

含有吸收介质的突变结构腔体场匹配分析

罗 勇 李宏福 谢仲怜 喻 胜 邓 学 赵 青 徐 勇

(电子科技大学物理电子学院, 成都 610054)

(2003 年 1 月 21 日收到, 2003 年 4 月 18 日收到修改稿)

采用分区求解场及边界场匹配方法推导出含有吸收介质波导的色散方程及突变结构高频腔体混合模式的场匹配方程。将解析分析与数值计算结合, 对回旋速调管放大器高频腔体进行了数值计算, 研究了吸收层对波导传播、衰减特性及谐振腔的谐振特性、损耗特性、 Q 值、场分布的影响。给出了数值模拟主要结果。

关键词: 吸收介质, 场匹配, 混合模, 谐振腔, 高功率微波

PACC: 7210, 1120

1. 引 言

高功率微波毫米波器件, 在军事、民用领域有着重要的应用前景, 在国际上得到高度重视。国内对高功率微波毫米波器件——回旋振荡管已进行了较深入的研究^[1-3], 但回旋速调放大器的研究在国内才刚刚起步。回旋速调管放大器及回旋行波速调管放大器等, 由于漂移段对工作模式截止, 在仅有铜损的情况下, 谐振腔的 Q 值很高。为了展宽频带, 抑制寄生模式振荡, 提高整管的稳定性, 常在高频腔体加入吸收介质来有效地降低 Q 值, 增加带宽。并针对工作模式及寄生模式场分布特点, 优化吸收介质的分布, 使寄生模式得到极大的削弱。同时在漂移段中加入吸收材料使非截止模式在其中迅速衰减^[4-7]。俄罗斯研制的多种回旋速调管放大器采用吸收介质层方式, 美国研究的回旋速调管及回旋行波速调管放大器则采用吸收陶瓷环^[8,9]。Mafia 程序及 HFSS 程序可对高频腔体进行数值模拟, 但耗费机时, 后续处理复杂, 因而对高频结构的设计、调试和优化不方便, 特别是对吸收介质较薄(一般比腔体尺寸小约 2 个数量级), 不能进行有效地模拟。采用场匹配法, 将解析分析与数值模拟相结合, 开发出适合多种条件, 不同结构突变腔体高频分析程序, 不仅大大缩短机时, 使腔体的设计和调试非常灵活方便, 而且物理图像清晰。本文给出了采用吸收介质分区求解及场匹配方法推导出的含有吸收层波导的色散方程, 单侧加入吸收介质及两侧均加入吸收介质两种突变结构混合模场匹配方程。在理论分析的基础上, 将解析分析与

数值计算结合, 编制了高频分析计算程序, 然后对回旋速调管高频腔体进行数值模拟, 给出了数值模拟主要结果。

2. 理论分析

很多高功率微波器件, 突变结构高频腔由圆柱波导组成, 下面对圆柱波导及谐振腔进行分析。在分析突变结构腔体前, 先分析含有吸收介质层波导的色散方程及传播特性, 再对单侧及双侧含有吸收介质的突变结构进行分析, 导出两种情况下的场匹配方程, 最后根据腔体的具体结构或设计要求, 数值求解色散方程及场匹配方程。

2.1. 含有吸收层的波导色散方程

含有吸收介质层波导如图 1 所示。吸收介质的

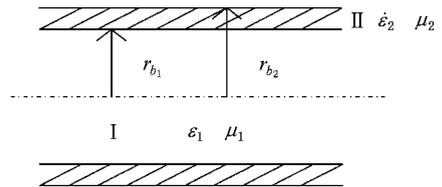


图 1 含有吸收层的介质波导结构

介电常数为 $\dot{\epsilon}'_2 = \epsilon_2 - j\epsilon''_2$, 磁导率为 μ_2 , 电导率为 σ , 吸收介质的吸收功率包括介质中极化损耗功率及传导电流损耗功率, 将介电常数及电导率归并为统一的复介电常数

$$\dot{\epsilon}_2 = \epsilon_0 \dot{\epsilon}_{r2}$$

$$\begin{aligned}
 &= \varepsilon_2 \left[1 - j \left(\frac{\varepsilon_2'}{\varepsilon_2} + \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_2} \right) \right] \\
 &= \varepsilon_2 (1 - j \operatorname{tg} \delta), \quad (1)
 \end{aligned}$$

