

$$\begin{aligned}
M_{PDH} &\equiv \frac{de}{dv} \Big|_{v=0} \\
&= 2P_0 J_0(\beta) J_1(\beta) \cdot \frac{d}{dv} \text{Im} \{ F(v) F^*(v+f) - F^*(v) F(v-f) \} \Big|_{v=0} \\
&= -4P_0 J_0(\beta) J_1(\beta) \frac{d}{dv} \text{Im} \{ F(v) \} \Big|_{v=0} \\
&= \frac{8P_0 J_0(\beta) J_1(\beta) \text{Finesse}}{\Delta v_{fsr}}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

可见 M_{PDH} 和调制深度 β ，入射光强，F-P 腔的品质因数以及自由谱宽度有关，而后两者都是 F-P 腔的参数，如果要增加误差信号的灵敏度，可以增大品质因数，减小腔镜的损耗。但对于一个参数固定的 F-P 标准具，增大入射光强和优化 $J_0(\beta)J_1(\beta)$ 则是有效的方法。

为了获得最大的鉴频斜率，提高稳频的灵敏度，应使 $J_0(\beta)J_1(\beta)$ 达到最大值^[85]。根据图 15， β 取 1.08 时， $J_0(\beta)J_1(\beta)$ 达最大。

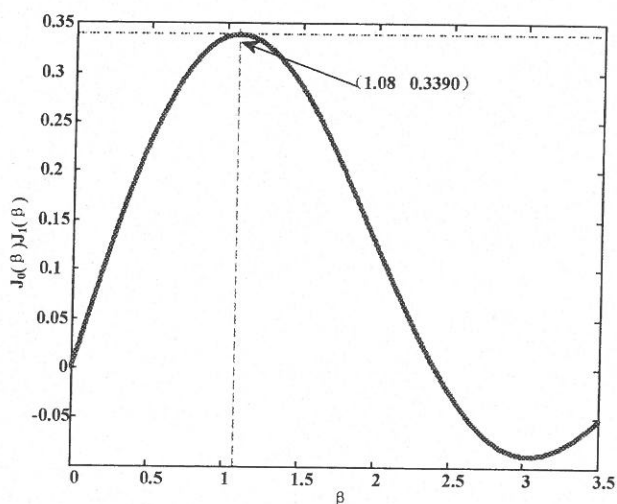
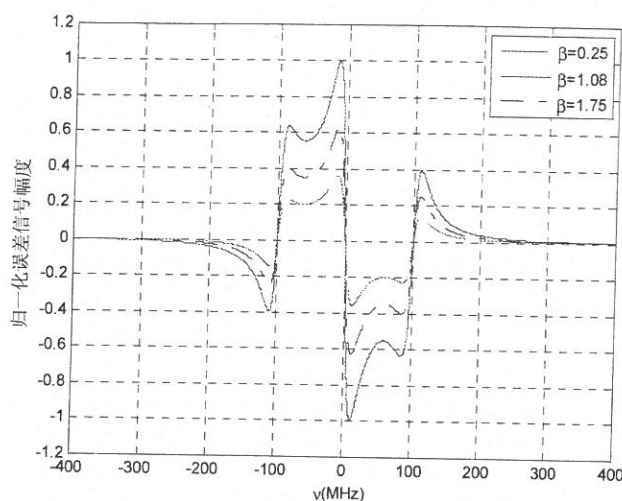


图 15 调制度 β 与贝塞尔项 $J_0(\beta)J_1(\beta)$ 关系图

理论模拟了不同调制深度下的色散谱线线型。谐振腔长设为 20.412mm ，调制频率为 100MHz ，可以看出调制深度为 1.08 时，曲线斜率最大。

图 16 调制度 β 与光外差光谱信号的关系图

综上所述, 当调制度小于1时, 二阶以上的边带很小, 高阶边带对光谱信号线型的影响可忽略, 并结合实验条件, 实验中取调制度 β 为1.08。综上所述, 外调制技术不仅可以实现较大调制带宽, 还能够避免直接调制带来的幅度噪声。同时根据系统所需要的调制参数, 选用NEWFOCUS公司的电光相位调制器4003M及其驱动仪3363A。调制器主要参数: 波长范围为 $0.9\text{--}1.6\mu\text{m}$; 调制深度电压比为 $0.1\text{--}3\text{rad/v}@1\mu\text{m}$; 最大光学密度为 4W/mm^2 ; 数值孔径为 2mm ; 输入阻抗为 50Ω ; 剩余幅度调制抑制比为 -60dB 。

3.4 相位调制光外差稳频系统方案

课题以单频光纤激光器作为对象, 利用相位调制光外差技术获得激光的频率波动信号, 该信号经伺服反馈系统作用于光源调谐接口, 以实现单频激光器的频率稳定。光纤激光器 PDH 稳频系统主要包括三个部分: 第一部分为单频激光器 PDH 稳频系统光路部分; 第二部分为探测接收解调电路部分; 第三部分为激光器 PDH 稳频电子伺服控制部分。从光路部分得到光外差信号, 经探测器和接收电路得到误差信号, 并作用于反馈控制系统的输入端, 反馈调谐量通过控制系统作用于光源。

本文以单频激光 PDH 稳频技术为主线, 实现单频光纤激光相位调制光外差系统的频率误差信号检测。主要包括三个部分: 第一部分为单频激光 PDH 稳频系统光路部分; 第二部分为探测接收解调电路部分; 第三部分为单频激光相位调制光外差系统的频率误差检测。

参考腔的共振频率为激光频率锁定提供了一个频率标准, 为了获得理想的稳频效果, 不仅要求频率参考标准受外界影响小, 而且希望得到具有理想鉴频特性的光学谐振

腔光外差光谱。参考腔的设计除稳定性要求外,还要求参考腔的低阶横模和纵模间隔尽可能大,以获得激光与参考强之间的良好模式匹配。共焦 F-P 腔能满足匹配要求。

据以上分析,单频激光 PDH 光外差信号检测系统结构图如图 17 所示。光纤激光器尾纤与耦合器输入端熔接,其输出的一路作为激光输出,另一路作为系统的探测光,经电光相位调制器调制,调制后的激光被 F-P 谐振腔反射,在偏振分束器的作用下,反射光进入探测器,调制边带拍频,产生光外差信号,经解调电路实现对误差信号的检测,最后经反馈系统作用于激光光源,实现频率稳定。

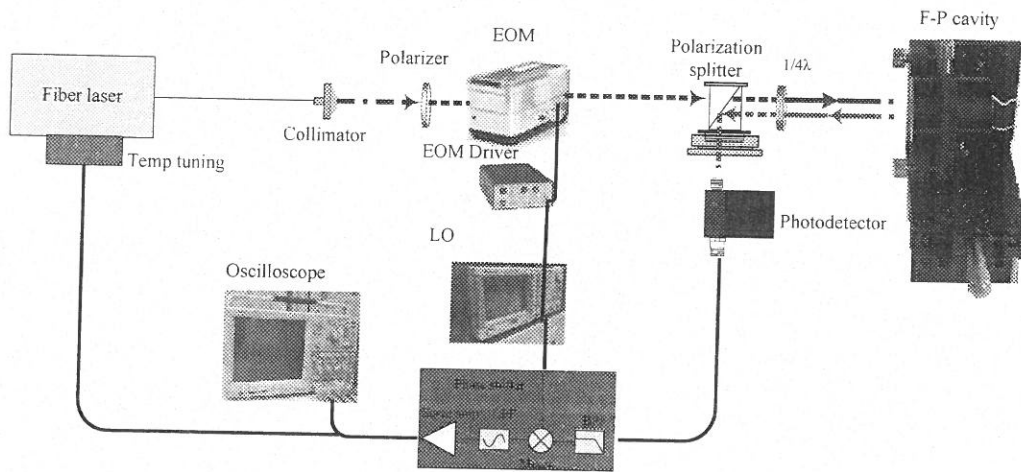


图 17 单频激光 PDH 光外差信号检测系统结构图

3.5 系统的噪声分析

图 18 为激光稳频系统控制框图,光纤激光器输出激光的中心频率为 ω , 噪声为 S_{laser} , 激光的频率由 F-P 标准具和光电探测器组成的鉴频器来监控。F-P 标准具的中心频率为 ω , 外界干扰(机械振动、温度变化等)噪声为 S_{rec} , 鉴频器将频率波动转化为电压的波动,其增益系数为 $K_D(V/Hz)$,由此产生鉴频信号,鉴频信号经过射频调制放大,驱动伺服控制元件,产生反馈信号 S_{back} ,锁定激光的频率噪声为 S_{out} ,伺服放大增益为 $K_S(Hz/V)$, S_{disc} 和 S_{serv} 分别为鉴频部分和伺服部分的电压噪声。

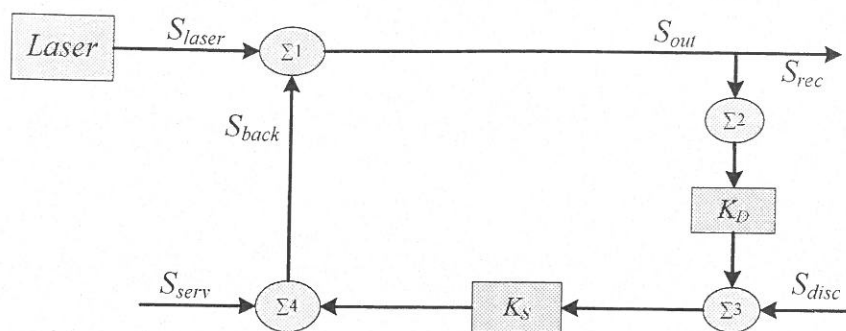


图 18 PDH 稳频系统误差信号控制框图

S_{laser} 、 S_{rec} 、 S_{back} 单位为 $\text{Hz}/\text{Hz}^{1/2}$ ，表示 1Hz 带宽内的平均频率波动， S_{disc} 和 S_{serv} 的单位为 $\text{V}/\text{Hz}^{1/2}$ ，表示 1Hz 带宽内的平均电压波动，根据图 18得到系统闭环噪声信号输出为：

$$S_{out} = \frac{\sqrt{S_{laser}^2 + (K_D K_S S_{rec})^2 + (K_S S_{disc})^2 + S_{serv}^2}}{K_D K_S + 1} \quad (3.10)$$

通常为增强稳频信号，取放大增益 K_S 非常大，式(3.10)近似为：

$$S_{out} \approx \frac{S_{disc}}{K_D} + S_{rec} \quad (3.11)$$

由此可以看出，激光器稳频噪声主要取决于鉴频系统噪声 S_{disc} 和鉴频系数 $K_D(\text{V}/\text{Hz})$ ， S_{disc} 表现为调制频率为 Ω 的一阶边带光波光强波动，鉴频系统由混频器和光电探测器构成，噪声包括混频器电学噪声和光电探测器的量子噪声，整个鉴频部分的噪声主要取决于光电探测器的量子噪声。根据式(2.9)得到鉴频曲线斜率：

$$D = -\frac{8\sqrt{P_C P_S}}{\delta\nu} \quad (3.12)$$

$K_D(\text{V}/\text{Hz})$ 则取决于鉴频曲线的斜率：

$$K_D = -\frac{8\sqrt{P_C P_S}}{\delta\nu} \times \frac{e\eta}{h\nu} = \frac{-8J_0 J_1 P_0}{\delta\nu} \times \frac{e\eta}{h\nu} \quad (3.13)$$

当激光频率与 F-P 标准具的共振频率相等时，探测器上接收到的是两个边带信号，强度为 P_s ，根据式 $P_s = J_1^2(\beta)P_0$ ，光电探测器的量子噪声谱密度为：

$$S_{disc} = \sqrt{2}\sqrt{2eI} = \sqrt{2}\sqrt{2e(2J_1^2 P_0)} \frac{e\eta}{h\nu} \quad (3.14)$$

噪声转换为激光器线宽则为：

$$\Delta\nu = \pi S_{out}^2 \quad (3.15)$$

不考虑 F-P 标准具噪声 S_{rec} ，由式(3.15)得到为经 PDH 稳频得出的激光器输出激光

噪声线宽:

$$\Delta\nu = \frac{\pi h\nu\delta\nu^2}{8J_0^2\eta P_0} \quad (3.16)$$

式(3.16)为 PDH 稳频系统所能达到的极限线宽。以上计算忽略了 F-P 腔的噪声以及稳频系统中控制电路的电学噪声, 所以理论计算要比实际结果小一些。

3.6 本章小结

本章首先对 DFB 光纤激光器进行性能测试, 确定了光纤激光器最佳工作状态, 针对光路, 提出优化设计方案; 然后对系统参数设计进行实验仿真, 对其误差信号曲线的线性动态范围和灵敏度进行了定量分析, 仿真结果表明, 在一定范围内增大调制频率可以提升线性动态范围, 对于参数固定的 F-P 标准具, 选取最佳调制深度可以将灵敏度提升; 最后确定了相位调制光外差稳频系统的方案并对系统进行了噪声分析。

第四章 光外差信号检测优化系统的实现

课题的重点是对光外差信号检测系统的设计,包括光电接收电路和解调电路两个部分。在前面章节对稳频技术理论研究的基础上,充分考虑到干扰、噪声、增益带宽以及电路整体功能,结合仿真和实验结果,合理地选择器件和电路参数,设计探测器前置放大电路和解调电路,使整个系统可以稳定、可靠地工作。最终实现对信号的探测、放大与解调。

