

分类号_____

密级_____

UDC _____

编号_____

中国科学院研究生院

博士学位论文

基于 InGaAs 短波红外线列探测器的成像技术研究

蔡海蛟

指导教师_____龚惠兴 院士 危峻 研究员

_____中国科学院上海技术物理研究所

申请学位级别_____博士_____学科专业名称_____电子科学与技术

论文提交日期_____2009-2_____论文答辩日期_____2009-3

培 养 单 位 _____中国科学院上海技术物理研究所

学位授予单位_____中国科学院研究生院

答辩委员会主席_____郑亲波 研究员

学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人创作的、已公开发表或者没有公开发表的作品的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本学位论文原创性声明的法律责任由本人承担。

学位论文作者签名：

年 月 日

学位论文使用授权说明

本人同意：中国科学院上海技术物理研究所有权保留学位论文的印刷本和电子版，并采用影印、缩印、扫描、数字化或其它手段保存论文；有权提供目录检索以及提供本学位论文全文或者部分的阅览服务；有权按规定向国家有关部门或者机构送交论文的复印件和电子版；在不以赢利为目的的前提下，有权复制论文的部分或全部内容用于学术活动。

经指导教师同意，本学位论文属于保密，密级为：公 开。涉密论文在解密后，以上学位论文使用授权说明适用。

论文作者签名：

年 月 日

指导教师签名：

年 月 日

目 录

目 录.....	I
摘 要.....	III
Abstract.....	V
第一章 绪论.....	1
1.1 短波红外成像的原理与意义.....	1
1.2 短波红外探测器发展与InGaAs探测器的优势.....	4
1.3 短波红外遥感仪器国内外研究与应用状况.....	8
1.4 论文研究主要内容与意义.....	10
参考文献.....	11
第二章 系统方案设计.....	13
2.1 成像光谱仪短波红外子系统设计方案.....	13
2.2 原理样机设计方案.....	15
2.3 光学子系统.....	16
2.4 InGaAs短波红外阵列探测器.....	17
2.5 视场拼接技术.....	18
参考文献.....	20
第三章 图像数据处理原理与技术.....	21
3.1 图像数据处理流程.....	21
3.2 多次采样累加平均技术.....	24
3.2.1 多次采样累加平均技术对系统信噪比的影响.....	25
3.2.2 多次采样累加平均技术对系统MTF的影响.....	26
3.3 非均匀性校正.....	29
3.3.1 定标法.....	30
3.3.2 场景法.....	33
3.3.3 基于自选参考源的统计分析法.....	36
3.4 图像拼接.....	37
参考文献.....	41
第四章 原理样机电学系统设计.....	43
4.1 系统硬件设计.....	44
4.1.1 探测器的供电与驱动.....	44
4.1.2 探测器模拟信号处理.....	46
4.1.3 FPGA逻辑设计.....	52
4.1.4 系统控制与图像数据传输.....	56
4.2 系统软件设计.....	58
4.2.1 基于PCI数据采集卡的数据获取.....	59
4.2.2 数据的实时显示与存储.....	61
4.2.3 图像数据处理.....	64
4.2.4 基于串口的系统控制.....	66
参考文献.....	67
第五章 早期自制探测器与国外InGaAs探测器测试与成像.....	68
5.1 自主研制 256 元InGaAs探测器测试与成像.....	68
5.1.1 256 元探测器介绍.....	68
5.1.2 256 元探测器性能测试.....	69
5.1.3 256 元探测器成像实验.....	70
5.2 国外 1024 元长方形光敏元InGaAs探测器测试与成像.....	71
5.2.1 1024 元探测器介绍.....	71

5.2.2 1024 元探测器成像系统设计与成像效果.....	72
5.2.3 去除长方形光敏元模糊的图像处理算法	74
参考文献.....	79
第六章 原理样机性能测试、光机配准与成像.....	80
6.1 性能测试与分析	80
6.1.1 噪声测试与分析.....	80
6.1.2 非均匀性测试与分析.....	85
6.2 光机配准与成像	88
6.2.1 光机配准	88
6.2.2 外景成像	90
6.3 锯齿拖影成因分析及消除方法	94
参考文献.....	99
第七章 图像处理算法验证.....	101
7.1 非均匀性校正	101
7.1.1 定标法	101
7.1.2 场景法	104
7.2 图像拼接	107
第八章 总结和展望.....	111
博士学位期间发表的论文.....	113
致 谢.....	114

摘 要

短波红外波段从 $1\ \mu\text{m}$ 到 $3\ \mu\text{m}$, 是遥感应用中的重要波段, 它在陆地、海洋、植被等应用中具有独特而重要的作用。目前许多遥感仪器中都包含短波波段。研究表明 InGaAs 短波红外探测器具有探测率高、常温工作等许多优点, 是未来短波红外探测器的发展方向。目前, 我国 InGaAs 短波红外线列探测器自主研制工作初具成果。

在一颗航天遥感卫星的成像光谱仪中将包含短波红外子系统。课题以该子系统为背景, 针对项目指标, 设计了短波红外原理样机。原理样机采用推扫扫描方式, 使用自主研制的 512 元 InGaAs 短波红外线列探测器, 并通过两个子模块的视场拼接实现大视场扫描。

论文主要研究工作及创新点包括:

1. 对国内自主研制的 512 元 InGaAs 短波红外线列探测器的应用进行了深入研究, 解决了器件综合性能的测试方法, 提出了提高系统信噪比和图像品质的途径, 通过两个子模块的视场拼接实现了宽视场扫描, 设计了短波红外原理样机, 获得了效果良好的宽视场短波红外图像。
2. 较全面地研究了使用该线列探测器的成像技术和图像处理方法, 解决了线列探测器推扫成像中的锯齿拖影问题。验证了累加平均、数据重排、背景减除、非均匀性校正、图像拼接、长方形光敏元模糊复原等处理算法, 尤其在非均匀性校正和图像拼接算法研究中提出了具有针对性的、效果更好的新算法, 并应用于原理样机的研制, 取得了显著效果。
3. 通过实验室测试和原理样机应用, 深入比较了国内自主研制的 512 元 InGaAs 线列探测器与国外 1024 元长方形光敏元线列 InGaAs 探测器的性能和使用特点, 并对早期自主研制的 InGaAs 线列探测器进行了深入测试和应用研究。基于以上研究, 对国产探测器的不断改进提出了有价值的建议。

关键词: 短波红外 InGaAs 探测器 信噪比 非均匀性校正 视场拼接

Abstract

Shortwave infrared spectral band, which ranges from $1\mu\text{m}$ to $3\mu\text{m}$, is one of the most important bands in remote sensing. Shortwave infrared remote sensing has important and special function in land, sea, vegetation remote sensing application. Many current remote sensing devices include shortwave infrared spectral band. Research results have showed that InGaAs shortwave infrared sensor has many advantages such as higher directivity and good performance in room temperature. It is believed that InGaAs shortwave infrared sensor will be the main shortwave infrared sensor in the future. China has begun to research and manufacture InGaAs infrared shortwave sensors and has acquired some good results.

An imaging spectrometer of one spatial remote sensing satellite requires shortwave infrared band. The shortwave infrared sub-system of the imaging spectrometer will use this kind of homemade InGaAs shortwave infrared sensor. The research of this dissertation is to build a prototype of shortwave infrared camera according to the requirement of the imaging spectrometer. The camera prototype adopts the push-broom scanning mode, uses homemade InGaAs shortwave infrared linear sensor and acquires large field of view by stitching two small fields of view.

The main creative work includes:

1. Deep research was done on the application of homemade 512×1 InGaAs shortwave infrared linear sensor. Found sensor's performance measurement method and the way to elevate the S/N ratio and image quality. Designed the wide filed of view prototype camera through stitching two small field of view and acquired high quality image.
2. Widely researched on the imaging technology and image process algorithms. Found solution to eliminate the jagged lagging shadow in the images. Validated the kinds of image process algorithms, such as accumulation and averaging, data realignment, background cutting, nonuniform correction, image stitch and restoration of blurred image from rectangular sensor element. These algorithms showed notable effect in application of prototype camera, especially the new nonuniform correction algorithm and the new image stitich algorithm..
3. Deeply compared the performance and application characteristics of

homemade 512×1 and foreign 1024×1 InGaAs shortwave infrared linear sensors, through which valuable improvement suggestion on homemade sensor was proposed.

Key Words: Shortwave infrared, InGaAs, Sensor, S/N ratio, Nonuniformity correction, Stitch of field of view

第一章 绪论

1.1 短波红外成像的原理与意义

遥感是 20 世纪 60 年代发展起来的一门对地观测综合性技术。广义上, 遥感指各种非直接接触的、远距离探测目标的技术, 主要根据物体对电磁波的反射和辐射特性对目标进行采集, 声波、外力波和地震波等目标也包含在广义的遥感范畴之中。狭义上, 遥感指从远距离、高空, 以至外层空间的平台上, 利用可见光、红外、微波等遥感器, 通过摄影、扫描等各种方式, 接收来自地球表层各类地物的电磁波信息, 并对这些信息进行加工处理, 从而识别地面物质的性质和运动状态的综合技术。

自 20 世纪 80 年代以来, 遥感技术得到了迅速的发展, 遥感技术的应用也日趋广泛。在现代航天遥感系统中, 红外遥感的地位越来越重要。红外遥感通过红外探测仪器来接收物体发出或反射的红外辐射。红外辐射是波长介于可见光和微波之间的电磁波, 波长从 $0.75\ \mu\text{m}$ 到 $1000\ \mu\text{m}$ 。

太阳光从宇宙空间到达地球表面须穿过地球的大气层。太阳光在穿过大气层时, 会受到大气层对太阳光的吸收和散射影响, 使透过大气层的太阳光能量衰减。大气层对太阳光的吸收和散射影响随太阳光的波长而变化。通常把太阳光透过大气层时透过率较高的光谱段称为大气窗口。大气窗口主要包括以下几个部分: $0.3\text{--}1\ \mu\text{m}$ 的紫外与可见近红外窗口, $1\text{--}3\ \mu\text{m}$ 的短波红外窗口, $3\text{--}5\ \mu\text{m}$ 的中波红外窗口; $8\text{--}14\ \mu\text{m}$ 的热红外 (或称长波红外) 窗口以及 $0.8\text{--}2.5\text{cm}$ 的微波窗口^[1]。

在三个红外大气窗口中, $1\ \mu\text{m}\sim 3\ \mu\text{m}$ 波段属于短波红外。由于很多物质在该波段具有独特的光谱特性, 因此短波红外成像技术在农林业遥感, 矿物探测, 生物医学以及军事侦察中具有重要用途。

物体的反射辐射特性与物体的性质有关, 不同的物体在同一波长处, 反射率各不相同^[2]。通过对该波段的不同物体成像, 体现出不同的响应。因此, 这种特征可以被用来区分不同的地物目标。尤其是在农林业遥感领域, 短波红外探测被广泛利用。如图 1-1 所示。此外, 同类物体在不同的生长状态和健康程度下, 其反射率也存在差异。根据该特点, 通过成像探测可以判别物体的生长情况。如图 1-2 所示。

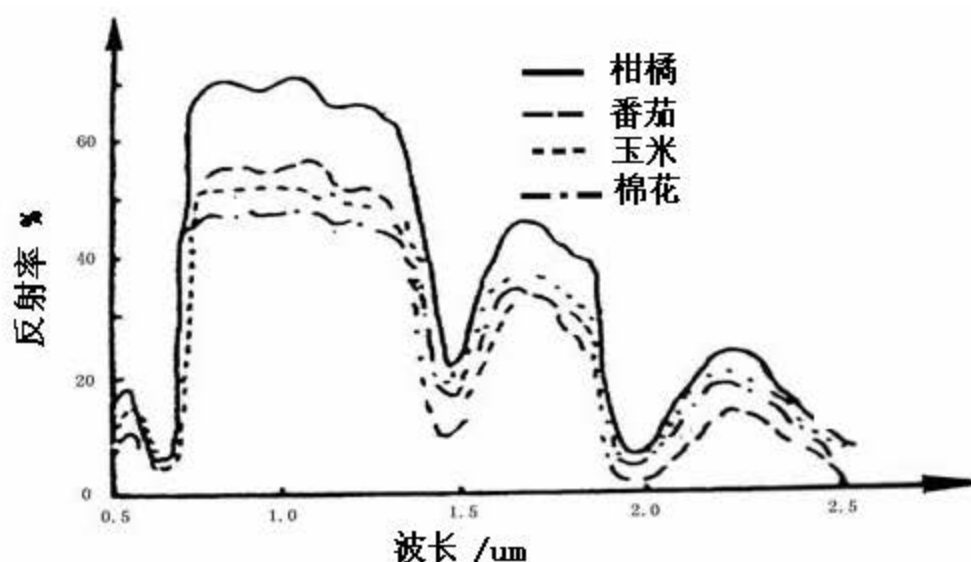


图 1-1 不同植物的反射光谱曲线

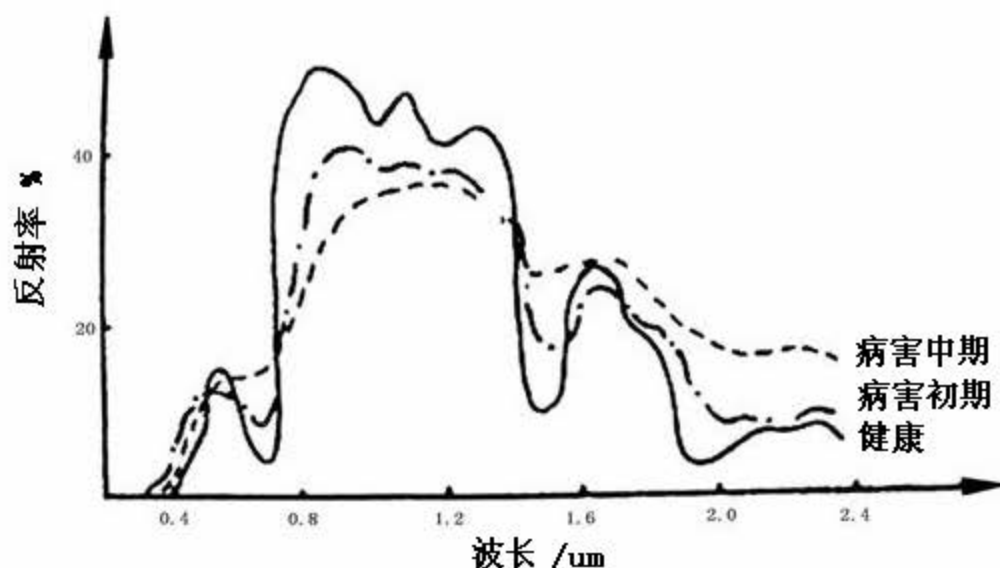


图 1-2 松树不同健康状况的反射光谱曲线

此外，在森林火情监测中，短波红外成像技术也有重要意义。未发生燃烧的森林及地表物发出的背景辐射能量较小，而当森林燃烧时主要的辐射源是火焰和具有较高温度的碳化物等，产生的辐射能量较大^[3]。如图 1-3 所示，在短波红外波段，两者温度相差较大，利用背景辐射和森林燃烧时辐射的差异，可以将红外图像中可燃物的燃烧情况从地形背景中分离出来，同时判断火点位置、火场面积，从而估计火势。

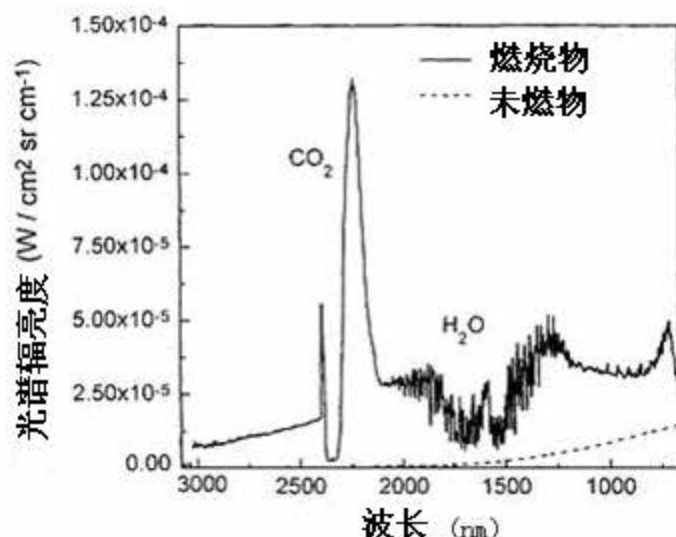


图 1-3 未燃物与燃烧物的光谱响应对比

在地球资源探测尤其是矿物探测中，短波红外探测也具有重要用途。矿物通常会包含在裸露的岩石中，而不同的矿物之间反射率有差异，同时，某些矿物在特定的波长位置有独特的吸收谷。在 $1.55\sim 2.35\mu\text{m}$ 波段，不同岩石反射率差异较大。利用这些特点，短波红外波段的探测可以被用来鉴别岩石。类似地，短波红外探测在油气资源勘探中也能发挥作用^[4]。这是因为，油气田上方的烃类微渗漏引起地表物质产生各种蚀变现象使表层土壤、岩石及地表植物的理化性质和生态特征发生变化，并表现出地物波谱特征的异常，通常是出现特有的吸收带。烃类物质的吸收率可以从两个试验区的原油样品的光谱曲线中看出，如图1-4所示。

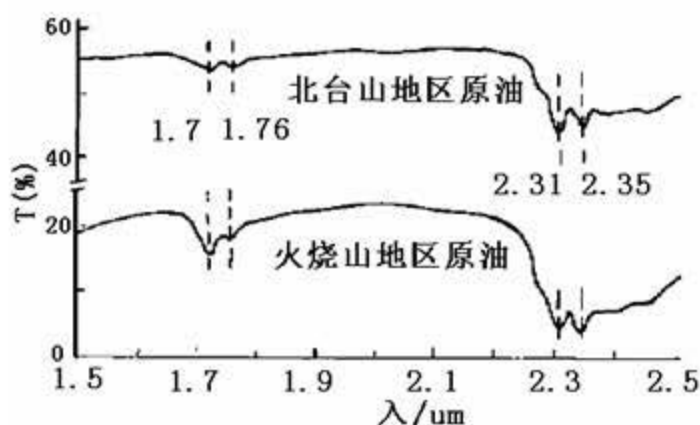


图 1-4 两个试验区原油样品的室内透射光谱

在医学和生物学中，可以通过观察细胞发出的较长波段($0.9\sim 1.7\mu\text{m}$)的荧光来研究细胞。对可重复利用的材料分类是荧光成像技术应用不断普及的又一

个例子。例如在塑料和玻璃瓶子中加入不同波段近红外的染料，这种染料在可见光不起作用，利用短波红外成像就可自动对其分类。

在军事领域，精确武器制导、侦察、便携式武器、战场监视、夜间目标识别等对 $0.9\sim 1.7\mu\text{m}$ 的短波红外摄像机有广泛需求。例如，在海军和潜艇部队在近海联合作战的过程中，需要更加精确的资料，涉及到浅水区、海底结构类型、水下危险事件、海水清晰度和能见度等探测对象。在这些领域，短波红外探测具有独特优势。此外，短波红外辐射在水雾中有更高的穿透率，这使得短波红外探测对近海观测非常有利。

1.2 短波红外探测器发展与 InGaAs 探测器的优势

红外技术发展与应用的前提是人们能够察觉红外辐射的存在、测量它的强弱，这就需要红外探测器把红外辐射转化成某种可以测量的物理量。因此红外探测器是红外技术的核心部件。

从能量转换方式来分，红外探测器分为热探测器与光子探测器。热探测器是利用红外辐射对物体的热效应而制成的红外探测器。历史上曾经研制成多种形式的热探测器，但至今仍在广泛使用的只有两种，分别是利用半导体材料制作的“热敏电阻型红外探测器”和利用铁电材料制作的“热释电红外探测器”。红外辐射的各种波长对物体具有相同的热效应，因而理论上，热敏型红外探测器对各种红外波长没有选择性。这类红外探测器要等待敏感元的温度变化，因而响应时间比较长。光子探测器是利用半导体的光电效应制成的。而光子探测器又包括了光伏探测器和光导探测器两种。在光伏探测器中，光电效应产生的电子—空穴对在 p-n 结的作用下产生电流或电压，这种电流或电压能反映入射的辐射能量。而光导探测器通过检测载流子的变化引起的电导率变化来衡量入射辐射。

被使用做探测器材料的半导体材料包括硫化铅(PbS)、锑化铟(InSb)、锗掺汞(Ge:Hg)、碲镉汞(HgCdTe)和铟镓砷(InGaAs)等。图 1-5 展示了红外探测器的发展历程。HgCdTe 材料的几乎各种基本物理性质都适宜于红外器件，用它可能做出任何指定波段的优质红外探测器，在空间应用上占有很大的份额。但由于在短波红外波段，HgCdTe 晶体具有两个严重缺点：一是结构完整性差；二是合金组分不均匀，这极大的制约了器件性能的提高。为了克服这些缺点，人们又探索

能替代HgCdTe的新材料^[5]。

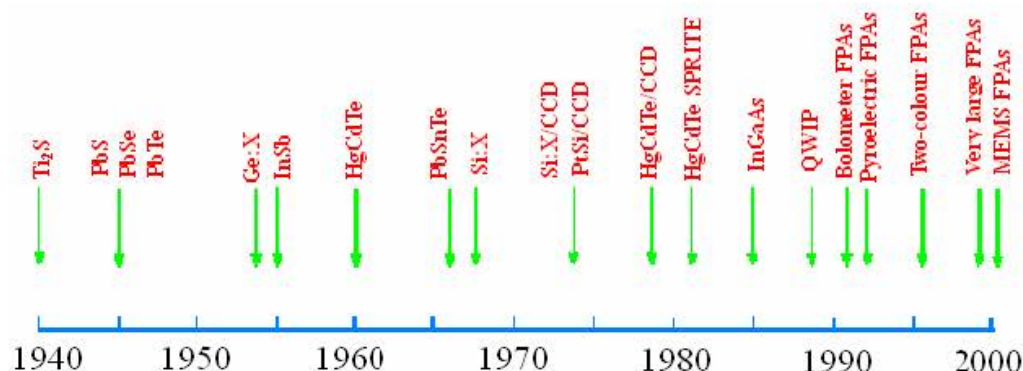


图 1-5 红外探测器的发展历程

由于In_{0.53}Ga_{0.47}As截止波长为 1.7 μm，正好可以覆盖光纤通讯常用的波长，InGaAs光电探测器最初是用于光纤通信领域。过去的二十多年来，在光纤通讯需求的推动下，InGaAs材料外延和器件技术有了很大的发展，由单元器件发展到线阵列。目前，正向微型化、高密度和高性能红外焦平面阵列技术方向发展。InGaAs红外焦平面有效工作波长范围为 0.5~2.5 μm，具有较高的量子效率和灵敏度，可把 60%的近红外辐射光子转换成光电子；更重要的是InGaAs的R₀A值比HgCdTe的要高许多。表 1-1 列出了在几个波段里两种器件的优值因子R₀A的比较。

表 1-1 InGaAs和HgCdTe的R₀A的比较

波段 (μ m)	工作温度 (K)	R ₀ A(Ω·cm ²)	R ₀ A(Ω·cm ²)
		InGaAs	HgCdTe
1.4	300	2.5 × 10 ⁵	4 × 10 ⁴
	220	1.3 × 10 ⁸	7 × 10 ⁶
1.7	300	2.5 × 10 ⁵	2 × 10 ²
	220	1.3 × 10 ⁸	2 × 10 ⁵
2.1	300	2.5 × 10 ³	7 × 10 ¹
	220	6.5 × 10 ⁵	7 × 10 ³
2.5	300	1.3 × 10 ²	1 × 10 ¹
	220	1.0 × 10 ⁵	1 × 10 ³

由表可见，在常温附近，当探测波长为 2.5 μm以下时，InGaAs器件的R₀A值比HgCdTe高 1~2 数量级。

光伏探测器峰值探测率 $D^*(\lambda_{pk})$ 的计算公式为^[6]：

$$D^*(\lambda_{pk}) = \frac{\eta e}{2kT(\frac{1.24e}{\lambda})} \sqrt{R_0 A} \quad (1-1)$$

其中, η 为量子效率, e 是电子电量, k 是玻尔兹曼常数, T 是温度, λ 是波长, R_0 零偏压下的微分电阻, A 是光敏元面积。由于 R_0 与 A 成反比关系, 因此归一化成 $R_0 A$ 。 $R_0 A$ 被称作光伏探测器的品质因子。

根据公式 1-1, 由于 InGaAs 的 $R_0 A$ 值要高出 HgCdTe 1~2 数量级, 因此 InGaAs 探测器的探测率可以比 HgCdTe 提高 3~10 倍。并且, InGaAs 探测器在常温下也具有很好的性能, 这一优点使得 InGaAs 探测器可以摆脱制冷的约束, 在仪器的小型化、降低成本等方面具有很大的竞争力。因此, InGaAs 红外焦平面, 特别是非制冷焦平面技术的突破, 有非常重要的意义。

目前, 美国传感器无限公司 (Sensors Unlimited) 在 InGaAs 探测器的研究方面处于世界领先地位, 已研制成功 640×480 焦平面, 响应波长为 $0.9 \mu\text{m} \sim 1.7 \mu\text{m}$, 平均探测率达 $6 \times 10^{12} \text{cmHz}^{1/2} \text{W}^{-1}$, 量子效率大于 70%。该公司的 256 元、512 元、1024 元、 320×240 、 320×256 、 640×512 、 128×128 等红外焦平面近红外微型相机已进入产业化, 并研制成功了 1024×1024 和 1280×1024 InGaAs 短波凝视焦平面 (如图 1-6), 光敏面积都为 $20 \times 20 \mu\text{m}^2$, $R_0 A$ 分别为 $1.5 \times 10^7 \Omega \cdot \text{cm}^2$ (265K) 和 $8 \times 10^6 \Omega \cdot \text{cm}^2$ (280K)。另外日本的滨松、美国的 Indigo、比利时的 Xenics 等公司, 也生产 InGaAs 短波 256×1、512×1 系列焦平面, 响应波长在 $1 \mu\text{m} \sim 1.75 \mu\text{m}$ 或 $1 \mu\text{m} \sim 2.55 \mu\text{m}$, 光敏面呈长条形, 主要用于光谱仪。

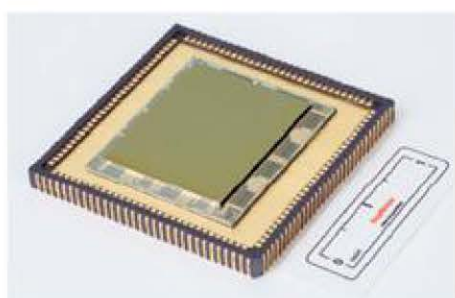


图 1-6 美国传感器无限公司 1280×1024 InGaAs 焦平面

我国对 InGaAs 探测器的研究主要集中于光纤通讯领域, 还没有可用于空间遥感的 InGaAs 探测器。但我国对该波段的探测器的需求非常大, 性能要求也越来越高。国内 InGaAs 探测器主要研究机构有中科院上海技术物理研究所、中科院上海微系统与信息技术研究所、中科院长春光学精密机械与物理研究所、中科院半导体研究所、武汉邮电科学院、中国电子科技集团第 13 所和第 44 所等。中

电 44 所研制了用于激光探测的 $2.2\mu\text{m}$ 多元器件以及响应波长 $1.0\mu\text{m} \sim 1.7\mu\text{m}$ 的中规模 InGaAs 面阵焦平面样件；其他单位研制的 InGaAs 探测器主要应用于光纤通讯，研究重点方向是提高器件的响应速度。半导体所下属的海特公司和武汉电信器件公司主要研制用于高速（10Gb/s）光通信系统的 InGaAs/InP 结构光电探测器，响应率在 $1.3\mu\text{m}$ 时大于 0.80A/W。

中科院上海技术物理研究所、上海微系统与信息技术研究所与长春光学精密机械与物理所针对航天遥感应用的特点，对 InGaAs 器件进行了深入研究，为 InGaAs 器件能更好的满足空间遥感领域的需求打下良好的基础。

我所（中科院上海技术物理研究所）目前研究成功了 InGaAs 材料的短波红外线列探测器，包括 256×1 ， 512×1 与 1024×1 ，最终的目标是研制出空间遥感应用的长线列 InGaAs 短波红外线列探测器。本课题将采用的是已研制成功的 512×1 InGaAs 短波红外线列探测器。

国内外 InGaAs 探测器研制情况总结如表 1-2 所示^[7]。

表 1-2 国内外 InGaAs 探测器研制情况

国家	公司	规模	非均匀性 (%)	工作温度 (K)	制冷	封装方式	应用情况
美国	Indigo	1024×1	<10	DT>40/ DT>70	TE1/TE2	杜瓦	商品
		640×512	<10		TE1/TE2	杜瓦	商品
美国	Sensors Unlimited	1024×1			TE1/TE3	28 脚金属	商品
比利时	Xenics	512×1			无	金属气密	商品
		320×256			TE1		商品
法国	THOMSON	3000×1	<10	$263 \sim 273$		陶瓷基板	SPOT4, SPOT5 卫星
美国	Epitaxx Inc.	1×1024		150	辐射制冷	金属封装	ENVISAT
印度		2100×1					环境卫星 IRS-1C
日本	滨松	512×1			无	22 脚陶瓷	
					TE1/TE2	28 脚金属	商品
中国	电子 44 所	128×128					激光成像
	海特公司	单元					商品
	上海技术物理研究所	256×1	<15	293	无	32 脚陶瓷	航天
		256×1	<18	293	无	32 脚陶瓷	航天

1.3 短波红外遥感仪器国内外研究与应用状况

由于短波红外波段遥感的重要意义,许多国内外遥感仪器中都包含短波红外波段。

ADEOS-2 是日本研制的第二颗先进地球观测卫星,用于观测基于碳,水,能量循环的全球环境变化,于 2002 年发射成功。其中的主载荷全球成像仪(GLI)主要目的是通过观测海洋与陆地生物活动来研究碳循环及全球变暖的原因。GLI 是对 ADEOS-1 中的 OCTS 的改进,它包含 23 个可见近红外波段,6 个短波红外波段以及 7 个中远红外波段。短波红外波段配置如表 1-3。

表 1-3 GLI 短波波段分布及基本参数

波段	中心波长 (nm)	波段	带宽(nm)	应用	地面分辨率
短波红外	1050	24	20	L, A, C	1 km
	1135	25	70	A	1 km
	1240	26	20	L, A, C	1 km
	1380	27	40	A	1 km
	1640	28	200	L, A, C	250 m
	2210	29	220	L, A, C	250 m

(注: L = 陆地; A = 大气; C = 低温层)

美国对地观测计划(EOS)中的 TERRA 和 AQUA 两颗卫星上安装了中分辨率成像光谱仪(MODIS),MODIS 数据波段范围广,包括了 36 个波段,数据空间分辨率包括了 250 米、500 米和 1000 米三个尺度。其中短波红外波段如表 1-4 所示。

表 1-4 MODIS 短波波段分布及基本参数

基本用途	波段	波段宽度 nm	光谱灵敏度 W/m ² -μm-sr	地面分辨率 m	信噪比
陆地与云的性质	5	1230—1250	5.4	500	74
陆地与云的性质	6	1628—1652	7.3	500	275
陆地与云的性质	7	2105—2155	1.0	500	110
卷云	26	1.360-1.390	6.00	1000	150

法国SPOT系列卫星是世界范围内应用很广的高分辨率卫星系列,包括SPOT-1、2、3、4、5^{[8][9][10]}。SPOT-1、2、3 的主载荷是HRV(High Resolution Visible),它在HRV传感器有 4 个波段,在可见光和近红外波段成像。SPOT-4 主载荷称为 HRVIR(High Resolution Visible InfraRed),它在HRV的基础上增加了一个短波

波段。SPOT-5 又以 HRG (High Resolution Geometry) 传感器，替代了 SPOT-4 的 HRVIR 传感器，HRG 可以提供更高的分辨率。

此外，SPOT-4、SPOT-5 还搭载了其它一些探测仪器，其中为欧盟国家合作项目开发的 VEGETATION 仪器，提供 2000 km 幅宽、地面分辨率约 1 km 的观测数据，其波段与 HRVIR/HRG 传感器类似，用于观察全球环境的变化。

SPOT-4、SPOT-5 在 SPOT-1、2、3 基础上的一个重大改进就是短波红外波段的增加，如表 1-5 所示。新的短波红外波段有助于对地物景观进行较以往更深入的分析判读，该波段比原有的波段（绿光/红光/近红外光）具备更强的大气穿透能力，因此可使得卫星影像上的地物地貌更加清晰。此外，通过短波红外波段更高的亮度对比特性，地表的水线和湖泊等均可以鲜明锐利地呈现出来。此外，土壤与植物的湿度也能从此波段的辐射分析出来，可以更容易地监控有关土壤种类判别和植被农作物的生长阶段。

表 1-5 SPOT-4、SPOT-5 的短波波段基本参数

波段宽度 μm	分辨率 m	信噪比	MTF	采样点
1.58~1.75	20	230	>0.2	3000

SPOT-4、SPOT-5 短波红外波段使用的是法国的 THOMSON 公司研制的 3000 元 InGaAs 短波红外线列探测器 (如图 1-7)。该探测器工作波长为 1.58~1.75 μm ，室温工作，是由 10 个 300 元 InGaAs 小线列拼接而成。每个光敏元面积为 26 $\mu\text{m} \times 26 \mu\text{m}$ 。该探测器的主要性能：探测率为 $6 \times 10^{12} \text{ cmHz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$ ，平均噪声为 0.3 mV，不均匀性优于 10%，平均量子效率为 65%，探测器动态范围超过 4000，非线性度小于 1%。



图 1-7 SPOT-4、SPOT-5 卫星的 3000 元 InGaAs 线列探测器

此外，欧洲空间局 (ESA) 在新一代的环境卫星 (ENVISAT) 上的有效载荷大气分布扫描成像吸收光谱仪 (SCIAMACHY) 设置了其中短波红外波段，它采用了 EPITAXX 公司研制的 2.4 μm 波段的 1024 元 InGaAs 短波红外线列探测器。美国

NASA 启动的新千年计划 (NMP) 地球观测 1 号卫星 (EO-1) 中, 用于大气水汽变化校正及探测卷云的 LAC 采用 256×256 InGaAs 红外探测器焦平面组件, 工作波段覆盖 $0.9 \sim 1.6 \mu\text{m}$ 波长范围。

国内研制的许多遥感仪器也包含短波红外波段。风云一号 C 星上第六波段为 $1.58 \sim 1.64 \mu\text{m}$ 的短波波段, 用于接收海洋表面和云层顶部 $1.58 \sim 1.64 \mu\text{m}$ 的反射阳光, 获得地球表面土壤、海洋温度等信息, 为气象预报和环境监测提供资料。风云三号气象卫星的十波段扫描辐射计在风云一号的基础上, 保留了 $1.58 \sim 1.64 \mu\text{m}$ 波段, 又增加了 $1.325 \sim 1.395 \mu\text{m}$ 波段, 用于卷云的探测; 红外分光计短波红外 $1.19 \sim 1.29 \mu\text{m}$ 、 $1.58 \sim 1.70 \mu\text{m}$ 波段分别用于叶盖性质、气溶胶的探测和区分云和雾; 此外还有中分辨率成像光谱仪的 $1.615 \sim 1.665 \mu\text{m}$ 、 $2.105 \sim 2.155 \mu\text{m}$ 两个短波波段。环境卫星中的红外相机包含 $1.55 \sim 1.75 \mu\text{m}$ 的短波红外波段。该波段能够对植物的湿度及活力进行探测, 为谷物及绿色物质识别的重要手段。以上遥感仪器使用的都是 HgCdTe 材料制作的短波红外探测器。

国内目前航天用短波红外探测器还是以 HgCdTe 为主。随着系统灵敏度的提高, 对红外探测器的性能要求越来越高, 国内开始注意并发展 InGaAs 红外焦平面, 但目前还处于起步阶段。由于满足航天遥感用 InGaAs 探测器焦平面受到国外的封锁, 开展 InGaAs 短波红外焦平面的自主创新研究, 并尝试将其用于航天遥感, 对我国空间遥感技术的发展有重大意义。此外, 我国在安防、农作物监测等民用领域和某些军事领域对短波红外探测器存在巨大的需求, 目前我国民用市场使用的短波红外探测器大部分从国外进口。因此, 自主研制成功的 InGaAs 短波红外线列探测器将填补我国在这方面的空白, 提高我国的自主创新能力和核心竞争力。

1.4 论文研究主要内容与意义

成像光谱仪是新一代“图谱合一”的光学遥感仪器, 它具有获取地球目标详细光谱景象和快速全球覆盖的能力, 是目前各国公认的监测地球环境变化最有效的遥感仪器, 是空间光学遥感仪器的发展方向之一。

