

音码混合测距在深空探测中的应用研究

李 强, 陶华堂

(中国卫星海上测控部, 江苏 江阴 214400)

摘要: 深空探测具有目标距离远、信号往返时延大和信号微弱等特点, 纯侧音测距和伪码测距无法满足深空测距的需求; 提出了一种适用于深空探测的音码混合测距方法, 详细分析了测距信号发送、接收时序, 对由于超远距离、超大时延引起的测距信号返回时间预报偏差较大, 采取有效的保护措施, 减小测距信号返回时间预报偏差, 避免距离匹配出错; 阐述了距离捕获、解模糊和跟踪的过程, 充分考虑了音码相位进周问题, 提出了改进措施, 提高了距离测量值的准确性; 分析估算了测距精度和距离捕获时间, 分析结果表明文章提出的音码混合测距方案具有较高的测距精度, 较短的距离捕获时间; 最后在由 DSP 和 FPGA 构建的全数字化控制平台上进行了实验研究, 与纯侧音测距相比, 音码混合测距精度更高, 测距值更稳定。

关键词: 音码测距; 深空探测; 距离捕获; 距离跟踪

Application of Tone-code Ranging in Deep Space Exploration

Li Qiang, Tao Huatang

(China Satellite Maritime Tracking and Command Department, Jiangyin 214400, China)

Abstract: The deep space exploration has extremely long-range, large delay of signal round trip, weak signal and other characteristics, pure tone ranging and PN ranging are unable to meet the demand of deep space ranging. A method of tone-code ranging that is suitable to the deep space exploration was proposed, and the transmitting and reception timing of the ranging signal was analyzed in detail. Because of the large forecast deviation of ranging signal return time caused by long-range and large delay, some effective protective measures were taken to reduce the forecast deviations of the ranging signal return time and avoid the match mistakes. The process of ranging capture and tracking were elaborated, in which the phase cycle of tone-code considered fully, and the improvement measures were proposed to improve the accuracy of range measurement. The ranging accuracy and capture time were analyzed; the results show that the tone-code Ranging proposed in paper is with higher accuracy and shorter capture time. Finally, the experiment was carried out on fully Digitized Control platform constructed by DSP and FPGA, compared with pure tone ranging, the accuracy of tone-code was higher, and range value is more stable.

Keywords: tone-code ranging; deep space exploration; range capture; range tracking

0 引言

为充分利用空间资源、探索宇宙的起源和演化, 寻求社会的可持续发展, 人类积极开展深空探测活动。国家将“探月工程”列为中长期科技发展重大专项, 成功发射了“嫦娥号”系列探测卫星, 进行月球探测活动, 并将陆续展开其他行星的探测活动。目标器的跟踪、测量、遥测、遥控、通信主要由地面测控系统完成, 而距离测量是实现目标器遥测遥控、通信的基础。目前用于深空测距的方法有脉冲雷达测距和统一载波测距。脉冲雷达由于峰值功率受限, 作用距离受到限制, 且测速精度不高, 也不能同时传输其他数据, 在深空探测时应用较少。统一载波测距是将一定形式的测距信号调制在连续载波上, 比较接收测距信号与发射测距信号时延求得距离, 其突出特点是存在相位模糊, 所以距离解模糊是连续波测距的一个更为特殊的问题。目前统一载波测距主要有纯侧音测距、扩频伪码测距和音码混合测距。纯侧音测距和伪码测距各有优缺点, 对于纯侧音测距, 提高侧音频率可获得高精度的测距, 且所占用的带宽窄, 捕获快, 但解相位模糊复杂; 而伪码测距无模糊距离长, 但要提高精度必须减小码元宽度, 使得占用带宽增加, 捕获更加复杂, 占用时间长。

深空探测的突出特点是目标器距离远、信号往返传输时延大、信号微弱。单纯的侧音测距和伪码测距不能满足测控要求。本文提出一种音码混合测距方法, 该方法对由于超远距离、超大时延引起的测距信号返回时间预报偏差较大, 采取有效的保护措施, 减小测距信号返回时间预报偏差, 避免距离匹配出错。最后进行了实验研究, 结果表明, 音码混合测距精度更高。

