

金属膜片和回流杆结构对大间隙速调管 谐振腔高频特性的影响*

白现臣[†] 张建德 杨建华

(国防科学技术大学光电科学与工程学院, 长沙 410073)

(2012年5月31日收到; 2012年7月2日收到修改稿)

利用模拟软件和数值计算方法, 对感性加载大间隙速调管谐振腔的高频特性进行了分析, 结果表明: 增加膜片数量对减弱间隙空间效应的贡献有限, 而一旦加载感性回流支撑杆, 即使只填充 4 个膜片, 已基本消除空间电荷效应; 由于回流杆的电感和谐振腔的固有电感可比较, 导致谐振频率相对提高达 9%; 与对谐振频率的影响相比, 回流杆尺寸对谐振腔电场分布的影响要小得多; 而对于经过频率优化的谐振腔, 回流杆尺寸对放大器工作特性的影响基本可以忽略. 应用以上结论设计出的感性加载大间隙速调管放大器, 能稳定提取约 1.13 GW 的微波功率, 功率效率约 38%.

关键词: 大间隙速调管放大器, 感性回流杆, 金属膜片, 高频特性

PACS: 41.20.-q, 41.75.-i, 41.85.Ja

DOI: 10.7498/aps.62.024102

1 引言

如何降低谐振腔间隙内的空间电荷压力, 增加可用于提取的电子束动能, 一直是相对论速调管放大器 (relativistic klystron amplifier, RKA) 研究的一个重要课题. 几十年来, 研究人员相继提出和发展出了数种减弱空间电荷效应的方法^[1-5]. 其中, 在实验上最为成功的是大间隙速调管放大器 (wide-gap klystron amplifier, WKA)^[6,7]. WKA 的间隙内填充和加载了金属膜片和感性回流支撑杆 (以下简称“膜片-回流杆”), 当电子束经过谐振腔间隙时, 回流杆会短路金属膜片底端的直流感应电荷, 从而基本消除间隙内的空间电荷效应, 使 WKA 能够以接近光滑漂移管内空间极限流的状态工作. 同时, 回流杆具有一定的电感, 能有效阻止高频电流的通过, 并不影响谐振腔内高频电磁场的建立及其和电子束之间的有效相互作用.

在 Lamp 的理论研究中^[8], 因为回流杆的出现对大间隙谐振腔场分布的影响较小, 所以推断谐振

频率也基本不受影响, 和不加回流杆时一致. 事实上, 就回流杆的影响方面, 谐振频率和场分布之间并不具有类似的等价关系. Hubbard 和 Friedman 则认为回流杆电感足够大^[2,7], 对谐振腔高频特性的影响非常小, 因此在设计和模拟 WKA 时, 通常忽略回流杆以简化计算过程. 然而, 实际使用的回流杆除了用于短路直流感应电荷外, 还起到支撑金属膜片的作用. 这要求回流杆具有一定的机械强度和相对较粗的半径, 意味着其电感也比较小, 很可能对大间隙谐振腔的高频特性造成显著影响. 此外, 在已有的研究结果中, 尚不清楚回流杆尺寸是否会影晌放大器的基本工作特性, 比如束流调制和功率提取效果等.

本文结合 MAGIC, HFSS 软件模拟和 MATLAB 数值计算, 针对所设计的 S 波段 3.6 GHz 大间隙谐振腔的高频特性以及工作特性进行了较为系统的分析. 包括膜片-回流杆对大间隙内空间电荷效应的影响, 回流杆对腔体的谐振频率的影响, 以及回流杆尺寸对 WKA 基本工作特性的

* 国家高技术研究发展计划资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: fcc3798@163.com

影响等.

2 大间隙谐振腔内的直流感应电流

图 1 所示是 WKA 输入谐振腔模型的侧视图以及膜片-回流杆结构的 3 维视图, 主要的结构参数和电参数在表 1 中给出. 其中: r_o 为谐振腔外半径, d 为间隙宽度, r_{w1} , r_{w2} 分别是金属膜片的内、外半径, h 为膜片厚度, a_r 为回流杆半径; r_a 为二极管外半径, r_c 为阴极平均半径, Δ 为阴极厚度, d_{AK} 为阴-阳极间隙, U_d 为二极管电压, I_0 为阴极直流电流.

