

摘要

卫星数据采集系统是一种通过远端数据采集平台采集数据或是对数据采集平台进行定位的系统。它可以广泛应用于地质、地震、海洋、气象、环保等领域。“鑫诺号”卫星数据采集系统是国家计委投巨资研制开发的国内第一个具有自主知识产权的卫星数据采集系统，被列为国家示范工程。

本文首先对卫星数据采集系统的总体结构和工作原理进行了介绍。接下来，就作者研制开发的远端站中频收发单元做了详细地分析和讨论。文中提出了一种新的双载频调制方案，用于解决发射机中的载波泄漏问题。经过实验证明，该方案能够在很大程度上消除发射机的载波泄漏现象，大大提高输出信号的载波抑制比，是一种简单有效而且实用的方法。针对“鑫诺号”卫星数据采集系统远端站中频发射机要求为高功率上变频器（HPC）通过一根电缆提供：（1）HPC 的电源；（2）L 波段的已调信号；（3）HPC 中频综的参考频率，为此设计了独特的耦合方案，实践证明该方案是确实可行的。

文章详细分析了研制“鑫诺号”卫星数据采集系统远端站中频接收机中所遇到的技术难点和关键技术，其中最主要的就是由于卫星振动和前端低噪声下变频器（LNB）的本振频率稳定度不够高而引起的±30KHz 的频率漂移问题。为此，我们提出了三种不同的设计方案，根据每一种方案的实验调试结果给出了原因分析和问题讨论。论文还提出了一种载波恢复电路的实现方法，用于恢复 QPSK 已调信号的载波，并且研究了该电路的优缺点。

论文其余部分是“鑫诺号”卫星数据采集系统远端站中频收发单元的硬件实现和调试过程，具体论述了中频收发机的功能、构成、芯片选用，并给出了上星（“鑫诺号”卫星）联试的现场测试数据资料，以及硬件实现的原理图。

关键字： 卫星数据采集，中频收发，载波泄漏，载波抑制比，功率控制，频率漂移，载波恢复

Abstract

Satellite data collection system, which collects data through data collection platform, can be widely used in investigation of geology, seism, ocean, meteorology, environmental protection and other fields. “SINOSAT” data collection system supported by the State Planning Commission is the first satellite data collection system with independent intellectual property right in China.

This paper firstly introduces the entire structure and work principle of the satellite data collection system. Secondly, the remote station IF transceiver unit will be analyzed and discussed in detail. We bring forward a novel dual carrier frequency modulation scheme to suppress the carrier leakage in transmitter. It is proved by the experiment that this method can greatly eliminate the carrier leakage phenomenon, and improve the carrier suppression radio of the output signal enormously. Additionally, the IF transmitter should provide power supply, modulated L band signal and a reference frequency of synthesizer of up_convertor for HPC through only one cable, we design a unique coupling scheme to solve these problems.

In the process of the “SINOSAT” data collection system remote station IF receiver development, we have summarized some technological difficult points and key technology, such as the frequency drift caused by the satellite perturbation and LNB. Then, three kinds of different schemes are designed. According to the test results of each scheme, we make an analysis and discussion elaborately. Moreover, a carrier recovery circuit applied to retrieve QPSK modulated signal is studied.

Research on the hardware realization and adjusting of the “SINOSAT” data collecting system remote station IF transceiver unit is also included in this paper. The function, composing, and chip selecting of the IF transceiver is forwarded. The test data and hardware schematics are all presented.

key words: satellite data collection, IF transceiver, carrier leakage, carrier suppression radio, power control, frequency shift, carrier recovery

原创性声明

本人声明：所呈交的论文是本人在导师指导下进行的研究工作。
除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已发表
或撰写过的研究成果。参与同一工作的其他同志对本研究所做的任何
贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

签 名：王勇 日期 2005.2.28

本论文使用授权说明

本人完全了解上海大学有关保留、使用学位论文的规定，
即：学校有权保留论文及送交论文复印件，允许论文被查阅和
借阅；学校可以公布论文的全部或部分内容。
(保密的论文在解密后应遵守此规定)

签 名：王勇 导师签名：叶敬波 日期：2005.02.28

第一章 绪论

1.1 引言

在当今这个高速发展的信息社会里，信息采集是一个重要的通信需求，特别在地质、地震、海洋、气象、环保等领域，高效、迅速、准确、廉价地获取信息对于预防、预报灾害，评估客观条件，帮助政府正确决策、制定规划起着至关重要的作用。利用现有的地面有线或无线通信手段，可以方便地建立起覆盖一个城市或一个小区域的信息采集系统；但是由于地质、地震、海洋、气象、环保等领域的监测点大多数位于农村地区或边远地区，考虑到经济因素，只依靠地面通信手段建立一个覆盖全国的信息采集系统是难以实现的。而卫星通信具有无缝隙覆盖、受地理条件限制小、建立通信链路快、通信费用与地面站间地面距离无关等特点，非常适用于信息采集系统这样通信区域广、远端站数量众多、一点到多点的通信系统。因此便出现了通信卫星数据采集系统，它是一个以地球同步通信卫星为通信平台进行远程数据采集的通信系统，主要用于地质、地震、海洋、气象、环保等领域的监测数据传送。

1.2 卫星数据采集系统的几种可选择的设计方案

小 LEO 系统是一种可能选择的方案。所谓小 LEO 系统通常包含十几颗到几十颗低轨道小卫星，构成覆盖全球的星座系统，地面终端可以通过过顶的卫星发送或收取信息。典型的小 LEO 系统有美国、加拿大合作的 ORBCOMM 系统和美国的 LEO-ONE 系统。小 LEO 系统有如下一些特点：（1）小 LEO 系统轨道低，传输损耗小，要求地面通信终端发射的功率小，有利于终端设备的小型化。（2）小 LEO 系统使用 VHF 或 UHF 频段，用户终端设备可使用全向天线，用户终端可以在运动中进行通信。（3）小 LEO 系统的地面用户终端可以利用星座发出的信标进行定位。但是在运行过程中，小 LEO 系统也暴露出一些弱点：（1）受地面无线通信干扰影响大。小 LEO 系统工作在 VHF、UHF 频段，同许多地面无线通信系统所用的频段相同或相近，因此易受干扰，在某些地区几乎无法通信。（2）传输信息量少。小 LEO 系统的工作频段窄，传输速率低，只适

用于传输短信息，以 ORBCOMM 为例，信息长度一般小于 6 个字节，最长不能超过 2K 字节；信息越长，传输的可靠性越低，大量传输长报文还会造成系统效率急剧降低。(3) 传输时延长。小 LEO 系统的传输时延较长，以 ORBCOMM 为例，时延可达十几分钟，对于实时性强的系统是不适用的。(4) 使用费高。小 LEO 系统投资大，而业务量相对小，因而收费很高，以 ORBCOMM 为例，每千字节收费为 5 美元，这对于大多数国内用户来说是难以承受的。

另一种可能的方案是利用同步通信卫星。经过几十年的发展，同步卫星通信已经是一门成熟的技术，形成了完整的规范、协议、建议。同 LEO 系统相比，同步通信卫星有如下优势：(1) 受地面无线系统的干扰影响小。同步通信卫星使用 C 频段或 Ku 频段，工作在这些频段的地面无线系统较少，而且管理严格；同时地面站使用抛物面天线，天线波束很窄，方向性好，因而系统不易受其它地面无线系统的干扰。(2) 频率资源丰富。为了满足世界范围内人们对发射机的速率和带宽的更高要求，Ku 波段的卫星通信系统得到了广泛的应用，因为它巨大的带宽资源^[1]。同步通信卫星每个转发器有 36MHz 或 72MHz 带宽，每颗卫星有几个至几十个转发器，近年来我国各卫星公司购买了多颗通信卫星，转发器资源大大增加，同时由于地面光纤电路的迅猛发展，使用同步通信卫星干线电路减少，通信卫星资源已由若干年前的卖方市场转变为买方市场，通信费用也大大降低。(3) 传输信息量大。同步卫星工作频带宽，用户能够快速传输大量信息。(4) 组网灵活。同步通信卫星是一个透明转发器，用户可以根据自己的要求构成各种通信网络（星状网、网状网、电话网、数据网、单向通信网、双向通信网、广播网等）。同小 LEO 系统相比，同步通信卫星系统也有它的弱点：(1) 同步通信卫星轨道高，信号传输损耗大，为了保证通信质量，要求地面站有足够的发射功率和天线增益，地面站设备比较负责，价格也较高。(2) 同步通信卫星工作在 C 频段和 Ku 频段，天线波束很窄，地面站通信时应处于静止状态。(3) Ku 频段雨衰很大，地面站功放需有较大的备余量^[2]。根据上述分析，采用同步通信卫星建立数据采集系统是一个适宜的方案。

1.3 研制卫星数据采集系统的意义

20 世纪 80 年代中期以来，随着微波集成电路技术、数字信号处理技术、

纠错编码技术、大规模集成电路技术的迅速发展，卫星通信设备的性能大大提高，体积大大缩小，出现了被称为 VSAT 的小型地球通信站。VSAT 系统具有天线口径小、设备结构简单、安装调试方便、价格较低、组网灵活等特点，在地面通信不发达的边远地区和某些特殊领域（如银行、新闻、证券交易、交通、水利、电力、环保等）得到了较为广泛的应用^[3]，出现了一些基于 VSAT 系统的专用通信网。

但是，目前国外推出的 VSAT 系统大都是为话音传输、数据广播、较高速率的双向数据传输而设计的。从远端站方面来看，由于传输速率较高，要求配备较大功率的功率放大器，因而远端站价格较高，对于具有成千上万远端站的信息采集系统来说，系统成本太高。从网络管理方面来看，由于这些系统不是针对数据采集而设计的，如果用于数据采集系统，其网络管理系统、通信协议、通信接口等都要重新设计。所以现有的 VSAT 系统不适用于该数据采集系统，针对数据采集系统的特点，尽快开发出通信卫星数据采集系统，填补 VSAT 系统在这一领域的空白，不仅能为我国通信事业的发展作出贡献，同时也蕴涵着巨大的商机。

迄今为止，我国已经初步建成了一些卫星数据采集平台系统，但是其中的通信单元模块还是依靠购买国外的产品来实现的，在我国航天事业已经飞速发展、载人宇宙飞船成功遨游太空的今天，自主开发并研制卫星数据采集系统对于建立我们自己的数据采集产业，为我国建设中的信息高速公路提供信息资料将具有深远的意义^[4]。

1.4 国内外发展现状

早在 20 世纪 70 年代，国外一些卫星就开始搭载数据采集系统有效载荷。它们主要用于海洋监测和气象预报。比如 1978 年开始，美国的 Argos 系统就为每一个主要的海洋检测站提供基于卫星的数据采集业务，用于未来观测海洋的系统^[5]。美国的静止业务环境卫星（GOES）中的数据采集系统收集和中继来自远端自动采集的数据。该系统中的数据采集平台可以采用定时报告、询问应答、紧急方式和自适应随即报告等多种方式发送数据。平台测量并报告的数据包括大气状态、海洋状态、河流水位、土质温度和地震指数等。数据采集平台采集

纠错编码技术、大规模集成电路技术的迅速发展，卫星通信设备的性能大大提高，体积大大缩小，出现了被称为 VSAT 的小型地球通信站。VSAT 系统具有天线口径小、设备结构简单、安装调试方便、价格较低、组网灵活等特点，在地面通信不发达的边远地区和某些特殊领域（如银行、新闻、证券交易、交通、水利、电力、环保等）得到了较为广泛的应用^[3]，出现了一些基于 VSAT 系统的专用通信网。

但是，目前国外推出的 VSAT 系统大都是为话音传输、数据广播、较高速率的双向数据传输而设计的。从远端站方面来看，由于传输速率较高，要求配备较大功率的功率放大器，因而远端站价格较高，对于具有成千上万远端站的信息采集系统来说，系统成本太高。从网络管理方面来看，由于这些系统不是针对数据采集而设计的，如果用于数据采集系统，其网络管理系统、通信协议、通信接口等都要重新设计。所以现有的 VSAT 系统不适用于该数据采集系统，针对数据采集系统的特点，尽快开发出通信卫星数据采集系统，填补 VSAT 系统在这一领域的空白，不仅能为我国通信事业的发展作出贡献，同时也蕴涵着巨大的商机。

迄今为止，我国已经初步建成了一些卫星数据采集平台系统，但是其中的通信单元模块还是依靠购买国外的产品来实现的，在我国航天事业已经飞速发展、载人宇宙飞船成功遨游太空的今天，自主开发并研制卫星数据采集系统对于建立我们自己的数据采集产业，为我国建设中的信息高速公路提供信息资料将具有深远的意义^[4]。

1.4 国内外发展现状

早在 20 世纪 70 年代，国外一些卫星就开始搭载数据采集系统有效载荷。它们主要用于海洋监测和气象预报。比如 1978 年开始，美国的 Argos 系统就为每一个主要的海洋检测站提供基于卫星的数据采集业务，用于未来观测海洋的系统^[5]。美国的静止业务环境卫星（GOES）中的数据采集系统收集和中继来自远端自动采集的数据。该系统中的数据采集平台可以采用定时报告、询问应答、紧急方式和自适应随即报告等多种方式发送数据。平台测量并报告的数据包括大气状态、海洋状态、河流水位、土质温度和地震指数等。数据采集平台采集大气状态、海洋状态、河流水位、土质温度和地震指数等。数据采集平台采集

的数据通过星上的数据采集系统中继到数据接收站，然后准实时地传送到中央数据分发中心。

日本的 GMS 对地静止气象卫星也搭载有数据采集系统。该系统将数据采集平台安装在海洋中的浮标、船舶或飞机上收集气象资料。该系统还收集远距离自动气象站观测的资料，并将这些数据发送到数据处理中心，以便气象学家对它们作进一步的处理和分析。

国际海洋组织自 1979 年以来发射了三颗海事卫星，它们都装载有数据采集系统有效载荷。该系统的数据采集平台有 A、B、C、M、Aero、P 等多种形式，其中 C 型通过只有几十厘米的全向天线，以存储转发的方式提供电传和低速数据（600bit/s）通信。该系统不仅可以用于数据采集，还可与 GPS 综合在一起，作为定时和位置报告。

到目前为止美国、俄罗斯、英国、德国、日本、印度、巴西等国家和一些国际组织都在积极地发展和应用卫星数据采集系统。随着卫星通信技术的不断发展，新一代的数据采集系统带给用户更多更好的服务，它的应用范围也在不断扩大。

我国从 20 世纪 80 年代起也开始了对卫星数据采集系统的研究工作。目前我国装载有数据采集系统有效载荷的卫星包括：风云一号气象卫星、风云二号气象卫星、资源一号卫星等。数据采集系统在我国可以广泛地应用于环境保护、灾害预报、海洋监测、森林防火和气象监测等多个方面^[6]。

1.5 论文主要内容

本论文研究的主要内容是“鑫诺号”卫星数据采集系统远端站中频收发单元的原理和硬件实现方法。随着通信卫星技术的不断发展和成熟，国外许多国家都在积极地发展卫星数据采集系统，其应用前景一片广阔。国内的起步较晚，但是国家计委在二十一世纪初投巨资研制开发“鑫诺号”卫星数据采集系统，旨在发展我国的数据采集产业，它也是国内第一个开发 Ku 波段的具有自主知识产权的卫星数据采集系统，而中频收发单元又是“鑫诺号”卫星数据采集系统远端站的核心组成部分之一，该系统还没有形成标准的技术规范和结构体系，尚处于摸索阶段，因此具有广泛的研究价值和深远的开发意义。

本文的研究工作主要集中在以下几个方面：

(1) 广泛收集国内外的参考文献和技术资料，掌握卫星数据采集系统在国内外的发展情况，并对卫星数据采集系统的研制意义和国内外发展现状做了介绍。

(2) 对“鑫诺号”卫星数据采集系统的总体结构和工作原理进行了介绍，详细地分析和讨论了在远端站中频收发单元的研制开发过程中所遇到的技术难点和关键技术，并给出了相应地解决方法。

(3) 提出了一种新的双载频调制方案，用于解决发射机中的载波泄漏问题。实验证明，该方案能够在很大程度上消除发射机的载波泄漏现象，大大提高输出信号的载波抑制比，是一种简单有效而且实用的方法。设计了一种独特的耦合方案用于解决“鑫诺号”卫星数据采集系统远端站中频发射机要求通过一根电缆为高功率上变频器（HPC）提供：(1) HPC 的电源；(2) L 波段的已调信号；(3) HPC 中频综的参考频率，实践证明该方案是确实可行的。

(4) 详细分析了研制“鑫诺号”卫星数据采集系统远端站中频接收机中所遇到的技术难点，并就其中最关键的±30KHz 的频率漂移问题提出了三种不同的设计方案，并且根据每一种方案的实验调试结果给出了原因分析和问题讨论。

(5) 提出了一种载波恢复电路的设计方法，用于恢复 QPSK 已调信号的载波，并具体阐述了该电路的优缺点。

(6) 对整个中频收发单元进行了实验室调试和上星（“鑫诺号”卫星）联试，制定了详细的调试步骤并给出了具体的测试数据。

全文的具体内容安排如下：

第一章对卫星数据采集系统的设计方案、研制意义和国内外发展现状做了简要的介绍。

第二章对“鑫诺号”卫星数据采集系统的总体结构和工作原理进行了详细地说明。

第三章深入地分析了远端站中频发射机的设计思想、系统框图和链路计算，并且具体地阐述了中频发射机的技术难点和关键技术，并给出了相应的解决方案。

第四章详细地介绍了远端站中频接收机的设计思想、系统框图和链路计算，

同时深入地阐述了中频接收机的技术难点和关键技术，并就作者所提出的三种设计方案进行了具体的分析和讨论。

第五章对整个远端站中频收发单元进行了实验室调试和上星（“鑫诺号”卫星）联试，并给出了现场测试的第一手数据资料。

第六章是对前述内容的总结并对卫星数据采集系统的未来做了展望。

第二章 卫星数据采集系统介绍

2.1 卫星数据采集系统的总体结构

卫星数据采集系统采用星形网络结构，即系统由一个作为数据采集中心和网络管理中心的主站和为数众多的作为数据采集点的远端站组成。主站通过通信卫星可以同系统内任意一个远端站进行通信，通信时数据采集卫星获得信息、存储起来，并且过一段时间将它发送到地面^[7]，该系统中所使用的通信卫星是鑫诺星（SINOSAT）；远端站之间通常没有直接通信链路，必要时，远端站也可以通过主站转发，同系统内的另一个远端站进行通信。

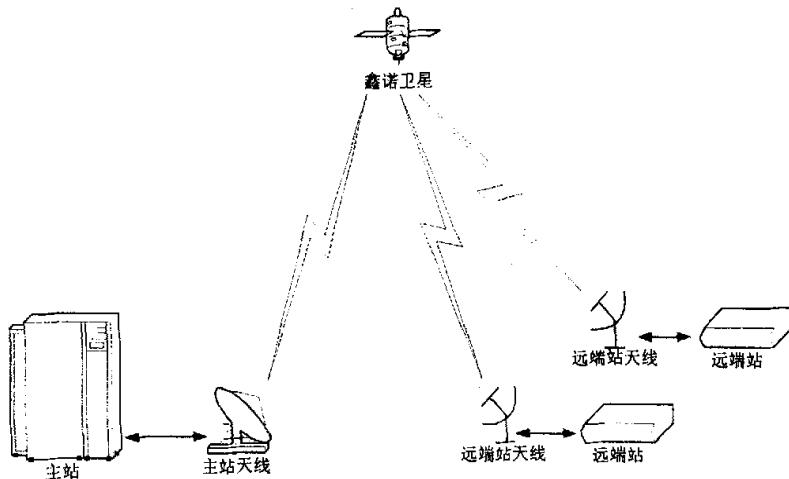


图 2-1-1 “鑫诺号”卫星数据采集系统结构框图

主站由 3.7 米天线、Ku 波段射频单元（包括上/下变频器、功放、低噪声放大器）、卫星调制解调器、以及网管系统组成。它是系统通信、管理的枢纽。

远端站由 1.2 米（或 1.8 米）天线、Ku 波段射频室外单元（包括 LNB 和 HPC）、卫星调制解调器组成。远端站通过异步通信口同数据采集终端相连接，将数据采集终端采集的数据信息组成文件，然后在主站的控制下将信息传送到主站。远端站应结构简单、工作可靠、价格便宜；在安装、调试、入网之后，当正常运行时，无需人员操作、维护。

2.2 系统工作原理

2.2.1 通信体制

根据卫星信息采集系统地球站为数众多、而每个站通信业务量较小，且系统能够逐步扩容的要求，系统采用频分多址（FDMA）体制。系统可以根据业务量的大小和远端站的多少设置信道数，每条信道可以根据业务的性质设置成轮询、按需分配、随机接入等工作状态，从而可以充分利用卫星频率资源，降低系统运行费用。

2.2.2 信道设置

由于采用频分多址（FDMA）体制，在通信卫星数据采集系统中，通信信道是指用于传送一定数据信息的射频频段。按信息传输方向定义，信道可分为前向信道和反向信道；而按信道传输信息的性质定义，信道可分为公务信道和业务信道。各类信道的定义如下：

- ◆ 前向信道：前向信道是指主站到远端站方向的通信链路；前向信道传输的信息速率为 64kb/s。
- ◆ 反向信道：反向信道是指远端站到主站方向的通信链路；反向信道传输的信息速率为 9.6kb/s。
- ◆ 公务信道：公务信道由一条前向信道和一条反向信道组成。其中反向信道用于远端站向主站申请信道，报告远端站的工作状态等，通信采用随机发送方式（ALOHA）方式；前向信道用于主站向远端站分配信道，向远端站发送监控指令等，通信方式采用 TDM 方式，系统中各远端站都有独一无二的地址，远端站根据信息地址从数据流中提取发送给本站的信息。当系统通信业务增加（远端站数目增加或远端站通信次数增加），可以相应增加公务信道数目，以增强系统管理通信的能力。
- ◆ 业务信道：业务信道由数条反向信道组成，远端站使用主站指定的业务信道将数据采集信息传送给主站。按照传输信息的方式，业务信道又可以分为轮询、按需分配、随机接入三种模式，

考虑到数据采集系统的特点，在本示范系统中以轮询为主要工作模式，以按需分配和随机接入为辅助工作模式。示范系统设置 10 条业务信道，其中：7 条业务信道工作于轮询方式，2 条业务信道工作于按需分配方式，1 条业务信道工作于随机接入方式。

业务信道的工作模式不是一成不变的，可以根据业务性质的变化而调整（如减少轮询模式的业务信道、增加按需分配的业务信道等）。当系统业务量增长时，可以相应增加业务信道的数量，以提高系统的通信能力。

2.2.3 系统频谱计划

通信卫星数据采集系统先期设置 1 条公务信道、10 条业务信道、1 个导频（公务信道占用 130KHz 带宽，业务信道占用 300KHz 带宽、导频信号占用 30KHz 带宽），系统需占用 460KHz 带宽，系统的频谱计划见图 2-2-1。

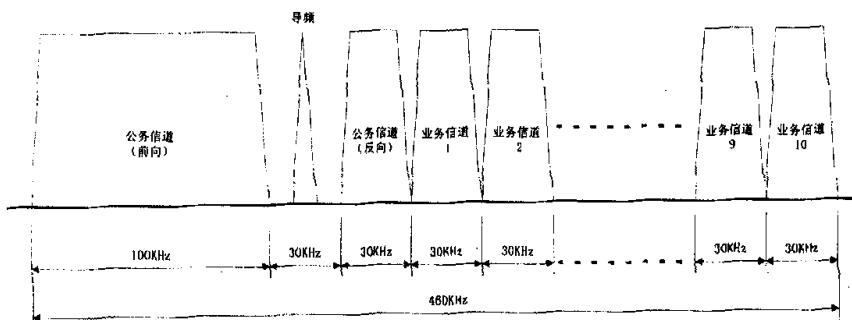


图 2-2-1 系统频谱计划

反向信道编号以导频为参考，导频占用的频段为 0 信道，反向公务信道为 1 信道，业务信道依次为 2~11 信道。

2.2.4 功率控制

由于 Ku 频段卫星通信链路中雨衰较大^[8]，为了减小雨衰对通信的影响，本系统中主站、远端站分别采用闭环、开环控制方式，控制地面站发射功率。当地面站所在区域降雨时，可在一定范围内增加发射功率，以补偿上行链路的雨衰；下行链路的可靠性主要依靠设置一定的系统备余量来保证。

- ◆ 主站功率控制

主站采用闭环功率控制方式。主站中配置 1 台接收前向信道信号的解调器，主站设备监控计算机根据该解调器检测到的 E_b/N_0 值，控制前向信道调制器的输出电平。当主站所处区域降雨，导致解调器检测到的 E_b/N_0 值降低，主站监控计算机就相应增加前向信道调制器的输出电平，补偿雨衰的影响。主站功率控制的原理框图见图 2-2-2。

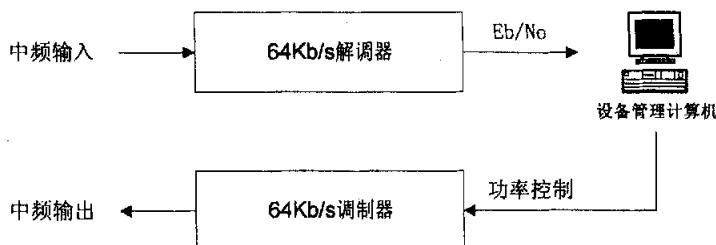


图 2-2-2 主站功率控制原理框图

◆ 远端站功率控制

远端站采用开环功率控制方式。远端站控制器根据解调器检测到的前向信号的 E_b/N_0 值控制反向信道的输出电平。当远端站所处地域降雨，导致接收信号的 E_b/N_0 值低于某个门限时，远端站控制器就相应增加反向信道调制器的输出电平，以补偿雨衰的影响。远端站功率控制的原理框图见图 2-2-3。

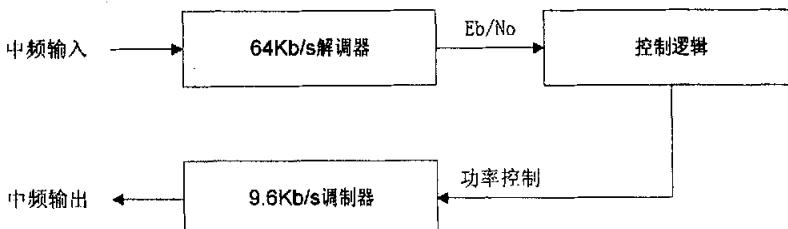


图 2-2-3 远端站功率控制原理框图

2.2.5 链路计算

本方案提出的通信卫星数据采集系统是一个非对称星状结构的数据通信系统。它由一个主站和众多的远端站组成。由于远端站的数量众多，为了降低系统总价，主站采用大口径天线（3.7 米）和大功率功放（8 瓦）；远端站采用小口径天线（1.2 米或 1.8 米）和小功率功放（0.5 瓦）。在卫星转发器占用频段的功率分配方面，前向信道链路多占用 4dB 卫星功率（输入附加回退为 -4dB），卫星下行 EIRP 增加 4dB，使得小口径天线的远端站仍然有足够的接收信噪比；

反向信道链路少占用 3dB 卫星功率（输入附加回退为 3dB），远端站上行 EIRP 减少 3dB，减小了远端站输出功率，由于主站采用大口径天线，保证了主站也有足够的信噪比；同时，在整个卫星转发器占用频段上，系统占用功率分配平衡。

Ku 波段卫星通信系统受地面微波干扰的影响较小，但是传输雨衰相当严重。本系统中，采用自动功率控制方法弥补链路上行雨衰；链路下行雨衰采用设置一定的链路信噪比备余量来弥补。从而在不改变远端站小口径天线、小功率功放配置的情况下，保证系统仍有较高的可靠性。

本系统设置主站功率控制范围为 10dB，远端站功率控制范围为 8dB。这样的设置能够保证在大雨情况下，双向通信正常进行。对于包括北京、上海在内的我国绝大多数地区，系统链路设计满足前向信道全年因雨衰中断通信的时间为 < 0.05%，反向信道全年因雨衰中断通信的时间 < 0.1% 的要求。

本系统使用鑫诺-1 号通信卫星，我国东部的上海位于其波束覆盖的中心区域，卫星转发器的 EIRP 较大；西部的乌鲁木齐位于其波束覆盖的边缘，卫星转发器的 EIRP 较小。以下链路计算时，假定主站位于北京地区，远端站分别位于上海、乌鲁木齐。

2.3 主站工作原理

2.3.1 概述

主站是卫星数据采集系统通信、管理的枢纽。主站可以通过公务信道设置各远端站的工作模式和所使用的业务信道，监测各个远端站的工作状态；远端站在主站的控制下，通过业务信道将数据采集终端采集的数据信息传送到主站；主站内设置有数据库，对采集来的数据信息进行分类处理；主站还是系统连接外界的关口站，用户可以通过公众电信网或专用通信线路接入主站，从主站数据库中获取其需要采集的数据信息。图 2-3-1 是主站结构框图，主站的各组成部分如下：

- ◆ 天线
- ◆ 低噪声放大器

- ◆ 射频收发单元（包括固态功放、上下变频器、频率源、电源、监测电路）
- ◆ 中频合路器
- ◆ 导频接收机
- ◆ 中频分路器
- ◆ 数字卫星调制器
- ◆ 数字卫星解调器
- ◆ 计算机及网络设备
- ◆ GPS 接收机
- ◆ 远端站设备一套

为了保证主站运行的可靠性，导频接收机、数字卫星调制器、数字卫星解调器、网管计算机等均配置备份。

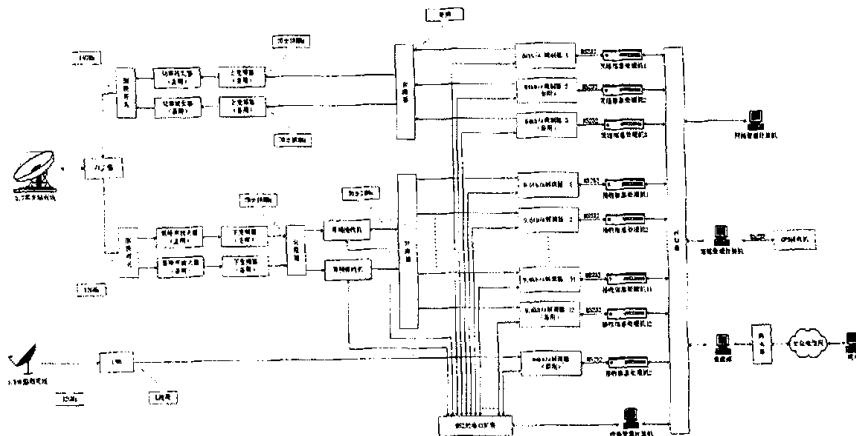


图 2-3-1 通信卫星数据采集系统主站

2.3.2 天线

主站天线采用环焦天线，天线口径为 3.7 米，其主要技术指标见表 2-3-1：

表 2-3-1 主站天线主要技术指标

工作频段	Ku 频段			
天线口径 (m)	3.7 m			
工作频率 (GHz)	发送频率	14 ~ 14.5	接收频率	10.95 ~ 12.75

增益 (dB_i)	>52.8	>51.7
发射波束 -3dB 宽度 ($^{\circ}$)	<0.38	<0.47
20 度仰角噪声温度 (K)		<44
馈源损耗 (dB)		<0.25
轴向极化隔离 (dB)		>35
收发隔离度 (dB)		>85
驻波比		<1.25 : 1
第一旁瓣衰减 (dB_i)		<-14
广角旁瓣特性 (dB_i)		$29-25\log \theta$
接口		WR-75

2.3.3 射频单元

室外射频单元的功能是实现中频信号和射频信号之间的频率、电平转换，它由低噪声放大器和射频收发单元组成。射频收发单元包括固态功放、上下变频器、频率源、电源及监测控制器等。低噪声放大器是一个独立部件，安装在天线馈源上。射频收发单元各部件组成一个封闭式整体，安装在天线背架上。射频设备安装在室外，因此必须能在高温、低温、潮湿、降雨、腐蚀等恶劣的室外环境中长期稳定工作。

2.3.4 导频接收机

系统的导频是一个不加调制的单频信号。导频信号由主站发射，导频接收机通过接收导频信号，纠正由卫星转发器频率稳定度和卫星摄动造成的频率偏差（约为±30kHz），以减小远端站信号在主站解调器入口处的频率偏移（减小到±3kHz 以内），从而可以大大缩短主站解调器的信号捕获时间，提高信道的利用率。导频接收机的输出标称中频为 70MHz，通道带宽为±2MHz。导频接收机

由中频单元、监控单元两部分组成。

2.3.5 数字卫星调制解调器

主站数字卫星调制器用以向远端站发送信息。数字卫星解调器将主站所要发送的数据信息按 HDLC 的帧结构组成 64Kb/s 的同步数据流，数据流经扰码、差分编码、卷积编码、匹配滤波，然后调制在适当的中频信号上输出给室外射频单元，中频信号可以设置在 70±18MHz 范围内的任意频点（频率步级为 2.5KHz）。主站发送数据信息采用 TDM 方式，信息包中包含接收远端站的地址，各个远端站只接收与自身地址相符合的信息。主站配置 3 台数字卫星调制器：1 台用于发射导频信号，1 台用于传送前向公务信道信息，1 台用作备份。数字卫星调制器由中频单元、基带处理单元、监控单元、数据接口单元 4 部分组成。

数字卫星解调器用以接收远端站发送的信息。室外射频单元下变频器输出的中频信号经导频接收机校准频偏后输入数字卫星解调器，然后在解调器内进行解调、纠错译码、差分译码、解扰、解帧处理后，还原出远端站发送的数据信号输出给主站计算机系统。按照目前的系统信道设置，主站配置 12 台数字卫星解调器，1 台用于接收反向公务信道，10 台用于接收业务信道，1 台用作备份。数字卫星解调器由中频单元、基带处理单元、监控单元、数据接口单元 4 部分组成。

2.4 远端站工作原理

2.4.1 概述

远端站是卫星数据信息采集系统和用户信息采集终端之间的接口。远端站开机后，首先通过公务信道同主站建立联系，根据主站的命令，确定远端站的工作模式及使用的业务信道。而后，远端站就可以在主站的控制下，将用户数据采集终端所采集的数据信息发送给主站。系统内每个远端站都有唯一的站址，主站根据远端站的站址，判别数据的来源，监控远端站的工作状态。远端站设备简单，工作可靠，安装、调试方便。正常运行时，不需人员值守。远端站结构框图见图 2-4-1。

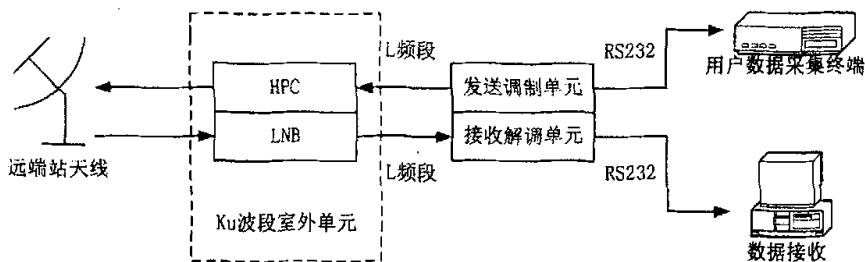


图 2-4-1 通信卫星数据采集系统远端站

远端站由硬件、软件两大部分组成，其中硬件部分包括：

- ◆ 天线
- ◆ 射频单元
- ◆ 数字卫星调制器
- ◆ 数字卫星解调器

为了使远端站结构紧凑，数字卫星调制器和数字卫星解调器集成在一块印刷电路板上。

软件部分包括：

- ◆ 设备监控软件
- ◆ 通信协处理软件
- ◆ 用户接口软件

2.4.2 天线

远端站采用偏馈天线，天线口径为 1.2 米，其主要技术指标见表 2-4-1：

表 2-4-1 远端站天线技术指标

工作频段	Ku 频段			
天线口径 (m)	1.2 m (偏馈)			
工作频率 (GHz)	发送频率	14~14.5	接收频率	10.95~12.75
增益 (dB _i)	>43		>41.9	
发射波束 -3dB 宽度 (°)	<1.2°		<1.4°	

20 度仰角噪声温度 (K)		<30
馈源损耗 (dB)	<0.3	
轴向极化隔离 (dB)	>33	
收发隔离度 (dB)	>85	
驻 波 比	<1.25 : 1	
第一旁瓣衰减 (dB _r)	<-14	
广角旁瓣特性 (dB _r)	29-25log θ	
接口	WR-75	

2. 4. 3 射频单元

远端站室外射频单元的功能是实现数字卫星调制器、数字卫星解调器输入、输出的 L 频段中频信号和射频信号之间的频率和电平转换，它由低噪声下变频器 (LNB) 和高功率上变频器 (HPC) 组成。其中，LNB 包括一个增益级、下变频模块和中频输出级^[9]。室外射频单元是体积小、重量轻的封闭式独立部件，分别安装在馈源的接收、发送波导口上。远端站射频设备安装在室外，因此必须能在高温、低温、潮湿、降雨、腐蚀等恶劣 的室外环境中长期稳定工作。其主要技术指标见表 2-4-2, 表 2-4-3。

表 2-4-2 低噪声下变频器 (LNB)

工作频段	Ku 频段
输入频率范围	12.25 ~ 12.75GHz
本振频率	11.3GHz
输出频率范围	950 ~ 1450 MHz
噪声温度	< 100K
本振频率稳定度	<± 25kHz / -30 ~ +55°C
本振相位噪声	<-75dBc/Hz @1kHz

转换增益	60±2dB
增益稳定度	<3dB / -30 ~ +55°C
增益平坦度	<2dB / 36MHz <4dB / 500MHz
输出电平 (P1dB)	>+10dBm
杂散输出	< -80dBm
输入连接器	波导 WR-75
输入驻波比	<2.2 : 1 50Ω
输出连接器	同轴 F-50K Female
输出驻波比	<1.5 : 1 50Ω
电源电压	+12~24V 直流芯线馈电
重量	≤500g
工作温度	-30 ~ +55°C
工作环境	露天室外

表 2-4-3 高功率上变频器 (HPC)

工作频段	Ku 频段
输出频率范围	14.0 ~ 14.5GHz
输入频率范围	950 ~ 1450 MHz
本振频率	13.05GHz
输出功率 (P1dB)	>+27dBm (0.5W)
小信号增益	>48dB
增益稳定度	<1dB/day、25°C <3dB/-30 ~ +55°C
增益平坦度	< 1dBp-p / 36MHz < 3dBp-p / 500MHz

三阶交调失真	<-33dBc (SCL P1dB-10dB)
谐波输出	<-50dBc (CL P1dB-10dB)
杂散输出	<-60dBc (CL P1dB-10dB)
输入本振参考频率及其电平	10MHz 、 0±3dBm
输入本振参考频率稳定度	±5×10 ⁻⁸ (年)
本振参考频率相位噪声	<-135dBc/Hz @0.1kHz <-150dBc/Hz @10 kHz
本振频率相位噪声	<-60dBc/Hz @0.1kHz <-70dBc/Hz @1.0kHz <-80dBc/Hz @10 kHz <-90dBc/Hz @100kHz
输出连接器	波导 WR-75
输出驻波比	<1.5:1 50Ω
输入连接器	同轴 F-50K Female
输入驻波比	<1.5:1 50Ω
电源电压	+12~24V 直流芯线馈电
重量	≤1000g
工作温度	-30 ~ +55°C
工作环境	露天室外

2.4.4 数字卫星调制解调器

远端站数字卫星调制器通过用户数据接口与用户信息采集终端相连接，将用户数据采集终端采集的数据信息组合成数据文件，每个文件长度小于 1024 个字节，如数据量大，可将数据组合成若干个文件，然后根据不同的工作模式，使用指定的业务信道，在主站控制下完成文件的传输。数字卫星调制器对数字信息进行组帧、编码、匹配滤波，然后调制在 L 频段中频信号上，并输出给室

外射频单元中的上变频器（HPC）。数字卫星调制器传输的信息速率为 9.6Kb/s，采用 DBPSK 调制方式。远端站数字卫星解调器将室外射频单元中下变频器（LNB）输出的 L 频段中频信号进行解调、译码、解帧，还原出主站发送给该远端站的各种信息。数字卫星解调器接收到的信息分为 3 类：一类为网络管理信息，远端站根据这些信息确定工作模式，选择业务信道，回应主站的检测等；一类为链路层信息；另一类是主站发给所有远端站或包括该远端站在内的某一群远端站的数据广播信息。数字卫星调制解调器由调制器中频单元、解调器中频单元、调制器基带处理单元、解调器基带处理单元、监控单元、数据接口单元 6 部分组成。其主要技术指标见表 2-4-4，表 2-4-5。

表 2-4-4 数字卫星调制器技术指标

调制方式	DBPSK
信息速率	9.6Kb/S
数据接口	RS232
数据接口波特率	100、400、800、1200、2400、4800、9600b/s
纠错编码方式	卷积码 ($R=1/2, K=7$)
扰码	CCITT V.35
差分编码	二相
输出中频	950 ~ 1450 MHz (2.5KHz/步级)
输出频率稳定度	$\pm 4 \times 10^{-7}$ /天
输出电平	-36 dBm ~ -5dBm (1dBm/步级)
输出电平稳定度	± 1 dB (在工作温度范围内) ± 0.5 dB (在 36MHz 范围内)
输出阻抗	50Ω
杂散	<-50dBc (与未调载波相比)
载波开关隔离度	> 40dB
调制器输出功率谱	符合 IESS-308 规范

载波抑制	>25dB (数据流为不编码的 1010 序列)
相位不平衡	$\leq 3^\circ$
工作温度	0 ~ 50°C

表 2-4-5 数字卫星解调器技术指标

调制方式	QPSK	
输入中频	950 ~ 1450 MHz	
频率合成器步级	2.5KHz/步级	
输入电平	(-50 ~ -80dBm/信道)	
信息速率	64Kb/s	
传输速率	128Kb/s	
FEC 译码方式	Viterbi 译码 ($R=1/2, K=7$)	
解扰	CCITT V.35	
差分译码	二相	
误码率	Eb/No	BER
	5.5	10^{-5}
	6.7	10^{-7}
频率捕获、跟踪范围	$\pm 50\text{kHz}$	
数据接口	RS232	
数据接口波特率	57600b/s	
工作温度	0 ~ 50°C	

第三章 卫星数据采集系统远端站 中频发射机的硬件设计

3.1 发射机概述

通常，在卫星通信系统中，地球发射站将视频、音频或者数据信息调制到高频载波并发射到指定的卫星信道上^[10]。发射机射频部分的任务就是完成基带信号对载波的调制，将其变为通带信号并搬移到所需的频段上且有足够的功率发射，其结构框图如图 3-1-1 所示^[11]。发射机发射的信号是处于某一信道内的高频大功率信号，应尽量减少它对其他相邻信道的干扰。发射机的主要指标是频谱、功率和效率。

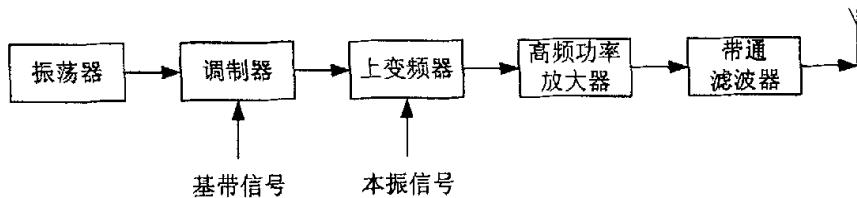


图 3-1-1 发射机的射频方框图

3.2 发射机可选择的方案以及应解决的关键问题

3.2.1 发射机可选择的方案

无论是固定还是移动卫星通信系统中，在技术的可行性和可靠性上，发射部分都占据了相当重要的地位^[12]。它完成的主要功能是调制、上变频、功率放大和滤波。发射机的方案比较简单，大致可以分为两种：一是将调制和上变频合二为一，在一个电路里完成，这称为直接变换法。二是将调制和上变频分开，先在较低的中频上进行调制，然后将已调信号上变频搬移到发射的载频上，这称为两步法。

图 3-2-1 和图 3-2-2 分别画出了直接变换的正交调制发射机方案和两步变换的正交调制发射机方案。

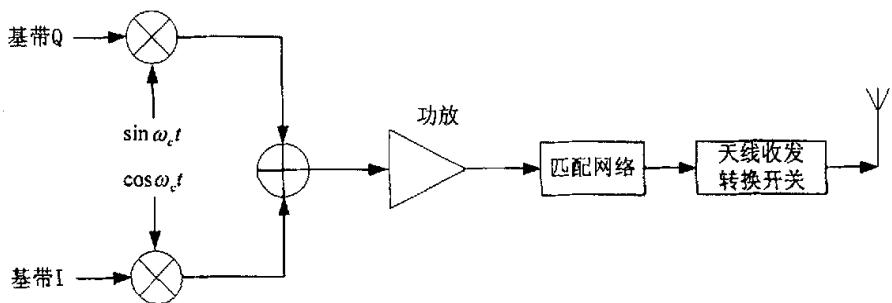


图 3-2-1 直接变换正交调制发射机

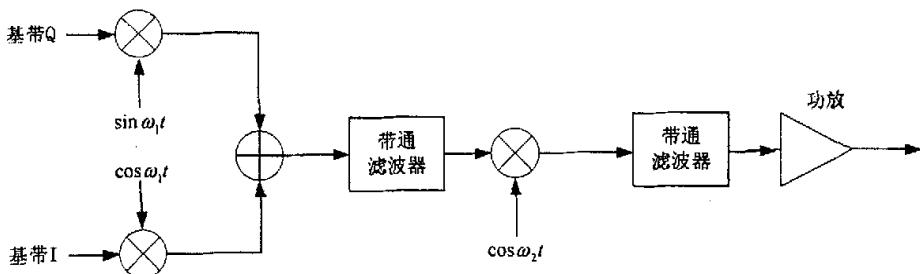


图 3-2-2 两步变换正交调制发射机

直接变换法虽然简单，但它有明显的缺点，由于发射信号是以载波频率为中心的通带信号，经功率放大或发射后的强信号会泄漏或发射回来影响本振，牵引载波频率。特别是在为了节省能源，需要频繁的接通断开功率放大器时，产生的干扰更大，载波频率不稳，则直接影响发射机的各项性能指标。改进的方法可以让载波频率和调制的载频（即发射的频率）不同，如图 3-2-3 所示，两个较低的载波频率 ω_1 和 ω_2 合成为 $\omega_1 + \omega_2$ ，以此新的频率作为载频，这样，由于发射的频率和载波频率相差很远，不易发生强信号对载波频率的牵引。

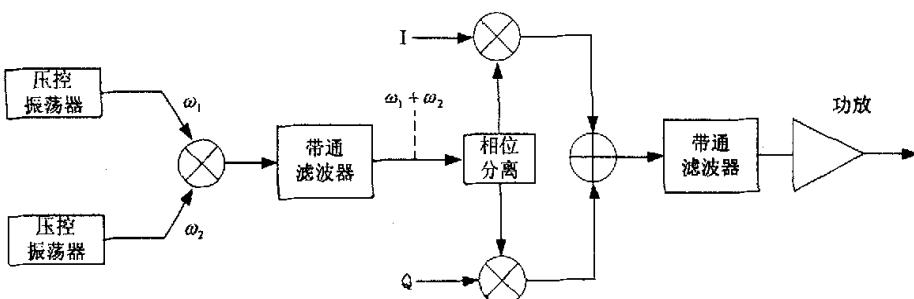


图 3-2-3 带有两个偏置本振的直接变换发射机

两次变换法明显地可以减弱直接变换法的缺点，而且由于调制是在较低的中频上进行，正交的两支路容易一致。其缺点是第二次上变频后必须采用滤波器滤除另一个不要的边带，为了达到发射机的性能指标，对这个滤波器的要求是比较高的。

3.2.2 发射机射频部分应解决的关键问题

在设计发射机的射频部分时应解决的关键问题是：

(1) 选择合适的调制方法。一般应选择抗干扰性能好、频带利用率高及功率有效性好的调制方式。PSK 信号的抗干扰能力比较强，所以常常被用于卫星通信链路中。

(2) 高效率的不失真的功率放大器。高效率的功率放大器往往是非线性的，当它放大变包络的已调信号时会产生失真，因此高效率和失真小在功率放大器中是一对矛盾。所以在卫星通信系统中，人们通常使用恒包络或者近似恒包络的调制信号来最小化由于高功放引入的非线性失真^[13]。

(3) 发射信号对相邻信道的干扰。

3.3 中频发射机的设计思想和系统框图

中频发射机是卫星数据采集系统远端站卫星调制解调器的核心组成部分之一，它的功能是完成将两路差分(I、Ī)基带信号(数据速率 9.6kbps)经过DBPSK 调制到 L 波段的中频信号输出，该中频输出信号要求覆盖的频率范围是 950M~1450MHz (2.5kHz/步级)、阻抗 50 Ω，电平 -36dBm~-5dBm (1dB/步级)，该输出信号的功率所覆盖的范围比较大是因为该系统所采用的 Ku 频段卫星通信链路中的雨衰较大，为了减小雨衰对通信的影响，当地面站所在区域降雨时，可在一定范围内增加发射功率，以补偿上行链路的雨衰。它主要由调制模块、中频放大、中频滤波、自动增益控制电路、数控衰减网络、固定增益放大和若干固定衰减网络和开关控制电路等部分组成。中频发射机的系统框图见图 3-3-1。

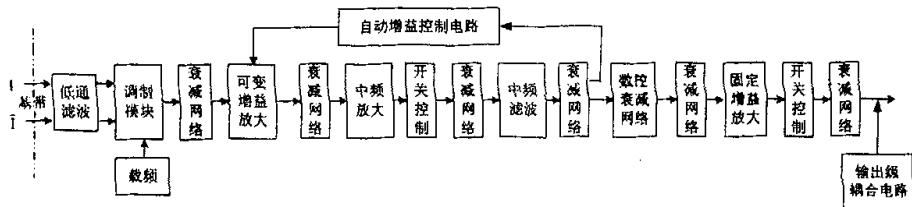


图 3-3-1 中频发射机的系统框图

1、调制及中频放大、滤波

整个远端站发射模块单元选择二次变频方案，第一次变频是将 I、 \bar{I} 两路基带信号调制到 L 频段上，第二次变频是将 L 频段的信号由 HPC（高功率上变频器）上变频至 Ku 波段输出。

图 3-3-1 中的调制模块完成第一次变频功能，调制方式为 DBPSK，可以提高信道效率，同时克服了“相位模糊”现象。该模块我们选用 AD 公司的 AD8346 芯片完成。I、 \bar{I} 两路基带信号的数据速率为 9.6kbps，幅度为 0.7Vp-p~1.7Vp-p，通常为 1Vp-p，经过扰码、卷积编码和差分编码之后形成 19.2kbps 的信息流，成形滤波器滚降系数取 0.4，考虑到保护带宽，每个信道的实际占用带宽为 30KHz。本振信号由频率综合器提供，该频综的输出频率为 950MHz~1450MHz、2.5KHz/步进，输出功率为 -10dBm、50Ω 阻抗，相位噪声：(-65dBc/Hz@100Hz、-70dBc/Hz@1KHz、-85dBc/Hz@10KHz)，杂散抑制： ≤ -50 dBc，输出频率稳定度为 $\pm 1 \times 10^{-7}/\text{日}$ ，输出电平稳定度为 ± 0.5 dB/8 小时（常温 25°C）。当输入的基带信号为 19.2kbps 的 01 序列时，正交调制模块输出的主瓣信号电平为 -10dBm ± 0.5 dB，频率漂移数值为： $\Delta f_{\text{pi}} = (950 \sim 1450) \times 10^6 \times 1 \times 10^{-7} = (95 \sim 145)$ Hz，载波抑制 > 25dB，载波开关隔离度 > 40dB，旁瓣抑制 > 30dB；当输入的基带信号为 PN10 随机码时，正交调制模块输出的频谱应满足 IESS-308 规范。见表 3-3-1。

表 3-3-1 IESS-308 规范

带宽 19.2kHz	-2dB~-4dB
带宽 23.04kHz	-9dB~-12dB
带宽 30kHz	<-30dB

中频放大采用 RFMD 公司的 RF2347 芯片完成，它是低噪声、宽带增益放大器，噪声系数为 1.4dB，典型增益值为 20dB，工作频段为 150MHz~2500MHz。

中频放大后进入带通滤波器进行滤波，该带通滤波器的中心频点是 1200MHz，1dB 带宽为 500MHz。

2、增益控制和开关控制电路

由于 Ku 频段降雨传输衰耗相当严重。通常，上行雨衰采用上行功率自动控制的方法进行补偿。我国绝大部分地区，功率控制范围设置为 10dB，估计全年雨衰中断通信的时间为 0.05%。该发射机的增益控制模块将完成对上行功率的自动控制。

增益控制模块由自动增益控制（AGC）电路和数控衰减器组成，如图 3-3-1 所示。AGC 电路检测到来自中频滤波器输出的调制信号，将它转变为电压信号控制可变增益放大器的增益。AGC 电路由功率检测器 AD8361 和运放 AD8031 组成，可变增益放大器选用 HP 公司的 IVA14208 芯片。当已调信号的电平变小时，功率检测电路的输出电压变小，而可变增益放大器的增益变大。反之，当已调信号的电平变大时，可变增益放大器的增益变小。AGC 电路的输出电压的控制范围为 0~5V。当 AGC 电压<3V 时，可变增益放大器的增益最大，为 24dB；当 AGC 电压=3.75V 时，可变增益放大器的增益为 15dB 左右；当 AGC 电压>4V 时，可变增益放大器的放大增益几乎为 0。本系统的 AGC 电压应在 3~4V 之间。

数控衰减器根据远端站解调器检测到的前向信号的 E_b/N_0 值自动控制发射信号的衰减量，我们选用 Hittite 微波公司的 HMC273 实现，它是单片 GaAs 5Bit 数字程控衰减器，工作范围 0.7~3.7GHz，衰减范围 -2~-33dB，1dB/步进。这足以满足 10dB 的功率控制范围的要求。

后一级的固定增益放大器选用 MINICIRCUIT 公司的 ERA-5 芯片，它在 1~2GHz 范围内约有 19dB 的增益。该级输出的信号为调制在 L 波段上、电平为 -5~-36dBm 的 DBPSK 中频信号。

为了节省载波功率，设计中还考虑使用了载波开关控制电路，它由 TI 公司的 HC125 和 RF 公司的 RF2436 芯片配合完成。控制信号 PD (Power Down) 由远端站数字卫星调制解调器监控单元产生。当 PD 为高电平“1”的时候整个中频发射级电路正常工作；而当 PD 为低电平“0”的时候载波关闭，整个发射级电路停止工作。

3、中频发射系统输出级耦合问题的解决方案

在中频发射系统中的固定增益放大器之后，为了给下一级的 HPC（高功率上变频器）提供电源和 10MHz 的参考频率（锁定后级 HPC 的 LO 信号）^[14]，我们需要在输出级将 RF 信号、直流电源和 10MHz 的参考频率耦合在一起，通过一根电缆馈给 HPC，并且要使得它们之间不会产生相互的串扰，为此我们提出了如图 3-3-2 所示的解决方案。

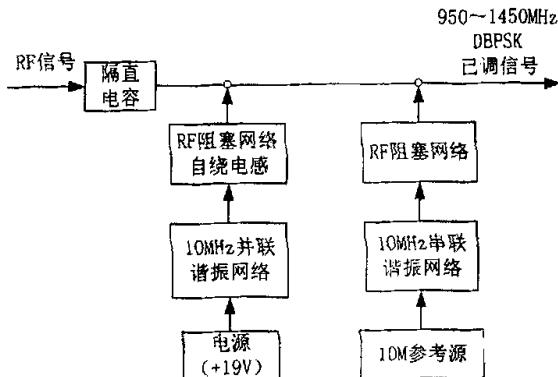


图 3-3-2 中频发射系统的输出级耦合方案

在 RF 信号之后加一个隔直电容是为了隔离+19V 电源；RF 阻塞网络是为了将高频 RF 信号与直流信号和 10M 参考源隔离开^[15]。因为考虑到+19V 电源通过的电流很大，所以在该方案中设计了一个自谐频率大于 1.5GHz 的自绕电感，它的作用是让大电流通过，且防止 L 波段信号短路。10MHz 的 LC 并联谐振回路是为了防止 10M 参考源短路；10MHz 的 LC 串联谐振回路是为了将 10M 参考源耦合到后一级输出，且又防止 RF 信号短路。经过实验调试证明：这样的方案可以很好的将三路信号耦合至下一级输出，且消除了相互之间的串扰。

3.4 中频发射机的链路计算

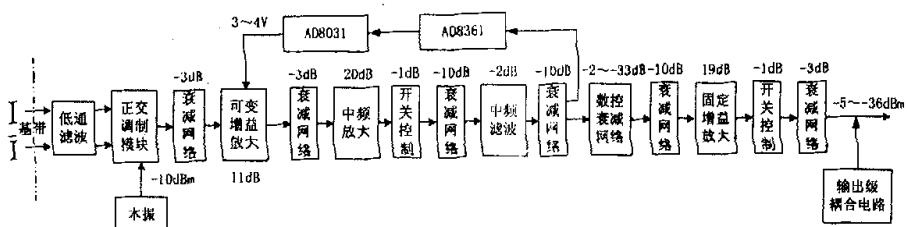


图 3-4-1 中频发射机的链路计算

图 3-4-1 是中频发射机的链路（功率）计算详细框图。各个模块的增益或损耗值都在图中详细注明。其中，调制模块输出的 DBPSK 已调信号的电平约 -10dBm，它主要由本振信号的电平值所决定，在该设计方案中，我们取本振口的输入电平为 -10dBm。这个已调信号经过一个 -3dB 的固定衰减网络得到 -13dBm 的信号，再输入到可变增益放大器中。该可变增益放大器的功率增益由 AGC 检测到的控制电压决定，设计值为 11dB，对应的 AGC 控制电压为 3~4V，输出功率在 1dB 压缩时的输入功率为 $P_{1dB} = -2dBm$ ，而在本设计中该电路的输入功率为 -13dBm，回退足够。且它具有差分输出，我们将其同相端作为主线输出。为了达到阻抗匹配和电平匹配，在可变增益放大器的输出端加上一个 -3dB 的衰减器，再输入到中频放大器进行放大，该中频放大器选用 RF 公司的 RF2347，它是一个宽带放大器，在 150MHz~2500MHz 范围内的固定放大增益为 20dB，后再接一个 -10dB 的衰减器用于阻抗匹配和电平匹配，后级接一个带宽为 950M~1450MHz 的带通滤波器，用来去除带外的干扰信号，滤波器插损为 2dB。考虑到输出端的电平控制范围比较大，所以由一个数控衰减器（HMC273）来控制，我们选用它的控制范围是 -2dB~-33dB (1dB/步级)。最后一级是一个固定增益放大器，我们选用 Minicircuits 公司的 ERA-5，它在 950MHz~1450MHz 范围的放大增益为 19dB。再次考虑阻抗匹配和电平匹配的因素，我们在 ERA-5 的前级加了一个 -10dB 的衰减器，在它的后级加了一个 -3dB 的衰减网络。最终，在中频发射系统的输出端输出一个调制在 950M~1450MHz 范围内、功率为 -36dBm~-5dBm 的中频信号。

3.5 中频发射机的技术难点和关键技术

中频发射机的技术难点和关键技术主要有以下几点：

1.、载波抑制与频带展宽的矛盾

理想的 DBPSK 已调信号（发送数据为 10 码时）应该是载波抑制的双边带信号，但是在实际应用中，由于调制器平衡度不够好就会产生载波泄漏的情况，这样在已调信号中就会携带着不包含信息的载波信号，浪费能量，因此提出了载波抑制这项指标，要求已调信号的载波抑制应 >25dB。同时为了防止已调信号对邻近信道的干扰，要求已调信号尽可能消除“频谱展宽”现象，但是在实

际应用中，由于乘法器的非线性效应，已调信号中除了基带信号外，仍然会存在着许多的谐波分量。实验中发现，当输入的基带信号幅度过大，使乘法器进入开关状态，三次及三次以上的谐波分量就会明显的上升。为了抑制旁瓣的幅度，要求输入的基带信号幅度不宜过大。然而，当输入基带信号的幅度过小时，载波抑制的性能指标又会明显的恶化。实验中发现，对于 AD8346 调制器，本振信号电平典型值取 -10dBm，当输入的基带信号幅度为 1Vp-p 时，载波抑制的指标可以达到约 28dB，然而基波以外的旁瓣分量就明显过大；当输入的基带信号幅度为 0.3Vp-p 时，基波以外的旁瓣分量明显变小，但是载波抑制指标又会明显恶化，只能达到 18dB。所以，为了解决载波抑制指标与频谱展宽要求这一对矛盾，兼顾两项指标的要求，我们在实验中选择了一个中间值，当输入基带信号的幅度为 0.6Vp-p 时，载波抑制可以达到 25dB，而旁瓣抑制性能也较好。满足了设计时的指标要求。

2、载波泄漏

如前所述，由于调制器平衡度不够好就会产生载波泄漏的情况，从而影响到载波抑制的指标。为此我们选用了双载频的调制方案，即用两个较低的载频，将它们之和作为载频，这样，由于发射的频率与载频频率相差很远，不易发生强信号对载频的牵引现象。考虑到中频发射机的发射频率为 950MHz~1450MHz，而抑制镜像滤波器的中心频率为 1200MHz，带宽为 500MHz，所以设计时可以选用一个低载频为固定的 700MHz，另外一个载频为 250MHz~750MHz，具体实现框图如图 3-5-1 所示。

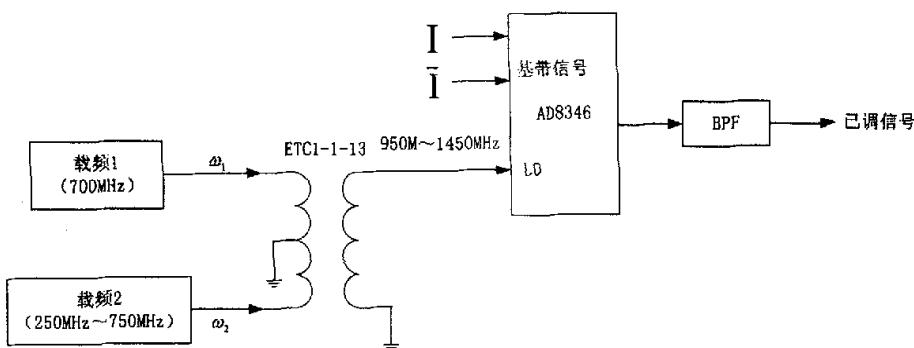


图 3-5-1 双载频调制方案

在该实验中，载频 1 选用北京 203 研究所研制的频率综合器，由 AD 公司的 ADF4252 软件通过串口控制频综口的输出频率，现设定载频 1 的输出频率为

700MHz。载频 2 选用 Agilent E4432B 信号源产生一个频率变化范围在 250MHz~750MHz 的载频信号，现设定输出频率为 300MHz。两个载频信号通过变压器 ETC1-1-13 耦合在输出端，实现叠加，如图 3-5-1 所示，再加入到 AD8346 调制器的 LO 口，与基带信号（10 码）在乘法器上相乘。调制输出将会产生以 ω_1 , ω_2 , $\omega_1 + \omega_2$, $\omega_1 - \omega_2$ 为载波的已调信号，用中频滤波器滤出和频已调波。在 Agilent E4407B 频谱分析仪上观察输出的已调信号的频谱，发现载波几乎被完全抑制，大大减小了载波泄漏的问题。该方案的关键技术在于两个载频频率的选择上，要求载频信号的频率不能落在 950MHz~1450MHz 的频段范围内，否则后端的带通滤波器就不能将其滤除而进入下一级高功放。同时，由于 AD8346 的本振口要求输入电平大约在-10dBm 左右，所以要求双载频耦合后的输出信号功率也能达到-10dBm。

3、功率控制

为了防止发射机的发射功率过大对邻近信道造成干扰，同时又为了防止 Ku 波段的雨衰过大而造成接收机不能正确解调，要求中频发射机的输出功率有一定的范围值，本系统设计方案中要求中频输出的电平控制在-5~-36dBm 之间。这部分功能主要由 Hittite 微波公司的 HMC273 数控衰减器芯片配合远端站基带监控单元的控制信号共同完成。具体实现方案如图 3-5-2 所示。

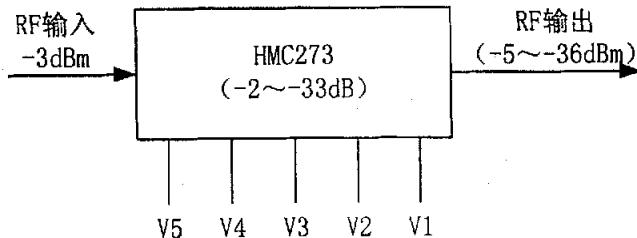


图 3-5-2 中频发射机功率控制方案

图 3-5-2 中，HMC273 芯片根据远端站解调器检测到的前向信号的 E_b/N_0 值通过 FPGA 自动控制中频发射信号的衰减量。当天气晴朗时，基带监控单元检测到的 E_b/N_0 值比较大，则中频发射机的发射功率适当减小；反之，当降雨时，Ku 波段的雨衰比较大，则中频发射机的发射功率适当增加。图中，V5、V4、V3、V2、V1 为五位控制位，当这五位控制位都为高电平“1”时，数控衰减器 HMC273 的衰减量为 0dB；当这五位控制位都为低电平“0”时，数控

衰减器 HMC273 的衰减量为 31dB。再加上衰减器本身的插入损耗为 2dB，这个数控衰减器的整个功率控制范围为 -2~ -33dB，根据系统要求输出的功率控制范围为 -5~ -36dBm，倒推回输入端，要求输入的 RF 信号电平值为 -3dBm。这个功率控制模块的工艺难点在于，由于数控衰减器内部是 GaAsFET 构成，对防止静电的要求比较高，一般实验室的接地特性都不是很好，焊接该芯片的时候容易对芯片造成损伤。

3.6 本章小结

本章第一节首先简要介绍了发射机的基本结构框图，并给出了发射机的主要技术指标。

在第二节中，提出了两种发射机可实现的方案：一种是直接变换法；另一种是两步变换法。文中还比较了直接变换法和两步变换法的优缺点。

文中分析了设计发射机的射频部分时应该解决的关键问题。

本章第三节（本章重点之一）详细介绍了卫星数据采集系统远端站中频发射机的设计思想和系统框图。本节首先介绍了中频发射机的功能，然后将整个中频发射机系统分为三个部分介绍：（1）调制及中频放大、滤波；（2）增益控制和开关控制电路；（3）中频发射系统输出级耦合问题的解决方案。由于该卫星数据采集系统所采用的 Ku 频段卫星通信链路中的雨衰较大，为了减小雨衰对通信的影响，要求对功率控制的范围较大。设计了一种独特的输出级电路耦合方案用于解决“鑫诺号”卫星数据采集系统远端站中频发射机要求为高功率上变频器（HPC）通过一根电缆提供：（1）HPC 的电源；（2）L 波段的已调信号；（3）HPC 中频综的参考频率，实践证明该方案是确实可行的。

第四节（本章重点之一）具体分析了该中频发射机的链路预算过程。根据中频发射机输出信号电平的指标要求，计算出了自动增益控制（AGC）电路的功率值，同时也给出了相应的 AGC 电压控制值。

本章第五节（本章的精华所在）详细分析了该中频发射机的技术难点和关键技术。这也是作者在实际实验调试过程中遇到的问题和经验总结。主要可以概括为以下三点：

1、载波抑制与频带展宽的矛盾

在本中频发射机中起调制功能的模拟乘法器工作在大信号开关状态。经过实验发现：当输入的基带信号的幅度逐渐增大时，旁瓣分量就会逐渐上升，使得频谱展宽，干扰邻近信道；但是当输入基带信号的幅度逐渐减小时，虽然旁瓣分量也相应减小，但是载波相对于基波分量的差值（载波抑制比）也逐渐减小。也就是载波抑制能力与频谱展宽指标形成了一对矛盾。因此，我们在调试的过程中，只能采取折中的方法，来满足载波抑制比与旁瓣抑制比的要求。

2、载波泄漏

载波泄漏现象是指：由于发射机的屏蔽性能不好，使得载波信号泄漏在空间浪费载波功率，主要表现在载波抑制比会变坏。本文中提出了一种新颖的双载频调制方案，经过实验证明：该方案能够很好地解决载波泄漏现象，大大改善了输出信号的载波抑制比。

3、功率控制

功率控制对于发射机来说是一项非常重要的技术指标，发射功率过大大会对邻近信道产生干扰；而发射功率过小会造成接收机的信噪比降低，导致误码率上升。“鑫诺号”卫星数据采集系统采用 Ku 波段的卫星链路，由于 Ku 频段的雨衰比较大，所以要求发射机的发射功率在设计时能有一个较大的控制范围，在本系统中，我们的设计值为 31dB (1dB/步进)。这部分功率控制的功能，主要要在中频发射机单元完成。其中，最核心的控制部分就是文中所说的数控衰减器 HMC273，它根据远端站解调器检测到的前向信号的 E_b/N_0 值通过 FPGA 自动控制中频发射信号的衰减值。然而要完全实现 31dB 的功率控制范围也并非易事，它的主要技术难点在于实现的工艺上，所以对于实现的工艺要求比较高。

最终，我们与上海交通大学贝尔实验室和上海航天卫星应用有限公司进行了中频发射单元与基带模块单元的联合上星（“鑫诺号”通信卫星）调试，结果证明主站能够正确接收到远端站发射的信息，其误码率达到了 10^{-7} 。该结果也说明了本中频发射机的设计方案是确实可行的。

第四章 卫星数据采集系统远端站 中频接收机的硬件设计

4.1 接收机概述

接收机的主要工作就是在存在噪声和干扰的环境下，并且保证一定误码率的情况下，从接收到的信号提取出有用信息。它的主要技术指标可以归纳为：灵敏度、噪声系数、线性度、增益、动态范围等。此外，接收机的设计还要考虑到：低功耗、高集成度、高数据速率等^[16-19]。

接收机的射频部分与发射机相反，见图 4-1-1 所示，它要从众多的电波中选出有用的信号，并放大到解调器所要求的电平值后再由解调器解调，将频带信号变为基带信号。

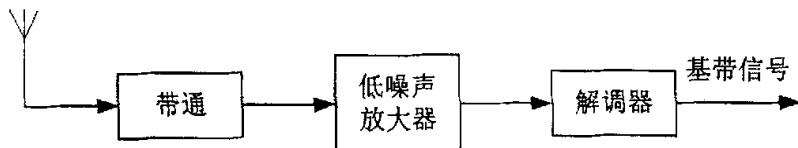


图 4-1-1 接收机的射频框图

4.2 接收机可选择的方案以及应解决的关键问题

4.2.1 超外差式接收机

1. 基本结构方案

超外差式接收机射频部分的结构方框如图 4-2-1 所示，其关键部件是下变频器。下变频器（图中用乘法器表示）将信号频率 ω_{RF} 和本振频率 ω_{LO} 混频（或称变频）后降为频率固定的中频信号 $\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_{LO}$ （本振频率比射频高时，则中频为 $\omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_{RF}$ ）。

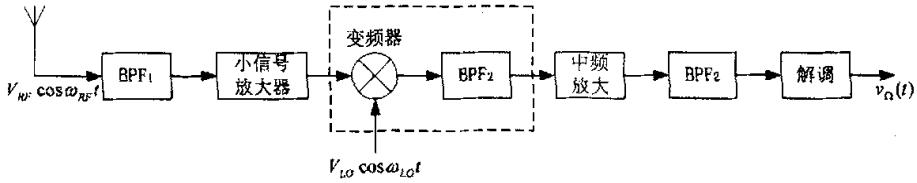


图 4-2-1 超外差式接收机射频部分的结构方框图

采用此方案主要基于以下三方面的考虑。首先，中频频率比信号载频低很多，在中频段实现对有用信道的选择要比在载频段选择对滤波器 Q 值的要求低得多。图 4-2-1 的两个带通滤波器，BPF₁ 的中心频率很高，因此带宽较大，它是选择频带用的。而 BPF₂ 的中心频率较低，它是选择信道用的，即选择信道是靠中频滤波器。

超外差式方案考虑的第二个出发点是，接收机从天线上接收到的信号电平一般为 -120dBm ~ -100dBm。如此微弱的信号要放大到解调器可以解调或 A/D 变换器可以工作的电平，一般需要放大 100~200dB。为了放大器的稳定和避免振荡，在一个频带内的放大器，其增益一般不超过 50~60dB。采用超外差式接收机方案后，将接收机的总增益分散到了高频、中频和基带三个频段上。而且载频降为中频后，在较低的固定中频上做窄带的高增益的放大器要比在载波频段上做高增益的放大器容易和稳定得多。

其三，在较低的固定中频上解调或 A/D 变换也相对容易。

在超外差式接收机中，下变频器前面的高频放大器必须是低噪声放大器（LNA），因为变频器的噪声系数一般都较大，而前端的带通滤波器 BPF₁ 是无源滤波器，有一定的损耗，按多级线性系统级联的噪声系数的公式得知，若无此低噪声放大器，则整个系统的噪声系数将很大，所以它是非常关键的一级，是接收机的主要组成部分之一^[20]。而且在变频器前引入具有一定增益的低噪声放大器可以减弱变频器和后面中频放大器的噪声对整机的影响，从而对提高灵敏度有利。但 LNA 的增益不宜太高，因为变频器是非线性器件，进入它的信号太大，会产生众多非线性失真。LNA 的增益一般不超过 15dB。带通滤波器 BPF₁ 可以放在 LNA 前或 LNA 后，放在后面对降低系统噪声系数有利，放在前面可以对进入 LNA 的信号进行预选，滤除了很多的带外信号，也就减少了由于 LNA

的非线性引入的各种交调失真干扰。

超外差式接收机的最大缺点是组合干扰频率点多。这是因为变频器往往并不是一个理想乘法器，而是一个能完成相乘功能的非线性器件，它将进入的有用信号 ω_{RF} 和本振信号 ω_{LO} ，以及混入的干扰信号（如频率为 ω_1 与 ω_2 的干扰信号）通过变频器非线性特性中的某一高次方项组合产生组合频率，如 $|p\omega_{LO} \pm q\omega_{RF}|$ 或 $|p\omega_{LO} \pm (m\omega_1 \pm n\omega_2)|$ ，若它们落在中频频带内，就会形成对有用信号的干扰。通常把这些组合频率引起的干扰称为寄生通道干扰。

例如对于 $|\omega_{LO} - q\omega_{RF}| = \omega_{IF} + \Delta F$ (ΔF 小于中频带宽)时，这个寄生的中频会与信号的有用中频 $|\omega_{LO} - \omega_{RF}| = \omega_{IF}$ 在后面的检波器中产生差拍信号而出现频率为 ΔF 的嘶叫声。又如当 $|\omega_{LO} - (2\omega_1 - \omega_2)| \approx \omega_{IF}$ 时，又形成了三阶互调干扰，如

图 4-2-2 所示。

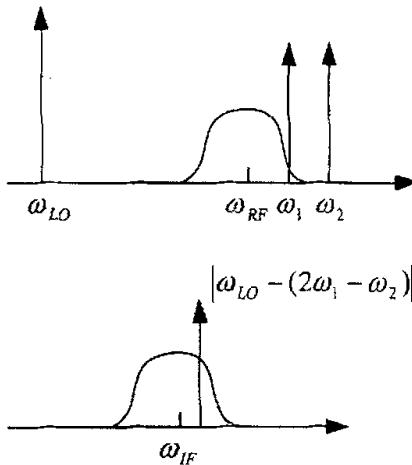


图 4-2-2 组合频率引起的寄生通道干扰

在寄生通道干扰中，一种称为“镜像干扰”的现象最为严重。一个与有用信号相对位于本振信号 ω_{LO} 的另一侧且与本振频率之差也为中频 ω_{IF} 的信号，即 $\omega_{im} = \omega_{LO} + \omega_{IF}$ ，称为镜像频率信号。如果它没有被变频器的前端电路滤除而进入了变频器，即使变频器是一个理想乘法器，镜频信号与本振混频后也为中频，见图 4-2-3 所示。由于中频滤波器无法将其滤除，它与有用信号混合降低

了中频输出的信噪比，形成了对有用信号的干扰。

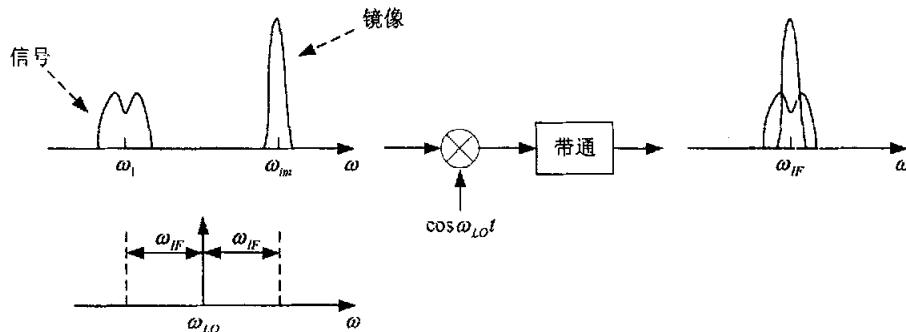


图 4-2-3 “镜像干扰”的产生

要消除镜频干扰的惟一办法是不让它进入混频器，这要靠变频器前面的滤波器 BPF_1 滤除。 BPF_1 能否有效滤除镜像频率，关键看 BPF_1 的 Q 值。设信号频率是 900MHz，中频是 10.7MHz，则镜像频率是 921.4MHz。若 BPF_1 用单调谐 LC 回路，中心频率调谐在 900MHz，要求回路对镜像频率衰减 60dB，则可估算出回路 Q 值是

$$60(dB) \approx 20 \log \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{2(f_{im} - f_{RF})}{f_{RF}} \right)^2} \quad (4.2.1)$$

$$Q \geq 2.1 \times 10^4$$

这么高的 Q 值用 LC 回路是很难做到的。不过在很多场合， BPF_1 不是用 LC 调谐回路，而是用其他类型如 SAW 等的无源滤波器，这些滤波器的引入必然增加信号的损耗。一般 LNA 的增益约选 15dB，那么滤波器 BPF_1 的损耗不应超过几分贝。

在有限的 Q 值范围内要有效的衰减镜像频率，就必须增大中频频率。所以外差式接收机的一个重要问题是选择中频频率。

2. 中频选择

由上面的讨论可知，高的中频使镜像频率远离有用信号，利于抑制镜像频率干扰，利于提高输出中频的信噪比。也就利于提高接收机的灵敏度。但是高中频使具有相同 Q 值的中频滤波器的带宽变大，必然降低了它对相邻信道的抑制能力。而由前面讨论知道，接收机选择有用信道抑制邻道干扰主要是靠中频滤波器 BPF_2 ，因此高的中频降低了接收机的选择性。所以中频的选择考虑的是

“灵敏度”和“选择性”这一对矛盾的折中。

中频值的选择主要根据接收机对主要干扰的抑制要求和滤波器的可实现性。

(1) 根据抑制镜像通道的要求

设接收机要求镜像抑制比为 60dB，即 1000 倍。若高频放大通道的滤波器指标已定带宽为 BW_{3dB} ，该滤波器的幅频特性衰减值为 60dB 时的带宽是 BW_{60dB} ，对应的矩形系数是 $K_{60dB} = \frac{BW_{60dB}}{BW_{3dB}}$ ，如图 4-2-4 所示。此时满足这些指标要求的中频值范围是

$$f_{IF} \geq \frac{1}{4} \times BW_{3dB} K_{60dB} \quad (4.2.2)$$

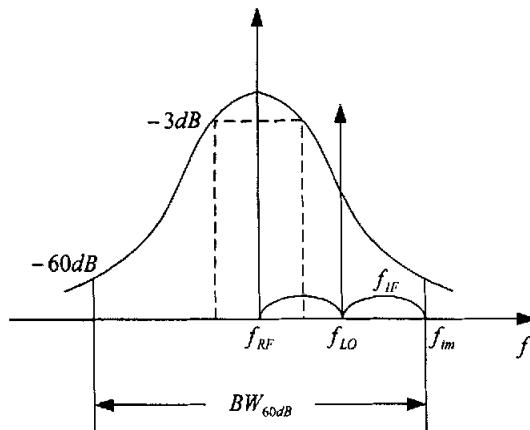


图 4-2-4 根据抑制镜像通道的要求选中频

(2) 根据对中频干扰的抑制要求

外差式接收机的另一个很重要的干扰是中频干扰。当频率等于中频的干扰信号进入混频器的射频输入口，混频器对此中频信号而言，相当于一个放大器，中频不必混频而是直通输出，后面是无法将其滤除的。因此抗拒中频干扰的任务也要靠高频放大通道的滤波器。

设接收机要求中频抗拒比是 80dB，同上所述，设高频滤波器对此抑制能力的矩形系数是 K_{80dB} ，如图 4-2-5 所示，则满足要求的中频范围有

$$f_{RF} - f_{IF} \geq \frac{1}{2} BW_{3dB} K_{80dB} \quad (4.2.3)$$

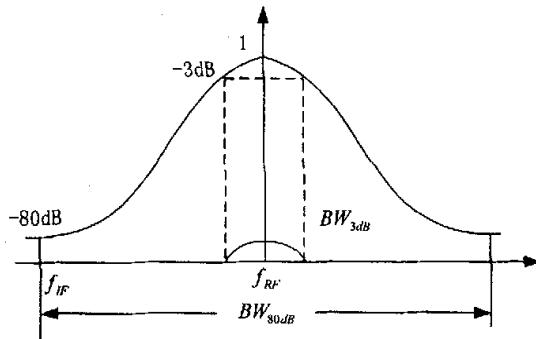


图 4-2-5 根据对中频干扰的抑制要求选中频

(3) 根据中频滤波器的可实现性

当中频频率和中频带宽（根据系统的信道要求）确定后，就可以确定中频滤波器的 $Q = \frac{f_{IF}}{BW_{3dB}}$ 值。根据滤波器的 Q 值的可实现性范围，检验此中频值的合理性。中频滤波器是高 Q 窄带滤波器，应尽量选用体积小，精心设计制作的成品，如声表面波滤波器，陶瓷滤波器等。这些滤波器都有一些常用的规定值，如 10.7MHz、70MHz 等。

(4) 根据抑制寄生通道干扰要求

根据当地可能有的干扰频率来计算混频器的组合频率值，并选择合适的中频，尽量减少寄生通道干扰。当然这个工作量是很大的，必须依靠计算机完成。要指出的是：由于寄生通道是由非线性器件的高次方项产生的，它的幅度取决于展开式中的系数 α_N ，N 越大，则幅度越小。中频值的大小还决定了中频放大器制作的难易程度，频率很高的放大器做成高增益后不易稳定。

3. 二次变频方案

为了解决中频选择中碰到的“灵敏度”和“选择性”的矛盾，可以采用二次混频方案，如图 4-2-6 所示。二次混频方案虽然增加了接收机的复杂度，但是可以大大降低对第一级滤波器的要求^[21]。

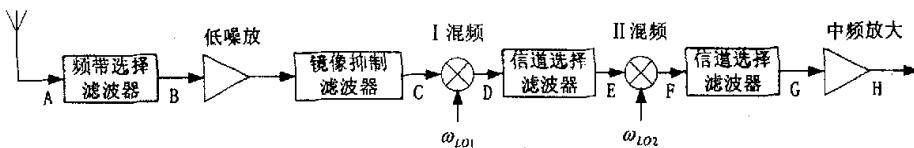


图 4-2-6 二次变频方案及其各点的频谱

I 中频采用高中频值，以提高镜像频率抗拒比（接收机抑制镜像频率干扰的能力）。图中的第一第二个带通滤波器主要完成频带选择和滤除镜像频率。

II 中频采用低中频值。II 中频滤波器完成提取有用信道抑制邻道干扰的任务。图中的放大器，第一个是高频前端低噪声放大器，后面是相应的中频放大器，。采用二次变频方案，将接收机的总增益分配在三个频段中，比较稳定，一般 II 中频放大器的增益最高，同时也要保证该中频放大器有良好的线性度^[22]。放大器、变频器和滤波器之间应很好的阻抗匹配，才能保证有效地发挥滤波器的滤波性能。

4.2.2 直接下变频方案

让本振频率等于载频，即取中频为 $\omega_{IF} = 0$ ，就不存在镜像频率，也就不会有镜像频率干扰。把载频直接下变频（direct-conversion）为基带的方案也称为零中频方案（zero-IF）。

图 4-2-8 为数字通信的直接下变频方案的原理方框图^[23]。由于零中频信号就是基带信号，而在数字通信里基带信号往往都是分成同相和正交的两路，所以图 4-2-8 中通过两个正交的本振信号，下变频直接变为 I/Q 两路正交基带信号。

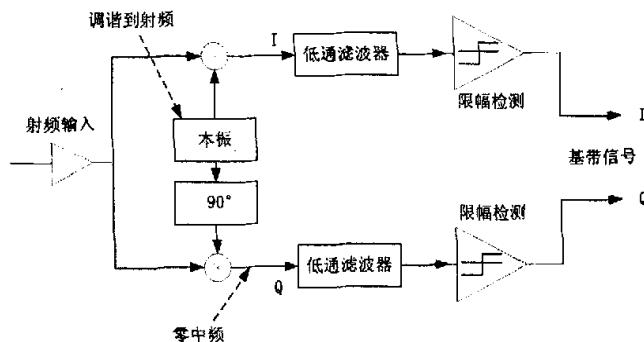


图 4-2-8 直接下变频方案的原理方框图

除了没有镜像频率干扰外，直接下变频方案还有以下优点：接收机的射频部分只包含了高频低噪声放大器和混频器，增益不高，易于满足线性动态范围的要求，且由于没有抑制镜频滤波器，也就不必考虑放大器和它的匹配问题；由于下变频后是基带信号，因此不必采用专用的中频滤波器来选择信道，而只须用低通滤波器来选择有用信道，并用基带放大器放大即可，而这些电路都是

很容易集成的。

与外差式接收机相比，零中频方案存在一些如下所述很难解决的问题。

1. 本振泄漏

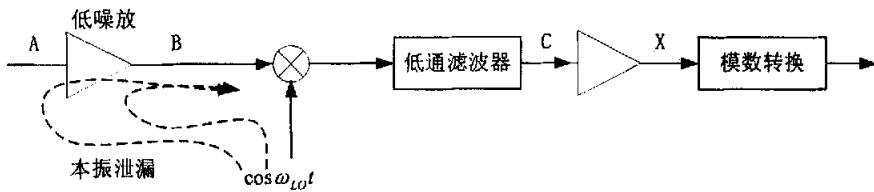
零中频方案中一个很重要的问题就是本振泄漏问题^[24]。零中频方案的本振频率与信号频率相同，如果变频器的本振口与射频口之间的隔离度性能不够好，本振信号就很容易从变频器的射频口输出，再通过高频放大器泄漏到天线，辐射到空间，形成对邻道的干扰。这在外差式接收机中就不容易发生，因为外差式接收机的本振频率和信号频率相差很大，一般本振频率都落在前级滤波器的频带外。

2. LNA 偶次谐波失真干扰

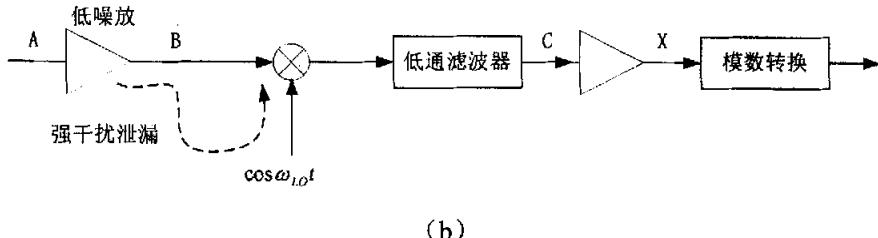
两个频率相近的干扰信号进入 LNA，由于 LNA 伏安特性非线性的偶次项引起的差频，在直接变频方案中就可能会因为混频器的不理想（RF 口与 IF 口隔离不好）而直通进入基带信号，造成干扰。

3. 直流偏差

直流偏差是零中频方案特有的一种干扰，它会影响到接收机动态范围的性能^[25]，是由自混频引起的。如上所述，如果由本振泄漏的本振信号又从天线回到高频放大器，进入下变频器的射频口，它和本振口进入的本振信号经混频，差拍为零频率，即为直流。同样，进入高频放大器的强干扰信号也会由于变频器的各口隔离性能不好而漏入本振口，反过来它又和射频口来的强干扰经混频，差拍为直流，见图 4-2-9。这些直流偏差在超外差式接收机中是不可能干扰有用信号的，因为那时中频不等于零。而在零中频方案中，将 RF 信号转变为中频为零的基带信号，这些直流偏差就叠加在基带信号上，而且这些直流偏差往往比射频前端的噪声还要大，一方面使信噪比变差，而且这些大的直流偏差还可能使混频器后的各级放大器饱和，无法放大有用信号。



(a)



(b)

图 4-2-9 本振信号自混频和强干扰信号自混频

这些零偏差干扰可以通过后面的数字信号处理的方法减弱，但这是相当复杂的。特别是当泄漏到天线的本振信号，经天线发射出去又从运动的物体发射回来被天线接收，通过高频放大器进入变频器经混频后，构成的直流偏差可能还是时变的，要消除这些干扰就更困难。

也可以将下变频后的基带信号用电容器隔直流的方法耦合到基带放大器，以此消除直流偏差的干扰，但此法对于在直流附近集中了比较大的能量的基带信号是不适合的，这种方法会增加误码率。因此减弱直流偏差干扰的有效方法是将欲发射的基带信号经过适当的编码并选择合适的调制方式，使接收并经下变频后的基带信号在直流附近的能量尽量减少，这时就可以用交流耦合的方法来消除直流偏差而不损失信号能量。但缺点是要用到大电容，增加了体积。

4. 噪声

有源器件内存在的 $\frac{1}{f}$ 噪声随着频率的降低而增加，都集中在低频段。尤其是场效应管的 $\frac{1}{f}$ 噪声比较大，它对搬移到零中频的基带信号产生干扰，降低信噪比。一般直接变频接收机的主要增益放在基带级前端射频部分的增益约为 20 倍，有用信号经下变频后的幅度不会大， $\frac{1}{f}$ 噪声的影响就更严重。因此采用零中频方案时，一般下变频器都设计成有一定的增益。

零中频方案还有诸如两支路的匹配问题，低通滤波器的设计问题等都是需要考虑的。当数字通信采用零中频方案时，两条正交支路如果不一致，例如变频器的增益不同，两本振信号不是严格的相差 90° 都会引起基带 I/Q 信号变化。零中频方案可以用集成的有源低通滤波器代替外差式接收机的外接无源中频滤

波器来进行信道选择，从电路集成的角度讲这是一个优点，但是有源滤波器会增加噪声，设计时应兼顾功耗、噪声及线性动态范围的综合要求。

4.2.3 镜频抑制接收方案

前面介绍的外差式接收机是靠外接镜频抑制滤波器来滤除镜像频率干扰，而镜频抑制接收方案 (image-reject receivers) 是采用改变电路结构来抑制超外差式接收机中的镜像频率干扰。考虑到镜像频率 ω_{im} 和信号频率 ω_{RF} 分别位于本振频率 ω_{LO} 的两边，采用某些处理会对它们产生不同的影响。基本方案如图 4-2-10 所示，也称为 Hartley 结构^[26]。在此方案中，用相互正交的两个本振信号去与来自 LNA 的射频信号混频，再将其中一路相移 90°，然后叠加，就可以得到抑制镜像频率的中频信号。

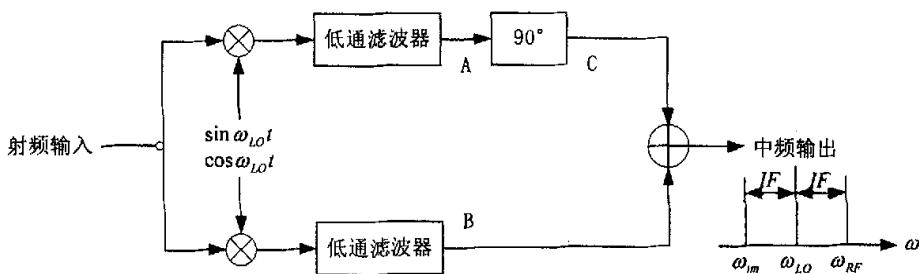


图 4-2-10 Hartley 结构镜频抑制接收

首先考虑相移 90° 的作用。从时域看，对于周期为 T 的正弦信号，相移 90 度就是意味着延时 $\frac{T}{4}$ ，如图 4-2-11 (a) 所示。可以看出，对于正频率信号 $\sin \omega t$ 延时 $\frac{T}{4}$ 变成 $-\cos \omega t$ ， $\cos \omega t$ 延时 $\frac{T}{4}$ 变成 $\sin \omega t$ 。用指数函数表示时，由于

$$\sin \omega t = \frac{1}{2j} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) \quad (4.2.4)$$

$$-\cos \omega t = -\frac{1}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (4.2.5)$$

相移 90° 的过程可以理解为如图 4-2-11 (b) 所示的操作，即相移后信号的频谱是相移前的信号频谱乘以函数

$$G(\omega) = -j \operatorname{sgn}(\omega) \quad (4.2.6)$$

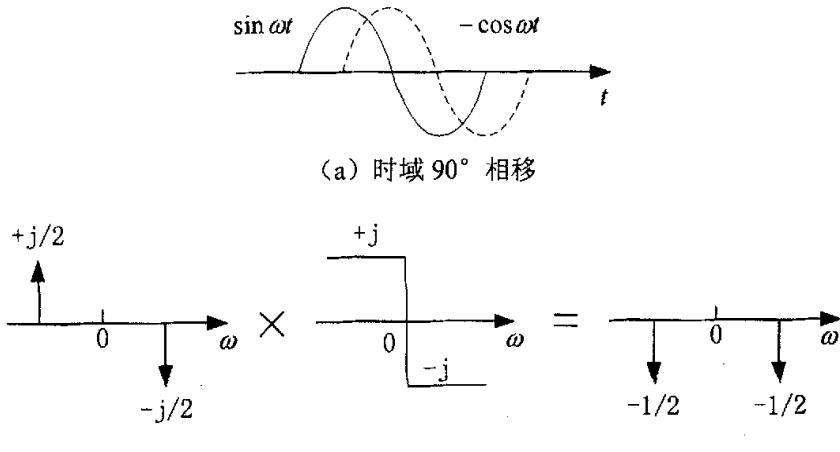


图 4-2-11

的结果。从图 4-2-11 (b) 中可以看出, 对于实数信号, 相移的过程对于正频率和负频率产生不同的相位变化。

在图 4-2-10 所示的抑制镜像频率的外差式接收机方案中。设射频输入信号为 $v_{RF}(t) = V_{RF} \cos \omega_{RF} t$, 镜像干扰信号为 $v_{im}(t) = V_{im} \cos \omega_{im} t$ 。这些输入信号与两个正交的本振信号 $\cos \omega_{LO} t$ 与 $\sin \omega_{LO} t$ 相乘 (即混频) 并通过低通滤波器后, 滤除了和频分量, 则图 4-2-10 中 $v_A(t)$ 和 $v_B(t)$

$$v_A(t) = \frac{V_{RF}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{V_{im}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (4.2.7)$$

$$v_B(t) = \frac{V_{RF}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{V_{im}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (4.2.8)$$

其中 $(\omega_{LO} - \omega_{RF}) < 0$ 和 $(\omega_{LO} - \omega_{im}) > 0$, 因此 $v_A(t)$ 移相 90° 后变为

$$v_C(t) = \frac{V_{RF}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF})t - \frac{V_{im}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (4.2.9)$$

将 $v_C(t)$ 和 $v_B(t)$ 相加后的输出为

$$v_{IF}(t) = v_C(t) + v_B(t) = V_{RF} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF}) \quad (4.2.10)$$

可以看出, 镜像抑制混频的原理在于有用射频信号和镜像干扰信号位于本振信号的两边, 它们和本振信号混频后取出的差拍信号频率, 一个为正, 一个为负。

而 90° 移相对频率为 $(\omega_{LO} - \omega_{RF}) < 0$ 和 $(\omega_{LO} - \omega_{im}) > 0$ 的信号有不同的作用结果，叠加后即可抑制镜像干扰。

这个方案要真正做到抑制镜频干扰的关键有两点。一是两条支路必须完全一致，其中包括本振信号的幅度、混频器的增益、低通滤波器的特性都必须一致。二是正交要精确，即两路的本振信号要精确地相差 90° ，否则镜像频率不可能完全抑制。

镜频抑制混频器还可以采用图 4-2-12 所示的方案，称为 Weaver 结构。在这个方案中，用第二个正交混频器代替 90° 移相器。由于第二次混频的中频不是零，也就可能存在镜频干扰的问题。为了消除第二混频的镜频干扰，I 混频后的低通滤波器应改用带通滤波器，也可以选用 $\omega_1 + \omega_2 = \omega_{RF}$ ，类似于零中频的方案，或者采用其他措施。

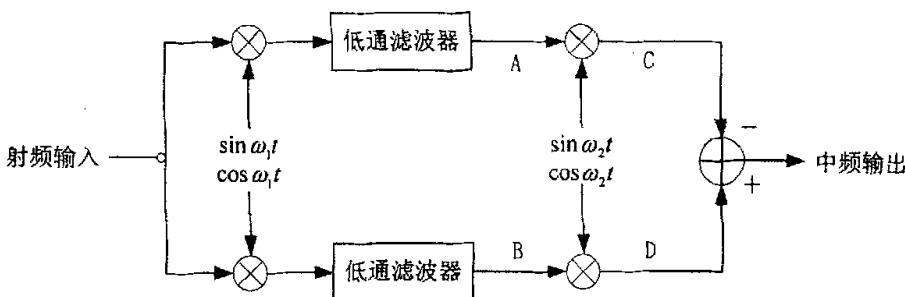


图 4-2-12 Weaver 结构镜频抑制混频器

4.2.4 数字中频方案

在二次混频方案中，可以将第二次混频和滤波数字化。如图 4-2-13 所示，第一次混频后的信号经放大直接进行 A/D 变换，然后采用两个正交的数字正弦信号做本振，采用数字相乘和滤波后得到基带信号。

