

静态用户精密授时问题的探讨

李罡, 吕晶, 常江, 李广侠

(解放军理工大学通信工程学院卫星通信重点实验室, 江苏南京 210007)

摘要: 为了提高 RNSS 授时精度, 提出了采用卡尔曼滤波器和小波滤波器对观测值进行联合滤波的方法, 对用户时钟钟差、钟漂及老化率进行估计, 预测出用户时钟与系统时的差值。在观测到多颗卫星时, 理论推导出采用加权的方法可使授时精度得到提高。最后对提出的方法进行了仿真, 并与卡尔曼滤波和加权环路滤波进行了比较, 结果表明授时精度得到了有效改善, 在观测误差较大的情况下仍能保证高精度授时。

关键词: 卫星授时; 卡尔曼滤波; 小波滤波; 加权

中图分类号: P228.9 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 10-2243-05

Discussion of Precise Time Transfer of Stationary User Terminal

LI Gang, LV Jing, CHANG Jiang, LI Guang-xia

(Key Laboratory of Satellite Communications, PLA University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

Abstract: In order to improve the accuracy of time transfer of RNSS (Radio Navigation Satellite System), a novel method of combination of Kalman filtering and wavelet filtering is proposed to estimate the user clock offset, clock shifting and clock aging rate, and predict time bias between user time and system time. When multiple satellites are in view, it is proven that weighing several measurements properly has the characteristic of improving the accuracy of time transfer. At last, the method proposed is simulated under the condition of single satellite and multiple satellites, and is compared with Kalman filtering and weighing-loop-filtering. The result demonstrates that the accuracy of time transfer is improved efficiently and the excellent performance can be kept even under heavy noise situation.

Key words: satellite time transfer; Kalman filtering; wavelet filtering; weighing

1 引言

单向授时的精度劣于共视法和基线干涉法^[1], 其原因主要是天线位置误差, 电离层延时误差和星历误差^[2]。卫星授时的应用有多种, 而卫星精密授时一般是对静态用户而言的, 本文对静态用户的授时进行了有针对性的讨论。卫星单向授时的方法一般认为各观测时刻接收机的钟差间是相关的, 在数据处理中计算出用户钟的钟差、钟漂和老化率。对钟差、钟漂和老化率的计算通常有卡尔曼滤波法、加权环路滤波法等, 本文提出了卡尔曼滤波小波降噪的方法, 并与上述两种方法进行了仿真比较。

2 实现原理

用户接收到第 j 个导航卫星信号, 测量得伪距 $\tilde{\rho}^j$, 获得系统时 t , 将本地时 t_u^j 与系统时 t 进行比较得到本地时与系统时的偏差。用户时、卫星时、系统时之间的关

系如图 1 所示。

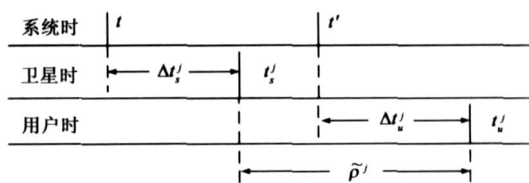


图1 时间关系

伪距观测方程为:

$$\tilde{\rho}^j = C(t_u^j - t_s^j) \quad (1)$$

其中 C 为光速, t_u^j 为用户时间, t_s^j 为卫星时间。假设用户的位置已知, 并假设伪距 $\tilde{\rho}^j$ 中已消除了电离层延时, 对流层延时, 卫星钟差, 一阶相对论效应误差, 卫星内部时延误差, 接收机内部时延误差。则可计算出用户相对于系统时间的偏差:

$$t_u^j = \tilde{\rho}^j / C + t_s^j \quad (2)$$

其中 $\tilde{\rho}^j$ 为用户到卫星的几何距离, t_s^j 为第 j 颗卫星相对于系统时间的偏差, 该值可由导航电文计算获得, 用

t_u^j 调整用户的时间实现授时, 闭环授时原理图如图 2 所示.

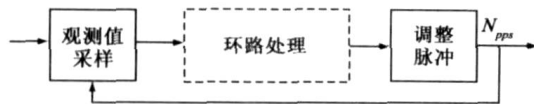


图2 授时原理

常用环路处理的方法有加权环路滤波法, 卡尔曼滤波法, 本文提出了卡尔曼滤波小波降噪法, 其具体分析如下.

