

带状注速调管多间隙扩展相互作用输出腔等效电路的研究*

陈姝媛¹⁾²⁾ 阮存军^{1)†} 王勇¹⁾

1)(中国科学院电子学研究所, 中国科学院高功率微波源与技术重点实验室, 北京 100190)

2)(中国科学院大学, 北京 100049)

(2013年9月3日收到; 2013年10月16日收到修改稿)

带状注扩展相互作用速调管 (SBEIK) 结合了带状注速调管与扩展相互作用速调管的优势, 在微波和毫米波真空电子器件中具有显著的技术潜力. 本文提出了应用于 SBEIK 的五间隙哑铃型扩展相互作用耦合腔输出回路的等效电路模型, 获得了建立复杂多间隙扩展相互作用腔的等效电路理论的方法. 通过推导出的理论, 快速确定了五间隙扩展相互作用耦合腔的工作模式、谐振频率及间隙阻抗矩阵, 由间隙阻抗的频率特性曲线快速估算出各模式对应的带宽, 分析研究了耦合系数 k 以及 Q_e 对于多间隙腔模式频率间隔及带宽的影响. 此外, 利用三维 PIC 仿真软件对相应的 SBEIK 五间隙输出腔高频特性进行了粒子模拟, 结果表明, 三维仿真获得的工作模式带宽特性与等效电路法计算结果基本一致, 证明了本文所建立的等效电路方法的准确性和有效性.

关键词: 带状注速调管, 等效电路, 多间隙输出腔, 扩展相互作用

PACS: 84.40.Fe, 84.40.Dc, 29.27.Ac, 52.35.Mw

DOI: 10.7498/aps.63.028402

1 引言

随着现代信息科学技术的发展与应用, 作为核心功率源的真空电子器件已向着高频率、高功率、高效率、小型化和紧凑型等方向发展. 但是, 对于传统的圆柱型轴对称的微波真空电子器件, 由于工作波长和器件几何尺寸的共度性, 以及空间电荷力的限制, 使其在很小的束流通道内很难传输并获得高功率的电子注, 因而严重制约了高频段速调管的高功率输出^[1]. 带状注速调管 (SBK) 采用宽高比很大的薄矩形电子注, 它在一个维度上可以具有与器件工作频率相匹配的小尺寸, 而在另一维度可以选择较大的尺寸以满足大功率输出的要求, 从而解决了传统圆柱轴对称速调管在往亚毫米波和太赫兹频段发展时严重受限的问题^[2]. 目前, 带状电子注技术及其真空电子器件的发展已成为国内外本领域研究的新热点^[3]. 近几年, 美国的 UC-Davis 在

带状注速调管方面进行了相关的研究, 对带状注整管进行了三维模拟仿真, 并获得了 50 kW 的功率输出, 40 dB 增益及 150 MHz 的带宽^[4,5].

扩展相互作用速调管 (EIK) 是把行波管的周期慢波结构和速调管的谐振腔系统结合起来发展而成的一种既有较高增益、又有较宽带宽的新型大功率微波和毫米波器件. 带状注扩展相互作用速调管 (SBEIK) 结合了 SBK 和 EIK 的技术优势, 采用宽高比很大的薄矩形电子注和多间隙耦合扩展相互作用腔结构, 使其具有单位长度增益高的特点, 同时可以在高频率实现大功率的输出. SBEIK 的这些技术优点, 使其特别适用于毫米波、亚毫米波段和太赫兹频段. 近几年, 美国的海军实验室已对 SBEIK 进行了相关研究^[6-8], 并已研制出国际上首支输出功率为 7.5 kW, 增益 40 dB, 带宽 150 MHz 的 W 波段大功率 SBEIK^[9].

SBEIK 多间隙扩展相互作用输出腔的特性在很

* 国家自然科学基金 (批准号: 61222110, 60971073, 61172015) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: ruancunjun@tsinghua.org.cn

大程度上影响了整管的性能,尤其是输出腔的阻抗特性,它决定了整管的频宽.因此选择合适的腔体参数,研究阻抗频率特性曲线,对于提高整管的性能非常重要.但是由于带状注多间隙耦合谐振腔的结构复杂,参数繁多,边界条件复杂,用场分析的方法较难处理.等效电路法作为一种快速简单获得谐振腔高频特性的方法,在传统圆柱轴对称速调管双间隙和三间隙谐振腔中已经获得了一定的应用^[10-11].但关于带状注多间隙耦合谐振腔等效电路还未有相关的研究.本文参照传统轴对称圆柱形等效电路的方法,提出了应用于SBEIK的五间隙哑铃型扩展相互作用谐振腔的等效电路的研究方法,通过建立的等效电路模型和理论,分析了外Q值和耦合系数对于五间隙耦合腔模式的影响,计算得到了五间隙耦合谐振腔的间隙阻抗,并且通过其频率特性曲线快速得到了带宽,同时通过三维PIC模拟软件对五间隙耦合输出腔进行了仿真计算,对结果进行了验证.本文提出的五间隙腔等效电路理论研究方法,对于SBEIK的整管设计和模式竞争的研究具有重要意义.

2 带状注EIK输出回路及等效电路研究

2.1 物理模型

为了实现在高频段大功率的输出, SBEIK 的输出腔通常采用多间隙耦合腔.如图1,本文采用了五间隙哑铃型耦合输出腔的结构.关于带状注哑铃型谐振腔的设计,在文献^[12]有详细讨论.在多间隙中,通常沿轴向有很多模式分布.对于五间隙谐振腔,存在五种模式分布.这些模式在 xy 截面都是 TM_{11} 模,在轴向(z 方向),根据间隙之间相位的变化可以分为 2π 模、 $1/4\pi$ 模、 $2/4\pi$ 模、 $3/4\pi$ 模、 $4/4\pi$ 模.图2给出了这五种模式的电场 E_z 沿 z 方向的分布曲线.

