

基于卫导的旋转角度测量和 旋转解调技术研究

董先哲¹, 王西夺², 瞿辰旭¹, 王 俊¹

(1. 北京交通大学 电子信息工程学院, 北京 100044;

2. 中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 石家庄 050081)

摘要: 针对旋转载体接收信号幅度变化和载波相位变化导致卫星导航信号不易同步的问题, 提出了基于传统锁相跟踪环路的旋转解调环路系统架构, 对旋转角度测量、天线分集以及旋转相位解调等关键技术进行了研究; 通过采用基于锁相环的旋转角跟踪环路, 实现了旋转角的实时测量; 采用了天线分集技术和旋转相位解调技术, 补偿了旋转引入的相位变化量和旋转引入的天线相位缠绕量, 提高了旋转载体卫星导航的跟踪精度; 通过仿真分析, 验证了所提旋转角测量技术、天线分集技术及旋转相位解调技术的有效性。

关键词: 旋转载体; 卫星导航; 旋转角度测量; 天线分集; 旋转相位解调

Research on Rotation Angle Measurement and Rotation Demodulation Technology Based on Satellite Navigation

DONG Xianzhe¹, WANG Xiduo², QU Chenxu¹, WANG Jun¹

(1. School of Electronic Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: In order to solve the problem that the satellite signal received by rotating carrier is not easy to synchronize due to the changes of received signal amplitude and carrier phase, a rotation demodulation loop system structure based on tradition phase-locked loop (PLL) is proposed, key technologies such as rotation angle measurement, antenna diversity and rotation phase demodulation are studied; The real-time measurement of rotation angle is realized by using the rotation angle tracking loop based on PLL. The antenna diversity technology and rotating phase demodulation technology are used to compensate the phase change and antenna phase winding introduced by the rotation, which improves the tracking accuracy of the rotating carrier satellite navigation. Through simulation analysis, it verifies the effectiveness of the proposed rotation angle measurement technology, antenna diversity technology and rotation phase demodulation technology.

Keywords: rotating carrier; satellite navigation; rotation angle measurement; antenna diversity; rotating phase demodulation

0 引言

卫星导航以其具有覆盖范围广、不受时间气候条件限制以及能够对目标位置状态信息实现精确定位等优点在民用领域和军事领域发挥着越来越重要的作用^[1-3]。针对旋转载体的定位是当前卫星导航技术研究的热点^[4-7]。旋转载体在飞行过程中会以不同转速进行自旋转运动, 旋转载体的自旋转运动会使其接收信号的幅度和相位时刻发生变化, 这导致卫星导航接收机无法正常捕获和稳定跟踪, 增大了卫星导航接收机基带信号处理的难度。因此, 基于卫星导航的旋转角度测量和旋转解调技术研究是提高卫星导航信号捕获与跟踪性能的关键。

近年来, 大量国内研究人员对旋转载体的信号接收方面进行了研究并且取得了一定的成果^[8-11]。文献 [12] 设计了微惯性测量单元 (MIMU, micro inertial measurement unit) 辅助全球定位系统 (GPS, global positioning system) 接收机跟踪环路, 环路利用 MIMU 的辅助进行旋转载体转速估计并计算出接收信号附加的多普勒频移, 实现了对旋转载体接收信号的可靠跟踪, 但是该环路的缺点在于存在累计误差, 影响 MIMU 的可靠性, 同时将 MIMU 应用到卫星导航接收机涉及到辅助滤波算法的设计, 增加了实现难度。旋转载体卫星导航接收机的天线设计方案主要分为单天线设计方案和多天线设计方案。单天线设计方案是在旋

收稿日期: 2023-12-23; 修回日期: 2024-01-23。

基金项目: 航空科学基金项目 (202000010M5001)。

作者简介: 董先哲 (1999-), 男, 硕士研究生。

通讯作者: 王 俊 (1982-), 男, 博士, 副教授。

引用格式: 董先哲, 王西夺, 瞿辰旭, 等. 基于卫导的旋转角度测量和旋转解调技术研究[J]. 计算机测量与控制, 2024, 32(7): 64-69, 76.

