

# 声光锁模器件的最佳电学匹配

夏顺宝 吕福云 关信安

(南开大学现代光学研究室)

**提要:** 第一,介绍了 LC 匹配网络的设计及调试方法,可使换能器所吸收的振荡器输出的功率达到 95% 以上。用 0.5 瓦的射频功率驱动铌酸锂-重火石玻璃声光锁模器,零级光(6328 Å)的调制度达 92%。

第二,介绍一种在 54.3~54.7 兆赫范围内连续可调,稳定度为  $(1\sim 2)\times 10^{-6}$  的振荡器电路及其调试方法。

## Optimum electrical match of an acousto-optic mode-locker

Xia Shunbao Lü Fuyun Guan Xinan

(Modern Optics Laboratory, Nankai University)

**Abstract:** In the first part of this paper, the design and adjusting method for LC impedance matching network are presented. By this method, the power absorbed by the transducer from an oscillator can exceed 95%. In the optimum matching state, the modulation depth of zero order light can be up to 92% when  $\text{LiNbO}_3$ -dense flint acousto-optic modulator is driven by 0.5 W RF power.

In the second part, an oscillator circuit and its adjusting method are presented. Its frequency is continuously tunable over a range of 54.3~54.7 MHz and its stability is about  $(1\sim 2)\times 10^{-6}$ .

### 一、匹配网络的设计与调试

#### 1. 匹配网络的设计

声光锁模器件的换能器可等效为图 1a, 其中  $C_0$  和  $R_0$  可用阻抗计或 Q 表粗略测出, 也可按有关公式估算出来<sup>[1]</sup>。 $\dot{Z}_{AB}$  可用 (1) 式表示:

$$\dot{Z}_{AB} = \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} - j \frac{\omega C_0 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \quad (1)$$

为了讨论方便, 将图 1a 变换为图 1b, 即:

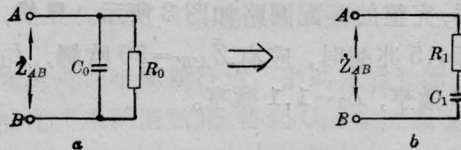


图 1

$$\dot{Z}_{AB} = R_1 - j \frac{1}{\omega C_1} \quad (2)$$

比较 (1)、(2) 两式, 变换后的电路参数  $R_1$  和  $C_1$  分别为:

$$R_1 = \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2}, \quad C_1 = \frac{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2}{\omega^2 C_0 R_0^2} \quad (3)$$

收稿日期: 1980 年 12 月 29 日。

如果讯号源输出阻抗  $R_s = 50$  欧姆, 那么阻抗匹配的目的是: ① 使  $R_1 = R_s = 50$  欧姆; ② 设法抵消  $C_1$  的影响。通常只有接入匹配网路才能达到这些目的。

对我们的石英—重火石玻璃器件,  $C_0 \sim 300$  微微法,  $R_0 \sim 3$  千欧, 工作频率为  $f = 54.5$  兆赫。令  $R_1 = 50$  欧姆, 按 (3) 式算出  $C'_0 \sim 7.5$  微微法, 然而实际的  $C_0 = 300$  微微法  $\gg 7.5$  微微法, 这就需要在图 1aA、B 两端并联电感  $L_1$  来补偿, 使  $C_0$  变为  $C'_0 \sim 7.5$  微微法, 如图 2(a)。根据 (4) 式可计算出  $L_1 \sim 0.03$  微亨。这时, 图 2(a) 等效成图 2(b), 应注意其中的  $C'_0 = 7.5$  微微法。

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_0 - C'_0)}} \quad (4)$$

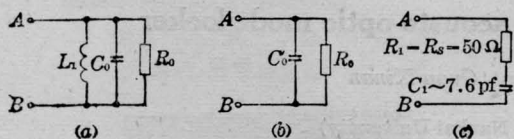


图 2

进一步把图 2(b) 变为图 2(c), 其中  $R_1 = R_s = 50$  欧姆,  $C_1$  可将  $C_0 = 7.5$  微微法代入 (3) 式求出, 得  $C_1 \sim 7.6$  微微法。这样第一个目的  $R_1 = R_s = 50$  欧姆达到了。然后, 为了抵消  $C_1$  的影响, 可在信号源与器件之间串联电感  $L_2$ , 使  $L_2 C_1$  串联谐振于  $f = 54.5$  兆赫,  $L_2$  亦可按 (4) 式求出, 得  $L_2 \sim 1.1$  微亨。这样, 完整的匹配网路如图 3 所示。显然, 当  $f = 54.5$  兆赫时, 应有  $Z_{A'B'} = 50$  欧姆,  $L_1 = 0.03$  微亨,  $L_2 = 1.1$  微亨。