2.2 等效电路分析

对于速调管谐振腔来说,电场和磁场分别集中于腔体的不同部位.谐振腔可等效为并联谐振回路(LC),耦合缝可等效为小的并联谐振回路($L_s C_s$);输出腔通过耦合孔与波导相连,可将耦合孔等效为理想变压器^[13];普通的圆柱形扩展相互作用多间隙腔通常采用休斯结构并且在最后一个腔体耦合输

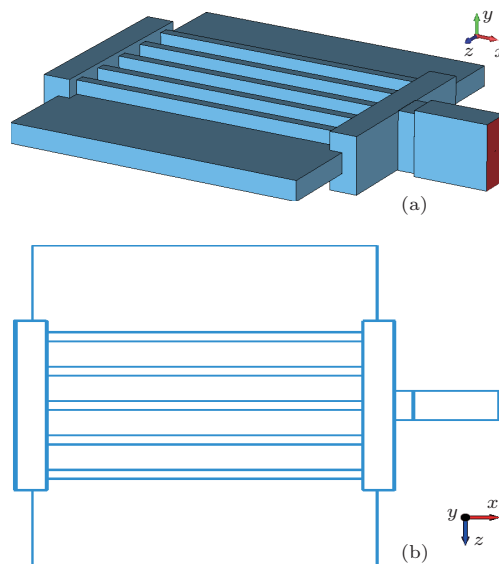


图1 带状注EIK五间隙耦合输出腔的 (a) 三维图; (b) xz 截面图

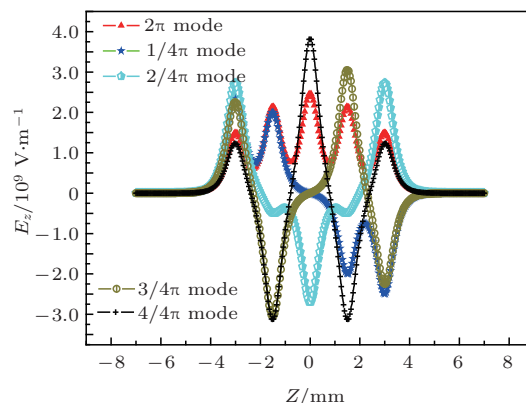


图2 带状注EIK五间隙耦合腔的轴向各模式 E_z 沿 z 方向的分布

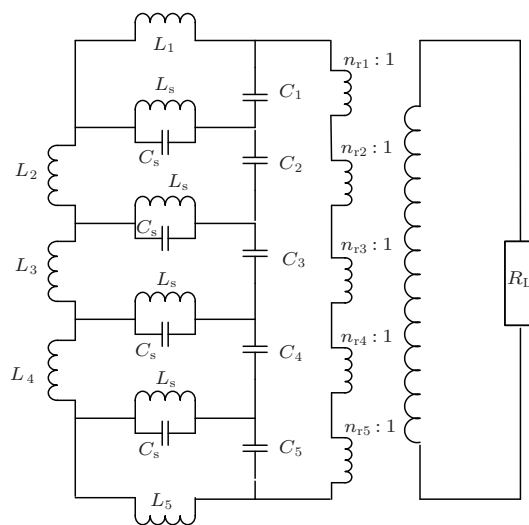


图3 五间隙耦合腔输出电路的等效电路

出能量, 而本文这种特殊的带状注扩展相互作用谐振腔, 五个间隙先通过哑铃型两边突起部分连通, 能量耦合后一起连接耦合口和输出波导(如图 1). 根据其特殊的结构及耦合方式, 结合上述的等效方法, 确定其等效电路(如图 3). 为简化计算, 进一步将输出波导及其匹配负载一并等效到耦合腔端口(电导 Y_L)(如图 4).

外接电阻对谐振腔间隙电容的加载 $Y_{L1}, Y_{L2}, Y_{L3}, Y_{L4}, Y_{L5}$ 由图 5 表示的等效电路求得:

$$\begin{bmatrix} V_6 \\ I_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_r & 0 \\ 0 & 1/n_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_4 \\ I_4 \end{bmatrix},$$

由于对称耦合结构, $Y_{L1} = Y_{L2} = Y_{L3} = Y_{L4} = Y_{L5} = Y_L$, $n_{r1} = n_{r2} = n_{r3} = n_{r4} = n_{r5} = n_r$, 而 $n_r^2 = (R/Q) \times Q_{\text{ext}}$, 所以 $Y_L = \frac{I_6}{V_6} = \frac{1}{n_r^2} \times \frac{I_7}{V_7} = \frac{Y_0}{n_r^2}$.

对于单间隙腔, 由转移矩阵就可以求得间隙阻抗矩阵. 但是对于多间隙腔, 其间隙阻抗矩阵不能由转移矩阵求得, 因此我们采用网孔电路法来求解. 为简化计算, 把群聚电子注对输出腔的激励效果等效为并联于间隙处的理想恒流源, 取群聚电流基波分量产生的感应电流 (I_1, I_2, I_3, I_4 和 I_5). 最终确定的输出回路的等效电路如图 6 所示, i_1, i_2, i_3, i_4 和 i_5 表示网孔电流.

