

中国航天第二研究院

硕士学位论文

光纤稳相传输射频信号研究

姓名：敖亚娜

申请学位级别：硕士

专业：信号与信息处理

指导教师：杨于杰

20060701

摘 要

在多基站雷达、长基线干涉法深空探测等系统中，为保证射频信号长距离传输的相位稳定性，通常需要采用某种稳相传输技术。利用光电调制解调器和单模光纤传输射频信号具有传输损耗小、抗电磁干扰能力强、传输相位稳定性好等优点，越来越多地应用于射频信号的稳相传输系统中。

本文主要研究光纤传输射频信号的稳相技术，借鉴多种稳相方法提出了一种新型相位稳定传输方案。该方案根据锁相环原理，选用先进的光纤射频调制收发模块调制解调射频信号，利用三芯单模光纤实现长距离传输和相位补偿。三芯光纤中一路传输射频信号，另外两路在接收端短接形成往返的传输路径，用于传输频率较低的参考信号，三芯光纤的一段放置在发送端的程控温箱里，其余部分铺设在传输路径上。稳相系统利用反馈控制原理，发射端的参考信号与经往返路径传输的参考信号鉴相，鉴相误差信号用于控制温箱温度变化，从而改变温箱内光纤的电长度，同时补偿传输路径引入的参考信号和射频信号相位变化。该方案克服了直接处理高频射频信号、调制信号带来的处理不便，易于工程实现。

本文介绍了上述方案的工作原理、实现方法、研制的稳相传输实验系统和利用现有条件组建的传输测试系统、主要性能指标测试和测试结果分析。实验结果表明，该光纤稳相传输射频信号方案达到了预期指标，具有较好的应用前景。

关键词 光纤；稳相传输；反馈控制；相位稳定性

Abstract

Some phase stabilized transmission technique should be used in the system such as multistatic radar, long baseline interferometry of deep space exploration etc, for the phase stability of transmitting RF signals over long diastance. The transmission of RF signals by using photoelectric modem and single-mode optical fiber have the advantage of low attenuation, being virtually immune to electromagnetic interference and good phase stability and so on, so it will more and more apply to phase stabilized transfer system.

The phase stabilized technique of fiber optic transmission of RF signals is studied, and a novel phase stabilized transmission method is put forward in this paper. This method bases on PLL theory, chooses the advance optical fiber modem modulating and demodulating the RF signals, and uses 3-core optical fiber cable for long distance transmission and phase compensation. One of the 3-Core transmittes the RF signal, the others join together at the remote receiver to set a round trip transmission path. Based on the feedback control theory, the phase stabilized system measures phase difference between reference signal and the round trip reference signal at the transmitter, and uses the phase difference signal to control the temperature of the temperature test chamber so that to control the optical fiber's electrical length, in this way the phase changes caused by the transmission path of the RF signal and reference signal both can be compensated. This method overcome the inconvenient direct processing of high frequency and modulated signal, so it is easy to engineering realization.

This paper presentates working principle, realization method of this method, developing of phase stabilized transmission experiment system, setting up the transmission testing system with available conditions, measurement of the main performance and analysis of the testing result. The testing result indicates that this method of fiber optic transmission of phase stabilized RF signal plan achieves the anticipated target, so it has a wonderful application future.

Keywords optical fiber; phase stabilized transmission; feed back control; phase stability

本人声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的科研成果。对本文的研究作出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律责任由本人承担。

论文作者签名：杨于杰

日期：2006.7.13

关于学位论文使用授权的声明

本人完全了解中国航天第二研究院有关保留、使用学位论文的规定，同意中国航天第二研究院保留或向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅；本人授权中国航天第二研究院可以将本学位论文的全部或部分内 容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文和汇编本学位论文。

（保密论文在解密后应遵守此规定）

论文作者签名：杨于杰

导师签名：杨于杰

日期：2006.7.13

第1章 绪论

1.1 目的和意义

本文主要研究光纤传输射频信号的相位稳定性问题。结合干涉测量、多基站雷达和参考时基传输分配等方面的应用,研究利用光纤实现射频信号稳相传输的方法,并研制光纤稳相传输射频信号的实验系统。

在多基站雷达、长基线干涉法深空探测等系统中,为保证射频信号长距离传输的相位稳定性,通常需要采用某种稳相传输技术。利用光电调制解调器(Photoelectric Modem)和单模光纤传输射频信号具有传输损耗小、抗干扰能力强、传输相位稳定性好等优点,越来越多地应用于射频信号的稳相传输系统中。

例如对于多功能的相控阵雷达,通常有成百上千个阵元同时产生多个天线波束,需要大量的分布式发射、接收模块和复杂的互连控制网络,传统的微波器件传输分配技术已经很难适应需求,集中表现在由于使用大量的移相器及波导互连传输分配系统而造成整个系统体积笨重、损耗大、易受电磁干扰、相位易受温度影响等。由于光纤器件及光纤技术在损耗、带宽、相位稳定性、体积重量、抗电磁干扰及射频泄露低等方面的优点,尤其是光纤延迟线实时延迟波束控制的优异性能,使得在相控阵雷达中引入光波技术成为一种趋势,而光纤稳相传输技术是这种相控阵雷达信号传输分配系统的关键技术之一^{[1][2]}。

各种干涉体制的测量中,相位信息的稳定传输至关重要。如在干涉体制的测角雷达系统中,为提高测角分辨力需要长基线布置测量天线,天线阵中各天线距中心站的距离较远,要保证各天线接收的射频信号传输至中心站时的相位相干,则要求传输媒质的传输相位要保持稳定,否则将直接影响测角准确度^{[3][4]}。在美国喷气推进实验室(JPL)的星载干涉雷达测量计划(SRTM)^[5]中,利用距离60米的两个天线组成干涉测量体系,采用光纤连接两个天线和信号处理中心。其中一个天线发送信号,两个天线同时接收回波信号,通过对两路信号相位信息进行处理,该测试系统可以在11天内对80%的地球表面进行三维成像,成像准精度

取决于两路接收信号相位延迟量的测量精度，所以传输系统的相位必须保持稳定。

在双（多）基站雷达系统中，相距较远的各接收基站的同步接收至关重要，若采用有线形式传输射频接收信号或接收机本振信号，就需要解决射频信号和频率基准的稳相传输问题^[6]。

在深空探测领域，为提高探测灵敏度，需要提高接收天线的有效接收面积，若利用单个实孔径天线实现就必须制作非常大尺寸、高精度加工且不易变形的天线，这在工程上往往是难以实现的，而利用多个小口径天线联网组成长基线或者甚长基线的接收天线阵，组成超大尺寸合成孔径天线可以解决问题，但在天线阵中与各个天线相联的接收机必须是严格相参的，对各接收机本振信号的相位稳定性和相关性提出了非常高的要求，需要采用高性能、长距离的稳相参考时基传输系统。JPL 开发管理的深空网（DSN）天线阵列^{[7]-[9]}、英国的多天线微波连接干涉网（MERLIN）^[10]、智利北部阿卡特马沙漠的大型毫米波天线阵列（ALMA）^[11]等都是此类系统。

另外在仿真测试系统和电子对撞等实验系统中频繁地使用射频信号的稳相传输技术。仿真测试系统中的传输相位不稳定将导致合成相位中心的不确定；对撞机系统中，射频信号和时基信号的稳相传输将使电子束具有更加有序和稳定的特性^{[12]-[17]}。

射频稳相传输技术的应用已非常广泛，但稳相传输的方法却比较贫乏，传统方法主要是利用稳相同轴电缆进行传输。影响同轴电缆相位稳定性的因素主要是传输环境的温度变化和线缆的弯曲半径，这两个因素中，环境温度变化起主要作用。不同绝缘材料的同轴电缆，其相位稳定性不同，这跟绝缘介质材料的温度特性有关，稳相同轴电缆是在普通同轴电缆的基础上，采用特殊的 TF4（Thomas-Fermi-4）绝缘材料代替普通的 PTFE（聚四氟乙烯）绝缘材料。普通同轴电缆传输射频信号的传输损耗大，相位稳定性也较差，不能用于稳相传输；稳相同轴电缆相位稳定性较好，但是传输损耗也比较大，可以用于短距离的稳相传输，但是无法满足频率高、距离长的稳相传输需求。图 1-1a 和图 1-1b 分别给出了 Times Microwave 公司各类普通同轴电缆和稳相同轴电缆的相位测试曲线^[18]。

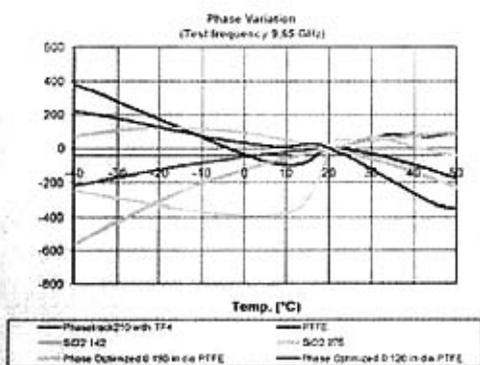


图 1-1a 各类普通同轴电缆相位测试曲线

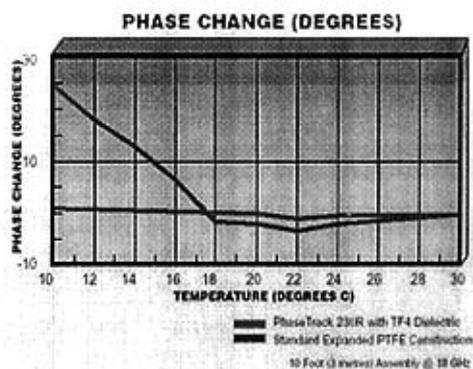


图 1-1b 稳相同轴电缆相位测试曲线

从图中可以看出普通同轴电缆中的相位受温度影响很大，稳相同轴电缆的相位受温度影响较小，但是在大的温度变化范围内，相位变化值还是比较大，所以稳相同轴电缆只适合在实验室这种温度变化不算剧烈的环境中，进行短距离的传输^[19]，另外同轴电缆的屏蔽效果一般，受电磁干扰影响大，保密性差，体积大，重量也大，不适合长距离传输。

采用光纤稳相传输射频信号是较理想的解决途径，光纤传输具有损耗极低、相位稳定性好、传输带宽大、无电磁辐射等特点，可实现远距离传输。由于射频信号是被调制在光波上进行传输的，所以对各射频频段信号的衰减基本是相同的，一般小于 0.5dB/km，相位稳定度优于 7ppm/°C（利用稳相传输系统，相位稳定度可达 1ppm/°C）。表 1-1 是同轴电缆与光纤的传输特性比较。

利用光纤传输射频信号需要使用带有光电调制解调器和射频放大器的光纤发射接收模块，现有的商品化光纤发射接收模块，已经能够调制解调 18GHz 射频信号，能够满足许多射频信号传输的需求。现有装备中采用的长距离同轴电缆传输系统如改用光纤传输系统，可显著提高系统性能，因此具有很高的军事应用价值。

此外光纤具有抗电磁干扰、信息泄漏小、体积小、重量轻、柔软灵活等优点。随着电子技术的发展，越来越多的应用领域可利用光纤传输相位稳定的射频信号。上述分析表明，研究光纤传输射频信号的稳相技术具有广阔的应用前景和很高的实用价值。

表 1-1 同轴电缆与光纤的传输特性比较

传输特性	同轴电缆				石英光纤
	聚乙烯绝缘	聚四氟乙烯绝缘	泡沫绝缘半柔性	TF4 绝缘	
相位稳定性	100ppm/°C ~ 250ppm/°C	50ppm/°C~ 100ppm/°C	20ppm/°C~ 30ppm/°C	1.5ppm/°C	一般7ppm/°C
传输衰减	频率越高衰减越大, 较低射频段已经超过几十dB/km			200dB/km~ 1950dB/km	小于0.5dB/km
工作频率	一般在30GHz以下, 已有厂家研制出工作频率在60GHz的同轴电缆			0.5GHz~ 18GHz	受限于调制解调模块, 现已达18GHz
其它	屏蔽效果一般, 受电磁干扰影响, 体积大, 重量也大, 不适合长距离布线				抗电磁干扰、体积小、重量轻、信息泄漏小、柔软灵活

1.2 国内外发展状况

早在20世纪60年代中期, 实验证明编码在光信号上的信息可以通过玻璃纤维波导传输。直至20世纪70年代初期, 美国的康宁 (Corning) 公司首先制造出损耗为20dB/km的低损耗光导纤维, 光纤通信系统才变得真正可行。1976年美国ATT公司贝尔实验室在亚特兰大市成功进行了第一个光纤通信线路实验, 并于1977年在美国的芝加哥市建立了第一条商用光纤通信线路。与此同时, 日本、英国等国家也成功地进行了光纤通信线路实验, 并开始建立起实用系统。而美国国防部垄断了军用光纤通信系统, 军用系统的实验比贝尔公司公用网系统还早, 陆海空三军都有应用, 最具代表性的就是地对地MX导弹发射系统, 总长15000km, 连接各种类型计算机5000余台, 用于导弹发射、指挥、控制与通信联络。如今, 光纤通信线路已经遍布全球, 并且实现了将电话、电报、传真、计算机数据、有线电视等数据一起综合并入光纤线路的宽带数据服务综合网^[20]。

在光纤数据通信迅速发展的背景下, 军用领域对于光纤传输射频信号的需求也日益突出, 对射频信号的相位稳定性提出严格的要求, 主要集中在20世纪90年

代以来的各种干涉测量体制、多基站雷达和射电天文的长基线天线布阵等应用领域。用光纤传输稳相的射频信号主要采用锁相环原理，但在相位差的提取与反馈控制的方法上不同。

国际上，美国深空网的100MHz氢原子频率基准分配系统，在环境温度变化小于等于 50°C 的条件下，传输距离15km，采用温度控制光纤电长度的相位补偿方法，45分钟内相位变化不超过 0.12° ，12小时相位变化不超过 0.24° ，代表了频率基准信号稳相传输的最高水平。

目前国内的模拟光纤接收/发送模块产品主要集中在CATV等语音视频类产品上，射频工作频段较低，通常在45MHz~900MHz之间，光纤工作波长多为1310nm，不能用于高频段雷达系统的信号传输。国内对于光纤稳相传输射频信号方面的研究仍处于理论研究阶段，相关文章中对光纤传输射频信号的介绍较少，对于光纤稳相传输射频信号报道更为稀少，没有提出一个明确的解决方案。

1.3 基本原理和完成的主要工作

本论文采用锁相环原理，用温度控制的方法实现光纤传输射频信号的相位稳定。用温度控制的方法补偿相位变化是众多稳相方法中的一种，它是将一段传输光纤置于温箱中，通过改变温箱温度来控制光纤的电长度改变传输信号的相位，从而实时补偿相位的变化。本论文在传输的射频信号中加入一路中频参考信号进行鉴相，用鉴相输出的误差电压来控制温箱的温度。相位差信号采用数字电压表采集。利用LabWindows/CVI5.5编写控制软件，同时完成数据采集与实时的温度控制。并且针对温度控制的滞后性，在采集的误差信号中加入数字滤波和修正算法，减少了温度控制中过度控制造成的振荡。

本论文的主要研究内容：

1. 研究光纤传输射频信号的相位特性，提出利用反馈控制原理采用温度控制的方法实现相位稳定的传输系统。
2. 研制用于提取相位差信号的射频电路，并利用通道模拟器测试传输系统中各部件和元器件的相位特性对相位稳定性的影响。
3. 利用 LabWindows/CVI5.5 编写控制软件，完成数据采集与实时的温度控

制，并且针对温度控制的滞后性，在采集的误差信号中加入修正算法。

4. 在实验室条件下搭建稳相传输系统，并且进行相应的测试与分析。

5. 实验系统的主要性能指标为：

射频传输带宽：小于等于 11GHz。

相位稳定性：长期相位误差小于 5° 。

1.4 论文章节安排

第 1 章主要介绍了本论文的研究目的和意义，国内外实现光纤传输射频信号的相位稳定性技术发展状况和本论文完成的主要工作。

第 2 章主要从基本概念出发介绍了实现各种光纤传输射频信号的相位稳定方法以及能达到的技术指标，并比较这些方法各自的优缺点。

第 3 章对光纤传输射频信号的相位稳定技术进行介绍，从原理上分析论证，得到方案设计的依据，并对方案进行详细的阐述。

第 4 章主要介绍传输系统中射频电路模块的硬件设计和实现方法，并给出设计结果。采用通道模拟器测试传输系统中各部件和元器件的相位特性对相位稳定性的影响，进一步验证和优化射频电路。

第 5 章主要介绍传输测试系统的构成，数据采集和用计算机控制温箱温度变化的方法，利用 LabWindows/CVI5.5 编写测试控制软件，并研究控制算法。

第 6 章给出了光纤传输射频信号的稳相系统测试方法和测试结果，并对数据进行了分析。

结论部分总结了本论文取得的成果、研制中存在的问题和有待完善的工作。

1.5 本章小结

本章论述了研究光纤传输射频信号的相位稳定技术的目的与意义，介绍了国内外相位稳定技术的发展现状，概述了本文的主要研究内容和章节安排。

第2章 光纤稳相传输射频信号原理

2.1 引言

光纤传输射频信号的机理是：在信号的发射端，射频信号通过调制激光二极管的光强被调制到光载波上，通过光纤的传输，在接收端由光电二极管将射频信号解调出来。

光纤在红外波段有三个低损耗窗口，分别为 $0.8\mu\text{m}$ 、 $1.3\mu\text{m}$ 和 $1.55\mu\text{m}$ ，其中 $1.55\mu\text{m}$ 附近的损耗最小，约为 0.25dB/km 。根据传输模式不同，光纤分为单模光纤和多模光纤。在光纤中，传输带宽定义为：将两个相邻的输入脉冲送入光纤后，经传输而在光纤的另一端仍能将它们区分开时的输入脉冲最高速率即为光纤线路的最大可用带宽。传输带宽主要取决于光波导中的色散，色散分为三种类型：模式色散、材料色散以及光波导色散。为克服模式色散，获取更大的传输带宽，本文中采用工作波长 $1.55\mu\text{m}$ 的单模光纤传输。

光纤技术发展至今，在波长 1310nm 和 1550nm 处的可用带宽分别近似为 80nm 和 180nm ，将其转换成频率，相应的带宽约为 $35\text{THz}^{[21]}$ ，完全满足当今微波射频信号的传输需求，而射频传输带宽仅仅受限于调制解调技术，即调制解调器的调制带宽，本论文采用美国Miteq公司的调制解调模块，频率可达 $18\text{GHz}^{[22]}$ ，达到国际先进水平。

2.2 稳相传输方法

国际上，射频信号的稳相传输一般采用稳相同轴电缆和光纤两种传输介质传输。稳相同轴电缆体积大、温度系数比较敏感，只适合短距离、带宽较小并且对相位稳定度要求不是很高的传输系统。当用稳相同轴电缆传输时，一般没有专门的稳相系统用于对传输介质引入的相位不稳定进行相位补偿。对相位稳定度要求高的射频传输中，一般采用光纤传输，并且有专门用于相位补偿的控制环路。

光纤传输稳相的射频信号有若干不同的方法，但基本原理是相同的，那就是

根据锁相环原理，将接收端与发射端的信号进行鉴相，用相位误差信号来补偿发射端的相位，使接收端相位与发射端相位一致^[23]。

基本原理如图2-1所示：

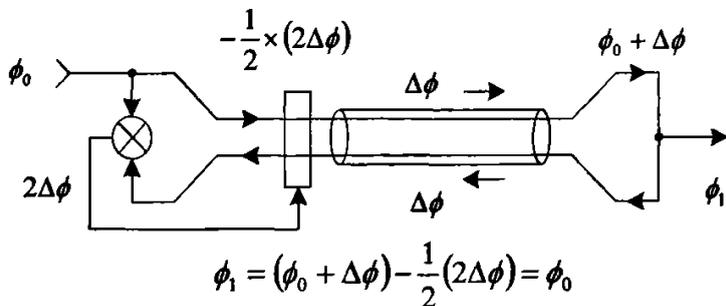


图2-1 射频信号稳相传输示意图

根据相位补偿方法的不同，射频信号的稳相传输可以分成以下三类：

1. 用移相器移相的稳相传输方法。

在这种方法中，射频信号在发射端经过移相器移相以后，再被光纤发射模块调制在光载波上向远端传送。

移相器是常用的微波器件，它是PIN二极管电路的典型应用。移相器按照控制方式来分有数字移相器和电调移相器两种：数字移相器在 $-\pi \sim \pi$ 内移相，移相量是不连续的，移相精度一般为5度左右；电调移相器一般在 $0 \sim \pi$ 内连续可调的移相，但存在非线性。移相器按工作模式来分有开关线移相器、加载线移相器等形式。开关线移相器的移相量和频率成线性关系，不同相位的插损变化很小；而加载线移相器的特点正好相反。一般来说数字移相器为开关线形式，而连续可调移相器采用加载线形式。