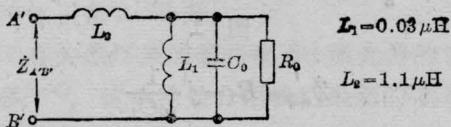


图 3

## 2. 匹配网路的粗调

因  $R_0$ 、 $C_0$  系粗测值或估算值, 器件又工作在射频范围, 分布参量影响大但又难以计

算在内, 所以, 前面算出的  $L_1$  和  $L_2$  只是个粗略值, 需进一步通过调整来确定。把 BT-10 型扫频仪的扫频输出分两路, 一路接一段阻抗为 50 欧姆的电缆, 其长度  $L$  大于 10 个工作波长 ( $f = 54.5$  兆赫时, 大于 54 米), 另一路接扫频仪输入, 如图 4。当电缆终端开路, 所有扫频讯号均产生全反射而形成驻波, 在荧光屏上看到如图 5(a) 的波形, 有一系列的峰点与谷点, 峰点对应满足  $f = m \frac{C}{2L}$  的那些频率, 而谷点对应于  $f = (2m+1) \frac{C}{4L}$  的那些频率, 峰之间的频差为  $\frac{C}{2L} \sim 2$  兆赫, 然后, 使电缆终端接上安装了匹配网路的器件, 得到图 5(b) 所示的波形。在 54.5 兆赫附近, 原来的峰、谷消失了, 几乎成了一条水平线 (不

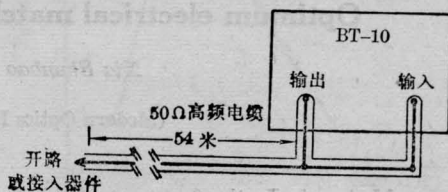


图 4

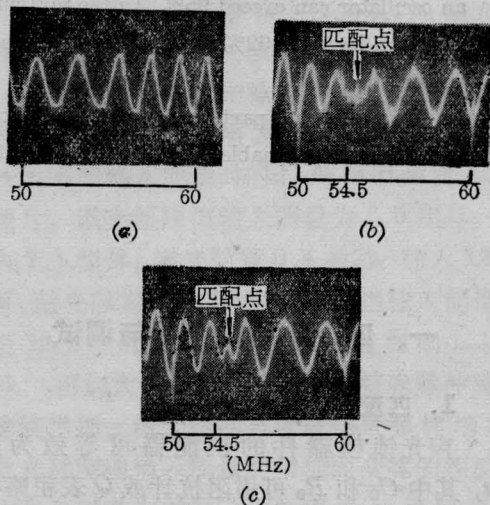


图 5

(a) 电缆终端开路; (b) 石英—重火石玻璃器件接入电缆终端 (在 53.5~55.5 兆赫范围内, 驻波消失, 达到良好的电匹配); (c) 铌酸锂—重火石玻璃器件接入电缆终端 (在 54~55 兆赫范围内, 驻波大大减小, 实现了较好的电匹配)

计其细节),这是因为接入匹配网络后,声光锁模器件在这个频率范围内呈现的阻抗为50欧姆,电缆终端不再是开路,大体上得到了匹配,反复调节 $L_1$ 和 $L_2$ ,使平坦部分覆盖范围尽可能宽(但一定要包括工作频率在内),里面的起伏尽可能小,这样就认为基本上把匹配网络调试好了。

