

设计八毫米大功率脉冲 同轴磁控管的新方案*

陈明业

(中国电子器件工业总公司虹光电子管厂)

(一) 引言 磁控管在 8 mm 波段究竟能否实现同轴结构,一度曾有两种意见:一种认为进入 8 mm 波段只能采用反同轴结构;另一种则认为在 8 mm 波段还是能够实现同轴结构的,只不过极靴应选用高导磁材料,内谐振腔应采用高强度无氧铜,并采用线切割方法加工。

目前要得到真空气密的高导磁材料尚有困难。而线切割加工方法尚多用于科研,用于工厂批量生产仍有一定困难。因此若仍采用普通纯铁 DT 8 A 做极靴材料,无氧铜 TU1 做内外谐振腔,将会遇到下列矛盾:

(1) 结构尺寸小,互作用空间的磁场达不到所要求的强度;若以缩短上下极靴之间的距离来满足磁场要求,则又受到阳极叶片高度和阴极轴向高度的限制;

(2) 阴极的有效发射面积不够大,要增大阴极有效发射面积,则又受到轴向高度的限制;

(3) 阳极叶片和内谐振腔筒壁都很薄,不仅机械强度差,而且导热也成问题。

为了克服上述矛盾,我们采用了新的设计方案。

(二) 阳极孔径 d_a 的设计 计算厘米波段同轴磁控管的阳极孔径 d_a 值,通常按小林大二郎的工作电压线公式^[1]:

$$d_a = 2N\lambda \sqrt{\frac{U_a}{(1 - \sigma^2)(1884N\lambda B - 4.04 \times 10^7)}} \quad (\text{cm}), \quad (1)$$

式中, N ——谐振腔数目; λ ——工作波长, cm; U_a ——工作电压, V; σ ——阴阳极直径比; B ——磁场强度, GS。

若用(1)式计算出的 d_a 值来设计 8 mm 同轴磁控管内谐振腔(简称内腔),将出现下列问题:

(1) 内腔筒内径太小,限制极靴头的截面积不能大。若采用纯铁 DT8A 做极靴头,互作用空间的磁场强度最高只能达 8000GS。这与实际需要的磁场强度 11000GS 相差太远。

(2) 阳极孔径 d_a 小,使得阴极直径 $d_k = \sigma d_a$ 也比较小。这时要增大阴极表面积,

* 1983年5月27日收到。

只有增加阴极轴向长度 h_k , 这不仅导致上下极靴头之间的距离增大, 使相互作用空间的磁场更弱, 而且还导致端部空间寄生振荡严重.

为此, 我们做了如下设想来大幅度地增加 d_a 值.

众所周知, 对于 n 模 P 次空间谐波的门槛电压是由哈垂方程 (Hartree equation)^[2] 确定的,

$$U_{th} = \frac{\omega_n(r_a^2 - r_k^2)}{2(n + PN)} B - \frac{m r_a^2}{2e} \left(\frac{\omega_n}{n + PN} \right)^2, \quad (2)$$

式中, U_{th} ——磁控管的“阳极门槛电压”; B ——磁场强度; r_a ——阳极半径; r_k ——阴极半径; n ——振荡模数; P ——空间谐波数; ω_n ——次序为 n 的振荡模式的振荡角频率; e ——电子的电荷; m ——电子的质量; N ——阳极谐振腔数目.

如果使管子工作在 $n = \frac{N}{2}$ 模, $P = +1$, 即正一次空间谐波上, 则与工作在基波 π 模 ($n = \frac{N}{2}, P = 0$) 相比, 在相同的阳极电压与磁场强度下, 阳极直径可以大幅度的增加, 以解决毫米波段管子设计时遇到的矛盾.