2. 用控制一段光纤的电长度实现移相的稳相传输方法。

这种方法是将射频信号先调制在光载波上，然后调制信号先通过一段置于温度控制下的光纤，再通过传输路径中的光纤向远端传输。通过改变温度控制这段光纤的电长度，从而改变射频信号的相位。由于光纤的电长度与温度变化近似为线性关系，所以采用鉴相误差电压来控制温度的变化，可实现闭环反馈控制，使接收端相位与发送端相位一致。

这种方法在国际上已有一些实例，例如NASA的DSN（深空网）探测系统，各天线站之间的时间基准信号的稳相传输；TESLA线性粒子对撞系统中射频信

号向各个不同传输距离接收点的稳相传输等。

3. 利用光纤延迟线实现移相的稳相传输方法。

这种方法中，调制在光载波上的信号先经过一组开关控制的光纤延迟线组合，再通过光纤向远端传输。

光纤延迟线组合是一组不同长度的光纤，利用光纤的电长度不同，可实现不同的时间延迟从而改变射频信号的相位^[24]。选择不同的延迟线组合是由鉴相误差电压通过信号处理以后控制的。

这种方法的实例有：NASA的JPL开发的SRTM中，两个干涉天线之间的信号稳相传输。

根据射频信号的传输方式不同，射频信号的稳相传输又可分为以下两类：

1. 直接传输射频信号。

这是将射频信号直接传输到接收端，在接收端通过耦合器耦合一路信号原路返回接收端，与发射信号进行鉴相，用鉴相误差电压来控制相应的相位补偿。这种方法适用于传输点频信号，且信号频率较低，并有适合的射频器件进行相关的处理。

2. 传输时间基准信号，在接收端利用频率合成技术获得需要的射频信号。

这种方法是将时间基准信号，例如用于频率综合的10MHz或100MHz晶振信号，将基准信号利用上面介绍的稳相传输方法传输到接收端，在接收端利用频率综合技术获得所需的射频信号。

这里介绍了稳相传输的几种主要方法，选择何种方法传输需要根据实际的传输环境和指标需求确定。

2.3 比较与结论

稳相传输方法较多，根据移相方法不同而划分的三种稳相传输方法的比较如表 2-1 所示：

由于射频移相器的带宽很窄，相同的控制信号下，信号的频率与相移量是非线性的关系，所以当信号存在带宽时，不适合在射频上移相。另外在信号频率较高时，射频元器件的选择面积小、成本也很高，所以对于高频宽带信号，不适宜

采用射频移相器的方法进行相位补偿。而对于控制光纤的电长度和使用光线延迟线移相这两种移相方法，因为改变的是电长度，相同的控制信号下频率和移相量是线性关系，所以信号的带宽对移相不造成影响。

表 2-1 三种不同移相方法的稳相传输比较

各项指标	移相器移相	温度控制电长度	光纤延迟线
工作频率	1GHz	18GHz	18GHz
传输带宽	窄	宽	宽
移相精度	数字移相器可达 1 度，电调移相器连续可调移相	可连续移相	取决于延迟线组合的延迟精度
相位稳定性	未见实例	长期小于 2 度	取决于移相精度

根据信号的传输方式不同而划分的两种稳相传输方法，比较如表 2-2 所示：

表 2-2 两种不同信号传输方式的稳相传输比较

各项指标	直接传输信号	传输基准信号
工作频率	较低	高
传输带宽	窄	宽
复杂程度	简单	较复杂
设计成本	一般	较高
适用于传输的信号类型	点频信号 或窄带信号	宽带的射频信号，特别是调制方式比较复杂时

由上面两表中可以看出，应当根据实际传输的信号形式，以及要求达到的指标和成本，选择适合的移相方式和信号传输形式，以确定具体的传输方案。

在本论文中，我们在实验室环境下验证一种全新的稳相传输方法，具体方案在下一章介绍。

2.4 本章小结

本章简要介绍了多种射频信号稳相传输的方法，比较了这些方法所能达到的技术指标及各自的优缺点，得出传输方案要根实际传输环境、传输所要达到的技术指标来制定的结论。

第3章 光纤稳相传输射频信号方案

3.1 基本原理

理论研究表明, 光纤中光的相位由光纤波导的物理长度、折射率及其分布、波导横向几何尺寸所决定, 可以表示为 knl , 其中 k 为光在真空中的波数, n 为传输路径上的折射率, l 为传播路径的长度。一般来说应力、应变、温度等外界物理量能直接改变上述三个波导参数, 产生相位变化, 实现光纤的相位调制, 进而影响调制在光波上的射频信号的相位^[25]。

在实际应用当中, 利用光纤稳相传输射频信号, 光缆已经铺设连接好了, 在不考虑挪动的情况下, 即排除应力应变的影响, 温度成为唯一影响光相位的因素。稳相传输所要解决的问题就是补偿由于传输路径上的温度变化引起的射频相位变化。

3.2 方案提出

本论文提出一种全新的稳相传输方案, 主要针对频率高、带宽大、长距离的射频稳相传输系统。由于信号频率高, 并且存在一定的带宽, 而部分射频器件, 如移相器、鉴相器等都是窄带的, 特别是移相器是相位非线性器件, 若将宽带信号直接通过移相器, 则各频率分量的相位变化将成非线性变化, 而无法进行相应的相位补偿。因此, 如何提取各频率分量的相位变化并且进行相应的相位补偿成为整个传输系统射频电路设计的一个难点。

在这种情况下, 考虑避开对宽带信号的处理, 提出同时传输一路用于鉴相的参考信号来简化射频鉴相的难度。通过参考信号的相位变化来获取待传输的射频宽带信号相位变化信息, 在补偿参考信号相位变化的同时, 实现对射频宽带信号的相位补偿。并且利用温度控制光纤电长度来补偿相位, 避免使用移相器的相位非线性问题。

这种稳相传输系统的基本原理如图3-1所示:

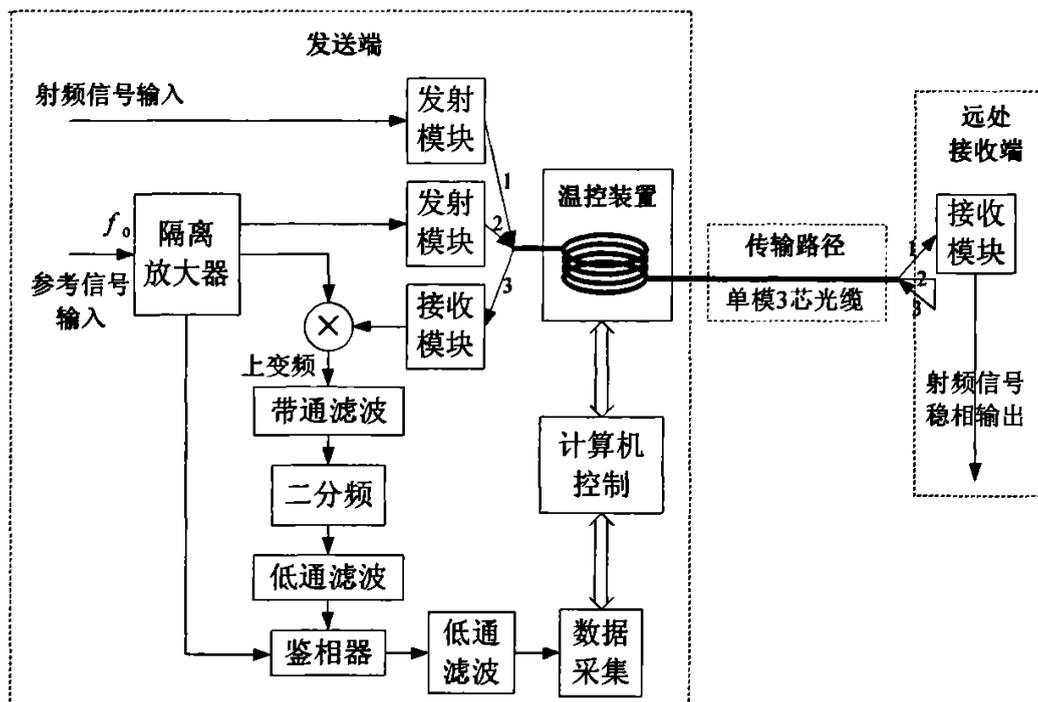


图 3-1 稳相传输系统基本原理图

下面将对传输系统各个部分分别进行分析和说明。

3.2.1 温度控制原理

光纤传输射频信号时，置于传输路径上的光纤受环境温度的影响，其电长度发生变化，从而使接收端解调出的射频信号相位也随之变化，下面推导射频信号相位与光纤温度变化的关系：

相位可以用电长度来表示^[26]，电长度定义为信号频率 f_0 与传播延迟 t_d 的乘积：

$$\phi = 360^\circ \cdot f_0 \cdot t_d \quad (3-1)$$

而传播延迟是与传输介质的物理长度 l 和介电常数 ϵ_r 的平方根 $\sqrt{\epsilon_r}$ （对于光纤来说是群折射率 N ）有关^[27]：

$$t_d = \frac{l \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (t_d = \frac{l \cdot N}{c}) \quad (3-2)$$

N 的表达式为:

$$N = n_1 + \lambda \frac{dn_1}{d\lambda} \quad (3-3)$$

公式(3-3)中, n_1 为纤芯的折射率, λ 为光纤中的传播波长。第二项为由于激光发射器件的温度变化引起激光的波长变化,从而使纤芯折射率变化。激光发射器件一般有温度补偿处理,这一部分折射率变化量很小,可以忽略,取 $N \approx n_1$,所以传输介质的电长度为:

$$\phi = \frac{360^\circ \cdot l \cdot n_1 \cdot f_0}{c} \quad (3-4)$$

影响相位稳定性的因素有很多,最主要的是环境温度变化引起相位漂移^[28],公式(3-4)对温度 T 求导:

$$\frac{d\phi}{dT} = \frac{360^\circ \cdot f_0}{c} \left(n_1 \frac{\partial l}{\partial T} + l \frac{\partial n_1}{\partial T} \right) = \frac{360^\circ \cdot f_0}{c} (n_1 \alpha + lk) \quad (3-5)$$

其中 $\alpha = \frac{\partial l}{\partial T}$ 是光纤的热膨胀系数, $k = \frac{\partial n_1}{\partial T}$ 是光纤的折射率温度系数。

对于大多数光纤材料熔融石英来说,其热膨胀系数 α 在 $\pm 150^\circ\text{C}$ 范围内为 $8 \times 10^{-7}/^\circ\text{C}$ 。一般的单模光纤折射率温度系数 $k = 7 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$, k 比热膨胀系数 α 多一个量级,故可忽略不计,公式(3-5)变为:

$$\frac{d\phi}{dT} = \frac{360^\circ \cdot l \cdot n_1 \cdot f_0 \cdot k}{c} \quad (3-6)$$

温度变化 ΔT , 光纤中的相位变化量为:

$$\Delta\phi = \frac{d\phi}{dT} \cdot \Delta T = \frac{360^\circ \cdot l \cdot n_1 \cdot f_0 \cdot k \cdot \Delta T}{c} \quad (3-7)$$

由公式(3-7)可见温度带来的相位漂移是与传输频率和传输距离成正比的,传输频率越高,传输距离越长,相位漂移越大。根据相位随温度的变化关系,可以通过改变温度来控制相位变化,即将一段传输光纤置于温度控制之下,用这段光纤的相位变化来补偿置于环境中的传输路径上的相位变化,这就是用温度控制

光纤电长度的原理。

但当信号频率较高，或者存在带宽时，射频上的信号处理比较困难，这时可以在传输路径中同时传输一路与射频信号相参的、用于鉴相的参考信号，用这路参考信号来提取传输路径上由于温度变化引起的相位变化，即鉴相误差信号，并且用鉴相误差信号来控制温度变化，具体方法见图3-2所示：

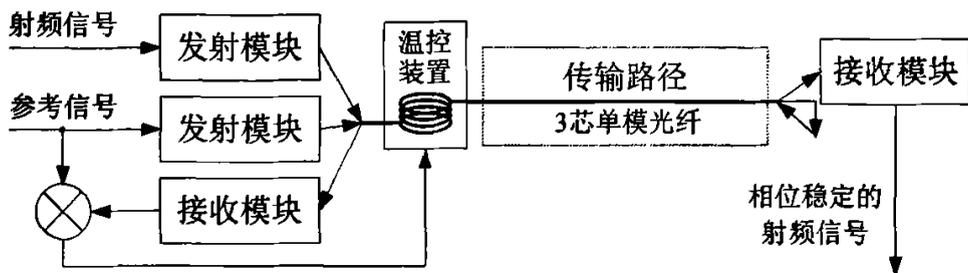


图 3-2 同时传输一路参考信号的基本原理

这样，射频信号在通过这段温度控制的光纤和传输路径上的光纤之后，温度引起的相位变化将被抵消，实现相位的稳定。下面给出推导过程：

设参考信号 $s(t)$ 的频率为 f_0 ：

$$s(t) = e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} = e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_0)} \quad (3-8)$$

宽带射频信号 $u(t)$ 表示为：

$$u(t) = \sum_{k=1}^n A_k e^{j(\omega_k t + \varphi_k)} \quad (3-9)$$

即 $u(t)$ 存在 n 个频率分量， A_k 表示幅值， $\omega_k t + \varphi_k$ 表示相位。当环境温度变化对 $s(t)$ 产生的相移为：

$$\Delta\phi_0 = \left(\frac{360^\circ \cdot n_1 k_0}{c} \right) \cdot (f_0 l \Delta T) \quad (3-10)$$

要补偿掉 $\Delta\phi_0$ ，环路锁定以后，温度补偿产生的相移应为 $-\Delta\phi_0$ ，即：

$$\Delta\phi_0' = \left(\frac{360^\circ \cdot n_1 k_0}{c} \right) \cdot (f_0 l_1 \Delta T_1) = -\Delta\phi_0 \quad (3-11)$$

温控装置的控制温度为：

$$\Delta T_1 = -\frac{l\Delta T}{l_1} \quad (3-12)$$

当宽带信号经过温控装置，对于任意频率分量 f_k ，温度变化引起的相移：

$$\Delta\phi_k' = \left(\frac{360^\circ \cdot n_1 k_0}{c}\right) \cdot \left(f_k l_1 \frac{-l\Delta T}{l_1}\right) = -\Delta\phi_k \quad (3-13)$$

由式(3-12)可看出，温控装置的温度变化引起的相移正好可以抵消传输路径温度变化引起的相位变化，并且温控装置的温度变化与传输的频率无关，所以对于任意频率的信号，通过两段光纤后，温度引起的相位变化量被抵消。对于宽带信号，各频率分量的相位漂移都得到补偿。

要保证这种控制方法的成立，参考信号与射频信号的传输路径必须是完全一样的。只有在完全相同的传输条件下，用参考信号鉴相输出信号来控制温箱温度，进而补偿射频信号的相位才能够成立。在后面的测试实验中，还需要保证参考信号与射频信号是相参的。只有在相参的条件下，射频信号与参考信号的相位才是一致变化的，测试时才能够观察到有效数据。

这种方法的一个关键点是如何在发射端检测出环境温度引起的相位变化量。

3.2.2 相位差信号的提取

用光纤传输射频信号时，一般传输距离较远，这是利用了光纤传输的低损耗特征。接收端信号要跟发射端信号鉴相，则接收端信号必须返回发射端，并且鉴相提取的应该是单倍传输路径上的相位差，以下为一些解决途径：

1. 往返信号在同一根光纤里。在接收端的光域上直接用镜面反射信号，为了避免两个方向的信号混淆，采用波分复用原理^[29]，将往返信号分别调制在1550nm和1310nm两个波长上传输。方法如图3-3：

由于信号被调制在不同波长的光载波上，所以光相位的变化不一样，那么对射频信号相位的影响也不一样，这样往返在传播路径上总的相位变化就不是简单的单程传输的两倍了，这给提取单程路径上的相位变化带来不便，另外复杂的光学器件也增加了设计成本，所以本论文不采用这种传输方法。

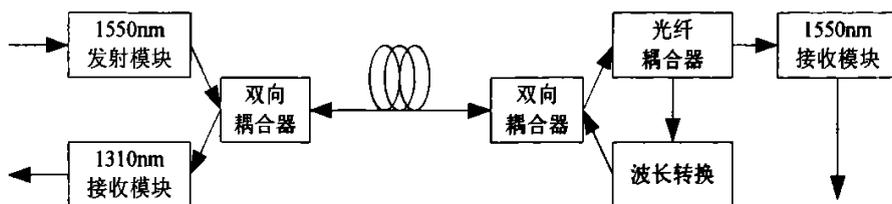


图 3-3 采用波分复用在一根光纤中双向传输

2. 采用双芯缆，假设这两芯的状态完全一样，那么可以将往返信号分别在两芯中传输。本论文的方案中由于加入一路参考信号，所以需要三芯光缆。单程传输路径上的相位变化可通过如图 3-4 所示的方法获取：

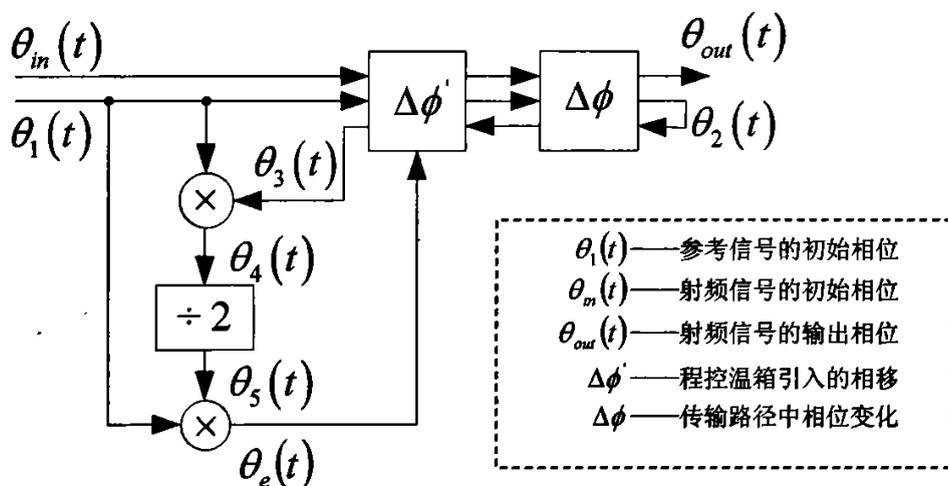


图 3-4 发射端获得传输路径相位变化原理

参考信号的相位为 $\theta_1(t)$ ，经过温控装置和传输路径之后到达接收端，接收端的参考信号相位为：

$$\theta_2(t) = \theta_1(t) + \Delta\phi' + \Delta\phi \quad (3-14)$$

原路返回到接收端，此时相位变为：

$$\theta_3(t) = \theta_1(t) + 2\Delta\phi' + 2\Delta\phi \quad (3-15)$$

返回信号与原参考信号进行混频，并取上变频，此时信号相位为：

$$\theta_4(t) = \theta_1(t) + \theta_3(t) = 2\theta_1(t) + 2\Delta\phi' + 2\Delta\phi \quad (3-16)$$

经过二分频，信号相位变为：

$$\theta_5(t) = \frac{1}{2}\theta_4(t) = \theta_1(t) + \Delta\phi' + \Delta\phi \quad (3-17)$$

二分频输出与原参考信号进行鉴相，鉴相输出为：

$$\theta_e(t) = \theta_5(t) - \theta_1(t) = \Delta\phi' + \Delta\phi \quad (3-18)$$

在初始状态时，温控装置没有工作，即 $\Delta\phi' = 0$ ， $\theta_e(t) = \Delta\phi$ ，用这个鉴相误差信号来控制温控装置的温度变化，以抵消传输路径引入的相位变化。则 $\Delta\phi' = -\theta_e(t) = -\Delta\phi$ ，此时接收端的参考信号相位为：

$$\theta_2(t) = \theta_1(t) + \Delta\phi' + \Delta\phi = \theta_1(t) \quad (3-19)$$

上述推导过程省略了其它电路环节，例如滤波器等对相位的影响，因为这些电路对于点频 100MHz 参考信号来说相当于一个延时。如果信号存在带宽，若电路中的元器件并非线性相位的，则这种影响不能忽略。

由 3.1.1 中的推导，当参考信号相位锁定以后，通过传输路径的宽带射频信号也将达到相位稳定。

3.2.3 数据采集与处理

鉴相输出电压需要进行数字滤波等相应的算法处理之后才能用于控制温控装置的温度。数据的采集利用程控数字万用表 Agilent34401A，采集出来的数据送入计算机进行处理。计算机采用 IBM-PC 机，Windows 操作系统，在 LabWindows/CVI 集成开发环境下用 C 语言编写了数据采集与温度控制的软件。计算机与各仪器之间通过 GPIB488 电缆连接，并采用相应的通信协议^[30]。