式中 $\operatorname{tg} \delta$ 即对应频率的损耗角正切. 利用分区求解, 边界匹配的方法可得到含有吸收层波导内的场及下面的色散方程^[10]:

$$\begin{aligned}
 &[y J_m'(x) G_m(y) - x J_m(x) G_m'(y)] \\
 &\times \left[\frac{\varepsilon_{r1}}{\varepsilon_{r2}} y J_m'(x) F_m(y) - x J_m(x) F_m'(y) \right] \\
 &+ \frac{(\gamma m)(y^2 - x^2) J_m^2(x) F_m(y) G_m(y)}{\varepsilon_{r2} x^2 y^2 k^2} = 0 \quad (2)
 \end{aligned}$$

其中

$$k^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0,$$

$$x^2 = (k_{e1} r_{b1})^2 = (k^2 \varepsilon_{r1} + \gamma^2) r_{b1}^2,$$

$$y^2 = (k_{e2} r_{b1})^2 = (k^2 \varepsilon_{r2} + \gamma^2) r_{b1}^2,$$

$$F_m(k_{e2} r) = J_m(k_{e2} r) - \frac{J_m(k_{e2} r_{b2})}{Y_m(k_{e2} r_{b2})} Y_m(k_{e2} r),$$

$$G_m(k_{e2} r) = J_m(k_{e2} r) - \frac{J_m'(k_{e2} r_{b2})}{Y_m'(k_{e2} r_{b2})} Y_m(k_{e2} r),$$

J_m, Y_m 为 m 阶第一类和第二类复宗量贝塞尔函数. 在有吸收层波导中, 传播常数 γ 为复数, 因而 k_{e1}, k_{e2} 均为复数, 方程(2)为含复宗量贝塞尔函数的超越方程, 只能进行数值求解. $m=0$ 时, 电波和磁波可以单独存在(作者已在另一论文中进行了分析); $m \neq 0$ 时, 电波和磁波不能单独存在, 只能以一定比例共同存在, 构成混合模. 方程(2)有一系列的特征根 $\gamma_{mn} = \alpha_{mn} + j\beta_{mn}$, 对应着不同的混合模式. 由吸收层边界匹配, 求出混合模中电波和磁波分量的幅值, 进而可分析含吸收层波导中不同模式的传播特性及衰减特性.

2.2. 单侧加入吸收介质的突变结构场匹配

突变结构场匹配法利用模式函数的正交性将突变两边的场分别用两个区的模式函数展开, 由突变处横向电场及横向磁场的连续性, 导出突变两侧场展开系数的复线性方程组即场匹配方程, 求解该方程组确定展开系数, 得到突变两边的场分布^[11].

单侧加入吸收介质的突变结构如图 2 所示. III 区没有吸收介质, 电波和磁波可以单独存在, 其场用 TE 模和 TM 模展开. 突变右侧 II 区含吸收介质, 在 I、II 区 $m \neq 0$ 时电波和磁波不能单独存在, 只存在混合模 (HEM), 因而 I、II 区的场用 HEM 模展开. 设 III 区向 $+z$ 方向入射的 E_{mn} 或 H_{mn} 模幅值为 $A_{mn}^{(l)}$, I,