4.1 系统优化的前提

4.1.1 探测器

优化前系统采用的THORLABS公司的探测器,型号为SIR5-FC,由于其内部无放大电路,探测到的信号太微弱,需重新选择光电二极管,对光电接收电路进行重新设计。

本课题采用的光电二极管是 44 所生产的 GT101 $\Phi 0.2$,其主要参数见表 2,光谱响应曲线如图 19 所示。

表 2 光电二极管 GT101 0.2 主要参数

型号	光敏面 (mm)	响应度 (A/W) ($0.9\mu\text{m}$)	暗电流 (nA) (15V)	电容 (pF)
GT101	$\Phi 0.2$	0.54	0.8	0.7

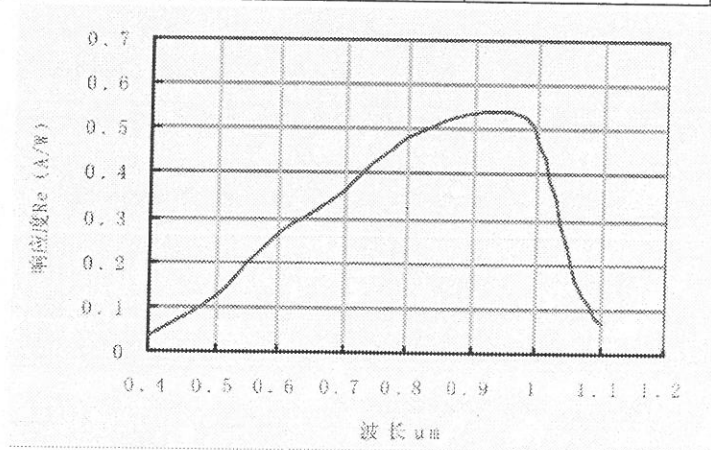


图 19 光电二极管 GT101 0.2 的光谱响应曲线

4.1.2 解调电路

对优化前系统所用的解调电路进行测试,以便确定未能实现解调的原因。

首先用信号发生器模拟解调过程。采用信号发生器输出调制信号和参考信号,通过示波器观察解调后的信号。

信号发生器的参数设置如下:

通道 1 已调制信号输入

调制信号:

频率: 100MHz , 峰峰值: 1.4V

载波信号:

频率: 50KHz , 峰峰值: 约 0.12V (在信号发生器上, 这个只能通过调制深度来调节, 调制深度为 15%)

通道 2 参考信号输入

频率: 100MHz , 峰峰值: 1.4V

解调电路输出端接示波器通道 1, 示波器通道 2 接的是已调制信号。解调结果如下图所示:

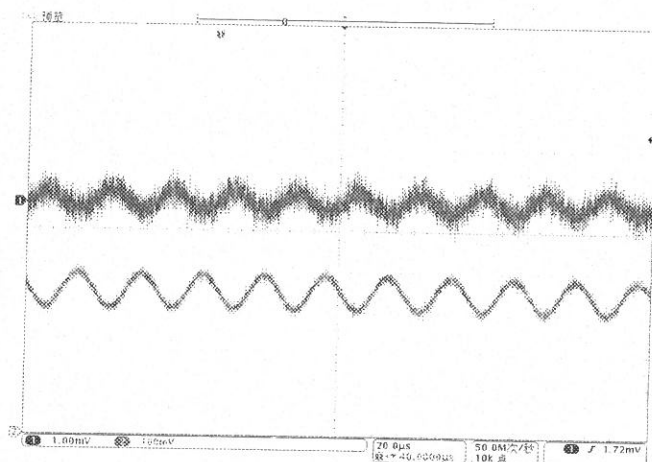


图 20 利用信号发生器模拟解调过程的输出波形

通过上图可以看出, 当输入信号的强度较大时 (本次实验中为 0.12V), 电路能够成功实现解调, 而在我们的系统中 (信号大小约 $1\sim 3\text{mV}$) 却无法实现, 认为可能的原因是电路的放大倍数不够。

然后, 在器件的调研中, 发现所选用的放大器给的标准供电电压为 12V , 而在设计电路时所用的为 5V , 为此, 做了以下实验, 将供电电压由 5V 开始缓慢增大, 通过示波器观察放大器后端信号的幅度, 发现随着电压的增大, 信号的放大倍数也增大, 因此, 有理由认为所选的 5V 供电电压无法使放大器达到预定的放大倍数。

综上所述, 认为其电路未能实现解调的原因主要有以下几点:

1. 电路的放大倍数不够;
2. 放大器的供电电压应为 12V , 而原电路用的是 5V ;
3. 电路板元器件的布局 and 焊接有待改进。

基于以上分析,对解调模块电路进行重新设计,如下所示,为解调电路的原理框图:

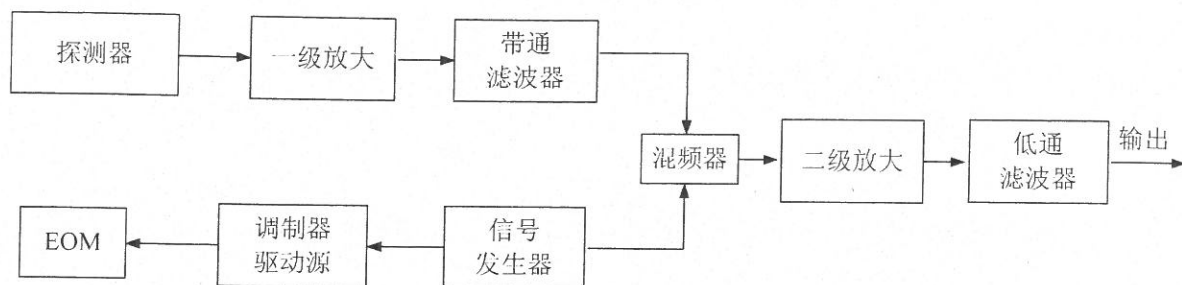


图 21 调制解调电路原理框图

探测器输出电信号先进行一级放大,然后通过中心频率为 100MHz 的带通滤波器,滤除直流成分、高频成分等干扰,进入混频器,与跟 EOM 驱动源为同源的射频信号进行混频后,进行二级放大,经低通滤波器得到解调信号输出,该信号则为光源频率波动信号。

4.2 光电接收电路

光电接收电路是将探测光中的调制光谱信号进行光电转换,并适当放大,然后送到后级电路进行滤波处理,可以说,这一步关系到稳频的成功与否。因为稳频需要的误差控制信号就是光电接收电路检测到的光强信号,如果接收电路指标不合格,噪声过大就会严重影响稳频的精度,甚至无法实现稳频,所以,实现光电接收的低噪声光电转换和放大即前置放大电路是这一电路设计的关键,也是整个稳频电路的关键。

在本系统实验中,光电转换后的信号是通过示波器来进行观察的,而示波器最小输入信号为 1mV ,由于现有探测器中无放大电路,探测到的信号小于 1mV ,无法通过示波器观察,因此,根据系统需求,需重新设计探测器前置放大电路,实现对信号的合理放大。

从原理上看,光电接收电路比较简单,但是实际上每个环节都很关键。光电转换用光电二极管来实现,对波长相应范围和转换噪声有较高的要求,前置放大电路是把光电流转换成电压,是红外探测器处理电路的重要组成部分,它把从读出电路中获取的微弱电信号放大后传输给后面的处理电路,其性能直接影响到整个系统的探测精度,这一步要求附加噪声必须小,下面将逐级分析。

4.2.1 光电二极管

半导体材料对光的吸收遵从如下指数规律^[86]:

$$P(x) = P_0[2 - e^{-\alpha(\lambda)x}] \quad (4.1)$$

式中, $\alpha(\lambda)$ 是当光的波长为 λ 时的吸收系数, P_0 是入射于光探测器上的光功率, 而 $P(x)$ 是在距 x 中吸收的光功率。

如果耗尽区的宽度为 w , 并考虑到光电二极管的入射面的反射率为 R_f , 那么, 由于光功率的吸收而产生的平均光电流由下式给出:

$$I_L = \frac{q}{hv} P_0 [1 - e^{-\alpha(\lambda)w}] (1 - R_f) \quad (4.2)$$

其中, q 是电子电荷量, hv 是光子的能量。

光照下, PIN 光电二极管 PN 结的伏安特性为

$$I = I_0 \left(e^{\frac{qv}{kT}} - 1 \right) - I_L \quad (4.3)$$

式中, I_0 为 PN 结的反向饱和电流, v 为包括外电压和光电压的实际结电压, k 为波尔兹曼常数, T 为探测器的工作温度。

图 22 给出了 PIN 光电二极管的等效电路, 它包括光电流 I_p , 暗电流 I_d , 结电阻 R_d , 结电容 c_d 的并联, 其中暗电流对应于工作电压下没有光照时的输出电流, R_s 为串联电阻, 其值远小于负载电阻 R_L , 通常可以忽略。

在应用时, 要求光电探测器工作在线性范围内, 因此必须保证 $R_d \gg R_L \gg R_s$, 器件近似以短路方式工作, 其输出电流为:

$$I = I_0 \left[\exp \left(\frac{qIR_L}{kT} \right) - 1 \right] - I_L \quad (4.4)$$

这时, 只需满足式 (4.4) 中 $I_j \ll I_L$ ($I_j = I_0 \left[\exp \left(\frac{qIR_L}{kT} \right) - 1 \right]$), 器件趋于理想短路

条件: $I \approx -I_L = \frac{\eta q}{hv} P_0$ (η 为光探测器的量子效率) 即短路电流 I 与入射于探测器上的光功率 P_0 成正比, 并且不受工作温度的影响。

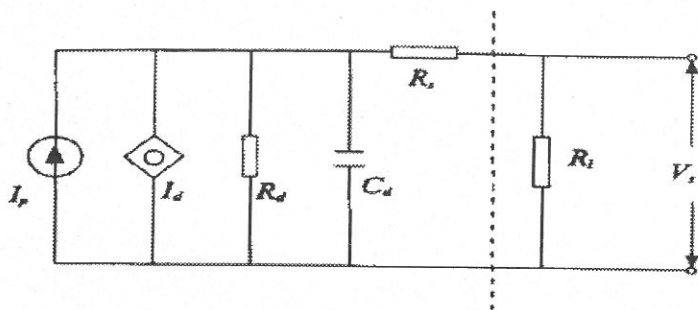


图 22 PIN 光电二极管的等效电路

本实验采用的光电二极管是 44 所生产的 GT101 $\Phi 0.2$, 其主要参数见表 3。

表 3 光电二极管 GT101 0.2 主要参数

型号	光敏面 (mm)	响应度 (A/W) ($0.9\mu m$)	暗电流 (nA) ($15V$)	电容 (pF)
GT101	$\Phi 0.2$	0.54	0.8	0.7

4.2.2 前置放大电路

前置放大电路是红外探测器处理电路的重要组成部分,它把从电路中获取的微弱电信号放大后传输给后面的处理电路,其性能直接影响到整个系统的探测精度。

如图 23 所示是一种典型的前置放大电路。所用芯片是 OPA847, 为宽带宽、超低噪声、电压反馈型放大器。

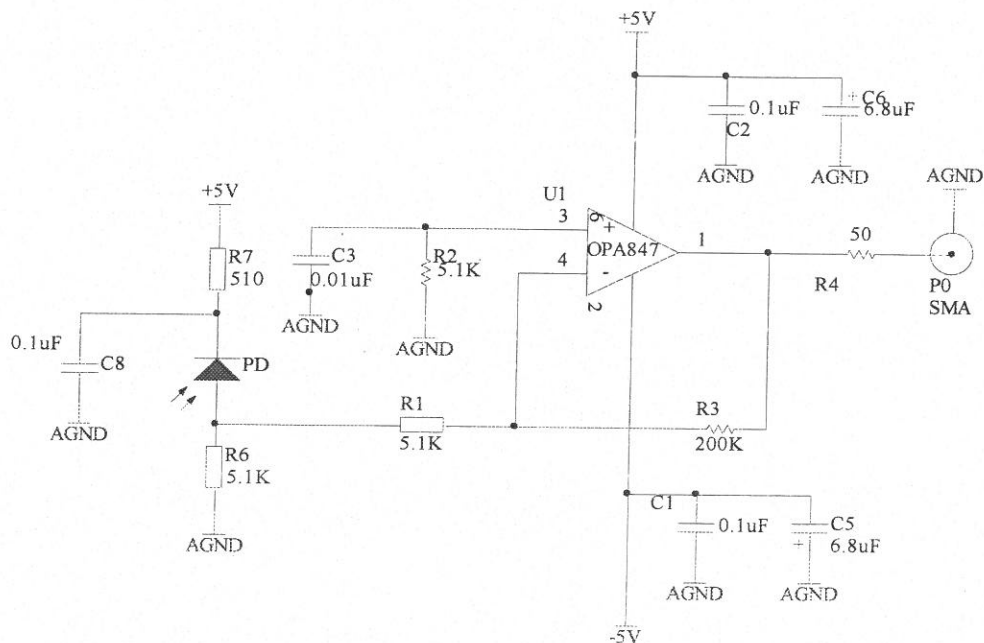


图 23 前置放大电路原理图

当激光照射到 GT101 $\Phi 0.2$ 的接收窗口上时, 它会产生反向电流 I , 经电阻 $R6$ 转化为电压。运算放大器 OPA847 构成一个反相放大电路, 放大倍数为 $R3/R1$ 。

电路的实物图如下图所示:

