

# 固体激光脉冲稳压电源

吕林方

(中国科学院安徽光机所)

## 一、前言

本文主要介绍一种新研制的“固体激光脉冲稳压电源”，特别是对大功率高重复率固体激光电源稳压调压进行了探讨。

在已有电源设计的基础上，针对双开关脉冲电源，发现一种新的稳压调压方式，原理很简单：即利用谐振电容上的每一次充电取样电压，驱动一只电压比较器和基准电压比较产生一信号去触发一只引导可控硅，可控硅导通以后在一只特定的电阻上泄能，定压关断充电可控硅，于是储能电容上保持某一和基准电压的相关电压，直到放电，如此周而复始。线路简单，使用元件极少，体积小，重量轻，类似稳压电源的稳压调压性能。

这种方式还有以下两个特点：

① 电压比较器的基准电压若固定，则激光电源的储能电容上充电电压每次都是某固定值，在正常工作范围，基本上不受电源输入电压变动的影

响；  
② 电压比较器的基准电压若为时间的函数，则输出脉冲电压的包络线显示受前者调制的特性，可以满足许多特殊需要。例如在作导弹发射跟踪测距运用时，令此电压周期为数秒钟的三角波，导弹最近时，电源输出电压最小，因而激光发射功率也小，但回波功率满足测距要求；在导弹可探测极限位置，和此相反，但回波功率仍满足要求。如果时间配合得当，一方面将改善器件的工作条件，提

高重复率，增大测程；另一方面，减小了随目标距离改变时回波信号的强弱比，有利于接收元件的抗过饱和，取得类似变增益的效果，提高测距精度。

本文着重探讨上述调压稳压原理，分析“调压网络”，并介绍一种实际使用的线路。

## 二、调压原理

图1所示的是此种调压方式的原理线路，主要由两部分组成：

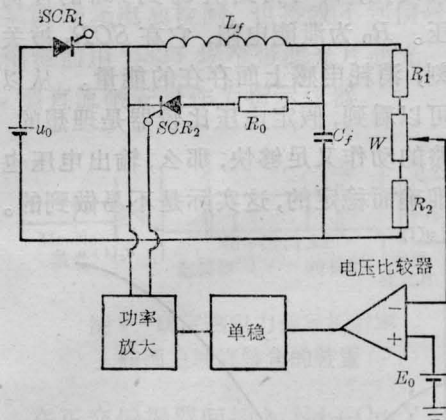


图1 调压原理线路

① 调压脉冲形成电路： $R_1$ 、 $W$ 、 $R_2$  组成分压器从电容  $C_f$  上进行电压取样。取样电压经电压比较器与标准预置电压进行比较，当两电压相等时，输出一阶跃电压经单稳整形，功率放大去触发调压可控硅  $SCR_2$ 。

② 调压网络：由  $SCR_2$ 、 $R_0$ 、 $L_f$  组成。在

收稿日期：1978年11月15日。

电源  $u_0$ 、 $SCR_1$ 、 $L_f$ 、 $C_f$  组成的直流充电谐振回路内，只要  $SCR_1$  的触发极有触发脉冲，当  $R < 2\sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$  时 ( $R$  为回路中总等效电阻)

$$u_c(t) = u_0 - u_0 e^{-\alpha t} \left( \cos \omega_0 t + \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right)$$

式中：
$$\alpha = \frac{R}{2L_f}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$

当  $t = \frac{\pi}{\omega_0}$  时：

$$u_c(t)_{\max} = u_0 (1 + e^{-\alpha \frac{\pi}{\omega_0}}) = r u_0$$

$r$  的理论值为 2，一般实际线路中在 1.5~1.8 之间，根据以上结果，即可得如图 2 所示的一组波形。可见，在电感  $L_f$  上面，从  $t$  约为  $\frac{\pi}{2\omega_0}$  到  $\frac{\pi}{\omega_0}$  之间，只要  $SCR_2$  触发极有触发信号，此时等效调压网络见图 3， $SCR_2$  将被正向加压而开通，破坏充电回路的谐振状态，如泄能电阻  $R_0$  选择合适， $SCR_1$  将被关断，于是，电容上将保持住某电压。选定触发的不同时刻，即可得到从  $u_0$  到  $r u_0$  的任何固定电压。 $R_0$  为泄能电阻，它在  $SCR_1$  被关断的时刻，消耗电感上面存在的能量。从以上原理可以看到，假定电压比较器是理想的，整个电路的动作又足够快，那么，输出电压也是绝对准确而稳定的，这实际是不易做到的。