3.3 相位控制的分辨力

从理论上推导，这种稳相传输方案的相位控制分辨力主要取决于鉴相误差电压数据采集位数和温控装置的温度控制精度，这是因为从公式 (3-7) 得出：

$$\Delta T = \frac{c \cdot \Delta\phi}{360^\circ \cdot l \cdot n_1 \cdot f_0 \cdot k} \quad (3-20)$$

上式中， c 、 l 、 n_1 、 f_0 、 k 皆是常量，温控装置的温度变化 ΔT 只与鉴相器鉴出

电压对应的 $\Delta\phi$ 有关，所以鉴相误差电压的数据采集精度直接影响相位控制精度。在鉴相误差电压已知的条件下，温控装置能达到的温度控制精度也决定了相位控制的精度。

3.3.1 数据采集位数

为节省试验成本，本论文在实验室环境下，利用程控温箱代替温控装置，用现有的几根双芯 100 米光纤组合成 4 芯缆进行传输实验，将长度为 100 米的 4 芯光纤置于环境温度中，另外将长度为 100 米的 4 芯光纤置于程控温箱中用于相位补偿。实际的设计应用中，用于温度控制的光纤长度选取应当与能达到的相移量结合起来进行选择，并不需要与传输距离等长。

置于环境温度中的 100 米光纤可以放入高低温箱中模拟环境温度的变化。将 $l=100m$ ， $n_1=1.46$ ， $c=3\times 10^8 m/s$ ， $k=7\times 10^{-6}$ ， $\Delta T=[0,60]$ ，带入公式 (3-7)，分别算出 100MHz 和 1GHz 信号的温度变化与相位变化的曲线，如图 3-5 所示：

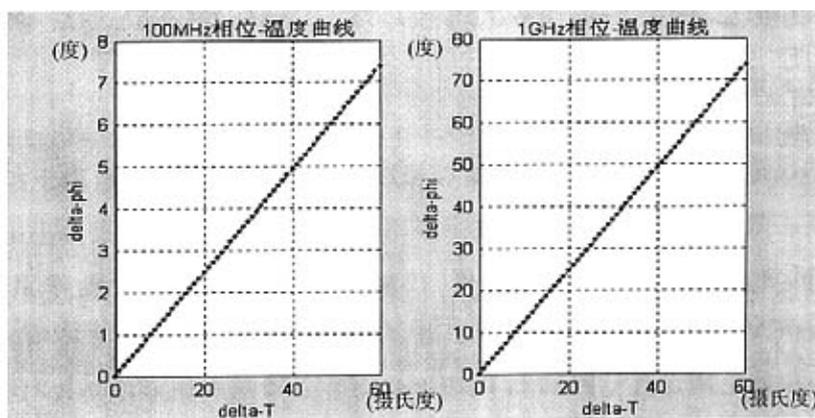


图 3-5 环境温度变化与相位变化的关系

由图可知，1GHz 射频信号相位变化 1° ，温度变化 1.2264°C ，而 1.2264°C 的温度变化引起的 100MHz 相位变化为 0.1° ，即 100MHz 参考信号的相位稳定度达到 0.1° 才能使 1GHz 信号相位稳定度为 1° 。100MHz 参考信号 0.1° 的相位改变应该能被数据采集分辨出来。

鉴相电路中选用的是 Hittite 公司新推出的双 D 数字高频鉴相器 HMC439s8g，它在相位差 $[-2\pi, 2\pi]$ 内的鉴相电压输出是 $[-2V, 2V]$ ，本方案在鉴相输出连接的差分电路中有 5 倍的放大，使相位差 $[-2\pi, 2\pi]$ 内的鉴相电压输出变为 $[-10V, 10V]$ 。要分

辨 0.1° 的相位，则电压输出的分辨力应该达到 $10/3600 = 0.0028\text{ V}$ 。

Agilent34401A 是一台 6 位半、高性能的数字万用表^[31]，完全能够满足 0.0028 V 这样的分辨力，当用计算机采集数据时，读入的电压数据位数应该不低于小数点后面 4 位。

3.3.2 温度控制精度

由 3.2.1 分析可知， 1 GHz 信号相位变化 1° ，温度变化 1.2264°C ，也就是说程控温箱的温度分辨力应优于 1.2264°C ，本论文使用的程控温箱是 SAUNDERS&ASSOC 公司的 4210MR，该温箱温度控制范围为： $-61.5^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$ ，温度控制精度为 $\pm 0.1^\circ\text{C}$ 。采用液态二氧化碳制冷，电加热。该温箱有 IEEE 总线和 RS232 接口，可实现远程控制，能够预设到达的温度以及到达该温度所需的时间^[32]。

但是由于温度控制的滞后性，温箱到达预设温度需要一段时间，并且达到预设温度的过程中，温箱的温度有一定波动，图 3-6 给出程控温箱的温度响应曲线。

曲线中分别给出温箱从一个温度点升温或者降温到另一个温度点的响应过程。两条曲线，升温变化时，上面的一条为所置的控制温度曲线，下面的为温箱中实际温度曲线；降温时，正好相反。这两条曲线反映的是温度控制时的温度跟随特性。由两条曲线可以看出，实际温度与控制温度的差值在 1°C 以内，即温度控制的精度在 1°C 以内。前面已经分析出 1 GHz 信号相位变化 1° ，温度变化 1.2264°C ，也就是说该温度控制的精度满足 1 GHz 信号相位变化在 1° 以内的要求。

但是，温度控制存在过冲效应，这将影响温度控制的准确度，由曲线可以看出在升温时的过冲较小，小于等于 0.5°C ；在降温时的过冲较大，小于等于 2.5°C 。这种情况下，当环路锁定时，控制温度变化产生的过冲将影响相位短期稳定性。但是随着时间的延长，温度控制趋于平坦，温度控制的过冲效应被平均掉。若不考虑温度的传递效率，即温箱中的光纤达到控制温度的时间和效率，该方案在理论上的相位长期稳定度可达到 1° 。

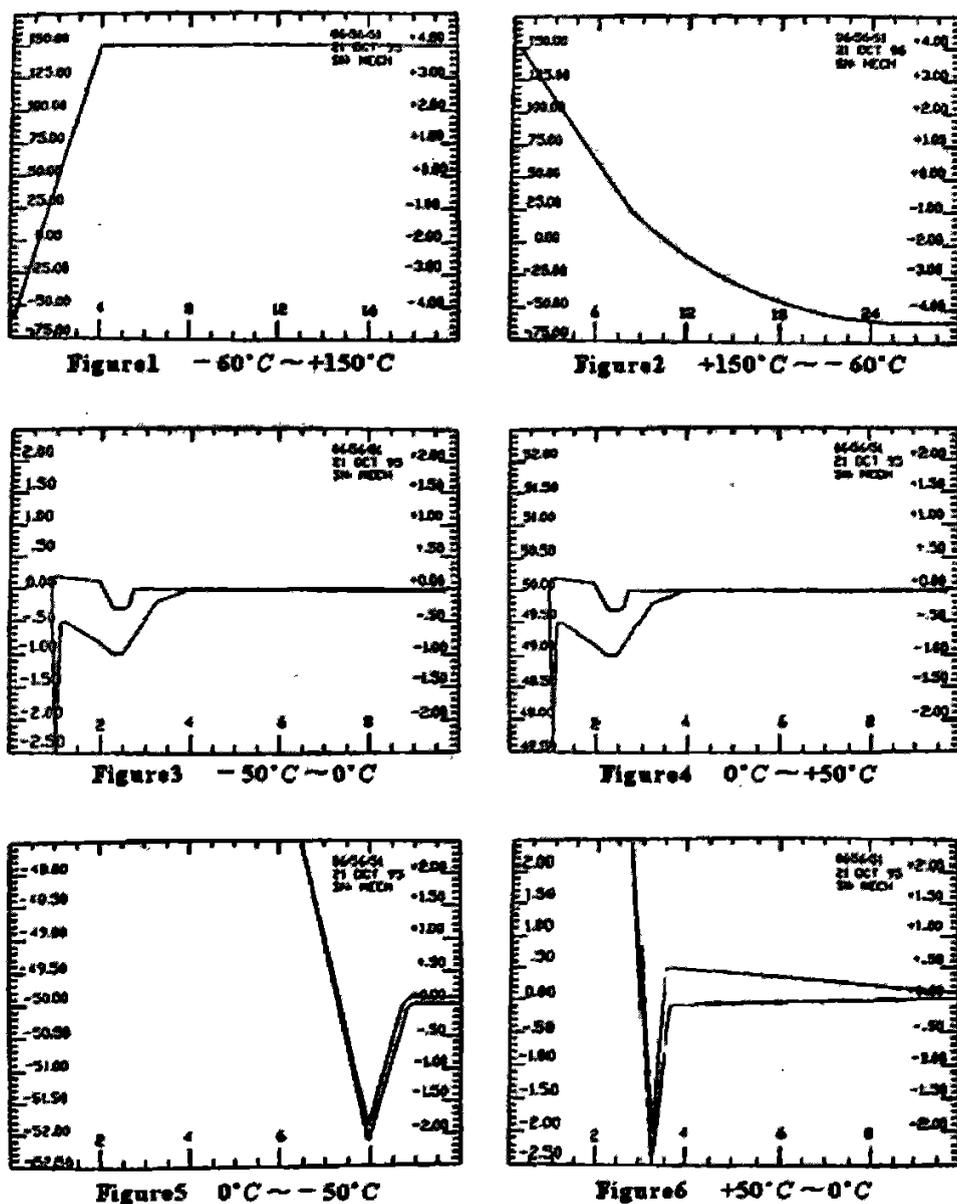


图 3-6 温箱的温度响应曲线

3.4 本章小结

本章理论分析了温度控制的稳相传输原理，提出了稳相传输设计方案，对方案进行详细的阐述，论述了方案的可行性，并分析了该方案理论上可达到的相位稳定精度。

第4章 射频鉴相模块设计

4.1 总体方案

由 3.1.2 中鉴相误差信号的获取原理可知, 要想得到单程传输路径上的相位变化 $\Delta\phi$, 必须将原路返回的 100MHz 信号跟发射端的参考信号混频后再二分频。在实际的电路设计当中, 需要解决的是射频电路的设计技巧和电路的性能问题。本论文采用 Eagleware 的 GENESYS 仿真工具设计滤波器, 利用 DXP2004 设计 PCB 电路, 并利用通道模拟器测试鉴相电路的鉴相输出电压与每路信号的相位变化的关系, 从而验证设计原理的可行性。

4.2 器件选择和电路设计

4.2.1 光纤调制收发模块

光纤调制收发模块是环路中的关键器件。光调制是指在光纤通信中, 由电信号对光波进行调制使其载荷信息, 主要有两种方式: 直接调制和间接调制(或称为外调制)。直接调制方式就是将电信号直接加到光源上, 使光源输出的光功率随信号变化。间接调制是利用某些晶体的电光效应、磁光效应、声光效应等特性做成调制器, 放置在激光器之外的传输通道上, 把电信号加到调制器上, 改变调制器的物理特性, 当激光通过晶体时, 光波的特性将随信号变化而变化。这种调制是在激光形成后进行的, 因此对激光器的特性影响不大, 一般在高速率光纤通信系统或相干光纤通信系统中使用。目前光纤通信系统主要是直接调制方式^[33]。

光纤通信系统根据传输的信号形式不同, 可以分为数字传输方式和模拟传输方式, 对应的有光纤数字调制收发模块和光纤模拟调制收发模块。

目前的光纤调制收发产品主要集中在数字应用领域, 如城域光纤宽带网, 电信、有线电视的数据网络, 金融、证券、公安、电力、铁路等行业的宽带专网等。在这些数据传输的网络中, 光纤数字调制收发模块主要对脉冲编码调制(PCM)

信号进行线路编码和解码，价格随传输功能从高到低不等^[34]。

光纤模拟调制收发产品较少，主要产品是音视频终端机，它适用于智能交通监控系统（ITS）、安防系统、电视电话会议、远程多媒体教学、校园监控、长距离广播电视传输（CATV）等^[35]。它采用的是模拟信号的强度调制（IM），半导体激光器的注入电流（驱动电流）大于阈值电流时，激光器的输出功率与注入电流成线性关系；注入电流在时间上随输入信号电流变化，则激光器发出的光载波功率将在时间上随输入信号变化，因而光波就载荷了所要传输的信号。模拟信号可以直接进行调制，也可以先进行电调制再调制在光波上^[36]。

目前国内的模拟收发调制模块主要用于 CATV 的光发送/接收，工作频率在 45MHz~900MHz 之间，且工作在光波长 1310nm 上^[37]。这些收发调制产品的工作频率普遍偏低，而要解决微波射频信号的传输，需要更高的工作频率和带宽。

与同类产品相比较，美国 Miteq 公司的光纤模拟调制收发模块系列，体积小、性能优异，工作频率能达到 18GHz，具有极低的噪声系数，并且有 +17dBm 的传输增益。本论文选用 3GHz 收发调制模块，其性能指标和外观^[38]分别如表 4-1 和图 4-2 所示：

表 4-1 Miteq 光纤调制收发模块性能参数

参数	条件	单位	最小值	典型值	最大值
工作频率	3dB 带宽	GHz	0.005	3	—
增益	—	dB	10	17	25
噪声系数	50MHz 测试	—	—	10	15
群时延	峰—峰值	ns	—	0.1	0.2
VSWR	输出/输入	—	—	—	2.0:1
相位噪声	100Hz 处	dBc	100	—	—
1dB 压缩点	—	dBm	-14	—	—
最大输入/输出功率	—	dBm	—	—	+10
光纤连接	FC/APC	—	—	—	—
光纤	单模光纤	—	—	—	—
波长	—	nm	1540	1550	1560

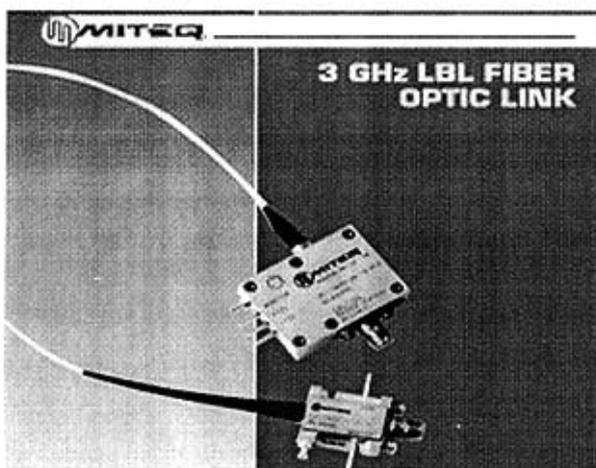


图 4-1 Miteq 光纤调制收发模块

4.2.2 混频器与分频器

混频器是常见的射频器件，其功能相当于一个模拟乘法器^[39]。

$$\begin{aligned}
 u(t) &= u_1(t) \cdot u_2(t) = \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \cdot \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \\
 &= \frac{1}{2} \left[\underbrace{\cos(\omega_1 t + \omega_2 t + \varphi_1 + \varphi_2)}_{\text{和频}} + \underbrace{\cos(\omega_1 t - \omega_2 t + \varphi_1 - \varphi_2)}_{\text{差频}} \right] \quad (4-1)
 \end{aligned}$$

由公式 (4-1) 可知，在输出端产生的是和频和差频信号，通过后一级设计的滤波器来选择和频还是差频输出^[40]。由第 3 章的分析，参考信号返回接收端以后与原参考信号混频，需要获得两者相位之和，所以取和频信号。

我们选用 Mini-Circuits 公司的混频器 ADEX-10，它的本振输入功率是 +7dBm，其它的性能参数如下：

1. 本振和射频之间的隔离度很高，一般为 60dB。
2. 在整个工作带宽内，插入损耗有非常好的平坦度，为 ±0.2dB。
3. 较低的插入损耗，一般为 6.8dB。
4. 良好的驻波比：本振端为 2:1，射频端为 1.4:1，中频端为 1.8:1。
5. 较宽的工作带宽：10MHz~1.5GHz。

和频信号的二分频选用 Hittite 公司的 HMC432 芯片。HMC432 是应用 InGaP

GaAs HBT（磷化镓砷化镓异结双极晶体管）技术的低噪声二分频芯片，封装形式为表贴 SOT26，体积小，功耗小，工作电压仅需+3V，工作频率从直流到8GHz，单边带相位噪声在100Hz频偏处为-148dBc。HMC432的外围电路如图4-2所示：

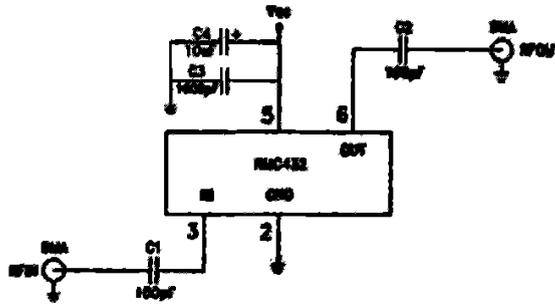


图 4-2 HMC439 外围电路

图中 C_1 、 C_2 为耦合电容，起隔离直流信号的作用，耦合电容值与下一级输入阻抗值乘积称为时间常数，它等于传输截止角频率的倒数。射频电路中的耦合电容一般在 pF 量级。图中的 C_3 、 C_4 为退耦电容，退耦有三个目的^[41]：

1. 将电源中的高频纹波去除，将多级放大器的高频信号通过电源相互串扰的通路切断。

2. 大信号工作时，电路对电源需求加大，引起电源波动，通过退耦降低大信号时电源波动对输入级/高电压增益级的影响。

3. 形成悬浮地或是悬浮电源，在复杂的系统中完成各部分地线或是电源的协调匹配。

在射频电路中，一组退耦电容一般接 2~3 个，容值从几百 pF 到几十 μF ，分别滤除电源中的高中低频噪声和干扰。以上的两种电容接法将在射频电路中频繁使用。

4.2.3 滤波器的设计

频率综合中滤波器的设计是一个较关键的技术。在相同的电路功能下，利用不同的传递函数的来实现又可将滤波器分为：Butterworth（巴特沃斯）、Chebyshev（切比雪夫）、Bessel（贝塞尔）等。滤波器的相频特性跟滤波器的实现

方法有关，由于射频鉴相模块对相位的要求，所以需要选择线形相位的滤波器，在上述各种滤波器类型中，Bessel 滤波器是线形相位的。

在选定了滤波器类型和带宽等参数以后，滤波器的设计主要注意以下两点：低的插入损耗和低的电压驻波比。应用 Eagleware 的 GENESYS 仿真工具设计滤波器可大大缩短设计周期。本论文射频鉴相电路中包括两个 Bessel 带通滤波器：

1. 200MHz 带通滤波器设计

混频器的输出中同时包括和频和差频信号，要提取 200MHz 的和频信号则要设计滤波器滤除差频信号。由于混频器输出的频率分量主要有 200MHz 和频、接近于直流的差频以及由混频器的输入端泄漏到输出端的 100MHz，所以 200MHz 带通滤波器不需要很窄的通带带宽，取 3dB 通带带宽为 20MHz。

2. 100MHz 带通滤波器设计

200MHz 信号经过 HMC432 二分频，输出信号中包括：100MHz 信号和 100MHz 信号的 2 次、3 次……谐波，设计方法同上。

利用 Eagleware GENESYS 对上述设计进行仿真，仿真结果如图 4-3 所示：

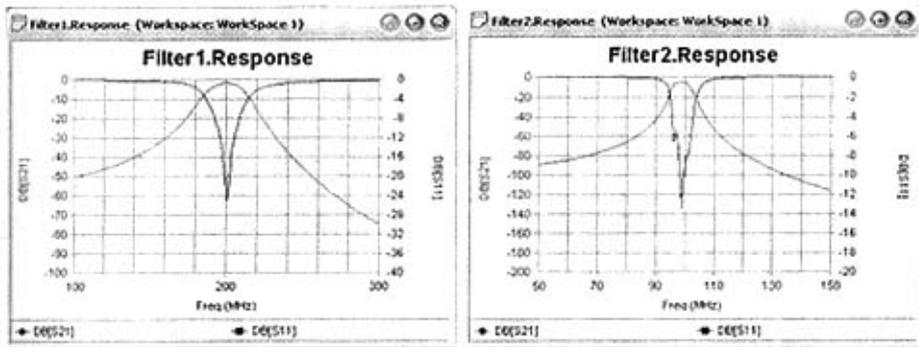


图 4-3 200MHz/100MHz 带通滤波器仿真结果

4.2.4 鉴相器与差分电路

鉴相器是一个相位比较装置，用来检测两个信号之间的相位差，输出误差信号是相位差的函数^[42]，即：

$$u_d(t) = f[\theta_e(t)] \quad (4-2)$$

鉴相器就其电路形式可以分为两类：一是模拟鉴相器，它是乘法器电路，对

两个输入信号波形的乘积进行平均，从而获得直流的误差输出；二是数字鉴相器，它是序列电路，输出电压是输入信号过零点与反馈电压过零点之间时间差的函数，因此数字鉴相器的输出只与波形的边沿有关，与其它是无关的。