在一个航天遥感应用中将设计一台成像光谱仪, 以环境和海洋应用为主。它包含 15 个可见光波段、两个短波红外波段以及两个长波红外波段。其中, 短波红外波段是成像光谱仪的重要组成部分。首先, 它对可见光的 15 个光谱波段进

行了谱段延伸,使成像光谱仪获取的信息在光谱维更加丰富,其次,通过短波红外波段获取的遥感信息具有独特的应用,它能反映很多物质在该波段的特征,主要包括土壤、植被以及矿物等等。短波红外波段的另外一个重要意义是它将在航天遥感应用中首次使用国内自主研发成功的 InGaAs 短波红外线列探测器。

成像光谱仪中短波红外子系统的指标如表 1-8。

表 1-8 成像光谱仪短波红外子系统指标

参数	波段(μm)	瞬时视场	采样点	子模块	总视场	噪声等效反射率
波段1	1.23~1.25	1mrad	1280	2	70 °	0.08%
波段2	2.10~2.27					0.4%

由表可见,成像光谱仪在视场以及噪声等效反射率方面提出了较高的要求。

由于受光学视场和仪器规模限制,成像光谱仪幅宽为 560 公里,在推扫式成像光谱仪中属宽刈幅大视场遥感仪器。

本课题的主要内容是该航天遥感项目的要求,基于自主研发的 InGaAs 短波红外线列探测器,设计一套短波红外成像原理样机。课题将深入研究自主研发的 InGaAs 短波红外线列探测器的性能,并利用该探测器完成短波红外原理样机的设计与实验测试。

短波红外探测器在空间对地观测有着重要的用途。因此,对短波红外探测器的性能和成像技术开展研究具有重要的战略意义。同时,目前我国在 InGaAs 短波红外焦平面器件研制中刚刚起步,深入研究其性能可以对探测器研制水平的不断提高起到积极的推动作用,对实现我国室温工作的短波红外系统核心元器件的自主研发以及对我国相关遥感技术水平的提高具有重大意义。

参考文献

- [1] 空间相机设计与实验,杨世平,宇航出版社,2003
- [2] 张鑫,高分辨率短波红外推帚式相机关键技术研究,中科院上海技术物理研究所博士论文,2003
- [3] 毛洁娜,森林火情红外监测技术研究,中科院上海技术物理研究所硕士论文,2007
- [4] 航空红外遥感油气资源新方法——短波红外分光光谱扫描,吴常泳,红外与毫米波学报,1992,11(3):189-194
- [5] 吕衍秋,航天遥感用 InGaAs 线列红外焦平面的研究,中科院上海技术物理研究所博士论文,2007

- [6] 陈洪钧, 周航宇, InGaAs 可见 / 短波红外焦平面探测器新进展, 红外与激光工程, 2007, 36 (4): 431-414
- [7] 徐蒙, 应用 InGaAs 探测器的短波红外系统研究, 中科院上海技术物理研究所硕士论文, 2007
- [8] 地球观测卫星 SPOT4 号 (上), 红外, 1999, 7: 1-8
- [9] 地球观测卫星 SPOT4 号 (下), 红外, 1999, 8: 25-30
- [10] 李吉平, SPOT 5: 沿袭和飞跃, 中国图象图形学报, 2001, 6A (9): 932-934

第二章 系统方案设计

2.1 成像光谱仪短波红外子系统设计方案

根据成像光谱仪短波红外子系统的指标，可以对系统方案进行设计与论证，包括扫描方式、光学系统、探测器等等。

随着大规模CCD探测器和长线列红外探测器技术的发展，限制遥感器推扫成像技术应用的主要约束已逐渐被克服，和传统光机扫描方式相比，采用推扫方式成像，探测器驻留时间较长，具有较高的灵敏度；没有运动部件，自身无转动惯性，对平台姿态影响小^[1]。所以，成像光谱仪采用推扫方式是比较合理的方案(如图 2-1)。

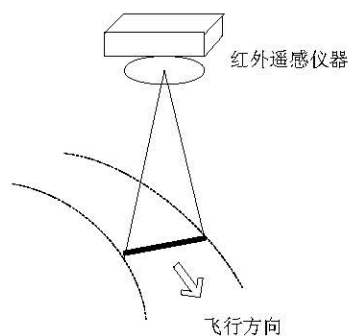


图 2-1 推扫扫描方式示意图

在确定了采用推扫方式扫描后，系统需要设计大视场的光学系统，并采用长线列探测器。系统总视场为 70° ，如果用单个镜头来实现，光学系统设计难度非常大。同时，长线列的短波红外探测器的研制是一项技术难点。长度越长，对探测器设计和制作工艺的要求越高。基于以上考虑，系统将采用视场拼接方式，由两个子模块进行视场拼接，以达到 70° 的大视场。

根据成像光谱仪短波红外子系统的总体方案，在短波红外探测器中，两个不同波段的探测器集成在一条 660×2 的线列中，通过滤光片来限定光谱带宽，形成两个探测波段。探测器使用的是自主研发成功的InGaAs短波红外线列探测器：规格 660×2 ，光敏元尺寸为 $25 \times 25 \mu\text{m}^2$ 。每条 660 元线列分别对应一个子波段。

由于视场较大，短波红外的光学系统将采用透射式的方案。经计算短波红外波段光学系统的焦距 $f=25\text{mm}$ ，总视场 ± 18.36 度。按成像光谱仪总体的要求，为

为了更好的进行视场拼接,光学系统采用像方远心光路结构。同时为了增大信噪比,光学系统的 F 数设为 1.8。光学子系统参数如表 2-1 所示。

表 2-1 成像光谱仪短波红外子系统光学镜头参数

探测器间距	焦距 efl	f#(F 数)	通光孔径D ₀
25 μm	25mm	1.8	13.9mm

光学系统中物镜的光谱范围是 1.23~1.25μm、2.10~2.27μm。采用滤光片分光。探测器前面安装滤光片与窗口。滤光片把短波红外波段分为两个探测波段。

成像光谱仪的短波红外子系统指标与设计方案的制定参考了国内外同类仪器中的短波波段参数,包括风云三号(FY3)中分辨率成像光谱仪,以及 SPOT-5 的 HRG 遥感仪器。三者的参数比较如表 2-2。

表 2-2 成像光谱仪短波红外子系统与同类仪器的参数比较

仪器		成像光谱仪	FY3 中分辨率成像光谱仪	SPOT5 HRG
短波波段 μm		1.23~1.25 2.10~2.27	1.615~1.665 2.105~2.155	1.58~1.75
分辨率 m		400	1000	20
瞬时视场		1mrad	1.2mrad	24 μrad
采样点		1280	2048	3000
视场		70°	111°	4°
噪声等效反射率		0.08% 0.4%	0.05% 0.05%	0.4%
MTF		>0.3	>0.27	>0.2
扫描方式		推扫	10 元并扫	推扫
光学系统	口径	13.9mm	18cm	33cm
	焦距	25mm	25cm	1.082 m
	F 数	1.8	1.4	3.3
探测器	规模	660 元	10 元	3000 元
	材料	InGaAs	HgCdTe	InGaAs
	光敏元尺寸	25 μm×25 μm	0.30mm×0.26mm	26 μm×26 μm
	D* cmHz ^{1/2} W ⁻¹	5×10 ¹¹ (1.23~1.25 μm)	4×10 ¹¹	6×10 ¹¹ (V/J)
	非均匀性	8%	5~10%	<10%
	制冷	253K~常温	150K	室温

由表可见,成像光谱仪短波红外子系统的优势在于兼顾了视场和分辨率两个重要参数,同时系统的噪声等效反射率指标达到了国际先进水平。

2.2 原理样机设计方案

针对成像光谱仪指标,设计短波红外子系统的原理样机,以此来验证设计方案的合理性以及指标满足情况。

由于短波红外子系统中两个波段的探测器基于相同的 InGaAs 探测器研制工艺,原理样机主要针对其中的 1.23~1.25 μm 波段设计。2.10~2.27 μm 波段子系统的设计和性能可以参考原理样机的设计与性能测试结果。

原理样机使用的是自主研制的 512 元 InGaAs 短波红外线列探测器,并使用两个子模块进行视场拼接来实现宽视场。光学子系统采用的是芬兰 Specim 公司的短波红外镜头。

原理样机设计方案如表 2-3 所示。

表 2-3 原理样机设计方案

		成像光谱仪设计方案	原理样机设计方案
短波红外探测器		自主研制 InGaAs 660 元	自主研制 InGaAs 512 元
波段 μm		1.23~1.25; 2.10~2.27	1.23~1.265 μm , 民用滤光片
光学系统	方案	定制	Specim 短波红外镜头
	焦距 mm	25	22.5
	F 数	1.8	2.0
宽视场	方案	两个子相机视场拼接	
	瞬时视场	1mrad	1.11mrad
	单镜头视场	35.5 °	32 °
	重叠视场	1 °	2 °
	总视场	70°	62°

由表可见,原理样机的设计方案基本参照成像光谱仪设计方案。原理样机的研制能够为成像光谱仪的短波红外子系统的研制进行原理、方案、性能的验证。

原理样机系统的组成如图 2-2 所示。

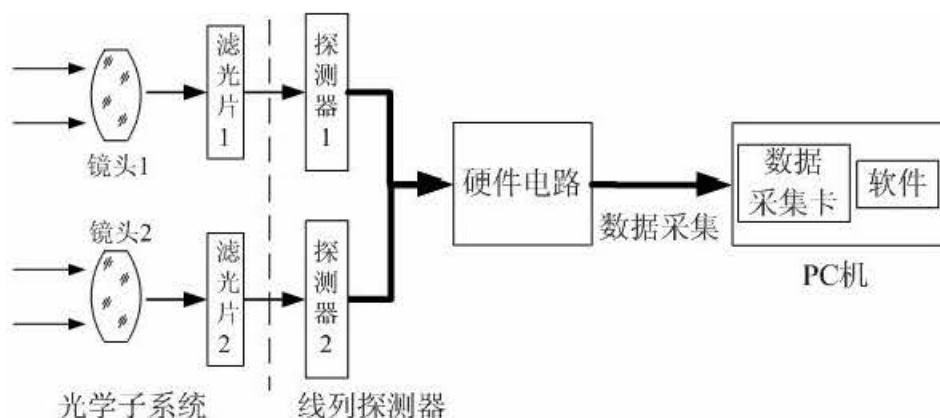


图 2-2 原理样机系统组成框图

2.3 光学子系统

原理样机光学子系统包括镜头和滤光片两个组件。

镜头使用的是芬兰 Specim 公司的短波红外镜头，型号为 OLES22。其参数如表 2-4 所示。

由于探测器光敏元尺寸 d 为 $25\mu\text{m}$ ，镜头焦距 f 为 22.5mm ，因而瞬时视场 β 可根据公式 2-1 计算得到，为 1.11mrad 。这与成像光谱仪对瞬时视场的指标 1mrad 接近。

$$\beta = \frac{d}{f} \quad (2-1)$$

表 2-4 短波红外镜头参数

参数	参数值	实际模样
焦距	22.5mm	
光谱范围	900~2500nm	
光学输出	远心	
图像大小	max. 12.8mm	
空间分辨率	rms. 光斑半径 $<7.5\mu\text{m}$	
畸变	无	
数值孔径	F/2.0	
传输率	$>82\%$	

镜头的光谱范围为 $900\sim 2500\text{nm}$ ，覆盖了整个短波波段，在波段内的传输率达到了 82% 。为了与成像光谱仪的波段指标接近，使用滤光片进一步将响应波

段限制为 $1.23\sim 1.265\mu\text{m}$ 。

镜头通光孔径是原理样机最重要的参数之一，在焦距和F数确定的情况下，可以计算出孔径的大小。该镜头焦距和F数分别为 22.5mm 和 2.0 ，从而镜头的通光孔径 D_0 为 11.25mm 。

光学系统设计中，通光孔径 D_0 和瑞利判据决定的分辨极限有如下条件关系：

$$D_0 \geq 2.44 * \frac{\lambda}{\beta} \quad (2-2)$$

式中 λ —光谱波长；

β —艾利斑角；

根据该公式，当 λ 范围是 $1.23\sim 1.265\mu\text{m}$ ，艾利斑角等于瞬时视场 β ，为 1.11mrad 时，孔径应大于 2.78mm 。实际通光孔径为 11.25mm ，大于要求。

滤光片的传输波段与成像光谱仪中其中一个短波红外波段 $1.23\sim 1.25\mu\text{m}$ 接近，实际为 $1.23\sim 1.265\mu\text{m}$ ，透过率约 50% 。其光谱传输曲线如图 2-3 所示。

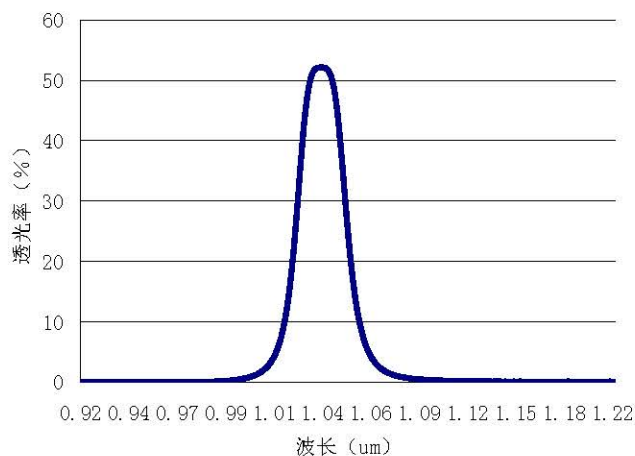


图 2-3 滤光片光谱传输曲线

2.4 InGaAs 短波红外线列探测器

原理样机将使用国内首次自主研制成功的 InGaAs 短波红外线列探测器。该器件是一种光伏型器件。它是原理样机的核心器件，它的性能是原理样机能否达到设计指标的主要决定因素。

512 元 InGaAs 探测器内部由两个 256 元的模块拼接成。两个模块间错位拼

接，而 256 元子模块的奇偶光敏元也以品字形排列。如图 2-4 所示。其主要技术指标参数如表 2-5 所示。

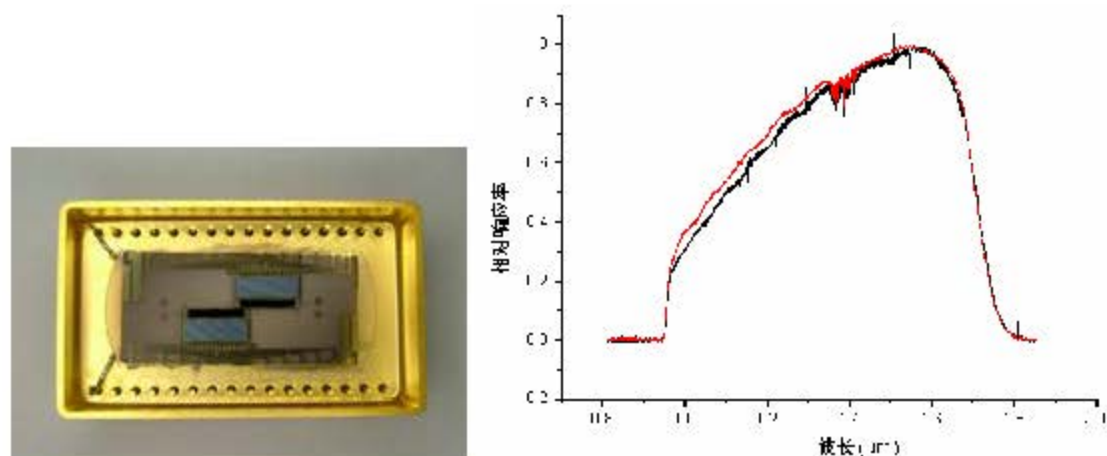


图 2-4 512 元 InGaAs 短波红外线列探测器及其光谱响应曲线

表 2-5 探测器主要技术指标参数

探测波段	0.9~1.7 μm
规模	512 元
盲元率	<1%
响应率	0.5A/W
组件探测率 D^* (278K)	$5 \times 10^{11} \text{ cmHz}^{1/2}\text{W}^{-1}$
响应不均匀性(RMS)	8%
光敏元尺寸	$25 \times 25 \mu\text{m}^2$
最大读出速率	2MHz
工作温度 T_0	常温

2.5 视场拼接技术

总视场是遥感仪器的重要性能指标，它决定了遥感仪器全球覆盖的周期和局部重复观测周期。总视场越大，周期越小。在单镜头的推扫式遥感仪器中，系统的总视场取决于光学系统视场、瞬时视场以及探测器的规模。瞬时视场由地面分辨率以及轨道高度决定，作为一个系统指标，通常无法改变。为了获得更大的总视场，设计者必须不断提高光学系统的视场或增加探测器的光敏元数目。而光学系统的视场不能无限提高，大规模的探测器阵列设计存在较大困难，这些因素都限制了单镜头遥感仪器总视场的进一步提高。本系统要求实现 70° 的大视场，

使光学系统设计和长线列探测器的研制非常困难。根据第一章对于短波红外探测器的分析,由于 InGaAs 探测器在许多方面的优势,本系统将采用 InGaAs 材料的短波红外探测器。在推扫方式下,系统需要使用长线列探测器。系统采用的 InGaAs 短波红外线列探测器将立足于自主研制。由于该项技术刚刚起步,所以立刻研制出 1280 元的长线列探测器也存在一定难度。

采用多镜头的视场拼接技术,可以在维持现有光学系统视场和探测器规模的情况下,成倍提高系统的总视场^{[1][5]}。理论上,如果单镜头的视场为 α° ,则 n 个镜头的系统总视场可达 $n\alpha^\circ$ 。

欧空局 ENVISAT-1 卫星上的推扫式中等分辨成像光谱仪 MERIS 采用了多镜头的视场拼接技术,它使用 5 个可见光面阵 CCD 进行视场拼接。如图 2-5 所示。

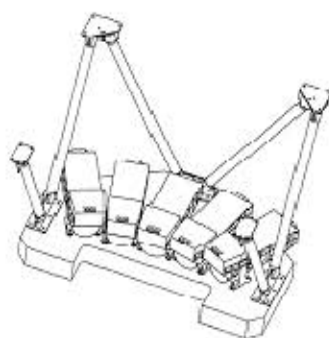


图 2-5 MERIS 的多镜头系统

视场拼接技术包括:子相机在机械结构上的视场拼接;光机配准以及子相机的图像数据在软件上的图像拼接。基于总视场的要求,在原理样机中,使用两个子相机进行视场拼接。子相机在机械结构上的视场拼接指的是通过机械的方式将各子相机的光轴固定在同一平面,光轴间保持一定的夹角使得相邻子相机的视场有一小部分重叠。在原理样机中,单个子相机的视场 $\alpha = 32^\circ$,重叠视场 $\phi = 2^\circ$,因此光轴间的夹角 $\beta = \alpha - \phi = 30^\circ$,拼接后最终获得 62° 的宽视场(如图 2-6)。

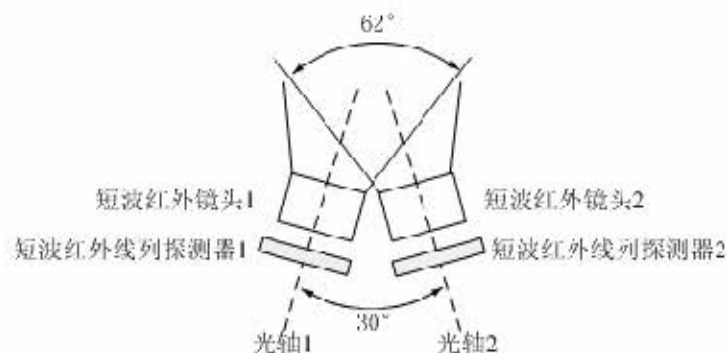


图 2-6 双模块视场拼接示意图

原理样机通过通过光学、机械结构完成视场的初步合成后，需要进行光机配准，然后通过图像拼接算法来获取精确配准并拼接的宽视场图像。

具体配准方法将在 6.2 节中介绍，具体图像拼接算法将在 3.4 节中介绍。

参考文献

- [1] 韩心志, 航天遥感 CCD 推帚式成像系统, 哈尔滨工业大学出版社, 1990
- [2] 薛永祺, 机载成像光谱仪的发展, 成像光谱技术, 中科院上海技术物理所
- [3] 危峻, 蔡海蛟, 翁东山, 基于视场拼接的成像光谱仪数据采集系统设计, 红外技术, 2008,

第三章 图像数据处理原理与技术

根据系统以及探测器的特点,从探测器中获取的原始图像数据需要经过多种图像处理才能够获取高质量的宽视场短波红外图像。这些功能包括累加平均、数据重排、背景减除、错位校正、盲元处理、非均匀性校正、图像拼接等等。其中,累加平均是针对系统长驻留时间的特点而设置的功能,通过这种技术期望能够在提高系统信噪比的同时,保证较好的系统 MTF。非均匀性校正是红外图像处理中必不可少的环节,针对新研制成功的 InGaAs 短波红外线列探测器,需要研究出针对性的有效算法。尤其是在视场拼接方式下使用两个探测器成像,整体图像的非均匀性存在新的特点,需要对传统算法进行改进。此外,通过视场拼接技术获得的宽度为 1024 元的图像是由两个 512 元探测器获得的,两部分图像之间存在一部分重叠和一定的偏移,需要通过图像拼接算法来形成一幅无缝连接的宽视场图像。

3.1 图像数据处理流程

整个短波红外图像数据处理流程如图 3-1 所示^[1]。

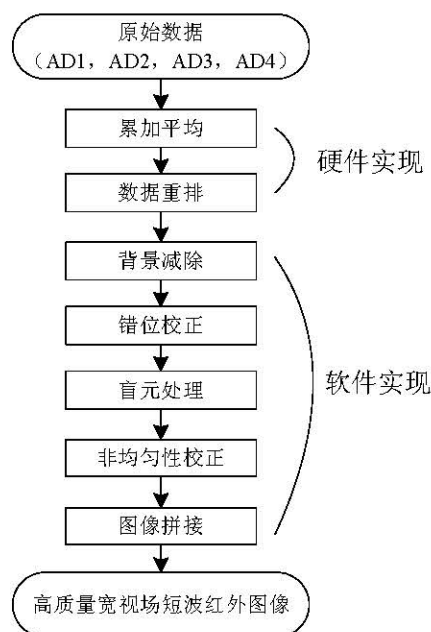


图 3-1 短波红外图像数据处理流程

数据处理中累加平均、数据重排是通过硬件中的 FPGA 来完成,其余的图像数据处理通过软件完成。

累加平均是基于多次采样技术的。由于系统的驻留时间较长，而探测器的饱和和积分时间较短，因而在同一个驻留时间下，可以对目标进行多次采样。多次采样技术获得的多组数据可以通过不同的算法来处理，例如累加平均。具体分析在 3.2 中介绍。

数据重排指的是将系统中两个探测器四路数据按照景物实际顺序排列成宽度为 1024 的图像。这部分的实现在 4.1 中 FPGA 逻辑设计部分详细介绍。

背景减除是指通过数据处理的方式减除图像信号中的背景信号。系统在获取信号时，除了接收目标透过镜头的辐射外，还接收来自系统内部的辐射。这部分非目标辐射称为背景信号，它包括镜头，镜筒，机械结构等部件的辐射。短波红外探测器自身的动态范围较小，如果信号中包含背景信号，则系统的动态范围将被压缩，最后获取的图像对比度将下降。

为了减除背景信号，采取的办法是：在某个时刻，用挡板将镜头盖上，采集并保存背景信号，在采集图像时，在图像数据中将背景信号减掉。通常有模拟减背景和数字减背景两种方法。模拟减背景的方法是将采集的背景数据进行 DA 转换后，在模拟放大器前端差分减除，不包含背景的目标信号进行放大后再进入 AD 转换器。这种方法的优点是可以保证目标信号充分利用 AD 转换器的动态范围，缺点是引入了 DA 转换器噪声，并且增加了硬件电路的复杂性。数字减背景的方法是独立地采集背景信号和图像信号，然后通过数据处理的方式用图像信号减去背景信号。本系统采用数字减背景的方式。

对于短波红外成像系统而言，实际上背景信号并不大，减除背景的另外一个意义在于扣除掉盖上镜头时系统获取的基准值，这个基准值通常来自于运放电路以及 AD 转换器设置的偏置。减除背景后的数据能完全成比例地反映探测器接收到的外部辐射信号。

错位校正是针对线列探测器中光敏元之间错位排列而采取的图像处理。512 元 InGaAs 短波红外线列探测器内部由两个 256 元的短线列错开拼接而成，另外短线列内部奇偶光敏元之间也呈品字形结构。如图 3-2 所示。256 元短线列奇偶行光敏元的距离为 $125\ \mu\text{m}$ ，两个短线列之间的距离为 $1250\ \mu\text{m}$ 。光敏元的大小为 $25\ \mu\text{m} \times 25\ \mu\text{m}$ 。由此，短线列内部奇偶行距为 5 行，短线列之间距离为 50 行。

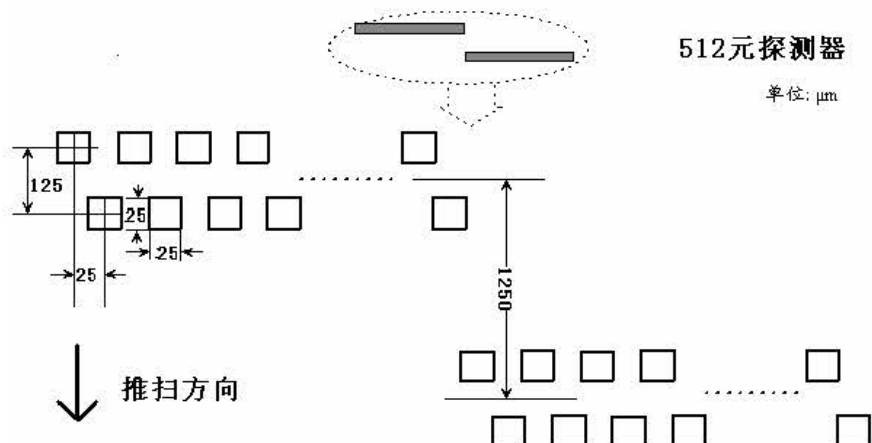


图 3-2 512 元线列探测器内部结构图

在推扫成像的过程中，同一次积分获得的一行图像实际上并非地面的一行景物，而是在推扫方向上错开排列。将每一次积分采样获取的一行图像重新排列成真正的一行景物图像即错位校正。为了完成错位校正，需要一片大的数据缓冲区来暂存数据。根据该探测器的结构特点，缓冲区的大小为 55 行数据的大小。按照先入先出的规则不断更新缓冲区中的数据，保证每次新的一行数据到来时，缓冲区中存储的是该行之前积分的 55 行数据。校正时，新到来的一行数据中某个短线列的奇行或偶行需要在缓冲区中寻找和它景物上同一行的数据，根据距离关系，其它部分的数据在缓冲区中的位置分别是第 5 行，第 50 行和第 55 行。定位到这些数据后，就可以将这些数据组成一行位置对齐的图像，进行下一步的处理。同时更新缓冲区。

由于错位校正对存储空间的需求比较大，因此在软件中完成。软件可以进行图像的实时错位校正或者对已保存的数据进行错位校正。

盲元处理是将图像中由盲元造成的部分采用图像处理的方式进行修复。由于线列探测器中通常存在盲元，在推扫成像过程中，盲元将在图像中形成灰度不变的线条，影响了图像的效果。在系统软件中，通过邻域平均的方式来修复盲元，即用盲元相邻的两个光敏元的平均响应来代替盲元响应。实验表明这种方法具有良好的效果。

以上数据处理步骤均能实时完成。非均匀性校正和图像拼接的参数通常需要获取图像后计算得到，获取得到的参数能够用于后续图像的实时非均匀性校正和图像拼接。

非均匀性校正和图像拼接算法在本章后续部分详细介绍。

3.2 多次采样累加平均技术

在推扫方式下，系统采用线列探测器，一次性扫描一行，系统的驻留时间即为卫星飞行一个地面元的时间，因此驻留时间比较长，探测器可以利用的积分时间也比较长。然而，较长的驻留时间往往无法被充分利用，因为红外探测器受到材料及生产工艺的限制，容易饱和，积分时间通常较短。例如系统驻留时间达到 20ms，而探测器可能在积分时间为 1ms 时就饱和。为了解决这二者之间的矛盾，可以采用多次采样技术，即在卫星飞行期间，对同一个地面元多次采样积分，然后累加，取平均值。如图 3-3 所示。为了简化分析，这里忽略飞行对采样的影响，即假设在同一地面元内各采样点在同一位置^[2]。

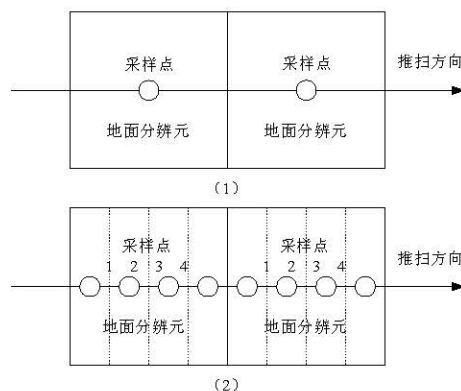


图 3-3 采样方式示意图：(1) 单次采样；(2) 多次采样（4 次）

多次采样技术的应用包括两条原则：一是选择的积分时间是探测器不饱和情况下的最长积分时间；二是在当前积分时间下，驻留时间足以完成多次采样。根据这两条原则，首先，如果探测器在整个驻留时间内不饱和，则用几乎全部驻留时间进行积分（扣除探测器信号读出时间）能保证信噪比最好，此时没有必要缩短积分时间，进行多次采样。其次，在确定积分时间后，需要根据积分时间和驻留时间的关系，确认能否进行多次采样以及采样的次数。在驻留时间和积分时间确定的情况下，应选择最大的采样次数^{[3][4]}。

假设探测器读出时钟周期是 T ，线列中光敏元数目为 n ，读出通道为 m ，则探测器信号读出时间：

$$t_{out} = \frac{nT}{m} \quad (3-1)$$

由于红外探测器的读出频率通常较低（一般在 5MHz 以下），线列的长度可以达到几千，读出通道数通常小于 5，因此，读出时间是个不可忽略的因素。读出

频率是红外线列探测器性能的一个方面，读出频率越高对系统越有利。下面分析在读出时间不可忽略的情况下，如何选择采样次数与积分时间。

假设遥感仪器驻留时间为 t_{set} ，信号未饱和的最大积分时间为 t_{full} ，则必须有：

$$N(t_{int} + t_{out}) \leq t_{set} \quad (3-2)$$

$$t_{int} \leq t_{full} \quad (3-3)$$

由此可见，为了获得最高信噪比，需要在满足式（3-2），（3-3）的约束下，取得 Nt_{int} 的最大值。整理得：

$$Nt_{int} \leq \frac{t_{set}}{(1 + \frac{t_{out}}{t_{int}})} \leq \frac{t_{set}}{(1 + \frac{t_{out}}{t_{full}})} \quad (3-4)$$

因此，当 $t_{int} = t_{full}$ 时， Nt_{int} 取得最大值，此时

$$N = \frac{t_{set}}{t_{full} + t_{out}} \quad (3-5)$$

这说明，为了获得最优的信噪比，在选择积分时间与采样次数这两个参数的时候，应在探测器不饱和的情况下，首先选择最长的积分时间，然后再根据总的驻留时间，来确定最大采样次数。

3.2.1 多次采样累加平均技术对系统信噪比的影响

信噪比是红外遥感仪器最重要的技术指标。下面将分析多次采样累加平均技术对系统信噪比的影响。设 s_i 为第 i 次采样的信号值，则采样 M 次的信号平均值 $\bar{s}$ 为：

$$\bar{s} = \frac{\sum_{i=1}^m s_i}{M} \quad (3-6)$$

设噪声 N_i ($i=1, 2, \dots, M$) 是每次采样的噪声，由于多次采样获取信号中的噪声互相独立，因而累加平均后信号的噪声 $\bar{N}$ 为：

$$\bar{N} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^M N_i^2}}{M} \quad (3-7)$$

因而，累加平均后的信噪比为：

$$\frac{\bar{S}}{N} = \frac{S_1 + S_2 + \dots + S_M}{\sqrt{N_1^2 + N_2^2 + \dots + N_M^2}} \approx \frac{MS_i}{\sqrt{MN_i^2}} = \sqrt{M} \frac{S_i}{N_i} \quad (3-8)$$

由此可见, 通过多次采样进行信号累加后, 随着采样次数 M 的增加, 噪声以均方根增长, 而信号则是线性增长, 即信号比噪声增长更快。而平均技术对信噪比无影响。因此经过多次采样累加平均后, 信噪比随着采样次数增加而变大。当采样次数为 M 时, 信噪比改善为 $\sqrt{M}$ 倍。这就是选择多次采样技术并在探测器不饱的情况下选择尽量多的采样次数的主要原因。

第六章中的实验测试结果将验证多次累加平均技术对系统信噪比的影响。

3.2.2 多次采样累加平均技术对系统 MTF 的影响

对于任何一个光电成像系统而言, 调制传递函数 MTF (Modulation Transfer Function) 都是非常重要的一项指标。如果将一个光电成像系统看作一个空间频域滤波器, 则它的成像特性和像质评价可以用物像之间的频谱之比来表示, 即光学传递函数 OTF (Optical Transfer Function)。MTF 就是 OTF 的模。从物理意义上看, MTF 是像的调制度与物的调制度的比, 代表系统对调制度传递的能力。

假设有一频率为 f 的正弦波形的信号, 如图 3-4 所示, 其光强分布为:

$$I(x) = I_0 + I_a \cos 2\pi f x \quad (3-9)$$

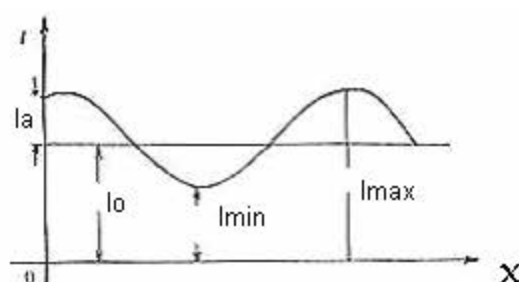


图 3-4 正弦物

对比度 C 的定义为:

$$C = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} = \frac{I_a}{I_0} \quad (3-10)$$

式中： $I_{\max}$ 为正弦景物最大光强度， $I_{\min}$ 为正弦景物最小光强度， I_a 为正弦波振幅， I_o 为正弦景物平均光强度。假设像的对比度为 C' ，物的对比度为 C ，则 MTF 可定义为：

$$T(f) = \frac{C'}{C} \quad (3-11)$$

$T(f)$ 是空间频率 f 的函数，它反映了光电成像系统传递各种频率正弦物对比度的能力。MTF 的值在零到 1 之间。一般来说，MTF 的值随着 f 的增高而下降。

光电成像系统的调制传递函数由以下几部分的乘积组成：光学子系统的调制传递函数，探测器采样的调制传递函数，探测器串音的调制传递函数，探测器时间常数的滤波函数和电子学子系统的调制传递函数。

推扫式遥感仪器的 MTF 可以分为推扫方向的 MTF 和线列方向的 MTF。多次采样技术将改变推扫方向探测器采样的调制传递函数，从而影响系统推扫方向的调制传递函数。将探测器采样的调制传递函数定义为 PTF (Pixel Transfer Function)。张滢清、李丕丁^{[5] [6]} 等对多次采样累加平均技术对系统 MTF 的影响进行了深入研究，下面引用介绍。

单次采样时，探测器以光敏元为视场光栏，其采样孔径为矩形，忽略探测器积分时间内探测器随遥感仪器的运动，则其线扩散函数是一个矩形函数，经过傅立叶变换后为 sinc 函数。因此，单次采样的 PTF 为：

$$PTF = \text{sinc}\left(\frac{f}{f_a}\right) \text{sinc}\left(\frac{f}{f_d}\right) \quad (3-12)$$

其中 f 是物像的空间频率， $f_a = \frac{1}{a}$ ， $f_d = \frac{1}{d}$ ， a 和 d 分别是推扫方向的光敏元尺寸和相邻采样光敏元的中心距。

