

毫米波同轴-波导二极管管座 计算机模拟分析*

沈秀英 黄小华
(华东师范大学)

提 要

本文从理论上分析了构成功率合成器的主要组件——横向耦合同轴-波导二极管管座的结构,建立了它的等效电路模型。并且通过计算机模拟分析,得到腔体短路位置 l_s 、失配负载 Z_L 及其位置 l_L 、腔体输出负载 Z_o 及其位置 l_o 、同轴线内导体半径 r 以及同轴线段之间的距离等参量与功率比的关系。根据此结果给出毫米波合成器设计的最佳方案。模拟分析已为实验结果所证实。

一、理论分析

1. 基本原理 同轴-波导二极管管座是矩形波导谐振腔功率合成器的关键部件,以前对它的理论分析很少。艾森哈特 (Eisenhart)^[1] 通过实验确定了同轴线入口和柱缝之

间的等效性。本文基于这种等效性,用波导中探针的理论^[2]对它进行了理论分析。

波导内探针如图1所示,探针半径为 r ,距波导侧壁距离为 d ,波导腔宽为 a ,高为 b 。同轴线通过探针与腔耦合。假定探针是理想导体,沿着它的轴有一线性电流。现分三种情况讨论:

(1) 探针长 $l = b$,且两端与波导上、下壁相连。这时,探针中的电流应为常数,探针表面的切向场满足边界条件 $E_t = 0$ 。则得柱阻抗

$$Z'_{op} = \text{CSC}^2 \frac{\pi d}{a} Z_{op}, \quad (1)$$

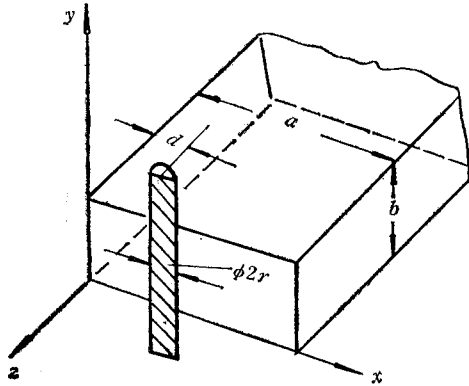


图1 波导中探针剖面图

$$Z_{op} = j Z_0 \left[k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \sum_{m=2}^{\infty} \frac{\left[\cos \frac{m\pi r}{a} - \cos \frac{m\pi(2d \pm r)}{2} \right]}{\left(\frac{m^2 \pi^2}{a^2} - k_0^2 \right)^{\frac{1}{2}}}. \quad (2)$$

* 1985年11月13日收到,1987年1月11日修改定稿。

Z_0 是矩形波导的特性阻抗, Z_{OP} 是元件电抗, 而且与工作波长 $\lambda_0 \left(k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \right)$ 有关. 探针等效为一横穿波导的电感柱.

(2) 探针长 $l > b$, 在 $y = 0, x = d$ 处同轴线阻抗为 Z_1 , 在 $y = b, x = d$ 处同轴线短路. 在这种情况下, 探针等效为波导中的一根调谐杆. 当有电流流过 Z_1 时, 将产生压降 $I(0)Z_1$, 相应的电场为 $E = I(0)Z_1\delta(y)$. $I(0)$ 为流过 Z_1 的电流, 而 $\delta(y)$ 为脉冲函数. 这时, 线电流不再是常数, 变化的电流产生许多复杂的模式. 线电流产生的场与入射场在表面迭加, 满足边界条件 $E_t = I(0)Z_1\delta(y)$. 由此求得调谐杆阻抗为

$$Z' = \text{CSC}^2 \frac{\pi d}{a} Z_{OP} + \text{CSC}^2 \frac{\pi d}{a} \left/ \left(\frac{1}{Z_1} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{jx_n} \right) \right. \quad (3)$$

式中 $x_n = \frac{30b}{k_0} \Gamma_n^2 [K_0(r\Gamma_n) - K_0(2d\Gamma_n)]$; $\Gamma_n = \sqrt{\frac{n^2\pi^2}{b^2} - k_0^2}$; K_0 为第二类零阶修正贝塞尔函数. 调谐杆等效电路示于图 2.

(3) 探针长 $l = b$, 且 $y = 0, x = d$ 和 $y = b, x = d$ 处探针的阻抗分别为 Z_1 和 Z_2 . 它也是一根调谐杆, 而且表面的切向电场应为

$$E_t = I(0)Z_1\delta(y) + I(b)Z_2\delta(y - b). \quad (4)$$

若计及波前沿到轴上的衰减影响, 需考虑衰减因子 $e^{-\Gamma_n r} = e^{-n\pi r/b}$, 求得探针阻抗为

$$Z' = \text{CSC}^2 \frac{\pi d}{a} Z_{OP} + \text{CSC}^2 \frac{\pi d}{a} \bar{Z}, \quad (5)$$

$$\bar{Z} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{Z_1} + Y_{1P}} + \frac{1}{\frac{1}{Z_2} + Y_{2P}} + Y'}}, \quad (6)$$

式中 $Y' = j \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\pi e^{-n\pi r/b}}{x_n}$, $Y_{1P} = Y_{2P} = j \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-n\pi r/b}}{x_n}$,

Y', Y_{1P}, Y_{2P} 均为容性导纳. 探针等效电路如图 3 所示.

