

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2017.01.004

引用格式:徐茂格.深空微波高精度测距测速技术[J].电讯技术,2017,57(1):22-26.[XU Maoge. High-accuracy radio ranging and velocity measurement technology for deep space exploration[J]. Telecommunication Engineering, 2017, 57(1): 22-26.]

深空微波高精度测距测速技术*

徐茂格**

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘要:后续深空探测任务要求微波测量精度提高至少一个数量级。在此背景下,首先分析了目前我国深空测控系统无线电测距、测速现状,给出了主要误差源分解以及精度提升具体措施。针对行星间等离子体附加的测量误差,提出了多频链路消除行星间等离子体的具体方案。理论推导表明多频链路的设计使得无线电观测量基本上不受角距的影响。针对目前米级的设备校零残差提出了设备零值在线校正技术,以满足分米测距精度要求。

关键词:深空探测;测控系统;高精度测量;多频链路;在线监测

中图分类号:V556;TN820.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2017)01-0022-05

High-accuracy Radio Ranging and Velocity Measurement Technology for Deep Space Exploration

XU Maoge

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: To fulfill the future deep space exploration mission, the radio measurement accuracy must be enhanced at least one order. The current situation of ranging and velocity measurement of China's deep space tracking, telemetry and command (TT&C) system is analyzed, and analysis of main error budget and accuracy improvement suggestions are provided. For the attached measurement error of interplanetary plasma, a multi-frequency link scheme is proposed to isolate the interplanetary plasma. The theoretic analysis shows that the multi-frequency link scheme makes the measurement effective under any Sun-Earth probe angle. The station delay bias online monitoring is presented to reduce the station residual error from meters to decimeters.

Key words: deep space exploration; TT&C system; high-accuracy measurement; multi-frequency link; on-line monitoring

1 引言

深空测控具有飞行距离远、信号衰减大、传播延迟大、观测几何差等特点,以导弹和地球轨道卫星测控为目标的传统测控系统无法满足深空测控的需求。为此,国际上纷纷致力于研究深空高精度无线电测量新技术,包括多程测距测速、再生伪码测距^[1]等,以及将射电天文的测量方法与航天器信号

特征相结合而发展起来的航天器甚长基线测量技术,并建立了各自的深空测控系统,包括我国的深空网、欧空局的深空网和美国国家航空航天局的深空网。

我国的深空测控网目前作用距离达到了 4×10^8 km,测距精度达到了米量级,测速精度达到了 0.1 mm/s (60 s 积分时间),与国外基本相当。未来多样性的深空探测任务要求测控作用距离从 $4 \times$

* 收稿日期:2016-07-20;修回日期:2016-11-22 Received date:2016-07-20;Revised date:2016-11-22
基金项目:中国电子科技集团公司主导类创新基金

** 通信作者:xumaoge@163.com Corresponding author:xumaoge@163.com

10^8 km 提升至 1×10^9 km, 测量精度提高一个数量级。以欧空局水星探测任务为例, 其主要科学任务是研究行星引力、行星内部结构以及验证广义相对论, 要求探测器与地面站间的相对距离测量精度达到 15 ± 5 cm, 相对于现有 X 频段距离测量精度来说提高了一个数量级(目前美国国家航空航天局的深空网在 X 频段的测距精度是 $1.5 \text{ m} \pm 50 \text{ cm}$)^[2]。

在测控通信领域, 文献[3]针对扩频测控系统提出了采用自校准链路降低测距系统误差, 而对于深空测控通信还未见测量精度提升相应的分析和报告。本文首先归纳总结了国内深空微波测距、测速现状, 深入分析了目前深空测距、测速的主要误差源, 特别是对行星际等离子体和设备零值校零残差这两项制约性误差源给出了精度提升的具体解决措施。

2 深空微波测量现状与差距分析

目前, 近地航天任务多利用载人航天工程建立的 S 频段航天测控网。通过月球探测工程的带动, 建设了深空测控网, 具备 X 频段测控通信能力。工作频率的提高可以有效地提高深空测控远距离通信性能和测量精度。根据相关试验结果, 在相同信噪比条件下, 与 S 频段相比, X 频段测速精度由 cm/s 量级提高到 mm/s 量级, 测距精度提高 1 倍, 如表 1 所示^[4]。

