

微波功率晶体管管内匹配网络

徐 天 东

(中国人民解放军国防科工委指挥技术学院)

1986年2月25日收到

本文的目的是设计宽带微波功率晶体管的内匹配电路,包括:设计思想;内匹配电路衰减的计算;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,目前价格昂贵。国内L波段以上、30瓦左右、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,输入阻抗感抗成份大于电阻成份,成为高 Ω 输入电路,在宽频带范围电路处于大的电压驻波比工作状态,传输损耗增大,不易做到宽带匹配。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,并便于与外电路匹配,改进办法是在管内加匹配电路,使管芯到输入匹配电路的引线电感可以缩小,并成为匹配电路的组成部份,改善输入电路的电压驻波比,在工作频带内使输入阻抗实部提高并接近一常数,使虚部减小趋近于零,这样提高了功率传输效率和放大器增益。而输出匹配电路,使管子的输出容抗和匹配元件的感抗相互抵消,改善输出端宽带匹配性能,使集电极效率得到提高。

图1示出了 $n=2$ 的管内输入匹配电路

$$L_1 = \frac{g_1 R_0}{\omega_m}, \quad C_2 = \frac{g_1}{\omega_m R_0 r}. \quad (1)$$

其中 $r = R_{in}/R_0$, $\omega_m = 2\pi f_m$. R_0 为芯片电阻, R_{in} 为希望的晶体管输入端口电阻, f_m 为工作中心频率, ω 为相对带宽, g_1 可由图1(b)曲线得到。

图2(a)表示目前管内加上匹配元件后的电路, L_1 、 C_2 、 L_3 和 C_4 为输入匹配网络元件, L_5 为封装引线寄生电感, L 为输出匹配电感, C 为隔直流电容, 约数百pF, L_p 为输出引线寄生电感, L_b 为基极电感。

图2(b)虚线框内表示了芯片的等效电路。为了便于研究,将此电路简化。当晶体管在额定功率激励下,芯片输入端近似呈现一个等效的动态输入电阻 R_0 ,由 r_e 、 C_e 和基区电阻 r_{bb}' 构成,由于发射结电阻 $r_e = KT/qI_e \approx 26/I_e(\text{mA})\Omega$,当功率管 I_e 很大时, r_e 很小从而旁路 C_e ,当激励功率为常数时, R_0 可视为常数。忽略集电极对发射极反馈的影

