

第 1 章 概论

Macgregor S. Reid

DSN 隶属于美国 NASA,并由 JPL 进行管理、技术指导和操作。DSN 的作用是保持地面与深空航天器的通信,包括接收来自航天器的遥测数据、发送遥控指令数据、为任务操作员和科学家提供航天器轨道数据、监视与控制测控网性能。其他任务还包括采集来自航天器的科学数据、为射电科学试验测量航天器发出的无线电波变化,以及进行甚长基线干涉测量。DSN 是世界上最大、最灵敏的科学通信和无线电导航网。

DSN 由全球经度相隔约 120° 的三个深空通信设施(DSCC)组成,其具体地址分别位于:

- (1) 加利福尼亚的戈尔德斯顿;
- (2) 西班牙的马德里附近;
- (3) 澳大利亚的堪培拉附近。

这种布局能够在地球自转时保持连续 24 小时观测航天器,并为航天器的无线电通信链路在设施间接力提供足够的重叠覆盖。DSN 的前身始建于 1958 年 1 月,当时 JPL 与美国陆军签订合同,在尼日利亚、新加坡和美国加利福尼亚部署无线电跟踪站,跟踪第一颗成功发射的美国卫星——探险者一号。在 1958 年 10 月美国国家航空航天局正式成立以前,陆军一直为 JPL 提供资金支持。两个月后,陆军与加利福尼亚理工学院签订的向 JPL 提供资金支持的合同转变为 NASA 与其之间的合同。直到今天,JPL 的主要资金来源一直都由 NASA 提供,该实验室的工作人员直到现在也还属于加利福尼亚理工学院^[1]。

约在 1958 年,提出了独立的地基通信网概念。不久以后,NASA 建立

了深空测量设施(DSIF),DSIF 作为一个独立的地基通信设施,同时支持多项空间飞行任务,从而避免了为每一项飞行计划不切实际地重复建设专用空间通信网。坐落于 JPL 园区一个独立空间的飞行操作设施(SFOF)通过地面通信设施(GCF)与所有的 DSIF 站进行通信,它也是一个独立于 DSIF 的组织。该网的责任是进行测控网自身的研究、开发和运行,以便更好地为所有用户提供测控支持。1963 年,DSIF 与 SFOF 的多任务部门和 GCF 合并构成 DSN。依照该方案,DSN 成为世界上大口径天线,低噪声接收机,跟踪、遥测和遥控系统,数字信号处理和深空无线电导航技术开发的领头者。这些功能都纳入具有尖端科技水平的无线电通信系统,能够在保持对当前任务支持的同时,根据新任务的需要不断进行改造。本书重点介绍了所有 DSN 接收机的低噪声前端和大口径天线的校准,其他技术将由深空无线电通信和导航系列丛书中的相应册介绍。

全球每一个 DSCC 都配置有一副 70m 口径天线、一副 26m 口径天线和几副 34m 口径天线。每一副天线连同与其相关的设备一起合称为一个深空站(DSS),整个场地称为深空通信设施(DSCC)。每一个 DSCC 内的所有深空站都通过一个集中信号处理中心(SPC)进行远程操作。数据在 DSCC 内完成处理后,传送到 SFOF 做进一步处理,并通过常规地面通信网再分发给各科学小组。

图 1-1 所示为戈尔德斯顿 70m 口径天线的照片,该天线除了用于跟踪航天器,还用于射电和雷达的科学研究。位于西班牙和澳大利亚的 70m 口径天线功能与其基本相同,也用于跟踪航天器和进行一些射电科学研究。每一副 70m 口径天线在其中心都有三个卡塞格伦馈源喇叭,里面装有深空站用于接收和发射信号的部分设备。图 2-1,2-2 和 2-3 所示为置于反射器表面的三个馈源喇叭,称为“三锥”。70m 口径天线使用一个稍不对称的卡塞格伦副反射器,并能够绕主反射器的对称焦点轴转动。这种转动成为其“连接”到三个馈源喇叭中的任何一个的机械式、超低噪声微波“光学”(或称自由空间)的露天大波导开关。每个馈源喇叭都置于副反射器下方形成的卡塞格伦焦点环上,使三个馈源中的任意一个都能形成理想主反射器的视轴指向。这种不对称副反射器和三锥设计方案,使得几乎不存在最终或出射波束“扫描”损耗。实际工作中,仅用三个馈源喇叭中的两个对准焦点,第三个用于工程研究和科学观测。S 频段馈源喇叭总是对准 X 频段馈源喇叭的双色板,信号由双色板反射到副反射器上。

在非对称环境中,利用赋形双反射器原理使得主反射器的馈源照射接



图 1-1 戈尔德斯顿 DSSC 的 70m 口径天线

近均匀。可切换三锥微波馈源系统与赋形高增益高效技术相结合,提高了大口径天线的灵活度,使其能够在多个国际分配的深空微波频段内高性能运行。

利用安装在 X 频段(XTR)馈源喇叭顶端的高通双色频率选择反射器(图 2-2 所示收缩状态位置),可进行仅 X 频段接收或 X 频段接收和发射工作。XTR 馈源喇叭系统能够在双色板伸出或收缩状态下发射信号。双色板处于伸出位置时(图 2-3),S 频段和 X 频段可同时工作,而 S 频段可发射也可不发射。X 频段信号穿过伸出的双色板,而 S 频段信号反射到一个位于 S 频段极化分集(SPD)馈源喇叭顶端的椭圆反射器上。如此,依靠两个相对较小的反射器(副-副),就能同时使用三锥馈源喇叭中的两个,并且指向(同轴 S 和 X 波束)接近完美,几乎不存在波束扫描损耗。

DSN 共有三副 70m 口径天线、三副 34m 口径高效率(HEF)天线、六副波束波导天线(BWG)、一副 34m 口径高速波束波导天线(HSB)和三副 26m 口径天线,分布在三个通信设施中。

BWG 天线的微波馈源系统置于地下室内,几乎不受当地天气的影响,从而提高了降雨期的链路性能。与 70m 口径天线类似,与均匀照射赋形技术相结合后,DSN 34m BWG 天线同样能在多个工作频率上高性能灵活地工作(见图 7-3)。屏蔽管道中的四反射器极低损耗的 3m 口径“反射镜接力”系统,用于在主反射器的卡塞格伦焦点与位于地下室中的副焦点之间传输信号。地下室内另装有几个椭圆平面双色反射器,用来与多个频段的馈