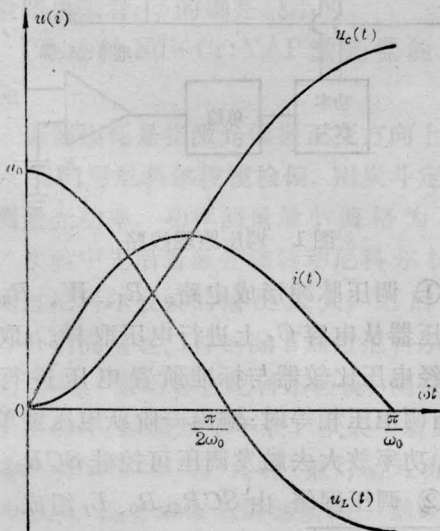


图 2 触发  $SCR_1$  时， $L_f$ 、 $C_f$  上的电压波形

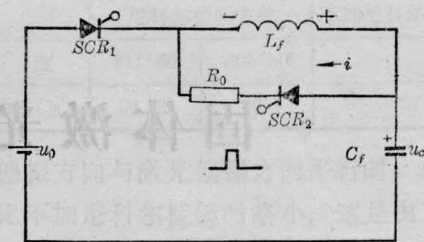


图 3  $\frac{\pi}{2\omega_0} < t < \frac{\pi}{\omega_0}$  时的调压回路

### 三、调压网络分析

调压网络见图 3 所示。在直流谐振充电时，只要  $SCR_1$  触发极一有触发信号，充电网络将完成一次对  $C_f$  的充电过程，回路将流过一个钟形电流脉冲，见图 2 所示。在充电过程中当  $u_c > u_0$  时，实际上  $SCR_1$  仍正向导通，此时电感上电压极性如图 3。因此如前所述，只要此时  $SCR_2$  被触发， $SCR_2$  将被正向连接，其能否使  $SCR_1$  关断是和触发时间及  $R_0$  的选择有关的。假定  $R_0$  选择合适， $SCR_1$  将被关断，在关断前的瞬间大约 5~6 微秒，由于所施加的反向电压的作用，将流过一个幅度相当大的反向冲击电流，此反向载流子的大小和反向电压的大小及所使用的可控硅复合电荷有关。此时调压网络可等效成图 4 所示， $R_L$  为电感的绕线电阻， $R_0$  为电容引线和电容损耗电阻。令  $I_2$  与  $I_1$  于图中所示方向，求解此电路，只要  $R_0$  的选择满足  $I_1$  为正，即满足  $SCR_1$  将流过反向电流符合关断条件，整个调压电路即可正常工作。根据等效电路，列出方程组：

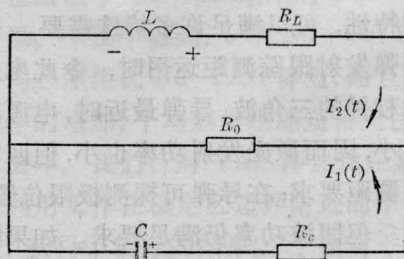


图 4 调压时的等效电路

$$\begin{cases} \frac{1}{C} \int I_1(t) dt = I_1(t)R_c + [I_1(t) + I_2(t)]R_0 \\ L \frac{dI_2(t)}{dt} = I_2(t)R_L + [I_1(t) + I_2(t)]R_0 \end{cases}$$

初始条件:

$$\begin{aligned} \frac{1}{C} \int I_1(t) dt \Big|_{t=0} &= u_c(0) \\ I_2(t) \Big|_{t=0} &= I_2(0) \end{aligned}$$

进行拉氏变换:

$$\begin{cases} \left( \frac{1}{FC} - R_c - R_0 \right) I_1(P) + \frac{u_c(0)}{P} = R_0 I_2(P) \\ (PL - R_L - R_0) I_2(P) - LI_2(0) = I_1(P)R_0 \end{cases}$$

解得:

$$I_1(P) = \frac{u_c(0) - I_2(0)R_0}{R_0 + R_c} \cdot \left( P - \frac{(R_L + R_0)Cu_c(0)}{u_c(0)LC - I_2(0)R_0LC} \right) \cdot \left( \frac{P^2 - \frac{L + R_L R_c C + R_c R_0 C + R_L R_0 C}{R_0 C L + R_c C L}}{P + \frac{R_L + R_0}{R_0 LC + R_c LC}} \right)$$