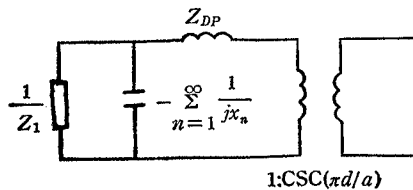


图 2 同轴线一端阻抗为 0, 另一端为 Z_1 时调谐杆的等效电路

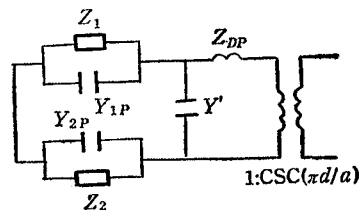


图 3 同轴线两端阻抗分别为 Z_1 和 Z_2 时调谐杆的等效电路

2. 等效电路 整个同轴-波导二极管管座的等效电路示于图 4. 图中 $-jx_b$ 是个负电抗, 它是考虑同轴线半径影响后得到的. Z_4 是波导短路器阻抗, Z_3 为波导输出负载, 它是由电感或电容膜片组成, 甚至是波导不连续性形成的负载. 一般 Z_1 为同轴吸收负载, 而 Z_2

为体效应管或雪崩管阻抗。二极管所产生的功率一部分进入波导负载，另一部分进入同轴吸收负载。设它们之间功率比 R 为 $R = R_3/R_1 (R_1 = \text{Re}[Z_{in}(1)], R_3 = \text{Re}[Z_{in}(3)])$ 。 R 越大，输给波导负载功率越大，而消耗在同轴吸收负载上的功率也就越小。故 R 必须达到最大时，等效电路的参数才为最佳。

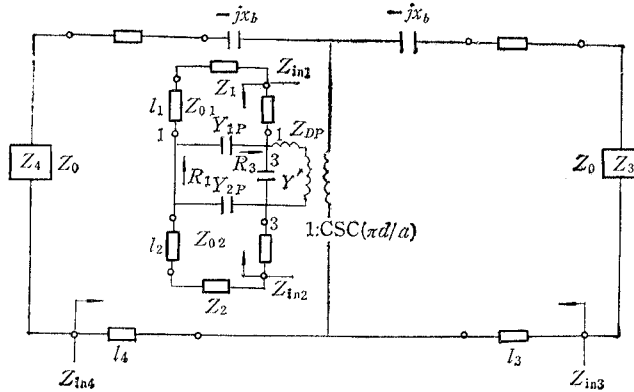


图 4 同轴-波导二极管管座结构的等效电路

位于波导中的同轴线内导体半径可以比普通同轴组件中的小，一般在八毫米波段 r 小于 1 mm。而整个同轴线位于波导侧壁磁场最强处与腔体进行磁耦合，这样即使在毫米波段，在波导横截面上也可以对称地安放两根同轴线。

图 4 中等效电路参数 Y', Y_{1P}, Y_{2P} 及 Z_{OP} 都是无穷级数，只要取 n 项与 $(n + 1)$ 项计算的绝对值之差小于 $(E-3)$ 时，就认为级数收敛。通常 n 值大约为 10—20，甚至更小。

二、模拟结果分析

同轴-波导二极管管座的主要参量有八个，即 $d, r, Z_1, Z_3, l_1, l_2, l_3$ 及 l_4 。经模拟分析，得到下面结果：图 5 给出功率比 R 与探针半径 r 和距波导侧壁距离 d 的函数关系。在八毫米波段 r 最佳值为 0.8 mm， d 最佳值为 1.1 mm，而且发现 r 和 d 只要从最佳值偏离 0.1 mm，功率比 R 将急剧地下降。说明它们对功率比 R 的影响是极大的。

Z_1 为电阻性吸收负载，从图 6 中说明 Z_1 稍为失配，反而给出较大的输出功率，所以选取平坦型吸收负载较为合适。而 Z_3 阻抗越小，输出功率也越小。但膜片的阻抗增到一定值后，功率比增加十分缓慢，这是由于阻抗过大，实际上会影响膜片两端耦合效果，输出功率反而下降。在八毫米波段，发现电感膜片较电容膜片好。

