

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, 其调制深度能够达到高达 3 的调制深度。

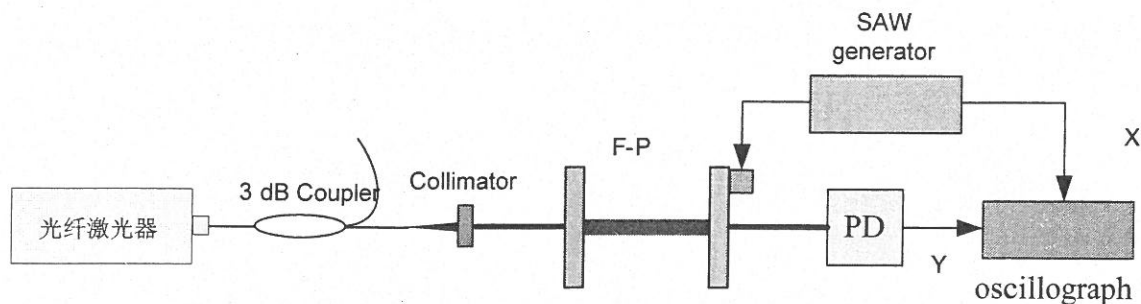


图 28 扫描干涉仪纵模检测原理框图

采用扫描干涉的方法测量激光纵模以及调制深度。F-P 干涉仪在锯齿波的扫描电压的驱动下, 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透射光强在扫描过程中的变化, 就可以测量谱线的间隔。图 29 为扫描干涉激光纵模监测原理框图。光纤激光器经准直器输出激光入射到 F-P 干涉仪, 将光电探测器放置在 F-P 干涉仪透射端, 在锯齿波调谐 F-P 干涉仪腔长, 检测 F-P 干涉仪透射光束光功率变化。

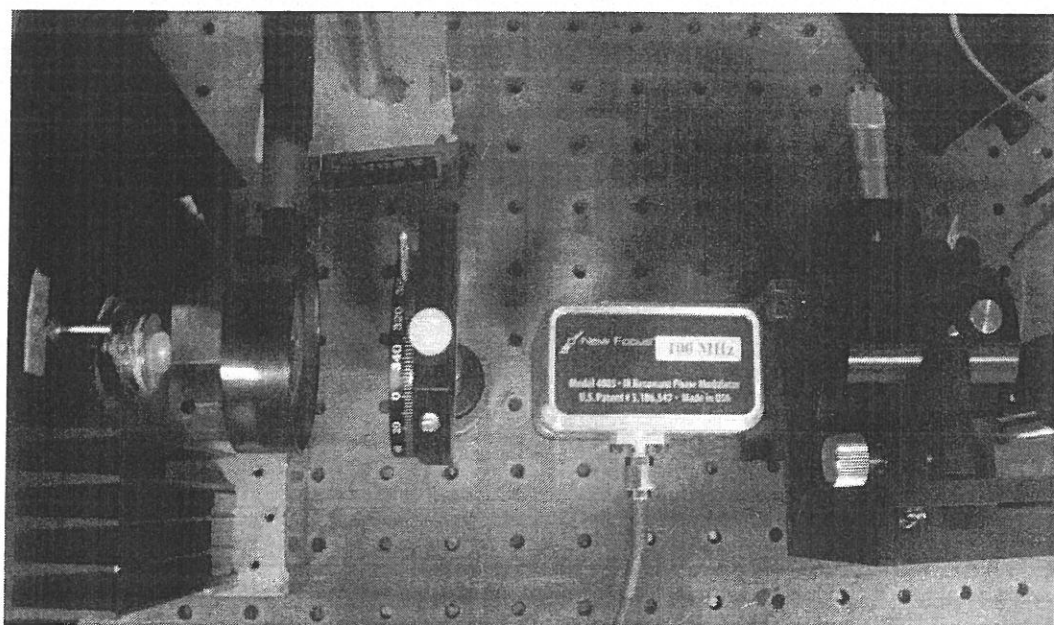


图 29 扫描干涉仪纵模检测光路

图 30 为扫描干涉仪纵模检测光路图, 图中光源为 1064nm 的 DBR 单频光纤单频激光器, 调制器为 NEWFOCUS 公司的 4003M 相位调制器。F-P 干涉仪为精细度为 950, 自由光谱范围 7.349GHz。通过实验得到在未加调制信号的激光纵模和加调制信号的激光纵模。

根据图 31 为实验得到调制图谱, 实验数据主峰峰值与边带峰值比值为 $1/6$, 由于调制深度满足计算公式 $J_0^2(\beta)/J_1^2(\beta)=1/6$, 得到调制深度 $\beta=0.76$, 基本满足稳频系统要求边带调制效果。

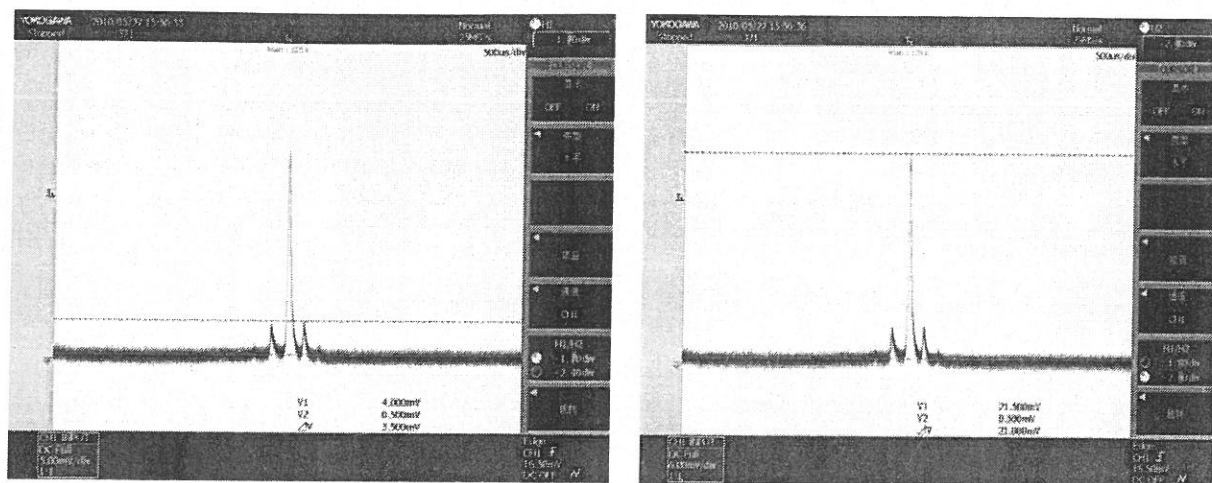


图 30 激光调制光谱

2.3.3 F-P 谐振腔中心频率与激光中心波长匹配

F-P 谐振腔的参数虽按照光源中心波长条件参数设计, 但加工精度的偏差和制作工艺的不同, F-P 谐振腔的实际参数与理论设计指标是差距的, 其中 F-P 谐振腔的中心频率作为稳频系统中的关键参数, 与镀膜工艺有关的波长反射率精度以及 F-P 谐振腔周围环境(温度变化、机械振动)都会引起 F-P 谐振腔腔长的变化, 从而使 F-P 谐振腔的中心频率与光源的中心波长不匹配, 导致 F-P 谐振腔不能直接作为 PDH 稳频系统的标准。

改变 F-P 谐振腔中心频率唯一方法就是调节 F-P 谐振腔的腔长, 带高精度腔长调谐功能的 F-P 谐振腔就能较好地满足系统要求。通过内部 PZT 作用改变 F-P 谐振腔的腔长, 使得激光波长落在 F-P 谐振腔的中心频率上, 因此测量加在 F-P 谐振腔接口的偏压应作为每次实验的前期工作。F-P 谐振腔的周围环境(温度变化, 振动变化)导致中心频率漂移较小, 暂时在稳频系统中不加以考虑。

利用扫描干涉仪方法检测激光单纵模运行状态, 同时记下谐振峰值处加在 F-P 谐振腔的腔长调谐接口上的电压值 U 。当在 F-P 谐振腔的腔长调谐接口上加入该偏压值, F-P 谐振腔的谐振峰与光源的中心频率就形成了匹配。图 32 为激光纵模检测图, 根据下图读出谐振峰值对应锯齿波电压值为 13.55V, 该电压值表示 F-P 谐振腔在实验环境条件下谐振频率与光源中心频率相等时, 加在 F-P 谐振腔调谐接口的偏压值。

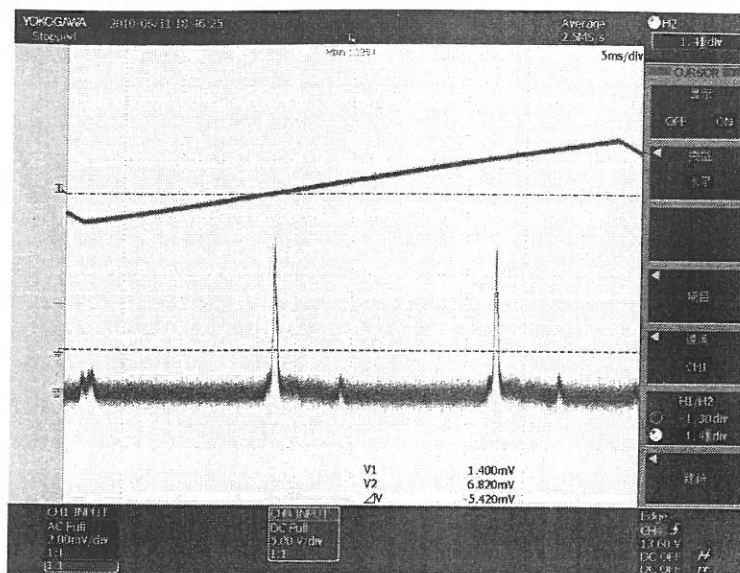


图 31 扫描干涉仪激光纵模检测图

2.4 小结

本章确定了单频激光器 PDH 稳频系统方案，方案采用较大调制深度的外调制方法，以 F-P 腔的中心频率作为频率稳定标准。构建光纤激光器的相位调制光外差稳频系统理论模型，仿真得出该系统光学频率波动信号与转换电压的线性关系——鉴频曲线，讨论了调制参数，得出结论调制频率为 100MHz 时，避开了光源的低频幅度噪声，提高了频率的捕捉范围；调制深度为 1.08 时，鉴频曲线的斜率达到最大。在完成光路搭建的同时，还进行了电光相位调制谱的检测，解释了 F-P 谐振腔中心频率与激光频率匹配分析的必要性，为系统检测实验提供了基础。