表 1 X 频段与 S 频段测量精度比较

Tab. 1 Comparison of measurement accuracy between X and S band

测量类型	测距/m	测速/(mm·s ⁻¹)	说明
X 频段	1.3	1	X 频段为青岛站
S 频段	2.5	10	S 频段为喀什站

2.1 测距误差源分析

在距离测量体制方面, 为兼顾我国目前测距体制, 同时满足深空探测多种测距体制和国际合作的需要, 采用了侧音测距、音码混合测距和伪码测距 3 种测距体制。

原始时延测量值 ρ 可由下式表示:

$$\rho = \tau_s + R + \rho_{\text{Trop}} + \frac{AI_u}{f_u^2} + \frac{AI_d}{f_d^2} + n。$$
 (1)

式中: τ_s 表示地面站/星上设备零值; R 表示视线几何时延; ρ_{Trop} 表示对流层的附加延迟; $\frac{AI_u}{f_u^2} + \frac{AI_d}{f_d^2}$ 表示等离子体的附加延迟, I_u 、 I_d 分别表示上下行电子含量, f_u 、 f_d 分别表示上下行工作频率; n 表示热噪声等引入的随机波动。

因此, 测距误差分析主要从以下三个方面开展:

(1) 设备距离零值 τ_s

设备距离零值指的是设备在某一典型状态参数(电平、多谱勒、温度)下的距离零值, 其与设备的真实零值的差异归结到校零残差中。设备包含大量的模拟器件以及有源电路, 因环境温度变化以及老化将带来较大的测距零值变化。在目前深空地面测控通信的系统设计中, 这部分由于工作状态的变化而引入的零值漂移主要是通过每次任务前或者任务后的距离校零来获得^[5]。根据工程预估校零残差为 3 m, 远远大于厘米级测距精度要求。

(2) 空间附加延迟 $\rho_{\text{Trop}} + \frac{AI_u}{f_u^2} + \frac{AI_d}{f_d^2}$

空间传输附加延迟包括地球轨道对流层、电离层、行星等离子体等引入的延迟。在深空测控中, 行星等离子体引入的路径延迟 $\frac{A}{c} \times \frac{I_u}{f_u^2} + \frac{A}{c} \times \frac{I_d}{f_d^2}$ 需要重点考虑, 其典型特点是先验信息较少, 主要取决于平均电子密度(随太阳-地球-探测器分离角变化), 当太阳-地球-探测器分离角为 15° 时行星间等离子体引入的路径延迟高达数米, 且与导航卫星单向测距不同, 在测控中需要同时考虑上行和下行延迟^[5]。

(3) 热噪声等引入的随机波动 (n)

纯侧音、音码混合测距随机误差主要由主音环的相位抖动决定, 伪码测距随机误差主要由码环相位抖动决定。以主音环的相位抖动为例, 地面热噪声对主音环相位抖动影响引入的误差为

$$\sigma = \frac{c}{4\pi f} \sqrt{\frac{B_L}{(S/\Phi)}}。$$
 (2)

由上式可以看出, 随机误差抖动取决于接收信噪比、侧音主音频率以及环路带宽。测距主音频率越高, 热噪声引起的测距随机误差越小。欧空局地面站的音码混合测距系统的主音频率最高可达 1.5 MHz。我国“嫦娥”任务 X 频段测控体制设计中, 综合考虑测距转发带宽和噪声的影响, 采用了 500 kHz 测距主音。在 $S/\Phi = 10 \text{ dBHz}$, $B_L = 0.000 5 \text{ Hz}$ 时, 主音环相位抖动影响引入的误差约为 0.3 m。

2.2 测速误差源分析

测速是通过测量无线电链路多普勒频移来实现。为了减小测速随机误差, 深空测速常采用较长的积分时间(如: 60 s)。长时间积分以及毫米量级的测速精度对地面频率源的稳定性提出了较高的要求。目前深空站采用了氢钟, 百秒量级的稳定度优于 10^{-14} , 换算到测速误差上优于 10^{-3} mm/s , 因此可以忽略不计。