在线路中, 通常  $R_c, R_L$  均较小, 引入近似条件: 令  $R_c = 0, R_L = 0$ ,

$$I_1(P) = \left[ \frac{u_c(0)}{R_0} - I_2(0) \right] \cdot \frac{P + \left( \frac{u_c(0)}{I_2(0)L} - \frac{R_0}{L} \right)}{P^2 - \frac{1}{R_0 C} P + \frac{1}{LC}}$$

$$\text{令 } \omega^2 = \frac{1}{4R_0^2 C^2} - \frac{1}{LC},$$

$$m = \frac{u_c(0)}{I_2(0)L} - \frac{R_0}{L}$$

① 当  $\frac{1}{4R_0^2 C^2} - \frac{1}{LC} > 0$ , 即  $L > 4R_0^2 C$  成立时:

$$I_1(t) = \left[ \frac{u_c(0)}{R_0} - I_2(0) \right] \cdot \left[ A e^{\left( \frac{1}{2R_0 C} - \omega \right) t} + B e^{\left( \frac{1}{2R_0 C} + \omega \right) t} \right]$$

$$\text{式中: } A = \frac{1}{2R_0 C} - \omega + m, \quad B = \frac{1}{2R_0 C} + \omega + m.$$

$$B = \frac{1}{2R_0 C} + \omega + m.$$

② 当  $\frac{1}{4R_0^2 C^2} = \frac{1}{LC}$ , 即  $L = 4R_0^2 C$  时:

$$I_1(t) = \left[ \frac{u_c(0)}{R_0} - I_2(0) \right] \cdot \left[ \left( m + \frac{1}{2R_0 C} \right) t e^{\frac{1}{2R_0 C} t} + e^{\frac{1}{2R_0 C} t} \right]$$

③ 当  $\frac{1}{4R_0^2 C^2} < \frac{1}{LC}$ , 即  $L < 4R_0^2 C$  时:

$$I_1(t) = \left[ \frac{u_c(0)}{R_0} - I_2(0) \right] \cdot \left[ e^{\frac{t}{2R_0 C}} \cos \omega t + \frac{1}{\omega} \left( \frac{1}{2R_0 C} + m \right) e^{\frac{t}{2R_0 C}} \sin \omega t \right]$$

考虑到一般设计情况下的估算公式, 在  $t \rightarrow 0$  时, 则三种情况得到一种结果:

$$I_1(0) = \frac{u_c(0)}{R_0} - I_2(0)$$

令  $I_1(0) \geq 0$ , (关断 SCR<sub>1</sub> 的必要条件)

$$R_0 \leq \frac{u_c(0)}{I_2(0)}$$

从充电回路来考虑, 考虑到电源电压, 则:

$$R_0 \leq \frac{u_c(t_0) - u_0}{I_L(t_0)}$$

式中,  $I_L(t_0) = I_2(0)$   
 $R_0$  为泄放电阻(欧姆);  $u_0$  为电源电压(伏);  $I_L(t_0)$  为调压网络工作时电感上的电流(安培)。

在进行具体设计时, 可令  $u_c(t_0) = u_{cmin}$  (电容上输出电压下限)。

根据

$$u_c(t) = u_{cmin} = u_0 - u_0 e^{-at} \cdot (\cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t) \quad (1)$$

$$I_L(t) = u_0 \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} e^{-at} \sin \omega t \quad (2)$$

由给定的  $u_{cmin}$  解出  $t_0$ , 根据  $t_0$  确定  $I_L(t_0)$ , 即可求出  $R_0$ , 但这些公式解析运算相当不便, 一般可用图 5 曲线近似估算。