第三章 光外差信号解调模块设计

拍频信号是由调制边带与载波外差产生, 频率调制光谱的零幅值拍频信号可看为两边带与载波的拍频信号相加而抵消。对边带拍频抵消失衡的检测可以实现高灵敏度的相位或者幅度改变的检测。调制光经带有色散特性共焦 F-P 谐振腔反射, 反射光经过探测器拍频, 拍频信号含有激光频率波动信息, 输出信号经过一系列电学处理, 例如滤波、放大、解调等, 最终得到激光频率波动信号。

3.1 解调模块电路设计

3.1.1 调制解调电路原理

F-P 谐振腔反射光经探测器光电转换, 得到含有激光频率波动信息的信号, 借助发展成熟的电子学器件和手段, 利用 EOM 驱动源的本振信号对光电转换信号进行解调, 实现鉴频曲线以及误差信号的提取。解调^[49]模块系统框图如图 33 所示。探测器输出电信号通过中心频率为 100MHz 的带通滤波器, 滤除直流成分、高频成分等干扰, 并经放大后, 在混频器内与驱动 EOM, 并经过相移补偿的射频信号进行混频而得到解调, 最后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。

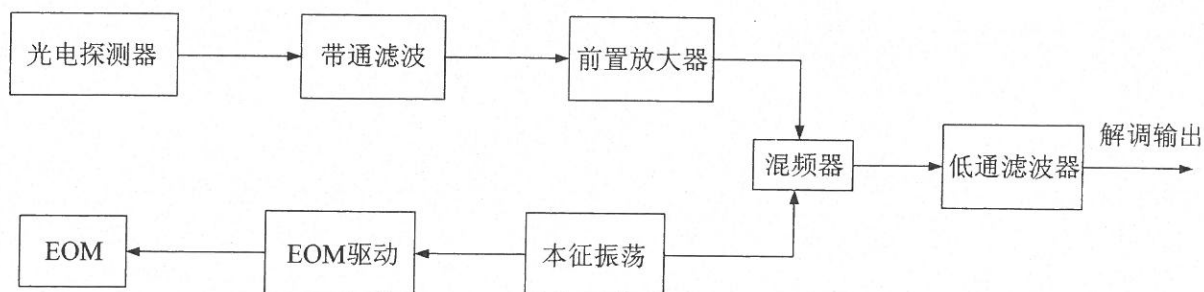


图 32 调制解调电路原理图

3.1.2 探测器反射光转换电信号的估计

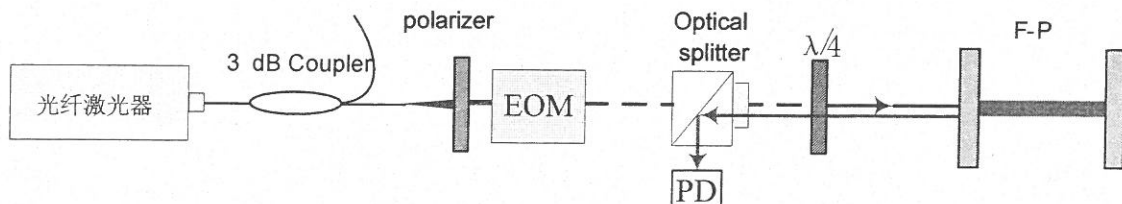


图 33 探测光路图

图 34 为探测光路示意图。首先起偏器对入射激光进行偏振滤波产生垂直方向线偏振光, 经过电光相位调制器调制后, 通过光学隔离镜组到达 F-P 谐振腔入射端面, F-P

腔的反射光则再次经过光学隔离镜组进入探测器。根据选购光学元器件的参数,起偏镜组损耗约为 50%,EOM 插入损耗为 10%,光学隔离镜组的透过率约为 73.8%。

当光源光功率为 10mW 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、转换电功率成分如表 1,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(2.11)得到的鉴频曲线斜率值为 $0.38669 \times 10^{-3} \text{mA/kHz}$ 。

表 1 光电探测器反射光功率、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(谐振状态)	1.2924mW	1.0479mW@100kHz	<1.0479mW@100kHz
0	0.4768956mA	0.038669mA@100kHz	<0.038669mA@100kHz
0	-19.4dBm	-41.26dBm	<-41.26dBm

3.1.3 解调模块的技术指标

按照以上表格中估算结果,在光源频率波动为 100kHz 探测器得到的频率误差项为 0.038669mA,功率为-41.26dBm,边带反射项输出电流约为 0.4768956mA,功率约为 -19.4dBm。二阶项为小于 0.038669mA,功率亦小于-41.26dBm。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等干扰。

根据上述分析,稳频系统鉴频曲线的线性动态范围与谐振腔分辨率相等,即频率波动的线性动态范围为 7.735MHz。根据鉴频曲线斜率值 $0.38669 \times 10^{-3} \text{mA/kHz}$,计算得到探测器输出端的射频信号范围为-1.496~1.496mA,即估算的最大射频输出幅度范围约为 74.8mV,最小输入射频功率与探测器噪声响应密切相关,图 35 为探测器响应噪声频谱。

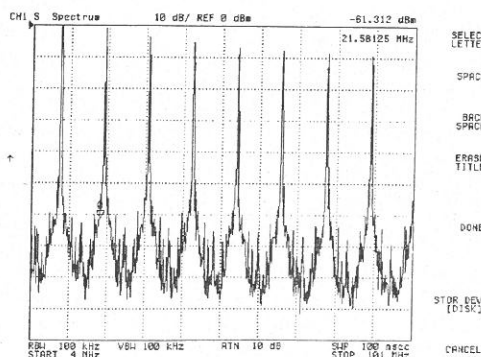


图 34 探测器输出光信号频谱

图 35 可以读出探测噪声电平低于 -70dBm , 所以光电检测系统探测器射频输出的功率动态范围为 $-70\text{dBm}\sim-18.542\text{dBm}$ 。解调电路设计指标如表 2,

表 2 解调电路设计指标

输入动态范围	前置放大增益	输出频带宽度
$-70\text{dBm}\sim-18.542\text{dBm}$	$<18\text{ dB}$	$<5\text{MHz}$

3.2 解调电路器件选型与制作

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-1 作为解调器件, 本振电平为 $+7\text{dBm}$, 表 3 为 SBL-1 测试特性。

表 3 SBL-1 特性数据测试

RF(MHz)	LO(MHz)	CO LOSS (dB)	ISOLATION(L-R) (dB)	ISOLATION(L-I) (dB)	VSWR
78.97	48.97	5.56	52.21	49.67	1.18
100	70	5.52	48.41	46.90	1.20
156.94	126.94	5.53	44.20	41.66	1.22
200.00	170.00	5.68	41.56	38.98	1.26
203.72	173.72	5.67	41.05	38.52	1.26

探测器输出端射频信号最大功率 -9.514dBm , 同时, 所选混频器 SBL-1 的 1dB 压缩点为 0dBm , 因此混频器输入端最大射频信号为 0dBm 。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。在放大器前端加入带通滤波器, 滤除直流成分和低频成分等干扰。选用 MINI CIRCUIT 公司 ERA-2 作为混频前端的放大器, 中心频率为 100MHz 的 RBP-98 作为放大器前端的带通滤波。表 4 和 5 为 RBP-98 和 ERA-2 的特性数据测试, 从中可以读出 RBP-98 的 3dB 带宽为 10MHz , 放大器 ERA-2 在 100MHz 射频信号的增益为 16dB 。这样带通滤波器 RBP-98 和放大器 ERA-2 对探测信号进行选频放大作用。达到充分利用混频器动态范围目的。

表 4 RBP-98 特性数据测试(测试条件: $P_{\text{RF}}=0\text{dBm}, T=+25^{\circ}\text{C}$)

FREQ(MHz)	dB(S11)	PH(S11)	dB(S21)	PH(S12)
95.00	-30.30	-9.61	-1.61	0.73
97.50	-26.14	24.58	-1.62	-14.41
100.00	-22.14	27.82	-1.6	-29.20
103.00	-19.38	19.45	-1.663	-46.37
105.00	-18.46	11.34	-1.69	-57.76
199.50	-0.34	-330.28	-40.82	-412.41

200.00	-0.33	-330.72	-40.98	-412.74
200.50	-0.32	-331.06	-41.19	-412.59

表 5 ERA-2 特性数据测试(测试条件 $P_{RF}=20dBm, I_{CC}=32mA, T=+25^{\circ}C$)

FREQ(MHz)	dB(S11)	PH(S11)	dB(S21)	PH(S21)
70	-28.193	-1.988	16.098	172.534
90	-28.037	-0.530	16.089	170.429
110	-28.563	-2.048	16.067	168.430
130	-28.693	-1.081	16.058	166.551

同时,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上变频信号,在混频器后一级使用低通滤波器。选用低通滤波器为 SCLF-4.7, 3dB 带宽为 4.7MHz, 详细数据如表 6。

表 6 SCL-4.7 特性数据

FREQ(MHz)	Insertion loss(dB)	Return loss(dB)
0.50	0.07	26.88
2.00	0.16	23.15
4.70	0.57	27.17
5.60	2.54	9.8
100.00	61.38	0.12
200.00	57.29	0.17

解调模块系统框图 30 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,因此电路设计只需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,详细电路图如图 36,实际制版如图 37。