### 3. 吸收系数的测定

由于扫频仪给出的功率不大,因此上述调整方法与实际工作状态还有差别,应该把初步调好的器件按图6连接,按其实际运转状态再仔细调节 $L_1$ 和 $L_2$ ,使器件的吸收功率达到最大。其中HXD-7是一个中功率环行器,其工作频率为 $(55 \pm 5)$ 兆赫,1、2、3端的阻抗均为50欧姆。它在功率源与负载之间起隔离作用,即当功率一旦馈入输入端1,即使输出端2匹配不当,也不反射到1端,而反射到3端。当2端全开路时( $K$ 打开),发生全反射,高频功率发生器输出的功率全部经3端馈入GZ2中功率计,这时它的读数就是输出功率 $W$ ;当2端的阻抗为50欧姆时,功率全部被负载吸收,这样没有功率反射到3端,故GZ2指示为0;当2端既非开路又非50欧姆时,GZ2的读数 $W'$ 表示反射功率的大小,因而 $\frac{W-W'}{W}$ 便是器件在实际工作状态下吸收功率的百分数。仔细调节 $L_1$ 和 $L_2$ ,使 $W'$ 达到最小。经过这步后,我们的石英-重火石玻璃器件在54.5兆赫附近吸收功率可达95%。用同样的方法设计,调试铌酸锂-重火石玻璃器件的匹配网络,可在54~55兆赫范围内实现匹配,带宽为1兆赫(图5(c)),在54.5兆赫附近吸收功率达

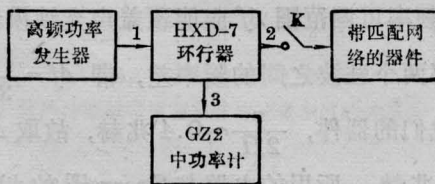


图 6

98%。

### 4. 匹配网络的改进

图3的网络并非完美,因为 $L_1$ 太小(0.03微亨),既不便制作也不易调整;而 $L_2$ 偏大(1.1微亨),也不易调整。可通过网路变换加以改进。

(1)  $L_1$ 的改进。根据变换原理, $L_1$ 可用串联电路 $L_a$ 、 $C_a$ 代替,如图7。由图7a变换为图7b,应有 $j\omega L_1 = j\left(\omega L_a - \frac{1}{\omega C_a}\right)$ ,设 $C_a \sim 10$ 微微法,并把 $L_1 \sim 0.03$ 微亨及 $f = 54.5$ 兆赫代入,得 $L_a \sim 0.5$ 微亨。这样 $L_a$ 较易制作,而 $C_a$ 用(5/20)微微法微调电容,便于调准。

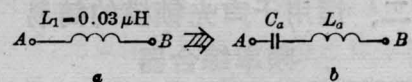


图 7

(2)  $L_2$ 的改进。大电感可用并联网路 $L_b$ 、 $C_b$ 代替,如图8。由图8a变换为图8b,有 $j\omega L_2 = \frac{j\omega L_b}{1 - \omega^2 L_b C_b}$ 。选 $C_b \sim 10$ 微微法,并把 $L_2$ 及 $f$ 的数值代入,得 $L_b \sim 0.5$ 微亨。 $C_b$ 用(5/20)微微法微调电容代替。

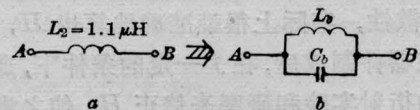


图 8

改进后的匹配网络如图9。取 $L_a$ 、 $L_b$ 为0.5微亨,微调电容 $C_a$ 、 $C_b$ 为(5/20)微微法。

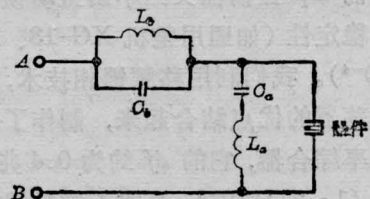


图 9

### 5. 结果

按上述方法设计及调试的网络一经接入器件,性能大大提高。用0.5瓦、54.5兆赫

功率驱动铌酸锂-重火石玻璃器件(布拉格型),对6328 Å零级光的调制率达92%,如图10。

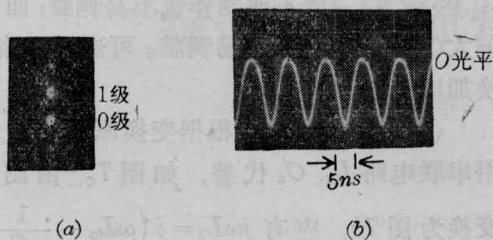


图 10

(a) 用0.5瓦,54.5兆赫信号驱动匹配好的铌酸锂-重火石玻璃器件,得到的衍射花样;  
(b) 零级光的调制波形

## 二、适用于声光锁模的简易频率综合器

声光锁模器件是按驻波方式工作的,要得到较大的调制度,必须满足驻波条件:

$$H = m \frac{\lambda}{2} = m \frac{v}{2f}$$

其中  $m$  为驻波级次;  $H$  为介质厚度;  $\lambda$  为声波波长;  $v$  为声速;  $f$  为声频率。由于同一种声光介质(甚至同一块材料不同的部位)声速  $v$  的分散性,实际上很难准确地算出  $H$ ,通常是在器件制成后,在  $f$  一定的条件下,通过多次的衍射实验和研磨来修正  $H$ ,使之满足上式,这样做不易得到预期的效果。另一种方法是  $H$  不变而修正  $f$ ,较为方便。可惜的是声光锁模用的晶振给不出足够的修正量  $\pm 4f$ ,而  $LC$  振荡器又给不出主动锁模所需的频率稳定性(如通用整机 XG-13、XG-22 约为  $10^{-4}$ )。我们利用移频锁相技术,把上述两种振荡器的优点结合起来,制作了一个简易的频率综合器,它的  $4f$  约为0.4兆赫,稳定度为  $(1\sim 2) \times 10^{-6}$ ,基本上满足锁模的要求。

### 1. 移频锁相的简单原理

电原理图见图11。与传统的锁相环路不同,其压控振荡器的输出(频率为  $f$ )不直接

与晶振输出(频率为  $f_0$ )鉴相,而是先用混频器使  $f$  和  $f_0$  混频,把  $f$  “搬移”到一个较低的频率( $f_0 - f$ )上,然后令该差频信号与插入振荡器输出信号(频率为  $F$ )鉴相。具体地说,我们的晶振  $f_0 = 55.0$  兆赫,压控  $f = 54.3 \sim 54.7$  兆赫,混频后取其下边带,即  $f_0 - f = 0.3 \sim 0.7$  兆赫,然后使它与  $F = 0.3 \sim 0.7$  兆赫的插振信号鉴相,它输出的误差讯号经电荷泵积分器处理后,控制压控,使它锁定在  $f_0$  和  $F$  的差频上。当  $F$  在  $0.3 \sim 0.7$  兆赫的范围内变化时,压控振荡器的频率由  $54.7$  兆赫降低到  $54.3$  兆赫,获得  $0.4$  兆赫的调节量。另一方面,因为  $f = f_0 - F$ ,  $f_0$  是稳定的,所以  $f$  的稳定度主要由  $F$  决定,然而  $F$  比  $f$  低两个数量级,因此即使  $F$  的稳定度只有  $10^{-4}$ ,相应的频漂最大值为  $70$  赫,这对于  $54.3 \sim 54.7$  兆赫而言,也只是相对漂移了  $\frac{70}{54 \times 10^6} \sim 1.5 \times 10^{-6}$ ,大大提高了压控振荡器的稳定度,达到了频率既稳定又可调的目的。

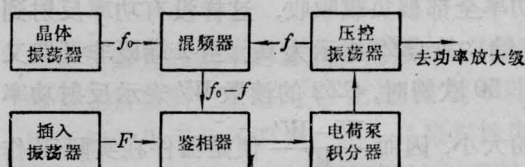


图 11

### 2. 实用电路

电路如图12所示。为简单起见,只画出压控、插振、混频、鉴相及电荷泵积分器五部分。

① 压控振荡器: 它的中心频率  $f_0$  应根据激光器腔长  $L$  而定,我们取  $f_0 = 54.5$  兆赫;频率可调范围  $4f$  应能覆盖声光锁模器件相邻两个驻波之间的频率差,即  $4f = \frac{v}{2H}$ ,对我们的器件,  $\frac{v}{2H} \sim 0.4$  兆赫,故取  $4f = 0.4$  兆赫。所用的电路与 Spears<sup>[2]</sup> 的相似,但变容二极管 2CC12E 应加一负偏压,使变