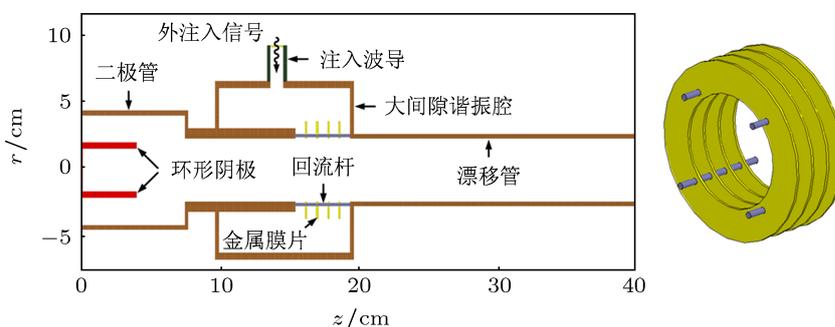


图 1 膜片填充感性加载的大间隙输入腔的侧视图及其膜片-回流杆结构

表 1 大间隙谐振腔的结构参数和电参数

谐振腔结构参数						二极管电参数					
r_o/cm	d/cm	r_{w1}/cm	r_{w2}/cm	h/mm	a_r/mm	r_a/cm	r_c/cm	Δ/cm	d_{AK}/cm	U_d/kV	I_0/kA
6.0	4.0	2.3	3.6	1.0	1.3	4.0	1.8	0.4	3.5	595	5.0

入射到漂移管内的环形直流电子束, 会在金属管壁上感应出等量的正电荷, 且随着束的漂移形成同向的感应直流电流 I_{i0} . 电子束进入间隙后, 直流感应电流被谐振腔腔壁和回流杆分流, I_{w0} 继续沿谐振腔的内壁流动, I_{r0} 则被回流杆短路. 分流的比例取决于谐振腔本身的阻抗与膜片-回流杆的结构阻抗之比, 回流杆半径越大, 膜片数量越多, 则等效结构阻抗越小, 流过回流杆的直流感应电流 I_{r0} 越强. 当膜片-回流杆的阻抗足够小时, $I_{r0} \approx I_{i0}$, 谐振腔壁内几乎无感应电流. 这说明由电子束建立的空间电荷场全部终止于膜片的内半径处, 谐振腔内部的空间电荷场基本为零. 此时, 间隙附近的空间电荷效应得到有效抑制, 其空间电荷限制流与光滑漂

谐振腔间隙内填充了 4 个 1 mm 厚的环形金属膜片, 由 4 根半径 1.3 mm 的回流杆支撑. 当直流电子束穿过谐振腔间隙时, 在金属膜片上感应出的正电荷将通过回流杆流向接地的腔壁, 从而短路间隙附近的径向空间电荷场. 而由于回流杆自身的电感, 外部注入信号激励起的高频电流被有效地阻隔, 高频调制信号能够顺利地透过膜片与电子束相互作用. 图 2 给出了谐振腔内的直流感应电流在谐振腔及膜片-回流杆结构中的流动和分布示意图, 可以借此直观地分析回流杆结构对大间隙谐振腔高频特性的影响.

移管内相当.

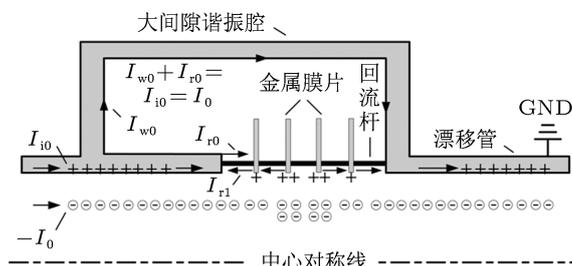


图 2 感应电流在大间隙谐振腔内的分布示意图

图 2 还表明, 通过回流杆的电流除分流的直流感应电流外, 还包含有交流分量 I_{r1} , 交流分量源自于金属膜片上的感应电荷经由回流杆的对地放电过程. 也就是说, 回流杆内的总电流 $I_r = I_{r0} + I_{r1}$, 其中 I_{r1} 的频率决定于膜片间回流杆的电感和电容.

图 3 所示是交流电流的频率和回流杆电感的关系, 可见 f_{r1} 线性正比于回流杆电感的 $-1/2$ 次方, 与具体的结构电容值无关.