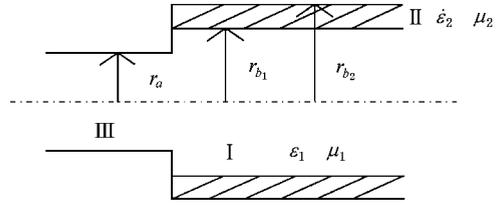


图 2 单侧有吸收介质的突变结构

II 区向 $-z$ 方向入射的混合模 HEM_{mn} , 幅值为 $B_{mn}^{(2)}$. 入射波除产生相同模式的反射波外, 还将在 III 区产生系列模式角向下标 m 相同, 向 $-z$ 方向传播的 TE 波和 TM 波, 在 I、II 区产生系列模式下标 m 相同, 向 $+z$ 方向传播的 HEM 模, 下面分析中省去时间因子 $e^{j\omega t}$.

在 $z \leq 0$ 区 (III 区) 横向电场用该区电波模式函数和磁波模式函数展为

$$\begin{aligned}
 E_r^-(r, \varphi, z) &= E_{r1}^-(r, \varphi, z) + E_{r2}^-(r, \varphi, z) \\
 &= A_{mn1}^{(l)} (e^{-\gamma_{mn}^{(l)} z} + R_1 e^{\gamma_{mn}^{(l)} z}) e_{mn}^{(l)}(r, \varphi) \\
 &\quad + \sum_{i=1}^2 \sum_{p=1}^{\infty} A_{mp1}^{(i)} e_{mp}^{(i)}(r, \varphi) e^{\gamma_{mp}^{(i)} z} \\
 &\quad + \sum_{i=1}^2 \sum_{p=1}^{\infty} A_{mp2}^{(i)} e_{mp}^{(i)}(r, \varphi) e^{\gamma_{mp}^{(i)} z}, \quad (3)
 \end{aligned}$$

式中各参量上标 i, l 为 1 代表电波模式, i, l 为 2 代表磁波模式. (3) 式由三部分组成, 第一部分是 III 区中入射波和相同模式的反射波, R_1 为入射波在突变左侧反射系数, $e_{mn}^{(l)}(r, \varphi)$ 为入射的 E_{mn} 或 H_{mn} 波的模式函数. 第二部分是 III 区中入射波在该区产生的系列角向下标 m 相同, 向 $-z$ 方向传播的 TE 波和 TM 波, $A_{mp1}^{(i)}$ 是各电波和磁波幅值, $e_{mp}^{(i)}(r, \varphi), \gamma_{mp}^{(i)}$ 分别是该区电波模式函数和磁波模式函数及传播常数, 其中 \sum' 表示求和不包含 $i=l$ 时, $p=n$ 项. 第三部分是 $z \geq 0$ 区中入射的混合模 HEM_{mn} , 在 $z \leq 0$ 区产生的系列向 $-z$ 方向传播的 TE 波和 TM 波, $A_{mp2}^{(i)}$ 是各模式的幅值.

在 $z \geq 0$ 区 (I, II 区), 首先利用 2.1 节分析方法, 求解混合模的特征根及混合模中电波和磁波分量的幅值, 进一步得到混合模式函数

$$e_{mq}(r, \varphi) = \int_s \frac{E_r + E_\varphi}{(E_r + E_\varphi) \cdot (E_r + E_\varphi)^* ds} \quad (4)$$

式中 E_r, E_φ 分别是混合模在 I、II 区 r 方向和 φ 方向的电矢分量, 每个电矢分量由混合模中电波和磁

波对应的横向电矢分量两部分组成 ,是一个复杂的表达式.

$z \geq 0$ 区横向电场用该区的混合模式函数 $e_{mq}(r, \varphi)$ 展为

$$E_i^+(r, \varphi, z) = E_{i1}^+(r, \varphi, z) + E_{i2}^+(r, \varphi, z) \\ = B_{mn'2}(e^{\gamma'_{mn'}z} + R_2 e^{-\gamma'_{mn'}z})e_{mn'}(r, \varphi) \\ + \sum_{q=1}^{\infty} B_{mq2} e_{mq}(r, \varphi) e^{-\gamma'_{mq}z} \\ + \sum_{q=1}^{\infty} B_{mq1} e_{mq}(r, \varphi) e^{-\gamma'_{mq}z}. \quad (5)$$