1 深空探测特点分析

深空探测具有目标距离远、信号强度衰减大、信号传输时延大、信号频率变化范围小等特点。

1.1 超远距离

与常规近地飞行器相比, 深空探测目标距离超远, 例如探月的目标飞行器飞行距离约为 3 540 万 km, 导致信号在传输过程中衰减量较大, 地面接收到的信号信噪比较低。假设近地飞行器距离为 1 000 km, 探月飞行器由于距离变远产生的路径损失大约为 50 dB, 因此地面设备必须具有对低信噪比信号捕获跟踪的功能。

1.2 信号往返时延大

目标飞行器与地面设备传输时延计算公式为 $\Delta\tau = \frac{2R}{c}$, 式

中 $\Delta\tau$ 为信号往返时延, R 为目标飞行器与地面的径向距离, c 为光速。当 $R=1\ 000\ \text{km}$ 时, $\Delta\tau=0.006\ 7\ \text{s}$; $R=400\ 000\ \text{km}$ 时, $\Delta\tau=2.67\ \text{s}$ 。可见深空探测信号往返时延较大, 测距时必

收稿日期: 2015-12-05; 修回日期: 2016-01-28。

作者简介: 李 强 (1985-), 男, 陕西彬县人, 工程师, 硕士研究生, 主要从事航天测控系统方向的研究。

须充分考虑超延时带来的影响

2 音码混合测距方案

音码混合测距和纯侧音测距相比，有两个明显特点：一是音码测距只有一个侧音频率；二是解模糊序列码调制在侧音上，距捕过程中用来解距离模糊。音码测距分为距离捕获、解模糊、测量 3 个阶段，捕获阶段是完成单音的接收解调；解模糊阶段是按照一定发送间隔顺序发送解模糊码，一直发送到最高的解模糊码；测量阶段是一直发送最高的解模糊码。

2.1 测距模块组成

音码测距模块主要由音码发生器和音码测距处理单元等模块组成，如图 1 所示。音码发生器也称测距信号产生器，主要用于生成测距信号，即正弦侧音信号和序列码信号。音码测距处理单元通过控制测距信号产生器和测距信号同步器来实现音码测距功能，音码测距包括单音捕获、音码解模糊和测量三个阶段。测距处理单元在测量阶段采样测距信号产生器和测距信号同步器的码元个数差值和侧音相位差值，通过解模糊并扣除飞行器 and 地面设备零值后计算出测量站与飞行器之间的径向距离。

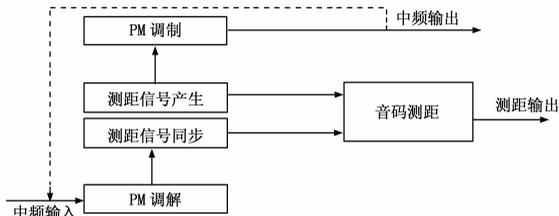


图 1 音码测距模块的组成框图

2.2 信号形式

音码混合测距信号由高频侧音 f_r 和及其分谐波得到的序列码 $r_n(t)$ ，该序列码以调相 (PM) 的方式调制在侧音副载波上，得到的测距副载波信号为：

$$s(t) = \sin[2\pi f_r t + K_{tone} C_n(t)] \quad (1)$$

式中， f_r 为测距侧音信号（一般为正弦信号）的频率， K_{tone} 为序列码调制度，序列码 $C_n(t)$ 是由测距侧音的谐波产生，是双极性周期矩形函数，主要用来解距离模糊，其信号可表示为：

$$C_n = Q_1 \oplus Q_2 \oplus \dots \oplus Q_n \quad (2)$$

其中： C_n 为第 n 个码， \oplus 代表异或， Q_i 为频率为 $f_r/2^n$ 的方波。

码序列也可以用递推公式表示：

$$C_n(t) = \begin{cases} C_{n-1}(t) & 0 \leq t \leq \frac{T_n}{2} \\ -C_{n-1}(t - \frac{T_n}{2}) & \frac{T_n}{2} \leq t \leq T_n \end{cases} \quad (3)$$

每个序列码与高频侧音信号同步，且传输的周期固定，以便接收机进行相关解调和相位对齐。测距信号通过调相体制调制在基带主载波上，其载波信号形式为：

$$S(t) = \sqrt{2P} \cos\{2\pi f_c t + K_{PM} \sin[2\pi f_r t + K_{tone} C_n(t)]\} \quad (4)$$