源系统相配合,这些馈源系统包括低噪声前置放大器、高功率发射机和控制与校准设备。

在 HEF 天线中,卡塞格伦焦点上使用一个恒定波束宽度、共用口径的 S 和 X 频段(S/X 频段)馈源喇叭,放在常用的室外单馈源喇叭装置内。因为是首次使用口径均匀照射技术的 DSN 天线,这些天线被称为高效率天线。

目前用于跟踪近地卫星的 DSN 26m 口径天线计划于 2008 年退役,退役后,这一功能将转移到 34m 口径天线。

戈尔德斯顿 DSCC 的一副 34m 口径天线已于 1996 年退役,不再属于深空站跟踪设备。不过它依然属于 NASA/DSN 的资源。作为刘易斯教育研究中心与 JPL 之间的一个 JPL 延伸联合行动,制定了戈尔德斯顿苹果谷射电望远镜(GAVRT)计划,把已着手的科学项目带入美国学生的课堂。GAVRT 利用戈尔德斯顿站退役但 DSN 依然保留的天线,通过远程控制,对科学研究所关注的目标进行射电天文观测,为学生们提供一个科学发现的真实体验(实例见第 7 章的 7.6.2 节)。截至 2006 年年底,已经有美国 27 个州、3 个地区和有美国学校的 13 国,共计 176 所学校参与到该 GAVRT 计划中。本书中描述的许多设备和测量技术都已用于 GAVRT 观测和系统校准中。

行星际距离上的航天器与地面网之间的通信有一些特殊问题,独特而又具有挑战性。通信性能与 R^2 成反比,因此太阳系探测的超远距离必须使用超低噪声前置放大器。地球静止轨道通信卫星距离地面 40 000km,外行星与地球之间的距离比这一距离大很多倍,如地球与海王星之间的距离约为 4.5×10^9 km。这两个例子之间距离相差大于 100 000 倍,这就意味着与空间探测航天器的通信难度要比与地球静止轨道航天器的高出 10 个数量级。

本书介绍了构成所有 DSN 地面站前端的低噪声微波系统。每一副天线的微波前端对于接收链路的灵敏度、极化、频率分集和容量都极为关键,它也是整个深空站的关键。接收系统的灵敏度和性能用 G/T 值来表达,这里 G 为天线增益, T 为整个接收链路的总噪声温度,通常称之为系统工作噪声温度 T_{op} 。为了提高深空站接收性能,必须提高 G/T 值,这可以通过增大天线增益 G 来实现,也可以通过减小系统噪声温度 T_{op} 来实现,或者两者同时改善。过去 DSN 既增大 G ,也减小 T_{op} ,但减小系统噪声温度比提高天线增益更容易,因此更有效和更经济。

由于深空站微波前端决定了接收链路的灵敏度和性能,所以接收系统

的设计者们有责任付出巨大努力来减小 T_{op} , 并校准和维持低噪声前端。 T_{op} 确定得越准确, 航天任务设计中所允许的容差就越小。减小航天器功率的工程设计容差能够节省大量资金, 并在相同航天器发射功率条件下获取更多的科学数据, 这一重要性也同样体现在接收链路的校准上。为了维持每一个天线系统的低噪声性能, 必须对其进行精确校准。所有航天任务和射电科学都将受益于 DSN 天线的高增益和极高灵敏度。

从遥远航天器接收数据的成本(以比特/美元计)与接收系统噪声温度成正比, 系统噪声温度每减小一半, 最高传输速率就增大一倍, 则每一比特数据所付出的代价就减小一半。多年来, DSN 已经发明了多项新技术来减小系统噪声温度, 并记下许多实例。在 1974 年^[2] 水手 10 号飞越水星期间, S 频段 T_{op} 减小了 20% (3K), 使得地面接收水手 10 号的数据速率达到 117Kbps, 从而获得了航天器飞行轨迹上对水星连续拍摄的图像; 若不减小 T_{op} , 这一任务将只能被迫使用 22Kbps 的数据速率, 从而将丧失 80% 的数据。类似的例子还有对伽利略任务的测控支持。此外, 1980 年 X 频段 T_{op} 减小约 20%, 也为接收旅行者号航天器在土星、天王星和海王星附近时的高速数据传输做出了贡献。在 BWG 子网中 X/X/Ka 频段馈源系统的应用将 X 频段双工(发射和接收) T_{op} 从 36K 减小到了 18K, 使系统噪声性能^[3] 改善了 3dB。为了让卡悉尼探测器在土星附近每天下行传输数据^[3], 利用同样的技术使 70m 天线 X 频段 T_{op} 从 39K 减小到了 15K。

航天任务规划者们有了提高某一深空任务数据传输速率的选择, 就可减少获得相同数据量所需的跟踪时间或增加接收数据总量。跟踪时间减少的百分比与 T_{op} 减少的百分比相同, 跟踪时间的减少降低了任务测控支持的成本, 利用接收返回速率增加节省的时间而使返回数据量增加的百分比要大于跟踪时间减小的百分比, T_{op} 减小 20% 就能使数据速率增大 25%。 T_{op} 减小的价值可按利用 DSN 天线跟踪深空探测器的费用来衡量。航天任务规划中已做过使用 DSN 天线的每小时费用的估计。利用各种 DSN 天线的每小时收费可证明, X 频段 T_{op} 减小 20% (4K), 每年就能够节省数千万美元的开支^[4]。所以, T_{op} 的减小也意味着有更多的天线可利用时间。

另一种估算 T_{op} 减小价值的方法是看一套完整装备的 34m BWG 天线在 20 年(比如说)内初建成本和运营成本, 建造费用大约 3300 万美元, 加上 20 年寿命期内每年 200 万美元的运行费用, 总寿命期费用约 7300 万美元。DSN 增加五个这种类型的 34m 天线能够使总数据接收能力增大约 25%。而 X 频段系统噪声温度减小 4K(或 20%), DSN 的总数据接收能力就增加