(5)式各项的意义与(3)式类似, \sum' 表示求和不包含 $q = n'$ 项, R_2 为入射的 $\text{HEM}_{mn'}$ 模在突变右侧的反射系数, γ'_{mq} 为 I、II 区混合模的传播常数, 参量上标加撇以示与在 $z \leq 0$ 区的参量区别. B_{mq1}, B_{mq2} 分别为向 $+z$ 方向入射的 E_{mn} 或 H_{mn} 波和向 $-z$ 方向入射的混合模 $\text{HEM}_{mn'}$ 在 $z \geq 0$ 区产生的系列 HEM_{mq} 波幅值.

在突变处 ($z = 0$), 两区的横向电场及横向磁场连续, 即

$$E_i^-(r, \varphi) = E_i^+(r, \varphi) = E_i(r, \varphi) \quad r < r_a, \\ E_i(r, \varphi) = 0 \quad r_a \leq r \leq r_{b2}, \quad (6) \\ H_i^-(r, \varphi) = H_i^+(r, \varphi) = H_i(r, \varphi) \quad r < r_a, \\ H_i(r, \varphi) = H_i^+(r, \varphi) \quad r_a \leq r \leq r_{b2}.$$

横向电场 $E_i(r, \varphi)$ 按模式函数展开

$$E_i(r, \varphi) = \sum_{i=1}^2 \sum_{t=1}^{N_i} a_t^{(i)} e_{mt}^{(i)}(r, \varphi), \quad (7)$$

$a_t^{(i)}$ 是突变处横向电场的模式函数展开系数, N_1, N_2 为场展开所选电波和磁波模式的个数, N_1, N_2 的选取原则是在要求的精度内满足能量守恒.

利用(6)(7)式和 $z \leq 0$ 区 $e_{mp}^{(i)}(r, \varphi)$ 的正交归一性及 $z \geq 0$ 区 $e_{mq}(r, \varphi)$ 的正交归一性, 通过复杂的解析推导得到场匹配方程

$$\mathcal{A} [A_{mn1}^{(1)} Y_{nm}^{(1)} \delta_{nt} \delta_{nv} + B_{mn'2} D_{n'v}^{(u)}] \\ = \sum_{i=1}^2 \sum_{t=1}^{N_i} a^{(i)}_t [Y_m^{(1)} \delta_{nt} \delta_{nv} + \sum_{q=1}^{\infty} C_{iq}^{(i)} D_{qv}^{(u)}], \quad (8)$$

式中

$$C_{iq}^{(i)} = \int_{s_{ra}} e_{mt}^{(i)}(r, \varphi) \cdot e_{mq}^*(r, \varphi) ds \\ D_{qv}^{(u)} = \int_{s_{ra}} \frac{j\omega \epsilon_1 p_1 \frac{m}{r} J_m(K_{c1} r) + \gamma_{mn} K_{c1} q_1 J'_m(K_{c1} r)}{\gamma_{mn} \frac{m}{r} p_1 J_m(K_{c1} r) + j\omega u K_{c1} q_1 J'_m(K_{c1} r)} \\ \times e_{mq}(r, \varphi) \cdot e_{nv}^{(u)*}(r, \varphi) ds,$$

p_1, q_1 分别是混合模中电波分量和磁波分量的幅值. (8)式是 $N_1 + N_2$ 个以 $a_t^{(i)}$ 为待定系数的复线性方程组, 数值求解该方程组即可得到突变处的横向电场. 由此可以得到入射波的反射系数及在突变处产生的其他模式幅值

