、 C_3 。这样输入等效电路就可画成图 8 中的形式

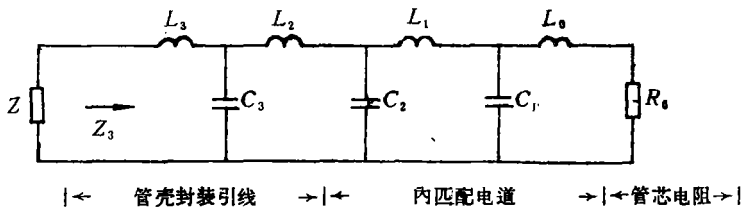


图 8 输入匹配电路设计

在设计中, 认为管壳封装引线参数经适当调整后已固定下来, R_0 也是固定的, 设计中允许调整的元件是 L_0 、 C_1 、 L_2 、 C_2 , 最终的目的是在整个频带内使 Z_3 与 Z 相匹配。

本来这个设计可以单纯用切比雪夫变阻器对 L_0 、 L_1 、 C_1 、 C_2 求出确定值, 但是由于 L_2 、 L_3 、 C_3 的存在, 必须对 L_0 、 L_1 、 C_1 、 C_2 进行修正。

设计步骤: 首先求出 R_0 对 Z 进行匹配时的切比雪夫变阻网络 L_0 、 L_1 、 C_1 、 C_2 的参数值, 然后加入 L_3 、 L_2 、 C_3 网络, 用计算机正交设计法进行修正, 使 Z_3 与 Z 达到宽带匹配, 此时的 L_0 、 L_1 、 C_1 、 C_2 就是最终要求的数值。

设计举例: 设某功率管芯片发射极基极间电阻 $R_0=1\Omega$, 要求在 1.6GHz 至 200MC 频率带上与 20Ω 阻抗相匹配, 封装电感参数 $L_2=L_3=0.1\text{nH}$, $C_3=0.4\text{pF}$ 。

首先计算切比雪夫变阻网络参数, 求出 L_0 、 L_1 、 C_1 、 C_2 。

中心频率 $f_m=1.6\text{GHz}$

$$\text{相对带宽 } W = \frac{f_b - f_a}{f_m} = \frac{400}{1600} = 0.25$$

$$\text{变阻比 } r = \frac{Z}{R_0} = \frac{20}{1} = 20$$

查切比雪夫变阻器设计表, 取 $n=4$ 节, 相对带宽取 0.3 。查得元件归一化值:

$$g_1=2.07 \quad g_2=0.471$$

$$g_3 = g_2 r = 9.42 \quad g_4 = g_1 / r = 0.104$$

$$L_0 = \frac{g_1 R_0}{\omega_m} = \frac{2.07 \times 1}{2\pi \times 1.6 \times 10^9} = 0.206 \text{ nH}$$

$$C_1 = \frac{g_2}{\omega_m R_0} = \frac{0.471}{2\pi \times 1.6 \times 10^9 \times 1} = 46.8 \text{ pF}$$

$$L_1 = \frac{g_3 R_0}{\omega_m} = \frac{9.42 \times 1}{2\pi \times 1.6 \times 10^9} = 0.94 \text{ nH}$$

$$C_2 = \frac{g_4}{\omega_m R_0} = \frac{0.104}{2\pi \times 1.6 \times 10^9 \times 1} = 10.34 \text{ pF}$$

加入 L_2, L_3, C_3 后计算机正交设计法优化, 得到优化后的 $L_0 = 0.19 \text{ nH}, L_1 = 0.94 \text{ nH}, C_1 = 49.1 \text{ pF}, C_2 = 10.3 \text{ pF}$ 。

管内输出匹配等效电路如图 9。

其中 C_4 为 C_{ob} 的均值电容, L_4 为输出封装引线电感, R_4 为负载电阻, 工作频带的中心频率为 F_0 , 则可以算出所需要的匹配电感 L , 以及反映到集电极的等值负载电阻 R_5 。当 L_4 不可忽略时

$$\text{令 } S = \omega_0 L_4$$

则 L_4 与 R_4 构成的导纳

$$Y = \frac{1}{R_4 + jS} = \frac{R_4}{R_4^2 + S^2} - j \frac{S}{R_4^2 + S^2}$$

使 L 同 C_4 的电纳与上式中的电纳成份抵消得

$$L = \frac{1}{\omega_0 \left(\omega_0 C_4 - \frac{S}{R_4^2 + S^2} \right)}$$

则电路在管芯集电极端呈现纯阻 R_5 ,

$$R_5 = \frac{R_4^2 + S^2}{R_4}$$

例如, $C_4 = 13 \text{ pF}, L_4 = 0.5 \text{ nH}, R_4 = 10 \Omega$ 代入,

则当 $F_0 = 1.6 \text{ GC}$ 时, $L = 1.08 \text{ nH}, R_5 = R_4 = 12.25 \Omega$

$F_0 = 950 \text{ MC}$ 时, $L = 3.3 \text{ nH}, R_5 = 10.8 \Omega$ 。

寄生参数 L_2, L_3, C_3 和 L_4 的估计是近似的, 并考虑其它一些寄生参数的影响, 因此制造时须对结果进行实验修正。为了展宽频带, 希望管壳引入的寄生电感、寄生电容尽可能减小, 管芯的输出电容 C_4 亦尽可能减小。