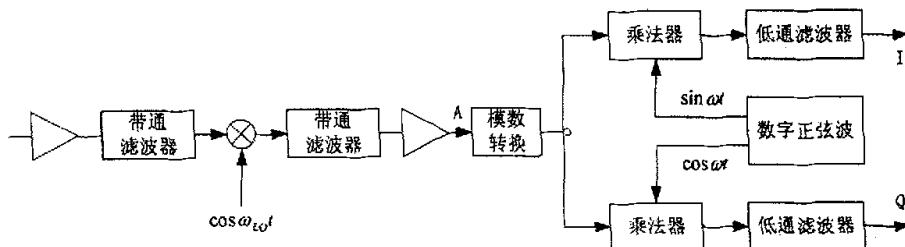


图 4-2-13 数字中频方案

采用数字混频的优点是，数字处理方法可以避免 I/Q 两路的不一致。数字中频方案的难点在于对 A/D 变换器的要求较高，主要体现在以下几个方面：

- (1) 由于 I 中频相对比较高，因此要求 A/D 变换器的速度也很高。
- (2) I 中频的信号虽然经过了放大，但幅度仍较小，这就要求 A/D 变换器有较高的分辨率和较小的噪声。
- (3) 如果 I 中频的滤波器不能很好的滤除镜频干扰和其他频率的干扰信号，为了防止由互调失真等原因引起的对有用信号的影响，要求 A/D 变换器的线性度很高。
- (4) 要求 A/D 变换器有较大的动态范围，这是因为接收的有用信号电平可能会因为传输路径的衰落和多径效应而变化。
- (5) A/D 变换器的带宽应和 I 中频信号一样。

4.2.5 接收机射频部分应解决的关键问题

在设计接收机的射频部分时应解决的关键问题是：

- (1) 选择合适的解调方法。
- (2) 接收机应从众多电波中选出有用信号而抑制干扰。
- (3) 接收机的灵敏度线性动态范围。灵敏度的定义是接收机接收微弱信号的能力它取决于接收机前端的噪声底数。由于所接收的信号强弱的变化和可能伴随强干扰信号，导致恶化输出信噪比，因此要求有较大的线性动态范围。

4.3 中频接收机的设计思想和系统框图

中频接收机也是远端站卫星调制解调器的核心组成部分之一，它的功能是实现 950~1450MHz (2.5kHz/步级) 范围内 QPSK 信号（数据速率 64kbps、编码后速率为 128kbps，每信道电平为 -50dBm~-80dBm）的放大、下变频。考虑到整个远端站接收单元的性能指标，在设计该中频接收机的过程中，我们一共提出过三种设计方案，并且都设计制作了实际的电路，最终得出了圆满的结论。下面就这三种方案给出详细的分析与比较。

4.3.1 中频接收机的第一版设计方案

最初，在我们与上海航天卫星应用有限公司和上海交通大学贝尔实验室合作开发的卫星数据采集系统远端站收发模块单元的过程中，中频接收机的技术指标由上海航天卫星应用有限公司给出，具体要求如下：中频接收单元的输入信号为调制在 950MHz~1450MHz (2.5kHz/步级) 范围内的数据速率为 64Kbps 的 QPSK 已调信号，每个信道的电平为 -50~-80dBm，接口为 F 型接头 (75Ω)。要求输出载频为 128KHz、数据速率为 64Kbps、电平为 $2.46V_{p-p}$ 的 I、Q 两路差分 QPSK 信号。然后送入后级基带处理单元进行解调。该中频接收机我们设计为超外差式结构。整个中频接收机主要由低噪声放大器、带通滤波器、可变增益放大器、宽带混频器、低功耗二级混频器、中频放大、匹配网络、自动增益控制、检波电路等部分组成。具体实现方案如图 4-3-1 所示。

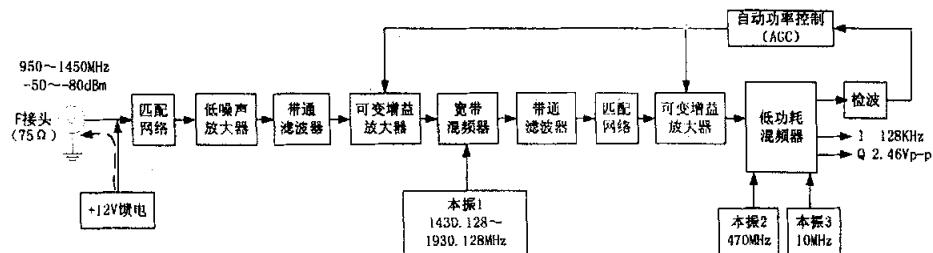


图 4-3-1 中频接收机第一版设计方案

1、第二变频、滤波和放大

图 4-3-1 中，中频接收机输入端接收到的信号是从远端站天线下来，经过低噪声下变频器 (LNB) 之后的频率范围在 950MHz~1450MHz (所以第一次变频在 LNB 中实现)，电平范围在 -50~-80dBm 的 QPSK 已调信号 (数据速率为 64Kbps)。接口采用 F 型接头，阻抗 75Ω ，该级输入口接一偏置 T，为 LNB 供电。由于后级宽带低噪声放大器的输入阻抗是 50Ω ，为了保证最佳的功率传输和消除由反射引起的性能变坏，所以在输入端加入了一个阻抗匹配网络。该匹配网络的设计如下：

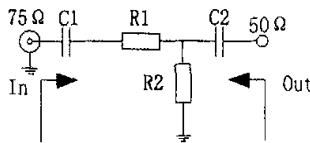


图 4-3-2 中频接收系统输入级的阻抗匹配网络

阻抗匹配网络有多种类型，可以是 T 型网络也可以是Π型网络。为了方便起见，我们采用 T 型网络（如图 4-3-2 所示）。设电阻 R_1 的阻值为 X ，电阻 R_2 的阻值为 Y ，从输入端看进去的等效阻抗为 R_{in} ，从输出端看进去的等效阻抗为 R_{out} 。当 $R_{in}=75\Omega$ 并且 $R_{out}=50\Omega$ 时，这个网络达到阻抗匹配。列出下列方程组可以求出电阻 R_1 、 R_2 的阻值：

$$X + \frac{50 * Y}{Y + 50} = 75 \quad (4.3.1)$$

$$\frac{Y * (X + 75)}{Y + (X + 75)} = 50 \quad (4.3.2)$$

解方程组得： $X=43.3$, $Y=86.6$ 。所以 $R_1=43.3\Omega$, $R_2=86.6\Omega$ 。

后级低噪声放大器将接收到的微弱信号进行一级放大，该低噪放选用 Agilent 公司的 INA 03170 芯片完成。它可为 DC~2.5G 范围内信号提供 26dB 的增益，而噪声系数只有 1dB。

为了抑制带外的镜像频率干扰，在低噪放后面接着一个带通滤波器，这个带通滤波器采用七阶 LC 结构，它的中心频率为 1200MHz, 1dB 带宽为 500MHz，输入输出阻抗均为 50 Ω。

第一级混频电路由 AD 公司的 AD8343 完成，该芯片是高性能的宽带有源混频器，工作范围从 DC~2500MHz，它采用双平衡的差分输入，可以提高各端口的隔离性能，还可以抵消偶次失真项^[27]。本振源采用北京 203 所提供的频率综合器，由 ADF4252 软件控制输出频率，本设计中第一本振的频率设置值的范围为 1430.128MHz~1930.128MHz (2.5kHz/步级)，电平为 -10dBm 与输入的 RF 信号混频，取差频得到 480.128MHz 的中频信号，由后接 480.128MHz 的 SAW 滤波器滤除带外干扰信号。

2、第三变频及中放、滤波

图 4-3-1 中，整个低功耗混频器完成混频、滤波、中放、正交解调和检波的功能。我们选用 AD 公司的 AD607 芯片来实现。具体的功能框图见图 4-3-3。

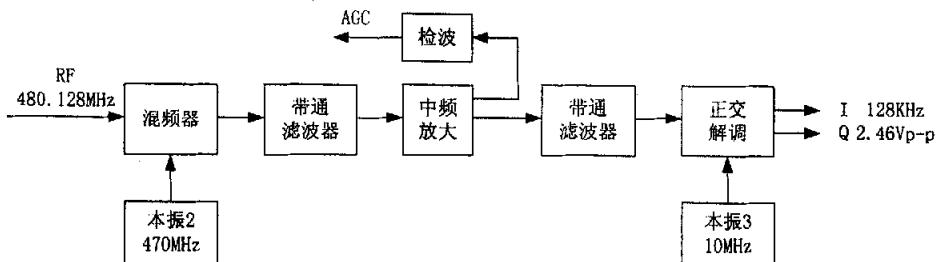


图 4-3-3 低功耗混频器的功能框图

图中，混频器的输入端为经过第一级混频后的中频信号，频率为 480.128MHz，本振源 2 设置的频率值为 470MHz (2.5kHz/步级)、电平值为 -16dBm，混频后取差频 10.128MHz，由后级的 10.128MHz 带通滤波器滤除带外噪声，3dB 带宽为 130KHz。AD607 内部自带一个增益高达 90dB 的中频放大功能，放大后的中频信号分成两路：一路送至二极管检波电路，检测到的峰值电压送至前级 AGC 电路，控制可变增益放大器的放大增益；另外一路送至后级带通滤波器，再进入正交解调器进行解调，本振源 3 选用参考频率源 10MHz 频率综合器，电平为 +3dBm，正交解调器输出 I、Q 两路信号，载频为 128KHz，峰值电压为 2.46V，数据速率为 64Kbps。

3、自动增益控制 (AGC)

有效快速的模拟 AGC 可以改善接收机的工作性能^[28]。由于 Ku 波段的雨衰较大，所以远端站接收单元接收到的 RF 信号的电平值动态范围也较大（从 -50dBm~ -80dBm），为了适应如此大的功率变化范围，我们设计了 AGC 电路，用于保证在晴天和雨天的情况都能正确地解调。该自动增益控制功能主要由两级可变增益放大器来完成，我们选用 HP 公司的 IVA-14208 芯片。当晴天的时候，接收机接收到的 RF 信号电平较高，后级的包络检波电路检测到的峰值电压较大，反馈到前级的可变增益放大器的 AGC 电压也较大，则可变增益放大器的放大增益减小；反之，当雨天的时候，接收机接收到的 RF 信号电平较小，后级的包络检波电路检测到的峰值电压也较小，反馈到前级的可变增益放大器的 AGC 电压亦较小，则可变增益放大器的放大增益增大。这样就保证了在任何情况下，接收机都能正确地解调。

4.3.2 中频接收机的第二版设计方案

由于卫星摄动和远端站接收机前端低噪声下变频器 LNB 中本振的频率稳定性不够高会引起 $\pm 30\text{kHz}$ 的频率漂移问题^[29]，而在设计最初没有考虑到这个指标要求，所以要在第一版的设计中，在 128kHz 的 I、Q 两路低频信号中跟踪 $\pm 30\text{kHz}$ 的频率漂移是不太可能的。因此，提出了第二版的设计方案。

第二版的设计方案与第一版的设计方案不同之处在于：为了解决 $\pm 30\text{kHz}$ 的频率漂移问题，我们设计了一个载波恢复电路，用于恢复经过两次变频之后的 10.128MHz 的 QPSK 已调信号的载波，然后采用相干解调的方式解调出 I、Q 两路基带信号^[30]，直接进入后续的基带处理单元。具体的实现框图如图 4-3-4 所示。

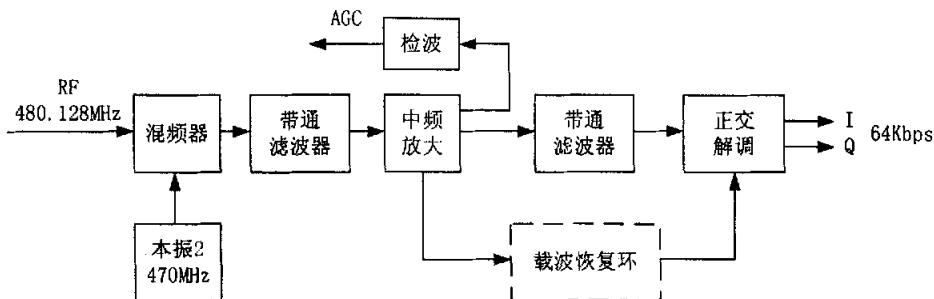


图 4-3-4 中频接收机第二版设计方案

图中的载波恢复环的功能是恢复出 10.128MHz 的载波信号，代替第一版设计方案中的 10MHz 本振源，进入正交解调器的本振口与输入的 10.128MHz 的 QPSK 已调信号进行相干解调，输出 64Kbps 的 I、Q 两路基带信号。下面我们将对这个载波恢复环做一个详细地介绍。

1、载波恢复电路的工作原理

在接收机中，有两种基本的方法处理载波同步。一种是复用法，通常在频域采用一个称为导频的特殊信号，这种方法允许接收机提取导频，并使本地振荡器与接收信号的载波频率和相位同步。当未调载波分量伴随着携带信息的信号发送时，接收机使用一个锁相环（PLL）获取并跟踪这个载波分量。将 PLL 设计成具有窄带宽，因此它就不会受到携带信息的信号的频率成分的影响。

第二种方法是从已调信号直接导出载波相位的估计值，在实践中这种方法更为普遍。该方法有一个明显的优点，即全部发送功率分配给携带信息的信号

传输。在对载波恢复的处理中，仅限于第二种方法，因此假定发送信号是抑制载波的。

平方环电路就是一个实现载波恢复的典型方法，它是一种非面向判决环，在实践中广泛地用于建立双边带抑载信号的载波相位。当数字信息通过载波的 M 相调制发送（如 QPSK）时，接收机接收到的信号（加性噪声除外）可以表示为：

$$s(t) = A \cos[2\pi f_c t + \phi + \frac{2\pi}{M} (m-1)], \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (4.3.3)$$

式中， $2\pi(m-1)/M$ 表示信号相位中携带的信息分量。载波恢复后将除去携带信息的分量，得到未调载波 $\cos(2\pi f_c t + \phi)$ 。图 4-3-5 所示为实现上述功能的一种方法，该图是平方环的推广^[31-32]。

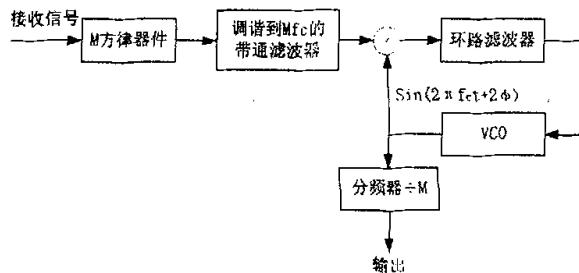


图 4-3-5 采用 M 方律器件的 M 元 PSK 的载波恢复
信号通过一个 M 方律的器件，该器件产生一些 f_c 的谐波。带通滤波器选择谐波 $\cos(2\pi M f_c t + M\phi)$ 来驱动 PLL。因为

$$\frac{2\pi}{M}(m-1) = 2\pi(m-1) \equiv 0 \pmod{2\pi}, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (4.3.4)$$

因此信息被除去。VCO 输出是 $\sin(2\pi M f_c t + M\phi)$ ，所以该输出被 M 分频产生 $\sin(2\pi f_c t + \Phi)$ ，并且相移 $\pi/2$ 弧度来产生 $\cos(2\pi f_c t + \Phi)$ 。虽然没有明确显示，但是在这些参考正弦中存在 $360^\circ/M$ 相位模糊，这可以在发送机中对数据采用差分编码并在接收机中在解调之后差分译码来克服。

2、载波恢复电路的设计与实现

图 4-3-6 是该载波恢复环的系统框图，具体的实现电路见附录三。

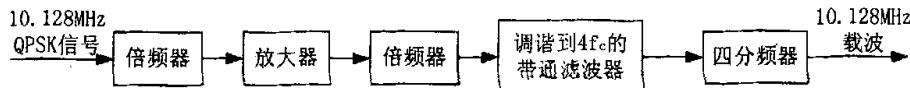


图 4-3-6 载波恢复电路的实际框图

◆ 两次倍频环的设计

如图 4-3-6 所示，在这个载波恢复电路中，我们选用 AD 公司的 AD834 芯片作为倍频器，该芯片是四正交模拟乘法器，它的工作范围为 DC~500MHz，通过两片 AD834 的级联实现了四方律。AD834 具有以下优点：1) 高精确度和高带宽；2) 可以用于许多高速非线性运算；3) 低失真和低信号反馈；4) 相位误差小；5) 应用简单。

在附录三的具体实现电路中，X1、X2、Y1、Y2 是 AD834 的四个正交输入端，输入的最大幅度为 ±1V，W1、W2 是 AD834 的输出，且为电流输出。该芯片由一组 ±5V 的电源供电（此时功耗最低），它的传递函数可以表示为：

$$W = \frac{XY}{(IV)^2} * 4mA \quad (4.3.5)$$

其中， $X=X_1-X_2$ 、 $Y=Y_1-Y_2$ 。附录三所示的连接方式为典型的倍频电路，输入为 10.128MHz、数据速率为 64kbps、振幅为 0.5V 的 QPSK 已调信号。X1、Y2 接地，X2、Y1 为同相输入，输出接 50Ω 的负载，则第一级的输出信号频率为 20.256MHz，幅度为：

$$V1 = V2 = \frac{0.5V * 0.5V}{(IV)^2} * 4mA * 50\Omega = 0.05V \quad (4.3.6)$$

由于第一级输出的信号幅度过小，所以在第二级倍频之前加了一个放大电路，该放大电路采用摩托罗拉公司的 MC1733 芯片构成（增益可调），调节增益控制电位器 R200 直至放大器的放大倍数为 20，则第二级倍频器的输入信号幅度可以达到 1V。经过第二次倍频之后，得到 40.512MHz 的四方律信号用以驱动后一级的 PLL 电路。

◆ 调谐到 $4f_c$ 的带通滤波器的设计

为了去除信息分量和带外干扰，在两次倍频之后，接一个中心抽头的变压器耦合电路提取出载波分量，该电路谐振在 40.512MHz。

◆ PLL 电路的设计

该 PLL 电路由菲利普公司的 NE564 芯片所构成，NE564 是多用途频率高稳定性锁相环，它的最高工作频率为 50MHz。该芯片具有以下几点特性：1) TTL 电平输入、输出；2) 频率的高稳定度；3) 可变的外部环路增益控制；4) 很小的载波反馈。它的应用很多，如可以用于：1) 高速调制解调；2) FSK 接收机和发射机；3) 频率合成器；4) 信号发生器等。

输入到 NE564 的信号为经过四次倍频之后的频率为 40.512MHz、幅度为 TTL 电平的载波信号，输出的电压可以由下面的公式表示：

$$V_o = \frac{(f_{in} - f_o)}{K_{vco}} \quad (4.3.7)$$

- 其中：1) K_{vco} 是 VCO 的转换增益；
2) f_{in} 是输入信号的频率；
3) f_o 是 VCO 的自由振荡频率。

自由振荡频率 f_o 可以由下式表示：

$$f_o = \frac{1}{22R_c(C_1 + C_s)} \quad (4.3.8)$$

- 其中：1) $R_c = 100\Omega$ (内部)；
2) C_1 是外部频率设置电容 (如图二中连接 NE564 脚 12、13 的电容)；
3) C_s 是寄生电容。

输出的信号 (脚 9) 反馈至脚 3 与输入信号 (脚 6) 经过相位比较器输出，该相位比较器具有可调节的滞后作用，可以消除输出信号的相位抖动。通过调节电位器 R_{26} (脚 2) 可以改变环路的增益。

环路滤波器的设计可以由下面的公式表示：

$$f_s = \frac{1}{1 + sRC_3} \quad (\text{一阶}) \quad (4.3.9)$$

- 其中：1) $R = R_{12} = R_{13} = 1.3k\Omega$ (内部)；
2) C_3 是连接脚 4、5 的电容。

该环路滤波器的截止频率为：

$$\omega = \frac{1}{RC_3} \quad (4.3.10)$$

◆ 分频电路的设计

最后一级的四分频电路由 TI 公司的 74F109 芯片完成,该芯片是双 JK 上升沿双稳态触发器,最低工作频率可以达到 90MHz,附录三中所示的电路接法实现了输入信号的四分频功能,且为同步方式,这样就消除了相位抖动现象。

3、载波恢复电路的实验测试结果

为了验证该载波恢复电路是否能用于我们所设计的中频接收机的正交解调单元,我们对该载波恢复电路进行了实验测试,实验测试时使用 Agilent 公司的 E4432B 信号源作为模块的信号源,和一台绿杨 YB4365 的 100MHz 示波器来观察测试信号的输出。信号源产生一个频率为 10.128MHz、数据速率为 64kbps(10 码)、幅度为 0.5Vp-p 的 QPSK 已调信号作为载波恢复电路的输入信号。经过第一次倍频和放大之后在 MC1733 的输出端测得的信号是频率为 20.256MHz、幅度为 0.7Vp-p 的倍频信号,该信号通过后一级的 MC1733 实现了四次倍频,然后通过谐振回路滤除原有的信息分量,提取出原始的载波信息,测得谐振回路的输出信号频率为 40.512MHz、幅度为 50mVp-p。经过锁相环 NE564 之后,信号被锁定在 40.512MHz 频率上,幅度为 0.6Vp-p。最后经过 74F109 的四分频电路测得输出信号为频率 10.128MHz、幅度 1.7Vp-p 的载波信号。由于要求恢复的载波信号幅度最大不能超过 0.8Vp-p,所以分频输出后加了一级分压电路,测得最终的输出为频率 10.128MHz、幅度 0.6Vp-p 的原始载波信号。

测试中,调节信号源的频率,观察输出信号的频率变化,结果发现当输入信号在 9.718MHz~10.440MHz 内变化时,输出信号可以和输入信号完全保持同步,这足以满足输出载波要有 30KHz 捕捉范围的指标要求。

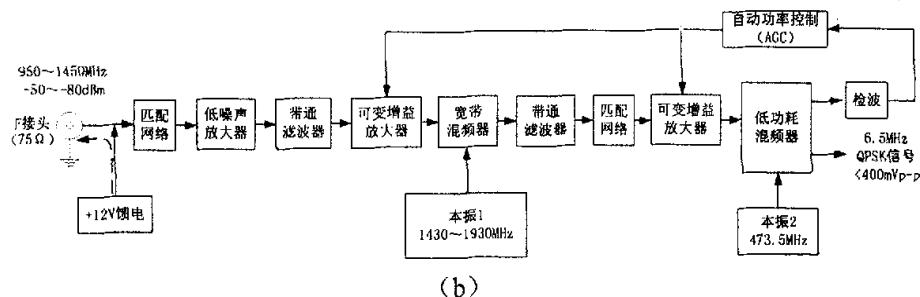
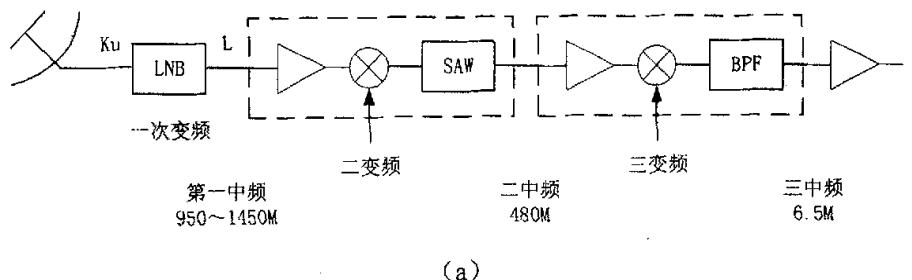
4、载波恢复电路的优缺点分析

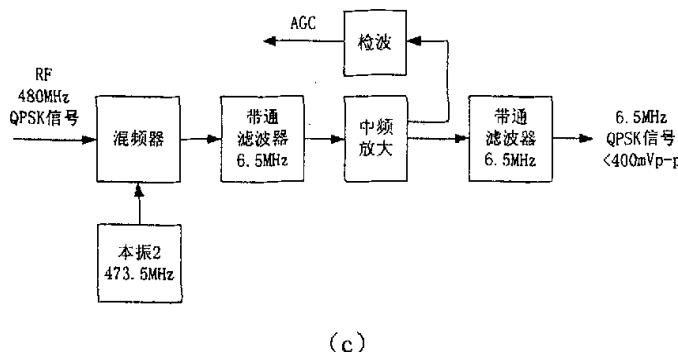
采用四方律器件实现载波恢复的方法具有简单、易实现等优点。通过理论论证和实验的测试结果表明:该四方律载波恢复的电路可以准确恢复出原有的 QPSK 已调信号(数据为 10 码)的载波信息,克服了相位抖动现象,且满足捕捉带的指标要求。然而,该载波恢复电路也有着一个非常严重的缺点:经过实验证明当已调信号的数据为 PN 序列的时候,锁相环 NE564 在 40MHz 频率上对于已调信号捕捉速度就不够了,所以该载波恢复电路就难以将原有的载波信息提取出来。而在实际的卫星数据采集系统中,调制信号的数据均为经过扰、

卷、差之后的 PN 序列，因此第二版的设计方案也因此以失败而告终。

4.3.3 中频接收机的第三版设计方案

在经历了第一版与第二版设计的成功和失败的经验教训之后，我们与上海航天卫星应用有限公司和上海交通大学贝尔实验室共同协商、讨论并确定了第三版的设计方案，这一版的主要设计思想是：为了解决由于卫星摄动和远端站接收机前端低噪声下变频器 LNB 的频率稳定度不够高而引起的±30KHz 的频率漂移问题，我们决定先将 L 波段的 QPSK 信号进行下变频至 6.5MHz 中频，然后中频 A/D 采样后送至基带处理单元，±30KHz 的频率跟踪性能由 Intersil 公司的 HSP50210 芯片完成并配合 HSP50110 芯片解出原始的基带信号。具体的实现框图见图 4-3-7。





