

射频激励快轴流 CO₂ 激光器串行电极 系统的研究

王兆申 苏小宝 王 坚

(中国科学院等离子体物理所, 合肥 230031)

提要 本文探讨了射频(RF)激励快轴流 CO₂ 激光器单源多极激励的串行系统, 给出了系统的均压设计方法和系统频率负载特性。

关键词 射频, 快轴流, CO₂

Study of serial electrode system for RF CO₂ lasers

Wang Zhaoshen, Su Xiaobao, Wang Jian

(Institute of Plasma Physics, Academia Sinica, Hefei 230031)

Abstract A serial electrode system is proposed for radio frequency (RF) excited fast axial flow CO₂ lasers. The way to get uniform RF voltage along the electrode is analysed. The design procedure and its frequency loading characteristics are given.

Key words RF, fast axial flow, CO₂

1 引 言

大功率 RF 激励快轴流 CO₂ 激光器的 RF 激励是采用分段的电极和光管, 其馈电方式关系到激励的均匀性、RF 匹配调试的难易以及 RF 传输的效率, 是一个十分关键的问题。国外新近发展的这类激光器, 各段配备各自的激励源, 使调整激励十分方便, 但 RF 系统相当复杂。采用一个 RF 源激励多段光管的并行馈电方式, 我们正在实验之中。单源多段激励的另一个基本馈电方式是串行馈电, 即将各段电极串行联接。这时电极和受激等离子体可看成一有耗平行双线传输线。一般情况下线上电压分布是很不均匀的, 若在线上某点并接一电抗, 可人为改变该点至馈源间的电压分布, 因而沿线合理布置电抗有可能调整线上电压分布, 获得均匀激励。

本文探讨了这一原理的可行性, 给出均压计算方法和均压系统的负载频率特性, 为 RF 激励的串行或串并混合馈电提供了设计依据。

2 传输线上电压分布和等价传输线

2.1 传输线上电压分布

根据有耗传输线理论,线上电压分布为

$$\dot{U}_1(z) = \dot{U}_2 \frac{e^{\gamma z} + e^{-\gamma z}}{2} + \dot{I}_2 Z_0 \frac{e^{\gamma z} - e^{-\gamma z}}{2} \quad (1)$$

式中, \dot{U}_2, \dot{I}_2 是线上任一参考点的电压、电流,称该点为 2 端,令其坐标 $Z = 0$; \dot{U}_1 是 2 端与激励源之间距 2 端为 Z 的电压,称该点为 1 端, $Z > 0$; Z_0 是传输线特性阻抗; $\gamma = \alpha + i\beta$ 是传播常数, α 是衰减常数, β 是相位常数。

此外,

$$\dot{I}_2 = \dot{U}_2 \tilde{Y}_2 = \dot{U}_2 \tilde{Y}_2 / Z_0 \quad (2)$$

其中, \tilde{Y}_2 是端口 2 的归一化导纳,

$$\tilde{Y}_2 = \tilde{Y}_{2r} + i\tilde{Y}_{2i} \quad (3)$$

其中, \tilde{Y}_{2r} 为归一化电导, \tilde{Y}_{2i} 为归一化电纳。将(2)式代入(1)式,得

$$\dot{U}_1(z) = \dot{U}_2 \left[\frac{e^{\gamma z} + e^{-\gamma z}}{2} + \tilde{Y}_2 \frac{e^{\gamma z} - e^{-\gamma z}}{2} \right] \quad (1')$$

将(3)式代入(1)'式,得

$$M = A_1(\tilde{Y}_{2r}^2 + \tilde{Y}_{2i}^2) + B_1\tilde{Y}_{2r} + B_2\tilde{Y}_{2i} + C \quad (4)$$