除此之外, 对宽带功率管, 由于宽带传输效率比窄带低, 要求管芯增益比窄带高, 管壳底盘要有良好的散热性能。管子在宽频段工作时, 失配程度一般较窄带严重, 要求承受的电压驻波比 VSWR 比窄带高。

管内匹配电路正交设计程序如下。

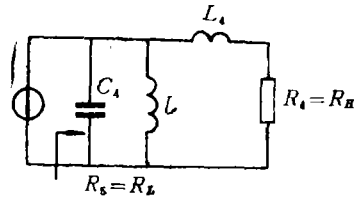


图 9 输出匹配电路设计

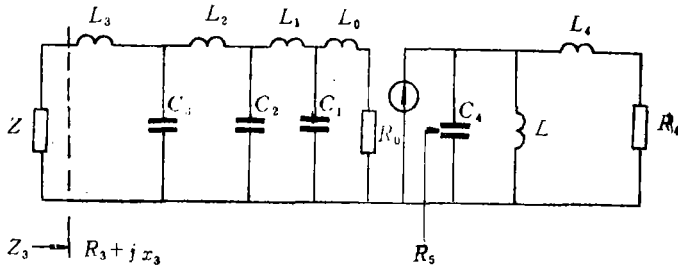
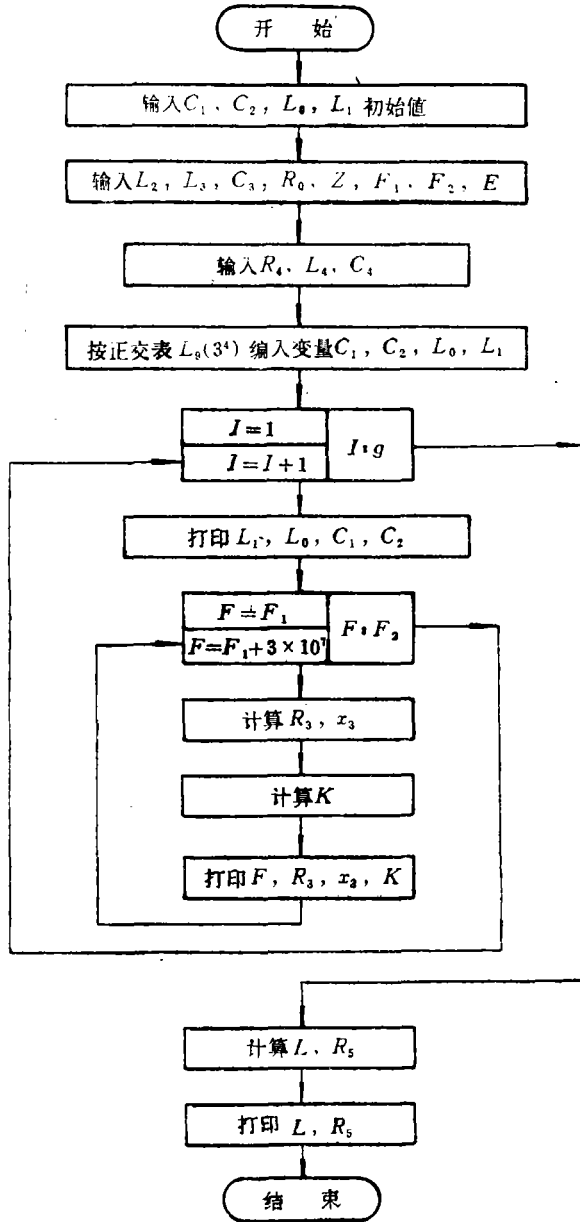


图 10

F_1, F_2 工作频率范围 ($F_1 < F_2$), R_0, C_4 管芯参数。 L_2, L_3, L_4 管壳封装参数; L_0, L_1, C_1, C_2 待优化参数, 人设计参数; Z, R_1 源和负载阻抗, E 正交设计修正量; K 功率传输系数。

参加本课题研究的还有1413所何玉山同志, 进行了管内匹配电路的研究试验, 取得了实际应用。钟子发同志参加了正交计算, 吴月珍同志进行了均值电容计算。

本文成文过程中, 吴国夫同志提出了许多宝贵意见和指教, 在此表示衷心感谢。

参 考 文 献

- [1] Roger C. Debloois, Production Engineering Measure for an Integrated Circuit Power Amplifier 600-1000MHz for Tactical-Radio Equipment, ADA 047159, 1977 PP73~PP77.
- [2] Octavius Pitzalis, Jr. and Russell A. Gilson, Broad-band Microwave Class-C Transistors Amplifiers, IEEE Trans Vol MTT-21, 1973, 11, PP660~PP680.