转载体侧面安装一个信号接收天线,但是在转载体的自旋转过程中,卫星导航信号必然会被载体本身遮蔽,该方案无法解决旋转导致的信号非连续接收问题。多天线设计方案是采用多天线组合或者环形贴片天线的设计,解决了卫星导航信号的非连续接收问题。文献 [13] 利用多天线阵列相对精密定位技术实现导弹姿态的高精度测定,为导弹姿态测量提供一种全新的思路。文献 [14] 指出采用 3 个天线等角度安装在转载载体周围能够较好实现对 GPS 卫星的覆盖,并且卫星导航接收机设计难度适中。上述天线设计方案均采用将多天线信号合路处理的方式,这会导致各个天线之间的接收信号容易相互干扰,并且均未考虑天线相位缠绕的问题。

本文设计了基于传统锁相跟踪环路的旋转解调环路:在传统跟踪环路的基础结构上增加了旋转跟踪环路的辅助,实现了对旋转角度的测量;为了解决信号非连续接收使得卫星导航接收机性能下降的问题,设计了双天线分集接收策略;设计了旋转相位补偿环路,研究了如何依据载波相移模型实时估计载波相移的大小,并根据载波相移估计结果进行相位补偿,降低了旋转带来的不利影响。根据仿真结果可知,本文提出的旋转角测量、天线分集和旋转相位解调技术,提高了转载载体卫星导航的跟踪精度,改善了旋转环境下卫星导航接收机的性能。

1 系统架构

传统锁相跟踪环路的基础结构主要包括 Costas 载波跟踪环和超前滞后码跟踪环两部分^[15],旋转解调环路在此基础上增加了旋转跟踪环路、天线分集环路和相位补偿环路。基于传统锁相跟踪环路的旋转解调环路系统架构如图 1 所示。

天线分集环路采用双天线对称分布转载载体圆柱体两侧的布局,依据接收信噪比最优原则对两路天线输入 AD 信号进行选择。旋转跟踪环路可以实现天线分集环路和旋转解调环路都需要的旋转角度信息的测量,同时借助外部辅助信息补偿旋转引入的相位变化量、天线相位缠绕量以及天线分集引入的双天线的载波信号相位偏差量。

2 旋转跟踪环

转载载体卫星导航接收机的天线相位中心与自旋轴的几何中心存在偏差,载体的自旋转运动会导致其接收到的信号幅度和相位时刻发生变化,并存在附加的多普勒频移和载波相位偏差,这会严重影响卫星导航接收机的信号同步和跟踪。

目前转载载体卫星导航接收机环路设计的重点在于旋转角度或自旋转速的测量。因为通过对转载载体自旋转速

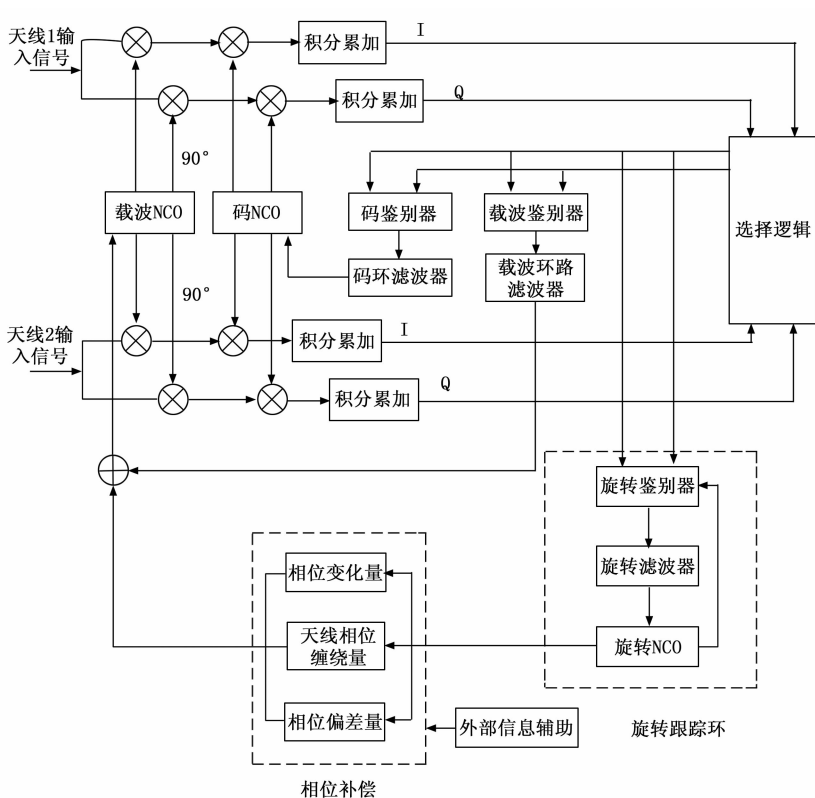


图 1 基于传统锁相跟踪环路的旋转解调环路

的估计,可以进一步计算出所附加的载波多普勒频移,使得环路对载波频率的跟踪更加准确,从而能够辅助载波跟踪环路实现可靠跟踪。现有的自旋转速测量方法主要分为直接测量和间接测量两种,直接测量是指利用硬件传感器的辅助进行自旋转速的直接测量;间接测量是指通过改进卫星导航接收机信号处理算法,利用随载体自旋发生周期性特征变化的信号量间接提取出自旋转速。转速测量方法对比见表 1。

