

脉冲磁控管用 H 形阻抗变换器的设计*

钱慰宗

(西安交通大学, 西安)

摘要 本文简要地叙述了 H 形阻抗变换器的设计方法, 重点讨论了 H 形波导的截止波长应如何正确选择, 才能使在调谐频率范围内磁控管的输出功率比较均匀。最后进行了装管热测, 结果与予期目标较符合。

关键词 磁控管; 脉冲磁控管; 阻抗变换器

1. 引言

H 形阻抗变换器通常广泛用于脉冲磁控管的能量输出器中, 因为它具有尺寸小, 结构简单紧凑, 一致性好等优点。但如果尺寸选取不合适, 会造成在工作频带内高频端和低频端工作参数相差过大, 功率输出不均匀, 频谱漏线等问题, 因此, 正确设计 H 形阻抗变换器能有效地提高脉冲磁控管的性能。

2. H 形阻抗变换器尺寸的计算

H 形阻抗变换器的具体尺寸如图 1 所示。计算用公式可参考文献[1,2], H 形波导的等效阻抗 Z_H , 截止波长 λ_{Hc} , 波导波长 λ_{Hg} 分别为:

$$Z_H = 377 \frac{d}{W} / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{Hc})^2} \quad (\Omega) \quad (1)$$

$$\lambda_{Hc} = 2\pi\sqrt{b'SW/2d} \quad (2)$$

$$\lambda_{Hg} = \lambda/\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{Hc})^2} \quad (3)$$

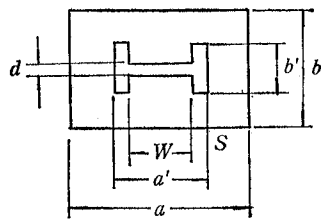


图 1 H 形变换器截面尺寸

以上公式中长度单位用厘米。具体计算步骤如下:

首先确定要求的等效阻抗。H 形变换器属于四分之一波长传输线的阻抗变换器。它将负载(即输出波导的等效阻抗 Z_c)与磁控管所要求的引入阻抗 R_{in} 相匹配, 因此变换器的等效阻抗为:

$$Z_H \approx \sqrt{R_{in} Z_c} \quad (\Omega)$$

由于 H 形变换器与输出波导连接处的不连续性, 存在着阶跃电容, 按经验上式应稍作修正^[1],

$$Z_H = \sqrt{R_{in} Z_c} \frac{a}{a' + W} \quad (\Omega) \quad (4)$$

式中 R_{in}, Z_c 是已知的, 为了计算 Z_H , 应先选取 a' 和 W 的值。

考虑到 H 形变换器与磁控管的连接情况, W 应取等于阳极高度 h_a , 或略小于 h_a ; 而

* 1987 年 8 月 27 日收到, 1988 年 1 月 11 日修改定稿。

a' 应取等于阳极高度 h_a 加上两边端盖的空隙。然后从 (1), (2), (3) 式可求得 d, b' 和 H 形变换器长度 l_H 值分别为:

$$d = Z_H W \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{Hc})^2} / 377 \quad (5)$$

$$b' = d(\lambda_{Hc})^2 / 2SW\pi^2 \quad (6)$$

$$l_H = \lambda_{Hg} / 4 = \lambda / 4 \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{Hc})^2} \quad (7)$$

从公式(4)至(7)可确定 H 形阻抗变换器的全部尺寸。但在这些公式中, 必须首先确定 H 形波导的截止波长值 λ_{Hc} , 而 λ_{Hc} 的选择除应接近于矩形波导的截止波长外, 尚须考虑到应使磁控管在工作频带内输出功率比较均匀为原则。