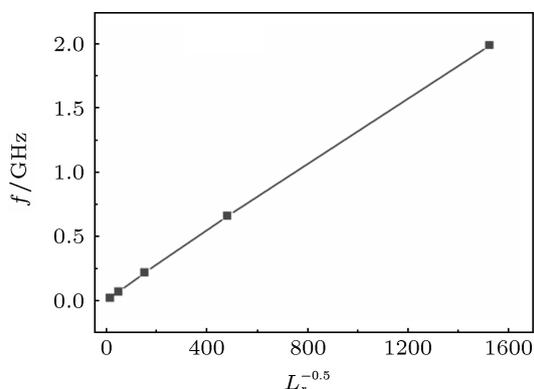


图 3 不同回流杆电感值对应的交流电流的频率

尽管使用更粗的回流杆以及更多的膜片可以降低结构阻抗, 减小空间电荷压力. 但是受物理机理的限制, 实际的回流杆半径和膜片数量都不会太大. 一方面, 粗的回流杆意味着小的结构电感, 会显

著影响谐振腔的总电感和谐振频率; 另一方面, 在膜片厚度一定时, 其数量越多则间隙的实际宽度越窄, 出现局部强场击穿的概率增大. 因此, 有必要详细研究膜片-回流杆结果对大间隙谐振腔的空间电荷效应和谐振频率的影响, 为确定金属膜片的数量和回流杆的尺寸提供理论参考.

3 膜片-回流杆结构的影响

3.1 对空间电荷效应的影响

电子束的总能量由动能和势能组成, 而势能即表征着结构的空间电荷效应. 利用 MAGIC 粒子模拟程序可以方便地计算出电子束动能的空间分布, 进而直接观察电子束在不同位置的空间势能. 程序所用基本结构参数和电参数由表 1 给出. 为了对比分析回流杆和金属膜片对空间电荷压力的抑制效果, 分别针对取消回流杆和加载回流杆两种情况进行了模拟, 结果如图 4 和图 5 所示.

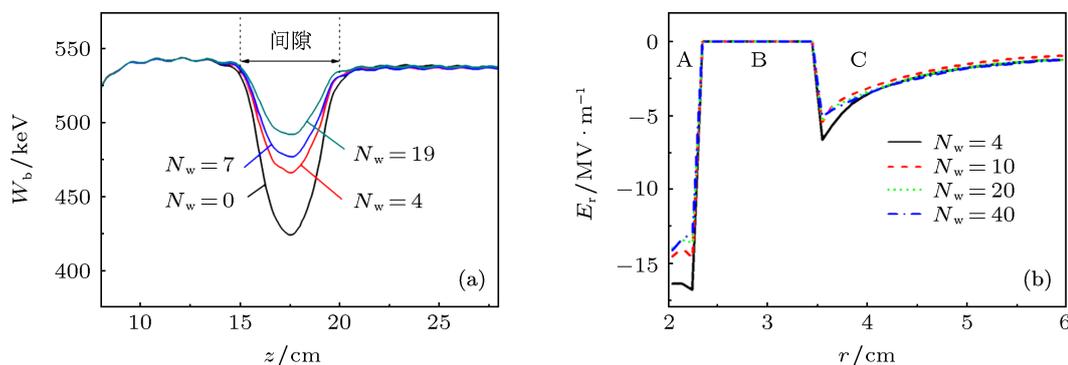


图 4 不加回流杆时, 膜片数量对空间电荷效应的影响 (a) 对电子束动能的影响; (b) 对径向空间电荷场分布的影响

图 4(a) 是取消载回流杆、仅填充金属膜片时, 电子束动能 W_b 随膜片数量 N_w 的变化. 由表 1 可知, 电子束的总能量为 595 keV, 而漂移管内的电子束动能仅约 540 keV, 有超过 9% 的能量转化为了势能. 电子束进入间隙后, 势能继续增大, 并在间隙中点处达到最大. 正如所预期的那样, 在间隙内填充金属膜片可抑制空间电荷压力, 且电子束的动能随膜片数量的增加而增加. 在填充 19 个膜片时, 可把电子束动能由无膜片时的 425 keV 提高到 494 keV.