表 1 转速测量方法对比

	转速测量方法	优点	缺点
直接测量	硬件传感器辅助	直接获取自旋转速,并且获得提高卫星导航定位精度的其他辅助信息 ^[16]	存在累计误差,影响硬件传感器的可靠性
	利用信号相位信息	硬件资源的开销少,自旋转速提取精度高 ^[17-18]	信号处理算法复杂,实时性差
间接测量	利用信号幅度信息	硬件资源的开销少,模型设计简单,算法开发难度低 ^[19]	卫星导航信号接收功率弱,旋转幅度调制信号受噪声干扰严重 ^[20]

无论是采用直接方法还是间接方法测量转载载体自旋转速,两类方法各有优劣,直接方法牺牲硬件资源降低实现难度,间接方法降低硬件资源开销提高了算法复杂度。因此本文提出一种在传统锁相跟踪环路的基础上增加旋转跟踪环的设计,实现对转载载体自旋转速的间接测量。与

其他两种间接方法相比,能够有效减少载波相位的跟踪误差,同时新的旋转角测量环路是基于传统锁相跟踪环路的软件资源进行实现并不需要增加新的硬件结构。

新的旋转角测量环路是在传统锁相跟踪环路的基础结构上增加旋转跟踪环的辅助。旋转跟踪环作为新的跟踪环路的分支,与传统的锁相跟踪环路闭环连接,并对相位补偿环路进行反馈,实现对整个跟踪环路的辅助。旋转跟踪环如图 2 所示。

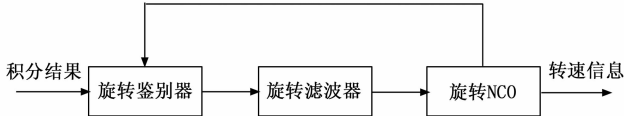


图 2 旋转跟踪环

旋转跟踪环由旋转鉴别器、旋转滤波器以及旋转数控振荡器(NCO, numerical control oscillator)三部分组成。卫星导航接收信号的积分结果输入到旋转鉴别器。为了实现旋转载体转速信息的连续跟踪,旋转鉴别器、旋转滤波器以及旋转 NCO 同样采用闭环的方式进行连接。旋转鉴别器作为整个环路设计的关键,用于计算旋转载体的自旋转速;旋转滤波器的作用是对旋转鉴别器的原始转速输出进行滤波;旋转 NCO 与旋转鉴别器闭环连接,通过反馈的方式进行动态辅助,并将最终的转速信息传递给相位补偿环路,通过这种方式实现旋转跟踪环对传统锁相环的辅助。

2.1 旋转鉴别器

旋转鉴别器的作用与硬件传感器对转速进行测量类似,其目的在于鉴别旋转载体自旋转速。而旋转鉴别器的实现关键在于设计良好的转速鉴别算法。旋转鉴别器提取出转速信息的测量方法与其他转速间接测量方法一致,对从接收信号中挑选出具有自旋周期特征的信号进行处理鉴别出载体自旋转速。

本文设计的鉴别算法首先得到跟踪环路同相 I 支路和正交 Q 支路的相关输出值,然后将上述结果进行合并,并从中得到旋转载体自旋周期特征,最后利用信号处理方法提取出载体自旋转速。

跟踪环路同相与正交支路积分清除结果模值 $\sqrt{I + jQ}$ 可近似表示为:

$$\sqrt{I + jQ} = A \sin(\omega_e t + \theta_e) + B \tag{1}$$

本地锁相环产生同相、正交两路信号可表示为:

$$\begin{aligned} U_I(t) &= \sin(\omega_e t + \theta_e) \\ U_Q(t) &= \cos(\omega_e t + \theta_e) \end{aligned} \tag{2}$$

假设在分析过程中不考虑环路受输入信号直流偏置的影响,对混频后的 I 路数据和 Q 路数据进行 T_{coh} 时间的积分可以得到 I 路相干积分结果 I_{rot} 和 Q 路相干积分结果 Q_{rot} :

$$\begin{aligned} I_{rot} &\approx \frac{K_d}{\frac{1}{2}\omega_e T_{coh}} \sin\left(\frac{1}{2}\omega_e T_{coh}\right) \cos\left[\omega_e\left(t_1 + \frac{1}{2}T_{coh}\right) + \theta_e\right] \\ Q_{rot} &\approx \frac{K_d}{\frac{1}{2}\omega_e T_{coh}} \sin\left(\frac{1}{2}\omega_e T_{coh}\right) \sin\left[\omega_e\left(t_1 + \frac{1}{2}T_{coh}\right) + \theta_e\right] \end{aligned} \tag{3}$$