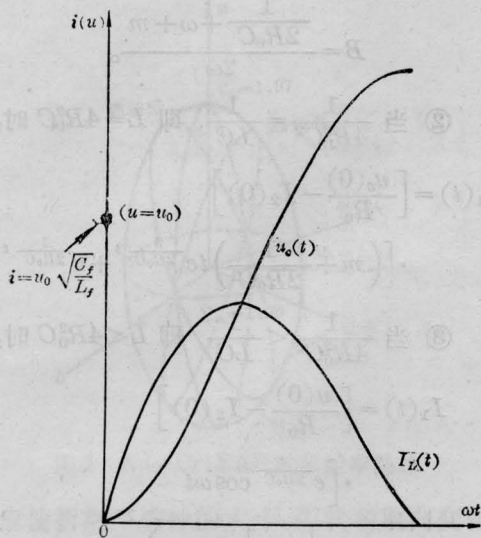


图5 当  $L_f=4$  毫亨,  $C_f=150$  微法,  $r=1.5$  时的充电回路电流曲线及电容上的电压曲线

利用图5估算方法如下: 选定输出电压的下限  $u_{cmin}$  以后, 根据  $u_{cmin} = u_c(t_0)$  查图5曲线确定  $t_0$ , 利用  $t_0$  确定  $I_L(t_0)$  的值, 那么利用电阻选择公式  $R_0 \leq \frac{u_c(t_0) - u_0}{I_L(t_0)}$ ,  $R_0$  即可确定。在进行  $R_0$  的估算时, 要注意图5曲线是对应于  $C=150$  微法,  $L_f=4$  毫亨,  $r=1.5$ 。若以上取值差别不大, 一般使用图5估算均能满足要求。若以上取值差别太大, 可根据式(1)、(2)重新作出和图5相似曲线, 再行估算。也可根据图5初步估算, 在试验中修改。另外, 在拟用这种电源时,  $u_{cmin}$  要选择适当, 此电源电压调整范围理论值在  $ru_0 \sim u_0$  之间,  $r$  在  $1.8 \sim 1.5$  之间, 一般调整范围选择在  $\frac{1}{3}u_0$  左右, 已基本能满足由于器件的离散性而对电源的要求, 过大的输入电压的变动将改变点灯成形网络的匹配性质, 不易做到最佳匹配。若电压下限  $u_{cmin}$  选得近于  $u_0$ , 则要求  $R_0$  值很小, 电阻上将要消耗大量能量, 这从电源的整体设计考虑是不合理的。

电阻的额定功率的确定:

$$W_{R_0} = \frac{1}{2} L_f I_L^2(t_0) f_{\text{重max}}$$

$f_{\text{重max}}$  即为重复率电源最高重复工作频率。

上式为一般公式, 若考虑到器件在高重复率下的短时间工作, 或虽长时间工作, 但电阻采取强迫冷却措施, 可用下式:

$$W_{R_0} = \left( \frac{1}{6} \sim \frac{1}{12} \right) L_f I_L^2(t_0) f_{\text{重max}}$$

#### 四、稳压特性分析

电容上面的电压曲线见图6, 通过观察  $u_c(t)$  曲线可知, 方程  $u = Kt + C$  在  $\frac{3\pi}{10\omega_0} < t < \frac{6\pi}{10\omega_0}$  之间基本重合于  $u_c(t)$  曲线, 虽然实际调压工作点是  $u_c(t) > u_0$ , 但由于这重合段电容上电压上升率变化最大, 为了研究方便, 不妨假设直线上的各点纵坐标都可以作为电压输出, 研究了这一段的调压误差情况, 实际上就是研究了此种电源最坏的工作情况。在图6上取两点  $Q_1$  和  $Q_2$ , 求出此直线方程:

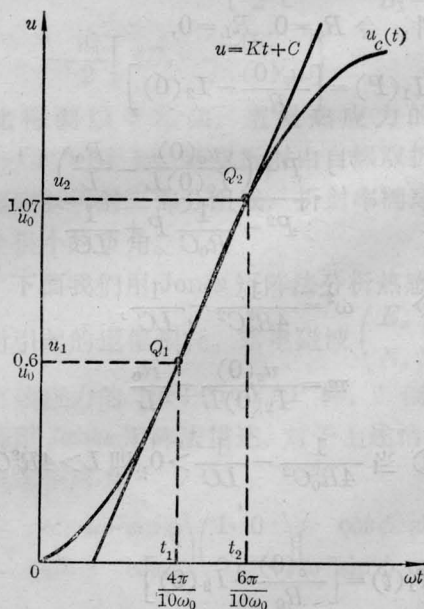


图6  $u_c(t)$  的局部线性化

$$t_1 = \frac{4\pi}{10\omega_0}, \quad t_2 = \frac{6\pi}{10\omega_0}$$

$$u_1 = 0.6u_0, \quad u_2 = 1.07u_0$$

$$u_0 = \frac{4.7\omega_0 u_0}{2\pi} \left( t - \frac{6\pi}{10\omega_0} \right) + 1.07u_0$$

