

摘 要

随着科技的进步及社会的发展,人们对安防的需求越来越大,要求也越来越高。分布式光纤入侵探测系统是基于光纤传感技术发展起来的一门新型安防技术,具有灵敏度高、探测距离远、抗电磁干扰、成本低、耐腐蚀等多方面优点,在管道泄露检测、周界安全等领域极具应用前景。特别是在石油、化工等易燃易爆环境下,传统的电子安防设备由于电火花的存在,要做到符合防爆标准,非常困难;而光纤入侵探测使用的光纤传感技术,本身就是防爆的,应用范围更广。

分布式光纤入侵探测技术分为反射型和干涉型两大类,在干涉型分布式光纤传感技术中,双马赫-曾德尔型光纤传感技术因其较优越的定位性能和较低的成本,更受关注。但在工程应用过程中,双马赫-曾德尔型光纤入侵探测系统定位不稳定,缺乏可靠性。本文在此背景下,研究了影响系统定位性能的关键技术,并在嵌入式中实现了该系统。文章具体从以下几个方面进行了研究。第一章阐述了课题研究的背景和意义。第二章介绍了双马赫-曾德尔干涉定位原理,并详细介绍了基于互相关算法求取延时差的原理。第三章分析了影响系统互相关定位性能的一些关键因素,首先分析、对比了三种不同互相关算法的定位效果,最终得出基于FFT的快速互相关是定位性能最好的;其次分析了互相关原始数据长度、干涉信号采样率和相关系数长度对系统定位性能的影响,并对互相关系数长度的选取与传感光纤的长度的关系进行了分析;再次对噪声和干涉信号频率对互相关定位稳定性的影响进行了分析,并提出了一种定位自动筛选算法用于提高系统定位精度和稳定性;最后分析了偏振态衰落对系统定位性能的影响,并选择了一种偏振衰落解决方案。第四章在第三章的理论分析基础上,将双MZ定位算法进行了设计实现;首先对DSP软件开发平台和软件总体方案进行了介绍,然后详细分析了FFT算法原理和软件实现方法,并在DSP中实现基于FFT的快速互相关定位算法,最后介绍了定位结果自动筛选算法和偏振控制算法在DSP中的实现方法。第五章搭建了系统实验平台,对系统定位原理和定位效果进行了实验验证。第六章对本论文进行总结,总结自己做出的工作,并针对研究的不足提出展望。

本文通过对基于双马赫-曾德尔干涉定位系统的研究,分析了互相关算法的选取,互相关函数参数、干涉信号、偏振衰落等因数对系统定位性能的影响,并提出了一些相应解决方法,提高了系统的定位精度和稳定性。最后在DSP中实现了互相关算法,并通过实验对系统定位性能进行了验证。

关键词: 分布式光纤; 入侵探测; 定位; 马赫-曾德尔干涉仪; 快速互相关; FFT

ABSTRACT

With the development of technology and society, the requiring of people's growing demand for security becomed higher and higher. Distributed fiber optic intrusion detection system is a new type of security technology based on optical fiber sensing technology. It has many outstanding advantages such as high sensitivity, long detection distance, low cost, corrosion resistance, integratable and immunity to electromagnetic interference, and so on. So it has widely application prospect in leak detection, perimeter security and other fields. Especially in the petroleum, chemical and other flammable and explosive environment, the traditional electronic security equipment are difficult to be in line with explosion-proof standard because the presence of spark. However, fiber-optic intrusion detection is anti-explosion because it's based on fiber-optic sensing technology. So it has more widely application prospect.

Distributed fiber optic intrusion detection technology is divided into reflective and interference-based. Dual Mach-Zehnder technology, as one of the interferometric distributed fiber optic sensing technology, has been pay more attention in interferometric distributed optical vibration sensors because it's more superior positioning performance and lower cost, but it's instability in the process of engineering applications. So this paper studied some key factors which impact the system positioning performance, and implemented it in embed-system. The specific articles were studied from the following aspects. The first chapter describes the research background and significance. Chapter II describes the dual Mach-Zehnder interferometer positioning principles, and details the principle of strike delay based on the cross-correlation algorithm. Chapter III analyzes the key factors which impact the system positioning performance. Firstly, comparing positioning results of three different cross-correlation algorithm, and concluded that the fast FFT-based correlation is the bes one. Secondly, analysis the impact of the original data length, sampling rate and interference signal correlation length to the system positioning performance, and analysis the relationship between the length of the selected cross-correlation coefficient and the length of the sensing fiber. Thirty, analysis the impact of system positioning stability about noise and the frequency of interference signal. And presents a positioning algorithm for automatic screening system to improve positioning accuracy and stability, Finally, analysis the impact of system positioning performance about polarization fading, and presents a polarization fading solution .

Chapter IV designed and achieved the dul-MZ positioning algorithm in DSP based on the theoretical of chapter III. Firstly, introduce the development platforms of and the general solutions of DSP software. Then detailed analysis the FFT algorithm principle, and implement the FFT-based fast positioning of cross-correlation algorithm on DSP. Finally presented the results of automatic filtering algorithm positioning and polarization control algorithm in the DSP. Chapter V build a experimental platform system and experimented on it. Chapter VI summarizes the thesis, summed up to make their own work and lack of research put forward for further work.

According to the research of positioning system based on double Mach-Zehnder interferometer. Analyzing the key factor wich impact the system performance, such as the selection of cross-correlation algorithm, the parameters of cross-correlation function, interfering signals, polarization fading and so on, and proposed some methods to improve the positioning performance of the system. Finally, implements the cross-correlation algorithm on DSP and verifies the system by positioning performance base on the experiments.

Keywords: Distributed Optica Fiber, Intrusion Detection, Location , Mach-Zehnder Interferometer, Fast cross-correlation, FFT

第1章 绪论

1.1 课题研究的背景及意义

随着经济、社会的高速发展,人们的安全需求变得越来越大,尤其是在大型基础设施领域,比如像机场、输油管道、监狱、通信电缆等,安全形势非常严峻,非法入侵事件也在急剧增加。由于科学技术的发展,入侵的手段变得越来越隐蔽和高超,人们迫切需要一种新型入侵监测系统填补传统安防技术的不足。

机场作为一个客流集中,安全需求高的地方,近年来时常发生的机场入侵事件,2007年6月14日,英国《泰晤士报》报道在过去几个月里,利纳特机场的野兔突然间成倍增加,数量达到80至100只。2008年2月,英国伦敦西斯罗国际机场发生两次非法入侵跑道事件,致使部分跑道临时关闭。

在管道运输方面,由于其安全、经济、无污染等优点,在我国能源需求旺盛的背景下得到了飞速的发展。随着东北和环渤海石油管道、西气东输管道、中国到中亚的油气管道、中缅天然气管道、中俄石油管道等一大批油气管道的建成投入使用,我国油气管道的总长度已经超过10万公里。

油气管道的高速发展为国民经济做出了重大贡献,但其面临的安全形势不容乐观,偷油盗油、施工破坏、自然灾害等造成油气管道破坏屡见不鲜,且呈快速发展的态势。油气管道由于运输的是高压、易燃、易爆物质,所以一旦漏油不及时阻止,带来的不紧紧是财产损失,很可能造成大面积污染,给当地生态环境带来毁灭性的破坏。

2005年9月14日,广州珠江黄埔大桥S30合同施工过程中,引桥下的泥土发生移位,导致其下输油管道出现两处裂口,泄露5吨柴油。

2006年12月26日,尼日利亚拉各斯市,由于人为破坏输油管道偷盗石油引起大火,发生爆炸,造成200多人死亡。

2009年12月30日凌晨,陕西省华县,第三方施工破坏导致中石油地下输油管道发生泄漏,共泄露100多吨柴油,在渭河形成污染带,1月2日,污染水体由渭河进入黄河干流。3日三门峡水库河水被污染,油污一度流过大坝,对河南境内水质造成影响。

2011年9月12日,肯尼亚首都内罗毕市中心3英里处的输油管道泄漏引发了大火,输油管道发生泄漏时,当地居民试图趁机偷抢燃料,结果不幸陷入大火,造成了至少55人死亡。当地警察表示,事故原因可能是有人故意破坏管道以偷取燃料。

油管泄露给人们带来了巨大的财产损失,甚至夺走了很多无辜的生命。那些偷油的“油耗子”们却为了一己私利无视偷油带来的一切后果,并且他们的偷油手段也越来越隐蔽,不容易被察觉。在



图 1.1 偷油设备

沧州河间向石家庄炼油厂之间的原油输送管道（简称河石输油管线）深泽县息马段，有偷油贼在输油管道上打孔后，安装阀门、塑胶管等设备后夜间偷油，白天用泥土覆盖，如图 1.1 所示。

类似上述的各种入侵事故还有很多，而且会越来越多，如何进行有效的检测预防变得迫在眉睫，传统的安防技术如视频监控、人工巡视、电子围栏、红外对射等由于技术本身的缺陷，应用受到很大的局限性。比如视频监控、和人工巡视严重依赖工作人员素质和天气条件，光线很暗，就失去作用了；电子围栏和红外对射等技术，需要室外供电，受天气影响较大，且不适合长距离检测。

光纤传感技术是利用光纤对外界环境物理量变化进行检测，光纤振动传感技术是其中最具有代表性的技术之一，具有探测范围广、电绝缘性好、抗电磁干扰能力强、灵敏度高、耐腐蚀、功耗低、传感部分无需供电、几何形状方便等诸多优点，很好的弥补了传统安防技术的不足，是安防领域最具发展前景的技术之一。

目前市场上常见的光纤振动传感器主要用于周界安防，这些安防系统大多都是防区型的，每个防区可对入侵进行检测，但无法识别。对于较大的防区范围，需要划分成很多防区进行布防，每个防区还需要配套相应的有源设备与之匹配，随着防区数的增加，安防成本也会急剧上升。发生入侵时，也只能定位到某个防区，无法精确定位，明显增加了监控人员的工作负担。分布式光纤振动传感技术具有同时获取振动信息在传感光纤区域内随时间和空间的分布的能力，能够很好地满足当今社会日益增长的安防需求，在国防边境线、石油天然气管道、军事基地、飞机场等长距离安防领域极具应用前景。

1.2 分布式光纤振动传感技术国内外研究现状

光纤传感技术^[1-6]是 20 世纪 70 年代伴随光纤通信技术发展而迅速发展起来的，当光源发出的激光经过光纤时，光纤外界的环境因素如温度、压力、电磁场等物理量变化会引起光纤内光强度、相位和频率等的变化。光纤传感技术可以探测各种物理量，因而很快引起人们的重视，光纤传感测振动技术也很快被应用于振动入侵探测。

分布式光纤传感器^[7-8]是光纤传感器中最具发展潜力的发展方向之一，主要分为反射涉型和干射型两大类。反射型分布式光纤振动传感器利用光纤在外部扰动作用下产生的 Rayleigh^[9-11]、Raman^[12]、Brillouin^[13-16]等效应进行测量；干射型分布式光纤振动传感器利用各种形式的干涉装置把振动对干涉光路中光波的相位调制信号进行解调，从而得到被测参量信息。其中干涉型分布式光纤传感技术中又分为需要解调出干涉信号绝对相位和无需解调干涉信号绝对相位两种。

对于需要解调出干涉信号绝对相位的定位方法，我们需要分离两个变量：入侵行为作用在光纤上的应变 $\varepsilon(t)$ 引起的光相位变化 $\phi(t)$ 和作用位置 z 。通过两种干涉结构的干涉输出联立方程，消除 $\phi(t)$ 解出作用位置 z ，实现定位。常见的定位技术有双萨克纳克^[17-20]、萨克纳克和马赫-曾德尔^[21-22]、萨克纳克和迈克耳逊^[23]等。

对于无需解出干涉信号绝对相位的定位方法,根据两种干涉结构的干涉输出信号相关特性,通过求取干涉信号相位之间的时间延迟实现对入侵行为的定位。该方法在后续处理过程中无需求取绝对相位的大量微分、积分运算,实现较为简单。常见的定位技术有双马赫-曾德尔^[24-29]。

干涉型分布式光纤传感技术作为一种新型定位技术,具有灵敏度高、探测距离远、抗电磁干扰、成本低、耐腐蚀等多方面优点,在管道泄露检测、周界安全等领域极具应用前景。在以上干涉型分布式光纤传感技术中,双马赫-曾德尔型传感技术因其较优越的定位性能和较低的成本,更受关注。国际上已经制造出基于此项技术的成熟的产品,如澳大利亚的 FFT 公司和美国的 Optellios 公司的电子光纤围栏产品,探测距离达到 80km 以上,定位精度达到 10m;而 Fiber Sensys 公司制造的输油管道预警传感器,探测距离更是达到 130km。但国内的研究一直处于起步的阶段,1983 年才第一次召开光纤传感系统全国会议^[30]。目前我国在温度、压力、应变、振动等物理量的光纤检测领域进行了大量的研究,取得了一定的研究成果,但由于工业基础薄弱、工艺水平和相关技术水平落后,光纤传感技术水平与发达国家差距较为明显,在双马赫-曾德尔干涉定位技术领域,定位不稳定,缺乏可靠性。因此,本文着重在提高双马赫-曾德尔型传感系统定位性能的方法上展开研究,对该项定位技术的应用普及具有非常重大的现实意义。

1.3 本论文的主要工作

本论文分为六个部分。

第一部分:绪论。

第二部分:双马赫-曾德尔干涉技术及其传感原理。介绍了双马赫-曾德尔干涉技术的定位原理。同时,对基于互相关技术的定位算法进行了详细分析。

第三部分:基于互相关算法的定位性能研究。分析了影响互相关定位性能的一些关键因素,并提出了相应的改进方法,提高了系统的定位性能。

第四部分:双 MZ 干涉定位算法的 DSP 实现。在第三章互相关定位性能研究基础上,将双 MZ 定位的算法在 DSP 中进行设计实现。

第五部分:系统定位实验。利用设计好的双马赫曾德尔干涉定位仪搭建了系统实验平台,并进行了定位实验,实验结果很好的验证了所设计系统定位性能。

第六部分:总结与展望

第2章 双 MZ 干涉定位原理及系统组成

2.1 系统定位原理

2.1.1 光纤传感原理

光纤传感的基本原理是基于光纤的弹光效应，又称之为光弹效应。当光波在传感光纤中传播时，温度、压力、电场、磁场、转动、位移等外界因素作用于传感光纤，会直接或间接地引起光波的振幅、相位、波长、偏振态等特征参量发生变化，因此我们可以通过测量传感光纤中光的特征参量变化来确定光纤外部的环境变化。光纤传感原理示意图如图 2.1 所示。

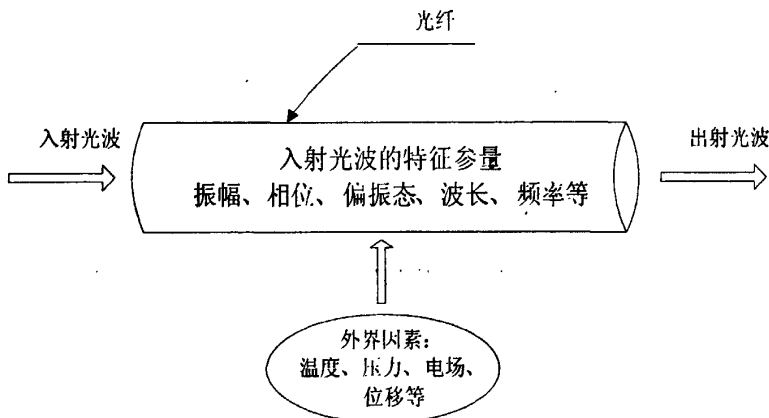


图 2.1 光纤传感原理

2.1.2 光纤入侵探测原理

光纤入侵探测利用的是光纤传感中的振动探测原理，当外界振动作用于传感光纤时，光纤内部传输的光信号相位会发生变化，由于相位变化信号不易检测，我们用干涉技术将其转换为光强变化，再用光电装换器件（PIN 管）对其检测。本系统采用的是一种典型的双束光纤干涉仪：马赫-曾德尔（Mach-Zehnder）光纤干涉仪^[7,31-32]（简称 MZ 光纤干涉仪），其原理如图 2.1 所示，相干光从激光器发出后，分别送入两个长度基本相同的单模光纤（即 M-Z 光纤干涉仪的两臂），其中一个为探测臂，另一个为参考臂。从两光纤输出的两束激光叠加后将产生干涉效应。实用 M-Z 光纤干涉仪由分光和合光两个光纤定向耦合器构成，是全光纤化的干涉仪，提高了抗干扰能力。

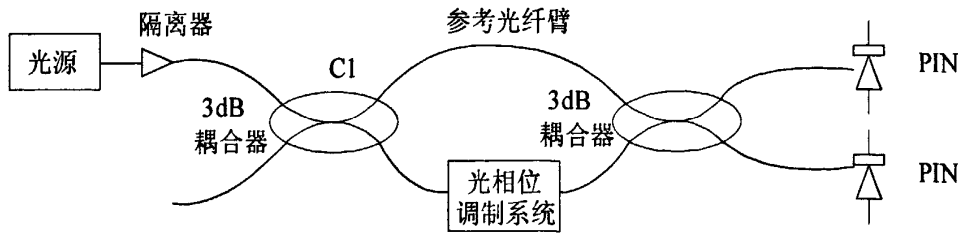


图 2.1 M-Z 光纤干涉仪原理

光源发出的光经耦合器 C1 分别送入探测臂和参考臂时，会在耦合器 C1 处发生反射，反射光射入激光器会产生很大的相位噪声，因此我们需要在光源耦合器 C1 处加入一个光纤隔离器，使得激光器光源单向通过，反射光被隔离。

为了方便分析两路 PIN 管的输出信号，我们忽略偏振效应，假设 m 为信号臂， r 为参考臂； E_0 是光源的电场矢量； τ_m 为光束从耦合器到参考端面，并反射回耦合器所需时间， τ_r 为光束从耦合器到待测物理端面，并反射回耦合器所需时间； ϕ_m 为光束从耦合器到待测物理端面，并反射回耦合器所需相位延迟， ϕ_r 为光束从耦合器到参考端面，并反射回耦合器所需相位延迟； K 表示耦合器分束比， K_t 表示直接传输部分， K_c 表示耦合传输部分。

我们由双束干涉原理^[29,33]可知，两个 PIN 干涉输出分别为：

$$E_1 = k_{2c} \exp(i\phi_r) k_{1c} E_0(\tau_r) + k_{2t} \exp(i\phi_m) k_{1t} E_0(\tau_m)$$

$$E_2 = k_{2t} \exp(i\phi_r) k_{1c} E_0(\tau_r) + k_{2c} \exp(i\phi_m) k_{1t} E_0(\tau_m)$$

将光源电场矢量表示转换为光强表示，两个 PIN 干涉输出分别为：

$$I_1 = I_0 [1 - V \cos(\phi_m + \phi_r)]$$

$$I_2 = I_0 [1 - V \cos(\phi_m + \phi_r)]$$

其中 $I_0 = E_0^2(\tau_m) = E_0^2(\tau_r) = E_0(\tau_m) E_0(\tau_r)$ ，表示进入光纤的光强； V 为干涉条纹对比度。

2.1.3 双 MZ 干涉定位原理

为了实现破坏行为的定位，我们利用马赫-曾德尔干涉仪原理构建了双马赫-曾德尔结构的干涉型分布式光纤传感系统，如图 2.2 所示：

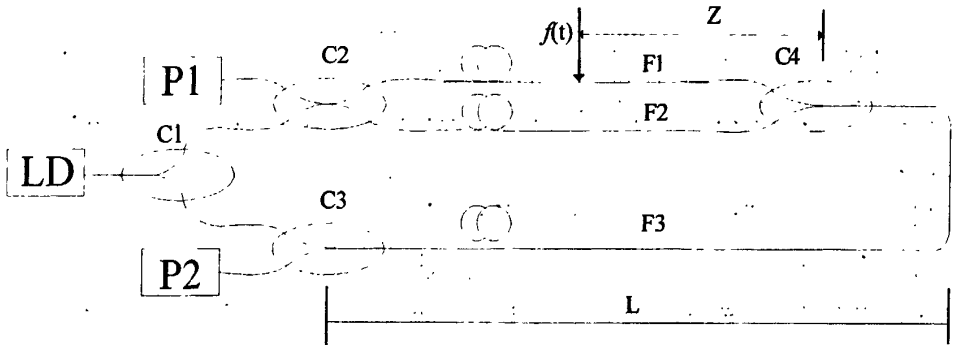


图 2.2 双马赫-曾德尔干涉仪分布式传感系统

在图 2.2 所示传感结构中，主要包括长相干光源 LD， 1×2 耦合器 C1、C3、C4， 2×2 耦合器 C2，传感光纤 F1、F2，传感光纤 F3 以及探测器 P1、P2。 $f(t)$ 为外界作用振动， z 为定位距离。LD 发出的激光经 C1 后分正反两路进行传输，当外界振动作用在传感光纤上时，两路信号分别在 C2、C3 上形成干涉，P1、P2 对其光强进行接收。

根据干涉理论，P1 和 P2 接收到的干涉光强分别为：

$$I_1 = \frac{1}{8} I_0 + \frac{1}{8} I_0 \cos((1-K)\Delta\phi(t - \tau_1)) \quad (2.1)$$

$$I_2 = \frac{1}{8} I_0 + \frac{1}{8} I_0 \cos\left[(1-K)\Delta\phi\left(t - \frac{n(L+z)}{c} + \pi\right)\right] \quad (2.2)$$

设

$$\begin{aligned} & \boxed{\text{光电控制}} \xrightarrow{\quad} \boxed{\text{激光}} \xrightarrow{\quad} \boxed{\text{光电保护}} \\ & \quad \quad \quad \boxed{\text{光电接收}} \end{aligned} \quad (2.3)$$

则式 (2.1) 式和式 (2.2) 式可表示为:

$$I_1 = \frac{1}{8} I_0 + \frac{1}{8} I_0 \cos(\Delta\phi_L + (1-K)\Delta\phi(t-\tau_1)) \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} & \text{光信号} \rightarrow \boxed{\text{光电探测器}} \rightarrow \text{电信号} \rightarrow \boxed{\text{I/V转换}} \rightarrow \text{电压信号} \rightarrow \boxed{\text{放大电路}} \\ & \quad \quad \quad \boxed{\text{处理器}} \rightarrow \text{数字信号} \rightarrow \boxed{\text{A/D转换器}} \rightarrow \boxed{\text{带通滤波器}} \end{aligned} \quad (2.5)$$

上两式去掉直流项可得:

$$I_1' = \frac{1}{8} I_0 \cos((1-K)\Delta\phi(t-\tau_1)) \quad (2.6)$$

$$I_2' = -\frac{1}{8} I_0 \cos((1-K)\Delta\phi(t-\tau_2)) \quad (2.7)$$

将式 (2.7) 式取相反数, 可得:

$$I_{1r} = \frac{1}{8} I_0 \cos((1-K)\Delta\phi(t-\tau_1)) \quad (2.8)$$

$$I_{2r} = \frac{1}{8} I_0 \cos((1-K)\Delta\phi(t-\tau_2)) \quad (2.9)$$

式 (2.8) 和式 (2.9) 信号为同一外界振动引起的正反两路干涉信号, 因此 I_{1r} 和 I_{2r} 为具有一定延时的互相关信号。设延时差为 $\Delta\tau$, 可得:

$$\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1 = \frac{n(2z)}{c} \quad (2.10)$$

由于延时 $\Delta\tau$ 是由于入侵信号沿正反两路传输的路程差决定的, 考虑到路程差为 $2z$, 光在光纤中的速度为 c/n , 可得:

$$z = \frac{c \cdot \Delta\tau}{2n} \quad (2.11)$$

其中, n 为光纤折射率、 c 为真空中的光速。从 (2.11) 式可以看出, 定位距离 z 仅是信号时延差 $\Delta\tau$ 的函数。所以求出两路信号的时延差 $\Delta\tau$, 就可求出定位距离 z 。

2.1.4 互相关定位算法原理

2.1.4.1 相关系数

在实际工作中, 我们经常需要比较两个信号波形是否相识, 我们习惯从直观上比较波形的起伏变化情况, 可以看出下图 2.3 中的两幅图波形起伏不一样, 明显不相似; 图 2.4 中的两幅图振幅不一样, 但形状相似, 因为图 2.4 中两幅图虽然振幅不一样, 若将 y_n 放大 α 倍, 则 x_n 与 y_n 波形起伏变化基本相同, 所以说 x_n 与 y_n 是相似的。