25%。按此度量,所有 DSN 在 X 频段的系统噪声温度每减小 1K,价值约 910 万美元,而 T_{op} 每减小 20% 的价值就是约 3650 万美元^[4]。

结论很明显,DSN 内的噪声价格昂贵。DSN 已经投入了大量的时间和精力来减小 T_{op} ,以及随之而来的对 T_{op} 的精确校准。这两方面都研究出许多有意义的创新的概念和方法,本书就此进行描述和讨论。

第 2 章首先对接收系统进行常规和简要的介绍,并且讨论了所有噪声分量影响,包括构成总系统工作噪声温度的内部噪声和外部噪声。详细描述了所有噪声分量的测量和校准,重点介绍在尽量提高精密度和准确度方面获得的研究成果,介绍过程中的每一步都有严格的数学分析,使得那些关注整个系统逻辑推导的读者能够如愿以偿。另一方面,本章完整地描述了测量和校准的方法,包括增益波动和系统线性度。这样就对需要做的、怎样做的和为什么重要有了一个总体概念。分步详述使操作者能按此进行测量、校准并导出统计误差分析的结果,无需深究数学推导或理论原理。本章也为那些想要获得更多详细内容或愿意全面学习每一个主题的读者提供了许多精选的参考文献。

DSN 中的红宝石脉泽微波前置放大器是线性、相位保持和超低噪声的放大器,是现场实际使用的灵敏度最高、噪声最小的放大器。经过 DSN 多年的应用证实它是非常结实和稳定的,而且具备固有的频谱滤波能力,在低噪声系统中很少有其他放大器能与之媲美。第 3 章大致介绍了红宝石脉泽以及与之相关的红宝石。从理论上描述了由辐射(脉泽)的受激发射产生微波放大的机理,从而给出整个放大过程的概貌。指出了脉泽的非凡低噪声性能一方面主要来源于这种放大过程,另一方面也源于 DSN 将脉泽集成到前端子系统中这一工程创新。本章主要介绍腔体脉泽、反射波脉泽和梳型脉泽。为完整起见,本章给出了脉泽过程的详细数学理论,包括脉泽噪声温度特性和增益的依赖关系,还有一些便于深入研究的参考文献。

第 4 章介绍支持这些脉泽所用的 JPL 开发的闭环制冷器(CCR)和其他制冷系统,使脉泽介绍更加完整。本章描述了热辐射防护、热泄漏以及在现场所用到的 CCR 分析和操作所需要的其他工程细节。

第 5 章全面介绍了高电子迁移晶体管(HEMT),包括理论、实际操作、校准、器件制造和优化、噪声建模和特性参数、放大器开发和子系统测量。本章完整概括了 HEMT 放大器涉及的知识点,包括数学推导、材料和制造的细节、放大器设计和操作、测量和校准等内容。本章不仅可以作为深入学习 HEMT 的教科书,而且对于那些在该领域中仅需要了解 HEMT 制造和

现场使用概况的操作者和管理者们来说,也是一本使用指南。

大气对地面与航天器之间的通信链路产生严重影响,尤其在高工作频段。大气会造成信号衰减,增大地面接收系统的噪声温度,天气变化也会改变这些参数,而这些参数的变化往往是大幅度的。第 6 章介绍 DSN 如何对付天气变化的问题。参考 JPL 推导的标准地表天气模型和天气预报,DSN 利用水汽辐射计(WVR)对天气直接进行测量,本章介绍了这种 WVR,以及导出所需参数的理论。本章还介绍了 JPL 标准天气模型的开发,及这一模型如何与气象预报联合使用。

本书重点讨论系统工作噪声温度,以及对其测量和校准的必要性和重要性。然而,如前所述,系统的灵敏度和性能是由 G/T 确定的,这里 G 为天线增益, T 为总系统噪声温度。本书若不讨论天线增益和效率的测量与校准,就不算完整。第 7 章是对这一外延主题的概要叙述,详细问题在本系列丛书未来的卷中将会论述。本章利用第 2 章中描述的噪声温度测量原理推导出了天线增益、指向的系统性误差修正、副反射器焦点和在天线增益鉴定中使用射电源的校准方法。

随着 JPL 新技术的开发,在天线口面效率的确定方面有可能得到比以往方法提高一个数量级的测量精度,并将指向误差和天线波束宽度的确定精度提高 5 倍以上。通过对扩展源和点源进行连续、快速的光栅扫描,可使光栅扫描技术大大改进。这种为了天线和射电源校准所使用的映射技术称为“动中”映射。第 8 章首先描述 DSN 天线校准的一般要求,进而介绍当前所使用的方法和缺点。最后一节描述新映射技术及其结果。确定天线增益的两个最重要参数是主反射器面板的准直度和天线的稳定性,通过相干全息技术可进行很好的测量,这些内容将在最后一章即第 8 章中介绍。

当应用于反射器天线时,微波全息就是在天线远场复辐射图与复孔径分布之间进行傅里叶变换的一种技术。这一变换得到的是孔径相位和振幅分布的数据集。利用这些数据可精确反映关键性能参数的特性,包括面板准直、副反射器位置、天线口径照射、在不同频率下方向性和重力变形的影响。因此,全息技术提供了一种对大反射器和波束波导天线进行分析、鉴定和提高射频性能的方法。从性价比来看,微波全息技术是提高大口径 DSN 天线性能的一种最经济的手段。第 8 章描述了全息测量系统的设计和使用,以及它在改进、优化和维持天线性能在规定指标上的作用。本章还描述了全息测量设备的设计和研制全息测量系统的数学算法和软件。微波全息技术是整套 DSN 校准仪器和方法的一个重要内容。

本书尽可能地遵照电气和电子工程师协会(IEEE)标准术语的定义。这对整本书的阐明、理解和前后文参照都至关重要。在 Mumford 和 Scheibe 的著作中列举了不使用标准术语所带来的麻烦,对噪声——通信系统^[6]的性能因数,书中根据不同作者使用的噪声温度,罗列了九种放大器噪声指数的不同定义。这说明了采用 IEEE 噪声标准^[5,7]来定义接收系统噪声项的重要性。