为减小和消除鉴相误差，实现体积小、鉴相精度足够高的鉴相模块，我们采用数字鉴相器。考虑同时要有较高的鉴相灵敏度和工作频率，并尽量简化外围电路，数字鉴相器选择双 D 鉴相器^[43]。双 D 鉴相器与其它鉴相器相比有以下特点：

1. 利用脉冲的前沿触发进行鉴相，属边沿触发电路。
2. 需要的外围电路简单。
3. 鉴相灵敏度高。

4. 鉴相输出的杂波分量较小，这是因为接在鉴相输出端的差分放大电路对杂波有抑制作用。

与 TTL 和 CMOS 器件相比，ECL 器件速度更快，适用频率更高，但其电压摆幅较小，因而鉴相灵敏较低。根据锁相环的理论，采用鉴相灵敏度高的鉴相器可以降低环路输出频率信号的相位噪声，即鉴相灵敏度高的鉴相器有利于减小鉴相误差^[43]。根据这一原则，应在 ECL 器件中选择鉴相灵敏度较高的器件。HMC439s8g 是 Hittite 公司推出的高频双 D 鉴相器，鉴相频率范围为 10MHz~1300MHz，鉴相范围为 $[-2\pi, 2\pi]$ ，鉴相电压输出范围为 $[-2V, 2V]$ ，100MHz 信号鉴相时单边带相位噪声在 10kHz 频偏处为 -153dBc。

鉴相器的输出接积分电路与差分放大电路，以得到鉴相器两路输入的相位差电压。电路接法见图 4-5：

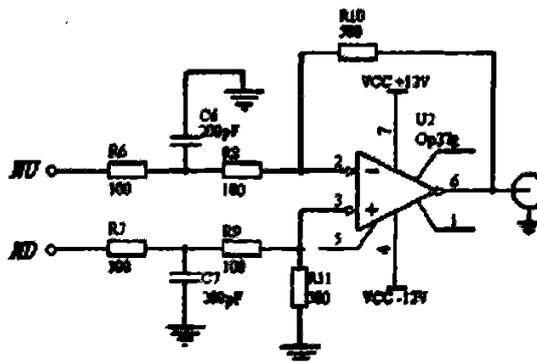


图 4-5 鉴相器输出端的积分与差分放大电路

如图所示, $R6$ 、 $C6$ 、 $R7$ 、 $C7$ 组成两个 RC 积分环节, 对 HMC439 的 NU 和 ND 端进行滤波, 这是因为在后面的差分放大之前, 要对两路脉冲输出进行预滤波处理, 以排除较大的随机干扰。这两个 RC 积分环节的积分时间常数和截止频率为:

$$\tau_c = RC \quad (4-3)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\tau_c} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4-4)$$

τ_c 的选取不能太小, 也不能太大。 τ_c 太小则低通截止频率 f_0 太高, 滤波效果很差, 起不到预想的作用; τ_c 太大则低通截止频率太低, 滤波过度, 将有用信号也滤掉了, 则得不偿失。为选取合适的 τ_c 值, 先介绍一下双 D 鉴相器的工作原理。图 4-6a、图 4-6b 是双 D 鉴相器的工作时序图, 为说明输出信号相对于输入的延时, 波形中有意放大了信号的延时。

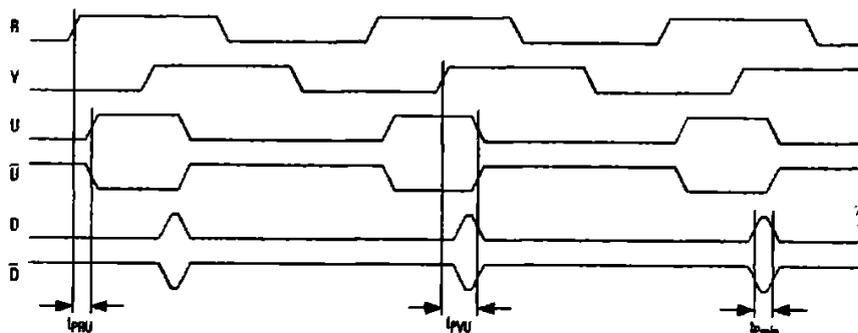


图 4-6a R 超前 V 时的时序

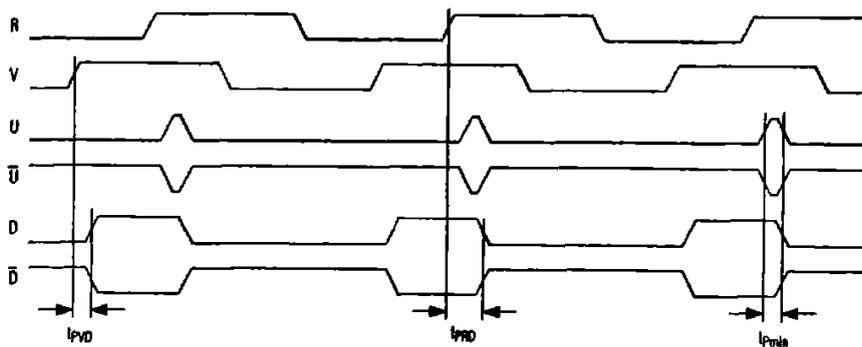


图 4-6b R 滞后 V 时的时序

如图所示,当 R 超前 V 时, U 端在 R 的上升沿触发成高电平,在 V 的上升沿到来时变为低电平, D 端在 V 的上升沿到来时产生一个尖脉冲;当 R 滞后 V 时, D 端在 V 的上升沿触发成高电平,在 R 的上升沿到来时变为低电平, U 端在 R 的上升沿到来时产生一个尖脉冲。

鉴相器输出脉冲宽度 τ_d 等于 R 与 V 的脉冲前沿到来时刻之差,其范围为:

$$0 \leq \tau_d \leq \frac{1}{2}T = \frac{1}{2f} = 5 \times 10^{-9} s \quad (4-5)$$

积分常数必须适当大于输出脉冲宽度,即 $\tau_d < \tau_c < 10\tau_d$,本方案中取 $\tau_c = 2 \times 10^{-8} s$, $R = 100\Omega$,则 $C = 200 pf$ 。

差分放大电路的放大原理如图 4-7 所示:

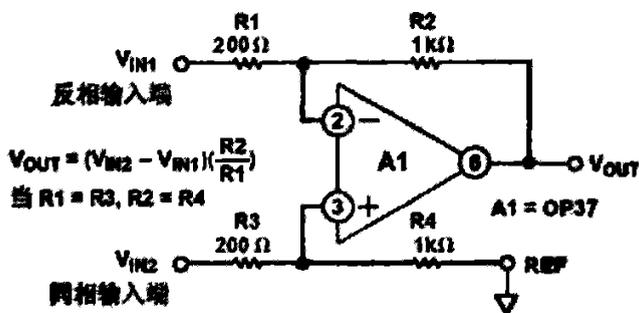


图 4-7 差分放大电路的原理

如图中所示的原理,实际的参数设置是将鉴相器输出差分放大 5 倍,鉴相电压输出由 $[-2V, 2V]$ 变为 $[-10V, 10V]$,增加了电压数据采集的分辨力。

4.2.5 功率放大与衰减电路

各芯片的输入功率有一定的范围,信号由一级向另外一级传递时,需要对信号功率进行调整。在进行功率的放大与衰减时,最主要的是要保证信号在各级之间的阻抗匹配,以及尽量少的引入噪声和干扰。

功率放大电路选取 Mini-Circuits 公司的单片集成放大器 ERA-5SM,该放大器的工作频率高,噪声系数低,性能参数见表 4-2:

功率衰减电路采用经典的 π 型衰减器,根据设置的阻抗匹配值、衰减量,应用相关软件可计算 π 型衰减器三个阻值的大小。

表 4-2 ERA-5SM 的性能参数

ERA-5SM 的各项指标		2GHz 处的典型值
工作频率		DC~4GHz
增益		大于等于 16dB
最大输入功率		13dBm
噪声系数		4.3dB
动态范围	1dB 压缩点	16.5dBm
	3 阶截断点	32.5dBm
VSWR	输入	1.3:1
	输出	1.2:1

4.3 用通道模拟器测试相位特性

SPIRENT 公司的 TAS 4500 FLEX 是一台功能强大的射频通道模拟器。它能够供测试用的模拟信道，该信道可以方便的改变信号的延时、信号的衰落、衰落的速度以及传输路径损耗等参数，大大缩短了射频产品的测试周期。应用通道模拟器的移相功能可以测试出电路中各射频器件的相位特性，以验证理论设计的可行性，减少理论设计与实际之间的误差。该仪器的相位测试界面如图 4-10:

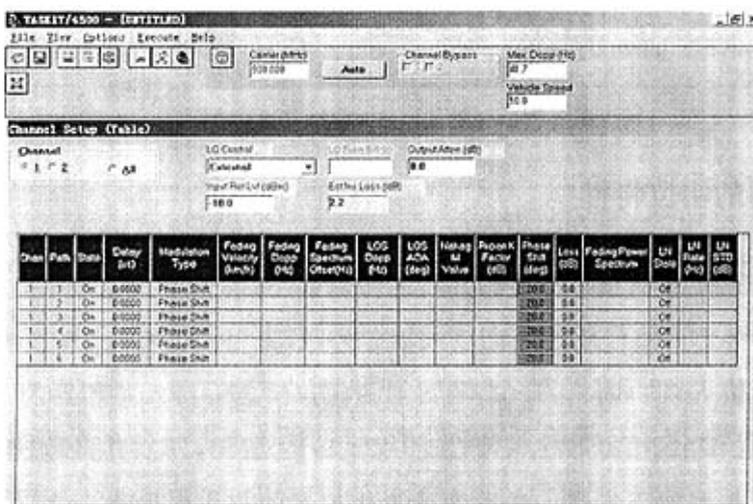


图 4-10 TAS 4500 通道模拟器测试界面

利用通道模拟器测试电路中各射频器件相位特性的流程如图 4-11 所示：

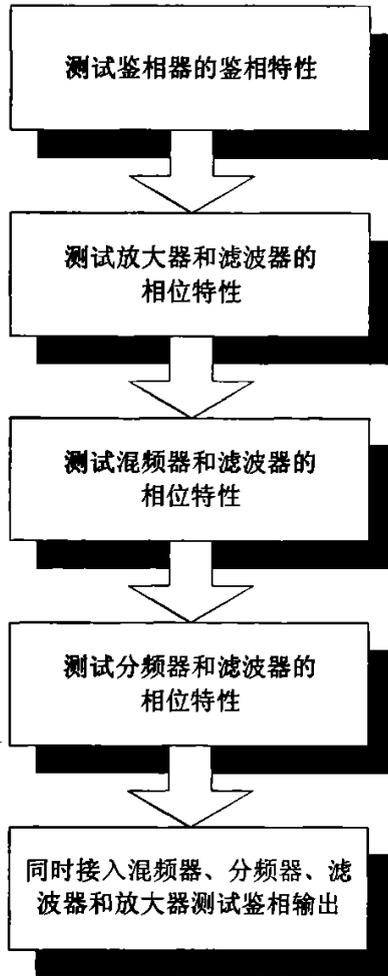


图 4-11 通道模拟器测试实验流程图

4.3.1 鉴相器的相位特性

用通道模拟器测试鉴相器鉴相曲线的步骤如下：

1. 将 100MHz 信号经过隔离放大器分为两路，将其中一路直接接到鉴相器一端，若选择接 R 端，则将另一路通过通道模拟器之后接入鉴相器的 V 端。

2. 由于双 D 鉴相器的鉴相特性是 $[-2\pi, 2\pi]$ 上鉴相，则利用通道模拟器的延迟特性时必须按照如下步骤：先改变通道模拟器的相位延迟量，从 $0\sim 360^\circ$ 以 10° 为一个步进递增，测试一个方向（按照前面的接法，即 R 超前于 V）的一段

鉴相曲线。当鉴相器两端的相位差为 360° 的整数倍时，鉴相器的输出电压发生跳变，此时改变相位延迟的方向，即逐渐递减 V 端的相位延迟量，则鉴相器的鉴相模式发生跳变，可测得另一个方向上（ R 滞后于 V 时）的一段鉴相曲线。这样可分别测试 $[0, 360^\circ]$ 和 $[-360^\circ, 0]$ 这两段相位差上的鉴相曲线。测试原理如图 4-12 所示：

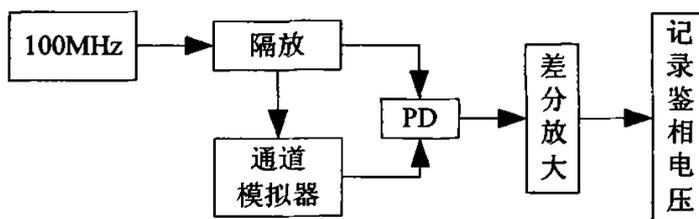


图 4-12 测试鉴相器鉴相曲线的原理

所谓鉴相模式的跳变，是指当鉴相器工作在相位差是 $2k\pi$ (k 为整数) 位置时，鉴相输出电压会发生跳变，即 R 超前于 V 与 R 滞后于 V 两种工作模式的跳变。双 D 鉴相器的理想鉴相曲线如图 4-13：

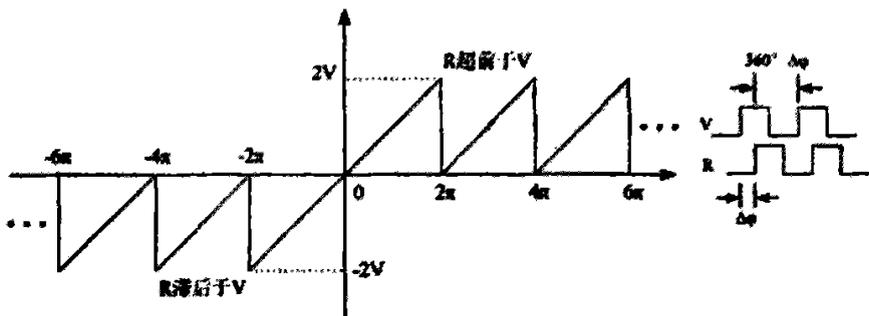


图 4-13 双 D 鉴相器鉴相曲线

由图 4-6a、4-6b 的时序图可知，双 D 鉴相器比较的是两路信号的脉冲前沿，当传输的是连续波时， R 超前 V 输出电压为正。当 R 超前 V 在 2π 左右时，鉴相器可能会将 R 的下一个上升沿来跟 V 的第一个上升沿比较，于是会判定为 R 滞后于 V 的工作模式，输出电压变为负值。所以当测试 HMC439 的鉴相曲线时，可以在电压值发生跳变的时刻，改变相位延迟的方向，从而改变鉴相器的工作模式，测试出 R 滞后于 V 的电压值。

多次测量两个方向上的鉴相特性，得到图 4-14 中的测试结果：

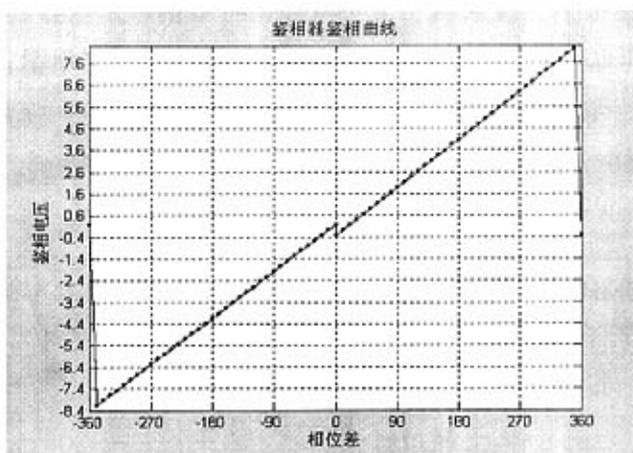


图 4-14 实测的 HMC439 鉴相曲线

上图中鉴相电压与相位差是线性关系，说明隔离放大器和鉴相器都是线性相位的。但是鉴相器在发生工作模式跳变时， V 滞后于 R ($\Delta\varphi$) 与 R 滞后于 V ($360^\circ - \Delta\varphi$) 的两个电压值并不是大小相等，方向相反的。按照理想鉴相曲线图 4-13 所示，两个模式的鉴相曲线应该通过原点并且是关于原点对称的单调曲线。

造成这种现象的原因是因为数字鉴相器内部触发器的翻转需要一定时间，在输入信号和鉴相输出之间造成一定时间的延时，实际鉴相器输入到输出最大群延时为：

$$\tau = \max(t_{PRU}, t_{PVU}, t_{PRD}, t_{PVD}) \quad (4-6)$$

这种延时使鉴相器 U 、 D 两路的差分电压输出略滞后于实际的相位差，即鉴相曲线发生时间轴上的搬移。由于触发器的翻转需要一定时间，使得 U 、 D 两路的差分电压输出滞后于实际的相位差，所以 R 超前 V 模式下有负电压值输出，而 R 滞后于 V 模式下也有正电压值输出，出现图 4-14 中的鉴相曲线。当环路锁定时，要尽量避免鉴相模式跳变区域，避免模式跳变时，相位超前还是滞后的无法判断。由于鉴相输出电压与相位差是线性关系，所以对稳相传输系统的相位稳定性不引入坏的影响。

4.3.2 放大器和滤波器的相位特性

放大器的相位是否线性，可以直接将 HP89441 矢量分析仪的内部源产生的

100MHz 信号，用通道模拟器移相之后接上放大器，然后利用 HP89441 观察放大器输出的相位值变化规律。这是因为只有信号源和相位测试仪器是共源的情况下，相位测试才能准确进行。由于无源滤波器存在插入损耗，所以在滤波器之后需接一个放大器。设计 Bessel 形式滤波器保证了线形相位，所以在测试放大器相位特性时，将滤波器也一起接上测试。其相位特性测试方法及结果见图 4-15、图 4-16 所示：

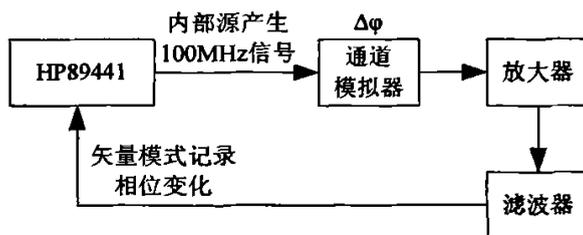


图 4-15 放大器与滤波器相位特性测试方法

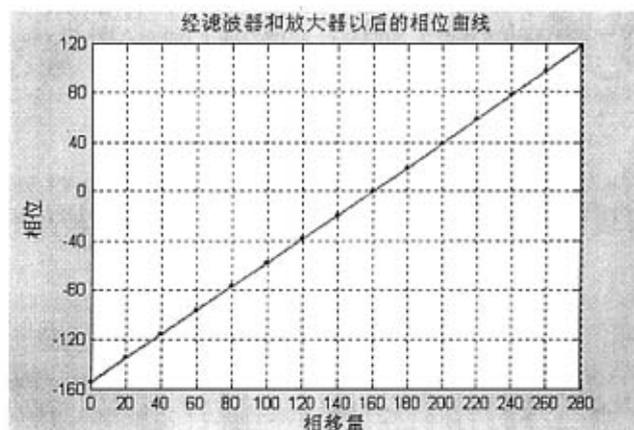


图 4-16 放大器与滤波器相位特性曲线

由上图可以看出，放大器和滤波器的相位是线性变化的，不影响稳相传输系统的相位稳定性。

4.3.3 混频器的相位特性

混频器的相位特性测试类似于放大器和滤波器的相位测试，同样是利用 HP89441 的内部源产生一个 100MHz 信号，经过隔离放大器将信号分为两路。一路通过通道模拟器接入混频器，另一路直接接混频器。混频器输出接 200MHz 带

通滤波器，然后接回 HP89441 测试 200MHz 信号的相位变化。由于前面的测试已经验证了隔离放大器与滤波器的相位是线性的，所以此处测试用到隔离放大器和滤波器将不会影响混频器的相位特性测试。测试原理如图 4-17 所示：