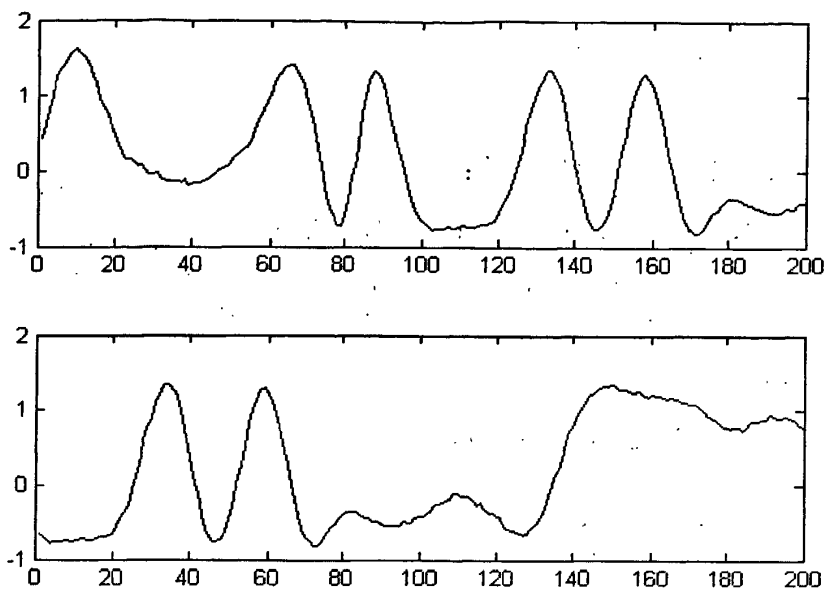


图 2.3 不相识的图形（上图为 x_n ，下图为 y_n ）

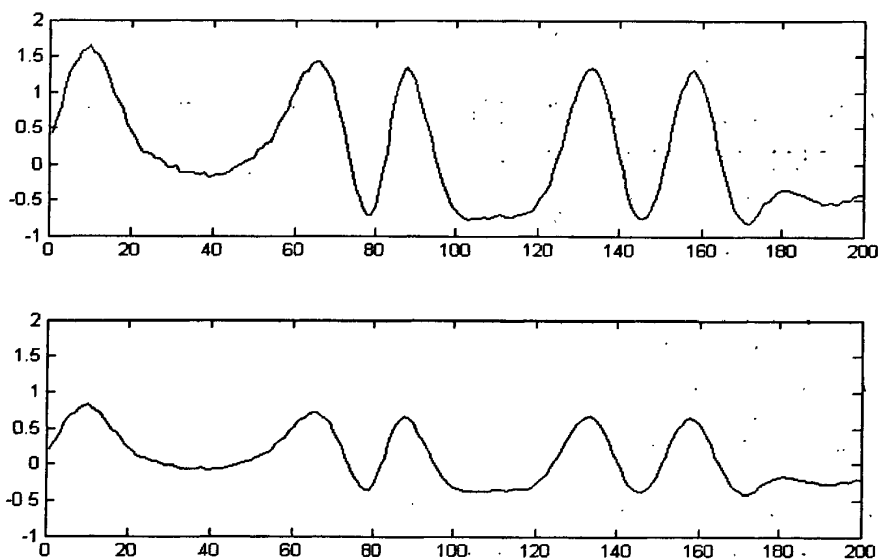


图 2.4 相识的图形（上图为 x_n ，下图为 y_n ）

从上面的分析可以看出，只要某个取适当的数 α ，就可以使 x_n 与 αy_n ($N_1 \leq n \leq N_2$) 相接近。数学上为了定量的衡量两个波形间的相似性，通常采用误差能量法，即考虑误差能量

$$Q = \frac{1}{N_2 - N_1 + 1} \sum_{n=N_1}^{N_2} (X_n - \alpha y_n)^2 \quad (2.12)$$

当 α 取某个值，使 Q 的值达到最小时， x_n 与 αy_n 相似程度最高。要求 Q 的最小值，即求 α 使 $\frac{dQ}{d\alpha} = 0$ ，也即：

$$\begin{aligned}
 \frac{dQ}{d\alpha} &= \frac{1}{N_2 - N_1 + 1} \sum_{n=N_1}^{N_2} 2(x_n - \alpha y_n)^2 (-y_n) \\
 &= \frac{-2}{N_2 - N_1 + 1} \left(\sum_{n=N_1}^{N_2} x_n y_n - \alpha \sum_{n=N_1}^{N_2} y_n^2 \right) = 0,
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

解得

$$\alpha = \frac{\sum_{n=N_1}^{N_2} x_n y_n}{\sum_{n=N_1}^{N_2} y_n^2} \tag{2.14}$$

将式 (2.14) 代入式 (2.12) 可得到误差能量

$$Q = \frac{1}{N_2 - N_1 + 1} \left(\sum_{n=N_1}^{N_2} x_n^2 - \frac{\left(\sum_{n=N_1}^{N_2} x_n y_n \right)^2}{\sum_{n=N_1}^{N_2} y_n^2} \right) \tag{2.15}$$

由此可得相对误差能量为：

$$\frac{Q}{\frac{1}{N_2 - N_1 + 1} \sum_{n=N_1}^{N_2} x_n^2} = 1 - \rho_{xy}^2(N_1, N_2) \tag{2.16}$$

其中

$$\rho_{xy}(N_1, N_2) = \frac{\sum_{n=N_1}^{N_2} x_n y_n}{\sqrt{\sum_{n=N_1}^{N_2} x_n^2 \sum_{n=N_1}^{N_2} y_n^2}}$$

由施瓦泽不等式知

$$\left| \sum_{n=N_1}^{N_2} x_n y_n \right| \leq \sqrt{\sum_{n=N_1}^{N_2} x_n^2 \sum_{n=N_1}^{N_2} y_n^2} \tag{2.17}$$

因此可得

$$|\rho_{xy}(N_1, N_2)| \leq 1$$

由相对能量误差公式 (2.16) 可知，当 $|\rho_{xy}(N_1, N_2)|$ 越近 1 时，相对误差能量越小， x_n 与 αy_n 也就越相似。当 $|\rho_{xy}(N_1, N_2)| = 1$ 时，相对误差能量 $Q = 0$ ，由式 2.12 可知， $x_n = \alpha y_n$ ，这说明 x_n 与 y_n 完全相似或者完全线性相关；当 $|\rho_{xy}(N_1, N_2)| = 0$ ，相对误差能量 $Q = 1$ ； x_n 与 y_n 完全不相似或线性无关。因此，可用 $\rho_{xy}(N_1, N_2)$ 作为衡量两个波形 x_n 与 y_n 在 $[N_1, N_2]$ 上的相似

性或线性相关性的一种度量，我们称

$$\rho_{xy} = \lim_{\substack{N_1 \rightarrow +\infty \\ N_2 \rightarrow +\infty}} \rho_{xy}(N_1, N_2) = \lim_{\substack{N_1 \rightarrow +\infty \\ N_2 \rightarrow +\infty}} \frac{\sum_{n=N_1}^{N_2} x_n y_n}{\sqrt{\sum_{n=N_1}^{N_2} x_n^2 \sum_{n=N_1}^{N_2} y_n^2}} \quad (2.17)$$

为 x_n 与 y_n 的相关系数

由于实际应用中信号 x_n 与 y_n 一般为有限能量信号，即 $\sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n^2 < +\infty$ ， $\sum_{n=-\infty}^{+\infty} y_n^2 < +\infty$ ，所以式 (2.17) 可化简为

$$\rho_{xy} = \frac{\sum_{n=N_1}^{N_2} x_n y_n}{\sqrt{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} y_n^2}} \quad (2.18)$$

由于 x_n 与 y_n 的能量往往是确定的，故式 (2.18) 相关系数 ρ_{xy} 的大小由

$$r_{xy} = \sum_{n=N_1}^{N_2} x_n y_n \quad (2.19)$$

决定， r_{xy} 也被称为 x_n 与 y_n 的相关系数，是衡量两个有限能量信号 x_n 与 y_n 相似性的一种度量。

2.1.4.2 相关函数

上面两个波形的相似性进行了讨论，在实际中，往往会遇到这种情况：两个波形 x_n 与 y_n 都是同一原因产生的，例如双马赫-曾德尔干涉的两路输出信号都是由同一外界扰动作用在光纤上引起的，但是他们传播路径不一致，所以接收到信号波形延迟时间是不同的。因此我们必须在时移中考虑两个信号的相似性。

对于式 2.19 所示的相关系数表达式，我们将 y_n 延迟时间 τ 变为 $y_{n-\tau}$ ，这时 x_n 与 y_n 相关系数转化为 x_n 与 $y_{n-\tau}$ 关于 y_n 的延迟时间 τ 的互相关函数

$$r_{xy}(\tau) = \lim_{N \rightarrow +\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n y_{n-\tau} \quad (2.20)$$

互相关函数 $r_{xy}(\tau)$ 的值反映了不同的延迟时间 τ 情况下 x_n 与 $y_{n-\tau}$ 的相关性。当 τ 取某个值 τ' 时，互相关函数 $r_{xy}(\tau)$ 的取得最大值，此时的 x_n 与 $y_{n-\tau}$ 最相关，若 x_n 与 y_n 是有同一原因产生，此时的 $r_{xy}(\tau)$ 最大值对应的 τ' 便反应了 x_n 与 y_n 在接收处的时延差。

2.1.4.3 互相关算法在双 MZ 干涉定位中应用

从 2.2 节中双马赫-曾德尔传感系统定位原理中可知，要求入侵定位距离 z ，即求两列相关信号的时延差 $\Delta\tau$ 。设 $I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 为外界振动作用后的正反两路干涉输出信号，由于这两列信号都是由同一个入侵引起的，因此他们是相关的，但传播路径不一样，所以接收是产生了

延时, 因此我们可以用前面的互相关理论^[30, 34-36]求取延时 $\Delta\tau$ 。考虑到实际应用过程中, 干涉仪输出会叠加噪声, 设 $n_1(t)$ 、 $n_2(t)$ 分别为叠加在 $I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 上的白噪声, 可得输出为:

$$x(t) = I_1(t) + n_1(t), \quad y(t) = I_2(t) + n_2(t) \quad (2.21)$$

将 $y(t)$ 反相, 对两路信号进行互相关计算, 其互相关系数为:

$$\begin{aligned} r_{xy}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T -x(t)y(t+\tau)dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T -[I_1(t) + n_1(t)][I_2(t+\tau) + n_2(t+\tau)]dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T -I_1(t)I_2(t+\tau) + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T -I_1(t)n_2(t+\tau) + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T -n_1(t)I_2(t+\tau) + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T -n_1(t)n_2(t+\tau) \\ &= -(r_{I_1 I_2} + r_{I_1 n_2} + r_{n_1 I_2} + r_{n_1 n_2}) \end{aligned} \quad (2.22)$$

由于白噪声信号与干涉信号 $I_1(t)$ 和 $I_2(t)$ 之间不相关, 白噪声信号之间也不相关, 积分后为零, 所以 $r_{I_1 n_2}$ 、 $r_{n_1 I_2}$ 、 $r_{n_1 n_2}$ 都等于零, 式 (2.22) 可简化为:

$$r_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T -I_1(t)I_2(t+\tau)dt \quad (2.23)$$

对于采样得到的数字信号, 式(2.23)变为求取相关序列

$$r_{xy}(m) = \frac{-1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_1(n)I_2(n+m) \quad (2.24)$$

求出 $R_{xy}(m)$ 中最大值对应的 m' 点后, 然后根据采样周期 T 可以得到两个信号之间的时延差 $\Delta\tau = m' \cdot T$ 。如图 2.5 所示, x_n 、 y_n 为 10.3km 处发生入侵时的两路双 MZ 干涉输出信号, 将其进行互相关运算后得到的互相关系数曲线如图 2.6 所示。

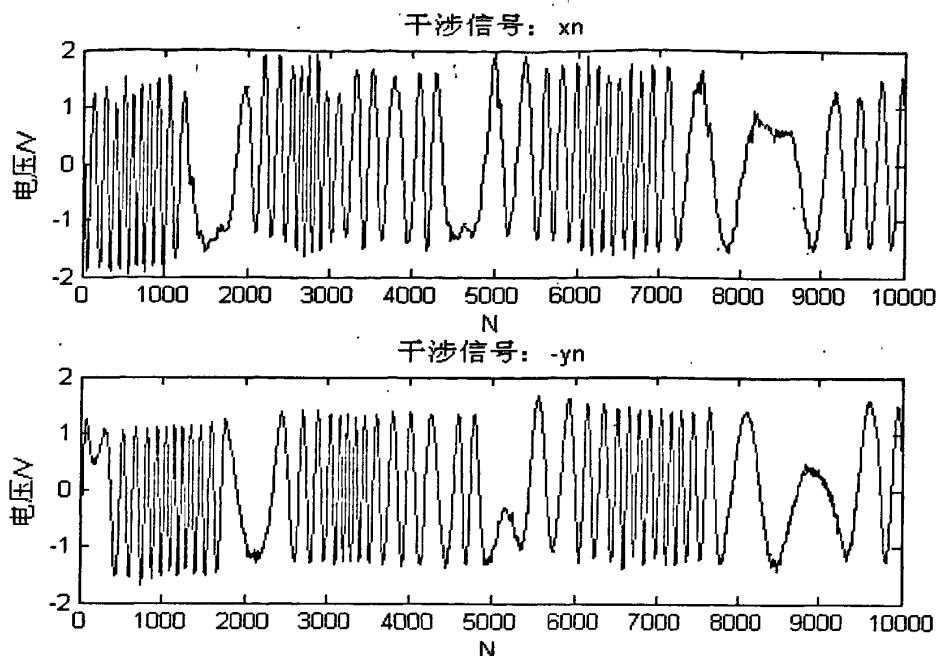
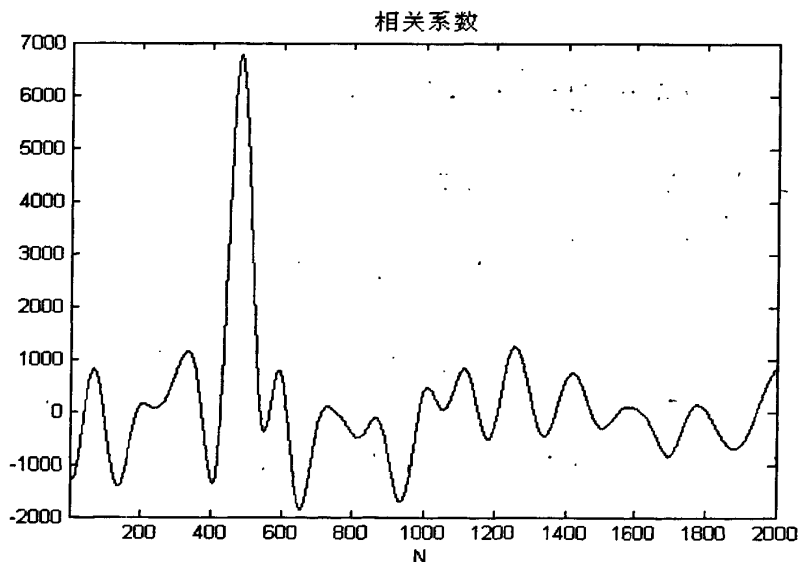
图 2.5 原始干涉数据 (上图: x_n , 下图: $-y_n$)

图 2.6 互相关系数曲线

从图 2.6 中可以看出 R_{xy} 对应的最大值点 m' 为 $1001-488=513$ 点 (最大值点距中点的距离), 由于原始数据的采样率为 5Mps, 所以 I_1 和 I_2 两路干涉信号的时延差 $\Delta\tau$ 为:

$$\Delta\tau = m' \cdot T = 102.6 \mu\text{s}$$

由于光速 c 为 $3.0 \times 10^8 \text{ m/s}$, 光纤的折射率为 1.5, 根据式 (2.11) 可求得定位距离 z 为:

$$z = \frac{c \cdot \Delta\tau}{2n} = 10260 \text{ m}$$

与实际入侵点 10.3km 很吻合。

2.2 系统组成

双马赫-增德尔型分布式光纤入侵探测系统, 主要分为光纤干涉子系统、嵌入式子系统和上位机软件子系统三部分, 其中嵌入式子系统又分为光源子系统、数据采集子系统和信号处理子系统。系统组成结构如图 2.7 所示,

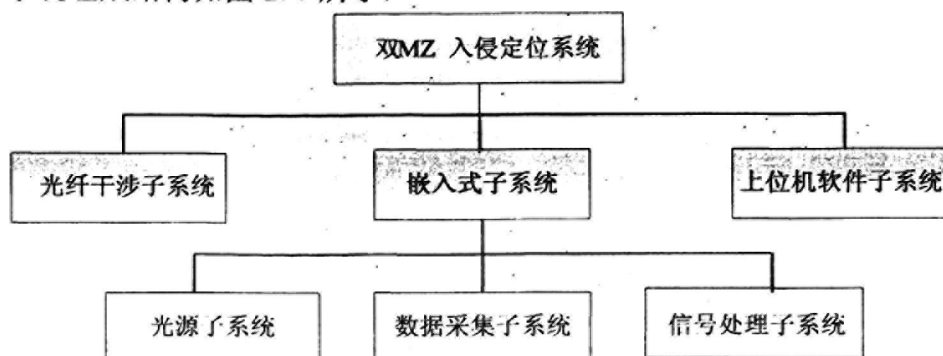


图 2.7 双 MZ 干涉定位系统组成

光纤干涉子系统负责完成对振动入侵型号的传感, 将振动信号转换为两路 MZ 光纤干涉信号输出, 其原理在 2.1.2 节中已经介绍过; 嵌入式系统是系统的核心部分, 光源子系统实现对激光器的光输出控制, 数据采集子系统实现对干涉信号采集, 信号处理子系统实现对入侵信号的定位算法处理; 上位机软件子系统主要负责提供入侵定位结果显示等人机交互界面。系统结构示意图如图 2.8 所示。

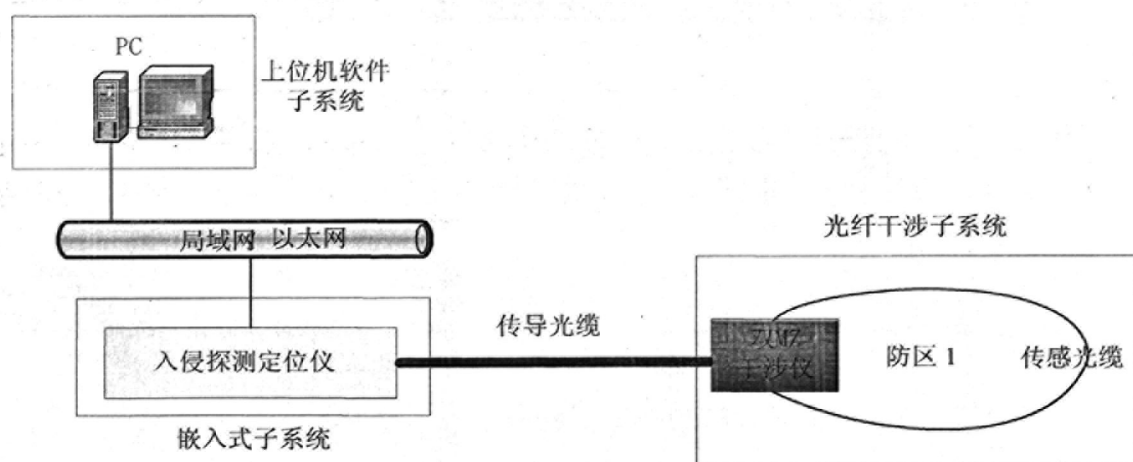


图 2.8 双 MZ 干涉定位系统结构示意图

2.2.1 光纤干涉子系统

光纤干涉子系统的基本原理为双马赫-曾德尔干涉定位原理, 具体见 2.1.2 节, 其结构主要分为传感光缆、干涉系统和传导光缆三部分, 如图 2.8 所示。激光器输出的激光经其中一路传感光纤传至双 MZ 干涉仪后, 分两个相反的方向传入传感光纤; 当外界振动作用于传感光缆时, 传感光缆中光信号的部分特性就会发生改变, 沿不同方向传播的光信号在双 MZ 干涉仪中发生干涉形成具有一定时延差的两路干涉信号; 然后分别经过两路传导光缆传至数据采集模块进行光电转换。

2.2.2 嵌入式子系统

在双马赫-增德尔型分布式光纤入侵探测系统中，嵌入式子系统采用的是常用的 DSP+FPGA 传输架构^[47-50]。双 MZ 干涉输出的正反两路干涉信号 CH1、CH2 经 PIN 管光电转化后转为电信号；信号调理电路将其转换为符合要求模拟电压信号；FPGA 通过控制 AD 采样将模拟电压信号转换为数字信号，发生入侵时，将两路同步采集的干涉信号传给 DSP 并触发 DSP 进行互相关定位；DSP 将 FPGA 采集到的两路干涉信号进行互相关定位等算法处理，并将定位结果通过以太网传给 PC 进行人机交互显示，同时控制报警电路进行声光报警。结构框图如图 2.9 所示。

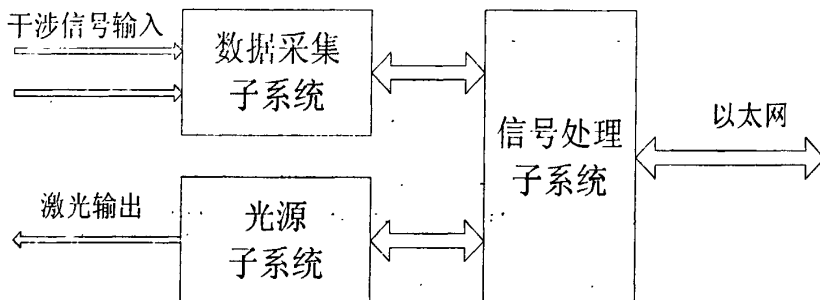


图 2.9 嵌入式系统结构框图

2.2.2.1 光源子系统

光源子系统负责向光源子系统提供稳定的光功率输出，主要由激光器、温控电路、流控电路和光源保护电路 4 部分组成，由 DSP 进行控制，如图 2.10 所示。激光器负责输出相干激光，分别送入光纤干涉系统的正反两路传感光纤。由于激光器是系统关键器件，也是最容易损坏的器件，所以必须设计可靠的电路来驱动和控制激光器的温度和电流。温控电路给激光器提供恒定温度的工作环境，流控电路给激光器提供恒流驱动使之输出恒定光功率，光源保护电路为激光器提供过温、过流保护。

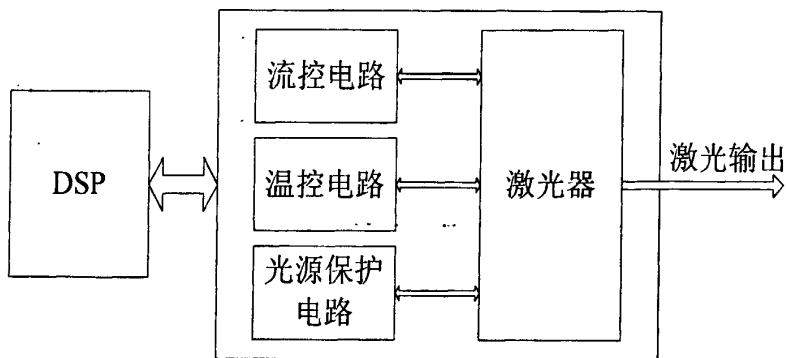


图 2.10 光源子系统

2.2.2.2 数据采集子系统

要实现对双 MZ 干涉信号的定位算法处理，首先要对干涉信号进行数据采集，其数据采集子系统由 FPGA 和信号调理电路两大部分组成，如图 2.11 所示。FPGA 为数据采集系统的控制核心，负责控制 AD 转换芯片对两路干涉信号进行同步高速采集、存储并传输给信号处理子系

统进行算法处理。在信号调理电路中，光电探测器（PIN 管）将两路干涉信号装换为电流信号；由于电流信号不易于检测，所以需将电流信号进行流压转换、放大、滤波等一系列预处理后转换为适合 AD 采样的模拟电压信号。

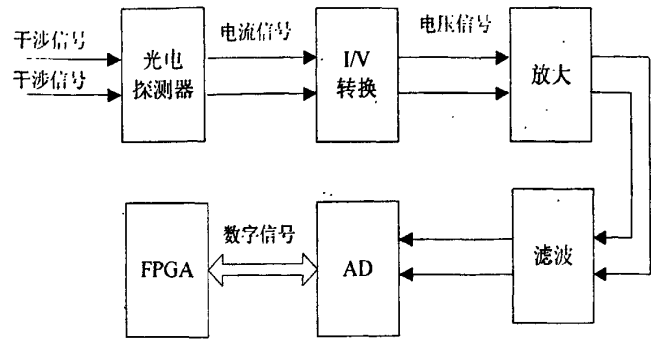


图 2.11 数据采集子系统

在数据采集子系统内部,FPGA 是核心控制芯片,采用的是 Altera 公司的 Cylonell EP2C20 芯片,该芯片具有低成本、低功耗、高密度、业界领先的性能等诸多优点,能够很好的满足我们的需求。FPGA 的主要任务可以概括为采集、处理和传输三大任务:其中采集是对光纤干涉信号进行采集,包括对 AD 采样芯片的时序控制、对内部双口 RAM 以及外部 RAM 的读写时序控制等;处理是对光纤传振动感数据进行算法处理,主要是入侵检测算法的实现;传输是指 FPGA 与 DSP 的数据交互。其内模块主要分为 DSP 接口模块、数据处理模块、采样控制模块、双口 RAM 控制模块、外部 RAM 控制模块以及主控模块几大模块,结构框图如图 2.12 所示。

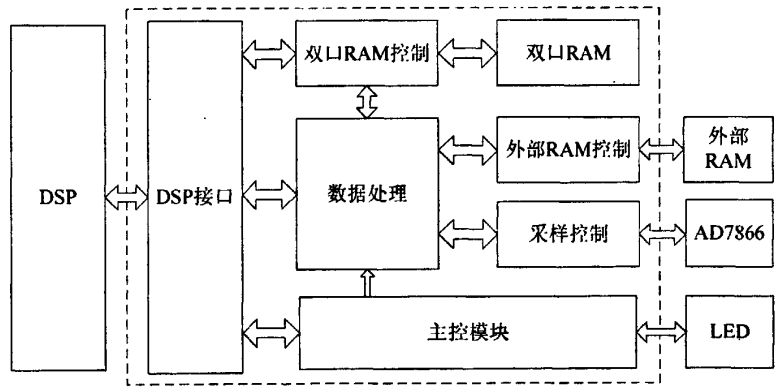


图 2.12 FPGA 内部结构（虚线框内部分）

在 FPGA 内部,DSP 接口模块会根据 DSP 地址总线和控制总线的变化,自动将 FPGA 内部相应的寄存器和模块挂在到数据总线上,实现 FPGA 与 DSP 间的数据传输。这种将 FPGA 与外界的通信接口全部封装在一个模块中的设计方式,便于设计维护。由于 FPGA 内部其他模块已经与外界隔离,所以修改时,通信接口无需调整;若外界通信接口需要做出调整,也只需修改 DSP 接口模块即可,无需调整内部各功能模块。

