

# 采用磁放大器稳流的He-Ne激光电源

范雅俊  
(杭州大学物理系)

目前国内生产的 HN-3、HG-1、HG-2、JZ-1A 等型号的 He-Ne 激光电源，其主要工作原理均为：低压直流稳压——振荡升压——倍压整流。这些电源的优点是输出电流较稳定，缺点是工作时有噪声，振荡管易损坏。

我们根据研制和生产 JD-1 型 250 毫米 He-Ne 激光器电源的经验，设计了由市电升压、倍压整流，并以磁放大器稳定工作电流的 250 毫米 He-Ne 激光器电源，其原理见图 1。

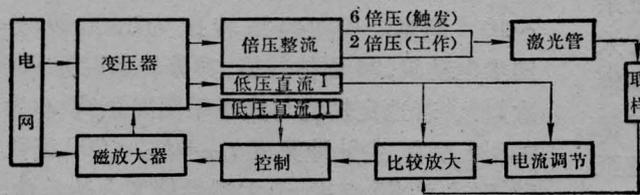


图 1

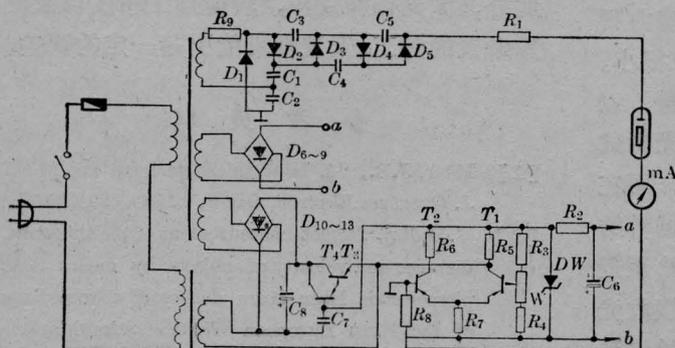


图 2

## 一 电路分析

图 2 为原理电路，其中包括倍压整流电路和磁放大器控制电路两部分。

### 1. 倍压整流电路

$D_1$ 、 $D_2$  和  $C_1$ 、 $C_2$  构成 2 倍压整流电路，输出 2 千伏左右的高压，提供激光管的工作电压。 $D_3 \sim D_5$  和  $C_3 \sim C_5$  构成一个特殊的 4 倍压整流电路，在变压器次级电压正半周的峰值时刻，这个倍压电路的输出电压接近变压器次级电压峰值的 6 倍，向激光管提供了 7 千伏以上的触发电压。激光管点燃后， $C_1$ 、 $C_2$  端电压经  $D_3 \sim D_5$  和限流电阻  $R_1$  向激光管持续供电。同时因  $C_3 \sim C_5$  的容量甚小于  $C_1$ 、 $C_2$ ，触发电压自动消失。

2 倍压整流电路的等效电路如图 3 所示。

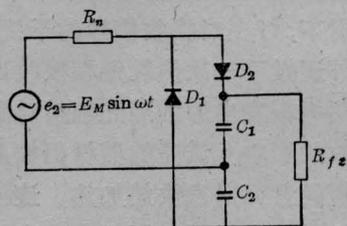


图 3

图中  $R_n =$  变压器次级绕组直流电阻 +  $R_9 + D_1$  (或  $D_2$ ) 正向电阻

$R_{fz}$  = 激光管内阻 (250 毫米激光管的平均内阻约为 400 千欧) +  $R_1$  +  $D_3$  至  $D_5$  正向电阻之和

2 倍压整流电路输出电压的波形如图 4 所示。为简单起见,考虑到  $C_1$ 、 $C_2$  的充电时间常数甚小于放电时间常数,故可视  $C_1$ 、 $C_2$  端电压为锯齿形波,如图 5 所示。