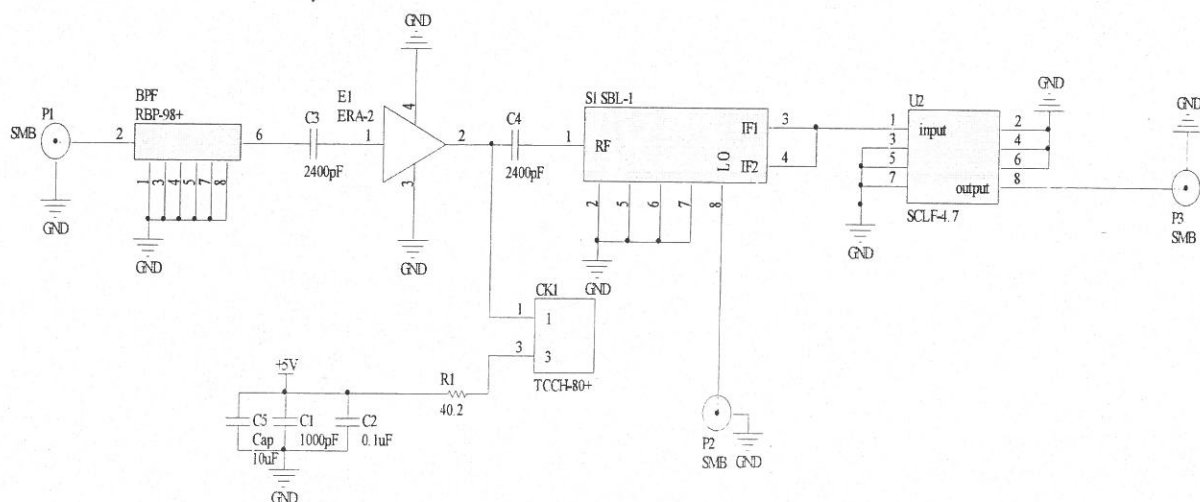


图 35 光外差信号解调电路图

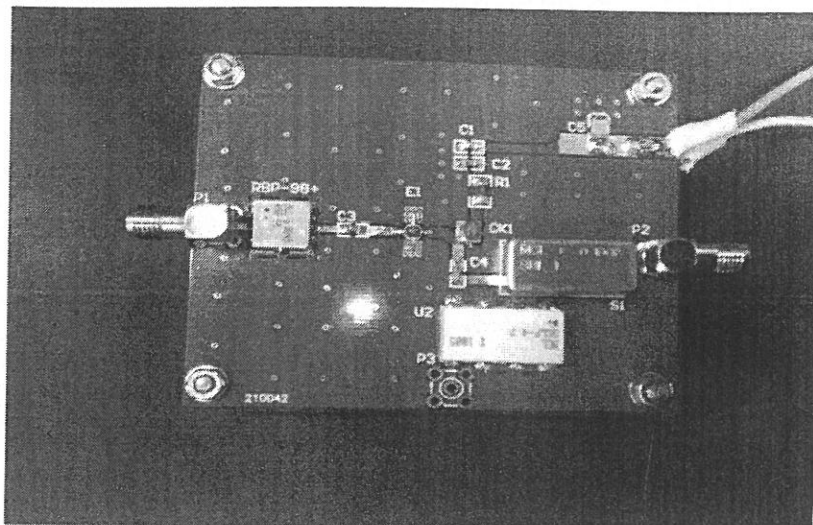


图 36 光外差信号解调电路

3.3 解调模块信号延迟测量

光外差产生的拍频信号可以看作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，即式(2.11)中正弦项。混频器有以下简化计算方法^[50]，

$$\sin(\Omega t) \sin(\Omega' t) = \frac{1}{2} \{ \cos[(\Omega - \Omega')t] - \cos[(\Omega + \Omega')t] \} \quad (3.1)$$

低通滤波器滤除和频成分，得到下变频信号，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(3.1)则经混频后有，

$$\begin{aligned} & A \sin(\Omega t) A_1 \sin(\Omega' t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} A A_1 \cos \varphi \{ \cos[(\Omega - \Omega')t] - \cos[(\Omega + \Omega')t] \} \\ &+ \frac{1}{2} A A_1 \sin \varphi \{ \sin[(\Omega - \Omega')t] + \sin[(\Omega + \Omega')t] \} \\ &= \frac{1}{2} A A_1 \cos \varphi (1 - \cos 2\Omega t) + \frac{1}{2} A A_1 \sin \varphi \sin 2\Omega t \\ &= \frac{1}{2} A A_1 \cos \varphi - \frac{1}{2} A A_1 \cos(2\Omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (3.2)$$

上式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的斜率的正负，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。

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。

3.3.1 电光相位调制器驱动延迟量测量

EOM 驱动源选用的是 NEWFOCUS 公司型号为 3363A 的射频功率驱动器^[51], 输出功率范围为 0-30dBm, 频率 95MHz~105MHz 可调节, 可接入外部振荡输入, 最大外部振荡输入为 10dBm, RF 反射电压检测比: 16V/Vrms, 电源: 100-250V(AC), 50W。

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-1 的 LO 端口正常工作状态时输入电平为 +7dBm, 由于三通接口输出的两路在同时接入 50ohm 负载时, 信号功率相等, 因此信号发生器输出端口功率应该设置为 +14dBm。经频谱仪测试, +14dBm 对应的信号源峰峰值为 2.1V。将信号源频率为 100MHz, 峰峰值为 2.1V, 经过三通接口, 一路连接至混频器本振端口, 另一路接入频谱仪, 从图 38 频谱仪测试结果可知, 该路信号为频率 100MHz, 功率为 +7dBm, 可以判断接入 EOM 驱动源的本振信号功率为 +7dBm。

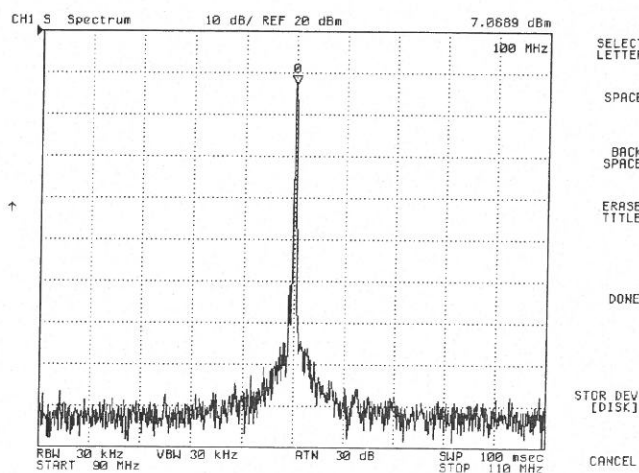


图 37 三通接口输出功率测试

利用示波器测试 EOM 驱动源, 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振荡接口, 驱动源输出信号连接至示波器, 但得保证输出应保持较低幅值, 三通接口的另一端接入示波器的另一通道。信号源信号调节为 100MHz, 输出幅度为 2.1V, 图 39 为示波器两通道信号图, 之间的延迟时间为 5.68ns, 计算得到 100MHz

射频信号相位差为 204.48° ，幅度较大的为驱动源输出信号，较小的为三通接口输出，因此驱动源信号延迟为 $\varphi_1 = -204.48^\circ$ 。

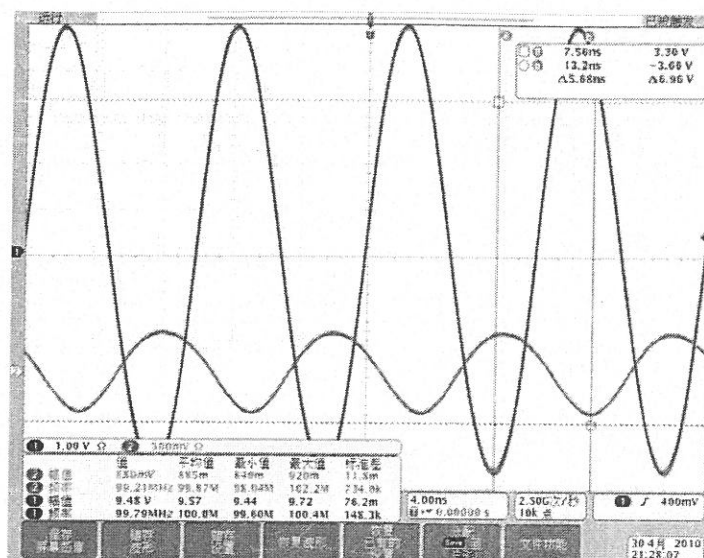


图 38 驱动源延迟测量

3.3.2 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 RBP-98 和放大器 ERA-2 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 1，另一路直接接入示波器通道 2。图 40 为信号源峰峰值为 40mV ，经过三通接口分束后，工作电压 5.1V 状态下，时间轴延迟的对比波形。时间差为 4.28ns ，计算对比得到选频放大环节的相位延迟为 $\varphi_2 = 154.08^\circ$ 。

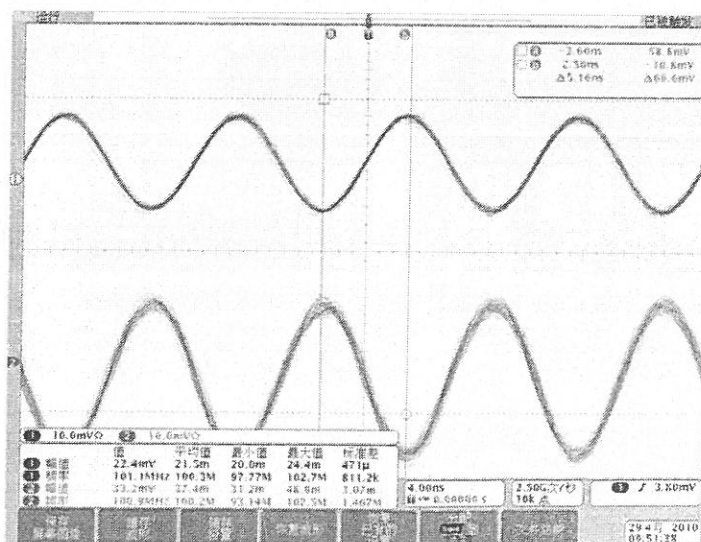


图 39 选频放大环节延迟测量

综合以上测量得到，EOM 驱动源与混频前端选频放大环节的之间的相位差为

$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 154.08^\circ + 204.48^\circ = 358.56^\circ$ 。余弦 $\cos\varphi$ 为 0.9996, 因此可近似取为 $\cos\varphi \approx 1$ 。