$$A_{mn1}^{(1)} + A_{mn}^{(1)} \\ = A_{mn1}^{(1)}(1 + R_1) + A_{nm2}^{(1)} \\ = \int_{s_{ra}} E_i(r, \varphi) \cdot e_{nm}^{(1)*}(r, \varphi) ds, \\ A_{mp}^{(i)} \\ = \int_{s_{ra}} E_i(r, \varphi) \cdot e_{mp}^{(i)*}(r, \varphi) ds, \quad (p = n, i \neq l), \\ B_{mn'2} + B_{mn'} \\ = B_{mn'2}(1 + R_2) + B_{mn'1} \\ = \int_{s_{rb2}} E_i(r, \varphi) \cdot e_{mn'}^*(r, \varphi) ds, \\ B_{mq} = \int_{s_{rb2}} E_i(r, \varphi) \cdot e_{mq}^*(r, \varphi) ds \quad (q \neq n'). \quad (9)$$

2.3. 突变两侧均加入吸收介质的场匹配

突变两侧均有吸收介质结构如图 3. $m \neq 0$ 时, 在突变的左右两侧电波和磁波都不能单独存在, 只存在混合模. 因而两边的场都只能用混合模式函数展开. 与 2.2 节类似, 经过解析推导得到突变两侧均加入吸收介质的场匹配方程

$$\mathcal{A} (A_{mn1} S_{nv} + B_{mn'2} T_{n'v}) \\ = \sum_{i=1}^N a_i (S_{iv} + \sum_{q=1}^{\infty} E_{iq} T_{qv}), \quad (10)$$

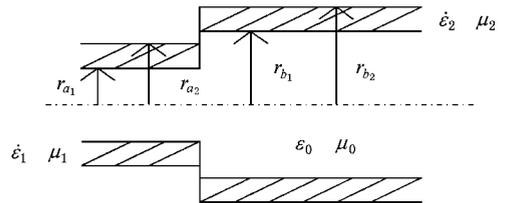


图 3 两侧均有吸收介质的突变结构

式中

$$E_{iq} = \int_{s_{ra2}} e_{mt}(r, \varphi) \cdot e_{mq}^{1*}(r, \varphi) ds, \\ S_{iv} = \int_{s_{ra2}} \frac{j\omega \epsilon_0 p_1 \frac{m}{r} J_m(K_{c1} r) + \gamma_{mn} K_{c1} q_1 J'_m(K_{c1} r)}{\gamma_{mn} \frac{m}{r} p_1 J_m(K_{c1} r) + j\omega u K_{c1} q_1 J'_m(K_{c1} r)} \\ \times e_{mq}(r, \varphi) \cdot e_{mv}^*(r, \varphi) ds,$$

$$T_w = \int_{sra_2} \frac{j\omega\epsilon_0 p'_1 \frac{m}{r} J_m(K'_{c1} r) + \gamma'_{mn} K'_{c1} q'_1 J'_m(K'_{c1} r)}{\gamma'_{mn} \frac{m}{r} p'_1 J_m(K'_{c1} r) + j\omega u K'_{c1} q'_1 J'_m(K'_{c1} r)} \times e'_{mq}(r, \varphi) \cdot e_{m'}^*(r, \varphi) ds,$$

$e(r, \varphi), e'(r, \varphi)$ 分别为突变左右两侧的混合模式函数, 其余参量与 2.2 中的类似。(10) 式是以 α_i 为待定系数的 N 个复线性方程组, N 为突变处横向电场展开所选混合模的个数. 解此方程组可得到突变处横向电场, 因此可求出突变处入射波的反射系数及各模式幅值关系

$$\begin{aligned} A_{nm1} + A_{nm2} &= A_{nm1}(1 + R_1) + A_{nm2} \\ &= \int_{sra_2} E_i(r, \varphi) \cdot e_{nm}^*(r, \varphi) ds, \\ A_{np} &= \int_{sra_2} E_i(r, \varphi) \cdot e_{np}^*(r, \varphi) ds, \quad (p \neq n), \\ B_{nm2} + B_{nm1} &= B_{nm2}(1 + R_2) + B_{nm1} \\ &= \int_{sra_2} E_i(r, \varphi) \cdot e_{nm}^{1*}(r, \varphi) ds, \\ B_{nq} &= \int_{sra_2} E_i(r, \varphi) \cdot e_{nq}^{1*}(r, \varphi) ds \quad (q \neq n'). \end{aligned} \quad (11)$$

利用上述两种突变结构的场匹配方程及 $m=0$ 时的场匹配方程, 就可以分析和求解含有吸收介质的各种突变结构高频腔体. 包括含吸收介质层及吸收陶瓷环腔体.