3. H 形波导截止波长 λ_{Hc} 的选择

磁控管阳极块是一个相互耦合的谐振系统, 其等效电路相当于一个振荡回路, 它的固有品质因数和外观品质因数为:

$$Q_0 = \omega W_s / P_{CL} \quad (8)$$

$$Q_e = \omega W_s / P_{LL} \quad (9)$$

式中 ω 为工作信号的角频率, W_s 为腔内储能, P_{CL} 为腔内损耗功率, P_{LL} 为负载吸收功率。 Q_0 与 Q_e 的比值称耦合系数 β , 从(8), (9)式得 $\beta =$ 负载吸收的功率/腔内损耗功率。在调谐范围内, 只要使耦合系数随着频率的变化相差不大, 即可以做到在工作频带范围内, 输出功率比较均匀。下面分析 Q_0 和 Q_e 随工作频率的变化趋向。

Q_e 与工作波长 λ 的关系如下^[3]

$$Q_e \propto \lambda [1 - (\lambda/\lambda_{Hc})^2] / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2} \quad (10)$$

它们的关系如图 2 所示。图中外观品质因数为相对值, 它和工作波长 λ 的关系曲线以实线表示, 它随着 λ_{Hc}/λ_c 的比值不同而不一样。

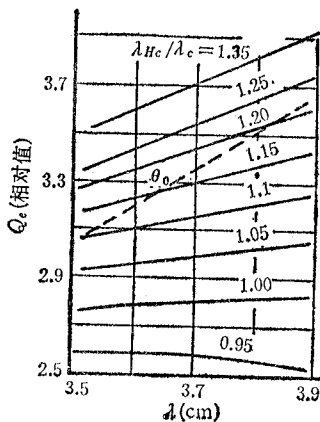


图 2 Q_e 与 λ 的关系曲线

Q_0 与波长 λ 的关系, 可如下考虑: 设 C_r 为谐振腔的等效电容, V 为谐振腔腔口电压 (见图 3), 则储藏在谐振腔内的储能为 $W_s = (1/2)C_r V^2$ 。设 R_s 是由集肤效应引起的表面电阻率, 对于铜 $R_s = 0.045\sqrt{2}/\sqrt{\lambda} (\Omega)$ ^[3], 式中 λ 为工作波长 (cm), 则损耗在腔内的功率为

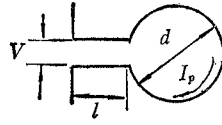
$$P_{CL} = R_s \left(\frac{\pi d + l}{h_a} \right) \frac{I_p^2}{2}$$

式中 d 为谐振腔孔的直径, l 为槽长, I_p 为腔壁电流 (图 3)。对于异腔式管子, 孔直径、槽长和等效电容分别用 $d_1, d_2, l_1, l_2, C_{r1}, C_{r2}$ 表示, 则:

$$W_s = (1/2)(C_{r1} + C_{r2})V^2$$

$$P_{CL} = R_s \left(\frac{\pi d_1 + l_1}{h_a} \right) \frac{(C_{r1}\omega V)^2}{2} + R_s \left(\frac{\pi d_2 + l_2}{h_a} \right) \frac{(C_{r2}\omega V)^2}{2}$$

而固有品质因数 $Q_0 = \omega W_s / P_{CL}$, 将上两式代入并将 $\omega = 2\pi f = 2\pi c_0 / \lambda$ (c_0 为光速) 和电容 C (以 cm 为单位) 代入后得:

图3 谐振腔口电压 V 和腔壁电流 I_p

$$Q_0 = \frac{75\lambda^{3/2}(C_{r1} + C_{r2})h_a}{(\pi d_1 + l_1)C_{r1}^2 + (\pi d_2 + l_2)C_{r2}^2} \quad (11)$$

对于插入铜针电感调谐的磁控管, h_a , C_{r1} , C_{r2} , d_1 , d_2 , l_1 , l_2 均不改变, 故 Q_0 与 $\lambda^{3/2}$ 成正比(图2中虚线所示)。