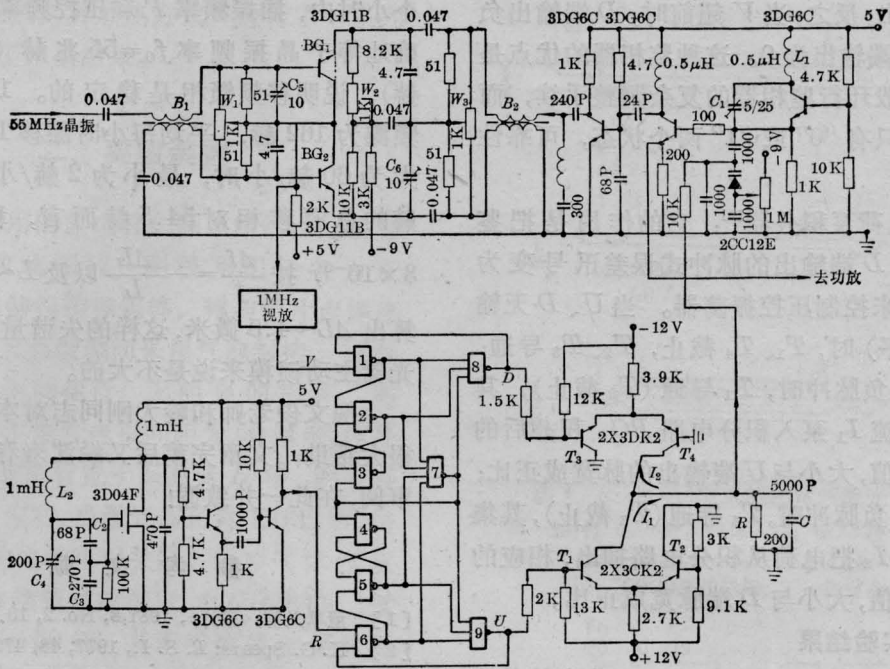


图 12

容管的工作点在锁定前与锁定后不至相差太远，以利于快速捕捉。它的中心频率由  $L_1$ 、 $C_1$  及该偏压下变容管的电容值确定，压控灵敏度为 0.7 兆赫/伏。因为锁定后它的频率是由  $f_0$  和  $F$  来确定，所以对电路本身使用的元件、器件并无特殊要求。

② 插入振荡器：它的中心频率  $F_c = f_0 - f_c$ ，取  $F_c = 0.5$  兆赫；它的频率变化范围  $\Delta F$  应等于  $\Delta f$ ，即  $\Delta F = 0.4$  兆赫。因此，插振频率  $F$  应在 0.3~0.7 兆赫范围内连续可调，由  $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$ 、 $L_2$  决定。由于它的频率稳定性决定了压控振荡器的频率漂移大小，因而，对此应予以足够的重视。影响稳定性的主要因素是场效应管栅源之间的电容  $C_{GS}$  随时间变化及管子本身噪音，采用绝缘栅型场效应管 3D04F ( $C_{GS} \sim 2.5$  微微法， $N_F < 3$  分贝) 效果较好。另外， $C_2$ 、 $C_3$  应用  $D$  级的云母电容， $C_4$  应采用带锁母的空气微调电容， $L_2$  必须采用带骨架的线圈。采取这些措施后，插振的频漂最小可作到 2 赫/小时 (开机后 8 小时)，最大不超过 60 赫/小时 (开

机预热半小时后头一个小时)，一般可做到 20~30 赫/小时。按 60 赫/小时换算成压控振荡器的频率稳定性为  $1.1 \times 10^{-6}$ ，符合主动锁模的要求，

③ 混频器：采用平衡混频器。55 兆赫的晶振经  $B_1$  向混频器  $B_{G1}$ 、 $B_{G2}$  两基极提供幅度相同、相位相反的讯号。同时，压控振荡器经  $B_2$  向两发射极提供幅度相同相位相反的讯号与晶振讯号差频，差频讯号由集电极输出。这种电路在仔细调好平衡后，频率高到 105 兆赫仍能工作。平衡措施有三条：a)  $B_{G1}$ 、 $B_{G2}$  的  $\beta$  的对称性在 10% 以内；b) 只从  $B_1$  输入 55 兆赫讯号，调  $W_1$ 、 $W_2$  及  $C_5$  使集电极输出达到最小；c) 只从  $B_2$  输入 55 兆赫讯号，调  $W_2$ 、 $W_3$  及  $C_6$  使集电极输出达到最小。b)、c) 两项要反复调节。