2.4. 腔内的驻波分布及 Q 值

腔内及漂移段均匀分布吸收层的突变结构谐振腔如图 4.

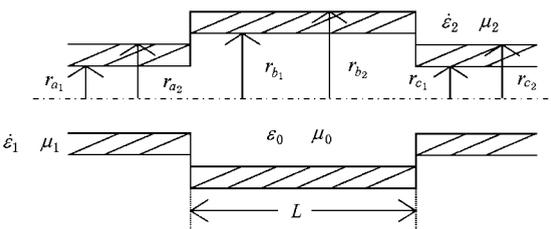


图 4 突变结构谐振腔

在高频腔体设计中, 工作模式满足谐振条件, 同时吸收介质极大地削弱了寄生模式振荡, 因而腔内只存在着工作模式的驻波场, 对突变结构两端分别求解色散方程(2), 方程组(8)或(10), 再由方程组(9)或(11)得到工作模式在腔两端的复反射系数 R_1, R_2 , 其幅角为反射相移, 由谐振条件即可确定给

定频率及工作模式的谐振腔尺寸. 解析分析可得到腔内驻波场分布, 当两端开孔相同时, 腔内驻波场沿 z 轴呈正弦分布.

对腔内储能 W 及损耗功率 P_L 进行数值积分, 即可得到谐振腔的 Q 值

$$Q = \frac{\omega W}{P_L}, \quad (12)$$

其中 P_L 包括吸收介质损耗功率 P_{lm} 及腔壁铜损. 铜损很小, 吸收介质损耗起着主导作用, 因而选择适当的有耗介质, 优化其分布及厚度来达到设计的 Q 值.

3. 数值计算结果

在理论分析的基础上, 编制了含有吸收介质突变结构高频分析计算程序, 该程序适合各种突变结构圆柱波导及谐振腔分析计算. 用该程序对工作模式为 H_{01} 回旋速调管进行了数值计算. 在回旋速调管高频腔体的设计中, 漂移段不仅为了电子注顺利通过, 同时优化其半径, 让可能存在的低阶模式在其中传播, 被漂移段的损耗层吸收, 减少谐振腔内寄生模式. 因此我们计算的腔体中, 主要的寄生模式是 EH_{21}, EH_{31} . 下面是一些计算结果.

图 5 为有吸收层波导中相同频率不同模式衰减常数 α 与吸收层厚度的关系, 衰减常数 α 随吸收层厚度的增加而迅速增加.

图 6 为有吸收层波导中不同模式的衰减常数 α 与吸收介质损耗角正切的关系, 衰减常数 α 与损耗角正切近似线性关系.

图 5, 图 6 表明吸收介质的引入, 使 EH_{21}, EH_{31} 传播衰减远大于工作模式 H_{01} 的衰减. 因为 H_{01} 模式场在壁表面吸收介质中最弱, EH_{31} 模式最强, 因而 H_{01} 模式的衰减最小, 这有利于抑制回旋速调管 EH_{21}, EH_{31} 模式的振荡.

图 7 为有吸收层波导中, 回旋速调管工作模式 H_{01} 的传播常数 β 与吸收层厚度的关系, 在吸收层较薄时, β 对 d 的变化不敏感, 当厚度达到一定值时, β 则随 d 的增加迅速下降.