式中,

$$A_1 = (e^{2\alpha z} + e^{-2\alpha z} - 2\cos 2\beta z) / 4$$

$$B_1 = (e^{2\alpha z} - e^{-2\alpha z}) / 2$$

$$B_2 = \sin 2\beta z$$

$$C = (e^{2\alpha z} + e^{-2\alpha z} + 2\cos 2\beta z) / 4$$

$$M = |\dot{U}_1 / \dot{U}_2|^2$$

M 是 1 端电压与 2 端电压比值模的平方,用来计量线上电压的不均匀性。

2.2 等价有耗传输线

在 RF 电场下,激光器放电管中的放电等离子体可视为电极间的漏电介质,整个串行电极与放电管组成的系统可以等价为一有耗平行双线传输线。

电极间放电等离子体等价电阻^[1]近似为

$$R_g = \frac{mv_0 d}{L_0 W N_e e^2} \quad (5)$$

m 是电子质量, v_0 是电子碰撞频率, d 是电极间距, W 是电极宽度, L_0 是电极长度, N_e 是电子密度。

由(5)式可算出单位长度上放电等离子体的等效电导

$$G_0 = \frac{1}{R_g L_0} = \frac{W N_e e^2}{m v_0 d} \quad (5')$$

若不计放电管管壁的分布电容效应,则等效有耗传输线的衰减常数^[2]为

$$\alpha = \frac{G_0 Z_0}{2} = \frac{W N_e e^2 Z_0}{2 m v_0 d} \quad (6)$$

以我们正在研制的 1 kW RF CO₂ 激光器为例, $L_0 = 500$ mm; $W = d = 20$ mm; $m = 9.11 \times 10^{-31}$ kg; $Z_0 = 300 \Omega$, 当激励功率为 10 kW, 气压为 10000 Pa 时, $N_e \approx 9.18 \times 10^{13}$ cm⁻³, $v_0 \approx 1.2 \times 10^{11}$ s⁻¹ 时, 则 $G_0 \approx 5.47 \times 10^{-3}$ m⁻¹Ω⁻¹, $\alpha \approx 0.81$ m⁻¹。

3 电抗法调节电压分布原理

式(4)表明对给定的传输损耗, 激励源与任一参考端 2 之间线上电压分布完全由 2 端导纳值确定。图 1 中曲线 a 表示当传输损耗 $\alpha = 0.9$ m⁻¹, $\tilde{Y}_{2r} = \tilde{Y}_{2i} = 0$ 时线上电压分布。若在线上任一点 $Z = Z'$ 处并接一电抗, 则 Z' 与激励源之间的电压分布由 Z' 处导纳唯一确定。改变 Z' 处的电纳值, 电压分布亦随之改变。图 1 曲线 a' 表示在 $Z' = 30$ cm 处并接 $\Delta\tilde{Y}_1 = 0.2$ 电抗后线上电压的分布情况。

4 均压设计方法

利用以上并接电抗调节线上电压分布的原理提出了改善电压分布均匀性的设计方法。将电极分为 N 小段, 每小段长度为 Z_n ($n = 1, 2, \dots, N$), 终端电纳为 \tilde{Y}_0 , 如图 2 所示。合理选择 Z_n 和第 n 小段终端并接的导纳 $\Delta\tilde{Y}_n$, 以使电极上的 RF 电压不均匀度在给定的范围内。对给定的不均匀度, 本方法将给出电极允许的最大长度 L_0 , 最小的并接电抗段数 N 以及相应的 Z_n, \tilde{Y}_n 值。以下将第 n 小段终端导纳值表示为: $\tilde{Y}_{2(n)} = \tilde{Y}_{2r(n)} + i\tilde{Y}_{2i(n)}$; 输入导纳值表示为: $\tilde{Y}_{1(n)} = \tilde{Y}_{1r(n)} + i\tilde{Y}_{1i(n)}$; 1、2 端电压分别为 $\dot{U}_{1(n)}, \dot{U}_{2(n)}$ 。