3 加权环路滤波法

在实际的应用中通常可以看到 $n (n > 1)$ 颗卫星. 设某个时刻可以观测到 n 颗卫星, 该时刻用户时间与系统时间的真实时间差为 T , 每颗卫星的时差测量值为 T_i , 测量误差为 i , 则有 $T_i = T + i$. 假定测量误差 i , 服从均值为 0, 均方根为 i 的高斯分布, 每颗卫星的测量误差相互独立. 则通过测量时差 T_i 可得到真实时间差 T 的最大似然估计 \hat{T} 为:

$$\hat{T} = \sum_{i=1}^n w_i T_i \quad (3)$$

其中加权系数 w_i 为:

$$w_i = \frac{1/i^2}{\sum_{j=1}^n 1/j^2} \quad (4)$$

通常的实现方法如图 3 所示.

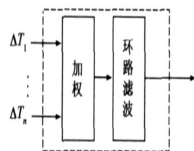


图3 加权环路滤波法

由于用户时钟特性为钟差, 钟漂和时钟老化率, 这里采用三阶环路滤波器.

4 卡尔曼滤波法

卡尔曼滤波是一种迭代算法, 它是根据噪声的统计特性和当前的测量值对用户的钟差, 钟漂和时钟老化率做出最佳估计. 卡尔曼滤波器包括两个更新过程, 其流程图为:

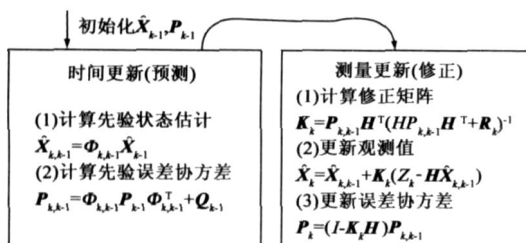


图4 卡尔曼滤波器的更新过程

状态矢量为:

$$X = [x \ y \ z]^T \quad (5)$$

其中 $x = C t$, $y = C \dot{t}$, $z = C \ddot{t}$, t , \dot{t} , \ddot{t} 分别为钟差, 钟漂和老化率, C 为光速, T 为测量间隔时间, 状态转移矩阵为:

$$(t_k, t_{k-1}) = \begin{bmatrix} 1 & T & T^2/2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

观测量矩阵为:

$$Z = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中 $\dot{}$ 为伪距观测值, $\ddot{}$ 为伪距变化率观测值, 可由下式求得:

$$\ddot{r} = f_d \cdot \lambda_0 \quad (8)$$

f_d 为多普勒频移, λ_0 为卫星标称频率的波长.

测量矩阵为:

$$H = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & T \end{bmatrix} \quad (9)$$

初始化系统状态方差阵 P_0 , 系统状态方差阵是三维对角方阵, 对角元素分别为钟差, 钟漂和老化率的等效距离方差. 由于建立的系统模型都与实际存在偏差, 故需设置描述系统模型精确程度的三维转移方差阵 $Q(t_0)$. 测量噪声方差阵 $R(t_0)$, 对角元素表示在测量伪距和伪距速率时的噪声方差. 由于用户位置已知, 伪距和伪距变化率的测量误差直接映射到钟差、钟漂和老化率中, 所以可以用卡尔曼滤波直接对各颗卫星的观测值进行滤波, 但测量方差阵 $R(t_0)$ 中每颗卫星的测量误差的方差要比较真实地反映每颗卫星的观测误差的方差.

5 卡尔曼滤波小波降噪法

其环路处理如下图所示:

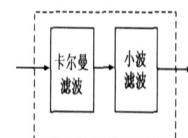


图5 卡尔曼滤波小波降噪环路处理

卡尔曼滤波与上面讨论的相同, 这里主要讨论小波降噪. 小波分解与重建一般采用 Mallat 算法^[3], 其公式为:

$$\begin{cases} c_{j,k} = \sum_n c_{j-1,n} h_{n-2k} \\ d_{j,k} = \sum_n d_{j-1,n} g_{n-2k} \end{cases} \quad (10)$$

$$c_{j-1,n} = \sum_n c_{j,n} h_{n-2k} + \sum_n d_{j,n} g_{n-2k} \quad (11)$$

式(10)为分解公式,式(11)为重建公式, ($k=0, 1, \dots, M-1$). 式中 $c_{0,k}=f(k)$, 为信号 $f(x)$ 的离散信号采样. $c_{j,k}$ 与 $d_{j,k}$ 都是 $c_{j-1,k}$ 的隔点抽取, $c_{j,k}$ 是小波分解后的逼近部分, $d_{j,k}$ 是小波分解后的细节部分, h, g 是一对正交镜像滤波器, j 为分解的层数, M 为离散采样点数.