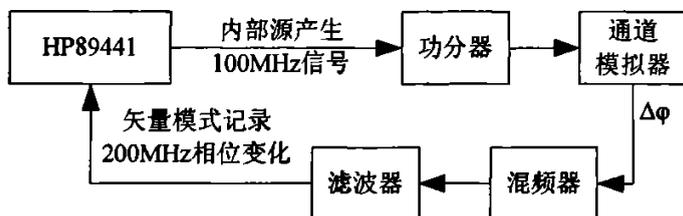


图 4-17 混频器的相位特性测试原理

混频器的输出是 200MHz 信号，所以 HP89441 应该测试 200MHz 信号的相位值，通道模拟器移相 $\Delta\varphi$ ，200MHz 信号的相位仍然改变 $\Delta\varphi$ ，推导如下：

设 100MHz 信号为 $\cos(\omega t + \varphi)$ ，则混频器输出为：

$$\cos(\omega t + \varphi) \cdot \cos(\omega t + \varphi + \Delta\varphi) = \frac{1}{2} [\cos(2\omega t + 2\varphi + \Delta\varphi) + \cos(\Delta\varphi)] \quad (4-7)$$

经过 200MHz 带通滤波器，输出变为：

$$u_1(t) = \cos(2\omega t + 2\varphi + \Delta\varphi) \quad (4-8)$$

对于 200MHz 信号来说，相位的改变量仍是 $\Delta\varphi$ ，连续移相两个周期，HP89441 的测试结果如图 4-18 所示：

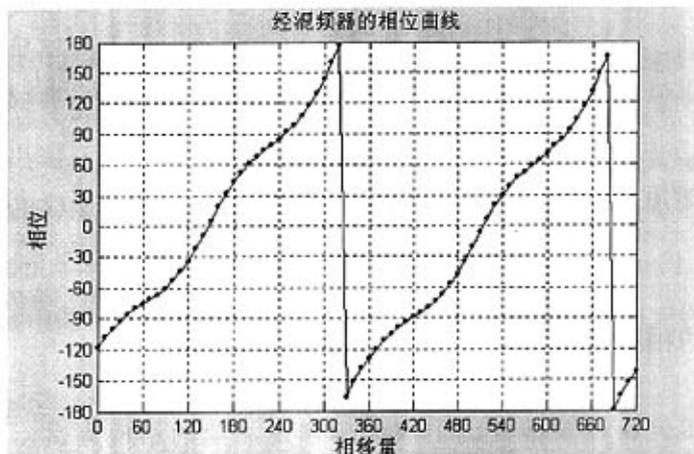


图 4-18 混频器的相位特性曲线

由图中可以看出，混频器的相位存在非线性影响，而且在连续移相两个周期

内的非线性是一致的。这种非线性的产生跟混频器的工作原理有关，这种非线性的影响势必会降低稳相系统的控制精度，即会降低相位稳定性。

4.3.4 分频器的相位特性

单独测试分频器的相位特性方法如图 4-19 所示：

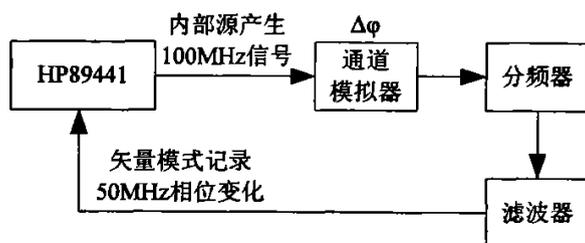


图 4-19 分频器的相位特性测试原理

如图所示，设 100MHz 信号为 $\cos(\omega t + \varphi)$ ，则分频器输出为：

$$u_2(t) = \cos\left(\frac{1}{2}\omega t + \frac{1}{2}\varphi + \frac{1}{2}\Delta\varphi\right) \quad (4-9)$$

通道模拟器移相 $\Delta\varphi$ ，对于 50MHz 信号来讲，相位变化 $\frac{1}{2}\Delta\varphi$ ，测试结果如图

4-20 所示：

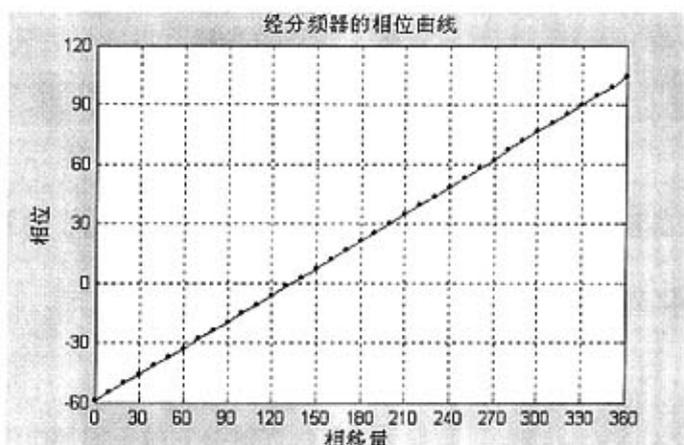


图 4-20 分频器的相位特性曲线

由图中测试结果可知，分频器的相位是线性的。

4.3.5 鉴相模块的相位特性

在上述测试的基础上，将参考信号鉴相模块按照实际的工作状态接好，将通道模拟器串接在发送和接收端之间，用于模拟传输路径上的相位变化。当改变通道模拟器的相移量，记录鉴相器 HMC439 的差分输出电压值，绘制出鉴相电压曲线，与已测的鉴相器鉴相曲线对比，分析整个鉴相模块的相位特性。测试原理如图 4-21 所示：

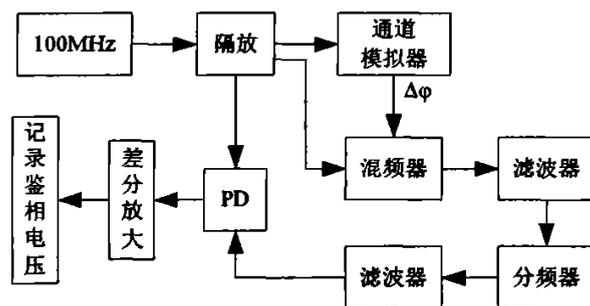


图 4-21 鉴相模块的相位特性测试原理

设 100MHz 信号为 $\cos(\omega t + \varphi)$ ，通道模拟器移相 $\Delta\varphi$ ，则混频器输出经 200MHz 带通滤波器后变为：

$$u_3(t) = \cos(2\omega t + 2\varphi + \Delta\varphi) \quad (4-10)$$

经过分频器和 100MHz 带通滤波器之后，输出变为：

$$u_4(t) = \cos\left(\omega t + \varphi + \frac{1}{2}\Delta\varphi\right) \quad (4-11)$$

即通道模拟器移相 $\Delta\varphi$ ，鉴相器的一路输入相位变化 $\frac{1}{2}\Delta\varphi$ ，鉴相器的另一路输入为原 100MHz 参考信号，所以鉴相输出为：

$$u_e(t) = K_\varphi \cdot \frac{1}{2}\Delta\varphi \quad (4-12)$$

K_φ 为鉴相器的鉴相灵敏度。所以在测鉴相模块的相位特性时，在鉴相器超前或滞后模式下，需要通道模拟器连续移相 720° 以后再改变移相方向变换鉴相工作模式。测试结果如图 4-22 所示：

总共测试 4 组实验数据，上图中绘有 4 条测试曲线。由于前面已经测试出混频器的输出相位并非严格线性的，所以即使是线性的变化通道模拟器的相移量，混频器输出相位非线性，造成鉴相曲线非线性。但是这种非线性影响比较小，从整条曲线看，鉴相电压仍然是近似线性变化的，采用线性最小二乘法拟合上述 4 条曲线。

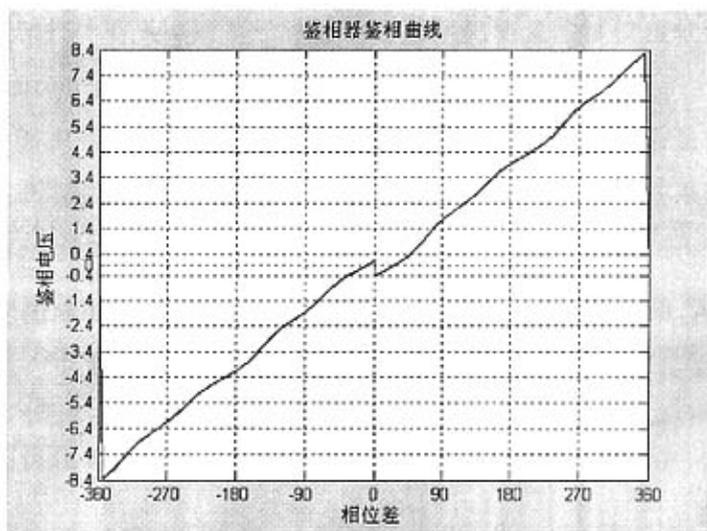


图 4-22 鉴相模块的相位特性曲线

由于鉴相模式跳变引起的 $2k\pi$ (k 为整数) 附近数据的不连续，所以拟合时将一条曲线分开拟合，拟合结果如下：

$[-360^\circ, 0^\circ]$ 区间上的 4 条拟合曲线为：

$$V_{1a} = 0.024081\phi + 0.32443 \quad (4-13)$$

$$V_{2a} = 0.024054\phi + 0.30899 \quad (4-14)$$

$$V_{3a} = 0.024064\phi + 0.36191 \quad (4-15)$$

$$V_{4a} = 0.024057\phi + 0.35702 \quad (4-16)$$

$[0^\circ, +360^\circ]$ 区间上的 4 条拟合曲线为：

$$V_{1b} = 0.024749\phi - 0.62274 \quad (4-17)$$

$$V_{2b} = 0.024746\phi - 0.62293 \quad (4-18)$$

$$V_{3b} = 0.024772\phi - 0.57644 \quad (4-19)$$

$$V_{4b} = 0.024767\phi - 0.57825 \quad (4-20)$$

上述各式中的 ϕ 为鉴相器输入的两路信号的相位差。在稳相传输系统锁定的过程中，我们只关心鉴相器电路的鉴相灵敏度，即上述公式中 ϕ 的系数，对上述4组测试数据的拟合系数求平均：

$$K_a = 0.024064 \quad (4-21)$$

$$K_b = 0.0247585 \quad (4-22)$$

$$K_\phi = \frac{1}{2}(K_a + K_b) \approx 0.0244 \quad (4-23)$$

用实测的 K_ϕ 值带入“温度-相位”公式里，可以计算出控制温度，这将大大减少理论推算来确定环路参数的工作量，这将在第5章详细阐述。测试鉴相灵敏度的过程同时也验证了稳相传输中用到的相位理论的可行性。

4.4 本章小结

本章给出了100MHz参考信号鉴相电路模块的设计方案，阐述了电路各部分元器件的选择依据以及性能和电路参数设置，推导了该方案在理论上所能达到的技术指标，并且利用通道模拟器验证了电路各部分的相位特性。

第5章 数据采集与温度控制

5.1 原理和相关概念

射频稳相传输系统的构建，需要数据采集与计算机控制等，这些设计都与计算机控制的测试技术有关，而基于计算机的数字化测量测试仪器就称之为虚拟仪器（Virtual Instruments 简称 VI）。

虚拟仪器的主要功能可由数据采集、数据测试和分析、结果输出显示等三大部分组成。其中数据分析和结果输出完全可由基于计算机的软件系统来完成。目前，可供开发人员选择的虚拟仪器系统应用软件开发环境主要包括以下两种^{[44][45]}：

1. 基于传统的文本语言式的平台，有 NI 公司的 LabWindows/CVI、Microsoft 公司的 Visual C++、Borland 公司的 Delphi 等。
2. 基于图形化编程环境的平台，如 NI 公司的 LabView 和 HP 公司的 HPVEE 等。

在硬件组成上，虚拟仪器按照总线方式的不同分为以下五种类型：PC 总线方式、并行口式、GPIB 总线方式、VXI 总线方式和 PXI 总线方式。其中 GPIB 总线方式是 IEEE488 标准的 VI 早期发展阶段，适合计算机对多台仪器的操作和控制，并且测试精度高。典型的 GPIB 系统由一台 PC 机、一块 GPIB 接口卡和若干台具有 GPIB 接口的仪器通过 GPIB 电缆连接而成。在标准情况下，一块 GPIB 接口卡可带多达 14 台仪器，电缆长度可达 40 米^[46]。GPIB 总线方式适用于仪器控制，且控制方法非常便捷。

本论文采用 GPIB 总线方式连接光纤稳相传输系统中的各仪器与部件，利用 LabWindows/CVI 编写控制与测试软件。

5.2 硬件组成

光纤稳相传输与测试实验系统的硬件构成如图 5-1 所示：

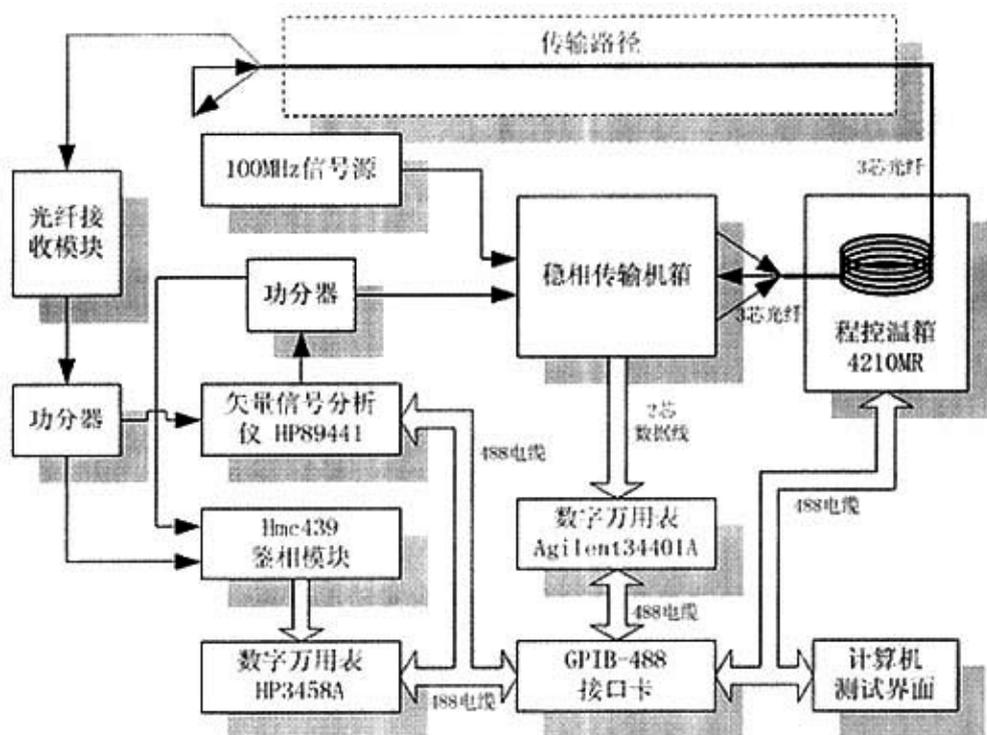


图 5-1 稳相传输与测试系统组成

图中的硬件组成包括：射频稳相传输机箱、置于远端的光纤接收机、100 米 2 芯光纤 4 条、FC/APC 光纤转接法兰盘若干、程控温箱 4210MR、用于模拟传输路径温度变化的高低温温箱、数字万用表 Agilent34401A、数字万用表 HP3458A、矢量信号分析仪 HP89441、IBM PC 机、GPIB488 接口卡一块、GPIB488 电缆 4 条、PC 台式电脑、功分器、鉴相模块、射频转接头、射频同轴稳相电缆等。

如图所示，利用 GPIB488 接口的可扩展性，程控温箱 4210MR、数字万用表 Agilent34401A、数字万用表 HP3458A 和矢量信号分析仪 HP89441 是通过 IEEE488 电缆连接到 PC 机的 488 接口卡上。第 3 章方案中提出，需要 3 芯光纤同时传输参考和待传输信号，本论文采用 4 根 100 米双芯光纤盘绕成 2 根 100 米四芯光纤，程控温箱和传输路径各放置 100 米。

100MHz 信号源与 HP89441 矢量信号分析仪是外同步的，因为只有在两者相参的前提下，用参考信号控制温度来补偿相位的理论才成立。HP89441 内部源产

生 1GHz 射频信号，功分成两路，一路用于传输，一路用于与接收信号鉴相，以测得接收信号准确的相位信息。而接收信号也功分成两路，一路用来跟原来的信号鉴相以判定相位稳定性，另一路直接接入 HP89441 测试绝对相位。传输与测试系统信号的其余连接都采用稳相同轴电缆，保证在实验室温度下，短距离的同轴电缆传输对相位稳定性的影响可以忽略。

5.3 软件设计与实现

测试系统利用 LabWindows/CVI 集成开发环境编写测控软件，实现可视化的控制和数据采集、图形显示界面，并对数据自动存储。

LabWindows/CVI 是 NI 公司推出的一套面向测控领域的软件开发平台。它以 ANSI C 为核心，将功能强大、使用灵活的 C 语言平台与数据采集、分析和表达的测控专业工具有机地结合起来。它的集成化开发平台，交互式编程方法，丰富的控件和库函数大大增强了 C 语言的功能，为熟悉 C 语言的开发人员建立检测系统、自动测量环境、数据采集系统、过程监控系统等提供了一个理想的软件开发环境。

测试和控制软件主要完成以下 4 种功能：

1. 采集各类数据。

各参数的数据采集子程序将在主程序的循环中反复调用。测试需要记录的数据包括：两个数字万用表分别采集的 100MHz 参考信号和 1GHz 射频传输信号的鉴相电压、程控温箱的实际温度、HP89441 测试的 1GHz 射频信号的绝对相位值。对于这些数据的读取，子程序流程图如图 5-2 所示。

各仪器的端口地址就像标识一样指引计算机确认执行操作的对象，端口地址是唯一的，不可重复，否则将发生错误。仪器的端口地址可通过仪器面板上的按钮进行设置。一旦地址设置完毕，初始化 GPIB488 接口卡，并指定访问端口的地址，GPIB488 接口卡将与被访问的仪器建立通信连接。连接失败则继续等待连接，连接成功后，计算机向缓存区发送指令读取数据，并将读取的数据暂存在缓存空间里待取，当对一台仪器的数据读取完成以后，释放缓存空间给下面的读取使用。数据读取子程序的返回值为读取的数据本身。

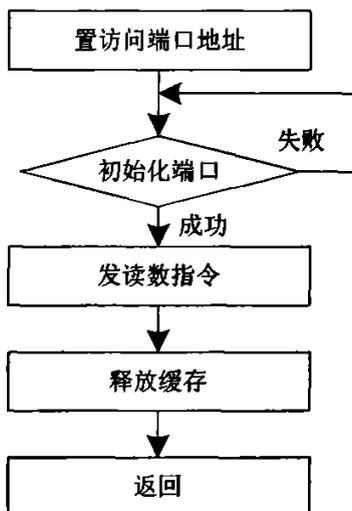


图 5-2 读/写端口的子程序流程图

2. 控制程控温箱温度。

控制程控温箱温度属于写端口的操作，子程序如图 5-3 所示：

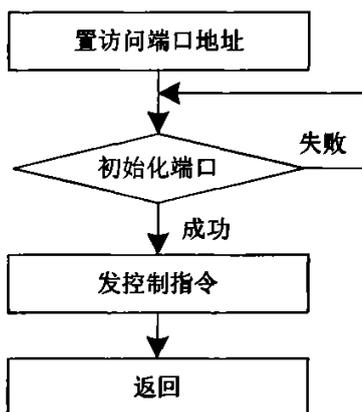


图 5-3 写端口子程序流程图

对程控温箱的控制，同样是要先置温箱的端口地址，然后初始化接口，当通信连接成功以后，向缓存区发送控制字，设置温箱的温度，这里的控制字是该型号程控温箱所独有的。该程控温箱远程控制状态下，置温度以后，温箱将一直执行该指令，并且不会接受新的置温度指令，直到收到停止温度控制的指令为止。所以在置温度时，需要将上次置温度的命令停止执行。

3. 实现可视化界面操作，显示测试数据并绘制曲线。

虚拟仪器的优势就在于可视化的显示，便捷的人机交互界面。所以在读取各种测试数据的同时，将这些数据实时的显示在测试界面上，并且绘制数据曲线，能够方便的观测数据走势和各项指标。

在设计界面上，LabWindows/CVI 有大量的模板和模块，可以方便的调用，设计者只需要设置具体的参数和变量名即可。测试界面可以实时显示参考信号鉴相误差电压、控制温度与温箱实际温度、输出端射频信号相位、输入端与输出端的射频信号鉴相误差电压等参数的测量值，并进行图形绘制。工作中的控制测试软件界面如图 5-4 所示：