定义多次采样次数：

$$M = \frac{a}{d} \quad (3-13)$$

假设采样次数为 4，则多次采样的扩散函数如图 3-5 所示，它可以分解为多个矩形函数^[5]。

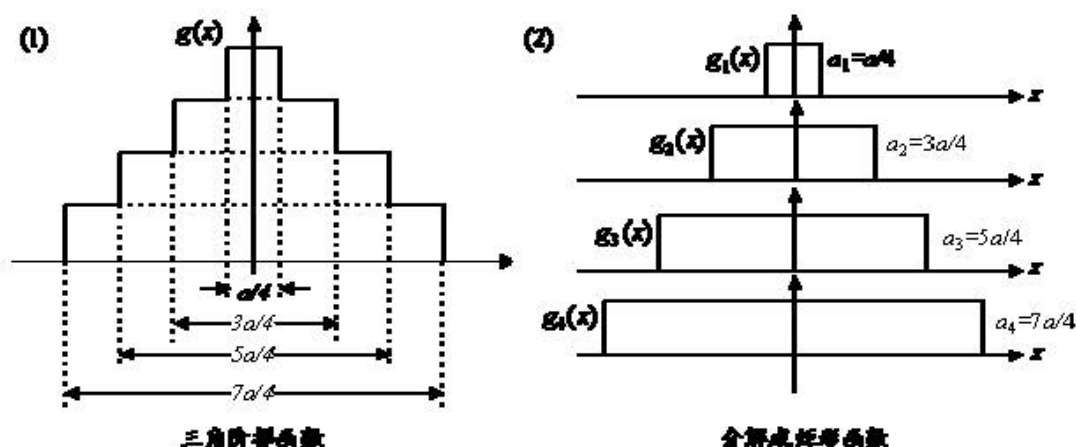


图 3-5 三角阶梯孔径函数的分解

因而累加平均后 PTF 为:

$$PTF(M) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M PTF_i = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \text{sinc}\left(\frac{f}{f_a}\right) \text{sinc}\left(\frac{f}{f_d}\right) \quad (3-14)$$

其中 $a_i = \frac{(2i-1)a}{M}$, 设 Nyquist 频率 $f_N = \frac{1}{2a}$, 则有

$$PTF(M) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \text{sinc}\left(\frac{(2i-1)}{2M} \frac{f}{f_N}\right) \text{sinc}\left(\frac{1}{2} \frac{f}{f_N}\right) \quad (3-15)$$

M 的变化反映了推扫成像采样方式的不同, $M=1$ 时即在光敏元驻留时间之内只采样一次, 采样间隔与光敏元尺寸大小相同, 且不考虑像移, 实际上这就是探测器线列方向的采样方式, 其 PTF 计算公式为:

$$PTF = \left[\text{sinc}\left(\frac{1}{2} \frac{f}{f_N}\right) \right]^2 \quad (3-16)$$

当 M 趋于无穷大时, 对应的采样方式为全驻留时间积分采样, 即整个光敏元驻留时间都在积分采样, 其中包含了像移的存在, 且 M 趋于无穷大时三角阶梯函数的阶梯差值趋于无穷小, 此时采样孔径函数实际上是一个三角函数。

根据公式 3-15 画出 PTF 曲线如图 3-6^[5], 图中只对比了 $M=1$ 、 $M=1000$ 时的 PTF 曲线, 实际上当 $M>4$ 时各 M 值对应的 PTF 曲线差别非常小, 在整个频域内, 多次采样的 PTF 随 M 增大而下降。然而, PTF 下降的幅度很小。

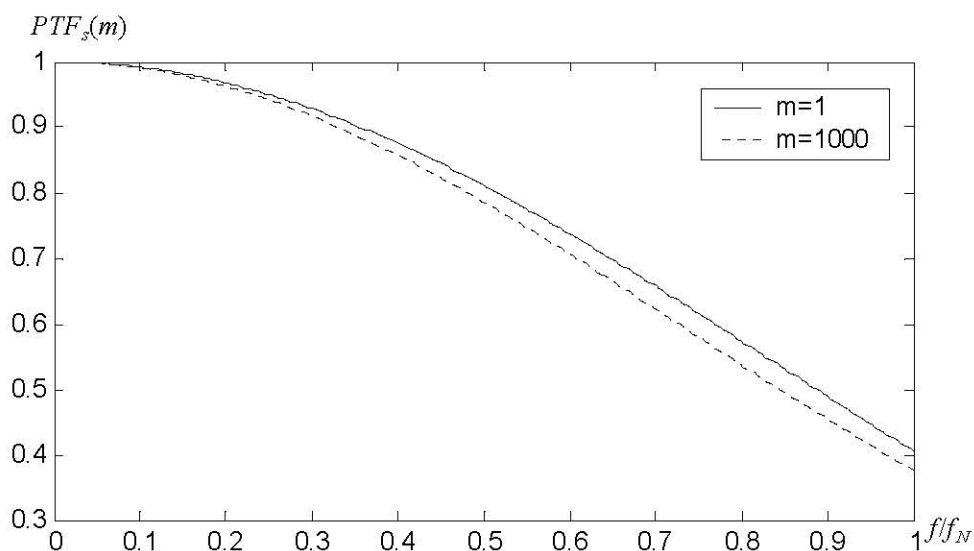
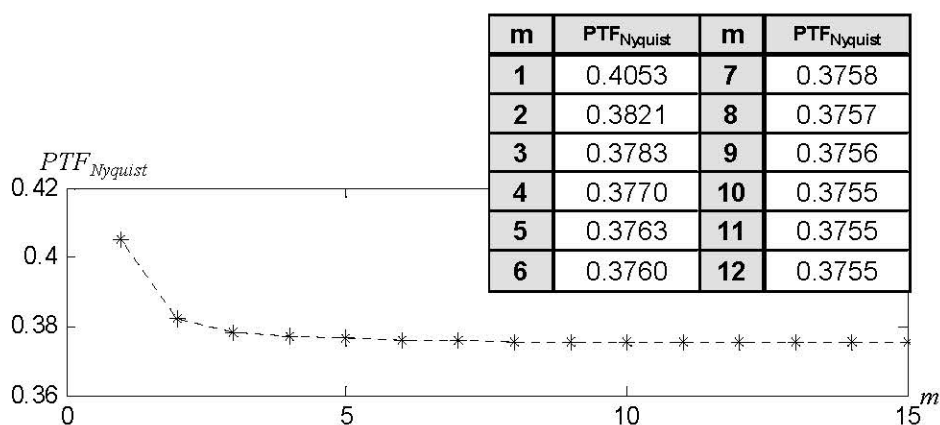


图 3-6 不同细分倍数对应迭加 PTFs

在 Nyquist 频率处 PTF 值随 M 的变化曲线如图 3-7 所示。由图可见，两次采样后 PTF 由 0.4053 下降到 0.3821，下降了约 6%。而此时信噪比增长为 $\sqrt{2}$ 倍，即增长了 40%，同理，4 次采样后，PTF 下降了 7%，而信噪比增长了 100%。随着 M 的增大，PTF 下降幅度变化越来越小，而此时信噪比仍然在随 m 增加而不断提高。因此，权衡多次采样技术对 PTF 和信噪比的影响，发现多次采样技术仍然是对系统更有利的。并且，应在探测器不饱和的情况下，首先选择尽量长的积分时间，然后在当前积分时间下，选择尽量多的采样次数。


 图 3-7 在 Nyquist 频率处多次采样累加平均 PTF_{Nyquist}

3.3 非均匀性校正

非均匀性是红外焦平面器件普遍存在的问题。探测器的均匀性直接影响着成

像的质量。在努力提高探测器均匀性的同时,还可以通过非均匀校正算法来校正非均匀探测器获得的图像。我国 InGaAs 短波红外线列探测器的自主研制工作处于初期阶段,研制的 InGaAs 焦平面的探测率已经满足工程的要求,但焦平面的响应率均匀性还需要进一步提高。为了确保自主研制探测器的有效应用,研究针对性的非均匀性校正算法具有重要意义。

由于制造探测器的材料内部结构不均匀以及制造工艺的原因,不同的探测光敏元对相同的辐射会产生不同的输出信号,这是造成成像系统图像不均匀的主要原因。InGaAs 线列焦平面在动态范围内不均匀性产生的原因包括:由于制造工艺引起的光敏面面积的不均匀性;光敏电路的电容、增益和偏压的不均匀性;钝化效果的好坏;材料的不均匀性等等。

线列探测器推扫成像所引起的图像非均匀性主要表现为在图像的推扫方向上出现条带。随着探测器均匀性的好坏,图像中出现条带的数量和明显程度各不相同。严重的不均匀性将使图像无法辨认。针对线列探测器推扫成像所造成的图像不均匀性可以研究和应用一些特定的算法。

非均匀性校正技术主要分为两大类:(1)基于参考辐射源定标的校正(定标法);(2)基于场景的校正(场景法)。定标法是通过定标辐射源对探测器各光敏元的响应进行标定来实现非均匀性校正的。该类算法在探测器响应具有时间稳定性的情况下具有比较好的效果。而当探测器的非均匀性随时间和环境温度变化时,校正误差将会增大。这时将需要重新定标,更新校正参数。基于场景的非均匀性校正不需要参考源,它从实际场景提取校正参数,克服了定标法中实现较困难的问题。但是,场景法通常需要大批量的源数据进行分析,并且算法中需要作一些假设,因而对于局部的少量数据源校正效果会很差。课题将研究并应用各种定标法和场景法,并比较它们的性能。

非均匀性校正涉及的算法比较复杂,通常对存储量的需求比较大。尤其是基于场景的算法需要大量的数据进行统计分析或参数提取。而系统硬件的存储器主要来自于 FPGA 内部的 RAM,容量有限。因此,非均匀性校正算法在系统软件中实现。同时,用软件实现算法比较快,便于比较各种不同算法的性能和效果。

3.3.1 定标法

常用的定标法包括两点校正法、二次函数拟合法和两点多段法等。

两点校正法是最早开展研究的基本方法之一,也是使用最广泛的一种校正方

法。在简化模型下,探测器的响应特性是线性的

$$Y_i = G_i X + O_i \quad (3-17)$$

式中设 X 表示投射到探测器光敏元 i 上的辐照度, G_i 为表征探测器响应特性的增益系数或特性曲线的斜率, O_i 为探测器暗电流形成的偏移量或特性曲线的截距, Y_i 为探测器相应的响应输出。如图 3-8 所示。曲线 1, 2, 3 分别表示一个探测器中三个光敏元的响应曲线。

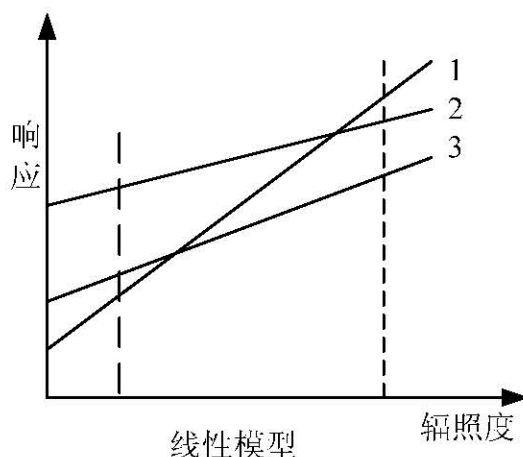


图 3-8 探测器响应线性模型

根据线性响应模型, 则校正方程为:

$$X_i = G_i'Y + O_i' \quad (3-18)$$

实际校正时,通常不要求出光敏元的线性响应模型,只需要以实际输出为自变量,建立起实际输出和标准输入的线性关系即可。

两点法校正的具体步骤如下:

- (1) 在黑体温度为 T_1 时, 测得探测器各单元的响应。即采集 M 帧图像数据, 第 m 帧 i 单元的响应为 $y_{mi}(T_1)$, 单元 i 在 T_1 时的平均响应为:

$$Y_l(T_1) = \frac{\sum_{m=1}^M Y_{ml}(T_1)}{M} \quad (3-19)$$

- (2) 在黑体温度为 T_2 时, 测得探测器各单元响应 $Y_{wi}(T_2)$:

$$Y_i(T_2) = \frac{\sum_{m=1}^M Y_{mi}(T_2)}{M} \quad (3-20)$$

- (3) 计算各单元的校正系数。为 T_1 和 T_2 指定两个标准响应值 $X(T_1)$ 、 $X(T_2)$ ，值的大小要充分考虑到探测器的响应范围以及定点数的表示范围，然后计算各单元的校正系数：

$$G'_i = \frac{X_i(T_2) - X_i(T_1)}{Y(T_2) - Y(T_1)} \quad (3-21)$$

$$O'_i = X(T_1) - G'_i Y_i(T_1) \quad (3-22)$$

- (4) 根据校对方程 $X_i = G'_i Y + O'_i$ 校正。

两点校正法基于探测器响应的线性模型，具有算法简单，计算量小的特点。缺点是它对参数变化敏感，当非线性严重时精度很差，因此适合非线性不严重的焦平面探测器。由于线性模型与实际系统还是有较大差别。于是后来提出了函数拟合法。

在函数拟合法中，首先建立探测器响应的非线性模型^{[7] [8]}。在系统动态范围之内，选取M个辐照度 $X_1, X_2, X_3, \dots, X_M$ ，分别对N个探测单元进行辐射定标，得到探测器对应的输出响应 $Y_i(X_j)$ 。用均值来计算输入辐照度，则：

$$X_j = \sum_{i=1}^N Y_i(X_j) / N \quad (3-23)$$

然后根据插值算法或多项式拟合法，可以求出任一幅照度 x 下，每个探测器的输出与输入的关系，即得到函数：

$$Y = \sum_{i=0}^N a_i X^i \quad (3-24)$$

该函数即探测器的非线性响应模型。进行图像校正时，需要对该函数求反函数，由输出值计算出标准输入值。由于根据非线性模型计算反函数比较复杂，特别是非线性响应模型为高阶函数时。为了简化算法，以探测器实际输出为函数自变量，标准输入为函数输出，建立标准输入和实际输出的多项式函数。通常基于最小二乘法原理用二次多项式函数进行拟合^[9]。

$$X = aY^2 + bY + c \quad (3-25)$$

其中， Y 为探测器实际输出， X 为校正后数据，即标准输入。这样，在校正时，只需根据上式计算校正后的值。拟合可以采用三组或三组以上的标准数据，

根据标准数据，对探测器的每个光敏元都求出二次多项式函数的系数，从而建立标准输入和输出的关系。

针对二次函数拟合法运算量大的不足，本着多点逼近的思想，又出现了两点多段校正法。根据实际系统的要求，在系统的动态范围内，选取 $M+1$ 个辐照度 $X_0, X_1, X_2, X_3 \dots X_M$ ，分别对 N 个探测单元进行辐射定标，得到探测器对应的输出响应 $Y_i(X_j)$ ，求出辐照度为 $X_j (j=0,1,2,\dots,M)$ 下探测器单元的平均响应，以此作为 X_j 的值。按照辐照度等级分成 M 个区间 $(Y_{j-1}, Y_j], i=1,2,3,\dots,M$ ，在每个区间内按照两点校正法进行校正。

求出每个区间的校正参数 $G_{i,j}, O_{i,j}$ ：

$$\begin{cases} G_{i,j} = \frac{X_{j-1} - X_j}{Y_i(X_{j-1}) - Y_i(X_j)} \\ O_{i,j} = X_j - G_{i,j} \times Y_i(X_j) \end{cases}$$

i --- 探测器光敏数, $i=1,2,\dots,N$
 j --- 辐照度等级, $j=1,2,\dots,M$

(3-26)

这样对于任一幅照度 X ，探测器单元的响应 Y' 可以这样校正：

首先判断 Y' 属于 $M+1$ 个定标点构成的 M 个区间中的哪一个：

$$Y_{j-1} < Y' \leq Y_j \quad (3-27)$$

求得 j ，则 Y' 可以校正为：

$$X = G_{i,j} \times Y'_i + O_{i,j} \quad (3-28)$$

可以看出，两点多段法的校正过程分 2 步，第一步判断区间，只是一些比较运算，第二步进行的是校正运算，也只有 1 次乘法，比二次函数拟合法运算量大为减少。

3.3.2 场景法

场景法包括统计分析法、神经网络法、运动分析法和参数模型法等等^[10]。

统计分析法的思想是从统计学的角度，假设在较长的时间内，焦平面中各光敏元的某些统计值是相等的，如均值、方差等等。常见的统计分析法包括恒定统计量法和归一化法。

恒定统计量法的方法最初是由Narendra等提出的^[11]，其基本原理是这样的。

设 Φ_i 表示温度 T 下光敏元 i 的输入辐射量，则光敏元 i 的输出量可以近似表示为

$$I_i = A_i \Phi_i + B_i \quad (3-29)$$

对上式求期望及其平方的期望，得如下方程：

$$E(I_i) = A_i E(\Phi_i) + B_i \quad (3-30)$$

$$E(I_i^2) = A_i^2 E(\Phi_i^2) + 2A_i B_i E(\Phi_i) + B_i^2 \quad (3-31)$$

根据 $\sigma^2(I_i) = E(I_i^2) - E^2(I_i)$ 可以很方便地求解以上方程，得到

$$A_i = C_A \sigma_i, \quad B_i = \mu_i - A_i E(\Phi_i) = \mu_i - C_B A_i \quad (3-32)$$

其中， $C_A = 1/\sqrt{E(\Phi_i^2) - E^2(\Phi_i)}$ ， $C_B = E(\Phi_i)$ ， μ_i ， σ_i 分别为该光敏元响应的期望和标准差。

如果假设在一长段时间内各光敏元输入辐射量的一阶，二阶统计特性相同，则对于各个光敏元 C_A ， C_B 为常数。实际应用中常常无法知道输入辐射量确切的统计特性，但事实上，校正时 C_A ， C_B 是可以取任意值的。不同的 C_A ， C_B 取值只会影响校正输出的整体动态范围，而非均匀性的校正效果无关。

此类算法在很多场合能够很好地应用，但由于该类算法均隐含地假设了每个光敏元响应的平均时间和标准方差在时域和空域内是相等的，因此在景物变化缓慢时会因校正不充分带来人为的虚像。为消除虚像，Narendra 在 1980 年提出等统计量非均匀性校正方法^[11]，即在景物不变时停止校正系数的更新；一些文献^[12]^[13]改进了统计量算法，但是，这些改进算法都仍然存在某些不足。

归一化算法也是基于恒定统计量假设的。该类算法比较适用于非均匀性呈带状的情况。文献^[14]中介绍了一种简单易实现的算法。设图像大小为 $m \times n$ ，图像像素记为 $X(i, j)$ ，灰度级变化范围为 $0 \sim L$ 。计算图像每一行的平均灰度值 $R(j)$ ，图像的平均灰度为 $\bar{X}$ ，变换后的灰度值为 $Y(i, j)$ 。公式如下：

$$\bar{R}(j) = \frac{\sum_{i=0}^m X(i, j)}{m} \quad (3-33)$$

$$\bar{X} = \frac{\sum_{j=0}^n \sum_{i=0}^m X(i, j)}{m \cdot n} = \frac{\sum_{j=0}^n \bar{R}(j)}{n} \quad (3-34)$$

$$Y(i, j) = X(i, j) \cdot \frac{\bar{X}}{R(j)} \quad (3-35)$$

通过这种方法，各行的平均灰度被有效地籍到了全局平均灰度值 $\bar{X}$ 上。该方法比较简单，对一些垂直方向上灰度差异较小的场景，能够获得很理想的效果。

该方法的缺点在于改变了图像的纵向对比度。

我国SPRITE热像仪上采用的是另外一种归一化算法^[15]。算法假设在足够长的一段时间内,每个光敏元输入场景的统计特性可视为相同,且每个光敏元响应系数可以看作是不变化的。它的基本原理是将所有光敏元的响应输出归一化到某一特定光敏元响应特性上。

假设每一帧中第 i 个光敏元输出的均值,标准差为 μ_i , σ_i , 选择每帧中第 r 个光敏元作为归一化标准,则校正方程为

$$Y = \sigma_r / \sigma_i (X - \mu_i) + \mu \quad (3-36)$$

其中, X 为校正前输出, Y 为校正后输出, μ 为该帧校正前的整体灰度均值, μ 主要是为了保持图像的整体灰度不变。

可见,校正后输出与每个光敏元的响应特性无关,也就是说,非均匀性得到了有效消除。该方法利用了图像统计特性的更多信息,比前面一种方法更精确。

以上三种算法都假设每个光敏元的统计均值相同。当原始图像不满足这种假设时,图像中就有出现粗条纹不均匀性。特别是当源图像数据量较少,或者光敏元响应均值相差较大时,校正效果变差。

在神经网络法中Scribner等人^[16]取像素的空间均值作为参考值,采用LMS算法不断补偿偏置和增益,使校正输出尽量逼近参考值。步长和平均窗口大小对算法的稳定度和收敛性有很大影响,所以这两个参数难以确定。文献^[17]提出,在估计实际输出时,考虑邻近阵元的灰度或距离的影响,更符合实际状况。

运动分析法利用图像帧与帧之间的关联性,假设不同时间记录同一场景点的探测器理论上应该有同样的响应。Hardie算法^[18]首先对原始帧序列进行配准,然后用基于运动补偿时域平均估计真实场景数据,最后利用多组观察数据和估计的场景数据用最小二乘拟合获得非均匀参量的估计。Hardie算法的缺点是采用一般最小二乘法实现基于图像配准技术的非均匀性校正,正规方程组的系数矩阵多是病态阵,所求的解,舍入误差很大,进而所求最小二乘数据拟合误差较大,校正结果不理想;并且在非均匀性程度很高时,由于无法对序列图像进行精确配准,算法难以实现。

参数模型法是为了克服景物动态范围比较大时,探测器响应率近似为线性函数带来很大误差的问题,它将建立新的探测器响应模型。Majeed M. Hayat^[19]等

在提出的模型为：

$$V_{ij}(n) = A_{ij}(n)X_{ij}(n) + B_{ij}(n) + N_{ij}(n) \quad (3-37)$$

其中，假设 X ， N 独立， $N(n)$ 是互相独立的零均值高斯随机变量。Cain 等人给出了贝叶斯非均匀校正法^[20]，提出了最大似然准则估计高分辨率图像，探测器参数和所有可能的空间偏移。这种算法是基于图像有泊松分布，探测器响应非线性的假设下的。在某些情况下，这是可以和两点法相比的。因为计算量巨大，一般只用于只有少数几帧图像的情况。

3.3.3 基于自选参考源的统计分析法

统计分析法是一种简单、实用的基于场景的非均匀性校正算法。在许多应用场合，它表现出了良好的校正效果。然而，正如前文所分析，当原始图像不满足每个光敏元的统计均值相同这个假设时，校正后的图像中就会出现粗条纹不均匀性。

基于自选参考源的统计分析法是为了解决该问题对传统的统计分析法作出的一种改进。传统的统计分析法将待校正的整幅图像作为参考源，计算整幅图像的统计参数值，而不管待校正图像自身是否满足统计分析法的前提约束。而基于自选参考源的统计分析法将根据待校正图像的特点，选择图像中满足统计分析法前提的部分区域作为参考源，然后根据这部分区域计算校正参数，然后将校正参数应用于整幅图像。算法流程如图 3-9 所示。

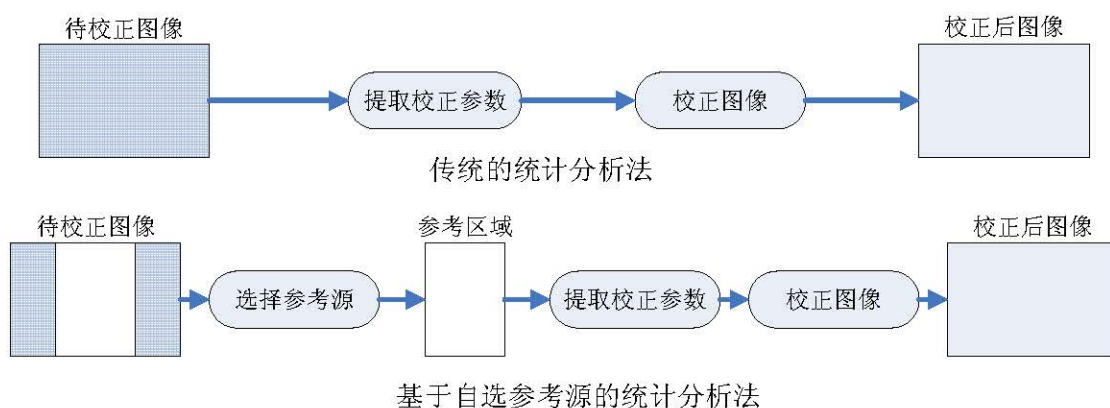


图 3-9 基于自选参考源的统计分析法流程图

参考源选择的原则是参考区域内的图像每个光敏元的均值基本相同。对于线列探测器推扫所获取的图像，即要选择是在每一个光敏元在推扫方向上的光敏元均值基本相同的区域。在实际应用中，为了选择合适的自选参考源，可以显示并观察待校正图像，然后选择基本满足条件的区域作为参考源。这种选择不需要十分

准确，通过人眼观察即可。

基于自选参考源的统计分析法实际上结合了定标法和场景法两种思想。在这种方法中，相当于从待校正图像中选择定标数据源，然后从该数据源中提取参数，使用场景法来完成校正。改进后的算法既能免去定标法需要重新定标的麻烦，同时又能避免传统的基于统计分析法出现粗条纹的情况。统计分析法中的归一化法、SPRITE 归一化法以及恒定统计量法，都可以使用自选参考源的思想。

第七章的实验结果将检验上述主要算法以及改进算法的实际效果。实验结果将表明改进算法是十分有效的。

3.4 图像拼接

图像拼接是视场拼接技术的一部分。

系统通过光机配准后，两个探测器的视场存在一部分重叠，这将导致两幅 512 元探测器所获得的子图像间存在重叠部分。如图 3-10 所示。另外，由于两个线列探测器在排列方向上并不能精确保证在一条水平线上，因而两幅子图像间在推扫方向上存在一定的偏移。偏移也可以视为一种错位，是两个 512 元探测器之间的错位。

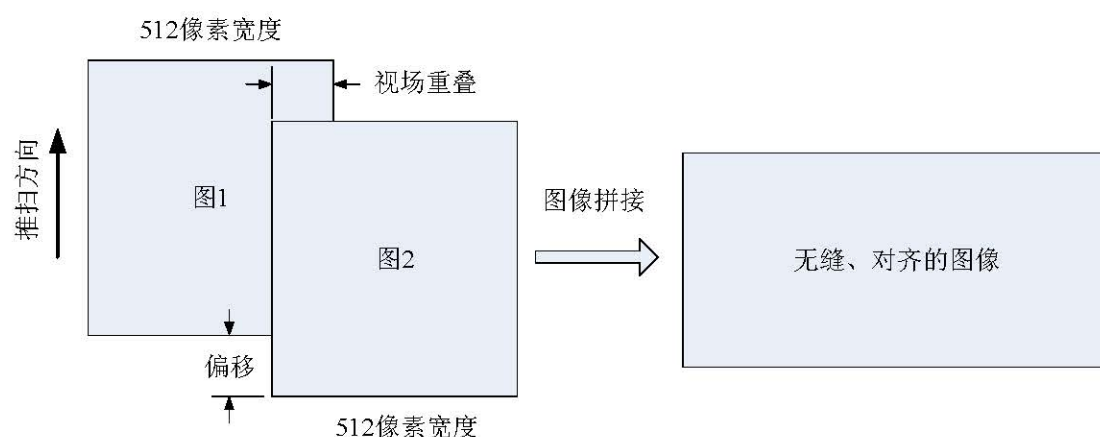


图 3-10 图像拼接示意图

因此，系统直接获取的宽度为 1024 元的图像中间部分是重叠的，并且左右子图像存在垂直方向（扫描方向）的偏移。图像拼接的目的就是去除未拼接前图像中重叠部分的冗余数据，并将左右子图像在推扫方向对齐。

本系统获取的未经拼接的图像视场重叠部分处于两个探测器的边沿部分，而由于短波红外探测器的非均匀性，边沿部分图像质量相对较差，如果直接拼接，

则许多算法将不适用,效果很差。因而,需要先进行图像非均匀性校正,然后再进行图像拼接。

图像拼接主要包括两个步骤:图像配准和图像合并。图像配准是采用算法来计算出两幅子图像之间视场重叠部分的宽度以及扫描方向的偏移量,单位为像素。配准实际上是在两幅子图像的重叠部分进行的,由于重叠部分的实际宽度和位置是待求的,因此在配准前需要对图像的重叠部分的大小和位置有初步的估计,然后选取重叠部分来进行图像配准。图像合并是指根据图像配准参数,消除视场重叠部分的冗余数据,对齐、拼合两幅子图像。

图像配准是图像拼接的关键部分。由于本系统的特点,图像配准具有一定难度,需要采用不同的算法进行验证。图像配准算法主要包括以下三种^[21]:

- (1) 频域法(相位相关度法)。根据图像的傅立叶变换位移理论,两幅只存在平移的图像经过傅立叶变换后,图像的平移表现为二者在频域中的相位差别。根据这种思想,可以计算出图像之间的水平和垂直偏移。频域法准确度较高,但计算量较大,并且通常要求具有较大比例的重叠部分。
- (2) 基于图像灰度的方法,主要是灰度相关性测度法。一般是取出待配准的图像的重叠部分有特征的像素,通过评价函数给出待配准图像与基准图像之间的相似度值。常用的评价函数是互相关函数。这种方法准确度最高,但对源图像的质量有较高的要求,此外计算量较大。
- (3) 基于特征的方法。基于灰度的方法由于计算量大,因而经常采用其他的特征来代替。常用的图像特征包括边沿、曲线、角点、不变矩等等。基于特征的方法首先在重叠图像中寻找特征,然后在另一幅图像中寻找同一特征的位置。这种方法通常具有针对性,只适用某些特征比较明显的场合。

二维相关性测度法是使用最广泛的方法^[22],它是基于特征的方法。该算法具有较高的抗噪声性能和鲁棒性。首先在其中一幅待配准的图像中选取一个模板 T ,大小为 $M \times N$,然后将另一幅图像的一个区域设为搜索区域 S ,在搜索区域内搜索和模板大小相关性最大的匹配区域,如图 3-11 所示。

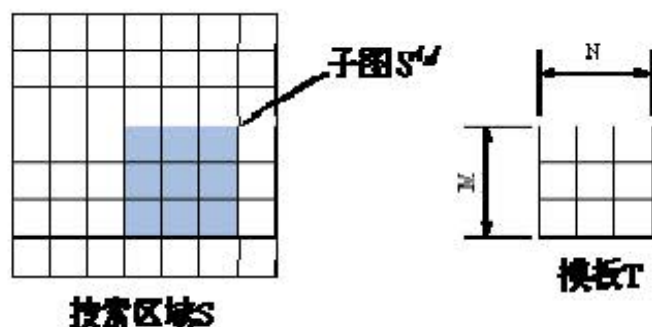


图 3-11 搜索区域与模板

根据两维相关性测度函数来评价二者的匹配程度。假设区域 S 在待搜索区中的位置为 (i, j) ，则相关性测度函数为：

$$R(i, j) = \frac{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N [S^{i,j}(m, n) \times T(m, n)]}{\sqrt{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N [S^{i,j}(m, n)]^2} \sqrt{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N [T(m, n)]^2}} \quad (3-38)$$

根据搜索区内相关性最大值的区域位置就可以判断出重叠部分的大小以及子图像之间的偏移。

论文提出了一种新的图像配准算法——差分投影特征曲线法。

它首先提取图像中的投影特征曲线，所谓的投影特征指的是图像在某一维上的灰度均值。任一方向上的灰度均值反映了图像在该维上的灰度变化情况，可以视为一种离散的特征曲线。当两幅图像内容相同，只在某个方向上存在偏移时，则特征曲线相似，只是在该方向上存在偏移，如图 3-12 (a)。通过计算两条曲线间的偏移即可得到图像在该方向上的偏移。由于原理样机两个子相机存在一些参数差异，例如增益、背景，等等，因而获取的两幅图像除了偏移，还可能存在整体灰度差异，这时两条曲线间还可能存在幅度差异，如图 3-12 (b)。进一步，对该特征曲线作差分运算，以图像在某一维上的灰度变化趋势作为图像的特征。通过这种方式可以消除图像整体灰度差异问题，如图 3-12 (c)。两幅待配准图像在某个方向上的差分投影特征曲线之间的距离代表了这两幅图像在该方向上的偏移。在水平方向和垂直方向分别利用该算法即可得到两幅待配准图像之间的两维偏移。

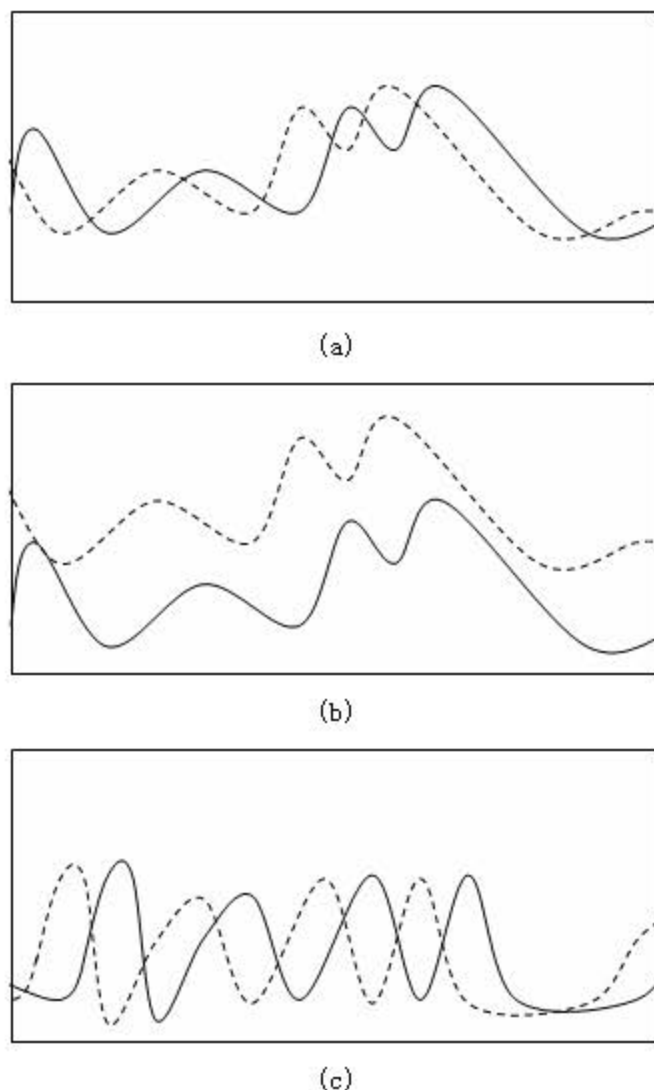


图 3-12 (a) 两幅在水平方向存在偏移的图像的水平投影特征曲线；(b) 存在整体幅值差异的两条投影特征曲线；(c) 差分投影特征曲线

为了计算差分投影特征曲线间的偏移，可以用其中一条曲线作为参考，另一条曲线移动一定位置后，观察二者的相关性。相关性最大的移动距离即两条曲线之间的偏移。曲线间的相关性通过一维相关性测度函数来衡量，如式 3-39。

$$R(i) = \frac{\sum_{m=1}^M S^d(m) \times T(m)}{\sqrt{\sum_{m=1}^M S^d(m)^2} \sqrt{\sum_{m=1}^M T(m)^2}} \quad (3-39)$$

差分投影特征曲线法不但解决了原理样机中两幅待拼接图像之间可能存在的整体灰度差异问题，而且将二维问题简化为一维求解，大大降低了计算量。

参考文献

- [1] 蔡海蛟, 徐蒙, 危峻, 推扫式红外相机数据处理系统原理与设计, 半导体光电, 2007, 28 (3): 447-450.
- [2] Kai M Hock, Effect of oversampling in pixel arrays. Optical Engineering, 1995, No. 5, Vol 34: 1281-1288.
- [3] 蔡海蛟, 危峻, 基于多次采样技术的红外推扫系统 NETD 理论分析, 第十届全国遥感遥测遥控会议, 2006, 10.
- [4] 蔡海蛟, 危峻, 多次采样技术在红外推扫系统中的分析与应用, 激光与红外, 2007, 7
- [5] 张滢清, 长波红外相机细分采样迭加 PTF 分析, 红外激光工程, 2003, 32 (3):
- [6] 李丕丁, 李玉敏, 傅雨田, 龚惠兴, 长波红外相机多次采样叠加对 MTF 的影响分析, 红外与毫米波学报, 2006, 25 (1) :
- [7] 李言旭, 孙德新, 刘银年, 基于多项式拟合的红外焦平面非均匀性校正激光与红外, 2005, 35 (2)
- [8] 李恩科, 殷世民, 刘上乾, 基于函数拟合的 IRFPA 非均匀性校正及其 FPGA 实现, 半导体光电, 2008, 29 (4) : 579-582
- [9] 张韵华, 奚梅成, 陈效群, 数值计算方法和算法, 科学出版社, 2002
- [10] 侯亚丽, 丁雷, 蒋鑫, 线列探测器实时非均匀校正技术研究, 红外与激光工程, 2006, 35
- [11] P.M. Narendra and N.A. Foss, Shutterless fixed pattern noise correction for infrared image arrays. Proc. SPIE. 1981. 282: 44-51.
- [12] Harris J G, Chiang Y M, Minimizing the Ghosting Artifact in Scene-Based Non-uniformity Correction[A]. SPIE[C]. 1998. 3377: 106-113.
- [13] 刘会通, 马红伟, 自适应非均匀性校正中“鬼影”问题的分析, 红外技术, 2003, 25 (5).
- [14] 郑瑞红, 陈钱, 基于场景的红外图像非均匀性校正算法的研究, 光电子技术, 2003, 23 (4) .
- [15] 刘志才, 李志广, 基于场景的 SPRITE 热像仪的非均匀性数字校正, 红外技术, 2000, 22 (1) .
- [16] D.A. Scribner, K.A. Sarkady, M.R. Kruer, J. T. Caulfield, Adaptive Nonuniformity Correction for IR Focal Plane Arrays Using Neural Networks. SPIE Infrared Sensors: Detectors, Electronics, and Signal Processing. 1991. 1541:100-109.
- [17] 曹治国, 魏洛刚, 张天序, 桑衣, 基于神经网络法的焦平面器件非均匀性校正技术研究, 红外与激光工程, 2000, 29 (1) .
- [18] R. C. Hardie, M. M. Hayat, E. E. Armstrong and B. Yasuda, Scene Based Non-uniformity