下文针对测速误差的分析重点考虑行星等离子体及热噪声影响。原始多普勒测量值 f_{Doppler} 可由下式表示:

$$f_{\text{Doppler}}=Kf_u(\frac{2\dot{R}}{c}-\frac{A}{c}\times\frac{\dot{I}_u}{f_u^2}-\frac{A}{c}\times\frac{\dot{I}_d}{K^2f_u^2})+n_o. \tag{3}$$

式中: K 表示转发比,其他同上。

(1)行星间等离子体 $Kf_u \frac{A}{c} (\frac{\dot{I}_u}{f_u^2} + \frac{\dot{I}_d}{K^2f_u^2})$

行星间等离子体引入的测速误差与太阳-地球-探测器分离角关联性很大,接近合日位置时,距离变化率误差可以大至约7 mm/s,接近冲日位置时等离子体噪声降低大约两个数量级。

(2)热噪声(n)

热噪声与积分时间成反比,并且由上行与下行链路中的信噪比倒数的平方根决定:

$$\sigma=\frac{c}{2\sqrt{2}\pi f_d T}\sqrt{\frac{1}{\rho_L}+\frac{G^2B_L}{P_c/N_0|_{U/L}}} \tag{4}$$

式中: T 表示测量积分时间,单位为 s; f_d 表示下行链路载波频率,单位为 Hz; c 表示真空中的光速,单位为 mm/s; G 表示应答机转发比; B_L 表示下行链路载波环单边带宽,单位为 Hz; ρ_L 表示下行链路载波环路信号噪声比,单位为 dBHz; $P_c/N_0|_{U/L}$ 表示上行链路载波功率与噪声频谱密度比率,单位为 dBHz,指的是应答机接收端的 S/Φ 。

经估算,假设工作在 X 频段,积分时间 $T=60$ s, $\frac{1}{\rho_L}+\frac{G^2B_L}{P_c/N_0|_{U/L}}=13$ dBHz,则热噪声引入的测速误差约0.05 mm/s。

3 深空微波测量精度提升建议

从上面测距误差分析可以看出,对于测距来说,将目前米级的测距精度提升到厘米量级,需要从以下三个方面开展研究:

- (1)减少校零残差,通过设备零值实时监测的方式控制零值的漂移;
- (2)减少行星间等离子体附加的延迟波动,建议使用更高频率的链路,或者采用多链路设计来抵消;
- (3)减少测距随机误差波动,建议进一步提高测距主音频率或者采用宽带再生伪码测距。

对于测速来说,从目前的0.1 mm/s 提升到0.01 mm/s,主要在于减少行星等离子体带来的误差和热噪声。行星间等离子体折射率与载波频率平方的倒数成比例,可以通过使用更高频的链路降低。

根据 Allan 方差,系统从 X 频段转到 Ka 频段可以将等离子效应降低约 1/18。但是这种方法在信号因日冕极大增强时(太阳-地球-探测器分离角小于15°)效果并不理想,更有效的方法是采用 X 与 Ka 频段双频观测系统。此外,提升工作频率对降低热噪声影响也很有效^[7]。

总的来说,多频链路技术可以同时有效地提升测距和测速精度,是深空微波高精度测量系统设计中需要首要考虑的关键技术。此外,对于测距来说,需要采用零值的在线监测。

4 关键技术及解决措施

4.1 多频链路设计

目前传统的测控系统采用的是单频测量,电离层附加误差修正采用的外校正的方式,大多采用微波水气辐射计结合延迟模型进行修正。相对于外校正,基于多频链路的系统内校正测量精度更高。目前研究最广泛的多频链路是 GPS 系统,然而其多频链路是单向测量,只需抵消单程空间传播附加误差,而测控系统中采用的是双向测量。以双向测距为例,双向距离方程为

$$\rho=R+\frac{AI_u}{f_u^2}+\frac{AI_d}{f_d^2}。 \tag{5}$$

上式中只有一个已知量 ρ ,存在 3 个未知量 R 、 I_u 与 I_d 。为了求解出准确的 R ,消除上下行电离层的影响,需要 3 条双向测距链路。结合后续深空频率规划,建议采用 X/X、X/Ka、Ka/Ka 频段的多频链路,如图 1 所示。