响，并由于集电极结电阻 r_e 一般很大，忽略 r_e 和 r_{ss} ，这样等效电路如图 2(c) 所示^[1]， C_{ab} 为集电极基极间电容。

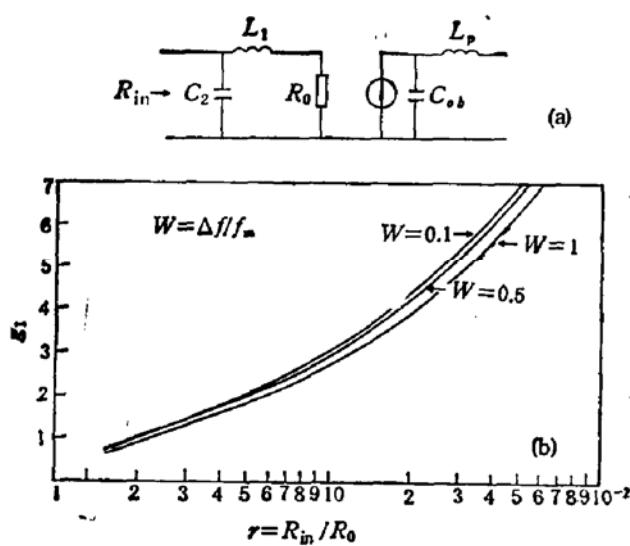


图 1 (a) $N=2$ 的管内输入匹配
电路 (b) g_1-r 曲线

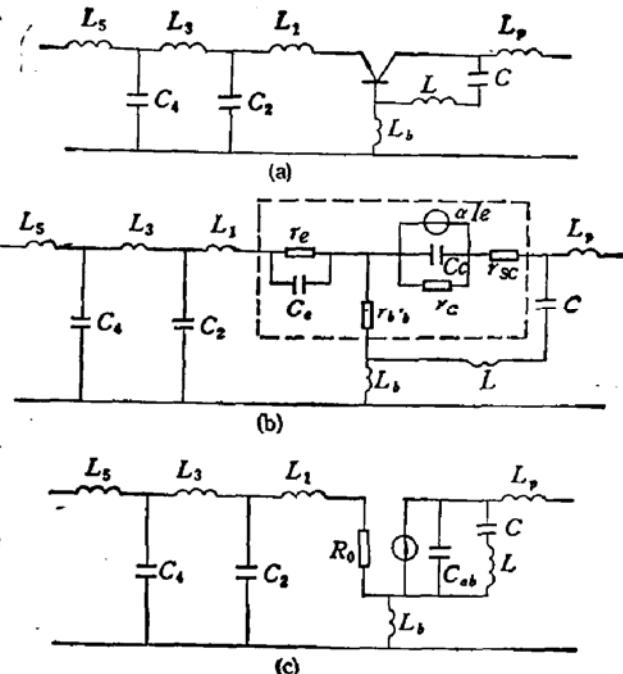


图 2 微波功率晶体管管内匹配电路
($N=4$) 及其等效电路

设计思想

输入匹配电路：对于 20—30W 管子， R_0 约为 0.5 欧左右，这样根据输入电阻 R_{in} 的要求，用切比雪夫变阻器综合法，就可以计算出图 2(c) 中输入网络 L_1, C_2, L_3 和 C_4 的数值。

只是 L_b 是不需要的，但客观上又是存在的，因此它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：用 L 抵消 C_{ab} 的影响， L 与 C_{ab} 的均值电容 \bar{C}_{ab} 在中心频率上并联谐振，可以求得 L

$$L = \frac{1}{\omega_m^2 \bar{C}_{ab}}. \quad (2)$$

这样晶体管输出功率为 P_0 时，所要求的等值负载电阻，可用下式求出

$$R_L = \frac{(V_c - V_{sat})^2}{2P_0} \gamma. \quad (3)$$

其中 V_c 为集电极电压， V_{sat} 为饱和压降， γ 为小于 1 的宽带因子，频带宽取值小，一般取 0.8。

L_b 很小，可忽略不计。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 $R_0 = R_6/n^2$, 如图 3 所示的链形网络。然后对元件的阻抗, 导纳和频率归一化:

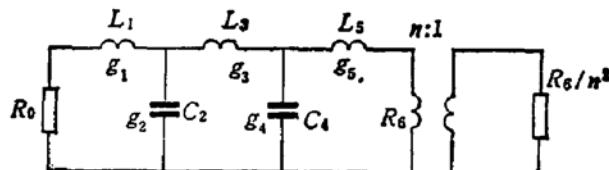


图 3 计算输入匹配电路通带内衰减

$$\left. \begin{array}{l} g_1 = \frac{\omega_m L_1}{R_0}, \quad g_3 = \frac{\omega_m L_3}{R_0}, \quad g_5 = \frac{\omega_m L_5}{R_0} \text{ 为归一化电抗} \\ g_2 = \omega_m C_2 R_0, \quad g_4 = \omega_m C_4 R_0 \text{ 归一化导纳} \\ \omega = \omega/\omega_m \quad \omega_m \text{ 为中心角频率} \end{array} \right\} \quad (4)$$

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 $r = R_6/R_0$ 和相对带宽 W 即可求出切比雪夫变阻网络的 $g_1 g_2 g_3$ 和 $g_4^{[2]}$ 。同时由链形网络求得 [a] 矩阵:

$$\begin{aligned} [a] &= \begin{bmatrix} 1 & j\bar{\omega}g_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\bar{\omega}g_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\bar{\omega}g_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \\ &\quad \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\bar{\omega}g_4 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\bar{\omega}g_5 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1/n \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A & jB \\ jC & D \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5)$$

通带内衰减 L_{Ar} , 以 dB 表示:

$$L_{Ar} = 10 \log \frac{(A + D)^2 + (C + B)^2}{4}. \quad (6)$$

其中

$$\left. \begin{array}{l} A = [(1 - \bar{\omega}^2 g_1 g_2)(1 - \bar{\omega}^2 g_3 g_4) - \bar{\omega}^2 g_1 g_4]n \\ B = \{(1 - \bar{\omega}^2 g_1 g_2)\bar{\omega}g_3 + \bar{\omega}g_1 + \bar{\omega}g_5[(1 - \bar{\omega}^2 g_1 g_2)(1 - \bar{\omega}^2 g_3 g_4) - \bar{\omega}^2 g_1 g_4]\} \frac{1}{n} \\ C = [\bar{\omega}g_2(1 - \bar{\omega}^2 g_3 g_4) + \bar{\omega}g_4]n \\ D = \{1 - \bar{\omega}^2 g_2 g_3 - \bar{\omega}g_5[\bar{\omega}g_2(1 - \bar{\omega}^2 g_3 g_4) + \bar{\omega}g_4]\} \frac{1}{n}. \end{array} \right\} \quad (7)$$