2.2.2.3 信号处理子系统

信号处理子系统以 DSP 为核心, 系统采用的 DSP28335 控制芯片, 实现与 FPGA 数据传输、定位算法处理、激光器驱动控制、报警输出、与上位机软件通信等功能, 如图 2.13 所示



图 2.13 信号处理子系统

2.2.3 上位机软件子系统

在上位机子系统中, 我们基于 .NET Framework 技术开发了双 MZ 光纤入侵定位软件, 软件使用 C# 语言编写, 采样 Windows 操作系统平台。C# 作为一款面向对象的组件导向的开发语言, 继承了 C/C++ 开发工具的强大功能, 是微软为 .NET Framework 量身定做的程序语言。C# 作为一种纯面向对象编程语言, 类似 C++, 但比 C++ 更简单易学, 且所有数据类型大小都固定, 拥有比 C、C++ 或 JAVA 更加广泛的数据类型, 去掉了 C 或 C++ 的指针操作的功能。所以, C# 语言无需对内存进行操作, 没有指针操作概念, 并且会对数据引用时越界进行检查, 所以在引用对象时将更加安全。

双 MZ 光纤入侵定位软件可以同时显示定位结果和两路双 MZ 原始干涉信号, 同时提供了友好的人机交互界面, 可以对下位机进行参数设置等操作, 其定位功能界面如图 2.8 所示。

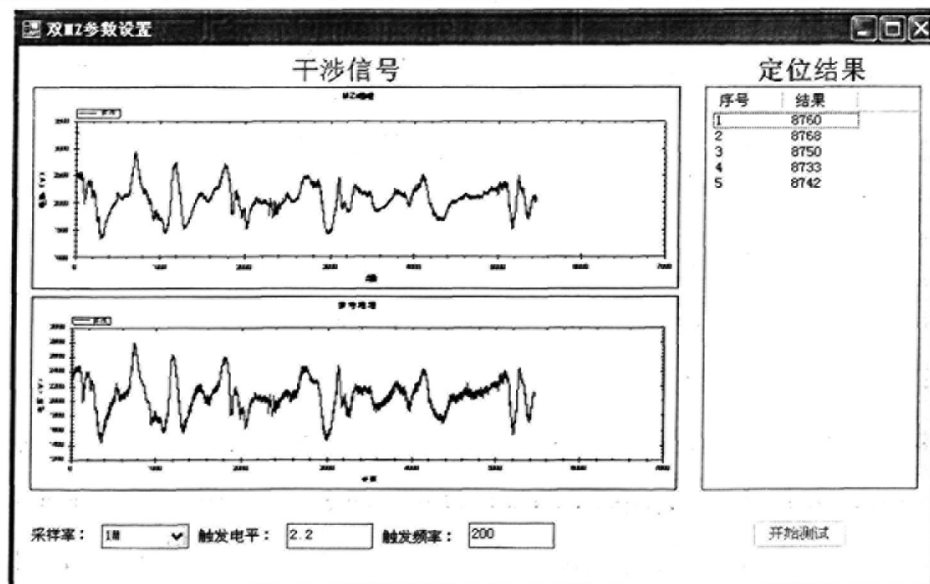


图 2.8 双 MZ 光纤入侵定位软件界面

第3章 基于互相关算法的定位性能研究

双马赫-曾德尔干涉定位技术是基于互相关算法进行定位的,其定位性能的考察指标主要有:定位的精度、稳定性、响应时间(实时性)、定位距离(监测范围)等。影响其定位性能的因素有很多,对于干涉信号的预处理方法会对互相关定位结果产生影响,不同的互相关算法对互相关定位性能的影响是不一样的,互相关参数的选取对定位性能有很大的影响,偏振衰落对定位性能也有很大的影响。本章将重点从互相关算法选取、互相关参数选取、干涉信号预处理方法以及偏振衰落控制等方面对互相关定位性能进行研究,并提出了相应的解决方法。

3.1 互相关算法的选取

3.1.1 直接互相关

直接互相关就是根据公式直接计算两路干涉信号的平均乘积,得到互相关系数,如图 3.1 所示。图中 $I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 为双 MZ 干涉定位系统的两路输出信号, $n_1(t)$ 、 $n_2(t)$ 为 $I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 在传输过程中引入的噪声。

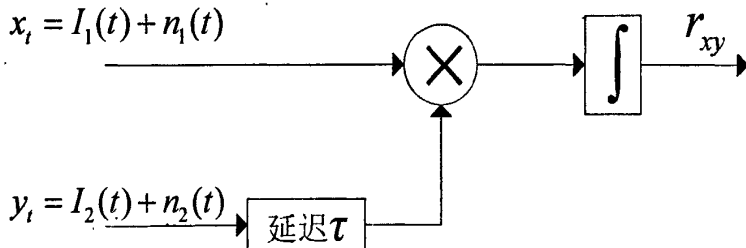


图 3.1 模拟互相关原理

对于采样得到的数字信号序列,进行互相关运算时,模拟乘法器相应换成数字乘法器进行点乘运算,积分器相应换成累加器,其原理如图 3.2 所示。

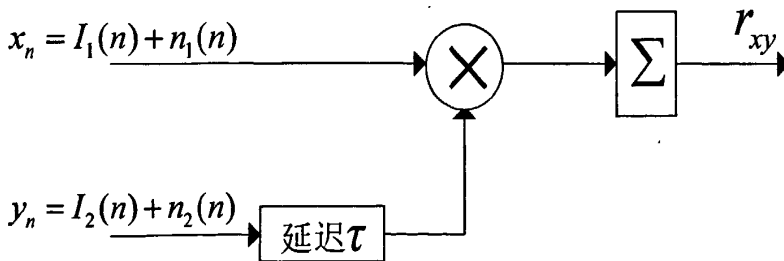


图 3.2 数字互相关原理

3.1.2 极化互相关

极化相关^[41-42]是将原始信号量化成 1 和 0,然后将量化后的信号再进行互相关运算。其原理如图 3.3 所示。

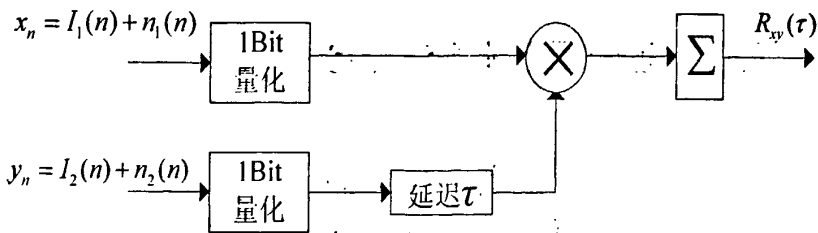


图 3.3 极化互相关原理

由 PIN 管采集到得干涉信号是一个交流信号，考虑到我们使用的 AD 采样范围为 0 到 4.096V，所以我们在电路对采集到的干涉信号叠加了一个 2.048V 的基准电压，因而最终采集到的干涉数据是在 2.048V 基准上波动，如图 3.4（上）所示。

采集到干涉数据后，对其量化的过程是：设置量化阈值电平为 2.048，当 $x(t)$ 大于量化阈值电平时，其量化后的信号为 1，当 $x(t)$ 小于量化阈值电平时，其量化后的信号为 0，量化后的信号如图 3.4（下）所示。

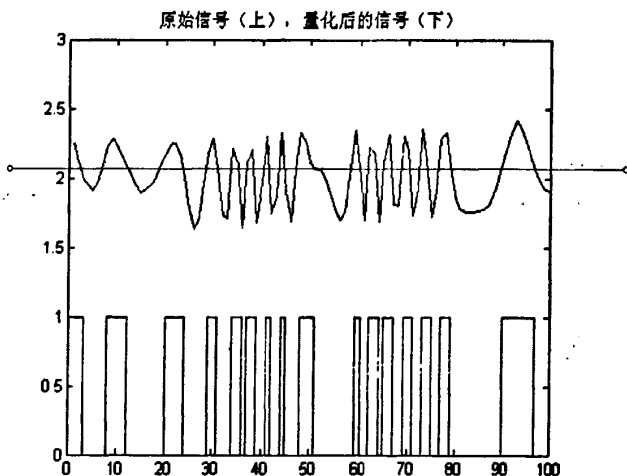


图 3.4 干涉信号量化（上：原始干涉数据，下：量化化后信号）

由于干涉信号上往往叠加了很多噪声，当信号幅度在量化阈值电平附近时，噪声反复穿越量化阈值电平，引起量化后的信号电平多次跳变，影响互相关定位结果。因此，我们在阈值电平的基础上设置了一个噪声限 V_m ，假设量化阈值电平为 V_t ：当信号大于 V_t+V_m 时被量化为“1”；小于 V_t 时被量化成“0”；在 V_t 与 V_t+V_m 之间时，量化信号保持原状态不变。

对于一位二进制信号相乘，在电路我们可以用一个同或门或者异或门就可以实现，由于同或门或者异或门输出的信号都是“0”或者“1”，图 3.3 中的累加器也可用计数器代替，简化后的极化互相关原理如图 3.5 所示。与直接互相关中多位浮点数据进行乘法运算相比，极化互相关极大地减少了互相关的计算量。

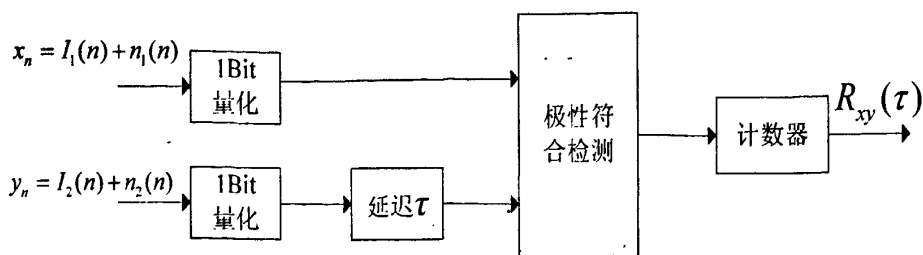


图 3.5 简化后的极化互相关原理

理论上，叠加在两路干涉信号的噪声相互独立、不相关的，极化互相关不会对相关函数的计算带来误差^[33]，但实际应用中，噪声与信号会有一定的相关性。因此，极化互相关会带来一定的误差。图 3.6 为双 MZ 干涉定位系统在 8.8km 处，采样率在 500kps 下的定位测试的数据，分别用直接互相关与极化互相关定位出来的结果。从实验结果上也可明显看出极化互相关定位的误差较大。

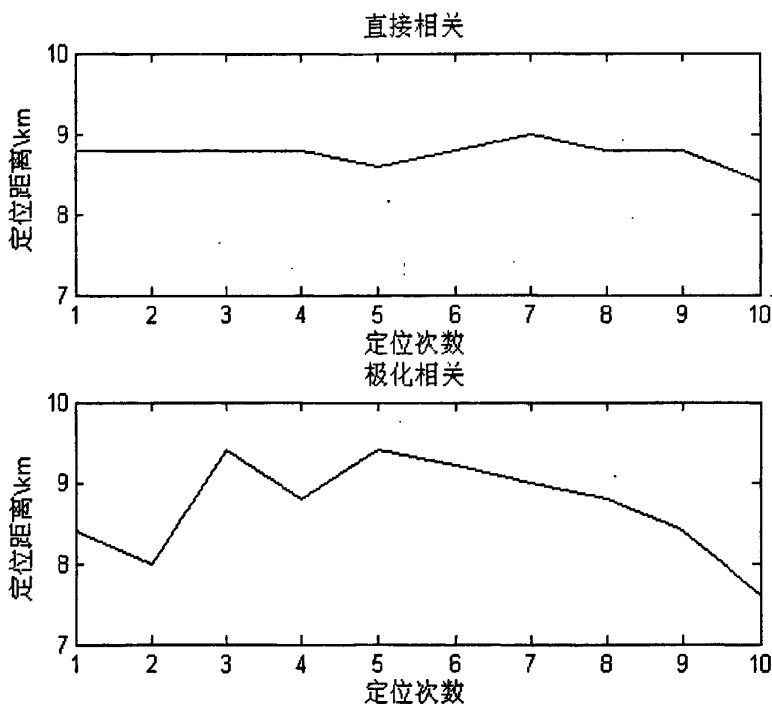


图 3.6 极化互相关与直接互相关定位精度对比

3.1.3 快速互相关

由互相关函数式 (2.20) 可知，互相关函数的计算实际上就是求取卷积的过程。根据数字信号处理的理论可知，时域卷积可以通过频域乘积进行快速计算。即两路干涉信号经 FFT 变换后转为频域信号，相乘后再经 IFFT 逆变换为时域信号，快速互相关^[43-45]原理如图 3.7 所示：

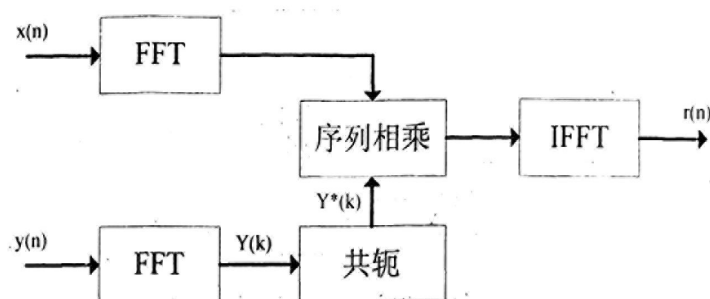


图 3.7 快速互相关原理

图中 x_n 、 y_n 为双 MZ 干涉输出信号，其长度均为 N 。利用 FFT 进行快速互相关的步骤如下：

- 1) 选择干涉信号序列长度 $N=2^k$ ， k 为正整数，获取长度为 N 的干涉信号序列 x_n 、 y_n 。
- 2) 将 x_n 、 y_n 序列补零拓展到长为 $L=2*N-1$ 的序列，得到 x'_n 、 y'_n 。
- 3) 对 x'_n 、 y'_n 进行 FFT 运算，得到有限离散频谱 X_m 、 Y_m 。

$$X_m = \text{FFT}(x'_n)。$$

$$Y_m = \text{FFT}(y'_n)。$$

- 4) 计算 $R_{xy}(m) = X_m \star Y_m$ 。

- 5) 对 $R_{xy}(m)$ 进行 IFFT 运算，得到互相关序列 $R_{xy}(m)$ 。

信号在做 FFT 运算时，将时域信号转为频域信号，转换过程中，信号或多或少地存在一些失真。点数 N 决定了频域分辨率的大小，显然点数越大，分辨率越大，信号失真越小，但计算量也就越大。习惯上我们做 FFT 运算时将频域点数保持和时域上时间点数一样多。为了验证快速互相关定位效果，我们在 10.3km 处采集了一组入侵信号的干涉数据，如图 3.8 所示。

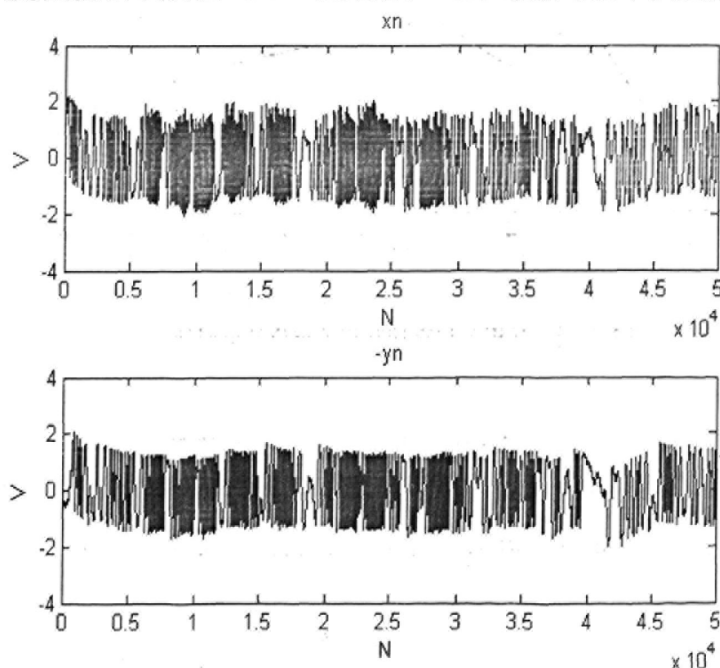


图 3.8 10.3km 处入侵时的干涉信号

图 3.8 所示的干涉信号，采样率为 5Mps，我们将其分为 5 组，每组长为 10000 点，分别用快速互相关和直接互相关算法进行定位，定位结果如表 3-1 所示。

表 3-1 直接互相关与快速互相关定位结果

相关峰位置	1	2	3	4	5
直接互相关	512	518	510	504	520
快速互相关	522	519	511	505	513

表中的定位结果为相关峰位置，由于信号采样率为 5Mps，根据式 (2.11) 将其换算为距离如图 3.9 所示：

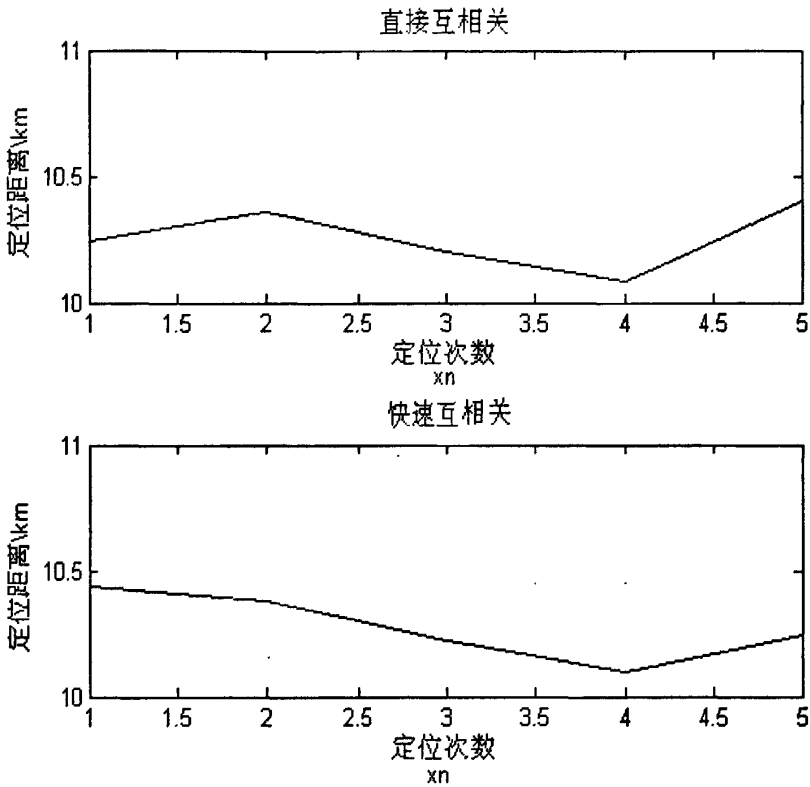


图 3.9 直接互相关与快速互相关定位精度对比

从图 3.9 中可以看出直接互相关与快速互相关定位精度相差无几，最大定位误差都在 220m 以内，所以我们可以忽略快速互相关对定位精度造成的影响。但从计算速度或者定位响应时间上看，快速互相关则明显具有优势。

由互相关函数式 (2.20) 可知直接互相关复杂度为 $O(N^2)$ ，快速互相关需要进行三次 FFT（两次 FFT 和一次 IFFT）运算，和一次复杂度为 $O(N)$ 的乘法运算，所以时间复杂度为 $O(N \cdot (\log_2 N)/2)$ 。为了比较两种互相关算法在不同点数 N 下的时间复杂度，我们作出了两种时间复杂度函数随 N 变化的曲线，如图 3.10 所示

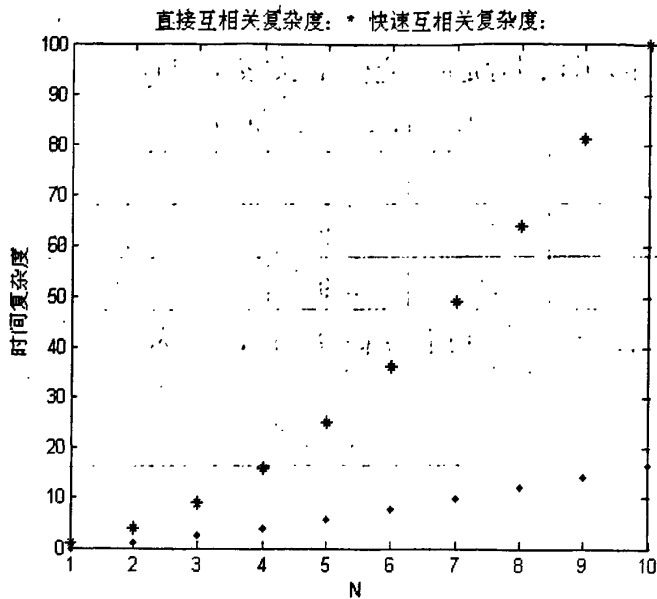


图 3.10 直接互相关与快速互相关复杂度对比

由图 3.10 可以看出随着 N 的增大，直接互相关的复杂度较快速互相关明显增大，为了更直观地比较二者的复杂度随 N 变化的关系，我们将直接互相关复杂度与快速互相关复杂度之比随 N 的变化做成曲线如图 3.11 所示：

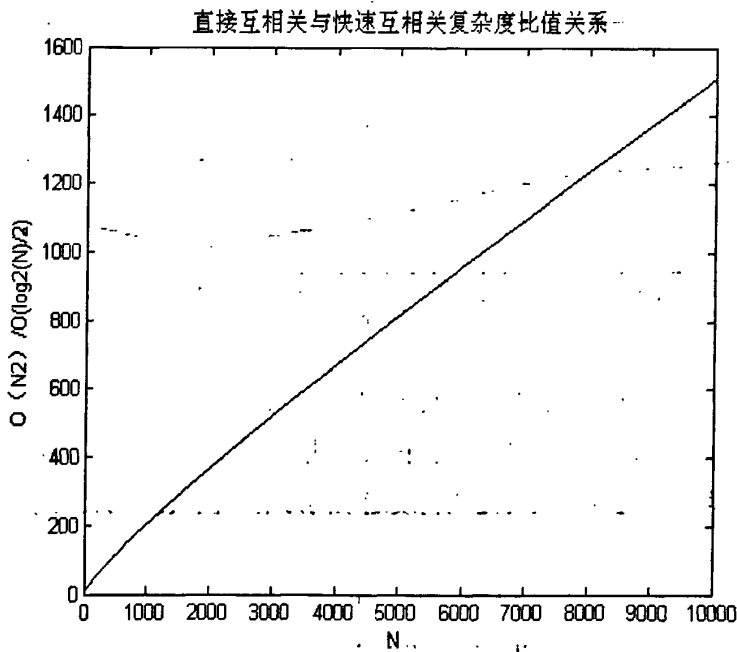


图 3.11 直接互相关与快速互相关复杂度比值关系

从图 3.11 可以看出随着互相关原始数据长度 N 的增加，直接互相关较快速互相关的复杂度也会成倍增加，当 N 为 10000 点时，二者的复杂度差已经达到 1500 倍。对同样的硬件资源来说，用快速互相关所需的时间只有直接互相关的 $1/1500$ ，为了让双 MZ 定位系统在有限的硬件资源上响应时间更短，我们有必要采用快速互相关代替普通互相关。

3.2 互相关参数对互相关定位性能的影响

3.2.1 采样率对互相关定位精度的影响

由 3.2.3 节中的式 (2.24) 可求出两路干涉信号的互相关函数 $r_{xy}(m)$, $r_{xy}(m)$ 最大值所对应的 m' 点代表的是两路信号最相关的时刻, 根据干涉信号的采样周期 T 可知, 两路信号的延时差为:

$$\Delta\tau = m' \cdot T$$

从延时差求取公式可知延时差 $\Delta\tau$ 的精度由两个因素决定: $r_{xy}(m)$ 的最大值所对应的 m' 点的量化误差以及采样周期 T 本身的误差。

3.2.1.1 采样周期 T 本身的误差

干涉信号的采样周期 T 由 AD 的采样频率决定, 其采样频率是受采集卡或者 MCU 内部时钟控制的, 产生误差的来源主要有两个: 一个是内部时钟控制时产生的误差, 一个是采样时产生的量化误差。由于现在的时钟控制技术已经能很好的保证内部时钟控制对采样周期 T 所产生的误差, 所以采样周期 T 的误差主要来自于量化误差。

3.2.1.2 相关峰 m' 点的量化误差

相关序列 m 的延时间 τ 是按采样周期 T 量化而来的, 其量化过程中必定会产生量化误差 ΔT 。其量化原理如图 3.12 所示。

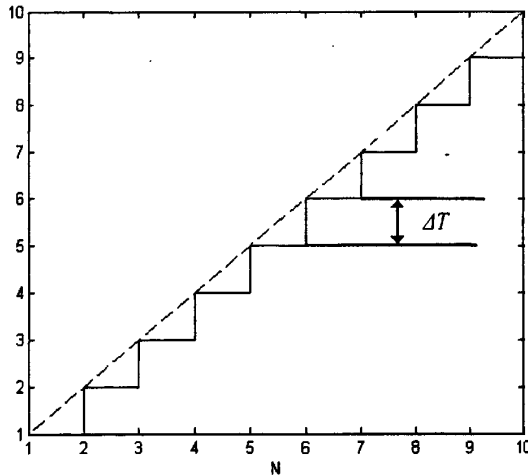


图 3.12 量化误差

当采样频率 f 确定后, 量采样周期 T 也就成了一个定值, 由量化的原理可知, m' 点求取过程中最大会产生 1 个点量化误差, 由采样周期产生的量化误差也就小于等于 T 。再根据式 (2.11) 可知采样周期 T 对定位产生的最大误差为:

$$\Delta T = T \cdot c / 2n = T \cdot c / 2n$$

采样周期 T 本身的误差可以忽略, 但采样周期的大小决定了量化误差的大小。由量化误差公式可知: 采样周期越大, 量化误差越大。系统在不同采样率下进行定位时产生的最大量化误差如图 3.13 所示。