- Correction Using Video Sequences and Registration. *Applied Optics*, 2000.
- [19]Majeed M. Hayat, Sergio. N. Torres, and Steven Cain, Model-Based Real-Time Nonuniformity Correction in Focal Plane Array Detectors. 1997.
- [20]S. Cain, E. Armstrong, and B. Yasuda, Joint estimation of image, shifts, and non-uniformities from IR images. *Proc. IRIS Passive Sensors*.1997. 1: 121—132.
- [21]徐正光, 田清, 张利欣, 图像拼接方法探讨, 微计算机信息, 2006, 22 (10-3) :255-256
- [22]杨枝灵, 王开等, 数字图像获取、处理及实践应用, 人民邮电出版社, 2003

第四章 原理样机电子学系统设计

原理样机的设计参数与成像光谱仪短波红外子系统基本相同，是针对项目需求设计的地面原理性样机。因而，原理样机本质上是一个地面短波红外图像数据采集系统。

原理样机电子学系统框图如图 4-1 所示。电子学系统包括系统硬件和系统软件部分。系统硬件通过各个电路板控制探测器，并获取和处理图像数据。系统软件通过 PCI 数据采集卡采集系统硬件发送的图像数据，完成图像数据的进一步处理，并进行系统的控制和性能测试。

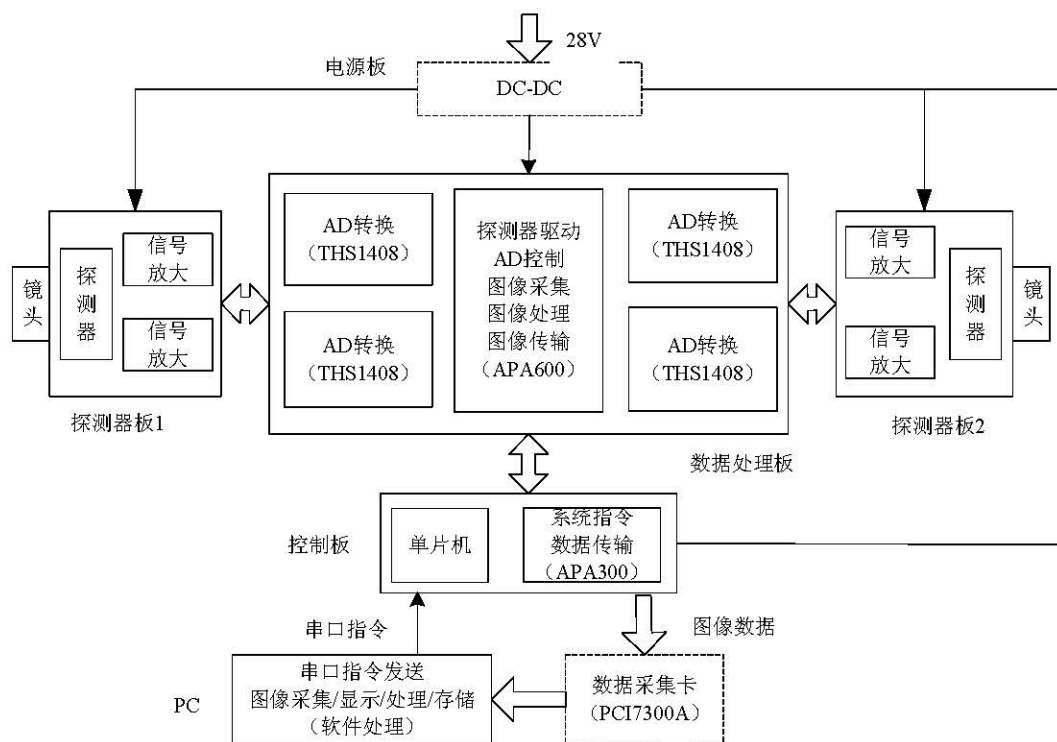


图 4-1 系统框图

随着自主研制 InGaAs 短波红外线列探测器的设计水平和制作工艺不断提升，探测器的性能不断改进，在课题研究过程中需要实验测试多种线列探测器，如 256 元，512 元等等。为了能最大程度上兼容不同的探测器，原理样机的系统硬件提供了针对不同探测器的通用接口，并通过 FPGA 生成不同的时序逻辑。针对不同的探测器，只需要重新设计探测器板和 FPGA 逻辑。此外，系统软件通过宏设置与参数化来满足不同探测器的应用需求。

4.1 系统硬件设计

系统硬件包括两块探测器板，一块数据处理板，一块控制板，一块电源板和一块底板。如图 4-2 所示。

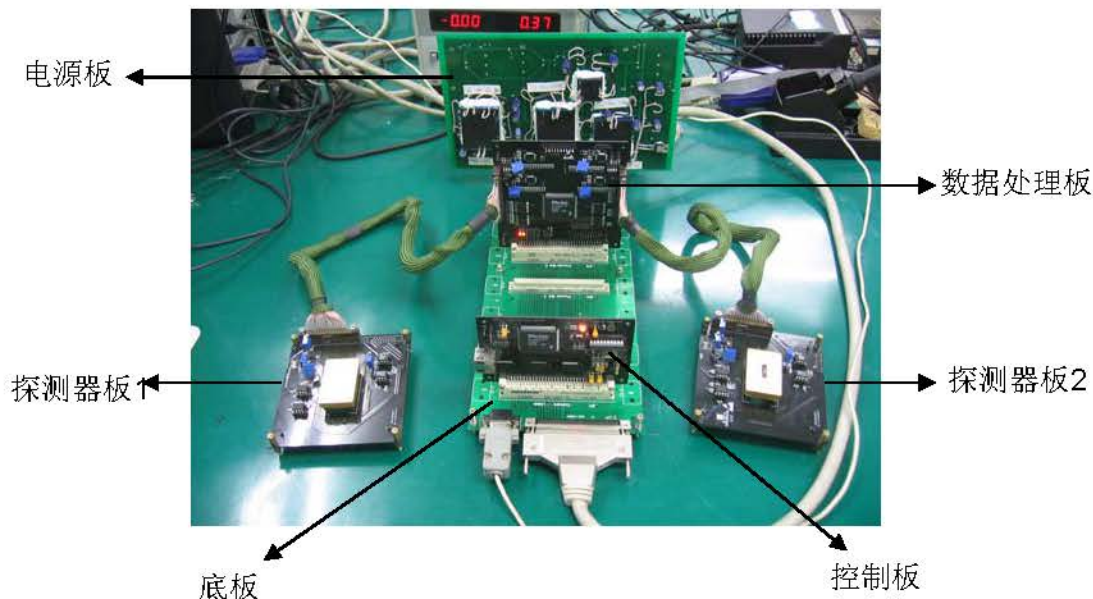


图 4-2 系统硬件实物图

探测器板安装线列探测器，并完成模拟信号的差分放大和电平调节。两块探测器板的模拟信号分别进入数据处理板。数据处理板完成AD转换和图像数据的初步处理和传输。系统控制板通过FIFO接口接收来自数据处理板的信号，同时向数据处理板发送帧同步信号以及I²C指令。电源板以 28V直流电源作为输入，通过各种DC—DC产生系统需要的电压。底板连接电源板、数据处理板和控制板。同时，底板上提供串口插座与PCI数据采集卡电缆插座。串口插座用来连接PC机上的串口，PC机通过串口来发送指令。PCI数据采集卡电缆接口用来与PCI数据采集连接，传输图像数据到PC机中。

除了系统电源采用 DC—DC 提供外，整个系统硬件的功能主要分为探测器的供电与驱动、探测器模拟信号处理、FPGA 逻辑设计、系统控制与图像数据传输。下面详细介绍这几个部分的实现。

4.1.1 探测器的供电与驱动

512 元 InGaAs 短波红外线列探测器内部由两个 256 元的子模块拼接而成。这两个子模块采用独立的供电和驱动信号。每个子模块的接口如表 4-1 所示。

表 4-1 探测器接口定义

信号名称	用途	信号名称	用途
CP	时钟	Vbias	偏置电压
Reset	复位	Vref	参考电压
SH1	积分前采样脉冲	Vdd/Vddsig	数字/模拟电源
SH2	积分后采样脉冲	Vo1	光信号输出
Start	启动积分	Vo2	本底信号输出

探测器的供电包括偏置电压 Vbias、参考电压 Vref 和电源。其指标如表 4-2 所示。

表 4-2 探测器供电指标

名称	类型	电压 (V)	典型值 (V)	纹波 (RMS, mV)
Vbias	可调	3.0~3.6	3.2	<0.3
Vref	可调	2.5~3	2.2	<0.1
数字电源	固定	5 $\pm$ 1%	5	<10
模拟电源	固定	5 $\pm$ 1%	5	<1

探测器的电源如果由 DC/DC 模块直接输出, 则输出纹波不能达到探测器电源电压要求。为了进一步采取措施抑制纹波, 采用“DC/DC 模块+低压差线性稳压器 (LDO)”模式, 如图 4-3 所示。在 DC/DC 输出端接入纹波性能较好的低压差线性稳压器和必要的滤波环节, 提高输出电压的纹波性能, 达到噪声指标要求。实际电路的低压差线性稳压器采用 LM1117, 5V 固定输出。为保证偏置电源的纹波要求, 在线性稳压器 LM1117 的输入输出端均采取滤波措施和屏蔽措施。

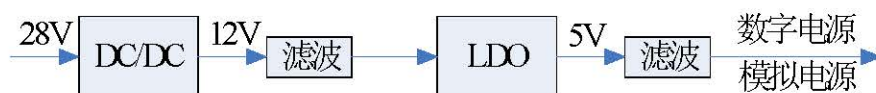


图 4-3 探测器电源电路原理框图

探测器的偏置电压 Vbias 和参考电压 Vref 对纹波和噪声的要求更高, 它们的性能是探测器噪声的主要决定因素。另外, 由于 Vbias 和 Vref 所需输入电流近似为 0, 因而可以选择 5V 基准电源进行分压来得到 Vbias 和 Vref。可选择高精度基准电源 AD586。AD586 具有非常低的温度系数 (2 ppm/°C) 以及非常低的噪声 (100 nV $\sqrt{\text{Hz}}$), 适合这里的应用需要, 如图 4-4 所示。



图 4-4 探测器偏置电压以及参考电压电路原理框图

短波红外探测器的驱动信号包括相关双采样信号 SH，复位信号 Reset，采样开始信号 Start 以及时钟信号 CP。这些信号由数字信号处理电路中的 FPGA 产生。由于 FPGA 的输出信号是 TTL 电平，而探测器需要的驱动信号必须是 CMOS 电平，因此，FPGA 输出的驱动信号经过电平转换后再进入探测器。采用总线驱动器芯片 SN74HCT245 进行电平转换。

此外，为了减少驱动信号的反射，降低过冲，在每个驱动信号的接收端串联一个 33Ω 的电阻，同时并联一个电容，相当于对驱动信号进行 RC 低通滤波。探测器的时钟最高达 2M，设定截止频率 f_c 为 15M，则根据

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

推导出理论电容值为 330pF，实际测试效果如表 4-3 所示：

表 4-3 不同滤波电容下探测器时钟的动态性能

C	上升时间 (ns)	下降时间 (ns)	超调
未加电容	3	3	13%
330pF	46	31	4%
220pF	31	20	4%

最终选用 220pF 的滤波电容。

4.1.2 探测器模拟信号处理

探测器的模拟信号处理主要包括放大、滤波与 AD 转换。

放大电路在探测器板中完成。针对不同的探测器，需要设计不同的探测器板。不同的探测器在驱动信号类型以及输出结构上基本相同，主要的差别包括驱动信号的个数，几组输出以及每组输出是单路信号还是双路信号。单路信号输出的探测器内部已经做过差分处理，输出的信号就是光能量转换成的信号。而双路信号输出的探测器输出本底信号与光信号。光信号实际上包括了本底信号与光能量转换成的信号。因此，对双路信号输出的探测器，模拟信号处理电路需要对光信号与本底信号做差分放大。

模拟信号放大电路从结构上分为输入级、中间级、输出级。对每组输出是双

路信号的探测器，模拟信号放大基本电路如图 4-5 所示。输入级为跟随器。探测器的光信号和本底信号分别进入跟随器。如果探测器为射极跟随输出，则在输出端需要对地连接一个 5K 左右的电阻。中间级为差分放大电路。为了增大输出级驱动能力，采用跟随器输出。

对每组输出是单路信号的探测器，模拟信号放大基本电路如图 4-6 所示。输入和输出级同样是跟随器。中间级也是差分放大电路，不过，差分对象是探测器输出信号与一个可调节的直流信号。

中间级的放大倍数调节需要考虑探测器信号的输出动态范围以及 AD 转换器的输入要求。探测器输出的信号经过差分放大后进入 AD 转换器 THS1408。为了充分利用 AD 转换器的输入动态范围，理论上应该使放大电路的增益尽量大。但是，由于 THS1408 要求输入信号的范围是 $(0, 3.3)$ V，因此模拟信号处理电路应保证处理后的信号在 $(0, 3.3)$ V 范围内。根据这一原则，对不同的探测器可以推导出具体的放大倍数。

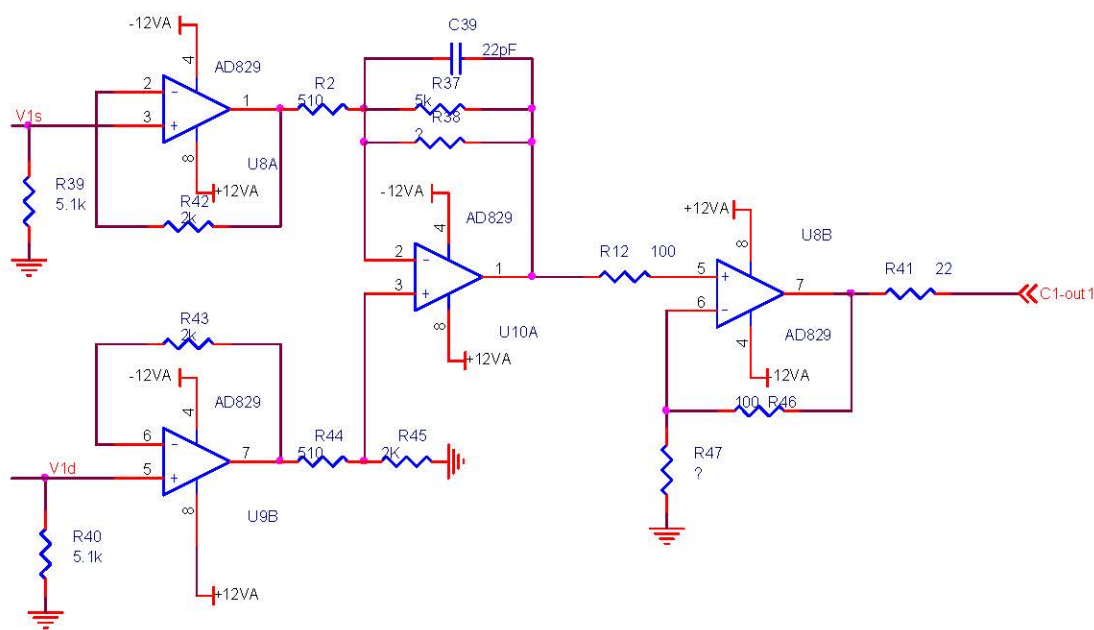


图 4-5 双路输出模拟信号处理电路

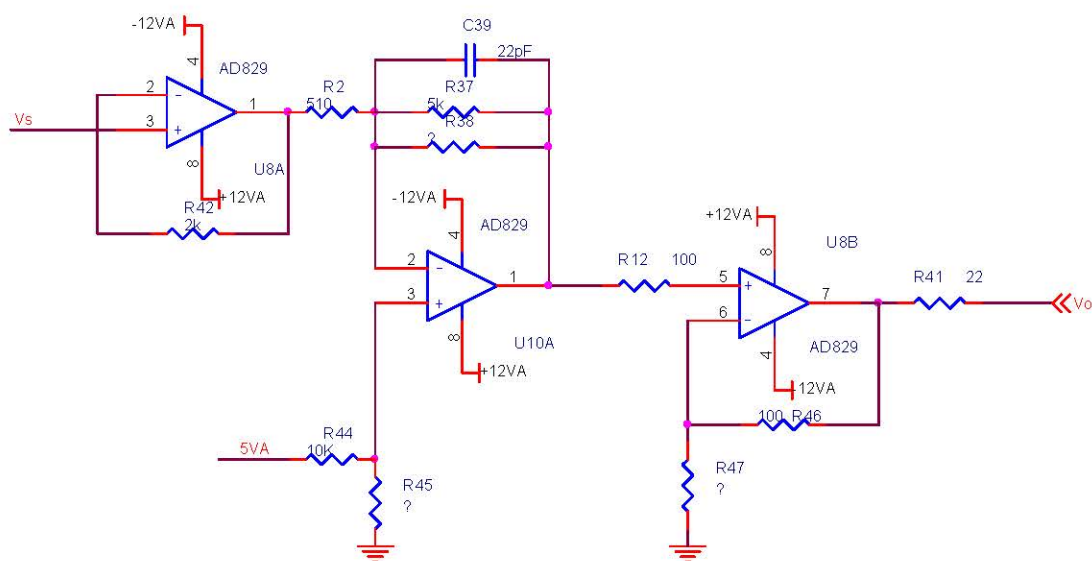


图 4-6 单路输出模拟信号处理电路

常用运算放大器主要性能如表 4-4 所示，实际电路中选用噪声性能较好的 AD829。

表 4-4 AD827 与 AD829 主要性能比较

型号	输入噪声电压 ($\text{nV}/\text{Hz}^{-1/2}$)	噪声电流 ($\text{pA}/\text{Hz}^{-1/2}$)	增益带宽积 (MHz)	输入电阻 (Ω)	静态电流 (mA)
AD827	15	1.5	50	300	10
AD829	1.7	1.5	120	13	4.8

模拟信号的滤波通过 AD 转换器信号输入端前面的 RC 低通滤波器实现。低通滤波器的设计原则是在保证满足电路带宽要求的前提下，选择较低的带宽。因为，低的带宽可以减少电路噪声。探测器实际工作的时钟频率为 1MHz，截止频率 f_c 为 7MHz，电阻值使用 22Ω ，则根据公式 4-1 可以推导出电容值为 1000pF。

AD 转换器采用的是 TI 公司的 THS1408 芯片，它集成了采样保持和程控增益放大 (PGA) 功能，它由单一 3.3V 电源供电，具有 14 位的精度，最高频率可以达到 8M，程控增益范围 0~7dB。

图 4-7 为 THS1408 内部结构图，芯片内置的 14 位的高速 ADC，可以在高速转换的同时确保数据的高精度量化，这在同类产品中是比较少见的，并有军用等级器件 THS1408 MPHP。ADC 的数据经过转换后进入缓冲器，在采样期内保持信号的稳定。REF+和 REF-分别为芯片的参考输出电压，在默认情况下输出为 2.5V 和 0.5V。

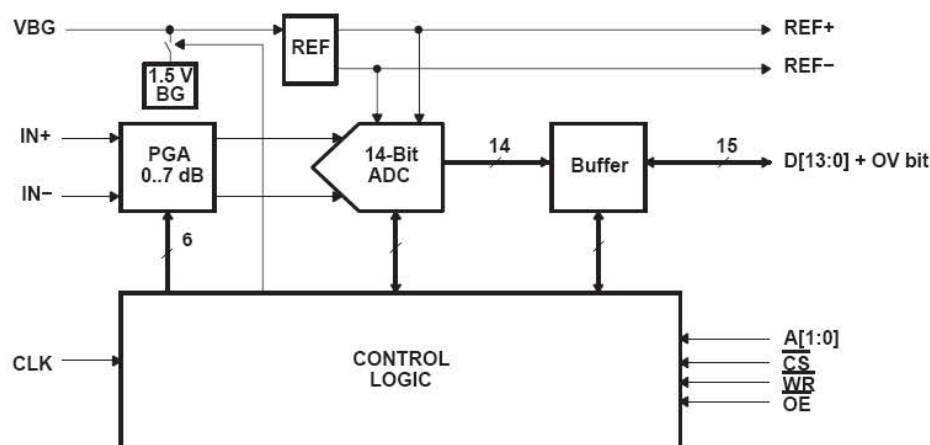


图 4-7 THS1408 内部原理图

该芯片内部还包括一个逻辑控制模块，通过 A[1:0] 端控制芯片的工作模式。在 A="00" 时，芯片输出转换结果；在 A="01" 时，从数据端口 D[13:0] 处输入的代码可以编译 PGA 的放大倍数。在 A="10" 时，数据端口输入的代码可以设置转换数据的偏移量，使转换数据偏移 -127~128LSB。在 A="11" 时，还可以设置参考电压的大小，使芯片进入测试模式或低功耗等。这些控制都可以通过外部 FPGA 编写代码来完成。

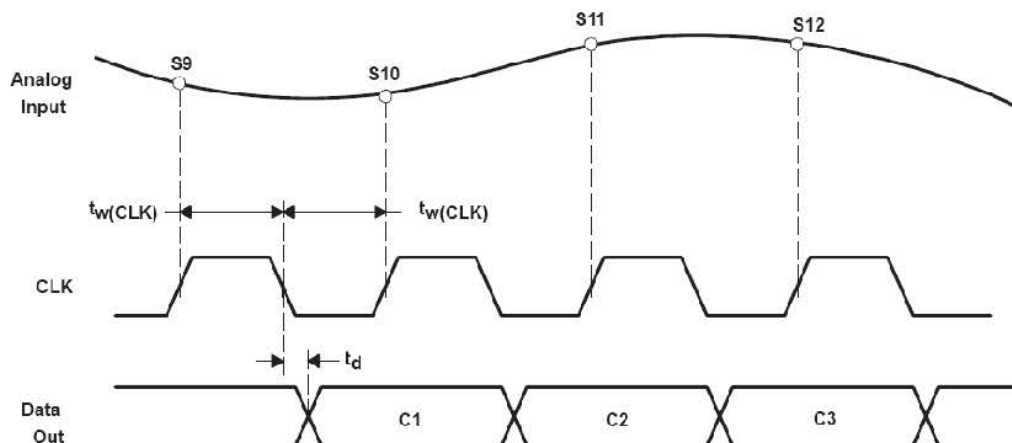


图 4-8 THS1408 采样及输出时序

芯片的采样时序是在第十个采样时钟周期开始依次输出转换后的数据，如图 4-8 所示。因此该芯片的转换时序比较简单，只需要确保读出时钟比采样时钟慢 10 个周期而相位相同即可。

THS1408 采用的外围电路如图 4-9 所示。FPGA 提供该芯片逻辑控制时序信号，模数转换后数据送回 FPGA 处理。模拟输入采用差分方式，其中，IN- 接探测器输出信号，IN+ 固定接 +1.6V，由于 IN+ 和 IN- 的输入极限范围 -0.3~3.6V，所

以，实际输入动态为 $-1.6 \sim +1.6\text{V}$ 。芯片的满量程输入 $-2 \sim +2\text{V}$ ，通过内部 PGA 调整使输入可以达到满量程。

探测器信号在进入 IN 一端口前，需要进行 RC 低通滤波。此外，该电路中的二极管起钳位保护作用，保证 IN 输入控制在 $-0.3 \sim 3.6\text{V}$ 范围。

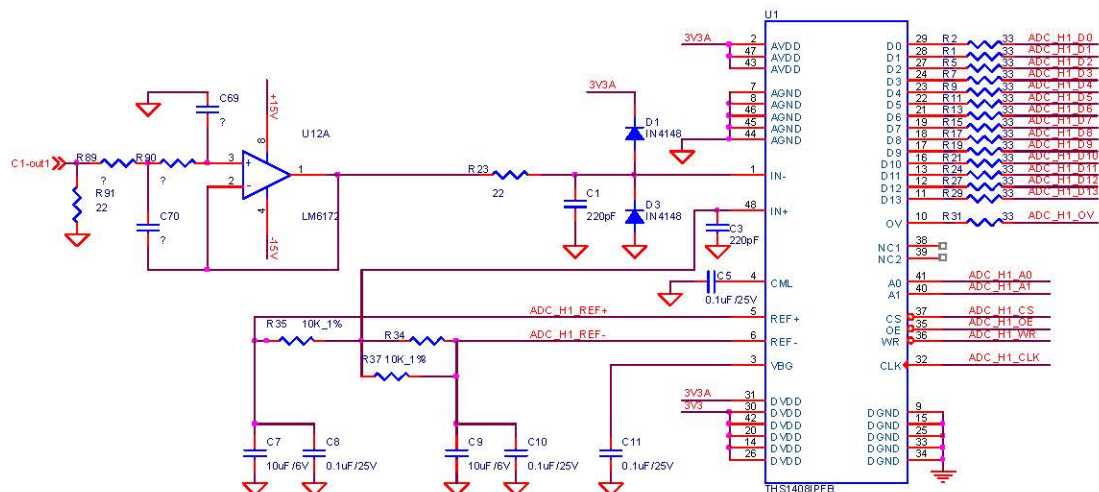


图 4-9 AD 转换电路

对于自主研发的 512 元线列探测器，每个探测器两组信号。视场拼接下使用两个探测器，因此总共需要处理 4 片 THS1408 完成 4 路模拟信号的 AD 转换。数据处理板充分考虑了不同探测器的兼容性。它提供了到探测器板的通用接口，该接口通过 29 芯的插座来实现。如图 4-10 所示。数据处理板有两个通用接口来满足同时连接两个探测器板的要求。接口信号包括到 AD 转换器的模拟信号、FPGA 提供的驱动信号和电源信号等等。因此，对不同的探测器，在硬件上只需要重新设计探测器板。同时，重新设计处理板的 FPGA 逻辑代码，提供针对性的探测器驱动和图像处理代码。这样，系统就可以用来对新的探测器成像。

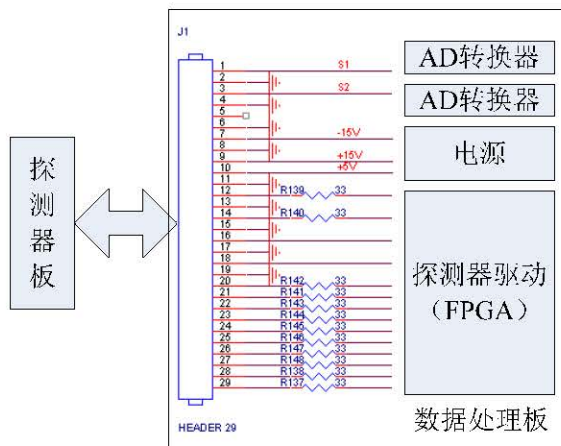


图 4-10 数据处理板提供的通用探测器板接口

模拟信号处理电路的性能参数主要包括增益、带宽和噪声。

512元 InGaAs 短波红外线列探测器的输出动态范围为 800mV, 在满足 THS1408 输入范围为 (0, 3.3) V 的前提下尽量拓宽动态范围, 电路的总增益约为 4 倍。电路中有两个地方可以设置增益, 差分放大电路或 THS1408 的程控增益放大器 PGA。THS1408 的内置 PGA 集成在 AD 转换器内部, 有利于降低噪声, 因而可以充分利用其增益调整功能, 它的增益调整范围为 0~7dB, 即最大为 2.24 倍。因而, 可设置差分放大电路的增益为 2。

电路的带宽主要受 AD829、THS1408 的带宽以及低通滤波器带宽限制。AD829 增益带宽积为 120MHz, 因此在增益为 2 时, $f_{3dB} > 60\text{MHz}$ 。THS1408 模拟输入信号的带宽为 140MHz。因而电路带宽取决于 AD 转换前的 RC 低通滤波器, 为 7MHz。

系统的信噪比是最重要的性能, 因而电路设计需要努力降低噪声, 原则上电路引入的噪声应小于探测器本身的噪声。

根据公式 4-2 以及探测器的各个性能参数, 可以计算短波 (积分时间为 2ms) 红外探测器的输出噪声理论值约为 0.4mV。

$$V_{ns} = \sqrt{\frac{A_d}{2t_{int}}} \frac{R}{D^*} \quad (4-2)$$

模拟信号处理电路的噪声主要来自于运算放大器的噪声、AD转换器THS1408的噪声和电阻热噪声。AD829 的输入噪声电压为 $1.7 \text{ nV/Hz}^{-1/2}$ 。THS1408 的信噪比为 72dB (1MHz), 当信号幅值为 800mV时, 其噪声 V_{nad} 约为 0.2mV。对于电阻热噪声, 根据下式可以估算电阻的电压热噪声。

$$E_s = \sqrt{4KTR} \quad (4-3)$$

其中, K 为玻尔兹曼常数, 1.38×10^{-23} 。T为开氏温度。例如, 常温下 ($T = 293\text{K}$), 电阻 $5.6\text{K}\Omega$, $1\text{K}\Omega$, $10\text{K}\Omega$ 的电压热噪声功率谱密度分别为 $9.6\text{nV/Hz}^{-1/2}$, $4.1\text{nV/Hz}^{-1/2}$, $13\text{nV/Hz}^{-1/2}$ 。

电路实际引入的噪声取决于器件的噪声功率谱密度和等效噪声带宽。在传统的单元探测器扫描成像系统中, 等效噪声带宽为 $\frac{1}{2\tau}$, 其中 τ 为积分时间。而在使用焦平面探测器成像的系统中, 等效噪声带宽应使用电路的实际带宽, 而电路的实际带宽通常是根据探测器读出频率的 3 至 5 倍来选取的。

原理样机电路的实际带宽为 7MHz, 容易计算出由电阻和 AD829 引入的噪声

比 THS1408 引入的噪声小一个数量级，可忽略。因而，模拟电路的噪声主要来自于 THS1408。

根据噪声以功率形式相加，如公式 4-4，可以推导出系统总噪声约为 0.45mV。

$$V_n \approx \sqrt{V_{ns} + V_{nad}} \quad (4-4)$$

4.1.3 FPGA 逻辑设计

数据处理板中的FPGA是整个硬件电路的核心。FPGA完成的功能包括I²C指令接收与处理，探测器时序生成，AD转换器时序生成，图像数据接收、处理与传输等等。

实际设计采用 Actel 公司的基于 Flash 的 FPGA 器件 APA600。APA600 含 60 万门逻辑单元，具有 126Kbits 的内部 RAM 资源，IO 频率最高可达 150MHz。

采用 Verilog 语言设计逻辑。代码主要由以下几个模块组成：

✧ 调度模块 Scheduler

该模块为逻辑设计的总调度器，调度时钟为 2M。模块接收控制板发送的帧同步信号，根据同步信号读取 RAM 中运行参数、设置 AD 转换器参数以及启动探测器时序模块，并检测各模块完成标志信号。

✧ I²C接口模块I2Cbusslave

模块时钟为 8M，为简化设计，采用单向接收方式接收总线数据，不反馈接收数据状态。一旦监测到I²C总线的数据，则禁止调度模块工作，解析I²C命令，将命令参数写入RAM。

✧ 探测器时序模块 linetiming

由 Scheduler 模块启动，根据参数，生成两个探测器的驱动时序信号。每个探测器有两组独立的驱动。因此总共提供四路相同的驱动信号。在每次完成探测器积分采样后，启动图像处理与传输模块 linetrans，等待 linetrans 模块结束后启动下一次积分采样。

✧ AD 控制模块 ADwritecmd

提供四片 AD 转换器 THS1408 的控制信号，包括片选，读写使能，地址设置，写参数等等。

✧ 图像处理与传输模块 linetrans

在探测器信号读出期间，从四片 AD 转换器 THS1408 接收四路 14Bit 的数字

信号，经过数据处理后发送到 FPGA 内部的 FIFO 中。

◇ 时钟生成模块 CPGen

生成各个模块的运行时钟。

其他模块包括异步解耦模块 decouple、滤波器参数模块 FIRWrPara 等等。整个逻辑的基本流程如图 4-11 所示。

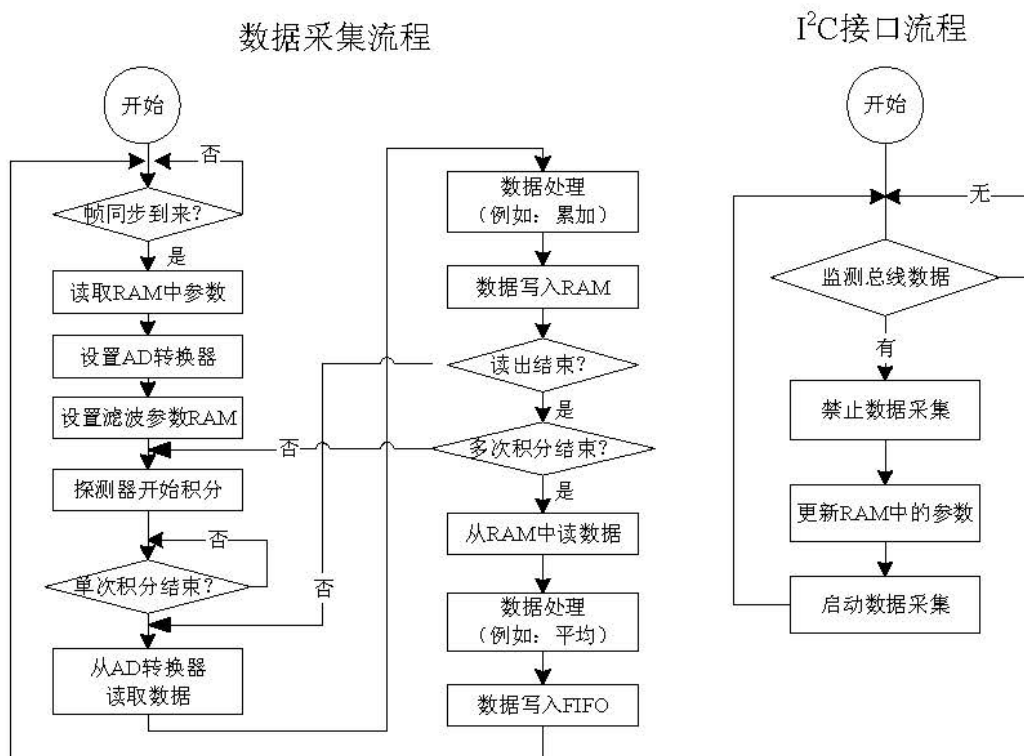


图 4-11 FPGA 逻辑流程图

由 FPGA 提供的探测器时序如图 4-12 所示。

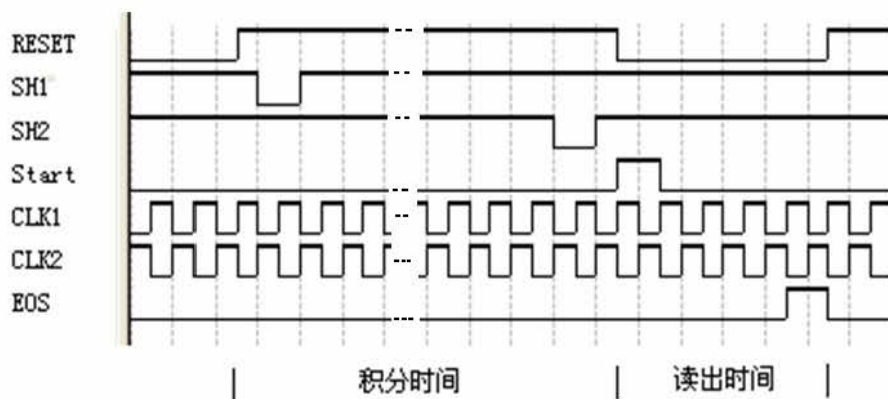


图 4-12 探测器时序

系统的一个重要特点是运行参数可以动态调整。通过 PC 机软件上的指令发送，可以设定探测器积分时间、探测器读出频率、AD 转换器内部的 PGA 增益以

及图像数据处理方式。

为了实现这种功能，FPGA的时序逻辑中实现了I²C接口模块。这里的I²C接口是简化的单向主从式接口，能够以一主多从的方式工作。在成像光谱仪项目方案中，星上CPU代表主机端，可见光、短波、长波等波段的各个模块代表从设备端。每个从设备有自己的ID号。主机端发送指令时，先发送目标设备的ID号。设备端检测该指令是否发送给自己，如果是则解析指令，否则不响应。由于原理样机是个地面系统，暂时没有星上CPU，因此由硬件电路中的控制板来代表主机端。PC机将指令以串口的方式发送给控制板。控制板将串口指令转换为I²C指令，再转发给数据处理板。I²C总线时序如图4-13所示。

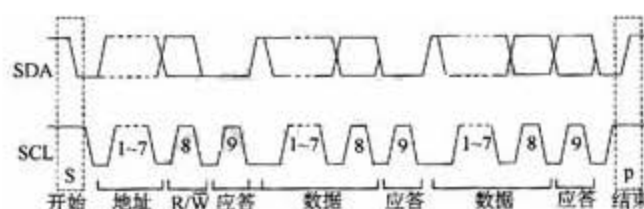


图 4-13 I²C总线时序

I²C接口模块使用了APA600内部生成的RAM，定义为参数RAM。参数指令的长度为2个字节，RAM的大小设置为8×2，代表数据宽度为8比特，深度为2，即2个8比特的存储空间。如图4-14所示。默认的设置：PGA增益0dB，累加平均处理模式，积分时间0.6ms，探测器时钟1MHz。

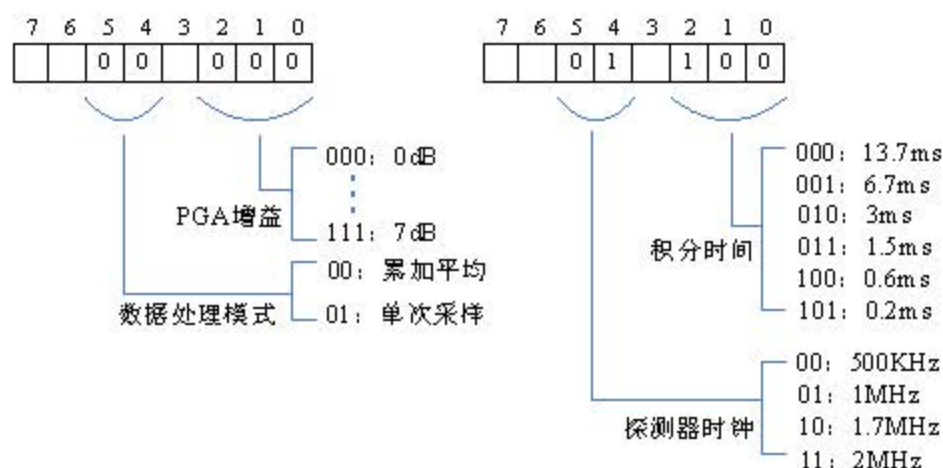


图 4-14 参数RAM格式

I²C接口模块监测到I²C总线的信号后，先判断信号中的ID号是否与自身的ID号相符，如果是，则继续监测信号，将后面的两个字节的指令存储到参数RAM中。在I²C接口模块接收到I²C总线信号后，调度模块处于复位状态，整个数据采集过

程停止。

在数据采集流程中，不断监测帧同步信号，收到帧同步信号后，首先读取参数 RAM 中的各个参数，然后根据参数值来产生各种时序。由于要进行累加平均的处理，需要使用 FPGA 内部的 RAM 来暂存图像数据，定义为数据 RAM。四路图像数据使用四片 RAM，每片 RAM 的大小为 27×256 ，即数据宽度为 27 比特，深度为 256。27 比特的数据宽度可以保证完整存储 14 比特的图像数据进行处理后的结果，如乘法和加法。这样，为两个 512 元的探测器的每个光敏元都设置了一个对应的数据存储位置。

数据处理模式包括单次采样和累加平均两种，这两种工作模式可以统一为滤波处理。例如，4 次积分时，单次采样的滤波系数为 $[1 \ 0 \ 0 \ 0]$ ，累加平均的滤波系数为 $[1 \ 1 \ 1 \ 1]/4$ 。因此，在逻辑中，只要为不同的工作模式设置不同的滤波参数，则它们可以采用统一的逻辑来处理。为此，使用了 FPGA 内部的 RAM 来保存滤波参数，定义为滤波参数 RAM。在数据采集流程中，接收到帧同步信号后，系统首先读取各个运行参数，判断是哪种工作模式，然后根据不同的模式往滤波参数 RAM 写入不同的滤波参数。在数据处理过程中，系统再读取滤波参数 RAM 中的参数完成对数据的滤波处理。数据处理中滤波器实现方式如图 4-15 所示。对每个光敏元数据分别做一次乘加操作。在多次积分结束后，再将数据 RAM 的数据读出，完成一次移位除法，最后将结果写入 FIFO。

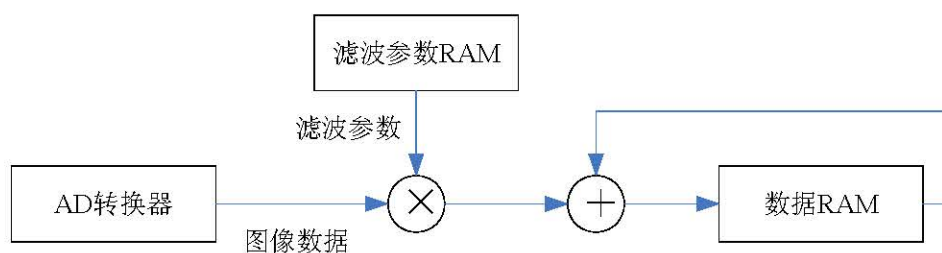


图 4-15 滤波器实现框图

FPGA 内部的 FIFO 是数据处理板和控制板的数据传输接口。采用的是 8×2050 的 FIFO，表示数据宽度为 8 比特，深度为 2050。8 比特的数据宽度是根据控制板的要求提供的。由于共有 1024 个像素数据，每个像素两字节，再加上两个字节的帧号，所以 FIFO 的深度设置为 2050。

此外，FPGA 逻辑完成了探测器的数据重排。两个 512 元的探测器，每个探测器有两路数据输出，这两路的数据都是从探测器的两边往中间的顺序读出的。

如果不进行排列, 这些数据拼接成的 1024 元一行图像是顺序混乱, 上下颠倒的。为了保证控制板从 FIFO 中获取的数据是按照景物的真实排列的, 需要对每一帧 1024 元的图像数据进行排列。实现的方法是将四片的数据 RAM 排列好, 将从 AD 读出的数据按照真实的景物顺序写入 RAM 的不同位置。读 RAM 时, 则按照 RAM 地址递增的顺序读出。如图 4-16 所示。

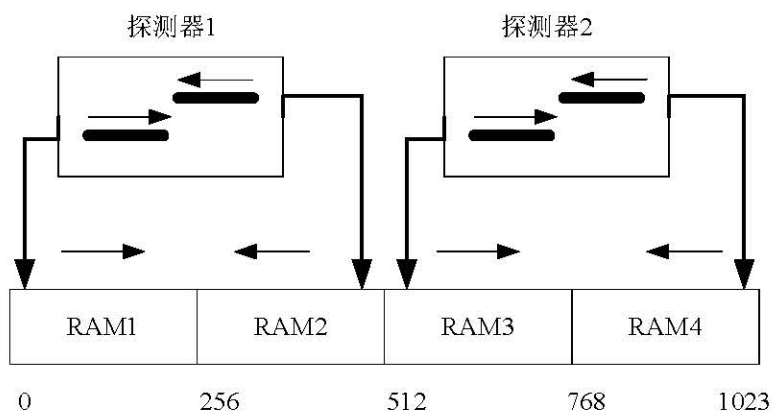


图 4-16 数据重排示意图

FPGA 逻辑采用 Actel 的 Libero 软件开发。Libero 集成了逻辑设计、综合 (Synplify)、动态仿真 (Modelsim)、布局布线 (Designer)、STA 静态时序分析 (Smart Time) 以及下载 (FlashPro) 等功能。

为了设计出正确并且稳定可靠的 FPGA 逻辑, 除了正确描述逻辑功能外, 还需要在某些时候对逻辑添加约束或加以优化。设计过程中需要充分利用动态仿真工具 Modelsim 和静态时序分析工具 Smart time。Modelsim 对于原理性仿真比较有意义, 并且时间不长, 如果做综合后仿真或布局布线后仿真, 则仿真速度很慢。此时, 可以通过 Smart time 观察和分析时序性能, 主要是各个时钟的建立和保持检查, 确定各个时钟所允许的最高频率是否满足实际设计需求。如果不满足, 可以通过修改代码或者添加约束的方式优化。

4.1.4 系统控制与图像数据传输

控制板介于数据处理板和 PC 机之间。它主要由一片 FPGA 和一片单片机构成, FPGA 的主要功能是向数据处理模块发送帧同步信号, 开启探测器时序, 并从处理模块的 FIFO 中读取数据, 然后发送到 PCI 采集卡中。单片机的主要功能是接收 PC 机的串口指令, 并以 I²C 总线形式发送指令到数据处理模块。

单片机采用 Atmel 公司的 AT89C2051。这是一款低电压、高性能的带有 2KByte

可编程Flash的8位单片机。它的主要功能是接收串口指令，转换成I²C指令并输出。同时也发送复位信号。最高频率24MHz，实际工作于11.0952MHz。串口电平转换采用Intersil的ICL3232E，这是一款双通道的RS232收发器，进行电平转换。电路图如图4-17所示。

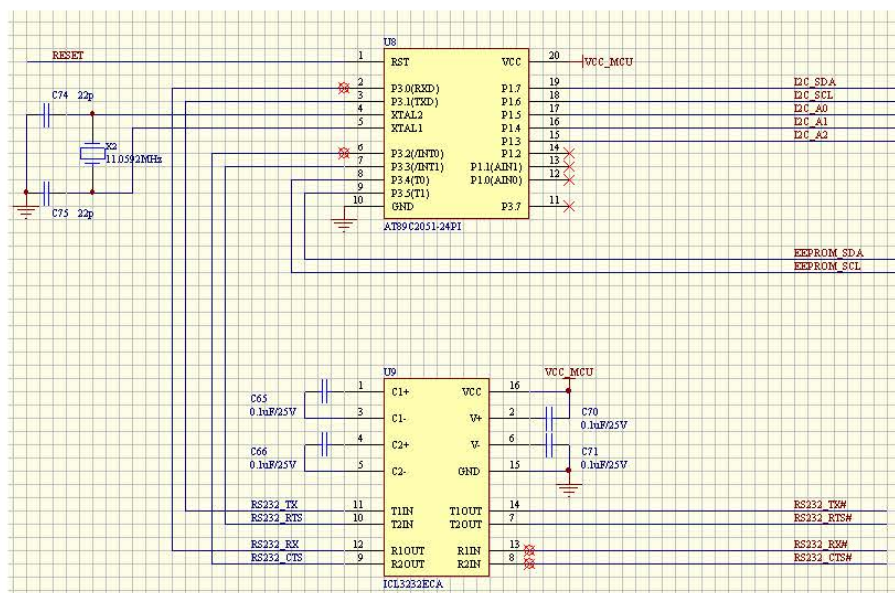


图 4-17 单片机与串口电平转换电路

单片机代码采用汇编语言编写，采用伟福（Wave）仿真器及其配套软件开发和调试。流程如图4-18所示。PC机发送给控制板的指令必须以0x5A作为起始字节。第二个字节表示指令的长度（除了起始字节外的字节数）。单片机在给数据处理板发送I²C指令的过程中，必须使数据采集复位，即停止数据采集。

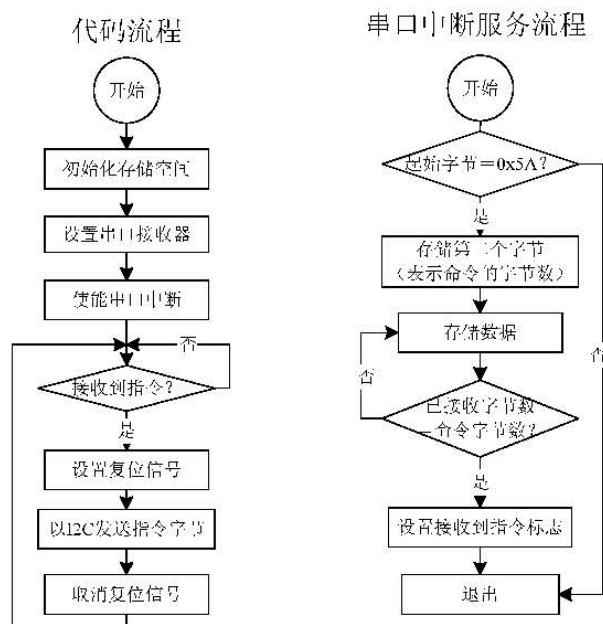


图 4-18 单片机代码流程

复位芯片采用 Microchip 公司的 TCM812。TCM812 高电平有效复位，复位时间至少 140ms，它提供了上电复位和手动复位两种方式。上电过程中，当 VCC 未达到复位阈值时，保持复位状态。另外，当手动复位管脚产生接地后也产生复位信号。电路如图 4-19 所示。

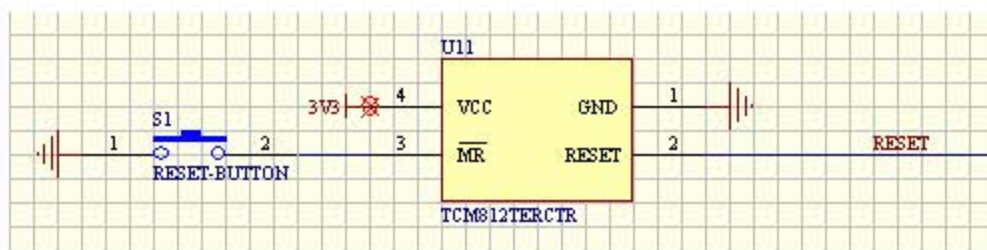


图 4-19 复位芯片电路图

为了保证数据从处理模块高速传输到控制模块，设计了基于 FIFO 的传输总线，其时序模型如图 4-20 所示。在第 1 帧期间，数据处理模块采集到数据后，在帧末写到 FIFO 中，期间控制模块处于空闲状态，不读 FIFO。第 2 帧期间数据处理模块采集到数据后，继续在帧末写到 FIFO 中，而控制模块在该帧的初期读 FIFO 中上 1 帧的数据。由于读写 FIFO 很快，所消耗的时间只占帧周期很小一部分，在帧初期读，在帧末写，二者不会出现冲突，同时又保证了数据的高速顺畅传输。在成像光谱仪项目方案中，由于有可见光、短波、长波等多个数据处理模块，每个模块都可以基于该总线向控制板传输数据。以总线方式工作时，控制模块在读某个数据处理模块的 FIFO 数据时需要使其他 FIFO 数据端处于高阻状态。这可以通过使能或关闭某些 FIFO 的数据总线驱动器（如 74HCT245）来实现。



图 4-20 FIFO 总线传输方式

4.2 系统软件设计

PC 机上的系统软件是整个系统的重要组成部分，整个软件采用 Visual C++6.0 实现，主要功能包括：

- ✧ 图像数据获取与存储；
- ✧ 图像实时显示：图像方式/曲线方式；

- ◇ 通过串口发送指令，设置系统参数；
- ◇ 信号噪声实时测量与分析；
- ◇ 实时/离线图像处理：错位校正、非均匀性校正、图像拼接等等。

在软件中，为了实现实时数据获取与处理功能，使用了多线程、DirectDraw、内存映射等技术。此外，软件较多地采用了模块化设计思想，例如将短波红外图像数据处理代码单独在一个文件中实现，提供自定义的 WINAPI 接口，这部分代码可以单独移植到其他软件中。软件的许多参数通过宏进行定义，针对不同的应用，修改某些宏就能进行扩展。

4.2.1 基于 PCI 数据采集卡的数据获取

本系统的数据吞吐率约为 20MByte/s，可以选择 PCI 或 USB2.0 协议进行传输。PCI 总线是一种兼容性最强、功能最全的计算机总线，它可同时支持多组外围设备，且不受制于处理器，并为 CPU 及高速外围设备提供高性能、高吞吐量、低延迟的数据通路，是目前应用最广泛的计算机总线。考虑到成像光谱仪项目总的吞吐率以及 PCI 协议更高的可靠性和更广泛的应用基础，系统采用 PCI 协议传输图像数据。目前市场上已经有多个厂家推出基于 PCI 总线的数据采集卡，相比同类产品，本系统采用的 ADLINK 公司出品的 PCI-7300A 数字 I/O 采集卡具有许多良好的特性：32 位 PCI 总线，32 个数字输入/输出通道，高达 80MB/s 的传输速率（32 bit input/output@20MHz），64KB 的 FIFO，总线主控 DMA 方式，完善的开发支持软件。它的驱动程序包 PCIS_DASK 提供了专门用于实现高速数据采集的一组库函数。应用软件功能可以通过调用这些库函数来实现^[1]。

软件需要创建单独的线程从采集卡获取数据。首先对采集卡初始化，设置传输方式，数据宽度等等，然后设置一个由多个缓冲区组成的环形缓冲组。软件以 DMA 方式进行数据传输，第一个缓冲区满后，自动向第二个缓冲区写数据，如此下去，最后一个缓冲区满后，自动回到缓冲组头部，向第一个缓冲区写入数据。同时，软件采用查询的方式来检测是否有缓冲区满，如果有，则迅速从该缓冲区读出数据，并处理与显示，否则继续查询。采集数据进程的流程如图 4-21 所示。

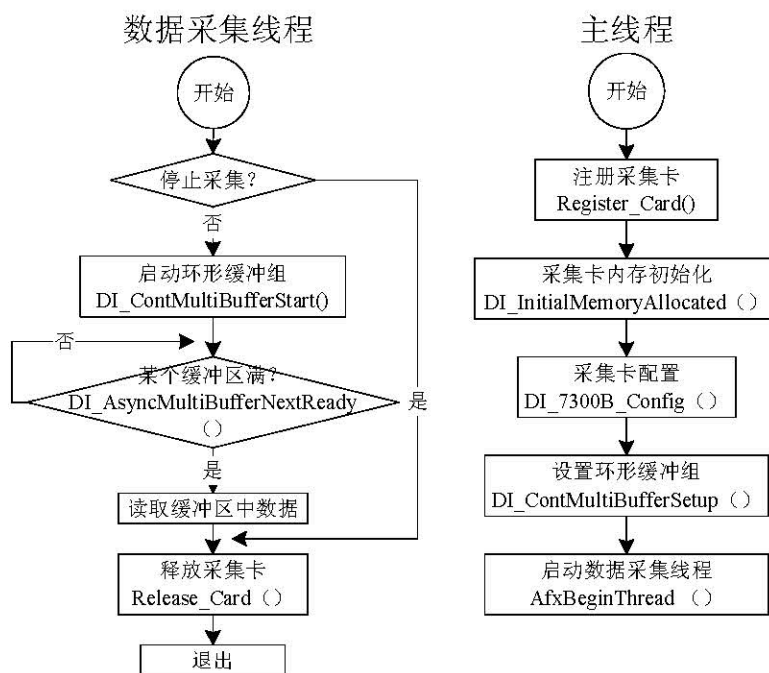


图 4-21 基于 PCI7300A 数据采集卡的数据采集流程图

实际设计中，每个缓冲区存储 8 行数据，即大小为 $8 \times 1024 \times 2 = 16\text{KByte}$ 的容量。采用 4 个缓冲区构成环形缓冲组。软件中通过检查帧号的变化来观察是否有丢帧。经过实验测试，在这种设置下，软件的数据采集速率可以保证不丢帧。如果数据处理的算法复杂，消耗太多 CPU 时间，或者要在软件中进一步添加实时存储和实时显示功能，则需要进一步优化软件，确保实时、不丢帧。在数据实时存储功能中，将使用内存映射方式来提高软件数据处理速度。

多线程程序设计中一个关键点是要进行数据的同步。在数据采集线程中设置了一个缓冲区，采集到的数据写入该缓冲区中，而在主线程中以曲线或者图像方式显示的数据从该缓冲区中读数据。该缓冲区在两个线程中进行了共享，为了二者不冲突，需要进行同步。同步时需要保证采集进程在写数据时，显示进程不能读；显示进程在读数据时，采集进程不能写。软件中采用 MFC 的 CEvent 类来实现数据同步，显示进程在 Event 对象触发 (signaled) 后才能读并显示数据，显示结束后 ResetEvent。采集进程在 Event 对象处于未触发 (unsignaled) 后才能写，写结束后 SetEvent。读进程中通过 `if(WaitForSingleObject(hNisEvent, 0) == WAIT_OBJECT_0)` 判断 Event 是否 signaled。写进程中通过 `if(WaitForSingleObject(hNisEvent, 0) == WAIT_TIMEOUT)` 判断是否 unsignaled。

4.2.2 数据的实时显示与存储

采集到的图像数据可以实时地以曲线或图像方式显示。其界面如图 4-22 所示。

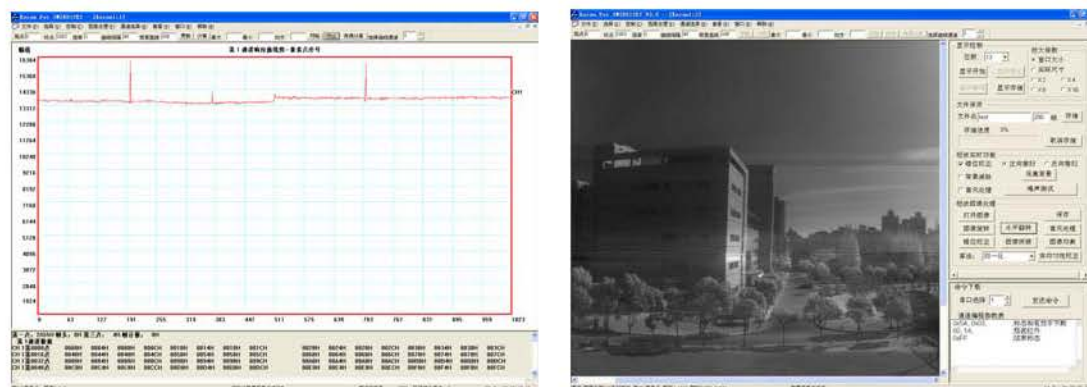


图 4-22 数据显示软件界面（左：曲线形式；右：图像形式）

曲线方式显示数据可以直观地观察探测器的响应。在进行光机配准实验中，通常以曲线方式显示数据。在成像实验中，通常以图像的方式实时显示数据，观察成像的效果。数据方式显示曲线通过定时器每次提取采集数据中的一行进行显示。而图像方式显示数据通过 DirectDraw 来实现。

DirectDraw 是 DirectX SDK 的主要部分之一^[2]，允许直接对显示内存操作，支持硬件位块传输、硬件覆盖、表面翻转，并且保持同目前的基于 Windows 的应用程序和驱动程序兼容。作为一种软件接口，使用 DirectDraw 可以很容易地操作显示内存，充分利用不同类型显示设备的位块传输和颜色解压功能，而不必依赖特定的硬件。如图 4-23 所示，DirectDraw 既拥有底层的高性能接口，具有设备无关的灵活性，又将图形功能揉和在 Win32 程序中，得以充分利用其中存在的硬件加速功能。应用程序通过 API 直接访问显存，大大提高了显示速度，进而产生快速、平稳的图形。可见，DirectDraw 技术能更好地支持短波红外图像的实时滚动显示功能。

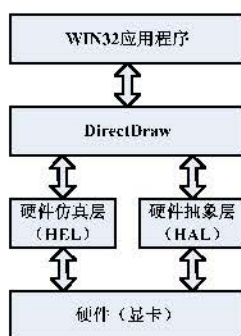


图 4-23 DirectDraw 的层次结构

在使用 DirectDraw 技术显示图像时,流程如图 4-24 所示。首先,建立主页面,设置其高度,宽度,位置等等。主页面对应了显示存储器,它的数据对应了屏幕上显示的图像。接着设置一个离屏页面,新的一幅图像数据首先保存在离屏页面,刷新图像时,将离屏页面数据切换到主页面即可实现新一幅图像的显示。图像显示采用滚屏方式进行,每次刷新图像时,刷新一个缓存区的图像(8行),图像去掉顶部 8 行,增加底部 8 行新数据进行显示。

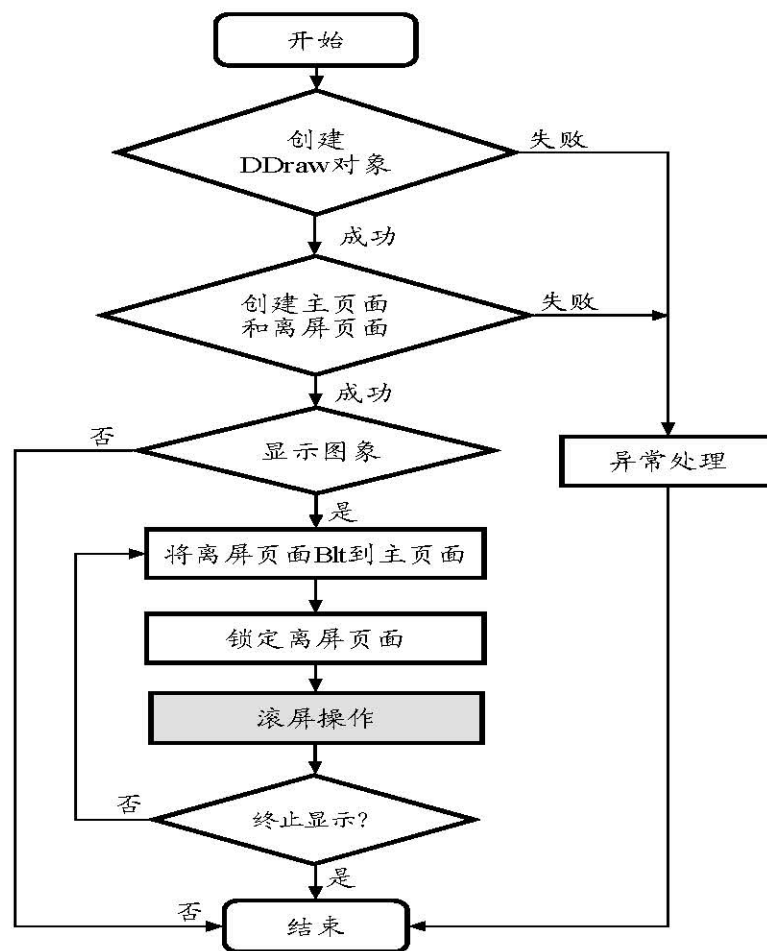


图 4-24 基于 DirectDraw 的图像实时显示流程

图像实时显示也通过一个单独的线程进行。此外,软件中还可根据需要设置显示图像的各种参数,如显示位数(选择 14 比特数据中的 8 比特)、放大倍数等等。如图 4-25 所示。



图 4-25 图像显示控制界面

在整个系统软件中，图像数据的存储是最消耗 CPU 时间的，因为它需要将数据从内存写到硬盘中。当软件要同时实现图像的实时采集、实时处理和实时存储，具有一定的难度。同时，实时采集的图像通常数据量比较大。

Windows 的内存映射文件功能是一项用于海量数据高速存储的技术^[3]。内存映射文件通过向操作系统申请一片地址空间来指向文件。映射后，该文件相当于已经被加载到内存中，并有对应的地址空间。操作系统直接管理该文件所需要的缓存，不需要再申请并分配缓存，不需要再对文件执行 IO 操作。文件数据从内存到硬盘的拷贝是由操作系统自动完成的。内存映射文件每次可以只映射文件的一部分到内存中，所以如果文件特别大，例如几十 GigaByte，就可以每次只映射一部分，便于处理。另外，由于应用程序不需要反复直接读写硬盘，因此数据的读写速度可以大大提高。

要正确使用内存映射文件必需执行六个过程：1. 文件打开或创建；2. 创建文件映射；3. 将文件数据映射到地址间；4. 解除文件数据映射；5. 关闭映射文件；6. 关闭文件。上述过程主要用到四个 API 函数：

- ✧ CreateFile()
- ✧ CreateFileMapping()
- ✧ MapViewOfFile()
- ✧ UnmapViewOfFile()

系统软件为了保证实时性，在实时采集数据时采用了内存映射文件来实时存储数据。界面如图 4-26 所示。设置文件名和帧数后，系统软件可以存储实时显示的图像数据，保证实时显示、实时处理和实时存储同时实现。经实验测试，在没有使用内存映射文件时，同时显示图像和存储数据会导致丢帧。而在使用了内存映射文件后，系统软件不再丢数据。

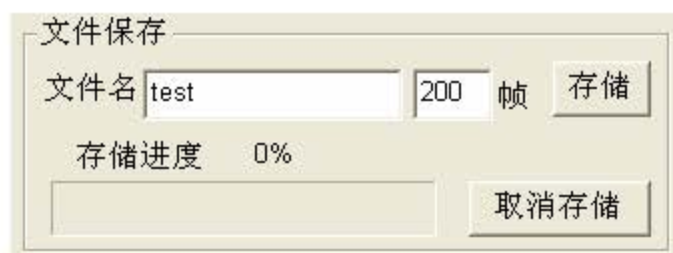


图 4-26 数据实时存储软件界面

4.2.3 图像数据处理

针对自主研制短波红外线列探测器推扫成像的特点,为了获取一幅高质量的宽视场的短波红外图像,需要对图像进行以下处理:累加平均、数据重排、背景减除、错位校正、盲元处理、非均匀性校正、图像拼接等等。这些功能中,累加平均与数据重排功能在硬件中实现,其余功能由于算法复杂或者是对存储量需求较大,因而在软件中实现。

软件中实现的图像处理功能基本上都能够以实时或者离线的方式来处理图像。在实时显示图像时,软件可以选择开启或关闭这些处理功能,一旦某些处理功能开启,则从采集卡获取的数据在 PC 机上会先经过实时处理,然后再实时显示出来。而离线图像处理指的是打开一幅已经采集并存储到文件系统上的图像,然后采用各种图像处理功能进行处理。

实时处理图像的软件界面如图 4-27 所示。包括错位校正、背景减除、盲元处理以及噪声测试。非均匀校正算法和拼接算法通常都涉及到整幅图像的数据处理,不适合进行数据的实时处理。各种图像处理原理和算法在第三章中进行了详细介绍。

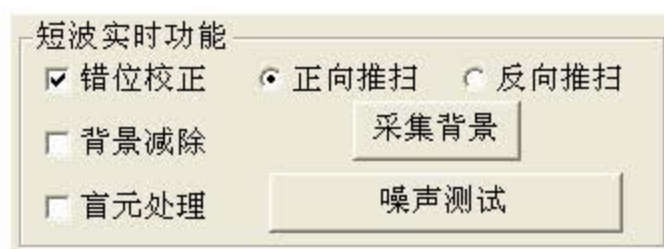


图 4-27 图像实时处理软件界面

噪声测试实际上是一种系统分析功能。它将采集到的数据实时计算均方根噪声。计算时,每 80 行数据计算一次噪声。探测器的每一个光敏元都有噪声测试结果,结果以曲线方式显示。在进行噪声测试时,噪声曲线代替了显示界面中的数据曲线。同时,界面中还显示了两个 512 元探测器共四路数据的平均噪声。这

样便于分析四路模拟信号处理电路在噪声性能方面的差别。平均噪声值以比特数和电压值显示，如 4.2Bits/1.02mV 表示噪声为 4.2 比特，即 1.02mV。这是由于 AD 转换器 THS1408 的输入动态范围 4V 对应 14 位数据，满幅值为 16383，所以折算后 1 比特对应约 0.244mV。

软件中的离线图像处理功能丰富，界面友好，能够实现短波红外图像处理的集中一体化处理，不需要借助于 PhotoShop、ACDSee, Matlab 等专业软件就可以处理并分析图像。界面如图 4-28 所示。除了各种处理功能外，还添加了打开图像、保存、图像旋转、水平翻转等功能，这些功能可以辅助完成各种图像处理。每一步图像处理的结果都可以在软件中更新显示，便于观察处理的效果。这些图像处理功能中，某些功能之间需要按顺序进行。通常的一体化图像处理过程是：打开图像→（图像旋转）→（水平翻转）→盲元处理→错位校正→非均匀性校正→图像拼接→图像均衡→保存。其中，图像旋转、水平翻转功能视需要而定。图像拼接一定要在盲元处理、错位校正以及非均匀性校正（定标法）之后进行。因为图像拼接消除重叠部分图像后，图像不再按照原有的 1024 个像素的顺序排列，因而盲元的位置、错位的位置以及非均匀性校正的定标参数对应不上了。具体地说，图像旋转是指将图像行列转置。由于扫描时保存的图像可能是侧的，需要行列转置后才能变成正确的景物方向。水平翻转是指图像在水平方向上进行镜像，这是由于扫描时保存的图像可能在水平方向上和景物相反。

错位校正功能提供了错位参数设置对话框。对话框中模块内间距指的是探测器内部 256 元子模块奇偶光敏元之间的距离，以光敏元大小为单位，模块间间距是两个 256 元子模块之间的间距。对于自主研制的 512 元短波红外探测器，这两个参数值分别是 5 和 50。此外推扫方向不同，错位校正算法也不同。如果打开的图像在实时采集、存储的过程中使用了错位校正功能，则不再需要错位校正。盲元处理时，需要在对话框中设置盲元在线列探测器中的位置，算法根据这些参数来处理图像中盲元所在的行。

非均匀性校正是一个重要的图像处理功能。软件中实现了多种校正算法，例如归一化，SPRITE 归一化，恒定统计量法，基于自选参考源的统计分析法、定标法等。定标法具体又包括两点法，二次函数拟合法，两点多段法等等。如果使用定标法，则需要在定标法非均匀性校正参数设置对话框中设置相应的校正参数，如定标方法、标准响应值等等。此外，软件内部还有校正参数的自动提取功

能，只需要导入定标数据，软件会先根据定标数据计算定标参数，然后根据定标参数来校正图像。

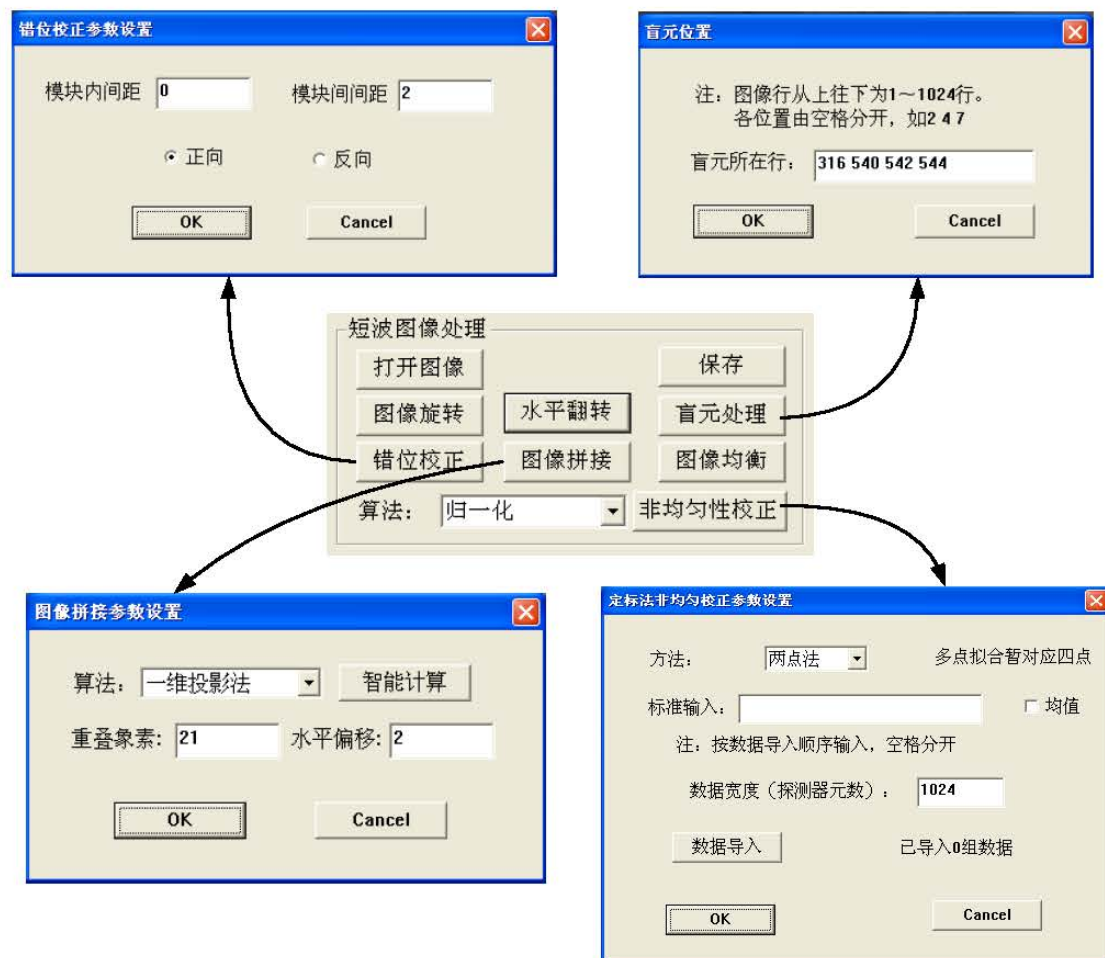


图 4-28 离线图像处理软件界面

图像拼接功能也实现了多种算法，如一维投影法，相关性测度法等等。如果拼接参数已经知道，也可以直接在对话框中设置，软件会根据参数进行图像拼接。

4.2.4 基于串口的系统控制

在 4.1.3 以及 4.1.4 中已经介绍了系统硬件接收 I²C 指令的格式以及单片机接收 PC 机软件的指令方式。整个系统的关键运行参数都是由 PC 机通过指令发送的。