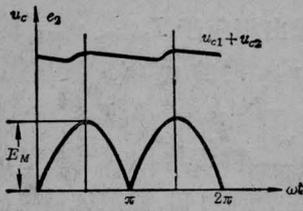


图 4

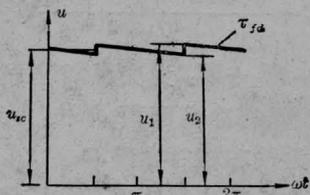


图 5

由图 5 可见,作为工程上的近似计算,2 倍压电路输出电压为图所示的锯齿波的平均值。

则:

$$u_{sc} = \frac{1}{2}(u_1 + u_2) \quad (1)$$

$$u_1 = 2E_M = 2\sqrt{2}E_2 \quad (2)$$

$$u_2 = u_1 e^{-\frac{t}{\tau_{fd}}} \quad (3)$$

取  $C_1 = C_2$

放电时间常数为:

$$\tau_{fd} = R_{fz} \cdot \frac{C}{2} \quad (4)$$

对于 50 赫的交流电源,图 5 锯齿波的频率为

$$f = 100 \text{ 赫}$$

则  $C_1$ 、 $C_2$  放电时间为

$$t \approx \frac{1}{100} \text{ 秒} \quad (5)$$

由此可得

$$u_{sc} = \sqrt{2}E_2(1 + e^{-\frac{1}{50R_{fz}C}}) \quad (6)$$

式(6)给出了变压器次级电压的估算公式。

## 2. 磁放大器控制电路

由图 1 可见,取样电路给出了工作电流的误差信号。此信号经放大后控制磁放大器的直流磁化电流,从而改变了磁放大器的降压以调整激光管的工作电压,达到电流的稳定。

这部分的原理电路见图 2。其中  $R_s$  为“取样”部分, $DW$  和  $R_3$ 、 $W$ 、 $R_4$  组成“电流调节”部分, $T_3$ 、 $T_4$ 、 $(BG_3$ 、 $BG_4)$  组成“控制”部分, $T_1$ 、 $T_2$ 、 $(BG_1$ 、 $BG_2)$  差分放大器组成“比较放大”部分。从线路图可见,上述各部分的工作原理和计算方法,与典型的直流稳压器十分相似。

## 二、磁放大器的原理及设计

这里探讨的是作为与电源变压器串联的交流阻抗可调元件,并采用高硅 GE 型变压器铁芯的磁放大器的设计方法,其中可能有不当之处。此外我们所做的工作,是以 GE-19 型铁芯为对象的,由此得出的曲线是否适用于 GE-19 以外的其他规格的 GE 型铁芯,尚未经实践验证。

### 1. 磁放大器的原理

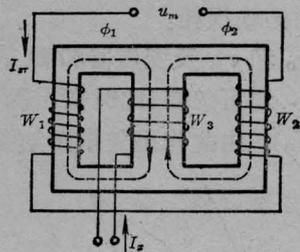


图 6

图 6 给出了磁放大器的原理图。 $W_1$  和  $W_2$  为匝数相等的二个交流绕组,分别绕于铁芯的二侧柱上。 $W_3$  为直流磁化控制绕组,绕于铁芯的中心柱上。 $W_1$  和  $W_2$  的连接,应使交变磁通  $\phi_1$  和  $\phi_2$  在中心柱内相抵消,而在侧柱内相迭加,从而使  $W_3$  不感应交变电动势,使  $W_1$  和  $W_2$  的交变电动势正向相加。改

变  $W_3$  的直流磁化电流  $I_z$ , 就改变了铁芯的直流磁化强度, 因而改变了  $W_1$  和  $W_2$  的电感量, 亦即改变了磁放大器的交流阻抗。此时若  $I_{sr}$  保持恒定, 磁放大器压降  $u_m$  就发生变化。