设 $y=x+n_0$, x 为信号, y 为信号的观测值, n_0 为均值为零方差 $\frac{2}{s}$ 的高斯分布. 若信号 x 的先验概率分布已知, 且服从均值为零方差为 $\frac{2}{s}$ 的高斯分布, 根据贝叶斯准则可得信号 x 的无偏最小均方估计:

$$\hat{x}(y) = \frac{\frac{2}{s}y}{\frac{2}{s} + \frac{2}{s_0}} \quad (12)$$

应用到傅立叶变换中, 是维纳滤波器, 应用到小波域中是近似维纳滤波器. 由于钟差的功率谱密度主要集中在频带较窄的低频, 只能得到数值近似解, 是非线性“去心”滤波器^[4], 保留幅度较大的值, 去除幅度较小的值, 即如果设计对小波分解中系数的合适软阈值函数, 可获得对信号的无偏最小均方估计.

最直观的降噪的方法是对信号进行傅立叶变换再低通滤波, 但无法解决保护信号局部性和抑制噪声之间的矛盾. 小波滤波器的多分辨率特性较好地解决了这个问题, 而且小波变换的复杂度为 M , 小于快速傅立叶变换的复杂度 $M \log_2 M$.

小波函数的选取应具有以下特征: 具有线性相位, 可使重构信号具有较高的精度; 紧支集特征, 可减小计算的复杂度; 消失距特征, 消失距数越大, 可使在较大分辨率处, 小波系数较小. 这里选取 Sym8 小波函数, 分解层次取 4, 但最大不超过 $\log_2 M$. 阈值函数有多种, 文献[5]中比较分析了多种阈值准则. 这里阈值函数为^[6]:

$$\hat{d}(j) = \begin{cases} \text{sign}(d(j)) (|d(j)| - \lambda(j)), & |d(j)| > \lambda(j) \\ 0, & |d(j)| < \lambda(j) \end{cases} \quad (13)$$

其中 $\lambda(j) = \lambda_j + \sqrt{2 \log_2 M / \log_2(j+1)}$,
 $\lambda_j = \text{median}(|d(j)|) / 0.6745, 0 < \lambda_j < 1$

6 仿真验证

用户时钟仿真模型的建立. 假设用户时钟晶振为温补晶振, 其基准频率 $f_0 = 100\text{MHz}$, 典型参数取准确度 a 为 10^{-6} , 1s 内稳定度 s 为 10^{-9} . 可以一般地用下式表示用户时钟在采样间隔 T 内的平均频率为:

$$f(n) = f_0 + f_0 a \sin(2\pi nTs/4a) \quad (14)$$

其中 n 表示第 n 次采样, 取 $T=0.1\text{s}$. 则第 n 次采样时, 准确的时间间隔 T 内, 用户时钟实际产生的时间间隔 T 为:

$$T = \frac{f_0 T}{f_0 + f_0 a \sin(2\pi nTs/4a)} \quad (15)$$

观测误差仿真模型的建立. 电离层延时误差是单频接收机最主要的误差源, 天线位置误差对各颗卫星的观测都相同, 星历误差可等效为均方根为常数的高斯白噪声, 则各颗卫星观测误差的不同主要是由于电离层延时不同引起的. 对于目前广泛采用的电离层修正模型而言, 修正误差的大小与天顶方向的延时与投影函数的乘积有关, 文献[7]中比较分析了多种投影函数, 投影函数都与卫星仰角和高度有关, 可以假设第 i 颗卫星观测误差的均方根为:

$$\sigma_i = \frac{\sigma_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{R_E \cos \phi_i}{R_E + h_i}\right)^2}} \quad (16)$$

其中 R_E 为地球半径, ϕ_i 为第 i 颗卫星倾角, h_i 为第 i 颗卫星高度. σ_0 一般取 $6\text{m}^{[8]}$.