图 8 为有吸收介质波导中, 工作模式 H_{01} 的传播常数 β 与频率 f 的关系. 在没有吸收介质层时, 工作模式在截止频率以下不能传播. 而加入吸收介质层后, 在原来截止频率下, 虽仍能传播, 没有截止, 但传播常数很小, 介质层的损耗很大.

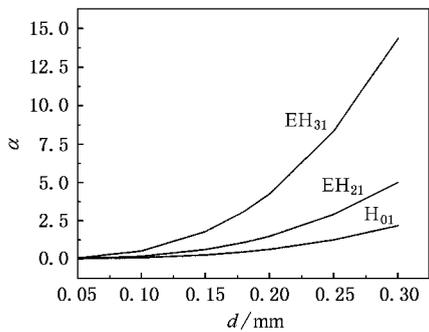


图 5 衰减常数 α 与吸收层厚度关系

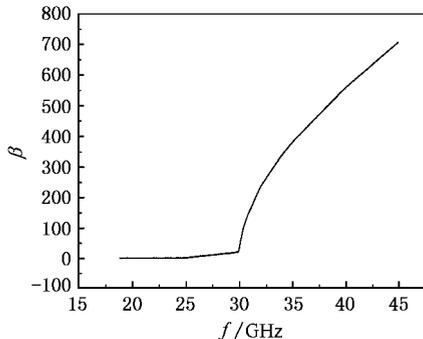


图 8 传播常数 β 与频率 f 关系

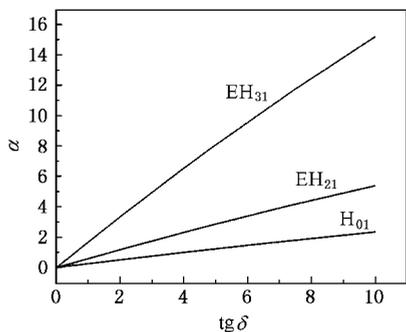


图 6 衰减常数 α 与吸收介质损耗角正切关系

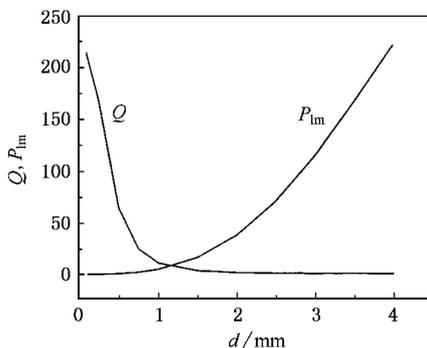


图 9 Q 值及损耗功率 P_{lm} 与吸收层厚度关系

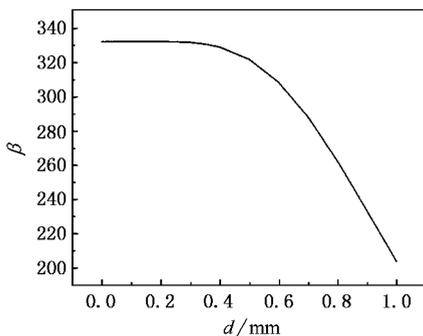


图 7 传播常数 β 与吸收层厚度 d 关系

入吸收介质层使工作模式的驻波幅值减小,但对驻波分布影响较小.

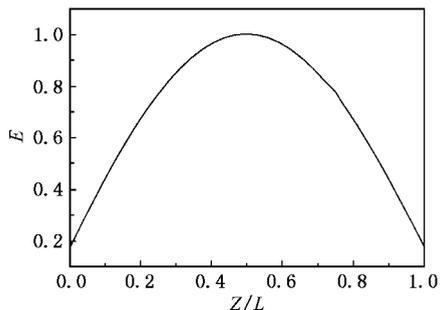


图 10 谐振腔内工作模式的驻波分布

图 9 是工作模式为 H_{011} 的回旋速调管群聚腔 Q 值,吸收介质损耗功率 P_{lm} 与腔内吸收层厚度关系,损耗功率 P_{lm} 随厚度增加而迅速增加, Q 值则迅速减小,与图 5 衰减常数 α 随吸收层厚度的增加而迅速增加的结果相一致.