磁控管的电子效率随着波长的缩短有所降低, 但在磁控管调谐范围内变化不大; 迴路效率与 β 值有关, 为了使输出功率与波长的变化较为均匀起见, 应使 β 随 λ 的变化减小。从图2可见 λ_{He}/λ_c 应取大于1为宜, 因此时 Q_0 和 Q_e 随波长 λ 的变化趋向是一致的, λ_H/λ_c 的比值也不宜取得过大, 否则通频带变窄, 现取 $\lambda_{He}/\lambda_c = 1.15$ 运用(4)–(7)式对某X波段磁控管进行了计算, 由于取 a' 值不同可得两组尺寸(单位 mm)见表1。

表1 H形阻抗变换器计算尺寸

a'	W	d	b'	l_H	$Z_H(\Omega)$
13.5	7.5	1.24	11.9	11.35	76
13.3	7.5	1.4	9.8	12.75	76.7

4. 装管测试结果

H形变换器长度 l_H , 由于存在阶跃电容, 应取得比计算值略低, 经冷测后取 $l_H = 10.5$ 和 11.05 mm。H形变换器的隙缝 d 经冷测试验, 保证管子具有足够的外观品质因数, 最后定为 1.4 和 1.5 mm, 装了三只试验样管, 经热测, 结果如表2。从测试结果, 高频功率比改进前增加(改进前低于 40 W), 高低频两端的平均输出功率的差值减小, 频谱良好, 没有发现漏线(改进前频谱发毛和漏线现象严重), 频率牵引系数满足技术条件要求。2号管

表2 样管热测结果

管号	频段	平均输出功率 (W)	要求输出功率 (W)	频牵 (MHz)	要求频牵 (MHz)	频谱
1	低	50	>45	13	<15	良好 无漏线
	中	59		12		
	高	53		9		
2	低	60	>45	10	<15	良好 无漏线
	中	62		9		
	高	50		8		
3	低	52	>45	9	<15	良好 无漏线
	中	59		9		
	高	56		8		

采用第一组数据, 1 号和 3 号管采用第二组数据. 比较热测结果, 第二组数据更符合要求, 这在以后管子的批量生产中得到证实.

5. 结论

通过改进试验, 对于 H 形阻抗变换器的上列计算方法, 虽有一定的近似性, 但还是可以作为工程计算的参考. 其优点是物理意义明确, 方法简单(与查曲线方法相比), 实测结果比较满意. 由此可以引伸出变态 H 形变换器的设计计算, 这种变换器能使磁控管与圆波导直接联接并具有更宽的工作频带, 见图 4. 基本公式如下:

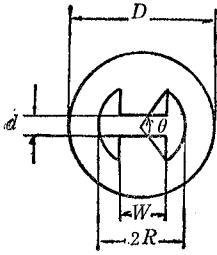


图 4 变态 H 形阻抗变换器

$$\lambda_{Hc} = 2\pi \sqrt{\frac{WS}{2d}} \quad (12)$$

式中
$$S = \frac{1}{2} R^2 (\theta - \sin \theta)$$

$$\lambda_{Hg} = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{Hc})^2} \quad (13)$$

$$Z_H = 377 \frac{d}{W} / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{Hc})^2} \quad (14)$$

参 考 文 献

- [1] 电子管设计手册编委会, 磁控管设计手册, 国防工业出版社, 1979 年, 第 148—154 页.
- [2] G. B. Collins, Microwave Magnetron, Radiation Laboratory Series, 1948, pp. 486—498.
- [3] 张本良, 电子管技术, 1976 年, 第 1 期, 第 3—12 页.
- [4] 科瓦连科著, 吴鸿适, 谢希仁译, 超高频电子学引论, 科学出版社, 1957 年, 第 4—11 页.

THE DESIGN OF H SHAPE IMPEDANCE TRANSFORMER FOR PULSED MAGNETRON

Qian Weizong

(Xi'an Jiaotong University, Xi'an)

Abstract A design method of H shape impedance transformer is described briefly, and how to determine the cutoff wavelength is discussed, in order to decrease the difference of power output within the operational bandwidth of magnetron. At last some tubes are mounted and tested. The results are satisfactory.

Key words Magnetron; Pulsed magnetron; Impedance transformer