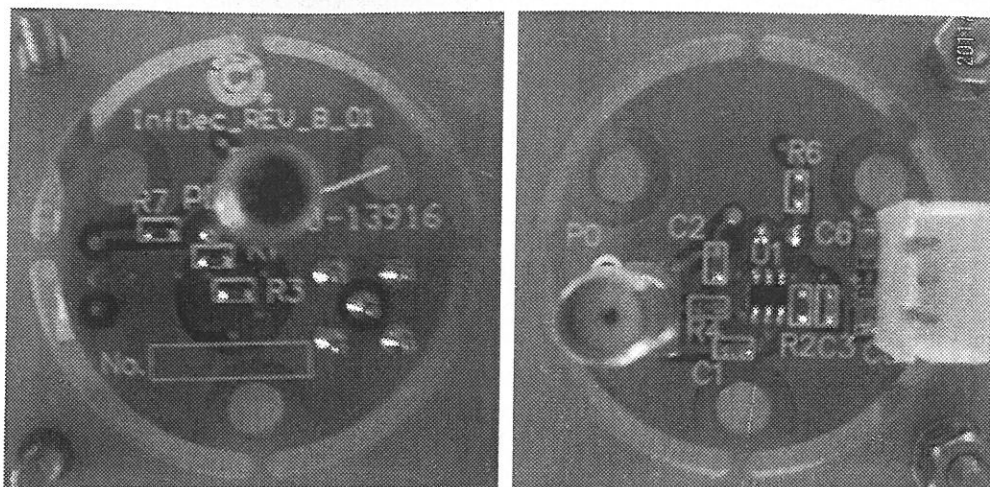


图 24 前置放大电路实物图

4.2.3 噪声分析

在制作、调试放大电路时，常常发生这样的现象：无论怎样屏蔽，也不管电源的滤波多么完善，布线多么巧妙，即使输入信号为零，在放大电路的输出端仍然可以观察到一种没有规律的波形，这就是所谓的噪声。虽然噪声很弱，但是当信号也很弱时，放大电路输出信号的质量就会严重下降，甚至完全被噪声淹没。因此，对于本电路的微弱光电转换信号而言，噪声的影响是很大的。

(1) 热噪声

由于电子的运动是杂乱无章的，因此处于绝对零度以上的各种导体的两端都存在噪声电压，它的大小与温度有关，故称为热噪声。理论和实践证明，一个阻值为 R 的电阻器(例如实际的电阻器，双极型三极管的体电阻，场效应管的沟道电阻)未接入电路时在频带宽度为 Δf 的范围内所产生的热噪声电压均方值(即有效值的平方)为

$$U_n^2 = 4kTR \cdot \Delta f \quad (4.5)$$

其中， T 是电阻的绝对温度， k 为玻尔兹曼常数。上式可改写成功率或电压的形式

$$P_n = \frac{U_n^2}{R} = 4kT \Delta f \quad (4.6)$$

或

$$U_n = \sqrt{4kTR \cdot \Delta f} \quad (4.7)$$

可见热噪声电压的有效值与温度、电阻值、所考虑的频带宽度三者的乘积之平方根成正比。另外，由(4.6)式可得

$$\frac{P_n}{\Delta f} = 4kT \quad (4.8)$$

可见,热噪声的功率频谱密度曲线是平坦的,即热噪声均匀地包含各种频率的成分,因此又被称为白噪声。由以上分析看出,减小阻值、降低温度、减小带宽是抑制热噪声的有效方法^[87]。

(2) 杂散噪声

在半导体器件中,每个载流子通过 PN 结的运动是随机的,因此即使各种条件不变,单位时间内通过的载流子个数并不是完全相等的。即通过 PN 结的正向电流的瞬时值是在它的平均值上下不规则地起伏变化,因而产生噪声电流。人们将这种噪声比拟成打靶时射出的大量子弹对靶心的偏离,故称为散弹噪声。散弹噪声与热噪声类似,其功率频谱密度曲线也是平坦的,因此也属于白噪声。它与热噪声的区别在于:热噪声随温度升高而增加,而散弹噪声与温度无关,热噪声的大小与通过电阻的电流无关,而散弹噪声的功率频谱密度与电流的平均值成正比。所以,要降低散弹噪声就必须减小电流,同时应尽量使频带变窄。与散弹噪声本质类似的还有一种分配噪声,它是由于集电极电流和基极电流的瞬时值在各自的平均值上下不规律起伏变化造成的。

(3) $1/f$ 噪声

以上介绍的热噪声、散弹噪声等都属于白噪声,它们的功率频谱密度是均匀的。实践证明还有一种噪声,其特点是在低频段(约 1kHz 以下)较显著,且随频率降低而增大。因此这种噪声称为 $1/f$ 噪声或低频噪声。产生 $1/f$ 噪声的原因至今还不十分清楚,一般认为与器件材料本身及工艺水平有关。 $1/f$ 噪声是一种基本的噪声源,它不仅存在于双极型三极管、场效应管中,而且存在于电阻器、电子管等其他元器件中。值得注意的是,虽然在相同条件下各种不同类型电阻器的热噪声相同但由于它们存在 $1/f$ 噪声,且当频率低到一定程度时, $1/f$ 噪声比热噪声还大,甚至大得多,因此不同类型电阻器的噪声是不同的,低频时较明显。一般在相同条件下,碳膜电阻的噪声最大,线绕电阻的噪声最小。所以为了减小电阻器所产生的 $1/f$ 噪声,最好选用线绕电阻器,其次是金属膜电阻器。

(4) 放大电路内部噪声

即使没有外部噪声,放大电路的输出电压中仍然会有运算放大器引起的噪声。这一内部噪声可用噪声电压源 E_n 来简单模拟。而且 E_n 和频率范围以及信号源内阻有关,所以在选择放大器时一定要注意它的频率范围,并且放大器输入端的阻抗不能太大或太小,一般在 100Ω 到 $20\text{k}\Omega$ 之间。噪声电压随同信号电压一样被放大,所以一个直接的办法

就是避免反馈电阻值过大,同时在反馈电阻两端并联一个小电容,使噪声旁路而不被放大。同失调电流一样,噪声电流的影响也取决于反馈电阻,所以减小反馈电阻也使噪声电流的影响减小。另外,放大器的非线性失真也会产生信号的高次谐波,这对后级电路来说也是一种“噪声”,在频谱纯度要求很高的时候必须滤除。

如果要进一步分析放大器的噪声,可以建立一个噪声模型,并求得使放大器噪声系数最小的条件。文献[87]详细研究了放大器的噪声问题,并相对于功率匹配引入了噪声匹配的概念,当信号源电阻为最佳源电阻时达到噪声匹配,放大器的噪声系数最小。理论分析得到

$$R_s = \frac{E_n}{I_n} \quad (4.9)$$

式中, R_s 为最佳源电阻, E_n 为等效输入噪声电压, I_n 为等效输入噪声电流。

但是,噪声匹配以牺牲功率匹配为代价,而且根据具体的电路形式,并不是选用最佳源电阻就是最有利的。

可见,减小放大电路内部噪声的关键是选择低噪声、低非线性失真的芯片,并且使芯片外围器件的取值达到最佳状态,进一步可以加低噪声前置差动放大电路和滤波网络。

4.3 解调电路

4.3.1 器件选型与电路设计

(1) 选型依据

当光源光功率为 $80mW$ 时,经过光路估算,到达探测器感应面的反射光功率成分,转换电流成分、转换电功率成分如下表,其中频率波动项是在激光频率漂移取 $100KHz$ 时对应的估算值,同时根据式 2.9 得到的鉴频曲线斜率值为 $1.21425 \times 10^{-3} mW/KHz$ 。

表 4 光电探测器转换电信号估算

载波反射光 (第一项)	边带反射 (第二项)	频率波动项 (第三项)	二阶项 (第四项)
0	$1.6605mW$	$0.121425mW@100KHz$	$<1.6605mW$
0	$0.0612725mA$	$0.0044806mA@100KHz$	$<0.0612725mA$
0	$-37.265dBm$	$-60dBm@100KHz$	$<-37.265dBm$

首先电路需要对直流和高频成分进行滤波得到所需要的经过调制 $100MHz$ 的频率误差项。根据噪声成分,选用中心频率为 $100MHz$ 的带通滤波器滤除直流和高频成分的

干扰。

根据鉴频曲线斜率值 $1.21425 \times 10^{-3} \text{mW/KHz}$, 计算得到探测器输出端的射频信号动态范围为 $-0.173 \sim 0.173 \text{mA}$, 即估算的最大射频输出功率为 -28.25dBm , 最小输入射频功率与探测器噪声响应密切相关。

探测噪声电平一般低于 -70dBm , 所以探测器射频输出的功率动态范围为 -70dBm , 对光源频率波动信号动态范围为 $-70 \text{dBm} \sim -28.25 \text{dBm}$ 。

(2) 混频器 SBL-3+

解调电路中选用无源混频器, 无源混频器有源混频器相比, 无源混频器具有互调失真性好, 动态范围广等特点。选择 MINI CIRCUIT 公司的无源混频器 SBL-3+ 作为乘法器, 本振电平为 $+7 \text{dBm}$, 下表为 SBL-3+ 测试特性:

表 5 SBL-3+ 特性数据测试

RF(MHz)	LO(MHz)	CO LOSS (dB)	ISOLATION(L-R) (dB)	ISOLATION(L-I) (dB)	VSWR (RF)
76.94	46.94	4.97	58.56	48.75	1.26
100	70	4.81	58.22	46.67	1.26
123.09	93.09	4.85	52.38	44.01	1.22
146.16	116.16	4.94	58.82	46.22	1.19
200.00	170.00	5.36	44.86	38.02	1.18

探测器输出端射频信号最大功率 -28.25dBm , 探测器输出功率较低, 同时, 所选混频器 SBL-3+ 的 1dB 压缩点为 0dBm , 因此混频器输入端最大射频信号为 0dBm 。

(3) 放大器 ERA-8SM+ 及带通滤波器 SXBP-100+

在混频器的前端加入放大器对射频信号进行放大, 既可以较好利用混频器动态范围, 还可以通过放大抑制噪声的干扰。在放大器后端加入带通滤波器, 滤除直流成分和高频成分等干扰。选用 MINI CIRCUIT 公司 ERA-8SM+ 作为混频前端的放大器, 中心频率为 100MHz 的 SXBP-100+ 作为放大器后端的带通滤波。表为 ERA-8SM+ 和 SXBP-100+ 的特性数据测试, 表中可以读出 SXBP-100+ 的 3dB 带宽为 30MHz , 放大器 ERA-8SM+ 在 100MHz 射频信号的增益为 30dB 。这样带通滤波器 SXBP-100+ 和放大器 ERA-8SM+ 对探测信号进行选频放大作用。到达混频器前端的有用信号较好利用混频器的动态范围。

表 6 ERA-8SM+特性数据测试
(测试条件 $I_{cc}=29mA$, $T=+25^{\circ}C$)

FREQ(MHz)	Gain(dB)	Isolation(dB)	Input Return	Output Return
			Loss(dB)	Loss(dB)
50	30.57	33.09	12.65	10.00
100	30.39	33.85	12.78	10.12
150	30.25	33.59	13.17	10.05
200	29.93	33.74	13.11	10.17

表 7 SXBP-100+特性数据测试
(测试条件: $P_{RF}=0dBm$, $T=+25^{\circ}C$)

FREQ(MHz)	Insertion	Return Loss (dB)
	Loss (dB)	
75.00	10.14	1.07
80	2.65	0.36
100.00	1.43	0.04
117	2.08	0.07
125	5.20	0.70
130	11.60	0.86

(4) 放大器 ERA-2SM+

在混频器的后端加入二级放大 ERA-2SM+, 其特性参数如下所示:

表 8 ERA-2SM+特性数据测试
(测试条件 $I_{cc}=40mA$, $T=+25^{\circ}C$)

FREQ(MHz)	Gain(dB)	Isolation(dB)	Input Return	Output Return
			Loss(dB)	Loss(dB)
50	16.34	19.72	33.63	31.10
100	16.33	19.78	34.04	30.03
200	16.27	19.77	33.71	29.05

(5) 低通滤波器 PLP-10.7

为抑制前端放大器和信号混频时所产生的干扰和杂波以及提取出混频后的下变频信号, 在二级放大器后一级使用低通滤波器。选用低通滤波器为 PLP-10.7, 3dB 带宽为 14MHz, 详细数据如下:

表 9 PLP-10.7 特性数据

FREQ(MHz)	Insertion loss(dB)	Return loss(dB)
1.00	0.07	35.4
2.00	0.09	29.3
5.00	0.32	18.8
10.00	0.65	21.3
15.00	6.69	3.1

20.00	31.35	0.8
-------	-------	-----

(6) 解调电路设计

原理框图 25 中, 使用信号发生器作为本振振荡, 产生 100MHz 射频信号源, 一路经过放大作为 EOM 射频输入, 另一路作为探测器接受信号的本振解调信号, 完成探测器端输出信号的选频放大与解调部分。所选器件如上分析, 电路原理图如下所示:

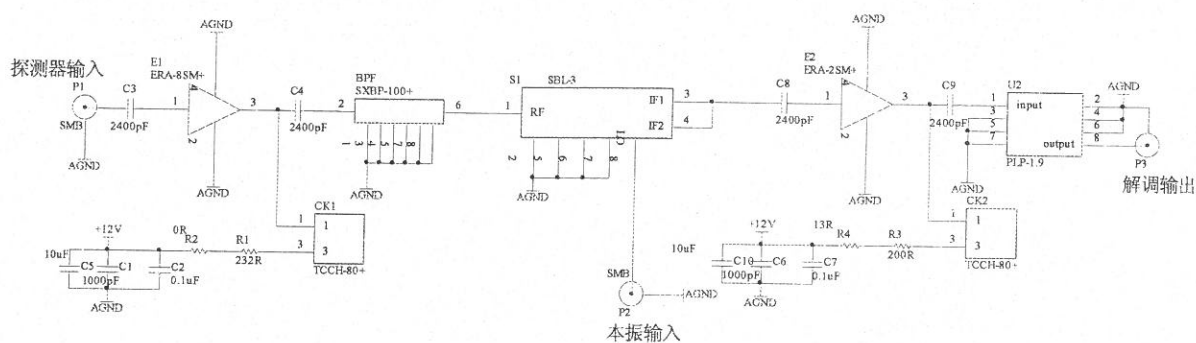


图 25 光外差信号解调电路原理图

4.3.2 解调电路的调试

为了得到可靠、稳定、低噪声的高频电路, 在制作PCB板时, 要注意, 在需要的地方放置过孔连接铺地面, 避免地线自感。元件布局要合理, 电源线应远离信号线, 避免走线间的干扰。器件与器件的连接布线含有电感成分, 这对于高频电路就成了问题。因此, 在实际安装时, 应以最短布线为基本原则, 必要的地方使用贴片元件, 防止不必要的感抗以及射频信号经由器件尖端散失, 保证电路具有较低的损耗和引入较小的噪声, 并保证电路有较好的频率响应。

根据解调电路原理图, 在充分考虑到干扰、噪声、增益带宽以及电路整体功能的基础上, 完成电路PCB板的制作与焊接, 其实物图如下图所示。

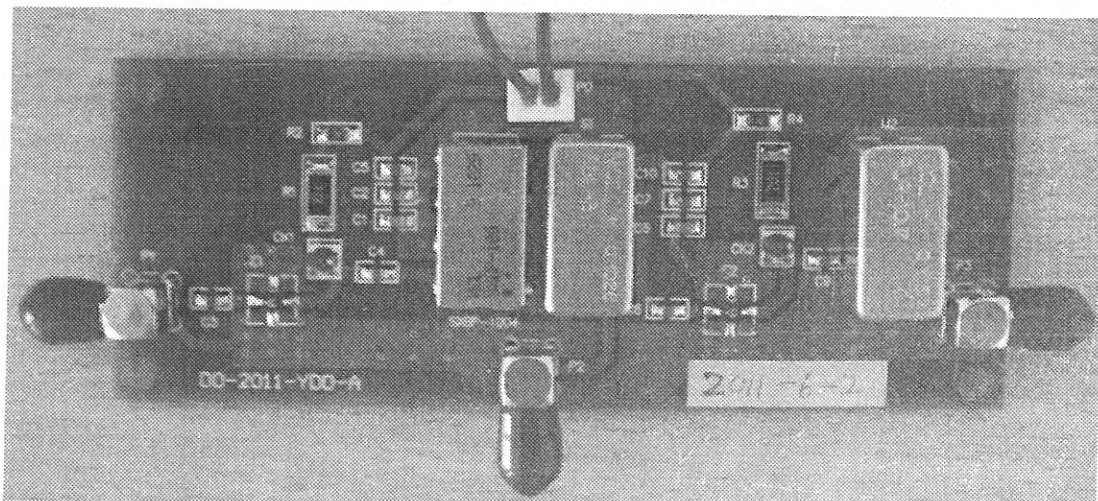


图 26 光外差信号解调电路实物图

对解调电路中的带通滤波器、放大器、低通滤波器、混频器分别进行了测试,经测试表明,解调电路所选各器件均能正常工作,这里不再一一详述。下图为采用信号发生器输出调制信号和参考信号,通过示波器观察解调后的信号,以便确定解调电路是否能正常工作。

信号发生器的参数设置:

通道1、已调制信号输入

调制信号:

频率: 100MHz , 峰峰值: 1V 、 500mV 、 50mV 、 20mV

载波信号:

频率: 50KHz , 调制深度为 50%

通道2、参考信号输入

频率: 100MHz , 峰峰值: 1.4V

示波器通道1接已调制信号,解调电路输出端接示波器通道2。解调结果如下所示:

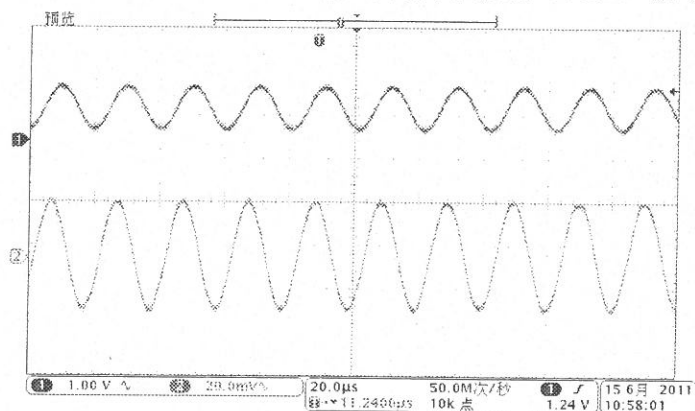


图 27 调制信号幅值为 1V 时解调电路输出结果

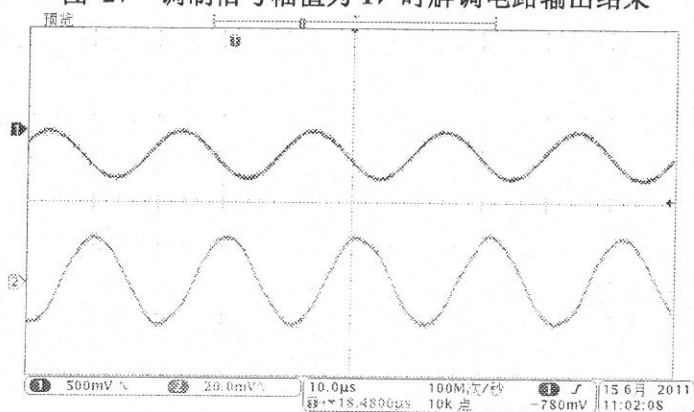


图 28 调制信号幅值为 500mV 时解调电路输出结果

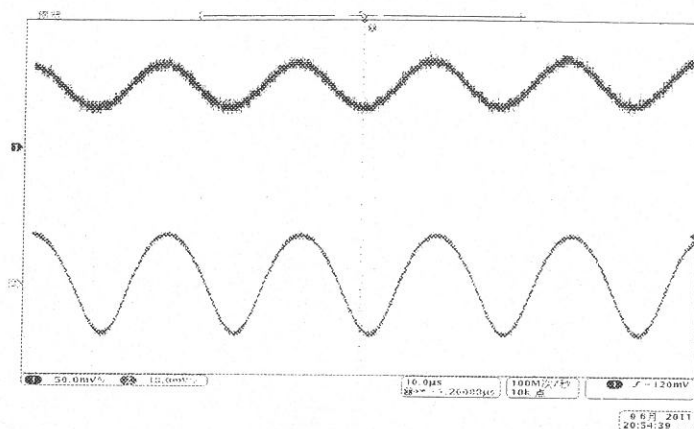


图 29 调制信号幅值为 50mV 时解调电路输出结果

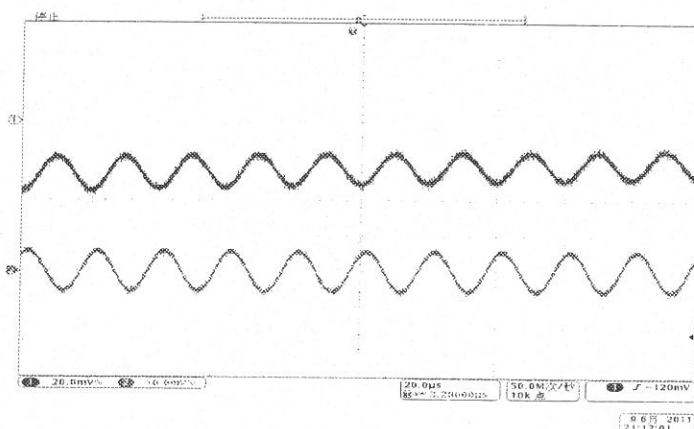


图 30 调制信号幅值为 20mV 时解调电路输出结果

可以看出,在外加已调制信号的情况下,解调电路能够成功实现解调,说明解调电路可以正常工作。

4.3.3 噪声分析

电子系统或电子电路中都会存在噪声,噪声的存在将消弱系统在有噪声背景下的最小信号检测性能,表征这种特性的重要参数便是噪声系数。噪声系数是定量描述一个元件或系统所产生噪声程度的指数,系统的噪声系数受许多因素影响,如电路损耗、偏压、放大倍数等。噪声系数 NF 的定义是一个放大器即使在没有输入信号的情况下也能测到的微小输出信号。任何器件的噪声系数 NF 定义如下:

$$NF = \frac{S_{in} / N_{in}}{S_{out} / N_{out}} \quad (4.10)$$

式(4.10)中, S_{in} , N_{in} 分别是低噪声放大器输入端的信号功率和噪声功率, S_{out} , N_{out} 分别是低噪声放大器输出端的信号功率和噪声功率。

由式(4.10)可以看出,噪声系数的物理含义是:信号通过放大器之后,由于放大器

产生噪声, 使信噪比变坏, 信噪比下降的倍数就是噪声系数。

在室温条件下, 有耗网络的噪声系数为:

$$NF = L \quad (4.11)$$

其中 L 是有耗网络的损耗因子或衰减因子, 式(4.11)表明, 有耗网络的噪声系数等于其衰减因子 L 。

混频器的噪声系数主要由变频损耗产生, 同时根据上式混频器的噪声系数在常温工作状态下等于其衰减因子。由 SBL-3+数据手册可知, 混频器 SBL-3+的变频损耗 L 约等于 $4.81dB$, 因此噪声系数 NF_3 为 $4.81dB$ 。

根据 ERA-8SM+的数据手册, 得到在工作温度为 $+25^\circ C$, 工作电流 $29mA$, 输入信号频率为 $100MHz$ 情况下, 噪声系数 $NF_1=2.24dB$, 增益为 G_1 为 $30.39dB$ 。

根据 ERA-2SM+的数据手册, 得到在工作温度为 $+25^\circ C$, 工作电流 $40mA$, 输入信号频率为 $100MHz$ 情况下, 噪声系数 $NF_2=3.14dB$, 增益为 G_2 为 $16.33dB$ 。

在级联网络中, 总的噪声系数表达式为:

$$NF_n = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{NF_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (4.12)$$

式(4.12)中, $NF_n(n=1, 2, 3, 4, \dots)$ 分别是第 1, 2, 3, 4, $\dots$ 级的噪声系数; $G_i(i=1, 2, 3, \dots)$ 分别是第 1, 2, 3, $\dots$ 级的功率增益。

对于一级放大器 ERA-8SM+有: $G_1=30.39dB=1094$, $NF_1=2.24dB=1.67$ 。

对于二级放大器 ERA-2SM+有: $G_2=16.33dB=42.95$, $NF_2=3.14dB=2.06$ 。

对于混频器 SBL-3+有: $L=4.81dB=3.03=Nf_3$ 。

系统总噪声系数为 $NF=Nf_1+(Nf_2-1)/G_1+(Nf_3-1)/G_1G_2=1.67=2.23dB$ 。因此系统的噪声系数取决于放大器的噪声系数。

4.4 延迟测量与补偿

光外差信号拍频, 探测器产生经过调制的频率误差信号, 经混频器解调和滤波环节后, 得到激光频率波动信号。混频器有以下简化计算方法:

$$\sin(\Omega t) \sin(\Omega' t) = \frac{1}{2} \{ \cos[(\Omega - \Omega')t] - \cos[(\Omega + \Omega')t] \} \quad (4.13)$$

低通滤波器滤除和频成分, 得到了下变频信号, 即解调输出信号。

混频器属于三端口网络器件, LO端口、RF端口为输入端口, IF端口为输出端口。

正弦信号 $A\sin(\Omega t)$ 作为混频器的LO端口输入, 信号 $A_1\sin(\Omega't + \varphi)$ 作为混频器RF端口输入, 既然解调方式为本振解调, 则射频信号频率 Ω' 等于 Ω , φ 为LO信号端与RF端之间的相位延迟, 根据式(4.13)则经混频后有:

$$\begin{aligned}
 & A\sin(\Omega t)A_1\sin(\Omega't + \varphi) \\
 &= \frac{1}{2}AA_1\cos\varphi\{\cos[(\Omega - \Omega')t] - \cos[(\Omega + \Omega')t]\} \\
 &+ \frac{1}{2}AA_1\sin\varphi\{\sin[(\Omega - \Omega')t] + \sin[(\Omega + \Omega')t]\} \\
 &= \frac{1}{2}AA_1\cos\varphi(1 - \cos 2\Omega t) + \frac{1}{2}AA_1\sin\varphi\sin 2\Omega t \\
 &= \frac{1}{2}AA_1\cos\varphi - \frac{1}{2}AA_1\cos(2\Omega t + \varphi)
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

式(4.14)中的和频项通过低通滤波可以被消除, 但是直流项(差频项)中包含LO端和RF端之间的相位延迟 φ , 相位差 φ 的存在关系到鉴频曲线斜率的正负, 另外由于探测器探测到的光信号较弱, 相位差值还会关系到电路信号的信噪比。

若能测得混频前端电路对应相位延迟 φ , 最后可通过加在混频器前端的放大器和一定长度的同轴线补偿相位延迟, 延迟量测量包括两个部分: 电光相位调制器放大延迟量测量; 混频前端选频放大延迟量的测量。