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

若令 $\bar{\omega} = 0.5$ TO 1.5, STEP = 0.05, 计算机可以打印出衰减 L_{Ar} 一个倍频程的变化规律, 调整和改变任一个 g_k 值, 对网络衰减特性的影响可以在计算机中模拟出来, 作为指导试验调试中元件值选取的参考。一般照顾高端匹配, 对低频端增益稍加压缩, 达到带内增益平坦。

三、管内匹配网络计算机设计

实际上，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，将它用一个T型网络代替，如图4中 L_2, L_3, C_3 ，这样输入等效电路呈图4形式

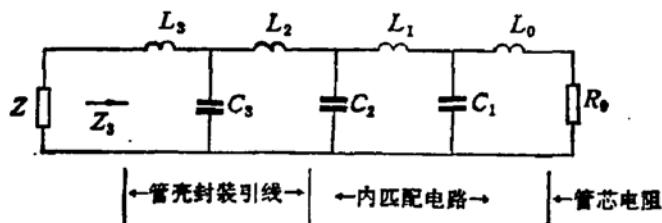


图4 输入匹配电路设计

在这一设计中，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，允许调整的元件是 L_0, C_1, L_1, C_2 ，最终目的，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 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_2, L_3, C_3 网络，用计算机正交设计法进行修正，使 Z_3 与 Z 达到宽频带匹配，此时的 L_0, L_1, C_1, C_2 就是最终求得的数值。

例1：15W管，芯片发射极基极间动态电阻 $R_0=1\Omega$ ，要求在 $1.6\text{GHz} \pm 200\text{MHz}$ 频带上与 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 和 C_2 ：

$$\text{中心频率 } f_m = 1.6\text{GHz}, \text{ 相对带宽 } \omega = \frac{f_b - f_a}{f_m} = 0.25, \text{ 变阻比 } r = \frac{Z}{R_0} = 20.$$

查切比雪夫变阻器设计表^[2]，取 $n=4$ ，相对带宽取0.3，得元件归一化值

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

$$g_3 = g_2r = 9.42 \quad g_4 = g_1/r = 0.104$$

$$L_0 = \frac{g_1 R_0}{\omega_m} = 0.206\text{nH} \quad C_1 = \frac{g_2}{\omega_m R_0} = 46.8\text{pF}$$

$$L_1 = \frac{g_3 R_0}{\omega_m} = 0.94\text{nH} \quad C_2 = \frac{g_4}{\omega_m R_0} = 10.34\text{pF}$$

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

管内输出匹配电路设计，如图5。

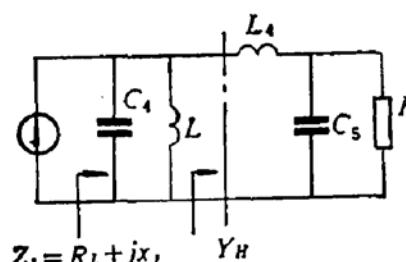
其中 C_4 为 \bar{C}_{ob} , L_4 为输出封装引线电感与外部匹配电感之和， R_H 为负载电阻，设晶体管所要求的等效负载电阻为 R_L ，则可计算出所需要的匹配电感 L 、 L_4 和匹配电容 C_4 。令

$$Y_s = \omega C_4 - 1/\omega L. \quad (8)$$

在工作频带中心频率上令 $Y_s = 0$,
得

$$L = 1/\omega_m^2 C_s \quad (9)$$

再用 $N = 2$ 的切比雪夫阻抗变换器匹配, 求出 L_4, C_s :



得

对大功率管总是 $R_L < R_H$ (50Ω 负载)

$r = R_H/R_L$. 由图 1(b) 曲线查出 g_1 ,

$$L_4 = \frac{g_1 R_L}{\omega_m}, \quad C_s = \frac{g_1}{\omega_m R_L r} \quad (10)$$

这个电路已具有较宽的频带特性, 进一步改善性能, 用计算机优化设计宽带特性:

令

$$Y_H = G + jY, \quad (11)$$

$$Y_H = \frac{R}{R^2 + x^2} - j \frac{x}{R^2 + x^2}. \quad (12)$$

其中

$$R = \frac{G_H}{G_H^2 + Y_C^2}, \quad x = x_L - \frac{Y_C}{G_H^2 + Y_C^2}$$

$$Y_C = \omega C_s, \quad G_H = 1/R_H, \quad x_L = \omega L_4$$

而

$$\begin{aligned} Z_L &= \frac{1}{G + j(Y_s + Y)} = \frac{1}{G + jY_L} \\ &= \frac{G}{G^2 + Y_L^2} - j \frac{Y_L}{G^2 + Y_L^2}, \end{aligned} \quad (13)$$

得

$$\left\{ \begin{array}{l} R_L = \frac{G}{G^2 + Y_L^2} \\ x_L = \frac{-Y_L}{G^2 + Y_L^2} \end{array} \right. \quad (14)$$

其中

$$G = \frac{R}{R^2 + x^2}, \quad Y_L = Y_s + Y$$

用计算机算出 Y_s 和 Y , 作比较. 并算出 R_L 和 x_L , 检查整个频带内匹配效果.

例2: 15W 管 $C_s = 11\text{pF}$, $R_L = 10\Omega$, $f_m = 1.6\text{GHz}$, $R_H = 50\Omega$. 计算得 $L = 0.9\text{nH}$, $L_4 = 2\text{nH}$, $C_s = 3.9\text{pF}$.

例3: 7W 管 $C_s = 9.28\text{pF}$, $R_L = 20\Omega$, $f_m = 0.8\text{GHz}$, $R_H = 50\Omega$. 计算得 $L = 4.3\text{nH}$, $L_4 = 4.7\text{nH}$, $C_s = 4.7\text{pF}$. 经计算机优化后的数值为 $L = 4.3\text{nH}$, $L_4 = 5\text{nH}$, $C_s = 4.6\text{pF}$. 其输出网络阻抗频率特性如图 6

证明所选择的电路 Y 与 Y_s 互补，在很宽频带内 x_L 几乎趋近于零， R_L 平坦，功率传输系数最小为 0.92，平均 0.95 以上。本电路用在 0.52—1GHz 功率放大器上，集电极效率为 60%，功率增益为 6dB。输入匹配电路因制作在管外， L_0 无法减小，需作成二个频段(0.52—0.75; 0.7—1)GHz^[4]。

四、讨 论

输入匹配电路例 1 设计值与实际调试值偏离 5% 至 15%。寄生参数 L_2 、 L_3 、 C_3 和 L_4 的估计是近似的，制作时须对结果进行实验修正。内匹配网络的电感

由键合金丝实现，电容有 MOS、MOM 电容及陶瓷电容，不同类型电容在不同频段对衰减影响不同，衬底材料的高频损耗对带内衰减有较大影响。目前一般用 MOS 电容。

输出匹配电路承受功率较大，电感 L 使用单金丝时，应注意防止烧断。

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，输出电容 C_{03} 亦尽可能减小。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。

五、结 语

微波晶体管加内匹配电路后，在特定频段内性能有显著改善，使管子成为一种某一频段的专用管。文中给出的输出匹配电路是一种性能较为理想又易实现的电路。

宽带内匹配电路晶体管，有利于微波电路集成化，为外电路设计提供了方便。

参加该课题研究的有河北半导体研究所何玉山同志，取得了实样成果。钟子发、吴月珍同志参加了正交和均值电容计算。吴国夫同志对本文提出过许多宝贵意见和指教，在此表示衷心感谢。

附录 1 管内匹配电路正交设计程序

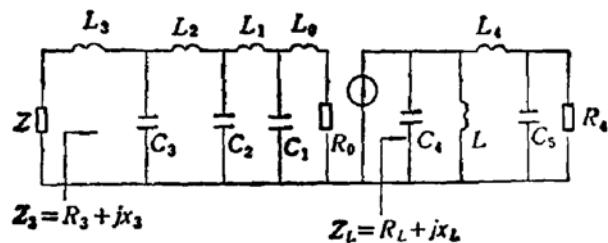


图 7 设计程序对应网络

F_1 、 F_2 工作频率范围 ($F_1 < F_2$)， R_0 、 C_0 管芯参数， L_1 、 L_2 、 C_1 、 C_2 管壳封装参数， L_3 、 L_4 、 C_3 、 C_4 待