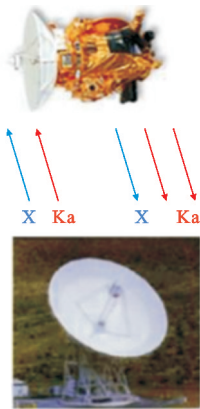


图 1 深空多频测量示意图
Fig. 1 Deep space multi-frequency measurement diagram

X/X、X/Ka、Ka/Ka 频段的多频链路的双向测距观测方程为

$$\begin{cases} \rho_{X-X}^p=R+\frac{AI_u}{f_{X-U}^2}+\frac{AI_d}{f_{X-D}^2} \\ \rho_{X-Ka}^p=R+\frac{AI_u}{f_{X-U}^2}+\frac{AI_d}{f_{Ka-D}^2} \\ \rho_{Ka-Ka}^p=R+\frac{AI_u}{f_{Ka-U}^2}+\frac{AI_d}{f_{Ka-D}^2} \end{cases} \quad (6)$$

式中: ρ_{X-X}^p 、 ρ_{X-Ka}^p 及 ρ_{Ka-Ka}^p 分别表示 X/X、X/Ka 与 Ka/Ka 链路上的双向距离测量值。

定义 3 条链路对应的转发比如下:

$$\begin{cases} \alpha_{XX}=f_{X-D}/f_{X-U} \\ \alpha_{XK}=f_{X-D}/f_{X-U} \\ \alpha_{KK}=f_{X-D}/f_{X-U} \\ \beta=f_{X-U}/f_{X-U}=\alpha_{XK}/\alpha_{KK} \end{cases} \quad (7)$$

当各转发比系数取

$$\begin{cases} \alpha_{XX}=880/749 \\ \alpha_{XK}=3360/749 \\ \alpha_{KK}=14/15 \end{cases} \quad (8)$$

时,可以推导得到

$$T_{ND}=1.0452\ T_{KaKa}-0.0736\ T_{XX}+0.0284\ T_{XKa} \quad (9)$$

定义 $T_{ND}=f_{X-U}^2\ R$, $T_{XX}=f_{X-U}^2\ \rho_{X-X}^p$, $T_{XKa}=f_{X-U}^2\ \rho_{X-X}^p$, $T_{KaKa}=f_{X-U}^2\ \rho_{Ka-Ka}^p$ 。

同样,对测速也可以推导得到

$$Q_{ND}=1.0452\ Q_{KaKa}-0.0736\ Q_{XX}+0.0284\ Q_{XKa} \quad (10)$$

定义 $Q_{ND}=f_{X-U}^2\ \tilde{f}_{Rd}$, $Q_{\uparrow}=F'_{up}$, $Q_{\downarrow}=F'_{down}$, $Q_{XX}=f_{X-U}^2\ \tilde{f}_{X-X}^{pd}$, $Q_{XKa}=f_{X-U}^2\ \tilde{f}_{X-Ka}^{pd}$, $Q_{KaKa}=f_{X-U}^2\ \tilde{f}_{Ka-Ka}^{pd}$ 。其中, $\tilde{f}_{X-X}^{pd}$ 、 $\tilde{f}_{X-Ka}^{pd}$ 及 $\tilde{f}_{Ka-Ka}^{pd}$ 分别表示 X/X、X/Ka 与 Ka/Ka 链路上的利用伪码相位测得的双向伪载波多普勒。

从上述推导可以看出,多频系统基本能将等离子体影响消除,并提供上下行等离子波动测量,但是多频链路的设计需要对地面及探测器的一些组件进行升级以支持 Ka 频段上行与下行链路。此外,地面站设备还必须支持两个不同频率载波的同时发射以及 3 个链路的的同时接收,星载设备还需要支持 X/X、X/Ka 及 Ka/Ka 3 个链路的的同时传输。

4.2 设备零值在线监测

传统测控通信中的距离校零一般采取任务前或任务后标校的方式。在高精度测距中为了尽可能准确地反应出系统误差的漂移情况,需要实时地监测。图 2 给出了地面站零值实时监测设计原理框图。为了使得在线校正信号和工作信号传输路径尽量一致,采用了上行发射信号通过高功率放大器后耦合一部分经过实时校零变频器后送低噪声放大器的监测环路。

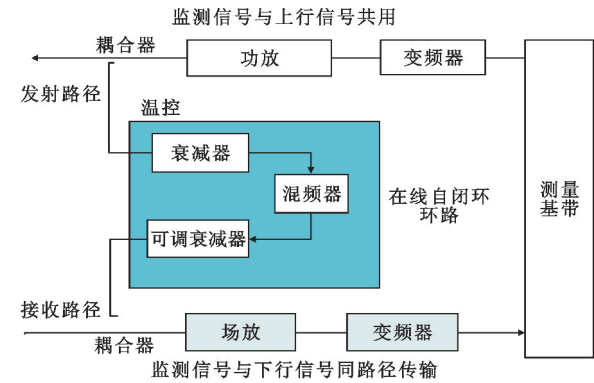


图 2 地面站零值实时监测
Fig.2 Ground station delay bias online monitoring

从图 2 可以看出下行接收信号同时包含探测器下行信号和在线监测信号,因此实时监测带来的首要问题是在线监测信号与工作信号间的互干扰抑制问题。特别是对于多频链路,包含了 6 条不同的下行链路(探测器下行 X、探测器下行 Ka1、探测器下行 Ka2、自校正 X、自校正 Ka1、自校正 Ka2)。对于侧音测距可以考虑频分的方式区分,对于伪码测距可以考虑在码分的基础上引入再生干扰抵消技术。再生干扰抵消主要思想是通过多个跟踪单元跟踪估计多路信号,然后将这些信号从接收信号中扣除从而得到一个干净的直射信号,其原理如图 3 所示。

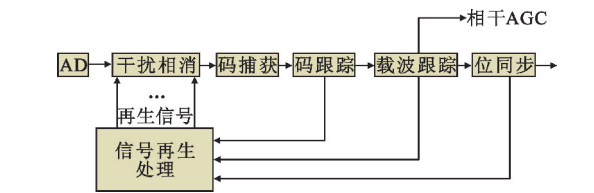


图 3 再生干扰抵消原理框图
Fig.3 Regenerative interference cancellation diagram

为了验证干扰抑制技术和零值实时监测的可行性,搭建了关键技术试验验证系统。该系统包含 S 频段高精度测距基带和 S 频段高精度测距模拟星载应答机等。

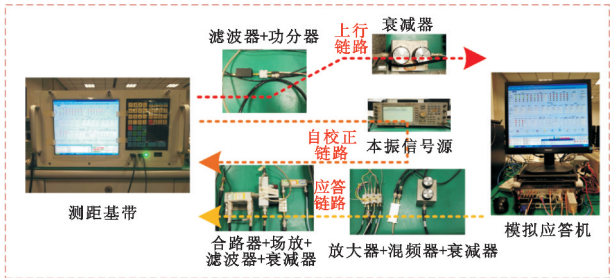


图 4 零值实时监测验证平台
Fig.4 Station bias online monitoring testbed

首先验证干扰抑制效果,监测信号 S/ϕ 固定在 60 dBHz, 控制卫星下行输出信号载噪比 (50 ~ 75 dBHz), 模拟空间衰减。统计不同卫星下行信号载噪比情况下, 卫星下行信号和监测信号的随机误差, 如图 5 所示。图中同时给出了对应载噪比下的理论测距随机误差, 可以看出通过干扰抑制措施卫星下行信号和自校正信号之间相互无影响。