串口指令发送软件界面如图 4-29 所示。首先需要设置 PC 机使用哪个串口。指令默认的内容是：0x5A, 0x03, 00, 14, 0xFF。0x5A 表示与单片机之间的通信“暗号”，0x03 表示指令的长度，00 和 14 表示默认的系统运行参数，表示累加平均数据处理模式、PGA 增益为 0dB、探测器时钟为 1MHz，探测器积分时间为 0.6ms。



图 4-29 串口指令发送软件界面

在软件设计中，串口通信通过一个经验证的串口通信类 CSerial 来实现。

参考文献

- [1] ADLINK Technology Corporation. PCI-7300A user' s guide[R]
- [2] 武永康, DirectDraw原理与API参考, 清华大学出版社, 2000.
- [3] 段继华, 段继东, 基于内存映射文件的进程间数据传输, 无线电工程, 2007, 37 (11): 46-48

第五章 早期自制探测器与国外 InGaAs 探测器测试与成像

在研制出 512 元 InGaAs 短波红外线列探测器前，中科院上海技术物理研究所首先研制成功的是 256 元的探测器。对该探测器的测试和成像可以对自制探测器的工艺和技术进行验证，为后续探测器性能的改进提供指导意见。

此外，研究从美国传感器无限公司（Sensor Unlimited）进口的一款 1024 元 InGaAs 短波红外线列探测器的性能，可以与自制探测器进行性能对比，为自制探测器提供借鉴。由于该探测器是长方形光敏元，因而用于推扫成像时会产生严重模糊。课题尝试用图像复原算法来去除这种模糊，取得了明显的效果，并得到一些关于长方形光敏元线列探测器用于推扫成像的有意义的结论。

5.1 自主研制 256 元 InGaAs 探测器测试与成像

5.1.1 256 元探测器介绍

自主研制的 256 元 InGaAs 短波红外线列器件内部奇偶光敏元呈品字型排列，如图 5-1 所示，其性能如表 5-1 所示。



图 5-1 256 元 InGaAs 线列探测器封装后照片

表 5-1 256 元 InGaAs 线列探测器性能参数

工作波长	0.9~1.7 μm
光敏元尺寸	25 $\times$ 25 μm^2
读出速率	<1.25MHz
响应率	$\approx 0.5\text{A/W}$
比探测率	$\approx 1\text{E}12\text{cmHz}^{1/2}/\text{W}$
盲元率	2.3%
响应非均匀性	10%

基于原理样机设计了针对该探测器的成像系统。为此，需要设计针对该探测器的探测器板以及数据处理板中 FPGA 逻辑。设计的探测器板如图 5-2 所示。



图 5-2 256 元线列探测器电路板

FPGA 时序逻辑代码包括产生探测器的驱动时序以及针对 256 元探测器的图像数据处理与传输代码。其余逻辑代码与原理样机默认代码相同。

5.1.2 256 元探测器性能测试

首先，通过示波器观察了探测器的模拟输出信号。探测器的输出信号波形如图 5-3 所示。

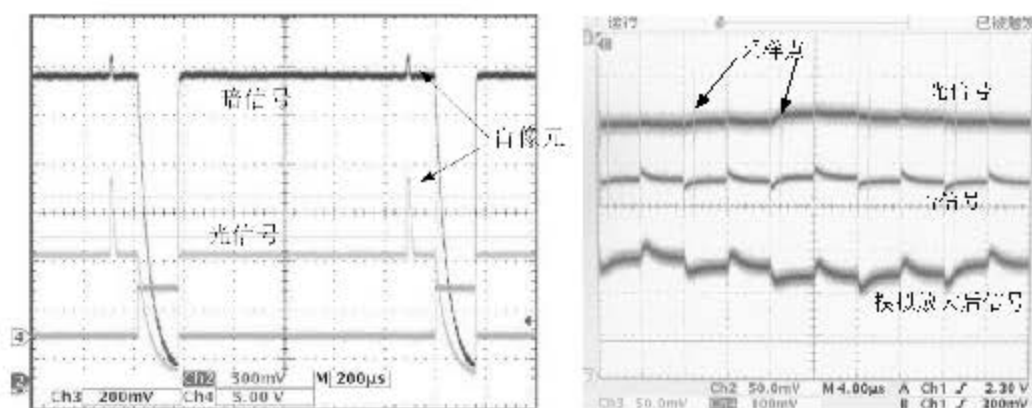


图 5-3 探测器输出波形（右图为左图局部放大后的效果）

由图可见，光信号整体比较平坦，而暗信号存在约为 20mV 的起伏。并且该起伏与探测器读出时钟同频同相，仔细研究发现，主要原因是在探测器封装中，时钟管脚与暗信号输出管脚相邻，因而暗信号受到了时钟的较大干扰。

其次，通过黑体实验测试了探测器的响应特性。实验采用的光源为 900K 的黑体，与探测器相距 40cm，孔径 10mm，入射功率 $1.436 \times 10^{-8} \text{W}$ ，探测器信号经 CTIA 电路读出后不经过端电路放大而直接采集。

选取 5 个光敏元，观察其在不同积分时间下的响应曲线，如图 5-4 所示。可

以看到，光敏元的响应与积分时间基本呈线性，斜率也较一致。

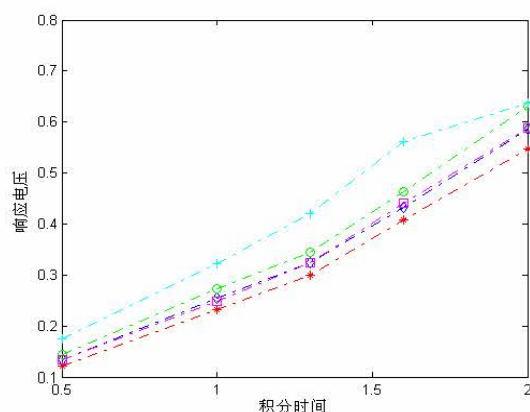


图 5-4 积分时间与响应电压的关系

通过该数据可以计算出探测器的非均匀性为 15%~20%。

在无光信号输入的情况下，测试探测器的读出噪声。所选取的积分时间为 1ms，黑体温度 900K，得到图的读出噪声曲线。其无光照时的读出噪声大部分在 0.4mV 左右，但会存在某些点的读出噪声偏大。如图 5-5 所示。

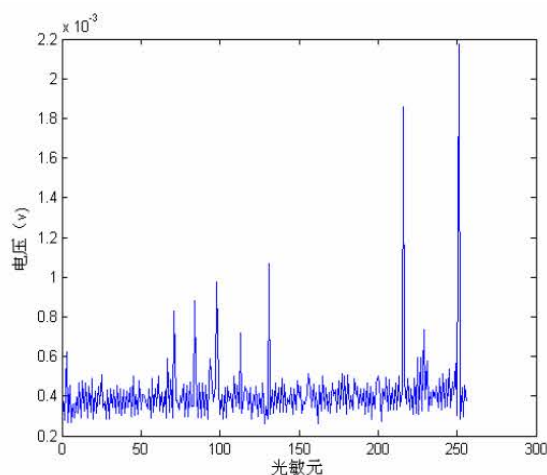


图 5-5 读出噪声曲线

5.1.3 256 元探测器成像实验

在软、硬件联调通过之后，搭建完整的成像系统，进行光机配准和外场成像。

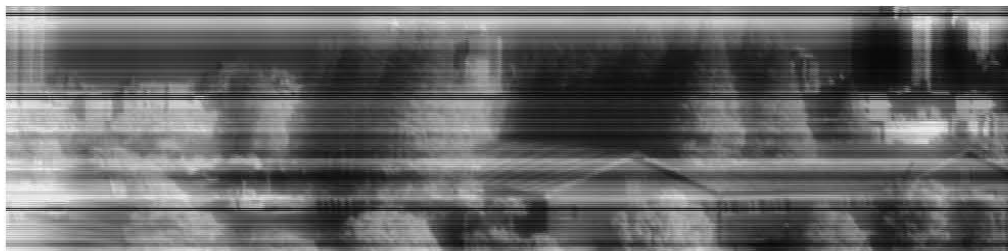
系统的光机配准主要是指光学系统和机械结构的安装以及光学系统和探测器的耦合，其中后者是重点。进行光机配准的目的是尽可能消除机械结构中零件加工和安装误差造成的探测器离焦，以使整个光学系统获得良好的成像质量。

实际使用的镜头参数为：

- 定焦距： $f=50\text{mm}$ ；

- 有效F数: $F_{\text{eff}}=1.8\sim 22$ 可调;
- 成像距离: $R_o=5\text{m}\sim\infty$ 可调;

成像实验中, 利用一个匀速转动的转台来进行推扫。实验得到图像如图 5-6 所示。



(a) 非均匀性校正前



(b) 非均匀性校正后

图 5-6 256 元探测器成像效果图

由图可见, 图像非均匀性较严重, 非均匀性校正后, 仍然不够清晰。实际上该探测器的非均匀性约为 20%, 尚未达到设计要求。

5.2 国外 1024 元长方形光敏元 InGaAs 探测器测试与成像

美国传感器无限公司 (Sensor Unlimited) 是著名的 InGaAs 探测器制造商。为了了解国外 InGaAs 线列探测器的研制水平, 同时与自主研制探测器进行性能对比、参考, 购买了该公司的 1024 元 InGaAs 短波红外线列探测器, 型号为 SU1024LE。

5.2.1 1024 元探测器介绍

SU1024LE 如图 5-7 所示。其性能如表 5-2 所示。



图 5-7 SU1024LE 探测器实物图

表 5-2 SU1024LE 探测器性能

工作波长	0.8~1.7 μm
灵敏度	10.5 nV/photon
量子效率	>70%
读出噪声	800 ¹ , 10000 ² electron/scan
盲元率	<1 %
响应非均匀性	<10%
响应非线性性	<1%
光敏元尺寸	25×500 μm^2
读出速率	<5MHz (双边采样)

注：1 高灵敏度模式，2 高动态模式

SU1024LE的反馈电容 C_{int} 有 0.4pF和 10.4pF两种，能通过设置管脚CAP的电平高低（TTL兼容）动态改变。大的电容能存储更多的电荷实现更大的动态范围，但牺牲了灵敏度；采用小反馈电容灵敏度高但动态范围小。成像时根据观测目标特性和使用要求加以选择。

探测器驱动信号有两路，主时钟 Clock 和曝光控制脉冲 LSYNC。Clock 频率小于 5M，LSYNC 控制曝光的初始化、曝光时间和读出电路初始化。探测器 SU1024LE 只有奇偶两路读出方式，时序要求如图 5-8 所示。

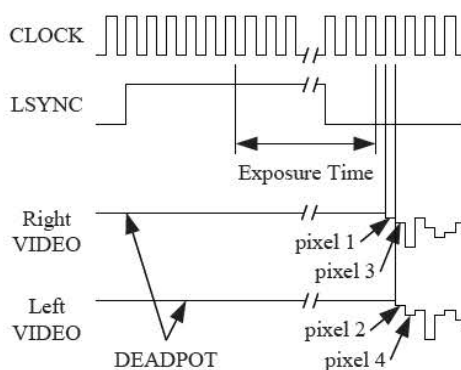


图 5-8 SU1024LE 时序图

此外，探测器内置了热敏电阻以及半导体制冷器用于探测器温控。

5.2.2 1024 元探测器成像系统设计与成像效果

同样地，基于原理样机系统搭建针对 SU1024LE 的成像系统。设计针对该探测器的探测器板，并设计数据处理板中 FPGA 的逻辑代码。探测器板如图 5-9 所示。



图 5-9 SU1024LE 探测器电路板

探测器板新增的一个功能是温控。由于探测器工作温度的稳定性，影响到探测器的性能参数和噪声等级的稳定性，因此系统设计时应使探测器工作时的温度波动小于 0.1°C 。调研后决定使用 AnalogDevice 公司生产的 ADN8830 温控芯片。该芯片通过高频的反馈电路来比较设定的电阻值和热敏电阻值之间的差，以控制功率管的输出电压，来稳定工作电压。它可以帮助控制温度稳定在 $\pm 0.01^{\circ}\text{C}$ 范围内。温控电路如图 5-10 所示。

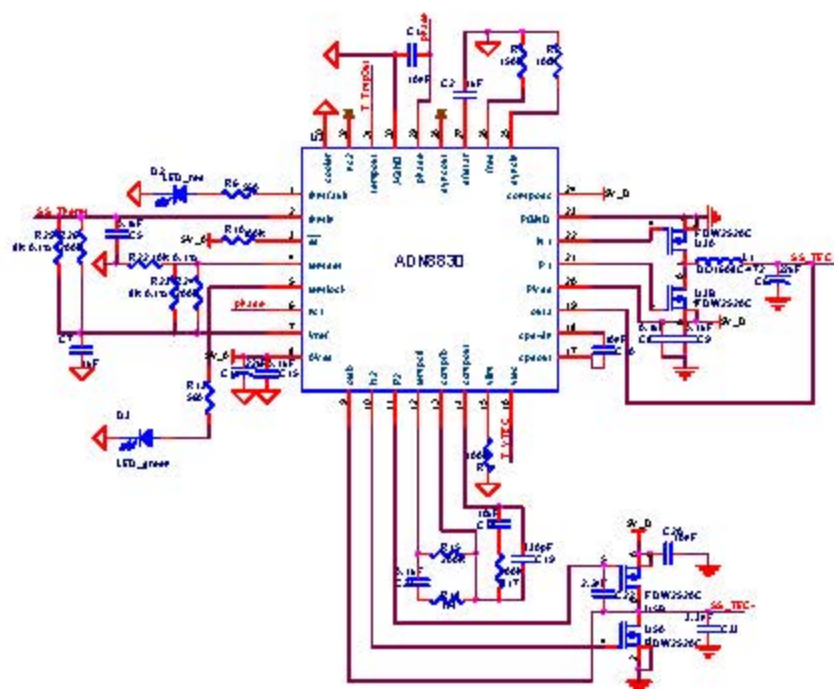


图 5-10 ADN8830 的温控电路

当采用线列探测器推扫成像的时候，通常情况下探测器的光敏元是方形的。在一个驻留时间内，探测器采样一次，形成一行图像。图像上的每个光敏元对应了景物的一个方形瞬时视场，这样可以确保获取的图像不会变形而失真。如果用长方形光敏元的探测器直接推扫成像（如图 5-11 所示），则系统的瞬时视场也是

长方形的。此时，驻留时间的定义有两种方式。一种是以瞬时视场的长边来计算驻留时间（方式 1），另一种是以瞬时视场的短边来计算驻留时间（方式 2）。如果按方式 1，在一个驻留时间下采样一次，则每个图像的光敏元值对应了一个长方形的瞬时视场，获取的图像是变形的。如果按方式 2，也是一个驻留时间采样一次，则此时的瞬时视场可以理解为以短边为边长的方形光敏元。这样获取的图像是不变形的，但是图像在扫描方向上出现了明显模糊。如图 5-12 所示。这是由于每个光敏元不仅吸收了一个方形瞬时视场的光，也吸收了推扫方向上相邻方形瞬时视场的光。最终的效果等效于对正常的图像在扫描方向上完成了一个窗口平滑滤波。

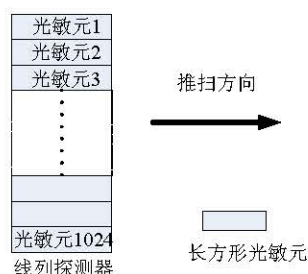


图 5-11 长方形光敏元推扫示意图

SU1024LE 的光敏元大小为 $25\ \mu\text{m} \times 500\ \mu\text{m}$ ，课题尝试以方式 2 来推扫成像，成像的效果如图 5-12 所示。



图 5-12 SU1024LE 探测器成像效果(未经非均匀性校正)

由图可见，该探测器的均匀性很好，未经非均匀性校正就能够获取良好的图像。但是，图像在水平即推扫方向存在明显的模糊。下面将研究用图像处理的方式来去除模糊。

5.2.3 去除长方形光敏元模糊的图像处理算法

(1) 成像模型

根据光敏元的大小以及推扫方式，可以建立成像模型如图 5-13 所示。

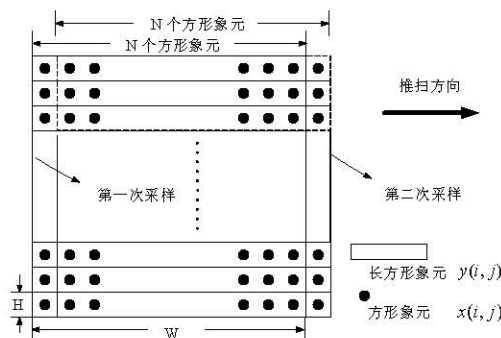


图 5-13 长方形光敏元成像模型

定义一幅恢复后的理想图像为 $x(i, j)$ ，实际获取的模糊图像为 $y(i, j)$ 。长方形光敏元高度为 H ，宽度为 W 。宽高比定义为 $N = W/H$ ，则 N 表示一个长方形光敏元覆盖 N 个方形光敏元。模糊过程可以表示为：

$$y(i, j) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(i, j-k) \quad (5-1)$$

实际上，由于探测器在推扫过程中需要移动一个方形光敏元距离。所以长方形光敏元在成像过程中将覆盖 $(N+1)$ 个方形光敏元，因而更准确的成像模型是：

$$y(i, j) = \frac{1}{(N+1)} \sum_{k=0}^N x(i, j-k) \quad (5-2)$$

图像复原的目标是由 $y(i, j)$ 复原出 $x(i, j)$ 。

由于模糊仅发生在扫描方向，所以复原过程可以表示为一维的图像处理过程。如果以卷积方式来表示成像模型，同时加上噪声，则成像模型可以表示为^[1]

$$y(j) = h(j) \otimes x(j) + n(j) \quad (5-3)$$

其中 $n(j)$ 代表噪声， $h(j)$ 是长度为 $(N+1)$ 的一维向量，即：

$$\left[\frac{1}{N+1} \quad \frac{1}{N+1} \quad \dots \quad \frac{1}{N+1} \quad \frac{1}{N+1} \right] \quad (5-4)$$

由成像模型可以发现，这种长方形光敏元造成的模糊过程与运动模糊相似。所以，模糊滤波器可以视为一维的平滑滤波。

(2) 算法介绍

类似于运动模糊图像的复原，有一些经典的算法来复原长方形光敏元的模糊。例如逆滤波、维纳滤波、迭代法等等。课题将介绍一种新的方法即伪逆矩阵

法。

一维逆滤波算法的公式为^[2]：

$$X(u) = \frac{Y(u)}{H(u)} \quad (5-5)$$

其中 $X(u)$, $Y(u)$ 和 $H(u)$ 分别是 $x(j)$, $y(j)$ 和 $h(j)$ 的傅立叶变换。为了避免 0 作为除数以及噪声的放大, 常用 $M(u)$ 来代替 $H(u)$, $M(u)$ 定义如下

$$M(u) = \begin{cases} H(u) & u < u_0 \\ 1 & u \geq u_0 \end{cases} \quad (5-6)$$

其中, 选择 u_0 确保当 $u < u_0$ 时 $H(u) \neq 0$ 。

一维维纳滤波算法的公式为^[2]：

$$X(u) = \frac{Y(u)}{H(u)} \times \frac{|H(u)|^2}{|H(u)|^2 + K} \quad (5-7)$$

当 $K=0$ 时, 维纳滤波即成为逆滤波。与逆滤波方法相同, 可以用 $M(u)$ 来代替 $H(u)$ 。

迭代法是图像复原中常用的算法^{[3] [4] [5]}。典型的迭代法是Landweber迭代法, 其公式为

$$X^{n+1} = X^n + \beta \cdot h^* \otimes (Y - X^n \otimes h) \quad (5-8)$$

其中 X^n 待复原图像当前的估计值, h^* 是 h 的共轭值, β 是个常数。迭代起始为：

$$X^0 = \beta Y \quad (5-9)$$

在迭代算法里面, 一些正则化方法可以用来减小噪声与振铃。

伪逆矩阵法是新探索出的一种算法。假设矩阵 P 定义为：

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1}{N+1} & \frac{1}{N+1} & \frac{1}{N+1} & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{N+1} & \frac{1}{N+1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{N+1} & \frac{1}{N+1} \end{bmatrix}_{A \times C} \quad (5-10)$$

则成像模型可以表示为：

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_A \end{bmatrix} = P \bullet \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_C \end{bmatrix} \quad or \quad Y = PX \quad (5-11)$$

其中 $C = A + N$ ，在 P 矩阵的每一排都有 $(N+1)$ 个 $\frac{1}{N+1}$ 。复原的过程等效于从 Y 复原出 X 。由于 P 不是一个方阵， P 的逆矩阵不存在。为了找到 X 的最优解，可以最小化：

$$\text{norm}(PX - Y) \quad (5-12)$$

如果定义

$$X = P^{-1}Y \quad (5-13)$$

矩阵 P^{-1} 存在并保证 $\text{norm}(X)$ 最小。该矩阵被称为 Moore-Penrose 伪逆矩阵。求得 P^{-1} 后， X 可以根据公式 5-13 计算得到。

使用这种算法时，复原数据增长到 $C = A + N$ 。这意味着大小为 $B \times A$ 的图像复原后的大小是 $B \times (A + N)$ 。由于这是一种时域算法，伪逆矩阵只需要计算一次，因此它和其它算法相比，在计算量上有明显优势。

(3) 仿真与实验结果

使用以上四种算法来进行仿真，检验它们的复原效果。原始图像如图 5-14 (A) 所示，根据公式 5-3 来产生模糊图像，如图 5-14 (B) 所示。

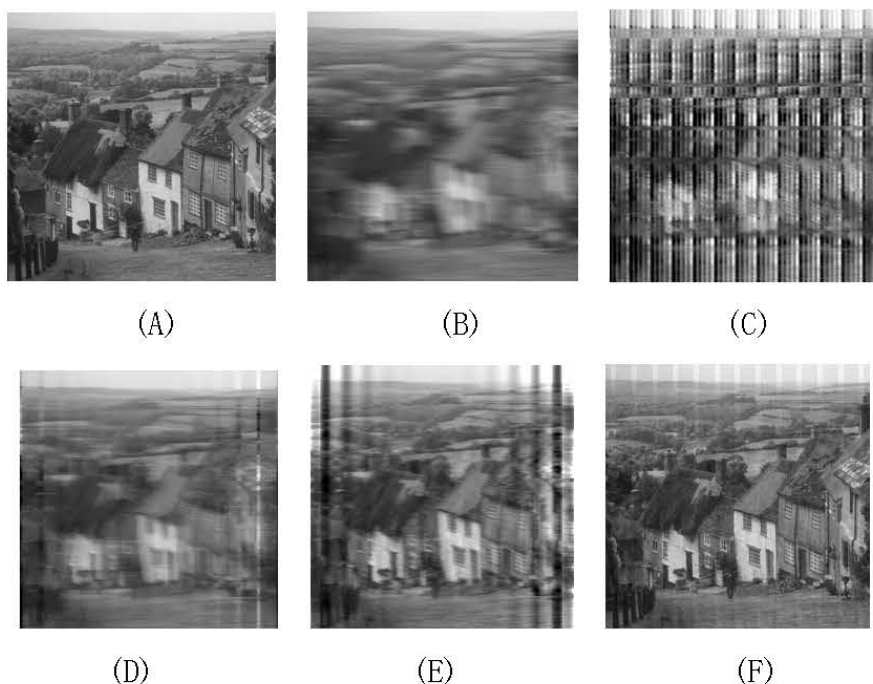


图 5-14 仿真复原效果 (A) 原图 (B) 仿真模糊图

(C) 逆滤波复原 (D) 维纳滤波复原 (E) 迭代法复原 (F) 伪逆矩阵复原

仿真结果显示，逆滤波算法由于严重的振铃效果而使复原效果很差。而维纳滤波、迭代法和伪逆矩阵法都在一定程度上能够去除模糊。维纳滤波和迭代法都

显示出明显的振铃效应。对维纳滤波而言，降低常数 K ，可以改善去模糊效果，但是它的振铃效应变明显了。而伪逆矩阵显示了较好的复原效果。

将这些算法应用到 SU1024LE 获取的图像中。推扫获取的模糊图像如图 5-15 (A) 所示。图像的水平方向为推扫方向。可以发现，水平方向模糊明显。复原效果如图 5-15 所示。

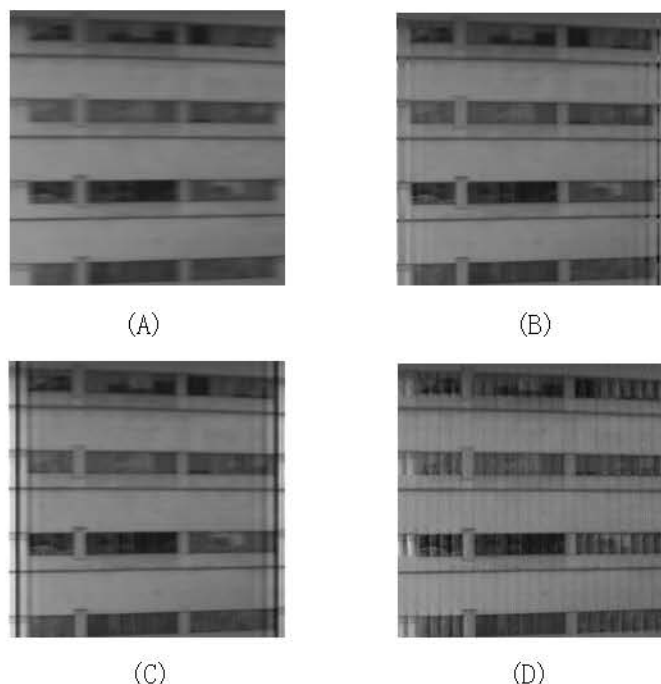


图 5-15 实验图像复原效果 (A) 模糊图像

(B) 维纳滤波复原 (C) 迭代法复原 (D) 伪逆矩阵复原

从实验结果发现，应用维纳滤波，迭代法和伪逆矩阵法都可以降低水平方向的模糊。这证明这三种算法在一定程度上都可以去除由长方形光敏元造成的模糊。但是，维纳滤波和迭代法都有较明显的振铃效应。随着维纳滤波中常数 K 的降低，或者迭代法中迭代次数的增加，去模糊效果增强，同时振铃效应也变强。伪逆矩阵复原后的图像出现了一些噪声以及条纹，但是它基本没有振铃效应，整体上复原效果要好于其它算法。与仿真中的效果相比，伪逆矩阵的实际复原效果要差些，主要原因是仿真中忽略了噪声。

通过分析长方形光敏元探测器的推扫成像过程并建立合理的数学模型，一些算法被研究并测试它们的图像复原效果。由此，可以得到以下结论：

- (1) 长方形光敏元线列探测器一定程度上可以应用于推扫成像。
- (2) 可以采用图像复原算法去掉推扫方向的模糊。
- (3) 光敏元长宽比越接近 1，复原效果越好。

参考文献

- [1] Jianguo Jiang, Jianzhong Cao, Yuming Gao, *The basis for analysis of signal and system*, Tsinghua University Press, Beijing, 1994.
- [2] Yujin Zhang, *Image processing and analysis*, Tsinghua University Press, Beijing, 1999.
- [3] Juwei Lu, Eunice Poon ,K.N. Plataniotis, “Restoration of Motion Blurred Images” , *Multimedia and Expo, 2006 IEEE International Conference on*, pp. 1193 - 1196, 2006.
- [4] J. BIEMOND, R. LAGENDIJK, and R. MERSEREAU, “Iterative methods for image deblurring,” *The Proceedings of the IEEE*, vol. 78, no. 5, pp. 856 - 883, 1990.
- [5] J. L. Starck, E. Pantin, and F. Murtagh, “Deconvolution in astronomy: A review,” *Publications of the Astronomical Society of the Pacific*, vol. 114, pp. 1051 - 1069, October 2002.

第六章 原理样机性能测试、光机配准与成像

在原理样机中,使用的是自主研制的 512 元 InGaAs 短波红外线列探测器。在完成系统软、硬件设计,并保证系统功能正常有效后,进行了一系列的实验。实验的内容包括系统的主要性能测试,光机配准、外景成像等。性能测试主要包括了基于积分球的系统噪声测试和探测器非均匀性测试。外景成像前先采用平行光管进行光机配准,然后基于转台进行地面模拟推扫成像。此外,课题对成像中发现的锯齿拖影现象进行了深入分析。

6.1 性能测试与分析

6.1.1 噪声测试与分析

短波红外相机最重要的指标是噪声等效反射率。成像光谱仪项目中对短波红外波段的噪声等效反射率指标为 0.08%(1.23~1.25 μm)以及 0.4%(2.10~2.27 μm)(一个太阳常数)。为此,首先需要深入测试系统的噪声性能,验证原理样机系统是否能满足噪声等效反射率指标。

为了达到系统的最佳信噪比,对系统硬件电路进行了不断的测试和改进。实验发现,电路中 AD 转换器部分和探测器的供电部分(偏置电压、参考电压、数字电源和模拟电源)对系统的噪声有较大的影响。在 AD 转换器 THS1408 部分,模拟地和数字地用磁珠隔离,并且模拟地以粗走线方式相互连接。此外,为 THS1408 的模拟差分信号输入端 IN+和 IN-输入端选择合适的滤波电容,保证在满足系统带宽的情况下尽量选择较大的电容,这样可以降低 AD 转换器部分的噪声。探测器的供电中偏置电压和参考电压对系统噪声的影响最显著,实际电路中主要通过两种方式来提高探测器供电的质量。一是紧靠探测器供电信号输入端并联 47 μF 的电容,二是采用基准电源分压的方式来产生偏置电压和参考电压。

通过以上方式,最终系统的噪声降低到 0.373mv(盖上镜头,系统增益为 1,积分时间为 0.6ms),接近了探测器本身的噪声极限,即电路自身的噪声降低到可以忽略的程度。

在改进了系统硬件后,测试了在不同探测器工作参数和条件下的系统噪声性能,以便进一步选择探测器的最佳工作参数。

系统噪声与探测器积分时间的关系分别如图 6-1 所示，分别在系统盖上镜头和开启一个积分球灯的状态下测试，单次采样，增益为 2.16，1Bits 噪声对应 0.244mv。由图可见，在盖上镜头时，系统噪声随着积分时间增长而变大。积分时间在 1.5ms 以下时，噪声变化缓慢，积分时间大于 1.5ms 后，变化较快。而在开启积分球灯的状态下，当积分时间在 3ms 以下时，噪声仅比盖上镜头的时候略多一点，积分时间在 3ms 后，由于探测器趋向饱和，因而噪声降低^[1]。

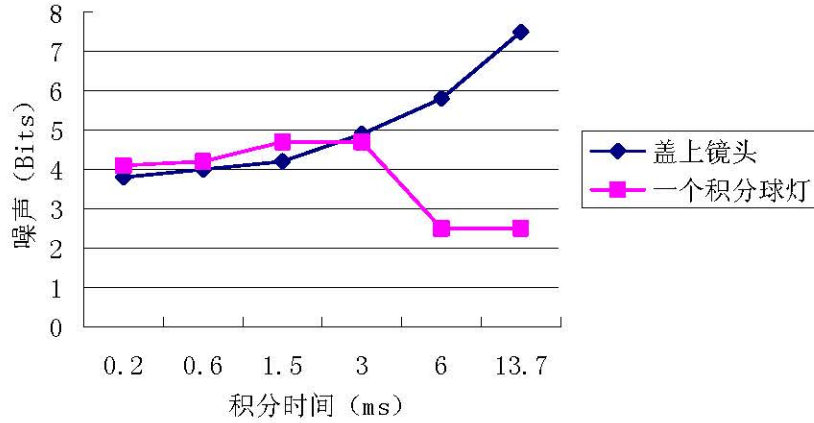


图 6-1 系统噪声与探测器积分时间的关系

在硬件电路的噪声可以忽略的情况下，暂时不考虑非均匀性引起的空域噪声，则系统时域噪声主要来自于探测器的光子噪声、暗电流噪声和读出电路噪声。以电子数来衡量噪声，则时域噪声电子数为^{[2][3]}：

$$N = \sqrt{N_{shot}^2 + N_{dark}^2 + N_{readout}^2} \quad (6-1)$$

其中， N_{shot} ， N_{dark} ， $N_{readout}$ 分别表示光子噪声，暗电流噪声和读出电路噪声，

$$N_{shot} = \sqrt{\frac{P}{q} \cdot \eta \cdot T_{int}} \quad (6-2)$$

$$N_{dark} = \sqrt{\frac{I_{dark}}{q} \cdot T_{int}} \quad (6-3)$$

其中， P 为光敏元入射功率， q 为电子电量， η 为量子效率， T_{int} 为积分时间， I_{dark} 为暗电流， K 为玻尔兹曼常数， T 为温度， C 为读出电容。由此可见，光子噪声和暗电流噪声随着积分时间增长而增大。而读出电路噪声与多种因素相关，其中，KTC 开关复位噪声是读出电路噪声的一部分，它的计算如式 6-4，此外读出电路噪声还与温度、读出电路结构、信号频率等相关。

$$N_{kTC} = \frac{1}{q} \sqrt{KTC} \quad (6-4)$$

盖上镜头后的光子噪声基本可忽略,从实验结果看,在同一积分时间下,系统噪声在盖上镜头以及开启一个积分球灯的条件下相差不大,这说明光子噪声在系统噪声中所占比例较小,系统噪声主要来自于探测器的读出电路噪声和暗电流噪声。进一步,读出电路的噪声随积分时间基本不变,因而盖上镜头后系统噪声随积分时间变化的关系反映了探测器的暗电流噪声随积分时间增大而增大,尤其当积分时间在 1.5ms 以上时。

尽管系统噪声随积分时间增大而增大,但其变化是相对缓慢的,例如积分时间从 1.5ms 增大到 3ms,系统噪声仅从 4.2bits 提高到 4.9bits (1Bits 噪声对应 0.244mv),这意味着当探测器的输出信号随积分时间增大而成比例增大时,系统噪声并没有明显变大。因而,积分时间增大有利于提高系统的信噪比。

系统噪声与探测器读出频率的关系如图 6-2 所示。测试条件为盖上镜头,多次采样累加平均,增益为 2.16, 1Bits 噪声对应 0.244mv。可见,读出频率提高也会增大系统噪声,只是影响没有那么显著。

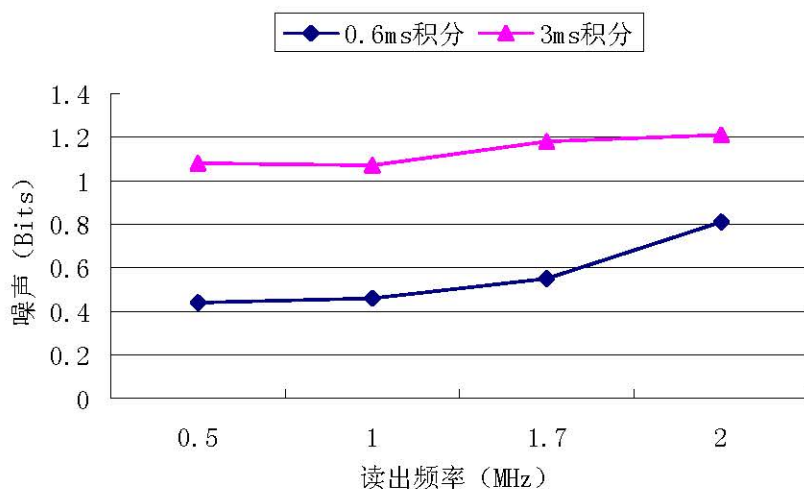


图 6-2 系统噪声与探测器读出频率的关系

除了增大积分时间以外,多次采样累加平均技术也可以显著提高系统信噪比。这是因为多次采样累加平均技术可以降低噪声 $\sqrt{N}$ 倍,其中 N 为采样次数。详细分析参见第三章多次采样技术部分。实验结果也证明了这一结论。测试结果如表 6-1 所示(测试条件:盖上镜头,增益为 2.16, 1Bits 对应 0.244mv)。

表 6-1 多次采样累加平均技术对系统噪声的影响

积分时间 (累加平均次数 N)	0.2ms (128)	0.6ms (64)	1.5ms (32)	3ms (16)	6.7ms (8)	13.7ms (4)
单次噪声 Bits	3.8	4	4.2	4.9	5.8	7.5
多次噪声 Bits	0.5	0.6	0.8	1.2	2.2	4
单次噪声/多次噪声	7.6	6.7	5.25	4.1	2.6	1.9
$\sqrt{N}$	11.3	8	5.7	4	2.8	2