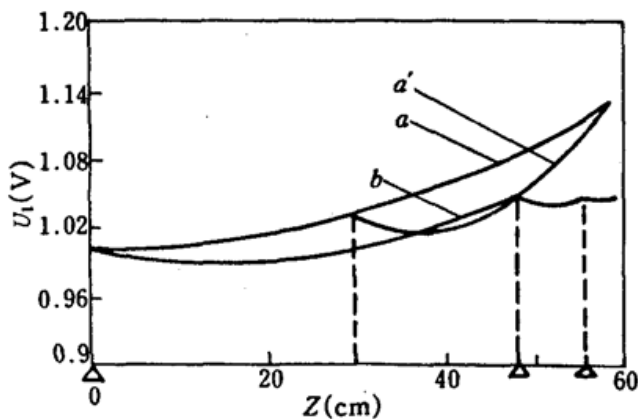


Fig. 1 Distribution of voltage along the transmission line

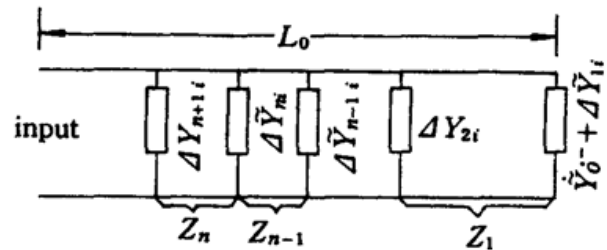


Fig. 2 Schematic diagram of voltage distribution adjusted by impedance

4.1 第 n 小段终端导纳 $Y_{2(n)}$ 的范围

假定

$$M_2 < M = \left| \frac{\dot{U}_{1(n)}}{\dot{U}_{2(n)}} \right|^2 < M_1 \quad (7)$$

将(4)式代入(7)式求解, 可得 $Y_{2r(n)}, Y_{2i(n)}$ 与 M_1, M_2, Z_n 之间的关系

(1) 当

$$\left. \begin{aligned} 0 < \tilde{Y}_{2r(n)} < \frac{-B_1 + \sqrt{L_{11}}}{2A_1} \quad \text{时} \\ \frac{B_2 + \sqrt{L_{22}}}{2A_1} < \tilde{Y}_{2i(n)} < \frac{B_2 + \sqrt{L_2}}{2A_1} \\ \text{或} \quad \frac{B_2 - \sqrt{L_2}}{2A_1} < \tilde{Y}_{2i(n)} < \frac{B_2 - \sqrt{L_{22}}}{2A_1} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

(2) 当

$$\left. \begin{aligned} \frac{-B_1 + \sqrt{L_{11}}}{2A_1} < \tilde{Y}_{2r(n)} < \frac{-B_1 + \sqrt{L_1}}{2A_1} \quad \text{时} \\ \frac{B_2 - \sqrt{L_2}}{2A_1} < Y_{2i(n)} < \frac{B_2 + \sqrt{L_2}}{2A_1} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中,

$$L_1 = B_1^2 + B_2^2 - 4A_1(C - M_1)$$

$$L_2 = B_2^2 - 4A_1[A_1\tilde{Y}_{2r(n)}^2 + B_1\tilde{Y}_{2r(n)} + C - M_1]$$

$$L_{11} = B_1^2 + B_2^2 - 4A_1(C - M_2)$$

$$L_{22} = B_2^2 - 4A_1[A_1\tilde{Y}_{2r(n)}^2 + B_1\tilde{Y}_{2r(n)} + C - M_2]$$

讨论:

4.1.1 给定 Z_n, α, M 值的范围, 根据(8)式、(9)式可得第 n 小段终端电导 $\tilde{Y}_{2r(n)}$ 和电纳 $\tilde{Y}_{2i(n)}$ 的允许范围。

4.1.2 给定 α, M 值范围, Z_n 值越小, 则允许的 2 端电导值 $\tilde{Y}_{2r(n)}$ 范围就越大。

4.2 第 n 小段终端电纳 $\tilde{Y}_{2i(n)}$ 的选取

给定 Z_n, α, M 范围, 若第 n 小段终端电导值在允许范围内, 根据(8), (9)式, 其终端电纳 $\tilde{Y}_{2i(n)}$ 仍有一个范围。数值计算表明: $\tilde{Y}_{1r(n)}$ 总是随着 Z_n 的增加而增大。由于第 n 小段的输入端电导, 就是第 $(n+1)$ 小段的终端电导, 当 $\tilde{Y}_{1r(n)}$ 增大到超出(8)式或(9)式对应的允许范围时, 并接电抗法失效。合理选择 $\tilde{Y}_{2i(n)}$ 值, 可使 $\tilde{Y}_{1r(n)}$ 增大速率最小。

由导纳方程^[3]

$$\tilde{Y}_{1(n)} = \frac{\tilde{Y}_{2(n)} + th\gamma Z_n}{1 + \tilde{Y}_{2(n)}th\gamma Z_n} \quad (10)$$