2.3 五间隙耦合腔谐振频率的计算

为了确定谐振模式的频率, 首先考虑无负载的五间隙耦合回路. 为简化计算, 忽略腔壁损耗, 由于五个腔体大小尺寸一致, 耦合缝对称, 所以具有相同的等效电路参数. 当无外部激励(感应电流)时, 等效电路如图 7 所示, 用网络电流法分析图 7 所示电路, 得到:

$$\begin{pmatrix} Z_1 + \frac{1}{Y_s} & -\frac{1}{Y_s} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{Y_s} & Z_1 + \frac{2}{Y_s} & -\frac{1}{Y_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{Y_s} & Z_1 + \frac{2}{Y_s} & -\frac{1}{Y_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{Y_s} & Z_1 + \frac{2}{Y_s} & -\frac{1}{Y_s} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{Y_s} & Z_1 + \frac{1}{Y_s} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = 0, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix} = - \begin{pmatrix} \frac{1}{j\omega C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{j\omega C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{j\omega C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{j\omega C} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{j\omega C} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

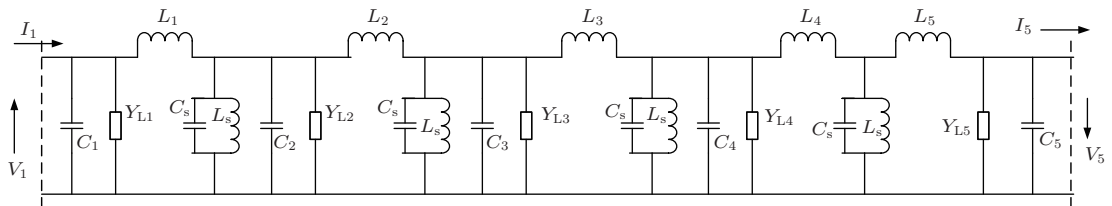


图 4 五间隙耦合腔输出电路的简化等效电路

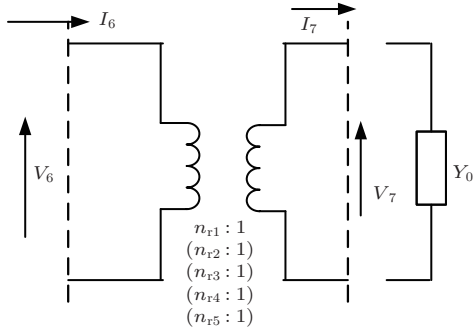


图5 外接负载的等效电路

即

$$\tilde{K}_0 \cdot \tilde{i} = 0, \tilde{V} = -\tilde{C}_0 \cdot \tilde{i}, \quad (3)$$

式中 \tilde{V} 为感应电压, \tilde{i} 为感应电流.

无感应电流激励时, 感应电压 $\tilde{V} \neq 0$, 故 $\tilde{i} \neq 0$. 根据线性代数理论可知, 此时系数行列式必为 0, 即 $|\tilde{K}_0| = 0$. 进一步得到:

$$\begin{aligned} & Z_1 \left(Z_1 - \frac{\sqrt{5}-3}{2Y_s} \right) \left(Z_1 + \frac{\sqrt{5}+3}{2Y_s} \right) \\ & \times \left(Z_1 - \frac{\sqrt{5}-5}{2Y_s} \right) \left(Z_1 + \frac{\sqrt{5}+5}{2Y_s} \right) \\ & = 0, \end{aligned} \quad (4)$$

其中耦合系数

$$k = \frac{(R/Q)_s}{(R/Q)_1}. \quad (5)$$

根据 (4) 式可以求出各个模式的谐振频率, 从而求得耦合缝的频率, 再根据耦合系数的定义 (5) 式求出耦合系数. 由于腔体之间的相互耦合分离出了 9 个谐振模式. 根据计算可得: 这些模式的频率关系为: $\omega_{-4\pi/4} < \omega_{-3\pi/4} < \omega_{-2\pi/4} < \omega_{-\pi/4} < \omega_0, \omega_{4\pi/4} > \omega_{3\pi/4} > \omega_{2\pi/4} > \omega_{\pi/4} > \omega_0$, 根据 (4) 式编程计算得到谐振模式的频率. 考虑到整管要求工作在 2π 模, 并且带宽要求不低于 100 MHz. 先通过三维软件 CST 微波工作室优化出结构尺寸, 通过场分析计算得到各个模式的频率, 并由此确定 k 值, 计算得到 k 为 0.0009. 同时以 $k = 0.0009$ 为基准, 我们计算了每变化 10 倍时, 模式间隔的变化情况. 如图 8 所示, k 值越大, 腔体模式之间的耦合越弱, 即模式之间的间隔越大. 如果需要展宽带宽, k 可以设计得更小以使其工作在重叠模, 图 9 进一步显示了对于每一个模式 k 取不同值时, 谐振频率变化的情况.

2.4 五间隙耦合腔输出回路间隙阻抗的计算

输出回路带宽受到很多因素的影响, 其中腔体间隙阻抗频率特性起到决定性的作用, 间隙阻抗实部的带宽基本上反映了输出回路的带宽. 根据图 6 的五间隙耦合腔输出回路的等效电路图, 得到以下表达式:

$$\begin{cases} \left(ZZ_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{Y_s} \right) \cdot i_1 - \frac{1}{Y_s} \cdot i_2 = ZZ_1 \cdot I_1 \\ -\frac{1}{Y_s} \cdot i_1 + \left(ZZ_2 + j\omega L_2 + \frac{2}{Y_s} \right) \cdot i_2 - \frac{1}{Y_s} \cdot i_3 = ZZ_2 \cdot I_2 \\ -\frac{1}{Y_s} \cdot i_2 + \left(ZZ_3 + j\omega L_3 + \frac{2}{Y_s} \right) \cdot i_3 - \frac{1}{Y_s} \cdot i_4 = ZZ_3 \cdot I_3 \\ -\frac{1}{Y_s} \cdot i_3 + \left(ZZ_4 + j\omega L_4 + \frac{2}{Y_s} \right) \cdot i_4 - \frac{1}{Y_s} \cdot i_5 = ZZ_4 \cdot I_4 \\ -\frac{1}{Y_s} \cdot i_4 + \left(ZZ_5 + j\omega L_5 + \frac{2}{Y_s} \right) \cdot i_5 = ZZ_5 \cdot I_5 \end{cases},$$

$$\begin{cases} V_1 = ZZ_1(I_1 - i_1) \\ V_2 = ZZ_2(I_2 - i_2) \\ V_3 = ZZ_3(I_3 - i_3) \\ V_4 = ZZ_4(I_4 - i_4) \\ V_5 = ZZ_5(I_5 - i_5) \end{cases}, \quad (6)$$

(6)式可以写成 $\tilde{K} \cdot \tilde{i} = \tilde{Z} \tilde{Z} \cdot \tilde{I}$, $\tilde{V} = \tilde{Z} \tilde{Z} \cdot (\tilde{I} - \tilde{i})$, 所以 $\tilde{V} = (\tilde{Z} \tilde{Z} - \tilde{Z} \tilde{Z} \cdot K^{-1} \cdot \tilde{Z} \tilde{Z}) \tilde{I}$, 求得:

$$\tilde{Z}_c = \tilde{Z} \tilde{Z} - \tilde{Z} \tilde{Z} \cdot K^{-1} \cdot \tilde{Z} \tilde{Z}. \quad (7)$$

速调管的输出功率是复数, 复功率的实部是有功功率. 复功率的表达式为

$$P = P_r + jP_i = \frac{1}{2} \tilde{V}^* \tilde{I}^* = \frac{1}{2} I^2 R + (R + jX) = \frac{1}{2} I^2 R + j \frac{1}{2} I^2 X. \quad (8)$$

输出回路的互作用阻抗(即等效间隙阻抗)定义为单位激励下, 负载上的损耗功率^[14]. 若忽略腔壁损耗, 谐振能量全部馈出. 所以五间隙耦合腔向外电路负载提供的总平均功率为

$$\bar{P}_{out} = \frac{1}{2} (I_1^* V_1) + \frac{1}{2} (I_2^* V_2) + \frac{1}{2} (I_3^* V_3)$$

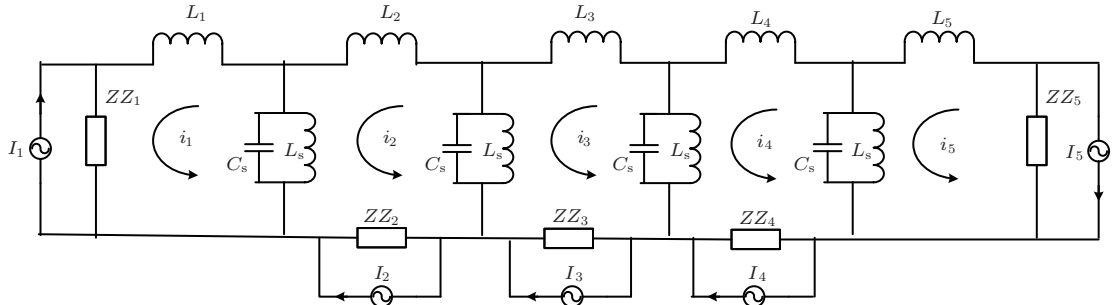


图6 五间隙耦合腔输出回路的等效电路

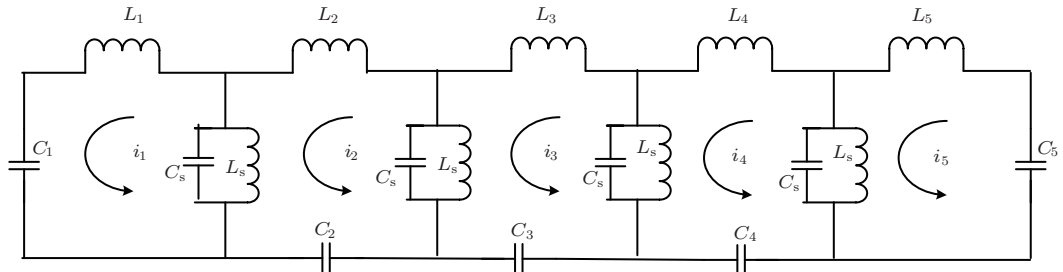


图7 五间隙耦合谐振腔的等效电路

根据(7)式可在MATLAB环境下编写程序, 计算得到不同频率点处的间隙阻抗矩阵元素 R_{ij} ($i = 1, 2, 3, 4, 5; j = 1, 2, 3, 4, 5$), 代入(11)式, 从而可求得输出回路的等效间隙阻抗, 并进一步估算输出结构的带宽. 由整管的设计要求, 选取合适的电路参数: $f_s = 94.5$ GHz, $(R/Q)_1 = 24$, $k = 0.0009$, $Q_e = 500$, 得到的间隙阻抗如图10. 由于耦合输出腔的对称结构, 计算得到的 R_{11} 和 R_{55} 重合, R_{22} 和 R_{44} 重合. 另外, 从图中可以看出, 间隙阻抗均在谐振时达到最大. 图11给出了各个模式总的等效电路阻抗实部频率特性曲线. 当其