工作在基波 π 模时, $n = \frac{N}{2}, P = 0$, 则

$$(n + PN) = \frac{N}{2}. \quad (3)$$

工作在正一次空间谐波上, $n = \frac{N}{2}, P = 1$, 则

$$(n + PN) = \frac{N}{2} + N = \frac{3N}{2}. \quad (4)$$

比较(3)式和(4)式, 可见在(1)式中只要用 $3N$ 代 N , 即可将原来设计工作在基波 π 模转换到工作在正一次空间谐波上. 这样阳极直径应为:

$$d_a = 2(3N)\lambda \sqrt{\frac{U_a}{(1 - \sigma^2) [1884(3N)\lambda B - 4.04 \times 10^7]}} \quad (\text{cm}). \quad (5)$$

如将毫米波的数值代入(5)式, 可知式中根号内分母上第二项比第一项小得多, 可以忽略不计, 于是

$$d_a \approx 2.52 \sqrt{\frac{N\lambda U_a}{(1 - \sigma^2) \times 1000B}} \quad (\text{cm}). \quad (6a)$$

如果将 U_a 的单位改为惯用的千伏 (kV), 则

$$d_a \approx 2.52 \sqrt{\frac{N\lambda U_a}{(1 - \sigma^2)B}} \quad (\text{cm}). \quad (6b)$$

显然, 按(6b)式计算的 d_a 值比按(1)式计算的 d_a 值大得多. 这就解决了利用厘米波段的计算公式设计毫米波段管子带来的问题.

(三) 内外腔直径比 η 的确定 现有的 C 波段到 Ku 波段的同轴磁控管的 η 值一般选在 0.25—0.41 之间^[1].

我们在设计 8mm 波段脉冲同轴磁腔管时, 取 $\eta = 0.55—0.58$, 这主要考虑:

(1) 为了使在整个频带内对 TE_{011} 模调谐, 必须有 $\lambda_{c01} > \lambda_{max}$ (λ_{c01} 为 TE_{011} 模截止波长, λ_{max} 为工作频带范围内最长谐振波长);

(2) 为了使外腔储能与内腔储能之比大些, 以达到稳频的效果, 必须把外腔高度 L 与阳极叶片轴向高度 h_a 之比 L/h_a 设计得大些; 而 L/h_a 随 η 值增大而增大, 所以 η 值要取得大些.

(四) 盒形窗的设计 盒形窗在 C 波段和 X 波段早已获得了广泛的应用, 但能不能把盒形窗用于毫米波同轴磁控管? 我们对此做了大量的试验工作. 开始也采用 95% Al_2O_3 陶瓷片作为窗片, 但即使把瓷片磨得很薄 (0.4mm), 频带也只能调到 $f_0 \pm 100$ MHz, 显然不合毫米波段调变频率的要求. 后来我们采用厚 0.1mm 的人造云母片作窗片, 获得在 $f_0 \pm 1500$ MHz 范围内驻波系数 $\rho \leq 1.1$ 的良好频带特性, 这就解决了 8mm 同轴磁控管实现宽频带可调的输能窗问题.

(五) 结束语 据报道^[1]国外 8 mm 波段脉冲同轴磁控管 SFD-319 效率为 19.76%, SFD-315 效率 19%, SFD-332 效率 13.9%.

我们按新设计方案研制的 8 mm 波段脉冲同轴磁控管效率达到了 20.2%, 已正式提交用户使用并通过中国电子器件工业总公司鉴定.

本管在研制过程中, 曾得到西安交通大学电子工程系钱慰宗副教授的指导, 本文又得到他仔细的审核修改, 在此表示衷心的感谢.

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 51、472、579 页.
[2] I. Lebedev *Microwave Electronics*, translated from Russian, Moscow, Mir Pub., 1974.

A NEW SCHEME FOR DESIGNING A 8mm HIGH POWER PULSE COAXIAL MAGNETRON

Chen Mingye

(Hongguang Electron Tube Factory)

In this paper, a new scheme for designing a 8 mm high power pulse coaxial magnetron is proposed. Design equations and experimental results are given.