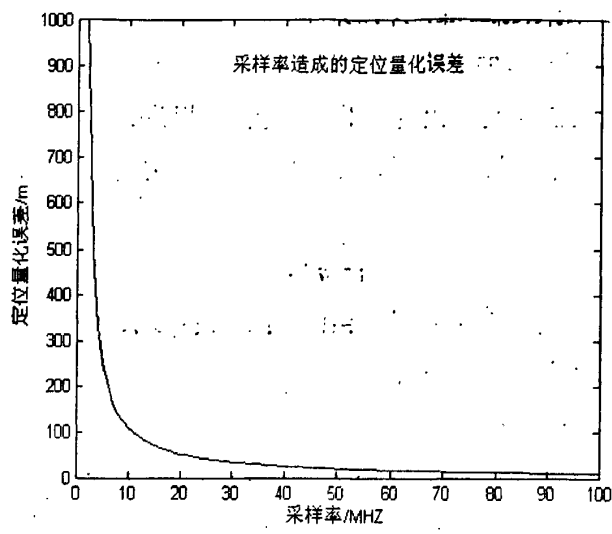
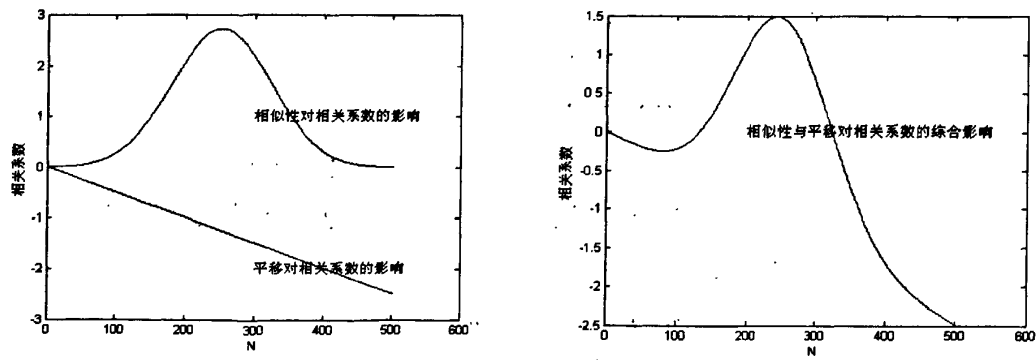


图 3.13 采样率对系统定位误差的影响

从上图中可以看出信号的采样率越大，对定位造成的量化误差越小，定位精度越高，但随着采样率的提高，同一特征信号采集到的信息量也会增加。例如，10ms 的振动信号在 500kps 采样率下，每通道的信息量为 5k；在 5Mps 采样率下的信息量为 50k，1k 代表 1k 个字，位宽由 AD 的采样精度决定。考虑到互相关运算的复杂度，在设计双 MZ 干涉系统采样率并不是越高越好，必须在硬件运算能力范围内选取合适的采样率。

3.2.2 互相关原始数据长度对互相关定位精度的影响

由互相关函数的求取公式可知，互相关函数的求取实际上是一个求取卷积的过程。用于卷积的干涉信号长度是有限的，而卷积本身是对两组序列移位相乘的一个过程，因此每移动一位，两组序列用于点乘的点数也就少一个。这样随着序列的平移，相关系数会减少；由相关函数表达式可知，随着序列平移过程中，信号的相似性增加，相互系数会增加。显然序列的平移与信号的相似性对相关系数的影响是一对矛盾的过程。波形相似性与平移对相关系数的影响如图 3.14 (a) 所示，当二者的影响叠加后，其综合影响如图 3.14 (b) 所示。

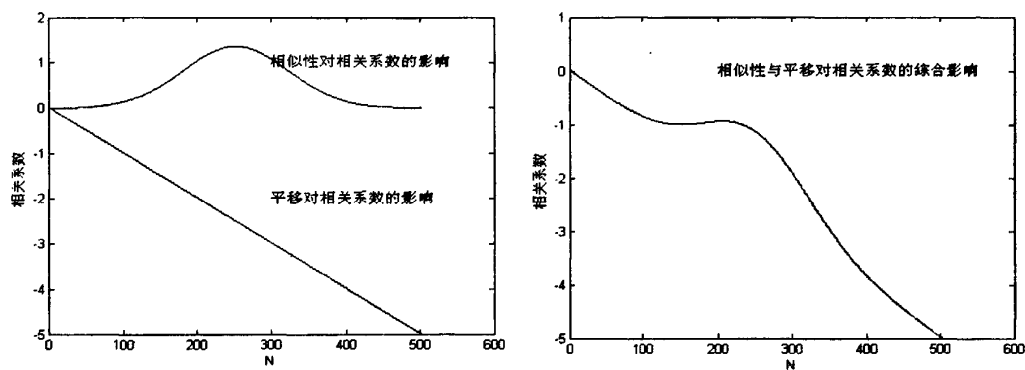


(a) 综合前的影响

(b) 综合后的影响

图 3.14 波形相似性与平移对相关系数的影响

从图中可以看出平移已经明显干扰了相似性引起的相关系数变化曲线，但还没有影响到相关峰的位置。当平移对相关系数的影响大于两个波形的相似性对相关系数的影响时，求取相关峰的位置就会出错，从而产生误定位。如图 3.15 所示，平移对相关系数的影响已经明显超过波形相似性对相关系数的影响，因而相关峰位置的求取也会出错。



(a) 综合前的影响

(b) 综合后的影响

图 3.15 波形相似性与平移对相关系数的影响

如果互相关原始数据的可供相乘的点数不够长，随着平移 m 的增加增加，能够相乘的点数占整个原始数据的点数比例太低，平移对互相关系数的影响也就越来越大，甚至可能对相关峰位置产生影响。因此，我们有必要增加互相关原始数据的长度，尽量减小因平移对互相关系数造成的影响。实际应用中，我们应保证在平移过程中，可供相乘的点数不小于互相关原始数据的 90%，例如，当我们的相关系数长度为 1000 点时，互相关原始数据应不小于 10000 点。

为了验证互相关原始数据长度对定位结果的影响，我们在采集了一组 10.3km 处的入侵干涉数据，数据长度为 50000 点，采样率为 5Mps。然后从采集到数据中选取 1000 点作为互相关原始数据进行互相关计算，之后将互相关原始数据长度每增加 1000 点做一次互相关运算，得到 50 组定位结果如表 3-2 所示。

表 3-2 不同原始数据长度下互相关定位结果

互相关原始 数据长度	定位结果（相关峰位置）				
	571	557	544	520	502
1000-5000					

6000-10000	500	515	524	520	512
11000-15000	515	519	518	515	513
16000-20000	514	516	518	518	518
21000-25000	517	518	520	517	515
26000-30000	516	515	516	517	517
31000-35000	517	517	517	516	516
36000-40000	517	516	517	517	517
41000-45000	517	517	517	516	516
46000-50000	516	517	517	516	516

将上表数据画成曲线如图 3.16 (a) 所示, 从图中可以看出, 随着互相关原始数据的增加, 互相关定位的误差会越来越小。由于入侵系统采样率为 5Mps, 根据公式可知每点代表实际距离 20m, 10.3km 处的入侵相当 515 点处, 从表 3-2 中可以看出当互相关原始数据长度大于 10000 点时, 误差已经小于等于 5 个点, 即 100m, 当互相关原始数据长度大于 25000 点时, 误差已经小于等于 2 个点, 即 40m。随着互相关原始数据的进一步增加, 误差不在减少; 此时的定位误差是可能由其他一些因素造成的, 例如光路噪声、电路噪声等。互相关定位误差随互相关原始数据长度曲线如图 3.16 (b) 所示。

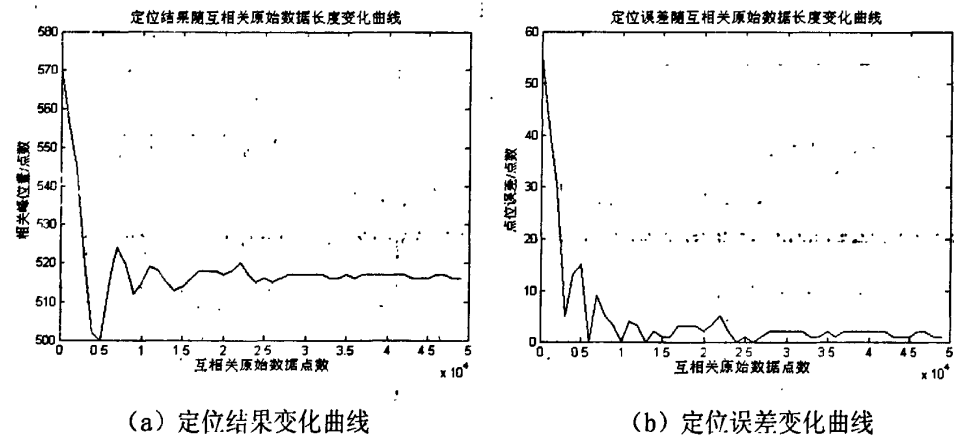


图 3.16 互相关原始数据长度对定精度的影响

3.2.3 相关系数长度对互相关定位距离的影响

在进行互相关运算时, 除了需要确定互相关原始数据的长度, 还要确定互相关输出的相关系数的长度。互相关运算结束后, 对相关系数进行峰值搜索, 峰值位置 m' 点代表的是定位距离。所以, 在相关系数长度的选取时, 必须保证相关峰在相关系数的长度以内, 才能正确定位出结果。

对于 2.2 节中图 2.2 所示的一个双马赫曾德尔干涉系统来说, 定位距离 z 是肯定小于等于于传感光纤长度 L 的。当系统的采样率和光纤的折射率确定后, 根据式 (2.11) 可知:

$$z = \frac{c \Delta \tau}{2n} = \frac{c m'}{2n f} \leq L \quad (3.1)$$

可求得

$$m' \leq \frac{2L n f}{c} \quad (3.2)$$

为了保证相关峰位置 m' 点在相关系数的长度以内, 相关系数长度必须大于 $2Ln f/c$ 。其中 L 为光纤长度, n 为光纤折射率, f 为信号采样率, c 为真空中的光速。若系统的采样率 f 为 5Mps, 光纤折射率为 1.5, 光纤长度为 20km 时, 根据式 (3.2) 可求得相关系数长度必须大于 1000 点。图 3.17 为 5Mps 采样率下, 10.3km 处发生入侵在不同相关系数长度下得到的相关系数。

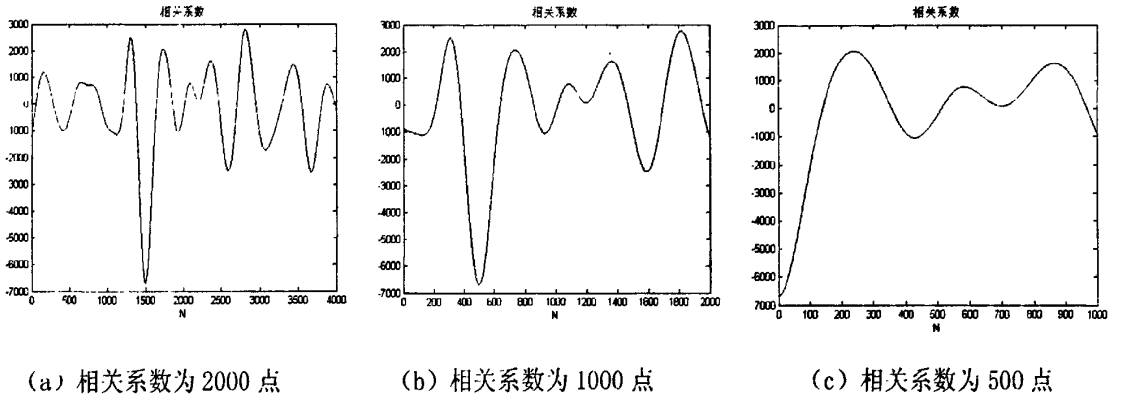


图 3.17 相关系数长度对定位结果的影响

在图 3.17 中, 定位距离为相关峰位置 (最小值位置到图像中点的距离), 由于系统的采样率为 5M, 1 个相关系数点代表 20m, 所以 10.3km 处的入侵, 相关峰位置与中点距离应为 515 点。从图中可以看出, 由于相关系数的长度只有 500 点, 相关峰位置已经超出图像范围, 所以会定位出错。当然, 互相关系数并不是越长越好, 相关系数越长, 计算量越大, 我们只要保证相关系数长度对应的实际距离略大于传感光纤长度即可。图 3.17 所测试的系统中, 20km 的光纤最大定位距离为 1000 点, 所以只要保证相关系数长度略大于 1000 点即可。

对快速互相关来说, 经 IFFT 运算后得到的相关系数长度是由 FFT 运算时的点数数决定的, 图 3.17 中的干涉信号原始数据长度为 10000 点, 做快速互相关运算时, 一般也做 10000 点 FFT 运算, 最终得到的相关系数长度也是 10000 点, 由于光纤长度小于 20km, 即 1000 点, 所以在相关系数中搜寻相关峰位置只需搜寻前后各 1000 个点就可以了, 中间 8000 个点可以去掉。当信号 x_n 延迟 y_n 时, 相关峰位置在前 1000 个点内, 当信号 y_n 延迟 x_n 时, 相关峰位置在后 1000 个点内。

3.3 干涉信号对互相关定位性能的影响

3.3.1 振动入侵信号提取

双马赫-曾德尔型分布式光纤入侵探测系统是基于互相关算法进行定位的, 但采集到两路干涉信号后并不能直接进行互相关运算, 因为干涉信号并不完全是由振动引起的。由光纤传感原理可知, 引起光信号特征参量变化的外部参量因素有很多, 在双 MZ 干涉定位系统中, 引

起干涉信号变化的外界物理量主要是温度和振动，图 3.18（上）振动入侵时采集到的干涉信号，此时干涉信号主要由温度和振动两个物理量变化同时引起。其信号波形明显分为慢变和快变两个部分，如图 3.18（中）和 3.18（下）所示。

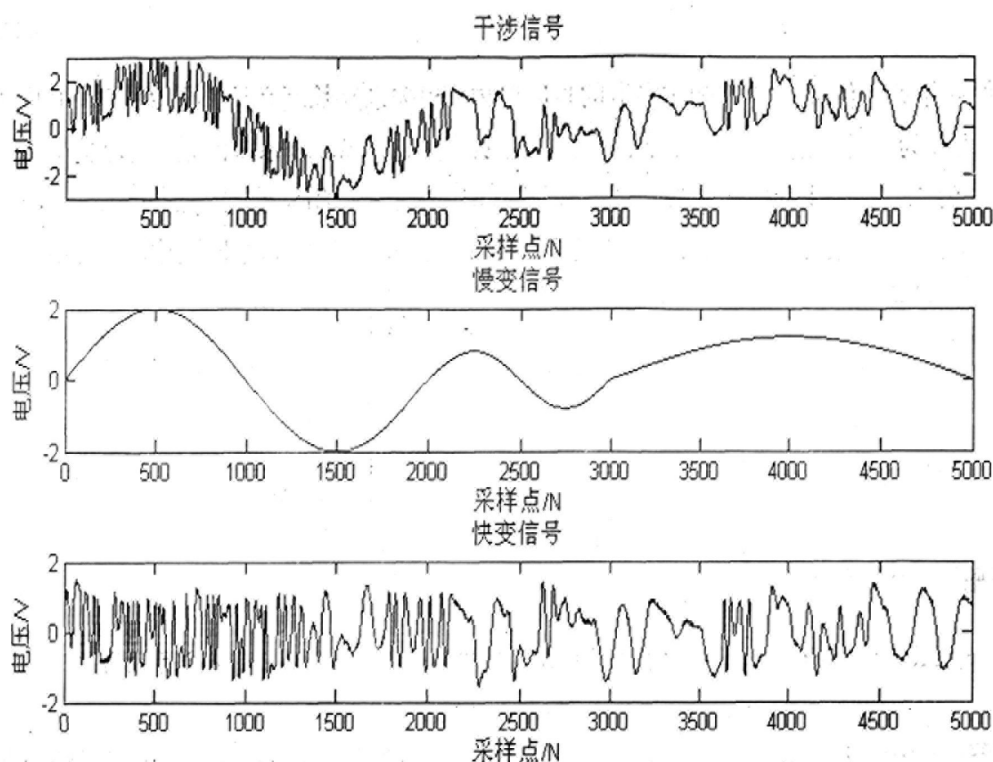


图 3.18 振动入侵干涉信号（上），慢变部分（中），快变部分（下）

慢变部分信号是主要由环境温度变化引起^[46]，而环境温度变化一般是很缓慢的，所以慢变部分信号频率非常低，一般只有几十赫兹甚至更低；快变部分信号主要是由振动引起的，入侵时的振动频率一般较高，所以快变部分频率较高，一般集中在 1kHz 到 100kHz 之间。由于二者频率差异特别明显，我们可以通过频带滤波的方法将温度变化引起的慢变信号滤除，剩下的就是振动入侵引起的干涉信号，如图 3.19 所示。

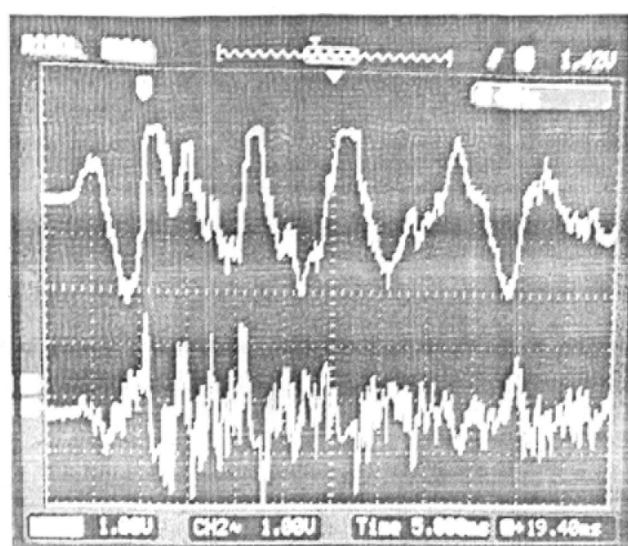


图 3.19 滤波前后的干涉信号：滤波前（上），滤波后（下）

图 3.19（上）为滤波前，光电转换器电流信号直接流压转换后的信号，从图中明显可以看出波形分慢变和快变两个部分，其慢变波形周期大约在 40ms-60ms，即 20Hz 左右的频率，经下限截止频率为 1k 的带通滤波后，其波形如图 3.19（下）所示，信号只剩下快变部分，为振动入侵干涉信号。

3.3.2 噪声对互相关定位性能的影响

由互相关原理可知，白噪声与信号、白噪声与白噪声之间理论上是不相关的，因此，互相关算法本身对噪声有很大的抑制能力。然而在实际工程应用过程中，噪声并不完全是白噪声，它受到光路、电路、环境等各方面影响，噪声与信号以及噪声与噪声之间多少存在一些相关性。这些非两路干涉信号间的相关性对系统的定位稳定型造成了很大的影响。噪声的大小通常是用信噪比来进行表示的。

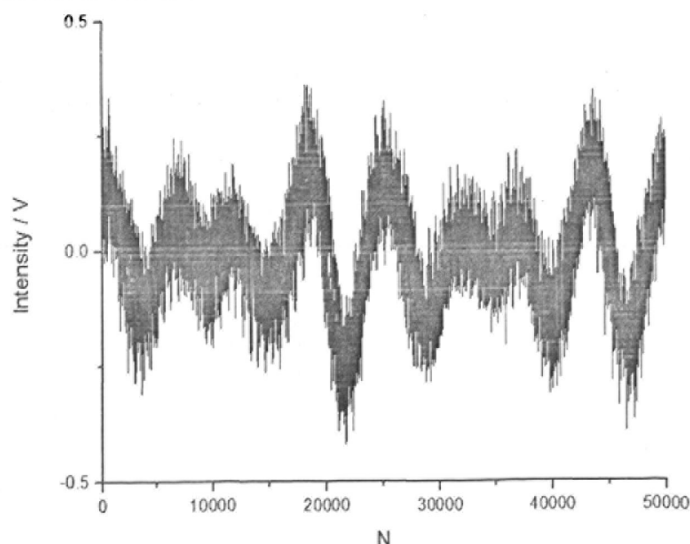


图 3.20 低信噪比干涉信号波形

图 3.20 为某性噪比较低的两路双 MZ 干涉信号,从图中可以看出,干涉信号幅度仅有 0.3V,信号非常微弱,信噪比仅有 2-3 倍,因此产生的定位偏差也比较大,达到了 5.2 千米。对于正常的入侵干涉信号,信噪比一般都可以达到 10 倍以上。因此,我们可以将信号采样时的触发电平阈值提高,滤除低性噪比干涉信号引起的误定位,达到提高互相关定位稳定性的目的。

3.3.3 干涉信号频率对互相关定位性能的影响

除了干涉信号的信噪比会对定位稳定性造成影响外,干涉信号的频率也会对互相关定位稳定性造成影响。图 3.21 为某频率较低的两路双 MZ 干涉信号,从图中可以看出干涉信号的频率非常低,只有几百赫兹,定位误差较大,偏差达到了 2.4 公里。其原因主要是因为信号频率涉及到信号空间分辨率,频率越低,信号空间分辨率越低,故定位精度越差。对于同一时长干涉信号,干涉信号频率越低,其包含的周期也就越短。例如,对于一个时间长度为 1ms 的干涉信号,若干涉信号频率为 10K,则有 10 个周期;若为 1k,则只有 1 个周期;若为 100HZ,则只有 0.1 个周期。互相关算法的原理是找出两个信号波形最相似的位置,当信号一个周期都不到时,信号本身包含的特征信息也比较少,进行互相关定位定位时,误报的可能性很大。

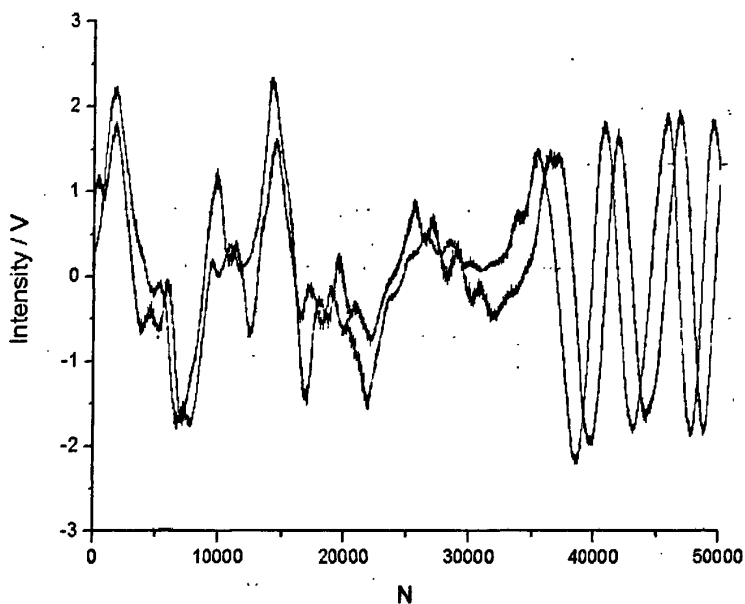


图 3.21 低频干涉信号波形

实际测量中,正常的入侵干涉信号频率一般在 10K 以上。因此,我们可以在干涉信号采样前加一带通滤波器,将低频信号滤除,从而滤除低频干涉信号对互相关定位稳定性的影响。

3.4 定位结果自动筛选算法

当系统的入侵检测机制检测到入侵后,会触发互相关算法模块进行定位运算。为了提高定位的稳定性和精度,常见的处理方法有两种:一是增加互相关所需的原始干涉信号长度;二是对同一入侵干涉信号截取多段后分别对每一段信号进行定位,再对多次定位的结果进行平均。

两种方法对提高互相关定位稳定性和精度有一定的帮助,但都有一些缺陷。对于采集到

干涉信号，可能会引入一些噪声，造成两路干涉信号有些时间段相似性较好，有些时间段相似不好。这样进行多次定位时，相似性不好的时间段的波形定位偏差较大，甚至是明显的误定位。对多次定位结果进行平均虽然在一定程度上会减小定位误差，但有些明显的误定位，偏差特别大，直接平均反而会给定位结果带来较大的偏差。增加互相关算法所需的原始干涉信号的长度，其实也相当于求更长一段时间波形的平均相似性，同样存在平均时，个别段信号波形不好给整体定位效果带来较大误差。

因此，我们考虑了一个算法，用来筛选掉偏离平均值较大的数据点，再进行平均，以增加定位精度。每组数据求得平均值后，我们通过设定一个偏离阈值，将数据偏离平均值的距离大于偏离阈值的点筛选掉，然后对剩余的点重新平均，通过控制筛选迭代次数和偏离阈值可以很好地提高定位精度。同时为了防止定位出错，当多次筛选时剔除掉的数据超过总数的一半时，提示定位失败。

为了验证该算法提高系统定位稳定性的定位精度的效果，我们用采集卡采集了光纤的七个不同空间位置（B-H 点）的七组双 MZ 干涉数据，测试点分布如图 3.22 所示。

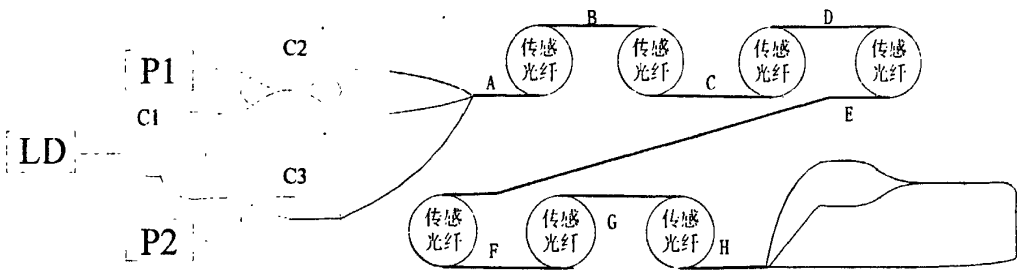


图 3.22 测试点分布

然后用采集卡采集 B-H 七个点的入侵干涉信号，每个测试点采集 30 组实验数据，采集好干涉数据后，在 matlab 中用互相关算法对其进行定位计算，得到的定位结果如图 3.23 所示。