其中: $\omega_e = \omega_i - \omega_0, \theta_e = \theta_i - \theta_0$, t_1 代表积分初始时间。将上述 I 路相干积分结果 I_{rot} 和 Q 路相干积分结果 Q_{rot} 合并成如下复数向量形式

$$\begin{aligned} r_{rot} &= I_{rot} + jQ_{rot} = \\ &\frac{K_d}{\frac{1}{2}\omega_e T_{coh}} \sin\left(\frac{1}{2}\omega_e T_{coh}\right) e^{j\left[\omega_e\left(t_1 + \frac{1}{2}T_{coh}\right) + \theta_e\right]} = \\ &K_d \text{sinc}\left(\frac{1}{2}\omega_e T_{coh}\right) e^{j\left[\omega_e\left(t_1 + \frac{1}{2}T_{coh}\right) + \theta_e\right]} \end{aligned} \tag{4}$$

向量幅值和相位差分别定义为:

$$\begin{aligned} A_{rot} &= K_d \text{sinc}\left(\frac{1}{2}\omega_e T_{coh}\right) \\ \varphi_e &= 2\pi f_e \left(t_1 + \frac{1}{2}T_{coh}\right) + \theta_e \end{aligned} \tag{5}$$

由式 (3) 和 (4) 可知,在环路锁定正常的情况下,信号在经过混频和相干积分后, I 支路中将集中绝大部分信号能量。可以利用此特性采取最基本的反正切等方式完成检测相位误差。

2.2 旋转滤波器

在旋转跟踪环路设计之中,通常会借助滤波器对信号进行滤波处理来削弱噪声影响以提高估计精度。为了对旋转鉴别器输出的转速信息进行更精确的估计,旋转跟踪环路采取在旋转鉴别器后增加旋转滤波器的设计来减小误差。

简化的旋转跟踪环路框图如图 3 所示。

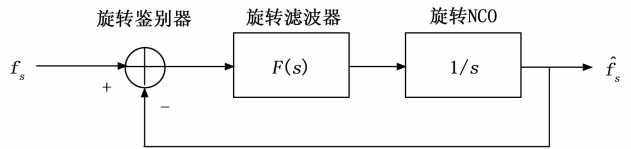


图 3 简化的旋转跟踪环路框图

环路的输入为旋转载体自旋转速,输出为转速估计值,这与典型的锁相环环路结构类似。旋转跟踪环路输出的旋转载体转速估计值仍存在较大误差,与旋转鉴别器的输出转速计算后作为旋转滤波器的反馈输入形成旋转跟踪的闭环环路。

在飞行过程中,旋转载体的自旋转速会发生变化,但是因为自旋转速的变化过程一般保持稳定,所以呈现出线性特性。因此,旋转跟踪环采用 2 阶的环路滤波器来减小跟踪环路的动态应力误差。2 阶环路滤波器的传输函数为:

$$F(s) = \frac{a\omega_n s + \omega_n^2}{s} \tag{6}$$

由此,得到旋转跟踪环的传输函数:

$$H(s) = \frac{a\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + a\omega_n s + \omega_n^2} \tag{7}$$

其中: ω_n 为自然圆频率,可通过环路滤波器的噪声带宽设定值计算得到。a 为环路滤波器阻尼系数,滤波器进入平稳状态的速度不仅会受环路滤波器阻尼系数影响,而且其过冲值大小也由环路滤波器阻尼系数决定。

环路噪声等效带宽定义为:

$$B_n = \int_0^{\infty} |H(j2\pi f)|^2 df \quad (8)$$

其中: $H(j2\pi f)$ 为环路的频率响应。

二阶环路等效噪声带宽写为:

$$B_n = \left(\frac{1+a^2}{4a}\right)\omega_n \quad (9)$$

因此, 自然角频率为:

$$\omega_n = \left(\frac{4a}{1+a^2}\right)B_n \quad (10)$$

此外, 旋转 NCO 的传递函数表示为:

$$N(z) = \frac{K_n z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (11)$$

其中: K_n 为旋转 NCO 的增益。

数字滤波器的传递函数写为:

$$F(z) = \frac{(K_1 + K_2) - K_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (12)$$

其中: K_1 、 K_2 分别为数字环路滤波器常数, 由下列两式计算:

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{\alpha\omega_n T}{K_d K_n} \\ K_2 &= \frac{\omega_n^2 T^2}{K_d K_n} \end{aligned} \quad (13)$$

其中: T 为环路更新时间。

因此由式 (11) ~ (13) 可以得到旋转跟踪环路的离散时间闭环传递函数:

$$H(z) = \frac{K_d K_n z^{-1} [(K_1 + K_2) - K_1 z^{-1}]}{1 + \{K_d K_n [(K_1 + K_2) - 2]\} z^{-1} + (1 - K_d K_n K_1) z^{-1}} \quad (14)$$

旋转载体自转速在经过去旋转滤波器滤波后得到估计误差信息, 该误差信息会作为旋转 NCO 的输入。旋转 NCO 利用输入的误差信息输出旋转载体自转速信息。

2.3 旋转 NCO

旋转跟踪环中的旋转 NCO 用于复现旋转载体自转速 f_r , 旋转 NCO 使用的是与传统卫星导航接收机载波 NCO 类似的结构, 这里不再赘述。旋转 NCO 中, 旋转载体自转速与频率控制字的对应关系为:

$$f_r = \frac{f_{\text{sysclk}}}{2^N} \times K \quad (15)$$

其中: N 为旋转 NCO 累加长度, f_{sysclk} 为本地时钟, K 为频率控制字。

3 天线分集环路

天线在旋转过程中接收信号幅值起伏波动, 存在旋转多普勒及相位干扰致使常规接收机在旋转过程中接收信号易失所、定位困难, 增大了卫星导航定位接收机基带信号处理的难度。

本文设计的双天线分集接收环路采用双天线对称分布旋转载体圆柱体两侧的布局, 依据接收信噪比最优化原则对两路输入 AD 信号进行选择。这样做的优点在于既克服了

传统单天线设计所存在的信号非连续接收问题, 又相较于多天线设计节省了空间, 降低了算法复杂度。

在载体旋转过程中, 两个天线交替可见卫星, 采取天线分集接收可提高接收信号的连续性和稳定性。两个接收天线对称分布在旋转载体圆柱体两侧, 每一路接收信号都有单独的逻辑通道, 在每一个逻辑通道, 来自两个不同天线的输入 AD 信号都将分别进行解调、解扩和相关积分, 相关积分结果送入到选择逻辑模块。相关积分结果选择逻辑如图 4 所示。

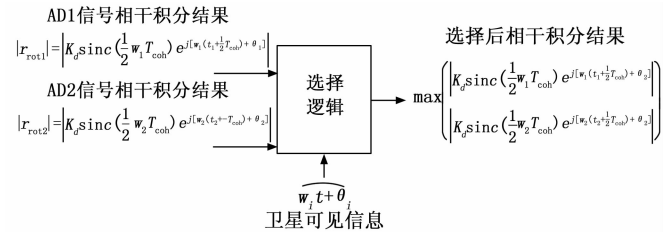


图 4 相关积分结果选择逻辑

选择逻辑模块利用卫星可见信息对相关积分结果进行选择, 选择之后对选大结果进行鉴别处理和滤波处理。

4 旋转相位补偿环路

文献 [20] 指出卫星导航接收信号的载波相位呈现与载体滚转姿态相关联的调制特性, 为了消除旋转引入的相位变化影响, 应对积分清除结果进行旋转相位调制补偿, 得到消除旋转调制相位的积分清除结果 $I_2 Q_2$ 。

$$I_2 + jQ_2 = (I_1 + jQ_1) \exp[-j(\theta_1 + \theta_2 + \theta_3)] \quad (16)$$

式中, $I_1 Q_1$ 为原始积分清除结果, 含有旋转相位调制成分; θ_1 为旋转引入的相位变化量; θ_2 为旋转引入的天线相位缠绕量; θ_3 为天线分集引入的双天线的载波信号相位偏差量。

其中, 通过获取载体位置、载体速度、载体旋转角和卫星信号来向等信息, 根据载波相位变化模型和天线相位缠绕模型, 可以实时估计出 θ_1 和 θ_2 值。通过预标校的方法, 可以测量出 θ_3 值。

4.1 旋转引入的相位变化量

天线旋转过程中天线相位中心偏移载体旋转轴, 通过建立如图 5 所示的天线相位中心偏移模型来进一步分析载体旋转对接收信号载波频率及相位调制关系。

定义载体天线坐标系为 $Oxyz$, 其中, x 为旋转轴, T 为天线相位中心, S 为卫星, O 为过天线相位中心与 x 的交点, D 为 S 在 yz 平面上的投影, $P_1 P_2$ 垂直于 OS , TP_1 垂直于 OD 。

设天线相位中心 T 与卫星 S 之间连线 TS 为二者之间距离测量值, 过天线相位中心与旋转轴 x 的交点 O 与卫星 S 之间连线 OS 为二者之间实际距离, 则 $TS = R$, $OS = r_1$ 。因为直线 OS 垂直直线 TP_1 和直线 $P_1 P_2$, 直线 TP_1 垂直于平面 OSD , 所以直线 OS 垂直平面 $TP_1 P_2$, 由此可得直线 TP_2 垂直直线 OS 。

因为天线相位中心 T 与过天线相位中心与旋转轴的交

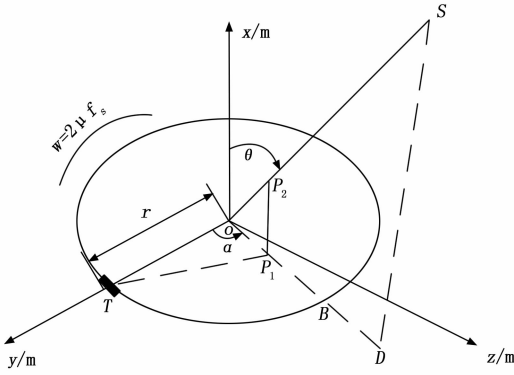


图 5 天线相位中心偏移模型

点 O 之间距离 OT 远小于 R , 所以假设 $P_2S = TS = R$ 。天线相位中心相对入射俯仰角为 θ 时偏移量 $r_o = r\sin(\theta)$, 载体转动角速率 $\omega = 2\pi f_s$ (f_s 为载体的转速), 则观测方差为:

$$R = r_1 - OP_2 = r_1 - r_o \cos(2\pi f_s + \alpha) \quad (17)$$

此时, 由相位中心变化引起的测距误差为:

$$\Delta r = r_o \cos(2\pi f_s + \alpha) \quad (18)$$

由式 (17) 和 (18) 可得, 旋转引起的卫星导航信号相位变化可表示为:

$$\varphi(t) = \frac{2\pi}{\lambda} r_o \cos(2\pi f_s + \alpha) = \frac{2\pi}{\lambda} r \cos\theta \cos(2\pi f_s + \alpha) \quad (19)$$

式中, λ 为卫星导航信号载波波长。对相位中心变化引起的测距误差 Δr 求导可以得到载体旋转在入射俯仰角 θ 不变时引起的距离变化率误差 Δv 的表达式为:

$$\Delta v = \frac{d\Delta r}{dt} = -2\pi f_s r_o \sin(2\pi f_s + \alpha) \quad (20)$$

此时, 由旋转引起的卫星导航信号多普勒频移 f_d 可表示为:

$$f_d = -\frac{f_{B3} \Delta r}{c} = \frac{f_{B3}}{c} 2\pi f_s r \cos\theta \sin(2\pi f_s + \alpha) \quad (21)$$

其中: c 为光速, f_{B3} 为 B3 载波频率。

4.2 旋转引入的天线相位缠绕量

因为卫星导航信号采用右极化方式, 所以卫星和接收机天线的朝向会影响卫星导航接收机观测到的载波相位。因此, 旋转引入的天线相位缠绕效应就是指卫星导航接收机的旋转或者卫星天线的旋转会使载波相位发生变化, 旋转引入的载波相位最大变化为一周。

定义卫星发射天线和卫星导航接收机接收天线的两个偶极矢量:

$$\begin{aligned} D &= x - (k \cdot x)k - k \times y \\ \bar{D} &= \bar{x} - (k \cdot \bar{x})k - k \times \bar{y} \end{aligned} \quad (22)$$

其中: (x, y) 是卫星发射天线的单位矢量, (\bar{x}, \bar{y}) 是卫星导航接收机天线平面的单位矢量, k 是卫星到卫星导航接收机天线的单位矢量。

由卫星发射天线和卫星导航接收机接收天线的偶极矢量可以计算出天线相位缠绕量:

$$\Delta\varphi = \text{sign}[k \cdot (\bar{D} \times D)] \cos^{-1} \frac{\bar{D} \cdot D}{|\bar{D}| |D|} \quad (23)$$

由于随着载体旋转, 卫星导航接收机天线平面相对卫星发射天线平面产生相对旋转, 使得接收信号的载波相位发生大的变化。通过求解天线平面相对卫星发射天线平面的相对旋转大小, 可以建立天线相位缠绕模型。求解天线相位缠绕的步骤如下:

1) 在地心坐标系下, 设定卫星发射天线的 x 轴指向卫星运行轨道方向, 卫星发射天线的 y 轴垂直于卫星发射天线的 x 轴。

2) 在天线坐标系下, 设定旋转载体接收天线的 x 轴指向弹轴, 接收天线的 y 轴垂直于接收天线的 x 轴。

3) 通过天线坐标系到载体坐标系的转换, 计算旋转载体接收天线的 x 轴和 y 轴在载体坐标系下的投影。

4) 通过载体坐标系到地心坐标系的转换, 计算旋转载体接收天线的 x 轴和 y 轴在地形坐标系下的投影。

5) 在地心坐标系下, 根据公式 (23) 计算天线相位缠绕大小。

5 仿真结果与分析

本章对所提出旋转角测量技术、天线分集技术以及旋转相位解调技术进行了仿真实验, 以体现旋转角测量技术、天线分集技术以及旋转相位解调技术的正确性和有效性。

仿真研究工作基于 GPS L1 信号, 信号不调制导航电文, 以恒加加速度运动, 并采用双天线接收的方式建立仿真环境, 跟踪环路采用非相干数字延迟锁相环 (DDLL, incoherent digital delay phase-locked loop) + 锁频环 (FLL, frequency lock loop) + 锁相环 (PLL, phase-locked loop) 的设计, 在第 2 000 个更新周期启动 PLL, 其他仿真参数见表 2。

表 2 仿真参数

参数	数值
GPS L1 信号载噪比	CNR = 42 dBHz
加加速度	$j = 4 \text{ g/s}$
载体直径	$d = 100 \text{ mm}$
转速	$r = 20 \text{ r/s}$
环路更新周期	$t = 2 \text{ ms}$

5.1 旋转角测量技术的有效性

旋转幅度调制信号的跟踪曲线如图 6 所示。(图中实线为归一化信号幅度, 虚线为跟踪所得信号幅度)

旋转角跟踪误差曲线如图 7 所示。

利用旋转角测量技术, 在第 2 000 个更新周期之前已实现了旋转角相位的跟踪, 旋转角跟踪误差均值 = -1.241 834°, 旋转角跟踪误差标准差 = 0.953 134°。

5.2 天线分集和旋转相位解调技术的有效性

不采取天线分集和旋转相位解调技术仿真得到载波频率跟踪误差曲线和积分清除结果, 如图 8 所示。

环路不采取天线分集和旋转相位解调技术, 在 FLL 单

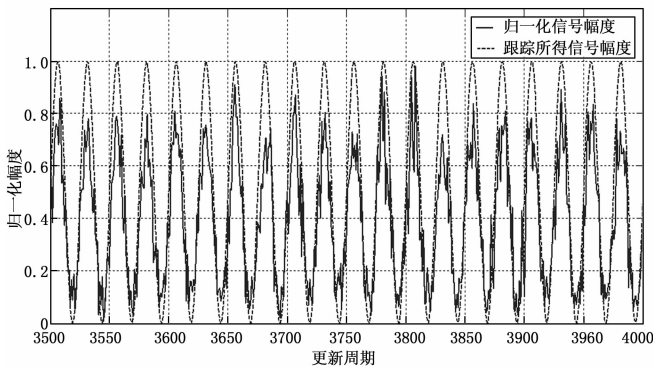


图 6 旋转幅度调制信号的跟踪曲线

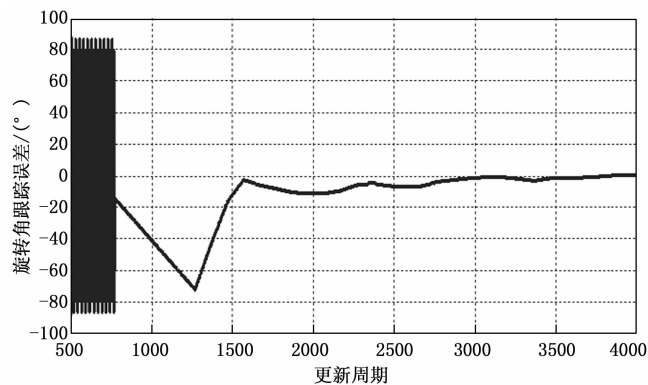


图 7 旋转角跟踪误差曲线

转速20, 载噪比42, 双天线相位差0, 相位缠绕使能0
 旋转半径100, 天线分集标志0, 锁相环使能1
 卫星3, 卫星仰角30, 卫星方位角60

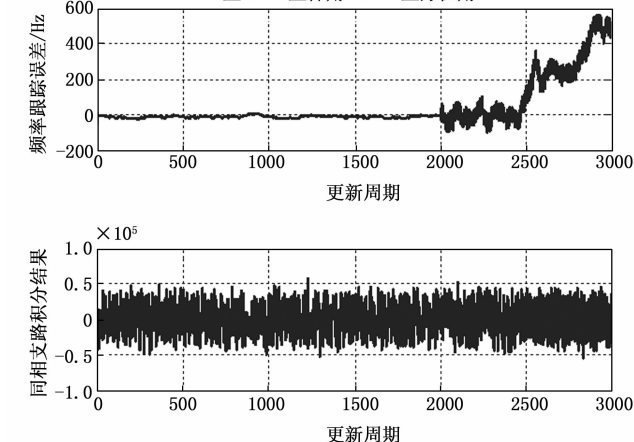


图 8 跟踪曲线 (不采取天线分集和旋转相位解调技术)