2.3 距离捕获方案

基带中频接收单元锁定卫星发射的下行信号后，开始发射上行信号，待双捕完成后测距模块开始工作。音码混合测距采用侧音长发、序列码轮发的基本测距原理。测距信号发

送和接收时序图如图 2 所示，首先发送单侧音，侧音发送的开始时刻记为 ST_0 ，发送保持时间为 $T_1 + T_p$ ，然后发送解模糊序列码 C_1 ，发送保持时间从 $ST_0 + T_1 + T_p$ 开始计时，保持发送 $T_2 + T_p$ 时间后开始发送 C_2 解模糊序列码，即 $ST_0 + T_1 + T_2 + 2T_p$ 时刻开始发送 C_2 解模糊序列码，以此类推，发送到 C_{20} 解模糊序列码。其中， ST_0 测距信号发送的起始时刻， T_1 为侧音信号发送保持时间， T_2 为码发送保持时间， T_p 为信号保护间隔时间。

深空条件下，目标距离远，信号极其微弱，空间环境影响较大，可能存在侧音不能同步或者解模糊码相关异常的情况，这时地面站需要重新进行距捕。由于远距离而导致的信号往返传输大时延将严重降低距捕的效率，为了增加距捕一次性成功的概率，模糊码发送可以根据选择进行多次轮发，其发送时序同前面所述。

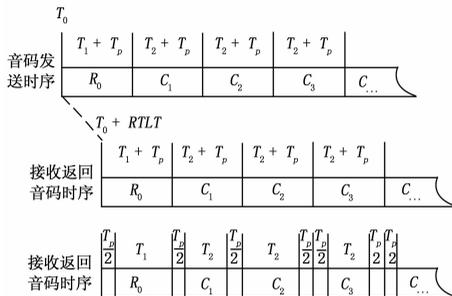


图 2 音码测距信号发送和接收时序图

单侧音信号发送的同时，音码测距单元根据设置的往返信号传输时延，将音码产生器输出信号延时，得到音码发送信号的复制品；音码接收端进入等待程序，等待时间满足要求后开始进行侧音的同步，同时记录当前时刻 RT_0 ，当前侧音同步后采集当前侧音的收发相位差。 $RT_0 + T_1 + T_p + \frac{T_p}{2}$ 时刻开始解模糊码 C_1 的相关积分处理过程，到 $RT_0 + T_1 + T_2 + 2T_p + \frac{T_p}{2}$ 时刻开始进行解模糊码 C_2 的相关积分处理过程，以此类推。接收端根据设置的轮发次数进行与音码发送端同样处理顺序。当测距数据采集标志有效时，同时采集发送、接收侧音相位、解模糊码计数和当前时间，形成带时标的测距数据。

音码测距捕获处理流程图如图 3 所示。音码测距只有一个侧音频率，仅需进行一次侧音副载波捕获、跟踪，解模糊码与侧音相干不需要环路跟踪，音码测距能快速捕获低信噪比测距信号， T_1 时间长短主要与完成侧音副载波捕获跟踪时间有关； T_2 是解模糊码相关的时间，其大小与测距信号信噪比和预报精度等相关联； T_p 为测距码之间的保护时间，大小与预报精度相关联。

音码混合测距捕获阶段采用主音长发，码从低到高（从 C_1 到 C_{20} ）的顺序轮发。从最低频率解模糊码（ C_1 ）开始，按解模糊码频率从低到高的顺序依次进行距离匹配，对每一个解模糊码根据其对应的解模糊距离值 L 来进行解模糊。最低解模糊码的解模糊距离值 L 为距离预报值 R_p （即 L 的初值为 R_p ），其他解模糊码的解模糊距离值 L 为上一个序列码的距离输出值。

(1) 根据解模糊距离值 L 确定一个当序列码的模糊周数

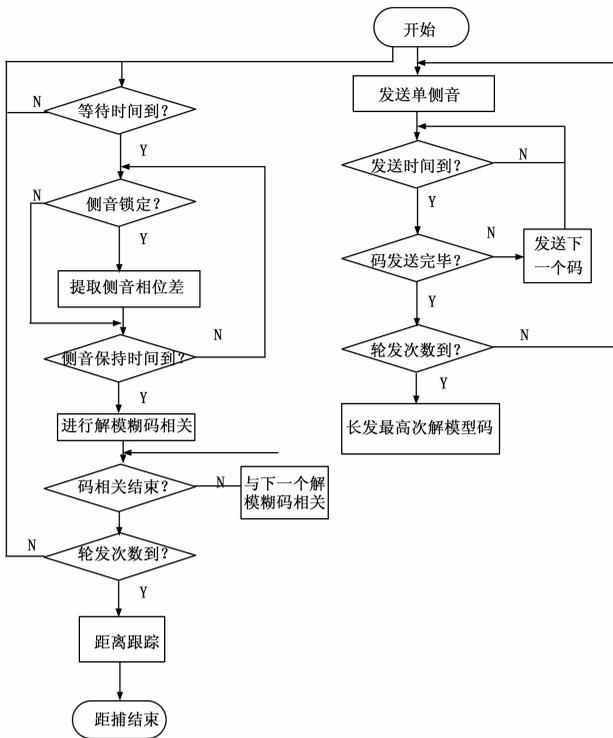


图 3 音码测距捕获处理流程图

$n_i, n_i = \left[\frac{2 \times L}{\lambda_i} \right]$, \square 表示取整, λ_i 为当前序列码的波长。

(2) 根据当前序列码的模糊周数 n_i 和相位值 φ_i , 计算当前序列码的一个距离值 R_i 。

$$R_i = \frac{1}{2} \times (n_i + \frac{\varphi_i}{360}) \times \lambda_i \quad (5)$$

(3) 以解模糊距离值 L 为基准, 将 R_i 和 L 进行比较, 然后修正 R_i 。若 $R_i - L > \frac{\lambda_i}{4}$, 则 $R_i = R_i - \frac{\lambda_i}{2}$ 。若 $R_i - L < -\frac{\lambda_i}{4}$, 则 $R_i = R_i + \frac{\lambda_i}{2}$ 。其他, 则 $R_i = R_i$ 。

(4) 将 R_i 作为当前序列码的距离输出。

(5) 更新解模糊距离值 $L = R_i$ 。

(6) 循环执行 120, 直到主音匹配完成。

主音输出的距离 R_0 即为最终距离, 且距离匹配结果不会为负。

2.4 距离跟踪

距离捕获完成后, 只发主侧音进行距离测量, 即通过主侧音当前相位测量值对距离进行更新。距离跟踪采用如下算法:

$$R_{n+1} = R_n + \frac{1}{2} \times \frac{\Delta\varphi_{n+1}}{360} \times \lambda_1 \quad (6)$$

其中, R_{n+1} 为 $n+1$ 时刻对飞行器的距离测量值, R_n 为 n 时刻对飞行器的距离测量值, $\Delta\varphi_{n+1}$ 为主侧音在 $n+1$ 时刻测量相位 φ_{n+1} 相对 n 时刻测量相位 φ_n 的增量, $\lambda_1 = \frac{c}{f_1}$ 为主侧音波长。

由于相位取值在 0° 到 360° 之间, 考虑到相位测量值的进周问题, $\Delta\varphi_{n+1}$ 的取值由式 (7) 确定。

$$\Delta\varphi_{n+1} = \begin{cases} \varphi_{n+1} - \varphi_n, & |\varphi_{n+1} - \varphi_n| \leq 180^\circ \\ \varphi_{n+1} - \varphi_n - 360^\circ, & \varphi_{n+1} - \varphi_n > 180^\circ \\ \varphi_{n+1} - \varphi_n + 360^\circ, & \varphi_{n+1} - \varphi_n < -180^\circ \end{cases} \quad (7)$$

通过以上算法, 可以不断利用新得到的主侧音相位测量值对飞行器测量的距离进行更新, 完成距离跟踪。如果飞行器相对于测控站的距离远远大于最低侧音的最大无模糊距离, 这时需要根据飞行器相对于测控站的距离预报值 R_p 对最低侧音所测相位对应的一个周期内距离值 L 解距离模糊, 得到无模糊空间距离值。