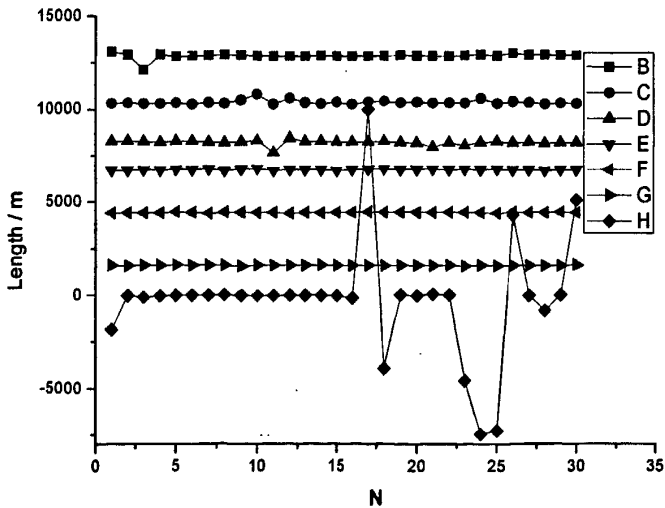


图 3.23 筛选前定位结果

图 3.25 所示所示的定位结果中，有些偏差非常大，明显是误定位，我们用定位结果自动

筛选算法对其进行处理,得到的定位结果如图 3.24 所示。处理时,该算法进行了两次迭代筛选:第一次筛选时偏离阈值为 2000m;第二次筛选时偏离阈值为 200m。

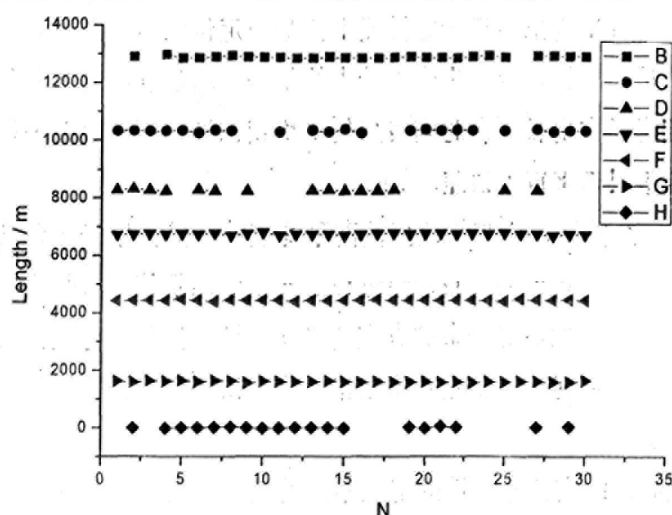
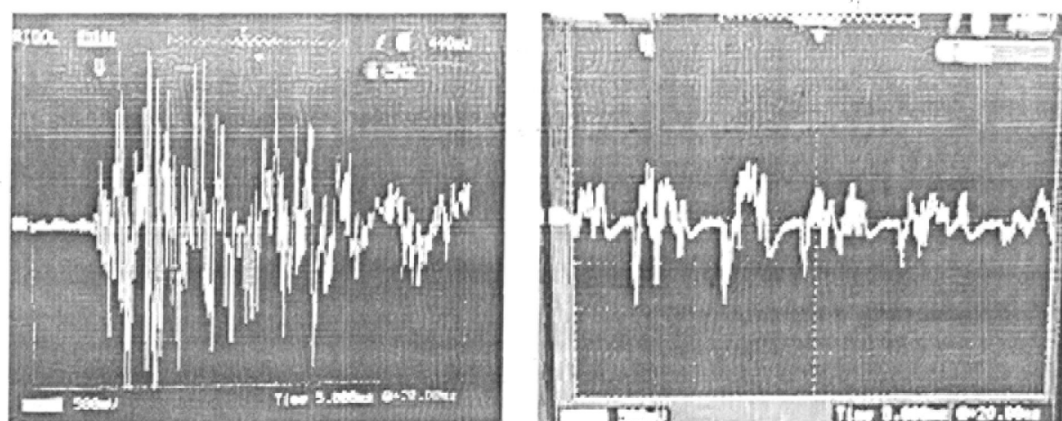


图 3.24 筛选处理后延迟距离曲线

从图 3.23 和图 3.24 的对比中可以看出:经筛选处理之后的图形平坦了许多,所有的定位偏差较大的点都被筛选。根据上述分析,经过定位结果自动筛选算法两次筛选后,每一组中得到的定位结果都在 200m 误差以内,偏离平均值 200m 以上的点都已经被筛选掉了,再对筛选后各组定位结果分别进行平均,其定位精度更高。

3.5 偏振衰落对互相关定位性能的影响

在双 MZ 干涉定位中,偏振衰落问题是一个技术难题。在实际应用过程中,由于光纤的扭曲、弯折、光纤折射率的分布不均匀、环境温度的变化等原因导致光波在单模光纤中产生双折射效应^[47],进而产生偏振态衰落现象^[48,49]。偏振态衰落会导致光信号的相位发生变化、使干涉条纹可见度降低,反应到电信号上,干涉信号电压变小,信噪比变低;如图 3.25 所示。



(a) 偏振衰落较小

(b) 偏振衰落较大

图 3.25 偏振衰落对干涉信号的影响

偏振态衰落导致干涉信号信噪比变低,甚至导致干涉信号消失,使得光纤传感灵敏度变低甚至无法检测。当一路或者两路干涉信号的信噪比太低时,互相关定位精度也就降下来了,

甚至有可能产生误定位。由于导致光纤偏振态衰落的因素，如光纤弯折、光纤折射率分布不均、环境温度变化等都是不可控的，所以偏振衰落问题是双 MZ 干涉定位中必须解决的一个问题。

常见的偏振衰落解决方法主要有三种：一是通过偏振控制技术，在两个光输入端（或两条传输光纤）接入偏振控制器，手动或自动控制系统的偏振态；二是采用分集检测消偏振衰落技术；三是采用保偏光纤传输抑制偏振衰落技术。

a) 机械偏振控制器偏振控制技术

由光纤双折射效应可知，光纤的扭曲、弯折等机械扰动会导致偏振态的变化^[50]，因此我们可以在光纤偏振衰落较大时，对光纤加入为的机械扰动，达到调整偏振态的目的。常见的偏振控制装置如图 3.26 所示。光纤绕在绕在三个波片上，通过转动光纤偏振控制器的三个波片实现对光纤偏振态的控制。

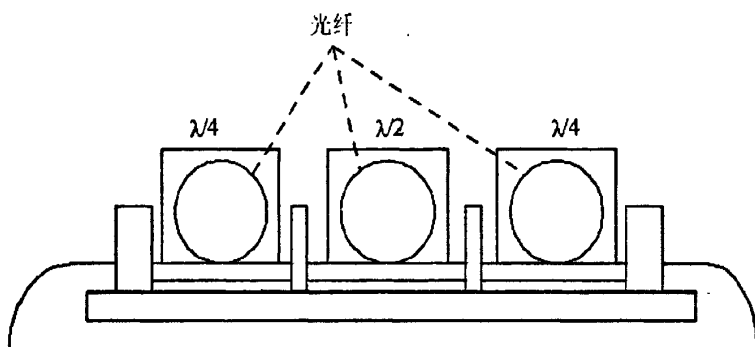


图 3.25 机械式偏振控制器

b) 分集检测消偏振衰落技术

PDR (Polarization Diversity Receive, 分集检测消偏振衰落技术)^[51,52]，最初在 1984 年被 N.J.Frigo 等人提出^[53]，其原理是将干涉仪输出信号通过透镜扩束到一个贴有均匀分隔的 n 个偏振膜，各偏振膜的偏振角度相差 $180^\circ/n$ 的检测器上，由 n 个检测器分别检测不同偏振态下的信号。这样， n 路检测信号经过某种叠加技术，系统总能检测到可见度不为零的干涉信号。如图 3.29 所示。

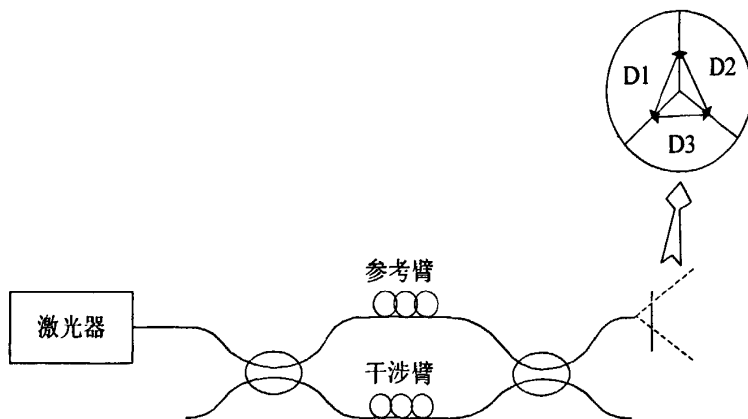


图 3.29 分集检测消偏振衰落技术原理图

c) 保偏光纤传输抑制偏振衰落技术

PMF (Polarization Maintaining Optical Fiber, 保偏光纤), 是一种在光在光纤传输过程中对线偏振光具有较将的保偏能力。保偏光纤在制造过程中, 通过人为引入线性双折射的方式, 使其本征双折射远远超过环境因素引起的双折射, 因此光在传输过程中, 偏振态可以保持。但这种光纤造价昂贵, 在实际工程中并不实用。

三种偏振衰落解决方案各有优缺点, 其优缺点对比图如下表所示。

表 4-1 各种偏振控制方案优缺点对比

偏振控制方案	是否自动控制	实现复杂程度	成本
机械偏振控制技术	手动	简单	低
分集检测技术	自动	复杂	低
保偏光纤	自动	简单	高

其中采用机械偏振控制技术, 实现简单, 成本也非常低, 但其需要手动调整, 工程应用不方便。因此, 在偏振控制技术上引入了一种自动控制技术, 通过步进电机对机械偏振控制器进行自动控制, 其原理如图 3.30 所示。

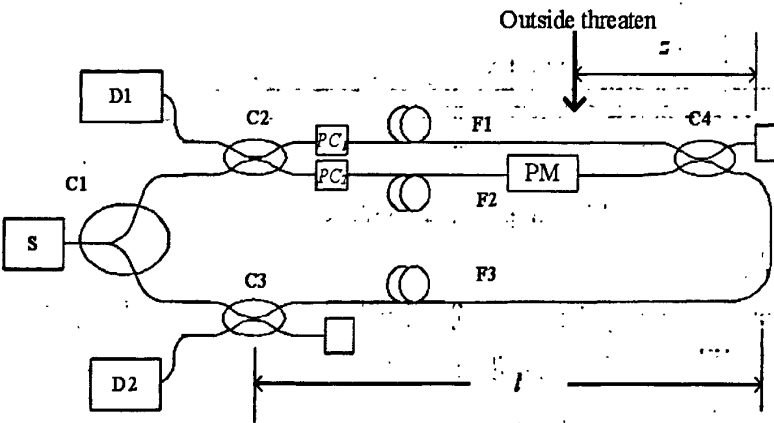


图 3.30 偏振控制方案原理图

图中 PC₁, PC₂ 是机械偏振控制器, PM 为相位调制器。相位调整器使用的是 PZT (Pb Zirconate Titanate) 相位调制器, 其原理是将光纤绕在中空圆柱形的压电陶瓷外围, 由于 PZT 的压电效应, MUC 可以通过该装置, 调节光纤的长度及折射率, 引起光纤中导光的相位变化, 达到用电信号调制光信号的目的。如图 3.31 所示。

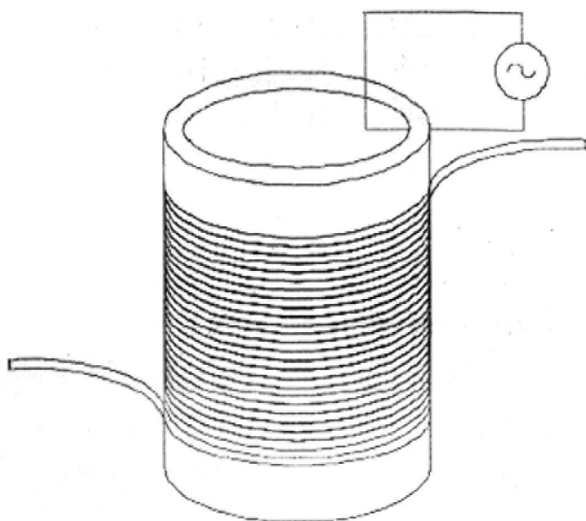


图 3.30 PZT 相位调制器

在工程实际应用过程中, 偏振态的变化往往是比较缓慢的, 因此我们可以每隔一段时间 (比如 1 个小时), 用压电陶瓷产生一组调制信号, 通过步进电机旋转一周调整偏振态位置, 并通过 PIN 管扫描调制信号的大小, 寻找到信号最强位置, 此时偏振态衰落最小。然后将步进电机调整至该位置, 便可消除偏振衰落对系统的影响。

第4章 双 MZ 干涉定位算法的 DSP 实现

4.1 DSP 软件开发平台介绍

4.1.1 DSP 概述

DSP (Digital Signal Processor), 全称为数字信号处理器⁵⁴⁻⁵⁷, 是一种特别适合于进行数字信号处理运算的处理器, 其主要应用是实现各种数字信号处理算法。由于 DSP 是专门用于进行高速数字信号处理的微处理器, 与通用的 CPU 和微控制器 (MCU) 相比, DSP 在结构设计上采用了许多专门的技术来提高处理运算速度, 主要表现在:

① 改进的哈佛结构

DSP 采用将程序空间和数据空间分开存储的哈佛结构, 并且将地址总线 and 数据总线分开, 使得可以并行的进行指令和数据的处理, 与传统的程序和数据共用一个存储空间的冯·诺依曼结构相比, 数据吞吐率增加了一倍。

② 专用硬件乘法器

在数字信号处理中, 乘法是 DSP 的主要操作之一。在 TMS320 系列中, 由于 DSP 具有专用的硬件乘法器, 乘法可以在一个指令周期内完成。这样可以大量降低计算时间。

③ 流水线技术

一条指令的执行分为取指、译码、取数、执行运算等多个步骤，需要若干个指令周期才能完成。流水线技术将每条指令的各个步骤重叠起来执行，而不是一条指令执行完成后，在继续执行下一条指令。这样，处理器可以并行处理几条指令，使每条指令处于流水线上的不同阶段，提高了处理器的处理能力。

④ 特殊的 DSP 指令

在 DSP 的指令系统中，设计了一些特殊的 DSP 指令，如 FIRS 和 LMS 指令，专门用于系数对称的 FIR 滤波器和 LMS 算法。

⑤ 快速指令周期

随着集成电路工艺的发展，DSP 广泛采用亚微米 CMOS 制造工艺，其运算速度越来越快。目前 DSP 指令周期已经达到 20ns 以下，有的甚至达到几个 ns。

基于 DSP 上述结构特点，可以看出其用于实现神经网络有着独特的优势。首先，神经网络是一种大规模、并行、分布式的信息处理系统，其学习过程需要进行多次样本计算迭代。DSP 特有的硬件乘法器使得神经网络权值的累加可以直接用一条单周期的乘累加指令来完成。它既具有远高于传统处理器的强大的计算能力又具有软件实现的通用优点。因此，用 DSP 实现神经控制可获得极高的性能价格比

大多数 DSP 使用哈佛结构(数据总线与地址总线分离)，指令和数据占用不同的存储空间和总线。由于这种双总线结构，DSP 能同时拾取指令和操作数，也使 DSP 的流水线操作得以实现。依据硬件结构，流水线由两级到六级，这极大的提高了指令和数据的传输速度，同时为了优化处理速度，重要的操作如乘累加、移位等功能在 DSP 中均由硬件实现。而在近期出现的浮点 DSP 上，更是通过独立单元，多总线设置，指令缓存双端口存储器的设置进一步提高了执行速度。DSP 的操作经优化后，大部分指令可在一个指令周期内完成。新的浮点 DSP 甚至能并行处理乘运算和 ALU 操作。一些特殊的指令，如块重复操作，更是减少了指令周期。

4.1.2 DSP 软件开发流程

对于一个 DSP 系统的开发，其设计流程主要分为 6 大部分：设计需求的确定、算法的研究与优化、DSP 芯片及外围芯片的选型、软硬件设计、系统仿真调试、系统集成测试。其流程如图所示

1) 需求分析

分析系统的功能、性能所要达到的设计指标、确定各模块设计任务，为系统的算法选择、器件选型以及软硬件设计提供依据。

2) 算法研究与优化

这一阶段的主要任务是根据设计任务确定系统的技术指标。首先应根据系统需求进行算法仿真和高级语言（如 MATLAB）模拟实现，通过仿真验证算法的正

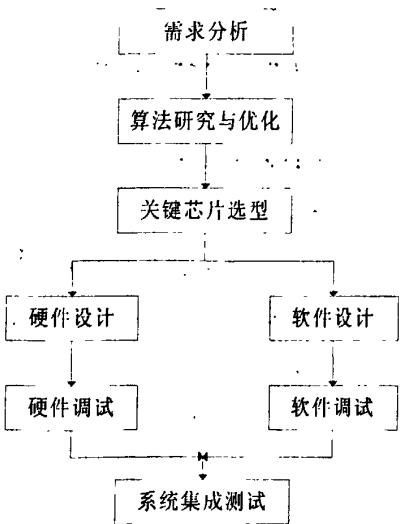


图 4.1 DSP 系统开发流程

确性、精度和效率，以确定最佳算法，并初步确定相应

参数。其次要考察算法的计算复杂度，核算算法需要的 DSP 处理能力，为 DSP 选型和 DSP 硬件设计提供依据。

3) DSP 芯片及外围芯片选型

根据算法的运算速度、运算精度和存储要求等参数指标选择 DSP 芯片及外围芯片满足设计需求。不同系列的 DSP 芯片使用的适用的领域也不一样，例如 TI 公司的 TMS320C28X 系列就特别适用于工业控制领域。

4) 软硬件设计

DSP 软硬件设计一般可以分为以下几个步骤：

- (1) 按照选定的算法和 DSP 芯片对系统的各项功能是用硬件实现还是软件实现进行初步分工。
- (2) 根据系统技术指标要求设计硬件电路，完成 DSP 芯片外围电路和其他电路（如采样、存储、控制、输入输出电路等）的设计。
- (3) 根据系统技术指标要求和所确定的硬件接口电路，编写相应的 DSP 程序，编程时可采用汇编语言或者高级语言进行设计，也可使用两种语言进行混合编程。

5) 系统仿真调试

系统仿真调试分为硬件调试和软件调试，硬件调试一般采用硬件仿真器进行，软件仿真调试一般借助于 DSP 开发工具（如软件模拟器、DSP 开发系统或仿真器）进行。系统仿真调试可以判断系统软硬件设计是否存在问题。若发现问题则进行相应的修改。

6) 系统集成测试

系统集成测试是指，在系统软硬件分别调试完成后，脱离开发系统直接应用系统上运行，评估是否完成设计目标的过程。

4.2 DSP 软件系统方案设计

4.2.1 DSP 硬件接口电路

本系统中 DSP 芯片采用的是 TI 公司的 32 位高性能浮点型 DSP 芯片 TMS320F28335，该芯片是 TMS320C28X^[54]系列浮点 DSP 控制器中最先进的一款。与以往的定点 DSP 相比，该芯片的精度高，成本低，功耗小，性能高，外设集成度高，数据以及程序存储量大，A/D 转换更精确快速。具有 150MHz 的高速处理能力，具备 32 位浮点处理单元，6 个 DMA 通道支持 ADC、McBSP 和 EMIF，有多达 18 路的 PWM 输出，其中有 6 路为 TI 特有的更高精度的 PWM 输出（HRPWM），12 位 16 通道 ADC。得益于其浮点运算单元，用户可快速编写控制算法而无需在处理小数操作上耗费过多的时间和精力，与前代 DSP 相比，平均性能提高 50%，并与定点 C28x 控制器软件兼容，从而简化软件开发，缩短开发周期，降低开发成本。

DSP 作为嵌入式系统的核心，其硬件接口电路主要有信号采样、激光器控制、通信、报警输出四大接口模块，如图 4.9 所示。信号采样模块主要是通过总线系统获取 FPGA 传输过来的光纤干涉信号；通信模块同时采用了以太网、RS485、USB 三种通信方式，丰富的通信接口很

好地满足了本系统与其他系统组成安防解决方案时的灵活性，激光器控制模块主要是对光源驱动电路进行恒温、恒流控制，为双马赫-曾德尔光纤干涉系统提供稳定的光功率输出；报警输出模块分为 LED 指示灯输出、开关量输出（继电器输出）和蜂鸣器输出三大类，当系统发生入侵或出现故障时，这些声光报警装置可以提供很好的人机交互信息。

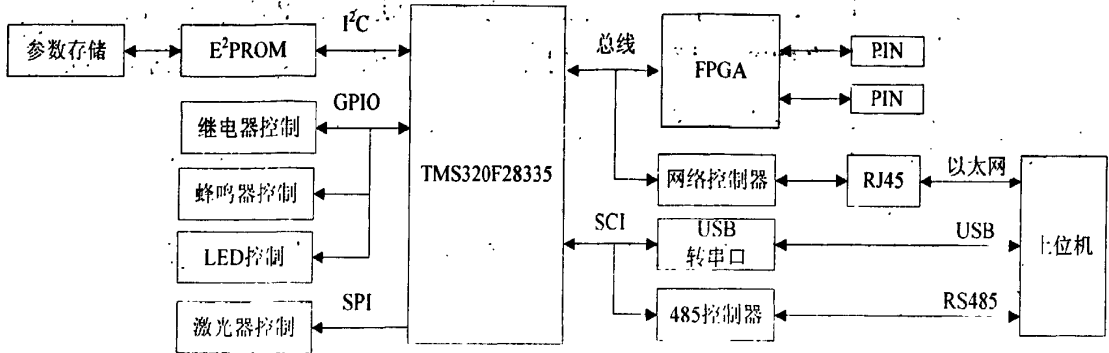


图 4.9 DSP 硬件接口电路

4.2.2 DSP 软件设计思想

在双马赫-曾德尔光纤干涉定位系统中，DSP 需要完成计算复杂度较高的互相关定位算法，同时还要实现通信、光源驱动控制、报警输出等很多任务，耗费的 CPU 资源非常多，若采用常规的前后台模式，对各模块控制进行轮询执行，无法保证通信模块的实时性，有可能会产生数据丢失的现象，且互相关定位的响应时间也可能会比较长。为确保通信的实时性及可靠性，并尽量缩短定位响应时间，在 MZ 定位系统的程序结构设计中，借鉴操作系统思想，采用事件触发机制，确保了数据传输的实时性。

在本系统的 DSP 软件结构设计中，将不同的控制对象划分为不同的任务，每个任务可看做一个进程，在系统运行过程中，根据系统的实时需求，在不同的进程之间进行切换。每个控制任务可执行与控制对象相关的多个事件（就好比操作系统每个进程又可细分为多个线程，多个线程共享一个进程的资源），一旦满足此事件的条件产生时，则触发任务管理器（虚拟操作系统内核）执行此事件，从而保证了控制的实时性。系统组主分为八大任务：

- 1) UDP 任务：主要负责下位机和上位机的通信控制。
- 2) LED 控制任务：主要负责 LED 指示灯的控制。
- 3) 系统自检任务：负责系统自检。
- 4) 系统运行控制任务：主要负责系统运行状态的控制。
- 5) 继电器控制任务：主要负责继电器状态的控制。
- 6) 激光器控制任务：主要负责激光器状态的控制。
- 7) 互相关定位任务：主要负责互相关算法模块的运行，对入侵进行定位。
- 8) 偏振控制任务：主要负责偏振衰落控制，定时检测、调整系统偏振衰落状态，减少偏振衰落。

DSP 程序在主循环中会对各个任务进行轮询，当发现某个任务满足执行条件时（相应任务标志位被置位），会进入该任务遍历其下的所有事件，并执行满足条件的事件（相应的事件标

志位被置位)，事件和任务执行完后会回到主程序原位置继续执行轮询操作。

4.2.3 DSP 软件架构

DSP 作为整个嵌入式系统的核心，对软件的可靠性具有较高的要求，同时也为了满足程序对可扩展性、可维护性的要求，DSP 软件采用模块化的设计思想，根据任务和功能的不同，将程序分层次、分模块进行设计。整个 DSP 软件从上到下依次分为应用层、模块组件层、项目级驱动层、芯片级驱动层四个层次。由于各层次、模块的程序代码封装相对独立，所以维护起来十分方便，具体模块划分如图 4.10 所示。