$$+ \frac{1}{2} (I_4^* V_4) + \frac{1}{2} (I_5^* V_5), \quad (9)$$

该回路的激励为输入腔的感应电流 $I_f + I_1$. 设: $I_2 = K_1 I_f \exp(j\beta_e P)$, $I_n = K_{n-1} I_f \exp(-j(n-1)\beta_e P)$, ($n = 2, 3, 4, 5; \beta_e$ 代表电子注群聚电流的轴向传播常数, P 代表相邻间隙中心线之间的距离, K_1, K_2 为实数), 则五间隙耦合腔输出回路的等效间隙阻抗为

$$Z = 2\bar{P}_{out} / |I_f|^2. \quad (10)$$

忽略感应电流幅值的差异, 五间隙耦合腔取 2π 模腔时, 等效间隙阻抗实部 R 可分别表示为

$$R = \sum_{i=1}^5 \left(R_{ii} + \sqrt{R_{ii} R_{(i+1)(i+1)}} \right). \quad (11)$$

他电路参数不变, 改变 k 值和 Q_e 时, 比较三组情况: $k = 0.0009, Q_e = 800; k = 0.0009, Q_e = 500; k = 0.002, Q_e = 800$. 从图12可看出, k 相同的时候, 谐振频率间隔相同; 外 Q 值相同的时候, 间隙阻抗值相同; 耦合系数 k 决定了不同模式之间的频率间隔, 而外 Q 值决定了间隙阻抗频率特性曲线的形状, 即决定了带宽. 图13截取了图12中 2π 模工作的频率范围段. 通过等效电路法, 可以快速得到多间隙耦合谐振腔的间隙阻抗频率特性曲线, 在不需要粒子模拟的情况下快速计算其输出带宽.

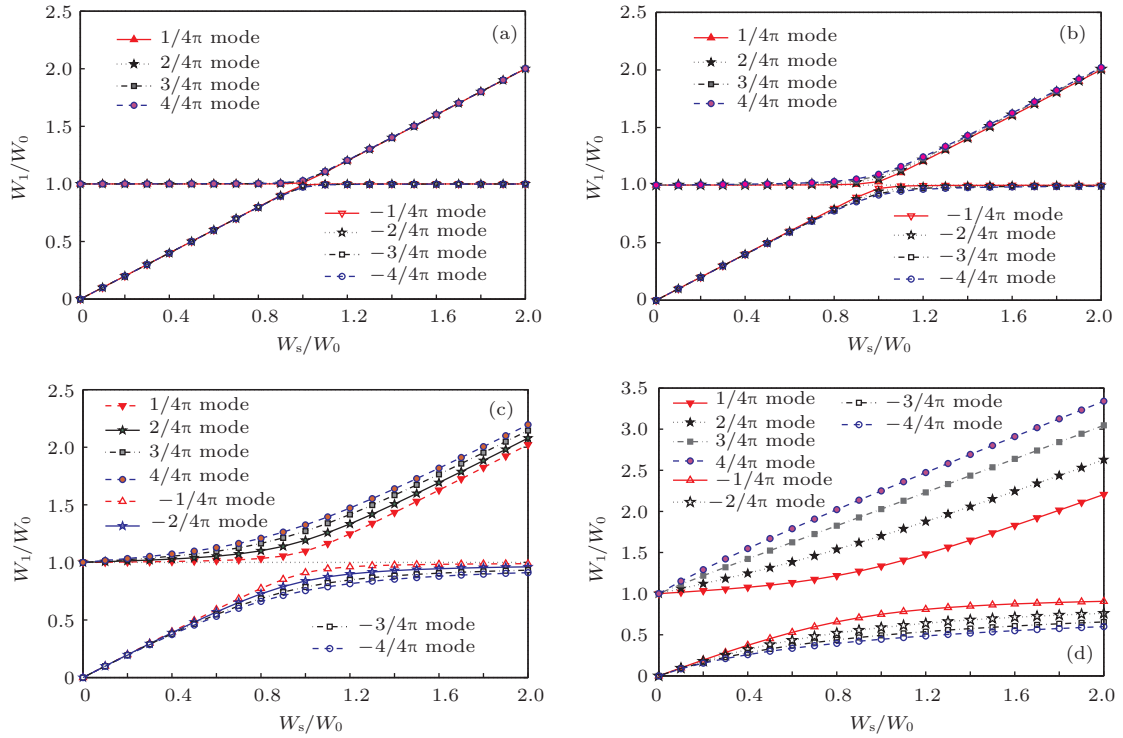


图8 不同耦合系数k值时谐振频率随耦合缝频率变化的关系 (a) $k = 0.0009$; (b) $k = 0.009$; (c) $k = 0.09$; (d) $k = 0.9$