$$K = \frac{4.7\omega_0 u_0}{2\pi}$$

显然,  $K$  是电源电压的函数,  $u_0$  越大,  $K$  值越大。现在我们可以分析, 由于输入电源电压  $u_0$  的改变, 将导致电容上两次充电电压的变化。根据此线路的原理可知, 不管电源电压如何变化, 在定压输出时, 只要储能电容上面达到某预先确定的电压  $u$ , 控制电路将输出一个脉冲关断充电回路, 设由于电源电压的变动, 将引起两个脉冲  $\Delta t$  时间的改变, 见图 7 (电容上这两次谐振电压的近似直线同画于一个坐标内, 以作比较, 固有时间  $\Delta t$  改变之称), 显然,

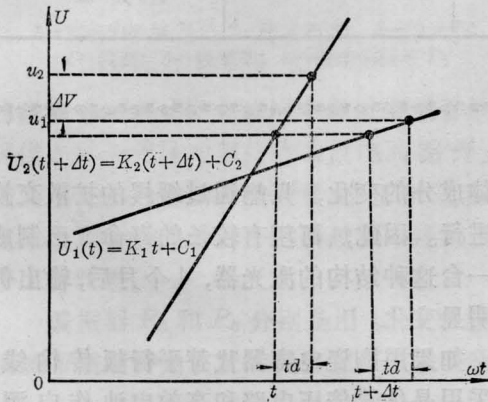


图 7

$$V_1(t) = V_2(t + \Delta t) \quad (3)$$

在这两点,

$$K_1 t + C_1 = K_2 (t + \Delta t) + C_2 \quad (4)$$

如前所述, 若可控硅关断时间足够快, 每次电容上的充电电压将没有误差。实际上, 由于延迟时间  $t_d$  的存在, 不可避免由于  $u_0$  的改变而出现  $\Delta V$  的误差输出, 见图 7。

根据以上近似方程, 则:

$$u_1 = K_1 (t + t_d) + C_1$$

$$u_2 = K_2 (t + \Delta t + t_d) + C_2$$

$$|\Delta V| = |u_2 - u_1| = |K_2 - K_1| t_d$$

对于以上讨论的特定情况, 令  $u_x$  为电源变动以后的电压, 则:

$$|\Delta V| = \left| \frac{4.7\omega_0 u_x}{2\pi} - \frac{4.7\omega_0 u_0}{2\pi} \right| t_d$$

$$= \frac{4.7\omega_0 t_d}{2\pi} |u_x - u_0|$$

令  $\delta_{\max}$  为充电电压的相对误差最大变动,

$$\delta_{\max} = \frac{|\Delta V|}{u_{c\max}} 100\%$$

给定输入电压的变动即可求出  $\delta_{\max}$ , 一般计算表明,  $\delta_{\max}$  在千分之几到万分之几之间。实验表明, 电源输入电压在小范围内变化, 若此时电压比较器基准电压取值适当,  $\delta_{\max}$  的值和理论值是相近的。若输入电压变化大一些, 如超过数十伏, 引起的误差电压随之增大, 稳压精度变差。输入电压变化更大一点,  $\delta$  的实际测量值将偏离计算值  $\delta_{\max}$  较大。这可能是由下列因素引起的:

① 电压比较器以及整个调压电路不可能是理想的和瞬时的, 且电压比较器易受到干扰, 如基准电压电源的波纹调制、输入失调电压等, 使得调压脉冲的产生就有某种随机不确定性;