然而, 即使填充更多的膜片, 也不能完全消除间隙内的空间电荷效应. 虽然随着膜片数量的增多,

膜片间的电容越来越大, 膜片内外径之间的 (B 区) 径向电场被中和, 仅存在轴向电场. 但在膜片底端和电子束之间 (A 区), 以及膜片顶端和腔体金属壁之间 (C 区), 仍然存在较强的径向电场. 图 4(b) 所示是对应不同的膜片数量, 径向电场沿间隙中线的分布情况. 当膜片数量超过 10 个以后, A 区和 C 区的径向电场不再变化. 此时膜片数量对整个腔体空间内空间电势的影响达到饱和, 再增加膜片数量对抑制空间电荷效应的意义不明显, 而且会减小实际的有效间隙宽度. 这一方面会减弱甚至丧失 WKA 采用大间隙的物理意义, 比如 $N_w = 40$ 时间隙的实

际有效宽度已从 4 cm 降到了约 2 cm; 另一方面, 在外注入信号功率水平一定时, 随着间隙实际宽度的减小, 间隙内的轴向电场增强, 出现强电场击穿的风险增大.

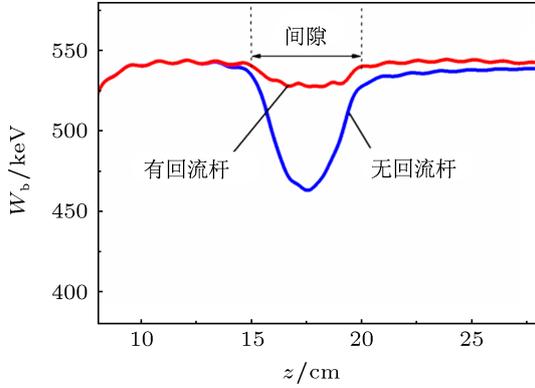


图5 只填充 4 个膜片时, 回流杆对空间电荷效应的影响

而根据图 5, 一旦加载了回流杆, 即使只填充 4 个膜片, 间隙内的电子束动能已增至 527 keV, 几乎和光滑漂移管内的情况相当. 与比不加回流杆时相比, 间隙中点处的电子动能增加了 52 keV, 占电子束总能量的 8.7%. 由于只有电子的动能可以转化为微波能量被提取出来, 因此如此幅度的动能增加, 对相对论器件来说是非常可观的.

由以上分析不难看出, 在抑制 WKA 空间电荷效应方面, 占主导作用的是回流杆而非金属膜片. 只要加载了回流杆, 只需要少量的膜片即可把间隙内的空间电荷压力抑制在较低的水平.

3.2 对谐振频率的影响

在 WKA 中, 回流杆除抑制空间电荷效应外, 还起到支撑金属膜片的作用. 这要求回流杆具有相对较大的半径, 即意味着回流杆的电感比较小, 很可能会显著影响谐振腔的谐振频率等基本高频特性. 为进一步研究膜片-回流杆对谐振频率等的影响, 建立了如图 6 所示的大间隙谐振腔并联等效电路模型. 图中, C , L_0 和 R_0 是不加回流杆时谐振腔的电容、电感和电阻, L_r 和 R_r 则是回流杆自身的电感和电阻. 易知, 该电路的并联导纳模为

$$|Y| = \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{R_0}{L_0^2} + \frac{R_r}{L_r^2} \right) \sqrt{1 + \frac{(\omega C - \frac{1}{\omega L})^2}{\frac{1}{\omega^4} \left(\frac{R_0}{L_0^2} + \frac{R_r}{L_r^2} \right)^2}}, \quad (1)$$

其中, L 是 L_r 和 L_0 的并联电感, ω 是回路谐振频率. 当 $\omega C = 1/\omega L$ 时, 回路呈纯阻性, 并联导纳模最小.

据此可得回路的本征谐振频率

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2)$$

由 (2) 式可知, 膜片数量和回流杆半径对谐振频率的影响是相反的. 膜片数量越多间隙有效宽度越窄, 则等效电容越大, 谐振频率越低; 回流杆越粗, 则并联电感越小, 谐振频率越高. 理论上讲, 无论所加载的回流杆半径如何, 似乎都可以通过选择合适的膜片数量来维持腔体的谐振频率不变. 然而正如上文所述, 若回流杆电感很小, 需要填充的膜片数量太多, 则会显著减小间隙的有效宽度, 丧失采用大间隙的物理意义.