3 精度分析

3.1 测距误差分析

音码测距精度由侧音频率和侧音环路的环路信噪比决定。设接收音码信噪比为 $\frac{S}{\varphi}$, 侧音环路带宽为 B_L , 则环路信噪比为:

$$SNR_L = \frac{\cos^2(K_{tone}) \frac{S}{\varphi}}{B_L} \quad (8)$$

测距随机误差为:

$$\sigma_R = \frac{c}{4\pi \cdot f_1 \sqrt{SNR_L}} \quad (9)$$

当 $f_t = 1.0$ MHz, $K_{tone} = 22.5^\circ$, $s/n_0 = 10$ dBHz, 双边环路带宽为 0.02 Hz 时, 音码测距随机误差为 0.98。

3.2 距离捕获时间分析

距捕时间即测距捕获时间, 指从上行测距信号发送到实现距离跟踪所需时间, 主要包含测距信号环路锁定、距离解模糊等时间。

根据工程经验, 环路锁定时间与环路带宽成反比, 即 $\Delta T_{环锁} = 5/B_L$ 。其中, B_L 为环路单边带宽, 环路带宽的选择必须满足环路信噪比大于 10 dB 的要求。

音码测距的码积分时间以积分后的信噪比大于 15.5 dB 为前提, 即 $SNR_{积分} = 2 \times T \times \frac{C}{N_0} \geq 15.5$ dB, 并要考虑到码积分时间要求大于 0.5 s。

根据以上原则对载噪比分别为 10 dB 和 30 dBHz 时的距捕时间进行估算, 估算结果如表 1 所示。

表 1 距离捕获时间估算结果

C/N ₀ / (dBHz)	单边环路带宽/Hz	环路锁定时间/s	码积分时间/s	码个数	距捕时间/s
10	0.1	50	1	20	70
30	8	0.6	0.5	20	10.6

4 实验研究

搭建基于 DSP 和 FPGA 的全数字化控制平台, 音码测距信号的产生、发送、捕获和同步处理均由系统自动完成。音码测距主侧音频率为 1 MHz, 载波环路带宽为 500 Hz, AGC 时间常数选择 10 ms, 测距双边环路带宽选择 0.8 Hz, 解模糊序列码个数为 20 个。无人机搭载联试应答机, 地面测控系统进行跟踪实验, 整个实验过程均在中强信号条件下进行。分别采用本文提出的音码混合测距和传统的纯侧音测距两种测距体制进行距离跟踪。

4.1 距离捕获时间分析

在每种距离测量体制跟踪过程中, 人为使距离跟踪失锁, 然后进行距离重捕, 并记录距离捕获时间, 实验结果如表 2 所示。

表 2 距离捕获时间

次数	纯侧音测距时间/s	音码测距时间/s
1	17.3	26.3
2	18.2	27.4
3	16.9	28.5
4	16.6	25.8

根据 3.2 节距离捕获时间分析原则，纯侧音测距距离捕获时间理论估算值应为 15.5 s，音码测距距离捕获时间理论估算应为 22.5 s。实测结果略大于理论估算，是因为存在干扰信号和测量误差。音码混合测距捕获时间比纯侧音测距长，是因为纯侧音测距侧音个数只有 9 个，而音码测距解模糊码个数为 20 个。