二极管位置 l_2 与 Z_{in2} 有关，调节 l_2 的大小，可以使管子与电路发生谐振。谐振条件：

$$I_m(Z_2) + I_m(Z_{in2}) = 0, \quad |\text{Re}(R_2)| > \text{Re}(Z_{in2})$$

在小功率条件下管子的阻抗是可以测量的，由此可以计算出 l_2 的最佳值。

以上参量由于结构及加工条件的限制，都不能作很大范围的调节。由图 7 可知， l_1 和 l_3 对输出功率有较大的影响。所以，为了保证这种结构的输出功率符合要求，在设计中可以作较大幅度调节的有同轴吸收负载位置 l_1 、短路器位置 l_4 以及 l_3 。

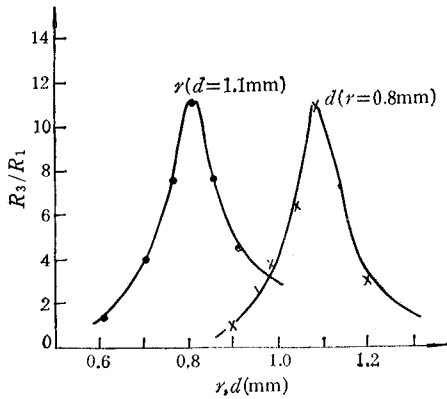
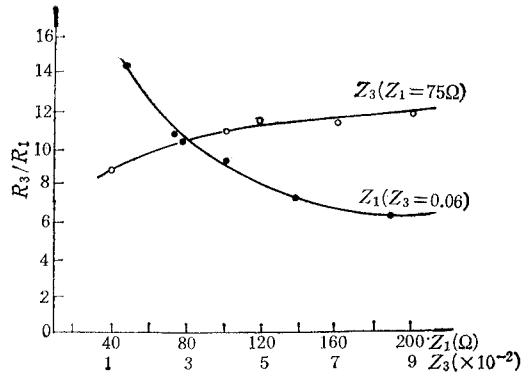
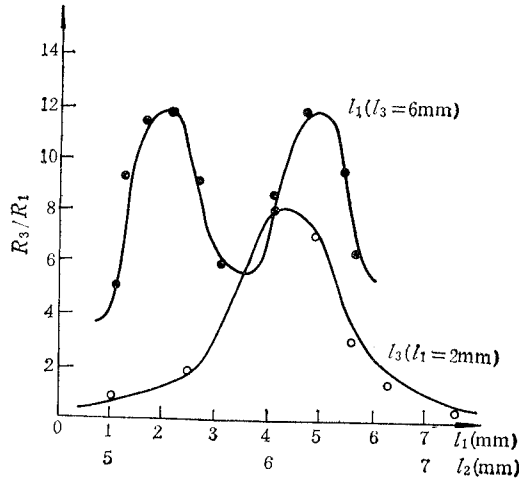


图5 r, d 与 R 关系曲线



$\lambda_0 = 8 \text{ mm}$ $d_1 = 1.1 \text{ mm}$
 $r = 0.8 \text{ mm}$ $L_1 = 2 \text{ mm}$
 $L_3 = 6 \text{ mm}$ $L_4 = 7.2565 \text{ mm}$
 图6 Z_1, Z_3 与 R 关系曲线



$\lambda_0 = 8 \text{ mm}$ $d = 1.1 \text{ mm}$ $r = 0.8 \text{ mm}$
 $L_4 = 7.2565 \text{ mm}$ $Z_1 = 75 \Omega$ $Z_3 = 0.06$

图7 l_3, l_1 与 R 关系曲线

三、结论

通过上述的模拟分析,给功率合成器的设计提供有力的理论依据.通常的设计是:根据理论分析的结果,固定探针的半径、同轴线内导体中心和波导窄壁之间距离 d 以及 l_3 的位置.通过改变失配负载形状,膜片大小以及调节二极管位置 l_2 补偿加工及计算所引入的误差.设计中令 l_1 和 l_4 具有较大幅度的调节范围,从而获得最佳功率.以上分析已用于实际的设计中,并已获得良好的结果^[3].

参 考 文 献

[1] R. L. Eisenhart et. al., *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-26**(1978), 170.
 [2] L. Lewin, *Proc. IEE Monogr.* **259R**, 109.
 [3] 沈秀英, 华东师范大学学报, 1985年第1期, 第55页.

ANALYSIS OF MILLIMETER WAVE COAXIAL-WAVEGUIDE DIODE MOUNT WITH COMPUTER SIMULATION

Shen Xiuying, Huang Xiaohua

(Department of Electronics Science and Engineering, East China Normal University)

A theoretical analysis is given in this paper to the structure of a cross-coupled coaxial-waveguide diode mount—a major module of power combiner. The equivalent circuit is obtained. It is shown by computer simulation that the shorted out position l_4 of a cavity can be determined and the power ratio is related to the mismatched load z_1 , to the output impedance z_3 of cavity and their position l_1 and l_3 , to the radius r of inner conductor of a coaxial line and to the distance between coaxial lines. According to these results, a optimum design of millimeter wave combiner is discussed proved by experiments.