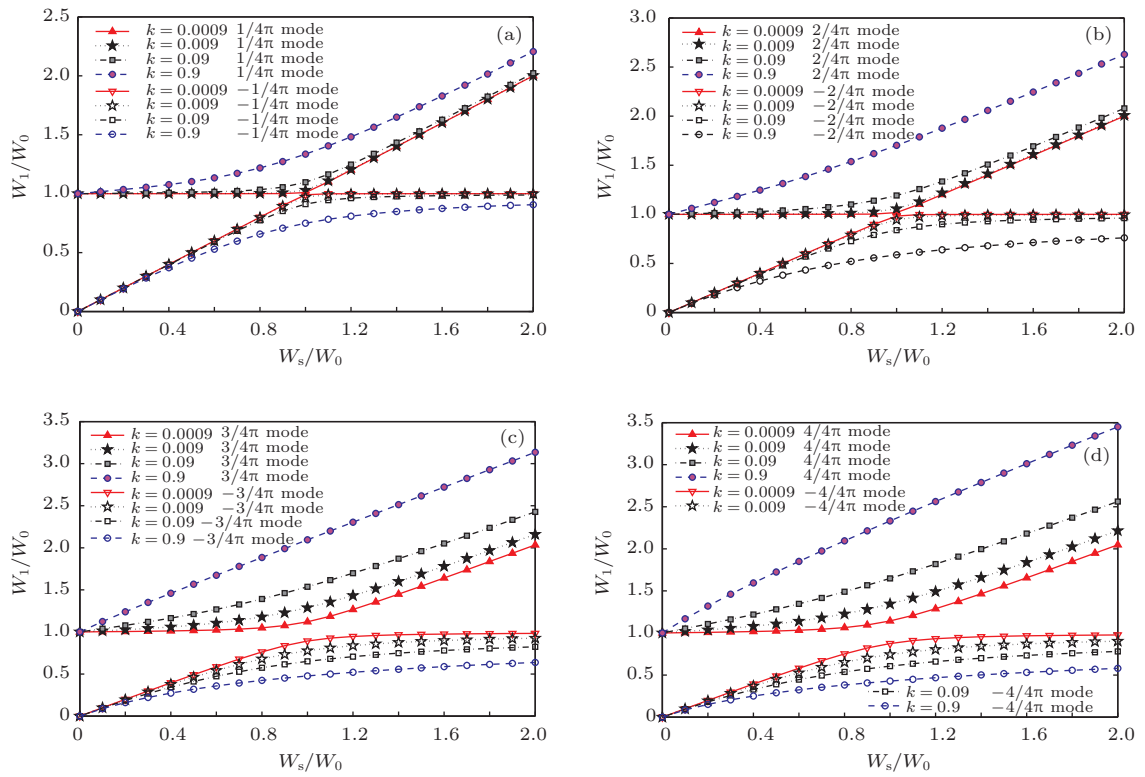


图9 不同模式谐振频率随k的变化 (a) $\pi/4$; (b) $2\pi/4$; (c) $3\pi/4$; (d) $4\pi/4$ 模

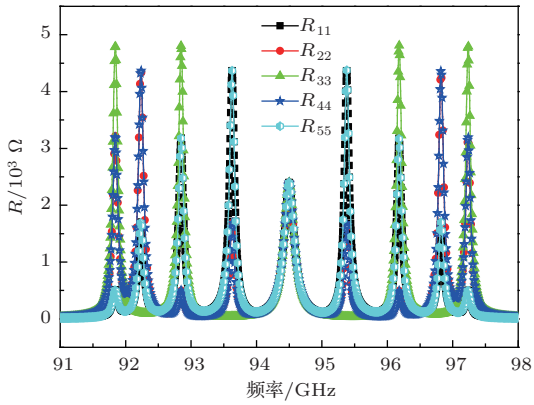


图 10 各个谐振模式下的间隙阻抗矩阵元素 R_{ii} 实部频率特性曲线

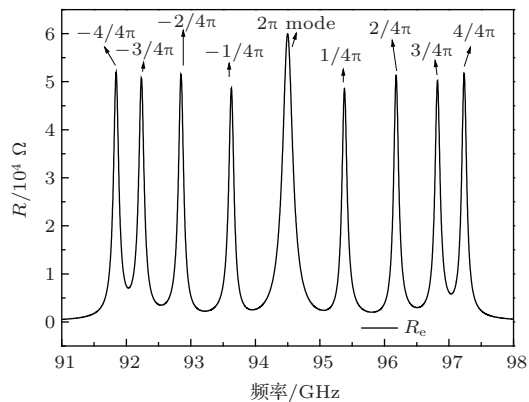


图 11 各个谐振模式下的总间隙阻抗实部频率特性曲线

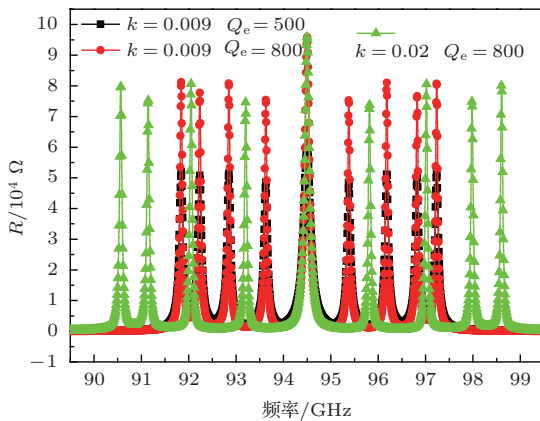


图 12 不同 k 值和 Q_e 情况下间隙阻抗实部频率特性曲线

3 PIC 粒子模拟及结果对比

根据整管设计要求(电压 75 kV, 电流 4 A, 工作中心频率 94.5 GHz, 带宽 100 MHz), 用 PIC 三维软件对输出腔进行粒子模拟仿真. 三维计算结果如图 14 所示. 图 14(a) 给出了电场在 xy 截面的分布, 可以看出, 这是一个 TM_{11} 模分布, 另外耦合口是通过磁耦合的方式把能量传递到输出波导;

图 14(b) 给出了电场在 xz 截面的分布, 可以看出, 沿轴向方向, 输出腔工作在 2π 模; 从图 14(c) 可以看出, 粒子在经过输出腔时发生了群聚; 在这个过程中, 电子轴向能量的变化如图 14(d) 所示, 电子注在通过输出腔时, 将直流能量转化成了高频能量. 为了更好地验证等效电路法, 本文用三维粒子模拟软件计算了在不同 Q 值下的腔体的输出功率与频率的关系, 如图 15 和 16 所示. 结合表 1 的数据可以看出, 用等效电路法估算输出腔的带宽与实际三维 PIC 热测模拟基本一致, 验证了该等效电路法有效性和准确性.