3.4 解调电路动态范围测试及噪声分析

3.4.1 动态范围测试

利用同频信号相乘实验来判断解调电路动态范围, 信号发生器输出端口 1 输出频率为 100MHz, 峰峰值范围为 20mV~850mV 的射频信号作为解调电路信号输入, 信号发生器输出端口 2 输出频率为 100MHz, 峰峰值为 1.41V 的信号作为混频器本振端口输入, 放大器工作在 5.1V 电源, 表 7 为实验测试值。

表 7 混频器 RF 输入与 IF 输出幅值、功率测试数据

输入幅值 (mV)	输出幅值 (mV)	计算输入功率 (dBm)	计算输出功率 (dBm)	计算功率增益 (dB)
20	-63.3	-29.9987	-16.98223	13.01646
30	-93.3	-26.4769	-13.61267	12.8642
40	-121.6	-23.9781	-11.31163	12.66646
50	-147.6	-22.0399	-9.628573	12.41132
60	-169.5	-20.4563	-8.426906	12.02936
70	-187.5	-19.1173	-7.550275	11.56705
80	-200	-17.9575	-6.9897	10.96779
90	-210	-16.9344	-6.565914	10.36852
100	-225	-16.0193	-5.96665	10.05264
110	-230	-15.1914	-5.775743	9.415691
120	-233	-14.4357	-5.663182	8.772482
130	-238	-13.7404	-5.478761	8.26166
140	-240	-13.0967	-5.406075	7.690652
160	-243	-11.9369	-5.298174	6.638714
180	-245	-10.9138	-5.226978	5.68686
200	-247	-9.99869	-5.156361	4.842327
250	-260	-8.06049	-4.710833	3.349655
300	-264	-6.47686	-4.578221	1.898642
400	-269	-3.97809	-4.415254	-0.43717
500	-277	-2.03989	-4.160705	-2.12082
600	-282	-0.45626	-4.005318	-3.54905
700	-287	0.882673	-3.852662	-4.73533
800	-287	2.042512	-3.852662	-5.89517
850	-288	2.56909	-3.82245	-6.39154

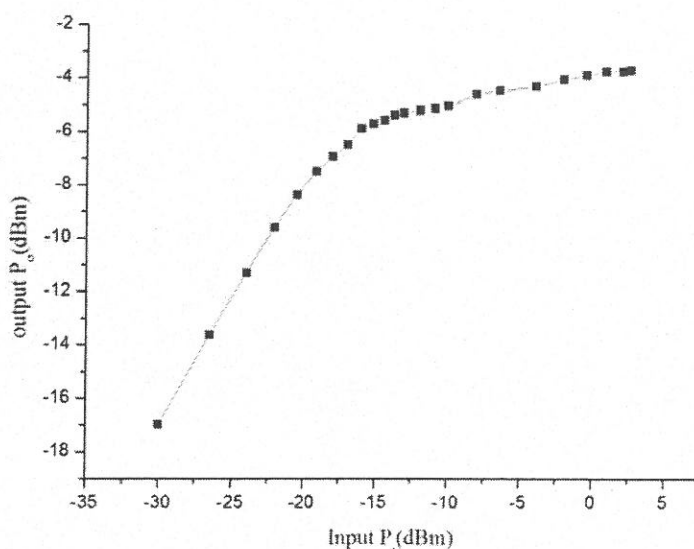


图 40 解调电路输入输出功率特性曲线

根据 3.1 节中的介绍, 混频器 SBL-1 的 1dB 压缩点为 0dBm(峰峰值 632mV), 单片放大器 ERA-2 的输入上限为+15dBm(3.56V), 1dB 压缩点输出+11dBm(2.24V), 功率增益为 16dB, 由器件标定值可以确定解调电路线性动态范围为峰峰值范围为 0-100mV, 射频输入功率范围为-70dBm~-15dBm, 增益高于 10dBm。

混频器中频输出幅值与功率计算如表 7 所示, 图 41 为解调模块电路工作在 5.1V 直流电压, 输入射频信号与 IF 输出信号功率特性曲线图。在输入信号为-15dBm 以后, 曲线斜率开始降低, 逐渐开始饱和, 此时混频器 SBL-1 输入端达到了 1dB 压缩点, 增大了混频器变频损耗。因此解调电路线性增益约为 10dBm, 动态特性上限为-15dBm, 即输入信号峰峰值范围为 0-100mV。与设计指标相符。

3.4.2 解调电路噪声分析

电子系统或者电子电路中都会存在噪声, 噪声的存在都将消弱系统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微小的输出信号。任何器件的噪声系数 NF 定义如下:

$$NF = \frac{S_{in} / N_{in}}{S_{out} / N_{out}} \quad (3.3)$$

式(3.3)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。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,

$$NF = L \quad (3.4)$$

其中 L 是有耗网络的损耗因子或衰减因子, 式(3.4)表明, 有耗网络的噪声系数等于器衰减因子 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噪声系数。由 SBL-1 数据手册^[52]可知, 混频器 SBL-1 的变频损耗 L 约等于 5.6dB。因此噪声系数 NF_2 为 5.6dB。

根据 ERA-2 的数据手册^[53], 得到在工作温度为+25℃, 工作电流 32mA, 输入信号频率为 100MHz 情况下, 噪声系数 $NF_1=3.1\text{dB}$, 增益为 G_1 为 16dB。

在级联网络中, 总的噪声系数表达式为:

$$NF_n = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{NF_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (3.5)$$

式(3.5)中, $NF_n(n=1, 2, 3, 4\cdots)$ 分别是第 1, 2, 3, 4……级的噪声系数; $G_i(i=1, 2, 3\cdots)$ 分别是第 1, 2, 3……级的功率增益。根据式子(3.5), 放大器 ERA-2 的增益为 $G_1=16\text{dB}=39.81$, 噪声系数 $NF_1=3.1\text{dB}=2.04$ 。对于混频器 SBL-1 噪声系数 NF_2 等于插入损耗 $L=5.6\text{dB}=3.63$, 因此系统总噪声系数为 $NF=NF_1+(NF_2-1)/G_1=2.11=3.23\text{dB}$ 。

3.5 小结

本章首先提出光外差信号解调原理, 根据光路光功率传输估计, 提出解调模块设计指标, 完成电路设计及制版, 最后进行了测试, 测试主要为两个部分: 解调模块两端信号延迟量测量; 解调模块的动态范围测试以及噪声分析。测试结果为 EOM 驱动源与混频前端选频放大环节的之间的相位差为 $\varphi=358.56^\circ$, 有近似值 $\cos\varphi\approx 1$, 即两端电路延迟差可忽略; 解调模块线性增益约为 10dBm, 动态特性上限为-15dBm, 即输入信号幅值范围为 0-100mV, 与设计指标相符。噪声系数计算值为 3.23dB。

第四章 单频激光频率误差信号检测实验

单频激光频率误差信号实验研究主要包括两个部分：PDH 系统的鉴频曲线检测；光频率误差信号采集。最后分析计算系统在未加入伺服反馈时，光纤激光器输出激光相对 F-P 谐振腔中心频率的频率方差值。

4.1 鉴频曲线检测

4.1.1 鉴频曲线测量原理

图 42 为系统鉴频曲线检测系统图，光纤激光器经过耦合器一路作为输出，另一路作为系统的探测光，经过电光相位调制器作用以及 F-P 谐振腔反射，在偏振分束器的作用下，F-P 腔的反射光进入探测器，鉴频曲线的测量通过锯齿波扫描 F-P 谐振腔的腔长，反射光经拍频和解调，在输出端得到稳频系统鉴频曲线。

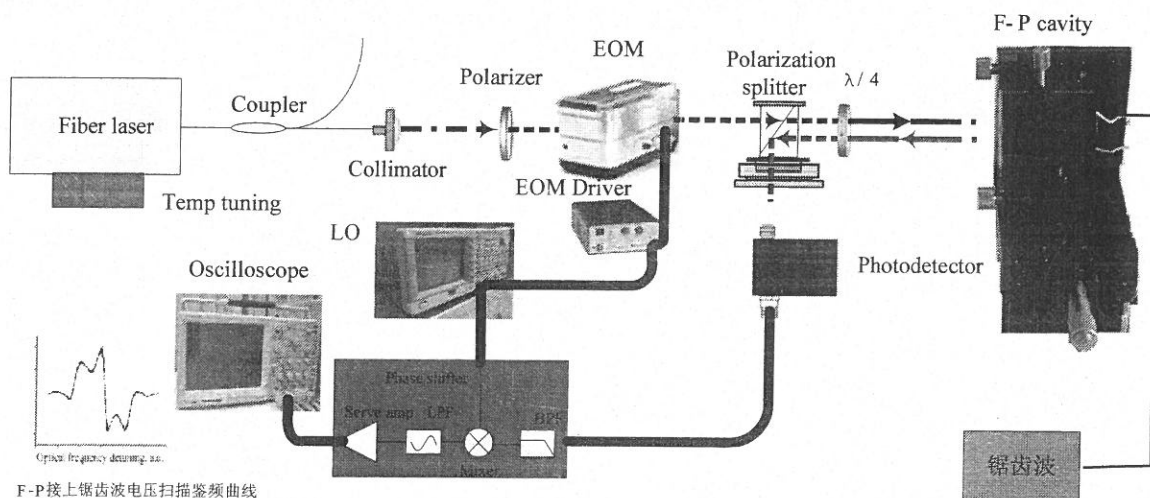


图 41 系统鉴频曲线检测系统图

式(4.1)为鉴频曲线斜率理论计算公式。

$$D = -\frac{8AJ_0(\beta)J_1(\beta)P_0}{\Delta\nu} \quad (4.1)$$

其中 P_0 为调制器入射光功率， $\Delta\nu$ 为谐振腔线宽， A 为探测器 1064nm 波长响应度， $J_0(\beta)$ 、 $J_1(\beta)$ 为贝塞尔函数， β 为调制深度。

