

# “偏频锁定”无调制的稳定激光器

施 汉 谦

(中国计量科学研究院)

**提要:** 本文介绍了一种无调制激光输出的“偏频锁定”稳频方法。文中对“偏频锁定”型激光器的工作原理、系统的主要部件及设计的考虑进行了较详细的描述。最后还给出了一台已用于碘稳定 He-Ne 激光器的“偏频锁定”稳频的实际电路。

## Bias frequency-locked unmodulated stable laser

Shi Hanqian

(Chinese Academy of Metrology)

**Abstract:** A method of frequency stabilization—bias frequency locking, for output of unmodulated laser is introduced. A detailed description of operation principles, main components of the system and design considerations for bias frequency locked laser is given. Finally, a practical circuit for frequency stabilization of iodine stabilized He-Ne laser is described.

### 一、引 言

目前高稳定 He-Ne 激光器的稳频系统,多数是采用小振幅调制激光谐振腔以获得误差信号的极值控制系统。由于激光腔反射镜的振动,往往造成激光输出具有较大的频率调制。由于这种小振幅调制就限制了该类稳频激光器的应用范围<sup>[1]</sup>。近些年发展而被广泛应用的无调制稳频激光器克服了以上缺点。

### 二、主要部件及工作原理

“偏频锁定”型激光系统实际是一个自动频率调整系统(以下简称 AFC)。AFC 系统主要由两个部件组成:

(1) 鉴频器——其作用是指示出高稳定激光器的频率和被稳定激光器频率间的偏差,并产生与这个偏差相应的控制电压输出;

(2) 控制元件(压电陶瓷 PZT)——其作用是直接改变被稳定激光器的频率并使它趋近于高稳定激光器的频率。

因而 AFC 系统是一个方向性作用的系统,其作用方向如图 1 所示。

通常在 AFC 系统中被稳定激光器工作频率的额定值  $f_B$  和高稳定激光器的标准频率  $f_P$  的数值不同,在我们的电路中  $f_P$  和  $f_B$  差一严格的固定值  $f_0$ , 故称“偏频”。在这种

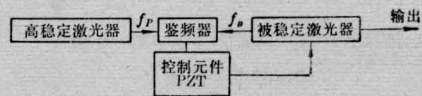


图 1 AFC 系统作用方框图

收稿日期: 1979 年 8 月 9 日。



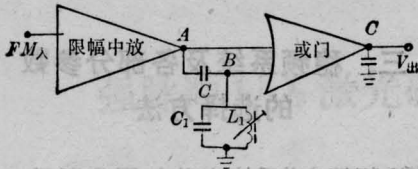


图3 5G32鉴频器的工作原理

3. 前置放大器的考虑: 由于5G32电路  $V_{\text{注入}}$  与输出  $V_F$  具有如图4所示的函数关系, 在低注入时最佳注入值为60毫伏, 当  $V_{\text{注入}} > 700$  毫伏时为高注入状态。不同注入状态下的鉴频特性如图5所示。在低注入状态时鉴频特性呈S形特征, 此时灵敏度较低, 线性范围较窄; 在高注入状态下工作时, 由于模拟乘法器内晶体管工作在导通截止状态有限

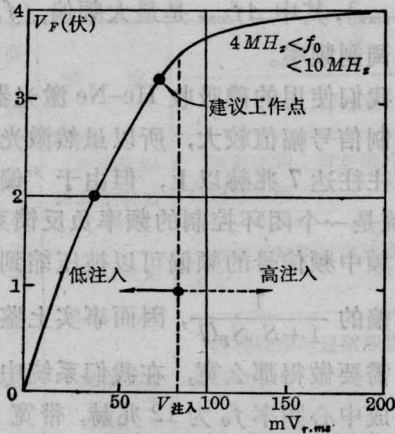


图4  $V_{\text{注入}}$  对  $V_F$  的标准曲线

$V_{\text{注入}}$ —鉴频器输入端注入值  $V_F$ —任一简单的LC网络的标准输出

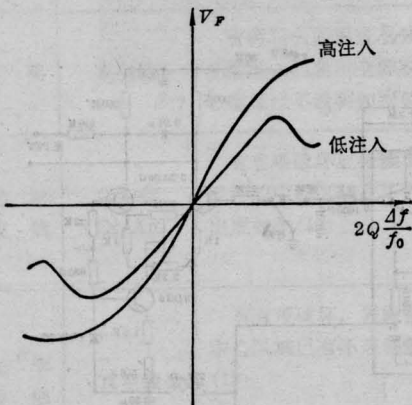


图5 模拟乘法器的鉴频特性

幅作用, 所以调频波移相后的幅度变化可以不考虑; 又因大信号时乘法器的鉴相特性在  $\frac{\pi}{2}$  附近有直线关系, 所以此时灵敏度较高, 线性范围较宽。基于拍频信号有效值在5毫伏左右, 考虑到信号注入值的变化, 我们设计的前置放大器电压增益在80倍左右, 具有约20毫伏的输入动态范围, 因而尽量使鉴频器工作在接近高注入状态。

#### 4. 积分放大和直流高压放大器的考虑

##### (1) 积分放大器

(a) 由于5G32鉴频器输出端有一个固定的直流偏置, 所以积分器正、反向输入端接成减法器, 我们采取在同向端接一由5G14组件构成的可调恒压源;

(b) 积分器采用增益可调的近似比例积分电路, 比例电阻可使积分放大器在一定放大倍数下增加环路响应时间。

(c) 积分器输出端的RC滤波电路可起到再次滤除残余高频及起积分器输出端的短路保护作用。

##### (2) 高压直流放大器

(a) 因为PZT的等效电容  $C = \frac{\epsilon l}{2 \ln \frac{R_2}{R_1}}$ ,

其中  $R_1 = 12$  毫米、 $R_2 = 13$  毫米分别为PZT的内外径,  $l$  为PZT的长, 若为20~30毫米时可得  $C \approx 1$  微法左右。如其时间常数为1秒, 则直流放大器的输出阻抗要约1兆欧。 $\epsilon$  为介电常数。

(b) 电压控制范围纯决定系统的扰动量, 对温度而言,  $\Delta T = \pm 3^\circ\text{C}$  时如腔长  $d = 33$  厘米, PZT的压电系数  $k_C = 0.3$  微米/100伏, 则输出电压为  $\pm u_{\text{out}} = \pm \frac{dl}{dT} \frac{1}{k_C} \Delta T = \pm 330$  伏。

(c) 考虑到手调扫描压电陶瓷电压的方便, 我们采用了高输出阻抗的差动直流放大器方案, 并分粗、细二档调零, 细调有  $\pm 75$  伏的调节量作扫描电压用, 这样采用 +450 伏供电高压较宜。



### 5. 吸收回路的考虑

若能确切地知道鉴频器和 PZT 的静特性曲线，我们就能根据这两个静特性曲线作出对应于每一个起始失谐  $\Delta f_i$  的数值而确定的相应的剩余失谐的数值  $\Delta f_o$ ，由  $\Delta f_o = \varphi(\Delta f_i)$  的一一对应关系来作出该系统的动特性曲线。由于我们的鉴频器还不是工作在真正的高注入状态，所以实验发现在鉴频器的中心频率两侧还存在稳定平衡点，为此必须加吸收回路予以排除。我们采用了桥 T 式吸收电路，消除了低频端的鉴频器过零点。

### 6. 锁定指示及控制电路

在实验室通常借助频谱仪作锁定指示用，但考虑到现场使用的方便，所以在本系统中增设了专门的锁定指示及控制电路，其线路如图 6 所示。

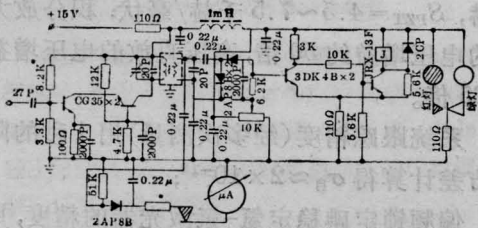


图 6 锁定指示及控制电路图

其原理为：由前置放大器来的偏频信号经一级共射-共基选频放大，然后由  $C_1$ 、 $C_2$  和  $D_1$ 、 $D_2$  完成倍压检波，在负载  $R$  上得到上负下正的直流电压，其大小和有无直接反映了被锁定信号的大小与有无，这直流信号就是下级施密特触发电路的控制信号， $W$  可以调整触发电路的固定直流负偏压，从而调节施密特电路的反转电位。正常工作时使  $BT_3$  处于截止状态， $BT_4$  处于导通状态，也即“绿”灯为锁定，“红”灯为失锁。

## 四、环路性能分析及测试

当系统无相位失真时，AFC 系统的稳定

性取决于调整系数  $K$  的符号。本系统在鉴频器后存在  $RC$  滤波器及近似比例积分等惯性环节，因而分析设计系统时宜从系统微分方程着眼。

设系统在自由振荡下的频偏为  $\Delta f$ ，鉴频器到控制元件间滤波器的传递函数为  $D(P)$ ，则根据下列控制电压的瞬时值  $V_C$  所满足的两个关系式：

$$\begin{cases} V_C = \Delta f \cdot S_D \cdot D(P) \\ \Delta f = V_C \cdot S_{PZT} \end{cases} \quad (2)$$

得到 AFC 系统自由振荡的微分方程：

$$1 - D(P) \cdot S_D \cdot S_{PZT} = 0 \quad (3)$$

为此我们可将偏频锁定环路方框图简化成如图 7 所示。

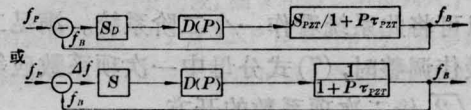


图 7 偏频锁定环路方框图

其中  $S = S_D \cdot S_{PZT}$  称环路增益常数。由图 7 可见

$$(f_p - f_b) \cdot S \cdot D(P) \cdot \frac{1}{1 + P\tau_{PZT}} = f_b \quad (4)$$

所以闭环传递函数

$$\begin{aligned} W(P) &= \frac{f_b(P)}{f_p(P)} \\ &= \frac{S \cdot D(P)}{1 + S D(P) + P\tau_{PZT}} \end{aligned} \quad (5)$$

本系统中除积分器和压电陶瓷的时间常数较大外，其它几个  $RC$  滤波环节均是小惯性环节，可予以忽略。

如图 8 所示，近似比例积分环节的传递函数为

$$F(P) = \frac{K_T(\tau P + 1)}{\tau P} \quad (6)$$

其中， $K_T = \frac{R_2}{R_1}$  为比例系数； $\tau = R_2 C$  为积分时间常数； $F(P)$  实际就是中间滤波器的传递函数  $D(P)$ ，将 (6) 代入 (5) 式得

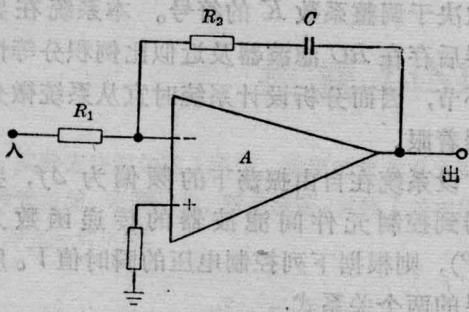


图8 近似比例积分环节

$$W(P) = \frac{S \cdot K_T (\tau P + 1) / \tau P}{1 + S \frac{K_T (\tau P + 1)}{\tau P} + P \tau_{PZT}}$$

$$= \frac{\tau p + 1}{\frac{\tau \cdot \tau_{PZT}}{SK_T} \cdot P^2 + \frac{(1 + SK_T) \tau}{SK_T} P + 1} \quad (7)$$

所以可将此系统看作一个二阶系统。满足二阶最佳调整时, (7)式分母中一次项系数应等于  $\sqrt{2}$  倍二次项系数的开方:

$$\frac{(1 + SK_T) \tau}{SK_T} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{\tau \cdot \tau_{PZT}}{SK_T}} \quad (8)$$

考虑到  $SK_T \gg 1$ , (8)式左端略去  $\frac{1}{SK_T}$  一项后可得

$$\tau = 2\tau_{PZT} / SK_T, \quad K_T = \frac{2\tau_{PZT}}{S\tau} \quad (9)$$

这样,  $W(P)$  的分母项写成标准形式(忽略一次项中的  $\frac{1}{SK_T}$ ):  $T_t^2 P^2 + \sqrt{2} T_t + 1$  得

$$T_t = \sqrt{2} \frac{\tau_{PZT}}{SK_T} \quad (10)$$

系统过渡过程的快慢取决于 (10) 式  $T_t$  的大小,  $T_t$  称等效时间常数。在此还需注意一个问题, 即在 (7) 式分子中出现了  $\tau P + 1$  项, 这是一个比例微分项, 其存在将引起突加给定时出现超调, 我们是通过另加滤波环节,

即加  $\frac{1}{T_L P + 1}$  的惯性环节, 当调整到  $T_L = \tau$  时, 就可对消分子项, 从而避免了超调。

以上是选择系统稳定性参数时的定量关系, 可供设计系统时参考。在实际过程中, 诸如  $K_T$ 、 $\tau$  等参数采用实验方法确定还是较方便的。我们是通过先将积分电容短路, 在闭环状态下, 逐渐增大反馈电阻  $R_2$  观察在阶跃给定时输出量的变化, 以不出现超调(即超出允许的振荡)为限, 由于确定好  $R_2$ ; 然后再接近  $C$ , 令  $C$  由大逐渐减小, 观察在阶跃给定条件下达到使过渡过程既无明显延迟又不产生振荡为止。本系统的  $R_2$  约  $< 20$  千欧为宜,  $C$  约为 2 微法左右。

我们对系统的调整系数  $K$  进行了理论计算及实测, 基本是很好吻合的。  $K$  值约在  $2 \times 10^4$  左右。

本系统的参数如下:  $S_D = 1 \sim 1.4$  毫伏/千赫,  $S_{PZT} = 4.5 \sim 7.5$  千赫/毫伏; 积分放大器的电压增益约 50 倍, 高压直放的电压增益约 65 倍。

系统跟踪精度(经多次测量)用 1 秒的阿仑方差计算得  $\sigma_{\text{自}} \approx 2 \times 10^{-12}$ ;

偏频锁定碘稳定氦-氖激光器的精度, 用 1 秒阿仑方差计算得  $\sigma \approx 5 \times 10^{-11}$ 。

### 参 考 文 献

- [1] V. Vari, R. C. Bostrom; *Rev. Sci. Inst.*; 1968, **39**, 1304.
- [2] Jon Berger, R. H. Lovberg; *Rev. Sci. Inst.*; 1969, **40**, 1569.
- [3] V. Gerard; *J. Sci. Inst.*, Ser2, 1969, **2**, 933.
- [4] D. C. Wilson, W. R. C. Rowley; *J. Sci. Inst.*, 1966, **43**, 314.
- [5] K. Tanaka, T. Sakurai; "1967 Sixth International Quantum Electronics Conference", Digest of Technical Papers, p48.