由此可见,通过多次采样累加平均技术,基本可以将噪声降低 $\sqrt{N}$ 倍。在采样次数大于 100 次后,降低噪声的效果有所下降。

此外,实验还测试了增益对系统噪声的影响。实验结果表明,系统噪声和系统增益成正比关系,无论是 AD 转换器 THS1408 内部的 PGA 增益还是模拟信号处理电路中的增益。

为了定量地测试系统的信噪比,采用积分球进行实验。实验场景如图 6-3 所示。在积分时间分别为 0.2ms, 0.6ms, 1.5ms 和 3ms 的条件下,分别采集系统盖上镜头、开启一个积分球灯、开启两个积分球灯、开启三个积分球灯情况下的 160 帧数据(一帧数据代表一行)。特定积分时间和特定的输入信号(开启的积分球数目)决定一种测量条件。每种测量条件下都有一组盖上镜头的数据,以这组数据作为背景数据。将开启积分球灯时采集到的数据减掉相应条件下的背景数据就是探测器的真实响应信号。减掉背景后,共获取 12 组不同测量条件下的数据。每组数据的大小为 $1024 \times 160 \times 2\text{Byte}$ (两个 512 元线列探测器共 1024 个光敏元,每个光敏元响应输出值为 2Byte)。然后,基于每组数据的 160 帧数据可以求得每个光敏元响应的均方根噪声。



图 6-3 积分球实验场景

该实验的数据首先可以表明探测器的响应特性，如图 6-4 所示。

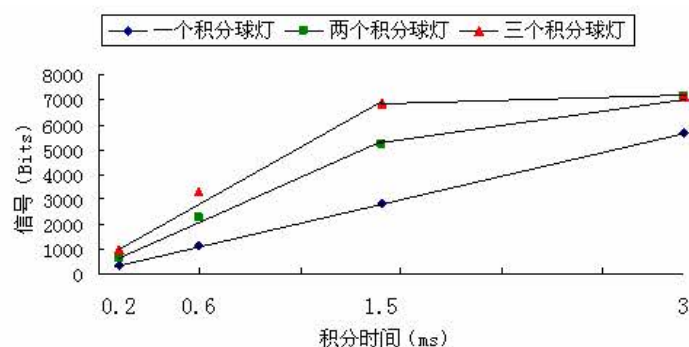
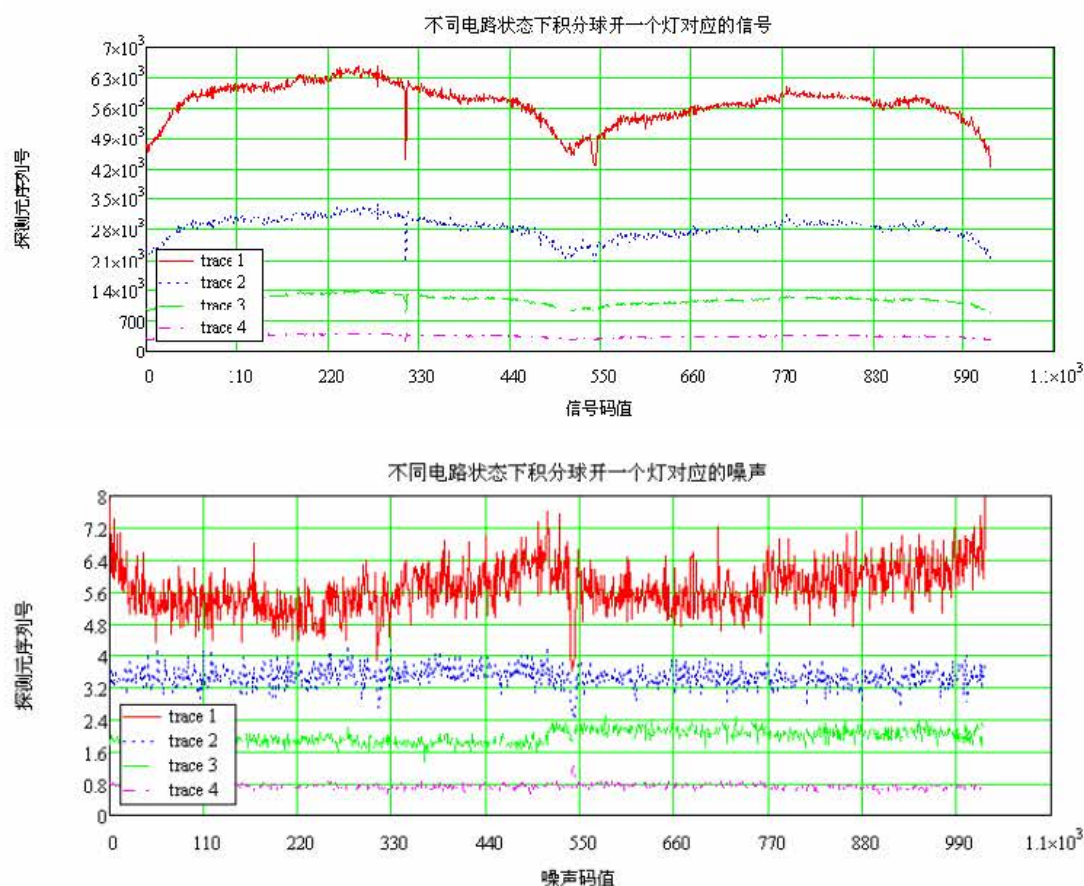


图 6-4 探测器响应特性图

由图可见，在积分时间达到 3ms 时，输入为两个积分球灯使得探测器饱和。而当积分时间小于 3ms，探测器对积分时间表现出较好的线性响应，同时，实验数据表明探测器对输入信号（积分球灯）也基本呈线性响应。

开启一个积分球灯时，不同积分时间下的信噪比实验数据如图 6-5 所示。根据实验数据推算的系统信噪比以及噪声等效反射率如表 6-2 所示。



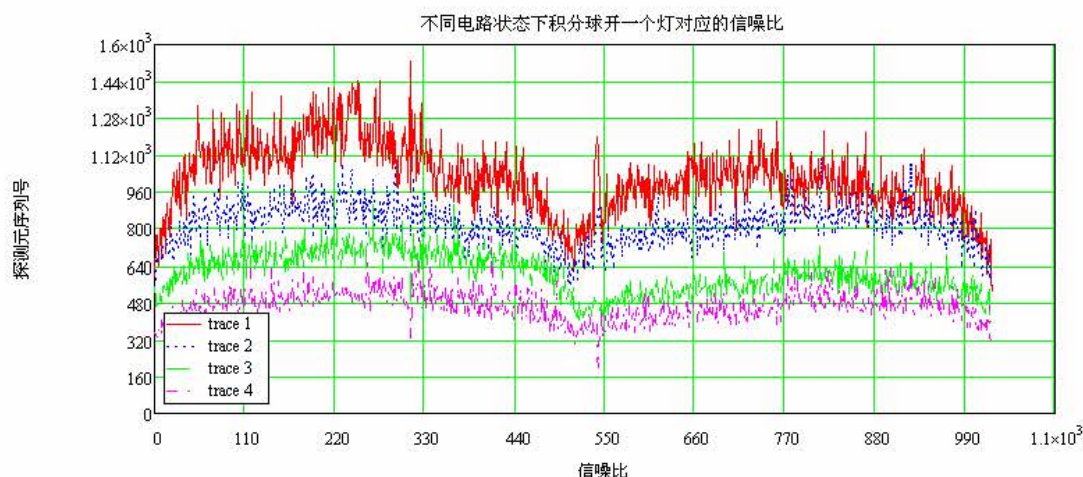


图 6-5 积分球实验信噪比实验数据（上图：信号；中图：噪声；下图：信噪比，

trace 1、2、3、4 分别表示积分时间为 3ms、1.5ms、0.6ms 和 0.2ms）

表 6-2 系统信噪比测试结果

积分时间/ 累加平均数	信号 均值	噪声 均值	信噪比 均值	信噪比 (一个太阳常数)
3ms/16	5697	5.677	1017	3028
1.5ms/32	2831	3.475	818.6	2436
0.6ms/64	1181	1.969	606.3	1804
0.2ms/128	336.5	0.73	466.1	1387

成像光谱仪项目对短波红外波段的噪声等效反射率指标是 0.08%，即对应的信噪比为 1250。而表中测试结果表明，在不同的积分时间下，系统信噪比均能满足系统指标。并且，当积分时间增长时，能够获得更高的信噪比。

测试结果表明，原理样机系统的信噪比完全能满足成像光谱仪项目对于短波红外波段提出的噪声等效反射率指标。

6.1.2 非均匀性测试与分析

平均响应率 $\bar{R}$ 是焦平面各有效光敏元响应率的平均值，对于线列焦平面，由下式表示：

$$\bar{R} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R_i \quad (6-5)$$

响应率的均方根偏差 Δ_R 是焦平面有效光敏元响应率与平均响应率的差的均方根值，由下式表示：

$$\Delta_R = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (R_i - \bar{R})^2}, \quad (6-6)$$

响应率不均匀性是响应均方根偏差与平均响应率的比：

$$U_R = \frac{1}{\bar{R}} \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (R_i - \bar{R})^2} \quad (6-7)$$

式中 N 为探测器个数， R_i 为第 i 个探测器响应率。由于响应的信号电压值与探测器的响应率直接成固定比例，所以通过计算响应电压的不均匀性，可以更快更简捷地表征响应率不均匀性。

通常讨论非均匀性时，指的是焦平面器件在某一特定积分时间下的非均匀性，因为不同的积分时间下，焦平面的非均匀性可能不同。此外，如果以响应电压来代替响应率计算非均匀性，应该将响应电压减除掉背景信号。因为扣除掉背景信号的响应才是真实的探测器响应。

为了测试非均匀性，仍然采用积分球实验。首先，设定某个积分时间，采集系统在不同输入信号下盖上镜头和打开镜头的响应数据。各采集 160 帧数据，取 160 帧数据的平均值来分析探测器的非均匀性。测试结果如表 6-3 所示。

表 6-3 非均匀性测试结果（测试条件：室温，0.2ms 积分）

输入信号	一个灯	两个灯	三个灯	非均匀性平均值
非均匀性	8.6%	8.8%	8.8%	8.7%

采用同样的方法，可以测试探测器在不同积分时间下的非均匀性，测试条件为室温，一个积分球灯。结果如图 6-6 所示。

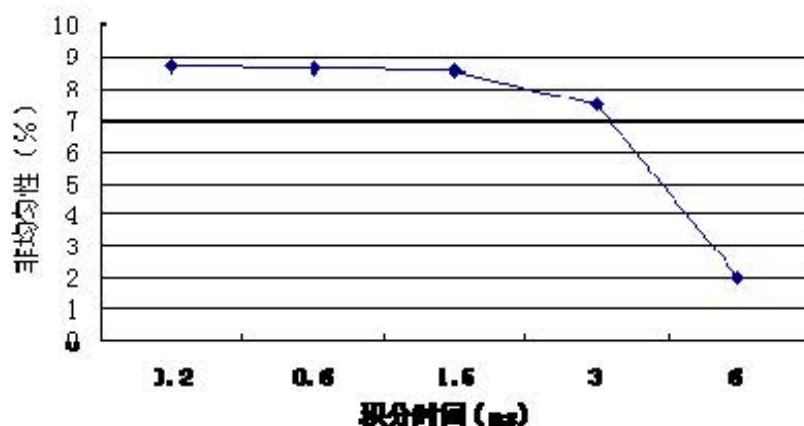


图 6-6 探测器非均匀性随积分时间的变化关系

由图可见，积分时间从 0.2ms 到 1.5ms 之间时，非均匀性基本不变，积分时间大于 1.5ms 时，非均匀性呈下降趋势。说明在该测试条件下，积分时间小于

1.5ms 为该焦平面的线性测试范围，此时，积分时间对非均匀性影响较小。积分时间大于 1.5ms 时，响应有趋于饱和的趋势，导致非均匀性下降。

需要注意的是，尽管探测器在不同积分时间下测试得到的非均匀性参数值基本相同，但通常情况下，较长积分时间下的图像在显示时会表现出更明显的非均匀性。这是由于积分时间增长后，非均匀值基本不变本质上是因为均方根偏差和平均响应都同比例提高了，而更大的均方根偏差会导致图像在进行灰度映射时表现为更大的差异，从而使图像非均匀性变明显。图像通常以 256 级灰度进行显示，原始的图像需要将数据映射到 256 级灰度才便于显示和观察。在这个映射的过程中，一些探测器中饱和信号的出现将使得这种映射不完全线性，同时有些映射本身也是非线性映射，例如图像均衡，因此较长积分时间下图像中的较大的均方根偏差会表现为图像更明显的不均匀性。实际上，探测器响应均方根偏差与积分时间的关系如图 6-7 所示。为此，当为了在图像中获取更高的信噪比以及更大的对比度而提高积分时间的同时，需要确保探测器在成像中不会饱和。

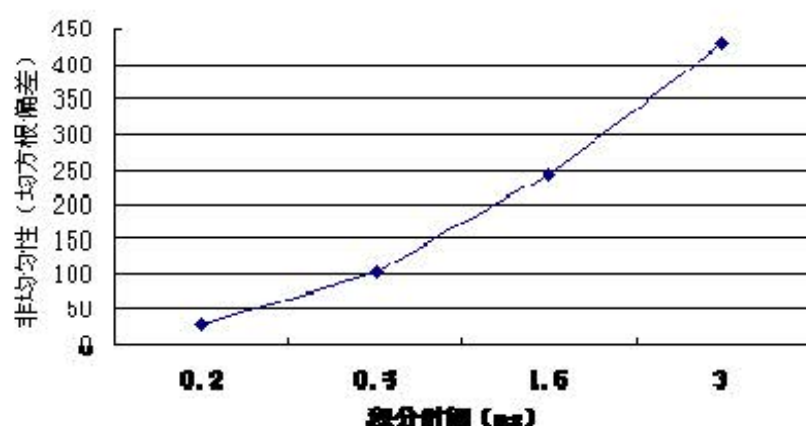


图 6-7 探测器响应均方根偏差与积分时间的关系

6.1.3 系统应用工作参数的选择

系统应用工作参数包括：探测器积分时间；探测器读出频率；系统增益；数据处理技术（单次采样或多次采样累加平均）等等。

上述系统测试实验结果反映了系统在不同工作参数下的性能。实际上，系统测试的主要目的就是根据测试结果来选择系统的最佳工作参数。一组最佳的工作参数意味着系统在这种工作参数下有更好的性能，能够获取质量更好的图像。对于短波红外成像系统而言，系统主要的性能参数表现为信噪比、动态范围、MTF 以及均匀性。

探测器积分时间是系统最重要的工作参数。根据噪声测试结果,积分时间变长,可以提高信噪比,扩大动态范围。通常,对于短波红外成像系统而言,信噪比是核心指标,因而,增大积分时间对系统整体性能有利。当然,增大积分时间后要确保探测器不会饱和,否则将加剧图像非均匀性,影响图像质量。

系统增益在不超出 AD 转换器输入动态范围的情况下,越大越好。因为 AD 转换器本身有固定噪声,增大系统增益,使得 AD 转换器输入信号和噪声同比放大,有助于抑制 AD 转换器的噪声。因而,增大系统增益对于系统信噪比是有利的。

探测器读出频率提高后会略微增大系统噪声,所以低的探测器读出频率对信噪比更有利。然而,在系统驻留时间一定的情况下,读出频率太低,会使得读出时间占据较大部分,从而减少了有效的积分时间。因而,读出频率需要选择合适,建议使用 1MHz 探测器读出频率,既能保证信号的快速读出,同时对系统噪声影响不大。

多次采样累加平均技术尽管会降低系统 MTF,但它能极大提高系统的信噪比。而实际上,多次采样累加平均技术对系统 MTF 的影响是很有限的。因而,首先在不使探测器饱和的情况下选择最长的积分时间,然后根据系统驻留时间的长度,来计算并使用相应的采样次数。

6.2 光机配准与成像

6.2.1 光机配准

根据设计方案,系统通过视场拼接获取 62° 大视场。在系统进行成像之前,需要进行系统的光机配准。

光机配准实际上是一个光学、机械、电学联调的过程,它要实现四个目的:

- (1) 两个子相机的光轴在同一水平面上(机械实现);
- (2) 两个子相机的视场重叠 2° (机械实现);
- (3) 两条线列探测器处在各自镜头的焦面与各光轴所成平面的相交线上;
- (4) 探测器的中心在光轴上。

其中,前两个目的主要通过机械方式实现。在原理样机的机械结构中,两个子相机的镜头固定,将探测器板安装在一个六维调节架中。两个探测器水平放置,使两个 512 元的探测器结构上形成一个 1024 元的长线列。如图 6-8 所示。然后,使两个子相机六维调节架所在的底座以夹角为 30° 的方式固定。固定的镜头基

本处于同一高度，同时，在使用平行光管进行精确光机配准前，在机械结构上使两个调节架基本处于同一高度，探测器的中心基本对准镜头的光轴。通过这些方式，可以降低光机配准中的工作量，加快完成精确的光机配准。

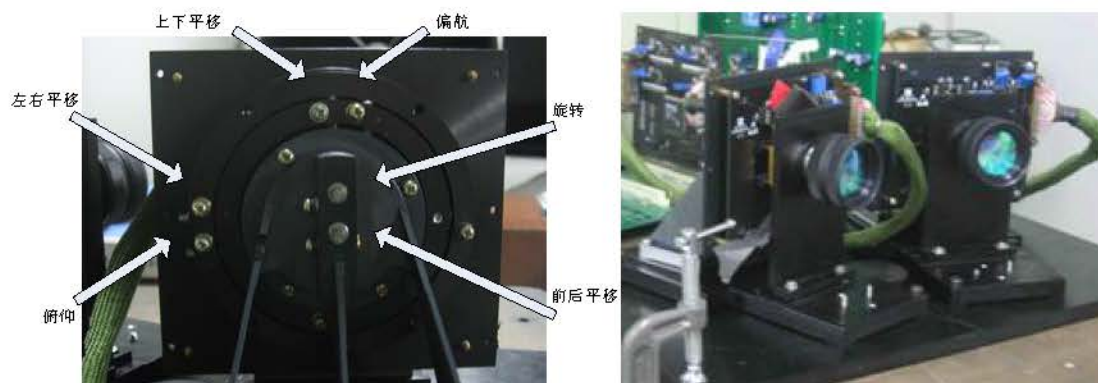


图 6-8 左：六维调节架；右：视场拼接机械结构

需要进一步通过光机配准完成后面两个目的。光机配准实验基于平行光管和二维转台进行。如图 6-9 所示。整个系统的光机结构放置在一个二维转台上。这个二维转台可以进行俯仰的调整和水平的旋转。

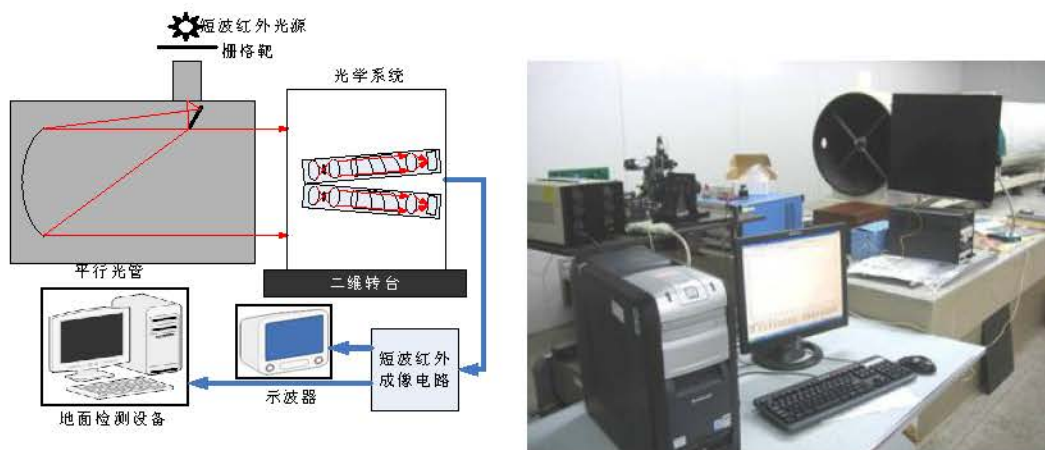


图 6-9 左：光机配准实验设备组成示意图；右：光机配准实验场景

实验采用焦距为 5m 的平行光管，在平行光管的焦点处放置一个光孔，当探测器在镜头的焦面上时，光点在探测器上形成一个光点，在系统的数据采集软件的曲线图上，可以观察到曲线上的一个峰值。光孔的大小和探测器上的光斑的大小满足关系式：

$$\frac{d}{F} = \frac{d'}{f} \quad (6-8)$$

其中， d 为光孔大小， d' 为光斑大小， f 为镜头焦距， F 为平行光管焦距。

光机配准的主要步骤如下：

- (1) 调节两维转台的俯仰，通过水平仪使它保持水平。将其中一个子相机的光轴基本对准平行光管。
- (2) 开启平行光管光源，开启系统电源，启动数据采集。
- (3) 调节六维调节架的上下平移。当线列探测器的中心达到光斑的高度时，探测器的某个光敏元出现响应。
- (4) 通过六维调节架的前后平移进行调焦，当曲线上的峰值达到最大时，焦面基本确定。
- (5) 将两维转台进行水平旋转，可以观察到峰值在线列上移动。旋转的同时，调节六维调节架的旋转以及偏航，使得当峰值向线列探测器的两端移动时始终存在，并且大小基本相同。此时第一个子相机光机配准结束。
- (6) 将另一个子相机的光轴基本对准平行光管，采用同样的方法完成第二个子相机的光机配准。

由于在机械结构上已基本满足两个子相机的镜头在同一高度，并保持一定的视场重叠，因此以两个子相机各自的镜头为参考的光机配准能够基本实现视场拼接，达到光机配准的目的。

另外，由于 512 元的线列探测器内部由两个 256 元的子模块错位拼接，因而，在对某个子相机光机配准时，通常只需将该子相机中探测器的某个 256 元子模块校正好即可。

6.2.2 外景成像

在完成系统光机配准后，通过转台进行外景推扫成像。

成像时，为了模拟星上推扫，将系统机械底座竖立，使两条线列探测器形成的直线与转台的旋转面垂直。当转台旋转时，两条线列探测器就绕旋转轴对景物进行环绕扫描。此时扫描的方向和线列探测器的方向是垂直的，因而可以模拟推扫的扫描方式。

在两处进行了外景成像，实验场景如图 6-10 所示。

实验获取到了比较清晰良好的短波红外图像，通过进一步的非均匀性校正、视场拼接等图像数据处理，得到了视场拼接后的宽视场图像，如图 6-11，6-12 所示。图中，水平方向为推扫方向，通过两个 512 元线列获取的子图像进

行视场拼接，拼接后图像高度为 1002 像素，即两幅子图像之间的视场重叠部分为 22 个像素。



图 6-10 外景成像实验场景

实验中，还分别采集了单次采样和多次采样累加平均下的图像。如图 6-13 所示。由图可见，从成像效果看，二者差别不大，即多次采样没有给系统 MTF 带来很大影响。而信噪比测试中已经证明，多次采样大大提高了系统信噪比。因此，实验结果表明，多次采样技术是对系统有利的。



图 6-11 外景成像图 1（成像时间：2008-10-24 15: 35；地点：上海技术物理研究所光电大楼顶楼朝西拍摄；天气：晴朗）



图 6-12 外景成像图 2

(成像时间: 2008-12-11 14: 47; 地点: 上海技术物理研究所第二研究室四楼朝东拍摄; 天气: 微晴)



(a) 单次采样 (积分时间 3ms)



(b) 多次采样 (积分时间 3ms, 16 次采样累加平均)

图 6-13 单次采样与多次采样成像效果比较

6.3 锯齿拖影成因分析及消除方法

拖影通常指的是在成像过程中某部分的景物信息在另一部分的景物信息中留下影子。拖影现象在帧转移 CCD 中出现较多。一般的全帧面阵 CCD 没有设置快门进行曝光控制, 在电荷转移读出的过程中, 光敏元未停止产生光电荷, 因而下一帧的图像信息会有一部分叠加到上一帧中。严重的拖影会极大影响图像的质量, 使景物辨认不清, 一般的拖影则会影响图像的对比度。

在 InGaAs 短波红外线列探测器的推扫成像过程中, 发现了一种新的拖影现象。这种拖影出现在图像的推扫方向, 尤其是当推扫方向景物灰度出现跳变的地方。它的另外一个特点是, 这种拖影呈锯齿状, 且有固定的长度。如图 6-14 所示。可以将这种拖影定义为锯齿拖影。



图 6-14 拖影现象（右图为左图箭头处局部放大后的显示效果；水平方向推扫）

锯齿拖影在正常显示比例下不明显，但将图像明暗交界处经过局部放大后，这种现象明显表现出来。仔细观察可以发现，右图中在景物的左右两端，即推扫方向都出现了锯齿拖影，拖影的长度恰好为 5 个像素，而且左右两端的拖影在垂直方向上错开。

锯齿拖影的长度等于探测器内部奇偶行之间的距离，再结合推扫成像的机理，可以发现这种拖影是由奇偶光敏元信号之间的串扰导致的。如图 6-15 所示，当线列探测器扫描到的景物亮度出现跳变时，由于探测器内部奇偶光敏元是错开排列的，偶光敏元扫描到信号强的区域有较大的响应值，而奇光敏元扫描到信号弱的区域则响应值较小。而线列探测器奇偶光敏元信号是交错串行读出并进行后端处理的，所以在串扰的作用下，偶光敏元较大的响应值会有一部分传递到奇光敏元中，使得奇光敏元的值比理想的响应要大。反之，当奇光敏元在信号强的区域，偶光敏元在信号弱的区域时，则奇光敏元会串扰到偶光敏元中。因为奇偶光敏元相隔 5 个像素的距离，因此在信号强弱变化大的边界处，会有 5 列的光敏元信号受到串扰，从而产生长度为 5 个像素大小的锯齿拖影。串扰在当奇偶光敏元的响应值相差比较大时才表现明显，因此，锯齿拖影只产生在推扫方向信号变化较大的边界处。

经过深入研究发现串扰的主要来源有三种：探测器光敏元的光串、探测器光敏元的电串以及信号处理电路带宽不够^{[4][5][6]}。光串指的是探测器内部某个光敏元处的光信号经过斜入射、反射、衍射以及波导效应等进入了相邻的光敏元。当探测器光敏元中心距较小，或者探测器内部存在光的反射时，光串容易产生。最新研制的 InGaAs 短波红外线列探测器对光串有很好的抑制^[7]，同时奇偶光敏元之间错位排列，并且相隔较远，因此发生光串的可能性较小。电串是指探测器某光敏元耗尽区的电荷扩散到相邻的光敏元，它和探测器的制作工艺密切相关。最后

一种情况是信号处理电路带宽不够,包括探测器焦平面读出电路的带宽以及成像电路中模拟信号处理电路的带宽。焦平面读出电路响应不够快会使光敏元输出时电荷转移不充分,造成相互串扰。而在成像电路中,模拟信号处理电路串行处理探测器的输出信号,当相邻输出的光敏元响应值相差很大时,如果电路带宽不够,则无法在一个读出周期内从小信号上升到大信号,或者从大信号下降到小信号。因此,正确的成像电路设计的带宽要能满足信号在一个光敏元读出周期内的快速上升以及下降。

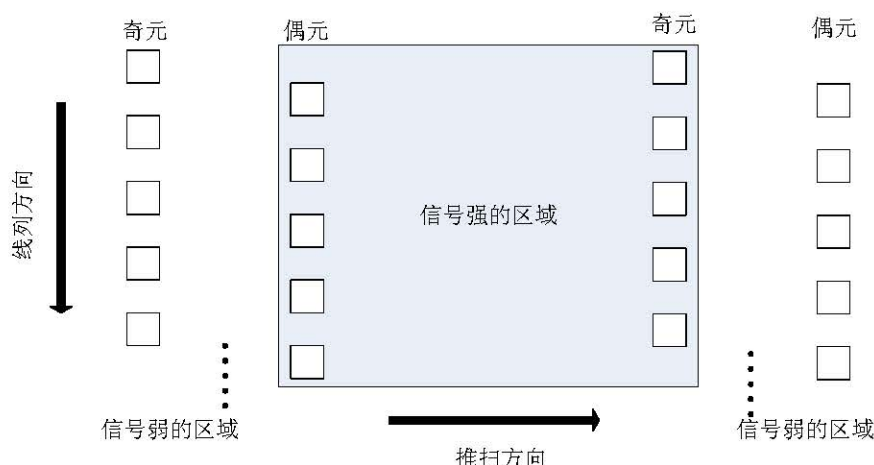


图 6-15 锯齿拖影产生机理

焦平面探测器自身的串扰测试是一件比较困难的工作^[8],而成像电路又可能引入新的串扰,因此要验证串扰是锯齿拖影的成因并确定串扰的真正来源,需要设计合理的实验。实际采用的是基于平行光管的单光点实验,如图 6-16 所示。

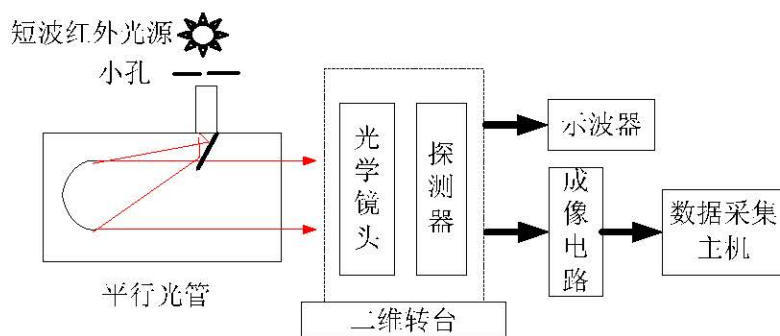


图 6-16 基于平行光管的单光点实验平台

实验的原理与 6.2.1 中光机配准实验相似,通过调节小孔的大小,可以使得光斑直径小于光敏元大小。实际使用的光斑大小为光敏元大小的一半。调节二维转台,使得光斑对准某个光敏元,此时,理论上线列探测器只有一个光敏元有响应。实验通过两条途径来观察信号输出,一是通过示波器直接观察探测器的输出

信号，二是通过数据采集系统采集整个成像系统的响应数据。实验结果如图 6-17 所示。

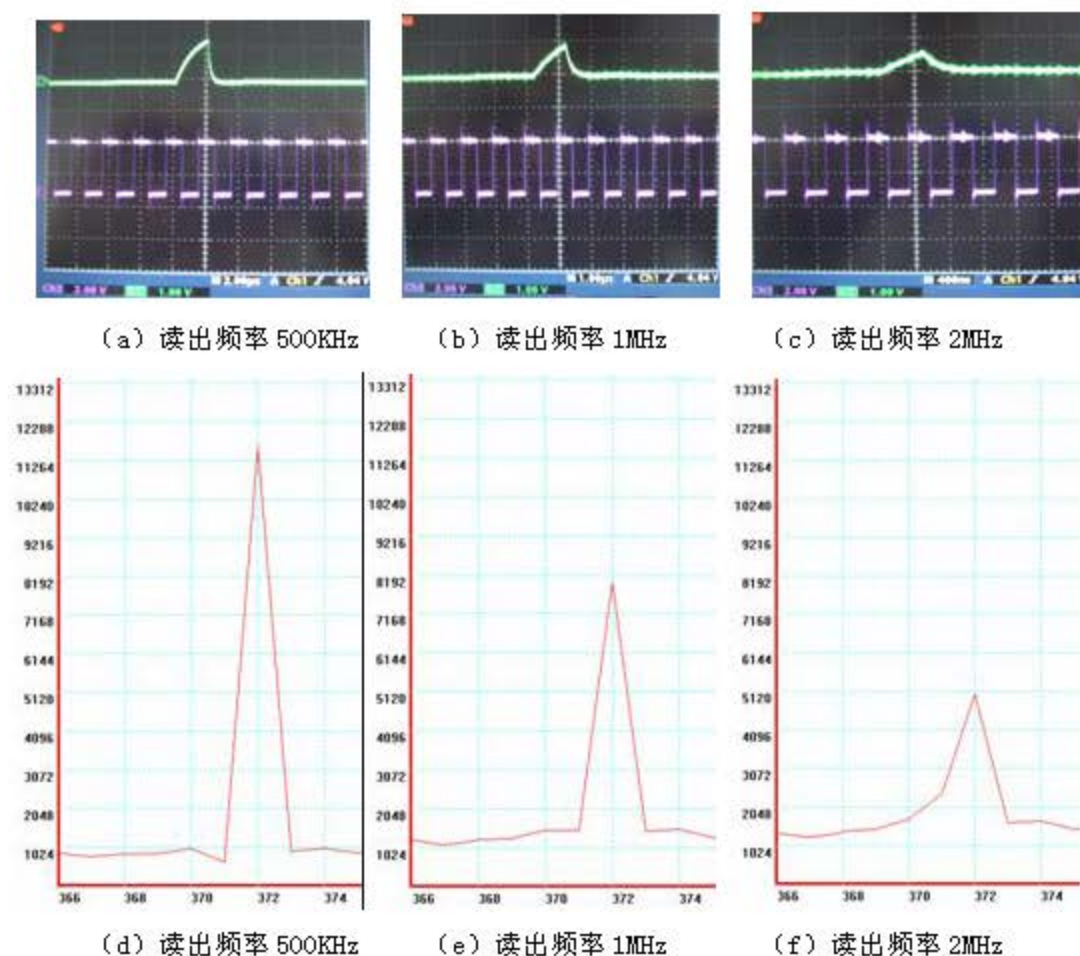


图 6-17 改进前探测器单光点实验

((a)、(b)、(c) 示波器观测的光点响应，上、下两条曲线分别为探测器输出与读出时钟；
(d)、(e)、(f) 为软件显示的数据曲线，横坐标是光敏元，纵坐标是响应值)

由图可见，在不同的探测器读出频率下，光点响应明显不同，在读出频率为 2MHz 时，输出信号可以观察到明显的串扰，在 0.5MHz 时则基本没有观察到串扰。由于示波器观察的信号是探测器输出端的信号，和成像电路无关，因此可以推断探测器内部存在串扰。实际上，成像电路的带宽为 7MHz，可以满足系统带宽要求。另外，光敏元的光串以及电串通常都与探测器读出频率无关。而此处的串扰与探测器读出频率有相关性，因而可以推测探测器焦平面的读出电路存在串扰，并且串扰随读出频率的提高而变大。

成像结果也表明，降低探测器读出频率可以消除串扰，如图 6-18 所示。

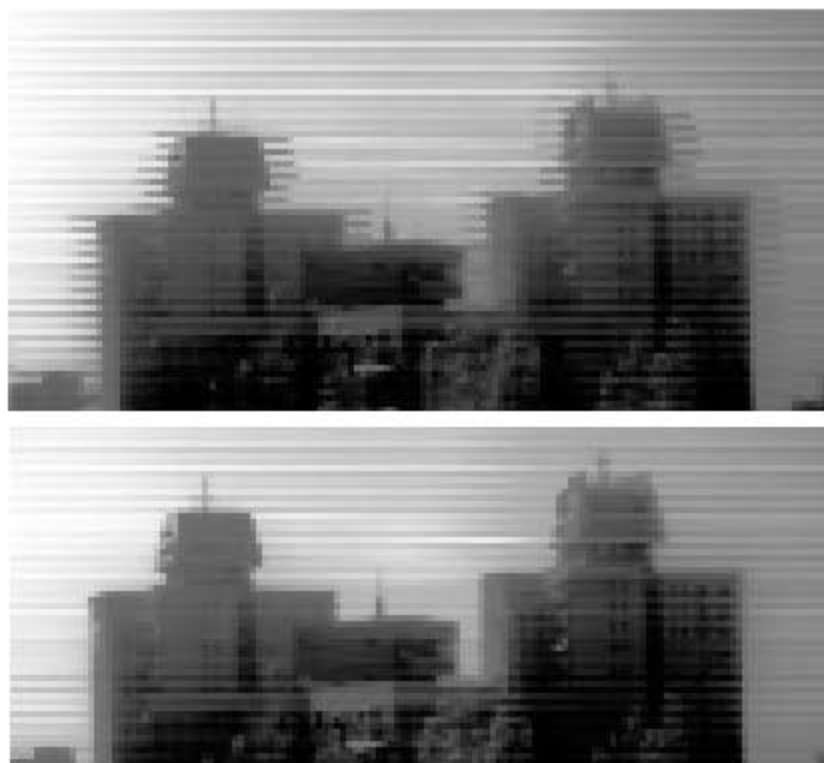
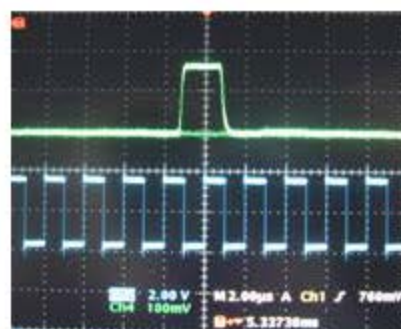
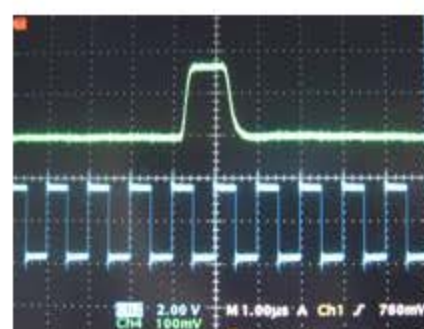