(1) 电光相位调制器(EOM)驱动延迟量测量

信号发生器作为本振振荡源, 输出端口接入三通, 将本振信号分为两路。混频器SBL-3+的LO端口正常工作状态时输入电平为+7dBm。信号源输出频率为100MHz, 峰峰值为2.1V的正弦波信号, 将信号源输出端口与三通接口连接, 三通接口一路连接至驱动源外部震荡接口, 驱动源输出信号连接至示波器二通道, 另一路直接接入示波器的一通道, 图31为示波器两通道信号图, 之间的延迟时间为6.38ns, 计算得到100MHz射频信号相位差为229.68°, 因此驱动源信号延迟为 $\Phi_1 = 229.68^\circ$ 。

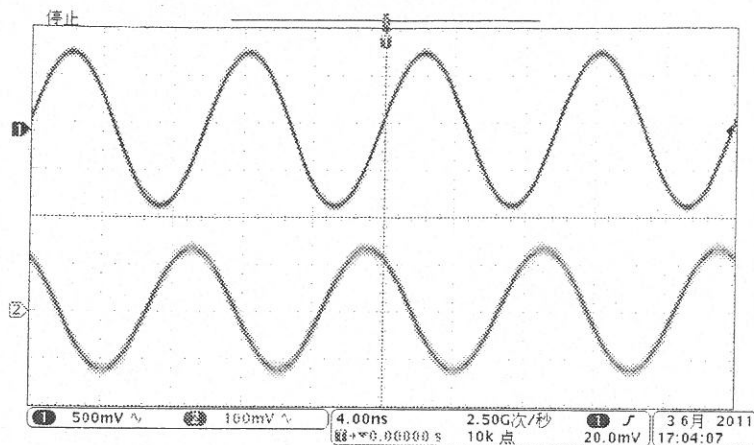


图 31 驱动源延迟量测量

(2) 混频前端选频放大延迟量测量

选频放大环节由带通滤波器SXPB-100+和放大器ERA-8SM+组成, 为了测量该环节信号延迟, 仍然利用三通接口, 一路经过选频放大环节输出接入示波器通道一, 另一路直接接入示波器通道二。图为放大器工作在12V正常工作电压下, 两路信号波形。图32示为信号源经过三通接口分束后, 时间轴延迟的对比波形。时间差为5.16ns, 得到选频放大环节的相位延迟为 $\Phi_2=185.76^\circ$ 。

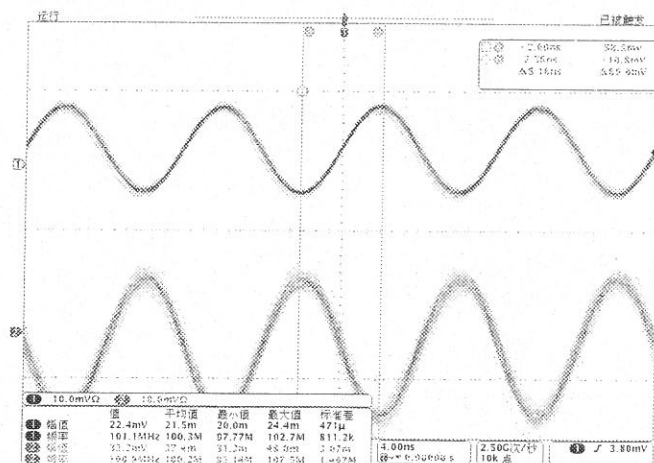


图 32 选频放大环节延迟测量

经过以上测量得到, EOM驱动源与混频前端选频放大环节的之间的相位差为 $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 = 229.68^\circ + 185.76^\circ = 415.44^\circ$ 。因用表笔探测, 表笔也存在延时, 因此应减去表笔的延时, 约 60° , 余弦 $\cos \varphi$ 为0.997, 因此可近似取为 $\cos \varphi \approx 1$ 。

4.5 本章小结

本章是论文研究的重点, 课题的主要工作就是研制一套实用的电路系统, 其中包括: 光电接收部分和解调部分。本章在前面章节对稳频理论研究的基础上, 研制了这套电路。

经过理论分析，特别是在实验中的检测，已证明电路的各项技术指标达到了要求。

在电路的设计实验中，总结了一些经验和结论，高频电路的频率特性与实际安装技术有很大关系。获得高于 10MHz 的频率时，就必须注意以下几点：①接地的高频阻抗要低；②布线的电感成分应尽量地小；③要防止电路之间的高频连接。

第五章 光外差信号检测优化系统的实验研究与结果分析

本课题研究的目的是完成单频光纤激光相位调制光外差稳频系统的频率误差信号检测。本章根据所确定的实验系统结构图,搭建稳频系统光路,并进行光纤激光器性能测试实验、光路调节、系统参数仿真实验及解调电路测试实验,结合所设计的电路板,完成检测系统的设计,获取鉴频曲线。

5.1 实验装置

相位调制光外差稳频的原理是将激光进行逆光射频电光相位调制,利用 F-P 腔的共振特性和光外差光谱检测技术,得到具有良好鉴频特性的色散型谱线,以及鉴频得到激光的频率与 F-P 腔共振频率的误差信号,通过反馈系统来控制激光的腔长,进而改变激光的频率,将激光频率锁定在光学谐振腔的共振频率上。本课题的目的就是得到鉴频曲线及误差信号。本实验的系统结构如图 33 所示。实验所用光纤激光器的中心波长为 1064nm。实验系统实物图如图 34 所示。

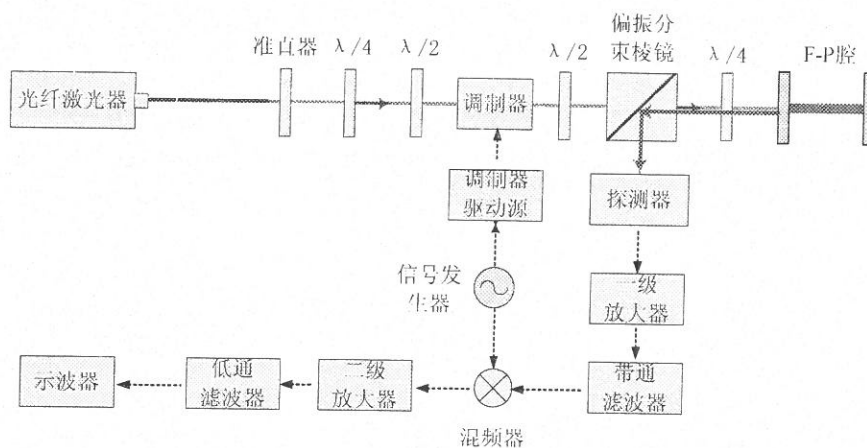


图 33 相位调制光外差系统框图

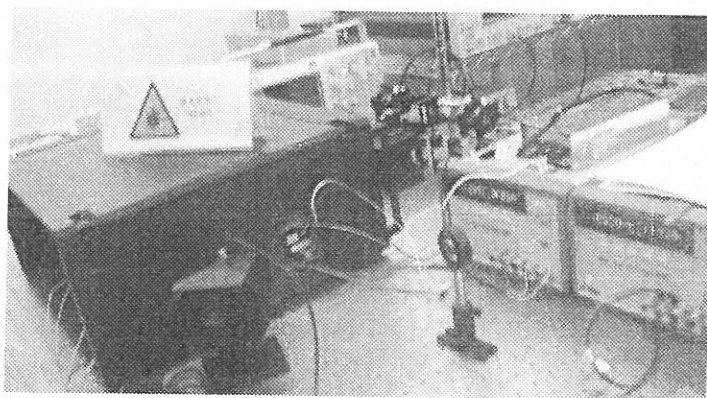


图 34 实验系统实物图

实验中采用的激光光源为 DFB 结构的光纤激光器,输出波长 1064nm,最佳工作温

控电压为 $1.27V$ ，驱动电压为 $5V$ 。F-P 腔为清华大学的 F-P 干涉仪，谐振腔长为 $20.412mm$ ，对应的自由光谱区为 $7.349GHz$ ，分辨率为 $7.735MHz$ ，精细常数为 950。相位调制器选用 NEWFOCUS 公司的 $MgO:LiNbO_3$ 电光相位调制器 4003M 和调制器驱动源 3363A，波长范围 $900-1600nm$ ，中心频率 $100MHz$ ，输入阻抗 50Ω ，能对激光相位调制产生较高的调制深度。

5.2 光纤激光器性能测试

对 DFB 光纤激光器进行测量，以寻找其最佳的工作状态。

将光纤激光器伺服电压分别设定于 $1.20V$ 、 $1.25V$ 、 $1.27V$ 、 $1.30V$ 、 $1.32V$ 和 $1.35V$ ，保持驱动电压 $5V$ 不变，测量 30 分钟内输出激光的中心波长，测量结果如图 35 所示。

输出激光的中心波长随时间均存在一定的波动。当伺服电压分别为 $1.20V$ 、 $1.30V$ 、 $1.32V$ 和 $1.35V$ 时，中心波长随时间逐步变大，趋势具有一致性。当伺服电压为 $1.25V$ 和 $1.27V$ 时，中心波长在前 5 分钟有变大趋势，在 5 分钟以后基本趋于稳定。

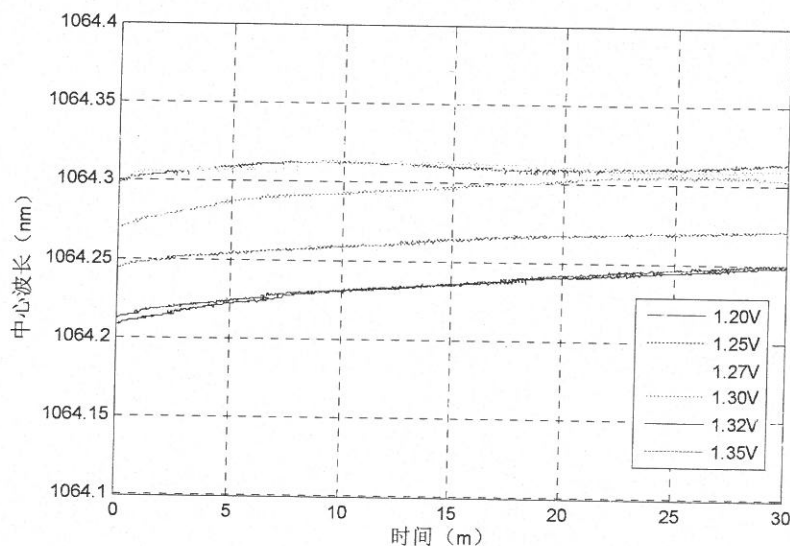


图 35 中心波长随时间波动示意图

调整伺服电压为 $1.27V$ ，驱动电压为 $5V$ ，使用功率计测量器输出功率随时间变化的稳定性，测量时间 30 分钟，如图 36 所示，输出功率保持平稳，没有漂移趋势。测量光谱如图 37。

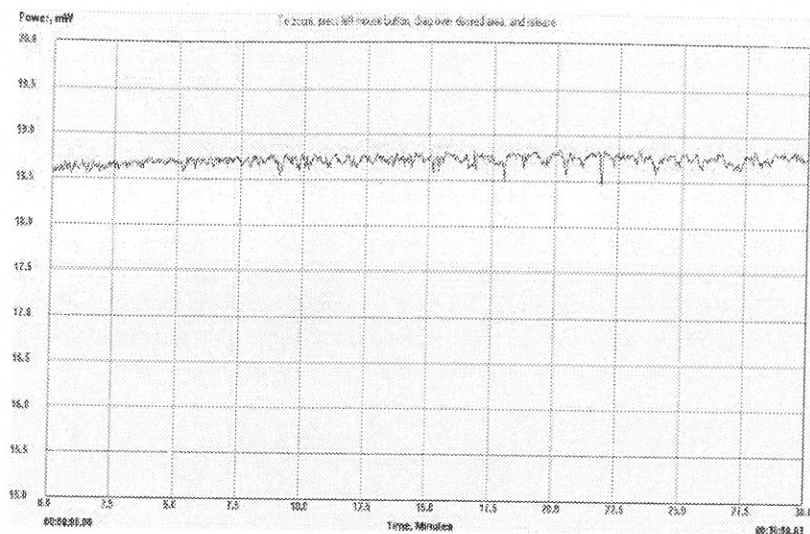


图 36 输出功率随时间波动示意图

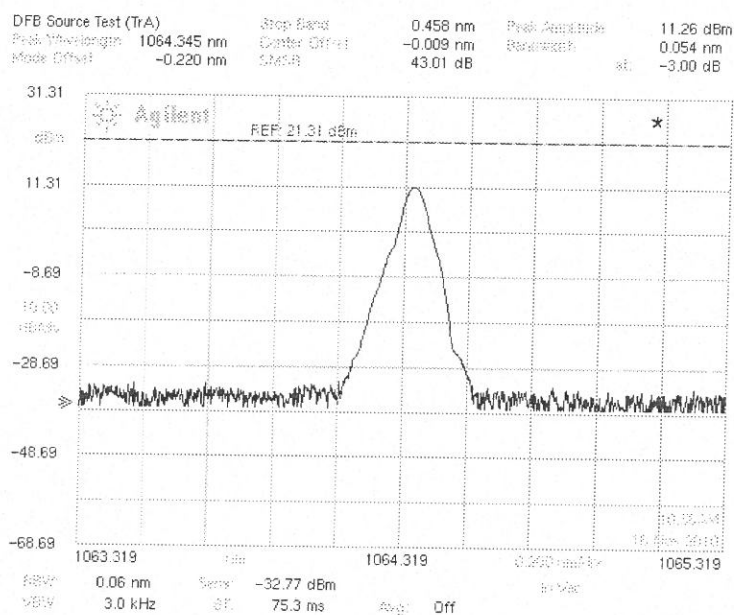


图 37 光纤激光器光谱图

根据以上数据,确定光纤激光器伺服电压为 1.27V,驱动电压为 5V,开机 5 分钟~30 分钟内可保证稳定的工作状态。

5.3 光路偏振态的影响

在该稳频系统光路中,偏振态的调整至关重要,严格要求光波偏振态与 Z 轴垂直。在偏振态没有精确调整定位情况下,调制器将对光波相位调制的同时,产生偏振旋转,形成不必要的幅度调制。电光相位调制器的剩余幅度调制将会引起光谱信号的基线偏离零电平,而剩余幅度又随实验条件的变化而变化。因此,克服剩余幅度调制对提高稳频效果很重要。可以加入偏振片,获取线偏光,通过调节入射光的偏振方向,使其与晶体