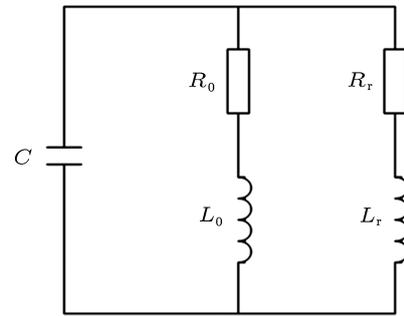


图6 大间隙谐振腔等效电路模型

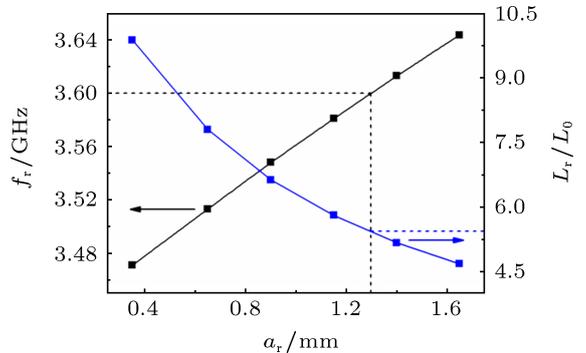


图7 回流杆半径对谐振频率的影响

由于实际的膜片-回流杆是如图 1 所示的复杂 3 维结构, 所以直接利用 (2) 式计算其电感比较困难. 为了较为准确地反映回流杆的行为特性, 可利用高频电磁模拟软件 HFSS 建立 3 维 WKA 谐振腔模型, 来研究回流杆对谐振频率的影响. 虽然 HFSS 并不能直接计算出回流杆的电感, 但是结合电路理论, 能够间接获得 4 根回流杆的并联电感 L_r 与谐振腔固有电感 L_0 的比值. 分析图 3 的结果不难发现, 回流杆电感的变化并不影响膜片间的电容, 即下式是成立的:

$$\frac{1/2\pi\sqrt{LC}}{1/2\pi\sqrt{L_0C}} = \sqrt{\frac{L_0}{L}} = \frac{f_r}{f_0}, \quad (3)$$

其中 $f_0 = 3.31$ GHz 是无回流杆时的本征谐振频率. 经过直接简化, 可得到

$$\frac{L_r}{L_0} = \left(\left(\frac{f_r}{f_0} \right)^2 - 1 \right)^{-1}. \quad (4)$$

首先由 HFSS 模拟得到不同回流杆半径 a_r 对应的谐振频率 f_r , 即可根据 (4) 式计算出回流杆电感与腔体固有电感的比值, 相关计算结果绘制在图 7 中. 当回流杆半径 a_r 在 0.4 mm 至 1.6 mm 之间变化时, 回流杆与谐振腔电感的比值从 10 降至 4.5, 而谐振频率则相应地由 3.47 GHz 增至 3.64 GHz. 对于所设计的工作频率 3.6 GHz, 回流杆半径为 1.3 mm, 其电感仅约为 L_0 的 5 倍, 致使谐振频率比不加回流杆时 ($f_0 = 3.31$ GHz) 提高了约 9%. 一般来说, 高功率微波源都是窄带器件, 如此剧烈的频率变化将导致微波输出功率显著下降. 因此, 与文献

[7, 8] 中的观点不同, 鉴于回流杆电感和腔体固有电感可比拟, 在模拟和设计大间隙速调管时并不能忽略回流杆的影响.

3.3 对 WKA 基本工作特性的影响

回流杆的半径对谐振频率影响显著, 但尚不清楚这是否会对放大器的基本工作特性, 比如电子束调制和微波提取效果等产生明显影响. 在速调管理论中, 电子负载电导是反应电子束与高频电场相互作用效果的重要物理量, 可用来衡量回流杆尺寸对 WKA 基本工作特性的影响. 为此, 首先利用 HFSS 建立 WKA 谐振腔的全尺寸 3 维模型, 进行 3 维电磁模拟, 考察回流杆半径与电子束路径上的轴向电场分布的关系; 模型的结构尺寸已在表 1 中列出, 模拟结果如图 8 所示.