本书的每一章都可以从三个层次上来阅读。器件及其工作和校准方法的严格数学理论是第一层次。设计概述、某些情况下的器件制造及其在现场的使用、测量和校准方法是第二层次,该层次对工程师和主管很有益。建议、指南和方法是第三层次,该层次给出的信息源于现场的大量实践经验,对技师和操作者们将有很大帮助。

参 考 文 献

- [1] C. R. Koppes, *JPL and the American Space Program*, Yale University Press, New Haven, Connecticut and London, United Kingdom, 1982.
- [2] W. R. Corliss, *The History of the Deep Space Network*, NASA, CR 151915, National Aeronautics and Space Administration, Washington, District of Columbia, 1976.
- [3] J. Bautista, R. Clauss, S. Petty, and J. Shell, “DSN Low Noise Amplifiers in the New Millennium,” *TMOD Technology and Science Program News*, Issue 13, Rev. 1, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, January 2001. <http://tmot.jpl.nasa.gov/index.html>
- [4] J. Layland and L. Rauch, “The Evolution of Technology in the Deep Space Network: A History of the Advanced Systems Program,” *The Telecommunications and Data Progress Report 42-130, April–June 1997*, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, pp. 1–44, August 15, 1997, (also available as JPL publication 95-20 at <http://tmot.jpl.nasa.gov/>, click on Program Overview Information). http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/
- [5] *The Authoritative Dictionary of IEEE Standard Terms*, 7th ed., IEEE Standards 100, Hoboken, New Jersey, 2000.
- [6] W. W. Mumford and E. H. Scheibe, *Noise; Performance Factors in Communications Systems*, Horizon House–Microwave Inc., Dedham, Massachusetts, 1968.
- [7] “IRE Standards on Electron Tubes: Definition of Terms, 1962 (62 IRE 7.S2),” *Proceedings of the IEEE*, vol. 51, pp. 434–435, March 1963.

第 2 章

深空网所用的系统噪声概念

Charles T. Stelzried, Arthur J. Freiley, Macgregor S. Reid

2.1 概述

为了提高 NASA 接收太阳系内深空探测数据的性能,美国国家航空航天局/喷气推进实验室的深空网已经向更高的工作频率发展。2006 年深空探测下行(深空站接收)链路使用 S 频段(2.29~2.30GHz)、X 频段(8.40~8.50GHz)和 Ka 频段(31.8~32.3GHz),表 2-1 给出了国际分配的这些微波下行链路频段。DSN 正在考虑未来使用更高的微波频率及光学频率。频率越高,链路性能越好,支持的数据传输速率越高。

表 2-1 2006 年为 DSN 分配的深空下行微波频率

DSN 微波频段	中心频率/GHz	分配的频带/GHz
S	2.295	2.29~2.30
X	8.45	8.40~8.50
Ka	32.05	31.8~32.3

通信链路性能主要取决于接收系统天线的增益(与天线面积成正比)和噪声温度特性;在 2.5.1 节中定义了系统品质因数,也就是增益与噪声温度的比值(G/T)。本章给出低噪声接收系统测量中的一些有关定义和校准技术。接收系统内的噪声定义为对有用信息产生的有害干扰。噪声源可分为外部噪声源和内部噪声源,外部噪声源包括宇宙微波背景(CMB),宇宙微波前景(CMF),银河系和射电源,太阳、月球和行星际源,大气(包括闪电),大气吸收,人为噪声和天线捡拾的干扰。通常认为 CMB 噪声^[6]是宇宙形成后

(大爆炸)的残留辐射,目前其测量值为 $2.725\text{K}^{[7]}$ 。CMF 噪声是天线接收到的来自银河弥散源和无法分辨点源^[8]的辐射。人为噪声或射频干涉(RFI)包括相干信号产物以及点火系统、火花放电和大功率传输线辐射的噪声信号。在 DSN 中,CMF 与 CMB 相比影响很小,CMB 和大气是 DSN 微波接收系统的主要外部噪声源。

内部噪声源包括热、散粒、电流和 Barkhausen 噪声。热噪声是微波接收系统中最小的内部噪声源(见文献[9,10 和 4(P4)])。DSN 低噪声放大器(LNA)的噪声性能通常用噪声温度来表示(2.2.6 节)。例如,LNA 特性常用 $3\sim 4\text{K}$ 噪声温度变化范围方便地表征噪声系数从 1.010 到 1.014(比值)的变化。

位于馈源喇叭口上的 Kapton 薄片使馈源喇叭及其波导部件保持在氦压力下。为了减小信号衰减和减小由于降雨或喇叭盖上露水影响而增大的噪声,在安装三锥的 70m 口径天线 X 频段馈源喇叭口径上安装了吹风机。在所有 DSN 工作频率上,包括 S 频段,都可以测量到由于附着在风化 Kapton 馈源喇叭盖上雨滴所产生的不利影响。为了使影响降到最低,一种重要的方法就是保持 Kapton 喇叭盖清洁如新。DSN 34m 波束波导(BWG)天线的馈源喇叭没有暴露在外,所以不需要这些防范措施。

本章介绍和分析了 DSN 典型接收系统的多种噪声温度分量和测量技术。接收系统由天线、LNA 和接收机组成。DSN 遵循电气和电子工程师协会(IEEE)关于噪声温度的定义^[11,12]。在 LNA 的输入组件中使用匹配元件将失配影响降到最低。

深空通信所需的 DSN 大天线在参考文献[14,15]和本书的第 1 章中均有描述。装有如图 2-1 所示的三个卡塞格伦馈源喇叭(三锥)的 70m 口径天线是 DSN 中口径和发射功率最大的天线。X 频段收发(XTR)馈源喇叭有一个高通双色频率选择性反射器(即透射 X 频段波,反射 S 频段波),图 2-2 所示为其收缩状态位置,仅以 X 频段工作。当 S 和 X 频段同时工作时,这一反射器移动到伸出位置(见图 2-3)。因此,利用两个相对较小(副-副反射器)的反射器,就可以在几乎同一波束指向(S 和 X 波束同轴)上同时使用三个馈源喇叭中的两个进行工作,并且基本不存在波束扫描损耗。2.5 节就选取这一 XTR 馈源喇叭构型作为 DSN 噪声温度系统校准的实例。用一个经标定的标准天顶指向馈源喇叭(测试 a)、地面天顶方向配置的一整套馈源喇叭装置(测试 b)和一整套天线上的设备(测试 c)进行 LNA 噪声温度校准,组成一个完整的校准系统。工作系统的系统噪声温度要通过例行的定

期测试来校验。

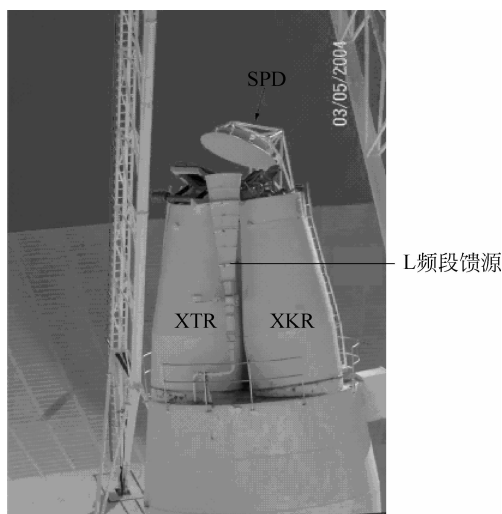


图 2-1 戈尔德斯顿 70m 口径天线三锥 S 频段极化分集 (SPD) 馈源喇叭, 位于 X 频段/K 频段雷达 (XKR) 和 X 频段收发馈源 (XTR) 喇叭的后面

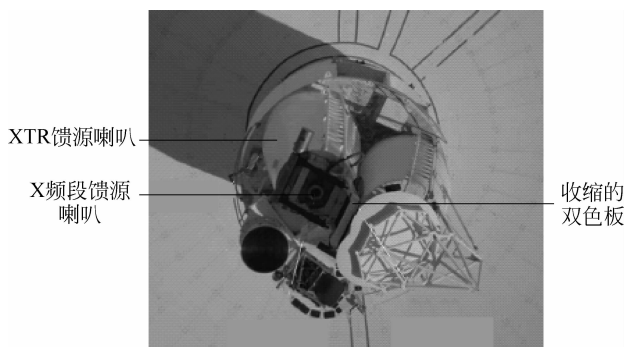


图 2-2 戈尔德斯顿 70m 口径天线三锥体, 从副反射器方向看 S/X 频段双色板收缩状态的 XTR 馈源喇叭

对 DSN 接收系统的系统工作噪声温度 (T_{op}) 测量是通过 LNA 在一个校准环境负载与天线之间切换来完成的。 T_{op} 由定义在馈源喇叭口面上的多个噪声分量引起:

$$T_{\text{op}} = T_{\text{sky}} + T_{\text{ant}} + T_{\text{feed}} + T_{\text{LNA}} + T_{\text{f}} \quad (2.1-1)$$

T_{op} 由天空噪声温度、地面天线与微波系统噪声温度组成:

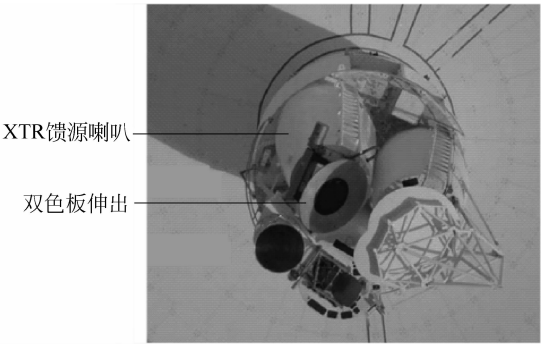


图 2-3 戈尔德斯顿 70m 口径天线三锥体,从副反射器方向可看到 S/X 频段双色板伸出状态的 XTR 馈源喇叭

$$T_{op} = T_{sky} + T_{AMW} \tag{2.1-2}$$

- 式中: T_{op} ——系统工作噪声温度,K;
 T_{sky} —— T_{atm} 和 T_{CMB} 的合成噪声温度影响= $T_{atm} + T_{CMB}/L_{atm}$,K;
 T_{CMB} ——CMB 噪声温度,K;
 T_{atm} ——大气引起的噪声温度分量,K;
 L_{atm} ——大气损耗,比值;
 T_{ant} ——天线引起的噪声温度分量,K;
 T_{feed} ——微波馈源器件引起的噪声温度,K;
 T_{LNA} ——LNA 噪声温度,K;
 T_f ——跟随放大器的噪声温度,K;
 T_{AMW} ——天线微波系统等效输入端噪声温度= $T_{ant} + T_{feed} + T_{LNA} + T_f$,K。

2.2 噪声温度的概念

2.2.1 热噪声

W. Mumford 说热噪声就是:“由于热激发引起的导体中自由电子的随机运动,导致导体两开端口间产生的电压。在大多数导体中,这一噪声的频率均匀地覆盖了整个无线电频谱。”

由诸如天线或电阻终端(负载)等源产生的热或 Johnson^[9]噪声功率密度由下式给出(见文献[11],P735):

$$N = kT_p \quad (2.2-1)$$

式中: N ——噪声功率密度, W/Hz ;

k ——玻耳兹曼常量 $= 1.380\,65 \times 10^{-23}$, J/K ;

T_p ——电阻性终端的物理温度, K 。

目前 DSN 应用中,忽略了由普朗克辐射定律给出的高频率噪声功率的减小。本书中系统工作噪声温度的精确计算结果(2.2.3 节中的分析和验证)没有加普朗克辐射定律的噪声温度减小,这样不仅简化了分析和计算过程,也符合 IEEE 标准(见文献[11],P734)。

将一个电阻性噪声源连接到一个无噪声放大器的输入端(已知功率增益为 G , 噪声带宽为 B)得到的放大器输出噪声功率 N_0 为(见文献[4],P12)

$$N_0 = kT_p BG \quad (2.2-2)$$

式中: N_0 ——电阻性噪声源连接到无噪声放大器时的放大器输出噪声功率, W ;

$B = [1/G_m] \int G(f) df$ ——噪声带宽(见文献[4],P13), Hz ;

f ——工作频率, Hz ;

$G=G(f)$ ——已知功率增益, 比值;

G_m ——已知最大功率增益(见文献[4],P8), 比值;

k ——玻耳兹曼常量 $= 1.380\,65 \times 10^{-23}$, J/K ;

T_p ——电阻终端的物理温度, K 。

标准环境噪声温度为 290K ,从式(2.2-1)就得到相对 $1\text{W/Hz} \cdot \text{K}$ 的噪声功率为 -203.975dB 。同样,当 $T=1\text{K}$ 时得到相对 $1\text{W/Hz} \cdot \text{K}$ 的噪声功率为 -228.599dB (或相对 $1\text{mw/Hz} \cdot \text{K}$ 为 -198.6dBm)。

2.2.2 系统工作噪声温度

由前面的讨论和定义引出系统工作噪声温度的概念。系统工作噪声温度对于 DSN、其他工作系统和确定航天器与地面天线之间通信系统的性能都很重要。虽然这里偏重讨论下行链路的分析,但这一概念也同样适用于上行链路分析。

为与式(2.2-2)和图 2-4 相一致,系统工作噪声温度(T_{op})用下式表示(见文献[4],P34):

$$T_{\text{op}} = \frac{P_0}{kBG} \quad (2.2-3)$$

式中: T_{op} ——系统工作噪声温度, K ;

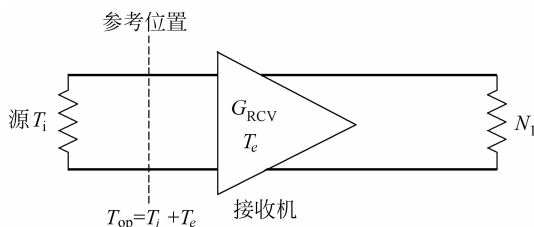


图 2-4 由一个输入源(通常为天线或环境温度电阻性负载)和一个放大器组成的接收系统,图中标出了以 T_i 和 T_e 定义系统噪声温度 T_{op} 的单个参考位置

P_0 ——接收机输出噪声功率, W。

T_{op} 通常针对一个指定参考位置来定义(如图 2-4 所示)。 T_{op} 由外部输入噪声温度和接收机等效输入端噪声温度组成(见文献[11], P766):

$$T_{op} = T_i + T_e \quad (2.2-4)$$

式中: T_{op} ——系统工作噪声温度, K;

T_i ——外部输入源的噪声温度, K;

T_e ——接收机等效输入端噪声温度, K。

2.2.3 普朗克辐射定律噪声功率减小

本节的目的是估计在高频率上普朗克辐射定律引起的噪声功率减小对系统噪声温度测量值 T_{op} 的影响, 分析在一定频率和温度范围内因噪声功率减小造成的 T_{op} 修正量。通常对于 100GHz 以下的微波频率, 不需要进行这一修正, DSN 校准也对此不加修正^[18]。

利用普朗克辐射定律图 2-5 画出了电阻性校准终端(见文献[4], P76)噪声温度减小与频率的函数关系曲线:

$$T_{PI} = T \left(\frac{x}{e^x - 1} \right) \quad (2.2-5)$$

式中: T_{PI} ——加普朗克辐射定律修正后的源噪声温度, K;

T ——噪声源物理温度, K;

h ——普朗克常数 $6.626\,069 \times 10^{-34}$, Js;

f ——频率, Hz(除非另加说明);

$x = hf/kT \approx 0.048 f(\text{GHz})/T(\text{K})$, 比值。

从式(2.2-5)可以看出, 在 32GHz 上, 普朗克辐射定律使物理温度为

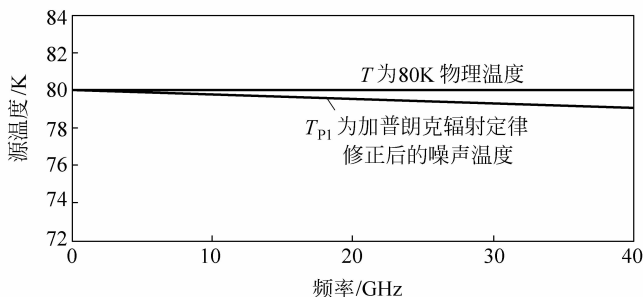


图 2.5 物理温度为 80K(水平线)的噪声源的噪声温度和加普朗克辐射定律修正后噪声温度减小与频率关系的曲线

80K 的电阻终端的噪声温度减小了 0.765 421K。可是,用下述公式可得到精确系统温度测量值,不用加普朗克修正。这一结果来自于降低的实测接收机等效输入噪声温度,几乎抵消了偏高的天线噪声温度。

根据第 2.6 节中的讨论和定义,接收机等效输入端噪声温度校准就是将接收机输入端在冷负载和热负载间切换时测量“Y 因子”功率比。

$$Y_{\text{ch}} = \frac{T_{\text{h}} + T_{\text{e}}}{T_{\text{c}} + T_{\text{e}}} \quad (2.2-6)$$

由已知的冷负载和热负载噪声温度 T_{c} 和 T_{h} 求解 T_{e} :

$$T_{\text{e}} = \frac{T_{\text{h}} - Y_{\text{ch}} T_{\text{c}}}{Y_{\text{ch}} - 1} \quad (2.2-7)$$

按 2.6 节的讨论和定义,系统噪声温度可以通过将接收机输入端在热负载和天线间切换测量 Y 因子功率比来确定:

$$T_{\text{op}} = \frac{T_{\text{h}} + T_{\text{e}}}{Y_{\text{ah}}} \quad (2.2-8)$$

联立式(2.2-7)与式(2.2-8),可得

$$T_{\text{op}} = \frac{Y_{\text{ch}}(T_{\text{h}} - T_{\text{c}})}{Y_{\text{ah}}(Y_{\text{ch}} - 1)} \quad (2.2-9)$$

设 $Y = Y_{\text{ch}}/Y_{\text{ah}}(T_{\text{ch}} - 1)$, 则得

$$T_{\text{op}} = Y(T_{\text{h}} - T_{\text{c}}) \quad (2.2-10)$$

式中: Y —— $Y_{\text{ch}}/Y_{\text{ah}}(T_{\text{ch}} - 1)$, 比值;

Y_{ch} ——连接热(环境)负载和冷负载时的 Y 因子 $= P_{\text{h}}/P_{\text{c}}$, 比值;