## 2. 与变压器串联时磁放大器压降 $u_m$ 的计算

磁放大器与变压器串联的等效电路如图 7 所示。

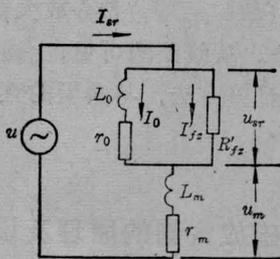


图 7

图中  $u$  为电网电压。  $u_{sr}$  为给定激光管工作电流  $I_{sc}$  时加于变压器初级的电压。  $u_m$  为磁放大器二端压降。  $I_0$  为变压器初级的空载电流。  $I_{sr}$  为有负载时变压器的初级电流。  $R'_{fz}$  和  $I'_{fz}$  为折合到初级的变压器次级负载电阻和电流。  $L_0$  为变压器初级磁化电感。  $L_m$  为磁放大器电感。  $r_0$  和  $r_m$  分别为变压器和磁放大器的铜铁损耗。

由于  $r_0$  和  $r_m$  及变压器和磁放大器的漏感都很小, 均可忽略(此时变压器初级磁化电流等于  $I_0$ ), 由此作出矢量图如图 8 所示。

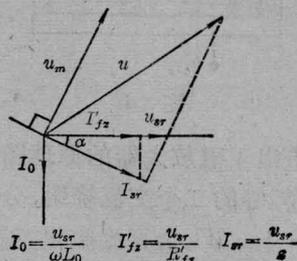


图 8

由矢量图可得:

$$u_m = \sqrt{u^2 - u_{sr}^2 (1 - \sin^2 \alpha)} - u_{sr} \sin \alpha \quad (7)$$

$$\alpha = \sin^{-1} \frac{I_0}{I_{sr}} = \operatorname{tg}^{-1} \frac{I_0}{I'_{fz}} \quad (8)$$

其中  $I'_{fz}$  可由设定的  $I_{sc}$  及其余各次级绕组的负载电流推算,  $I_0$  可由变压器有关公式计算。

## 3. 磁放大器相对导磁率的计算

当设定电网电压  $u$  的额定变化范围和激光管的工作电流  $I_{sc}$  的调节范围后, 由式 (7)、(8) 求出相应于  $I_{sc \min}$ 、 $u_{\max}$  时的  $u_{m \max}$  和  $I_{sc \max}$ 、 $u_{\min}$  时的  $u_{m \min}$ 。应用熟知的公式

$$u_m = \omega L_m I_{sr} \quad (9)$$

可求得  $L_{m \max}$  和  $L_{m \min}$ 。

由电工原理可知, 磁放大器电感量为:

$$L_m = \frac{0.4\pi W^2 S \mu_l \times 10^{-8}}{L_c} \quad (\text{亨}) \quad (10)$$

其中:  $W = W_1 + W_2$  为交流绕组匝数;

$S$  为铁芯净截面积, 单位: 厘米<sup>2</sup>;

$\mu_l$  为铁芯相对导磁率;

$L_c$  为铁芯交变磁通平均磁路长度, 单位: 厘米。

由式 (10) 可求得  $\mu_{l \max}$  和  $\mu_{l \min}$

## 4. GE 型铁芯相对导磁率与直流磁化强度的关系

磁放大器结构的计算程序, 大部分与电源变压器的计算程序相同, 关键问题是确定铁芯相对导磁率与直流磁化强度的关系。由于铁芯的实际直流磁化强度是近似正弦交变磁通的平均值在  $\phi-H$  曲线上所对应的磁化强度, 受基本磁化曲线饱和部分的影响, 这一磁化强度与对铁芯所施加的直流磁化强度不相等, 实际的直流磁化强度只有通过图解法不断试凑才能获得, 因此铁芯的相对导磁率  $\mu_l$  与对铁芯施加的直流磁化强度的关系, 难于由图解法直接从基本磁化曲线求得。此外, 磁放大器的直流磁化是从中心柱输入的, 对 GE 型铁芯来说, 将中心柱的直流磁化强度换算到侧柱上也相当困难。为此我们对高硅 GE-19 型铁芯测定了在不同的磁感应强度  $B$  时, 铁芯相对导磁率  $\mu_l$  与中心柱直流磁