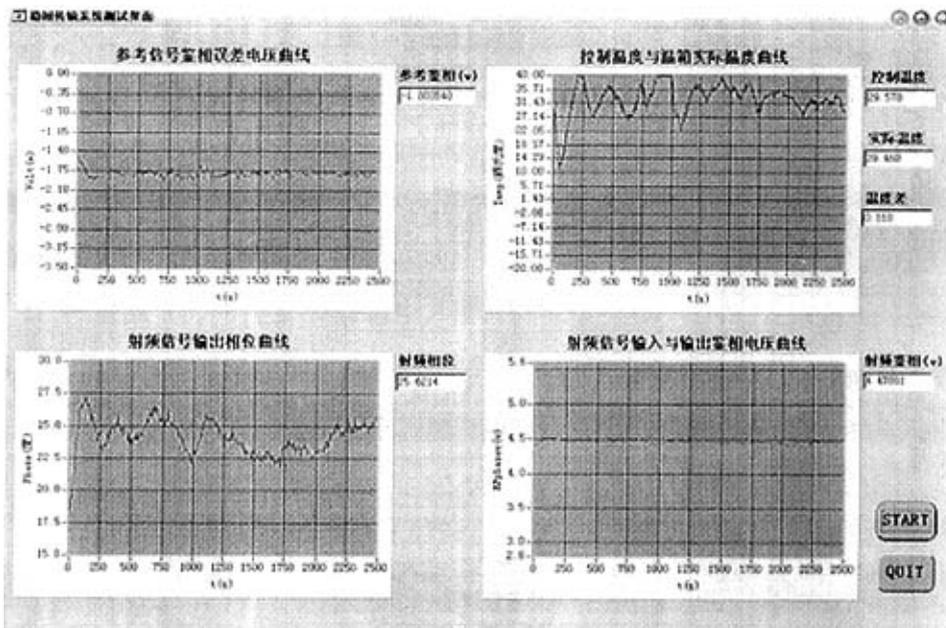


图 5-4 稳相传输系统的测试和控制界面

4. 存储数据。

测试数据能实时地显示在测试界面上，同时希望数据能自动保存下来。LabWindows/CVI 的 `ArrayToFile()` 函数可方便地将数组中的数据读出，然后存档为后缀名为 `.txt` 的文本文件，便于以后打开使用。

在上述子程序设计的基础上，测试和控制软件的主程序流程如图 5-5 所示。

程序中，`NUM` 为每次测量的点数，依据测试需求设置。程序在测试点数的循环里，每循环一次，读取各参数、设置温箱温度、数据显示和绘制曲线各执行

一次。在每次循环中，加延迟 5 秒，这是因为温度控制是有延迟性的，温箱内的实际温度要达到设定的数值需要一定的反应时间。

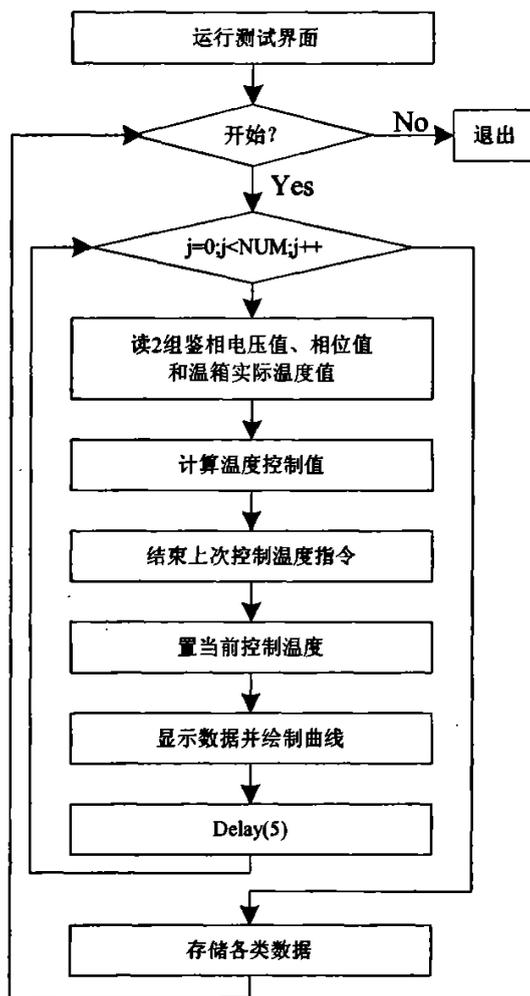


图 5-5 测试和控制软件主程序流程图

5.4 温度控制

5.4.1 光纤温度系数测试

在第 3 章中对光纤温度效应进行了推导，按照理论值计算，石英光纤的光纤温度系数为 $7\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ ，但是，本论文现有的用于实验的光纤是带护套的 2 芯室内

光缆，其温度系数已经不能只考虑光纤本身，必须将护套采用的绝缘介质考虑在内，进行相应的温度系数测试非常必要。

测试时，将 100 米 2 芯室内光缆置于高低温温箱中，改变温箱温度，测试经过光路的射频信号相位值。其方法如图 5-6 所示：

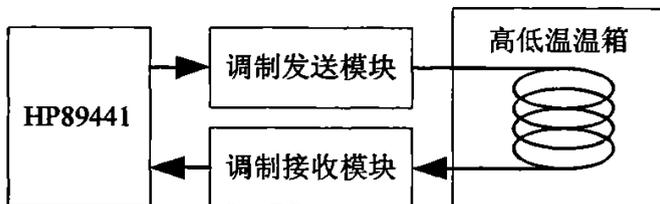


图 5-6 光纤温度系数测试

HP89441 采用矢量模式，内部源产生 1GHz 信号，测试返回信号的绝对相位值。由第 3 章公式 (3-20) 可知，相位变化与信号频率成正比，频率越高，相位值越高，即温度有较小的变化，采用较高的频率传输，其相位值变化大，提高了测试的精度。测试步骤如下：

1. 将室温下的光纤置于温箱中，逐渐降低温度至 -20°C ，每隔 5s 记录一次相位值，得到的测试曲线和经过线性最小二乘法拟合以后的曲线，如图 5-7 所示：

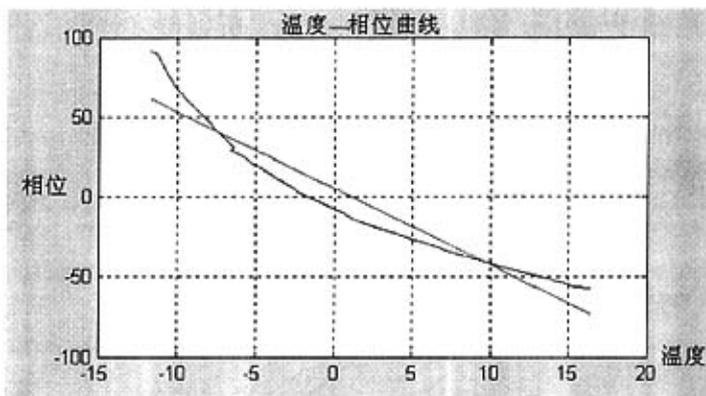


图 5-7 光纤温度系数测试曲线 1

测试曲线的线性最小二乘法拟合公式为：

$$\phi_1 = -4.7638T + 5.1107 \quad (5-1)$$

$$\frac{d\phi_1}{dT} = -4.7638 \quad (5-2)$$

2. 将光纤在低温 -20°C 中放置半小时, 达到完全的温度平衡之后, 以每 5 秒钟增高 5°C 的速度逐渐增高温度。当到达 $+65^{\circ}\text{C}$ 高温时, 再次改变温度变化的方向, 以每 5 秒钟降低 5°C 的速度逐渐降低温度。当温度到达 -35°C 时, 停止测试。温度由低变高与由高变低的速率不同, 测试出来的曲线斜率不同, 如图 5-8 所示:

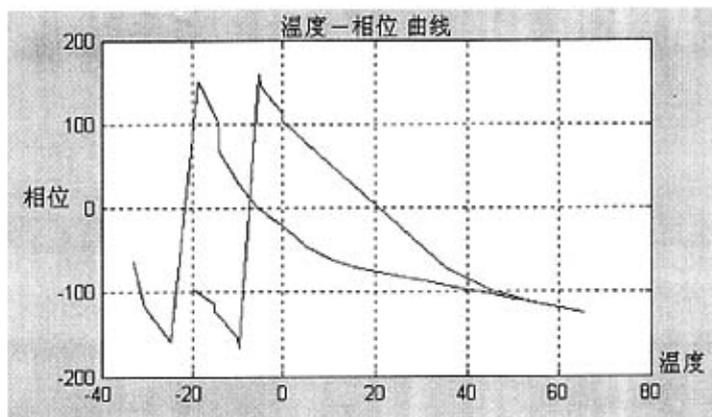


图 5-8 光纤温度系数测试曲线 2

HP89441 测试相位的区间是 $[-\pi, \pi]$, 所以当相位值处于 $\pm\pi$ 时, 将发生跳变, 如上图测试所示, 由于信号一周期的相位为 2π , 所以可以将 $[-\pi, 0]$ 搬移到 $[\pi, 3\pi]$ 上, 即修正图 5-8 的测试曲线变为如图 5-9 所示:

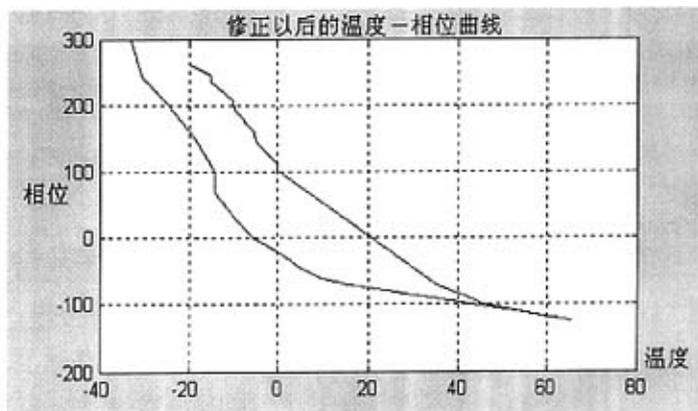


图 5-9 修正以后的测试曲线 2

温度由低变高与由高变低的“温度-相位”曲线斜率不同, 分别对两者进

行线性最小二乘法拟合，拟合曲线如图 5-10a、5-10b 所示：

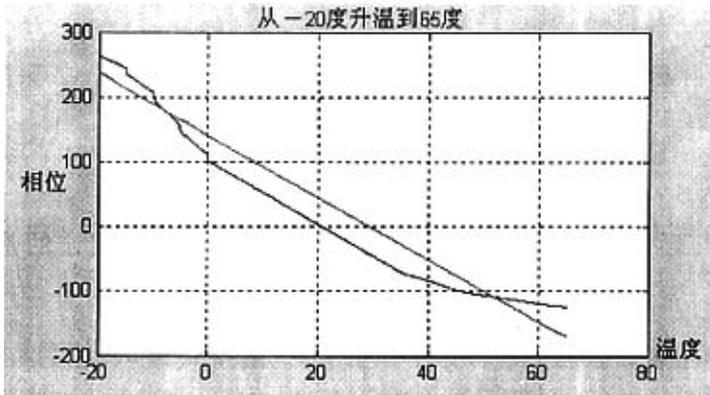


图 5-10a 升温过程的拟合曲线

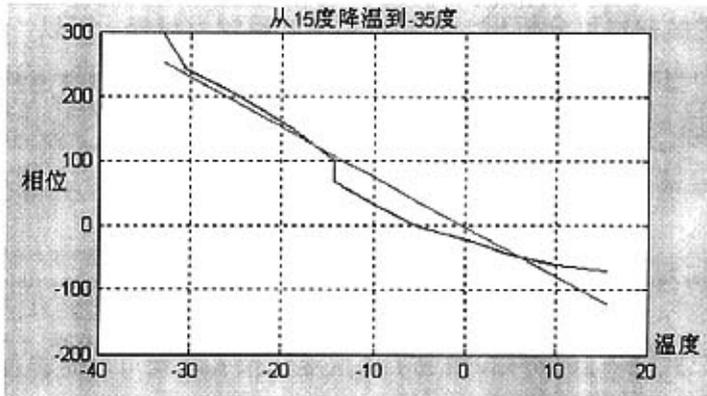


图 5-10b 降温过程的拟合曲线

升温过程的“温度—相位”曲线线性最小二乘法拟合公式为：

$$\phi_2 = -4.7927T + 140.9 \quad (5-3)$$

$$\frac{d\phi_2}{dT} = -4.7927 \quad (5-4)$$

降温过程的“温度—相位”曲线线性最小二乘法拟合公式为：

$$\phi_3 = -7.7259T - 2.4496 \quad (5-5)$$

$$\frac{d\phi_3}{dT} = -7.7259 \quad (5-6)$$

将三组拟合数据的 $\frac{d\phi}{dT}$ 值带入公式 (3-6) 可得:

$$k_1 = 27.2 \text{ ppm} \quad (5-7)$$

$$k_2 = 27.4 \text{ ppm} \quad (5-8)$$

$$k_3 = 44.1 \text{ ppm} \quad (5-9)$$

测试结果与理论值存在较大的差异, 主要是因为理论值给出的是石英光纤裸纤的温度系数, 完全由石英介质的温度特性决定。而现有的实验条件下, 我们选用带护套的 2 芯室内光缆代替, 所以温度系数受绝缘护套的影响较大。

另外, 温度控制时, 每 5 秒钟读取一个相位值, 5 秒钟内光纤纤芯的温度变化也受绝缘护套的影响, 所以测试出的数据呈现非线性的状态, 并且与理论值存在差异。由测得的曲线可分析出, 降温的实现过程较为缓慢, 所以“温度—相位”效应不算敏感, 温度系数较小; 而升温的实现过程较快, 所以“温度—相位”效应较明显, 温度系数较大。

在实际温度控制时, 我们用测得的实际值来带入公式进行控制。

5.4.2 温度控制算法

由第 3 章公式(3-20)可知, 知道了相位变化值 $\Delta\phi$, 就可确定温度变化值 ΔT , 也就确定了置温箱的温度值 T 。而 $\Delta\phi$ 可以由鉴相的输出电压值 v 决定。

第 4 章已经阐述了双 D 鉴相器 HMC439 的工作原理和实际应用中存在的鉴相模式跳变以及内部计数翻转延迟的问题, 所以在稳相环路中应用 HMC439, 应当避免环路锁定在模式跳变区域。

稳相传输系统所要达到的是射频信号输出相位与输入相位变化一致, 也就是说, 当环路锁定时, 参考信号的输出相位与输入相位只存在固定的相位差 $\Delta\phi_0$, 同时射频信号的输出相位与输入相位也只存在固定的相位差。也就是说, 鉴相器 HMC439 的输出为固定的电压值 v_0 。在设计环路参数时, 可选择这个固定电压值 v_0 在鉴相器的线性工作区域。

当确定了锁定的电压值 v_0 以后, 锁相环路的目标就是将当前测得的参考信号

鉴相电压输出值 v_i 向这个固定电压值 v_0 锁定。将 v_i 与 v_0 进行比较, 得到差值 Δv :

$$\Delta v_i = v_i - v_0 \quad (5-10)$$

然后用差值 Δv_i 来决定温度变化的方向和控制值。4.3.5 中已利用通道模拟器测试出压控曲线, 并且线性拟合出压控灵敏度 $K_\phi \approx 0.0244$, 即:

$$v = K_\phi \Delta \phi + a \quad (a \text{ 为常数}) \quad (5-11)$$

$$\Delta \phi = \frac{v - a}{K_\phi} \quad (5-12)$$

将 v_0 、 v_i 的值带入上式, 分别得到环路锁定以后以及当前状态的鉴相器输入端两路信号的相位差 $\Delta \phi_0$ 和 $\Delta \phi_i$:

$$\Delta \phi_0 = \frac{v_0 - a}{K_\phi} \quad (5-13)$$

$$\Delta \phi_i = \frac{v_i - a}{K_\phi} \quad (5-14)$$

上面两式相减, 得到当前需要改变的相位差值:

$$\Delta \phi_i = \Delta \phi_i - \Delta \phi_0 = \frac{v_i - v_0}{K_\phi} = \frac{\Delta v_i}{K_\phi} \quad (5-15)$$

将 (5-7) 带入 (5-1) 中, 得到当前需要改变的温度差值:

$$\Delta T_i = \frac{c \cdot \Delta v}{360 \cdot l \cdot n_1 \cdot f_0 \cdot k \cdot K_\phi} \quad (5-16)$$

程控温箱内此时的实际温度值 $real_T_i$ 可以用读温箱温度指令获得, 于是, 当前需要置的温箱温度为:

$$control_T_i = real_T_i - \Delta T_i \quad (5-17)$$

用计算出来的 $control_T_i$ 值置温箱的温度, 延迟 5 秒之后, 继续下一次循环操作。

5.5 本章小结

本章讲述了稳相传输系统的控制和测试软件的设计原理, 通过介绍

Labwindows/CVI 的原理和特点，阐述了软件设计的流程。介绍了稳相传输系统的组成，以及用计算机控制和测试该系统的软件实现过程。测试了传输系统使用的光纤的温度系数，并且讲述了温度控制的计算方法和程序的实现。

第6章 测试与数据分析

在完成射频模块设计、测试和控制软件的编写以及整个稳相传输系统的搭建调试工作后，对该系统进行了测试。测试实验主要内容是通过改变控制方法和调整各个控制参数，以达到最佳的稳相传输状态，测得传输系统能达到的最好相位稳定性。并在测试的基础上，对测试数据进行分析，并且验证了第3章中关于光纤的电长度随温度变化的公式推导。

6.1 测试工具

在稳相传输系统中，由于温度变化带来的电长度变化是一个缓慢的过程，测试相位稳定性需要的测试数据非常大，必须采用自动化测试方法。第5章中已经将传输与自动测试系统的组成进行了简要的介绍。要确定相位稳定性，需要测试的参数包括：参考信号的鉴相输出电压、射频传输信号的鉴相输出电压、射频传输信号的输出相位等。另外，对相位稳定性的分析，需要获得温度控制的有关数据。根据上述要求，测试系统的测试工具主要包括：

1. 测试参考信号的鉴相输出电压的数字万用表 Agilent34401A。Agilent34401A 是一台 6 位半、高性能的数字万用表，最大输入可达 1000V，基本直流精度为 15ppm，它的读取速率高达每秒 1000 个读数，有 GPIB488 和 RS232 标准接口。

2. 测试射频信号的鉴相输出电压的数字万用表 HP3458A。HP3458 是惠普公司提供的最快速、最灵活且最精确的多用表。它的读取速率高达每秒 10 万个读数，测试精度极高，达到 8 位半，基本直流精度为 0.1ppm，它同样具有 GPIB488 和 RS232 标准接口。

3. HP89441 矢量信号分析仪，它用来提供传输的 1GHz 射频信号，并且测试射频信号的绝对相位值。

4. 100MHz 参考信号是由信号发生器 2031 提供的，2031 是英国的 MACONI 仪器公司制造的，可以产生 10kHz~2.7GHz 频率范围内的信号。在传输测试时，

用 HP89441 后面板输出的 10MHz 标准信号作为 2031 的外同步频率标准。

5. 模拟环境温度变化的高低温温箱。传输路径可以选择放置在实验室自然环境中。实验过程中,当环境温度变化不明显时,可以将放置在自然环境中的光纤置于高低温温箱中,模拟环境温度的显著变化。用于模拟环境温度升高的是高温温箱,采用重庆银河实验仪器有限公司生产的控制的电热鼓风干燥箱,该温箱可快速加温,温度升高可达到 160°C 。

其余仪器设备前面章节已做介绍,不再一一赘述。

6.2 测试方案

传输系统中同时存在两路信号,待传的 1GHz 射频信号和鉴相用的 100MHz 参考信号,所以要先后测试这两路信号的相位稳定性。并且环路控制参数要进行实时的调整,以适应温度控制的延迟响应。测试过程大体分为三个方面:

1. 环路不锁定时,测试 100MHz 参考信号和 1GHz 射频信号的相位变化规律。以便跟环路锁定时的两路信号相位稳定性进行比较。

此步骤中,只需将程控温箱的温度置为常数,则环境温度的变化将直接影响两路信号的传输相位。

2. 测试环路从入锁到锁定以后的两路信号的相位稳定性,并适当调整参数进行测试。参数的调整可以分为以下 3 个步骤:

(1) 调整温度控制的幅度。调整这个参数的目的在于减少温度控制时的过冲现象,温度过冲将造成温度和相位值来回振荡。适合的温度控制幅度将使系统达到锁定状态的时间缩短,并且可以提高相位稳定性。