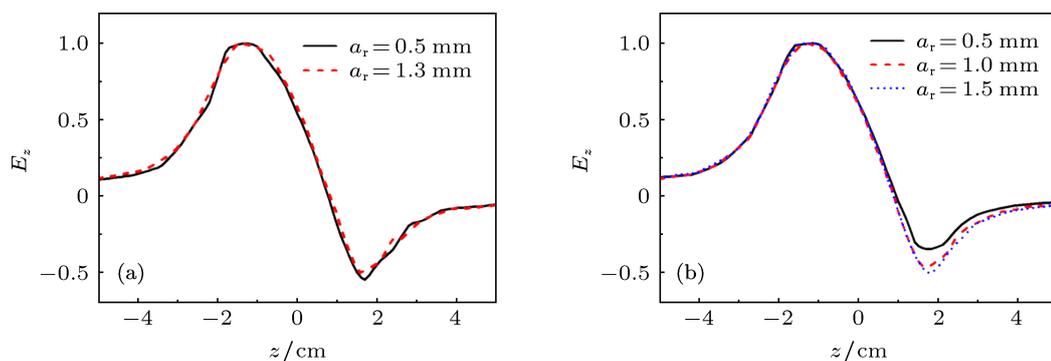


图 8 不同回流杆半径时的轴向电场分布 (a) 保持谐振腔尺寸不变; (b) 保持谐振频率不变

图 8(a) 是在谐振腔尺寸不变时, 不同回流杆半径下, 电子束所在路径上的归一化轴向电场分布. 尽管谐振腔的电场分布基本不变, 但谐振频率却由 $a_r = 1.3$ mm 时的 3.6 GHz 降至 $a_r = 0.5$ mm 的 3.50 GHz. 图 8(b) 则是保持腔体的谐振频率为 3.6 GHz 不变时, 轴向电场分布与回流杆半径的关系. 对于一个经过频率优化的谐振腔, 回流杆半径的变化对谐振腔的电场分布影响很小, 电场零点的位置几乎不变. 在所设计的回流杆半径 $a_r = 1.3$ mm 附近, 电场幅值的相对变化则几乎可以忽略.

在图 8 的基础上, 根据电子穿过间隙时的能量变化, 来分析电子负载电导与轴向电场分布特征的关系. 因图 8 中电场零点两侧的电场幅值不相等, 不能直接利用现有公式进行计算, 需要借助于数值计算手段. 在强磁场约束下, 只考虑电子与轴向电场相互作用, 且把轴向电场分布近似写为半波余弦

函数的形式

$$E_z(t) = \begin{cases} E_{m1} \cos\left(\frac{\pi z}{d}\right) e^{j\omega t}, & 0 < z < d/2, \\ E_{m2} \cos\left(\frac{\pi z}{d}\right) e^{j\omega t}, & d/2 < z < d, \end{cases} \quad (5)$$

其中, E_{m1} 和 E_{m2} 分别为电场零点两侧的电场幅值, d 为间隙宽度. 为方便计算, 在 (5) 式中规定间隙的入口处为坐标原点. 根据动量守恒定律

$$\frac{dp_z}{dt} = eE_z(t),$$

可得

$$\beta d \frac{\beta}{\sqrt{1-\beta^2}} = \frac{eE_z}{m_e c^2} dz, \quad (6)$$

其中 $\beta = v_z/c$, v_z 为电子轴向速度, c 为真空中光速; m_e 为电子静止质量, e 为电子电荷. 考虑电子在一个足够小区间内的运动, 即 $z \in (z_0, z_0 + \Delta z)$, $\Delta z \ll d$. 此时 E_z 近似为常量, 在该区间内利用分部积分法

积分 (6) 式, 立即可得

$$\beta_1^2 = 1 - \frac{1 - \beta_0^2}{\left(1 + \frac{e\Delta V}{m_e c^2} \sqrt{1 - \beta_0^2}\right)^2}. \quad (7)$$

如果已知电子的初始速度 β_0 和动能变化量 $e\Delta V$, 经过逐级递推, 即可计算出电子穿过全间隙过程中的能量变化. 因 β_0 的初始值可直接由二极管直流电压获得, 所以现在需要确定 ΔV , 根据定义

$$\Delta V = \int_{z_0}^{z_0 + \Delta z} E_z(t) dz,$$

把 $E_z(t)$ 代入上式, 用 E_m 统一表示 E_{m1} 和 E_{m2} , 利用泰勒级数在 z_0 附近展开并积分

$$\begin{aligned} \Delta V &= E_m f(z_0) \sin(\omega t_0) \\ &\times \Delta z \left\{ 1 + \frac{\Delta z}{2} \left[\frac{f'(z_0)}{f(z_0)} + \frac{\omega}{v_{z_0}} \cot(\omega t_0) \right] \right\}, \quad (8) \end{aligned}$$