简化(10)式, 得 $\tilde{Y}_{1(n)}$ 的实部

$$\tilde{Y}_{1r(n)} = \frac{(B_1/2)(\tilde{Y}_{1r(n)}^2 + \tilde{Y}_{2i(n)}^2 + 1) + B_3\tilde{Y}_{2r(n)}}{A_1(\tilde{Y}_{2r(n)}^2 + \tilde{Y}_{2i(n)}^2) + B_1\tilde{Y}_{2r(n)} - B_2\tilde{Y}_{2i(n)} + C} \quad (11)$$

式中,

$$B_3 = (e^{2\alpha Z_n} + e^{-2\alpha Z_n})/2$$

系数 A_1, B_1, B_2 同上。

通过(11)式可确定在 $\tilde{Y}_{2i(n)}$ 范围内 $\tilde{Y}_{1r(n)}$ 取最小值时的 $\tilde{Y}_{2i(n)}$ 值, 从而可求得在第 n 小段的终端所需并接的电纳值

$$\Delta\tilde{Y}_{ni} = \tilde{Y}_{2i(n)} - \tilde{Y}_{1i(n-1)} \quad (12)$$

其中 $\tilde{Y}_{1i(n-1)}$ 是第 $(n-1)$ 小段输入端电纳, 它恰好是第 n 小段终端固有电纳值。

4.3 电路计算

上述分析是针对电极上第 n 小段而言, 可将该小段的 $|U_{1(n)}/U_{2(n)}|^2$ 限制在给定的范围内。为了达到整个电极上电压分布均匀度的要求, 除合理选择 Z_n 和 ΔY_{ni} 外, 还要求电极 Z_n 上任一点

电压与第 1 小段终端电压 $U_{2(1)} \equiv U_0$ 之比的平方亦在 M_1 与 M_2 之间。

电极系统的电路设计是根据上述原理,借助计算机完成的。输入系统的损耗(即衰减常数) α ,工作频率 F, M 的范围 $M_1, M_2 (M_1 > M_2)$,适当的 Z_n 初始值和第 1 小段终端归一化导纳 $\tilde{Y}_{2(1)} \equiv \tilde{Y}_0$,终端归一化电压 $U_{2(1)} = U_0 = 1$,计算机则给出优化后的 Z_n 值和对应的并联电纳值 $\Delta \tilde{Y}_{ni}$,并给出最大电极长度 $L_0 = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_n$ 及沿电极上的电压分布。

4.4 计算例子

为了衡量整个电极上电压起伏度,我们定义电压波纹系数 $D_V = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{\bar{V}} \times 100\%$ 。

图 3 是 RF CO₂ 激光器电极示意图,假定衰减常数 $\alpha = 0.9 \text{ m}^{-1}$, $F = 13.56 \text{ MHz}$, M 值的上限为 1.1,下限为 0.95,输入适当 Z_n 值 60 cm, Z_n 的步长取 1 cm, Z_n 允许的最小值为 3 cm,终端归一化导纳 $\tilde{Y}_0 = 0$,终端电压 $U_0 = 1 \text{ V}$,计算机给出结果为 $n = 3$ ($Z = 0 \text{ cm}, \tilde{Y}_{1i} = 0.49$; $Z = 4.8 \text{ cm}, \Delta \tilde{Y}_{2i} = 2.69$; $Z = 56 \text{ cm}, \Delta \tilde{Y}_{3i} = 3.35$),最大电极长度 $L_0 = 59 \text{ cm}$, $D_V = 5.89\%$,电压分布如图 1 曲线 b 所示。图中曲线 a 对应 $\alpha = 0.9 \text{ m}^{-1}, \tilde{Y}_0 = 0, F = 13.56 \text{ MHz}$,不并接任何电抗元件时的沿线电压分布, $D_V = 12.4\%$ 。