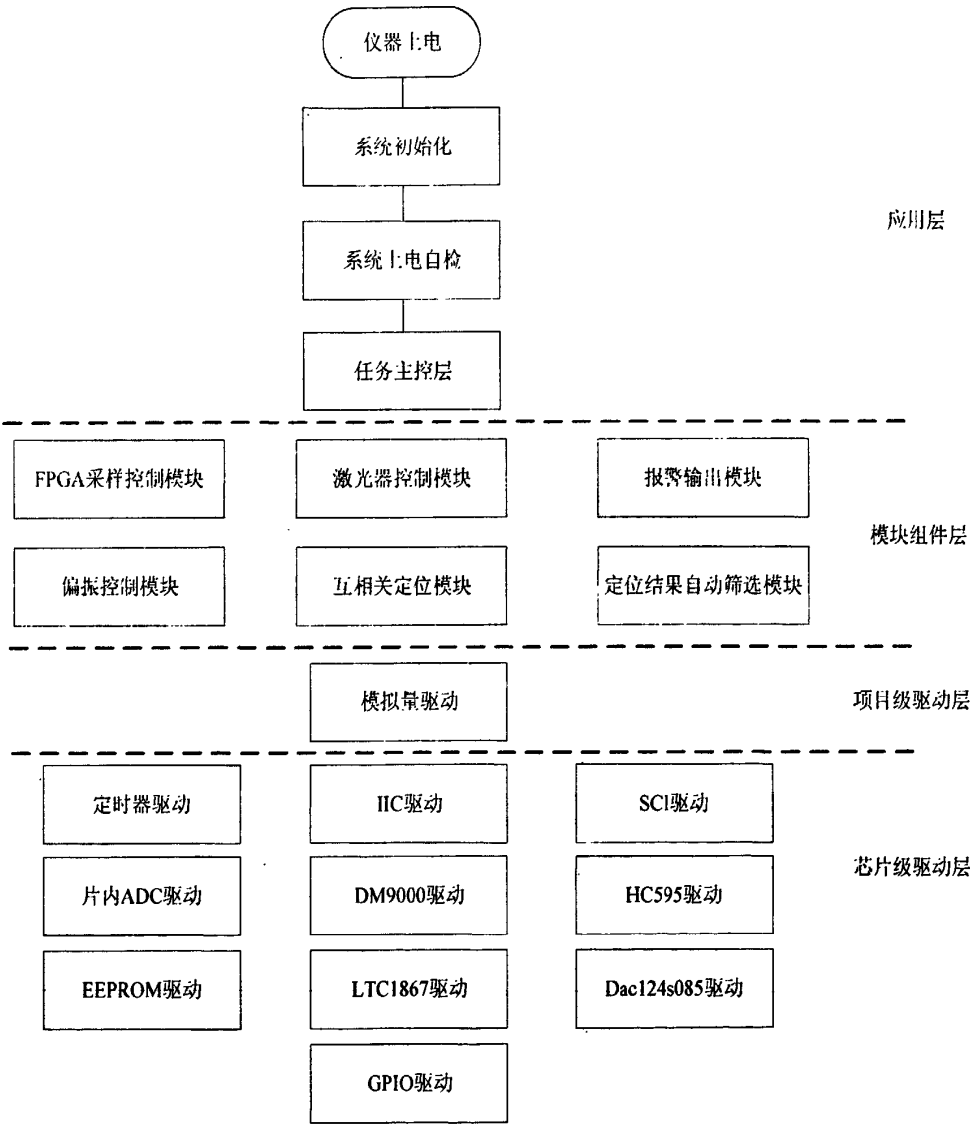


图 4.10 DSP 软件架构

4.3 互相关定位算法在 DSP 中实现

4.3.1 FFT 算法原理

由前面的快速互相关理论可以知道，快速互相关算法主要的步骤是进行傅里叶变换(FFT)运算^[58-60]，FFT 是傅里叶变换(DFT)的一种快速算法，其基本原理是通过一个长序列的离

散傅里叶变换逐次分解为较短的离散傅里叶变换来计算，以此来达到提高运算速度的目的。目前提高 FFT 运算速度的方法主要分为按时间抽取和按频域抽取两大类。其思路主要基于以下两点：

(1) 把长度为 N 的序列的 DFT 逐次分解为长度较短的序列的 DFT 来计算。如果把长度为 N 的序列的 DFT，分解为长度为两个 $N/2$ 的序列的 DFT 来计算，需要 $2^*(N/2)^2 = N^2/2$ 次复数乘法， $2^*(N/2)*(N/2-1) = N*(N/2-1)$ 次复数加法运算。这样分解后 DFT 的计算工作量比直接 FFT 的工作量大约减少一半。

(2) 利用 W_N^{nk} 的周期性、对称性等一些性质，在 DFT 运算中适当的进行归类以提高运算速度。

周期性： $W_N^{n(rN-k)} = W_N^{nk} W_N^{-nk} = W_N^{-nk}$ ， r 为任意整数， $W_N^{nrN} = 1$

对称性： $W_N^{nk + \frac{N}{2}} = -W_N^{nk}$ ， $W_N^{\frac{N}{2}} = -1$

可约性： $W_N^{nk} = W_{N/n}^{n^2k}$ ， $W_N = W_{N/n}^n$

其他性质： $W_N^{N/2} = -1$ ， $W_N^{(k+N/2)} = -W_N^k$

4.3.1.1 时间抽取基 2FFT 算法

设序列 $x(n)$ 长度为 $N=2^M$ ， M 为正整数。如果不满足这个条件，可以人为地在 $x(n)$ 后补零将其拓展到满足该条件。然后逐级按奇偶抽取将其分解为较短序列的 DFT 运算，直到最终 2 点的 DFT 运算，这种 N 为 2 的整数次幂的 FFT 分解为 2 点 DFT 运算，称为基 2 时间抽取 FFT，其中最小的 DFT 运算单元称为基 (radix)。

序列 $x(n)$ 的离散傅里叶变换为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (4-1)$$

将 $x(n)$ 按 n 为奇数、偶数分成两组，得到

$$X(k) = \sum_{n \text{ 为偶数}} x(n) W_N^{nk} + \sum_{n \text{ 为奇数}} x(n) W_N^{nk} \quad (4-2)$$

令偶数 $n=2r$ 、奇数 $n=2r+1$ ， $0 \leq r \leq \frac{N}{2}-1$ ，这样

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r) W_N^{2rk} + \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r+1) W_N^{(2r+1)k} \\ &= \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r) (W_N^2)^{rk} + \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r+1) (W_N^2)^{rk} W_N^k \end{aligned} \quad (4-3)$$

3)

由于 $W_N^2 = e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot 2} = e^{-j\frac{2\pi}{N/2}} = W_{N/2}$ ，所以

$$X(k) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r)W_{N/2}^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r+1)W_{N/2}^{rk} \quad (4-4)$$

设

$$X_1(k) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r)W_{N/2}^{rk}, \quad X_2(k) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r+1)W_{N/2}^{rk}, \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{2}-1$$

则式 (4-4) 可表示为:

$$X(k) = X_1(k) + W_N^k X_2(k), \quad 0 \leq k \leq \frac{N}{2}-1 \quad (4-5)$$

由于 $0 \leq k \leq \frac{N}{2}-1$, 因此式(4-5)只能表示前 $N/2$ 点 $X(k)$ 。对于后 $N/2$ 点 $X(k)$, 将 $k = \frac{N}{2} + k$ 代入式 (4-5) 可得:

$$X(k + \frac{N}{2}) = X_1(k + \frac{N}{2}) + W_N^{k + \frac{N}{2}} X_2(k + \frac{N}{2}), \quad \frac{N}{2} \leq k \leq N-1 \quad (4-6)$$

由 W_N^{nk} 的周期性和对称性可知

$$X_1(\frac{N}{2} + k) = X_1(k) \quad (4-7)$$

$$X_2(\frac{N}{2} + k) = X_2(k) \quad (4-8)$$

$$W_N^{k + \frac{N}{2}} = -W_N^k \quad (4-9)$$

将式 (4-7)、式 (4-8)、式 (4-9)、代入式 (4-6) 得

$$X(k + \frac{N}{2}) = X_1(k) - W_N^k X_2(k), \quad \frac{N}{2} \leq k \leq N-1 \quad (4-10)$$

由式 (4-5) 和式 (4-10) 可知, 一个 N 点的序列 $X(k)$ 的 DFT 可以按奇偶数分解为两个 $N/2$ 点 DFT $X_1(k)$ 和 $X_2(k)$ 。由于 N 为 2 的整数次幂, 可以继续分解下去, 所以最终只需要做 2 点 DFT。

对于 DFT 的每次奇偶分解计算过程, 假设 $X_n(P)$ 和 $X_n(Q)$ 为输入分解前数据, $X_{n+1}(P)$ 和 $X_{n+1}(Q)$ 为分解后数据, 由式 (4-5) 和式 (4-10) 可知, $X_{n+1}(P)$ 和 $X_{n+1}(Q)$ 可以通过 $X_n(P)$ 和 $X_n(Q)$ 线性加权表示, 其中 W_N^k 为加权系数, 称为旋转因子, 其基本结构如图 4.11 所示, 我们称之为蝶形计算。

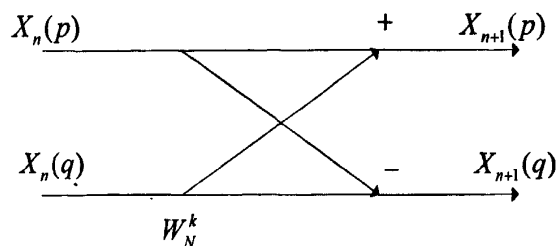


图 4.11 时间抽取蝶形运算单元

当 $M=3$, 即 $N=2^M=8$ 点的序列进行 FFT 计算时, 我们需要将其分为三级, 然后做 2 点 DFT 运算, 如图 4.12 所示:

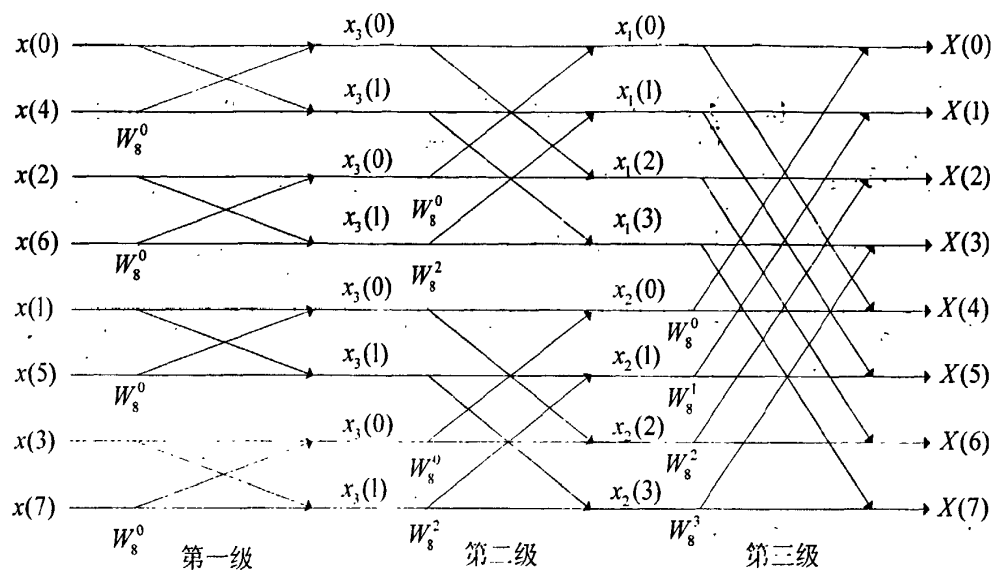


图 4.12 8 点时间抽选基二 FFT 蝶形流程图

根据前面的分析, 对于 $N=2^M$ 点序列进行时间抽取奇偶分解 FFT 计算, 需要分 M 级, 每级需要进行 $N/2$ 个基本蝶形计算。由于每个蝶形需要进行一次复数乘法和两次复数加法, 所以总共需要进行:

复数乘法: $\frac{N}{2} M = \frac{N}{2} \log_2 N$

复数加法: $N M = N \log_2 N$

对于一个 N 点 DFT, 需要 N^2 次复数乘法、 $N(N-1)$ 次复数加法。表 4-1 列出了直接计算 DFT 与时间抽选基 2FFT 算法的运算次数比较。可见 N 值越大, 时间抽选基 2FFT 算法优势越明显。从表中可以看出, 当点数为 2048 点数, DFT 与 FFT 的乘法数比值已经达到 372 倍。

表 4-1 直接 DFT 与 FFT 所需乘法次数比较

M	N	直接 DFT (N^2)	FFT ($\frac{N}{2} \log_2 N$)	改善比值 ($\frac{2N}{\log_2 N}$)
1	2	4	1	4
2	4	16	4	4
3	8	64	12	5.3
4	16	256	32	8
5	32	1024	80	12.8
6	64	4096	192	21.3
7	128	16384	448	36.6
8	256	65536	1024	64

9	512	262144	2304	113.8
10	1024	1048576	5120	204.8
11	2048	4194304	11264	372.4

4.3.1.2 频率抽取基 2FFT 算法

在基 2FFT 中还有另一种使用普遍的 FFT 算法, 对于一个长度为 $N=2^M$ (M 为整数) 的序列 (不满足条件的, 将其拓展补零至满足条件), 在频域 (k 域) 将序列 $X(k)$ 按 k 值的奇偶进行分解, 它也是用两个 $N/2$ 点 DFT 计算一个 N 的 DFT, 由于序列的长度为 2 的整数次幂, 可以一直分解到 2 点 DFT, 所以称其为 “频率抽选基 2FFT 算法”。

将离散傅里叶变换公式式 (4-1) 分解为:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(n)W_N^{nk} + \sum_{n=\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} x(n)W_N^{nk} \quad (4-11)$$

令 $n'=n-N/2$, 则有:

$$\sum_{n=\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} x(n)W_N^{nk} = \sum_{n'=0}^{\frac{N}{2}-1} x(n'+\frac{N}{2})W_N^{(n'+\frac{N}{2})k} = W_N^{\frac{N}{2}k} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(n+\frac{N}{2})W_N^{nk} \quad (4-12)$$

将 (4-12) 代入 (4-11) 得

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(n)W_N^{nk} + W_N^{\frac{N}{2}k} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(n+\frac{N}{2})W_N^{nk} \\ &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + (-1)^k x(n+\frac{N}{2}) \right] W_N^{nk} \end{aligned} \quad (4-13)$$

令 $k=2r$ 表示偶数, $k=2r+1$ 表示奇数, $0 \leq r \leq \frac{N}{2}-1$, 将式 (4-13) 分为奇偶两组:

$$X(2r) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + x(n+\frac{N}{2}) \right] W_N^{2rn} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + x(n+\frac{N}{2}) \right] W_{N/2}^{rn} \quad (4-14)$$

$$X(2r+1) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) - x(n+\frac{N}{2}) \right] W_N^{(2r+1)n} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) - x(n+\frac{N}{2}) \right] W_N^n W_{N/2}^{rn} \quad (4-15)$$

设

$$x_1(n) = x(n) + x(n+\frac{N}{2}), \quad 0 \leq n \leq \frac{N}{2}-1$$

$$x_2(n) = [x(n) - x(n+\frac{N}{2})]W_N^n, \quad 0 \leq n \leq \frac{N}{2}-1$$

代入式 (4-14)、式 (4-15) 得

$$X(2r) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_1(n)W_{N/2}^m \tag{4-16}$$

$$X(2r+1) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_2(n)W_{N/2}^m \tag{4-17}$$

由于长度 N 为 2 的整数次幂，所以 N 点 DFT 可以一直分解到两点 DFT，假设 $X_n(P)$ 和 $X_n(Q)$ 为输入分解前数据， $X_{n+1}(P)$ 和 $X_{n+1}(Q)$ 为分解后数据，由式 (4-5) 和式 (4-10) 可知， $X_{n+1}(P)$ 和 $X_{n+1}(Q)$ 可以通过 $X_n(P)$ 和 $X_n(Q)$ 线性加权表示，其中 W_N^k 为加权系数，其基本蝶形运算如图 4.13 所示。

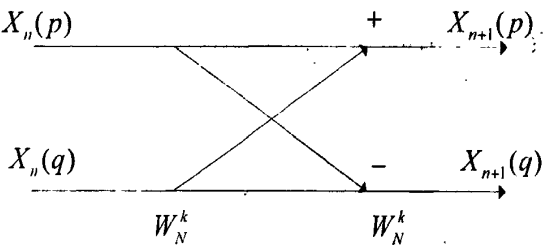


图 4.13 频率抽取蝶形运算单元

当 $N=8$ 时，其频率抽取基二 FFT 流程图如图 4.14 所示

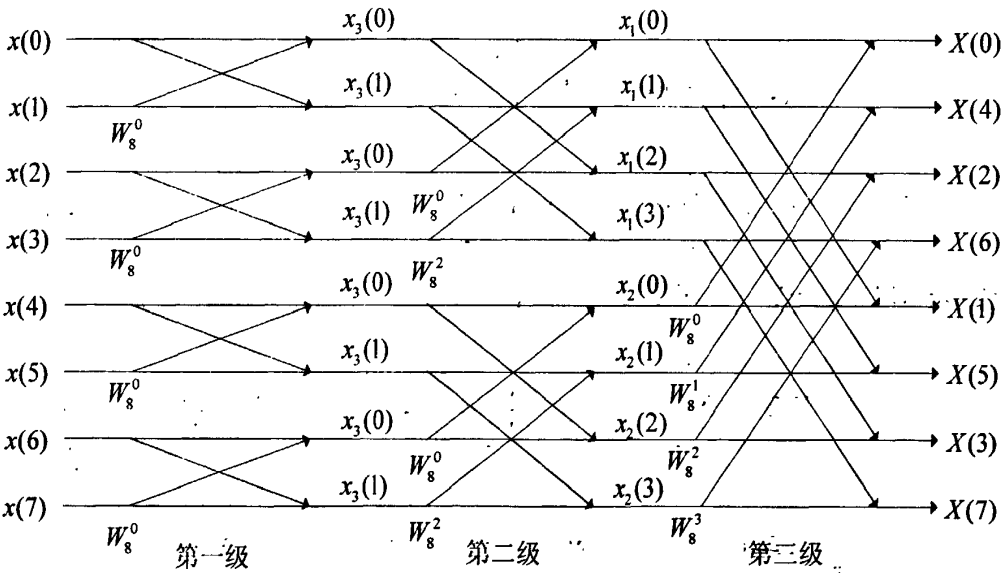


图 4.14 8 点频率抽选基二 FFT 蝶形流程图

4.3.2 FFT 在 DSP 中实现

4.3.2.1 FFT 在 DSP 中实现

从图 4.12 和图 4.14 中可以看出两种不同的基 2FFT 算法主要区别是：时间抽取基 2FFT 算法是先将输入序列 $x(n)$ 按一定规律进行乱序，再进行蝶形运算，计算出的结果 $X(k)$ 是正序的；频率抽取基 2FFT 是先将正序的输入序列 $x(n)$ 进行蝶形运算，计算出的结果 $X(k)$ 为乱序的，然后按一定规律对其乱序，将其还原为正序。

本系统中 FFT 采用的是按时间抽取基 2FFT 算法，乱序规则是先将序列 $x(n)$ 的序号 n 表示为相应的二进制码，然后对其进行首位码倒置，将倒置后二进制码翻译成十进制数，便是原序列号重新排序后对应的新序列号，因此我们称之为“倒位序”。8 点序列的到位码规则如表 4-2 所示：

表 4-2 倒位序规则

自然顺序（十进制）	二进制表示	到位二进制数	到位序码
0	000	000	0
1	001	100	4
2	010	010	2
3	011	110	6
4	100	001	1
5	101	101	5
6	110	011	3
7	111	111	7

在时间抽取基 2FFT 中，先将输入序列进行倒位序，然后对倒序后的序列进行蝶形运算，在 DSP 软件中 FFT 的蝶形运算主要是通过以下三层循环来实现：

- （1）第一层循环：由于 $N=2^M$ 需要 M 级计算，第一层循环对运算的级数进行控制，保证第二次循环进行 M 次。
- （2）第二层循环：由于第 L 级有 2^{L-1} 个乘数，第二层循环根据乘数进行控制，保证对于每一个乘数第三层循环要循环计算一次，这样第三层循环在第二层循环控制下，每一级要进行 2^{L-1} 次循环计算。
- （3）第三层循环：由于第 L 级共有 $N/2^L$ 个群，并且同一级中不同群乘数分布相同，当第二层循环确定某一乘数后，第三层循环保证将这一级中的每一个群中具有这一乘数的蝶形计算一次。第三层循环每执行完成一次要进行 $N/2^L$ 个蝶形计算。

在 FFT 程序设计过程中，我们将 FFT 运算所需的一些关键变量和参数打包定义成一个结构体，如图 4.15 所示。由于 FFT 运算过程中会产生复数，所以我们定义输入数据用了两个变量：`*real_in` 指向实部，`*imag_in` 指向虚部，若没虚部时，虚部用零代替。为了节省内存和代码的简洁性，我们将 FFT 运算后的数据覆盖输入数据进行存储，仍然存在 `*real_in` 和 `*imag_in` 两个变量中。`size` 表示的是进行 FFT 计算的原始数据长度，他是由输入数据的长度决定的，必须满足 $size=2N$ 关系，其中 N 为 FFT 的阶数。`tage` 表示蝶形运算次数，当原始数据点数为 2 的整数次幂时，蝶形运算次数等于原始数据点数；当原始数据点数不是 2 的整数次幂时，将其序列补零拓延至 2 的整数次幂长度。`transform` 表示 FFT 运算类型，“0”表示 FFT 运算，“1”表示 IFFT。

//FFT运算数据结构

typedef struct st_DIT2_FFT

{

DIT2_FLOAT32 *real_in; //input and output buffer

DIT2_FLOAT32 *imag_in; //input and output buffer

DIT2_UINT16 size; //FFT size ,must be 2^N

DIT2_UINT16 stage; //蝶形次数

DIT2_UINT16 transform; //0: FFT运算 1: IFFT运算

}DIT2_FFT;

图 4.15 FFT 运算结构体定义

4.3.2.2 IFFT 在 DSP 中实现

离散傅里叶变换及其反变换的公式为：

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk} \quad 0 \leq k \leq N-1$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)W_N^{-nk} \quad 0 \leq n \leq N-1$$

比较以上两个公式可以看出，只要把 DFT 运算中每一个乘数 W_N^{nk} 换成 W_N^{-nk} ，并且将最后的结果乘以 $1/N$ ，我们就可以用 FFT 算法来计算 IFFT。由于 FFT 输入 $x(n)$ ，输出的是 $X(k)$ ；而 IFFT 输入的是 $X(k)$ ，输出的是 $x(n)$ ，所以我们在命名上需要颠倒一下

前面已经介绍了 FFT 的实现方法，对其稍加修改就可以 IFFT。在 DSP 程序中，先将图 4.15 所示的结构体中的 transform 设为 1，将 W_N^{nk} 替换成 W_N^{-nk} ，然后调用 FFT 函数，得到的结果便是 IFFT 运算结果。

4.3.3 基于 FFT 的快速互相关算法在 DSP 中实现

互相关算法是 DSP 软件的核心算法，当系统的互相关定位任务启动后首先要加载一些必要的参数，然后等待入侵信号到来后进行快速互相关运算。是否发生入侵是通过 FPGA 中的事件入侵检测机制进行判断的，发生入侵后，FPGA 会把触发开始互相关的标志置位，DSP 只需读取该标志位便可判断是否发生入侵，一次互相关定位完成后，需清掉该标志位，为 FPGA 的下一次入侵检测置位做准备。当 DSP 巡检标到入侵触发标志被置上时，进入互相关定位流程，由前面的快速互相关原理可知，进行快速互相关定位需要完成原始干涉信号获取、到位序、FFT、复数乘法、IFFT 几大步骤，完成这几大步骤后得到互相关系数，对其进行峰值搜索便可得到定位距离。对其进行多次定位可得到一帧定位数据，然后通过自动筛选算法剔除明显错误的点位结果，得到最终定位结果。软件流程如图 4.16 所示。

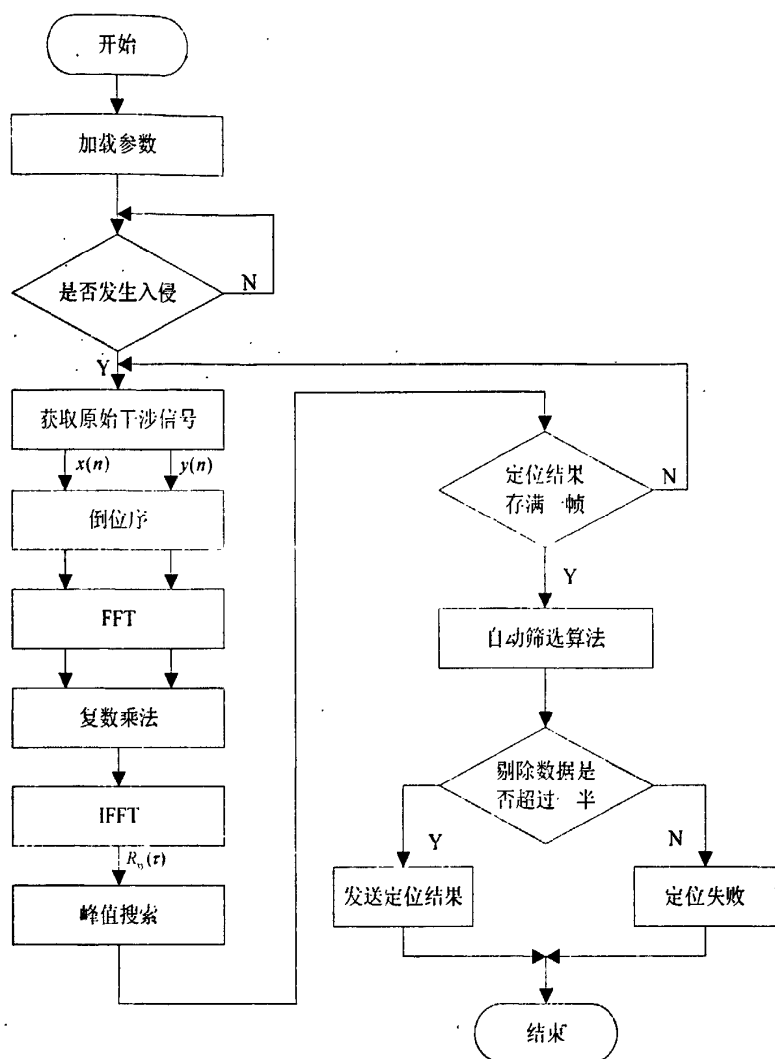


图 4.16 互相关程序流程图

4.4 定位结果自动筛选算法在 DSP 中实现

干涉信号经快速互相关运算后会得到一组定位结果，由前面的分析可知，这一组定位结果中可能会有一些误差较大，需要将其剔除掉，自动筛选出好的定位结果并将其平均值作为最终的定位结果。软件设计过程中，系统采用的是两次迭代筛选，第一次筛选偏离阈值为 2km，第二次筛选偏离阈值为 200m，软件流程如图 4.17 所示。第一次筛选是一次粗筛选，剔除的是定位偏差特别大和明显错误的结果，然后平均后得到一个较为准确的定位结果为第二次筛选做参照；第二次筛选是一次更精确的筛选，首先参照的平均值更准确，其次偏离阈值也比第一次筛选小。经过两次筛选后定位数据都小于 200m 的误差，平均后得到更精确地结果。当然在两次筛选结束时，我们需要判断自动筛选过程中剔除数据点是否太多，若剔除的数据点超过原数据的的一半，说明这次是定位误差较大或者是误定位，软件会提示定位失败，不会输出定位结果，从而减少误报。