附 录

微波晶体管输出电容可以表示为管壳封装电容 C_{fixed} 和可变的芯片结电容 $C_{variable}$ 之和, 后者是外加反向电压的函数。

如反向电压 3V 时输出电容为 C_1 , 12V 时输出电容为 C_2 , 这个数据可在产品手册上查到, 或者测量得到

$$\text{则} \quad C_f + C_v(3V) = C_1 \quad (1)$$

$$C_f + C_v(12V) = C_2 \quad (2)$$

而变容管结电容方程为

$$C_v = C_{v_0} \left(\frac{V_0 + \phi}{V + \phi} \right)^N \quad (3)$$

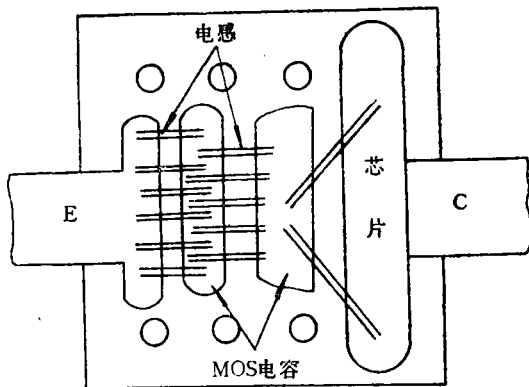
其中 C_v = 反向电压为 V 伏时的结电容; C_{v_0} = 反向电压为 V_0 伏时的结电容; ϕ 正向结电压, 硅管约 0.75V; N 变容指数, 双极晶体管为 0.47。

$$\text{因此有 } C_v(12V) = C_v(3V) \left(\frac{3+0.75}{12+0.75} \right)^N = K C_v(3V) \quad (4)$$

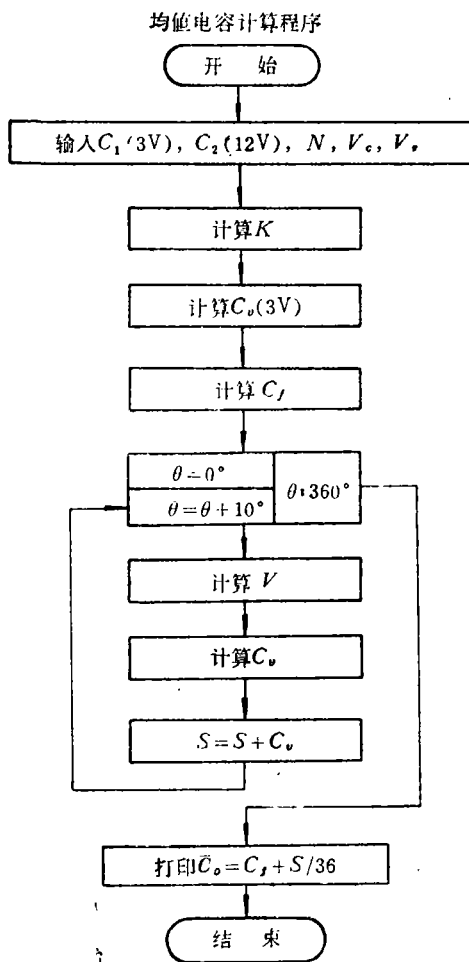
$$K = \left(\frac{3.75}{12.75} \right)^N$$

将(1)(2)(4)式联立

$$\begin{aligned} C_f + C_v(3V) &= C_1 \\ -) \quad C_f + K C_v(3V) &= C_2 \\ \hline \text{得 } (1-K) C_v(3V) &= C_1 - C_2 \end{aligned}$$



附图 微波功率晶体管内部结构



$$C_V(3V) = \frac{C_1 - C_2}{1 - K} \quad (5)$$

$$C_f = C_1 - C_V$$

现在可以用变容管方程(3)来计算任何反向偏压时的结电容。当集电极在正弦信号作用下,可表示为

$$\begin{aligned} V &= V_o + (V_o - V_{sat}) \sin \theta \\ &= V_o + V_r \sin \theta \end{aligned} \quad (6)$$

其中 V_o 集电极电源电压; V_{sat} 晶体管饱和压降; V_r 所加交变电压幅值;

$$\text{由} \quad C_V = C_V(3V) \left(\frac{3 + 0.75}{v + 0.75} \right)^N \quad (7)$$

θ 各度化 10° , 计算 C_V 值, 然后取均值 \bar{C}_V

$$\bar{C}_V = \frac{1}{36} \sum_{I=1}^{36} C_V(I) \quad (8)$$

$$\text{最后算出输出电容的均值} \bar{C}_o = C_f + \bar{C}_V. \quad (9)$$

Inter-Transistor Matching Network Design of the Microwave Power Transistor

Xu Tiandong

Abstract

The objective of this design is to a broadband microwave power transistor used in broadband solid state amplifier.

This paper involves; 1) ideas of design ; 2) calculation of attenuation of internal matching circuits; 3) computer-aided design of input and output impedance matching networks.