若 Z_n 选择不当,比如 Z_n 都取相同值,则在同样的电压均匀度要求下,最大电极长度 L_0 减小,计算机结果见下表 1。

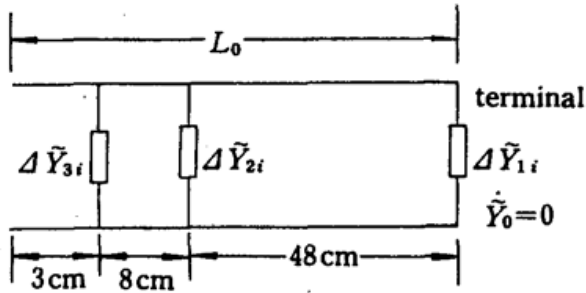


Fig. 3 Schematic diagram of electrodes for RF excited CO₂ lasers

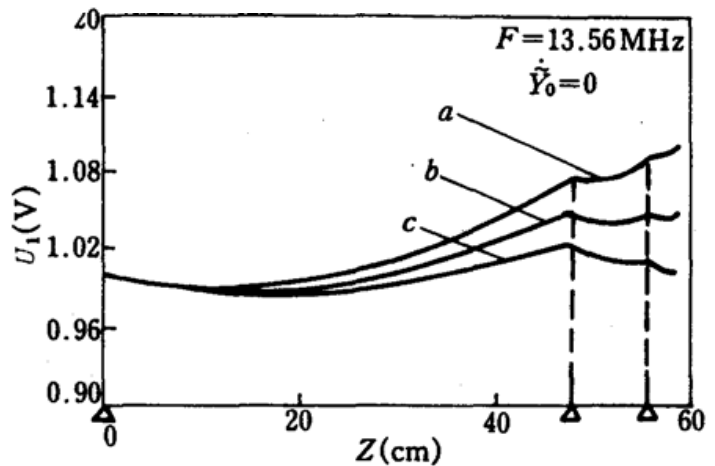


Fig. 4 Loading characteristic curves of the system
 a - $\alpha = 0.81 \text{ m}^{-1}, D_V = 3.284\%$; b - $\alpha = 0.9 \text{ m}^{-1}, D_V = 5.8\%$; c - $\alpha = 1.1 \text{ m}^{-1}, D_V = 10.3\%$. The impedance values connected parallelly at “ Δ ” is the same as those in Fig. 1

Table 1 Maximum electrode length L_0 for different Z_n at the same voltage homogeneity

Z_n (cm)	20	15	10	6
L_0 (cm)	40	45	50	54
N	2	3	5	9

本例表明,一个长度为 60 cm 的电极只要并接三个数百 pF 的电容器即可达到 15.8% 的电压波纹度,这在工程上是可行的。

5 系统的负载特性和频率特性

激光器激励功率改变将导致等价衰减常数 α 变化。图 4 给出了电极系统电压分布与 α 值的关系, 结果表明, α 的变化对电压分布的影响是可以接受的, 分布形状是稳定的。

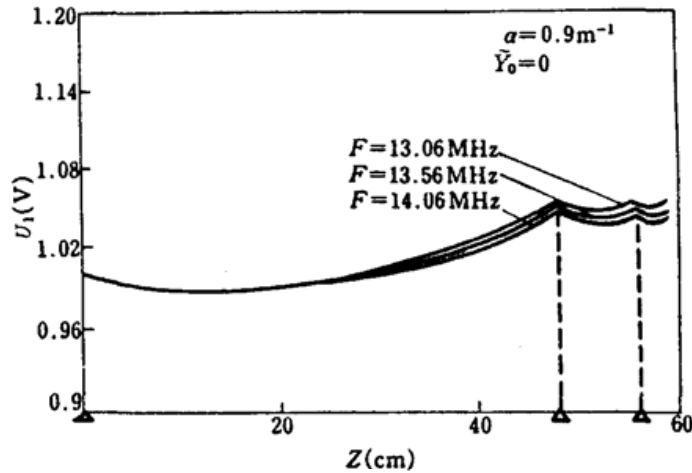


Fig. 5 Frequency characteristics of system

图 5 给出了系统的频率特性, 当工作频率由 13.6 MHz 变为 14.06 MHz, 系统的电压分布改变很小, 电压分布具有很好的频率稳定性。

参 考 文 献

- 1 G. A. Griffith, Transverse RF plasma discharge characterization for CO₂ waveguide laser, *SPIE*, 227, CO₂ Laser Device and Application (1980)
- 2 吴明英, 毛秀华, 微波技术, 1989, 26
- 3 吴明英, 毛秀华, 微波技术, 1989, 24