由于系统在不同采样率下定位精度是不一样的，因此我们将两次筛选时的偏离阈值对外开放，工程应用时，可根据实际需求对其进行调整。

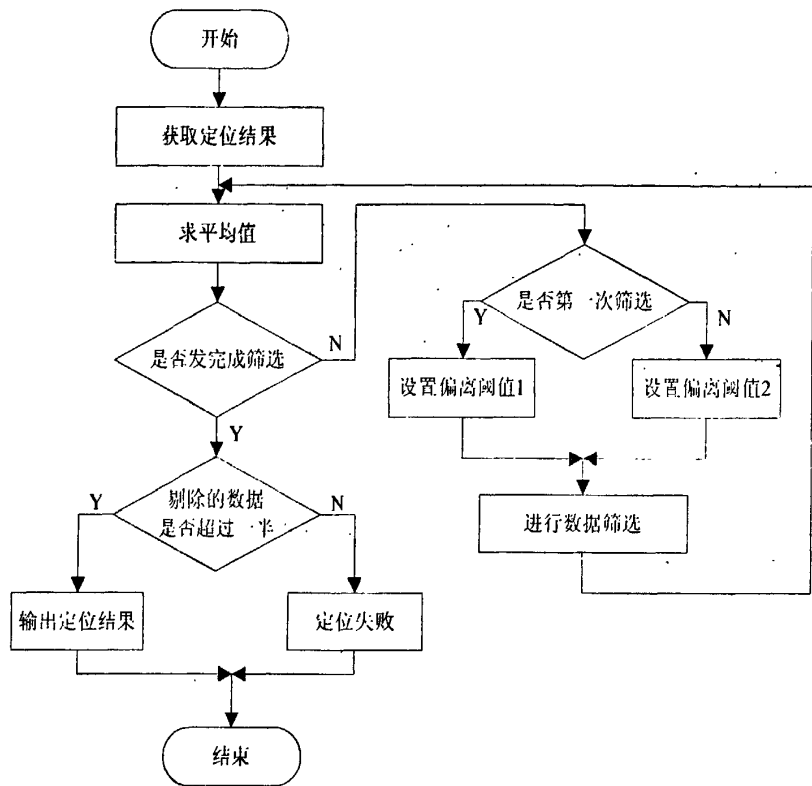


图 4.17 定位结果自动筛选程序流程图

4.5 偏振衰落控制算法在 DSP 中实现

系统通过步进电机转动机械偏振控制器来实现调整偏振态的目的，程序流程图如图 4.18 所示。当系统每计时满一个小时后，会进行一次偏振态控制。首先启动相位调制器，将电信号通过压电陶瓷调整成光信号进入传感光纤；然后调整步进电机旋转一周，并通过 PIN 管测试不同角度下的调制干涉信号；最后需找出步进电机旋转一周过程中，干涉信号最强的位置，将步进电机调整至该位置，便可很好的消除偏振衰落对系统的影响。偏振衰落调整完成后需关闭相位调制器，让系统恢复到入侵检测状态，同时复位定时计数器，为下次偏振态调整做好准备。

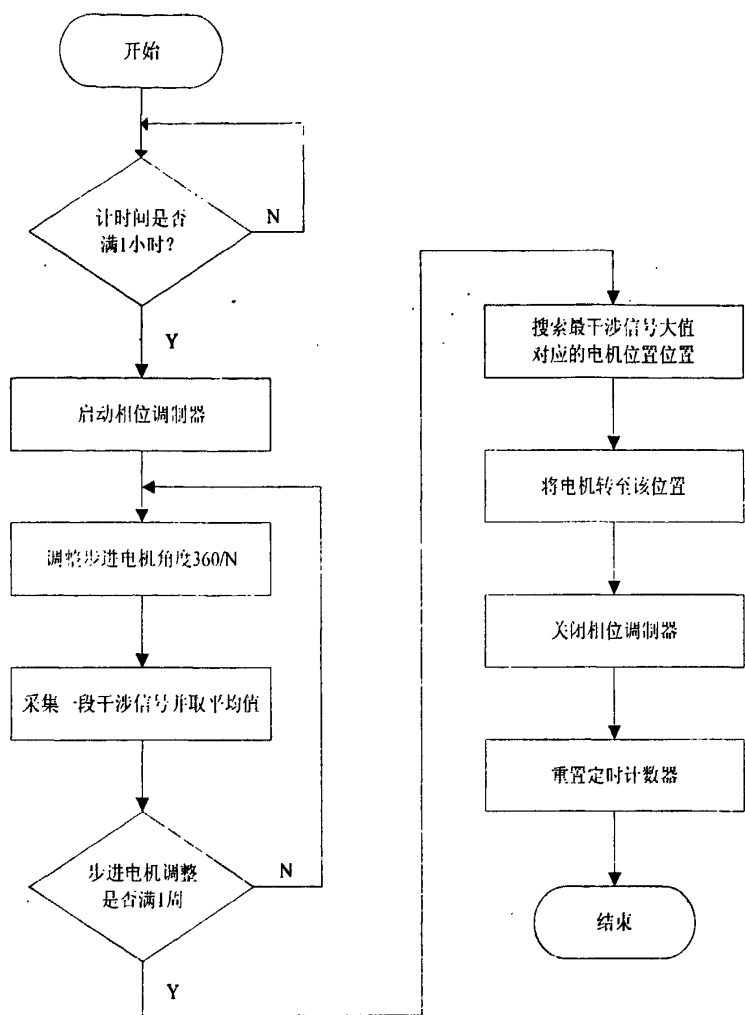


图 4.17 偏振控制程序流程图

第5章 系统定位实验

5.1 试验平台搭建

为了验证所述双马赫-曾德尔干涉定位系统的基本原理和方法准确性，同时也为了验证设计的嵌入式双马赫-曾德尔干涉定位系统的定位精度和可靠性。我们搭建了系统实验平台，对系统进行了实验，为进一步的发现问题、解决问题提供实验依据。实验平台如图 5.1 所示。

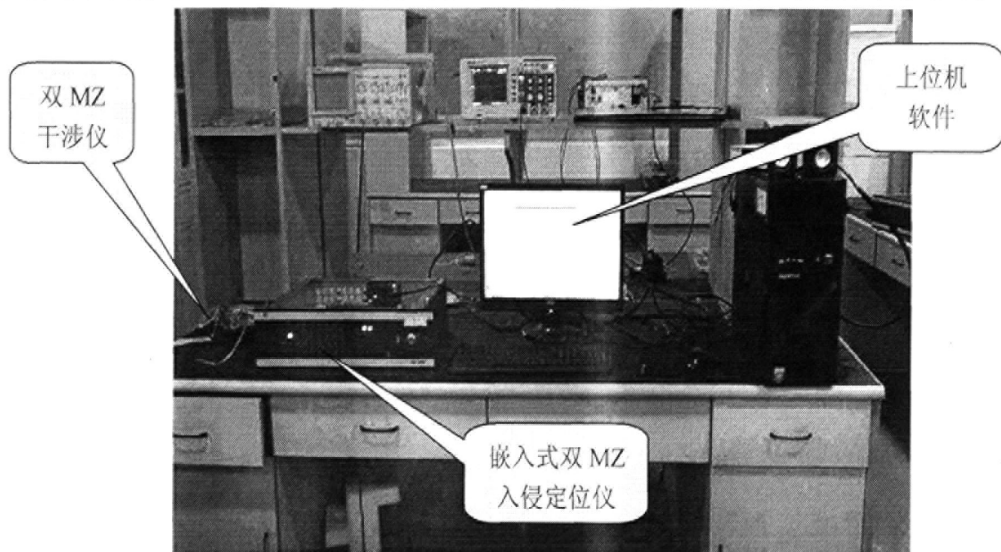


图 5.1 实验平台实物连接图

整个实验平台主要分为振动入侵产生系统、光纤干涉子系统、嵌入式子系统和上位机软件子系统四部分。实验平台组成如图 5.2 所示。

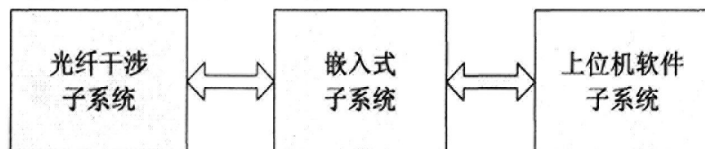


图 5.2 实验平台组成

5.1.1 光纤干涉子系统

1) 光纤选择

本系统中传感光纤和传导光纤采用的是三芯铠装 G652 单模光纤，该光纤是非色散位移光纤，具有价格便宜、传输速度高、传输距离远、内部损耗低、带宽大都很多优点。由于是光纤铠装的，所以在工程施工及使用过程中，光纤具有不易损害，耐腐蚀、防紫外线、防火等优点。主要参数如下：

1) 光纤类型：

光纤类型为二氧化硅 B1.1 单模光纤。

2) 工作波长：

工作波长在 1310nm 处具有最小色散, 在 1550nm 处具有最小传输损耗。

3) 截止波长:

2m 涂覆光纤上测试的 λ_c 值为 1100nm~1280nm。

4) 几何性质:

模场直径: 标称值($9.3\mu\text{m}$) $\pm 10\%$ 。

包层直径: 标称值 $125\mu\text{m} \pm 2\mu\text{m}$ 。

涂层直径: 标称值 $245 \pm 10\mu\text{m}$ 。

场模不圆度: $\leq 6\%$ 。

包层不圆度: $< 2\%$ 。

模场/包层同心度偏差: $\leq 1.0\mu\text{m}$ 。

包层/涂层同心度误差: $\leq 12.5\mu\text{m}$ 。

5) 涂覆层

光纤涂敷层与光纤表面紧密接触不退色、不迁染。涂覆层须易剥离, 以便光纤接续。

6) 筛选水平和疲劳系数:

光纤须通过全长度张力测试, 其筛选水平须相当于在应力至少 0.42GPa(相当于应变约 0.6%) 下持续一秒时间。光纤的疲劳系数 ≥ 20 。

7) 色散特性

零色散波长范围为 1300~1324nm

最大零色散点斜率不大于 $0.093\text{ps}/(\text{n m}^2 \cdot \text{km})$ 。

1288~1339nm 范围内色散系数不大于 $3.5\text{ps}/\text{n m}^2 \cdot \text{km}$

1271—1360nm 范围内色散系数不大于 $5.3\text{ps}/\text{n m}^2 \cdot \text{km}$

1550nm 波长的色散系数不大于 $18\text{ps}/\text{n m}^2 \cdot \text{km}$

1480—1580nm 范围内色散系数不大于 $20\text{ps}/\text{n m}^2 \cdot \text{km}$

8) 衰减特性:

在 1310nm 波长上的最大衰减系数为: 0.36dB/km。在 1285~1330nm 波长范围内, 任一波长上光纤的衰减系数与 1310nm 波长上的衰减系数相比, 其差值不超过 0.03dB/km。在 1550nm 波长上的最大衰减系数为: 0.21dB/km。在 1480~1580nm 波长围为, 任一波长上光纤的衰减系数与 1550nm 波长上的衰数相比, 其差值不超过 0.05dB/km。

光纤衰减曲线应有良好的线性并且无明显台阶。用 OTDR 检测任意一根光纤时, 在 1310nm 和 1550nm 处 500m 光纤的衰减值不大于 $(a_{\text{mean}} \pm 0.10\text{dB})/2$, a_{mean} 是光纤的平均衰减系数。

9) 宏弯损耗:

以半径 37.5mm 送绕 100 圈, 在 1550 波长上测得的弯曲附加损耗 $\leq 0.5\text{dB}$

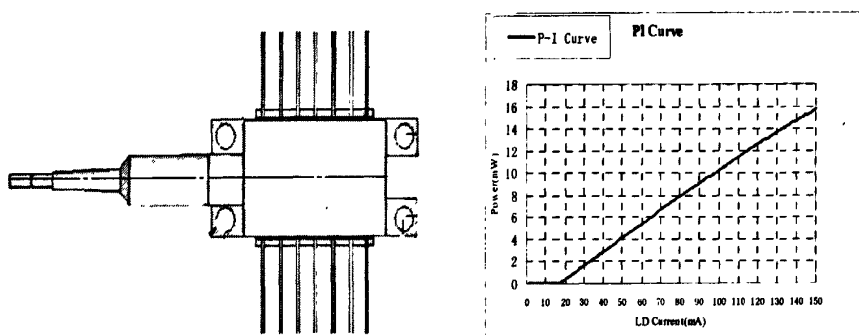
10) 衰减不均匀性:

光纤衰减不均匀性: $\leq 0.05\text{dB}$

2) 光源选择

本系统使用的激光器为采用的是 DFB (Distributed Feed-Back Laser Diode, 分布反馈式激光器), 具有动态单纵模特性好、波长稳定性好、谱线窄、线性度好等优点, 是光纤传感系统的理想光源。DFB 采用标准的 DIL14 脚带尾纤的蝶形封装, 如图 5.3 左图所示。激光器内置了光隔离器、热敏电阻和热电制冷器 (Thermoelectric Controller, TEC), 热敏电阻用来检测器件温度并通过反馈控制 TEC 制冷器, 以实现闭环负反馈自动恒温。本系统使用的激光器主要参数如下:

- (1) 波长为 1550nm ;
- (2) 阈值电流典型值为 14mA , 最大工作电流为 150mA ;
- (3) 驱动电流为 100mA 时, 输出光功率为 10mW ;
- (4) 工作温度范围为 $15^{\circ}\text{C}\sim 35^{\circ}\text{C}$;
- (5) 内置的热敏电阻具有负温度系数, 25°C 时阻值为 $10\text{k}\Omega$;
- (6) 内置的 TEC 制冷器最高工作电压为 3V , 最大工作电流为 1.2A 。



最大插入功耗为 3dB，方向性高达 60dB，可以很好的保证两路耦合器输出分光比为 1:1。

5.1.2 嵌入式子系统

在嵌入式系统中，系统采用的 FPGA+DSP 架构设计的双 MZ 干涉入侵定位仪。FPGA 负责对两路光纤传感数据经采集，采集后传输至 DSP 进行算法处理，实现互相关定位。双 MZ 干涉入侵定位仪如图 5.4 所示。

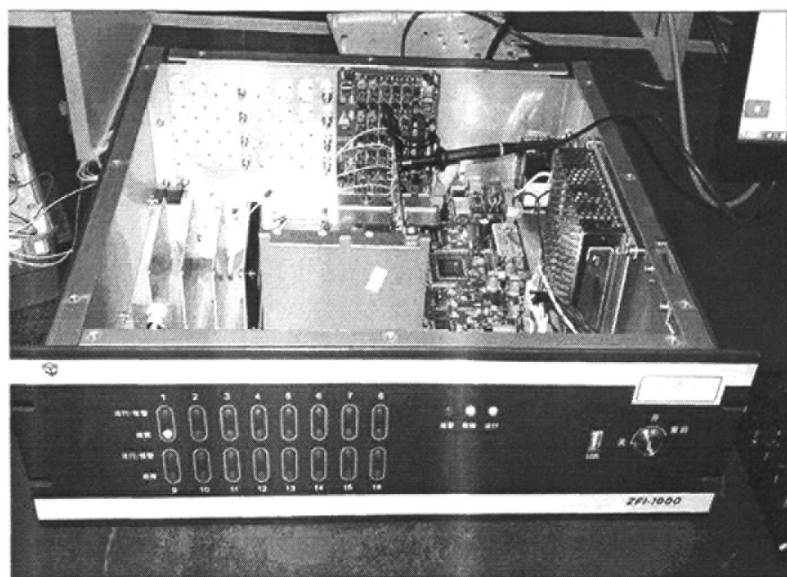


图 5.4 双 MZ 干涉入侵定位仪

5.1.3 上位机软件子系统

上位机软件子系统采用的是.NET 技术开发的双 MZ 光纤入侵定位软件，用于显示定位结果和干涉信号原始数据，同时可用于对嵌入式系统进行一些必要的参数设计，其软件界面如图 5.5 所示。

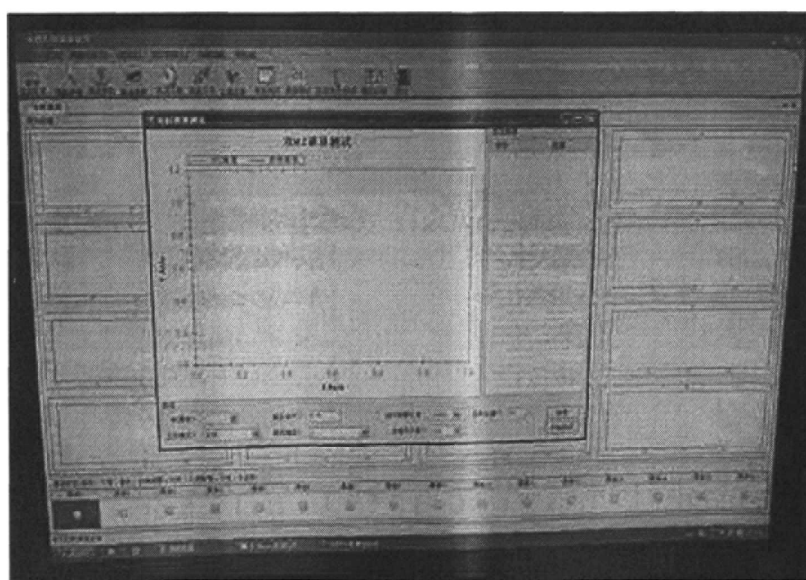


图 5.5 双 MZ 光纤入侵定位软件

双马赫-曾德尔干涉定位系统的参数主要分为系统参数、触发参数和自动筛选算法参数三部分。如图 5.6 所示。



图 5.6 双 MZ 光纤入侵定位软件参数设置界面

各参数定义如下：

- 1) 采样率：干涉信号的采样频率，下拉菜单中有 1Mbps、500kps、250kps 三个可选项。
- 2) 互相关次数：干涉信号分组进行互相关运算的分组次数。
- 3) 互相关数据长度：干涉信号分组后，每组数据的长度。
- 4) 触发电平：干涉信号幅值大于触发电平才能进行采样存储。
- 5) 触发频率：干涉信号频率必须大于触发频率才能进行采样存储。
- 6) 统计时间窗口：统计干涉信号频率时的时间窗口
- 7) 偏离阈值 1：自动筛选算法第一次筛选时的偏离阈值
- 8) 偏离阈值 2：自动筛选算法第二次筛选时的偏离阈值

5.2 试验过程

实验中，我们采用了总长为 8.8km 的光纤进行定位实验，由于实验条件限制，无法将 8.8km 长得光缆全部敷设开，所以我们将其分成了 4 卷，如图 5.7 所示。由于每卷光纤是绕在一起的，当敲击其中某点是，振动会作用在该点附近的各卷光纤上，造成多点入侵，所以我们只能在每卷光纤的连接处进行测试。由于四卷光缆的长度分别为 1600m、2800m、2400m、2000m，可以获得 A, B, C, D, E, F 五个测试点，假设 A 点为坐标原点，则五个测试点得实际位置距离为：A 点： 0m, B 点： 1600m, C 点： 4400m, D 点： 6800m, E 点： 8800m。

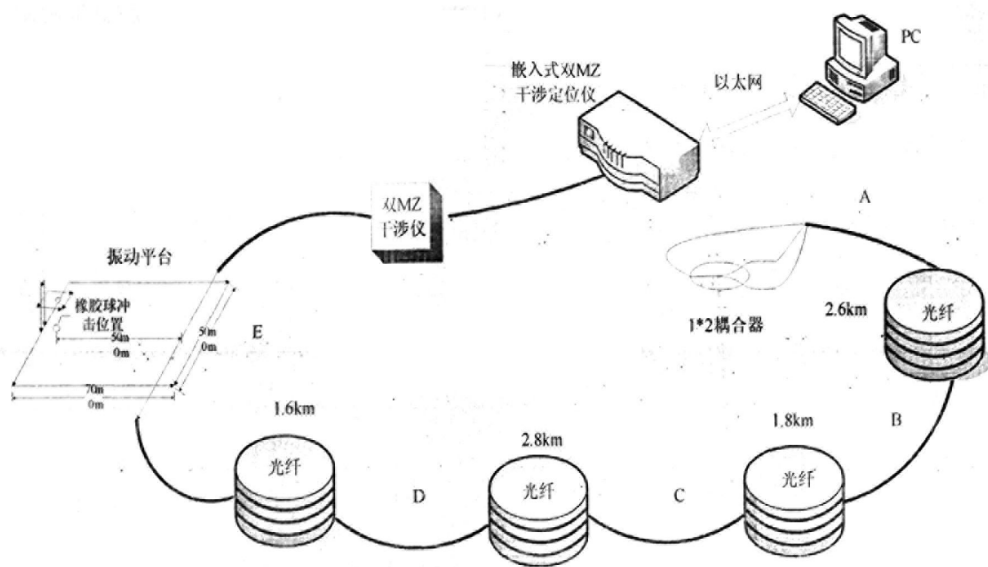


图 5.7 实验平台示意图

5.2.1 定位灵敏度测试

图 5.7 中的振动平台为标准振动发生装置，由于 1 个 700mm*500 的玻璃板和一个高度可调的跌落平台组成。每次实验时，橡胶球（25mm 直径）从跌落台上跌下，跌落到玻璃板上后产生振动，传感光缆敷设在距小球跌落点到 500mm 处，如图 5.8 所示。该振动发生装置中，橡胶球跌落高度反应的了振动的大小，橡胶球跌落高度越高，产生的振动越大。因此，我们可以通过调节橡胶球高度对系统定位灵敏度进行测试。

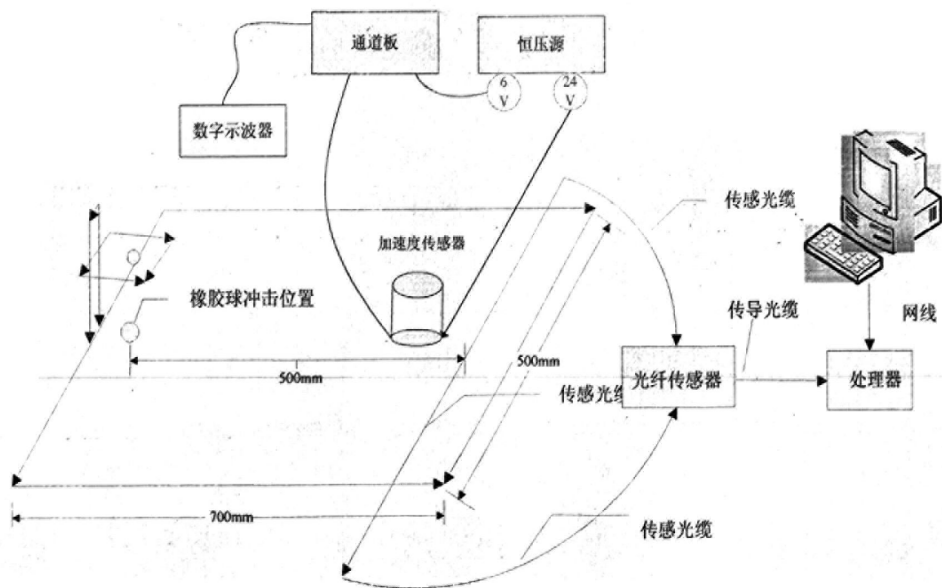


图 5.8 振动发生装置

在进行定位灵敏度测试之前，我们首先需要对橡胶球跌落高度与振动大小关系进行了标定。常用的振动标定方法是通过压电加速度传感器进行标定。实验中，为了让压电加速度传感器和传感光纤获得同样大小的振动，我们将加速度传感器“BZ1182”固定在传感光纤附近，

如图 5.8 所示。

压电加速度传感器的功能是将加速度 a 按一定规律转换为电荷 Q ，完成机电信息转换，再将电流信号通过 Q/V 转换转换为电压信号，再通过放大器放大，最后通过示波器探测，以检测加速度 a 和输出电压的关系，如图 5.9 所示。