图 10 是腔内工作模式 H_{011} 的驻波分布,呈正弦分布.腔两端面上驻波幅值在工作模式、频率及腔体半径确定的情况下,主要取决于两端开孔的大小.加

数值模拟结果同时表明:工作模式为 H_{011} 的回旋速调管群聚腔,优化选取谐振腔尺寸及吸收层分布,寄生模式 EH_{212} 不仅在腔内由于吸收层的损耗得到很大削弱,而且部分透入到有吸收层的漂移段,被完全吸收;寄生模式 EH_{311} 由于在腔内吸收层的损耗远大于其他模式而极大削弱,从而保证了工作模式

H_{011} 在腔内建立起稳定的驻波场.

4. 结 论

用场匹配法导出了有吸收层波导的色散方程及突变结构的场匹配方程,将解析分析与数值计算结合,对工作模式为 H_{01} 回旋速调管进行了分析和数值计算.研究了吸收层对波导传播特性及谐振腔的

谐振特性、损耗特性、 Q 值、场分布的影响.吸收层厚度对波导衰减常数,谐振腔损耗功率及 Q 值影响显著.因而选择适当的吸收介质,优化其分布,严格控制吸收层厚度,不仅可以降低 Q 值,达到设计要求,同时可以有效地抑制竞争模式,提高回旋速调管的稳定性和可靠性.本文的分析方法及计算程序可以灵活应用各种突变结构圆柱谐振腔的高频分析和计算.

- [1] Li H F *et al* 2000 *Acta Phys. Sin.* **49** 312 (in Chinese) [李宏福等 2000 物理学报 **49** 312]
- [2] Yu S *et al* 2001 *Acta Phys. Sin.* **50** 1979 (in Chinese) [喻 胜等 2001 物理学报 **50** 1979]
- [3] Niu X J *et al* 2002 *Acta Phys. Sin.* **51** 2291 (in Chinese) [牛新建等 2002 物理学报 **51** 2291]
- [4] Choi J J *et al* 1998 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **26** 416
- [5] Levush B *et al* 1999 *Phys. Plasmas Sci.* **6** 2233
- [6] Calame J P *et al* 1999 *Proc. IEEE* **87** 840

- [7] Tantawi S G *et al* 1992 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **20** 205
- [8] Garven M *et al* 2000 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **28** 672
- [9] M. Blank *et al* 1998 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **26** 426
- [10] Waldron R A 1977 *Principle of guided waves* (posts and telecommunications press , Beijing) p. 382 [R A 瓦尔特郎 1977 被导电磁波原理 (北京 邮电出版社) 第 328 页]
- [11] Yang S W *et al* 1997 *Acta Electronica Sin.* **25** (12) 43 (in Chinese) [杨仕文等 1997 电子学报 **25** (12) 43]

Field matching analysis of abrupt cavities with absorbing materials

Luo Yong Li Hong-Fu Xie Zhong-Lian Yu Sheng Deng Xue Zhao Qing Xu Yong

(Institute of High Energy Electronics , University of Electronic Science and Technology of China , Chengdu 610054 , China)

(Received 21 January 2003 ; revised manuscript received 18 April 2003)

Abstract

Absorbing material is used to reduce the Q factors of resonant cavities , enhance the bandwidth and restrain the competitive modes in high-power microwave devices . In this paper , solving field in absorbing material and field matching method were used to derive the dispersion equation in waveguides and field matching formulas of hybrid modes (HEM) in an abrupt cavity with absorber . Based on the theoretical analysis , numerical simulations of the cavities in gyrokystrons were done . The influence of absorber on transmission and attenuation in waveguides , the loss and resonance characteristic and quality factors in cavities has been studied . The main results are presented .

Keywords : absorbing material , field matching , hybrid mode , resonant cavity , high-power microwave

PACC : 7210 , 1120