(c)

图 4-3-7 中频接收机的第三版设计方案

如图 4-3-7 所示，第三版的中频接收机设计方案与第一版的设计方案不同之处在于：

- (1) 第三版设计中采用 6.5MHz 中频采样方案，而第一版设计中采用 128KHz 中频采样方案；
- (2) 第三版设计采用两次变频方案，而第一版设计采用三次变频方案；
- (3) 第三版设计中一本振频率为 1430M~1930MHz、二本振的频率为 473.5MHz，而第一版设计的一本振频率为 1430.128M~1930.128MHz、二本振的频率为 470MHz、三本振的频率为 10MHz。

图 4-3-7 (a) 为第三版设计的整个远端站接收机的射频与中频单元的系统框图，(b) 图与 (c) 图为中频接收单元的系统框图。(a) 图中的一中频为 950~1450MHz，二中频为 480MHz，三中频为 6.5MHz；三中频信号经过中频放大后分成两路：一路送至检波电路，检测到信号电平送至前级 AGC 电路，控制可变增益放大器的放大增益；另外一路送至后级另一个 6.5MHz 带通滤波器滤除带外噪声，然后输出一个 6.5MHz、幅度<400mVp-p 的 QPSK 中频信号进行后续 A/D 采样和基带处理单元进行进一步地解调。

经过实验证明，第三版的设计方案可以有效地解决由于卫星摄动和远端站接收机前端低噪声下变频器 LNB 中的 LO 频率稳定性不够高而引起的±30KHz 的频率漂移问题，且保证了很高的误码率性能。具体的实验测试数据在本文的第五章中将详细说明。这同时也证明了第三版设计方案是确实可行的。

4.3.4 三种设计方案的分析与比较

经过上述三种设计方案的理论论证和实验测试，我们对它们各自的优缺点进行了分析和比较，结果如下：

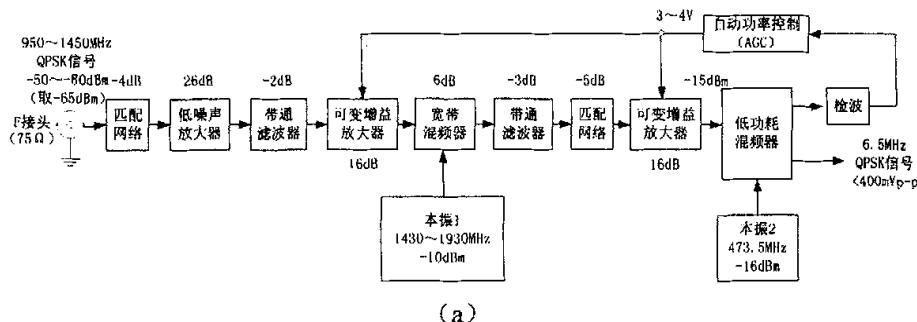
第一版设计方案的优点在于：输出的中频频率较低，对后级的 A/D 变换器的速度要求不高。缺点在于：由于输出的中频频率 128KHz 相对于 ±30KHz 的频漂范围来说较低，同时受到硬件实现能力的限制，所以第一版设计方案无法完全实现 ±30KHz 的频率跟踪能力。

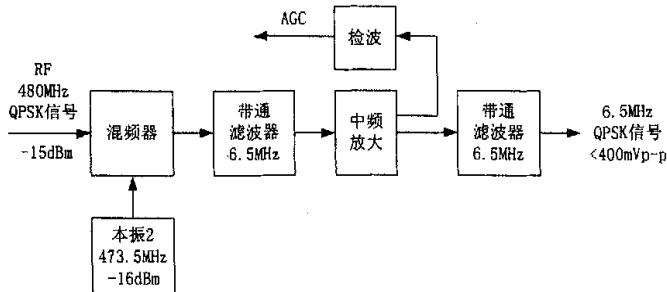
第二版设计方案的优点在于：将载波恢复的功能在中频段完成，直接输出基带信号，送至后级基带处理单元进行解调，这样减轻了基带处理的负担。然而，它的缺点在于：用硬件实现 QPSK 已调信号（调制数据为 PN 序列）的载波相当困难。

第三版的设计方案是超外差式接收机与数字中频方案的结合，它的优点在于：可以很好地实现 ±30KHz 的频率跟踪能力，而且数字处理的方法可以避免 I/Q 两路的不一致。它的缺点在于：对于后级 A/D 变换器的速度要求相对较高。

4.4 中频接收机的链路计算

下面我们就对中频接收机第三版的设计方案进行链路分析，具体的实现框图见图 4-3-8。





(b)

图 4-4-1 中频接收机的链路计算

如图 4-4-1 (a) 所示, 中频接收机输入端接收到的信号是由 Ku 波段信号经低噪声下变频器 (LNB) 一次变频得到的 L 波段中频信号, 带宽为 950M~1450MHz, 每信道电平为 -50dBm ~ -80dBm , 动态范围 30dB, 中间电平约 -65dBm 。为了抗镜像干扰还须继续下变频。因为输入端的输入阻抗是 75Ω , 为了与后一级的 50Ω 输入阻抗相匹配, 中间需要加一个匹配网络, 约有 -4dB 插损。宽带低噪声放大器将接收到的信号进行放大, 该放大器可为 DC~2.5G 范围内信号提供 26dB 的增益, 其输入端中间电平约 -69dBm , 则输出端电平为 -43dBm , 它的 $P_{1\text{dB}}=1\text{dBm}$, $\text{IP}_3=10\text{dBm}$, 回退足够。输出信号经 950M~1450MHz 带通滤波器, 滤除 1910M~2410MHz 带内的镜像, 带通滤波器插损 -2dB 。后一级的可变增益放大器提供 34dB 动态的可变增益, 最佳增益区为 $0\sim24\text{dB}$, 设计值设为 13dB , 用差分平衡输出可获得 3dB 的附加增益, 所以本级总的增益设定为 16dB 。后接一个宽带混频器, 将 950M~1450MHz (2.5kHz /步级) 的信号与来自频率综合器的 1430M~1930MHz (2.5kHz /步级)、电平为 -10dBm 的本振信号混频, 取差频 480MHz 用 SAW 中频滤波器滤出。混频增益为 6dB , 滤波器插损为 -3dB , 滤波器输出与后级可变增益放大器之间的匹配电路插损为 -5dB 。可变增益放大器输入端电平为 -31dBm , 回退足够, 设定该级增益为 16dB , 则该级输出口电平为 -15dBm 。后级是一个低功耗混频器, 如图 4-4-1 (b) 所示。它由三个模块组成: 模块一是可变增益放大器的输出信号与本振频率 ($\leq 500\text{MHz}$) 的混频器; 模块二包含三级可变增益中频放大器 (动态范围 70dB) 和一级 20dB 固定增益的中频放大器; 模块三为一个正交解调器。整个低功耗混频器完成的功能流程如下: 从前一级可变增益放大器输出的 480MHz 的 QPSK 信号(电

平要求 $\leq -15\text{dBm}$, 用前二级 AGC 增益级控制到 -15dBm) 和来自频率综合器的 473.5MHz 本振信号(电平要求为 -16dBm)混频, 取差频 6.5MHz。混频器与中频放大器之间插入一个 6.5MHz 的带通滤波器, 经过中频放大器之后输出电平可达 $V_{p-p} \geq 1\text{V}$ 。中频放大器输出信号分两路, 主线信号再经过一个 6.5MHz 的带通滤波器最后输出送入后级 A/D 采样, 然后进入基带解调单元。中频放大器的另一路通过二极管检波, 再经过一个运放直流放大作为 6.5MHz 中放、480MHz 中放和 L 波段的 AGC 级的控制电压。控制时间为先后级再前级, 用 RC 延时电路实现以保证良好的信噪比。起控电平由运放增益和各级分配网络决定, 在保证好的信噪比同时保证后级不过载。低功耗混频器的功能框图如图 4-4-1 (b) 所示。

4.5 中频接收机的技术难点和关键技术

中频接收机的主要技术难点和关键技术有以下几点:

1. $\pm 30\text{kHz}$ 的频率漂移问题

在远端站中频接收机的设计与实现的过程中, 我们经历了两次修改方案, 其最主要的原因和最主要的技术难点就在于: 由于卫星摄动和前端低噪声下变频器(LNB)的频率稳定度不够高而引起的 $\pm 30\text{kHz}$ 的频率漂移问题。

在查阅了大量的资料和做了大量的实验论证之后, 我们最终确定了第三版的设计方案, 及选择超外差式结构和数字中频方案的结合, 引入了软件无线电技术, 将 $\pm 30\text{kHz}$ 的频率跟踪问题放在基带部分由 FPGA 芯片解决。经过实验测试和实际的基带模块与射频模块的联合调试证明了该设计方案是确实可行的。

2. 动态功率控制范围

由于 Ku 波段的雨衰较大, 所以接收到的中频信号的功率变化范围也较大, 达到了 30dB, 为此我们设计了 AGC 电路, 理论上可以达到 48dB 的功率控制范围。在实际实验调试过程中, 由于受到硬件实现能力的限制, 目前我们可以达到的功率控制范围大约为 35dB, 与理论值还有一定的差距。但是, 已经可以满足设计指标(30dB)的要求。

3. 输出中频信号的信噪比

为了提高输出信噪比，在经过两次混频后的 6.5MHzQPSK 信号需要经过 6.5M 带通滤波器将带外的噪声滤除，同时又要保证信息分量不丢失，要求滤波器的带宽为 180KHz。目前，由于实验时合肥博伦微波器件有限公司所提供的 6.5MHz 带通滤波器的 3dB 带宽高达 520KHz，所以引入了较多的噪声。特别是在联合调试的过程中，由于主站发射的导频信号（频率为 1286.35MHz）非常接近于 L 波段射频口输入信号的频率（1286.55MHz），所以导致在经过两次变频之后导频信号也落入了 6.5MHz 滤波器的带宽之内，从而对有用的 6.5MHz 中频信号产生干扰，最终造成基带解调部分无法正确地解调出原始的基带信息。如图 4-3-9 所示。

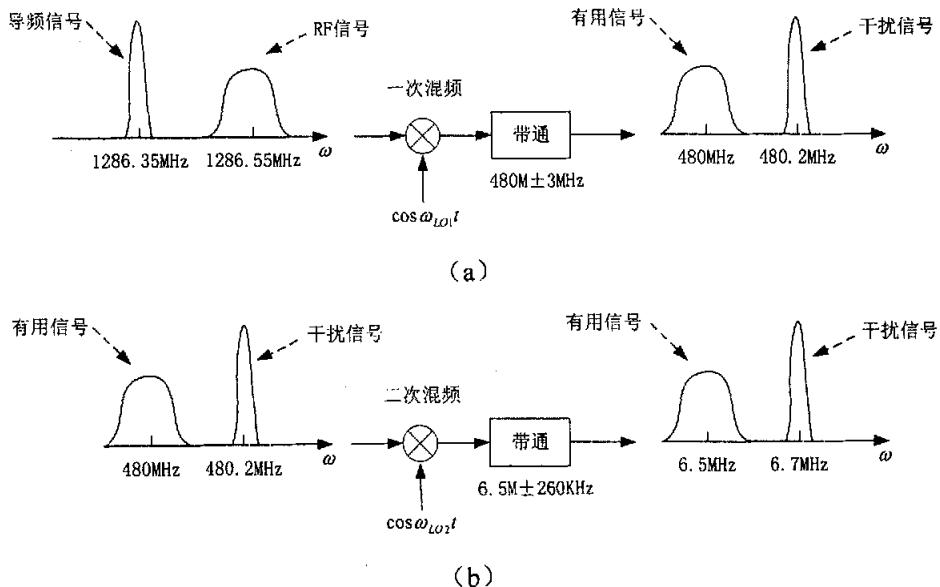


图 4-3-9 导频信号对有用信号的干扰

所以，在联合调试的时候，我们只能将主站的导频关闭，处于测试模式下进行调试。在今后的改进版中，我们将对 6.5MHz 的带通滤波器提出严格的技术指标，即要求 6.5M 带通滤波器的 3dB 带宽为 ±150KHz。这样就能将导频干扰滤除，也提高了输出中频信号的信噪比。

4、频综的相位噪声指标和杂散抑制指标的改善

在低速率的卫星解调器中，相位噪声是一项重要的参数。由频率综合器产生的热噪声和相位噪声将直接影响到解调器输出的误码率性能^[33-34]。目前，实

验定制的频综的相噪指标和杂散抑制指标均未能达到预定的要求（其中杂散抑制只有 30dB，而要求为 50dB），所以导致了输出信噪比的下降。在今后的改进版中，我们将把频综的相噪指标和杂散抑制指标控制在规定范围内，以进一步改善接收机的误码性能。

4.6 本章小结

本章第一节介绍了接收机的基本结构框图，给出了接收机的主要技术指标。

第二节详细介绍了接收机可选择的四种设计方案，并对这几种方案的优缺点进行了比较。

1、超外差式接收机

2、直接下变频方案

3、镜频抑制接收方案

4、数字中频方案

文中还分析了设计接收机的射频部分时应该解决的关键问题。

本章第三节（重点之一）详细介绍了卫星数据采集系统远端站中频接收机的设计思想和系统框图。本节首先介绍了中频接收机的功能，然后就作者在研制过程中所设计的三种方案进行了详细地分析和说明。本节还对以上三种设计方案的优缺点进行了分析和比较，并对实验调试的结果进行了讨论。

第四节（本章重点之一）具体分析了该中频接收机的链路预算过程。根据 Ku 波段卫星链路雨衰大的特点，我们设计了自动功率控制（AGC）电路，用以保证提高接收机的灵敏度。

本章第五节（本章的精华所在）详细分析了该中频接收机的技术难点和关键技术。这也是作者在实际实验调试过程中遇到的问题和经验总结。主要可以概括为以下三点：

1、30KHz 的频率漂移问题

在远端站中频接收机的设计与实现的过程中，最主要的技术难点就在于：由于卫星摄动和前端低噪声下变频器（LNB）的频率稳定度不够高而引起的土 30KHz 的频率漂移问题。

在查阅了大量的资料和做了大量的实验论证之后，我们最终确定了第三版

的设计方案，将±30KHz 的频率跟踪问题放在基带部分由 FPGA 芯片解决。经过实验测试和实际的基带模块与射频模块的联合调试证明了该设计方案是确实可行的。

2、动态功率控制范围

考虑到 Ku 波段雨衰大的特点，接收到的中频信号的功率变化范围也较大，达到了 30dB，我们在第三版中频接收机的设计方案中，采用了 AGC 电路，理论上可以达到 48dB 的功率控制范围，但是由于受到实际硬件实现能力的限制，目前实验室测得的最好数据为 35dB，与理论值还有一定的差距。但是，已经可以满足设计指标（30dB）的要求。

3、输出中频信号的信噪比

目前，由于实验定制所用的 6.5MHz 带通滤波器的 3dB 带宽高达 520KHz，与要求的 180KHz 带宽相差甚远，所以引入了较多的噪声。特别是在联合调试的过程中，由于主站发射的导频信号非常接近于 L 波段射频口输入信号的频率，所以导致在经过两次变频之后导频信号也落入了 6.5MHz 滤波器的带宽之内，从而对有用的 6.5MHz 中频信号产生干扰，最终造成基带解调部分无法正确地解调出原始的基带信息。在今后的改进版中，我们将对 6.5MHz 的带通滤波器提出严格的技术指标，即要求 6.5M 带通滤波器的 3dB 带宽为±150KHz。这样就能将导频干扰滤除，也提高了输出中频信号的信噪比。

4、频综的相位噪声指标和杂散抑制指标的改善

频综的相位噪声和杂散抑制两项指标的好坏将会影响到接收机的误码率性能。由于技术原因，目前实验室所用的频综相噪指标和杂散抑制指标还未能达到设计前的要求，所以导致了输出信噪比的下降。在今后的改进版中，我们将进一步改善频综的这两项指标，以提高接收机的误码率性能。

最终，我们与上海交通大学贝尔实验室和上海航天卫星应用有限公司进行了中频接收单元与基带模块单元的联合上星（“鑫诺号”卫星）调试，结果证明远端站能够正确解调出主站发射的信息，更重要的是整个系统成功解决了±30KHz 的频率漂移问题。该结果也说明了本中频接收机的设计方案是确实可行的。

第五章 系统调试与测试

5.1 中频发射机的系统调试与测试

5.1.1 中频发射机的实验室环境调试

我们在实验室环境下对中频发射机进行了系统调试与测试。调试的仪器设备主要有：Agilent 公司的 E4432B 信号源、Agilent 公司的 E4407B 频谱分析仪、绿杨 YB4365 示波器、笔记本一台和若干组线性电源。

在调试之前，首先要做好以下一些准备工作。第一步：将所有仪器设备的机壳地、中频发射机的地线和频率综合器的地线都连接起来，形成统一的接地。这样做是为了防止由于静电干扰对电路板造成损坏。第二步：用万用表测量几组电源的电压值是否正确，然后连接好所有的电源线，并检查是否与地短路。第三步：将笔记本并口至串口转换线、频综接口与中频发射机的输入输出口全部连接好，并检查是否正确。第四步：上电启动所有仪器设备和电源，进入调试阶段。

调试时，首先启动频率综合器设置软件 AD 公司的 ADF4252，将频率值设置为 1GHz，输出电平为 -7dBm。在频谱仪上测试其频率值和电平值，测试的数据如下：频率为 999.9971MHz、电平为 -7.2dBm，经过 -3dB 的衰减网络，由一级单端变双端的变压器耦合输入正交调制器 AD8346 的本振口。数据信号由信号源的 DATA 口提供，数据速率 9.6Ksps，数据为 4 个 “1”、4 个 “0”，调制方式为 BPSK。在示波器上观察改数据口的信号波形发现，改信号的频率为 9.6KHz，幅度为 3Vp-p，由于 AD8346 的数据输入口要求输入的数据信号幅度要小于 1.7Vp-p，所以引入一级电位器将输出的数据信号幅度调节在 1Vp-p 左右。然后调节 AD8346 数据输入口的直流偏置电压，因为是差分输入要求两路的直流工作点一致，为 1.2V 左右，实际测试数据为：I 路 1.174V、Q 路 1.172V。用频谱仪观察正交调制器 AD8346 的 RF 输出信号，测试其中一个信息边带的频率为 999.9875MHz，电平为 -12dBm，载波抑制比为 28dB，三次谐波分量与基波分量相差 >20dB，载波抑制比已经满足设计要求，旁瓣抑制性能较差，这是由于实验室测试时的数据信号还没有经过成形滤波器滤波处理，所以旁瓣分

量相对较高。这个问题将在上星联试时，加入基带模块的成形滤波器予以解决。

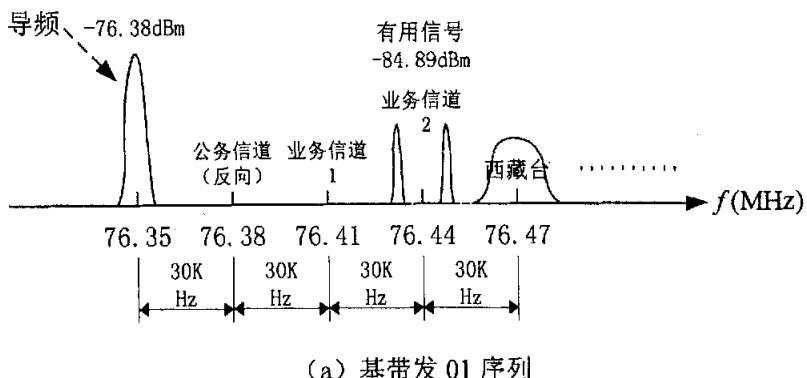
第二级可变增益放大器 IVA-14208 的工作电压测试值为 5.9V, AGC 的反馈电压为 3.75V, 此时放大器的放大增益约为 10dB 左右, 测试的输出电平值为 -2dBm。后级固定增益放大器 RF2347 的直流偏置电压为 4.6V, 测试的输出电平值约为 16dBm。经过后两级的匹配网络和带通滤波之后的输出电平约为 -8.5dBm, 送入数控衰减器 HMC273, 此时控制端全部接“0”, 则衰减量最大为 33dB, 测得输出的电平值为 -42dBm。再经过最后一级宽带固定增益放大器 ERA-5 进行放大, 测得 ERA-5 的直流工作点为 4.56V, 最后输出的 BPSK 信号测试数据值为: 频率 999.9875MHz (其中一路信息边带)、电平为 -36.02dBm, 载波抑制达 26dB, 旁瓣抑制 > 20dB。

在完成了对中频发射机的单独测试之后, 我们又在实验室的环境下与上海交通大学贝尔实验室研制成功的基带模块进行了联合调试。调试的基本仪器设备不变, 主要的区别在于: 联试时, 正交调制器 AD8346 的数据信号由基带模块提供, 而不是单独测试时由信号源产生的数据信号。基带模块输出 I、 \bar{I} 两路经过扰码、卷积编码和差分编码之后的数据速率为 9.6Kbps 的信息流, 这串信息流同时经过了升余弦滤波器的滤波处理, 滚降系数为 0.4, 调制方式为 DBPSK。调节基带信号的幅度值, 在频谱仪上观察输出信号的频谱发现: 当基带信号 (10 码) 幅度增大至 1Vp-p 时, 载波抑制变好 (约 29dB), 但是旁瓣抑制变坏 (约 20dB); 当基带信号幅度减小至 0.3Vp-p 时, 旁瓣抑制变好 (约 39dB), 但是载波抑制变坏 (约 18dB); 而当基带信号的幅度为 0.6Vp-p 时, 载波抑制约 25dB, 旁瓣抑制 > 30dB。所以取最佳值 0.6Vp-p 时, 可以同时满足载波抑制和旁瓣抑制的要求。当基带信号转变为 PN9 序列时, 在频谱仪上观察 AD8346 的输出, 测得在距离载频 ± 9.6KHz 带宽点上相对于载频下降了 -3dB; 在距离载频 ± 11.52KHz 带宽点上相对于载频下降了 -10dB; 在距离载频 ± 15KHz 带宽点上相对于载频下降了 -30dB。该频谱满足 IESS-308 的规范 (见表 3-3-1)。

5.1.2 中频发射机与基带模块的上星（“鑫诺号”卫星）联合调试

在完成了实验室环境下与基带模块的联合调试之后，我们又与上海交通大学贝尔实验室和上海航天卫星应用有限公司进行了整个远端站发射系统的上星联合调试，选用的卫星信道为“鑫诺号”卫星。基带信号输出 PN10 伪随机码，经过中频发射机调制到 L 波段（950MHz~1450MHz），本振信号由 Agilent E4432B 提供，频率为 1286.46MHz、电平为 -10dBm，中频输出 DBPSK 信号电平为 -22dBm，然后由高功放放大经天线输出至鑫诺卫星，再转发回地面主站。主站接收的中频信号频率为 76.44MHz，导频信号为 76.35MHz (-76.38dBm)，使用业务信道 2（如图 5-1-1 所示），测得当发送 01 序列时，主瓣信号电平为 -84.89dBm，载波抑制 25dB（图 a 所示）；加 PN10 伪随机码时，信号电平为 -90dBm 左右，信号频谱满足 IESS-308 规范（图 b 所示），且误码率达到了 10^{-7} 。

经过上海航天卫星应用有限公司的总工程师和邮电一所有关专家的现场鉴定之后，证明该中频发射单元与基带模块单元已经达到了设计指标的要求，且性能稳定，受到了领导的一致好评。



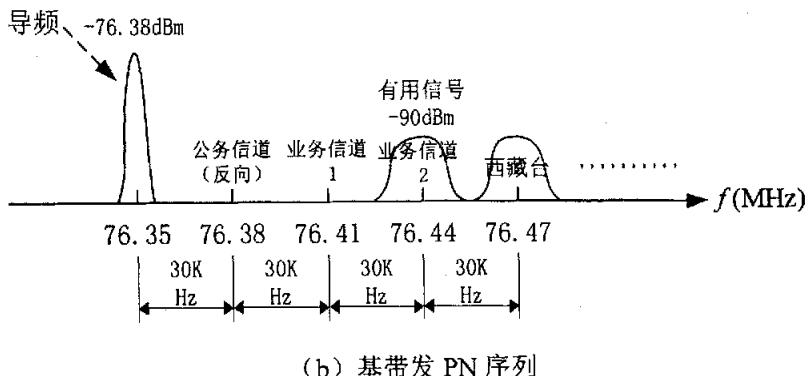


图 5-1-1：主站接收到的中频信号频谱框图

5.2 中频接收机的系统调试与测试

5.2.1 中频接收机的实验室环境调试

中频接收机的实验室调试环境与中频发射机的调试环境基本相同，在做好调试前的准备工作之后，开始正式调试。

下面是我们对中频接收机第三版的设计方案进行调试的结果记录。中频接收机 RF 口的输入信号由 Agilent E4432B 信号源提供，首先输入频率为 1GHz、电平为-65dBm 的载波信号，输出口由 N 型接头 (50Ω) 转 F 型接头 (75Ω) 的转换线连接至 RF 输入口，第一级低噪声放大器 INA-03170 的工作点电压为 3.7V，放大增益为 26dB，测得输出口的电平值为-43dBm。经过后级带通滤波器约有 2dB 插损。第一级可变增益放大器 IVA-14208 的工作电压测试值为 6.4V，反馈电压 V_{AGC} 的测试值为 3.65V，测得输出电平值为-33dBm，进入后级宽带混频器 AD8343 进行一次变频。本振一由频率综合器提供，频率为 1480MHz，电平为-10dBm。一次变频后的频率测试值为 479.997MHz，电平值为-27dBm。经过后级 480MHz 带通滤波器后约有 3dB 插损，之后进入第二级可变增益放大器 IVA-14208 进行放大，该级放大器的工作电压测试值为 5.9V，输出信号电平值为-19dBm。最后一级低功耗混频器 AD607 进行第二次变频，本振信号由频综提供，频率为 473.502MHz，电平值为-16dBm，二次混频输出的频率值为 6.495MHz，电平值为-21dBm。二极管检波电路经过运放 AD8031 放大之后的输