(2) 调整锁定状态的位置,即改变不同的固定电压值,测试系统在现有的实验条件下,可以入锁的动态范围。

(3) 环路锁定状态下,加剧传输路径上的温度变化,即测试环路失锁的条件。

3. 测试直接用射频鉴相电压来控制温度变化时的射频信号相位稳定性。这项测试的目的在于:对比直接利用射频信号的鉴相电压进行锁相控制,与利用参

考进行鉴相时相位稳定性的差距。另外，分析两者的适用范围和各自不同的实际背景。

通过上述三个方面的测试，我们将对稳相传输系统有一个全面的检测和测试。

6.3 实验与分析

6.3.1 不锁与锁定的比较

1. 首先测试环路不锁定时，100MHz 参考信号和 1GHz 射频信号的相位变化规律。

测试方法：将预备放置在传输路径上的 100 米 4 芯光纤先置于实验室室温中。由于测试现场，改变电长度用的程控温箱 4210MR 和模拟环境温度变化用的高低温温箱分别放置在两个房间，所以这 100 米光纤是跨越在两个屋子之间的，测量环境下的室温为 18°C 左右，并且随着时间的推移，环境温度有缓慢的变化。程控温箱 4210MR 的温度保持 25°C 不变。稳相传输系统处于不锁的状态，将置于环境中的那段光纤放入高温箱中加温到 40°C ，相位达到稳定以后再放入室温中降温，接着再放入高温箱中加热到 40°C ，测得的 100MHz 参考信号的鉴相曲线如图 6-1a 所示：

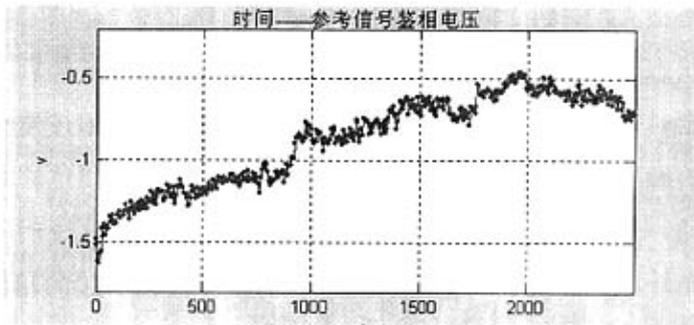


图 6-1a 不控状态下参考信号的鉴相输出

图中，初始阶段系统处于不稳定状态，所以从 500s 以后开始计算。500s~2500s 区间内，鉴相电压的变化最大达到 0.7555V，4.3.5 中测试的参考鉴相模块

的鉴相灵敏度为 $K_{\phi} = 0.0244$ 伏/度，带入公式计算可得到此区间内 100MHz 参考信号的最大相位变化为：

$$\phi_{a1} = \frac{v_{a1}}{K_{\phi}} = \frac{0.7555}{0.0244} = 31^{\circ} \quad (6-1)$$

此时的 1GHz 射频信号相位变化和 HP89441 测得的数据如图 6-1b 所示：

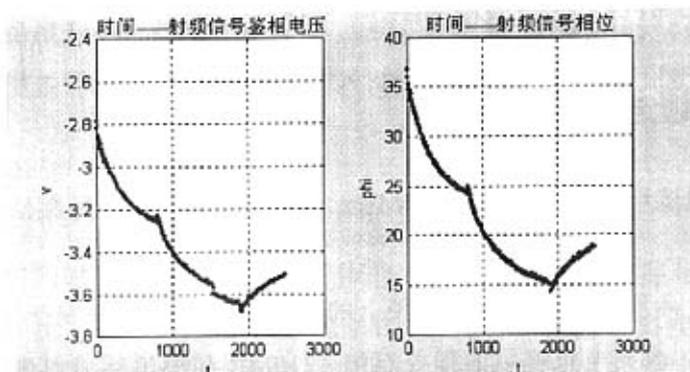


图 6-1b 不控状态下射频信号的鉴相电压与相位值

图 6-1b 中，射频信号的鉴相电路与参考信号的鉴相电路一样，只是差分输出的放大量变为 10 倍，而参考鉴相的差分输出放大 5 倍。所以，射频信号鉴相模块的鉴相灵敏度为 $K_{\phi}' = 2K_{\phi} \approx 0.04$ ，这与图 6-1b 拟合出来的“相位—鉴相电压”曲线的结果是一致的。由图中可以看出，在 500s~2500s 区间内，射频信号相位变化 11° ，这个数值是电长度按 360° 取余之后的数值，实际在这段时间内的射频电长度变化是很大的。

环路锁定状态下的测试曲线如图 6-2 所示：

当环路锁定时，射频信号的相位不再是只随传输路径的温度变化而变化，而是与程控温箱的温度变化和传输路径的温度变化都有关，其相位将是围绕一个固定值的上下波动，且波动范围要比不锁时的自由变化要小，这说明程控温箱的温度变化引起的光纤电长度变化在抵消传输路径的温度变化引起的相位变化，这也是环路入锁和锁定的一种表现。

由于开始测试时，系统处在入锁阶段，还未达到稳定，所以测得的射频相位值上下波动较大，在计算射频相位稳定性时，数据从 200s 处开始计算，本次实验测试的射频相位值 ϕ 的统计结果如下：

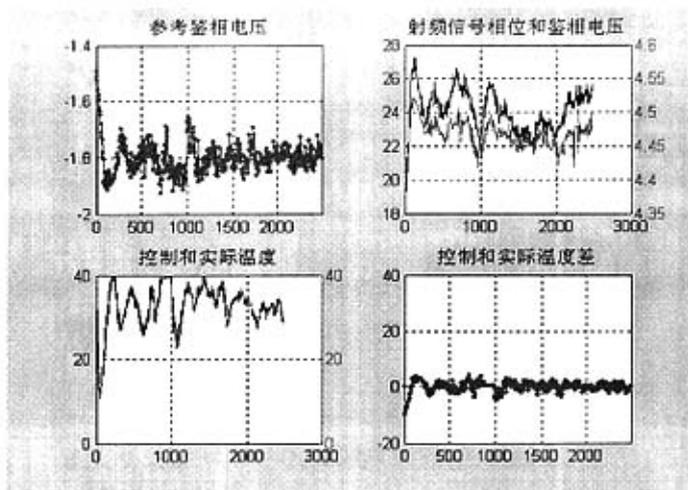


图 6-2 环路锁定时的测试曲线

$$\begin{cases} \max(\phi) - \min(\phi) = 4.95^\circ \\ E[\phi] = 24.09^\circ \\ \sigma^2 = 1.11 \end{cases} \quad (6-2)$$

上述统计结果表明：锁定之后的传输系统的相位稳定性要明显优于不锁的传输系统的相位稳定性。

但是，由于测试时间较短，仅为 200s~2500s 这段时间内的一组数据，所以相位的上下波动对于测试结果的影响还是较大的，如果长期测试将得到更高的相位稳定性指标。

6.3.2 温度控制参数

由于锁相环原理中，相位的锁定是一个逐渐逼近的过程，用理论计算出的温度控制数值来控制程控温箱，其控制方向和控制数值虽然都是准确的数值，但是这样的控制幅度太大，在每 5s 循环一次的控制中，这种控制方法势必会引起温度的过冲。可以采取每次都减少控制量的方法，这样控制的方向不变，只是每次控制的“力度”减小，温度逐渐逼近锁定时的控制温度，这样的控制方法对锁定之后的相位稳定性有很明显的提高。取不同的温度控制系数，其测试曲线分别如图 6-3a、图 6-3b、图 6-3c 所示：

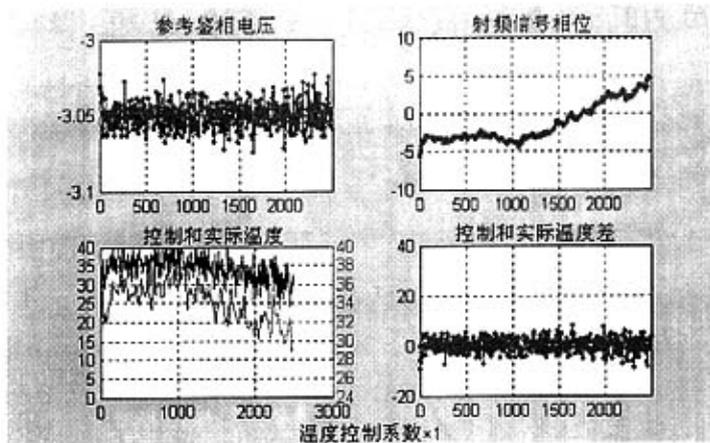


图 6-3a 控制系数 $\times 1$ 的测试曲线

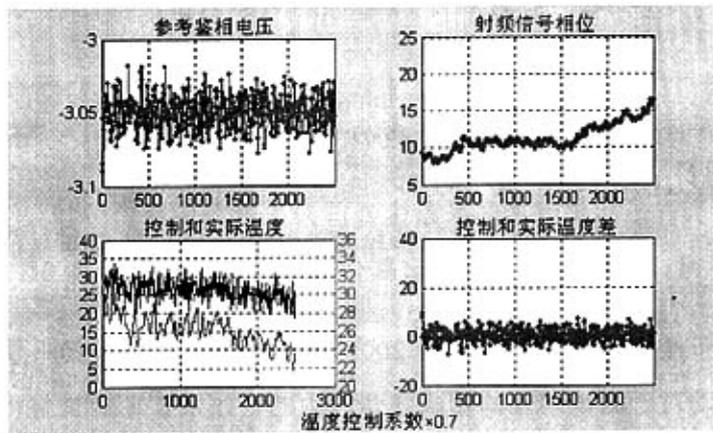


图 6-3b 控制系数 $\times 0.7$ 的测试曲线

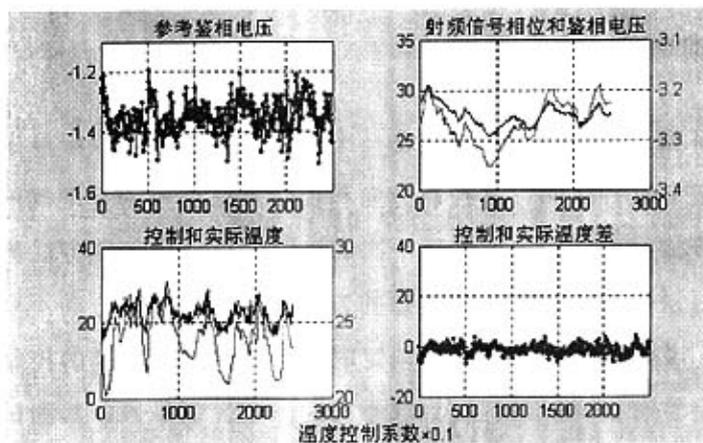


图 6-3c 控制系数 $\times 0.1$ 的测试曲线

3组测试的数据分析见表6-1所示:

表6-1 不同控制系数下的测试结果比较

测试参数		控制系数×1	控制系数×0.7	控制系数×0.1
参考鉴相电压	最大变化量	0.0522	0.0720	0.3108
	均值	-3.0506	-3.0503	-1.3512
	方差	6.9882e-5	1.2950e-4	0.0029
射频鉴相电压	最大变化量	—	—	0.1637
	均值	—	—	-3.2638
	方差	—	—	0.0017
射频相位	最大变化量	10.4368	8.6278	5.1850
	均值	-1.3916	11.1709	27.5036
	方差	6.2314	3.2859	1.1803
控制与实际的温差	均值	0.1818	0.0786	-1.6226 *
	方差	7.4989	7.0845	3.2431

图6-2中的各测试曲线和表6-1中的数据分析可以看出,温度控制系数越小,射频信号的相位值变化范围越小,射频相位稳定性越高,并且相位值的方差很小,这说明相位值的离散度小,所以稳定。但是,这个控制系数并不是越小越好,太小的控制量,将使温度变化过于缓慢,当环境温度变化较剧烈时,环路的稳定跟不上外界温度的变化,将使相位短期稳定性变差,长期稳定性也会受到影响。对于本论文的实验条件下,置于温箱与置于传输环境中的光纤长度一样,程控温箱的温度变化略快于模拟的环境温度变化,所以环路控制乘以的控制系数不能太低,下面的传输和测试实验都取控制系数乘以0.1。

6.3.3 环路参数测试

锁相环路中,我们感兴趣的环路参数主要是同步带和捕捉带,与之类似的稳相传输系统中,我们也要测试出环路能达到入锁状态的最大固定电压的设置范围。以及在环路锁定状态下,改变传输路径的温度值,使环路失锁时的温度范围,即发生失锁的条件。

1. 环路能入锁的条件

由 5.4.2 的温度控制算法可知, 环路锁定时, 射频输出和输入之间是存在固定相位差的, 这个固定相位差由传输系统的控制程序决定。我们可以改变不同的固定相位差, 来测试系统能达到锁定的动态范围, 也就是系统的跟踪特性, 类似于锁相环中的同步带的概念。

在测试过程中发现, 有两种条件下, 环路不能入锁:

(1) 当设置的初始锁定电压位置与当前的参考鉴相电压差距较大时, 需要控制改变的温度量已经超出了温箱所能达到的控温范围, 则环路不会入锁。

为保护带护套的室内 2 芯光缆不受损坏, 实验中, 我们设定程控温箱的温度控制范围为 $-20^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$ 。设参考信号的初始鉴相电压为 v_0 , 要达到的锁定位置的鉴相电压为 v_r , 则要改变的电压值为:

$$\Delta v = v_r - v_0 \quad (6-3)$$

设初始时刻的程控温箱温度为 T_0 , 控制时需要改变的温度为 ΔT_i , 根据公式 (5-16) 可知:

$$-20^{\circ}\text{C} \leq T_0 + \Delta T_i \leq 40^{\circ}\text{C} \quad (6-4)$$

由上式 (6-3) 可反解出 v_r 的范围:

$$v_0 + 0.003 \cdot (-20 - T_0) \leq v_r \leq v_0 + 0.003 \cdot (40 - T_0) \quad (6-5)$$

(2) 当设置的初始锁定电压与当前的参考电压之间的区域与鉴相器 hm439 的跳模工作区域有交集时, 环路在跳模区域中将无法正确辨识相位变化的方向, 可能会出现无法入锁的状态。

第 4 章中对鉴相器 HMC439 的模式跳变区域已做详细介绍和测量, 按照图 4-27 的测试曲线, 跳模工作电压范围为:

$$U_0 : [-0.47, +0.17] \quad (6-6)$$

设当前参考电压与初始设定的锁定电压组成的区间为:

$$U_{oi} : [v_0, v_i] \quad (6-7)$$

则避免无法入锁的条件为:

$$U_0 \cap U_{oi} = \text{空} \quad (6-8)$$

综上所述, 要达到环路入锁, 设定的初始固定电压值必须满足下列条件:

$$\begin{cases} v_0 + 0.003 \cdot (-20 - T_0) \leq v_r \leq v_0 + 0.003 \cdot (40 - T_0) \\ U_0 \cap U_i = \text{空} \end{cases} \quad (6-9)$$

2. 环路不失锁的条件

传输路径的温度变化引起的相移，会被程控温箱控制的光纤电长度所补偿。但是，当传输路径的温度变化过于剧烈时，将出现失锁现象。这个引起失锁的传输路径的温度变化范围类似于锁相环中的捕捉带的概念。

当环路锁定时，有两种条件下，环路会失锁：

(1) 传输路径温度变化剧烈，程控温箱控制的光纤电长度进行相位补偿跟不上实际的相位变化，此时环路将会失锁。跟不上实际相位变化的根本原因还是控制温度的范围达不到实际所要求的变化范围，其原理跟环路入锁条件的推导类似。

此状态下，固定电压值 v_r 已选定，当前传输路径上的温度变化引起的参考鉴相电压为 v_i ，则 $\Delta v = v_r - v_i$ ，设当前时刻的程控温箱温度为 T_0 ，控制时需要改变的温度为 ΔT_i ，由 $-20^\circ\text{C} \leq T_0 + \Delta T_i \leq 40^\circ\text{C}$ 可反解出传输系统不失锁时的 v_i 的范围：

$$v_r - 0.003 \cdot (40 - T_0) \leq v_i \leq v_r - 0.003 \cdot (-20 - T_0) \quad (6-10)$$

(2) 环路锁定状态下，程控温箱所置的控制温度，使鉴相器 hm439 工作在模式跳变区域，则环路会出现失锁。

这种条件下，传输路径的温度变化引起的相位变化能够被程控温箱控制下的光纤电长度所补偿，但是补偿过程中，鉴相电压值会通过模式跳变区域，则环路无法正确地判断控温方向，会出现错误的温度控制，导致环路失锁。所以避免失锁的条件是电压变化区域 $U_n : [v_r, v_i]$ 与鉴相器的模式跳变区域 $U_0 : [-0.47, +0.17]$ 没有交集，即：

$$U_0 \cap U_n = \text{空} \quad (6-11)$$

综上所述，当环路锁定状态下，要使环路不失锁，则当前传输路径温度变化引起的参考信号相位变化，其鉴相电压值必须满足下列条件：

$$\begin{cases} v_r - 0.003 \cdot (40 - T_0) \leq v_i \leq v_r - 0.003 \cdot (-20 - T_0) \\ U_0 \cap U_n = \text{空} \end{cases} \quad (6-12)$$

实际的测试中，由于温度控制的稳相传输系统测试过程非常耗时和复杂，我们只能通过实验手段定性的观测入锁与失锁的特性，无法定量的进行测试，所以只给出理论公式的推导。

观测失锁现象的实验过程如下：当环路锁定时，将传输路径上的这段光纤，由 20°C 室温中挪到 -20°C 低温温箱中，由于温度变化太剧烈，参考鉴相的一路输入相位变化太大，使鉴相器工作到了模式跳变的状态，于是温控发生错误判断，环路失锁。将这段光纤从低温温箱中取出，放回到室温环境下，鉴相电压跳出模式跳变区域，温控恢复正常，系统自动入锁。

整个过程的测试曲线如图 6-4 所示：

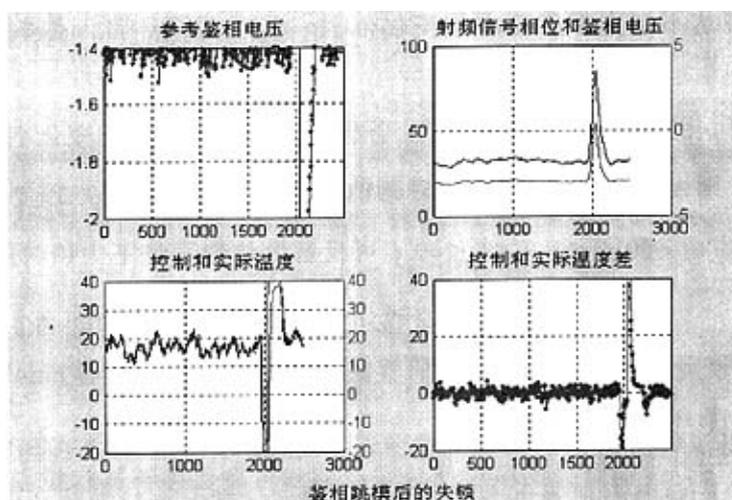


图 6-4 环路失锁时的测试曲线

图 6-4 的子图 1 中，参考鉴相电压在 2000s 处发生跳变，导致温度控制方向向 -20°C 急剧变化。按照相位补偿的原理，传输路径上的温度降低，则程控稳相的温度应该升高进行相应的抵消，此时程控温度向 -20°C 方向突变，则说明鉴相输出发生了模式跳变，所以温控方向正好与正常工作时相反。当从低温箱取出光纤置于室温中时，鉴相器恢复原来的工作模式，由于这段光纤温度比室温低，所以程控温度变高，由 -20°C 向 $+40^{\circ}\text{C}$ 方向变化。直到相位恢复稳定状态，温度控制回到稳定状态下的位置。

由子图 2 中的曲线可以看出，环路锁定状态下，射频相位基本上是一条平缓

的曲线，当鉴相器模式跳变时，射频相位也发生剧烈变化，但随着传输路径恢复室温状态，射频相位恢复到原来的稳定位置，即温度突变的时刻，射频相位是失锁的。

可见在设计环路和温度控制的算法时，要尽量避免鉴相器工作在模式跳变区域，防止失锁状态的发生。

6.3.4 直接射频鉴相

本论文的稳相传输方案是模拟实际传输需求设计的，即射频信号的发射端与接收端距离较远，且信号本身存在一定的带宽，所以要加入一路参考信号，并且设计相应的参考鉴相电路从返回的信号当中提取单程传输路径的相位变化，并且最终使接收端与发射端的射频信号相位一致，即只存在固定的相位差。

为了方便验证射频信号的相位稳定性，我们选取了点频 1GHz 进行传输，使用 HP89441 读取并记录接收端射频信号的绝对相位值，而且与源信号进行鉴相，进一步得到相位稳定性信息。现有的设计方案下，现实中的传输系统在接收端是无法实现与距离遥远的发射端射频鉴相的。但是，当传输的只是单一频率的射频信号，且有相应的鉴相器可供鉴相时，可以直接将接收端射频信号返回到发射端进行混频、分频和鉴相等相应的处理。在实验测试中，我们也进行了相应的模拟测试，测试结果如图 6-5 所示：