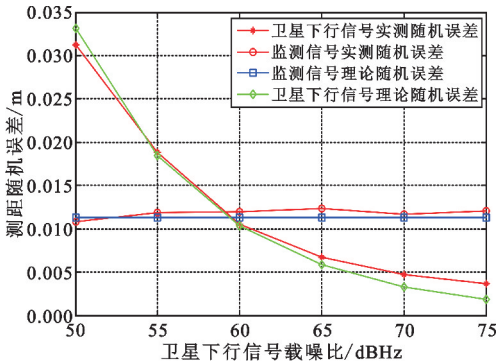


图 5 互干扰抑制措施测试

Fig. 5 Mutual interference reduction technology test

图 6 给出了 7 h 拷机卫星下行信号和监测信号测距值变化曲线, 可以看出监测链路基本可以实时反应设备链路零值变化, 可以将站时延偏差监测精度提高到厘米量级。

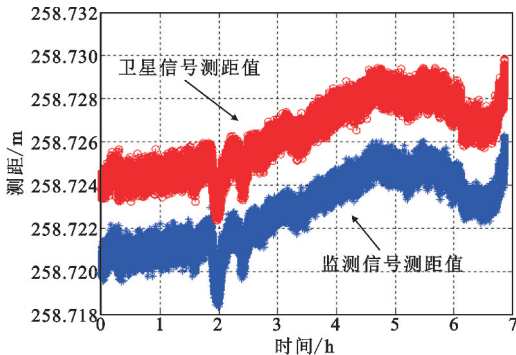


图 6 卫星和监测信号 7 h 测距数据变化曲线

Fig. 6 Ranging data curve of satellite monitoring signal in 7 hours

5 结 论

我国目前的深空测量精度与国外水平基本相当, 后续进一步提高精度的瓶颈是上下行链路等离子体和设备的校零残差。与导航系统的单向链路不

同, 测控系统中采用了双向链路, 使得测控系统中多频链路的设计具有特殊性。理论推导表明本文提出的 X/X、X/Ka、Ka/Ka 频段多频链路的设计使得无线电测测量基本上不受角距的影响。绝对距离的测量涉及到设备的校零残差, 在设计上更为复杂, 在引入必要的干扰抑制措施基础上可以通过在线校正环路实时监测。

参考文献:

[1] BOSCAGLI G, HOLSTERS P, VASSALLO E, et al. PN regenerative ranging and its compatibility with telecommand and telemetry signals [J]. Proceeding of IEEE, 2007, 95 (11) : 2224-2234.

[2] IESS L, BUDNIK F, COLAMARINO C, et al. Improving tracking systems for deep space navigation [C] // Proceedings of the 6th ESA International Workshop on Tracking, Telemetry and Command Systems for Space Applications. Darmstadt, German : IEEE, 2013 : 509-513.

[3] 郭肃丽. 厘米级扩频测距系统自校准链路 [J]. 无线电工程, 2016, 46 (2) : 44-47.

GUO Suli. Analysis on self-calibration links of DSSS centimeter-level ranging systems [J]. Radio Engineering, 2016, 46 (2) : 44-47. (in Chinese)

[4] 吴伟仁, 李海涛, 董光亮, 等. 嫦娥二号工程 X 频段测控技术 [J]. 中国科学 (技术科学), 2013, 43 (1) : 20-27.

WU Weiren, LI Haitao, DONG Guangliang, et al. X-band TT&C technology for the project of CE-2 [J]. Science China (Technological Sciences), 2013, 43 (1) : 20-27. (in Chinese)

[5] BORDER S, MEEGYEONG P. Station delay calibration for ranging measurements [J]. Proceeding of IEEE, 2007, 95 (11) : 2224-2234.

[6] MARIOTTIG, TORTORA P. Experimental validation of a dual uplink multifrequency dispersive noise calibration scheme for deep space tracking [J]. Radio Science, 2013, 48 (2) : 111-117.

[7] ZANNONI M, TORTORA P. Numerical error in interplanetary orbit determination software [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2013, 36 (4) : 1008-1018.

作者简介:



徐茂格 (1982—), 男, 四川遂宁人, 2008 年于南京理工大学获信息与通信工程专业博士学位, 现为高级工程师, 主要从事深空测控通信技术研究工作。

Email: xumaoge@163.com