④ 鉴相器：采用数字式鉴相器<sup>[3]</sup>，由五片双与非门 (7MY24A) 搭成。输入端  $R$  加插振讯号，另一输入端  $V$  加差频讯号 (均为负脉冲)。当  $R$  端的讯号超前于  $V$  端的讯号时， $U$  端输出负脉冲，脉宽与超前量成正比，而且

$D$ 端无输出;反之,当 $V$ 超前时, $D$ 端输出负脉冲而 $U$ 端输出为0。这种鉴相器的优点是省去了一般环形鉴相器的复杂调整手续,而且工作时只有“0”或“1”两个状态,可靠性高。

⑤ 电荷泵积分器<sup>[3]</sup>:它的作用是把鉴相器 $U$ 或 $D$ 端输出的脉冲式误差讯号变为直流电压来控制压控振荡器。当 $U$ 、 $D$ 无输出(高电平)时, $T_1$ 、 $T_4$ 截止, $T_2$ 、 $T_3$ 导通;当 $U$ 输出负脉冲时, $T_1$ 导通( $T_2$ 截止),其集电极电流 $I_1$ 泵入积分电路 $RC$ ,积分后的电压为正值,大小与 $U$ 端输出的脉宽成正比;当 $D$ 输出负脉冲时, $T_4$ 导通( $T_3$ 截止),其集电极电流 $I_2$ 把电荷从积分电路抽出,相应的电压为负值,大小与 $D$ 端脉宽成正比。

### 3. 实验结果

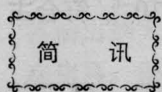
电路调好后,需要长时间工作考核其稳定性。实验表明,它在普通室内条件下在11

个小时内,插振频率 $F$ 和压控频率 $f$ 之和准确地等于晶振频率 $f_0=55$ 兆赫(误差 $\pm 1$ 赫),说明移频锁相是稳定的。11小时总频漂为162赫,平均每小时漂移15赫,最大为60赫/小时,最小为2赫/小时。162赫的总漂移相对54.5赫而言,稳定度为 $3 \times 10^{-6}$ ,按 $\frac{\Delta f}{f} = -\frac{\Delta L}{L}$ 以及 $L \sim 1.5$ 米折算出 $\Delta L \sim 4.5$ 微米,这样的失谐量对 $\Delta r^+$ 激光器主动锁模来说是不大的。

倪文俊老师和岭大刚同志对本工作给予很大帮助;文章完稿后又经沈寿春教授仔细审阅,在此一并致谢!

### 参 考 文 献

- [1] 董孝义等;《激光》,1981,8, No. 2, 13.
- [2] K. G. Spears; *R. S. I.*, 1977, 48, 472~475.
- [3] 岑大刚;《电子测量技术》,1980, No. 1, 37~43.



## 激光器不稳定工作的一点分析

激光工作者在与辉光放电类气体激光器(如 $\text{CO}_2$ 激光器、 $\text{CO}$ 激光器、 $\text{He-Ne}$ 激光器等)打交道时,常常会见到这种现象:当激光器电源引出线较长时,激光器就不能稳定工作了。激光器总是一闪一闪的。为使激光器稳定工作,只得在激光器引出线正极端串接一个较大电阻。

众所周知,激光器电源引出线较长,而且平行靠近时,引出线之间的分布电容就会加大。只要电容达到一定值后,激光器就不能稳定工作了。为此,我们做了试验:用小电容器(如30微微法、50微微法、100微微法、255微微法、...)并联在激光管两端,以模拟分布电容对激光器的影响。在试验中,250毫米的 $\text{He-Ne}$ 激光管,有的工作电压约1450伏,工作电流约4.5毫安,只要在它两头并接30微微法的电容器后,其稳定工作就遭破坏了;有的激光管工作电压约

900伏,工作电流约6.5毫安,而要并上255微微法左右的电容器后才不能稳定工作。同一种激光管,因放电参数不同,不稳定工作时所需并接的电容量也不一样。

因此,辉光放电类激光器电源引出线不宜过长,不宜平行靠近。在电源引出线不能再短,激光器还不能稳定工作时,必须在激光器一端接入一个较大电阻。

在用脉冲高压来触发起辉的电源中,电源引出线也不能长,也不能靠近,否则分布电容大了会使激光器起辉困难,甚至不能起辉。

(湖南技术物理研究所

曹国斌 李 芝 易庆云 1980

年11月29日收稿)