Y_{ah} ——连接热(环境)负载和天线时的 Y 因子 $= P_{\text{h}}/P_{\text{a}}$, 比值。

Y 因子比值通过校准测量获得,与是否准备计及普朗克修正无关。利

用负载的物理温度得到的 T_{op} 和加以普朗克修正得到的 T_{op} 之间的差别为

$$\Delta T_{\text{op}} = T_{\text{op}} - T_{\text{opPI}}, \text{K} \quad (2.2-11)$$

$$\Delta T_{\text{op}} = Y[(T_{\text{h}} - T_{\text{c}}) - (T_{\text{h}} - T_{\text{c}})_{\text{PI}}], \text{K} \quad (2.2-12)$$

$$\Delta T_{\text{op}} = 100 \frac{(T_{\text{h}} - T_{\text{c}}) - (T_{\text{h}} - T_{\text{c}})_{\text{PI}}}{(T_{\text{h}} - T_{\text{c}})}, \% \quad (2.2-13)$$

式中: $(T_{\text{h}} - T_{\text{c}})$ ——冷热校准负载物理温度的差, K;

$(T_{\text{h}} - T_{\text{c}})_{\text{PI}}$ ——加普朗克修正后校准负载噪声温度的差, K。

图 2-6 是 ΔT_{op} 的百分比随频率的变化曲线, 这些曲线变化不大, 表明该例中利用负载物理温度和普朗克减小修正值计算得到的 T_{op} 之百分比差仅为 0.000 85% (该例中利用 80K 冷校准负载和 290K 热校准负载, 工作频率为 32GHz)。(频率越高, 冷负载温度越低, 相差越大)。用 4K 的冷负载, 在 40GHz 上相差小于 0.026%。这是这一定参数范围内的最差情况。

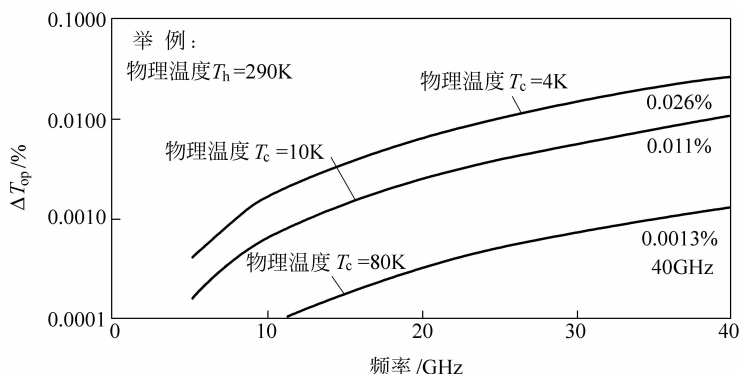


图 2-6 利用 290K 热负载和一定范围的冷负载温度下, 由于普朗克辐射定律修正引起的系统噪声温度测量值之差 ΔT_{op} 与频率的关系曲线

将式(2.2-5)的普朗克辐射定律噪声功率减小展开成泰勒级数, 设 $x^2 < 4\pi^2$, 其中 $x = hf/kT$:

$$T_{\text{PI}} \approx T \left[1 - \left(\frac{x}{2} \right) + \frac{x^2}{12} + \dots \right] \quad (2.2-14)$$

$$T_{\text{PI}} \approx T - \frac{\left(\frac{hf}{k} \right)}{2} + \frac{\left(\frac{hf}{k} \right)^2}{12T} + \dots \quad (2.2-15)$$

利用式(2.2-13)和忽略高阶项的式(2.2-15), 可以消去前两项, 仅留下第三项为

$$\Delta T_{\text{op}} \approx \frac{100 \left(\frac{hf}{k} \right)^2}{12 T_c T_h}, \quad \% \quad (2.2-16)$$

式(2.2-16)表明,当频率更高和校准负载温度更低时,误差 $\Delta T_{\text{op}}(\%)$ 会增大, ΔT_{op} 值(百分数)给出了在系统误差分析中由于忽略普朗克修正所产生的误差。对于 DSN,这一误差项比其他因素引起的总误差要小得多。在 32GHz 上, $T_c = 80\text{K}$ 和 $T_h = 290\text{K}$, 式(2.2-16)给出的 T_{op} (百分数为 0.000 85)与前面例子利用式(2.2-13)得到的相同,如图 2-6 所示。

对于 DSN 的微波频段不需要进行随频率变化的普朗克修正。DSN 报告了利用 IEEE 定义的校准负载噪声温度(取某物理温度)在微波频率上系统噪声性能的测量和分析结果(见文献[11], P735)。其中,包括在 DSN 工作频率范围内(频率皆低于 100GHz),把 CMB 噪声温度取为常数 2.725K。

2.2.4 不同参考位置噪声温度的转换

接收系统的系统噪声温度都是针对某一指定参考位置定义的。独立的外部输入噪声温度和接收机等效噪声温度都在同一个指定参考位置上合成为系统噪声温度。通常,在其他参考位置上确定的各噪声温度分量,都必须转换到公共参考位置上。下面给出各种转换方程。假设系统是线性的,并且各部件是“匹配的”。对于图 2-7 所示的三个独立的参考位置 1、2 和 3,根据定义得到的系统噪声温度为

$$T_{\text{op1}} = T_{i1} + T_{e1} \quad (2.2-17)$$

$$T_{\text{op2}} = T_{i2} + T_{e2} \quad (2.2-18)$$

$$T_{\text{op3}} = T_{i3} + T_{e3} \quad (2.2-19)$$

式中: T_i ——参考位置输入侧的所有噪声源;