假设用户的位置为 (118°E, 32°N, 12m). 本文所采用的卫星来自于某混合轨道导航系统. 某时段内可见六颗卫星, 两颗 IGSO 星和四颗 GEO 星, 初始仰角依次为: $69.2^\circ, 52.7^\circ, 51.8^\circ, 45.8^\circ, 31.7^\circ, 17.4^\circ$. 用 STK 软件辅助产生卫星三维在轨位置和速度. 仿真时单星取初始仰角为 69.2° 的 IGSO 星, 多星时, 若卫星数为 n , 则取这六颗星中第 1 颗星至第 n 颗星. 伪距率通过多普勒偏移的测量获得, 多普勒频移的观测噪声是随机噪声, 主要与接收机有关^[9], 这里设伪距率观测误差服从均值为零均方根为 3m/s 的高斯分布. 假设伪距观测误差服从均值为零的高斯分布, 其方差是变化的, 下文中所提到的观测误差均指伪距观测误差. 仿真分两个情形: 三种方法的比较; 卡尔曼滤波小波降噪的性能仿真.

情形一: 三种方法授时精度的比较

图 6 为伪距观测误差均方根取不同值时, 三种方法授时的误差均方根的比较. 图 7 为可见的卫星数不同时, 观测误差均方根为 6m 时的三种方法的授时误差均方根的比较. 可见卡尔曼滤波小波降噪法的授时精度优于卡尔曼滤波法和加权环路滤波法. 此外还对用户时钟准确度从 10^{-4} 到 10^{-8} , 1s 内稳定度从 10^{-7} 到 10^{-11}

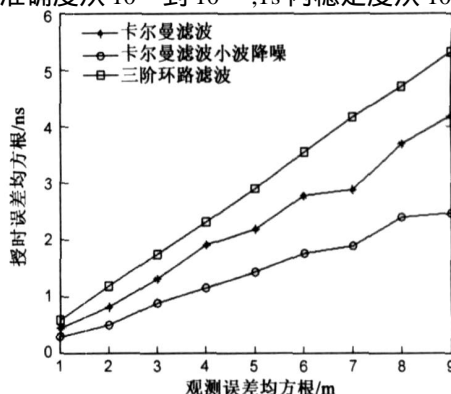


图6 三种方法抗噪声性能比较

范围内,三种方法的授时性能进行了仿真,在相同观测误差和可见相同的卫星数的情况下,三种方法的授时误差的均方根基本不变,卡尔曼滤波小波降噪的授时精度均较高。

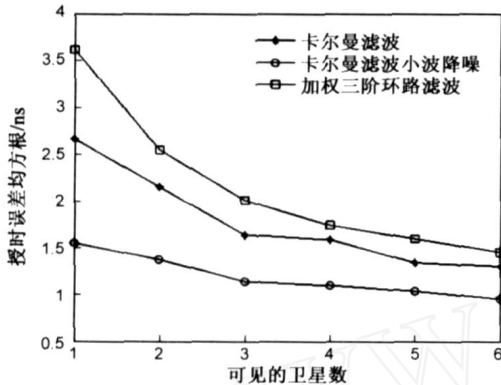


图7 观测到不同卫星数时三种方法性能比较情形二:卡尔曼滤波小波降噪性能仿真

假设接收机时钟的固有频偏为 1 KHz,初始时间差为 1ms.观测单颗卫星,观测误差均方根为 6m.

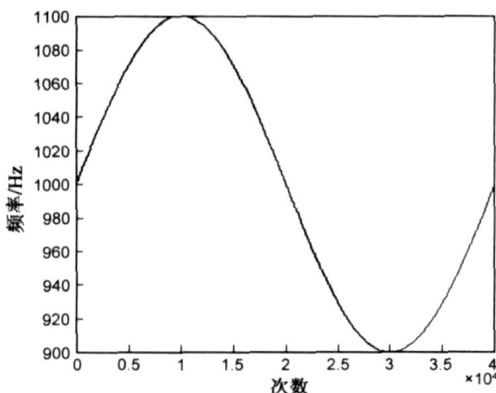


图8 用户钟相对于标称频率的偏移

图 8 为用户时钟相对于基准频率的偏移,图 9 为系统的收敛情况,可见经过 15s 的调整可完全收敛.该方法授时精度的提高是以牺牲运算的复杂度和收敛的快慢为代价的,其收敛速度慢于卡尔曼滤波器.图 10 为系