优化参数, L_1, C_1, C_2 , 输出网络待优化参数, Z, R_s , 源和负载阻抗, E 正交设计修正量, K 功率传输系数。

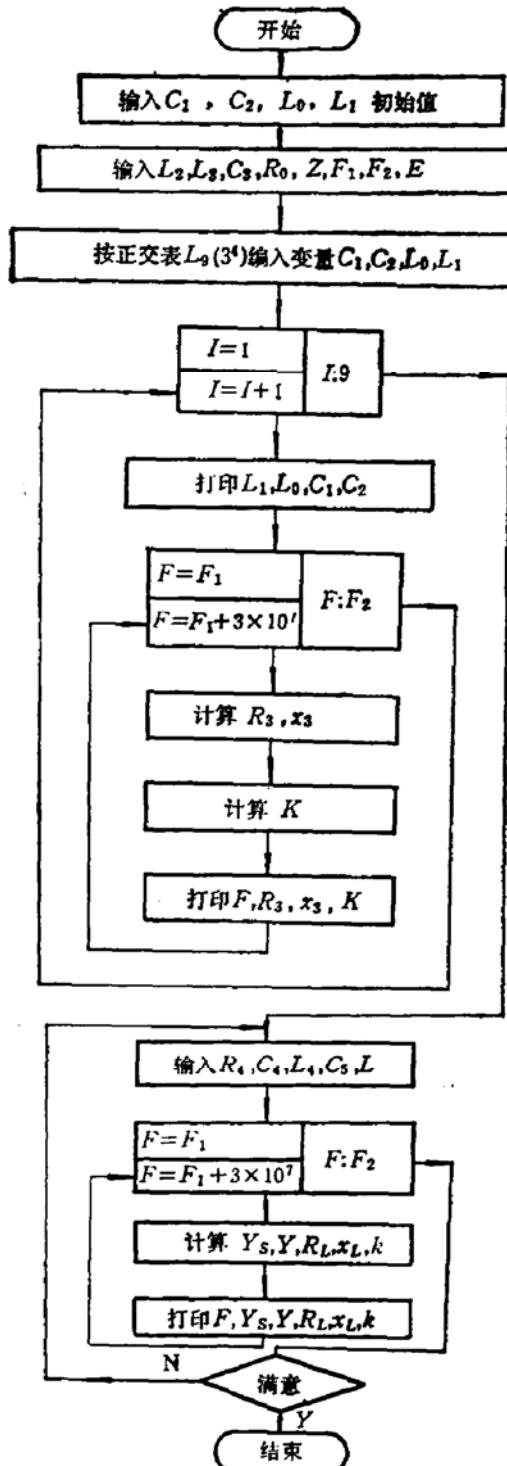


图 8 正交设计程序

附录 2 输出均值电容计算

微波晶体管输出电容可以表示为管壳封装电容 C_f 和可变的芯片结电容 C_s 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_{1s} , 12V 时输出电容为 C_{2s} 。

则

$$C_f + C_V(3V) = C_1 \quad (1)$$

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

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 为反向电压为 V 伏时的结电容, C_{V_0} 为反向电压为 V_0 伏时的结电容, ϕ 为正向结压降, 硅管约 0.75V, N 为变容指数, 双极晶体管的 N 值为 0.47, 因此有:

$$C_V(12V) = C_V(3V) \left(\frac{3 + 0.75}{12 + 0.75} \right)^N = KC_V(3V) \quad (4)$$

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

将 (1)(2)(4) 式联立消去 C_f , 得

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

现在可以用方程(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

$$V = V_C + (V_C - V_{sat}) \sin \theta = V_C + V_s \sin \theta \quad (6)$$

其中 V_C 集电极电源电压, V_{sat} 晶体管饱和压降, V_s 所加交变电压幅度。

由

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

θ 每变化 10° , 计算一 C_V 值, 然后取均值 \bar{C}_V

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

最后算出输出电容的均值

$$\bar{C}_{ob} = C_f + \bar{C}_V. \quad (9)$$

参 考 文 献

- [1] Roger C. Debloois, ADA 047159, 73 (1977).
- [2] George L. Matthaei, Proc. IEEE, 939 (1964).
- [3] Octavius Pitzalis, Jr. and R. A. Gilson, IEEE Trans. MTT-21, 660 (1973).
- [4] 徐天东、李宗利、刘秉义, 国防科技大学论文报告, 85-4124(1985).

Inter-Transistor Matching Network of the Microwave Power Transistor

Xu Tiandong

(College of National Defense Command and Technology)

Abstract

This paper suggests a design of an inter-matching circuit of the broadband microwave power transistors concerning (1) the ideas of design, (2) the calculation of attenuation of internal matching circuits and (3) computer-aided design of input and output impedance matching networks.