② 随着电容上电压的增减, 大小不同, 电压泄漏情况不同。比如充电可控硅的反向载流子的多少就随电压的高低而变动。

## 五、结束语

图 8 所示即为研制的固体激光电源调压部分实际线路。

$R_1$ 、 $W_1$ 、 $R_2$  为取样电路,  $SCR_2$  为调压

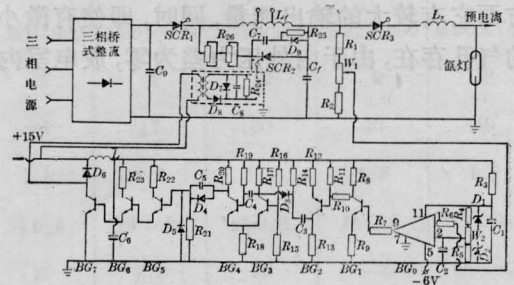


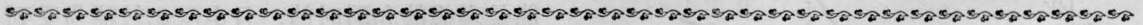
图 8 一种双开关激光脉冲电源稳压调压部分的实际线路

稳压可控硅,  $R_{26}$  为泄放电阻,  $BG_{307}$  组成快速电压比较器, 经  $BG_1$ 、 $BG_2$  隔离倒相推动单稳  $BG_3$ 、 $BG_4$  经  $BG_5$ 、 $BG_6$ 、 $BG_7$  作功率驱动触发  $SCR_2$ 。本线路稳定调压范围在  $\frac{1}{3}u_0$

左右。最高重复频率 100 次/秒, 每次可达 100 焦耳以上。 $u_0$  为 800 伏, 此电源输出下限电压为 900 伏左右, 上限可达约 1300 伏。此线路在制作时要仔细屏蔽以抗干扰。

元件明细表

$BG_0$ : $BG_{307}$	$C_1, C_6$ : $100\mu/16V$	$R_1$ : $1.5M\Omega$	$R_{12}$ : $120\Omega$
$BG_1, BG_3, BG_4, BG_5$ : $3DG6$	$C_2$ : $47\mu/16V$	$R_2$ : $15k\Omega$	$R_{13}$ : $2.7k\Omega$
$BG_2$ : $3AK20$	$C_3, C_8$ : $0.047\mu$	$R_3$ : $180\Omega$	$R_{14}$ : $2.2k\Omega$
$BG_6$ : $3DG12$	$C_4$ : $0.068\mu$	$R_4, R_{22}$ : $1k\Omega$	$R_{17}$ : $3k$
$BG_7$ : $3DD12$	$C_5$ : $0.22\mu$	$R_5$ : $2k\Omega$	$R_{19}$ : $4.3k$
$D_1, D_2$ : $2DW7B$	$C_7$ : $0.47\mu/4kV$	$R_6, R_{16}$ : $10k$	$R_{20}$ : $1.3k$
$D_3$ : $2CK13$	$C_f$ : $150\mu/2kV$	$R_7, R_9, R_{18}$ : $620\Omega$	$R_{23}$ : $200\Omega(2W)$
$D_4$ : $2CW15$	$C_0$ : $1000\mu/1kV$	$R_8$ : $3.3k$	$R_{24}$ : $300\Omega$
$D_5$ : $2AP10$	$SCR_1$ : $3CT200A/1500V$	$R_{10}$ : $7.5k$	$R_{25}$ : $20\Omega/25W$
$D_6$ : $2AK11$	$SCR_2$ : $3CT200A/1500V$	$R_{11}, R_{15}, R_{21}$ : $4.7k$	$R_{26}$ : $1.8\Omega \times 2(10.5A)$
$D_7, D_8$ : $2CP20$	$L_f$ : $6mH$ (抽头: $2.7mH, 4mH$ )		$W_1$ : $10k\Omega; W_2$ : $2.2k$
$D_9$ : $2DP53$	$L$ : $1mH$		



(上接第 52 页)

为 7:1 时输出最强。工作电压 10 千伏, 重复频率 2 赫时, 单个脉冲输出能量约为 1 毫焦耳量级。

我们曾试验过封断式预电离大气压纯  $N_2$  激光器和低气压(几十托)纯  $N_2$  激光器。大气压纯  $N_2$  激光器极间距离小, 电极短, 输出能量小。低气压纯  $N_2$  激光器可以获得较大的输出, 但是, 由于可靠的大面积真空密封的困难, 激光器寿命短, 约 1~2 月。双放电大气压  $He-N_2$  激光器克服了上述困难。一方面它有较大的输出能量, 同时, 即使有微小的气孔存在, 由于内外压力差为零, 放电室内

气体成分的变化, 只能通过缓慢的扩散交换来进行。因此, 可望有较长的寿命。已制成的一台这种结构的激光器, 4 个月后, 输出仍无明显变化。

如果用陶瓷电容器代替平行板传输线, 并采用晶体管倍压电路和高效电池作电源, 有可能使这种激光器进一步小型化, 制成可携带的轻便的相干紫外光源, 扩大它的用途。

### 参考文献

- [1] V. Hasson et al.; *Appl. Phys. Lett.*, 1976, **23**, No 1, 17~18.