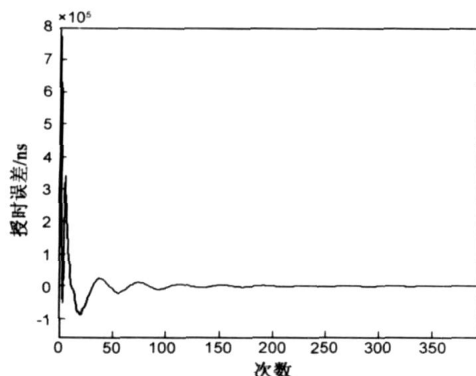


图9 卡尔曼滤波小波降噪的收敛性

统稳定时的授时误差,其均方根约为 1.6ns.

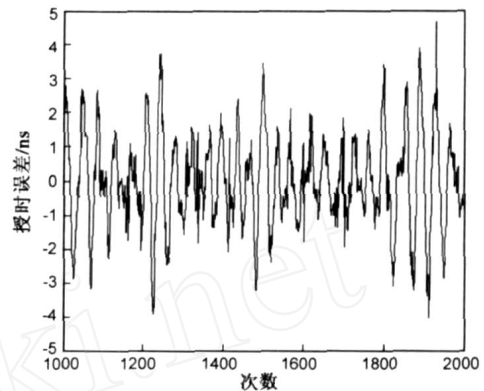


图10 授时误差

图 11 为观测误差为 6m,1s 内稳定度为 10^{-9} 时,不同准确度时,授时误差均方根.图 12 为观测误差为 6m,准确度为 10^{-6} ,1s 内不同的稳定度时,授时误差均方根.由于计算和统计次数的原因,授时误差均方根有微小的波动.以上两图为一统计的结果.可见卡尔曼滤波小波降噪用户时钟较大的动态范围内能保持较高的授时精度.

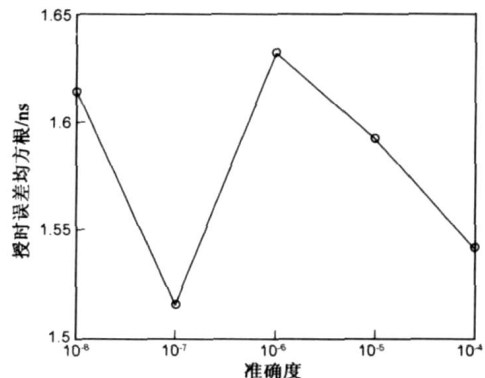


图11 不同稳定度下授时误差均方根

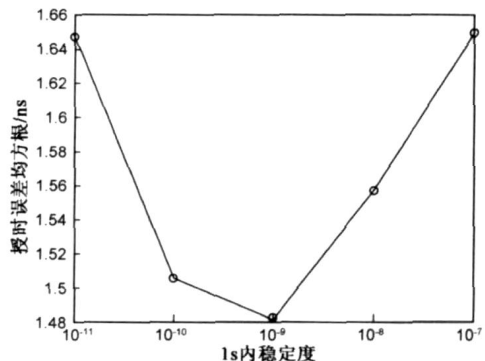


图12 1s内不同的稳定度授时误差均方根

表 1 为观测误差均方根分别为 1m 到 9m,观测到 1 颗至 6 颗卫星时,卡尔曼滤波小波降噪授时精度的比较,可见观测的卫星数越多,授时精度越高,授时精度的改善越小.