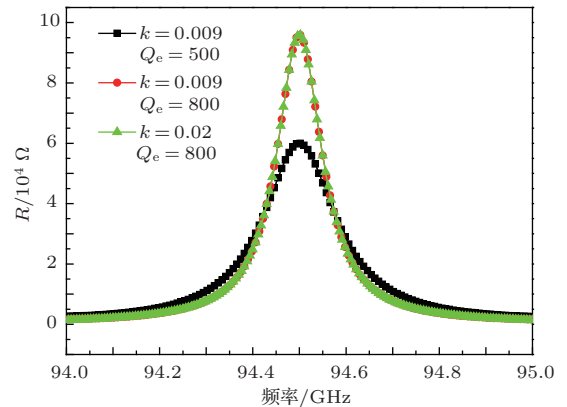


图 13 不同 k 值和 Q_e 情况下 2π 模的间隙阻抗实部频率特性曲线

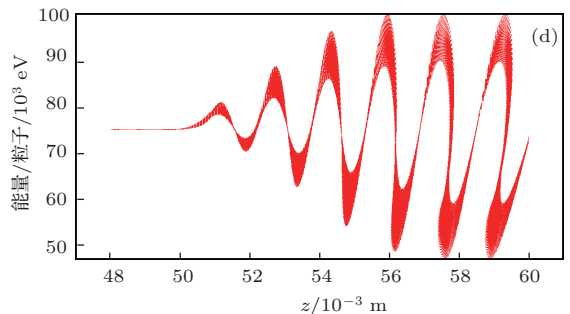
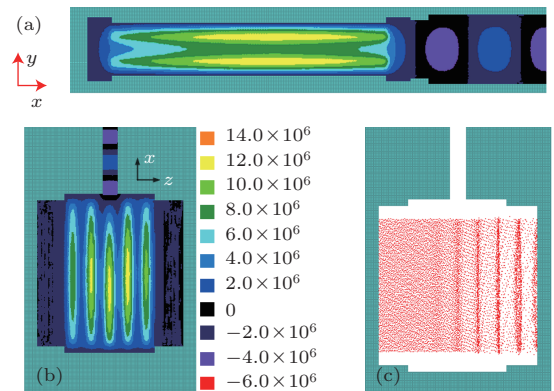


图 14 PIC 三维仿真结果 (a) E_z 沿 xy 截面场型图; (b) E_z 沿 xz 截面场型图; (c) 粒子群聚图; (d) 能量图

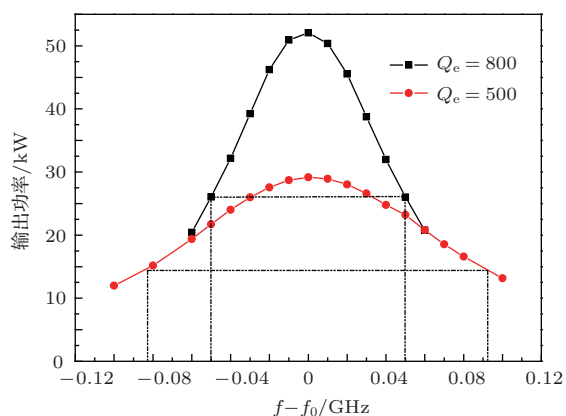


图 15 PIC 三维仿真计算模拟得到的能量带宽

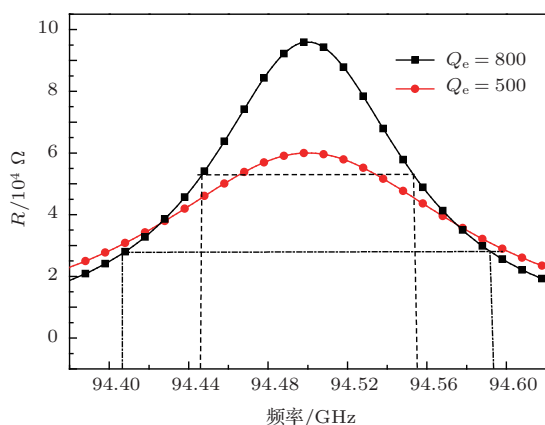


图 16 等效电路法得到间隙阻抗频率特性曲线

表 1 不同 Q 值下带宽比较

| 结果对比 | 等效电路法 | | PIC 粒子模拟 | |
|--------------|-------|-----|----------|-----|
| Q_e/Ω | 500 | 800 | 500 | 800 |
| 带宽/MHz | 180 | 118 | 170 | 100 |

4 结 论

本文通过分析SBEIK五间隙耦合腔输出回路中各部分的电磁场分布和特性,确定了其等效电路,并对其进行分析、编程、计算,得到了五间隙耦合腔模式的谐振频率及间隙阻抗矩阵,进一步推导了可以表征SBEIK五间隙耦合腔输出回路带宽的相互作用阻抗.本文还分析研究了耦合系数 k 以及 Q_e 对于多间隙腔模式频率间隔及带宽的影响.通过间隙阻抗频率特性曲线,估计了输出腔的带宽.同时,通过PIC三维粒子模拟,计算了在不同 Q 值下得到的输出带宽.三维粒子模拟计算结果与等效电路法计算得到的输出带宽基本一致,验证了该等效电路法的可行性与有效性.基于Magic等PIC三维粒子软件计算速度慢,且依赖于计算机的性能,