图 6-18 实验图像局部放大（上：读出频率 1MHz，下：读出频率 500KHz）

通过实验分析，可以证明导致锯齿拖影的串扰主要来自于探测器焦平面读出电路。为此，需要对焦平面读出电路进行改进，提升读出电路在较高读出频率下的性能。在后来自主研制成的 InGaAs 短波红外线列探测器中，对焦平面读出电路进行了改进，提高了探测器焦平面读出电路的带宽。采用改进后的探测器进行了测试和成像。单光点实验结果如图 6-19 所示。由图可见，在不同读出频率下，探测器光点响应信号上升、下降迅速，没有对相邻像素形成串扰，同时它们的幅值相同。测试结果显示，探测器的焦平面读出电路性能有了明显改善。



(a) 读出频率 500KHz



(b) 读出频率 1MHz

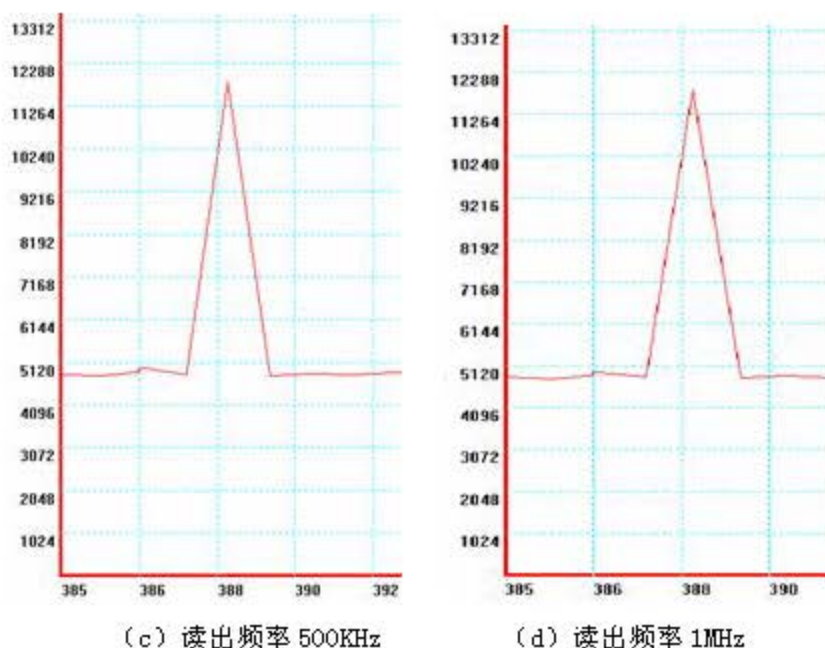


图 6-19 改进探测器单光点实验

((a)、(b) 示波器观测的光点响应，上、下两条曲线分别为探测器输出与读出时钟信号；

(c)、(d) 为软件显示的数据曲线，横坐标是光敏元，纵坐标是响应值)

采用改进后的探测器成像结果如图 6-20 所示。探测器的读出频率为 1MHz，图中没有出现锯齿拖影。



图 6-20 改进后的探测器成像效果（右图为左图箭头处的局部放大）

参考文献

- [1] 李福巍, 张运强, 积分时间对红外焦平面成像系统的影响, 应用光学, 2008, 29 (5): 727-730
- [2] Christopher S. Garcia, Tamer F. Refaat, Glenn R. Farnsworth, M. M. Abedin, Hani E. Elsayed-Ali, Characterization of InGaAs Linear Array For Applications to Remote Sensing, Proc. of SPIE Vol. 5783: 57-64

- [3] Terrence S.L, Erich D.H. Translation of spectral radiance levels, band choices, and signal-to-noise requirements to focal plane specifications and design constraints[J], Proceedings of SPIE Vol.4486, 2002: 263-306.
- [4] 苏林, 黄其煜, CMOS图像传感器中的串扰与常用解决方案, 传感器与微系统, 2008, 27 (8): 65-68
- [5] 梁宏林, 蔡毅, 多元光导碲镉汞探测器的电串音, 红外与毫米波学报, 1997, 1: 77-80
- [6] 全知觉, 叶振华, 胡伟达, 李志锋, 陆卫, 降低平面结型碲镉汞焦平面阵列光串音的结构优化研究, 红外与毫米波学报, 2006, 25 (5):
- [7] 吕衍秋, 乔辉, 韩冰, 唐恒敬, 吴小利, 李雪, 龚海梅, LBIC 技术研究 InGaAs 线列探测器串音及光敏感区, 红外与激光工程, 2007, 36 (5): 708-710
- [8] 曾戈虹, 光伏焦平面器件串音效应的检测图形测试法, 红外技术, 1994, 16 (4): 9-12

第七章 图像处理算法验证

图像处理是短波红外成像技术中的重要环节。由短波红外探测器非均匀性造成的图像质量下降需要通过非均匀性校正算法进行校正。同时，通过视场拼接获取的两个子模块的图像需要通过图像拼接算法来获得无缝拼接的宽视场短波红外图像。

根据第三章中介绍的图像处理算法，用外景成像实验获取的原始图像进行了非均匀性校正以及图像拼接算法的验证。

7.1 非均匀性校正

实验发现，本系统获取的红外图像非均匀性存在以下特点：

- ✧ 积分时间过长时，图像非均匀性变明显，增大了非均匀性校正的难度。
- ✧ 由于宽视场图像来自于两个 512 元的探测器，两幅子图像之间存在整体灰度差异。

不同积分时间下获取的图像如图 7-1 所示。由图可见，当积分时间在 6ms 时，图像中某些部分已经饱和，图像中的非均匀性变明显。

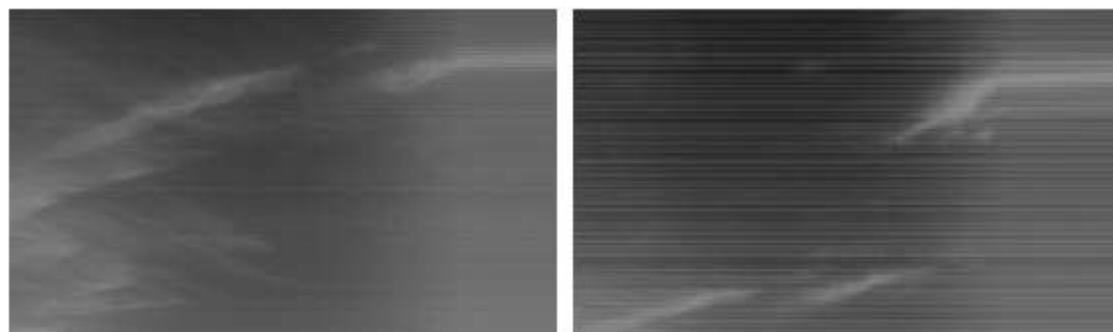


图 7-1 左：3ms 积分图像；右：6ms 积分图像

7.1.1 定标法

首先采用定标法进行校正，包括两点法、两点多段法和二次函数拟合法。

在使用定标法校正图像数据前，需要进行系统定标实验。所谓的定标实验就是获取系统在不同标准输入下的输出，然后根据实验数据推导出系统输入输出的关系。理想的标准源是温度可变的均匀黑体。为了实验方便，也有采用不同温度的水面、不同反射率的白板来代替黑体的。本实验采用积分球作为标准输入。

采用类似积分球测试信噪比的方法获取标准数据。标准输入值并不需要精确计算，可以用线列探测器所有光敏元的平均响应作为标准输入值。因而，对每组数据 1024 个光敏元的输出值求平均，即得到该测量条件下的标准输入。需要注意的是，如果在某个测量条件下，探测器已经饱和，则通常不使用该组数据作为标准数据。

对于两点法，根据第三章中定标法的原理，选择两组标准数据来计算每个光敏元线性响应模型的增益和偏移。选择不同测量条件下的标准数据，则计算出的响应模型可能不完全相同。这表明，探测器在整个动态范围内不完全是线性响应。为了获取更好的校正效果，通常选择测量条件和待校正图像的获取条件接近的标准数据，例如，积分时间相同，待校正图像的均值和积分球的能量接近。

两点多段法则要使用多组标准数据，计算出探测器在每一段下的响应模型。一般地，如果有 K 组数据，则可以把响应模型划分为 $(K-1)$ 段，则有 $(K-1)$ 组校正参数，每组参数都包括增益值和偏移值。校正时，将待校正图像的某个像素和标准输入比较，判断处于哪一段，然后选择与该段对应的校正参数进行校正。

二次函数拟合法的实现相对复杂一些。实验中，采用了不饱和的 8 组标准数据来进行二次函数拟合。根据最小二乘法原理，对每个光敏元拟合出二次函数的三个系数。实验结果表明，由于光敏元响应线性度较好，因此拟合获得的二次函数的二次项系数近似为 0。此时，二次拟合的结果实际上仍然是线性模型。它与两点法和两点多段法的区别在于，二次拟合获得的线性响应模型是各个标准数据根据最小二乘法拟合的结果，该模型可能不经过标准数据的各个点，而两点法和两点多段法是基于插值的思想，因而必然经过标准数据的各个点。如图 7-2 所示。

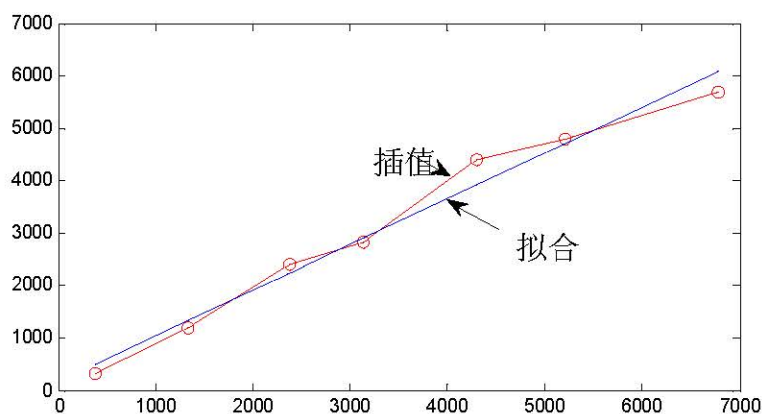


图 7-2 插值和拟合的区别

采用以上三种算法进行非均匀性校正，效果如图所示。

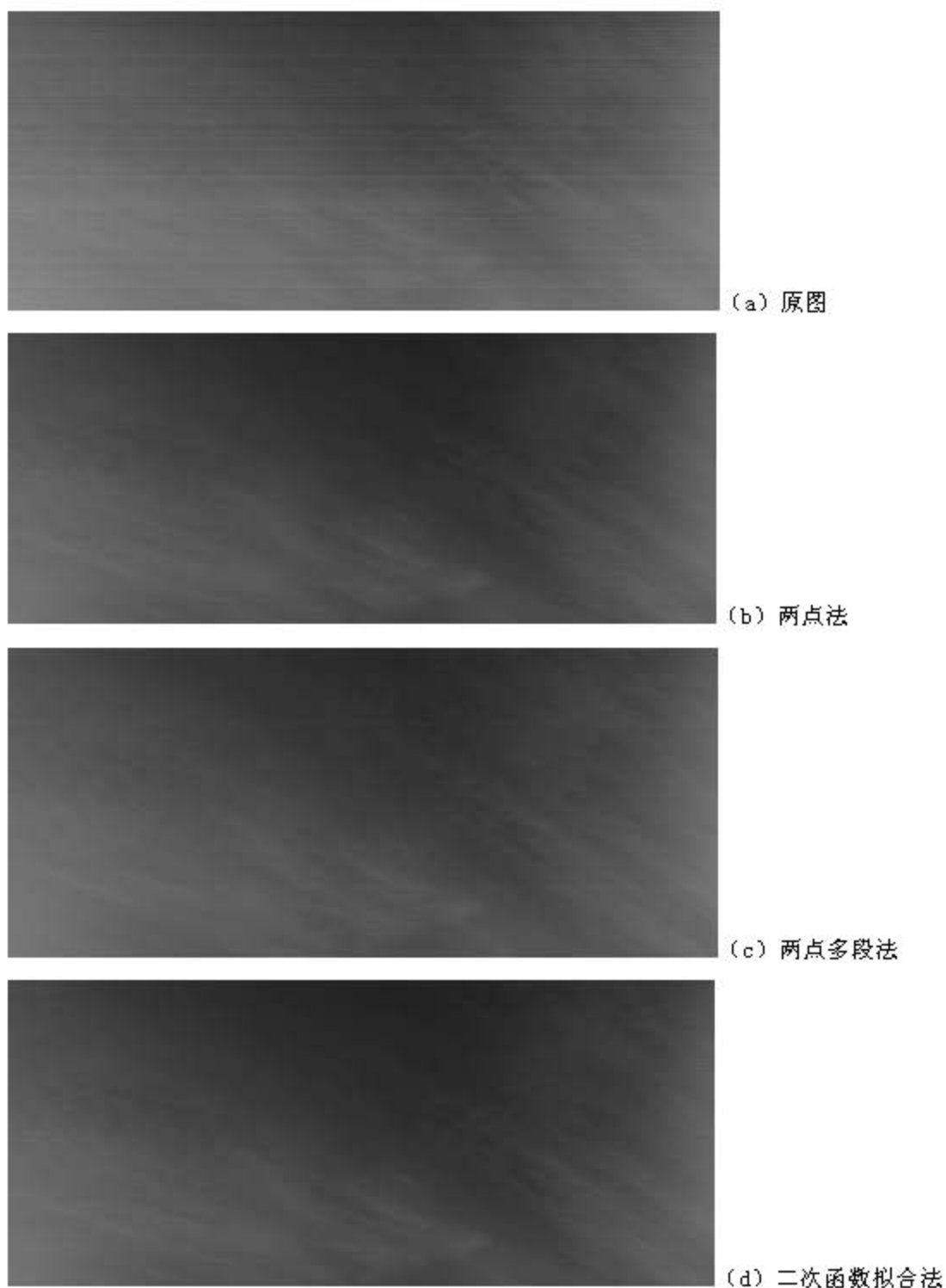


图 7-3 定标法非均匀性校正效果

由图可见，对该实验图像，三种定标法都展示了较好的校正效果。更多的实验结果表明，两点多段法和二次函数拟合法对大部分的图像都有较好的校正效果，而两点法则需要根据不同的图像选择不同测量条件下的标准数据，否则可能校正效果较差。

7.1.2 场景法

系统软件实现的场景法包括归一化法、SPRITE 归一化法、恒定统计量法和神经网络法，以及基于自选参考源的统计分析法。

神经网络法校正效果如图 7-4 所示。实验发现，为了使算法能够收敛，神经网络法中的步长需要取非常小的值。此处取步长为 0.00000005。由图可见，尽管神经网络法显示了一定的校正效果，但效果不够好。

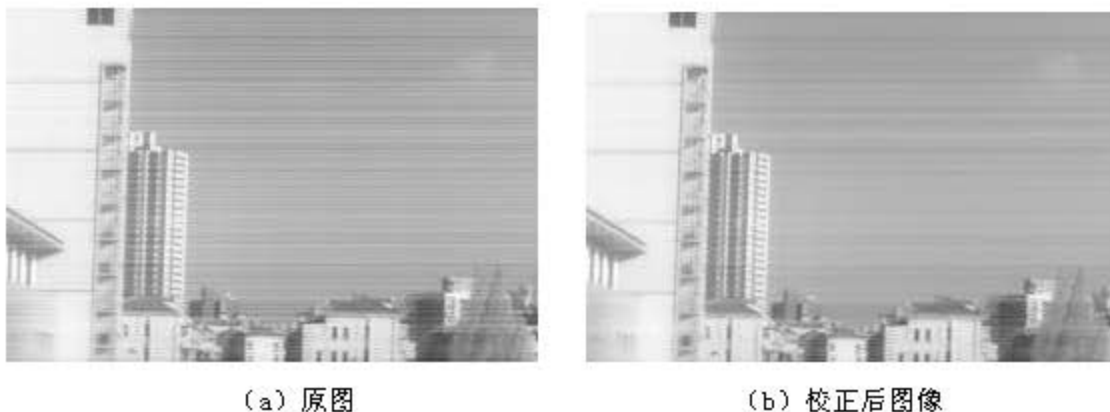


图 7-4 神经网络法非均匀性校正效果

使用归一化法、SPRITE 归一化法以及恒定统计量法等传统的统计分析法时，正如第三章中所分析，当待校正图像不满足每个光敏元均值相同的前提约束时，以上三种方法会使图像出现粗条纹。传统的统计分析法使用整幅图像作为参考源。而改进的基于自选参考源的统计分析法选择部分区域作为参考源。待校正图像如图 7-5 所示。水平方向为推扫方向。选取水平方向的其中一部分区域作为参考源，该区域内避开了左边较亮的大楼和右边较暗的区域，区域内比较“干净”，每个光敏元在推扫方向上均值接近。使用整幅图像作为参考源的传统归一化法和使用参考区域的基于自选参考源的归一化法效果如图 7-6 所示。

由图可见，传统的归一化法校正效果较差，同时，出现了黑色粗条纹，而以参考区域作为参考源后，校正效果明显改善。实验结果表明，基于自选参考源的统计分析法比传统的统计分析法有更好的校正效果。

使用基于自选参考源的统计分析法时，关键是选择合适的参考区域。对于线列探测器推扫方式获取的图像，一般寻找各光敏元在推扫方向上景物灰度均值相差不大的区域。系统软件可以打开并显示待校正的图像，用户可以交互式地设置参考区域，然后观察校正后的效果。如果选择某个参考区域后的校正效果还不够好，可以重新选择其他参考区域进行尝试。

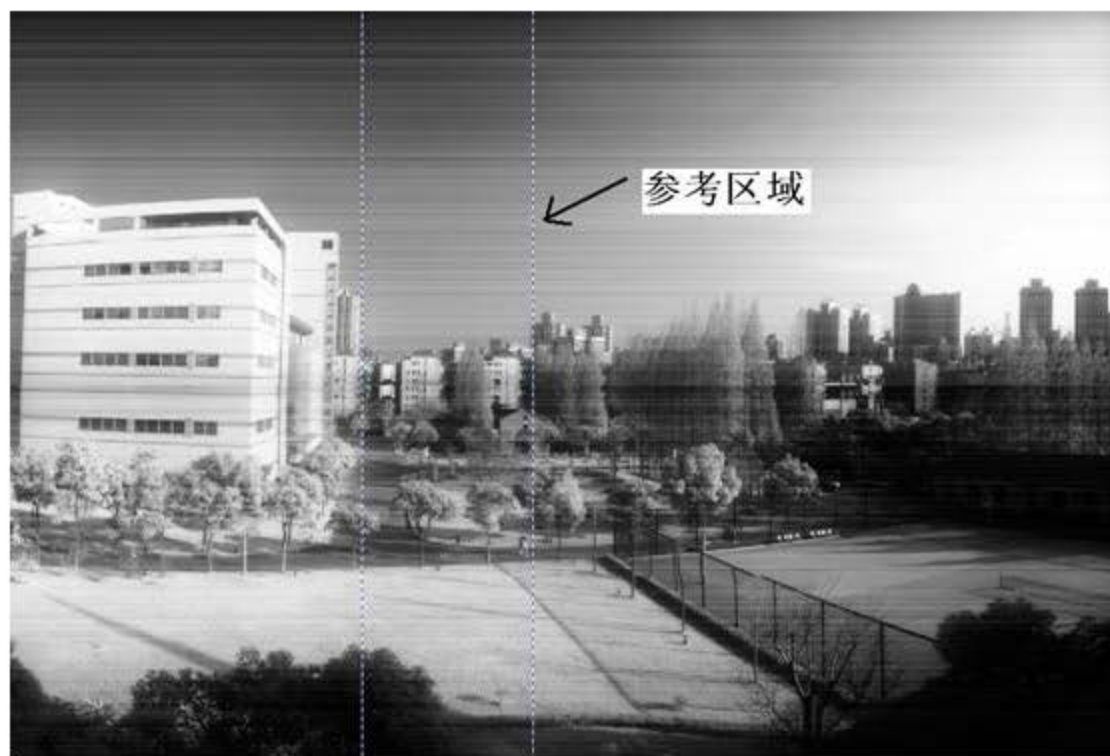


图 7-5 待校正图像（虚线框部分为自选的参考源区域）



(a) 原图

(b) 传统归一化法

(c) 基于自选参考源的归一化法

图 7-6 归一化法校正效果（局部）

对于 SPRITE 归一化法和恒定统计量法，采用基于自选参考源的思想改进后，都取得了更好的校正效果。校正结果如图 7-7，7-8 所示。



(a) 原图 (3ms 积分)



(b) 基于自选参考源的归一化法



(c) 基于自选参考源的 SPRITE 归一化法

(d) 基于自选参考源的恒定统计量法

图 7-7 非均匀性校正效果 1



(a) 原图 (6ms 积分)



(b) 基于自选参考源的归一化法



(c) 基于自选参考源的 SPRITE 归一化法



(d) 基于自选参考源的恒定统计量法

图 7-8 非均匀性校正效果 2

由图可见, 无论对于 3ms 还是 6ms 积分获取的图像, 基于自选参考源的归一化法、SPRITE 归一化法和恒定统计量法都显示了很好的校正效果。相比较之下, 当积分时间较短时, 原图的非均匀性没有那么差, 校正的效果也更好。在恒定统计量法中, 尽管 C_A , C_B 可以取任意值, 但不同的值有不同的动态范围, 为了获得合适的动态范围, 有更好的显示效果, 需要不断调整参数。图中的效果是当 $C_A=0.001$, $C_B=2000$ 时获取的。使用 SPRITE 归一化法时, 还需要选择一个参

考光敏元,用参考光敏元响应的均值和方差作为归一化标准。一般选择响应正常,并且均值在图像中比较有代表性的光敏元。这也可以通过观察待校正图像进行选择。

在三种统计分析法中,基于自选参考源的归一化法比其余两种算法简单,而且校正效果也更好一些。

7.2 图像拼接

对本系统获取的图像进行拼接存在一定的难度。两幅子图像是由两个不同的探测器获取的,两个探测器所使用的光学系统以及模拟信号处理电路也是独立的,因此两幅子图像视场重叠部分的灰度存在差异。此外,视场重叠部分是短波红外线列探测器的边沿部分获取的,而线列探测器的边沿部分非均匀性最严重,因而,重叠部分的图像质量相对较差。通常,为了提高图像拼接算法的准确度,需要先完成图像的非均匀性校正,然后再进行图像拼接。

待拼接图像(局部)如图 7-9 所示。图像垂直方向的中间部分为视场重叠区域。视场重叠部分的估计为 15~30 个像素,水平方向偏移的估计为 20~100 个像素。



图 7-9 待拼接图像(局部)

首先尝试传统的两维相关性测度法。它需要在两维空间中匹配搜索。模板本身的大小和搜索空间的大小决定了总的计算量。以图 7-9 为例,取下边子图左上角的 10×10 大小的区域为模板,在上边子图左下角 30×100 的区域中搜索。如图 7-10 所示。



图 7-10 左：10×10 模板；右：30×100 搜索区域

根据两维相关性测度法，计算得模板在搜索区域中的最佳匹配坐标为（47，10）。再根据模板和搜索区域在两幅子图中的位置，可以很容易推导出，两幅子图的重叠像素为 20，水平偏移为 47。

在使用两维相关性测度法时，需要选择合适的模板和搜索区域大小。模板越大，搜索区域越大，计算量越大，但结果越准确，模板越小，搜索区域越小，则计算量越小，但可能计算出错位结果。通常的一个原则是使用最小的包含了图像的某个局部特征的模板。

应用新算法——差分投影特征曲线法时，分别取上边、下边子图像视场重叠部分高为 20 个像素，宽为 300 个像素的区域。如图 7-11 所示。



图 7-11 (a) 上边子图参考区域；(b) 下边子图参考区域

两幅子图像参考区域水平方向，垂直方向投影特征曲线分别如图 7-12 所示。

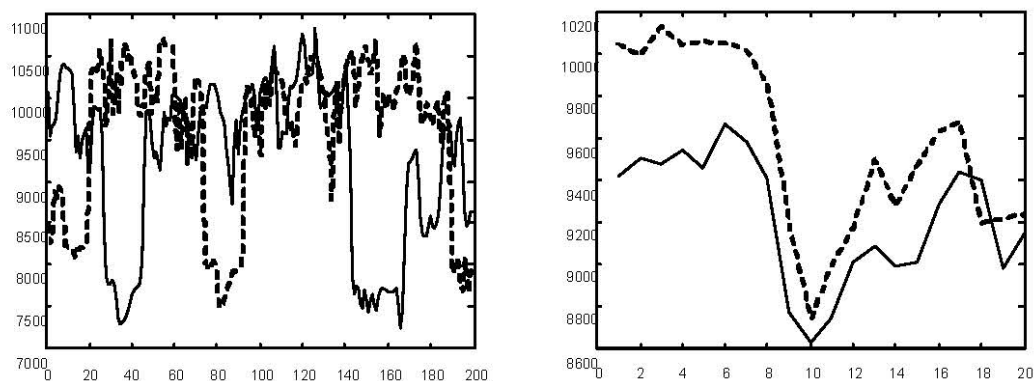


图 7-12 左：水平方向投影特征曲线，右：垂直方向投影特征曲线

（虚线：上边子图；实线：下边子图）

由图可见，两幅图像在水平和垂直方向的投影特征曲线形状相似，只是存在平移。然而，垂直方向上的两条投影特征曲线尽管形状相似，但幅值存在差异，这是由于两幅子图像经过非均匀性校正后仍然存在整体灰度差异的原因。为了消

除这种整体差异，可以用投影特征曲线的斜率，即平均灰度的变化率，来代替投影曲线。这种曲线即为差分投影特征曲线，如图 7-13 所示。在差分投影特征曲线中，两幅子图像的特征相似，并且幅值也基本相同。

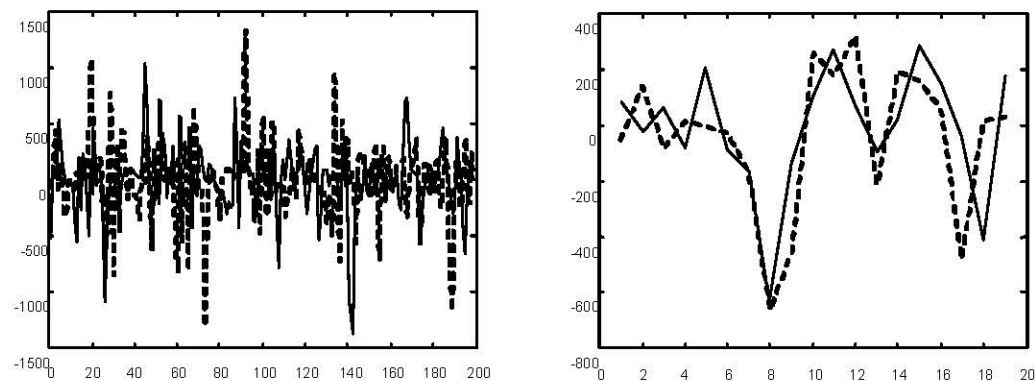


图 7-13 左：水平方向差分投影特征曲线，右：垂直方向差分投影特征曲线

（虚线：上边子图；实线：下边子图）

图像配准的下一步是计算差分投影特征曲线之间的平移。以水平方向差分投影特征曲线为例，以蓝色曲线为参考（模板），在红色曲线中寻找匹配的位置。匹配的程度用一维相关性测度函数来衡量。令式 3-39 中 $M=100$ ，求得当 $i=47$ 时，相关性最大为 0.9591，即水平方向的偏移为 47 个像素。

同理，根据垂直方向差分投影特征曲线，可以求得垂直方向偏移为 0 个像素，这表明上下两幅子图像重叠的像素数为参考区域的高度，即 20 个像素。这与两维相关性测度法的计算结果相同。

上述两种算法都证明是有效的。差分投影特征曲线法不但能比较好地解决待配准图像间存在整体灰度差异的问题，而且将两维的匹配搜索问题化简为一维的匹配搜索问题，大大降低了计算量。表 7-1 列出了相同计算机上对同一组待配准图像进行配准时两种算法的计算时间比较。

表 7-1 两维相关性测度法与差分投影特征曲线法计算时间比较

	两维相关性测度法	差分投影特征曲线法
计算时间	31ms	<1us

由表中可见，差分投影特征曲线法要快许多。根据图像配准的结果进行图像合并，合并后的图像如图 7-14 所示。



图 7-14 图像拼接效果图（左：原图；右：拼接后图）

第八章 总结和展望

短波红外是遥感应用中的重要波段，它在农林业监测，矿物探测以及军事方面都具有重要用途。自主研制的 InGaAs 短波红外探测器在航天遥感中的应用将对我国短波红外探测器研制水平的提高，以及短波红外探测器在遥感中应用水平的提高起到极大的促进作用。

本课题以成像光谱仪短波红外子系统为背景，基于自主研制的 InGaAs 短波红外线列探测器研制了成像光谱仪的短波红外原理样机。论文主要研究工作及创新点包括：

- (1) 对国内自主研制的 512 元 InGaAs 短波红外线列探测器的应用进行了深入研究，解决了器件综合性能的测试方法，提出了提高系统信噪比和图像品质的途径，通过两个子模块的视场拼接实现了宽视场扫描，设计了短波红外原理样机，获得了效果良好的宽视场短波红外图像。
- (2) 较全面地研究了使用该线列探测器的成像技术和图像处理方法，解决了线列探测器推扫成像中的锯齿拖影问题。验证了累加平均、数据重排、背景减除、非均匀性校正、图像拼接、长方形光敏元模糊复原等处理算法，尤其在非均匀性校正和图像拼接算法研究中提出了具有针对性的、效果更好的新算法，并应用于原理样机的研制，取得了显著效果。
- (3) 通过实验室测试和原理样机应用，深入比较了国内自主研制的 512 元 InGaAs 线列探测器与国外 1024 元长方形光敏元线列 InGaAs 探测器的性能和使用特点，并对早期自主研制的 InGaAs 线列探测器进行了深入测试和应用研究。基于以上研究，对国产探测器的不断改进提出了有价值的建议。

课题的研究成果对成像光谱仪后续项目的展开具有重要的理论和实践指导意义。

首先，原理样机为成像光谱仪短波红外子系统提供了经过实验验证的硬件电路参考设计方案。由于成像光谱仪将使用的 660 元 InGaAs 短波红外线列探测器和系统使用的 512 元线列探测器的接口基本一致，因此可以采用与原理样机基本相同的电路设计方案，包括具体的电路参数以及 FPGA 数据处理逻辑。例如，原

理样机在电路上通过基准电源分压提供探测器偏置电压和参考电压,通过实验验证了这种方式可以明显降低系统噪声。此外,原理样机验证了主要器件的性能和使用方法,如 AD 转换器 THS1408 和 FPGA 器件 APA600。

其次,原理样机验证了成像光谱仪短波红外子系统设计指标的可行性,尤其是噪声等效反射率指标。原理样机选用了与子系统光学设计参数相似的短波红外镜头,并且采用滤光片截取相应的波段来进行性能测试,因而测试的结果基本可以反映成像光谱仪短波红外子系统设计方案可以达到的性能。通过积分球定量实验,深入测试和分析了原理样机的信噪比及相应的噪声等效反射率,测试结果表明短波红外子系统的噪声等效反射率指标是可以满足的。

再次,原理样机实验深入研究了自制的 InGaAs 短波红外线列探测器的性能及使用方法。由于自主研制的 InGaAs 短波红外线列探测器是首次研制成功,其性能和使用方法需要进一步的验证。在原理样机的性能测试中,详细测试了探测器的读出频率、积分时间、累加平均技术等对系统噪声及其他性能的影响。这些实验结果为成像光谱仪短波红外子系统选择最佳工作参数提供了依据。

最后,原理样机验证了成像光谱仪短波红外子系统视场拼接技术的可行性,并提供了光机电联调方面的经验。原理样机通过两个子相机进行视场拼接,经过光机电联调、外景成像以及图像数据处理,获得了效果良好的宽视场短波红外图像。实验的过程中总结出了许多视场拼接的关键技术和经验,其结果说明了通过视场拼接技术可以实现宽视场的短波红外子系统。

尽管课题对短波红外成像技术进行了广泛而深入的研究和实践,但短波红外成像技术仍然有许多地方值得进一步研究,包括:

- (1) 在探测器的积分电容可以按要求定制的情况下,如何确定积分电容、积分时间、采样次数这三个参数,使得系统的信噪比最优;
- (2) 在长驻留时间下进一步优化数据采集与处理方式,使遥感仪器能在信噪比和 MTF 两方面得到平衡;
- (3) 当来自不同子相机的待拼接图像之间除了存在偏移,还存在旋转的情况下,需要设计更有针对性的算法来完成图像拼接;
- (4) 在星上应用视场拼接技术时子模块的校准和固定问题。

博士学位期间发表的论文

1. 多次采样技术在红外推扫系统中的分析与应用, 蔡海蛟, 危峻, 激光与红外, 2007, 37 (7)
2. 推扫式红外相机数据处理系统原理与设计, 蔡海蛟, 徐蒙, 危峻, 半导体光电, 2007, 28 (3)
3. 多次采样下红外系统 NETD 的理论分析, 蔡海蛟, 危峻, 第十届全国遥感遥测遥控会议, 2006, 10
4. 便携式红外相机中触摸屏原理与应用, 蔡海蛟, 危峻, 计算机工程与设计, 2008, 29 (7)
5. 基于嵌入式技术的便携式红外相机设计, 蔡海蛟, 危峻, 翁东山, 计算机工程, 2008, 34 (18)
6. 短波红外焦平面探测器的信噪比计算, 徐蒙, 危峻, 冯旗, 蔡海蛟, 第六届成像光谱技术与应用研讨会, 2006, 6
7. 红外长线列焦平面器件的模块化成像电路技术研究, 汤瑜瑜, 危峻, 蔡海蛟, 第六届成像光谱技术与应用研讨会, 2006, 6
8. Restoration of Blurred Images Caused by Rectangular Sensor Elements in the Linear Array, Haijiao Cai, Jun Wei, Yang Yu, Dongshan Weng, The 2008 International Congress on Image and Signal Processing (CISP2008), 2008, 5
9. 基于视场拼接的宽视场成像光谱仪设计与实现, 危峻, 蔡海蛟, 翁东山, 红外技术, 2008, 30 (6)
10. 3D Simulation of Real-time Infrared Scene Based on DSP, Yang Yu, Xinyi Tang, Haijiao Cai, Yuanlin Chen, Sili Gao, The 2008 International Conference on Computer Science and Software Engineering(CSSE2008), 2008, 12

致 谢

时光荏苒，在上海技术物理研究所五年求学的日子即将结束。回首这几年，我觉得收获很多，在做人、做事方面有了更多的积累。我很庆幸能够度过这充实而愉快的几年，很庆幸能碰到好的导师，好的同学，好的研究环境。

首先要感谢我的导师龚惠兴院士。仍然记得当年我刚到研究所时龚老师带着我找二导的场景。龚老师很忙，但是却很愿意花时间帮助与指导学生。龚老师不但教导我做研究的基本方法，指明课题研究的方向，而且告诉我许多人生经验，比如要站得高，看得远，要学会更好地表达自己，等等。龚老师的许多话将令我受益终生。

很感谢我的导师危峻研究员。危老师对技术的钻研精神一直在激励我做得更好。危老师在我的学习和生活中给予了许多关心，他不但提供了良好而宽松的课题研究条件和环境，而且能倾听和理解学生的想法，让我有自由而充分发挥的机会。

感谢翁东山师兄，课题组的李建伟、冯鑫、尹达一老师、保建国老师、汤瑜瑜师姐对我课题研究工作的帮助，与他们在一起我觉得很开心。感谢李雪以及探测器研制部门的其他同志对我课题研究工作的帮助和支持。感谢徐志鹏师弟、周倩婷师妹对我课题的帮助。

感谢实验室曾经朝夕相处的杨非、蒋鑫、胡贤龙、侯亚丽、徐蒙、刘晨霞、李淑英、谢宝蓉、李丹、莫凡等同学。与实验室同学留下了许多美好而难忘的回忆。

感谢同宿舍的邓江平、何振宇以及张明涛同学。感谢他们生活和学习中的帮助。

感谢研究生部的廖应良、程东、李淑微、朱晓琳、俞来仙等老师。特别感谢程东老师在党支部工作中的指导和帮助。

最后，要把感谢献给我父母、女友于洋等家人，他们给予我无私博大的爱，是我努力的动力，特别感谢女友多年来的陪伴、帮助和督促。