其中 t_0 为电子穿过区间 $(0, z_0)$ 的累积时间, ωt_0 即为电子进入区间 $(z_0, z_0 + \Delta z)$ 时的初始相位. 把 (7) 式和 (8) 式写在一起, 取 $\Delta z = d/n$, 并用下标 k 来标识小区间, 得到区间 $(z_k, z_k + d/n)$ 内的电子参量关系式

$$\begin{aligned} \beta_k^2 &= 1 - \frac{1 - \beta_{k-1}^2}{1 - \frac{|e|\Delta V_k}{m_e c^2} \sqrt{1 - \beta_{k-1}^2}}, \\ \Delta V_k &= E_m f\left(\frac{(k-1)d}{n}\right) \sin(\omega T_{k-1}) \\ &\times \frac{d}{n} \left\{ 1 + \frac{d}{2n} \left(\frac{\omega}{v_{k-1}} \cot(\omega T_{k-1}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{f'((k-1)d/n)}{f((k-1)d/n)} \right) \right\}, \quad (9) \end{aligned}$$

式中

$$\begin{aligned} f((k-1)d/n) &= \cos(\pi(k-1)/n), \\ \frac{f'((k-1)d/n)}{f((k-1)d/n)} &= -\frac{\pi}{d} \operatorname{tg}(\pi(k-1)/n), \\ T_{k-1} &= \frac{1}{n} \sum_{m=1}^{k-1} d/v_m. \end{aligned}$$

根据 (9) 式, 即可利用 MATLAB 编程, 通过数值方法出在不同电场相位时刻穿过间隙的电子动能变化 $\Delta T = \Delta\gamma \cdot m_e c^2$, $\Delta\gamma$ 为相对论因子的变化量. 则归一化电子负载电导可写为

$$\begin{aligned} \frac{G_e}{G_0} &= \frac{2V_0}{\hat{V}^2} \frac{m_e c^2}{e} \Delta\bar{\gamma} \\ &= \frac{2V_0}{\hat{V}^2} \cdot 511(kV) \cdot \Delta\bar{\gamma}, \quad (10) \end{aligned}$$

其中 G_e 为电子电导, G_0 为直流电导, V_0 为二极管直流电压, $\hat{V} = d(E_{m1} + E_{m2})/2$ 为等效间隙电压, $\Delta\bar{\gamma}$ 为一个射频周期内穿过间隙的所有电子动能变化的平均值. 合理选择周期内通过间隙的总电子数, 图 9 绘制出了 G_e/G_0 与间隙直流渡越角 θ_d 的关系, $\theta_d = \omega d/v_0$ 反应了间隙的宽度, 其中 v_0 为电子直流速度. 由图 10 可见, 对于特定的 θ_d , 电子负载电导取决于电场幅值之比 $\rho = E_{m1}/E_{m2}$. 既然回流杆半径在 $a_r = 1.3 \text{ mm}$ 附近变化时, 电场分布模式以及零点两边的相对电场幅值都基本保持不变, 那么可以合理推断: 对于设计恰当且过系统优化的大间隙速调管放大器, 使用不同尺寸的回流杆对放大器的基本工作特性影响很小.