T_e ——参考位置输出侧的所有噪声源。

噪声参考位置 1 和 2 之间的部件损耗为 L (比值,大于等于 1),噪声参考位置 2 和 3 之间的增益为 G (比值,大于等于 1):

$$T_{\text{op1}} = L T_{\text{op2}} \quad (2.2-20)$$

$$T_{\text{op2}} = \frac{T_{\text{op1}}}{L} \quad (2.2-21)$$

$$T_{\text{op3}} = G T_{\text{op2}} \quad (2.2-22)$$

G 和 L 总大于等于 1,所以 T_{op1} 和 T_{op3} 总是大于等于 T_{op2} 。

根据 Mumford 所述(见文献[4], P23),以损耗 L (比值, T_p 等于其物理

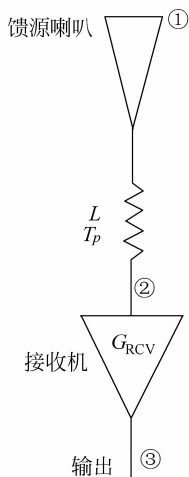


图 2-7 定义在各具体位置的接收系统噪声温度

参考位置 1 为馈源喇叭口,参考位置 2 为接收机输入端,参考位置 3 为接收机输出端

温度,以 K 表示)分隔开的参考位置 1 和 2 之间的噪声温度转换方程为

$$T_{e1} = LT_{e2} + (L - 1)T_p \quad (2.2-23)$$

求解 T_{e2} 得

$$T_{e2} = \frac{T_{e1}}{L} - \left(1 - \frac{1}{L}\right)T_p \quad (2.2-24)$$

由式(2.2-4)、(2.2-20)和(2.2-23)可得

$$T_{i1} = LT_{i2} - (L - 1)T_p \quad (2.2-25)$$

求解 T_{i2} 得

$$T_{i2} = \left(\frac{T_{i1}}{L}\right) + \left(1 - \frac{1}{L}\right)T_p \quad (2.2-26)$$

上面四个等式中,各损耗元件损耗的噪声温度可以写为 $T_{L1} = (L - 1)T_p$ 和 $T_{L2} = T_{L1}/L = (1 - 1/L)T_p$ 。

包括 LNA、馈源损耗和跟随放大器的接收系统各噪声温度分量为

$$T_{e1} = T_{LNA1} + T_{feed1} + T_{f1} \quad (2.2-27)$$

和

$$T_{e2} = T_{LNA2} + T_{f2} \quad (2.2-28)$$

式中: T_{LNA1} ——馈源喇叭口上的 LNA 噪声温度,参考位置 1, K;

T_{LNA2} ——LNA 输入端的 LNA 噪声温度 $= (L_{feed1} - 1)T_p$, 参考位置 2, K;

T_{feed1} ——损耗元件输入端的损耗噪声温度分量,参考位置 1,K;

T_{f1} ——跟随放大器噪声温度分量,参考位置 1,K;

T_{f2} ——跟随放大器在参考位置 2(LNA 输入端)上的噪声温度分量,K。

由式(2.2-17)到式(2.2-26)联立,可得到由 T_i 和 T_e 求解噪声温度转换方程的方法,其中 T_i 由各输入噪声源得到, T_e 由接收系统噪声源得到,具体见式(2.2-27)和式(2.2-28)。

2.2.5 噪声温度和损耗分量

室温(约 290K)条件下,低损耗微波元件衰减为 0.1dB 时,形成的噪声温度分量约为 6.7K。因此,要系统噪声低,保持低损耗很重要。研制低损耗的低噪声元件必须对传输部件进行精确测量(见 2.6 节)。而系统设计和元件的选择也是同样的重要。

2.2.6 接收机噪声温度和噪声系数

噪声系数(噪声因数)的概念在低噪声系统中不常用(见 2.1 节),但为了方便起见,这里给出它们的关系式。对于单响应接收机,噪声温度和噪声系数之间的关系为(见文献[4],P54,P55 表 1 第 1 行列出的定义)

$$F = 1 + \left(\frac{T_e}{290} \right) \quad (2.2-29)$$

求解 T_e 得

$$T_e = 290(F - 1) \quad (2.2-30)$$

式中: F ——接收机噪声系数,比值;

T_e ——接收机等效输入噪声温度,K。

Mumford 在文献中罗列出 9 种不同的放大器噪声系数定义(见文献[4],P54,P55 表 1),这说明了噪声标准的重要性。

2.3 天线

2.3.1 天线噪声温度

根据式(2.2-1),天线噪声温度 T_a 定义为

$$T_a = \frac{N_a}{k} \quad (2.3-1)$$

式中: T_a ——天线噪声温度, K;

N_a ——天线送入匹配终端的噪声功率密度, W/Hz;

k ——玻耳兹曼常量 $= 1.38065 \times 10^{-23}$, J/K。

天线噪声温度由对天线周围外部物理温度分布与天线响应卷积的积分得到。Rusch 以 Ω 方向天线外部黑体温度和天线增益给出(见文献[20], P73):

$$T_a = \int_{4\pi} T(\Omega) G(\Omega) d(\Omega) \quad (2.3-2)$$

式中: $T(\Omega)$ ——在 Ω 方向上 $d(\Omega)$ 面积的等效黑体温度, K;

$G(\Omega)$ ——在 Ω 方向上的天线增益, 比值。

以归一化天线方向图 $P(\Omega)$ 表示, 则得

$$T_a = \frac{\int_{4\pi} T(\Omega) P(\Omega) d(\Omega)}{\int_{4\pi} P(\Omega) d(\Omega)} \quad (2.3-3)$$

DSN 下行链路天线增益和噪声温度定义的参考点以 LNA 输入端或馈源喇叭输入端为基准点(见 2.5 节)。相对各向同性辐射体的最大天线增益为

$$G_m = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (2.3-4)$$

式中: G_m ——相对各向同性辐射体的最大天线增益, 比值;

G_m (dBi)——相对各向同性辐射体的最大天线增益 $= 10 \log(G_m)$;

A_e ——天线有效面积 $= \epsilon A_p = \pi D_e^2 / 4$, m^2 ;

ϵ ——天线增益效率(小于 1), 比值;

A_p ——物理面积 $= \pi D_p^2 / 4$, m^2 ;

λ ——波长, m;

D_p ——天线物理口径, m;

D_e ——天线等效口径, m。

利用式(2.3-2)给出的天线方向图与噪声源分布的卷积进行积分来计算天线对系统噪声温度的影响是很困难的, 复杂的天线结构都会产生噪声源, 这些也都会对天线总噪声温度有影响, 并会随天线仰角的变化而变化。天线正面和背面的漏场作为仰角的函数, 在天线指向地面和天空时有所不同。由反射的欧姆损耗 $I^2 2R$ 产生的天线各反射面对系统噪声温度的影响