鉴频曲线检测主要关系到两个参数的检测，调制深度 β ，鉴频曲线电压峰峰值 U 根据 2.3.2 节，可以根据调制谱电压比 U_s/U_c 计算出调制深度 β 。关系如下式，

$$U_s/U_c = P_s/P_c = J_1^2(\beta)/J_0^2(\beta) \quad (4.2)$$

图 44 为激光相位调制谱，可读出对应的激光调制谱电压比 U_s/U_c 约为 5/3，据图 43 为

调制电压比调制深度关系曲线读出 U_s/U_c 的值, 计算得到对应调制深度 β 为 1.5。

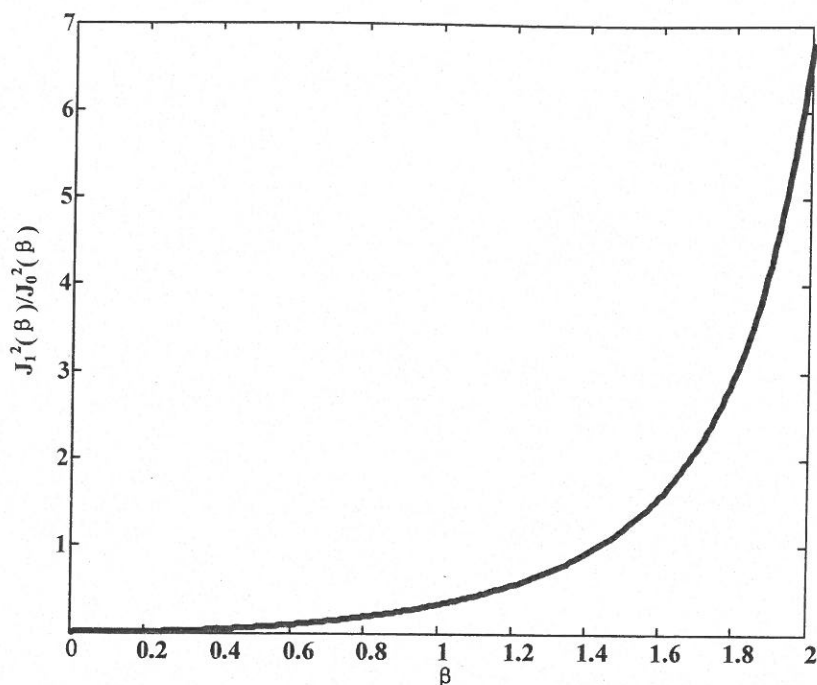


图 42 调制谱电压值比与调制深度关系

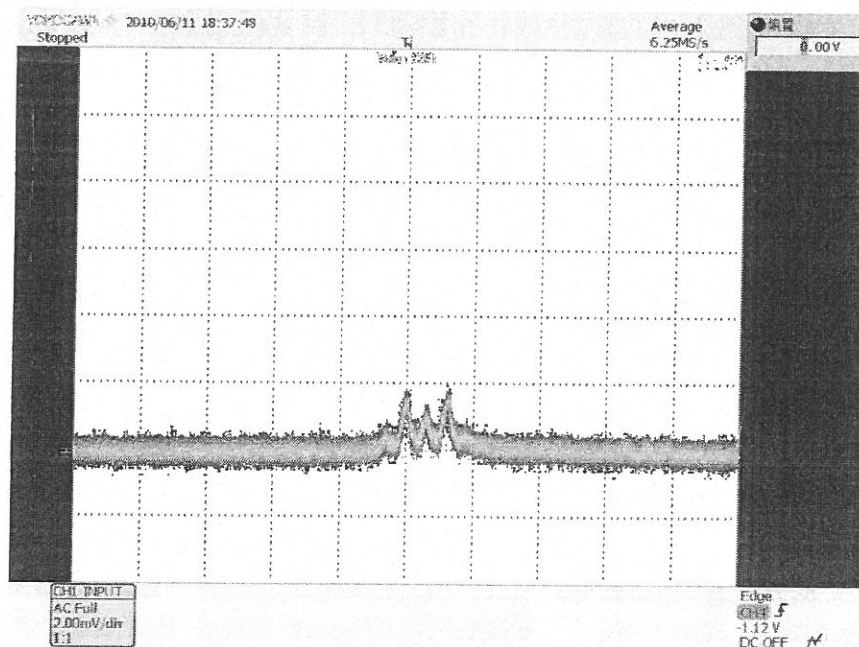


图 43 激光调制谱

鉴频曲线峰峰值电压 U 与谐振腔线宽 $\Delta\nu$ 的比值, 为鉴频曲线斜率。峰峰值电压正负依据加在 FP 腔的锯齿波电压变化情况进行判断。锯齿波上升沿, F-P 干涉仪的腔长减小, 谐振频率逐渐增大, 对应鉴频曲线在电压值由小到大变化, 则峰峰值电压 U 应取正, 反之取负。

$$D = \frac{U}{\Delta\nu} \quad (4.3)$$

4.1.2 鉴频曲线检测实验

图 45 为系统鉴频曲线检测实验图, 激光器为 FBG 光纤激光器, 并带有 1.2V-1.6V 调谐范围的温度调谐接口, 输出光功率为 1W, 经过 1:9 光纤耦合器, 得到输出为 100mW 的激光作为系统的探测光, 另一路则作为输出整个系统光路输出。

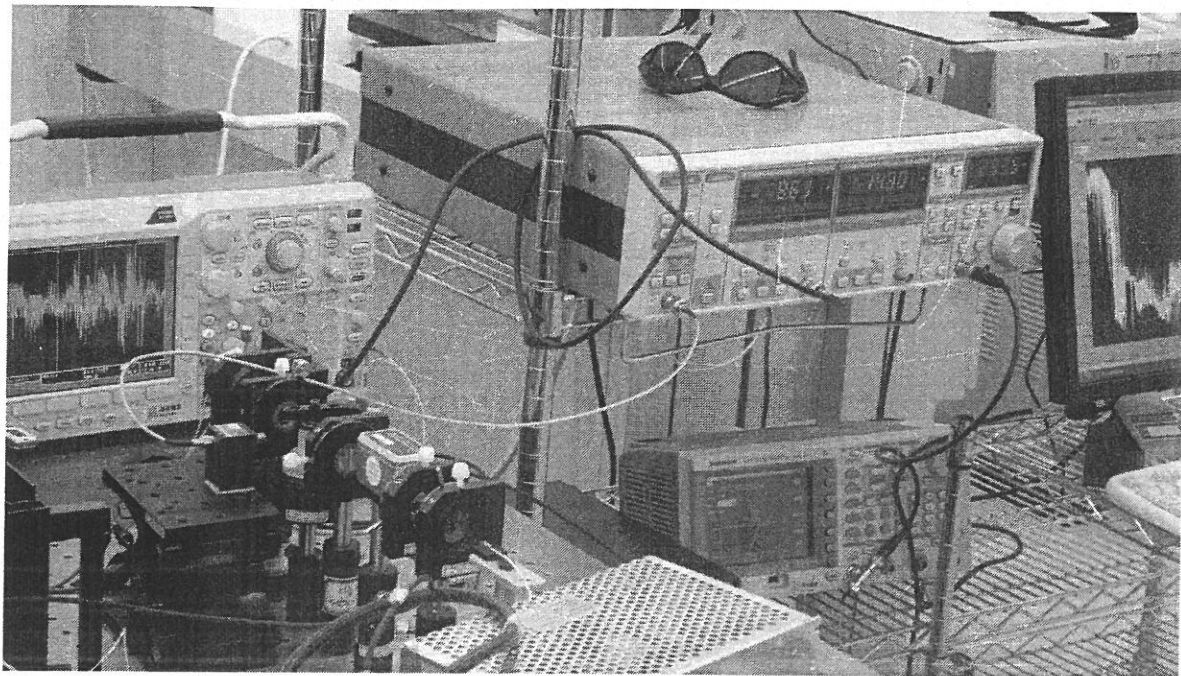


图 44 系统鉴频曲线检测实验图

测试条件为光源温控电压为 1.30V, 驱动电压为 5.0V, 光源输出功率为 100mW, 信号发生器输出为 99.672MHz, 输出峰峰值为 2.0V, 其输出经过三通一路作为 EOM 驱动输入, 一路作为本振信号。下面分别为调制度为 0.9, 1.01, 1.36 时, 测量得到的激光相位调制谱、色散曲线以及吸曲线。

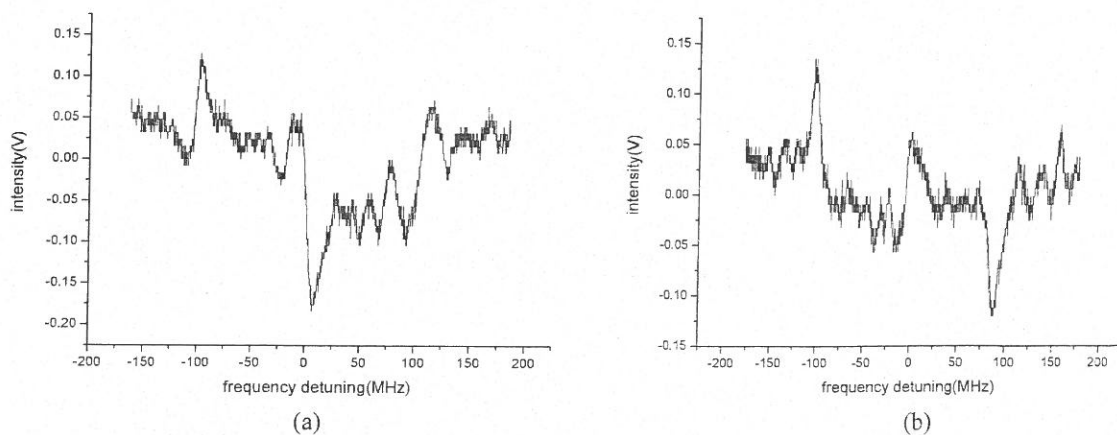


图 45 调制度为 0.9 时, 色散曲线(a)以及吸收曲线(b)

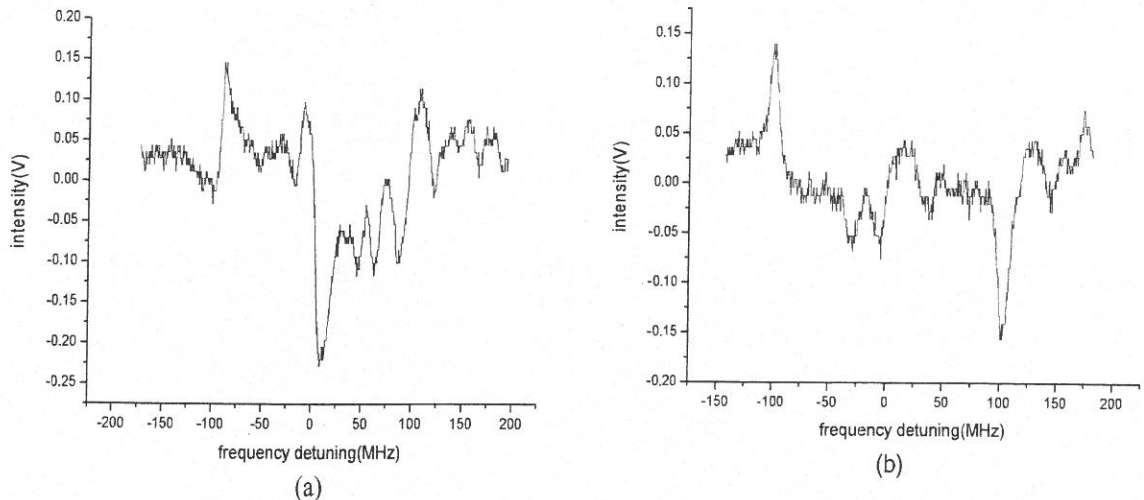


图 46 调制度为 1.01 时, 色散曲线(a)以及吸收曲线(b)

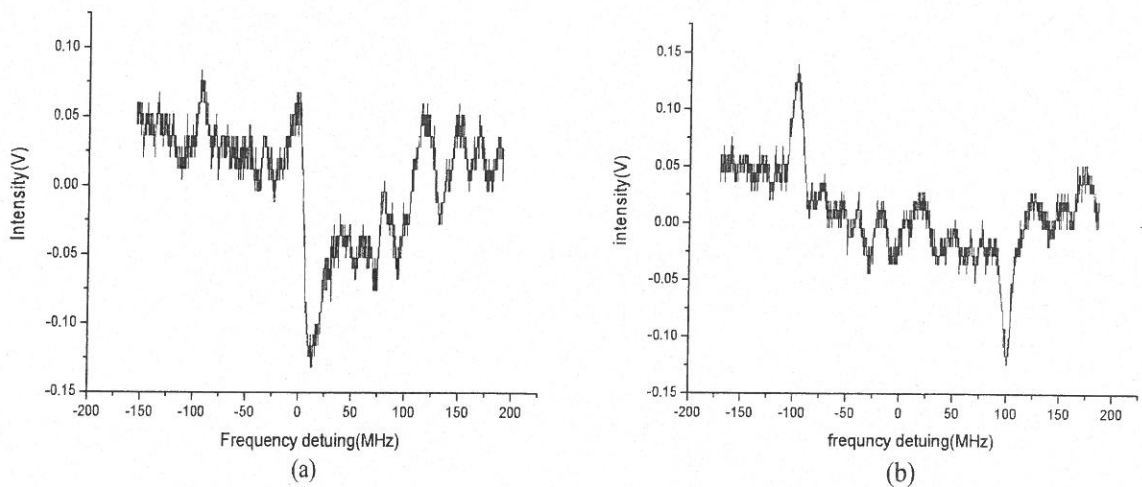


图 47 调制度为 1.39 时, 色散曲线(a)以及吸收曲线(b)

调制谱电压比值, 鉴频斜率如表 8, 根据(4.2)式调制谱电压比分别在 0.2, 0.33, 0.89 时, 调制深度 β 分别为 0.91, 1.01, 1.39。根据(4.3)式鉴频斜率 D 分别为 -31.03mV/MHz 、 -43.96mV/MHz 、 -26.89mV/MHz 。实验结果表明在调制深度 β 为 1.01, 鉴频曲线斜率最大, 变化关系满足第二章的图 21 的仿真。将吸收和色散曲线进行对比, 得到在中心频率附近色散曲线变化较快, 而且表现出线性变换关系, 色散曲线作为系统鉴频曲线。

表 8 在温控电压 1.3V, 不同调制深度下鉴频斜率测试值

调制谱电压比值 $U_s/U_c(J_0^2/J_1^2)$	曲线电压峰峰值 $U(\text{mV})$	调制度 β	实测鉴频斜率 $D=U/\Delta\nu (\text{mV/MHz})$
0.25	-240	0.91	-31.03
0.33	-340	1.01	-43.96
0.89	-208	1.39	-26.89

4.2 光源频率误差信号检测

4.2.1 光源频率误差信号检测实验

频率误差信号检测系统仅需改锯齿波为直流偏压, 偏压值为在 F-P 腔调谐接口加上之前测得的定标电压 V , 利用示波器记录此时的解调输出。利用第一节实验方法测得鉴频曲线斜率, 斜率与之前测得的解调输出数据相乘, 得到激光相对 F-P 腔的频率波动信号。图 48 为频率误差信号检测系统图。

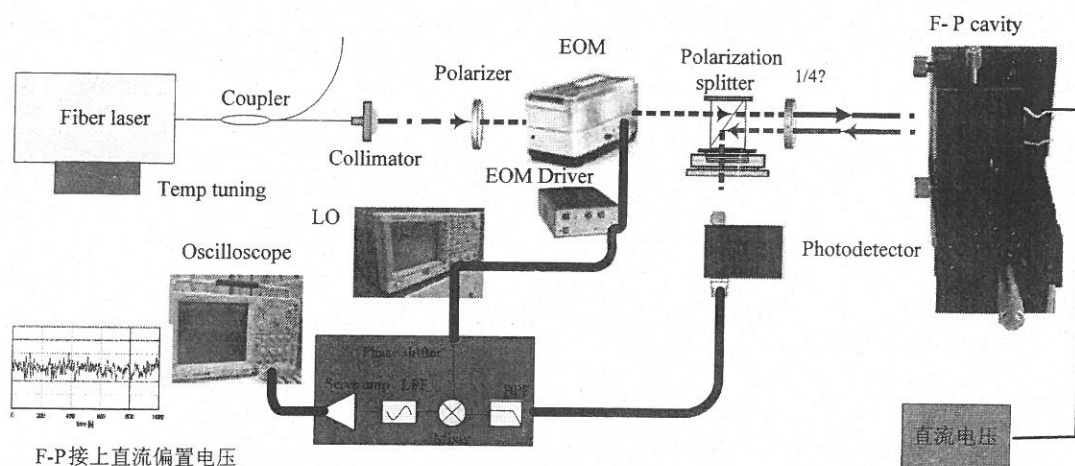


图 48 系统频率误差信号检测系统图

光纤激光器光源频率误差信号检测条件为驱动电压为 5.0V , 光源输出功率为 100mW , 信号发生器输出为 99.672MHz , 输出峰峰值为 2.0V , 其输出经过三通一路作为 EOM 驱动输入, 一路作为本振信号。温控调谐接口电压分别在 1.25V , 1.30V , 1.35V , 调制深度选在 1.08rad 附近的情况下得到鉴频曲线斜率值 D , 然后再进行 F-P 腔的匹配偏压值的测定, 最后在 F-P 工作在特定电压值下, 光源频率误差信号通过示波器采集得到。在测得鉴频斜率 D 后, 以 F-P 腔为频率标准测得的电压波动信号可以根据鉴频斜率 $D(\text{V/Hz})$ 计算得到, 然后依据艾伦方差(偏离载波的相对频率起伏方差的几何平均值)公式得到光源频率相对于 F-P 腔的频率方差值。

表 9 为光纤激光器在不同温控电压下, 鉴频斜率的测试值。温控调谐接口电压分别在 1.25V , 1.30V , 1.35V , 调制深度 β 分别为 1.06 , 0.9 , 1.01 , 根据(4.3)式鉴频斜率 D 分别为 -14.61mV/MHz , -18.10mV/MHz , -14.74mV/MHz 。

表 9 在不同温控电压, 近乎最佳调制深度下鉴频斜率测试值

调制谱电压值比 $U_s/U_c (J_0^2/J_1^2)$	曲线电压峰峰值 $U(\text{mV})$	调制度 β	实测鉴频斜率 $D=U/\Delta\nu(\text{mV/MHz})$
0.388	-113	1.06	-14.61
0.243	-140	0.9	-18.10
0.338	-114	1.01	-14.74

4.2.2 F-P 腔匹配偏压值测定

镀膜工艺的反射率精度引起腔长中心频率与光源波长的固有不匹配, 需要在 F-P 腔调谐接口接入适量的电压值 U_0 。利用扫描 F-P 干涉仪的方法检测激光单纵模运行状态, 同时记下谐振峰值处加在 F-P 腔的腔长调谐接口上的电压值 U 。