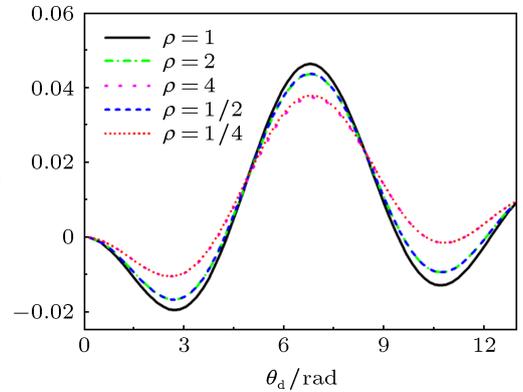


图 9 不同电场幅值比时的归一化电子负载电导

因 MAGIC 程序存在网格划分限制的问题, 建立小半径的 3 维回流杆模型比较困难, 只初步在 2 维模型中验证了上述结论. 当谐振腔的尺寸相同时, 可在 2 维模型中设置电感线, 来代替和描述 3 维模型中的感性金属回流杆. 2 维电感线与 3 维感性回流杆具有相同的基本功能: 一方面短路金属膜片上的直流感应电流, 降低间隙附近的电势; 另一方面有效阻止高频电流的通流, 保证电子束与谐振腔内高频电场的高效相互作用. 所以, 通过控制电感线的电感值, 即能合理反映回流杆半径的变化. 仔细优化后的模拟结果显示: 在表 1 所示的结构参数和电参数下, 电感值相差高达 20 倍的两回流杆, 当腔体谐振频率为 3.6 GHz 时, 均能稳定提取约 1.13 GW 的微波, 功率效率约 38%.

4 结论

借助模拟软件和数值分析方法, 对所设计的 S 波段 3.6 GHz 感性加载大间隙速调管谐振腔的高频

特性进行了分析. 结果表明: 受实际加工能力和机械强度要求的限制, 回流杆的半径不能太细, 故其电感较小, 可把谐振腔谐振频率相对提高达 9%; 在抑制空间电荷效应方面, 起主导作用的是回流杆而非金属膜片, 一旦加载回流支撑杆, 只填充 4 个膜片即能把可提取的电子动能提高 8.7%; 对于经过频

率优化的谐振腔, 回流杆尺寸对放大器工作特性的影响基本可以忽略, MAGIC 粒子模拟结果初步证实了这个结论. 应用以上结论设计出的感性加载大间隙速调管放大器, 能稳定提取约 1.13 GW 的微波功率, 功率效率约 38%.

-
- [1] Carlsten B E, Faehl R J, Fazio M V, Haynes W B, Stringfield R M 1994 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **22** 719
- [2] Hubbard R F, Lampe M, Friedman M, Serlin V, Fernsler R F, Slinker S P, Haber I, Colombant D 1994 *Proc. SPIE* **2154** 61
- [3] Pasour J A, Smithe D, Friedman M 1998 *AIP Conf. Proc.* **474** 373
- [4] Huang H, Meng F B, Fan Z K, Li Z H, Fang X 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 5344 (in Chinese) [黄华, 孟凡宝, 范植开, 李正红, 方向 2006 物理学报 **55** 5344]
- [5] Song W, Liu G Z, Lin Y Z, Shao H. 2008 *High Power Laser and Particle Beams* **20** 1322 (in Chinese) [宋玮, 刘国治, 林郁正, 邵浩 2008 强激光与粒子束 **20** 1322]
- [6] Friedman M, Fernsler R, Slinker S, Hubbard R, Lampe M 1995 *Phys. Rev. Lett.* **75** 1214
- [7] Friedman M, Serlin V, Lampe M, Hubbard R, Colombant D, Slinker S 1995 *Phys. Rev. Lett.* **74** 322
- [8] Lampe M, Hubbard R F, Friedman M, Serlin V, Slinker S P, Fernsler R F, Colombant D 1994 *Proc. SPIE* **2154** 49

Influence of the washer-rod structure on high frequency characteristics of wide-gap klystron cavity*

Bai Xian-Chen[†] Zhang Jian-De Yang Jian-Hua

(College of Opto-Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

(Received 31 May 2012; revised manuscript received 2 July 2012)

Abstract

Using the HFSS and MAGIC code, influences of the washer/rod structure on the high frequency characteristics and the basic operation of the wide-gap klystron amplifier (WKA) are presented. Generally, the rod structure has a great influence on the space-charge potential depression and the eigenmode resonant frequency of the cavity. Once the rods are employed, the space charge field can be nearly eliminated with only 4 washers. Moreover, the presence of the rods raises the cavity eigenmode resonant frequency by $\sim 9.0\%$ due to their comparable lumped inductance to the cavity's inherent inductance. Nevertheless, if only the cavities are tuned to the desired operation frequency, the effect of the rod size on the basic operation of the WKA is expected to be very small.

Keywords: wide-gap klystron amplifier, inductive return current rod, metal washer, high frequency characteristic

PACS: 41.20.-q, 41.75.-i, 41.85.Ja

DOI: 10.7498/aps.62.024102

* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China.

[†] Corresponding author. E-mail: fcc3798@163.com