出控制电压调节至 1.2V，控制 AD607 内部中频放大器的放大增益，使得中频输出信号的电压值为 400mVp-p，频率为 6.495MHz。第二步：调节信号源输出信号的电平值，发现当信号电平在 (-40~-90dBm) 之间变化时，输出的中频信号电平仍然能够保持稳定值，说明 AGC 电路的控制范围能够达到设计时的要求。第三步：输入信号加调制信息，数据速率为 64Kbps、4 个“1”4 个“0”序列的 QPSK 已调信号，观察输出的中频信号，测得经过两次混频后的输出中频信号中心频率为 6.495MHz，电平为 -23dBm。第四步：调制信号的数据信息改为 PN 序列，观察输出的中频信号，测得频率在 6.5MHz 附近，电平约为 -30dBm。

在完成了对中频接收机的单独测试之后，我们与上海交通大学的贝尔实验室进行了实验室环境下的联合调试。由信号源产生频率为 1GHz、电平为 -65dBm、数据速率为 64Kbps、4 个“1”4 个“0”序列的 QPSK 已调信号，输入中频接收机的 RF 口，输出的 6.5MHzQPSK 中频信号经过 SMA 接口进入 A/D 采样电路然后送入后级基带处理单元进行解调，观察逻辑分析仪输出的信号波形，发现能够正确地解调出原始的基带数据信息。第二步：小步进调节信号源的输出频率，调节范围为 $1\text{GHz} \pm 30\text{kHz}$ ，则中频接收机输出的中频频率为 $6.5\text{MHz} \pm 30\text{kHz}$ ，再次用逻辑分析仪观察输出信号的波形，发现基带处理单元仍然能正确跟踪 $\pm 30\text{kHz}$ 的频率变化范围，而且解调出来的基带信息也完全正确。

5.2.2 中频接收机与基带模块的上星（“鑫诺号”卫星）联合调试

在完成了实验室环境下与基带模块的联合调试之后，我们又与上海交通大学贝尔实验室和上海航天卫星应用有限公司进行了整个远端站接收系统的上星联合调试，选用的卫星信道仍然是“鑫诺号”卫星。

调试时，首先由主站发送 -15dBm 的载波信号，经过“鑫诺号”卫星转发至远端站，远端站天线口接收到的信号频率为 12.58655GHz，经过远端站前级低噪声下变频器(LNB)之后，进入中频接收机 RF 口的信号为：频率 1286.5415MHz、电平 -49.12dBm，如图 5-2-1 所示。



图 5-2-1 主站发送纯载波时中频接收机 RF 口的输入信号频谱图

经过放大滤波之后，进入第一级混频器 AD8343 的 RF 输入口，进行第一次混频。测得混频器的本振 1 口的频率为 1766.402MHz、电平为-24.49dBm，如图 5-2-2 所示。混频后的输出信号如图 5-2-3 所示，频率为 479.86MHz、电平为-31.92dBm。再次经过后级滤波放大电路，进入低功耗混频器 AD607 的 RF 口，进行第二次混频，测得 AD607 本振 2 口的频率为 473.4MHz、电平为-19.49dBm，如图 5-2-4 所示。经过第二次混频后的输出中频信号测量值为：频率 6.4595MHz、电平为-34.84dBm，如图 5-2-5 所示。此中频信号经过后级 A/D 采样，送入基带单元进行解调后输出的信号在逻辑分析仪上观察到的波形如图 5-2-6 所示。

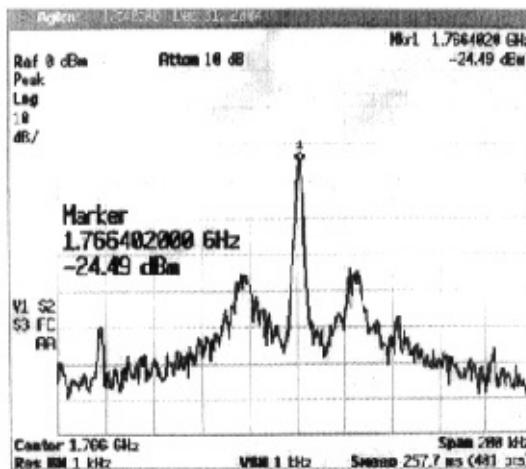


图 5-2-2 本振 1 的频谱图

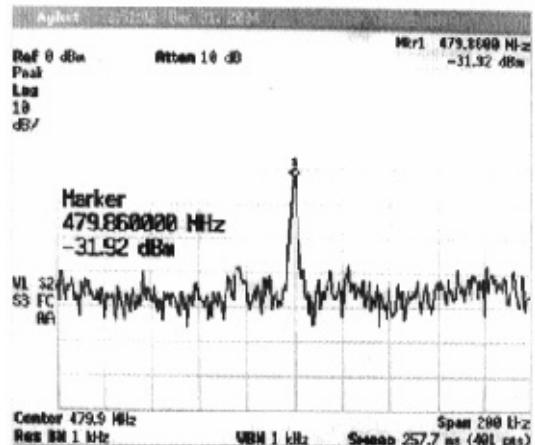


图 5-2-3 一次混频后的信号频谱图

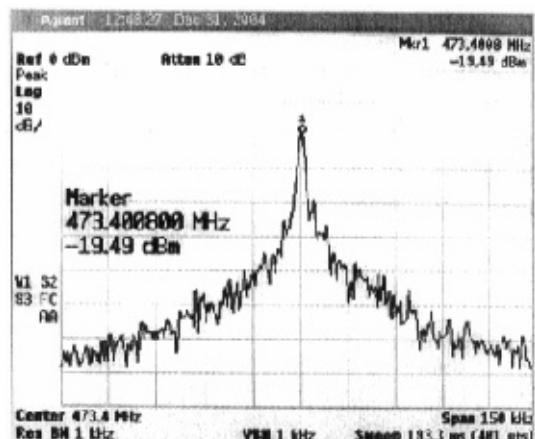


图 5-2-4 本振 2 的频谱图

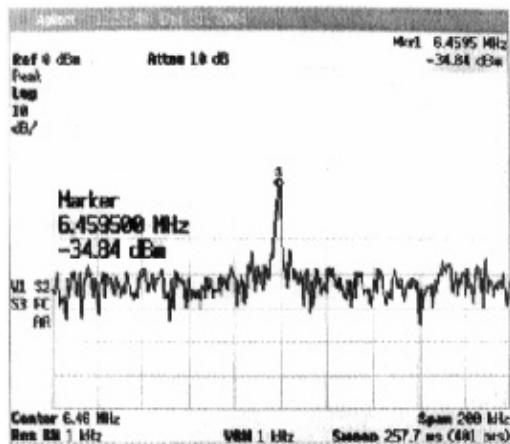


图 5-2-5 二次混频后的输出信号频谱图

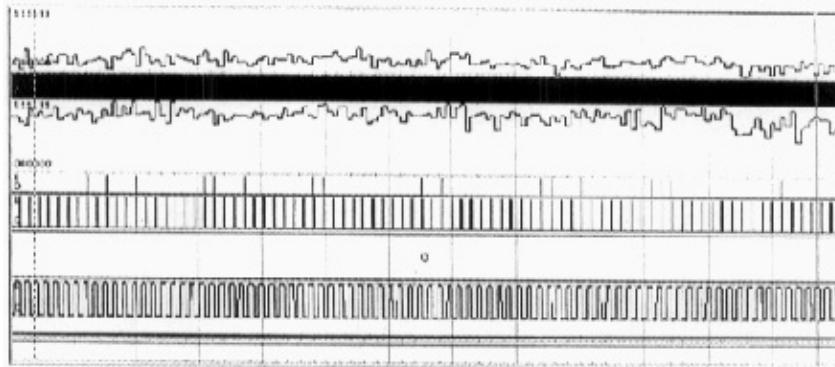


图 5-2-6 发送纯载波时基带模块解调出的信号波形

上述为主站发送载波信号时，远端站接收单元的中频接收机与基带解调模块测试到的信号图形。当主站发送 10 序列的数据时，中频接收机的 RF 口观察到的信号频谱如图 5-2-7 所示。经过一次混频后，输出信号的频谱如图 5-2-8 所示。经过二次混频后，输出的中频信号频谱如图 5-2-9 所示。此中频信号经过后级 A/D 采样，送入基带单元进行解调后输出的信号在逻辑分析仪上观察到的波形如图 5-2-10 所示。

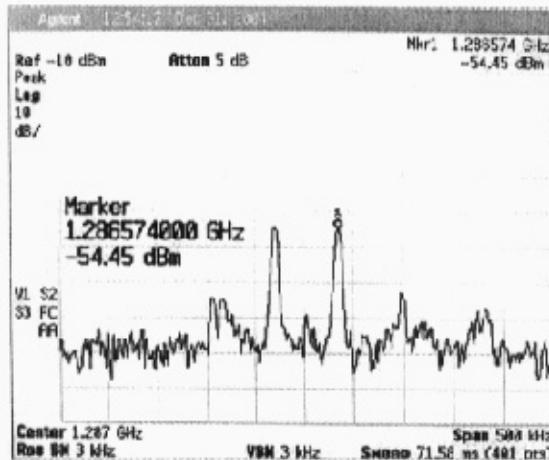


图 5-2-7 主站发送 10 序列数据时中频接收机 RF 口的输入信号频谱图

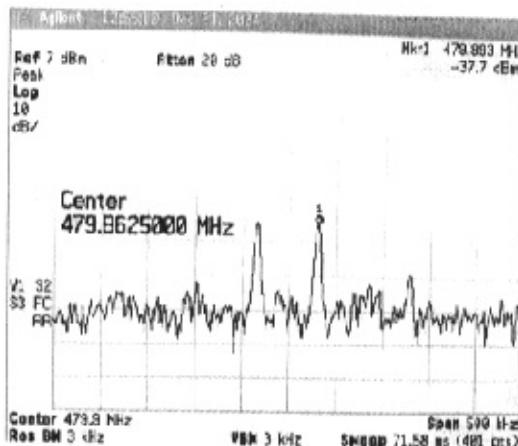


图 5-2-8 一次混频后的信号频谱图

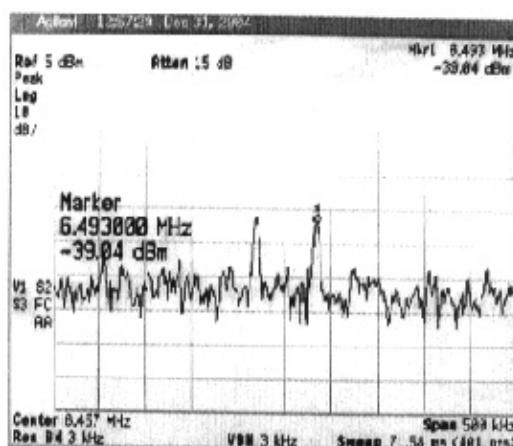


图 5-2-9 二次混频后输出的中频信号频谱图

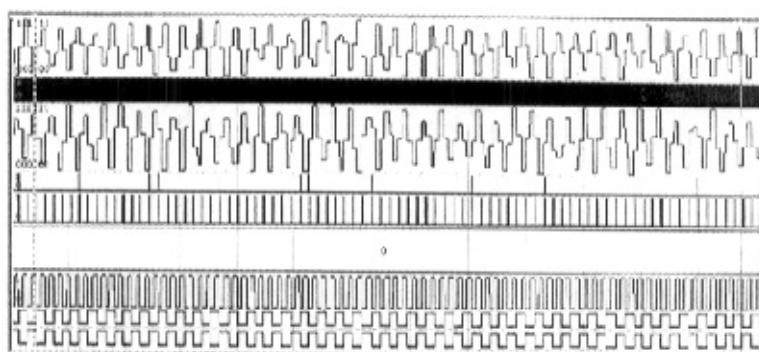


图 5-2-10 发送 10 序列数据时基带模块解调出的信号波形

当主站发送 PN 序列的基带数据时, 中频接收机的 RF 口观察到的信号频谱如图 5-2-11 所示。经过一次混频后, 输出信号的频谱如图 5-2-12 所示。经过二次混频后, 输出的中频信号频谱如图 5-2-13 所示。由于随机码解调出来的数据没有可比性, 所以此没有给出测试的波形图。

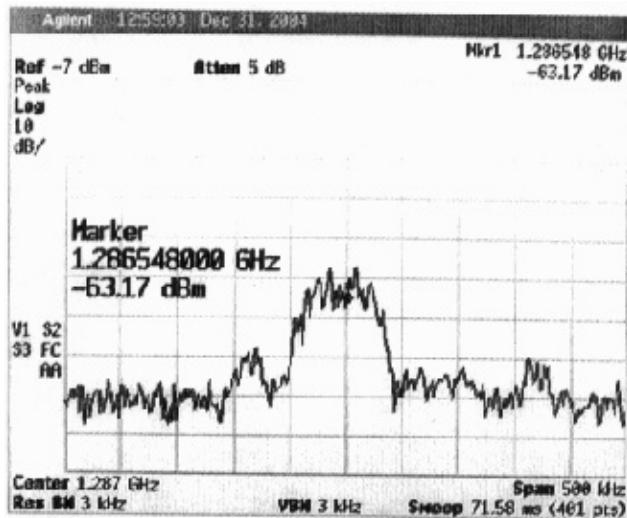


图 5-2-11 主站发送 PN 序列数据时中频接收机 RF 口的输入信号频谱图

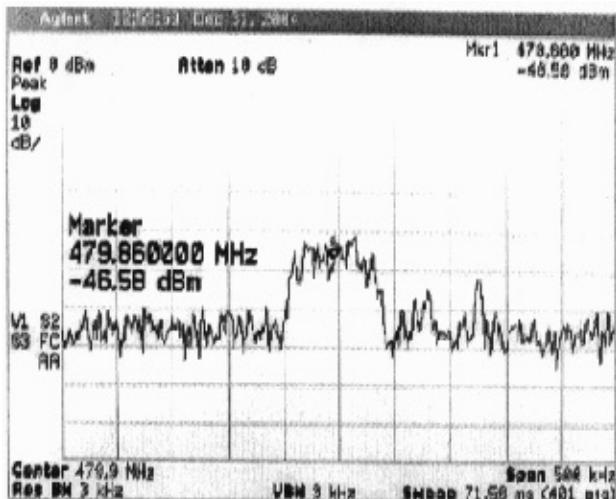


图 5-2-12 一次混频后的信号频谱图

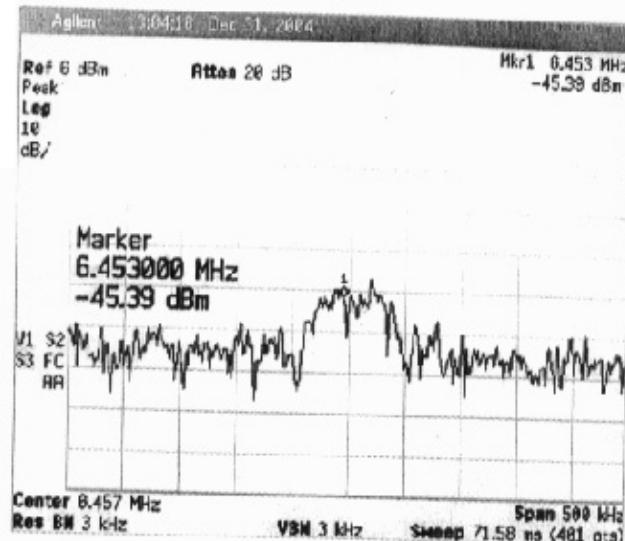


图 5-2-13 二次混频输出的中频信号的频谱图

整个远端站中频接收单元与基带模块单元的联合调试获得圆满成功。值得注意的是，在这次的上星联试过程中，中国航天机电的有关领导和专家、上海交通大学和上海大学的有关专家也亲临现场指导，对我们这次的调试结果给予了高度评价和充分肯定，为今后的工作奠定了坚实的基础。

第六章 结束语

卫星数据采集是一项应用广泛的业务，该业务在我国起步较晚，但是随着信息化建设的发展，西部大开发战略的实施，数据采集系统面临着极大的挑战。正是基于这种背景，我们联合上海交通大学贝尔实验室和上海航天卫星应用有限公司开始了“鑫诺号”卫星数据采集系统远端站的研制开发，这也开创了国内开发 Ku 波段具有自主知识产权的卫星数据采集系统的先河。

本论文首先对“鑫诺号”卫星数据采集系统的总体结构和工作原理做了介绍，接下来详细论述了远端站中频收发单元的设计思想、系统框图、链路计算、技术难点和关键技术。综合起来，本论文的研究成果在于：（1）提出了一种新的双载频调制方案，用于解决发射机中的载波泄漏问题。经过实验证明，该方案能够在很大程度上消除中频发射机的载波泄漏现象，是一种简单有效而且实用的方法。（2）针对“鑫诺号”卫星数据采集系统远端站中频发射机要求为高功率上变频器（HPC）通过一根电缆提供：（1）HPC 的电源；（2）L 波段的已调信号；（3）HPC 中频综的参考频率，设计了独特的耦合方案，实践证明该方案是确实可行的。（3）提出了三种不同的中频接收机设计方案用于解决由于卫星摄动和前端低噪声下变频器（LNB）中的本振频率稳定度不够高而引起的±30KHz 的频率漂移问题，并通过实验证明了第三版的设计方案是确实可行的。（4）设计了一种载波恢复电路的方案，用于恢复 QPSK 已调信号的载波，经过实验证明该方案可以恢复出（10 码）调制的 QPSK 载波信息。（5）对整个中频收发单元进行了上星（“鑫诺号”卫星）调试，经有关专家验证各项技术指标均达到预期目标，为今后的样机生产铺平了道路。

到目前为止美国、俄罗斯、日本等国家和一些国际组织都在积极地发展和应用卫星数据采集系统。而“鑫诺号”卫星数据采集系统则开创了我国开发 Ku 波段的具有自主知识产权的数据采集业务的先河。展望未来，随着卫星通信技术的不断发展，新一代的卫星数据采集系统将带给用户更多更好的服务，它的应用范围也在不断地扩大。

参考文献

- [1] J.V. Evans, "Proposed U.S. Global satellite systems operating at Ka-Band," IEEE Aerospace Conference, vol.4 pp. 525-537, 1998.
- [2] Asoka Dissanayake, Jeremy Allnutt, and Fatim Haidara, "A prediction model that combines rain attenuation and other propagation impairments along Earth satellite paths", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, vol. 45, NO. 10, OCTOBER, pp.1546-1558, 1997
- [3] M.N. ROY, A.K. GHOSE, V. HUTHIAH, "A high reliability VSAT transmitter using direct RF modulation", IEEE Region 10 Conference on Computer and Communication Systems, pp.86-90, September 1990
- [4] 吴继云, 胡如忠, 卫星数据采集系统应用与展望, 中国航天, 第3期, 2001年
- [5] Deborah J. Shaw, Philippe Roques, "Monitoring our oceans and climate by satellite", OCEANS, MTS/IEEE Conference and Exhibition , Vol. 1 , pp. 631 - 635, Nov. 2001
- [6] 梁洁雯, "卫星通信中的数据采集系统", 电信科学, 2002
- [7] C. A. BELFI, C. ROTHENBERG, L. SCHWARTZMAN, R. E. TILLEY, and A. WILLS, "A satellite data transmission antenna", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol.12, pp.200-206, Mar 1964
- [8] Nelson, B., Stutzman, W.L., "Fade slope on 10 to 30 GHz Earth space communication links measurements and modeling", Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proc., Vol. 143, pp.353-357, Aug. 1996
- [9] Girlando, G., Copani, T., Smerzi, S.A., Palmisano, G., "A Ku-band monolithic tuner LNB for satellite applications low noise block down-converter", Custom Integrated Circuits Conference, Proceedings of the IEEE, pp.613-616, Oct. 2004
- [10] J.B. Shealy, T. Jackson, A. Rachlin, M. Poulton, N. Bukhari, K. Ditzler, X. Gong, L. Sumpter, and D. Weeks, "A 2 watt Ku-band linear (multi-carrier) transmit module for VSAT applications", IEEE MTT-S Digest, pp.1055-1058, 1999

- [11] 陈邦媛, 射频通信电路, 科学出版社, 2002
- [12] Ruggieri, M., "Transmitter model for the design of communication satellites", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Vol. 35, pp.31-42, Jan. 1999
- [13] Cheung, S.W., Clark, A.P., "Influence of design on performance of a satellite modem transmitting coded PSK signals", Communications, Speech and Vision, IEE Proc., Vol. 136, pp.87-99, Feb. 1989
- [14] Fikart, J.L., "Outdoor units for Ka Ku band satellite interactive", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Vol. 2, pp.1141-1144, May 2001
- [15] Reinhold Ludwig, Pavel Bretschko, RF circuit design theory and applications, 科学出版社, 2002
- [16] Mitrea, O., Ocampo-Hidalgo, J.J., Glesner, M., "A low-IF architecture for dual-standard GSM UMTS fully integrated receivers", Electronics, Circuits and Systems, Proc. IEEE International Conference on, Vol. 3, pp.1101-1104, Dec. 2003
- [17] Zencir, E., Dogan, N.S., Arvas, E., "A low-power UHF RF frontend for a low IF receiver", ASIC/SOC Conference, IEEE International, pp.331-335, Sept. 2002
- [18] Bayar, E., "Advances in design of L band lightweight receiver for phased array applications satellite communications", Satellite Systems for Mobile Communications and Navigation, International Conference, pp.269-273, Oct 1988
- [19] Jin-Cheol Jeong, Yong Hei Lim, Byung-Jun Jang, In-Bok Yom, Seong-Pal Lee, "Development of Ku-band Receiver Downconverter for satellite transponders", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Vol. 2, pp.1257-1260, June 2002
- [20] Bayar, E., "Advances in design of L band lightweight receiver for phased array applications satellite communications", Satellite Systems for Mobile Communications and Navigation, Fourth International Conference, pp.269-273, Oct 1988
- [21] Davis, P.C., "Merits and requirements of a few RF architectures", Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting Proceedings, pp.62-66, Sept. 1999

- [22] Cali, G., Cantone, G., Filoromo, P., Sirna, G., Vita, P., Palmisano, G., "A high-performance Si-bipolar RF receiver for digital satellite radio", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Vol. 46, pp.2568-2576, Dec. 1998
- [23] Crols, J., Steyaert, M.S.J., "Low IF topologies for high performance analog front ends of fully integrated receivers", *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on* Vol. 45, pp.269-282, March 1998
- [24] Waite, H., Ta, P., Chen, J., Li, H., Gao, M., Chang, C.S., Chang, Y.S., Redman-White, W., Charlton, O., Fan, Y., Perkins, R., Brunel, D., Soudee, E., Lecacheur, N., Clamagirand, S., "A CDMA2000 zero-IF receiver with low leakage integrated front end", *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, Vol. 39, pp.1175-1179, July 2004
- [25] Thumay, S., Pham, A., van Wyk, H., "Development of a low-IF receiver and a fixed wireless utility network", *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, Vol. 2, pp.935-938, June 2002
- [26] Stadius, K., Jarvio, P., Paatsila, P., Halonen, K., "Image-reject receivers with image-selection functionality", *Circuits and Systems, IEEE International Symposium on*, Vol. 4, pp.124-127, May 2001
- [27] Robertson, I.D., "Mixers", *MMIC's (Monolithic Microwave Integrated Circuits)*, IEE Colloquium, pp.7/1-7/6, Nov 1995
- [28] CAI Ling-yun, SONG Wen-tao, LUO Han-wen, FANG Hen-he, "AGC and IF amplifier circuits design", *Wireless Communication Technology, IEEE Topical Conference*, pp.42-46, Oct. 2003
- [29] 吴诗其, 李兴, 卫星通信导论, 电子工业出版社, 2002
- [30] Cheung, S.W., Clark, A.P., "Performance of a carrier recovery loop in a satellite modem", *Communications, Speech and Vision, IEE Proceedings*, Vol. 138, pp.32-42, Feb. 1991
- [31] John G. Proakis 著, 张力军, 张宗橙, 郑宝玉等译, 数字通信, 电子工业出版社, 2001
- [32] Awawadeh, A., Chander, S.S.U., Kichenaradjo, A., Soderstrand, M.A., "Hardware efficient BPSK and QPSK detector", *Signals, Systems and Computers*,

Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on, Vol. 2, pp.1060-1063, Nov. 2002

[33] Wilson, M.P., Tozer, T.C., "The effect of local oscillator phase noise in low data rate satellite receivers" Modems and Codecs for Satellite Communications, IEE Colloquium, pp.4/1-4/7, Oct 1989

[34] Korn, D.S., "The effect of phase noise and spurs on coherent communications performance", Military Communications Conference, IEEE, Vol. 1, pp.383-387, Nov. 1995

附录：卫星数据采集系统远端站 中频收发单元原理图

附录一：卫星数据采集系统远端站中频发射单元原理图

附录二：卫星数据采集系统远端站中频接收单元原理图（第一版）

附录三：卫星数据采集系统远端站中频接收单元载波恢复电路原理图（第二版）

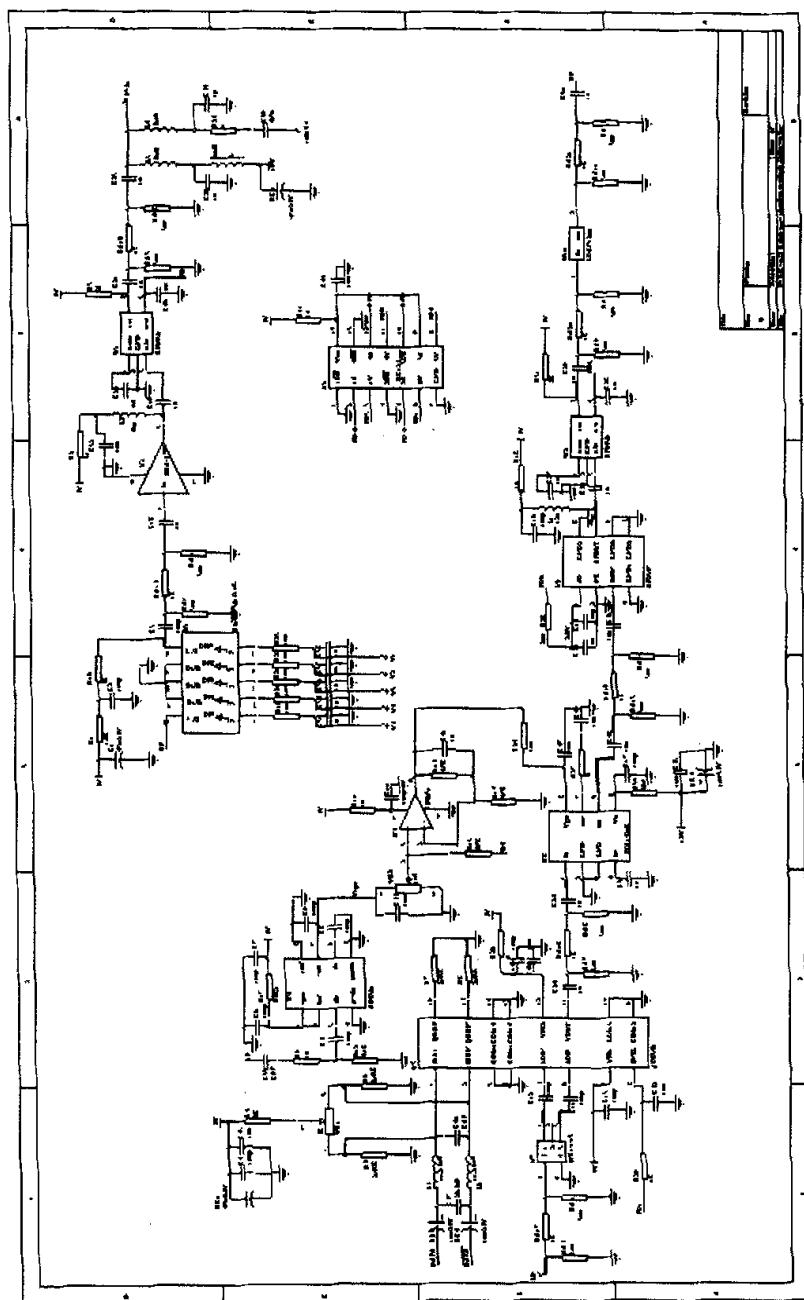
附录四：卫星数据采集系统远端站中频接收单元原理图（第三版）

附录五：卫星数据采集系统远端站中频发射单元 PCB 图

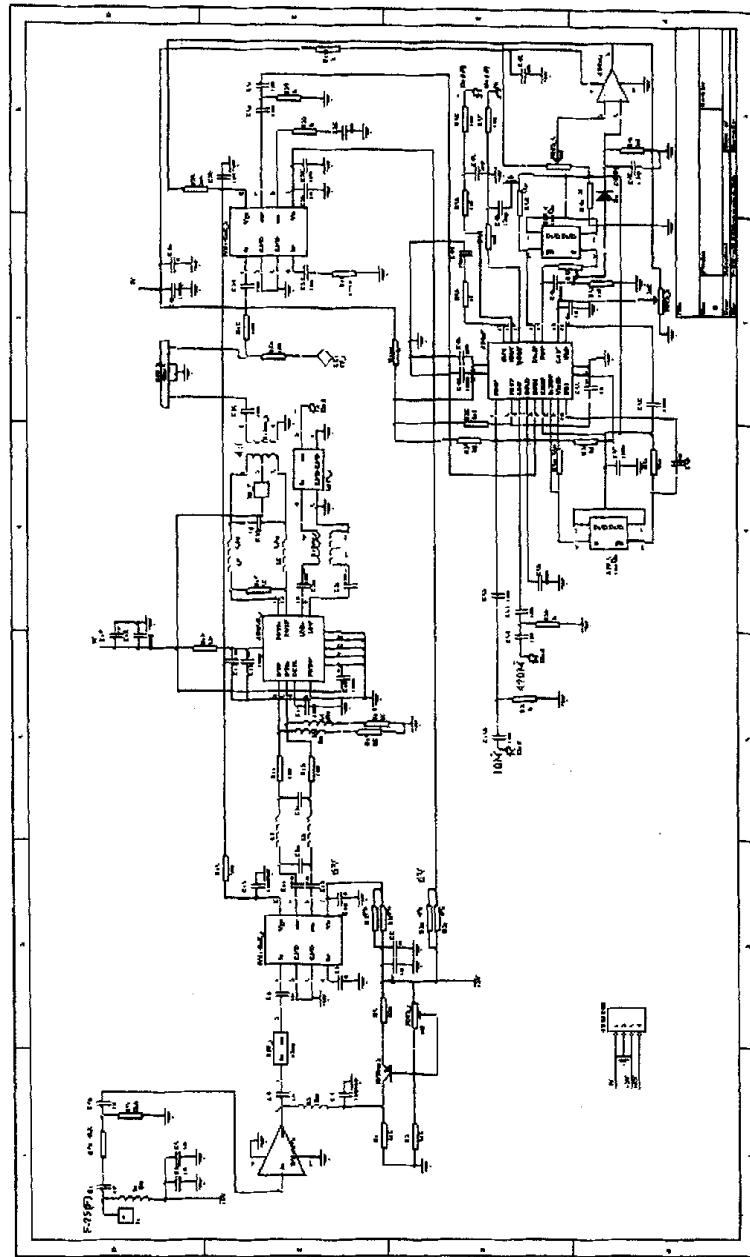
附录六：卫星数据采集系统远端站中频接收单元载波恢复电路 PCB 图

附录七：卫星数据采集系统远端站中频接收单元 PCB 图（第三版）

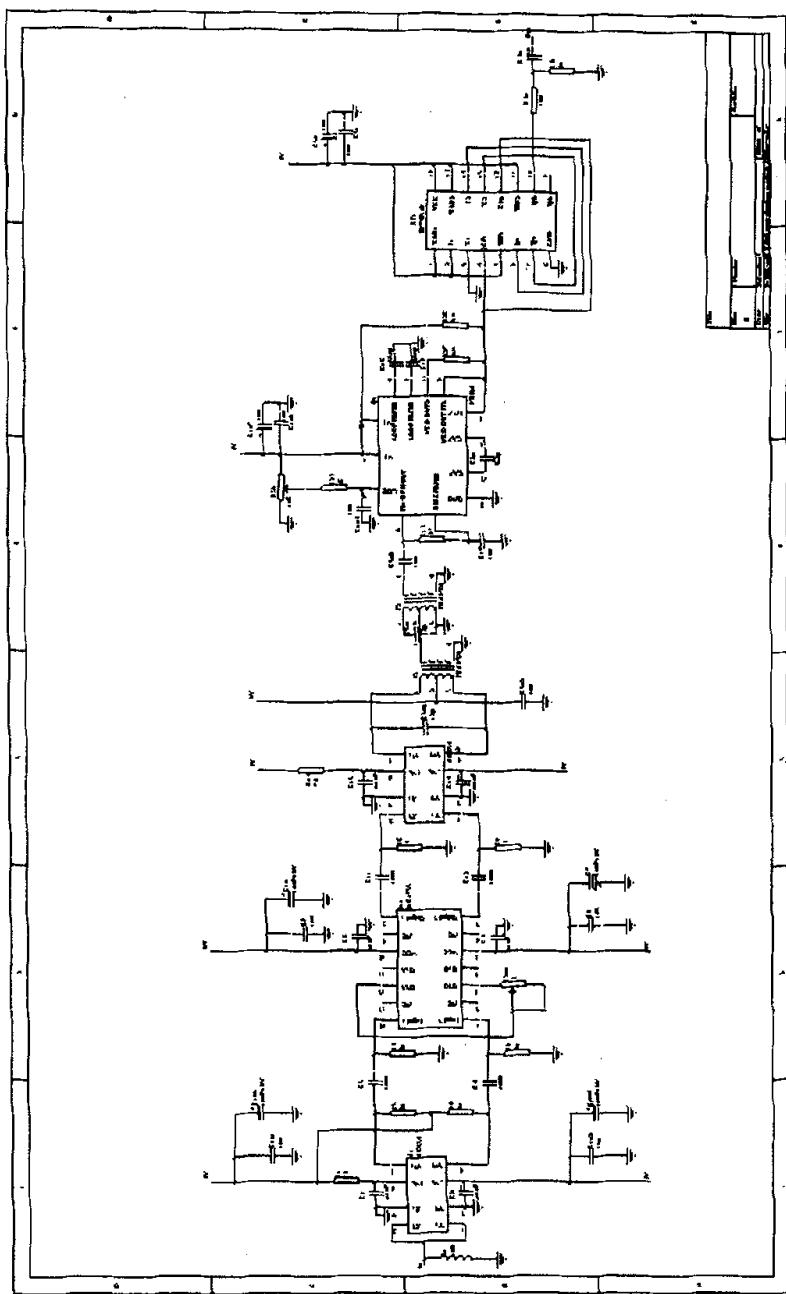
附录一：卫星数据采集系统远端站中频发射单元原理图



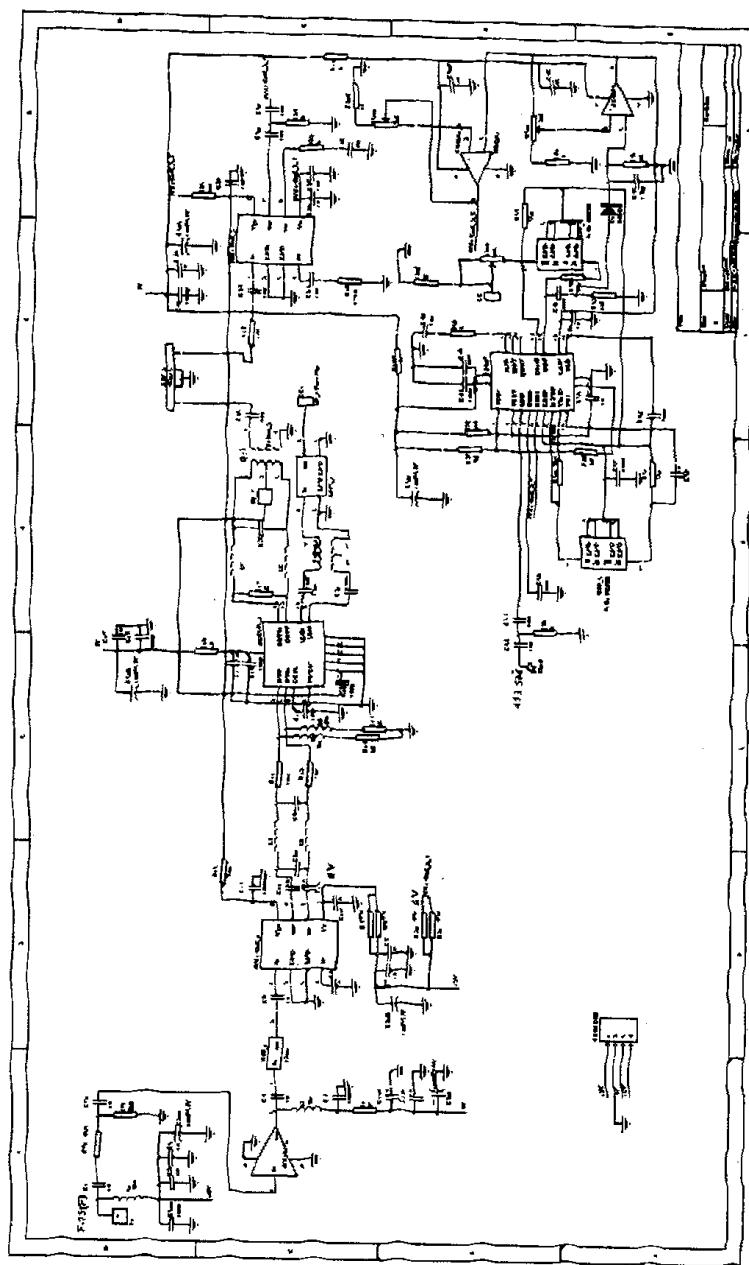
附录二：卫星数据采集系统远端站中频接收单元原理图（第一版）



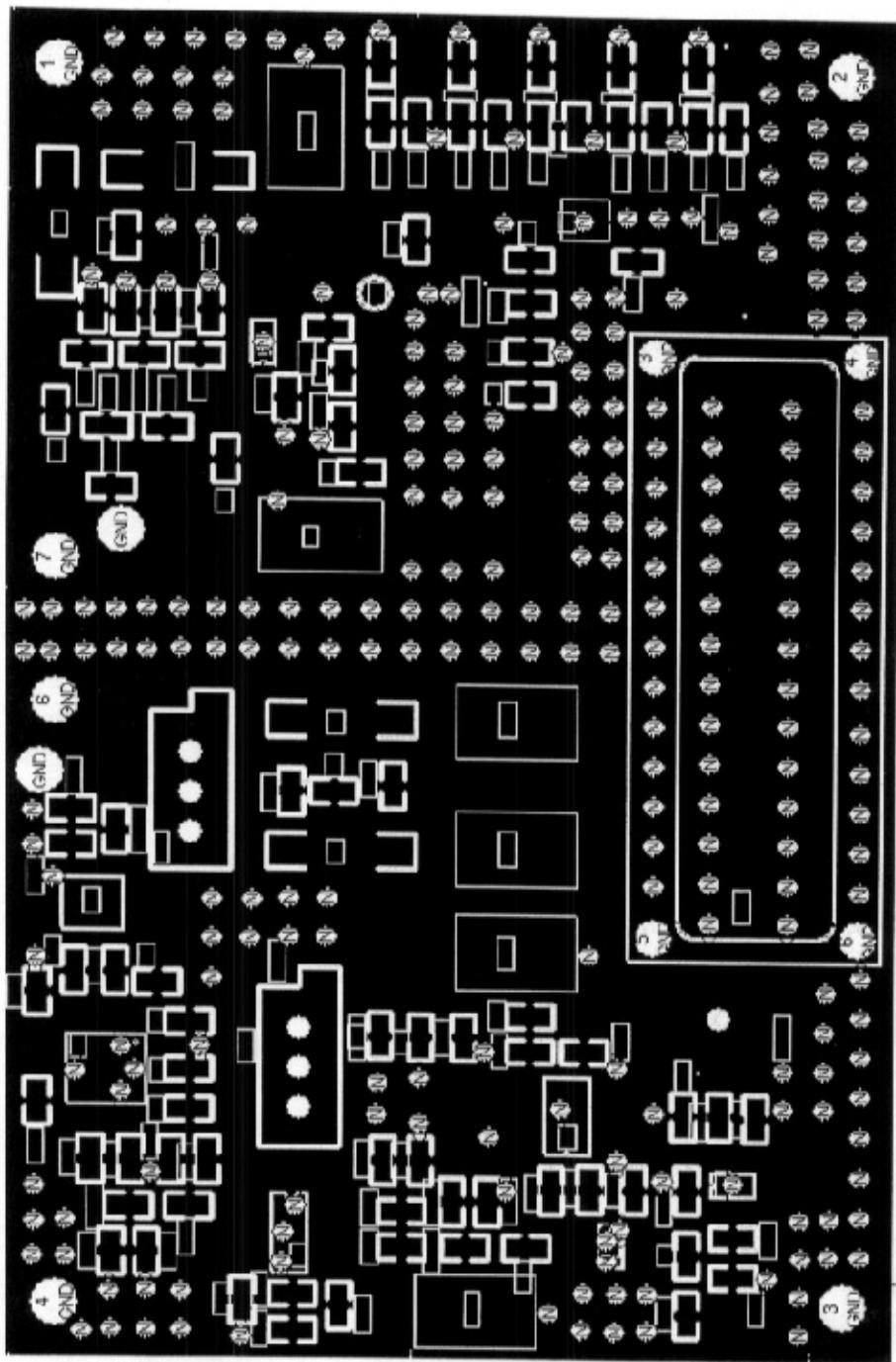
附录三：卫星数据采集系统远端站中频接收单元载波恢复电路原理图（第二版）



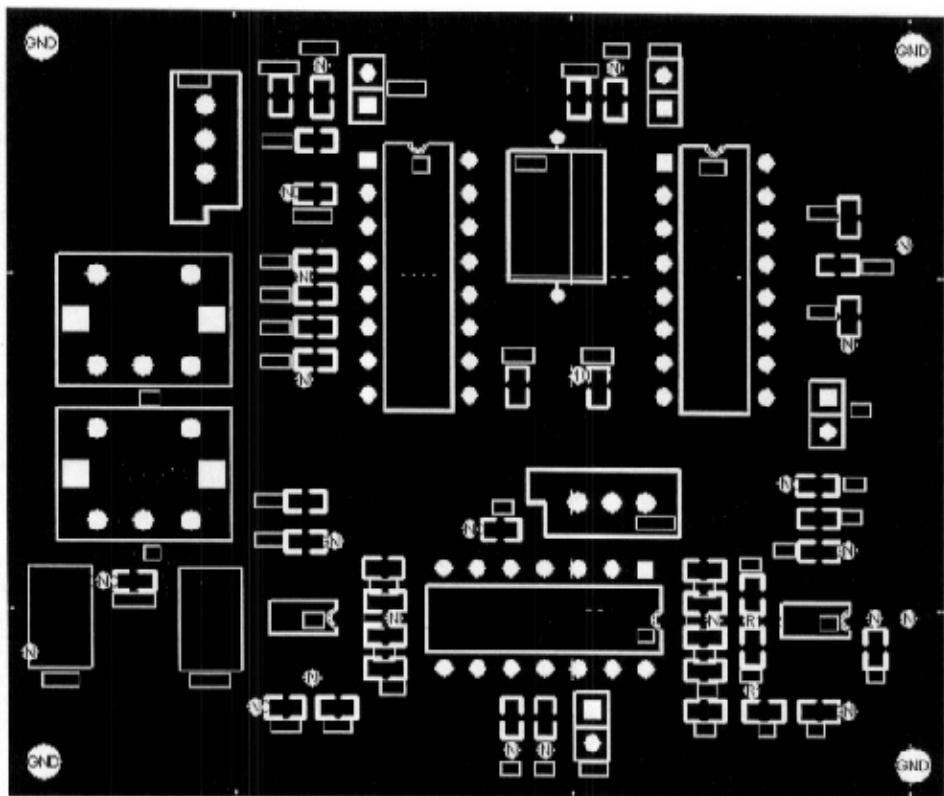
附录四：卫星数据采集系统远端站中频接收单元原理图（第三版）



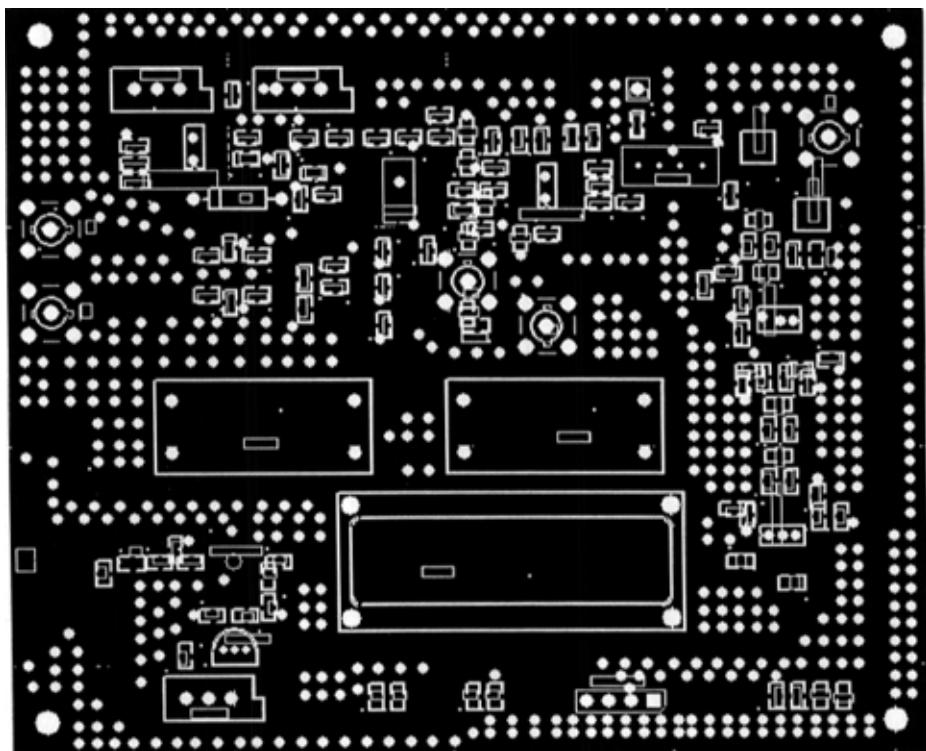
附录五：卫星数据采集系统远端站中频发射单元 PCB 图



附录六：卫星数据采集系统远端站中频接收单元载波恢复电路 PCB 图



附录七：卫星数据采集系统远端站中频接收单元 PCB 图（第三版）



作者在攻读学位期间公开发表的论文

王勇，一个用于卫星数据采集系统的中频接收单元的载波恢复应用电路，
《通信技术》，第九期，2004 年

致谢

两年半的研究生生活即将过去，我首先要感谢我的导师叶家骏教授，感谢叶老师在这两年半中在我的学习、科研和生活上给予的悉心指导和亲切的关怀，使我逐步确立了对所研究领域的系统概念，掌握了进行科研的方法，并得到了大量的实践机会。不仅如此，叶教授渊博的学识、严谨的治学态度、平易近人的大家风范令我由衷地敬佩，从他身上所学到的将成为我终身受益的宝贵财富。在此，我再次向导师叶家骏教授致以最诚挚的谢意！

深深感谢同项目组的于娟老师和张伟同学在我读研阶段给予学习上和生活上极大的帮助和鼓励；感谢师兄叶凯在我刚刚进入课题阶段对我的耐心指导，他那出众的科研能力为我树立了良好的榜样；感谢同寝室的周立晨、张慧欣同学在学习和生活上给予的关心和照顾，伴随我度过了两年半充实的研究生生活。

特别感谢上海交通大学的朱杰教授，他以自己的博学和敏锐的洞察力以及高度的责任心指导我们项目组，为我们提供了良好的实验条件和科研环境，使项目开发得以顺利进行，对此我表示衷心的感谢。还要特别感谢上海交通大学贝尔实验室的朱敏、蒋傲、孙治和刘伟峰同学在科研上给予的大力支持和帮助。

衷心感谢上海航天卫星应用有限公司的朱正大总工程师和丁洁、王龙等在科研上提供的莫大帮助和鼓励，协助作者能够顺利地完成课题。

最后，我要感谢我的父母，感谢他们在这二十多年里给我无微不至的关心、照顾和教诲，感谢他们对我学业上的巨大支持和鼓励！