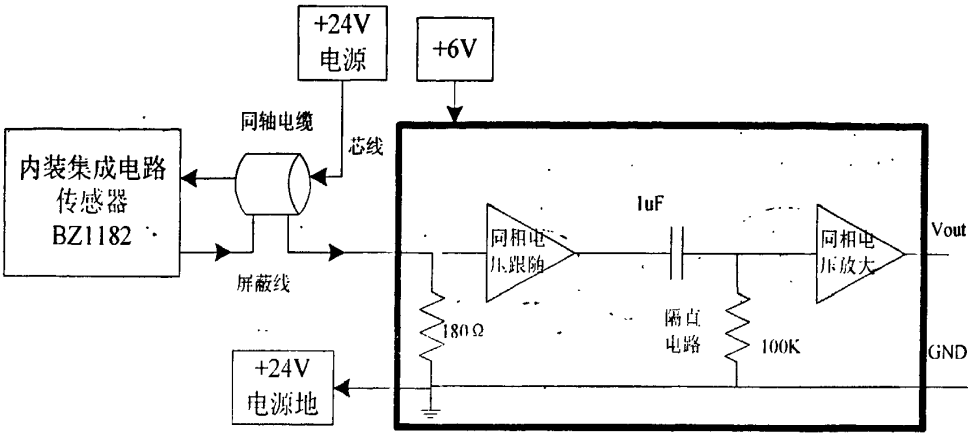


图 5.9 加速度及安装接线图

由图 5.9 所示放大器参数可知加速度 a 和输出电压的关系为：

$$V_{out}=a*10\mu A/ms^{-2}*180*101$$

其中 101 为同相放大系数，10 为传感器灵敏度， a 为振动加速度。当输出电压为 1V 时，对应的振动加速度为 $5.50ms^{-2}$ 。

实验过程中，我们将小球支架分别调节到 3 厘米、6 厘米、9 厘米、14 厘米、17 厘米、20 厘米的高度，将小球从小球支架上轻轻放下，用示波器的单次触发方式探测输出电压最大幅度值，每个高度重复测量 4 次，然后求平均值，实验数据如表 5-1 所示。

表 5-1 振动标定实验数据

高度（厘米）	次数	输出电压最大幅度 $V_{out}(V)$	输出电压平均值 (V)	加速度 $a(ms^{-2})$	加速度平均值 $b(ms^{-2})$	加速度平均值 (g)
3	1	0.896	0.808	4.92	4.44	0.45
	2	0.76		4.18		
	3	0.92		5.06		
	4	0.656		3.60		
6	1	1.72	1.925	9.46	10.59	1.08
	2	1.72		9.46		
	3	1.72		9.46		
	4	2.54		13.97		
9	1	2.48	2.43	13.64	13.37	1.36
	2	2.48		13.64		
	3	2.48		13.64		
	4	2.28		12.64		
14	1	3.56	3.69	19.58	20.29	2.07

	2	3.60		19.8		
	3	3.64		20.02		
	4	3.96		21.78		
17	1	4.56	4.6	25.08	25.30	2.58
	2	4.80		26.4		
	3	4.16		22.8		
	4	4.88		26.84		
20	1	5.43	5.51	29.88	30.31	3.01
	2	5.44		29.94		
	3	5.50		30.03		
	4	5.80		31.93		

将表 5-1 中的振动加速度随小球高度变化数据做成曲线如图 5.10 蓝线所示，从图中可以看出，振动加速度与小球跌落高度基本成线性关系。按线性函数 $y = p1 * x^1 + p2$ 对其进行拟合，可求得 $p1 = 0.14569$ ， $p2 = 0.078257$ ，拟合后的振动加速度随小球高度变化曲线如图 5.10 红线所示。

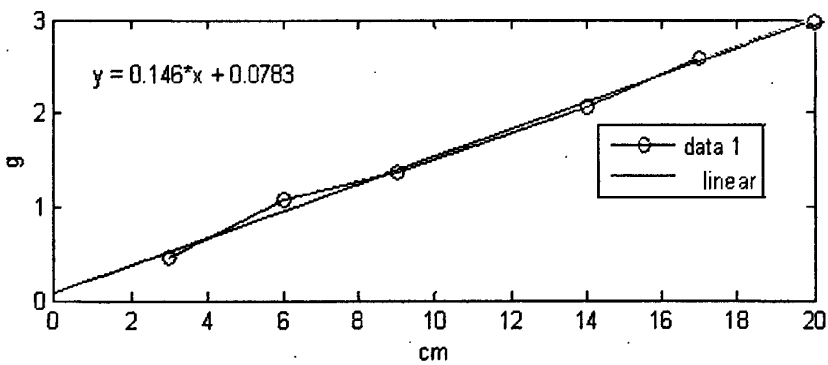


图 5.10 输出最大加速度（拟合系数 0.146 g/cm）和高度的关系

标定好振动加速度与小球跌落关系后，分别用 0.5g、1g、1.5g、2g、2.5g 的振动在 E 点（8.8km 处）进行了 20 次定位灵敏度测试测试。测试时将系统的第一次偏离阈值设为 2000m，第二次偏离阈值设为 200m。根据自动筛选算法原理，每次定位干涉信号会被分成 10 段进行互相关定位，第二次筛选时将定位误差超过 200m 的定位结果剔除，剩下的定位结果平均值即为该次定位结果。若两次筛选时，剔除的点数超过五个，会提示定位失败。我们统计处正确定位的次数如表 5-2 所示。

表 5-2 定位灵敏度实验结果

振动强度 (g)	0.5	1	1.5	2	2.5	3
正确次数	2	4	13	17	19	19
定位准确率	10%	20%	65%	85%	95%	95%

从表 5-2 所示实验数据中，可以明显看出当振动强度大于 2g 时，光纤定位准确度已经大于 85%，已经满足需求。将振动强度与定位准确率绘成曲线如图 5.11 所示。

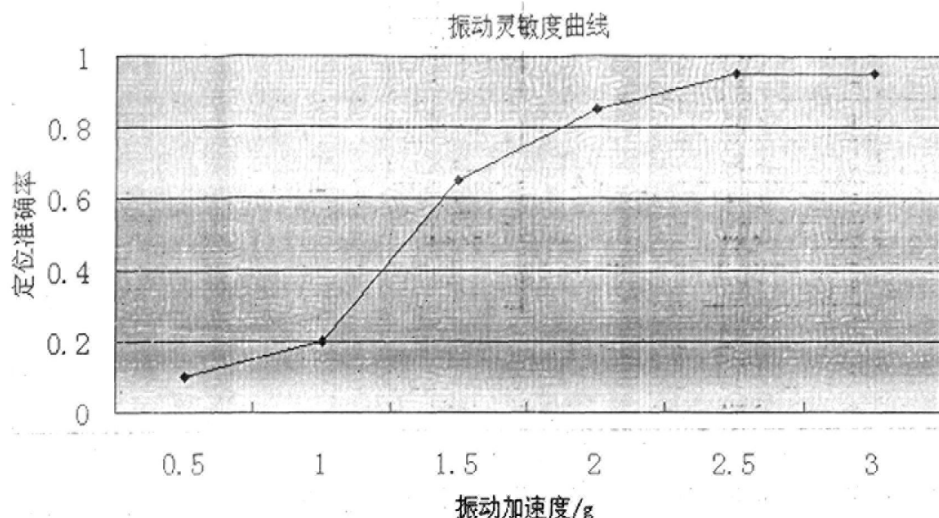


图 5.11 振动灵敏度变化曲线

5.2.2 定位精度测试

实验时，系统采样率分别使用 1Mps 和 500kps，干涉信号长度分别使用采用 2048 点和 4096 点，将 8.8km 处光纤的 E 点固定在振动台上进行入侵实验，共采集了 3 组实验数据，每组进行了 20 次定位。由于传感光纤长度只有 8.8km，相关系数长度采用的是 200 点就足够了。互相关次数为 10，表示每次定位时，将采集到的干涉信号分十段进行计算。系统的触发电平为 2.2，触发频率为 200，由于系统频率统计时间窗口为 100ms，所以频率 2KHZ 以下和幅度 2.2V 以下的信号将不会触发。偏离阈值 1 设为 2000，偏离阈值 2 设为 200，系统最终的定位误差将会在 200m 以内，大于 200m 的将会被剔除。

1. 第一组实验数据

采样率为 500kps，干涉信号长度 2048 点，实验结果如表 5-1 所示：

表 5-1：第一组实验结果

定位结果（单位：m）				
8667	8735	8972	8635	8856
8722	8698	8839	8992	8654
8867	8701	8986	8891	8995
8707	8638	8954	8671	8858

2. 第二组实验数据

采样率为 500kps，干涉信号长度 4096 点，实验结果如表 5-2 所示：

表 5-2：第二组实验结果

定位结果（单位：m）				
8813	8702	8928	8705	8923

8704	8756	8857	8868	8836
8828	8835	8692	8893	8761
8753	8733	8845	8874	8821

3. 第三组实验数据
采样率为 1M，干涉信号长度 4096 点，实验结果如表 5-3 所示：

表 5-3：第三组实验结果

定位结果（单位：m）				
8823	8735	8816	8744	8744
8838	8838	8838	8692	8786
8829	8782	8852	8781	8832
8832	8798	8809	8784	8837

以 8.8km 为准确值，分别计算出三组数据的误差，将误差绝对值绘成曲线图如图 5.5 所示。从图中可以明显看出：定位效果好最好的是采样率为 1Mps、互相关原始数据点数为 4096 点时；其次是采样率为 500kps、互相关原始数据点数为 4096 点时；最后是采样率为 500kps、互相关原始数据点数为 2048 点。

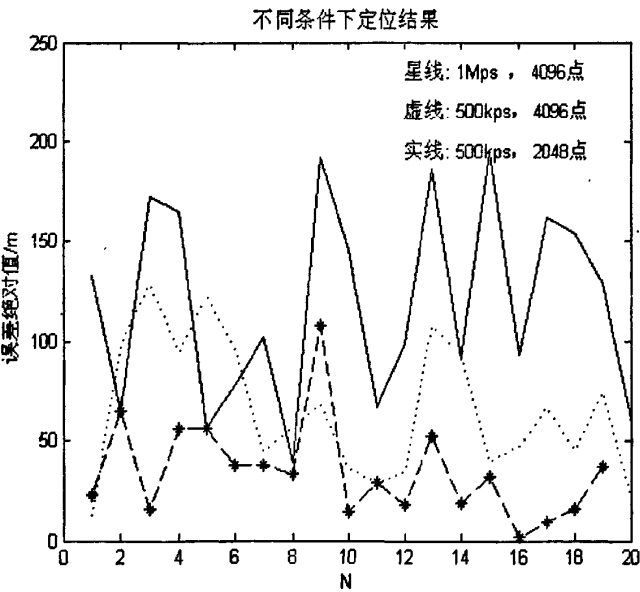


图 5.5 不同参数下定位效果

实验结果说明，在同样的互相关原始数据长度下，采样率越高定位效果越好；在同样的干涉信号采样率下，互相关原始数据越长，定位效果越好。因此我们以 1Mps 的采样率，4096 点互相关原始数据长度对其它各测试点进行了定位实验。由于误差超过 200 点得定

位结果都被筛选掉了，所以所有定位结果的误差都不会超过 200m，其中绝大部分的定位误差都在 100m 以内，已经能够满足大部分入侵探测工程应用，定位结果如图 5.6 所示。

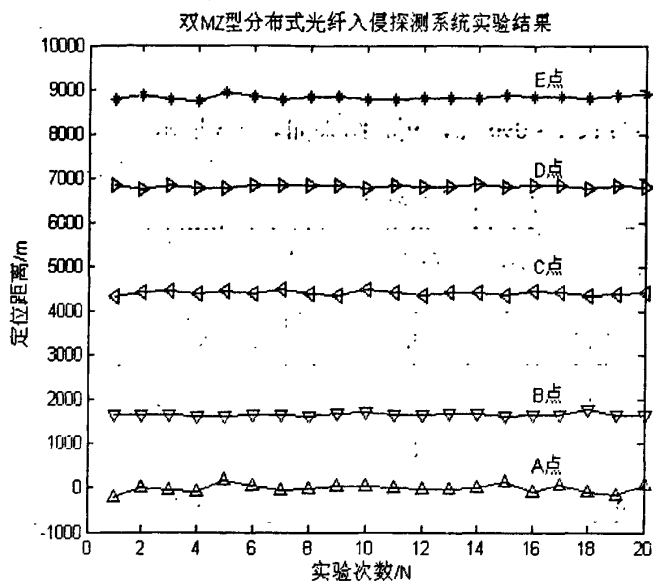


图 56 各测试点定位结果

第6章 总结与展望

5.1 工作总结

本文主要以实现分布式光纤入侵探测系统为目标,采用双马赫-曾德尔光纤干涉技术,基于互相关算法进行定位。在本课题的研究过程中,对双马赫-曾德尔定位原理和互相关定位算法进行了深入的研究,分析了影响互相关定位性能的各因素,并提出来相应的解决方法。最后在这些理论研究的基础上,设计了双马赫-曾德尔型分布式光纤入侵探测系统,并进行了定位实验,进一步验证了系统基本原理和方法的准确性,同时也验证设计的嵌入式双马赫-曾德尔干涉定位仪的定位精度和可靠性。本次研究主要做了以下工作:

- 1) 收集、阅读和分析资料,并参与了分布式光纤入侵探测系统项目的预研工作,了解双马赫-曾德尔干涉定位原理和分布式光纤入侵探测技术研究现状。
- 2) 对互相关算法进行了较深入的研究,了解基于互相关求取时延差的原理和方法,对基于互相关算法的定位性能进行了研究,利用采集卡采集到的数据在 matlab 上进行了一系列的实验验证,并提出了一些解决方法。
- 3) 深入学习了 FFT 算法,了解 FFT 算法原理及其在 DSP 中的实现方法。
- 4) 学习了 DSP 开发技术,将基于 FFT 的快速互相关算法在 DSP 中设计实现,同时提出了互相关定位结果自动筛选算法,并在 DSP 中设计实现。
- 5) 学习了 FPGA 开发技术,在 Cyclone II EP2K10K 芯片中实现了对双 MZ 干涉信号的采集、存储。

本文利用双马赫-曾德尔干涉技术设计分布式光纤入侵探测系统,对基于互相关算法的定位性能进行了较为深入的研究,提出了一些改进建议,并以 FPGA+DSP 为架构,设计了嵌入式分布式光纤入侵探测系统。

5.2 工作展望

文针对双马赫-曾德尔干涉入侵定位系统完成了不少工作,但还有下面几方面有待改进:

- 1) 本文第四章采用双马赫-曾德尔干涉定位技术设计了分布式光纤入侵探测仪,其 AD 芯片最大只有 1Mps 的采样率,即量化误差就有 100m,若要进一步提高的定位精度,则需更换采样率更高的 AD 芯片。
- 2) 在对原始信号进行滤波降噪上,本文只是在信号调理电路上采用了二阶带通滤波,为对信号的降噪处理进行深入研究。部分文章上提到小波降噪法^[61,62(37-76)]对干涉信号降噪由比较好的效果,具有一定的研究价值。
- 3) 文章位对入侵识别未做深入研究,神经网络算法^[62(77-97),63]是目前较为先进入侵识别算法。如何将神经网络入侵识别算法与互相关定位算法相结合,让分布式光纤入侵探测系统在入侵识别和定位上都有很好的效果,值得我们去研究发掘。

致 谢

首先，我要感谢王健导师给予我的悉心指导。王老师渊博的学识，严谨的治学态度，认真的工作态度，对我的学习和工作产生深远的影响。从课题研究方向的确定至课题研究的基本结束，王老师始终坚持于百忙之中抽出时间来指导我的课题研究工作，并提出宝贵的指导性建议，才使我的课题研究得以顺利完成。

其次，我要感谢聚光科技（杭州）股份有限公司的和杭州安远科技有些公司给我提供了宝贵的实践机会。在公司近两年的实习工作磨练下，我熟悉了仪器仪表类产品开发流程，加深了对硬件电路、软件编程和测试工作的理解，积累了宝贵的产品开发经验，开阔了眼界和思路，为今后的工作打下了良好的基础。在此，我要感谢张涛等公司领导在毕业设计选题、研究方向把握、文章审阅等方面给予我的帮助。同时，我要对对公司同事对我的支持和帮助表示感谢，特别是安远科技有限公司中的侯功岩、张国平、林彦国、胡亮等同志在学习上、工作上以及毕业设计过程中给予我非常大的帮助。

再次，我要感谢电子信息学院的全体老师和2009级研究生班级的所有同学，感谢他们在我硕士研究生学习阶段为我提供的各种帮助和支持。感谢高秀敏老师对我的教育指导；感谢韩晓阳师兄给我工作、学习上提供了非常大的帮助；感谢所有的老师和同学，陪我渡过了美好的研究生生活。

最后，我要深深感谢我的家人，感谢他们无微不至的关怀、鼓励和支持。

参考文献

- [1] A. J. Rogers. Distributed optical-fiber sensors for measurement of pressure, strain and temperature[C]. Phys. Rep. 1988169(2):99-143.
- [2] J. P. Dakin. Distributed optical fiber sensors[J]. Crit. Rev. CR44, 1992: 162-192.
- [3] A. D. Kersey. A review of recent developments in fiber optic sensor technology[C]. Opt. Fiber Technol.: Mater., Devices Syst. 1996(2): 291-317
- [4] K. Hotate. Fiber sensor technology today[C]. Opt. Fiber Technol.: Mater, Devices Syst. 1997(3), 356-402.
- [5] I. Alasaarela. Distributed optical fiber sensors[D]. Finland: University of Oulu, 1999
- [6] 张勇东. 基于光纤传感技术的油库罐区监测系统的研究[D]. 武汉理工大学, 2004: 4-7.
- [7] 魏良斌. 分布式光纤振动传感器系统软件设计及实现[D]. 华中科技大学, 2007: 7-17.
- [8] 徐恩波. 分布式光纤振动传感器系统硬件设计及实验[D]. 华中科技大学, 2007: 2-5.
- [9] 耿军平. 全分布式光纤传感器系统研究[D]. 西北工业大学, 2002.
- [10] 饶云江, 李立, 贾新鸿等. 基于拉曼组合放大的长距离光纤传输系统[J]. 物理学报, 2010.7: 4682-4686.
- [11] 童治, 魏淮, 简水生. 分布式光纤拉曼放大器在长距离光传输系统中的优化设计[J]. 物理学报, 2006.4 1873-18881.
- [12] 史彦新. 分布式光纤应变检测系统[D]. 中国地质大学, 2010.
- [13] 常天英. 基于布里渊散射的分布式光纤传感系统研究[D]. 山东大学, 2009.
- [14] 宋牟平, 励志成, 裘超. 50km 长距离布里渊时域分析分布式光纤传感器[J]. 中国激光, 2010.6: 1426-1429.
- [15] 宋牟平, 章献民. 34km 传感长度的布里渊光时域反射计的设计与实现. [J]. 仪器仪表学报, 2005.11: 1155-1158.
- [16] 赵园园. 基于 BOTDA 分布式光纤传感系统精度的实验研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2009.
- [17] X.Fang. A variable-loop Sagnac interferometer for distributed impact sensing [J]. Lightwave Technol. 1996, 14 (10): 22500-2254.
- [18] S.J.Ruussell, P.L.Dakin, Location of time-varying strain disturbances over a 40 km fiber section, using a dual-Sagnac interferometer with a single source and detector [J]. Proc.SPIE, 1999, 3476: 580-283.
- [19] 许海燕, 徐锲, 肖倩等. 基于时延估计的分布式光纤传感定位[J]. 光学学报, 2010,30 (6):1603-1607.
- [20] 杭利军, 何存富, 吴斌 等. 新型分布式光纤管道泄漏检测技术及定位方法研究[J]. 光学学报, 2008, 28 (1): 123-127.
- [21] J.P.Dakin, D. A. J. Pearce, A. J. Pearce. A. P. Strong, and C. A. ChtcherBakov. A novel distributed optical fiber sensing system enabling location of disturbances in a Sagnac loop interferometer [J]. Proc.SPIE,

- 1987, 838: 325~328.
- [22] 吴俊,陈伟民,谭靖等. Sagnac/Mach-Zehnder 分布式光纤传感系统探测及定位理论分析[J]. 光子学报, 2009,38 (2): 347~351.
- [23] S. J. Spammer, P .L, Swart, A. .A. Chtcherbakov, Merged Sagnac-Michelson interferometer for distributed disturbance detection [J]. Lightwave Technol,1996, 14 (10): 2250~2254.
- [24] 陈伟民,吴俊,谭靖等. 双马赫-曾德尔分布式光纤传感系统定位技术[J], 光学学报, 2007,27 (12):2128~2132.
- [25] 陈朋超, 蔡永军, 李俊等, 基于改进型马赫-曾德干涉仪原理的管道安全预警系统研究[J], 传感技术学报,2009,22 (11):1661~1664.
- [26] 蒋立辉, 张峰, 刘向明. Mach-Zehnder 干涉型长周界预警系统入侵目标定位[J].传感器与微系统 2011, 30 (4): 48~50.
- [27] 刘波,杨亦飞,张键. 基于 M-Z 干涉的光纤围栏系统实验研究[J], 光子学报, 2007,30 (6) :1013~1017.
- [28] 吴军, 长途油气管道破坏预警的干涉型分布式光纤传感系统定位技术研究 [D], 重庆: 重庆大学光电工程学院, 47~61.
- [29] 周正仙,肖石林,全芳轩. 基于 MZ 干涉原理的定位式光纤振动传感器[J]. 光通信研究 2009.10(67-70).
- [30] 牟运韩. 光纤传感系统的软件设计与实现[D]. 北京邮电大学, 2009: 10
- [31] 孙国鑫. 光纤干涉仪的信号检测与解调[D]. 浙江大学, 2008 : 14-15.
- [32] 罗映祥. 基于全光纤 Mach-Zehnder 干涉仪的波长解调技术研究[J].四川师范大学学报, 2008.11: 721-723.
- [33] 陈晓深. 干涉式光纤陀螺信号处理和检测的研究[D]. 安徽理工大学, 2009 :11-13.
- [34] 肖洪梅,微弱激光脉冲信号的相关检测 [D], 成都: 电子科技大学, 2004.
- [35] 高爱华, 孙金荣, 秦文罡, 微弱激光信号的数字相关检测技术, 西安工业大学学报 2010,30 (1): 5~8.
- [36] 肖洪梅,吴健, 陈长庚 等, 微弱激光脉冲信号的相关检测[J]. 2004, 2 (1): 62~64.
- [37] 李利品, 高国旺, 任志平. 基于 DSP 和 FPGA 的数据采集系统设计[J]. 电测与仪表, 2008, 8: 42-44.
- [38] 蓝天, 张春熹, 李立京等. 基于 FPGA 和 DSP 的全数字 PGC 解调系统设计, 电子测量技术. 2008, 31(3): 173-175.
- [39] 李肖延,李仰军,王高. 基于 FPGA 的马赫-曾德尔干涉仪的光谱数据采集系统[J]. 激光与红外, 2011, 4: 466-469.
- [40] 倪东, 吴重庆, 付松年. 基于 FPGA 的偏振敏感时域反射信号采集处理系统[J]. 光子技术. 2005, 9 : 131-133.
- [41] 段泉圣, 刘禾, 李农庄. 温度噪声信号相关流量测量的实时实现[J]. 现代电力, 1999, 2: 17-23.
- [42] 蔡肯. 基于 FPGA 的固体表面速度激光双焦点互相关测量系统研制[D]. 广东工业大学, 2006: 10-12.
- [43] 程乾生. 数字信号处理[M].北京大学出版社. 2003,11: 185-190.
- [44] Rulph Chassaing. DSP 原理及其 C 编程开发技术[M]. 电子工业出版社, 2006: 140-166.

- [45] 马天兵. 基于 DSP 对光纤电压光纤电压传感器的研制[D]. 安徽理工大学, 2005: 52.
- [46] 范林勇, 江微微, 赵瑞峰等. 双芯光纤马赫-曾德尔干涉仪的温度特性[J]. 光学精密仪器工程, 2011, 1: 1-8.
- [47] 李玉权, 崔敏. 光波导理论与技术[M]. 北京: 人民邮电出版, 2002: 152-155.
- [48] 李东, 黄卫东, 曾文峰. 输入光偏振态对光纤干涉仪条纹可见度的影响[J]. 激光与红外, 2006, 36(8): 703-706.
- [49] 张玲芬. 单模光纤偏振特性的测试[J], 应用光学, 2002: 23(6)29-31.
- [50] 姚毅, 施昆, 路伟东等. 在线单模光纤偏振控制器研究. 光学学报. 1995, 15 (5): 636-640.
- [51] 李志能, 深梁, 叶险峰. 干涉型光纤传感器的分集消偏振衰落技术的信号处理[J], 光电工程, 2002, 20 (1): 55-58
- [52] 周效东, 周文, 干涉型光纤传感器及阵列的分集检测消偏振衰落技术的研究, 光学学报, 1998, 18 (6): 773-778
- [53] N.J.Frigo, Dandridge, A.B.Tveten. Technique for elimination of polarization fading in fiber interferometers[J]. Electron.Lett., 1984, 20(8): 319-320.
- [54] 王波. 基于 DSP 的光时域反射仪[D], 山东大学, 2009.
- [55] 吴冬梅, 张玉杰. DSP 技术及应用. [M] 北京大学出版社, 2007.
- [56] 苏奎峰 吕强 邓志东 等 TM320x28xxx 原理与开发[M]. 电子工业出版社, 2009: 1-10.
- [57] 任润柏, 周荔丹, 姚钢. TMS320F28x 源码解读[M]. 电子工业出版社, 2010
- [58] 孔利东. 基于 FPGA 的数据采集与处理技术的研究[D]. 武汉理工大学, 2007: 24-48.
- [59] 丛玉良, 王宏志. 数字信号处理原理及其 MATLAB 实现 (第二版) [M]. 电子工业出版社, 2009, 7 : 91-109.
- [60] 程乾生. 数字信号处理[M]. 北京大学出版社, 2003, 11: 134-149.
- [61] 朱琳. 分布式光纤管道安全预警信号处理方法的研究[D]. 天津大学, 2009: 7-23.
- [62] 曲志刚. 分布式光纤长输管道泄露检测及预警机[D]. 天津大学, 2007.
- [63] 尹崇博. 分布式光纤传感系统触发模式识别的研究[D]. 复旦大学, 2008.

附录:

- [1] 潘岳, 王健. 双马赫-曾德尔型干涉仪定位技术研究 [J]. 光学仪器, 2011, 12,13 日: 已录用.
- [2] ZFI-1000 防区型光纤入侵探测系统. 聚光科技(杭州)有限公司. 2010 年 8 月至 2011 年 7 月.
- [3] 双 MZ 干涉分布式光纤入侵探测系统. 杭州安远科技有限公司. 2011 年 8 月至 2012 年 3 月.