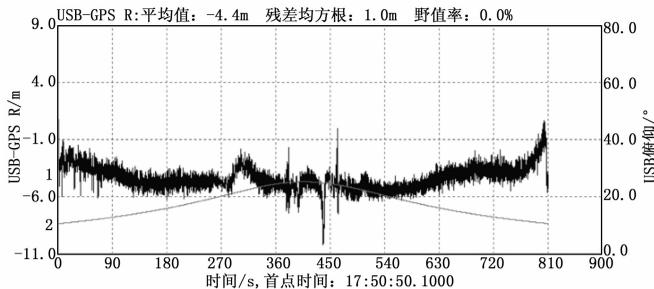
4.2 测距误差分析

对两种测距体制的距离测量结果进行数据分析，结果如图 4 所示。

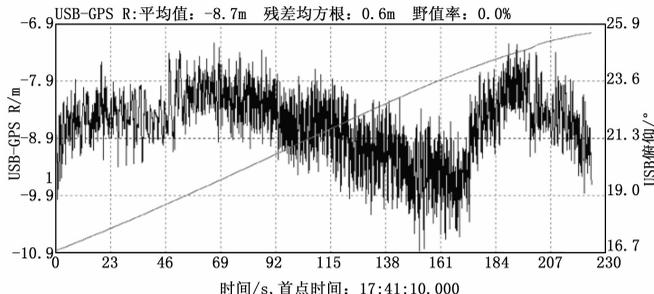
可以看出，本文提出的音码混合测距系统误差均值约为 -4.4 m，且相对稳定；而传统的纯侧音测距系统误差均值为 -8.7 m，且波动较大。因为传统的纯侧音测距主音频率为 500 kHz，本文提出的音码混合测距主音频率为 1 MHz，大大提高了距离测量精度；传统的纯侧音测距解模糊过程复杂，实现起来难度较大，使得距离测量精度降低，而音码混合测距采用解模糊序列码进行距离结算，易实现，且距离解算精度高。

5 总结

针对深空探测存在目标距离远、信号强度衰减大、信号传输时延大等特点，本文在分析纯侧音测距和伪码测距的基础上，设计了一套音码混合测距方案，详细分析了音码混合测距信号的发送、接收过程和距离解算、跟踪原理。最后进行了实验研究，结果表明，本文提出的测距方案系统测距误差较小，精度高。



(a) 音码测距系统误差分析



(b) 纯侧音测距系统误差分析

图 4 测距系统误差分析

参考文献:

[1] 成亚勇. 侧音测距在探月测控中的应用. 无线电工程 [J], 2009 (6): 40-41.

[2] 杨勃航, 刘岩, 王雷. 提高侧音测距系统无模糊距离的方法 [J]. 电讯技术, 2007 (5): 142-145.

[3] 杨建伟, 王跃科, 杨俊. 基于软件无线电的近距离扩频测距算法 [J]. 测试技术学报, 2006 (1): 60-64.

[4] 唐军, 谢漪霖, 王卫星. 航天扩频测控通信系统中伪码测距方法及精度分析 [J]. 电讯技术, 2006 (4): 91-95.

[5] 樊昌信. 通信原理教程 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2011.

(上接第 16 页)

1) 通过将 PLC 内的 I/O 模块改装到前端调理机中，PLC 机箱内安装控制器、电源及通信模块，简化了 PLC 与前端调理机的接口，实现了 PLC 机箱的对多个航天器的完全通用；

2) 前端调理机通过预留一定测量控制路数并归一化对外接口，实现了通过适应性修改就能满足不同航天器测试的需要；

3) 控制软件采用统一的 Win7 操作系统平台和 Visual Studio C# 开发环境，通过软件层次化、模块化和可配置化，减少了软件为适应不同型号测试进行更改的工作量。

4 结论

本文对基于 PLC 的航天器地面测控系统设计和工作原理进行了介绍，给出了提高系统通用性的实施路径。测控系统通用化设计与研制打破了以往每个型号配置一套设备的格局，经过探索和尝试不断提高了系统的可适用化程度，通过软硬件两个层面的通用化设计提高了产品质量和可靠性，减少了重复设计，缩短了研制周期，同时降低了开发成本。研制成果在深空探月、实践系列、载人航天等多个航天器型号得到了不同程度

的延用和重用，后续需进一步规范 and 统一器地测控信号接口来提高系统的通用性。

参考文献:

[1] 王庆成. 航天器电测技术 [M]. (第 1 版). 北京: 中国科学技术出版社, 2007.

[2] 沈军. 基于 PLC 的风量测量控制系统设计 [D]. 上海: 上海交通大学, 2007.

[3] 胡涛, 苏建良, 石剑锋. PLC 技术与应用及其发展分析 [J]. 机床与液压, 2005, 12 (3): 135-137.

[4] 李立. 航天器地面供电设备接口设计技术 [J]. 计算机测量与控制, 2013, 11 (6): 447-450.

[5] 宋征宇, 刘亮亮. 基于硬解的 PLC 设计及其在测发控系统中的应用 [J]. 航天控制, 2012, 30 (5): 78-82.

[6] 张洪光. 航天器供电测试设备硬件模块化、软件配置化设计思路 [J]. 航天器工程, 2010, 19 (1): 72-76.

[7] 赵吉明, 任亮, 杨枫. 基于配置文件的航天器供电测试软件一体化设计方法 [J]. 计算机测量与控制, 2014, 22 (7): 2316-2320.