独工作期间, 可以完成载波频率跟踪。当 PLL 启动后, 载波频率跟踪扰动变大, 且扰动牵引跟踪误差至 250 Hz, 而 250 Hz 为载波频率跟踪的假锁点。在 250 Hz 停留一段时间后进一步发散至 500 Hz。这是由于旋转引入的相位变化量和旋转引入的天线相位缠绕量, 使得 PLL 工作不稳定, 载波频率跟踪在正确点和假锁点间游走。PLL 无法锁定, 因此无法从同相相关支路提取正确的电文。

采取天线分集和旋转相位解调技术仿真得到载波频率跟踪误差曲线和积分清除结果, 如图 9 所示。

转速20, 载噪比42, 双天线相位差0, 相位缠绕使能0
 旋转半径100, 天线分集标志1, 锁相环使能1
 卫星5, 卫星仰角60, 卫星方位角120

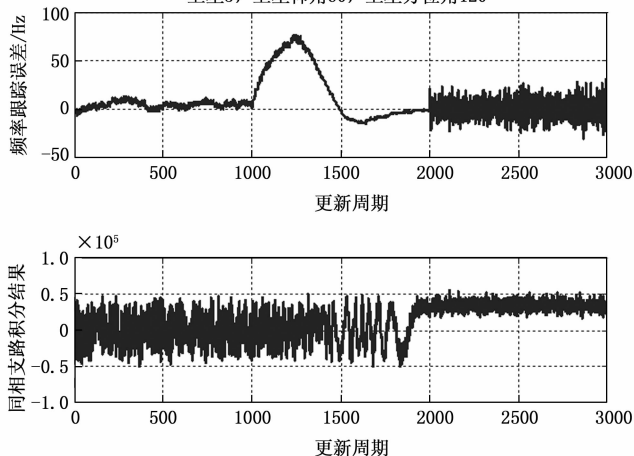


图 9 跟踪曲线 (采取天线分集和旋转相位解调技术)

环路采取天线分集和旋转相位解调技术, 在 FLL 单独工作期间, 可以完成载波频率跟踪, 但不具备相位锁定的条件。由图 7 可得利用旋转角测量技术, 在第 2 000 个更新周期之前已实现了旋转角相位的跟踪。因此, 在第 2 000 个更新周期启动旋转相位解调, 补偿旋转引入的相位变化量。同时, 利用载体粗略位置、载体粗略速度、载体旋转角和卫星信号来向等信息, 补偿旋转引入的天线相位缠绕量。由于对旋转效应进行了补偿, PLL 可以实现锁定。

6 结束语

首先, 设计了基于传统锁相跟踪环路的旋转解调环路系统架构。其次, 提出一种旋转角测量的改进算法, 通过锁相跟踪信号幅度的变化, 可以实现对载体旋转角度的测量。然后, 通过获取载体位置、载体速度、载体旋转角和卫星信号来向等信息, 根据载波相位变化模型和天线相位缠绕模型, 对积分清除结果进行旋转相位调制补偿, 消除了旋转引入的相位变化影响。最后, 通过仿真证明, 在旋转条件下传统卫星导航接收机无法正常工作, 采用旋转角测量、天线分集和旋转相位解调技术, 可以改善旋转环境下卫星导航接收机的性能。

参考文献:

[1] 曹冲. 卫星导航系统及产业现状和发展前景研究 [J]. 全球定位系统, 2009, 34 (4): 1-6.
 [2] 卢璠, 张弓, 陈谷仓, 等. 卫星导航系统发展现状及前景展望 [J]. 航天器工程, 2020, 29 (4): 1-10.
 [3] 曾庆化, 刘建业, 彭文明, 等. 我国卫星导航系统相关技术发展分析 [J]. 航天控制, 2006 (4): 91-96.
 [4] 赵小龙. 高速旋转载体 BD2-B3 信号的仿真器设计和 GPU 实现 [D]. 天津: 中国民航大学, 2016.

(下转第 76 页)