化强度  $H_z$  的关系曲线, 以及在不同的  $H_z$  时,  $\mu_l$  与  $B$  的关系曲线, 分别示于图 9 和图 10。

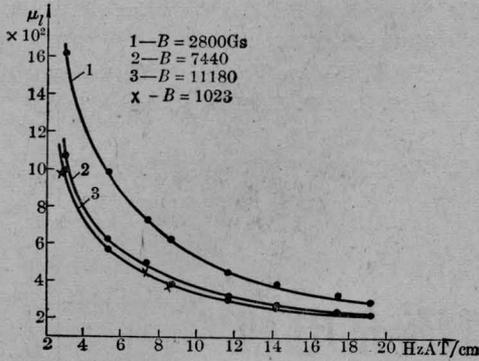


图 9

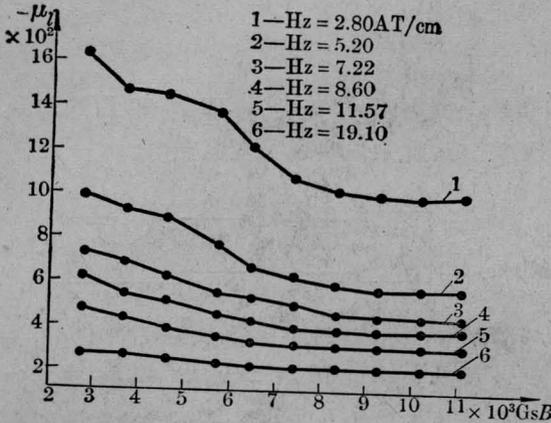


图 10

从这二组曲线可见: ① 铁芯最大磁感应强度  $B$  值的选取, 对  $\mu_{lmax}$  有较大的影响, 同时也关系到铁芯的体积和重量。当  $B$  值大于 10000 高斯, 即铁芯接近饱和后,  $B$  值的大小对  $\mu_{lmax}$  的影响就不显著。② 随着  $H_z$  的增大,  $H_z \sim \mu_l$  曲线趋于平坦, 因此过份增大  $H_z$  是不经济的; 随着  $H_z$  的减小,  $\mu_l$  急剧增大, 控制灵敏度提高, 但最小  $H_z$  的选取受到“控制”部分“残余电流”的限制。因此欲设计一个比较合理的磁放大器, 需要经过反复多次的计算和校验, 当然最后还必须经过调试。

图 9 和图 10 的曲线是对 GE-19 型铁芯测定的, 由于直流磁化强度直接采用了中心柱的外加直流磁化强度, 因此上述曲线应用

于其他规格的 GE 型铁芯时, 可能会有误差。

### 三、样机的性能

样机与国产 JZ-1A He-Ne 激光电源的主要技术性能列于下表:

样机与 JZ-1A 主要技术性能对照表

项 目	型 号		备注
	样 机	JZ-1A	
工作电流稳定度	<0.25毫安	≤1%	见图 11
最低输入电压	135 伏 (工作电流未进入稳定范围)	160 伏	
额定输入电压	175~245 伏	220 伏±10%	
工作电流可调范围	3.5~7 毫安	3~5 毫安 4~10 毫安	
工作时噪声	无	有	
体积 (长×高×厚)	175×90×220 毫米 <sup>3</sup>	200×135×280 毫米 <sup>3</sup>	
重量	4 公斤	6.5 公斤	

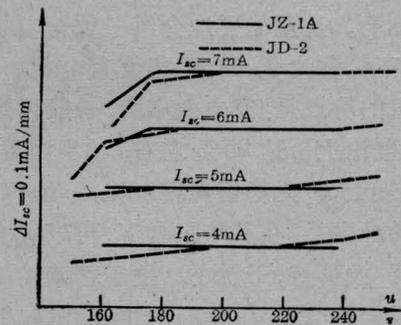


图 11

由上表可见: 采用磁放大器稳流的 He-Ne 激光电源具有输入电压范围宽, 工作时无噪声, 体积较小等优点, 但电流稳定性较差, 这是由于受到磁放大器铁芯材料、磁放大器  $\mu_l \sim H_z$  曲线形状及晶体管控制电流的范围较小等条件的局限。如在磁放大器的设计上更趋合理, 电流稳定性尚可提高, 但由于存