表 10 不同温控电压下, F-P 腔调谐接口偏压值

温控电压(V)	光频峰值电压(V)	锯齿波直流电压(V)	F-P 调谐接口偏压(V)
1.25	-0.41	65.41	65.0
1.3	-0.76	90	90.76
1.35	0.10	82.4	82.5

表 10 为不同温控电压下, 计算得 F-P 腔调谐接口偏压值。在温控电压为 1.25V 时, 测得锯齿波直流电压为 65.41V, 同时由上图可知谱峰值对应电压为 -0.41V, 即 F-P 腔调谐接口的偏压值为 65.0V; 在温控电压为 1.3V 时, 测得锯齿波直流电压为 90V, 同时由上图可知谱峰值对应电压为 0.76V, 即 F-P 腔调谐接口的偏压值为 90.76V; 在温控电压为 1.35V 时, 测得锯齿波直流电压为 82.4V, 同时由上图可知谱峰值对应电压为 0.10V, 即 F-P 腔调谐接口的偏压值为 82.5V。

4.2.3 激光频率方差值计算

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^[54]公式计算得到频率漂移的方差值, 公式如下,

$$\delta_y^2 = \frac{1}{2(m-1)f_0^2} \sum_{i=1}^{m-1} (\overline{f_{i+1}} - \overline{f_i})^2 = \frac{1}{2(m-1)f_0^2} \sum_{i=1}^{m-1} (\Delta\overline{f_{i+1}} - \Delta\overline{f_i})^2 \quad (4.4)$$

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。示波器采样频率为 25Hz, 采集时间为 400s, 因此样本数 $m=10000$, 光纤激光器输出频率

按波长 1064nm 计算, 即 $f_0=3.08\times 10^8/(1064\times 10^{-9})\text{Hz}$ 。下面为光源在不同温控电压下, 采集得到的数据图。

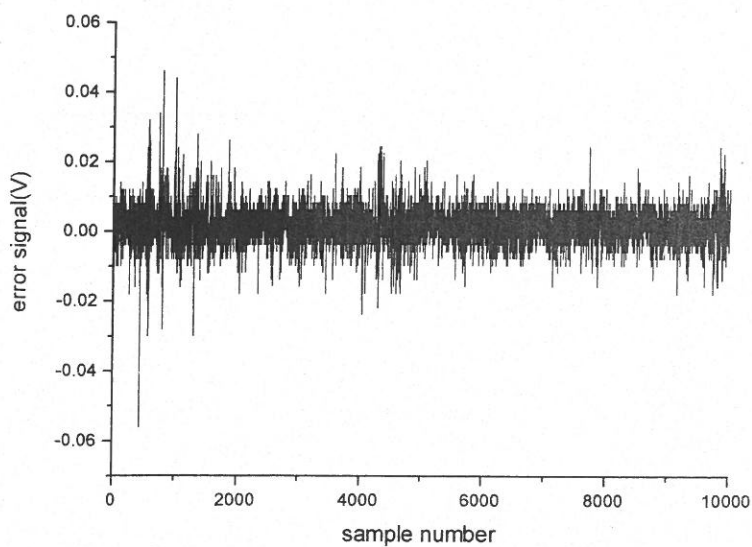


图 49 温控电压为 1.25V , 调制深度为 1.06 rad , 采集误差信号

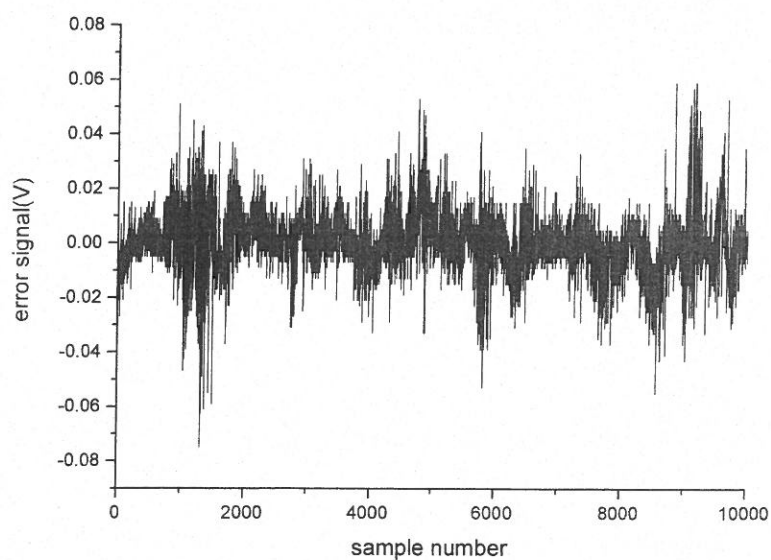


图 50 温控电压为 1.3V , 调制深度为 0.9rad , 采集误差信号

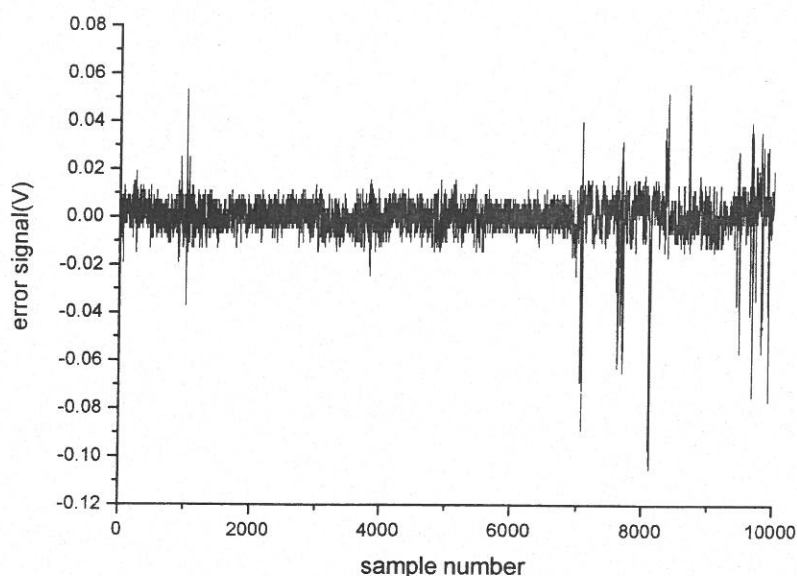


图 51 温控电压为 1.35V，调制深度为 1.01rad，采集误差信号

光源温控电压为 1.25V 时，由式(4.4)计算 400s 采集时间，40ms 平均值相对于 F-P 腔中心频率的频率方差值为 1.01×10^{-11} ，根据鉴频斜率 14.61mV/MHz 计算得到的相对于 F-P 腔的最大频率漂移约为 3.31MHz ；光源温控电压为 1.3V 时，由式(4.4)计算 400s 采集时间，40ms 平均值相对于 F-P 腔中心频率的频率方差值 1.04×10^{-11} 。根据鉴频斜率 18.1mV/MHz 计算得到的相对于 F-P 腔的最大频率漂移约为 5.71MHz ；光源温控电压为 1.35V 时，由式(4.4)计算 400s 采集时间，40ms 平均值相对于 F-P 腔中心频率的频率方差值为 3.68×10^{-11} ，根据鉴频斜率 14.74mV/MHz 计算得到的相对于 F-P 腔的最大频率漂移约为 6.78MHz 。

4.3 小结

本章主要完成了单频激光稳频系统鉴频曲线测试以及光纤激光器相对于 F-P 腔的中心频率的光频漂移误差信号的检测。在利用解调模块进行解调试验过程中，发现拍频电流输出为 nA 量级，故在解调实验中采用锁相放大器进行解调。实验结果表明：在调制深度 β 取 1.01 时，鉴频曲线斜率达到最大，符合理论仿真；在光源温控电压为 1.25V，得到激光频率相对与 F-P 腔中心频率的频率方差值为 1.01×10^{-11} 。

第五章 总结

本论文针对单频光纤激光器相位调制光外差稳频技术进行了深入研究,首先确定了稳频系统方案;然后根据设计的方案从理论和实验两个方面对系统进行了具体分析,完成了 PDH 系统鉴频曲线和激光频率误差信号的检测。

论文的主要工作总结如下:

1. 通过文献调研,确定了单频激光器 PDH 稳频系统方案。根据理论模型,仿真得出频率波动信号与转换电压的线性模型—鉴频曲线,分析了系统电光相位调制参数。结果表明:调制深度为 1.08,鉴频曲线的斜率达到最大;调制频率为 100MHz 时,避开光源的低频噪声,扩大了频率捕捉范围。
2. 构建了 PDH 的噪声模型,推导了系统所能达到的极限线宽计算公式。在此基础上,F-P 谐振腔及电光相位调制器的选型。在完成光路搭建之后,进行了电光相位调制谱的检测,相位调制深度 β 满足系统要求;解释了 F-P 谐振腔中心频率与激光中心频率匹配的必要性,为激光频率误差检测实验提供了基础。
3. 根据光路光功率传输计算及相关检测原理,设计光外差信号解调模块。随后完成解调电路器件的选型,制版和测试。结果表明,混频器 RF 端与 LO 端之间的相位差值 φ 为 358.56° ,即两端电路延迟差可忽略;线性增益约为 10dBm,输入线性动态上限为 -15dBm,噪声系数计算值为 3.23dB,符合设计指标。
4. 完成单频激光稳频系统鉴频曲线以及光纤激光器相对于 F-P 谐振腔中心频率的频率漂移误差信号的检测。结果表明,在调制深度 β 取 1.01 时,鉴频曲线斜率达到最大,符合理论分析;在光源温控电压分别为 1.25V 时,检测得到激光频率相对于 F-P 腔中心频率的频率方差值为 1.01×10^{-11} 。

以上工作完成了硕士开题时定下的目标,但就整个稳频系统而言,仅仅实现稳频系统当中激光频率误差信号的检测部分。同时,解调电路前置放大增益小,信噪比低,还需优化,因此下一步研究工作有如下几点:

1. 实验测得探测器拍频电流输出为 nA 量级,解调电路混频前端放大器增益太小,电路中信号电平远低于噪声电平,解调输出不明显。应该在探测器后端加入跨组放大器以求较高增益;增大前置放大器增益,提高整个电路的信噪比。
2. 解调电路混频器 RF 端与 LO 端信号延迟测量存在测量误差,为达到更大测量精度,应加入移相器,通过动态调谐实现相位延迟的补偿;另外,为提高系统集

成化,将 EOM 驱动源取代信号发生器,因此在相干解调电路中加入功率分配器。

3. 搭建稳频系统控制回路并进行实验,在闭环条件下检测解调电路输出频率误差信号,分析相对与 F-P 腔谐振频率的频率稳定度,与系统在开环检测结果对比,判断稳频效果。

参考文献

- [1] A.S.Zibrov, R.W.Fox, R.Elling sen, et al. High-resolution diode-laser spectroscopy of calcium[J]. Applied Physics B Lasers and Optics, 1994, 59(3): 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, 2000, 25(21): 1603-1605.
- [3] Lin H, Wang T and Mossberg T W. Experimental demonstration of swept-carrier time-domain optical memory[J]. Opt. Commum, 1995, 20(1): 91-93.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 江东, 周鼎富, 侯天晋等. 激光主动成像雷达CO₂激光器研究[J]. 中国激光, 2002, 29(5): 397-401.
- [7] 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.
- [8] 兰太和. PDH技术激光稳频技术研究[D]. 上海: 华东师范大学, 2009.
- [9] 蓝信钜. 激光技术[M]. 北京: 科学出版社, 1979: 197-198.
- [10] Fox R W, Oates C W, Leo W. Stabilizing diode lasers to high-finesse cavities [M] . New York: Elsevier Science, 2002: 1-46.
- [11] G.A.Ball, W.W.Morey, W.H.Glenn. Standing-wave monomode erbium fiber laser[J]. IEEE Photonics.Technology.Lett. 1991, 3(7): 613-615.
- [12] J.T.Kringlebotn, P.R.Morkel, L.Reekie, et al. Effieient diode-pumped single-frequency Erbium: Yterblum fiber laser[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 1993, 5 (10): 1162.
- [13] M.Horowitz, R.Daisy,B.Fiseher, et al. Narrow-linewidth single- mode erbium-doped fibre laser with intra cavity wave mixing in saturable absorber[J]. Electron.Lett, 1994, 30(8): 648-649.
- [14] Y.Cheng, J.T.Kringlebotn, W.H.Loh. Stable single-frequeney traveling-wave fiber l-

- oop laser with integral saturable-absorber- based tracking narrow- bandfilter[J].Opt. Lett, 1995, 20(8): 875-877.
- [15] W.H.Loh, B.N.Samson, L.Dong. High Performance single frequency fiber Grating-based Ethium:Ytterbium codoped fiber lasers[J]. Journal of Lightwave Technology, 1998, 16(1): 114-118.
- [16] N.Kishi, T.Yazaki. Frequency control of a single-frequeney fiber laser by corperatively induced spatial-hole burning[J]. IEEE Photonies Technology Letters, 1999, 11(2): 182-184.
- [17] 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.
- [18] C.Spiegelberg, J.Geng, Y.Hu, et al. Compact 100mw fiber laser with 2kHz linewidth[A]. Optical Fiber Communications Conference[C]. Tuscon, AZ, USA, 2003: 3-1~3-3.
- [19] 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 1.7MHz[J]. OPTICS COMMUNICATIONS. 2007, 277(1): 161-165.
- [20] B.V. Zhdanov, et al. Narrowband external cavity laser diode laser[J]. ELECTRONICS LETTERS.2007, 43(4): 221-222.
- [21] J Kannelaud, D G Peterson, and W Culshaw. Frequency stabilization of the Zeeman laser[J]. APPLIED PHYSICS LETTES, 1966, 10(3): 94-96.
- [22] 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.
- [23] 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[A]. Lasers and Laser Technologies[C]. 2005: 6028-237~6028-244.
- [24] DejiaoLin, GaoliangDai, ChunyongYin. Xiangqian Jiang. 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.
- [25] 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):868-870.
- [26] 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.
- [27] 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.
- [28] 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.
- [29] 董磊, 马维光, 尹王保等. 基于1.6甲烷气体吸收线的半导体激光器频率稳定性分析[J]. 光子学报, 2005, 34(4):489-492.
- [30] Jiangong 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[A]. Semiconductor Lasers and Applications II[C]. Beijing, China, 2005:5628-306~5628-310.
- [31] Y. Ohta, S. Maehara, K. Hasebe, et al. Frequency stabilization of a semiconductor laser using the Rb saturated absorption spectroscopy[A]. Proc. of SPIE[C], 2006: 6115.
- [32] 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, 20: 10-11.
- [33] 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.
- [34] 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: 7010 47-1~701047-10.
- [35] 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.
- [36] RUSSELL TARG, L. M. OSTERINK, J. M. F. Frequency Stabilization of the FM Laser [A]. Proceedings of the IEEE[C], 1967, 55(7):868—870.

- [37] R. W. P. Drever, J. L. Hall, et al. Laser Phase and Frequency Stabilization using a resonator[J]. Appl. Phys. B, 1983, 31(2): 97-105.
- [38] J. Hough, D. Hils, M. D. Rayllan, et al. Dye-laser frequency stabilization using optical resonators[J]. Appl. Phys. B, 1984, 33(3): 179-185.
- [39] Ho Seong Lee, ChaHwanOh, SungHoonYang, and NakSamChung. Frequency stabilization of a directly modulated semiconductor laser[J]. Rev. Sci. Instrum, 1990, 61(9): 2478-2480.
- [40] 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[A]. Applications of Photonic Technology 5[C], Quebec City, Canada, 2002: 4833-825~4833-832.
- [41] Davi R Ortega, Wictor C Magnoand, Flávio Caldas da Cruz. Diode Laser Stabilization Using Pound-Drever-Hall Technique[J]. Annals of Optics, 2003, 5.
- [42] 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[A]. Optoelectronic Devices: Physics, Fabrication, and Application III [C], Boston, MA, USA, 2006: 63680Z-1~63680Z-10.
- [43] 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.
- [44] Martin Ostermeyer, A. S. Pound-Drever-Hall frequency stabilization of Q-switched solid state laser oscillators in the Sub-MHz range[A]. Conference on lasers and Electro-optics[C], San Jose, California, 2008.
- [45] 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.
- [46] 郁道银, 谈恒英. 工程光学[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 324-334.
- [47] Eric D Black. An introduction to pound-drever-hall laser frequency stabilization[J]. American Journal of Physics, 2000, 69(1): 79-87.
- [48] 廖延彪. 偏振光学[M]. 北京: 科学出版社, 2003: 43-51.
- [49] 孙传友, 孙晓斌, 李玉生等. 测控电路及装置[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002: 55-56.

- [50] 戴逸松. 微弱信号检测方法与仪器[M]. 北京: 国防工业出版社, 1994:237-244.
- [51] Broadband-Modulator Drivers[EB/OL], <http://www.newport.com/images/webdocuments-en/images/15198.pdf>, 2009-5-5/2010-11-30.
- [52] Frequency mixer SBL-1[EB/OL], <http://www.minicircuits.com/pdfs/SBL-1+.pdf>, 2009-1-18/2010-11-30.
- [53] Monolithic Amplifier ERA-2[EB/OL], <http://www.minicircuits.com/pdfs/ERA-2+.pdf>, 2009-1-18/2010-11-30.
- [54] 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] 梅坤, 胡姝玲, 刘洪海. 基于边带锁频技术光纤激光器稳频系统方案分析[J]. 北京航空航天大学第七届学术论坛.
- [2] 梅坤, 胡姝玲, 刘洪海. 基于FPGA与DSP的雷达高速采集系统[J]. 电子设计工程. 已录用.
- [3] 胡姝玲, 胡汉伟, 张晓青, 梅坤, 魏利民. 一种基于二维图像的低相干干涉中心条纹的提取装置及方法 200910092494.X

致谢

将近两年半的硕士研究生学习生涯即将结束，在这段宝贵而难忘的经历里，有很多师长，同学和朋友给予了我许多帮助和支持，在这里表示深深的感谢。

首先我要由衷的感谢我的导师胡姝玲副教授，在论文的选题、理论论证、实验方案的制定、具体实验以及论文的修改等方面都倾注了导师的心血和汗水。无论从论文选题，还是到收集资料、论文成稿，导师都是严格把关，她那严谨的治学态度，扎实的理论知识，丰富的实践经验，平易近人的作风和高度的工作责任感使我受益非浅，无不令我钦佩。而且她那和蔼的性格让我觉得非常的亲切；她真诚待人、和蔼可亲的处事风范永远都是我学习的楷模。从导师身上我不仅看到了学者的风范，更看到了长者的谦和。饮水思源，师恩难忘，再次衷心感谢辛勤培养我的导师！

同时，感谢本实验室的欧攀副教授、冯迪老师、林志立老师、孙鸣捷老师、贾豫东老师、王纪强博士、夏海云博士、曹彬博士、牟宏谦博士，赵丽娜、胡汉伟、李大伟、田伦、魏利民、魏兴春、杨会华等师兄，和刘磊、刘宏海、王冷平、范哲、李沐华等同学，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。

感谢北航光电技术研究所为我提供了良好的学习氛围和科研环境，在这里，我感受到了科技工作者刻苦钻研的精神。向光电技术研究所全体老师表达我的敬意。向关心指导过我的老师们表示衷心的感谢。

在此还要感谢对论文提出过宝贵意见的同行专家、老师和同学以及评审论文的各位专家教授。最后再次衷心的感谢所有帮助过我的老师、同学和朋友们！

梅 坤

2010 年 12 月于北航光电所