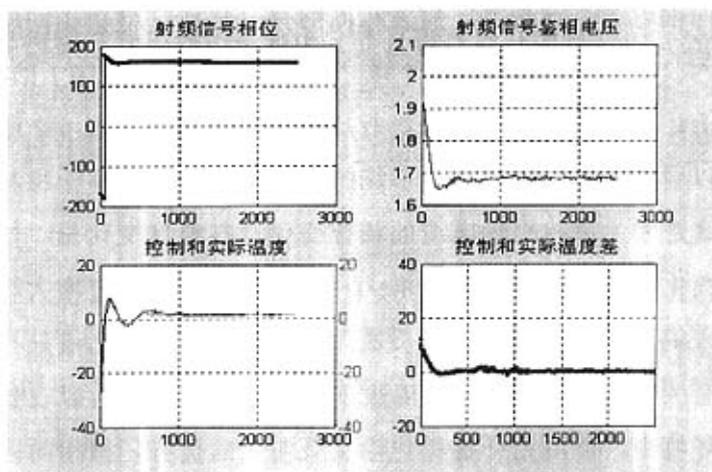


图 6-5 直接射频鉴相的测试曲线

由于 HP89441 是 $[-\pi, \pi]$ 上测试相位，所以子图 1 中，初始时刻环路处于入锁阶段，相位由 -180° 跳变到 $+180^\circ$ ，当环路锁定时，相位曲线是基本上是一条平缓的直线。在计算相位稳定性时，将初始时刻环路开始入锁的数据去掉，直接统计环路锁定并稳定工作时的相位值，计算结果如下：

$$\begin{cases} \max(\phi) - \min(\phi) = 5.29^\circ \\ E[\phi] = 157.97^\circ \\ \sigma^2 = 1.79 \end{cases} \quad (6-13)$$

与 6.3.1 中的锁定结果相比，相位稳定性相当。按照原理分析，直接射频鉴相，减少了鉴相电路的复杂程度，避免引入更多的干扰。另外不需要具有跟参考信号的相位变化具有理论上的严格一致性关系，其相位稳定性应该比本文的方案设计要高。但是，相位稳定性能达到的指标受温度控制精度和温度传感效率的影响，现有的测试数据在一定程度上体现了现有的温度控制精度和温度传感效率。

6.4 实验结论

光纤稳相传输射频信号实验系统的测试表明，采用温度补偿的方法，同时传输一路中频鉴相信号的方法能够实现射频信号的相位稳定。在实验室环境下，利用现有条件组建的传输测试系统，其相位稳定性能达到 2500s 内的相位变化小于 5° 。

若用稳相同轴电缆进行传输，假设相同的传输环境，将稳相同轴电缆的相位稳定度数值带入公式 (3-7) 中进行计算，得出在相同温度变化下的相位变化量，将这些数值与上述实验中的测试结果进行比较，比较结果如表 6-2 所示：

从表中可以看出，光纤稳相传输系统的相位变化量明显小于稳相同轴电缆的相位变化量。这是因为稳相同轴电缆的相位变化量与温度变化量、传输距离成正比，随着温度变化范围和传输距离的增大，相位变化量也随之增大。而对于光纤稳相传输系统来说，由于传输系统是反馈闭环控制，相位变化量只与环路控制参数与控制精度有关，而与传输距离、温度变化范围等无关，所以在长距离、温度变化较剧烈的环境中，使用光纤稳相传输具有明显的优势，稳相同轴电缆只适合在温度变化较小的环境中进行短距离传输。

表 6-2 温度变化 30°C 各种传输介质传输 1GHz 信号的相位变化

传输介质	相位稳定度 ppm/°C	传输 200m 相位变化量 (度)	传输 1km 相位变化量 (度)	备注
稳相同轴电缆	1.5	15.768	78.84	相位变化量与传输距离成正比
单模光纤传输	7	73.584	367.92	不采用稳相传输方案
光纤稳相传输系统	—	5	5	相位变化量与传输距离无关, 实验条件下达到 5 度, 按照实际方案实现能达到 1 度

光纤稳相传输系统的相位稳定性指标取决于鉴相电压的采集精度、射频信号与参考鉴相信号的传输一致性和温度控制精度。目前的实验传输系统中, 电压采集精度完全满足稳定性指标的要求。射频信号与参考鉴相信号的传输一致性需要进一步的完善, 现有的利用两根 100 米 2 芯室内软光缆盘绕成一根 100 米 4 芯软光缆, 这四根光纤的传输特性并非完全一致, 下一步的实验系统中可以改为直接利用 4 芯光缆传输, 或者利用其它传输技术解决。

温度控制的精度是目前影响相位稳定性的最主要因素。本论文采用的是带护套的室内软光缆, 其温度传感效率和特性影响了温度控制的效果, 下一阶段的实验可以采用单模裸纤置于程控温箱中, 并且设计裸纤的盘绕方式加强温度传感的效率。另外, 温度控制的滞后性也需要在温度控制的算法上做进一步的改善。若严格按照方案设计实现, 传输系统的相位稳定度将达到长期相位变化小于 1°。

6.5 本章小结

本章给出了对光纤稳相传输系统的主要技术性能指标的测试方案, 探讨了环路控制参数的选取和设定, 验证了本论文提出的全新的光纤稳相传输理论的可行性, 并且对测试数据进行了分析比较。

结 论

现代多基站雷达、长基线干涉法深空探测、射频仿真测试和目标 RCS 测试等系统,对射频信号传输的相位稳定性提出了越来越高的要求。光纤稳相传输射频信号是一种新颖、可靠的传输方式,其传输损耗小、带宽大、相位稳定好、传输系统复杂度不高,具有广阔的应用前景。在武器系统和测试系统中,特别是对相位稳定性有较高要求的系统中,射频信号的长距离同轴电缆传输若改用光纤稳相传输系统传输,可显著提高传输系统的相位稳定性和可靠性,进而提高整个系统的性能指标。

本文针对目前国内对光纤射频稳相传输技术研究水平较低的现状,对该项技术进行了较全面、深入的研究,研究工作取得了如下主要成果:

1. 对稳相传输技术进行系统的分析,在此基础上提出一种新型光纤稳相传输方案。该方案采用温度控制光纤电长度的方法进行相位补偿,利用三芯单模光纤在传输射频信号的同时传输用于相位控制的中频参考信号,克服了直接处理高频射频信号、调制信号带来的处理不便,易于工程实现。

2. 理论分析该方案所能达到的稳相指标,并根据该方案研制了光纤射频稳相传输实验系统。

3. 利用现有测试与试验条件组建了测试系统,并对研制的光纤射频稳相传输实验系统进行了测试,验证了该方案的可行性。

由于时间、本文作者自身能力以及实验条件的限制,还有不少研究工作有待进一步深入。

1. 进一步研究温度控制的算法,修正温度控制延迟性带来的相位不稳定,避免由于鉴相器模式跳变引起的失锁现象。

2. 提高温度控制的精度和效率,选用热传导快的裸纤进行电长度控制。采用 4 芯光缆或者在单纤中设计多种信号同时传输的形式,提高两路信号传输条件的一致性,降低相位补偿时的误差,提高射频相位稳定性。

3. 采用不同调制形式的宽带射频信号对光纤稳相传输系统进行测试,检验

其对宽带信号的稳相能力，为复杂信号稳相传输应用提供完备可靠的数据。

总之，随着射频稳相传输需求的日益增加，光纤稳相传输射频信号技术还需要大量的深入探讨和实验。

参考文献

- 1 M. W. Geis, S. J. Spector, K. E Krohn, S. J. Deneault. Tunable Time Delays for Phased Array Antenna Systems. DARPA AOSP KICKOFF MEETING
- 2 R.S. Tahim. Phased Array Radar for Airborne Systems. SPIE Vol. 5071
- 3 Albert H. Sultanov, Irina L. Vinogradova. Multi-ray interference in a segment of fiber-optic communication line. SPIE Vol.4589
- 4 Laurent Delage and François Reynaud. Kilometric optical fiber interferometer. Optical Society of America. 2001
- 5 George Lutes, Dalia McWatters, and Meirong Tu. A 60 Meter Delay Stabilized Microwave Fiber Optic Link for 5.3 GHz Reference Signal Distribution on the Shuttle Radar Topographic Mapper. The Jet Propulsion Laboratory California Institute of Technology. 4800 Oak grove Drive, Pasadena, CA 91109
- 6 R.J.Beresford. The Pie Town Wideband Fiber Optic Link Project. CSIRO Australia Telescope National Facility, National Radio Astronomy Observatory
- 7 M. Calhoun, R. Sydnor, and W. Diener. A Stabilized 100-Megahertz and 1-Gigahertz Reference Frequency Distribution for Cassini Radio Science. IPN Progress Report. 2002:42-148
- 8 Danny Eliyahu, Kouros Sariri, Joseph Taylor, Lute Maleki, OEwaves. Opto-Electronic Oscillator with Improved Phase Noise and Frequency Stability. SPIE Photonics West 2003.1010 E. Union St., Pasadena, CA 91106.
- 9 Jun Ye, Jin-Long Peng, R. Jason Jones, Kevin W. Holman, John L. Hall, and David J. Jones. Delivery of high-stability optical and microwave frequency standards over an optical fiber network. 2003.6
- 10 李平, 张纪生. NASA 深空网(DSN)的现状与发展趋势. 飞行器测控学报. 2003, 22(4):10~17
- 11 B. Shillue, S. AlBanna, and L. D'Addario. Transmission of Low Phase Noise, Low Phase Drift Millimeter Wavelength References by a Stabilized Fiber Distribution System. National Radio Astronomy Observatory (NRAO)
- 12 Josef Frisch, David Brown, Eugene Cisneros. The NLC RF Phase and Timing

- Distribution System. 2000.4.17
- 13 Krzysztof Czuba, Henning C. Weddig. Design considerations for the RF phase reference distribution system for X-ray FEL and TESLA.
 - 14 A. Gamp, M. Liepe, T. Plawski, K. Rehlich, S.N. Simrock, Design of the RF Phase Reference System and Timing Control for the TESLA Linear Collider. DESY Notkestr. 85, D-22603 Hamburg, Germany
 - 15 K. Crawford, S. Simrock, C. Hovater, A. Krycuk. The CEBAF Fiber Optic Phase Reference System. Continuous Electron Beam Accelerator Facility 12000 Jefferson Avenue, Newport News, Va. 23606-1909 USA
 - 16 T.Naito, K.Ebihara, M.Suetake, E.Ezura, KEK, Tsukuba, Japan. RF Reference Distribution Using Fiber Optic Links for KEKB Accelerator.
 - 17 Y.Ohashi, T.Asaka, H.Ego, M.Hara, Y.Kawashima, T. Ohshima, T. Takashima and H.Yonehara. Performance of the Reference and Timing Systems at Spring-8.
 - 18 Current Innovations In Phase Stable Coaxial Cable Design by Times Microwave Systems. MPD Microwave Product Digest. 2003.7
 - 19 Complete Coaxial Cable Catalog & Handbook. Times Microwave Systems. 2001:74
 - 20 王延尧等. 光纤通信设备基础. 天津科学技术出版社, 1992.12:5~7
 - 21 Rajiv Ramaswami, Kumar N.Sivarajan著. 光网络 上卷 光纤通信技术与系统. 乐孜纯译. 机械工业出版社, 2004.9:43~46
 - 22 Miteq. Fiber Optic Transmitters and Receivers 2005. Miteq RF & Microwave Product Seminar. 2005.9:1~5
 - 23 Toshiro Yoshida, Atsuhiko Kawatani and Kanji Shuke. Novel Surface-mount-type Fiber Optic Transmitter and Receiver. SPIE Vol.3952
 - 24 邱绍峰, 范戈. 光线延迟线在雷达信号处理中的应用. 光学技术, 2003.7, 29(4):429~433
 - 25 Peter Fuhr, Ph.D. Thermal Considerations for Fiber-Optic Sensor Components. San Jose State University, One Washington Sq., San Jose, CA 95192-0084
 - 26 邓绍范, 微波电子线路, 哈尔滨工业大学出版社, 1988.
 - 27 盛振华, 电磁场与微波技术, 电子工业出版社, 1986.
 - 28 Graham Brooker. SENSORS & SIGNALS. 2004

- 29 Dennis R. Pape and Akis P. Goutzoulis. Wavelength Division Multiplexing Delay Broadcasting True-Time-Delay Network For Wideband Phased Array Antennas. SPIE Vol. 3490
- 30 刘国林, 殷贯西等编著. 电子测量. 机械工业出版社, 2003.1:427~435
- 31 Agilent Technologies, Inc. Agilent 34401A数字万用表使用手册. 第4版. 2003.3
- 32 SAUNDERS&ASSOC, Inc. 4220MR Temperature Test Chambers (Mechanical Refrigeration). 1998.1
- 33 孙强, 周虚编著. 光纤通信系统及其应用. 清华大学出版社, 北方交通大学出版社. 2004.1
- 34 王延尧等编著. 光纤通信设备基础. 天津科学技术出版社. 1992.12
- 35 李泽民编著, 光纤通信(原理和技术). 科学技术文献出版社. 1992.6
- 36 杨同友, 刘炎卿编著. 光纤通信系统测试. 人民邮电出版社. 1993.1
- 37 光纤通信系统原理与实验教程, 张宝富, 谭笑, 蒋慧娟编著, 电子工业出版社, 2004年1月第一版。
- 38 Miteq. 3GHz LBL Fiber Optic Link. 2004
- 39 张厥盛, 郑继禹. 锁相技术. 西安电子科技大学出版社, 2000.4
- 40 张有正, 陈尚勤, 周正中编著. 频率合成技术. 人民邮电出版社. 1984.8
- 41 董在望, 杨明杰. 模拟电子技术资料汇编. 高等教育出版社, 1998.1
- 42 王斌. 微波鉴相器及其应用系统. 上海航天, 2001.4(7)
- 43 锁相环原理、设计及应用. 刘顺英, 昂秀芬, 李巍译. 人民邮电出版社, 1988.12
- 44 National Instruments Academic Program. NI公司及虚拟仪器. 2004
- 45 刘君华, 虚拟仪器编程语言Labwindows/CVI教程, 电子工业出版社, 2001.
- 46 孙晓云, 郭立炜, 孙会琴编著. 基于Labwindows/CVI的虚拟仪器设计与应用. 电子工业出版社, 2005.7
- 47 SLS Handbook. Timing and RF Distribution. Hb3_5.doc
- 48 Virgil E. Zetterlind, Eric P. Magee. Performance of various branch point tolerant phase re-constructors with finite time delays and measurement noise. SPIE Vol.4632

- 49 国防科工委科技与质量司组织编写. 时间频率计量. 原子能出版社. 2002.9月
- 50 W.P.罗宾斯著. 相位噪声. 秦士, 姜遵富译. 人民邮电出版社. 1988.3

附 录

光纤稳相传输射频信号系统的实物照片

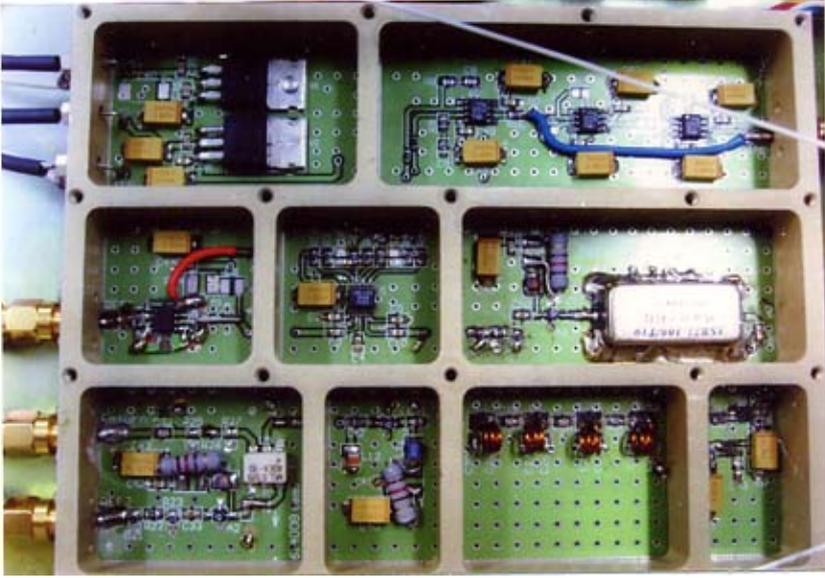


图 7-1 模拟电路部分

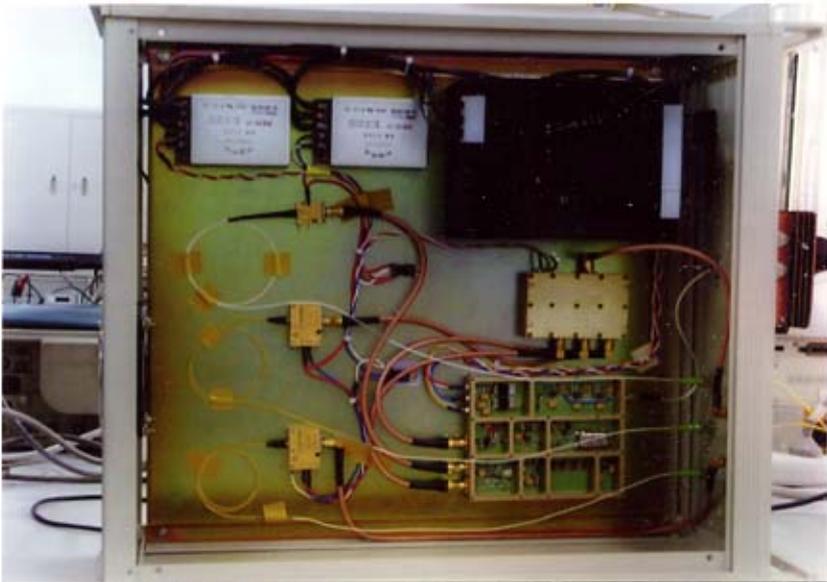


图 7-2 射频传输稳相系统的机箱内部结构



图 7-3 射频传输稳相系统的机箱面板

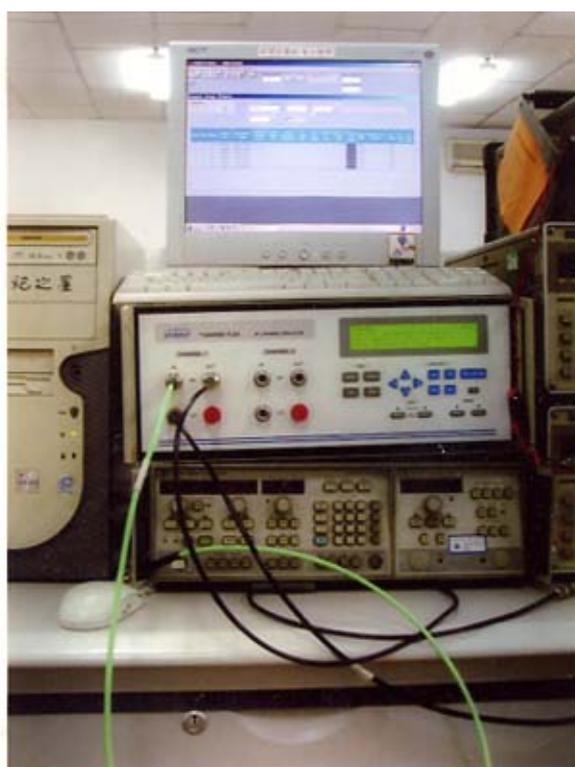


图 7-4 通道模拟器测试系统



图 7-5 利用通道模拟器搭建的移相测试系统



图 7-6 射频信号稳相传输系统与测试实验



图 7-7 用于控制光纤电长度的程控温箱



图 7-8 用于模拟环境温度变化的高低温温箱

攻读硕士学位期间发表的学术论文

- 1 敖亚娜, 杨于杰. 光纤稳相传输射频信号. 宇航计测技术, 已录待刊.

致 谢

两年来，我的导师杨于杰研究员给予我学业上的悉心指导，在此表示衷心的感谢。杨老师渊博的学识、严谨的作风，对工作的兢兢业业的态度让我深感钦佩，是我学习的榜样和模范。

感谢李宏宇老师在实验研制过程中给予我的悉心辅导，同时也要感谢谢华志、陈红伟老师以及王尤翠、关宏凯、田云峰、袁书田、仇冬梅、贾志国、罗丽文等同志的帮助和协作，感谢晶体元器件研究室提供实验设备和实验环境，同时我还必须感谢教育处诸位老师的帮助和关心，以及张峰等各位同学的鼎力支持。

感谢各位评阅老师在百忙中抽时间审阅论文并提出宝贵意见。