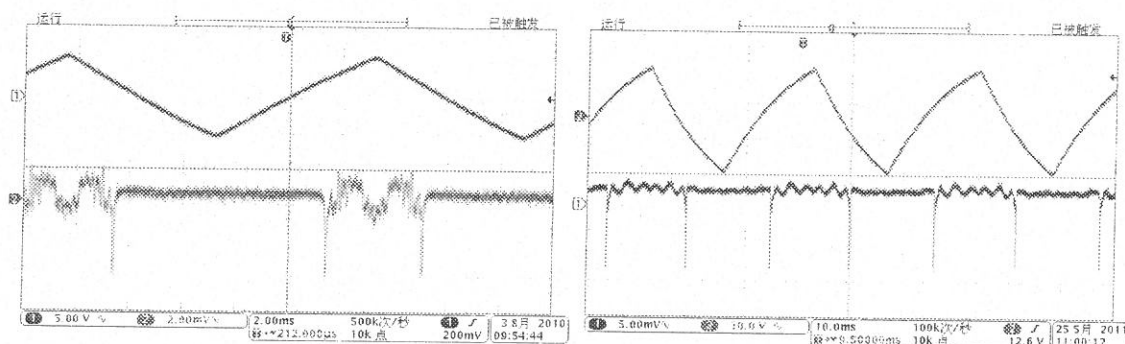
切割方向有很好的匹配,能够有效地消除剩余幅度调制。所以光路调节至关重要,由于本实验所用光源是 1064nm 的不可见光,并且光是在自由空间而不是光纤中传播,这就给光路的调节带来了困难。本课题对光路进行了优化设计,具体见文中 3.2 节。

各光学元器件所用光学镜架及平台如下表所示:

表 10 光学元器件所用光学镜架及平台

光学元件	1/4 波片	1/2 波片	EOM	1/2 波片	PBS	1/4 波片
光学镜架及平台	前后倾角调节架、无底座升降支架	偏振镜架、无底座升降支架	可旋转棱镜调节架、无底座升降支架	偏振镜架、无底座升降支架	小型前后移动平台、无底座升降支架	前后倾角调节架、无底座升降支架

优化前后所探测到的信号的变化如下图所示:



(a) 优化前信号

(b) 优化后信号

图 38 稳频系统优化前后所测信号

偏振消光比是指沿偏振主态方向分解的两个正交偏振分量之间大小关系。对于光源来说,消光比越高,输出光越接近于线偏振光。对于起偏器来说,消光比越高,将输入光变为线偏振光的能力就越强。当起偏器的起偏方向与输入光偏振主态方向重合时,功率计探测到的功率最大,记为 $P_{\max}$; 当起偏方向与偏振主态方向正交时,功率计探测到的功率最小 $P_{\min}$, 记为。这样偏振消光比就可以通过下式计算得出:

$$\eta = 10 \times \log \frac{P_{\max}}{P_{\min}} (\text{dB}) \quad (5.1)$$

如图 38 所示,在优化的前后,信号得到很大得改善,消光比由 20dB 提高到 32dB。

5.4 电光相位调制谱检测

通过对鉴频曲线线性动态范围及灵敏度的仿真分析,对系统参数进行了优化设计,具体如 3.3 节所示。在测试激光频率误差信号之前,需要测量电光相位调制器的调制深

度与激光调制光谱的对应关系。

实现激光调制的方法很多,可以分为内调制和外调制两种。内调制是指加载调制信号是在激光振荡过程中进行的,即以调制信号去改变激光器的振荡参数,从而改变激光输出特性以实现调制。外调制是指激光形成之后,在激光器外的光路上放置调制器,用调制信号改变调制器的物理特性,当激光通过调制器时,就会使光波的某参量受到调制。外调制光路调整方便,而且对激光器没有影响,另外,外调制方式不受半导体器件工作速率的限制,它比内调制的调制速率高,调制带宽要宽得多。因此,将外调制技术应用于稳频系统,不仅可以实现较大调制带宽,同时能够避免直接调制带来的幅度噪声。因此,采用外调制方式的电光相位调制器。

MgO:LiNbO₃ 晶体在较小的驱动电压下,能对激光相位调制产生较高的调制深度,选用 NEWFOCUS 公司的电光相位调制器 4003M 和调制器驱动源 3363A,其主要参数如下所示:

表 11 调制器通用特性参数

晶体	MgO:LiNbO ₃
波长范围	900-1600nm
频率	100MHz
输入阻抗	50Ω
最大输入功率	1W
对应驱动器型号	3363A

表 12 调制器驱动源特性参数

外部振荡输入	10dBm (max)
输出功率范围	0-30dBm
频率调节范围	0-5%中心频率
最大输出电压 (50Ω)	0-10V

采用扫描干涉的方法测量激光纵模以及调制深度。F-P 干涉仪在锯齿波扫描电压的驱动下,可以连续改变 F-P 腔的腔长,腔长的调谐量远小于腔的长度。利用光电探测器探测反射光强在扫描过程中的变化。

图 39 为实验得到的电光相位调制谱,光源为 1064nm 的 DFB 单频光纤激光器,通过实验得到经调制的激光纵模。

根据图 39 为实验得到调制图谱,满足稳频系统要求的边带调制效果。

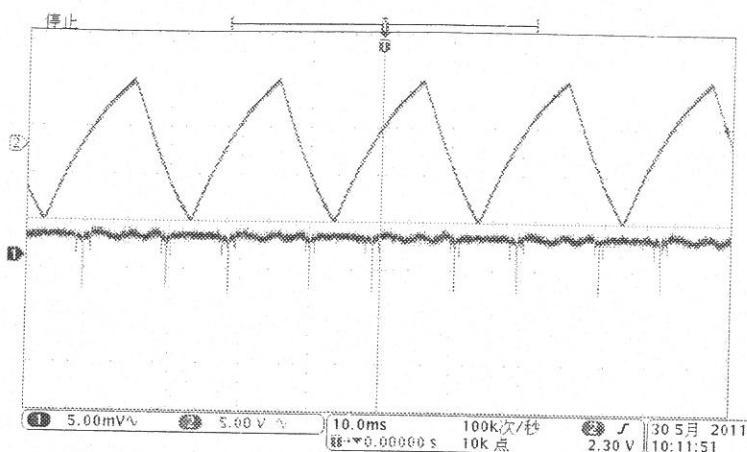


图 39 激光调制光谱

利用公式边带光功率/载波光功率= $J_1^2(\beta)/J_0^2(\beta)$, 可以确定调制深度的大小, 当边带光功率/载波光功率=0.4069 时, 可以得出此时调制深度为 $1.08rad$, 即最佳调制深度。

5.5 系统实验结果与分析

本节从系统实验角度出发, 通过实验数据和观测到的波形论证了所设计的相位调制光外差稳频信号监测系统的可行性和可靠性。系统正常运转后, 测得探测器前置放大电路实现放大倍数约40倍, 与设计相符, 满足系统需要, 获得鉴频曲线根据鉴频斜率为 $49.9mV/MHz$, 计算得到频率漂移的方差值为 8.66×10^{-13} 。

5.5.1 探测器信号检测

信号光进入光电探测器, 在理想的情况下, 由于两个边带幅度相等, 位相相反, 边带与载波光外差而产生的拍频电流大小相等且相位相反, 所以可以完全抵消。当该束调制光射入一个F-P腔时, 若激光频率等于参考腔谐振频率, 调制边带仍然平衡对称, 拍频输出为零。当激光频率偏离参考频率, 将导致两侧边带的幅度及相位发生变化, 边带的反对称性被破坏, 则有拍频电流输出。

光电接收电路是将探测光中的调制光谱信号进行光电转换, 并适当放大, 然后送到后级电路进行滤波处理。可以说, 这一步关系到稳频的成功与否。因为稳频需要的误差控制信号就是光电接收电路检测到的光强信号, 如果接收电路指标不合格, 就会严重影响稳频的精度, 甚至无法实现稳频。前置放大电路是红外探测器处理电路的重要组成部分, 它把从读出电路中获取的微弱电信号放大后传输给后面的处理电路, 其性能直接影响到整个系统的探测精度。

系统中最初所用的探测器为THORLABS公司的SIR5探测器。由于此探测器无放大

电路, 响应信号太小, 无法满足我们的需求。因此, 根据系统的需要, 我们重新设计了探测器前置放大电路, 在充分考虑了放大倍数和响应带宽的情况下, 选用放大器 OPA847, 为宽带宽、超低噪声、电压反馈型放大器。在制作 PCB 板时, 使用四面板, 其中顶层和底层放置元件, 中间两层为电源层, 在需要的地方放置过孔连接铺地面, 避免地线自感, 合理布局元件, 电源线远离信号线, 避免走线间的干扰。必要的地方使用贴片元件, 防止不必要的感抗以及射频信号经由器件尖端散失, 保证电路具有较低的损耗和引入较小的噪声, 并保证电路有较好的频率响应。放大器周围挖掉一定形状的铜皮, 从而有效抑制运算放大器输入端和输出端对地产生的寄生电容所导致的频率响应峰和电路振荡。图 41 为重新设计后的探测器响应曲线。

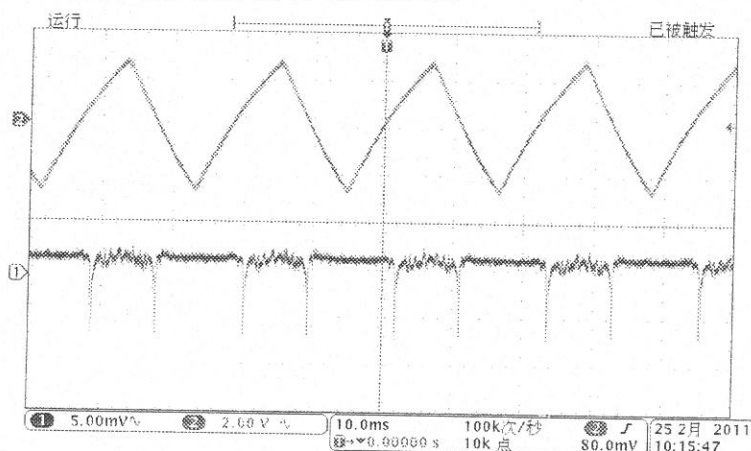


图 40 原探测器响应曲线

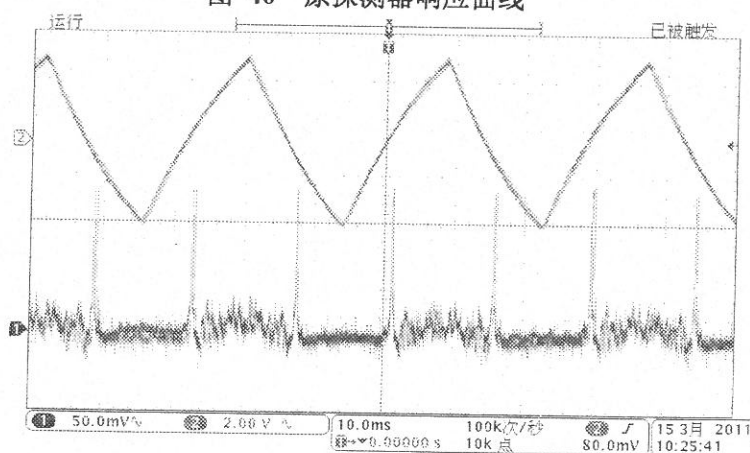


图 41 重新设计后的探测器响应曲线

通过对比, 可以看出, 信号进行了有效的放大, 放大倍数经计算达 40 倍, 经放大后的信号能够满足我们系统的要求。

5.5.2 鉴频曲线检测

探测器输出电信号进行一级放大后通过中心频率为 100 MHz 的带通滤波器, 滤除直

流成分、高频成分等干扰,进入混频器,与跟EOM驱动源为同源的射频信号进行混频后,再进行二级放大,经低通滤波器得到解调信号输出,得到的信号就是光源频率波动信号。

光源为单频DFB光纤激光器,输出波长 $1064nm$ 。调制器为 $MgO:LiTaO_3$ 晶体。调制器驱动源产生 $95MHz-105MHz$,功率为 $0-30dBm$ 的射频信号作为调制信号。谐振腔自由光谱范围为 $7.349GHz$,精细度为 950 。当激光频率扫描到谐振腔吸收线线宽 $7.736MHz$ 内的谐振点附近时,谐振腔的反射光束表现出幅度衰减和相位偏移。图42中为最佳调制深度下的色散曲线,射频调制频率 ω_0 为 $100MHz$ 。

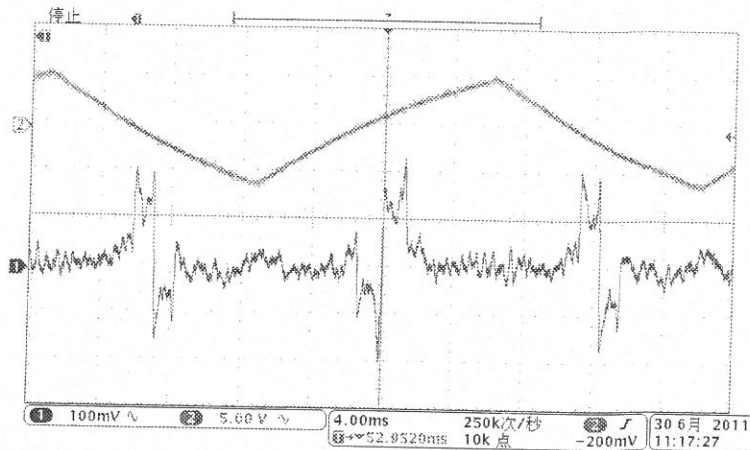


图 42 色散曲线

如图所示,正交项在上边带,载波,下边带扫过谐振频率时,产生三段色散曲线,在谐振中心处的灵敏度最高。观察图42的数据得到色散曲线的峰峰值为 $386mV$ 。根据式(2.9)得到鉴频斜率为 $49.9mV/MHz$ 。

5.5.3 频率误差信号检测

采样频率为 $25Hz$,采集时间为 $400s$,因此样本数 $m=10000$,光纤激光器输出频率 f_0 按波长 $1064nm$ 计算,即 $f_0=3.08 \times 10^8 / (1064 \times 10^{-9})Hz$ 。下面为光源在温控电压 $1.27V$ 下,采集得到的数据。

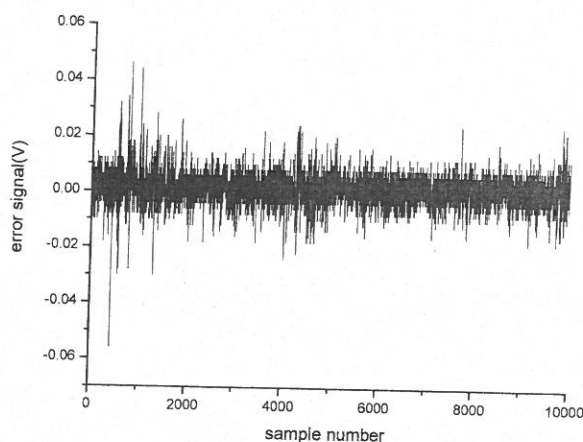


图 43 激光稳频系统输出误差信号

将采集得到的数据, 由以上测试得到的鉴频斜率 D 计算得到光频率波动, 并利用艾伦方差^[88]公式计算得到频率漂移的方差值, 公式如下:

$$\delta_y^2 = \frac{1}{2(m-1)f_0^2} \sum_{i=1}^{m-1} (\overline{f_{i+1}} - \overline{f_i})^2 = \frac{1}{2(m-1)f_0^2} \sum_{i=1}^{m-1} (\overline{\Delta f_{i+1}} - \overline{\Delta f_i})^2 \quad (5.2)$$

其中, m 为采样样本数, f_0 为光纤激光器输出光波频率, $\overline{\Delta f_i}$ 为采样得到光频率波动。

根据鉴频斜率为 49.9mV/MHz , 计算得到频率漂移的方差值为 8.66×10^{-13} , 在 400s 的时间内光纤激光器最大的频率漂移为 $\pm 1.12\text{MHz}$ 。

5.6 本章小结

本章以单频光纤激光器为研究对象, 采用相位调制光外差技术, 对光外差信号检测优化系统进行了实验研究和结果分析。完成了光纤激光器性能测试实验、光路的调节、系统参数的仿真实验及解调电路的测试。整个系统正常运转后, 获得鉴频曲线及误差信号, 根据鉴频斜率为 49.9mV/MHz , 计算得到频率漂移的方差值为 8.66×10^{-13} , 在 400s 的时间内光纤激光器最大的频率漂移为 $\pm 1.12\text{MHz}$ 。

总结

本课题采用相位调制光外差技术,以单频光纤激光器为研究对象,根据信号需求设计探测器前置放大电路和解调电路,将光电检测的信号滤波后与参考信号进行混频,以便得到鉴频曲线及误差信号,为后续反馈控制及最终实现激光器的频率稳定奠定基础。整个系统正常运转后,获得鉴频曲线,根据鉴频斜率为 49.9mV/MHz ,计算得到频率漂移的方差值为 8.66×10^{-13} ,在 400s 的时间内光纤激光器最大的频率漂移为 $\pm 1.12\text{MHz}$ 。

本文的主要工作及结论如下:

- (1) 基于被动稳频和主动稳频技术的区别——有无稳定的频率参考,综述了激光稳频技术的国内外研究进展,包括:根据选用频率标准的不同进行分类;分析了常用的激光稳频技术的原理及达到不同稳频精度的原因;根据国内外关于主动稳频技术的研究报道,将其优缺点进行比较分析,通过对比,得出相位调制光外差稳频技术具有明显的优势。
- (2) 详细阐述了相位调制光外差稳频的原理,理论推导了误差信号的表达形式,给出频率稳定性和复现性等相关概念、稳频激光器的数学模型、影响频率稳定性的因素及频率稳定性的测量方法等,为课题研究的开展奠定了理论基础。
- (3) 系统分析了光纤激光器、光路偏振态、系统参数等相位调制光外差稳频系统的主要组成部分,根据系统需求优化设计了光纤激光相位调制光外差稳频系统,最终确定稳频系统方案。
- (4) 完成了光电接收电路和解调电路的设计、制作与调试。设计的光电接收电路,实现了对光外差信号的探测和放大,放大倍数达40倍,满足系统需求。
- (5) 对光外差信号检测优化系统进行实验研究和结果分析。全面介绍了系统的实验原理及装置,完成了光纤激光器的性能测试、光路偏振态的影响及电光相位调制谱检测等实验,对实验结果进行了重点分析,在整个系统正常运转后,获得鉴频曲线及误差信号,根据鉴频斜率 49.9mV/MHz ,计算得到频率漂移的方差值为 8.66×10^{-13} ,在 400s 的时间内光纤激光器最大的频率漂移为 $\pm 1.12\text{MHz}$ 。

本课题研制的激光稳频信号检测电路系统,包括光电接收电路和解调电路两个部分。经过精密设计和精心制作,在充分考虑到干扰、噪声、增益带宽以及电路整体功能的基础上,通过大量的系统仿真以及实验研究,确定了一套适宜于本实验的稳频电路。

结合仿真与实验的结果,合理地选取器件和电路参数。使整个系统可以稳定、可靠地工作。通过本文的研究,成功实现了相位调制光外差信号检测,得到鉴频曲线及误差信号,为后续的反馈控制奠定基础。但由于研究时间及条件限制,尚有一些工作需要进一步深入研究:

- (1) 信号的频率越高,波长就越短,电路使用的信号通过电磁波就越容易在空中传播。一般在使用数十 MHz 以上的信号时,电路的所有导体(使用的铜、镀锡铁板等)要进行屏蔽。屏蔽可以防止通过电磁波使电路内部与外部的高频耦合。另外,即使在同一电路中,为了防止电路之间的高频耦合,最好也要屏蔽。
- (2) 在整个稳频控制系统中,伺服电路具有非常重要的作用。选择适合的闭环控制电路及参数,使稳频控制系统接近理想增益分布和相应特性,达到最佳控制状态。

参考文献

- [1] A. S. Zibrov, R. W. Fox, R. Ellingsen, et al. High-resolution diode-laser spectroscopy of calcium[J]. Appl. Phys. B 59, 1994, 327-331
- [2] C. W. Oates, E. A. Curtis, and L. Hollberg. Improved short-term stability of optical frequency standards: Approaching 1 Hz in 1s with the Ca standard at 657nm[J], Opt Lett, Nov. 2000, 25(21)
- [3] Lin H, Wang T and Mossberg T W. Experimental demonstration of swept-carrier time-domain optical memory[J]. Opt. Commun, 1995, Vol.20, p.91
- [4] 叶炜, 周柯江, 王涛等. 光纤陀螺光源稳定性研究[J]. 红外与激光工程, 1997, 26(1): 40-44
- [5] 陈湘君, 陈自来, 戴永江等. 同体激光雷达的发展现状[J]. 红外与激光工程, 1998, 27(6): 24-28
- [6] H. Matsumoto, Stabilization method of an infrared two-wavelength laser. Appl. Phys. 1981, 24: 65
- [7] 1997 CCDM Report
- [8] Arie A, Byre R L. Laser Heterodyne Spectroscopy of $^{127}\text{I}_2$ Hyperfine Structure Near 532nm. J Opt Soc Am B, 1993, 10: 1990
- [9] M. Lang, Laser Focus World, 1998, 34. 133
- [10] M. de Labachellerie, K. Nakagawa, Y. Awaji, and M. Ohtsu, High frequency stability laser at 1.5 μm using Doppler-free molecular lines, Opt. Lett. 1995, 20, 572
- [11] K. Nakagawa, M. de Labachellerie, Y. Awaji, and M. Kourogi, Accurate optical frequency atlas of the 1.5- μm bands of acetylene, J. Opt. Soc. Am. B, 1996, 13(12) 2708-2714
- [12] 江东, 周鼎富, 侯天晋等. 激光主动成像雷达 CO_2 激光器研究[J]. 中国激光, 2002, 29(5): 397-401
- [13] 陈翼翔, 程波涛, 薛大键等. 半导体激光器稳频技术[A]. 第五届全国光子大会会议论文集第五分册光电与光谱技术[C]: 172-180
- [14] 兰太和. PDH技术激光稳频技术研究[D]. 上海: 华东师范大学, 2009
- [15] 周炳琨, 高以智, 陈倜嵘, 等. 激光原理. 第4版. 国防工业出版社, 2000: 214-221
- [16] N. Umeda. Stabilized He-Ne Transverse Zeeman Lasers. Appl Optics. 1980, 19(3): 442-450
- [17] G. A. Massey, M. K. Oshman, R. Targ. Generation of Single-frequency Light using the FM Laser. Appl. Phys. Lett. 1995, 6(1): 10-11
- [18] 金杰, 郭曙光, 王宏杰等. 1.5 μm 波段饱和吸收稳频外腔半导体激光器[J]. 激光与光电子学进展, 2000, (3): 13-18
- [19] 孟腾飞, 武跃龙, 姬中华等. 铯分子饱和吸收谱的半导体激光器稳频[J]. 中国激光, 2010, 37(5): 1182-1185
- [20] 孙旭涛, 陈卫标. 基于法珀标准具的激光稳频方法理论研究. 光子学报. 2007, 36(12): 2219-2222
- [21] Timothy T.-Y. Lam, Bram J. J. Slagmolen, et al. Digital Laser Frequency Stabilization Using an Optical Cavity[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2010, 46(8): 1178-1183
- [22] Ibrahim Ozdur, Mehmetcan Akbulut, et al. A Semiconductor-Based 10-GHz Optical Comb Source With Sub 3-fs Shot-Noise-Limited Timing Jitter and $\sim 500\text{-Hz}$ Comb Linewidth. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(6): 431-433
- [23] Evan M. Lally. A Narrow-Linewidth Laser at 1550 nm Using the Pound-Drever-Hall Stabilization Technique[D]. Virginia: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2006
- [24] 周仁来. Tm:YAG 单纵模激光器稳频技术的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学. 2009
- [25] Andreas Jechow et al. 1 W tunable near diffraction limited light from a broad area laser diode in an external cavity with a line width of 1.7 MHz [J]. Optics Communications. 2007, 277(1): 161-165

- [26] B.V. Zhdanov et al. Narrowband external cavity laser diode array [J]. Electronics Letters. 2007. 43(4): 221-222
- [27] J. A. Kerckhoff, C. D. Bruzewicz, R. Uhl, et al. A frequency stabilization method for diode lasers utilizing low-field Faraday polarimetry [J]. Rev. Sci. Instrum, 2005, 76(9): 093108-1~093108-6
- [28] DE Jiaolin, GAO Liangdai, CHUN Yongyin, et al. Frequency stabilization of transverse Zeeman He-Ne laser by means of model predictive control [J]. Rev. Sci. Instrum, 2006, 77(12): 123301-1~123301-5
- [29] 李志全, 苏凤燕, 康莉莉. 用乙炔吸收方法实现光纤光栅外腔式半导体激光器稳频的研究[J]. 燕山大学学报, 2008, 32(1): 37-40
- [30] K. Nakano, S. Maehara, M. Yanagisawa A. Sato, et al. Frequency stabilization of semiconductor lasers for onboard interferometers using both Rb-saturated absorption profiles and double-optical feedback systems[A]. Proc. of SPIE[C], 2008: 701047-1~701047-10
- [31] John.A.Smith, Xin zhao.Chu, et al. Labview-based laser frequency stabilization system with phase-sensitive detection servo loop for Doppler LIDAR applications[J], Optical Engineering, 2008, 47(11):114201-1~114201-9
- [32] G.A.Ball, W.W.Morey, W.H.Glenn, Standing-wave monomode erbium fiber laser[J]. IEEE Photonics. Technology. Lett. 1991, 3: 613
- [33] J.T.Kringlebotn, P.R.Morkel, L.Reekie, et al. Efficient diode-pumped single-frequency Erbium: Ytterbium fiber laser [J].IEEE Photonics Technology Letters, 1993, 5:1162
- [34] M. Horowitz, R. Daisy, B. Fiseher, et al. Narrow-linewidth single-mode erbium-doped fiber laser with intracavity wave mixing in saturable absorber[J]. Electron. Lett, 1994, 30: 648
- [35] Y. Cheng, J. T. Kringlebotn, W. H. Loh. Stable single- frequency traveling-wave fiber loop laser with integral saturable-absorber- based tracking narrow- bandfilter [J]. Opt. Lett, 1995, 20:875
- [36] W. H. Loh, B. N. Samson, and L. Dong. High Performance single frequency fiber Grating-based Ethium: Ytterbium codoped fiber lasers[J].Journal of Lightwave Technology, 1998, 16: 114
- [37] N.Kishi, T.Yazaki. Frequency control of a single-frequency fiber laser by cooperatively induced spatial-hole burning [J].IEEE Photonics Technology Letters, 1999, 11:182
- [38] 俞本立, 钱景仁, 罗家童等, 线宽小于0.5kHz稳态的单频光纤环形腔激光器[J], 量子电子学报, 2001, 18: 345
- [39] C. SPiegelberg, J. Geng, Y.Hu et al. Compact 100mw fiber laser with 2kHz linewidth. OFC 2003. 3. PD45: 1-3
- [40] M. Zhou, S. George, W. Gillian. Stable single-mode operation of a narrow-linewidth, linearly Polarized, erbium-fiber ring laser using a saturable absorber[J]. Journal of Lightwave Technology, 2006, 24:2179
- [41] Andreas Jechow et al. 1 W tunable near diffraction limited light from a broad area laser diode in an external cavity with a line width of 1.7 MHz [J]. Optics Com-unications.2007, 277(1):161-165
- [42] B. V. Zhdanov et al. Narrowband external cavity laser diode array [J]. Electronics Lrtters. 2007. 43 (4): 221-222
- [43] R. V. Pound. Electronic Frequency Stabilization of Microwave Oscillators. The Review of scientific instrument.1946, 17:1946~1961
- [44] RUSSELL TARG, L. M. OSTERINK, J. M. F. Frequency Stabilization of the FM Laser [J]. PROCEEDINGS OF THE IEEE, 1967, 55 (7): 868-870
- [45] J Kannelaud, D G Peterson, and W Culshaw. Frequency stabilization of the Zeeman laser [J]. APPLIED PHYSICS LETTES, 1966, 10(3): 94-96

- [46] R. W. P. Drever, J. L. Hall, et al. Laser Phase and Frequency Stabilization using a resonator[J]. Appl. Phys. B31, 1983, 97-105
- [47] J. Hough, D. Hils, M. D. Rayllan, et al. Dye-laser frequency stabilization using optical resonators [J]. Appl. Phys. B33, 1984, 179-185
- [48] B. Dahmani, *L. Hollberg, and R. Drullinger. Frequency stabilization of semiconductor lasers by resonant optical feedback. OPTICS LETTERS. 1987, 12(11): 876-878
- [49] 吴桂林, 杨维纲, 徐绍华, 等. CO₂激光器腔外饱和吸收荧光稳频技术的研究. 光电子·激光. 1990, 1(4): 215-218
- [50] Y. Sakai, I. Yokohama, T. Kominato, A. S. S. Frequency Stabilization of Laser Diode Using a Frequency-Locked Ring Resonator to Acetylene Gas Absorption Lines [J]. IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS. 1991, 3(10)
- [51] Yang, H. S. L. A. S. H. Long-term stabilization of the frequency and power of a laser diode [J]. Rev. Sci. Instrum, 1995, 67 (8): 2671-2674
- [52] Stefan Seel, Rafael Storz, Giuseppe Ruoso, Jürgen Mlynek, and Stephan Schiller*. Cryogenic Optical Resonators: A New Tool for Laser Frequency Stabilization at the 1 Hz Level. PHYSICAL REVIEW LETTERS. 2005, 78(25): 4741-4744
- [53] B. C. Young, F. C. Cruz et al. Visible Lasers with Subhertz Linewidths. P. R. L. Vol. 82, No. 19, 1999, 3799-3802
- [54] Eric D. Black. An introduction to Pound-Drever-Hall laser frequency stabilization Am. J. Phys. 69(1), January 2001
- [55] 王谨, 柳晓军, 李交美, 等. 用于激光原子囚禁的二极管激光器的稳频和移频[J]. 量子电子学报, 2000, 17 (1): 43-47
- [56] Shintaro Hisatake, Takahiro Kawamoto, Yoshihiro Kurokawa, et al. A Compact Frequency Stabilization System for a Master Laser Diode in Optical Phase Locked Loop Using a Single Reference Cavity for Simultaneous Application of Optical Feedback along with Pound-Drever-Hall Method[J]. Proc of SPIE, 2002, 4833: 825-832
- [57] Davi R Ortega, Wictor C Magnoand, Flávio Caldas da Cruz. Diode Laser Stabilization Using Pound-Drever-Hall Technique [J]. OSA, 2003, 5
- [58] 赵建明, 尹王保, 赵延霆, 等. 采用射频频率调制光谱实现半导体激光器稳频[J]. 中国激光, 2004, 31(8): 935-938
- [59] 江开军, 王谨, 李可, 等. 利用原子的塞曼光谱对半导体激光器进行稳频. 光谱学与光谱分析. 2004, 24(6): 659-662
- [60] Jian gong Li, Jie Jin, Xiang Ma, Q. Y. Frequency stabilization of an extended-cavity semiconductor laser by molecule saturation absorption frequency stabilization and self-adapted control[J]. Proceedings of SPIE, 2005, 5628 : 306-310
- [61] J. A. Kerckhoff, C. D. Bruzewicz, R. Uhl, et al. A frequency stabilization method for diode lasers utilizing low-field Faraday polarimetry[J]. REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS, 2005, 76(9): 093108-1~093108-6
- [62] Shubin Yan, Zhijing Du, Haijing Yang, et al. Two Schemes of Modulation-Free Frequency Stabilization of Grating-External-Cavity Diode Laser via Cesium Sub-Doppler Spectra [J]. Proc of SPIE, 2005, 6028
- [63] DejiaoLin, GaoliangDai, ChunyongYin, et al. Frequency stabilization of transverse Zeeman He-Ne laser by means of model predictive control [J]. REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS 2006, 77
- [64] Y. Ohta, S. Maehara, K. Hasebe, et al. Frequency stabilization of a semiconductor laser using the Rb

- saturated absorption spectroscopy [J]. Proc. of SPIE, 2006, 6115
- [65] Hideyuki Yashiro, Yukio Miura, Hidenori Tsuboi, W. S. Analysis of Noise Properties in a Violet Laser Diode and its Frequency Stabilization based on Fabry-Perot Resonators [J]. Proceedings of SPIE, 2006, 6368
- [66] 陈翼翔. 饱和吸收法和zeeman效应在激光器稳频中的应用[J]. 科技资讯, 2007: 10-11
- [67] Gianluca Galzerano, Paolo Laporta. Frequency Stabilization of Diode Lasers Around 0.94 μ m. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2007, Vol. 56, No. 2: 365-368
- [68] 李志全, 苏凤燕, 康莉莉. 用乙炔吸收方法实现光纤光栅外腔式半导体激光器稳频的研究[J]. 燕山大学学报, 2008, 32 (1): 37-40
- [69] K. Nakano, S. Maehara, M. Yanagisawa A. Sato, et al. Frequency stabilization of semiconductor lasers for onboard interferometers using both Rb-saturated absorption profiles and double-optical feedback systems [J]. Proc. of SPIE, 2008, 7010: 701047-1~701047-10
- [70] John. A. Smith, Xin zhao. Chu, et al. Lab VIEW-based laser frequency stabilization system with phase-sensitive detection servo loop for Doppler LIDAR applications [J]. Optical Engineering, 2008, 47 (11): 114201-1~114201-9
- [71] 胡鹏程, 谭久彬, 王骥等. 基于非对称热结构的激光热稳频系统[J]. 红外与激光工程, 2009, 38 (2): 261
- [72] 孙旭涛, 刘继桥, 周军等. Frequency stabilization of a single frequency all state laser for Doppler wind [J]. CHINESE OPTIC LETTERS, 2008, 6 (9): 679-680
- [73] Martin Ostermeyer, A. S. Pound-Drever-Hall frequency stabilization of Q-switched solid state laser oscillators in the Sub-MHz range [J]. OSA, 2008
- [74] 孟腾飞, 武跃龙, 姬中华等. 铯分子饱和吸收谱的半导体激光器稳频[J]. 中国激光, 2010, 37 (5): 1182-1185
- [75] 瞿荣辉, 蔡海文等. 高稳定度窄线宽激光器的研究[J]. 红外与激光工程, 2009, 38 (6): 1033
- [76] Han Young Ryu, Sung Hun Lee, Ho Suhng Suh, et al. Widely Tunable External Cavity Laser Diode Injection Locked to an Optical Frequency Comb. IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS. 2010
- [77] C. Ülgüdür, F. Ö. Ilday and R. Hamid. Long-term repetition-frequency stabilization of all-normal-dispersion Yb-doped fiber laser to the cesium standard[J]. OSA. 2010
- [78] 郭培源. 光电检测技术与应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006: 110-133
- [79] Richard W Fox, Chris W Oates, Leo W Hollberg. Stabilizing diode lasers to high finesse cavities[J]. Experimental Methods in The Physical Sciences, 2002, 40
- [80] 兰信柜, 激光技术, 湖南科学技术出版社1988: 195-197
- [81] 王义道, 王庆吉, 傅济时, 量子频标原理, 科学出版社, 1986
- [82] 廖延彪. 偏振光学[M]. 北京: 科学出版社, 2003: 43-51
- [83] 郁道银, 谈恒英, 工程光学[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 324-334
- [84] Eric D Black. An introduction to pound-drever-hall laser frequency stabilization[J]. American Journal of Physics, 2000, 69(1): 79-87
- [85] 孙旭涛, 陈卫标. 注入锁定激光器的边带锁频技术稳频系统优化分析[J]. 光子学报, 2008, 37 (9): 1748-1751
- [86] Photodiode Monitoring with OP AMPS, BB Application Bulletin, in USA January, 1998
- [87] 方志豪, 晶体管低噪声电路, 科学出版社, 3-4
- [88] Charles A. Greenhall, Dave A. Howe, Donald B. Percival. Total Variance, an Estimator of Long-Term Frequency Stability[J]. IEEE transactions on ultrasonics, 1999, 46(5): 1183-1191

攻读硕士学位期间取得的学术成果

- [1]马静, 苑丹丹, 晁代宏, 陈淑英. 基于漂移布朗运动的光纤陀螺加速贮存寿命评估[J]. 中国惯性技术学报, 2010, 18(6)
- [2]苑丹丹, 胡姝玲, 刘宏海, 马静. 激光稳频技术研究[J]. 激光与光电子学进展, 2011, 48(8)
- [3]Ma Jing, Yuan Dandan, Chao Daihong, Chen Shuying. Reliability analysis of superluminescent diodes based on continuous-state fault tree[C]. The 9th International Conference on Reliability, Maintainability and Safety (ICRMS' 2011)

致 谢

感谢我的导师马静老师，从入学开始，无论是学习上还是生活上，老师都给了我无私的关怀与帮助，对老师的感激之情无以言表。在学习上，老师渊博的知识、严谨的治学作风和孜孜不倦的科研精神感染着我，使我受益终身；在生活上，老师给了我无微不至的关怀，尤其是老师乐观的生活态度在很大程度上激励着我；最让我感动的是，老师尤其注重培养我们的为人处事能力，老师谦逊真诚的处世态度，热情宽厚的高尚师德将是我今后追求的目标。在此向马老师表示衷心的感谢！是您让我明白了“教书育人”四个字的意义。

感谢指导教师胡姝玲老师，在论文的选题、实验以及论文修改等方面给予我的帮助。老师对我严格的要求使我受益匪浅，在我课题的研究工作中给予了充分的信任和支持，对我的论文给与了认真、具体的指导，论文研究的每一步进展都凝聚了老师的心血，难忘胡老师对我的谆谆教导，在此表示深深的感谢！

感谢陈淑英老师和晁代宏老师，在我研一的工作和学习中，两位老师给予了悉心的指导，在我学习的过程中给我提出很多有益的建议和热情的帮助，为我的进步指明了方向，衷心感谢两位老师。

感谢研一实验室冯毅师兄、于梅师姐，难忘在一起工作的日子里这个温暖的集体给予我的所有帮助与支持。

感谢研二实验室的欧攀老师、林志立老师、孙鸣捷老师、贾豫东老师，以及曹彬、杨德钊、范哲、王冷平、李沐华、刘宏海等同学，他们对我的研究工作提供了许多宝贵意见和建议。另外，他们在工作以外的其它方面上也给予了我很多帮助，使我的学生生活更加丰富多彩。

感谢北航光电所的李安琪、马迎健等老师在课题的完成过程中提供了无私的指导和帮助，在此深表感谢。

感谢学院、光电所对我的培养，感谢他们为我们创造了良好的科研和生活环境。

感谢我的好友秦姣梅、邓艳，难忘我们一起走过的这两年半求学生涯中的点点滴滴。

特别感谢我亲爱的父母，感谢他们把我抚养成人，默默支持和鼓励我的求学之路，生育养育之恩不敢言报。

再一次感谢一直以来所有关心和帮助我的家人、老师、同学和朋友们！