表 1 不同观测误差卡尔曼滤波小波降噪授时误差均方根

	1	2	3	4	5	6
1	0.276	0.193	0.178	0.170	0.162	0.151
2	0.590	0.361	0.374	0.340	0.333	0.294
3	0.745	0.687	0.599	0.565	0.494	0.453
4	1.029	0.880	0.686	0.672	0.646	0.609
5	1.206	1.003	0.968	0.884	0.818	0.773
6	1.618	1.402	1.194	1.098	0.932	0.924
7	2.139	1.463	1.255	1.233	1.109	0.973
8	2.155	1.766	1.420	1.386	1.384	1.285
9	2.497	1.950	1.658	1.586	1.475	1.418

注:第一行为可见的卫星数 第一列为观测误差均方根

7 结论

通过仿真验证可以得出以下结论:卡尔曼滤波小波降噪的授时精度优于卡尔曼滤波和加权三阶环路滤波法;采用卡尔曼滤波小波降噪法时,在用户时钟准确度为 10^{-6} ,1s 内稳定度为 10^{-9} ,观测误差为 6m 时,单颗卫星授时误差均方根在 2ns 以内;观测多颗卫星其均方根可降至 1ns 以内;观测卫星数越多,授时精度越高,授时精度的改善越小;在观测噪声较大的情况和用户时钟动态范围较大的情况下,仍可保持较高的授时精度。此外本文仅仅针对用户钟的钟差、钟漂和老化率三个参数的精确估计,后续的工作还将包括用户位置的三维参数在内的多参数的联合估计。

参考文献:

- [1] Wlodzimien Lewandowski, Claudine Thomas. GPS time transfer [J]. Proceedings of the IEEE, 1991, 79(7): 991 - 1000.
- [2] Wlodzimien Lewandowski, GCrard Petit, Claudine Thomas. Precision and accuracy of GPS time transfer[J]. IEEE transactions on instrumentation and measurement, 1993, 42(2): 474 - 479.
- [3] S G Mallat. A theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1989, 11(7): 674 - 693.
- [4] Eero P Simoncelli, Edward H Adelson. Noise removal via Bayesian wavelet coring[A]. Proceedings of 3rd IEEE International Conference on Image Processing[C]. Lausanne, Switzerland, Vol 1, 1996, 379 - 382.
- [5] Maarten J ansen. Wavelet thresholding and noise reduction[D]. Belgium: K U Leuven, department of computer science, April, 7, 2000.
- [6] 王亚,吕新华,王海峰.一种改进的小波阈值降噪方法及 Matlab 实现[J]. 微计算机信息, 2006, 22(6): 259 - 261.
Wang Ya, Lv Xinhua, Wang Haifeng. An improved method of de-noising via wavelet threshold and its implementation based

on Matlab[J]. Microcomputer Information, 2006, 22(6): 259 - 261. (in Chinese)

- [7] 刘利,韩春好.常见电离层模型投影函数的分析比较[J]. 全球定位系统, 2001, 26(1): 43 - 45.
- [8] Elliott D Kaplan. Understanding GPS Principles and Applications[M]. Boston, London: Artech House, 1996. 167 - 168.
- [9] 何海波,杨元喜,孙中苗,马煦. GPS 多普勒频移测量速度模型与误差分析[J]. 测绘学院学报, 2003, 20(2): 79 - 82.
He Haibo, Yang Yuanxi, Sun Zhongmiao, Ma Xu. Mathematic model and error analyses for velocity determination using GPS Doppler measurements [J]. Journal of Zhengzhou Institute of Surveying and Mapping, 2003, 20(2): 79 - 82. (in Chinese)

作者简介:



李 罡 男, 1982 年出生于江苏如皋. 现为解放军理工大学通信工程学院卫星通信重点实验室博士研究生, 从事星座卫星通信、卫星导航方面的研究工作.

E-mail: lga855 @sohu. com



吕 晶 男, 1965 年出生于重庆. 现为解放军理工大学通信工程学院卫星通信重点实验室教授, 从事卫星通信、卫星导航方面的研究工作.



常 江 男, 1972 年出生于河北唐山. 现为解放军理工大学通信工程学院卫星通信重点实验室副教授, 从事卫星通信、卫星导航方面的研究工作.

E-mail: changj10 @vip. sina. com



李广侠 男, 1964 年出生于浙江永康. 现为解放军理工大学通信工程学院教授, 全军卫星通信重点实验室主任, 博士生导师, 总参优秀中青年专家, 军队育才金奖获得者. 曾荣立二等功两次、三等功三次. 主持完成的多个项目分别获国家科技进步二等奖、军队科技进步一等奖、电子部科技进步一等奖等奖项. 主要从事卫星通信、卫星导航、卫星测控方面的研究.