往往使设计周期较长,而该等效电路法可以在进行热测模拟之前对带宽进行一个快速且较为准确的估算,大大提高了设计效率.以往的等效电路方面的研究工作都是基于圆形电子注谐振腔,并且受限于双间隙或者三间隙腔的研究,本文是首次对于带状注EIK五间隙耦合腔进行研究分析,并且用热测计算验证了方法的有效性.带状注EIK多间隙耦合输出腔的等效电路法的提出具有重要意义,它可以快速准确地估算带宽,为带状注EIK的整管设计提供了良好的基础.另外,由于多间隙耦合腔自身的缺陷主要体现在模式较多,稳定性不高,究其原因主要在于负的电子束流负载阻抗和高次模式可能引起振荡.进一步的工作是开展带状注EIK整管的模拟计算,研究工作模式的稳定性、非工作模式的影响和抑制方法.

参考文献

- [1] Zhang X F, Ruan C J, Luo J R, Ruan W, Zhao D 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 068402 (in Chinese)[张小锋, 阮存军, 罗积润, 阮望, 赵鼎 2011 物理学报 **60** 068402]
- [2] Ruan C J, Wang S Z, Han Y, Li Q S 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 084105 (in Chinese)[阮存军, 王树忠, 韩莹, 李庆生 2011 物理学报 **60** 084105]
- [3] Zhang K C, Wu Z H, Liu S G 2008 *Chin. Phys. B* **17** 3402
- [4] Shin Y M, Barnett L R, Luhmann N C 2009 *IEEE Trans. Electron Dev.* **56** 3196
- [5] Shin Y M, Wang J X, Barnett L R, Luhmann N C 2011 *IEEE Trans. Electron Dev.* **58** 251
- [6] Nguyen K T, Pershing D, Wright E L, Pasour J, Calame J, Ludeking L, Rodgers J, Petillo J 2007 *Proceedings of IEEE International Vacuum Electronics Conference Kitakyushu, Japan, May 15-17, 2007* p1
- [7] Nguyen K T, Pasour J, Wright E L, Pershing D, Levush B 2009 *Proceedings of IEEE International Vacuum Electronics Conference Rome, Italy, April 28-30, 2009* p298
- [8] Pasour J, Nguyen K T, Wright E L, Balkcum A, Atkinson J, Cusick M, Levush B 2011 *IEEE Trans. Electron Dev.* **58** 1791
- [9] Pasour J, Wright E, Nguyen K, Balkcum A, Pershing D, Levush B 2013 *Proceedings of IEEE International Vacuum Electronics Conference Paris, France, May 21-23, 2013* p1
- [10] Wang S Z, Ma J, Wang Y, Quan Y M 2010 *J. Infrared Millim. Waves* **29** 105 (in Chinese)[王树忠, 马菁, 王勇, 全亚民 2010 红外与毫米波学报 **29** 105]
- [11] Zhong Y, Ding H B, Wang S Z, Ruan C J, Liang Y, Liu W X 2011 *High Power Laser and Particle Beams* **23** 3055 (in Chinese)[钟勇, 丁海兵, 王树忠, 阮存军, 梁源, 刘文鑫 2011 强激光与粒子束 **23** 3055]

- [12] Chen S Y, Ruan C J, Ruan W, Wang Y, Zhang X F 2012 *J. Infrared Millim. Waves* **31** 360 (in Chinese) [陈姝媛, 阮存军, 阮望, 王勇, 张小峰 2012 红外与毫米波学报 **31** 360]
- [13] Ding Y G, Lu X H 1982 *J. Electron.* **4** 174 (in Chinese)

- [丁耀根, 陆校厚 1982 电子学通信 **4** 174]
- [14] Lin F M, Ding Y G, Zhang Z Q, Huang Y P 2004 *J. Electron. Inform. Technol.* **26** 1480 (in Chinese) [林福民, 丁耀根, 张志强, 黄云平 2004 电子与信息学报 **26** 1480]

Research on equivalent circuit of multi-gap output cavity for sheet beam extended-interaction klystron*

Chen Shu-Yuan¹⁾²⁾ Ruan Cun-Jun^{1)†} Wang Yong¹⁾

1) (Key Laboratory of High Power Microwave Sources and Technology, Institute of Electronics Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

2) (University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

(Received 3 September 2013; revised manuscript received 16 October 2013)

Abstract

Sheet beam extended interaction klystron, which has both the advantages of sheet beam klystron and extended-interaction klystron (EIK), has become a key technique for developing high power microwave and millimeter-wave vacuum electron devices. An equivalent circuit of the five-gap output cavity for sheet beam EIK is proposed in this paper. The mode, resonant frequency, and the cavity impedance can be calculated by using the method of equivalent circuit efficiently. The bandwidth could be estimated by the curve of cavity impedance versus frequency. The influences of coupling coefficient (k) and external Q (Q_e) on mode frequency interval and bandwidth are discussed. In order to test and verify the method of equivalent circuit, the 3D-PIC simulation of output cavity is conducted. The bandwidths under different values of external Q are calculated in two ways. The results accord well with each other. It is confirmed that the method of equivalent circuit for sheet beam EIK is accurate and credible. This is useful for the design of the whole tube.

Keywords: sheet beam klystron, equivalent circuit, multi-gap output cavity, extended interaction

PACS: 84.40.Fe, 84.40.Dc, 29.27.Ac, 52.35.Mw

DOI: 10.7498/aps.63.028402

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61222110, 60971073, 61172015).

† Corresponding author. E-mail: ruancunjun@tsinghua.org.cn