在上述局限, 预计难以达到 JZ-1A 的水平。

最后, 我们觉得磁放大器作为电子仪器交流预稳压的手段, 与晶体管交流预稳压线路比较, 具有调试方便, 稳定范围宽, 本身功耗小, 不受功率限制等优点。这对于要求电压稳定度高的电子仪器, 具有一定的意义。因此, 我们将不断改进和完善这种电源。

### 参 考 资 料

- [1] "Analysis of Rectifier Operation" P. I. R. E., 1943, p. 341-361
- [2] "The Full-Wave Voltage-Doubling Rectifier Circuit", P. I. R. E., 1941, p. 554~558.
- [3] "电工基础"中册, 俞大光。
- [4] "JA 型交流稳压器", 无线电技术, 1975 年, 第 7 期。

## 电感-电容型恒流充电机

孙乃庚 徐振华 郎家骏

(中国科学院上海光机所)

在激光技术领域中, 充电机往往是不可缺少的设备之一。随着激光技术的发展, 充电机也在不断改进, 根据不同的用途, 研制出了多种类型的充电机。最初使用的恒压充电机逐步淘汰而代之以恒流充电机。前者的充电效率最高也不超过 50%, 而后者的充电效率大大提高。恒流充电机的类型及其原理也有好几种。这里简要地介绍一种电感-电容型(以下简称为 L-C 型)恒流充电机。这种充电机的特点是: 充电效率高, 一般可达 85% 左右, 理论上可达 95% 左右; 功率因数  $\cos \phi$  高, 接近于 1; 无稳态短路电流, 不怕短路; 对电网的冲击小; 在某些场合下, 可以省去升压变压器; 波形好, 干扰小; 便于精确控制储能电容器上的电压  $u_c$ ; 运行的可靠性高; 但体积和重量与可控硅恒流充电机相比要大些。

### 一、恒流充电的基本原理 与 L-C 变换器

在普通的充电机与电网之间加一个 L-C 变换器, 如图 1 所示, 这就构成了一台恒流充电机。L-C 变换器的作用是把恒压源变为恒流源。因此, 负载电流  $\dot{I}_2$  与负载阻抗或

负载上的电压  $\dot{u}_2$  无关, 亦即  $\dot{I}_2$  和  $I_c$  均与  $u_c$  无关。这就是说实现了恒流充电。

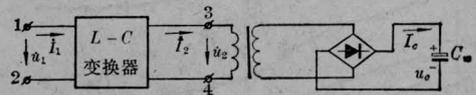


图 1 单相 L-C 型恒流充电机原理图

现在, 我们来分析一下 L-C 变换器是如何起恒流作用的。图 2 是一个以通常的四端网络形式表示的单相变换器。根据四端网络的理论, 图 2 所示的电路的基本特性方程如下:

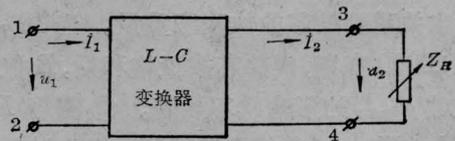


图 2 单相 L-C 变换器的方框图

$$\begin{cases} \dot{u}_1 = A_{11}\dot{u}_2 + A_{12}\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 = A_{21}\dot{u}_2 + A_{22}\dot{I}_2 \end{cases} \quad (1)$$

式中  $A_{11}$ 、 $A_{12}$ 、 $A_{21}$ 、 $A_{22}$  为网络特性参数(复数), 与网络的结构、元件的参数及电源频率有关。此外,  $\dot{u}_2 = \dot{I}_2 \cdot Z_H$  ( $Z_H$  为负载阻抗), 将此关系式代入方程(1)中  $\dot{u}_1$  的表达式并加以整理, 便有: